

Inversor operando em modo isolado com compartilhamento de carga pelo controle *droop*

Renata Cristina da Silva* Vitor Gomes Neves**
 Felipe Daniel dos Santos*** Clodualdo Venicio de Sousa****
 Seleme Isaac Seleme Júnior†

* Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, MG, (e-mail: renatacristina@ymail.com).

** Instituto de Ciências Tecnológicas, Universidade Federal de Itajubá Campus Itabira, MG (e-mail: vitorgomes22neves@yahoo.com.br)

*** Instituto de Ciências Tecnológicas, Universidade Federal de Itajubá Campus Itabira, MG (e-mail: felipeds.unifei@gmail.com)

**** Instituto de Ciências Tecnológicas, Universidade Federal de Itajubá Campus Itabira, MG (e-mail: clodualdosouza@unifei.edu.br)

† Departamento de Engenharia Eletrônica, Universidade Federal de Minas Gerais, MG (e-mail: seleme@cpdee.ufmg.br)

Abstract: This work proposes the implementation by simulation of a grid forming inverter, operating in isolated mode and in parallel with a grid supporting inverter, in order to perform the sharing of active and reactive power using droop control.

Resumo: Esse trabalho propõe a implementação por simulação de um conversor formador de rede, operando isolado e em paralelo com um conversor de suporte à rede, com o intuito de realizar o compartilhamento de potência ativa e reativa por meio do controle *droop*.

Keywords: Voltage Source Inverter; Droop Control; Microgrid ; Load sharing ; Grid forming inverter; Grid supporting inverter;

Palavras-chaves: Inversor; Controle *Droop*; Microrrede; Compartilhamento de carga; Formador de Rede; Suporte à Rede;

1. INTRODUÇÃO

O impacto que a geração de energia elétrica por meio de combustíveis fósseis tem no aquecimento global tem criado interesse para investimentos em geração de energia por fontes renováveis. No Brasil 65,1% da matriz elétrica vem da geração hidráulica que é uma fonte renovável (EPE, 2019). O interesse em fontes como a solar e eólica, existe para deixar a matriz energética menos dependente da sazonalidade das chuvas. Com a implementação destas fontes de energia surgem os sistemas de geração distribuída. Em conjunto com a geração distribuída, surgiram as microrredes que são as associações de geração distribuída, cargas e sistemas de armazenamento conectados a um ponto de acoplamento comum (PAC), e que tem a capacidade de operar conectadas a rede principal e de forma ilhada. Em conexão com a rede, o controle da tensão e frequência do sistema é feito de modo convencional pelas máquinas síncronas que geram energia. O fluxo de potência é bidirecional. Tanto a rede, pode fornecer potência para a microrrede, ajudando a suprir as cargas, quanto a microrrede pode fornecer potência para a rede. Em modo isolado, a própria microrrede deve controlar sua tensão e frequência. A potência gerada deve ser suficiente para suprir as cargas a ela conectadas.

A microgeração, geralmente de fontes de energia renováveis, tem interface por dispositivos de eletrônica de potência (Lasseter, 2002). As fontes de energia são conectadas por conversores tipo fonte de tensão ou fonte de corrente. Os conversores de uma microrrede podem ser classificados em: formador de rede, supridor de rede ou de suporte à rede (Rocabert et al., 2012). O formador de rede é um conversor com característica de fonte de tensão em sistemas isolados, cuja função é fornecer a referência de tensão e frequência para os demais conversores presentes no sistema. Um formador de rede obrigatoriamente deve possuir uma fonte de energia ou um sistema de armazenamento. O supridor de rede fornece energia ao sistema e é conectado à alguma fonte de energia. O fluxo de potência neste caso é unidirecional. O conversor de suporte à rede, executa funções que ajudam a regular a frequência e tensão da rede, mantendo o nível de qualidade da tensão. Um conversor de suporte à rede pode operar em conexão com a rede ou isolado. Em operação isolado deve operar em conjunto com um formador de rede.

Neste contexto, o trabalho apresentado propõe implementar um inversor fonte de tensão operando como formador de rede com capacidade de regulação *droop* e um conversor de suporte à rede para a divisão de carga. Pretende-se incluir a impedância virtual para melhorar a inércia do sistema. Intuindo uma análise ampla do comportamento

do sistema, realiza-se a simulação do funcionamento dos conversores no compartilhamento de carga *droop*, para que seja possível a implementação futura em um conversor real existente em laboratório.

2. CONVERSOR FORMADOR DE REDE

Um conversor formador de rede tem a função de controlar a tensão e frequência da rede. Este conversor é importante pois é responsável por fornecer as referências de tensão e frequência que os demais conversores utilizarão nos sistemas de controle. O conversor formador de rede funciona similarmente a uma UPS (*Uninterruptible Power Supply*), que funciona em *standby* quando a rede está presente e como fonte de tensão quando não há rede principal (Rocabert et al., 2012).

Nestes inversores geralmente são aplicados uma estratégia de controle em cascata com duas malhas. Têm-se uma malha de corrente interna, que é mais rápida, e uma malha de controle externa para a tensão, que é mais lenta e controla a tensão no *link DC* para conversores conectados à rede (Blaabjerg et al., 2006), ou tensão AC para conversores isolados (Rocabert et al., 2012).

Para conversores formadores de rede funcionando em modo isolado o compartilhamento de carga é essencial. Para isso, é necessário a implementação de um controle *droop* (Rocabert et al., 2012).

Para dois conversores fonte de tensão conectados em paralelo com tensões de saída exatamente iguais, a corrente de saída de cada um deles será igual. No entanto os conversores tem tolerâncias em relação aos sensores, referências, temperaturas e ao envelhecimento dos componentes. Estas situações causam desvios na amplitude e fase dos conversores, sendo um problema para conversores conectados em paralelo (Vandoorn et al., 2013), já que se houver qualquer diferença de tensão ou fase haverá uma corrente não controlada circulando entre os conversores.

Para que os conversores conectados a uma microrrede realizem a divisão de potência fornecida e absorvida entre eles, é necessário uma estratégia de controle que determine os valores corretos de potência. Esta estratégia pode incluir um *link* de comunicação ou não (Palizban and Kauhaniemi, 2015). Diferentes estratégias de compartilhamento de corrente tem sido propostas ao longo do tempo, como controle centralizado, mestre escravo, *average load*, *circular chain*, *angle droop*, etc. Estas técnicas tem a desvantagem de necessitar da comunicação entre os conversores, (Palizban and Kauhaniemi, 2015) (Vandoorn et al., 2013). Quando se tem a microrrede com vários conversores distantes uns dos outros, implantar *links* de comunicação não é a melhor alternativa.

O controle *droop* é uma alternativa para compartilhamento de carga sem necessitar de comunicação, além da vantagem em implementar um controle baseado em unidades medidas localmente (Marwali et al., 2004). O controle *droop* tem o mesmo efeito de regulação que os geradores síncronos exercem sobre a rede, aumentando a potência ativa quando a frequência diminui, e diminuindo a potência reativa quando a tensão aumenta.

O estudo do balanço de potência começou com UPS's. Uma classificação dos modos de operação dos UPS's é feita em Bekiarov and Emadi (2002), onde para UPS's conectadas em paralelo é indicado um método de controle independente e sem comunicação, onde a potência ativa se relacione com a frequência, e a potência reativa com a tensão (Guerrero et al., 2008). Os conversores formadores de rede são baseados em UPS's pois possuem a mesma função, de prover a rede uma tensão senoidal regulada que seja independente das mudanças na tensão de entrada ou da carga conectada. Ainda para UPS's, Guerrero et al. (2005) identificou algumas desvantagens no controle *droop* sendo o desbalanço das impedâncias de linha, a não divisão da potência das harmônicas entre as unidades e a divisão de potência afetada pela regulação de tensão, existindo um *tradeoff* entre os dois objetivos.

3. FLUXO DE POTÊNCIA

Na Figura 1 é mostrado o circuito equivalente de um inversor fonte de tensão conectado ao PAC (Ponto de Acoplamento Comum). Através de equações bem conhecidas de fluxo de carga, pode-se determinar a potência ativa e reativa. Sendo a potência complexa igual a :

$$S = P + jQ \quad (1)$$

A potência ativa e reativa são dadas por:

$$P = \frac{EV}{Z} \cos(\theta - \phi) - \frac{V^2}{Z} \cos(\theta) \quad (2)$$

$$Q = \frac{EV}{Z} \sin(\theta - \phi) - \frac{V^2}{Z} \sin(\theta), \quad (3)$$

onde E é a amplitude da tensão do inversor, V é a amplitude da tensão da rede, ϕ é o ângulo da potência, e Z e θ são a magnitude e fase da impedância.

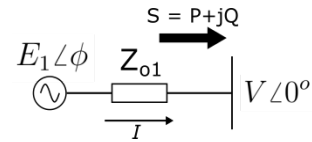


Figura 1. Esquema do fluxo de potência de um conversor conectado à barra CA.

Em uma microrrede, os inversores são conectados a uma carga por meio de linhas que possuem impedâncias, como na Figura 2. A impedância de saída do inversor pode ser indutiva ($\theta = 90^\circ$) ou resistiva ($\theta = 0^\circ$) e dependendo do tipo de impedância as relações de potência, tensão e frequência se modificam.

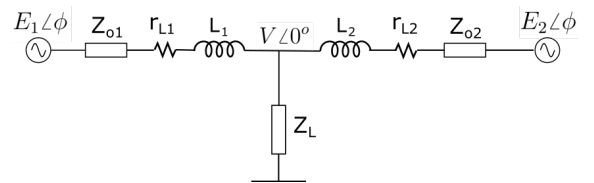


Figura 2. Dois inversores conectados a uma carga.

3.1 Impedância Indutiva

Se a impedância de saída do inversor é principalmente indutiva, $Z = jX$, as equações 2 e 3 se tornam:

$$P = \frac{E_1 V}{X} \sin \phi \cong \frac{E_1 V}{X} \sin \phi \quad (4)$$

$$Q = \frac{E_1 V \cos \phi - V^2}{X} \cong \frac{V}{X} (E_1 - V) \quad (5)$$

A partir das Equações 4 e 5 se conclui que a potência ativa é influenciada pelo ângulo e a potência reativa é influenciada, predominantemente, pelas tensões de E_1 e E_2 .

Introduzindo uma relação entre a potência ativa e frequência, e potência reativa e tensão, o controle *droop* pode ser escrito como:

$$w = w^* - m(P - P^*) \quad (6)$$

$$E = E^* - n(Q - Q^*) \quad (7)$$

onde m e n são coeficientes do controle *droop*. As relações 6 e 7 emulam o comportamento das máquinas síncronas.

3.2 Impedância Resistiva

Para sistemas em que a impedância da linha é predominantemente resistiva, ou seja $Z = R$ e $\theta = 0^\circ$ as Equações 2 e 3 se tornam:

$$P = \frac{E_1 V \cos \phi - V^2}{R} \cong \frac{V}{R} (E_1 - V) \quad (8)$$

$$Q = \frac{E_1 V}{R} \sin \phi \cong \frac{E_1 V}{R} \sin \phi \quad (9)$$

A relação de *droop* então se inverte para:

$$w = w^* - m(Q - Q^*) \quad (10)$$

$$E = E^* - n(P - P^*) \quad (11)$$

3.3 Impedância Virtual

A informação sobre a impedância da linha é importante para o projeto e escolha do *droop* correspondente, para não afetar o compartilhamento de potência. A impedância de linha afeta o controle *droop*. Assim também pode ser implementado uma impedância virtual que combina os valores da impedância de saída do conversor com a impedância da linha, resultando em uma realimentação dada por:

$$V_0 = V_0^* - i_o Z_o(S), \quad (12)$$

onde Z_o é a função de transferência da impedância virtual, V_0^* é a tensão de referência e V_0^* é a referência de tensão modificada para as malhas de controle internas. Estes métodos geralmente possuem respostas mais oscilatórias que o controle *droop* convencional, mas a resposta dinâmica é melhor (Rodriguez et al., 2013). Z_o é projetada para ser maior que a impedância atual do sistema a fim de garantir que o sistema tenha característica indutiva. A impedância virtual tem a vantagem de não ser implementada fisicamente, o que significa que não é preciso considerar o tamanho, valor do componente ou as perdas. Assim, a impedância virtual pode ser escolhida arbitrariamente, inclusive com resistência, sem adicionar perdas ao sistema (Guerrero et al., 2011). Na Figura 3 é mostrado o diagrama de blocos para a geração de referências para o referencial síncrono Vinayagam et al. (2017).

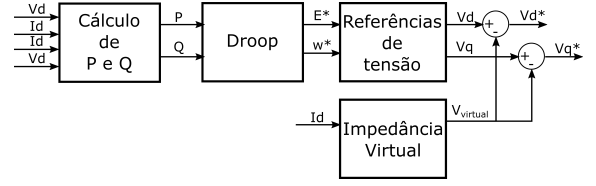


Figura 3. Diagrama de blocos para a geração de referências por *droop*.

4. ESTRUTURA DO CONVERSOR E CONTROLE

O conversor montado na simulação é o visto na Figura 4, um conversor trifásico de dois níveis com filtro LCL. Foi usada a modulação SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) com frequência de chaveamento de 10 KHz. Os parâmetros do conversor são apresentados na Tabela 1.

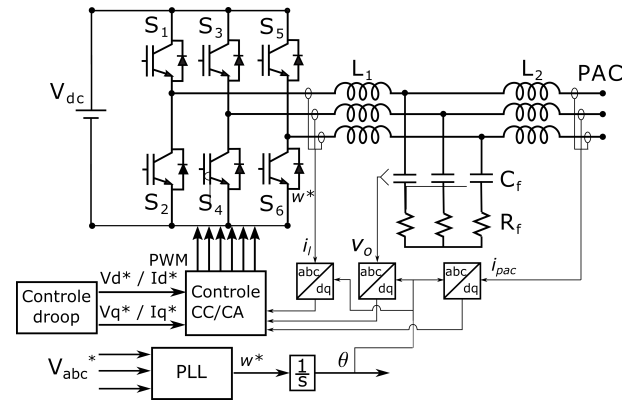


Figura 4. Diagrama do Conversor Formador de Rede.

Tabela 1. Parâmetros do sistema

Parâmetros	Valor
Potência Nominal	10kVA
Tensão Nominal CA	127V
Frequência fundamental f	60Hz
Tensão DC	400V
Indutância do filtro L_1 e L_2	2mH
Resistência do indutor R_1 e R_2	0,015Ω
Capacitância do filtro C_f	20μF
Resistência de amortecimento R_f	1,8Ω
Frequência de chaveamento	10000Hz

O filtro LCL possui atenuação de 60 db/década após a frequência de ressonância, executando a função de eliminar os harmônicos de alta frequência. A frequência de ressonância para o filtro pode ser calculada pela Equação 13.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (13)$$

A frequência de ressonância do filtro é de 1125,4Hz. A frequência encontrada está dentro dos parâmetros dado por Liserre et al. (2005), em que a frequência de ressonância deve ser 10 vezes maior que a frequência da rede e menor que metade da frequência de chaveamento.

Para a Figura 5, temos o diagrama monofásico para o filtro LCL, onde V_{in} é a tensão do conversor e V_g é a tensão da rede.

da equação 22 a resposta do controle de corrente é um sistema de primeira ordem, definido como:

$$I_d(s) = G_i(s)I_{dref}(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1}I_{dref}(s) \quad (28)$$

$$I_q(s) = G_i(s)I_{qref}(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1}I_{qref}(s) \quad (29)$$

Reescrevendo a resposta do controle de corrente com as novas referências 26 e 27, temos:

$$I_d(s) = G_i(s)U_d(s) - C_f G_i(s)\mathcal{L}\{\omega V_{gq}\} \quad (30)$$

$$I_q(s) = G_i(s)U_q(s) + C_f G_i(s)\mathcal{L}\{\omega V_{gd}\} \quad (31)$$

substituindo este resultado na equação 25, temos:

$$C_f s V_{sd}(s) = G_i(s)U_d(s) + C_f(1 - G_i(s))\mathcal{L}\{\omega V_{gq}\} - I_{Ld}(s) \quad (32)$$

$$C_f s V_{sq}(s) = G_i(s)U_q(s) - C_f(1 - G_i(s))\mathcal{L}\{\omega V_{gd}\} - I_{Lq}(s) \quad (33)$$

Considerando I_{Ldq} como perturbação e aproximando $(1 - G_i(s))$ para zero, temos a função de transferência como:

$$\frac{V_{gdq}(s)}{U_{dq}(s)} = G_i(s) \frac{1}{C_f s} \quad (34)$$

O controlador é projetado pelo método de resposta em frequência definindo a margem de fase ζ_m e a frequência de corte do controle ω_m . Na Figura 7 é mostrado o diagrama de blocos da estrutura de controle implementada para o inversor.

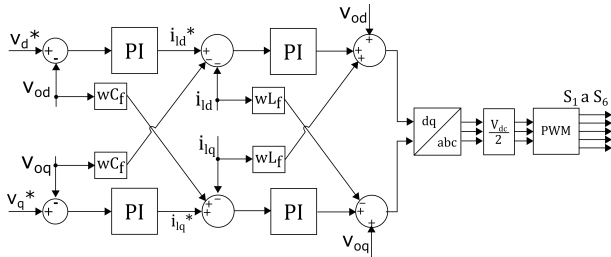


Figura 7. Diagrama de controle do CFR.

4.3 Controle droop e impedância virtual

O controle *droop* é responsável por ajustar a amplitude e frequência da tensão gerada pelo formador de rede de acordo com a potência ativa e reativa. O controle *droop* para impedância predominantemente indutiva é definido como:

$$\omega^* = \omega_n - K_n(P_n - P) \quad (35)$$

$$E^* = V_n - K_m(Q_n - Q), \quad (36)$$

sendo P e Q a potência ativa e reativa atual, P_n e Q_n as potências ativa e reativa nominais, ω_n é a frequência angular (rad/s) e V_n a tensão nominal do sistema (V). E^* e ω^* são as referências geradas para a frequência angular e tensão corrigidas pelo *droop*. As constantes K_n e K_m podem ser calculados por:

$$K_n = \frac{\Delta\omega}{P_{max}} \quad (37)$$

$$K_m = \frac{\Delta V}{Q_{max}}, \quad (38)$$

$\Delta\omega$ é a máxima variação de frequência possível, e ΔV é a máxima variação de tensão. São usadas as Equações 35 e 36 para definir as referências de tensão e frequência para o formador de rede. Para o CSR as referências de corrente usadas são as relações inversas das Equações 39 e 40 para obter os valores de potência e consequentemente a referência das correntes de eixo direto e de quadratura pela Equação 41.

$$P^* = \frac{\omega - \omega_n}{K_n} \quad (39)$$

$$Q^* = \frac{V - V_n}{K_m} \quad (40)$$

$$\begin{bmatrix} I_d^* \\ I_q^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_d^2 + v_q^2} \begin{bmatrix} v_d & -v_q \\ v_q & v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \quad (41)$$

Para variação de frequência foi adotada a variação de 2% e para tensão 5%. Nas Figuras 8 e 9 é vista as retas do controle *droop*.

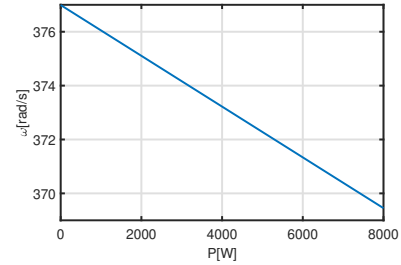


Figura 8. Curva de *droop* da potência ativa.

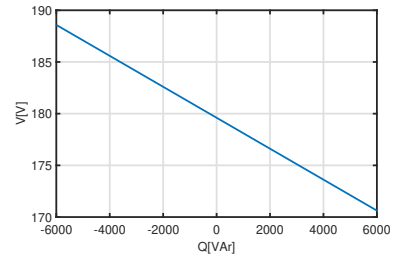


Figura 9. Curva de *droop* da potência reativa.

O controle *droop* atua no CSR fornecendo uma referência de corrente que depende da potência ativa ou reativa que se deseja injetar. Estes valores de potência seguem a curva do *droop* de maneira inversa. É feita a medição de tensão e frequência para obter valores de potência ativa e reativa a ser injetada como suporte ao inversor principal (Arboleya et al., 2010). O valor da potência fornecida pode ser calculada pelas Equações 42 e 43.

$$Q = \frac{E - E^*}{K_m} \quad (42)$$

$$P = \frac{\omega - \omega^*}{K_n} \quad (43)$$

A impedância virtual é dada por:

$$G_{vir} = L_D s + R_D \quad (44)$$

sendo L_D a indutância e R_D a resistência desejadas para a impedância virtual.

De Guerrero et al. (2005) a impedância de saída do conversor será:

$$Z_o(s) = \frac{(L + L_D(1 + K_p))s^2}{LCs^3 + r_LCs^2 + (1 + K_p)s + K_i} + \frac{(r_L + L_DK_i + R_D(1 + K_p))s + R_DK_i}{LCs^3 + r_LCs^2 + (1 + K_p)s + K_i} \quad (45)$$

O diagrama de Bode, visto na Figura 10, mostra a impedância de saída do conversor com e sem a impedância virtual, considerando a impedância virtual igual a $L_D = 10 * L_{eq}$ e $R_D = 0.1 * R_{eq}$. Pelo gráfico a impedância virtual garante a característica indutiva ou resistiva na saída.

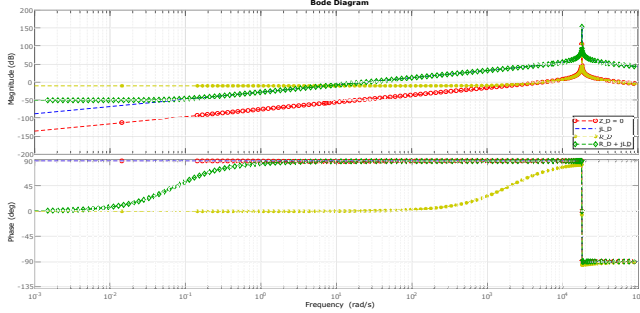


Figura 10. Diagrama de bode da impedância de saída do conversor.

A potência ativa e reativa pode ser calculada como:

$$P = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (46)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) \quad (47)$$

Para a medição da amplitude da tensão e frequência usou-se uma SRF-PLL (*synchronous reference frame - phase locked loop*), tanto para o sincronismo do CSR quanto para o controle *droop*. Nas medições de potência é necessário implementar um filtro passa-baixa, dado pela equação 48, sintonizado em 15 Hz.

$$G_{filtro}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}, \quad (48)$$

sendo ω_c a frequência de corte do filtro.

Tabela 2. Parâmetros da simulação

Parâmetros	Valor
Pmax	8kW
Qmax	6kVAr
Kp_{vac}	0.2520
Ki_{vac}	849.6500
Kp_{il}	25.1830
Ki_{il}	188.8726
Km	0.0015 V/VAr
Kn	0.00094 rad/s/W
Indutância Virtual L_D	$10 * (L_1 + L_2)$
Resistência Virtual R_D	$0.1 * (R_1 + R_2)$

5. SIMULAÇÃO

O sistema simulado foi um CFR conectado a uma carga e ao CSR conforme mostrado na figura 11. Os parâmetros utilizados foram os da Tabela 1 e 2 para ambos os conversores. O controle *droop* possibilita a implementação para potências diferentes, porém para obter maior semelhança

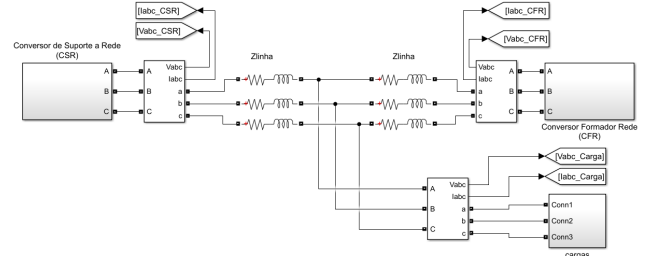


Figura 11. Estrutura da simulação

com os conversores reais, presentes no laboratório, utilizou-se o mesmo valor. A carga utilizada foi resistiva e resistiva indutiva.

A microrrede começa a funcionar com o CFR, logo após o CSR é conectado ao PAC. Porque o CSR, é um conversor de suporte a rede, ele não fornece potência ao ser conectado. A sua referência de corrente dependerá da frequência e tensão medida no seu ponto de conexão.

5.1 Compartilhamento da Potência Ativa

O primeiro teste é feito conectando uma carga resistiva de 6 kW no PAC. Na Figura 12, até o tempo $t=1$ s, só está conectado ao PAC, o CFR e o CSR. Neste momento é conectada uma carga resistiva e a corrente do CFR aumenta seguida pela corrente do CSR. Depois de 0.26 segundos, as correntes possuem a mesma amplitude. Na Figura 13 é visto como o *droop* age na frequência da rede. Ao diminuir o valor da frequência, o *droop* promove a equalização de carga entre os conversores. Nas Figuras 14 e 15 é visualizada a potência ativa e reativa dos conversores. Para a potência ativa, cada conversor fornece metade da potência da carga. Na potência reativa o CSR consome em torno de 150 VAr que é fornecido pelo CFR. Um detalhe da tensão e corrente no PAC é visto na Figura 16.

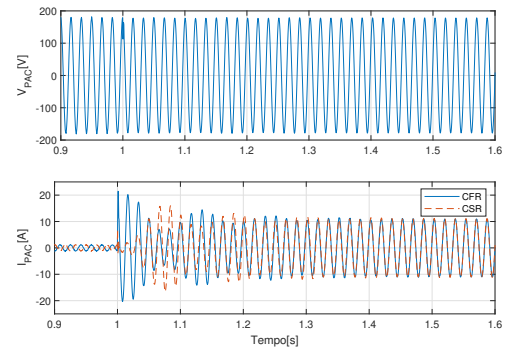


Figura 12. Tensão no PAC e corrente na fase A do CFR e CSR.

5.2 Compartilhamento de Potência Reativa

No *droop* implementado a potência reativa é regulada pela amplitude da tensão. Na Figura 17 é mostrado a medição de tensão e corrente quando uma carga resistiva indutiva é inserida. O sistema operava com uma carga resistiva, e em $t=3$ s é conectada uma carga indutiva e resistiva. Na Figura 18 é mostrado que neste instante, a amplitude de tensão no PAC sobe 3.09 %, assumindo o valor de

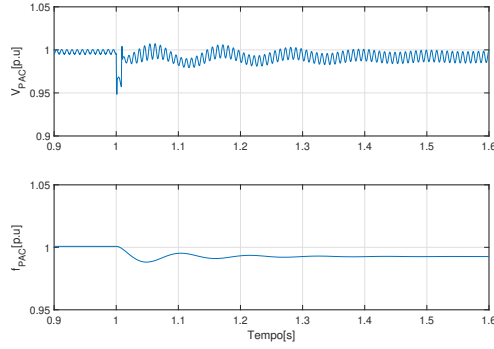


Figura 13. Valor em pu da tensão, e frequência do PAC.

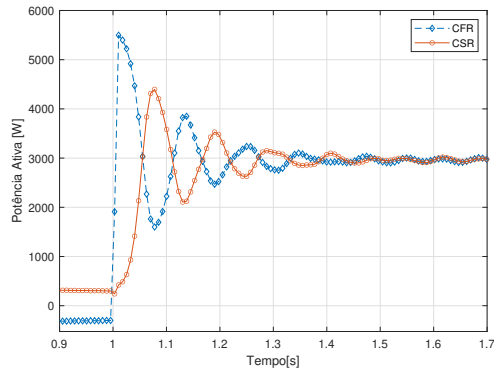


Figura 14. Potência ativa medida nos conversores.

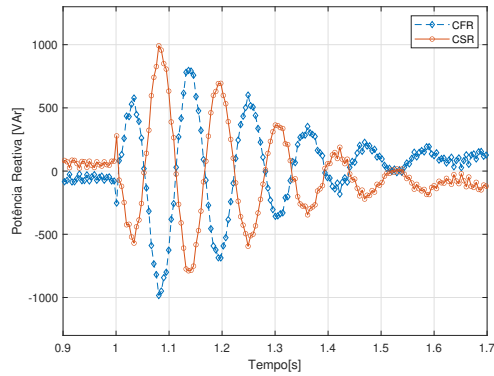


Figura 15. Potência reativa medida nos conversores.

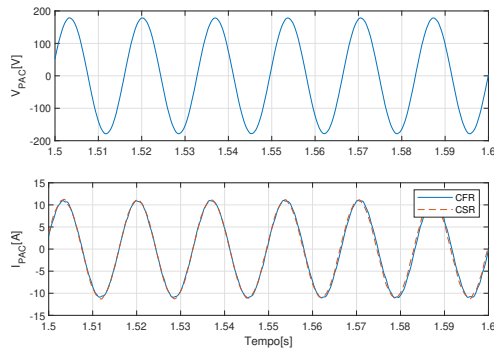


Figura 16. Detalhe da tensão e corrente do CFR e CSR.

1.0168 pu para a adição de uma carga de 2 kW e 8 kVar. Nas Figuras 19 e 20 é apresentado o compartilhamento de potência entre os conversores. A diferença de potência reativa entre o CSR e CFR é de 1.4 kVA para a carga já

descrita, que totaliza 12 kW e 8 kVar. O motivo dessa diferença é referente a potência reativa fornecida do CFR para o CSR. A Figura 21 é apresentado o detalhe de corrente e tensão no PAC.

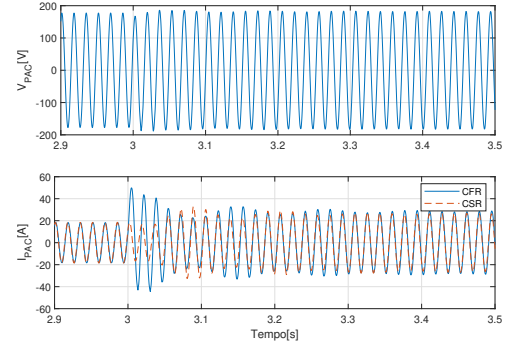


Figura 17. Detalhe da tensão e corrente do CFR e CSR.

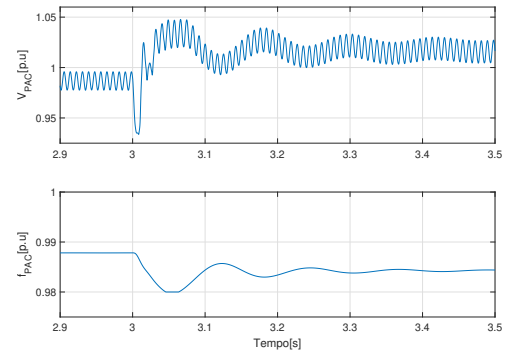


Figura 18. Valor em pu da tensão, e frequência do PAC.

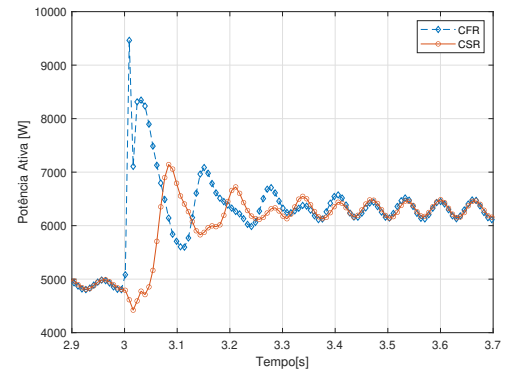


Figura 19. Potência ativa medida nos conversores.

6. CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi apresentado o estudo do controle *droop* para dois conversores operando em paralelo. Um dos conversores é o formador de rede, que fornece a referência de tensão e frequência para o PAC. O outro é um conversor de suporte à rede que faz o compartilhamento de potência com o primeiro conversor. Nos conversores foi implementado o controle *droop* e a realimentação com impedância virtual. O *droop* do CFR modifica a tensão e frequência da rede, a medida que o CSR apenas recebe as medições destas variáveis e fornece potência ativa e reativa de acordo com a constante de projeto do *droop*. Assim estabelecendo um ponto de operação para a microrrede em que os dois

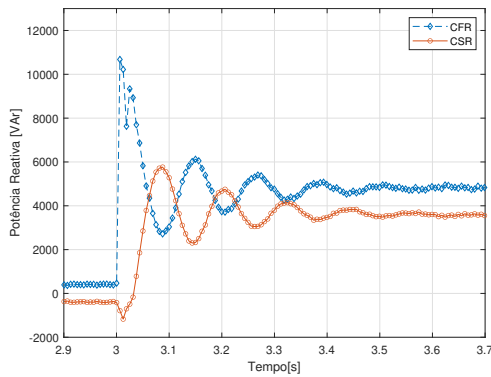


Figura 20. Potência reativa medida nos conversores.

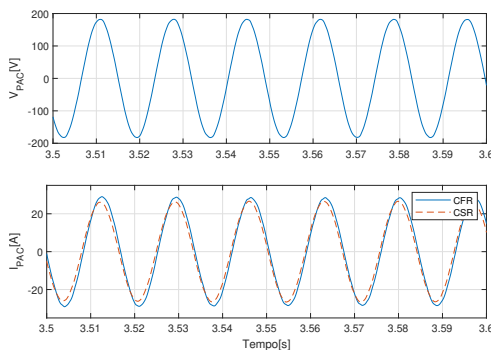


Figura 21. Detalhe da tensão e corrente do CFR e CSR.

conversores irão fornecer parcelas iguais da potência ativa e reativa da carga. Uma simulação foi desenvolvida baseada em um sistema real para comprovar que a estratégia de compartilhamento de potência funciona. O controle tem a vantagem de não necessitar comunicação entre os conversores, mas com prejuízo à regulação de frequência e tensão.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a todos os membros do grupo de pesquisa de Controle e Conversão de Energia Elétrica (CCEE) na Unifei, Campus Itabira. O presente trabalho foi realizado com apoio da Fundação Christiano Ottoni (FCO), da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), e do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

REFERÊNCIAS

Arbolea, P., Diaz, D., Guerrero, J., Garcia, P., Briz, F., Gonzalez-Moran, C., and Aleixandre, J.G. (2010). An improved control scheme based in droop characteristic for microgrid converters. *Electric Power Systems Research*, 80(10), 1215 – 1221. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779610000842>.

Bekiarov, S.B. and Emadi, A. (2002). Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control. In *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*, volume 1, 597–604 vol.1. doi:10.1109/APEC.2002.989305.

Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., and Timbus, A.V. (2006). Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5), 1398–1409. doi:10.1109/TIE.2006.881997.

EPE (2019). Balanço energético nacional 2019. ano base 2018. *Empresa de Pesquisa Energética*.

Guerrero, J.M., Hang, L., and Uceda, J. (2008). Control of distributed uninterruptible power supply systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(8), 2845–2859. doi:10.1109/TIE.2008.924173.

Guerrero, J.M., Luis Garcia de Vicuna, Matas, J., Castilla, M., and Miret, J. (2005). Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(4), 1126–1135. URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/1490703/>.

Guerrero, J.M., Vasquez, J.C., Matas, J., de Vicuna, L.G., and Castilla, M. (2011). Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1), 158–172. doi:10.1109/TIE.2010.2066534.

Lasseter, R.H. (2002). Microgrids. In *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309)*, volume 1, 305–308 vol.1. doi:10.1109/PESW.2002.985003.

Liserre, M., Blaabjerg, F., and Hansen, S. (2005). Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5), 1281–1291. URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/1510826/>.

Marwali, M.N., Jung, J.W., and Keyhani, A. (2004). Control of distributed generation systems-part ii: Load sharing control. *IEEE Transactions on power electronics*, 19(6), 1551–1561.

Palizban, O. and Kauhaniemi, K. (2015). Hierarchical control structure in microgrids with distributed generation: Island and grid-connected mode. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 44, 797–813.

Rocabert, J., Luna, A., Blaabjerg, F., and Rodríguez, P. (2012). Control of power converters in ac microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11), 4734–4749. doi:10.1109/TPEL.2012.2199334.

Rodríguez, P., Candela, I., Citro, C., Rocabert, J., and Luna, A. (2013). Control of grid-connected power converters based on a virtual admittance control loop. In *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1–10. doi:10.1109/EPE.2013.6634621.

Vandoorn, T., De Kooning, J., Meersman, B., and Vandevelde, L. (2013). Review of primary control strategies for islanded microgrids with power-electronic interfaces. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 19, 613–628.

Vinayagam, A., Swarna, K., Khoo, S.Y., Oo, A.T., and Stojcevski, A. (2017). Pv based microgrid with grid-support grid-forming inverter control-(simulation and analysis). *Smart grid and renewable energy*, 8(01), 1–30.

Yazdani, A. and Iravani, R. (2010). *Voltage-sourced converters in power systems*, volume 34. Wiley Online Library.