

# MODULAÇÃO DESCONTÍNUA COM PORTADORA PARA INVERSORES COM PERNAS EM PARALELO

André Nicolini<sup>1</sup>, Antônio Ricciotti<sup>2</sup>, Fernanda Carnielutti<sup>1</sup>, Humberto Pinheiro<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, Brasil

<sup>2</sup>Universidade Federal de Rondônia, Porto Velho – RO, Brasil

e-mail: andrenicoliniee@gmail.com, acdr Ricciotti@gmail.com, fernanda.carnielutti@gmail.com, humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com

## NOMENCLATURA

CA	Corrente alternada.
CC	Corrente contínua.
DSP	Processador digital de sinais.
FPGA	Field Programmable Gate Array.
PD	Modulação por disposição de fase.
P	Period-match (Ponto máximo da portadora).
THD	Distorção harmônica total.
$u_{a\_x}$	Tensão auxiliar.
U	Underflow (ponto zero da portadora).
$v_{a\_eq}$	Tensão de saída equivalente na fase <i>a</i> .
$v_{agx}$	Tensão de comutação das pernas em paralelo do conversor.
$v_c$	Tensão das correntes circulantes entre as pernas adjacentes do conversor.
$\bar{v}_{c\_2}$	Tensão média das correntes circulantes no setor em dois períodos de amostragem.
SV	Modulação Space Vector.

## I. INTRODUÇÃO

**Resumo** – Este artigo apresenta um novo método de modulação descontínua com portadora para inversores trifásicos com pernas em paralelo magneticamente acopladas. A modulação proposta é caracterizada por produzir tensões equivalentes de linha multínivel com reduzido conteúdo harmônico, possibilitar o controle da corrente circulante e distribuir adequadamente as comutações entre os interruptores. Para tanto, uma máquina de estados é utilizada, visando também reduzir o número de comutações. Ainda, é importante mencionar que a modulação proposta é de fácil implementação, pois é baseada em portadora e pode ser implementada em DSP e microcontroladores comerciais sem a necessidade de hardware externo. Por fim, resultados de simulação e experimentais são apresentados, demonstrando o bom desempenho do método proposto.

**Palavras-Chave** – Conversores *Interleaved*, Máquina de Estados, Modulação Descontínua com Portadora, Pernas em Paralelo, Reduzida THD.

## CARRIER-BASED DISCONTINUOUS MODULATION FOR INVERTERS WITH PARALLEL LEGS

**Abstract** – This paper presents a simple carrier-based discontinuous geometric modulation approach for three-phase voltage fed converters with multiple magnetically coupled legs. The proposed modulation technique produces multilevel equivalent PWM line-to-line output voltages with a reduced harmonic distortion. A state machine is used to achieve the results and to reduce the number of commutations. Moreover, it is proposed a proportional controller to limit the circulating currents to acceptable values. It is important to mention that the implementation of the proposed modulation is straightforward, requiring neither a complex hardware nor a high development effort. Furthermore, simulation and experimental results are presented to demonstrate the good performance of the proposed method.

**Keywords** - Carrier-Based Geometric Modulation, Discontinuous Modulation, State Machine, Interleaved Legs, Reduced THD.

Conversores *interleaved*, ou seja, com pernas em paralelo, vem sendo empregados recentemente em aplicações variadas, como, por exemplo, conexão de turbinas eólicas e painéis fotovoltaicos à rede elétrica. Estes conversores, quando devidamente projetados, apresentam características interessantes, como altas taxas de confiabilidade, baixa distorção harmônica total (THD) nas tensões de linha de saída e operação adequada para aplicações com altas correntes, pois as pernas em paralelo dividem os esforços de corrente nos interruptores de potência. Além disso, os indutores acoplados ajudam a reduzir as ondulações nas correntes circulantes [1]. Porém, correntes circulantes surgem entre as pernas em paralelo, e um dos desafios das estratégias de modulação para esta classe de conversores é controlar estas correntes.

Algumas estratégias de modulação e controle já foram descritas na literatura para estes conversores [1]-[8]. Em [2], é apresentada uma estratégia de modulação com portadoras defasadas na horizontal (*Phase Disposition - PD*) para conversores *interleaved* com pernas magneticamente acopladas. A modulação *PD* é favorecida neste caso, por resultar em tensões de linha de saída com melhor conteúdo harmônico [3]. O algoritmo força comutações extras durante as transições de estados, sincronizadas com os instantes de amostragem do sinal modulante, a fim de controlar as correntes circulantes entre as pernas, resultando também em diminuição da THD das tensões de linha de saída. Contudo, este método faz uso de um *hardware* complexo, com a

Artigo submetido em 18/01/2016. Primeira revisão em 12/03/2016. Aceito para publicação em 24/04/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

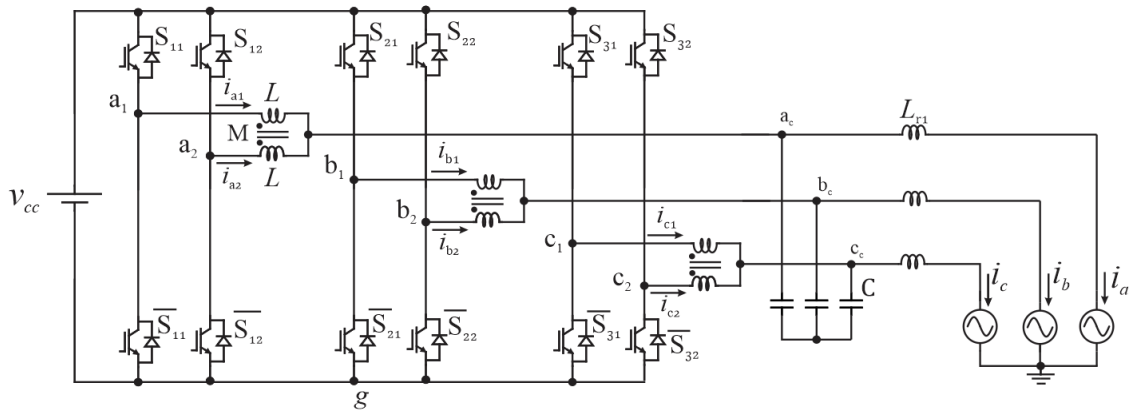


Fig. 1. Inversor trifásico com duas pernas em paralelo.

associação de um DSP-FPGA para controle e geração dos sinais de comando para as chaves semicondutoras.

Em [4], é proposta uma modulação híbrida PWM-SHE (PWM-eliminação seletiva de harmônicas) a fim de reduzir as correntes circulantes nas pernas de cada fase, por meio da escolha adequada dos ângulos para a eliminação de harmônicas. Assim, o controlador é decomposto em duas partes: a primeira gera os padrões PWM-SHE, e a segunda seleciona os estados de condução para controlar as correntes circulantes. Resultados de simulação mostrando o impacto da escolha de diferentes conjuntos de ângulos foram apresentados para um conversor com duas pernas em paralelo, sendo cada uma composta por um conversor NPC. Contudo, a escolha dos ângulos de comutação geralmente é feita *offline* e está técnica não é adequada para a operação em malha fechada.

Uma modulação *Space Vector (SV)* para controlar as correntes circulantes e diminuir as THDs das tensões de saída é apresentada em [5]. Através de transformações lineares, a modulação *SV* provê graus de liberdade para realizar estas tarefas, porém sua implementação é mais complexa, quando comparada com estratégias baseadas em portadora. Em [6] é apresentada uma modulação *SV* descontínua para um conversor *interleaved* trifásico com três níveis nas tensões de saída e com um indutor trifásico acoplado, utilizado em acionamento de máquinas em frequência variável. O padrão PWM é escolhido de maneira tal a se obter tensões de saída multinível de alta qualidade e minimizar as correntes de alta frequência e as perdas no indutor acoplado e nas chaves semicondutoras. Em [7] é apresentado um conversor CC-CA multinível trifásico, também com um indutor trifásico acoplado, a fim de reduzir a THD das tensões de saída. As características de operação do conversor são apresentadas, bem como as principais formas de onda, e, a partir disso, é desenvolvida uma modulação PWM senoidal para acionamento do conversor.

Neste contexto, o método proposto neste trabalho apresenta vantagens quando comparado com alternativas presentes na literatura, como:

(i) Fácil implementação, pois faz uso de portadora para se obter os sinais de comando para as chaves semicondutoras (em contraponto à modulação *Space Vector*, mais complexa) e trata cada uma das fases do conversor separadamente.

(ii) Tensões de linha de saída com baixa THD, já que a modulação descontínua concentra a energia das harmônicas nas múltiplas da portadora, cuja fase independe do sinal modulante;

(iii) Comutações das pernas distribuídas uniformemente dentro de um ciclo da fundamental do sinal modulante;

(iv) Pode ser implementado em um microcontrolador ou DSP comercial, sem necessidade de uso de FPGA ou outro *hardware* externo;

(v) Minimiza o número de comutações, reduzindo dessa forma as perdas de comutação;

(vi) Um método de controle é proposto, e é demonstrado que mesmo um controlador proporcional é capaz de controlar o valor médio da corrente circulante.

Assim, este artigo está dividido da seguinte forma: a Seção II descreve o problema da modulação para conversores trifásicos com duas pernas em paralelo. Na Seção III o método de controle para a corrente circulante é descrito. Na Seção IV são apresentados resultados de simulação e experimentais que comprovam os desenvolvidos teóricos apresentados. Por fim, as conclusões são discutidas na Seção V.

## II. MODULAÇÃO GEOMÉTRICA DESCONTÍNUA

Dentre os méritos da modulação proposta, pode-se citar o fato de que esta é desenvolvida no espaço das tensões de fase do conversor. Assim, inicialmente apenas uma das fases do inversor trifásico mostrado na Figura 1 é considerada. Cada fase deste inversor possui duas pernas, conectadas em paralelo através de um indutor, que pode ser acoplado ou não. Estes indutores possuem uma indutância própria  $L$  e uma indutância mútua  $M$ . Para o desenvolvimento da modulação, a corrente no lado CA é representada por uma fonte de corrente, e é adotada a modulação com portadora com abordagem geométrica no desenvolvimento [8]-[22].

No intuito de desenvolver a modulação, os circuitos equivalentes de uma fase do inversor trifásico com duas pernas magneticamente acopladas são encontrados, visando descrever o circuito do ponto de vista da tensão de saída e das correntes circulantes. Assim, aplicando as Leis de Kirchhoff das tensões e correntes em uma das fases do conversor da Figura 1, os circuitos equivalentes mostrados na Figura 2 são obtidos, onde a tensão equivalente da fase  $a$   $v_{a,eq}$  e a tensão de

modo diferencial  $v_{c\_a}$  podem ser escritas em função de  $v_{ag1}$  e  $v_{ag2}$ , tal como:

$$v_{a\_eq} = \frac{v_{ag1} + v_{ag2}}{2} \quad (1)$$

$$v_{c\_a} = v_{ag1} - v_{ag2}. \quad (2)$$

Por outro lado, reescrevendo (1) e (2), pode-se representar  $v_{ag1}$  e  $v_{ag2}$  em função de  $v_{a\_eq}$  e  $v_{c\_a}$  na forma matricial, tal como:

$$\begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1/2 \\ 1 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a\_eq} \\ v_{c\_a} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

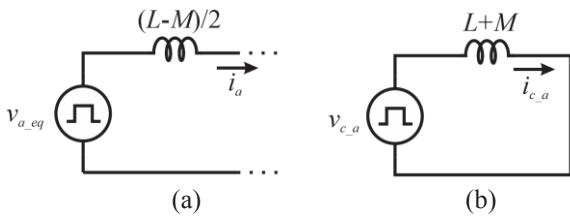


Fig. 2. Circuitos equivalentes do lado CA para a fase a.

Para operação na região linear, onde existe uma forte correlação entre os sinais de referência e as tensões sintetizadas pelo conversor, as amplitudes das tensões  $v_{a\_eq}$  e  $v_{c\_a}$  devem ser limitadas dentro dos recursos do conversor. Assim, para obter os limites da região linear de operação as seguintes inequações devem ser satisfeitas:

$$\begin{aligned} 0 &\leq v_{ag1} \leq 1 \\ 0 &\leq v_{ag2} \leq 1. \end{aligned} \quad (4)$$

Associando-se (3) com (4), as seguintes inequações devem ser satisfeitas:

$$-2 + 2v_{a\_eq} \leq v_{c\_a} \leq 2 - 2v_{a\_eq} \quad (5)$$

$$-2v_{a\_eq} \leq v_{c\_a} \leq 2v_{a\_eq}. \quad (6)$$

Reorganizando (5) e (6), obtém-se:

$$\max(-2 + 2v_{a\_eq}, -2v_{a\_eq}) \leq v_{c\_a} \leq \min(2 - 2v_{a\_eq}, 2v_{a\_eq}). \quad (7)$$

Note que toda modulação com portadora deve satisfazer as desigualdades acima. Com o objetivo de obter a modulação descontínua, serão assumidos dois setores para a tensão  $v_{a\_eq}$ . O setor 1 corresponde a valores de tensão  $v_{a\_eq}$  menores ou iguais a 0,5, e o setor 2 é definido para  $v_{a\_eq}$  maior que 0,5. Para o setor 1, as desigualdades de (7) tomam a seguinte forma:

$$-2v_{a\_eq} \leq v_{c\_a} \leq 2v_{a\_eq}. \quad (8)$$

Por outro lado, quanto a tensão  $v_{a\_eq}$  for menor que 0,5, para o setor 2 da tensão  $v_{a\_eq}$ , as desigualdades em (7) podem ser reescritas como:

$$-2 + 2v_{a\_eq} \leq v_{c\_a} \leq 2 - 2v_{a\_eq}. \quad (9)$$

Quando a tensão  $v_{a\_eq}$  assume valores iguais aos extremos das desigualdades acima, obtém-se o que é conhecido como

modulação descontínua. A Figura 3 apresenta os sinais modulantes para as diferentes escolhas da tensão  $v_{c\_a}$ .

A região hachurada na Figura 3(a) mostra a região com os possíveis valores de  $v_{c\_a}$ . Neste caso, assume-se que a tensão  $v_{a\_eq}$  é conhecida e é dada por:

$$v_{a\_eq} = m \sin(\omega t) + 0,5 \quad (10)$$

onde  $m$  é o índice de modulação:

Analisando a Figura 2(b), é possível notar que, quando a tensão  $v_{c\_a}$  é maior que zero, a corrente circulante  $i_{a1} - i_{a2}$  cresce. Por outro lado, quando a tensão  $v_{c\_a}$  é menor que zero, a corrente circulante decresce. Assim, verifica-se que é possível utilizar a tensão  $v_{c\_a}$  como uma forma de controlar a corrente circulante.

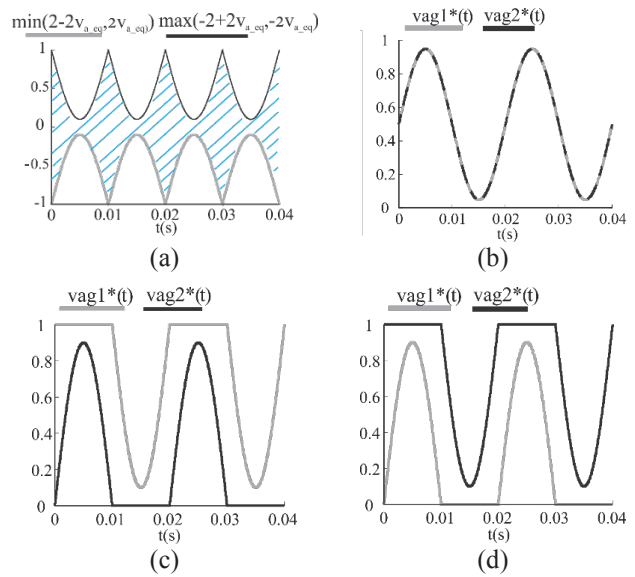


Fig. 3. (a) Área com possíveis valores para  $v_{c\_a}$ . (b) Sinais modulantes usando a média dos valores máximo e mínimo para  $v_{c\_a}$ . (c) Sinais modulantes usando apenas os valores máximos para  $v_{c\_a}$ . (d) Sinais modulantes usando apenas os valores mínimos para  $v_{c\_a}$ .

A Figura 3(b) utiliza a média entre os valores máximo e mínimo de  $v_{c\_a}$ , dando origem a dois sinais modulantes idênticos. Neste caso, pode-se utilizar duas portadoras defasadas em 180°, visando cancelar o primeiro grupo de harmônicas em torno da frequência da portadora, que estão presentes nas tensões de fase de cada uma das pernas. Assim, os resultados obtidos são semelhantes aos da modulação *Phase Shift* (PS), e a THD da tensão de linha de saída fica em torno de 52,9%.

As Figuras 3(c) e (d) mostram os sinais modulantes quando é utilizado o valor máximo ou mínimo de  $v_{c\_a}$ , respectivamente. Em ambas, percebe-se uma característica da modulação descontínua, onde um dos sinais modulantes satura no valor máximo ou mínimo, enquanto o outro comuta com modulação PWM. Com o objetivo de limitar a evolução da corrente circulante, pode-se comutar entre os limites máximo e mínimo de  $v_{c\_a}$ . No entanto, estas transições não devem aumentar o número de comutações se comparado, por exemplo, com a modulação PS. Note que existem quatro estados de comutação possíveis, descritos na Tabela I. Nela é mostrado o setor em que se encontra cada estado de comutação, os sinais modulantes  $v_{ag1}^*$ ,  $v_{ag2}^*$  e a tensão média

em um período de amostragem de  $v_{c,a}$ , bem como os estados de comutação das chaves, tanto para quando a portadora assume o seu valor máximo em *Period Match* (P) como para quando ela é zero, em *Underflow* (U). Note que, geralmente os sinais modulantes são atualizados em U e em P. A Figura 4 mostra as localizações possíveis para os sinais modulantes  $v_{ag1}^*$  e  $v_{ag2}^*$ , bem como a portadora para análise dos estados quanto ao tipo de interrupção da portadora (P ou U).

A Figura 5 mostra as possíveis comutações, separadas por setores. Percebe-se que para o setor 1 as mudanças possíveis são entre os estados 3 e 4. Por exemplo, quando no estado 3, a transição pode ser feita para o estado 4 em P ou manter-se no estado 3, tanto em P ou U, visando o menor número de comutações. O mesmo procedimento é aplicado para o setor 2.

**TABELA I**  
**Modos de Operação de uma Fase do Conversor**

Set.	Est.	$v_{ag1}$	$v_{ag2}$	$v_{c,a}^*$	Estado de comutação	
					P	U
2	1	1	PWM	$2-2v_{a,eq}$	[1 0]	[1 1]
	2	PWM	1	$-2+2v_{a,eq}$	[0 1]	[1 1]
1	3	0	PWM	$-2v_{a,eq}$	[0 0]	[0 1]
	4	PWM	0	$2v_{a,eq}$	[0 0]	[1 0]

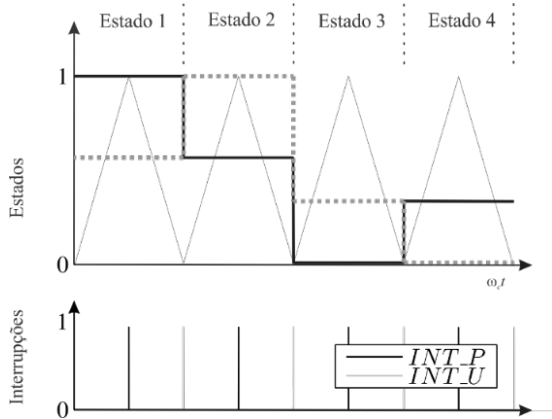


Fig. 4. Estados de comutação e respectivos sinais modulantes e interrupções de U em P.

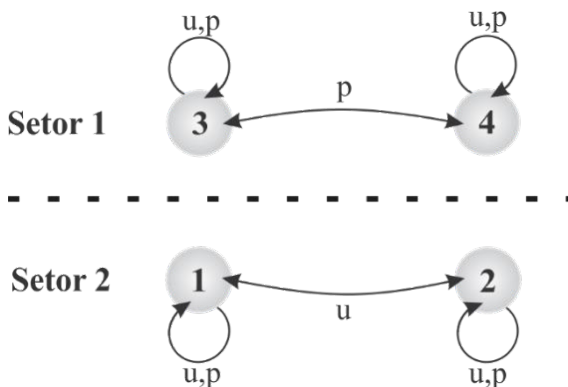


Fig. 5 Máquina de estados proposta para a modulação descontínua.

Observando-se a transição entre períodos do sinal modulante, do setor 1 para o setor 2, ou vice-versa, há um salto positivo ou negativo na corrente circulante, ocasionando o aumento da mesma. Este mesmo fenômeno foi observado por

[2], onde para contornar esta limitação foi adicionada uma dupla comutação com duração variável no instante de transição entre os semi-ciclos do sinal modulante utilizado uma FPGA. Neste trabalho, foi adicionada uma dupla comutação com duração fixa, utilizando apenas um DSP, para reduzir o salto na corrente circulante. O controle desta foi realizado através da adição de uma variável auxiliar no sinal modulante, capaz de mudar o valor médio de  $v_{c,a}$ , modificando consequentemente o valor médio da corrente circulante, mas não alterando o valor médio de  $v_{a,eq}$ , conforme será mostrado na próxima seção.

### III. CONTROLE DA CORRENTE CIRCULANTE

A corrente circulante é a corrente que flui entre os braços em paralelo. Ela é resultado da diferença entre as tensões instantâneas produzidas pelas pernas em paralelo e é limitada pelos indutores de acoplamento. Deve ser salientado que as resistências em série associadas aos interruptores e aos indutores de acoplamento limitam a corrente circulante. Entretanto, dependendo da aplicação, essa resistência pode ser baixa, o que resulta no aumento da corrente circulante, podendo levar à saturação dos indutores e aumentar o esforço de corrente nos interruptores.

O controle da corrente circulante, para garantir corrente diferencial média igual a zero em cada fase, pode ser realizado ao introduzir-se uma variável auxiliar que possibilite controlar o valor médio da tensão  $v_{c,a}$  em dois períodos de amostragem, sem alterar o valor médio de  $v_{a,eq}$  neste mesmo intervalo. Primeiramente, vamos assumir que  $v_{a,eq} \geq 1/2$ ,  $v_{a,eq}(k+1) \approx v_{a,eq}(k)$  e que o estado no intervalo de amostragem  $k$  seja o estado 1, ou seja, o valor de referência da tensão diferencial é dado por  $v_{c,a}^* = 2-2v_{a,eq}$ . Então:

$$v_{ag1}^*(k) = 1 \quad (11)$$

$$v_{ag2}^*(k) = v_{a,eq}^*(k) - \frac{v_{c,a}^*(k)}{2} \quad (12)$$

Com o objetivo de controlar a corrente circulante, será introduzida a variável auxiliar  $u_{a,x}$  em (12). Assim, tem-se:

$$v_{ag1}^*(k) = 1 \quad (13)$$

$$v_{ag2}^*(k) = v_{a,eq}^*(k) - \frac{v_{c,a}^*(k)}{2} - u_{a,x} \quad (14)$$

Utilizando-se (13) e (14), pode-se obter a tensão média equivalente sintetizada no  $k$ -ésimo período de amostragem, ou seja:

$$\bar{v}_{a,eq}(k) = v_{a,eq}^*(k) - \frac{u_{a,x}}{2} \quad (15)$$

Por outro lado, o valor médio da tensão de controle da corrente circulante no  $k$ -ésimo período de amostragem será:

$$\bar{v}_c(k) = 2 - 2v_{a,eq}^*(k) + u_{a,x} \quad (16)$$

Considerando agora o próximo instante de amostragem, onde o estado passou a ser o estado 2, ou seja,  $v_{c,a}^* = 2-2v_{a,eq}$ .

Propõe-se aqui adicionar a variável auxiliar, tal como:

$$v_{ag1}^*(k+1) = v_{a\_eq}^*(k+1) - \frac{v_{c\_a}^*(k+1)}{2} + u_{a\_x} \quad (17)$$

$$v_{ag2}^*(k+1) = 1. \quad (18)$$

Utilizando (17) e (18), pode-se obter a tensão média equivalente sintetizada no  $(k+1)$ -ésimo período de amostragem:

$$\bar{v}_{a\_eq}(k+1) = v_{a\_eq}^*(k+1) + \frac{u_{a\_x}}{2}. \quad (19)$$

Por outro lado, o valor médio da tensão de controle da corrente circulante no  $(k+1)$ -ésimo período de amostragem será:

$$\bar{v}_c(k+1) = -2 + 2v_{a\_eq}^*(k+1) + u_{a\_x}. \quad (20)$$

Note que foi assumido que a tensão auxiliar  $u_{ax}$  é constante em dois períodos de amostragem. Assim, o valor médio de  $v_{a\_eq}$  sobre dois períodos de amostragem será:

$$\bar{v}_{a\_eqz}(k) = \frac{v_{a\_eq}^*(k+1) + v_{a\_eq}^*(k)}{2}. \quad (21)$$

Por outro lado, a tensão média de controle das correntes circulantes sobre dois períodos de amostragem será:

$$\bar{v}_{c\_a2}(k) = \Delta v_{a\_eq}^*(k+1) + u_{a\_x}. \quad (22)$$

Considerando que  $v_{a\_eq}^*(k+1) \cong v_{a\_eq}^*(k)$ , tem-se  $\Delta v_{a\_eq}^* \cong 0$ , e pode-se dizer que:

$$\bar{v}_{c\_a2}(k) = u_{a\_x} \quad (23)$$

De (23) pode-se concluir que a tensão auxiliar  $u_{a\_x}$  pode ser usada para controlar a corrente circulante no setor 2 da tensão  $v_{a\_eq}$ . Um procedimento semelhante pode ser utilizado para os estados 3 e 4 no setor 1 da tensão  $v_{a\_eq}$ . Para a implementação, um controlador do tipo proporcional foi utilizado para regular o valor médio da corrente circulante. A Figura 6 mostra o esquema de controle da corrente circulante para a fase  $a$ .

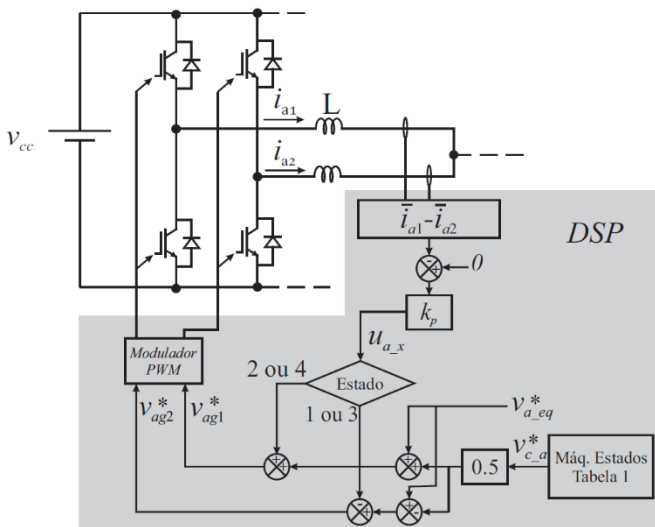


Fig. 6. Representação do esquema de controle para a fase  $a$ .

## IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados de simulação foram obtidos para uma potência de 300 kW, utilizando um inversor trifásico com duas pernas em paralelo magneticamente acopladas operando em 2 kHz e indutores ( $L$ ) de 1 mH sem acoplamento magnético. Para o barramento CC, foi utilizada uma fonte de 700V. A tensão de linha nominal a ser sintetizada na saída é  $380V_{rms}$ .

Nas Figuras 7(a) e (b), são mostradas as correntes em cada braço da fase  $a$  e a respectiva corrente circulante. A modulação proposta com a adição da dupla comutação na transição entre os setores, operando em malha aberta, é mostrada nos primeiros 50ms. Percebe-se a presença de uma corrente circulante média está em torno de 400A. Porém, a partir dos 50ms, o controlador proporcional é acionado, regulando a corrente média em aproximadamente 0A, com um tempo de acomodação em torno de 70ms, mostrando assim a dinâmica da malha de corrente frente a um degrau na corrente de referência. O tempo de acomodação pode ser ajustado através do ganho proporcional da malha de controle da corrente circulante.

As Figuras 7(c) e (d) apresentam a troca entre os estados 1, 2, 3 e 4 e os sinais modulantes das pernas da fase  $a$ ,  $v_{ag1}$  e  $v_{ag2}$ . A Figura 7(e) mostra o padrão PWM em uma das pernas da fase  $a$ . Na Figura 7(f) está mostrada a tensão equivalente multinível de linha. Percebe-se que esta sintetiza os valores das tensões mais próximas, obtendo-se uma THD baixa, em torno de 38%, que não é afetada significativamente com adição do controlador da corrente circulante. Para o método PS, utilizando os mesmos parâmetros de projeto, a THD da tensão de linha obtida foi de aproximadamente 67%. A THD da corrente na saída do indutor acoplado, normalizada em relação a  $\omega L_{eq} I_1 / V_{cc}$ , para a modulação proposta é de 0,007, já para a modulação PS é de 0,0182. A diferença entre esses valores indica a possibilidade de redução do filtro para atender os requisitos de acesso à rede elétrica ao utilizar-se a modulação proposta.  $I_1$  é a componente fundamental da corrente do inversor e  $L_{eq}$  é a indutância equivalente de fase.

A Figura 8 apresenta um *zoom* em dois ciclos da Figura 7. As Figuras 8 (a) e (b) mostram as correntes em cada braço da fase  $a$  e a sua corrente circulante, respectivamente. Na Figura 8(c) que mostra a troca entre os estados 1, 2, 3 e 4, percebe-se que para  $v_{a\_eq} \leq 0,5$  (setor 1) as trocas ocorrem entre os estados 3 e 4. Por outro lado, para  $v_{a\_eq} > 0,5$  (setor 2) as trocas ocorrem entre os estados 1 e 2, conforme a Figura 5. A Figura 8(d) mostra os sinais modulantes, onde percebe-se a presença da descontinuidade nos sinais modulantes  $v_{ag1}$  e  $v_{ag2}$ , ou seja, a troca entre os sinais saturados em 0 ou 1 e os sinais PWM.

A Figura 8(e) mostra o padrão PWM em uma das pernas da fase  $a$ , onde tem-se um reduzido número de comutações, porém com a presença da dupla comutação na transição entre os setores e a Figura 8(f) mostra a tensão equivalente multinível de linha de saída.

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de validar a modulação proposta neste artigo para um inversor com pernas em paralelo, controlados por um DSP comercial, resultados experimentais foram obtidos para o inversor da Figura 1. Assim, o protótipo experimental de um inversor trifásico com duas pernas em paralelo

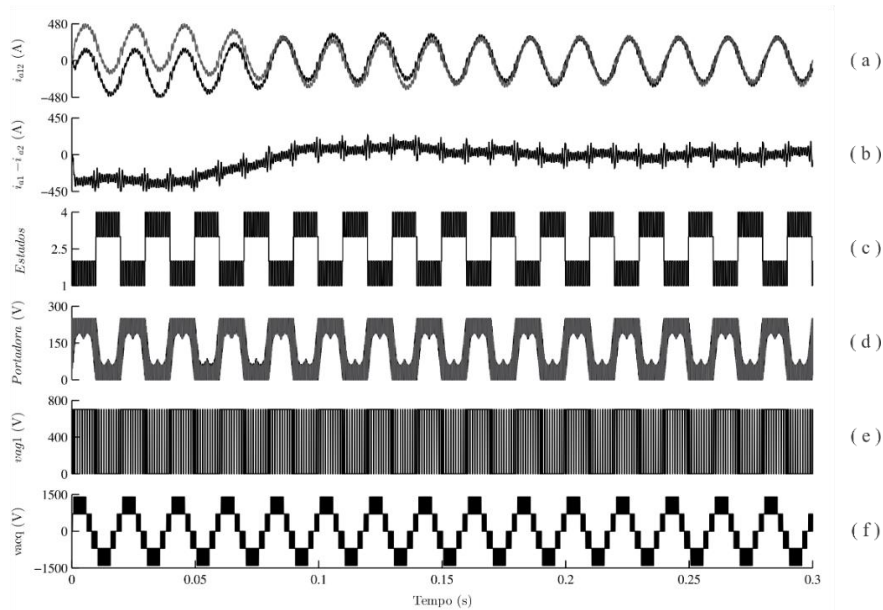


Fig. 7. Grandezas na fase a do inversor trifásico com duas pernas em paralelo magneticamente acopladas. (a) Correntes nos braços. (b) Corrente diferencial. (c) Estados de condução. (d) Sinais modulantes (e) Tensão de fase -  $v_{ag1}$ . (e) Tensão equivalente multinível de saída de linha.

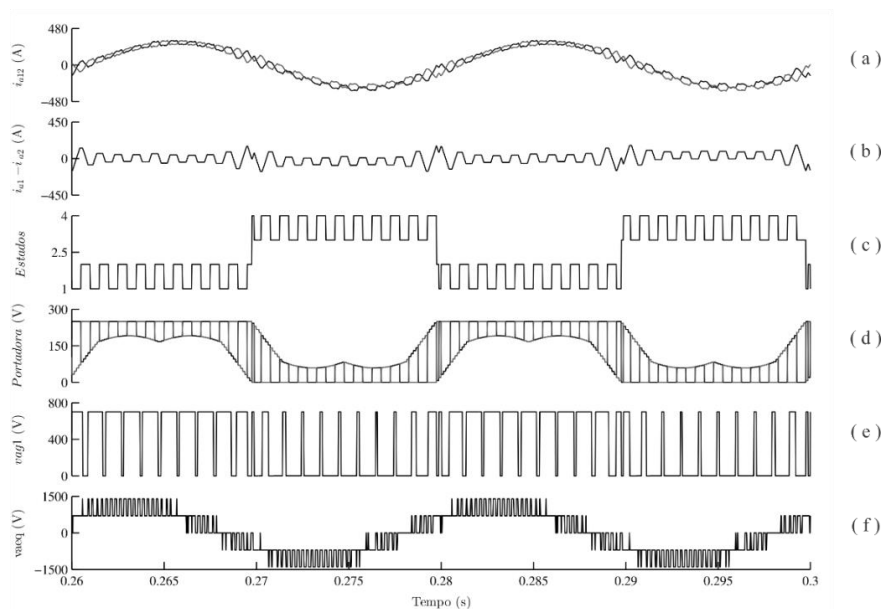


Fig. 8. Zoom das grandezas na fase a do inversor trifásico com duas pernas em paralelo magneticamente acopladas. (a) Correntes nos braços. (b) Corrente diferencial. (c) Estados de condução. (d) Sinais modulantes. (e) Tensão de fase -  $v_{ag1}$ . (e) Tensão equivalente multinível de saída de linha.

magneticamente acopladas foi construído, possuindo as seguintes especificações: Frequência de comutação de 3 kHz; Indutores (L) de 4 mH sem acoplamento magnético; Barramento CC de 100V; Um resistor de 5,5  $\Omega$  foi utilizado como uma carga no lugar da fonte de corrente CA.

A Figura 9 mostra o protótipo utilizado para obter-se os resultados experimentais. Este é composto por um DSP (TMS320F28335) onde é realizado o controle do inversor e são gerados os sinais de referência, a portadora e sinais para acionamento dos IGBT's.

A Figura 10 mostra as correntes nas pernas da fase a, a tensão de linha equivalente, a corrente circulante  $i_{c_a}$ , a tensão  $v_{ag1}$  e a tensão de fase  $v_a$ . Nos resultados iniciais percebe-se uma corrente média circulante próxima aos 2.5 A, porém após

os 80ms, quando o mecanismo de controle é ativado, a corrente circulante média é controlada em torno de zero, comprovando o funcionamento da malha de controle da corrente circulante. O tempo de acomodação é de aproximadamente 20 ms.

A Figura 11 mostra dois ciclos das formas de onda do inversor trifásico com duas pernas em paralelo, para evidenciar os resultados com a modulação proposta utilizando o mecanismo de controle da corrente circulante. A dupla comutação é vista na transição entre os semi-ciclos positivos e negativos da corrente. Percebe-se, pela comparação da frequência da tensão sintetizada em uma das pernas do inversor e da sua tensão de fase, um número reduzido de comutações. Também, pode-se perceber que o padrão PWM

da tensão de linha do inversor é sintetizado com os níveis de tensão mais próximos, obtendo-se assim baixa THD, conforme a simulação.



Fig. 9. Protótipo utilizado para obter resultados experimentais. Circuitos de potência e controle são evidenciados.

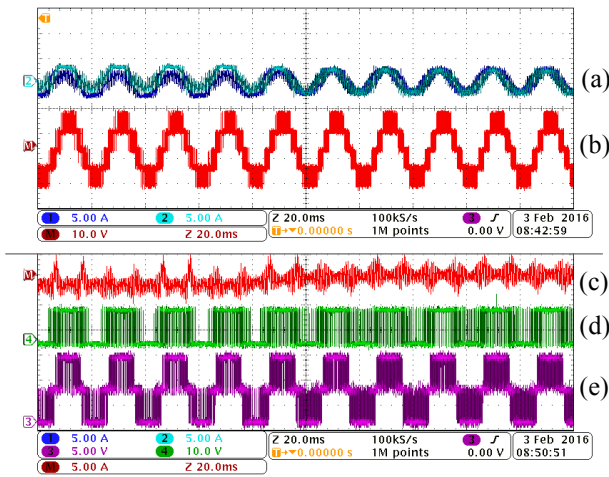


Fig. 10. Formas de onda para um inversor trifásico com duas pernas em paralelo utilizando a modulação proposta. A partir dos 100 ms o mecanismo de controle da corrente é ativado. (a) Corrente  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$ . (b) Tensão de linha equivalente. (c) Corrente circulante  $i_{c_a}$ . (d) Tensão  $v_{ag1}$  (e) Tensão de fase  $v_a$ .

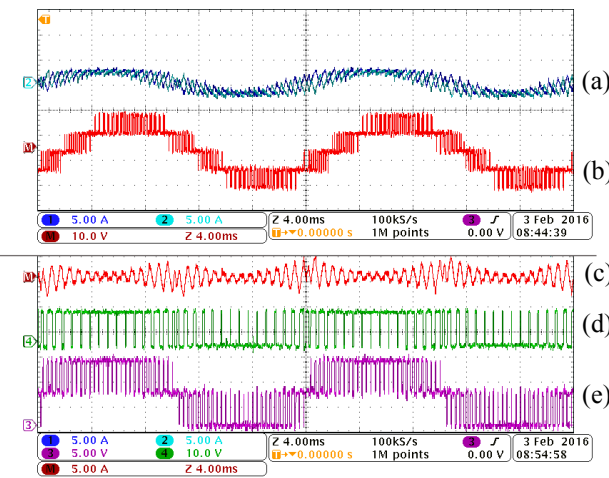


Fig. 11. Formas de onda para um inversor trifásico com duas pernas em paralelo com mecanismo de controle ativo. (a) Corrente  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$ . (b) Tensão de linha equivalente. (c) Corrente diferencial  $i_{a1}-i_{a2}$ . (d) Tensão  $v_{ag1}$ . (e) Tensão de fase  $v_a$ .

## VI. CONCLUSÕES

Com esta abordagem, foi possível obter tensões equivalentes multiníveis de linha com reduzida distorção harmônica, e facilidade de implementação quando comparada com outras técnicas de modulação previamente apresentadas na literatura. Também foi demonstrado que é possível controlar a corrente circulante em um valor próximo de zero, equalizando as perdas por condução das pernas em paralelo. A modulação proposta pode ser estendida para um inversor trifásico com mais pernas em paralelo. Resultados de simulação e experimentais foram obtidos para um inversor com duas pernas em paralelo e estes demonstraram o bom desempenho e simplicidade da modulação proposta.

## REFERÊNCIAS

- [1] P. L. Wong, P. Xu, B. Yang, F. C. Lee, "Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, nº 4, pp. 499-507, Julho 2001.
- [2] B. Cougo, G. Gateau, T. Meynard, M. Bobrowska-Rafal, M. Cousineau, "PD Modulation Scheme for Three-Phase Parallel Multilevel Inverters", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 59, nº 2, pp. 690-700, Fevereiro 2012.
- [3] D. G. Holmes, T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters, Principles and Practice*, IEEE Press, Piscataway, 2003.
- [4] G. Konstantinou, J. Pou, G. J. Capella, S. Ceballos, V. G. Agelidis, "Reducing circulating currents in interleaved converter legs under selective harmonic elimination pulse-width modulation", *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1136-1141, Março 2015.
- [5] J. M. Kanieski, F. B. Grigoletto, H. A. Gundling, H. Pinheiro, "Space vector modulation for a single-phase converter with parallel legs using virtual vectors concept", *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, pp.196-202, Outubro 2013.
- [6] B. Vafakhah, J. Salmon, A. M. Knight, "Interleaved Discontinuous Space-Vector PWM for a multi-level PWM VSI using a 3-phase split-wound coupled inductor," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp.2912-2919, 20-24 de Setembro, 2009.
- [7] R. Hausmann, I. Barbi, "Three-phase multilevel bidirectional DC-AC converter using three-phase coupled inductors," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2160-2167, Setembro 2009.
- [8] E. C. dos Santos, C. B. Jacobina, N. Rocha, E. R. C. da Silva, "Parallel converters supplying a six-phase machine with circulating current cancellation" *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3883-3888, Setembro 2010.
- [9] M. J. Ryan, R. D. Lorenz, R. W. De Doncker, "Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, nº 6, pp. 1183-1191, Dezembro 1999.

- [10] I. W. Jaskulski, H. Pinheiro, L. Mariotto, "Multi-leg voltage source converter for grid connected wind turbines" *International Conference on Clean Electrical Power*, pp 229–235, Maio 2007.
- [11] S. Ogasawara, J. Takagaki, H. Akagi, A. Nabae, "A novel control scheme of a parallel current-controlled pwm inverter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, nº5, pp. 1023–1030, Setembro/Outubro 1992.
- [12] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, P.N. Enjeti, F. Blaabjerg, "Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, nº 5, pp. 1175–1189, Março 2008.
- [13] Feng Zheng, Yunqing Pei, Yuanqiang Liu, Laili Wang, Xu Yang, Zhaoan Wang, "Design coupled inductors for interleaved converters using a three-leg core", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, nº 12, pp. 4697–4705, Dezembro 2008.
- [14] I. W. Jaskulski, I. J. Gabe, J. P. da Costa, M. Stefanello, H. Pinheiro, "Space vector modulation extended to voltage source converters with multiple legs in parallel", *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, Setembro 2007.
- [15] F. B. Grigoletto, H. Pinheiro, "A hybrid modulation strategy for voltage fed converters with multiple parallel legs", *IEEE Industrial Electronics Conference*, pp 1046–1051, Novembro 2011.
- [16] B. Cougo, T. Meynard, G. Gateau, "Parallel three-phase inverters: Optimal PWM method for flux reduction in intercell transformers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 2184 –2191, Agosto 2011.
- [17] K. Zhou, D. Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, nº 1, Fevereiro 2002.
- [18] N. Celanovic, D. Boroyevich, "A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters", *IEEE Trans. Power Electronics*, 2000, vol. 15, nº 2, pp. 242–249.
- [19] J. Li, C. R. Sullivan, A. Schultz, "Coupled- inductor design optimization for fast-response low-voltage DC-DC converters", *Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 817 –823, 2002.
- [20] 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, Novembro/Dezembro 2009.
- [21] R. Hausmann, I. Barbi, "Three-phase DC-AC converter using four-state switching cell", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nº 7, pp. 1857 –1867, Julho 2011.
- [22] F. Carnielutti, H. Pinheiro, C. Rech, "Generalized Carrier-Based Modulation Strategy for Cascaded Multilevel Converters Operating Under Fault Conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, nº 2, pp. 679-689, Fevereiro 2012.

**André Nicolini**, nascido em 28/05/1989 em Venâncio Aires, é engenheiro eletricitista (2015) pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é mestrando do programa de pós-graduação da UFSM. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade do processamento da energia elétrica, modulação para conversores estáticos, energias renováveis e acionamentos de máquinas elétricas. É membro da SOBRAEP e do IEEE.

**Antônio Carlos Duarte Ricciotti**, nascido em 11/06/1964 em Santos-SP, é engenheiro eletricitista (1988) pela Faculdade de Engenharia Industrial, possui Mestrado (2006) em engenharia biomédica e automática pela Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Especialização em engenharia da computação (2004) pela Universidade Federal de Uberlândia (UFU) e gestão de negócios e tecnologia da informação (2001) pela Fundação Getúlio Vargas (FGV), professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Rondônia (2009) e pesquisador do GPTI-Rondônia. Atualmente é doutorando do programa de pós-graduação da UFSM. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade do processamento da energia elétrica, modulação para conversores estáticos, energias renováveis e acionamentos de máquinas elétricas. É membro da SOBRAEP e do IEEE.

**Fernanda Carnielutti** nasceu em Santa Maria, RS, Brasil, em 1987. Recebeu os títulos de engenheira eletricitista (2010), mestre (2012) e doutora (2015) pela Universidade Federal Santa Maria (UFSM). Trabalha no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) na UFSM desde 2005, onde atualmente trabalha como pesquisadora de pós-doutorado. Suas áreas de interesse são: modulação e controle de conversores multiníveis e eletrônica de potência aplicada a fontes de energias renováveis. É membro estudante das IEEE Industrial Electronics, Power Electronics e Industry Application Societies.

**Humberto Pinheiro** é engenheiro eletricitista pela Universidade Federal Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Brasil, em 1983, mestre em engenharia pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, em 1987 e graduado Ph.D. pela Concordia University, Montreal, Canadá, em 1999. De 1987 a 1999, ele foi engenheiro pesquisador de uma companhia brasileira de UPS e também foi professor na Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, onde lecionou a disciplina de eletrônica de potência. Desde 1991, ele está na UFSM. Suas áreas de interesse incluem modulação e controle de conversores estáticos e acionamentos para sistemas de conversão eólica. Dr. Humberto Pinheiro é membro das IEEE Industrial Electronics e Power Electronics Societies.