

ARRANJO FLEXÍVEL DE CONVERSORES ESTÁTICOS PARA SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA CONECTADOS À REDE

*Felipe B. Grigoletto e **Humberto Pinheiro

*Grupo de Pesquisa em Sistemas Eletrônicos/UNIPAMPA, **Grupo de Eletrônica de Potência e Controle/UFSM

*Alegrete-RS-Brasil, **Santa Maria-RS-Brasil

*grigoletto@gmail.com, **humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com

Resumo - Este artigo apresenta um arranjo flexível de conversores estáticos para sistemas de conversão de energia eólica (WECS), conectados à rede. O arranjo flexível proposto utiliza módulos conversores trifásicos *back-to-back* com interruptores auxiliares de reconfiguração. As principais características do arranjo flexível proposto são: (i) expansão dos limites de capacidade de potência reativa, (ii) alta eficiência, principalmente para condições de baixa velocidade do vento em que a potência ativa é reduzida e (iii) baixo conteúdo harmônico das correntes de saída. Além disso, uma descrição detalhada dos modos de operação, definição das referências de potência, bem como os controladores das correntes do lado da rede, do lado do gerador e correntes circulantes são apresentados. Finalmente, resultados experimentais demonstram o bom desempenho e flexibilidade do arranjo proposto.

Palavras-Chave – Conversores Conectados à Rede, Conversores em Paralelo, Sistemas de Conversão de Energia Eólica.

FLEXIBLE ARRANGEMENT OF STATIC CONVERTERS FOR GRID CONNECTED WIND ENERGY CONVERSION SYSTEMS

Abstract - This paper presents a new flexible arrangement of static converters for grid connected Wind Energy Conversion Systems (WECS). The proposed arrangement uses three phase voltage fed back-to-back mass produced power converter modules with reconfiguration switches. The main features of the proposed flexible arrangement are: (i) expanded reactive power capability limits, (ii) high efficiency mainly under low wind conditions where the active power is reduced, and (iii) low current harmonic content. In addition, a detailed description of the operating modes, as well as the grid, generator and circulating current controllers design are given. Finally, experimental results support the theoretical development and demonstrate the good performance and flexibility of the proposed arrangement.

Keywords – Grid Connected Converters, Parallel converters, Wind Energy Conversion Systems.

Artigo submetido em 30/04/2013. Revisado em 19/08/2013. Aceito para publicação em 07/09/2013 por recomendação do editor Henrique A. C. Braga.

I. INTRODUÇÃO

A geração de energia elétrica a partir dos ventos têm crescido mundialmente, sendo isto devido principalmente à redução de custos por kWh. Esta redução de custos tem sido possível devido ao aumento considerável das potências das turbinas eólicas durante as últimas décadas, onde estas têm alcançado diversas unidades de megawatts [1, 2].

A maioria dos conversores estáticos de potência presente nos sistemas de conversão de energia eólica operam com tensões menores que 1 kV [3]. Desta forma, as correntes envolvidas podem exceder a capacidade dos semicondutores de potência disponíveis. Uma solução viável para esta limitação é o paralelismo de conversores, que pode trazer muitas vantagens para os sistemas de conversão de energia eólica [4, 5]. O uso de módulos conversores em paralelo aumenta a confiabilidade do sistema, pois ao ocorrer uma falha em alguma unidade, o sistema ainda é capaz de operar [6].

É importante mencionar que a eficiência de sistemas de conversão que empregam módulos conversores em paralelo pode ser aumentada, principalmente quando operam com uma fração da potência nominal. Em [7], é reportado que a redução das perdas utilizando módulos conversores em paralelo pode levar a um aumento de 0,15-0,2% na produção anual de energia de um sistema de geração eólica. Ainda, o paralelismo de conversores prove um meio de reduzir o conteúdo harmônico das correntes do lado da rede ou o tamanho do filtro de saída.

Um arranjo de conversores é sugerido em [8], onde são empregados múltiplos módulos conversores em paralelo que podem ser comutados a fim de permitir a operação em caso de falha de algum componente. Esta solução visa reduzir a perda de energia ocasionada pelo tempo perdido entre a falha de um componente e seu reparo. Ainda, o arranjo em questão não resulta em ampliação de capacidade de potência para o sistema de conversão de energia.

Como a geração de energia eólica tornou-se significativa em relação a outros recursos energéticos em alguns países europeus, os operadores atualizaram seus códigos de rede e passaram a exigir suporte de potência reativa por parte de novos WECS instalados [9]. Neste sentido, em [10] é apresentado um sistema que compreende uma pluralidade de módulos conversores conectados ao mesmo barramento CC. Apesar de apresentar flexibilidade em termos de rearranjo de conversores, esta solução possui desvantagens em termos de confiabilidade, pois uma falha no barramento CC pode comprometer toda a operação do sistema de conversão de energia eólica.

Por outro lado, o uso de conversores em paralelo pode resul-

tar em caminhos fechados que originam correntes circulantes de sequência zero (ZSCC), sendo que estas podem degradar o desempenho do sistema [11]. As correntes circulantes podem ser mitigadas pelo controle das tensões de sequência zero produzidas pelos conversores [4, 12, 13].

Este artigo apresenta um arranjo flexível de conversores estáticos de potência para WECS constituídos por gerador síncrono a imã permanente (PMSG), em que os conversores processam toda a potência gerada. Este arranjo, mostrado na Figura 1, é composto por módulos conversores de potência *back-to-back* conectados em paralelo e interruptores de reconfiguração. Com o arranjo proposto, sempre que a potência ativa processada for uma fração da potência nominal, é possível aumentar significativamente os limites de capacidade de potência reativa, o que é relevante visto que o fator de capacidade dos WECS é geralmente baixo. Serão explorados os diversos modos de operação do arranjo proposto, que são caracterizados pelos limites de capacidade de potência. Além disso, um algoritmo para a seleção do modo de operação a partir das referências de potência é apresentado em detalhes neste artigo. Ainda, uma descrição dos controladores das correntes do lado da rede e do lado do gerador, bem como das correntes circulantes é apresentado. Finalmente, resultados experimentais são apresentados para demonstrar o bom desempenho do arranjo flexível proposto.

II. ARRANJO FLEXÍVEL DE CONVERSORES ESTÁTICOS

Nesta seção será apresentada uma descrição detalhada do arranjo flexível proposto, definição das curvas de capacidade devido aos limites de corrente e aos limites de tensão, além de um método para escolha dos modos de operação e determinação das referências de potência ativa e reativa.

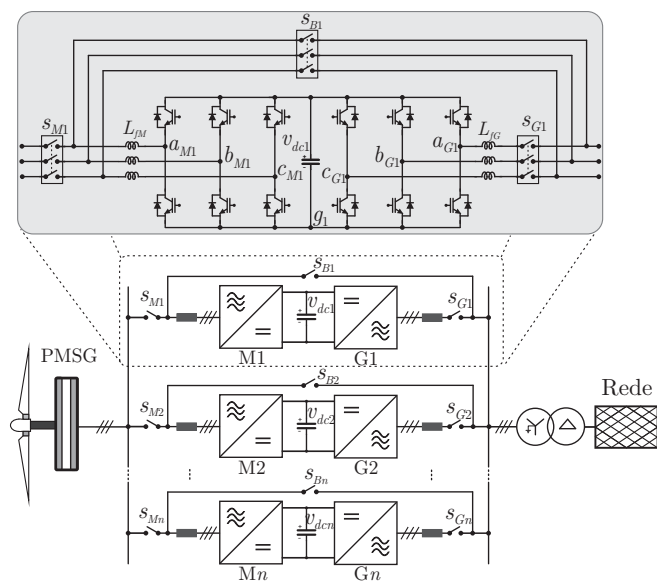


Fig. 1. Arranjo flexível de conversores estáticos proposto para WECS.

A. Modos de operação de um módulo conversor

O arranjo flexível proposto é formado por módulos conversores estáticos de potência *back-to-back* com interruptores de reconfiguração s_M , s_G e s_B , como mostra a Figura 1. Cada conversor *back-to-back*, formado por dois conversores trifásicos e um barramento CC, apresenta cinco modos de operação, mostrados na Figura 2. Se os interruptores s_M , s_B e s_G estiverem abertos, os conversores do lado da rede e do lado do gerador estão desconectados, como mostra a Figura 2(a). Por outro lado, sempre que os interruptores s_M e s_G estiverem em condução e o interruptor s_B estiver aberto, o conversor do lado do gerador estará conectado ao gerador e o conversor do lado da rede estará conectado à rede, como ilustrado na Figura 2(b). De acordo com a Figura 2(c), sempre que os interruptores s_B e s_G estiverem em condução e o interruptor s_M estiver aberto, ambos os módulos conversores do lado da rede e do lado do gerador estarão conectados à rede elétrica. Caso os interruptores s_M e s_B estiverem abertos e o interruptor s_G estiver em condução o módulo conversor do lado do gerador estará desconectado e o módulo conversor do lado da rede estará conectado à rede como mostra a Figura 2(d). Finalmente, se os interruptores s_M e s_G estiverem abertos e o interruptor s_B estiver em condução, o módulo conversor do lado da rede estará desconectado e o módulo conversor do lado do gerador estará conectado à rede, como mostra a Figura 2(e).

Desde que existam múltiplos módulos conversores *back-to-back* em paralelo, o arranjo flexível proposto apresenta diversos modos de operação. Ao todo, este arranjo apresenta 5^n modos de operação, onde n é o número de módulos conversores *back-*

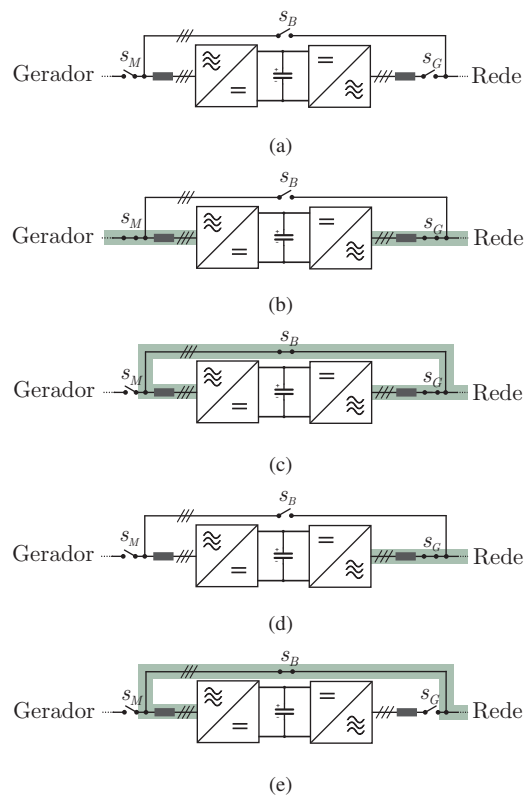


Fig. 2. Possíveis modos de operação de um módulo conversor *back-to-back*.

to-back em paralelo. Entretanto, existem modos de operação redundantes, onde diferentes configurações de interruptores resultam em mesma capacidade de potência. A Tabela I apresenta os modos de operação do arranjo flexível proposto com três módulos conversores *back-to-back* em paralelo, onde OM representa o modo de operação, N_M o número de módulos conversores conectados ao gerador e N_G , o número de módulos conversores conectados à rede.

TABELA I
Modos de operação do arranjo flexível proposto com três módulos conversores *back-to-back* em paralelo ($n=3$).

Modo de Operação	Conversores conectados ao gerador		Conversores conectados à rede	
	N_M	Redundâncias	N_G	Redundâncias
OM0	0		0	
OM1	3	{(M1,M2,M3)}	3	{(G1,G2,G3)}
OM2 (**)	2	{(Mx,My)}	2	{(Gx,Gy)}
OM3 (*)	1	{Mx}	1	{Gx}
OM4 (***)	2	{(Mx,My)}	4	{(Gx,Gy,Gz,Mz)}
OM5 (***)	1	{Mx}	5	{(Gx,Gy,Gz,My,Mz)}
OM6 (***)	1	{Mx}	4	{(Gx,Gy,Gz,My),(Gx,Gy,Gz,Mz),(Gx,Gy,Mz,My),(Gx,Gz,My,Mz)}
OM7 (***)	1	{Mx}	3	{(Gx,Gy,Gz),(Gx,Gy,My),(Gx,Gz,Mz),(Gx,My,Mz),(Gx,My,Gz),(Gx,Gy,Mz)}
OM8 (***)	1	{Mx}	2	{(Gx,Gy),(Gx,My),(Gx,Gz),(Gx,Mz)}
OM9 (***)	2	{(Mx,My)}	3	{(Gx,Gy,Gz),(Gx,Gy,Mz)}
OM10	0		6	{(G1,G2,G3,M1,M2,M3)}
OM11 (*)	0		1	{Gx,Mx}
OM12 (**)	0		2	{(Gx,Gy),(Gx,Mx),(Gx,My),(Gy,Mx),(Mx,My)}
OM13 (***)	0		3	{(Gx,Gy,Mz),(Gx,My,Mz),(Gx,Mx,My),(Gx,Gy,Mx),(Gx,Mx,Mz),(Gx,Mx,Gz),(G1,G2,M3),(M1,M2,M3)}
OM14 (***)	0		4	{(Gx,Gy,Gz,Mx),(Gx,Gy,Mz,Mx),(Gx,My,Mz,Mx),(Gx,Gy,Mx,Gy),(Gx,Gy,Mz,My)}
OM15 (***)	0		5	{(Gx,Gy,Gz,Mx,My),(Gx,Gy,Mx,My,Mz)}

onde em (*), $x \in \{1, 2, 3\}$,
em (**), $(x, y) \in \{(1, 2), (2, 3), (3, 1)\}$,
em (***) , $(x, y, z) \in \{(1, 2, 3), (2, 3, 1), (3, 1, 2)\}$

B. Curvas de capacidade

Conversores conectados à rede possuem uma capacidade limitada para processar potência ativa e reativa [14–16]. Isto se deve principalmente aos limites de corrente e tensão, que serão descritos nas próximas subseções.

1) *Limites de corrente dos conversores* - A capacidade de condução de corrente dos dispositivos semicondutores e seu projeto térmico limita a capacidade de potência dos conversores estáticos. A curva de capacidade devido aos limites de corrente de um conversor conectado à rede pode ser obtida por (1), isto é

$$P^2 + Q^2 = (V_g I_{lim})^2, \quad (1)$$

onde I_{lim} é a máxima corrente RMS de saída do conversor e V_g é a tensão de fase da rede. O arranjo flexível proposto possui diferentes curvas de capacidade de potência que dependem dos modos de operação. As curvas de capacidade de potência considerando a corrente máxima I_{lim} para os modos de operação da Tabela I, com $n=3$, são dadas por (2), ou seja

$$\begin{aligned} c_1 : P_T^2 + Q_T^2 - r^2 &= 0, \\ c_2 : \left(\frac{3}{2}P_T\right)^2 + \left(\frac{3}{2}Q_T\right)^2 - r^2 &= 0, \\ c_3 : (3P_T)^2 + (3Q_T)^2 - r^2 &= 0, \\ c_4 : \left(\frac{3}{2}P_T\right)^2 + \left(\frac{3}{4}Q_T\right)^2 - r^2 &= 0, \\ c_5 : (3P_T)^2 + \left(\frac{3}{5}Q_T\right)^2 - r^2 &= 0, \\ c_6 : (3P_T)^2 + \left(\frac{3}{4}Q_T\right)^2 - r^2 &= 0, \\ c_7 : (3P_T)^2 + Q_T^2 - r^2 &= 0, \\ c_8 : (3P_T)^2 + \left(\frac{3}{2}Q_T\right)^2 - r^2 &= 0, \\ c_9 : \left(\frac{3}{2}P_T\right)^2 + (Q_T)^2 - r^2 &= 0, \\ c_{10} : \left(\frac{1}{2}Q_T\right)^2 - r^2 &= 0, \\ c_{11} : (3Q_T)^2 - r^2 &= 0, \\ c_{12} : \left(\frac{3}{2}Q_T\right)^2 - r^2 &= 0, \\ c_{13} : Q_T^2 - r^2 &= 0, \\ c_{14} : \left(\frac{3}{4}Q_T\right)^2 - r^2 &= 0, \\ c_{15} : \left(\frac{3}{5}Q_T\right)^2 - r^2 &= 0, \end{aligned} \quad (2)$$

onde, $r = V_g I_{lim} n$, P_T e Q_T são respectivamente a potência ativa e reativa por fase do arranjo flexível.

A Figura 3 apresenta as curvas de capacidade para os 15 modos de operação, com $nI_{lim}=1.1$ p.u., e a tensão da rede $V_g=1$ p.u. As curvas c_1 , c_2 e c_3 restringem igualmente a potência ativa e reativa, resultando em círculos. Por outro lado, as curvas c_4 , c_5 , c_6 , c_7 , c_8 e c_9 apresentam restrições que ampliam a capacidade de potência reativa, resultando em elipses. Já as curvas c_{10} , c_{11} , c_{12} , c_{14} e c_{15} representam linhas sobre o eixo Q_T , ou seja, o sistema possui capacidade apenas de processar potência reativa.

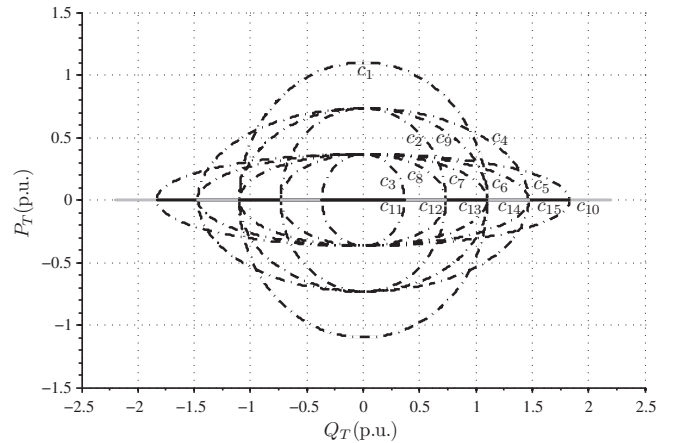


Fig. 3. Curvas de capacidade quanto aos limites de corrente para $n = 3$.

2) *Limites de tensão dos conversores* - Conversores estáticos alimentados em tensão possuem uma capacidade limitada para sintetizar tensões de saída que dependem da tensão do barramento CC e da estratégia de modulação. Considere que a tensão dos terminais de saída de um conversor seja $V_i \angle \theta_i$ e que o conversor esteja conectado à rede através de uma reatância X . Então, a potência ativa e reativa do lado da rede pode ser

expressa por

$$\begin{aligned} P &= \frac{V_g V_i \sin(\theta_i)}{X}, \\ Q &= \frac{V_g V_i \cos(\theta_i) - V_g^2}{X}. \end{aligned} \quad (3)$$

Considere V_i como sendo a máxima tensão dos terminais de saída do inversor, conseqüentemente para a tensão da rede V_g e reatância X , os limites de potência ativa e reativa podem ser obtidos com θ_i assumindo valores $0 < \theta_i < 2\pi$. Alternativamente, a partir de (3) é possível obter (4) cuja solução é um círculo no plano $P \times Q$, isto é,

$$P^2 + \left(Q + \frac{V_g^2}{X} \right)^2 = \left(\frac{V_g V_i}{X} \right)^2. \quad (4)$$

O *locus* de potência ativa e reativa que representa a curva de capacidade devido aos limites de tensão é mostrada na Figura 4, onde φ representa o fator de potência.

As curvas de capacidade devido aos limites de tensão para os modos de operação do arranjo flexível de conversores podem ser descritas de acordo com (5), ou seja

$$\begin{aligned} c_{1v} : P_T^2 + \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right)^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{2v} : \left(\frac{3}{2} P_T \right)^2 + \left[\frac{3}{2} \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right) \right]^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{3v} : (3P_T)^2 + \left[3 \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right) \right]^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{4v} : \left(\frac{3}{2} P_T \right)^2 + \left[\frac{3}{4} \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right) \right]^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{5v} : (3P_T)^2 + \left[\frac{3}{5} \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right) \right]^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{6v} : (3P_T)^2 + \left[\frac{3}{4} \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right) \right]^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{7v} : (3P_T)^2 + \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right)^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{8v} : (3P_T)^2 + \left[3 \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right) \right]^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{9v} : \left(\frac{3}{2} P_T \right)^2 + \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right)^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{10v} : \left[\frac{1}{2} \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right) \right]^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{11v} : \left[3 \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right) \right]^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{12v} : \left[\frac{3}{2} \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right) \right]^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{13v} : \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right)^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{14v} : \left[\frac{3}{4} \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right) \right]^2 - r_v^2 &= 0, \\ c_{15v} : \left[\frac{3}{5} \left(Q_T + \frac{V_g^2}{X} \right) \right]^2 - r_v^2 &= 0, \end{aligned} \quad (5)$$

onde $r_v = \frac{V_g V_i}{X}$. A Figura 5 mostra as curvas de capacidade definidas em (5).

C. Seleção dos modos de operação

O filtro de saída de conversores conectados à rede deve ser projetado para atender os requisitos de limite de correntes harmônicas. Desde que os limites de tensão sejam satisfeitos por adequados filtro de saída e tensão do barramento CC, a seleção dos modos de operação pode ser definida em

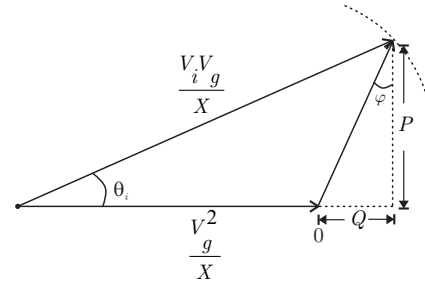


Fig. 4. Curva de capacidade devido aos limites de tensão.

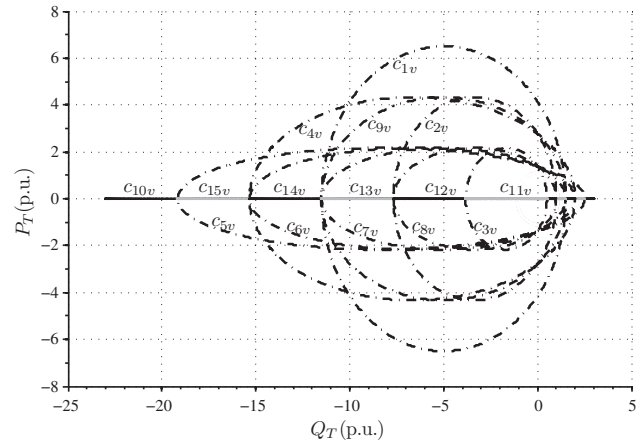


Fig. 5. Curvas de capacidade quanto aos limites de tensão para $n = 3$, supondo $V_g=1$ p.u., $V_i=1.3$ p.u. e $X=0.6$ p.u.

função das curvas de capacidade quanto aos limites de corrente. Entretanto, as curvas de capacidade quanto aos limites de corrente mostradas na Figura 3 estão sobrepostas, isto é, um dado ponto do plano $P_T \times Q_T$ pode pertencer a mais do que uma região limitada por essas. Portanto, um critério deve ser definido para a escolha dos modos de operação. Neste artigo é proposto selecionar o modo de operação que possui o menor número de módulos conversores ativos. Como resultado, os modos de operação são selecionados no plano $P_T \times Q_T$ como mostrado na Figura 6, para o arranjo flexível proposto com $n = 3$.

De maneira similar, a Figura 7 mostra o plano $P_T \times Q_T$ para a seleção dos modos de operação do arranjo flexível proposto com dois conversores *back-to-back*, isto é $n = 2$. O número de modos de operação, que anteriormente para $n = 3$ era igual a 15, para a nova disposição com $n = 2$ é igual a 8.

D. Definição das referências de potência

As referências de potência são definidas a fim de distribuir igualmente as correntes entre os conversores conectados à rede e entre os conversores conectados ao gerador. Além disso, é assumido que não haja troca de potência reativa entre os diferentes módulos. Por conveniência, as perdas são ignoradas, ou seja, a potência ativa processada pelo conversor do lado do gerador é igual a potência ativa processada pelo conversor do lado da rede ($P_M = P_G$). Assumindo que a potência aparente dos conversores conectados à rede sejam iguais, e a potência

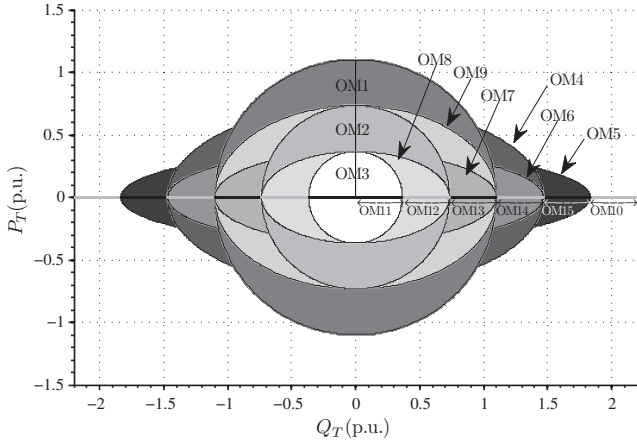


Fig. 6. Seleção dos modos de operação de acordo com o critério do menor número de módulos conversores ativos, para $n = 3$.

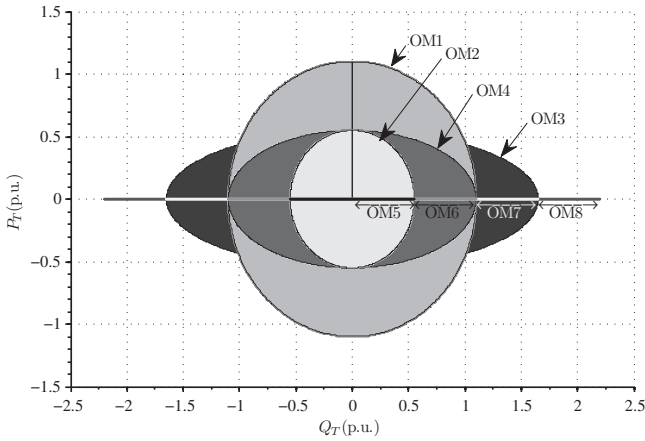


Fig. 7. Seleção dos modos de operação de acordo com o critério do menor número de módulos conversores ativos, para $n = 2$.

aparente dos conversores conectados ao gerador também sejam iguais, para o modo de operação OM5, as seguintes equações podem ser escritas

$$\begin{aligned} P_{Gx}^2 + Q_{Gx}^2 &= Q_{Gy}^2 = Q_{Gz}^2 = Q_{My}^2 = Q_{Mz}^2, \\ Q_T &= Q_{Gx} + Q_{Gy} + Q_{Gz} + Q_{Gy} + Q_{Gz}, \\ P_T &= P_{Mx} = P_{Gx}. \end{aligned} \quad (6)$$

Desta forma, as referências de potência ativa e reativa para os conversores no modo de operação OM5 e demais modos de operação da Tabela I são mostrados na Tabela II.

III. CONTROLE DO ARRANJO FLEXÍVEL PROPOSTO

O arranjo flexível proposto é composto por módulos conversores de potência idênticos, cada um com uma unidade de controle local, além de uma unidade de controle central, como mostrado na Figura 8. As unidades de controle locais são responsáveis pelo controle das correntes do lado CA, incluindo as correntes circulantes e da tensão do barramento CC associada. Por outro lado, a unidade de controle central seleciona

o modo de operação e determina a referência de potência reativa para os conversores conectados à rede, bem como defini as referências de corrente para os conversores conectados ao gerador. As próximas subseções descrevem em detalhes as unidades de controle local e central.

A. Unidade de controle central

As entradas da unidade de controle central são a posição angular rotórica θ_m do PMSG e a referência de potência reativa para a rede Q_T . Por meio de um algoritmo de extração de máxima potência (MPPT), a referência de conjugado eletromagnético e a referência de potência ativa P_T podem ser obtidas. O algoritmo de MPPT adotado neste artigo, utiliza a constante ótima K_{opt} para definir o conjugado em função da velocidade mecânica [17]. A referência de conjugado T_g^{ref} resultante do MPPT pode ser escrita como

$$T_g^{ref} = K_{opt} \omega_m^2, \quad (7)$$

onde ω_m é a velocidade mecânica do PMSG em rad/s . Por sua vez, o conjugado eletromagnético do PMSG pode ser expresso como

$$T_g = \frac{3 N_p}{2} [\psi_{pm} i_{qM} + (L_{dM} - L_{qM}) i_{dM} i_{qM}], \quad (8)$$

onde N_p é o número de pólos e ψ_{pm} é o fluxo magnético do ímã permanente. Para um PMSG com $L_{dM} = L_{qM}$, a constante K_t que relaciona o conjugado eletromagnético com a corrente em quadratura i_{qM} é dada por

$$K_t = \frac{3}{4} N_p \psi_{pm}. \quad (9)$$

A partir de T_g e ω_m , a potência ativa total P_T pode ser obtida. Uma vez conhecidas P_T e Q_T , o modo de operação é definido como descrito na subseção II.D. As referências de potência reativa do lado da rede e as correntes de referência do lado do gerador para cada módulo conversor, são enviadas por meio de comunicação serial para as unidades de controle locais, como mostrado na Figura 8. Além disso, a unidade de controle central envia os sinais de interrupção INT para sincronizar e defasar as portadoras utilizadas para a modulação PWM nas unidades de controle local, a fim de reduzir as componentes harmônicas nas correntes do lado do gerador e do lado da rede resultantes da comutação PWM dos conversores.

B. Unidade de controle local

As unidades locais realizam o controle das correntes do lado da rede, do lado do gerador e correntes circulantes, bem como o controle da tensão do barramento CC. Para o controle das correntes do lado da rede e do gerador, o referencial em eixos síncronos com controladores do tipo proporcional-integral foram utilizados. Este tipo de controlador foi utilizado, pois resulta em erro nulo em regime permanente para as componentes de corrente na frequência fundamental, além de requerer poucos parâmetros a serem sintonizados. Sempre que um conversor estiver conectado à rede, seu referencial é sincronizado com o vetor de sequência positiva das tensões da rede [18, 19]. Por consequência, a referência de corrente de eixo direto pode ser utilizada para controle da tensão do barramento CC enquanto que o eixo em quadratura define a potência reativa da

TABELA II

Definição das referências de potência para todos os modos de operação do arranjo flexível proposto com $n=3$.

Modo OM1	Modo OM2	Modo OM3
$P_{M1} = P_{M2} = P_{M3} = \frac{1}{3} P_T$	$P_{Mx} = P_{My} = \frac{1}{2} P_T$	$P_{Mx} = P_T$
$Q_{G1} = Q_{G2} = Q_{G3} = \frac{1}{3} Q_T$	$Q_{Gx} = Q_{Gy} = \frac{1}{2} Q_T$	$Q_{Gx} = Q_T$
Modo OM4	Modo OM5	Modo OM6
$P_{Mx} = P_{My} = \frac{1}{2} P_T$	$P_{Mx} = P_T$	$P_{Mx} = P_T$
$Q_{Gx} = Q_{Gy} = \frac{1}{4} \left(-\frac{P_T^2}{Q_T} + Q_T \right)$	$Q_{Gx} = \frac{1}{15} \left(-Q_T + 4\text{sign}(Q_T) \sqrt{Q_T^2 - 15P_T^2} \right)$	$Q_{Gx} = \frac{1}{8} \left(-Q_T + 3\text{sign}(Q_T) \sqrt{Q_T^2 - 8P_T^2} \right)$
$Q_{Mz} = Q_{Gz} = \frac{Q_T}{2} - Q_{Gx}$	$Q_{Gy} = Q_{My} = Q_{Gz} = Q_{Mz} = \frac{1}{4} (Q_T - Q_{Gx})$	$Q_{Gy} = Q_{My} = Q_{Gz} = \frac{1}{3} (Q_T - Q_{Gx})$
Modo OM7	Modo OM8	Modo OM9
$P_{Mx} = P_T$	$P_{Mx} = P_T$	$P_{Mx} = P_{My} = \frac{1}{2} P_T$
$Q_{Gx} = \frac{1}{3} Q_T + \frac{2}{3} \text{sign}(Q_T) \sqrt{Q_T^2 - 3P_T^2}$	$Q_{Gx} = \frac{Q_T^2 - P_T^2}{2Q_T}$	$Q_{Gx} = Q_{Gy} = \frac{1}{3} \left(2Q_T - \text{sign}(Q_T) \sqrt{Q_T^2 + \frac{3}{4} P_T^2} \right)$
$Q_{Gy} = Q_{My} = \frac{1}{2} (Q_T - Q_{Gx})$	$Q_{Gy} = Q_T - Q_{Gx}$	$Q_{Gz} = Q_T - Q_{Gx} - Q_{Gy}$
Modo OM10	Modo OM11	Modo OM12
$Q_{G1} = Q_{G2} = Q_{G3} = \frac{1}{6} Q_T$	$Q_{Gx} = Q_T$	$Q_{Gx} = Q_{Gy} = \frac{1}{2} Q_T$
$Q_{M1} = Q_{M2} = Q_{M3} = \frac{1}{6} Q_T$		
Modo OM13	Modo OM14	Modo OM15
$Q_{Gx} = Q_{Gy} = Q_{Gz} = \frac{1}{3} Q_T$	$Q_{Gx} = Q_{Gy} = Q_{Gz} = \frac{1}{4} Q_T$	$Q_{Gx} = Q_{Gy} = Q_{Gz} = \frac{1}{5} Q_T$
	$Q_{Mx} = \frac{1}{4} Q_T$	$Q_{Mx} = Q_{My} = \frac{1}{5} Q_T$

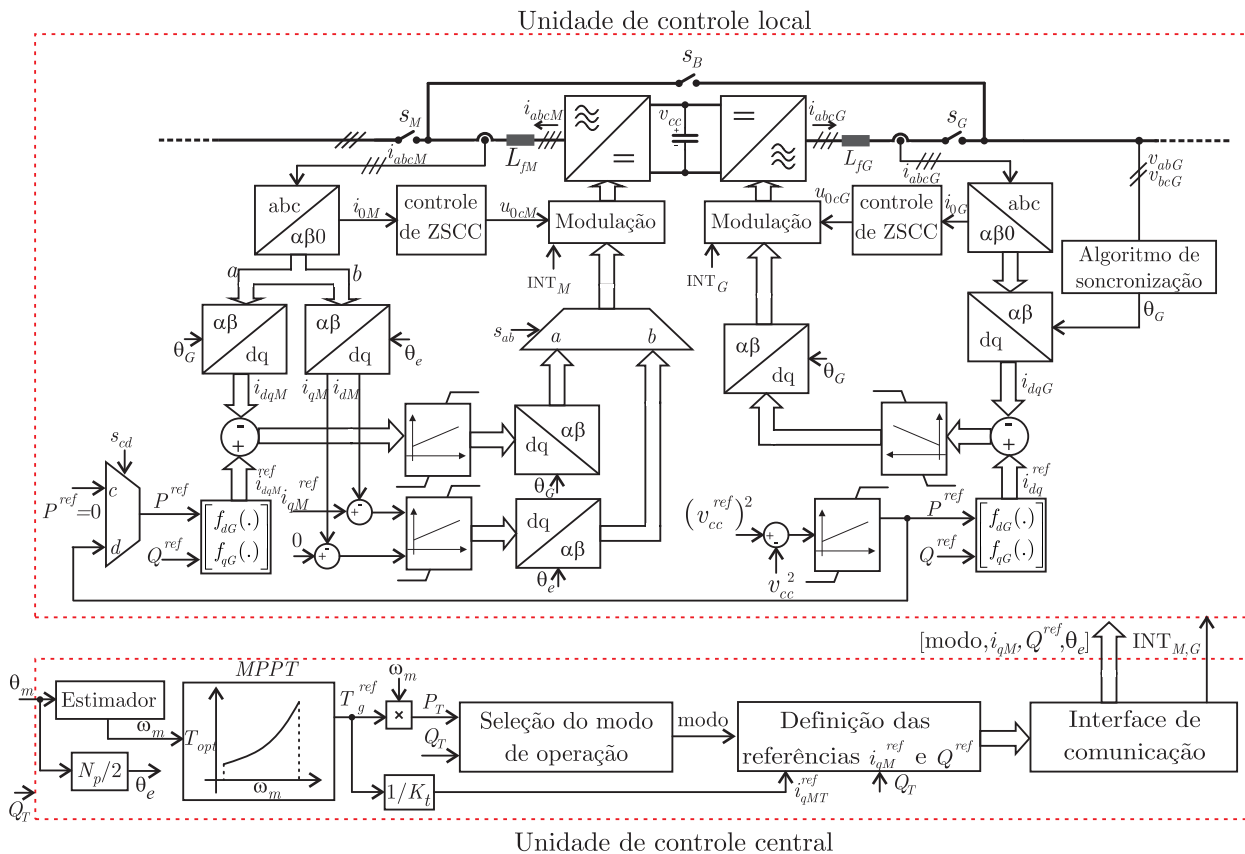


Fig. 8. Unidades de controle local e controle central do arranjo flexível de conversores proposto.

rede. Por outro lado, quando um conversor é conectado ao gerador, seu referencial é sincronizado com a posição do fluxo rotórico. Como resultado, definindo a referência de eixo direto igual a zero, é possível controlar o conjugado eletromagnético com a corrente mínima necessária [20]. É importante mencionar que o conversor do lado do gerador pode ser conectado tanto ao gerador, como mostram as Figuras 2(a) e 2(b), ou conectado à rede, como na Figura 2(e), dependendo do modo de operação. Dois seletores S_{ab} e S_{cd} , mostrados na Figura 8, são

usados para configurar a unidade de controle local dependendo do modo de operação. S_{ab} define se o referencial síncrono para o controle do conversor do lado do gerador é a posição angular do rotor ou o vetor de sequência positiva das tensões da rede. Por outro lado, o seletor S_{cd} define se o barramento CC é controlado pelo conversor do lado do gerador (no modo de operação da Figura 2(e)), ou pelo conversor do lado da rede (no modo de operação das Figuras 2(b), 2(c) e 2(d)). Além disso, f_{dG} e f_{qG} , mostrados na Figura, 8 relacionam as referências de

potência ativa e reativa com a correntes em eixos síncronos, e podem ser escritos como:

$$f_{dG}(\cdot) = \frac{2 P^{ref}}{3 v_{dG}} \quad (10)$$

$$f_{qG}(\cdot) = \frac{2 Q^{ref}}{3 v_{dG}} \quad (11)$$

C. Circuito equivalente dq0 do arranjo flexível proposto

O referencial em eixos síncronos permite o controle das correntes circulantes independente das correntes de eixo direto e quadratura. A Figuras 9 e 10 mostram o circuito equivalente dq0 para o arranjo flexível proposto no modo de operação OM1, onde há n conversores *back-to-back* conectados à rede e ao gerador. De forma semelhante, circuitos equivalentes podem ser obtidos para os demais modos de operação do arranjo flexível.

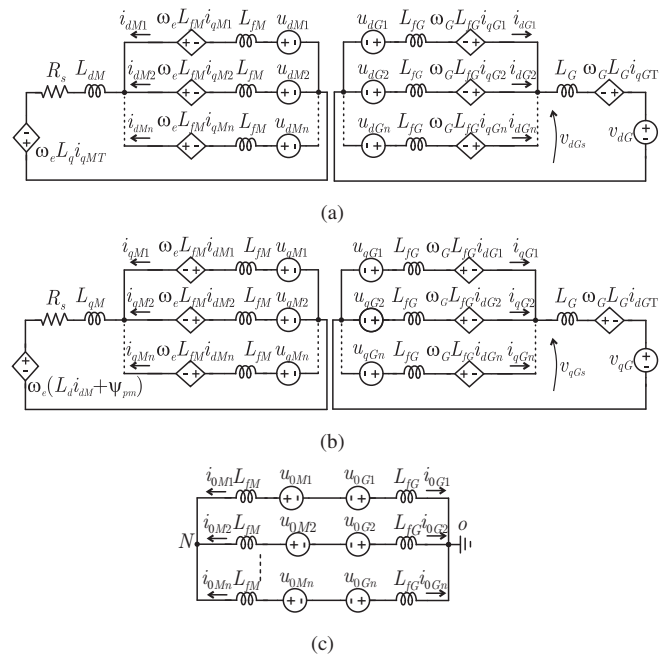


Fig. 9. Circuito equivalente de n conversores em paralelo em coordenadas dq0 para o modo de operação OM1, (a) coordenada d , (b) coordenada q , (c) coordenada 0 .

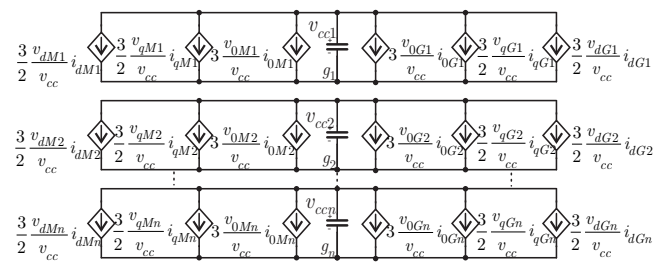


Fig. 10. Circuito equivalente do barramento CC em coordenadas dq0.

D. Controle das correntes circulantes de sequência zero

O arranjo flexível de conversores proposto apresenta caminhos para as correntes circulantes de sequência zero (ZSCC), que dependem do modo de operação. Para mitigar tais correntes, uma estratégia de controle, mostrada na Figura 11 é proposta. Nesta estratégia, cada módulo conversor de potência controla a corrente de sequência zero de saída, contribuindo para a modularidade do sistema. Para evitar um cancelamento de pólos e zeros no eixo imaginário, os controladores não devem ter pólos sobre a origem, visto que $i_{0G1} \dots i_{0Gn}$ e $i_{0M1} \dots i_{0Mn}$ são linearmente dependentes. A função de transferência do controlador adotado para mitigar as correntes circulantes é:

$$C_0(s) = \frac{b_o}{s + a_o} \quad (12)$$

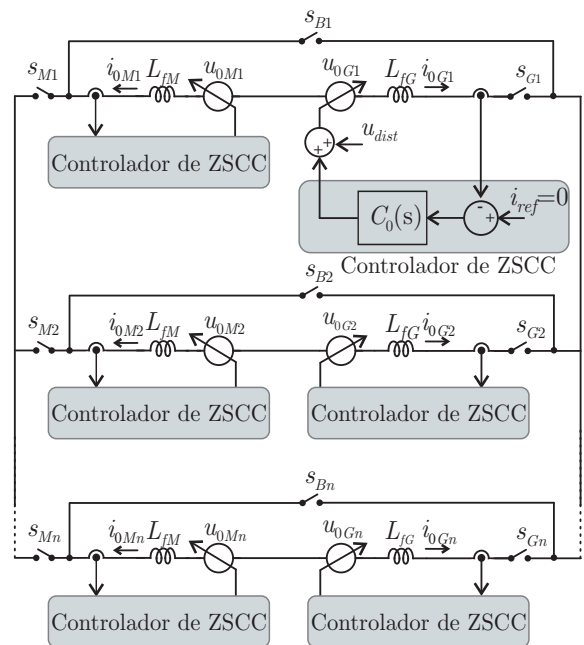


Fig. 11. Diagrama de controle das correntes de sequência zero.

O modelo dinâmico do circuito de sequência zero depende do modo de operação do arranjo flexível. Com o objetivo de investigar o desempenho do controlador de sequência zero sob os diferentes modos de operação, bem como sua capacidade de rejeitar um possível distúrbio u_{dist} resultante de não-idealidades dos conversores, uma representação em espaço de estados de ZSCC e do controlador proposto é obtida. Para o modo de operação OM1, representado pelo circuito equivalente da Figura 12(a), a seguinte representação em espaço de estados pode ser escrita

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_p(t) &= \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p(t) + \mathbf{B}_p \mathbf{u}_c(t), \\ \mathbf{y}_p(t) &= \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p(t), \end{aligned} \quad (13)$$

e o controlador de correntes circulantes pode ser expresso por

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_c(t) &= \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c(t) + \mathbf{B}_c \mathbf{e}(t), \\ \mathbf{y}_c(t) &= \mathbf{C}_c \mathbf{x}_c(t), \end{aligned} \quad (14)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p &= [i_{01} \quad i_{02}]^T, \\ \mathbf{y}_p &= [i_{0G1} \quad i_{0G2} \quad i_{0G3} \quad i_{0M1} \quad i_{0M2} \quad i_{0M3}]^T, \\ \mathbf{C}_p &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{B}_p &= \frac{1}{3(L_{fG} + L_{fM})} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -2 & 1 & 1 \\ -1 & 2 & 1 & -2 & 1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{u}_c &= [u_{0G1} \quad u_{0G2} \quad u_{0M1} \quad u_{0M2}]^T, \end{aligned} \quad (15)$$

além disso, $\mathbf{A}_p = 0$, $\mathbf{A}_c = -a_o \mathbf{I}_{6 \times 6}$, $\mathbf{C}_c = b_o \mathbf{I}_{6 \times 6}$, $\mathbf{B}_c = \mathbf{I}_{6 \times 6}$ e $\mathbf{e} = \mathbf{I}_{ref} - \mathbf{y}_p$. A representação em espaço de estados do circuito de sequência zero e os controladores em malha fechada é obtida combinando (13) e (14), isto é

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_p \\ \dot{\mathbf{x}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{B}_p \mathbf{D}_c \mathbf{C}_p & \mathbf{B}_p \mathbf{C}_c \\ -\mathbf{B}_c \mathbf{C}_p & \mathbf{A}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_p \mathbf{D}_c \\ \mathbf{B}_c \end{bmatrix} \mathbf{I}_{ref} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_p \\ 0 \end{bmatrix} u_{dist}. \quad (16)$$

As matrizes e vetores referentes às representações em espaço de estados para os demais modos de operação da Figura 12 são apresentados no Apêndice I.

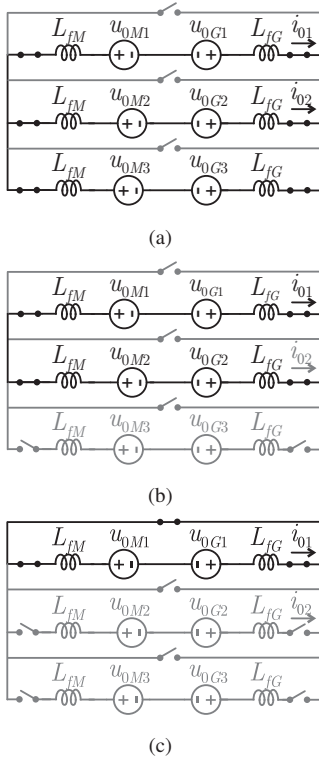


Fig. 12. Circuito equivalente de sequência zero para os diferentes modos de operação: (a) OM1, (b) OM2, (c) OM12.

A Figura 13 mostra a resposta em frequência do controle das correntes de sequência zero para os modos de operação da Figura 12, onde pode ser visto que a resposta em frequência não depende do modo de operação. Os parâmetros dos controladores são $a_o = 1 \times 10^3$ e $b_o = 1 \times 10^4$. Por outro lado, a Figura 14 mostra a rejeição de distúrbio pela estratégia de controle em malha fechada. Nota-se uma boa rejeição do distúrbio nos diferentes modos de operação e ainda quanto maior o número de módulos maior é a atenuação.

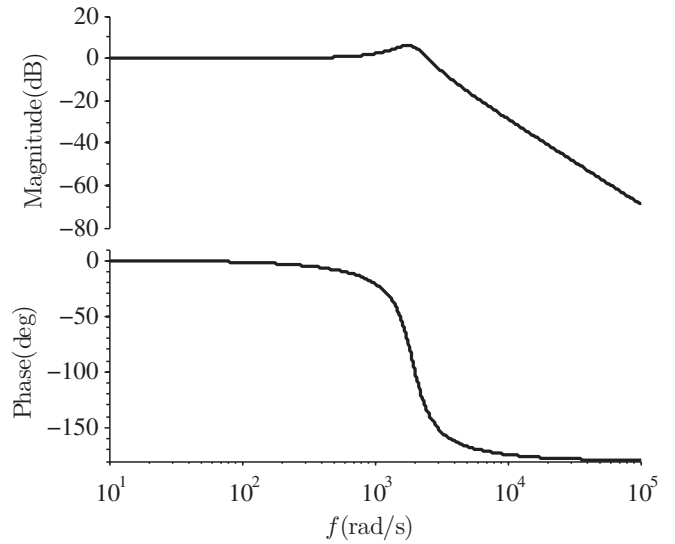


Fig. 13. Resposta em frequência do controle das correntes de sequência zero para os modos de operação da Figura 12 $i_{0G1}(s)/i_{ref}(s)$.

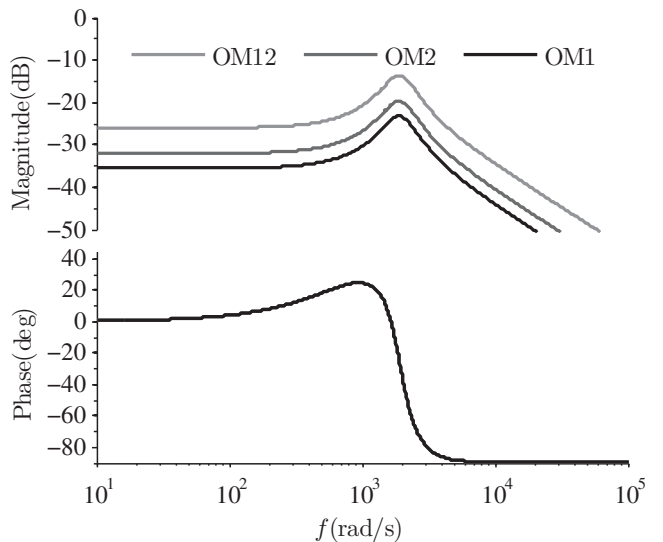


Fig. 14. Rejeição de distúrbio em malha fechada da estratégia de controle das correntes de sequência zero. $i_{0G1}(s)/u_{dist}(s)$.

E. Estratégia de modulação

Para o apropriado cancelamento de componentes harmônicos das correntes de saída, os sinais portadores para a geração dos sinais PWM em cada módulo conversor devem ser defasados [21]. Neste artigo a defasagem das portadoras é definida como

$$\theta_Q = \frac{2\pi}{N_Q}, \quad (17)$$

onde N_Q é o número de conversores ativos, com $Q = \{M^*, G^*\}$, onde M^* representa os conversores ativos conectados ao gerador, G^* representa os conversores ativos conectados ao receptor.

tados à rede e θ_Q a defasagem em *rad* entre as portadoras dos N_Q módulos conversores. Conseqüentemente, os sinais PWM de comando dos interruptores de potência são obtidos pela comparação dos sinais modulantes v_{ag}, v_{bg}, v_{cg} com as portadoras. Assim, os sinais modulantes para cada perna do conversor trifásico relacionam-se com os sinais de controle $\alpha\beta$, pela seguinte equação [22]

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0^* + u_{0c} \end{bmatrix}, \quad (18)$$

onde v_0^* é a tensão de modo comum, e u_{0c} é a ação de controle das correntes circulantes de sequência zero. Para assegurar que o conversor opere na região linear, os sinais modulantes devem estar entre os seguintes limites

$$0 \leq v_{ag} \leq v_{dc}, \quad 0 \leq v_{bg} \leq v_{dc}, \quad 0 \leq v_{cg} \leq v_{dc}. \quad (19)$$

A partir destas desigualdades, é possível definir-se uma região para os possíveis valores de v_0^* que assegurem a máxima utilização do barramento CC, ou seja

$$1 + \min\{R_a, R_b, R_c\} \geq v_0^* + u_{0c} \geq \max\{R_a, R_b, R_c\}, \quad (20)$$

onde

$$R_a = -v_\alpha, \quad R_b = \frac{1}{2}(v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta), \quad R_c = \frac{1}{2}(v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta). \quad (21)$$

Sem perda de generalidade, neste artigo v_0^* pode ser definido como

$$v_0^* = \frac{1}{2}(\max\{R_a, R_b, R_c\} + 1 + \min\{R_a, R_b, R_c\}). \quad (22)$$

A Figura 15 mostra a estratégia de modulação proposta neste artigo.

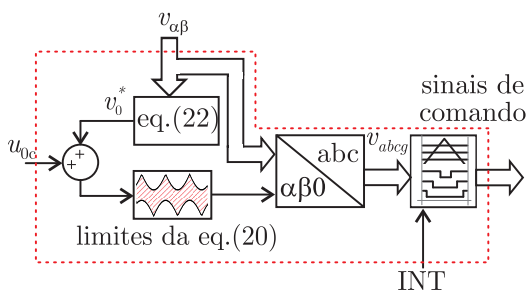


Fig. 15. Diagrama de blocos da modulação proposta.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar o desenvolvimento teórico e demonstrar o desempenho do arranjo flexível proposto, resultados experimentais a partir de uma bancada experimental são apresentados em detalhes nesta seção. A bancada experimental é constituída de um arranjo flexível com dois conversores *back-to-back*, mostrado na Figura 16, cujos parâmetros são dados na Tabela III.

O desempenho do arranjo flexível em termos de processamento de potência ativa e reativa é mostrado nas Figuras 17

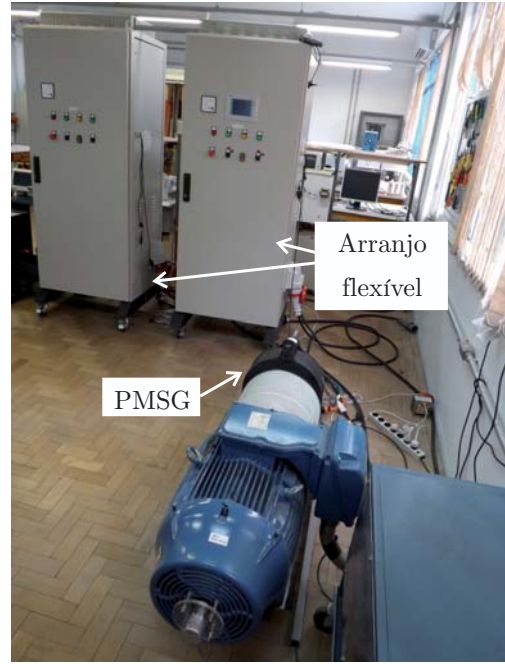


Fig. 16. Foto da bancada experimental.

TABELA III
Parâmetros da banca experimental.

Parâmetros do PMSG	
Potência nominal	10 kW
Tensão nominal	220 V
Número de pólos	24
Velocidade mecânica nominal	650 rpm
L_d	1,845 mH
L_q	1,845 mH
ψ_{pm}	0,2501 wb
R_s	13 m Ω
K_{opt}	0,03078
K_t	4,5018
Parâmetros dos conversores de potência e da rede	
Tensão nominal	220 V
Frequência nominal	60 Hz
Frequência de comutação	4,8 kHz
Tensão do barramento CC	420 V
Indutância série do transformador	300 μ H/0,023 p.u.
Indutância dos filtros de saída $L_{fG}=L_{fM}$	2,7 mH/0,21 p.u.

e 18. A Figura 17 mostra os resultados experimentais para o ensaio de potência reativa onde as referências arbitrariamente foram selecionadas como 0,4, 0,7, 1,4 e 2 p.u. Esta escolha resulta nos modos de operação OM5, OM6, OM7 e OM8 respectivamente. É possível notar que o arranjo flexível distribui igualmente a potência reativa entre os módulos conversores e a potência resultante é estabelecida de acordo com a referência. Por outro lado, a Figura 18 mostra os resultados experimentais para o ensaio de potência ativa. A referência de potência ativa resulta do algoritmo de MPPT cuja velocidade mecânica do gerador é mostrada no topo da Figura. Esta referência de potência resulta nos modos de operação OM2 e OM1. Note que há uma transição suave de potência entre estes modos de operação. O pequeno distúrbio de potência ativa ocorrido durante o início do modo OM2 e durante a transição de OM2 para

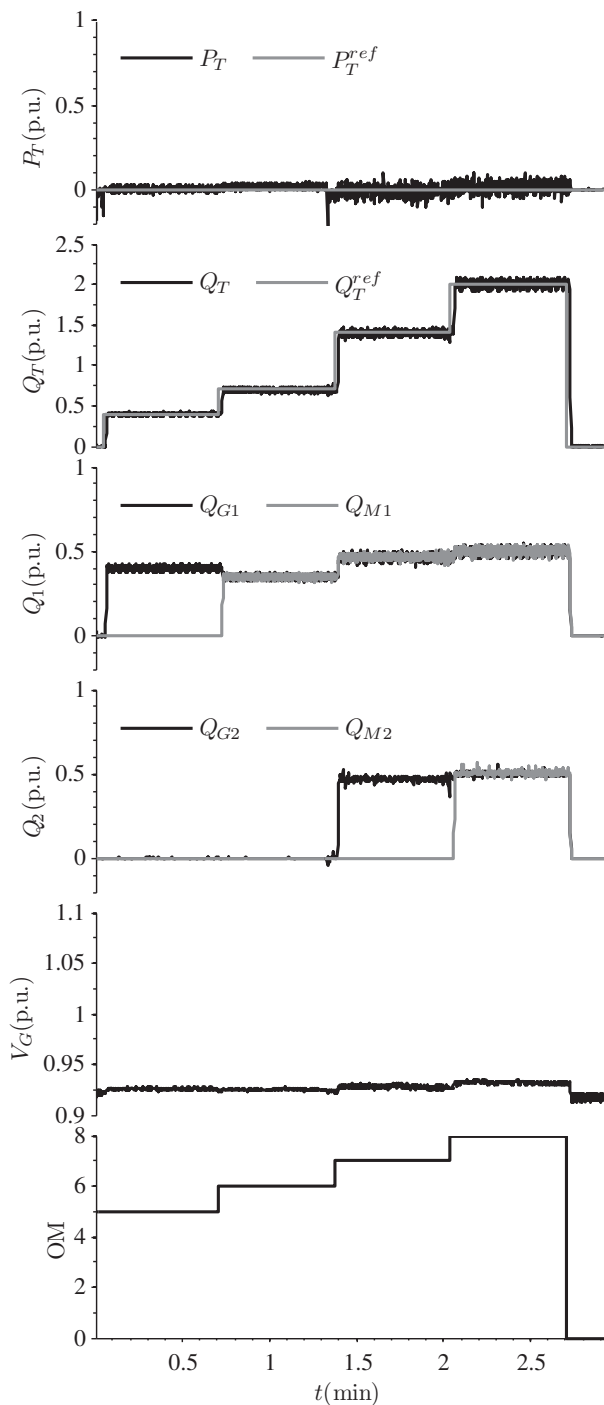


Fig. 17. Resultados experimentais para o arranjo flexível proposto nos modos de operação: OM5, OM6, OM7, OM8.

OM1 se deve à carga dos capacitores do barramento CC.

A Figura 19(a) mostra as correntes de saída dos conversores conectados à rede i_{aG1} , i_{aG2} e a corrente total do lado da rede i_{aGT} para o modo OM7. Para ilustrar a redução do conteúdo harmônico oriundo da defasagem entre as portadoras, a Figura 19(b) mostra o espectro harmônico das correntes da Figura 19(a). Neste modo de operação, onde há três conversores conectados à rede, o primeiro conjunto significativo de componentes harmônicas da corrente total i_{aGT} , encontra-

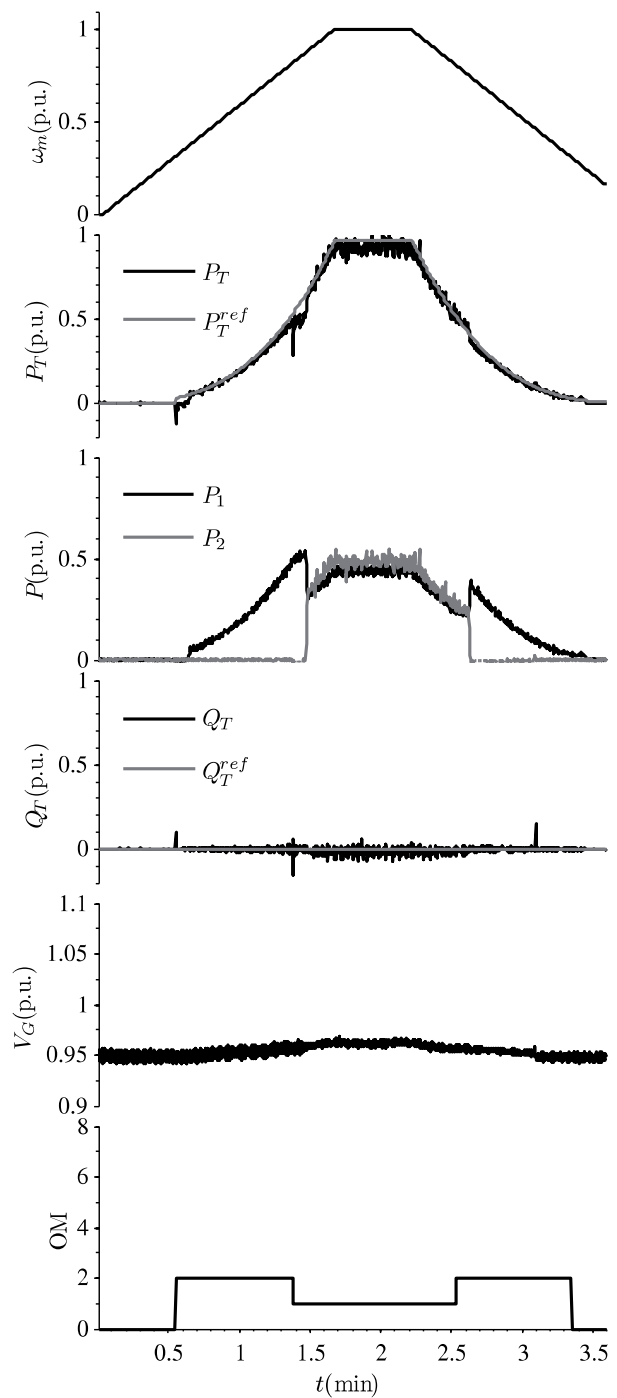
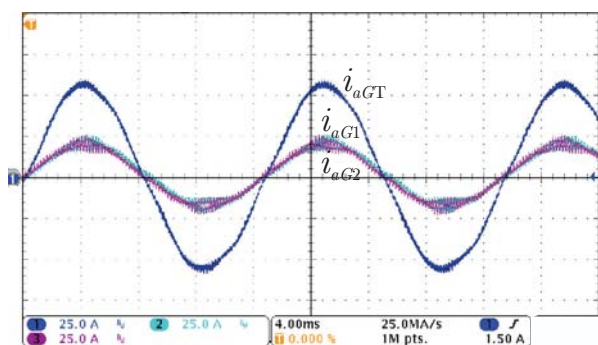


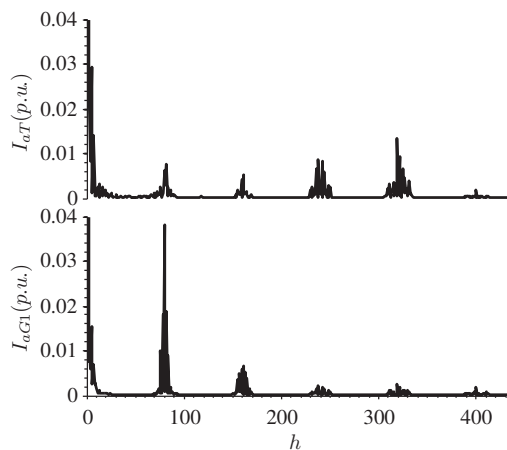
Fig. 18. Resultados experimentais para o arranjo flexível proposto nos modos de operação OM2 e OM1.

se a partir do triplo da frequência de comutação. É possível notar que a defasagem entre as portadoras contribui para minimizar os componentes harmônicos da corrente da rede. Note que o cancelamento harmônico é efetivo, mas não completo, e tal fato pode ser atribuído às não idealidades do conversor e à diferença entre as tensões do barramento CC dos conversores.

A Figura 20 mostra a transição entre os modos de operação OM1 e OM3 para o arranjo flexível de conversores estáticos. No instante inicial, as referências de potência são definidas



(a)



(b)

Fig. 19. (a) Correntes de saída dos conversores conectados à rede i_{aG1} , i_{aG2} , i_{aM1} e corrente total do lado da rede i_{aGT} para o modo OM6. (b) Espectro harmônico de (a).

como $P_T=0,35$ p.u. e $Q_T=0,95$ p.u. e o arranjo flexível opera no modo de operação OM1, onde os módulos conversores G1 e G2 estão conectados à rede e os módulos conversores M1 e M2 estão conectados ao PMSG. Posteriormente, as referências são definidas como $P_T=0,35$ p.u. e $Q_T=1,2$ p.u. e o arranjo flexível passa a operar no modo OM3. Entre os dois modos de operação, há um intervalo de transição onde o conversor M2 é desconectado do PMSG e é conectado à rede. Note que as correntes do lado da rede e do PMSG não apresentam transições abruptas.

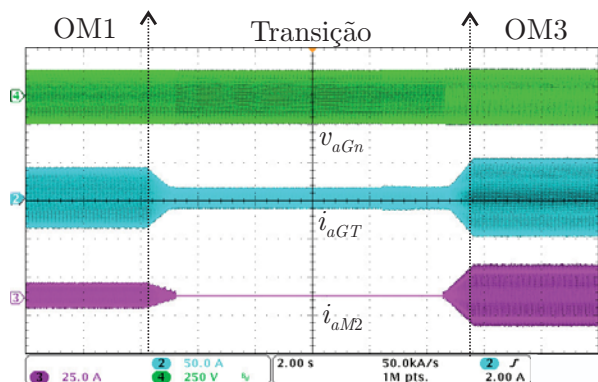


Fig. 20. Transição entre os modos de operação OM1 e OM3.

A Figura 21, por sua vez, mostra o arranjo flexível no modo de operação OM1 processando potência ativa. Note que o fator de potência unitário é assegurado e as correntes circulantes de sequência zero são mitigadas.

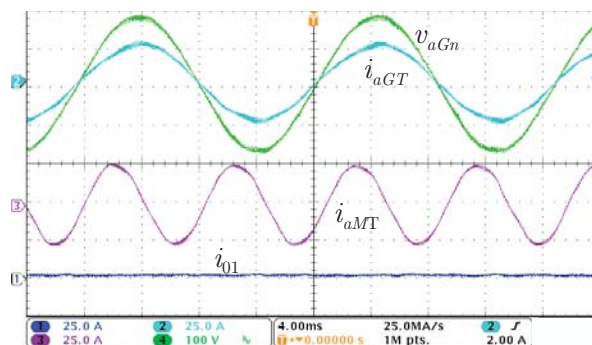


Fig. 21. Resultados no modo de operação OM1: Tensão da rede v_{aGn} , corrente da rede i_{aGT} , corrente do gerador i_{aMT} , corrente circulante i_{01} .

A Figura 22 mostra a rejeição de distúrbio em malha fechada pelo controlador de corrente circulante de sequência zero, quando o arranjo flexível está no modo de operação OM1. Nota-se uma boa rejeição de distúrbio, onde as correntes circulantes são mitigadas.

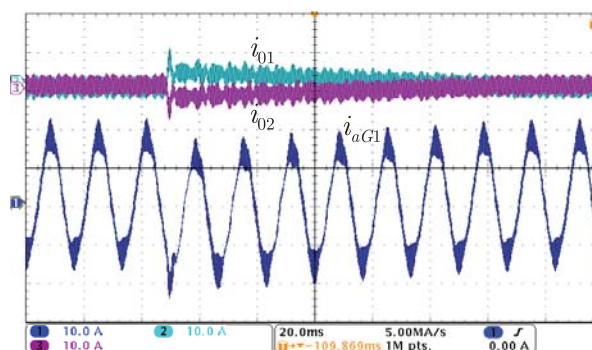


Fig. 22. Rejeição de distúrbio pelo controlador de corrente circulante de sequência zero.

V. CONCLUSÕES

Este artigo propôs um arranjo flexível de conversores para sistemas de conversão de energia eólica. É demonstrado que este arranjo traz o benefício do aumento dos limites de capacidade de potência reativa. Este aumento de potência reativa é mais significativo quando a potência ativa processada é uma fração da potência nominal, que pode ser visto pelas curvas de capacidade apresentadas. Além disso, os modos de operação, bem como o controle do arranjo flexível proposto são apresentados e validados neste artigo. Ainda, uma estratégia de controle para mitigar as correntes circulantes de sequência zero é proposta. Finalmente os resultados experimentais demonstram o bom desempenho do arranjo flexível de conversores proposto.

APÊNDICE I

Os vetores e matrizes para o controle das correntes circulantes no modo de operação OM2, cujo circuito é mostrado na Figura 12(b) são:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p &= i_{01}, \quad \mathbf{y}_p = [i_{0G1} \quad i_{0G2} \quad i_{0M1} \quad i_{0M2}]^T \\ \mathbf{C}_p &= [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1]^T \\ \mathbf{B}_p &= \frac{1}{2(L_{fG} + L_{fM})} [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1]^T \\ \mathbf{u}_c &= [u_{0G1} \quad u_{0G2} \quad u_{0M1} \quad u_{0M2}]^T. \end{aligned} \quad (23)$$

Para o modo de operação OM12 cujo circuito é mostrado na Figura 12(c), as matrizes e vetores são

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p &= i_{01}, \quad \mathbf{y}_p = [i_{0G1} \quad i_{0M1}]^T, \quad \mathbf{C}_p = [1 \quad -1]^T \\ \mathbf{B}_p &= \frac{1}{(L_{fG} + L_{fM})} [1 \quad -1], \quad \mathbf{u}_c = [u_{0G1} \quad u_{0M1}]^T. \end{aligned} \quad (24)$$

REFERÊNCIAS

- [1] S. Heier, *Grid Integration of Wind Conversion Systems*, 2ª edição, 2006.
- [2] F. Blaabjerg, M. Liserre, and K. Ma, Power electronics converters for wind turbine systems, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 2, pp. 708–719, Mar. 2012.
- [3] A. Fidigatti, P. Baroncelli, M. Carminati, and E. Ragaini, Selection of low voltage switching and protection devices in wind power generators, in *Proc. of Ind. Appl. Society Annual Meeting, IAS*, Orlando, FL, Oct. 2011.
- [4] R. Li and D. Xu, Parallel operation of full power converters in permanent-magnet direct-drive wind power generation system, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1619–1629, Apr. 2013.
- [5] F. Ueda, K. Matsui, M. Asao, and K. Tsuboi, Parallel-connections of pulsewidth modulated inverters using current sharing reactors, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 673–679, Nov. 1995.
- [6] T. Geyer and S. Schröder, Reliability considerations and fault-handling strategies for multi-MW modular drive systems, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 46, no. 6, pp. 2442–2451, Nov. 2010.
- [7] J. Birk and B. Andresen, Parallel-connected converters for optimizing efficiency, reliability and grid harmonics in a wind turbine, in *Proc. of European Conf. on Power Electron. and Appl., EPE*, Aalborg, Sep. 2007.
- [8] A. Wobben, Wind power installation, *US Pat. 2006/0103137 A1*, Aug. 2005.
- [9] M. Tsili and S. Papathanassiou, A review of grid code technical requirements for wind farms, *Renewable Power Generation, IET*, vol. 3, no. 3, pp. 308–332, Sep. 2009.
- [10] T. Hjort, Modular converter system with interchangeable converter modules, *WO Pat., 2009/027520 A2*, Mar. 2009.
- [11] Tsung-Po Chen, Dual-modulator compensation technique for parallel inverters using space-vector modulation, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 8, pp. 3004–3012, July 2009.
- [12] Z. Ye, D. Boroyevich, Jae-Young Choi, and F.C. Lee, Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 609–615, Sep. 2002.
- [13] F. B. Grigoletto and H. Pinheiro, Flexible Arrangement of Static Converters for Grid Connected Wind Energy Conversion Systems, in *Proc. of EPE Joint Wind Energy and TD Chapters Seminar*, Aalborg, 2012.
- [14] P. Kundur, *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill, 1ª edição, 1993.
- [15] M. Chinchilla, S. Arnalte, J.C. Burgos, and J.L. Rodríguez, Power limits of grid-connected modern wind energy systems, *Renewable Energy*, vol. 31, no. 9, pp. 1455–1470, Sep. 2006.
- [16] I.W. Jaskulski, H. Pinheiro, and L. Mariotto, Multi-leg voltage source converter for grid connected wind turbines, in *Proc. of Internat. Conf. on Clean Electrical Power, ICCEP*, pp. 229–235, Capri, May. 2007.
- [17] A. Yazdani and R. Iravani, A neutral-point clamped converter system for direct-drive variable-speed wind power unit, *IEEE trans. Energy conv.*, vol. 21, no. 2, pp. 596–607, Jun. 2006.
- [18] R. Cardoso, R. F. de Camargo, H. Pinheiro, and H. A. Gründling, Kalman filter based synchronisation methods, *Gener., Transm. & Distrib., IET*, vol. 2, no. 4, pp. 542–555, July 2008.
- [19] P. Rodríguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 127–138, Jan. 2011.
- [20] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, 1ª edição, 2010.
- [21] S.K.T. Miller, T. Beechner, and Jian Sun, A comprehensive study of harmonic cancellation effects in interleaved three-phase VSCs, in *Proc. of Power Electron. Spec. Conf., PESC 2007*, pp. 29–35, Orlando, FL, 2007.
- [22] M. J. Ryan, R. D. Lorenz, and R. De Doncker, Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 46, no. 6, pp. 1183–1191, Dec. 1999.

DADOS BIOGRÁFICOS

Felipe Bovolini Grigoletto, nascido em Restinga Seca, Brasil, em 1985 é engenheiro eletricista (2007), mestre (2009) e doutor (2013) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é professor do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, campus Alegrete. Suas áreas de interesse incluem estratégias de modulação para conversores estáticos de potência, conversores multiníveis, conversores em paralelo e sistemas de conversão de energia eólica conectados à rede. É membro das sociedades IEEE-IES, SOBRAEP e SBA.

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