

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE ESTRATÉGIAS  
DE MODULAÇÃO APLICADAS A CONVERSORES  
MULTINÍVEIS COM DIODOS DE  
GRAMPEAMENTO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Felipe Bovolini Grigoletto

Santa Maria, RS, Brasil

2009

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE ESTRATÉGIAS  
DE MODULAÇÃO APLICADAS A CONVERSORES  
MULTINÍVEIS COM DIODOS DE  
GRAMPEAMENTO**

por

**Felipe Bovolini Grigoletto**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. Humberto Pinheiro**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2009**

**Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)**

**Biblioteca Central da UFSM**

<p>Grigoletto, Felipe Bovolini, 1985 - G857c</p> <p>Contribuição ao estudo de estratégias de modulação aplicadas a conversores multiníveis com diodos de grampeamento / por Felipe Bovolini Grigoletto. Orientador: Humberto Pinheiro. - Santa Maria, 2009. 157 f. ; il.</p> <p>Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2009.</p> <p>1. Conversores multiníveis com diodos de grampeamento. 2. Estratégias de Modulação. 3. Geração Eólica. I. Pinheiro, Humberto, orient. II. Título.</p> <p>CDU: 621.311.245</p>
--

Ficha catalográfica elaborada por

Luiz Marchiotti Fernandes - CRB 10/1160

Biblioteca Setorial do Centro de Ciências Rurais/UFSM

---

©2009

Todos os direitos autorais reservados a Felipe Bovolini Grigoletto. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, S/N, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, 97.105-900

Celular: +55 (55) 96238083; Endereço Eletrônico: grigoletto@gmail.com

---

Universidade Federal de Santa Maria  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Dissertação de Mestrado

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE  
MODULAÇÃO APLICADAS A CONVERSORES  
MULTINÍVEIS COM DIODOS DE GRAMPEAMENTO**

elaborada por  
**Felipe Bovolini Grigoletto**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**



---

**Humberto Pinheiro Ph.D.**  
(Presidente/Orientador)



---

**Robinson Figueiredo de Camargo, Dr. (UNIJUÍ)**



---

**José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)**

Dedico esta dissertação:

Aos meus pais José Francisco e Ilma,

pela educação e pelo apoio incondicional em todos os momentos.

À minha namorada Fernanda Tolfo, pelo amor, carinho e dedicação prestados.

# *AGRADECIMENTOS*

Ao professor Humberto Pinheiro, pelo conhecimento, experiência transmitidos e pela atenção dedicada para que este trabalho fosse realizado da melhor forma possível.

Aos professores Robinson Figueiredo de Camargo e José Renes Pinheiro por participarem da banca examinadora, contribuindo de forma relevante para a conclusão deste trabalho. Aos demais professores do PPGEE pelas excelentes aulas ministradas.

À Universidade Federal de Santa Maria, juntamente com o profissionais que lutam para uma essa Universidade continue sendo uma instituição pública com ensino e pesquisa de qualidade.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro.

Aos Colegas: Thiago A. Bernardes, Matheus Martins, Ivan J. Gabe, Jorge R. Massing, Rodrigo Z. Azzolin, Milena S. G. Dias, Cristiane C. Gastaldini, Luzia L. Lock, Jean P. da Costa, Rodrigo P. Vieira, Márcio Stefanello, Igor W. Jaskulki, Diego Einloft, Leandro Della-Flora, Rafael Cardoso, Helder T. Câmara, Diogo B. Cândido, Driefus M. Costa, Matias Muraro, Douglas D. Oliveira, Adriano Dias, Matheus A. Bevilaqua pelos bons momentos de convivência e a amizade.

Aos familiares e demais amigos agradeço o apoio e conselhos dados em todos os momentos.

À Deus por guiar os meus passos e estar sempre presente em minha vida.

“Os grandes navegadores devem sua reputação às grandes tormentas e tempestades.”

**Epicuro**

“Quando os ventos de mudança sopram, algumas pessoas levantam barreiras, outras constroem moinhos de vento.”

**Provérbio Chinês**

“Felicidade é a certeza de que a nossa vida não está se passando inutilmente.”

**Érico Veríssimo**

“O prazer de fazer o bem, é maior do que recebê-lo.”

**Epicuro**

## RESUMO

Dissertação de Mestrado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

### CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO APLICADAS A CONVERSORES MULTINÍVEIS COM DIODOS DE GRAMPEAMENTO

AUTOR: FELIPE BOVOLINI GRIGOLETTO

ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 30 de Abril de 2009.

Esta dissertação de mestrado trata de estratégias de modulação para conversores multiníveis com diodos de grampeamento. O principal desafio a ser superado por técnicas de modulação aplicadas a estes conversores é o de equilibrar as tensões dos capacitores do barramento CC, enquanto que minimizando a penalização da THD das tensões de saída. Dentre as principais estratégias de modulação com esse propósito abordadas na literatura, são as estratégias baseadas na comparação com portadora e as estratégias vetoriais. Geralmente os métodos de modulação vetorial utilizam os três vetores de comutação mais próximos do vetor de tensão de referência,  $N3V$ . Entretanto nem sempre é possível eliminar as ondulações de baixa frequência presentes nas tensões dos capacitores do barramento CC em toda faixa de operação do conversor utilizando essa divisão de setores. Este trabalho deriva um novo diagrama vetorial  $NS3V$ , que possibilita a eliminação das ondulações de baixa frequência das tensões dos capacitores do barramento CC na região linear do conversor, independente do fator de potência de operação. Além disso são obtidas restrições baseadas no sinal e nas magnitudes das correntes de saída para determinar a transição entre a modulação que utiliza o diagrama vetorial  $N3V$  e o diagrama vetorial  $NS3V$ , tornando a modulação híbrida. Com isto é possível minimizar a distorção harmônica das tensões de saída e assegurar o controle da corrente média sobre um período de comutação no ponto central do divisor capacitivo. Com objetivo de facilitar a extensão dos resultados para um número qualquer de níveis, a modulação baseada na comparação com portadora foi proposta nesse trabalho onde as tensões modulantes são escolhidas de forma a garantir a máxima utilização da tensão do barramento CC na faixa linear de operação do conversor, bem como eliminar as ondulações de baixa frequência presentes nas tensões dos capacitores. Ainda, é proposta uma estratégia de modulação vetorial para conversores com diodos de grampeamento de três níveis em configuração back-to-back com o propósito de conectar sistemas de geração eólica à rede. Nesta estratégia de modulação é combinada a utilização dos diagramas vetoriais  $N3V$  e  $NS3V$  para ambos os conversores conectados ao mesmo barramento CC. Dessa forma é possível estabelecer um compromisso entre ondulação das tensões dos capacitores do barramento CC e THD das tensões de saída. Resultados experimentais e análises comparativas são apresentadas e demonstram a boa performance dos métodos propostos.

**Palavras-chave:** Conversores multiníveis com diodos de grampeamento, Estratégias de Modulação, Geração Eólica.



## ABSTRACT

Master's Dissertation

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

## CONTRIBUTION TO STUDY OF MODULATION STRATEGIES FOR DIODE CLAMPED CONVERTERS

AUTHOR: FELIPE BOVOLINI GRIGOLETTO

ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO

Place and Date: Santa Maria, April 30<sup>th</sup>, 2009.

This dissertation deals with modulation techniques for multilevel diode clamped converters. The major challenge to be overcome by modulation strategies to these converters is the balance of the dc-link voltage capacitors, whilst minimizing the THD of output voltages. Among the modulation strategies reported in literature for this purpose are the carrier-based and space vector modulation techniques. Generally the space vector methods select the nearest three vector to implement the desired output voltage vector. However, it is not always possible to remove the low frequency ripple in the dc-link voltage capacitors using this diagram vector. This work proposes a new space vector diagram that allows the elimination of the low frequency ripple in the dc-link voltage capacitors and guarantees the balance to the entire converter linear operation region, operating with any power factor load. Further constraints are derived based on the sign and magnitude of the output currents to determine the transition between the space vector diagram N3V and NS3V, making a hybrid modulation. As a result it is possible to minimize the total harmonic distortion of the output voltages and to ensure the control of the averaged neutral point current. In order to make it possible to extend the results for converters with any number of levels, a carrier based modulation was proposed in this work where the modulation signals are chosen to ensure maximum use of the dc-link of the linear range of operation of converter, and eliminate low-frequency oscillation in the voltage capacitors. Moreover, it is proposed a space vector modulation strategy to back-to-back three level diode clamped converters, with the purpose to connect the wind power generation to the grid. This technique combines the utilization of the N3V and NS3V space vector diagrams for both converters connected to the same dc-link. Thus it is possible to establish a trade off between oscillation in the voltage capacitors and THD of output voltages. Experimental results and benchmarks are presented and demonstrate the good performance of the proposed methods.

**Keywords:** Diode Clamped Converters, Modulation Techniques, Wind Generation.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	23
1.1	Introdução . . . . .	23
1.2	Topologias de conversores multiníveis em tensão . . . . .	26
1.2.1	Conversores multiníveis com diodos de grampeamento . . . . .	27
1.2.2	Conversores multiníveis com capacitores de grampeamento . . . . .	28
1.2.3	Conversores multiníveis com células conectadas em série . . . . .	29
1.3	Aplicações com conversores multiníveis . . . . .	30
1.3.1	Acionamento de máquinas de indução . . . . .	30
1.3.2	Filtros ativos de potência . . . . .	32
1.3.3	Compensador estático de reativos . . . . .	33
1.3.4	Conexão de sistemas de geração eólica . . . . .	33
1.4	Estratégias de Modulação . . . . .	34
1.4.1	Modulação por Eliminação Seletiva de Harmônicos-SHE . . . . .	35
1.4.2	Modulação por Largura de Pulso Senoidal . . . . .	36
1.4.2.1	Estratégias PWM baseadas na disposição de múltiplas portadoras . . .	36
1.4.2.2	Estratégias PWM baseadas na injeção de modo comum e na disposição de múltiplos sinais modulantes . . . . .	38
1.4.3	Modulação vetorial ou <i>space vector</i> . . . . .	41
1.5	Objetivos da Dissertação . . . . .	44
1.6	Organização da Dissertação . . . . .	45
<b>2</b>	<b>Modulação vetorial para conversores multiníveis com diodos de grampeamento de três níveis</b>	47

2.1	Introdução . . . . .	47
2.2	Descrição do conversor três níveis com diodos de grampeamento e dos estados de comutação . . . . .	48
2.3	Descrição da modulação vetorial . . . . .	51
2.3.1	Determinação do diagrama vetorial - definição dos possíveis vetores de comutação no espaço das tensões de saída do conversor . . . . .	51
2.4	Análise da Corrente Ponto Central do Divisor Capacitivo do NPC . . . . .	53
2.4.1	Modulação vetorial utilizando o diagrama NS3V . . . . .	56
2.5	Controlador para a tensão do ponto central do divisor capacitivo . . . . .	59
2.6	Transição entre o método N3V e o método NS3V . . . . .	64
2.6.1	Identificação das retas limites . . . . .	65
2.6.2	Transformação do vetor de tensão a ser implementado e das correntes de fase para o primeiro sextante . . . . .	66
2.6.3	Determinação da duração dos vetores de comutação do diagrama vetorial . . . . .	67
2.7	Seqüências de comutação . . . . .	69
2.8	Sumário . . . . .	74
<b>3</b>	<b>Comparação entre estratégias de modulação vetorial e resultados experimentais</b>	<b>76</b>
3.1	Introdução . . . . .	76
3.2	Índices de desempenho . . . . .	76
3.2.1	Distorção Harmônica Total . . . . .	77
3.2.2	Fator de distorção de primeira ordem . . . . .	78
3.3	Comparação entre as estratégias de modulação N3V, NS3V e N3V+NS3V . . . . .	79
3.4	Comparação entre a estratégia de modulação híbrida proposta e estratégias encontradas na literatura . . . . .	83
3.5	Resultados Experimentais . . . . .	86
3.5.1	Descrição da bancada experimental . . . . .	86

3.5.1.1	Descrição do processador digital de sinais . . . . .	87
3.5.1.2	Descrição do módulo conversor . . . . .	88
3.5.2	Resultados experimentais obtidos . . . . .	88
3.6	Sumário . . . . .	89
<b>4</b>	<b>Modulação baseada na comparação com portadora para conversores multiníveis com diodos de grampeamento</b>	<b>91</b>
4.1	Introdução . . . . .	91
4.2	Descrição da Modulação SPWM Proposta . . . . .	92
4.3	Compensação de desequilíbrios nas tensões dos capacitores do barramento CC	103
4.4	Extensão da metodologia proposta para conversores com diodos de grampeamento com $m$ níveis . . . . .	105
4.5	Resultados de Simulação . . . . .	109
4.6	Sumário . . . . .	115
<b>5</b>	<b>Modulação vetorial aplicada ao conversor com ponto neutro grampeado em arranjo Back-to-Back</b>	<b>116</b>
5.1	Introdução . . . . .	116
5.2	Descrição da Topologia considerada . . . . .	117
5.2.1	Controladores de Corrente . . . . .	118
5.2.2	Controlador da tensão do barramento CC . . . . .	120
5.2.3	Sincronização do conversor NPC-G com as tensões da rede . . . . .	122
5.3	Análise da corrente no ponto central do divisor capacitivo . . . . .	124
5.4	Utilização dos diagramas vetoriais N3V e NS3V para os conversores NPC em configuração back-to-back . . . . .	126
5.4.1	A influência dos requisitos para a conexão de turbinas eólicas sobre a modulação utilizada . . . . .	128
5.5	Resultados de Simulação . . . . .	129
5.6	Sumário . . . . .	133

<b>6 Considerações Finais</b>	134
6.1 Conclusão geral . . . . .	134
6.2 Proposta para trabalhos futuros . . . . .	135
<b>Referências</b>	137
<b>Apêndice A – Obtenção das restrições para os setores 2,3 e 4 do diagrama vetorial N3V</b>	142
<b>Apêndice B – Obtenção das equações de estado da planta constituída de conversor, filtro RL e rede</b>	146
B.1 Obtenção das Equações de Estado da Planta em coordenadas abc . . . . .	146
B.2 Obtenção das Equações de Estado da Planta em coordenadas $\alpha\beta 0$ . . . . .	149
B.3 Obtenção das Equações de Estado da Planta em coordenadas $dq$ . . . . .	150
<b>Apêndice C – Projeto dos controladores PI de corrente</b>	152
<b>Apêndice D – Modelo discreto do sistema de controle da tensão do barramento CC</b>	156
D.1 Modelo discreto do sistema de controle da tensão do barramento CC . . .	156
D.2 Modelo discreto do sistema de controle da tensão do ponto central do divisor capacitivo do barramento CC . . . . .	157

# *LISTA DE FIGURAS*

FIGURA 1.1	Consumo de energia elétrica, população, produto interno bruto brasileiros. Fontes: IBGE e ELETROBRÁS . . . . .	24
FIGURA 1.2	Fontes Primárias de produção de energia elétrica mundial. Fonte: (IEA, 2007). . . . .	25
FIGURA 1.3	Conversor três níveis com diodos de grampeamento - NPC. . . . .	27
FIGURA 1.4	Conversor três níveis com capacitores flutuantes. . . . .	28
FIGURA 1.5	Conversor multinível com pontes conectadas em série. . . . .	29
FIGURA 1.6	Acionamento de máquinas. . . . .	31
FIGURA 1.7	(a) Filtro ativo de potência paralelo, (b) Filtro ativo de potência série. . . . .	32
FIGURA 1.8	Conexão de turbina eólica na rede através de conversor multinível	34
FIGURA 1.9	Modulação otimizada por eliminação de harmônicos - Padrão PWM de fase. . . . .	35
FIGURA 1.10	Sinal modulante e disposição das portadoras para as estratégias de modulação: (a)PD, (b) APOD, (c) POD. . . . .	37
FIGURA 1.11	Estratégia de modulação SPWM:(a) Sinal modulante e portadoras, (b) Padrão PWM das tensões de linha (c)Tensões dos capacitores do barramento CC $v_{c1}$ e $v_{c2}$ . . . . .	39
FIGURA 1.12	Estratégia de modulação proposta por (POU et al., 2005): Sinal modulante e sinal de modo comum juntamente com as portadoras. . . . .	40
FIGURA 1.13	Estratégia de modulação <i>Double side</i> PWM:(a) Sinais modulantes e portadoras, (b) Padrão PWM das tensões de linha. . . . .	41
FIGURA 1.14	Estratégias de modulação vetorial: (a) Três vetores de comutação mais próximos do vetor de tensão de referência (b) Vetores virtuais (BUSQUETS-MONGE et al., 2004), (c) Vetores de comutação selecionados (GUPTA; KHAMBADKONE, 2007). . . . .	43
FIGURA 2.1	Possíveis estados de condução para os interruptores de um dos braços do conversor NPC. . . . .	48
FIGURA 2.2	(a) Vetores de comutação em coordenadas $abc$ , (b) Vetores de comutação em coordenadas $\alpha\beta$ . . . . .	49
FIGURA 2.3	Diagrama vetorial N3V. . . . .	52
FIGURA 2.4	Corrente no ponto central do divisor capacitivo de acordo com os vetores de comutação do primeiro sextante. . . . .	53

FIGURA 2.5	Regiões do diagrama vetorial N3V onde é possível fazer $\bar{I}_o=0$ em função do fator de potência de carga. . . . .	57
FIGURA 2.6	Diagrama vetorial proposto - NS3V. . . . .	58
FIGURA 2.7	Diagrama esquemático com a modulação proposta. . . . .	59
FIGURA 2.8	Conversor e controlador da tensão no ponto neutro. . . . .	60
FIGURA 2.9	Malha de controle da tensão no ponto neutro. (a) Modelo do controlador com as etapas da modulação, (b) Modelo simplificado para a análise do controlador . . . . .	61
FIGURA 2.10	Diagrama do lugar das raízes. . . . .	62
FIGURA 2.11	Algoritmo da modulação híbrida (N3V + NS3V). . . . .	64
FIGURA 2.12	Retas de separação: (a) para os sextantes, (b) para os setores do diagrama vetorial N3V, (c) para os setores do diagrama vetorial NS3V . . . . .	66
FIGURA 2.13	Transformação de um vetor a ser implementado no segundo sextante. . . . .	67
FIGURA 2.14	Seqüências de comutação e estados do interruptores para os setores dos sextantes 1 e 2 do diagrama NS3V . . . . .	71
FIGURA 2.15	Seqüências de comutação e estados do interruptores para os setores dos sextantes 1 e 2 do diagrama N3V . . . . .	72
FIGURA 2.16	Sequência de comutação implementável por comparação com triangulares para o terceiro setor do primeiro sextante do diagrama vetorial NS3V. . . . .	74
FIGURA 3.1	THD da tensão de linha $v_{ab}$ em função do índice de modulação em amplitude $ma$ para as estratégias de modulação N3V, NS3V e N3V+NS3V (com fator de potência da carga de 0,6 e 0,9). . . . .	79
FIGURA 3.2	Estratégia N3V: (a) Tensões dos capacitores do barramento CC $v_{c1}$ e $v_{c2}$ , (b) $\delta$ , (c) Padrão PWM da tensão de linha $v_{ab}$ , (d) Espectro harmônico da tensão de linha $v_{ab}$ . . . . .	80
FIGURA 3.3	Estratégia NS3V: (a) Tensões dos capacitores do barramento CC $v_{c1}$ e $v_{c2}$ , (b) $\delta$ , (c) Padrão PWM da tensão de linha $v_{ab}$ , (d) Espectro harmônico da tensão de linha $v_{ab}$ . . . . .	81
FIGURA 3.4	Estratégia híbrida N3V+NS3V: (a) Tensões dos capacitores do barramento CC $v_{c1}$ e $v_{c2}$ , (b) $\delta$ , (c) Padrão PWM da tensão de linha $v_{ab}$ , (d) Espectro harmônico da tensão de linha $v_{ab}$ . . . . .	82
FIGURA 3.5	Espectro da tensão de linha utilizando a modulação híbrida (N3V + NS3V) proposta. Frequência de comutação de 3 kHz, PF=0,55. . . . .	82
FIGURA 3.6	(a) Transição entre os métodos N3V e NS3V. (b) Transição entre os métodos N3V e S3V (Gupta e Khambadkone, 2007) caso (I) $npf_{max}=0,3$ , (c) caso (II) $npf_{max}=3$ . . . . .	84
FIGURA 3.7	Índices de desempenho das estratégias de modulação: (a) fator de distorção $DF1$ , (b) fator de desequilíbrio $npf$ (c) número de comutações. . . . .	85

FIGURA 3.8	Diagrama com os sistema utilização para a aquisição dos resultados experimentais . . . . .	86
FIGURA 3.9	Foto da bancada experimental (a) Módulo conversor, (b) Processador digital de sinais e sistema de aquisição de medidas . . . . .	87
FIGURA 3.10	Restauração do equilíbrio das tensões $v_{c1}$ e $v_{c2}$ do barramento CC com a técnica híbrida proposta. Escalas de tensão: 10V/div para $v_{c1}$ e $v_{c2}$ , 100V/div para $v_{ab}$ , escala de corrente: 10A/div, escala de tempo: 10ms/div . . . . .	88
FIGURA 3.11	Resultados experimentais em regime utilizando a estratégia de modulação NS3V. Escalas de tensão: 10V/div para $v_{c1}$ e $v_{c2}$ , 100V/div para $v_{ab}$ , escala de corrente: 10A/div, escala de tempo: 10ms/div . . . . .	89
FIGURA 3.12	Resultados experimentais em regime utilizando a estratégia de modulação N3V. Escalas de tensão: 10V/div para $v_{c1}$ e $v_{c2}$ , 100V/div para $v_{ab}$ , escala de corrente: 10A/div, escala de tempo: 10ms/div . . . . .	89
FIGURA 4.1	Topologia do conversor quatro níveis com diodos de grampeamento.	92
FIGURA 4.2	Limites para a definição de $v_0^*$ . . . . .	94
FIGURA 4.3	Sinais modulantes $v_{xg1}$ , $v_{xg2}$ , $v_{xg3}$ juntamente com as portadoras $v_{car}^1$ , $v_{car}^2$ , $v_{car}^3$ e os sinais de comando para os interruptores $s_{1a}$ , $s_{2a}$ e $s_{3a}$ . . . . .	96
FIGURA 4.4	Portadoras, sinais modulantes para PWM regular simétrico, e sinais de comando dos interruptores. . . . .	97
FIGURA 4.5	Diferentes níveis para conexão da fase $x$ . . . . .	97
FIGURA 4.6	Limites para a definição dos graus de liberdade $v_{m1}$ e $v_{m2}$ . (a) para o caso i), (b) para o caso ii) . . . . .	102
FIGURA 4.7	Sinais modulantes $v_{xg1}$ , $v_{xg2}$ , $v_{xg3}$ juntamente com as portadoras $v_{car}^1$ , $v_{car}^2$ , $v_{car}^3$ : (a) para o caso i), (b) para o caso ii). Em cinza, são as regiões que permitem a restauração do equilíbrio das tensões dos capacitores sem um relativo aumento do número de comutações. . . . .	103
FIGURA 4.8	Diagrama da modulação SPWM proposta. . . . .	105
FIGURA 4.9	Topologia do conversor com diodos de grampeamento com $m$ níveis.	106
FIGURA 4.10	Sinais modulantes $v_{ag1}$ , $v_{ag2}$ e $v_{ag3}$ , a tensão de linha $v_{ab}$ e o espectro de frequência de $v_{ab}$ , para índice de modulação $m = 0,85$ , $f_s = 3\text{kHz}$ , $C \cong \infty$ , carga RL com FP=0,7.(a), (c), (e) SPWM proposto. (b), (d), (f) SPWM convencional. . . . .	110
FIGURA 4.11	Sinais modulantes $v_{ag1}$ , $v_{ag2}$ e $v_{ag3}$ , a tensão de linha $v_{ab}$ e o espectro de frequência de $v_{ab}$ , para índice de modulação $m = 0,2$ , $f_s = 3\text{kHz}$ , $C \cong \infty$ , carga RL com FP=0,7.(a), (c), (e) SPWM proposto. (b), (d), (f) SPWM convencional. . . . .	111
FIGURA 4.12	Índices de desempenho para as estratégias de modulação SPWM convencional e SPWM proposta com os capacitores do barramento CC $C \cong \infty$ : (a) Taxa de distorção harmônica total da tensão de linha $v_{ab}$ , (b) Fator de distorção de primeira ordem . . . . .	112



FIGURA 4.13	Tensões dos capacitores do barramento CC $v_{C1}$ , $v_{C2}$ , $v_{C3}$ , (a) para a estratégia SPWM convencional, (b) para a estratégia SPWM proposta. . . . .	113
FIGURA 4.14	Restauração do equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC: (a) $v_{C1}$ , $v_{C2}$ , $v_{C3}$ , (b) sinais modulantes, (c) Tensão de linha $v_{ab}$ , (d) correntes de fase. . . . .	114
FIGURA 5.1	Estrutura de conversores back-to-back NPC. . . . .	118
FIGURA 5.2	Diagrama com os controladores de corrente e planta em coordenadas síncronas. . . . .	119
FIGURA 5.3	Malha de controle simplificada para $v_{ce}^2$ . . . . .	120
FIGURA 5.4	Controladores de corrente de eixo direto e quadratura para o conversor do lado da rede e controlador do barramento CC. . . . .	122
FIGURA 5.5	Rotação dos eixos $\alpha\beta$ para um sistema de coordenadas síncronas $dq$ . . . . .	123
FIGURA 5.6	Modelo do ponto médio do divisor capacitivo. . . . .	126
FIGURA 5.7	Algoritmo da modulação proposta. . . . .	127
FIGURA 5.8	Limites de operação para potência ativa e reativa para conexão de geração distribuída segundo a E.ON. . . . .	128
FIGURA 5.9	Simulação com fator de potência unitário. . . . .	130
FIGURA 5.10	Simulação com fator de potência em atraso. . . . .	131
FIGURA 5.11	Simulação com fator de potência em avanço. . . . .	132
FIGURA B.1	Circuito equivalente do conversor com filtro RL. . . . .	146

# *LISTA DE TABELAS*

TABELA 2.1	Tensões de saída para o diagrama vetorial da Figura 2.1 . . . . .	50
TABELA 2.2	Conjunto de restrições que possibilitam o controle de $\bar{I}_o$ com o uso do N3V. . . . .	56
TABELA 2.3	Relações entre $\delta$ e as durações dos vetores redundantes . . . . .	58
TABELA 2.4	Equações para cálculo das durações $\Delta t_{s1}^+$ e $\Delta t_{s2}^+$ . . . . .	59
TABELA 2.5	Transformação das correntes de fase para o primeiro sextante . . . . .	67
TABELA 2.6	Vetores de comutação utilizados pelas estratégias N3V e NS3V . . . . .	68
TABELA 2.7	Matrizes de decomposição para os digramas vetoriais. . . . .	69
TABELA 2.8	Sequências de comutação implementáveis por comparação com triangulares para os sextantes ímpares 1,3,5 e sextantes pares 2,4,6 do diagrama vetorial NS3V . . . . .	73
TABELA 2.9	Sequências de comutação implementáveis por comparação com triangulares para os sextantes ímpares 1,3,5 e sextantes pares 2,4,6 do diagrama vetorial N3V . . . . .	73
TABELA 4.1	Parâmetros do circuito . . . . .	109
TABELA 5.1	Parâmetros do sistema simulado . . . . .	129

# *LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS*

$abc$	Sistema de coordenadas de referencial estacionário
$a_o$	Localização dos pólos de malha fechada da malha de controle da tensão do ponto central do divisor capacitivo
$C$	Capacitância dos capacitores do barramento CC
$C_T$	Capacitância equivalente do barramento CC
DSP	Processador Digital de Sinais
$dq$	Sistema de coordenadas de referencial síncrono
$G_{MFcc}$	Função de transferência de malha fechada do controlador do barramento CC e planta
$G_{MFi}$	Função de transferência de malha fechada do controlador das correntes em eixos síncronos e planta
Hz	Hertz
$\bar{I}_o$	Corrente média no ponto central do divisor capacitivo em um período de comutação
$i_d$	Corrente de eixo direto
$i_q$	Corrente de eixo em quadratura
$k$	Instante de amostragem
$K_{Ic}$	Ganho integral do controlador da tensão do barramento CC
$K_{Ii}$	Ganho integral do controlador das correntes em eixos síncronos
$K_o$	Ganho da malha de controle da tensão do ponto central do divisor capacitivo

*Lista de Símbolos e Abreviaturas*

---

$K_{Pc}$	Ganho proporcional do controlador da tensão do barramento CC
MPPT	Algoritmo de rastreamento da máxima potência, <i>maximum power point tracker</i>
N3V	<i>Nearest Three Vectors</i>
NS3V	<i>New Selected Three Vectors</i>
NPC	Conversor com ponto neutro grampeado, <i>Neutral Point Clamped</i>
NPC-G	Conversor com ponto neutro grampeado conectado à rede
NPC-M	Conversor com ponto neutro grampeado conectado à máquina
$npf$	Variável associada a diferença de potencial entre os capacitores do barramento CC
$P$	Potência ativa
PI	Proporcional Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
$Q$	Potência reativa
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
$T_{dq}$	Matriz de transformação de coordenadas $\alpha\beta$ para $dq$
$THD$	<i>Total Harmonic Distortion</i>
$TPER$	Valor de contagem do contador <i>up-down</i>
$T_S$	Período de atualização da lei de controle
$T_{\alpha\beta}$	Matriz de transformação de coordenadas $abc$ para $\alpha\beta$
$\mathbf{u}$	Vetor tensão qualquer a ser implementado
$u_d$	Tensão de eixo direto produzida pelo conversor
$u_q$	Tensão de eixo em quadratura produzida pelo conversor
$u_\alpha, u_\beta$	Coordenadas do vetor de tensão a ser implementado pela modulação vetorial

## Lista de Símbolos e Abreviaturas

---

$u_{\alpha r}, u_{\beta r}$	Coordenadas do vetor de tensão a ser implementado pela modulação vetorial transformadas para o primeiro sextante
$\mathbf{v}_{abc}$	Vetor formado pelas tensões em coordenadas $abc$
$v_{car}$	Sinal portador
$v_{cc}$	Tensão do barramento CC
$v_{ccr}$	Tensão do barramento CC de referência
$v_d$	Tensão de eixo direto
$v_g$	Sinal modulante
$v_{goff}$	Sinal de <i>off-set</i> para o sinal modulante
$v_q$	Tensão de eixo em quadratura
$\mathbf{v}^{s1}, \mathbf{v}^{s2}$	Vetores de comutação pequenos pertencentes ao diagrama vetorial do conversor NPC
$\mathbf{v}^m$	Vetor de comutação médio pertencente ao diagrama vetorial do conversor NPC
$\mathbf{v}^{\ell1}, \mathbf{v}^{\ell2}$	Vetores de comutação grandes pertencentes ao diagrama vetorial do conversor NPC
$\mathbf{v}^{s+}, \mathbf{v}^{s-}$	Vetores de comutação redundantes pertencentes ao diagrama vetorial do conversor NPC
$\{\mathbf{v}_{xj}, \mathbf{v}_{yj}, \mathbf{v}_{zj}\}$	$j$ -ésimo conjunto de três vetores de comutação
$\mathbf{v}_{\alpha\beta}$	Vetor formado pelas tensões em coordenadas $\alpha\beta$
$x_c$	Estado associado ao controlador da tensão do barramento CC
$x_o$	Estado associado ao controlador da tensão do ponto central do divisor capacitivo
$Z_o$	Posição do zero para o controlador da tensão do ponto central do divisor capacitivo
$\theta$	Ângulo do vetor de tensão a ser implementado pela modulação vetorial
$\delta$	Variável associada ao controle de $\bar{I}_o$

*Lista de Símbolos e Abreviaturas*

---

$\omega$	Frequência angular
$\Delta t_{s1}, \Delta t_{s2}$	Durações dos vetores de comutação pequenos
$\Delta t_m$	Duração do vetor de comutação médio
$\Delta \ell_1, \Delta \ell_2$	Durações dos vetores de comutação grandes
$\Delta t_s^+, \Delta t_s^-$	Durações dos vetores de comutação redundantes do conversor NPC

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Introdução

A sociedade ao longo dos anos têm apresentado uma grande dependência da disponibilidade da energia elétrica. Nas últimas décadas, o aumento da demanda pela energia elétrica foi impulsionado principalmente pelo aumento populacional e o avanço dos setores ligados à produção de bens e serviços. Por sua vez, o crescimento econômico bem como a evolução dos processos industriais têm desenvolvido cada vez mais produtos e soluções que dependem do uso da energia elétrica.

A Figura 1.1 mostra o aumento do consumo nacional de energia elétrica ao longo dos anos. Além disso, também é apresentado o contingente populacional e o produto interno bruto do Brasil durante esse período. Nota-se um expressivo crescimento destas três variáveis, contudo na última década apesar da crescente demanda por energia elétrica, não houve um respectivo investimento nos setores de ligados a produção e transmissão o que ocasionou sérios problemas, tais como o colapso do sistema elétrico brasileiro ocorrido no ano de 2001.

A energia elétrica pode ser obtida através de diversas formas de geração. Por sua vez, a base da matriz energética brasileira é formada pela geração hidrelétrica. A construção de grandes centrais hidrelétricas nas décadas passadas sustentou a demanda pela energia, entretanto atualmente os potenciais hidráulicos para a geração estão se tornando cada vez mais raros e em locais remotos. Este fato acaba resultando em maiores custos para a transmissão da energia elétrica e muitas vezes em dificuldades na obtenção de licenciamento ambiental devido ao impacto provocado pela área alagada das barragens.

Outras formas de geração utilizadas mundialmente são as baseadas em combustíveis fósseis. Porém, estas formas de geração apresentam como desvantagem a liberação de gases que prejudicam o meio ambiente.

O aumento do consumo de energia aliado à escassez de alguns recursos naturais levou

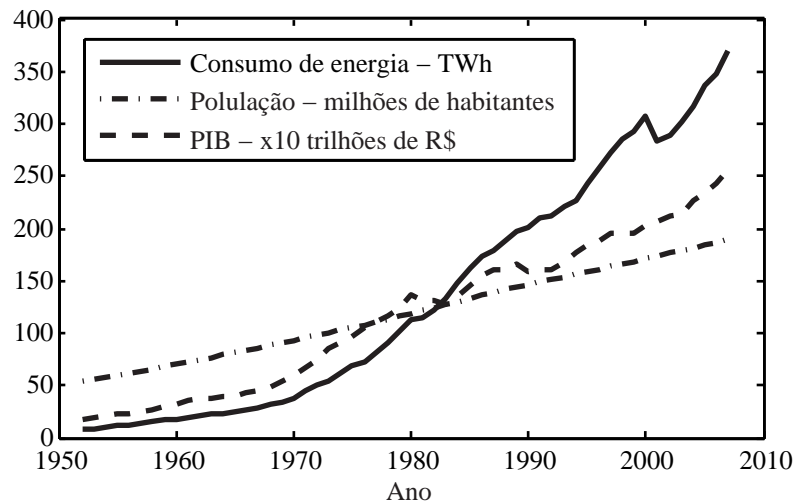


Figura 1.1: Consumo de energia elétrica, população, produto interno bruto brasileiros. Fontes: IBGE e ELETROBRÁS

à ampliação dos sistemas de geração atuais bem como o desenvolvimento de novas fontes alternativas de energia.

Diversos programas e acordos de incentivo ao uso de fontes renováveis têm sido realizados. No Brasil, o governo brasileiro através do PROINFA estabelece a contratação de 3,3 GW de energia no Sistema Interligado Nacional (SIN), produzidos por fontes eólica, biomassa e pequenas centrais hidrelétricas (PCHs), sendo 1,1 GW destinados a cada tipo de geração. Segundo (MME, 2009), na primeira fase deste projeto, foram contratados: 1,19 GW provenientes de PCHs, 1,42 GW provenientes de centrais geradoras eólicas e 0,68 MW provenientes centrais geradoras a biomassa. Entretanto, houve o adiamento dos contratos com prorrogação de prazos frente ao surgimento de dificuldades tais como: i) Disponibilidade de atendimento da demanda de aerogeradores pelo mercado nacional, face ao aquecimento do mercado mundial e ao cumprimento do índice de nacionalização, ii) Entraves na conexão à rede, em especial na região Centro Oeste. Como resultado disso, atualmente estão em operação comercial apenas: 786 MW provenientes de PCHs, 371 MW provenientes de energia eólica e 514 MW provenientes de biomassa.

No cenário mundial, alguns acordos incentivam a geração de energia elétrica através de fontes alternativas de energia menos poluentes. Um desses acordos é o protocolo de Kyoto que estabelece metas para a redução da emissão de gases que ocasionam o efeito estufa (NATIONS, 1998).

A Figura 1.2 mostra a distribuição percentual das principais fontes primárias de energia que suprem a demanda energética mundial. Observa-se que a maior parte da energia mundial ainda é extraída de fontes não renováveis como o petróleo e o carvão. Dentre



as fontes renováveis estão: a hidráulica (2,2%), a eólica (0,064%), a solar (0,039%) entre outras.

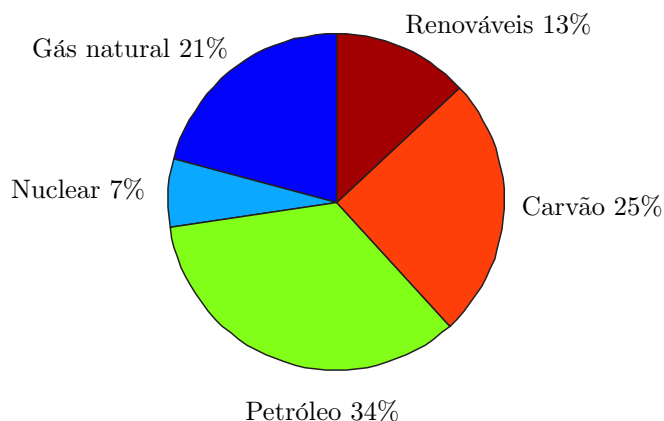


Figura 1.2: Fontes Primárias de produção de energia elétrica mundial. Fonte: (IEA, 2007).

O avanço tecnológico atual têm contribuído para redução dos custos para a geração provenientes de fontes renováveis, colocando principalmente a geração eólica, em posição de competir com os sistemas de geração convencionais.

A utilização da geração eólica têm apresentado uma tendência de crescimento expressivo em anos recentes. Segundo a *European Wind Energy Association* (EWEA), dentre as novas instalações de sistemas de geração no ano de 2008 na União Européia, 57 % foram provenientes de energia eólica. Entretanto, mundialmente o percentual de utilização de fontes renováveis, onde está incluída a energia eólica ainda é pequeno, comparado com as formas de geração provenientes de combustíveis fósseis.

Nos sistemas de potência tradicionais, a geração é baseada em grandes unidades geradoras centralizadas, onde a energia é transferida por um sistema de linhas de transmissão até os centros de consumo. Por outro lado, as fontes distribuídas podem ser colocadas em pontos estratégicos do sistema aumentando a confiabilidade e a oferta de energia.

Atualmente, conversores estáticos de potência constituem a forma mais eficiente de realizar a interface entre o sistema de geração e a rede elétrica. Além disso, as topologias de geradores eólicos de velocidade variável são as mais utilizadas pela indústria, onde os conversores estáticos processam toda ou parte da energia entregue à rede elétrica.

Por outro lado, as potências das turbinas eólicas estão aumentando para reduzir o custo por megawatt, sendo que atualmente já existem turbinas com potência de 6 MW instaladas (PEDERSEN, 2008). Neste sentido, para obtenção de maior eficiência do sistema de geração têm sido investigada a utilização de conversores que operam com maiores níveis de tensão.

Neste contexto a utilização dos conversores multiníveis têm recebido grande atenção devido suas vantagens em aplicações que utilizam altas potências e altas tensões quando comparado com conversores de dois níveis. Dentre estas vantagens destacam-se a reduzida tensão sobre os dispositivos semicondutores, baixa distorção harmônica das tensões de saída e como consequência reduzido filtro de saída (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002). A partir da escolha da topologia do conversor multinível, surge a necessidade do estudo de técnicas de modulação e controle.

Uma topologia multinível bastante atrativa é o conversor com diodos de grampeamento. Este conversor multinível pode gerar vários níveis de tensão a partir de um único barramento CC formado pela conexão de capacitores em série. Entretanto, como desvantagem, esta topologia pode apresentar desequilíbrios e ondulações de baixa frequência nas tensões dos capacitores do barramento CC, dependendo das condições de operação do conversor bem como da estratégia de modulação utilizada.

O objetivo desta dissertação é o estudo e implementação de estratégias de modulação aplicadas ao conversor com diodos de grampeamento. Basicamente duas técnicas de modulação serão abordadas: a estratégia de modulação vetorial e a estratégia baseada na comparação por portadora. O foco principal destas técnicas nesta dissertação é manter o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC, bem como, eliminar as ondulações de tensão de baixa ordem presentes nestas tensões enquanto que, minimizando a taxa de distorção harmônica das tensões de saída.

A seguir será realizada uma abordagem referente as principais topologias de conversores multiníveis, aplicações com estes conversores bem como, uma revisão das estratégias de modulação encontradas na literatura.

## 1.2 Topologias de conversores multiníveis em tensão

Os conversores multiníveis são conhecidos por apresentarem tensões com mais de dois níveis na saída, bem como uma tensão reduzida sobre os interruptores de potência, quando comparada com a tensão do barramento CC. Diversas topologias de conversores multiníveis têm sido propostas na literatura, sendo que estas podem ser basicamente agrupadas em três categorias (LAI; PENG, 1996):

- i) Conversores multiníveis com diodos de grampeamento;
- ii) Conversores multiníveis com capacitores flutuantes;

iii) Conversores multiníveis com células conectadas em série.

### 1.2.1 Conversores multiníveis com diodos de grampeamento

O estudo de conversores multiníveis com diodos de grampeamento foi introduzido com uma patente americana (BAKER, 1981) e ao meio acadêmico por (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981).

O conversor com diodos de grampeamento gera diversos níveis de tensão a partir de um único barramento CC formado pela conexão de capacitores em série, não havendo a necessidade de fontes de tensão isoladas. Além disso, apresentam reduzida corrente sobre os capacitores se comparado com aqueles que usam capacitores de grampeamento.

Para o caso do conversor com três níveis da Figura 1.3, conhecido também como NPC-*Neutral Point Clamped*, cada perna possui quatro interruptores com diodos em anti-paralelo. Ainda possui dois diodos que grampeiam a tensão ao ponto médio do barramento CC e dois capacitores que teoricamente assumem a tensão de  $V_{cc}/2$  cada.

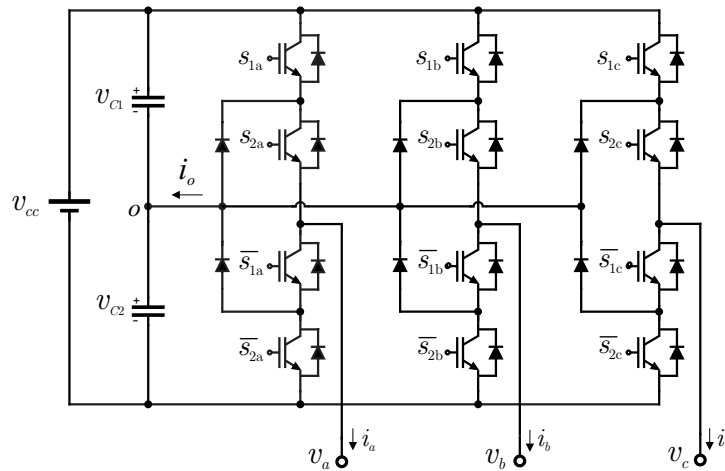


Figura 1.3: Conversor três níveis com diodos de grampeamento - NPC.

O conversor NPC foi generalizado para um número maior de níveis (CHOI; CHO; CHO, 1991), sendo também reportado na literatura como *Diode Clamped Converters*. Estes conversores são capazes de sintetizar  $m$  níveis, utilizando  $(m - 1)$  capacitores no barramento CC. A tensão sobre cada capacitor do barramento CC é de  $v_{cc}/(m - 1)$ , sendo que os diodos limitam a tensão sobre cada interruptor em uma fração do valor.

Algumas desvantagens a serem superadas podem ser citadas com relação a utilização do conversor NPC tal como os desequilíbrios de tensão entre os capacitores do barramento CC. Estes desequilíbrios dependem da estratégia de modulação empregada, bem como do

ponto de operação do conversor. Este conversor apresenta estados de comutação redundantes para a sintetização das tensões de linha, sendo que podem ser uma boa opção para equilíbrio das tensões sobre os capacitores, como é utilizado na literatura.

Além disso, os diodos de grampeamento devem suportar níveis de tensão reversa distintos para conversores com mais de três níveis. Neste caso, devem ser utilizados diodos com diferentes especificações quanto à tensão de bloqueio ou associação de diodos em série.

## 1.2.2 Conversores multiníveis com capacitores de grampeamento

Essa topologia, também conhecida como *Flying Capacitor* utiliza capacitores em cada uma das três fases para gerar diferentes níveis de tensão na saída (MEYNARD; FOCH, 1992), (MCGRATH; HOLMES, 2008). A Figura 1.4 mostra a configuração desta topologia que pode gerar tensões com três níveis de fase e cinco níveis de linha. A tensão sobre os capacitores é igual a metade da tensão do barramento CC, sendo que os dispositivos semicondutores também estão submetidos a esta parcela de tensão de bloqueio. Este conversor possui quatro interruptores de potência por braço que são comutados de forma complementar aos pares  $\{s_{1a}, \bar{s}_{1a}\}$ ,  $\{s_{2a}, \bar{s}_{2a}\}$ . Como resultado, possui quatro possíveis estados de comutação por braço.

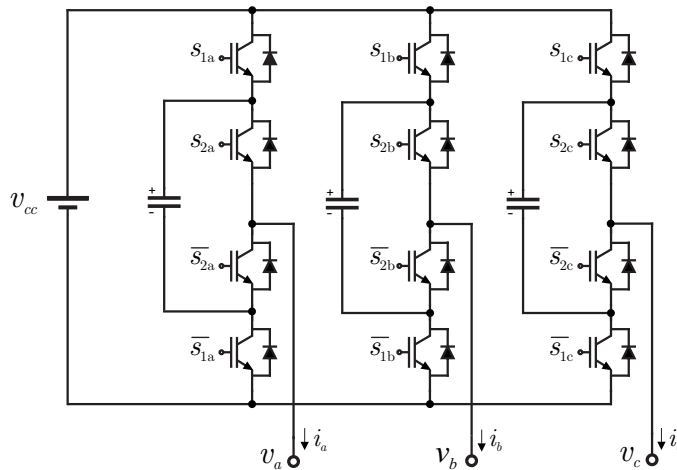


Figura 1.4: Conversor três níveis com capacitores flutuantes.

Entre as principais desvantagens dessa topologia podem ser destacadas a necessidade de grandes capacitâncias para os capacitores de cada fase. Além disso, podem existir grandes correntes circulantes por esses capacitores, que para algumas tecnologias pode significar a redução da vida útil dos mesmos. Diferentemente dos conversores com diodos de grampeamento este conversor apresenta estados de condução redundantes para a síntese

das tensões de fase. Isto permite que o equilíbrio das tensões sobre os capacitores seja tratado de forma isolada para cada perna do conversor (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002).

### 1.2.3 Conversores multiníveis com células conectadas em série

Estes conversores sintetizam tensões na saída através da soma das tensões presentes nas várias células conectadas em série e foi primeiramente apresentada por (BAKER, 1975). Geralmente, as células que compõem esses conversores possuem configurações monofásicas ou trifásicas.

A principal vantagem deste conversor é sua modularidade, e ainda a não necessidade da utilização de diodos ou capacitores de grampeamento.

Além disso, existe a possibilidade da operação de conversores com fontes de tensões distintas como é o caso dos conversores assimétricos ou híbridos (RECH, 2005). Estes conversores podem operar com frequências de comutação distintos e processar potências distintas. Conseqüentemente, é possível reduzir o número de conversores conectados em série, minimizar a THD das tensões de saída. Através desta topologia também é possível utilizar dispositivos semicondutores distintos, o que resulta na otimização no processo de escolha dos diferentes dispositivos interruptores.

Uma desvantagem associada a esse conversor é a necessidade da implementação de fontes de tensão isoladas para a operação. A Figura 1.5 mostra o conversor com células monofásicas conectas em série.

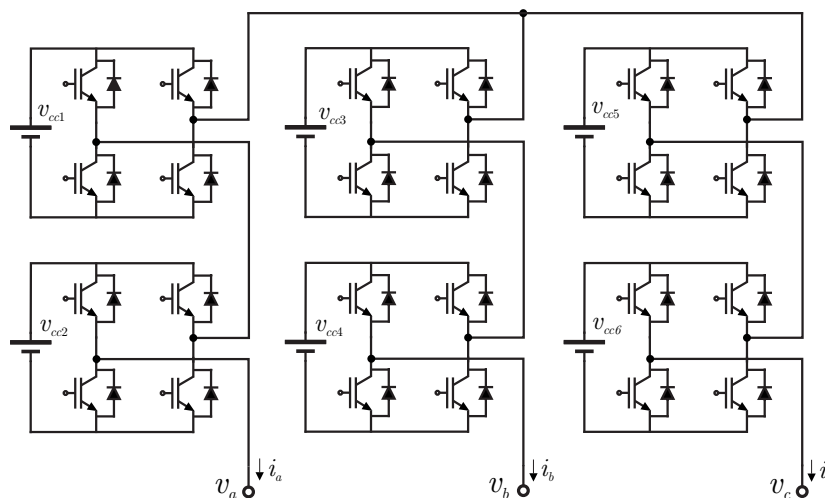


Figura 1.5: Conversor multinível com pontes conectadas em série.

Na próxima seção serão apresentadas algumas aplicações com conversores multiníveis reportadas na literatura.

## 1.3 Aplicações com conversores multiníveis

Os conversores multiníveis têm sido utilizados em diversas aplicações, principalmente as que utilizam altas tensões e altas potências, para a síntese de formas de onda de tensão com reduzido conteúdo harmônico. Dentre as principais aplicações encontradas na literatura, que utilizam estes conversores, podem ser citadas:

- i) Acionamento de máquinas de indução;
- ii) Compensador estático de reativos;
- iii) Filtros ativos de potência;
- iv) Sistemas de geração eólica.

Além das aplicações citadas, existem uma grande quantidade de aplicações que utilizam conversores multiníveis tais como: retificadores PWM (YINGCHAO et al., 2007), HVDC links (KIRBY et al., 2001), conexão de painéis fotovoltaicos (KANG et al., 2005), entre outras.

Nas próximas seções serão apresentados os principais aspectos referentes às aplicações citadas, bem como os trabalhos relacionados na literatura que tratam da aplicação de conversores multiníveis.

### 1.3.1 Acionamento de máquinas de indução

A eficiência dos processos industriais, melhorias nos processos de controle são fatores que têm influenciado a crescente utilização de sistemas de acionamentos a velocidade variável (ASD's - *Adjustable Speed Drives*), em instalações industriais e comerciais. O acionamento de máquinas de indução, usualmente emprega um retificador com diodos para converter a tensão da rede elétrica em um nível CC, e um inversor PWM com dois níveis que converte a tensão contínua em tensão com amplitude e frequência variáveis.

Alguns problemas têm sido reportados pela indústria devido a utilização de conversores PWM dois níveis para o acionamento de máquinas de indução. Tais problemas se devem às altas taxas de variação da tensão aplicadas sobre a máquina, que ocasionam as chamadas correntes de *bearing*. Essas correntes circulam por alguns componentes da máquina e podem ocasionar a ruptura da isolamento dos enrolamentos (CHEN; LIPO; FITZGERALD, 1996), (TEKWANI et al., 2005). Para reduzir esses efeitos sobre as máquinas

os conversores multiníveis se apresentam como uma boa solução, pois reduzem a amplitude dos níveis de tensão aplicados à máquina.

Além disso, a utilização de conversores multiníveis possibilita o aumento das tensões de acionamento ocasionando um aumento da eficiência, quando comparado com sistemas de mesma potência e menores tensões (MESSAIF; BERKOUK; SAADIA, 2007), (ZHANG; GE; LI, 2008), (HUA et al., 2006), (BAOMING; PENG, 2008). Sendo que comercialmente as tensões em que são utilizados os conversores multiníveis são: 2300V, 3300V, 4160V, 6900V.

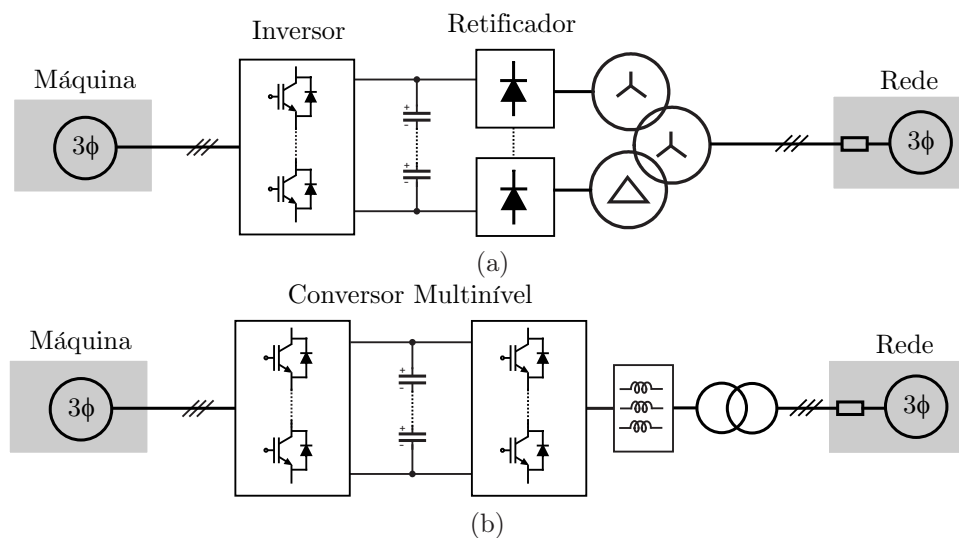


Figura 1.6: Acionamento de máquinas.

Com o objetivo de reduzir o conteúdo harmônico das correntes drenadas pelo retificador, em alguns casos são utilizadas configurações de retificadores multi-pulsos, como mostrado na Figura 1.6a. Estes retificadores, como desvantagem apresentam um elevado número de componentes, além de volumosos transformadores com um número maior de enrolamentos.

Existem aplicações onde há a necessidade de constantes frenagens e acelerações da máquina. Com o intuito de aumentar a eficiência do sistema enquanto que reduzindo a taxa de distorção harmônica das correntes de entrada utiliza-se sistemas regenerativos ou (AFE-Active Front End), mostrado na Figura 1.6b. Neste sistema é utilizado um conversor PWM multinível do lado da rede elétrica, que torna o sistema de acionamento bidirecional em fluxo de potência.

### 1.3.2 Filtros ativos de potência

Os sistemas de potência podem alimentar cargas que provocam efeitos indesejáveis nas tensões ou correntes. Tais efeitos podem ser caracterizados por distorções harmônicas de corrente e tensão, desequilíbrios de tensão, afundamentos de tensão, interrupções momentâneas, etc.

Existem diversos dispositivos que podem ser inseridos na rede para minimizar estes distúrbios. Dentre estes dispositivos estão os filtros ativos de potência que possuem principalmente a função de compensar os harmônicos de corrente ou tensão. Os filtros ativos de potência podem ser basicamente classificados em: i) filtro ativo série, (ii) filtro ativo paralelo e (iii) filtro ativo série-paralelo.

O filtro ativo paralelo mostrado na Figura 1.7a, geralmente compensa os harmônicos de corrente drenados pela carga de tal forma que a rede forneça apenas corrente de frequência fundamental. A função do filtro ativo série mostrado na Figura 1.7b, por sua vez, é a de não permitir que as parcelas indesejáveis de tensão sejam aplicadas sobre a carga. Em sistemas com elevados níveis de tensão, os conversores multiníveis podem ser utiliza-

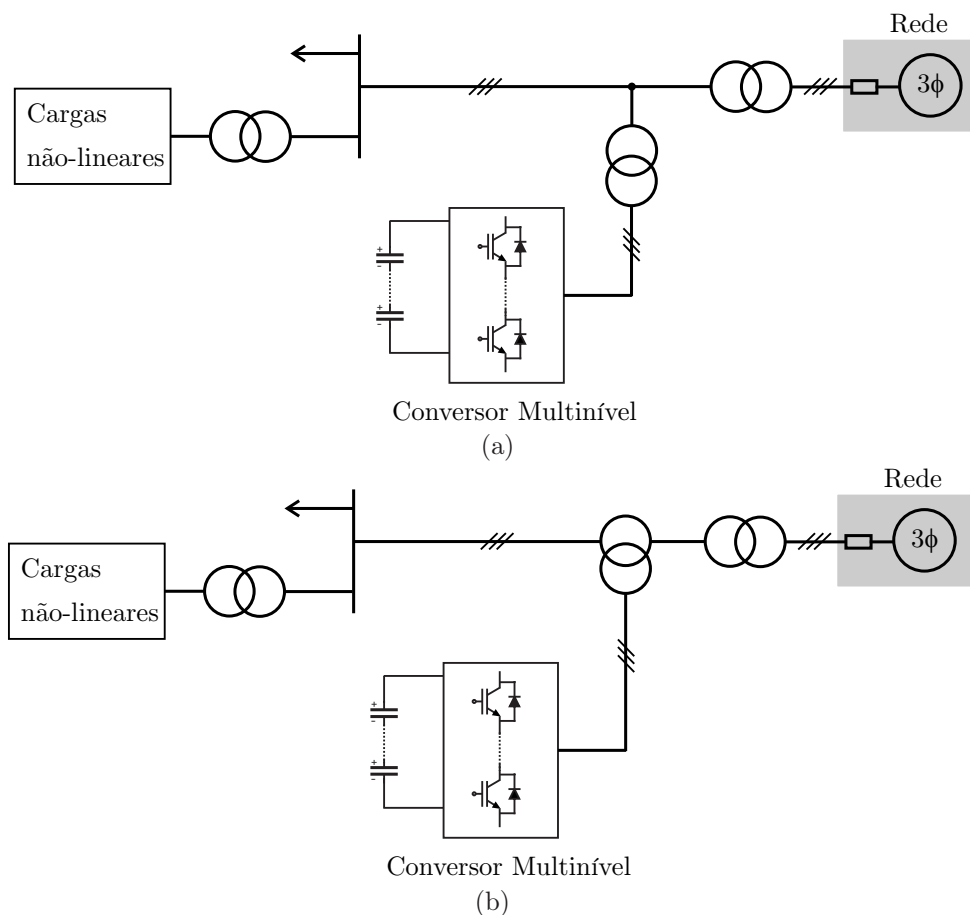


Figura 1.7: (a) Filtro ativo de potência paralelo, (b) Filtro ativo de potência série.



dos como filtros ativos de potência (ZHANG et al., 2008), (HE et al., 2008). Ainda existe a possibilidade da extinção do uso do transformador como citado por alguns trabalhos (PENG; MCKEEVER; ADAMS, 1998).

Além da utilização dos filtros ativos série e paralelo separadamente é possível utilizar uma topologia que combina as características das duas. Esta topologia é denominada filtro ativo série-paralelo ou UPFC - *Unified Power Flow Controller* (CHEN et al., 2000), (TOLBERT; PENG; HABETLER, 2000). O conversor conectado em paralelo compensa os harmônicos de corrente da carga e fornece a energia para manter constante a tensão do barramento CC, enquanto que o conversor conectado em série regula a tensão sobre a carga.

### 1.3.3 Compensador estático de reativos

O compensador estático de reativos SVC - *Static Var Compensator*, possui a capacidade de servir como suporte de potência reativa a um sistema de potência. Esse compensador através da corrente reativa em atraso ou em avanço pode controlar o valor eficaz da tensão no ponto de conexão (PENG et al., 1996). Geralmente, esses sistemas são compostos por elementos reativos que são comutados através de um conversor. A utilização de conversores multiníveis nesse sistema se torna atrativa pois permite dispensar o uso do transformador para a conexão com o sistema de maior tensão.

### 1.3.4 Conexão de sistemas de geração eólica

Com o objetivo de reduzir o custo por megawatt e aumentar a eficiência em sistemas de geração eólica, a potência das turbinas têm sido continuamente aumentada nos últimos anos (SWISHER; AZUA; CLENDENIN, 2001). Grande parte dos sistemas de geração eólica disponíveis comercialmente utilizam tecnologias com baixas tensões de 440V e 690V, mesmo para os casos onde a potências passam dos 5 MW. Isto se deve ao fato de que a indústria prefere utilizar tecnologias consolidadas no mercado. Ainda, existe o apelo pelo uso da modularidade, que em muitos casos para o aumento da eficiência do sistema para baixas velocidades da turbina são conectados diversos módulos de baixa tensão em paralelo.

Atualmente existem alguns trabalhos que propõem o aumento das tensões associadas aos sistemas de geração eólica e como consequência a aplicação de conversores multiníveis (YAZDANI; IRAVANI, 2006), (CARRASCO et al., 2006). O aumento das tensões do sistema

pode resultar em redução do volume do gerador.

A Figura 1.8 mostra a conexão de um gerador eólico à rede através de um conversor multinível que processa toda a potência gerada. Uma das vantagens relacionadas ao aumento das tensões dos sistemas de geração eólica é a de permitir a conexão do conversor à rede reduzindo o volume dos transformadores (PORTILLO et al., 2006).

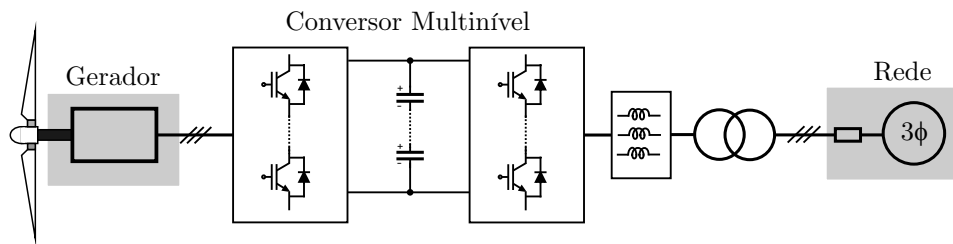


Figura 1.8: Conexão de turbina eólica na rede através de conversor multinível

Ainda, a utilização de geradores síncronos com grande número de pólos permite através do projeto específico da máquina, a obtenção de diversas fontes CC por meio dos enrolamentos (CARRASCO et al., 2006), (SHUJU; JIANLIN; HONGHUA, 2008). Neste caso, então, é possível a utilização de células em ponte como conversor pleno.

Na próxima seção serão apresentadas as principais técnicas de modulação aplicadas à conversores multiníveis.

## 1.4 Estratégias de Modulação

Diversas estratégias de modulação foram desenvolvidas para conversores multiníveis. Para o caso da topologia com diodos de grampeamento essas técnicas visam equilibrar as tensões do barramento CC, bem como eliminar as ondulações de baixa frequência presentes nestas tensões, ou ainda reduzir o conteúdo harmônico gerado pelo conversor. Em outros casos, ainda existe o compromisso entre as taxa de distorção harmônica das tensões de saída e equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC.

Entre as estratégias de modulação presentes na literatura podem destacar-se:

- i Modulação por eliminação seletiva de harmônicas ;
- ii Modulação por largura de pulso senoidal;
- iii Modulação vetorial ou *space vector*.

Além dos métodos citados existem outros tais como: controle direto de torque em conversores multiníveis (RODRIGUEZ et al., 2004), síntese de formas onda quase quadradas (LI; LI, 2005), entre outros. Deve-se salientar que algumas destas técnicas podem ser aplicadas a mais de uma topologia de conversor multinível, sendo assim, estas podem enfatizar apenas a melhora do espectro harmônico e redução das perdas de comutação. Entretanto, em se tratando de conversores multiníveis com diodos de grampeamento, um mecanismo de equilíbrio das tensões dos capacitores deve ser considerado, seja por meio da estratégia de modulação e controle, ou por meio de circuitos externos.

Nas seções seguintes serão apresentados os conceitos dessas estratégias de modulação.

### 1.4.1 Modulação por Eliminação Seletiva de Harmônicos-SHE

Com o objetivo de obter um conteúdo harmônico desejado, utiliza-se a modulação otimizada em conversores multiníveis. Através de cálculos *off-line*, são definidas as comutações dos interruptores e armazenadas em tabelas. A modulação SHE consiste em sintetizar uma determinada frequência e ao mesmo tempo eliminar alguns componentes harmônicos indesejados. Uma tensão periódica a ser sintetizada pelo conversor pode ser decomposta em série de Fourier como:

$$v_{out}(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \quad (1.1)$$

onde  $a_n = \frac{2V_{cc}}{n\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k)$ , para  $n$  ímpar;

$N$  é o número de ângulos de comutação por quarto de período;

$n$  é a ordem harmônica;

$\alpha_k$  é o ângulo de comutação que deve satisfazer a seguinte condição:  $\alpha_1 < \alpha_2 \dots < \alpha_N < \frac{\pi}{2}$ .

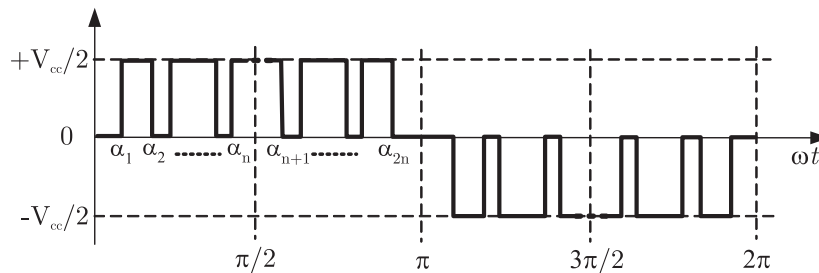


Figura 1.9: Modulação otimizada por eliminação de harmônicos - Padrão PWM de fase.

A equação (1.1) representa o conjunto de componentes harmônicas geradas pela modulação. Para a eliminação de determinada componente harmônica esta equação deve ser

igualada a zero. O número máximo de componentes harmônicos eliminados deve ser igual ao número de ângulos menos um.

Em (SHI; HU; WANG, 2008) são utilizados algoritmos genéticos com o objetivo de solucionar o conjunto de equações não-lineares e obter os ângulos de comutação dos interruptores.

As estratégias de modulação otimizadas, tais como *Synchronous Optimal Pulsewidth Modulation*, (HOLTZ; OIKONOMOU, 2007b), geralmente apresentam baixas frequências de comutação (inferior a 500 Hz), possibilitando que sejam obtidos baixas perdas por comutação.

## 1.4.2 Modulação por Largura de Pulso Senoidal

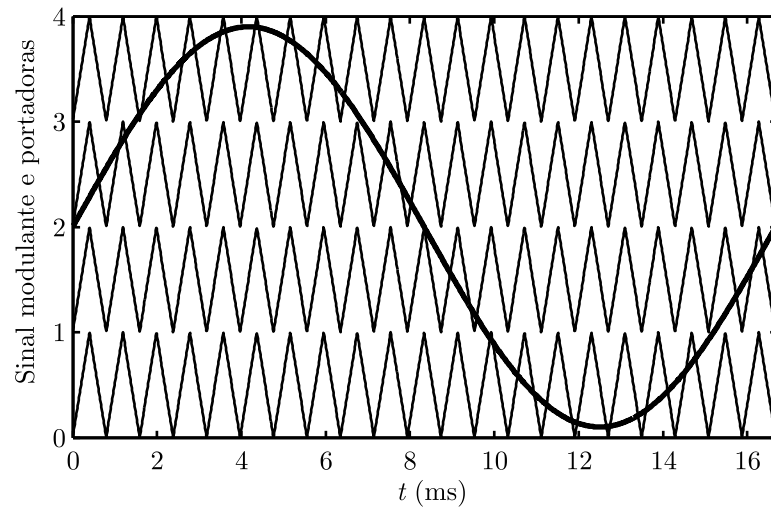
As estratégias de modulação por largura de pulso são largamente utilizadas em conversores estáticos. Essas técnicas são baseadas na comparação de um sinal modulante com uma portadora triangular conhecidas por SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) ou CBPWM (*Carrier-Based Pulse Width Modulation*). Os instantes de comutação dos interruptores são determinados pelo cruzamento entre o sinal modulante e a portadora. Tratando-se de conversores multiníveis as técnicas de modulação por largura de pulso senoidais geralmente empregam múltiplas portadoras. Em outros casos ainda são utilizados múltiplos sinais modulantes como será descrito nas próximas subseções.

### 1.4.2.1 Estratégias PWM baseadas na disposição de múltiplas portadoras

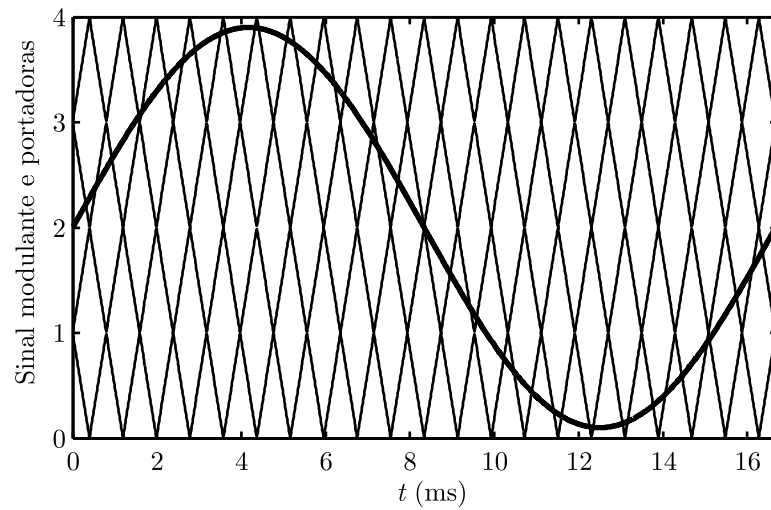
As estratégias PWM para conversores multiníveis com  $m$  níveis utilizam  $m - 1$  portadoras com frequência  $f_p$  e amplitude  $A_p$ . O sinal modulante possui amplitude  $A_m$  e frequência  $f_m$ . Quando o sinal modulante é maior que determinada portadora, o interruptor correspondente é ativado. Caso o valor do sinal modulante for menor que o valor da portadora, o interruptor é bloqueado. Para esta estratégia os índices de modulação em amplitude  $m_a$  e o índice de modulação em frequência  $m_f$  são dados respectivamente por:

$$\begin{aligned} m_a &= \frac{A_m}{(m-1)A_p} \\ m_f &= \frac{f_p}{f_m} \end{aligned} \quad (1.2)$$

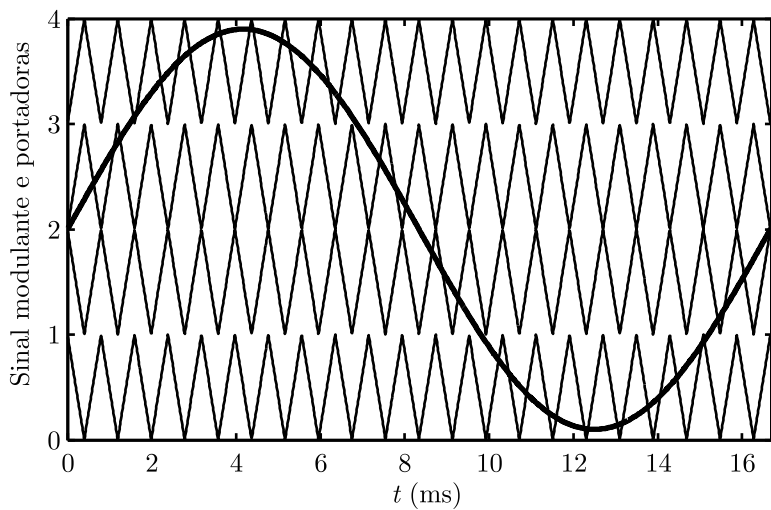
Em (CARRARA et al., 1992), são apresentados três disposições para as portadoras. Para exemplificar as diferentes disposições das portadoras, mostradas na Figura 1.10, são utilizados  $m_f = 21$ ,  $m_a = 0,9$  aplicados a um conversor com cinco níveis,  $m = 5$ .



(a)



(b)



(c)

Figura 1.10: Sinal modulante e disposição das portadoras para as estratégias de modulação: (a)PD, (b) APOD, (c) POD.

O primeiro esquema de disposição dos sinais portadores é o PD *Phase Disposition*, ou disposição em fase. Neste esquemas todas as portadoras estão dispostas em fase como mostrado na Figura 1.10a. Para esta estratégia, a harmônica mais significativa está concentrada na frequência da portadora para as tensões de fase de saída. Esta componente é significativamente grande quando comparada com as componentes das bandas laterais. Contudo, sob vista das tensões de linha, existe o cancelamento da componente concentrada na frequência da portadora, em razão de serem componentes de modo comum (MCGRATH; HOLMES, 2000).

A segunda técnica de disposição das portadoras, é conhecida por APOD *Alternative Phase Opposition Disposition*. Cada portadora está oposta à portadora adjacente, ou seja, defasadas de  $180^\circ$  como mostrado na Figura 1.10b. Para esta estratégia as harmônicas mais significativas estão localizadas em torno da frequência da portadora.

A terceira estratégia de disposição das portadoras é a POD - *Phase Opposition Disposition*. Neste esquema as portadoras superiores estão todas em fase, mas deslocadas de  $180^\circ$  das portadoras inferiores como mostrado na Figura 1.10c. As harmônicas mais significativas estão localizadas nas bandas laterais em torno da frequência da portadora. O conteúdo harmônico produzido pela estratégia PD é menor que o conteúdo harmônico produzido pelas estratégias POD e APOD quando analisada a tensão de linha resultante.

Os métodos SPWM citados nesta seção se fazem valer da disposição das múltiplas portadoras para redução da taxa de distorção harmônica das tensões de saída ou localização específica dos componentes harmônicos em torno da frequência de comutação e seus múltiplos. Entretanto, com o emprego de tais métodos de modulação, não é garantido o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC, bem como a eliminação das ondulações de baixa frequência presentes nestas tensões que podem ser propagadas para as tensões de saída. Na próxima seção serão apresentados alguns métodos de modulação baseados na comparação com portadora que utilizam sinais modulantes modificados para atingir tais objetivos.

#### 1.4.2.2 Estratégias PWM baseadas na injeção de modo comum e na disposição de múltiplos sinais modulantes

A utilização de estratégias de modulação baseadas na comparação por portadora aplicadas a conversores multiníveis com diodos de grampeamento pode acarretar em desequilíbrios nas tensões dos capacitores do barramento CC. A Figura 1.13a mostra o sinal modulante e a disposição das portadoras para um conversor três níveis ( $m_f = 21$ ,

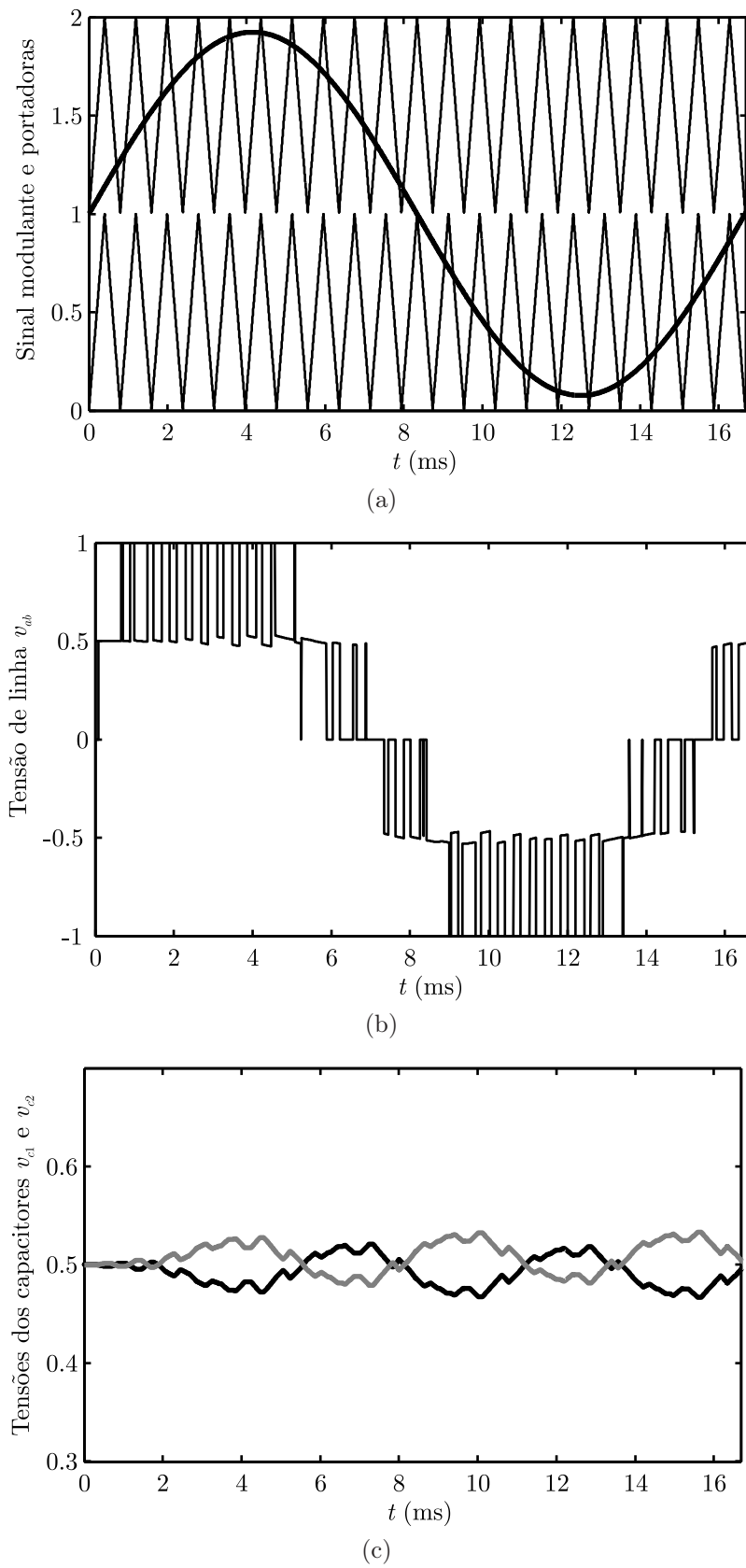


Figura 1.11: Estratégia de modulação SPWM:(a) Sinal modulante e portadoras, (b) Padrão PWM das tensões de linha (c) Tensões dos capacitores do barramento CC  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$ .

$m_a = 0,85$ ). A Figura 1.11c mostra as tensões dos capacitores do barramento CC. Nota-se que, para este ponto de operação do conversor (considera-se carga RL com FP=0,7) estas tensões apresentam ondulações de baixa frequência, três vezes a frequência fundamental. Além disso, com a utilização destes sinais senoidais como referência não é atingida a máxima utilização do barramento CC.

Muitos autores, recentemente, têm se empenhado para desenvolver técnicas de modulação que suprimam os desequilíbrios de tensão entre os capacitores do barramento CC, sem um significativo incremento das capacitâncias. As estratégias de modulação que se utilizam da comparação por portadora, geralmente, empregam algoritmos para modificar os sinais modulantes com o objetivo de eliminar as oscilações de baixa frequência, bem como alcançar a máxima utilização do barramento CC.

Em (OGASAWARA; AKAGI, 1993) e (POU et al., 2005) uma tensão de modo comum é adicionada aos sinais modulantes com o intuito de equilibrar as tensões dos capacitores, como mostrado na Figura 1.12. Contudo, estes métodos apenas possuem bom desempenho para baixos índices de modulação, ou seja, a eliminação efetiva das ondulações de baixa frequência não ocorre em todos os pontos de operação do conversor. Para altos índices de modulação e operação com cargas de baixo fator de potência a utilização destes métodos acarreta apenas em uma redução das ondulações das tensões.

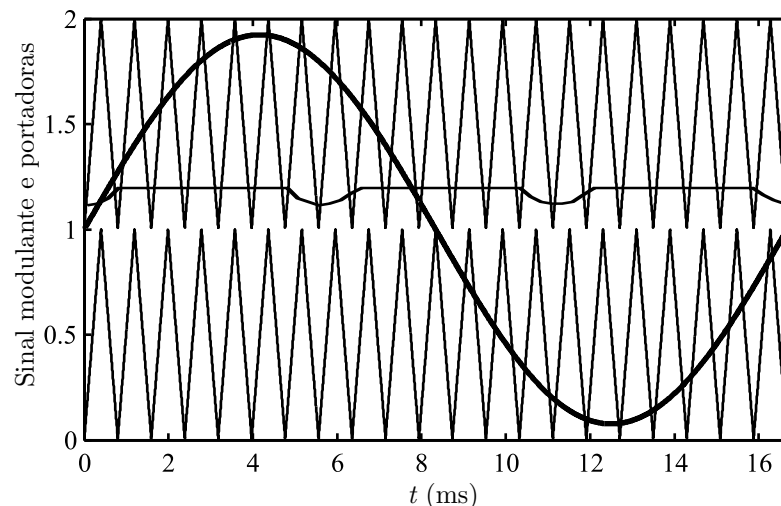


Figura 1.12: Estratégia de modulação proposta por (POU et al., 2005): Sinal modulante e sinal de modo comum juntamente com as portadoras.

Com o objetivo de estender a operação sem a ondulação de tensão de baixa frequência no ponto central do divisor capacitivo para elevados índices de modulação do NPC em (POU et al., 2007) é proposta a decomposição dos sinais modulantes, conhecida também por *Double Side*, como indicado na Figura 1.13.



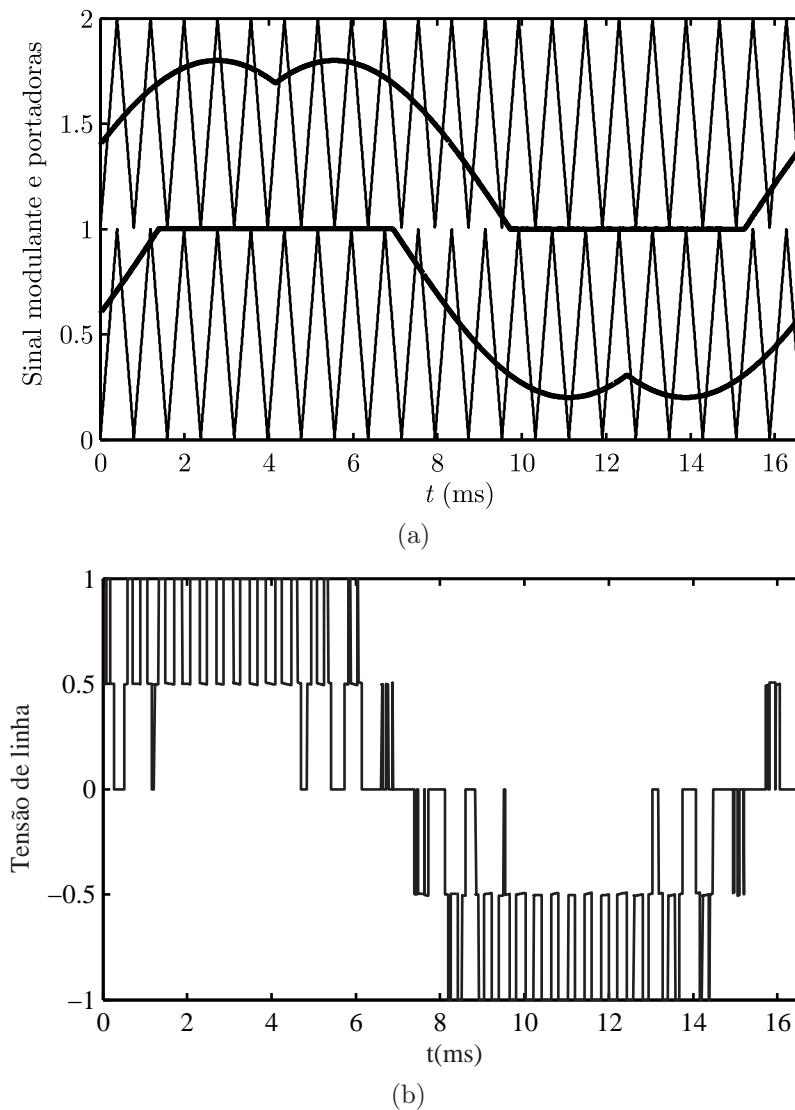


Figura 1.13: Estratégia de modulação *Double side* PWM:(a) Sinais modulantes e portadoras, (b) Padrão PWM das tensões de linha.

Desta forma, foi obtido um grau adicional de liberdade para zerar a corrente média do ponto neutro em um período de comutação. Apesar da facilidade de implementação deste método, ele não apresenta flexibilidade para minimizar as perdas de comutação e minimizar a taxa de distorção harmônica das tensões de saída. Além disso, estes métodos não mostram a extensão para conversores com diodos de grampeamento com um número maior de níveis.

### 1.4.3 Modulação vetorial ou *space vector*

As estratégias de modulação vetorial ou SVM (*space vector modulation*) possibilitam uma grande flexibilidade quanto a utilização de diversas sequências de comutação enquanto maximizando a utilização do barramento CC. Geralmente os métodos SVPWM

utilizam os três vetores de comutação mais próximos do vetor de tensão de referência (*Nearest Three Vectors* - N3V) mostrado na Figura 1.14a (CELANOVIC; BOROYEVICH, 1999). Entretanto nem sempre é possível eliminar as ondulações de baixa frequência nas tensões do barramento CC em toda faixa de operação do inversor utilizando essa divisão convencional de setores, como será mostrado em detalhes no Capítulo 2.

Com o objetivo de definir os limites de operação de conversores com diodos de grampeamento quando utilizado o N3V, alguns autores derivam modelos para o divisor capacitivo baseados no índice de modulação e fator de potência de operação, (POU; BOROYEVICH; RODRIGUEZ, 2005), (POU; PINDADO; BOROYEVICH, 2002), (POU et al., 2004). Estes modelos definem regiões onde há a possibilidade de mitigar as ondulações de tensão nos capacitores do barramento CC, utilizando a estratégia N3V, considerando um ciclo da tensão de frequência fundamental.

As principais estratégias para o controle das tensões dos capacitores do barramento CC, baseadas na utilização dos vetores redundantes, propostas na literatura, foram divididas por (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2000):

- *Passive control* - Nesta estratégia de controle os vetores redundantes são selecionados alternadamente a cada período de comutação. Este método apresenta resultados satisfatórios em casos onde a carga é perfeitamente equilibrada e da inexistência de não-idealidades nos dispositivos. Entretanto, em aplicações práticas diversos fatores podem levar ao desequilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC, quando utilizado tal técnica. Portanto, geralmente este método é utilizado como estudo comparativo para avaliar o desempenho de outras técnicas de controle.
- *Hysteresis control* - Este esquema requer o conhecimento do sinal das correntes de fase e do desequilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC. Baseado nesta informação os vetores redundantes são selecionados de forma a controlar a tensão do ponto central (JÚNIOR; SILVA; JACOBINA, 2005), (LIN et al., 2005).
- *Active control* - Este método atua na duração dos vetores de comutação redundantes de forma a controlar a tensão do ponto central. Há a necessidade de conhecer a amplitude e o sinal das correntes de fase e tensão dos capacitores do barramento CC. Entretanto, esta estratégia quando mal projetada pode levar o sistema a instabilidade (SEO; CHOI; HYUN, 2001).

Em (POU; BOROYEVICH; PINDADO, 2002) é proposta uma estratégia de modulação que utiliza os três vetores de comutação mais próximos do vetor de tensão de referência.

Este método compensa as ondulações de tensão nos capacitores do barramento CC para alguns pontos de operação do conversor NPC, entretanto quando não é possível alcançar tal objetivo, as durações dos vetores de comutação são calculadas com o intuito de produzir tensões alternadas de saída sem as distorções harmônicas provocadas pelo desequilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC. Uma desvantagem associada a este método é o fato de os dispositivos eletrônicos do conversor ficarem submetidos a tensões maiores que os valores nominais.

Em (BUSQUETS-MONGE et al., 2004) é proposta a utilização de vetores virtuais que são combinações dos vetores de comutação do NPC como mostra a Figura 1.14b. Por exemplo, a implementação de um vetor no setor 3 da Figura 1.14b é feita com os vetores virtuais  $\mathbf{v}^{ZM1}$ ,  $\mathbf{v}^{ZL1}$  e  $\mathbf{v}^{ZS1}$ .

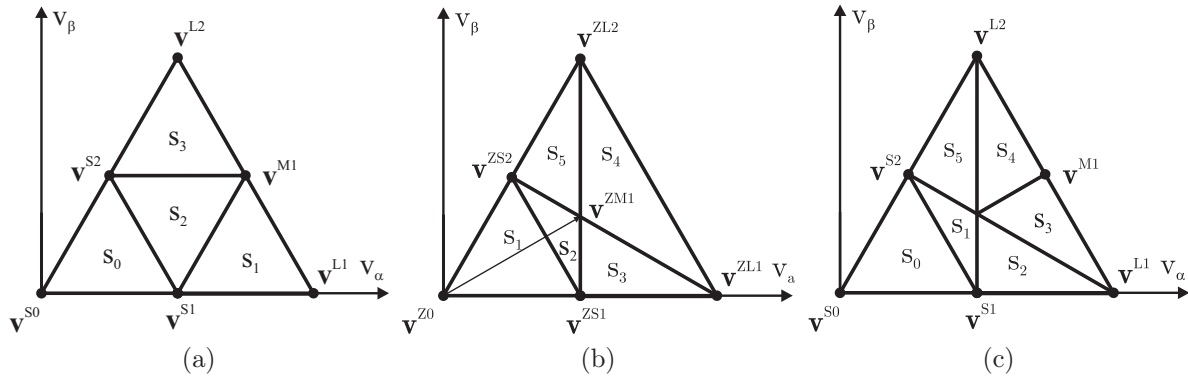


Figura 1.14: Estratégias de modulação vetorial: (a) Três vetores de comutação mais próximos do vetor de tensão de referência (b) Vetores virtuais (BUSQUETS-MONGE et al., 2004), (c) Vetores de comutação selecionados (GUPTA; KHAMBADKONE, 2007).

A principal característica dos vetores virtuais é que as suas contribuições para a corrente média calculada sobre um período de comutação no ponto central do divisor capacitivo são nulas. Sendo assim, as ondulações de tensão de baixa frequência no ponto central do divisor capacitivo são eliminadas. A principal desvantagem deste método é a utilização de seqüências de comutação com um número elevado de vetores comprometendo as perdas de comutação, bem como a THD das tensões de saída.

(GUPTA; KHAMBADKONE, 2007) apresenta um diagrama vetorial (Figura 1.14c), onde para altos índices de modulação são selecionados três vetores de comutação (*Selected Three Vectors* - S3V), sendo que os vetores médios não são utilizados em algumas regiões do diagrama vetorial. Por exemplo, a implementação de um vetor no setor 3 da 1.14c é feita com os vetores de comutação  $\mathbf{v}^{ZL1}$ ,  $\mathbf{v}^{ZL2}$ ,  $\mathbf{v}^{S2}$ .

Assim, é possível reduzir as ondulações do barramento CC incluindo a região de sobremodulação. Quando essas ondulações são menores que um valor pré-estabelecido,

é proposto a utilização do diagrama vetorial N3V. Entretanto, não é estabelecido uma relação entre a duração dos vetores redundantes e a corrente do ponto central que é a variável utilizada para restaurar o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC, bem como para eliminar as flutuações de baixa frequência.

Com o objetivo de estabelecer um compromisso entre perdas de comutação e THD das tensões de saída é possível combinar duas ou mais estratégias de modulação PWM para o NPC. A transição entre um método e outro pode ser em função do índice de modulação ou através de um compromisso entre perdas de comutação, THD das tensões de saída e ondulação das tensões do barramento CC (ZARAGOZA et al., 2007), (HOLTZ; OIKONOMOU, 2007a), (CUNHA; TORRI, 2007).

## 1.5 Objetivos da Dissertação

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de estratégias de modulação aplicadas à conversores multiníveis com diodos de grampeamento. Como objetivos específicos dessa dissertação podem ser citados:

- Determinação de uma metodologia para a construção de diagramas vetoriais aplicados a conversores com diodos de grampeamento de três níveis;
- Determinação de um novo diagrama vetorial NS3V para o controle da tensão do ponto central do divisor capacitivo, onde é possível eliminar as ondulações de baixa frequência presentes nas tensões dos capacitores do barramento CC, independente do ponto de operação do conversor e fator de potência de operação;
- Determinação de restrições que asseguram o controle da corrente média sobre um período de comutação no ponto central do divisor capacitivo utilizando o diagrama N3V. Através dessas restrições, propor a combinação dos diagramas vetoriais N3V e NS3V, para que se garanta o equilíbrio e eliminação das ondulações de baixa frequência presentes nas tensões dos capacitores do barramento CC, enquanto que minimizando a penalização da taxa de distorção harmônica das tensões de saída.
- Apresentar duas sequências de comutação utilizadas na modulação vetorial. Uma sequência que minimize a THD das tensões de saída enquanto a outra utilizando um número maior de vetores, mas que possa ser facilmente implementada utilizando os gerenciadores de eventos encontrados em microcontroladores e DSP disponíveis no mercado;

- Propor uma estratégia de modulação baseada na comparação com portadora para conversores com diodos de grampeamento com quatro níveis, onde os sinais modulantes são decompostos a fim de obter um grau de liberdade para o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC;
- Apresentar a extensão do método de modulação baseado na comparação por portadora para conversores com  $m$  níveis;
- Propor um estratégia de modulação vetorial aplicada à conversores multiníveis com diodos de grampeamento em configuração back-to-back a fim de equilibrar e reduzir as ondulações de baixa frequência presentes nas tensões dos capacitores do barramento CC
- Estabelecer variáveis de ponderação, onde é possível combinar a utilização dos diagramas vetoriais N3V e NS3V para ambos os conversores conectados ao mesmo barramento CC, a fim de estabelecer um compromisso entre as ondulações das tensões dos capacitores do barramento CC e taxa de distorção harmônica da saída.

## 1.6 Organização da Dissertação

No capítulo 2 são apresentados os conceitos da modulação vetorial aplicada ao conversor com diodos de grampeamento de três níveis. São desenvolvidas restrições baseadas no sinal e nas magnitudes das correntes de saída do conversor que definem a possibilidade do controle da tensão do ponto central do divisor capacitivo do conversor com diodos de grampeamento utilizando os vetores mais próximos de comutação (N3V). Além disso, é obtido um novo diagrama vetorial para o conversor de ponto neutro grampeado que possibilita o controle da tensão do ponto central do divisor capacitivo independente do fator de potência de carga e índice de modulação. Ainda, as restrições obtidas são utilizadas para determinar a transição entre o diagrama vetorial convencionalmente utilizado pela literatura e o diagrama vetorial proposto.

No capítulo 3 é apresentada uma comparação entre as estratégias de modulação N3V e NS3V e híbrida. Além disso, por meio de índices de desempenho é apresentada uma comparação entre o método de modulação vetorial proposto e os principais métodos de modulação vetorial apresentados na literatura. Também, nesse capítulo são apresentados os resultados experimentais referentes à técnica de modulação proposta.

O capítulo 4 apresenta a modulação baseada na comparação por portadora proposta

aplicada a conversores multiníveis com diodos de grampeamento. Esta estratégia decompõe os sinais modulantes para gerar um grau adicional de liberdade para zerar a corrente média que circula nos capacitores do barramento CC. Para assegurar as adequadas tensões nos capacitores no barramento CC, mesmo na presença de não idealidades no circuito, um método de controle e um controlador são desenvolvidos.

No capítulo 5 é proposto um método de modulação vetorial para conversores NPC em arranjo back-to-back. Este método permite a redução das ondulações das tensões dos capacitores do barramento CC, bem como estabelece um compromisso com a taxa de distorção harmônica das tensões de saída.

No capítulo 6 são apresentadas as considerações finais sobre as estratégias de modulação apresentadas neste trabalho, bem como propostas para trabalhos futuros.

# *2 MODULAÇÃO VETORIAL PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS COM DIODOS DE GRAMPEAMENTO DE TRÊS NÍVEIS*

## **2.1 Introdução**

Neste capítulo são apresentados os conceitos da modulação vetorial aplicada ao conversor com ponto neutro grampeado. A modulação vetorial convencionalmente utiliza os vetores mais próximos para a sintetização de um vetor de tensão de referência. Entretanto, para alguns pontos de operação do conversor não é possível eliminar as ondulações de baixa frequência presentes nas tensões dos capacitores do barramento CC.

Para superar as limitações impostas pela topologia, será obtido um novo diagrama vetorial para o conversor NPC que, possibilita o controle da tensão do ponto central do divisor capacitivo independente do índice de modulação e fator de potência de carga. Ainda, são estabelecidas restrições baseadas no sinal e nas magnitudes das correntes de carga para determinar a transição entre os dois diagramas vetoriais. Com isto é possível minimizar a taxa de distorção harmônica das tensões de saída e assegurar o controle da corrente média sobre um período de comutação no ponto central do divisor capacitivo.

Além disso, são apresentadas sequências de comutação com dois objetivos definidos: que minimizem o número de comutações dos interruptores ou que utilizem um número maior de vetores, mas possam ser facilmente implementadas utilizando os gerenciadores de eventos encontrados em microcontroladores e DSP disponíveis no mercado.

## 2.2 Descrição do conversor três níveis com diodos de grampeamento e dos estados de comutação

Nesta seção será realizada uma abordagem com relação à topologia do conversor com diodos de grampeamento de três níveis.

Cada braço deste conversor possui quatro interruptores ( $s_{1x}, s_{2x}, \overline{s_{1x}}, \overline{s_{2x}}$ ), para  $x = \{a, b, c\}$  e dois diodos de grampeamento. O barramento CC deste conversor é formado pela conexão série de dois capacitores, além disso, são produzidas tensões de saída de fase com três níveis e tensões de linha contendo cinco níveis. Os diodos de grampeamento garantem que a tensão sobre os dispositivos semicondutores não ultrapasse metade da tensão do barramento CC, se esta estiver distribuída igualmente entre os capacitores.

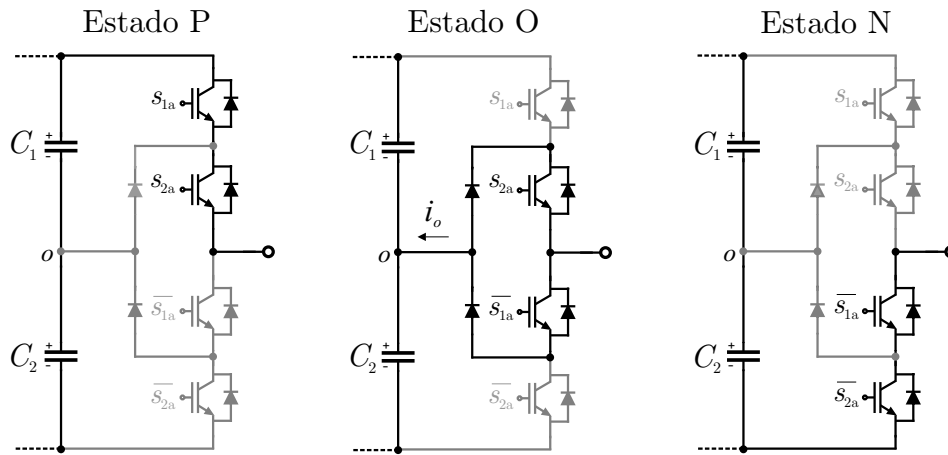


Figura 2.1: Possíveis estados de condução para os interruptores de um dos braços do conversor NPC.

O conversor NPC possui três estados possíveis de comutação (P, O, N) por braço mostrados na Figura 2.1, sendo que cada estado apresenta um determinado nível de tensão na saída com relação ao ponto central do barramento CC. Note que o estado 'O' conecta o ponto central do divisor capacitivo à saída. Isso ocasiona a circulação da corrente  $i_o$ , que pode levar ao desequilíbrio as tensões dos capacitores do barramento CC.

Os estados de condução do conversor NPC produzem um conjunto de tensões trifásicas que podem ser representadas vetorialmente em um sistema de três coordenadas, como mostrado na Figura 2.2a.

Em sistemas trifásicos a três fios, utilizando a lei de Kirchhoff das tensões conclui-se que as tensões de linha são linearmente dependentes. Então, por consequência os vetores de comutação estão sobre um plano no sistema de coordenadas mostrado na Figura 2.2a. Usualmente com o objetivo de simplificar a análise da modulação, pode ser realizada uma transformação  $\mathfrak{R}^3 \rightarrow \mathfrak{R}^2$  através da expressão 2.1. Essa transformação leva os vetores de



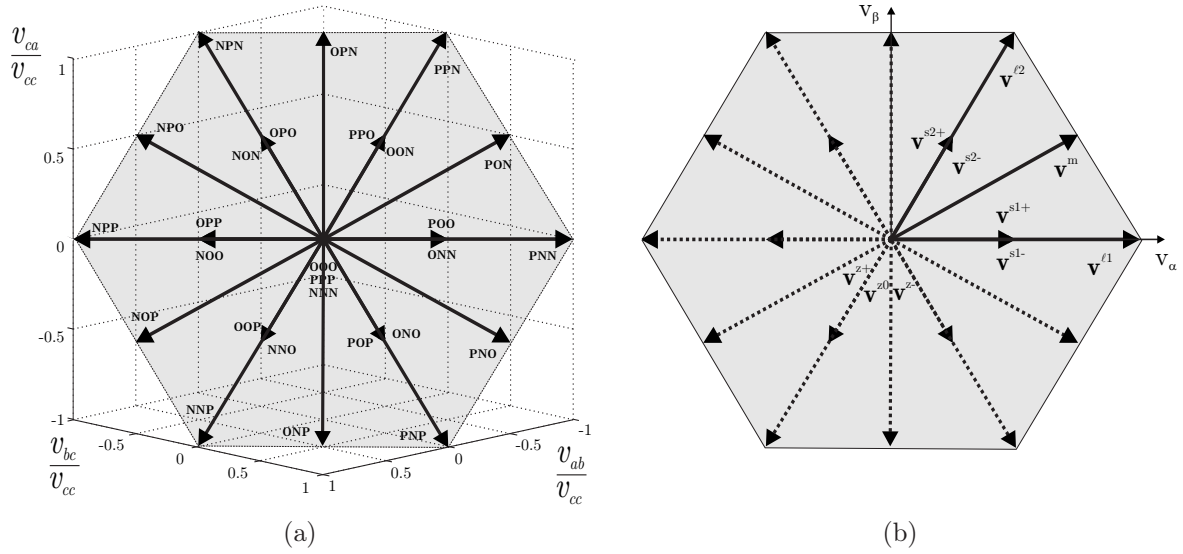


Figura 2.2: (a) Vetores de comutação em coordenadas  $abc$ , (b) Vetores de comutação em coordenadas  $\alpha\beta$

comutação para um referencial em coordenadas  $\alpha\beta$ .

$$T_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

A nova disposição espacial do vetores em coordenadas  $\alpha\beta$ , é mostrado na Figura 2.2b.

Pela Figura 2.2a nota-se que o conversor NPC gera 19 vetores de tensão distintos, sendo que alguns destes vetores são formados por mais de um estado de comutação, totalizando 27 possibilidades. Essa redundância nos vetores de comutação fornece um grau de liberdade, que geralmente é utilizado para equilibrar as tensões dos capacitores do barramento CC, ou reduzir o número de comutações. Neste trabalho os vetores de comutação são classificados como: vetores pequenos  $\mathbf{v}^{s1}$  e  $\mathbf{v}^{s2}$ , vetores médios  $\mathbf{v}^m$  e vetores longos  $\mathbf{v}^{\ell1}$  e  $\mathbf{v}^{\ell2}$ .

Além disto, a análise da modulação será realizada no primeiro sextante, que devido a simetria apresentada a cada  $60^\circ$ , os demais sextantes podem ser transformados para o primeiro através de uma transformação linear, apresentada neste trabalho. Essa transformação simplifica a análise, bem como a implementação da modulação vetorial a ser utilizada.

A Tabela 2.1 mostra a tensão em coordenadas  $\alpha\beta$  gerada por todos os vetores de comutação contidos nos seis sextantes do diagrama vetorial.

Tabela 2.1: Tensões de saída para o diagrama vetorial da Figura 2.1

Sext.	Vetor	Estados	$[V_\alpha \ V_\beta]^T$	Sext.	Vetor	Estados	$[V_\alpha \ V_\beta]^T$
1	$\mathbf{v}^{s1+}$	POO	$[1/3 \ 0]$	2	$\mathbf{v}^{s1+}$	PPO	$[1/6 \ \sqrt{3}/6]$
	$\mathbf{v}^{s1-}$	ONN			$\mathbf{v}^{s1-}$	OON	
	$\mathbf{v}^{s2+}$	PPO	$[1/6 \ \sqrt{3}/6]$		$\mathbf{v}^{s2+}$	OPO	
	$\mathbf{v}^{s2-}$	OON			$\mathbf{v}^{s2-}$	NON	
	$\mathbf{v}^{l1}$	PNN	$[2/3 \ 0]$		$\mathbf{v}^{l1}$	PPN	$[1/3 \ \sqrt{3}/3]$
	$\mathbf{v}^{l2}$	PPN	$[1/3 \ \sqrt{3}/3]$		$\mathbf{v}^{l2}$	NPN	$[-1/3 \ \sqrt{3}/3]$
	$\mathbf{v}^m$	PON	$[1/2 \ \sqrt{3}/6]$		$\mathbf{v}^m$	OPN	$[0 \ \sqrt{3}/3]$
3	$\mathbf{v}^{s1+}$	OPO	$[-1/6 \ \sqrt{3}/6]$	4	$\mathbf{v}^{s1+}$	OPP	$[-1/3 \ 0]$
	$\mathbf{v}^{s1-}$	NON			$\mathbf{v}^{s1-}$	NOO	
	$\mathbf{v}^{s2+}$	OPP	$[-1/3 \ 0]$		$\mathbf{v}^{s2+}$	OOP	
	$\mathbf{v}^{s2-}$	NOO			$\mathbf{v}^{s2-}$	NNO	
	$\mathbf{v}^{l1}$	NPN	$[-1/3 \ \sqrt{3}/3]$		$\mathbf{v}^{l1}$	NPP	$[-2/3 \ 0]$
	$\mathbf{v}^{l2}$	NPP	$[-2/3 \ 0]$		$\mathbf{v}^{l2}$	NNP	$[-1/3 \ -\sqrt{3}/3]$
	$\mathbf{v}^m$	NPO	$[-1/2 \ \sqrt{3}/6]$		$\mathbf{v}^m$	NOP	$[-1/2 \ -\sqrt{3}/6]$
5	$\mathbf{v}^{s1+}$	OOP	$[-1/6 \ -\sqrt{3}/6]$	6	$\mathbf{v}^{s1+}$	POP	$[1/6 \ -\sqrt{3}/6]$
	$\mathbf{v}^{s1-}$	NNO			$\mathbf{v}^{s1-}$	ONO	
	$\mathbf{v}^{s2+}$	POP	$[1/6 \ -\sqrt{3}/6]$		$\mathbf{v}^{s2+}$	POO	
	$\mathbf{v}^{s2-}$	ONO			$\mathbf{v}^{s2-}$	ONN	
	$\mathbf{v}^{l1}$	NNP	$[-1/3 \ -\sqrt{3}/3]$		$\mathbf{v}^{l1}$	PNP	$[1/3 \ -\sqrt{3}/3]$
	$\mathbf{v}^{l2}$	PNP	$[1/3 \ -\sqrt{3}/3]$		$\mathbf{v}^{l2}$	PNN	$[2/3 \ 0]$
	$\mathbf{v}^m$	ONP	$[0 \ -\sqrt{3}/3]$		$\mathbf{v}^m$	PNO	$[1/2 \ -\sqrt{3}/6]$

Sext.	Vetor	Estados	$[V_\alpha \ V_\beta]^T$
1 - 6	$\mathbf{v}^{z+}$	PPP	$[0 \ 0]$
	$\mathbf{v}^{z-}$	NNN	
	$\mathbf{v}^{z0}$	OOO	

## 2.3 Descrição da modulação vetorial

As estratégias de modulação vetorial são amplamente empregadas em conversores estáticos, pois permitem a escolha dos vetores de comutação e das sequências de comutação, tendo em vista os objetivos a serem alcançados. Usualmente, alguns critérios são estabelecidos para definir a estratégia de modulação para o conversor NPC, que podem ser citados:

- I - Minimizar a penalização da THD das tensões de saída;
- II - O equilíbrio das tensões do barramento CC ( $v_{c1} = v_{c2}$ );
- III - A eliminação das componentes harmônicas de baixa ordem presentes na tensão do ponto central do divisor capacitivo que pode ser obtida fazendo:

$$\bar{I}_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_o(t) dt = 0, \quad (2.2)$$

onde  $\bar{I}_o$  é a média da corrente  $i_o$  calculada sobre um período da atualização da lei de controle. Além disso, geralmente algumas etapas são elencadas para a implementação da modulação vetorial: (i)-Definição dos possíveis vetores de comutação no espaço das tensões de saída do conversor, (ii) - Identificação das retas de separação dos setores no espaço das tensões de saída do inversor. (iii)- cálculo das durações dos vetores de comutação, (iv) - Definição das sequências de comutação. A seguir será apresentada uma metodologia para a construção de diagramas vetoriais, ou seja, a escolha dos possíveis vetores de comutação para o NPC.

### 2.3.1 Determinação do diagrama vetorial - definição dos possíveis vetores de comutação no espaço das tensões de saída do conversor

Seja um vetor  $\mathbf{u}$  qualquer pertencente ao primeiro sextante do diagrama vetorial. Para a implementação da modulação usualmente utiliza-se os três vetores de comutação mais próximos de  $\mathbf{u}$ , pois isto reduz a taxa de distorção harmônica das tensões de saída do conversor. Para obter-se estes três vetores é definido a grandeza  $d$ :

$$d_j = |\mathbf{u} - \mathbf{v}_{xj}| + |\mathbf{u} - \mathbf{v}_{yj}| + |\mathbf{u} - \mathbf{v}_{zj}|, \quad (2.3)$$

onde  $\{\mathbf{v}_{xj}, \mathbf{v}_{yj}, \mathbf{v}_{zj}\}$  é o  $j$ -ésimo conjunto de três vetores distintos dos seis vetores de comutação do primeiro sextante do diagrama vetorial. Assim, o conjunto dos três vetores

de comutação mais próximos de  $\mathbf{u}$  será:

$$\{\mathbf{v}_{xp}, \mathbf{v}_{yp}, \mathbf{v}_{zp}\}, \quad (2.4)$$

onde  $p$  é dado por:

$$p = \text{index}(\min [d_1, d_2, \dots, d_{20}]), \quad (2.5)$$

Aplicando esse critério para os vetores  $\mathbf{u}$  pertencentes ao primeiro sextante do diagrama vetorial do conversor NPC obtém-se os setores usualmente definidos para modulação vetorial do conversor NPC, mostrados Figura 2.3. Este diagrama é conhecido com N3V (*nearest three vectors*). Por outro lado, para o equilíbrio da tensão do barramento CC, bem como para a eliminação das ondulações de baixa frequência, a corrente média no ponto central deve ser encontrada.

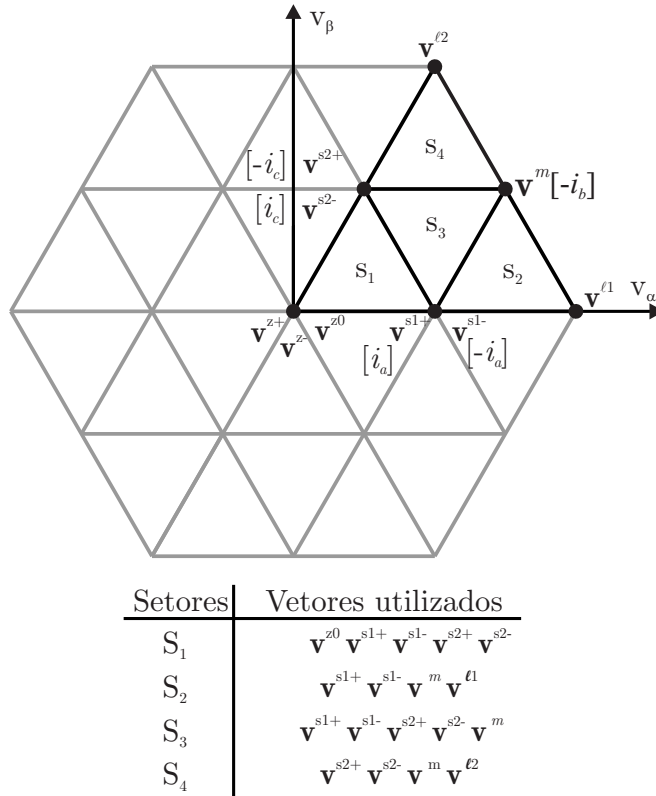


Figura 2.3: Diagrama vetorial N3V.

## 2.4 Análise da Corrente Ponto Central do Divisor Capacitivo do NPC

Com objetivo de equilibrar as tensões dos capacitores do barramento CC, bem como de eliminar as ondulações de baixa frequência presentes nestas tensões, será realizada a análise da corrente do ponto central do divisor capacitivo do NPC. Esta corrente depende das durações dos vetores de comutação escolhidos, bem como das correntes de carga.

A Figura 2.4 mostra a contribuição das correntes de fase para a corrente do ponto central do divisor capacitivo do NPC referente a cada vetor de comutação pertencente ao primeiro sextante do diagrama vetorial.

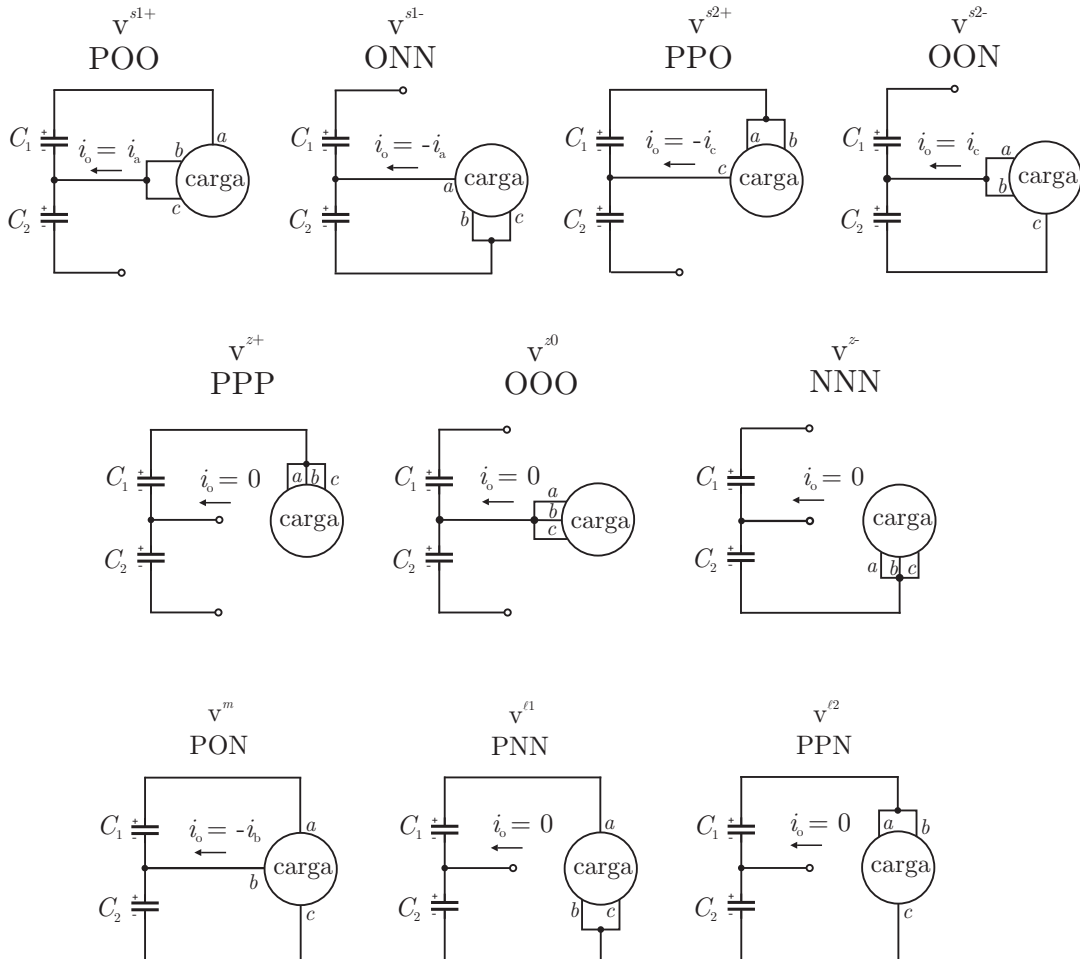


Figura 2.4: Corrente no ponto central do divisor capacitivo de acordo com os vetores de comutação do primeiro sextante.

A corrente média no ponto central do divisor capacitivo do barramento CC do NPC, calculada sobre um período de atualização da lei de controle, depende dos intervalos

de comutação e das correntes de carga, é dada pela seguinte expressão:

$$\bar{I}_o = \frac{[-i_b \Delta t_m + i_a (\Delta t_{s1}^+ - \Delta t_{s1}^-) + i_c (\Delta t_{s2}^- - \Delta t_{s2}^+)]}{T_s} \quad (2.6)$$

com:  $\Delta t_{s1} = \Delta t_{s1}^+ + \Delta t_{s1}^-$  e  $\Delta t_{s2} = \Delta t_{s2}^+ + \Delta t_{s2}^-$ . Ainda  $\Delta t_{s1}^+$ ,  $\Delta t_{s1}^-$ ,  $\Delta t_{s2}^+$ ,  $\Delta t_{s2}^-$ ,  $\Delta t_m$  são respectivamente as durações dos vetores  $\mathbf{v}^{s1+}$ ,  $\mathbf{v}^{s1-}$ ,  $\mathbf{v}^{s2+}$ ,  $\mathbf{v}^{s2-}$ ,  $\mathbf{v}^m$ , mostrados na Figura 2.3, em um período de comutação. A contribuição das correntes de fase para o ponto central do divisor capacitivo, referente a cada vetor de comutação pertencente ao primeiro sextante está indicada entre colchetes na Figura 2.3.

Note que, os vetores  $\mathbf{v}^{\ell1}$  e  $\mathbf{v}^{\ell2}$  não contribuem para  $\bar{I}_o$ . Por outro lado o vetor  $\mathbf{v}^m$  contribui para a corrente  $\bar{I}_o$ , mas não apresenta um grau de liberdade para o controle da corrente  $\bar{I}_o$ .  $\mathbf{v}^{s1}$  e  $\mathbf{v}^{s2}$  contribuem para  $\bar{I}_o$  de acordo com as durações dos vetores redundantes  $\mathbf{v}^{s1+}$ ,  $\mathbf{v}^{s1-}$ ,  $\mathbf{v}^{s2+}$  e  $\mathbf{v}^{s2-}$ .

Uma vez definido o vetor  $\mathbf{u}$  de tensão a ser sintetizado, bem como a frequência de comutação  $T_s$ , as durações  $\Delta t_{s1}$  e  $\Delta t_{s2}$  são unicamente determinadas. Por outro lado,  $i_a$  e  $i_c$  usualmente são disponíveis pela medida das correntes de carga. Assim, para que se possa eliminar as ondulações de baixa frequência na tensão do ponto central do NPC a corrente  $\bar{I}_o$  deve ser nula.

Seja um vetor  $\mathbf{u}$  localizado no primeiro setor formado pelos vetores  $\mathbf{v}^{s2}$ ,  $\mathbf{v}^{s1}$ ,  $\mathbf{v}^z$ . Através da análise de todos os estados de condução para os vetores mencionados, bem como a duração associadas a eles procura-se inferir sobre a influência destes vetores sobre a corrente do ponto central do divisor capacitivo. Para que a tensão média produzida pelo conversor em um período  $T_s$  seja igual a  $\mathbf{u}$ , a seguinte equação deve ser satisfeita:

$$\mathbf{u} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{t_1} \mathbf{v}^{s1} dt + \int_{t_1}^{t_2} \mathbf{v}^{s2} dt + \int_{t_2}^{t_3} \mathbf{v}^z dt \right] \quad (2.7)$$

Como visto na Figura 2.4 os vetores  $\mathbf{v}^{s2}$  e  $\mathbf{v}^{s1}$  contribuem para a corrente  $\bar{I}_o$  que pode ser escrita como:

$$T_s \bar{I}_o = -i_c \Delta t_{s2}^+ + i_c \Delta t_{s2}^- + i_a \Delta t_{s1}^+ - i_a \Delta t_{s1}^- \quad (2.8)$$

Rearranjando os termos da equação (2.8), colocando na forma matricial, tendo em vista que  $\Delta t_{s1} = \Delta t_{s1}^+ + \Delta t_{s1}^-$  e  $\Delta t_{s2} = \Delta t_{s2}^+ + \Delta t_{s2}^-$ , pode ser escrito:

$$\begin{bmatrix} T_s \bar{I}_o - i_a \Delta t_{s1}^+ \\ \Delta t_{s1} - \Delta t_{s1}^+ \\ \Delta t_{s2} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} -i_a & -i_c & i_c \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}}^{M_1} \cdot \begin{bmatrix} \Delta t_{s1}^- \\ \Delta t_{s2}^+ \\ \Delta t_{s2}^- \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Multiplicando ambos os lados da igualdade por  $M_1^{-1}$ , obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_{s1}^- \\ \Delta t_{s2}^+ \\ \Delta t_{s2}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{2i_c} & -\frac{i_a}{2i_c} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2i_c} & \frac{i_a}{2i_c} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_s \bar{I}_o - i_a \Delta t_{s1}^+ \\ \Delta t_{s1} - \Delta t_{s1}^+ \\ \Delta t_{s2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Tendo em vista que  $0 \leq \Delta t_{s1}^+ \leq \Delta t_{s1}$ , são obtidas as seguintes desigualdades:

$$\begin{aligned} \Delta t_{s2} &\geq \frac{T_s \bar{I}_o}{i_c} + \frac{i_a}{i_c} (\Delta t_{s1} - 2\Delta t_{s1}^+) \\ \Delta t_{s2} &\geq -\frac{T_s \bar{I}_o}{i_c} - \frac{i_a}{i_c} (\Delta t_{s1} - 2\Delta t_{s1}^+), \end{aligned} \quad (2.11)$$

que pelas propriedades do módulo obtém-se:

$$\Delta t_{s2} \geq \left| \frac{T_s \bar{I}_o}{i_c} + \frac{i_a}{i_c} (\Delta t_{s1} - 2\Delta t_{s1}^+) \right| \quad (2.12)$$

Para a síntese do vetor de tensão  $\mathbf{u}$  desejado, a restrição dada pela equação (2.12) deve ser satisfeita, para que  $\bar{I}_o$  seja igual a zero ou igual a um valor desejado para restaurar o equilíbrio das tensões do divisor capacitivo utilizando o diagrama vetorial N3V. Além disso, podem ser obtidas as restrições associadas aos demais setores pertencentes ao primeiro sextante do diagrama vetorial da Figura 2.3. A obtenção destas restrições é desenvolvida no Anexo A e são apresentadas pela Tabela 2.2.

A Figura 2.5 demonstra o impacto do fator de potência de carga sobre as restrições da Tabela 2.2. As restrições da Tabela 2.2 foram testadas para diversos vetores localizados em todo plano  $\alpha\beta$ , variando-se o fator de potência da carga de  $-90^\circ$  a  $90^\circ$ . A região onde as desigualdades da Tabela 2.2 foram satisfeitas é demarcada pelas regiões preenchidas. É possível sintetizar um vetor  $\mathbf{u}$  localizado na região preenchida utilizando o diagrama vetorial N3V que resulta em mínima distorção harmônica, enquanto que garantindo  $\bar{I}_o=0$ . Para um vetor a ser implementado, localizado nas regiões sem preenchimento, não é garantido que seja nula a corrente média no ponto central do divisor capacitivo.

Tabela 2.2: Conjunto de restrições que possibilitam o controle de  $\bar{I}_o$  com o uso do N3V.

Setor	Vet.	Restrição
1	$\mathbf{v}^{s1}$ $\mathbf{v}^{s2}$ $\mathbf{v}^z$	$\Delta t_{s2} > \left  \frac{\bar{I}_o}{i_c} T_s + \frac{i_a}{i_c} (\Delta t_{s1} - 2\Delta t_{s1}^+) \right $
2	$\mathbf{v}^{s1}$ $\mathbf{v}^{\ell1}$ $\mathbf{v}^m$	$\Delta t_{s1} > \left  \frac{i_b}{i_a} \Delta t_m + \frac{\bar{I}_o}{i_a} T_s \right $
3	$\mathbf{v}^{s1}$ $\mathbf{v}^{s2}$ $\mathbf{v}^m$	$\Delta t_{s2} > \left  -\frac{i_b}{i_c} \Delta t_m - \frac{\bar{I}_o}{i_c} T_s + \frac{i_a}{i_c} (2\Delta t_{s1}^+ - \Delta t_{s1}) \right $
4	$\mathbf{v}^{s2}$ $\mathbf{v}^{\ell2}$ $\mathbf{v}^m$	$\Delta t_{s2} > \left  \frac{i_b}{i_c} \Delta t_m + \frac{\bar{I}_o}{i_c} T_s \right $

Para o setor 1 a desigualdade da Tabela 2.2 é sempre satisfeita uma vez que definindo  $\Delta t_{s1}^+ = \frac{\Delta t_{s1}}{2}$ , o lado direito da desigualdade será nulo. Note que, para o cálculo da restrição associada ao setor 3, deve ser assumido que  $\Delta t_{s1}^+ \leq \Delta t_{s1}$ . O valor  $\Delta t_{s1}^+$  para o cálculo dessa desigualdade pode ser obtido recursivamente ou a partir das equações definidas na próxima seção.

### 2.4.1 Modulação vetorial utilizando o diagrama NS3V

Através da análise de (2.6) nota-se que os vetores médios influenciam na corrente no ponto central, no entanto não apresentam um grau de liberdade para o controle da corrente  $\bar{I}_o$ . Dessa forma, propõe-se nesse trabalho um novo diagrama vetorial onde o vetor  $\mathbf{v}^m$  não seja utilizado.

Adotando novamente o critério dos três vetores mais próximos definidos em (2.3)-(2.5), para um conjunto significativo de vetores  $\mathbf{u}$  a serem implementados, mas desta vez eliminando os vetores médios  $\mathbf{v}^m$ , obtém-se um novo diagrama vetorial - NS3V. A partir deste digrama, as retas de separação podem ser facilmente obtidas por inspeção, como mostrado na Figura 2.6.

Sempre que as restrições da Tabela 2.2 não forem satisfeitas pode-se utilizar o diagrama vetorial NS3V proposto. No diagrama NS3V, o vetor  $\mathbf{v}^m$  foi eliminado possibilitando o controle da corrente  $\bar{I}_o$  independente do fator de potência e da natureza da carga. Note entretanto que  $\bar{I}_o$  é uma função que depende de  $\Delta t_{s1}^+, \Delta t_{s1}^-, \Delta t_{s2}^+, \Delta t_{s2}^-$ , bem como dos sinais e amplitudes das correntes de carga.



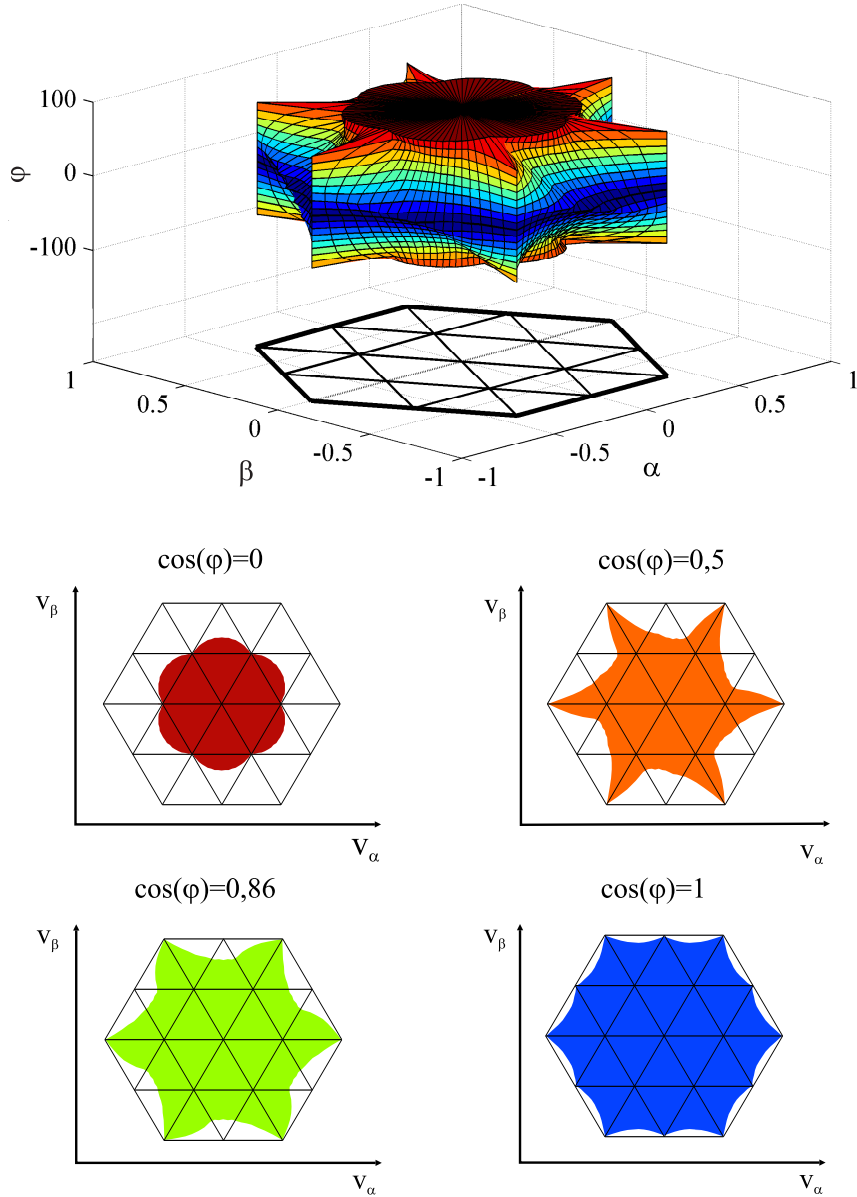


Figura 2.5: Regiões do diagrama vetorial N3V onde é possível fazer  $\bar{I}_o=0$  em função do fator de potência de carga.

Com o objetivo de controlar a corrente média no ponto central do divisor capacitivo, neste trabalho é estabelecida uma variável  $\delta$  de ponderação entre a duração dos vetores redundantes. Ainda, deve-se assegurar que esta variável seja proporcional à corrente  $\bar{I}_o$  independente do sinal das correntes de fase medidas. Isto pode ser garantido definindo-se as durações dos vetores redundantes  $\Delta t_{s1}^+, \Delta t_{s1}^-, \Delta t_{s2}^+, \Delta t_{s2}^-$  como mostrado na Tabela 2.3.

Com o intuito de simplificar a notação e o controle da corrente  $\bar{I}_o$ , é proposta a definição das durações associadas aos vetores com redundância como mostrado na Tabela 2.4, onde  $M_x$  para  $x = \{a, c\}$ , obtido por simplificação da Tabela 2.3, é definido por:

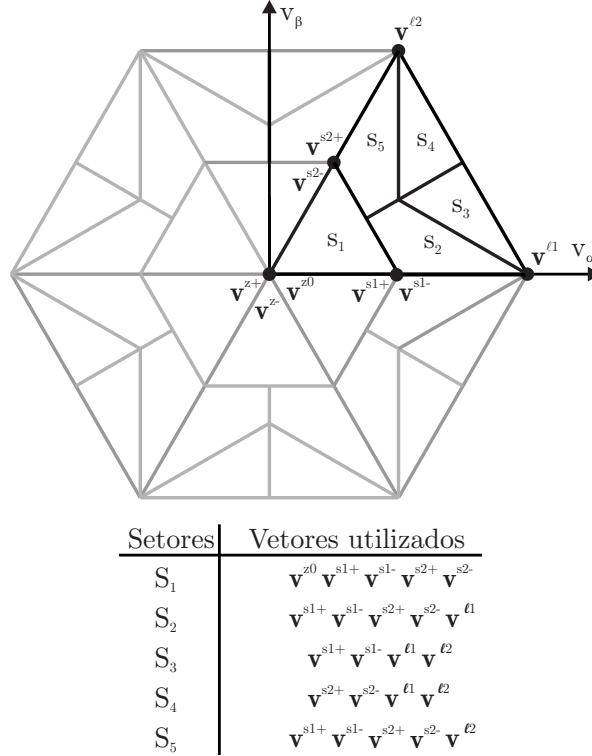


Figura 2.6: Diagrama vetorial proposto - NS3V.

Tabela 2.3: Relações entre  $\delta$  e as durações dos vetores redundantes

Sinal das Correntes		Duração dos vetores redundantes			
$i_a$	$i_c$	$\Delta t_{s1}^+$	$\Delta t_{s1}^-$	$\Delta t_{s2}^+$	$\Delta t_{s2}^-$
1	1	$(1 - \delta \Delta t_{s1})$	$\delta \Delta t_{s1}$	$\delta \Delta t_{s2}$	$(1 - \delta \Delta t_{s2})$
1	-1	$(1 - \delta \Delta t_{s1})$	$\delta \Delta t_{s1}$	$(1 - \delta \Delta t_{s2})$	$\delta \Delta t_{s2}$
-1	1	$\delta \Delta t_{s1}$	$(1 - \delta \Delta t_{s1})$	$\delta \Delta t_{s2}$	$(1 - \delta \Delta t_{s2})$
-1	-1	$\delta \Delta t_{s1}$	$(1 - \delta \Delta t_{s1})$	$(1 - \delta \Delta t_{s2})$	$\delta \Delta t_{s2}$

$$M_x = \frac{\text{sign}(i_x) + 1}{2} - \text{sign}(i_x) \delta \quad (2.13)$$

sendo  $\delta$  a ação de controle associada à corrente  $\bar{I}_o$  ou à tensão do ponto central do divisor capacitivo.

Utilizando as durações associados aos vetores redundantes como definido na Tabela 2.4, a corrente  $\bar{I}_o$  será:

$$\bar{I}_o = \frac{1}{T_s} [(1 - 2\delta)\gamma - i_b \Delta t_m], \quad (2.14)$$

Tabela 2.4: Equações para cálculo das durações  $\Delta t_{s1}^+$  e  $\Delta t_{s2}^+$

Estratégia	Setores	$\Delta t_{s1}^+$	$\Delta t_{s2}^+$
N3V	1, 3	$M_a \Delta t_{s1}$	$(1 - M_c \Delta t_{s2})$
	2	$M_a \Delta t_{s1}$	-
	4	-	$(1 - M_c \Delta t_{s2})$
NS3V	1, 2, 5	$M_a \Delta t_{s1}$	$(1 - M_c \Delta t_{s2})$
	3	$M_a \Delta t_{s1}$	-
	4	-	$(1 - M_c \Delta t_{s2})$

onde  $\gamma$  é positivo e dado por:

$$\gamma = (|i_a| \Delta t_{s1} + |i_c| \Delta t_{s2}) \quad (2.15)$$

Note que, se  $\delta=0,5$  a corrente  $\bar{I}_o$  será nula e com isso as ondulações de tensão de baixa frequência no ponto central do divisor capacitivo do NPC serão eliminadas, para o NS3V onde  $\Delta t_m=0$ . Ainda, quando utilizando o NS3V pode ser concluído a partir de (2.14) e (2.15) que quando  $\delta < 0,5$ ,  $\bar{I}_o > 0$  e quando  $\delta > 0,5$ ,  $\bar{I}_o < 0$ , independente dos sinais das correntes e do fator de potência da carga. A Figura 2.7 mostra o diagrama da modulação proposta, onde uma corrente  $\bar{I}_o$  pode ser obtida a partir de um valor de corrente referência.

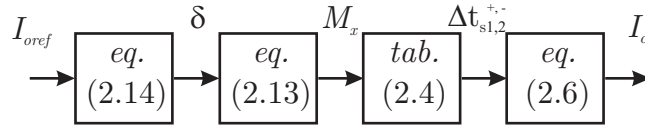


Figura 2.7: Diagrama esquemático com a modulação proposta.

Para equilibrar as tensões dos capacitores do barramento CC, bem como eliminar as ondulações de baixa ordem presentes nestas tensões um controlador deve ser utilizado. O projeto do controlador é descrito na próxima seção.

## 2.5 Controlador para a tensão do ponto central do divisor capacitivo

A utilização da modulação proposta garante a utilização que seja obtido um valor desejado de corrente  $\bar{I}_o$ . Com o objetivo de assegurar  $v_{C1} = v_{C2}$  é utilizado um controlador do tipo proporcional-integral como mostrado na Figura 2.8.

Para o projeto do controlador das tensões dos capacitores do barramento CC, o modelo

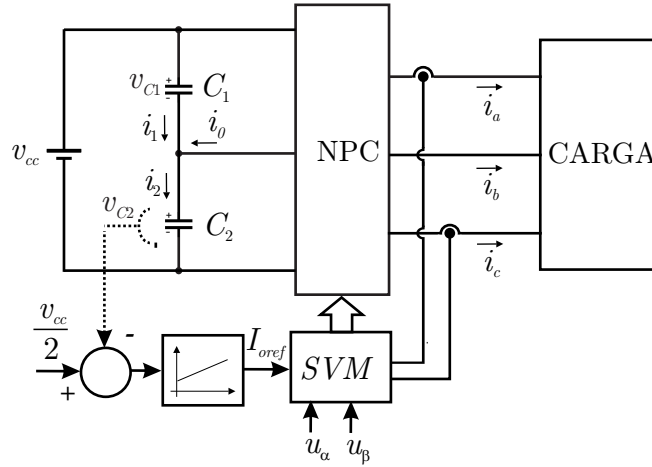


Figura 2.8: Conversor e controlador da tensão no ponto neutro.

da planta deve ser obtido. Ainda, por definição a soma das tensões dos capacitores é igual à tensão do barramento CC:

$$v_{cc} = v_{C1} + v_{C2} \quad (2.16)$$

Além disso, supondo que as capacitâncias associadas aos capacitores do barramento CC sejam idênticas, ou seja,  $C_1 = C_2 = C$ . Derivando (2.16) obtém-se:

$$C \frac{dv_{cc}}{dt} = C \frac{dv_{C1}}{dt} + C \frac{dv_{C2}}{dt} \quad (2.17)$$

A tensão do barramento CC é considerada constante, por consequência o lado esquerdo da equação 2.17 é nulo. Ainda, a partir da transformada de Laplace aplicada em (2.17), pode ser escrito:

$$sCV_{C1} + sCV_{C2} = 0 \quad (2.18)$$

Pela Lei das Correntes Kirchhoff no circuito da Figura 2.8, tem-se que  $I_1 = I_2 - I_0$ , que substituída em (2.18) resulta em:

$$\begin{aligned} I_2 - I_0 + sCV_{C2} &= 0 \\ -I_0 + 2sCV_{C2} &= 0 \end{aligned} \quad (2.19)$$

A função de transferência do ponto central do divisor capacitivo é então obtida:

$$\frac{V_{C2}}{I_0} = \frac{1}{2sC} \quad (2.20)$$

O modelo discreto de (2.20) pode ser obtido a partir da equação de Euler:

$$V_{C2}(k+1) = V_{C2}(k) + \frac{I_0(k)T_s}{2C} \quad (2.21)$$

Para o projeto da malha de controle no domínio de tempo contínuo para o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC, considera-se o modelo da planta obtido em (2.20) juntamente com modelo do controlador do tipo proporcional-integral como mostrado na Figura 2.9:

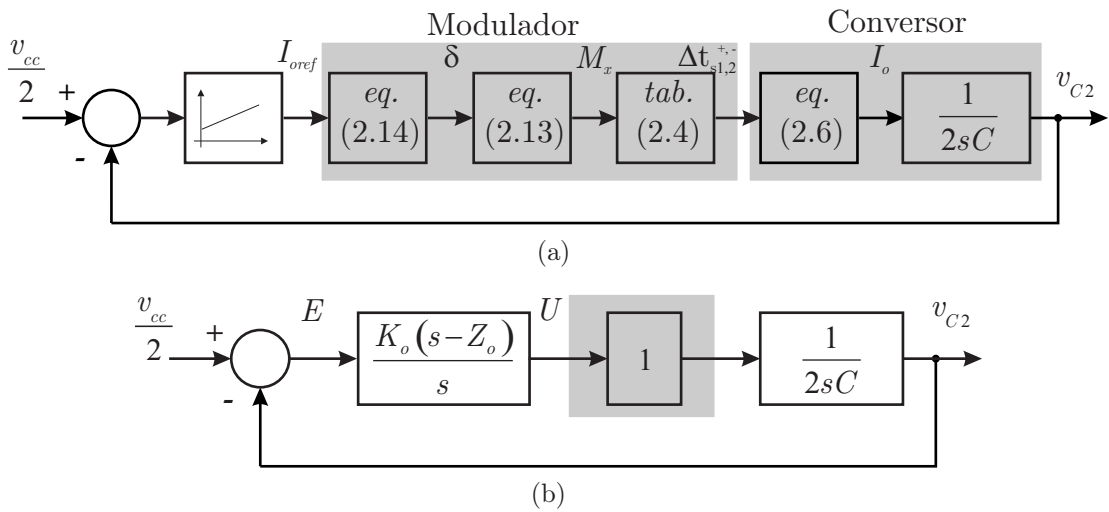


Figura 2.9: Malha de controle da tensão no ponto neutro. (a) Modelo do controlador com as etapas da modulação, (b) Modelo simplificado para a análise do controlador.

Seja a função de transferência do controlador proporcional-integral:

$$\frac{U}{E} = \frac{K_o(s - Z_o)}{s} \quad (2.22)$$

onde  $K_o$  e  $Z_o$  representam respectivamente a posição do ganho e zero para este controlador. A expressão (2.23) descreve a função de transferência em malha fechada obtido a partir da Figura 2.9:

$$G_{cc} = \frac{\frac{K_o}{2C}(s - Z_o)}{s^2 + \frac{K_o}{2C}s - \frac{K_o Z_o}{2C}} \quad (2.23)$$

Seja o polinômio característico de malha fechada dado por  $(s - a_o)^2 = s^2 - 2a_o s + a_o^2$ . A localização dos pólos em malha fechada é definida pelo valor de  $a_o$ , sendo que dessa forma assume-se que estes negativos e iguais. Para que os pólos em malha fechada assumam a posição mostrada na Figura 2.10, ou seja, que o sistema tenha resposta rápida e amortecida, os valores de  $K_o$  e  $Z_o$  devem ser:

$$\begin{aligned} K_o &= -4aC \\ Z_o &= \frac{a}{2} \end{aligned} \quad (2.24)$$

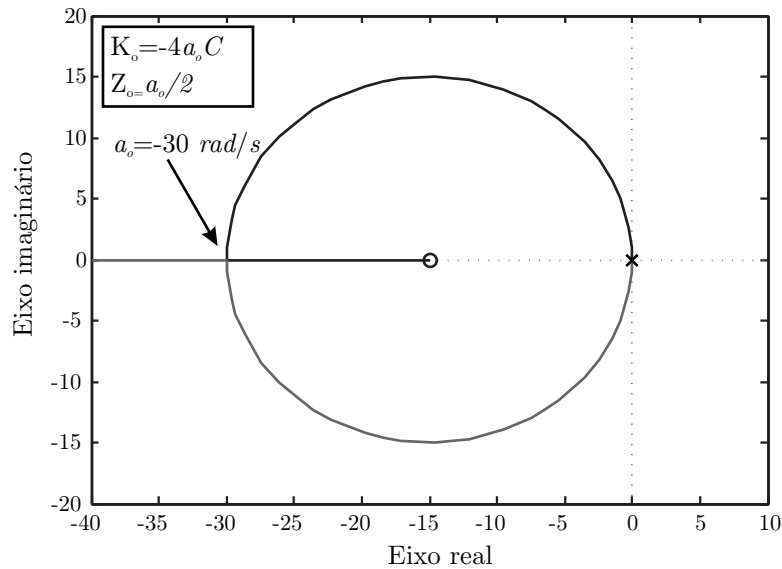


Figura 2.10: Diagrama do lugar das raízes.

Ainda, o sistema deve apresentar uma dinâmica lenta para que não ocorram variações bruscas no valor de delta. Neste trabalho, é assumido  $a = -30 \text{ rad/s}$ .

Para a implementação digital, o modelo discreto do controlador pode ser obtido através da transformação de Euler e escrito por:

$$\begin{aligned} x_o(k+1) &= x_o(k) + E(k)T_S \\ U(k) &= K_o E(k) + K_o Z_o x_o(k) \end{aligned} \quad (2.25)$$

onde  $x_o$  é o estado associado ao controlador PI digital.

O valor da capacitância do barramento CC, por sua vez, é um fator importante para o controle da tensão dos capacitores do barramento CC. Alguns trabalhos na literatura (BUENO et al., 2006) desenvolvem expressões para a determinação do valor da capacitância dos capacitores, baseado no valor máximo admissível pré-definido para a ondulação das tensões. Entretanto, essas expressões são empregadas para a modulação utilizando o diagrama vetorial N3V, portanto não sendo válidas para a abordagem deste trabalho. A capacitância do barramento CC, neste trabalho será definida como um parâmetro que depende da potência e a tensão empregadas na aplicação. Para isso, é utilizado o valor de impedância base de um sistema trifásico:

$$Z_b = \frac{V_{Lb}^2}{S_b} \quad (2.26)$$

onde  $Z_b$  é a impedância base do sistema,  $V_{Lb}$  é a tensão de base e  $S_b$  é a potência aparente de base. Além disso, a impedância do capacitor pode ser definida como:

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C} \quad (2.27)$$

Então, o valor de reatância capacitiva em p.u. pode ser escrito como:

$$Z_{c \text{ p.u.}} = \frac{Z_c}{Z_b} \quad (2.28)$$

A utilização do diagrama NS3V, bem como do controlador proporcional integral garante o controle da corrente  $\bar{I}_o$  para qualquer ponto de operação do conversor independente do fator de potência de carga. Entretanto como este diagrama não utiliza os três vetores de comutação mais próximos do vetor de tensão de referência, é penalizada a THD das tensões de saída. Com o propósito de reduzir a penalização da THD das tensões enquanto que realizando o controle de  $\bar{I}_o$ , a modulação proposta utiliza a combinação dos diagramas N3V e NS3V, como descrito na próxima seção.

## 2.6 Transição entre o método N3V e o método NS3V

A Figura 2.11 mostra o algoritmo utilizado pela modulação proposta. A primeira etapa deste processo é a identificação do sextante onde encontra-se o vetor de tensão a ser implementado. Posteriormente é realizada a transformação das correntes e tensões desse sextante para o primeiro. A partir da medida das tensões do barramento CC é

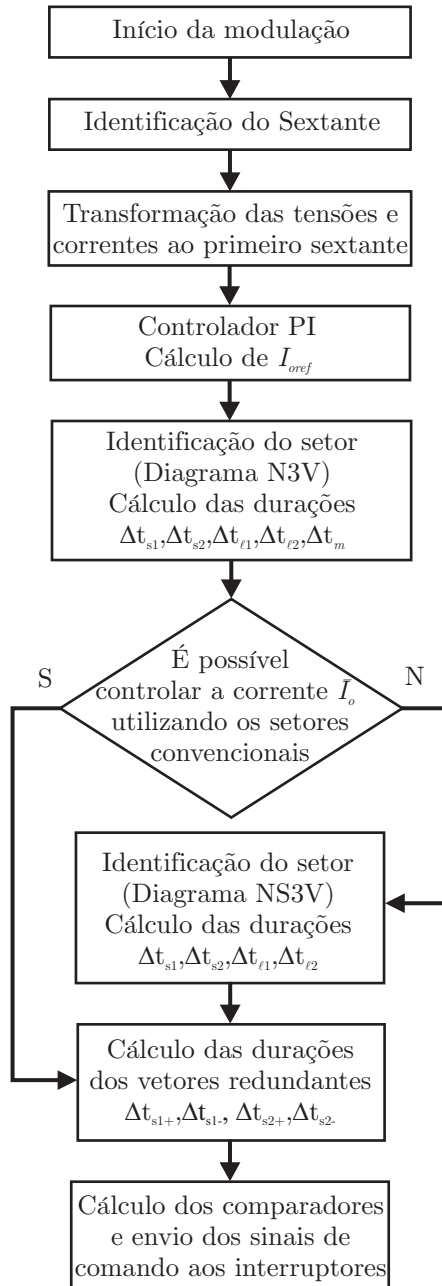


Figura 2.11: Algoritmo da modulação híbrida (N3V + NS3V).

possível encontrar o valor de  $I_{oref}$ . A seguir é feita a identificação do setor utilizando como critério os três vetores mais próximos (N3V) juntamente com cálculo das durações  $\Delta t_{s1}$ ,  $\Delta t_{s2}$ ,  $\Delta t_{\ell1}$ ,  $\Delta t_{\ell2}$ ,  $\Delta t_m$ . Então, é testada a correspondente restrição da Tabela 2.2.



Sempre que essa restrição for satisfeita é possível controlar a corrente  $\bar{I}_o$  utilizando o diagrama vetorial N3V, e então são determinadas as durações associadas aos vetores redundantes utilizando as equações da Tabela 2.4. Se as restrições da Tabela 2.2 não forem satisfeitas, é realizada a identificação dos setores utilizando o NS3V e, posteriormente, o cálculo das durações associadas aos vetores redundantes. As próximas subseções trarão a descrição detalhada das etapas do algoritmo da modulação vetorial.

### 2.6.1 Identificação das retas limites

Para a identificação da localização do vetor a ser implementado nos diagramas vetoriais N3V e NS3V, utiliza-se as equações das retas limites ou retas de separação entre os setores e sextantes. Como descrito no diagrama do algoritmo mostrado na Figura 2.11, utilizado para a implementação da modulação proposta, num primeiro passo deve ser identificada a localização do vetor de tensão a ser implementado em um dos seis sextantes. Para a identificação do vetor a ser implementado nos sextantes do diagrama vetorial da Figura 2.12a, utiliza-se as seguintes retas de separação:

$$\begin{aligned}
 r_{s1} &: -\sqrt{3}\alpha + \beta = 0 \\
 r_{s2} &: \alpha/\sqrt{3} + \beta = 0 \\
 r_{s3} &: \beta = 0 \\
 r_{s4} &: \alpha = 0
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

Para a identificação do vetor de tensão nos setores do diagrama N3V, de acordo com a Figura 2.12b, devem ser utilizadas as expressões em (2.30) para as retas de separação.

$$\begin{aligned}
 r_{c1} &: \sqrt{3}\alpha + \beta - 1/\sqrt{3} = 0 \\
 r_{c2} &: -\sqrt{3}\alpha + \beta + 1/\sqrt{3} = 0 \\
 r_{c3} &: \beta - \sqrt{3}/6 = 0
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

Caso seja necessária a utilização do diagrama NS3V, as retas de separação da Figura 2.12c devem ser utilizadas. As equações de (2.31) representam as retas de separação para o diagrama NS3V.

$$\begin{aligned}
 r_{m1} &: \sqrt{3}\alpha + \beta - 1/\sqrt{3} = 0 \\
 r_{m2} &: \alpha/\sqrt{3} + \beta - 2\sqrt{3}/9 = 0 \\
 r_{m3} &: -\sqrt{3}\alpha/3 + \beta = 0 \\
 r_{m4} &: \alpha - 1/3 = 0
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

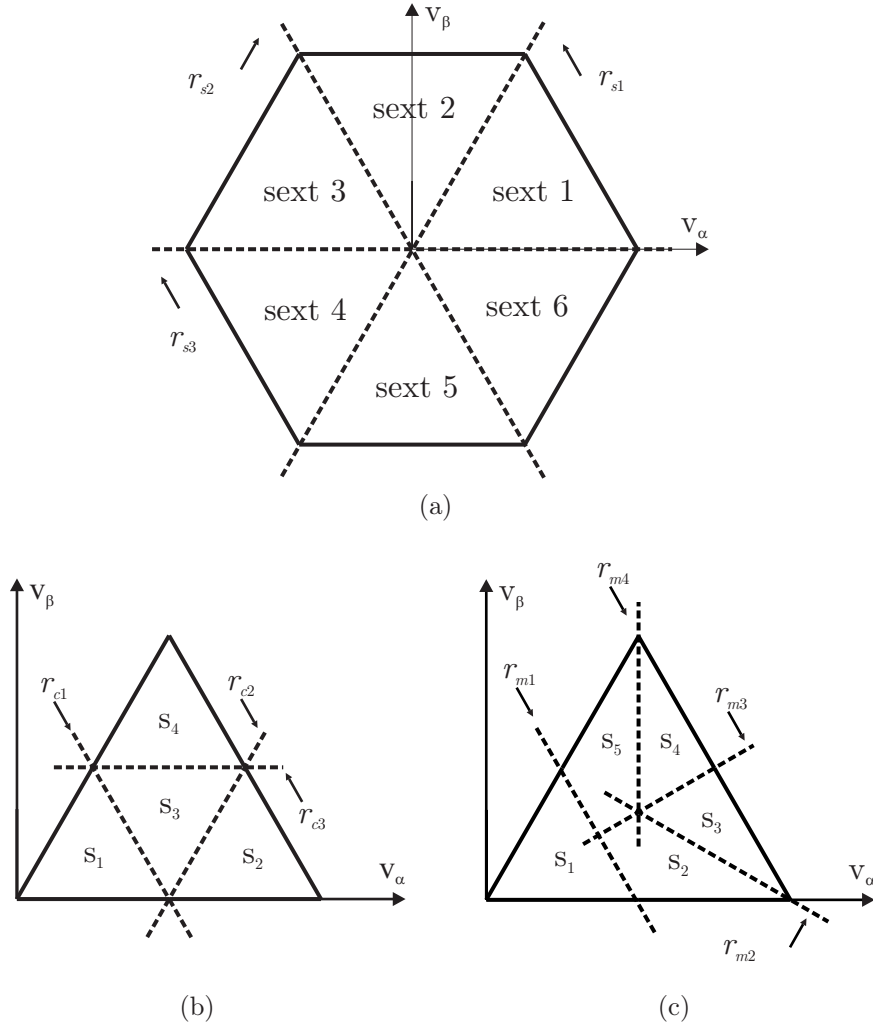


Figura 2.12: Retas de separação: (a) para os sextantes, (b) para os setores do diagrama vetorial N3V, (c) para os setores do diagrama vetorial NS3V

### 2.6.2 Transformação do vetor de tensão a ser implementado e das correntes de fase para o primeiro sextante

Para estender os resultados obtidos do primeiro sextante para os demais sextantes, bem como simplificar a implementação, transformações lineares sobre as tensões são utilizadas. Seja o vetor  $\mathbf{u} = [u_\alpha \ u_\beta]_s^T$  pertencente ao sextante  $k$  com  $k = 1, 2, \dots, 6$ , então as restrições da Tabela 2.2 e as durações da Tabela 2.4, bem como algoritmos de identificação dos setores dos diagramas vetoriais das Figuras 2.3 e 2.6 desenvolvidos para o primeiro sextante podem ser aplicados para os demais sextantes utilizando-se os vetores de tensão dados por:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \tag{2.32}$$

onde  $\theta = \frac{\pi}{3}(k - 1)$ .

A Figura 2.13 mostra um exemplo da transformação apresentada, onde um vetor de tensão a ser implementado pertencente ao segundo sextante é transformado ao primeiro através da equação (2.32).

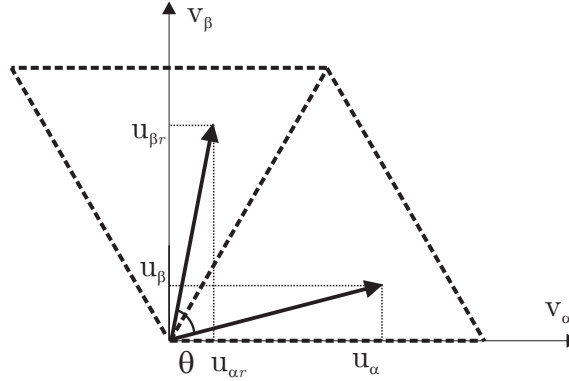


Figura 2.13: Transformação de um vetor a ser implementado no segundo sextante.

Através da análise das correntes fase e de todos os vetores de comutação redundantes do diagrama vetorial, pode ser construída uma tabela de equivalência destas correntes dos demais sextantes para o primeiro.

Tabela 2.5: Transformação das correntes de fase para o primeiro sextante

Sextante	Correntes		
1	$i_a$	$i_b$	$i_c$
2	$-i_c$	$i_a$	$-i_b$
3	$i_b$	$i_c$	$i_a$
4	$-i_a$	$i_b$	$-i_c$
5	$i_c$	$i_a$	$i_b$
6	$-i_b$	$i_c$	$-i_a$

Uma vez escolhidos os vetores de comutação, bem como determinada a relação que transforma o vetor de tensão a ser implementado ao primeiro sextante, a análise das durações dos vetores de comutação concentra-se apenas neste sextante.

### 2.6.3 Determinação da duração dos vetores de comutação do diagrama vetorial

A partir da escolha dos vetores de comutação de cada setor do diagrama vetorial N3V ou NS3V, para a sintetização de um vetor de tensão de saída do conversor, devem ser calculadas as durações desses vetores dentro de um período de comutação  $T_s$ . Suponha que para sintetizar um dado vetor de tensão  $\mathbf{u}$  seja utilizado três vetores de comutação denominados  $\mathbf{v}^1$ ,  $\mathbf{v}^2$  e  $\mathbf{v}^3$ . Assim pode-se escrever a seguinte equação:

$$\mathbf{u} = \frac{1}{T_s} [\mathbf{v}^1 \Delta t_1 + \mathbf{v}^2 \Delta t_2 + \mathbf{v}^3 \Delta t_3], \quad (2.33)$$

onde  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_3$  correspondem, respectivamente, as duração dos vetores  $\mathbf{v}^1$ ,  $\mathbf{v}^2$  e  $\mathbf{v}^3$ . Arranjando na forma matricial os vetores de comutação e as suas durações tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_\alpha \\ \mathbf{u}_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^0 & \mathbf{v}_\alpha^1 & \mathbf{v}_\alpha^2 \\ \mathbf{v}_\beta^0 & \mathbf{v}_\beta^1 & \mathbf{v}_\beta^2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_0 \\ \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \end{bmatrix}, \quad (2.34)$$

então, para a obtenção das durações  $\Delta t_0$ ,  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_2$ , tem-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_0 \\ \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} [M]^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_\alpha \\ \mathbf{u}_\beta \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (2.35)$$

onde,

$$[M]^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}^1 & \mathbf{v}^2 & \mathbf{v}^3 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (2.36)$$

Pode-se dizer que  $[M]^{-1}$  é a matriz de decomposição associada ao setor pertencente ao primeiro sextante do diagrama vetorial, e através de (2.35) as durações  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$ ,  $\Delta t_3$  dos vetores  $\mathbf{v}^1$ ,  $\mathbf{v}^2$  e  $\mathbf{v}^3$  podem ser unicamente determinadas.

A Tabela 2.6 mostra os vetores de comutação  $\mathbf{v}^1$ ,  $\mathbf{v}^2$  e  $\mathbf{v}^3$  de (2.36) para os setores pertencentes ao primeiro sextante dos diagramas vetoriais N3V e NS3V.

Tabela 2.6: Vetores de comutação utilizados pelas estratégias N3V e NS3V

Método	Setor	Vetores $\mathbf{v}^1$ $\mathbf{v}^2$ $\mathbf{v}^3$
N3V	1	$\mathbf{v}^z$ $\mathbf{v}^{s1}$ $\mathbf{v}^{s2}$
	2	$\mathbf{v}^{s1}$ $\mathbf{v}^m$ $\mathbf{v}^{\ell1}$
	3	$\mathbf{v}^{s1}$ $\mathbf{v}^{s2}$ $\mathbf{v}^m$
	4	$\mathbf{v}^{s2}$ $\mathbf{v}^m$ $\mathbf{v}^{\ell2}$
NS3V	1	$\mathbf{v}^z$ $\mathbf{v}^{s1}$ $\mathbf{v}^{s2}$
	2	$\mathbf{v}^{s1}$ $\mathbf{v}^{s2}$ $\mathbf{v}^{\ell1}$
	3	$\mathbf{v}^{s1}$ $\mathbf{v}^{\ell1}$ $\mathbf{v}^{\ell2}$
	4	$\mathbf{v}^{s2}$ $\mathbf{v}^{\ell1}$ $\mathbf{v}^{\ell2}$
	5	$\mathbf{v}^{s1}$ $\mathbf{v}^{s2}$ $\mathbf{v}^{\ell2}$

De maneira similar a equação (2.35), podem ser obtidas matrizes de decomposição para os setores pertencentes ao primeiro sextante dos diagramas vetoriais N3V e NS3V. Essas matrizes de decomposição são mostradas na Tabela 2.7.

Tabela 2.7: Matrizes de decomposição para os digramas vetoriais.

Diagrama N3V			
Setor 1 $[\mathbf{v}^z \mathbf{v}^{s1} \mathbf{v}^{s2}]$	Setor 2 $[\mathbf{v}^{s1} \mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^m]$	Setor 3 $[\mathbf{v}^{s1} \mathbf{v}^{s2} \mathbf{v}^m]$	Setor 4 $[\mathbf{v}^{s2} \mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^m]$
$\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{3} & \frac{1}{6} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{1}{2} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{6} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{6} & \frac{1}{3} & \frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$
Diagrama NS3V			
Setor 1 $[\mathbf{v}^z \mathbf{v}^{s1} \mathbf{v}^{s2}]$	Setor 2 $[\mathbf{v}^{s1} \mathbf{v}^{s2} \mathbf{v}^{\ell1}]$	Setor 3 $[\mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s1}]$	Setor 4 $[\mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s2}]$
$\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{3} & \frac{1}{6} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{6} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$
Setor 5 $[\mathbf{v}^{s1} \mathbf{v}^{s2} \mathbf{v}^{\ell2}]$			
$\begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{6} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$			

Uma vez escolhidos os vetores de comutação a serem utilizados pela modulação, bem como definidas as durações destes vetores, uma sequência de comutação deve ser definida, como será descrito pela próxima seção.

## 2.7 Seqüências de comutação

A modulação vetorial possibilita a utilização de diferentes seqüências de comutação. A seqüência de comutação define a distribuição dos vetores de comutação ao longo de um período de atualização da lei de controle. Na escolha de uma seqüência devem ser consideradas:

- (i) Taxa de distorção harmônica da tensão de saída;
- (ii) Número de comutações;

(iii) Simplicidade de implementação.

Alguns trabalhos na literatura abordam metodologias para a escolha de sequências de comutação. Por exemplo, em (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003) são definidas sequências de comutação para conversores multiníveis que minimizam o conteúdo harmônico das tensões de saída. Foi apresentado um método que através da análise da trajetória do vetor de referência no plano  $\alpha\beta$  resultante da sequência de comutação escolhida é possível inferir sobre a THD das tensões geradas. Supondo que, a trajetória ideal do vetor de referência seja circular, então quanto mais próxima for a trajetória descrita pela sequência de comutação da trajetória ideal do vetor, menor será o conteúdo harmônico das tensões geradas. Entretanto, não foi considerada a utilização de todos os vetores redundantes para os setores do diagrama vetorial N3V, nem a influência desses vetores para o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC em conversores com diodos de grampeamento. Portanto, a utilização dessas sequências, em um período de comutação não usa todo o recurso disponível pelos vetores redundantes para o controle da corrente  $\bar{I}_o$ .

Neste trabalho serão definidas sequências de comutação para os diagramas vetoriais N3V e NS3V partindo da premissa de que sejam utilizados todos os vetores redundantes disponíveis a cada período de comutação. A utilização de sequências de comutação que utilizam todos os vetores redundantes, nem sempre resulta em sequências simétricas para a utilização de um contador *up – down*. Então, muitas vezes opta-se para a implementação dessas sequências a utilização de dispositivos lógicos programáveis ou microncontroladores acompanhados de circuitos lógicos auxiliares.

As sequências descritas para os diagramas vetoriais N3V e NS3V serão divididas conforme dois critérios estabelecidos: i) reduzido número de comutações e ii) facilidade de implementação. A primeira sequência, mostrada na Figura 2.14 para o NS3V e na Figura 2.15 para o N3V, resulta em um reduzido número de comutações. Já a segunda sequência, mostrada na Tabela 2.8 para o NS3V, simplifica a implementação.

Note que, pelas Figuras 2.14 e 2.15 os vetores de comutação foram arranjados de forma que a transição de um vetor para o próximo resulte em uma ou no máximo duas comutações. Para esta disposição dos vetores de comutação, a atualização da lei de controle ocorre a cada período  $T_s$  que coincide com o início da sequência. Além disso, é observado em alguns setores do diagrama NS3V que ocorre mais de duas transições para cada sinal PWM. Dessa forma não é possível a implementação destas sequências de comutação apenas utilizando contadores *up* ou *up – down* encontrados do gerenciadores de eventos de controladores digitais.

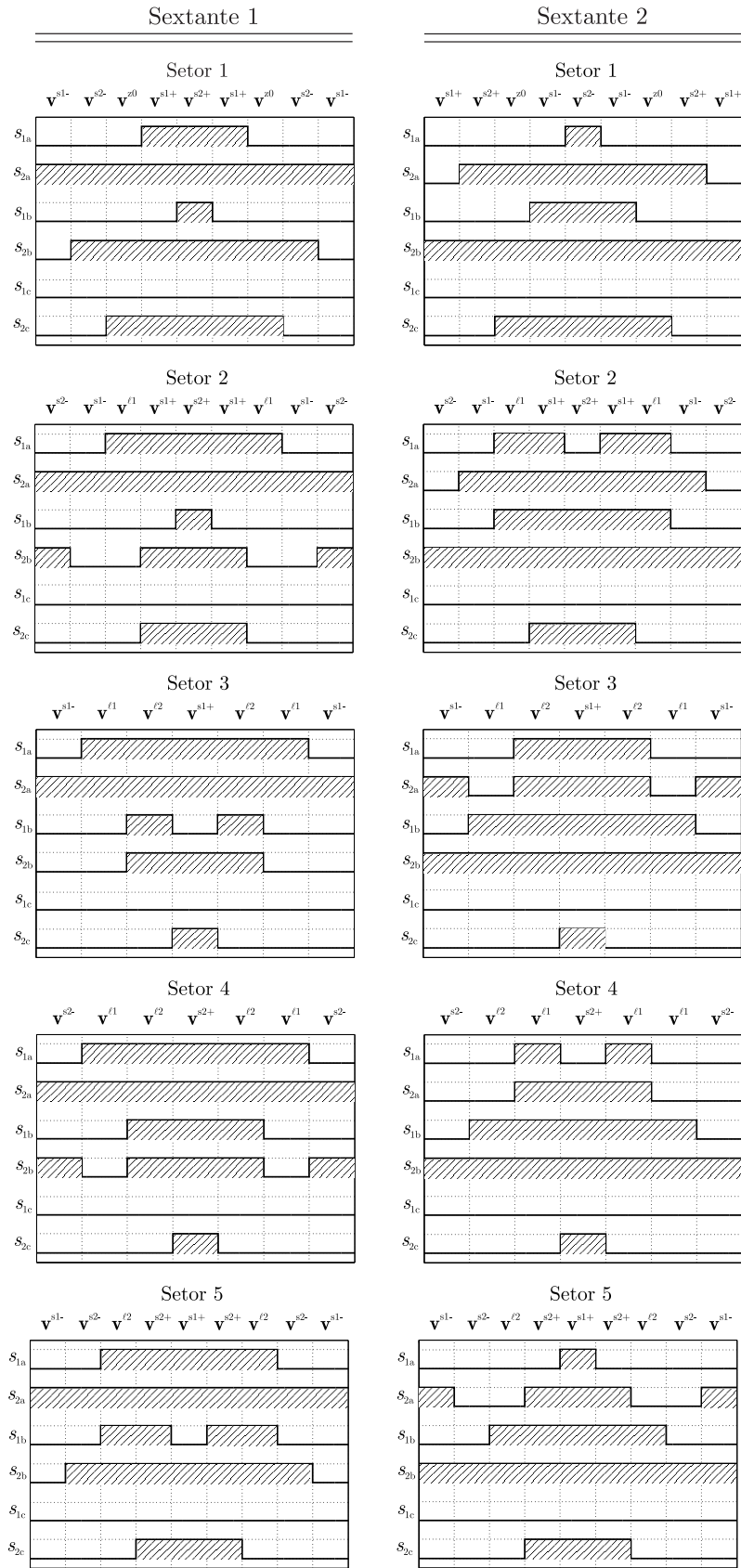


Figura 2.14: Sequências de comutação e estados dos interruptores para os setores dos sextantes 1 e 2 do diagrama NS3V

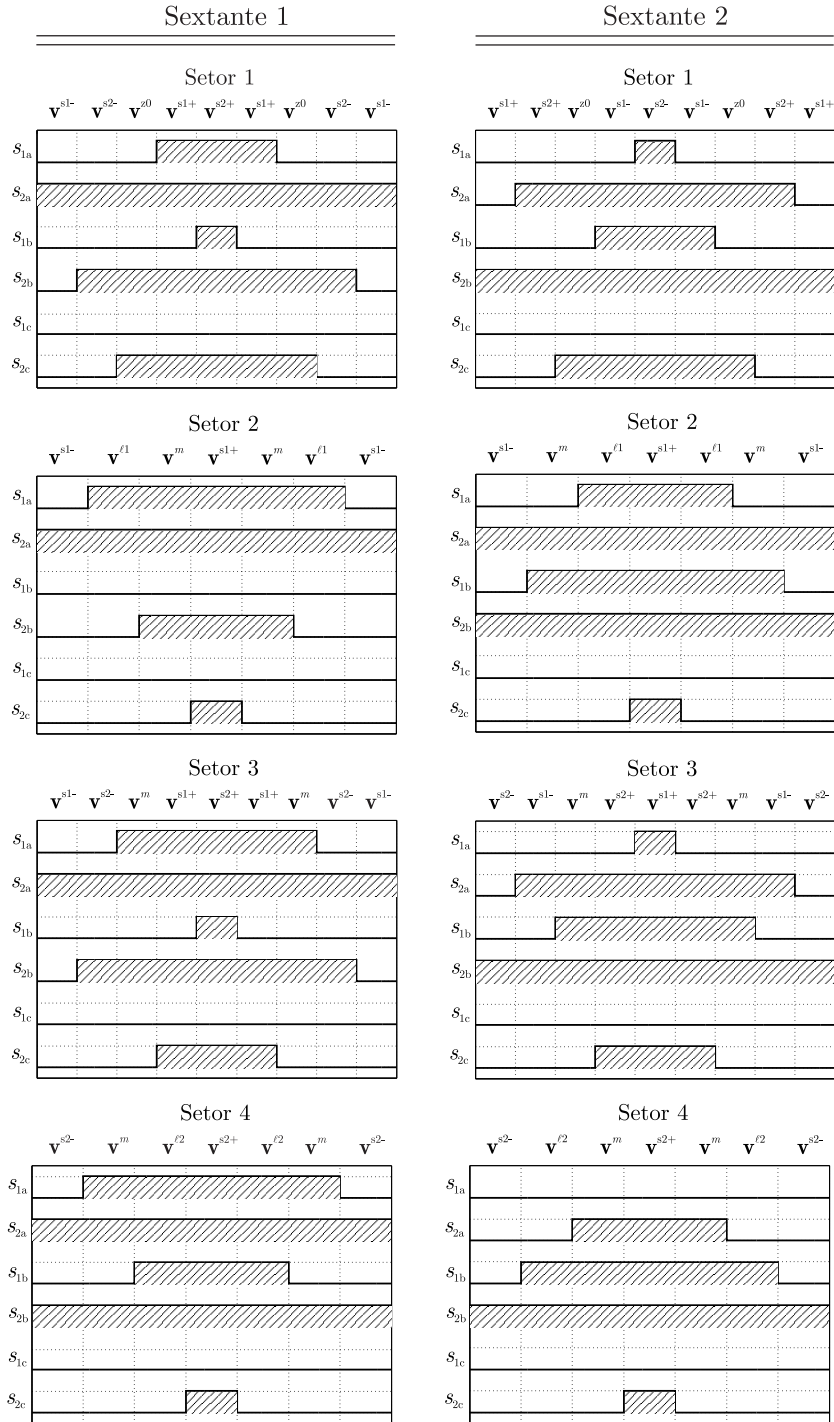


Figura 2.15: Sequências de comutação e estados do interruptores para os setores dos sextantes 1 e 2 do diagrama N3V

Por outro lado, as Tabelas 2.8 e 2.9 resumizam os vetores possíveis de implementação por comparação com triangulares respectivamente para as estratégias SN3V e N3V, sem a necessidade de se utilizar hardware externo para a implementação do modulador. A fim de tornar as sequências simétricas com relação à um contador *up – down*, este foi subdividido em um período de atualização da lei de controle. Além disso, foram escolhidas diferentes



seqüências para os setores ímpares e setores pares.

Tabela 2.8: Sequências de comutação implementáveis por comparação com triangulares para os sextantes ímpares 1,3,5 e sextantes pares 2,4,6 do diagrama vetorial NS3V

Setor	Sext.	seqüências de comutação
1	ímpar	$\mathbf{v}^{z0} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{z0} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{z0} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{s2+}$
	par	$\mathbf{v}^{z0} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{z0} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{z0} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{s1+}$
2	ímpar	$\mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{s2-}$
	par	$\mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{s1+}$
3	ímpar	$\mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{s1+}$
	par	$\mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s1+}$
4	ímpar	$\mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{s2+}$
	par	$\mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s2+}$
5	ímpar	$\mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{s2+}$
	par	$\mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{s1-}$

Tabela 2.9: Sequências de comutação implementáveis por comparação com triangulares para os sextantes ímpares 1,3,5 e sextantes pares 2,4,6 do diagrama vetorial N3V

Setor	Sext.	seqüências de comutação
1	ímpar	$\mathbf{v}^{z0} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{z0} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{z0} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{s2+}$
	par	$\mathbf{v}^{z0} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{z0} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{z0} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{s1+}$
2	ímpar	$\mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^m \mathbf{v}^{s1+}$
	par	$\mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{\ell1} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^m \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^m$
3	ímpar	$\mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^m \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^m \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^m$
	par	$\mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^m \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{s1+} \mathbf{v}^m \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{s1-} \mathbf{v}^m$
4	ímpar	$\mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^m \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^m$
	par	$\mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s2-} \mathbf{v}^{\ell2} \mathbf{v}^{s2+} \mathbf{v}^m \mathbf{v}^{s2+}$

A Figura 2.16 mostra uma seqüência de comutação para o setor 3 do primeiro sextante de acordo com a Tabela 2.8. Para a geração dos sinais de saída é utilizado um contador e seis comparadores encontrados usualmente em gerenciadores de eventos de DSPs e microcontroladores sendo que os registradores são do tipo duplamente *bufferizados*. O conteúdo dos comparadores é atualizado duas vezes a cada período de atualização da lei de controle.

No instante  $(k-1)T_s$  é realizado o cálculo da ação de controle a ser utilizado em  $kT_s$  entretanto, apenas em  $(k-1)T_s + t_3$  que o conteúdo dos comparadores é armazenado nos registradores juntamente com o valor TPER1<sub>k</sub>. O conteúdo de TPER2<sub>k</sub> é armazenado

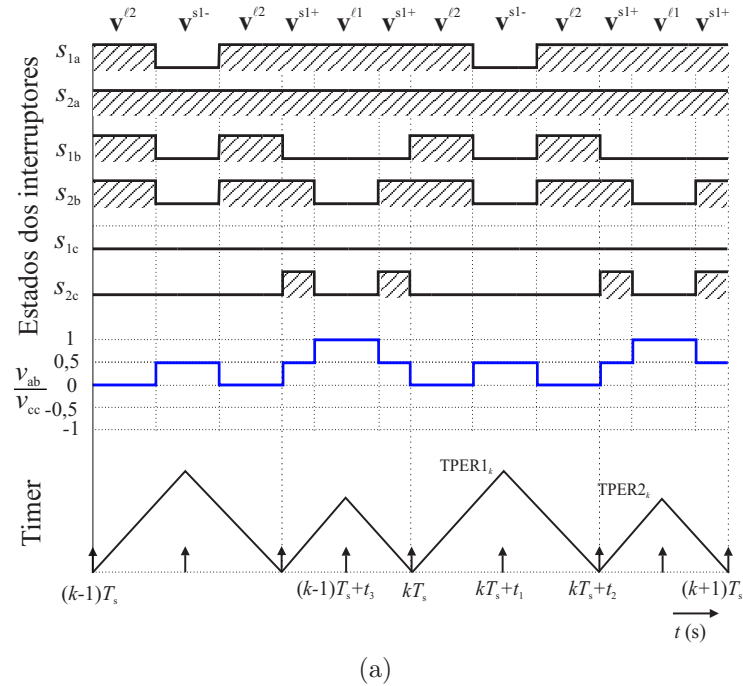


Figura 2.16: Sequência de comutação implementável por comparação com triangulares para o terceiro setor do primeiro sextante do diagrama vetorial NS3V.

no instante  $kT_s + t_1$ . Para o setor 3 em questão, os instantes  $t_1 = \Delta t_{\ell_2} + \Delta t_{s_1}^-/2$ ,  $t_2 = 2\Delta t_{\ell_2} + \Delta t_{s_1}^-$ ,  $t_3 = \Delta t_{s_1}^+ + \Delta t_{\ell_1}/2$ . Note que, a amplitude dos contadores TPER1<sub>k</sub> e TPER2<sub>k</sub> é dependente das durações dos vetores de comutação escolhidos, como mostrado na Figura 2.8, por isso são variáveis. Entretanto, a soma destes contadores é constante e igual ao período de atualização da lei de controle. O valor dos contadores TPER1<sub>k</sub> e TPER2<sub>k</sub> podem ser obtidos de acordo com (2.37):

$$\begin{aligned} \text{TPER1}_k &= \frac{\text{npa} \cdot t_2}{2T_s} \\ \text{TPER2}_k &= \frac{\text{npa}}{2} - \text{TPER1}_k, \end{aligned} \quad (2.37)$$

onde npa é o número total de ciclos de *clock* do contador em um período  $T_s$ , e é equivalente a  $2 \cdot \text{TPER1}_k + 2 \cdot \text{TPER2}_k$ .

## 2.8 Sumário

Os conceitos da modulação vetorial utilizando os três vetores de comutação mais próximos do vetor de tensão de referência foram apresentados neste capítulo. Além disso um novo diagrama vetorial permite o controle das tensões dos capacitores do barramento CC para qualquer ponto de operação dentro da região linear do conversor, independente

do fator de potência de carga.

A utilização das restrições desenvolvidas demonstram a real capacidade do conversor em sintetizar a corrente  $\bar{I}_o$  nula ou igual a um valor desejado para restaurar o equilíbrio das tensões do ponto central do divisor capacitivo. Através dessas restrições é obtida uma modulação híbrida que garante o equilíbrio das tensões do ponto central do divisor capacitivo, enquanto que minimiza a THD das tensões de saída. Através do controle de uma variável que define a duração dos vetores redundantes é possível eliminar as componentes de baixa ordem das tensões do ponto central do divisor capacitivo.

Duas sequências de comutação são abordadas a fim de mostrar a flexibilidade do método proposto. Uma sequência facilita a implementação e a outra reduz o número de comutações.

A modulação vetorial apresentada neste capítulo é aplicada a conversores com diodos de grampeamento três níveis. A medida que aumenta-se o número de níveis, novas análises devem ser realizadas o que pode resultar em um aumento da complexidade na análise e implementação. Com o intuito de propor uma estratégia de modulação que não necessite de demasiado esforço computacional, no Capítulo 4 será apresentada a modulação baseada na comparação com portadora. Esta modulação é de simples implementação e pode ser facilmente expandida para conversores com número maior de níveis.

No Capítulo 4.9 serão apresentados alguns resultados de simulação das estratégias de modulação propostas neste capítulo. Além disso, resultados experimentais são apresentados neste capítulo.

# ***3 COMPARAÇÃO ENTRE ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO VETORIAL E RESULTADOS EXPERIMENTAIS***

## **3.1 Introdução**

Neste capítulo serão apresentadas comparações entre as estratégias de modulação N3V, NS3V e a estratégia híbrida. Alguns índices de desempenho serão utilizados com o propósito de estabelecer uma comparação entre a metodologia de modulação proposta e as principais estratégias de modulação encontradas na literatura. Além disso, também são apresentados os resultados experimentais obtidos pela utilização da modulação proposta.

## **3.2 Índices de desempenho**

Para realizar análises comparativas, bem como definir as vantagens e desvantagens das estratégias de modulação apresentadas, serão utilizados índices de desempenho. Geralmente os índices de desempenho utilizados para comparar as estratégias de modulação aplicadas a conversores com dois ou mais níveis são: taxa de distorção harmônica das tensões de saída, fator de distorção, e número de comutações dos dispositivos interruptores de potência. Neste trabalho além destes, será utilizado um índice para quantificar a diferença de potencial entre os capacitores do barramento CC ocasionado pela modulação.

### 3.2.1 Distorção Harmônica Total

A distorção harmônica total é um índice muito utilizado para a análise da distorção harmônica de sinais senoidais. Harmônicos são componentes senoidais de tensões ou correntes com frequências múltiplas da frequência fundamental do sinal periódico considerado. As formas de onda periódicas podem ser decompostas em séries de Fourier. A série de Fourier é uma ferramenta matemática que permite que uma forma de onda no domínio do tempo seja expressa por um somatório de funções senoidais, como na equação (3.1), onde os coeficientes desta equação são dados por (3.2):

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} a_h \cos\left(2\pi h \frac{t}{T}\right) + b_h \text{sen}\left(2\pi h \frac{t}{T}\right) \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} a_h &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos\left(2\pi h \frac{t}{T}\right) dt \\ b_h &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \text{sen}\left(2\pi h \frac{t}{T}\right) dt \end{aligned} \quad (3.2)$$

A representação de uma forma de onda periódica com componente CC nula pode ser representada como uma soma de componentes harmônicas no domínio da frequência de acordo com (3.3):

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_r \text{sen}(h\omega t + \theta_r) \quad (3.3)$$

Em (3.3), o termo  $h$  representa a ordem dos componentes harmônicos,  $\theta_r$  corresponde ao ângulo de fase da componente fundamental e dos componentes harmônicos. Através de (3.3) os níveis de distorção harmônica podem ser quantizados em magnitude e ângulo de fase para cada componente individual. Uma medida utilizada para referir o fator total de distorção percentual de um sinal distorcido com relação a uma senóide é a THD (*Total Harmonic Distortion*) ou distorção harmônica total. A distorção harmônica total é a razão entre o valor *rms* do conteúdo harmônico pelo valor *rms* do valor da componente fundamental. As equações (3.4) e (3.5) definem a distorção harmônica para a tensão e corrente respectivamente:

$$THD_v \% = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2} \quad (3.4)$$

$$THD_i \% = \frac{100}{I_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad (3.5)$$

### 3.2.2 Fator de distorção de primeira ordem

Os filtros passivos oferecem atenuação aos componentes harmônicos de tensão ou corrente provenientes do conversor. Essa atenuação é aproximadamente proporcional ao inverso da ordem harmônica. Por outro lado, em máquinas de corrente alternada alimentadas por conversor de frequência, suas indutâncias atuam como filtros de primeira ordem. Neste sentido, o fator de distorção de primeira ordem,  $DF1$ , que é um índice de desempenho proporcional à taxa de distorção harmônica das correntes de saída do inversor quando utilizado um filtro de primeira ordem (ENJETI; ZIOGAS; LINDSAY, 1990), é dado por:

$$DF1 = 100 \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2}, \quad (3.6)$$

onde  $V_n$  é a tensão de linha de saída do conversor.

Além da THD e  $DF1$ , outros índices de desempenho são utilizados neste trabalho. Entre esses está o número de comutações dos dispositivos interruptores de potência do conversor em um período da tensão fundamental.

Também será quantificado o desequilíbrio entre as tensões dos capacitores do barramento CC em conversores com diodos de grampeamento de três níveis. De acordo com (GUPTA; KHAMBADKONE, 2007), o seguinte índice é estabelecido:

$$npf = 100 \left( \frac{(v_{cc}/2) - v_{c2}}{v_{cc}/2} \right). \quad (3.7)$$

O índice  $npf$  representa a ondulação percentual da tensão do ponto médio com relação a metade da tensão do barramento CC. Esse fator é adimensional e não depende do valor da tensão do barramento CC.

Com a utilização destes índices será estabelecida a comparação entre a estratégia de

modulação proposta no Capítulo 2 e as principais apresentadas na literatura. Na próxima seção é estabelecida a comparação entre as estratégias de modulação N3V, NS3V e a técnica híbrida N3V+NS3V.

### 3.3 Comparação entre as estratégias de modulação N3V, NS3V e N3V+NS3V

Nesta seção são mostrados alguns resultados de simulação referentes a uma comparação entre os métodos de modulação N3V, NS3V e estratégia híbrida N3V+NS3V. Para o propósito da comparação entre as estratégias, o conversor NPC é conectado a uma carga  $RL$  com  $FP=0,55$ , sendo a capacitância do barramento  $CC$  de aproximadamente 2 p.u. e índice de modulação igual a 0,97.

A Figura 3.1 mostra a THD da tensão de linha  $v_{ab}$  em função de diversos índices de modulação em amplitude  $ma$  dentro da faixa de operação linear do conversor para as estratégias de modulação apresentadas no Capítulo 2. Como pode ser visto a estratégia N3V possui menor THD que a estratégia NS3V para índices de modulação acima de 0,5.

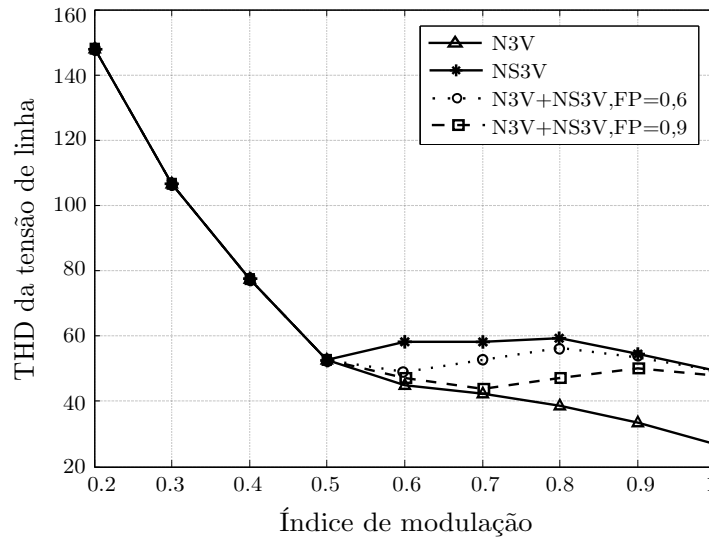


Figura 3.1: THD da tensão de linha  $v_{ab}$  em função do índice de modulação em amplitude  $ma$  para as estratégias de modulação N3V, NS3V e N3V+NS3V (com fator de potência da carga de 0,6 e 0,9).

A estratégia híbrida que utiliza N3V+NS3V possui índices de THD intermediários aos das duas técnicas utilizadas independentemente. Na Figura 3.1 é mostrada a THD das tensões de saída para a estratégia híbrida, em que duas condições de fator de potência de carga são utilizados:  $FP=0,6$  e  $FP=0,9$ . O fator de potência da carga influencia na THD das tensões de saída, quando utilizada a técnica híbrida. Note que, a THD das tensões de saída aumenta conforme diminui o fator de potência da carga. Isso se deve ao fato

de que a técnica híbrida utiliza as estratégias N3V e NS3V e realiza a transição entre elas de acordo com as restrições apresentadas anteriormente, sendo que estas restrições dependem das correntes de carga.

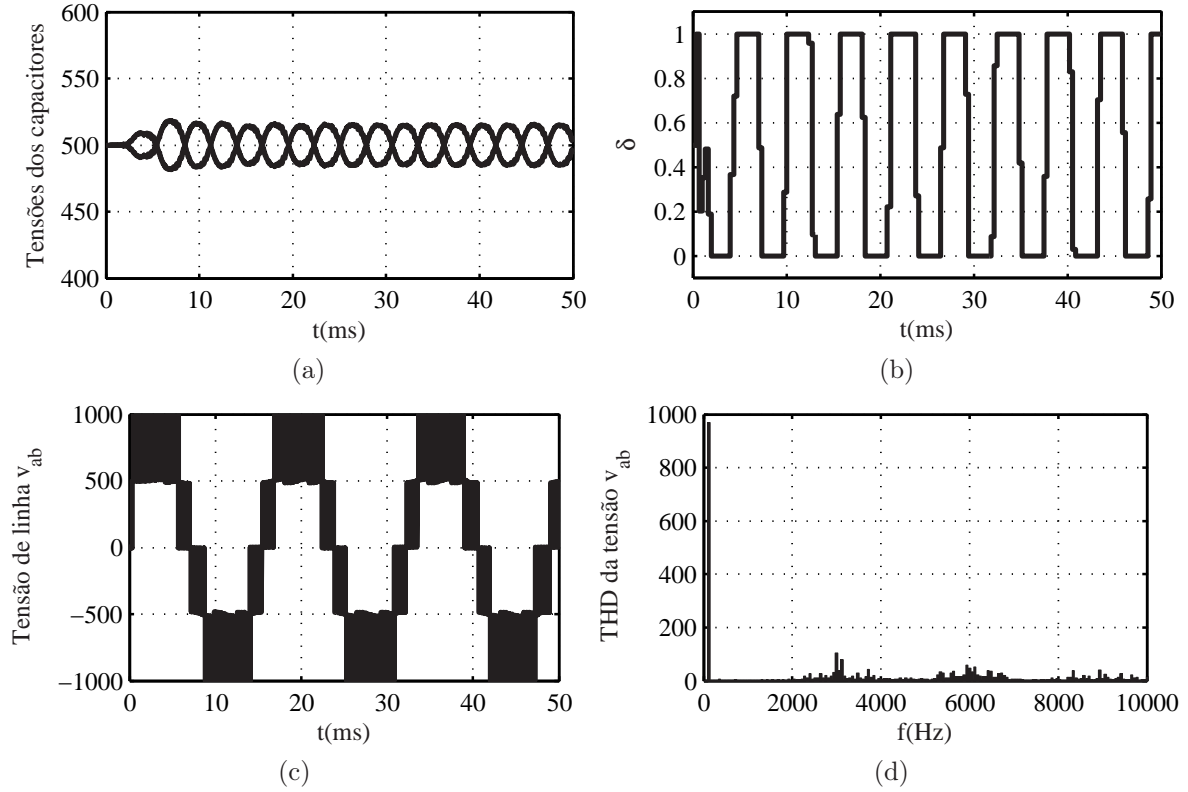


Figura 3.2: Estratégia N3V: (a) Tensões dos capacitores do barramento CC  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$ , (b)  $\delta$ , (c) Padrão PWM da tensão de linha  $v_{ab}$ , (d) Espectro harmônico da tensão de linha  $v_{ab}$

A Figura 3.2a mostra as tensões dos capacitores do barramento CC para a utilização do método N3V. Já a Figura 3.2b mostra a variável  $\delta$  associada ao controle das tensões dos capacitores do barramento CC. Note que, há oscilações de baixa frequência presentes nas tensões  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$ . Nesta condição de fator de potência de carga e índice de modulação, quando é utilizada a estratégia N3V, falta recurso por parte do conversor para zerar a corrente média do ponto central do divisor capacitivo. Ou seja, as restrições apresentadas no Capítulo 2 não são sempre satisfeitas, e como consequência ocorre a saturação da variável  $\delta$  nos limites 0 e 1, como mostra a Figura 3.2b.

A utilização da estratégia NS3V e da estratégia híbrida N3V+NS3V possibilita que a corrente  $\bar{I}_o$  seja anulada fazendo com que as tensões dos capacitores não possuam oscilações de baixa ordem harmônica como mostrado nas Figuras 3.3a e 3.4a. Quando utilizada a técnica NS3V, a variável  $\delta$  mantém-se em torno do valor 0.5 como mostrado na Figura 3.3b. Já para a estratégia híbrida N3V+NS3V a variável  $\delta$  assume valores no intervalo de 0 a 1 sem que ocorra a saturação como mostra a Figura 3.4b.



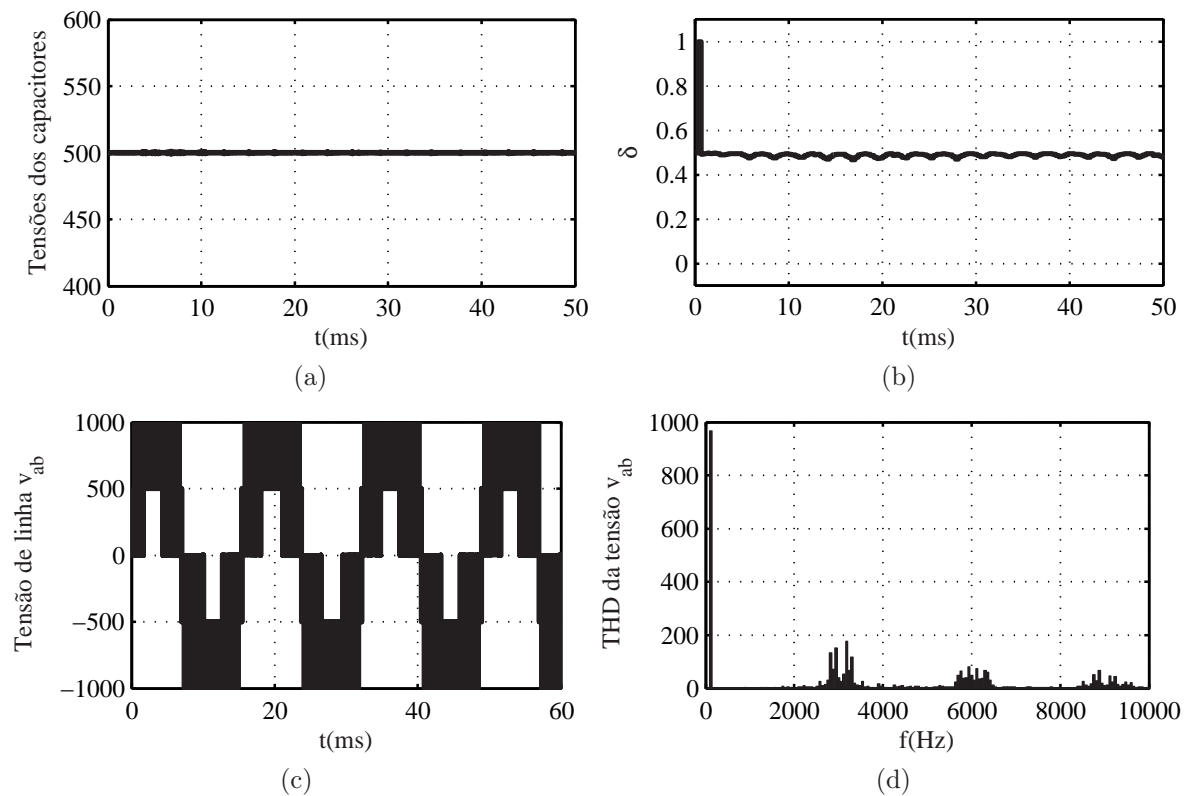


Figura 3.3: Estratégia NS3V: (a) Tensões dos capacitores do barramento CC  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$ , (b)  $\delta$ , (c) Padrão PWM da tensão de linha  $v_{ab}$ , (d) Espectro harmônico da tensão de linha  $v_{ab}$

As Figuras 3.2c, 3.3c e 3.4c mostram o padrão PWM das tensão de linha de saída para as três estratégias de modulação, enquanto que as Figuras 3.2d, 3.3d e 3.4d mostram os espectros harmônicos das respectivas tensões de linha dos três métodos de modulação.

Os espectros harmônicos das Figuras 3.3d (NS3V) e 3.4d (híbrido) possuem componentes harmônicas de maior amplitude em torno da frequência de comutação e do dobro da frequência de comutação quando comparado com o espectro harmônico da Figura 3.2d (N3V). Entretanto, o espectro harmônico da tensão de linha proveniente da estratégia N3V, possui componentes harmônicos de baixa ordem 5°, 7°, 11°. Estes componentes harmônicos são introduzidos nas tensões de saída devido as oscilações de tensão dos capacitores do barramento CC.

A Figura 3.5 mostra o espectro harmônico das tensões de saída do método híbrido, ou seja, utilizando N3V e NS3V. O índice de modulação em amplitude é variado de 0,1 a 1, enquanto que a frequência de comutação é de 3 kHz e utilizando uma carga com  $FP=0,55$  indutivo. Pode observar-se que para índices de modulação abaixo de 0,4 a primeira banda do espectro encontra-se em torno do dobro da frequência de comutação, enquanto que acima deste índice esta primeira banda de harmônicas localiza-se em torno da frequência de comutação. Ainda, pela Figura 3.5, observa-se que o espectro não apresenta harmônicas

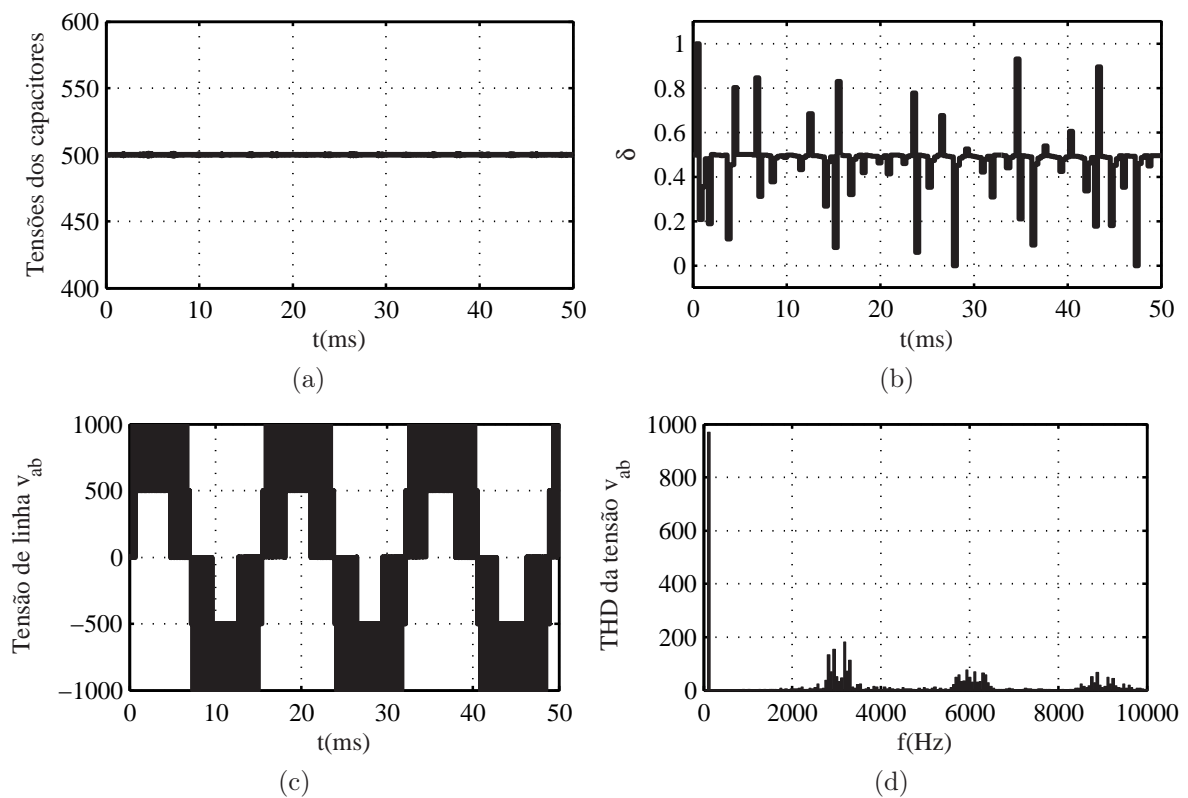


Figura 3.4: Estratégia híbrida N3V+NS3V: (a) Tensões dos capacitores do barramento CC  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$ , (b)  $\delta$ , (c) Padrão PWM da tensão de linha  $v_{ab}$ , (d) Espectro harmônico da tensão de linha  $v_{ab}$

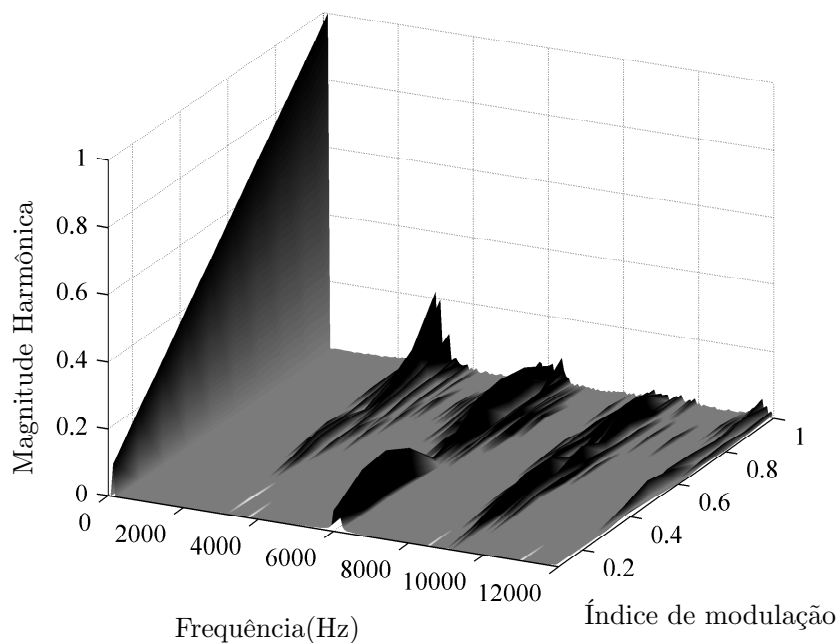


Figura 3.5: Espectro da tensão de linha utilizando a modulação híbrida (N3V + NS3V) proposta. Frequência de comutação de 3 kHz, PF=0,55.

de baixa ordem já que as ondulações nas tensões do divisor capacitivo foram eliminadas.

### 3.4 Comparação entre a estratégia de modulação híbrida proposta e estratégias encontradas na literatura

Nesta seção será estabelecida a comparação entre o método de modulação proposto neste trabalho, o método que utiliza portadoras modificadas, *Double Side*, proposto por (POU et al., 2007) e o método de modulação vetorial proposto em (GUPTA; KHAMBADKONE, 2007). Para enfatizar as diferenças de desempenho dos métodos de modulação, serão utilizados os mesmos parâmetros de carga e capacitância do barramento CC da subseção anterior, e também a variação do índice de modulação em amplitude  $ma$  dentro da faixa de operação linear do inversor.

A Figura 3.6a ilustra a transição do método N3V e NS3V durante um período da tensão a ser sintetizada, sendo que o critério utilizado para a transição é proposto neste trabalho.

Já as Figuras 3.6b e 3.6c mostram a utilização dos métodos N3V e S3V de acordo com (GUPTA; KHAMBADKONE, 2007), onde o critério de transição utilizado é baseado na máxima ondulação percentual das tensões dos capacitores do barramento CC, ou seja, se  $|npf| < npf_{max}$  é utilizado o método N3V, caso contrário será utilizado o S3V. Além disso, foram considerados dois casos: caso (I)  $npf_{max}=0,3$  e caso (II)  $npf_{max} = 3$ . Note pela Figura 3.6a que a estratégia proposta apresenta uma transição entre o N3V e o NS3V mais uniforme ao longo do período da tensão de linha, quando comparada com a estratégia, cuja a transição entre o N3V e o S3V é mostrada nas Figuras 3.6b e 3.6c. Ainda, para índices de modulação em amplitude menores que 0,6, o vetor a ser implementado encontra-se no setor 1, e ambas estratégias operam com o N3V.

As Figuras 3.7a, 3.7b e 3.7c mostram respectivamente, o índice  $DF1$ , fator de desequilíbrio  $npf$  e o número de comutações dos interruptores de potência para os três métodos. O método *Double Side* apresentado por (POU et al., 2007) possui o número de comutações aproximadamente constante na faixa de operação tomada como exemplo, e para índices de modulação  $ma$  acima de 0,8, esse número é menor que o número de comutações do método proposto neste trabalho. Entretanto essa estratégia possui um fator de distorção  $DF1$  maior que o da estratégia proposta para tais índices de modulação.

Para o caso (I) considerado, a estratégia proposta por (GUPTA; KHAMBADKONE, 2007)

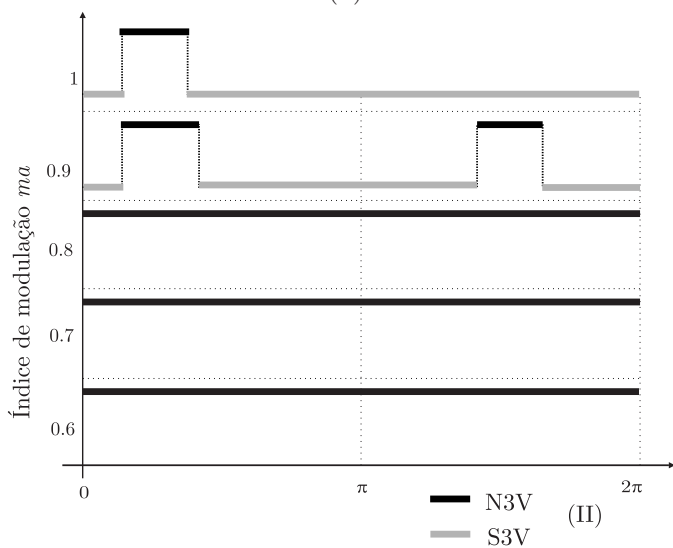
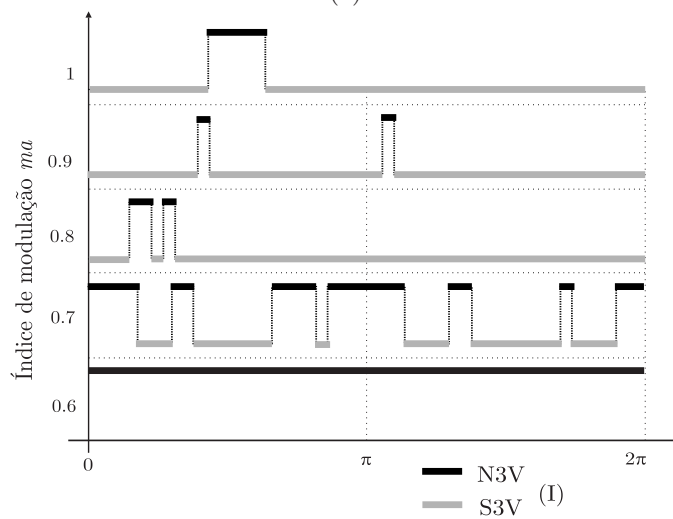
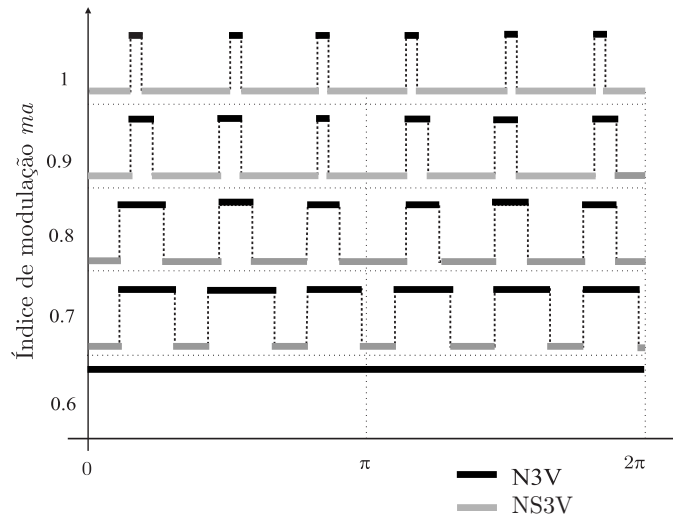
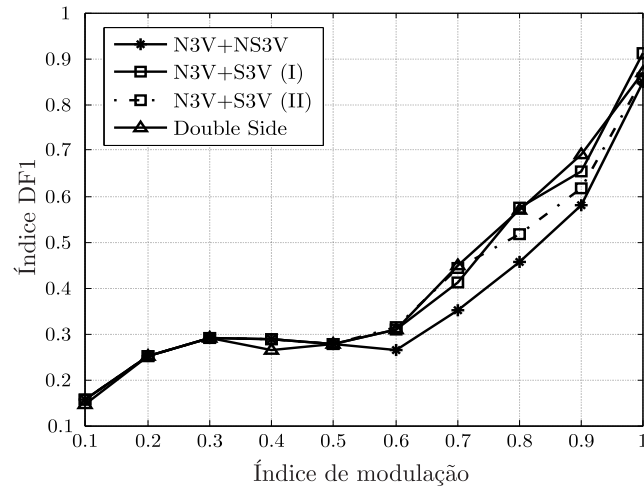
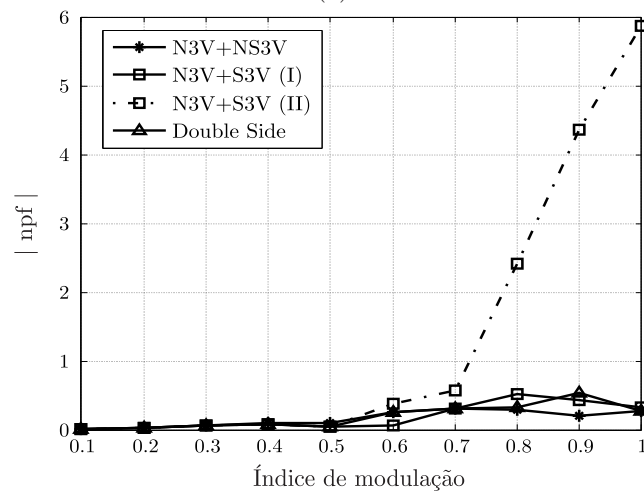


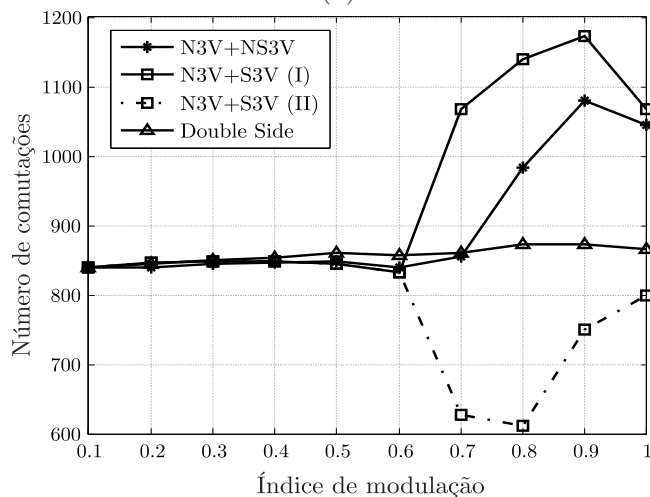
Figura 3.6: (a) Transição entre os métodos N3V e NS3V. (b) Transição entre os métodos N3V e S3V (Gupta e Khambadkone, 2007) caso (I)  $npf_{max}=0,3$ , (c) caso (II)  $npf_{max}=3$ .



(a)



(b)



(c)

Figura 3.7: Índices de desempenho das estratégias de modulação: (a) fator de distorção  $DF1$ , (b) fator de desequilíbrio  $npf$  (c) número de comutações.

apresenta um maior número de comutações e maior fator de distorção que a estratégia apresentada neste trabalho. Note que, para o caso (II) apesar do método proposto em (GUPTA; KHAMBADKONE, 2007) apresentar um reduzido número de comutações, o de-

sequilíbrio das tensões do divisor capacitivo introduz componentes harmônicas de baixa ordem nas correntes de saída, prejudicando o fator de distorção  $DF1$  (Figura 3.7b). O aumento de  $DF1$  é acentuado na medida em que reduz-se os valores de capacitância do barramento CC.

### 3.5 Resultados Experimentais

A fim de verificar o desempenho do método de modulação vetorial proposto em termos das tensões e correntes de saída e do equilíbrio das tensões do barramento CC, esse foi implementado em um conversor com diodos de grampeamento de três níveis controlado por um processador digital de sinais. As próximas seções descrevem a plataforma experimental, bem como trazem os resultados experimentais.

#### 3.5.1 Descrição da bancada experimental

Para a implementação das estratégias de modulação foi utilizada a bancada experimental representada pelo diagrama da Figura 3.8. Esta bancada é constituída por um módulo conversor, sistema de aquisição de medidas, processador digital de sinais e geração e envio dos sinais PWM ao conversor.

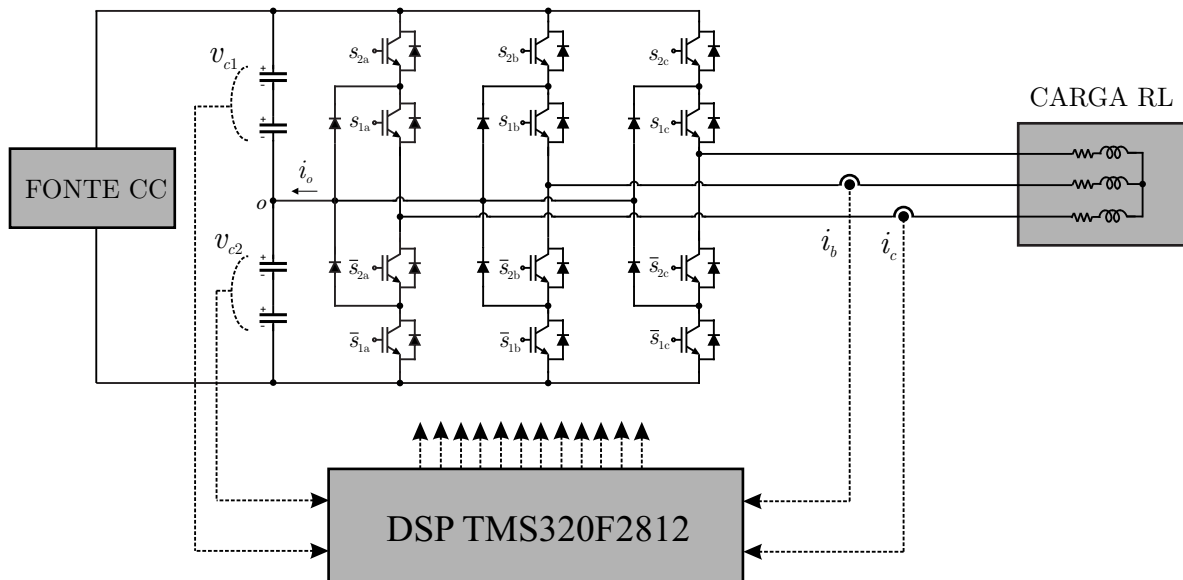


Figura 3.8: Diagrama com os sistema utilização para a aquisição dos resultados experimentais

Além disso, para a obtenção dos resultados experimentais é utilizada uma carga RL composta por  $L=5$  mH e  $R= 10\Omega$  conectados em estrela. O barramento CC é composto por quatro capacitores com  $4700 \mu\text{F}$  cada, ligados em série totalizando uma capacitância

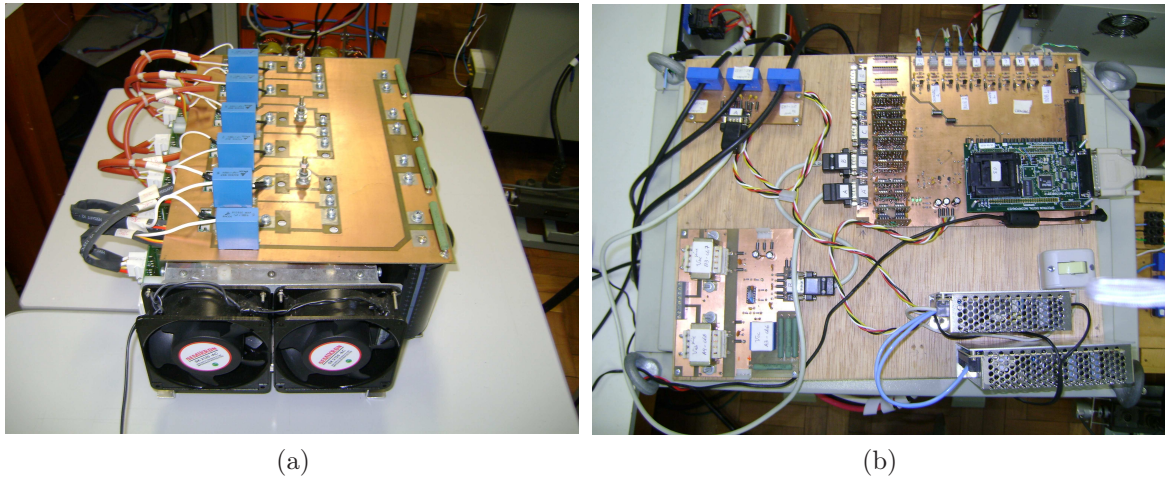


Figura 3.9: Foto da bancada experimental (a) Módulo conversor, (b) Processador digital de sinais e sistema de aquisição de medidas

equivalente de  $2400 \mu\text{F}$ . A tensão máxima admissível sobre cada capacitor é de  $450\text{V}$ , totalizando sobre o barramento CC uma tensão máxima de  $1800\text{V}$ .

### 3.5.1.1 Descrição do processador digital de sinais

Para a implementação da técnica de modulação proposta foi utilizado o processador digital de sinais DSP TMS320F2812 da Texas Instruments agregado ao kit de desenvolvimento da Spectrum Digital mostrado na Figura 3.9b. Este DSP é constituído de um processador com aritmética de ponto fixo de 32 bits. Além disso, as principais características deste DSP podem ser resumidas:

- Arquitetura RISC com 150 milhões de operação por segundo;
- Tamanho da memória flash: 128KWords x 16bits;
- Tamanho da memória RAM (SARAM): 18KWords x 16bits;
- 2 gerenciadores de eventos (*Event Manager*);
- 16 canais multiplexados para conversão Análogo/Digital de 12 bits;
- 56 portas de entrada/saída que podem ser configuradas individualmente;
- Utiliza o software Code Composer Studio para programação em linguagem C ou Assembly.

### 3.5.1.2 Descrição do módulo conversor

O conversor NPC da Figura 3.9a é composto por interruptores semicondutores IGBT módulos SKM75GB123D e diodos de grameamento módulos SKKD42F10 do fabricante Semikron. A corrente nominal dos interruptores de potência é de 75A e a tensão  $v_{ce}$  máxima de 1200V. O acionamento dos IGBT's é composto pelo circuito driver SKHI22AR do fabricante Semikron. Além da adequação dos níveis de tensão provenientes dos sinais PWM para o acionamento dos interruptores, este circuito possui uma proteção de sobrecorrente, além possibilidade da seleção do tempo-morto.

### 3.5.2 Resultados experimentais obtidos

Para a obtenção dos resultados experimentais foram utilizadas sequências de comutação implementáveis com contadores *up-down*. Foi admitida a frequência fundamental da tensão a ser sintetizada de 20 Hz para que os efeitos das oscilações de baixa frequência nas tensões dos capacitores sejam mais perceptíveis. Além disso, foram utilizados o índice de modulação igual a 0,93 e a tensão do barramento CC igual a 100V.

A Figura 3.10 mostra o padrão PWM de uma das tensões de linha e a corrente de fase  $i_a$  para uma condição de desequilíbrio das tensões do barramento CC.

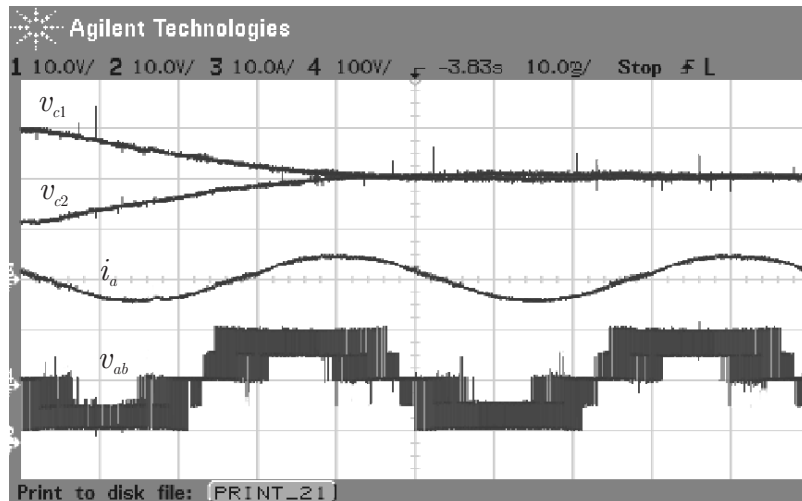


Figura 3.10: Restauração do equilíbrio das tensões  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$  do barramento CC com a técnica híbrida proposta. Escalas de tensão: 10V/div para  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$ , 100V/div para  $v_{ab}$ , escala de corrente: 10A/div, escala de tempo: 10ms/div

Pode-se observar que as tensões rapidamente atingem o equilíbrio e não apresentam ondulações de baixa frequência com a utilização da estratégia proposta.

A Figura 3.11 mostra o padrão PWM da tensão  $V_{ab}$ , a corrente  $i_a$ , e as tensões



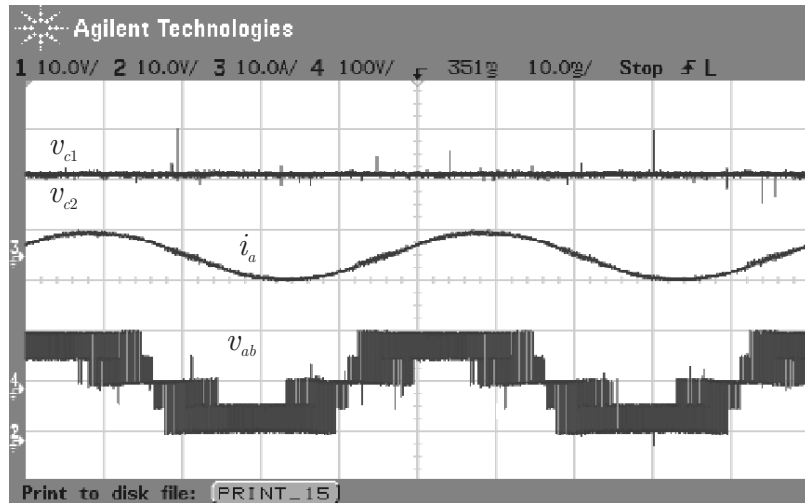


Figura 3.11: Resultados experimentais em regime utilizando a estratégia de modulação NS3V. Escalas de tensão: 10V/div para  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$ , 100V/div para  $v_{ab}$ , escala de corrente: 10A/div, escala de tempo: 10ms/div

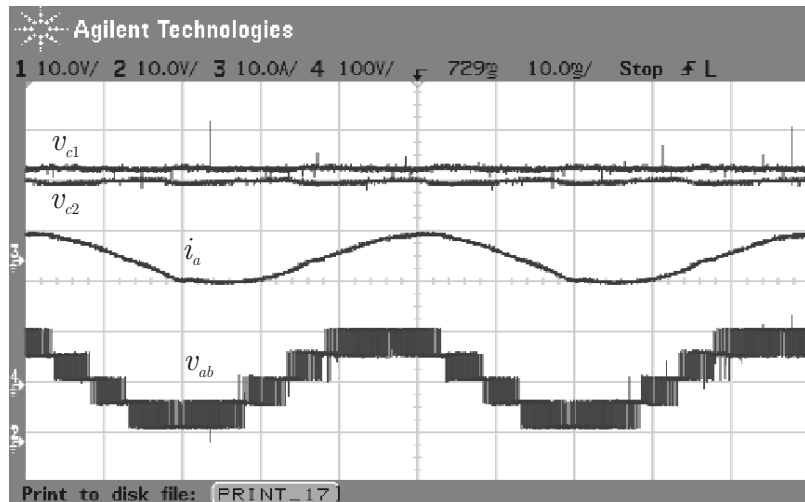


Figura 3.12: Resultados experimentais em regime utilizando a estratégia de modulação N3V. Escalas de tensão: 10V/div para  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$ , 100V/div para  $v_{ab}$ , escala de corrente: 10A/div, escala de tempo: 10ms/div

do barramento CC para o método de modulação NS3V. Na Figura 3.12 são mostradas as mesmas grandezas para o método N3V sob as mesmas condições de carga. Pode-se observar na Figura 3.12 uma ondulação presente nas tensões do barramento CC. Isto, devido a impossibilidade do controle da corrente  $\bar{I}_o$  em algumas regiões do plano  $\alpha\beta$ . Por outro lado, observa-se que com o uso do NS3V essa ondulação é eliminada.

### 3.6 Sumário

Neste capítulo foram apresentados resultados de simulação referentes a estratégia de modulação proposta, bem como um comparativo entre as estratégias N3V, NS3V e

híbrida. Além disso, é apresentada uma comparação entre a estratégia de modulação proposta e as principais estratégias apresentadas da literatura. A fim de obter a comparação entre as estratégias de modulação foram escolhidos alguns índices de desempenho.

Ainda, resultados experimentais foram obtidos para validar e demonstrar o bom desempenho da técnica proposta quanto ao equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC.

# *4 MODULAÇÃO BASEADA NA COMPARAÇÃO COM PORTADORA PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS COM DIODOS DE GRAMPEAMENTO*

## **4.1 Introdução**

Diversas estratégias de modulação têm sido apresentadas na literatura para o equilíbrio das tensões do barramento CC em conversores com diodos de grampeamento de três níveis. Entretanto, a medida que aumenta-se o número níveis, existe uma maior dificuldade em controlar, bem como eliminar as ondulações de baixa frequência presentes nestas tensões.

Para superar essas limitações alguns autores optam pela adição de circuitos externos para garantir o equilíbrio das tensões (ROJAS; OHNISHI; SUZUKI, 1995), utilizam uma estratégia de modulação combinada com a utilização dos circuitos externos (BORGHETTI et al., 2007), ou ainda, descartam estas topologias em benefício de outras tais como, as com capacitores flutuantes e pontes H conectadas em série.

Neste capítulo é apresentada uma estratégia de modulação para o conversor com diodos de grampeamento de quatro níveis da Figura 4.1. O método proposto elimina as ondulações de baixa frequência das tensões dos capacitores do barramento CC e garante o equilíbrio entre estas para toda região linear de operação do conversor independente do fator de potência de carga. Para isto, esse método utiliza três portadoras, como em técnicas SPWM convencionais, e a decomposição dos sinais modulantes. Além disso, a estratégia pode ser facilmente estendida para conversores com diodos de grampeamento

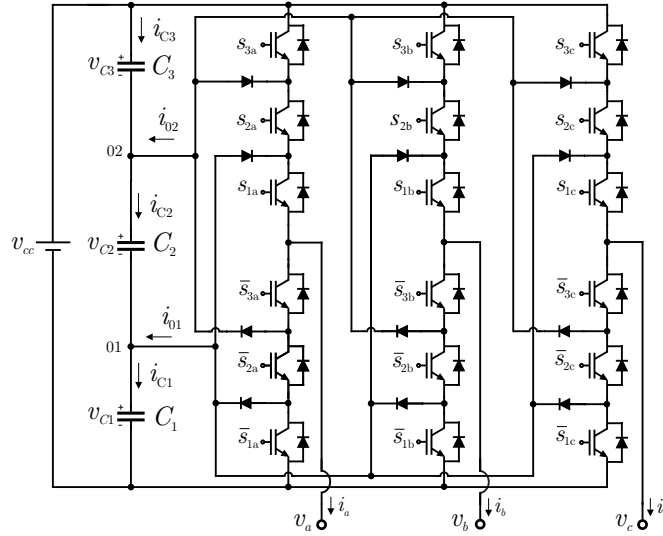


Figura 4.1: Topologia do conversor quatro níveis com diodos de grampeamento.

com um maior número de níveis, bem como implementada em processadores de sinais disponíveis comercialmente sem a necessidade de hardware adicional.

## 4.2 Descrição da Modulação SPWM Proposta

Estratégias SPWM convencionais utilizam para a modulação apenas um sinal modulante por fase para comparação com as portadoras, entretanto neste caso não é alcançado o pleno equilíbrio das tensões dos capacitores. Para que o equilíbrio seja alcançado, nesse trabalho é utilizado mais de um sinal modulante por fase. No caso de conversores com quatro níveis será utilizado três sinais modulantes por fase.

Geralmente, para o controle de sistemas trifásicos utilizam-se os sinais em coordenadas  $\alpha\beta$ , que em relação sistema de coordenadas  $abc$  podem ser escritos através da seguinte transformação:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

onde  $v_a, v_b, v_c$ , são as tensões de fase em coordenadas  $abc$  e  $v_\alpha, v_\beta, v_0$  são as tensões de fase projetadas no plano  $\alpha\beta$ .

Para alcançar um maior aproveitamento do barramento CC na região linear de operação do conversor, uma tensão de modo comum pode ser adicionada aos sinais modulantes.

Em (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999) uma matriz de transformação é apresentada para relacionar o espaço das tensões nas pernas do conversor com espaço das tensões de saída em coordenadas  $\alpha\beta$ . Para obter uma relação única entre estes espaços, uma variável foi adicionada, que pode ser considerada como "tensão de modo comum", aqui designada por  $v_0^*$ . Os sinais modulantes, para cada perna de um conversor trifásico, que são proporcionais às tensões dos braços  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$ ,  $v_{cg}$ , são relacionados com os sinais de controle, isto é, as tensões de saída do conversor em coordenadas  $\alpha\beta$  pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} v_{ag} &= v_\alpha + \frac{v_0^*}{2} \\ v_{bg} &= -\frac{v_\alpha}{2} + \frac{\sqrt{3}v_\beta}{2} + \frac{v_0^*}{2} \\ v_{cg} &= -\frac{v_\alpha}{2} - \frac{\sqrt{3}v_\beta}{2} + \frac{v_0^*}{2}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

A tensão de modo comum  $v_0^*$  pode ser utilizada para maximizar a utilização do barramento CC. Para assegurar que o conversor opere na região linear, os sinais modulantes devem estar dentro dos limites das portadoras. Considerando o conversor com quatro níveis, as seguintes desigualdades devem ser satisfeitas.

$$\begin{aligned} 0 &\leq v_{ag} \leq 3 \\ 0 &\leq v_{bg} \leq 3 \\ 0 &\leq v_{cg} \leq 3. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Substituindo (4.2) em (4.3), as seguintes desigualdades podem ser escritas:

$$\begin{aligned} \text{i)} \quad &v_0^* \geq -2v_\alpha \\ \text{ii)} \quad &v_0^* \leq 6 - 2v_\alpha \\ \text{iii)} \quad &v_0^* \geq v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta \\ \text{iv)} \quad &v_0^* \leq 6 + v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta \\ \text{v)} \quad &v_0^* \geq v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta \\ \text{vi)} \quad &v_0^* \leq 6 + v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta \end{aligned} \quad (4.4)$$

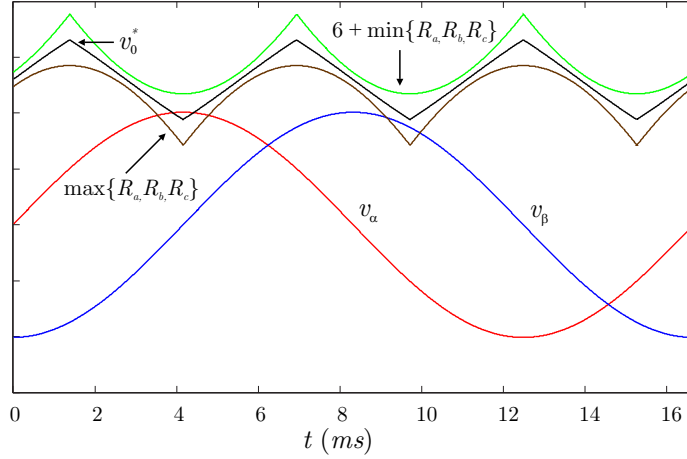


Figura 4.2: Limites para a definição de  $v_0^*$ .

Definindo:

$$R_a = -2v_\alpha; \quad R_b = v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta; \quad R_c = v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta, \quad (4.5)$$

os limites de  $v_0^*$  serão dados por:

$$6 + \min\{R_a, R_b, R_c\} \geq v_0^* \geq \max\{R_a, R_b, R_c\}. \quad (4.6)$$

Para o inversor operar na região linear,  $v_0^*$  deve estar entre os limites da região em (4.6). Neste trabalho definiu-se  $v_0^*$  como:

$$v_0^* = \frac{(\max\{R_a, R_b, R_c\}) + (6 + \min\{R_a, R_b, R_c\})}{2} \quad (4.7)$$

A Figura 4.2 mostra os limites apresentados por (4.6) e as tensões  $v_\alpha$ ,  $v_\beta$  e  $v_0^*$ .

Em estratégias SPWM (TOLBERT; HABETLER, 1999), convencionalmente cada braço do conversor é controlado por apenas um sinal modulante. No caso do conversor trifásico da Figura 4.1, pelas tensões  $\{v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}\}$ .

A estratégia de modulação proposta neste trabalho decompõe as tensões modulantes  $\{v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}\}$  de forma a prover graus de liberdade para regular as tensões dos capacitores do barramento CC. No caso do conversor com quatro níveis da Figura 4.1 são utilizados três sinais modulantes por fase, ou seja:

$$\begin{aligned} v_{ag} &= v_{ag1} + v_{ag2} + v_{ag3} - 3 \\ v_{bg} &= v_{bg1} + v_{bg2} + v_{bg3} - 3 \\ v_{cg} &= v_{cg1} + v_{cg2} + v_{cg3} - 3, \end{aligned} \quad (4.8)$$

onde os sinais modulantes  $v_{xg1}, v_{xg2}, v_{xg3}$  são comparados com as três portadoras  $v_{car}^1, v_{car}^2, v_{car}^3$ , para produzir os estados de condução dos pares de interruptores  $\{s_{1x}, \overline{s_{1x}}\}$ ,  $\{s_{2x}, \overline{s_{2x}}\}$ ,  $\{s_{3x}, \overline{s_{3x}}\}$  para  $x = \{a, b, c\}$ . A partir da comparação dos sinais modulantes com as portadoras pode ser escrito:

$$\begin{aligned} \text{Se } v_{xg1} > v_{car}^1, & \text{ então } s_{1x} = 1, \text{ caso contrário, } s_{1x} = 0; \\ \text{Se } v_{xg2} > v_{car}^2, & \text{ então } s_{2x} = 1, \text{ caso contrário, } s_{2x} = 0; \\ \text{Se } v_{xg3} > v_{car}^3, & \text{ então } s_{3x} = 1, \text{ caso contrário, } s_{3x} = 0; \end{aligned} \quad (4.9)$$

As tensões na fase  $x$ , com relação ao negativo do barramento CC podem ser determinadas como sendo:

$$v_{xg} = \begin{cases} 0, & \text{se } s_{x1} = 0, s_{x2} = 0, s_{x3} = 0 \\ v_{C1}, & \text{se } s_{x1} = 1, s_{x2} = 0, s_{x3} = 0 \\ v_{C1} + v_{C2}, & \text{se } s_{x1} = 1, s_{x2} = 1, s_{x3} = 0 \\ v_{C1} + v_{C2} + v_{C3}, & \text{se } s_{x1} = 1, s_{x2} = 1, s_{x3} = 1 \end{cases} \quad (4.10)$$

Ainda, para que o conversor opere na região linear, devem ser satisfeitas as seguintes desigualdades:

$$\begin{aligned} 0 &\leq v_{xg1} \leq 1 \\ 1 &\leq v_{xg2} \leq 2 \\ 2 &\leq v_{xg3} \leq 3. \end{aligned} \quad (4.11)$$

E para que o conversor apresente somente os estados de condução mostrados em (4.10) independentemente das correntes de carga, as restrições em (4.12) devem ser satisfeitas:

$$\begin{aligned} v_{xg1} &\geq v_{xg2} - 1 \\ v_{xg2} &\geq v_{xg3} - 1. \end{aligned} \quad (4.12)$$

A Figura 4.3 mostra a forma usual de definir os sinais modulantes  $v_{xg1}, v_{xg2}, v_{xg3}$  bem como as portadoras  $\{v_{car}^1, v_{car}^2, v_{car}^3\}$ . Deve ser ressaltado que essa forma de selecionar os sinais modulantes reduz a THD das tensões de saída, mas não garante o equilíbrio das tensões dos capacitores ou a redução das ondulações de baixa frequência nas tensões sobre os capacitores do barramento CC, o que pode comprometer a operação do conversor multinível.

A Figura 4.4 mostra os sinais modulantes  $v_{ag1}, v_{ag2}, v_{ag3}$  e os sinais de comando dos

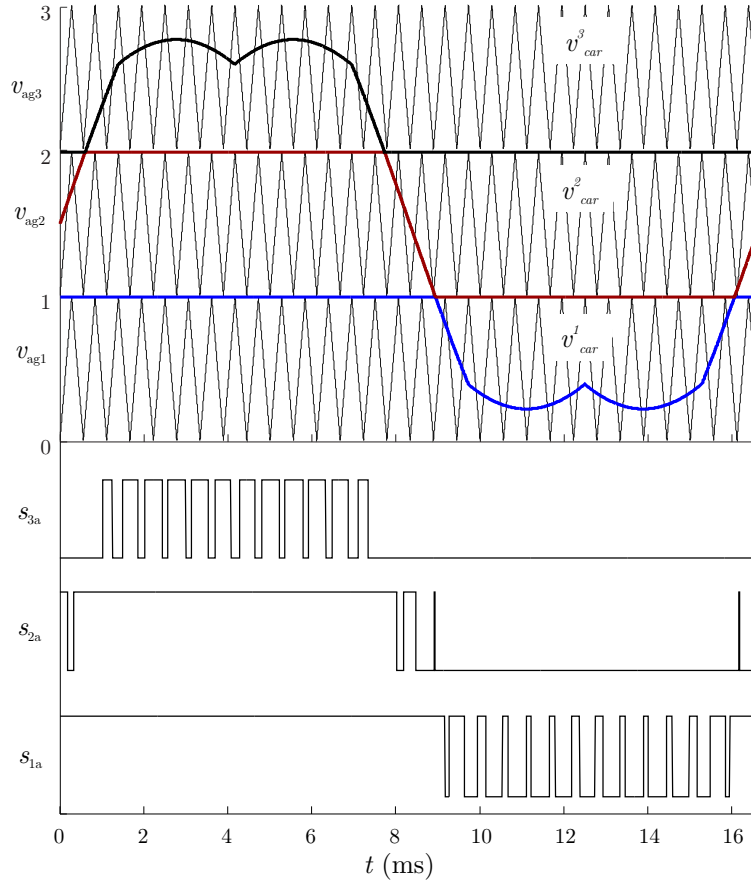


Figura 4.3: Sinais modulantes  $v_{xg1}$ ,  $v_{xg2}$ ,  $v_{xg3}$  juntamente com as portadoras  $v_{car}^1$ ,  $v_{car}^2$ ,  $v_{car}^3$  e os sinais de comando para os interruptores  $s_{1a}$ ,  $s_{2a}$  e  $s_{3a}$ .

interruptores  $s_{1x}$ ,  $s_{2x}$ ,  $s_{3x}$ , em um período de comutação, onde  $x = \{a, b, c\}$ . Da observação das Figura 4.4 e Figura 4.5 nota-se, que em um período de comutação existem alguns intervalos onde as correntes de fase contribuem para as correntes  $i_{01}$  e  $i_{02}$  da Figura 4.1. Dependendo da estratégia de modulação utilizada essas correntes podem levar as tensões dos capacitores a severos desequilíbrios.

Em um intervalo de comutação  $T_s$ , os tempos  $t_1$ ,  $t_2$  e  $t_3$  da Figura 4.4 podem ser escritos como:

$$\begin{aligned} t_3 &= v_{xg1} T_s / 2 \\ t_2 &= (v_{xg2} - 1) T_s / 2 \\ t_1 &= (v_{xg3} - 2) T_s / 2. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Por outro lado, as correntes médias  $i_{01}$  e  $i_{02}$  em um período de comutação podem ser escritas como:

$$\bar{I}_{0p} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{op} dt = 0, \quad (4.14)$$



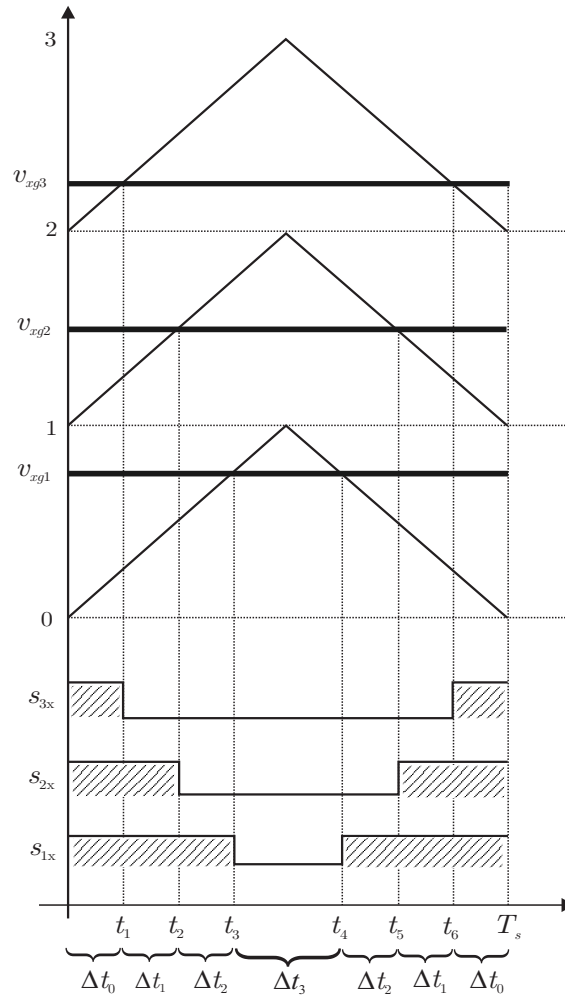


Figura 4.4: Portadoras, sinais modulantes para PWM regular simétrico, e sinais de comando dos interruptores.

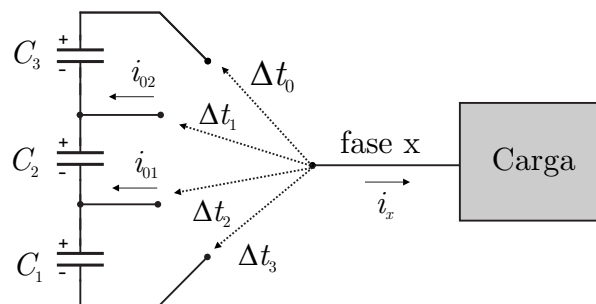


Figura 4.5: Diferentes níveis para conexão da fase  $x$ .

onde  $p=\{1,2\}$  para cada nó, de acordo com a Figura 4.1.

Note pela Figura 4.4 e pela Figura 4.5 que a contribuição da corrente de fase para as correntes  $i_{01}$  e  $i_{02}$  são: nos intervalos  $\Delta t_2$ ,  $i_{01} = -i_x$  e nos intervalos  $\Delta t_1$ ,  $i_{02} = -i_x$ . Nos

outros intervalos  $i_{01}$  e  $i_{02}$  serão nulas. Então, em um período de comutação tem-se:

$$\begin{aligned}\bar{I}_{01x} &= \frac{1}{T_s} (-2i_x \Delta t_2) dt \rightarrow \bar{I}_{01x} = i_x (v_{xg2} - v_{xg1} - 1) \\ \bar{I}_{02x} &= \frac{1}{T_s} (-2i_x \Delta t_1) dt \rightarrow \bar{I}_{02x} = i_x (v_{xg3} - v_{xg2} - 1).\end{aligned}\quad (4.15)$$

Assim, em sistemas a três fios as correntes totais  $\bar{I}_{01}$  e  $\bar{I}_{02}$  devido às três fases podem ser escritas como:

$$\begin{aligned}\bar{I}_{01} &= \sum_{x=\{a,b,c\}} i_x (v_{xg2} - v_{xg1} - 1) \\ \bar{I}_{02} &= \sum_{x=\{a,b,c\}} i_x (v_{xg3} - v_{xg2} - 1).\end{aligned}\quad (4.16)$$

Para eliminar as ondulações de baixa frequência de tensão sobre os capacitores do barramento CC, deve-se fazer com que as correntes  $\bar{I}_{C1}$ ,  $\bar{I}_{C2}$  e  $\bar{I}_{C3}$  sejam nulas. As correntes dos capacitores do barramento CC podem ser escritas como combinação das correntes  $i_{01}$  e  $i_{02}$ :

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & \frac{C_1}{C_2} & \frac{C_1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{C1} \\ i_{C2} \\ i_{C3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{01} \\ i_{02} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{dv_{cc}}{dt} \end{bmatrix}.\quad (4.17)$$

Assumindo que as capacitâncias associadas aos capacitores do barramento CC sejam iguais, e que a tensão do barramento CC  $v_{cc}$  seja constante em um período  $T_s$ , as correntes médias que circulam pelos capacitores do barramento CC podem ser escritas por:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{C1} \\ \bar{I}_{C2} \\ \bar{I}_{C3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{01} \\ \bar{I}_{02} \\ 0 \end{bmatrix}.\quad (4.18)$$

Substituindo (4.16) em (4.18) pode-se obter as correntes médias em um período  $T_s$

dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ :

$$\begin{aligned}
 \bar{I}_{C1} &= (i_a/3)(-2v_{ag1} + v_{ag2} + v_{ag3} - 3) + \\
 &\quad + (i_b/3)(-2v_{bg1} + v_{bg2} + v_{bg3} - 3) + \\
 &\quad + (i_c/3)(-2v_{cg1} + v_{cg2} + v_{cg3} - 3); \\
 \bar{I}_{C2} &= (i_a/3)(v_{ag1} - 2v_{ag2} + v_{ag3}) + \\
 &\quad + (i_b/3)(v_{bg1} - 2v_{bg2} + v_{bg3}) + \\
 &\quad + (i_c/3)(v_{cg1} - 2v_{cg2} + v_{cg3}).
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

Uma vez que em sistemas a três fios  $i_a + i_b + i_c = 0$ , para eliminar as ondulações de baixa frequência nas tensões dos capacitores do barramento CC as seguintes parcelas de (4.19) devem ser igualadas:

$$\begin{aligned}
 (-2v_{ag1} + v_{ag2} + v_{ag3} - 3) &= (-2v_{bg1} + v_{bg2} + v_{bg3} - 3) = \\
 &= (-2v_{cg1} + v_{cg2} + v_{cg3} - 3) \text{ e} \\
 (v_{ag1} - 2v_{ag2} + v_{ag3}) &= (v_{bg1} - 2v_{bg2} + v_{bg3}) = \\
 &= (v_{cg1} - 2v_{cg2} + v_{cg3}).
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

A partir das equações (4.8) e (4.20), pode-se escrever na forma matricial:

$$M \cdot \begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \\ v_{ag3} \\ v_{bg1} \\ v_{bg2} \\ v_{bg3} \\ v_{cg1} \\ v_{cg2} \\ v_{cg3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ag} + 3 \\ v_{bg} + 3 \\ v_{cg} + 3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ v_{m1} \\ v_{m2} \end{bmatrix} \tag{4.21}$$

onde:

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ -2 & 1 & 1 & 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2 & 1 & 1 & 2 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & 1 & -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -2 & 1 & -1 & 2 & -1 \\ a1 & a2 & a3 & a4 & a5 & a6 & a7 & a8 & a9 \\ b1 & b2 & b3 & b4 & b5 & b6 & b7 & b8 & b9 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Note que, duas variáveis  $v_{m1}$  e  $v_{m2}$  foram introduzidas para poder expressar unicamente o vetor das tensões modulantes com as variáveis do lado esquerdo de (4.21). Os elementos das duas últimas linhas de  $M$  devem ser escolhidos de forma a assegurar que a matriz  $M$  seja não singular. Fazendo:  $a2=1$ ,  $a5=1$ ,  $a8=1$ ,  $b1=1$ ,  $b4=1$ ,  $b7=1$ , e o restante dos elementos igual a zero, essa condição é satisfeita. A definição dos sinais modulantes está associada a escolha adequada de  $v_{m1}$  e  $v_{m2}$ .

Multiplicando ambos os lados de (4.21) por  $M^{-1}$  tem-se:

$$\begin{aligned} v_{ag1} &= (1/9) (3v_{m2} + 2v_{ag} - v_{bg} - v_{cg}) \\ v_{ag2} &= (1/9) (3v_{m1} + 2v_{ag} - v_{bg} - v_{cg}) \\ v_{ag3} &= (1/9) (-3v_{m1} - 3v_{m2} + 5v_{ag} + 2v_{bg} + 2v_{cg} + 27) \\ v_{bg1} &= (1/9) (3v_{m2} - v_{ag} + 2v_{bg} - v_{cg}) \\ v_{bg2} &= (1/9) (3v_{m1} - v_{ag} + 2v_{bg} - v_{cg}) \\ v_{cg3} &= (1/9) (-3v_{m1} - 3v_{m2} + 2v_{ag} + 5v_{bg} + 2v_{cg} + 27) \\ v_{cg1} &= (1/9) (3v_{m2} - v_{ag} - v_{bg} + 2v_{cg}) \\ v_{cg2} &= (1/9) (3v_{m1} - v_{ag} - 2v_{bg} + 2v_{cg}) \\ v_{cg3} &= (1/9) (-3v_{m1} - 3v_{m2} + 2v_{ag} + 2v_{bg} + 5v_{cg} + 27) \end{aligned} \quad (4.23)$$

Substituindo (4.23) nas desigualdades (4.11) e (4.12) pode-se escrever as seguintes

restrições para a escolha de  $v_{m1}$  e  $v_{m2}$ :

$$\begin{aligned}
 \text{i)} \quad & R_1 + 3 \leq v_{m1} \leq R_1 + 6 \\
 \text{ii)} \quad & R_2 + 3 \leq v_{m1} \leq R_2 + 6 \\
 \text{iii)} \quad & R_3 + 3 \leq v_{m1} \leq R_3 + 6 \\
 \text{iv)} \quad & R_1 \leq v_{m2} \leq R_1 + 3 \\
 \text{v)} \quad & R_2 \leq v_{m2} \leq R_2 + 3 \\
 \text{vi)} \quad & R_3 \leq v_{m2} \leq R_3 + 3 \\
 \text{vii)} \quad & R_4 \leq v_{m1} + v_{m2} \leq R_4 + 3 \\
 \text{viii)} \quad & R_5 \leq v_{m1} + v_{m2} \leq R_5 + 3 \\
 \text{ix)} \quad & R_6 \leq v_{m1} + v_{m2} \leq R_6 + 3 \\
 \text{x)} \quad & v_{m2} - v_{m1} \geq -3 \\
 \text{xi)} \quad & 2v_{m1} + v_{m2} \geq R_7
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

onde:

$$\begin{aligned}
 R_1 &= (1/3)(-2v_{ag} + v_{bg} + v_{cg}) \\
 R_2 &= (1/3)(v_{ag} - 2v_{bg} + v_{cg}) \\
 R_3 &= (1/3)(v_{ag} + v_{bg} - 2v_{cg}) \\
 R_4 &= (1/3)(5v_{ag} + 2v_{bg} + 2v_{cg}) \\
 R_5 &= (1/3)(2v_{ag} + 5v_{bg} + 2v_{cg}) \\
 R_6 &= (1/3)(2v_{ag} + 2v_{bg} + 5v_{cg}) \\
 R_7 &= v_{ag} + v_{bg} + v_{cg} + 6
 \end{aligned} \tag{4.25}$$

A escolha dos graus de liberdade  $v_{m1}$  e  $v_{m2}$  pode ser feita por mais de uma maneira, desde que sejam atendidas as restrições da equação (4.24). Essas restrições foram obtidas para assegurar que sejam nulas as correntes  $\bar{I}_{c1}$ ,  $\bar{I}_{c2}$  e  $\bar{I}_{c3}$ . Além disso, a adequada escolha dos graus de liberdade pode resultar um reduzido número de comutações dos interruptores de potência. Duas escolhas para  $v_{m1}$  e  $v_{m2}$  são apresentadas em (4.26).

$$\begin{aligned}
 \text{i)} \quad & \begin{cases} v_{m2} = (\max\{R_1, R_2, R_3\} + 3 + \min\{R_1, R_2, R_3\}) / 2 \\ v_{m1} = (3 + \max\{R_1, R_2, R_3\} + 6 + \min\{R_1, R_2, R_3\}) / 2 \end{cases} \\
 \text{ii)} \quad & \begin{cases} v_{m2} = (3 + \min\{R_1, R_2, R_3\}) \\ v_{m1} = (3 + \min\{R_4, R_5, R_6\} - v_{m2}) \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

A primeira escolha para  $v_{m1}$  e  $v_{m2}$  é mostrada na Figura 4.6a e a segunda escolha é mostrada na Figura 4.6b. Uma vez escolhidos os graus de liberdade,  $v_{m1}$  e  $v_{m2}$ , basta substituí-los na equação (4.23) para a obtenção dos sinais modulantes.

A Figura 4.7 mostra os sinais modulantes  $v_{ag1}$ ,  $v_{ag2}$ ,  $v_{ag3}$  para a fase  $a$ , gerados pelos dois métodos considerados, juntamente com as portadoras  $v_{car}^1$ ,  $v_{car}^2$ ,  $v_{car}^3$ .

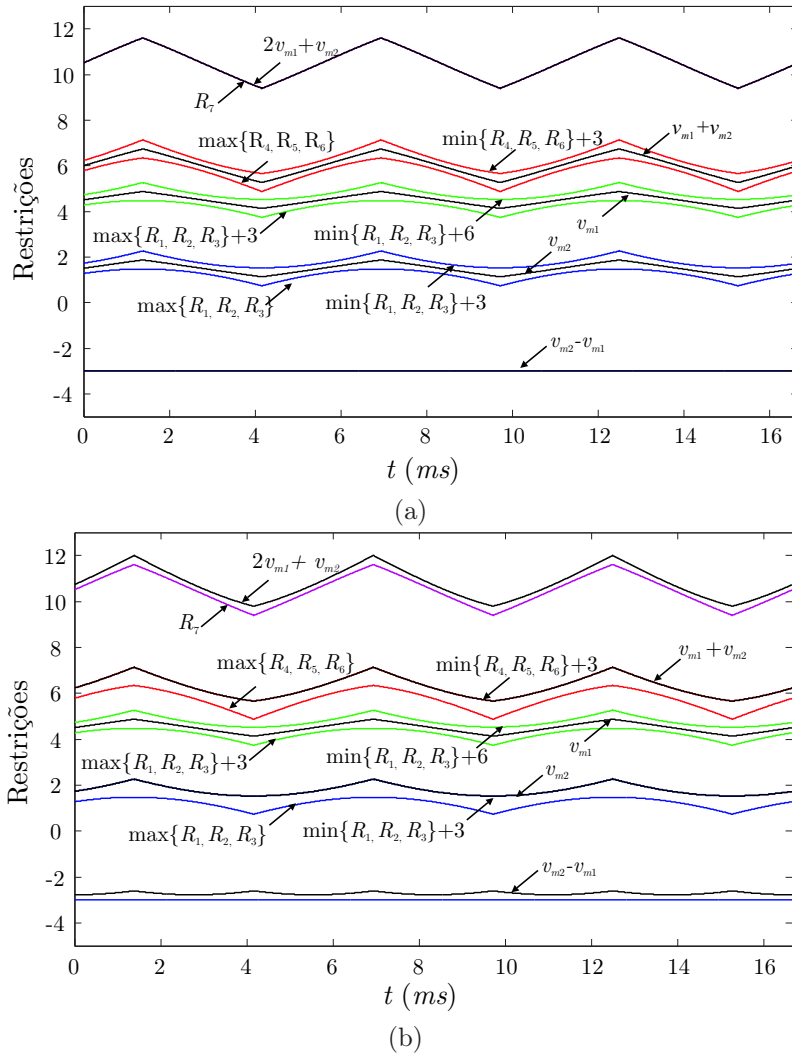


Figura 4.6: Limites para a definição dos graus de liberdade  $v_{m1}$  e  $v_{m2}$ . (a) para o caso i), (b) para o caso ii)

Através da primeira escolha de  $v_{m1}$  e  $v_{m2}$  apresentada, obtém-se os sinais modulantes  $v_{ag1}$ ,  $v_{ag2}$ ,  $v_{ag3}$  mostrados na Figura 4.7a. Com essa escolha, há um aumento significativo do número de comutações, já que os interruptores comutam em grande parte do período. A segunda escolha de  $v_{m1}$  e  $v_{m2}$ , por sua vez apresenta instantes onde alguns interruptores não comutam, reduzindo-se assim o número de comutações quando comparado com a escolha anterior. Com as duas escolhas de  $v_{m1}$  e  $v_{m2}$  garante-se o equilíbrio e ausência de oscilações de baixa frequência nas tensões dos capacitores.

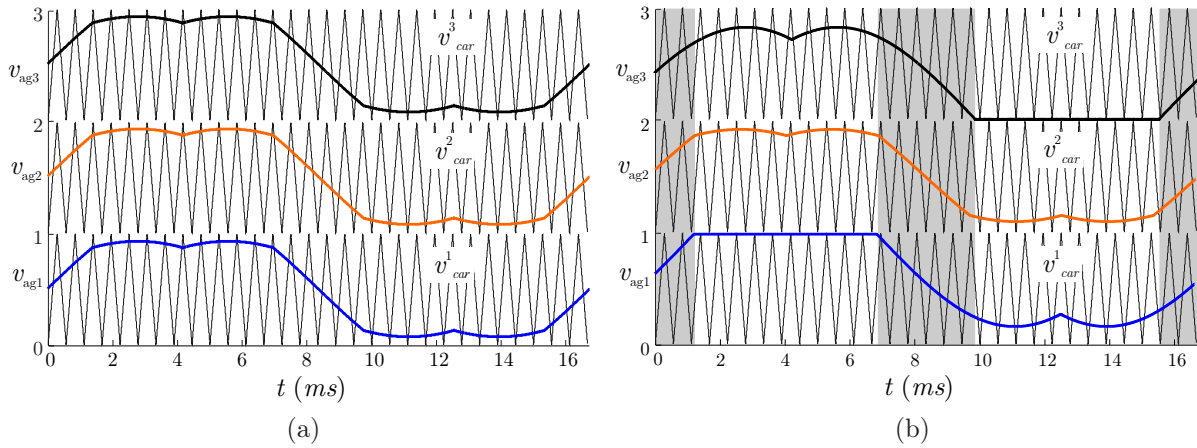


Figura 4.7: Sinais modulantes  $v_{xg1}$ ,  $v_{xg2}$ ,  $v_{xg3}$  juntamente com as portadoras  $v_{car}^1$ ,  $v_{car}^2$ ,  $v_{car}^3$ : (a) para o caso i), (b) para o caso ii). Em cinza, são as regiões que permitem a restauração do equilíbrio das tensões dos capacitores sem um relativo aumento do número de comutações.

### 4.3 Compensação de desequilíbrios nas tensões dos capacitores do barramento CC

Utilizando a técnica de modulação proposta garante-se que a soma das correntes que circula nos capacitores do barramento CC é nula, conseqüentemente as tensões médias sobre esses capacitores se tornam constantes. Teoricamente, se as condições iniciais das tensões dos capacitores forem iguais, elas permanecerão iguais durante a operação do conversor. Entretanto, sabe-se que na prática existem não idealidades nos componentes que podem fazer com que as tensões desequilibrem-se ao longo do tempo. Então, para evitar esse efeito deve ser controlar as tensões dos capacitores.

Um método de compensação pode ser efetuado a partir do deslocamento vertical dos sinais modulantes (POU et al., 2007), entretanto este método é aplicado apenas para conversores com três níveis e o comportamento dinâmico e a estabilidade não são analisados.

Neste trabalho é proposto a utilização de sinais auxiliares, aqui definidos como *off-set*, que são função das diferenças de tensão entre os capacitores e dos sinais das correntes de fase. Sejam definidos os erros  $\varepsilon_1$  e  $\varepsilon_2$  que quantificam as diferença de tensão entre os capacitores do barramento CC.

$$\begin{aligned}\varepsilon_1 &= (v_{C1} - v_{C2}) \\ \varepsilon_2 &= (v_{C2} - v_{C3})\end{aligned}\tag{4.27}$$

Assim, a partir de (4.16) e (4.18) pode-se obter uma relação entre os sinais modulantes e as correntes de fase com as correntes que circulam nos capacitores e as derivadas dos erros de tensão:

$$\begin{aligned}\sum_{x=\{a,b,c\}} i_x (v_{xg2} - v_{xg1} - 1) &= i_{C1} - i_{C2} = C_1 \frac{d\varepsilon_1}{dt} \\ \sum_{x=\{a,b,c\}} i_x (v_{xg3} - v_{xg2} - 1) &= i_{C2} - i_{C3} = C_1 \frac{d\varepsilon_2}{dt}\end{aligned}\tag{4.28}$$

Com intuito de derivar uma lei de controle para restaurar o equilíbrio entre as tensões dos capacitores do barramento CC vamos assumir que a corrente  $i_x$  seja maior que zero. Então, aumentando-se  $v_{xg1}$  diminui-se  $\varepsilon_1$ . De forma semelhante, aumentando-se  $v_{xg3}$  aumenta-se  $\varepsilon_2$ . Por outro lado, aumentando-se  $v_{xg2}$  aumenta-se  $\varepsilon_1$ , mas diminui-se  $\varepsilon_2$ .

Assim propõe-se a seguinte lei de controle para restaurar o equilíbrio das tensões do barramento CC.

$$\begin{aligned}v_{xg1_{\text{off}}} &= k_p \varepsilon_1 \text{sign}(i_x) \\ v_{xg2_{\text{off}}} &= k_p \varepsilon_2 \text{sign}(i_x) - k_p \varepsilon_1 \text{sign}(i_x) \\ v_{xg3_{\text{off}}} &= -k_p \varepsilon_2 \text{sign}(i_x)\end{aligned}\tag{4.29}$$

Note que, a lei de controle proposta não altera as tensões produzidas  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$ , como pode ser visto, substituindo (4.29) em (4.8).

A seguir, é demonstrado que com a lei de controle proposta é assegurado o equilíbrio entre as tensões dos capacitores do barramento CC. Substituindo (4.29) em (4.28) obtém-se a equação dinâmica do erro:

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \beta \mathbf{A} \varepsilon(t)\tag{4.30}$$

sendo  $\beta = k_p \sum_{x=\{a,b,c\}} |i_x|$ .

A dinâmica do erro depende dos autovalores da matriz  $\beta \mathbf{A}$ , onde  $\mathbf{A}$  é definido por:



$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -2 & 1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Assim, os autovalores de  $\beta\mathbf{A}$ , são  $\lambda_1 = -\beta$  e  $\lambda_2 = -3\beta$ . Pode-se concluir que o erro convergirá assintoticamente para zero quando o tempo tende ao infinito se  $\beta$  for positivo, ou seja:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = 0, \quad (4.32)$$

Ainda, para não haver um incremento do número de comutações dos interruptores de potência durante a compensação, os sinais de *off-set* devem ser aplicados somente nos intervalos onde nenhum dos sinais modulantes estejam grampeados a um determinado nível. Estas regiões estão destacadas em cinza na Figura 4.7.

A Figura 4.8 mostra um diagrama da modulação proposta, com o lei de controle proposta de equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC.

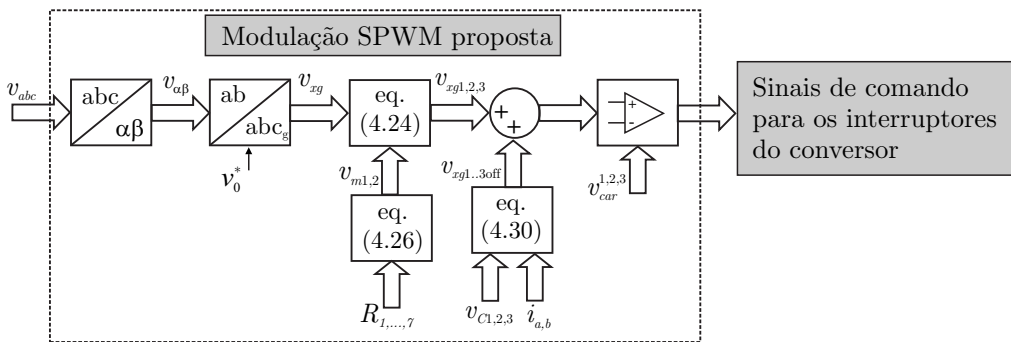


Figura 4.8: Diagrama da modulação SPWM proposta.

## 4.4 Extensão da metodologia proposta para conversores com diodos de grampeamento com $m$ níveis

Nesta seção será apresentada a extensão da metodologia de modulação proposta para conversores com diodos de grampeamento com  $m$  de níveis, para  $m \geq 3$ . O conversor com  $m$  níveis da Figura 4.9 apresenta  $(m-1)$  capacitores do barramento CC.

Para a modulação são utilizados  $(m-1)$  sinais modulantes por fase e  $(m-1)$  portadoras. A decomposição dos sinais modulantes para as três fases do conversor com  $m$  níveis é





Para eliminar as ondulações de baixa frequência de tensão sobre os capacitores do barramento CC, deve-se fazer com que as correntes  $\bar{I}_{C_1}, \bar{I}_{C_2}, \dots, \bar{I}_{C(m-1)}$  sejam nulas. Essas correntes podem ser escritas como combinação das correntes  $i_{01}, i_{02}, \dots, i_{0(m-2)}$ :

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{C_1} \\ \bar{I}_{C_2} \\ \vdots \\ \bar{I}_{C(m-2)} \\ \bar{I}_{C(m-1)} \end{bmatrix} = \frac{1}{m-1} \begin{bmatrix} (m-2) & (m-3) & \cdots & 1 & 1 \\ -1 & (m-3) & & \vdots & \vdots \\ \vdots & -2 & \ddots & & \\ & \vdots & & 1 & 1 \\ -1 & -2 & \cdots & -(m-2) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{01} \\ \bar{I}_{02} \\ \vdots \\ \bar{I}_{0(m-2)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Substituindo (4.38) em (4.39) pode-se obter as correntes médias em um período  $T_s$  que circulam através dos capacitores  $C_1$  e  $C_2, \dots, C_{(m-1)}$ . De maneira similar aos procedimentos realizados para a modulação aplicada ao conversor com quatro níveis pode-se chegar à forma matricial que relaciona os sinais modulantes com os graus de liberdade. Além disso, é possível encontrar  $(m-2)$  graus de liberdade. Através da escolha adequada destes graus de liberdade, é possível eliminar as ondulações de baixa frequência presentes nas tensões dos capacitores do barramento CC para um conversor com  $m$  níveis.

A lei de controle (4.29) proposta que equaliza as tensões dos capacitores em conversores de quatro níveis pode ser estendida para conversores com um maior número de níveis. Para o caso de conversores com  $m$  níveis, os sinais de *off-set* podem ser definidos de acordo com a seguinte expressão:

$$\begin{aligned} v_{xg1_{\text{off}}} &= k_p \text{sign}(i_x) (\varepsilon_1) \\ v_{xg2_{\text{off}}} &= k_p \text{sign}(i_x) (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \\ &\vdots \\ v_{xg(m-2)_{\text{off}}} &= k_p \text{sign}(i_x) (\varepsilon_{(m-2)} - \varepsilon_{(m-3)}) \\ v_{xg(m-1)_{\text{off}}} &= k_p \text{sign}(i_x) (-\varepsilon_{(m-2)}) \end{aligned} \quad (4.40)$$

De forma semelhante como demonstrado para o conversor de quatro níveis, a dinâmica do erro pode ser expressa como:

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \beta \mathbf{A} \varepsilon(t) \quad (4.41)$$

sendo  $\beta = k_p \sum_{x=\{a,b,c\}} |i_x|$ . Neste caso a matriz quadrada  $\mathbf{A}$  é de ordem  $(m-2)$  toma a seguinte forma:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -2 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & -2 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & -2 & 1 & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & 1 & -2 & \ddots & 0 \\ \vdots & 0 & 0 & \ddots & \ddots & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & -2 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Como os autovalores da matriz  $\beta\mathbf{A}$  são negativos para  $\beta > 0$  então o erro convergirá para zero e as tensões dos capacitores do barramento CC se equalizarão.

## 4.5 Resultados de Simulação

Com o objetivo de mostrar o bom desempenho do método de modulação proposto algumas simulações foram realizadas.

Para realizar uma comparação entre o padrão PWM das tensões linha produzido pelo método SPWM proposto com o padrão PWM gerado pela modulação SPWM convencional, foi utilizada a capacitância do barramento CC infinita ( $C_1 = C_2 = C_3 = C \cong \infty$ ). Os parâmetros do conversor com diodos de grampeamento de quatro níveis são mostrados na Tabela 4.1 e referem-se ao acionamento de uma máquina de indução de média tensão.

Tabela 4.1: Parâmetros do circuito

Potência nominal	5,4 MVA
Tensão nominal de linha	6900 V
Corrente nominal	450 A
Tensão do barramento CC	11000 V
Frequência fundamental	60 Hz
Frequência das portadoras	3 kHz

Para estabelecer uma comparação entre os dois métodos serão utilizados dois índices de desempenho. O primeiro é a taxa de distorção harmônica das tensões de saída, THD. O segundo é o fator de distorção de primeira ordem, DF1.

Além disso, foram escolhidos dois índices de modulação em amplitude: 0,85 com os resultados mostrados na Figura 4.10 e 0,2 mostrados na Figura 4.11. As Figuras 4.10a 4.11a mostram os sinais modulantes para o método SPWM proposto. As Figuras

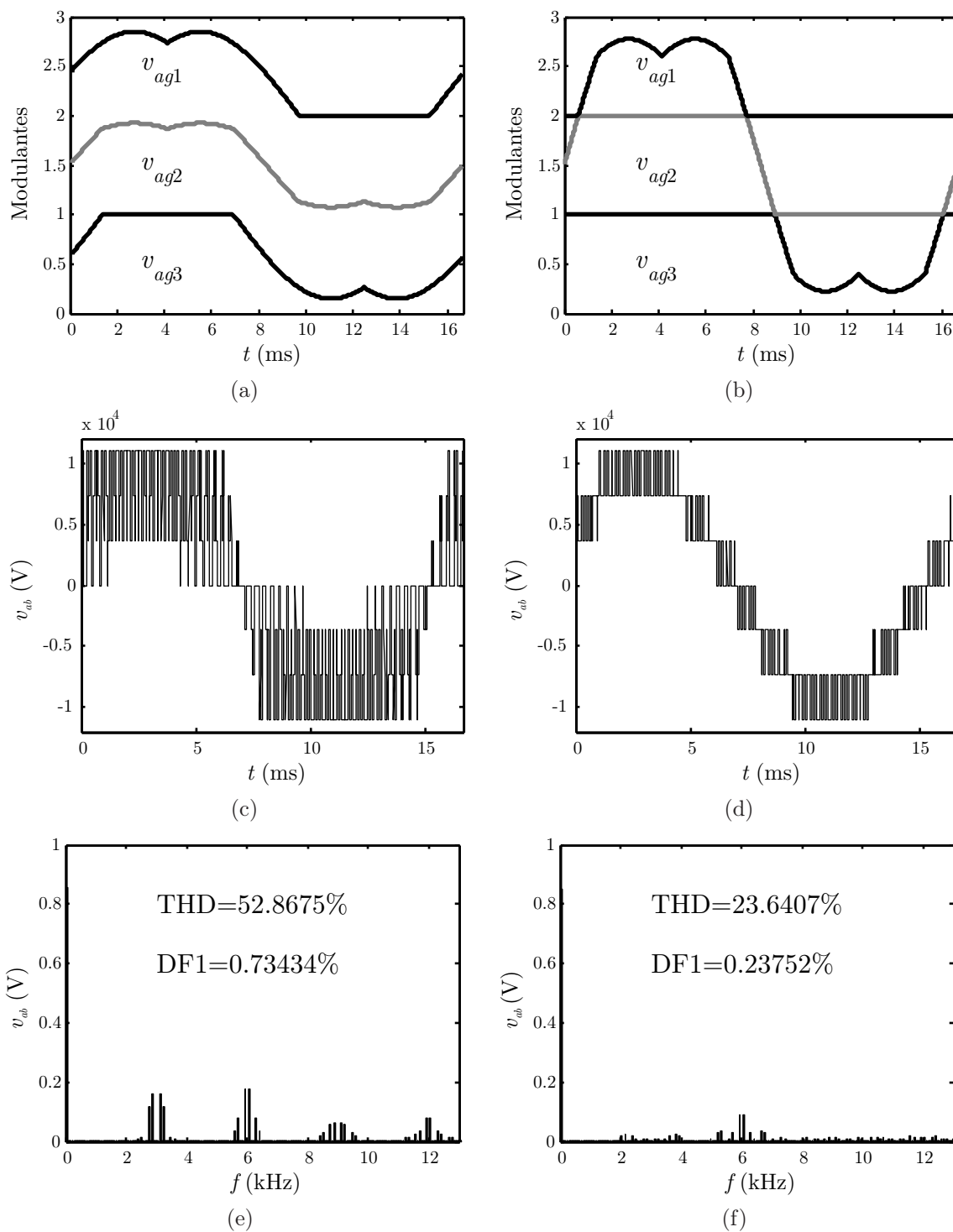


Figure 4.10: Sinais modulantes  $v_{ag1}$ ,  $v_{ag2}$  e  $v_{ag3}$ , a tensão de linha  $v_{ab}$  e o espectro de frequência de  $v_{ab}$ , para índice de modulação  $m = 0,85$ ,  $f_s = 3\text{kHz}$ ,  $C \cong \infty$ , carga RL com FP=0,7.(a), (c), (e) SPWM proposto. (b), (d), (f) SPWM convencional.

4.10c e 4.11c mostram o padrão PWM de linha e o seu espectro harmônico resultante é apresentado pelas Figura 4.10e 4.11e. Já a Figuras 4.10b e 4.11b mostram os sinais modulantes para o método SPWM convencional. As Figuras 4.10d e 4.11d mostram o padrão PWM de linha e o espectro harmônico resultante é apresentado pela Figura 4.10f

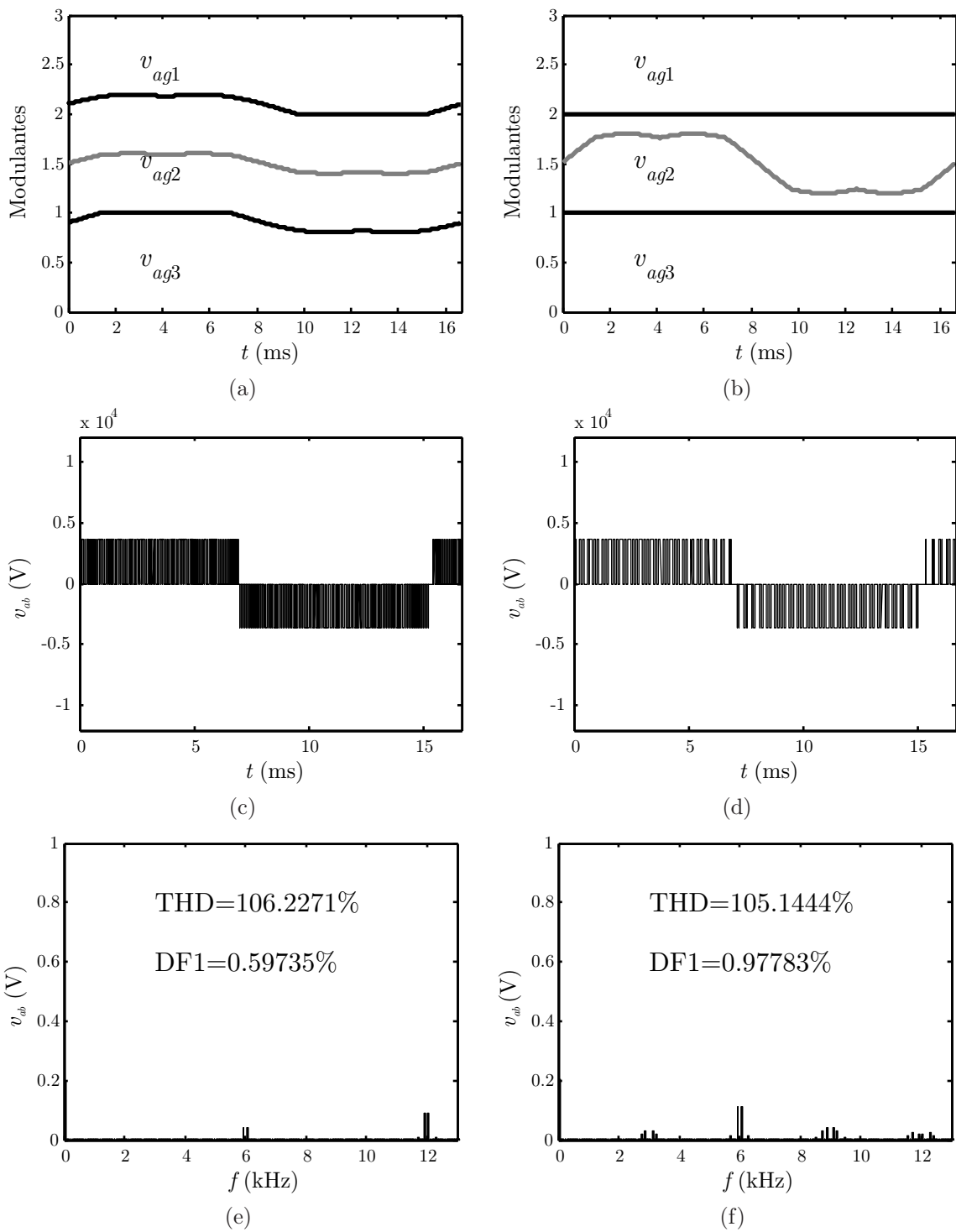


Figura 4.11: Sinais modulantes  $v_{ag1}$ ,  $v_{ag2}$  e  $v_{ag3}$ , a tensão de linha  $v_{ab}$  e o espectro de frequência de  $v_{ab}$ , para índice de modulação  $m = 0,2$ ,  $f_s = 3\text{kHz}$ ,  $C \cong \infty$ , carga RL com FP=0,7.(a), (c), (e) SPWM proposto. (b), (d), (f) SPWM convencional.

e 4.11f.

As Figuras 4.12a e 4.12b mostram respectivamente a taxa de distorção harmônica total da tensão de linha  $v_{ab}$ , e o fator de distorção de primeira ordem para ambos os métodos na região linear de operação do conversor.

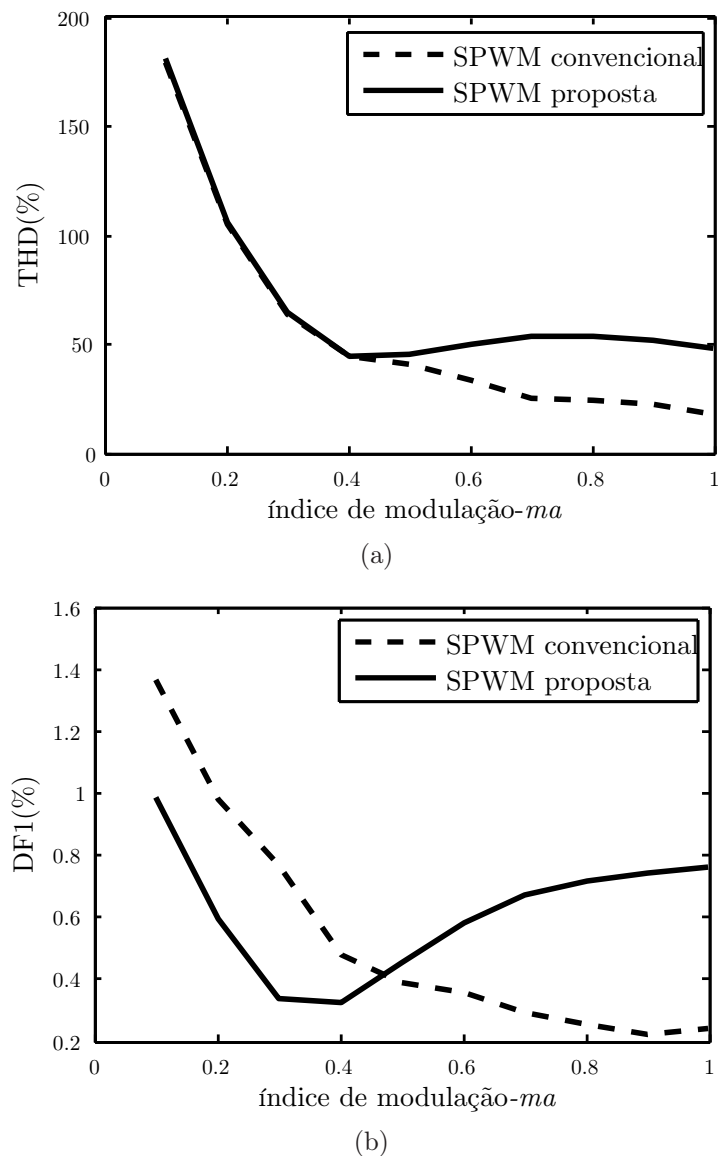


Figura 4.12: Índices de desempenho para as estratégias de modulação SPWM convencional e SPWM proposta com os capacitores do barramento CC  $C \cong \infty$ : (a) Taxa de distorção harmônica total da tensão de linha  $v_{ab}$ , (b) Fator de distorção de primeira ordem

Note que, para índices de modulação acima de 0,45 o método de modulação proposto apresenta maiores valores de THD e DF1 que o método SPWM convencional. Entretanto, para índices de modulação abaixo de 0,45, a estratégia proposta apresenta menores valores de DF1 que os apresentados pela estratégia SPWM convencional.

Deve ser ressaltado que para assegurar o equilíbrio das tensões e a eliminação das ondulações de baixa frequência nas tensões dos capacitores do barramento CC, penalizou-se a THD das tensões de saída, quando comparado com as técnicas SPWM convencionais. Além disso, o número de comutações apresentado pela metodologia SPWM proposta é de aproximadamente o dobro daquele apresentado pela metodologia SPWM convencional.



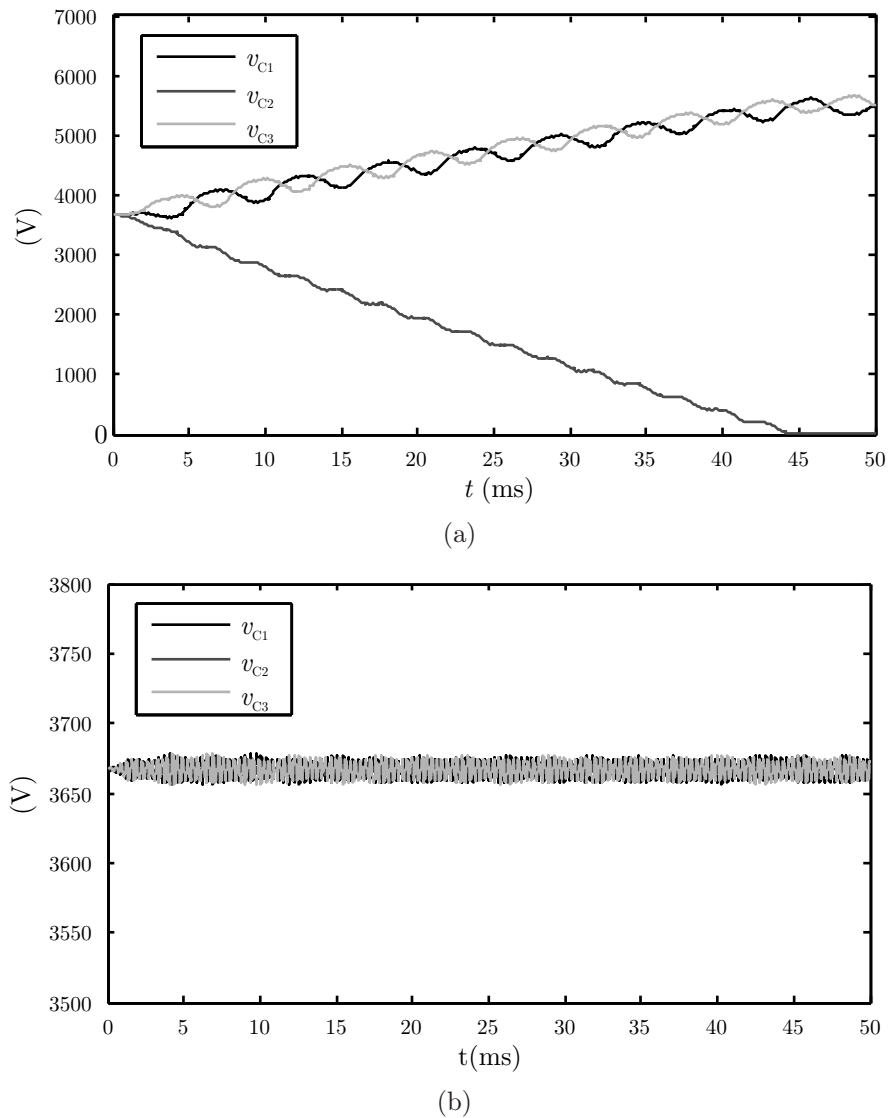


Fig. 4.13: Tensões dos capacitores do barramento CC  $v_{C1}$ ,  $v_{C2}$ ,  $v_{C3}$ , (a) para a estratégia SPWM convencional, (b) para a estratégia SPWM proposta.

O incremento do número de comutações deve-se ao fato que a modulação SPWM proposta apresenta menores intervalos onde os sinais modulantes estão grampeadas a um determinado nível quando comparado com a metodologia SPWM convencional.

Supondo que a capacitância do barramento CC seja um fator limitante, utilizou-se  $C=1000\mu\text{F}$  para cada capacitor do barramento CC e uma carga  $RL$  com fator de potência de 0,7.

A Figura 4.13 mostra as tensões  $v_{C1}$ ,  $v_{C2}$ ,  $v_{C3}$  dos capacitores do barramento CC para ambas as estratégias de modulação. Note pela Figura 4.13b, referente ao uso do método SPWM modificado, que não há desequilíbrios entre essas tensões, entretanto quando utilizada a estratégia SPWM convencional (Figura 4.13a), as tensões dos capaci-

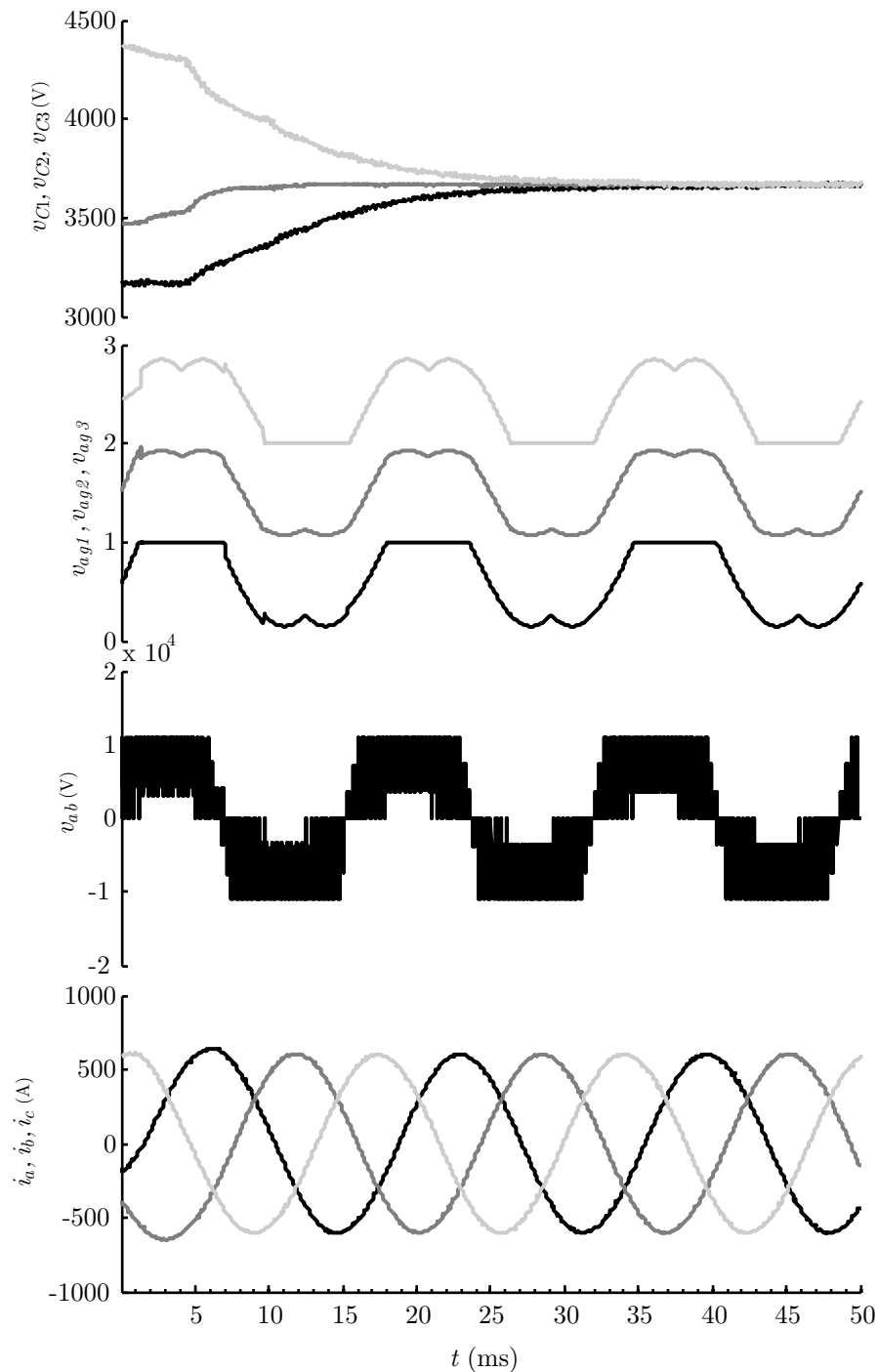


Figure 4.14: Restauração do equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC: (a)  $v_{C1}, v_{C2}, v_{C3}$ , (b) sinais modulantes, (c) Tensão de linha  $v_{ab}$ , (d) correntes de fase.

tores desequilibram-se completamente. Além disso, mesmo que a questão do desequilíbrio de tensão fosse contornada para a estratégia SPWM convencional, as ondulações de baixa frequência nas tensões do barramento CC propagam-se para a saída aumentando significativamente o fator de distorção de primeira ordem, DF1.

A Figura 4.14 mostra a restauração do equilíbrio das tensões  $v_{C1}, v_{C2}, v_{C3}$  do barramento CC com a utilização do método de modulação proposto. Note que, em um reduzido

intervalo de tempo as tensões dos capacitores se tornam iguais a partir de condições iniciais diferentes.

## 4.6 Sumário

Uma nova estratégia de modulação PWM para conversores quatro níveis com diodos de grampeamento foi apresentada neste capítulo. A divisão dos sinais modulantes permite a obtenção de graus de liberdade suficientes para equilibrar as tensões dos capacitores do barramento CC, bem como para eliminar as ondulações de baixa frequência presentes nestas tensões. Além disso, a estratégia proposta permite o controle das tensões através de um algoritmo que compensa um possível desequilíbrio introduzido por não idealidades dos componentes envolvidos. O comportamento dinâmico e a estabilidade do algoritmo proposto para o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC foram analisados e validados através de simulações. A extensão do método de modulação proposto para conversores com  $m$  níveis é apresentada em detalhes, apresentando as principais equações necessárias para sua implementação. Os resultados apresentados demonstram a bom desempenho do método quanto ao equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC.

# **5 MODULAÇÃO VETORIAL APLICADA AO CONVERSOR COM PONTO NEUTRO GRAMPEADO EM ARRANJO BACK-TO-BACK**

## **5.1 Introdução**

O arranjo de conversores NPC back-to-back têm sido utilizado em diversas aplicações, entre elas destaca-se a conexão de sistemas de geração eólica à rede (FAULSTICH; STINKE; WITTEWER, 2005), (BUENO et al., 2008).

Existem requisitos (IEEE-1547, 2003) que limitam emissão de harmônicos de corrente do lado da rede, para os sistemas de geração. Tendo em vista estes requisitos, a estratégia de modulação aplicada ao conversor NPC, os filtros de saída, bem como os controladores de corrente devem ser projetados para atender essas especificações.

A utilização de estratégias N3V, resulta em reduzida taxa de distorção harmônica das tensões de saída do conversor NPC. Por outro lado, a estratégia NS3V elimina as ondulações de baixa frequência presentes nas tensões dos capacitores do barramento CC, independentemente do índice de modulação e fator de potência de operação, entretanto apresenta maior taxa de distorção harmônica das tensões de saída.

Neste capítulo é proposta uma estratégia de modulação para equilibrar as tensões dos capacitores do barramento CC para o NPC em configuração back-to-back. São estabelecidos limites máximos permitidos para as ondulações das tensões dos capacitores do barramento CC. Através desses limites é possível combinar a utilização dos diagramas N3V e NS3V para os dois conversores em configuração back-to-back. Com isso é estabelecido um compromisso entre as ondulações nos capacitores do barramento CC e taxa de

distorção harmônica das tensões de saída.

## 5.2 Descrição da Topologia considerada

As topologias com conversores em arranjo back-to-back minimizam as indesejáveis interações dinâmicas entre a rede e o gerador eólico. Neste sentido, a análise do impacto de contingências elétricas da rede sobre o sistema de geração se torna mais simples quando comparado com as tecnologias que possuem a máquina conectada diretamente na rede. Além disso, a utilização dessa topologia permite a utilização de geradores síncronos de imã permanente. Este tipo de gerador possui diversas vantagens quando comparado com a utilização de geradores duplamente alimentados que podem ser citadas (YAZDANI; IRAVANI, 2006). i) Eliminação da caixa de engrenagens significativamente reduz as manutenções; ii) A configuração pode naturalmente acomodar máquinas síncronas com um grande número de pólos, que se traduz como uma significativa redução do tamanho, volume e peso.

Em aplicações como sistemas de geração eólica, geralmente o conversor do lado da máquina opera com frequência variável e o conversor do lado da rede com frequência aproximadamente constante (60Hz).

Em conversores NPC back-to-back ambos os conversores contribuem para as correntes do ponto central do divisor capacitivo. Estas correntes definem as ondulações e o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC.

Neste trabalho será analisada a conexão de um gerador eólico à rede por meio de um conversor NPC em arranjo back-to-back, como mostrado na Figura 5.1. Além disso, nesta Figura é apresentado os controladores de corrente para os dois conversores do lado da rede e do lado da máquina, bem como o controlador de tensão para o ponto médio do divisor capacitivo e o controlador para a tensão do barramento CC.

Geralmente as referências de corrente para os controladores do lado da máquina são obtidos por meio de algoritmos de máxima extração de potência MPPT. Esses algoritmos muitas vezes utilizam informações como velocidade do vento para definir a quantidade ótima de potência a ser extraída pela turbina. Neste caso os controladores associados ao conversor do lado da rede possuem a função de regular a tensão do barramento CC a um nível definido.

Em caso de contingências elétricas da rede a tensão do barramento CC pode assumir valores acima daqueles suportado pelos dispositivos, ou ainda dependendo da estratégia de controle empregada pode apresentar oscilações do dobro da frequência fundamental.

Um sistema de *crowbar* como mostrado na Figura 5.1 pode ser utilizado para regular a tensão dentro de limites aceitáveis.

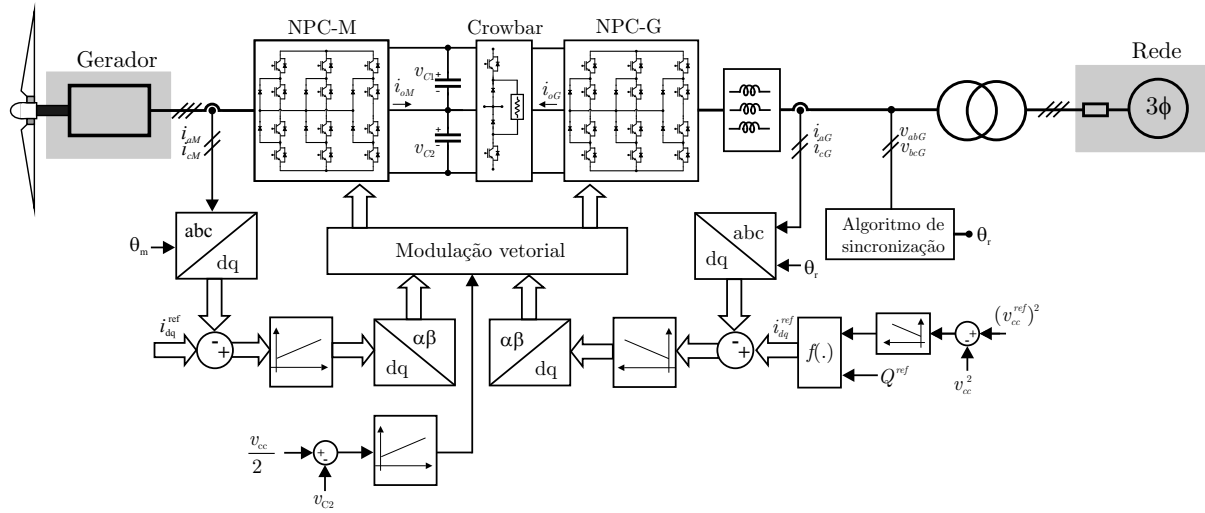


Figura 5.1: Estrutura de conversores back-to-back NPC.

A seguir serão descritos primeiramente o projeto dos controladores de corrente e do barramento CC e posteriormente será analisada a corrente no ponto central do divisor capacitivo como contribuição dos dois conversores, bem como a descrição da modulação proposta. Com o objetivo de simplificar a análise da modulação aplicada a estes conversores, bem como dos controladores, a rede e o gerador serão modelados por meio de fontes de tensão ideais. Além disso, as variáveis associadas ao conversor do lado da rede, NPC-G, possuem o sub-índice *G* e as variáveis associadas ao conversor do lado da máquina, NPC-M, carregam o sub-índice *M*.

### 5.2.1 Controladores de Corrente

Para o propósito do projeto dos controladores de corrente para os conversores NPC-G e NPC-M, o modelo da planta será abordado em coordenadas síncronas, visto que o sistema de controle torna-se um problema de regulação. O modelo em eixos síncronos da planta constituída pelo conversor, filtro e a rede ou a máquina, em espaços de estado descrito no Anexo B pode ser escrito por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Para o controle das correntes em eixos direto e quadratura geralmente é utilizado con-

troladores do tipo proporcional-integral, pois além de apresentarem erro nulo em regime permanente para entradas do tipo degrau, possuem poucos parâmetros a serem sintonizados. A Figura 5.2 mostra um diagrama esquemático da planta de corrente em eixos síncronos e os controladores do tipo proporcional-integral no domínio do tempo. Além disso, para o projeto dos controladores é considerado que a resistência  $R$  e a indutância  $L$  não variam significativamente.

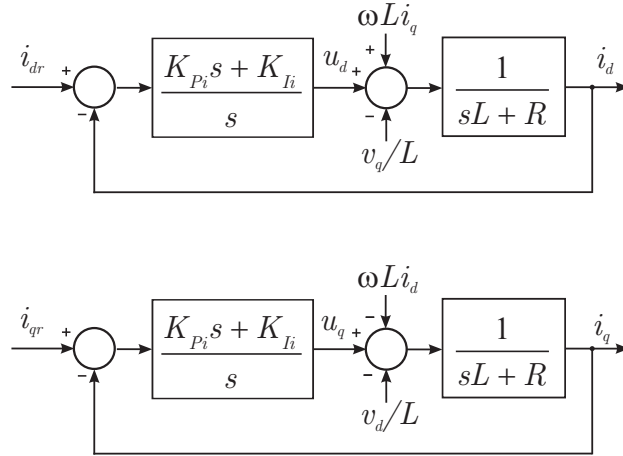


Figura 5.2: Diagrama com os controladores de corrente e planta em coordenadas síncronas.

Para o projeto dos controladores de corrente nos eixos direto e quadratura, a função de transferência do modelo de corrente será representada por:

$$G_p = \frac{1}{sL + R} \quad (5.2)$$

onde  $R$  e  $L$  são as resistências e as indutâncias do filtro do lado da rede, ou resistências e indutâncias equivalentes da máquina. A função de transferência do controlador do tipo proporcional-integral é dado por:

$$G_{pi} = \frac{K_{Pi} + K_{Ii}}{s} \quad (5.3)$$

A função de transferência do controlador e planta em malha fechada, com realimentação unitária pode ser escrita por:

$$G_{MFi} = \frac{\frac{K_{Pi}}{L}s + \frac{K_{Ii}}{L}}{s^2 + \left(\frac{K_{Pi} + R}{L}\right)s + K_{Ii}} \quad (5.4)$$

Assumindo que a resistência  $R$  pode ser considerada desprezível em relação ao ganho  $K_{Pi}$ , a função de transferência em malha fechada pode ser aproximada a um conhecido modelo de referência de 2ª ordem:

$$G_{MFi} = \frac{\frac{K_{Pi}}{L}s + \frac{K_{Ii}}{L}}{s^2 + \frac{K_{Pi}}{L}s + K_{Ii}} \approx \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.5)$$

Os ganhos  $K_{Pi}$  e  $K_{Ii}$  podem ser determinados pelo método da banda passante como descrito no Anexo C, são dados por:

$$K_{Pi} = \frac{2\xi\omega_b L}{\sqrt{2\xi^2+1}\sqrt{(1+2\xi^2)^2+1}} \quad (5.6)$$

$$K_{Ii} = \frac{\omega_b^2 L}{2\xi^2+1+\sqrt{(1+2\xi^2)^2+1}}$$

Onde  $\xi$  e  $\omega_b$  são o coeficiente de amortecimento e a frequência de corte para o sistema. Para o sistema de controle em questão, foi definido  $\xi = 1$  e  $\omega_b = 1600$  rad/s.

### 5.2.2 Controlador da tensão do barramento CC

A tensão do barramento CC será controlada pelo conversor NPC conectado à rede. O projeto do controlador é baseado na equação dinâmica de balanço das potências do circuito da Figura 5.1 (MITWALLI et al., 1996).

Por meio do teorema de Tellegen pode ser obtida a equação linear da variação da energia do capacitor. A energia armazenada no indutor, por ser pequena, foi desprezada nesta equação.

$$\frac{1}{2}C_T \frac{dv_{cc}^2}{dt} = -P_G - P_M \quad (5.7)$$

Para desenvolver o projeto do controlador da tensão do barramento CC e obter uma equação linear que descreva a variação da energia no capacitor, é utilizada como variável a grandeza  $v_{cc}^2$ , a qual está diretamente relacionada com a energia armazenada. A Figura 5.3 mostra o diagrama com a malha de controle simplificada para a variável  $v_{cc}^2$ .

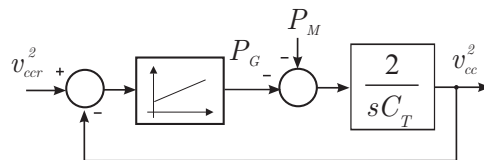


Figura 5.3: Malha de controle simplificada para  $v_{cc}^2$ .

A potência ativa entregue pelos conversores NPC-G e NPC-M pode ser obtida pelo produto escalar entre o vetor de corrente e o vetor de tensão de saída dos sistemas em eixos síncronos. A potência ativa por sua vez, é obtida pelo produto escalar dos vetores



de tensão e corrente, ou seja:

$$P_G = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (5.8)$$

Considerando que as tensões da rede são equilibradas e apresentam somente componentes na frequência fundamental, em eixos síncronos o alinhamento da norma das tensões com o eixo  $d$ , implica que  $v_q = 0$ . A equação (5.7) pode ser reescrita como:

$$\frac{1}{2} C_T \frac{dv_{cc}^2}{dt} = -\frac{3}{2} (v_d i_d) - P_M \quad (5.9)$$

A função de transferência do modelo, desprezando a parcela  $P_M$  que pode ser considerada como um distúrbio é dada por:

$$v_{cc}^2 = -\frac{2}{s C_T} P_G \quad (5.10)$$

Para o controle da  $v_{cc}^2$ , será utilizando um controlador do tipo proporcional-integral (PI), já que o sistema pode ser tratado como um problema de regulação, ou seja, o controlador deve ter capacidade de rastrear referências do tipo degrau. A partir da função de transferência da equação (5.10), conectada em série com um controlador do tipo proporcional-integral, chega-se à seguinte função de transferência de malha fechada:

$$G_{MFcc} = \frac{\frac{2K_{pc}}{C_T} s + \frac{2K_{ic}}{C_T}}{s^2 + \frac{2K_{pc}}{C_T} s + \frac{2K_{ic}}{C_T}} \quad (5.11)$$

onde  $K_{pc}$  e  $K_{ic}$  são respectivamente o ganho proporcional e o ganho integral do controlador PI. O projeto do controlador PI pode ser feito através do método da banda passante, onde os ganhos podem ser escritos como:

$$K_{Pc} = \frac{\xi_{cc} \omega_{cc} C_T}{\sqrt{2\xi_{cc}^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi_{cc}^2)^2 + 1}}$$

$$K_{Ic} = \frac{\omega_{cc}^2 C_T}{2 \left( 2\xi_{cc}^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi_{cc}^2)^2 + 1} \right)}, \quad (5.12)$$

onde:  $\xi_{cc}$  e  $\omega_{cc}$  é o amortecimento e a banda passante desejados para o sistema de controle, e  $C_T$  a capacitância do barramento equivalente do CC.

A Figura 5.4 mostra o diagrama contendo os controladores das correntes de eixo direto e quadratura para o conversor do lado da rede, bem como o controlador para o barramento CC. Tendo em vista que, em eixos síncronos a potência reativa é obtida pelo produto escalar da tensão pela corrente, ou seja,  $Q_G = \frac{3}{2} (v_d i_q + v_q i_d)$ , a referência de corrente para o eixo em quadratura pode ser obtida conforme mostrado no diagrama da Figura 5.4b.

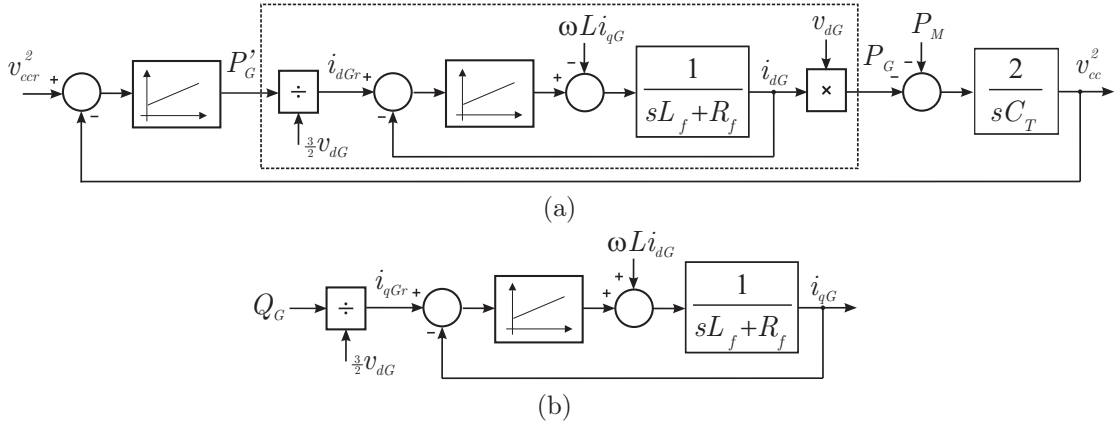


Figura 5.4: Controladores de corrente de eixo direto e quadratura para o conversor do lado da rede e controlador do barramento CC.

Uma vez que as dinâmicas associadas à malha de controle de corrente são muito mais rápidas quando comparadas com a malha de tensão, pode-se afirmar que durante o período de amostragem da tensão do barramento CC os estados associados às correntes já convergiram para as suas referências, isto é  $i_d = i_{dr}$  e  $i_q = i_{qr}$ .

Ainda, para a implementação digital do sistema de controle é necessário obter um modelo discreto da planta e dos controladores. O modelo discreto do controlador pode ser obtido através da transformação de Euler e é escrito por:

$$\begin{aligned} x_c(k+1) &= x_c(k) + (v_{ccr}^2(k) - v_{cc}^2(k)) T_S \\ P_G(k) &= K_{Pc} (v_{ccr}^2(k) - v_{cc}^2(k)) + K_{Ic} x_c(k) \end{aligned} \quad (5.13)$$

onde  $x_c$  é o estado associado ao controlador PI digital. O modelo discreto do barramento CC é apresentado pelo Anexo D.

### 5.2.3 Sincronização do conversor NPC-G com as tensões da rede

Para a operação e controle do conversor conectado ao sistema elétrico, é necessária a obtenção dos sinais de sincronismo com as tensões deste sistema. Vários métodos de sincronização com a rede foram propostos na literatura, entretanto nesse trabalho

será utilizado o método de estrutura síncrona modificada (MSRF - *modified synchronous reference frames*) (MARQUES, 1998), que apresenta estrutura simples.

A partir das tensões em coordenadas estacionárias  $abc$ , é possível obter os sinais de sincronismo para os controladores em eixos síncronos  $dq$ . O vetor formado pelas tensões em coordenadas estacionárias pode ser representado por:

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

A partir de uma transformação linear, o sistema em coordenadas  $abc$  pode ser transformado em um sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , ou seja:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{abc} \quad (5.15)$$

O sistema de coordenadas estacionárias pode ser transformado em um sistema de coordenadas síncronas  $dq$ , estabelecido pela rotação dos eixos de um ângulo, como mostrado na Figura 5.5.

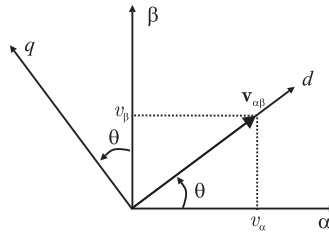


Figura 5.5: Rotação dos eixos  $\alpha\beta$  para um sistema de coordenadas síncronas  $dq$ .

As componentes normalizadas do vetor de sincronismo em coordenadas  $\alpha\beta$  podem ser obtidas pelo alinhamento do eixo  $d$  com o vetor de tensão  $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ . Essas componentes são o seno e o cosseno utilizados nas transformações de coordenadas síncronas  $dq$  e podem obtidos por 5.16.

$$\text{sen}(\theta) = \frac{v_\beta}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}}; \quad \text{cos}(\theta) = \frac{v_\alpha}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \quad (5.16)$$

onde,  $\theta = 2\pi f$ , e  $f$  é a frequência fundamental da tensão da rede.

Com base nos sinais seno e cosseno obtidos é possível realizar a transformação de coordenadas estacionárias para coordenadas síncronas.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{cos}(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \text{cos}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

A expressão 5.17 é utilizada para a transformação das tensões e das correntes do sistema de coordenadas estacionárias para o sistema de coordenadas síncronas. Este método apresenta como vantagem a simplicidade para implementação, entretanto é sensível a presença de distúrbios nas tensões do sistema, tais como distorções harmônicas e desequilíbrios. Para que seja minimizada a influência dos distúrbios das tensões da rede sobre os sinais de sincronismo outros métodos de sincronização devem ser utilizados (CAMARGO; PINHEIRO, 2006), (CARDOSO et al., 2008).

### 5.3 Análise da corrente no ponto central do divisor capacitivo

Para determinar a ondulação das tensões dos capacitores do barramento CC, a corrente do ponto central do divisor capacitivo deve ser encontrada. Quando dois conversores NPC estiverem compartilhando o mesmo barramento CC, as contribuições de corrente por parte dos dois conversores devem ser consideradas. Para os dois conversores NPC-G e NPC-M da Figura 5.1, a corrente no ponto central do divisor capacitivo calculada sobre um período de atualização da lei de controle, dependente dos intervalos de comutação e das correntes de saída dos dois conversores e é dada pela seguinte expressão:

$$\bar{I}_0 = \bar{I}_{0M} + \bar{I}_{0G}, \quad (5.18)$$

onde:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{0M} &= [-i_{bM}\Delta t_{mM} + i_{aM}(\Delta t_{s1M}^+ - \Delta t_{s1M}^-) + i_{cM}(\Delta t_{s2M}^- - \Delta t_{s2M}^+)]/T_s \\ \bar{I}_{0G} &= [-i_{bG}\Delta t_{mG} + i_{aM}(\Delta t_{s1G}^+ - \Delta t_{s1G}^-) + i_{cG}(\Delta t_{s2G}^- - \Delta t_{s2G}^+)]/T_s \end{aligned} \quad (5.19)$$

Para cada um dos conversores,  $\Delta t_{s1} = \Delta t_{s1}^+ + \Delta t_{s1}^-$  e  $\Delta t_{s2} = \Delta t_{s2}^+ + \Delta t_{s2}^-$ . Ainda  $\Delta t_{s1}^+, \Delta t_{s1}^-, \Delta t_{s2}^+, \Delta t_{s2}^-, \Delta t_m$  são respectivamente as durações dos vetores  $\mathbf{v}^{s1+}, \mathbf{v}^{s1-}, \mathbf{v}^{s2+}, \mathbf{v}^{s2-}, \mathbf{v}^m$ , em um período de comutação, onde os sub-índices  $M$  e  $G$  foram suprimidos para simplificar a notação.

Note que os vetores  $\mathbf{v}^{\ell1}$  e  $\mathbf{v}^{\ell2}$  não contribuem para  $\bar{I}_o$ . Por outro lado, o vetor  $\mathbf{v}^m$  contribui para a corrente  $\bar{I}_o$ , mas não apresenta um grau de liberdade para o controle da corrente  $\bar{I}_o$ .  $\mathbf{v}^{s1}$  e  $\mathbf{v}^{s2}$  contribuem para  $\bar{I}_o$  de acordo com as durações dos vetores redundantes  $\mathbf{v}^{s1+}, \mathbf{v}^{s1-}, \mathbf{v}^{s2+}$  e  $\mathbf{v}^{s2-}$ .

Uma vez definidos os vetores de tensão a serem sintetizado bem como a frequência de comutação  $T_s$ , as durações  $\Delta t_{s1}$  e  $\Delta t_{s2}$  são unicamente determinadas. Por outro lado,  $i_a$

e  $i_c$  usualmente são disponíveis pela medida das correntes no lado CA dos conversores.

Pela análise de (5.18) nota-se que os vetores médios  $\mathbf{v}^m$  influenciam na corrente do ponto central, no entanto não apresentam um grau de liberdade para o controle da corrente  $\bar{I}_o$ . Dessa forma pode ser utilizado o diagrama NS3V onde os vetores  $\mathbf{v}^m$  não sejam utilizados.

Com o objetivo de controlar a corrente média no ponto central do divisor capacitivo, é estabelecida uma variável  $\delta$  de ponderação entre a duração dos vetores redundantes. Ainda, deve-se assegurar que esta variável seja proporcional à corrente  $\bar{I}_o$  independente do sinal das correntes de fase medidas para ambos os conversores do lado da rede e da máquina. Isto pode ser garantido definindo-se as durações dos vetores redundantes  $\Delta t_{s1}^+, \Delta t_{s1}^-, \Delta t_{s2}^+, \Delta t_{s2}^-$  da mesma forma como foi procedido no Capítulo 2. Assim, a corrente  $\bar{I}_o$  será:

$$\bar{I}_o = \frac{1}{T_s} [(1 - 2\delta)\gamma - i_{bM}\Delta t_m M - i_{bG}\Delta t_m G], \quad (5.20)$$

onde  $\gamma$  é positivo e é dado por:

$$\gamma = (|i_{aM}|\Delta t_{s1M} + |i_{cM}|\Delta t_{s2M} + |i_{aG}|\Delta t_{s1G} + |i_{cG}|\Delta t_{s2G}) \quad (5.21)$$

Note que se  $\delta=0,5$  a corrente  $\bar{I}_o$  será nula e com isso as ondulações de tensão de baixa frequência no ponto central do divisor capacitivo do NPC serão eliminadas, quando os dois conversores estiverem utilizando a estratégia NS3V onde  $\Delta t_{mM}=0$  e  $\Delta t_{mG}=0$ . Ainda, para esta operação, pode ser concluído a partir de (5.20) e (5.21) que quando  $\delta < 0,5$ ,  $\bar{I}_o > 0$  e quando  $\delta > 0,5$ ,  $\bar{I}_o < 0$ , independente dos sinais das correntes e do fator de potência da carga. Quando for utilizada a estratégia N3V para os conversores NPC, pode não haver recurso suficiente para o controle de  $\bar{I}_o$ , para alguns pontos de operação dos conversores.

A Figura 5.6 mostra um diagrama que descreve as correntes que percorrem os capacitores do barramento CC para o caso onde estão conectados os dois conversores em arranjo back-to-back.

Pela análise das correntes que percorrem os nós 1,2 e 3 da figura obtém-se:

$$\begin{aligned} i_{G+} - i_{0G} + i_{G-} &= 0 \\ i_{M+} - i_{0M} + i_{M-} &= 0. \end{aligned} \quad (5.22)$$

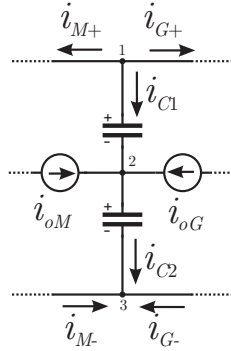


Figura 5.6: Modelo do ponto médio do divisor capacitivo.

Ainda, as correntes que circulam nos capacitores do barramento CC podem ser escritas como:

$$\begin{aligned} i_{c1} &= -i_{G+} - i_{M+} \\ i_{c2} &= i_{G-} + i_{M-}. \end{aligned} \quad (5.23)$$

Para o arranjo de conversores back-to-back NPC uma única ação de controle atua sobre as correntes geradas por cada conversor  $i_{oG}$  e  $i_{oM}$ . Dessa forma, o projeto do controlador para a tensão do ponto central do divisor capacitivo se torna igual àquela apresentado no Capítulo 2.

A corrente  $\bar{I}_o$  é dependente do ponto de operação dos dois conversores ligados ao mesmo barramento CC. Visto que, estes conversores geralmente não operam à mesma frequência, fator de potência e índice de modulação, a tarefa de verificar os pontos onde é possível controlar  $\bar{I}_o$  utilizando o diagrama N3V se torna mais complicada. Neste sentido, será proposta uma modulação que combina a utilização dos diagramas vetoriais N3V e NS3V para ambos os conversores NPC com base na diferença de potencial entre os capacitores do barramento CC.

## 5.4 Utilização dos diagramas vetoriais N3V e NS3V para os conversores NPC em configuração back-to-back

A análise da modulação vetorial aplicada ao NPC em configuração back-to-back será realizada tendo em vista os seguintes objetivos:

- (I) - Minimizar a penalização da THD das correntes de saída dos dois conversores, priorizando aquelas processadas pelo conversor do lado da rede;

- (II) - Manter o equilíbrio das tensões do barramento CC e reduzir as ondulações de baixa frequência presentes nestas tensões;

Neste trabalho é proposta a utilização dos diagramas vetoriais N3V e NS3V para os conversores NPC em topologia back-to-back. O critério utilizado para transição entre os métodos é baseado na ondulação das tensões dos capacitores do barramento CC é o índice  $npf$ . O índice  $npf$  representa a ondulação percentual da tensão do ponto médio com relação a metade da tensão do barramento CC. Esse fator é adimensional e não depende do valor da tensão do barramento CC.

A Figura 5.7 mostra o algoritmo da modulação proposta. Para a modulação em questão, a ondulação máxima das tensões dos capacitores do barramento CC é estabelecida pelo projetista. São definidos dois limites para a ondulação das tensões dos capacitores do barramento CC,  $npf_{max1}$  e  $npf_{max2}$  respectivamente.

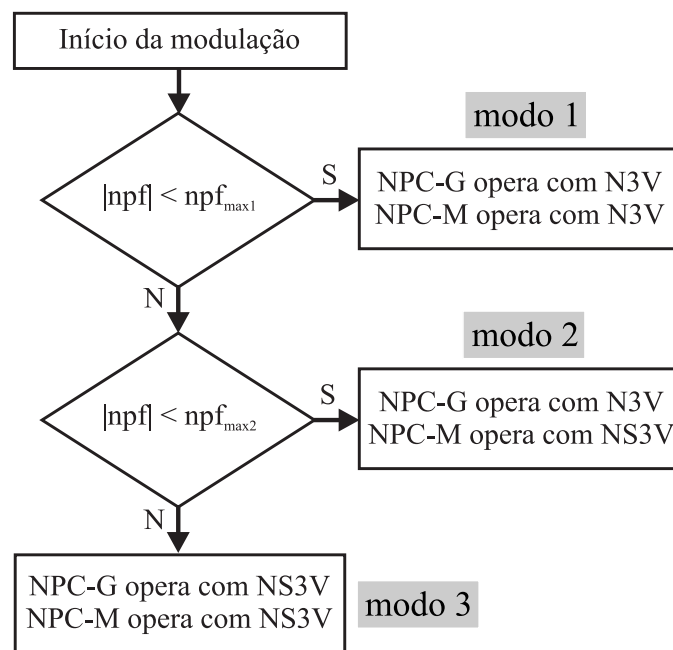


Figura 5.7: Algoritmo da modulação proposta.

Se  $|npf|$  for menor que o limite  $npf_{max1}$  definido, os dois conversores NPC-M e NPC-G operam com a estratégia que utiliza os três vetores mais próximos do vetor de tensão a ser implementado, ou seja, o N3V (modo 1). Caso o índice  $|npf|$  for maior que o limite  $npf_{max1}$ , uma nova condição é testada. Esta condição compara o índice  $|npf|$  com o outro índice estabelecido,  $npf_{max2}$ . Se  $|npf|$  for menor que  $npf_{max2}$ , os conversores utilizam estratégias de modulação distintas, ou seja, o NPC-M utiliza a estratégia N3V e o NPC-G utiliza a estratégia NS3V (modo 2). Assim, com a utilização da estratégia N3V para o NPC-G é reduzido o impacto da taxa de distorção harmônica sobre as correntes da rede.

Se  $|npf|$  for maior que  $npf_{max2}$ , ambos os conversores utilizam a estratégia NS3V que representa o modo 3.

### 5.4.1 A influência dos requisitos para a conexão de turbinas eólicas sobre a modulação utilizada

Nas últimas décadas houve um grande aumento na inserção de geração distribuída na rede. Esse fato fez com que os órgãos reguladores criassem normas para a conexão de geração distribuída. O conjunto formado por essas normas é conhecido também como código de rede. Existem diversos códigos de rede no mundo inteiro, e esses requisitos possuem peculiaridades conforme os padrões de cada país e cada concessionária.

Um dos requisitos contidos no código de rede impõe os limites de operação para potência ativa e reativa. A Figura 5.8 mostra a curva característica de potência ativa e reativa para a conexão de turbinas eólicas à rede segundo (E.ON., 2008). Por exemplo, se uma turbina eólica conectada à rede estiver fornecendo potência ativa nominal, ela deve ser capaz de fornecer cerca de 40% ou absorver 30% de sua capacidade nominal em potência reativa.

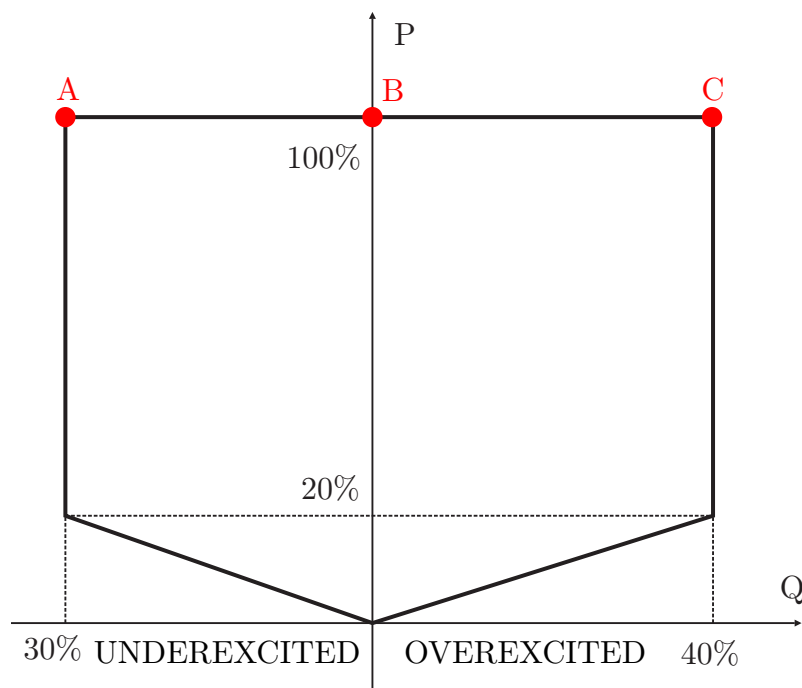


Figura 5.8: Limites de operação para potência ativa e reativa para conexão de geração distribuída segundo a E.ON.

Por sua vez, a ondulação das tensões dos capacitores do barramento CC é influenciada pelo fator de potência de operação dos conversores NPC. A partir disso, surge a necessidade da análise da influência dos limites de operação quanto ao processamento do



fator de potência ativa e reativa sobre essas ondulações, bem como sobre a estratégia de modulação proposta.

Neste trabalho serão analisados três pontos de operação desta curva, "A", "B" e "C", para sistema de geração da Figura 5.1. Dependendo do fator de potência do conversor do lado da rede e do índice de modulação, os conversores irão operar nos modos 1, 2 e 3 indicados no diagrama da Figura 5.7.

## 5.5 Resultados de Simulação

Com o objetivo de demonstrar o desempenho do método de modulação proposto, algumas simulações foram realizadas. Os parâmetros do sistema mostrado na Figura 5.1 são dados pela Tabela 5.1.

O fator de potência de operação do conversor conectado ao gerador NPC-M depende da estratégia de controle empregada, bem como de outros fatores como a velocidade da máquina. Nesta análise considera-se que o gerador esteja operando com fator de potência de aproximadamente 0,7 em atraso, com frequência de 30Hz. Além disso foram adotados os pontos de operação para o conversor NPC-G: "A", "B" e "C", como mostrado na Figura 5.8. Esses pontos representam a operação do conversor com fator de potência unitário, fator de potência 0,7 capacitivo e fator de potência 0,76 indutivo.

Ainda, para o propósito da análise foram escolhidos os índices de ondulação dos capacitores do barramento CC como sendo  $npf_{max1}=0,75$  e  $npf_{max2}=3,25$ .

Tabela 5.1: Parâmetros do sistema simulado

Tensão nominal de linha	2300 V
Corrente nominal	300 A
Tensão do barramento CC	3600 V
Capacitância do barramento CC	2 mF

A Figura 5.9 mostra os resultados obtidos a partir da operação do conversor NPC-G com fator de potência unitário (ponto "B" da Figura 5.8). No instante inicial a tensão do barramento CC é levada ao seu valor nominal, 3600 V. Após 23 ms o sistema passa a operar com potência ativa nominal. Para este ponto de operação a estratégia de modulação varia entre os modos "1" e "2" do diagrama da Figura 5.7. A THD das tensões de linha do conversor NPC-G é de 33,5% e para as tensões do conversor NPC-M é de 46,9%. Neste caso, a THD das tensões de linha do conversor NPC-M foi levemente comprometida com o intuito de manter a ondulação das tensões dos capacitores próxima aos índices desejados.

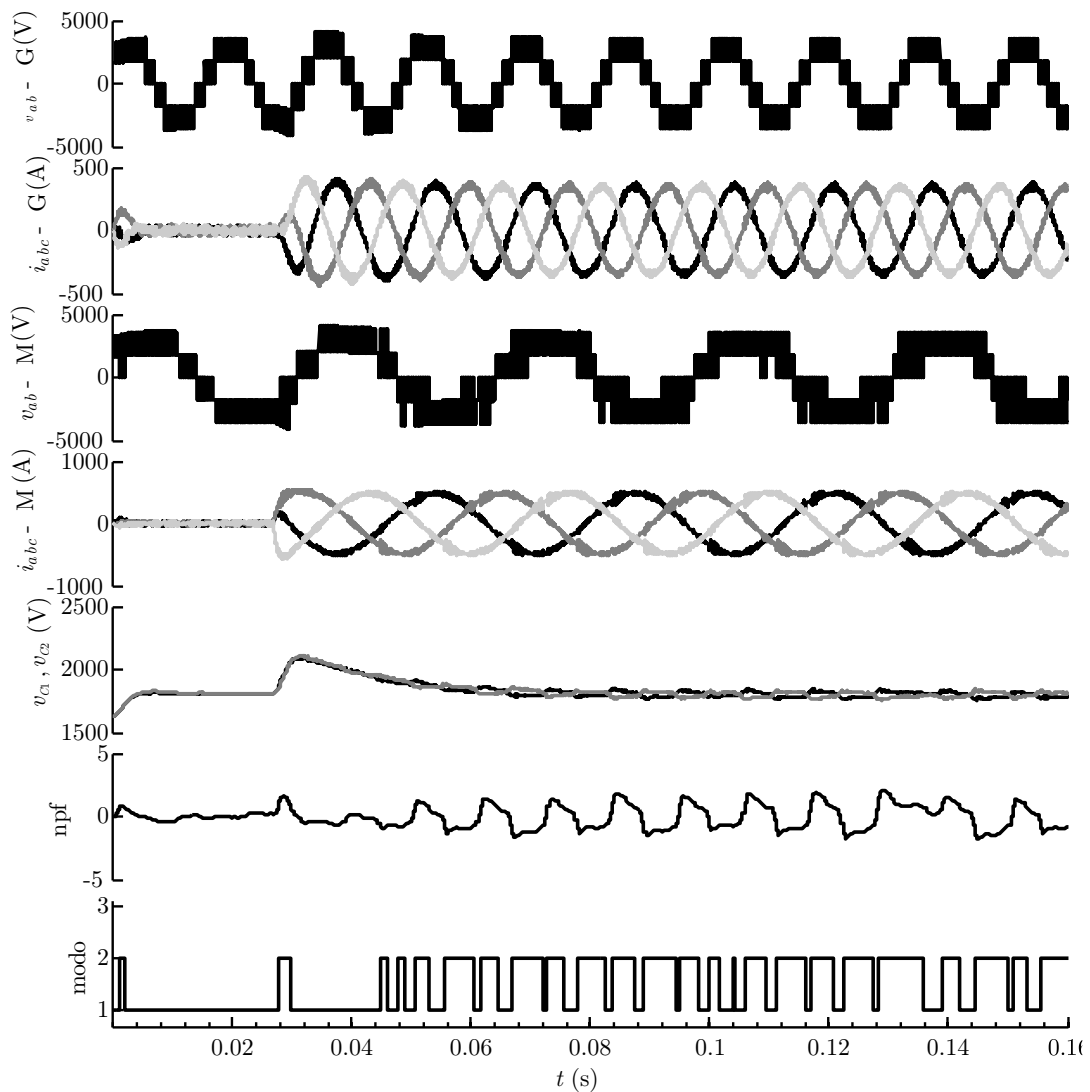


Figura 5.9: Simulação com fator de potência unitário.

A Figura 5.10 mostra os resultados obtidos a partir do ponto de operação "A" para o conversor NPC-G. Para este ponto de operação o índice  $npf$  aumentou o seu valor e o conversor NPC-M passou a operar com mais frequência na estratégia NS3V. Somente em alguns intervalos transitórios o conversor NPC-G opera utilizando a estratégia NS3V, enquanto que na maior parte do intervalo de operação utiliza a estratégia N3V. A THD das tensões de linha do conversor NPC-G é de 30,1% e do conversor NPC-M é de 47,4%.

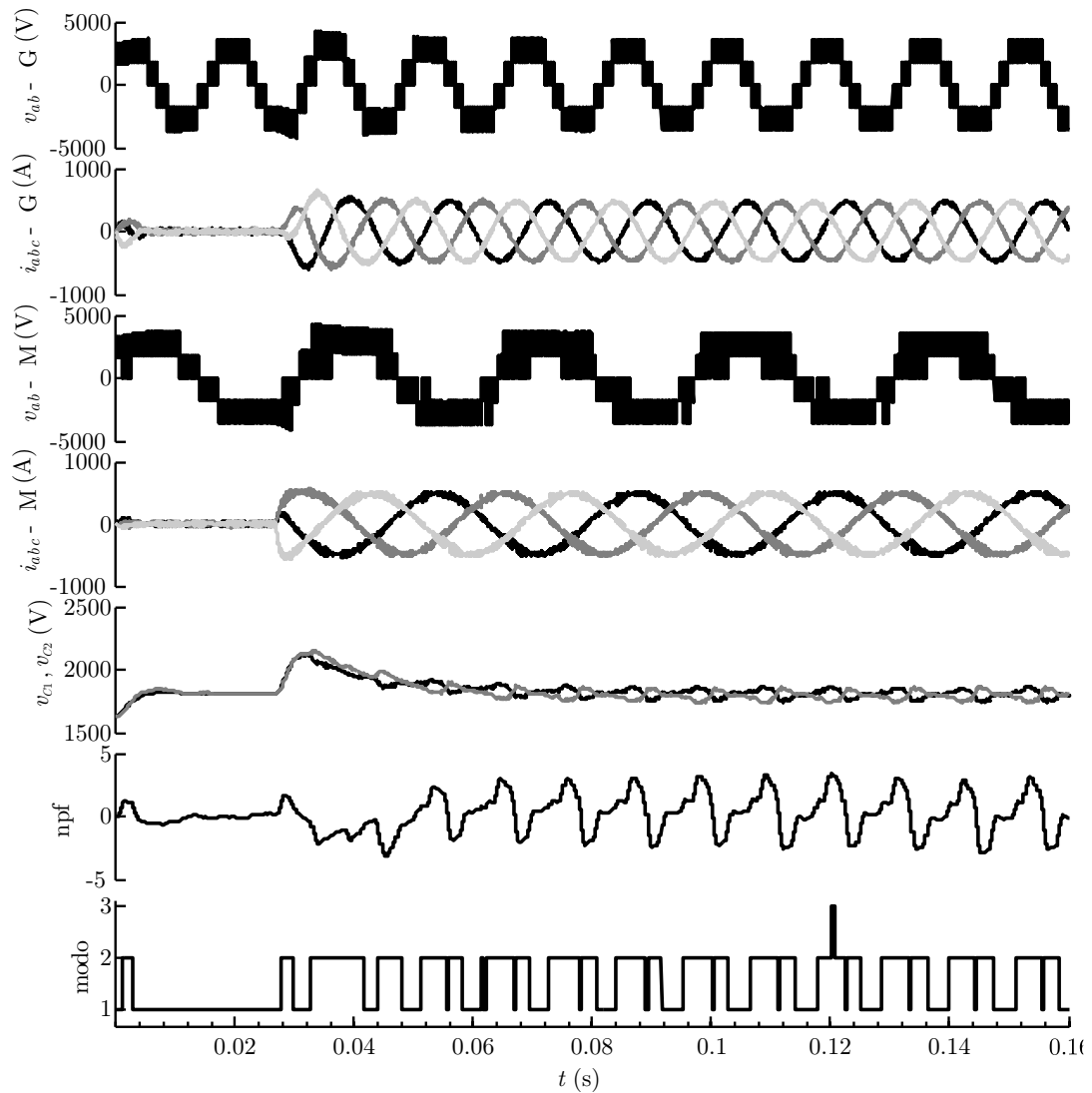


Figura 5.10: Simulação com fator de potência em atraso.

A Figura 5.11 mostra os resultados obtidos a partir do ponto de operação "C" para o conversor NPC-G. A THD das tensões de linha do conversor NPC-G é de 36% e do conversor NPC-M é de 41,1%.

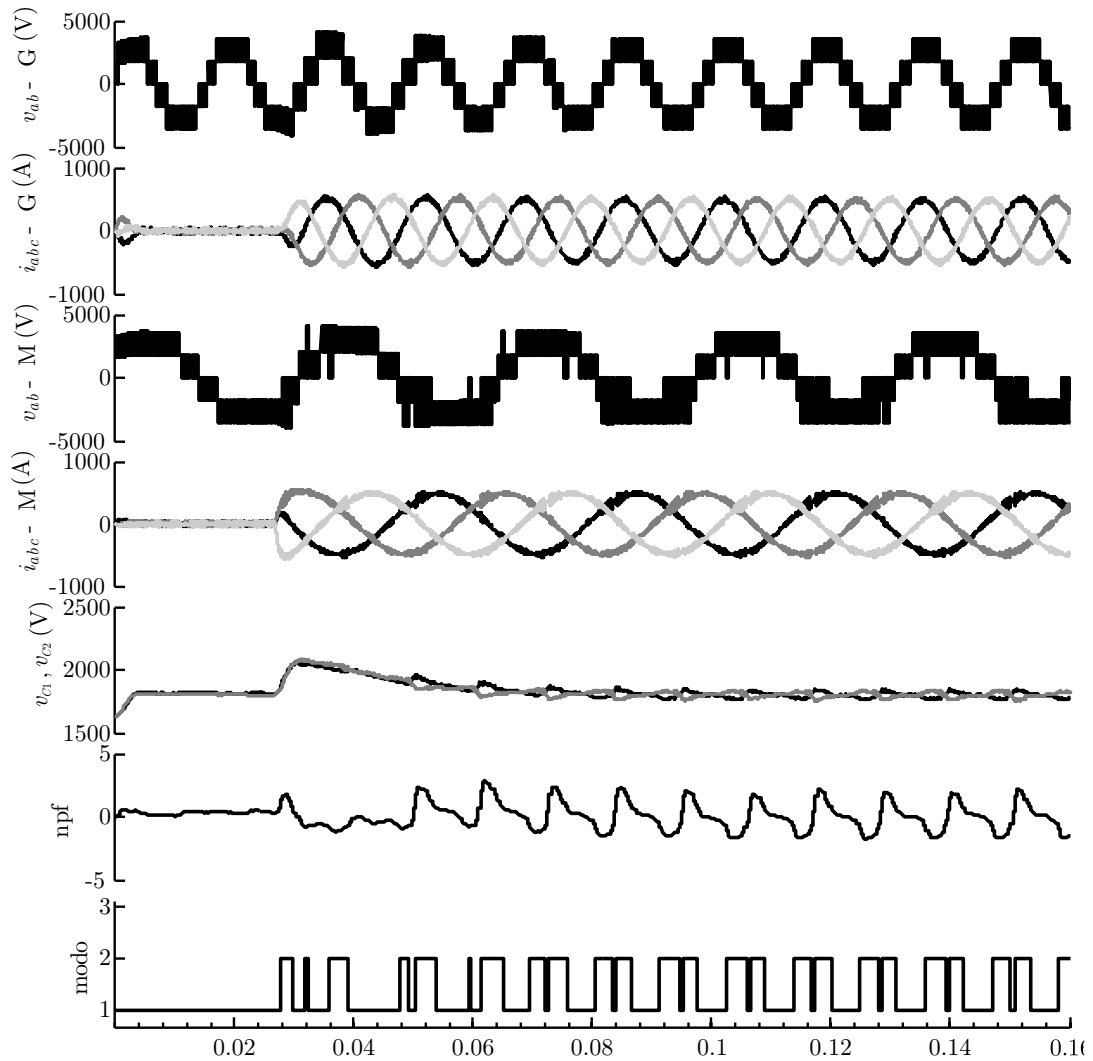


Figura 5.11: Simulação com fator de potência em avanço.

Por meio dos pontos de operação quanto ao processamento de potência ativa e reativa pelo conversor conectado à rede tomados como exemplo, pode ser concluído que: os pontos em que o conversor do lado da rede processa uma parcela de potência reativa ocasiona na maior utilização da estratégia NS3V para o conversor do lado da máquina, quando comparado com o ponto em que o conversor do lado da rede processa apenas potência ativa. Ainda, a escolha adequada dos limites  $npf_{max1}$  e  $npf_{max2}$ , implica na desejada taxa de distorção harmônica das tensões de saída para ambos os conversores.

## 5.6 Sumário

Uma nova estratégia de modulação PWM para conversores de ponto neutro grampeado em configuração back-to-back foi apresentada neste capítulo.

Através de variáveis que limitam a ondulação das tensões dos capacitores do barramento CC, é possível realizar a transição entre os diagramas N3V e NS3V para ambos os conversores em configuração back-to-back. Com a utilização destas variáveis,  $npf_{max1}$  e  $npf_{max2}$ , é possível estabelecer um compromisso entre ondulação das tensões dos capacitores do barramento CC e THD das tensões de saída dos dois conversores NPC. Foram escolhidos pontos de operação quanto ao processamento de potência ativa e reativa, para mostrar o bom desempenho deste método.

# 6 *CONSIDERAÇÕES FINAIS*

## 6.1 Conclusão geral

Esta dissertação abordou metodologias de modulação para o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC em conversores multiníveis com diodos de grameamento. As estratégias propostas neste trabalho basicamente podem ser classificadas como: i) modulação vetorial aplicada ao conversor com diodos de grameamento com três níveis, ii) modulação baseada na comparação com portadora aplicada a conversores com diodos de grameamento com mais de três níveis, iii) modulação vetorial aplicada à conversores com diodos de grameamento em arranjo back-to-back.

No capítulo 2 foi apresentada uma nova estratégia de modulação vetorial para o controle da tensão do ponto central do divisor capacitivo do conversor NPC. Foi apresentado um novo diagrama vetorial NS3V para o controle da tensão do ponto central do divisor capacitivo do conversor com ponto neutro grameando, onde é possível eliminar as ondulações de baixa frequência presentes nas tensões dos capacitores do barramento CC, independente do ponto de operação e fator de potência da carga;

A utilização das restrições desenvolvidas demonstram a real capacidade do conversor em sintetizar a corrente  $\bar{I}_o$  nula ou igual a um valor desejado para restaurar o equilíbrio das tensões do ponto central do divisor capacitivo. Através do uso das restrições, é possível combinar a utilização dos diagramas vetoriais N3V e NS3V para que se garanta o equilíbrio e eliminação das ondulações de baixa frequência presentes nas tensões dos capacitores do barramento CC, enquanto que minimizando a penalização da taxa de distorção harmônica das tensões de saída.

No capítulo 4 uma nova estratégia de modulação PWM para conversores quatro níveis com diodos de grameamento foi apresentada. A divisão dos sinais modulantes permite a obtenção de graus de liberdade suficientes para equilibrar as tensões dos capacitores do barramento CC, bem como eliminar as ondulações de baixa frequência presentes nestas

tensões. Além disso, a estratégia proposta permite o controle das tensões através de um algoritmo que compensa um possível desequilíbrio introduzido por não idealidades dos componentes envolvidos. Uma desvantagem associada a este método é a penalização da THD das tensões de saída e do número de comutações dos interruptores de potência.

A utilização de conversores NPC em configuração back-to-back foi investigada, bem como a proposição de uma estratégia de modulação para a operação destes conversores. A estratégia de modulação proposta baseia-se na combinação das estratégias de modulação N3V e NS3V para os conversores conectados ao mesmo barramento CC.

Através da utilização de variáveis que limitam a ondulação das tensões dos capacitores do barramento CC, é possível realizar a transição entre os diagramas N3V e NS3V para ambos os conversores em configuração back-to-back. Com a definição de limites para estas variáveis é possível estabelecer um compromisso entre ondulação das tensões dos capacitores do barramento CC e THD das tensões de saída dos dois conversores NPC.

Também foi apresentado o projeto dos controladores de corrente para ambos os conversores, bem como o controlador da tensão do barramento CC. Além disso, através da análise da corrente do ponto central do divisor capacitivo como contribuição das correntes dos dois conversores em configuração back-to-back, foi estabelecido o projeto do controlador da tensão do ponto médio. Ainda, com o objetivo de viabilizar a utilização desta topologia para a conexão de turbinas eólicas à rede foram escolhidos pontos de operação quanto ao processamento de potência ativa e reativa. Através destes pontos de operação foi possível demonstrar o impacto do fator de potência sobre a estratégia de modulação, bem como na THD das tensões de saída de ambos os conversores e ondulação das tensões do barramento CC.

## 6.2 Proposta para trabalhos futuros

A proposta para trabalhos futuros constituiu-se no estudo de estratégias de controle e modulação aplicadas à conversores multiníveis para a conexão deste sistema com a rede.

Além disso, com o intuito de atender as rigorosas exigências contidas nos atuais requisitos das concessionárias de energia para a conexão de turbinas eólicas à rede cabem algumas análises:

- Investigar o impacto de faltas simétricas e assimétricas sobre o equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC nos conversores multiníveis com diodos de

grampeamento;

- Analisar a influência do suprimento de reativos durante o período de contingências elétricas;
- Analisar a ondulação de tensão sobre o barramento CC ocasionado pela sequência negativa presente nas tensões da rede;
- Investigar a utilização de controladores de corrente para minimizar essa ondulação de tensão do barramento CC;
- Propor metodologias de modulação que busquem reduzir ainda mais a penalização da THD das tensões de saída, enquanto que minimizando a ondulação das tensões dos capacitores do barramento CC. Uma hipótese a ser investigada seria estender a restrição que impõe que seja nula a corrente média no ponto central do divisor capacitivo para um número maior de ciclos de atualização da lei de controle, ou mesmo para três vezes a componente fundamental.

Com o propósito de aumentar a eficiência dos sistemas de geração eólica, um ponto importante a ser investigado seria a utilização de sistemas modulares que utilizem médias tensões. O sistema utilizaria a quantidade de módulos correspondente a parcela de potência processada, assim seria atingido um maior nível de eficiência quando houver a incidência de baixos ventos sobre a turbina.



## REFERÊNCIAS

- BAKER, L. H. B. R. H. Electric power converter. *U. S. Patent 3 867 643*, maio 1975.
- BAKER, R. H. Bridge converter circuit. *U. S. Patent 4 270 163*, maio 1981.
- BAOMING, G.; PENG, F. Z. An effective control technique for medium-voltage high power induction motor drives. *Conference of the IEEE Industrial Electronics*, p. 3195–3200, Nov. 2008.
- BORGHETTI, G. et al. A new balancing technique with power losses minimization in diode-clamped multilevel converters. *European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 1–10, Sept. 2007.
- BUENO, E. J. et al. Calculation of the DC-bus capacitors of the back-to-back NPC converters. *Power Electronics and Motion Control Conference*, p. 137–142, Sept 2006.
- BUENO, E. J. et al. Design of a back-to-back NPC converter interface for wind turbines with squirrel-cage induction generator. *IEEE Transactions on Energy conversion*, v. 23, n. 3, p. 932–945, Sept. 2008.
- BUSQUETS-MONGE, S. et al. The nearest three virtual space vector PWM - a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level NPC inverter. *Power Electronics Letters, IEEE*, v. 2, n. 1, p. 11–15, March 2004.
- CAMARGO, R. F. de; PINHEIRO, H. Synchronisation method for three-phase PWM converters under unbalanced and distorted grid. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 763–772, September 2006.
- CARDOSO, R. et al. Kalman filter based synchronisation methods. *Generation, Transmission & Distribution, IET*, v. 2, n. 4, p. 542–555, July 2008.
- CARRARA, G. et al. A new multilevel PWM method: a theoretical analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 7, n. 3, p. 497–505, Jul 1992.
- CARRASCO, J. M. et al. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, June 2006.
- CELANOVIC, N.; BOROYEVICH, D. A fast space vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. *Proc. IEEE Industry Applications Conference*, v. 2, p. 1173–1177 vol.2, 1999.
- CELANOVIC, N.; BOROYEVICH, D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 2, p. 242–249, Mar 2000.

- CHEN, S.; LIPO, T. A.; FITZGERALD, D. Source of induction motor bearing currents caused by PWM inverters. *IEEE Transactions on Energy conversion*, v. 11, n. 1, p. 25–32, Mar 1996.
- CHEN, Y. et al. Unified power flow controller (UPFC) based on chopper stabilized diode-clamped multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 2, p. 258–267, Mar 2000.
- CHOI, N. S.; CHO, J. G.; CHO, G. H. A general circuit topology of multilevel inverter. *Power Electronics Specialists Conference*, p. 96–103, Jun 1991.
- CUNHA, G.; TORRI, P. J. Neutral point potential balancing algorithm at high modulation index for three-level medium voltage inverter. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, p. 523–527, 2007.
- ENJETI, P. N.; ZIOGAS, P. D.; LINDSAY, J. F. Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: a critical evaluation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 26, n. 6, p. 408–430, 1990.
- E.ON. Requirements for offshore grid connections in the E.ON netz network. *E.ON.*, 2008.
- FAULSTICH, A.; STINKE, J. K.; WITTWER, F. Medium voltage converter for permanent magnet wind power generators up to 5 MW. *European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 9 pp.–P.9, 0-0 2005.
- GUPTA, A. K.; KHAMBADKONE, A. M. A simple space vector PWM scheme to operate a three-level NPC inverter at high modulation index including overmodulation region, with neutral point balancing. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 3, p. 751–760, May-june 2007.
- HE, Y. et al. An novel deadbeat control method for active power filters with three-level NPC inverter. *Power Electronics Specialists Conference*, p. 661–665, June 2008.
- HOLTZ, J.; OIKONOMOU, N. Neutral point potential balancing algorithm at low modulation index for three-level inverter medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 3, p. 545–550, 2007.
- HOLTZ, J.; OIKONOMOU, N. Synchronous optimal pulsewidth modulation and stator flux trajectory control for medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 2, p. 600–608, March-april 2007.
- HUA, B. et al. A high voltage and high power adjustable speed drive system using the integrated *LC* and step-up transforming filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 5, p. 1336–1346, Sept. 2006.
- IEA. Renewables in global energy supply. *International Energy Agency*, Jan. 2007.
- IEEE-1547. Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems. *IEEE Std. 1547*, 2003.
- Júnior, A. S. O.; SILVA, E. R. C.; JACOBINA, C. B. Uma abordagem simplificada para modulação por largura de pulso em inversores multiníveis com controle das tensões nos capacitores do barramento CC. *Eletrônica de Potência SOBRAEP*, v. 10, n. 2, p. 57–65, Novembro 2005.

- KANG, F.-S. et al. Multilevel PWM inverters suitable for the use of stand-alone photovoltaic power systems. *IEEE Transactions on Energy conversion*, v. 20, n. 4, p. 906–915, Dec. 2005.
- KIRBY, N. M. et al. HVDC transmission for large offshore windfarms. *International Conference on AC-DC Power Transmission*, p. 162–168, Nov. 2001.
- LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel converters: a new breed of power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 3, p. 509–517, May/June 1996.
- LI, H.; LI, Y. Square wave control of 3-level NPC inverter for large capacity high-speed drive systems. *International Conference on Electrical Machines and Systems*, v. 1, p. 806–809 Vol. 1, Sept. 2005.
- LIN, L. et al. Modeling and control of neutral-point voltage balancing problem in three-level NPC PWM inverters. *Power Electronics Specialists Conference*, p. 861–866, June 2005.
- MARQUES, G. G. D. A comparison of active power filter control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions. *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, v. 1, p. 444–449 vol.1, Aug 1998.
- MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. A comparison of multicarrier pwm strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters. *Power Electronics Specialists Conference*, v. 2, p. 674–679 vol.2, 2000.
- MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Natural capacitor voltage balancing for a flying capacitor converter induction motor drive. *Power Electronics Specialists Conference*, p. 1681–1687, June 2008.
- MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G.; LIPO, T. Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 6, p. 1293–1301, Nov. 2003.
- MESSAIF, I.; BERKOUK, E. M.; SAADIA, N. Ripple reduction in DTC drives by using a three-level NPC VSI. *International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, p. 1179–1182, Dec. 2007.
- MEYNARD, T. A.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. *Power Electronics Specialists Conference*, p. 397–403 vol.1, Jun 1992.
- MITWALLI, A. H. et al. An adaptive digital controller for a unity power factor converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 11, n. 2, p. 374–382, Mar 1996.
- MME. Programa de incentivo às fontes alternativas de energia elétrica. *Ministério de Minas e Energia, Apresentação Institucional - <http://www.mme.gov.br/>*, 2009.
- NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518–523, Sep./Oct. 1981.
- NATIONS, U. Kyoto protocol to the united nations framework convention on climate change. Japan, 1998.

- OGASAWARA, S.; AKAGI, H. Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source PWM inverters. *Industry Applications Society Conference*, p. 965–970 vol.2, Oct 1993.
- PEDERSEN, H. First repower 6-MW turbines assembled. *Renewable Energy World* - <http://www.renewableenergyworld.com/rea/news/article/2008/12/>, dec. 2008.
- PENG, F. Z. et al. A multilevel voltage-source inverter with separate dc sources for static VAr generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 5, p. 1130–1138, Sep/Oct 1996.
- PENG, F. Z.; MCKEEVER, J. W.; ADAMS, D. J. A power line conditioner using cascade multilevel inverters for distribution systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 6, p. 1293–1298, Nov/Dec 1998.
- PORTILLO, R. C. et al. Modeling strategy for back-to-back three-level converters applied to high-power wind turbines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1483–1491, Oct. 2006.
- POU, J.; BOROYEVICH, D.; PINDADO, R. New feedforward space-vector PWM method to obtain balanced AC output voltages in a three-level neutral-point-clamped converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 5, p. 1026–1034, Oct 2002.
- POU, J.; BOROYEVICH, D.; RODRÍGUEZ, P. Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 5, p. 1026–1034, 2005.
- POU, J.; PINDADO, R.; BOROYEVICH, D. Voltage-balance limits in four-level diode-clamped converters with passive front ends. *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, v. 2, p. 898–902 vol.2, Nov. 2002.
- POU, J. et al. Limits of the neutral-point balance in back-to-back-connected three-level converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 3, p. 722–731, May 2004.
- POU, J. et al. Enhancement of carrier-based modulation strategies for multilevel converters. *Power Electronics Specialists Conference*, p. 2534–2539, 2005.
- POU, J. et al. Fast-processing modulation strategy for the neutral-point-clamped converter with total elimination of low-frequency voltage oscillations in the neutral point. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 4, p. 2288–2294, Aug. 2007.
- RECH, C. Análise, projeto e desenvolvimento de sistemas multiníveis híbridos. *Tese de Doutorado, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, UFSM*, 2005.
- RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, Aug 2002.
- RODRIGUEZ, J. et al. Direct torque control with imposed switching frequency in an 11-level cascaded inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 4, p. 827–833, Aug. 2004.

- ROJAS, R.; OHNISHI, T.; SUZUKI, T. PWM control method for a four-level inverter. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, v. 142, n. 6, p. 390–396, Nov 1995.
- RYAN, M. J.; LORENZ, R. D.; DONCKER, R. D. Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 6, p. 1183–1191, Dec 1999.
- SEO, J. H.; CHOI, C. H.; HYUN, D. S. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, n. 4, p. 545–550, 2001.
- SHI, W.; HU, C.; WANG, Q. An online optimization approach to SHEPWM applied to NPC inverter. *International Conference on Electrical Machines and Systems*, p. 1665–1668, Oct. 2008.
- SHUJU, H.; JIANLIN, L.; HONGHUA, X. Research on a kind of diode-clamped cascade topology in direct-driven wind power system. *International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, p. 2509–2514, April 2008.
- SWISHER, R.; AZUA, C. R. D.; CLENDENIN, J. Strong winds on the horizon: wind power comes of age. *Proceedings of the IEEE*, v. 89, n. 12, p. 1757–1764, Dec 2001.
- TEKWANI, P. N. et al. A five-level inverter topology with common-mode voltage elimination for induction motor drives. *European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 10 pp.–P.10, 0-0 2005.
- TOLBERT, L. M.; HABETLER, T. G. Novel multilevel inverter carrier-based PWM method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 5, p. 1098–1107, Sep/Oct 1999.
- TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z.; HABETLER, T. G. A multilevel converter-based universal power conditioner. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 2, p. 596–603, Mar/Apr 2000.
- YAZDANI, A.; IRAVANI, R. A neutral-point clamped converter system for direct-drive variable-speed wind power unit. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 2, p. 596–607, June 2006.
- YINGCHAO, Z. et al. The virtual flux oriented control of three-level neutral point clamped PWM rectifier. *International Conference on Electrical Machines and Systems*, p. 22–27, Oct. 2007.
- ZARAGOZA, J. et al. Hybrid modulation technique for the neutral-point-clamped converter. *Compatibility in Power Electronics*, p. 1–6, 29 2007-June 1 2007.
- ZHANG, H. B. et al. Operation of a three-level NPC active power filter with unbalanced and nonlinear loads. *IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, p. 22–26, April 2008.
- ZHANG, S.; GE, Q.; LI, Y. Three-level NPC inverter with IGCT for high power AC drives. *International Conference on Electrical Machines and Systems*, p. 1562–1566, Oct. 2008.

# *APÊNDICE A - OBTENÇÃO DAS RESTRICÇÕES PARA OS SETORES 2,3 E 4 DO DIAGRAMA VETORIAL N3V*

Este anexo traz o desenvolvimento das restrições que permitem o controle da corrente média do ponto central do divisor capacitivo do NPC utilizando a divisão convencional de setores N3V.

Seja um vetor  $\mathbf{u}$  localizado no setor 2 formado pelos vetores  $\mathbf{v}^{s1}$ ,  $\mathbf{v}^{\ell1}$ ,  $\mathbf{v}^m$ . Através da análise de todos os estados de condução para os vetores mencionados, bem como a duração associadas a eles procura-se inferir sobre a influência destes vetores sobre a corrente do ponto central central do divisor capacitivo.

A corrente no ponto central do divisor capacitivo pode ser expressa em função da duração dos vetores de comutação utilizados e das correntes de fase, ou seja:

$$T_s \bar{I}_o = i_a \Delta t_{s1}^+ - i_c \Delta t_{s1}^- - i_b \Delta t_m. \quad (\text{A.1})$$

Ainda, pode ser escrito que:

$$\begin{aligned} \Delta t_{s1} &= \Delta t_{s1}^+ + \Delta t_{s1}^- \\ i_b \Delta m + T_s \bar{I}_o &= -i_a \Delta t_{s1}^+ + i_c \Delta t_{s1}^-. \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Rearranjando os termos das equações em (A.2) e colocando na forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} T_s \bar{I}_o - i_b \Delta t_m \\ \Delta t_{s1} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} i_a & -i_a \\ 1 & 1 \end{bmatrix}}^{M_2} \cdot \begin{bmatrix} \Delta t_{s1}^+ \\ \Delta t_{s1}^- \end{bmatrix}. \quad (\text{A.3})$$

Multiplicando ambos os lados da igualdade por  $M_2^{-1}$ , tem-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_{s1}^+ \\ \Delta t_{s1}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2i_a} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2i_a} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_s \bar{I}_o + i_b \Delta t_m \\ \Delta t_{s1} \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Para que seja possível controlar a corrente  $\bar{I}_o$  as durações  $\Delta t_{s1}^+$  e  $\Delta t_{s1}^-$  devem ser positivas. A partir disso, obtém-se:

$$\begin{aligned} \Delta t_{s1} &\geq \frac{1}{i_a} (\bar{I}_o T_s + i_b \Delta t_m) \\ \Delta t_{s1} &\geq -\frac{1}{i_a} (\bar{I}_o T_s + i_b \Delta t_m), \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

que pelas propriedades do módulo obtém-se:

$$\Delta t_{s1} \geq \left| \frac{T_s \bar{I}_o}{i_a} + \frac{i_b}{i_a} \Delta t_m \right| \quad (\text{A.6})$$

Se a restrição (A.6) for satisfeita, para o vetor de tensão desejado pertencente ao segundo setor, é possível controlar  $\bar{I}_o$  utilizando os vetores de comutação mais próximos.

Seja um vetor  $\mathbf{u}$  localizado no setor 3 formado pelos vetores  $\mathbf{v}^{s1}$ ,  $\mathbf{v}^{s2}$ ,  $\mathbf{v}^m$ .

A corrente no ponto central do divisor capacitivo pode ser expressa em função da duração dos vetores de comutação utilizados e das correntes de fase, as quais estes apresentam contribuição:

$$T_s \bar{I}_o = i_a \Delta t_{s1}^+ - i_a \Delta t_{s1}^- - i_c \Delta t_{s2}^+ + i_c \Delta t_{s2}^- - i_b \Delta t_m. \quad (\text{A.7})$$

Ainda, pode ser escrito que:

$$\begin{aligned} \Delta t_{s1} &= \Delta t_{s1}^+ + \Delta t_{s1}^- \\ \Delta t_{s2} &= \Delta t_{s2}^+ + \Delta t_{s2}^- \\ i_b \Delta t_m + T_s \bar{I}_o - i_a \Delta t_{s1}^+ &= -i_c \Delta t_{s2}^+ + i_c \Delta t_{s2}^- - i_a \Delta t_{s1}^-. \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Rearranjando os termos das equações em (A.8) e colocando na forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_b \Delta m + T_s \bar{I}_o - i_a \Delta t_{s1}^+ \\ \Delta t_{s2} \\ \Delta t_{s1} - \Delta t_{s1}^+ \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} -i_a & -i_c & i_c \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}^{M_3} \cdot \begin{bmatrix} \Delta t_{s1}^- \\ \Delta t_{s2}^+ \\ \Delta t_{s2}^- \end{bmatrix}. \quad (\text{A.9})$$

Multiplicando ambos os lados da igualdade por  $M_3^{-1}$ , tem-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_{s1}^- \\ \Delta t_{s2}^+ \\ \Delta t_{s2}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2i_c} & \frac{1}{2} & -\frac{i_a}{2i_c} \\ \frac{1}{2i_c} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2i_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_s \bar{I}_o + i_b \Delta t_m - i_a \Delta t_{s1}^+ \\ \Delta t_{s2} \\ \Delta t_{s1} - \Delta t_{s1}^+ \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

Para que seja possível controlar a corrente  $\bar{I}_o$  as durações  $\Delta t_{s2}^+$  e  $\Delta t_{s2}^-$  devem ser positivas. A partir disso, obtém-se:

$$\begin{aligned} \Delta t_{s2} &\geq \frac{1}{i_c} (\bar{I}_o T_s + i_b \Delta t_m) + \frac{i_a}{i_c} (\Delta t_{s1} - 2\Delta t_{s1}^+) \\ \Delta t_{s2} &\geq -\frac{1}{i_c} (\bar{I}_o T_s - i_b \Delta t_m) + \frac{i_a}{i_c} (\Delta t_{s1} - 2\Delta t_{s1}^+), \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

que pelas propriedades do módulo obtém-se:

$$\Delta t_{s1} \geq \left| \frac{i_a}{i_c} (\Delta t_{s1} - 2\Delta t_{s1}^+) + \frac{1}{i_c} (\bar{I}_o T_s + i_b \Delta t_m) \right| \quad (\text{A.12})$$

Se a restrição (A.12) for satisfeita, para o vetor de tensão desejado pertencente ao terceiro setor, é possível controlar  $\bar{I}_o$  utilizando os vetores de comutação mais próximos.

Seja um vetor  $\mathbf{u}$  localizado no setor 4 formado pelos vetores  $\mathbf{v}^{s2}$ ,  $\mathbf{v}^{\ell 2}$ ,  $\mathbf{v}^m$ .

A corrente no ponto central do divisor capacitivo pode ser expressa em função da duração dos vetores de comutação utilizados e das correntes de fase, as quais estes apresentam contribuição:

$$T_s \bar{I}_o = -i_c \Delta t_{s2}^+ + i_c \Delta t_{s2}^- - i_b \Delta t_{s1}^-. \quad (\text{A.13})$$

Ainda, pode ser escrito que:



$$\begin{aligned}\Delta t_{s2} &= \Delta t_{s2}^+ + \Delta t_{s2}^- \\ i_b \Delta m + T_s \bar{I}_o &= -i_c \Delta t_{s2}^+ + i_c \Delta t_{s2}^- .\end{aligned}\tag{A.14}$$

Rearranjando os termos das equações em (A.14) e colocando na forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_b \Delta m + T_s \bar{I}_o \\ \Delta t_{s2} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} -i_c & i_c \\ 1 & 1 \end{bmatrix}}^{M_4} \cdot \begin{bmatrix} \Delta t_{s2}^+ \\ \Delta t_{s2}^- \end{bmatrix}.\tag{A.15}$$

Multiplicando ambos os lados da igualdade por  $M_4^{-1}$ , tem-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_{s2}^+ \\ \Delta t_{s2}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2i_c} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2i_c} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_s \bar{I}_o + i_b \Delta t_m \\ \Delta t_{s2} \end{bmatrix}\tag{A.16}$$

Para que seja possível controlar a corrente  $\bar{I}_o$  as durações  $\Delta t_{s2}^+$  e  $\Delta t_{s2}^-$  devem ser positivas. A partir disso, obtém-se:

$$\begin{aligned}\Delta t_{s2} &\geq \frac{1}{i_c} (\bar{I}_o T_s + i_b \Delta t_m) \\ \Delta t_{s2} &\geq -\frac{1}{i_c} (\bar{I}_o T_s - i_b \Delta t_m),\end{aligned}\tag{A.17}$$

que pelas propriedades do módulo obtém-se:

$$\Delta t_{s1} \geq \left| \frac{1}{i_c} (\bar{I}_o T_s + i_b \Delta t_m) \right|\tag{A.18}$$

Se a restrição (A.18) for satisfeita, para o vetor de tensão desejado pertencente ao terceiro setor, é possível controlar  $\bar{I}_o$  utilizando os vetores de comutação mais próximos.

As restrições desenvolvidas neste apêndice, se encontram na Tabela 2.2 e definem a transição entre os diagramas vetoriais N3V e NS3V.

# APÊNDICE B - OBTENÇÃO DAS EQUAÇÕES DE ESTADO DA PLANTA CONSTITUÍDA DE CONVERSOR, FILTRO RL E REDE

Neste anexo serão apresentados o modelo da planta em coordenadas  $abc$ ,  $\alpha\beta$  e  $dq$

## B.1 Obtenção das Equações de Estado da Planta em coordenadas $abc$

A planta constituída pelo conversor juntamente com filtro  $RL$  e a rede ou a máquina podem ser representados pelo circuito da Figura B.1. Através deste circuito, podem ser obtidas as equações de estado da planta, considerando a rede equilibrada e sem distorções, bem como desprezando as não linearidades do conversor e a dinâmica do barramento cc.

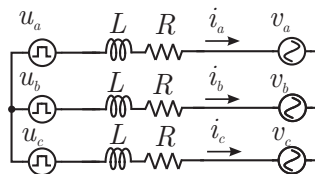


Figura B.1: Circuito equivalente do conversor com filtro RL.

Através do uso da lei das tensões de Kirchhoff nas malhas I e II da Figura B.1, obtém-se as seguintes equações:

$$\begin{aligned} -v_{ab} + v_{ra} + v_{la} + u_{ab} - v_{lb} - v_{rb} &= 0 \\ -v_{bc} + v_{rb} + v_{lb} + u_{bc} - v_{lc} - v_{rc} &= 0. \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

Pela lei das correntes de Kirchhoff tem-se que:

$$\begin{aligned} i_a + i_b + i_c &= 0 \\ \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} &= 0. \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

Uma vez que a tensão sobre o resistor é dada por  $v_R = Ri$  e a tensão sobre o indutor  $v_L = L \frac{di}{dt}$ , a partir da equação (B.2) pode ser escrito que a soma das tensões sobre as resistências e indutâncias são nulas, ou seja:

$$\begin{aligned} v_{Ra} + v_{Rb} + v_{Rc} &= 0 \\ v_{La} + v_{Lb} + v_{Lc} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

Assumindo que as resistências e as indutâncias de fase sejam idênticas e iguais a  $R$  e a  $L$ , a equação (B.1) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} v_{ab} - u_{ab} &= R(i_a - i_b) + L \left( \frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) \\ v_{bc} - u_{bc} &= R(i_b - i_c) + L \left( \frac{di_b}{dt} - \frac{di_c}{dt} \right). \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Reescrevendo (B.3) e (B.4) na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} - u_{ab} \\ v_{bc} - u_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

Pré-multiplicando ambos os lados da equação (B.5) pela matriz da equação (B.6):

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}, \quad (\text{B.6})$$

obtém-se a seguinte equação matricial:

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

As grandezas de fase do lado esquerdo da equação (B.7) podem ser transformadas para grandezas de linha através da seguinte transformação:

$$\mathbf{T}_{\text{fase-linha}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}^{-1}, \quad (\text{B.8})$$

Aplicando a transformação (B.8) no lado esquerdo de (B.7) e isolando os termos referentes às derivadas das correntes de fase obtém-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

A representação por espaço de estados em coordenadas estacionárias  $abc$  pode ser escrito como:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{abc}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{abc}\mathbf{u}(t) + \mathbf{F}_{abc}\mathbf{w}(t), \quad (\text{B.10})$$

onde:

$$\mathbf{A}_{abc} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{abc} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}_{abc} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}, \quad (\text{B.11})$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (\text{B.12})$$

## B.2 Obtenção das Equações de Estado da Planta em coordenadas $\alpha\beta$

Por meio da matriz  $T_{\alpha\beta}$  da equação (B.13) é realizada a transformação das variáveis do sistema de coordenadas  $abc$  para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ .

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.13})$$

Então as variáveis em coordenadas  $abc$  podem ser escritas em função das variáveis em coordenadas  $\alpha\beta$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{u}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{w}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

As equações de (B.14) podem ser substituídas em (B.10), obtendo-se:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) = \mathbf{A}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}(t) + \mathbf{F}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}(t), \quad (\text{B.15})$$

Multiplicando os dois lados da equação (B.15) por  $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$  obtém-se:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}(t), \quad (\text{B.16})$$

A representação do sistema por espaço de estados em coordenadas  $\alpha\beta 0$  pode ser escrita como:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}(t) + \mathbf{F}_{abc} \mathbf{w}(t), \quad (\text{B.17})$$

onde:

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{B.18})$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{B.19})$$

### B.3 Obtenção das Equações de Estado da Planta em coordenadas $dq$

A transformação do sistema de coordenadas  $\alpha\beta 0$  para coordenadas  $dq$  pode ser realizado por meio matriz de transformação apresentada pela equação:

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) & 0 \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{B.20})$$

Então as variáveis em coordenadas  $\alpha\beta 0$  podem ser escritas em função das variáveis

em coordenadas  $dq$ :

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq}^{-1}\mathbf{x}_{dq}(t) \\ \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq}^{-1}\mathbf{u}_{dq}(t) \\ \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq}^{-1}\mathbf{w}_{dq}(t)\end{aligned}\tag{B.21}$$

As equações de (B.21) podem ser substituídas em (B.17), obtendo-se:

$$\left(\mathbf{T}_{dq}^{-1}\dot{\mathbf{x}}_{dq}(t)\right) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq}^{-1}\mathbf{x}_{dq}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq}^{-1}\mathbf{u}_{dq}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq}^{-1}\mathbf{w}_{dq}(t),\tag{B.22}$$

Logo, a partir da derivada parcial do lado direito de (B.22) tem-se:

$$\mathbf{T}_{dq}^{-1}\dot{\mathbf{x}}_{dq}(t) + \dot{\mathbf{T}}_{dq}^{-1}\mathbf{x}_{dq}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq}^{-1}\mathbf{x}_{dq}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq}^{-1}\mathbf{u}_{dq}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq}^{-1}\mathbf{w}_{dq}(t),\tag{B.23}$$

Isolando o termo  $\dot{\mathbf{x}}_{dq}(t)$  tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq}(t) = -\left(\mathbf{T}_{dq}\dot{\mathbf{T}}_{dq}^{-1} + \mathbf{T}_{dq}\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq}^{-1}\right)\mathbf{x}_{dq}(t) + \mathbf{T}_{dq}\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq}^{-1}\mathbf{u}_{dq}(t) + \mathbf{T}_{dq}\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq}^{-1}\mathbf{w}_{dq}(t),\tag{B.24}$$

A representação do sistema por espaço de estados em coordenadas  $dq$  pode então ser escrita como:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq}(t) = \mathbf{A}_{dq}\mathbf{x}_{dq}(t) + \mathbf{B}_{dq}\mathbf{u}_{dq}(t) + \mathbf{F}_{dq}\mathbf{w}_{dq}(t),\tag{B.25}$$

Desde que em sistemas trifásicos a três a componente de sequência 0 é nula, as matrizes da equação de estados (B.25) são de ordem 2, ou seja:

$$\mathbf{A}_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{dq} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}_{dq} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},\tag{B.26}$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}.\tag{B.27}$$

# APÊNDICE C - PROJETO DOS CONTROLADORES PI DE CORRENTE

O projeto dos controladores proporcional-integral de corrente de eixo direto e quadratura neste trabalho é realizado no domínio contínuo. Além disso, são consideradas fixas a resistência  $R$  e indutância  $L$  para o projeto.

A função de transferência do controlador PI no domínio contínuo pode ser escrita por:

$$G_{PI}(s) = K_{Pi} + \frac{K_{Ii}}{s} \quad (\text{C.1})$$

A planta do sistema, desprezando o acoplamento entre as correntes  $i_d$  e  $i_q$  e considerando o mesmo como sendo um distúrbio, é definida por:

$$G_p(s) = \frac{1}{sL + R} \quad (\text{C.2})$$

A função de transferência da planta incluindo o controlador PI em malha fechada considerando realimentação unitária, é dada por:

$$G_{MF}(s) = \frac{sK_{Pi} + K_{Ii}}{Ls^2 + (K_{Pi} + R_f)s + K_{Ii}} \quad (\text{C.3})$$

A equação C.3 pode ser dividida pelo termo  $L$ . Ainda, considerando que resistência  $R$  seja desprezível em relação aos ganhos do compensador, a equação C.3 pode ser reescrita por:

$$G_{MF}(s) = \frac{\frac{sK_{Pi}}{L} + \frac{K_{Ii}}{L}}{s^2 + \frac{(K_{Pi})}{L}s + \frac{K_{Ii}}{L}} \quad (\text{C.4})$$

A equação (C.4) representa um sistema de 2ª ordem no domínio  $s$ , tal que:



$$G(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{C.5})$$

Substituindo  $s$  na equação C.5 por  $j\omega_b$ , onde  $\omega_b$  é a largura de faixa da banda passante, obtém-se:

$$G(j\omega_b) = \frac{2\zeta\omega_n (j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n (j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (\text{C.6})$$

A largura de faixa  $\omega_b$  é determinada por:

$$20 \log G(j\omega_b) = -3 \text{db} \quad (\text{C.7})$$

Em lugar de -3 db, geralmente utiliza-se -3,01 db que corresponde a um ganho de 0,707. Assim,

$$G(j\omega_b) = \frac{2\zeta\omega_n (j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\zeta\omega_n (j\omega_b) + \omega_n^2} = 0,707 \quad (\text{C.8})$$

cujo, módulo é definido por:

$$\frac{\sqrt{(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega_b)^2}} = 0,707 \quad (\text{C.9})$$

Da expressão (C.9), é obtido:

$$(2\zeta\omega_n\omega_b)^2 + \omega_n^4 = 0,5 \left[ (\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 \right] \quad (\text{C.10})$$

Reescrevendo a equação (C.10), tem-se:

$$\omega_n^4 = 0,5 \left[ (\omega_n^2 - \omega_b^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 \right] - 4\zeta^2\omega_n^2\omega_b^2 \quad (\text{C.11})$$

Dividindo ambos os lados da equação anterior por (C.11), obtém-se:

$$1 = 0,5 \left\{ \left[ 1 - \left( \frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + 4\zeta^2 \left( \frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \right\} - 4\zeta^2 \left( \frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \quad (\text{C.12})$$

Com o objetivo de simplificação da equação (C.12) definiu-se que:

$$b = \left( \frac{\omega_b}{\omega_n} \right)^2 \quad (\text{C.13})$$

Substituindo (C.13) na equação (C.12), tem-se:

$$1 = 0,5 [(1 - b)^2 + 4\xi\xi^2 b] - 4\xi^2 b \quad (\text{C.14})$$

A equação (C.14) pode ser reescrita por:

$$0,5b^2 + (-2\xi^2 - 1)b - 0,5 = 0 \quad (\text{C.15})$$

Solucionando a equação (C.15), tem-se:

$$b = 2\xi^2 + 1 \pm \sqrt{4\xi^4 + 4\xi^2 + 2} \quad (\text{C.16})$$

que substituída na equação (C.12), obtém-se:

$$\omega_n = \frac{\omega_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}}} \quad (\text{C.17})$$

A partir da função de transferência da equação (C.5), pode-se determinar o ganho  $K_{Pi}$  do controlador:

$$K_{Pi} = 2\xi\omega_n L_f \quad (\text{C.18})$$

Substituindo a equação (C.17) em (C.18), é obtida a equação para o projeto do ganho  $K_{Pi}$ , ou seja,

$$K_{Pi} = \frac{2\xi\omega_b L_f}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}}} \quad (\text{C.19})$$

O ganho  $K_{Ii}$  é calculado por:

$$K_{Ii} = \omega_n^2 L_f \quad (\text{C.20})$$

Substituindo a equação (C.17) em (C.20), obtém-se:

$$K_{Ii} = \left( \frac{\omega_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}} \right)^2 L_f \quad (\text{C.21})$$

onde,  $\xi$  e  $\omega_b$  são o coeficiente de amortecimento e a frequência de corte (em radianos/s) do compensador respectivamente.

# *APÊNDICE D - MODELO DISCRETO DO SISTEMA DE CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC*

## **D.1 Modelo discreto do sistema de controle da tensão do barramento CC**

Seja a equação linear no tempo contínuo que descreve o modelo da tensão do barramento CC:

$$\frac{1}{2}C_T \frac{dv_c^2(t)}{dt} = -P_G(t) - P_M(t) \quad (\text{D.1})$$

Com o objetivo de obter-se o modelo discreto da planta de tensão do barramento CC a ser controlado digitalmente, assume-se que  $v_{cc}^2$  seja o estado  $X_{cc}$  considerado, para obter-se o modelo discreto integra-se ambos os lados da equação diferencial (D.1) sobre um período de amostragem  $T_s$ .

$$\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \frac{1}{2}C_T \frac{d}{dt} x_{cc} dt = - \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} P_G(t) dt - \int_{kT_{cc}}^{(k+1)T_s} P_M(t) dt \quad (\text{D.2})$$

Solucionando a integral de (D.6), a equação discreta de estados que descreve a planta pode ser escrita como:

$$X_{cc}((k+1)T_s) = X_{cc}(kT_s) + \frac{2T_s}{C_T} P_G(kT_s) - \frac{2T_s}{C} P_M(kT_s) \quad (\text{D.3})$$

## D.2 Modelo discreto do sistema de controle da tensão do ponto central do divisor capacitivo do barramento CC

Seja a equação linear no tempo contínuo que descreve o modelo do ponto médio da tensão do barramento CC:

$$C \frac{dv_{c2}(t)}{dt} = \frac{I_0(t)}{2C} \quad (\text{D.4})$$

Com o objetivo de obter-se o modelo discreto da planta do ponto médio da tensão do barramento CC a ser controlado digitalmente, assume-se que  $v_{c2}$  seja o estado  $X_{c2}$  considerado, para obter-se o modelo discreto integra-se ambos os lados da equação diferencial (D.4) sobre um período de amostragem  $T_s$ .

$$\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} C \frac{d}{dt} x_{c2} dt = \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \frac{I_0(t)}{2C} dt \quad (\text{D.5})$$

Solucionando a integral de (D.6), a equação discreta de estados que descreve a planta pode ser escrita como:

$$X_{c2}((k+1)T_s) = X_{c2}(kT_s) + \frac{I_0(kT_s)T_s}{2C}(kT_s) \quad (\text{D.6})$$