

# TÉCNICA DE MODULAÇÃO SPACE VECTOR APLICADA A UM INVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO ASSIMÉTRICO

## SPACE VECTOR MODULATION TECHNIQUE APPLIED TO A HYBRID ASYMMETRICAL MULTILEVEL INVERTER

Fernando Covolan Rosito<sup>1</sup> 

Diorge Alex Bão Zambra<sup>2</sup> 

**Resumo:** Este artigo apresenta o desenvolvimento da técnica de modulação *space vector* para um inversor multinível híbrido assimétrico com nove níveis na tensão de fase, com o objetivo de aperfeiçoar as características dos sinais de saída gerados pelo inversor através da seleção dos vetores de comutação. A introdução contextualiza o uso de inversores multiníveis e mostra algumas características das técnicas de modulação que podem ser usadas nesses conversores. A seguir, é exposta a topologia do inversor multinível híbrido assimétrico e, depois, são apresentados os passos necessários para o desenvolvimento da técnica de modulação *space vector*, determinados como: definição dos estados de chaveamento; definição dos vetores de comutação no plano  $\alpha$ - $\beta$ ; identificação dos planos limites e dos planos de separação; obtenção das matrizes de decomposição; e, finalmente, definição da sequência de comutação. Duas sequências de comutação são escolhidas para obtenção da tensão de saída do inversor, sendo a qualidade do sinal gerado avaliada através de índices de desempenho implementados em software de simulação matemática. A primeira sequência de comutação é obtida realizando uma escolha aleatória dos vetores de comutação, enquanto a segunda sequência é selecionada para melhorar a qualidade do sinal gerado pelo inversor. Como resultado, a tensão de saída do inversor apresentou menor distorção harmônica, menor fator de distorção de primeira ordem e menor tensão de modo comum. Através desta comparação prova-se a importância de uma criteriosa seleção dos vetores de comutação para inversores multiníveis.

**Palavras-chave:** Inversor multinível. Técnica de modulação. *Space Vector*.

**Abstract:** This paper presents the development of space vector modulation technique for a hybrid asymmetrical multilevel inverter with nine levels in the phase-to-neutral voltage, in order to improve the characteristics of the output signals generated by the inverter by selecting the switching vectors. The introduction contextualizes the use of multilevel inverters and it shows some characteristics of the modulation techniques that can be used in these converters. Next, the topology of the asymmetric hybrid multilevel inverter is exposed and, then, the necessary steps for the development of the space vector modulation technique are presented, determined as: definition of switching states; definition of switching vectors in the  $\alpha$ - $\beta$  plane; identification of limit plans and separation plans; obtaining the decomposition matrices; and finally, definition of

---

<sup>1</sup> Doutorando em Educação e Mestre em Engenharia Mecânica, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Sul, IFRS - Campus Farroupilha, fernando.rosito@farroupilha.ifrs.edu.br.

<sup>2</sup> Doutor em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, diorge.zambra@ufrgs.br.

the switching sequence. Two switching sequences are chosen to obtain the inverter output voltage, and the quality of the generated signal is evaluated through performance indices implemented in mathematical simulation software. The first switching sequence is obtained by making a random choice of switching vectors, while the second sequence is selected to improve the quality of the signal generated by the inverter. As a result, the inverter output voltage showed lower total harmonic distortion, lower first order distortion factor and lower common mode voltage. This comparison proves the importance of a careful selection of switching vectors for multilevel inverters.

**Keywords:** Multilevel inverter. Modulation Technique. Space Vector.

# 1 INTRODUÇÃO

Na área elétrica, uma das formas de melhorar o rendimento de uma instalação ou equipamento consiste em elevar os níveis de diferença de potencial de forma a reduzir os níveis de corrente quando se trabalha com uma potência constante (ZAMBRA, 2010). Com isto, as perdas Ôhmicas são minimizadas, uma vez que elas são obtidas pelo produto da resistência do elemento com a corrente elétrica que o atravessa elevada ao quadrado (COPEL, 2005). Dentro deste contexto, destacam-se os motores de indução, que são alimentados convencionalmente em média tensão (2,3 kV a 13,8 kV) quando apresentam potência igual ou superior a 450 kW (WEG, 2015). Nas indústrias, os motores de indução de média tensão são acionados principalmente por inversores multiníveis (ZAMBRA, 2013; ROQUE, 2016).

Para os níveis de média tensão citados, os semicondutores utilizados para implementação dos inversores tornam-se restritivos, porque possuem limitação quanto à diferença de potencial a qual podem ser submetidos, bem como a corrente elétrica que podem conduzir (CARROLL, 1997). Uma maneira de contornar a restrição imposta pelas características dos semicondutores é através dos inversores multiníveis, que permitem a utilização de potência e níveis de tensão superiores (SILVA, 2008). Isto pode ser alcançado através da geração de forma de onda da tensão com aspecto de escada, utilizando-se uma topologia em que os semicondutores são conectados em série e grampeados por fontes de tensão CC inferiores, tais como capacitores, baterias ou fontes de tensão obtidas a partir de energias renováveis (HEMALATHA, 2018). Os inversores multiníveis possuem mais degraus de tensão conforme aumenta-se o número de níveis. Este processo de aumentar o número de níveis da tensão faz com que o sinal de saída destes inversores assemelhe-se a uma onda senoidal pura (RUSHIRAJ, 2016), melhorando assim, índices de desempenho do inversor, como: taxa de distorção harmônica (*THD*), fator de distorção de primeira ordem (*DF1*) e tensão de modo comum ( $V_{cm}$ ).

Entre as topologias de inversores se destaca o inversor multinível híbrido assimétrico com células ponte-H em cascata, que possui como uma das principais vantagens atingir o mesmo número de níveis de saída que um inversor simétrico de mesmo tipo, porém, utilizando menos células ponte-H, o que acarreta uma diminuição da estrutura e do seu custo (COLAK, 2016). Por ter uma estrutura híbrida, esta topologia permite que sejam utilizados diferentes tipos de modulações para cada célula ponte-H, e/ou permite a aplicação de diferentes tecnologias de dispositivos semicondutores em cada célula ponte-H.

A forma como geram-se os sinais de comando para os dispositivos semicondutores dos inversores é chamada de técnica de modulação, sendo a modulação por largura de pulso (*PWM*) a mais empregada (JOSHI, 2015; KHARJULE, 2015). Com a técnica *PWM* é possível reduzir a distorção harmônica do sinal de saída do inversor, aumentar a amplitude da tensão de saída, aumentar o rendimento do inversor e desenvolver diferentes estratégias de modulação para todas as topologias de inversores de frequência (SILVA, 2008; BIABANI, 2016; RODRIGUEZ, 2016). Algumas estratégias de modulação *PWM* mais tradicionais são: baseadas em portadoras triangulares, eliminação seletiva de harmônicas (ESH) e modulação vetorial (BIABANI, 2016; RAY 2019; VAN, 2019; WU, 2020).

A modulação *space vector* (*SV*), em comparação com a modulação baseada em portadora triangular, tem um melhor desempenho com relação à eliminação de harmônicas (CARNIELUTTI, 2012), além de permitir flexibilidade para otimização das formas de chaveamento (CASTRO, 2012). Quando aplicada para inversores híbridos assimétricos, oferece diversos graus de liberdade, uma vez que possui vetores redundantes, permitindo mais combinações de chaveamento para um mesmo nível, possibilitando, assim, alcançar características como: reduzida taxa de distorção harmônica na tensão de saída, reduzidas perdas de chaveamento e melhor uso dos barramentos CC (JAYAL, 2020).

Neste artigo propõe-se o desenvolvimento da técnica de modulação *space vector* para um inversor multinível híbrido assimétrico em cascata com

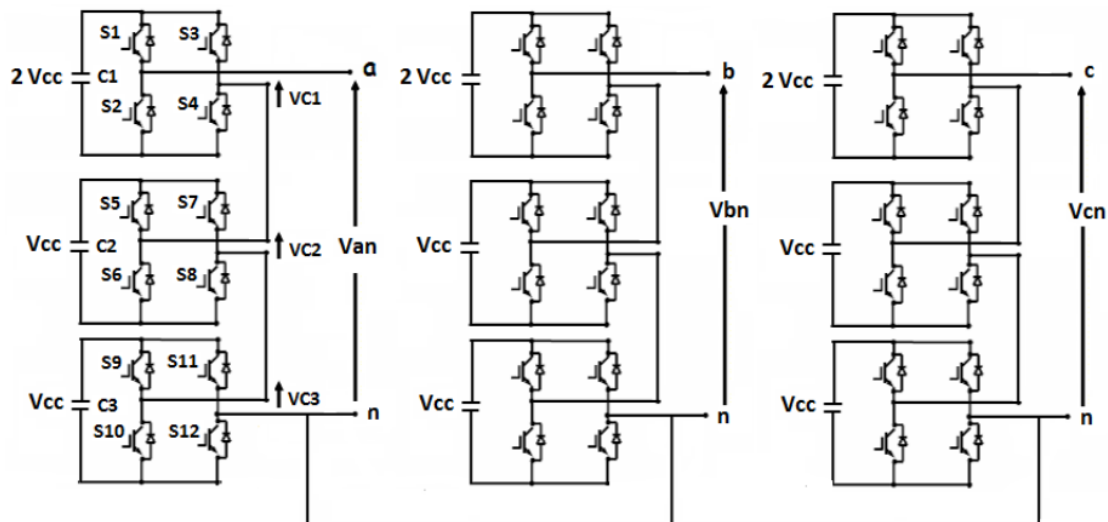
nove níveis na tensão de fase, para o qual são definidos os estados de chaveamento, os vetores de comutação no plano  $\alpha$ - $\beta$ , os planos limites, os planos de separação, as matrizes de decomposição e duas sequências de chaveamento. Também tem como objetivo apresentar resultados de simulação para as duas sequências de comutação escolhidas a fim de comparar a tensão de saída do inversor com relação à taxa de distorção harmônica (*THD*), ao fator de distorção de primeira ordem (*DF1*) e à tensão de modo comum ( $V_{cm}$ ).

Diante do exposto, a principal contribuição deste trabalho está relacionada com o desenvolvimento da modulação *space vector* tradicional para o inversor multinível híbrido assimétrico de nove níveis na tensão de fase, assunto inédito na literatura. Outras contribuições do artigo são: a) definição de critérios que conduzem para uma redução no número dos vetores de comutação; b) seleção dos vetores de comutação de forma a melhorar a qualidade do sinal gerado pelo inversor; c) simulação das sequências de comutação de forma comprovar as análises teóricas.

## 2 INVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO ASSIMÉTRICO

O inversor multinível híbrido assimétrico com células ponte-H em cascata de nove níveis é apresentado na Fig. 1.

**Figura 1** - Inversor multinível híbrido assimétrico.



Fonte: os autores.

Cada fase do conversor (A, B e C) é composta por três células ponte-H, sendo duas alimentadas por fontes de tensão com amplitude  $V_{cc}$  e outra com  $2V_{cc}$ , onde  $V_{cc} = V_{an_{máx}}/4$ . Cada ponte-H é implementada utilizando-se quatro semicondutores, representados por S1, S2, S3 e S4 para célula 1; por S5, S6, S7 e S8 para célula 2 e; S9, S10, S11 e S12 para célula 3. As tensões de saída de cada ponte-H são definidas por VC1, VC2 e VC3, respectivamente para as células 1, 2 e 3 da fase A. As três fases do conversor são conectadas em estrela, sendo suas tensões de saída definidas por Van, Vbn e Vcn. Através da diferença entre as tensões de fase do conversor se obtém as tensões de linha definidas por Vab, Vbc e Vca.

### 3 MODULAÇÃO SPACE VECTOR

A técnica de modulação *space vector* (SV) tem como destaque o processo pelo qual se geram os sinais de comando para os dispositivos semicondutores de um inversor de frequência (BIABANI, 2016). Entre os objetivos desta técnica, destaca-se a possibilidade de se obter uma tensão de saída variável tendo uma máxima componente fundamental e com o mínimo de distorção harmônica (SILVA, 2008; BIABANI, 2016).

A modulação *SV* é operacionalizada através da programação de um circuito eletrônico, sendo considerada um avanço da técnica computacional *PWM* e uma das melhores técnicas para acionamento de motores (SILVA, 2008; BIABANI, 2016). A partir da estrutura e do número de semicondutores da topologia é viável desenvolver os estágios iniciais da técnica (MAHESHWARI, 2016). Sendo assim, a modulação *space vector* requer o desenvolvimento das seguintes etapas para sua implementação (PINHEIRO, 2005): 1) definição dos estados de chaveamento (espaço tridimensional); 2) definição dos vetores de comutação no plano  $\alpha$ - $\beta$ ; 3) identificação dos planos limites (PL) e dos planos de separação (PS); 4) obtenção das matrizes de decomposição e; 5) definição da sequência de comutação. Estas etapas são detalhadas nas subseções que seguem.

### 3.1 Definição dos estados de chaveamento

Cada célula ponte-H do inversor híbrido assimétrico da Fig. 1 apresenta quatro combinações de chaveamento, são elas: 1) S1 e S4 ligadas gera-se  $+V_{cc}$ ; 2) S1 e S3 ligadas gera-se  $0V$ ; 3) S2 e S4 ligadas gera-se  $0V$  e; 4) S2 e S3 ligadas gera-se  $-V_{cc}$ . Como a topologia do inversor mencionada possui três células ponte-H em cada fase, é possível obter sessenta e quatro combinações ( $4^3 = 64$ ) por fase. Cada tensão de fase é obtida através do somatório das tensões das células ponte-H conectadas em série. Portanto, para o inversor multinível híbrido assimétrico, ilustrado na Fig. 1, em que a primeira célula ponte-H (célula 1) possui valores máximo e mínimo de  $+2V_{cc}$  e  $-2V_{cc}$ , respectivamente, é possível gerar nove níveis de tensão por fase, cujas amplitudes são:  $+4V_{cc}$ ,  $+3V_{cc}$ ,  $+2V_{cc}$ ,  $+V_{cc}$ ,  $0$ ,  $-V_{cc}$ ,  $-2V_{cc}$ ,  $-3V_{cc}$  e  $-4V_{cc}$ .

Os 64 resultados representam as combinações de apenas uma fase do inversor assimétrico. Sendo assim, utilizando os estados de chaveamento das três fases, o resultado é de 262144 combinações ( $64^3$ ) para as tensões de linha. Este elevado valor significa que um único nível da tensão de saída do inversor pode ser gerado por vários estados de chaveamento. Visando reduzir este número de combinações, foram adotadas premissas para eliminação de vetores

que acarretariam condições de operação que prejudicasse alguns dos índices de desempenho do sistema. Primeiramente, foram excluídos os vetores de chaveamento que geram energia circulante entre as células ponte-H de uma fase, circunstância que reduz o fator de potência do sistema. Na sequência, optou-se por utilizar apenas a combinação de chaveamento 3 (S2 e S4 ligadas) para gerar o nível 0V. A última redução das combinações dos estados de chaveamento foi realizada para que cada nível de tensão tivesse apenas uma combinação.

Com a utilização das premissas supracitadas, foi possível baixar de sessenta e quatro combinações por fase para apenas nove, conforme mostra a Tabela 1, na qual estão apresentadas as possibilidades de chaveamento escolhidas de cada célula, os níveis de tensão gerados por elas, bem como a tensão de fase Van resultante. Destaca-se, que foi considerado que as chaves de um mesmo braço da célula ponte-H operam de forma complementar, assim na Tabela 1 aparecem apenas as chaves superiores.

**Tabela 1** - Estados de chaveamento das células ponte-H de uma fase e tensões de saída

Nº	Célula 1 (S1,S3)	Tensão da Cél. 1 (VC1)	Célula 2 (S5,S7)	Tensão da Cél. 2 (VC2)	Célula 3 (S9,S11)	Tensão da Cél. 3 (VC3)	Tensão de fase
1	(1,0)	+2Vcc	(1,0)	+Vcc	(1,0)	+Vcc	+4
2	(1,0)	+2Vcc	(0,0)	0	(1,0)	+Vcc	+3
3	(0,0)	0	(1,0)	+Vcc	(1,0)	+Vcc	+2
4	(0,0)	0	(0,0)	0	(1,0)	+Vcc	+1
5	(0,0)	0	(0,0)	0	(0,0)	0	0
6	(0,0)	0	(0,0)	0	(0,1)	-Vcc	-1
7	(0,0)	0	(0,1)	-Vcc	(0,1)	-Vcc	-2
8	(0,1)	-2Vcc	(0,0)	0	(0,1)	-Vcc	-3
9	(0,1)	-2Vcc	(0,1)	-Vcc	(0,1)	-Vcc	-4

**Fonte:** Os autores.

Com esta redução para nove combinações por fase, originaram-se setecentos e vinte e nove (729) estados de chaveamento possíveis para a topologia trifásica, considerados vetores de comutação. Por meio dos 729 estados de chaveamento foi possível gerar uma tabela com todos os vetores de comutação, nomeados por V1, V2, ..., V729, e seus respectivos níveis para cada tensão de fase e tensão de linha.

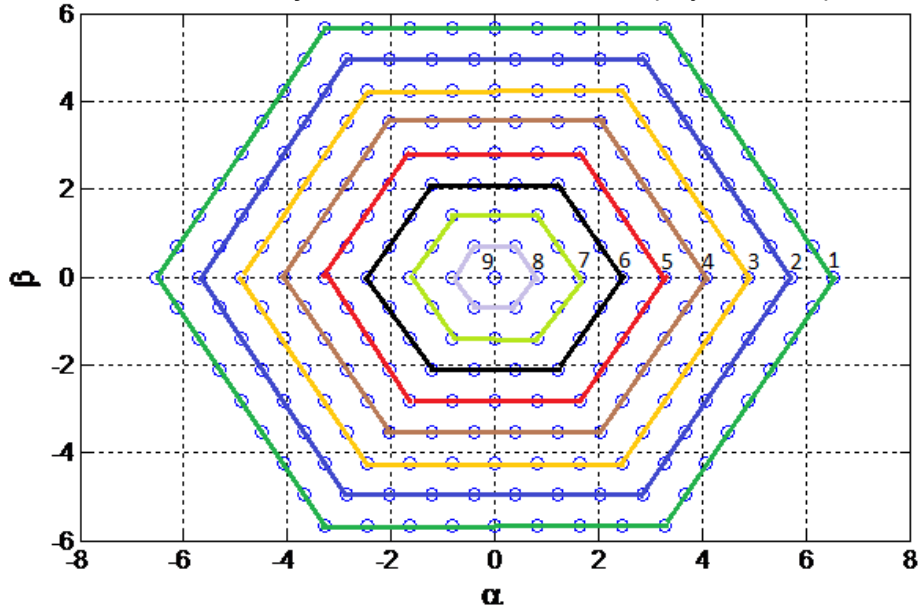
### 3.2 Definição dos vetores de comutação no plano $\alpha$ - $\beta$

Os vetores de comutação obtidos na subseção anterior encontram-se em um espaço tridimensional, uma vez que dependem das três tensões de fase ( $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$ ). Para simplificar o desenvolvimento da modulação *space vector*, utiliza-se a Transformada de Clarke para projetar estes vetores no plano  $\alpha$ - $\beta$ , através da equação (1). Na qual,  $V_{\alpha}$  e  $V_{\beta}$  são as coordenadas dos vetores no plano.

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

As projeções dos vetores no plano  $\alpha$ - $\beta$  geram 217 pontos, conforme Fig. 2. Em cada ponto, pode haver mais de um vetor projetado, sendo estes denominados de vetores redundantes. Nos pontos que formam o hexágono externo, na linha verde da Fig. 2, há apenas um vetor de comutação. À medida que o hexágono fica menor, existem mais vetores redundantes nos pontos, indicados pelos números de 1 a 9. Assim, no ponto central, há nove vetores redundantes, ou seja, a maior concentração de vetores em um único ponto, já nos pontos do hexágono menor, linha cinza da Fig. 2, existem oito vetores para cada ponto.

**Figura 2** - Vetores de comutação das três fases do inversor projetados no plano  $\alpha$ - $\beta$ .

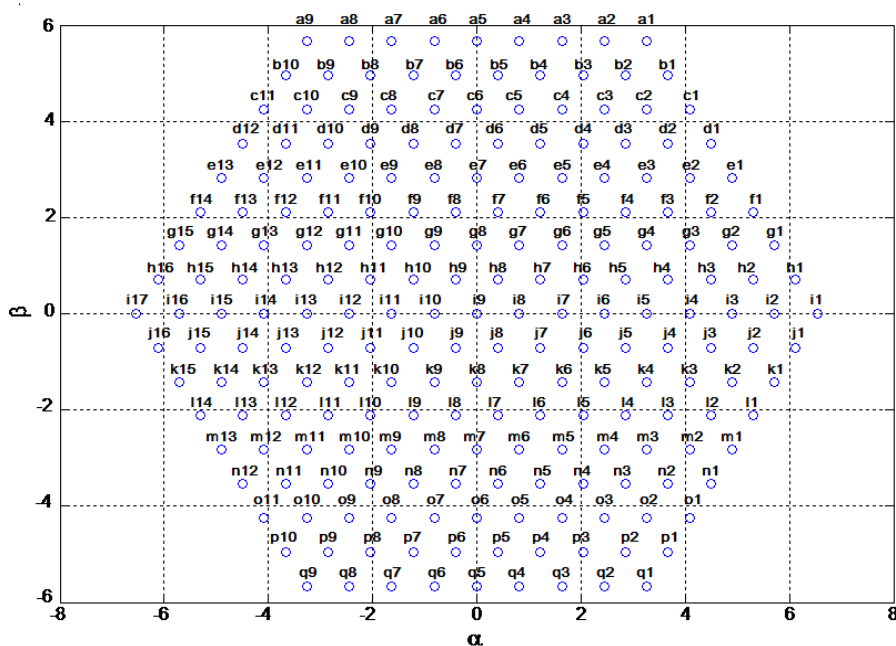


Fonte: os autores.

### 3.3 Identificação dos planos limites e de separação

Para o inversor gerar uma tensão específica são empregados os três vetores de comutação mais próximos deste valor no plano  $\alpha$ - $\beta$ , a qual é representada pelo vetor de referência ( $V_{ref}$ ). Desta forma, existe a necessidade de encontrar quais são estes vetores. Uma das formas de se realizar este processo consiste em utilizar as retas formadas pelos vetores de comutação. Estas retas foram denominadas planos limites (PL) e planos de separação (PS). Para facilitar a identificação dos planos limites e de separação, os pontos no plano  $\alpha$ - $\beta$  foram nomeados por linha de "a" a "q" e colunas de "1" a "17", conforme Fig. 3.

**Figura 3** - Identificação dos 217 pontos no plano  $\alpha$ - $\beta$ .



Fonte: os autores.

Os planos limites (PL) são utilizados para delimitar a máxima tensão que o inversor tem capacidade de gerar. Para calculá-los, foram empregados os pontos que formam os vértices do hexágono externo e utilizada a equação da reta que passa por dois pontos. Os nomes dos planos, os pontos empregados e as equações que os descrevem podem ser verificados na Tabela 2.

Tabela 2 - Planos limites (PL)

Nome	Ponto 1	Ponto 2	Equação do Plano Limite (PL)
PL1	a1	a9	$\beta - 5,6569 = 0$
PL2	a9	i17	$\beta - 1,7321.\alpha - 11,3138 = 0$
PL3	i17	q9	$\beta + 1,7321.\alpha + 11,3138 = 0$
PL4	q9	q1	$\beta + 5,6569 = 0$
PL5	q1	i1	$\beta - 1,7321.\alpha + 11,3138 = 0$
PL6	i1	a1	$\beta + 1,7321.\alpha - 11,3138 = 0$

Fonte: os autores.

Os planos de separação (PS) são utilizados posteriormente para identificar todos os setores internos ao hexágono formado pelos planos limites. Eles são caracterizados por todas as retas horizontais e diagonais internas aos planos limites, sendo obtidos utilizando dois pontos para cada reta que se deseja

equacionar. Foram encontrados 45 planos de separação, seus nomes, os pontos empregados e as equações que os descrevem podem ser vistos na Tabela 3.

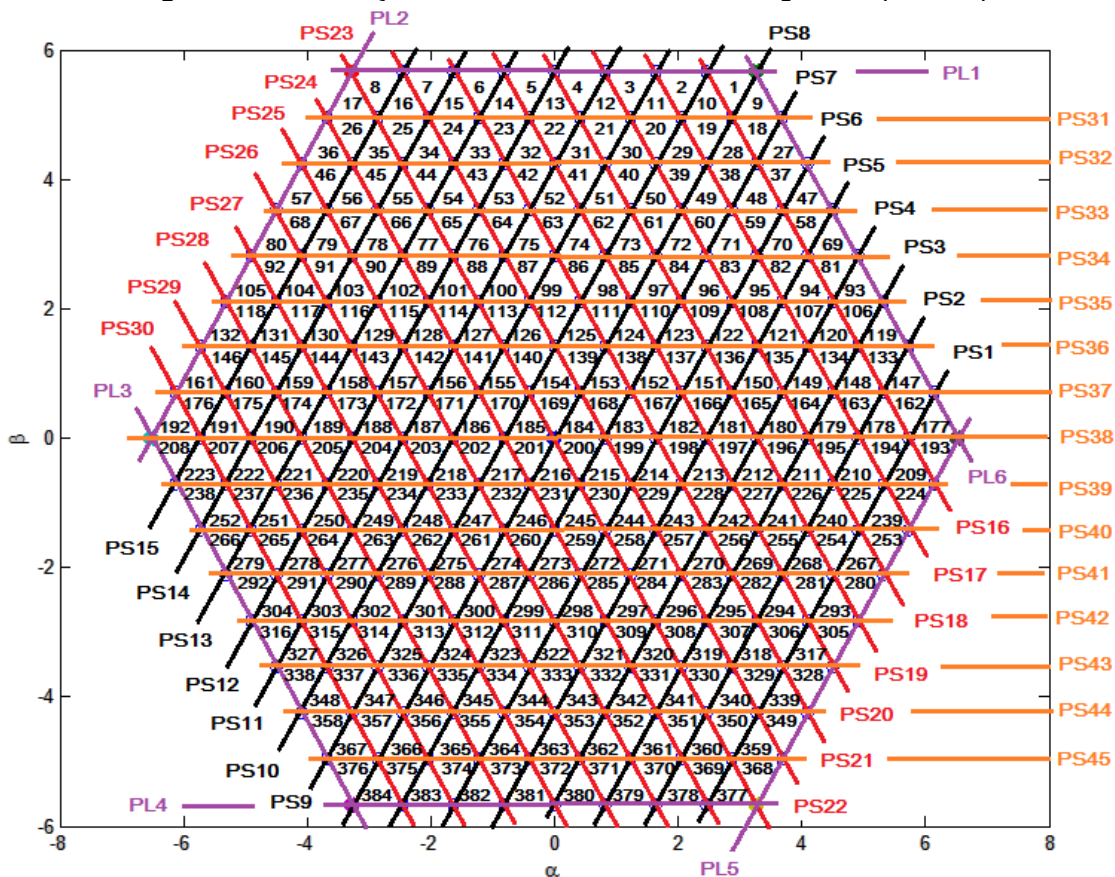
**Tabela 3 - Planos de separação (PS)**

Nome	Ponto 1	Ponto 2	Equação do Plano de Separação (PS)
PS1	h1	q2	$\beta - 1,7317.\alpha + 9,8978 = 0$
PS2	g1	q3	$\beta - 1,7322.\alpha + 8,4857 = 0$
PS3	f1	q4	$\beta - 1,7321.\alpha + 7,0713 = 0$
PS4	e1	q5	$\beta - 1,7320.\alpha + 5,6570 = 0$
PS5	d1	q6	$\beta - 1,7321.\alpha + 4,2428 = 0$
PS6	c1	q7	$\beta - 1,7323.\alpha + 2,8282 = 0$
PS7	b1	q8	$\beta - 1,7323.\alpha + 1,4145 = 0$
PS8	a1	q9	$\beta - 1,7321.\alpha = 0$
PS9	a2	p10	$\beta - 1,7323.\alpha - 1,4145 = 0$
PS10	a3	o11	$\beta - 1,7323.\alpha - 2,8282 = 0$
PS11	a4	n12	$\beta - 1,7321.\alpha - 4,2428 = 0$
PS12	a5	m13	$\beta - 1,7320.\alpha - 5,6570 = 0$
PS13	a6	l14	$\beta - 1,7321.\alpha - 7,0713 = 0$
PS14	a7	k15	$\beta - 1,7322.\alpha - 8,4857 = 0$
PS15	a8	j16	$\beta - 1,7317.\alpha - 9,8978 = 0$
PS16	a2	j1	$\beta + 1,7317.\alpha - 9,8978 = 0$
PS17	a3	k1	$\beta + 1,7322.\alpha - 8,4857 = 0$
PS18	a4	l1	$\beta + 1,7321.\alpha - 7,0713 = 0$
PS19	a5	m1	$\beta + 1,7320.\alpha - 5,6570 = 0$
PS20	a6	n1	$\beta + 1,7321.\alpha - 4,2428 = 0$
PS21	a7	o1	$\beta + 1,7323.\alpha - 2,8282 = 0$
PS22	a8	p1	$\beta + 1,7323.\alpha - 1,4145 = 0$
PS23	a9	q1	$\beta + 1,7321.\alpha = 0$
PS24	b10	q2	$\beta + 1,7323.\alpha + 1,4145 = 0$
PS25	c11	q3	$\beta + 1,7323.\alpha + 2,8282 = 0$
PS26	d12	q4	$\beta + 1,7321.\alpha + 4,2428 = 0$
PS27	e13	q5	$\beta + 1,7320.\alpha + 5,6570 = 0$
PS28	f14	q6	$\beta + 1,7321.\alpha + 7,0713 = 0$
PS29	g15	q7	$\beta + 1,7322.\alpha + 8,4857 = 0$
PS30	h16	q8	$\beta + 1,7317.\alpha + 9,8978 = 0$
PS31	b1	q9	$\beta - 4,9500 = 0$
PS32	c1	c11	$\beta - 4,2430 = 0$
PS33	d1	d12	$\beta - 3,5360 = 0$
PS34	e1	e13	$\beta - 2,8280 = 0$
PS35	f1	f14	$\beta - 2,1210 = 0$
PS36	g1	g15	$\beta - 1,4140 = 0$
PS37	h1	h16	$\beta - 0,7071 = 0$
PS38	i1	i17	$\beta = 0$
PS39	j1	j16	$\beta + 0,7071 = 0$
PS40	k1	k15	$\beta + 1,4140 = 0$
PS41	l1	l14	$\beta + 2,1210 = 0$
PS42	m1	m13	$\beta + 2,8280 = 0$
PS43	n1	n12	$\beta + 3,5360 = 0$
PS44	o1	o11	$\beta + 4,2430 = 0$
PS45	p1	p10	$\beta + 4,9500 = 0$

Fonte: os autores.

Após a identificação dos planos limites e de separação, foi possível traçar as retas no hexágono. Como resultado, verificou-se que o hexágono ficou dividido em 384 triângulos, denominados setores. Cada vértice do setor corresponde a um ponto do plano  $\alpha$ - $\beta$ , o qual pode ter um ou mais vetores de comutação associados a ele. Os setores, assim como os planos limites (PL) e de separação (PS) estão ilustrados na Fig. 4.

**Figura 4** – Identificação dos PL, PS e setores do hexágono no plano  $\alpha$ - $\beta$ .



Fonte: os autores.

Com as equações dos planos limites, dos planos de separação e dos setores, é possível desenvolver um algoritmo que identifica o setor exato no qual o vetor de referência ( $V_{ref}$ ) está localizado e assim determinar os três vetores mais próximos a ele. O sinal de referência ( $V_{ref}$ ) representa uma tensão específica obtida a partir da combinação dos vetores de comutação associados

ao setor onde ele está localizado. Portanto, na próxima etapa da modulação *space vector* (SV) deve-se calcular o tempo que cada vetor de comutação permanece acionado, recordando que esses tempos se referem aos acionamentos das chaves semicondutoras das pontes-H. Estes valores de tempo são adquiridos através das matrizes de decomposição dos setores.

### 3.4 Obtenção das matrizes de decomposição

A obtenção das matrizes de decomposição tem como propósito determinar o tempo que cada vetor de comutação de um setor permanecerá ligado, gerando, desta forma, o sinal de referência ( $V_{ref}$ ). Para exemplificar o procedimento para obtenção da matriz de decomposição, neste artigo foi utilizado o setor 1 como local do vetor de referência ( $V_{ref}$ ). Conforme as Fig. 3 e Fig. 4, verifica-se que o setor 1 é formado pelos pontos  $a_1$ ,  $a_2$  e  $b_2$ . Para formar a matriz de decomposição, é necessário selecionar um vetor por ponto para utilizar suas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ . Como explicado na subseção 3.2, os pontos  $a_1$  e  $a_2$ , por estarem localizados no hexágono externo, possuem apenas um vetor de comutação (nomeados por  $V_1$  e  $V_2$ , respectivamente), já o ponto  $b_2$  possui dois. Uma vez que os dois vetores estão na mesma posição da Fig. 3 (possuem as mesmas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ ), então foi escolhido, arbitrariamente, um dos dois vetores do ponto  $b_2$ , nomeado por  $V_3$ . Assim, foi possível selecionar os três vetores de comutação do setor 1 para determinar sua matriz de decomposição.

A obtenção das matrizes de decomposição consiste em determinar o valor médio que será produzido pelos vetores de comutação e que deverá ser igual ao sinal de referência, conforme equação (2). Resolvendo as integrais da equação (2) e substituindo as diferenças de tempo  $t_1 - t_0$ ,  $t_2 - t_1$  e  $T - t_2$  por  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_3$  respectivamente, se obtém a equação (3). Desta forma, pode-se afirmar que o período  $T$  será igual ao somatório das três variações de tempo, conforme equação (4). A equação (3) pode ser colocada na forma matricial, se forem substituídos os vetores  $V_{ref}$ ,  $V_1$ ,  $V_2$  e  $V_3$ , por suas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ . A matriz formada pelos vetores de comutação pode ser passada para o lado direito da equação, ficando multiplicada pela sua inversa, restando do lado esquerdo

apenas a matriz formada pelas diferenças de tempo, conforme equação (5). A matriz inversa contendo os vetores de comutação escolhidos é denominada matriz de decomposição M do setor analisado. Nesta análise foram utilizados os vetores de comutação do setor 1, resultando na matriz de decomposição deste setor, denominada M1, indicada na equação (6).

$$V_{ref} = \frac{1}{T} \left[ \int_{t_0}^{t_1} V1. dt + \int_{t_1}^{t_2} V2. dt + \int_{t_2}^T V3. dt \right] \quad (2)$$

$$V_{ref} \cdot T = V1. \Delta t1 + V2. \Delta t2 + V3. \Delta t3 \quad (3)$$

$$T = \Delta t1 + \Delta t2 + \Delta t3 \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta t1 \\ \Delta t2 \\ \Delta t3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V1\alpha & V2\alpha & V3\alpha \\ V1\beta & V2\beta & V3\beta \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} Vref\alpha \\ Vref\beta \\ 1 \end{bmatrix} \cdot T \quad (5)$$

$$M1 = \begin{bmatrix} V1\alpha & V2\alpha & V3\alpha \\ V1\beta & V2\beta & V3\beta \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (6)$$

Este procedimento foi realizado para todos os 384 setores, ou seja, para cada setor, há três vetores de comutação e uma matriz de decomposição (M) associada. Com isso foi possível calcular os tempos de ativação de cada vetor envolvido no setor em que se encontra o Vref. O próximo passo consiste em definir a sequência de comutação.

### 3.5 Definição da sequência de comutação

A modulação vetorial permite a utilização de diferentes possibilidades de chaveamento devido à existência de diversos vetores de comutação redundantes em um mesmo ponto do plano  $\alpha$ - $\beta$  (CASTRO, 2012). Portanto, é importante selecionar a sequência de comutação dos vetores que garanta alguma qualidade superior ao inversor, por exemplo, aumento do rendimento e/ou redução do conteúdo harmônico das tensões de saída (KHARJULE, 2015; RODRIGUEZ, 2016).

Neste artigo, foram determinadas duas sequências de comutação. Na primeira os vetores de comutação foram escolhidos de forma aleatória e na

segunda foram priorizados os vetores que melhorassem a forma de onda da tensão de saída e, conseqüentemente, os índices de *THD*, *DF1* e  $V_{cm}$ . As duas seqüências de comutação propostas podem ser verificadas na Tabela 4.

**Tabela 4 - Vetores de comutação por setor considerando  $m_a = 1$**

Setor	Primeira seqüência de comutação			Segunda seqüência de comutação		
	Vetor 1	Vetor 2	Vetor 3	Vetor 1	Vetor 2	Vetor 3
22	V251 (1,4,-3)	V332 (0,4,-3)	V250 (1,4,-2)	V251 (1,4,-3)	V332 (0,4,-3)	V341 (0,3,-3)
21	V261 (1,3,-4)	V251 (1,4,-3)	V260 (1,3,-3)	V261 (1,3,-4)	V251 (1,4,-3)	V260 (1,3,-3)
20	V89 (3,4,-3)	V261 (1,3,-4)	V270 (1,2,-4)	V89 (3,4,-3)	V261 (1,3,-4)	V179 (2,3,-3)
29	V7 (4,4,-2)	V270 (1,2,-4)	V89 (3,4,-3)	V98 (3,3,-3)	V179 (2,3,-3)	V89 (3,4,-3)
39	V7 (4,4,-2)	V270 (1,2,-4)	V6 (4,4,-1)	V98 (3,3,-3)	V270 (1,2,-4)	V188 (2,2,-3)
38	V17 (4,3,-3)	V7 (4,4,-2)	V16 (4,3,-2)	V17 (4,3,-3)	V189 (2,2,-4)	V107 (3,2,-3)
48	V26 (4,2,-3)	V16 (4,3,-2)	V17 (4,3,-3)	V26 (4,2,-3)	V107 (3,2,-3)	V108 (3,2,-4)
70	V35 (4,1,-3)	V25 (4,2,-2)	V26 (4,2,-3)	V35 (4,1,-3)	V116 (3,1,-3)	V26 (4,2,-3)
82	V35 (4,1,-3)	V25 (4,2,-2)	V34 (4,1,-2)	V126 (3,0,-4)	V116 (3,1,-3)	V125 (3,0,-3)
94	V44 (4,0,-3)	V34 (4,1,-2)	V35 (4,1,-3)	V44 (4,0,-3)	V125 (3,0,-3)	V35 (4,1,-3)
120	V53 (4,-1,-3)	V43 (4,0,-2)	V44 (4,0,-3)	V53 (4,-1,-3)	V134 (3,-1,-3)	V135 (3,-1,-4)
148	V62 (4,-2,-3)	V52 (4,-1,-2)	V53 (4,-1,-3)	V62 (4,-2,-3)	V143 (3,-2,-3)	V144 (3,-2,-4)
163	V62 (4,-2,-3)	V52 (4,-1,-2)	V61 (4,-2,-2)	V62 (4,-2,-3)	V143 (3,-2,-3)	V61 (4,-2,-2)
210	V70 (4,-3,-2)	V60 (4,-2,-1)	V61 (4,-2,-2)	V70 (4,-3,-2)	V60 (4,-2,-1)	V61 (4,-2,-2)
225	V70 (4,-3,-2)	V60 (4,-2,-1)	V69 (4,-3,-1)	V70 (4,-3,-2)	V151 (3,-3,-2)	V69 (4,-3,-1)
254	V69 (4,-3,-1)	V59 (4,-2,0)	V68 (4,-3,0)	V69 (4,-3,-1)	V150 (3,-3,-1)	V159 (3,-4,-1)
268	V68 (4,-3,0)	V58 (4,-2,1)	V59 (4,-2,0)	V68 (4,-3,0)	V149 (3,-3,0)	V150 (3,-3,-1)
281	V68 (4,-3,0)	V58 (4,-2,1)	V67 (4,-3,1)	V159 (3,-4,-1)	V149 (3,-3,0)	V158 (3,-4,0)
306	V67 (4,-3,1)	V57 (4,-2,2)	V66 (4,-3,2)	V67 (4,-3,1)	V148 (3,-3,1)	V66 (4,-3,2)
329	V66 (4,-3,2)	V56 (4,-2,3)	V65 (4,-3,3)	V157 (3,-4,1)	V147 (3,-3,2)	V65 (4,-3,3)
340	V65 (4,-3,3)	V55 (4,-2,4)	V56 (4,-2,3)	V156 (3,-4,2)	V237 (2,-4,2)	V147 (3,-3,2)
351	V55 (4,-2,4)	V318 (1,-4,2)	V145 (3,-3,4)	V146 (3,-3,3)	V227 (2,-3,3)	V236 (2,-4,3)
361	V145 (3,-3,4)	V317 (1,-4,3)	V318 (1,-4,2)	V145 (3,-3,4)	V317 (1,-4,3)	V227 (2,-3,3)
362	V317 (1,-4,3)	V307 (1,-3,4)	V308 (1,-3,3)	V317 (1,-4,3)	V307 (1,-3,4)	V308 (1,-3,3)
353	V308 (1,-3,3)	V298 (1,-2,4)	V307 (1,-3,4)	V308 (1,-3,3)	V389 (0,-3,3)	V307 (1,-3,4)
363	V307 (1,-3,4)	V388 (0,-3,4)	V298 (1,-2,4)	V307 (1,-3,4)	V479 (-1,-4,3)	V389 (0,-3,3)
364	V388 (0,-3,4)	V560 (-2,-4,3)	V561 (-2,-4,2)	V388 (0,-3,4)	V560 (-2,-4,3)	V470 (-1,-3,3)
365	V560 (-2,-4,3)	V550 (-2,-3,4)	V551 (-2,-3,3)	V560 (-2,-4,3)	V641 (-3,-4,3)	V551 (-2,-3,3)
356	V551 (-2,-3,3)	V541 (-2,-2,4)	V550 (-2,-3,4)	V551 (-2,-3,3)	V632 (-3,-3,3)	V550 (-2,-3,4)
347	V541 (-2,-2,4)	V622 (-3,-2,4)	V532 (-2,-1,4)	V632 (-3,-3,3)	V622 (-3,-2,4)	V623 (-3,-2,3)
337	V532 (-2,-1,4)	V613 (-3,-1,4)	V622 (-3,-2,4)	V623 (-3,-2,3)	V613 (-3,-1,4)	V713 (-4,-3,3)
326	V532 (-2,-1,4)	V613 (-3,-1,4)	V523 (-2,0,4)	V623 (-3,-2,3)	V704 (-4,-2,3)	V614 (-3,-1,3)
315	V523 (-2,0,4)	V604 (-3,0,4)	V613 (-3,-1,4)	V614 (-3,-1,3)	V695 (-4,-1,3)	V704 (-4,-2,3)
303	V523 (-2,0,4)	V604 (-3,0,4)	V514 (-2,1,4)	V614 (-3,-1,3)	V695 (-4,-1,3)	V605 (-3,0,3)
291	V514 (-2,1,4)	V595 (-3,1,4)	V604 (-3,0,4)	V605 (-3,0,3)	V686 (-4,0,3)	V604 (-3,0,4)
265	V505 (-2,2,4)	V586 (-3,2,4)	V595 (-3,1,4)	V596 (-3,1,3)	V677 (-4,1,3)	V595 (-3,1,4)
237	V496 (-2,3,4)	V577 (-3,3,4)	V586 (-3,2,4)	V587 (-3,2,3)	V668 (-4,2,3)	V586 (-3,2,4)
222	V496 (-2,3,4)	V577 (-3,3,4)	V487 (-2,4,4)	V587 (-3,2,3)	V668 (-4,2,3)	V578 (-3,3,3)
175	V488 (-2,4,3)	V569 (-3,4,3)	V487 (-2,4,4)	V579 (-3,3,2)	V660 (-4,3,2)	V578 (-3,3,3)
160	V488 (-2,4,3)	V569 (-3,4,3)	V570 (-3,4,2)	V579 (-3,3,2)	V660 (-4,3,2)	V661 (-4,3,1)
145	V489 (-2,4,2)	V570 (-3,4,2)	V488 (-2,4,3)	V580 (-3,3,1)	V661 (-4,3,1)	V579 (-3,3,2)
131	V489 (-2,4,2)	V570 (-3,4,2)	V571 (-3,4,1)	V580 (-3,3,1)	V570 (-3,4,2)	V571 (-3,4,1)
117	V490 (-2,4,1)	V571 (-3,4,1)	V489 (-2,4,2)	V581 (-3,3,0)	V662 (-4,3,0)	V580 (-3,3,1)
104	V490 (-2,4,1)	V571 (-3,4,1)	V572 (-3,4,0)	V581 (-3,3,0)	V571 (-3,4,1)	V572 (-3,4,0)
79	V491 (-2,4,0)	V572 (-3,4,0)	V573 (-3,4,-1)	V582 (-3,3,-1)	V663 (-4,3,-1)	V573 (-3,4,-1)
56	V492 (-2,4,-1)	V573 (-3,4,-1)	V574 (-3,4,-2)	V583 (-3,3,-2)	V664 (-4,3,-2)	V574 (-3,4,-2)
45	V493 (-2,4,-2)	V574 (-3,4,-2)	V492 (-2,4,-1)	V584 (-3,3,-3)	V665 (-4,3,-3)	V583 (-3,3,-2)
34	V503 (-2,3,-3)	V493 (-2,4,-2)	V494 (-2,4,-3)	V503 (-2,3,-3)	V493 (-2,4,-2)	V585 (-3,3,-4)
24	V504 (-2,3,-4)	V494 (-2,4,-3)	V503 (-2,3,-3)	V504 (-2,3,-4)	V585 (-3,3,-4)	V503 (-2,3,-3)
33	V513 (-2,2,-4)	V503 (-2,3,-3)	V504 (-2,3,-4)	V422 (-1,3,-3)	V503 (-2,3,-3)	V504 (-2,3,-4)
23	V332 (0,4,-3)	V504 (-2,3,-4)	V513 (-2,2,-4)	V332 (0,4,-3)	V504 (-2,3,-4)	V422 (-1,3,-3)
32	V250 (1,4,-2)	V513 (-2,2,-4)	V332 (0,4,-3)	V341 (0,3,-3)	V422 (-1,3,-3)	V332 (0,4,-3)

Na Tabela 4, também podem ser verificados os 52 setores na ordem que o vetor de referência ( $V_{ref}$ ) passou, e os três vetores de comutação selecionados para formar o triângulo do setor. Além disso, entre parênteses são exibidos os níveis de tensão  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$  que cada vetor possui naquele setor. Estes níveis podem variar de -4 a +4, representando os nove níveis que a tensão de fase pode assumir.

As duas sequências de comutação foram implementadas em software de simulação matemática para  $m_a = 1$ , onde  $m_a$  é o índice de modulação em amplitude. As simulações foram realizadas para um ciclo da rede, considerando a frequência de 60 Hz, portanto o tempo varia de zero à 0,01667 segundos. Nestas simulações, o vetor de referência ( $V_{ref}$ ) percorreu, de forma circular, 52 setores do hexágono. É importante frisar que o hexágono possui 384 setores, envolvendo 729 vetores ( $V_1$  a  $V_{729}$ ).

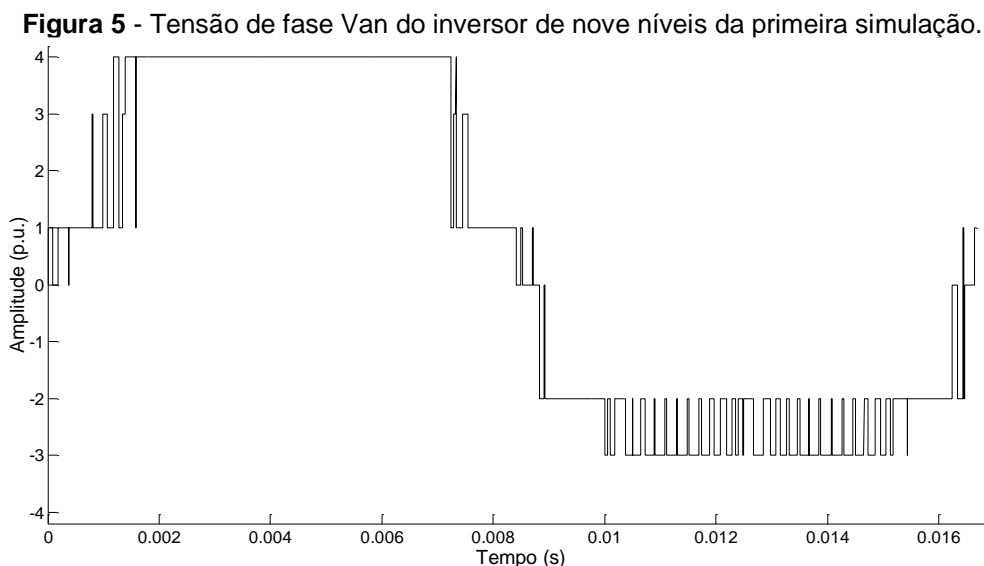
Da primeira para a segunda simulação, 49 setores sofreram mudança na sequência de comutação, totalizando a alteração de 93 vetores (destacados em cinza na Tabela 4). Esta alteração foi possível devido à existência de vetores redundantes em alguns pontos do triângulo que forma o setor, no qual se encontra o  $V_{ref}$ . Como cada vetor de comutação possui diferentes níveis de tensão, alterando-se um vetor da sequência, modifica-se o nível de tensão de saída resultante. Assim, foi possível melhorar a qualidade da tensão de saída.

## 4 RESULTADOS

Como mencionado na seção anterior, a técnica da modulação *space vector* foi implementada para um inversor multinível híbrido assimétrico de nove níveis na tensão de fase, via software de simulação matemática, para as duas sequências de comutação supracitadas, considerando um ciclo de rede e  $m_a = 1$ . As duas simulações tiveram como resultados de saída: o gráfico da

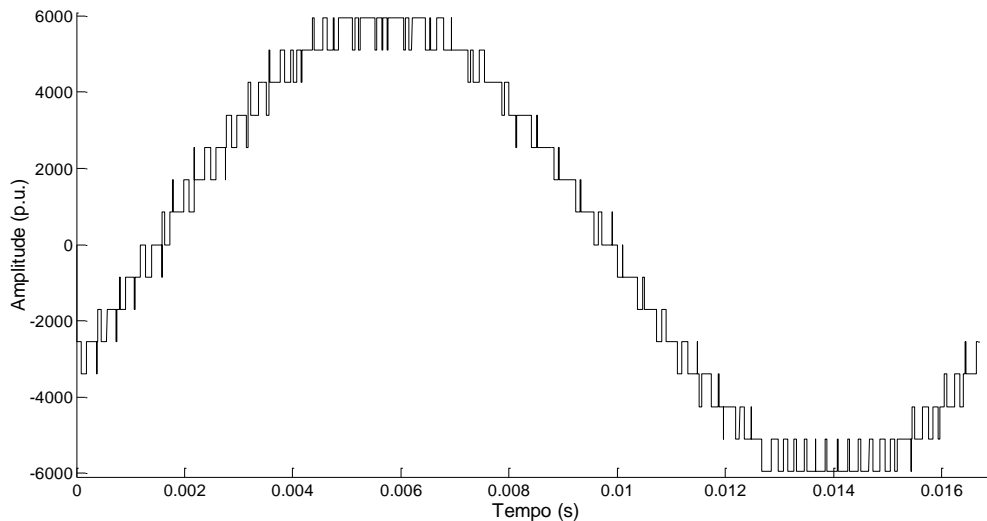
tensão de fase ( $V_{an}$ ); o gráfico da tensão de linha ( $V_{ab}$ ); a taxa de distorção harmônica ( $THD$ ); o fator de distorção de primeira ordem ( $DF1$ ); e a tensão de modo comum ( $V_{cm}$ ).

As formas de onda da tensão de fase e da tensão de linha, para a sequência de comutação aleatória, podem ser verificadas na Fig. 5 e Fig. 6, respectivamente. É possível perceber que a tensão de fase ( $V_{an}$ ), que deveria ter nove níveis, não apresenta comutações entre os níveis 1 e 2, e entre os níveis 0 e -1. Também se constata que o nível -4 não foi gerado e o nível 4 apresenta sobremodulação. Estes problemas levam a assimetrias de quarto de onda na tensão de fase, fator que conduz a valores elevados de  $THD$  e  $DF1$ . Os efeitos de falta de níveis e sobremodulação, presentes na tensão de fase, não são verificados na tensão de linha, conforme Fig. 6.



**Fonte:** os autores.

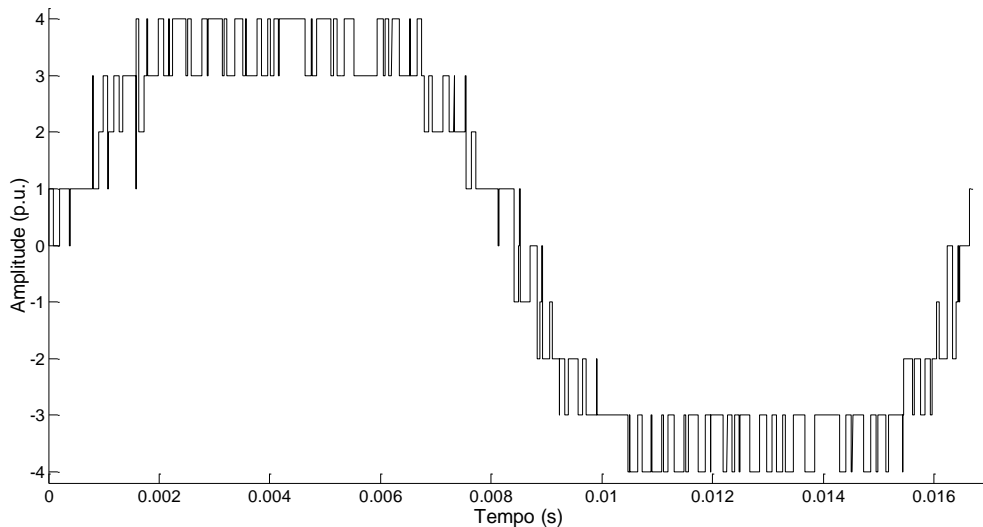
**Figura 6** - Tensão de linha  $V_{ab}$  do inversor de nove níveis da primeira simulação.



**Fonte:** os autores.

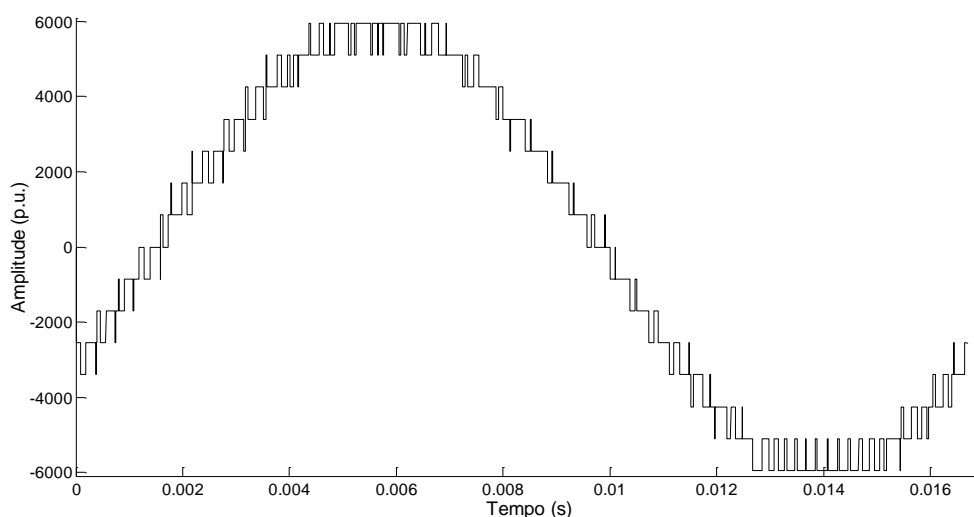
As formas de onda das tensões de fase e de linha, para a segunda sequência de comutação, podem ser verificadas na Fig. 7 e Fig. 8, respectivamente. Percebe-se que a tensão de fase não apresenta os problemas de qualidade verificados na primeira simulação, envolvendo assim os nove níveis (-4,-3,-2,-1,0,1,2,3,4), fator que conduziu a melhores valores de *THD* e *DF1*.

**Figura 7** - Tensão de fase Van do inversor de nove níveis da segunda simulação.



**Fonte:** os autores.

**Figura 8** - Tensão de linha Vab do inversor de nove níveis da segunda simulação.



**Fonte:** os autores.

Na Tabela 5 são apresentados os valores de *THD* e *DF1* para as duas simulações realizadas. Verifica-se que a segunda simulação apresentou menores valores de *THD* e *DF1* nas tensões de fase, fator que comprova sua melhor qualidade. Os resultados em relação à tensão de linha não apresentaram diferenças significativas. A tensão de modo comum para tensão de fase resultou em 1,02 V para primeira simulação, e 0,63 V para segunda simulação. A tensão de modo comum para a tensão de linha, em ambas as simulações, resultou zero volt. Portanto, pode-se concluir que a modulação *SV* foi executada com êxito e que as alterações dos vetores utilizados nas sequencias de comutação foram realizadas com sucesso.

**Tabela 5 - THD e DF1 para tensões de fase e de linha**

Tensão	Primeira simulação		Segunda simulação	
	<i>THD</i> da tensão (%)	<i>DF1</i> (%)	<i>THD</i> da tensão (%)	<i>DF1</i> (%)
Van	28,09	5,58	24,51	4,24
Vbn	28,34	5,71	23,34	4,44
Vcn	27,68	5,68	24,49	4,58
Vab	8,56	0,19	8,56	0,19
Vbc	8,56	0,19	8,56	0,19
Vca	8,41	0,15	8,63	0,18

**Fonte:** os autores.

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este artigo apresentou o desenvolvimento da técnica de modulação *space vector* aplicada a um inversor multinível híbrido assimétrico em cascata de nove níveis na tensão de fase, satisfazendo o principal objetivo e contribuição deste trabalho. O processo de desenvolvimento da modulação iniciou com a definição da topologia do inversor e seus estados de chaveamento. No total foram obtidos 262144 estados de chaveamento, que foram reduzidos para 729, utilizando premissas de operação para o inversor. A definição destas premissas de operação com conseqüente redução no número de vetores de chaveamento satisfaz a segunda contribuição do trabalho. Estes vetores de chaveamento foram projetados no plano  $\alpha$ - $\beta$ , utilizando a Transformada de Clarke, gerando 217 pontos neste plano, formando um hexágono. Os pontos no plano  $\alpha$ - $\beta$  foram utilizados para obtenção de 6 planos limites, 45 planos de separação, 384 setores e uma matriz de decomposição para cada setor, informações necessárias para o desenvolvimento de um algoritmo para implementação da modulação *space vector*. O último passo consistiu em definir e simular duas seqüências de chaveamento, na primeira foram escolhidos os vetores de comutação de forma aleatória, e na segunda para melhorar a forma de onda da tensão de saída do inversor. Como resultado, a segunda seqüência de chaveamento obteve melhores resultados de *THD*, *DF1* e  $V_{cm}$  para tensão de fase. A seleção das seqüências de comutação e obtenção de melhor desempenho da segunda seqüência atende as duas últimas contribuições do trabalho, as quais previam seleção dos vetores de comutação de forma a melhorar a qualidade do sinal gerado pelo inversor, assim como a realização de simulações para comprovar as análises teóricas. A partir dos resultados simulados conclui-se que as tensões geradas pelo inversor podem ser significativamente melhoradas através de uma escolha adequada da seqüência de chaveamento, tarefa árdua para inversores multiníveis com inúmeros vetores redundantes. Por fim, a partir dos processos desenvolvidos, verifica-se que os

objetivos do artigo, bem como suas contribuições foram plenamente executados e atendidos.

## REFERÊNCIAS

- BIABANI, M. A. K. A., ALI, S. M.. Control of induction motor drive using space vector PWM, *Proc. International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, 2016, p. 3344-3351.
- CARNIELUTTI, F. M.. *Estratégias de modulação para conversores multiníveis em cascata sob faltas*, 136 f, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2012.
- CARROLL, E., KLAKA, S., LINDER, S.. Integrated Gate-Commutated Thyristors: A new approach to high power electronics, *Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 1997.
- CASTRO, L. G. G. P., CORRÊA, M. B. R.. Modulação space vector rápida para eliminação da tensão de modo comum em inversores multiníveis, *Proc. XIX Congresso Brasileiro de Automática*, 2012, p. 1055-1060.
- COLAK, I., KABALCI, E., KEVEN, G.. Seven level asymmetric cascade inverter with space vector PWM added PR control, *Proc. IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2016, p. 198-202.
- COPEL: *Manual de Eficiência Energética na Indústria*, Curitiba, PR, 2005.
- HEMALATHA, G., CHINNAIYAN, V. K.. Performance analysis of permanent magnet synchronous motor using SVPWM technique, *Proc. International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE)*, 2014, p. 1-5.
- JAYAL, P., BHUVANESWARI, G.. Space Vector Based Enhanced Modulation Scheme for a Reduced Switch Five-Level Inverter, *Proc. Power India International Conference (PIICON)*, 2020, p. 1-6.
- JOSHI, P. S., SHETH, C. V.. Modelling of grid tied 3-level diode clamped inverter using space vector PWM for PV system, *Proc. Nirma University International Conference on Engineering (NUiCONE)*, 2015, p. 1-7.
- KHARJULE, S.. Voltage source inverter. *Proc. International Conference on Energy Systems and Applications*, 2015, p. 537-542.
- MAHESHWARI, R., BUSQUETS-MONGE, S., NICOLAS-APRUZZESE, J.. A Novel Approach to Generate Effective Carrier-Based Pulsewidth Modulation Strategies for Diode-Clamped Multilevel DC-AC Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 11, p. 7243-7252, 2016.

PINHEIRO, H. et al.. Modulação space vector para inversores alimentados em Tensão: uma abordagem unificada, *Revista Sba Controle & Automação*, v. 16, n. 1, p.13-24, 2005.

RAY, R., SHADH, M. A., REZA M. S.. Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Using SVPWM Modulation, *Proc. International Conference on Advances in Science, Engineering and Robotics Technology (ICASERT)*, 2019, p. 1-5.

RODRIGUEZ, J. J. et al., Optimal Venturini Modulation for a Three-phase Four-Wire Matrix Converter, *IEEE Latin America Transactions*, v. 14, n. 2, p. 617-623, 2016.

ROQUE, J. A. M. et al.. Design of a New Controller for an Inverter Operation in Transitional Regime Within a Microgrid. *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 12, p. 4724-4732, 2016.

RUSHIRAJ, G. J., KAPIL, P. N.. Analysis of different modulation techniques for multilevel inverters, *Proc. International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, 2016, p. 3017-3024.

SILVA, F. J. G.. *Estudo do chaveamento por vetores espaciais em modulação por largura de pulso em conversores multiníveis*, 130 f, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2008.

VAN, C. M., XUAN T. N., HOANG, P. V. TRONG, M. T., CONG, S. P., VAN, L. N.. A Generalized Space Vector Modulation for Cascaded H-bridge Multi-level Inverter, *Proc. International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)*, 2019, p. 18-24.

WEG: *DT-6 Motores elétricos assíncronos e síncronos de média tensão – especificação, características*, Jaraguá do Sul, SC, 2015.

WU, X., XIONG, C., YANG, S. Yang, H., FENG, X.. A Simplified Space Vector Pulse width Modulation Scheme for Three-Phase Cascaded H-Bridge Inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 4, p. 4192-4204, 2020.

ZAMBRA, D. A. B.: *Estudo e comparação de sistemas de acionamento multinível para aplicações de alta potência e média tensão*, 198 f, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2010.

ZAMBRA, D. A. B., PINHEIRO, J. R.. Comparison of Phase-Shift and Step Wave Modulation Technique applied to Symmetrical Cascaded Multilevel Inverter. *IEEE Latin America Transactions*, v. 11, n. 5, p. 1156-1162, 2013.

**Enviado em:** 13 jul. 2020.

**Aceito em:** 12 dez. 2020.

**Editores responsáveis:** Bianca Neves Machado

Mateus das Neves Gomes.