

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



ANDRÉ GUSTAVO HENRIQUES ACCIOLY



TÉCNICAS DE MODULAÇÃO POR
LARGURA DE PULSO PARA
CONVERSORES MATRICIAIS

VIRTUS IMPAVIDA

RECIFE, ABRIL DE 2006.

ANDRÉ GUSTAVO HENRIQUES ACCIOLY

TÉCNICAS DE MODULAÇÃO POR
LARGURA DE PULSO PARA
CONVERSORES MATRICIAIS

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: PROF. FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DOUTOR

Recife, Abril de 2006.

Accioly, André Gustavo Henriques
Técnicas de modulação por largura de pulso para
conversores matriciais / André Gustavo Henriques
Accioly. – Recife : O Autor, 2006.
220 folhas : il., fig., tab.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal
de Pernambuco. CTG. Engenharia Elétrica, 2006.

Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica – Eletrônica de potência. 2.
Conversores diretos de frequência – Conversores
matriciais – Elementos construtivos – Representação
matemática. 3. Técnicas de modulação por largura de
pulso – Conversores convencionais e com quatro
braços – Novas estratégias. I. Título.

621.38
621.38

CDU (2.ed.)
CDD (22.ed.)

UFPE
BC2006-390



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
TESE DE MESTRADO ACADÊMICO DE


ANDRÉ GUSTAVO HENRIQUES ACCIOLY


TÍTULO

**“TÉCNICAS DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSOS
PARA CONVERSORES MATRICIAIS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEESP/UFPE, MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEESP/UFPE, ZANONI DUEIRE LINS, DEESP/UFPE e RICARDO LÚCIO DE ARAÚJO RIBEIRO, DEE/UFRN, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **ANDRÉ GUSTAVO HENRIQUES ACCIOLY APROVADO.**


Recife, 17 de abril de 2006.


JOAQUIM FERREIRA MARTINS FILHO
Coordenador do PPGE


FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Orientador e Membro Titular Interno


RICARDO LÚCIO DE ARAÚJO RIBEIRO
Membro Titular Externo


MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Membro Titular Interno


ZANONI DUEIRE LINS
Membro Titular Externo

Dedico este trabalho
aos meus tão queridos
Oô e Oó.

AGRADECIMENTOS

Meu primeiro agradecimento não poderia ser diferente. Agradeço aos meus tão queridos e saudosos avós: Oô e Oó. Agradeço-lhes pelo afeto oferecido, pelas horas de prazer e de dedicação que vocês me deram sem hesitar. Obrigado, Oô, por passar tardes a fio me “tomando a tabuada”, por me ensinar a ser uma pessoa honesta e com princípios. Oó, eu a agradeço pela paciência que sempre teve comigo, pelas histórias contadas, pelo seu colo. É triste, mas o destino nos separou tão cedo. Gostaria de lhes agradecer pessoalmente e de lhes pedir perdão pelas faltas por mim cometidas...

Agradeço as minhas três mães: a que me “botou” no mundo (mainha), a Didi e a Ção. Vocês três me mostram todos os dias a importância de uma família unida. Mainha, obrigado por existir e por ser minha mãe, mil vezes pudesse escolher, mil vezes faria a mesma escolha: teu ventre. Obrigado também por ter duas irmãs tão maravilhosas e dedicadas. Didi, quantas saudades eu tive de você quando estive longe, nossas discussões, tuas opiniões. Ção, não nego que adoro quando dizem que sou teu filho, muito você faz por mim: seu eterno incentivo, sua eterna calma. Que bom ter, não apenas uma, mas sim, três mães que me dão tanto e tanto orgulho. Muito obrigado por sempre me acolherem.

Obrigado, Mano, Fábria e Isa, por serem meus irmãos. Mano, você me deu uma princesa que eu tanto amo. Fábria, obrigado pela proteção que você tem sempre comigo. Isa, Clarinha é apenas mais uma admiração que tenho por você. Gostaria que vocês soubessem que, mesmo não demonstrando, eu os amo profundamente.

Agradeço ao senhor, Chico, não apenas por ser meu orientador, mas sobretudo por ser quem o senhor é. Nunca esquecerei tudo que o senhor faz por mim. Obrigado por me fazer acreditar que eu estava e estou traçando o caminho certo. Sempre serei grato ao acaso por ter posto o senhor na minha vida justamente em um momento onde pensei em tomar outra direção. Graças a ele, o acaso, pude ver que este curso é maravilhoso, isso pois ele me apresentou o senhor. Obrigado, Chico, e me desculpe tê-lo abandonado uma vez. Obrigado por ter me orientado, não apenas neste mestrado, mas na vida.

Gostaria de agradecer a Priscila, minha mais antiga e eterna amiga. Obrigado por estes 27 anos de convivência. Obrigado também pelas horas e mais horas de paciência

me ouvindo e me ajudando, pela tua companhia. Obrigado por fazer com que eu saiba qual é realmente o significado da palavra amizade. Espero sempre, não só aqui, mas em todos os lugares, poder ser abraçado por esta tua paz. Obrigado.

Estando tão longe mas sempre presente, gostaria de agradecer a Fabien: “*Merci Infinement*”. Gostaria que estivéssemos mais pertos um do outro para que pudéssemos passar horas e mais horas conversando e andando, “*partout*”. Obrigado pelo apoio, Fabien.

Gostaria de agradecer a: Fabrício, Gustavo, Josué, Kleber, Léo, Marcelo, Silvio, Samuel e Vitor, ou seja, gostaria de agradecer aos que fazem de um grupo de pesquisa (GEPAE - Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos) uma eterna festa. Marcelo, graças a sua disciplina pude descobrir os conversores matriciais, obrigado, então, por ter passado “aquele” trabalho. Fabrício e Vitor, foi uma sorte e tanta poder trocar idéias com vocês. Obrigado por todos os momentos de estudo e de diversão que passamos juntos. Kleber, Josué e Gustavo, valeu por tudo, principalmente pelas horas de descontração que vocês me proporcionaram. Samuel, nosso “master”, obrigado pela paciência e pelos momentos de lazer e de estudo. Silvio, obrigado pelo teu alto-astral e pela paciência de assistir infinitas vezes meu treinamento para defender esse trabalho. Léo, meu parceiro talibã, valeu por dividir o estresse do final do mestrado, felizmente tinha você comigo. Obrigado, muito obrigado mesmo a todos vocês do GEPAE. Que grupo maravilhoso formamos...

Agradeço ao Professor Ênio R. Ribeiro pela disponibilização de alguns artigos e de sua dissertação de mestrado que foram imprescindíveis à minha compreensão e ao desenvolvimento deste meu trabalho.

Finalmente, gostaria de agradecer ao professor Afonso, não apenas pela carta de recomendação para seguir este mestrado e pela disponibilidade de material para a conclusão de minha dissertação. Gostaria de lhe agradecer, sobretudo, pelo exemplo a ser seguido de competência, trabalho e dignidade.

ANDRÉ GUSTAVO HENRIQUES ACCIOLY

Universidade Federal de Pernambuco

17 de Abril de 2006

*“Quando uma pessoa pára de
perguntar, ela pára de aprender,
pára de crescer”.*

Augusto Cury

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

TÉCNICAS DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO PARA CONVERSORES MATRICIAIS

André Gustavo Henriques Accioly

Abril/2006

Orientador: Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves, Doutor

Área de Concentração: Processamento de Energia

Palavras-chaves: Conversão Direta de Frequência, Conversores Matriciais, Conversores Matriciais com Quatro Braços, Modulação por Largura de Pulso

Número de páginas: 220

Conversores de frequência são dispositivos capazes de transformar um conjunto de m tensões de entrada, com frequência elétrica e amplitudes conhecidas, em um outro conjunto com n tensões de saída as quais possuem frequência e amplitude definidas pelo usuário. Existem duas formas de proceder para esta conversão: uma indireta, conhecida por conversão CA/CC/CA, onde a tensão alternada é retificada para, posteriormente, ser invertida nas tensões desejadas. A outra forma de conversão é conhecida como conversão direta de frequência, ou conversão CA/CA, ou ainda conversão matricial. Um dos objetivos desta dissertação é o de apresentar as principais características dos conversores matriciais. Realiza-se uma análise dos componentes destes conversores, tais como chaves bidirecionais (onde são apresentadas diferentes configurações para se obter estas chaves usando dispositivos semicondutores, bem como o processo de comutação de uma fase de entrada para uma outra no mesmo terminal de saída), filtros usados nos terminais de entrada do conversor, circuitos empregados na proteção contra sobretensões. Além disso, é feita uma análise matemática destes tipos de conversores, com a intenção de servir de base para as diferentes técnicas de controle usadas no texto. São ainda apresentadas três novas estratégias de controle escalar, desenvolvidas ao longo deste trabalho de mestrado, as quais são comparadas, por meio de simulações, com as técnicas de controle mais conhecidas.

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

PULSE WIDTH MODULATION TECHNIQUES FOR MATRIX CONVERTERS

André Gustavo Henriques Accioly

April/2006

Supervisor: Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves, Doutor

Area of Concentration: Energy Processing

Keywords: AC/AC Power Conversion, Four-Leg Matrix Converters, Matrix Converters, Pulse Width Modulation Techniques

Number of pages: 220

Frequency converters are devices able to transform a set of m input voltages, where the frequency and the amplitude are known, into a set composed by n output voltages in which the frequency and the amplitude are defined by the user. There are two ways to accomplish with this conversion: indirect conversion, known as AC/DC/AC conversion, where alternating current is first rectified and then converted to the desired voltages; and direct frequency conversion, or AC/AC conversion, or matrix conversion. One objective of this master thesis is to present the main characteristics of the matrix converters. An analysis of its components, such as bidirectional switches (different configurations to obtain these bidirectional switches and commutation process), input filters, circuits employed for overvoltage protection is presented. Besides, a mathematical analysis of the matrix converters is done, establishing to the basis for the different control techniques used here. In addition, three different new scalar control strategies for producing the output voltages and input currents are presented. These new techniques described in the text and compared, through simulation results, with the most popular control techniques.

CONTEÚDO

NOMENCLATURA	17
LISTA DE FIGURAS	25
LISTA DE TABELAS	31
1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS SOBRE CONVERSORES DIRETOS DE FRE- QUÊNCIA	33
1.1 Introdução	33
1.2 Conversores Diretos de Frequência: Breve Histórico	37
1.3 Elementos Construtivos dos Conversores Diretos de Frequência	39
1.3.1 As Chaves Bidirecionais	40
1.3.2 O Filtro de Entrada	53
1.3.3 Circuitos de Proteção	59
1.4 <i>Ride-Through Capability</i>	70
1.5 Organização Textual	75
2 REPRESENTAÇÃO MATEMÁTICA DOS CONVERSORES MATRICIAIS	77
2.1 Introdução	77
2.2 Descrição Matemática de Conversores Matriciais com m -Entradas e n -Saídas	78
2.3 Descrição Matemática de Conversores Matriciais com Três En- tradas e Três Saídas (Sistemas $3\Phi \times 3\Phi$)	87
2.4 Limitação na Amplitude das Tensões de Saída	91
3 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO PARA AS NOVE CHAVES BIDIRECIONAIS	99
3.1 Introdução	99
3.2 Estratégias de Controle Escalar	100
3.2.1 <i>M. Venturini e A. Alesina - 1980</i>	100
3.2.2 <i>J. Rodríguez - 1983</i>	117
3.2.3 <i>G. Roy e G.-E. April - 1989</i>	122
3.2.4 Técnica de Controle Escalar 1	133

3.2.5	Técnica de Controle Escalar 2	143
3.3	Estratégia de Controle Vetorial	150
3.3.1	<i>L. Huber e D. Borojević - 1995</i>	153
3.4	Comentários Gerais	169
4	UMA NOVA ESTRATÉGIA DE CONTROLE ESCALAR PARA CONVER-	
	SORES MATRICIAIS COM QUATRO BRAÇOS	173
4.1	Introdução	173
4.2	Descrição Matemática de Conversores Matriciais com Quatro	
	Braços para Sistemas com Três-Entradas e Três-Saídas	176
4.3	Síntese das Tensões de Saída: Técnica de Controle Escalar	
	Proposta	179
4.3.1	Algoritmo Estruturado da Técnica de Controle Escalar Proposta	183
4.3.2	Limite Intrínseco da Amplitude das Tensões de Saída	183
4.3.3	Fator de Deslocamento nos Terminais de Entrada do Conversor	
	Matricial	184
4.4	Resultados de Simulação	189
4.4.1	Resultados de simulação: Caso 1	192
4.4.2	Resultados de simulação: Caso 2	194
4.4.3	Resultados de simulação: Caso 3	196
4.5	Comentários Gerais	197
5	CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS	199
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	209

NOMENCLATURA

α	Posição instantânea entre os vetores \mathbf{V}_j e \mathbf{V}_A ou \mathbf{V}_a e \mathbf{V}_A operando em modo simétrico
α'	Posição instantânea entre os vetores \mathbf{V}_j e \mathbf{V}_A ou \mathbf{V}_a e \mathbf{V}_A operando em modo anti-simétrico
β	Defasagem entre o fasor composto pela tensão de entrada de linha $v_{neg} - v_{pos}$ e a tensão de entrada v_A
Δt_{Kj}	Intervalo de tempo em que a chave bidirecional S_{Kj} permanece fechada
Δt_{maior}	Intervalo de tempo em que a tensão de entrada superior à tensão desejada nos terminais de saída do conversor matricial permanece conectada a este terminal para a técnica de controle escalar 2
Δt_{menor}	Intervalo de tempo em que a tensão de entrada inferior à tensão desejada nos terminais de saída do conversor matricial permanece conectada a este terminal para a técnica de controle escalar 2
Δt_{neg}	Intervalo de tempo em que a tensão de entrada mais negativa permanece conectada a um terminal de saída do conversor matricial
Δt_{pos}	Intervalo de tempo em que a tensão de entrada mais positiva permanece conectada a um terminal de saída do conversor matricial
Δt_{sinalj}	Intervalo de tempo em que a diferença de potencial sobre o terminal de saída j do conversor matricial é diferente de zero (técnica de controle escalar proposta para conversores matriciais com quatro braços)
ΔV	Máxima queda de tensão admissível na carga do conversor
γ	Ângulo entre o vetor espacial desejado nos terminais de saída do conversor matricial e um vetor ativo do <i>Grupo II</i> adjacente a este vetor de saída
γ_c	Ângulo entre o vetor espacial formado pelas correntes desejadas nos terminais de entrada do conversor matricial e um vetor ativo adjacente a este vetor
γ_v	Ângulo entre o vetor espacial formado pelas tensões desejadas nos terminais de saída do conversor matricial e um vetor ativo adjacente a este vetor

$\mathbf{1}$	Vetor composto apenas de elementos unitários
\mathbf{e}_s	Vetor do conjunto das forças contra eletromotrizes de carga
\mathbf{i}_e	Vetor do conjunto das correntes de entrada
\mathbf{i}_s	Vetor do conjunto das correntes de saída
\mathbf{I}_{neg}	Representação fasorial da corrente que circula na fase de entrada mais negativa
\mathbf{I}_{pos}	Representação fasorial da corrente que circula na fase de entrada mais positiva
\mathbf{M}	Matriz de transferência das razão cíclicas de baixa frequência
\mathbf{S}	Matrix de chaveamento
\mathbf{V}_j	Vetor da tensão de referência desejado no terminal de saída j do conversor matricial
\mathbf{V}_K	Vetor da tensão da fase de entrada K
\mathbf{v}_e	Vetor do conjunto das tensões de entrada
\mathbf{v}_s	Vetor do conjunto das tensões de saída
\mathbf{v}_{sn}	Vetor do conjunto das tensões de saída referidas ao ponto neutro da carga
ω_e	Frequência angular do sistema que alimenta o conversor matricial
ω_o	Frequência angular de corte adotada no filtro de entrada
ω_s	Frequência angular do sistema que é alimentado pelo conversor matricial
$\bar{\mathbf{i}}_e$	Vetor composto pelos valores médios das correntes de entrada
$\bar{\mathbf{v}}_s$	Vetor composto pelos valores médios das tensões de saída
\bar{i}_K	Valor médio da corrente do terminal de entrada K
\bar{i}_X	Valor médio da corrente do terminal de entrada X
\bar{i}_{neg}	Valor médio da corrente que circula na fase de entrada mais negativa
\bar{i}_{pos}	Valor médio da corrente que circula na fase de entrada mais positiva
\bar{v}_j	Valor médio da tensão do terminal de saída j
\vec{i}_e	Vetor espacial das correntes que circulam nos terminais de entrada do conversor matricial
\vec{i}_s	Vetor espacial das correntes que circulam nos terminais de saída do conversor matricial

\vec{v}_e	Vetor espacial das tensões de linha dos terminais de entrada do conversor matricial
\vec{v}_s	Vetor espacial das tensões de linha dos terminais de saída do conversor matricial
Ψ_r	Fluxo inicial do rotor de um motor de indução
σ_E	Posição no plano complexo do vetor espacial \vec{v}_e
σ_e	Posição no plano complexo do vetor espacial \vec{i}_e
σ_S	Posição no plano complexo do vetor espacial \vec{v}_s
σ_s	Posição no plano complexo do vetor espacial \vec{i}_s
θ	Defasagem entre o fasor composto pela tensão de entrada de linha $v_{pos} - v_{neg}$ e a tensão de entrada v_A
θ_{carga}	Ângulo do fator de deslocamento da carga conectada aos terminais de saída do conversor matricial
θ_{ent}	Defasamento angular entre as componentes fundamentais de uma corrente de linha e de uma tensão de fase
φ_e	Ângulo de fase das tensões de entrada
φ_s	Ângulo de fase das tensões de saída
C_{clamp}	Capacitância do circuito <i>clamp</i> a diodos
C_{ent}	Capacitância do filtro de entrada
DHT	Distorção harmônica total
DHT_{pond}	Distorção harmônica total ponderada
e_j	Força contra eletromotriz do terminal de saída j
f_e	Frequência elétrica das tensões de entrada
f_r	Frequência de rotação do rotor de um motor de indução
f_s	Frequência elétrica das tensões de saída
$f_x(t)$	Tensão homopolar adicionada às tensões de referência desejadas nos terminais de saída do conversor matricial
f_{tri}	Frequência da onda triangular
$H_{ef}(i)$	Valor eficaz da componente harmônica de ordem i (se $i = 1$, tem-se a componente fundamental)
i_j	Corrente do terminal de saída j

$i_j(t)$	Corrente do instantânea terminal de saída j
i_K	Corrente do terminal de entrada K
$i_K(t)$	Corrente instantânea do terminal de entrada K
i_m	Corrente de magnetização de um motor de indução
I_p	Corrente que circula no barramento de corrente contínua proposto por <i>L. Huber</i> e por <i>D. Borojević</i>
I_s	Amplitude das correntes de saída
i_s	Corrente de saída do conversor matricial
i_X	Corrente do terminal de entrada X
i_{Afilt}	Corrente que circula na fase de entrada a filtrada
I_{ent}	Valor eficaz das correntes de entrada
i_{est}	Corrente de estator de um motor de indução
I_{max}	Valor limite da corrente que deve circular no conversor matricial
i_{neg}	Corrente que circula na fase de entrada mais negativa
I_{nom}	Corrente nominal do motor de indução
i_{pos}	Corrente que circula na fase de entrada mais positiva
i_{rot}	Corrente de rotor de um motor de indução
L_m	Indutância mútua entre estator e rotor de um motor de indução
L_{carga}	Indutância da carga
L_{ent}	Indutância do filtro de entrada
l_{ent}	Indutância do filtro de entrada em p.u.
L_{est}	Indutância do estator de um motor de indução
L_{rot}	Indutância do rotor de um motor de indução
$m'_{Kj}(t)$	Razão cíclica para a técnica proposta por <i>M. Venturini</i> quando o conversor matricial opera em modo anti-simétrico
$m_{Kj}(t)$	Razão cíclica da chave bidirecional S_{Kj}
$m_{Kj}^{GERAL}(t)$	Solução geral para a estratégia de controle proposta por <i>M. Venturini</i> e por <i>A. Alesina</i>
p_o	Potência instantânea total envolvida no sistema de conversão

P_{chav}	Perda associada ao chaveamento de uma chave bidirecional
P_{cond}	Perda associada à condução de uma chave bidirecional
P_{total}	Perda total associada às chaves bidirecionais
q	Razão entre a amplitude das tensões de saída e a amplitude das tensões de entrada
Q_L	Energia total armazenada nas indutâncias da carga
Q_{motor}	Energia total armazenada nos enrolamentos de um motor
R_v	Resistência do varistor empregado para evitar sobretensões sobre as chaves bidirecionais
R_{carga}	Resistência da carga
S_{Kj}	Chave bidirecional conectando o terminal de entrada K ao terminal de saída j
$S_{Kj}(t)$	Função de chaveamento da chave bidirecional S_{Kj}
$senal(v_j)$	Sinal da tensão v_j
T_e	Período elétrico das tensões de entrada
t_m	Tempo morto
T_s	Período elétrico das tensões de saída
T_{chav}	Período total de chaveamento das chaves bidirecionais
T_{est}	Constante de tempo da corrente de estator de um motor de indução
$TEI(t)$	Limite inferior da tensão de saída que pode ser produzida
$tempo$	Tempo transcorrido desde o início do período de chaveamento até o término do período de chaveamento
$TES(t)$	Limite superior da tensão de saída que pode ser produzida
$TSI(t)$	Limite superior que as tensões de saída podem atingir
$TSS(t)$	Limite inferior que as tensões de saída podem atingir
V_E	Amplitude das tensões de linha dos terminais de entrada do conversor matricial
V_e	Amplitude das tensões de entrada
V_i	Vetores ativos ($i = 1, \dots, 6$) e nulos ($i = 0$ ou 7) para a técnica de vetorial proposta por <i>L. Huber</i> e por <i>D. Borojević</i>

v_j	Tensão do terminal de saída j
$v_j(t)$	Tensão instantânea do terminal de saída j
v_K	Tensão do terminal de entrada K
$v_K(t)$	Tensão instantânea do terminal de entrada K
v_K'	Tensão fictícia da fase de entrada K defasada de ângulo de θ_{ent} da tensão verdadeira ($v_K(t)$)
V_S	Amplitude das tensões de linha dos terminais de saída do conversor matricial
V_s	Amplitude das tensões de saída
$v_{\{r,s,t\}}$	Tensões desejadas nos terminais de saída do conversor matricial
V_{CC}	Tensão do barramento de corrente contínua para conversores indiretos de frequência
V_{ent}	Valor eficaz das tensões de entrada
v_{int}	Tensão de entrada intermediária
v_{JK}	Tensão de linha de entrada entre os terminais J e K do conversor matricial
v_{jk}	Tensão de linha de saída entre os terminais j e k do conversor matricial
v_{jN}	Tensão do terminal de saída j referida ao ponto neutro do sistema elétrico que alimenta o conversor matricial ($v_{jN} = v_j$)
v_{jn}	Tensão do terminal de saída j referida ao ponto neutro da carga
v_{Kj}	Diferença de potencial entre o terminal de entrada K e o terminal de saída j
v_{maior}	Tensão de entrada superior à tensão desejada nos terminais de saída do conversor matricial para a técnica de controle escalar 2
V_{max}	Valor máximo da sobretensão admissível sobre as chaves bidirecionais
v_{menor}	Tensão de entrada inferior à tensão desejada nos terminais de saída do conversor matricial para a técnica de controle escalar 2
v_{neg}	Tensão de entrada mais negativa
v_{Nn}	Diferença de potencial entre o ponto neutro do sistema elétrico que alimenta o conversor matricial e o ponto neutro da carga
v_{nt}	Tensão no ponto neutro da carga
$v_{nt}(t)$	Tensão instantânea do ponto neutro da carga

V_{pn}	Tensão do barramento de corrente contínua proposto por <i>L. Huber</i> e por <i>D. Borojević</i>
v_{pos}	Tensão de entrada mais positiva
v_{sinalj}	Função definida por: $v_{sinalj}(t) = sinal(v_j)(v_{pos}(t) - v_{neg}(t))$
V_{smax}	Máximo valor que a amplitude das tensões de saída podem atingir
v_{termj}	Tensão presente no terminal de saída j
$v_{termj}(t)$	Tensão instantânea presente no terminal de saída j
v_{term}	Tensão aplicada ao terminal de saída do conversor matricial
V_{tri}	Amplitude da onda triangular
v_{tri}	Tensão da onda triangular
Z_{carga}	Impedância da carga conectada aos terminais de saída do conversor matricial

LISTA DE FIGURAS

1.1	Configuração geral de um conversor de frequência para m entradas e n saídas.	34
1.2	Conversor indireto de frequência.	34
1.3	Conversor direto de frequência alimentado por um sistema trifásico e sintetizando um conjunto de tensões trifásicas.	36
1.4	Configuração de um conversor matricial com m -entradas e n -saídas	38
1.5	Principais componentes dos conversores diretos de frequência.	40
1.6	Chave bidirecional produzida a partir de uma ponte de diodos.	41
1.7	Chaves bidirecionais: (a) coletores comuns; (b) emissores comuns.	41
1.8	Circuito interno do <i>EconoMAC</i>	44
1.9	Fotografia do módulo do conversor matricial produzido pela <i>Eupec</i>	44
1.10	Comutação do terminal de saída da fase de entrada A para a fase de entrada B	45
1.11	Processo de comutação do terminal de saída s da fase de entrada A para a fase de entrada B	47
1.12	Primeiro passo na comutação de corrente: retirada do <i>IGBT</i> que não conduz a corrente da fase que está conectada ao terminal de saída (<i>IGBT</i> S_{A2}).	48
1.13	Segundo passo na comutação de corrente: inclusão do <i>IGBT</i> da fase a ser conectada que permite a condução de corrente no mesmo sentido da corrente do terminal de saída (<i>IGBT</i> S_{B1}).	49
1.14	Terceiro passo na comutação de corrente: passagem da fase A para a fase B . Retirada completa da chave S_A , seja pelo desligamento forçado do <i>IGBT</i> S_{A1} , ou pelo desligamento natural do <i>IGBT</i> S_{A1} (tensão da fase B maior que a tensão da fase A).	49
1.15	Quarto passo na comutação de corrente: inclusão do <i>IGBT</i> S_{B2} ; processo de comutação completado.	49
1.16	Diagrama de tempo para comutação baseada na direção da corrente, para $i_s > 0$	50
1.17	Representação dos estados dos <i>IGBT</i> das duas chaves bidirecionais para comutação baseada na direção da corrente.	50
1.18	Diagrama de tempo para comutação baseada nas amplitudes relativas das tensões de entrada.	51

1.19	Representação dos estados dos <i>IGBT</i> das duas chaves bidirecionais para comutação nas amplitudes relativas das tensões de entrada.	52
1.20	Representação do filtro de entrada de um conversor matricial com resistores de amortecimento: resistores em série com os indutores do filtro.	55
1.21	Representação do filtro de entrada de um conversor matricial com resistores de amortecimento: resistores em paralelo com os indutores do filtro.	56
1.22	Filtro de entrada <i>LC</i> com multi-estágios	56
1.23	Filtro <i>LC</i> de entrada com desvio harmônico	56
1.24	Princípio de funcionamento do método de eliminação de componentes harmônicas indesejadas usando transformadores com os terminais secundários conectados em delta.	58
1.25	Princípio de funcionamento do método de eliminação de componentes harmônicas indesejadas usando transformadores com os terminais secundários conectados em delta.	60
1.26	Conversor Matricial com circuito <i>clamp</i> a diodos.	61
1.27	Detalhe dos componentes de um circuito <i>clamp</i> a diodos.	62
1.28	Modelo equivalente do circuito <i>clamp</i> e do motor de indução quando da transferência da energia armazenada nas indutâncias do motor para o capacitor C_{clamp} durante uma situação de falta.	64
1.29	Nova configuração do circuito <i>clamp</i> com o número de diodos extras reduzido a seis e usando diodos das chaves bidirecionais do conversor	66
1.30	Conversor matricial com varistores de proteção.	68
1.31	Circuito equivalente do motor de indução e do varistor conectado aos terminais de saída do conversor quando do descarregamento da energia armazenada nas indutâncias do motor em R_v	69
1.32	Circuito usado no disparo dos <i>IGBT</i> para evitar sobretensões.	70
1.33	Maneiras de desacoplar os terminais de entrada do conversor matricial dos terminais de saída: (a) aplicação de vetor nulo; (b) desconectando todas as chaves bidirecionais do conversor matricial.	72
1.34	Conversor matricial com módulo <i>Ride-Through</i>	74
2.1	Representação geral de um conversor matricial com m -entradas e n -saídas.	79
2.2	Exemplo de um padrão de chaveamento para conversores matriciais.	85
2.3	Representação geral de um conversor matricial com três-entradas e três-saídas.	87
2.4	Conversor matricial alimentando uma carga trifásica tipo ($RL - e$).	90
2.5	Envoltória das tensões de entrada do conversor matricial e tensões desejadas na saída.	91
2.6	Limite intrínseco da amplitude das tensões de saída.	93

2.7	Máxima amplitude das tensões que pode ser obtida nos terminais de saída dos conversores matriciais com a inclusão de termos de modo comum nas tensões de referência de saída.	97
3.1	Representação vetorial das tensões de entrada e da tensão desejada nos terminais de saída do conversor matricial.	101
3.2	Decomposição vetorial das tensões de entrada e da tensão desejada nos terminais de saída do conversor matricial.	102
3.3	Representação vetorial das tensões de entrada e das tensões desejadas nos terminais de saída do conversor matricial operando em modo simétrico.	104
3.4	Representação vetorial das tensões de entrada e das tensões desejadas nos terminais de saída do conversor matricial operando em modo anti-simétrico.	105
3.5	Esquema elétrico mostrando a carga <i>RL</i> conectada aos terminais de saída conversor matricial.	109
3.6	Técnica de <i>M. Venturini</i> e <i>A. Alesina</i> : conversor matricial operando em modo simétrico para uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30°.	111
3.7	Técnica de <i>M. Venturini</i> e <i>A. Alesina</i> : conversor matricial operando em modo anti-simétrico para uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30°.	112
3.8	Técnica de <i>M. Venturini</i> e <i>A. Alesina</i> : conversor matricial operando com ângulo de fator de deslocamento nulo na entrada para uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30°.	113
3.9	Técnica de <i>M. Venturini</i> e <i>A. Alesina</i> : conversor matricial operando em modo simétrico para uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 60°.	114
3.10	Técnica de <i>M. Venturini</i> e <i>A. Alesina</i> : conversor matricial operando em modo anti-simétrico para uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 60°.	115
3.11	Técnica de <i>M. Venturini</i> e <i>A. Alesina</i> : conversor matricial operando com ângulo de fator de deslocamento nulo na entrada para uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 60°.	116
3.12	Conversores indiretos de frequência.	118
3.13	Barramento de corrente contínua fictício proposto por <i>J. Rodríguez</i> . . .	118
3.14	Técnica de <i>J. Rodríguez</i> : carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.	120
3.15	Técnica de <i>J. Rodríguez</i> : carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.	121

3.16	Técnica de <i>G. Roy</i> e <i>G.-E. April</i> : carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.	127
3.17	Técnica de <i>G. Roy</i> e <i>G.-E. April</i> : carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.	128
3.18	Técnica de <i>G. Roy</i> e <i>G.-E. April</i> : conversor matricial injetando potência reativa indutiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 15°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.	130
3.19	Técnica de <i>G. Roy</i> e <i>G.-E. April</i> : conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 15°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.	131
3.20	Técnica de <i>G. Roy</i> e <i>G.-E. April</i> : conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 60°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.	132
3.21	Envoltórias de cada corrente de entrada com suas respectivas tensões (em p.u.).	138
3.22	Técnica de Controle Escalar 1: carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.	139
3.23	Técnica de Controle Escalar 1: carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.	140
3.24	Técnica de Controle Escalar 1: conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 15°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.	141
3.25	Técnica de Controle Escalar 1: conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 60°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.	142
3.26	Tensões de entrada usadas para sintetizar uma tensão de saída de referência (tracejada) usando a Técnica Escalar 2.	144

3.27	Técnica de Controle Escalar 2: carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.	146
3.28	Técnica de Controle Escalar 2: carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.	147
3.29	Espectro harmônico das tensões de fase dos terminais de saída do conversor matricial para as diferentes técnicas de controle escalar apresentadas.	149
3.30	Vetores correspondentes as combinações permitidas de chaveamento do <i>Grupo II</i> : (a) Vetores sintetizadores das tensões de saída; (b) Vetores sintetizadores das correntes de entrada.	153
3.31	Exemplo de sintetização de um vetor de tensão de saída.	154
3.32	Conversores indiretos de frequência.	155
3.33	Síntese das tensões de saída através da técnica de controle vetorial proposta por <i>L. Huber</i> e por <i>D. Borojević</i> : (a) hexágono dos vetores ativos e nulos empregados no processo inversor; (b) adição vetorial usada na síntese do vetor tensão desejado na saída do conversor.	156
3.34	Tensões de linha dos terminais de saída do conversor com os setores apresentados na Fig. 3.33(a).	157
3.35	Síntese das correntes de entrada através da técnica de controle vetorial proposta por <i>L. Huber</i> e por <i>D. Borojević</i> : (a) hexágono dos vetores ativos e nulos empregados no processo retificador; (b) adição vetorial usada na síntese do vetor corrente desejado na entrada do conversor. . .	159
3.36	Técnica de <i>L. Huber</i> e <i>D. Borojević</i> : carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.	164
3.37	Técnica de <i>L. Huber</i> e <i>D. Borojević</i> : carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.	165
3.38	Técnica de <i>L. Huber</i> e <i>D. Borojević</i> : conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 15°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.	167
3.39	Técnica de <i>L. Huber</i> e <i>D. Borojević</i> : conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 60°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.	168

4.1	Circuito simplificado de um conversor matricial com três-entradas e três-saídas.	174
4.3	Conversor matricial com três-entradas e três-saídas para uma configuração a 18 chaves unidirecionais.	174
4.2	Conversor matricial com três-entradas e três-saídas para uma configuração a 18 chaves bidirecionais.	175
4.4	Conversor matricial com três-entradas e três-saídas para uma configuração com quatro braços.	175
4.5	Formas de onda das tensões obtidas através da estratégia de controle escalar proposta para conversores matriciais com quatro braços presentes no terminal de saída j e no ponto neutro da carga.	180
4.6	Forma de onda da tensão sobre a carga da fase j obtida através da estratégia de controle escalar proposta para conversores matriciais com quatro braços.	181
4.7	Padrão de chaveamento da diferença de potencial sobre a fase de saída a	185
4.8	Padrão de chaveamento das tensões de linha.	185
4.9	Envoltórias de cada corrente de entrada com suas respectivas tensões (em p.u.)	188
4.10	Corrente e tensão da fase de entrada A para a técnica de controle escalar proposta (em p.u.)	189
4.11	Técnica de controle escalar para conversores matriciais com quatro braços: carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.	192
4.12	Técnica de controle escalar para conversores matriciais com quatro braços: carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.	193
4.13	Técnica de controle escalar para conversores matriciais com quatro braços: conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 15°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.	194
4.14	Técnica de controle escalar para conversores matriciais com quatro braços: conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 60°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.	195
4.15	Técnica de controle escalar para conversores matriciais com quatro braços: comportamento das grandezas de saída e de entrada do conversor matricial quando da ocorrência de um afundamento de 30% nas tensões dos terminais de entrada do conversor.	196

LISTA DE TABELAS

1.1	Valores de capacitância para o capacitor do circuito <i>clamp</i> (C_{clamp}) quando a corrente limite for $1,5I_{nom}$, o valor de pico das tensões de entrada (V_e) for de $400V$ e o valor máximo de sobretensão aceitável (V_{max}) for de $1000V$	65
1.2	Descrição geral dos diodos “ <i>clamps</i> ” ativos, no momento de uma falta, considerando o sinal das correntes.	67
3.1	Valores de h para as nove razões cíclicas do sistema vetorial operando em modo simétrico.	104
3.2	Valores de h' para as 9 razões cíclicas do sistema vetorial operando em modo anti-simétrico.	105
3.3	Comportamento fasorial apresentado pelas correntes de entrada a partir das tensões de entrada.	137
3.4	Possíveis combinações de chaveamento para conversores matriciais $3\Phi \times 3\Phi$ para qualquer técnica de controle vetorial.	152
3.5	Exemplo de seqüência de chaveamento para a técnica de controle vetorial proposta por <i>L. Huber</i> e <i>D. Borojević</i>	163
3.6	Comparação do conteúdo harmônico para as diferentes técnicas de controle apresentadas.	170
3.7	Número de comutações em cada período de chaveamento para as diferentes técnicas apresentadas.	171
4.1	Padrão de chaveamento adotado para a técnica de controle escalar proposta para conversores matriciais com quatro braços.	182
4.2	Comportamento fasorial apresentado pelas correntes de entrada a partir das tensões de entrada	188
5.1	Número de comutações em cada período de chaveamento para as diferentes técnicas apresentadas.	201
5.2	Comparação do conteúdo harmônico para as diferentes técnicas de controle apresentadas.	204
5.3	Processo de síntese das tensões de saída para as técnicas de controle escalar para conversores matriciais.	207

1

CONSIDERAÇÕES INICIAIS SOBRE CONVERSORES DIRETOS DE FREQUÊNCIA

1.1 Introdução

Conversores de Frequência (CF) são dispositivos capazes de transformar um conjunto de m tensões de entrada, com frequência elétrica e amplitude conhecidas, em um outro conjunto com n tensões de saída as quais possuem frequência e amplitude definidas pelo usuário. Assim, num sentido geral, o termo conversor de frequência pode ser aplicado a qualquer tipo de sistema elétrico que converta uma frequência alternada de entrada em uma outra frequência de saída. Desta forma, pode ser encarado como um “transformador generalizado”, o qual possibilita, além da transformação em níveis de amplitude, uma outra transformação, desta vez relacionada à frequência do sistema elétrico que o alimenta [1].

Existem basicamente dois tipos de conversores de frequência: os que retificam o conjunto de tensões de entrada para só após inverter a tensão retificada (tensão contínua) em um conjunto de tensões com frequência e amplitude desejadas, conhecidos por conversores indiretos de frequência (CA/CC/CA), e os que convertem diretamente o conjunto de tensões de entrada em um novo grupo de tensões, também conhecidos por conversores diretos de frequência (CA/CA). A Fig. 1.1 mostra uma representação geral e ideal desses conversores para um sistema de m alimentações e n terminais de saída.

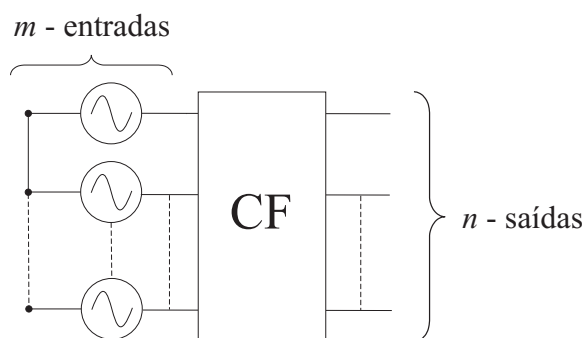


Figura 1.1: Configuração geral de um conversor de frequência para m entradas e n saídas.

Para os conversores indiretos de frequência, o processo da conversão ocorre em duas etapas. Na primeira etapa, as tensões de entrada são retificadas para alimentar um barramento de corrente contínua composta por um banco de capacitores. Assim, o banco de capacitores serve como um filtro para o sinal retificado, tendo em vista que se deseja ter uma tensão no barramento de corrente contínua com pouca distorção (baixo ruído) requerendo, conseqüentemente, altos valores de capacitâncias. Com as tensões de entrada retificadas, basta então, inverter a tensão contínua para alimentar uma carga qualquer, com amplitude de tensão e frequência independentes da fonte de alimentação de entrada. Na Fig. 1.2, tem-se um esquema dos conversores CA/CC/CA para sistemas de tensões trifásicas de entrada e de saída.

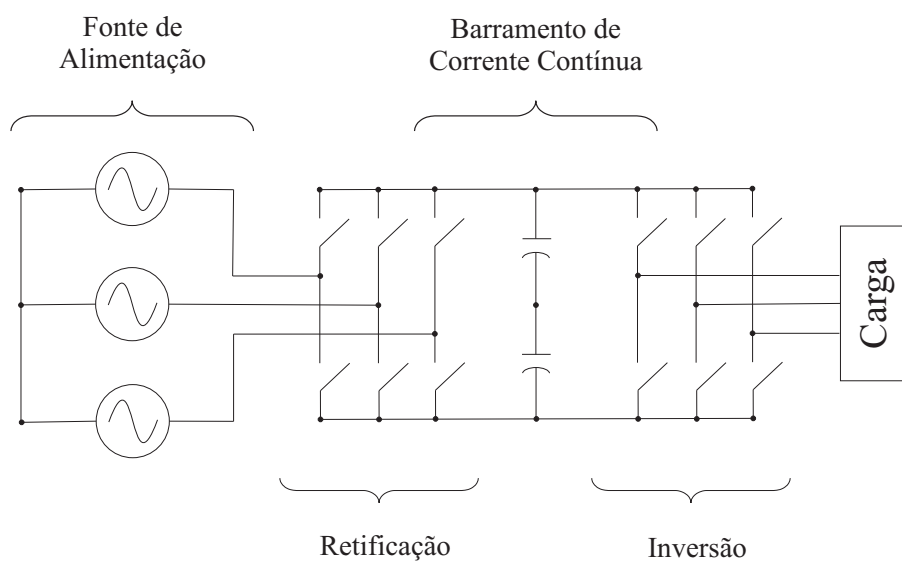


Figura 1.2: Conversor indireto de frequência.

O banco de capacitores, que constitui o barramento de corrente contínua, além de filtro, funciona como elemento armazenador de energia. Isto se torna importante, por exemplo, para evitar a saída da carga devido a perturbações originadas na fonte de alimentação do conversor. Isso ocorre porque o barramento de corrente contínua “oculta” toda informação sobre as tensões de entrada, o que torna difícil a bidirecionalidade de potência. Além disso, as formas de onda das correntes de entrada são geralmente muito ruidosas, devido ao chaveamento da parte retificadora. Por outro lado, o barramento de corrente contínua desconecta a entrada do conversor de sua saída, evitando, desta maneira, o surgimento de sub-harmônicos de saída [2]. Outra vantagem que pode ser citada a respeito do banco de capacitores do barramento de corrente contínua se relaciona à possibilidade deste em poder armazenar, por exemplo, a própria energia cinética do motor no caso de se desejar freá-lo, e quando da demanda, esta mesma energia pode ser transferida para o sistema elétrico ou para o próprio motor (*Ride-Through Capability*).

Os seis dispositivos usados na retificação podem ser diodos (retificação sem controle) ou chaves controladas, como, por exemplo, *IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistor* (retificação controlada). As seis chaves do inversor são normalmente controladas. Quando as 12 chaves apresentadas na Fig. 1.2 são controladas, existe a possibilidade, dependendo das estratégias de controle empregadas na retificação e na inversão, do fluxo de potência em ambos os sentidos (do sistema elétrico que alimenta o conversor para a carga ou vice-versa). A seguir, são apresentadas algumas outras características para conversores indiretos de frequência com retificação e inversão controladas [3] e [4]:

- transferência controlada de potência para o barramento de corrente contínua;
- possibilidade de controlar o fator de deslocamento e de reduzir o conteúdo harmônico.

Os conversores diretos de frequência, diferentemente dos conversores indiretos, possuem apenas uma etapa no processo de conversão, etapa esta onde as tensões de entrada são “colocadas” diretamente na saída, sem a necessidade de um barramento de corrente contínua. As tensões de saída são, então, produzidas diretamente das tensões de entrada, ou seja, as tensões de saída são sintetizadas a partir de pedaços das tensões de

entrada, de tal maneira que o valor médio do sinal apresentado na saída corresponda ao sinal tido como referência [1]. A Fig. 1.3 vislumbra um destes conversores para o caso de se ter sistemas trifásicos tanto na entrada (fonte de alimentação) quanto na saída (carga).

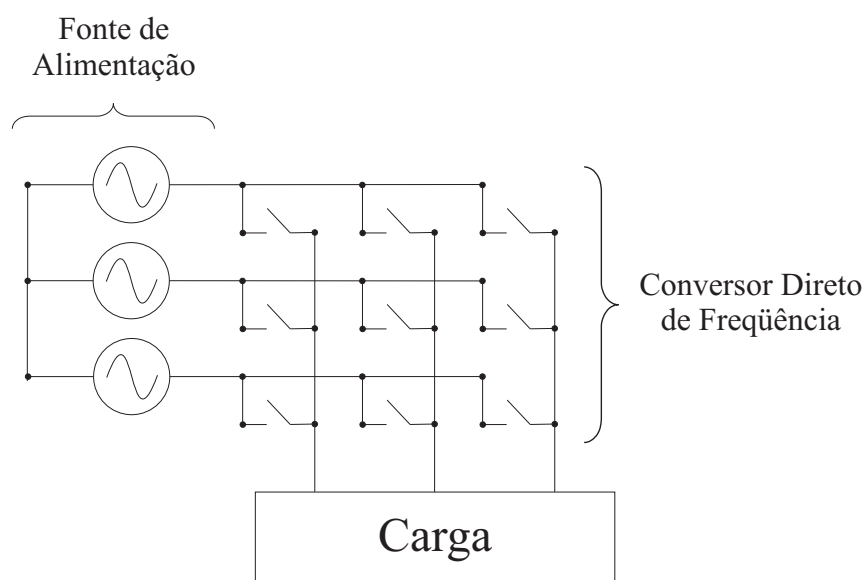


Figura 1.3: *Conversor direto de frequência alimentado por um sistema trifásico e sintetizando um conjunto de tensões trifásicas.*

O objetivo deste trabalho é explicar, de forma clara, o funcionamento dos conversores diretos de frequência e apontar suas principais características, bem como uma análise matemática para melhor entendimento das diferentes estratégias de controle, desenvolvidas ao longo dos anos para os conversores apresentados na Fig. 1.3. Com base no estudo realizado dos conversores matriciais, foi possível desenvolver três novos algoritmos de controle escalar que serão apresentados com o intuito de serem comparados com as técnicas “clássicas”. A seguir, será feita uma descrição, em ordem cronológica, dos conversores diretos de frequência e, posteriormente, mostrar-se-ão os principais componentes construtivos para o bom funcionamento destes conversores.

1.2 Conversores Diretos de Freqüência: Breve Histórico

Em 1923, *Hazeltine* publica o que pode ser considerado como o primeiro estudo relacionado aos conversores de freqüência caracterizados por freqüência variável e fluxo bidirecional de potência [5]. Seu trabalho estabelecia os princípios fundamentais de todos os conversores estáticos de freqüência [1].

O trabalho proposto por *Hazeltine* era limitado, pois havia necessidade de chaves capazes de operar com alta velocidade de chaveamento (na época eram empregadas as válvulas). Este foi o principal fato para desacelerar o desenvolvimento dos conversores de freqüência. Nos anos 50, porém, a descoberta e o rápido avanço tecnológico dos transistores, a introdução dos retificadores de silício controlados ou tiristores e o avanço tecnológico de circuitos e controles renovaram o interesse em conversores estáticos de freqüência. Pequeno tamanho, robustez, baixa queda de tensão e rápido chaveamento eram alguns dos atrativos dos semicondutores de silício. Em 1959, *Jesse* e *Spaven* refizeram o sistema de *Hazeltine* utilizando tiristores no lugar das válvulas [6]. Esta tendência foi encorajada pela viabilidade dos tiristores em possibilitar a comutação natural dos cicloconversores aplicáveis a sistemas práticos [1].

Em 1976, *Gyugyi* e *Pelly* publicam o que é considerado o primeiro desenvolvimento detalhado dos conversores diretos de freqüência. É dito: “... os circuitos para conversores de freqüência são essencialmente vetores de chaves bidirecionais - ou matrizes de chaveamento (switching matrices) - capazes de conectar seqüencialmente uma fonte de tensão de entrada polifásica a qualquer carga polifásica” [1]. Nesse trabalho, os autores descrevem os aspectos construtivos, mostram como é possível sintetizar tensões de saída de maneira a ter fator de deslocamento unitário na entrada do conversor e fornecem todo o embasamento matemático necessário para o desenvolvimento desses conversores.

No entanto, só em 1980 [2], e em 1981 [7], *Venturini* e *Alesina* dão início ao desenvolvimento dos conversores diretos de freqüência tais como são conhecidos hoje. É consolidado, nestes trabalhos, o nome “conversores matriciais”, tendo em vista que as chaves destes conversores são dispostas de maneira a formar um arranjo matricial. Na Fig. 1.4, tem-se uma configuração de conversor matricial para m -entradas e n -saídas,

formando, para este caso, um arranjo de $m \times n$ chaves bidirecionais.

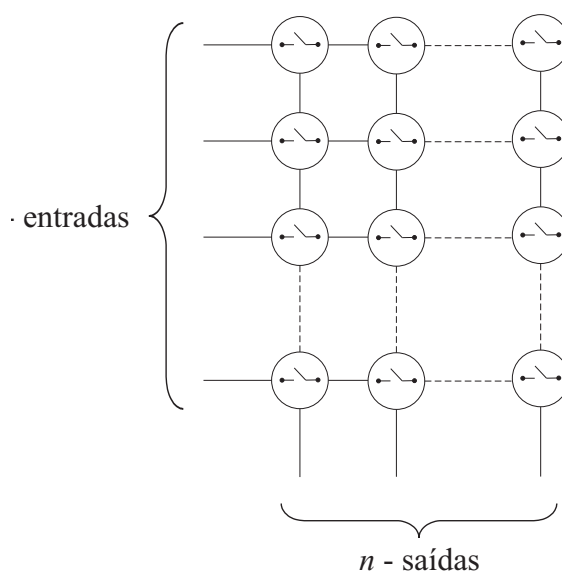


Figura 1.4: Configuração de um conversor matricial com m -entradas e n -saídas

Uma nova estratégia de controle das chaves dos conversores matriciais foi proposta por *Rodríguez* em 1983 [8]. Neste artigo, *Rodríguez* cria o conceito do barramento de corrente contínua fictício: “O conceito de um barramento de corrente contínua fictício, o qual leva ao controle do conversor de forma semelhante ao dos conversores indiretos de frequência, é aqui introduzido”. Esta estratégia consistia em conectar as saídas dos conversores nas tensões de entrada mais positiva e mais negativa. A escolha da tensão de entrada (mais positiva ou mais negativa) conectada aos terminais de saída do conversor era baseada na estratégia de modulação “seno-triângulo” empregada nos conversores indiretos de frequência.

Neste mesmo ano, *Braun* e *Hasse* desenvolveram a primeira estratégia de controle baseada no princípio vetorial para conversores matriciais [9]. Para esta estratégia, cada fase de saída era conectada a seis chaves bidirecionais possibilitando, assim, a criação de seis vetores ativos e três vetores nulos.

Usando uma simples relação entre duas tensões de entrada, *Roy* e *April* conseguiram, em 1989, desenvolver um algoritmo de controle das chaves dos conversores

matriciais de tal forma a possibilitar a sintetização de qualquer forma de onda para as tensões de saída com controle de fator de deslocamento nos terminais de entrada do conversor desde que a soma das correntes de saída fosse nula [10].

Em 1995, *Huber e Borejević* consideraram que o controle vetorial para conversores matriciais poderia ser semelhante ao conjunto de controles dos conversores indiretos de frequência (controle do retificador: corrente de entrada, e controle do inversor: tensão de saída) [11]. Inicialmente, são escolhidas as tensões de entrada de tal forma que se possa controlar o fator de deslocamento no lado da fonte do conversor (controla-se a corrente de entrada). Assim, com as tensões usadas na primeira etapa (etapa do controle da corrente de entrada) sintetizam-se as tensões de saída.

Vários outros métodos de controle das chaves dos conversores diretos de frequência foram apresentados [12] - [22]. Alguns melhoramentos das diversas técnicas existentes também foram propostos no decorrer destas últimas três décadas bem como das maneiras de comutação e dos componentes dos conversores matriciais [14], [23] - [56]. Muitos artigos foram publicados exemplificando a utilização dos conversores matriciais para estratégias de controle de motores de indução, por exemplo, já clássicas para os conversores indiretos de frequência [57] - [79], e ainda foram publicados alguns artigos dedicados à simulação dos conversores matriciais para diferentes tipos de linguagem de programação [51], [80] - [82]. Tudo isso reforçou a viabilidade e o interesse por parte dos pesquisadores e das indústrias em buscar novas maneiras de aperfeiçoar estes conversores, tornando-os tão atrativos quanto os conversores CA-CC-CA.

1.3 Elementos Construtivos dos Conversores Diretos de Frequência

Para um bom desempenho, os conversores diretos de frequência precisam de alguns elementos auxiliares. As principais partes empregadas para o perfeito funcionamento destes conversores com m -entradas e n -saídas são citadas abaixo:

- um conjunto de $m \times n$ chaves bidirecionais;

- um filtro de entrada;
- um filtro de saída;
- um circuito de proteção contra sobretensões.

A Fig. 1.5 apresenta os três primeiros conjuntos de elementos desses conversores para sistemas com entrada e saída trifásicas.

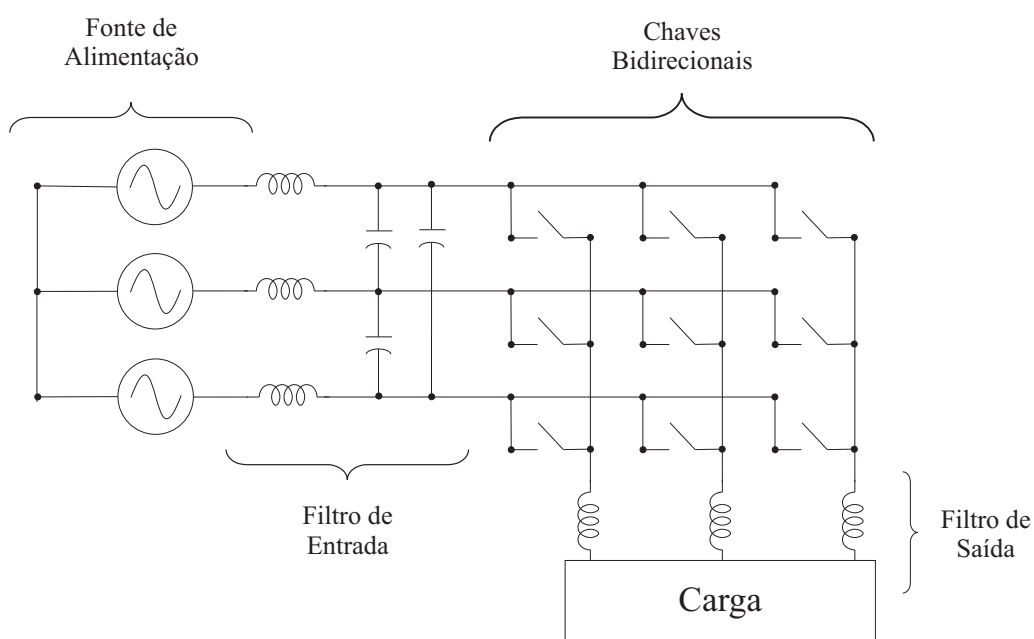


Figura 1.5: Principais componentes dos conversores diretos de frequência.

1.3.1 As Chaves Bidirecionais

Um dos mais discutidos temas dos conversores matriciais está relacionado às chaves usadas no processo de conversão de frequência [23]. Cada chave apresentada na Fig. 1.5, caracterizada por uma natureza bidirecional, deve ser capaz de mudar instantaneamente seu estado de ligada para desligada ou vice-versa, quando um sinal de controle sobre ela for imposto, independente das condições do circuito externo no qual está ligada [1].

Em 1976, Gyugyi e Pelly fazem a seguinte pergunta: “Como, então, pode-se ter uma chave bidirecional?”. Essa questão era bastante pertinente na época, uma vez

que não existiam dispositivos semicondutores de potência que possibilitassem o fluxo bidirecional de energia de um sistema para outro. A resposta deles foi a seguinte: “...há inúmeros caminhos possíveis para produzir tais chaves. Basta, para tanto, associar os diversos dispositivos semicondutores existentes”. Apesar do grande e contínuo avanço tecnológico na área de dispositivos semicondutores ainda não foi produzido um dispositivo que possibilitasse bidirecionalidade de potência [23], [83] e [84].

Gyugyi e Pelly, eles próprios, sugeriram alguns arranjos com diodos e chaves controladas que são usados nos dias atuais. Alguns dos arranjos eram formados por dois conjuntos de chaves unidirecionais conectados em anti-paralelo. A Fig. 1.6 e a Fig. 1.7 ilustram três possíveis configurações de chaves bidirecionais, as quais possibilitam o fluxo de corrente externa e o bloqueio de tensão em qualquer direção [1] e [83].

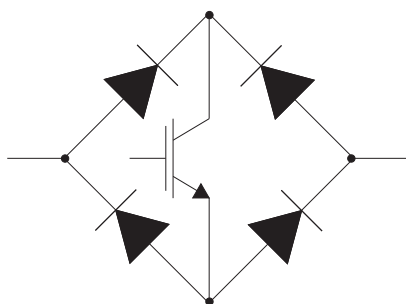


Figura 1.6: Chave bidirecional produzida a partir de uma ponte de diodos.

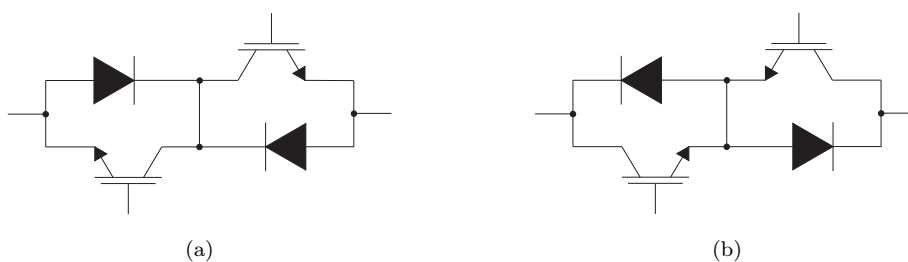


Figura 1.7: Chaves bidirecionais: (a) coletores comuns; (b) emissores comuns.

Na Fig. 1.6, um *IGBT* é posto entre dois pontos centrais de uma ponte retificadora a diodos. Este é o arranjo mais simples para a obtenção de uma chave bidirecional [25], pois necessita apenas de um comando para levar o dispositivo à condução ou ao

bloqueio, independente da direção em que a corrente está fluindo, barateando a configuração e tornando esta sua principal vantagem. No entanto, as perdas deste arranjo são relativamente elevadas, porque sempre três dispositivos conduzem ao mesmo tempo (dois diodos e o *IGBT*). Como esta estrutura possui apenas um dispositivo controlável por chave bidirecional, não há possibilidade de forçar uma direção para a corrente no momento da comutação de uma fase de entrada para outra, o que pode conduzir, no momento da comutação, a duas chaves ficarem ligadas ou desligadas ao mesmo tempo. Conseqüentemente, poderá ocorrer ou em um curto-circuito no lado da fonte de alimentação (duas ou mais chaves bidirecionais do mesmo braço conduzindo ao mesmo tempo) ou uma sobretensão no lado da carga (todas as chaves bidirecionais de um mesmo braço abertas no momento da comutação).

As estruturas bidirecionais mostradas na Fig. 1.7 (*back-to-back IGBT configurations*) são duas variações do mesmo princípio e são compostas, cada uma, por dois diodos e dois *IGBT* conectados em anti-paralelo, onde os diodos são incluídos para possibilitar capacidade de bloqueio reverso. Desta maneira, sempre dois dispositivos (um diodo mais um *IGBT*) conduzem corrente num sentido e os outros dois no outro sentido possibilitando o controle independente na direção da corrente. Outra vantagem que pode ser apontada por esta estrutura é a redução das perdas quando comparada às perdas da configuração apresentada na Fig. 1.6, pois apenas dois dispositivos conduzem a corrente (um diodo e um *IGBT*) no mesmo momento. A diferença entre os arranjos da Fig. 1.7 consiste na forma em que o emissor e o coletor dos *IGBT* estão conectados. A Fig. 1.7(a) e a Fig. 1.7(b) representam a configuração a coletores comuns e a configuração a emissores comuns, respectivamente [83].

Em sistemas de entrada e saída trifásicos, é necessário, para o arranjo a emissores comuns (Fig. 1.7(b)) nove níveis independentes de potenciais, que torna estas estruturas problemáticas não só em termos de distância de isolamento entre esses potenciais independentes, mas também por causa da unidade de controle do gatilho de cada *IGBT* que necessita de uma fonte de tensão isolada para cada potencial de emissor [23] e [24]. Por outro lado, a estrutura de chave bidirecional a coletores comuns (Fig. 1.7(a)) precisa apenas de seis fontes de tensão isoladas para alimentar o gatilho dos

IGBT, tornando-a mais econômica [85]. Focando neste aspecto, a realização das chaves bidirecionais dos conversores matriciais com configuração a coletores comuns é beneficiada, pois apresenta uma redução dos circuitos de disparo em relação à configuração a emissores comuns [25]. Porém, na prática, outras restrições, como a necessidade de diminuir a “indutância parasita” causada pela operação com apenas seis fontes isoladas de tensão, torna este arranjo inviável, fazendo com que a estrutura a emissores comuns (Fig. 1.7(b)) seja a preferível [83].

Realizações compactas dos conversores matriciais só seriam possíveis se um módulo contendo todas as $m \times n$ chaves bidirecionais fosse realizado. Observando o crescente horizonte deste tipo de conversor de frequência, a *Eupec*, em cooperação com a *Siemens*, produziu o primeiro módulo integrado de potência contendo nove chaves bidirecionais (3×3), chamado de *EconoMAC* [23]. As disposições das chaves bidirecionais do *EconoMAC* podem ser visualizadas na Fig. 1.8, onde *A*, *B* e *C* indicam os terminais de entrada e *a*, *b* e *c* representam os terminais de saída do conversor matricial. A Fig. 1.9¹ mostra uma fotografia do módulo do conversor matricial projetado para uma potência de $7,5kW$ [25] e [83].

O módulo contém todos os 18 diodos e os 18 *IGBT* necessários para a realização das nove chaves bidirecionais como as apresentadas na Fig. 1.7. Neste módulo, as 18 conexões externas podem ser agrupadas em seis potenciais (três potenciais de entrada e três potenciais de saída) [23]. A topologia de coletores comuns (Fig. 1.7(a)) é usada resultando em apenas seis conexões de emissores que precisam ser alimentadas adequadamente para ativar cada gatilho [25]. Em relação ao problema das “indutâncias parasitas” causado no momento da comutação de corrente apresentado pela configuração a coletores comuns, o *EconoMAC* conduz a uma diminuição deste efeito [83].

Conhecendo as chaves bidirecionais, deve-se pensar em como as empregar no conversor matricial, uma vez que, mudar um terminal de saída de uma fase de entrada para outra (processo de comutação) requer alguns cuidados. A seguir, são apresentadas algumas técnicas de comutação usadas nesses conversores para as chaves bidirecionais

¹Figura extraída do artigo [23].

vistas na Fig. 1.7.

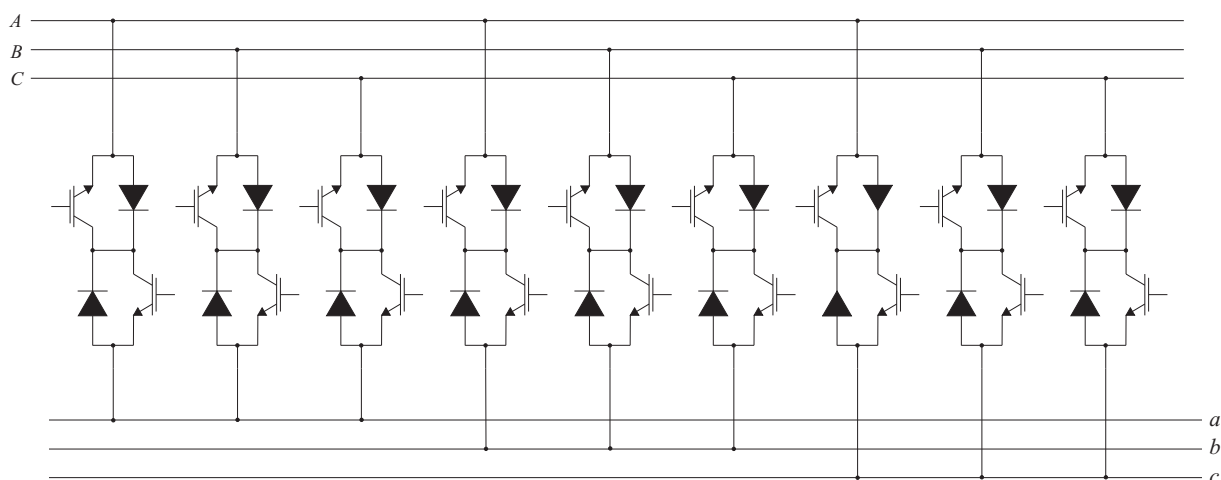


Figura 1.8: *Circuito interno do EconoMAC.*

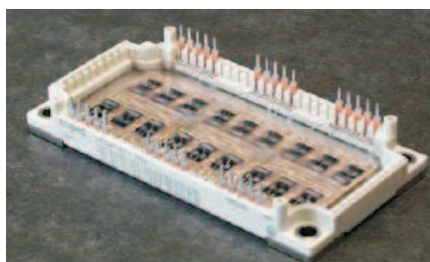


Figura 1.9: *Fotografia do módulo do conversor matricial produzido pela Eupec.*

Processos de Comutação de Corrente: Comutação Forçada e Natural

O processo de comutação em conversores matriciais é muito mais complicado que o processo de comutação para conversores indiretos de frequência [25] pois não existe um caminho natural de roda livre [83]. A primeira consideração quando se tem uma possível técnica de comutação forçada é que geralmente o circuito da carga filtra a corrente de saída do conversor (carga normalmente indutiva), aproximando-a de uma forma de onda senoidal. Logo, a corrente de saída permanece constante durante o processo de comutação (relativamente curto) por causa da “inércia” da carga [1]. Isto é um aspecto bastante importante no momento da comutação, tendo em vista que se a carga for, mesmo que por um curto intervalo de tempo, desconectada (uma fase de saída aberta) resultará em sobretensões nos terminais de saída do conversor, pois a

corrente indutiva da carga sofreria uma variação brusca.

O segundo aspecto importante, quando da comutação, está associado ao lado da alimentação do conversor (fonte de tensão de entrada). No momento da comutação, deve-se ter cautela para não “fechar” mais de uma chave bidirecional de um braço de saída ao mesmo tempo. Tal procedimento implicaria curto-circuitar duas ou mais fases de entrada, provocando sobrecorrentes.

O ideal seria que, no momento da comutação, a chave bidirecional ligada à fase destinada a se desconectar do terminal de saída do conversor abrisse no mesmo instante em que a chave bidirecional ligada à fase que deve se conectar ao terminal de saída do conversor fechasse. Em prática, isto não ocorre. Existem, no caso de chaves bidirecionais (chaves que funcionam nos quatro quadrantes), dois métodos para proceder a comutação (Fig. 1.10):

- *comutação de corrente com tempo morto* (t_m), consistindo em desativar o dispositivo que deve se desconectar do terminal de saída do conversor antes de ativar o dispositivo que deve se conectar ao terminal de saída do conversor;
- *comutação com sobreposição de corrente*, consistindo em ativar o dispositivo que deve se conectar ao terminal de saída do conversor antes de desativar o dispositivo que deve se desconectar do terminal de saída do conversor.

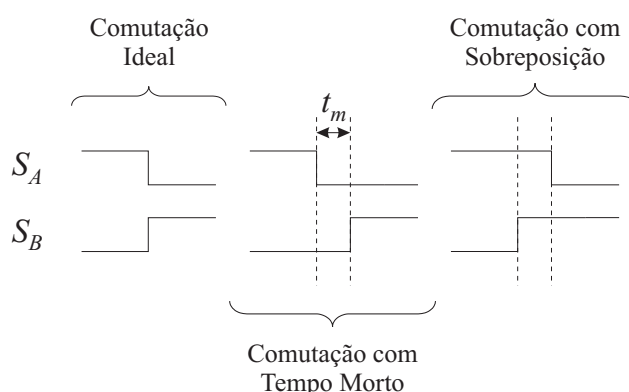


Figura 1.10: Comutação do terminal de saída da fase de entrada A para a fase de entrada B.

O primeiro procedimento implica deixar o terminal de saída do conversor matricial

aberto durante um intervalo de tempo t_m . Conseqüentemente, isto causará sobretensões no lado da carga, tornando necessário o uso de um circuito *clamp*, ou outro sistema de proteção contra sobretensões, conectado à saída do conversor para possibilitar a continuidade da corrente de carga. No caso da comutação com sobreposição de corrente, ter-se-á momentaneamente um curto-circuito entre as duas fases de entrada provocando sobrecorrentes [24] e [86].

Pensando nestas duas restrições, ou seja nunca interromper a corrente indutiva dos terminais de saída nem curto-circuitar as fontes de tensão de entrada, foram desenvolvidos alguns métodos de comutação para as chaves bidirecionais mostradas na Fig. 1.5. A primeira técnica apresentada é baseada na direção da corrente e é denominada “técnica de comutação a quatro passos” [25] (esta denominação se deve ao fato da passagem completa de uma tensão de entrada para outra em um terminal de saída acontecer em quatro etapas). A segunda técnica apresentada é baseada na amplitude relativa das tensões de entrada e é finalizada em duas etapas.

A. Comutação Baseada na Direção da Corrente (Comutação em Quatro Etapas)

Para esta técnica de comutação, necessita-se saber qual o sentido da corrente no terminal de saída do conversor (se a corrente sai do terminal de saída ou se a corrente entra no terminal de saída que vai ser comutado). Para explicar o processo de comutação, considera-se a estrutura da Fig. 1.11. Nesta figura, deseja-se comutar o terminal de saída da fase de entrada A para a fase de entrada B sendo que a corrente deste terminal de saída, i_s , está fluindo do conversor para a carga.

Inicialmente, a fase de entrada A está conectada ao terminal de saída s , fazendo com que a chave bidirecional S_A conduza a corrente i_s do sistema (ambos os *IGBT* desta fase estão ligados). A chave bidirecional S_B , que deverá ser conectada à saída s , neste momento está aberta (ambos os *IGBT* desta fase estão desligados). Para se iniciar o processo de comutação, é preciso detectar o sentido da corrente de carga neste terminal de saída (terminal s , para o exemplo em análise). Observando a Fig. 1.11, nota-se

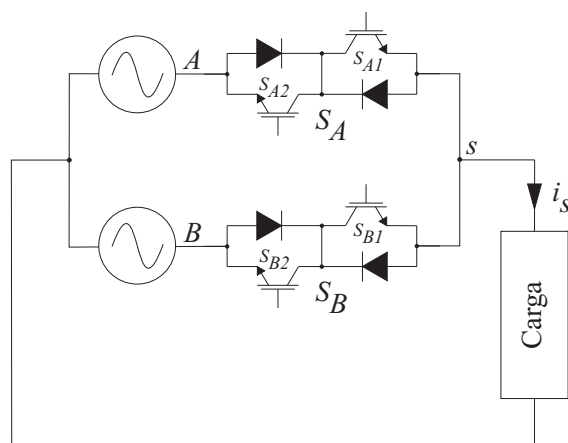


Figura 1.11: Processo de comutação do terminal de saída s da fase de entrada A para a fase de entrada B .

que apenas o IGBT S_{A1} conduz a corrente de saída i_s . Logo, desliga-se o IGBT S_{A2} deixando apenas o IGBT S_{A1} ligado (Fig. 1.12), pois é considerado que, no momento da comutação, a corrente i_s não muda de sentido (as frequências dos sistemas elétricos de entrada e de saída são muito menores que a frequência de chaveamento das chaves bidirecionais, o que implica uma pequena variação nas grandezas elétricas - correntes e tensões - desses sistemas durante a comutação). Em seguida, liga-se o IGBT S_{B1} , que conduz corrente no mesmo sentido que o IGBT S_{A1} (Fig. 1.13). Esta configuração respeita as duas regras que foram expressas anteriormente, uma vez que estes dois IGBT só permitem fluxo de corrente para a carga não possibilitando “caminho” para um possível curto-circuito entre as fases A e B e não interrompe a circulação da corrente para o terminal de saída que está sendo comutado. Neste ponto do processo de comutação, espera-se que os diodos que completam o caminho de corrente das chaves S_{A1} e S_{B1} sejam naturalmente desconectado e conectado, respectivamente, do sistema (Fig. 1.14) (a conexão ou desconexão dos diodos se dará quando se desliga o IGBT S_{A1} , ou se dará naturalmente em caso da tensão da fase A for menor que a tensão da fase B). Finalmente, liga-se o IGBT S_{B2} (Fig. 1.15) possibilitando caminho para a corrente i_s em caso desta inverter o sentido (passar a fluir da carga para o conversor), completando, assim, o processo de comutação baseada na direção da corrente [23] - [26], [57], [83], [87] - [90].

Em resumo, o algoritmo de comutação para este método pode ser descrito como

prossegue [89]:

- determinar a direção da corrente de carga do terminal que se deseja comutar (i_s);
- desativar o *IGBT* da chave bidirecional que permitiria condução de corrente no sentido contrário à corrente de carga do terminal do conversor que está sendo comutado;
- ativar o *IGBT* da chave bidirecional que está ligado à fase de entrada que deverá ser conectada ao terminal de saída onde se processa a comutação e que permite o fluxo de corrente no mesmo sentido da corrente de carga deste terminal específico do conversor;
- desativar completamente a chave bidirecional da fase de entrada a ser desconectada do conversor, ou seja, desativar o *IGBT* da fase a ser desconectada que conduz corrente no mesmo sentido da corrente de carga;
- ativar o outro *IGBT* da chave bidirecional da fase de entrada que deve ser conectada aos terminais de saída do conversor.

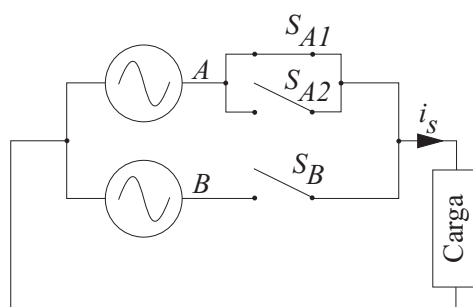


Figura 1.12: Primeiro passo na comutação de corrente: retirada do IGBT que não conduz a corrente da fase que está conectada ao terminal de saída (IGBT S_{A2}).

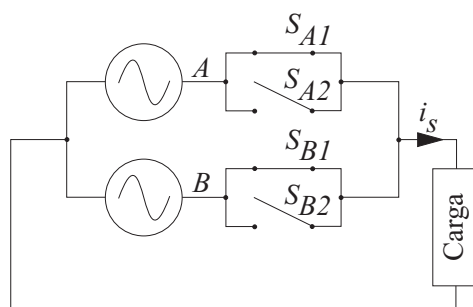


Figura 1.13: Segundo passo na comutação de corrente: inclusão do IGBT da fase a ser conectada que permite a condução de corrente no mesmo sentido da corrente do terminal de saída (IGBT S_{B1}).

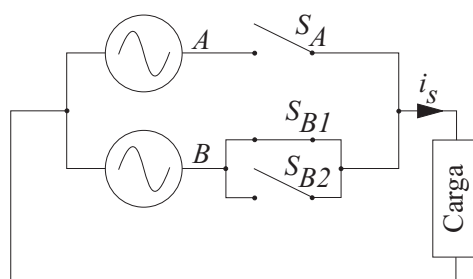


Figura 1.14: Terceiro passo na comutação de corrente: passagem da fase A para a fase B. Retirada completa da chave S_A , seja pelo desligamento forçado do IGBT S_{A1} , ou pelo desligamento natural do IGBT S_{A1} (tensão da fase B maior que a tensão da fase A).

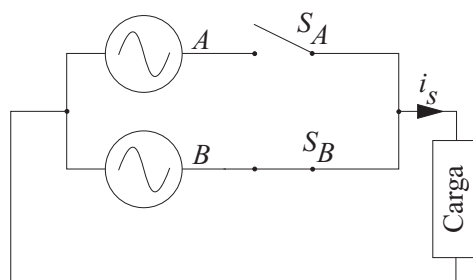


Figura 1.15: Quarto passo na comutação de corrente: inclusão do IGBT S_{B2} ; processo de comutação completado.

Todo este processo de comutação é sintetizado no diagrama de tempo e de estado apresentados na Fig. 1.16 e na Fig. 1.17, respectivamente. Em [83] são apresentadas algumas variações desta técnica de comutação.

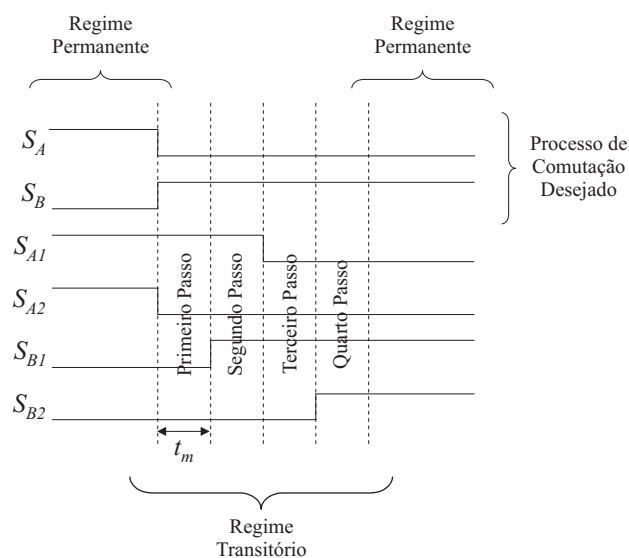


Figura 1.16: Diagrama de tempo para comutação baseada na direção da corrente, para $i_s > 0$.

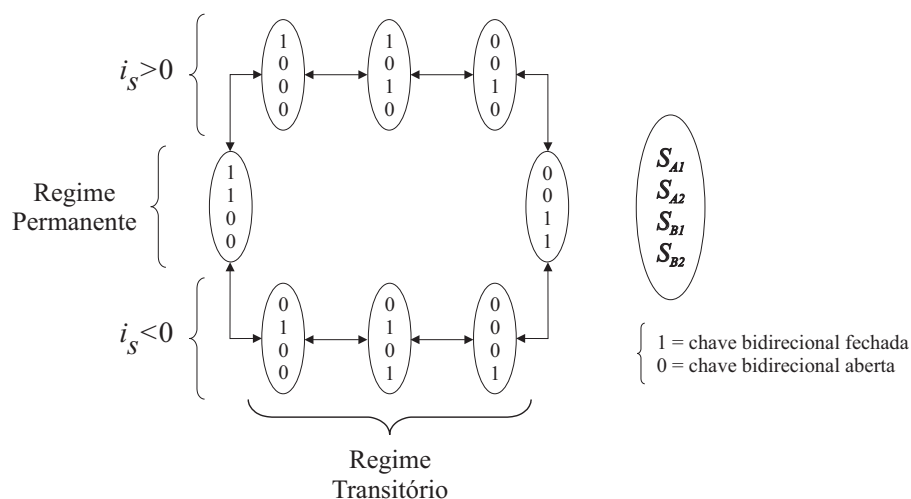


Figura 1.17: Representação dos estados dos IGBT das duas chaves bidirecionais para comutação baseada na direção da corrente.

B. Comutação Baseada nas Amplitudes Relativas das Tensões de Entrada

Para o bom funcionamento deste método de comutação, é necessária uma medição correta das amplitudes relativas das tensões de entrada. Supondo que a tensão da fase de entrada A (v_A) seja maior que a tensão de entrada da fase B (v_B), os dois IGBT

da chave S_A e o $IGBT S_{B1}$ estão todos ligados (como $v_A > v_B$, o diodo que completa o caminho de corrente do $IGBT S_{B1}$ está inversamente polarizado não possibilitando circulação de corrente entre as duas fases de entrada). Em seguida, é desligado o $IGBT S_{A1}$, implicando, assim, a condução da corrente pelo $IGBT S_{B1}$. Finalmente, gatilha-se o $IGBT S_{B2}$ completando o processo de comutação.

Todo este processo de comutação baseado na amplitude relativa das tensões de entrada é sintetizado no diagrama de tempo e de estado apresentados na Fig. 1.18 e na Fig. 1.19, respectivamente [83].

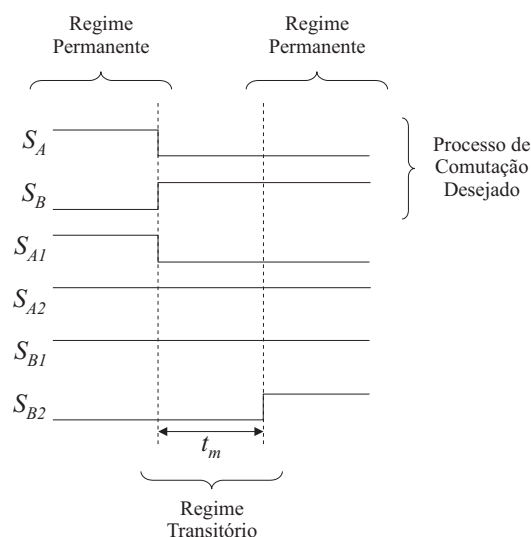


Figura 1.18: Diagrama de tempo para comutação baseada nas amplitudes relativas das tensões de entrada.

Perdas Associadas ao Processo de Conversão

Como em qualquer dispositivo elétrico, as perdas associadas aos semicondutores usados nas chaves bidirecionais dos conversores matriciais precisam ser avaliadas. Estas perdas estão relacionadas a duas situações diferentes: ao momento do chaveamento quando o $IGBT$ muda de estado (desativado para ativado ou vice-versa), sendo conhecida por perdas de chaveamento; e à condução de corrente destes semicondutores (diodos e $IGBT$), conhecida por perdas de condução [3] e [24].

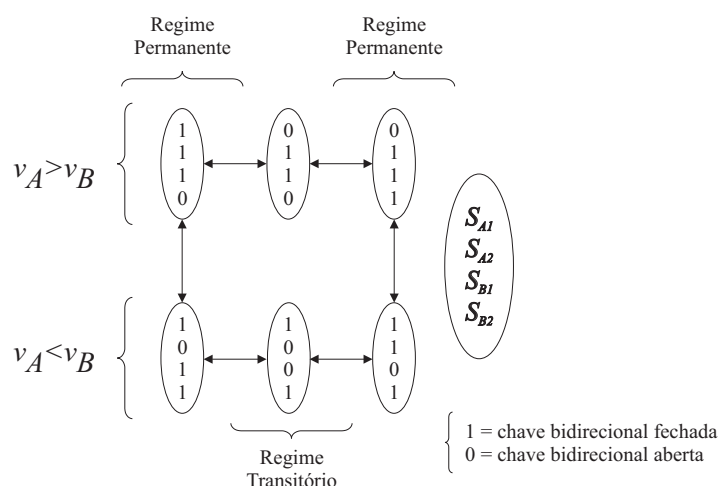


Figura 1.19: Representação dos estados dos IGBT das duas chaves bidirecionais para comutação nas amplitudes relativas das tensões de entrada.

As perdas por condução (P_{cond}) estão associadas à queda de tensão que existe nos semicondutores quando estes conduzem corrente. Logo, esta perda é igual ao produto da tensão entre os terminais do dispositivo pela corrente que por ele circula. A queda de tensão nos IGBT depende da temperatura da junção e da corrente de coletor. A temperatura de junção, por sua vez, também depende da corrente de coletor, além das perdas por chaveamento, e são afetadas pelo calor originário das resistências associadas ao dispositivo. Em termos médios, as perdas por condução podem ser aproximadas como sendo o produto entre a queda de tensão nos terminais do dispositivo (quando este estiver conduzindo), o valor médio da corrente que por ele circula e a razão cíclica do dispositivo específico [24].

As perdas por chaveamento (P_{chav}) estão associadas ao tempo que os IGBT levam para mudar de estado, ou seja, o tempo necessário para, quando um sinal de gatilho for enviado, levar o dispositivo do estado desligado para o estado ligado ou do estado ligado para o desligado. Estas perdas podem ser calculadas como sendo o produto da frequência de chaveamento pela perda de energia no chaveamento por pulso para cada dispositivo (as perdas por pulso no chaveamento podem ser encontradas nos *data sheets*) dos IGBT usados [24]. Então, tem-se que a perda total dos dispositivos das chaves bidirecionais é dada pela soma das perdas por chaveamento de cada IGBT e das

perdas por condução de todos os *IGBT* e diodos que compõem o conversor matricial. Sendo assim:

$$P_{total} = P_{chav_total} + P_{cond_total} \quad (1.1)$$

Para minimizar as perdas nos conversores matriciais, alguns procedimentos podem ser feitos. A escolha de *IGBT* que apresentem as melhores características de perdas de chaveamento e queda de tensão nos seus terminais quando ligados é uma maneira. As perdas totais também podem ser reduzidas considerando o método de comutação de corrente empregado e os padrões de chaveamento [24].

1.3.2 O Filtro de Entrada

É importante observar que, pela falta de elementos armazenadores de energia (não existência de barramento de corrente contínua), qualquer distúrbio no conjunto de tensões de entrada é refletido diretamente nas tensões de saída [27]. Outra característica dos conversores matriciais é que as correntes dos terminais de entrada são produzidas a partir das correntes dos terminais de saída, tornando-as, desta forma, bastante ruidosas.

Visando promover uma fonte de tensão apropriada nos terminais de entrada, como é teoricamente requerido, e para eliminar componentes de alta frequência das correntes que circulam na entrada do conversor matricial [58], acopla-se um filtro nos terminais de alimentação (Fig. 1.5). Este filtro é construído com a menor quantidade possível de elementos armazenadores de energia (capacitâncias e indutâncias relativamente baixas quando comparadas ao barramento de corrente contínua empregado nos conversores indiretos de frequência (Fig. 1.2)), uma vez que este filtro de entrada não é projetado para armazenar energia proveniente da carga [28] e [83].

Alguns requisitos devem ser seguidos, independentemente da maneira pela qual o filtro de entrada seja projetado. Logo, os filtros de entrada precisam [28]:

- eliminar as componentes de alta frequência (frequência de chaveamento do conversor) e elementos sub-harmônicos (componentes harmônicas inferiores à funda-

mental de entrada) das correntes de entrada do conversor;

- maximizar fator de deslocamento de entrada $\cos(\vartheta)$ para qualquer potência de saída;
- minimizar o volume e o peso dos capacitores e dos indutores empregados;
- minimizar a queda de tensão provocada pelo elemento indutivo do filtro possibilitando uma maior razão entre as tensões de entrada e de saída do conversor.

Existem várias topologias para a realização do filtro. Porém, a topologia mais empregada é a de um circuito LC série (Fig. 1.5). Estruturas mais complexas foram criadas e recomendadas na literatura com o intuito de alcançar alta atenuação na frequência de chaveamento, no entanto tais topologias não são práticas [28].

O projeto dos valores da capacitância e da indutância dos elementos LC do filtro de entrada é baseado na escolha da frequência angular de corte ω_o , frequência esta que deve promover uma certa atenuação na frequência de chaveamento. Assim, o valor da capacitância de entrada (C_{ent}) e o valor da indutância de entrada (L_{ent}) estão relacionados com ω_o como indicado em (1.2):

$$L_{ent}C_{ent} = \frac{1}{\omega_o^2} \quad (1.2)$$

com a indutância de entrada respeitando a máxima queda de tensão ΔV na carga, ou seja [28]:

$$\frac{\Delta V}{V_{ent}} = 1 - \sqrt{1 - (\omega_e L_{ent})^2 \left(\frac{I_{ent}}{V_{ent}}\right)^2} = 1 - \sqrt{1 - l_{ent}^2} \quad (1.3)$$

onde ω_e é a frequência angular do sistema elétrico de entrada, V_{ent} e I_{ent} são a tensão de entrada e corrente de entrada em valor eficaz, respectivamente, e l_{ent} é a indutância do filtro em p.u.. Em [28] são mostrados valores típicos para os elementos construtivos de um filtro LC de entrada para conversores matriciais.

A configuração LC como filtro de entrada apresenta alguns problemas no funcionamento do conversor matricial, pois esta estrutura de filtro pode criar sobretensões durante uma operação transitória. Uma solução para reduzir sobretensões foi proposta

no artigo [28] e consiste na inclusão de resistores de amortecimento conforme mostra a Fig. 1.20 (filtro RLC).

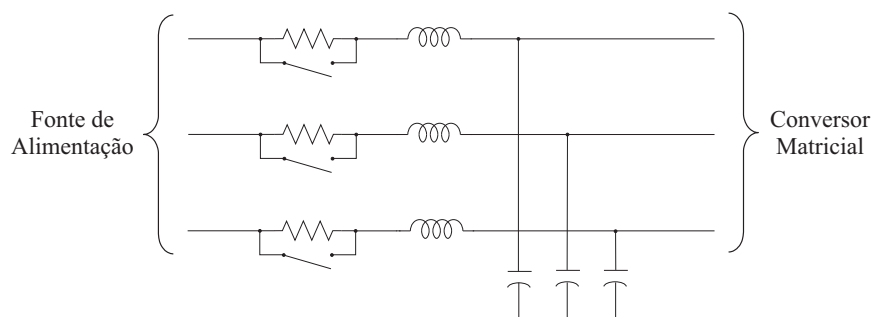


Figura 1.20: Representação do filtro de entrada de um conversor matricial com resistores de amortecimento: resistores em série com os indutores do filtro.

Em regime normal de funcionamento do conversor matricial, as chaves em paralelo com os resistores de amortecimento estão normalmente fechadas, curto-circuitando o resistor ligado em série, só sendo abertas quando da operação em modo transitório do conversor, minimizando, assim, a degradação que seria causada na eficiência do sistema [27]. Um inconveniente deste filtro é a necessidade de um circuito de comando para as chaves de cada resistor de amortecimento. Uma variação desta estrutura é mostrada na Fig. 1.21, onde o resistor de amortecimento é colocado em paralelo ao indutor de entrada L_{ent} permitindo a passagem de correntes harmônicas de alta frequência. Em [27] é apresentado um rigoroso tratamento matemático da configuração de filtro vista na Fig. 1.21, bem como do filtro LC da Fig. 1.5, e valores típicos para os elementos que compõem estes filtros de entrada.

Uma desvantagem dos filtros de entrada que empregam resistores de amortecimento, desde que estes resistores atendam às regulamentações², é que eles se tornam excessivamente grandes. Considerando esta limitação, foram desenvolvidas outras estruturas mais econômicas para filtros de entrada. Uma das configurações é a que usa filtros com multi-estágios, conforme mostra a Fig. 1.22, e outra configuração é o filtro a estágio único com um desvio harmônico sintonizado apresentado na Fig. 1.23. Porém, o emprego de filtros desviadores exige a aplicação de componentes com boas tolerância

²European Standards de 1996, por exemplo [24].

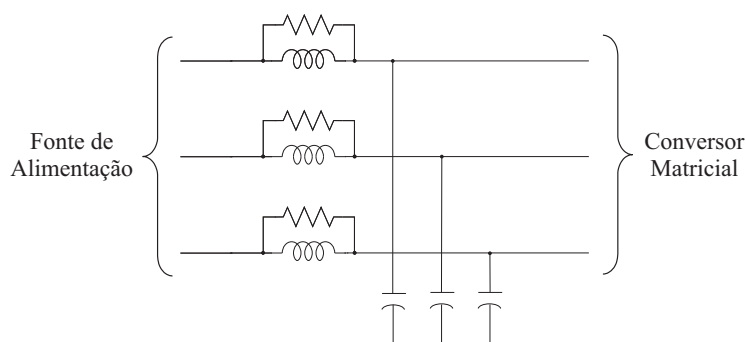


Figura 1.21: Representação do filtro de entrada de um conversor matricial com resistores de amortecimento: resistores em paralelo com os indutores do filtro.

e estabilidade, podendo tornar esta opção não tão econômica quanto a estrutura de filtros a multi-estágio [24].

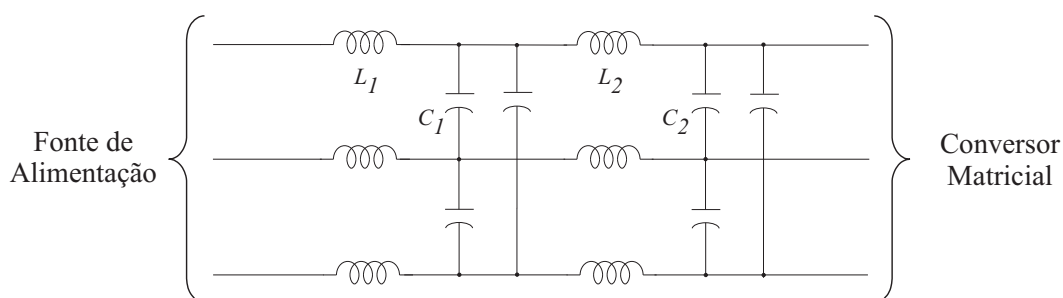


Figura 1.22: Filtro de entrada LC com multi-estágios

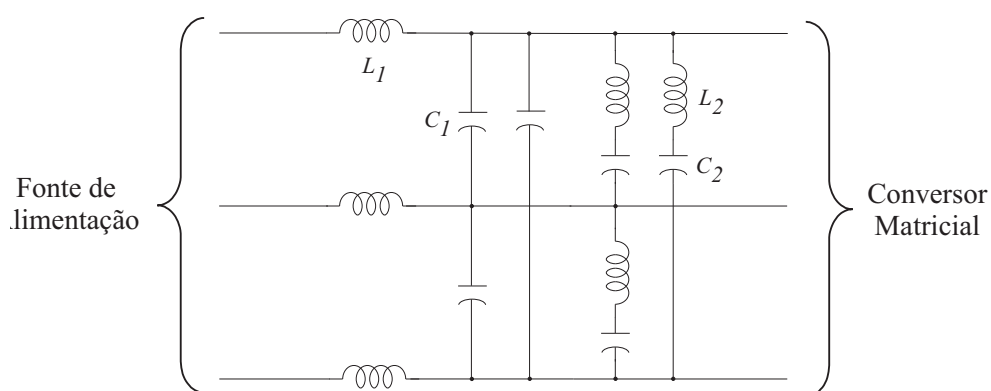


Figura 1.23: Filtro LC de entrada com desvio harmônico

Em [24] os autores propõem uma fórmula que possa estimar o custo de diferentes

tipos de filtros, facilitando a comparação de preço entre várias estruturas. Nesta estimação, é considerado que o custo e o tamanho de um capacitor são ambos proporcionais à capacitância e ao nível de tensão onde este capacitor será empregado, ou seja:

$$Fator\ Custo\ Capacitor = \sum_{m=1}^y C_m V_{ent} \quad (1.4)$$

onde V_{ent} é o valor eficaz das tensões de entrada, y é o número total de capacitores usados e C_m é a capacitância de cada capacitor. Para o caso do custo dos indutores, considera-se que este é proporcional à indutância e ao quadrado da corrente e que é aproximadamente duas vezes o custo dos valores capacitivos. Portanto:

$$Fator\ Custo\ Indutor = \sum_{n=1}^x 2L_n I_{ent}^2 \quad (1.5)$$

sendo I_{ent} o valor eficaz da corrente total de entrada, L_n é a indutância de cada indutor empregado e x é o número total de indutores. Para se estimar o *Fator Custo* total basta somar (1.4) com (1.5), como em (1.6):

$$Fator\ Custo = Fator\ Custo\ Capacitor + Fator\ Custo\ Indutor \quad (1.6)$$

ou:

$$Fator\ Custo = \sum_{m=1}^y C_m V_{ent} + \sum_{n=1}^x 2L_n I_{ent}^2 \quad (1.7)$$

O *Fator Custo* pode também ser usado para otimizar as proporções relativas entre a indutância e a capacitância no filtro [24]. Uma importante ressalva a ser feita a respeito dos conversores matriciais é que, na sua concepção, esperava-se que estes conversores fossem “puramente de silício”, pois não era necessário o uso de grandes elementos reativos para armazenar energia como acontece com os conversores indiretos de frequência [28]. No entanto, estudos revelaram que conversores matriciais de $4kW$ requeriam elementos reativos tão grandes e volumosos para a construção do filtro de entrada que começou a ser comparado aos capacitores empregados no barramento de corrente contínua dos conversores indiretos de frequência [83]. Conseqüentemente, um dos atrativos dos conversores matriciais, dependendo da potência solicitada pela carga, pode se tornar mais um elemento para encarecer esta estrutura de conversão de frequência, tendo em vista que além do filtro de entrada os conversores matriciais necessitam

de mais *IGBT* (18 ao total em uma conversão trifásica-trifásica) comparado aos 12 necessários para a estrutura retificador-inversor dos conversores indiretos de frequência (para um sistema trifásico-trifásico). Isto demanda, por parte dos pesquisadores, a criação de um dispositivo semiconductor que permita o fluxo bidirecional de corrente, barateando, desta forma, a chave bidirecional.

Uma outra forma de eliminar distorções harmônicas na forma de onda das correntes que circulam nos terminais de entrada dos conversores matriciais foi proposta em [29]. O método se baseia em que os componentes harmônicos indesejados e de mesma frequência presentes nos 3 terminais de entrada de cada fase (*A*, *B* ou *C*) estão defasadas entre si de $\frac{2\pi}{3}$. A Fig. 1.24 auxilia o entendimento deste processo. Assume-se que v_A é a fonte de alimentação com frequência f_e e que v_a , v_b e v_c são também fontes de tensão contendo componentes com amplitude e fase idênticas, com a mesma frequência de v_A , e com componentes indesejados de mesma amplitude para diferentes frequências, onde cada uma destas componentes indesejadas são defasadas entre si de $\frac{2\pi}{3}$ para a mesma frequência. Naturalmente, as correntes i_{Aa} , i_{Ab} e i_{Ac} apresentarão tanto as componentes desejadas como as componentes indesejadas (harmônicas). O fato de todos os componentes indesejados estarem defasados entre si de $\frac{2\pi}{3}$ faz com que a corrente i_A (composta das correntes i_a , i_b e i_c) seja “livre”, para este arranjo, de qualquer uma destas componentes harmônicas.

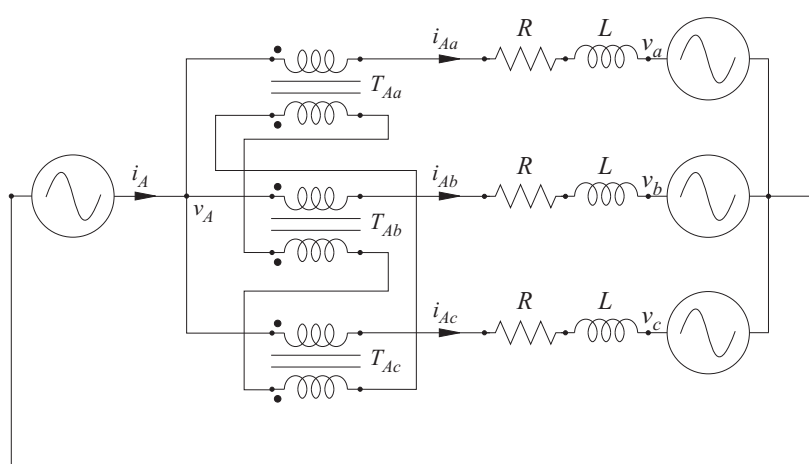


Figura 1.24: Princípio de funcionamento do método de eliminação de componentes harmônicas indesejadas usando transformadores com os terminais secundários conectados em delta.

Para estender este princípio aos conversores matriciais, coloca-se um conjunto de três transformadores, como o mostrado na Fig. 1.24, em cada terminal de entrada do conversor matricial. Os primários destes transformadores servem de caminho direto para as correntes i_{Aa} , i_{Ab} e i_{Ac} e os terminais secundários destes transformadores ficam conectados em delta (Fig. 1.25). As tensões primárias dos três transformadores conterão todos os componentes (desejados e indesejados). O mesmo ocorre para as tensões sobre os terminais secundários dos transformadores. O fato de conectar os secundários em delta possibilitará a criação de um caminho fechado para as componentes harmônicas indesejadas, que, sendo iguais em magnitude e defasadas entre si de $\frac{2\pi}{3}$, resultará na “anulação” das componentes indesejadas nas correntes de entrada. Em contraste, a soma dos componentes fundamentais para cada fase de entrada será diferente de zero e uma corrente comum com a frequência desejada nos terminais de entrada do conversor existirá nos terminais secundários do transformador. Sendo assim, a ação do transformador impedirá a circulação de correntes com componentes harmônicas nos seus terminais primários, apesar das tensões v_{Kj} , $K = \{A, B \text{ ou } C\}$ e $j = \{a, b \text{ ou } c\}$, apresentarem-nas.

1.3.3 Circuitos de Proteção

Os elementos mais importantes na conversão direta de frequência, como mencionado anteriormente, são as chaves bidirecionais. Colocar uma tensão de entrada diretamente nos terminais de saída do conversor exige alguns cuidados que já foram citados neste texto e que serão repetidos para serem enfatizados.

Primeiramente, deve-se saber que uma e somente uma fase de entrada pode ser conectada, por vez, a uma saída, evitando, desta forma, um curto-circuito entre as fases de entrada. Outro cuidado a ser tomado se relaciona à natureza da carga ligada ao conversor, normalmente indutiva. Deixar uma saída aberta implica em “cortar” o caminho de circulação da corrente da carga, o que resulta em sobretensões. Outras causas de sobretensões podem estar associadas a perturbações na rede elétrica de alimentação e a faltas ocorridas na carga [89]. Ambas as restrições precisam ser respeitadas pois, em caso contrário, pode-se comprometer as chaves bidirecionais [59].

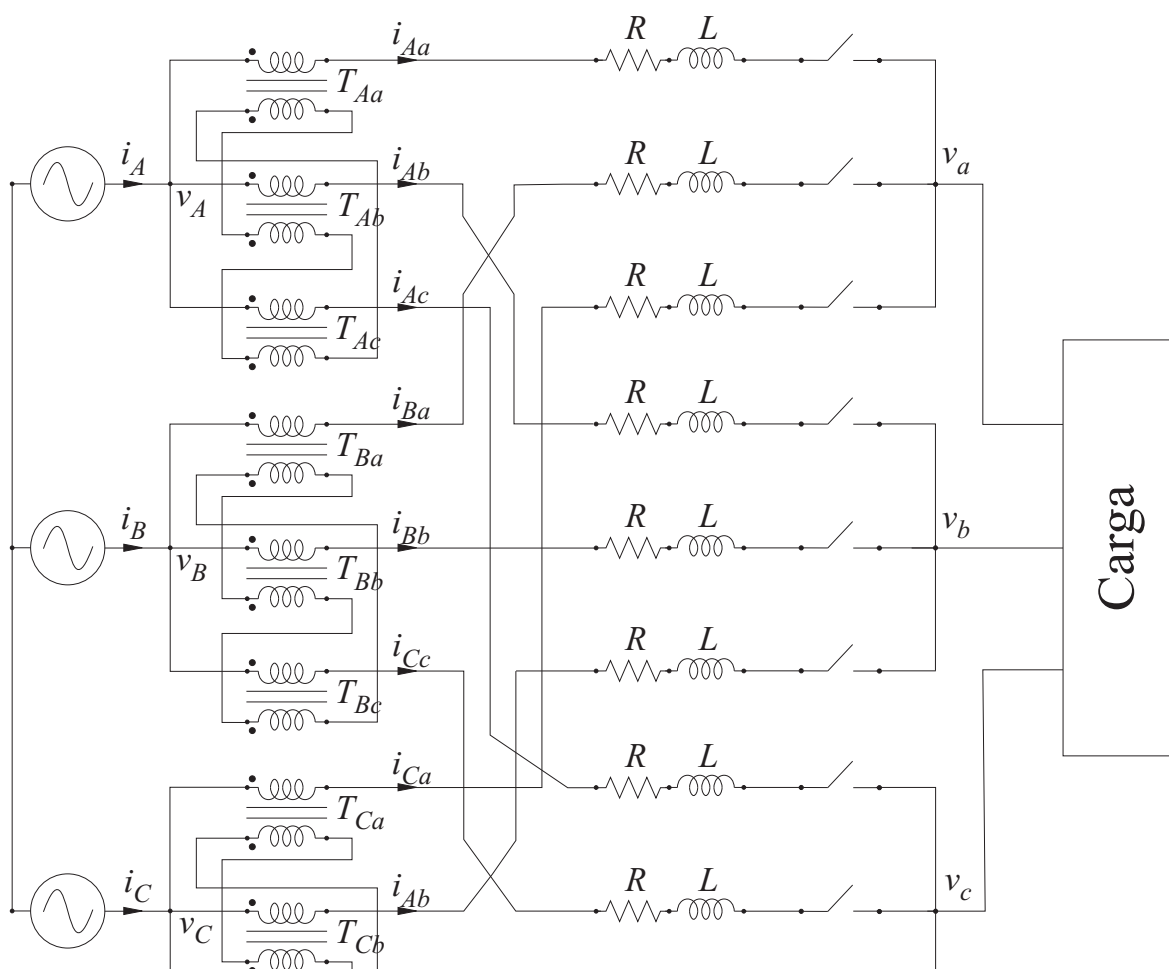


Figura 1.25: Princípio de funcionamento do método de eliminação de componentes harmônicas indesejadas usando transformadores com os terminais secundários conectados em delta.

Sendo assim, foram desenvolvidos alguns sistemas de proteção capazes de minimizar estes efeitos.

Para evitar sobrecorrentes nos terminais de entrada do conversor, o filtro de entrada pode ser empregado, pois este apresenta componentes indutivos os quais evitam variações bruscas nas correntes.

Um dos meios usados para evitar sobretensões consiste na utilização de circuitos *clamps* a diodos como mostrado na Fig. 1.26. O circuito *clamp* é a solução mais co-

num empregada para o bom funcionamento do conversor matricial durante situações de faltas oriundas da carga conectada aos terminais do conversor. Sendo assim, o circuito *clamp* a diodos é aplicado para proteger o conversor numa situação em que todas as chaves de uma mesma saída estiverem abertas [25] limitando o nível da sobretensão que aparece nestes terminais [28] e [83].

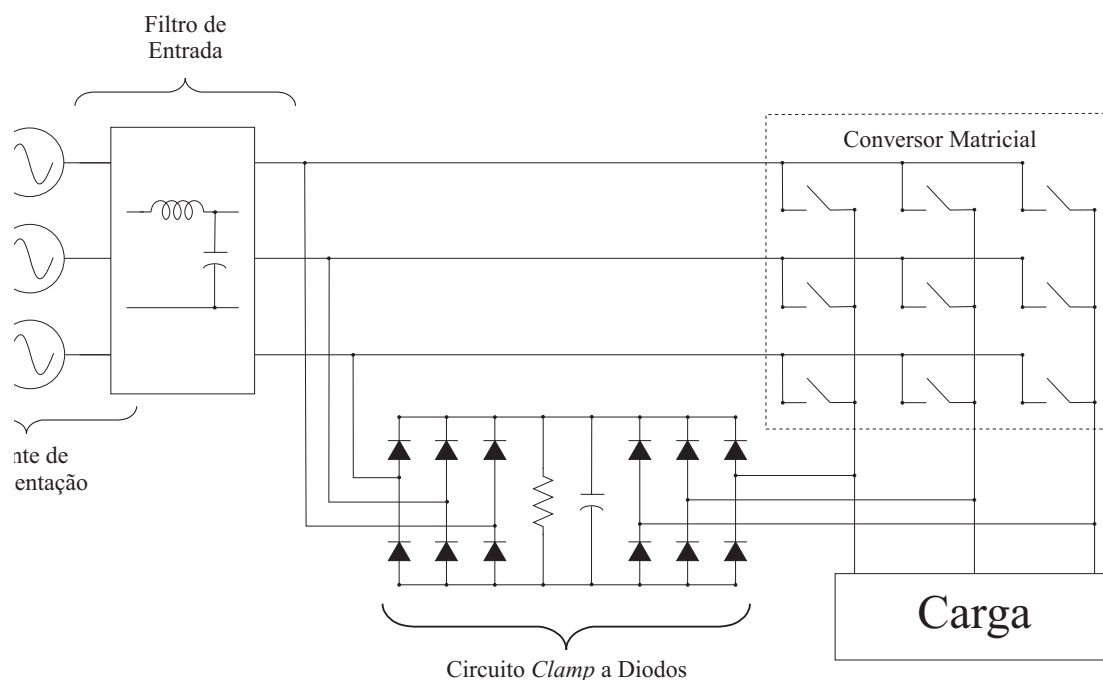


Figura 1.26: *Conversor Matricial com circuito clamp a diodos.*

A Fig. 1.27 mostra em detalhes os elementos construtivos de um circuito *clamp* a diodos, os quais são enumerados a seguir [88]:

- dois grupos de pontes retificadoras usando diodos de “rápida-recuperação”;
- um capacitor encarregado de armazenar a energia excedente que será disponibilizada pela carga no momento da comutação (quando o caminho de circulação de corrente for “cortado”);
- um resistor para descarregar o excesso de energia armazenada no capacitor.

Em condições normais de funcionamento, os diodos estão inversamente polarizados e o circuito *clamp* não apresenta nenhuma influência na operação do conversor

matricial. A única preocupação nas condições normais de funcionamento para o circuito *clamp* é que ele deve suportar a energia proveniente das indutâncias parasitas [87].

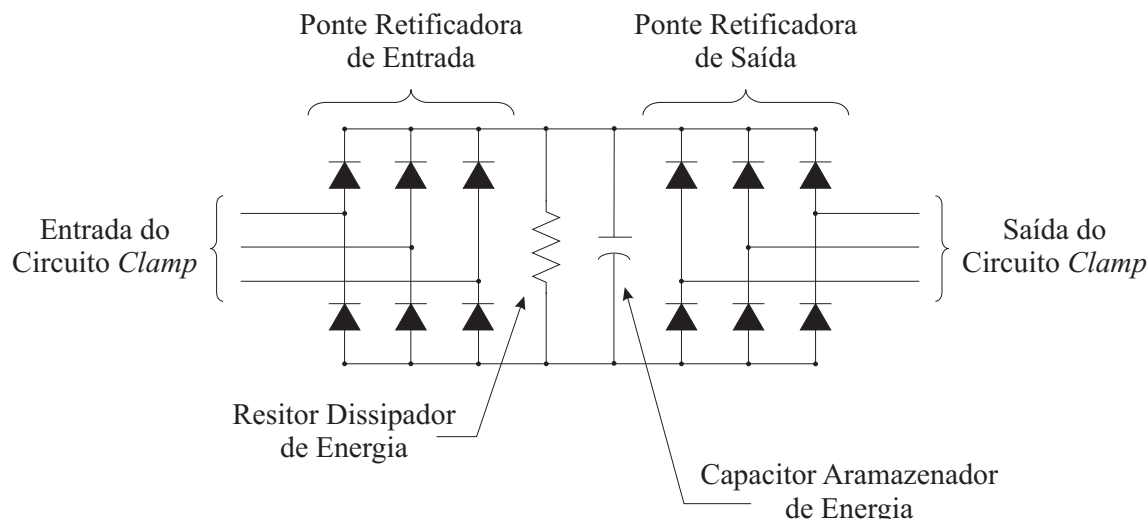


Figura 1.27: Detalhe dos componentes de um circuito clamp a diodos.

Quando as chaves bidirecionais de uma saída do conversor são momentaneamente abertas, a energia armazenada na carga indutiva deve ser transferida para o capacitor sem a criação de sobretensões [83]. A situação crítica para o circuito *clamp* está relacionada a estes momentos de falta [87]. O funcionamento, então, do circuito *clamp* procede-se da seguinte maneira: uma sobretensão nos terminais do conversor faz com que os diodos da ponte retificadora de saída se polarizem diretamente. Diretamente polarizados, os diodos possibilitam um caminho alternativo para a circulação de corrente de carga. A tensão da carga, neste instante, passa a ser imposta pelo capacitor do circuito *clamp*, o qual limita a tensão nos terminais de saída exatamente com o valor da diferença de potencial dos seus terminais, tendo em vista que a(s) corrente(s) indutiva(s) da carga não foi (foram) interrompida(s) (o plural usado para as correntes de carga foi para ressaltar o caso em que mais de um braço do conversor matricial fique desconectado ao mesmo tempo). Logo, o capacitor do circuito *clamp* tem que assegurar a transferência de energia proveniente da carga quando ocorrem pequenas interrupções na fonte de alimentação [28].

Para o projeto do capacitor do circuito *clamp*, considera-se qual é a máxima energia

indutiva armazenada na carga conectada aos terminais do conversor. Para o caso de uma carga com correntes senoidais equilibradas, tem-se que a energia armazenada nas suas indutâncias é dada por:

$$Q_L = \frac{1}{2}L_{carga}(i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) = \frac{3}{4}L_{carga}I_s^2 \quad (1.8)$$

onde Q_L é a energia total armazenada nas indutâncias da carga, L_{carga} é a indutância da carga, i_a , i_b e i_c são as correntes que circulam nas fases da carga e I_s é a amplitude das correntes dos terminais de saída do conversor [88]. Q_L deve, conseqüentemente, ser a energia também armazenada no capacitor do circuito *clamp*, pois, no caso de todas as chaves do mesmo braço de um conversor matricial estarem abertas, o capacitor do circuito *clamp* precisa ser capaz de absorver esta energia. Então, Q_L em (1.8) é também igual a [28]:

$$Q_L = \frac{1}{2}C_{clamp}(V_{max}^2 - V_e^2) \quad (1.9)$$

onde C_{clamp} é o valor da capacitância do capacitor do circuito *clamp*, V_{max} é o valor máximo da sobretensão admissível (este valor está relacionado aos valores limites das chaves bidirecionais e da carga) e V_e é o valor de pico das tensões de entrada. Para se determinar a capacitância do circuito *clamp*, basta isolar C_{clamp} de (1.8) e de (1.9), como indicado em (1.10).

$$C_{clamp} = \frac{3}{2} \frac{L_{carga}I_s^2}{(V_{max}^2 - V_e^2)} \quad (1.10)$$

No caso de se ter um motor de indução conectado aos terminais de saída do conversor, (1.8) deve ser reescrita levando em consideração que, para o modelo elétrico da máquina de indução, existem três indutâncias diferentes: a indutância do estator (L_{est}), a indutância do rotor (L_{rot}) e a indutância mútua entre estator e rotor (L_m) e que cada indutância está associada a uma corrente. A Fig. 1.28 ajuda a visualizar como (1.8) pode ser reescrita considerando que a carga é um motor de indução. Nesta figura, tem-se o circuito equivalente no momento em que há uma transferência de energia do motor de indução para o capacitor do circuito *clamp* quando da ocorrência de uma situação de falta. A energia armazenada nos enrolamentos do motor é, então, expressa por [87] e [88]:

$$Q_L = Q_{motor} = \frac{3}{4}(L_{est}i_{est}^2 + L_{rot}i_{rot}^2 + L_m i_m^2) \quad (1.11)$$

onde i_{est} , i_{rot} e i_m são, respectivamente, as correntes que circulam nas bobinas do estator, do rotor e a corrente de magnetização do motor.

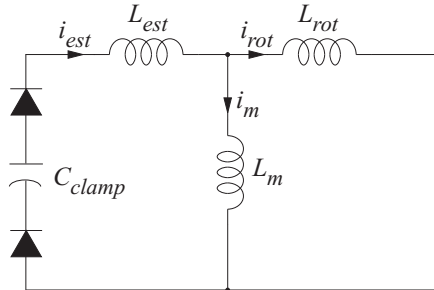


Figura 1.28: Modelo equivalente do circuito clamp e do motor de indução quando da transferência da energia armazenada nas indutâncias do motor para o capacitor C_{clamp} durante uma situação de falta.

Para se dimensionar o capacitor do circuito *clamp*, leva-se em consideração o pior caso de operação do motor de indução. Este pior caso ocorre quando a corrente i_m se iguala a zero [88] e [28]. Para esta situação (1.11) se torna:

$$Q_{motor} = \frac{3}{4}(L_{est} + L_{rot})I_{max}^2 \quad (1.12)$$

onde I_{max} é o valor limite da corrente que deve circular no conversor. Procedendo de forma semelhante à que foi usada no cálculo da capacitância para o caso de uma carga indutiva qualquer (diferente de um motor de indução), conforme (1.10), usam-se as igualdades (1.9) e (1.12) e se chega a:

$$C_{clamp} = \frac{3}{2} \frac{(L_{est} + L_{rot})I_{max}^2}{(V_{max}^2 - V_e^2)} \quad (1.13)$$

Conclui-se, desta maneira, que para se dimensionar o valor da capacitância do capacitor empregado no circuito *clamp*, quando a carga conectada aos terminais do conversor matricial for um motor de indução, são necessárias três grandezas do sistema estudado [88]:

- o valor limite da tensão que os semicondutores usados na construção das chaves bidirecionais suportam (V_{max});

- o valor das indutâncias de estator (L_{est}) e de rotor (L_{rot}) associadas ao motor de indução;
- o valor limite da corrente que pode circular através do conversor (este valor pode ser estimado como sendo 150% do valor da corrente nominal (I_{nom}) do motor de indução).

A Tab. 1.1³ abaixo apresenta valores de C_{clamp} para diferentes máquinas de indução (com potências nominais variando de 2,2 a 11kW) com V_e igual a 400V e V_{max} igual a 1000V. A maior desvantagem para o projeto do capacitor do circuito *clamp* é que os parâmetros do motor de indução precisam ser conhecidos antes mesmo de se projetar este capacitor [88].

Tabela 1.1: Valores de capacitância para o capacitor do circuito clamp (C_{clamp}) quando a corrente limite for $1,5I_{nom}$, o valor de pico das tensões de entrada (V_e) for de 400V e o valor máximo de sobretensão aceitável (V_{max}) for de 1000V.

$P(kW)$	$I_{nom}(A)$	$L_s(mH)$	$L_r(mH)$	$C_{clamp}(\mu F)$
2,2	4,8	7,57	7,41	3,4
4,0	8,9	4,34	6,48	8,4
7,5	16	3,02	3,90	17,5
11	22	1,97	3,33	25,3

O uso do circuito *clamp* para evitar possíveis sobretensões sobre as chaves bidirecionais do conversor matricial, como o mostrado na Fig. 1.27, implica na inclusão de 12 diodos (duas pontes retificadoras), um capacitor e um resistor, o que o torna uma solução cara devido ao uso destes componentes extras [25]. Por esta razão, soluções alternativas foram apresentadas para evitar o problema da sobretensão pela falta de “caminho” para a circulação das correntes indutivas de carga.

Uma destas soluções foi proposta em 1997 por *Nielsen, Blaabjerg e Pedersen* [87]. Os autores perceberam que alguns diodos usados no circuito *clamp* tradicional (Fig.

³Tabela extraída do artigo [88].

1.27) poderiam ser substituídos por alguns diodos que compõem as chaves bidirecionais, reduzindo, assim, o número de diodos extras de doze para seis [87] e [88]. Desta maneira, alguns diodos das chaves bidirecionais serviriam, também, como diodos do circuito *clamp*. Esta redução de diodos extras, que é a máxima conseguida, só é possível quando três chaves bidirecionais do conversor matricial (como as chaves bidirecionais da Fig. 1.7) forem conectadas no modo emissor comum (Fig. 1.7(b)) e as demais chaves bidirecionais conectadas no modo coletor comum (Fig. 1.7(a)). A Fig. 1.29 apresenta esta nova configuração para os circuitos *clamp* a diodos.

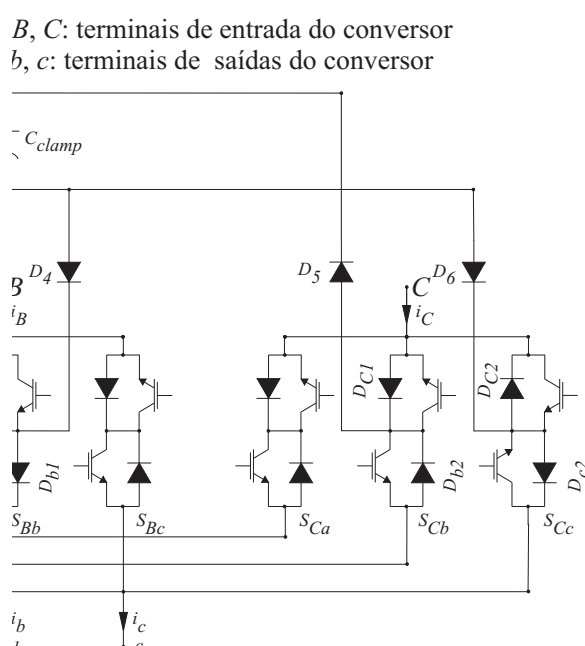


Figura 1.29: Nova configuração do circuito clamp com o número de diodos extras reduzido a seis e usando diodos das chaves bidirecionais do conversor

As chaves bidirecionais S_{Aa} , S_{Bb} e S_{Cc} são as chaves conectadas com arranjo a emissores comuns e as restantes estão conectadas com arranjo a coletores comuns. Para exemplificar o funcionamento desta nova configuração de circuito *clamp*, será suposto que se deseja fazer uma comutação no terminal de saída a da fase de entrada A para a fase de entrada B , sendo que as corrente i_a e i_A , negativa e positiva⁴, respectivamente (na Fig. 1.29, para o exemplo, i_a e i_A estão em sentidos opostos ao indicado). O caminho alternativo da corrente no momento da comutação, em caso de ambas as

⁴ p (positiva) - corrente saindo do terminal do conversor - e n (negativa) - corrente entrando nos terminais do conversor

chaves S_{Aa} e S_{Ba} ficarem abertas, dar-se-á entre os seguintes diodos: diodo D_{A1} da chave bidirecional S_{Aa} (em branco), diodo D_{a2} da chave bidirecional S_{Ba} (em branco), os diodos do circuito *clamp* D_1 e D_3 e o capacitor C_{clamp} .

Este exemplo pode ser estendido para qualquer comutação entre as fases de entrada e o seu funcionamento é exatamente idêntico ao circuito *clamp* tradicional (Fig. 1.27). Sendo assim, o capacitor empregado para armazenar a energia vinda da carga, quando da ocorrência de uma falta, será calculado de forma semelhante a que foi procedida em (1.10) e em (1.13) [87] e [88]. A Tab. 1.2⁵ fornece uma descrição dos diodos que ficam diretamente polarizados no momento da comutação, dependendo do sinal das correntes de entrada e saída (positivo ou negativo).

Tabela 1.2: Descrição geral dos diodos “clamps” ativos, no momento de uma falta, considerando o sinal das correntes.

i_a	i_b	i_c	Diodos que conduzem		
p	p	n	$D_1 - D_{a1}$	$D_4 - D_{b1}$	$D_2 - D_{c1}$
p	n	p	$D_1 - D_{a1}$	$D_5 - D_{b2}$	$D_6 - D_{c2}$
n	p	p	$D_3 - D_{a2}$	$D_4 - D_{b1}$	$D_6 - D_{c2}$
n	n	p	$D_3 - D_{a2}$	$D_5 - D_{b2}$	$D_6 - D_{c2}$
n	p	n	$D_3 - D_{a2}$	$D_4 - D_{b1}$	$D_2 - D_{c1}$
p	n	n	$D_1 - D_{a1}$	$D_5 - D_{b2}$	$D_2 - D_{c1}$
i_A	i_B	i_C	Diodos que conduzem		
p	p	n	$D_2 - D_{A2}$	$D_3 - D_{B1}$	$D_6 - D_{C2}$
p	n	p	$D_2 - D_{A2}$	$D_4 - D_{B2}$	$D_5 - D_{C1}$
n	p	p	$D_1 - D_{A1}$	$D_3 - D_{B1}$	$D_5 - D_{C1}$
n	n	p	$D_1 - D_{A1}$	$D_4 - D_{B2}$	$D_5 - D_{C1}$
n	p	n	$D_1 - D_{A1}$	$D_3 - D_{B2}$	$D_6 - D_{C2}$
p	n	n	$D_2 - D_{A2}$	$D_4 - D_{B2}$	$D_6 - D_{C2}$

Uma outra solução para evitar sobretensões foi apresentada em 2000 por *Mahlein* e *Braun* [26]. Esta nova estratégia de proteção contra sobretensões substitui o circuito *clamp* a diodos por varistores conectados à entrada e à saída do conversor. O uso dos

⁵Tabela extraída do artigo [88].

varistores como solução foi aplicado porque a energia armazenada nos indutores da carga, um motor de indução no caso exemplificado pelos autores, é bastante pequena, podendo então ser absorvida pelos varistores.

Estes elementos são conectados ao sistema de conversão em triângulo, tanto os varistores de entrada como os de saída. O varistores utilizados na entrada do conversor são projetados para proteger os *IGBT* das chaves bidirecionais de transitórios de tensão originados no sistema de alimentação do conversor [25] e os empregados nos terminais de saída do conversor servem para descarregar a energia oriunda da carga. Tem-se, na Fig. 1.30, a ligação elétrica destes dois conjuntos de varistores e na Fig. 1.31, o circuito equivalente do motor de indução acoplado a resistência R_v do varistor no momento de uma falta.

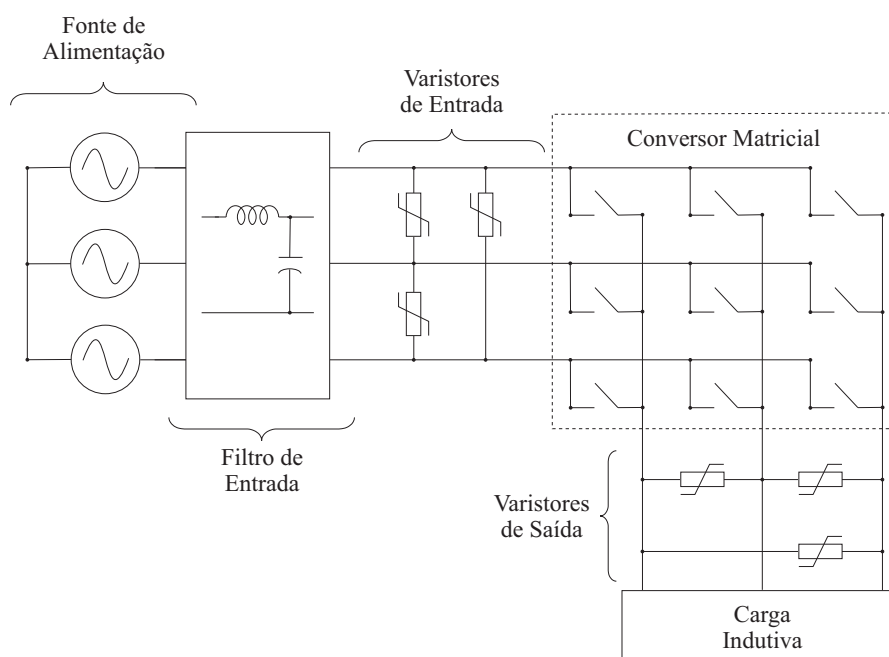


Figura 1.30: *Conversor matricial com varistores de proteção.*

Para se estimar o valor de R_v , os *data sheets* dos varistores não consideram a energia que está envolvida no processo, (1.8) e (1.11), mas sim a duração (constante de tempo T_{est} da corrente de estator) e a intensidade da corrente que circulará no varistor (própria corrente de estator). A determinação de T_{est} deve ser feita para o pior caso (maior

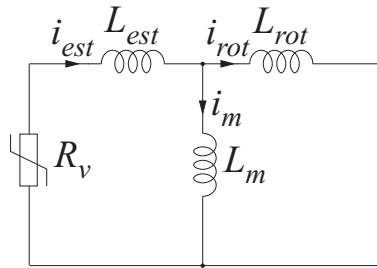


Figura 1.31: Circuito equivalente do motor de indução e do varistor conectado aos terminais de saída do conversor quando do descarregamento da energia armazenada nas indutâncias do motor em R_v .

amplitude da corrente de saída). Este pior caso, como procedido para determinar a capacitância C_{clamp} em (1.13), ocorrerá quando a corrente de magnetização i_m da máquina for zero, como em (1.12). Conseqüentemente, a corrente de estator (i_{est}) decairá segundo a constante de tempo abaixo:

$$T_{est} \approx \frac{L_{est} + L_{rot}}{R_v} \quad (1.14)$$

que varia durante a situação de falta, uma decorrência da característica exponencial da resistência dos varistores que apresenta um valor muito maior que a resistência do estator da máquina [30].

Um problema associado aos varistores é que, após um certo número de ciclos, seu funcionamento fica comprometido devido à fadiga causada pela alta frequência de comutação das chaves bidirecionais do conversor, reduzindo, assim, sua vida útil [25] e [30].

Além disso, o uso de varistores como proteção contra sobretensões não é suficientemente boa para proteger os *IGBT* das chaves bidirecionais [25]. Para proteger os *IGBT* de sobretensões, os autores propuseram um circuito para ser acoplado ao disparo de cada *IGBT*. A Fig. 1.32 apresenta este circuito [25], [26] e [30].

A proteção opera da seguinte maneira: se a tensão entre o coletor e o emissor do *IGBT* atingir um valor elevado a ponto de polarizar o diodo do circuito da Fig. 1.32 diretamente, implicará na criação de um “novo” disparo para o *IGBT*, levando-o à sua característica de não-saturado [26] e [30]. Este modo causará perdas elevadas no *IGBT*,

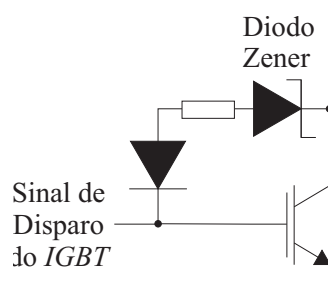


Figura 1.32: Circuito usado no disparo dos IGBT para evitar sobreensões.

perdas estas permissíveis para pequenos tempos de operação (tempo necessário para que o varistor conduza a corrente) [25], [26] e [30]. Mesmo com esta limitação, pode-se citar duas vantagens desta proteção contra sobreensões quando comparada à usada com circuitos *clamp* que são a redução do espaço ocupado pelos varistores e redução dos custos [25].

1.4 *Ride-Through Capability*

Uma das vantagens apresentada pelos conversores indiretos de frequência está associada à possibilidade de armazenamento de energia através do barramento de corrente contínua. Isto é importante, por exemplo, quando da ocorrência de quedas de tensão na barra que alimenta a entrada do conversor (“afundamentos de tensão”) ou, até mesmo, perdas momentâneas da fonte de alimentação, pois existe um isolamento completo entre os terminais de entrada e os terminais de saída do conversor. Outro exemplo usado para caracterizar a utilidade do barramento de corrente contínua nos conversores indiretos de frequência se relaciona à possibilidade de armazenar energia proveniente da própria carga, como, por exemplo, o armazenamento da energia cinética de um motor quando este está sendo desacelerado. Sendo assim, a energia armazenada no barramento de corrente contínua pode ser oriunda tanto da fonte que alimenta o conversor indireto de frequência quanto da carga conectada aos terminais deste conversor, podendo, então, ser usada quando da necessidade da carga ou, mesmo, da fonte. Esta possibilidade de armazenar energia é conhecida por *Ride-Through Capability*.

O outro tipo de conversor (conversores diretos de frequência) possui como carac-

terística “teórica” principal a não necessidade de elementos armazenadores de energia. Isto pode ser considerado como uma limitação deste tipo de conversor, tendo em vista que qualquer perturbação da fonte alimentadora é “sentida” diretamente pela carga, distorcendo, dependendo da estratégia de controle usada, a forma de onda da tensão de saída (o capacitor usado no filtro de entrada é projetado para minimizar estas perturbações). Também, diferentemente dos conversores indiretos de frequência, a energia excedente da carga, como a energia cinética de um motor durante um processo de frenagem, é ou completamente perdida ou completamente devolvida à rede. Sendo assim, as principais desvantagens dos sistemas que operam sem a *Ride-Through Capability* são listadas abaixo [31]:

- o nível de tensão requerido pela carga não pode ser mantido, forçando a retirada do controle do sistema. Conseqüentemente, toda a informação do motor é perdida;
- a redução do nível de tensão produz sobrecorrentes no motor;
- o reestabelecimento do nível de tensão da fonte alimentadora ocasionará em sobrecorrentes na entrada do conversor.

Sem a *Ride-Through Capability* as estruturas de conversores diretos de frequência eram consideradas vulneráveis a distúrbios originados no sistema que os alimentavam, tendo em vista que apenas soluções para conversores indiretos de frequência eram apresentadas, o que limitava, de certa forma, o uso dos conversores matriciais em aplicações industriais [32]. Em 2000, Klumpner, Boldea e Blaabjerg [32] propõem, para conversores matriciais usando estratégias de controle vetorial, uma possível estrutura capaz de exercer a função *Ride-Through* como as usadas nos conversores indiretos de frequência.

A estratégia de controle é desenvolvida considerando a existência de um circuito *clamp*, igual ao usado na Fig. 1.27, para proteger os conversores diretos de frequência contra sobretensões oriundas dos terminais de entrada e de saída. Como os conversores matriciais são baseados em “conexões galvânicas” entre a entrada e a saída, a *Ride-Through Capability* precisa garantir a separação entre a fonte de alimentação e a carga do conversor. Duas maneiras de desconectar a entrada da saída do conversor são abrir

todas as chaves bidirecionais ou conectar todas os terminais de saída à mesma fase de entrada (Fig. 1.33).

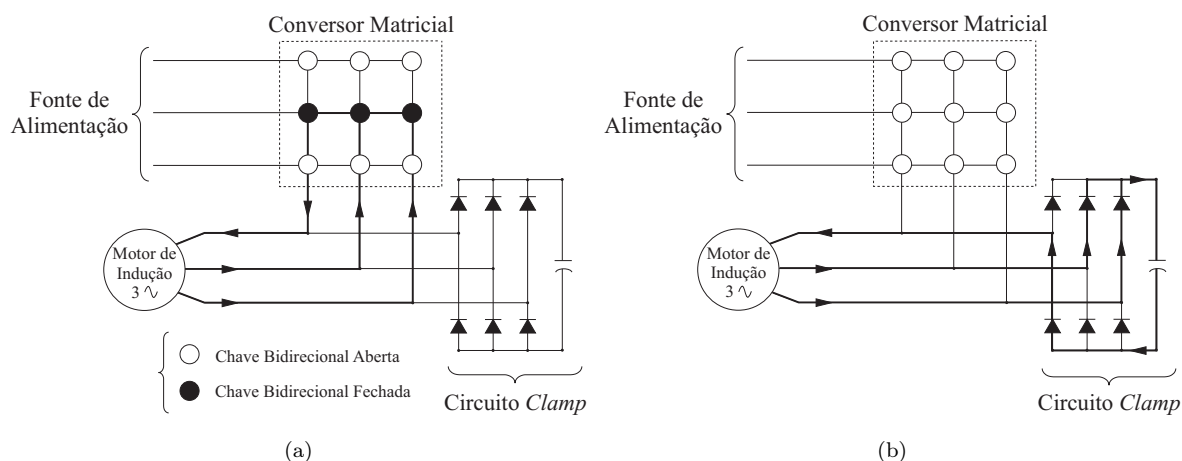


Figura 1.33: Maneiras de desacoplar os terminais de entrada do conversor matricial dos terminais de saída: (a) aplicação de vetor nulo; (b) desconectando todas as chaves bidirecionais do conversor matricial.

Conectando todos os terminais de saída à mesma fase de entrada (Fig. 1.33(a)), ou seja, como será visto na estratégia de controle vetorial para conversores matriciais, aplicando vetor nulo (vetor zero), implicará, no caso de motores de indução, em um aumento das correntes e, conseqüentemente, em um aumento no valor da energia armazenada nas indutâncias do motor. O fluxo de estator cessa o movimento porém o fluxo de rotor, devido à rotação do rotor, continua em movimento. Quando o fluxo de rotor começa a “conduzir” o fluxo de estator, o torque eletromagnético muda de sinal aumentando, baseado na conversão de energia, a energia armazenada nas indutâncias do motor.

A desconexão de todas as chaves bidirecionais do conversor matricial (Fig. 1.33(b)) causa a condução dos diodos do circuito *clamp*. A corrente de estator diminui e a energia armazenada nas indutâncias do motor são transferidas para o capacitor do circuito *clamp*. Alternando estas duas formas de desconectar a entrada da saída dos conversores matriciais durante uma operação de *Ride-Through* é possível o controle das correntes do motor e a transferência de energia da inércia do rotor para o capacitor do circuito *clamp* [31] e [32].

Desta forma, o processo de conversão e armazenamento da energia cinética do motor de indução no capacitor do circuito *clamp*, segundo a estratégia proposta, processa-se em duas etapas:

1. aplicação de vetor nulo: a energia mecânica da inércia do motor é convertida em energia magnética que é armazenada nas indutâncias do motor de indução através do fluxo de rotor;
2. desconexão das chaves bidirecionais do conversor matricial: a energia armazenada nas indutâncias do motor de indução é transferida para o capacitor do circuito *clamp*.

Nesta estratégia, não há possibilidade de controlar a magnitude do fluxo do rotor durante a operação *Ride-Through*, porque não se tem como aplicar um vetor ativo⁶, o que implica no aumento do fluxo. Outra observação a ser feita é que a *Ride-Through Capability* depende dos parâmetros do motor (indutâncias do estator e do rotor), do fluxo inicial do rotor (Ψ_r), da velocidade do rotor (f_r - frequência de rotação do rotor) e da carga quando a operação começa. Adicionalmente, esta estratégia apresenta limitações no desenvolvimento do conjugado ou do fluxo do motor durante a operação *Ride-Through*. Além disso, ainda necessita da medição da velocidade e de observar o ângulo do fluxo para reenergizar o motor nas condições do sistema de alimentação [33].

Observando as limitações da técnica de *Ride-Through Capability* proposta acima, *Cha* e *Enjeti* propuseram, em 2002, uma nova estrutura capaz de armazenar energia oriunda da carga [33]. Nesta nova estrutura, a topologia convencional do conversor matricial é modificada com a adição de três *IGBT* e um capacitor, conforme Fig. 1.34.

Os *IGBT* adicionais em conjunto com o capacitor devem ser controlados de forma semelhante aos *IGBT* de uma fonte de tensão inversora, quando da interrupção de potência, de modo a manter o fluxo do rotor e garantir a operação contínua do sistema (funcionamento como circuito *clamp*). Deste modo, a estratégia proposta possibilita a

⁶Os vetores ativos ocorrem quando dois terminais de saída do conversor matricial são conectados a uma mesma fase de entrada e o terceiro terminal de saída é conectado a uma fase de entrada diferente da aplicada nos outros terminais.

Ride-Through Capability para conversores matriciais e apresentam as seguintes vantagens:

- mantém a magnitude do fluxo do rotor e a sincronização entre o conversor matricial e o motor durante pequenas interrupções;
- permite ao conversor matricial reacelerar o motor na velocidade de referência sem transitórios de corrente quando as condições normais do sistema de alimentação são reestabelecidas;
- adição mínima de componentes e *software* ao conversor matricial.

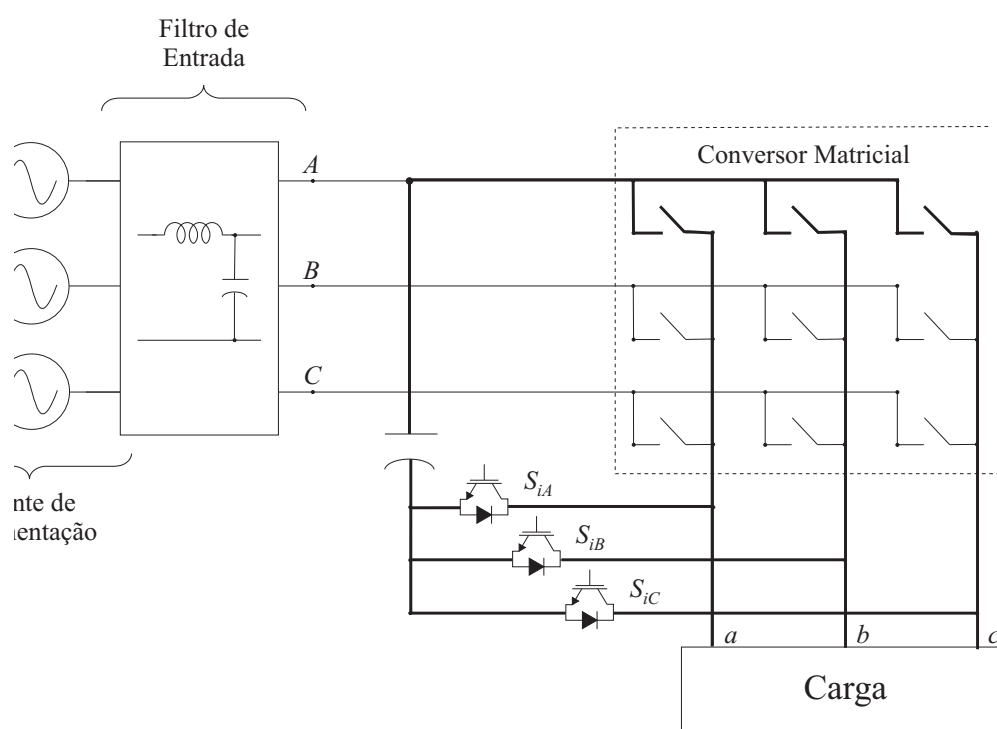


Figura 1.34: *Conversor matricial com módulo Ride-Through.*

As partes destacadas na Fig. 1.34 representam os elementos de circuito que exercem a função de *Ride-Through* durante uma pequena interrupção. Logo, o controle se processa com os *IGBT* adicionais mais três chaves bidirecionais do conversor matricial. O funcionamento desta estratégia é o seguinte: durante a operação *Ride-Through*, a entrada é desconectada da saída e do capacitor adicional “desligando” todas as chaves bidirecionais dos terminais de entrada B e C e acionando todas as chaves bidirecionais

dos terminais de entrada conectadas à entrada A juntamente com os três $IGBT$ adicionais. Como a energia armazenada no capacitor é inferior à energia mecânica do motor, então, faz-se necessário um controlador (os autores sugerem um controlador PI - proporcional mais integral) para regular a tensão que será transferida para o capacitor diminuindo a velocidade do sistema. Uma posterior regeneração é usada para reenviar a energia da inércia do motor e manter a tensão contínua (CC) do capacitor em um nível preestabelecido.

1.5 Organização Textual

Esse texto foi dividido, além do capítulo inicial concernindo a parte introdutória e os componentes que compõem os conversores matriciais, em quatro capítulos adicionais. Estes capítulos estão organizados de forma a garantir uma exposição ordenada das informações com a intenção de apresentar três estratégias escalares de modulação por largura de pulso que foram desenvolvidas durante este trabalho de mestrado. Os capítulos ainda foram escritos de forma independente uns dos outros de modo que a leitura de cada um pode ser procedida isoladamente.

Antes de apresentar os algoritmos propostos, é realizado no capítulo 2 um desenvolvimento matemático para conversores matriciais com m -entradas e n -saídas. Em seguida, esta mesma análise é feita para o caso particular em que se tenha um sistema de entrada e um sistema de saída trifásicos. Prosseguindo o estudo matemático dos conversores matriciais, é ainda tratado no capítulo 2 o limite “físico” em que amplitudes das tensões de saída podem atingir.

No capítulo 3, são apresentadas diferentes técnicas de controle (escalar e vetorial) desenvolvidas ao longo dos anos para conversores matriciais como os da Fig. 1.3. Outras duas novas técnicas de controle escalar, produzidas nesse trabalho de mestrado, são apresentadas. Várias simulações para todas as técnicas mostradas neste capítulo são feitas visando uma comparação de seus resultados com os resultados obtidos com as duas técnicas propostas. A terceira estratégia de controle proposta é apresentada no capítulo 4. Esta nova técnica de controle escalar foi desenvolvida para conver-

sores matriciais com entrada e saída trifásicas porém com uma estrutura diferente da apresentada na Fig. 1.3 (para este novo arranjo, usa-se um quarto “braço” de chaves bidirecionais a ser conectado no ponto de neutro da carga). Antes da apresentação do algoritmo proposto, uma análise matemática, como a procedida no capítulo 2, é feita para “se adaptar” à nova estrutura.

Por fim, no capítulo 5, são apresentadas as conclusões desse trabalho.

2 REPRESENTAÇÃO MATEMÁTICA DOS CONVERSORES MATRICIAIS

2.1 Introdução

Os conversores de frequência são constituídos de duas partes principais: o circuito de potência e o sistema de controle [1]. Para os conversores indiretos de frequência, o circuito de potência é composto pelos *IGBT* e diodos, dos estágios retificador e inversor, e pelo banco de capacitores, que forma o barramento de corrente contínua (Fig. 1.2). O sistema de controle destes conversores a estágio duplo consiste do controle do retificador de entrada do conversor e do controle do inversor de saída.

Como para os conversores diretos de frequência a sintetização de uma tensão desejada nos terminais de saída é realizada diretamente das tensões de entrada (conversão a estágio único) então, o circuito de potência para este conversores é formado, como mostrado na Fig. 1.3, pelas chaves bidirecionais¹ de tal forma que o sistema de controle, diferentemente dos conversores indiretos de frequência, é focado em uma só etapa: controle das chaves bidirecionais.

O sistema de controle se encarrega em determinar o instante inicial e a duração do intervalo de condução de cada chave bidirecional dos conversores matriciais, definindo, assim, como se processará a “construção” das tensões de cada braço dos terminais de saída do conversor. Então, as tensões de saída, com frequência e amplitude desejadas,

¹Desconsiderando os componentes auxiliares dos conversores matriciais, tais como, o filtro de entrada e o circuito de proteção contra sobretensões.

são obtidas a partir da conexão seqüencial, por intermédio das chaves bidirecionais, das tensões que alimentam os terminais de entrada do conversor matricial, onde a conexão de cada uma das tensões de entrada aos terminais de saída depende exclusivamente da estratégia de controle adotada [1].

O objetivo deste capítulo é o de fornecer um embasamento matemático para o desenvolvimento de qualquer estratégia de controle das chaves bidirecionais, respeitando algumas regras para o bom funcionamento dos conversores matriciais. Inicialmente será feita uma análise para sistemas com m fases de entrada e n terminais de saída. Posteriormente, a análise se limitará a sistemas trifásicos tanto na entrada do conversor matricial quanto na sua saída. Finalmente, serão mostrados os valores máximos de amplitude as quais as tensões de saída estão limitadas.

2.2 Descrição Matemática de Conversores Matriciais com m -Entradas e n -Saídas

Uma representação geral para conversores matriciais com m -entradas e n -saídas é mostrada na Fig. 2.1. Nesta figura, v_A-v_M e i_A-i_M são, respectivamente, as m tensões e as m correntes dos terminais de entrada do conversor. São também apresentadas na Fig. 2.1 as n tensões dos terminais de saída (v_a-v_n) bem como as n correntes de carga (i_a-i_n). Cada terminal de saída é composto por um “braço” do conversor, onde cada braço é formado por m chaves bidirecionais (uma para cada terminal de entrada do conversor). Para uma fase de saída j , por exemplo, o braço correspondente é formado pelas seguintes chaves bidirecionais: $S_{Aj}, S_{Bj}, S_{Cj}, \dots, S_{Mj}$.

Para facilitar o desenvolvimento de um conjunto de equações que represente os conversores matriciais, o sistema de conversão é assumido ideal, ou seja, sem perdas de chaveamento, de condução e de transformação, o que implica que as possíveis tensões de saída (correspondentes a qualquer chaveamento) são independentes das correntes de carga, resultando apenas de combinações lineares das tensões que alimentam o conversor [91].

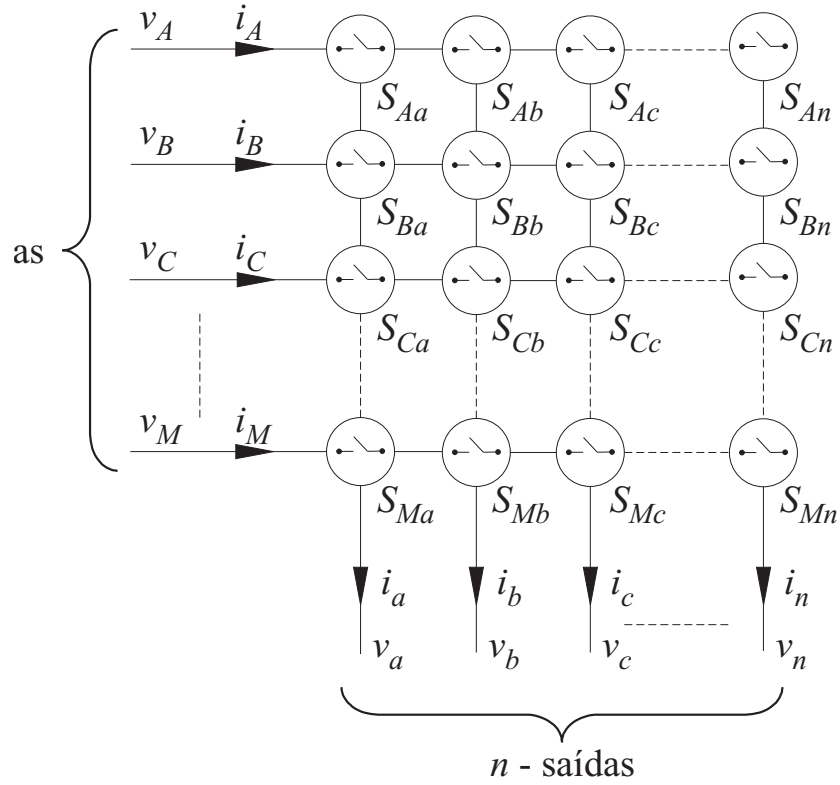


Figura 2.1: Representação geral de um conversor matricial com m -entradas e n -saídas.

Nos terminais de saída do conversor, o valor médio de qualquer tensão v_j^2 pode ser expresso através das tensões de entrada de acordo com (2.1) [10] e [92]:

$$\bar{v}_j = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{Aj} v_A(t) + \Delta t_{Bj} v_B(t) + \Delta t_{Cj} v_C(t) + \dots + \Delta t_{Mj} v_M(t)] \quad (2.1)$$

ou

$$\bar{v}_j = \frac{1}{T_{chav}} \sum_{K=A}^M \Delta t_{Kj} v_K(t) \quad (2.2)$$

onde Δt_{Kj} é o intervalo de tempo em que a chave bidirecional S_{Kj} deve permanecer fechada (com K variando de A até M ($K = \{A, B, C, \dots, M\}$) e j podendo assumir qualquer fase de saída, ou seja $j = \{a, b, c, \dots, n\}$) e T_{chav} é o período total de chaveamento das chaves bidirecionais, de modo que os intervalos de tempo Δt_{Kj} de cada chave bidirecional estão relacionados entre si da seguinte maneira:

$$\Delta t_{Aj} + \Delta t_{Bj} + \Delta t_{Cj} + \dots + \Delta t_{Mj} = T_{chav} \quad (2.3)$$

²Esta tensão está referenciada ao ponto neutro da fonte alimentadora do conversor matricial.

O valor instantâneo da tensão v_j pode ser escrito por meio de uma função de chaveamento. Esta função de chaveamento se refere ao estado em que cada chave bidirecional se encontra: fechada ou aberta, ou seja [11]:

$$S_{Kj}(t) = \begin{cases} 1 \Rightarrow & \text{chave bidirecional } S_{Kj} \text{ fechada} \\ 0 \Rightarrow & \text{chave bidirecional } S_{Kj} \text{ aberta} \end{cases} \quad (2.4)$$

onde o intervalo de tempo em que cada chave bidirecional S_{Kj} permanece fechada é definido por Δt_{Kj} . Logo, para cada instante de tempo t qualquer, a tensão de saída v_j pode ser expressa por:

$$v_j(t) = [S_{Aj}(t)v_A(t) + S_{Bj}(t)v_B(t) + S_{Cj}(t)v_C(t) + \dots + S_{Mj}(t)v_M(t)] \quad (2.5)$$

ou de forma simplificada:

$$v_j(t) = \sum_{K=A}^M S_{Kj}(t)v_K(t) \quad (2.6)$$

Estendendo esta definição para os n terminais de saída, chega-se à seguinte representação matemática da relação entre as tensões de entrada e de saída dos conversores matriciais:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \\ \vdots \\ v_j(t) \\ \vdots \\ v_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) & \dots & S_{Ka}(t) & \dots & S_{Ma}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) & \dots & S_{Kb}(t) & \dots & S_{Mb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) & \dots & S_{Kc}(t) & \dots & S_{Mc}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Aj}(t) & S_{Bj}(t) & S_{Cj}(t) & \dots & S_{Kj}(t) & \dots & S_{Mj}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{An}(t) & S_{Bn}(t) & S_{Cn}(t) & \dots & S_{Kn}(t) & \dots & S_{Mn}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \\ \vdots \\ v_K(t) \\ \vdots \\ v_M(t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Considerando

$$\mathbf{v}_s = \left[v_a(t) \quad v_b(t) \quad v_c(t) \quad \dots \quad v_j(t) \quad \dots \quad v_n(t) \right]^T \quad (2.8)$$

como sendo o vetor do conjunto das tensões dos terminais de saída do conversor,

$$\mathbf{v}_e = \left[v_A(t) \quad v_B(t) \quad v_C(t) \quad \dots \quad v_K(t) \quad \dots \quad v_M(t) \right]^T \quad (2.9)$$

o vetor do conjunto das tensões dos terminais de entrada do conversor,

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) & \cdots & S_{Ka}(t) & \cdots & S_{Ma}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) & \cdots & S_{Kb}(t) & \cdots & S_{Mb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) & \cdots & S_{Kc}(t) & \cdots & S_{Mc}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Aj}(t) & S_{Bj}(t) & S_{Cj}(t) & \cdots & S_{Kj}(t) & \cdots & S_{Mj}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{An}(t) & S_{Bn}(t) & S_{Cn}(t) & \cdots & S_{Kn}(t) & \cdots & S_{Mn}(t) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

a matriz de chaveamento, o sobre-escrito T em (2.8) e em (2.9) indicando transposição de vetores, (2.7) pode ser reescrita de forma simplificada por:

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_e \quad (2.11)$$

Como dito na seção 1.3.3 alguns cuidados devem ser tomados com os conversores matriciais. Na verdade duas premissas precisam ser seguidas:

- nunca fechar duas chaves bidirecionais da mesma saída ao mesmo tempo;
- nunca deixar todas as chaves bidirecionais da mesma saída abertas no mesmo instante de tempo.

A primeira precaução precisa ser respeitada para evitar curto-circuito de duas ou mais fases da fonte que alimenta o conversor matricial. A segunda restrição faz referência ao tipo de carga que é conectada aos terminais do conversor: normalmente indutiva. Caso todas as chaves bidirecionais de um braço de saída fiquem abertas, isso implicará diretamente na não possibilidade de circulação da corrente indutiva da carga, o que provocaria sobretensões em seus terminais. Uma forma matemática de acatar estas duas condições para um terminal de saída j é mostrada em (2.12) onde $S_{Kj}(t)$ é definido em (2.4).

$$S_{Aj}(t) + S_{Bj}(t) + S_{Cj}(t) + \cdots + S_{Mj}(t) = 1 \quad (2.12)$$

ou seja, em qualquer instante de tempo t uma e somente uma chave bidirecional de cada terminal de saída do conversor matricial deve permanecer fechada enquanto as

demais chaves bidirecionais deste mesmo terminal de saída devem ficar abertas. A equação (2.12) pode ser simplificada por:

$$\sum_{K=A}^M S_{Kj}(t) = 1 \quad (2.13)$$

De forma semelhante ao procedido com as tensões dos terminais de saída de um conversor matricial, algumas observações sobre a natureza das formas de onda das correntes dos terminais de entrada do conversor podem ser deduzidas, a partir dos princípios básicos operacionais já estabelecidos. As tensões dos terminais de saída do conversor matricial são produzidas, como já mencionado, por segmentos das tensões dos terminais que alimentam o conversor. Durante um intervalo específico de tempo Δt_{Kj} apenas a chave bidirecional S_{Kj} do terminal de saída j permanece fechada. Assim, tem-se no terminal de saída j a tensão de entrada K . Desta maneira, durante Δt_{Kj} a corrente total do terminal j é alimentada pela fase de entrada K . Passado o intervalo de tempo Δt_{Kj} , a próxima fase (fase $(K + 1)$) do terminal de entrada é aplicada ao terminal de saída j , por um intervalo de tempo $\Delta t_{(K+1)j}$, de tal forma que a corrente do terminal de saída j é transferida do terminal de entrada K para o terminal de entrada $(K + 1)$. Similarmente, durante o intervalo de tempo de aplicação das outras fases de entrada, o terminal de saída j é seqüencialmente conectado em $(K + 2)$, $(K + 3)$, etc. e, após m mudanças (m correspondendo à quantidade de fases do ramal de alimentação do conversor), volta-se para a fase de entrada A . Como resultado deste modo de operação, a construção das correntes do terminal K de entrada é feita a partir de segmentos das correntes de carga correspondentes aos terminais de saída que estão conectados a esta fase K num instante de tempo qualquer, ou seja, a corrente total de um terminal qualquer de entrada é composta de segmentos ou da soma de segmentos, geralmente não sincronizados, das correntes de saída [1]. Matematicamente, o que foi dito anteriormente pode ser equacionado para a corrente média da fase K de entrada como mostrado em (2.14).

$$\bar{i}_K = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{Ka} i_a(t) + \Delta t_{Kb} i_b(t) + \Delta t_{Kc} i_c(t) + \dots + \Delta t_{Kn} i_n(t)] \quad (2.14)$$

ou, de forma reduzida,

$$\bar{i}_K = \frac{1}{T_{chav}} \sum_{j=a}^n \Delta t_{Kj} i_j(t), \quad (2.15)$$

com j variando de a até n ($\{j = a, b, c, \dots, n\}$) e K podendo assumir qualquer fase de entrada, ou seja, $K = \{A, B, C, \dots, M\}$.

Usando a função de chaveamento definida em (2.4), as correntes instantâneas de entrada estão relacionadas com as correntes instantâneas do terminais de saída por:

$$i_K(t) = [S_{Ka}(t)i_a(t) + S_{Kb}(t)i_b(t) + S_{Kc}(t)i_c(t) + \dots + S_{Kn}(t)i_n(t)] \quad (2.16)$$

ou

$$i_K = \sum_{j=a}^n S_{Kj}(t)i_j(t) \quad (2.17)$$

Assim, as m correntes de entrada se relacionam com as n correntes de saída através da equação matricial abaixo:

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \\ \vdots \\ i_K(t) \\ \vdots \\ i_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ab}(t) & S_{Ac}(t) & \cdots & S_{Aj}(t) & \cdots & S_{An}(t) \\ S_{Ba}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Bc}(t) & \cdots & S_{Bj}(t) & \cdots & S_{Bn}(t) \\ S_{Ca}(t) & S_{Cb}(t) & S_{Cc}(t) & \cdots & S_{Cj}(t) & \cdots & S_{Cn}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Ka}(t) & S_{Kb}(t) & S_{Kc}(t) & \cdots & S_{Kj}(t) & \cdots & S_{Kn}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Ma}(t) & S_{Mb}(t) & S_{Mc}(t) & \cdots & S_{Mj}(t) & \cdots & S_{Mn}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \\ \vdots \\ i_j(t) \\ \vdots \\ i_n(t) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Como procedido com as tensões de entrada e saída, algumas definições são feitas para simplificar (2.18):

$$\mathbf{i}_e = \left[i_A(t) \quad i_B(t) \quad i_C(t) \quad \cdots \quad i_K(t) \quad \cdots \quad i_M(t) \right]^T, \quad (2.19)$$

$$\mathbf{i}_s = \left[i_a(t) \quad i_b(t) \quad i_c(t) \quad \cdots \quad i_j(t) \quad \cdots \quad i_n(t) \right]^T \quad (2.20)$$

onde \mathbf{i}_e é o vetor formado pelo conjunto das correntes de entrada e \mathbf{i}_s é o vetor composto pelo conjunto das correntes de saída. Comparando a matriz de chaveamento \mathbf{S} de (2.7) com a matriz de chaveamento de (2.18), chega-se à conclusão de que a matriz de chaveamento de (2.18) é a transposta da matriz de chaveamento de (2.7). Logo,

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

Em resumo, as três principais equações ((2.11), (2.13) e (2.21)) para descrever os conversores matriciais com m -entradas e n -saídas são reescritas abaixo:

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{S} \cdot \mathbf{v}_e$$

$$\mathbf{i}_e = \mathbf{S}^T \cdot \mathbf{i}_s$$

$$\sum_{K=A}^M S_{Kj} = 1$$

O que pode ser observado é que (2.11) e (2.21) fornecem relações instantâneas entre tensões e correntes, de entrada e saída. Para obter regras de modulação, é necessário considerar o padrão de chaveamento empregado. Um exemplo de um padrão de chaveamento é apresentado na Fig. 2.2 [83].

Considerando que as chaves bidirecionais trabalham em alta frequência, tensões de saída, com componente fundamental de baixa frequência quando comparada à frequência de chaveamento das chaves bidirecionais e tendo amplitude e frequência variáveis, podem ser geradas através da imposição de razões cíclicas adequadas em cada chave bidirecional, usando sua respectiva função de chaveamento. A razão cíclica, então, é o intervalo de tempo em que uma chave bidirecional qualquer deve permanecer fechada ($S_{Kj}(t) = 1$) dividido pelo período total de chaveamento T_{chav} , ou seja, a razão cíclica $m_{Kj}(t)$ da chave bidirecional S_{Kj} é definida por:

$$m_{Kj}(t) = \frac{\Delta t_{Kj}}{T_{chav}} \quad (2.22)$$

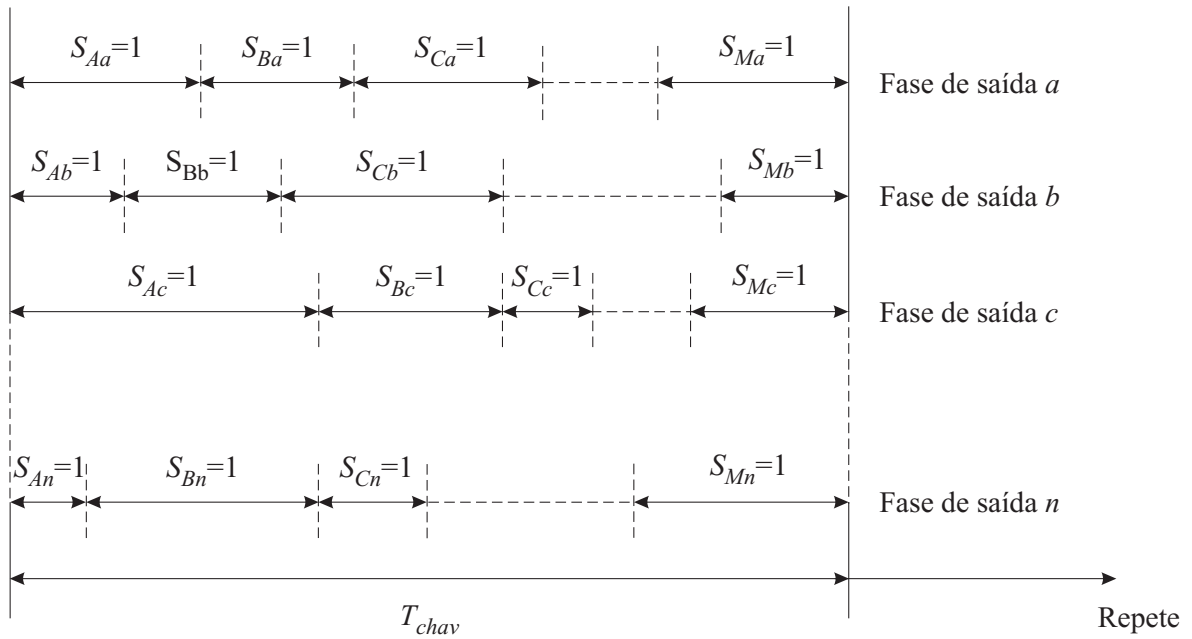


Figura 2.2: Exemplo de um padrão de chaveamento para conversores matriciais.

Dividindo ambos os lados de (2.3) por T_{chav} e fazendo uso da definição da razão cíclica apresentada em (2.22), chega-se a seguinte relação entre as razões cíclicas das chaves bidirecionais que compõem terminal de saída j :

$$m_{A_j}(t) + m_{B_j}(t) + m_{C_j}(t) + \dots + m_{M_j}(t) = 1 \quad (2.23)$$

ou, de forma resumida, a:

$$\sum_{K=A}^M m_{K_j}(t) = 1 \quad (2.24)$$

Sendo assim, independentemente da frequência de chaveamento empregada nas chaves bidirecionais, a razão cíclica representa um valor que caracteriza a permanência de cada uma das chaves bidirecionais fechada, bastando, apenas, multiplicar este valor pelo período de chaveamento adotado pelo sistema usado. Desta forma, a razão cíclica só pode assumir valores entre zero e um, ou seja:

$$0 \leq m_{K_j}(t) \leq 1 \quad (2.25)$$

onde zero significa dizer que a chave bidirecional S_{Kj} não participa (permanece aberta) da geração da tensão de saída e o valor um representa a permanência da chave bidirecional S_{Kj} fechada durante todo o período de chaveamento. Assim, a matriz de transferência das razões cíclicas de baixa frequência é definida por:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) & \cdots & m_{Ka}(t) & \cdots & m_{Ma}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) & \cdots & m_{Kb}(t) & \cdots & m_{Mb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) & \cdots & m_{Kc}(t) & \cdots & m_{Mc}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{Aj}(t) & m_{Bj}(t) & m_{Cj}(t) & \cdots & m_{Kj}(t) & \cdots & m_{Mj}(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{An}(t) & m_{Bn}(t) & m_{Cn}(t) & \cdots & m_{Kn}(t) & \cdots & m_{Mn}(t) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Assumindo que as tensões de entrada, por serem de baixa frequência em comparação com a frequência de chaveamento, podem ser consideradas constantes durante um período de chaveamento, pode-se dizer que em cada período de chaveamento, as componentes de baixa frequência das tensões de saída e de entrada se relacionam vetorialmente da maneira abaixo:

$$\bar{\mathbf{v}}_s = \mathbf{M} \cdot \mathbf{v}_e \quad (2.27)$$

onde \mathbf{v}_s é o vetor formado pelos valores médios das tensões de saída, ou seja:

$$\bar{\mathbf{v}}_s = \left[\bar{v}_a \quad \bar{v}_b \quad \bar{v}_c \quad \cdots \quad \bar{v}_j \quad \cdots \quad \bar{v}_n \right]^T. \quad (2.28)$$

De forma semelhante, as componentes de baixa frequência das correntes de entrada se relacionam com as componentes de baixa frequência das correntes de saída através de equação vetorial abaixo:

$$\bar{\mathbf{i}}_e = \mathbf{M}^T \cdot \mathbf{i}_s \quad (2.29)$$

onde \mathbf{i}_e é o vetor composto pelos valores médios das correntes de entrada, ou seja:

$$\bar{\mathbf{i}}_e = \left[\bar{i}_A \quad \bar{i}_B \quad \bar{i}_C \quad \cdots \quad \bar{i}_K \quad \cdots \quad \bar{i}_M \right]^T. \quad (2.30)$$

Tendo em vista que a maior parte dos sistemas usados nas indústrias são alimentados por redes trifásicas e que as cargas também são, em sua maioria, trifásicas, será

feita uma análise matemática, conforme procedido anteriormente, para conversores matriciais com três fases de entrada e três terminais de saída.

2.3 Descrição Matemática de Conversores Matriciais com Três Entradas e Três Saídas (Sistemas $3\Phi \times 3\Phi$)

Nesta seção, será desenvolvido o equacionamento para os conversores matriciais que apresentam uma fonte trifásica nos terminais de entrada e que alimentam cargas trifásicas, que são os sistemas de maior interesse prático. Estes sistemas trifásicos podem ser visualizados na Fig. 2.3.

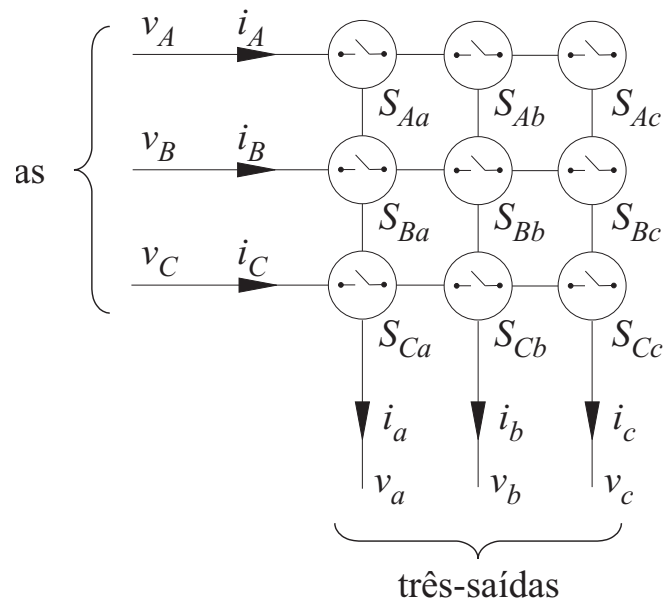


Figura 2.3: Representação geral de um conversor matricial com três-entradas e três-saídas.

Da mesma maneira que foi definida na seção anterior, a equação de chaveamento (2.4) será usada, porém, K podendo apenas assumir os “valores” A, B , ou C e j apenas a, b , ou c . A equação (2.12) que respeita as restrições do fechamento e abertura das chaves bidirecionais que compõem cada “braço” do conversor é repetida em (2.31) com o objetivo de enfatizar que, para conversores matriciais de sistemas $3\Phi \times 3\Phi$, existem 27 possíveis estados de chaveamento (3^3).

$$S_{Aj}(t) + S_{Bj}(t) + S_{Cj}(t) = 1 \quad (2.31)$$

Para se obter a relação entre as tensões de saída e as tensões de entrada bem como as correntes de entrada e as correntes de saída é feita uma análise usando as leis de *Kirchhoff* das tensões e das correntes na Fig. 2.3. Aplicando a lei de *Kirchhoff* das tensões na matriz de chaves, obtém-se para o circuito apresentado (2.32).

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

É importante observar que (2.32) só é válida se (2.31) for respeitada.

Para achar a relação entre as correntes de entrada e as correntes de saída do conversor matricial da Fig. 2.3, aplica-se a lei de *Kirchhoff* das correntes na matriz de chaveamento, de tal forma a obter (2.33).

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ab}(t) & S_{Ac}(t) \\ S_{Ba}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Bc}(t) \\ S_{Ca}(t) & S_{Cb}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

As equações (2.31), (2.32) e (2.33) são a base de todo método de modulação por largura de pulso que consiste em selecionar, de forma apropriada, as razões cíclicas das chaves bidirecionais a fim de gerar as tensões de saída desejadas. A modulação é o processo usado para produzir adequadamente uma seqüência de pulsos de comando para cada uma das nove chaves bidirecionais S_{Kj} , buscando gerar as tensões de referência desejadas nos terminais de saída. Pode-se, assim, sintetizar tensões senoidais v_j de saída, com frequência e amplitude variáveis, a partir de um conjunto v_K de tensões de entrada, com frequência e amplitude determinadas pela rede elétrica que alimenta o conversor [89]. Para sistemas $3\Phi \times 3\Phi$ a matriz de transferência das razões cíclicas (2.26) pode ser reescrita como:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

de maneira que as componentes de baixa frequência das tensões de fase da saída, bem como as componentes de baixa frequência das correntes da entrada são, conforme (2.27) e (2.29), relacionadas por (2.35) e (2.36), respectivamente.

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_a(t) \\ \bar{v}_b(t) \\ \bar{v}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_A(t) \\ \bar{i}_B(t) \\ \bar{i}_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ab}(t) & m_{Ac}(t) \\ m_{Ba}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Bc}(t) \\ m_{Ca}(t) & m_{Cb}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$\begin{bmatrix} \bar{v}_a(t) & \bar{v}_b(t) & \bar{v}_c(t) \end{bmatrix}^T$ e $\begin{bmatrix} \bar{i}_A(t) & \bar{i}_B(t) & \bar{i}_C(t) \end{bmatrix}^T$ são os componentes de baixa frequência das tensões de saída e das correntes de entrada, respectivamente, e os valores instantâneos das tensões de entrada e das correntes de saída são, respectivamente, dados por $\begin{bmatrix} v_A(t) & v_B(t) & v_C(t) \end{bmatrix}^T$ e $\begin{bmatrix} i_a(t) & i_b(t) & i_c(t) \end{bmatrix}^T$.

Todo o desenvolvimento realizado anteriormente, as tensões de entrada e de saída do conversor matricial estavam referidas ao ponto neutro do sistema elétrico que alimenta o conversor (N). Para uma carga trifásica equilibrada tipo ($RL - e$), ou seja, composta por uma associação em série de um resistor (R_{carga}), um indutor (L_{carga}) e uma força contra eletromotriz, conforme Fig. 2.4, as tensões de saída referidas ao ponto de neutro de entrada e referidas ao ponto de neutro de saída (n) podem ser relacionadas como mostrado a seguir. A queda de tensão entre os terminais de saída e o ponto neutro de carga é expressa, vetorialmente por:

$$\mathbf{v}_{sn} = \mathbf{e}_s + L_{carga} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s + R_{carga} \mathbf{i}_s. \quad (2.37)$$

onde \mathbf{v}_{sn} é o vetor formado pela diferença de potencial entre os terminais de saída do conversor matricial e o ponto neutro da carga, \mathbf{e}_s é o vetor composto das forças contra eletromotrizes de cada fase de saída e \mathbf{i}_s é o vetor formado pelas correntes que circulam na carga conectada ao conversor.

Para uma carga equilibrada, tem-se:

$$\begin{cases} e_a + e_b + e_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases}. \quad (2.38)$$

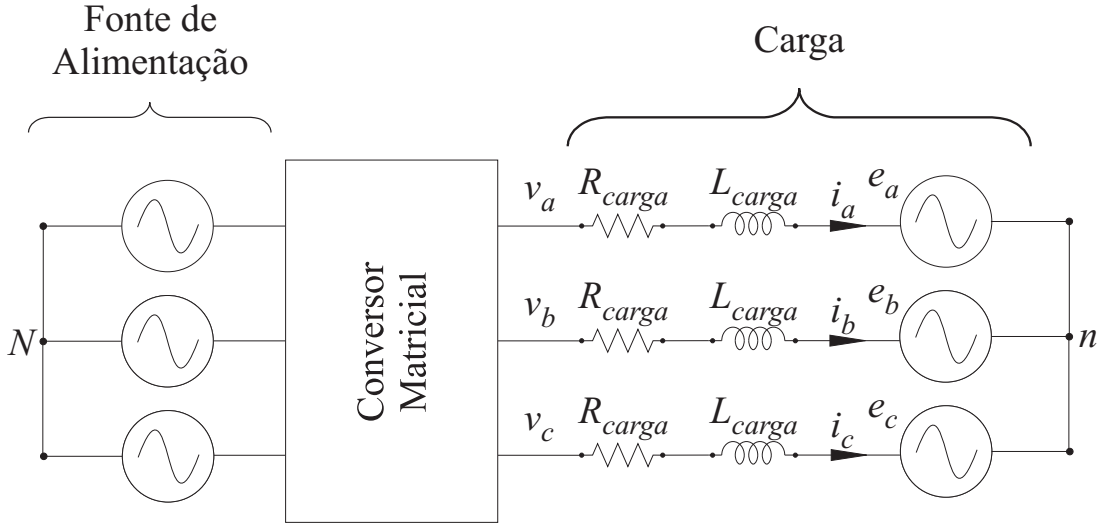


Figura 2.4: *Conversor matricial alimentando uma carga trifásica tipo (RL – e).*

As tensões presentes nos terminais de saída do conversor com relação ao ponto neutro da carga são dadas por:

$$\begin{cases} v_{aN} = v_{an} - v_{Nn} \\ v_{bN} = v_{bn} - v_{Nn} \\ v_{cN} = v_{cn} - v_{Nn} \end{cases} \quad (2.39)$$

De (2.39), chega-se a:

$$v_{Nn} = \frac{-(v_{an} + v_{bn} + v_{cn})}{3}. \quad (2.40)$$

Substituindo (2.40) em (2.39), tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

onde $\begin{bmatrix} v_{aN} & v_{bN} & v_{cN} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T$. Substituindo (2.32) em (2.41), chega-se a:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix}. \quad (2.42)$$

2.4 Limitação na Amplitude das Tensões de Saída

As tensões de saída dos conversores matriciais são construídas a partir de “pedaços” das tensões da fonte que alimenta a entrada do conversor. Desta forma, as amplitudes das tensões de saída estão estritamente relacionadas às tensões de entrada. Por exemplo, considere que se deseje produzir as tensões de saída que são mostradas na Fig. 2.5³ (o resultado mostrado é para um período das tensões de entrada).

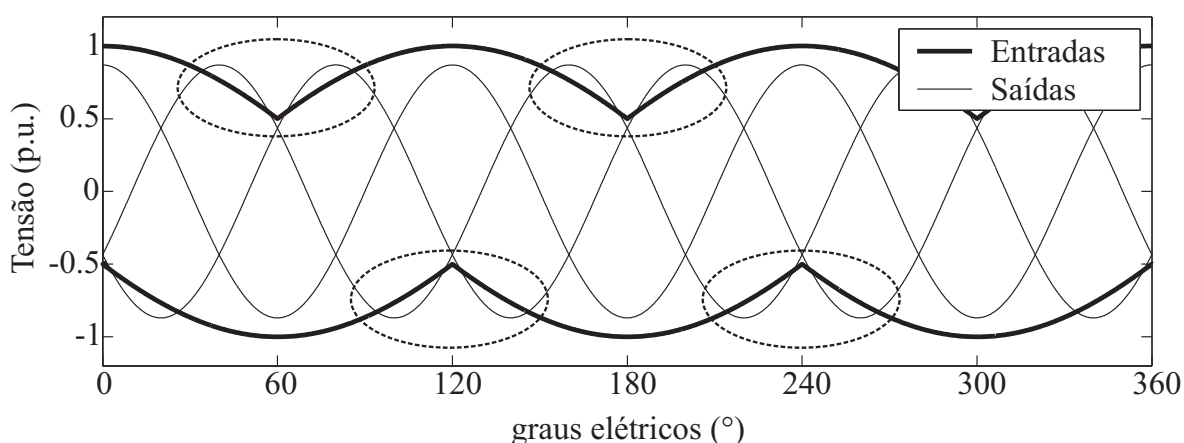


Figura 2.5: *Envoltória das tensões de entrada do conversor matricial e tensões desejadas na saída.*

Visto que as tensões de saída são sintetizadas a partir de pedaços das tensões de entrada, como então produzir tensões nos terminais de saída do conversor que não são “envolvidas” pelas tensões que alimentam o conversor, conforme mostrado nos quatro detalhes da Fig. 2.5? Na verdade, esta é uma das limitações dos conversores diretos de frequência. Sendo assim, os conversores matriciais, que podem ser interpretados como transformadores em frequência e em amplitude, só funcionam como transformadores abaixadores de amplitude [34], não apresentando limite com relação à frequência das tensões de saída (desde que f_s seja bem menor que a frequência usada para o chaveamento das chaves bidirecionais). Mesmo só funcionando como transformadores abaixadores em amplitude de tensão, na Fig. 2.5 é apresentado um exemplo em que, apesar das tensões desejadas nos terminais de saída possuírem amplitude inferior à amplitude das tensões de entrada, não há possibilidade de gerar as mesmas. Existe, então, um

³Em todos os exemplos gráficos apresentados nesta seção, a frequência f_s dos sinais de saída será três vezes maior que a frequência f_e dos sinais de entrada.

limite intrínseco no valor da amplitude das tensões de saída.

Para determinar a máxima amplitude que as tensões de saída podem assumir, é necessário observar que esta amplitude está relacionada à menor e à maior tensões de entrada, ou seja, precisa-se saber qual tensão de entrada é limite superior da tensão de saída que pode ser produzida ($TES(t)$) e qual das tensões de entrada é o limite inferior ($TEI(t)$). Supondo que se disponha de um conjunto trifásico para alimentação do conversor e um conjunto trifásico constituído dos terminais de saída, e que, instantaneamente, cada tensão de entrada pode assumir um valor de acordo com (2.43) e que as tensões de saída desejadas tenham os valores como em (2.44).

$$\begin{cases} v_A(t) = V_e \cos(\omega_e t + \varphi_e) \\ v_B(t) = V_e \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_e) \\ v_C(t) = V_e \cos(\omega_e t + \frac{4\pi}{3} + \varphi_e) \end{cases} \quad (2.43)$$

$$\begin{cases} v_a(t) = V_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) \\ v_b(t) = V_s \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_s) \\ v_c(t) = V_s \cos(\omega_s t + \frac{4\pi}{3} + \varphi_s) \end{cases} \quad (2.44)$$

onde V_e e V_s são as amplitudes das tensões de entrada e das tensões de saída, respectivamente, ω_e é a frequência angular do sistema que alimenta o conversor matricial, ω_s é a frequência angular do sistema elétrico alimentado pelo conversor, e que φ_e e φ_s são os ângulos de fase das tensões de entrada e das tensões de saída, respectivamente. Sendo assim, as tensões de saída de (2.44) devem estar entre o menor valor de $TES(t)$ e o maior valor de $TEI(t)$ durante um período T_e das tensões de entrada (Fig. 2.6) com $T_e = \frac{1}{f_e}$ (onde f_e é a frequência elétrica da fonte de alimentação estando relacionada com ω_e através de $\omega_e = 2\pi f_e$), ou seja, para $0 \leq \omega_e t \leq 2\pi$. Logo:

$$\text{MÁXIMO}_{0 \leq \omega_e t \leq 2\pi} \{TEI(t)\} \leq v_j \leq \text{MÍNIMO}_{0 \leq \omega_e t \leq 2\pi} \{TES(t)\} \quad (2.45)$$

com $j = \{a, b \text{ ou } c\}$.

Para ω_e e ω_s quaisquer, chega-se à seguinte conclusão, a partir da condição (2.45):

$$V_s \leq 0,5V_e \quad (2.46)$$

ou seja, a relação q entre a máxima amplitude das tensões de saída e a amplitude das

tensões de entrada é de 50%:

$$\frac{V_s}{V_e} = q \leq 50\% \quad (2.47)$$

Este resultado é facilmente obtido através de uma simples inspeção da Fig. 2.6 e independe do algoritmo de conversão (da técnica de modulação por largura de pulso) adotado.

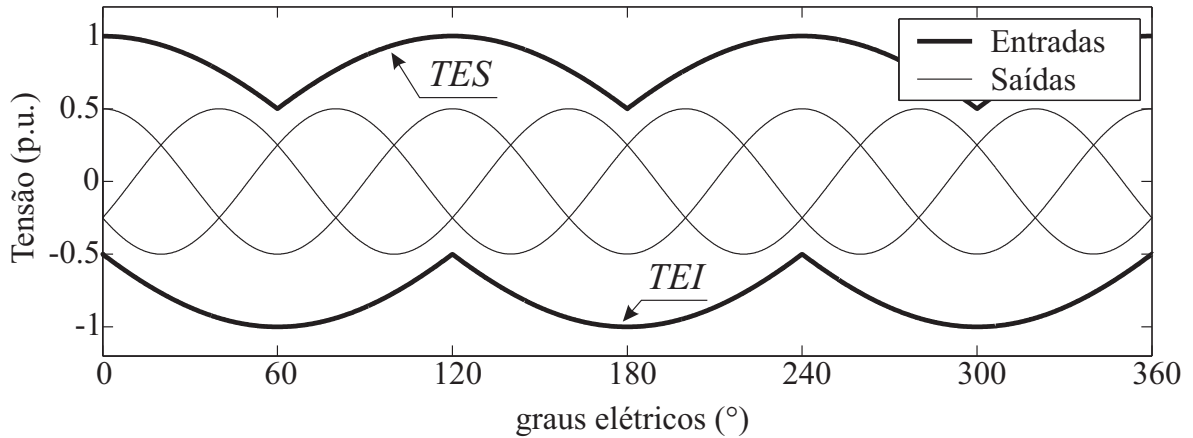


Figura 2.6: Limite intrínseco da amplitude das tensões de saída.

É importante observar que esta restrição é válida para $\omega_e \neq \omega_s$ ou para $\omega_e = \omega_s$. Porém, para o caso particular em que $\omega_e = \omega_s$, e $\varphi_e = \varphi_s$, q passa a ser limitado à unidade. Para o exemplo apresentado na Fig. 2.6 é possível observar que este limite intrínseco pode ser aumentado. Este é um caso especial em que as tensões de saída possuem uma frequência que é um múltiplo ímpar da frequência das tensões de entrada ($f_s = (2z + 1)f_e$, onde $z = 1, 2, 3, \dots$) e $\varphi_e = \varphi_s$.

Observando a Fig. 2.6, nota-se que há um baixo aproveitamento das envoltórias de entrada, o que restringe a amplitude das tensões de saída. Na verdade, pode-se aproveitar melhor os limites inferior e superior das tensões de entrada. Isto é realizado através da adição de termos de tensão homopolar às tensões de referência que são desejadas na saída do conversor, de modo que, para todo instante de tempo t , tem-se que respeitar (2.48) [35] e [36]:

$$TEI(t) \leq TSI(t) \leq TSS(t) \leq TES(t) \quad (2.48)$$

onde $TSI(t)$ e $TSS(t)$ são o menor e o maior valores que as tensões do terminal de saída

podem atingir. O termo $f_x(t)$ de tensão homopolar pode ser acrescentado nas tensões de referência de saída de forma a produzir um conjunto mais geral destas tensões:

$$\begin{cases} v_a(t) = V_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) + f_x(t) \\ v_b(t) = V_s \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_s) + f_x(t) \\ v_c(t) = V_s \cos(\omega_s t + \frac{4\pi}{3} + \varphi_s) + f_x(t) \end{cases} \quad (2.49)$$

Como $f_x(t)$ é adicionada a todas as tensões de referência desejadas nos terminais de saída do conversor matricial, ela apenas influenciará nas tensões de fase da saída. Assim, na diferença de potencial entre duas fases de saída (tensão de linha de saída) este termo é eliminado. Para determinar o limite na amplitude das tensões de saída, é necessário saber que o maior valor das tensões de linha dos terminais de saída ($TLS(t)$) no intervalo angular de zero a 2π (na frequência angular de saída), deve ser menor ou igual à menor diferença de potencial entre $TES(t)$ e $TEI(t)$ no intervalo angular de zero a 2π (na frequência de entrada):

$$\text{MENOR}_{0 \leq \omega_e t \leq 2\pi} \{TES(t) - TEI(t)\} \geq \text{MAIOR}_{0 \leq \omega_s t \leq 2\pi} \{TLS(t)\} \quad (2.50)$$

ou seja, quando a diferença de potencial entre $TES(t)$ e $TEI(t)$, num certo instante de tempo t , for mínima e quando uma tensão de linha de saída apresentar o maior valor possível. A equação (2.50) é satisfeita para $\{TES(t) - TEI(t)\} = 1,5V_e$ e quando $\text{MAIOR}\{TLS(t)\} = \sqrt{3}V_s$. Substituindo estas igualdades em (2.50), chega-se a:

$$1,5V_e \geq \sqrt{3}V_s \quad (2.51)$$

o que implica dizer que a máxima razão q entre as amplitudes das tensões de entrada e de saída deve respeitar a desigualdade abaixo:

$$\frac{V_s}{V_e} = q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.52)$$

ou seja, a máxima amplitude das tensões de saída pode ser de 87% do valor da amplitude das tensões de entrada.

Conhecendo este novo limite com aplicação de tensões homopolares às tensões de referência na saída, é preciso determinar qual deve ser a função $f_x(t)$ de maneira a possibilitar este limite. Por inspeção da Fig. 2.6, a função $f_x(t)$ pode ser determinada

a partir das tensões da entrada do conversor. Devido ao número ímpar de fases, a tensão $TES(t)$ mínima não ocorre no mesmo instante em que a tensão $TEI(t)$ é máxima, de forma que $TES(t)$ e $TEI(t)$ não são simétricas com relação ao eixo horizontal. Assim, uma função senoidal deve ser adicionada a v_j de forma a aumentar o mínimo valor positivo de $TES(t)$ e de reduzir o máximo valor negativo de $TEI(t)$. Isto é possível se $f_x(t)$ possuir uma frequência angular três vezes maior que a frequência angular das tensões de entrada:

$$f_x(t) = f_{3\omega_e}(t) = AV_e \cos(3\omega_e t) \quad (2.53)$$

onde A é uma constante.

Para determinar A , é necessário lembrar que a mínima diferença entre $TEI(t)$ e $TES(t)$ é de $1,5V_e$ o que possibilita uma razão de 75% entre as amplitudes das tensões de saída e das tensões de entrada, ou seja, 25% a mais que os 50% conseguidos sem a inclusão de $f_{3\omega_e}(t)$. Desta maneira, A pode assumir o valor de 0,25, ou seja:

$$f_{3\omega_e}(t) = 0,25V_e \cos(3\omega_e t). \quad (2.54)$$

Para atingir os 87% de relação entre as amplitudes das tensões de entrada e de saída, $f_x(t)$ precisa ser acrescida de um outro termo homopolar ($f_{3\omega_s}(t)$), porém com frequência angular três vezes superior à frequência angular do sinal de saída (chega-se a esta conclusão de forma semelhante à usada para determinar $f_{3\omega_e}(t)$). Logo, $f_x(t)$ passa a ter dois termos:

$$f_x(t) = f_{3\omega_e}(t) + f_{3\omega_s}(t) = 0,25V_e \cos(3\omega_e t) + B \cos(3\omega_s t), \quad (2.55)$$

onde o valor da amplitude B deve ser escolhido para minimizar o valor máximo de (2.56) [35] e [36].

$$r(t) = V_s \cos(\omega_s t) + B \cos(3\omega_s t) \quad (2.56)$$

Derivando (2.56) em t e igualando esta derivada a zero, obtém-se:

$$\frac{d}{dt} r(t) = -V_s \sin(\omega_s t) - 3B \sin(3\omega_s t) = 0 \quad (2.57)$$

Isolando B de (2.57), chega-se a:

$$B = \frac{-V_s \sin(\omega_s t)}{3 \sin(3\omega_s t)} \quad (2.58)$$

Para minimizar o valor máximo de $r(t)$, B deve ser o menor possível. Isto ocorre quando $\sin(3\omega_s t)$ se iguala a 1, ou seja, $\omega_s t = \frac{\pi}{6}$. Substituindo este valor de $\omega_s t$ em (2.58) resulta em:

$$B = -\frac{1}{6}V_s \quad (2.59)$$

e:

$$\text{MÁXIMO}_{0 \leq \omega_s t \leq 2\pi} \left\{ V_s \cos(\omega_s t) - \frac{1}{6} V_s \cos(3\omega_s t) \right\} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_s \quad (2.60)$$

Usando (2.60) na igualdade (2.47), obtém-se o seguinte resultado:

$$\frac{\sqrt{3}}{2} V_s = 0,5 V_e \quad (2.61)$$

Combinando os valores otimizados para os termos de entrada ($\frac{3}{2}V_e$) e para os termos de saída ($\frac{\sqrt{3}}{2}V_s$), conclui-se que o máximo valor V_{smax} que a amplitude das tensões de saída podem atingir é

$$V_{smax} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_e \quad (2.62)$$

o que está de acordo com (2.52). Logo, a amplitude que as tensões de saída pode alcançar deve respeitar (2.63).

$$V_s \leq \frac{\sqrt{3}}{2} V_e \quad (2.63)$$

Sendo assim, a tensão homopolar $f_x(t)$ que deve ser acrescentada às tensões de referência da saída para se ter máxima amplitude nas tensões de saída é dada por:

$$f_x(t) = \frac{1}{4} V_e \cos(3\omega_e t) - \frac{1}{6} V_s \cos(3\omega_s t). \quad (2.64)$$

A Fig. 2.7 ilustra como as tensões de fase dos terminais de saída se comportam com a inclusão do termo homopolar com o objetivo de atingir a máxima razão entre as amplitudes das tensões de saída e as amplitudes das tensões de entrada.

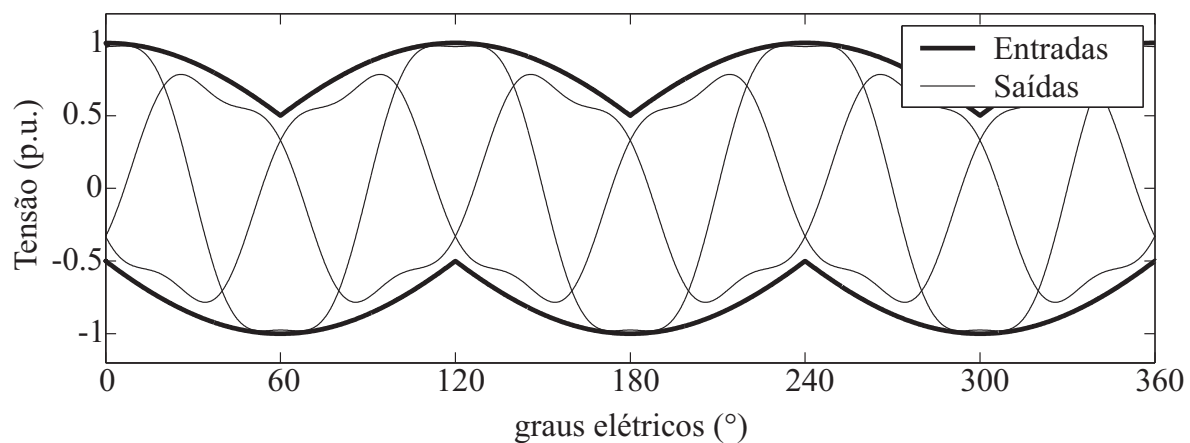


Figura 2.7: *Máxima amplitude das tensões que pode ser obtida nos terminais de saída dos conversores matriciais com a inclusão de termos de modo comum nas tensões de referência de saída.*

3

ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO PARA AS NOVE CHAVES BIDIRECIONAIS

3.1 Introdução

Conhecidos os princípios de funcionamento e as restrições dos conversores diretos de frequência, apresentados nos capítulos 1 e 2, várias técnicas de controle das chaves bidirecionais para sintetizar as tensões desejadas nos terminais de saída destes conversores foram propostas (seção 1.2).

Existem dois tipos de técnicas de modulação: as que consideram cada uma das três fases, tanto nos terminais de entrada quanto nos terminais de saída, como “entidades” separadas e as que consideram que o grupo das três fases formam, conjuntamente, uma única grandeza¹. A primeira categoria de técnicas modulação é conhecida como técnica de modulação escalar, enquanto que a outra forma de modulação é conhecida como técnica de modulação vetorial [93].

Neste capítulo, diferentes estratégias de modulação para o controle das nove chaves bidirecionais, presentes nos conversores matriciais com três-entradas e três-saídas, serão apresentadas com o objetivo de analisar suas características - por exemplo, fator de deslocamento nos terminais de entrada do conversor, número de chaveamentos ocorridos durante um período T_{chav} , conteúdo harmônico das tensões de saída e das correntes de

¹A grandeza considerada aqui pode ser generalizada para correntes ou tensões.

entrada. Serão ainda apresentados dois novos métodos de controle escalar para serem comparados com os resultados fornecidos pelas técnicas, escalares e vetorial, já existentes. A exposição das técnicas de controle neste capítulo será feita de acordo com o seu tipo, escalar ou vetorial, e, em cada categoria, serão apresentadas conforme o ano em que cada método de modulação foi proposto.

3.2 Estratégias de Controle Escalar

A idéia do algoritmo escalar consiste em considerar cada uma das tensões de entrada e de saída para a determinação dos intervalos de ativação das chaves bidirecionais, de maneira a produzir os resultados esperados nos terminais de saída do conversor [92]. A seguir serão apresentadas algumas técnicas de controle escalar para conversores matriciais.

3.2.1 *M. Venturini e A. Alesina - 1980*

A estratégia de controle apresentada nesta seção é tida como a primeira estratégia de controle das nove chaves bidirecionais contidas nos conversores matriciais trifásicos a ser viabilizada e foi proposta por *M. Venturini* [2]. Nesta técnica de controle escalar, um conjunto de tensões senoidais com frequência de entrada f_e é conhecido e definido por:

$$\begin{cases} v_A(t) = V_e \cos(\omega_e t) \\ v_B(t) = V_e \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_C(t) = V_e \cos(\omega_e t + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.1)$$

onde V_e e ω_e são a amplitude e a frequência angular das tensões de entrada, dada por $\omega_e = 2\pi f_e$, do sistema de alimentação do conversor matricial, respectivamente. Para compreender como são sintetizadas as tensões desejadas nos terminais de saída do conversor, inicialmente será procedida uma análise para entrada trifásica e uma saída monofásica.

Supondo que se deseje uma tensão v_j no terminal de saída do conversor matricial

definida por:

$$v_j(t) = V_s \cos(\omega_s t), \quad (3.2)$$

onde V_s é a amplitude da senóide da tensão de saída e ω_s é a frequência angular deste sinal.

Para a compreensão desta técnica de controle, serão definidos vetores para as tensões de entrada e a tensão desejada na saída. Os vetores das tensões de entrada são definidos por

$$\begin{cases} \mathbf{V}_A = V_e \angle (0^\circ + \omega_e t) \\ \mathbf{V}_B = V_e \angle (120^\circ + \omega_e t) \\ \mathbf{V}_C = V_e \angle (240^\circ + \omega_e t) \end{cases} \quad (3.3)$$

e o vetor da tensão de referência, com velocidade angular de ω_s , é definido por:

$$\mathbf{V}_j = V_s \angle (0^\circ + \omega_s t) \quad (3.4)$$

A Fig. 3.1 apresenta, para um instante de tempo t qualquer, a disposição destes quatro vetores no plano complexo. O ângulo α entre os vetores \mathbf{V}_j e \mathbf{V}_A representa a posição relativa destes dois vetores e equivale a

$$\alpha = (\omega_s - \omega_e)t \quad (3.5)$$

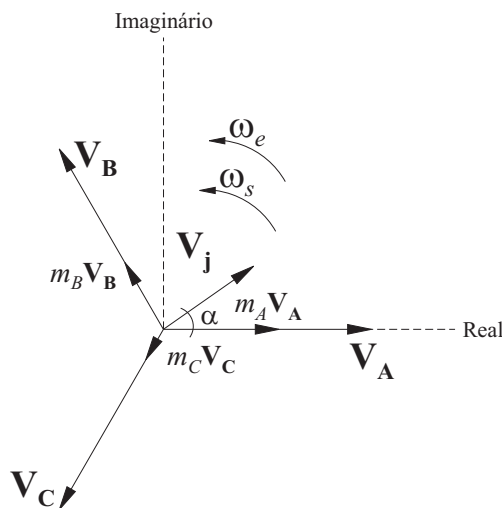


Figura 3.1: Representação vetorial das tensões de entrada e da tensão desejada nos terminais de saída do conversor matricial.

É mostrada ainda na Fig. 3.1 a “porcentagem”, razão cíclica, de cada vetor de entrada (m_A , m_B e m_C), necessária para sintetizar a tensão desejada nos terminais de saída do conversor matricial. Sendo assim, tem-se que:

$$\mathbf{V}_j = m_A \mathbf{V}_A + m_B \mathbf{V}_B + m_C \mathbf{V}_C \quad (3.6)$$

Separando a parte real (sub-escrito X) e a parte imaginária (sub-escrito Y) em (3.6), chega-se ao seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} V_{Xj} = m_A V_A + m_B V_{XB} + m_C V_{XC} \\ V_{Yj} = m_B V_{YB} + m_C V_{YC} \end{cases} \quad (3.7)$$

As componentes de cada vetor mostrado na Fig. 3.1, expressas em (3.7), é determinada através de projeções, como pode ser visualizado na Fig. 3.2.

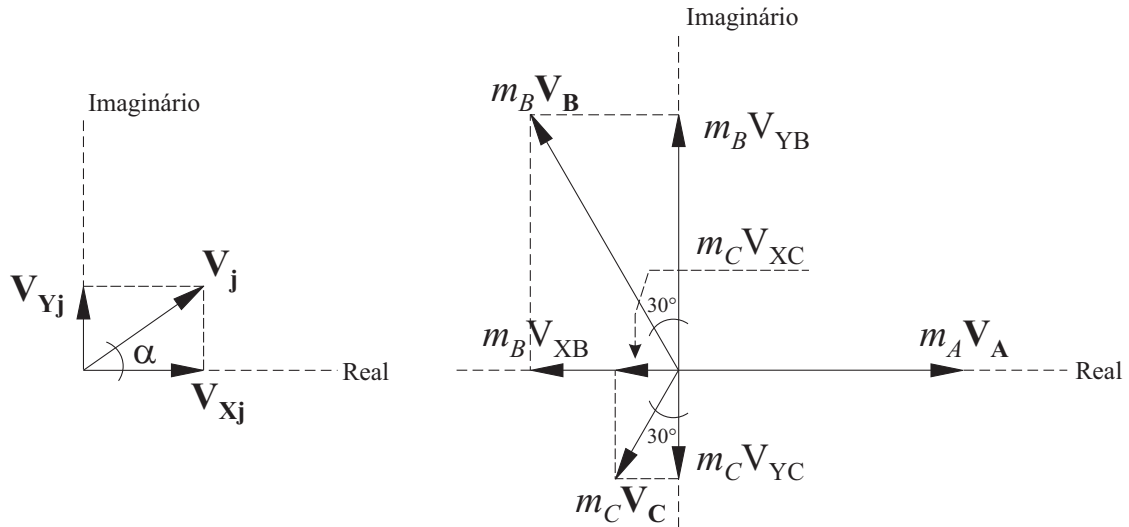


Figura 3.2: Decomposição vetorial das tensões de entrada e da tensão desejada nos terminais de saída do conversor matricial.

Desta forma, tem-se:

$$\mathbf{V}_j = V_{Xj} + jV_{Yj} = V_s \cos \alpha + jV_s \sin \alpha \quad (3.8)$$

$$\mathbf{V}_B = V_{XB} + jV_{YB} = -V_e \sin 30^\circ + jV_e \cos 30^\circ = -\frac{1}{2}V_e + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_e \quad (3.9)$$

$$\mathbf{V}_C = V_{XC} + jV_{YC} = -V_e \sin 30^\circ - jV_e \cos 30^\circ = -\frac{1}{2}V_e - j\frac{\sqrt{3}}{2}V_e \quad (3.10)$$

Substituindo (3.8), (3.9) e (3.10) em (3.7) e sabendo que $V_s = qV_e$, chega-se a:

$$q \cos \alpha = m_A - \frac{1}{2}m_B - \frac{1}{2}m_C \quad (3.11)$$

$$q \sin \alpha = \frac{\sqrt{3}}{2}m_B - \frac{\sqrt{3}}{2}m_C. \quad (3.12)$$

A terceira equação necessária para se determinar os valores de m_A , m_B e m_C é:

$$m_A + m_B + m_C = 1. \quad (3.13)$$

Resolvendo o sistema de equações formado por (3.11), (3.12) e (3.13), obtêm-se as seguintes relações para as razões cíclicas:

$$\begin{cases} m_A = \frac{1}{3}(1 + 2q \cos \alpha) \\ m_B = \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3})) \\ m_C = \frac{1}{3}(1 + 2q \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (3.14)$$

ou seja, os intervalos de tempo de cada chave bidirecional do conversor matricial necessários para sintetizar uma tensão de referência de saída são os seguintes:

$$\begin{cases} \Delta t_A = \frac{T_{chav}}{3}(1 + 2q \cos \alpha) \\ \Delta t_B = \frac{T_{chav}}{3}(1 + 2q \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3})) \\ \Delta t_C = \frac{T_{chav}}{3}(1 + 2q \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (3.15)$$

ou, de forma simplificada, as razões cíclicas de (3.14) podem ser reescritas como:

$$m_K = \frac{1}{3}[1 + 2q \cos(\alpha - (h - 1)\frac{2\pi}{3})] \quad (3.16)$$

com $h = 1$ para $K = A$, $h = 2$ para $K = B$ e $h = 3$ para $K = C$.

Estendendo esta análise para um conjunto de saída trifásico e equilibrado, Fig. 3.3, chega-se a soluções semelhantes às apresentadas em (3.16), ou seja:

$$m_{Kj}(t) = \frac{1}{3}[1 + 2q \cos(\alpha - (h - 1)\frac{2\pi}{3})] \quad (3.17)$$

onde $j = \{a, b, \text{ ou } c\}$ e os valores de h , para diferentes K ($K = \{A, B, \text{ ou } C\}$) e diferentes j , são fornecidos na Tab. 3.1.

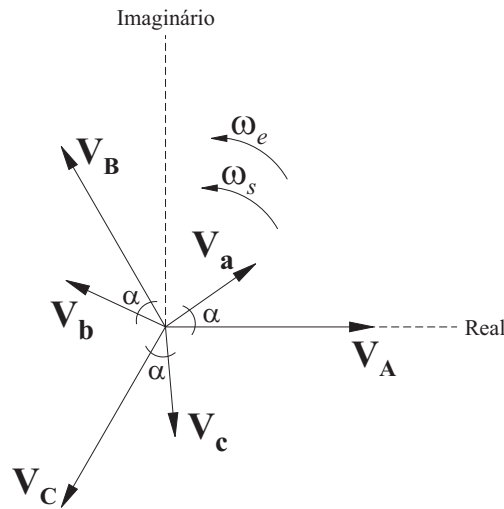


Figura 3.3: Representação vetorial das tensões de entrada e das tensões desejadas nos terminais de saída do conversor matricial operando em modo simétrico.

Tabela 3.1: Valores de h para as nove razões cíclicas do sistema vetorial operando em modo simétrico.

$K \backslash j$	a	b	c
A	$h=1$	$h=3$	$h=2$
B	$h=2$	$h=1$	$h=3$
C	$h=3$	$h=2$	$h=1$

O método apresentado para sintetizar as tensões de saída desejadas, foi denominado pelo autor como sendo o modo simétrico ($\omega_s > 0$). No entanto, o conversor pode sintetizar a mesma frequência de saída operando no modo anti-simétrico ($\omega_s < 0$). A Fig. 3.4 mostra a configuração das tensões de entrada e das tensões desejadas nos terminais de saída do conversor matricial quando os vetores das tensões de saída estão operando no modo anti-simétrico.

Procedendo da mesma maneira empregada na obtenção das razões cíclicas para o

modo simétrico, (3.17), chega-se à equação simplificada (3.18),

$$m'_{Kj}(t) = \frac{1}{3} \left[1 + 2q \cos\left(\alpha' - (h' - 1) \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (3.18)$$

onde α' é dado por:

$$\alpha' = -(\omega_s + \omega_e)t \quad (3.19)$$

e os valores de h' , para diferentes K e j , são expostos na Tab. 3.2.

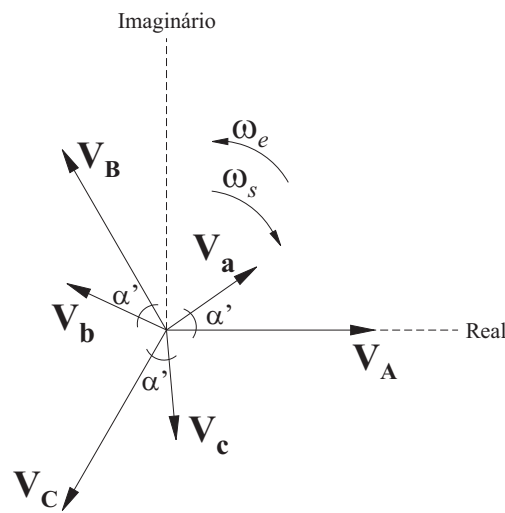


Figura 3.4: Representação vetorial das tensões de entrada e das tensões desejadas nos terminais de saída do conversor matricial operando em modo anti-simétrico.

Tabela 3.2: Valores de h' para as 9 razões cíclicas do sistema vetorial operando em modo anti-simétrico.

$K \backslash j$	a	b	c
A	$h'=1$	$h'=2$	$h'=3$
B	$h'=2$	$h'=3$	$h'=1$
C	$h'=3$	$h'=1$	$h'=2$

A principal diferença entre estes dois modos, simétrico e anti-simétrico, está relacionada ao fator de deslocamento² presente nos terminais de entrada do conversor matricial. Se uma carga apresenta um fator de deslocamento atrasado, então, quando o

²O fator de deslocamento é definido como sendo o cosseno da diferença de fase entre as componentes fundamentais de uma corrente de linha e de uma tensão de fase.

conversor estiver funcionando em modo simétrico, implicará um fator de deslocamento também atrasado na entrada do conversor e com mesmo valor do fator de deslocamento desta carga. Caso o conversor esteja no modo anti-simétrico e a carga apresente um fator de deslocamento atrasado, então, na entrada, o fator de deslocamento estará adiantado. Como consequência, cargas indutivas podem ser “interpretadas” nos terminais de entrada do conversor como capacitivas. Desta forma, o conversor é capaz de fornecer potência reativa ao sistema elétrico que o alimenta.

Um refinamento, então, é ainda possível no controle do conversor matricial, refinamento este relacionado ao ajuste do fator de deslocamento dos terminais de entrada do conversor matricial. Uma sugestão dada pelo autor para se ter um fator de deslocamento unitário na entrada para qualquer tipo de carga (resistiva, indutiva ou capacitiva), consiste em alimentar a carga com dois conversores conectados em paralelo, um dos quais “funcionando” no modo simétrico e o outro no modo anti-simétrico. No entanto, este mesmo resultado pode ser conseguido com um conversor simples, no qual a razão cíclica de cada chave bidirecional corresponda à média aritmética das razões cíclicas das chaves bidirecionais do conjunto em paralelo dos dois conversores. Em geral, qualquer fator de deslocamento pode ser obtido na entrada, desde que o ângulo do fator de deslocamento esteja compreendido entre o ângulo do fator de deslocamento dos terminais de saída e o valor oposto a este ângulo, bastando, para tanto, que as razões cíclicas de cada chave bidirecional seja calculada como uma combinação linear das calculadas para o modo simétrico e para o modo anti-simétrico. Logo, uma solução mais abrangente para a determinação das razões cíclicas das 9 chaves bidirecionais é dada em (3.20).

$$m_{Kj}^{GERAL}(t) = am_{Kj}(t) + bm'_{Kj}(t), \quad (3.20)$$

onde $m_{Kj}(t)$ e $m'_{Kj}(t)$ foram definidas em (3.17) e em (3.18), respectivamente, e a e b são duas constantes positivas e maiores ou iguais a zero e relacionadas entre si por:

$$a + b = 1 \quad (3.21)$$

Para se ter um fator de deslocamento unitário nos terminais de entrada do conversor matricial, basta, então, fazer $a = b = 0,5$.

Uma outra maneira de se chegar aos mesmos resultados apresentados em (3.17) e em (3.18) foi proposta, também em 1980, pelo mesmo *M. Venturini* e pelo matemático *A. Alesina* [7] e [94]. Este outro método leva em consideração as características do conversor, do sistema elétrico que o alimenta e da carga conectada aos seus terminais.

Conhecidas as tensões desejadas nos terminais de saída do conversor matricial e a carga que este deverá alimentar, pode-se, através da lei de *Ohm*, determinar as correntes que circulam em cada fase da carga. Com as tensões e correntes de saída, sabe-se qual é a potência instantânea que circula na carga e, como as tensões de entrada são também conhecidas e devido à ausência de elementos armazenadores de energia, é possível saber qual é a potência instantânea apresentada na entrada do conversor. Conseqüentemente, é possível saber quais correntes circulam na entrada do conversor matricial. Sendo as tensões de entrada e de saída dos conversores matriciais relacionadas como em (2.35) e as correntes de entrada e de saída relacionadas como em (2.36), simplificadas em (2.27) e em (2.29), respectivamente, e conhecendo (2.24), chega-se ao sistema de equações (3.22).

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{v}}_s = \mathbf{M} \cdot \mathbf{v}_e \\ \bar{\mathbf{i}}_e = \mathbf{M}^T \cdot \mathbf{i}_s \\ \mathbf{M} \cdot \mathbf{1} = \mathbf{1} \end{cases} \quad (3.22)$$

onde $\mathbf{1} = [1 \ 1 \ 1]^T$.

As equações apresentadas em (3.22) ainda são insuficientes para se chegar às nove razões cíclicas, tendo em vista que o *rank* desse sistema é sete. Para se achar as soluções, faz-se uso de que a potência instantânea dos terminais de entrada do conversor é igual à potência instantânea dos terminais de saída e que a soma das correntes de entrada deve ser igual à soma das correntes nos terminais de saída do conversor matricial (lei de *Kirchhoff* para as correntes). O sistema completo de equações é dado, portanto, em

(3.23).

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{\mathbf{v}}_s = \mathbf{M} \cdot \mathbf{v}_e \\ \bar{\mathbf{i}}_e = \mathbf{M}^T \cdot \mathbf{i}_s \\ \mathbf{M} \cdot \mathbf{1} = \mathbf{1} \\ \mathbf{i}_s^T \cdot \bar{\mathbf{v}}_s = \bar{\mathbf{i}}_e^T \cdot \mathbf{v}_e \\ \bar{\mathbf{i}}_e^T \cdot \mathbf{1} = \mathbf{i}_s^T \cdot \mathbf{1} \end{array} \right. \quad (3.23)$$

Existe ainda um outro meio de se obter as mesmas soluções para as razões cíclicas apresentadas em (3.17) e em (3.18). Isso foi possível com o uso das transformadas de *Concordia* e de *Park* em (3.22) tendo sido proposto em 2004 por *Pinto e Silva* [37].

Resultados de Simulação

Com o objetivo de comparar as diferentes técnicas de modulação escalar presentes nesse texto, várias simulações³ foram realizadas. Para todas as técnicas simuladas, o sistema elétrico de alimentação do conversor matricial foi considerado ideal e com as seguintes características elétricas:

- amplitude das tensões de entrada (V_e) de 100V;
- frequência elétrica de entrada (f_e) de 50Hz.

Aos terminais de saída do conversor matricial, foram desejadas tensões com amplitude (V_s) de 50V, razão q entre as amplitudes das tensões de saída e de entrada de 50%, e frequência elétrica (f_s) de 40Hz. Para verificar o comportamento das correntes de entrada do conversor, duas cargas indutivas diferentes foram consideradas: uma com ângulo de fator de deslocamento de 30° e outra com ângulo de fator de deslocamento de 60°. Porém, para ambas as cargas, representadas fasorialmente por $Z_{carga} = |Z_{carga}| \angle \theta_{carga}$, foram mantidos os módulos iguais e unitários ($|Z_{carga}| = 1$). Assim, estão listados abaixo os valores da indutância e da resistência empregados às cargas na simulação:

- $Z_{carga1} = 1 \angle 30^\circ \Omega \Rightarrow$ resistência R_{carga1} de 0,87 Ω e indutância L_{carga1} de 2mH;

³As simulações realizadas nesse trabalho foram feitas em linguagem de programação *Matlab*[®] (*Matrix Laboratory*).

- $Z_{carga2} = 1\angle 60^\circ \Rightarrow$ resistência R_{carga2} de $0,5\Omega$ e indutância L_{carga2} de $3,45mH$.

A Fig. 3.5 mostra o sistema elétrico empregado nas simulações.

As chaves bidirecionais para as simulações foram consideradas ideais, ou seja, as perdas relacionadas à condução dos dispositivos que formam essas chaves e as perdas ocorridas no momento da comutação foram desprezadas. Finalmente, a frequência de chaveamento f_{chav} adotada nas simulações foi de $4kHz$.

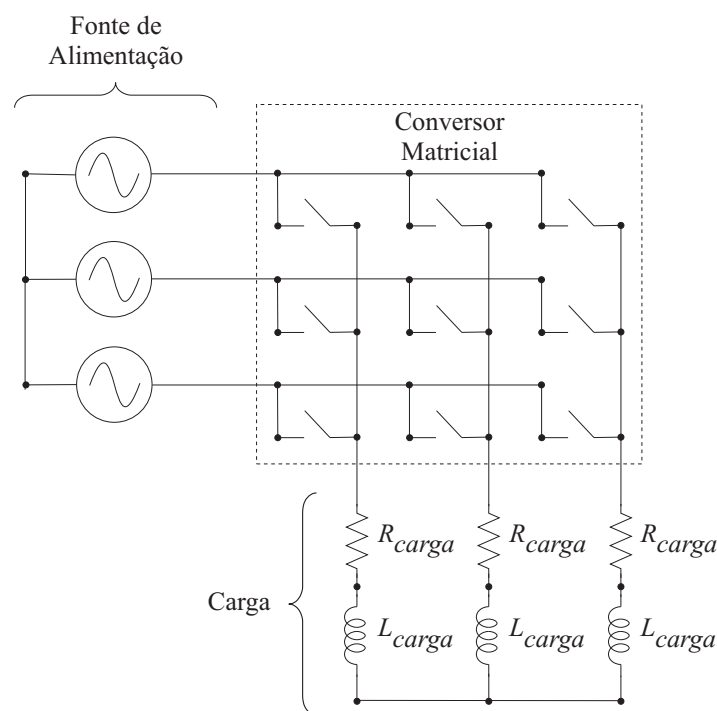


Figura 3.5: Esquema elétrico mostrando a carga RL conectada aos terminais de saída conversor matricial.

Os resultados de simulação apresentados para cada técnica de controle estarão relacionados às grandezas elétricas (corrente e tensão) presentes nos terminais de saída do conversor e às grandezas existentes nos terminais de entrada⁴. Serão mostrados o espectro de frequência da corrente não-filtrada que circula na entrada do conversor e o espectro de frequência da tensão de linha (tensão entre as fases a e b) não-filtrada dos terminais do conversor matricial, bem como a distorção harmônica total (DHT) e a

⁴Os resultados de simulação apresentados são todos relacionadas às grandezas elétricas das fases "a" tanto dos terminais de entrada como dos terminais de saída.

distorção harmônica total ponderada (DHT_{pond}) das correntes de entrada e das tensões de linha de saída, determinadas em (3.24) e em (3.25), respectivamente.

$$DHT = \left\{ \frac{\sum_{i=2}^{\infty} H_{ef}(i)^2}{H_{ef}(1)^2} \right\}^{\frac{1}{2}} 100\% \quad (3.24)$$

$$DHT_{pond} = \left\{ \frac{\sum_{i=2}^{\infty} \left\{ \frac{H_{ef}(i)}{i} \right\}^2}{H_{ef}(1)^2} \right\}^{\frac{1}{2}} 100\% \quad (3.25)$$

onde $H_{ef}(i)$ é o valor eficaz da componente harmônica de ordem i (se $i = 1$, tem-se a componente fundamental).

Com a intenção de “visualizar” o ângulo do fator de deslocamento nos terminais de entrada do conversor, será feita uma filtragem da corrente i_A para que apenas sua fundamental possa ser analisada com a tensão v_A , que foi também filtrada para manter o ângulo de defasagem entre as componentes fundamentais de corrente e tensão. Em suma, para cada simulação realizada os seguintes gráficos serão apresentados:

- terminais de saída: $\left\{ \begin{array}{l} v_a, v_{aref} \text{ e } i_a; \\ v_{ab} \text{ e } v_{abref}; \\ \text{espectro harmônico de } v_{ab} \text{ (não-filtrada);} \\ DHT \text{ e } DHT_{pond} \text{ de } v_{ab} \text{ (não-filtrada).} \end{array} \right.$
- terminais de entrada: $\left\{ \begin{array}{l} v_A \text{ e } i_A \text{ (não-filtrada);} \\ v_A \text{ e } i_A \text{ (filtrada);} \\ \text{espectro harmônico de } i_A \text{ (não-filtrada);} \\ DHT \text{ e } DHT_{pond} \text{ de } i_A \text{ (não-filtrada).} \end{array} \right.$

onde o sub-escrito *ref* refere-se às tensões de saídas consideradas como referência.

Os resultados apresentados abaixo consistem da técnica proposta por *M. Venturini* e *A. Alesina* alimentando uma carga com fator de deslocamento de 30° e o controle utilizado para a síntese das tensões de saída como sendo o modo simétrico ($a = 1$ e $b = 0$ em (3.20)).

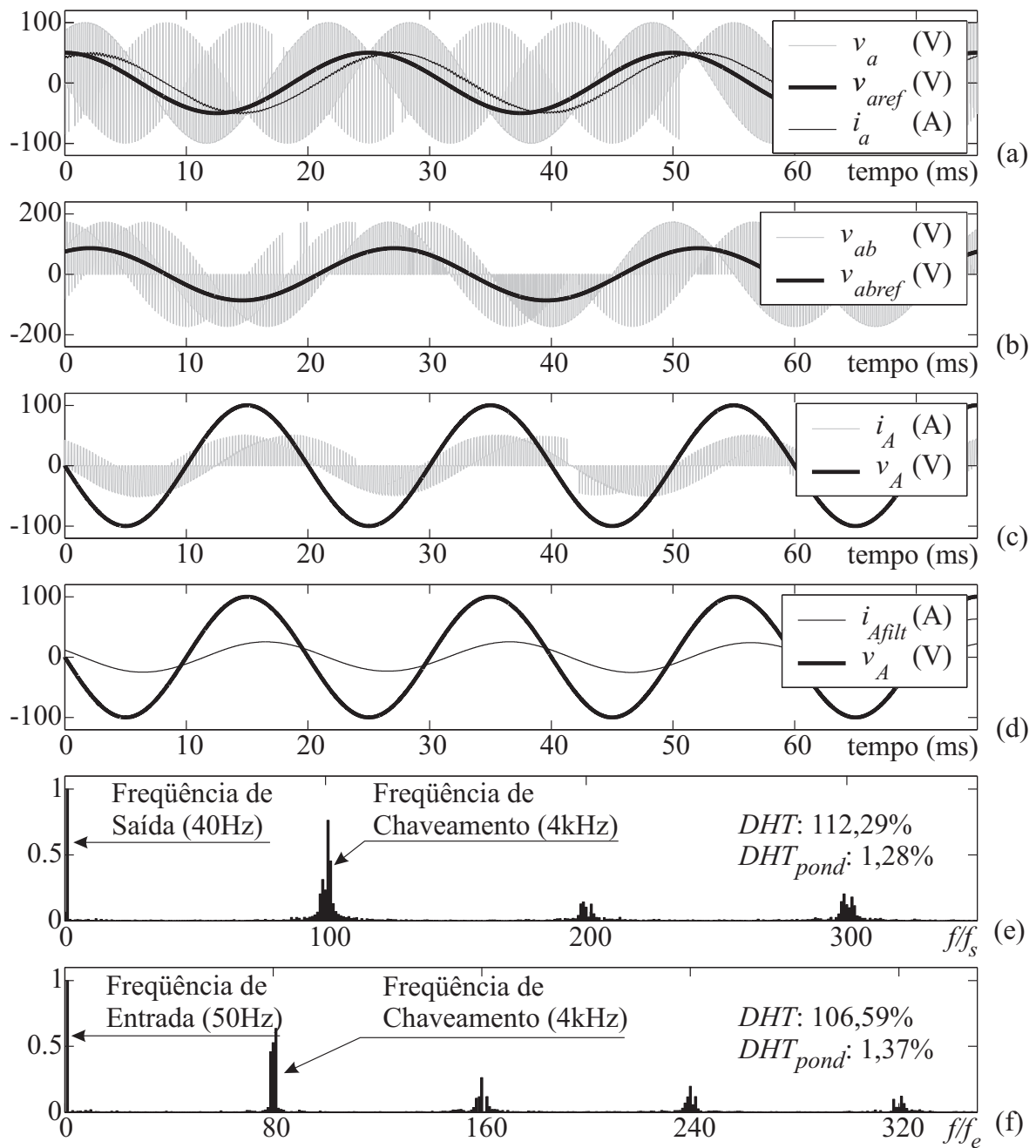


Figura 3.6: Técnica de M. Venturini e A. Alesina: conversor matricial operando em modo simétrico para uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° .

A seguir, a mesma simulação anterior foi realizada, porém com o controle operando em modo anti-simétrico ($a = 0$ e $b = 1$ em (3.20)).

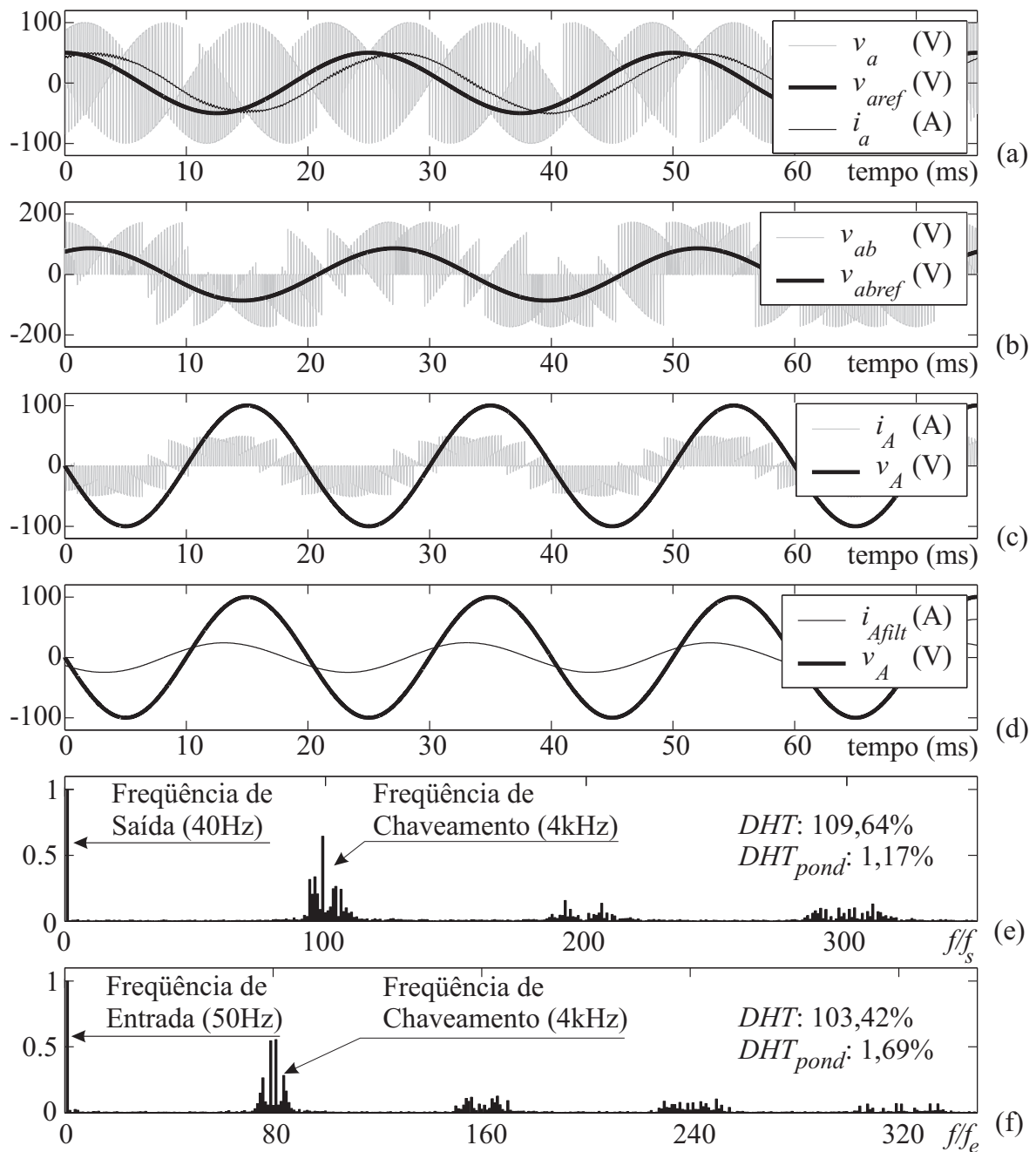


Figura 3.7: Técnica de M. Venturini e A. Alesina: conversor matricial operando em modo anti-simétrico para uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° .

Ainda para a mesma carga usada anteriormente, os resultados seguintes apresentam um fator de deslocamento unitário nos terminais de entrada do conversor matricial ($a = b = 0.5$ em (3.20)).

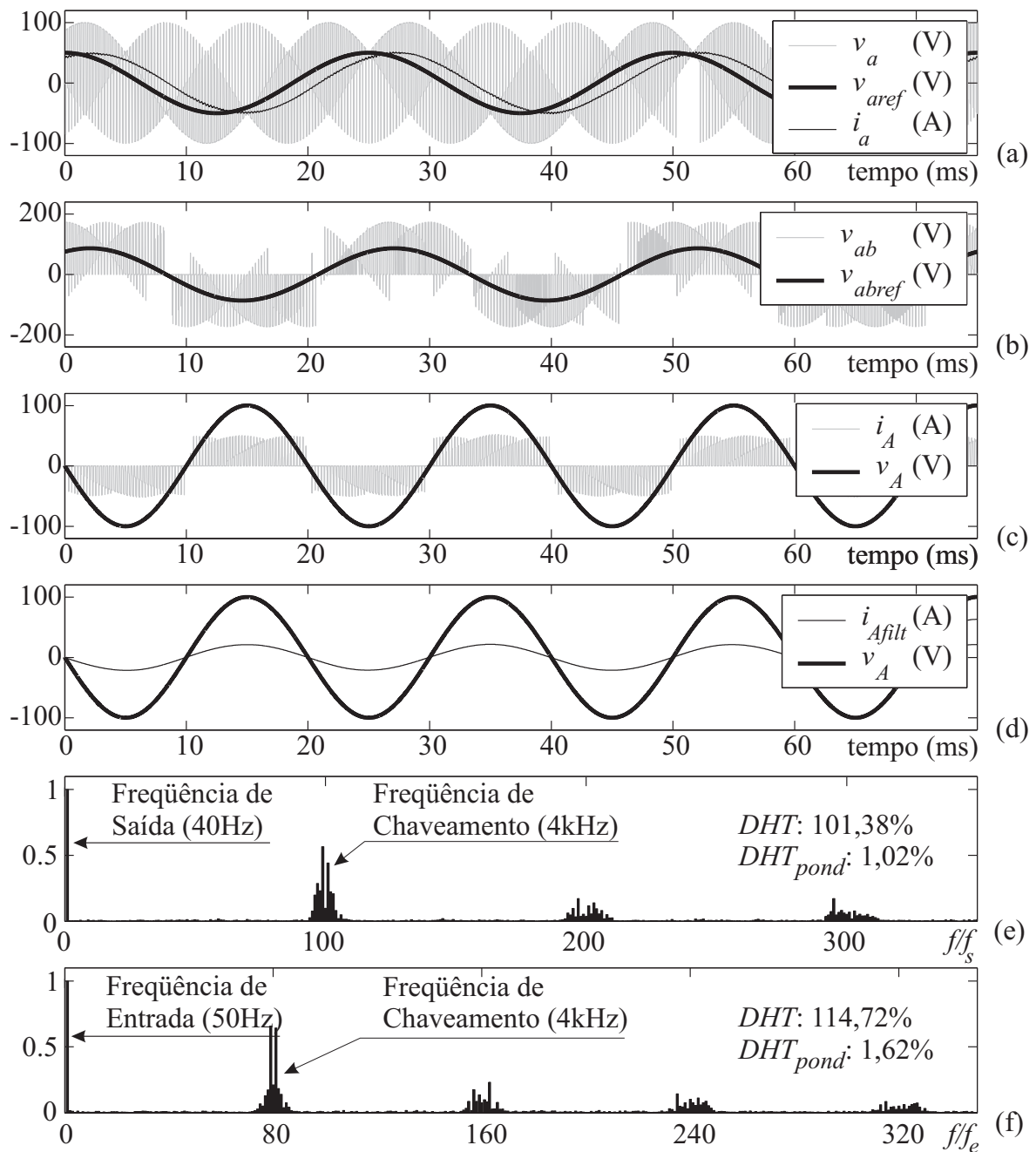


Figura 3.8: Técnica de M. Venturini e A. Alesina: conversor matricial operando com ângulo de fator de deslocamento nulo na entrada para uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° .

Os três resultados de simulação apresentados a seguir foram os mesmos realizados anteriormente para a técnica de controle escalar proposta por M. Venturini e A. Alesina porém com uma carga apresentando um fator de deslocamento de 60° .

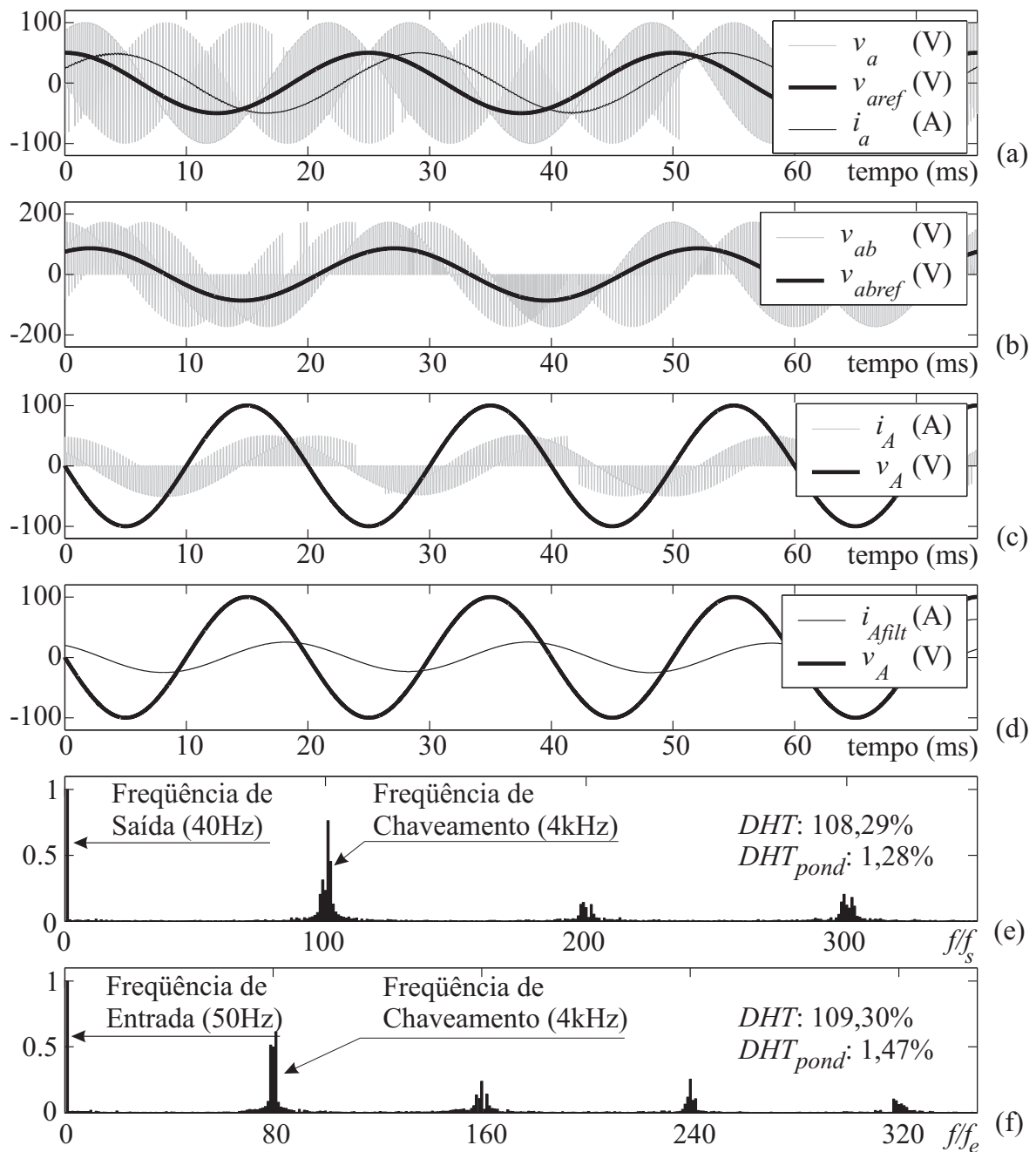


Figura 3.9: Técnica de M. Venturini e A. Alesina: conversor matricial operando em modo simétrico para uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° .

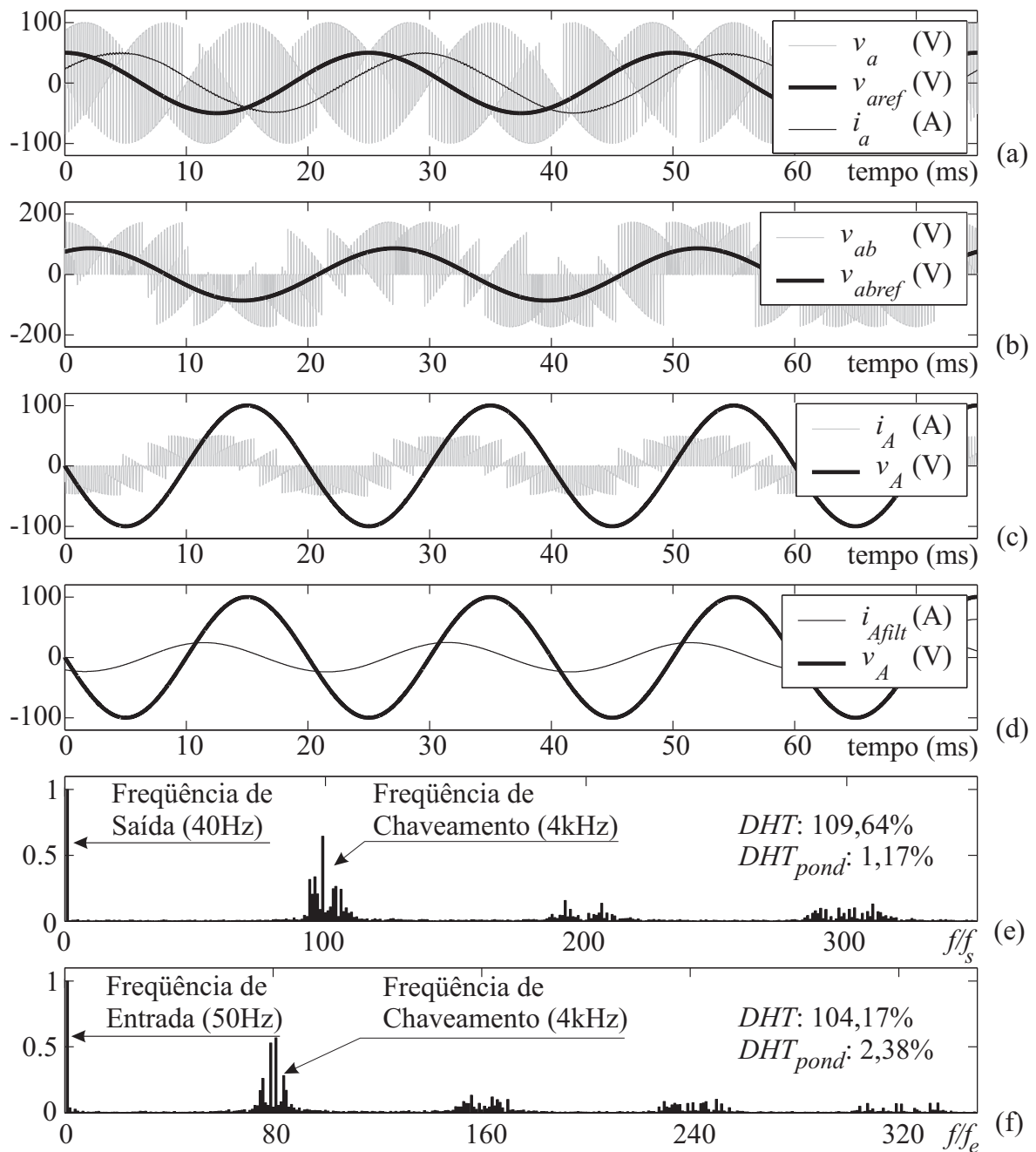


Figura 3.10: Técnica de M. Venturini e A. Alesina: conversor matricial operando em modo anti-simétrico para uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° .

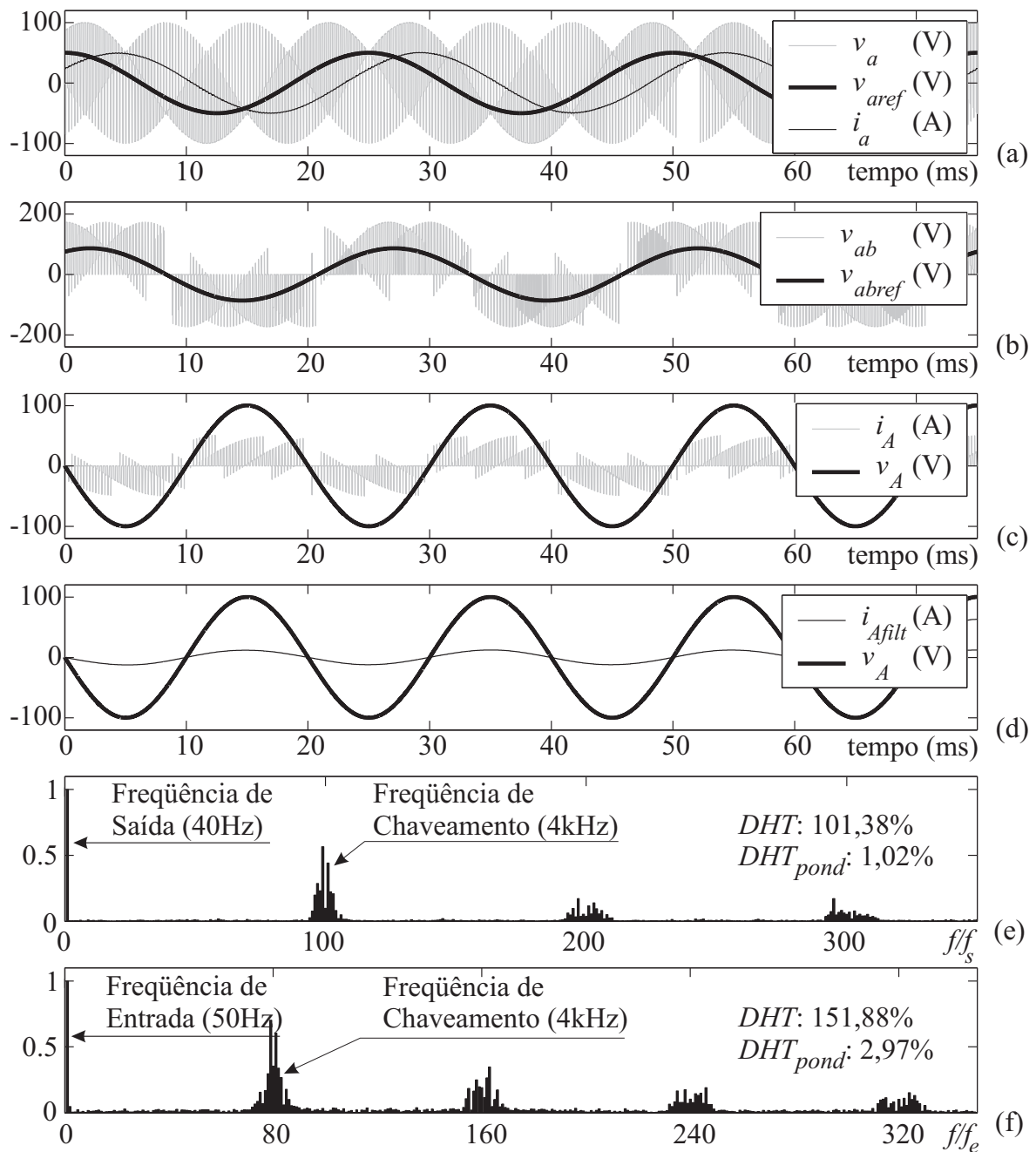


Figura 3.11: Técnica de M. Venturini e A. Alesina: conversor matricial operando com ângulo de fator de deslocamento nulo na entrada para uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° .

Comentários sobre a Técnica de M. Venturini e A. Alesina

Algumas observações sobre esta técnica de controle escalar para conversores matriciais precisam ser feitas. A princípio, na forma da obtenção das razões cíclicas, a fonte de alimentação do conversor matricial forma um conjunto equilibrado de tensões. En-

tão, as razões cíclicas são calculadas sem considerar possíveis perturbações no sistema elétrico da entrada do conversor ou mesmo distorções das formas de onda das tensões de entrada, o que pode levar a valores errôneos para as razões cíclicas. Os filtros de entrada podem ser usados para “minimizar” os efeitos nocivos destas perturbações.

Com relação às perdas envolvidas nos dispositivos semicondutores usados nas chaves bidirecionais (Fig. 1.6 e Fig. 1.7), como as três tensões de entradas são necessárias para a síntese das tensões de saída para cada período de chaveamento, observam-se, então, três comutações em cada terminal de saída do conversor. Para o caso de três terminais de saída, ter-se-ão nove comutações diferentes para cada período de chaveamento T_{chav} .

3.2.2 *J. Rodríguez* - 1983

Uma das mais simples técnicas de modulação usadas em conversores indiretos de frequência é a modulação seno-triângulo. Nesta modulação, também conhecida como modulação por amostragem natural, compara-se uma portadora triangular (v_{tri}) de alta frequência (f_{tri}) com três sinais de referência para criar pulsos de gatilhos para cada uma das chaves dos conversores de potência [93]. A comparação é feita da seguinte maneira: se a tensão de referência v_j desejada nos terminais de saída do conversor matricial for maior do que a onda triangular v_{tri} , então se conecta a este terminal de saída o potencial $+V_{CC}$ do barramento de corrente contínua e em caso contrário, aplica-se o potencial $-V_{CC}$ (Fig. 3.12). Esta técnica é uma técnica analógica tendo em vista que a “determinação” dos estados de cada chave é feita através de comparações (amplificadores operacionais podem ser usados para a comparação).

Usando o mesmo princípio da modulação seno-triângulo apresentada, *J. Rodríguez* propôs uma técnica de modulação escalar para os conversores matriciais. Para tanto, ele definiu um barramento de corrente contínua fictício composto pelas tensões da fonte de alimentação do conversor que estejam, instantaneamente, assumindo os valores mais positivo (v_{pos}) e mais negativo (v_{neg}). Conhecidas as tensões v_{pos} e v_{neg} , medidas diretamente dos terminais de entrada do conversor, compara-se, então, a tensão desejada nos terminais de saída à onda triangular: se v_j for maior que v_{tri} , aplica-se v_{pos} ao

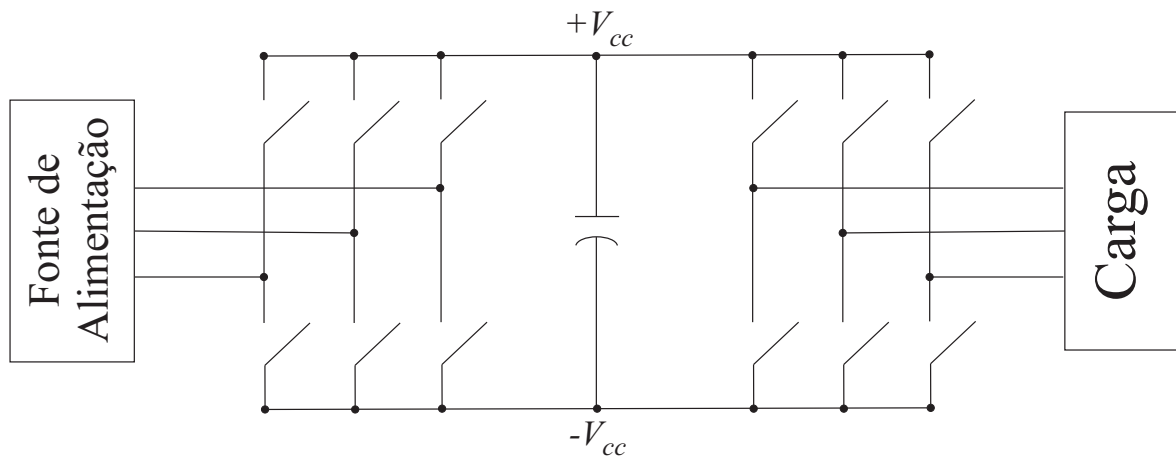


Figura 3.12: Conversores indiretos de freqüência.

terminal de saída e, em caso contrário, aplica-se v_{neg} . A seguir, tem-se um resumo da técnica:

- se $v_j > v_{tri} \Rightarrow v_{term} = v_{pos}$,
- se $v_j < v_{tri} \Rightarrow v_{term} = v_{neg}$,

onde v_{term} é a tensão conectada ao terminal de saída do conversor matricial. A Fig. 3.13 mostra o comportamento deste barramento de corrente contínua fictício para um período elétrico completo das tensões de entrada.

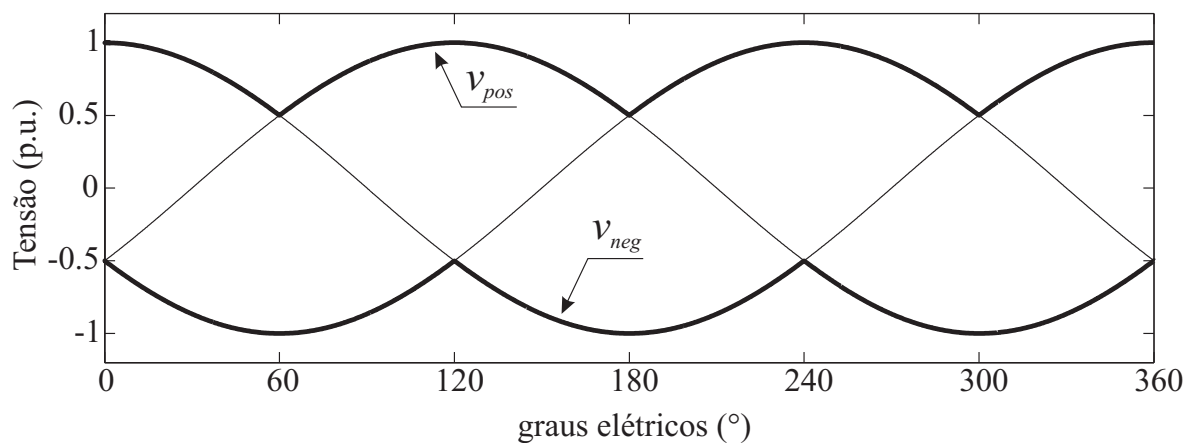


Figura 3.13: Barramento de corrente contínua fictício proposto por J. Rodríguez.

Resultados de Simulação

A seguir, são apresentados resultados de simulação desta técnica de modulação. Os mesmos dados usados anteriormente na técnica de controle proposta por *M. Venturini* e *A. Alesina* são utilizados aqui. Porém, ao invés de frequência de chaveamento, ter-se-á a frequência da onda triangular (f_{tri}) que, para que os resultados possam ser comparados às demais técnicas, foi considerado como de $4kHz$. Para a amplitude da triangular (V_{tri}), tomou-se o valor de $80V^5$.

O primeiro gráfico mostrado (Fig. 3.14) representa as grandezas elétricas de entrada e saída das fases *a* para uma carga com fator de deslocamento de saída de 30° e o próximo (Fig. 3.15) é o resultado de simulação para um fator de deslocamento de 60° nos terminais de saída do conversor matricial.

⁵Deve-se ter cuidado com o valor adotado na amplitude da onda triangular. Caso se use uma amplitude inferior à amplitude das tensões de saída, ocorrerá uma sobremodulação ($V_{tri} < V_s$).

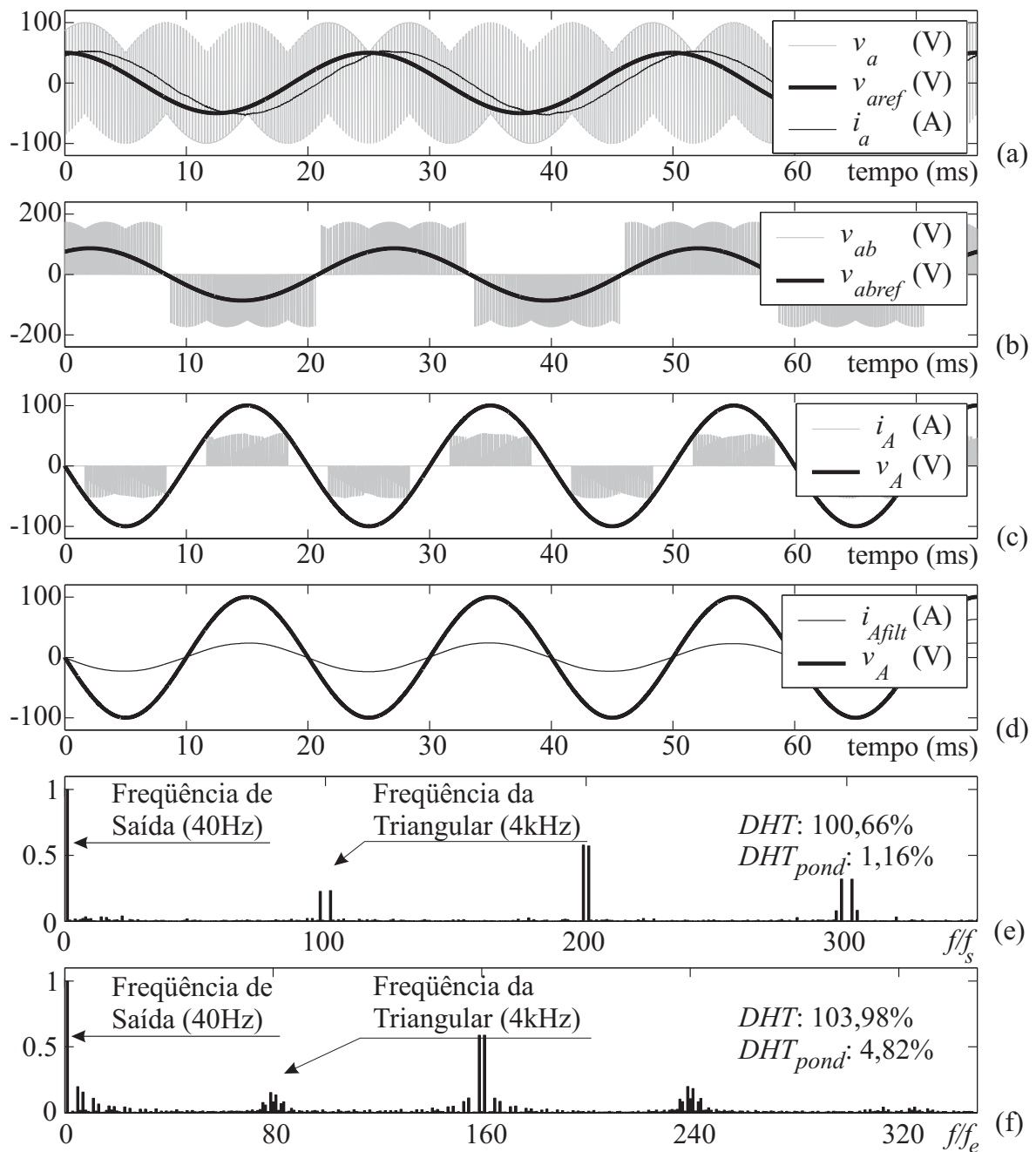


Figura 3.14: Técnica de J. Rodríguez: carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.

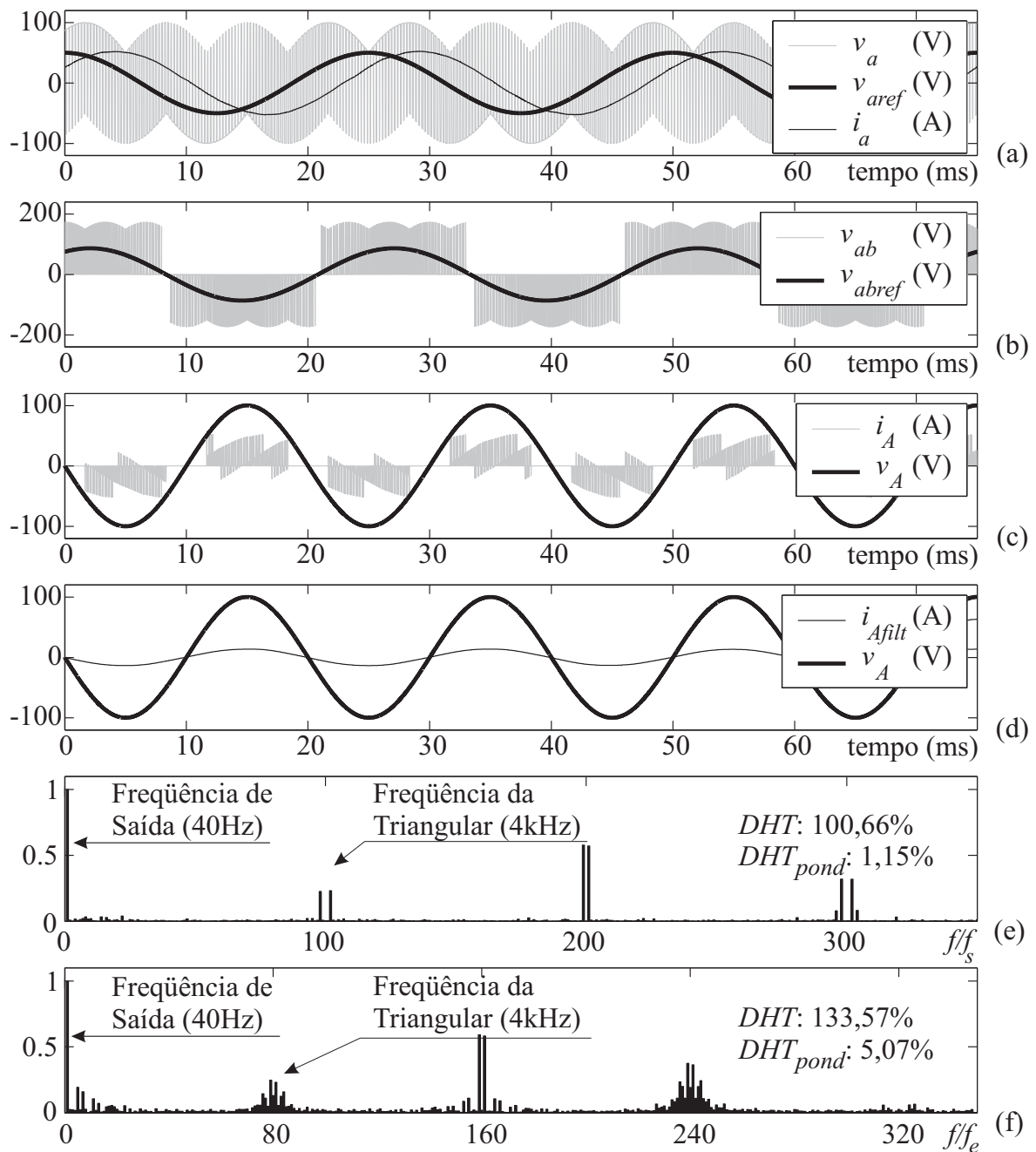


Figura 3.15: Técnica de J. Rodríguez: carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.

Comentários sobre a Técnica de J. Rodríguez

Uma importante característica desta técnica de modulação está relacionada à entrada do conversor. É possível observar na Fig. 3.14(c) e na Fig. 3.15(c) que a fundamental da corrente de entrada está em fase com a tensão de sua respectiva fase

(para o caso exemplificado, fase A), o que implica fator de deslocamento unitário na entrada do conversor. Será apresentada mais adiante, na seção 3.2.4, uma explicação para o fato da fundamental da corrente de entrada estar em fase com a tensão de entrada.

Outra observação a ser feita sobre as correntes de entrada relaciona-se à existência de elementos harmônicos expressivos em baixas frequências (em torno da frequência de entrada, $f_e = 50Hz$ - Fig. 3.14(f) e Fig. 3.15(f)). Isso ocorre devido ao uso de apenas as tensões de entrada com maiores valores absolutos (v_{pos} e v_{neg}) para síntese das tensões desejadas nos terminais do conversor matricial. Durante um terço de um período completo na frequência de entrada (120° elétricos) uma destas tensões assume o valor intermediário (v_{int}), nem v_{pos} nem v_{neg} , o que significa que, durante este intervalo esta fase (tensão) não participará do processo de produção da tensão de saída, não havendo, conseqüentemente, circulação de corrente neste terminal de entrada. Será realizada uma análise detalhada do que foi comentado na seção 3.2.4.

Diferentemente da técnica proposta por *M. Venturini* e *A. Alesina*, nesta técnica de controle escalar apenas duas tensões de entrada são necessárias para a síntese das tensões de saída, resultando em apenas duas comutações para cada período de chaveamento. Desta forma, necessitam-se de seis comutações para um sistema trifásico de saída, implicado uma diminuição de três comutações, quando comparada à técnica de controle anterior, reduzindo, desta maneira, as perdas envolvidas nas chaves bidirecionais em um período de chaveamento.

3.2.3 *G. Roy* e *G.-E. April* - 1989

As ações de comando das chaves bidirecionais, neste método de modulação [10] e [95], são definidas diretamente a partir das tensões medidas nos terminais de entrada do conversor [83], ou seja, são considerados os valores instantâneos de cada uma das tensões de entrada para determinar as razões cíclicas de cada uma das chaves bidirecionais.

O processo de determinação das razões cíclicas procede da seguinte maneira: supondo

que se tenha um conjunto de tensões trifásicas de entrada, como o apresentado em (3.1) e repetido em (3.26)

$$\begin{cases} v_A(t) = V_e \cos(\omega_e t) \\ v_B(t) = V_e \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_C(t) = V_e \cos(\omega_e t + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.26)$$

e que o valor médio de uma tensão de saída do conversor é expresso por:

$$\bar{v}_j = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_K v_K(t) + \Delta t_L v_L(t) + \Delta t_M v_M(t)], \quad (3.27)$$

onde K , L e M podem assumir qualquer valor de A , B ou C de acordo com algumas regras. Para determinar qual tensão de entrada será expressa por K , L ou M , deve-se proceder da seguinte maneira:

- v_M será a tensão de entrada que apresenta polaridade diferente das outras duas, ou seja, será a tensão de entrada com maior valor absoluto no período de amostragem considerado;
- as outras duas tensões de entrada, compartilhando a mesma polaridade, assumirão os valores de v_K e v_L , sendo que a maior, em módulo, assumirá o valor de v_L , restando v_K para a menor tensão, em módulo, de entrada.

Conhecendo cada tensão de entrada, usa-se a seguinte relação entre as razões cíclicas $m_K(t)$ e $m_L(t)$:

$$\frac{m_K(t)}{m_L(t)} = \frac{\Delta t_K}{\Delta t_L} = \frac{v_K(t)}{v_L(t)} \quad (3.28)$$

para um intervalo onde

$$0 \leq \frac{v_K(t)}{v_L(t)} \leq 1 \quad (3.29)$$

Sabendo que os intervalos Δt_K , Δt_L e Δt_M estão relacionados através de

$$\Delta t_K + \Delta t_L + \Delta t_M = T_{chav} \Rightarrow m_K(t) + m_L(t) + m_M(t) = 1, \quad (3.30)$$

basta substituir (3.28) e (3.30) em (3.27) para se chegar às seguintes expressões:

$$\Delta t_L = \frac{T_{chav}(\bar{v}_j - v_M(t))v_L(t)}{v_K(t)^2 + v_L(t)^2 + v_M(t)^2 - (v_K(t) + v_L(t) + v_M(t))v_M(t)} \quad (3.31)$$

$$\Delta t_K = \frac{T_{chav}(\bar{v}_j - v_M(t))v_K(t)}{v_K(t)^2 + v_L(t)^2 + v_M(t)^2 - (v_K(t) + v_L(t) + v_M(t))v_M(t)} \quad (3.32)$$

$$\Delta t_M = T_{chav} - \Delta t_K - \Delta t_L \quad (3.33)$$

Caso se tenha um sistema trifásico equilibrado na entrada do conversor matricial, a soma dos valores instantâneos destas tensões será nula, ou seja, $v_A(t) + v_B(t) + v_C(t) = 0$ o que implica $v_K(t) + v_L(t) + v_M(t) = 0$ e $v_K(t)^2 + v_L(t)^2 + v_M(t)^2 = 1,5V_e^2$. Então, os intervalos de comutação dados por (3.31), (3.32) e (3.33) podem ser simplificados como é apresentado abaixo:

$$\Delta t_L = \frac{T_{chav}(\bar{v}_j - v_M(t))v_L(t)}{1,5V_e^2}, \quad (3.34)$$

$$\Delta t_K = \frac{T_{chav}(\bar{v}_j - v_M(t))v_K(t)}{1,5V_e^2}, \quad (3.35)$$

$$\Delta t_M = T_{chav} - \Delta t_K - \Delta t_L. \quad (3.36)$$

Síntese das Correntes de Entrada

A análise do comportamento das correntes de entrada do conversor matricial para esta técnica de controle escalar será feita a seguir. É sabido que as correntes de entrada são produzidas a partir das correntes de saída, de acordo com a expressão abaixo:

$$\bar{i}_X = \frac{1}{T_{chav}}[\Delta t_{Xa}i_a(t) + \Delta t_{Xb}i_b(t) + \Delta t_{Xc}i_c(t)], \quad (3.37)$$

onde X representa qualquer fase de entrada ($X = \{A, B \text{ ou } C\}$). Substituindo os apropriados intervalos Δt_{Xj} (calculados em (3.34), (3.35) e em (3.36)), com $j = \{a, b \text{ ou } c\}$, em (3.37), chega-se a seguinte igualdade:

$$\bar{i}_X = \frac{v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) - (i_a(t) + i_b(t) + i_c(t))v_M(t)}{1,5V_e^2}v_X(t) \quad (3.38)$$

Para uma carga equilibrada, tem-se que a soma das correntes nos terminais de saída do conversor são nulas ($i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$). Logo, (3.38) torna-se:

$$\bar{i}_X = \frac{v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t)}{1,5V_e^2}v_X(t). \quad (3.39)$$

O numerador de (3.39) representa a potência instantânea total (p_o) envolvida no sistema de conversão. Portanto, tem-se:

$$\bar{i}_X = \frac{p_o}{1,5V_e^2} v_X(t). \quad (3.40)$$

Como o termo que multiplica $v_X(t)$ em (3.40) é uma constante, então, conclui-se que as correntes dos terminais de entrada do conversor matricial, para esta técnica de controle, estão em fase com suas respectivas tensões de entrada.

Assim, para se ter fator de deslocamento unitário nos terminais de entrada do conversor, a forma de onda das tensões de saída pode assumir “qualquer” característica, desde que seja respeitada a seguinte restrição: a soma das correntes nos terminais de saída do conversor matricial deve ser nula ($i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$).

Controle do Fator de Deslocamento na Entrada do Conversor

Apesar de naturalmente se conseguir um fator de deslocamento unitário para esta técnica de controle escalar, os autores propuseram uma maneira de “deslocar” a corrente de entrada de sua respectiva tensão, permitindo, assim, a “injeção” de potência reativa no sistema elétrico que alimenta o conversor matricial. Este deslocamento proposital, seja ele adiantado ou atrasado, é possível através da criação de uma fonte de alimentação fictícia definida em (3.41).

$$\begin{cases} v_A'(t) = V_e \cos(\omega_e t + \theta_{ent}) \\ v_B'(t) = V_e \cos(\omega_e t + \theta_{ent} + \frac{2\pi}{3}) \\ v_C'(t) = V_e \cos(\omega_e t + \theta_{ent} + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.41)$$

onde θ_{ent} é o ângulo do fator de deslocamento desejado na entrada do conversor.

A partir deste novo conjunto de tensões de entrada, calcula-se, conforme procedido anteriormente, os intervalos de tempo $\Delta t_{K'}$, $\Delta t_{L'}$ e $\Delta t_{M'}$ correspondentes as tensões $v_{K'}(t)$, $v_{L'}(t)$ e $v_{M'}(t)$, respectivamente, como em (3.34), (3.35) e em (3.36), porém, considerando as tensões de entrada fictícias dadas em (3.41), resultando em (3.42), em (3.43) e em (3.44).

$$\Delta t_{L'} = \frac{T_{chav}(\bar{v}_j - v_{M'}(t))v_{L'}(t)}{1,5V_e^2} \quad (3.42)$$

$$\Delta t_{K'} = \frac{T_{chav}(\bar{v}_j - v_M'(t))v_K'(t)}{1,5V_e^2} \quad (3.43)$$

$$\Delta t_{M'} = T_{chav} - \Delta t_{K'} - \Delta t_{L'} \quad (3.44)$$

Como as fundamentais das correntes de entrada estão em fase com as fundamentais de suas respectivas tensões, então, procedendo desta maneira, as correntes de entrada ficarão em fase com as tensões fictícias e deslocadas de um ângulo de θ_{ent} das verdadeiras tensões de entrada.

Este deslocamento, no entanto, influencia diretamente na amplitude da tensão desejada na saída (v_j) que é expressa por:

$$\bar{v}_j' = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{K'} v_K(t) + \Delta t_{L'} v_L(t) + \Delta t_{M'} v_M(t)] \quad (3.45)$$

Substituindo (3.42), (3.43) e (3.44) em (3.45), resulta, para valores instantâneos, em:

$$v_j'(t) = V_s' \cos(\omega_s t) = V_s \cos(\theta_{ent}) \cos(\omega_s t) \quad (3.46)$$

ou seja, há uma redução de $\cos(\theta_{ent})$ na amplitude da tensão desejada na saída, o que interfere, diretamente, nas amplitudes das correntes de saída e de entrada do conversor também de um fator de $\cos(\theta_{ent})$. Por exemplo, a corrente da fase de entrada A será dada por:

$$\bar{i}_A = \frac{p_o}{1,5V_e^2} \cos(\theta_{ent}) v_A(t) \quad (3.47)$$

Para pequenos valores de θ_{ent} ($\theta_{ent} < 15^\circ$), a redução na amplitude da tensão de saída é desprezível. Porém, para valores grandes de θ_{ent} , a amplitude V_s da tensão de saída será reduzida substancialmente.

Resultados de Simulação

Como procedido para as duas outras técnicas de controle escalar apresentadas neste trabalho, serão mostrados alguns resultados de simulação para verificar a funcionalidade da técnica de controle escalar proposta por *G. Roy* e *G.-E. April*.

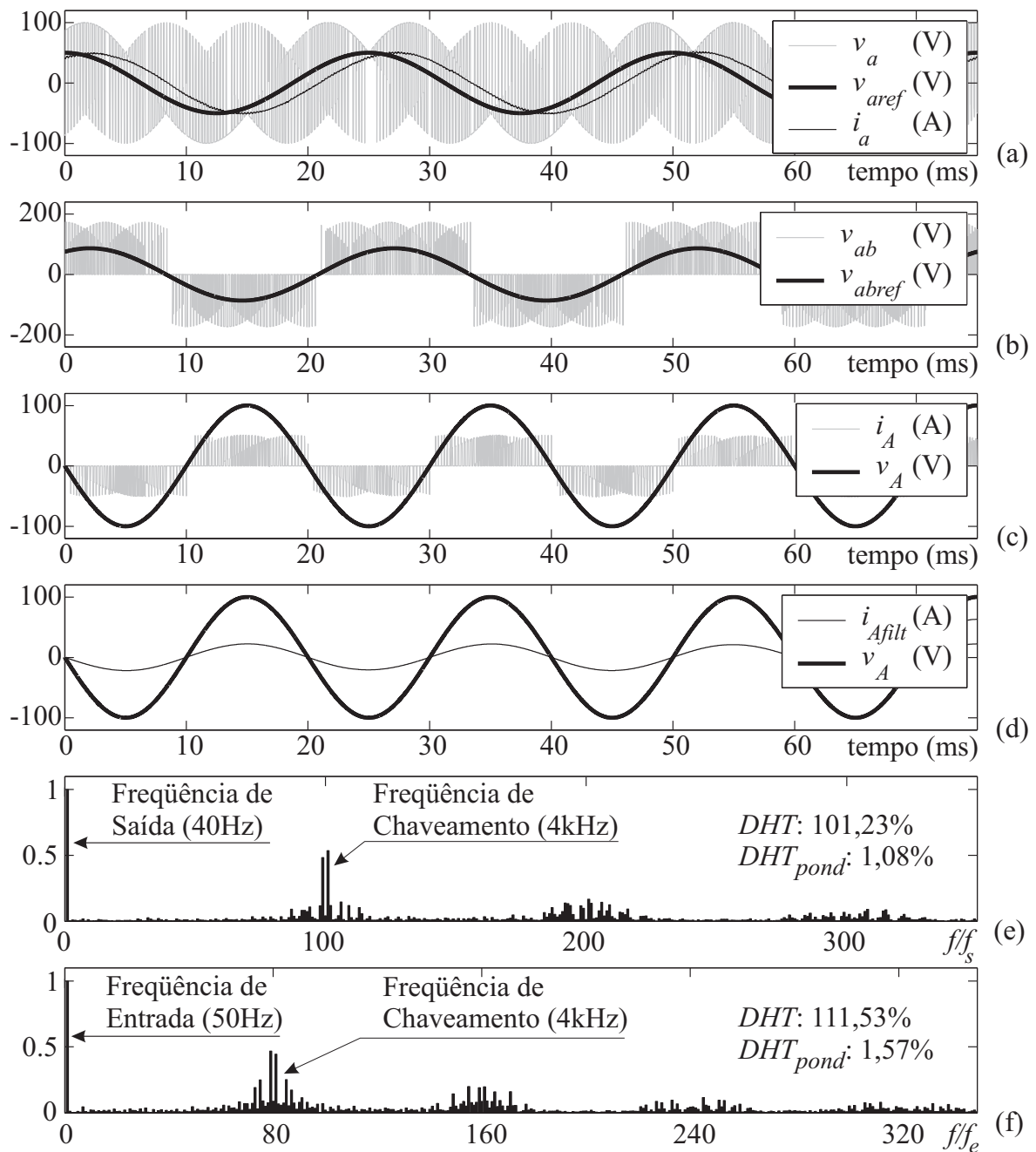


Figura 3.16: Técnica de G. Roy e G.-E. April: carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.

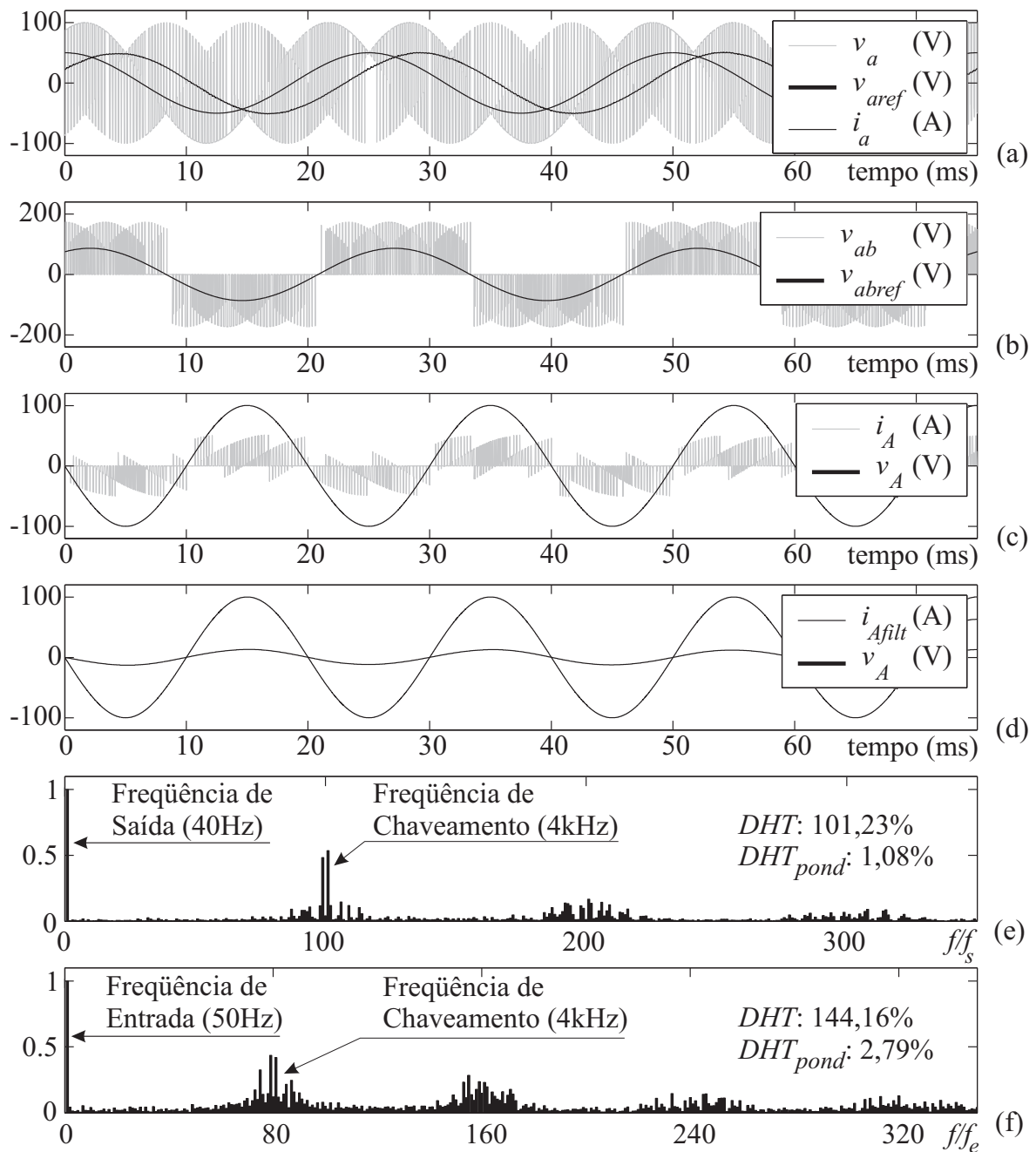


Figura 3.17: Técnica de G. Roy e G.-E. April: carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.

Os próximos resultados de simulação a serem apresentados se relacionam a possibilidade de injeção de potência reativa na rede que alimenta o conversor matricial conforme proposto pelos autores desta técnica de controle escalar. A carga usada para estas simulações foi a mesma usado nas simulações precedentes, com ângulo de fator

de deslocamento de 30° indutivo. A Fig. 3.18 representa uma simulação com a injeção de potência indutiva à rede elétrica que alimenta o conversor, enquanto que a Fig. 3.19 representa uma simulação com a injeção de potência capacitiva. Em ambas as simulações, foi considerado um ângulo de fator de deslocamento de entrada de 15° . Para a Fig. 3.20 foi considerado um ângulo de fator de deslocamento de entrada de 60° capacitivo com a intenção de mostrar a redução ocorrida na amplitude das grandezas elétricas.

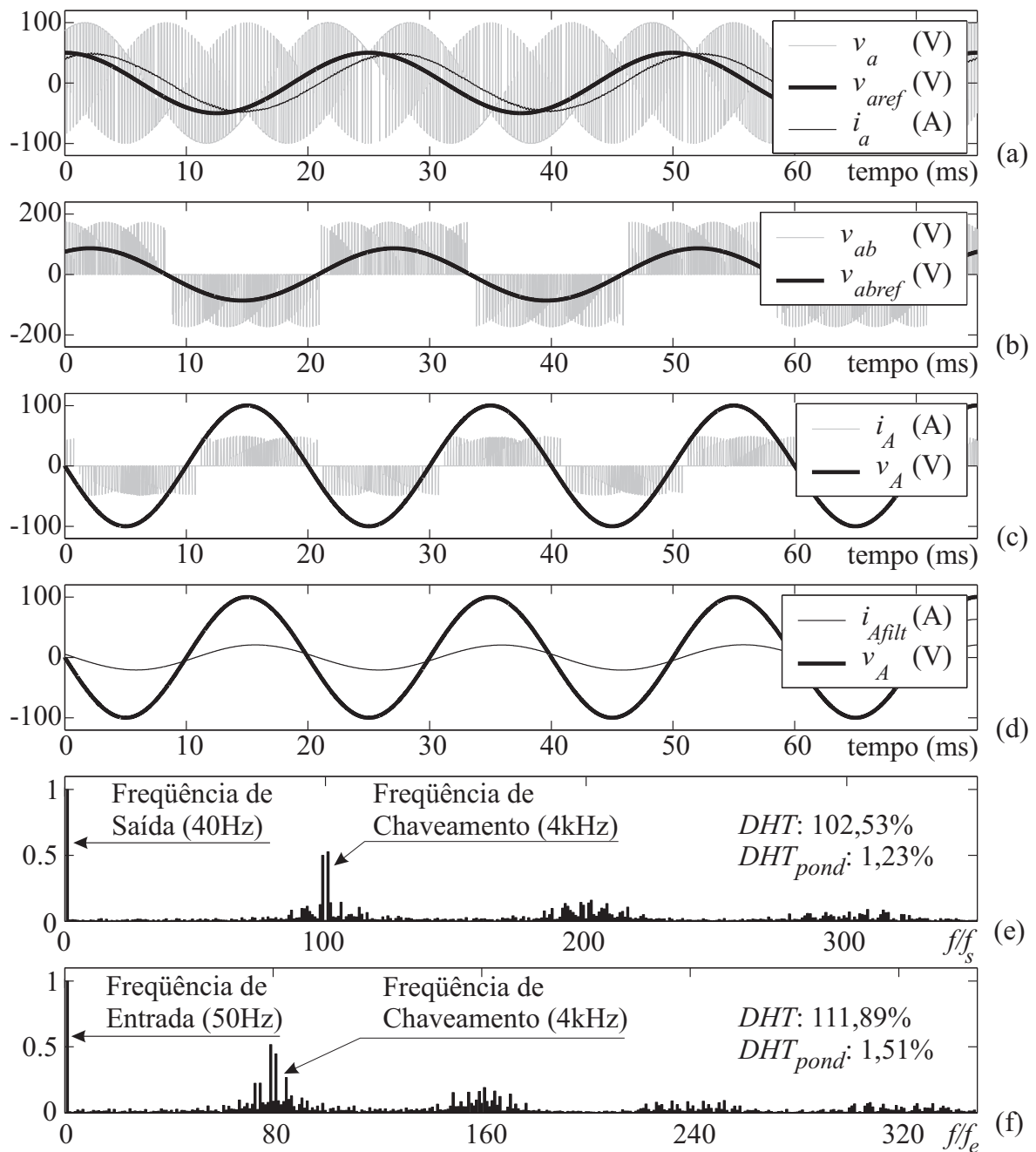


Figura 3.18: Técnica de G. Roy e G.-E. April: conversor matricial injetando potência reativa indutiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 15°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.

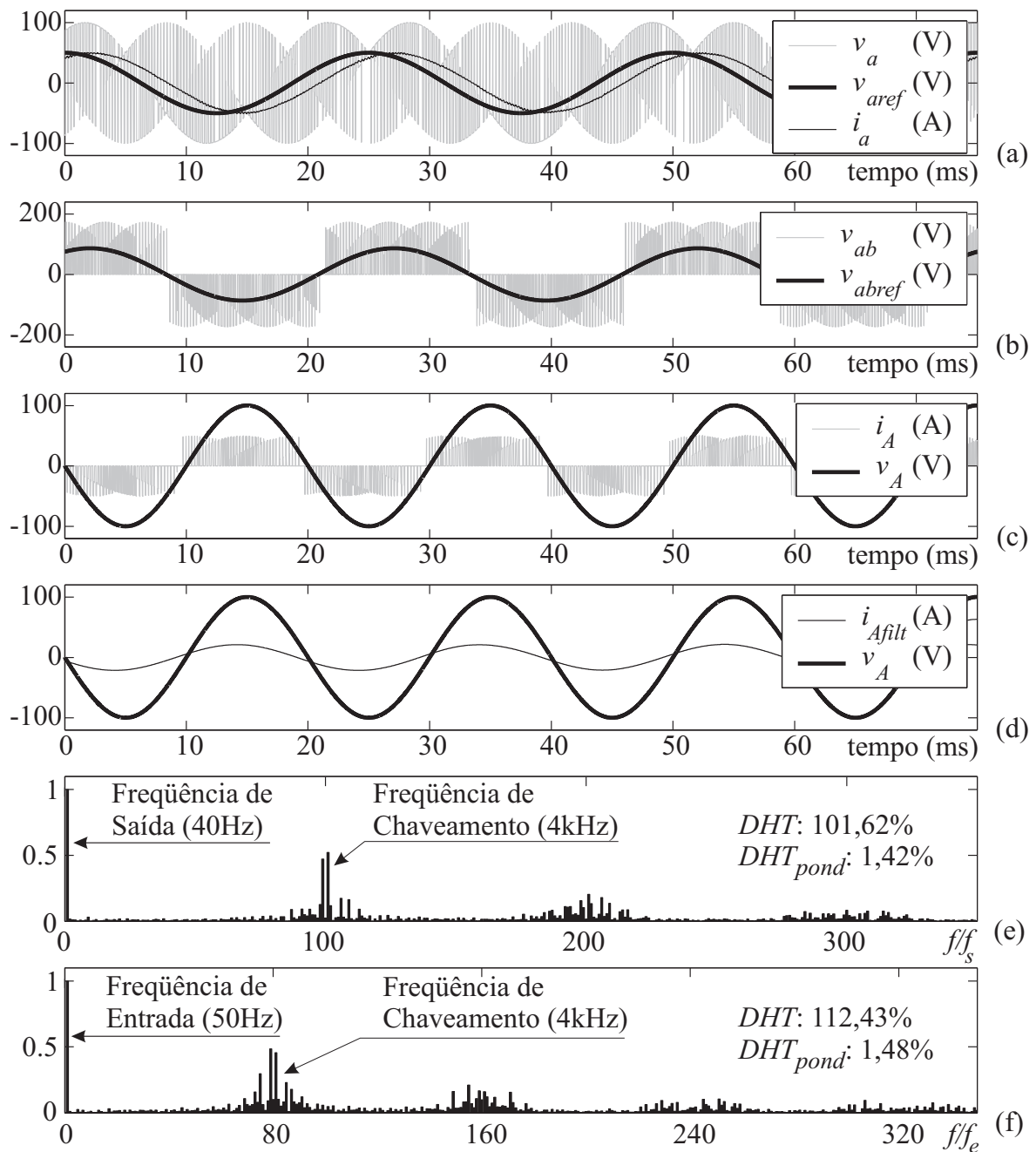


Figura 3.19: Técnica de G. Roy e G.-E. April: conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 15°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.

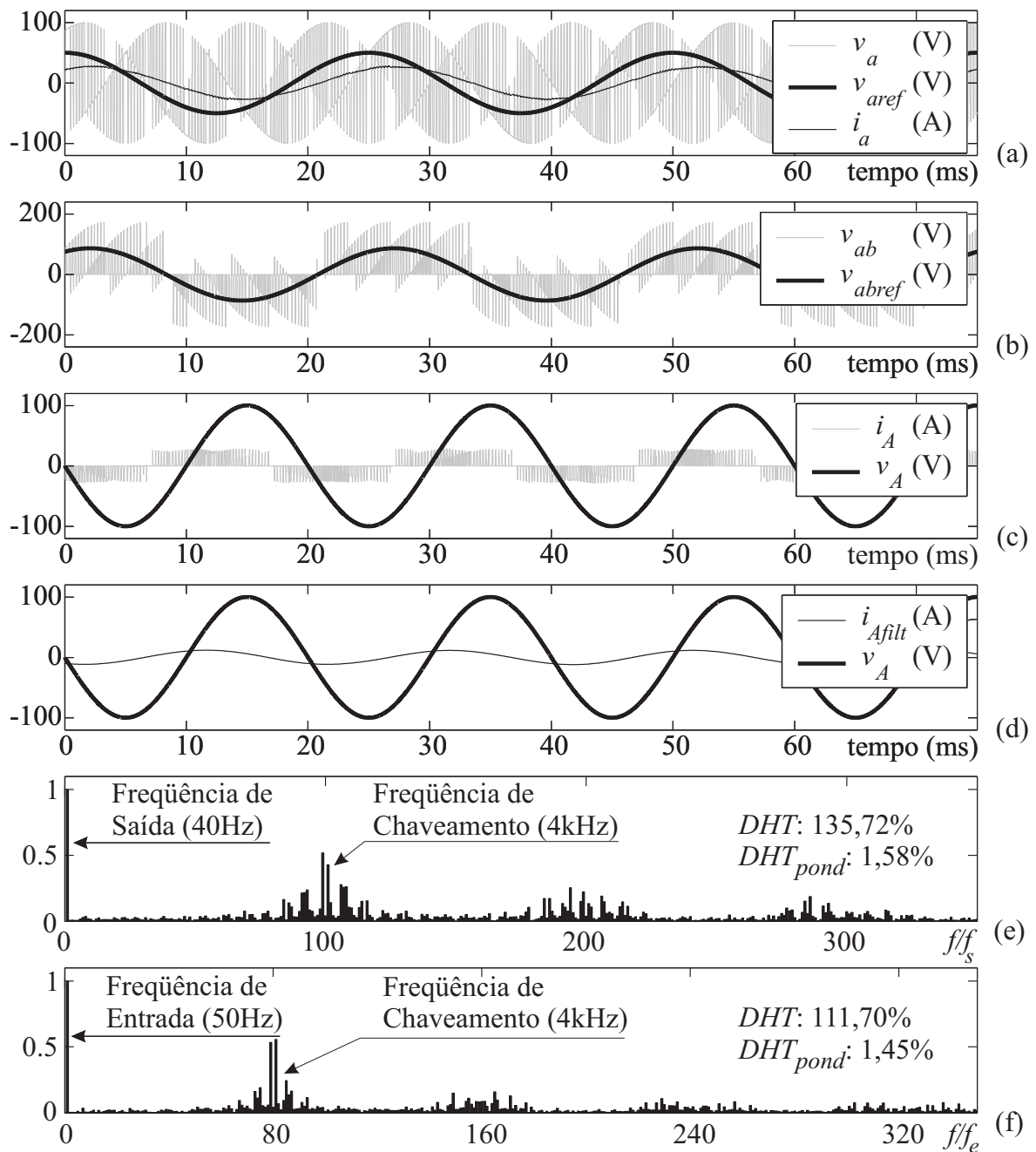


Figura 3.20: Técnica de G. Roy e G.-E. April: conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 60°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.

Comentários sobre a Técnica de G. Roy e G.-E. April

Como na técnica de *Rodríguez*, além de considerar os valores instantâneos das tensões que alimentam o conversor para sintetizar as tensões desejadas na saída, nesta

técnica também se tem naturalmente fator de deslocamento unitária na entrada do conversor. Outra importante contribuição dos autores, refere-se à possibilidade de injeção de potência reativa através de uma simples alteração no algoritmo de funcionamento das chaves bidirecionais dos conversores matriciais. Este mesmo processo de injeção de potência reativa pode ser procedido com a técnica de *Rodríguez*, implicando a mesma conseqüência, ou seja, redução da amplitude das tensões dos terminais de saída do conversor. Através da corrente i_a na Fig. 3.18(a) e na Fig. 3.19(a) constata-se que a utilização das tensões de entrada fictícias não influem drasticamente nas características do processo de conversão (foi usado um θ_{ent} de 15°), o que não pode ser verificado para o caso da corrente de saída i_a na Fig. 3.20(a) onde foi empregado um deslocamento de 60° ($\theta_{ent} = 60^\circ$).

Para proceder uma análise relacionada às perdas envolvidas nas chaves bidirecionais, esta técnica de controle escalar se assemelha à técnica proposta por *M. Venturini* e *A. Alesina*. As três tensões de entrada são sempre necessárias para produzir as tensões de saída, resultando, então, em nove comutações para cada período de chaveamento, para um conjunto de tensões trifásicas tanto nos terminais de entrada quanto nos terminais de saída do conversor matricial.

3.2.4 Técnica de Controle Escalar 1

Esta nova técnica, desenvolvida ao longo desse trabalho de mestrado [22], baseia-se nos mesmos princípios do barramento de corrente contínua fictício proposto por *Rodríguez*. Porém, diferentemente da técnica de *Rodríguez*, as razões cíclicas são “calculadas” diretamente e não determinadas através de comparações. Para melhor entender como são calculadas as razões cíclicas das chaves bidirecionais que se conectam às tensões de entrada mais positiva (v_{pos}) e mais negativa (v_{neg}) supõe-se inicialmente que durante um período de chaveamento (T_{chav}), as tensões de entrada e as tensões desejadas nos terminais de saída do conversor não variem substancialmente ($f_e, f_s \ll f_{chav}$), podendo, assim, serem consideradas constantes durante este período.

Como apenas duas tensões de entrada são empregadas para sintetizar uma tensão

desejada de saída (v_j), então, o valor médio desta tensão de saída é expresso por:

$$\bar{v}_j = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{pos} v_{pos}(t) + \Delta t_{neg} v_{neg}(t)] \quad (3.48)$$

onde Δt_{pos} e Δt_{neg} são os intervalos em que as chaves bidirecionais conectadas à v_{pos} e à v_{neg} , respectivamente, permanecem fechadas. Estes intervalos, então, relacionam-se através de:

$$\Delta t_{pos} + \Delta t_{neg} = T_{chav} \quad (3.49)$$

De (3.49), tem-se:

$$\Delta t_{neg} = T_{chav} - \Delta t_{pos} \quad (3.50)$$

Para se determinar os valores de cada intervalo Δt_{pos} e Δt_{neg} , basta substituir (3.50) em (3.48) de modo a se chegar aos seguintes resultados:

$$m_{pos}(t) = \frac{\Delta t_{pos}}{T_{chav}} = \frac{\bar{v}_j - v_{neg}(t)}{v_{pos}(t) - v_{neg}(t)} \quad (3.51)$$

$$m_{neg}(t) = \frac{\Delta t_{neg}}{T_{chav}} = 1 - m_{pos}(t) = \frac{T_{chav} - \Delta t_{pos}}{T_{chav}} \quad (3.52)$$

ou seja,

$$\Delta t_{pos} = \left(\frac{\bar{v}_j - v_{neg}(t)}{v_{pos}(t) - v_{neg}(t)} \right) T_{chav} \quad (3.53)$$

$$\Delta t_{neg} = \left(\frac{v_{pos}(t) - \bar{v}_j}{v_{pos}(t) - v_{neg}(t)} \right) T_{chav} \quad (3.54)$$

A seguir, será feita uma análise do comportamento das correntes de entrada para esta técnica de controle escalar. Como o princípio de síntese das tensões de saída é o mesmo empregado na técnica de *Rodríguez*, ou seja, usando as tensões de entrada mais positiva e mais negativa, então o estudo pode ser validado para as duas estratégias de controle.

Síntese das Correntes de Entrada

Para cada período das grandezas elétricas de entrada ($T_e = \frac{1}{f_e}$), cada tensão de entrada assume os valores de v_{pos} , v_{int} (tensão intermediária de entrada) e v_{neg} . Essas mudanças sucessivas ocorrem a cada um terço do período total T_e , implicando dizer que durante 120° elétricos a tensão da fase de entrada A , por exemplo, assume o valor de v_{pos} . Após estes 120° ela passa a assumir o valor de v_{int} e, completando o período T_e , ou seja, nos últimos 120° , ela passa a assumir o valor de v_{neg} . Como apenas v_{pos} e v_{neg} são usadas para sintetizar as tensões desejadas na saída do conversor, então, haverá um intervalo de 120° , intervalo correspondente ao da fase de entrada assumindo o valor v_{int} , durante o qual uma tensão de entrada não participará do processo de formação das tensões de saída. Conseqüentemente, ter-se-á que as chaves bidirecionais ligadas à tensão de entrada v_{int} permanecerão “abertas”, impossibilitando a circulação das correntes dos terminais de saída do conversor matricial nesta fase da entrada. Logo, quando uma tensão de entrada estiver em v_{int} , a corrente correspondente assumirá o valor zero.

Para a fase de entrada correspondente à tensão v_{pos} , o valor médio da corrente que circula por esta fase de entrada é dado por:

$$\bar{i}_{pos} = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{posa} i_a(t) + \Delta t_{posb} i_b(t) + \Delta t_{posc} i_c(t)] \quad (3.55)$$

Substituindo (3.53) em (3.55), tem-se:

$$\bar{i}_{pos} = \frac{v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) - v_{neg}(t)(i_a(t) + i_b(t) + i_c(t))}{v_{pos}(t) - v_{neg}(t)} \quad (3.56)$$

Considerando que a carga conectada aos terminais de saída do conversor seja equilibrada ($i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$) e sabendo que $(v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t))$ representa a potência instantânea total, (3.56) torna-se:

$$\bar{i}_{pos} = \frac{p_o}{v_{pos}(t) - v_{neg}(t)} \quad (3.57)$$

Semelhantemente à forma que foi procedida para determinar a corrente de entrada que correspondesse à tensão mais positiva, será feita uma análise para a corrente de

entrada associada à tensão de entrada mais negativa, que neste caso é dada, em termos médios, por:

$$\bar{i}_{neg} = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{nega} i_a(t) + \Delta t_{negb} i_b(t) + \Delta t_{negc} i_c(t)] \quad (3.58)$$

Substituindo (3.54) em (3.58), tem-se:

$$\bar{i}_{neg} = \frac{v_a(t) i_a(t) + v_b(t) i_b(t) + v_c(t) i_c(t) - v_{pos}(i_a(t) + i_b(t) + i_c(t))}{v_{pos}(t) - v_{neg}(t)} \quad (3.59)$$

Para uma carga equilibrada conectada aos terminais de saída do conversor, (3.59) torna-se:

$$\bar{i}_{neg} = \frac{p_o}{v_{neg}(t) - v_{pos}(t)} \quad (3.60)$$

O comportamento das correntes de entrada será analisado através de (3.57) e de (3.60), sabendo que, durante o intervalo em que a tensão de entrada assume o valor de v_{int} , a corrente correspondente a esta fase será nula. Empregar-se-ão os princípios fasoriais puramente por uma questão de facilitar a visualização das envoltórias destas correntes, tendo em vista que os fasores são uma forma matemática empregada para facilitar a análise de correntes e tensões em regime permanente. A tensão de entrada da fase A será utilizada para definir o fasor referência. Logo, (3.57) e (3.60) podem ser reescritas como (3.61) e (3.62), respectivamente.

$$\mathbf{I}_{pos} = I \angle -\theta \quad (3.61)$$

$$\mathbf{I}_{neg} = I \angle -\beta \quad (3.62)$$

onde I é a amplitude das correntes i_{pos} e i_{neg} , equivalendo a:

$$I = \frac{p_o}{\sqrt{3}V_e} \quad (3.63)$$

e os ângulos θ e β representam as defasagens das tensões $(v_{pos} - v_{neg})$ e $(v_{neg} - v_{pos})$, respectivamente ($\beta = \theta + 180^\circ$), com respeito à tensão v_A . A Tab. 3.3 apresenta as envoltórias das correntes de entrada de acordo com a variação das tensões de entrada utilizadas para sintetizar as tensões de saída. A Fig. 3.21 apresenta graficamente o conteúdo da Tab. 3.3 para cada corrente de entrada juntamente com sua respectiva

tensão.

Através da Fig. 3.21, é facilmente verificado que a fundamental das correntes de entrada estão em fase com suas respectivas tensões. Logo, o fator de deslocamento na entrada do conversor para esta técnica de modulação escalar (bem como para a técnica proposta por *Rodríguez*) é, naturalmente, unitário, independentemente da carga conectada aos terminais de saída do conversor matricial.

Tabela 3.3: Comportamento fasorial apresentado pelas correntes de entrada a partir das tensões de entrada.

Tensões		Correntes (Módulo \angle Ângulo)		
v_{pos}	v_{neg}	i_A	i_B	i_C
v_A	v_B	$I \angle -30^\circ$	$I \angle 150^\circ$	0
v_C	v_B	0	$I \angle 90^\circ$	$I \angle -90^\circ$
v_C	v_A	$I \angle 30^\circ$	0	$I \angle -150^\circ$
v_B	v_A	$I \angle -30^\circ$	$I \angle 150^\circ$	0
v_B	v_C	0	$I \angle 90^\circ$	$I \angle -90^\circ$
v_A	v_C	$I \angle 30^\circ$	0	$I \angle -150^\circ$

Para se defasar propositalmente a corrente de entrada de sua respectiva tensão, o mesmo que foi proposto por *G. Roy* e *G.-E. April*, ou seja, supor uma fonte de entrada fictícia com defasamento de θ_{ent} da fonte de tensão verdadeira, pode ser aplicado.

Resultados de Simulação

Serão apresentados resultados de simulações desta técnica de controle escalar. Os casos simulados serão os mesmos empregados para as técnicas precedentes, ou seja, serão verificados o comportamento das correntes e tensões de saída, bem como das correntes e tensões de entrada para uma carga com um ângulo de fator de deslocamento de saída de 30° (Fig. 3.22) e para uma carga com um ângulo de fator de deslocamento de 60° (Fig. 3.23). Serão ainda apresentados resultados (Fig. 3.24 e Fig. 3.25) que se relacionam à possibilidade de injeção de potência reativa na rede que alimenta o conversor matricial conforme proposto por *G. Roy* e *G.-E. April* (estes resultados foram

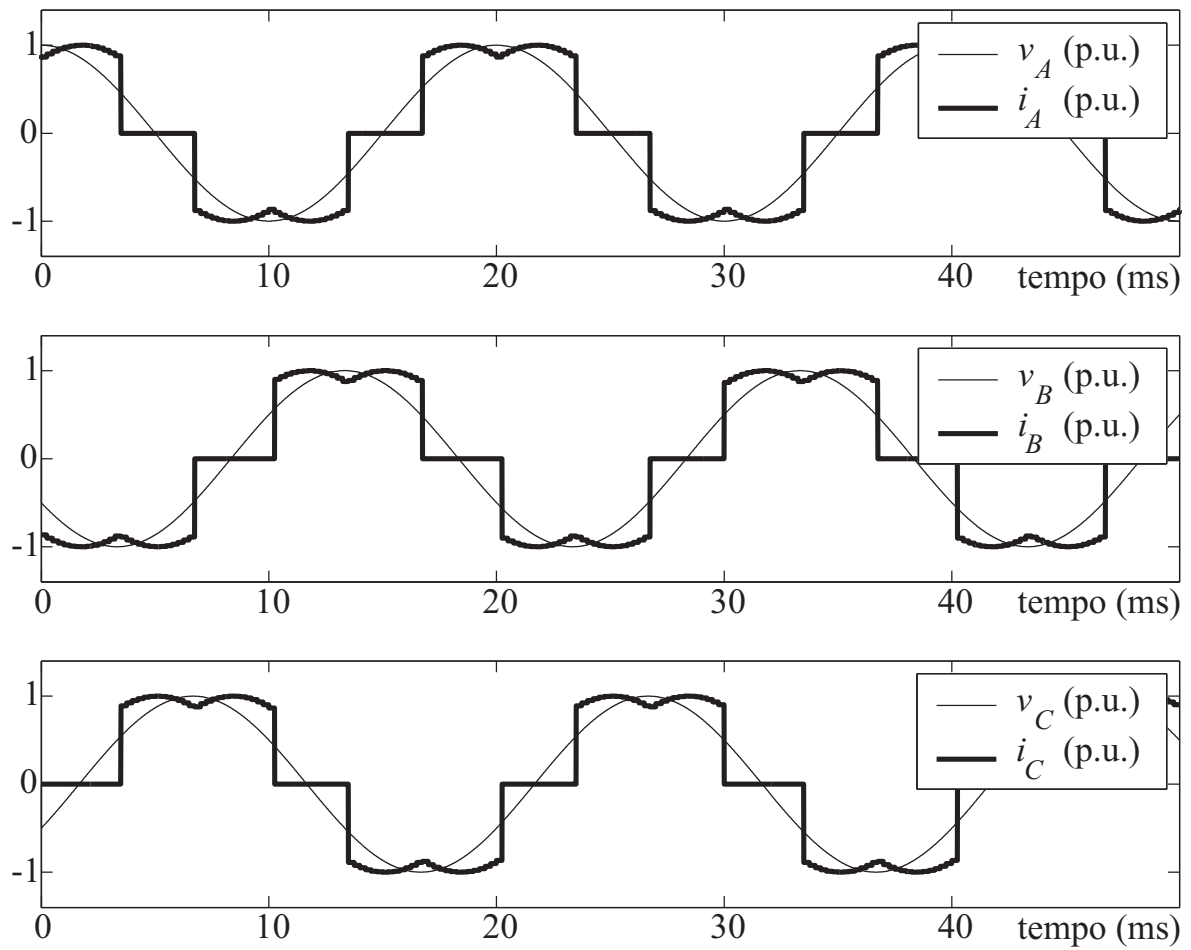


Figura 3.21: *Envoltórias de cada corrente de entrada com suas respectivas tensões (em p.u.).*

obtidos com as mesmas condições de simulação empregadas para obter os resultados da técnica de *G. Roy e G.-E. April*).

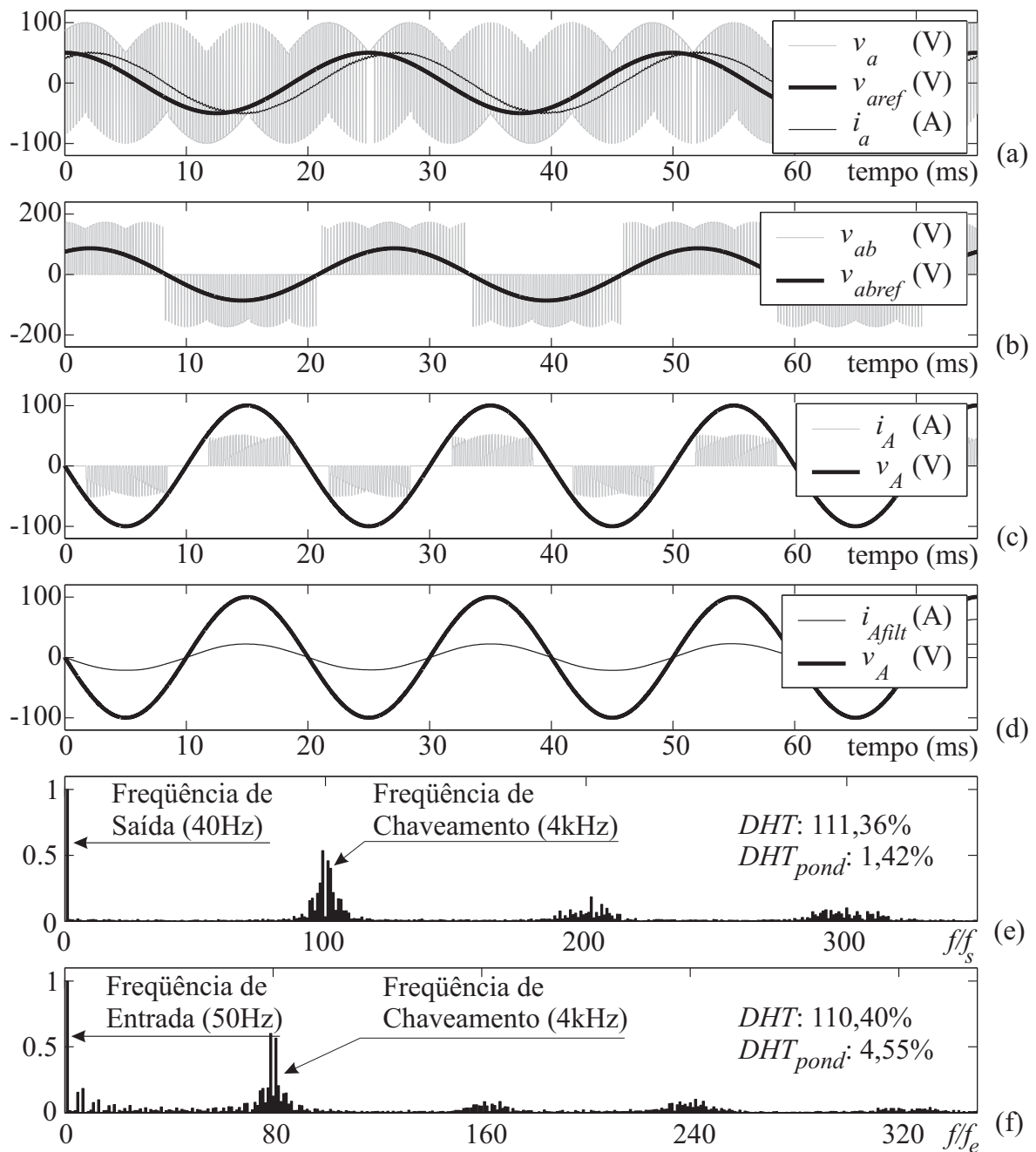


Figura 3.22: Técnica de Controle Escalar 1: carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.

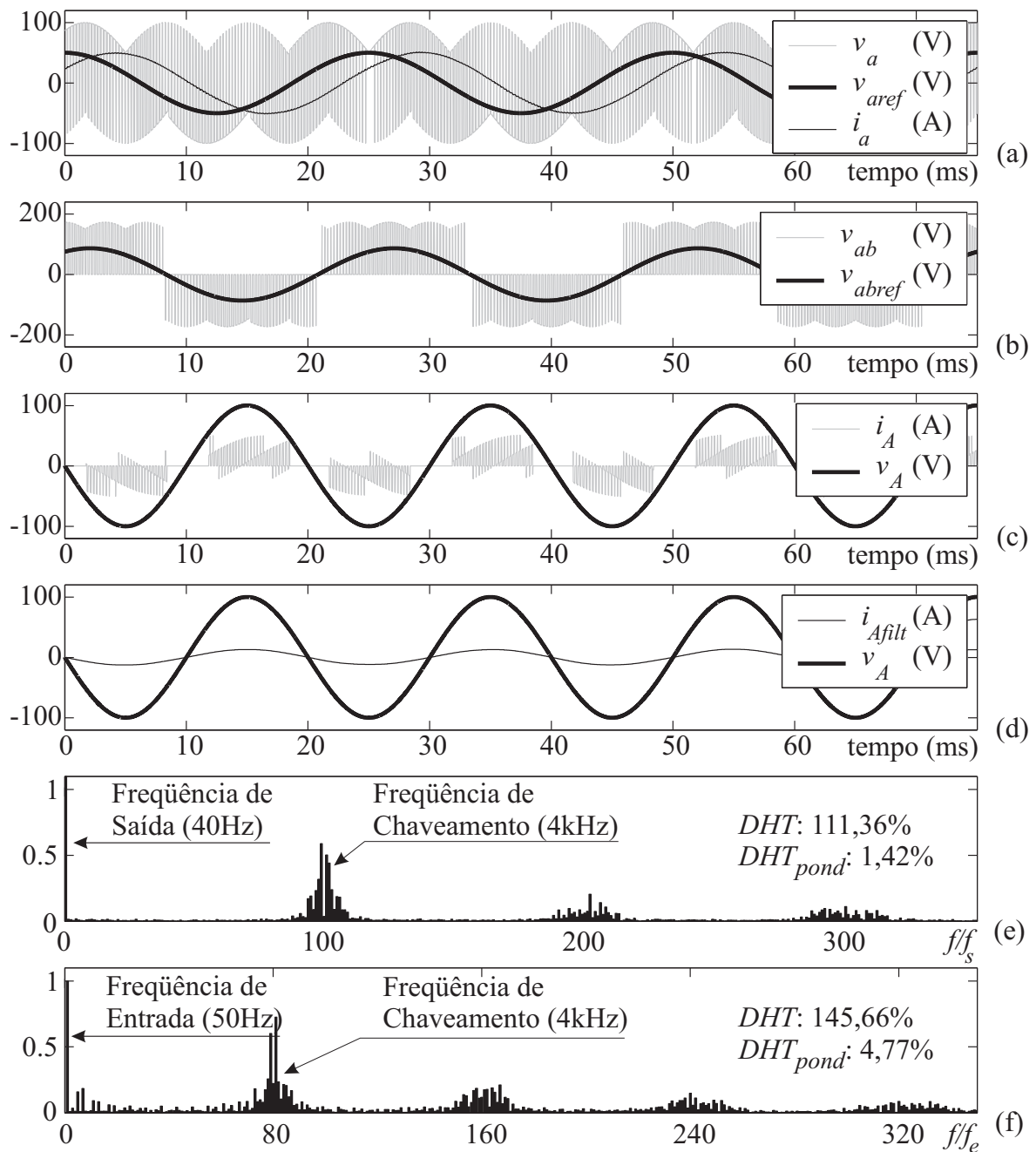


Figura 3.23: Técnica de Controle Escalar 1: carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.

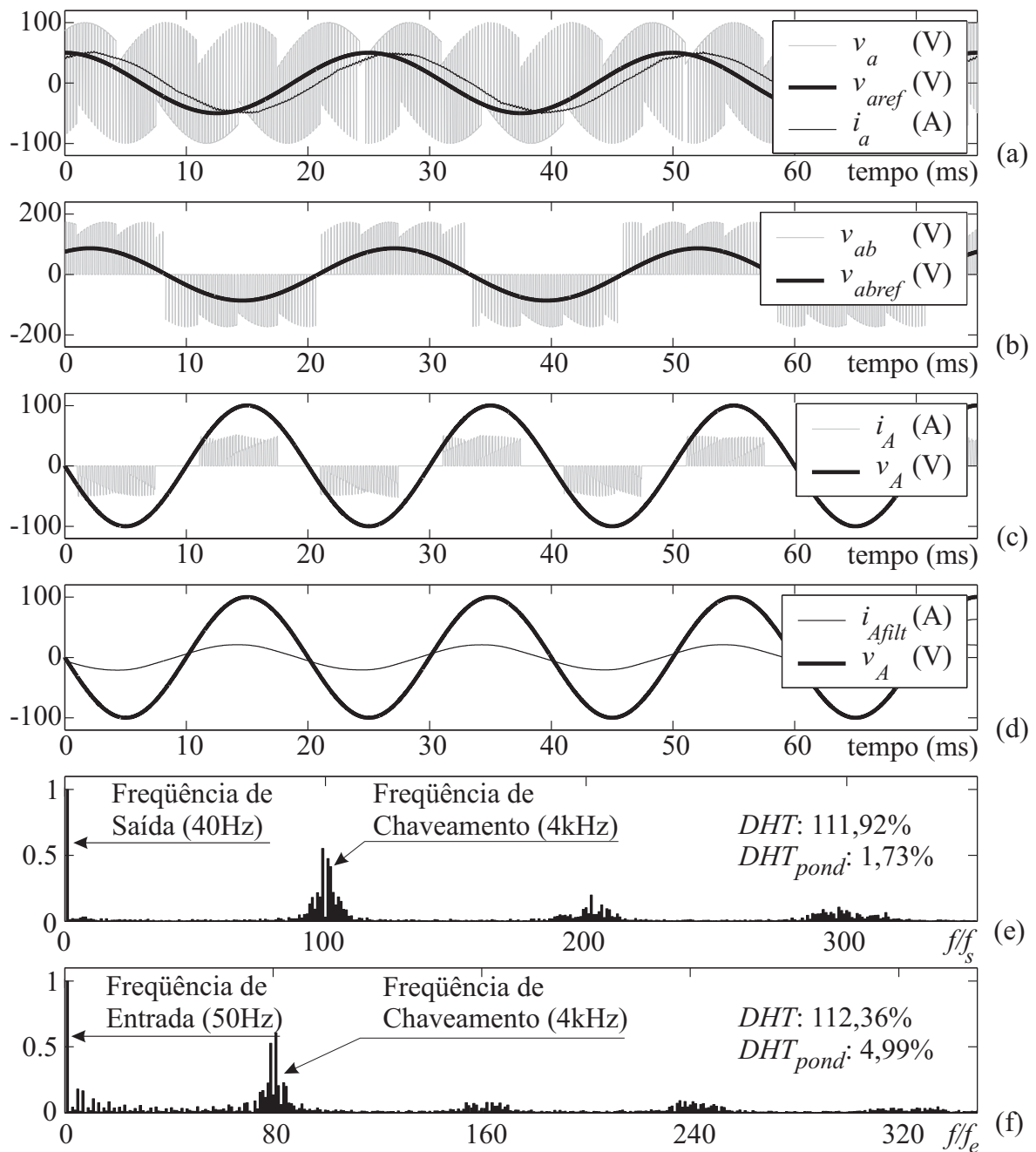


Figura 3.24: Técnica de Controle Escalar 1: conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 15°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.

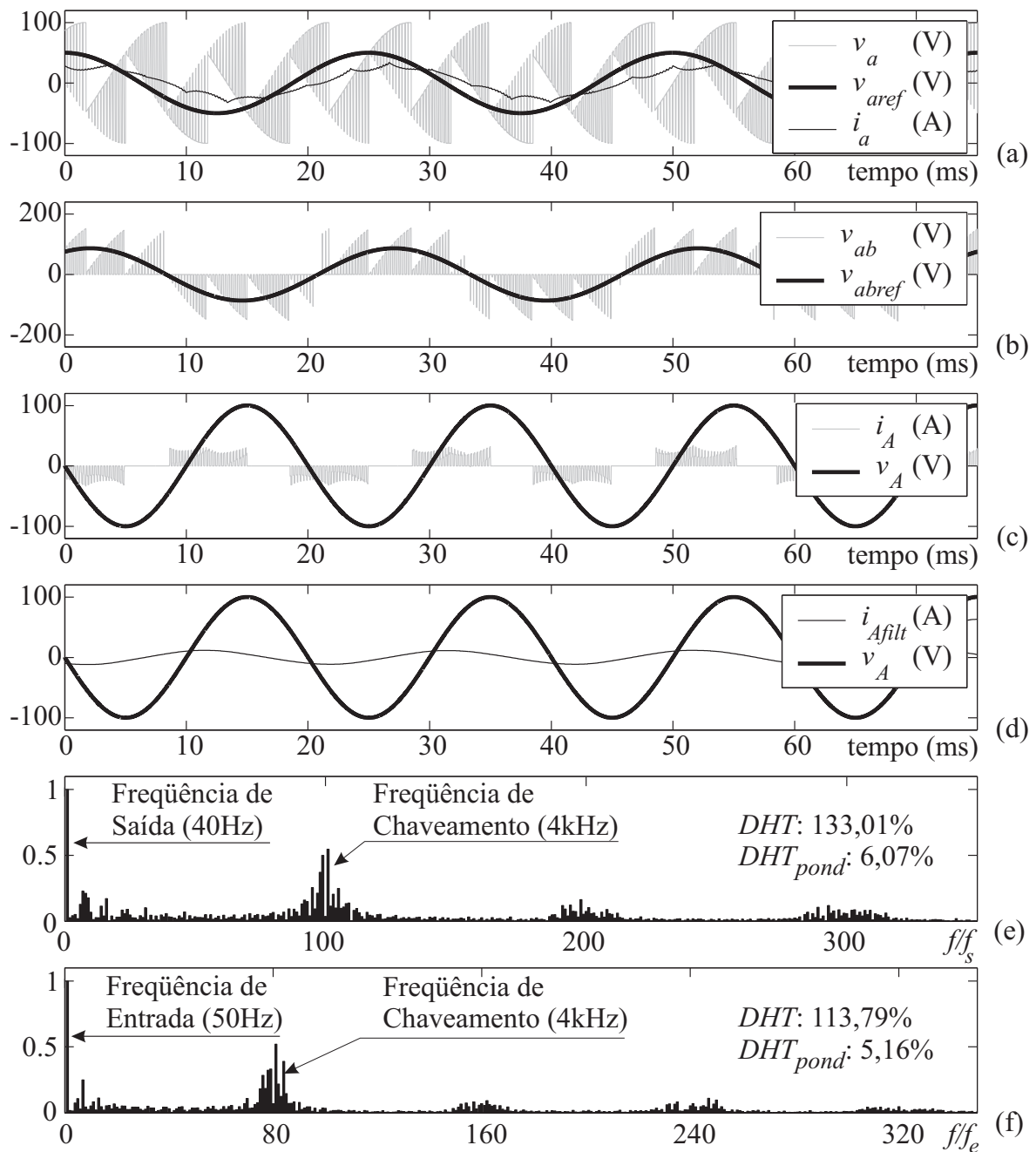


Figura 3.25: Técnica de Controle Escalar 1: conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 60°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.

Comentários sobre a Técnica de Controle Escalar 1

Como as técnicas de controle escalar propostas por *G. Roy* e *G.-E. April* e por *Rodríguez*, nesta técnica de controle também são usadas as tensões de entrada instan-

tâneas para sintetizar as tensões de saída, e as fundamentais das correntes de entrada ficam, naturalmente, em fase com suas respectivas tensões de entrada.

Pelo mesmo motivo que a técnica de *Rodríguez*, nesta técnica de controle escalar é possível observar no espectro harmônico das correntes de entrada a presença de elementos harmônicos expressivos em baixas frequências (em torno da frequência de entrada, $f_e = 50Hz$).

Uma importante característica desta técnica se relaciona ao tipo de forma de onda que pode ser sintetizada na saída do conversor para se ter fator de deslocamento unitário, ou seja, qualquer forma de onda, desde que a soma das correntes nos terminais de saída do conversor matricial seja nula ($i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$), é possível ser sintetizada.

Na Fig. 3.24(a) é possível observar através da corrente i_a que a utilização das tensões de entrada fictícias não influem substancialmente nas características do processo de conversão ($\theta_{ent} = 15^\circ$, para este exemplo), o que não pode ser verificado na Fig. 3.25(a) onde foi empregado um deslocamento de 60° ($\theta_{ent} = 60^\circ$) e, se comparado com a mesma condição usada para a técnica de *G. Roy* e *G.-E. April* (Fig. 3.20(a)), vê-se que o resultado para as grandezas de saída são muito mais afetados (além da perda em amplitude, tem-se um grande conteúdo harmônico).

Com relação às perdas por chaveamento, o mesmo que acontece para a técnica de *Rodríguez* pode ser verificado aqui, pois apenas duas das tensões de entrada são usadas para sintetizar as tensões de saída, resultando, portanto, em duas comutações de chaves bidirecionais em cada terminal de saída do conversor, para cada período de chaveamento, ou seja, em seis comutações para um sistema trifásico de saída.

3.2.5 Técnica de Controle Escalar 2

A técnica de controle escalar apresentada nesta seção e também desenvolvida nesse mestrado [22] possui o mesmo princípio de funcionamento da técnica que foi exposta

anteriormente. Porém, não se faz o uso do barramento de corrente contínua fictício, como definido por *Rodríguez*.

Para a obtenção das razões cíclicas nesta técnica de controle, são também empregadas duas tensões da fonte de alimentação do conversor matricial. A escolha das duas tensões de entrada que serão usadas na síntese das tensões de saída consiste, simplesmente, em empregar as tensões que estão mais próximas da tensão desejada na saída do conversor (v_j) sendo uma maior e outra menor do que esta tensão desejada. Logo, faz-se necessário saber, para cada período de chaveamento, quais são estas tensões de entrada, e, entre elas, qual assume o valor intermediário (v_{int}). Desta forma, v_{int} sempre será usada nesta técnica. Caso v_j seja maior do que v_{int} , então as tensões de entrada empregadas para sintetizar v_j serão v_{pos} (tensão de entrada mais positiva) e v_{int} . Caso v_s seja menor do que v_{int} , empregar-se-ão v_{neg} (tensão de entrada mais negativa) e v_{int} para a síntese de v_j . A Fig. 3.26 ilustra como esta “seleção” é procedida para um período completo da tensão de saída T_s , quando esta for três vezes menor que a frequência de entrada ($f_s = \frac{f_e}{3}$).

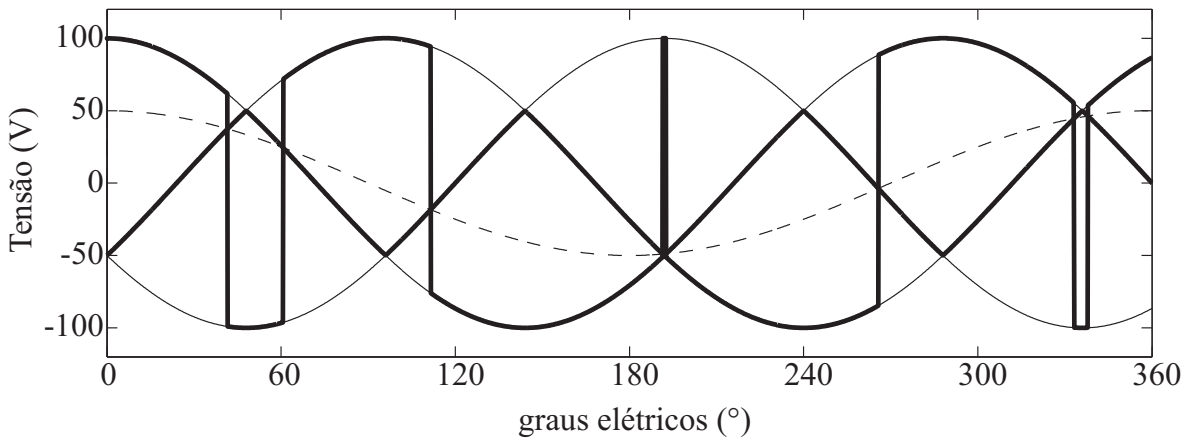


Figura 3.26: Tensões de entrada usadas para sintetizar uma tensão de saída de referência (tracejada) usando a Técnica Escalar 2.

Em valores médios, uma tensão desejada nos terminais de saída do conversor matricial, para esta técnica de controle escalar, é dada por:

$$\bar{v}_j = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{maior} v_{maior}(t) + \Delta t_{menor} v_{menor}(t)] \quad (3.64)$$

onde v_{maior} e v_{menor} são definidas como segue:

$$\begin{aligned} \bullet v_j(t) \geq v_{int}(t) &\Rightarrow \begin{cases} v_{maior}(t) = v_{pos}(t) \\ v_{menor}(t) = v_{int}(t) \end{cases} \\ \bullet v_j(t) < v_{int}(t) &\Rightarrow \begin{cases} v_{maior}(t) = v_{int}(t) \\ v_{menor}(t) = v_{neg}(t) \end{cases} \end{aligned}$$

e Δt_{maior} e Δt_{menor} são os intervalos em que v_{maior} e v_{menor} devem ficar conectadas ao terminal de saída que corresponde a v_j , respectivamente, relacionados entre si por:

$$\Delta t_{maior} + \Delta t_{menor} = T_{chav} \quad (3.65)$$

Para se chegar aos intervalos Δt_{maior} e Δt_{menor} , basta substituir (3.65) em (3.64), o que resulta em (3.66) e em (3.67).

$$\Delta t_{maior} = \left(\frac{\bar{v}_j - v_{menor}(t)}{v_{maior}(t) - v_{menor}(t)} \right) T_{chav}, \quad (3.66)$$

$$\Delta t_{menor} = T_{chav} - \Delta t_{maior}. \quad (3.67)$$

Substituindo (3.66) em (3.67), tem-se:

$$\Delta t_{menor} = \left(\frac{v_{maior}(t) - \bar{v}_j}{v_{maior}(t) - v_{menor}(t)} \right) T_{chav}. \quad (3.68)$$

Resultados de Simulação

Semelhantemente ao procedido para as outras técnicas escalares apresentadas nesse texto, foram realizadas algumas simulações com o intuito de verificar as características desta última técnica proposta. Os casos simulados foram os mesmos das técnicas anteriores, tendo como principais objetivos observar o comportamento das tensões de saída e correntes de entrada.

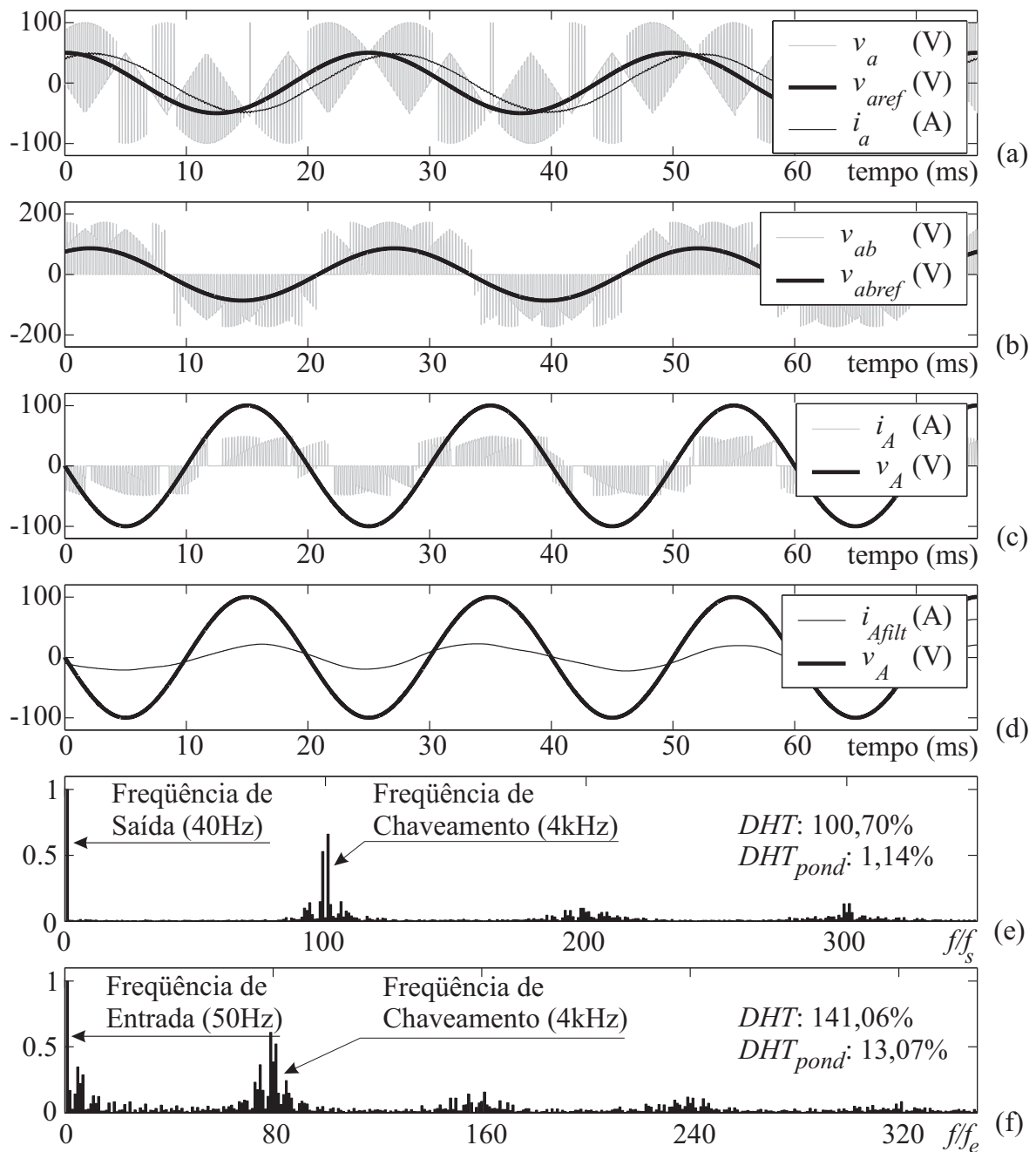


Figura 3.27: Técnica de Controle Escalar 2: carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.

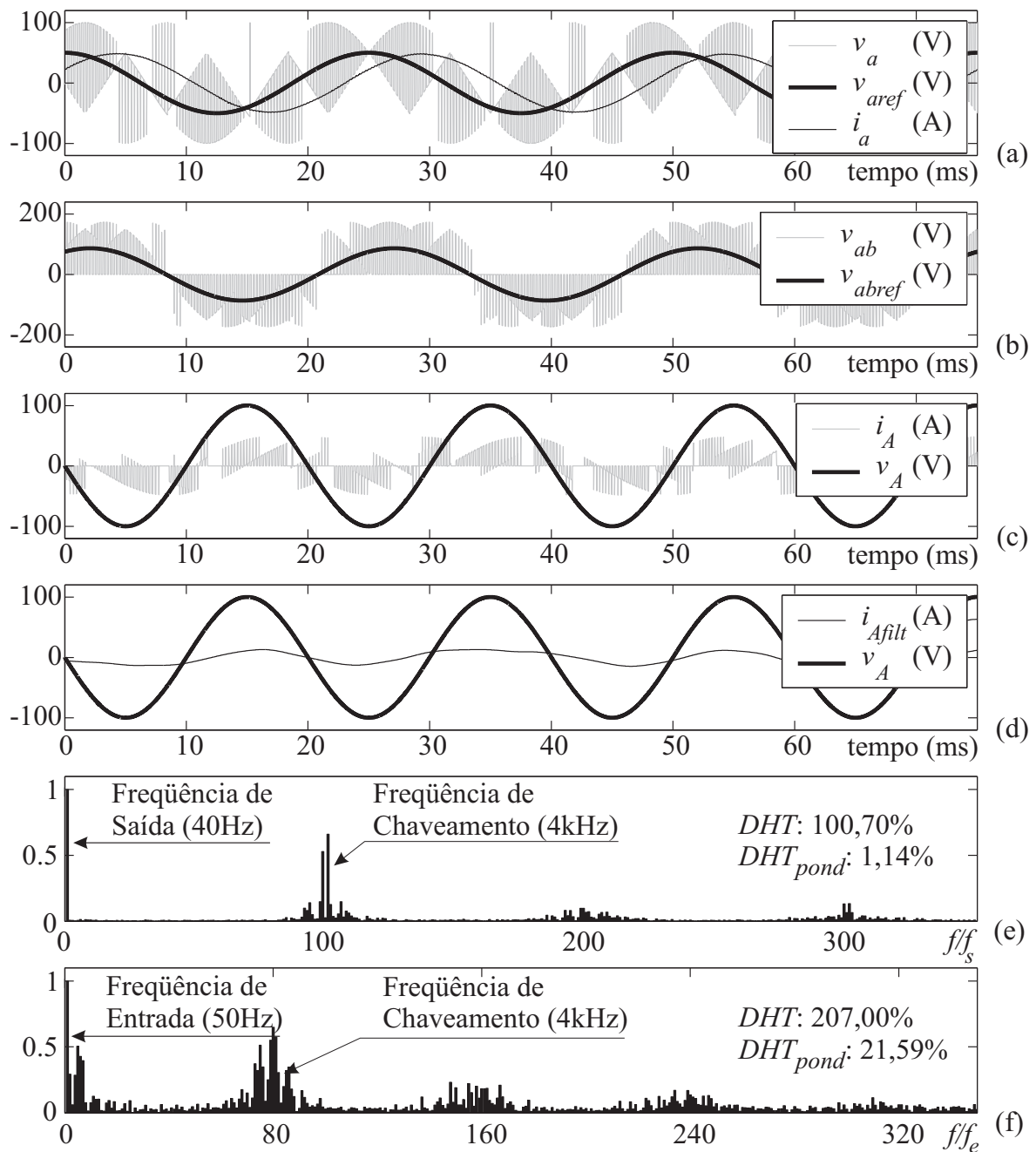


Figura 3.28: Técnica de Controle Escalar 2: carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.

Comentários sobre a Técnica de Controle Escalar 2

Uma observação a ser constatada sobre esta técnica de controle escalar está relacionada à forma de onda das correntes de entrada. Diferente das outras técnicas apresentadas, não é possível estimar qual será seu comportamento, pois, dependendo da

frequência desejada nos terminais de saída do conversor (f_s) bem como da amplitude das tensões desejadas (V_s), podem haver casos em que uma específica tensão de entrada, em determinado momento durante um período de T_s ($T_s = \frac{1}{f_s}$), não participe da síntese das tensões de saída, fazendo, desta maneira, com que a corrente de entrada seja nula (Fig. 3.27(c) e Fig. 3.28(c)), o que pode ser citado como a maior desvantagem desta técnica de controle escalar para conversores matriciais. O problema é que as permanências no zero não podem ser previamente estimadas. Por outro lado, observando o comportamento das tensões de saída, nota-se uma “melhor qualidade” na forma de onda das tensões de fase (fase do terminal de saída a), tanto para esta técnica quanto para a Técnica de Controle Escalar 1 - análise da DHT_{pond} , quando comparadas às demais técnicas (a Fig. 3.29 apresenta o conteúdo harmônico e as DHT e DHT_{pond} das tensões de fase de todas as técnicas mencionadas). Se for apenas comparada a DHT das tensões de fase de saída, a Técnica de Controle Escalar 2 apresenta menos distorções harmônicas em relação às outras técnicas de controle escalar apresentadas.

As perdas envolvidas no processo de comutação são semelhantes às apresentadas pela técnica de *Rodríguez* e pela Técnica de Controle Escalar 1, pois apenas duas das tensões de entrada são usadas para sintetizar as tensões de saída.

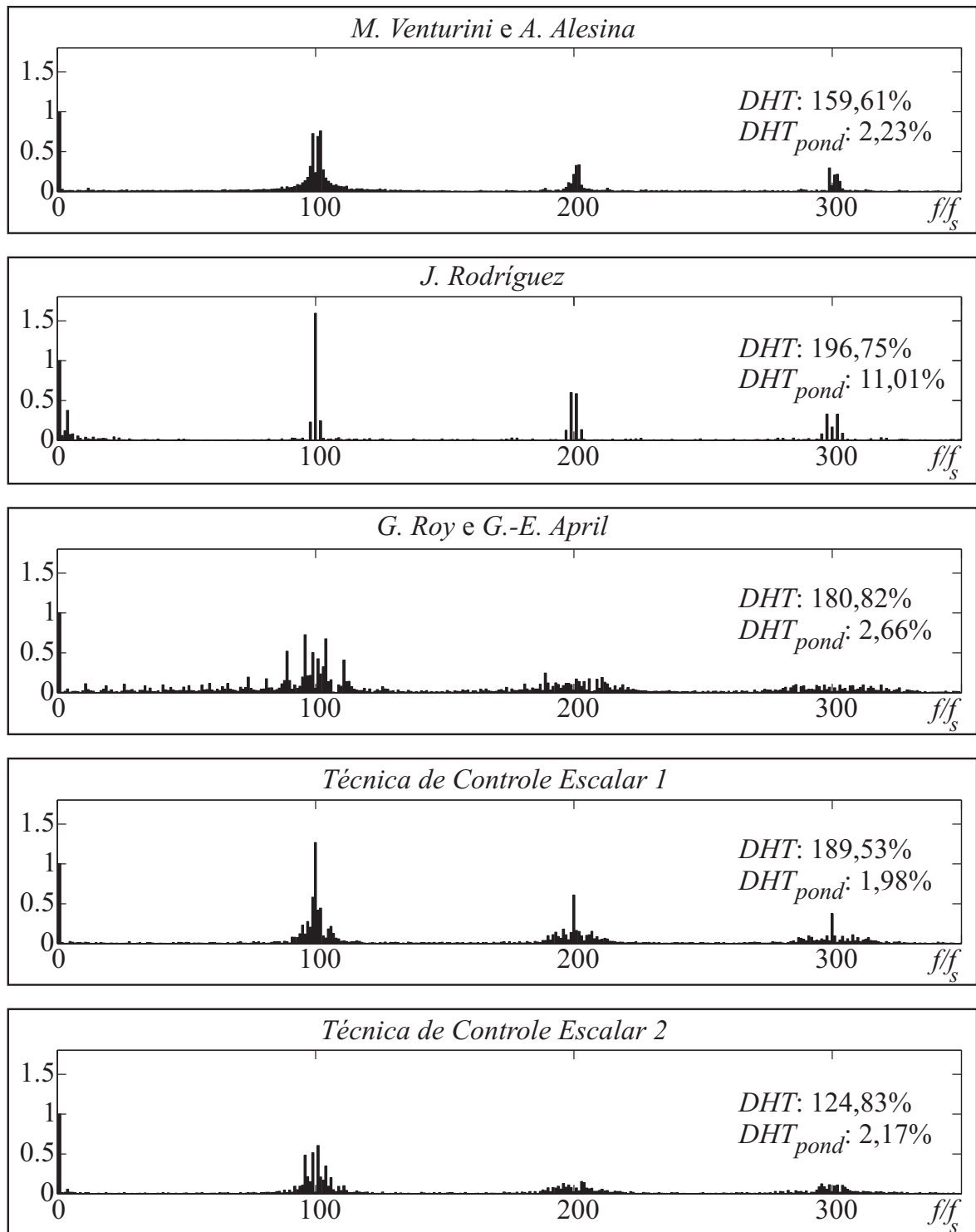


Figura 3.29: Espectro harmônico das tensões de fase dos terminais de saída do conversor matricial para as diferentes técnicas de controle escalar apresentadas.

3.3 Estratégia de Controle Vetorial

A fim de analisar as estratégias de modulação vetorial empregadas aos conversores matriciais, os mesmos conceitos já estabelecidos para as técnicas de controle vetorial para conversores convencionais (CA/CC/CA) podem ser aplicados. Porém, o grau de complexidade é maior, tendo em vista que a quantidade de possíveis vetores para a síntese das tensões de saída é bem mais elevada. Além disso, para os conversores matriciais, esta técnica de controle pode ser aplicada às tensões de saída bem como às correntes de entrada do conversor [83] e [96].

Em sistemas trifásicos tanto na entrada como na saída do conversor matricial ($3\Phi \times 3\Phi$), foi visto que são necessárias nove chaves bidirecionais, o que leva a qualquer terminal de saída poder ser conectado a qualquer tensão de entrada. Duas tensões de entrada não podem ser conectadas ao mesmo tempo a um terminal de saída, o que causaria curto-circuito na fonte de alimentação do conversor, e sempre se deve ter uma tensão de entrada conectada a cada terminal de saída, pois a natureza indutiva da carga poderia provocar sobretensões em caso de se deixar um terminal de saída “aberto” (seção 1.3.3). Estas restrições conduzem, então, a 27 combinações de chaveamento permitidas [13].

Para cada combinação, as tensões de linha⁶ presentes nos terminais de entrada e nos terminais de saída do conversor podem ser expressas em termos de vetores espaciais como em (3.69) e em (3.70), respectivamente.

$$\vec{v}_e = \frac{2}{3}(v_{AB} + av_{BC} + a^2v_{CA}) = V_E e^{j\sigma_E} \quad (3.69)$$

$$\vec{v}_s = \frac{2}{3}(v_{ab} + av_{bc} + a^2v_{ca}) = V_S e^{j\sigma_S} \quad (3.70)$$

onde $V_E = \sqrt{3}V_e$, $V_S = \sqrt{3}V_s$ e $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$. De maneira semelhante, as correntes que circulam nos terminais de entrada e de saída do conversor podem ser também representadas por vetores espaciais, como em (3.71) e em (3.72), respectivamente.

$$\vec{i}_e = \frac{2}{3}(i_A + ai_B + a^2i_C) = I_e e^{j\sigma_e} \quad (3.71)$$

⁶Os vetores de tensão para conversores matriciais são definidos em termos das tensões de linha [83].

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2i_c) = I_s e^{j\sigma_s} \quad (3.72)$$

Dependendo de qual tensão de entrada for conectada à cada terminal de saída do conversor, ter-se-á, como já dito, 27 possíveis combinações, resultando, diretamente, em 27 possíveis vetores espaciais de entrada (\vec{v}_e). Tem-se, na Tab. 3.4, todas as possíveis combinações de chaveamento juntamente com as tensões de linha dos terminais de saída e as correntes que circulam nos terminais de entrada do conversor.

As 27 possíveis combinações de chaveamento podem ser classificadas em três grupos:

- *Grupo I*: cada terminal de saída do conversor matricial é conectado a uma fase de entrada diferente;
- *Grupo II*: dois terminais de saída do conversor matricial são conectados à mesma fase de entrada;
- *Grupo III*: todos os terminais de saída do conversor matricial são conectados à mesma fase de entrada.

Os possíveis vetores do *Grupo I* produzem vetores nos terminais de saída do conversor matricial com amplitude constante de ($V_S = V_E$ em (3.70)), porém, cada um dos vetores de saída possui ângulo de fase σ_S que depende do ângulo de fase do vetor de entrada (σ_E) o mesmo acontecendo para a fase do vetor composto pelas correntes de entrada (σ_e) sendo esta fase, por sua vez, dependente da fase do vetor formado pelas correntes de saída do conversor (σ_s). Conseqüentemente, estas combinações não podem ser aplicadas na síntese das tensões de saída dos conversores matriciais através da técnica de controle vetorial [13], tendo em vista que os vetores precisam “ocupar” posições bem definidas no plano complexo.

Diferente dos possíveis vetores do *Grupo I*, as combinações do *Grupo II* apresentam, além de vetores de saída com amplitude constante, $V_S = \frac{2}{\sqrt{3}}V_E$ de acordo com (3.70), posições bem definidas, independentemente da fase do vetor composto pelas tensões

de entrada, e a mesma observação podendo ser feita com relação ao vetor corrente de entrada. A Fig. 3.30 determina a posição dos vetores formados pelas tensões de saída (Fig. 3.30(a)) e pelas correntes de entrada (Fig. 3.30(b)) dos conversores matriciais para técnicas de controle vetorial.

Tabela 3.4: Possíveis combinações de chaveamento para conversores matriciais $3\Phi \times 3\Phi$ para qualquer técnica de controle vetorial.

Grupo	Nome	a	b	c	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	i_A	i_B	i_C
I	ABC	A	B	C	v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}	i_a	i_b	i_c
	ACB	A	C	B	$-v_{CA}$	$-v_{BC}$	$-v_{AB}$	i_a	i_c	i_b
	BAC	B	A	C	$-v_{AB}$	$-v_{CA}$	$-v_{BC}$	i_b	i_a	i_c
	BCA	B	C	A	v_{BC}	v_{CA}	v_{AB}	i_b	i_c	i_a
	CAB	C	A	B	v_{CA}	v_{AB}	v_{BC}	i_c	i_a	i_b
	CBA	C	B	A	$-v_{BC}$	$-v_{AB}$	$-v_{CA}$	i_c	i_b	i_a
II-a $v_{bc} = 0$	ACC	A	C	C	$-v_{CA}$	0	v_{CA}	i_a	0	$-i_a$
	BCC	B	C	C	v_{BC}	0	$-v_{BC}$	0	i_a	$-i_a$
	BAA	B	A	A	$-v_{AB}$	0	v_{AB}	$-i_a$	i_a	0
	CAA	C	A	A	v_{CA}	0	$-v_{CA}$	$-i_a$	0	i_a
	CBB	C	B	B	$-v_{BC}$	0	v_{BC}	0	$-i_a$	i_a
	ABB	A	B	B	v_{AB}	0	$-v_{AB}$	i_a	$-i_a$	0
II-b $v_{ca} = 0$	CAC	C	A	C	v_{CA}	$-v_{CA}$	0	i_b	0	$-i_b$
	CBC	C	B	C	$-v_{BC}$	v_{BC}	0	0	i_b	$-i_b$
	ABA	A	B	A	v_{AB}	$-v_{AB}$	0	$-i_b$	i_b	0
	ACA	A	C	A	$-v_{CA}$	v_{CA}	0	$-i_b$	0	i_b
	BCB	B	C	B	v_{BC}	$-v_{BC}$	0	0	$-i_b$	i_b
	BAB	B	A	B	$-v_{AB}$	v_{AB}	0	i_b	$-i_b$	0
II-c $v_{ab} = 0$	CCA	C	C	A	0	v_{CA}	$-v_{CA}$	i_c	0	$-i_c$
	CCB	C	C	B	0	$-v_{BC}$	v_{BC}	0	i_c	$-i_c$
	AAB	A	A	B	0	v_{AB}	$-v_{AB}$	$-i_c$	i_c	0
	AAC	A	A	C	0	$-v_{CA}$	v_{CA}	$-i_c$	0	i_c
	BBC	B	B	C	0	v_{BC}	$-v_{BC}$	0	$-i_c$	i_c
	BBA	B	B	A	0	$-v_{AB}$	v_{AB}	i_c	$-i_c$	0
III	AAA	A	A	A	0	0	0	0	0	0
	BBB	C	B	B	0	0	0	0	0	0
	CCC	C	C	C	0	0	0	0	0	0

Finalmente, as três possíveis combinações do *Grupo III* representam os vetores das tensões de saída e das correntes de entrada nulos (as tensões de linha dos terminais de

saída do conversor são nulas). Desta maneira, das 27 possíveis combinações, seis não podem ser usadas para sintetizar as tensões de saída nem correntes de entrada, resultando, assim, em 21 possíveis combinações que produzem vetores capazes de sintetizar as tensões que são desejadas na saída e as correntes que são desejadas na entrada do conversor matricial, sendo que 18 destes vetores são vetores ativos e os outros três são vetores nulos.

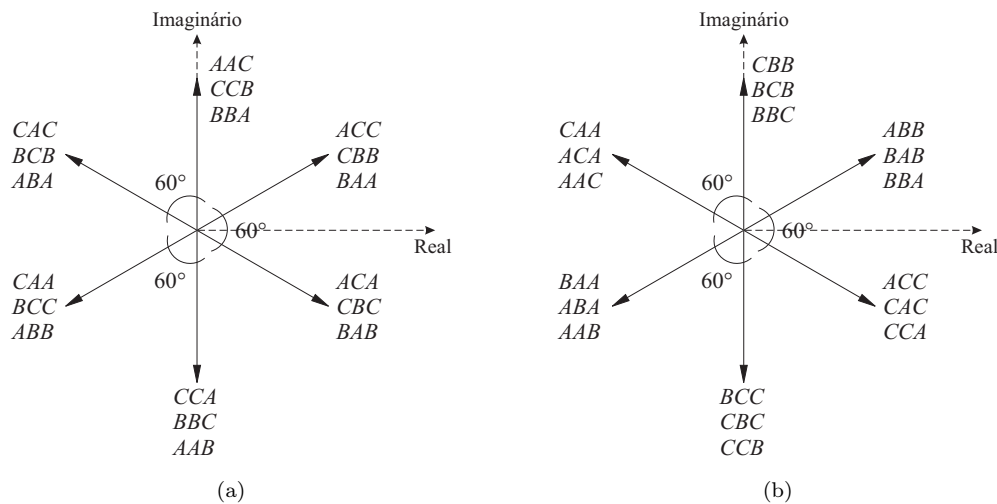


Figura 3.30: Vetores correspondentes as combinações permitidas de chaveamento do Grupo II: (a) Vetores sintetizadores das tensões de saída; (b) Vetores sintetizadores das correntes de entrada.

3.3.1 L. Huber e D. Borojević - 1995

Ao longo dos anos, várias técnicas de controle vetorial para conversores matriciais foram propostas [9], [11], [13], [14], [38], [97]. Basicamente, a síntese das tensões de saída procede da seguinte maneira: determinar qual é a posição (setor) em que se encontra o vetor formado pelas tensões de saída no plano complexo (Fig. 3.30(a)) e quais os vetores ativos do *Grupo II* circundam este vetor de saída, processo semelhante à técnica de controle vetorial para conversores indiretos de frequência. A Fig. 3.31 mostra um exemplo de como \vec{v}_s pode ser sintetizado.

Na Fig. 3.31, V_{II-a} representa um vetor do *Grupo II-a* e V_{II-c} representa um vetor do *Grupo II-c*, γ é o ângulo entre os vetores do *Grupo II-a* e o vetor \vec{v}_s ($\gamma = \sigma_S - 30^\circ$) e m_{II-a} e m_{II-c} são as “razões cíclicas” dos vetores ativos formados pelos vetores do

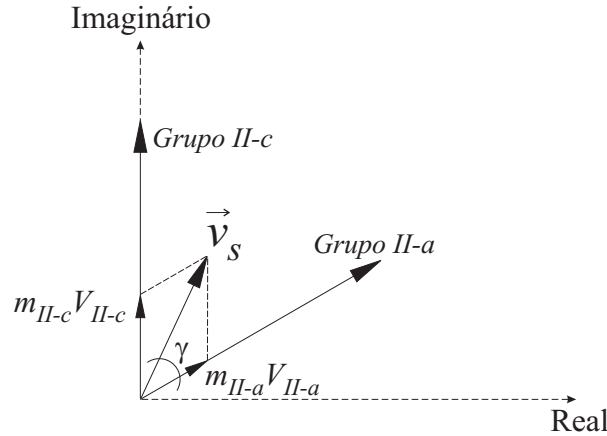


Figura 3.31: Exemplo de sintetização de um vetor de tensão de saída.

Grupo II-a e pelos vetores do *Grupo II-c*, respectivamente, e são dadas por (3.73) e por (3.74).

$$m_{II-a} = \frac{\Delta t_{II-a}}{T_{chav}} = \frac{V_S}{V_E} \sin(60^\circ - \gamma) \quad (3.73)$$

$$m_{II-c} = \frac{\Delta t_{II-c}}{T_{chav}} = \frac{V_S}{V_E} \sin(\gamma) \quad (3.74)$$

Para se completar o período de chaveamento, são aplicados vetores nulos, ou seja:

$$m_0 = \frac{\Delta t_0}{T_{chav}} = 1 - (m_{II-a} + m_{II-c}) \quad (3.75)$$

onde V_S e V_E são as amplitudes do vetor \vec{v}_s e dos vetores ativos do *Grupo II*, respectivamente, Δt_{II-a} , Δt_{II-c} e Δt_0 são os intervalos de tempo de aplicação dos vetores formados pelo *Grupo II-a*, pelo *Grupo II-c* e pelos vetores nulos, respectivamente.

Para um bom desempenho harmônico nos terminais de saída e de entrada do conversor matricial, é necessário, além do controle das tensões de saída, controlar também as correntes de entrada. O controle das correntes de entrada segue os mesmos conceitos da modulação de vetores espaciais usados na sintetização das tensões de saída expostos acima. Logo, controlar ao mesmo tempo tensões de saída e correntes de entrada usando o controle vetorial requer, para cada período de chaveamento, a aplicação de quatro vetores ativos (dois controlando as tensões e os outros dois controlando as correntes de entrada). A seguir, será apresentada uma técnica de controle vetorial que foi proposta por *L. Huber* e por *D. Borojević* [11].

Nesta técnica de controle vetorial, os autores propõem o que pode ser dito como um controle vetorial indireto para conversores matriciais. A idéia básica do controle vetorial indireto é de desacoplar o controle das correntes dos terminais de entrada do conversor matricial do controle das tensões dos terminais de saída do conversor matricial, tornando, assim, o controle semelhante ao usado nos conversores indiretos de frequência. A Fig. 3.32 mostra o “desacoplamento” do controle das correntes de entrada (etapa de retificação) e do controle das tensões de saída (etapa inversora).

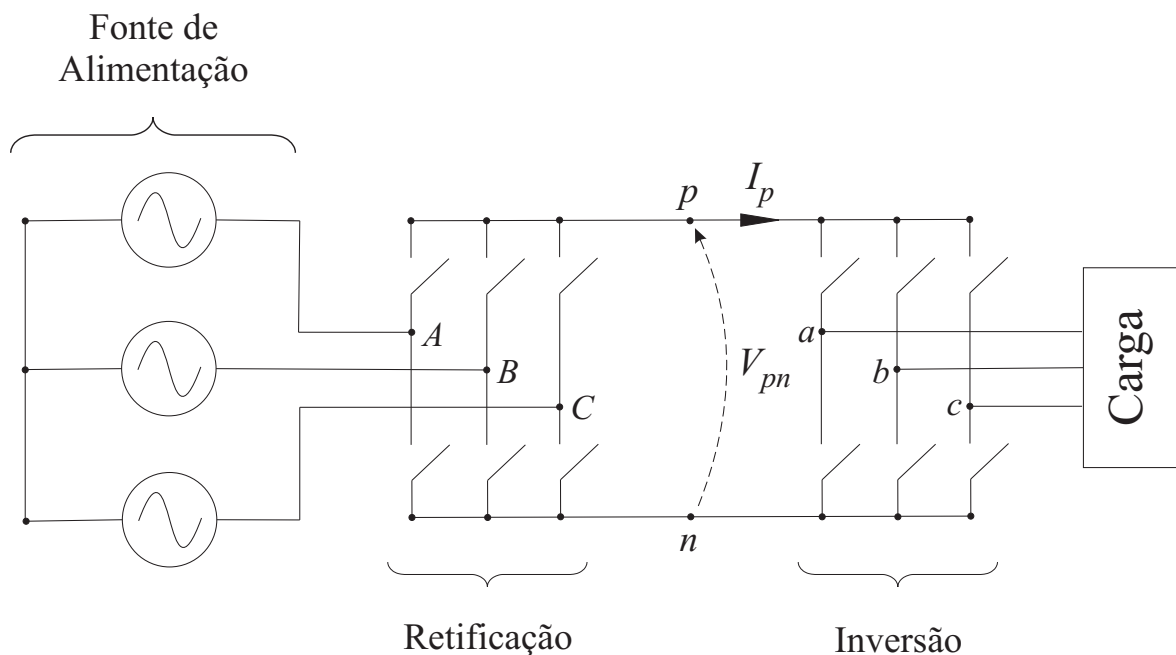


Figura 3.32: Conversores indiretos de frequência.

Controle das Tensões de Saída

O controle das tensões de saída através da técnica vetorial proposta por *L. Huber* e por *D. Borojević* [11] acontece na parte inversora do sistema apresentado na Fig. 3.32. Para tanto, é suposto que o inversor está sendo alimentado por uma fonte de corrente contínua, V_{pn} . Procedendo desta forma, é possível assumir apenas seis combinações capazes de produzir vetores ativos (V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 e V_6) e duas combinações produzindo vetores nulos (V_0 e V_7). A Fig. 3.33(a) apresenta a disposição dos vetores ativos e nulos.

As “razões cíclicas” para a aplicação de cada vetor ativo são obtidas de forma idêntica à explicada anteriormente (Fig. 3.33(b)). Logo, tem-se:

$$m_\alpha = \frac{\Delta t_\alpha}{T_{chav}} = \frac{V_S}{V_{pn}} \sin(60^\circ - \gamma_v) \quad (3.76)$$

$$m_\beta = \frac{\Delta t_\beta}{T_{chav}} = \frac{V_S}{V_{pn}} \sin(\gamma_v) \quad (3.77)$$

$$m_{0v} = \frac{\Delta t_{0v}}{T_{chav}} = 1 - (m_\alpha + m_\beta) \quad (3.78)$$

onde Δt_α , Δt_β e Δt_{0v} são os intervalos de tempo de aplicação dos vetores V_α , V_β e nulo (V_0 ou V_7), respectivamente. O valor médio de cada tensão de linha de saída é dado em (3.79).

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{ab} \\ \bar{v}_{bc} \\ \bar{v}_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_\alpha + m_\beta \\ -m_\beta \\ -m_\alpha \end{bmatrix} V_{pn} = \frac{V_S}{V_{pn}} \begin{bmatrix} \cos(\gamma_v - 30^\circ) \\ -\sin(\gamma_v) \\ -\sin(60^\circ - \gamma_v) \end{bmatrix} V_{pn} \quad (3.79)$$

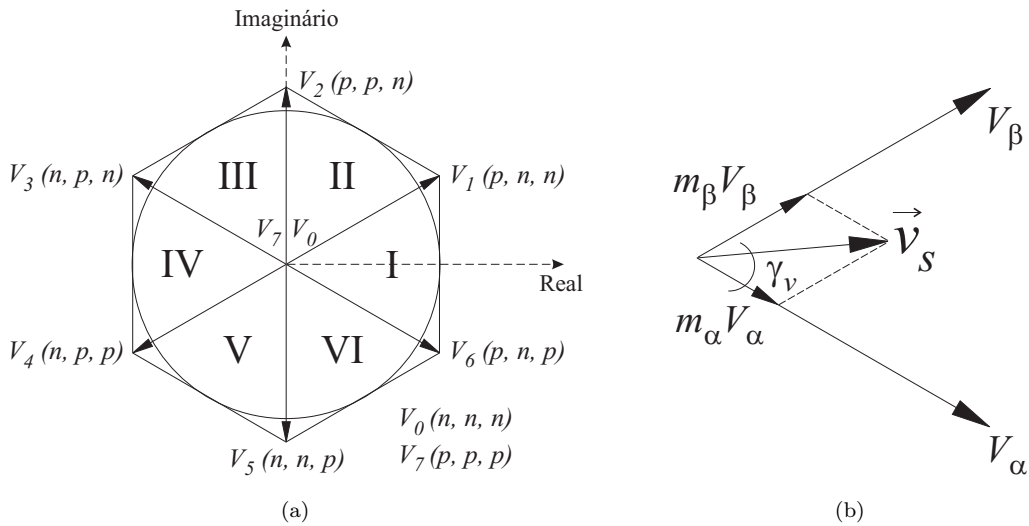


Figura 3.33: Síntese das tensões de saída através da técnica de controle vetorial proposta por L. Huber e por D. Borojević: (a) hexágono dos vetores ativos e nulos empregados no processo inversor; (b) adição vetorial usada na síntese do vetor tensão desejado na saída do conversor.

Os setores na Fig. 3.33(a) correspondem diretamente aos seis segmentos de 60° em um período T_s das tensões de linha desejadas nos terminais de saída do conversor

matricial como mostrado na Fig. 3.34.

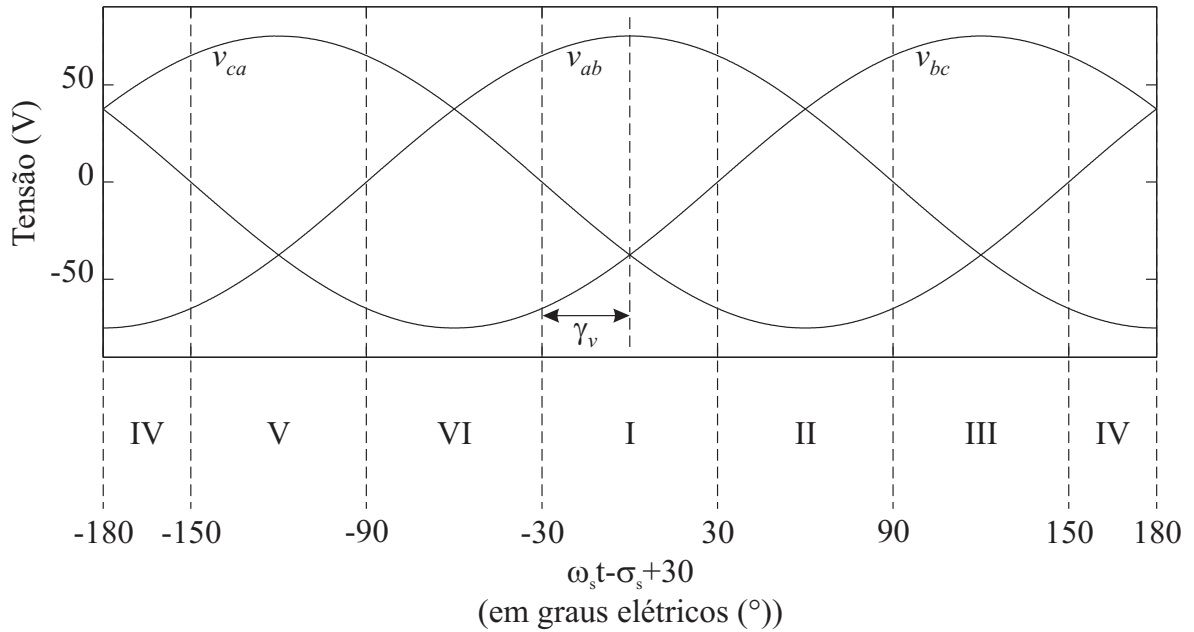


Figura 3.34: Tensões de linha dos terminais de saída do conversor com os setores apresentados na Fig. 3.33(a).

Para o primeiro segmento de 60° , setor I da Fig. 3.33(a), tem-se:

$$-30^\circ \leq (\omega_s t - \varphi_s + 30^\circ) \leq 30^\circ \quad (3.80)$$

e

$$\gamma_v = (\omega_s t - \varphi_s + 30^\circ) + 30^\circ. \quad (3.81)$$

Substituindo (3.81) em (3.79), chega-se a:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{ab} \\ \bar{v}_{bc} \\ \bar{v}_{ca} \end{bmatrix} = \frac{V_S}{V_{pn}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \varphi_s + 30^\circ) \\ \cos(\omega_s t - \varphi_s + 30^\circ + 120^\circ) \\ \cos(\omega_s t - \varphi_s + 30^\circ + 240^\circ) \end{bmatrix} V_{pn} \quad (3.82)$$

Para determinar o comportamento da corrente I_p , devem ser consideradas as correntes que circulam nos terminais de saída do conversor. Supondo que a amplitude destas correntes seja I_s e que a carga apresente um ângulo de fator de deslocamento

de θ_{carga} , logo, as correntes de saída são dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = I_s \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \varphi_s - \theta_{carga} + 30^\circ) \\ \cos(\omega_s t - \varphi_s - \theta_{carga} + 30^\circ + 120^\circ) \\ \cos(\omega_s t - \varphi_s - \theta_{carga} + 30^\circ + 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.83)$$

Conhecidas as correntes de saída, então I_p pode ser expressa por:

$$\begin{aligned} I_p &= \frac{V_S}{V_{pn}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \varphi_s + 30^\circ) \\ \cos(\omega_s t - \varphi_s + 30^\circ + 120^\circ) \\ \cos(\omega_s t - \varphi_s + 30^\circ + 240^\circ) \end{bmatrix}^T I_s \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t - \varphi_s - \theta_{carga} + 30^\circ) \\ \cos(\omega_s t - \varphi_s - \theta_{carga} + 30^\circ + 120^\circ) \\ \cos(\omega_s t - \varphi_s - \theta_{carga} + 30^\circ + 240^\circ) \end{bmatrix} \\ &\Rightarrow I_p = \frac{3}{2} \frac{V_S}{V_{pn}} I_s \cos(\theta_{carga}) = \text{Constante} \end{aligned} \quad (3.84)$$

Controle das Correntes de Entrada

Considerando agora a parte retificadora do circuito da Fig. 3.32 que é mantida carregada por um gerador de corrente contínua (I_p), onde se procede o controle das correntes que circulam nos terminais de entrada do conversor matricial.

O processo de controle é semelhante ao que foi exposto para controlar as tensões de saída. A Fig. 3.35(a) apresenta o hexágono com a disposição dos vetores usados para a síntese das correntes desejadas nos terminais de entrada do conversor matricial.

Para determinar as “razões cíclicas” dos vetores necessários para sintetizar as correntes de entrada, considera-se, para compreensão, o esquema apresentado na Fig. 3.35(b). Logo, da mesma maneira que foram determinadas as “razões cíclicas” das tensões de saída, tem-se para as correntes de entrada:

$$m_\mu = \frac{\Delta t_\mu}{T_{chav}} = \frac{I_e}{I_p} \sin(60^\circ - \gamma_c) \quad (3.85)$$

$$m_v = \frac{\Delta t_v}{T_{chav}} = \frac{I_e}{I_p} \sin(\gamma_c) \quad (3.86)$$

$$m_{0c} = \frac{\Delta t_{0c}}{T_{chav}} = 1 - (m_\mu + m_v) \quad (3.87)$$

onde Δt_μ , Δt_ν e Δt_{0c} são os intervalos de tempo de aplicação dos vetores I_μ , I_ν e nulo (I_0), respectivamente. O valor médio de cada corrente de entrada é dado em (3.88).

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_A \\ \bar{i}_B \\ \bar{i}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_\mu + m_\nu \\ -m_\nu \\ -m_\mu \end{bmatrix} I_p = \frac{I_e}{I_p} \begin{bmatrix} \cos(\gamma_c - 30^\circ) \\ -\sin(\gamma_c) \\ -\sin(60^\circ - \gamma_c) \end{bmatrix} I_p \quad (3.88)$$

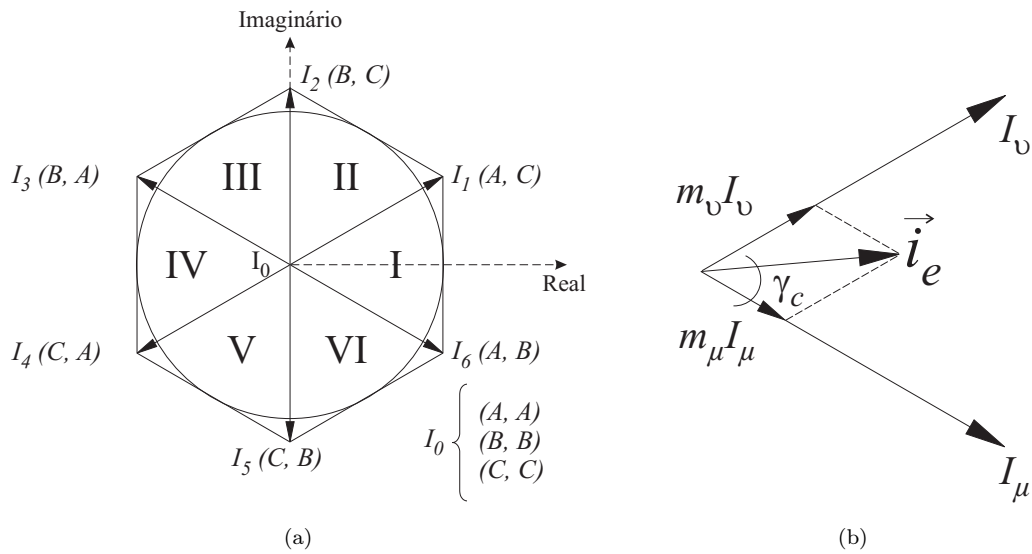


Figura 3.35: Síntese das correntes de entrada através da técnica de controle vetorial proposta por L. Huber e por D. Borojević: (a) hexágono dos vetores ativos e nulos empregados no processo retificador; (b) adição vetorial usada na síntese do vetor corrente desejado na entrada do conversor.

No primeiro setor I da Fig. 3.35(a), tem-se:

$$-30^\circ \leq (\omega_e t - \varphi_e - \theta_{ent} + 30^\circ) \leq 30^\circ \quad (3.89)$$

e

$$\gamma_c = (\omega_e t - \varphi_e - \theta_{ent}) + 30^\circ \quad (3.90)$$

Substituindo (3.90) em (3.88),

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_A \\ \bar{i}_B \\ \bar{i}_C \end{bmatrix} = \frac{I_e}{I_p} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t - \varphi_e - \theta_{ent}) \\ \cos(\omega_e t - \varphi_e - \theta_{ent} + 120^\circ) \\ \cos(\omega_e t - \varphi_e - \theta_{ent} + 240^\circ) \end{bmatrix} I_p \quad (3.91)$$

Para determinar o comportamento da tensão V_{pn} , devem ser consideradas as tensões de fase presentes nos terminais de entrada do conversor matricial, que são dadas abaixo.

$$\begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = V_e \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t - \varphi_e) \\ \cos(\omega_e t - \varphi_e + 120^\circ) \\ \cos(\omega_e t - \varphi_e + 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.92)$$

Logo, V_{pn} é dada por:

$$\begin{aligned} V_{pn} &= \frac{I_e}{I_p} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t - \varphi_e - \theta_{ent}) \\ \cos(\omega_e t - \varphi_e - \theta_{ent} + 120^\circ) \\ \cos(\omega_e t - \varphi_e - \theta_{ent} + 240^\circ) \end{bmatrix}^T V_e \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t - \varphi_e) \\ \cos(\omega_e t - \varphi_e + 120^\circ) \\ \cos(\omega_e t - \varphi_e + 240^\circ) \end{bmatrix} \\ &\Rightarrow V_{pn} = \frac{3 I_e}{2 I_p} V_E \cos(\theta_{ent}) = \text{Constante} \end{aligned} \quad (3.93)$$

Controle Simultâneo das Tensões de Saída e das Correntes de Entrada

Como foi demonstrado em (3.84) e em (3.93), a tensão média retificada (V_{pn}) e a corrente média (I_p) que alimenta o inversor são constantes nesta técnica de controle vetorial para conversores matriciais. Conseqüentemente, a parte retificadora pode ser diretamente conectada à parte inversora.

Para se ter um controle simultâneo das tensões desejadas na saída e das correntes que circulam nos terminais de entrada do conversor matricial, *L. Huber* e *D. Borojević* propuseram uma combinação dos controles das tensões de saída e das correntes de entrada. O controle completo, então, é obtido através dos resultados apresentados em (3.82) e em (3.91), ou seja:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{ab} \\ \bar{v}_{bc} \\ \bar{v}_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_\alpha + m_\beta \\ -m_\beta \\ -m_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_\mu + m_\nu \\ -m_\nu \\ -m_\mu \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

Efetuando as operações matriciais de (3.94), chega-se ao seguinte resultado para os

valores médios das tensões linha dos terminais de saída do conversor matricial:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{ab} \\ \bar{v}_{bc} \\ \bar{v}_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{\alpha\mu} + m_{\beta\mu} \\ -m_{\beta\mu} \\ -m_{\alpha\mu} \end{bmatrix} v_{AC} + \begin{bmatrix} m_{\alpha v} + m_{\beta v} \\ -m_{\beta v} \\ -m_{\alpha v} \end{bmatrix} v_{AB} \quad (3.95)$$

onde as “razões cíclicas” $m_{\alpha\mu}$, $m_{\beta\mu}$, $m_{\alpha v}$ e $m_{\beta v}$ são definidas em (3.96).

$$\left\{ \begin{array}{l} m_{\alpha\mu} = \frac{\Delta t_{\alpha\mu}}{T_{chav}} = m_{\alpha} \cdot m_{\mu} = \frac{V_S I_e}{V_{pn} I_p} \sin(60^\circ - \gamma_v) \sin(60^\circ - \gamma_c) \\ m_{\beta\mu} = \frac{\Delta t_{\beta\mu}}{T_{chav}} = m_{\beta} \cdot m_{\mu} = \frac{V_S I_e}{V_{pn} I_p} \sin(\gamma_v) \sin(60^\circ - \gamma_c) \\ m_{\alpha v} = \frac{\Delta t_{\alpha v}}{T_{chav}} = m_{\alpha} \cdot m_v = \frac{V_S I_e}{V_{pn} I_p} \sin(60^\circ - \gamma_v) \sin(\gamma_c) \\ m_{\beta v} = \frac{\Delta t_{\beta v}}{T_{chav}} = m_{\beta} \cdot m_v = \frac{V_S I_e}{V_{pn} I_p} \sin(\gamma_v) \sin(\gamma_c) \end{array} \right. \quad (3.96)$$

Por simplicidade, é conveniente escolher a razão $\frac{I_e}{I_p}$ como sendo unitária. Desta forma, (3.96) pode ser reescrita por:

$$\left\{ \begin{array}{l} m_{\alpha\mu} = \frac{\Delta t_{\alpha\mu}}{T_{chav}} = m_{\alpha} \cdot m_{\mu} = \frac{V_S}{V_{pn}} \sin(60^\circ - \gamma_v) \sin(60^\circ - \gamma_c) \\ m_{\beta\mu} = \frac{\Delta t_{\beta\mu}}{T_{chav}} = m_{\beta} \cdot m_{\mu} = \frac{V_S}{V_{pn}} \sin(\gamma_v) \sin(60^\circ - \gamma_c) \\ m_{\alpha v} = \frac{\Delta t_{\alpha v}}{T_{chav}} = m_{\alpha} \cdot m_v = \frac{V_S}{V_{pn}} \sin(60^\circ - \gamma_v) \sin(\gamma_c) \\ m_{\beta v} = \frac{\Delta t_{\beta v}}{T_{chav}} = m_{\beta} \cdot m_v = \frac{V_S}{V_{pn}} \sin(\gamma_v) \sin(\gamma_c) \end{array} \right. \quad (3.97)$$

Ao restante do período de chaveamento, deve-se aplicar vetor nulo, o qual apresenta razão cíclica dada por:

$$m_0 = \frac{\Delta t_0}{T_{chav}} = 1 - (m_{\alpha\mu} + m_{\beta\mu} + m_{\alpha v} + m_{\beta v}) \quad (3.98)$$

Para os valores médios das correntes de entrada, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_A \\ \bar{i}_B \\ \bar{i}_C \end{bmatrix} = \left[\begin{bmatrix} m_{\alpha} + m_{\beta} \\ -m_{\beta} \\ -m_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{\mu} + m_v \\ -m_v \\ -m_{\mu} \end{bmatrix} \right]^T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.99)$$

ou

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_A \\ \bar{i}_B \\ \bar{i}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (m_{\alpha\mu} + m_{\alpha\nu} + m_{\beta\mu} + m_{\beta\nu}) & -(m_{\beta\mu} + m_{\beta\nu}) & -(m_{\alpha\mu} + m_{\alpha\nu}) \\ -(m_{\beta\mu} + m_{\beta\nu}) & m_{\beta\nu} & m_{\alpha\nu} \\ -(m_{\alpha\mu} + m_{\alpha\nu}) & m_{\beta\mu} & m_{\alpha\mu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

Para a síntese do vetor corrente de entrada \vec{i}_e e do vetor tensão de saída \vec{v}_s , primeiramente, deve-se conhecer quais tensões de entrada estarão conectadas ao terminal p e ao terminal n na Fig. 3.32 ($I_N(p, n)$, onde $N = \{1, 2, 3, 4, 5 \text{ ou } 6\}$). Isto é possível quando se determinam os vetores ativos para produzir as correntes desejadas nos terminais de entrada do conversor matricial através do hexágono da Fig. 3.35(a). Sabendo quais são as fases de entrada que estão conectadas ao “ponto” p e ao “ponto” n , e sabendo qual setor encontra-se o vetor da tensão desejada na saída (Fig. 3.33(a)), basta, então, substituir os índices p e n nos vetores que sintetizarão \vec{v}_s de modo a saber quais serão os dois vetores ativos da Fig. 3.30(a) empregados. Para melhor entendimento deste processo, será mostrado um exemplo em que o vetor corrente de entrada se encontra no setor I da Fig. 3.35(a) e que o vetor tensão de saída se encontra no setor I da Fig. 3.33(a). Logo, tem-se I_1 e I_6 como os vetores necessários para sintetizar \vec{i}_e , e V_1 e V_6 são os vetores necessários para sintetizar \vec{v}_s . A Tab. 3.5 apresenta os vetores ativos e nulo empregados para este exemplo, bem como as tensões de linha dos terminais de saída (v_{ab} , v_{bc} e v_{ca}) e as correntes que circulam nos terminais de entrada (i_A , i_B e i_C) do conversor matricial.

Tabela 3.5: Exemplo de seqüência de chaveamento para a técnica de controle vetorial proposta por L. Huber e D. Borojević.

Par Adjacente ($I_N - V_M$)	Combinação de Chaveamento					Intervalo de tempo (t_{MN})	Tensões de Linha de saída			Corrente de fase da entrada		
	p	n	a	b	c		v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	i_A	i_B	i_C
($I_6 - V_6$)	A	B	A	B	A	t_{66}	v_{AB}	$-v_{AB}$	0	$-i_b$	i_b	0
($I_6 - V_1$)	A	B	A	B	B	t_{16}	v_{AB}	0	$-v_{AB}$	i_a	$-i_a$	0
($I_1 - V_6$)	A	C	A	C	A	t_{61}	$-v_{CA}$	v_{CA}	0	$-i_b$	0	i_b
($I_1 - V_1$)	A	C	A	C	C	t_{11}	$-v_{CA}$	0	v_{CA}	i_a	0	$-i_a$
($I_0 - V_0$)	C	C	C	C	C	$t_{00} = t_0$	0	0	0	0	0	0

Resultados de Simulação

Para comparar esta técnica de controle vetorial com as técnicas de controle escalar para conversores matriciais apresentadas na seção 3.2, foram realizadas algumas simulações. Os dados, tanto do sistema de entrada como da carga conectada aos terminais de saída do conversor foram os mesmos adotados para as técnicas escalares. Na Fig. 3.36, os resultados de simulação mostrados foram realizados para uma carga com um ângulo de fator de deslocamento de 30° indutivo e nos resultados da Fig. 3.37 tinha-se uma carga com um ângulo de fator de deslocamento de 60° indutivo.

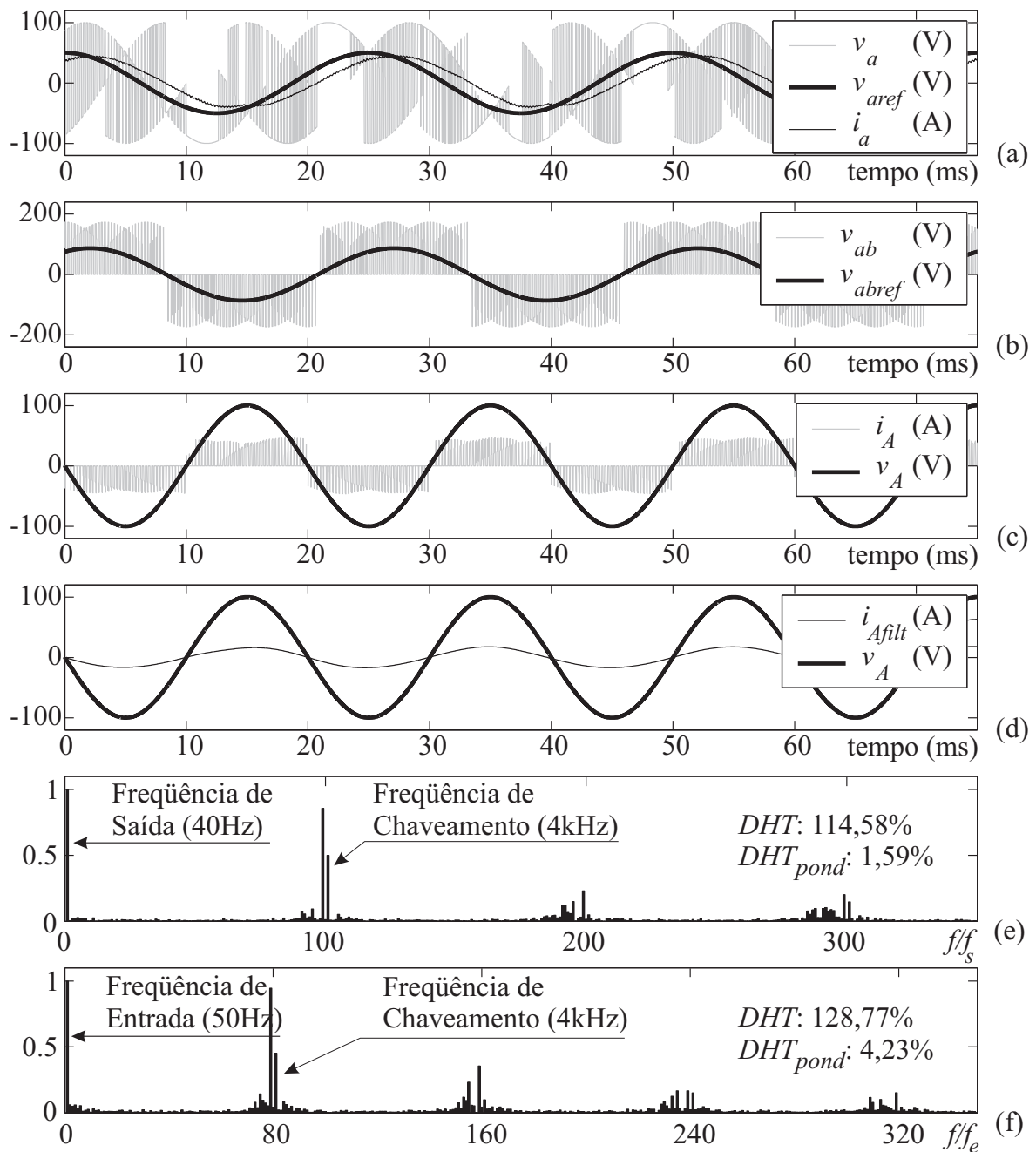


Figura 3.36: Técnica de L. Huber e D. Borojević: carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.

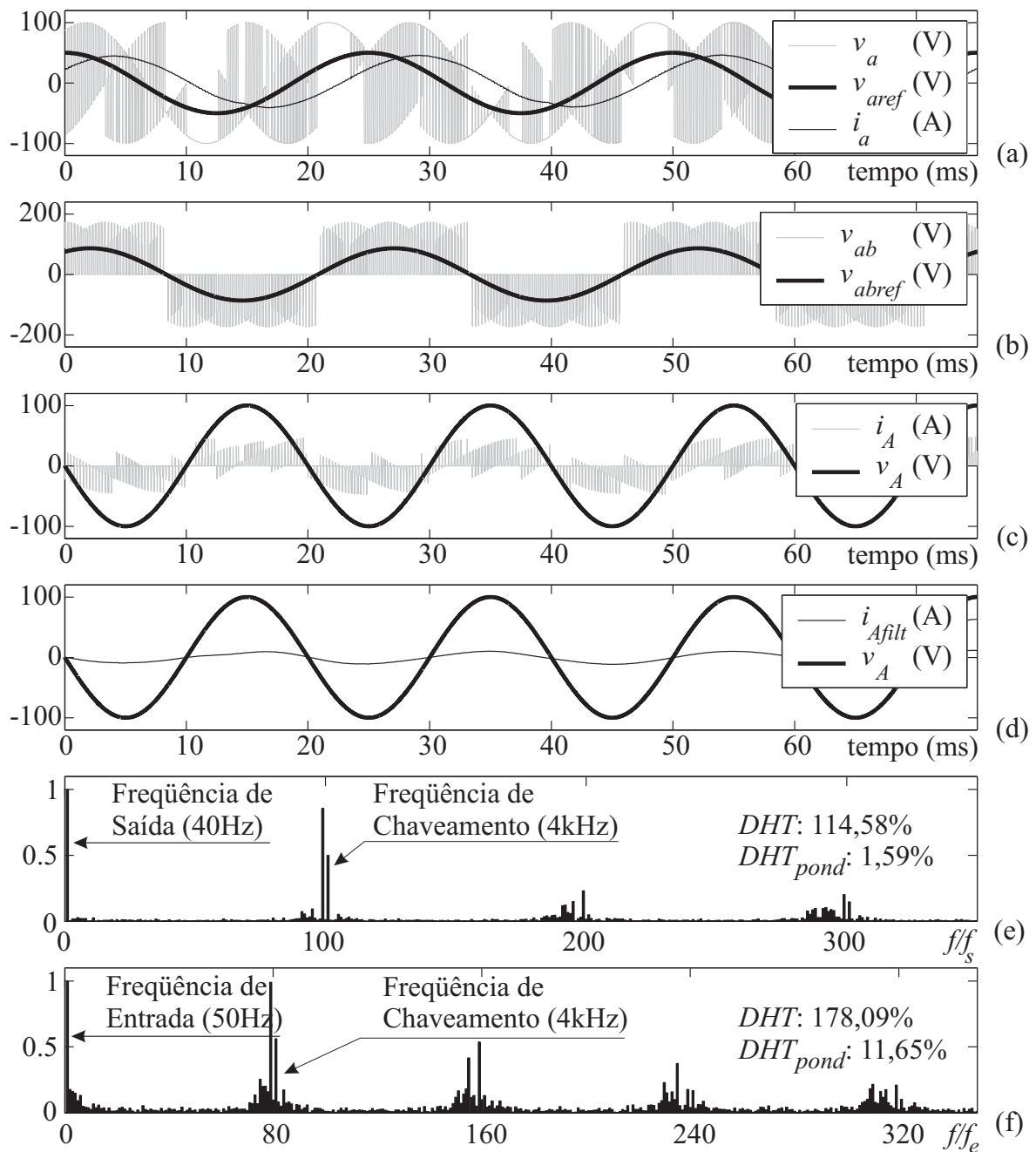


Figura 3.37: Técnica de L. Huber e D. Borojević: carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.

Nesta técnica de controle para conversores matriciais, também é possível injetar potência reativa (indutiva ou capacitiva) à rede elétrica que alimenta o conversor, bastando, simplesmente, definir de quanto se deseja defasar o vetor composto das correntes que são desejadas na entrada do conversor do vetor formado pelas tensões de fase pre-

sentos nos terminais de entrada do conversor. Caso o defasamento do vetor formado pelas correntes de entrada seja positivo (sendo a referência o vetor formado pelas tensões de fase dos terminais de entrada do conversor matricial), tem-se uma potência reativa indutiva sendo fornecida à rede elétrica que alimenta o conversor, se o defasamento for negativo, então, injetar-se-á potência reativa capacitiva.

Para verificar a possibilidade de injeção de potência reativa para a rede elétrica que alimenta o conversor matricial, duas simulações foram realizadas. Para a primeira simulação, Fig. 3.38, foi considerado que o vetor composto pelas correntes de entrada tinha um defasamento de 15° com relação ao vetor das tensões de fase de entrada de tal maneira que a potência de entrada fosse capacitiva e, para a segunda simulação (Fig. 3.39), considerou-se também que potência de entrada fosse capacitiva e com um defasamento de 60° entre os vetores compostos pelas correntes e pelas tensões de fase presentes nos terminais de entrada do conversor.

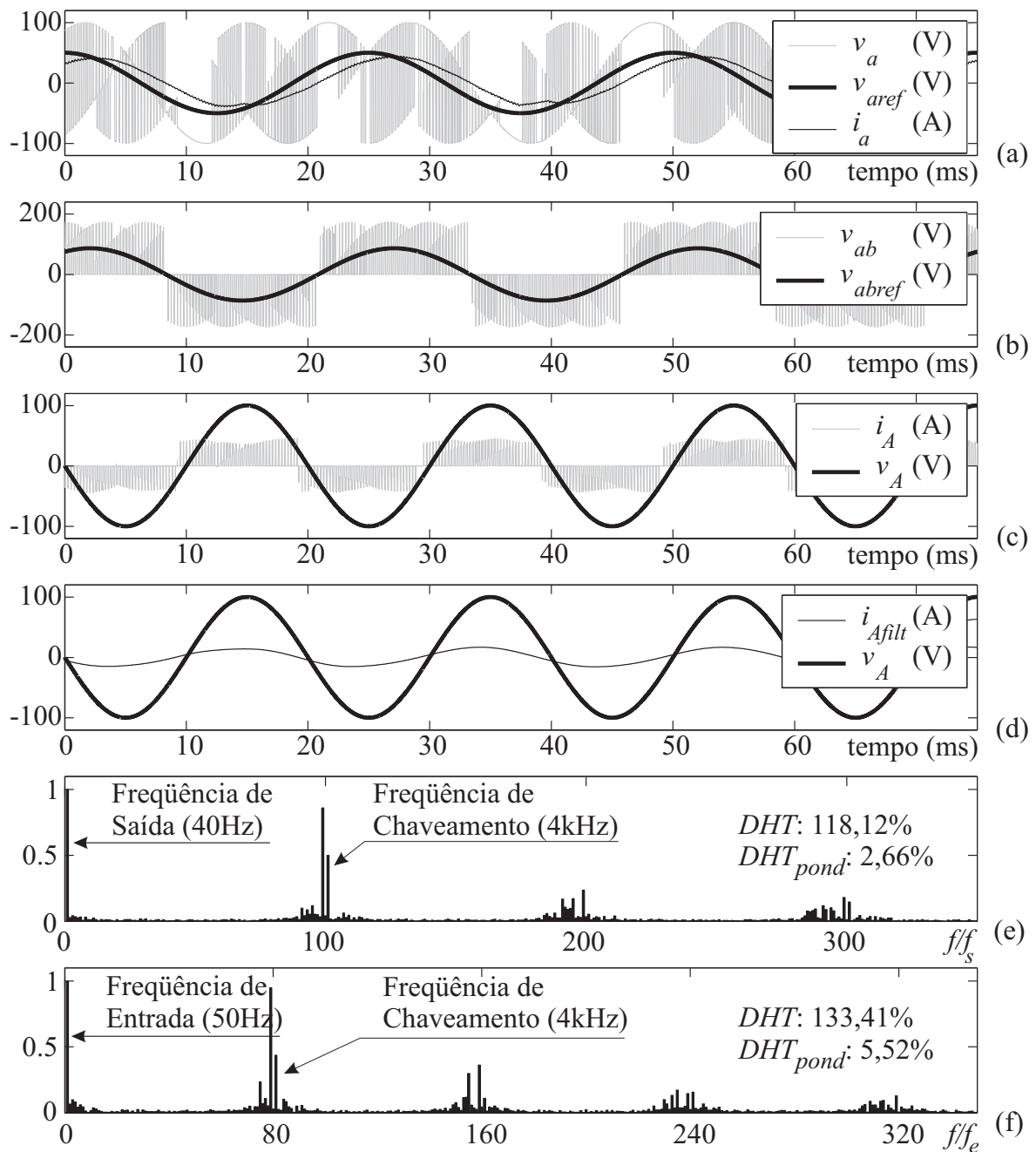


Figura 3.38: Técnica de L. Huber e D. Borojević: conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 15°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.

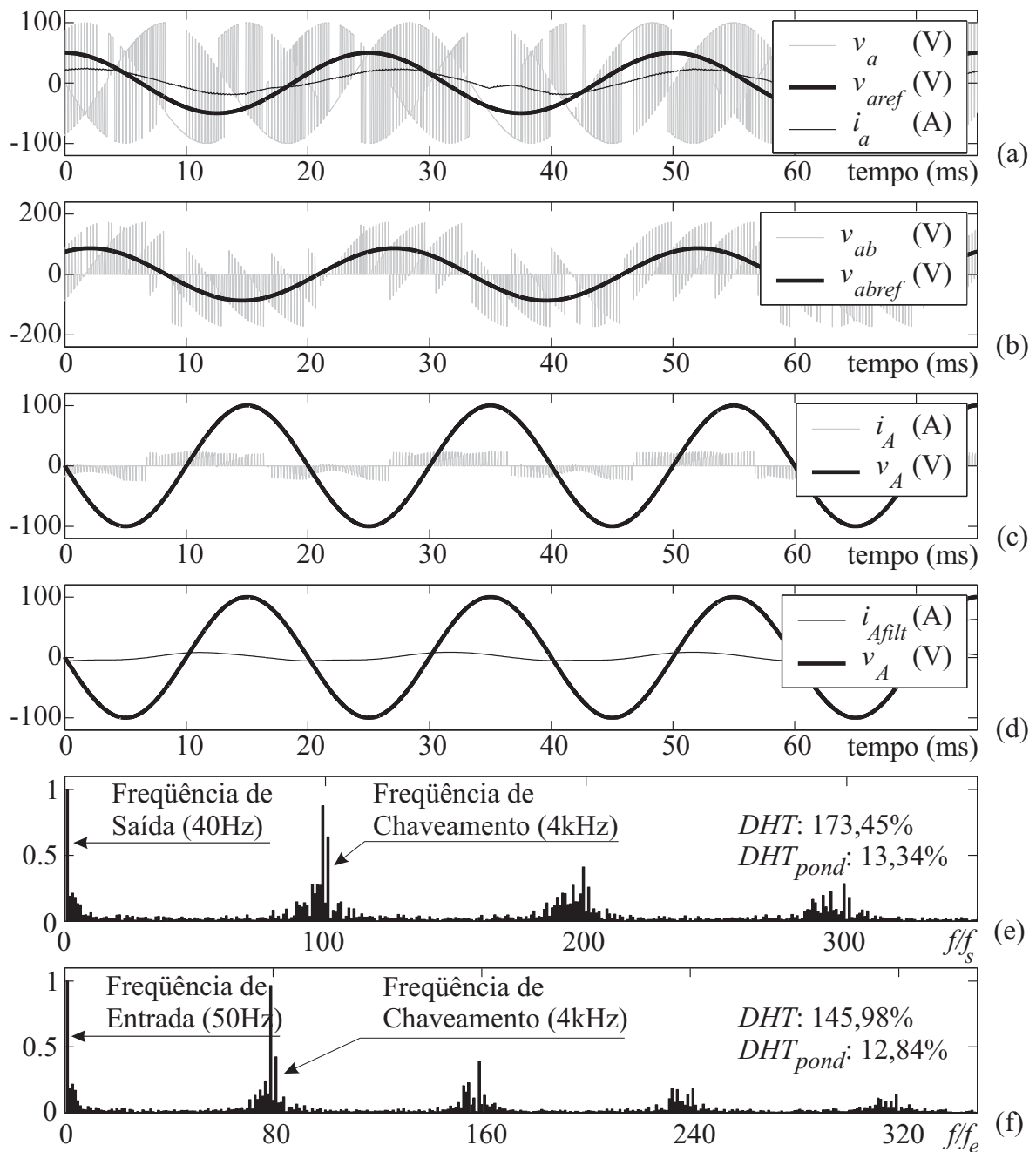


Figura 3.39: Técnica de L. Huber e D. Borojević: conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 60°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.

Comentários sobre a Técnica de L. Huber e D. Borojević

Pode ser observado na Fig. 3.39 que a injeção de potência reativa nos terminais de entrada resulta, como no caso da técnica de controle escalar proposta por G. Roy

e *G.-E. April*, que as amplitudes das tensões desejadas nas saídas são reduzidas de um fator de $\cos(\theta_{ent})$, onde θ_{ent} é o valor do ângulo da defasagem desejada entre as correntes e as tensões de fase dos terminais de entrada do conversor matricial.

Para avaliar as perdas presentes no processo de comutação, observa-se que são empregados para a síntese das tensões de saída, sempre cinco vetores (quatro ativos mais um nulo) em cada período de chaveamento, o que resulta, de acordo com a Tab. 3.5, em cinco comutações. Sendo assim, é de se esperar que, com que esta técnica de controle para conversores matriciais ocorram menos perdas de comutação do que com o uso das outras técnicas de controle apresentadas neste trabalho.

3.4 Comentários Gerais

Para todas as técnicas de controle escalar apresentadas aqui, exceto a técnica proposta por *M. Venturini* e *A. Alesina*, a simples inclusão dos termos homopolares às tensões de referência de saída, como foi demonstrado na seção 2.4, pode levar a amplitude dos terminais de saída a atingirem um limite de 87% com relação amplitude da tensão que é aplicada à entrada do conversor. No caso da técnica de controle escalar proposta por *M. Venturini* e por *A. Alesina*, este processo é um pouco diferente e é apresentado em [35].

Como na técnica de controle vetorial proposta por *L. Huber* e por *D. Borojević* o vetor tomado como referência para as tensões de saída é o vetor formado pelas tensões de linha, então, não há necessidade de se injetar termos de tensão homopolar às tensões dos terminais de saída de fase tomadas como referências para se atingir o limite de 87% na amplitude das tensões de saída com relação à amplitude das tensões de entrada.

Uma importante observação a ser feita das técnicas propostas por *M. Venturini* e por *A. Alesina*, por *G. Roy* e por *G.-E. April* relaciona-se ao espectro harmônico das correntes de entrada que apresentam um pico na fundamental e outros picos também significativos em múltiplos da frequência de chaveamento (f_{chav}). Desta forma, para projetar um filtro para os terminais de entrada do conversor matricial, pode-se consid-

erar uma frequência de corte uma década abaixo da frequência de chaveamento, o que reduz os custos dos elementos constituintes deste filtro. Para o caso das outras técnicas apresentadas, é possível observar, através do espectro harmônico das correntes de entrada, que existem termos com conteúdo harmônico significativo um pouco acima da frequência da fundamental ($50Hz$), o que indica a necessidade de usar uma frequência de corte para o filtro de entrada próxima da frequência da fundamental, elevando, conseqüentemente, os custos dos elementos que compõem este filtro. A Tab. 3.6 apresenta, para todas as técnicas analisadas, as taxas de distorção harmônica (DHT e DHT_{pond}) tanto para a tensão de linha de saída (v_{ab}) quanto para a corrente de entrada i_A , quando uma carga com fator de deslocamento de 30° está acoplada aos terminais de saída do conversor.

Tabela 3.6: Comparação do conteúdo harmônico para as diferentes técnicas de controle apresentadas.

Técnica de Controle	v_{ab}		i_A	
	DHT (%)	DHT_{pond} (%)	DHT (%)	DHT_{pond} (%)
<i>Venturini</i>	101,38	1,02	114,72	1,62
<i>Rodríguez</i>	100,66	1,16	103,98	4,82
<i>Roy</i>	101,23	1,08	111,53	1,57
<i>Técnica 1</i>	111,36	1,42	110,40	4,55
<i>Técnica 2</i>	100,70	1,14	141,06	13,07
<i>Huber</i>	114,58	1,59	128,77	4,23

Através da Tab. 3.6, verifica-se que as técnicas de controle propostas por *M. Venturini* e por *A. Alesina*, por *G. Roy* e por *G.-E. April* apresentam menores distorções nas correntes de entrada do conversor matricial. O destaque com relação a Técnica de Controle 2 se relaciona às tensões de saída do conversor, que possuem menor DHT quando comparada aos outros métodos. Isto se deve à forma pela qual as tensões de entrada são usadas para sintetizar as correntes de saída. Por outro lado, as correntes de entrada ficam bastante comprometidas. Para as demais técnicas, os comportamentos das tensão de saída e corrente de entrada são bastante semelhantes.

A próxima comparação se relaciona ao número de comutações que ocorrem em cada período de chaveamento. Tab. 3.7 mostra este comportamento para as diferentes téc-

nicas analisadas. As técnicas de controle propostas por *M. Venturini* e por *A. Alesina*, por *G. Roy* e por *G.-E. April* são as que apresentam mais perdas por chaveamento, porque todas as tensões de entrada participam, em cada período T_{chav} , da síntese das tensões de saída. Para as outras estratégias escalares mostradas, tem-se, ao total, seis comutações, três a menos que as técnicas mencionadas anteriormente, diminuindo em 30% as perdas por comutação. No entanto, a técnica que apresenta um melhor desempenho relacionado a perdas por comutação é a proposta por *L. Huber* e *D. Borojević*, cinco mudanças ao total.

Tabela 3.7: Número de comutações em cada período de chaveamento para as diferentes técnicas apresentadas.

Estratégia de Controle	Número de Comutações durante T_{chav}
<i>Venturini</i>	9
<i>Rodríguez</i>	6
<i>Roy</i>	9
<i>Técnica 1</i>	6
<i>Técnica 2</i>	6
<i>Huber</i>	5

4

UMA NOVA ESTRATÉGIA DE CONTROLE ESCALAR PARA CONVERSORES MATRICIAIS COM QUATRO BRAÇOS

4.1 Introdução

Até agora, foram apenas consideradas estruturas de conversores matriciais possuindo três braços (Fig. 4.1). Há várias outras formas de conectar as chaves bidirecionais dos conversores diretos de frequência de modo a viabilizar a síntese de um sinal desejado nos terminais de saída do conversor. Em 1983, por exemplo, *M. Braun* e *H. Hasse* propuseram uma técnica de controle vetorial para conversores matriciais com o esquema de ligação elétrica dos seus componentes mostrado na Fig. 4.2 [9]. Este tipo de configuração, apesar de se poder ter uma amplificação no limite intrínseco da amplitude das tensões de saída (V_s), podendo-se, dependendo da estratégia de controle utilizada, até mesmo atingir valores superiores à amplitude das tensões de entrada (V_e), apresenta uma grande desvantagem em relação à tradicional (Fig. 4.1), sendo relacionada ao número de chaves bidirecionais requeridas que, neste caso, dobra.

Visando reduzir o número de chaves bidirecionais, em 2002, *L. Wei*, *T. A. Lipo* e *H. Chan* propuseram um novo esquema para conversores diretos de frequência (Fig. 4.3) [98]. Três anos mais tarde, *P. Wheeler*, *J. C. Clare* e *N. Mason* apresentaram uma estratégia de controle vetorial para conversores matriciais com quatro braços [99], onde o quarto braço é conectado ao terminal neutro da carga. A Fig. 4.4 apresenta

esta estrutura a quatro braços¹.

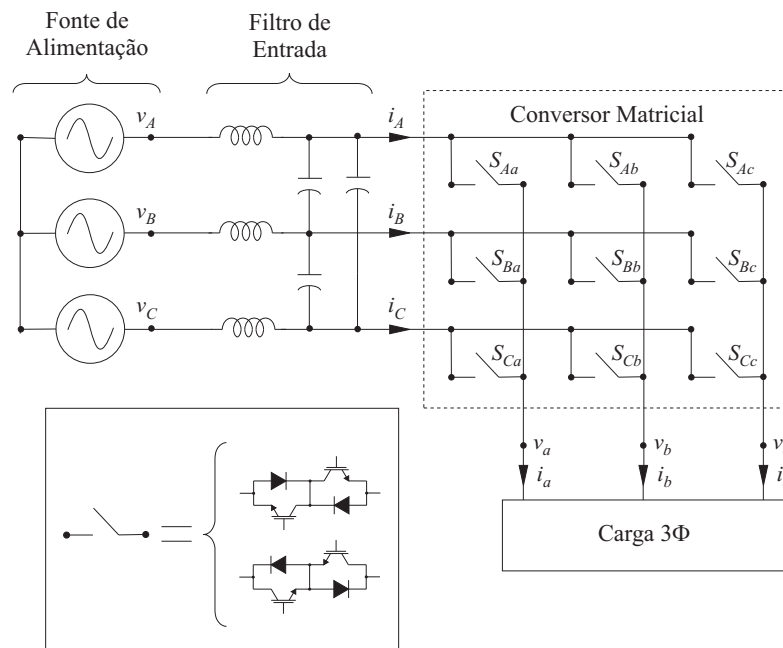


Figura 4.1: Circuito simplificado de um conversor matricial com três-entradas e três-saídas.

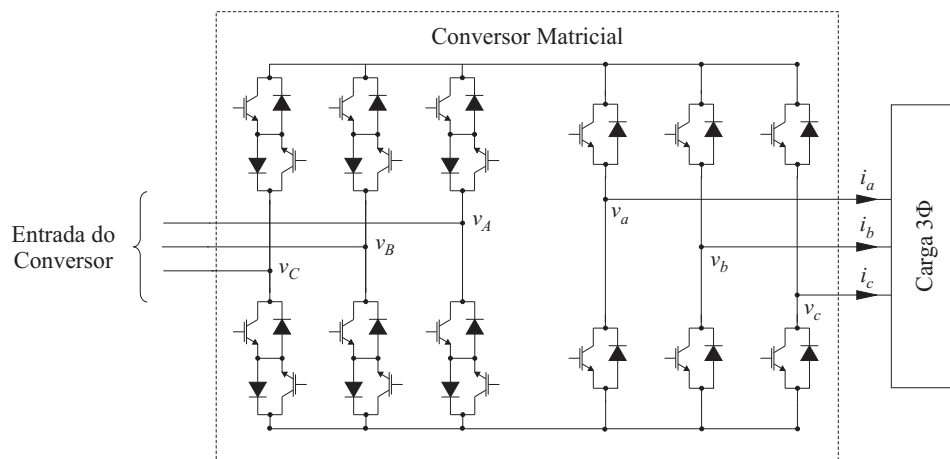


Figura 4.3: Conversor matricial com três-entradas e três-saídas para uma configuração a 18 chaves unidirecionais.

¹Existem ainda outros arranjos possíveis. Os artigos seguintes apresentam alguns exemplos de novas topologias e de diferentes técnicas de modulação para estes arranjos: [92], [100] - [117]

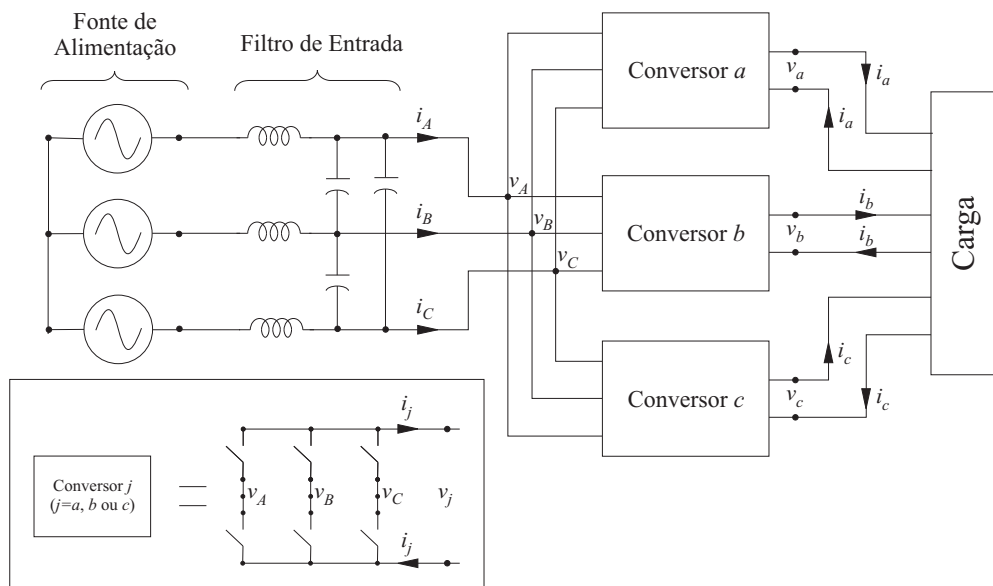


Figura 4.2: Conversor matricial com três-entradas e três-saídas para uma configuração a 18 chaves bidirecionais.

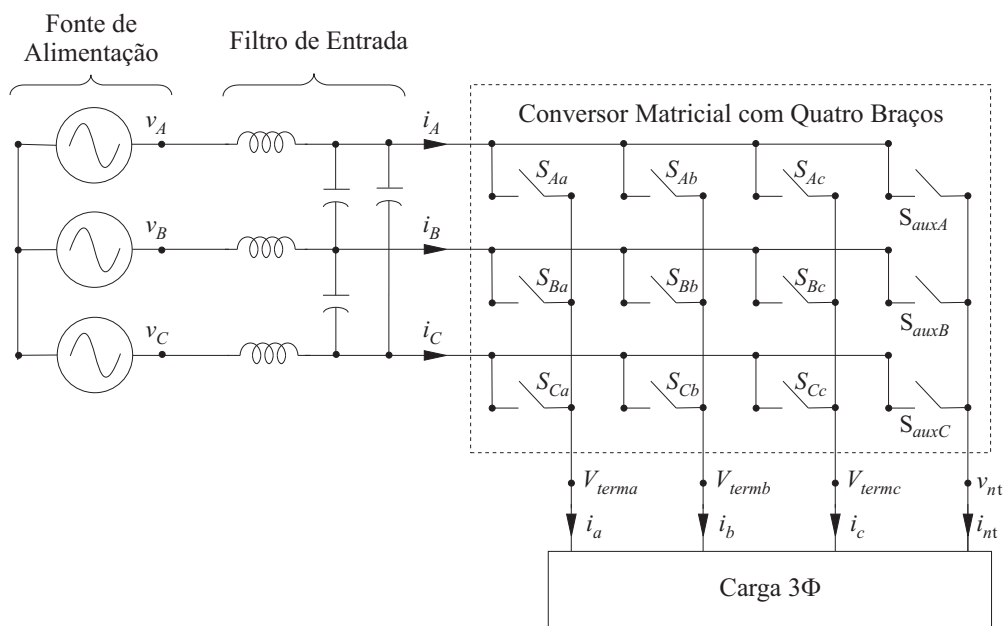


Figura 4.4: Conversor matricial com três-entradas e três-saídas para uma configuração com quatro braços.

Neste capítulo, será apresentada uma nova técnica de controle escalar para conversores matriciais com quatro braços como o mostrado na Fig. 4.4. Antes da apresentação da técnica, far-se-á uma análise matemática deste tipo de configuração para facilitar

o entendimento da estratégia de controle, respeitando as restrições existentes nos conversores matriciais.

4.2 Descrição Matemática de Conversores Matriciais com Quatro Braços para Sistemas com Três-Entradas e Três-Saídas

A principal diferença em proceder uma análise matemática para as estruturas de conversores matriciais com quatro braços (Fig. 4.4) com relação à estrutura convencional (Fig. 4.1) está associada ao acesso que as estruturas com quatro braços fornecem ao ponto neutro da carga. Desta forma, cada fase da carga é submetida a uma diferença de potencial entre a tensão existente no terminal da fase e a tensão existente no neutro, ou seja:

$$v_j(t) = v_{termj}(t) - v_{nt}(t) \quad (4.1)$$

onde v_j é a tensão desejada no terminal j do conversor ($j = \{a, b \text{ ou } c\}$) que deve ser a diferença de potencial instantânea submetida à fase j da carga, $v_{termj}(t)$ é o potencial existente no terminal de saída j do conversor e $v_{nt}(t)$ é o potencial do ponto de neutro da carga.

Assim, torna-se necessário, para sintetizar uma tensão desejada nos terminais de saída do conversor, saber quais potenciais de entrada estão aplicados ao terminal j e ao ponto neutro da carga, os quais são dados, em termos médios, por:

$$\bar{v}_{termj} = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{Aj} v_A(t) + \Delta t_{Bj} v_B(t) + \Delta t_{Cj} v_C(t)] \quad (4.2)$$

$$\bar{v}_{nt} = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{auxA} v_A(t) + \Delta t_{auxB} v_B(t) + \Delta t_{auxC} v_C(t)] \quad (4.3)$$

onde T_{chav} é o período de chaveamento, Δt_{Aj} , Δt_{Bj} e Δt_{Cj} são os intervalos em que as tensões de entrada $v_A(t)$, $v_B(t)$ e $v_C(t)$ permanecem conectadas ao terminal de saída do conversor, respectivamente, e se relacionam entre si por:

$$\Delta t_{Aj} + \Delta t_{Bj} + \Delta t_{Cj} = T_{chav} \quad (4.4)$$

e Δt_{auxA} , Δt_{auxB} e Δt_{auxC} são os intervalos de tempo em que $v_A(t)$, $v_B(t)$ e $v_C(t)$ permanecem conectadas ao ponto de neutro da carga, respectivamente, relacionados

por:

$$\Delta t_{auxA} + \Delta t_{auxB} + \Delta t_{auxC} = T_{chav} \quad (4.5)$$

Substituindo (4.2) e (4.3) em (4.1) chega-se a:

$$\bar{v}_j = \frac{1}{T_{chav}} [(\Delta t_{Aj} - \Delta t_{auxA})v_A(t) + (\Delta t_{Bj} - \Delta t_{auxB})v_B(t) + (\Delta t_{Cj} - \Delta t_{auxC})v_C(t)] \quad (4.6)$$

Fazendo o uso da função de chaveamento definida em (2.4) e repetida abaixo,

$$S_{Kj}(t) = \begin{cases} 1 \Rightarrow \text{chave bidirecional } S_{Kj} \text{ fechada} \\ 0 \Rightarrow \text{chave bidirecional } S_{Kj} \text{ aberta} \end{cases} \quad (4.7)$$

e definindo uma função de chaveamento para as chaves bidirecionais do braço auxiliar (quarto braço) por:

$$S_{auxK}(t) = \begin{cases} 1 \Rightarrow \text{chave bidirecional } S_{auxK} \text{ fechada} \\ 0 \Rightarrow \text{chave bidirecional } S_{auxK} \text{ aberta} \end{cases}, \quad (4.8)$$

com $K = \{A, B \text{ ou } C\}$, pode-se expressar as três tensões de saída através da seguinte igualdade matricial:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_{auxA}(t) & S_{auxB}(t) & S_{auxC}(t) \\ S_{auxA}(t) & S_{auxB}(t) & S_{auxC}(t) \\ S_{auxA}(t) & S_{auxB}(t) & S_{auxC}(t) \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

ou, de maneira simplificada:

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{S}_4 \cdot \mathbf{v}_e \quad (4.10)$$

onde \mathbf{v}_s e \mathbf{v}_e são os vetores formados pelas tensões dos terminais de saída e pelas tensões dos terminais de entrada do conversor matricial, respectivamente, como definidos em (2.8) e em (2.9) e repetidas em (4.11) e em (4.12). \mathbf{S}_4 é a nova matrix de chaveamento.

Assim,

$$\mathbf{v}_s = \begin{bmatrix} v_a(t) & v_b(t) & v_c(t) \end{bmatrix}^T, \quad (4.11)$$

$$\mathbf{v}_e = \begin{bmatrix} v_A(t) & v_B(t) & v_C(t) \end{bmatrix}^T, \quad (4.12)$$

com o sobre-escrito T indicando transposição do vetor,

$$\mathbf{S}_4 = \mathbf{S} - \begin{bmatrix} S_{auxA}(t) & S_{auxB}(t) & S_{auxC}(t) \\ S_{auxA}(t) & S_{auxB}(t) & S_{auxC}(t) \\ S_{auxA}(t) & S_{auxB}(t) & S_{auxC}(t) \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

onde \mathbf{S} é a matriz de chaveamento empregada nos conversores matriciais convencionais (Fig. 4.1), e expressa em (4.14):

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

As chaves bidirecionais devem ser abertas e fechadas de acordo com algumas restrições, ou seja, nunca fechar mais de uma chave bidirecional de um mesmo braço ao mesmo tempo nem nunca deixar todas as chaves bidirecionais do mesmo braço abertas. Sendo assim, as funções de chaveamento do terminal de saída do conversor matricial devem estar relacionadas através de:

$$\begin{cases} S_{Aj}(t) + S_{Bj}(t) + S_{Cj}(t) = 1 \\ S_{auxA}(t) + S_{auxB}(t) + S_{auxC}(t) = 1 \end{cases} \quad (4.15)$$

As correntes de entrada médias em um período de chaveamento para este tipo de configuração são dadas por:

$$\bar{i}_K = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{Ka} i_a(t) + \Delta t_{Kb} i_b(t) + \Delta t_{Kc} i_c(t)] + \frac{1}{T_{chav}} \Delta t_{auxK} i_{nt}(t), \quad (4.16)$$

onde $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ são as correntes que circulam nos terminais de saída a , b e c , respectivamente, e $i_{nt}(t)$ é a corrente que circula no neutro da carga e é dada por:

$$i_{nt}(t) = -[i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)]. \quad (4.17)$$

Conectando uma carga equilibrada, tem-se, então, que $i_{nt}(t)$ é nula, ou seja:

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0. \quad (4.18)$$

Logo, as correntes de entrada para este arranjo de quatro braços podem ser “escritas” através da seguinte igualdade matricial:

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ab}(t) & S_{Ac}(t) \\ S_{Ba}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Bc}(t) \\ S_{Ca}(t) & S_{Cb}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

4.3 Síntese das Tensões de Saída: Técnica de Controle Escalar Proposta

Conhecidas as adaptações feitas para esta estrutura de conversor matricial com quatro braços, será apresentado, nesta seção, um algoritmo capaz de sintetizar tensões desejadas nos terminais de saída do conversor matricial [118].

Para este método proposto, é necessário conhecer quais tensões de entrada apresentam o valor mais positivo (v_{pos}) e o valor mais negativo (v_{neg}) em cada período de chaveamento T_{chav} . Conhecidas v_{pos} e v_{neg} , o controle se procede como segue: o ponto neutro da carga é conectado, durante a primeira metade de T_{chav} , a v_{neg} e, na outra metade do período de chaveamento, a v_{pos} ². Os intervalos de tempo em que v_{pos} e v_{neg} devem permanecer conectadas a cada um dos terminais de saída do conversor são obtidos através da verificação dos sinais de cada uma das tensões de referência. Para facilitar a compreensão desta técnica de modulação escalar, o desenvolvimento do algoritmo será feito para apenas uma tensão desejada em um terminal de saída (v_j). Se o sinal de v_j for positivo no período de chaveamento analisado, então v_{pos} será aplicada no terminal de saída do conversor durante uma fração do intervalo em que v_{neg} estiver aplicada ao terminal de neutro da carga, ou seja, de acordo com o que foi dito, ter-se-á, na saída j do conversor matricial, uma diferença de potencial não nula durante um intervalo de tempo em que v_{neg} está sendo aplicada ao ponto neutro da carga, que corresponde a primeira metade de T_{chav} . Para completar o período de chaveamento, dever-se-á aplicar ao terminal de saída do conversor matricial o mesmo potencial da entrada que está sendo aplicado ao neutro, ou seja, far-se-á $v_{termj} = v_{nt}$, resultando em uma diferença de potencial nula sobre esta fase de saída. Se o sinal de v_s for negativo no período de chaveamento analisado, então, aplicar-se-á v_{neg} no terminal de saída do conversor durante uma fração do semi-período em que v_{pos} estiver aplicada ao terminal de neutro da carga, ou seja, pela ordem que foi mencionada, a diferença de potencial na saída em análise será diferente de zero durante um intervalo de tempo em que se terá v_{pos} aplicada ao neutro da carga, correspondendo, para o caso exemplificado, à segunda metade de T_{chav} . Para completar o período de chaveamento, faz-se $v_{termj} = v_{nt}$.

²Esta ordem escolhida não é obrigatória.

A Fig. 4.5 mostra, em seis períodos de chaveamento ($T_{chav} = \frac{1}{f_{chav}} = \frac{1}{4000}s$), o método de controle escalar proposto quando a tensão desejada no terminal de saída j for positiva ($v_j > 0$). Os dados da fonte que alimenta o conversor matricial adotados para a simulação foram:

- amplitude das tensões de entrada: $V_e = 100V$;
- frequência de entrada: $f_e = 50Hz$.

e para as tensões desejadas nos terminais de saída do conversor, foram considerados os seguintes dados:

- amplitude das tensões de saída: $V_s = 87V$;
- frequência de saída: $f_s = 40Hz$.

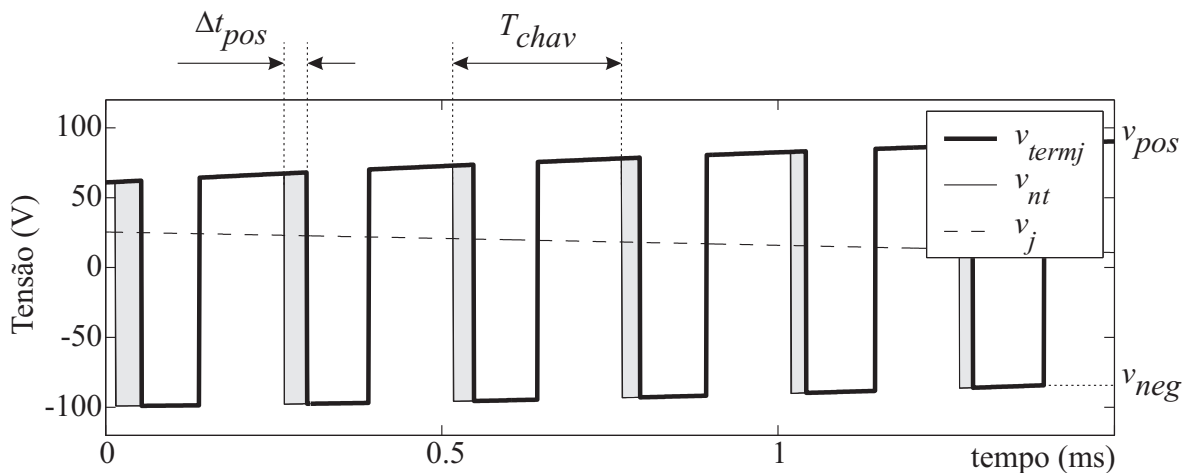


Figura 4.5: Formas de onda das tensões obtidas através da estratégia de controle escalar proposta para conversores matriciais com quatro braços presentes no terminal de saída j e no ponto neutro da carga.

As áreas hachuradas da Fig. 4.5, quando divididas por T_{chav} , correspondem ao valor médio da tensão de saída de referência (v_j) em cada período de chaveamento. A tensão sobre a fase de saída j corresponde à diferença de potencial entre a tensão v_{termj} e a tensão v_{nt} . A Fig. 4.6 apresenta a forma de onda da tensão sobre a fase de saída j para os mesmos seis períodos de chaveamento usados na Fig. 4.5. As áreas hachuradas da Fig. 4.6 representam as mesmas áreas da Fig. 4.5. Assim, dividindo-as pelo período

de chaveamento, chega-se ao valor médio da tensão v_j no período T_{chav} de análise.

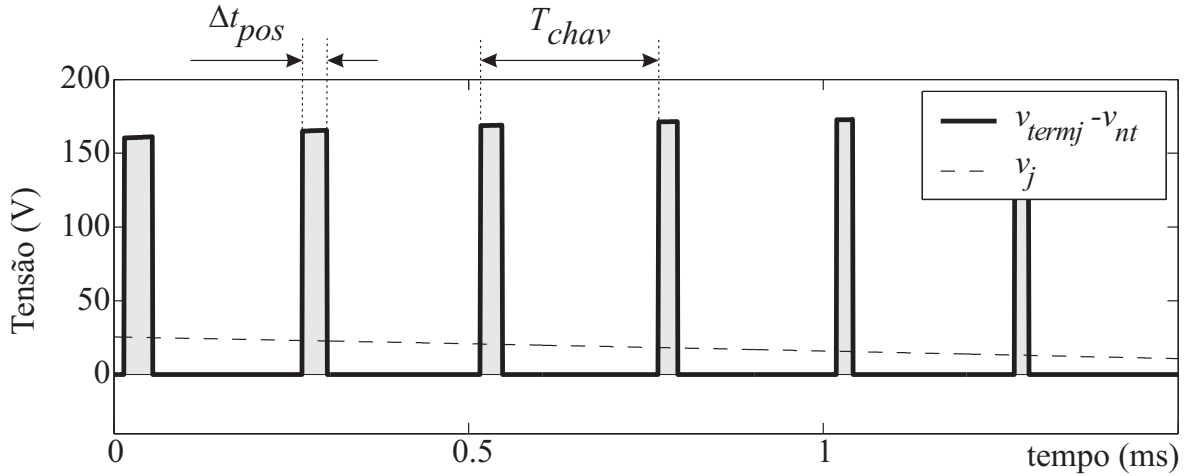


Figura 4.6: Forma de onda da tensão sobre a carga da fase j obtida através da estratégia de controle escalar proposta para conversores matriciais com quatro braços.

Aplicando os conceitos apresentados, uma tensão desejada no terminal de saída j pode ser expressa por:

$$\bar{v}_j = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{sinalj} v_{sinalj}(t)] \quad (4.20)$$

onde Δt_{sinalj} é o intervalo de tempo em que a diferença de potencial sobre a carga é diferente de zero e que v_{sinalj} é definida, para cada instante de tempo t , em (4.21).

$$v_{sinalj}(t) = sinal(v_j)(v_{pos}(t) - v_{neg}(t)) \quad (4.21)$$

A função $sinal(v_j)$ é definida por:

$$sinal(v_j) = \begin{cases} +1, & \text{se } v_j \geq 0 \\ -1, & \text{se } v_j < 0 \end{cases} \quad (4.22)$$

De (4.20), tem-se:

$$\Delta t_{sinalj} = \left(\frac{\bar{v}_j}{v_{sinalj}(t)} \right) T_{chav} \quad (4.23)$$

Define-se Δt_{posj} como sendo o intervalo de tempo no qual é aplicada a tensão de entrada mais positiva no terminal de saída j quando v_j for positiva e a tensão de

entrada mais negativa está conectada ao ponto de neutro da carga. Analogamente, Δt_{negj} é definida como sendo o intervalo de tempo em que a tensão de entrada mais negativa é aplicada ao terminal de saída j quando v_j for negativa e a tensão de entrada mais positiva está conectada ao ponto de neutro da carga:

$$\Delta t_{posj} = \Delta t_{sinalj}, \text{ se } v_j \geq 0 \quad (4.24)$$

$$\Delta t_{negj} = \Delta t_{sinalj}, \text{ se } v_j < 0 \quad (4.25)$$

Para completar o período de chaveamento, ou seja, durante o intervalo $(T_{chav} - \Delta t_{sinalj})$, o terminal de saída j deve ser conectado à mesma tensão que está sendo aplicada ao ponto de neutro da carga. A Tab. 4.1 apresenta um resumo da maneira empregada para sintetizar v_j .

Tabela 4.1: Padrão de chaveamento adotado para a técnica de controle escalar proposta para conversores matriciais com quatro braços.

Tensão de Referência	Período de Chaveamento (T_{chav})	
	1ª metade de $T_{chav} \Rightarrow v_{nt} = v_{neg}$	2ª metade de $T_{chav} \Rightarrow v_{nt} = v_{pos}$
$v_j \geq 0$	$tempo \leq \Delta t_{posj} \Rightarrow v_{termj} = v_{pos}$ $\Delta t_{posj} < tempo < \frac{T_{chav}}{2} \Rightarrow v_{termj} = v_{neg}$	$tempo > \frac{T_{chav}}{2} \Rightarrow v_{termj} = v_{pos}$
$v_j < 0$	$tempo > \frac{T_{chav}}{2} \Rightarrow v_{termj} = v_{neg}$	$\frac{T_{chav}}{2} < tempo \leq \Delta t_{negj} \Rightarrow v_{termj} = v_{neg}$ $(\frac{T_{chav}}{2} + \Delta t_{negj}) < tempo < T_{chav} \Rightarrow v_{termj} = v_{pos}$

A variável $tempo$ mostrada na Tab. 4.1 é o tempo transcorrido desde o início do período de chaveamento ($tempo = 0$) até o término do período de chaveamento ($tempo = T_{chav}$). Logo, a cada T_{chav} , $tempo$ deve ser reiniciada.

4.3.1 Algoritmo Estruturado da Técnica de Controle Escalar Proposta

Em cada período de chaveamento devem ser determinadas as tensões de entrada que assumem os valores mais positivo e mais negativo e calcular o intervalo de tempo $\Delta t_{\text{signal}j}$ requerido para a síntese da tensão desejada no terminal de saída j . A seguir, será mostrado um algoritmo que apresenta todas as etapas necessárias para a obtenção do intervalo tempo $\Delta t_{\text{signal}j}$ e síntese de uma tensão desejada no terminal de saída j .

1. determinar v_{pos} e v_{neg} entre v_A , v_B e v_C ;
2. determinar a polaridade de v_j ($\text{signal}(v_j)$);
3. calcular $\Delta t_{\text{signal}j}$ a partir de (4.23);
4. aplicar v_{neg} ao ponto de neutro da carga na primeira metade do período de chaveamento e v_{pos} na outra metade;
5. na primeira metade do período de chaveamento:
 - (a) se $v_j \geq 0$, então, durante $\Delta t_{\text{pos}j}$ ($\Delta t_{\text{pos}j} = \Delta t_{\text{signal}j}$), o terminal de saída j deve ficar conectado a v_{pos} . Passado o intervalo $\Delta t_{\text{pos}j}$, a mesma tensão que é aplicada ao neutro da carga (v_{nt}) deve ser aplicada ao terminal j , ou seja, $v_{\text{term}j} = v_{\text{nt}}$;
 - (b) se $v_j < 0$, então $v_{\text{term}j} = v_{\text{nt}}$;
6. na segunda metade do período de chaveamento:
 - (a) se $v_j \geq 0$, então $v_{\text{term}j} = v_{\text{nt}}$;
 - (b) se $v_j < 0$, então, durante $\Delta t_{\text{neg}j}$ ($\Delta t_{\text{neg}j} = \Delta t_{\text{signal}j}$), o terminal de saída j deve ficar conectado a v_{neg} . Passado o intervalo $\Delta t_{\text{neg}j}$, a mesma tensão que é aplicada ao neutro da carga (v_{nt}) deve ser aplicada ao terminal j , ou seja, $v_{\text{term}j} = v_{\text{nt}}$.

4.3.2 Limite Intrínseco da Amplitude das Tensões de Saída

Para a técnica de controle escalar proposta, uma tensão de saída, quando a diferença de potencial sobre a fase analisada é diferente de zero, é sintetizada a partir das

maiores tensões de linha de entrada. Logo, para se ter uma tensão de saída com a máxima amplitude permitida, deve-se aplicar a v_{termj} o potencial oposto ao potencial do ponto neutro da carga. Por exemplo, se $v_{nt} = v_{neg}$, então v_{pos} deve ser aplicada a v_{termj} durante toda a metade do período de chaveamento. Desta maneira, a máxima amplitude possível ocorre quando Δt_{sinalj} for igual a metade do período de chaveamento. Ter-se-á, então, para meio período de chaveamento, a máxima tensão de linha de entrada, a qual apresenta uma amplitude $\sqrt{3}$ vezes maior que a amplitude das tensões de fase de entrada, aplicada sobre a fase j . Para o outro meio período de chaveamento, ter-se-á, como dito, uma diferença de potencial nula, resultando, em termos médios, que a máxima amplitude possível nos terminais de saída do conversor valha metade da amplitude das tensões de linha de entrada. Assim, a razão entre a amplitude das tensões de saída e a amplitude das tensões de entrada devem respeitar a condição (4.26).

$$\frac{V_s}{V_e} = q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0,87 \quad (4.26)$$

A Fig. 4.7 apresenta o padrão de chaveamento obtido com este algoritmo para o caso limite da amplitude da tensões de saída. Os dados de simulação foram os mesmos usados para a simulação da Fig. 4.5 e da Fig. 4.6, ou seja: $f_{chav} = 4kHz$, $f_e = 50Hz$, $V_e = 100V$, $f_s = 40Hz$ e $V_s = 87V$. Este limite intrínseco pode ser citado como uma vantagem desta técnica de controle escalar para conversores matriciais com quatro braços quando comparada com os conversores matriciais convencionais (Fig. 4.1), pois não há necessidade de adicionar termos homopolares às tensões desejadas nos terminais de saída do conversor, como foi apresentado na seção 2.4. A Fig. 4.8 mostra a tensão de linha entre os terminais de saída a e b para a máxima amplitude permitida às tensões de saída.

4.3.3 Fator de Deslocamento nos Terminais de Entrada do Conversor Matricial

Foi visto que a corrente que circula numa fase de entrada K é, em valores médios, dada por:

$$\bar{i}_K = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{Ka} i_a(t) + \Delta t_{Kb} i_b(t) + \Delta t_{Kc} i_c(t)] + \frac{1}{T_{chav}} t_{\Delta auxK} i_{nt}(t) \quad (4.27)$$

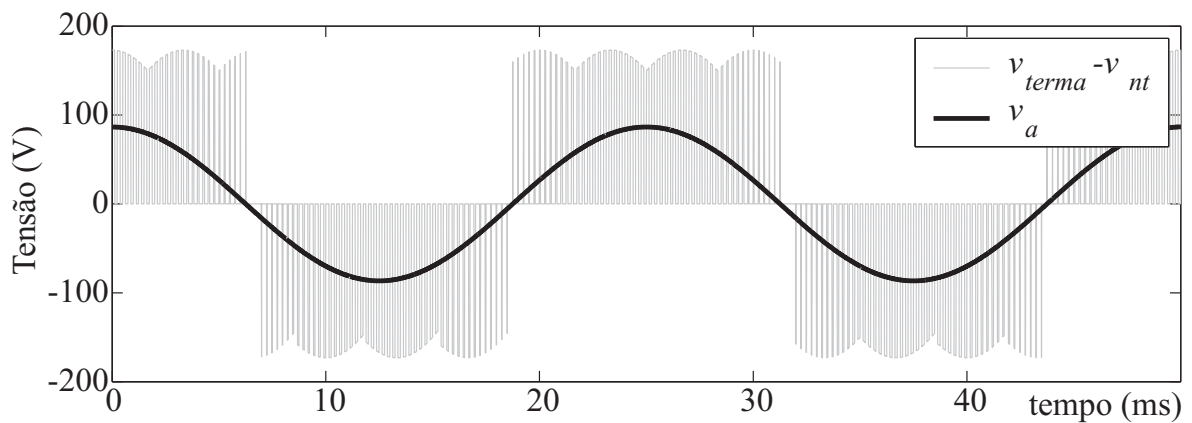


Figura 4.7: Padrão de chaveamento da diferença de potencial sobre a fase de saída a.

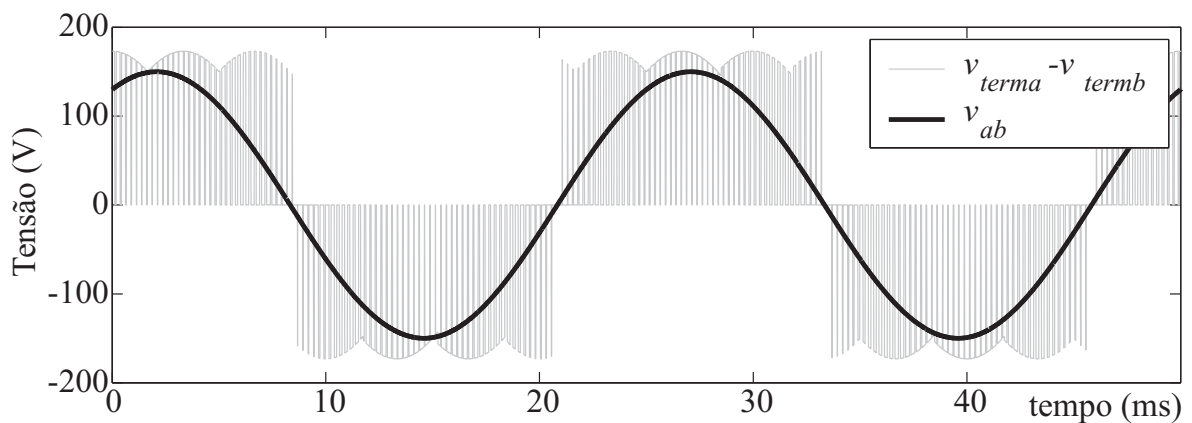


Figura 4.8: Padrão de chaveamento das tensões de linha.

e que, para cargas equilibradas, a corrente que circula no neutro da carga é nula ($i_{nt} = 0$). Logo, tem-se:

$$\bar{i}_K = \frac{1}{T_{chav}} [\Delta t_{Ka} i_a(t) + \Delta t_{Kb} i_b(t) + \Delta t_{Kc} i_c(t)] \quad (4.28)$$

Para a técnica de controle escalar proposta, cada corrente de entrada pode assumir um dos três valores: ou i_{pos} (corrente de entrada associada à tensão de entrada v_{pos}), ou i_{neg} (corrente de entrada associada à tensão de entrada v_{neg}), ou i_{int} (corrente de entrada associada à tensão de entrada intermediária v_{int}). Como apenas as tensões de entrada mais positiva e mais negativa participam no processo de sintetização das tensões de saída, então, enquanto uma tensão de entrada assumir valor intermediário, o que ocorre durante um terço do período das tensões de entrada, a corrente correspondente será nula.

Existem dois casos possíveis para proceder a análise do comportamento das correntes i_{pos} e i_{neg} . O primeiro caso ocorre quando duas tensões nos terminais de saída são positivas. O outro caso ocorre quando duas tensões de saída assumem valores negativos. Definem-se v_r , v_s e v_t como sendo as tensões desejadas nos terminais de saída do conversor (esta definição foi feita para evitar qualquer associação com v_a , v_b e v_c). Para o primeiro caso, quando v_r , v_s são positivas e v_t é negativa, as correntes associadas às tensões mais positiva (i_{pos}) e mais negativa (i_{neg}) são sintetizadas a partir das correntes de saída como mostrado em (4.29) e em (4.30), respectivamente (as equações (4.29) e (4.30) são oriundas de (4.28), ou seja, para o caso em que as correntes de saída são equilibradas).

$$\bar{i}_{pos} = \frac{1}{T_{chav}} \left[\left(\frac{T_{chav}}{2} + \Delta t_{posr} \right) i_r(t) + \left(\frac{T_{chav}}{2} + \Delta t_{poss} \right) i_s(t) + \left(\frac{T_{chav}}{2} - \Delta t_{negt} \right) i_t(t) \right] \quad (4.29)$$

$$\bar{i}_{neg} = \frac{1}{T_{chav}} \left[\left(\frac{T_{chav}}{2} - \Delta t_{posr} \right) i_r(t) + \left(\frac{T_{chav}}{2} - \Delta t_{poss} \right) i_s(t) + \left(\frac{T_{chav}}{2} + \Delta t_{negt} \right) i_t(t) \right] \quad (4.30)$$

onde i_j é a corrente de saída associada à tensão v_j ($j = \{r, s \text{ ou } t\}$), Δt_{posj} e Δt_{negj} são os intervalos em que as chaves bidirecionais conectadas à v_{pos} e à v_{neg} (respectivamente) e conectadas à v_j permanecem fechadas. Δt_{posj} e Δt_{negj} são expressas em (4.31) e em (4.32), respectivamente.

$$\Delta t_{posj} = \left(\frac{\bar{v}_j}{v_{pos}(t) - v_{neg}(t)} \right) T_{chav} \quad (4.31)$$

$$\Delta t_{negj} = \left(\frac{\bar{v}_j}{v_{neg}(t) - v_{pos}(t)} \right) T_{chav} \quad (4.32)$$

Substituindo (4.31) e (4.32) em (4.29) e (4.30) e sabendo que $i_r(t) + i_s(t) + i_t(t) = 0$ ($i_{nt} = 0$), i_{pos} e i_{neg} tornam-se³:

$$i_{pos} = \frac{p_o}{v_{pos}(t) - v_{neg}(t)} \quad (4.33)$$

$$i_{neg} = \frac{p_o}{v_{neg}(t) - v_{pos}(t)} \quad (4.34)$$

³Chegam-se a estes mesmos resultados para o segundo caso, ou seja, quando v_r e v_s são negativas e v_t é positiva.

onde p_o é a potência instantânea total, a qual é independente no tempo para um sistema trifásico equilibrado e é definida por:

$$p_o = v_r(t)i_r(t) + v_s(t)i_s(t) + v_t(t)i_t(t) \quad (4.35)$$

Para facilitar a determinação do comportamento das correntes das correntes de entrada, usar-se-á a notação fasorial⁴. As equações (4.33) e (4.34) são fasorialmente dadas por (4.36) e por (4.37), respectivamente.

$$i_{pos} = I\angle -\theta \quad (4.36)$$

$$i_{neg} = I\angle -\alpha \quad (4.37)$$

onde I é igual a:

$$I = \frac{p_o}{\sqrt{3}V_i}$$

θ é o ângulo formado pela tensão $v_{pos} - v_{neg}$ e α é o ângulo formado pela tensão $v_{neg} - v_{pos}$, logo, $\alpha = \theta + 180$, com a tensão de entrada v_A sendo o fasor de referência.

A Tabela 4.2 mostra, a partir de (4.36) and (4.37), o comportamento das envoltórias das correntes i_A , i_B e i_C quando as tensões de entrada assumem, seqüencialmente, os valores de v_{pos} , v_{int} e v_{neg} . A Fig. 4.9 apresenta graficamente o conteúdo da Tab. 4.2 para cada corrente de entrada juntamente com sua respectiva tensão.

Observando a Fig. 4.9, pode-se verificar que as componentes fundamentais das correntes de entrada estão em fase com suas respectivas correntes, o que leva a se ter, nos terminais de entrada do conversor matricial com quatro braços, um fator de deslocamento naturalmente unitário, independentemente da carga aplicada aos terminais de saída do conversor. Na Fig. 4.10, tem-se a forma de onda da corrente da fase de entrada A juntamente com a tensão de entrada v_A .

⁴Apesar da notação fasorial ser aplicada apenas para casos de correntes e tensões alternadas em regime permanente, será feito seu uso aqui simplesmente para determinar as envoltórias das correntes de entrada.

Tabela 4.2: Comportamento fasorial apresentado pelas correntes de entrada a partir das tensões de entrada

Tensões		Correntes (Módulo \angle Ângulo)		
v_{pos}	v_{neg}	i_A	i_B	i_C
v_A	v_B	$I \angle -30^\circ$	$I \angle 150^\circ$	0
v_C	v_B	0	$I \angle 90^\circ$	$I \angle -90^\circ$
v_C	v_A	$I \angle 30^\circ$	0	$I \angle -150^\circ$
v_B	v_A	$I \angle -30^\circ$	$I \angle 150^\circ$	0
v_B	v_C	0	$I \angle 90^\circ$	$I \angle -90^\circ$
v_A	v_C	$I \angle 30^\circ$	0	$I \angle -150^\circ$

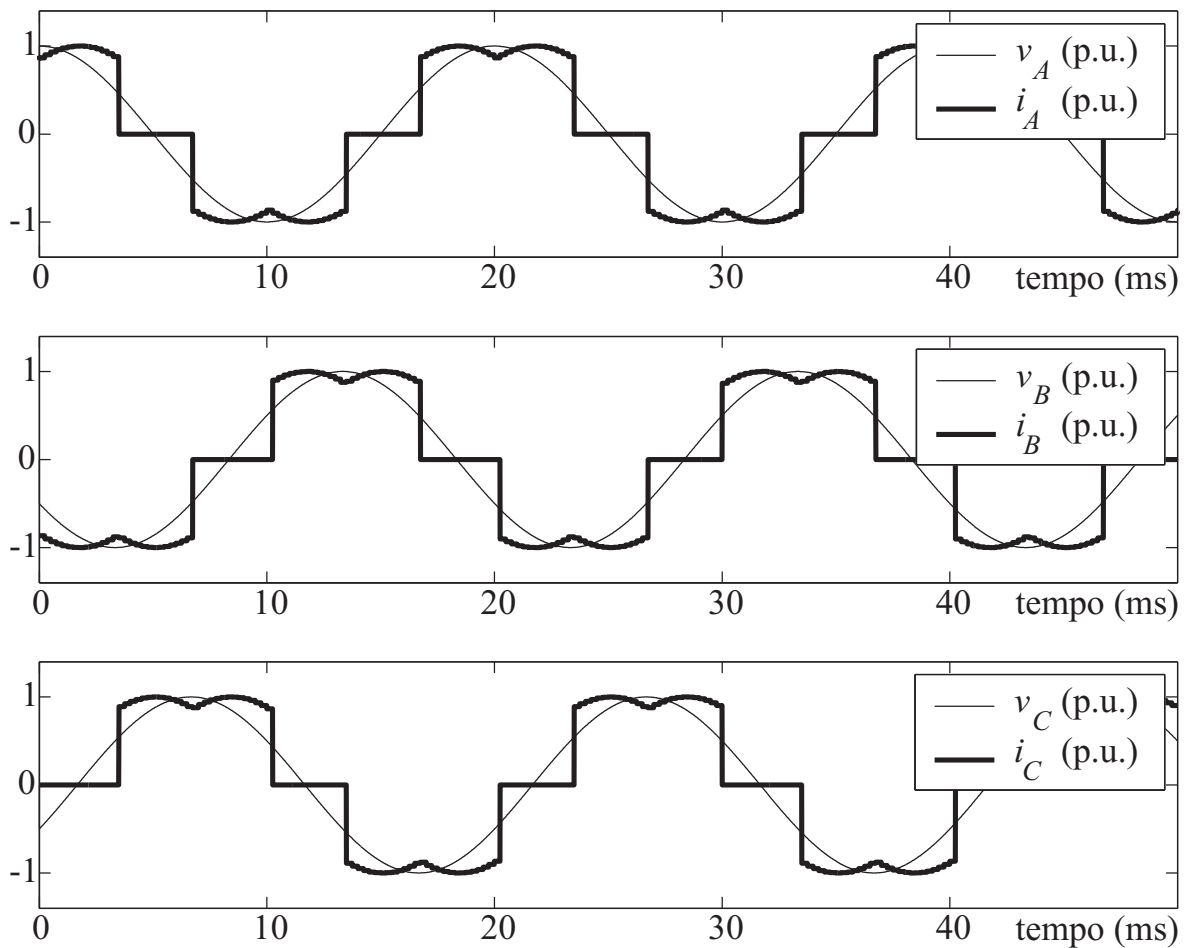


Figura 4.9: Envoltórias de cada corrente de entrada com suas respectivas tensões (em p.u.)

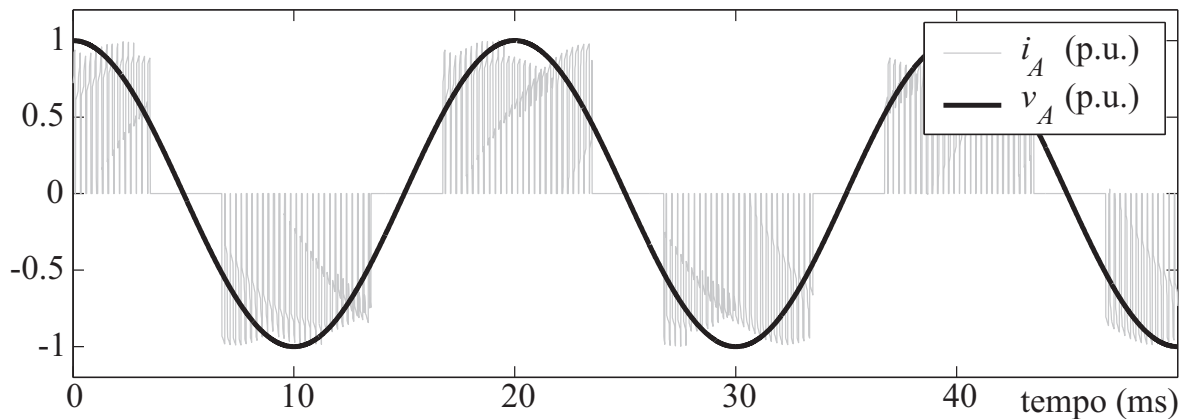


Figura 4.10: Corrente e tensão da fase de entrada A para a técnica de controle escalar proposta (em p.u.)

Ainda é possível controlar o fator de deslocamento nos terminais de entrada para esta técnica de controle escalar. O procedimento a ser tomado pode ser o método onde se cria uma fonte de alimentação fictícia (seção 3.2.3) defasada da fonte real do ângulo em que se deseja deslocar a fundamental da corrente com relação à fundamental da tensão, lembrando-se que a mesma restrição apresentada para o método do controle escalar proposto por *G. Roy* e *G.-E. April* (a amplitude das tensões dos terminais de saída fica proporcional ao cosseno do ângulo de deslocamento) é também verificada para esta técnica de controle escalar.

4.4 Resultados de Simulação

Para avaliar o desempenho desta estratégia de controle, algumas simulações foram realizadas. As simulações foram divididas em três categorias. No primeiro grupo de simulações, como procedido capítulo 3, foi considerado que sistema elétrico de alimentação do conversor empregado apresentava as seguintes características:

- amplitude das tensões de entrada (V_e) de $100V$;
- frequência elétrica de entrada (f_e) de $50Hz$.

Para os terminais de saída do conversor matricial, foram desejadas tensões com amplitude (V_s) de $87V$ (razão q entre as amplitudes das tensões de saída e de entrada de 87%), e frequência elétrica (f_s) de $40Hz$. O comportamento das correntes de entrada

do conversor será avaliado através de duas cargas indutivas diferentes com indutância e resistência apresentadas abaixo:

- $Z_{carga1} = 1\angle 30^\circ \Rightarrow$ resistência R_{carga1} de $0,87\Omega$ e indutância L_{carga1} de $2mH$;
- $Z_{carga2} = 1\angle 60^\circ \Rightarrow$ resistência R_{carga2} de $0,5\Omega$ e indutância L_{carga2} de $3,45mH$.

No segundo grupo de simulações, foi considerada a mesma fonte de tensão de entrada do primeiro caso, porém com controle de fator de deslocamento. Foram executadas duas simulações diferentes: uma com injeção de potência reativa capacitiva com com ângulo de fator de deslocamento de 15° e outra, também injetando potência reativa capacitiva, com ângulo de fator de deslocamento de 60° . Apenas uma carga indutiva foi usada para as simulações, e apresentava as seguintes características: resistência R_{carga} de $0,87\Omega$ e indutância L_{carga} de $2mH$. Os dados elétricos das tensões desejadas nos terminais de saída foram os mesmos que os dados do primeiro grupo de simulações ($V_s = 87V$ e $f_s = 40Hz$).

Finalmente, para o terceiro grupo de simulações, considerou-se a ocorrência de um afundamento de 30% na fonte de alimentação do conversor matricial usada nos dois casos anteriores, com o intuito de verificar o comportamento das tensões e correntes nos terminais de saída, para a mesma carga do caso 2, porém a amplitude das tensões desejadas de saída sendo de $43V$ (f_s foi também considerada $40Hz$).

Para todas as simulações feitas, as chaves bidirecionais foram consideradas ideais e a frequência de chaveamento f_{chav} de cada chave bidirecional foi de $4kHz$.

Finalmente, ter-se-ão, para cada simulação realizada, os seguintes gráficos:

- terminais de saída: $\left\{ \begin{array}{l} v_a, v_{aref} \text{ e } i_a; \\ v_{ab} \text{ e } v_{abref}; \\ \text{espectro harmônico de } v_{ab} \text{ (não-filtrada);} \\ DHT \text{ e } DHT_{pond} \text{ de } v_{ab} \text{ (não-filtrada).} \end{array} \right.$

- terminais de entrada: $\left\{ \begin{array}{l} v_A \text{ e } i_A \text{ (não-filtrada);} \\ v_A \text{ e } i_A \text{ (filtrada);} \\ \text{espectro harmônico de } i_A \text{ (não-filtrada);} \\ DHT \text{ e } DHT_{pond} \text{ de } i_A \text{ (não-filtrada).} \end{array} \right.$

onde o sub-escrito *ref* refere-se às tensões de saídas consideradas como referência.

4.4.1 Resultados de simulação: Caso 1

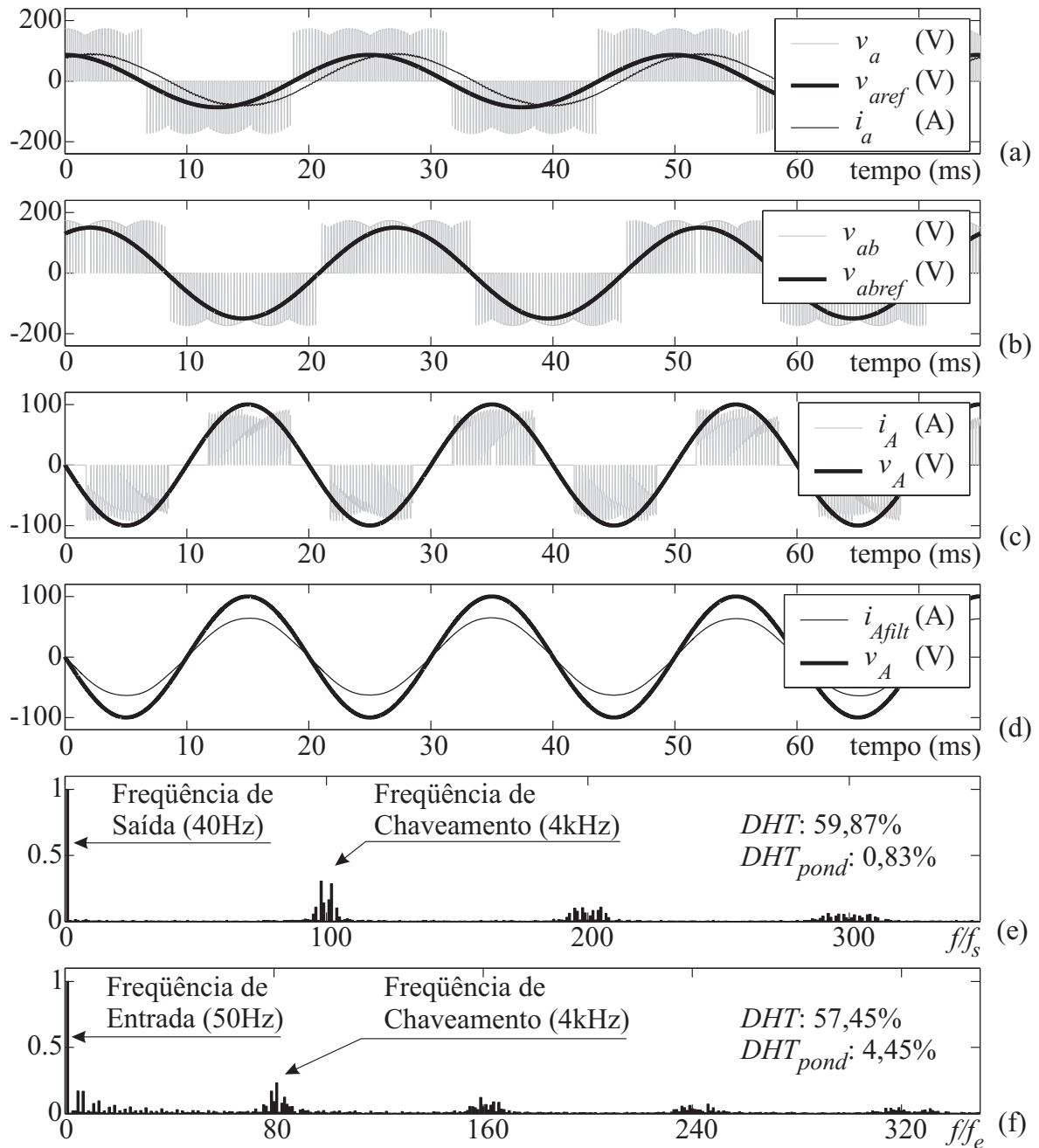


Figura 4.11: Técnica de controle escalar para conversores matriciais com quatro braços: carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.

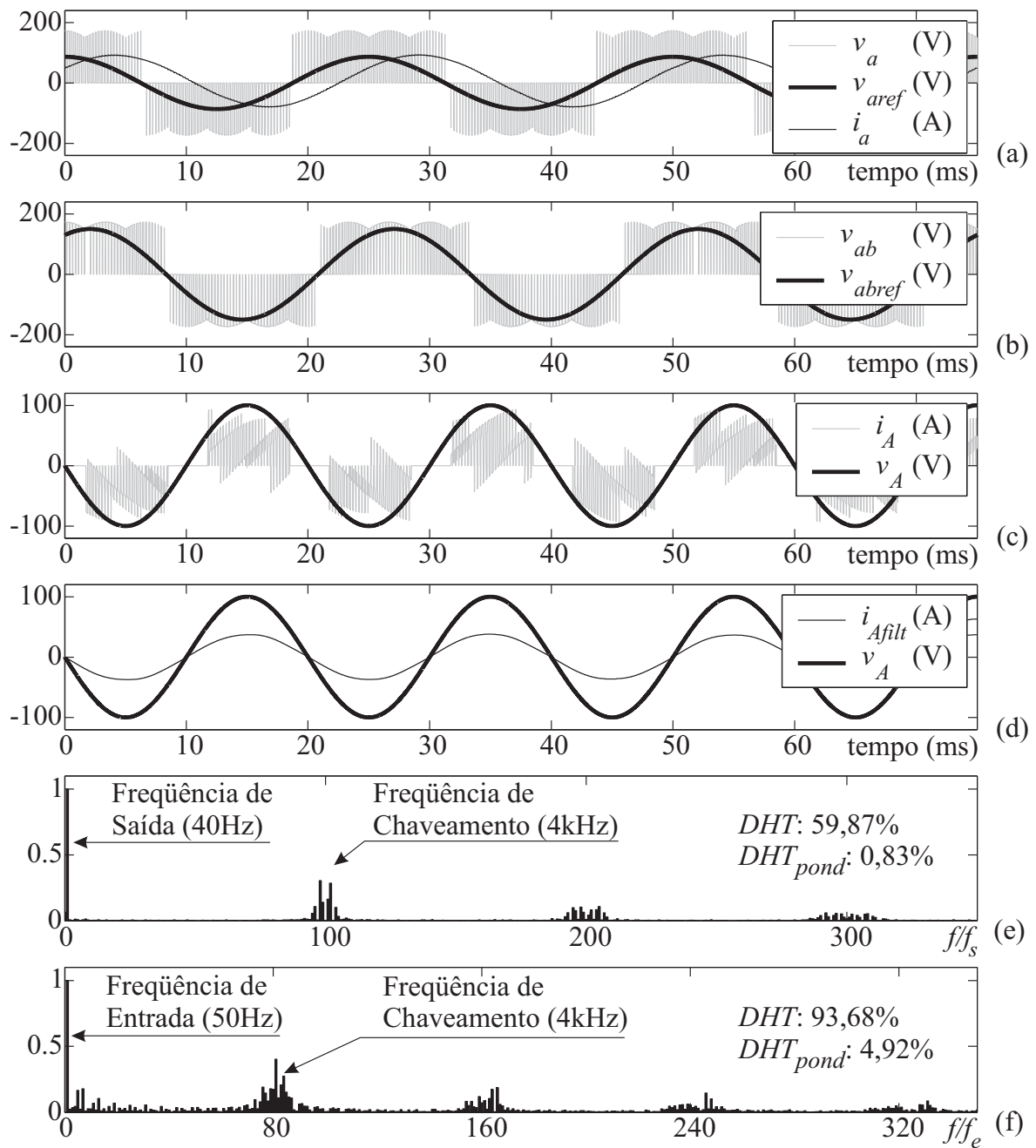


Figura 4.12: Técnica de controle escalar para conversores matriciais com quatro braços: carga com ângulo de fator de deslocamento de 60° acoplada aos terminais de saída do conversor matricial.

4.4.2 Resultados de simulação: Caso 2

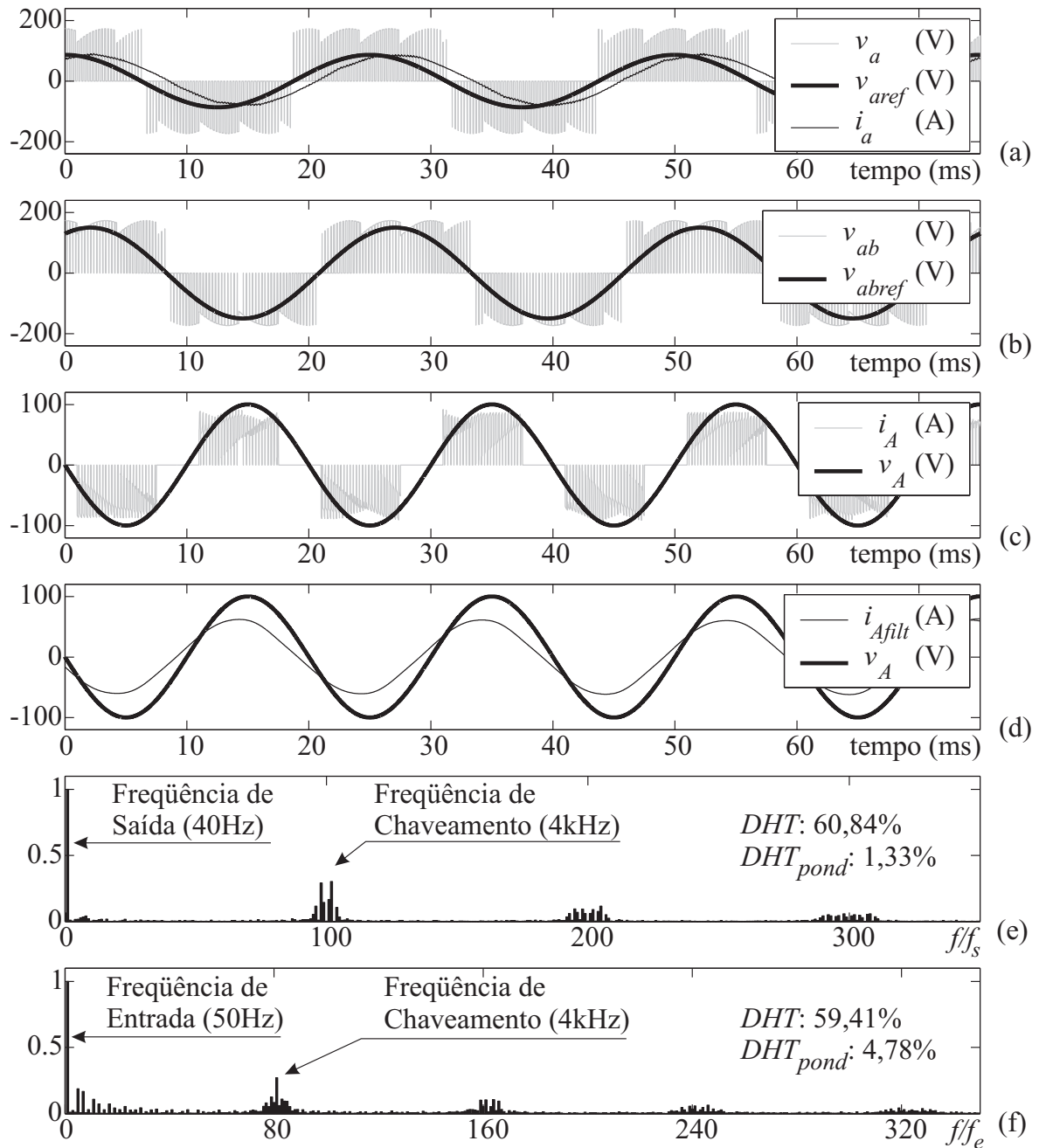


Figura 4.13: Técnica de controle escalar para conversores matriciais com quatro braços: conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 15°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.

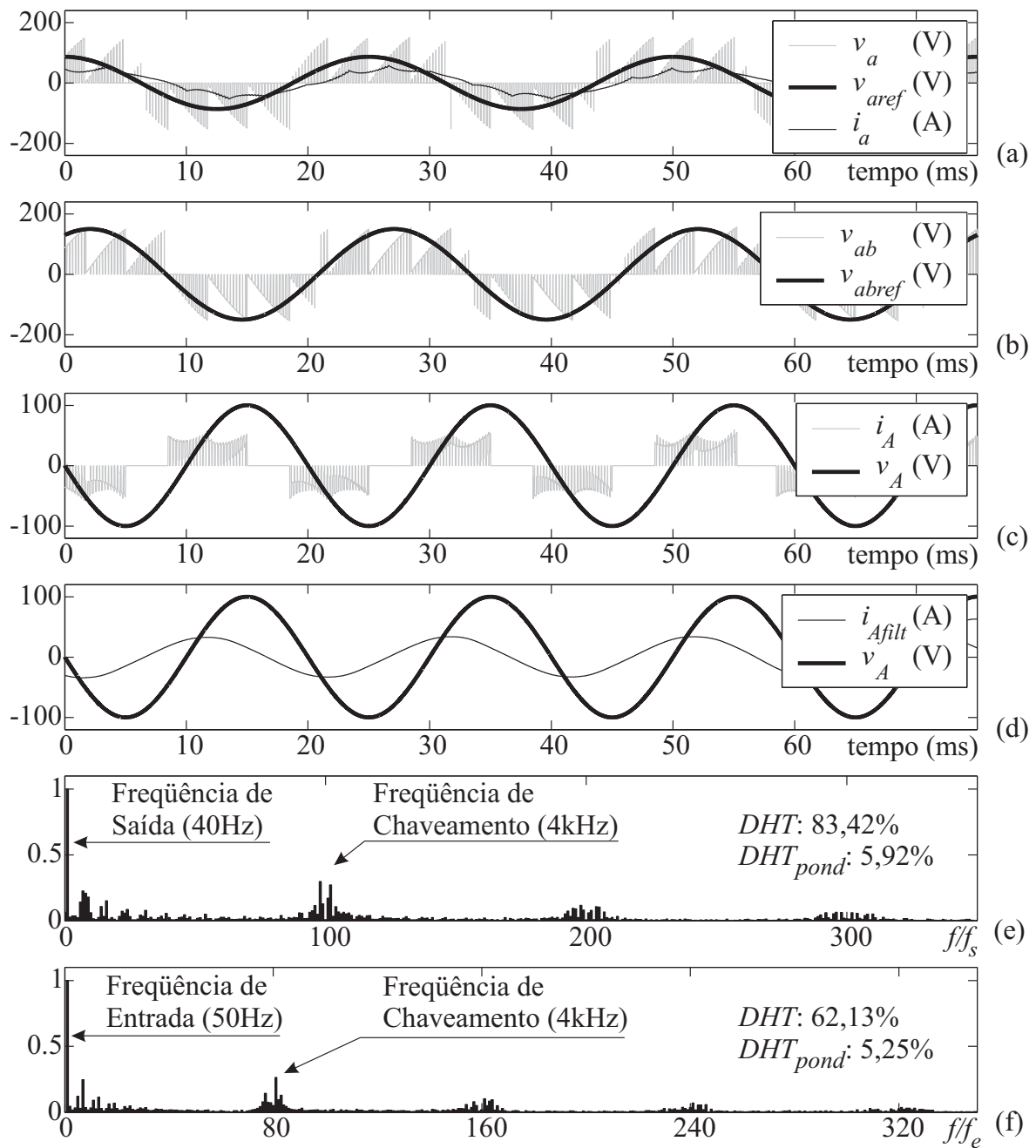


Figura 4.14: Técnica de controle escalar para conversores matriciais com quatro braços: conversor matricial injetando potência reativa capacitiva na rede elétrica (com ângulo de fator de deslocamento desejado na de entrada do conversor de 60°) quando uma carga com ângulo de fator de deslocamento de 30° está acoplada aos seus terminais de saída.

4.4.3 Resultados de simulação: Caso 3

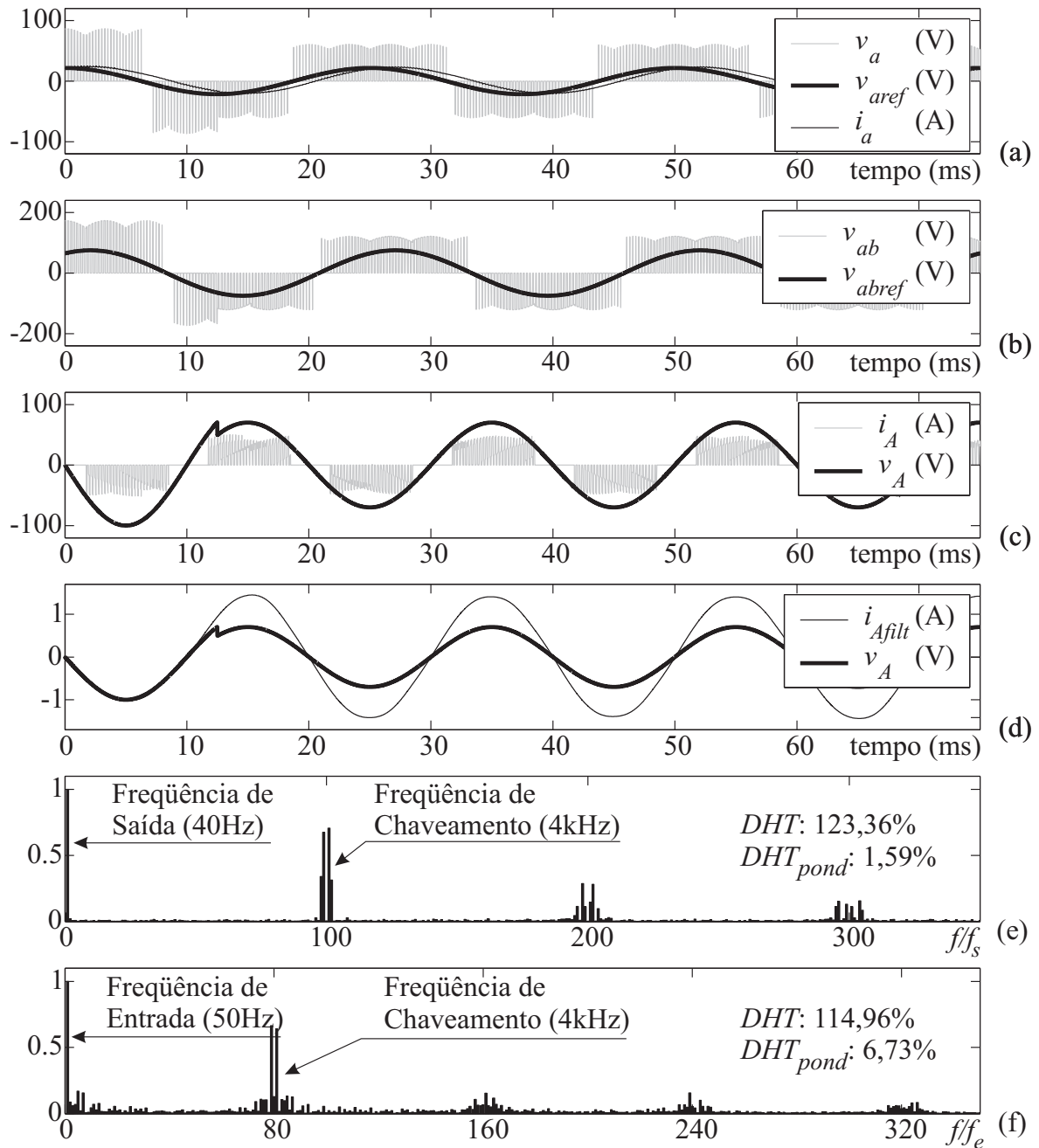


Figura 4.15: Técnica de controle escalar para conversores matriciais com quatro braços: comportamento das grandezas de saída e de entrada do conversor matricial quando da ocorrência de um afundamento de 30% nas tensões dos terminais de entrada do conversor.

4.5 Comentários Gerais

Da mesma forma que foi observado na técnica de controle escalar proposta por *Rodríguez* e na Técnica de Controle Escalar 1, em que, para sintetizar as tensões de saída, usam-se as tensões de entrada mais positiva e mais negativa, nesta estratégia de controle escalar para conversores matriciais, constata-se também, através do conteúdo harmônico das correntes de entrada, a existência de elementos harmônicos expressivos em baixas frequências (um pouco acima da frequência de entrada, $f_e = 50Hz$). A mesma explicação dada para a técnica de *Rodríguez* e para a Técnica 1 pode ser aplicada aqui, ou seja, a presença destas componentes harmônicas de baixa ordem ocorre justamente devido ao uso apenas das tensões de entrada com maiores valores absolutos (v_{pos} e v_{neg}) para a síntese das tensões desejadas nos terminais de saída do conversor matricial. Tendo em vista que, durante um terço de um período completo na frequência de entrada (120° elétricos), uma das tensões de entrada assume o valor intermediário (v_{int}), durante este intervalo esta fase (tensão) não participará do processo de produção da tensão de saída, resultando na não circulação de corrente neste terminal de entrada.

A utilização das tensões de entrada fictícias para controlar o fator de deslocamento nos terminais de entrada do conversor não interfere na qualidade do sinal de saída quando o ângulo de defasamento desejado respeitar o limite estabelecido ($\theta_{ent} = 15^\circ$, para este exemplo), como mostram os resultados da Fig. 4.13, o que não pode ser verificado na Fig. 4.14, onde foi empregado um deslocamento de 60° ($\theta_{ent} = 60^\circ$).

O objetivo da simulação feita no caso 3 era o de verificar que, dependendo da amplitude das tensões desejadas nos terminais de saída do conversor, as tensões de saída são imunes às perturbações ocorridas nos terminais de entrada do conversor, como pode ser visto na Fig. 4.15, desde que estas tensões desejadas continuem sendo “envolvidas” pelas tensões de linha de entrada. Nos terminais de entrada do conversor, observa-se que a amplitude das correntes aumentam no momento do afundamento (Fig. 4.15(d)). Isso ocorre porque a potência instantânea deve ser mantida, uma vez que não existem elementos armazenadores de energia. Logo, as correntes de entrada devem aumentar, para o caso de um afundamento de tensão, de forma a manter a potência instantânea igual a esta dos terminais de saída do conversor. Esta mesma característica pode ser

observada nas técnicas escalares propostas por *Rodríguez*, por *G. Roy* e *G.-E. April*, e nas Técnicas 1 e 2, apresentadas no capítulo 3, pois as razões cíclicas em cada período de chaveamento são determinadas a partir dos valores instantâneos das tensões de entrada. A restrição, para o caso destas técnicas, é que as tensões desejadas nos terminais de saída do conversor permaneçam sendo “envolvidas” pelas tensões de fase de entrada do conversor.

As perdas de chaveamento podem ser consideradas como sendo as mesmas presentes na Técnica de Controle Escalar 1 adicionadas às comutações ocorridas nas chaves bidirecionais do quarto braço. Foi visto que, em cada período de chaveamento, a tensão conectada ao ponto neutro da carga muda duas vezes (numa das metades de T_{chav} se conecta v_{pos} e na outra metade se conecta v_{neg}), o que resulta em duas comutações por período de chaveamento. Logo, tem-se oito comutações durante um período de chaveamento, onde seis destas comutações ocorrem nas chaves bidirecionais dos braços principais do conversor, tornando isto uma vantagem quando comparada com as técnicas propostas por *M. Venturini* e *A. Alesina* e por *G. Roy* e *G.-E. April*, que apresentam nove comutações por período de chaveamento. Porém, é preciso ser enfatizado que existem três novas chaves bidirecionais compondo o quarto braço, o que implica, além do aumento nas perdas por condução, um aumento de três chaves bidirecionais. No entanto, considerando uma carga equilibrada, a corrente de neutro, que será a mesma corrente que circula neste quarto braço, será teoricamente nula, fazendo, desta forma, que as perdas associadas a este braço (perdas por chaveamento e por condução) sejam nulas. Uma outra importante característica que pode ser avaliada quando a carga for equilibrada se relaciona ao dimensionamento dos componentes das chaves bidirecionais. Como a corrente imposta a eles é praticamente nula, então, comparados aos componentes das chaves bidirecionais presentes nos braços principais, os componentes deste quarto braço podem ser subdimensionados.

5

CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS

O principal objetivo desta dissertação de mestrado foi o de apresentar duas novas estratégias de controle escalar para conversores matriciais convencionais, como o conversor apresentado na Fig. 1.3, e uma outra técnica de controle escalar que foi proposta para conversores matriciais possuindo um quarto braço (Fig. 4.4), para que estas pudessem ser comparadas às técnicas de controle, escalares e vetorial, já existentes e populares na literatura.

Tendo em vista a escassez de material bibliográfico em português sobre conversores matriciais, antes da apresentação de todas as estratégias de controle, foi realizada uma análise destes tipos de conversores. Nesta análise, foi desenvolvida tanto uma abordagem dos elementos construtivos necessários para o bom desempenho dos conversores matriciais, assim como um estudo matemático, visando a criação de um conhecimento geral para o bom entendimento destes conversores. Abaixo estão listada as principais características dos conversores matriciais:

- conversão direta de frequência;
- circuito de potência simples e compacto;
- pequenos elementos armazenadores de energia;
- tensões de saída com amplitude e frequência arbitrárias;
- tensões de saída e correntes de entrada senoidais;

- bom fator de deslocamento na entrada para qualquer carga;
- bidirecionalidade.

Porém, foi também visto que este tipo de conversão, conversão CA/CA, apresenta algumas restrições. Abaixo, são mostradas algumas desvantagens envolvidas nos conversores matriciais:

- elevado número de dispositivos semicondutores para a obtenção de uma chave bidirecional;
- complexo processo de comutação;
- tensões de saída com limite em amplitude.

Para introduzir as técnicas de controle escalar propostas para conversores matriciais convencionais (Fig. 1.3), foi preciso apresentar as diferentes técnicas de controle que foram desenvolvidas e que se tornaram referência neste assunto. As técnicas analisadas foram apresentadas de acordo com a estratégia de controle empregada: escalar ou vetorial. As técnicas de controle escalar exploradas foram desenvolvidas pelos seguintes autores:

- *M. Venturini* e *A. Alesina*, proposta em 1980 [2] e [7];
- *J. Rodríguez*, proposta em 1983 [8];
- *G. Roy* e *G.-E. April*, proposta em 1989 [10].

Para o caso da técnica de controle vetorial empregada, a escolha da estratégia proposta por *L. Huber* e *D. Borojević* em 1995 se deu pela simplicidade de compreensão, tendo em vista que a “geração” do vetor corrente de entrada (\vec{i}_e) e do vetor composto pelas tensões de linha desejadas nos terminais de saída do conversor (\vec{v}_S) é feita de maneira semelhante à forma empregada para conversores indiretos de frequência quando se usa uma estratégia de controle vetorial [11].

Após a apresentação das técnicas de controle para os conversores matriciais convencionais, foi desenvolvida uma outra análise matemática (na verdade foi realizada uma

adaptação da análise matemática feita para os conversores matriciais convencionais) para a introdução de uma nova estratégia de controle escalar, desenvolvida para conversores matriciais apresentando um quarto braço o qual é conectado ao ponto neutro da carga.

Para observar o desempenho de cada uma destas técnicas de controle, foram realizadas diversas simulações. A seguir, é procedida uma comparação das características intrínsecas de cada uma das técnicas estudadas. Na Tab. 5.1, é apresentado o número de comutações que ocorre em cada uma das estratégias de controle para um período de chaveamento.

Tabela 5.1: *Número de comutações em cada período de chaveamento para as diferentes técnicas apresentadas.*

Estratégia de Controle	Número de Comutações durante T_{chav}
<i>Venturini</i>	9
<i>Rodríguez</i>	6
<i>Roy</i>	9
<i>Técnica 1</i>	6
<i>Técnica 2</i>	6
<i>Huber</i>	5
<i>Quatro Braços</i>	8 (6 + 2)

É possível observar na Tab. 5.1 que as técnicas de controle propostas por *M. Venturini* e *A. Alesina* e por *G. Roy* e *G.-E. April* possuem mais perdas por chaveamento quando comparadas às demais estratégias apresentadas. Isto ocorre porque todas as fases de entrada são aplicadas para sintetizar uma tensão desejada nos terminais de saída, ou seja, as tensões de saída são produzidas a partir das três tensões de entrada, o que não ocorre no caso das Técnicas de Controle Escalar 1 e 2 e na técnica proposta por *J. Rodríguez*, onde existem apenas seis comutações para cada período de chaveamento. A razão para a existência de apenas seis mudanças durante um período de chaveamento ocorre porque apenas duas das três fases de entrada são usadas para sintetizar uma tensão de saída. Com relação à técnica de controle escalar para os conversores

matriciais com quatro braços, para sintetizar uma tensão de saída são necessárias oito comutações, onde seis estão relacionadas aos braços principais e as outras duas ao quarto braço (braço auxiliar). As perdas por condução e por chaveamento, como visto na seção 1.3.1, dependem da corrente que circula nos dispositivos que compõem as chaves bidirecionais bem como a queda de tensão existente entre os terminais destes dispositivos. Para o caso de se ter uma carga equilibrada conectada aos terminais de saída do conversor matricial, ou seja, $i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$, a corrente que circula no neutro para os conversores matriciais que utilizam o quarto braço é, conseqüentemente, nula, fazendo, desta forma, com que as perdas associadas a este braço sejam desprezadas. Com respeito à técnica vetorial proposta por *L. Huber* e *D. Borojević*, dependendo da escolha do vetor nulo, há, como mostrado na Tab. 5.1, apenas cinco mudanças para um período de chaveamento. Por exemplo, se antes da aplicação do vetor nulo estiver sendo aplicado o vetor ativo *AAB*, então, para se ter as cinco mudanças deve-se aplicar o vetor nulo *AAA* ao invés dos vetores *BBB* e *CCC*. Logo, caso se deseje uma estratégia de controle que apresente a menor perda envolvida no processo, a escolha deve ser voltada para a estratégia vetorial proposta por *L. Huber* e *D. Borojević*.

A próxima comparação realizada se refere à “interferência” que o comportamento das tensões existentes nos terminais de entrada do conversor matricial vão provocar nos terminais de saída. Nas técnicas propostas por *M. Venturini* e *A. Alesina* e por *L. Huber* e *D. Borojević* é suposto que o conjunto das tensões de entrada não sofrem nenhuma perturbação externa ou mesmo oriunda da própria carga. Logo, as razões cíclicas de cada uma das chaves bidirecionais para a técnica de controle proposta por *M. Venturini* e *A. Alesina* e o cálculo de aplicação dos vetores ativos na técnica proposta por *L. Huber* e *D. Borojević* são sempre determinadas considerando um conjunto de tensões de entrada ideais, imune a qualquer tipo de perturbação. Para as demais técnicas apresentadas nesse texto, as razões cíclicas são determinadas a partir de tensões que são medidas nos terminais de entrada do conversor. Desta forma, dependendo do tipo de perturbação existente, estas técnicas continuarão a sintetizar as tensões de saída sem maiores problemas, sendo isto possível se as tensões de entrada continuarem a “envolver” as tensões desejadas nos terminais de saída do conversor. Esta característica foi observada na simulação realizada na seção 4.4.3.

Para o bom funcionamento do conversor matricial, foi observado na seção 1.3 que se faz necessário o uso de alguns componentes auxiliares, entre eles um filtro conectado aos terminais de entrada do conversor. Este filtro serve, além de minimizar as distorções de tensão provenientes do sistema elétrico, para eliminar as componentes harmônicas contidas nas correntes de entrada, pois, estas correntes são produzidas a partir de “segmentos” das correntes que circulam nos terminais de saída do conversor. Para o projeto do filtro, deve ser analisado o espectro harmônico das correntes de entrada. Esta análise pode ser procedida através de resultados de simulação obtidos para a técnica que está sendo estudada. Por meio dos resultados gerados a partir de simulações, é possível concluir que para as técnicas de controle propostas por *M. Venturini* e *A. Alesina* e por *G. Roy* e *G.-E. April* as correntes de entrada apresentam componentes harmônicas expressivas apenas em múltiplos da frequência de chaveamento. Assim, para se projetar os elementos que irão compor o filtro de entrada, deve-se escolher uma frequência de corte um década abaixo da frequência de chaveamento. Para as demais técnicas apresentadas, a análise do espectro harmônico das correntes de entrada revela a presença de componentes próximas da frequência de entrada, tornando, para uma boa atenuação da distorção, necessário se escolher uma frequência de corte próxima da frequência do sistema de entrada. A Tab. 5.2 apresenta, para todas as técnicas analisadas, as distorções harmônicas totais (DHT e DHT_{pond}) tanto para a tensão de linha de saída (v_{ab}) quanto para a corrente de entrada i_A , quando uma carga com fator de deslocamento de 30° está acoplada aos terminais de saída do conversor e quando se deseja uma amplitude nas tensões de saída de $50V$.

Através da Tab. 5.2, verifica-se que as técnicas de controle propostas por *M. Venturini* e por *A. Alesina*, por *G. Roy* e por *G.-E. April* apresentam menores distorções nas correntes de entrada do conversor matricial. O destaque com relação à Técnica de Controle 2 se relaciona às tensões de saída do conversor, que possuem menor DHT quando comparada aos outros métodos. Isto se deve à forma com que as tensões de entrada são usadas para sintetizar as correntes de saída, por outro lado, as correntes de entrada ficam bastante comprometidas. Para as demais técnicas, o comportamento da tensão de saída e da corrente de entrada são bastante semelhantes.

Tabela 5.2: Comparação do conteúdo harmônico para as diferentes técnicas de controle apresentadas.

Técnica de Controle	v_{ab}		i_A	
	DHT (%)	DHT_{pond} (%)	DHT (%)	DHT_{pond} (%)
<i>Venturini</i>	101,38	1,02	114,72	1,62
<i>Rodríguez</i>	100,66	1,16	103,98	4,82
<i>Roy</i>	101,23	1,08	111,53	1,57
<i>Técnica 1</i>	111,36	1,42	110,40	4,55
<i>Técnica 2</i>	100,70	1,14	141,06	13,07
<i>Huber</i>	114,58	1,59	128,77	4,23
<i>Quatro Braços</i>	110,52	1,34	110,86	4,50

A próxima análise realizada para comparar as diferentes estratégias de controle se relaciona ao esforço computacional requerido por cada um dos métodos apresentados. Para este estudo, foram considerados o número de operações algébricas, o número de comparações feitas no processo de determinação das razões cíclicas bem como esforços computacionais extras, como por exemplo, a realização de operações trigonométricas¹.

Das técnicas escalares abordadas, a única ausente de comparações é a proposta por *M. Venturini* e por *A. Alesina*. Para esta estratégia de controle, as razões cíclicas das chaves bidirecionais, quando se deseja controle do fator de deslocamento na entrada do conversor, ou seja, para a e b diferentes de zero em (3.21), são obtidas através de igualdades matemáticas contendo 10 subtrações, 21 adições e 42 multiplicações. Para a obtenção do tempo em que cada chave bidirecional deve permanecer fechada para a sintetização de uma tensão desejada num terminal de saída qualquer, é necessário, ainda, uma multiplicação extra para cada chave bidirecional (multiplicar a razão cíclica da chave bidirecional pelo período de chaveamento adotado). Para completar o esforço computacional exigido por esta estratégia de controle, é necessária a realização do cálculo de dois cossenos para a razão cíclica de cada chave bidirecional. Logo, para um sistema com entrada e saída trifásicas, são realizadas, ao total, 73 operações matemáticas e 18 rotinas extras para a determinação das nove razões cíclicas.

¹Em todas as análises realizadas para verificar o esforço computacional das diferentes técnicas apresentadas, são considerados que a carga conectada aos terminais de saída do conversor matricial e que o sistema elétrico que o alimenta sejam equilibrados.

Diferentemente da técnica proposta por *M. Venturini* e por *A. Alesina*, na técnica proposta por *J. Rodríguez*, não é realizada nenhuma operação matemática para a determinação das nove razões cíclicas mas sim comparações. Inicialmente, faz-se necessário saber quais tensões de entrada são a mais positiva e a mais negativa, o que requer três comparações. Ainda é preciso, para esta estratégia de controle escalar, saber se a tensão desejada em um terminal de saída qualquer é maior ou menor que a onda portadora triangular, de forma que mais três comparações sejam realizadas (uma para cada terminal de saída). Logo, ao total, seis comparações são feitas nesta técnica de controle escalar.

Para a determinação das razões cíclicas na técnica de controle escalar proposta por *G. Roy* e *G.-E. April*, inicialmente é necessário saber quais tensões de entrada assumem os “valores” v_M , v_K e v_L . Isto é possível através de três comparações. Após o conhecimento de v_M , v_K e v_L , as razões cíclicas das chaves bidirecionais para sistemas com três entradas e três saídas são determinadas por meio de seis divisões, nove subtrações e 12 multiplicações, totalizando, 27 operações matemáticas.

Analisando o esforço computacional da Técnica de Controle Escalar 1, semelhante a técnica proposta por *J. Rodríguez*, é preciso conhecer quais tensões de entrada são a mais positiva e a mais negativo. Isto pode ser feito com três comparações. Conhecidas v_{pos} e v_{neg} , as razões cíclicas de todas as chaves bidirecionais requerem três divisões e nove subtrações, resultando em 12 operações matemáticas.

Na técnica de controle escalar 2, deve-se determinar quais tensões de entrada assumem os “valores” v_{maior} e v_{menor} . Isto é feito a partir da comparação da tensão desejada num terminal de saída qualquer com a tensão de entrada intermediária, ou seja, fazem-se necessárias três comparações para determinar v_{int} e mais três comparações (uma para cada terminal de saída) para determinar se a tensão desejada no terminal de saída analisado é maior ou menor que v_{int} . Conhecidas v_{maior} e v_{menor} , a determinação de todas as razões cíclicas requerem três divisões e nove subtrações, ou seja, 12 operações matemáticas.

Para qualquer técnica de controle vetorial, onde se deseja controle tanto das tensões de saída quanto das correntes de entrada, é preciso conhecer a posição dos vetores formados pelas tensões desejadas nos terminais de saída e pelas correntes desejadas nos terminais de entrada do conversor matricial. Isto é possível através da determinação do arco tangente formado pelas partes imaginária e real de cada vetor, ou seja, divide-se a parte imaginária pela parte real de cada vetor e, posteriormente, determina-se, calculando o arco tangente deste resultado, “onde” estes vetores estão localizados no plano complexo (duas rotinas extras). Para saber qual é a “razão cíclica” de cada vetor que será aplicado na saída do conversor, projetam-se os vetores de corrente de entrada e de tensão de saída nos vetores “vizinhos” a eles. Desta forma, para controle simultâneo de tensão de saída e corrente de entrada é preciso realizar quatro divisões, oito subtrações e oito multiplicações. É ainda preciso efetuar oito operações trigonométricas para a determinação destas “razões cíclicas”. Logo, ao total, tem-se 20 operações matemáticas e dez rotinas extras.

A análise do esforço computacional para a técnica de controle escalar proposta para conversores matriciais com quatro “braços” é bastante semelhante à análise que foi procedida para a Técnica de Controle Escalar 1, ou seja, é preciso, inicialmente, conhecer v_{pos} e v_{neg} . As razões cíclicas de todas as chaves bidirecionais são obtidas através de três divisões e nove subtrações, resultando em 12 operações matemáticas. O que diferencia estas duas técnicas de controle escalar com relação a esforço computacional é o número de comutações requeridas por cada uma delas. A Tab. 5.1, que apresenta o número de comutações que ocorre em cada técnica apresentada, juntamente com a Tab. 5.3, que mostra o número de operações algébricas, o número de comparações feitas no processo de determinação das razões cíclicas bem como esforços computacionais extras demandados por cada técnica, fornecem os esforços computacionais totais de cada uma das estratégias de controle estudadas.

A amplitude das tensões de saída pode, para todas as técnicas apresentadas, atingir o limite máximo de 87% com relação à amplitude das tensões de entrada. É possível alcançar este limite através da adição de um termo homopolar às referências das tensões

Tabela 5.3: *Processo de síntese das tensões de saída para as técnicas de controle escalar para conversores matriciais.*

Estratégia de Controle	Operações Algébricas	Número de Comparações	Rotinas Extras
<i>Venturini</i>	73	—	18
<i>Rodríguez</i>	—	6	—
<i>Roy</i>	27	3	—
<i>Técnica 1</i>	12	3	—
<i>Técnica 2</i>	12	6	—
<i>Huber</i>	20	—	10
<i>Quatro Braços</i>	12	3	—

de saída. Para o caso da técnica proposta por *M. Venturini* e *A. Alesina* este limite é atingido procedendo uma “adaptação” nas razões cíclicas. Os próprios autores propõem esta mudança [35] e [36]. Para a técnica de *L. Huber* e *D. Borojević* não há necessidade de incluir este termo homopolar às referências das tensões de saída, uma vez que os vetores compostos pelas tensões de entrada e de saída consideram as tensões de linha. Com relação à técnica de controle escalar proposta para conversores matriciais com quatro braços este limite ocorre sem a necessidade de inclusão de um termo homopolar às referências das tensões de saída.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] L. Gyugyi and B. R. Pelly, *Static Power Frequency Changers: Theory, Performance, and Application*, John Wiley & Sons, 1976.
- [2] M. Venturini, “A New Sine Wave In, Sine Wave Out Conversion Technique Eliminates Reactive Elements”, in *Proceedings of POWERCON 7*, 1980, pp. E3_1 - E3_15.
- [3] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, *Power Electronics Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons, 2003.
- [4] T. Wildi, *Électrotechnique*, De Boeck Université, 1999.
- [5] L. A. Hazeltine, “An Improved Method of and Apparatus for Converting Electric Power”, British Patent n° 218.675, January 4, 1926.
- [6] R. D. Jesse and W. J. Spaven, “Constant-Frequency AC Power Using Variable Speed Generation”, in *AIEE Trans. Appl. Ind.*, 1960, pp. 442 - 451.
- [7] M. Venturini and A. Alesina, “The Generalized Transformer: A New Bidirectional Sinusoidal Wave Form Frequency Converter With Continuously Adjustable Input Power Factor”, in *Proceedings of IEEE PESC’80*, 1980, pp. 242 - 252.
- [8] J. Rodríguez, “A New Control Technique for AC-AC Converters”, in *Proceedings of IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives*, 1983, pp. 203 - 208.
- [9] M. Braun and K. Hasse, “A Direct Frequency Changer with Control of Input Reactive Power”, in *Proceedings of IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives*, 1983, pp. 187 - 194.
- [10] G. Roy and G.-E. April, “Cycloconverter Operation Under a New Scalar Control Algorithm”, in *Proceedings of IEEE PESC’89*, 1989, pp. 368 - 375.

- [11] L. Huber and D. Borojević, "Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix with Input Power Factor Correction", in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, n° 6, November/December, 1995, pp. 1234 - 1246.
- [12] L. Huber, D. Borojević and N. Burány, "Voltage Space Vector Based PWM Control of Forced Commutated Cycloconverters", in *Proceedings of IEEE IECON'89*, 1989, pp. 106 - 111.
- [13] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra and A. Tani, "Space Vector Control of Matrix Converters with Unity Input Power Factor and Sinusoidal Input/Output Waveforms", *EPE'93*, 1993, pp. 170 - 175.
- [14] E. P. Wiechmann, J. R. Espinoza, L. D. Salazar and J. R. Rodríguez, "A Direct Frequency Converter Controlled by Space Vectors", *Proceedings of IEEE PESC'93*, 1993, pp. 314 - 320.
- [15] J. Oyama, X. Xia, T. Higuchi and E. Yamada, "Effect of PWM Pulse Number on Matrix Converter Characteristics", in *Proceedings of IEEE PESC'96*, 1996, pp. 1306 - 1311.
- [16] K. M. Sung, K. Kobayashi and Y. Sato, "A New Control Method to Reduce Input Current Harmonics in Matrix Converters", *IEEE*, 2002, pp. 425 - 431.
- [17] S. H. Hosseini and E. Babaei, "A New Control Algorithm for Matrix Converter under Distorted and Unbalanced Conditions", *Proceedings of IEEE CCA'03*, 2003, pp. 1088 - 1093.
- [18] J. Igney and M. Braun, "A New Matrix Converter Modulation Strategy Maximizing the Control Range", *Proceedings of IEEE PESC'04*, 2004, pp. 2875 - 2880.
- [19] J. Igney and M. Braun, "Improved Control Methods for Enhanced power Transfer of the Matrix Converter", in *EPE'04*, 2004, CD-Rom.
- [20] D. Casadei, G. Serra, A. Tani and L. Zarri, "A Novel Modulation Strategy for Matrix Converters with reduced Switching Frequency Based on Output Current Sensing", in *Proceedings of IEEE PESC'04*, 2004, pp. 2373 - 2379.

- [21] K. K. Mahapatra, P. Jose, A. Drolia, G. Aggarwa, S. Thuta and N. Mohan, "A Novel Carrier-Based PWM Scheme for Matrix Converters That Is Easy to Implement", in *Proceedings of IEEE PESC'05*, 2005, pp. 2410 - 2414.
- [22] A. G. H. Accioly, V. N. Lima, F. Bradaschia, F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti and A. Samuel Neto, "Scalar Pulse Width Modulation Strategies for Matrix Converters", in *INDUSCON'06*, 2006, CD-Rom.
- [23] M. Hornonkamp, M. Loddenkötter, M. Münzer, O. Simon and M. Bruckmann, "EconoMAC the First All-in-One IGBT Module for Matrix Converters", in *Proceedings of Drives and Control Conference*, 2001, Internet.
- [24] P. Wheeler and D. Grant, "Optimised Input Filter Design and Low-Loss Switching Techniques for Practical Matrix Converter", in *IEE Proceedings - Electronic Power Applications*, pt. B, vol. 144, n° 1, January, 1997, pp. 53 - 60.
- [25] J. Mahlein, J. Weigold and O. Simon, "New Concepts for Matrix Converter Design", in *Proceedings of IEEE IECON'01*, 2001, pp. 1044 - 1048.
- [26] J. Mahlein and M. Braun, "A Matrix Converter without Diode Clamped Over-Voltage Protection", in *Proceedings of PIEMC'00*, 2000, pp. 817 - 822.
- [27] D. Casadei, G. Serra, A. Tani and L. Zarri, "Stability Analysis of Electrical Drives Fed by Matrix Converters", in *Proceedings of IEEE ISIE'02*, 2002, pp. 1108 - 1113.
- [28] C. Klumpner and F. Blaabjerg, "A New Matrix Converter-Motor (MCM) for Industry Applications", in *IEEE*, 2000, pp. 1394 - 1402.
- [29] B.-T. Ooi and M. Kazerani, "Elimination of the Waveform Distortions in the Voltage-Source-Converter Type Matrix Converter", in *Proceedings of IEEE IAS'95*, 1995, pp. 2500- 2504.
- [30] J. Mahlein, M. Bruckmann and M. Braun, "Passive Protection for a Drive with a Matrix Converter and an Induction Machine", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, n° 2, April 2002, pp. 297 - 303.
- [31] C. Klumpner and F. Blaabjerg, "Experimental Evaluation of Ride-Through Capabilities for a Matrix onverter Under Short Power Interruptions", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, n° 2, April 2002, pp. 315 - 324.

- [32] C. Klumpner, I. Boldea and F. Blaabjerg, "Short Term Ride Through Capabilities for Direct Frequency Converters", in *Proceedings of IEEE PESC'00*, 2000, pp. 235 - 241.
- [33] H. J. Cha and P. N. Enjeti, "A New Ride-Through Approach for Matrix Converter Fed Adjustable Speed Drives", in *Proceedings of IEEE IAS'02*, 2002, pp 2555 - 2560.
- [34] M. J. Maytum and D. Colman, "The Implementation and Future Potential of the Venturini Converter", in *Proceedings of Drives, Motors and Controls*, 1983, pp. 108 - 117.
- [35] A. Alesina and M. Venturini, "Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of 9-Switches Direct PWM AC-AC Converters", in *Proceedings of IEEE PESC'88*, 1988, pp. 1284 - 1291.
- [36] A. Alesina and M. Venturini, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 4, n° 1, January 1989, pp. 101 - 112.
- [37] S. F. Pinto and J. F. Silva, "Matrix Converters: A New Approach on Venturini Modulation Technique", in *EPE'04*, 2004, CD-Rom.
- [38] L. Zhang and C. Watthanasarn, "An Efficient Space Vector Modulation for AC-AC Matrix Converters: Analysis and Implementation", in *IEE'96*, 1996, pp. 108 - 113.
- [39] J. Oyama, T. Higuchi, E. Yamada, T. Koga and T. Lipo, "New Control Strategy for Matrix Converter", in *Proceedings of IEEE PESC'89*, 1989, pp. 360 - 367.
- [40] R. R. Beasant, W. C. Beattie and A. Refsum, "An Approach to the Realization of a High-Power Venturini Converter", in *Proceedings of IEEE PESC'90*, 1990, pp. 291 - 297.
- [41] M. Kazerani and B.-T. Ooi, "Feasibility of Both Vector Control Displacement Factor Correction by Voltage Source Type AC-AC Matrix Converter", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 42, n° 5, October 1995, pp. 524 - 530.

- [42] C. Watthanasarn, L. Zhang and D. T. W. Liang, "Analysis and DSP-Based Implementation of Modulation Algorithms for AC - AC Matrix Converters", in *Proceedings of IEEE PESC'96*, 1996, pp. 1053 - 1058.
- [43] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea and F. Blaabjerg, "New Steps Towards a Low-Cost Power Electronic Building Block for Matrix Converters", in *IEEE*, 2000, pp. 1964 - 1971.
- [44] L. Zhang, C. Watthanasarn and W. Shepherd, "Control of AC - AC Matrix Converters for Unbalanced and/or Distorted Supply Voltage", in *Proceedings of IEEE PESC'01*, 2001, pp. 1108 - 1113.
- [45] J.-K. Kang, H. Hara, E. Yamamoto, E. Watanabe, A. M. Hava and T. J. Kume, "The Matrix Converter Drive Performance Under Abnormal Input Voltage Conditions", in *Proceedings of IEEE PESC'01*, 2001, pp. 1089 - 1095.
- [46] J.-H. Youm and B.-H. Kwon, "Switching Technique for Current-Controlled AC - to - AC Converters", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, n° 2, April 2002, pp. 309 - 318.
- [47] O. Simon, J. Mahlein, M. N. Muenzer and M. Bruckmann, "Modern Solutions for Industrial Matrix-Converter Applications", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, n° 2, April, 2002, pp. 401 - 406.
- [48] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea and F. Blaabjerg, "New Solutions for Low-Cost Power Electronic Building Block for Matrix Converters", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 39, n° 2, April 2002, pp. 336 - 344.
- [49] J. Oyama, T. Higuchi, T. Abe, S. Matsuba and R. Teichmann, "Application of ARCP Matrix Converter to AC/DC Conversion", in *Proceedings of IEEE PCC'02*, 2002, pp. 1061 - 1066.
- [50] H. J. Cha, P. N. Enjeti, "An Approach to Reduce Common-Mode Voltage in Matrix Converter", in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, n° 4, July/August, 2003, pp. 1151 - 1159.
- [51] S. Kwak and H. A. Toliyat, "An Approach for Matrix Converter Based Induction Motor Drive with Unity Power Factor and Minimum Switching Losses", *Proceedings of IEEE IECON'03*, 2003, pp. 2939 - 2944.

- [52] F. Liu, C. Klumpner and F. Blaabjerg, "A Robust Method to Improve Stability in Matrix Converters", *Proceedings of IEEE PESC'04*, 2004, pp. 3560 - 3566.
- [53] S. F. Pinto and J. F. Silva, "Direct Control Method with Input Power Factor Regulation", *Proceedings of IEEE PESC'04*, 2004, pp. 2366 - 2372.
- [54] M. Bland, P. Wheeler, J. C. Clare and L. Empringham, "Performance of SiC Schottky Diodes Matrix Converter Applications", in *EPE'04*, 2004, CD-Rom.
- [55] H. Ohguchi, J.-I. Itoh, I. Sato, A. Odaka, H. Kodachi and N. Eguchi, "An Improvement Scheme of Control Performance for Matrix Converter", in *EPE'04*, 2004, CD-Rom.
- [56] Y. Wang, Z. Lu, H. Wen and Yousheng Wang, "Dead-Time Compensation Based on the Improved Space Vector Modulation Strategy for Matrix Converter", *Proceedings of IEEE PESC'05*, 2005, pp. 27 - 30.
- [57] Y. Sun, F. Xu and K. Sun, "Design of Matrix Converter with Bidirectional Switches", in *Proceedings of IEEE PowerCon'02*, 2002, pp. 1034 - 1038.
- [58] C. L. Neft and C. D. Schauder, "Theory and Design of a 30-hp Matrix Converter", in *IEEE*, 1992, pp. 546 - 551.
- [59] R. Kazemzadeh and J. M. Kauffmann, "A New Generation Topology in Power Plant by Usind a Natural Commutated Matrix Converter", in *IEEE POWER-CON'04*, 2004, pp. 1550 - 1555.
- [60] L. Huber, D. Borojević and N. Burány, "Analysis, Design and Implementation of the Space-Vector Modulator for Forced-Commutated Cycloconverters", in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 1992, pp. 103 - 113.
- [61] L. Huber, D. Borojević and F. C. Lee, "Design and Implementation of a Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction", in *Proceedings of IEEE APEC'93*, 1993, pp. 860 - 865.
- [62] S. Halász, I. Schmidt and T. Molnár, "Induction Motor Drive with Matrix Converter", *Proceedings of IEEE PEDS'95*, 1995, pp. 104 - 109.

- [63] S. Sünter and J. C. Clare, "A True Four Quadrant Matrix Converter Induction Motor Drive with Servo Performance", in *Proceedings of IEEE PESC'96*, 1996, pp. 146 - 151.
- [64] B.-T. Ooi and M. Kazerani, "Voltage-Source Matrix Converter as a Controller in Flexible AC Transmission Systems", in *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 13, n° 01, January, 1998, pp. 247 - 253.
- [65] K. Sun, L. Huang, K. Matsuse and T. Ishida, "A Combined Controller for Induction Motor Fed by Matrix Converter", in *Proceedings of IEEE IECON'98*, 1998, pp. 744 - 749.
- [66] E. Watanabe, S. Ishii, E. Yamamoto, H. Hara, J.-K. Kang and A. M. Hava, "High Performance Motor Drive Using Matrix Converter", in *IEE Seminar Advances in Induction Motor Control*, 2000, pp. 7/1 - 7/6.
- [67] K. G. Kerris, P. W. Wheeler, J. C. Clare and L. Empringham, "Implementation of a Matrix Converter Using P-Chanel Mos-Controlled Thyristors", in *IEE Proceedings - Power Electronics and Variable Speed Drives*, 2000, pp. 35 - 39.
- [68] D. Casadei, G. Serra and A. Tani, "The Use of Matrix Converters in Direct Torque Control of Induction Machines", in *Proceedings of IEEE PEDS'03*, 2003, pp. 189 - 192.
- [69] F. Liu, C. Klumpner and F. Blaabjerg, "Stability Analysis and Experimental Evaluation of a Matrix Converter Drive System", in *Proceedings of IEEE IECON'03*, 2003, pp. 2059 - 2065.
- [70] H. Keyuan and H. Yikang, "Investigation of a Matrix Converter-Excited Brushless Doubly-Fed Machine Wind-Power Generation System", *Proceedings of IEEE PEDS'03*, 2003, pp. 743 - 748.
- [71] P. Wheeler, L. Empringham, M. Apap, J. C. Clare, K. L. Bradley, C. Whitley and G. Towers "A Matrix Converter Permanent Magnet Motor Drive for an Aircraft Actuator Application with the Ability to Ride-Through Power Supply Loss", in *EPE'04*, 2004, CD-Rom.

- [72] E. H. Miliani, D. Depernet, J. M. Kauffmann and A. Lacaze, "Experimental Control of Matrix Converter for Active Generator", *Proceedings of IEEE PESC'04*, 2004, pp. 2899 - 2904.
- [73] M. E. Oliveira F., M. G. Villalva, E. Ruppert F., "A Matrix Converter Design", in *COBEP'05*, 2005, pp. 100 - 105.
- [74] P. Snary, B. Bhangu, C. M. Bingham, D. A. Stone and N. Scholfield, "Matrix Converters for Sensorless Control of PMSMs and Other Auxiliaries on Deep-Sea ROVs", *IEE Proceedings - Electronic Power Applications*, 2005, pp. 382 - 392.
- [75] T. F. Podlesak, D. C. Katsis, P. W. Wheeler J. C. Clare, L. Empringham and M. Bland, "A 150-kVA Vector-Controlled Matrix Converter Induction Motor Drive", in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, n° 3, May/June, 2005, pp. 841 - 847.
- [76] H. Nikkhajoei and M. R. Iravani, "A Matrix Converter Based Micro-Turbine Distributed Generation System", in *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 20, n° 3, July, 2005, pp. 2182 - 2192.
- [77] P. W. Wheeler, J. C. Clare, L. Empringham, K. J. Bradley, S. Pickering, D. Lampard and M. Apap, "A Fully Integrated 30kW Motor Drive Using Matrix Converter Technology", *Proceedings of IEEE PESC'05*, 2005, pp. 2390 - 2395.
- [78] P. Zanchetta, J. C. Clare, P. W. Wheeler, M. Bland, L. Empringham and D. Katsis, "Control Design of a Three-Phase Matrix Converter Mobile AC Power Supply Using Genetic Algorithms", *Proceedings of IEEE PESC'05*, 2005, pp. 2370 - 2375.
- [79] L. Lillo, P. Wheeler, J. C. Clare, L. Empringham, M. Apap, K. Bradley, P. Robson, C. Whitley and G. Towers, "An Accurate Saber Simulation of Matrix Converter Drive Systems for More Electric Aircraft Applications", in *EPE'04*, 2004, CD-Rom.
- [80] A. Zuckerberger, D. Weinstock and A. Alexandrovitz, "Simulation of Three-Phase Loaded Matrix Converter", in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 1996, pp. 294 - 300.

- [81] M. Imayavaramban, K. Latha and G. Uma, "Analysis of Different Schemes of Matrix Converter with Maximum Voltage Conversion Ratio", in *Proceedings of IEEE MELECON'04*, 2004, pp. 1137 - 1140.
- [82] J. L. Gálvez, X. Jordà, M. Vellvehí, P. Godignon, J. Rebollo, M. J. Prieto and J. M. Lopera, "A SPICE Simulation Method of Matrix Converters for Power Device Analysis in Bidirectional Switches", in *EPE'04*, 2004, CD-Rom.
- [83] P. W. Wheeler, J. Rodríguez, J. C. Clare and A. Weinstein, "Matrix Converters: A Technology Review", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, n° 2, April 2002, pp. 276 - 288.
- [84] P. Wheeler, J. Clare, L. Empringham, M. Apap and M. Bland, "Matrix Converter", in *Power Engineering Journal*, December 2002, pp. 273 - 282.
- [85] D. Zhou, K. P. Phillips, G. L. Skibinski, J. L. McCarty, M. W. Loth, B. R. Buchhloz, D. H. Braun and R. A. Lukaszewski, "Evaluation of AC-AC Matrix Converter: A Manufacturer's Perspective", in *Proceedings of IEEE IAS'02*, 2002, pp. 1558 - 1563.
- [86] C. Klumpner, F. Blaabjerg and P. Nielsen, "Speeding-up the Maturation Process of Matrix Converter Technology", in *Proceedings of IEEE PESC'01*, 2001, pp. 1083 - 1088.
- [87] P. Nielsen, F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, "Novel Solutions for Protection of Matrix Converter to Three Phase Induction Machine", in *Proceedings of IEEE IAS'97*, 1997, pp. 1447 - 1454.
- [88] P. Nielsen, F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, "New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives", in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, n° 5, September/October, 1999, pp. 1150 - 1161
- [89] 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", in *International Journal of Electronics*, Vol. 92, n° 2, February, 2005, pp. 63 - 85.

- [90] J. Rodríguez, E. Silva, R. Burgos and F. Blaabjerg, “Modelling, Analysis and Simulation of Matrix Converters”, Internet.
- [91] P. Tenti, L. Malesani and L. Rosseto, “Optimum Control of N-Input K-Output Matrix Converter”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, n° 4, October 1992, pp. 707 - 713.
- [92] E. R. Ribeiro, “Étude d’un Convertisseur à Fréquence Intermédiaire Piloté par une Commande Scalaire”, Master Thesis, École Polytechnique de Montréal, June 1993.
- [93] C. B. Jacobina, A.M. N. Lima, E.R.C. Silva, R.N.C. Alves, P.F. Seixas, “Digital Scalar Pulse-Width Modulation: A Simple Approach to Introduce Nonsinusoidal Modulating Waveforms”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, n° 3, May 2001, pp. 351 - 359.
- [94] A. Alesina and M. Venturini, “Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis”, in *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. CAS-28, n° 4, April 1981, pp. 319 - 330.
- [95] G. Roy and G.-E. April, “Direct Frequency Changer Operation Under a New Scalar Control Algorithm”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, n° 1, January, 1991, pp. 100 - 107.
- [96] L. Zhang, C. Watthanasarn and W. Shepherd, “Analysis and Comparison of Control Techniques for AC-AC Matrix Converters”, in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 145, n° 4, July 1998, pp. 284 - 294.
- [97] D. Casadei, A. Tani and L. Zarri, “Matrix Converter Modulation Strategies: A New General Approach Based on Space- Vector Representation of Switch State”, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, n° 2, April 2002, pp. 370 - 381.
- [98] L. Wei, T. A. Lipo and H. Chan, “Matrix Converter Topologies with Reduced Number of Switches”, in *Proceedings of IEEE PESC’02*, 2002, pp. 57 - 63.
- [99] P. Wheeler, J. C. Clare and N. Mason, “Space Vector Modulation for a 4- Leg Matrix Converter”, in *Proceedings of IEEE PESC’05*, 2005, pp. 31 - 37.

- [100] E. R. Ribeiro, G. Roy and G.-E. April, "The Implementation of a DFC Topology Under Scalar Control Algorithm with a Voltage Gain Beyond Unity", in *Proceedings of IEEE ISIE'95*, 1995, pp. 485 - 490.
- [101] G. Roy, G.-E. April and E. R. Ribeiro, "An AC-AC Converter Made of Two Semi Direct Frequency Changers Has no Limits on the Voltage Gain", in *Proceedings of IEEE APEC'96*, 1996, pp. 918 - 924.
- [102] S. Kim, S.-K. Sul and T. A. Lipo, "AC/AC Power Conversion Based on Matrix Converter Topology with Unidirectional Switches", in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, n° 1, January/February, 2000, pp. 139 - 145.
- [103] M. Kazerani, "A Direct AC/AC Converter Based on Current-Source Converter Modules", *Proceedings of IEEE PESC'01*, 2001, pp. 1115 - 1121.
- [104] L. Wey and T. A. Lipo, "A Novel Matrix Converter Topology with Simple Commutation", in *IEEE'01*, 2001, pp. 1749 - 1754.
- [105] S. Kwak and H. A. Toliyat, "A Matrix Converter for Fault Strategies and Two-Phase Machine Drives", in *Proceedings of IEEE IECON'02*, 2002, pp. 251 - 256.
- [106] J. W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister and H. Ertl, "Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter", *Proceedings of IEEE APEC'02*, 2002, pp. 777 - 787.
- [107] C. Klumpner and F. Blaabjerg, "Two Stage Direct Power Converters: An Alternative to the Matrix Converter", in *IEE Seminar on Matrix Converters*, April 2003, pp. 7/1 - 7/9.
- [108] L. Wey and T. A. Lipo, "Investigation of the Dual Bridge Matrix Converter Operating Under Boost Mode", in *EPE'04*, 2004, CD-Rom.
- [109] F. Schafmeister and J. W. Kolar, "Novel Modulation Schemes for Conventional and Sparse Matrix Converters Facilitating Reactive Power Transfer Independent of Active Power Flow", *Proceedings of IEEE PESC'04*, 2004, pp. 2917 - 2923.
- [110] F. Schafmeister and J. W. Kolar, "Novel Hybrid Modulation Schemes Extending the Reactive Power Control Range of Conventional and Sparse Matrix Converters Operating at Maximum Output Voltage", in *EPE'04*, 2004, CD-Rom.

- [111] D. Domes, M. Hofmann, M. Ziegler and S. El-Barbari, "S-A-X-II - Converter - an Efficient, Reduced Matrix Converter Topology for Energy Recovering", in *EPE'04*, 2004, CD-Rom.
- [112] D. Chen, L. Li, S. Lin and C. Song, "Novel Current Mode AC/AC Converters with High Frequency AC Link", *Proceedings of IEEE PESC'05*, 2005, pp. 39 - 44.
- [113] C. A. Petry, P. M. S. Moraes and T. B. Lazzarin, "Regarding the Control of Direct AC - AC Converters", in *COBEP'05*, 2005, pp. 88 - 93.
- [114] C. A. Petry, J. C. Fagundes and I. Barbi, "Direct AC - AC Converters Using Switching Modules", in *COBEP'05*, 2005, pp. 94 - 99.
- [115] C. Klumpner, "Hybrid Direct Power Converters with Increased/Higher than Unity Voltage Transfer Ratio and Improved Robustness Against Voltage Supply Disturbances", *Proceedings of IEEE PESC'05*, 2005, pp. 2383 - 2389.
- [116] C. Klumpner, T. Wiejekoon and P. Wheeler, "Active Compensation of Unbalanced Supply Voltages for Two-Stage Direct Power Converters Using the Clamp Capacitor", *Proceedings of IEEE PESC'05*, 2005, pp. 2376 - 2382.
- [117] M. Jussila and H. Tuusa, "Space-Vector Modulated Indirect Matrix Converter under Distorted Supply Voltage - Effect on Load Current", *Proceedings of IEEE PESC'05*, 2005, pp. 2396 - 2402.
- [118] A. G. H. Accioly, F. Bradaschia, V. N. Lima, F. A. S. Neves and M. C. Cavalcanti, "Scalar Modulation Technique for Matrix Converters with Four Legs", in *INDUSCON'06*, 2006, CD-Rom.