

UMA ABORDAGEM SIMPLIFICADA PARA MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO EM INVERSORES MULTINÍVEIS COM CONTROLE DAS TENSÕES NOS CAPACITORES DO BARRAMENTO CC

Antonio S. de Oliveira Jr., Edison R. da Silva e Cursino B. Jacobina
Dept. de Eng. Elétrica / CCT, Universidade Federal de Campina Grande
C.P. 10.105, Campina Grande, PB., 58.109-970 Brasil
Tel.: +55 (83) 310-1407, Fax: +55 (83) 310-1418
e-mail: asoj@dee.ufpb.br, edison@dee.ufpb.br, jacobina@dee.ufpb.br

Resumo – O método de modulação discutido neste trabalho é baseado no fato de que as seqüências de chaveamento na modulação vetorial para inversores multiníveis são as mesmas daquelas criadas para a modulação senoidal por portadora quando uma componente de seqüência zero adequada é injetada nos sinais de referência. O método proposto é resumido em seis passos contendo equações algébricas simples. Uma equação geral para a componente de seqüência zero é fornecida como uma função da razão de distribuição vetorial. Também é realizado um estudo do controle das tensões nos capacitores do barramento cc. O método pode, ainda, ser aplicado para determinar o padrão que minimiza as perdas de chaveamento em função do ângulo de fase da carga. Resultados experimentais e simulados demonstram a validade da técnica proposta.

Palavras-Chave – inversor multinível; modulação vetorial; razão de distribuição vetorial.

A SIMPLE PWM APPROACH FOR MULTILEVEL INVERTERS

Abstract – This paper proposes a simple pulse width modulation (PWM) method for multilevel inverters. It takes advantage of the fact that the Space Vector PWM switching sequences for a multilevel inverter are the same as those created by the Carrier-based PWM when an adequate zero sequence component is injected into the carrier system references. The implementation of the proposed method consists in six steps, using simple algebraic equations. The paper introduces a generalized equation for the zero sequence component, which is a function of a "broad sense" distribution ratio of zero voltage vectors. It also discusses the balance of the dc-link capacitor voltages. In addition the method can be applied to determine the switching pattern that minimizes the switching losses when the load phase angle is taken into account. Simulated and experimental results verify the validity of the proposed technique.

Keywords - multilevel inverter; distribution ratio; space vector PWM.

Artigo submetido em 04/02/2005. Primeira revisão em 03/04/2005.
Segunda revisão em 31/05/2005. Aceito sob recomendação dos editores da seção especial Marcelo G. Simões e Humberto Pinheiro.

I. INTRODUÇÃO

O conteúdo harmônico nos sinais de saída dos inversores convencionais de dois níveis pode ser reduzido através do aumento da frequência de chaveamento. Em aplicações de alta tensão e potência, isso implica em um aumento considerável das perdas por chaveamento no inversor.

Nos inversores multiníveis, o conteúdo harmônico dos sinais de saída é menor do que aquele em um inversor de dois níveis para a mesma frequência de chaveamento. Esses inversores possibilitam a utilização de interruptores de menor valor nominal de tensão uma vez que a tensão máxima suportada por cada um deles é igual à tensão do barramento de corrente contínua, *cc*, dividido por $(N-1)$, N sendo o número de níveis do inversor. A Figura 1 mostra o esquema de um inversor de três níveis com diodos de grameamento.

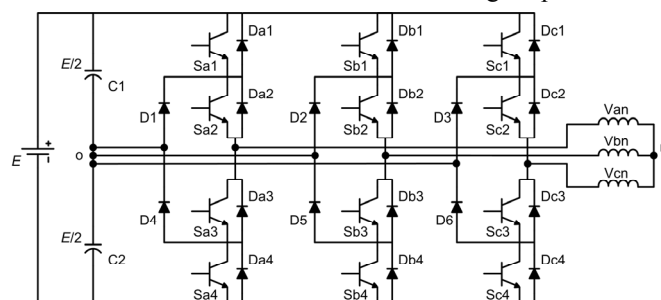


Fig. 1. Inversor de três níveis com diodos de grameamento.

Dentre as várias estratégias de modulação por largura de pulsos (PWM, do inglês Pulse Width Modulation), a Modulação Vetorial (MV) oferece diferentes alternativas de padrões de chaveamento para um inversor de dois níveis (configurações do inversor) para a reprodução de um vetor de referência de tensão [1]-[3]. De um modo geral, a fim de reduzir as perdas de chaveamento, a reprodução de um vetor de referência é feita pela utilização de vetores ativos adjacentes e vetores nulos. Para uma frequência de chaveamento fixa, o tempo de aplicação dos vetores nulos pode ser dividido e distribuído entre o início e final do intervalo de amostragem definindo a chamada razão de distribuição [4]-[10].

Por outro lado, a utilização de Sinais de Modulação Não Senoidais (SMNS) na Modulação Senoidal (MS) melhora a qualidade da forma de onda, aumentando em cerca de 15,5% a linearidade da amplitude da fundamental *versus* o índice de modulação. Esse sinal senoidal distorcido de referência é obtido pela adição de uma componente de seqüência zero às três tensões senoidais de referência [3][5].

A correlação entre o conceito de razão de distribuição introduzido na técnica MV, aplicada aos conversores de dois níveis, e a componente de seqüência zero injetada nas referências utilizadas na modulação senoidal modificada, MSM, deu origem à chamada Modulação Híbrida [5][7][9]. A realização digital desta técnica foi simplificada com a utilização da Modulação Escalar (ME) [10].

Várias técnicas MV foram concebidas para o controle de inversores de três níveis [11]-[18]. Em particular, a de Hyun [11] utiliza a simplificação do diagrama vetorial de um inversor de três níveis para aquele de um inversor de dois níveis. Para tanto, define hexágonos no diagrama de três níveis, utilizando-os como se fossem aqueles do diagrama vetorial de dois níveis. Posteriormente, faz uma correção de seu centro. Tal estratégia permite que o tempo de aplicação dos vetores e a determinação do padrão de chaveamento sejam obtidos pelo método utilizado em um inversor de dois níveis.

Também, foi estudada a relação entre as técnicas MV e MS, e sua aplicação em inversores de três níveis [11]-[13] [18]. Dentre as técnicas desenvolvidas, a de He [12] utilizou o conceito estendido de razão de distribuição, considerando não só a distribuição do tempo de aplicação dos vetores de tensão nula como também o de outros vetores. Sua técnica pode ser aplicada a inversores de níveis mais elevados mas às custas de uma maior complicação em sua derivação.

Este trabalho utiliza a idéia de pequenos hexágonos, juntamente com o conceito estendido de razão de distribuição. Entretanto, diferentemente de [11] e [12], é proposta uma generalização da relação entre a componente de tensão de seqüência zero e a razão de distribuição para qualquer número de níveis. A utilização das diferenças entre os níveis de tensão cc , disponíveis na entrada do inversor, e as tensões senoidais de referência permitem o cálculo dos tempos de aplicação dos pulsos de comando para as chaves do inversor considerado. Esses tempos podem ser modificados a partir de uma única variável de controle (razão de distribuição vetorial), utilizada de modo idêntico ao caso dos inversores convencionais de dois níveis. Isto resulta em uma abordagem simples e de fácil implementação digital para o comando de inversores de dois, três ou mais níveis com modulação por largura de pulso. Resultados experimentais comprovam o desenvolvimento teórico. A técnica torna fácil a mudança da operação de um determinado nível para um outro nível, quando necessário ou desejado.

II. CONCEITO DE FATOR DE DISTRIBUIÇÃO EM INVERSOR DE DOIS NÍVEIS

Na modulação vetorial, aplicada a um inversor de dois níveis, o vetor de referência pode ser sintetizado pela utilização de dois vetores ativos adjacentes entre os vetores existentes - seis ativos (V_1, V_2, \dots, V_6) e dois nulos (V_0 e V_7) - que definem os seis setores (1, 2, ..., 6) que compõem o diagrama vetorial da Figura 2 [2]. Considerando-se t_1 e t_2 como sendo os intervalos dos tempos de aplicação dos vetores adjacentes V_1 e V_2 (Setor 1) e t_0 como o tempo de aplicação dos vetores nulos (V_0 e/ou V_7), então

$$\mathbf{V}_s T_s = \mathbf{V}_1 t_1 + \mathbf{V}_2 t_2 \quad (1)$$

deve ser satisfeita, observado que

$$t_1 + t_2 + t_0 = T_s \quad (2)$$

Para uma freqüência de chaveamento fixa ($T_s =$ constante), o tempo de aplicação dos vetores nulos pode ser dividido e distribuído entre o início, t_{01} , e final, t_{02} , do intervalo de amostragem T_s , considerando-se $t_0 = t_{01} + t_{02}$. A razão de distribuição, μ , é definida como [5][7]

$$\mu = t_{01} / (t_{01} + t_{02}) \quad (3)$$

A adição de uma componente de seqüência zero, v_h , às três tensões senoidais de referência, v_a^* , v_b^* e v_c^* , resulta em um sinal senoidal distorcido de referência, $v_x^{*'}$:

$$v_x^{*'} = v_x^* + v_h, \text{ com } x = a, b, c. \quad (4)$$

Isto não altera os intervalos de aplicação dos vetores ativos adjacentes V_1 (t_1) e V_2 (t_2), mas modifica os intervalos de aplicação dos vetores nulos [6][8]. Então, quaisquer características da técnica MV podem ser obtidas pela escolha adequada da componente de seqüência zero às referências em uma MS.

Uma relação generalizada, para qualquer setor do diagrama vetorial, entre a componente de seqüência zero e a razão de distribuição é fornecida por [9]

$$v_h = (2\mu - 1)E/2 + (\mu - 1)v_{\min}^* - \mu v_{\max}^* \quad (5)$$

onde $v_{\max}^* = \max \{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}$ e $v_{\min}^* = \min \{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}$, para qualquer setor.

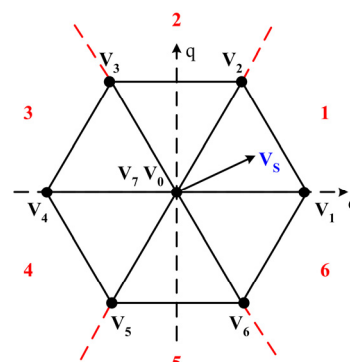


Fig. 2. Diagrama vetorial do inversor de dois níveis.

O tempo de aplicação dos vetores ativos pode ser calculado a partir das diferenças entre os valores instantâneos das tensões de referência [5], método retomado em [7]-[10].

A forma de onda PWM resultante da interseção deste sinal distorcido com uma triangular aumenta em cerca de 15,5% a linearidade da amplitude da fundamental em relação ao índice de modulação.

A variável μ pode assumir valores constantes como o caso a ($\mu = 0,5$ - que gera a modulação simétrica), o caso b ($\mu = 0$) e o caso b_- ($\mu = 1$), complemento de b . Também, pode variar periodicamente de 0 para 1, ou de 1 para 0, no final do setor (a cada 60° , portanto), como indicado pelos casos c e c_- da Figura 3, ou defasada de 30° em relação ao caso c , como indicado pelos casos d e d_- na mesma figura. Esses casos são apresentados na literatura técnica com diferentes nomes [15]. Os casos c e d , juntamente com seus complementos, geram modulações descontínuas que correspondem ao grampeamento de uma das fases, enquanto as outras duas continuam sendo moduladas.

O tipo de μ utilizado afeta o valor *rms* da corrente em uma carga indutiva que pode ser melhorado pela combinação do uso de $\mu = 0,5$ para valores do índice de modulação m até 0,9 e de $\mu = d$ para valores maiores de m [15][16]. Também, o grampeamento obtido com a variação pulsada de μ afeta as perdas de chaveamento. Por essa razão, é possível reduzir essas perdas, se a fase grampeada corresponder ao pico positivo ou negativo da corrente na fase [18]. Observa-se que uma facilidade de implementação reside no fato de que os casos, d_{c-} e d_{-} podem ser obtidos pela defasagem adequada de c .

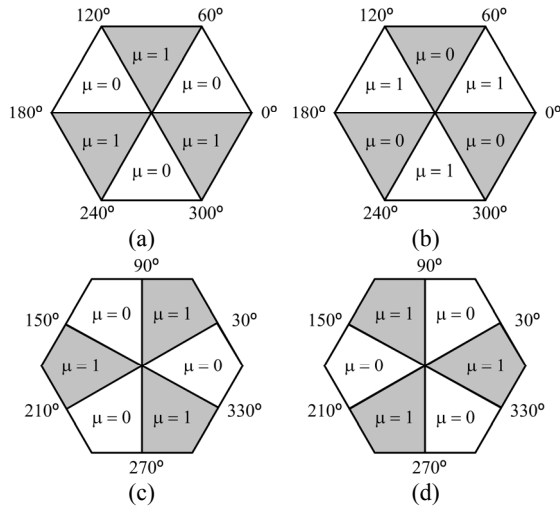


Fig. 3. Variações de μ ; (a) $\mu = c$; (b) $\mu = c_{-}$; (c) $\mu = d$; (d) $\mu = d_{-}$.

III. APLICAÇÃO DO CONCEITO AOS INVERSORES MULTINÍVEIS

Um inversor de três níveis (Figura 1) possui 24 vetores ativos (pequenos, médios e grandes) e três vetores nulos, como indicado na Figura 4. O triângulo formado por V_0 , V_7 e V_9 (Setor 1 da Figura 4) pode ser dividido em 4 pequenos triângulos A, B, C e D. O mesmo acontece com os outros setores.

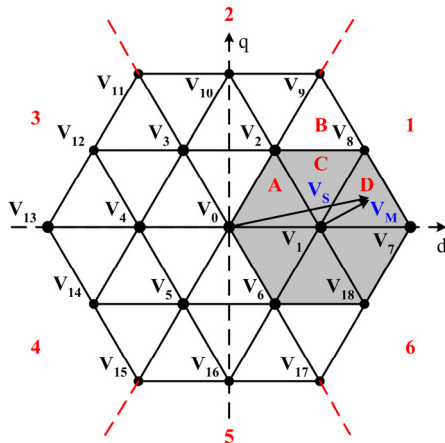


Fig. 4. Diagrama vetorial do inversor de três níveis.

A. O Procedimento

A partir da Figura 4, verifica-se que o diagrama vetorial do inversor de três níveis pode ser considerado como composto de seis diagramas de dois níveis (seis pequenos hexágonos), cada um dos quais centrado em um dos

pequenos vetores V_1, V_2, \dots, V_6 [11]. Estes vetores também são utilizados para deslocar o centro do hexágono de 3-níveis para o centro de um hexágono de 2-níveis de acordo com a região (Figura 4) em que se encontra o vetor tensão de referência V_S . O novo vetor tensão de referência V_M é dado por:

$$V_S = V_M + V_i, \text{ com } i = 1, 2, \dots, 6 \quad (6)$$

sendo

$$V_i = V_{id} + jV_{iq} \quad (7)$$

A tabela I fornece os vetores V_i para cada setor do diagrama de 3 níveis.

O procedimento a seguir, para a determinação de v_h em função de μ para um inversor de três níveis, segue aquele utilizado em [7] e [10] para inversores de dois níveis.

Para o setor $i = 1$ (Figura 4), V_M é determinado por

$$V_M = (V_7 - V_1) \frac{t_7}{T_S} + (V_8 - V_1) \frac{t_8}{T_S} \quad (8)$$

com

$$T_S = t_1 + t_7 + t_8 \quad (9)$$

onde t_1, t_7 e t_8 são os tempos de aplicação dos vetores V_1, V_7 e V_8 , respectivamente.

TABELA I
Correção para o vetor tensão de referência para o método proposto

Setor i	Vetor V_i
1	$E/3$
2	$E/6 + j\sqrt{3} E/6$
3	$-E/6 + j\sqrt{3} E/6$
4	$-E/3$
5	$-E/6 - j\sqrt{3} E/6$
6	$E/6 - j\sqrt{3} E/6$

As equações obtidas a seguir correspondem à região D do setor $i = 1$ (Figura 4). De (6), (8) e

$$V_M = V_{Md} + jV_{Mq} \quad (10)$$

pode-se mostrar que

$$V_{Md} = \left(\frac{E}{3}\right) \frac{t_7}{T_S} + \left(\frac{E}{6}\right) \frac{t_8}{T_S} \quad (11)$$

$$V_{Mq} = \left(\frac{E}{2\sqrt{3}}\right) \frac{t_8}{T_S} \quad (12)$$

Assim:

$$t_7 = \left(V_{Md} - \frac{V_{Mq}}{\sqrt{3}}\right) \frac{3}{E} T_S \quad (13)$$

$$t_8 = \frac{2\sqrt{3}}{E} V_{Mq} T_S \quad (14)$$

A Figura 5 mostra a relação entre a estratégia MS e MV, em um intervalo de modulação, para um inversor de 3-níveis com V_M no setor 1. Duas portadoras triangulares de mesma frequência e amplitude são interceptadas pelos sinais de referência v_a^*, v_b^*, v_c^* .

Da Figura 5, pode-se deduzir:

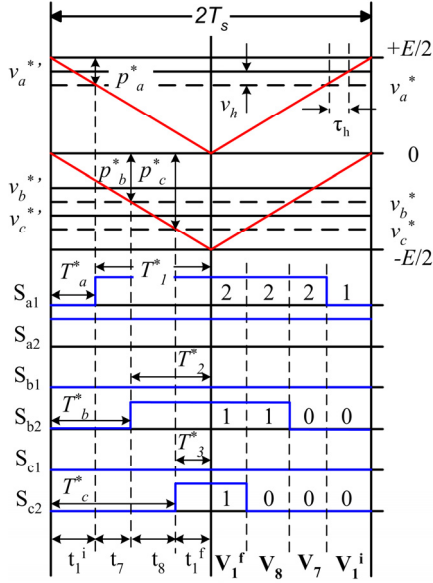


Fig. 5. Correlação entre MS e MV ($N=3$).

$$t_1^i = (1-\mu)t_1 \quad (15)$$

$$t_1^f = \mu t_1 \quad (16)$$

$$T_1^* = \mu t_1 + t_7 + t_8 \quad (17)$$

$$T_2^* = \mu t_1 + t_8 \quad (18)$$

$$T_3^* = \mu t_1 \quad (19)$$

As duas equações que descrevem as duas retas do intervalo da direita na Figura 5 são fornecidas por

$$v_{i1} = \frac{E}{2T_s} t \quad (20)$$

$$v_{i2} = \frac{E}{2T_s} t - \frac{E}{2} \quad (21)$$

Para $t = T_1^*$, $v_{i1} = v_a^*$

$$v_a^* = \frac{E}{2T_s} (\mu t_1 + t_7 + t_8) \quad (22)$$

Para $t = T_2^*$, $v_{i2} = v_b^*$

$$v_b^* = \frac{E}{2T_s} (\mu t_1 + t_8) - \frac{E}{2} \quad (23)$$

Para $t = T_3^*$, $v_{i2} = v_c^*$

$$v_c^* = \frac{E}{2T_s} (\mu t_1) - \frac{E}{2} \quad (24)$$

A relação entre \mathbf{V}_s e as tensões v_a^* , v_b^* e v_c^* , é dada pela matriz de transformação:

$$\mathbf{V}_s = V_{sd} + jV_{sq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix} \quad (25)$$

onde

$$\begin{aligned} v_a^* &= V_p \cos(\theta) \\ v_b^* &= V_p \cos(\theta - 2\pi/3) \\ v_c^* &= V_p \cos(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (26)$$

Assim,

$$V_{sd} = \frac{1}{3}(2v_a^* - v_b^* - v_c^*) \quad (27)$$

$$V_{sq} = \frac{\sqrt{3}}{3}(v_b^* - v_c^*) \quad (28)$$

A partir da equação 6 para o setor 1, obtém-se os valores de V_{Md} e V_{Mq} :

$$V_{Md} = V_{sd} - \frac{E}{3} = \frac{1}{3}(2v_a^* - v_b^* - v_c^* - E) \quad (29)$$

$$V_{Mq} = V_{sq} = \frac{\sqrt{3}}{3}(v_b^* - v_c^*) \quad (30)$$

Substituindo os valores de V_{Md} (eq. 29) e V_{Mq} (eq. 30) nas equações 13 e 14, chega-se a

$$t_7 = (v_a^* - v_b^* - \frac{E}{2}) \frac{2}{E} T_s \quad (31)$$

$$t_8 = (v_b^* - v_c^*) \frac{2}{E} T_s \quad (32)$$

A partir da substituição dos valores de t_1 (eq. 9), t_7 (eq. 31) e t_8 (eq. 32) na equação 22, e da reorganização de seus termos, obtém-se:

$$v_a^* = -\left\{ (1-2\mu) \frac{E}{2} + \mu v_a^* + (1-\mu)v_c^* \right\} + v_a^* \quad (33)$$

Aplicando o mesmo tratamento para as equações 23 e 24, obtém-se a equação 34 que relaciona as tensões modulantes modificadas com as tensões de referência a partir da adição de um sinal de seqüência zero (v_h) para um inversor de três níveis, de forma equivalente ao que foi obtido em [8][9] para inversores de dois níveis. O valor de v_h , para qualquer setor do diagrama da Figura 4, é dado pela equação 35.

$$v_x^* = v_x^* + v_h, \text{ com } x = a, b, \text{ ou } c \quad (34)$$

$$v_h = -\left\{ (1-2\mu) \frac{E}{2} + \mu v_{\max}^* + (1-\mu)v_{\min}^* \right\} \quad (35)$$

onde $v_{\max}^* = \max \{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}$ e $v_{\min}^* = \min \{v_a^*, v_b^*, v_c^*\}$

A expressão (35) é obtida para inversores de qualquer nível, quando da aplicação do método de redução para dois níveis descrito acima. Entretanto, para $N \geq 3$ há um aumento da distorção harmônica de saída devido a uma distribuição desigual tanto dos vetores nulos como dos vetores ativos [13]. O procedimento descrito a seguir resolve este problema, evitando uma complicação matemática encontrada no método desenvolvido em [12].

Considerando v_h em (35) e após manipulação matemática, vem:

$$v_h = -(1-\mu) \frac{E}{2} + \mu \left(\frac{E}{2} - v_a^* \right) + (1-\mu)(0 - v_c^*) \quad (36)$$

Associando cada nível do inversor a um eixo horizontal, estes eixos limitando as regiões no gráfico onde se encontram as três referências senoidais, P_a , P_b e P_c são definidas como sendo as diferenças entre as referências e esses níveis cc , em um determinado instante da modulação.

Observando-se a Figura 6, pode-se escrever:

$$P_a = \frac{E}{2} - v_a^*, P_b = 0 - v_b^*, P_c = 0 - v_c^* \quad (37)$$

Substituindo os valores de (37) em (36) e reorganizando, vem:

$$v_h = \mu P_a - (1-\mu)\left(\frac{E}{2} - P_c\right) \quad (38)$$

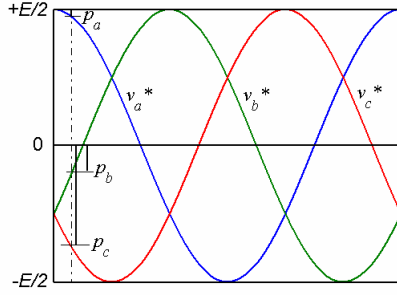


Fig. 6. Níveis cc para um inversor de três níveis.

No setor estudado, os valores P_a e P_c em (38) são os valores mínimo e máximo dentre P_a , P_b e P_c .

B. Generalização do Procedimento

A generalização do procedimento pode ser feita nos três passos descritos a seguir [17].

Passo 1: Os valores dos eixos (ver Figuras 6 e 7 para 3 e 4 níveis respectivamente) que limitam as regiões no gráfico onde se encontram as três tensões senoidais de referência (para um inversor de $N \geq 2$ níveis) são fornecidos por:

$$Eixo(k) = \left(\frac{1}{2} - \frac{(k-1)}{(N-1)}\right)E, \text{ com } k = 1, 2, \dots, N \quad (39)$$

Passo 2: As diferenças P_a , P_b e P_c (Figura 6) entre os níveis de tensão cc e as tensões modulantes senoidais, verificado em que região se encontra a respectiva tensão senoidal, são calculadas através de

$$P_x = Eixo(k) - v_x^* \quad (40)$$

para $Eixo(k) \geq v_x^* \geq Eixo(k+1)$
com $k = 1, 2, \dots, N$ e $x = a, b$ ou c

Passo 3: Os valores máximo e mínimo dentre P_a , P_b e P_c são determinados e introduzidos na equação 41, juntamente com o valor da razão de distribuição vetorial μ , para o cálculo da tensão v_h que será adicionada às modulantes de referência.

$$v_h = \mu P_{\min} - (1-\mu)\left(\frac{E}{N-1} - P_{\max}\right) \quad (41)$$

para $0 \leq \mu \leq 1$

onde $P_{\max} = \max\{P_a, P_b, P_c\}$ e $P_{\min} = \min\{P_a, P_b, P_c\}$

Em contraste com o método apresentado em [3], no qual uma expressão tem que ser desenvolvida para cada nível - às custas de complexidade em seu desenvolvimento - a equação 41 pode ser aplicada para qualquer número de níveis, inclusive para $N = 2$.

Três outros passos, completam o algoritmo de implementação da técnica.

Passo 4: As novas tensões modulantes (v_a^* , v_b^* e v_c^*), calculadas a partir de (42), são então utilizadas para o cálculo dos novos valores de P_a^* , P_b^* e P_c^* , conforme (40). Estes valores, introduzidos em (43), fornecem os intervalos de tempo T_a^* , T_b^* e T_c^* (Figura 5).

$$v_x^* = v_x^* + v_h, \text{ com } x = a, b \text{ ou } c \quad (42)$$

$$T_x^* = \frac{P_x^*}{\left(\frac{E}{N-1}\right)} T_s \quad (43)$$

Passo 5: Na Figura 5, para o inversor de 3-níveis, pode-se observar a relação direta que existe entre os valores P_a^* , P_b^* e P_c^* e entre T_a^* , T_b^* e T_c^* respectivamente. Os pulsos de comando para as chaves do inversor (T_1^* , T_2^* e T_3^*) são calculados a partir da equação 44.

$$T_j^* = T_s - T_x^*, \text{ com } x = a, b \text{ ou } c \text{ e } j = 1, 2 \text{ ou } 3 \quad (44)$$

Passo 6: Por fim, as tensões de pólo (v_{ao} , v_{bo} e v_{co}), que servirão de base para as tensões de fase e de linha, são determinadas utilizando o seguinte algoritmo

$$\text{Se } (t < T_x^*) \text{ ou } (t > 2T_j^*) \rightarrow v_{xo} = Eixo(k+1)$$

$$\text{Se } (T_x^* \leq t \leq 2T_j^*) \rightarrow v_{xo} = Eixo(k)$$

com $k = 1, 2, \dots, (N-1)$, $x = (a, b \text{ ou } c)$ e $j = (1, 2 \text{ ou } 3)$

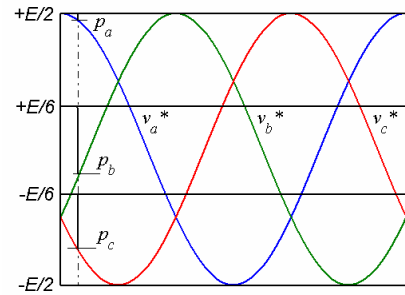


Fig. 7. Níveis cc para um inversor de quatro níveis.

Como no caso de dois níveis, μ pode assumir quaisquer valores constantes entre 0 e 1 - inclusive estes limites. Também, os mesmos casos indicados na Figura 3 podem ser utilizados.

Independentemente do nível do inversor, a técnica é de implementação simples. Uma de suas vantagens é que, diferentemente da maioria das técnicas vetoriais, não há necessidade de detecção da região de vetores para se alterar o padrão de chaveamento, isso é feito de forma mais simples variando-se o valor de μ ($0 \leq \mu \leq 1$).

C. Redução das Perdas

A utilização de $\mu = 1$ ou $\mu = 0$ acarreta o grampeamento de uma das fases enquanto as outras duas continuam sendo moduladas. Uma redução das perdas de chaveamento é obtida se o grampeamento coincidir com o pico de corrente na fase [18]. A implementação deste caso é feita sincronizando o μ pulsado com o ângulo de potência da carga.

D. Desequilíbrio das Tensões nos Capacitores

Um problema inerente ao inversor multinível com diodos de grampeamento (Fig. 1) é o desequilíbrio das tensões nos capacitores do barramento cc. Esse desequilíbrio é causado pelo uso dos vetores pequenos e médios, devido à circulação da corrente de carga [11]-[14][17]. No caso dos vetores pequenos, uma das duas configurações possíveis do inversor, relacionadas com cada vetor, carrega um capacitor e descarrega o outro, ou vice-versa, dependendo do sentido da corrente de carga. A segunda configuração provoca o efeito inverso. Fica claro que, nesse caso, é possível compensar o

desequilíbrio nas tensões dos capacitores aplicando as duas configurações possíveis para cada vetor durante intervalos iguais em um mesmo intervalo de modulação. Uma vez que existe apenas uma configuração do inversor para cada vetor médio, é impossível utilizar esse método para compensar o desequilíbrio provocado pelo mesmo.

Para manter as tensões iguais nos dois capacitores, pelo padrão adotado de vetores (Figura 3), dentro de um mesmo intervalo de modulação, o tempo (t_1^i) de aplicação do vetor V_1 (100) deve ser igual ao tempo (t_1^f) de aplicação do vetor V_1 (211) somado ao tempo (t_8) de aplicação do vetor V_8 (210), logo:

$$t_1^i = t_1^f + t_8 \quad (45)$$

Também se pode fazer o tempo de aplicação do vetor V_1 nulo, ou no início ou no fim do intervalo de modulação. Esta técnica modifica o ciclo de carga dos capacitores do barramento cc de um intervalo de modulação para outro. A implementação desta técnica pode ser feita a partir do conceito de razão de distribuição vetorial. A figura 8 mostra o efeito de μ sobre a tensão no ponto central entre os capacitores. O uso de $\mu = 1$ ($t_1^i = 0$) aumenta a tensão porque elimina o vetor V_1 (100) do padrão de chaveamento. O uso de $\mu = 0$ ($t_1^f = 0$) diminui aquela tensão porque elimina o vetor V_1 (211). Estes efeitos sugerem que as variações periódicas de μ (Fig. 3) podem ser usadas para equalizar as tensões dos capacitores no barramento cc . Entretanto, os resultados mostrados na figura 8 (b) indicam que tal equilíbrio só pode ser mantido quando algum controle em malha fechada é usado.

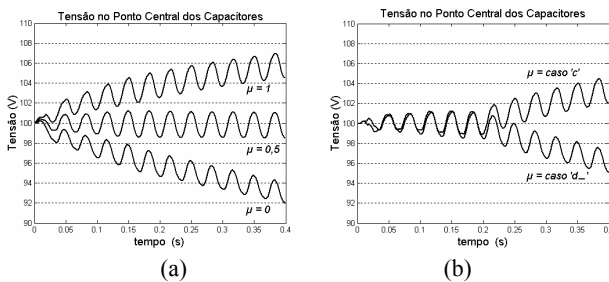


Fig. 8. Simulação da tensão no ponto central dos capacitores; (a) μ fixo; (b) μ variável. (Vert.: 2V/div; Hor.: 50ms/div).

O uso de $\mu = 0,5$ não elimina o desequilíbrio das tensões cc , pois embora este valor possibilite tempos iguais para os dois vetores do grupo pequeno que estão no início e no final do intervalo de modulação, o vetor do grupo médio V_8 (210), que também afeta o equilíbrio das tensões nos capacitores, não é compensado pelo mesmo. Como compensar o efeito do vetor médio?

Considere-se o cálculo de v_h para $N = 2$ em (41), mantendo $N = 3$ para o cálculo dos tempos T_x^* em (43). Pode-se mostrar que a variação (τ_h) na largura do pulso devido a v_h para um inversor de três níveis é dada por

$$\tau_h = \frac{v_h}{\left(\frac{E}{2}\right)} T_s \quad (46)$$

Considerando-se a duração de aplicação dos vetores durante um intervalo de modulação de forma generalizada,

isto é, t_u^i , t_v , t_w e t_u^f , obtém-se, a partir de (43) e após algumas manipulações algébricas,

$$T_x^* = T_x - \tau_h, \quad \text{com } x = a, b, \text{ ou } c. \quad (47)$$

Utilizando-se a equação anterior, pode-se mostrar que para $\mu = 1$, a largura de pulso modificada para cada fase é

$$\begin{aligned} T_a^* &= T_a - \tau_h = t_u^i - t_u^i = 0 \\ T_b^* &= T_b - \tau_h = t_u^i + t_v - t_u^i = t_v \\ T_c^* &= T_c - \tau_h = t_u^i + t_v + t_w - t_u^i = t_v + t_w \end{aligned} \quad (48)$$

Similarmente, para $\mu = 0$,

$$\begin{aligned} T_a^* &= t_u^i + (T_s + t_u^f) = t_u + T_s \\ T_b^* &= t_u^i + t_v + (T_s + t_u^f) = t_u + t_v + T_s \\ T_c^* &= t_u^i + t_v + t_w + (T_s + t_u^f) = t_u + t_v + t_w + T_s = 2T_s \end{aligned} \quad (49)$$

Note-se que para $\mu = 0$ a largura de pulso modificada depende de T_s , cujo efeito pode ser importante em baixas frequências. Embora para $\mu = 1$ a largura de pulso modificada seja independente de T_s , ela elimina o vetor no início do intervalo de modulação. Por isso, a equalização desejada pode ser obtida (1) alternando o valor de μ entre 0 e 1 para altas frequências (T_s pequeno) ou (2) utilizando um controle em malha fechada para qualquer frequência de chaveamento.

Para $\mu = 0,5$,

$$\begin{aligned} T_a^* &= t_u^i - \frac{t_u^i}{2} + \frac{t_u^f}{2} + \frac{T_s}{2} = \frac{t_u}{2} + \frac{T_s}{2} \\ T_b^* &= t_u^i + t_v - \frac{t_u^i}{2} + \frac{t_u^f}{2} + \frac{T_s}{2} = \frac{t_u}{2} + t_v + \frac{T_s}{2} \\ T_c^* &= t_u^i + t_v + t_w - \frac{t_u^i}{2} + \frac{t_u^f}{2} + \frac{T_s}{2} = \frac{t_u}{2} + t_v + t_w + \frac{T_s}{2} \end{aligned} \quad (50)$$

Após algumas manipulações matemáticas, pode-se mostrar que

$$T_a^* = t_u^{i*} = t_u^i + \left(t_u^f + \frac{t_v + t_w}{2} \right) \quad (51)$$

Resultados similares podem ser obtidos para T_b^* e T_c^* . Neste caso, para $\mu = 0,5$ o novo valor para o tempo de aplicação do vetor V_u^i é equivalente ao tempo de aplicação de todos os outros vetores o que garante o equilíbrio das tensões nos capacitores do barramento cc .

Assim, o uso de $N = 2$ e $\mu = 0,5$ nas equações (39), (40) e (41), e $N = 3$ nos passos 4 a 6, resulta na equalização das tensões nos capacitores para qualquer frequência de chaveamento.

Para μ variando entre 0 e 1, as tensões dos capacitores no barramento cc podem ser controladas através de um controlador do tipo liga-desliga, por exemplo. O sinal de erro resultante da comparação entre o valor desejado para tensão no ponto central e o valor atual medido determina qual dos capacitores deve ser carregado ou descarregado. Em seguida, o produto do sinal de saída do comparador e do sinal de corrente de carga do capacitor determina qual das duas configurações dos vetores pequenos deve ser usada dentro do intervalo de modulação. Assim, a variável μ é feita igual a 0 ou 1 modificando a modulação para manter equalizadas as tensões no barramento cc . A Figura 9 mostra o diagrama de blocos completo da estratégia de modulação proposta neste

trabalho com o controle em malha fechada da tensão no ponto central dos capacitores. O diagrama é baseado nos passos de 1 a 6 descritos anteriormente. As tensões de pólo v_{xo} são geradas a partir dos valores reais das tensões nos capacitores, que são controladas de acordo com o valor de μ , este sendo determinado e introduzido na modulação para calcular o novo valor de v_h .

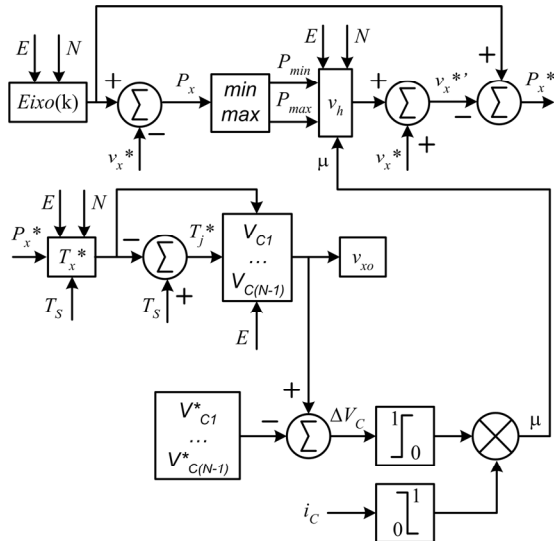


Fig. 9. Diagrama de blocos da estratégia de modulação proposta com controle em malha fechada das tensões do barramento cc.

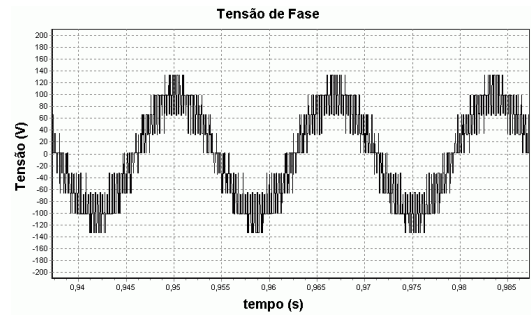
IV. RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS

Resultados experimentais e de simulação foram obtidos com o uso de um motor trifásico de 4 pólos, 5 hp, 220/380V, conectado em Y e alimentado por um inversor de 3-níveis. Foram utilizadas freqüências de chaveamento de até 10 kHz com um índice de modulação de $m = 0,9$.

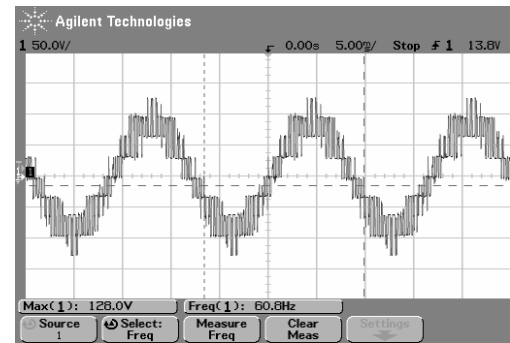
As Figuras 10 e 11 comparam resultados de simulação e experimentais para a tensão de fase e tensão de linha do inversor para $\mu = 0,5$. Observa-se que os resultados de simulação e experimentais são concordantes. Nestas figuras a freqüência de chaveamento é de 1 kHz para ressaltar a forma de onda modulada.

Resultados não apresentados mostram que, para uma freqüência de chaveamento de 10 kHz, as tensões dos capacitores permanecem equilibradas tanto para $\mu = 0,5$ como para quaisquer das quatro Variações de μ . Já para 750 Hz, os resultados experimentais da Figura 12 confirmam o equilíbrio das tensões nos capacitores para $\mu = 0,5$ e o desequilíbrio das mesmas quando μ alterna entre os valores 0 e 1. Os resultados simulados da Figura 13 mostram que o controlador liga-desliga restabelece o equilíbrio das tensões neste último caso.

Na Figura 14 pode-se ver os resultados de simulação para a tensão de referência senoidal (v_x^*), tensão de seqüência zero (v_h) e tensão de referência distorcida (v_x^{**}), para dois casos de μ ($\mu = c$ e $\mu = d$). Observa-se que, como no caso de dois níveis, o grampeamento total do “sinal distorcido” é 60° . O uso desse grampeamento na vizinhança da amplitude da corrente de fase do inversor e seu efeito na tensão de pólo podem ser observados nos resultados experimentais da Figura 15 para um ângulo de potência de $30,7^\circ$.

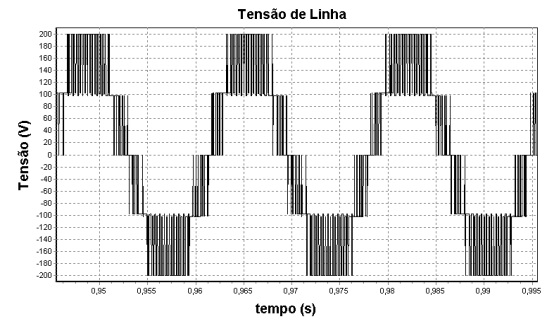


(a) Resultado de Simulação (Vert: 20V/div; Hor: 5ms/div).

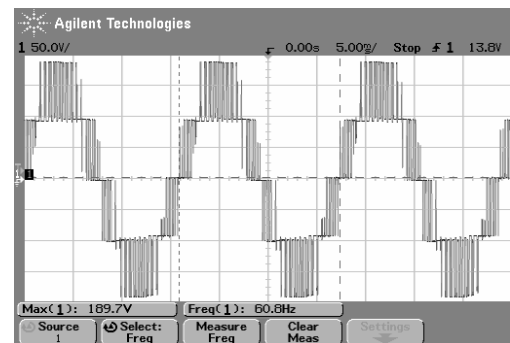


(b) Resultado Experimental (Ver: 50V/div; Hor: 5ms/div).

Fig. 10. Tensão de fase do inversor para $\mu = 0,5$.



(a) Resultado de Simulação (Vert: 20V/div; Hor: 5ms/div).



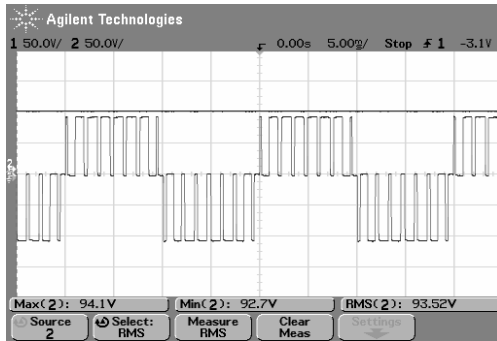
(b) Resultado Experimental (Vert: 50V/div; Hor: 5ms/div).

Fig. 11. Tensão de linha do inversor para $\mu = 0,5$.

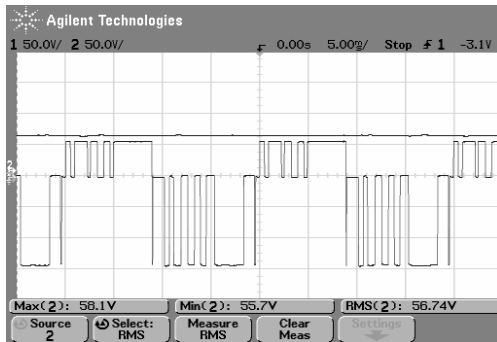
V. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi apresentado um algoritmo simples para aplicar a modulação vetorial aos inversores multiníveis a partir do conceito de razão de distribuição vetorial (μ), introduzido inicialmente nos inversores de dois níveis.

Uma vantagem da técnica apresentada é a de se modificar facilmente os tempos de aplicação dos vetores que estão no



(a) Tensões equilibradas para $\mu = 0.5$.



(b) Tensões desequilibradas para μ variando de 0 a 1.

Fig. 12. Resultados experimentais: tensão no capacitor C_1 (superior) e tensão de pólo (inferior) para $m = 0.9$ (Vert.: 50V/div; Hor.: 5ms/div).

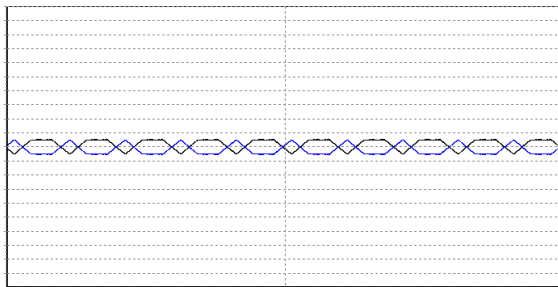
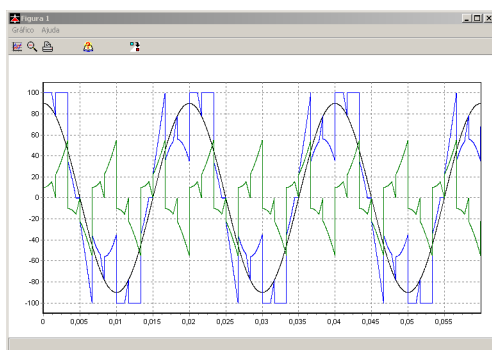


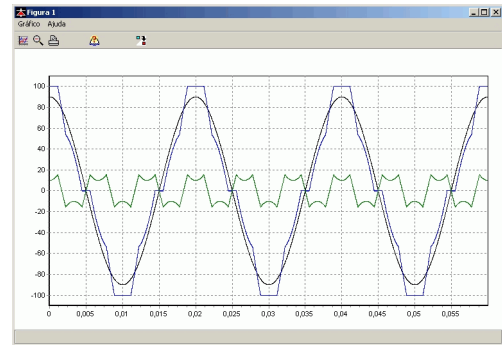
Fig. 13. Resultados de simulação das tensões nos capacitores com o uso do controlador liga-desliga, $\mu = 0$ ou 1 e $m = 0.9$ (Vert.: 10V/div; Hor.: 1s/div).



(a) $\mu = c$

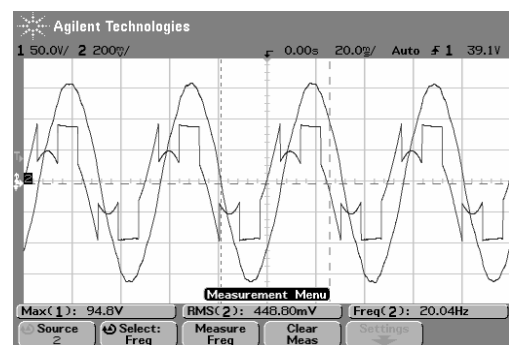
início e no final do intervalo de modulação. Também não há necessidade de detecção da região em que se encontra o vetor de referência para alteração do padrão de chaveamento.

Qualquer técnica utilizada, seja ela para diminuição do conteúdo harmônico, equilíbrio das tensões nos capacitores

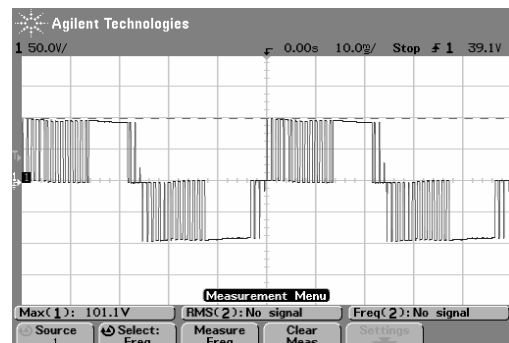


(b) $\mu = d$

Fig. 14. Resultados de simulação da tensão de referência senoidal comparada com a tensão de referência distorcida e da tensão de seqüência zero (intermediária) para $m = 0,9$ (Vert.: 20 V/div; Hor.: 5 ms/div).



(a) Tensão de referência modificada e corrente de fase do inversor (Vert: 50V/div, 2A/div; Hor: 20ms/div).



(b) Tensão de pólo do inversor (Vert: 50V/div; Hor: 20ms/div).

Fig. 15. Grampeamento de fase para μ variando (0 ou 1) de acordo com o ângulo de carga ($30,7^\circ$).

do barramento cc , diminuição da tensão de modo comum, diminuição da interferência eletromagnética, da vibração mecânica e/ou do ruído acústico, entre outros problemas ligados ao uso dos inversores, pode ser facilmente adaptada para utilização com o algoritmo proposto.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq o suporte financeiro para a realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. Holtz. "Pulsewidth modulation - a survey", in *Proc. of IEEE-PESC*, pp. 11-18, 1992.

- [2] H.W. van der Broeck, H.C. Skudelny, G.V. Stanke. "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors", *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 24, pp. 142-150, Jan/Feb 1988.
- [3] M. Depenbrock. "Pulse width control of a 3-phase inverter with non-sinusoidal phase voltages", in *Proc. of IEEE-IAS*, pp. 399-403, 1977.
- [4] S. Ogasawara, H. Akagi, A. Nabae. "A novel pwm scheme of voltage source inverters based on space vector theory", in *Proc. of EPE*, pp. 1197-1202, 1989.
- [5] R. N. C. Alves, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, C.B. Jacobina. "A new approach to the problem of synthesizing non-sinusoidal waveforms for analog and digital implementations of space vector PWM strategies", in *Proc. of COBEP*, pp. 228-233, 1991.
- [6] D. G. Holmes. "The significance of zero space vector placement for carrier based pwm schemes", in *Proc. of IEEE-IAS*, pp. 2451-2458, 1995.
- [7] V. Blasko. "Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods", *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 33 no. 3, pp. 756-764, May/Jun 1997.
- [8] R. N. C. Alves, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima. "Moduladores MLP para Inversores com Entrada CC Constante e Pulsada", in *Proc. of COBEP*, pp. 650-655, 1997.
- [9] R.N. C. Alves, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima, C. B. Jacobina. "Pulse width modulator for voltage-type inverters with either constant or pulsed dc link", in *Proc. of IEEE-IAS*, pp. 1229-1236, 1998.
- [10] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, P. F. Seixas. "Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 3, pp. 351-359, May 2001.
- [11] J. H. Seo, C. H. Choi, D. S. Hyun. "A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp. 545-550, July 2001.
- [12] H. Wu, X. He. "Inherent correlation between multilevel carrier-based PWM and space vector PWM: principle and application", in *Proc. of 4th IEEE Power Electronics and Drive Systems International Conference*, vol. 1, pp. 276-281, 2001.
- [13] Y. H. Lee, D. H. Kim, D. S. Hyun. "Carrier based SVPWM method for multi-level system with reduced HDF", in *Proc. of IEEE Industry Application Conference*, vol. 3, pp. 1996-2003, 2000.
- [14] P. F. Seixas, M. A. S. Mendes, P. D. Garcia. "A space vector PWM method for three-level voltage source inverters", in *Proc. of COBEP*, CD-ROM, 1999.
- [15] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo. "A high performance generalized discontinuous PWM algorithm", in *Proc. of IEEE-APEC*, pp. 886-894, 1997.
- [16] J. W. Kolar, H. Ertl, F. C. Zach. "Minimizing the current harmonics rms value of three-phase pwm converter systems by optimal and suboptimal transition between continuous and discontinuous modulation", in *Proc. of IEEE-PESC*, pp. 372-381, 1991.
- [17] A. S. de Oliveira Jr., E. R. C. da Silva, C. B. Jacobina. "A hybrid PWM strategy for multilevel voltage source inverters", in *Proc. of IEEE-PESC*, pp.4220-4225, 2004.
- [18] D. W. Chung, S. K. Sul. "Minimum-loss pwm strategy for 3-phase pwm rectifier", in *Proc. of IEEE-PESC*, pp. 1020-1026, 1997.

ANEXO I

Para o caso dos inversores de quatro níveis, observa-se da Figura 7 que:

$$P_a = \frac{E}{2} - v_a^*, P_b = \frac{E}{6} - v_b^*, P_c = -\frac{E}{6} - v_c^* \quad (42)$$

Reorganizando a equação (33) chega-se a

$$v_h = \mu \left(\frac{E}{2} - v_a^* \right) - (1 - \mu) \left[\frac{E}{3} - \left(-\frac{E}{6} - v_c^* \right) \right] \quad (43)$$

Substituindo os valores de P_a , P_b e P_c , obtém-se

$$v_h = \mu P_{\min} - (1 - \mu) \left(\frac{E}{3} - P_{\max} \right) \quad (44)$$

sendo que $P_a = P_{\min}$ e $P_c = P_{\max}$ no setor considerado.

O método proposto para se obter as equações (38) e (44), por indução, pode ser estendido aos inversores multiníveis com $N \geq 2$, obtendo-se a equação (41).

DADOS BIOGRÁFICOS

Antônio S. de Oliveira Jr., nascido em 24/09/1971 em João Pessoa, PB, é engenheiro eletrícista (1994), mestre (1998) e doutorando em Engenharia Elétrica (desde 2001) pela Universidade Federal de Campina Grande, PB. Atualmente é professor do Centro Federal de Educação Tecnológica da Paraíba. Suas áreas de interesse são eletrônica de potência e acionamentos de máquinas elétricas.

Edison Roberto C. da Silva, nascido em 1942, em Pelotas, rio Grande do Sul, é engenheiro eletrícista (1965) pela Escola Politécnica de Pernambuco, mestre (1968) em engenharia elétrica pela COPPE da Universidade Federal do Rio de Janeiro e doutor (1972) pela Université Paul Sabatier de Toulouse, Toulouse, França. De 1967 até março de 2002 foi Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba. Desde abril de 2002 é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse incluem Eletrônica de Potência e Acionamento de Máquinas.

Cursino B. Jacobina, nascido em 1955, em Correntes, Pernambuco, é engenheiro eletrícista (1978) e mestre (198) em engenharia elétrica pela Universidade Federal da Paraíba e doutor (1983) pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, França. De 1978 até março de 2002 foi professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba. Desde abril de 2002 é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande. Suas áreas de interesse incluem Eletrônica de Potência, Acionamento de Máquinas, sistemas de controle e Identificação de Sistemas.