

# ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO HÍBRIDA PARA CONVERSORES COM PERNAS EM PARALELO

Felipe Bovolini Grigoletto, Humberto Pinheiro

Universidade Federal de Santa Maria, Grupo de Eletrônica de Potência e Controle

Santa Maria, RS, Brasil 97105-900

grigoletto@gmail.com, humberto@gepoc.ufsm.br

**Resumo** - Este artigo apresenta uma estratégia de modulação híbrida para conversores com múltiplas pernas em paralelo que utiliza indutores acoplados. A modulação híbrida proposta traz benefícios da abordagem vetorial, tais como flexibilidade de escolha de sequências de comutação e também da abordagem geométrica cuja vantagem é a simplicidade de implementação. Como resultado, é possível a obtenção de tensões de saída com múltiplos níveis, bem como o equilíbrio das correntes entre as pernas adjacentes do conversor. Para isso, é utilizado o conceito de vetores virtuais que permitem estabelecer os limites para síntese de tensão a fim de impor o equilíbrio das correntes e evitar a saturação do indutor acoplado. Finalmente são apresentados resultados de simulação e experimentais para validar e demonstrar o bom desempenho da técnica proposta.

**Palavras-Chave** – Conversores com pernas em paralelo, Modulação vetorial, Modulação geométrica, Indutores acoplados.

## A HYBRID MODULATION STRATEGY FOR CONVERTERS WITH PARALLEL LEGS

**Abstract** - This paper presents a hybrid modulation strategy for converters with multiple parallel coupled legs. The proposed hybrid modulation strategy combines the benefits of space vector, such as switching sequences flexibility and the simplicity of the modulation based on the geometric approach. As a result, it is possible to obtain multilevel equivalent voltages, as well as the equilibrium between adjacent leg currents. The virtual vector concept is used, enabling to establish the voltage limits required to impose the currents balance and avoiding the saturation of the coupled inductor. Finally, simulation and experimental results show the good performance of the proposed hybrid modulation technique.

**Keywords** – Converter with Parallel Legs, Space-vector modulation, Geometric approach, Coupled inductors.

### I. INTRODUÇÃO

Atualmente as potências de turbinas eólicas tem crescido e alcançado algumas unidades de megawatts. Isto se deve prin-

cipalmente à redução de custos de produção visando tornar a geração de energia elétrica a partir dos ventos competitiva com as demais fontes [1]. Geralmente estes sistemas operam em baixas tensões (400 V, 690 V). Por consequência as correntes envolvidas podem superar a capacidade dos semicondutores de potência disponíveis. Diversas alternativas para aumentar a capacidade de corrente de conversores estáticos têm sido propostas na literatura. Dentre elas podem ser citadas: (i) dispositivos semicondutores em paralelo [2–4], (ii) unidades conversoras em paralelo [5–7], e (iii) pernas em paralelo [8, 9].

No caso de chaves em paralelo, as diferenças paramétricas entre os semicondutores podem acarretar em distribuição de corrente desiguais causando perdas adicionais nos mesmos.

A associação de conversores estáticos pode ser uma alternativa atrativa, pois além de aumentar a capacidade de corrente, aumenta a confiabilidade, a eficiência e traz modularidade ao sistema [5]. No caso de unidades conversoras em paralelo, podem surgir correntes de sequência zero. Tal efeito pode ser evitado isolando as unidades, seja com barramentos CC distintos [11], por meio de transformadores com múltiplos secundários [10] ou controlando ativamente tais correntes [7]. É importante salientar que o cancelamento harmônico das correntes injetadas na rede pode ser obtido com unidades conversoras em paralelo [13, 14] ou pernas em paralelo por meio de uma estratégia de modulação apropriada.

Em [8] é desenvolvida a modulação vetorial aplicada a conversores com pernas em paralelo. Com esta estratégia é possível obter reduzida taxa de distorção harmônica das tensões de saída, garantindo a distribuição de corrente entre as pernas do conversor. Entretanto, deve ser realizada a investigação de sequências de comutação que reduzam as ondulações de corrente nas pernas do conversor.

Para reduzir a amplitude das ondulações de corrente entre as pernas do conversor, podem ser utilizados indutores acoplados, visto que a indutância de magnetização contribui para a atenuação destas correntes. Além disso, com o uso de indutores acoplados, o desempenho dinâmico do sistema pode ser melhorado [15]. A utilização de múltiplas pernas em paralelo é investigada em [16]. Apesar de aumentar o número de níveis de tensão na saída e reduzir os esforços de corrente sobre os semicondutores, apenas são utilizados indutores acoplados aos pares.

Em [17] é proposta a utilização de conversores trifásicos CC-CA bidirecionais com três saídas por fase. As três saídas de cada fase são acopladas por meio de indutores montados sobre um mesmo núcleo. Neste trabalho são tratados aspectos

Artigo submetido em 06/12/2010. Aceito para publicação em 10/02/2011 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto.

referentes ao padrão PWM das tensões de saída e ao cancelamento de harmônicos destas tensões. Entretanto não aborda uma estratégia de modulação que minimize a THD das tensões de saída e o controle ativo das correntes entre pernas adjacentes do conversor.

Uma topologia de conversor com indutor de acoplamento é proposta em [18]. Neste sistema, cada perna do inversor possui dois interruptores e quatro diodos. Uma das vantagens desta topologia é a de não haver a necessidade de tempo morto no acionamento dos interruptores de uma mesma perna do conversor. Com isso são eliminadas possíveis não linearidades ocasionadas pelo tempo morto dos interruptores. Entretanto, esta topologia limita-se a aplicações de baixa potência, devido ao fato das correntes internas do indutor acoplado serem unidirecionais, resultando na operação em um quadrante da curva B-H do indutor acoplado.

Este artigo apresenta uma estratégia de modulação híbrida para conversores estáticos com pernas em paralelo. A estratégia de modulação proposta visa sintetizar uma tensão multinível na saída utilizando conjuntamente a abordagem geométrica e a abordagem vetorial. A técnica híbrida proposta une as características de flexibilidade de escolha de sequências de comutação oriundas da abordagem vetorial [19] e a simplicidade de implementação proveniente da abordagem geométrica [20].

Além disso, é proposto o uso de vetores virtuais para estabelecer o equilíbrio entre as correntes de duas pernas adjacentes do conversor. Por meio destes vetores é possível definir limites para síntese de tensão a fim de impor o equilíbrio das correntes entre duas pernas adjacentes. Finalmente, são apresentados resultados de simulação e experimentais para validar e demonstrar o bom desempenho da técnica proposta.

## II. ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO HÍBRIDA PARA CONVERSORES COM MÚLTIPLAS PERNAS EM PARALELO

A utilização de conversores com múltiplas pernas em paralelo resulta em reduzida ondulação na corrente de saída do conversor. Entretanto, utilizando indutores discretos, podem ocorrer elevadas correntes entre as pernas do conversor comprometendo as perdas dos dispositivos semicondutores. Com a utilização de indutores acoplados a indutância magnetizante contribui para a limitação destas correntes. A Figura 1.a mostra o diagrama de um sistema de conversão de energia eólica conectado à rede. Já Figura 1.b mostra o conversor trifásico com  $m$  pernas em paralelo e a Figura 1.c mostra o modelo para uma fase do conversor. Neste circuito, a corrente total de saída é igual à soma das correntes das pernas.

A estratégia de modulação proposta para conversores com pernas em paralelo possui os seguintes objetivos: i) Sintetizar a tensão de saída com reduzido espectro harmônico; ii) Equilibrar as correntes entre pernas adjacentes do conversor; iii) Definir sequências de comutação que estabeleçam compromisso entre conteúdo harmônico das tensões produzidas e variações no fluxo do indutor acoplado durante a transição de setores. A estratégia de modulação será descrita para conversores com duas e com três pernas por fase sendo possível a teoria ser generalizada para conversores com  $m$  pernas em

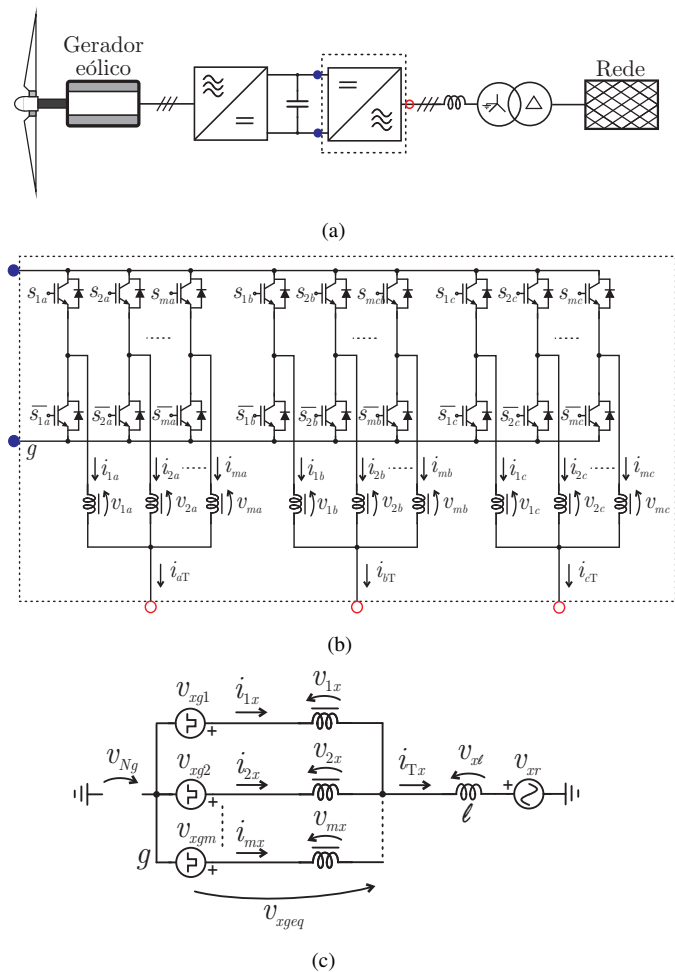


Fig. 1. (a) sistema de conversão de energia eólica, (b) diagrama do conversor trifásico com pernas em paralelo, (c) modelo para uma fase do conversor, onde  $x = \{a, b, c\}$ .

paralelo.

## III. DESCRIÇÃO DA MODULAÇÃO VETORIAL

O conversor trifásico com  $m$  pernas mostrado na Figura 1.a possui  $2^m$  vetores de comutação para cada fase, sendo estes vetores denotados por  $\mathbf{v}^k$ , onde  $k = [0, 1, 2, \dots, 2^{(m-1)}]$ .

O vetor  $\mathbf{v}^k$  pertencente ao espaço  $V$  das tensões das pernas do conversor, é composto pelas tensões  $v_{xgj}$ , onde o sub-índice  $x = \{a, b, c\}$  define a correspondente fase do conversor e  $j = 1, 2, \dots, m$ , representa a  $j$ -ésima perna do conversor. Os vetores  $\mathbf{v}^k$  podem ser escritos como  $\mathbf{v}^k = [v_{xg1}, v_{xg2}, \dots, v_{xgm}]^T$ .

Para analisar a tensão equivalente produzida por cada fase, bem como o equilíbrio das correntes de saída, os vetores de  $\mathbf{v}^k \in V$  podem ser mapeados em dois conjuntos:  $V_{eq}$  e  $V_c$ .

Para cada vetor  $\mathbf{v}$  existe um vetor associado  $\mathbf{v}_{eq}$  e  $\mathbf{v}_c$ . Deste modo, podem ser definidos operadores lineares que mapeiam  $V$  em  $V_{eq}$  e  $V$  em  $V_c$  como:  $F_{veq} : V \rightarrow V_{veq}$  e  $F_c : V \rightarrow V_c$ . Para facilitar a abordagem, a estratégia de modulação vetorial será analisada no espaço das tensões de fase do conversor.

### A. Definição do espaço $V_{eq}$

Os vetores deste espaço são formados pela tensão equivalente de saída de fase. Pela Lei das tensões de Kirchhoff no circuito da Figura 1.c tem-se que

$$\begin{aligned} v_{xgeq} - v_{xg1} + v_{1x} &= 0 \\ v_{xgeq} - v_{xg2} + v_{2x} &= 0 \\ v_{xgeq} - v_{xgm} + v_{xm} &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

O indutor acoplado em questão apresenta um único núcleo com  $m$  pernas, sendo que em cada perna está disposto um enrolamento como mostrado na Figura 2.

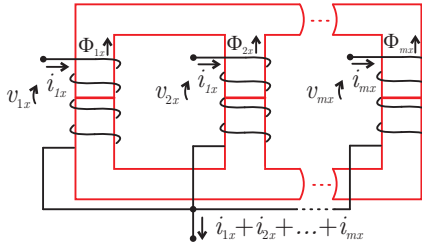


Fig. 2. Exemplo de geometria do núcleo do indutor acoplado.

Note que, desprezando-se as indutâncias de dispersão do indutor acoplado,  $v_{1x} + v_{2x} + \dots + v_{xm} = 0$ , então o somatório de (1) resulta na tensão equivalente:

$$v_{xgeq} = \frac{v_{xg1} + v_{xg2} + \dots + v_{xm}}{m} \quad (2)$$

então o operador linear é definido por  $F_{veq} = \frac{1}{m} [1, 1, \dots, 1]_{1 \times m}$ . A tensão equivalente é utilizada para o projeto do filtro indutivo no lado da rede.

### B. Definição do espaço $V_c$

Para o propósito do controle das correntes entre duas pernas adjacentes, sem perda de generalidade, assumir-se-á que o conversor possua 3 pernas em paralelo, ou seja,  $m=3$ . Sejam definidas as seguintes variáveis como sendo erro entre as correntes de duas pernas adjacentes

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{x1} \\ \varepsilon_{x2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1x} \\ i_{2x} \\ i_{3x} \end{bmatrix} \quad (3)$$

A dinâmica do erro entre as correntes de duas pernas adjacentes pode ser obtida derivando-se (3)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_{x1} \\ \varepsilon_{x2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1x} \\ i_{2x} \\ i_{3x} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Por outro lado, as tensões induzidas em um indutor acoplado em função das correntes podem ser escritas como

$$\begin{bmatrix} v_{1x} \\ v_{2x} \\ v_{3x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & -M & -M \\ -M & L & -M \\ -M & -M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1x} \\ i_{2x} \\ i_{3x} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Substituindo (5) em (4), as correntes em cada perna de saída do conversor podem ser escritas em função das tensões do indutor acoplado

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_{x1} \\ \varepsilon_{x2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L & -M & -M \\ -M & L & -M \\ -M & -M & L \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{1x} \\ v_{2x} \\ v_{3x} \end{bmatrix} \quad (6)$$

As tensões das pernas do conversor podem ser escritas em função da dinâmica do erro das correntes das pernas adjacentes como

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_{x1} \\ \varepsilon_{x2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L+M} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{xg1} \\ v_{xg2} \\ v_{xg3} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Deste modo, a dinâmica do erro das correntes das pernas adjacentes pode ser relacionada com as tensões do espaço  $V_c$ , ou seja

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_{x1} \\ \varepsilon_{x2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L+M} \begin{bmatrix} v_{xc1} \\ v_{xc2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Assim define-se um operador linear que mapeia as tensões do espaço  $V$  nas tensões do espaço  $V_c$ , isto é,

$$F_c = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Com os operadores lineares obtidos, é possível definir e analisar separadamente dois propósitos da estratégia de modulação: a síntese da tensão equivalente e o equilíbrio das correntes entre duas pernas adjacentes do conversor.

Nas próximas subseções serão definidos os diagramas vetoriais dos espaços  $V_c$  e  $V_{eq}$ , cálculo das durações dos vetores de comutação, bem como definição de possíveis sequências de comutação para conversores com 2 e com 3 pernas por fase.

### C. Conversores trifásicos com 2 pernas por fase

O conversor com 2 pernas em paralelo apresenta 4 vetores de comutação por fase. Estes vetores de comutação são formados pelas tensões das pernas do conversor. Para o propósito da modulação, estes vetores são mapeados em dois espaços vetoriais  $V_{veq}$  e  $V_c$ . A tabela I mostra os vetores de comutação  $\mathbf{v}^k$  e os respectivos vetores de tensão mapeados nos espaços  $V_{eq}$  e  $V_c$ .

**TABELA I**  
Vetores de comutação para um conversor com 2 pernas em paralelo por fase.

$\frac{v_{xg1}}{v_{cc}}$	$\frac{v_{xg2}}{v_{cc}}$	$\frac{v_{xgq}}{v_{cc}}$	$\frac{v_{xc}}{v_{cc}}$	$\mathbf{v}_{eq}$	$\mathbf{v}_c$
0	0	0	0	$\mathbf{v}_{eq}^0$	$\mathbf{v}_c^0$
0	1	0.5	-1	$\mathbf{v}_{eq}^1$	$\mathbf{v}_c^1$
1	0	0.5	1	$\mathbf{v}_{eq}^1$	$\mathbf{v}_c^2$
1	1	1	0	$\mathbf{v}_{eq}^2$	$\mathbf{v}_c^3$

A figura 3.a mostra os vetores de comutação para o conjunto  $V_{eq}$  e a Figura 3.b os vetores de comutação para o espaço  $V_c$ .

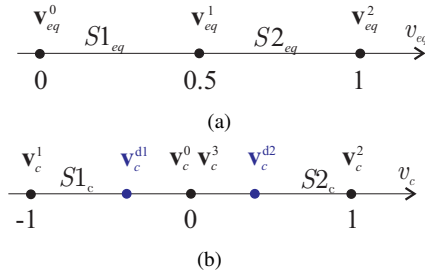


Fig. 3. Espaços vetoriais para o conversor com duas pernas por fase: (a)  $V_{eq}$  e (b)  $V_c$ .

1) *Determinação da duração dos vetores do espaço  $V_{eq}$  e  $V_c$*  - A partir da tensão  $v_{eq}$  a ser sintetizada, realiza-se a identificação da localização do setor no espaço  $V_{eq}$ , e as durações dos vetores de comutação em um período de atualização da ação de controle podem ser expressas por:

$$\mathbf{v}_{eq} = \frac{1}{T_s} [\mathbf{v}^A \Delta t_A + \mathbf{v}^B \Delta t_B] \quad (10)$$

onde  $\mathbf{v}^A$  e  $\mathbf{v}^B$  são os dois vetores mais próximos do vetor  $\mathbf{v}_{eq}$ , e  $\Delta t_A$  e  $\Delta t_B$  são as durações destes vetores. Para o setor  $S1_{eq}$ ,  $\mathbf{v}^A = \mathbf{v}_{eq}^0$  e  $\mathbf{v}^B = \mathbf{v}_{eq}^1$ . Por outro lado, para o setor  $S2_{eq}$ ,  $\mathbf{v}^A = \mathbf{v}_{eq}^1$  e  $\mathbf{v}^B = \mathbf{v}_{eq}^2$ .

Tendo em vista que a soma de  $\Delta t_A$  com  $\Delta t_B$  é igual ao período de comutação, na forma matricial pode-se escrever:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_A \\ \Delta t_B \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} \mathbf{v}^A & \mathbf{v}^B \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{eq} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Dada a tensão  $v_c$  a ser sintetizada e a duração do vetor  $\mathbf{v}_{eq}^1$ , podem-se definir dois vetores virtuais  $\mathbf{v}^{d1}$  e  $\mathbf{v}^{d2}$  no espaço  $V_c$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_c^{d1} &= \frac{\Delta t_{eq}^1}{T_s} \mathbf{v}_c^1 \\ \mathbf{v}_c^{d2} &= \frac{\Delta t_{eq}^1}{T_s} \mathbf{v}_c^2 \end{aligned} \quad (12)$$

Estes vetores virtuais representam os limites em que  $v_c$  médio em um período de atualização da ação de controle pode assumir. As durações dos vetores  $\mathbf{v}_c^1$  e  $\mathbf{v}_c^2$  podem ser obtidas:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_c^1 \\ \Delta t_c^2 \end{bmatrix} = \frac{\Delta t_{eq}^1}{\mathbf{v}_c^{d1} - \mathbf{v}_c^{d2}} \begin{bmatrix} 1 & -\mathbf{v}_c^{d2} \\ -1 & \mathbf{v}_c^{d1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_c \\ 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Uma vez determinadas as durações dos vetores de comutação, deve ser definida a ordem dos vetores serão implementados por meio das seqüências de comutação.

2) *Definição das seqüências de comutação para o conversor com 2 pernas por fase* - A Figura 4 mostra os vetores de comutação utilizados em cada setor, bem como uma possível seqüência de comutação escolhida. Note que esta seqüência de comutação é simétrica sendo possível a implementação utilizando gerenciadores de eventos de processadores digitais encontrados no mercado.

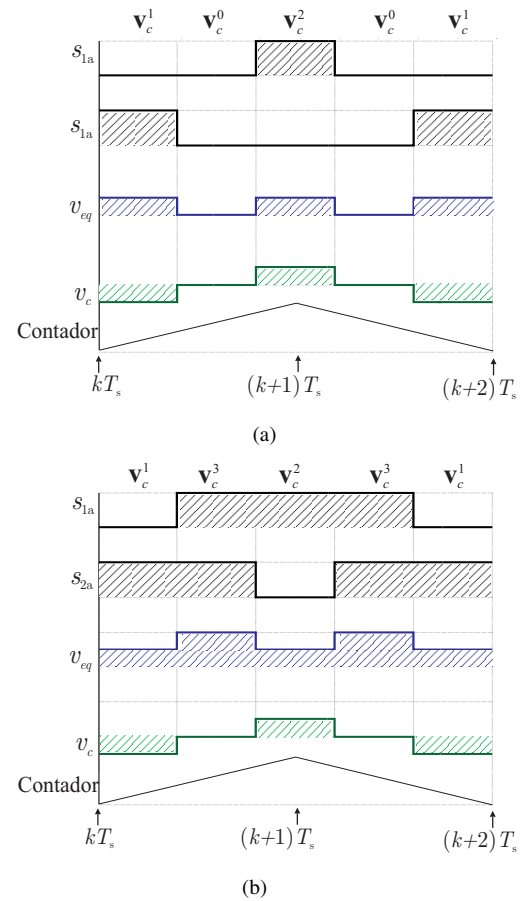


Fig. 4. Seqüências de comutação para o conversor com 2 pernas por fase: (a) setor  $S1_{eq}$ , (b) setor  $S2_{eq}$ .

#### D. Conversores trifásicos com 3 pernas por fase

O conversor trifásico com 3 pernas em paralelo possui 8 vetores de comutação por fase. Estes vetores podem ser mapeados nos espaços  $V_{eq}$  e  $V_c$ , como mostrado Tabela II.

**TABELA II**  
Vetores de comutação para o conversor com 3 pernas em paralelo por fase.

$\frac{v_{xg1}}{v_{cc}}$	$\frac{v_{xg2}}{v_{cc}}$	$\frac{v_{xg3}}{v_{cc}}$	$\frac{v_{xeq}}{v_{cc}}$	$\frac{v_{xc1}}{v_{cc}}$	$\frac{v_{xc2}}{v_{cc}}$	$\mathbf{v}_{eq}$	$\mathbf{v}_c$
0	0	0	0	0	0	$\mathbf{v}_{eq}^0$	$\mathbf{v}_c^0$
0	0	1	$\frac{1}{3}$	0	-1	$\mathbf{v}_{eq}^1$	$\mathbf{v}_c^1$
0	1	0	$\frac{1}{3}$	-1	1	$\mathbf{v}_{eq}^2$	$\mathbf{v}_c^2$
0	1	1	$\frac{2}{3}$	-1	0	$\mathbf{v}_{eq}^3$	$\mathbf{v}_c^3$
1	0	0	$\frac{1}{3}$	1	0	$\mathbf{v}_{eq}^4$	$\mathbf{v}_c^4$
1	0	1	$\frac{2}{3}$	1	-1	$\mathbf{v}_{eq}^5$	$\mathbf{v}_c^5$
1	1	0	$\frac{2}{3}$	0	1	$\mathbf{v}_{eq}^6$	$\mathbf{v}_c^6$
1	1	1	1	0	0	$\mathbf{v}_{eq}^7$	$\mathbf{v}_c^7$

De forma semelhante ao caso do conversor com 2 pernas, para o conversor com 3 pernas analisa-se separadamente os espaços vetoriais  $V_{eq}$  e  $V_c$ . A Figura 5 mostra os vetores de comutação no espaço vetorial  $V_{eq}$ . Note que existem redundâncias de vetores, no espaço  $V_c$ , ou seja, mais de um vetor de comutação do espaço  $V_c$  que resulta no mesmo vetor de tensão equivalente do espaço  $V_{eq}$ .

A identificação dos setores no espaço  $V_{eq}$ , pode ser realizada utilizando os vetores de comutação  $\mathbf{v}_{eq}$ , ou seja, se  $\mathbf{v}_{eq} < \mathbf{v}_{eq}^1$ , o vetor  $\mathbf{v}_{eq}$  encontra-se no setor  $S1_{eq}$ , caso  $\mathbf{v}_{eq}^1 \leq \mathbf{v}_{eq} < \mathbf{v}_{eq}^2$  encontra-se no setor  $S2_{eq}$ , e por fim se  $\mathbf{v}_{eq} \geq \mathbf{v}_{eq}^2$ , o vetor situa-se no setor  $S3_{eq}$ .

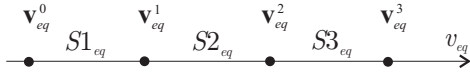


Fig. 5. Diagrama vetorial dos vetores de comutação do espaço  $V_{eq}$  para o conversor com 3 pernas por fase.

Por outro lado, a Figura 6 mostra os diagramas vetoriais do espaço  $V_c$ . Note que, para cada setor do espaço  $V_{eq}$  existe um diagrama vetorial correspondente no espaço  $V_c$ .

Agora, dado um vetor  $\mathbf{v}_{eq}$  a ser sintetizado, realiza-se a identificação do setor no espaço  $V_{eq}$ . Para o cálculo das durações destes vetores tem-se que:

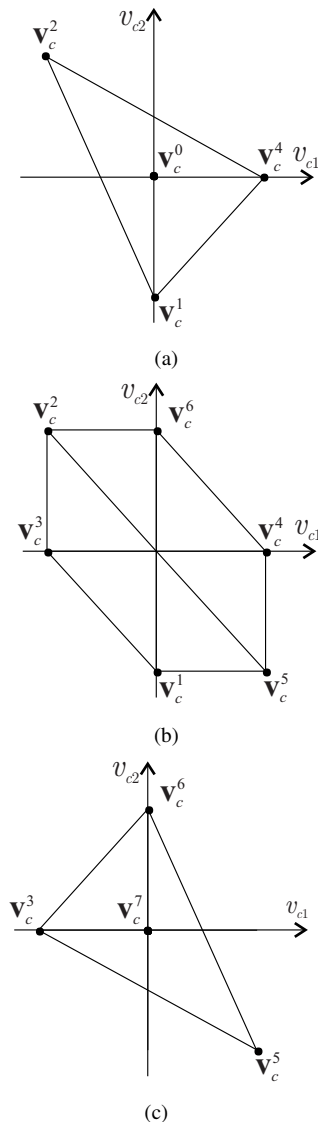


Fig. 6. Diagramas vetoriais do espaço  $V_c$  para cada setor do espaço vetorial  $V_{eq}$ : (a)  $S1_{eq}$ , (b)  $S2_{eq}$ , (c)  $S3_{eq}$ .

$$\mathbf{v}_{eq} = \frac{1}{T_s} [\mathbf{v}^A \Delta t_A + \mathbf{v}^B \Delta t_B] \quad (14)$$

onde  $\mathbf{v}^A$  e  $\mathbf{v}^B$  são os dois vetores mais próximos do vetor  $\mathbf{v}_{eq}$ , e  $\Delta t_A$  e  $\Delta t_B$  são as durações correspondentes a estes vetores. As durações  $\Delta t_A$  e  $\Delta t_B$  podem ser calculadas de acordo com (11)

A tabela III mostra os vetores  $\mathbf{v}^A$  e  $\mathbf{v}^B$  para cada setor do espaço vetorial  $V_{eq}$ .

TABELA III

Vetores de comutação  $\mathbf{v}^A$  e  $\mathbf{v}^B$  dos setores do espaço vetorial

$V_{eq}$ .		
Setor	$\mathbf{v}^A$	$\mathbf{v}^B$
$S1_{eq}$	$\mathbf{v}_{eq}^0$	$\mathbf{v}_{eq}^1$
$S2_{eq}$	$\mathbf{v}_{eq}^1$	$\mathbf{v}_{eq}^2$
$S3_{eq}$	$\mathbf{v}_{eq}^2$	$\mathbf{v}_{eq}^3$

A partir um de vetor  $\mathbf{v}_c$  a ser sintetizado, admitindo que seja conhecido o setor em que o vetor  $\mathbf{v}_{eq}$  se encontra no espaço  $V_{eq}$  e as durações dos vetores  $\mathbf{v}^A$  e  $\mathbf{v}^B$ , é possível determinar as durações dos vetores associados ao espaço  $V_c$ . Note que o vetor  $\mathbf{v}_c$  pode ser obtido a partir do controlador que garanta o equilíbrio entre as correntes das pernas adjacentes do conversor.

#### 1) Setor $S1_{eq}$ do espaço $V_{eq}$

Para o setor  $S1_{eq}$  do espaço  $V_{eq}$ , os vetores associados ao espaço  $V_c$  da Figura 6.a são os vetores  $\mathbf{v}_c^0, \mathbf{v}_c^1, \mathbf{v}_c^2, \mathbf{v}_c^4$ , sendo as durações definidas como  $\Delta t_{eq}^0 = \Delta t_c^0$  e  $\Delta t_{eq}^1 = \Delta t_c^1 + \Delta t_c^2 + \Delta t_c^4$ .

Existem graus de liberdade que permitem a síntese de  $\mathbf{v}_c$  com mais de uma solução para a determinação das durações  $\Delta t_c^1, \Delta t_c^2, \Delta t_c^4$ . Neste trabalho foram definidos vetores virtuais que expressam o máximo valor possível de  $\Delta t_c^1, \Delta t_c^2$  e  $\Delta t_c^4$ . O diagrama contendo os vetores virtuais é mostrado na Figura 7.a. Neste diagrama, os vértices são formados pelos vetores virtuais  $\mathbf{v}^{d1}, \mathbf{v}^{d2}, \mathbf{v}^{d4}$ , que podem ser escritos como

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_c^{d1} &= \frac{\Delta t_{eq}^1}{T_s} \mathbf{v}_c^1 \\ \mathbf{v}_c^{d2} &= \frac{\Delta t_{eq}^1}{T_s} \mathbf{v}_c^2 \\ \mathbf{v}_c^{d4} &= \frac{\Delta t_{eq}^1}{T_s} \mathbf{v}_c^4 \end{aligned} \quad (15)$$

Uma nova identificação de setor deve ser realizada por meio das retas de separação  $rs1, rs2$  e  $rs3$  e indicará se o vetor  $\mathbf{v}_c$  está no setor:  $S1_c, S2_c$  ou  $S3_c$ .

Por exemplo, dado um vetor  $\mathbf{v}_c$  no setor  $S1_c$ , o valor máximo que este vetor pode assumir está sobre a reta que une os vetores  $\mathbf{v}_c^{d2}, \mathbf{v}_c^{d4}$ .

Caso a magnitude do vetor  $\mathbf{v}_c = [v_{c1} \ v_{c2}]^T$  ultrapasse esse limite, o vetor limitado será:

$$\begin{bmatrix} v_{c1L} \\ v_{c2L} \end{bmatrix} = \frac{b_1}{v_{c2} - a_1 v_{c1}} \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} \quad (16)$$

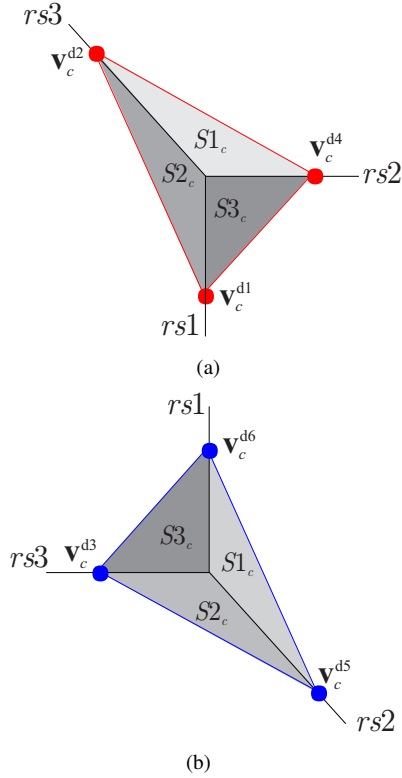


Fig. 7. Vetores virtuais de comutação: (a) setor  $S1_{eq}$ , (b) setor  $S3_{eq}$ .

onde:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{v_{c2}^{d2} - v_{c2}^{d4}}{v_{c1}^{d2} - v_{c1}^{d4}} \\ b_1 &= v_{c2}^{d2} - a_1 v_{c1}^{d2} \end{aligned} \quad (17)$$

Uma vez definidos os vetores  $\mathbf{v}^{d1}$ ,  $\mathbf{v}^{d2}$ ,  $\mathbf{v}^{d4}$ , bem como o vetor  $\mathbf{v}_c$ , as durações dos vetores  $\mathbf{v}_c^1$ ,  $\mathbf{v}_c^2$ ,  $\mathbf{v}_c^4$  podem ser calculadas:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta t_c^2 \\ \Delta t_c^4 \end{bmatrix} &= \frac{\Delta t_{eq}^1}{tx - ty} \begin{bmatrix} t & -y \\ -z & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c1} - v_{c1}^{d1} \\ v_{c2} - v_{c2}^{d1} \end{bmatrix} \\ \Delta t_1 &= \Delta t_{eq}^1 - \Delta t_c^2 - \Delta t_c^4 \end{aligned} \quad (18)$$

onde  $x = v_{c1}^{d2} - v_{c1}^{d1}$ ,  $y = v_{c1}^{d4} - v_{c1}^{d1}$ ,  $x = v_{c2}^{d2} - v_{c2}^{d1}$ ,  $y = v_{c2}^{d4} - v_{c2}^{d1}$ .

### 2) Setor $S3_{eq}$ do espaço $V_{eq}$

Para o setor  $S3_{eq}$ , os vetores associados ao espaço  $V_c$  são os vetores  $\mathbf{v}_c^0$ ,  $\mathbf{v}_c^3$ ,  $\mathbf{v}_c^5$ ,  $\mathbf{v}_c^6$ , sendo as durações definidas como  $\Delta t_{eq}^3 = \Delta t_c^7$  e  $\Delta t_{eq}^2 = \Delta t_c^3 + \Delta t_c^5 + \Delta t_c^6$ .

Neste caso, os vetores virtuais  $\mathbf{v}_c^{d3}$ ,  $\mathbf{v}_c^{d5}$ ,  $\mathbf{v}_c^{d6}$  mostrados na Figura 7.b., são dados por

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_c^{d3} &= \frac{\Delta t_{eq}^2}{T_s} \mathbf{v}_c^3 \\ \mathbf{v}_c^{d5} &= \frac{\Delta t_{eq}^2}{T_s} \mathbf{v}_c^5 \\ \mathbf{v}_c^{d6} &= \frac{\Delta t_{eq}^2}{T_s} \mathbf{v}_c^6 \end{aligned} \quad (19)$$

De forma semelhante ao setor  $S1_{eq}$ , neste setor  $S3_{eq}$ , uma nova identificação de setor deve ser realizada por meio das retas de separação  $rs1$ ,  $rs2$  e  $rs3$  e indicará se o vetor  $\mathbf{v}_c$  está no setor:  $S1_c$ ,  $S2_c$  ou  $S3_c$ .

Por exemplo, dado um vetor  $\mathbf{v}_c$  no interior do setor  $S1_c$ , a amplitude que este vetor pode assumir está sobre a reta que liga os vetores  $\mathbf{v}_c^5$ ,  $\mathbf{v}_c^6$ .

Caso a magnitude do vetor  $\mathbf{v}_c = [v_{c1} \ v_{c2}]^T$  ultrapasse esse limite, o vetor limitado será:

$$\begin{bmatrix} v_{c1L} \\ v_{c2L} \end{bmatrix} = \frac{b_1}{v_{c2} - a_1 v_{c1}} \begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} \quad (20)$$

onde:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{v_{c2}^{d5} - v_{c2}^{d6}}{v_{c1}^{d5} - v_{c1}^{d6}} \\ b_1 &= v_{c2}^{d5} - a_1 v_{c1}^{d5} \end{aligned} \quad (21)$$

Uma vez definidos os vetores  $\mathbf{v}_c^{d3}$ ,  $\mathbf{v}_c^{d5}$ ,  $\mathbf{v}_c^{d6}$ , bem como o vetor  $\mathbf{v}_c$ , as durações dos vetores  $\mathbf{v}_c^3$ ,  $\mathbf{v}_c^5$ ,  $\mathbf{v}_c^6$  podem ser calculadas:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta t_c^3 \\ \Delta t_c^5 \end{bmatrix} &= \frac{\Delta t_{eq}^2}{tx - ty} \begin{bmatrix} t & -y \\ -z & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c1} - v_{c1}^{d6} \\ v_{c2} - v_{c2}^{d6} \end{bmatrix} \\ \Delta t_2 &= \Delta t_{eq}^3 - \Delta t_c^5 - \Delta t_c^6 \end{aligned} \quad (22)$$

onde  $x = v_{c1}^{d3} - v_{c1}^{d6}$ ,  $y = v_{c1}^{d5} - v_{c1}^{d6}$ ,  $x = v_{c2}^{d3} - v_{c2}^{d6}$ ,  $y = v_{c2}^{d5} - v_{c2}^{d6}$ .

3) Setor  $S2_{eq}$  do espaço  $V_{eq}$  - Os vetores associados ao espaço  $V_c$  são os vetores  $\mathbf{v}_c^1$ ,  $\mathbf{v}_c^2$ ,  $\mathbf{v}_c^3$ ,  $\mathbf{v}_c^4$ ,  $\mathbf{v}_c^5$ ,  $\mathbf{v}_c^6$ , sendo as durações definidas como  $\Delta t_{eq}^1 = \Delta t_c^1 + \Delta t_c^2 + \Delta t_c^4$  e  $\Delta t_{eq}^2 = \Delta t_c^3 + \Delta t_c^5 + \Delta t_c^6$ . Neste caso os vetores virtuais são  $\mathbf{v}^{d1}$ ,  $\mathbf{v}^{d2}$ ,  $\mathbf{v}^{d4}$ ,  $\mathbf{v}^{d3}$ ,  $\mathbf{v}^{d5}$ ,  $\mathbf{v}^{d6}$ , mostrados na Figura 8.

Devido à existência de diversas formas ou graus de liberdade para a síntese do vetor  $\mathbf{v}_c$ , definiram-se dois vetores auxiliares: o primeiro,  $\mathbf{v}^\mu$  formado pela combinação dos vetores  $\mathbf{v}_c^2$ ,  $\mathbf{v}_c^4$ ,  $\mathbf{v}_c^6$ , e o segundo  $\mathbf{v}^\lambda$  formado pela combinação linear de  $\mathbf{v}_c^3$ ,  $\mathbf{v}_c^5$ ,  $\mathbf{v}_c^6$ . O critério adotado neste trabalho, é que os dois vetores devem estar alinhados com o vetor resultante  $\mathbf{v}_c$ .

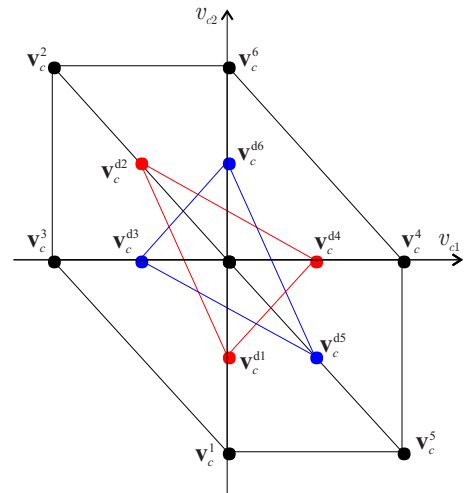


Fig. 8. Diagrama vetorial dos vetores de comutação no espaço  $V_c$ .

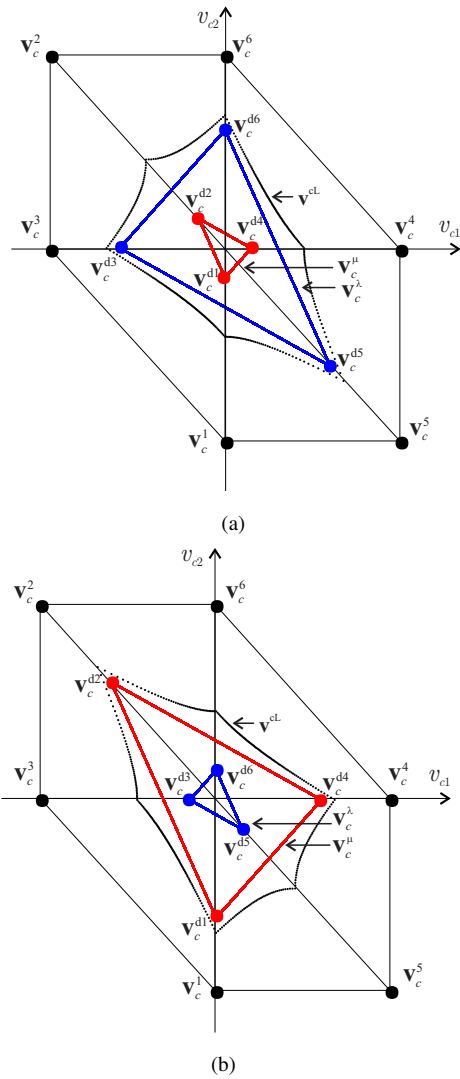


Fig. 9. Limites para a síntese de  $\mathbf{v}_c$ : (a)  $\Delta t_{eq}^2 > \Delta t_{eq}^1$ , (b)  $\Delta t_{eq}^2 < \Delta t_{eq}^1$ .

O valor limite para  $\mathbf{v}_c$  é obtido através da soma vetorial de  $\mathbf{v}_c^\mu$  e  $\mathbf{v}_c^\lambda$ . A Figura 9 mostra os valores limites de  $\mathbf{v}_c^\mu$ ,  $\mathbf{v}_c^\lambda$  e  $\mathbf{v}_c$ , para duas situações: na Figura 9.a tem-se que  $\Delta t_{eq}^2 > \Delta t_{eq}^1$  e na Figura 9.b  $\Delta t_{eq}^2 < \Delta t_{eq}^1$ . Nas duas situações os valores limites para  $\mathbf{v}_c$  são diferentes e dependem das durações dos vetores  $\Delta t_{eq}^1$  e  $\Delta t_{eq}^2$ .

Para a síntese do vetor  $\mathbf{v}^c$  definiu-se que o vetor  $\mathbf{v}_c^\mu$  e  $\mathbf{v}_c^\lambda$  seriam formados pela ponderação entre o vetor  $\mathbf{v}_c$  e a máxima amplitude da soma de  $\mathbf{v}_c^\mu$  com  $\mathbf{v}_c^\lambda$ , ou seja

$$\mathbf{v}_c^\mu = \begin{bmatrix} v_{c1} \frac{v_c^\mu}{v_c^\mu + v_c^\lambda} & v_{c2} \frac{v_c^\mu}{v_c^\mu + v_c^\lambda} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\mathbf{v}_c^\lambda = \begin{bmatrix} v_{c1} \frac{v_c^\lambda}{v_c^\mu + v_c^\lambda} & v_{c2} \frac{v_c^\lambda}{v_c^\mu + v_c^\lambda} \end{bmatrix}$$

A Figura 10 mostra um conjunto de vetores  $\mathbf{v}^c$  que assumem uma trajetória circular a serem sintetizados, os vetores máximos  $\mathbf{v}^c$  que podem ser sintetizados, e os vetores  $\mathbf{v}_c^\mu$  e  $\mathbf{v}_c^\lambda$ .

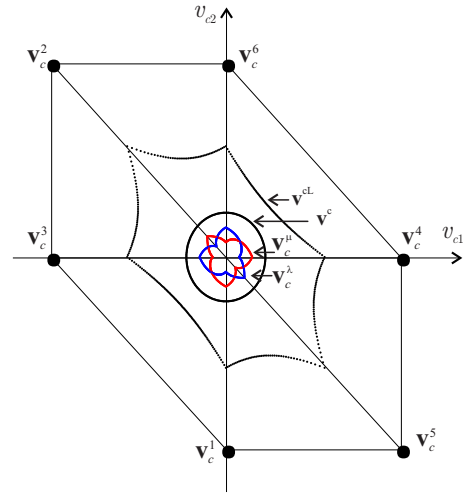


Fig. 10. Conjunto de vetores  $\mathbf{v}^c$  em trajetória circular, juntamente com os vetores  $\mathbf{v}_c^\mu$  e  $\mathbf{v}_c^\lambda$  e valores limites de  $\mathbf{v}^c$ .

4) Definição das seqüências de comutação para o conversor com 3 pernas por fase - Note que existem infinitas seqüências de comutação que resultam em número de comutações e espectro harmônico distintos. Para conversores de alta potência, é desejável obter-se seqüências de comutação de forma a resultar num baixo número de comutações e baixa distorção harmônica das tensões de saída. No caso em questão devem ser analisados os fluxos do indutor acoplado resultante dessas seqüências de forma a não comprometer as correntes durante a transição entre setores. A Tabela IV mostra uma seqüência de comutação que resulta em baixa THD das tensões produzidas. Já a Figura 11 mostra os vetores de comutação para o setor  $S1_{eq}$  da Tabela IV. Além disso, é mostrada a tensão equivalente produzida  $v_{eq}$  e a tensão  $v_c$ , bem como os intervalos de amostragem e atualização da ação de controle.

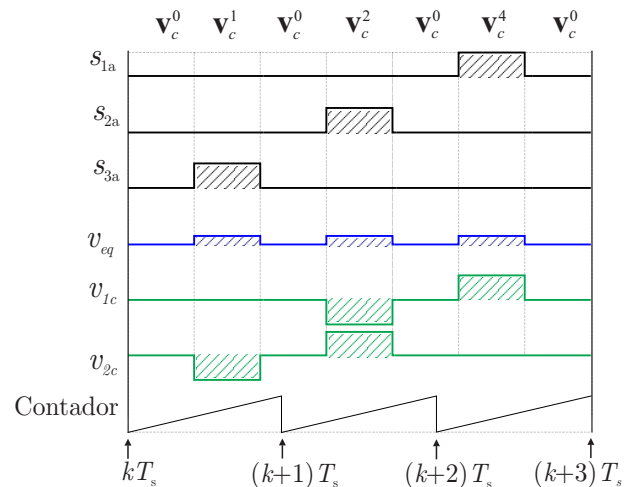


Fig. 11. Seqüência de comutação para o conversor com três pernas em paralelo por fase para o setor  $S1_{eq}$ .



**TABELA IV**

**Seqüência de comutação para um conversor com 3 pernas em paralelo por fase.**

Setor	Seqüência de comutação
$S1_{eq}$	$\frac{1}{6}v_c^0 v_c^1 \frac{1}{3}v_c^0 v_c^2 \frac{1}{3}v_c^0 v_c^4 \frac{1}{6}v_c^0$
$S2_{eq}$	$\frac{1}{3}v_c^1 v_c^5 v_c^4 v_c^6 v_c^2 v_c^3 \frac{1}{3}v_c^1$
$S3_{eq}$	$v_c^3 \frac{1}{3}v_c^7 v_c^5 \frac{1}{3}v_c^7 v_c^6 \frac{1}{3}v_c^7$

#### IV. DESCRIÇÃO DA MODULAÇÃO COM ABORDAGEM GEOMÉTRICA

Note que até então foi realizada a abordagem da modulação para a síntese da tensão de cada perna do conversor, assumindo que sejam conhecidas as tensões  $v_{ageq}$ ,  $v_{bgeq}$  e  $v_{cgeq}$ . Neste trabalho é proposta a utilização da modulação com abordagem geométrica [20] para a obtenção das tensões  $v_{ageq}$ ,  $v_{bgeq}$  e  $v_{cgeq}$ . Geralmente para o controle de sistemas trifásicos utilizam-se os sinais em coordenadas  $\alpha\beta$ , que em relação às tensões  $v_{ageq}$ ,  $v_{bgeq}$  e  $v_{cgeq}$ , segundo [20] pode ser escrito:

$$\begin{aligned} v_{ageq} &= v_\alpha + \frac{v_0^*}{2} \\ v_{bgeq} &= -\frac{v_\alpha}{2} + \frac{\sqrt{3}v_\beta}{2} + \frac{v_0^*}{2} \\ v_{cgeq} &= -\frac{v_\alpha}{2} - \frac{\sqrt{3}v_\beta}{2} + \frac{v_0^*}{2} \end{aligned} \quad (24)$$

onde  $v_0^*$  é considerada como a tensão de modo comum e pode ser utilizada para maximizar a utilização do barramento CC.

Para o conversor operar na região linear, as tensões equivalentes, normalizadas em relação à tensão do barramento CC, devem ser:

$$\begin{aligned} 0 &\leq v_{ageq} \leq 1 \\ 0 &\leq v_{bgeq} \leq 1 \\ 0 &\leq v_{cgeq} \leq 1 \end{aligned} \quad (25)$$

Substituindo (24) em (25), as seguintes desigualdades podem ser escritas:

$$\begin{aligned} \text{i)} \quad &v_0^* \geq -2v_\alpha \\ \text{ii)} \quad &v_0^* \leq 2 - 2v_\alpha \\ \text{iii)} \quad &v_0^* \geq v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta \\ \text{iv)} \quad &v_0^* \leq 2 + v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta \\ \text{v)} \quad &v_0^* \geq v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta \\ \text{vi)} \quad &v_0^* \leq 2 + v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta \end{aligned} \quad (26)$$

Definindo:

$$R_a = -2v_\alpha; R_b = v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta; R_c = v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta, \quad (27)$$

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

$$2 + \min\{R_a, R_b, R_c\} \geq v_0^* \geq \max\{R_a, R_b, R_c\}. \quad (28)$$

Para o conversor operar na região linear,  $v_0^*$  deve estar entre os limites da região em (28). Neste trabalho definiu-se  $v_0^*$

como:

$$v_o^* = \frac{(\max\{R_a, R_b, R_c\}) + (2 + \min\{R_a, R_b, R_c\})}{2} \quad (29)$$

Desta forma por meio da modulação com abordagem geométrica obtém-se as tensões  $v_{ageq}$ ,  $v_{bgeq}$  e  $v_{cgeq}$  que serão utilizadas na modulação vetorial, para a definição dos sinais PWM.

#### V. EQUILÍBRIO DAS CORRENTES DAS PERNAS ADJACENTES DO CONVERSOR

Em conversores com pernas em paralelo, as componentes alternadas das correntes entre as pernas do conversor ficam limitadas pela impedância do indutor acoplado. Entretanto, devido a não-idealidades do circuito de potência, como por exemplo, quedas de tensão nos semicondutores, atrasos na entrada e saída de condução dos semicondutores de potência, podem resultar em componentes contínuas que circulam entre as pernas em paralelo. Estas componentes podem levar o indutor acoplado à saturação. Para garantir o equilíbrio entre correntes das pernas adjacentes do conversor, é proposto o esquema de controle mostrado na Figura 12. Os controladores mantêm nula a diferença de corrente entre pernas adjacentes, sendo que as correspondentes ações de controle são as tensões  $v_c$  a serem sintetizadas pelo conversor. No diagrama da Figura 12, GA representa *Geometric Approach* ou modulação com abordagem geométrica; SV *Space Vector* como descrito nas seções anteriores e PI refere-se ao compensador proporcional-integral.

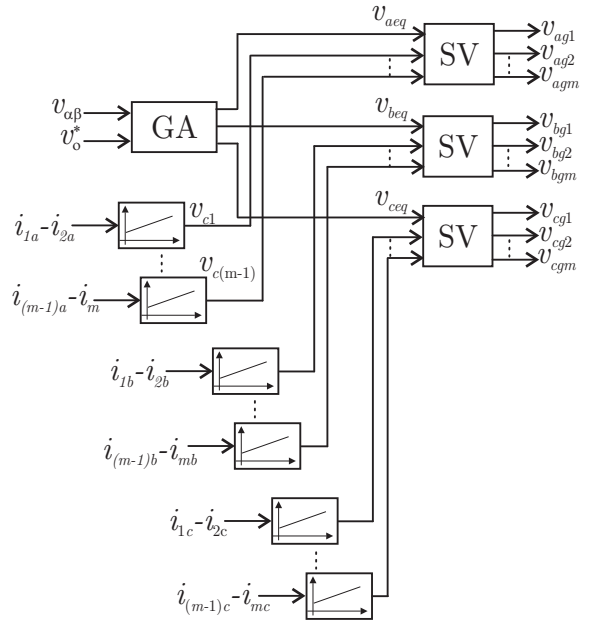


Fig. 12. Diagrama da modulação híbrida proposta para conversores com  $m$  pernas em paralelo.

#### VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Resultados de simulação foram obtidos com o objetivo de demonstrar a aplicabilidade, flexibilidade e relativa simplicidade do método de modulação proposto. Para isso a



modulação foi implementada em um conversor trifásico com duas e com três pernas em paralelo. Para aproximar os resultados aos de um sistema de geração eólica, foi adotada a potência de 1 MW e tensão de linha de 400 V. Ainda, foi utilizada frequência de comutação de 3 kHz, barramento CC de 750 V. A indutância mútua dos indutores acoplados foi escolhida para que não sejam comprometidas as perdas do conversor, ou seja  $M=200 \mu\text{H}$ . Além disso, para atender aos requisitos harmônicos de conexão de sistemas de geração à rede [21], foi escolhido o indutor de filtro do lado da rede igual a: (i)  $\ell=310 \mu\text{H}$  (0,73 p.u.) para o conversor com duas pernas em paralelo por fase, (ii)  $\ell=50 \mu\text{H}$  (0,11 p.u.) para o conversor com três pernas por fase.

#### A. Conversor com duas pernas em paralelo por fase conectado à rede

As Figuras 13 e 14 mostram os resultados obtidos a partir de um conversor com 2 pernas em paralelo por fase. A Figura 13 mostra o fluxo de um enrolamento do indutor acoplado da fase  $a$ , setor  $S_{eq}$ , tensão de referência  $v_{ag}$ , tensão equivalente  $v_{ageq}$ , e tensão de linha  $v_{ab}$ . A Figura 14 mostra o espectro das tensões de linha  $v_{ab}$  da Figura 13, onde  $h$  é a ordem harmônica,  $f_s$  é a frequência de comutação e  $f$  é a frequência fundamental.

Note que os componentes harmônicos resultantes da modulação situam-se em torno do dobro da frequência de comutação na tensão de linha. Além disso, praticamente inexitem componentes harmônicos na frequência de comutação.

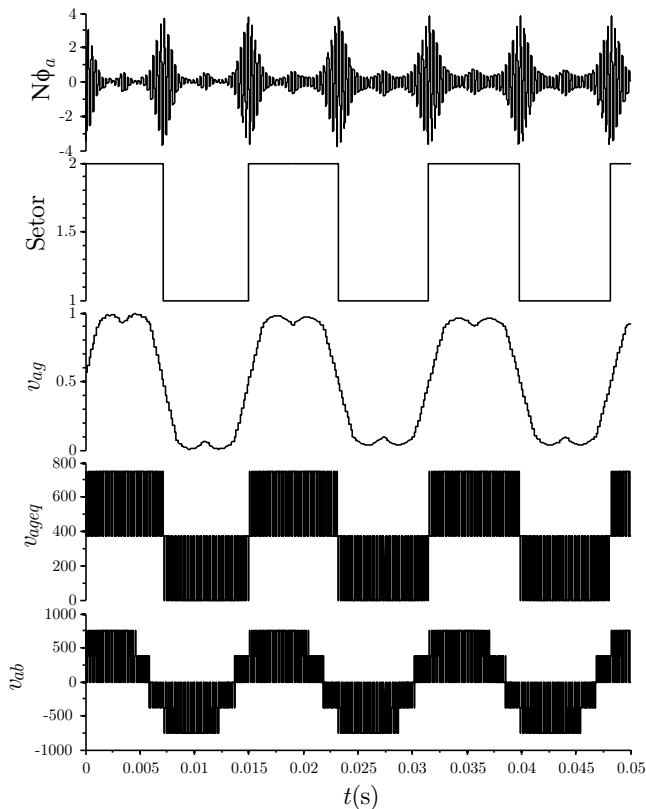


Fig. 13. Resultados para o conversor com 2 pernas em paralelo por fase: fluxo do indutor acoplado em Wb vezes o número de espiras, setor  $S_{eq}$ , tensão modulante  $v_{ag}$ ,  $v_{ageq}$ ,  $v_{ab}$ .

Isto ocorre porque a tensão  $v_c$  a ser sintetizada é praticamente nula, fato este que resulta na simetria do padrão PWM em 2 períodos de comutação. Os resultados mostrados nas Figuras 15 e 16 foram obtidos a partir do conversor conectado à rede em malha fechada de corrente com fator de deslocamento unitário e potência nominal. A Figura 15 mostra as correntes das pernas do conversor da fase  $a$  e a corrente total da fase  $a$  em malha fechada. Já a Figura 16 mostra o espectro das correntes da Figura 15.

A partir da Figura 15 nota-se que a corrente total divide-se igualmente entre as pernas em paralelo. A Figura 16 mostra que a corrente da perna conversor apresenta componentes harmônicos na frequência de comutação, enquanto o espectro da corrente total na saída do conversor apresenta componentes harmônicos no dobro da frequência de comutação.

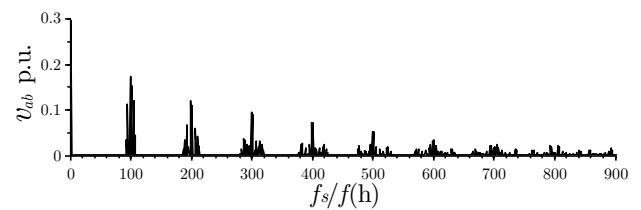


Fig. 14. Espectro da tensão de linha para o conversor com 2 pernas em paralelo por fase.

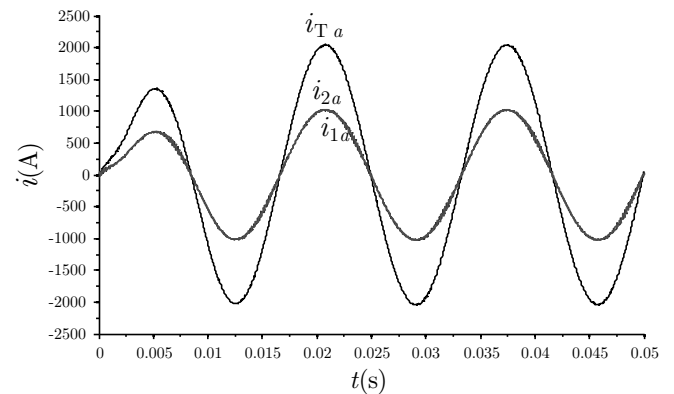


Fig. 15. Correntes no conversor com 2 pernas em paralelo por fase: corrente em uma perna, corrente total da fase  $a$ .

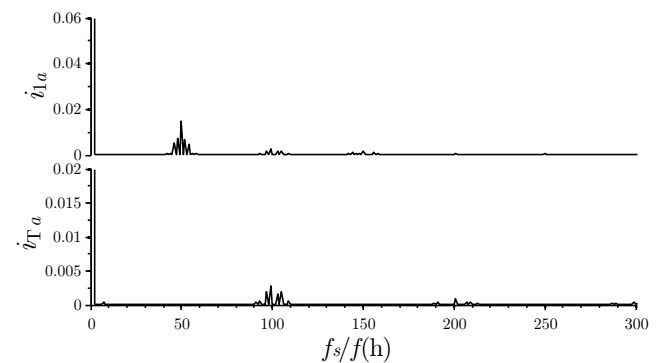


Fig. 16. Espectro das correntes para o conversor com 2 pernas em paralelo por fase: corrente em uma perna, corrente total da fase  $a$ .

### B. Conversor com três pernas em paralelo por fase conectado à rede

A Figura 17 mostra o fluxo de um enrolamento do indutor acoplado da fase  $a$ , setor  $S_{eq}$ , tensão modulante de referência  $v_{ag}$ , tensão equivalente  $v_{ageq}$ , e tensão de linha  $v_{ab}$  para a segunda sequência de comutação. A Figura 18 mostra o espectro harmônico da tensão de linha  $v_{ab}$  da Figura 18.

Note que os componentes harmônicos resultantes da modulação situam-se em torno do triplo da frequência de comutação na tensão de linha. Entretanto existem pe-

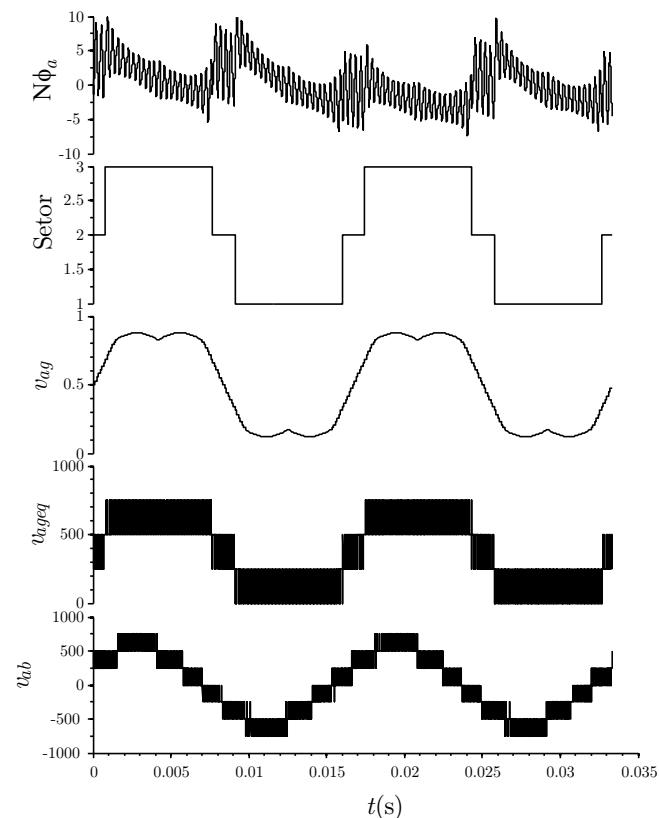


Fig. 17. Resultados para o conversor com 3 pernas em paralelo por fase: fluxo do indutor acoplado em  $Wb$  vezes o número de espiras, setor  $S_{eq}$ , tensão modulante  $v_{ag}$ ,  $v_{ageq}$ ,  $v_{ab}$ .

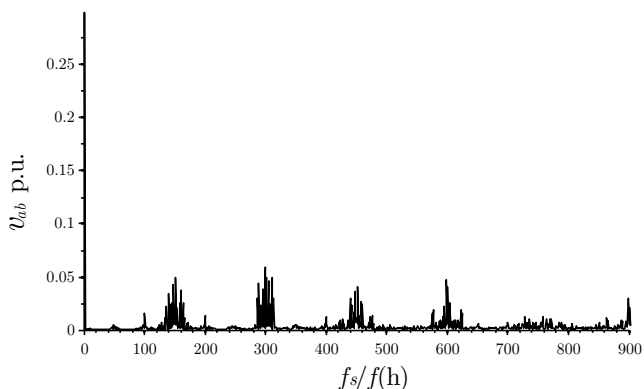


Fig. 18. Espectro das tensões de linha para o conversor com 3 pernas em paralelo por fase.

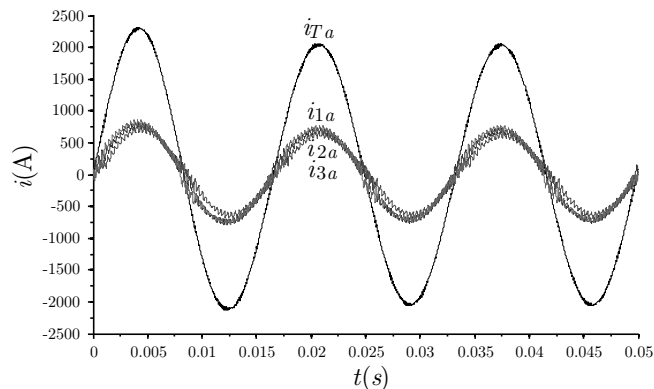


Fig. 19. Correntes  $i_{1a}$ ,  $i_{2a}$ ,  $i_{3a}$ ,  $i_{T_a}$ , para o conversor com 3 pernas em paralelo por fase.

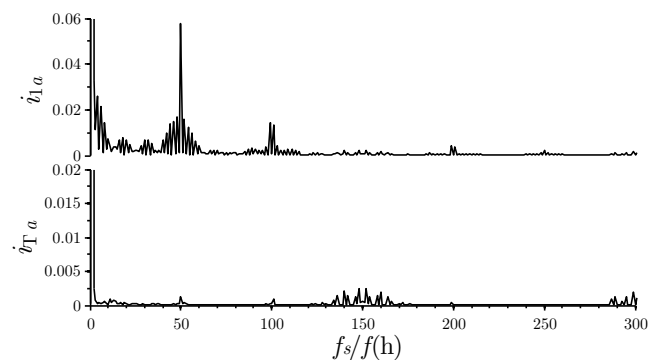


Fig. 20. Espectro harmônico das correntes para o conversor com 3 pernas em paralelo por fase: a)  $i_{1a}$ , b)  $i_{T_a}$ .

quenos componentes harmônicos em torno da frequência de comutação e no dobro da frequência de comutação. Isto ocorre porque a tensão  $v_c$  a ser sintetizada é diferente de zero, e resulta em transitórios no fluxo durante a transição de setores.

A partir da Figura 19 nota-se que a corrente total divide-se semelhantemente entre as pernas em paralelo. Na Figura 20 podem ser vistos componentes harmônicos de baixa ordem na corrente da perna do conversor  $i_{1a}$ . Este fato ocorre devido aos transitórios no fluxo do indutor acoplado que introduzem pequenas perturbações nas correntes durante a transição de setores. Em função da ação de controle para garantir o equilíbrio das correntes, surgem estes componentes harmônicos. Note, entretanto que, estes componentes harmônicos inexistem na corrente de saída.

### C. Conversor com duas pernas em paralelo por fase alimentando carga RL

Esta subseção apresenta resultados simulação com o conversor de duas pernas em paralelo alimentando uma carga  $RL$ . A tensão do barramento CC escolhida foi de 80 V e a frequência de comutação de 3 kHz. O indutor acoplado utilizado possui indutância mútua de 1,25 mH e o indutor adicional em série possui 1 mH. Para a obtenção dos resultados, uma carga resistiva de 10  $\Omega$  conectada em delta foi utilizada. A Figura 21 apresenta as correntes de um perna do conversor  $i_{1a}$  e a corrente total  $i_{T_a}$ , bem como a diferença entre as correntes  $i_{1a}-i_{2a}$ . Além disso, é mostrada a tensão  $v_c$ , tensão .

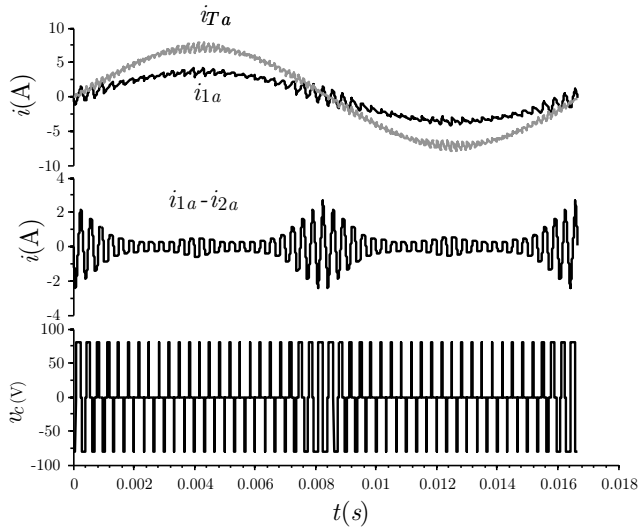


Fig. 21. Correntes  $i_{1a}$ ,  $i_{Ta}$ ,  $i_{1a}-i_{2a}$ , e tensão  $v_c$  para o conversor com 2 pernas em paralelo por fase.

## VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo validar a análise apresentada, resultados experimentais foram obtidos a partir de um conversor trifásico com duas pernas em paralelo por fase alimentando uma carga  $RL$ . A fim de possibilitar a comparação entre os resultados de simulação e os resultados obtidos experimentalmente, os parâmetros utilizados para a obtenção destes são iguais aos apresentados na subseção VI.C. A estratégia de modulação para o conversor com duas pernas em paralelo foi implementada em um processador digital de sinais TMS320F28335. A Figura 22 mostra as correntes das pernas de uma fase do conversor e a diferença entre estas correntes. Além disso, é mostrada a tensão  $v_{ageq}$  e a tensão  $v_c$ , que é a diferença entre as tensões  $v_{ag1}$  e  $v_{ag2}$ .

A figura 23 mostra as correntes das pernas de uma fase do conversor. Também é mostrada a tensão  $v_c$  e a diferença entre as correntes das pernas  $i_{1a}-i_{2a}$ .

A Figura 24 mostra a corrente de uma perna do conversor e a corrente total da fase  $a$ . Além disso, é mostrada a tensão  $v_{aeq}$  e a tensão  $v_{ab}$ .

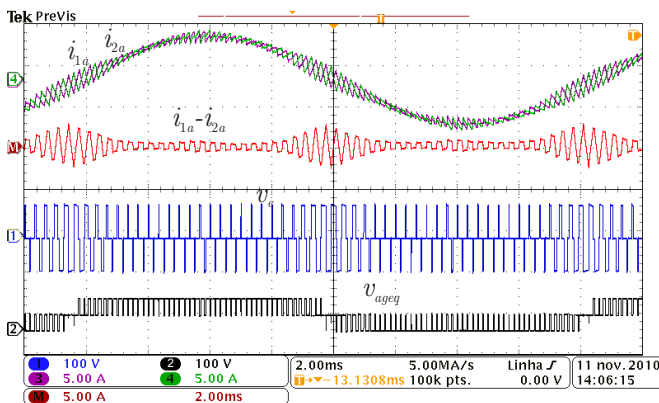


Fig. 22. Correntes  $i_{1a}$ ,  $i_{2a}$ ,  $i_{1a}-i_{2a}$ , tensão  $v_c$  e  $v_{ageq}$ .

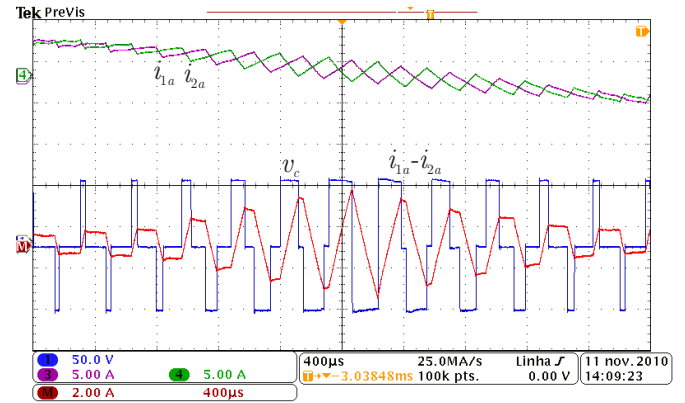


Fig. 23. Correntes  $i_{1a}$ ,  $i_{2a}$ ,  $i_{1a}-i_{2a}$ , tensão  $v_c$ .

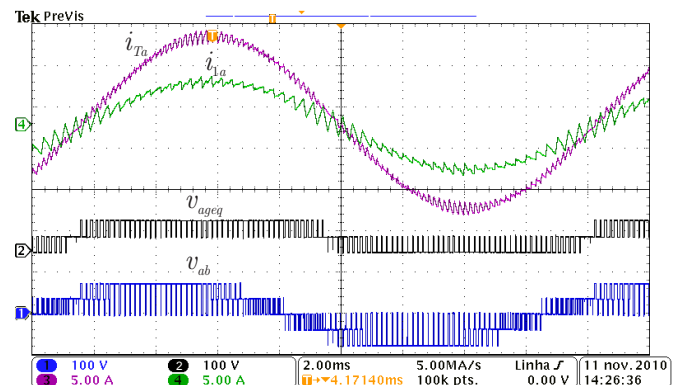


Fig. 24. Correntes  $i_{Ta}$ ,  $i_{1a}$ , tensão  $v_{ageq}$  e  $v_{ab}$ .

Note que as correntes das pernas do conversor estão distribuídas igualmente visto que a média da diferença entre elas é aproximadamente nula.

Pode se observar que os resultados de simulação e experimentais estão em concordância com os fundamentos teóricos estabelecidos. Ainda, a partir da Figura 17 observa-se que a tensão equivalente  $v_{ab}$  apresenta o padrão PWM semelhante ao N3V (os três vetores de comutação mais próximos) característico de modulação vetorial. Isto indica que as componentes harmônicas das tensões de linha são reduzidas. Observou-se que a operação em malha fechada eliminou a componente contínua que circula entre as pernas dos conversores.

## VIII. CONCLUSÕES

Este trabalho apresenta uma técnica de modulação híbrida para conversores com pernas em paralelo que utiliza indutores acoplados. Com a estratégia de modulação proposta é possível obter uma tensão de saída multinível e também obter o equilíbrio das correntes entre pernas adjacentes do conversor. Com o uso de vetores virtuais, é possível definir limites do recurso de tensão para impor o equilíbrio das correntes entre duas pernas adjacentes. A técnica híbrida proposta une as características de flexibilidade de escolhas de seqüências de comutação oriundas da abordagem vetorial e a simplicidade

de implementação proveniente da abordagem geométrica. São apresentadas, ainda, sequências de comutação para demonstrar a flexibilidade do método proposto. Na escolha da sequência de comutação deve ser estabelecido um compromisso entre taxa de distorção harmônica da tensão equivalente produzida na saída e transitório nas correntes das pernas durante transição de setores. Finalmente, são apresentados resultados de simulação e experimentais que validam e demonstram o bom desempenho da técnica proposta.

#### AGRADECIMENTOS

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

#### REFERÊNCIAS

- [1] S. Heier, *Grid Integration of Wind Conversion Systems*, Wiley, second edition, 2006.
- [2] P. Hofer-Noser, and N. Karrer, "Monitoring of paralleled IGBT/diode modules", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 3, pp. 438-444, May 1999.
- [3] S. Musumeci, R. Pagano, A. Raciti, F. Frisina, and M. Melito, "Parallel strings of IGBTs in short circuit transients: analysis of the parameter influence and experimental behavior", *in Proc. of IECON*, vol. 1, pp. 555-560, November 2002.
- [4] J.J. Nelson, G. Venkataramanan, and B.C. Beihoff, "Investigation of parallel operation of IGBTs", *in Proc. of IAS*, vol. 4, pp. 585-591, 2002.
- [5] J. Birk, and B. Andresen, "Parallel-connected converters for optimizing efficiency, reliability and grid harmonics in a wind turbine", *in Proc. of EPE*, pp. 1-7, September 2007.
- [6] C. Liangliang, X. Lan, and Y. Yangguang, "A novel parallel inverter system based on coupled inductors", *in Proc. of INTELEC*, pp. 46-50, 2003.
- [7] Z. Ye, D. Boroyevich, J.Y. Choi, and F.C. Lee, "Control of circulating current in parallel three-phase boost rectifiers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 609-615, September 2002.
- [8] I. J. Gabe, J. P. da Costa, M. Stefanello, and H. Pinheiro, "Modulação space vector estendida a conversores estáticos com braços em paralelo", *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 12, no. 3, pp. 205-215, Novembro 2007.
- [9] I. W. Jaskulski, H. Pinheiro, and L. Mariotto, "Multi-Leg Voltage Source Converter for Grid Connected Wind Turbines", *in Proc. of ICCEP*, pp. 229-235, May 2007.
- [10] J. Ji and S Sul, "Operation analysis and new current control of parallel connected dual converter system without interphase reactors", *in Proc. of IECON*, vol. 1, pp. 235-240, 1999.
- [11] C. S. Lee, S. Kim, C. B. Kim, S. C. Hong, J.S. Yoo, S. W. Kim, C. H. Kim, C. H. Woo, S. H. Sun, "Parallel UPS with a instantaneous current sharing control", *in Proc. of IECON*, vol. 1, pp. 568-573, August 1998.
- [12] K. Matsui, Y. Murai, M. Watanabe, M. Kaneko, and F. Ueda, "A pulsewidth-modulated inverter with parallel connected transistors using current-sharing reactors", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 186-191, April 1993.
- [13] C. Casablanca, S. Jian, "Interleaving and Harmonic Cancellation Effects in Modular Three-Phase Voltage-Sourced Converters", *in Proc. IEEE Workshops on Computers in Power Electronics*, pp. 275-281, July 2006.
- [14] A. M. Kamel, and T. H. Ortmeyer, "Harmonic reduction in single-phase inverter using a parallel operation technique", *in Proc. of APEC*, pp. 101-108, March 1989.
- [15] L. Jieli, C. R. Sullivan, and A. Schultz, "Coupled-inductor design optimization for fast-response low-voltage DC-DC converters", *in Proc. of APEC*, pp. 817-823, 2002.
- [16] F. Ueda, K. Matsui, M. Asao, and K. Tsuboi, "Parallel-connections of pulsewidth modulated inverters using current sharing reactors", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 673-679, November 1995.
- [17] R. Hausmann, and I. Barbi, "Three-phase multilevel bidirectional DC-AC converter using three-phase coupled inductors", *in Proc. of ECCE*, pp. 2160-2167, 2009.
- [18] J. Salmon, J. Ewanchuk, A. M. Knight, "PWM Inverters Using Split-Wound Coupled Inductors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 6, pp. 2001-2009, November-December 2009.
- [19] H. Pinheiro, F. Botterón, C. Rech, L. Schuch, R. F. Carmargo, H. L. Hey, H. A. Gründling, and J. R. Pinheiro, "Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada", *Sba Controle e Automação*, vol. 16, no. 1, pp. 13-24, December 2005.
- [20] M. J. Ryan, R. D. Lorenz, and R. D. Doncker, "Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 6, pp. 1183-1191, December 1999.
- [21] IEEE-1547, "Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems", *IEEE Std. 1547*, July 2003.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Felipe Bovolini Grigoletto** nascido em Restinga Seca, Brasil, em 1985 é engenheiro eletricitista (2007) e mestre (2009) pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é aluno de doutorado do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesse incluem conversores multiníveis e sistemas modulares para energia eólica.

**Humberto Pinheiro**, nascido em Santa Maria, Brasil, em 1960 é engenheiro eletricitista (1983) pela Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, mestre (1987), pela Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, e Ph.D (1999) pela Concordia University, Canadá. Atualmente é professor associado ao departamento de processamento de energia elétrica da Universidade Federal de Santa Maria, Brasil. Suas áreas de interesse incluem controle de fontes ininterruptas de energia e sistemas de geração eólica.