

Felipe Corrêa de Andrade

Modulação Escalar Generalizada para Redução
de Perdas em Conversores Nove Chaves

Recife

2015

Felipe Corrêa de Andrade

Modulação Escalar Generalizada para Redução de
Perdas em Conversores Nove Chaves

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. Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Leonardo Rodrigues Limongi

Coorientador: Fabrício Bradaschia

Recife

2015

Catálogo na fonte
Bibliotecária Valdicéa Alves, CRB-4 / 1260

A554m Andrade. Felipe Corrêa de.
Modulação escalar generalizada para redução de perdas em conversores nove chaves / Felipe Corrêa de Andrade - 2015.
98folhas, Il.; Abr.; Sigl.; Simb.; e Tabs.

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Rodrigues Limongi.
Coorientador: Prof. Dr. Fabrício Bradaschia.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015.
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Inversor nove chaves. 3. Modulação por largura de pulso. 4. Perdas por chaveamento. I. Limongi, Leonardo Rodrigues (Orientador). II. Bradaschia, Fabrício. (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2016 - 163



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

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

FELIPE CORRÊA DE ANDRADE

TÍTULO

*“MODULAÇÃO ESCALAR GENERALIZADA PARA REDUÇÃO DE PERDAS
EM CONVERSORES NOVE CHAVES”*

A comissão examinadora composta pelos professores: LEONARDO RODRIGUES LIMONGI, DEE/UFPE, FABRICIO BRADASCHIA, DEE/UFPE, MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEE/UFPE e MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, DEE/UFPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **FELIPE CORRÊA DE ANDRADE APROVADO.**

Recife, 31 de julho de 2015.

CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGEE

LEONARDO RODRIGUES LIMONGI
Orientador e Membro Titular Interno

**MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER
CORRÊA**
Membro Titular Externo

FABRICIO BRADASCHIA
Coorientador e Membro Titular Interno

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Membro Titular Interno

Dedico estes escritos à minha família.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, causa primeira de tudo em minha vida.

Agradeço também aos meus pais, fonte inesgotável de amor. A vocês minha gratidão por todo apoio, confiança e por terem sonhado o meu sonho. Nos momentos mais difíceis, vocês foram a minha paz. Nos momentos mais turvos, vocês foram a luz a me apontar o caminho seguro a seguir. Nos momentos de vitória, a minha alegria foram as suas. Acreditem. Esta conquista também é de vocês.

Aos meus amigos também sou grato. Vocês nunca me faltaram mesmo durante minhas ausências. Os momentos em que passamos juntos me confirma que a amizade é o maior tesouro que um homem pode encontrar. Agradeço pelos momentos em que dividimos alegrias e tristezas.

Agradecimentos à Escola Politécnica de Pernambuco (POLI) da Universidade de Pernambuco (UPE) pelos conhecimentos básicos obtidos durante a graduação.

Agradeço ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal de Pernambuco (UFPE) pelos serviços prestados e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), órgão financiador deste trabalho.

Obrigado aos membros da banca examinadora, Prof. Marcelo Cavalcanti e Prof. Maurício Corrêa, por aceitarem o convite e pelas sugestões e comentários, contribuições fundamentais para a melhoria desta Dissertação. Da mesma forma, agradeço especialmente ao meu orientador, Prof. Leonardo Limongi, e ao meu coorientador, Prof. Fabrício Bradaschia. Seus conhecimentos e orientações contribuíram substancialmente não apenas com este trabalho, mas também com meu desenvolvimento profissional.

Por fim, agradeço a todos os professores e alunos do Grupo de Eletrônica de Potência de Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE. Serei sempre grato pelo acolhimento, pelo companheirismo, pelo conhecimento transmitido e por nunca medir esforços no auxílio ao desenvolvimento desta Dissertação.

A todos vocês, muito obrigado.

*“Todas as pessoas podem ser grandes porque todas podem servir.
Não é preciso ter um diploma universitário para servir.
Não é preciso fazer concordar o sujeito e o verbo para servir.
Basta um coração cheio de graça.
Uma alma gerada pelo amor.”
(Martin Luther King)*

Resumo

O conversor nove chaves (*Nine-Switch Inverter* - NSI) foi proposto recentemente e, desde então, um grande número de aplicações foi explorado para esta nova topologia, especialmente como um possível substituto do tradicional conversor *back-to-back*. A principal vantagem do NSI é o menor número de chaves (nove em vez de doze do conversor *back-to-back*), que, como consequência, acarreta em restrições nas amplitudes de saída do inversor. Na literatura, foram propostas diferentes técnicas de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) que respeitam estas restrições. Diante deste cenário, o presente trabalho propõe duas abordagens para a generalização da modulação no NSI: a modulação escalar *quasi* generalizada e a generalizada, que são baseadas no conceito de generalização para o inversor trifásico fonte de tensão (VSI) convencional e que podem ser facilmente implementadas com um reduzido esforço computacional. Este conceito propicia, através de uma abordagem sistemática e direta, a geração de qualquer técnica de PWM, seja ela contínua ou descontínua, através do ajuste de graus de liberdade específicos. Objetivando a redução de perdas, são apresentados os graus de liberdade específicos que, quando aplicados nas modulações propostas, aumentam o rendimento do inversor. Resultados de simulação confirmam a funcionalidade das modulações.

Palavras-chave: Inversor nove chaves. Modulação por largura de pulso. Perdas por chaveamento.

Abstract

The nine-switch inverter (NSI) has been proposed recently and, since then, a large number of applications were explored for this new topology, specially as a possible substitute to the traditional back-to-back converter. The main advantage of the NSI is its lesser number of switches (nine instead of twelve of the back-to-back converter), which, as a consequence, leads to some restrictions in the total attainable amplitude at its outputs. In literature, many pulse width modulation (PWM) techniques were proposed respecting those restrictions. In this scenario, this paper proposes two generalization approaches for the modulation of the NSI: the *quasi* generalized scalar modulation and the generalized scalar modulation, which are based on the generalization concept for the voltage source inverter (VSI), easily implemented with a reduced computational effort. Such concept leads to a systematic and straight approach to the generation of any continuous or discontinuous PWM technique for the NSI, simply adjusting a few degrees of freedom of the modulation strategy. Aiming the reduction of the power losses, specific degrees of freedom are presented, for the proposed modulations. Simulation results confirm the validity of the proposed methods.

Keywords: Nine-switch inverter. Pulse-width modulation. Switching Losses.

Lista de ilustrações

Figura 1	– Topologia do conversor nove chaves (NSI).	24
Figura 2	– Inversor trifásico fonte de tensão.	29
Figura 3	– Exemplo gráfico do princípio de funcionamento da técnica de PWM senoidal baseada em portadora: (a) as interseções entre v_{jn}^* e $v_{portadora}$; (b) os estados da chave S_j e a largura dos seus pulsos, que está relacionada com o valor instantâneo da onda moduladora.	30
Figura 4	– Representação dos oito vetores espaciais de tensão do VSI trifásico no plano $\alpha\beta$ estacionário.	33
Figura 5	– Representação da trajetória circular do vetor das tensões de referência na carga no plano $\alpha\beta$	35
Figura 6	– Representação da trajetória circular de maior módulo do vetor das tensões de referência na carga no plano $\alpha\beta$	35
Figura 7	– Representação gráfica da relação entre os vetores adjacentes do setor I e o vetor das tensões de referência na carga no plano $\alpha\beta$	36
Figura 8	– Padrões de chaveamento usados nas técnicas de PWM para VSI, para o setor I: (a) padrão assimétrico; (b) padrão simétrico (espelhado).	38
Figura 9	– Possíveis estados das chaves para o VSI trifásico: (a) $t_0 = t_7 = t_{nulo}/2$; (b) $t_7 = t_{nulo}$; (c) $t_0 = t_{nulo}$	39
Figura 10	– Três ondas de tensão de referência não senoidais (v_{a0}^*), normalizadas, com suas componentes senoidal (v_{a0}^s) e homopolar (v_h) para: (a) $\mu = 0,5$ (constante); (b) $\mu = 0$ (constante); e (c) padrão pulsante de μ	41
Figura 11	– Topologia do conversor nove chaves (NSI).	44
Figura 12	– PWM senoidal: conjuntos trifásicos de referências senoidais para as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> , sendo comparados com uma onda portadora triangular de alta frequência.	45
Figura 13	– PWM senoidal de um braço do NSI: para o (a) modo de operação DF; (b) modo de operação (CF).	45
Figura 14	– Representação espacial dos vinte e sete vetores espaciais do NSI, juntamente com os seis vetores ativos do VSI.	49
Figura 15	– Representação dos estados permitidos no NSI, baseados na Tabela 2, e do estado proibido “X”, no qual $D_a < \bar{D}_r$	50
Figura 16	– Modulação vetorial proposta por Dehghan <i>et. al</i> em (DEHGHAN et al., 2013), composta por dois módulos SVM sincronizados, cada um com sua própria tensão de referência (V_{top}^* e V_{bot}^*).	51

Figura 17 – Padrão chaveamento do NSI para a técnica <i>shifting</i> (meio período de chaveamento): (a) modo CF ou DF com a soma dos índices de modulação menor que 1; (b) modo CF com a soma dos índices de modulação maior que 1.	52
Figura 18 – Padrão de chaveamento do NSI para a técnica ZVT, considerando meio período de chaveamento.	52
Figura 19 – Gráfico do valor de m_{lim} em função do ângulo de deslocamento entre as duas unidades (θ).	57
Figura 20 – Áreas das unidades <i>top</i> e <i>bottom</i> que restringem os possíveis valores das razões de trabalho das chaves.	61
Figura 21 – Técnica de escalonar e deslocar: (a) duas razões de trabalho de modulação generalizada para o VSI, sendo D_j^G referente à razão de trabalho das chaves superiores e \overline{D}_k^G à razão de trabalho das chaves inferiores (virtuais); (b) destaque para os momentos em que $D_j \leq \overline{D}_k$, mostrando que não se respeita a restrição do NSI; (c) \overline{D}_k^G é escalonado por M_{bot} ; (d) D_j^G é escalonado por M_{top} e deslocado para cima pela adição de M_{bot} ; (e) as razões de trabalho generalizadas $D_{j_{top}}^G$ e $\overline{D}_{k_{bot}}^G$ e as áreas das unidades.	62
Figura 22 – Área da unidade <i>top</i> , área da unidade <i>bottom</i> e área comum, existente somente no modo de operação CF.	65
Figura 23 – Gráfico do lado direito de (78), onde μ_{bot} deve ser sempre maior que a curva representada: preto ($\mu_{top} = 0$) e cinza ($\mu_{top} = 0, 1$).	68
Figura 24 – (a) As razões de trabalho $D_{j_{top}}^G$ e $\overline{D}_{k_{bot}}^G$, para $\mu_{top} = 0$ e $\mu_{bot} = 1$, respectivamente; (b) as razões de trabalho $D_{j_{top}}^G$ e $\overline{D}_{k_{bot}}^G$ ao aplicar os limites em m_{top} e m_{bot}	69
Figura 25 – m_{lim} em função de m_{bot} para $\theta = 10^\circ$, $\theta = 30^\circ$ e $\theta = 150^\circ$. Os valores máximos de m_{lim} são atingidos quando $m_{bot} = m_{top} = m_{lim}/2$	70
Figura 26 – (a) Padrão de chaveamento genérico para as chaves superiores (S_a , S_b e S_c) e inferiores (\overline{S}_r , \overline{S}_s e \overline{S}_t) do NSI; (b) após remover a contribuição de V_{ZB} e V_{ZT} , são geradas as razões de trabalho $D_{j_{top}}^{sh}$ e $\overline{D}_{k_{bot}}^{sh}$, que reproduzem a técnica <i>shifting</i> ; (c) A razão de trabalho $D_{j_{top}}^{sh}$ é subtraída de um fator $\mu\delta$, enquanto que $\overline{D}_{k_{bot}}^{sh}$ é adicionado de um fator $(1 - \mu)\delta$	72
Figura 27 – $D_{j_{top}}^G$ e $\overline{D}_{k_{bot}}^G$ para o modo CF, $\theta = 45^\circ$, $m_{top} = m_{bot} = m_{lim}/2$ e (a) $\sigma = 1$ e μ arbitrário, (b) $\sigma = 0$ e $\mu = 0, 5$, (c) $\sigma = 0$ e $\mu = 1$ e (d) $\sigma = 0$ e $\mu = 0$	76
Figura 28 – (a) padrão de μ pulsante e (b) $D_{j_{top}}^G$ e $\overline{D}_{k_{bot}}^G$ para a técnica RPC, operando no modo CF, com $\theta = 45^\circ$, μ pulsante e $\sigma = 0$	78
Figura 29 – Comparação entre os resultados de rendimento como função da potência de saída do conversor ($FP = 0,95$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).	82

Figura 30 – Comparação entre os resultados de rendimento como função do fator de potência das cargas ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).	83
Figura 31 – Comparação entre os resultados de rendimento como função da tensão no barramento CC ($P_s = 20kW$, $FP = 0,95$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = \frac{0,9 \times 300}{v_{cc}}$ e $\theta = 0^\circ$).	84
Figura 32 – Comparação entre os resultados de rendimento como função do ângulo de deslocamento entre as duas unidades ($P_s = 20kW$, $FP = 0,95$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot}$, conforme (34) e $v_{cc} = 600V$).	84
Figura 33 – Perdas por chaveamento do NSI em função da potência de saída para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> ($FP = 0,95$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).	85
Figura 34 – Perdas totais por condução do NSI em função da potência de saída para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> ($FP = 0,95$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).	86
Figura 35 – Perdas totais do NSI em função da potência de saída para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> ($FP = 0,95$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).	86
Figura 36 – Perdas por chaveamento do NSI em função do fator de potência das cargas para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).	87
Figura 37 – Perdas por condução do NSI em função do fator de potência das cargas para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).	87
Figura 38 – Perdas totais do NSI em função do fator de potência das cargas para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).	88
Figura 39 – Perdas por chaveamento do NSI em função da tensão no barramento CC para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = \frac{0,9 \cdot 300}{v_{cc}}$ e $\theta = 0^\circ$).	88
Figura 40 – Perdas por condução do NSI em função da tensão no barramento CC para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = \frac{0,9 \times 300}{v_{cc}}$ e $\theta = 0^\circ$).	89
Figura 41 – Perdas totais do NSI em função da tensão no barramento CC para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = \frac{0,9 \cdot 300}{v_{cc}}$ e $\theta = 0^\circ$).	89
Figura 42 – Perdas por chaveamento do NSI em função do ângulo de deslocamento entre as duas unidades para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> ($P_s = 20kW$ e $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot}$, conforme (34), e $v_{cc} = 600V$).	90

Figura 43 – Perdas por condução do NSI em função do ângulo de deslocamento entre as duas unidades para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> ($P_s = 20kW$ e $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot}$, conforme (34), e $v_{cc} = 600V$).	90
Figura 44 – Perdas totais do NSI em função do ângulo de deslocamento entre as duas unidades para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> ($P_s = 20kW$ e $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot}$, conforme (34), e $v_{cc} = 600V$).	91

Lista de tabelas

Tabela 1	– Possíveis combinações de chaveamento de um VSI trifásico.	32
Tabela 2	– Combinações de estados das chaves permitidas para um braço do NSI. . . .	46
Tabela 3	– Vetores espaciais do NSI.	48
Tabela 4	– Tabela ZVT.	54
Tabela 5	– Estados das chaves superiores e inferiores do NSI, para $R_{top} = I$ e $R_{bot} = II$	55
Tabela 6	– Razões de trabalho das chaves superiores e inferiores para cada setor dos módulos SVM superior e inferior.	56
Tabela 7	– Combinações de estados das chaves permitidas para um braço do NSI. . . .	60
Tabela 8	– THD de corrente para as técnicas RPC, ZVT e <i>shifting</i> em função da potência de saída.	81

Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CF	Frequência Constante - <i>Constant Frequency</i>
DF	Frequência Diferente - <i>Different Frequency</i>
FP	Fator de Potência
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
NSI	Conversor Nove Chaves - <i>Nine Switch Inverter</i>
PWM	Modulação por Largura de Pulso - <i>Pulse Width Modulation</i>
RPC	Técnica de rastreamento dos picos de corrente
SPWM	PWM Senoidal - <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SSVM	Modulação por Vetores Espaciais Simétrica - <i>Symmetric Space Vector Modulation</i>
SVM	Modulação por Vetores Espaciais - <i>Space Vector Modulation</i>
THD	Distorção Harmônica Total - <i>Total Harmonic Distortion</i>
UPS	Sistema Ininterrupto de Energia - <i>Uninterruptible Power Supply</i>
VSI	Inversor Fonte de Tensão - <i>Voltage Source Inverter</i>
ZVT	<i>Zero Vector Table</i>

Lista de símbolos

δ	A menor das distâncias entre uma razão de trabalho referente à unidade <i>top</i> e a correspondente razão de trabalho referente à unidade <i>bottom</i> .
η	Rendimento do sistema
θ	Ângulo de deslocamento entre as unidades <i>top</i> e <i>bottom</i>
θ^s	Ângulo entre o vetor das tensões de referência na carga e o primeiro vetor ativo do setor no sentido anti-horário
θ_{bot}^s	Ângulo entre o vetor das tensões de referência na carga e o primeiro vetor ativo do setor no sentido anti-horário referente a unidade <i>bottom</i>
θ_{top}^s	Ângulo entre o vetor das tensões de referência na carga e o primeiro vetor ativo do setor no sentido anti-horário referente a unidade <i>top</i>
θ_V	Ângulo do vetor das tensões na carga em relação ao eixo real
μ	Grau de liberdade responsável por distribuir a razão de trabalho total dos vetores nulos
μ_{bot}	Grau de liberdade responsável por distribuir a razão de trabalho total dos vetores nulos na unidade <i>bottom</i>
μ_{top}	Grau de liberdade responsável por distribuir a razão de trabalho total dos vetores nulos na unidade <i>top</i>
σ	Grau de liberdade responsável por prover uma distância máxima não nula entre as razões de trabalho de um mesmo braço, respeitando a restrição do NSI
ω	Frequência angular das tensões de saída
ω_{bot}	Frequência angular das tensões de saída da unidade <i>bottom</i> do inversor
ω_{top}	Frequência angular das tensões de saída da unidade <i>top</i> do inversor
\cos_{top}^j	Cosseno de fase <i>j</i> referente à unidade <i>top</i>
\cos_{bot}^k	Cosseno de fase <i>k</i> referente à unidade <i>bottom</i>
$\cos_{max_{bot}}$	Maior valor entre os cossenos de fase <i>k</i> referente à unidade <i>bottom</i>
$\cos_{max_{top}}$	Maior valor entre os cossenos de fase <i>j</i> referente à unidade <i>top</i>

$\cos_{min_{bot}}$	Menor valor entre os cossenos de fase k referente à unidade <i>bottom</i>
$\cos_{min_{top}}$	Menor valor entre os cossenos de fase j referente à unidade <i>top</i>
D_{0max}	Razão de trabalho total dos vetores nulos do NSI que garantem que os vetores ativos gerados sejam permitidos
D_1 e D_2	Razão de trabalho dos dois vetores ativos do módulo SVM superior
D_3 e D_4	Razão de trabalho dos dois vetores ativos do módulo SVM inferior
D_h	Razão de trabalho associada a componente homopolar da tensão
D_i	Razão de trabalho do vetor espacial \mathbf{V}_i
D_j	Razão de trabalho das chaves S_j
\bar{D}_j	Razão de trabalho das chaves \bar{S}_j
D_j^s	Razão de trabalho das chaves S_j associada à componente senoidal da tensão
D_{jtop}^s	Razão de trabalho das chaves S_j associada à componente senoidal da tensão referente à unidade <i>top</i>
D_{jtop}^{sh}	Razão de trabalho das chaves S_j associada à técnica <i>shifting</i> referente à unidade <i>top</i>
D_j^G	Razão de trabalho generalizada das chaves S_j
D_{jtop}^G	Razão de trabalho generalizada das chaves S_j referente à unidade <i>top</i>
$D_{jtop}^{G'}$	Razão de trabalho generalizada das chaves S_j referente à unidade <i>top</i> no limite dos índices de modulação
D_k	Razão de trabalho das chaves S_k
\bar{D}_k	Razão de trabalho das chaves virtuais \bar{S}_k
D_{kbot}^s	Razão de trabalho das chaves S_k associada à componente senoidal da tensão referente à unidade <i>bottom</i>
\bar{D}_{kbot}^s	Razão de trabalho das chaves virtuais \bar{S}_k associada à componente senoidal da tensão referente à unidade <i>bottom</i>
\bar{D}_{kbot}^{sh}	Razão de trabalho das chaves virtuais \bar{S}_k associada à técnica <i>shifting</i> referente à unidade <i>bottom</i>
\bar{D}_k^G	Razão de trabalho generalizada das chaves virtuais \bar{S}_k

$\overline{D}_{k_{bot}}^G$	Razão de trabalho generalizada das chaves virtuais \overline{S}_k referente à unidade <i>bottom</i>
$\overline{D}_{k_{bot}}^{G'}$	Razão de trabalho generalizada das chaves virtuais \overline{S}_k referente à unidade <i>bottom</i> no limite dos índices de modulação
$D_{j_{top}}^{ZVT}$	Razão de trabalho das chaves S_j associada à técnica <i>ZVT</i> referente à unidade <i>top</i>
$\overline{D}_{k_{bot}}^{ZVT}$	Razão de trabalho das chaves virtuais \overline{S}_k associada à técnica <i>ZVT</i> referente à unidade <i>bottom</i>
D_{max}	A maior das razões de trabalho
$\overline{D}_{max_{bot}}$	A maior das razões de trabalho das chaves virtuais \overline{S}_k referente à unidade <i>bottom</i>
$D_{max_{top}}$	A maior das razões de trabalho das chaves S_k referente à unidade <i>top</i>
D_{min}	A menor das razões de trabalho
$\overline{D}_{min_{bot}}$	A menor das razões de trabalho das chaves virtuais \overline{S}_k referente à unidade <i>bottom</i>
$D_{min_{top}}$	A menor das razões de trabalho das chaves S_k referente à unidade <i>top</i>
D_{nulo}	Razão de trabalho total dos vetores nulos
D_{ZB}	Razão de trabalho do vetor nulo V_{ZB}
D_{ZT}	Razão de trabalho do vetor nulo V_{ZT}
E_{cond}	Perdas na condução
E_{off}	Energia dissipada no fechamento do IGBT
E_{on}	Energia dissipada na abertura do IGBT
E_{rr}	Energia de recuperação reversa
f_{ch}	Frequência de chaveamento de um sinal de PWM
m	Índice de modulação em amplitude
m_{bot}	Índice de modulação em amplitude referente à unidade <i>bottom</i>
m_{lim}	Limite da soma entre m_{top} e m_{bot}
m_{top}	Índice de modulação em amplitude referente à unidade <i>top</i>

M_{bot}	Limite do índice de modulação referente à unidade <i>bottom</i>
M_{top}	Limite do índice de modulação referente à unidade <i>top</i>
P_{perdas}	Potência total de perdas
P_s	Potência de saída do conversor
R_{bot}	Setor em que se encontra V_{bot}^*
R_{top}	Setor em que se encontra V_{top}^*
S_j	Estado da chave superior do inversor conectado à fase j
\overline{S}_j	Estado da chave inferior do inversor conectado à fase j
S_{jk}	Estado da chave intermediária do inversor, resultado da expressão lógica XOR entre S_j e S_k
S_k	Estado da chave inferior do inversor conectado à fase k
\overline{S}_k	Estado da chave virtual do inversor conectado à fase k
t_{nulo}	Tempo total de aplicação dos vetores nulos durante um período de chaveamento
T_{ch}	Período de chaveamento de um sinal de PWM
T_{on}	Intervalo de tempo em que a chave permanece fechada durante o período de chaveamento
v_α	Componente de eixo direto (eixo real) do vetor das tensões na carga
v_β	Componente de eixo em quadratura (eixo imaginário) do vetor das tensões na carga
v_{bloq}	Tensão de bloqueio no dispositivo
v_{bloq}^{ref}	Tensão de bloqueio de referência no dispositivo
v_{cc}	Tensão do barramento CC
v_{ce}	Tensão de condução do IGBT
v_{cond}	Tensão de condução no dispositivo
v_f	Tensão de condução do diodo
v_h	Tensão de modo comum ou componente de tensão homopolar

v_{j0}	Tensão do terminal de saída j em relação ao ponto central do barramento CC do inversor, também conhecida como tensão de polo
\bar{v}_{j0}	Valor médio em um período de chaveamento da tensão de polo do terminal j
v_{j0}^*	Valor de referência da tensão de polo do terminal j
v_{j0}^s	Componentes de tensão senoidais da tensão de polo do terminal j
$v_{j0_{top}}^s$	Componentes de tensão senoidais da tensão de polo do terminal j referente à unidade <i>top</i>
v_{jn}	Tensão entre o terminal de saída j e o neutro da carga, também conhecida como tensão na carga
\bar{v}_{jn}	Valor médio em um período de chaveamento da tensão na carga conectada ao terminal j
v_{jN}	Tensão entre o terminal de saída j e o ponto N do barramento CC do inversor
\bar{v}_{jN}	Valor médio em um período de chaveamento da tensão entre o terminal de saída j e o ponto N do barramento CC do inversor
v_{k0}	Tensão do terminal de saída k em relação ao ponto central do barramento CC do inversor, também conhecida como tensão de polo
v_{k0}^*	Valor de referência da tensão de polo do terminal k
v_{k0}^s	Componentes de tensão senoidais da tensão de polo do terminal k
$v_{k0_{bot}}^s$	Componentes de tensão senoidais da tensão de polo do terminal k referente à unidade <i>bottom</i>
$v_{max_{bot}}$	A maior das tensões de fase k referente à unidade <i>bottom</i>
$v_{max_{top}}$	A maior das tensões de fase j referente à unidade <i>top</i>
$v_{min_{bot}}$	A menor das tensões de fase k referente à unidade <i>bottom</i>
$v_{min_{top}}$	A menor das tensões de fase j referente à unidade <i>top</i>
$v_{portadora}$	Sinal triangular, com frequência de repetição igual a frequência de chaveamento
\mathbf{V}	Vetor das tensões na carga
$ \mathbf{V} $	Módulo do Vetor das tensões na carga
\mathbf{V}^*	Vetor das tensões de referência na carga

V_{top}^*	Vetor das tensões de referência na módulo SVM superior
V_{bot}^*	Vetor das tensões de referência na módulo SVM inferior
V_i	Vetores espaciais de tensão do VSI
V_s	Amplitude das tensões de referência na carga
V_{ZB}	Vetor espacial nulo de tensão do NSI aplicado quando as três chaves inferiores encontram-se abertas simultaneamente
V_{ZM}	Vetor nulo de tensão do NSI aplicado quando as três chaves intermediárias encontram-se abertas simultaneamente
V_{ZT}	Vetor nulo de tensão do NSI aplicado quando as três chaves superiores encontram-se abertas simultaneamente

Sumário

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	Objetivos da Dissertação de Mestrado	26
1.2	Organização Textual	26
2	O INVERSOR FONTE DE TENSÃO	28
2.1	Descrição de um VSI Trifásico	28
2.2	Técnicas de PWM para o VSI Trifásico	29
2.2.1	Modulação Senoidal	29
2.2.2	Modulação por Vetores Espaciais	31
2.2.3	Modulação Escalar Generalizada	37
2.3	Conclusões	42
3	O CONVERTOR NOVE CHAVES E A MODULAÇÃO POR VETORES ESPACIAIS	43
3.1	Convertor Nove Chaves	43
3.2	O PWM Senoidal para o NSI	44
3.3	Modulação por Vetores Espaciais para o NSI	46
3.3.1	Os Vetores Espaciais do NSI	46
3.3.2	Restrição das Razões de Trabalho do NSI	47
3.3.3	Técnicas de PWM Baseadas no SVM	49
3.3.4	Máximos Índices de Modulação	56
3.4	Conclusões	58
4	MODULAÇÃO ESCALAR GENERALIZADA PARA CONVER- SORES NOVE CHAVES	59
4.1	A Modulação Escalar <i>Quasi</i> Generalizada	59
4.1.1	Modo de Operação DF	59
4.1.2	Modo de Operação CF	65
4.2	A Modulação Escalar Generalizada	70
4.3	Conclusões	75
5	TÉCNICAS PARA REDUÇÃO DE PERDAS POR CHAVEA- MENTO	77
5.1	Técnicas Baseadas na Modulação Escalar Generalizada	77
5.1.1	Técnica de Rastreamento dos Picos de Corrente (RPC)	77
5.1.1.1	Descrição das Métricas de Desempenho	78

5.1.1.2	Comparação dos Resultados	81
5.2	Conclusões	91
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	92
6.1	Trabalhos Futuros	94
6.2	Publicações do Autor	94
	REFERÊNCIAS	95

1 Introdução

A evolução dos dispositivos semicondutores de potência e os avanços da indústria de eletrônicos permitiram que novas soluções na área da eletrônica de potência pudessem ser desenvolvidas. Os primeiros avanços e descobertas foram associados à criação de novas soluções na área de sistemas de potência, seja na geração, transmissão ou distribuição de energia elétrica. Em seguida, o avanço dos dispositivos semicondutores de potência, como o tiristor, inventado no final da década de cinquenta, permitiu a criação de soluções mais complexas, a curto prazo, para o acionamento eficiente de máquinas elétricas (BRADASCHIA, 2012).

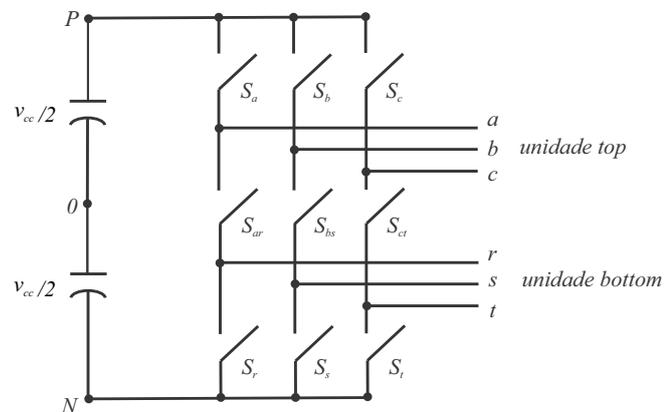
Atualmente, com o desenvolvimento da microeletrônica e da engenharia de computação e os avanços tecnológicos das chaves controláveis de potência, a eletrônica de potência é aplicada nas soluções usadas nas mais diversas áreas da tecnologia, sendo produzida industrialmente em larga escala. Desta forma, ela pode ser encontrada em dispositivos eletrônicos, sistemas ininterruptos de energia, acionamento de máquinas elétricas e sistemas de geração distribuída (BRADASCHIA, 2012).

O conversor CC/CA (Corrente Contínua - Corrente Alternada), também conhecido como inversor, é uma das maiores invenções da eletrônica de potência devido à série de aplicações relacionadas a estes conversores. Dentre os inversores, os inversores fonte de tensão (*Voltage Source Inverter - VSI*) é o que mais se destaca. Isto se deve ao fato do VSI ser trifásico, ou seja, pode ser conectado à rede trifásica CA, e por ser fonte de tensão, ou seja, pela possibilidade de conectar o barramento CC a vários tipos de fontes primárias de energia, como baterias, células a combustível, painéis fotovoltaicos e capacitores (BRADASCHIA, 2012).

As novas tendências tecnológicas geram uma contínua necessidade de descobrir novas topologias de conversor. Estas novas topologias devem não só realizar as funções do VSI trifásico, como também apresentar características para determinadas aplicações (CAVALCANTI, 2003). Entre estas novas topologias, surge o conversor nove chaves (*Nine Switch Inverter - NSI*), mostrado na Figura 1. Esta topologia de conversor é composta por duas unidades de inversores trifásicos, nomeadas unidades *top* e *bottom*, que não somente dividem a mesma tensão no barramento CC como também as três chaves do meio, isto é, as três chaves inferiores da unidade *top* e as três chaves superiores da unidade *bottom* são as mesmas (LIU et al., 2009).

A viabilidade de usar o NSI como conversor CC-CA trifásico ganha força diante do grande número de aplicações já exploradas para esta topologia em um curto espaço de tempo, como em condicionadores de energia (ZHANG; LOH; GAO, 2012), controle direto de torque (ABBACHE; TABBACHE; KHELOUI, 2014), conversores matriciais (KANDASAMY; MANOJ, 2014), geração eólica (ASTAD; MOLINAS, 2010), fonte de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply - UPS*) (QIN; LOH; BLAABJERG, 2014), sistemas fotovoltaicos

Figura 1 – Topologia do conversor nove chaves (NSI).



Fonte: próprio autor.

(EDRINGTON; BALATHANDAYUTHAPANI; CAO, 2010), máquinas elétricas (SANTOS; JACOBINA; SILVA, 2011; RAJAMBAL; RAJARAJAN; KHAN, 2011), veículos elétricos híbridos (DEGHAN; MOHAMADIAN; YAZDIAN, 2010) e filtros ativos e híbridos de potência (LIMONGI et al., 2014).

Comparado com outras topologias, o NSI possui uma saída CA trifásica a mais que o VSI, um processo de chaveamento menos complexo que os conversores matriciais e matriciais esparsos, além de reduzido número de chaves quando comparado com o *back-to-back* (doze chaves) e com o conversor de cinco braços (dez chaves), impactando assim no custo, volume e peso do sistema.

O aumento da confiabilidade dos dispositivos semicondutores e o desenvolvimento da eletrônica de potência nas últimas décadas, também impulsionaram o surgimento de técnicas de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM). Entre as técnicas de modulação para inversores trifásicos, destacam-se a modulação por vetores espaciais (*Space Vector Modulation* - SVM) (BLASKO, 1997; SUN; GROSTOLLEN, 1996) e a modulação escalar (ALVES, 1998).

Estas duas técnicas apresentam algumas diferenças. No SVM, as razões de trabalho definem uma combinação de chaves das três fases, enquanto que no escalar, as razões de trabalho definem o tempo no qual uma chave estará fechada. O SVM baseia-se no vetor espacial de referência, que representa as três fases, enquanto que, na modulação escalar, os estados das chaves do conversor são identificados a partir da comparação entre uma portadora (geralmente na forma de onda triangular de alta frequência) com um sinal modulador, que representa a referência que se deseja reproduzir na saída do inversor.

As modulações escalar e SVM também têm sido utilizadas não só para comandar inverso-

res fonte de tensão, mas também outras topologias como inversores multiníveis (CHATURVEDI; JAIN; AGARWAL, 2014; CHO et al., 2014; MA; BLAABJERG, 2014) e conversores matriciais (VENTURINI, 1980; VENTURINI; ALESINA, 1980; RODRÍGUEZ, 1983; HUBER; BOROJEVIĆ, 1995).

Em particular, técnicas escalares podem ainda ser modificadas a fim melhorar uma característica particular do inversor, como aumentar a região linear, o rendimento ou a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* - THD).

Nas últimas décadas, muitos autores propuseram a generalização da modulação de várias topologias de conversores trifásicos, como o VSI (ALVES, 1998; ALVES et al., 1998; JACOBINA et al., 2001; HAVA; ÇETIN, 2011), inversores multiníveis (CATALIOTTI et al., 2007; REDDY et al., 2012) e conversores matriciais (CASADEI et al., 2002; BRADASCHIA et al., 2009; KIATSOOKKANATORN; SANGWONGWANICH, 2012). Baseando-se numa análise detalhada destes esforços anteriores, observa-se que, infelizmente, o processo de generalização não é simples e as técnicas de PWM derivadas de cada topologia têm poucas semelhanças entre si. Por outro lado, a maioria das generalizações utilizou a abordagem escalar, que é mais fácil de se compreender e realizar.

Uma possível aplicação do PWM escalar generalizado é na redução das perdas por chaveamento em conversores de alto rendimento (BRADASCHIA et al., 2009). Elevadas perdas por chaveamento são responsáveis por excessivo estresse térmico, redução do tempo de vida útil dos dispositivos semicondutores e custo adicional associado ao dissipador de calor. Este problema se torna especialmente importante em aplicações que requerem chaveamentos de alta frequência, como filtros ativos de potência e acionamento elétrico de motores de alta velocidade.

A primeira técnica de PWM proposta para o conversor nove chaves baseou-se na modulação senoidal, que compara uma onda portadora triangular de alta frequência com três sinais de referência senoidais, gerando os pulsos para as chaves (LIU et al., 2009). Além disso, uma modulação vetorial foi proposta para estender a região linear de ambas as unidades do conversor nove chaves (DEHGHAN; MOHAMADIAN; ANDERSEN, 2010), incrementando em até 15% o limite no índice de modulação em comparação com a modulação senoidal.

Buscando reduzir o número de chaveamentos, os autores apresentaram um SVM com padrão de chaveamento específico (DEHGHAN; MOHAMADIAN; ANDERSEN, 2010). No entanto, esta modulação pode ser utilizada somente no modo de operação DF (*Different Frequency*), em que as duas unidades do conversor produzem senóides com frequências e fases independentes.

Recentemente, Dehgan *et. al* propuseram um SVM para o conversor nove chaves que opera no modo de operação DF e no modo CF (*Constant Frequency*), em que as tensões de saídas das unidades apresentam frequências iguais e diferença de fase constante (DEHGHAN et al., 2013). No entanto, nenhum trabalho, até então, apresentou uma modulação escalar generalizada

para o NSI.

1.1 Objetivos da Dissertação de Mestrado

Este trabalho tem por objetivo propor duas abordagens para a generalização do PWM no NSI: a modulação escalar *quasi* generalizada e a generalizada. Ambas as generalizações podendo ser implementadas com reduzido esforço computacional por serem modulações essencialmente escalares. Baseado nestas generalizações, também pretende-se apresentar técnicas de PWM específicas para redução do número de chaveamentos no NSI, com o objetivo de aumentar o seu rendimento.

A necessidade de se propor uma técnica de modulação escalar generalizada para o NSI, até então inexistente, podendo trazer benefícios como redução de perdas por chaveamento, THD, tensão de modo-comum e aumento de rendimento no inversor é a motivação para o desenvolvimento desta Dissertação de Mestrado, cujos objetivos específicos são listados a seguir:

1. Propor duas modulações escalares generalizadas para o conversor nove chaves;
2. Propor técnicas de PWM específicas, baseadas nas generalizações, visando a redução de perdas no conversor nove chaves;
3. Realizar um estudo comparativo de perdas entre as técnicas de PWM para o conversor nove chaves.

1.2 Organização Textual

Este trabalho está organizado nos seguintes capítulos:

- **Capítulo 2** - Um breve resumo do VSI é apresentado, incluindo seu princípio de funcionamento e as técnicas de PWM vetorial e escalar generalizada, com suas principais vantagens e desvantagens.
- **Capítulo 3** - O conversor nove chaves é apresentado juntamente com suas restrições de chaveamento. Em seguida, a técnica de modulação por vetores espaciais proposta por Dehghan *et. al* é discutida.
- **Capítulo 4** - Duas abordagens para a generalização do PWM nos conversores nove chaves são apresentadas: a modulação escalar *quasi* generalizada e a modulação escalar generalizada.
- **Capítulo 5** - As generalizações propostas no capítulo anterior são aplicadas com o intuito de encontrar técnicas de PWM específicas que reduzam as perdas por chaveamento no

conversor nove chaves. Resultados comparativos de simulação são apresentados com o objetivo de mostrar a eficácia das técnicas obtidas.

- **Capítulo 6** - São apresentadas as conclusões gerais do trabalho, sugestões de trabalhos futuros e as publicações do autor durante o período do Mestrado.

2 O Inversor Fonte de Tensão

Neste capítulo, é apresentado um breve resumo do inversor trifásico fonte de tensão convencional, conhecido como VSI, incluindo seu princípio de funcionamento e as modulações por vetores espaciais e escalar generalizada, com suas principais vantagens e desvantagens. O objetivo é facilitar o entendimento da generalização do NSI a partir da apresentação da generalização do VSI.

2.1 Descrição de um VSI Trifásico

O conversor CC/CA é um dispositivo que pode atuar tanto como um retificador quanto como um inversor. No entanto, para que ele se comporte como um inversor, é necessário que haja um fluxo médio de potência do lado CC para o lado CA. Isto significa que, mesmo que instantaneamente exista algum fluxo de potência do lado CA para o CC, o que dá ao conversor a característica de inversor é que a maior parte do fluxo de potência esteja sendo escoado do lado CC para o CA. Assim, pode-se definir um inversor como sendo um processador de potência que converte energia CC em energia CA, controlando a amplitude e/ou frequência das grandezas de saída (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

Entre os conversores, destaca-se o VSI apresentado na Figura 2. O VSI possui uma fonte de tensão contínua (v_{cc}) alimentando o barramento CC, dando a este barramento uma característica capacitiva, e, em seus terminais de saída, é conectada uma carga CA trifásica de característica predominantemente indutiva (PENG, 2003).

Seis chaves ($S_a, S_b, S_c, \bar{S}_a, \bar{S}_b$ e \bar{S}_c) compõem o VSI trifásico, sendo cada uma composta por um transistor de potência e um diodo em anti-paralelo, conhecido como diodo de “roda livre”, que juntos são responsáveis por prover fluxo bidirecional de corrente e capacidade de bloqueio unidirecional da tensão (BRADASCHIA, 2012).

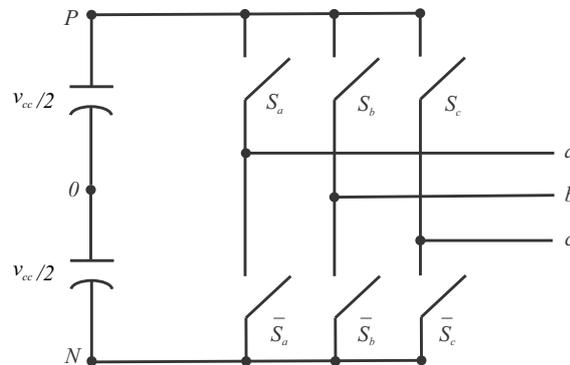
Cada chave do inversor apresenta apenas dois estados: *aberto* ou *fechado*. Sendo assim, a representação do estado da chave através de um sistema binário é plausível. Desta forma, sendo as três fases de um VSI trifásico representadas por $j = \{a, b, c\}$, define-se $S_j = 0$ para a chave em estado *aberto* e $S_j = 1$ para a chave em estado *fechado*.

Para um braço do VSI trifásico, há um total de quatro combinações de chaveamento, sendo apenas duas permitidas: $S_j = 0$ e $\bar{S}_j = 1$ ou $S_j = 1$ e $\bar{S}_j = 0$. Devido à natureza complementar das chaves inferiores, estas são definidas como \bar{S}_a, \bar{S}_b e \bar{S}_c , e a equação

$$S_j + \bar{S}_j = 1 \quad (1)$$

deve ser sempre respeitada.

Figura 2 – Inversor trifásico fonte de tensão.



Fonte: próprio autor.

Como apenas duas combinações de chaveamento são permitidas para cada braço e tendo o inversor três braços, o número de combinações permitidas no VSI trifásico é de oito.

Para melhor compreensão do comportamento de um VSI trifásico em relação aos estados da chave, determina-se a tensão entre o terminal de saída j e o ponto negativo N do barramento CC (v_{jN}) e a tensão de polo do inversor (v_{j0}), que é a tensão entre a saída j e o ponto central do barramento CC (ALVES, 1998):

$$v_{jN} = v_{cc} \cdot S_j, \quad (2)$$

$$v_{j0} = \frac{v_{cc}}{2} \cdot (2S_j - 1). \quad (3)$$

A tensão na carga (v_{jn}) também é possível de ser determinada. Basta partir do princípio de que o sistema é a três fios e a carga é equilibrada com o neutro isolado (flutuante). A partir desta premissa, pode-se obter a tensão na carga (v_{an} , v_{bn} e v_{cn}) relacionada com os estados das chaves superiores (S_a , S_b e S_c) (ALVES, 1998; BRADASCHIA, 2008) através da seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{cc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}. \quad (4)$$

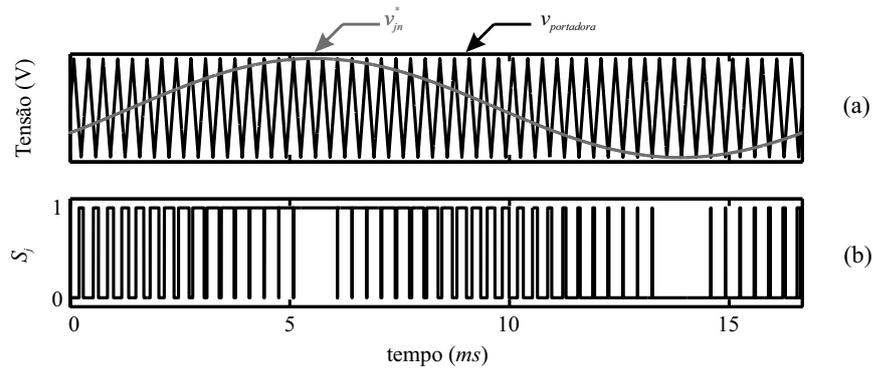
2.2 Técnicas de PWM para o VSI Trifásico

2.2.1 Modulação Senoidal

A Figura 3 apresenta um exemplo gráfico do princípio de funcionamento de uma das técnicas de PWM: o PWM senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* - SPWM). Esta técnica de PWM é um caso especial para quando o sinal modulador é uma onda senoidal (RASHID,

2001). Na Figura 3(a), uma tensão de referência fase-neutro na carga (v_{jn}^*), senoidal, é comparada com uma onda triangular de alta frequência ($v_{portadora}$), gerando os pulsos da chave S_j . Os pulsos gerados, mostrados na Figura 3(b), possuem pontos de transição nas interseções de v_{jn}^* e $v_{portadora}$ e a largura destes pulsos é proporcional ao valor do sinal modulador (digital).

Figura 3 – Exemplo gráfico do princípio de funcionamento da técnica de PWM senoidal baseada em portadora: (a) as interseções entre v_{jn}^* e $v_{portadora}$; (b) os estados da chave S_j e a largura dos seus pulsos, que está relacionada com o valor instantâneo da onda moduladora.



Fonte: próprio autor

A proporção do período de chaveamento na qual a chave S_j permanece fechada (T_{on}) é definida como sendo a razão de trabalho (D_j) da chave, ou *duty cycle*, sendo calculada por

$$D_j = \frac{T_{on}}{T_{ch}}, \quad (5)$$

onde $D_j = [0; 1]$, e o período de chaveamento é T_{ch} .

Assim como os estados das chaves, as razões de trabalho das chaves no mesmo braço também são complementares. Sendo assim, é correto afirmar que:

$$D_j + \bar{D}_j = 1. \quad (6)$$

A partir de (1) e (6), é possível concluir que, em um VSI trifásico, é necessária a definição apenas da razão de trabalho das três chaves superiores.

Para se determinar as razões de trabalho das chaves superiores, calculam-se os valores médios de cada uma das tensões definidas em (2),(3) e (4) (ALVES, 1998; BRADASCHIA, 2008):

$$\bar{v}_{jN} = v_{cc} \cdot D_j, \quad (7)$$

$$\bar{v}_{j0} = \frac{v_{cc}}{2} \cdot (2D_j - 1), \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an} \\ \bar{v}_{bn} \\ \bar{v}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{cc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_a \\ D_b \\ D_c \end{bmatrix}. \quad (9)$$

A expressão obtida em (9) estabelece que, assumindo que os valores médios \bar{v}_{jn} são iguais a v_{jn}^* , pode-se determinar D_a , D_b e D_c capazes de produzir na saída do inversor tensões com componentes fundamentais iguais às referências. Para isto, é necessário inverter a matriz em (9). No entanto, qualquer linha ou coluna desta matriz pode ser representada como uma combinação linear das outras linhas ou colunas, fazendo com que esta matriz não possa ser invertida (matriz de *rank* igual a 2). Como consequência, há infinitos conjuntos de valores que definem D_j . É devido a esta infinidade de valores possíveis das razões de trabalho que existem diversas técnicas de PWM para o VSI.

Uma possível solução para as razões de trabalho das chaves em (9) é fazer $\bar{v}_{j0} = v_{jn}^*$. Substituindo \bar{v}_{j0} por v_{jn}^* em (8) e isolando a razão de trabalho D_j , encontra-se:

$$D_j = \frac{1}{2} + \frac{v_{jn}^*}{v_{cc}}, \quad (10)$$

A substituição de (10) em (9) resulta em $\bar{v}_{jn} = v_{jn}^*$, ou seja, está comprovado que (10) é uma possível solução para as razões de trabalho das chaves do inversor. Esta solução particular é a implementação digital do PWM senoidal.

Para determinar a amplitude máxima de v_{jn}^* que pode ser produzida pelo PWM senoidal, é necessário aplicar os limites das razões de trabalho das chaves ($0 \leq D_j \leq 1$) em (10). Com isto, encontra-se que a amplitude máxima de v_{jn}^* é $\frac{v_{cc}}{2}$, para esta técnica de modulação.

Definindo v_{jn}^* como sendo ondas puramente senoidais e iguais a

$$\begin{cases} v_{an}^* = m \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t) \\ v_{bn}^* = m \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cn}^* = m \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}, \quad (11)$$

onde ω é a frequência angular das tensões de saída e m é o índice de modulação, que determina o quanto do limite de amplitude das tensões da carga está sendo produzido pelo inversor.

Sabendo que na técnica de PWM senoidal a amplitude máxima de v_{jn}^* é $\frac{v_{cc}}{2}$ e tendo definido v_{jn}^* em (11), é possível concluir que, nesta técnica de modulação, $0 \leq m \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$.

2.2.2 Modulação por Vetores Espaciais

Na técnica SVM (PFAFF; WESCHTA; WICK, 1984; HOLTZ; LAMMERT; LOTZKAT, 1987; BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988), a teoria de vetores espaciais, muito usada no controle de motores trifásicos, é aplicada nos inversores. Cada uma das oito possíveis

combinações das chaves do inversor, mostradas na Tabela 1, e o conjunto das tensões de referência na carga são representados por vetores espaciais no plano $\alpha\beta$ estacionário. Assim, a cada período de chaveamento, determina-se uma combinação linear de vetores espaciais que seja igual ao vetor que representa as tensões de referência na carga. Desta forma, ao aplicar no inversor cada vetor espacial com sua razão de trabalho específica, produz-se, em valores médios, as tensões de referência na carga (PFAFF; WESCHTA; WICK, 1984; HOLTZ; LAMMERT; LOTZKAT, 1987; BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988).

Tabela 1 – Possíveis combinações de chaveamento de um VSI trifásico.

S_a	S_b	S_c	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_α	v_β	$ V $	θ_V	Vetor
0	0	0	0	0	0	0	0	0	-	V_0
1	0	0	$\frac{2v_{cc}}{3}$	$-\frac{v_{cc}}{3}$	$-\frac{v_{cc}}{3}$	$\frac{2v_{cc}}{3}$	0	$\frac{2v_{cc}}{3}$	0°	V_1
1	1	0	$\frac{v_{cc}}{3}$	$\frac{v_{cc}}{3}$	$-\frac{2v_{cc}}{3}$	$\frac{v_{cc}}{3}$	$\frac{\sqrt{3}v_{cc}}{3}$	$\frac{2v_{cc}}{3}$	60°	V_2
0	1	0	$-\frac{v_{cc}}{3}$	$\frac{2v_{cc}}{3}$	$-\frac{v_{cc}}{3}$	$-\frac{v_{cc}}{3}$	$\frac{\sqrt{3}v_{cc}}{3}$	$\frac{2v_{cc}}{3}$	120°	V_3
0	1	1	$-\frac{2v_{cc}}{3}$	$\frac{v_{cc}}{3}$	$\frac{v_{cc}}{3}$	$-\frac{2v_{cc}}{3}$	0	$\frac{2v_{cc}}{3}$	180°	V_4
0	0	1	$-\frac{v_{cc}}{3}$	$-\frac{v_{cc}}{3}$	$\frac{2v_{cc}}{3}$	$-\frac{v_{cc}}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}v_{cc}}{3}$	$\frac{2v_{cc}}{3}$	240°	V_5
1	0	1	$\frac{v_{cc}}{3}$	$-\frac{2v_{cc}}{3}$	$\frac{v_{cc}}{3}$	$\frac{v_{cc}}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}v_{cc}}{3}$	$\frac{2v_{cc}}{3}$	300°	V_6
1	1	1	0	0	0	0	0	0	-	V_7

Fonte: Próprio autor.

Para se determinar o módulo e o ângulo de cada vetor espacial no plano $\alpha\beta$ estacionário, é necessário aplicar a transformação de Clarke (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002) nos valores das tensões na carga em (4) para cada combinação dos valores de S_a , S_b e S_c :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

onde o termo v_α é a componente de eixo direto e v_β é a componente de eixo em quadratura do vetor das tensões na carga. Assim, as tensões na carga podem ser representadas por um vetor $\mathbf{V} = |V| \angle \theta_V$, onde $|V|$ é o módulo do vetor tensão na carga e θ_V é o ângulo deste vetor em relação ao eixo direto.

Considerando-se as oito possibilidades de estados das chaves S_a , S_b e S_c , e aplicando (4) em (12), é possível determinar os valores de v_α e v_β . A partir de v_α e v_β , é possível determinar

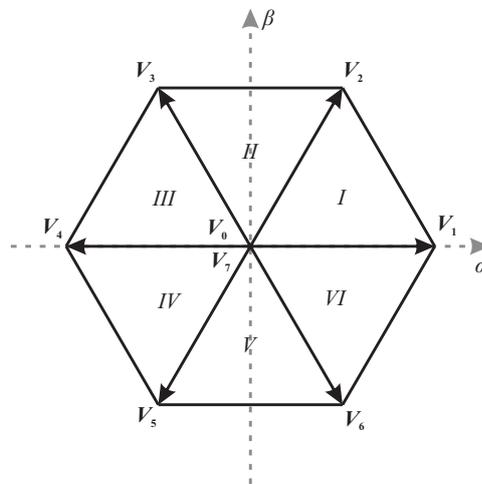
os valores de $|V|$ e θ_V :

$$|V| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad \text{e} \quad \theta_V = \arctan\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right). \quad (13)$$

Os valores de v_{an} , v_{bn} , v_{cn} , v_α , v_β , $|V|$ e θ_V , para cada vetor espacial, são mostrados na Tabela 1. Nela, observa-se a existência de oito vetores espaciais de tensão, podendo ser divididos em seis ativos (V_1 a V_6) e dois nulos (V_0 e V_7). Os vetores ativos são assim denominados por produzirem tensões não-nulas na carga, ou seja, possuem módulo diferente de zero (igual a $\frac{2v_{cc}}{3}$). Em contrapartida, os vetores nulos (que não produzem tensão na carga) possuem módulo igual a zero.

Ao representar os oito vetores espaciais no plano $\alpha\beta$ estacionário, forma-se o hexágono na Figura 4. Nela, os seis vetores ativos de tensão possuem mesmo módulo e estão deslocados de 60° uns dos outros. Os dois vetores nulos de tensão possuem módulo nulo e, portanto, se localizam na origem do plano $\alpha\beta$.

Figura 4 – Representação dos oito vetores espaciais de tensão do VSI trifásico no plano $\alpha\beta$ estacionário.



Fonte: próprio autor.

Para melhor compreensão dos limites práticos do vetor das tensões na carga na técnica SVM, é necessário uma análise da Figura 4. Quando somente um dos vetores ativos é aplicado, o vetor da tensão na carga se localizará em um dos vértices do hexágono. Quando dois vetores ativos contíguos são aplicados, o vetor tensão na carga se localizará na linha que conecta as extremidades dos dois vetores aplicados. E por fim, quando dois vetores ativos contíguos juntamente com vetores nulos são aplicados, o vetor de tensão na carga se localizará em algum ponto interno do triângulo limitado pelos dois vetores ativos contíguos e o lado do hexágono.

Assim, pode-se concluir que o hexágono é o limitador dos valores práticos possíveis do vetor das tensões na carga que são produzidos pelo inversor.

O hexágono da Figura 4 pode ser dividido em seis setores. A localização do vetor das tensões na carga nos setores de I a VI define quais vetores ativos serão usados em combinação com os vetores nulos para produzir, em valores médios, as tensões de referência na carga. Para tanto, é necessário realizar a transformação de Clarke (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002) nas tensões de referência na carga, considerando-as como funções senoidais no tempo iguais a:

$$\begin{cases} v_{an}^*(t) = V_s \cos(\omega t) \\ v_{bn}^*(t) = V_s \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cn}^*(t) = V_s \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}, \quad (14)$$

em que V_s é a amplitude das tensões senoidais de referência na carga definida por

$$V_s = m \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}}. \quad (15)$$

Assim, pode-se definir um vetor das tensões de referência na carga como sendo:

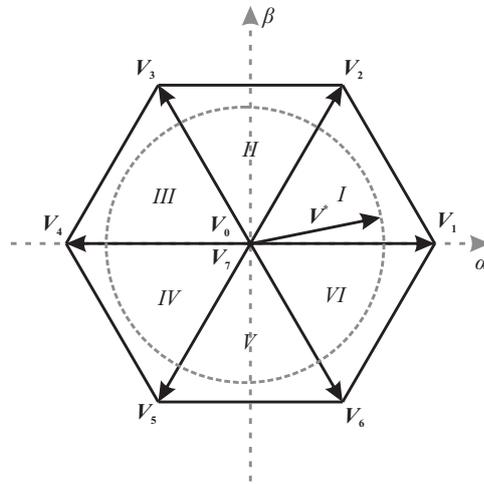
$$\mathbf{V}^* = v_{\alpha}^* + jv_{\beta}^* = |V| \angle \theta_V = V_s \angle \omega t. \quad (16)$$

Observa-se em (16) que, ao longo do tempo, o vetor das tensões de referência na carga realiza uma trajetória circular, de raio V_s , no sentido anti-horário no plano $\alpha\beta$. O período de rotação do vetor é igual ao período das tensões de referência em (14). Para o VSI ser capaz de reproduzir a trajetória de \mathbf{V}^* , o círculo deve estar inscrito no hexágono formado pelos seis vetores ativos, como pode ser visto na Figura 5 (HOLTZ; LAMMERT; LOTZKAT, 1987; BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988).

Sendo assim, para se determinar o máximo valor de V_s , é preciso determinar qual a circunferência de maior raio possível inscrita no hexágono da Figura 5. Conforme a Figura 6, o módulo do maior vetor que descreve uma trajetória circular inscrita no hexágono é numericamente igual ao seu apótema, ou seja, $V_s = \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}}$. Desta forma, de (15), conclui-se que $0 \leq m \leq 1$. A consequência desta constatação caracteriza uma das maiores vantagens da técnica SVM em relação a SPWM: um aumento na região linear de modulação de 15% (na técnica senoidal, o máximo valor de m é $\frac{\sqrt{3}}{2}$).

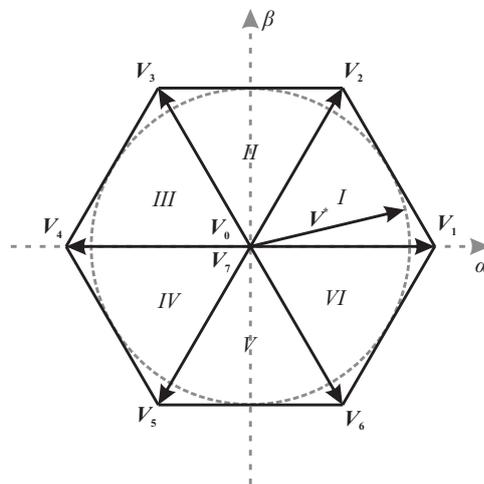
Para sintetizar o vetor das tensões de referência na carga, é necessário determinar, a cada período de chaveamento, não só os vetores ativos e nulos de tensão que serão aplicados no inversor, mas também o tempo de aplicação de cada um destes vetores. Desta forma, define-se a razão de trabalho do vetor espacial de tensão como sendo a proporção do período de chaveamento na qual aquele vetor permanece aplicado no inversor (ALVES, 1998). Este conceito se assemelha ao conceito de razão de trabalho estabelecido em (5). No entanto, para cada vetor de índice $i = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$, define-se uma razão de trabalho D_i .

Figura 5 – Representação da trajetória circular do vetor das tensões de referência na carga no plano $\alpha\beta$.



Fonte: próprio autor.

Figura 6 – Representação da trajetória circular de maior módulo do vetor das tensões de referência na carga no plano $\alpha\beta$.



Fonte: próprio autor.

Pela técnica SVM, a síntese do vetor das tensões de referência na carga ocorre através da aplicação dos vetores que definem o setor onde este vetor está localizado, além dos vetores nulos V_0 e V_7 . Se o vetor das tensões de referência na carga estiver localizado no setor I , ele pode ser escrito como

$$\mathbf{V}^* = \frac{1}{T_{ch}} \left[\int_0^{t_0} \mathbf{V}_0 dt + \int_{t_0}^{t_0+t_1} \mathbf{V}_1 dt + \int_{t_0+t_1}^{t_0+t_1+t_2} \mathbf{V}_2 dt + \int_{t_0+t_1+t_2}^{t_0+t_1+t_2+t_7} \mathbf{V}_7 dt \right], \quad (17)$$

onde t_0, t_1, t_2 e t_7 são os tempos de aplicação dos vetores V_0, V_1, V_2 e V_7 , respectivamente, e o período de chaveamento é $T_{ch} = t_0 + t_1 + t_2 + t_7$.

A partir de (17), como V_0 e V_7 são vetores nulos, obtém-se que

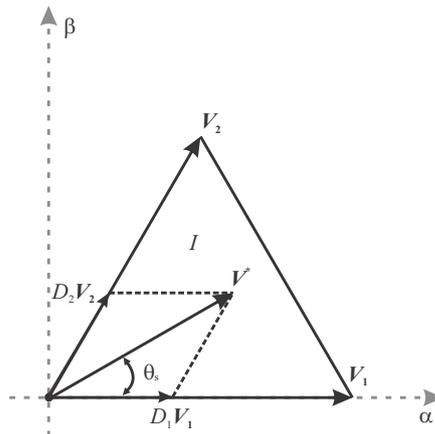
$$V^* = V_1 \frac{t_1}{T_{ch}} + V_2 \frac{t_2}{T_{ch}}, \quad (18)$$

e que, pela definição de razão de trabalho, pode ser reescrito na forma de

$$\begin{cases} V^* = V_1 D_1 + V_2 D_2 \\ D_0 + D_1 + D_2 + D_7 = 1 \end{cases}, \quad (19)$$

ou seja, para o vetor de referência localizado no setor I, V^* é o resultado da soma vetorial de $V_1 D_1$ e $V_2 D_2$. Graficamente, (19) está representado na Figura 7.

Figura 7 – Representação gráfica da relação entre os vetores adjacentes do setor I e o vetor das tensões de referência na carga no plano $\alpha\beta$.



Fonte: próprio autor.

Se $D_1 + D_2 < 1$, para completar o período de chaveamento, os vetores V_0 e V_7 também são aplicados, sem alterar a síntese do vetor V^* . Entretanto, geralmente, divide-se o intervalo de tempo restante igualmente entre os dois vetores nulos, por questões de simetria e visando a redução da distorção das tensões e correntes na carga. Esta técnica específica é conhecida como técnica de modulação por vetores espaciais simétrica (SSVM - *Symmetric Space Vector Modulation*) (ALVES, 1998; BRADASCHIA, 2008). Dividindo-se igualmente o tempo de aplicação de vetor nulo entre V_0 e V_7 pode-se, a partir de (19), concluir que

$$\begin{cases} D_1 = \frac{\sqrt{3}}{v_{cc}} V_s \cos \left(\theta_s + \frac{\pi}{6} \right) \\ D_2 = \frac{\sqrt{3}}{v_{cc}} V_s \sin \left(\theta_s \right) \\ D_0 = \frac{1 - D_1 - D_2}{2} \\ D_7 = \frac{1 - D_1 - D_2}{2} \end{cases}, \quad (20)$$

onde θ^s é o ângulo entre o vetor V^* e primeiro vetor ativo do setor no sentido anti-horário. Por exemplo, para o setor I , θ^s é o ângulo entre V^* e o vetor V_1 .

Vale também ressaltar que, apesar de (20) ser válida para o setor I , o procedimento para determinação das razões de trabalho para os demais setores é equivalente ao apresentado neste caso particular. Além disto, as razões de trabalho calculadas a partir desta equação são utilizadas na implementação digital do SVM.

Com a solução das razões de trabalho dos vetores definida em (20) para a técnica SSVM, basta definir o padrão de chaveamento do PWM. Dois padrões muito usados são o padrão assimétrico, mostrado na Figura 8(a), e o padrão de chaveamento espelhado (simétrico), na Figura 8(b).

A desvantagem do padrão de chaveamento assimétrico é uma maior THD em relação ao padrão espelhado, que é o mais utilizado entre os inversores. Além disso, no padrão espelhado não há a possibilidade de geração de um vetor ativo de tensão indesejado no instante da transição suave do vetor nulo V_0 para o vetor nulo V_7 e vice-versa.

2.2.3 Modulação Escalar Generalizada

Na modulação por vetores espaciais, foi visto que as oito combinações possíveis de chaveamento para um VSI trifásico são definidas entre vetores ativos ($V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$) e nulos (V_0 e V_7). A cada período de chaveamento (T_{ch}), o vetor de referência é sintetizado dois vetores ativos adjacentes e os dois vetores nulos.

Diferentes técnicas de PWM são produzidas pela simples mudança da distribuição do tempo nulo entre V_0 e V_7 . Esta é a base da modulação escalar generalizada, também conhecida como PWM escalar generalizado (ALVES, 1998; ALVES et al., 1998; JACOBINA et al., 2001).

Como a generalização é essencialmente escalar, uma solução geral para as razões de trabalho das chaves superiores do VSI trifásico é calculada e comparada com uma onda triangular (portadora), com a finalidade de determinar os estados de abertura ou fechamento de todas as seis chaves.

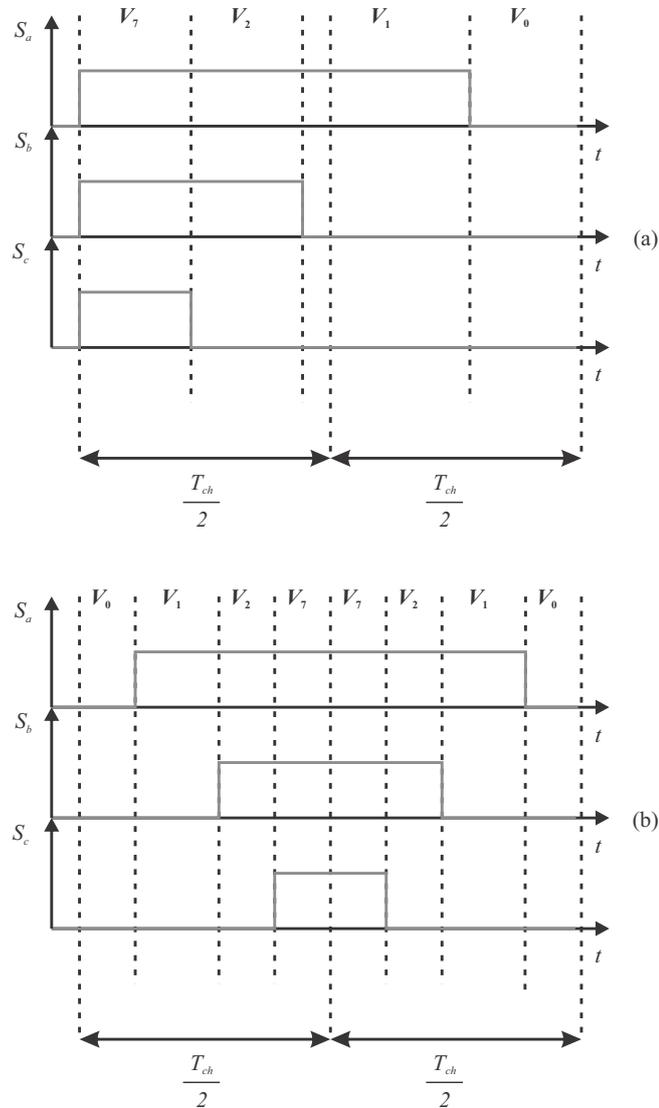
Para a determinação da solução geral das razões de trabalho, considera-se a tensão de referência nas cargas como sendo:

$$v_{j0}^* = v_{j0}^s + v_h, \quad (21)$$

onde v_h é a tensão de modo comum, ou componente de tensão homopolar, e v_{j0}^s são as componentes de tensão senoidais definidas por:

$$\begin{cases} v_{a0}^s = m \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}} \cos(\omega t) \\ v_{b0}^s = m \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{c0}^s = m \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} . \quad (22)$$

Figura 8 – Padrões de chaveamento usados nas técnicas de PWM para VSI, para o setor I: (a) padrão assimétrico; (b) padrão simétrico (espelhado).



Fonte: próprio autor.

A solução geral para as razões de trabalho é dada por:

$$D_j^G = \frac{1}{2} + \frac{v_{j0}^*}{v_{cc}}, \quad (23)$$

onde D_j^G é a razão de trabalho generalizada das chaves S_j . Substituindo (21) em (23), tem-se que:

$$D_j^G = \frac{1}{2} + \underbrace{\frac{v_{j0}^s}{v_{cc}}}_{D_j^s} + \underbrace{\frac{v_h}{v_{cc}}}_{D_h}, \quad (24)$$

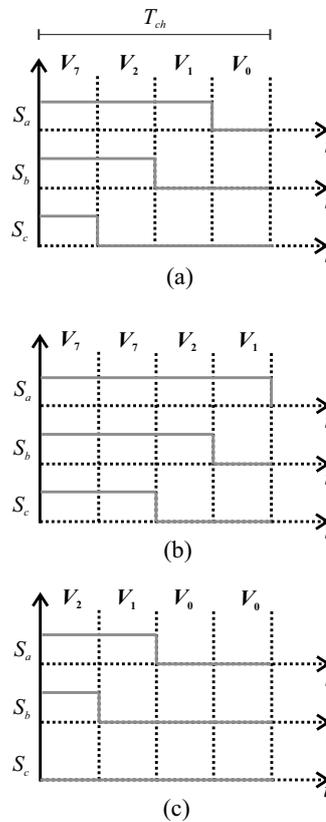
onde D_j^s é a razão de trabalho associada à componente senoidal da tensão e D_h é a razão de trabalho associada a componente homopolar da tensão.

Para completar o processo de generalização, é necessário associar a razão de trabalho D_h às infinitas possibilidades de distribuição do tempo nulo entre os vetores nulos. A Figura 9 mostra três possíveis estados de chaveamento gerados pelas mesmas componentes senoidais e diferentes componentes homopolares e sua influência na distribuição dos vetores nulos. Observando a Figura 9(a), é possível notar que

$$\begin{cases} D_{V7} = D_{min} \\ D_{V0} = 1 - D_{max} \\ D_{nulo} = D_{V0} + D_{V7} = 1 - D_{max} + D_{min} \end{cases}, \quad (25)$$

em que D_{V0} e D_{V7} são as razões de trabalho dos vetores nulos V_0 e V_7 , respectivamente, D_{min} e D_{max} são as razões de trabalho mínima e máxima do VSI trifásico, respectivamente, e D_{nulo} é a razão de trabalho total dos vetores nulos aplicados durante um determinado período de tempo a cada período de chaveamento (t_{nulo}).

Figura 9 – Possíveis estados das chaves para o VSI trifásico: (a) $t_0 = t_7 = t_{nulo}/2$; (b) $t_7 = t_{nulo}$; (c) $t_0 = t_{nulo}$.



Na Figura 9(b), o vetor V_0 não é aplicado, o que significa que D_{nulo} é igual a V_7 . O oposto acontece na Figura 9(c), em que o vetor D_{V7} não é aplicado. É importante ressaltar que, independente da combinação de chaveamento utilizada, a expressão em (25) é sempre válida.

Para concluir o processo de generalização, é necessário definir o grau de liberdade μ responsável por distribuir a razão de trabalho total dos vetores nulos entre V_0 e V_7 :

$$\begin{cases} D_{V0} = \mu D_{nulo} \\ D_{V7} = (1 - \mu) D_{nulo} \end{cases}, \quad (26)$$

onde $0 \leq \mu \leq 1$.

O processo de generalização então é realizado pela remoção da contribuição existente do vetor nulo V_7 ($D_{V7} = D_{min}$) das razões de trabalho do PWM senoidal (D_j^s) e pela adição de uma nova contribuição do vetor nulo V_7 , como uma nova função do grau de liberdade μ ($D_{V7} = (1 - \mu) D_{nulo} = (1 - \mu)(1 - D_{max} + D_{min})$), levando a:

$$D_j^G = D_j^s - \underbrace{D_{min}}_{\text{Existente } D_{V7}} + \underbrace{(1 - \mu)(1 - D_{max} + D_{min})}_{\text{Novo } D_{V7}}. \quad (27)$$

Rearranjando (27), é possível determinar a razão de trabalho da modulação escalar generalizada (ALVES, 1998; ALVES et al., 1998; JACOBINA et al., 2001):

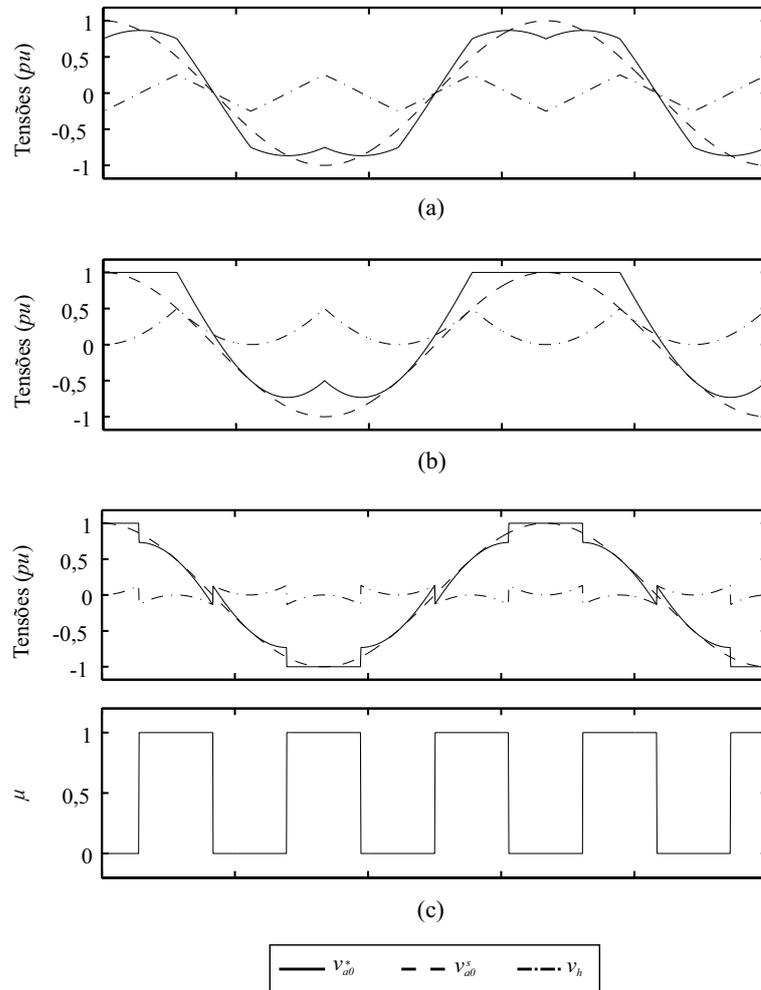
$$D_j^G = D_j^s - \underbrace{\mu D_{min} + (1 - \mu)(1 - D_{max})}_{D_h}. \quad (28)$$

Quando $0 < \mu < 1$, a modulação escalar generalizado é conhecido como contínua. Um caso particular ocorre quando $\mu = 0, 5$, onde a técnica se comporta como o SVM. Por outro lado, quando o grau de liberdade μ assume os valores extremos, isto é, $\mu = 0$, $\mu = 1$ ou até mesmo alternando de 0 para 1, a modulação generalizada é conhecida como descontínua. Na Figura 10, tensões de referência não senoidais (v_{a0}^*), normalizadas, com suas componentes senoidal (v_{a0}^s) e homopolar (v_h), são mostradas, sendo duas delas com valores constantes de μ e uma com o padrão de μ pulsante.

Quando se compara (24) com (28), é possível notar que a razão de trabalho da componente de tensão homopolar depende do grau de liberdade μ , que define os intervalos de tempo de aplicação dos vetores nulos V_0 e V_7 . Desta forma, esta associação entre a tensão homopolar e o grau de liberdade μ é a prova do processo de generalização.

A modulação escalar generalizada produz ondas de tensão de referência não senoidais, enquanto que o PWM senoidal produz referências senoidais. No entanto, a tensão em cada uma das fases da carga permanece senoidal em ambos os casos. Devido a relação (9) a amplitude máxima das tensões fase-neutro de saída no PWM senoidal é $v_{cc}/2$, ou seja, $m \leq \sqrt{3}/2$ (ver 22). Enquanto isso, na modulação escalar generalizada, $m \leq 1$, devido à adição da componente homopolar. Pode-se notar ainda que o aumento de $m = \sqrt{3}/2$ para $m = 1$ também proporciona

Figura 10 – Três ondas de tensão de referência não senoidais (v_{a0}^*), normalizadas, com suas componentes senoidal (v_{a0}^s) e homopolar (v_h) para: (a) $\mu = 0,5$ (constante); (b) $\mu = 0$ (constante); e (c) padrão pulsante de μ .



Fonte: adaptado de Bradaschia et al. (2014).

os mesmos 15% de aumento na região linear do conversor obtidos pela modulação por vetores espaciais. É importante mencionar que, independentemente do valor escolhido para o grau de liberdade μ , o máximo valor da amplitude da tensão de saída por fase é sempre igual a $v_{cc}/\sqrt{3}$ ($m = 1$), isto é, o uso da tensão no barramento CC na região linear é sempre o limite intrínseco do VSI.

Assim, diante do que foi exposto, torna-se possível perceber que ambos os métodos (escalar generalizado e por vetores espaciais) possuem vantagens em relação a técnica senoidal. Por outro lado, quando comparadas entre si, torna-se evidente que as duas técnicas são equi-

valentes, apesar da modulação escalar generalizada exigir menos esforço computacional que o SVM. Além disso, a existência do grau de liberdade μ permite a manipulação das razões de trabalho, buscando novas técnicas para a redução de perdas por chaveamento no VSI.

2.3 Conclusões

Neste capítulo, foi possível descrever o princípio de funcionamento do VSI e apresentar duas modulações por largura de pulso amplamente utilizadas: a modulação por vetores espaciais, onde a teoria de vetores espaciais é aplicada nos inversores; e a modulação escalar generalizada, capaz de reproduzir a vetorial com a vantagem de exigir menos esforço computacional (essencialmente escalar) e possibilitando a redução de perdas, caso o valor de μ seja cuidadosamente escolhido.

3 O Conversor Nove Chaves e a Modulação por Vetores Espaciais

Neste capítulo, é feita a apresentação do conversor nove chaves (NSI), bem como da modulação por vetores espaciais proposta por Dehghan et al. (2013).

3.1 Conversor Nove Chaves

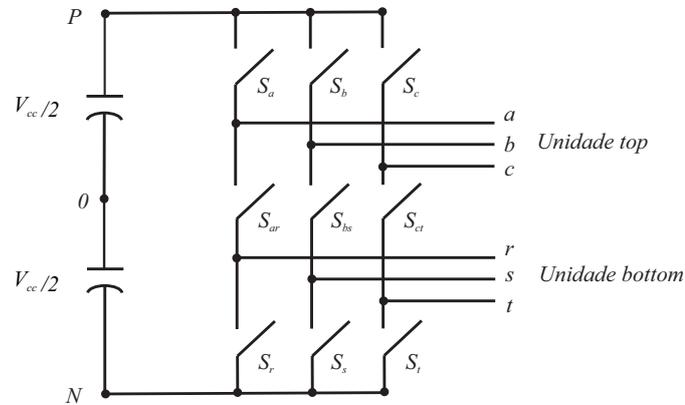
Para a conversão CA-CA, é possível utilizar o convencional conversor *back-to-back*, que é um conversor indireto. Esta usual topologia necessita de um capacitor e de um elevado número de dispositivos semicondutores (doze no total), que não só oneram o custo de fabricação do *back-to-back* como também aumentam as perdas por chaveamento, reduzindo o rendimento global (LIU et al., 2007). Devido a estas desvantagens, topologias alternativas de conversores CA-CA foram propostas na literatura: conversores matriciais (PODLESK et al., 2005), matriciais esparsos (KOLAR et al., 2002; JUSSILA; ESKOLA; TUUSA, 2005) e conversor de cinco braços (JACOBINA et al., 2006). No entanto, conversores matriciais e matriciais esparsos apresentam desvantagens quanto a complexidade no processo de chaveamento (BRADASCHIA, 2012) e o conversor de cinco braços possui dez chaves, ou seja, uma a mais que o NSI apresentado.

Dentro deste contexto, surge o NSI, mostrado na Figura 11. Este conversor, proposto por Liu et al. (2009) e Liu et al. (2007), pode ser visto como duas unidades de VSIs, nomeadas de unidades *top* e *bottom*, que não só dividem o mesmo barramento CC como também as três chaves intermediárias, isto é, as três chaves inferiores da unidade *top* e as três chaves superiores da unidade *bottom* são as mesmas (LIU et al., 2009).

A viabilidade de usar o NSI como conversor CA-CA trifásico ganha força diante do grande número de aplicações já exploradas para esta topologia em um curto espaço de tempo, como em condicionadores de energia (ZHANG; LOH; GAO, 2012), controle direto de torque (ABBACHE; TABBACHE; KHELOUI, 2014), conversores matriciais (KANDASAMY; MANOJ, 2014), geração eólica (ASTAD; MOLINAS, 2010), fonte de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply* - UPS) (QIN; LOH; BLAABJERG, 2014), sistemas fotovoltaicos (EDRINGTON; BALATHANDAYUTHAPANI; CAO, 2010), máquinas elétricas (SANTOS; JACOBINA; SILVA, 2011; RAJAMBAL; RAJARAJAN; KHAN, 2011), veículos elétricos híbridos (DEHGHAN; MOHAMADIAN; YAZDIAN, 2010) e filtros ativos e híbridos de potência (LIMONGI et al., 2014).

Comparado com outras topologias, o NSI possui uma saída CA trifásica a mais que o VSI, um processo de chaveamento menos complexo que os conversores matriciais e matriciais

Figura 11 – Topologia do conversor nove chaves (NSI).



Fonte: próprio autor

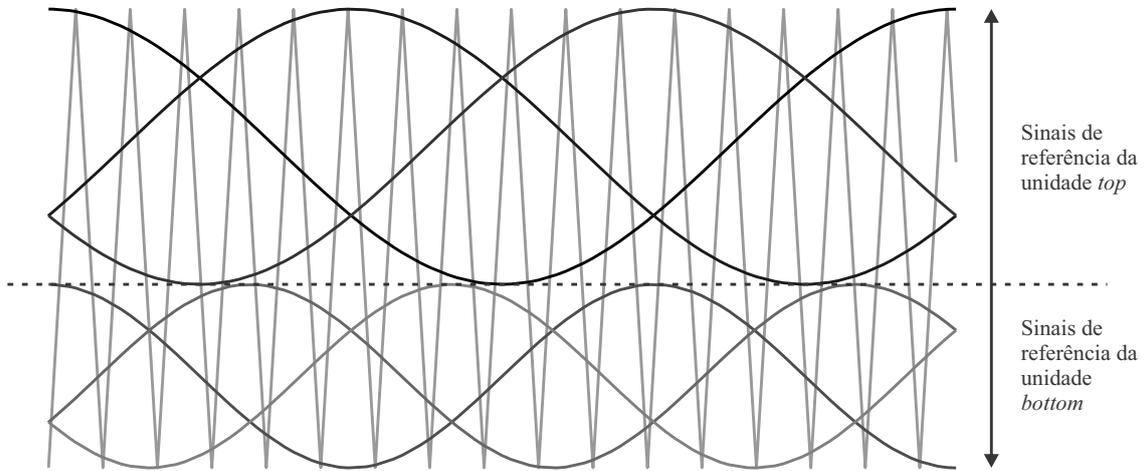
esparços, além de reduzido número de chaves quando comparado com o *back-to-back* (doze chaves) e com o conversor de cinco braços (dez chaves), impactando assim no custo, volume e peso do sistema.

3.2 O PWM Senoidal para o NSI

A primeira técnica de PWM proposta para o NSI baseou-se no PWM senoidal (LIU et al., 2009; LIU et al., 2007). Esta técnica se dá através da comparação de uma onda portadora triangular de alta frequência com três sinais de referência senoidais para cada unidade (*top* e *bottom*). As ondas modulantes das unidades *top* e *bottom* dividem a área da triangular, respeitando a restrição das ondas da unidade *top* sempre serem maiores que, ou iguais, as da unidade *bottom*, como visto na Figura 12. A partir desta comparação, os pulsos das nove chaves são gerados, sendo os estados das chaves superiores e inferiores definidos pelas ondas de referência, e as chaves intermediárias definidas através de uma operação lógica XOR (ou exclusivo) entre os estados das chaves superiores e inferiores (Figura 13). Em outras palavras, sendo $j = \{a, b, c\}$, $k = \{r, s, t\}$ e $jk = \{ar, bs, ct\}$, para um braço do NSI, a chave superior $S_j = 1$ se a onda modulante referente a fase j for maior que, ou igual, a triangular. Caso contrário, $S_j = 0$. Da mesma forma, a chave inferior $S_k = 1$ se a onda modulante referente a fase k for menor que a triangular. Caso contrário, $S_k = 0$. Quanto à chave intermediária S_{jk} , será um resultado da operação lógica XOR entre S_j e S_k : se $S_j = S_k = 0$ ou $S_j = S_k = 1$, $S_{jk} = 0$; se $S_j = 1$ e $S_k = 0$ ou $S_j = 0$ e $S_k = 1$, $S_{jk} = 1$.

Neste conversor, há dois modos de operação: frequência diferente (*Different Frequency* - DF) e frequência constante (*Constant Frequency* - CF), ambos mostrados na Figura 13. No modo

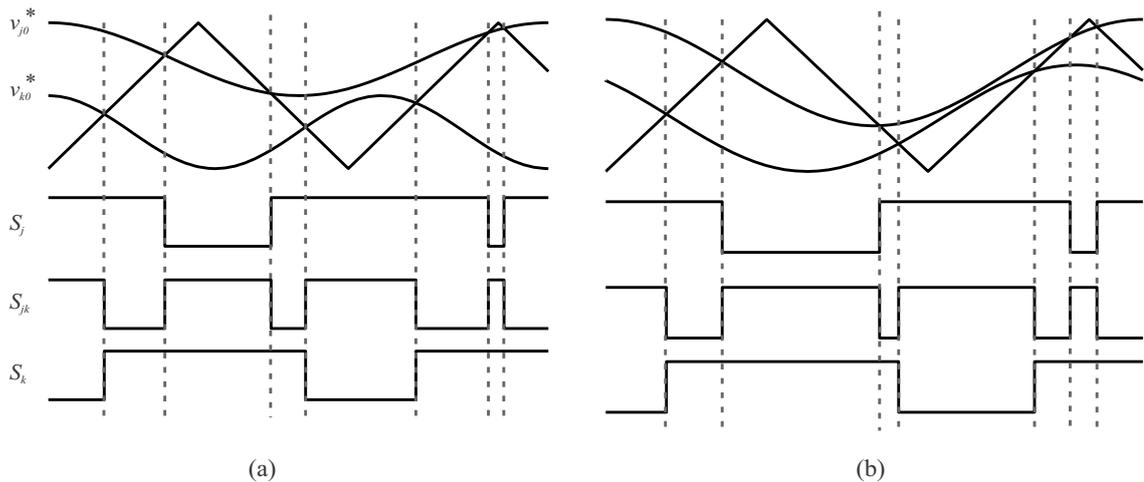
Figura 12 – PWM senoidal: conjuntos trifásicos de referências senoidais para as unidades *top* e *bottom*, sendo comparados com uma onda portadora triangular de alta frequência.



Fonte: próprio autor

DF, as duas unidades do conversor produzem senóides com frequências e fases independentes. Em contrapartida, no modo CF, as tensões de saídas das unidades apresentam frequências iguais e diferença de fase constante (DEHGHAN et al., 2013).

Figura 13 – PWM senoidal de um braço do NSI: para o (a) modo de operação DF; (b) modo de operação (CF).



Fonte: próprio autor.

Como existe um acoplamento natural entre as duas fases de um mesmo braço do NSI, existem restrições de chaveamento e de índices de modulação. Portanto, ao se migrar as téc-

nicas de PWM do VSI para o NSI, alguns cuidados devem ser tomados. Tais cuidados foram investigados por Gao et al. (2010), através dos conceitos de modulação contínua e descontínua.

Um SVM foi proposto para o NSI com a finalidade de aproveitar o máximo da região linear de ambas as unidades *top* e *bottom* no modo DF (DEHNAVI et al., 2010). Neste método, conseguiu-se incrementar a soma dos índices de modulação em até 15% em comparação com a técnica de PWM senoidal. Os autores também propuseram um SVM com uma sequência de vetores e um padrão de chaveamento específicos, buscando reduzir o número de chaveamento dos dispositivos semicondutores (DEHNAVI et al., 2010). Entretanto, este SVM é incapaz de estender ainda mais a região linear para o modo de operação CF.

Esta limitação só foi solucionada por Dehghan *et. al* em (DEHGHAN et al., 2013), que recentemente propôs uma modulação por vetores espaciais para o NSI capaz de operar tanto no modo DF quanto no modo CF, aproveitando o máximo da região linear das unidades *top* e *bottom*.

3.3 Modulação por Vetores Espaciais para o NSI

3.3.1 Os Vetores Espaciais do NSI

Devido ao reduzido número de chaves, surge uma restrição intrínseca ao NSI, que deve ser considerada para qualquer técnica de PWM. Como pode ser observado na Figura 1, há, teoricamente, oito combinações de estados das chaves para cada braço do NSI. No entanto, para evitar curto-circuito no barramento CC, interrupção de circulação de corrente nas cargas indutivas e manter as cargas *top* e *bottom* interconectadas, com potencial flutuante, apenas três dessas combinações são permitidas, nas quais sempre há uma única chave aberta e duas fechadas.

Os estados permitidos das chaves, bem como as tensões instantâneas de polo em cada unidade do conversor, são apresentados na Tabela 2, onde cada combinação recebeu uma numeração.

Tabela 2 – Combinações de estados das chaves permitidas para um braço do NSI.

Estados das Chaves	S_j	S_{jk}	S_k	v_{j0}	v_{k0}
1	1	1	0	$+v_{cc}/2$	$+v_{cc}/2$
2	1	0	1	$+v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$
3	0	1	1	$-v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$

Fonte: adaptado de Bradaschia et al. (2014).

Ao combinar entre si os três estados das chaves permitidos de cada braço, chega-se ao total de vinte e sete possíveis estados ($27 = 3^3$) das chaves no NSI. Assim, a modulação por vetores espaciais para o NSI, proposta por Dehghan et al. (2013), se dá inicialmente através da

consideração de cada uma das vinte e sete combinações dos estados das chaves permitidos como sendo um vetor espacial do NSI, que podem ser divididos em cinco grupos:

1. *Vetores nulos*: Em ambas as unidades *top* e *bottom* do conversor, aplica-se um vetor nulo, isto é, as cargas estão com os terminais curto-circuitados. Nesta ocasião, ou as três chaves superiores, intermediárias, ou inferiores estarão abertas simultaneamente;
2. *Vetores ativos top*: Na unidade *top*, aplica-se um vetor ativo, mas, na unidade *bottom*, aplica-se um nulo;
3. *Vetores ativos bottom*: Na unidade *bottom*, aplicam-se vetores ativos, com vetores nulos na unidade *top*;
4. *Vetores ativos idênticos*: Em ambas as unidades, aplica-se o mesmo vetor ativo;
5. *Vetores ativos adjacentes*: Aplicam-se vetores ativos distintos, mas adjacentes, nas unidades *top* e *bottom*.

A Tabela 3 mostra os vinte e sete vetores espaciais do NSI, nomeados conforme o vetor aplicado em suas duas unidades (*top* e *bottom*), fazendo a equivalência com os vetores espaciais do VSI. Por exemplo, o vetor V_{71} corresponde ao vetor V_7 na unidade *top* e o vetor V_1 na unidade *bottom*. Já o vetor V_{32} corresponde à unidade *top* com vetor V_3 , enquanto que, na unidade *bottom*, se aplica vetor V_2 . Quanto aos vetores nulos, são nomeados de V_{ZM} , V_{ZT} e V_{ZB} , onde apenas as chaves intermediárias (*middle*), superiores (*top*) e inferiores (*bottom*), estão abertas, respectivamente.

Na Figura 14, os vinte e sete vetores espaciais do NSI são mostrados numa representação espacial juntamente com os seis vetores ativos do VSI. Vale ressaltar que o hexágono desta figura é apenas uma representação ilustrativa dos vetores espaciais do NSI e não pode ser utilizado para geração dos pulsos do PWM no NSI. Na Figura, vetores como V_{60} e V_{76} são indicados como $V_{60/76}$. Esta representação significa que estes vetores são graficamente iguais (no eixo $\alpha\beta$), no entanto, representam estados físicos distintos nas chaves.

3.3.2 Restrição das Razões de Trabalho do NSI

A partir da análise das tensões instantâneas de saída nas duas unidades mostradas na Tabela 2 (v_{j0} e v_{k0}), nota-se que, para um determinado braço do NSI, as chaves S_j e S_k apresentam um comportamento oposto, isto é, v_{j0} é positivo quando $S_j = 1$, já v_{k0} é positivo quando $S_k = 0$, e vice-versa. Assim, nota-se que as chaves S_j (unidade *top*) possuem comportamento equivalente às das chaves superiores do VSI trifásico ($S_j = 1$, v_{j0} positivo) e que as chaves S_k (unidade *bottom*) possuem comportamento contrário às das chaves superiores do VSI trifásico ($S_k = 1$, v_{k0} negativo).

Tabela 3 – Vetores espaciais do NSI.

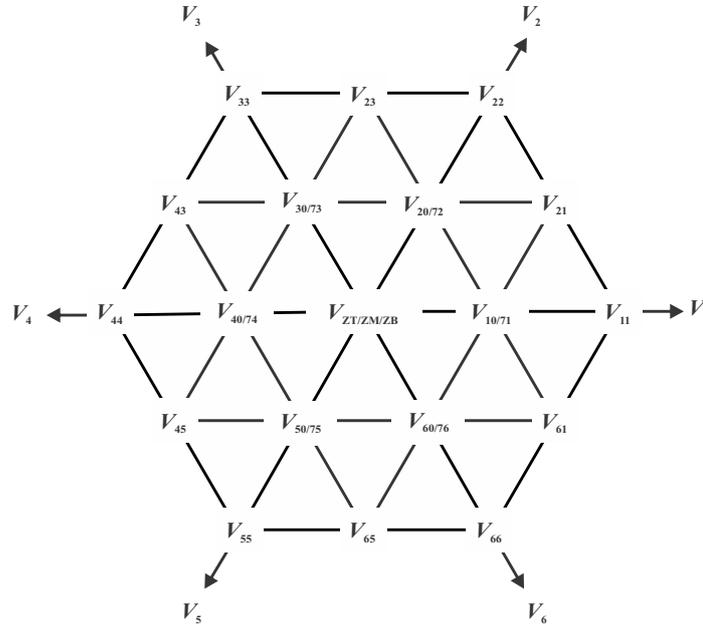
Vetor NSI	Estados das chaves			Categoria	Vetor VSI Equivalente	
	Braço <i>ar</i>	Braço <i>bs</i>	Braço <i>ct</i>		<i>top</i>	<i>bottom</i>
V_{ZB}	1	1	1	Vetores nulos	V_7	V_7
V_{ZM}	2	2	2		V_7	V_0
V_{ZT}	3	3	3		V_0	V_0
V_{10}	2	3	3	Vetores ativos <i>top</i>	V_1	V_0
V_{20}	2	2	3		V_2	V_0
V_{30}	3	2	3		V_3	V_0
V_{40}	3	2	2		V_4	V_0
V_{50}	3	3	2		V_5	V_0
V_{60}	2	3	2		V_6	V_0
V_{71}	1	2	2	Vetores ativos <i>bottom</i>	V_7	V_1
V_{72}	1	1	2		V_7	V_2
V_{73}	2	1	2		V_7	V_3
V_{74}	2	1	1		V_7	V_4
V_{75}	2	2	1		V_7	V_5
V_{76}	1	2	1		V_7	V_6
V_{11}	1	3	3	Vetores ativos idênticos	V_1	V_1
V_{22}	1	1	3		V_2	V_2
V_{33}	3	1	3		V_3	V_3
V_{44}	3	1	1		V_4	V_4
V_{55}	3	3	1		V_5	V_5
V_{66}	1	3	1		V_6	V_6
V_{21}	1	2	3	Vetores ativos adjacentes	V_2	V_1
V_{23}	2	1	3		V_2	V_3
V_{43}	3	1	2		V_4	V_3
V_{45}	3	2	1		V_4	V_5
V_{65}	2	3	1		V_6	V_5
V_{61}	1	3	2		V_6	V_1

Fonte: adaptado de Dehghan et al. (2013)

Com o intuito de aproveitar a abordagem convencional usada nos VSIs de forma direta, tanto para as chaves S_j quanto para chaves S_k , pode-se realizar a seguinte adaptação: considera-se uma chave virtual \bar{S}_k , cujo estado é o complementar de S_k . Assim, se $\bar{S}_k = 1$, v_{k0} é positivo e, se $\bar{S}_k = 0$, v_{k0} é negativo, ou seja, o comportamento equivalente às chaves S_j da unidade *top* e às chaves superiores do VSI. Logo, a abordagem da onda modulante e portadora já utilizada no VSI pode ser aproveitada para o NSI, considerando as chaves S_j e \bar{S}_k . Assim que as razões de trabalho das chaves S_j e \bar{S}_k forem calculadas (D_j e \bar{D}_k , respectivamente), a razão de trabalho da chave real S_k é encontrada fazendo o seguinte cálculo: $D_k = 1 - \bar{D}_k$. De forma equivalente, pode-se comparar \bar{D}_k com a portadora, definindo o estado da chave virtual \bar{S}_k , que é invertido, no fim, para se obter o estado da chave real S_k .

A Tabela 2 ainda permite concluir que, instantaneamente, $v_{j0} \geq v_{k0}$, para todas as

Figura 14 – Representação espacial dos vinte e sete vetores espaciais do NSI, juntamente com os seis vetores ativos do VSI.



Fonte: adaptado de Dehghan et al. (2013)

combinações de estados das chaves do NSI. Assim, em termos de valores médios e razões de trabalho, pode-se afirmar que:

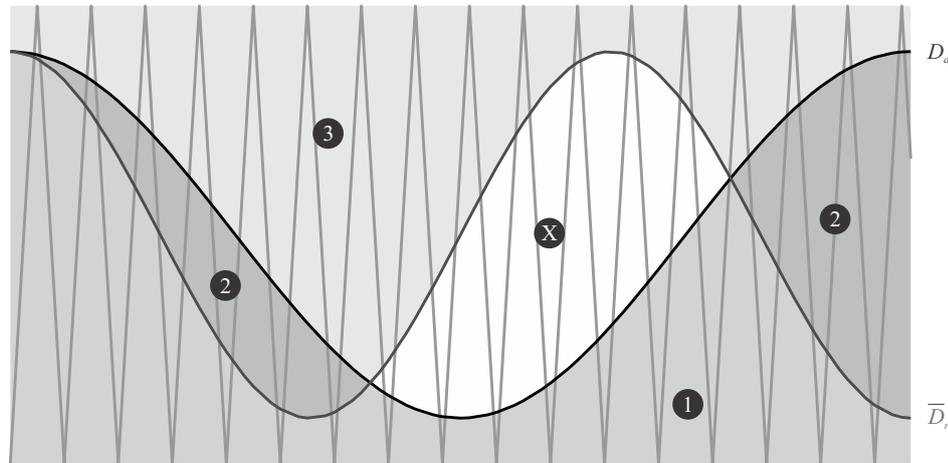
$$\begin{aligned}
 \bar{v}_{j0} &\geq \bar{v}_{k0} \\
 \frac{v_{cc}}{2} (2D_j - 1) &\geq \frac{v_{cc}}{2} (2\bar{D}_k - 1) \\
 D_j \geq \bar{D}_k &\rightarrow D_j \geq 1 - D_k.
 \end{aligned} \tag{29}$$

A equação (29) representa a restrição que deve ser respeitada em qualquer técnica de PWM para o NSI, com a finalidade de se evitar estados das chaves não permitidos. Na Figura 15 são mostradas as razões de trabalho da chave S_a na unidade *top* (D_a) e da chave virtual \bar{S}_r da unidade *bottom* (\bar{D}_r), sendo possível perceber as regiões onde ocorrem os estados permitidos 1, 2 e 3 da Tabela 2. No entanto, há uma região sinalizada com um “X” onde $D_a < \bar{D}_r$, acarretando em um estado não permitido. Neste padrão de chaveamento não permitido, as três chaves do braço *ar* (S_a , S_{ar} e S_r) encontram-se abertas.

3.3.3 Técnicas de PWM Baseadas no SVM

A modulação por vetores espaciais para o NSI, proposta por Dehghan *et. al* em (DEHGHAN et al., 2013), é mostrada na Figura 16. Ela é realizada por dois módulos SVM sincronizados (*top*

Figura 15 – Representação dos estados permitidos no NSI, baseados na Tabela 2, e do estado proibido “X”, no qual $D_a < \bar{D}_r$.



Fonte: próprio autor

e *bottom*) utilizados para gerar os vetores espaciais e os estados das chaves de dois VSIs, cada um com sua própria tensão de referência (V_{top}^* e V_{bot}^*).

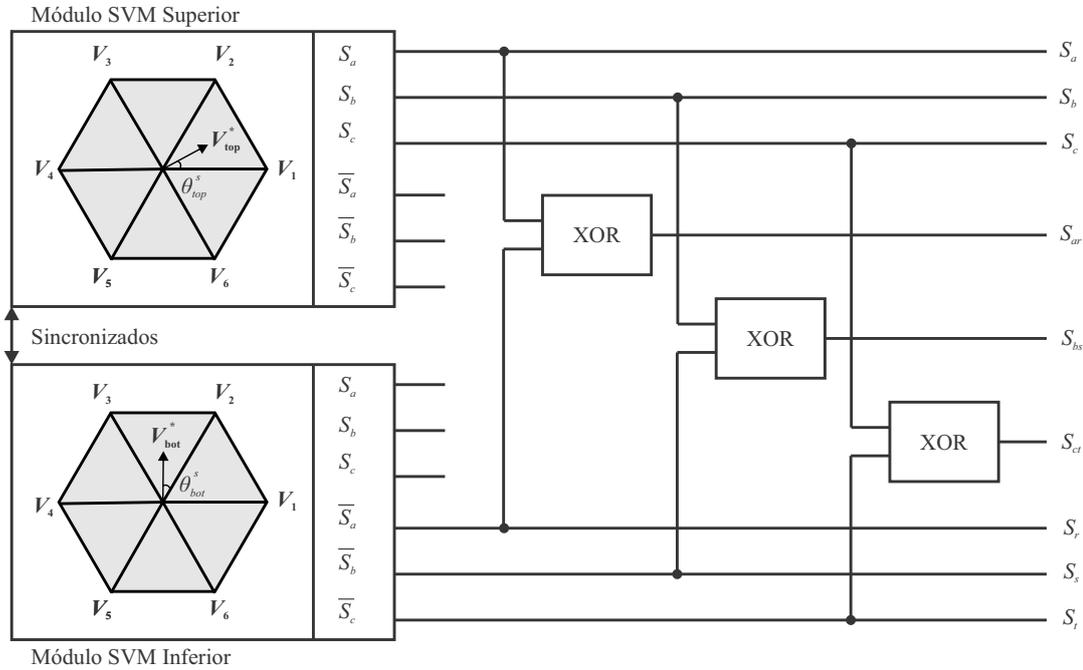
Estes dois módulos geram doze pulsos, nos quais apenas três do módulo superior (S_a , S_b e S_c) e três do módulo inferior (\bar{S}_a , \bar{S}_b e \bar{S}_c) são utilizados para gerar os pulsos das nove chaves do NSI. Os três pulsos do módulo superior determinam os estados das três chaves superiores do NSI, ao passo que os estados das três chaves inferiores são determinados pelos três pulsos do módulo inferior, sendo os estados das chaves intermediárias determinados pela operação lógica XOR entre estes sinais. Nota-se que usar os pulsos complementares do módulo VSI inferior para as chaves S_k é equivalente a assumir que $S_a = \bar{S}_r$, $S_b = \bar{S}_s$ e $S_c = \bar{S}_t$, ou seja, são os estados das chaves \bar{S}_k virtuais.

Desta forma, os dois módulos SVM geram os vetores ativos e nulos de tensão que serão aplicados nas unidades do NSI, a cada período de chaveamento, para sintetizar o vetores das tensões de referência nas cargas.

Sabe-se, a partir da seção 2.2.3, que diferentes técnicas de PWM são produzidas pela simples mudança da distribuição do tempo nulo entre os vetores nulos. A partir desta ideia, Dehghan *et. al* propõem duas técnicas baseadas em diferentes distribuições do tempo nulo entre os vetores V_{ZM} , V_{ZT} e V_{ZB} do NSI (Tabela 3): a técnica *shifting* e a técnica *Zero Vector Table* (ZVT).

Na técnica *shifting*, somente o vetor nulo V_7 é aplicado no módulo SVM superior, assim como somente o vetor nulo V_0 é aplicado no inferior (além dos ativos). Como consequência, os vetores ativos do módulo SVM superior e inferior são deslocados para a esquerda e a direita,

Figura 16 – Modulação vetorial proposta por Dehghan *et. al* em (DEHGHAN et al., 2013), composta por dois módulos SVM sincronizados, cada um com sua própria tensão de referência (V_{top}^* e V_{bot}^*).



Fonte: próprio autor.

respectivamente, de forma que o tempo nulo do NSI é aplicado inteiramente na forma do vetor nulo V_{ZM} , conforme visto na Figura 17(a). Devido ao “deslocamento” dos vetores ativos, a técnica recebe o nome de “*shifting*”.

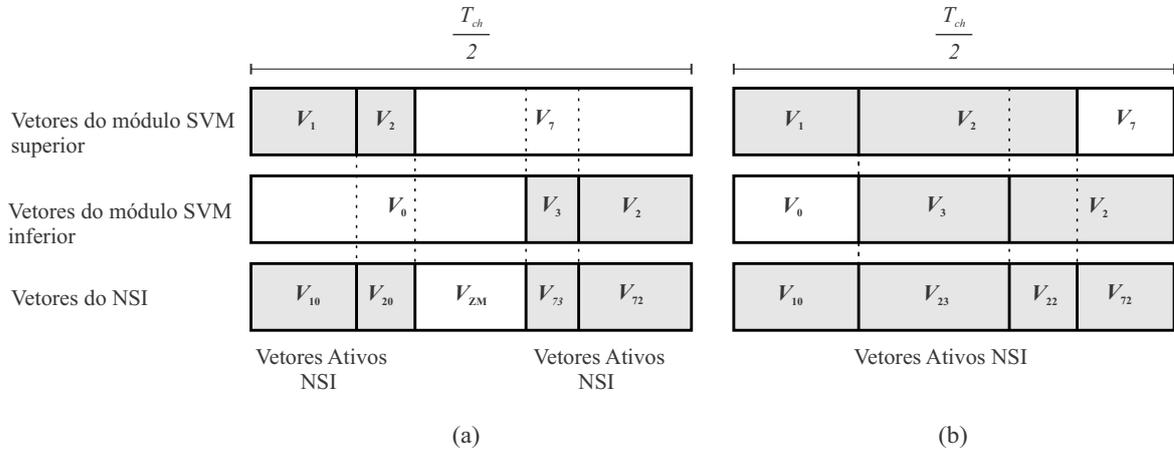
Vale também salientar que, caso a soma dos índices de modulação das duas unidades seja maior que um (só ocorre no modo CF), o vetor nulo V_{ZM} não aparecerá entre os vetores aplicados no NSI, mesmo que os vetores nulos V_7 e V_0 sejam aplicados nos módulos SVM superior e inferior, respectivamente (Figura 17(b)). Logo, é possível que vetores nulos não sejam aplicados no NSI, mesmo que este não esteja no limite da modulação, fato que só ocorre quando o NSI opera no modo CF (não ocorre no VSI convencional).

Para a situação da Figura 17(b), percebe-se que os vetores V_{20} (ativo *top*), V_{73} (ativo *bottom*) e V_{ZM} (nulo) são substituídos pelo vetor adjacente V_{23} e idêntico V_{22} .

Na técnica *shifting* (Figura 17), os vetores ativos são dispostos nas extremidades e no meio do período, enquanto que os nulos são dispostos nas posições $T_{ch}/4$ e $3T_{ch}/4$. Por este motivo, a THD da técnica *shifting* é relativamente alta.

A segunda forma de distribuir o tempo nulo é nomeada de técnica ZVT. Nela, o tempo nulo do NSI é distribuído entre os vetores nulos V_{ZT} e V_{ZB} (o vetor nulo V_{ZM} não é aplicado)

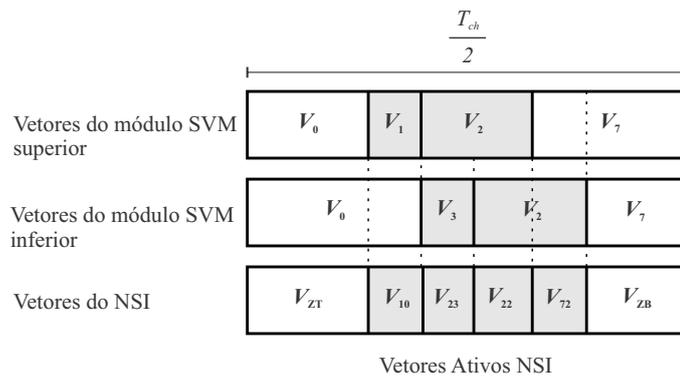
Figura 17 – Padrão chaveamento do NSI para a técnica *shifting* (meio período de chaveamento): (a) modo CF ou DF com a soma dos índices de modulação menor que 1; (b) modo CF com a soma dos índices de modulação maior que 1.



Fonte: próprio autor.

através da aplicação dos vetores nulos V_0 e V_7 nos módulos SVM superior e inferior, arrastando para o centro os vetores ativos, conforme pode ser visto na Figura 18.

Figura 18 – Padrão de chaveamento do NSI para a técnica ZVT, considerando meio período de chaveamento.



Fonte: próprio autor.

Através da análise da Figura 18, é possível notar que o tempo de aplicação do vetor V_{ZT} é igual ao tempo de aplicação do vetor V_0 do módulo SVM superior e que, paralelamente, o tempo de aplicação do vetor V_{ZB} é igual ao tempo de aplicação do vetor V_7 do módulo SVM inferior. Em outras palavras, pode-se dizer que o vetor V_0 é aplicado ao módulo SVM superior com o intervalo de tempo desejado para V_{ZT} , enquanto que, similarmente, o vetor V_7 é aplicado

ao módulo SVM inferior com o intervalo de tempo desejado para V_{ZB} .

Assim, pode-se dizer que, para um determinado período de chaveamento, as razões de trabalho dos vetores V_{ZT} (D_{ZT}) e V_{ZB} (D_{ZB}) são iguais às razões de trabalho dos vetores V_0 e V_7 , sendo o primeiro referente ao módulo SVM superior e o segundo, ao inferior.

Entretanto, na prática, existem valores máximos definidos para D_{ZT} e D_{ZB} que garantem que os vetores gerados no NSI sejam um dos 27 vetores permitidos. A soma das razões de trabalho D_{ZT} e D_{ZB} devem respeitar os limites apresentados na Tabela 4 (DEHGHAN et al., 2013). Esta tabela, que dá nome ao método ZVT (*Zero Vector Table*), fornece os valores da razão de trabalho total dos vetores nulos do NSI (D_{0max}) que garantem que os vetores ativos gerados sejam permitidos. A partir deste valor de D_{0max} , pode-se então determinar quaisquer valores para D_{ZT} e D_{ZB} , desde que a condição

$$D_{0max} = D_{ZT} + D_{ZB}, \quad (30)$$

seja obedecida sempre.

Para determinar o valor de D_{0max} na Tabela 4, é preciso considerar as várias combinações de setores em que os vetores de referência V_{top}^* e V_{bot}^* se encontram (nomeadas de R_{top} e R_{bot} , respectivamente) e dos valores da razão de trabalho dos dois vetores ativos do módulo de SVM superior (D_1 e D_2) e inferior (D_3 e D_4), definidos por:

$$\begin{cases} D_1 = m_{top} \cos(\theta_{top}^s + \frac{\pi}{6}) \\ D_2 = m_{top} \sin(\theta_{top}^s) \\ D_3 = m_{bot} \cos(\theta_{bot}^s + \frac{\pi}{6}) \\ D_4 = m_{bot} \sin(\theta_{bot}^s) \end{cases}, \quad (31)$$

em que m_{top} , θ_{top}^s , m_{bot} e θ_{bot}^s representam o índice de modulação e o ângulo entre o vetor tensão de referência e primeiro vetor ativo do setor no sentido anti-horário, para as unidades *top* e *bottom*, respectivamente. Vale ressaltar que D_1 e D_3 representam as razões de trabalho dos primeiros vetores no sentido anti-horário e D_2 e D_4 dos últimos vetores do setor.

Com os valores das razões de trabalho D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_{ZT} e D_{ZB} definidos, pode-se determinar a sequência das razões de trabalho aplicadas nos módulos SVM (*top* e *bottom*), a cada período de chaveamento, na técnica ZVT. Para tal, pode-se assumir a sequência apresentada na Figura 18. A partir dela, percebe-se que, para o módulo SVM superior, a sequência das razões de trabalho aplicadas é $[D_{ZT}; D_1; D_2; 1 - D_1 - D_2 - D_{ZT}]$, enquanto que, para o módulo SVM inferior, a sequência é $[1 - D_3 - D_4 - D_{ZB}; D_4; D_3; D_{ZB}]$, desde que a soma das razões de trabalho dos vetores aplicados em cada módulo é igual a 1. Estas sequências de razões de trabalho não são só válidas para o caso da Figura 18 como também para qualquer combinação de setores na Tabela 4, lembrando que D_1 e D_3 representam o primeiro vetor e D_2 e D_4 o último vetor de cada setor no sentido anti-horário.

Como foi visto, a técnica ZVT determina razões de trabalho para os vetores aplicados no NSI. No entanto, o processo de implementação desta técnica é simplificado se determinada as

Tabela 4 – Tabela ZVT.

Tipo	(R_{top}, R_{bot})	Condição	D_{0max}
Setores Iguais	Ímpares $(I,I),(III,III),(V,V)$	$D_1 + D_2 \geq D_3 + D_4$ e $D_2 \geq D_4$	$1 - D_1 - D_2$
		$D_1 + D_2 < D_3 + D_4$ e $D_3 \geq D_1$	$1 - D_3 - D_4$
		Se não	$1 - D_1 - D_4$
	Pares $(II,II),(IV,IV),(VI,VI)$	$D_1 + D_2 \geq D_3 + D_4$ e $D_1 \geq D_3$	$1 - D_1 - D_2$
		$D_1 + D_2 < D_3 + D_4$ e $D_4 \geq D_2$	$1 - D_3 - D_4$
		Se não	$1 - D_2 - D_3$
Setores Vizinhos	$(I,II),(III,IV),(V,VI)$	$D_2 \geq D_3 + D_4$	$1 - D_1 - D_2$
		$D_2 < D_3 + D_4$	$1 - D_1 - D_3 - D_4$
	$(II,III),(IV,V),(VI,I)$	$D_3 \geq D_1 + D_2$	$1 - D_3 - D_4$
		$D_3 < D_1 + D_2$	$1 - D_1 - D_2 - D_4$
	$(II,I),(IV,III),(VI,V)$	$D_1 \geq D_3 + D_4$	$1 - D_1 - D_2$
		$D_1 < D_3 + D_4$	$1 - D_2 - D_3 - D_4$
	$(III,II),(V,IV),(I,VI)$	$D_4 \geq D_1 + D_2$	$1 - D_3 - D_4$
		$D_4 < D_1 + D_2$	$1 - D_1 - D_2 - D_3$
Setores Distantes	$(I,III),(III,V),(V,I)$	$D_2 \geq D_3$	$1 - D_1 - D_2 - D_4$
		$D_2 < D_3$	$1 - D_1 - D_3 - D_4$
	$(II,IV),(IV,VI),(VI,II)$ $(III,I),(V,III),(I,V)$	–	$1 - D_1 - D_2 - D_3 - D_4$
	$(IV,II),(VI,IV),(II,VI)$	$D_1 \geq D_4$	$1 - D_1 - D_2 - D_3$
		$D_1 < D_4$	$1 - D_2 - D_3 - D_4$
	$(R, R \pm III)$	–	$1 - D_1 - D_2 - D_3 - D_4$

Fonte: adaptado de Dehghan et al. (2013)

razões de trabalhos das chaves do NSI. Para tal, torna-se necessária a obtenção das razões de trabalho das três chaves superiores (D_a , D_b e D_c) e das razões de trabalho complementares das três chaves inferiores virtuais (\overline{D}_r , \overline{D}_s e \overline{D}_t).

Mais uma vez, tomando-se como exemplo a situação estabelecida nas Figuras 17 e 18, onde o vetor tensão de referência da unidade *top* encontra-se no setor *I* e o vetor tensão de referência da unidade *bottom* no setor *II* ($R_{top} = I$ e $R_{bot} = II$), pode-se afirmar que, para o módulo SVM superior, os vetores V_0 , V_1 , V_2 e V_7 geram diretamente os estados das chaves S_a , S_b e S_c com as respectivas razões de trabalho já especificadas: $[D_{ZT}; D_1; D_2; 1 - D_1 - D_2 - D_{ZT}]$. Já para o módulo SVM inferior, os vetores V_0 , V_3 , V_2 e V_7 geram os estados das chaves virtuais \overline{S}_r , \overline{S}_s e \overline{S}_t com as respectivas razões de trabalho: $[1 - D_3 - D_4 - D_{ZB}; D_4; D_3; D_{ZB}]$. A Tabela 5 mostra os estados das chaves superiores e inferiores do NSI para esta situação específica, na qual são apresentados os estados das chaves reais S_r , S_s e S_t , ou seja, o complementar dos vetores V_0 , V_3 , V_2 e V_7 .

A partir da Tabela 5, e das razões de trabalho de cada vetor aplicado, determina-se a

Tabela 5 – Estados das chaves superiores e inferiores do NSI, para $R_{top} = I$ e $R_{bot} = II$.

Chaves		Vetores:	V_0	V_1	V_2	V_7
Superiores	S_a		0	1	1	1
	S_b		0	0	1	1
	S_c		0	0	0	1
Chaves		Vetores:	V_0	V_3	V_2	V_7
Inferiores	S_r		1	1	0	0
	S_s		1	0	0	0
	S_t		1	1	1	0

Fonte: próprio autor.

razão de trabalho das chaves superiores do NSI:

$$\begin{cases} D_a = (D_1) + (D_2) + (1 - D_1 - D_2 - D_{ZT}) = 1 - D_{ZT} \\ D_b = (D_2) + (1 - D_1 - D_2 - D_{ZT}) = 1 - D_1 - D_{ZT} \\ D_c = (1 - D_1 - D_2 - D_{ZT}) \end{cases} \quad (32)$$

De forma equivalente, a razão de trabalho das chaves inferiores é:

$$\begin{cases} D_r = (1 - D_3 - D_4 - D_{ZB}) + (D_4) = 1 - D_3 - D_{ZB} \\ D_s = (1 - D_3 - D_4 - D_{ZB}) \\ D_t = (1 - D_3 - D_4 - D_{ZB}) + (D_4) + (D_3) = 1 - D_{ZB} \end{cases} \quad (33)$$

Repetindo-se este processo para todos os seis setores dos módulos SVM superior e inferior, pode-se determinar as razões de trabalho D_a , D_b , D_c , D_r , D_s e D_t para cada setor R_{top} e R_{bot} , conforme Tabela 6, e, conseqüentemente, determinar as razões de trabalho das chaves para qualquer combinação de setores prevista na Tabela 4. Por exemplo, se o vetor tensão de referência do módulo SVM superior estiver no setor três ($R_{top} = III$) e o do módulo inferior estiver no setor quatro ($R_{bot} = IV$), então deve-se determinar:

1. O valor de D_{0max} através a Tabela 4 e de (31);
2. Os valores de D_{ZT} e D_{ZB} conforme (30);
3. Os valores de D_a , D_b , D_c , D_r , D_s e D_t conforme Tabela 6.

Uma importante característica da técnica ZVT é a possibilidade de se distribuir D_{0max} entre D_{ZT} e D_{ZB} da maneira em que se desejar. Dehgan *et. al* enfatizou três casos específicos:

1. $D_{ZT} = D_{ZB} = D_{0max}/2$;
2. $D_{ZT} = 0$ e $D_{ZB} = D_{0max}$;
3. $D_{ZB} = 0$ e $D_{ZT} = D_{0max}$.

Tabela 6 – Razões de trabalho das chaves superiores e inferiores para cada setor dos módulos SVM superior e inferior.

$R_{top} = I$	$D_a = 1 - D_{ZT}$ $D_b = 1 - D_1 - D_{ZT}$ $D_c = 1 - D_1 - D_2 - D_{ZT}$	$R_{bot} = I$	$D_r = 1 - D_3 - D_4 - D_{ZB}$ $D_s = 1 - D_4 - D_{ZB}$ $D_t = 1 - D_{ZB}$
$R_{top} = II$	$D_a = 1 - D_2 - D_{ZT}$ $D_b = 1 - D_{ZT}$ $D_c = 1 - D_1 - D_2 - D_{ZT}$	$R_{bot} = II$	$D_r = 1 - D_3 - D_{ZB}$ $D_s = 1 - D_3 - D_4 - D_{ZB}$ $D_t = 1 - D_{ZB}$
$R_{top} = III$	$D_a = 1 - D_1 - D_2 - D_{ZT}$ $D_b = 1 - D_{ZT}$ $D_c = 1 - D_1 - D_{ZT}$	$R_{bot} = III$	$D_r = 1 - D_{ZB}$ $D_s = 1 - D_3 - D_4 - D_{ZB}$ $D_t = 1 - D_4 - D_{ZB}$
$R_{top} = IV$	$D_a = 1 - D_1 - D_2 - D_{ZT}$ $D_b = 1 - D_2 - D_{ZT}$ $D_c = 1 - D_{ZT}$	$R_{bot} = IV$	$D_r = 1 - D_{ZB}$ $D_s = 1 - D_3 - D_{ZB}$ $D_t = 1 - D_3 - D_4 - D_{ZB}$
$R_{top} = V$	$D_a = 1 - D_1 - D_{ZT}$ $D_b = 1 - D_1 - D_2 - D_{ZT}$ $D_c = 1 - D_{ZT}$	$R_{bot} = V$	$D_r = 1 - D_4 - D_{ZB}$ $D_s = 1 - D_{ZB}$ $D_t = 1 - D_3 - D_4 - D_{ZB}$
$R_{top} = VI$	$D_a = 1 - D_{ZT}$ $D_b = 1 - D_1 - D_2 - D_{ZT}$ $D_c = 1 - D_2 - D_{ZT}$	$R_{bot} = VI$	$D_r = 1 - D_3 - D_4 - D_{ZB}$ $D_s = 1 - D_{ZB}$ $D_t = 1 - D_3 - D_{ZB}$

Fonte: próprio autor.

Vale ressaltar que, na situação específica de se forçar $D_{ZT} = D_{ZB} = 0$ (caso distinto dos três apresentados acima), a técnica ZVT se transforma na técnica *shifting*, visto que, nestas condições, o tempo nulo do NSI deverá ser aplicado sob a forma do vetor \mathbf{V}_{ZM} .

Quanto ao nível de THD, a técnica ZVT aplica os vetores nulos \mathbf{V}_{ZT} e \mathbf{V}_{ZB} nos extremos e no meio do período de chaveamento, respectivamente, de forma equivalente ao SVM simétrico para VSIs. Assim, esta técnica apresenta menores níveis de THD quando comparada com a técnica *shifting*.

Uma outra característica da técnica ZVT é a capacidade de se grampear, a todo instante, uma das chaves intermediárias e, dependendo de como D_{0max} for distribuído entre D_{ZT} e D_{ZB} , uma das chaves superiores ($D_{ZT} = 0$) ou inferiores ($D_{ZB} = 0$), enquanto que, na técnica *shifting*, as chaves intermediárias nunca serão grampeadas.

3.3.4 Máximos Índices de Modulação

A importância da modulação por vetores espaciais para o NSI, proposta por Dehghan *et al.* (DEHGHAN *et al.*, 2013), se dá principalmente pelo aumento da região linear de modulação das unidades *top* e *bottom* do NSI nos dois modos de operação (CF e DF).

Considerando que o módulo do vetor tensão de referência para o módulo SVM superior é igual a $m_{top} \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}}$ e, similarmente, para o módulo inferior, é igual a $m_{bot} \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}}$, pode-se concluir

que o máximo valor possível para os índices de modulação m_{top} e m_{bot} é 1 (15,5% maior que o limite para o PWM senoidal).

No entanto, os valores de m_{top} e m_{bot} não podem assumir valores arbitrários entre 0 e 1. Antes de se escolher os valores de m_{top} e m_{bot} , deve-se observar o modo que o NSI está operando e o ângulo de deslocamento entre as duas unidades, definido como θ , para, então, escolher os valores de m_{top} e m_{bot} de forma que a restrição (29) seja respeitada.

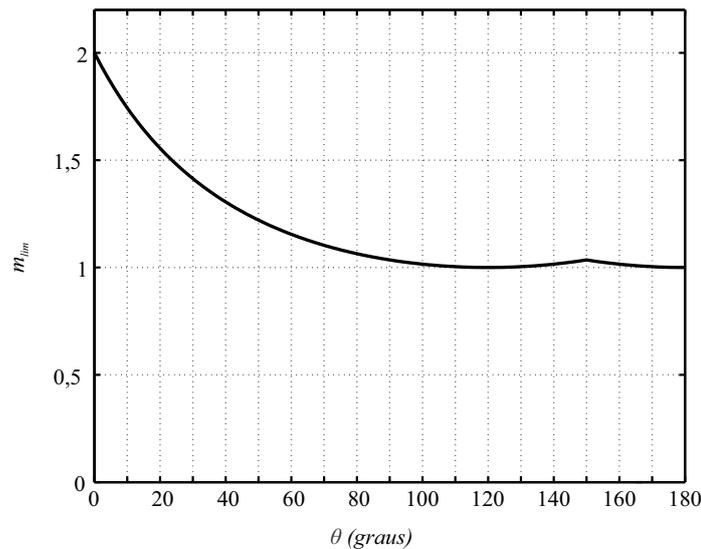
A restrição (29) impõe limites para o máximo valor da soma dos dois índices de modulação para cada situação específica ($m_{top} + m_{bot} \leq m_{lim}$). No modo DF, o valor de m_{lim} será sempre igual a 1. No entanto, no modo CF, o ângulo θ , que varia de 0° a 180° , é fundamental para se determinar o valor de m_{lim} . Assim, no modo CF, m_{lim} deve ser igual a:

$$m_{lim} = \begin{cases} \frac{1}{\sin(\frac{\theta}{2} + 30^\circ)}, & (0^\circ \leq \theta \leq 150^\circ) \\ \frac{1}{\sin(\frac{\theta}{2})}, & (150^\circ \leq \theta \leq 180^\circ) \end{cases} \quad (34)$$

Vale salientar que, no modo CF, para garantir que a restrição em (29) seja respeitada, $m_{top}, m_{bot} \leq m_{lim}/2$. Portanto, neste modo de operação, o máximo valor do índice de modulação para cada unidade será $m_{lim}/2$.

A representação gráfica de (34) em função de θ é apresentada na Figura 19, em que pode-se perceber que, para $\theta = 0^\circ$, as duas unidades podem assumir os índices de modulação máximos ($m_{top} = m_{bot} = 1$), equivalente a 100% de aumento em relação ao modo DF.

Figura 19 – Gráfico do valor de m_{lim} em função do ângulo de deslocamento entre as duas unidades (θ).



Fonte: próprio autor.

Em resumo, tem-se que $m_{top}, m_{bot} \in [0, 1]$, desde que:

1. Modo DF: $m_{top} + m_{bot} \leq m_{lim}$, onde $m_{lim} = 1$;
2. Modo CF: $m_{top} + m_{bot} \leq m_{lim}$, onde m_{lim} é definido por (34), e $m_{top}, m_{bot} \leq m_{lim}/2$.

3.4 Conclusões

Neste capítulo, foi apresentada a topologia de conversor nove chaves (NSI).

A primeira técnica de PWM para o NSI, proposta em (LIU et al., 2009) e (LIU et al., 2007), foi a técnica senoidal. No entanto, buscando-se estender o limite da região linear do NSI, outras modulações foram propostas, como o SVM (DEHGHAN et al., 2013), que pode atuar nos modos CF e DF, aumentando a região linear de cada uma das duas unidades do NSI em até 15% em relação a técnica senoidal.

Este SVM é composto por dois módulos SVM sincronizados (*top* e *bottom*) utilizados para gerar os vetores espaciais e os estados das chaves de dois VSIs, cada um com sua própria tensão de referência, gerando assim os 27 vetores espaciais permitidos no NSI.

A partir da forma como o tempo nulo do NSI é distribuído entre seus vetores nulos (V_{ZT} , V_{ZM} e V_{ZB}), duas técnicas foram propostas em (DEHGHAN et al., 2013): a técnica *shifting* e a técnica ZVT. Ambas são capazes de atingir os máximos valores de índice de modulação definidos neste capítulo.

4 Modulação Escalar Generalizada para Conversores Nove Chaves

Como foi visto no Capítulo 3, as restrições nas amplitudes de saída do NSI motivaram o surgimento de novas técnicas de modulação distintas das existentes no VSI, como a proposta por Dehgan *et. al.* No entanto, nenhuma generalização foi proposta para o NSI.

Neste capítulo, são apresentadas duas abordagens para a generalização da modulação no NSI, ambas essencialmente escalares. A primeira é a modulação escalar *quasi* generalizada, publicada em Bradaschia *et al.* (2015) e Bradaschia *et al.* (2014) com o foco no modo de operação DF, e publicada em Andrade *et al.* (2015) focando no modo de operação CF. Esta técnica é a primeira tentativa de se obter a generalização para o NSI. A segunda proposta é a modulação escalar generalizada, ainda não publicada. Em ambas, o padrão de chaveamento é facilmente realizado através do conceito de PWM escalar (comparação modulante e portadora), fazendo com que seu processo de implementação seja muito mais simples que a abordagem vetorial.

É importante mencionar que, apesar do NSI ser capaz de operar nos modos CF e DF, um maior número de aplicações é encontrado no modo de operação DF. Por esta razão, o processo de generalização para o NSI se dá, inicialmente, considerando o conversor trabalhando neste modo de operação.

4.1 A Modulação Escalar Quasi Generalizada

4.1.1 Modo de Operação DF

A seção 3.3.2 tratou a respeito da restrição existente no NSI, que deve ser respeitada para qualquer técnica de PWM: $D_j \geq \bar{D}_k = 1 - D_k$. A abordagem seguida é semelhante a da modulação por vetores espaciais proposta por Dehgan *et. al.*: considera-se as duas unidades independentes e aplica-se a modulação escalar generalizada já conhecida do VSI; verifica-se a restrição do NSI e; adapta-se a modulação generalizada dos dois VSIs para o NSI.

Na Tabela 7 (semelhante a Tabela 2), pode-se relacionar a relação entre as tensões de saída v_{j0} e v_{k0} , onde $j = \{a, b, c\}$ e $k = \{r, s, t\}$, com os estados das chaves superiores (S_j) e inferiores virtuais (\bar{S}_k) do NSI, a partir de:

$$v_{j0} = (2S_j - 1) \frac{v_{cc}}{2}, \quad (35)$$

$$v_{k0} = (2\bar{S}_k - 1) \frac{v_{cc}}{2}, \quad (36)$$

Tabela 7 – Combinações de estados das chaves permitidas para um braço do NSI.

Estados das Chaves	S_j	S_{jk}	S_k	v_{j0}	v_{k0}
1	1	1	0	$+v_{cc}/2$	$+v_{cc}/2$
2	1	0	1	$+v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$
3	0	1	1	$-v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$

Fonte: adaptado de Bradaschia et al. (2014).

sendo a expressão booleana de S_{jk} igual a

$$S_{jk} = \bar{S}_j \cdot S_k + S_j \cdot \bar{S}_k = S_j \oplus S_k. \quad (37)$$

A partir do cálculo dos valores médios de (35) e (36), determinam-se as razões de trabalho D_j e \bar{D}_k , como sendo:

$$D_j = \frac{1}{2} + \frac{v_{j0}^s}{v_{cc}}, \quad (38)$$

$$\bar{D}_k = \frac{1}{2} + \frac{v_{k0}^s}{v_{cc}}, \quad (39)$$

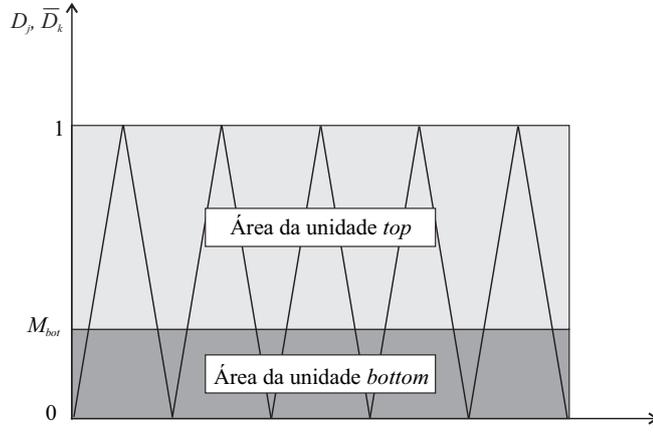
onde v_{j0}^s e v_{k0}^s são os valores das tensões de referência impostas aos terminais j e k , respectivamente. Tais valores correspondem aos valores médios de v_{j0} e v_{k0} para um período de chaveamento (T_{ch}).

Considerando-se que v_{j0}^s e v_{k0}^s como sendo ondas puramente senoidais, percebe-se que, a partir de (38) e (39), D_j e \bar{D}_k apresentam um comportamento senoidal deslocado do zero. Então, considerando a restrição $D_j \geq \bar{D}_k$, percebe-se que é impossível para o NSI sintetizar duas ondas de tensão senoidais nos terminais j e k , desde que, num determinado momento, a onda senoidal de \bar{D}_k será maior que D_j e a restrição em (29) não será respeitada.

Para se garantir que a restrição do NSI seja respeitada, as razões de trabalho das unidades *top* e *bottom* devem ser sempre disjuntas no modo de operação DF. Como consequência, há uma redução dos índices de modulação de ambas as unidades. Em outras palavras, pode-se afirmar que a faixa de valores possíveis da razão de trabalho das chaves (valor entre 0 e 1) tem que ser dividida entre as duas unidades do NSI, como mostra a Figura 20, onde é retratada uma divisão desigual do barramento CC. A partir da análise desta figura, torna-se evidente que os limites dos índices de modulação das unidades *top* e *bottom* são M_{top} e M_{bot} e devem respeitar $M_{top} + M_{bot} = m_{lim} = 1$.

Para tornar as razões de trabalho das unidades *top* e *bottom* disjuntas e, conseqüentemente, respeitar a restrição em (29), é possível escalonar e deslocar o conjunto trifásico de razões de trabalho de forma que a tensão sintetizada na carga não seja alterada, já que deslocamentos são equivalentes às componentes homopolares de tensão.

Para demonstrar o funcionamento desta técnica e, posteriormente, obter as expressões das razões de trabalho para a unidade *top* e *bottom* do NSI, considera-se inicialmente a situação

Figura 20 – Áreas das unidades *top* e *bottom* que restringem os possíveis valores das razões de trabalho das chaves.


Fonte: próprio autor.

representada na Figura 21(a). Nela, há duas razões de trabalho da modulação escalar generalizada para o VSI, definida em (28), com $\mu = 0,5$. Nota-se que D_j^G e \bar{D}_k^G dividem a mesma área juntamente com a onda portadora de alta frequência. Como pode-se perceber, há momentos em que $D_j < \bar{D}_k$, como destacado na Figura 21(b). Desta forma, estas razões de trabalho não podem ser aplicadas no NSI por não respeitar a restrição em (29). Assim, a técnica de “escalonar e deslocar” consiste em escalonar \bar{D}_k^G , através da sua multiplicação pelo seu limite do índice de modulação (M_{bot}), como mostrado na Figura 21(c). Similarmente, D_j^G é escalonado por M_{top} . No entanto, diferentemente de \bar{D}_k^G , D_j^G é deslocado para cima pela adição do fator M_{bot} , evitando o contato das ondas modulantes, como mostrado na Figura 21(d). Desta forma, obtém-se as expressões das razões de trabalho generalizadas para as unidades *top* e *bottom* do conversor como sendo

$$D_{j_{top}}^G = M_{top} D_j^G + \underbrace{(1 - M_{top})}_{M_{bot}}, \quad (40)$$

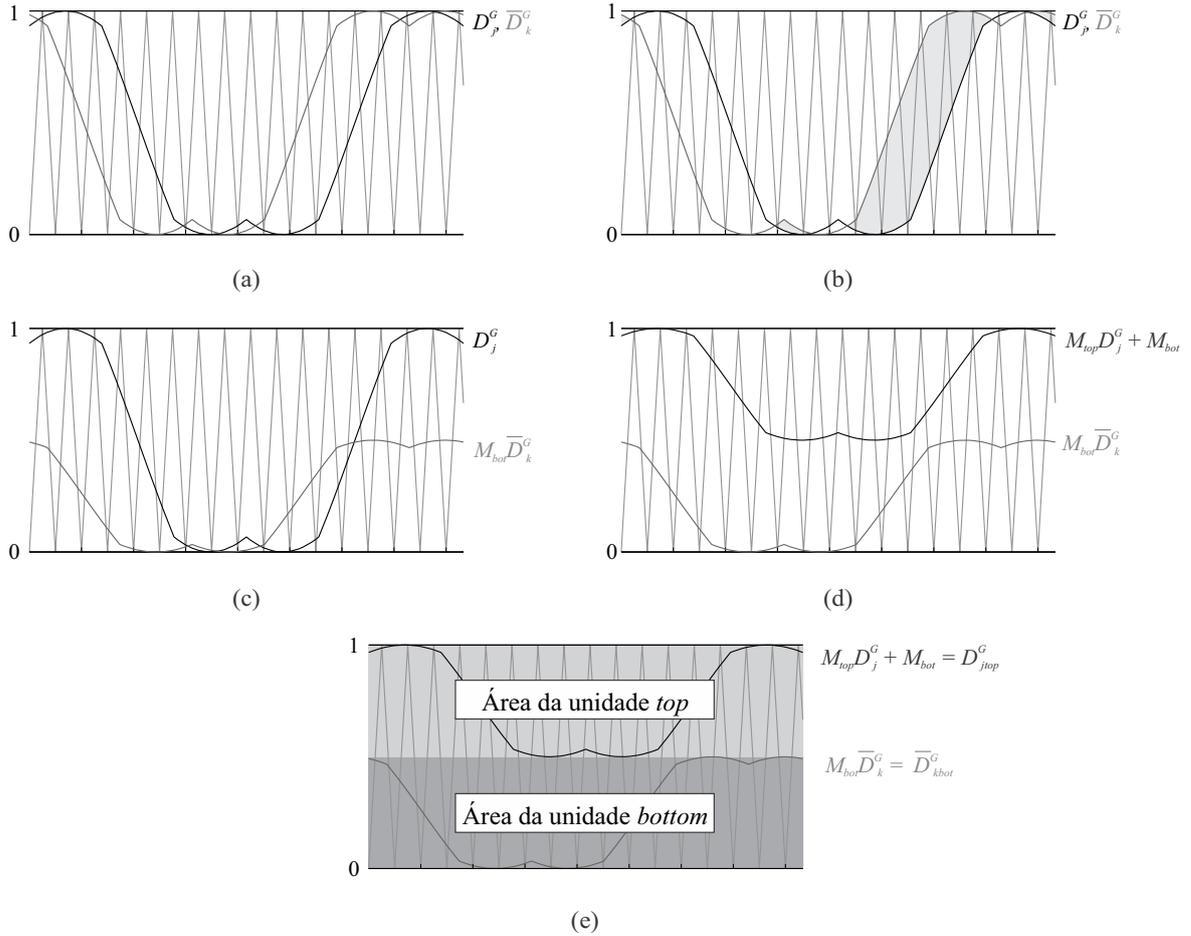
$$\bar{D}_{k_{bot}}^G = M_{bot} \bar{D}_k^G, \quad (41)$$

que juntas formam as duas áreas bem definidas de unidade *top* e *bottom*, mostradas na Figura 21(e), que está em conformidade com as áreas apresentadas na Figura 20. E assim, conclui-se a técnica de “escalonar e deslocar”.

Aplicando-se a generalização de (28) em (40), e considerando-se que $\mu = \mu_{top}$, $v_{j0}^s \cdot M_{top} = v_{j0_{top}}^s$ e $m \cdot M_{top} = m_{top}$, tem-se que

$$D_{j_{top}}^G = M_{top} \underbrace{[D_j - \mu_{top} D_{min} + (1 - \mu_{top})(1 - D_{max})]}_{D_j^G} + (1 - M_{top}). \quad (42)$$

Figura 21 – Técnica de escalonar e deslocar: (a) duas razões de trabalho de modulação generalizada para o VSI, sendo D_j^G referente à razão de trabalho das chaves superiores e \bar{D}_k^G à razão de trabalho das chaves inferiores (virtuais); (b) destaque para os momentos em que $D_j \leq \bar{D}_k$, mostrando que não se respeita a restrição do NSI; (c) \bar{D}_k^G é escalonado por M_{bot} ; (d) D_j^G é escalonado por M_{top} e deslocado para cima pela adição de M_{bot} ; (e) as razões de trabalho generalizadas D_{jtop}^G e \bar{D}_{kbot}^G e as áreas das unidades.



Fonte: próprio autor.

Ao substituir D_j em (38) na equação (42), chega-se a

$$D_{jtop}^G = M_{top} \underbrace{\left(\frac{1}{2} + \frac{v_{j0}^s}{v_{cc}} \right)}_{D_j} - M_{top}\mu_{top}D_{min} + M_{top}(1 - \mu_{top})(1 - D_{max}) + 1 - M_{top}, \quad (43)$$

e, após algumas manipulações, obtém-se que:

$$D_{jtop}^G = D_{jtop}^s - \mu_{top}D_{min_{top}} + (1 - \mu_{top})(1 - D_{max_{top}}) + \mu_{top}(1 - M_{top}), \quad (44)$$

que é a equação final da razão de trabalho generalizada para a unidade top, onde $\mu_{top} \in [0, 1]$, é

o grau de liberdade da unidade top ,

$$D_{j_{top}^s} = 1 - \frac{M_{top}}{2} + \frac{v_{j0_{top}}^s}{v_{cc}}, \quad (45)$$

$$D_{min_{top}} = 1 - \frac{M_{top}}{2} + \frac{v_{min_{top}}}{v_{cc}}, \quad (46)$$

$$D_{max_{top}} = 1 - \frac{M_{top}}{2} + \frac{v_{max_{top}}}{v_{cc}}, \quad (47)$$

com $v_{min_{top}}$ e $v_{max_{top}}$ definidos por

$$v_{min_{top}} = \min(v_{a0_{top}}^s, v_{b0_{top}}^s, v_{c0_{top}}^s), \quad (48)$$

$$v_{max_{top}} = \max(v_{a0_{top}}^s, v_{b0_{top}}^s, v_{c0_{top}}^s). \quad (49)$$

Vale salientar que, a generalização da unidade top é válida para as seguintes tensões de referência senoidais

$$\begin{cases} v_{a0_{top}}^s &= m_{top} \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}} \cos(\omega_{top} t) \\ v_{b0_{top}}^s &= m_{top} \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}} \cos(\omega_{top} t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{c0_{top}}^s &= m_{top} \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}} \cos(\omega_{top} t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}, \quad (50)$$

onde m_{top} é o índice de modulação e ω_{top} é a frequência angular da tensão de saída da unidade top do conversor. É importante mencionar que, o máximo índice de modulação da unidade top está limitado a $m_{top} \leq M_{top}$.

Similarmente, do mesmo modo que o processo de generalização foi feito para a unidade top , pode-se realizá-lo para a unidade $bottom$ a partir da substituição de (28) em (41). Considerando-se que $\bar{D}_k^G = 1 - D_k^G$, $M_{bot} = 1 - M_{top}$, $\mu = \mu_{bot}$, $v_{k0}^s \cdot M_{bot} = v_{k0_{bot}}^s$ e $m \cdot M_{bot} = m_{bot}$, tem-se que

$$\bar{D}_{k_{bot}}^G = M_{bot} \underbrace{[1 - (D_k - \mu_{bot} D_{min} + (1 - \mu_{bot})(1 - D_{max}))]}_{\bar{D}_k^G}, \quad (51)$$

que leva a

$$\bar{D}_{k_{bot}}^G = M_{bot} [\bar{D}_k + \mu_{bot} D_{min} - (1 - \mu_{bot})(1 - D_{max})]. \quad (52)$$

Ao substituir \bar{D}_k em (39) na equação (53), chega-se a

$$\bar{D}_{k_{bot}}^G = M_{bot} \underbrace{\left(\frac{1}{2} + \frac{v_{k0}^s}{v_{cc}} \right)}_{\bar{D}_k} + M_{bot} \mu_{bot} D_{min} - M_{bot} (1 - \mu_{bot})(1 - D_{max}), \quad (53)$$

e, após algumas manipulações, obtém-se que:

$$\bar{D}_{k_{bot}}^G = \bar{D}_{k_{bot}}^s - \mu_{bot} \bar{D}_{min_{bot}} + (1 - \mu_{bot})(1 - \bar{D}_{max_{bot}}) - (1 - \mu_{bot})(1 - M_{bot}), \quad (54)$$

onde $\mu_{bot} \in [0, 1]$ é o grau de liberdade da unidade *bottom*,

$$\overline{D}_{k_{bot}}^s = \frac{M_{bot}}{2} + \frac{v_{k0_{bot}}^s}{v_{cc}}, \quad (55)$$

$$\overline{D}_{min_{bot}} = \frac{M_{bot}}{2} + \frac{v_{min_{bot}}}{v_{cc}}, \quad (56)$$

$$\overline{D}_{max_{bot}} = \frac{M_{bot}}{2} + \frac{v_{max_{bot}}}{v_{cc}}, \quad (57)$$

com $v_{min_{bot}}$ e $v_{max_{bot}}$ definidos por

$$v_{min_{bot}} = \min(v_{r0_{bot}}^s, v_{s0_{bot}}^s, v_{t0_{bot}}^s), \quad (58)$$

$$v_{max_{bot}} = \max(v_{r0_{bot}}^s, v_{s0_{bot}}^s, v_{t0_{bot}}^s). \quad (59)$$

Como na unidade *top*, a generalização da unidade *bottom* é válida para as seguintes tensões de referência senoidais

$$\begin{cases} v_{r0_{bot}}^s &= m_{bot} \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}} \cos(\omega_{bot}t + \theta) \\ v_{s0_{bot}}^s &= m_{bot} \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}} \cos(\omega_{bot}t + \theta - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{t0_{bot}}^s &= m_{bot} \frac{v_{cc}}{\sqrt{3}} \cos(\omega_{bot}t + \theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}, \quad (60)$$

onde m_{bot} é o índice de modulação, θ é o ângulo de deslocamento entre as duas unidades *top* e *bottom*, e ω_{bot} é a frequência angular da tensão de saída da unidade *bottom* do conversor. É importante mencionar que, o máximo índice de modulação da unidade *bottom* está limitado a $m_{bot} \leq M_{bot}$.

Assim, tendo-se estabelecido as equações finais das razões de trabalho generalizada para as unidades *top* e *bottom* em (44) e (54), respectivamente, pode-se determinar um algoritmo para a implementação da modulação *quasi* generalizada no modo DF:

1. Escolhe-se M_{top} e M_{bot} , respeitando-se $M_{top} + M_{bot} = m_{lim} = 1$;
2. Calcula-se $D_{j_{top}}^s$ e $\overline{D}_{k_{bot}}^s$ em (45) e (55), a partir das tensões de referência senoidais em (50) e (60), respectivamente, respeitando $m_{top} \leq M_{top}$ e $m_{bot} \leq M_{bot}$;
3. Determina-se as razões de trabalho máximas e mínimas em (46)-(49) e (56)-(59);
4. Escolhe-se os valores de μ_{top} e μ_{bot} ;
5. Calcula-se, por fim, as razões de trabalho generalizadas para as unidades *top* e *bottom* em (44) e (54).

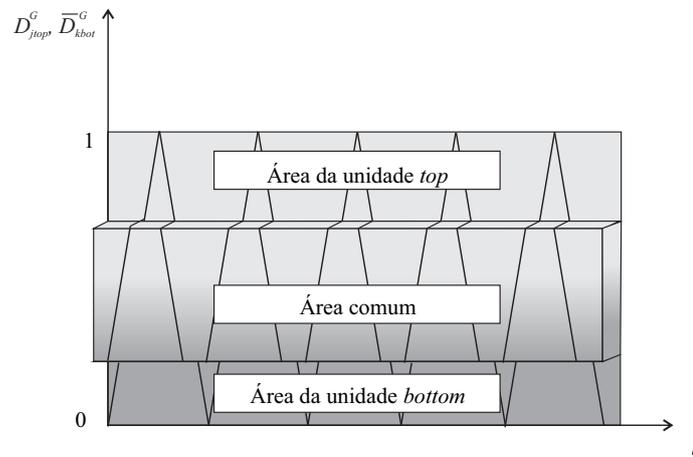
Vale salientar que $\overline{D}_{k_{bot}}^G$ é a razão de trabalho da chave virtual \overline{S}_k do NSI. Caso se deseje saber a razão de trabalho de S_k , basta calcular $D_{k_{bot}}^G = 1 - \overline{D}_{k_{bot}}^G$. De forma alternativa, pode-se gerar os pulsos de \overline{S}_k a partir da comparação de $\overline{D}_{k_{bot}}^G$ com a onda triangular e, posteriormente, inverter os estados de \overline{S}_k , de forma a obter os pulsos das chaves S_k .

4.1.2 Modo de Operação CF

No modo de operação CF, as equações que definem as razões de trabalho generalizadas para as unidades *top* e *bottom* são iguais às apresentadas em (44) e (54). A diferença está no fato de que, enquanto no modo DF $M_{top} + M_{bot} = m_{lim} = 1$, no modo CF, $M_{top} + M_{bot} = m_{lim} \geq 1$.

Esta constatação se confirma a partir da Figura 21(e), em que o NSI opera em modo CF e as razões de trabalho estão defasadas de $\theta = 45^\circ$, com $M_{top} + M_{bot} = m_{lim} = 1$. Visualmente, percebe-se a existência de um espaço “livre” entre as duas razões de trabalho, o que permite que as duas áreas limites possam se estender a ponto de uma área invadir a outra até que as razões de trabalho se toquem em um determinado ponto. Neste limite, a restrição em (29) ainda é respeitada pois $D_j = \bar{D}_k$. Assim, percebe-se que, neste modo de operação, pode-se ter $M_{top} + M_{bot} = m_{lim} \geq 1$ e que há o surgimento de uma nova área de modulação: a área comum, como mostrado na Figura 22. A área comum é formada a partir da intersecção entre as áreas da unidade *top* e da unidade *bottom*. Esta característica ocorre apenas no modo de operação CF.

Figura 22 – Área da unidade *top*, área da unidade *bottom* e área comum, existente somente no modo de operação CF.



Fonte: próprio autor.

Com a existência desta área comum às duas unidades e a consequente constatação de que $M_{top} + M_{bot} = m_{lim} \geq 1$, há uma mudança no cenário da modulação escalar *quasi* generalizada. Assim, é necessário determinar, dentro deste contexto, quais os valores de μ_{top} , μ_{bot} e m_{lim} que podem ser adotados, desde que a restrição em (29) seja respeitada.

Para investigar os valores de μ_{top} e μ_{bot} permitidos, é necessária, primeiramente, a manipulação das equações (44) e (54) nos limites em que os índices de modulação assumem seus valores máximos, respeitando a restrição em (29).

Assim, considerando-se que M_{top} e M_{bot} são os limites dos índices de modulação de

ambas as unidades *top* e *bottom*, m_{lim} é o máximo valor de $m_{top} + m_{bot}$, e que neste modo de operação, como foi visto na seção 3.3.4, $m_{top}, m_{bot} \leq m_{lim}/2$, conclui-se que, no limite dos índices de modulação, $m_{top} = M_{top} = m_{bot} = M_{bot} = m_{lim}/2$. Além disto, no modo CF, pode-se afirmar que $\omega_{top} = \omega_{bot} = \omega$.

A partir destas considerações, primeiramente, reorganiza-se (44) e obtém-se que

$$D_{j_{top}}^G = 1 + D_{j_{top}}^s - D_{max_{top}} + \mu_{top} [D_{max_{top}} - D_{min_{top}} - M_{top}]. \quad (61)$$

Desenvolvendo-se o termo independente de μ_{top} em (61) através de (45) e (47), obtém-se que

$$1 + D_{j_{top}}^s - D_{max_{top}} = 1 + \left(\frac{\overbrace{M_{top} \cdot m}^{m_{top}}}{\sqrt{3}} \cdot \cos_{top}^j \right) - \left(\frac{m_{top}}{\sqrt{3}} \cdot \cos_{max_{top}} \right), \quad (62)$$

equivalente a

$$1 + D_{j_{top}}^s - D_{max_{top}} = 1 + \frac{m_{top}}{\sqrt{3}} (\cos_{top}^j - \cos_{max_{top}}), \quad (63)$$

em que \cos_{top}^j são os cossenos de fase j e $\cos_{max_{top}}$ é o maior valor entre os cossenos de fase j , ambos referentes à unidade *top*.

Desenvolvendo-se o termo dependente de μ_{top} em (61) através de (46) e (47), obtém-se que

$$D_{max_{top}} - D_{min_{top}} - M_{top} = \frac{m_{top}}{\sqrt{3}} (\cos_{max_{top}} - \cos_{min_{top}} - M_{top}), \quad (64)$$

em que $\cos_{min_{top}}$ é o menor valor entre os cossenos de fase j referente à unidade *top*.

Aplicando-se (63) e (64) em (61), e considerando que os índices de modulação estão assumindo seu valor limite possível, isto é, $m_{top} = M_{top} = m_{bot} = M_{bot} = m_{lim}/2$, obtém-se que

$$D_{j_{top}}^G = 1 + \frac{m_{lim}}{2\sqrt{3}} [\cos_{top}^j - \cos_{max_{top}}] + \mu_{top} \left[\frac{m_{lim}}{2\sqrt{3}} (\cos_{max_{top}} - \cos_{min_{top}}) - \frac{m_{lim}}{2} \right], \quad (65)$$

em que,

$$\cos_{max_{top}} = \max(\cos_{top}^a, \cos_{top}^b, \cos_{top}^c), \quad (66)$$

$$\cos_{min_{top}} = \min(\cos_{top}^a, \cos_{top}^b, \cos_{top}^c), \quad (67)$$

e,

$$\begin{cases} \cos_{top}^a = \cos(\omega t) \\ \cos_{top}^b = \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos_{top}^c = \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}. \quad (68)$$

Similarmente, manipulando-se (54), tem-se que:

$$\overline{D}_{k_{bot}}^G = \overline{D}_{k_{bot}}^s - \overline{D}_{max_{bot}} + M_{bot} + \mu_{bot} [\overline{D}_{max_{bot}} - \overline{D}_{min_{bot}} - M_{bot}]. \quad (69)$$

Desenvolvendo-se o termo independente de μ_{bot} em (69) através de (55) e (57), obtém-se que

$$\bar{D}_{k_{bot}}^s - \bar{D}_{max_{bot}} + M_{bot} = \left(\frac{\overbrace{M_{bot} \cdot m}^{m_{bot}}}{\sqrt{3}} \cdot \cos_{bot}^k \right) - \left(\frac{m_{bot}}{\sqrt{3}} \cdot \cos_{max_{bot}} \right) + M_{bot}, \quad (70)$$

equivalente a

$$\bar{D}_{k_{bot}}^s - \bar{D}_{max_{bot}} + M_{bot} = \frac{m_{bot}}{\sqrt{3}} (\cos_{bot}^k - \cos_{max_{bot}}) + M_{bot}, \quad (71)$$

em que \cos_{bot}^k são os cossenos de fase k e $\cos_{max_{bot}}$ é o maior valor entre os cossenos de fase k , ambos referentes à unidade *bottom*.

Desenvolvendo-se o termo dependente de μ_{bot} em (69) através de (56) e (57), obtém-se que

$$\bar{D}_{max_{bot}} - \bar{D}_{min_{bot}} - M_{bot} = \frac{m_{bot}}{\sqrt{3}} (\cos_{max_{bot}} - \cos_{min_{bot}}) - M_{bot}, \quad (72)$$

em que $\cos_{min_{bot}}$ é o menor valor entre os cossenos de fase k referente à unidade *bottom*.

Aplicando-se (71) e (72) em (69), e considerando que os índices de modulação estão assumindo seu valor limite possível, isto é, $m_{top} = M_{top} = m_{bot} = M_{bot} = m_{lim}/2$, obtém-se que

$$\bar{D}_{k_{bot}}^{G'} = \frac{m_{lim}}{2} + \frac{m_{lim}}{2\sqrt{3}} [\cos_{bot}^k - \cos_{max_{bot}}] + \mu_{bot} \left[\frac{m_{lim}}{2\sqrt{3}} (\cos_{max_{bot}} - \cos_{min_{bot}}) - \frac{m_{lim}}{2} \right], \quad (73)$$

em que,

$$\cos_{max_{bot}} = \max(\cos_{bot}^r, \cos_{bot}^s, \cos_{bot}^t), \quad (74)$$

$$\cos_{min_{bot}} = \min(\cos_{bot}^r, \cos_{bot}^s, \cos_{bot}^t), \quad (75)$$

e,

$$\begin{cases} \cos_{top}^r = \cos(\omega t + \theta) \\ \cos_{top}^s = \cos(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos_{top}^t = \cos(\omega t + \theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} . \quad (76)$$

A partir de (29),

$$D_{j_{top}}^{G'} \geq \bar{D}_{k_{bot}}^{G'}. \quad (77)$$

Substituindo (65) e (73) em (77), tem-se que

$$\mu_{bot} \geq \frac{D_{j_{top}}^{G'} - \frac{m_{lim}}{2} [1 + \frac{1}{\sqrt{3}} (\cos_{bot}^k - \cos_{max_{bot}})]}{\frac{m_{lim}}{2\sqrt{3}} (\cos_{max_{bot}} - \cos_{min_{bot}}) - \frac{m_{lim}}{2}}. \quad (78)$$

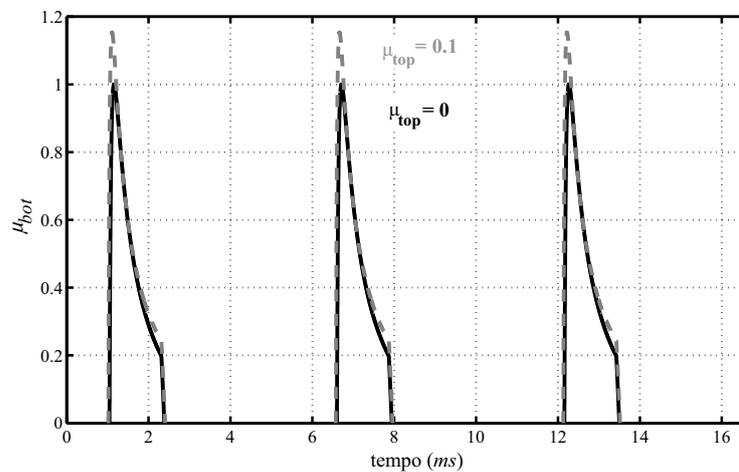
A equação (78) apresenta μ_{bot} como função de μ_{top} (através de $D_{j_{top}}^{G'}$) e de θ . Assim, a partir da determinação de um valor específico para θ , pode-se obter os valores possíveis de μ_{top} e μ_{bot} , que satisfazem a condição em (78). Desta forma, (78) deve ser analisada para três casos particulares de θ :

1. $\theta = 0^\circ$;
2. $\theta = 180^\circ$;
3. $0^\circ < \theta < 180^\circ$.

Para $\theta = 0^\circ$, a única restrição obtida é que $\mu_{bot} \geq \mu_{top}$. Para $\theta = 180^\circ$, $\mu_{bot} \geq 0$, ou seja, os valores de μ_{top} e μ_{bot} podem ser escolhidos arbitrariamente como no modo DF ($\mu_{top}, \mu_{bot} \in [0, 1]$).

Para a análise de $0^\circ < \theta < 180^\circ$, é necessário representar graficamente a parte de (78) que se encontra após a igualdade, mostrado na Figura 23. Nela, a equação é representada para dois valores de μ_{top} ($\mu_{top} = 0$ e $\mu_{top} = 0,1$). Considerando que $0 \leq \mu_{bot} \leq 1$ e que, para $\mu_{top} = 0$, a curva atinge seu valor máximo em 1, pode-se concluir que, nesta situação, μ_{bot} deve ser igual a 1. Se $\mu_{top} > 0$, o valor máximo do gráfico da Figura 23 passa a ser maior que 1 e é impossível ter um valor válido para μ_{bot} que satisfaça a condição (78). Assim, conclui-se que, para $0^\circ < \theta < 180^\circ$, $\mu_{top} = 0$ e $\mu_{bot} = 1$, ou seja, para se obter os máximos valores de índices de modulação possíveis, não há liberdade de escolha dos valores de μ_{top} e μ_{bot} .

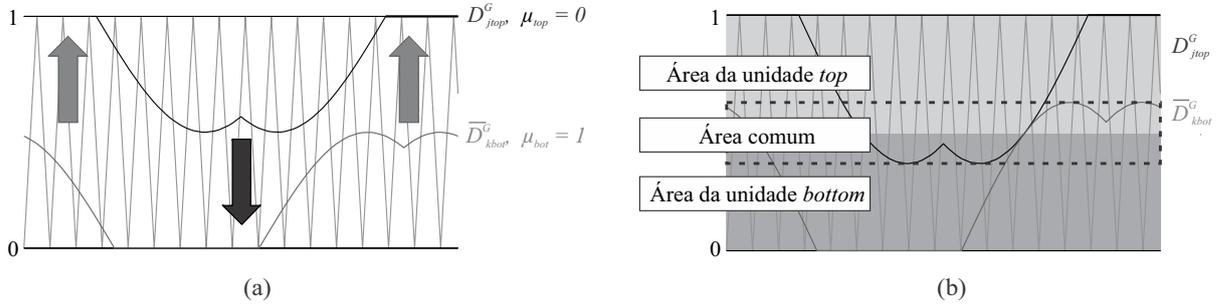
Figura 23 – Gráfico do lado direito de (78), onde μ_{bot} deve ser sempre maior que a curva representada: preto ($\mu_{top} = 0$) e cinza ($\mu_{top} = 0,1$).



Fonte: próprio autor.

Mesmo com $\mu_{top} = 0$ e $\mu_{bot} = 1$, ainda precisa-se definir o valor de $m_{lim}/2 = m_{top} = M_{top} = m_{bot} = M_{bot}$ que faz com a soma dos índices de modulação das unidades *top* e *bottom* atinja seu valor máximo. Este limite é demonstrado na Figura 24(a), onde $D_{j_{top}}^G$ e $\overline{D}_{k_{bot}}^G$ assumem $\mu_{top} = 0$ e $\mu_{bot} = 1$, e que, em termos de se obter m_{lim} , é necessário que estas duas razões de trabalho se estendam até o ponto onde elas se toquem ($D_{j_{top}}^G = \overline{D}_{k_{bot}}^G$), como mostrado na Figura 24(b). Neste ponto, m_{lim} é máximo e $m_{top} = M_{top} = m_{bot} = M_{bot} = m_{lim}/2$.

Figura 24 – (a) As razões de trabalho D_{jtop}^G e \bar{D}_{kbot}^G , para $\mu_{top} = 0$ e $\mu_{bot} = 1$, respectivamente; (b) as razões de trabalho D_{jtop}^G e \bar{D}_{kbot}^G ao aplicar os limites em m_{top} e m_{bot} .



Fonte: próprio autor.

Para se definir o valor de m_{lim} , é necessário mais uma vez partir de (44) e (54), mas desta vez considerando-se um valor de μ_{top} e μ_{bot} válido para qualquer valor de θ : $\mu_{top} = 0$ e $\mu_{bot} = 1$. Assim, manipulando-se mais uma vez as equações em (44) e (54), tem-se que:

$$D_{jtop}^G = D_{jtop}^s + (1 - D_{max_{top}}) = 1 + \frac{v_{j0_{top}}^s}{v_{cc}} - \frac{v_{max_{top}}}{v_{cc}}, \quad (79)$$

$$\bar{D}_{kbot}^G = \bar{D}_{kbot}^s - \bar{D}_{min_{bot}} = \frac{v_{k0_{bot}}^s - v_{min_{bot}}}{v_{cc}}. \quad (80)$$

Substituindo (79) e (80) em (29), tem-se que:

$$1 + \frac{m_{top}}{\sqrt{3}} (\cos_{top}^j - \cos_{max_{top}}) \geq \frac{m_{bot}}{\sqrt{3}} (\cos_{bot}^k - \cos_{min_{bot}}). \quad (81)$$

Considerando os índices de modulação em seu valor limite possível, obtém-se que

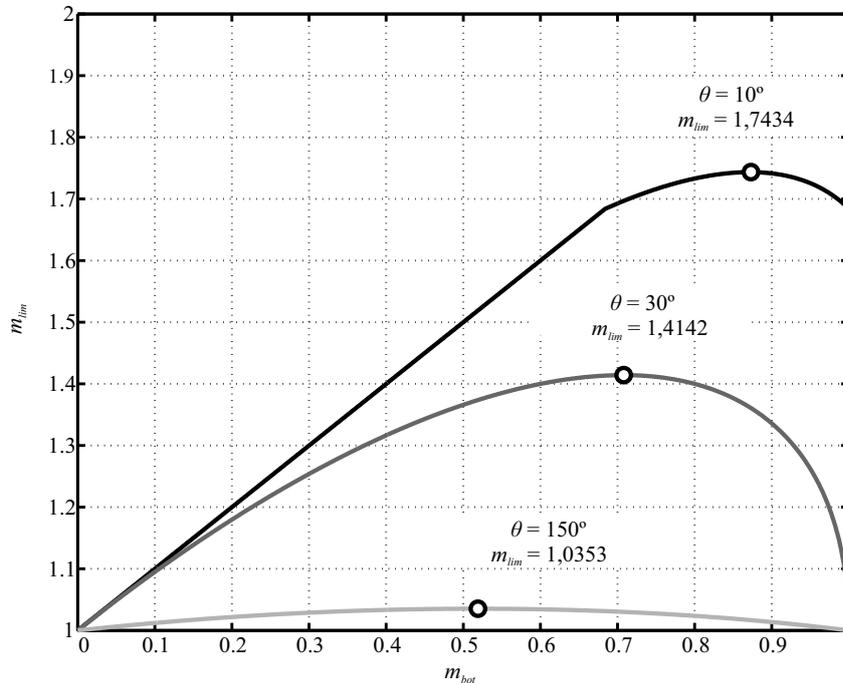
$$m_{lim} \leq \frac{2\sqrt{3}}{\cos_{bot}^k - \cos_{top}^j - \cos_{min_{bot}} + \cos_{max_{top}}}. \quad (82)$$

O parâmetro m_{lim} será máximo quando for igual ao valor mínimo do lado direito de (82), o que leva a:

$$m_{lim} = \begin{cases} \frac{1}{\sin(\frac{\theta}{2} + 30^\circ)}, & (0^\circ \leq \theta \leq 150^\circ) \\ \frac{1}{\sin(\frac{\theta}{2})}, & (150^\circ \leq \theta \leq 180^\circ) \end{cases}. \quad (83)$$

A Figura 25 mostra um gráfico do valor de m_{lim} , em que $m_{top} = M_{top}$ e $m_{bot} = M_{bot}$, em função de m_{bot} para três curvas, sendo cada uma das curvas referente a um determinado valor de θ ($\theta = 10^\circ$, $\theta = 30^\circ$ e $\theta = 150^\circ$). Este resultado foi obtido através de simulação no programa MATLAB/Simulink, tendo sido utilizado método iterativo.

Figura 25 – m_{lim} em função de m_{bot} para $\theta = 10^\circ$, $\theta = 30^\circ$ e $\theta = 150^\circ$. Os valores máximos de m_{lim} são atingidos quando $m_{bot} = m_{top} = m_{lim}/2$.



Fonte: próprio autor.

Na figura, percebe-se que o máximo valor de m_{lim} , para $\theta = 10^\circ$, é 1,7434, para $\theta = 30^\circ$, é 1,4142 e, para $\theta = 150^\circ$, 1,0353, que são iguais aos valores calculados em (83).

Ao representar graficamente (83), gera-se a mesma figura apresentada para a técnica *shifting* (Figura 19). Em outras palavras, pode-se concluir que a modulação escalar *quasi* generalizada alcança os mesmos valores limites dos índices de modulação para as unidades *top* e *bottom*, que a técnica proposta por Dehghan et al. (2013).

Uma segunda característica desta técnica é que, quando $\mu_{top} = 0$ e $\mu_{bot} = 1$, ela reproduz as mesmas razões de trabalho geradas pela técnica *shifting*. No entanto, esta *quasi* generalização não é capaz de reproduzir as mesmas razões de trabalho da técnica ZVT, não podendo ser considerada, de fato, uma generalização completa.

4.2 A Modulação Escalar Generalizada

A modulação escalar *quasi* generalizada se baseia no conceito de generalização, que propicia, através de uma abordagem sistemática e direta, a geração de qualquer técnica de PWM, seja ela contínua ou descontínua. No entanto, por não conseguir reproduzir a técnica vetorial ZVT, torna-se evidente que esta modulação não atende completamente ao conceito de generalização,

ou seja, é uma generalização incompleta. Por este motivo, tal modulação foi nomeada de *quasi* generalizada.

Diante disto, evidenciou-se a necessidade de se propor uma modulação que atendesse completamente ao conceito de generalização, isto é, que conseguisse reproduzir qualquer técnica de PWM, entre elas, a técnica *shifting*, ZVT e SVM simétrica. Assim, a generalização completa é apresentada a seguir.

Para se iniciar o processo de generalização, é necessário considerar, para um período de chaveamento (T_{ch}), um padrão de chaveamento genérico com as três chaves superiores (S_a , S_b e S_c) e as três chaves inferiores (\bar{S}_r , \bar{S}_s e \bar{S}_t) respeitando a restrição em (29), como mostrado na Figura 26(a). Cada chave possui uma razão de trabalho definida como em (45) e (55), sendo $\bar{D}_{k_{bot}}^s = 1 - D_{k_{bot}}$. Vale salientar que não há necessidade da representação das chaves intermediárias, visto que os estados destas chaves são consequências dos estados das chaves superiores e inferiores.

Observando a Figura 26, nota-se que:

1. V_{ZB} ocorre quando $S_a = S_b = S_c = 1$ e $S_r = S_s = S_t = 0$ ($\bar{S}_r = \bar{S}_s = \bar{S}_t = 1$), ou seja, $D_{ZB} = \bar{D}_{min_{bot}}$, em que $\bar{D}_{min_{bot}}$ é a mínima razão de trabalho das chaves inferiores, ou seja,

$$\bar{D}_{min_{bot}} = \min(\bar{D}_{r_{bot}}^s, \bar{D}_{s_{bot}}^s, \bar{D}_{t_{bot}}^s). \quad (84)$$

2. V_{ZT} ocorre quando $S_a = S_b = S_c = 0$ e $S_r = S_s = S_t = 1$ ($\bar{S}_r = \bar{S}_s = \bar{S}_t = 0$), ou seja, $D_{ZT} = 1 - D_{max_{top}}$, em que $D_{max_{top}}$ é a máxima razão de trabalho das chaves superiores, ou seja,

$$D_{max_{top}} = \max(D_{a_{top}}^s, D_{b_{top}}^s, D_{c_{top}}^s). \quad (85)$$

3. V_{ZM} ocorre quando $S_a = S_b = S_c = 1$ e $S_r = S_s = S_t = 1$ ($\bar{S}_r = \bar{S}_s = \bar{S}_t = 0$), ou seja, $D_{min_{top}} \geq \bar{D}_{max_{bot}}$. Além disto, $D_{ZM} = D_{min_{top}} - \bar{D}_{max_{bot}}$. Vale ressaltar que V_{ZM} nem sempre existe. Isto acontecerá quando $D_{min_{top}} \leq \bar{D}_{max_{top}}$.

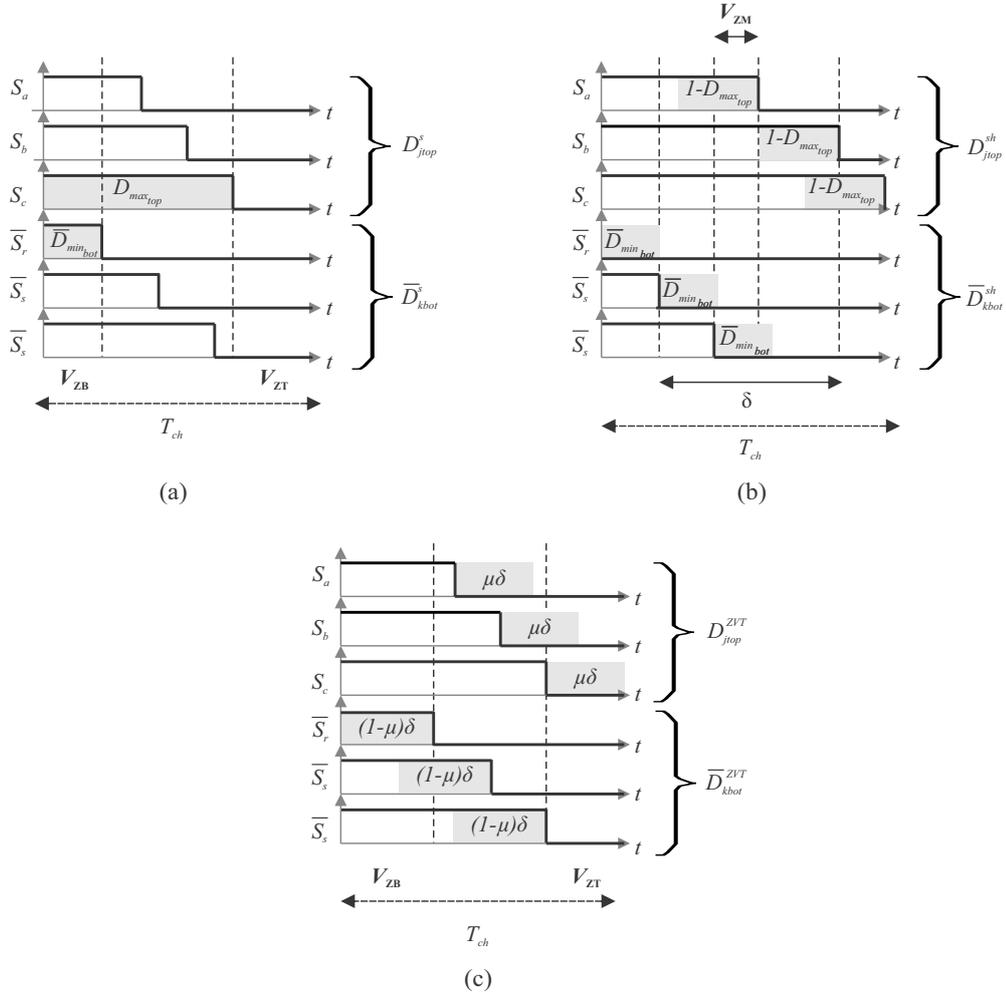
4. É possível que, em uma determinada situação, $\bar{D}_{min_{bot}} = 0$, $D_{max_{top}} = 1$ e $D_{min_{top}} \leq \bar{D}_{max_{top}}$. Em outras palavras, $D_{ZB} = D_{ZT} = 0$ e D_{ZM} não existe. Neste caso, nenhum vetor nulo é aplicado no NSI;

5. A restrição (29) obriga que $D_{j_{top}}^s \geq \bar{D}_{k_{bot}}^s$, para todo braço do NSI. Outra forma de representação é que $D_{j_{top}}^s - \bar{D}_{k_{bot}}^s \geq 0$, para todo braço do NSI. Assim, sendo δ a menor das distâncias entre $D_{j_{top}}^s$ e o correspondente $\bar{D}_{k_{bot}}^s$, ou seja,

$$\delta = \min[(D_{a_{top}}^s - \bar{D}_{r_{bot}}^s), (D_{b_{top}}^s - \bar{D}_{s_{bot}}^s), (D_{c_{top}}^s - \bar{D}_{t_{bot}}^s)], \quad (86)$$

então a restrição é obedecida se $\delta \geq 0$, sempre.

Figura 26 – (a) Padrão de chaveamento genérico para as chaves superiores (S_a , S_b e S_c) e inferiores (\bar{S}_r , \bar{S}_s e \bar{S}_t) do NSI; (b) após remover a contribuição de V_{ZB} e V_{ZT} , são geradas as razões de trabalho D_{jtop}^{sh} e \bar{D}_{kbot}^{sh} , que reproduzem a técnica *shifting*; (c) A razão de trabalho D_{jtop}^{sh} é subtraída de um fator $\mu\delta$, enquanto que \bar{D}_{kbot}^{sh} é adicionado de um fator $(1 - \mu)\delta$.



Fonte: próprio autor.

Para se dar continuidade ao processo de generalização, remove-se a existente contribuição dos vetores nulos V_{ZB} e V_{ZT} , ou seja, quando se tem $D_{max_{top}} = 1$ e $D_{min_{bot}} = 0$. Em outras palavras, $(1 - D_{max_{top}})$ é adicionado a D_{jtop}^s , e $\bar{D}_{min_{bot}}$ é subtraído de \bar{D}_{kbot}^s , como visto na Figura 26(b). Nestas condições, as razões de trabalho se tornam as mesmas da técnica *shifting* e da técnica escalar *quasi* generalizada para $\mu_{top} = 0$ e $\mu_{bot} = 1$, ou seja:

$$D_{jtop}^{sh} = D_{jtop}^s + (1 - D_{max_{top}}), \quad (87)$$

$$\bar{D}_{kbot}^{sh} = \bar{D}_{kbot}^s - \bar{D}_{min_{bot}}. \quad (88)$$

As razões de trabalho em (87) e (88) equivalem a concentrar todo o tempo de vetores nulos do NSI no vetor nulo V_{ZM} .

Em seguida, o tempo nulo total do NSI deve ser redistribuído entre os vetores V_{ZB} e V_{ZT} , de tal maneira que (29) ainda seja respeitado. Assim, o novo tempo de V_{ZT} é definido como sendo um fator $\mu\delta$ que deve ser subtraído de $D_{j_{top}}^{sh}$, enquanto que o novo tempo de V_{ZB} é um fator $(1 - \mu)\delta$ adicionado a $\overline{D}_{k_{bot}}^{sh}$, onde μ é o grau de liberdade responsável por distribuir o tempo nulo entre V_{ZB} e V_{ZT} ($\mu \in [0, 1]$) e δ , neste caso, é a menor das distâncias entre $[D_{a_{top}}^{sh}, \overline{D}_{r_{bot}}^{sh}]$; $[D_{b_{top}}^{sh}, \overline{D}_{s_{bot}}^{sh}]$; e $[D_{c_{top}}^{sh}, \overline{D}_{t_{bot}}^{sh}]$ (mostrado na Figura 26(b)).

Este procedimento é mostrado na Figura 26(c), cuja análise permite concluir que a escolha de δ como a menor das distâncias entre $D_{j_{top}}^{sh}$ e $\overline{D}_{k_{bot}}^{sh}$ representa o quanto se pode deslocar para cima as ondas modulantes da unidade *bottom* e para baixo as ondas modulantes da unidade *top*, sem que a restrição em (29) seja violada. Com isto, define-se as novas razões de trabalho como sendo

$$D_{j_{top}}^{ZVT} = \underbrace{D_{j_{top}}^s + (1 - D_{max_{top}})}_{D_{j_{top}}^{sh}} - \mu\delta, \quad (89)$$

$$\overline{D}_{k_{bot}}^{ZVT} = \underbrace{\overline{D}_{k_{bot}}^s - \overline{D}_{min_{bot}}}_{\overline{D}_{k_{bot}}^{sh}} + (1 - \mu)\delta, \quad (90)$$

em que,

$$\delta = \min \left[\left(D_{a_{top}}^{sh} - \overline{D}_{r_{bot}}^{sh} \right), \left(D_{b_{top}}^{sh} - \overline{D}_{s_{bot}}^{sh} \right), \left(D_{c_{top}}^{sh} - \overline{D}_{t_{bot}}^{sh} \right) \right]. \quad (91)$$

Estas equações obtidas em (89) e (90) geram as mesmas razões de trabalho da técnica ZVT. Pode-se, inclusive, perceber que, com a subtração de $\mu\delta$ da razão de trabalho das chaves superiores e a respectiva adição de $(1 - \mu)\delta$ na razão de trabalho das chaves inferiores, sempre haverá um braço cuja razão de trabalho da chave superior é igual a razão de trabalho da chave inferior, como mostrado na Figura 26(c) ($D_{c_{top}}^{ZVT} = \overline{D}_{t_{bot}}^{ZVT}$). Assim, ou $D_{a_{top}}^{ZVT} = \overline{D}_{r_{bot}}^{ZVT}$, ou $D_{b_{top}}^{ZVT} = \overline{D}_{s_{bot}}^{ZVT}$, ou $D_{c_{top}}^{ZVT} = \overline{D}_{t_{bot}}^{ZVT}$. Este comportamento condiz com o esperado para a técnica ZVT.

Na técnica ZVT, representada por (89) e (90), garante-se o maior tempo nulo para V_{ZT} e V_{ZB} que pode ser obtido, ou seja, na técnica ZVT ($D_{ZT} + D_{ZB}$) é máximo. Isto é provado pelo fato de δ (que representa o quão perto da violação da restrição se está) ser nulo, ou seja, não é possível deslocar mais as ondas modulantes para aumentar $D_{ZT} + D_{ZB}$ sem violar a restrição (29). Por outro lado, a técnica *shifting*, representada por (87) e (88), garante o menor tempo nulo possível para V_{ZT} e V_{ZB} , ou seja, $D_{ZB} + D_{ZT} = 0$. Isto equivale a se obter o maior valor de δ possível, ou seja, a maior margem de segurança possível para a restrição 29. Na prática, é fixar as modulantes *top* em um e as modulantes *bottom* em zero.

A generalização consiste então em obter equações que reproduzam dois extremos: $D_{ZT} + D_{ZB}$ máximo e $\delta = 0$; $D_{ZT} + D_{ZB} = 0$ e δ máximo; além de qualquer situação

intermediária. Isto se consegue ao, primeiro, maximizar δ e depois ponderá-lo por um parâmetro σ , de forma que o que foi retirado de δ seja distribuído entre V_{ZB} e V_{ZT} através do parâmetro μ , em que $\mu = 0$ corresponde a $D_{ZT} = 0$ e $\mu = 1$ corresponde a $D_{ZB} = 0$.

Para tal, multiplicam-se ambos os termos $\mu\delta$ e $(1 - \mu)\delta$, em (89) e (90), por um fator $(1 - \sigma)$, onde σ é definido como sendo o grau de liberdade responsável por prover uma distância máxima não nula entre as razões de trabalho de um mesmo braço, respeitando a restrição (29) ($\sigma \in [0, 1]$). Desta forma, são definidas as expressões das razões de trabalho generalizadas do NSI, para as unidades *top* e *bottom*, como sendo:

$$D_{j_{top}}^G = D_{j_{top}}^s + (1 - D_{max_{top}}) - \mu\delta(1 - \sigma), \quad (92)$$

$$\bar{D}_{k_{bot}}^G = \bar{D}_{k_{bot}}^s - \bar{D}_{min_{bot}} + (1 - \mu)\delta(1 - \sigma). \quad (93)$$

Na prática, define-se primeiramente, através do grau de liberdade σ , a porcentagem de δ remanescente (que mantém uma distância mínima entre as ondas modulantes). Em seguida, do tempo que foi retirado de δ , define-se, através do grau de liberdade μ , a porcentagem do tempo destinado a V_{ZT} . Assim, a parcela do tempo que não foi utilizada em δ e V_{ZT} é então aplicada em V_{ZB} .

Vale ressaltar que, dependendo da situação, um valor elevado de σ pode causar a aplicação do vetor nulo V_{ZM} no NSI.

Uma análise de (92) e (93) permite concluir que esta técnica consegue reproduzir as técnicas *shifting* e ZVT. Constata-se que, a técnica *shifting* é reproduzida quando $\sigma = 1$ (para todo μ). Assim, $D_{j_{top}}^G$ e $\bar{D}_{k_{bot}}^G$, em (92) e (93), tornam-se iguais a $D_{j_{top}}^{sh}$ e $\bar{D}_{k_{bot}}^{sh}$, em (87) e (88), respectivamente. Em contrapartida, reproduz-se a técnica ZVT quando $\sigma = 0$ e μ é usado para distribuir os tempos entre V_{ZB} e V_{ZT} , pois $D_{j_{top}}^G$ e $\bar{D}_{k_{bot}}^G$ tornam-se iguais a $D_{j_{top}}^{ZVT}$ e $\bar{D}_{k_{bot}}^{ZVT}$, em (89) e (90), respectivamente.

Fisicamente, quando $\sigma = 1$, as razões de trabalho são deslocadas para as extremidades, como na técnica *shifting*. Desta forma, V_{ZT} e V_{ZB} não serão aplicados (chaves superiores e inferiores grampeadas) e V_{ZM} só será aplicado se $m_{top} + m_{bot} < 1$. Caso contrário, nenhum vetor nulo será aplicado no VSI.

Por outro lado, quando $\sigma = 0$, se $m_{top} + m_{bot} < m_{lim}$, o tempo nulo existente será aplicado por V_{ZT} e V_{ZB} (chaves intermediárias grampeadas). Com isto, há momentos em que a razão de trabalho de uma chave superior de um braço seja igual a razão de trabalho da chave inferior do mesmo braço, similarmente à técnica ZVT.

Assim, tendo-se estabelecido as equações finais das razões de trabalho generalizadas em (92) e (93), pode-se determinar um algoritmo para a implementação da técnica generalizada para o NSI:

1. Define-se $D_{j_{top}}^s$ e $\bar{D}_{k_{bot}}^s$ em (45) e (55) (os valores de M_{top} e M_{bot} são indiferentes);

2. Determina-se $D_{max_{top}}$ e $D_{min_{bot}}$ em (85) e (84);
3. Calcula-se $D_{j_{top}}^{sh}$ e $\overline{D}_{k_{bot}}^{sh}$ com (87) e (88) e determina-se δ a partir de (91);
4. Escolhe-se os valores de σ e μ ;
5. Calcula-se, por fim, as razões de trabalho generalizadas para as unidades *top* e *bottom* em (92) e (93).

Vale ressaltar que para esta generalização, $m_{top}, m_{bot} \in [0, 1]$ e $m_{top} + m_{bot} \leq m_{lim}$, em que $m_{lim} = 1$ no modo DF, e m_{lim} é dado por (83), no modo CF, em que para garantir que a restrição em (29) seja respeitada, $m_{top}, m_{bot} \leq m_{lim}/2$, igual ao *quasi* generalizado.

Para demonstrar graficamente o comportamento das razões de trabalho para distintos valores dos graus de liberdade σ e μ , são mostrados, na Figura 27, $D_{j_{top}}^G$ e $\overline{D}_{k_{bot}}^G$ para um braço do inversor. Nela, o NSI opera no modo CF, com $\theta = 45^\circ$, com os índices de modulação em seus valores máximos permitidos ($m_{top} = m_{bot} = m_{lim}/2$) e com valores variados de σ e μ : $\sigma = 1$ e μ assumindo um valor arbitrário (Figura 27(a)); $\sigma = 0$ e $\mu = 0,5$ (Figura 27(b)), $\sigma = 0$ e $\mu = 1$ (Figura 27(c)); $\sigma = 0$ e $\mu = 0$ (Figura 27(d)). Na Figura 27(a), a modulação reproduz as razões de trabalho da técnica *shifting*. Nas Figuras 27(b), (c) e (d), a modulação reproduz as razões de trabalho da técnica ZVT simétrica ($D_{ZT} = D_{ZB} = D_{0max}/2$), $D_{ZB} = 0$ e $D_{ZT} = 0$, respectivamente.

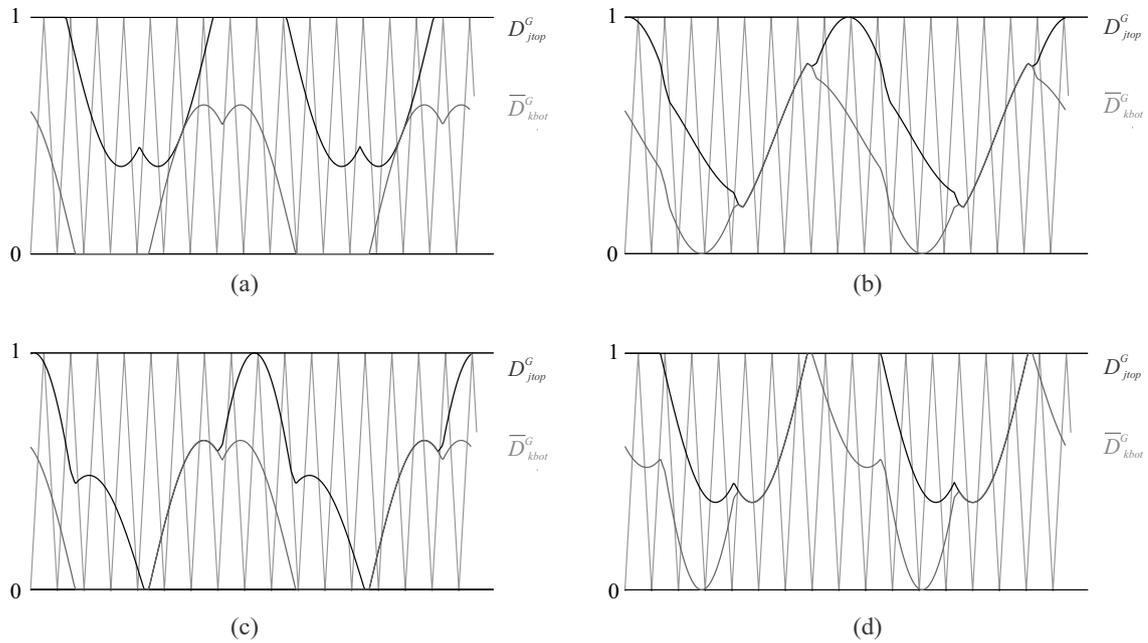
As técnicas vetoriais não são as únicas que podem ser reproduzidas pela modulação generalizada proposta. Os graus de liberdade μ e σ demonstram a infinidade de razões de trabalho que se consegue gerar, visto que tanto μ quanto σ podem assumir quaisquer valores reais entre 0 e 1, tanto no modo DF quanto no CF. Assim, percebe-se a importância da escolha correta destes graus de liberdade e da compreensão de como eles atuam. Esta importância se evidencia não somente pelo fato de μ e σ distribuírem o tempo nulo total entre os vetores nulos do NSI de infinitas formas, mas também pelo fato de que tais graus de liberdade podem ser devidamente escolhidos com a finalidade de se reduzir perdas por chaveamento no NSI.

4.3 Conclusões

Neste capítulo, foram apresentadas as técnicas de modulação escalar *quasi* generalizada e a técnica de modulação escalar generalizada para o NSI. A técnica *quasi* generalizada, publicada em (BRADASCHIA et al., 2015; BRADASCHIA et al., 2014; ANDRADE et al., 2015), foi a primeira tentativa de se obter uma generalização para o NSI baseada na modulação escalar generalizada para VSIs, ou seja, uma modulação escalar que, através de uma abordagem sistemática e direta, gerasse qualquer técnica de PWM, seja ela contínua ou descontínua.

No entanto, resultados mostraram que a técnica *quasi* generalizada não consegue reproduzir a técnica ZVT, não atendendo assim ao conceito de generalização. Diante desta constatação,

Figura 27 – D_{jtop}^G e \bar{D}_{kbot}^G para o modo CF, $\theta = 45^\circ$, $m_{top} = m_{bot} = m_{lim}/2$ e (a) $\sigma = 1$ e μ arbitrário, (b) $\sigma = 0$ e $\mu = 0,5$, (c) $\sigma = 0$ e $\mu = 1$ e (d) $\sigma = 0$ e $\mu = 0$.



Fonte: próprio autor.

propôs-se a modulação escalar generalizada, que consegue reproduzir as técnicas vetoriais ZVT e *shifting*, além de uma infinidade de outras técnicas de PWM.

Além disto, os graus de liberdade da generalização podem ser devidamente escolhidos com a finalidade de se reduzir perdas no NSI. Para tal, técnicas para redução de perdas no NSI são estudadas no próximo capítulo.

5 Técnicas para Redução de Perdas por Chaveamento

Baseado na modulação escalar generalizada apresentada no capítulo anterior, é possível escolher valores específicos para os graus de liberdade da modulação, com o objetivo de se reduzir as perdas por chaveamento nas unidades *top* e *bottom* do NSI. Desta forma, este capítulo apresenta como as perdas por chaveamento podem ser reduzidas através da aplicação de um padrão específico de μ e σ . Resultados comparativos de simulação comprovam que estes padrões específicos de grau de liberdade proporcionam a redução de perdas por chaveamento no conversor em comparação com outras técnicas existentes.

5.1 Técnicas Baseadas na Modulação Escalar Generalizada

Nesta seção, é apresentada a técnica de rastreamento dos picos de corrente baseada na modulação escalar generalizada. Esta técnica busca a redução das perdas por chaveamento através de padrões específicos para μ e σ .

5.1.1 Técnica de Rastreamento dos Picos de Corrente (RPC)

Esta técnica baseia-se na ideia de sincronizar segmentos de tensão grampeados com os picos das correntes da carga, de forma a reduzir as perdas por chaveamento.

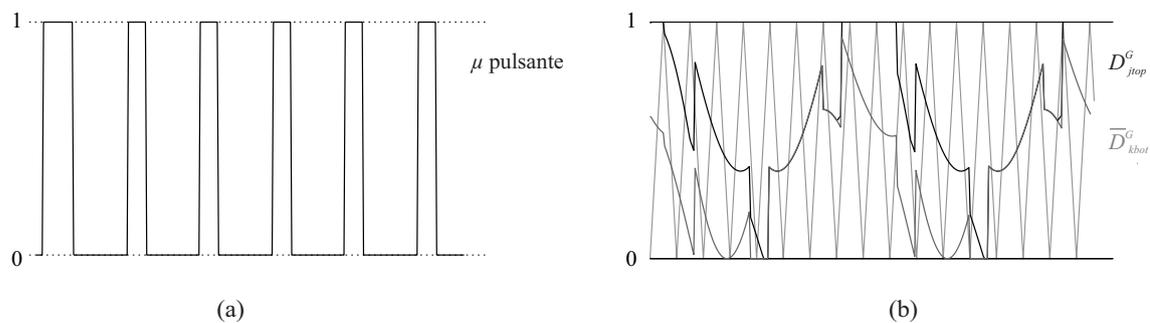
Sabe-se que a unidade *top* só é capaz de grampear a fase de saída com a maior tensão no ponto positivo do barramento CC e que a unidade *bottom* só é capaz de grampear a fase de saída com a menor tensão no ponto negativo do barramento CC. Assim, nesta técnica, primeiramente monitora-se qual a fase com maior nível de tensão para a unidade *top* e qual a fase com menor nível de tensão para a unidade *bottom*. Estas duas fases selecionadas são as fases “candidatas” ao grampeamento, visto que são as únicas possíveis de serem grampeadas. Em seguida, compara-se o valor absoluto de cada uma das correntes destas duas fases e verifica-se qual apresenta maior valor absoluto. Caso a corrente de maior valor absoluto seja a corrente da unidade *top*, a chave superior não deve comutar devido às elevadas perdas ocasionadas por esta corrente de maior valor absoluto. Então, deve-se adotar $\mu = 0$ e, conseqüentemente, a tensão saída da unidade *top* do conversor estará grampeada ao ponto positivo do barramento CC por 120° (ou menos). Similarmente, caso a corrente de maior valor absoluto seja a corrente da unidade *bottom*, é desejável que a chave inferior grampeie, então deve-se adotar $\mu = 1$ e a tensão saída da unidade *bottom* do conversor estará grampeada ao ponto negativo do barramento CC.

Quanto ao grau de liberdade σ , uma boa alternativa é a escolha de $\sigma = 0$, pois, ao

fixar $\sigma = 0$, garante-se que a menor distância σ seja nula, ou seja, há, pelo menos, uma chave intermediária sem comutar (o tempo todo fechada).

Desta forma, com esta técnica, tem-se, a cada período de chaveamento, uma chave intermediária mais uma chave superior, ou uma chave inferior, sendo grampeadas simultaneamente. Vale salientar que, para um conjunto de tensões de saída balanceadas, com cargas aproximadamente iguais, um padrão pulsante para μ , formado pela alternância entre 1 e 0 a cada 60° , é obtido, como mostrado na Figura 28(a), gerando razões de trabalho como mostrado na Figura 28(b). Caso as cargas trifásicas conectadas aos terminais da unidade *top* e *bottom* possuam impedâncias muito diferentes, a tendência é que μ se aproxime cada vez mais de um valor constante e igual a 1 ou 0.

Figura 28 – (a) padrão de μ pulsante e (b) $D_{j_{top}}^G$ e $\overline{D}_{k_{bot}}^G$ para a técnica RPC, operando no modo CF, com $\theta = 45^\circ$, μ pulsante e $\sigma = 0$.



Fonte: próprio autor.

Além disto, é importante mencionar que a técnica de rastreamento dos picos de corrente possuem 16 chaveamentos por período: 4 no grampeamento *top* ou *bottom* e 8 na fase não grampeada.

5.1.1.1 Descrição das Métricas de Desempenho

Observando as técnicas de modulação apresentadas para o NSI, não é possível definir qual a melhor técnica para redução de perdas por chaveamento no inversor. Sendo assim, um estudo de rendimento, baseado em Ferraz (2012) e Cavalcanti et al. (2002), é realizado. Nele, o desempenho do conversor nove chaves é comparado para três técnicas de modulação particulares: técnica ZVT quando $D_{ZT} = 0$ (equivalente a técnica escalar generalizada para $\sigma = \mu = 0$), técnica *shifting* (equivalente a técnica escalar *quasi* generalizada para $\mu_{top} = 0$ e $\mu_{bot} = 1$ e a técnica escalar generalizada para $\sigma = 1$) e a técnica RPC ($\sigma = 0$ e μ pulsante). A escolha da técnica ZVT quando $D_{ZT} = 0$ se dá pela constatação de que, quando $D_{ZT} = 0$ ou $D_{ZB} = 0$, a técnica alcança os maiores valores de rendimento.

Neste estudo, as métricas de desempenho adotadas para comparação são o rendimento, as perdas por condução, por chaveamento e totais nos IGBTs e diodos e a THD.

Devido às facilidades apresentadas em relação aos resultados experimentais, além de uma maior precisão dos resultados, este estudo de rendimento é obtido através de simulações utilizando o programa MATLAB/Simulink.

Na simulação, foram utilizados IGBTs e diodos ideais, ou seja, a potência de entrada é sempre igual à de saída (não há perdas). As perdas por condução e por chaveamento nos IGBTs e diodos são estimadas utilizando uma metodologia baseada em equações matemáticas que representam ao máximo os dados fornecidos pela folha de dados (*data sheets*) dos dispositivos (CAVALCANTI et al., 2002). Em geral, as folhas de dados fornecem curvas experimentais da tensão direta durante a condução para o IGBT e o diodo, as perdas por comutação (fechamento, ou *turn on*, e abertura, ou *turn off*) para o IGBT e a perda de recuperação reversa para o diodo. Estas curvas dependem de uma série de parâmetros do dispositivo, como a corrente de condução, tensão de bloqueio, temperatura, resistência da porta (*gate*) e tensão porta-emissor. Para se fazer uma comparação justa entre as técnicas de modulação, a temperatura, resistência da porta e tensão porta-emissor são considerados constantes. Portanto, apenas os efeitos da corrente de condução e tensão de bloqueio nas perdas do dispositivo são considerados.

Para se calcular o rendimento, o NSI é simulado alimentando dois conjuntos de cargas trifásicas RL (uma para cada unidade) cujo valor das impedâncias das cargas são iguais e variam de forma a obter resultados para uma faixa de potência desejada.

Na simulação, foi considerada a chave e diodo *SKM 50GB123D - IGBT + diodo de 1200 V* da Semikron. Com a folha de dados do fabricante, é possível determinar as perdas, para o módulo IGBT, a partir das seguintes curvas:

1. Energia dissipada no seu fechamento (E_{on});
2. Energia dissipada na sua abertura (E_{off});
3. Tensão de condução (v_{ce}).

Quanto ao diodo, são necessárias as curvas de:

1. Energia de recuperação reversa (E_{rr});
2. Tensão de condução (v_f).

A partir das curvas características, observa-se que elas possuem um comportamento quadrático em função da corrente que circula no dispositivo. Assim, para o modelo de perdas, as

curvas são ajustadas de acordo com um polinômio de segundo grau (CAVALCANTI, 2003):

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ce} = A_1 \cdot i^2 + B_1 \cdot i + C_1 \\ E_{off} = (A_2 \cdot i^2 + B_2 \cdot i + C_2) \cdot \frac{v_{bloq}}{v_{bloq}^{ref}} \\ E_{on} = (A_3 \cdot i^2 + B_3 \cdot i + C_3) \cdot \frac{v_{bloq}}{v_{bloq}^{ref}} \\ v_f = A_4 \cdot i^2 + B_4 \cdot i + C_4 \\ E_{rr} = (A_5 \cdot i^2 + B_5 \cdot i + C_5) \cdot \frac{v_{bloq}}{v_{bloq}^{ref}} \end{array} \right. , \quad (94)$$

em que A_x , B_x e C_x , com $x \in [0, 5]$, são os coeficientes dos polinômios de segunda ordem obtidos de forma a se aproximar, ao máximo, das curvas mostradas na folha de dados, i é a corrente na chave, v_{bloq}^{ref} é a tensão de bloqueio de referência usada pelo fabricante para obter as curvas da folha de dados e v_{bloq} é tensão de bloqueio aplicada.

Vale ressaltar que, em (94), E_{off} , E_{on} e E_{rr} possuem um ajuste de proporcionalidade com a tensão que está sendo imposta no dispositivo. Isto se deve ao fato de que, nas perdas por chaveamento, duas variáveis devem ser consideradas: a tensão de bloqueio antes do fechamento ou depois da abertura e a corrente de condução depois do fechamento ou antes da abertura. A dependência das perdas no fechamento, abertura e recuperação reversa em relação à corrente de condução é geralmente não linear, sendo representada por uma equação polinomial de segunda ordem. Por outro lado, para alguns fabricantes, como a Semikron, a dependência em relação à tensão de bloqueio é aproximadamente linear, sendo representada por uma relação de tensão (v_{bloq}/v_{bloq}^{ref}).

Assim, para o modelo *SKM 50GB123D - IGBT + diodo de 1200 V* da Semikron, com um valor de tensão nominal definido na folha de dados como sendo $v_{bloq}^{ref} = 600V$ e uma tensão de bloqueio aplicada $v_{bloq} = 600V$ ($v_{bloq}/v_{bloq}^{ref} = 1$), são obtidas as seguintes equações:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ce} = -0,0005 \cdot i^2 + 0,0855 \cdot i + 0,7131 \\ E_{off} = (-0,0003 \cdot i^2 + 0,1029 \cdot i + 0,6662) \cdot 10^{-3} \\ E_{on} = (0,0003 \cdot i^2 + 0,1573 \cdot i + 0,2297) \cdot 10^{-3} \\ v_f = -0,0001 \cdot i^2 + 0,0265 \cdot i + 0,7580 \\ E_{rr} = (-0,0003 \cdot i^2 + 0,0605 \cdot i + 0,2376) \cdot 10^{-3} \end{array} \right. . \quad (95)$$

Após modelar as curvas características do IGBT e do diodo, pode-se calcular as perdas por condução e por chaveamento no NSI, na forma de potências. A energia de perda na condução (E_{cond}) para um IGBT ou um diodo pode ser expresso como:

$$E_{cond} = \int_0^{t_{cond}} v_{cond}(i)i(t)dt, \quad (96)$$

onde v_{cond} é a tensão de condução no dispositivo (v_{ce} para um IGBT ou v_f para um diodo, definidos em (94)) e t_{cond} é o tempo de condução.

A equação em (96) representa que a energia de condução é uma grandeza variável, obtida a partir do cálculo da integral da multiplicação da tensão de condução com sua corrente, a todo momento.

Já as perdas por chaveamento são expressas a partir da energia dissipada no fechamento, abertura e na recuperação reversa, definidas em (94). Isto é, a cada abertura ou fechamento dos IGBTs, é calculada a energia dissipada (E_{off} e E_{on} , respectivamente) e somada a um valor acumulado, resultando em uma energia total de abertura e em uma energia total de fechamento, em todo o tempo de operação. O mesmo processo é feito para o cálculo de E_{rr} no diodo.

Depois de se estimar as energias de perdas por condução e chaveamento para cada chave (*IGBT + Diodo*), a energia de perda total é calculada e dividida pelo tempo de simulação, a fim de se encontrar a potência total de perdas (P_{perdas}). Similarmente, a potência total de saída do conversor (P_s) é calculada como a soma das potências de saída de cada unidade do conversor. Assim, o rendimento η é expresso em porcentagem como

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_{perdas}} \times 100\%. \quad (97)$$

5.1.1.2 Comparação dos Resultados

Com a finalidade de se estimar o rendimento do NSI para cada técnica de modulação, alguns parâmetros da técnica de modulação escalar generalizada são adotados: um módulo Semikron de 50A/1200V (formado por um IGBT e um diodo em anti-paralelo) com temperatura fixa em 125°, resistência da porta igual a 27Ω, tensão de porta-emissor igual a 15V, V_{bloq}^{ref} igual a 600V e frequência de saída igual a 60Hz em ambas as unidades (modo CF).

Em termos de THD de corrente, a técnica RPC, ZVT e *shifting* foram simuladas para diversos níveis de potência com $FP = 0,95$, $m = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$, onde FP é o fator de potência da carga. Em todos os níveis de potência, as três técnicas apresentaram valores próximos, e praticamente invariáveis, de THD, como mostrado na Tabela 8. Assim, diante dos resultados obtidos, conclui-se que a THD não é um parâmetro relevante na comparação entre as técnicas. É importante mencionar que os resultados apresentados são para o maior nível de THD entre as correntes de saída do NSI, considerando-se harmônicas até a ordem 51.

Tabela 8 – THD de corrente para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* em função da potência de saída.

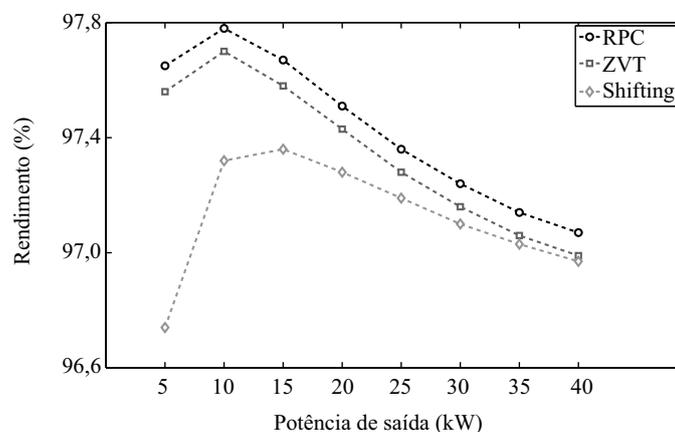
Potência de saída	THD (%)		
	RPC	ZVT	<i>shifting</i>
5kW	3,66	3,65	3,64
10kW	3,66	3,65	3,67
15kW	3,65	3,65	3,69
20kW	3,66	3,65	3,66
25kW	3,66	3,65	3,65
30kW	3,65	3,65	3,65
35kW	3,66	3,65	3,66
40kW	3,66	3,65	3,67

Fonte: próprio autor.

A métrica de desempenho do rendimento é avaliada como função da potência de saída do conversor, do fator de potência, da tensão no barramento CC e do ângulo de deslocamento entre as duas unidades.

Na análise do rendimento em função da potência de saída, estabeleceu-se valores fixos de fator de potência ($FP = 0,95$), índice de modulação das unidades *top* e *bottom* do NSI ($m_{top} = m_{bot} = 0,9$), tensão no barramento CC ($v_{cc} = 600V$) e ângulo de deslocamento entre as duas unidades ($\theta = 0^\circ$). Em seguida, o rendimento foi calculado para valores de potência de saída entre $5kW$ e $40kW$ (valor nominal). O resultado é mostrado na Figura 29. Nela, é possível observar que, para baixos valores de potência de saída, a diferença entre os valores de rendimento das técnicas RPC e *shifting* pode atingir valores maiores que 1%. Isto pode ser verificado quando $P_s = 5kW$, em que obteve-se um rendimento de 97,65% para a técnica RPC, enquanto as demais técnicas apresentaram valores de 97,56% (ZVT) e 96,74% (*shifting*), ou seja, uma diferença de aproximadamente 1% entre RPC e *shifting*. Já para uma potência de saída mais elevada, como em $P_s = 40kW$, os valores do rendimento das técnicas três técnicas apresentam valores próximos: 96,99% para ZVT, 96,97% para *shifting* e 97,07% para RPC, apesar de a RPC ainda ser a maior entre elas.

Figura 29 – Comparação entre os resultados de rendimento como função da potência de saída do conversor ($FP = 0,95$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).

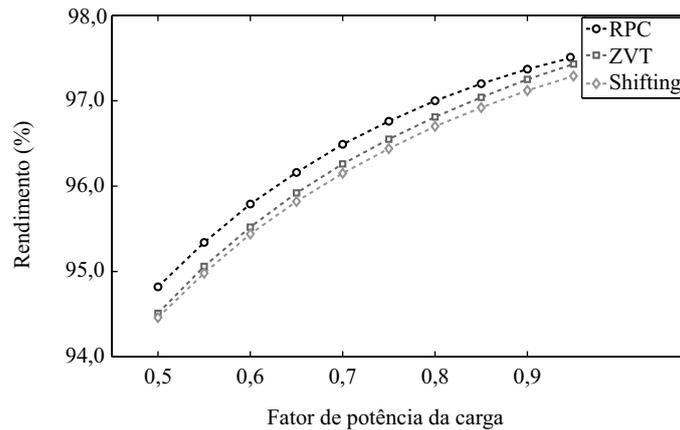


Fonte: próprio autor.

Na análise do rendimento em função do fator de potência, estabeleceu-se os valores fixos $P_s = 20kW$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$. Em seguida, o rendimento foi calculado para valores de fator de potência entre 0,5 e 0,95, e o resultado é mostrado na Figura 30. Nela, é possível observar que a diferença entre os valores de rendimento das técnicas RPC e *shifting* varia muito pouco a medida em que se varia o fator de potência. Isto pode ser observado quando $FP = 0,5$, em que $\eta = 94,82\%$ (RPC) e $\eta = 94,46\%$ (*shifting*), e para $FP = 0,95$, em que $\eta = 97,51\%$ (RPC) e $\eta = 97,29\%$ (*shifting*). Por outro lado, para baixo fator de

potência, a técnica ZVT possui um valor de rendimento mais próximo à *shifting* ($\eta = 94,51\%$ para $FP = 0,5$), enquanto se torna mais próximo de RPC à medida em que o valor de FP é incrementado ($\eta = 97,43\%$ para $FP = 0,95$).

Figura 30 – Comparação entre os resultados de rendimento como função do fator de potência das cargas ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).

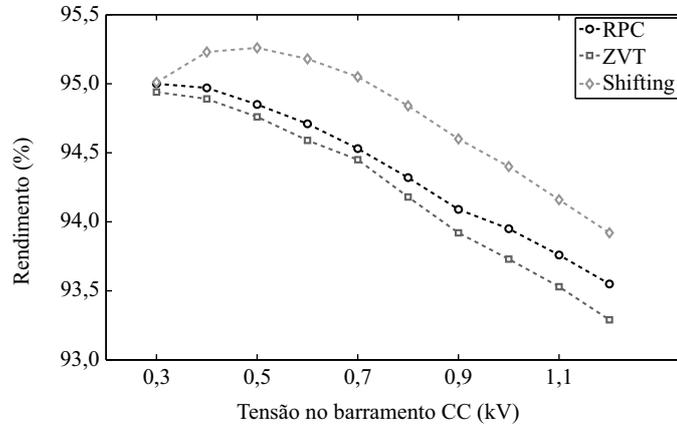


Fonte: próprio autor.

Na análise do rendimento em função do barramento CC, estabeleceu-se os valores fixos $P_s = 20kW$, $FP = 0,95$ e $\theta = 0^\circ$. Os valores de m_{top} e m_{bot} são definidos como sendo $m_{top} = m_{bot} = (0,9 \times 300)/v_{cc}$. Isto é necessário para se para se manter P_s constante, pois o aumento de v_{cc} será sempre compensado pela diminuição de m_{top} e m_{bot} . Após definidos os parâmetros iniciais, o rendimento foi calculado para valores de tensão no barramento CC entre $0,3kV$ e $1,2kV$, sendo o resultado mostrado na Figura 31. Nela, é possível concluir que para um baixo valor de v_{cc} , como em $v_{cc} = 300V$, as três técnicas possuem valores de rendimento aproximadamente iguais: $95,01\%$ (*shifting*), 95% (RPC) e $94,94\%$ (ZVT). Para valores maiores de v_{cc} , o rendimento da técnica *shifting* será maior que o das demais técnicas, como para $v_{cc} = 1,2kV$, em que $\eta = 93,92\%$ para a técnica *shifting*, $\eta = 93,55\%$ para a RPC e $\eta = 93,29\%$ para a ZVT.

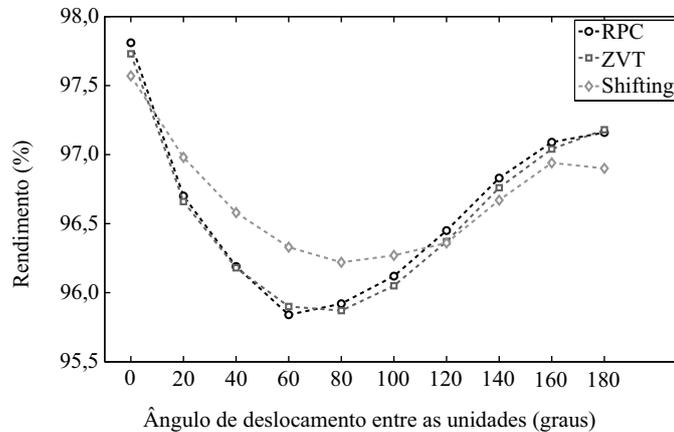
Na análise do rendimento em função do ângulo de deslocamento entre as duas unidades do NSI, estabeleceu-se os valores fixos $P_s = 20kW$, $FP = 0,95$ e $v_{cc} = 600V$. Os valores de m_{top} e m_{bot} são definidos em (34). Após definidos os parâmetros iniciais, o rendimento foi calculado para valores de θ entre 0° e 180° , em que o resultado é mostrado na Figura 32. Nela, é possível perceber que as maiores diferenças de valores de rendimento encontram-se na faixa de $\theta = 20^\circ$ a $\theta = 100^\circ$, em que o rendimento da técnica *shifting* é superior às demais técnicas. Esta diferença assume seu maior valor para $\theta = 60^\circ$, em que $\eta = 96,33\%$ para a técnica *shifting*, $\eta = 95,9\%$ para a ZVT e $\eta = 95,9\%$ para a RPC.

Figura 31 – Comparação entre os resultados de rendimento como função da tensão no barramento CC ($P_s = 20kW$, $FP = 0,95$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = \frac{0,9 \times 300}{v_{cc}}$ e $\theta = 0^\circ$).



Fonte: próprio autor.

Figura 32 – Comparação entre os resultados de rendimento como função do ângulo de deslocamento entre as duas unidades ($P_s = 20kW$, $FP = 0,95$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot}$, conforme (34) e $v_{cc} = 600V$).



Fonte: próprio autor.

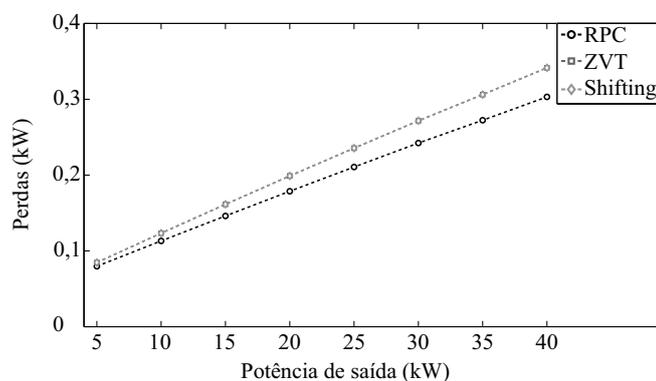
Assim, através dos resultados apresentados nas Figuras 29 a 32, é possível perceber que a técnica RPC apresenta o melhor rendimento quando em função da potência de saída do conversor e do fator de potência, e o segundo melhor rendimento para variação da tensão no barramento e variação do ângulo entre as unidades. Seus resultados se mostraram superiores quando comparados com a técnica ZVT, ainda que por uma pequena diferença em algumas situações, e superior apenas no primeiro e no segundo caso, quando comparada com a técnica *shifting*.

A partir dos resultados apresentados, pode-se escolher a técnica que acarrete em um maior rendimento no NSI, baseando-se em determinados valores de P_s , FP , V_{cc} e θ . Na situação hipotética onde o NSI possua baixos valores de potência de saída e de tensão no barramento CC, um elevado fator de potência na carga e um ângulo de deslocamento fora do intervalo de $\theta = 20^\circ$ a $\theta = 100^\circ$, pode-se afirmar, a partir dos resultados apresentados, que a técnica RPC proporciona um maior rendimento no conversor, quando comparado com as técnicas ZVT e *shifting*.

Com a finalidade de se avaliar as perdas de potência nas chaves do NSI, as perdas por chaveamento, por condução e totais (soma entre perdas por chaveamento e por condução) são avaliadas nas Figuras 33 a 44. A avaliação destas perdas, assim como no estudo do rendimento, foi feita em função da potência de saída do conversor, do fator de potência, da tensão no barramento CC e do ângulo de deslocamento entre as duas unidades, para as três técnicas em análise.

Nas Figuras 33, 34 e 35, são mostradas, respectivamente, as perdas nas chaves do NSI por chaveamento, condução e totais, em função de P_s . Para a análise, assim como no estudo do rendimento, foram considerados $FP = 0,95$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$, $\theta = 0^\circ$ e P_s variando de $5kW$ a $40kW$. Na Figura 33, é possível perceber que a técnica RPC é a que apresenta as menores perdas por chaveamento, enquanto que as demais técnicas estão empatadas. Já na análise da Figura 34, percebe-se que a técnica que apresenta as menores perdas por condução é a *shifting*, enquanto que as demais estão empatadas. Por fim, quando analisadas as perdas totais no NSI para o parâmetro P_s , mostradas na Figura 35, percebe-se que a técnica RPC é a que gera menos perdas de potência no inversor.

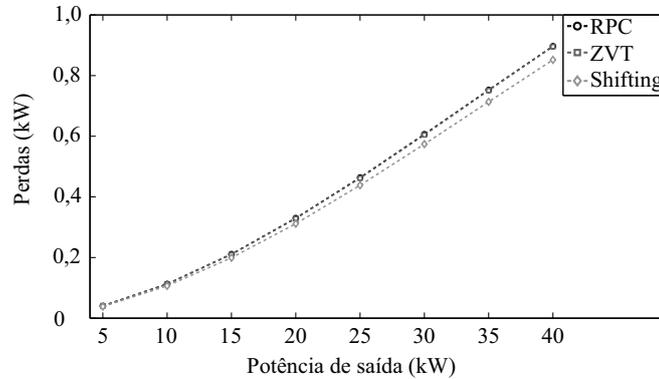
Figura 33 – Perdas por chaveamento do NSI em função da potência de saída para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* ($FP = 0,95$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).



Fonte: próprio autor.

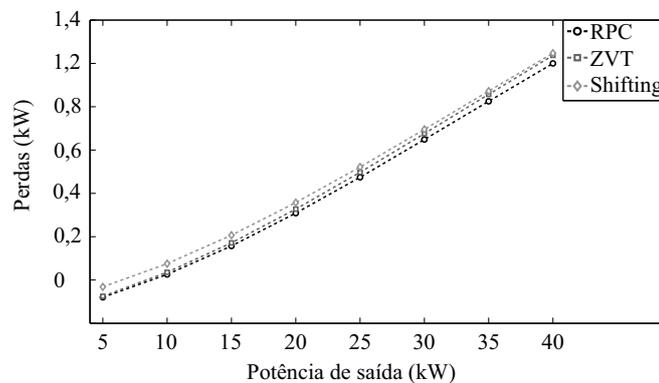
Nas Figuras 36, 37 e 38, são mostradas, respectivamente, as perdas nas chaves do NSI por chaveamento, condução e totais, em função de FP . Para a análise, assim como no estudo do

Figura 34 – Perdas totais por condução do NSI em função da potência de saída para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* ($FP = 0,95$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).



Fonte: próprio autor.

Figura 35 – Perdas totais do NSI em função da potência de saída para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* ($FP = 0,95$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).

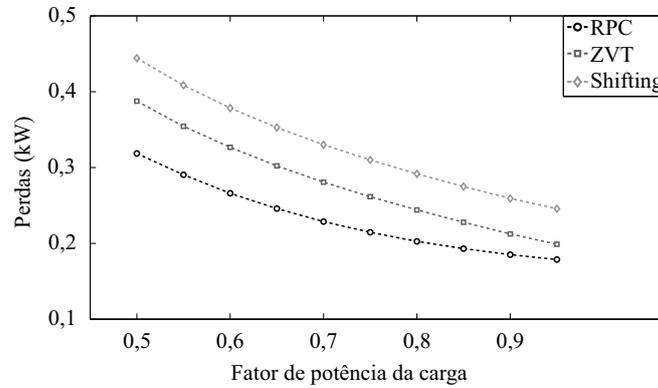


Fonte: próprio autor.

rendimento, foram considerados $P_s = 20kW$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$, $\theta = 0^\circ$ e FP variando de 0,5 a 0,95. Na Figura 36, é possível perceber que a técnica RPC é a que apresenta as menores perdas por chaveamento. Já na análise da Figura 37, percebe-se que a técnica que apresenta as menores perdas por condução é a *shifting*, enquanto que RPC e ZVT encontram-se empatadas. Por fim, quando analisadas as perdas totais no NSI para o parâmetro FP , mostradas na Figura 38, percebe-se que a técnica RPC é a que gera menos perdas de potência no inversor.

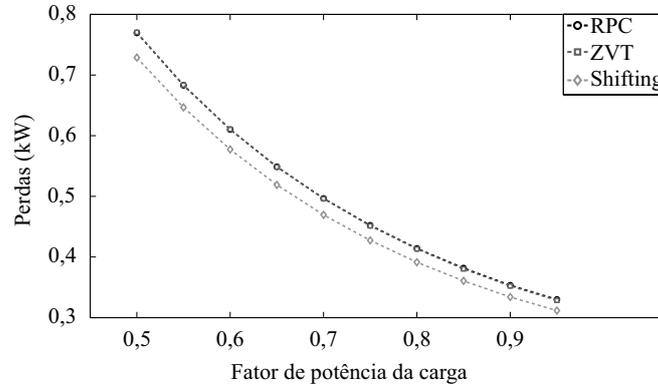
Nas Figuras 39, 40 e 41, são mostradas, respectivamente, as perdas nas chaves do NSI por chaveamento, condução e totais, em função de V_{cc} . Para a análise, assim como no estudo do rendimento, foram considerados $P_s = 20kW$, $FP = 0,95$, $m_{top} = m_{bot} = (0,9 \times 300)/v_{cc}$,

Figura 36 – Perdas por chaveamento do NSI em função do fator de potência das cargas para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).



Fonte: próprio autor.

Figura 37 – Perdas por condução do NSI em função do fator de potência das cargas para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).

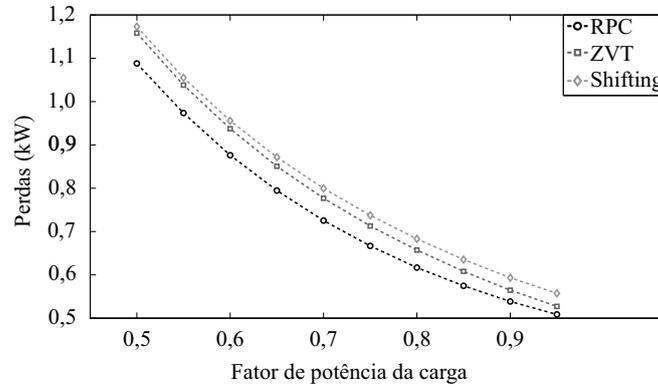


Fonte: próprio autor.

$\theta = 0^\circ$ e V_{cc} variando de $0,3kV$ a $1,2kV$. Na Figura 39, é possível perceber que a técnica RPC é a que apresenta as menores perdas por chaveamento. Já na análise da Figura 40, percebe-se que a técnica que apresenta as menores perdas por condução é a *shifting*, enquanto que as demais possuem aproximadamente o mesmo valor, com a ZVT apresentando uma pequena vantagem em relação à RPC. Assim, quando analisadas as perdas totais no NSI para o parâmetro P_s , mostradas na Figura 41, percebe-se que a técnica *Shifting* é que gera menos perdas de potência no inversor, seguida pela RPC e pela ZVT.

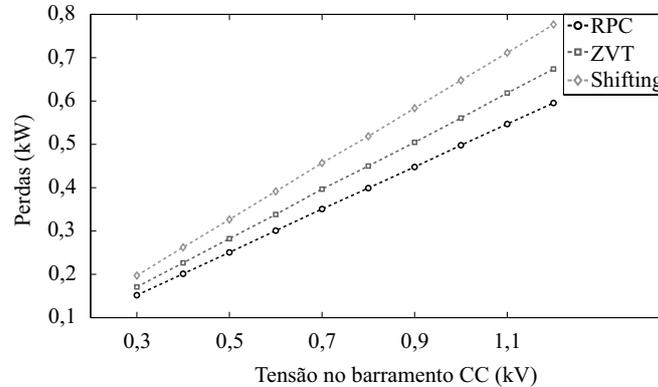
Nas Figuras 42, 43 e 44, são mostradas, respectivamente, as perdas nas chaves do NSI

Figura 38 – Perdas totais do NSI em função do fator de potência das cargas para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = 0,9$, $v_{cc} = 600V$ e $\theta = 0^\circ$).



Fonte: próprio autor.

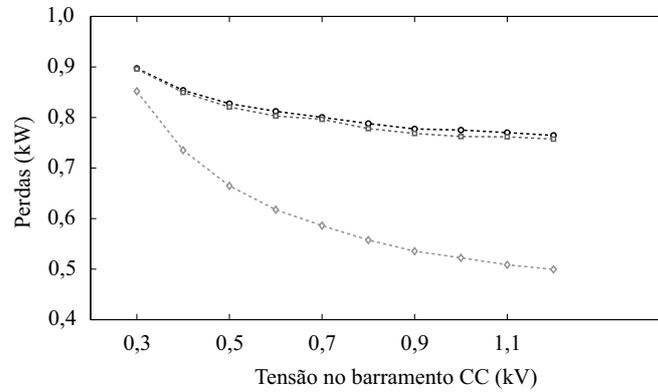
Figura 39 – Perdas por chaveamento do NSI em função da tensão no barramento CC para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = \frac{0,9 \cdot 300}{v_{cc}}$ e $\theta = 0^\circ$).



Fonte: próprio autor.

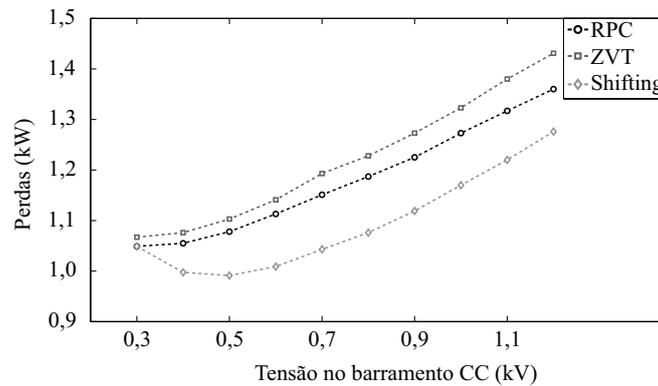
por chaveamento, condução e totais, em função de θ . Para a análise, assim como no estudo do rendimento, foram considerados $P_s = 20kW$, $FP = 0,95$, $m_{top} = m_{bot}$, conforme (34), $v_{cc} = 600V$ e θ variando de 0° a 180° . Na Figura 42, é possível perceber que a técnica *shifting* é a que apresenta as menores perdas por chaveamento no intervalo de 20° a 100° . Fora deste intervalo, as menores perdas estão relacionadas com a técnica RPC. Já na análise da Figura 43, percebe-se que, para um intervalo de 0° a 120° , a técnica que apresenta as menores perdas por condução é a *shifting*, enquanto que RPC e ZVT estão empatadas. Por fim, quando analisadas as perdas totais no NSI para o parâmetro θ , mostradas na Figura 44, percebe-se a técnica que gera menos perdas de potência no inversor depende do valor de θ escolhido. Na faixa de $\theta = 20^\circ$ a

Figura 40 – Perdas por condução do NSI em função da tensão no barramento CC para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = \frac{0,9 \times 300}{v_{cc}}$ e $\theta = 0^\circ$).



Fonte: próprio autor.

Figura 41 – Perdas totais do NSI em função da tensão no barramento CC para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* ($P_s = 20kW$, $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot} = \frac{0,9 \times 300}{v_{cc}}$ e $\theta = 0^\circ$).

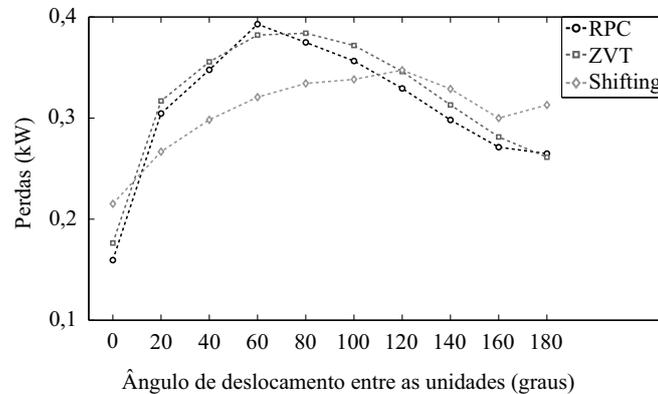


Fonte: próprio autor.

$\theta = 100^\circ$, a técnica que gera menos perdas totais no NSI é a *shifting*. Para os demais valores de θ , a técnica que gera menos perdas totais no NSI é a RPC.

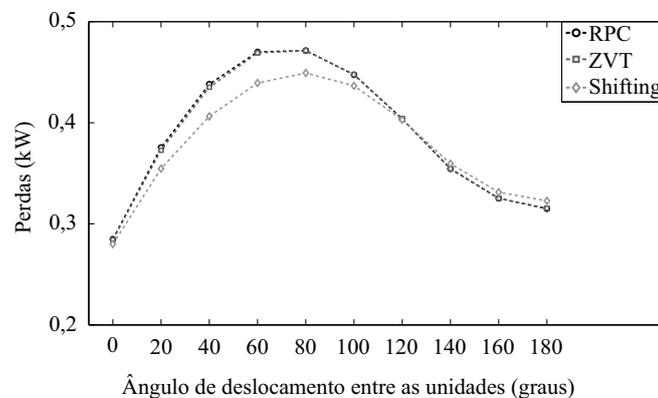
Diante dos resultados apresentados no estudo de perdas por chaveamento, condução e totais no inversor, é possível concluir que a técnica RPC, exceto para o parâmetro θ , é a que mais reduz perdas por chaveamento no inversor entre as técnicas estudadas. Apesar de não ter apresentado os menores valores de perdas por condução, a sua utilização é justificada quando observados os valores das perdas totais no NSI. Isto é, mesmo sem possuir as menores perdas por condução, os baixos valores de perdas por chaveamento nesta técnica acarretam na menor perda total entre as técnicas em dois dos quatro parâmetros abordados. Assim, dependendo das

Figura 42 – Perdas por chaveamento do NSI em função do ângulo de deslocamento entre as duas unidades para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* ($P_s = 20kW$ e $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot}$, conforme (34), e $v_{cc} = 600V$).



Fonte: próprio autor.

Figura 43 – Perdas por condução do NSI em função do ângulo de deslocamento entre as duas unidades para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* ($P_s = 20kW$ e $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot}$, conforme (34), e $v_{cc} = 600V$).

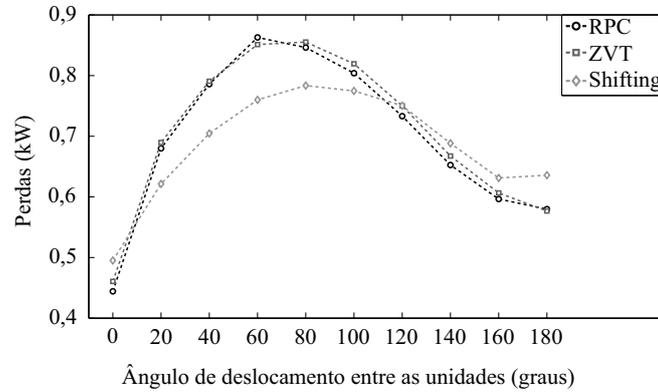


Fonte: próprio autor.

escolhas dos parâmetros a serem utilizados, a técnica RPC apresenta os menores valores de perda por chaveamento e de perdas totais, aumentando ainda o rendimento do inversor.

Vale também salientar que os resultados obtidos indicam que a técnica RPC é favorecida com o aumento da frequência de chaveamento. Ou seja, quanto maior f_{ch} , maior será a diferença das perdas por chaveamento em comparação com as técnicas *shifting* e ZVT.

Figura 44 – Perdas totais do NSI em função do ângulo de deslocamento entre as duas unidades para as técnicas RPC, ZVT e *shifting* ($P_s = 20kW$ e $f_{ch} = 10kHz$, $m_{top} = m_{bot}$, conforme (34), e $v_{cc} = 600V$).



Fonte: próprio autor.

5.2 Conclusões

Neste capítulo, foram apresentadas técnicas de modulação utilizadas para redução de perdas por chaveamento no NSI. Através da escolha de padrões específicos dos graus de liberdade, baseadas na modulação escalar generalizada, foi proposta a técnica RPC, que foi comparada com a *shifting* e com a ZVT (para $D_{ZT} = 0$).

As métricas de desempenho adotadas foram o rendimento, as perdas por condução e por chaveamento e totais nos IGBTs e diodos e a THD. Os resultados foram obtidos através de simulação no programa MATLAB/Simulink, em que foram consideradas chaves ideais, sendo as perdas estimadas através de modelo matemático.

O rendimento e as perdas por chaveamento, condução e totais no NSI foram calculadas em função da potência de saída, do fator de potência, da tensão no barramento CC e do ângulo de deslocamento entre as unidade *top* e *bottom*. Os resultados apontaram que, dependendo dos valores de P_s , FP , V_{cc} , θ e f_{ch} , a técnica RPC apresenta as menores perdas por chaveamento no NSI, além de maior valores de rendimento, em comparação com as técnicas ZVT e *shifting*.

6 Conclusões e Trabalhos Futuros

As novas tendências tecnológicas geram uma contínua necessidade de descobrir novas topologias de conversor. O NSI é uma destas novas topologias. Recentemente proposto, possui como principal vantagem um processo de chaveamento menos complexo, quando comparado os conversores matriciais e matriciais esparsos, além de reduzido número de chaves, quando comparado com o *back-to-back* (doze chaves) e com o conversor de cinco braços (dez chaves), impactando assim no custo, volume e peso do sistema.

A primeira técnica de PWM proposta para o NSI baseou-se na modulação senoidal. Em seguida, buscando-se estender a região linear de ambas as unidades do conversor (*top* e *bottom*), incrementando em até 15% o limite no índice de modulação em comparação com a modulação senoidal, foi proposta a modulação vetorial para o NSI. No entanto, nenhum trabalho, até então, apresentou uma modulação escalar generalizada para esta topologia de conversor.

Portanto, este trabalho tem por objetivo propor duas abordagens para a generalização do PWM no NSI: a modulação escalar *quasi* generalizada e a generalizada. Ambas as generalizações podendo ser implementadas com reduzido esforço computacional por serem modulações essencialmente escalares. Baseado nestas generalizações, também pretende-se apresentar técnicas de PWM específicas para redução do número de chaveamentos no NSI, com o objetivo de aumentar o seu rendimento.

No Capítulo 2, com o objetivo de facilitar o entendimento da generalização do NSI a partir da apresentação da generalização do VSI, foi possível descrever o princípio de funcionamento do VSI. Também foram apresentadas duas modulações por largura de pulso amplamente utilizadas: a modulação por vetores espaciais, onde a teoria de vetores espaciais é aplicada nos inversores; e a modulação escalar generalizada, capaz de reproduzir a vetorial com a vantagem de exigir menos esforço computacional (essencialmente escalar) e possibilitando a redução de perdas, caso o valor de μ seja cuidadosamente escolhido.

No Capítulo 3, foi apresentada a topologia do NSI e sua primeira técnica de PWM: a técnica senoidal. No entanto, buscando-se estender o limite da região linear do NSI, outras modulações foram propostas, como o SVM, que pode atuar nos modos CF (tensões de saídas das unidades apresentam frequências iguais e diferença de fase constante) e DF (as duas unidades do conversor produzem senóides com frequências e fases independentes), aumentando a região linear de cada uma das duas unidades do NSI em até 15% em relação a técnica senoidal.

Este SVM é composto por dois módulos SVM sincronizados (*top* e *bottom*) utilizados para gerar os vetores espaciais e os estados das chaves de dois VSIs, cada um com sua própria tensão de referência, gerando assim os 27 vetores espaciais permitidos no NSI.

A partir da forma como o tempo nulo do NSI é distribuído entre seus vetores nulos (V_{ZT} , V_{ZM} e V_{ZB}), duas técnicas foram propostas: a técnica *shifting* e a técnica ZVT. Ambas são capazes de atingir os máximos valores de índice de modulação definidos neste capítulo.

No Capítulo 4, foram apresentadas as técnicas de modulação escalar *quasi* generalizada e a técnica de modulação escalar generalizada para o NSI.

A técnica *quasi* generalizada foi a primeira tentativa de se obter uma generalização para o NSI baseada na modulação escalar generalizada para VSIs, ou seja, uma modulação escalar que, através de uma abordagem sistemática e direta, gerasse qualquer técnica de PWM, seja ela contínua ou descontínua.

No entanto, resultados mostraram que a técnica *quasi* generalizada não consegue reproduzir a técnica ZVT, não atendendo assim ao conceito de generalização. Diante desta constatação, propôs-se a modulação escalar generalizada, que consegue reproduzir as técnicas vetoriais ZVT e *shifting*, além de uma infinidade de outras técnicas de PWM.

Além disto, os graus de liberdade da generalização podem ser devidamente escolhidos com a finalidade de se reduzir perdas no NSI. Para tal, técnicas para redução de perdas no NSI foram estudadas no Capítulo 5.

Neste capítulo, foram apresentadas técnicas de modulação utilizadas para redução de perdas por chaveamento no NSI. Através da escolha de padrões específicos dos graus de liberdade, baseadas na modulação escalar generalizada, foi proposta a técnica RPC, que foi comparada com a *shifting* e com a ZVT (para $D_{ZT} = 0$).

As métricas de desempenho adotadas foram o rendimento, as perdas por condução e por chaveamento e totais nos IGBTs e diodos e a THD. Os resultados foram obtidos através de simulação no programa MATLAB/Simulink, em que foram consideradas chaves ideais, sendo as perdas estimadas através de modelo matemático.

O rendimento e as perdas por chaveamento, condução e totais no NSI foram calculadas em função da potência de saída, do fator de potência, da tensão no barramento CC e do ângulo de deslocamento entre as unidade *top* e *bottom*. Os resultados apontaram que, dependendo dos valores de P_s , FP , V_{cc} , θ e f_{ch} , a técnica RPC apresenta as menores perdas por chaveamento no NSI, além de maior valores de rendimento, em comparação com as técnicas ZVT e *shifting*.

A modulação escalar generalizada e a técnica RPC, propostas neste trabalho, surgem como uma nova alternativa na área de PWM para NSIs. A partir delas, é possível não só reproduzir a modulação vetorial e suas técnicas (*shifting* e ZVT) como qualquer outra técnica de PWM para o NSI, mantendo o incremento de até 15% no limite no índice de modulação em ambas as unidades *top* e *bottom*, quando comparado com a modulação senoidal.

Elas são implementadas com reduzido esforço computacional, por serem modulações essencialmente escalares, e, quando comparado com as técnicas vetoriais, dependendo dos

valores de P_s , FP , V_{ce} , θ e f_{ch} , apresentam um reduzido número de chaveamento e um aumento do rendimento do conversor.

Sabe-se que elevadas perdas por chaveamento são responsáveis por excessivo estresse térmico, redução do tempo de vida útil dos dispositivos semicondutores e custo adicional associado ao dissipador de calor. Assim, a modulação escalar generalizada e a técnica RPC propostas, surgem como uma solução alternativa em aplicações do NSI que requerem chaveamentos de alta frequência, como filtros ativos de potência e acionamento elétrico de motores de alta velocidade.

6.1 Trabalhos Futuros

Em seguida são enumeradas algumas sugestões de trabalhos futuros relacionados a este trabalho:

1. Realizar um estudo comparativo entre o NSI e o *back-to-back*. Com este estudo será possível verificar se o NSI é de fato um substituto para o conversor *back-to-back*;
2. Estender o estudo da modulação escalar generalizada para o NSI buscando a redução da tensão de modo-comum. Esta é uma possível aplicação desta modulação, no entanto, não foi explorada neste trabalho.

6.2 Publicações do Autor

A seguir são listadas as publicações do autor deste trabalho durante o período do seu mestrado (2013 a 2015):

1. F. Bradaschia, L. R. Limongi, **F. C. de Andrade**, and G. M. S. Azevedo, “A Generalized Scalar Pulse-width Modulation for Nine-switch Inverters,” *Eletrôn. Potên.*, vol. 19, no. 2, pp. 181 – 192, March/May 2014;
2. **Felipe C. de Andrade**, Fabricio Bradaschia, Leonardo R. Limongi, Marcelo C. Cavalcanti, “A generalized scalar pulse-width modulation for nine-switch inverters with maximum amplitude constant frequency operation mode,” in *The 24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE 2015*, Jun 2015.

Referências

- ABBACHE, M. A.; TABBACHE, B.; KHELOUI, A. Direct Torque Control of Nine Switches Inverter - Dual Induction Motors. In: *Proc. of MED 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 810–815. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 43.
- ALVES, R. N. C. *Análise e Implementação de Técnicas de Modulação em Largura de Pulso para uso em Inversores Trifásicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Março 1998. Citado 8 vezes nas páginas 24, 25, 29, 30, 34, 36, 37 e 40.
- ALVES, R. N. C. et al. Pulse Width Modulator for Voltage-Type Inverters with Either Constant or Pulsed DC Link. In: *Proc. of IAS 1998*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 1229–1236. Citado 3 vezes nas páginas 25, 37 e 40.
- ANDRADE, F. C. et al. A Generalized Scalar Pulse-Width Modulation for Nine-Switch Inverters with Maximum Amplitude Constant Frequency Operation Mode. In: *Proc. of ISIE 2015*. [S.l.: s.n.], 2015. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 75.
- ASTAD, K. P.; MOLINAS, M. Double Input AC/AC Nine-Switch Converter for Multiple-Generator Drivetrain Configuration in Wind Turbines. In: *Proc. of ISIE 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2382–2387. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 43.
- BLASKO, V. Analysis of a Hybrid PWM Based on Modified Space-Vector and Triangle-Comparison Methods. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 33, n. 3, p. 756–764, Maio 1997. Citado na página 24.
- BRADASCHIA, F. *Estratégia de Modulação Escalar Generalizada para Conversores Matriciais*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Março 2008. Citado 3 vezes nas páginas 29, 30 e 36.
- BRADASCHIA, F. *Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, Fevereiro 2012. Citado 3 vezes nas páginas 23, 28 e 43.
- BRADASCHIA, F. et al. A Modulation Technique to Reduce Switching Losses in Matrix Converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 56, n. 4, p. 1186–1195, Abril 2009. Citado na página 25.
- BRADASCHIA, F. et al. A Generalized Scalar Pulse-width Modulation for Nine-switch Inverters. *Eletrôn. Potên.*, v. 19, n. 2, p. 181–192, Março/Maio 2014. Citado 6 vezes nas páginas 39, 41, 46, 59, 60 e 75.
- BRADASCHIA, F. et al. A Generalized Scalar Pulse-Width Modulation for Nine-Switch Inverters: An Approach for Non-Sinusoidal Modulating Waveforms. *Electr. Power Syst. Res.*, v. 121, p. 302–312, Abril 2015. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 75.
- BROECK, H. W. van der; SKUDELNY, H. C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 24, n. 1, p. 142–150, Janeiro 1988. ISSN 0093-9994. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 34.

- CASADEI, D. et al. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 49, n. 2, p. 370–381, Abril 2002. Citado na página 25.
- CATALIOTTI, A. et al. Generalized PWM-VSI Control Algorithm Based on a Universal Duty-Cycle Expression: Theoretical Analysis, Simulation Results, and Experimental Validations. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 54, n. 3, p. 1569–1580, Junho 2007. Citado na página 25.
- CAVALCANTI, M. C. *Estudo de Perdas em Inversores Alimentados por Tensão Pulsada no Barramento de Corrente Contínua*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, Fevereiro 2003. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 80.
- CAVALCANTI, M. C. et al. Reducing Losses in Three-Phase PWM Pulsed DC-Link Voltage-Type Inverter Systems. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 38, n. 4, p. 1114–1122, Julho 2002. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 78 e 79.
- CHATURVEDI, P.; JAIN, S.; AGARWAL, P. Carrier-Based Neutral Point Potential Regulator With Reduced Switching Losses for Three-Level Diode-Clamped Inverter. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 61, n. 2, p. 613–624, Fevereiro 2014. Citado na página 25.
- CHO, Y. et al. A Carrier-Based Neutral Voltage Modulation Strategy for Multilevel Cascaded Inverters Under Unbalanced DC Sources. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 61, n. 2, p. 625–636, Fevereiro 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 25.
- DEHGHAN, S. M. et al. Modular Space-Vector Pulse-Width Modulation for Nine-Switch Converters. *IET Power Electron.*, v. 6, n. 3, p. 457–467, Março 2013. Citado 13 vezes nas páginas 9, 25, 43, 45, 46, 48, 49, 51, 53, 54, 56, 58 e 70.
- DEHGHAN, S. M.; MOHAMADIAN, M.; ANDERSEN, M. A. E. In: *Proc. of IEEE PEOCO 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. Citado na página 25.
- DEHGHAN, S. M.; MOHAMADIAN, M.; YAZDIAN, A. Hybrid Electric Vehicle Based on Bidirectional Z-Source Nine-Switch Inverter. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, v. 59, n. 6, p. 2641–2653, Julho 2010. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 43.
- DEHNAVI, S. M. D. et al. Space Vectors Modulation for Nine-Switch Converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 25, n. 6, p. 1488–1496, Junho 2010. Citado na página 46.
- EDRINGTON, C. S.; BALATHANDAYUTHAPANI, S.; CAO, J. Analysis of Integrated Storage and Grid Interfaced Photovoltaic System via Nine-Switch Three-Level Inverter. In: *Proc. of IECON 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3258–3262. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 43.
- FERRAZ, P. E. P. *Comparação entre Inversores Fonte Z e Conversor de Dois Estágios para Sistemas Fotovoltaicos sem Transformador*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Dezembro 2012. Citado na página 78.
- GAO, F. et al. Optimal Pulsewidth Modulation of Nine-Switch Converter. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 25, n. 9, p. 2331–2343, Setembro 2010. Citado na página 46.
- HAVA, A. M.; ÇETIN, N. O. A Generalized Scalar PWM Approach With Easy Implementation Features for Three-Phase, Three-Wire Voltage-Source Inverters. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 26, n. 5, p. 1385–1395, Maio 2011. Citado na página 25.

- HOLTZ, J.; LAMMERT, P.; LOTZKAT, W. High-Speed Drive System with Ultrasonic MOSFET PWM Inverter and Single-Chip Microprocessor Control. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-23, n. 6, p. 1010–1015, Novembro 1987. ISSN 0093-9994. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 34.
- HUBER, L.; BOROJEVIĆ. Space Vector Modulated Three-phase to Three-phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 31, n. 6, p. 1234–1246, Novembro/Dezembro 1995. Citado na página 25.
- JACOBINA, C. B. et al. Reduced Switch Count DC-Link AC-AC Five-Leg Converter. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 21, n. 5, p. 1301–1310, Setembro 2006. ISSN 0885-8993. Citado na página 43.
- JACOBINA, C. B. et al. Digital Scalar Pulse-Width Modulation: a Simple Approach to Introduce Nonsinusoidal Modulating Waveforms. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 16, n. 3, p. 351–359, Maio 2001. Citado 3 vezes nas páginas 25, 37 e 40.
- JUSSILA, M.; ESKOLA, M.; TUUSA, H. Analysis of Non-Idealities in Direct and Indirect Matrix Converters. In: *Proc. of PEA 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 10 pp.–P.10. Citado na página 43.
- KANDASAMY, V.; MANOJ, R. Grid Integration of AC and DC Energy Resources Using Multi-Input Nine Switch Matrix Converter. In: *Proc. of ICGCCEE 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 43.
- KIATSOOKKANATORN, P.; SANGWONGWANICH, S. A unified pwm method for matrix converters and its carrier-based realization using dipolar modulation technique. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 59, n. 1, p. 80–92, Janeiro 2012. Citado na página 25.
- KOLAR, J. W. et al. Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter. In: *Proc. of APEC 2002*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 777–791 vol.2. Citado na página 43.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2002. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 34.
- LIMONGI, L. R. et al. Dual Hybrid Power Filter Based on a Nine-Switch Inverter. *Electr. Power Syst. Res.*, v. 117, p. 154–162, Dezembro 2014. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 43.
- LIU, C. et al. A Novel Three-Phase Three-Leg AC/AC Converter Using Nine IGBTs. In: *Proc. of PESC 2007*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2685–2690. Citado 3 vezes nas páginas 43, 44 e 58.
- LIU, C. et al. A Novel Three-Phase Three-Leg AC/AC Converter Using Nine IGBTs. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 24, n. 5, p. 1151–1160, Maio 2009. Citado 5 vezes nas páginas 23, 25, 43, 44 e 58.
- MA, K.; BLAABJERG, F. Modulation Methods for Neutral-Point-Clamped Wind Power Converter Achieving Loss and Thermal Redistribution Under Low-Voltage Ride-Through. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 61, n. 2, p. 835–845, Fevereiro 2014. ISSN 0278-0046. Citado na página 25.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2003. Citado na página 28.
- PENG, F. Z. Z-Source Inverter. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 39, n. 2, p. 504–510, Março 2003. ISSN 0093-9994. Citado na página 28.

PFAFF, G.; WESCHTA, A.; WICK, A. F. Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo Drive. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-20, n. 4, p. 814–821, Julho 1984. ISSN 0093-9994. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.

PODLESK, T. F. et al. A 150-kva vector-controlled matrix converter induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, v. 41, n. 3, p. 841–847, Maio 2005. ISSN 0093-9994. Citado na página 43.

QIN, Z.; LOH, P. C.; BLAABJERG, F. Power Loss Benchmark of Nine-Switch Converters in Three-Phase Online-UPS Application. In: *Proc. of ECCE 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1180–1187. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 43.

RAJAMBAL, K.; RAJARAJAN, B.; KHAN, A. U. Design Analysis and Implementation of Nine Switch Inverter for the Independent Control of Two AC Motors. In: *Proc. of IICPE 2010*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 43.

RASHID, M. H. *Power Electronics Handbook*. [S.l.]: Academic Press, 2001. Citado na página 30.

REDDY, T. B. et al. Generalized Scalar PWM Algorithm for Three-Level Diode Clamped Inverter Fed Induction Motor Drives With Reduced Complexity. In: *Proc. of APCET 2012*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6. Citado na página 25.

RODRÍGUEZ, J. A New Control Technique For AC-AC Converters. In: *Proc. of the 3rd. IFAC Symposium*. [S.l.: s.n.], 1983. v. 1, p. 203–208. Citado na página 25.

SANTOS, E. C. dos; JACOBINA, C. B.; SILVA, O. I. da. Six-Phase Machine Drive System With Nine-Switch Converter. In: *Proc. of IECON 2011*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 4204–4209. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 43.

SUN, J.; GROSTOLLEN, H. Optimized Space Vector Modulation and Regular-Sampled PWM: a Reexamination. In: *Proc. of IAS '96*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 956–963. Citado na página 24.

VENTURINI, M. A New Sine Wave In, Sine Wave Out Conversion Technique Eliminates Reactive Elements. In: *Proc. of POWERCON 7*. [S.l.: s.n.], 1980. p. E3_1–E3_15. Citado na página 25.

VENTURINI, M.; ALESINA, A. The Generalized Transformer - A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor. In: *Proc. of PESC '80*. [S.l.: s.n.], 1980. p. 242–252. Citado na página 25.

ZHANG, L.; LOH, P. C.; GAO, F. An Integrated Nine-Switch Power Conditioner for Power Quality Enhancement and Voltage Sag Mitigation. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 27, n. 3, p. 1177–1190, Março 2012. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 43.