

# MODULAÇÃO GEOMÉTRICA DESCONTÍNUA APLICADA A UM SISTEMA DE MINIGERAÇÃO DISTRIBUÍDA

ANDRÉ M. NICOLINI\*, VIVIANE B. DA SILVA†, ANTÔNIO RICCIOTTI†, HUMBERTO PINHEIRO\*

*\*Universidade Federal de Santa Maria  
Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil*

*†Universidade Federal de Rondônia  
Porto Velho, Rondônia, Brasil*

andrenicolinee@gmail.com, viviane-barrozo@unir.br, acdricciotti@gmail.com,  
humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com

**Abstract**— The worldwide interest in renewable energy has increased, with a large emphasis on wind and photovoltaic energy. In addition, the increased demand for energy and the need to reduce production costs to make renewable energy more competitive led to an increase in the power generation of these source. This paper presents a simple carrier-based discontinuous geometric modulation approach for three-phase voltage fed converters with magnetically coupled legs, as this makes possible to increase the processing of current by static converters. The modulation properly distributes the pulses between the switches and produces equivalent multilevel line-to-line voltage with reduced harmonic content. The circulating currents, which arise among the parallel legs, are limited through the use of a proportional controller and the addition of a double switching. Moreover, a PI controller to the converter current is project to a three-phase PWM inverter with two legs in parallel connected to the grid through a LCL filter, where it uses the proposed modulation. Finally, simulation and experimental results are presented to demonstrate the good performance of the developed system.

**Keywords**— Current controller, Discontinuous Carrier-Based Geometric Modulation, Distributed Minigeration, Legs in parallel, Reduced THD.

**Resumo**— O interesse mundial em energia renovável tem aumentado nos últimos anos, com uma grande ênfase em energia eólica e fotovoltaica. Além disso, o aumento da demanda por energia e a necessidade de reduzir os custos de produção para tornar as energias renováveis mais competitivas levaram a um aumento na potência de geração destas fontes. Este artigo apresenta um método de modulação descontínua com portadora para inversores trifásicos do tipo fonte de tensão com pernas em paralelo magneticamente acopladas, visando aumentar o processamento de corrente nestes conversores. A modulação distribui adequadamente os impulsos entre as chaves estáticas e produz uma tensão equivalente multinível de linha com reduzido conteúdo harmônico. As correntes circulantes, que surgem entre as pernas paralelas, são limitadas através do uso de um controlador proporcional e a adição de uma dupla comutação. Além disso, um controlador PI é projetado para a corrente de um conversor PWM trifásico com duas pernas em paralelo conectadas à rede elétrica através de um filtro LCL, onde utiliza-se a modulação desenvolvida. Por fim, resultados de simulação e experimentais são apresentados, demonstrando o bom desempenho do sistema utilizado.

**Palavras-chave**— Controlador de corrente, Modulação Descontínua com Portadora, Minigeração Distribuída, Pernas em Paralelo, THD Reduzida.

## 1 Introdução

O interesse mundial em energia renovável tem aumentado nos últimos anos, com uma grande ênfase em energia eólica e fotovoltaica. Além disso, o desenvolvimento das tecnologias, o aumento da demanda por energia, e a necessidade de tornar os custos de produção mais baixos, visando tornar as energias renováveis mais competitivas, fizeram com que houvesse um aumento gradual em tamanho e potência das turbinas eólicas, bem como dos sistemas de geração solar. Nesses casos, a opção mais utilizada são os conversores do tipo fonte de tensão operando com baixas tensões (<1 kV) (Zhang et al., 2016). Entretanto, as correntes envolvidas podem superar a capacidade dos semicondutores de potência disponíveis (Grigoletto and Pinheiro, 2014). Assim, à medida que a potência de geração aumenta, torna-se necessário utilizar sistemas que dividam a corrente proveniente do sistema de geração.

Na literatura, diversas possibilidades são propostas para aumentar a capacidade de processamento de corrente pelos conversores trifásicos. Dentre elas podem ser citadas: interruptores de potência em paralelo, unidades conversoras em paralelo, e pernas em paralelo. No caso de interruptores de potência em paralelo, a maior preocupação está relacionada à distribuição assimétrica das perdas entres os condutores, o que leva a um desigual estresse térmico, aumentando drasticamente a taxa de falhas (Butcher, 2007). No caso de unidades conversoras em paralelo e em conversores com pernas em paralelo, podem surgir correntes circulantes entre os braços ou correntes de sequência zero. Tal efeito pode ser evitado isolando as unidades, seja com barramentos CC distintos ou por meio de transformadores com múltiplos secundários (Ye et al., 2002; Grigoletto and Pinheiro, 2014). Entretanto, estes métodos aumentam o custo e diminuem a confiabilidade do sistema (Zheng et al., 2013). Também pode-

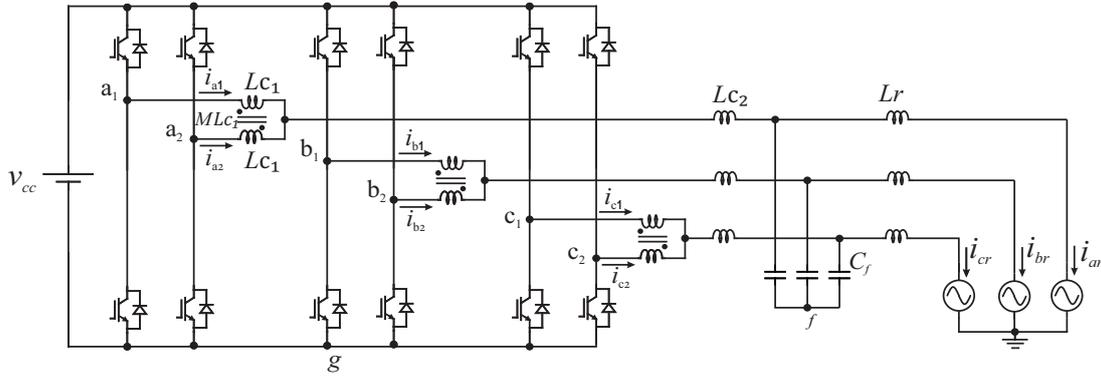


Figura 1: Inversor trifásico com duas pernas em paralelo

se controlar ativamente tais correntes (Grigoletto and Pinheiro, 2014) e utilizar indutores, acoplados ou não entre as pernas da mesma fase (Ye et al., 2002). Vários métodos de modulação visando sintetizar tensão de linha com reduzido conteúdo harmônico, bem como controle de corrente ativo para reduzir as correntes circulantes e as correntes de sequência zero, são propostos na literatura.

Em Cougo et al. (2012), 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 (Holmes and Lipo, 2003). Contudo, este método faz uso de um hardware complexo, com a associação de um DSP-FPGA para controle e geração dos sinais de comando para as chaves semicondutoras. Em Konstantinou et al. (2015), 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. Porém, a escolha dos ângulos de comutação geralmente é feita offline e esta técnica não é adequada para a operação em malha fechada. Uma modulação Space Vector (SV) para controlar as correntes circulantes e diminuir as THD's das tensões de saída é apresentada em (Kanieski et al., 2013).

Neste contexto, o método de modulação desenvolvido 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.

Por fim, visando aplicar a modulação desenvolvida a um sistema de minigeração distribuída, um controlador PI, em eixos síncronos  $dq$  para a corrente do conversor trifásico com duas pernas em paralelo, é projeto considerando-se a dinâmica do modulador PWM e o atraso de implementação digital. A análise do controlador é realizada através do método de Nyquist.

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 controlador da corrente trifásica do lado do conversor é projetado. Na Seção IV, são apresentados resultados experimentais e de simulação que comprovam o desenvolvimento teórico apresentado. Por fim, as conclusões são discutidas na Seção V.

## 2 Conversor trifásico conectado à rede

O circuito da Figura 1 mostra um conversor trifásico com duas pernas em paralelo conectado à rede através de filtro LCL. Ao obter-se o modelo equivalente em função das correntes e tensões trifásicas, e das tensões diferenciais entre os braços e as correntes circulantes, verifica-se o acoplamento entre as correntes e tensões trifásicas, entretanto há desacoplamento entre as tensões diferenciais e as correntes circulantes das fases, ou seja, a corrente circulante da fase  $a$  depende somente da tensão diferencial da fase  $a$ . Deste modo o circuito pode ser representado de forma equivalente, como

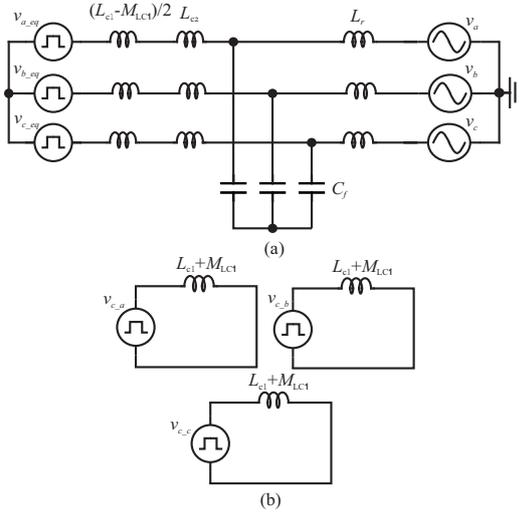


Figura 2: Circuitos equivalentes do lado CA do inversor: (a) circuito equivalente trifásico; (b) circuito equivalente das tensões diferenciais.

mostra a Figura 2. Assim, o problema do controle das correntes circulantes e o controle da corrente da rede podem ser tratadas como dois problemas independentes. Na próxima subseção será demonstrada uma modulação geométrica descontínua (DGM) com controlador proporcional para controle das correntes circulantes entre os braços, onde obtém-se uma reduzida THD das tensões de linha se comparado com método mais tradicionais como modulação *Phase-Shift* (PS), e a modulação de dois níveis.

### 2.1 Modulação geométrica descontínua para conversor trifásico com pernas em paralelo

No intuito de desenvolver a modulação e simplificar sua demonstração, apenas uma das fases é considerada, onde o circuito é descrito 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, considerando, em um primeiro momento, o conversor em aberto e apenas com o indutor de acoplamento conectado a sua saída, a tensão equivalente da fase  $a$   $v_{a,eq}$  e a tensão de modo diferencial  $v_{ca}$ , podem ser escritas em função das tensões em cada um dos braços  $v_{ag1}$  e  $v_{ag2}$ , na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{ag1} \\ v_{ag2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1/2 \\ 1 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a,eq} \\ v_{c-a} \end{bmatrix} \quad (1)$$

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  $v_{ca}$  devem ser limitadas dentro dos recursos do conversor. Assim, para obter os limites da região linear de operação as seguintes inequações devem ser satisfeitas:

$$\begin{aligned} 0 &\leq v_{ag1} \leq 1 \\ 0 &\leq v_{ag2} \leq 1 \end{aligned} \quad (2)$$

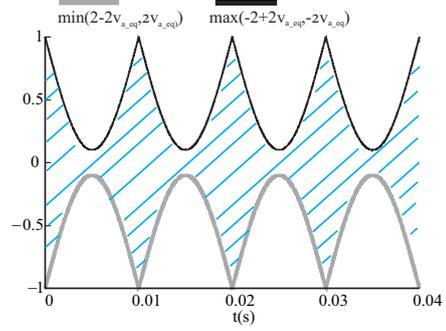


Figura 3: Área com possíveis valores para  $v_{ca}$ .

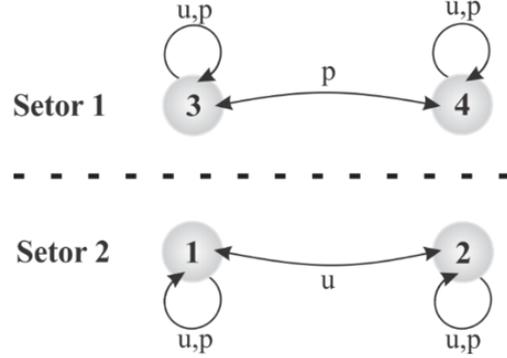


Figura 4: Máquina de estados para a modulação DGM

A partir destas inequações, verifica-se que o conjunto de soluções possíveis para a tensão diferencial  $v_{ca}$  entre os braços está dentro do intervalo mostrado por (3), e representado graficamente pela região hachurada na Figura 3, onde assume-se que a tensão  $v_{a,eq}$  é conhecida e dada por  $v_{a,eq} = m\text{sen}(\omega t) + 0,5$ , onde  $m$  é o índice de modulação.

$$\max(-2 + 2v_{a,eq}, -2v_{a,eq}) \leq v_{c-a} \leq \min(2 - 2v_{a,eq}, 2v_{a,eq}) \quad (3)$$

Ao utilizar-se como conjunto de solução os valores máximos e mínimos de  $v_{ca}$ , os sinais modulantes obtidos possuem características 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  $v_{ca}$ . No entanto, estas transições não devem aumentar o número de comutações se comparado, por exemplo, com a modulação PS. Existem quatro estados de comutação possíveis, e os sinais modulantes podem ser atualizados em *underflow* (U) e em *periodmatch* (P). Para simplificar a modulação, uma máquina de estados separada por setores foi criada, conforme a Figura 4, em que são mostradas as possíveis comutações. Percebe-se que para o setor 1, as mudanças possíveis são entre os estados 3 e 4. Por exemplo, 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, vi-

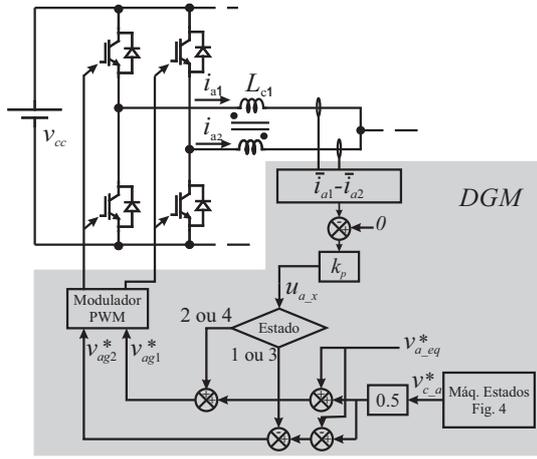


Figura 5: Representação do esquema de controle para a corrente circulante da fase a.

sando o menor número de comutações. O mesmo procedimento é aplicado para o setor 2.

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 (Cougo et al., 2012), onde para contornar esta limitação foi adicionada uma dupla comutação com duração variável no instante de transição entre os semi-ciclos do sinal modulante utilizando uma FPGA. Neste trabalho, foi adicionada uma dupla comutação com duração fixa, utilizando apenas um DSP, para reduzir o salto na corrente circulante, que está melhor descrita em Nicolini et al. (2016).

O controle da corrente circulante média foi realizado através da adição de uma variável auxiliar  $u_{ax}$  ao sinal modulante, capaz de mudar o valor médio de  $v_{ca}$ , modificando consequentemente o valor médio da corrente circulante, mas não alterando o valor médio de  $v_{aeq}$ . O valor da variável auxiliar  $u_{ax}$  é obtido através da utilização de um controlador proporcional. O diagrama de blocos, que representa a modulação descontínua utilizada, bem como o controle da corrente circulante, está mostrado na Figura 5.

A Figura 6 e a Tabela 1 comparam as tensões de linha sintetizadas pelos métodos tradicionais e pela modulação geométrica descontínua, bem como comparam o valor de suas THD's.

Na Figura 6 é possível perceber que a tensão de linha equivalente de um conversor trifásico com pernas em paralelo utilizando as modulações DGM e PS apresenta 5 níveis, enquanto a modulação de 2 níveis apresenta apenas 3 níveis. Além do mais, ao passo que a modulação DGM utiliza os níveis de tensão mais próximos disponíveis, a modulação PS não utiliza, ocasionando maiores derivadas de tensão ( $dv/dt$ ), o que acaba prejudicando a sua THD.

Tabela 1: Comparação da THD e DF1 obtidas com o método descontínuo e os métodos tradicionais

	DGM	PS	2 níveis
$m$		0,764	
$THD_v$	39,64%	66,8%	81,92%
$THD_i$	1,59%	4,12%	6,37%
$DF1$	0,007	0,0182	0,028

Na Tabela 1 são mostradas a THD da tensão de linha e o Fator de Distorsão de primeira ordem (DF1) da corrente de saída do conversor para cada um dos métodos, utilizando-se um índice de modulação de 0,764. Note que o  $DF1$  é definido como sendo a THD da corrente normalizada em relação a  $\omega L_{eq} I_1 / V_{cc}$ , onde  $I_1$  é a componente fundamental da corrente do inversor e  $L_{eq}$  é a indutância equivalente de fase. Para a comparação fixou-se a frequência da tensão em cada uma das pernas da fase  $a$ . Percebe-se que o método utilizado diminui a THD da tensão de linha em torno de 41% e o DF1 da corrente em aproximadamente 62%, em relação a modulação PS. E, ao comparar-se com a modulação 2 níveis, essa diferença é ainda maior.

Na próxima seção, um controlador PI em eixos síncronos será projetado para controle da corrente trifásica do lado conversor.

### 3 Controle da corrente do conversor

Nesta subseção, o controle de corrente é projetado para um conversor trifásico com duas pernas em paralelo, utilizando a modulação descontínua geométrica desenvolvida na seção anterior, com filtro LCL na saída. Geralmente, as correntes do lado da rede são controladas (Teodorescu and Blaabjerg, 2004; Twining and Holmes, 2003), entretanto, neste trabalho, visando reduzir o número de sensores, serão controladas as correntes do lado do conversor, que já são medidas para realizar o controle da corrente circulante entre os braços.

Conforme descrito anteriormente, o controle da corrente do conversor trifásico com duas pernas em paralelo pode ser tratado da mesma maneira que para um conversor trifásico tipo fonte de tensão (VSC) convencional, pois o problema das correntes circulantes entre os braços adicionais é solucionado pela modulação geométrica descontínua utilizada. O circuito equivalente para qual o controlador de corrente deve ser projetado está mostrado na Figura 2a. O projeto do controlador será realizado em eixos síncronos  $dq$ , onde as grandezas são contínuas em regime permanente, facilitando o projeto do controlador.

O controlador proporcional-integral (PI) foi escolhido por ser um dos controladores mais utilizados na literatura (Camargo, 2006; Amin and Molinas, 2017) para controle de corrente em conversores PWM trifásicos. A parte proporcional tem como característica modificar a velocidade de

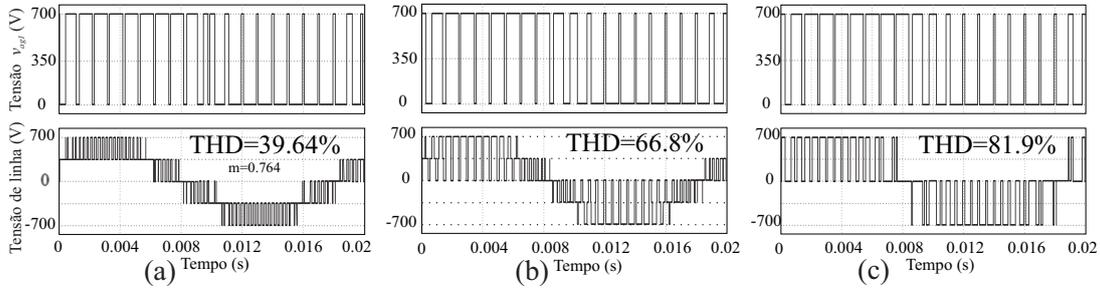


Figura 6: Formas de ondas para comparação das modulações: (a) DGM; (b) PS; (c) 2 níveis

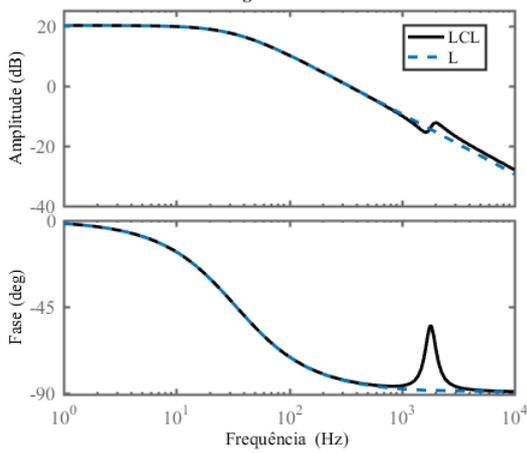


Figura 7: Diagrama de bode filtro LCL e filtro L

resposta do sistema. Já a parte integral adiciona um polo na origem, e integra o erro da resposta de saída, promovendo erro nulo em regime permanente para sinais de referência contínuos.

Ao modelar este conversor em eixos síncronos  $dq$ , obtém-se um modelo do tipo múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), entretanto, ao se adicionar termos de desacoplamento ( $\omega L_{eq}$ ) ao controlador, é possível desprezar o acoplamento entre os eixos  $d$  e  $q$  para o projeto do controlador PI (Dannehl et al., 2009). Neste caso, o sistema em questão é considerado como dois sistemas SISO, um no eixo  $d$  e outro no eixo  $q$ , e o controlador pode ser projetado para cada eixo independentemente. Aqui, como ambos os eixos apresentaram resposta dinâmica idêntica, dois controladores com ganhos idênticos serão utilizados. A equação 4 descreve o controlador PI.

$$G_{pi} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4)$$

Os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  para o controlador proporcional-integral podem ser calculados através da aproximação do filtro LCL com o filtro L, onde as indutâncias e resistências equivalentes são dadas pela equação 5.

$$\begin{aligned} L_{eq} &= 0.5L_{c1} - 0.5M_{Lc1} + L_{c2} + L_{r1} \\ R_{eq} &= 0.5R_{c1} + R_{c2} + R_{r1} \end{aligned} \quad (5)$$

Esta aproximação é possível pois, para baixas frequências estes filtros têm comportamentos

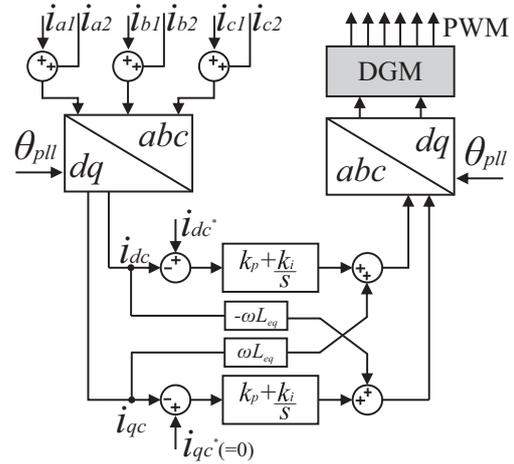


Figura 8: Estrutura de controle da corrente do conversor.

semelhantes, conforme mostra a Figura 7. A equação 6 é a função de transferência que representa o sistema equivalente de primeira ordem.

$$G_p = \frac{1}{L_{eq}s + R_{eq}} \quad (6)$$

Esta aproximação simplifica o projeto dos ganhos do controlador PI, pois o filtro L tem uma função de transferência de 1ª ordem, enquanto o filtro LCL possui função de transferência de 3ª ordem. Além disso, a tensão da rede é tratada como um distúrbio e não é considerada durante o projeto do controlador. Por outro lado, o atraso de implementação devido a utilização do controle digital e o PWM é considerado, e pode ser representado pela função de transferência mostrada em (7) e descrita por Mattavelli et al. (2008).

$$G_p = \frac{1 - 0.5T_s s}{1 + 0.5T_s s} \quad (7)$$

A estrutura do controle de corrente utilizada está representada em diagrama de blocos na Figura 8. Alguns trabalhos na literatura, também adicionam a dinâmica do PLL para análise da estabilidade do sistema, entretanto, ao se utilizar um PLL com uma banda passante pequena, sua dinâmica pode ser desconsiderada (Wang et al., 2014).

Os ganhos do controlador PI foram projetados para se obter uma boa resposta dinâmica do

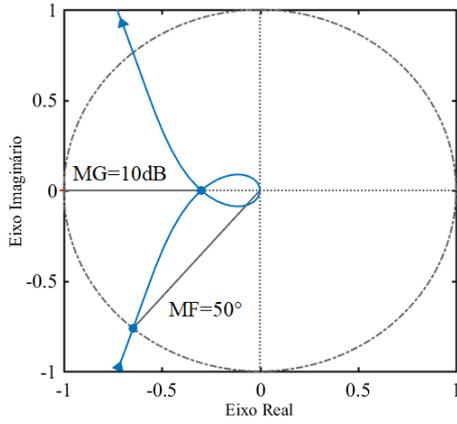


Figura 9: Diagrama de Nyquist: margens de fase e margem de ganho para o controlador projetado

sistema, bem como uma pequena sobre-elevação do sinal quando imposto um degrau na referência de corrente. Inicialmente, eles foram sintonizados através do método ótimo simétrico (Vukosavic, 2007), mostrado em (8), e posteriormente, ajustados de modo a satisfazer as condições de projeto.

$$k_p^{opt} = \frac{L_{eq}}{2T_s}, \quad k_i^{opt} = \frac{L_{eq}}{8T_s^2} \quad (8)$$

Pelo diagrama de Nyquist mostrado na Figura 9 verifica-se que para ganhos  $k_p = 0.95$  e  $k_i = 650$ , o sistema é estável, pois os polos de malha aberta estão todos localizados no semi-plano esquerdo, e a curva de Nyquist não circunda o ponto  $-1 + j0$ . Ainda, pela Figura 9, verifica-se que o sistema em malha fechada tem uma margem de fase (MF) igual a  $50^\circ$  e margem de ganho (MG) de 10.5 dB.

#### 4 Resultados experimentais e de simulação

A fim de validar a modulação utilizada neste artigo para um conversor trifásico, com duas pernas em paralelo com filtro LCL na saída, para utilização em um sistema de minigeração distribuída de 200 kW, resultados experimentais foram obtidos para o inversor da Figura 1.

Inicialmente, um protótipo experimental de um inversor trifásico com duas pernas em paralelo 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 do filtro LCL e da fonte de tensão CA, afim de validar apenas a modulação.

A Figura 10 mostra as correntes nas pernas da fase  $a$ , a tensão de linha equivalente  $v_{ab}$ , a corrente circulante  $i_{ca}$ , a tensão  $v_{ag1}$  e a tensão de fase  $v_a$ . Estas formas de onda do inversor trifásico com duas pernas em paralelo evidenciam os resultados satisfatórios obtidos com a modulação proposta utilizando o mecanismo de controle da

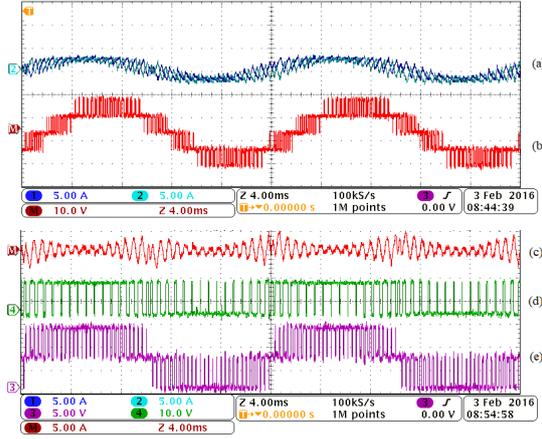


Figura 10: Resultados experimentais da modulação proposta com adição da dupla comutação: (a) correntes  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$ ; (b) tensão equivalente de linha  $v_{ab}$ ; (c) corrente diferencial da fase a; (d) tensão  $v_{ag1}$ ; (e) tensão  $v_{aeq}$ .

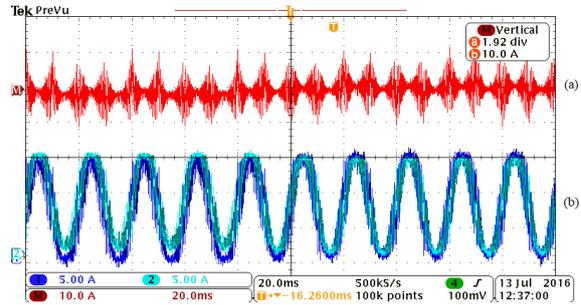


Figura 11: Resultados experimentais de grandezas relacionadas à fase a do inversor trifásico com duas pernas em paralelo magneticamente acopladas: (a) corrente diferencial  $i_{ca}$ ; (b) correntes nas pernas da fase a:  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$ .

corrente circulante. 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 mostrado na Figura 6(a).

Na Figura 11 verifica-se que a corrente circulante média está em torno de 5 A. Porém, a partir dos 75 ms, o controlador proporcional é acionado, regulando-a em aproximadamente 0 A, com um tempo de acomodação em torno de 20 ms, que pode ser ajustado através do ganho proporcional da malha de controle da corrente circulante.

Os resultados do controlador de corrente são apresentados na forma de simulação através do software PSIM®. O conversor mostrado na Figura 1 é utilizado, cujo parâmetros estão mostrados na Tabela 2. O barramento CC foi conectado a uma fonte de tensão ideal e os terminais do filtro LCL foram conectados à rede ou ao ponto de conexão comum (PCC). O ângulo de sincronismo da rede é obtido através de um dos métodos mais utilizados na literatura, o *Phase-Locked Loop* em eixos síncronos de referência (SRF-PLL) (Zhang

Tabela 2: Parâmetros dos conversor trifásico

Símb.	Parâmetro	Valores
$P_g$	Potência de geração	200 kW
$V_r$	Tensão da rede	380 V
$f$	Frequência da rede	50 Hz
SCR	<i>Short-circuit ratio</i>	3.8
$L_{c1}$	Indutores acoplados	0,4 mH
$M_{Lc1}$	Indutância mútua $L_{c1}$	0,15 mH
$L_{c2}$	Indutor do lado do inversor	0,07 mH
$L_{r1}$	Indutor do lado da rede	0,07 mH
$C_f$	Capacitor filtro LCL	120 uF
$f_{si}$	Frequência chav. inversor	2 kHz

et al., 2015).

A estrutura de controle simulada é semelhante ao apresentado no diagrama de blocos da Figura 8. Entretanto, ele foi implementado em um bloco C, que é utilizado para simular o microcontrolador, onde é possível levar em consideração o atraso de implementação digital e a dinâmica Zero Order Hold (ZOH) do modulador PWM, presentes na implementação prática.

Inicialmente uma referência de 140 A é imposta ao controlador de corrente no eixo em quadratura em coordenadas  $dq$ . Após 20 ms, a referência passa a ser 429 A, que é a corrente nominal do inversor. Após mais 40 ms, há um decréscimo na referência de corrente, que passa a ser 280 A, conforme percebe-se na Figura 12. O valor da corrente no eixo direto é aproximadamente zero.

As Figuras 12 (a) e (b) mostram a corrente do sistema em coordenadas  $abc$  e em coordenadas síncronas  $dq$ , respectivamente. A linha tracejada, sobre a resposta da corrente em eixos síncronos, é a referência de corrente imposta ao controlador para o eixo em quadratura. Percebe-se os valores de corrente convergindo para os valores de referência.

Para um degrau na referência de corrente no eixo  $q$ , de 140 A para 429 A, tem-se uma sobre-elevação de aproximadamente 15 % nas correntes de eixo direto. O tempo de acomodação está em torno de 8 ms. Em regime permanente, o erro pode ser considerado nulo. Para o degrau na referência de corrente no eixo  $q$ , de 429 A para 280 A, tem-se um afundamento de aproximadamente 12 % nas correntes de eixo direto. O tempo de acomodação está em torno de 7ms. Em toda a simulação não há saturação do sinal da ação de controle.

Para uma corrente de referência de 429 A, em regime permanente, obteve-se um fator de potência (FP) igual a 0,996 e THD da corrente da rede igual a 0,38%. Para uma corrente de referência de 140 A teve-se FP=0,997 e THD=0.85%. A Figura 13 mostra os níveis de harmônicas individuais na corrente gerada para a corrente de 140 A, ou seja, para 33% da potência nominal. Os resultados satisfazem os critérios de qualidade de

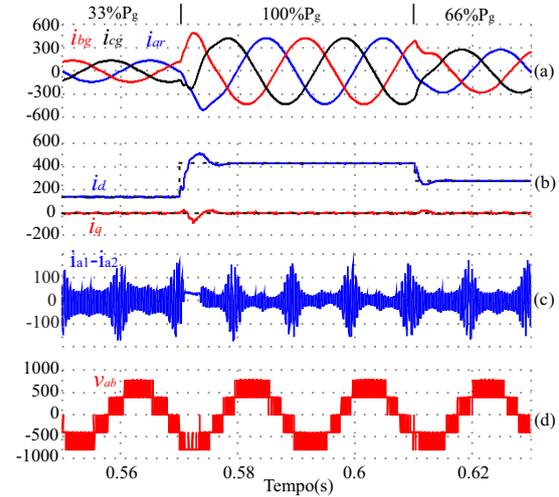


Figura 12: Resultados de simulação do controle de corrente do conversor utilizando a modulação proposta: (a) correntes trifásicas da rede em (A); (b) correntes do conversor em eixos síncronos  $dq$  em (A); (c) corrente diferencial da fase a em (A); (d) tensão de linha  $v_{ab}$  em (V).

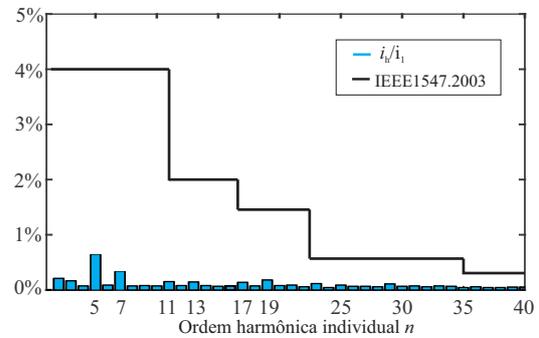


Figura 13: Distorção harmônicas individuais das correntes para 33% da potência nominal.

energia segundo a norma IEEE 1547.

Percebe-se pelas Figuras 12 (c) e (d), que a corrente circulante e a tensão de linha de saída sintetizada pelo conversor trifásico com dois braços em paralelo, sofrem variações no momento que ocorrem os degraus na referência de corrente, entretanto o controle da corrente circulante e a modulação utilizada demonstraram boa resposta dinâmica a este tipo de variações, comprovando o bom funcionamento de todo o sistema.

## 5 Conclusão

Com a modulação utilizada foi possível obter tensões equivalentes multiníveis de linha com reduzida distorção harmônica. 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. Um controlador PI foi projetado para a corrente do lado do conversor. Resultados de simulação e experimentais foram obtidos para um inversor

com duas pernas em paralelo. Estes demonstraram o bom desempenho e simplicidade da modulação proposta, além da boa resposta dinâmica da malha de controle de corrente do conversor. Atendeu-se a norma IEEE1547 quanto à distorção harmônica da corrente de geração.

### Agradecimentos

Os autores agradecem a CAPES e ao CNPQ pelo apoio financeiro desta pesquisa.

### Referências

- Amin, M. and Molinas, M. (2017). Understanding the origin of oscillatory phenomena observed between wind farms and hvdc systems, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* **5**(1): 378–392.
- Butcher, N. D. (2007). *Active paralleling of high power voltage source inverters.*, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade de Canterbury, Christchurch, NZ, 2007.
- Camargo, R. F. (2006). *Método de sincronização aplicado a conversores PWM trifásicos.*, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, Brasil, 2006.
- Cougo, B., Gateau, G., Meynard, T., Bobrowska-Rafal, M. and Cousineau, M. (2012). Pd modulation scheme for three-phase parallel multilevel inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **59**(2): 690–700.
- Dannehl, J., Wessels, C. and Fuchs, F. W. (2009). Limitations of voltage-oriented pi current control of grid-connected pwm rectifiers with *lcl* filters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **56**(2): 380–388.
- Grigoletto, F. B. and Pinheiro, H. (2014). Flexible arrangement of static converters for grid-connected wind energy conversion systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **61**(9): 4707–4721.
- Holmes, D. G. and Lipo, T. A. (2003). *Pulse Width Modulation for Power Converters, Principles and Practice.*, IEEE Press, Piscataway.
- Kanieski, J. M., Grigoletto, F. B., Gründling, H. A. and Pinheiro, H. (2013). Space vector modulation for a single-phase converter with parallel legs using virtual vectors concept, *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 196–202.
- Konstantinou, G., Pou, J., Capella, G. J., Ceballos, S. and Agelidis, V. G. (2015). Reducing circulating currents in interleaved converter legs under selective harmonic elimination pulse-width modulation, *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1136–1141.
- Mattavelli, P., Polo, F., Lago, F. D. and Saggini, S. (2008). Analysis of control-delay reduction for the improvement of ups voltage-loop bandwidth, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **55**(8): 2903–2911.
- Nicolini, A., Carnielutti, F., Pinheiro, H. and Ricciotti, A. (2016). Carrier-based discontinuous modulation for interleaved inverters, *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–8.
- Teodorescu, R. and Blaabjerg, F. (2004). Flexible control of small wind turbines with grid failure detection operating in stand-alone and grid-connected mode, *IEEE Transactions on Power Electronics* **19**(5): 1323–1332.
- Twining, E. and Holmes, D. G. (2003). Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an *lcl* input filter, *IEEE Transactions on Power Electronics* **18**(3): 888–895.
- Vafakhah, B., Salmon, J. and Knight, A. M. (2009). Interleaved discontinuous space-vector pwm for a multi-level pwm vsi using a 3-phase split-wound coupled inductor, *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2912–2919.
- Vukosavic, S. N. (2007). *Digital Control of Electrical Drives*, Springer Science Business Media.
- Wang, X., Blaabjerg, F. and Wu, W. (2014). Modeling and analysis of harmonic stability in an ac power-electronics-based power system, *IEEE Transactions on Power Electronics* **29**(12): 6421–6432.
- Ye, Z., Boroyevich, D., Choi, J.-Y. and Lee, F. C. (2002). Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers, *IEEE Transactions on Power Electronics* **17**(5): 609–615.
- Zhang, C., Wang, X. and Blaabjerg, F. (2015). Analysis of phase-locked loop influence on the stability of single-phase grid-connected inverter, *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–8.
- Zhang, J., Li, P., Wang, J. and Cai, X. (2016). High-efficiency *rb-igbt* based low-voltage pwm current-source converter for pmsg wind energy conversion systems, *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–7.
- Zheng, Y., Wang, Z. and Zhang, J. (2013). Research of harmonics and circulating current suppression in paralleled inverters fed permanent magnet synchronous motor drive system, *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1068–1073.