

# ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS EM CASCATA SIMÉTRICOS SOB CONDIÇÕES DE FALTAS

Fernanda de M. Carnielutti, Humberto Pinheiro e Cassiano Rech

Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS

fcarnielutti@yahoo.com, humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com, rech.cassiano@gmail.com

**Resumo** - Este artigo propõe uma nova estratégia de modulação para conversores multiníveis em cascata simétricos, adequada para a operação com ou sem faltas nas células de potência que constituem o conversor. Inicialmente, é derivado o conjunto de todas as possíveis tensões de modo comum para que o conversor opere na região linear, considerando o estado de cada uma de suas células. É demonstrado que, através da seleção adequada da tensão de modo comum, toda a capacidade de síntese de tensão do conversor pode ser obtida. A adição desta tensão de modo comum às fases do conversor compensa a perda de uma ou mais células, evitando as distorções resultantes e sintetizando tensões de linha de saída equilibradas. A estratégia proposta foi aplicada a um conversor multinível em cascata simétrico com duas células por fase, sendo apresentados resultados experimentais e de simulação que comprovam a eficácia do método proposto, validando as análises teóricas.

**Palavras-chave** – Conversor Multinível em Cascata, Modulação Geométrica, Operação em Faltas

## MODULATION STRATEGY FOR SYMMETRICAL CASCADED MULTILEVEL CONVERTERS UNDER FAULT CONDITIONS

**Abstract** - This paper proposes a new modulation strategy for symmetrical cascaded multilevel converters, suited for operation under normal and faulty conditions. Initially, the set of all possible common-mode voltages for operation in the linear region is derived, considering the status of each converter cell. It is shown that, through the proper selection of the common-mode voltage, the entire converter synthesis capability can be explored. The addition of this common-mode voltage to the converter phase voltages compensates for the loss of one or more cells, avoiding the resulting distortions and synthesizing balanced output line-to-line voltages. The proposed method was implemented in a multilevel cascaded converter with two cells per phase, and simulation and experimental results are shown that prove the efficacy of the method and validate the theoretical analysis.

**Keywords** – Cascaded Multilevel Converter, Geometrical Modulation, Operation under Fault Condition

Artigo submetido em 30/10/10. Revisado em 22/07/11. Aceito para publicação em 20/08/11 para a Sessão Especial por recomendação do editor especial Antonio J. Marques Cardoso.

## I. INTRODUÇÃO

Conversores multiníveis, como o *Neutral-Point Clamped* (NPC) e o multinível em cascata, tem sido amplamente empregados, principalmente em aplicações de média e alta tensão [1], [2]. Entre as principais características destes conversores, destacam-se os reduzidos esforços de tensão sobre os semicondutores e o reduzido conteúdo harmônico das tensões de saída, quando comparados com conversores de dois ou três níveis.

Neste contexto, este artigo tem como foco conversores multiníveis em cascata simétricos, compostos por vários inversores monofásicos em ponte completa (*full-bridges*) conectados em série por fase, denominados células de potência, como ilustrado na Figura 1. A denominação simétrico provém do fato de que as tensões dos barramentos CC de todas as células são iguais. Esta topologia é mais confiável, pois caso uma ou mais células sofram uma falta, estas podem retiradas de operação [1], [3], e o conversor continua em funcionamento.

Na maior parte dos casos, o sistema ao qual o conversor é conectado não pode operar de maneira desequilibrada. A solução mais simples para manter as tensões de linha de saída equilibradas durante condições de falta é retirar de operação um igual número de células por fase [4], [5]. Contudo, isso pode resultar em valores muito baixos para as tensões de linha, o que pode não ser adequado para certos tipos de cargas. A fim de otimizar a operação do conversor, algumas alternativas tem sido apresentadas na literatura [1], [5], [6], bem como em uma patente [7].

Por sua vez, este artigo propõe um novo método, baseado na abordagem geométrica, para conversores multiníveis em cascata simétricos, tanto para operação normal quanto sob faltas. Para cada condição de falta, é definida a região que contém todas as possíveis tensões de modo comum que podem ser injetadas nas três fases do conversor, a fim de compensar a perda de células. A escolha de uma tensão de modo comum pertencente a este conjunto permite explorar toda a capacidade de síntese de tensão do conversor. É demonstrado que as tensões modulantes para o conversor podem ser facilmente obtidas como a soma das tensões de referência de fase e de modo comum. Como esta última é derivada a fim de garantir a operação do conversor dentro da região linear, são obtidas tensões de linha de saída com valores maximizados de amplitude da fundamental, compensando as distorções introduzidas pela perda de uma ou mais células. O método pode ser empregado para conversores multiníveis simétricos com qualquer número de células por fase.

Este artigo está dividido da seguinte forma: a Seção II descreve brevemente alguns dos métodos existentes para

a operação de conversores multiníveis em cascata sob condições de falta. A Seção III apresenta em detalhes o método de modulação proposto para conversores em cascata simétricos. A Seção IV apresenta resultados de simulação e experimentais, que comprovam os desenvolvimentos teóricos. Por fim, as conclusões são apresentadas na Seção V.

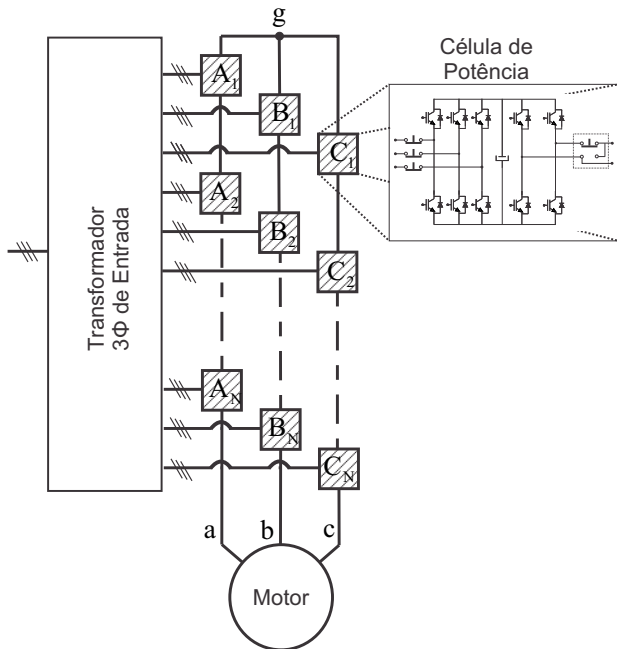


Fig. 1. Conversor multinível em cascata simétrico regenerativo.

## II. DESCRIÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES MULTINÍVEIS EM CASCATA SOB FALTAS

Esta seção descreve métodos existentes na literatura para a modulação de conversores multiníveis em cascata sob condições de falta. É dada ênfase para estratégias de modulação baseadas em portadora, especificamente o deslocamento do neutro [7], [1], [4], onde os ângulos entre as tensões de fase do conversor são recalculados de forma a maximizar a amplitude da componente fundamental das tensões de linha de saída, e os métodos de redução de pico. É abordada também uma extensão do deslocamento do neutro, proposta em [6].

Deve-se salientar que os métodos de deslocamento do neutro não são adequados para controle em malha fechada, pois necessitam do cálculo em tempo real de sistemas de equações não-lineares, como será descrito a seguir. Reconhecendo esta limitação, duas alternativas foram propostas em [7]. Mesmo que ambas resultem em tensões de modo comum aceitáveis durante operação normal, em condições de falta as tensões de linha resultantes são distorcidas e o método não pode ser utilizado quando todas as células de uma dada fase estiverem fora de operação.

Modulação *Space Vector* também pode ser empregada em conversores multiníveis. Dentre os trabalhos existentes na

literatura, em [8], os autores propõem um método *Space Vector* para modular conversores multiníveis sob quaisquer condições de falta. Este método, descrito em maiores detalhes em [9], define os vetores de comutação em coordenadas  $\alpha\beta$ , para gerar um novo padrão PWM, denominado *Large-Small Alternation*, LSA. Este método é comparado com o deslocamento do neutro e com as alternativas propostas em [7], mostrando que o LSA resulta nas tensões de linha com menores THDs [8]. Contudo, a modulação *Space Vector* não será abordada neste trabalho.

### A. Método do Deslocamento do Neutro (*Neutral-Shift*)

No método do deslocamento do neutro [4], [7], o ponto neutro flutuante do conversor é deslocado de sua posição original. Desta forma, os ângulos entre as tensões de fase do conversor são modificados, a fim de gerar tensões de linha de saída equilibradas, mesmo sob condições de falta.

A partir de um sistema de equações não-lineares [4], em função das componentes reais e imaginárias das tensões, é possível obter-se os ângulos das tensões de fase. Estas equações podem possuir múltiplas soluções, que nem sempre resultam no máximo valor possível para as amplitudes das componentes fundamentais das tensões de fase e, conseqüentemente, de linha, como, por exemplo, o caso de um conversor com 5 células (onze níveis por fase) e faltas 0-2-3 e 2-3-3, onde os números são o número de células com falta por fase. Além disso, para outras condições de falta, como 0-3-3 e 2-4-4, as equações não-lineares não possuem solução, como enfatizado em [6].

A fim de contornar o primeiro problema, uma extensão do método do deslocamento do neutro foi proposta em [6], onde o ângulo entre as duas tensões de fase com menores amplitudes da fundamental é forçado a ser igual a  $180^\circ$ , e o índice de modulação da fase restante é ajustado para otimizar a amplitude das tensões de linha de saída. Como exemplo, a Figura 2(a) mostra a falta 0-2-3, para um conversor com cinco células por fase (11 níveis), utilizando-se o método do deslocamento do neutro tradicional. Por sua vez, na Figura 2(b), o índice de modulação da tensão de fase com maior amplitude foi reduzido, forçando o ângulo entre as demais fases a ser igual a  $180^\circ$ , maximizando as tensões de linha.

Pelos resultados ilustrados na Figura 2, pode-se notar que as tensões de linha foram reduzidas de 8,66pu para 4,36pu ou 5pu, mas se o inversor operasse com apenas duas células por fase, seriam de apenas 3,46pu.

Contudo, deve-se enfatizar que o método do deslocamento do neutro estendido pode ser aplicado somente em casos nos quais o ponto neutro do conversor, obtido através do deslocamento do neutro tradicional, é localizado fora do triângulo das tensões de linha. Porém, o método estendido não abrange os casos em que as equações não possuem solução, e não é adequado para controle em malha fechada, pois o cálculo em tempo real dos novos ângulos entre as tensões de fase requer grande capacidade computacional. Assim, é preferível carregar no controlador uma tabela com valores pré-calculados dos ângulos para cada uma das possíveis configurações de falta. Para contornar estes problemas, uma abordagem alternativa foi proposta em [7].

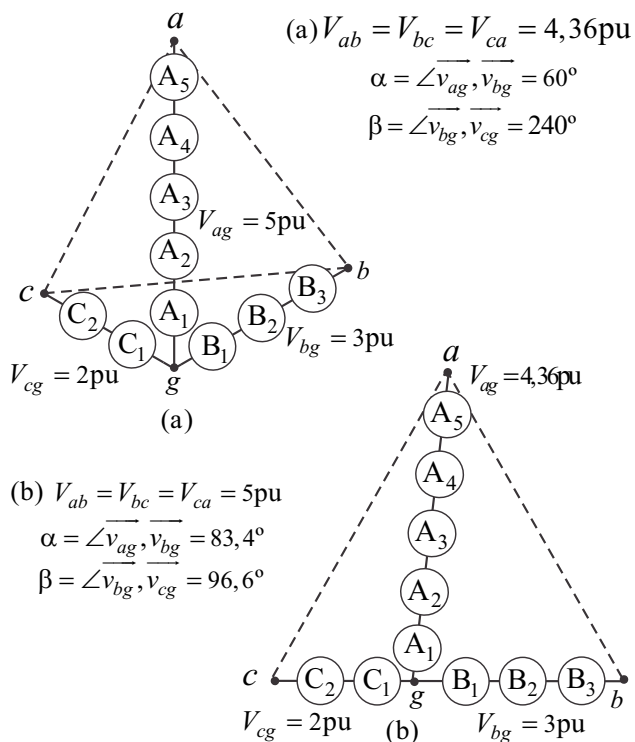


Fig. 2. Tensões de fase para o método do deslocamento do neutro (a) e deslocamento do neutro estendido (b), para falta 0-2-3 em um conversor com 11 níveis.

### B. Métodos de Redução de Pico

Para solucionar os problemas intrínsecos dos métodos do deslocamento do neutro, [7] e [10] propõem, sem a descrição analítica de sua origem, uma abordagem alternativa, mostrada na Figura 3(a). A partir das tensões de referência  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ , uma tensão de modo comum,  $v_o$ , é derivada, produzindo tensões modulantes de fase com redução de pico,  $v_{ag_{conv}}$ ,  $v_{bg_{conv}}$  e  $v_{cg_{conv}}$ , para o controlador PWM e permitindo a operação otimizada do conversor em condições normais. Porém, quando da ocorrência de faltas, este método introduz distorções significativas nas tensões de linha. Assim, em [7] é proposto outro circuito, mostrado na Figura 3(b), com a introdução de uma malha de realimentação com um integrador. Esta configuração melhora a qualidade das tensões de linha de saída, mas não é capaz de operar quando uma fase perde todas as suas células. Os ganhos  $K_a$ ,  $K_b$  e  $K_c$  são calculados como a razão entre os números total e operacional de células em cada fase. Assim, quando uma fase perde todas as suas células, o ganho torna-se infinito. Em [7], a descrição teórica da origem deste método não é apresentada, levando o leitor a inferir que o mesmo tenha sido obtido de uma forma heurística.

A partir da análise realizada, pode-se inferir que os métodos descritos nas seções IIA e IIB pertencem a um conjunto de possíveis soluções para a geração das tensões modulantes de fase. A obtenção deste conjunto de soluções será descrita em detalhes na próxima seção.

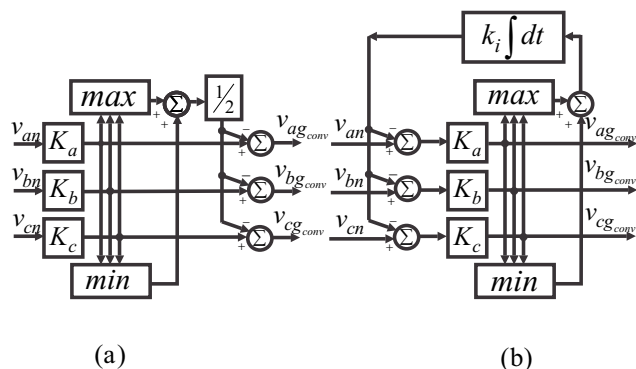


Fig. 3. Circuitos de redução de pico: (a) sem integrador e com (b) integrador.

### III. MÉTODO PROPOSTO PARA MODULAÇÃO DE CONVERSORES MULTINÍVEIS EM CASCATA SIMÉTRICOS

Para evitar os problemas causados pelas abordagens descritas na seção anterior, este artigo propõe uma nova estratégia de modulação para conversores multiníveis em cascata simétricos, baseada na modulação geométrica [11]. Durante faltas, o conversor perde capacidade de síntese de tensões e satura, distorcendo as formas de onda das tensões de linha de saída. Para maximizar a amplitude da fundamental das tensões de linha de saída, o método proposto neste artigo compensa a perda de células do conversor modificando as amplitudes das tensões modulantes pela adição de uma tensão de modo comum  $v_o$ , permitindo a operação na região linear  $\Omega$  mesmo durante a ocorrência de faltas. Por definição, o conversor opera em  $\Omega$  quando as tensões modulantes são menores do que a amplitude das portadoras utilizadas para a geração dos sinais PWM, garantindo a síntese das tensões de linha  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$  desejadas, mesmo sob faltas. Outra vantagem do método proposto é que a adição de  $v_o$  também permite ao conversor sintetizar tensões de linha de saída 15% superiores às obtidas com a modulação PWM senoidal.

A fim de realizar a comparação com as abordagens anteriores, as tensões de referência para o conversor simétrico são definidas em função das tensões de fase. Porém, as tensões aplicadas na carga são as tensões de linha  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  e  $v_{ca}$ , sendo que esta última é linearmente dependente das demais em um sistema a três fios. Entretanto, para o controle de corrente em acionamentos elétricos, bem como em conversores conectados à rede, os sistemas de coordenadas síncronas  $dq$  ou estacionárias  $\alpha\beta$  das tensões de fase são usualmente empregados. Sem perda de generalidade, neste trabalho considera-se que as tensões de linha são obtidas a partir de um conjunto de tensões de referência de fase em coordenadas  $abc$ , onde a soma das três tensões é zero. Porém, resultados equivalentes podem ser obtidos utilizando-se referências expressas em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  de fase.

A partir da lei de Kirchoff das tensões, no circuito da Figura 1, é possível expressar a relação entre as tensões de fase do conversor,  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$ , e as tensões de linha de saída,  $v_{ab}$ ,

$v_{bc}$  e  $v_{ca}$ , como:

$$v_{ab} = v_{ag} - v_{bg} \quad (1)$$

$$v_{bc} = v_{bg} - v_{cg} \quad (2)$$

$$v_{ca} = -v_{ab} - v_{bc} \quad (3)$$

onde a última equação representa um grau de liberdade.

Para se obter uma relação única entre os espaços das tensões de fase do conversor e das tensões de linha de saída, respectivamente com três e dois graus de liberdade, uma variável adicional precisa ser definida, representada aqui como a tensão de modo comum  $v_o$  do conversor. Assim, as tensões de linha podem ser expressas como:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Assumindo que as tensões de linha são obtidas a partir de um conjunto de tensões de referência de fase,  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ , provenientes do controlador, as tensões modulantes do conversor,  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$ , são expressas por:

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} + v_o \quad (5)$$

Com o objetivo de se obter uma solução para a tensão de modo comum  $v_o$  que garanta a operação do conversor na região linear  $\Omega$ , o estado operacional das células será definido por uma matriz  $3 \times N$ ,  $\mathbf{F}$ , onde  $N$  é o número de células por fase. As linhas de  $\mathbf{F}$  contém os estados das células da correspondente fase do conversor, onde 1 indica que a célula está operacional, e 0 que está com falta. Ainda, é definido o vetor  $\mathbf{v}_{dc}$ , cujas componentes são as amplitudes normalizadas das tensões dos barramentos CC das células. No caso do conversor multinível em cascata simétrico, todas as entradas deste vetor são iguais. A matriz  $\mathbf{F}$  e o vetor  $\mathbf{v}_{dc}$  são respectivamente:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a1} & f_{a2} & \dots & f_{aN} \\ f_{b1} & f_{b2} & \dots & f_{bN} \\ f_{c1} & f_{c2} & \dots & f_{cN} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} V_{dc1} \\ V_{dc2} \\ \vdots \\ \vdots \\ V_{dcN} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Ainda, é definida a variável  $m$ , que representa a razão entre a amplitude das tensões de referência de fase equilibradas e a máxima amplitude das tensões de referência de fase sem falta, normalizadas em relação à tensão do barramento CC, para operação na região linear:

$$m = \frac{V_m \big|_{\mathbf{f}_a, \mathbf{f}_b, \mathbf{f}_c}}{V_m \big|_{\mathbf{f}_a = \mathbf{f}_b = \mathbf{f}_c = [\mathbf{1} \dots \mathbf{1}]_{1 \times N}}} \quad (8)$$

onde  $V_m$  é expressa por:

$$V_m = \frac{((\mathbf{f}_a \cdot \mathbf{v}_{dc}) + (\mathbf{f}_b \cdot \mathbf{v}_{dc}) + (\mathbf{f}_c \cdot \mathbf{v}_{dc}) - Max)}{\sqrt{3}} \quad (9)$$

$$Max = \max(\mathbf{f}_a \cdot \mathbf{v}_{dc}, \mathbf{f}_b \cdot \mathbf{v}_{dc}, \mathbf{f}_c \cdot \mathbf{v}_{dc}) \quad (10)$$

onde  $\mathbf{f}_a$ ,  $\mathbf{f}_b$  e  $\mathbf{f}_c$  são as linhas de  $\mathbf{F}$ . A Equação (9) também pode ser empregada para calcular a máxima tensão de linha de saída equilibrada que o conversor é capaz de sintetizar para uma dada falta, substituindo-se adequadamente os estados das células em  $\mathbf{f}_a$ ,  $\mathbf{f}_b$  e  $\mathbf{f}_c$ , e multiplicando o resultado por  $\sqrt{3}$ .

O conversor opera na região linear  $\Omega$  para uma dada condição de falta se a seguinte inequação for satisfeita:

$$-\mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc} \leq v_{kg} \leq \mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc} \quad (11)$$

onde  $k = a, b, c$ .

Substituindo-se (5) em (11), os limites da região linear são expressos como uma função de  $v_o$ :

$$u_{min} \leq v_o \leq u_{max} \quad (12)$$

onde os limites superior,  $u_{max}$ , e inferior,  $u_{min}$ , de  $\Omega$  são:

$$u_{max} = \min(c_a, c_b, c_c) \quad (13)$$

$$u_{min} = \max(c'_a, c'_b, c'_c) \quad (14)$$

$$c_k = \mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc} - v_{kn} \quad (15)$$

$$c'_k = -\mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc} - v_{kn} \quad (16)$$

Conseqüentemente, a região linear  $\Omega$  pode ser expressa como o conjunto de todos os possíveis valores de  $v_o$  que satisfazem (12).

Uma vez que os limites de  $\Omega$  tenham sido definidos, qualquer escolha de  $v_o$  dentro de  $\Omega$  assegura que o conversor irá operar na região linear. Uma possível solução para  $v_o$  é:

$$v_o = \frac{u_{max} + u_{min}}{2}. \quad (17)$$

Por fim, os sinais modulantes para as células, que são comparados com as portadoras triangulares para geração dos sinais PWM, são obtidos substituindo-se  $v_o$  em (5). A Figura 4 traz um diagrama de blocos representando a implementação do método proposto. Para implementação em DSP, as tensões modulantes  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$  representadas como as saídas do diagrama de blocos da Figura 4, devem ser escalonadas a fim de pertencerem ao intervalo entre 0 e a amplitude da portadora, considerando o número de células com falta em sua respectiva fase. Assim, os verdadeiros sinais modulantes para cada fase,  $v_{ag_{conv}}$ ,  $v_{bg_{conv}}$  e  $v_{cg_{conv}}$ , são expressos por:

$$v_{kg_{conv}} = \frac{TPER}{\mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc}} v_{kg} + \frac{TPER}{2} \quad (18)$$

onde  $TPER$  é a amplitude da portadora.

Pode-se notar que, como para os métodos de redução de pico descritos na Seção IIB, o método proposto também possui ganhos que tendem ao infinito quando uma fase perde todas as suas células, o que parece ser uma característica negativa. Note entretanto que se todas as células de uma fase

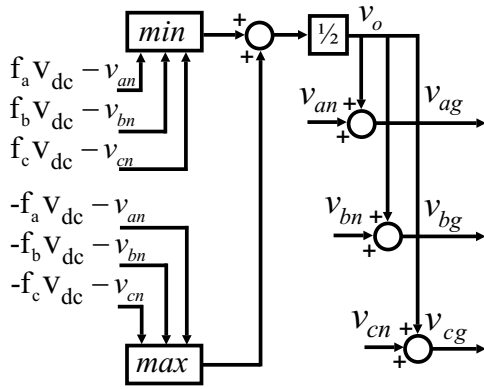


Fig. 4. Diagrama de blocos do método proposto.

estiverem fora de operação não há necessidade de se obter sinais modulantes para as células desta fase. Outra semelhança com os métodos de redução de pico é a adição de um sinal às tensões modulantes. Contudo, o método proposto foi denominado geométrico porque define explicitamente regiões  $\Omega$  nas quais é possível a operação do conversor com ou sem faltas, restringindo a tensão de modo comum adicionada às tensões modulantes a valores pertencentes a estas regiões.

A seguir, é realizada uma comparação entre o método proposto neste artigo e os descritos na Seção II. Considere-se um conversor com duas células por fase (5 níveis), com tensão do barramento CC normalizada como 1pu. A região linear  $\Omega$  é mostrada para diferentes condições de operação na Figura 5. Aqui,  $v_o$ ,  $v_{op}$ ,  $v_{opi}$  e  $v_{ons}$  são, respectivamente, as tensões de modo comum dos métodos proposto, de redução de pico, de redução de pico com integrador e do deslocamento do neutro. A Figura 5 (a) mostra a região linear  $\Omega$  para operação normal, com  $m$  igual 0.645. A Figura 5(b) mostra  $\Omega$  para a condição de falta 0-1-0, também para  $m = 0.645$ . Por fim, a Figura 5(c) mostra  $\Omega$  para a mesma falta, porém com  $m = 0.75$ . As regiões em cinza representam o conjunto de valores possíveis de  $v_o$  para operação na região linear.

Estes resultados mostram que, para operação normal, todos os métodos resultam em tensões de modo comum pertencentes à região linear  $\Omega$ . Para a falta com  $m = 0.645$ , todos os métodos também sintetizam tensões de modo comum dentro de  $\Omega$ . Contudo, para a mesma falta com  $m = 0.75$ , o método proposto e o método de redução de pico com integrador produzem tensões de modo comum pertencentes a  $\Omega$ , enquanto os outros operam fora de seus limites, resultando em tensões de linha de saída inferiores, com distorções causadas por componentes harmônicas de baixa ordem.

Ainda, deve ser lembrado que, para certas condições de falta, o método do deslocamento do neutro não pode ser empregado [6], [7]. Considere-se uma falta que não possua solução pelo método do deslocamento do neutro, por exemplo, um conversor de 11 níveis com falta do tipo 1-3-4 [6]. Uma possível matriz  $\mathbf{F}$  para esta condição é:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

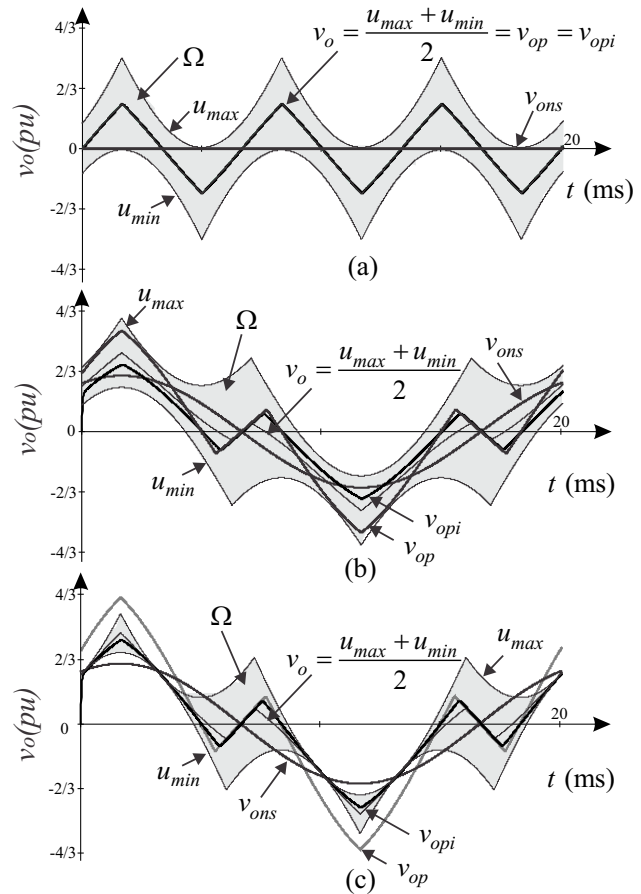


Fig. 5. Conjunto de todas as possíveis soluções de  $v_o$  para todos os métodos: a) Operação normal com  $m = 0,645$ ; b) Falta 0-1-0 com  $m = 0,645$ ; c) Falta 0-1-0 com  $m = 0,75$ .

Os limites superior e inferior de  $\Omega$  são mostrados na Figura 6 em função da amplitude das tensões de linha de saída. Na Figura 6 (a), tem-se  $m < 1$ . Por sua vez, as Figuras 6 (b) e (c) correspondem a  $m = 1$  e  $m > 1$  (sobre-modulação), respectivamente. Os resultados mostram a ampla aplicabilidade do método proposto.

#### IV. RESULTADOS

Esta seção apresenta resultados de simulação e experimentais para a validação do método proposto.

##### A. Resultados de Simulação

Foi realizada uma simulação de um conversor com duas células por fase, com uma falta em uma das células da fase a. A frequência da portadora é igual a 1250Hz. A região linear  $\Omega$  para esta condição de falta foi determinada, e as tensões modulantes para cada célula foram gerados de acordo a Seção III. Foram utilizadas duas portadoras por fase, uma para cada célula. O ângulo de defasagem  $\delta$  entre as portadoras de cada fase depende do número de células com falta, sendo expresso por:

$$\delta = \frac{\pi}{N - f} \quad (20)$$

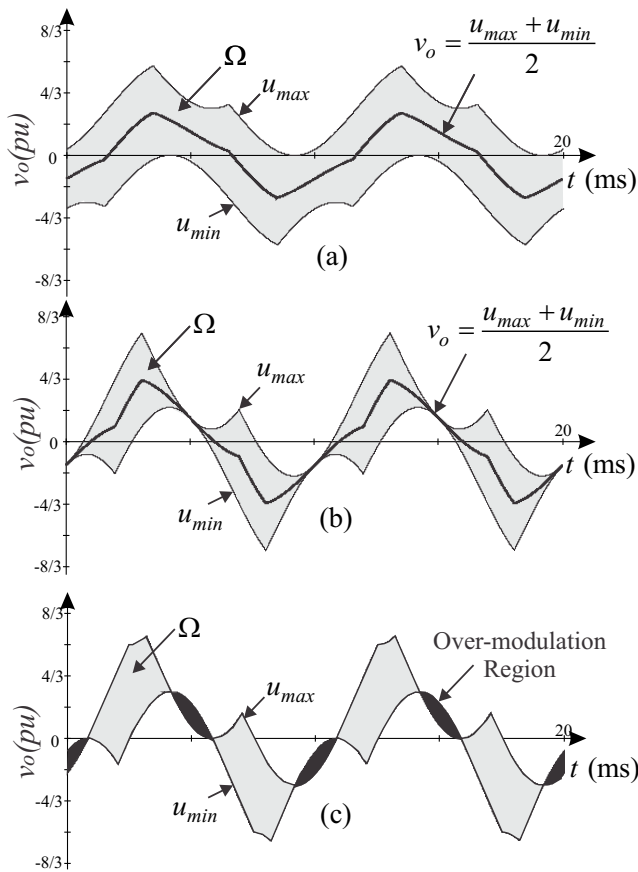


Fig. 6.: Região linear  $\Omega$  para um conversor de 11 níveis, com uma falta do tipo 1-3-4: a) Operação na região linear,  $m < 1$ ; b) Limite da região linear,  $m = 1$ ; c) Sobre-modulação,  $m > 1$ .

onde  $f$  é o número de células com falta por fase [5], [12]. Em operação normal, para o caso de duas células por fase,  $\delta$  é igual a  $90^\circ$ . As Figuras 7 e 8 ilustram as tensões de fase e de linha resultantes, respectivamente, para operação sem faltas e com uma falta em uma célula da fase a. Na Figura 8, pode-

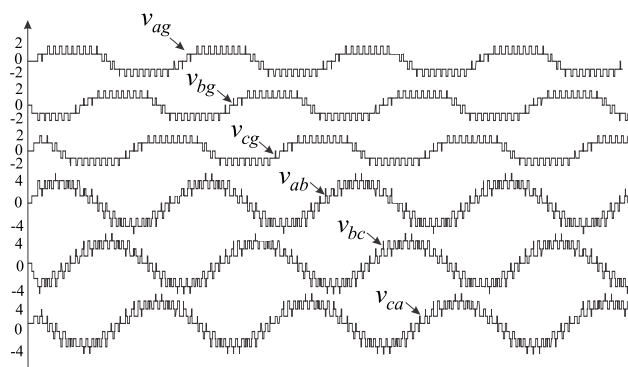


Fig. 7. Tensões de fase e de linha para o conversor em cascata simétrico, sem faltas.

se perceber que as tensões de linha são muito semelhantes, mesmo que as tensões de fase sejam diferentes, provando que o método proposto pode sintetizar tensões de linha de saída equilibradas mesmo sob condição de falta.

Para analisar o impacto de diferentes escolhas de  $v_o$  sobre

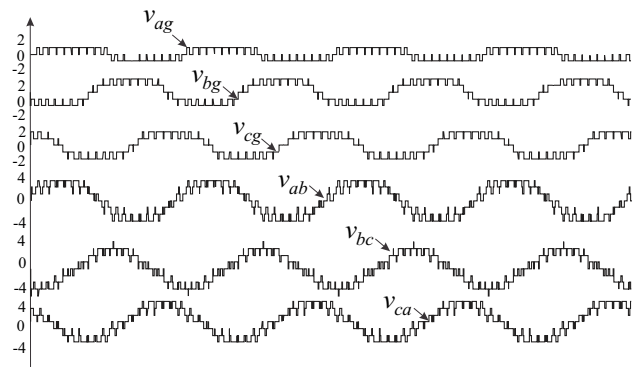


Fig. 8. Tensões de fase e de linha para o conversor em cascata simétrico, com uma falta na fase a.

uma máquina conectada nos terminais do conversor, foram realizadas simulações comparando o desempenho deste em relação a Distorsão Harmônica Total (THD) e o Índice de Distorsão Harmônica (DF1) [13]. Os resultados para a THD e o DF1 são ilustrados, respectivamente, nas Figuras 9 e 10, em função do índice de modulação  $m$ . Foram escolhidos três possíveis valores para  $v_o$ :  $v_o = u_{max}$ ,  $v_o = u_{min}$  e  $v_o = (u_{min} + u_{max})/2$ .

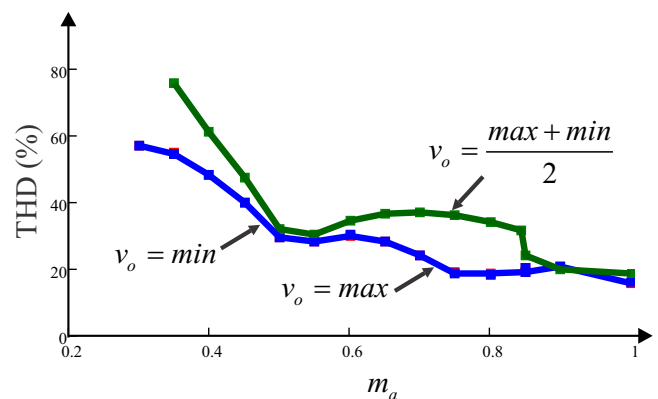


Fig. 9. THD para diferentes escolhas de  $v_o$  em função do índice de modulação  $m_a$ .

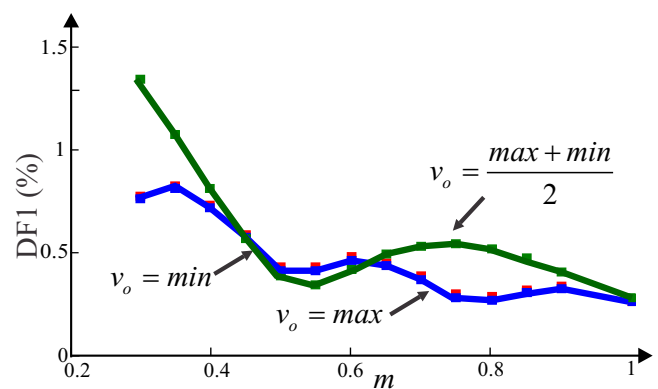


Fig. 10. DF para diferentes escolhas de  $v_o$  em função do índice de modulação  $m_a$ .

Os resultados para  $v_o = u_{max}$  e  $v_o = u_{min}$ , tanto com relação a THD quanto com o DF1, são muito parecidos, sendo praticamente sobrepostos nas Figuras 9 e 10. Para a maioria dos valores de  $m$ , as duas primeiras escolhas são melhores do que a terceira ( $v_o = (u_{min} + u_{max})/2$ ). Isso ocorre principalmente pelo fato de que esta última escolha resulta em um maior número de comutações, que, por sua vez, causa um aumento no conteúdo harmônico das tensões de linha de saída do conversor. Estes resultados demonstram que com uma adequada escolha de  $v_o$  é possível reduzir o conteúdo harmônico das correntes da máquina.

### B. Resultados Experimentais

Para a validação dos resultados teóricos, um conversor multinível em cascata simétrico, com duas células por fase, foi implementado. As células são controladas digitalmente por meio de um DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*, com frequência de amostragem de 2520Hz. As portadoras das duas células de cada fase são defasadas de  $90^\circ$ , como explicado na subseção anterior. Os instantes de amostragem das referências ocorrem quando as portadoras assumem valores iguais a zero a amplitude da portadora, caracterizando o padrão de PWM amostrado assimétrico.

Os instantes de amostragem e as portadoras para a fase a do conversor estão ilustrados na Figura 11, onde  $T_{s1}$  e  $T_{s2}$  são os períodos de amostragem das portadora 1 e 2, respectivamente, sendo que  $T_{s1} = T_{s2}$ ;  $v_{ag_{cel1}}$  corresponde às tensões defasadas de  $180^\circ$  entre si, amostradas pela Portadora 1 para a primeira célula, e  $v_{ag_{cel2}}$  são as tensões amostradas pela Portadora 2 para a segunda célula; e  $v_{ag_{conv}}$  é a tensão modulante amostrada para toda a fase.

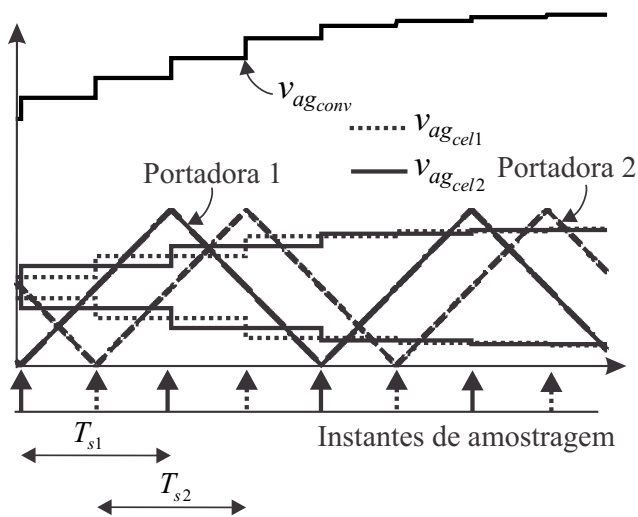


Fig. 11. Portadoras de uma das fases do conversor e instantes de amostragem das referências.

Através dos estados das células, a região linear  $\Omega$  e a tensão de modo comum  $v_o$  são definidas. A tensão base é a tensão nominal do barramento CC, neste caso igual a 30V. A Figura 12 mostra as tensões de linha de saída, e a Figura 13, as tensões de fase, para o caso onde todas as células estão operacionais, e  $m = 0.75$ , ou seja, a amplitude da componente fundamental da tensão de linha de saída é igual a 90V. As Figuras 14 e 15

mostram as mesmas tensões para o caso em que uma célula na fase a é retirada de operação. Os estados das células do conversor são atualizados, e a região linear  $\Omega$  e a tensão de modo comum  $v_o$  são calculadas novamente.

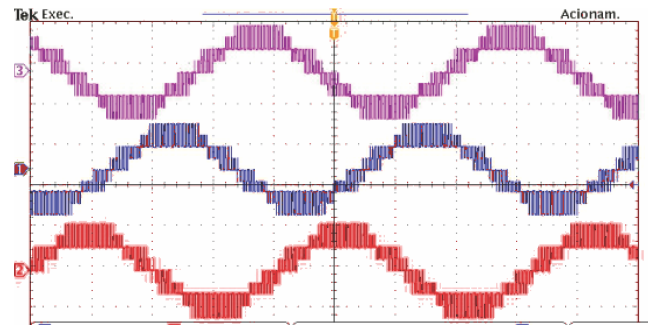


Fig. 12. Tensões de linha de saída experimentais,  $m = 0,75$  - operação normal.

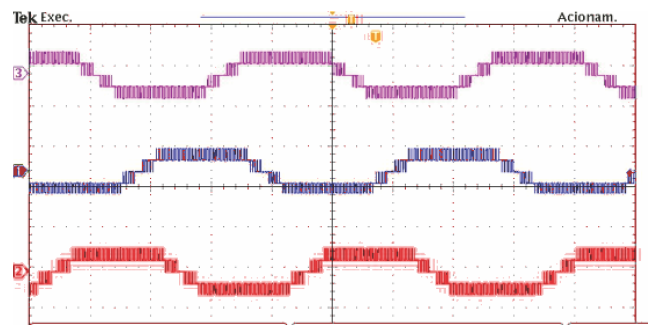


Fig. 13. Tensões de fase experimentais,  $m = 0,75$  - operação normal.

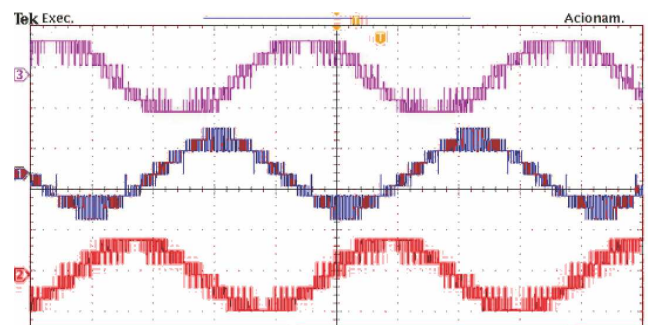


Fig. 14. Tensões de linha de saída experimentais,  $m = 0,75$  - com uma célula em falta na fase a.

As Figuras 12 e 14, e o espectro das tensões de linha, nas Figuras 16 e 17, mostram que suas componentes fundamentais possuem amplitudes similares, para ambas as condições de operação. As amplitudes das fundamentais são menores do que 90V, devido ao fato de que, para um barramento CC de apenas 30V, o efeito das perdas nos semicondutores não pode ser negligenciado. Na presença de uma falta, como o conversor perde capacidade de síntese de tensão, surgem algumas distorções nas formas de onda, que se refletem no conteúdo harmônico, mas a amplitude da fundamental é mantida praticamente constante. É importante salientar que,

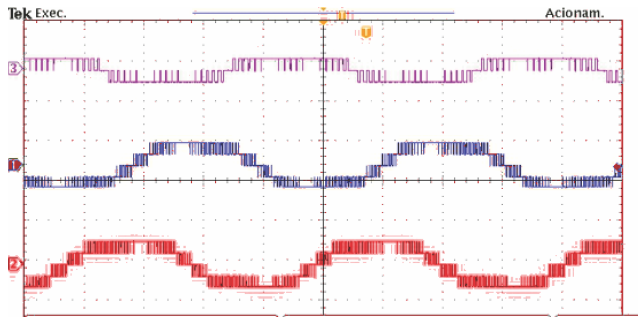


Fig. 15. Tensões de fase experimentais,  $m_a = 0,75$  - com uma célula em falta na fase a.

mesmo com essas pequenas distorções, o conversor ainda opera na região linear  $\Omega$ , como pode ser visto na Figura 21.

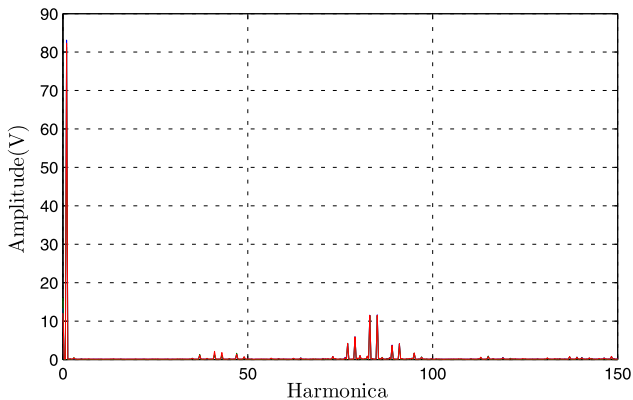


Fig. 16. Amplitude das harmônicas das tensões de linha de saída experimentais,  $m = 0,75$  - sem falta.

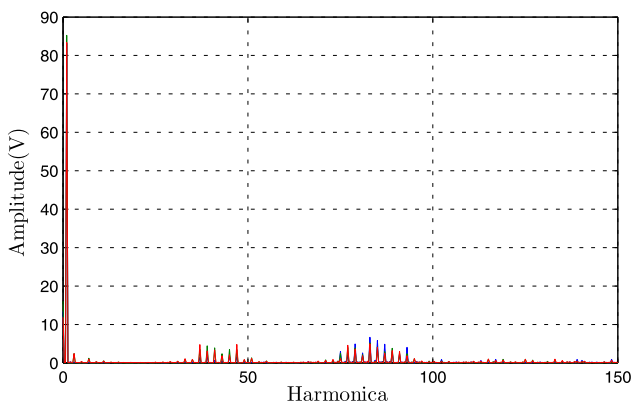


Fig. 17. Amplitude das harmônicas das tensões de linha de saída experimentais,  $m = 0,75$  - com uma célula em falta na fase a.

As Figuras 18 e 19 ilustram, respectivamente, as tensões modulantes de fase  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  and  $v_{cg}$ , a tensão de modo comum  $v_o$  e a região linear  $\Omega$  para operação sem falta, e as Figuras 20 e 21, as mesmas variáveis para a condição com falta na fase a.

As Figuras 18, 19, 20 e 21 provam que a tensão de modo comum  $v_o$ , para ambas as condições de operação, pertence à

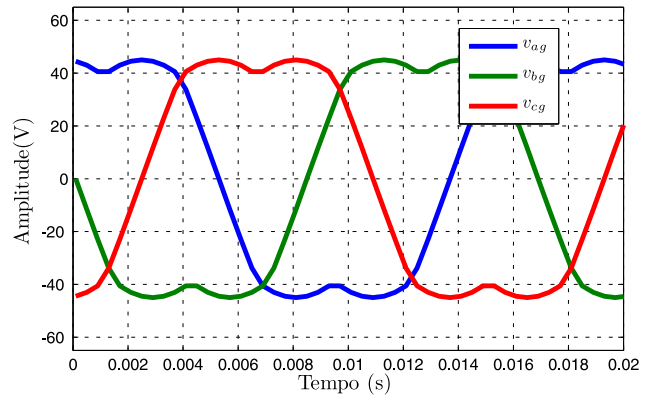


Fig. 18. Resultados experimentais:  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$ : *upload* da memória do DSP - sem falta.

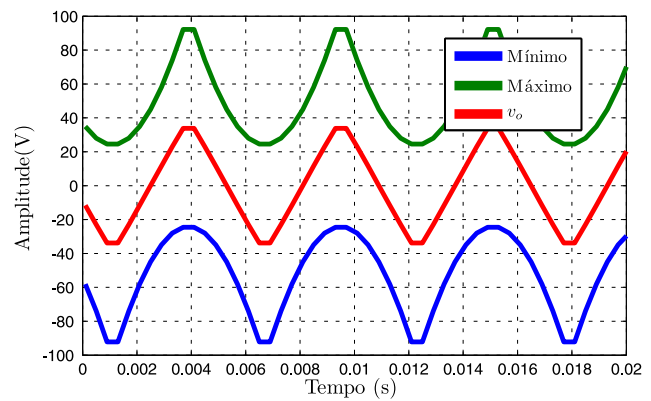


Fig. 19. Resultados experimentais:  $v_o$  e os limites da região linear  $\Omega$ : *upload* da memória do DSP - sem falta.

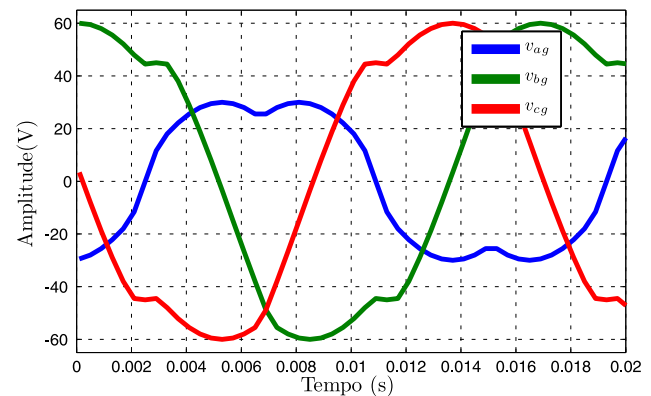


Fig. 20. Resultados experimentais:  $v_{ag}$ ,  $v_{bg}$  e  $v_{cg}$ : *upload* da memória do DSP - com uma falta na fase a.

região linear  $\Omega$ , e, por conseguinte, para valores adequados de  $m$ , o conversor não opera na região de sobre-modulação, mesmo sob condições de falta. Contudo, é possível operar com  $m$  superior ao permitido para uma dada configuração de falta, ou seja, em sobre-modulação, caso seja aceitável um certo nível de distorção harmônica nas tensões de linha de saída.

Finalmente, comparando-se os resultados mostrados nesta Seção com os que seriam obtidos com o emprego dos métodos



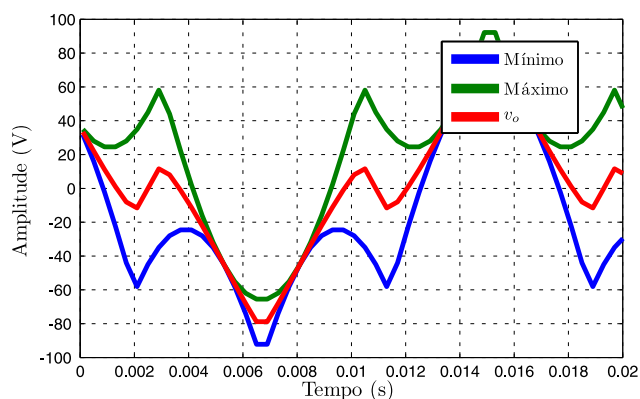


Fig. 21. Resultados experimentais:  $v_o$  e os limites da região linear  $\Omega$ : *upload* da memória do DSP - com uma falta na fase a.

descritos na Seção II, pode-se perceber que o método proposto neste artigo possui desempenho superior. O método da redução de pico (Figura 3(a)) resulta em tensões de linha de saída distorcidas; com o método do deslocamento do neutro, a amplitude da tensão de linha de saída, para  $m = 0,75$ , é igual a 72,8V, inferior ao obtido com o método proposto. Essas considerações mostram que o método proposto é uma boa escolha para ser empregado na modulação de conversores multiníveis em cascata simétricos genéricos.

## V. CONCLUSÕES

Este artigo descreveu um novo método, baseado no princípio de modulação geométrica, para a modulação de conversores multiníveis em cascata simétricos, tanto para operação normal como sob condições de falta. A fim de validar as análises teóricas, foram apresentadas simulações e resultados experimentais.

Os resultados provaram que, através da definição apropriada da região linear  $\Omega$  para cada condição de operação e pela adição de uma tensão de modo comum pertencente a  $\Omega$  às tensões de referência do conversor, obtém-se tensões modulantes que garantem a operação na região linear mesmo sob condições de falta, alimentando a carga com tensões de linha de saída equilibradas. A operação dentro de  $\Omega$  garante que o conversor não entre na região de sobre-modulação, compensando as distorções nas tensões causadas pela perda de uma ou mais células. Outra consequência positiva do método proposto é ser adequado para operação em malha fechada, pois  $\Omega$  e  $v_o$  podem ser facilmente recalculadas para qualquer condição de falta.

## AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer a Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), ao CNPq e a CAPES pelo suporte financeiro.

## REFERÊNCIAS

[1] P.W. Hammond. Enhancing the reliability of modular

medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(5):948 – 954, Outubro 2002.

- [2] J. Rodriguez e M.A. Pérez M. Malinowski, K. Gopakumar. A survey on cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(7):2197–2206, Julho 2010.
- [3] T.A Meynard J. Rodriguez S. Ceballos F. Richardeau P. Lezana, J. Pou. Survey on fault operation on multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(7):2207–2218, Julho 2010.
- [4] J. Pontt R. Musalem P. Lezana e M.J. Escobar J. Rodriguez, P.W. Hammond. Operation of a medium-voltage drive under faulty conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(4):1080 – 1085, Agosto 2005.
- [5] S. Hongge e X. Bin Z. Yi. Optimization of neutral shift in cell-fault treatment for cascaded h-bridge inverter. In *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008.*, pages 1683–1685, 2008.
- [6] P. Lezana e G. Ortiz. Extended operation of cascade multicell converters under fault condition. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(7):2697 – 2703, Julho 2009.
- [7] P. W. Hammond e M. F. Aiello. *Multiphase Power Supply with Plural Series Connected Cells and Failed Cell Bypass*. Patente 5986909, Robicon Corporation, New Kensington, PA, EUA, Novembro 1999.
- [8] S. Rizzo e N. Zargari S. Wei, B. Wu. Comparison of control schemes for multilevel inverter with faulty cells. In *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004.*, pages 1817 – 1822, 2004.
- [9] F. Li e C. Liu S. Wei, B. Wu. A general space vector pwm control algorithm for multilevel inverters. In *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03.*, pages 562 – 568, 2003.
- [10] H.W. Lee M.G. Jung S.H. Lee e J.Y. Yoo Y.M. Park, H.S. Lyoo. Unbalanced three-phase control using offset-voltage for h-bridge multilevel inverter with faulty power cells. In *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008.*, pages 1790–1795, 2008.
- [11] R.D. Lorenz e R.D. Doncker J.M. Ryan. Modeling of multilevel sine-wave inverters: a geometric approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(6):1183–1191, Dezembro 1999.
- [12] D.G. Holmes e B.P. McGrath. Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based pwm for a two-level and multilevel cascaded inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(2):574–582, Março 2001.
- [13] P.N. Enjeti, P.D. Ziogas, and J.F. Lindsay. Programmed pwm techniques to eliminate harmonics: a critical evaluation. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 26(2):302–316, 1990.

## BIOGRAFIAS

**Fernanda de M. Carnielutti** nasceu em Santa Maria, Rio Grande do Sul, em 1987. Possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)

(2010). Atualmente, é aluna de mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, da Universidade Federal de Santa Maria, desenvolvendo suas atividades junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, GEPOC, da UFSM. Atualmente, suas áreas de maior interesse incluem controle e modulação de conversores multiníveis. Foi bolsista de Iniciação Científica do PIBIC-CNPq entre 2007-2010; atualmente, é bolsista CAPES e membro estudante da SBA e da SOBRAEP.

**Humberto Pinheiro** possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, (UFSM) (1983), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (1987) e doutorado em *Electrical and Computer Engineering* - Concordia University (1998). Atualmente, é professor associado na Universidade Federal de Santa Maria, atuando no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica Industrial, atuando principalmente nos seguintes temas: controle discreto de conversores estáticos, fontes ininterruptas de energia e sistemas de geração eólica.

**Cassiano Rech** nasceu em Carazinho, Rio Grande do Sul, Brasil, em 1977. Formou-se em Engenharia Elétrica e obteve os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) em 1999, 2001 e 2005, respectivamente. De 2005 a 2007, atuou como professor da Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUI). De 2008 a 2009, atuou como professor da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC). Desde 2009 é professor da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), onde atua junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Suas áreas de interesse incluem modelagem e controle de conversores estáticos de potência, fontes ininterruptas de energia e conversores multiníveis. Atualmente, é membro da SOBRAEP e IEEE-PELS.