
NOVA MODULAÇÃO VETORIAL PARA O CONTROLE DA TENSÃO DO PONTO CENTRAL DO DIVISOR CAPACITIVO DO CONVERSOR COM PONTO NEUTRO GRAMPEADO

Felipe Bovolini Grigoletto*
grigoletto@gmail.com

Humberto Pinheiro*
humberto@ctlab.ufsm.br

*Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM
Santa Maria, RS, Brasil

ABSTRACT

This paper presents a new space vector modulation strategy for the dc capacitor voltages control of neutral point clamped converters. By defining the neutral point current it is possible not only to ensure the balance of the dc voltages as well as to guarantee the elimination of low frequencies harmonic in neutral-point voltage under all load conditions in the entire converter linear operation region. Two switching sequences are explored to show the flexibility of propose method. Experimental results are presented and they show the good perform of the proposed modulation technique.

KEYWORDS: Multilevel converters, neutral-point-clamped converter NPC, space vector modulation

RESUMO

Este artigo apresenta uma nova estratégia de modulação vetorial para controle da tensão do ponto central do divisor capacitivo do conversor de ponto neutro grampeado - NPC. O controle da corrente do ponto central do divisor capacitivo garante o equilíbrio e a eliminação das componentes de baixa ordem nas tensões dos capacitores, em toda região linear do inversor independentemente do fator de potência bem como para operação com cargas não lineares. Duas sequências de comutação são exploradas para demonstrar a flexibilidade do

método proposto. Resultados de simulação são apresentados e estes ilustram o bom desempenho da técnica modulação proposta.

PALAVRAS-CHAVE: Conversores multiníveis, conversor de ponto neutro grampeado NPC, modulação vetorial

1 INTRODUÇÃO

Conversores multiníveis têm recebido grande atenção recentemente devido suas vantagens em aplicações que utilizam altas potências e altas tensões quando comparados 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 et al., 2002).

Dentre as topologias multiníveis o conversor com ponto neutro grampeado - NPC (Nabae et al., 1981), mostrado na Figura 1, encontra-se entre as mais utilizadas pela indústria. Deve ser ressaltado que algumas técnicas de modulação tradicionais aplicadas a este conversor causam oscilações de baixa ordem harmônica na tensão do ponto central do divisor capacitivo (Yamanaka et al., 2002), (Ogasawara e Akagi, 1993), (Celanovic e Boroyevich, 2000). Essas ondulações no ponto central do divisor capacitivo aumentam a tensão sobre os semicondutores, bem como introduzem harmônicas indesejáveis nas tensões de saída. Para cargas de baixo fator de potência operando com altos índices de modulação, as ondulações na tensão do ponto neutro podem chegar

Artigo submetido em 23/09/2008 (Id.: 00899)

Revisado em 19/12/2008, 01/04/2009

Aceito sob recomendação do Editor Associado Prof. Enes Gonçalves Marra

a níveis elevados (Celanovic e Boroyevich, 2000).

Muitos esforços têm sido realizados no intuito de analisar e definir uma estratégia de modulação para solucionar esse problema sem um significativo aumento das capacitâncias do barramento CC. Dentre as técnicas abordadas na literatura destacam-se as baseadas na comparação com portadora, *Carrier based PWM* e as estratégias vetoriais ou *Space Vector Modulation - SVPWM*. As estratégias 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 presentes nas tensões do ponto central do divisor capacitivo, bem como alcançar a máxima utilização do barramento CC.

Dentre os métodos que utilizam modulação PWM obtidos por comparação com portadora destacam-se (Ogasawara e Akagi, 1993) e (Pou et al., 2005) onde uma tensão de modo comum é adicionada aos sinais modulantes com o intuito de equilibrar as tensões dos capacitores, como mostrado na Figura 2(a). Contudo estes métodos conseguem eliminar as ondulações de baixa frequência nas tensões dos capacitores somente para baixos índices de modulação. 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 em superiores e inferiores, conhecida também por *Double Side*, como indicado na Figura 2(b). 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.

Com o objetivo de estabelecer um compromisso entre perdas de comutação e THD das tensões de saída é possível combinar duas ou mais modulações PWM para o NPC. A transi-

ção 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 e Oikonomou, 2007), (Cunha e Torri, 2007).

A modulação vetorial, por sua vez, possibilita 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 (*Nearest Three Vectors - N3V*). 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 a divisão convencional de setores. Busquets-Monge et al. (2004) propõe a utilização de vetores virtuais que são combinações dos vetores de comutação do NPC como mostra a Figura 3 (a). Por exemplo, a implementação de um vetor no setor 3 da Figura 3(a) é feita com os vetores virtuais \mathbf{v}^{ZM1} , \mathbf{v}^{ZL1} e \mathbf{v}^{ZS1} . A principal característica dos vetores virtuais é que as suas contribuições para a corrente média calculadas 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 é a utilização de sequências de comutação com um número significativo de vetores comprometendo as perdas de comutação bem como a THD das tensões de saída. Gupta e Khambadkone (2007) apresenta um diagrama vetorial (Figura 3 (b)), onde para altos índices de modulação são selecionados 3 vetores de comutação (*Selected Three Vectors - S3V*), sendo que os vetores médios não são utilizados. Por exemplo, a implementação de um vetor no setor 3 da Figura 3(b) 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

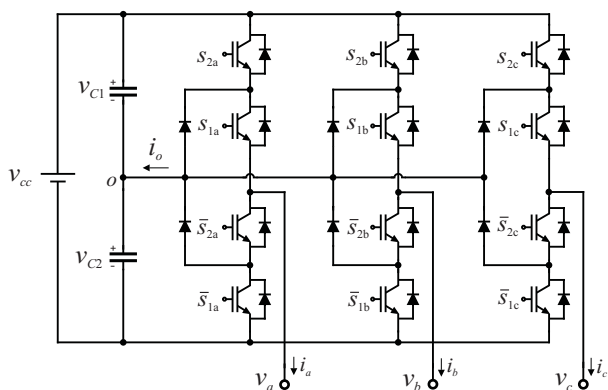


Figura 1: Conversor três níveis NPC.

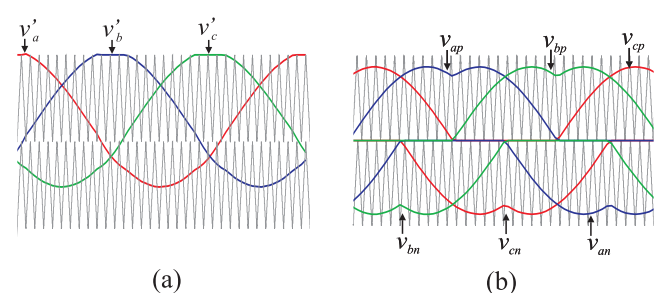


Figura 2: Métodos de modulação que visam eliminar o desequilíbrio de tensão dos capacitores: (a) (Ogasawara e Akagi, 1993), (b) (Pou et al., 2007)

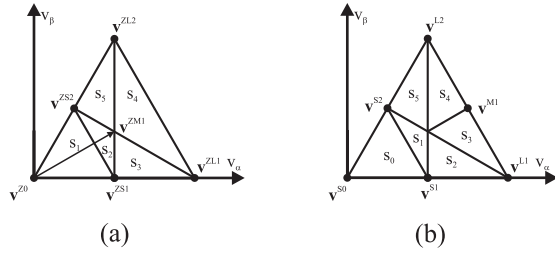


Figura 3: Métodos de modulação que visam eliminar o desequilíbrio de tensão dos capacitores: (a) (Busquets-Monge et al., 2004), (b) (Gupta e Khambadkone, 2007)

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.

Este artigo deriva um novo diagrama Vetorial para o NPC, (*New Selected Three Vectors - NS3V*) que possibilita o controle da corrente do ponto central do divisor capacitivo para qualquer fator de potência de carga bem como para operação com cargas não-lineares e desequilibradas. Como consequência é possível equilibrar as tensões do barramento CC e eliminar as ondulações de baixa frequência utilizando todo o recurso do inversor. Ainda, são estabelecidas restrições baseadas no sinal e nas magnitudes das correntes de carga para determinar a transição entre a modulação com o diagrama vetorial N3V e o diagrama vetorial proposto NS3V. 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 é estabelecido uma relação linear entre uma variável de controle e a corrente no ponto central do divisor capacitivo, o que simplifica o projeto do controlador que garante o equilíbrio das tensões do barramento CC.

Finalmente, são apresentadas duas sequências de comutação. A primeira minimiza a THD das tensões de saída enquanto a segunda utiliza um número maior de vetores mas pode ser facilmente implementada utilizando os gerenciadores de eventos encontrados em microcontroladores e DSP disponíveis no mercado.

2 DESCRIÇÃO DA MODULAÇÃO VETORIAL

Usualmente, alguns critérios são estabelecidos para definir uma estratégia de modulação, e para o conversor NPC destacam-se:

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:

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

onde \bar{I}_o é a média da corrente i_o (Figura 1) calculada sobre um período da atualização da lei de controle. Nesta seção será abordada a estratégia de modulação N3V bem como a estratégia baseada no novo diagrama vetorial NS3V.

2.1 Modulação vetorial utilizando o diagrama N3V

A análise da modulação vetorial do conversor NPC será feita para o primeiro sextante, sendo que os demais podem ser projetados no primeiro sextante através de uma transformação linear. Então, 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 :

$$d_j = |\mathbf{u} - \mathbf{v}_{xj}| + |\mathbf{u} - \mathbf{v}_{yj}| + |\mathbf{u} - \mathbf{v}_{zj}|, \quad (2)$$

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:

$$\{\mathbf{v}_{xp}, \mathbf{v}_{yp}, \mathbf{v}_{zp}\}, \quad (3)$$

onde p é dado por:

$$p = \text{index}(\min[d_1, d_2, \dots, d_{20}]), \quad (4)$$

Aplicando esse critério para os vetores \mathbf{u} pertencentes ao primeiro sextante do diagrama vetorial obtém-se os setores usualmente definidos para modulação vetorial do conversor de ponto neutro grampeado como mostrado na Figura 4. Para facilitar a implementação do algoritmo de seleção dos setores, as retas de separação dos setores podem ser armazenadas na memória de programa do DSP ou microcontrolador, (Pinheiro et al., 2005). 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.

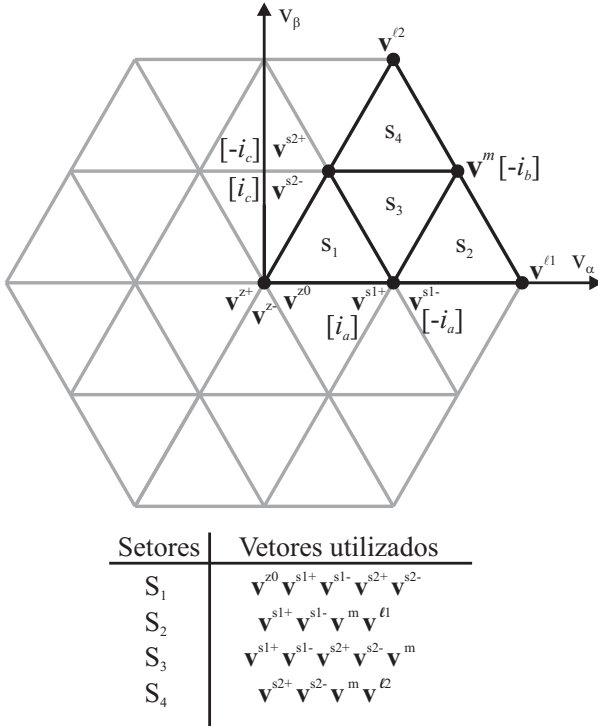


Figura 4: Diagrama vetorial - N3V.

A corrente média no ponto central do divisor capacitivo do barramento CC do NPC, calculada sobre um período de atuação da lei de controle, dependente dos intervalos de comutação e das correntes de carga, é dada pela seguinte expressão:

$$\bar{I}_o = \frac{[-i_b \Delta t_m + i_a (\Delta t_{s1}^+ - \Delta t_{s1}^-) + i_c (\Delta t_{s2}^- - \Delta t_{s2}^+)]}{T_s} \quad (5)$$

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 4, 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 4.

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} a ser sintetizado bem como a frequência de comutação T_s , as durações Δt_{s1} e Δt_{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.

As restrições que devem ser satisfeitas para possibilitar 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 da Figura 4 são dadas na Tabela 1. Um exemplo da obtenção das restrições é apresentada no apêndice 7.1.

Tabela 1: 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 $

A Figura 5 demonstra o impacto do fator de potência de carga sobre as restrições da Tabela 1. As restrições da Tabela 1 foram testadas para diversos vetores localizados em todo plano $\alpha\beta$, variando-se o fator de potência da carga de -90° a 90° . A região onde as desigualdades da Tabela 1 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. Para o setor 1 a desigualdade da Tabela 1 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 Δt_{s1}^+ para o cálculo dessa desigualdade pode ser obtido recursivamente ou a partir das equações definidas na próxima seção.

2.2 Modulação vetorial utilizando o diagrama NS3V

Através da análise de (5) 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 artigo um novo diagrama ve-

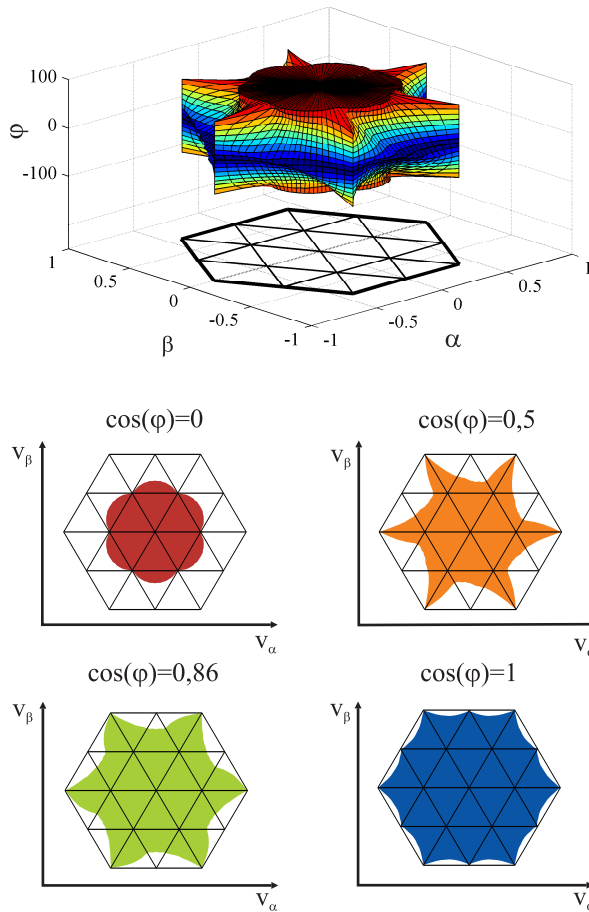


Figura 5: Regiões do diagrama vetorial N3V onde é possível fazer $\bar{I}_o=0$ em função do fator de potência de carga.

torial onde o vetor \mathbf{v}^m não seja utilizado.

Adotando novamente o critério dos três vetores mais próximos definidos em (2)-(4), 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 6.

Sempre que as restrições da Tabela 1 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. Com o objetivo de controlar a corrente média no ponto central do divisor capacitivo, neste artigo é estabelecida uma variável δ de ponderação entre a duração dos vetores redundantes. Ainda, deve-se assegurar que esta variável seja proporcional à corrente \bar{I}_o indepen-

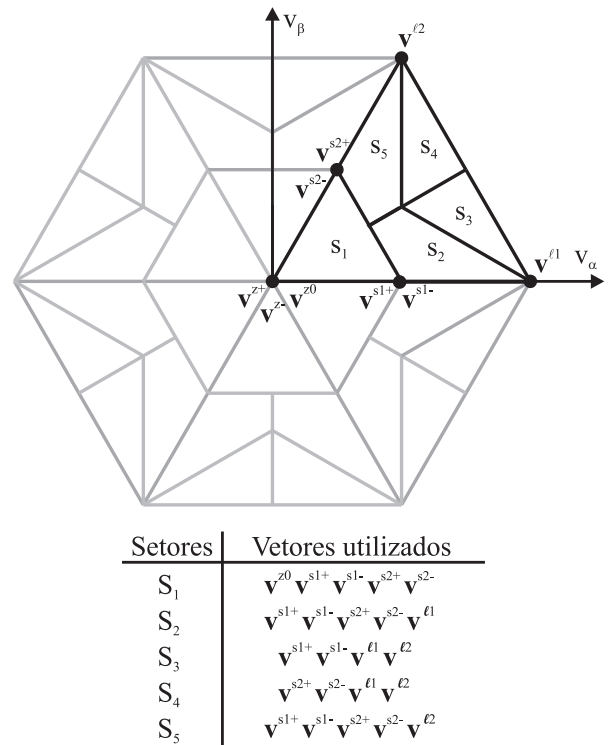


Figura 6: Diagrama vetorial proposto - NS3V.

dente 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.

Tabela 2: Relações entre δ e as durações dos vetores redundantes

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

Com o intuito de simplificar a notação e o controle da corrente \bar{I}_o , propõem-se nesse artigo a definição das durações associadas aos vetores com redundância como mostrado na Tabela 3. onde M_x para $x = \{a, c\}$, obtido por simplificação da Tabela 2, é definido por:

$$M_x = \frac{\text{sign}(i_x) + 1}{2} - \text{sign}(i_x)\delta \quad (6)$$

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

Tabela 3: Equações para cálculo das durações Δt_{s1}^+ e Δt_{s2}^+

Estratégia	Setores	Δt_{s1}^+	Δt_{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	-	$(1 - M_c \Delta t_{s2})$

Utilizando as durações associados aos vetores redundantes como definido na Tabela 3 a corrente \bar{I}_o será:

$$\bar{I}_o = \frac{1}{T_s} [(1 - 2\delta)\gamma - i_b \Delta t_m], \quad (7)$$

onde γ é positivo e dado por:

$$\gamma = (|i_a| \Delta t_{s1} + |i_c| \Delta t_{s2}) \quad (8)$$

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 (7) e (8) 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.

Com o objetivo de assegurar $v_{C1} = v_{C2}$ é utilizado um controlador do tipo PI como mostrado na Figura 7. O diagrama de blocos adequado para o projeto do controlador da tensão do barramento CC é mostrado na Figura 8.

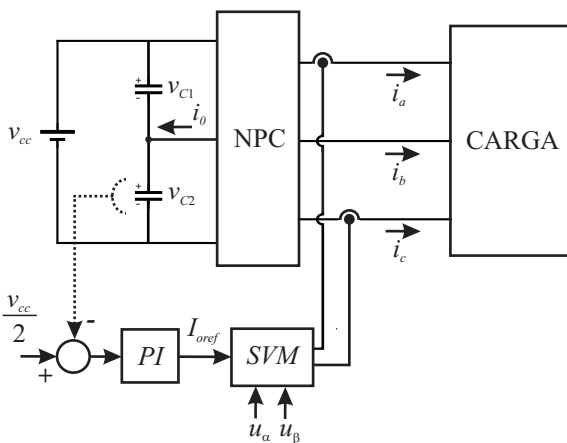


Figura 7: Conversor e controlador da tensão no ponto neutro.

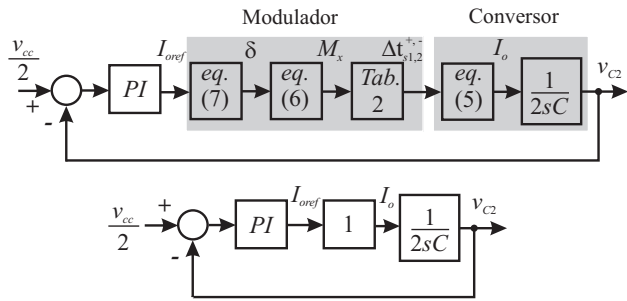


Figura 8: Controlador da tensão no ponto neutro.

2.3 Sequências de comutação

A modulação vetorial possibilita a utilização de diferentes sequências de comutação. Na escolha de uma sequência devem ser consideradas:

- (i) - Taxa de distorção harmônica da tensão de saída;
- (ii) - Número de comutações;
- (iii) - Simplicidade de implementação.

A sequência de comutação define a distribuição dos vetores de comutação ao longo de um período de atualização da lei de controle. A seguir duas sequências de comutação são descritas.

Tabela 4: Sequências de comutação com reduzido número de comutações para os sextantes ímpares 1,3,5 e sextantes pares 2,4,6 do diagrama vetorial NS3V

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

A primeira sequência, mostrada na Tabela 4, resulta em um reduzido número de comutações. Já a segunda sequência, mostrada na Tabela 5, simplifica a implementação. A Figura 9 ilustra a sequência de comutação para o setor 3 do primeiro sextante de acordo com a Tabela 4. Note os vetores foram

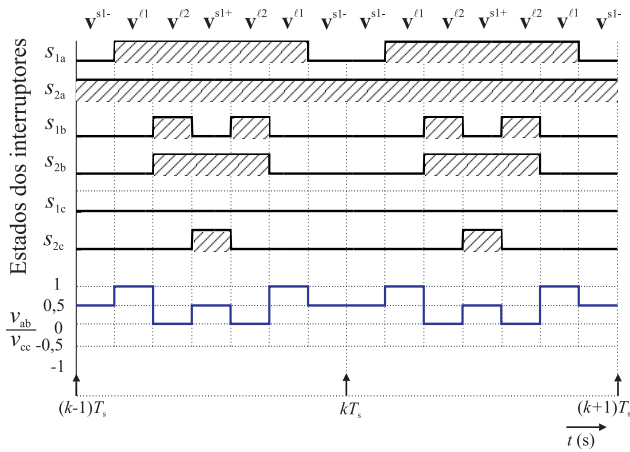


Figura 9: Sequência de comutação que resulta em reduzido número de comutações para o terceiro setor do primeiro sextante do diagrama vetorial NS3V.

arranjados de forma que a transição de um vetor para o próximo resulte em uma ou no máximo duas comutações. Por outro lado, a Tabela 5 sumariza os vetores possíveis de implementação por comparação com triangulares, sem a necessidade de se utilizar hardware externo para a implementação do modulador. A fim de tornar as sequências simétricas em relação à um contador *up-down*, este foi subdividido em um período de atualização da lei de controle. Além disso, foram escolhidas diferentes sequências para os setores ímpares e setores pares.

Tabela 5: 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

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

A Figura 10 mostra uma sequência de comutação para o setor 3 do primeiro sextante de acordo com a Tabela 5. Para a geração dos sinais de saída é utilizado um contador e seis comparadores encontrados usualmente em gerenciadores de even-

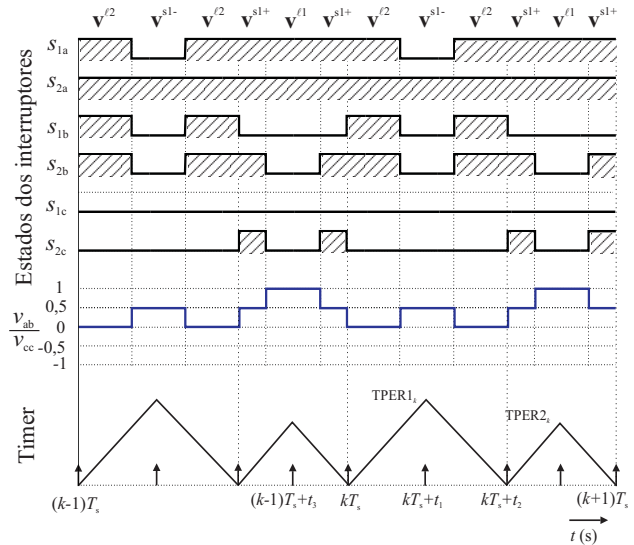


Figura 10: Sequência de comutação implementável por comparação com triangulares para o terceiro setor do primeiro sextante do diagrama vetorial NS3V.

tos 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 $TPER1_k$. O conteúdo de $TPER2_k$ é armazenado no instante $kT_s + t_1$. Para o setor 3 em questão, os instantes $t_1 = \Delta t_{\ell2} + \Delta t_{s1}^-/2$, $t_2 = 2\Delta t_{\ell2} + \Delta t_{s1}^-$, $t_3 = \Delta t_{s1}^+ + \Delta t_{\ell1}/2$. Note que a amplitude dos contadores $TPER1_k$ e $TPER2_k$ é dependente das durações dos vetores de comutação escolhidos, como mostrado na Figura 5, 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 $TPER1_k$ e $TPER2_k$ podem ser obtidos de acordo com (9):

$$TPER1_k = \frac{npa \cdot t_2}{2T_s} \quad (9)$$

$$TPER2_k = \frac{npa}{2} - TPER1_k,$$

onde npa é o número total de ciclos de *clock* do contador em um período T_s , e é equivalente a $2 \cdot TPER1_k + 2 \cdot TPER2_k$.

3 TRANSIÇÃO ENTRE O MÉTODO N3V E O MÉTODO NS3V

A Figura 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

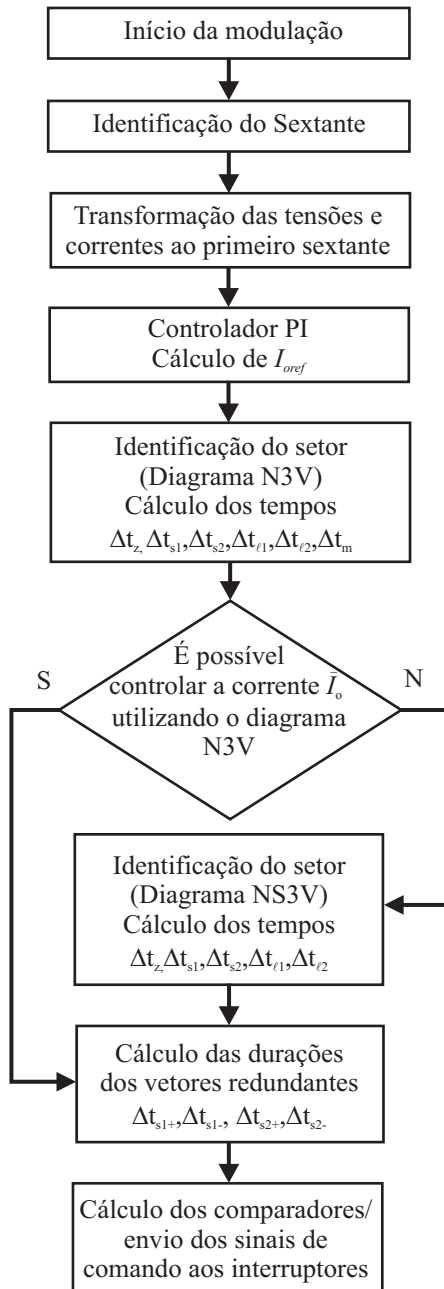


Figura 11: Algoritmo da modulação híbrida (N3V + NS3V).

correntes e tensões desse sextante para o primeiro. A partir da medida das tensões do barramento CC é 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 Δt_{s1} , Δt_{s2} , Δt_{l1} , Δt_{l2} , Δt_m . Então é testada a correspondente restrição da Tabela 1.

Sempre que essa restrição for satisfeita é possível controlar a

corrente \bar{I}_o utilizando o diagrama vetorial N3V, e então são determinados as durações associadas aos vetores redundantes utilizando as equações da Tabela 3. Se as restrições da Tabela 1 não forem satisfeitas, é realizada a identificação dos setores utilizando o NS3V e posteriormente o cálculo das durações associadas aos vetores redundantes.

3.1 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 descritos na seção 2 para os demais sextantes, bem como simplificar a implementação, transformações lineares sobre as tensões são utilizadas. Seja o vetor $\mathbf{u} = [u_\alpha \ u_\beta]^T$ pertencente ao sextante k com $k = 1, 2, \dots, 6$, então as restrições da Tabela 1 e as durações da Tabela 3 bem como algoritmos de identificação dos setores dos diagramas vetoriais das Figuras 4 e 6 desenvolvidos para o primeiro sextante podem ser aplicados para os demais sextantes utilizando-se os vetores de tensão dados por:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

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

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

Tabela 6: 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	$-i_a$

3.2 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 SN3V, 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 pode ser escrita a seguinte equação:

$$\mathbf{u} = \frac{1}{T_s} [\mathbf{v}^1 \Delta t_1 + \mathbf{v}^2 \Delta t_2 + \mathbf{v}^3 \Delta t_3], \quad (11)$$

onde Δt_1 , Δt_2 e Δt_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:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} v_\alpha^0 & v_\alpha^1 & v_\alpha^2 \\ v_\beta^0 & v_\beta^1 & v_\beta^2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_0 \\ \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

então, para a obtenção das durações Δt_0 , Δt_1 e Δt_2 , é obtido:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_0 \\ \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} [M]^{-1} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

onde,

$$[M]^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}^1 & \mathbf{v}^2 & \mathbf{v}^3 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (14)$$

Pode-se dizer que $[M]^{-1}$ é a matriz de decomposição associada ao setor em questão, e através de (13) as durações Δt_1 , Δt_2 , Δt_3 dos vetores \mathbf{v}^1 , \mathbf{v}^2 e \mathbf{v}^3 podem ser unicamente determinadas. A Tabela 7 mostra os vetores de comutação \mathbf{v}^1 , \mathbf{v}^2 e \mathbf{v}^3 de (14) para as estratégias N3V e NS3V.

Tabela 7: Vetores de comutação utilizados pelas estratégias N3V e NS3V

Método	Sector	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 $\mathbf{v}^{\ell 1}$
	3	\mathbf{v}^{s1} \mathbf{v}^{s2} \mathbf{v}^m
	4	\mathbf{v}^{s2} \mathbf{v}^m $\mathbf{v}^{\ell 2}$
NS3V	1	\mathbf{v}^z \mathbf{v}^{s1} \mathbf{v}^{s2}
	2	\mathbf{v}^{s1} \mathbf{v}^{s2} $\mathbf{v}^{\ell 1}$
	3	\mathbf{v}^{s1} $\mathbf{v}^{\ell 1}$ $\mathbf{v}^{\ell 2}$
	4	\mathbf{v}^{s2} $\mathbf{v}^{\ell 1}$ $\mathbf{v}^{\ell 2}$
	5	\mathbf{v}^{s1} \mathbf{v}^{s2} $\mathbf{v}^{\ell 2}$

4 COMPARAÇÃO ENTRE MÉTODOS DE MODULAÇÃO

Com o objetivo de estabelecer uma comparação entre a estratégia de modulação proposta e os principais métodos apre-

sentados na literatura, três índices de desempenho serão utilizados.

O primeiro é associado ao desequilíbrio das tensões dos capacitores, e pode ser quantificado de acordo com (Gupta e Khambadkone, 2007):

$$npf = 100 \left(\frac{(v_{cc}/2) - v_{c2}}{v_{cc}/2} \right). \quad (15)$$

O segundo critério é a taxa de distorção harmônica das tensões de saída:

$$THD = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}, \quad (16)$$

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

O terceiro é 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 et al., 1990):

$$DF1 = 100 \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2}, \quad (17)$$

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

4.1 Comparação entre as estratégias de modulação N3V, NS3V e N3V+NS3V

Nesta subseção serão 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 mostrada na Figura 13 é utilizada uma carga RL com $FP=0,55$, a capacitância do barramento CC de aproximadamente 2 p.u. e índice de modulação 0,97.

A Figura 12 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. Como pode ser visto a estratégia N3V possui menor THD que a estratégia NS3V para índices de modulação acima de 0,5.

A estratégia híbrida que utiliza N3V+NS3V possui índices de THD intermediários aos das duas técnicas utilizadas independentemente. Na Figura 12 é mostrada a THD das tensões de saída para a estratégia híbrida, em que duas condições de fator de potência de carga são utilizados: $PF=0,6$ e $PF=0,9$. 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 hí-

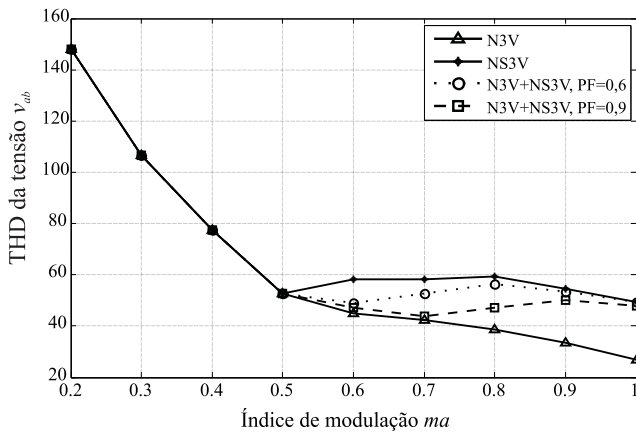


Figura 12: THD da tensão de linha v_{ab} em função do índice de modulação em amplitude ma para as estratégias de modulação N3V, NS3V e N3V+NS3V (com fator de potência da carga de 0,6 e 0,9).

brida utiliza as estratégias N3V e NS3V e realiza a transição entre elas de acordo com as restrições da Tabela 1.

A Figura 13(a₁) mostra as tensões dos capacitores do barramento CC para a utilização do método N3V. Já a Figura 13(a₂) mostra a variável δ 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 condições da Tabela 1 não são sempre satisfeitas, e como consequência ocorre a saturação da variável δ nos limites 0 e 1, como mostra a Figura 13(a₂). 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 13(b₁) e 13(c₁). Quando utilizada a técnica NS3V, a variável δ mantém-se em torno do valor 0,5 como mostrado na Figura 13(b₂). Já para a estratégia híbrida N3V+NS3V a variável δ assume valores no intervalo de 0 a 1 sem que o ocorra a saturação como mostra a Figura 13(c₂). As Figuras 13(a₃), 13(b₃) e 13(c₃) mostram o padrão PWM das tensões de linha de saída para as três estratégias de modulação, enquanto que as Figuras 13(a₄), 13(b₄) e 13(c₄) mostram os espectros harmônicos das respectivas tensões de linha dos três métodos de modulação. Os espectros harmônicos das Figuras 13(b₄) e 13(c₄) 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 13(a₄). Entretanto o espectro harmônico da tensão de linha proveniente da estratégia N3V,

visto na Figura 13(a₄), possui componentes harmônicas de baixa ordem 5^o, 7^o, 11^o. Estes componentes harmônicos são introduzidos nas tensões de saída devido as oscilações de tensão dos capacitores do barramento CC.

4.2 Comparação entre as estratégias de modulação N3V+NS3V e algumas estratégias encontradas na literatura

Será estabelecida a comparação entre o método proposto neste artigo, o método que utiliza portadoras modificadas, *Double Side*, proposto por (Pou et al., 2007) e o método de modulação vetorial proposto em (Gupta e 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 modulação em amplitude ma dentro da faixa de operação linear do inversor.

A Figura 14 (a) 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 artigo. Já as Figuras 14 (b) e (c) mostram a utilização dos métodos N3V e S3V de acordo com (Gupta e 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 14 (a) 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 Figura 14 (b) e (c). 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 15 (a), (b), (c) 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 artigo. 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 e Khambadkone, 2007) apresenta um maior número de comutações e maior fator de distorção que a estratégia apresentada neste artigo. Note que para o caso (II) apesar do método proposto em (Gupta e Khambadkone, 2007) apresentar um

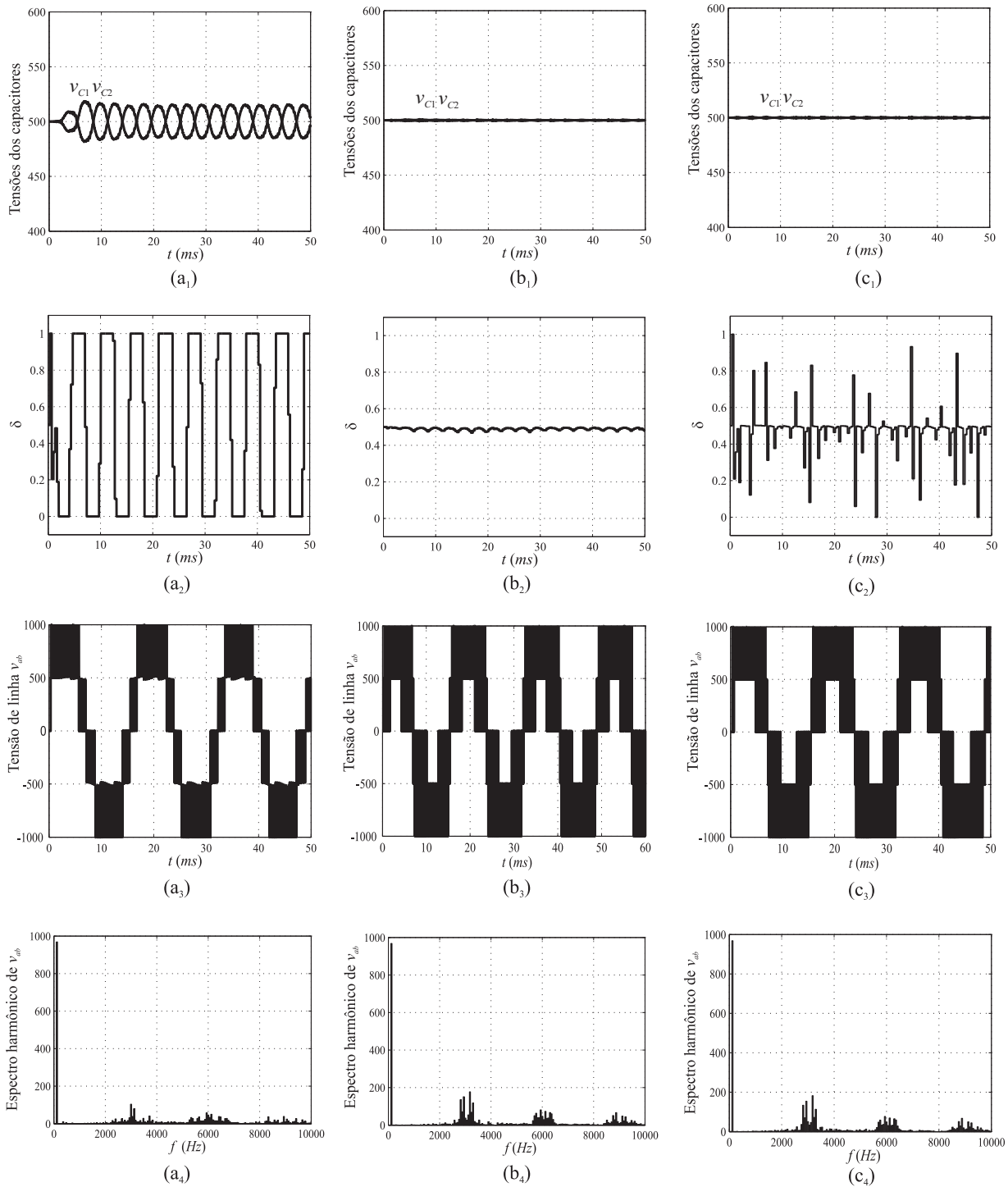


Figura 13: Tensões dos capacitores do barramento CC v_{C1} e v_{C2} : (a₁)-N3V, (b₁)-NS3V, (c₁)-Técnica Híbrida N3V + NS3V. Variável δ :(a₂)-N3V, (b₂)-NS3V, (c₂)-Técnica Híbrida N3V + NS3V. Padrão PWM da tensão de linha v_{ab} : (a₃)-N3V, (b₃)-NS3V, (c₃)-Técnica Híbrida N3V + NS3V. Espectro harmônico da tensão de linha v_{ab} : (a₄)-N3V, (b₄)-NS3V, (c₄)-Técnica Híbrida N3V + NS3V.

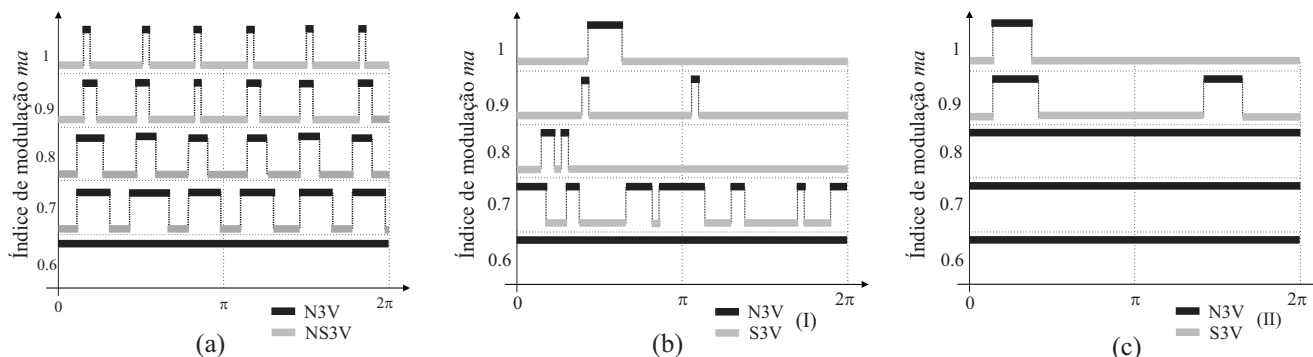


Figura 14: (a) Transição entre os métodos N3V e NS3V. (b) Transição entre os métodos N3V e S3V (Gupta e Khambadkone, 2007) caso (I) $npf_{max}=0,3$, (c) caso (II) $npf_{max}=3$.

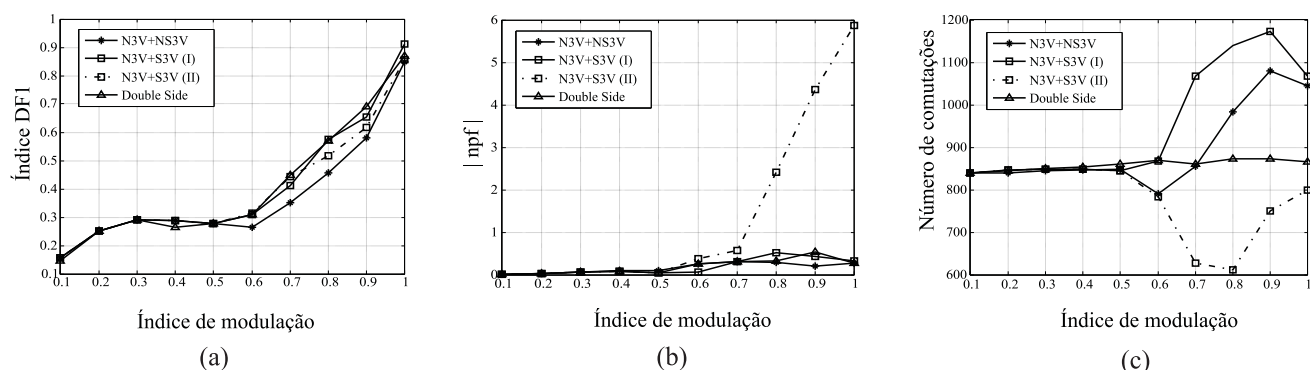


Figura 15: Índices de desempenho das estratégias de modulação: (a) fator de distorção $DF1$, (b) fator de desequilíbrio npf (c) número de comutações.

reduzido número de comutações, o desequilíbrio das tensões do divisor capacitivo introduz componentes harmônicas de baixa ordem nas correntes de saída, prejudicando o fator de distorção $DF1$ 15(b). O aumento de $DF1$ é acentuado na medida em que reduz-se os valores de capacitância do barramento CC.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de verificar o desempenho do método de modulação proposto em termos das tensões e correntes de saída e do equilíbrio das tensões do barramento CC, esse foi implementado em um inversor NPC controlado por um processador digital de sinais TMS320F2812 da Texas Instruments.

A Figura 16 mostra o padrão PWM de uma das tensões de linha e as correntes de fase para uma condição de desequilíbrio das tensões do barramento CC. Ainda, a sequência de comutação utilizada foi a implementável por comparação com triangulares da Tabela 5, o índice de modulação utilizado é 0,93, e tensão do barramento CC, $v_{cc}=100V$, capacitância do barramento CC, $C=2400\mu F$, a carga composta por $L=5mH$ e

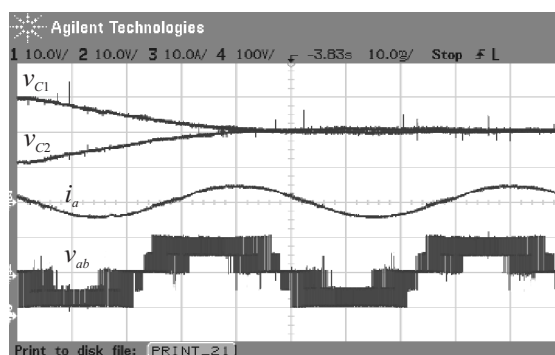
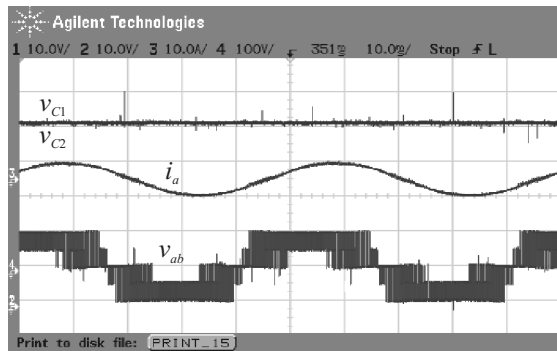
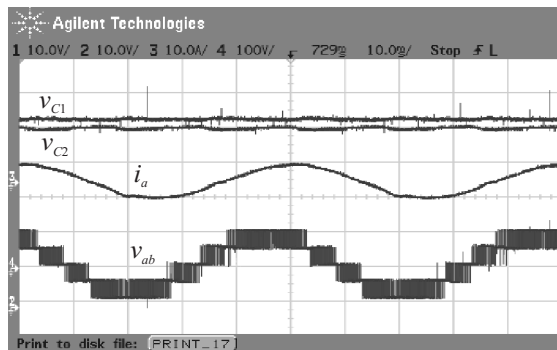


Figura 16: Restauração do equilíbrio das tensões v_{C1} e v_{C2} do barramento CC com a técnica híbrida proposta. Escalas de tensão: 10V/div para v_{C1} e v_{C2} , 100V/div para v_{ab} , escala de corrente: 10A/div, escala de tempo: 10ms/div

$R=10\Omega$ conectados em estrela e a frequência fundamental 20 Hz, pois os efeitos das oscilações de baixa frequência nas tensões dos capacitores são mais perceptíveis. Pode-se observar que as tensões rapidamente atingem o equilíbrio e não



(a)



(b)

Figura 17: Resultados experimentais (a) para o NS3V e (b) para o 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

apresentam ondulações de baixa frequência com o uso do NS3V.

A Figura 17 (a) mostra o padrão PWM da tensão v_{ab} , a corrente i_a , e as tensões do barramento CC para o método de modulação NS3V. Na figura 17 (b) são mostradas as mesmas grandezas para o método N3V sob as mesmas condições de carga. Pode-se observar na Figura 17 (b) 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.

A Figura 18 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 frequên-

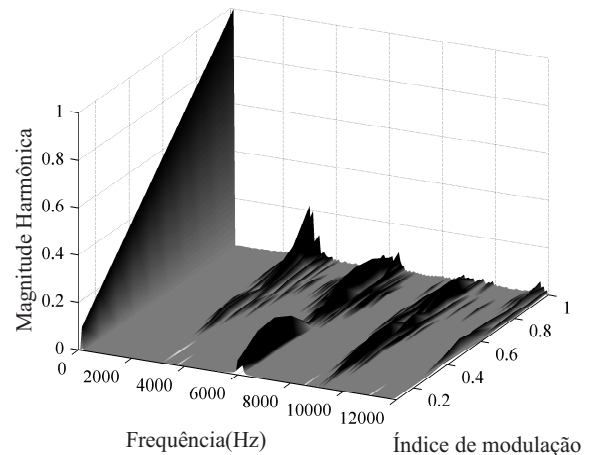


Figura 18: Espectro da tensão de linha utilizando a modulação híbrida (N3V + NS3V) proposta. Frequência de comutação de 3kHz, $FP=0,55$.

cia de comutação. Ainda, pela Figura 18, observa-se o espectro não apresenta harmônicas de baixa ordem já que as ondulações nas tensões do divisor capacitivo foram eliminadas.

6 CONCLUSÕES

Uma nova estratégia de modulação vetorial para o controle da tensão do ponto central do divisor capacitivo do conversor NPC foi apresentada nesse artigo. 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 mesmo operando com altos índices de modulação e independente da natureza e do fator de potência da carga. A utilização das restrições desenvolvidas nesse artigo 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. Duas sequências de comutação são abordadas a fim de mostrar a flexibilidade do método proposto. Os resultados experimentais validam e demonstram o bom desempenho do método proposto.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer à CAPES e ao CNPQ pelo apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

Busquets-Monge, S., Bordonau, J., Boroyevich, D. e Somavilla, S. (2004). The nearest three virtual space vector pwm - a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level npc inverter, *Proc. 2004 IEEE Power Electronics Letters* **2**(1): 11–15.

Celanovic, N. e Boroyevich, D. (2000). A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source pwm inverters, *Proc. 2000 IEEE Transactions on Power Electronics* **15**(2): 242–249.

Cunha, G. e Torri, P. J. (2007). Neutral point potential balancing algorithm at high modulation index for three-level medium voltage inverter, *Proc. 2007 9º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, pp. 523–527.

Enjeti, P. N., Ziogas, P. D. e Lindsay, J. F. (1990). Programmed pwm techniques to eliminate harmonics: a critical evaluation, *Proc. 1990 IEEE Transactions on Industrial Electronics* **26**(6): 408–430.

Gupta, A. K. e Khambadkone, A. M. (2007). A simple space vector pwm scheme to operate a three-level npc inverter at high modulation index including overmodulation region, with neutral point balancing, *Proc. 2007 IEEE Transactions on Industrial Electronics* **43**(3): 751–760.

Holtz, J. e Oikonomou, N. (2007). Neutral point potential balancing algorithm at low modulation index for three-level inverter medium-voltage drives, *Proc. 2007 IEEE Transactions on Industry Applications* **43**(3): 545–550.

Nabae, A., Takahashi, I. e Akagi, H. (1981). A new neutral-point-clamped pwm inverter, *IEEE Transactions on Industry Applications* **17**(5): 518–523.

Ogasawara, S. e Akagi, H. (1993). Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source pwm inverters, *Proc. 1993 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 965–970.

Pinheiro, H., Botterón, F., Rech, C., Schuch, L., Camargo, R. F., Hey, H. L., Gründling, H. A. e Pinheiro, J. R. (2005). Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada, *Sba Controle e Automação* **16**(1): 13–24.

Pou, J., Rodríguez, P., Zaragoza, J., Sala, V. M., Jaén, C. e Boroyevich, D. (2005). Enhancement of carrier-based

modulation strategies for multilevel converters, *Proc. 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 150, pp. 2534–2539.

Pou, J., Zaragoza, J., Rodríguez, P., Ceballos, S., Sala, V. M., Burgos, R. P. e Boroyevich, D. (2007). Fast-processing modulation strategy for the neutral-point-clamped converter with total elimination of low-frequency voltage oscillations in the neutral point, *Proc. 2007 IEEE Transactions on Industrial Electronics* **54**(4): 2288–2294.

Rodríguez, J., Lai, J.-S. e Peng, F. Z. (2002). Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **49**(4): 724–738.

Yamanaka, K., Hava, A. M., Kirino, H., Tanaka, Y., Koga, N. e Kume, T. (2002). A novel neutral point potential stabilization technique using the information of output current polarities and voltage vector, *IEEE Transactions on Industry Applications* **38**(6): 1572–1580.

Zaragoza, J., Pou, J., Ceballos, S., Villate, J. L. e Gabiola, I. (2007). Hybrid modulation technique for the neutral-point-clamped converter, *Proc. 2007 Compatibility in Power Electronics*, pp. 1–6.

7 APÊNDICES

7.1 Determinação da restrição associada ao setor 1

Seja um vetor \mathbf{u} de tensão a ser implementado, localizado no setor formado pelos vetores \mathbf{v}^{s2} , \mathbf{v}^{s1} , \mathbf{v}^z .

$$\mathbf{u} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_1} \mathbf{v}^{s1} dt + \int_{t_1}^{t_2} \mathbf{v}^{s2} dt + \int_{t_2}^{t_3} \mathbf{v}^z dt \right] \quad (18)$$

Como indicado na Figura 4 os vetores de comutação \mathbf{v}^{s2} e \mathbf{v}^{s1} contribuem para a corrente \bar{I}_o , que pode ser escrita como:

$$T_s \bar{I}_o = -i_c \Delta t_{s2}^+ + i_c \Delta t_{s2}^- + i_a \Delta t_{s1}^+ - i_a \Delta t_{s1}^- \quad (19)$$

Como já descrito anteriormente:

$$\begin{aligned} \Delta t_{s1} &= \Delta t_{s1}^+ + \Delta t_{s1}^- \\ \Delta t_{s2} &= \Delta t_{s2}^+ + \Delta t_{s2}^- \end{aligned} \quad (20)$$

Rearranjando os termos das equações (19) e (20) e colocando na forma matricial, pode-se escrever:

$$\begin{bmatrix} T_s \bar{I}_o - i_a \Delta t_{s1}^+ \\ \Delta t_{s1} - \Delta t_{s1}^+ \\ \Delta t_{s2} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} -i_a & -i_c & i_c \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}}^M \cdot \begin{bmatrix} \Delta t_{s1}^- \\ \Delta t_{s2}^+ \\ \Delta t_{s2}^- \end{bmatrix} \quad (21)$$

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

$$\Delta t_{s2} > \left| \frac{T_s \bar{I}_o}{i_c} + \frac{i_a}{i_c} (\Delta t_{s1} - 2\Delta t_{s1}^+) \right|. \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta t_{s1}^- \\ \Delta t_{s2}^+ \\ \Delta t_{s2}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{2i_c} & -\frac{i_a}{2i_c} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2i_c} & \frac{i_a}{2i_c} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_s \bar{I}_o - i_a \Delta t_{s1}^+ \\ \Delta t_{s1} - \Delta t_{s1}^+ \\ \Delta t_{s2} \end{bmatrix} \quad (22)$$

Tendo em vista que $\Delta t_{s2}^+ > 0$ e $\Delta t_{s2}^- > 0$, podem ser obtidas as seguintes desigualdades:

$$\begin{aligned} \Delta t_{s2} &> \frac{T_s \bar{I}_o}{i_c} + \frac{i_a}{i_c} (\Delta t_{s1} - 2\Delta t_{s1}^+) \\ \Delta t_{s2} &> -\frac{T_s \bar{I}_o}{i_c} - \frac{i_a}{i_c} (\Delta t_{s1} - 2\Delta t_{s1}^+) \end{aligned} \quad (23)$$

Pelas propriedades do módulo pode ser obtida a desigualdade de (24):

Para que o vetor de tensão \mathbf{u} possa ser implementado, através da utilização do diagrama N3V, garantindo que \bar{I}_o seja igual a um valor de referência, a desigualdade em (24) deve ser satisfeita. De modo semelhante ao descrito neste apêndice, podem ser encontradas as restrições da Tabela 1 associadas aos demais setores do diagrama vetorial.

7.2 Tabela com os estados de condução para os vetores de tensão do primeiro sextante

A Tabela 8 apresenta os estados de condução para os interruptores do conversor de ponto neutro grampeado da Figura 1, bem como as tensões v_{ao} , v_{bo} , v_{co} e as tensões v_α , v_β . O estado "1" indica que o interruptor está em condução e o estado "0" indica que o interruptor está bloqueado.

Tabela 8: Estados de condução dos interruptores referentes aos vetores de comutação pertencentes ao primeiro sextante.

vetor	S_{1a}	S_{2a}	S_{1b}	S_{2b}	S_{1c}	S_{2c}	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	v_α/v_{cc}	v_β/v_{cc}
\mathbf{v}^{s1+}	1	1	1	0	1	0	v_{C1}	0	0	1/3	0
\mathbf{v}^{s1-}	1	0	0	0	0	0	0	$-v_{C2}$	$-v_{C2}$	1/3	0
\mathbf{v}^{s2+}	1	1	1	1	1	0	v_{C1}	v_{C1}	0	1/6	$\sqrt{3}/6$
\mathbf{v}^{s2-}	1	0	1	0	0	0	0	0	$-v_{C2}$	1/6	$\sqrt{3}/6$
$\mathbf{v}^{\ell1}$	1	1	0	0	0	0	v_{C1}	$-v_{C2}$	$-v_{C2}$	2/3	0
$\mathbf{v}^{\ell2}$	1	1	1	1	0	0	v_{C1}	v_{C1}	$-v_{C2}$	1/3	$\sqrt{3}/3$
\mathbf{v}^m	1	1	1	0	0	0	v_{C1}	0	$-v_{C2}$	1/2	$\sqrt{3}/6$
\mathbf{v}^{z+}	1	1	1	1	1	1	v_{C1}	v_{C1}	v_{C1}	0	0
\mathbf{v}^{z-}	0	0	0	0	0	0	$-v_{C2}$	$-v_{C2}$	$-v_{C2}$	0	0
\mathbf{v}^{z0}	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0