

CONTROLE E ANÁLISE DE ESTABILIDADE DE CONVERSORES CC-CC EM MODO DE COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA

Roberto Buerger, Frederico C. dos Santos, Murilo S. Sitonio, Denizar C. Martins, Roberto F. Coelho

Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis – SC, Brasil

e-mail: roberto.buerger@gmail.com, fred.c.s@hotmail.com, muriloscarpa@gmail.com, denizar@inep.ufsc.br, roberto@inep.ufsc.br

Resumo – Neste artigo apresenta-se um estudo comparativo entre técnicas aplicadas ao controle de conversores cc-cc com saídas conectadas em paralelo. Este tipo de conexão é comum em aplicações envolvendo microrredes, em que um mesmo barramento CC é compartilhado entre diversos estágios de processamento de energia. As técnicas de controle abordadas neste artigo diferenciam-se quanto à forma de implementação, que pode ser local ou coordenado. Além de apresentarem diferentes comportamentos quanto à complexidade, robustez, modularidade e rastreamento de referência, tais técnicas influenciam a estabilidade do sistema, uma vez que alteram a impedância equivalente de saída dos conversores. A fim de avaliar tais características, o artigo compara experimentalmente as técnicas de controle do tipo *droop*, hierárquico e mestre-escravo, e apresenta uma análise da estabilidade em nível de eletrônica de potência, considerando um sistema composto por três conversores *Boost* com saídas compartilhadas.

Palavras-Chave – Controle *droop*, Controle hierárquico, Controle mestre-escravo, Estabilidade.

CONTROL AND STABILITY ANALYSIS OF DC-DC CONVERTERS UNDER POWER SHARING MODE

Abstract – In this paper, a comparative study among techniques applied to the control of dc-dc converters with parallel-connected outputs is presented. This type of connection is usual in microgrid applications, in which a single DC bus is shared among several power stages. The control techniques discussed in this paper can be classified as local or coordinated. Besides presenting different behaviors regarding complexity, robustness, modularity and reference tracking, such techniques influence the entire system stability, since they change the equivalent impedance of the converters. In order to evaluate such characteristics, the paper experimentally compares the *droop*, hierarchical and master-slave control techniques, and presents an analysis of the stability in the power electronics level, regarding a system composed of three *Boost* converters with shared outputs.¹

Keywords – *Droop* control, Hierarchical control, Master-Slave Control, Stability.

Artigo submetido em 11/09/2018. Primeira revisão em 16/10/2018. Aceito para publicação em 04/12/2018 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.1.0039>

I. INTRODUÇÃO

Os avanços da eletrônica de potência aliados ao surgimento de microprocessadores com elevada capacidade de processamento, ao desenvolvimento de protocolos de comunicação em alta velocidade, ao aumento da eficiência e redução de custos das fontes renováveis e à busca pela diversificação da matriz energética tem proporcionado a evolução do conceito de microrredes [1], [2].

Uma das dificuldades de implementação de uma microrrede é a conexão compartilhada de fontes ao barramento cc, fato que exige uso de estágios de processamento de energia e de estratégias de controle elaboradas. Isso ocorre porque a conexão das saídas dos conversores em paralelo pode gerar correntes circulantes indesejadas causadas pelo desequilíbrio de tensão entre eles, má distribuição de potência entre as fontes e instabilidade. Via de regra, as estratégias aplicadas ao controle de microrredes (lado CC) dividem-se em dois níveis: controle local e controle coordenado. Enquanto o primeiro faz uso apenas de informações do próprio conversor, o segundo utiliza métodos que possibilitam a troca de informações entre unidades conectadas ao barramento comum [3].

Dentre as técnicas de controle local, o mais recorrente na literatura é o *droop*, que apesar do bom desempenho para prover a divisão de potência entre os conversores, quando operando isoladamente, não proporciona uma boa regulação de tensão [4].

Por sua vez, técnicas de controle coordenado são classificadas como descentralizadas, centralizadas ou distribuídas, de acordo com o *link* de comunicação existente entre as unidades de processamento de energia [3], tal como é ilustrado na Figura 1.

No controle descentralizado não existe *link* de comunicação, e a troca de informações é feita somente através das linhas de potência, tais como ocorre com as técnicas *DC bus signaling (DBS)*, *droop* adaptativo e *power line signaling (PLS)* [5], [6].

No controle centralizado, uma central recebe as informações das unidades locais e as realimenta por meio de um *link* de comunicação. Geralmente este tipo de controle tem a melhor resposta dinâmica, no entanto, o uso de um *link* de comunicação implica menor robustez e modularidade do sistema. Dentre as técnicas de controle centralizado, há destaque para o controle hierárquico, o controle mestre-escravo e o controle central [7], [8].

Por fim, o controle distribuído tem a característica de utilizar uma rede de comunicação mais simplificada, que utiliza apenas as informações das unidades vizinhas, possibilitando maior eficiência quando comparada ao controle local e menor complexidade que o controle centralizado [9], [10].

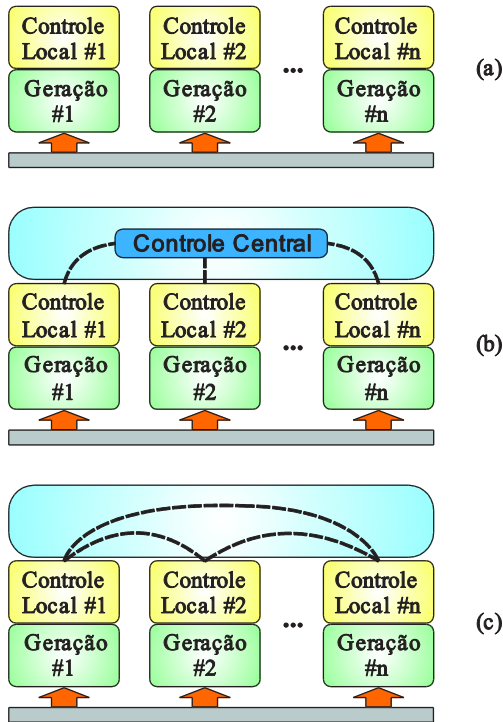


Fig. 1. Classificação das técnicas de controle coordenado em função da existência ou não de link de comunicação: (a) descentralizada, (b) centralizada, (c) distribuída.

Diante do exposto, nota-se haver uma grande variedade de estratégias destinadas ao controle das grandezas do lado CC de uma microrrede, fato que dificulta a escolha de uma dentre as demais. O fato é que, dependendo das características e prioridades do sistema, determinada estratégia pode se destacar em relação às outras. Por este motivo, neste artigo, realiza-se a comparação experimental de três das técnicas mais empregadas no controle compartilhado de tensão: *droop*, hierárquico e mestre-escravo. Como resultado dessa comparação busca-se confirmar as vantagens e desvantagens das técnicas elencadas a partir de figuras de mérito como modularidade, eficiência do controle, complexidade de implementação e confiabilidade do sistema. Além disso, em virtude de as interações dinâmicas entre as unidades de processamento de energia após a integração poder causar efeitos desestabilizantes, uma análise da estabilidade em nível de conversores é realizada a partir do emprego do critério de Middlebrook [1], considerando cada uma das três técnicas avaliadas.

II. ESTRATÉGIAS DE CONTROLE APLICADAS AO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA

Neste artigo comparam-se três estratégias de controle aplicadas ao compartilhamento de potência conhecidos como *droop*, hierárquico e mestre-escravo na literatura.

A. Controle Droop

Definida como uma estratégia de controle local utilizada com o objetivo de promover o compartilhamento de corrente entre os conversores, o controle *droop* é utilizado de forma isolada em situações onde não há necessidade de grande precisão na regulação da tensão do barramento [6]. A

utilização apenas de controle local pode se tornar interessante por não exigir comunicação entre as unidades, resultando em maior robustez, redundância e modularidade. Via de regra, o controle *droop* é implementado por meio de uma malha de tensão e outra de corrente, tal como ilustrado na Figura 2.

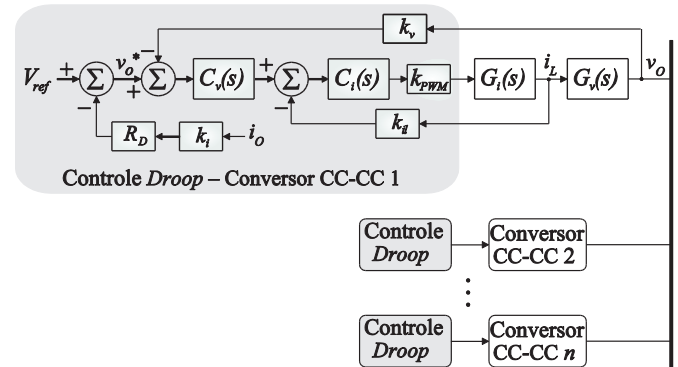


Fig. 2. Exemplo de sistema com controle *droop*.

A fim de prover o compartilhamento de corrente entre as unidades geradoras, o controle *droop* simula uma resistência série que atua no ajuste da referência de tensão dos conversores, conforme:

$$v_o^* = V_{ref} - R_D i_o, \quad (1)$$

em que v_o^* é a referência de tensão ajustada em função da corrente de saída do conversor, V_{ref} é a referência de tensão para operação vazia, R_D é a resistência virtual e i_o é a corrente de saída do conversor.

O valor de R_D está diretamente relacionado à capacidade de o conversor prover a regulação da tensão, contraposto à capacidade de divisão de corrente: quanto menor o valor de R_D , melhor a regulação de tensão, porém, pior a divisão de corrente entre as unidades [11], [12] por outro lado, um valor maior de R_D pode distribuir melhor a corrente, ao preço de uma pior regulação de tensão. Matematicamente, o valor da resistência virtual por ser determinado por meio de:

$$R_D = \frac{\varepsilon_v}{i_{o,max}}, \quad (2)$$

sendo que ε_v representa a máxima variação admitida na tensão do barramento e $i_{o,max}$ é a corrente máxima na saída de cada conversor [11].

Na Figura 3 observam-se as características do controle *droop* para duas unidades com valores de R_D diferentes, sendo $R_{D1} < R_{D2}$.

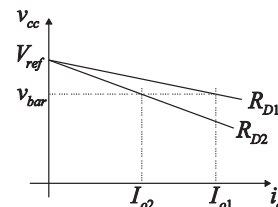


Fig. 3. Curvas de *droop* com diferentes valores de R_D .

B. Controle Hierárquico

Visando melhorar o desempenho do controle *droop* no quesito regulação de tensão, pode-se recorrer ao controle hierárquico. Nesta estratégia as ações de controle funcionam

em níveis independentes, ou seja, os níveis superiores não interferem na estabilidade dos inferiores.

O controle hierárquico implementado nesse trabalho apresenta dois níveis, sendo que o primeiro consiste do próprio controle *droop*, cujo objetivo é dividir a corrente entre os conversores, e o segundo é composto por uma malha externa, que compensa os desvios da tensão do barramento. A resposta do controle do segundo nível é enviada para todos os controles de primeiro nível por meio de um *link* de comunicação. Essa resposta atua na referência de tensão do *droop*, e promove a redução dos desvios de tensão. O diagrama de blocos desta técnica é apresentada na Figura 4.

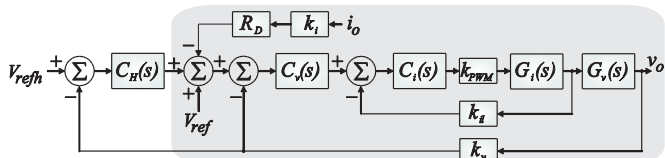


Fig. 4. Exemplo de sistema com controle hierárquico.

Devido à independência dos níveis, essa estratégia apresenta boa confiabilidade, pois com a ocorrência de uma falha no controle coordenado, o sistema ainda pode continuar operando com o controle *droop* implementado localmente. Apesar de essa estratégia apresentar maior complexidade e menor modularidade, quando comparada ao controle *droop* puro, apresenta também menor erro estacionário ao rastreamento da referência de tensão [3].

C. Controle Mestre-Escravo

A implementação da técnica de controle mestre-escravo é realizada a partir da definição de um conversor mestre, cuja função é regular a tensão do barramento e enviar a referência de corrente aos demais conversores, que operam como escravos em modo de compartilhamento de corrente [3], [8]. A Figura 5 ilustra o diagrama de blocos com a implementação do controle mestre-escravo.

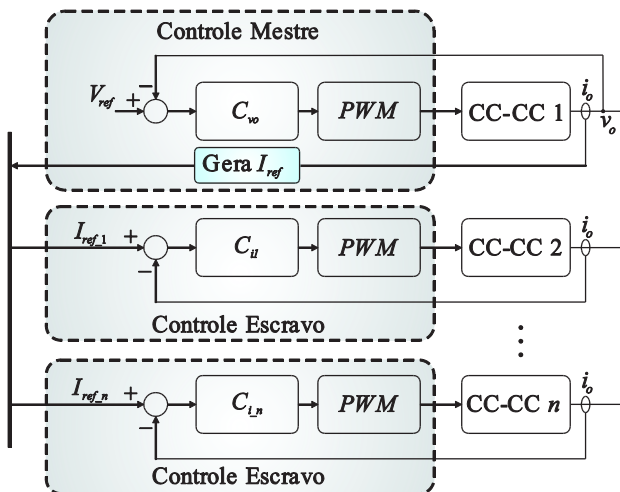


Fig. 5. Exemplo de sistema com controle mestre-escravo.

Esta técnica apresenta certa modularidade, visto que o *link* de comunicação está disponível. Por outro lado, é caracterizada por baixa robustez, uma vez que uma falha no controlador mestre pode inviabilizar a operação do sistema. Nos quesitos de desempenho, apresenta bons resultados em regime permanente, no entanto, sua dinâmica tende a ser

mais lenta, pois a regulação dos conversores escravos depende do conversor mestre.

III. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

O sistema em estudo neste artigo é constituído por três arranjos fotovoltaicos, três conversores CC-CC, um barramento composto por um capacitor e uma carga cc. Apesar de o sistema ter sido concebido para operar tanto no modo conectado à rede elétrica quanto isoladamente, neste artigo explora-se apenas seu comportamento quando em operação ilhada, pois é nesta situação que os conversores CC-CC são controlados para regular de forma compartilhada a tensão do barramento CC ao qual estão conectados, conforme é ilustrado no diagrama apresentado na Figura 6.

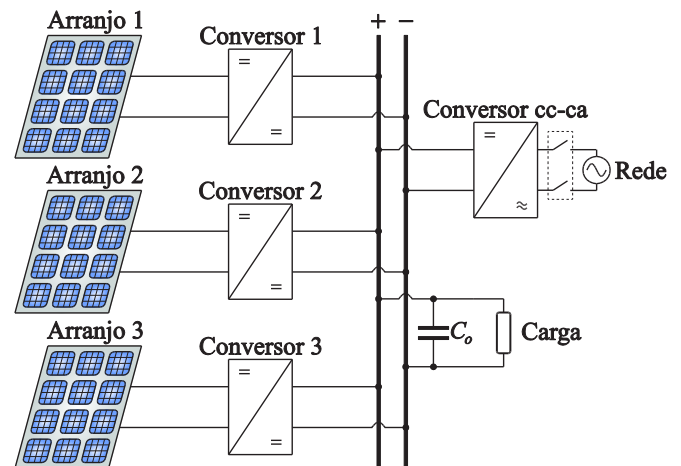


Fig. 6. Sistema proposto para comparação entre as técnicas de controle e análise de estabilidade.

Cada um dos arranjos fotovoltaicos é composto por dez módulos KC200GT conectados em série, totalizando 6 kW de potência de pico (medida nas condições padrão de teste - STC). Para processar a energia gerada, foram construídos três conversores CC-CC elevadores idênticos tipo *Boost*, cujos componentes seguem listados na Tabela I. Tais conversores foram dimensionados a partir das especificações constantes na Tabela II.

TABELA I
Componentes Utilizados na Confeção dos Conversores CC-CC Tipo *Boost*

Grandeza	Valor
Capacitor de entrada (em paralelo com o arranjo fotovoltaico) C_{pv}	$C_{pv} = 6,8 \mu F$ Tecnologia: Filme Tensão: 450 V
Indutor de entrada L	$L = 1,35 \text{ mH}$ Núcleo: Thornton NEE 65/33/26 - IP12R Fios: 68 espiras, 11 condutores em paralelo, 25 AWG
Capacitor de saída C_o	$C_o = 470 \mu F$ Tecnologia: Eletrolítico Tensão: 500 V
Interruptor S	MOSFET IPW60R070C6 $V_{ds} = 650 \text{ V}$ $R_{DS(on)} = 0,07 \Omega$ $I_{D(100^\circ C)} = 34 \text{ A}$
Diodo D	C3D20060D $V_R = 600 \text{ V}$ $I_{F(149^\circ C)} = 20 \text{ A}$

TABELA II
Especificação Para o Dimensionamento dos Conversores
CC-CC Tipo Boost

Grandeza	Valor
Tensão de entrada máxima	359,75 V
Tensão de entrada nominal	263 V
Corrente de entrada máxima	8,21 A
Corrente de entrada nominal	7,61 A
Potência nominal	2 kW
Tensão de saída	400 V
Ondulação máxima de tensão na saída	1%
Ondulação máxima de corrente no indutor	10%
Frequência de comutação	100 kHz

IV. ANÁLISE DA ESTABILIDADE

Um dos problemas relacionados a sistemas com múltiplos estágios de processamento de energia é a possível degradação da estabilidade devido a interações entre conversores conectados a um mesmo barramento. Geralmente, conversores controlados podem ser modelados como cargas de potência constante (*CPL - Constant Power Loads*) quando vistos de seus terminais de entrada. Essas cargas, que se comportam como impedâncias incrementais negativas, podem causar problemas de interação entre os subsistemas após a integração e originar efeitos desestabilizantes [13], mesmo nos casos em que cada subsistema seja projetado para ser estável [14].

Do ponto de vista da eletrônica de potência, é possível dividir um sistema complexo em dois subsistemas mais simples: um de fonte e outro de carga, tal como ilustrado na Figura 7. Para proceder à análise, inicialmente assume-se que ambos os subsistemas são individualmente estáveis e que apresentam bom desempenho dinâmico. Então, define-se um sentido de fluxo de potência e verifica-se a estabilidade do sistema como um todo a partir do emprego de um dos diversos critérios propostos na literatura [15]: *i*) Critério de Middlebrook; *ii*) Critério baseado em Margem de Ganho e Margem de Fase (*Gain Margin Phase Margin - GMPM*); *iii*) Critério do Argumento Oposto (*Opposing Argument - OA*); *iv*) Critério conhecido como ESAC (*Energy Source Analysis Consortium*) e *v*) Critério de estabilidade baseado em passividade (*Passivity Based Stability Criterion - PBSC*).

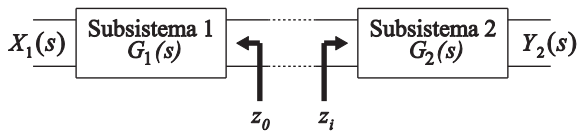


Figura 7. Exemplo de subsistemas interligados.

Dentre os critérios listados, o proposto por Middlebrook é um dos mais difundido [16]. Este critério foi inicialmente introduzido na literatura para investigar como a adição de um filtro de entrada afeta a estabilidade de um conversor estático controlado e prevê que quando dois subsistemas são cascateados, conforme observado na Figura 7, a função de transferência que relaciona a saída $Y_2(s)$ com a entrada $X_1(s)$ passa a ser dada por:

$$G(s) = \frac{Y_2(s)}{X_1(s)} = \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + z_o / z_i}, \quad (3)$$

onde z_o é impedância de saída do subsistema 1 e z_i é

impedância de entrada do subsistema 2.

A partir da inspeção de (3), percebe-se que nos casos em que $|z_i| \gg |z_o|$, a relação $z_o/z_i \rightarrow 0$, fato que resulta em:

$$G(s) = \frac{Y_2(s)}{X_1(s)} = G_1(s)G_2(s), \quad (4)$$

e demonstra que a estabilidade do sistema após a integração dependerá exclusivamente da estabilidade dos subsistemas isoladamente.

Evidentemente, na maior parte das aplicações não há como assegurar que a condição $|z_i| \gg |z_o|$ seja estabelecida em todo o espectro de frequência. Obviamente, quando esta condição não é satisfeita, os subsistemas passam a interagir dinamicamente, mas isso não necessariamente resulta em instabilidades. Nesses casos, o critério de *Nyquist* pode ser aplicado à malha de ganho T_m :

$$T_m = \frac{z_o}{z_i}, \quad (5)$$

permitindo analisar a estabilidade do sistema como um todo a partir de informações obtidas de cada estágio de processamento de energia separadamente.

Particularmente, no caso do sistema em análise, cada conversor *Boost* representa um subsistema, assim como é indicado na Figura 8. Portanto, a configuração das impedâncias na análise da estabilidade é tal que z_i é a impedância da carga, definida por:

$$z_i = z_{carga}, \quad (6)$$

e z_o é a impedância da fonte, determinada por:

$$z_o = \frac{1}{\frac{1}{z_{o1}} + \frac{1}{z_{o2}} + \frac{1}{z_{o3}} + \frac{1}{z_{Cbar}}}, \quad (7)$$

em que $z_{o1}-z_{o3}$ são as respectivas impedâncias de saída dos conversores *Boost* e z_{Cbar} é a impedância do capacitor do barramento.

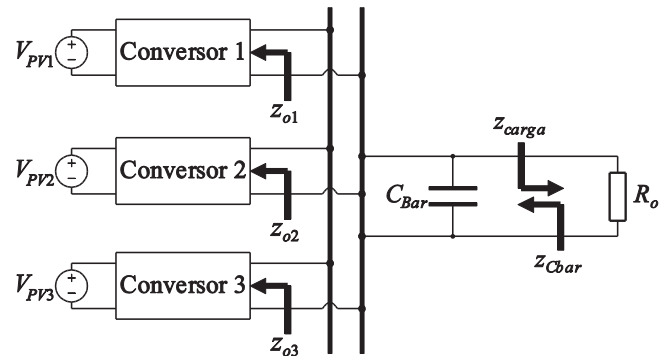


Fig. 8. Indicação das impedâncias de entrada e de saída do sistema proposto para análise de estabilidade.

A determinação da impedância de saída do conversor *Boost*, ilustrado na Figura 9.a, é realizada a partir da análise de seu modelo médio de pequenos sinais, representado na Figura 9.b [17]. Nota-se que no modelo médio de pequenos sinais a fonte de entrada é mantida em repouso (por ser considerada constante no intervalo de comutação), enquanto o interruptor e o diodo são substituídos por fontes controladas designadas pelos valores médios quase

instantâneos da tensão e da corrente aos quais estão submetidos, respectivamente:

$$\langle \hat{v}_s \rangle = \hat{v}_o D' - V_o \hat{d}, \quad (8)$$

$$\langle \hat{i}_D \rangle = \hat{i}_L D' - I_L \hat{d}, \quad (9)$$

em que V_o e I_L representam a tensão de saída e a corrente de entrada no ponto de operação, respectivamente. Enquanto \hat{v}_o , \hat{i}_L e \hat{d} são pequenas perturbações aplicadas às respectivas grandezas no ponto de operação.

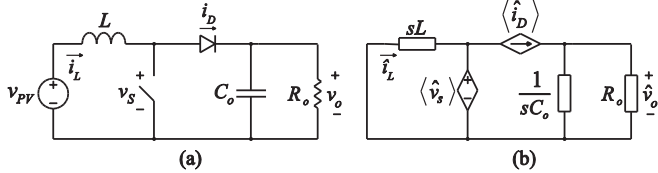


Fig. 9. Conversor Boost: (a) modelo comutado e (b) modelo médio de pequenos sinais.

Ao aplicar uma perturbação \hat{i}_o na corrente de saída do conversor, tal como ilustrado na Figura 10, e analisar o referido circuito, encontra-se:

$$\hat{v}_o = \frac{-sLR_o \hat{i}_o - R_o (sLI_L - V_o D') \hat{d}}{s^2 LR_o C_o + sL + R_o D'^2}. \quad (10)$$

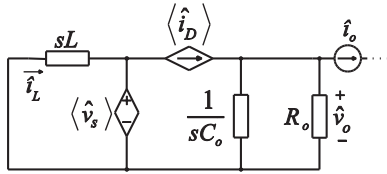


Fig. 10. Modelo de pequenos sinais do conversor Boost com perturbação da corrente de saída.

Evidentemente, caso o conversor Boost estivesse operando em malha aberta, não haveria perturbações de razão cíclica ($\hat{d}=0$) e, portanto, a impedância de saída seria facilmente encontrada, sendo expressa por:

$$\hat{z}_o = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} = -\frac{sLR_o}{s^2 LR_o C_o + sL + R_o D'^2}. \quad (11)$$

Em malha fechada, contudo, a impedância de saída do conversor depende da razão cíclica incremental \hat{d} que, por ser determinada pela ação de controle, varia de acordo com a estratégia utilizada: *droop*, hierárquico ou mestre-escravo.

A. Determinação da Impedância de Saída do Conversor Boost a Partir do Controle Droop

Ao utilizar o controle *droop*, adota-se a malha de controle ilustrada na Figura 11 para os três conversores que, por esse motivo, são descritos pela mesma impedância de saída.

É importante notar que a tensão de referência V_{ref} é constante e, por isso, tem valor incremental nulo. Assim, ao analisar o diagrama da Figura 11 com $\hat{v}_{ref}=0$ e $\hat{i}_L = -\langle \hat{v}_s \rangle / sL$, sendo $\langle \hat{v}_s \rangle$ definido em (8), obtém-se:

$$\hat{d} = \frac{k_{PWM} C_i(s) [\hat{v}_o (k_{il} D' - C_v(s) sL k_v) - \hat{i}_o C_v(s) sL R_D k_i]}{sL + k_{PWM} C_i(s) k_{il} V_o} \quad (12)$$

em que k_{PWM} é o ganho do modulador PWM, $C_i(s)$ é o compensador da malha de corrente, $C_v(s)$ é o compensador

da malha de tensão, R_D é a resistência virtual, k_i é o ganho do sensor de corrente de saída, k_v é o ganho do sensor de tensão, k_{il} é o ganho do sensor de corrente de entrada e $D'=1-D$ é a razão cíclica complementar.

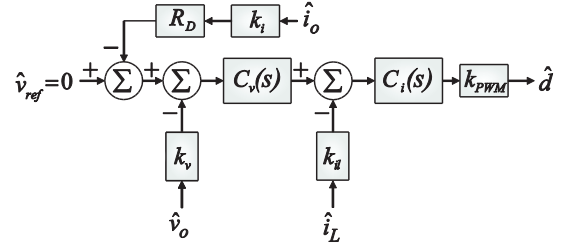


Fig. 11. Diagrama de blocos que representa a malha de controle droop.

A partir da substituição de (12) em (10), com o resultado apresentado em (13) e (14), é possível determinar a função de transferência que representa a impedância de saída do conversor Boost sob a ação do controle *droop*. A validação deste procedimento é realizada traçando-se os diagramas de Bode da Função de transferência obtida juntamente com aquela proveniente da varredura CA (*AC sweep*) do modelo comutado ilustrado na Figura 9.a. O resultado encontrado é apresentado na Figura 12 e valida o procedimento adotado na determinação da impedância de saída do conversor.

$$\hat{z}_o = \frac{\alpha_1 + \beta_1 s}{R_o D'^2 + \delta_1 C_i k_{PWM} + \gamma_1 s + C_o LR_o s^2} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= C_i R_o V_o k_{PWM} (k_{il} + C_v R_D k_i D') \\ \beta_1 &= R_o L (1 - C_i C_v I_L R_D k_i k_{PWM}) \\ \gamma_1 &= k_{il} (V_o + I_L R_o D') + C_v R_o V_o k_v D' \end{aligned} \quad (14)$$

$$\delta_1 = L + C_i R_o k_{PWM} (C_o V_o k_{il} - C_v I_L L k_v)$$

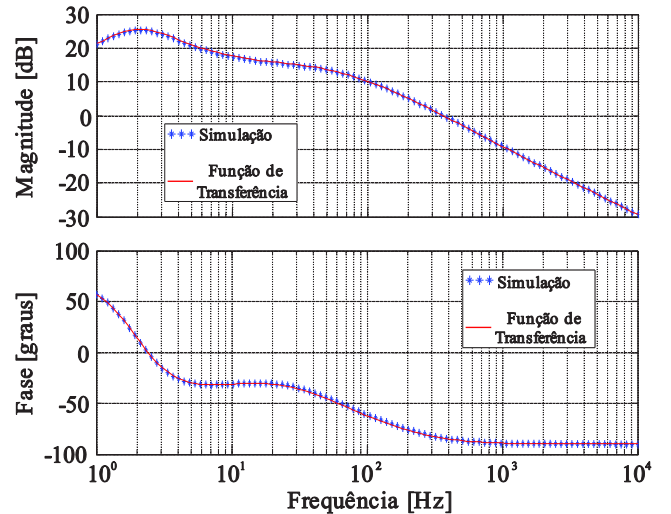


Fig. 12. Diagrama de Bode da impedância de saída do conversor Boost com controle droop.

B. Determinação da Impedância de Saída do Conversor Boost a partir do Controle Hierárquico

Analogamente ao controle *droop*, a malha de controle hierárquico é idêntica para todos os conversores, implicando necessidade de determinação de apenas uma impedância.

Neste caso, a malha de controle empregada é apresentada na Figura 13.

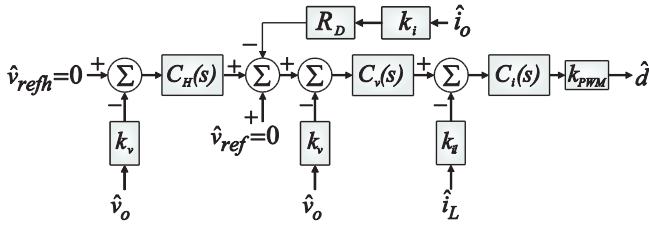


Fig. 13. Diagrama de blocos que representa a malha do controle hierárquico.

Por meio da inspeção deste diagrama de blocos, assumindo-se as mesmas considerações e substituições adotadas quando analisado o método *droop*, obtém-se:

$$\hat{d} = k_{PWM} C_i(s) \left\{ \frac{\hat{v}_o [k_{il} D' - (1 + C_h(s)) C_v(s) k_v s L] - \hat{i}_o C_v(s) R_D k_i s L}{s L + k_{PWM} C_i(s) k_{il} V_o} \right\} \quad (15)$$

em que $C_h(s)$ é o compensador do segundo nível do controle hierárquico.

Agora, substituindo-se (15) em (10), define-se a função de transferência que representa a impedância de saída do conversor *Boost* sob a ação do controle hierárquico. O resultado apresenta-se em (16) e (17). Para validá-la, apresenta-se na Figura 14 seu diagrama de Bode, traçado juntamente com a função de transferência obtida a partir da varredura CA do modelo comutado da Figura 9.a.

$$\hat{z}_o = \frac{-\alpha_2 - \beta_2 s}{R_o D'^2 + \gamma_2 C_i k_{PWM} + \delta_2 s + C_o L R_o s^2} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= C_i R_o V_o k_{PWM} (k_{il} + C_v R_D k_i D') \\ \beta_2 &= R_o L (1 - C_i C_v I_L R_D k_i k_{PWM}) \\ \gamma_2 &= k_{il} (V_o + I_L R_o D') + C_v R_o V_o k_v D' + C_h R_o V_o k_v D' \\ \delta_2 &= L + C_i R_o k_{PWM} (V_o C_o k_{il} - C_v I_L L k_v + C_h C_v I_L L k_v) \end{aligned} \quad (17)$$

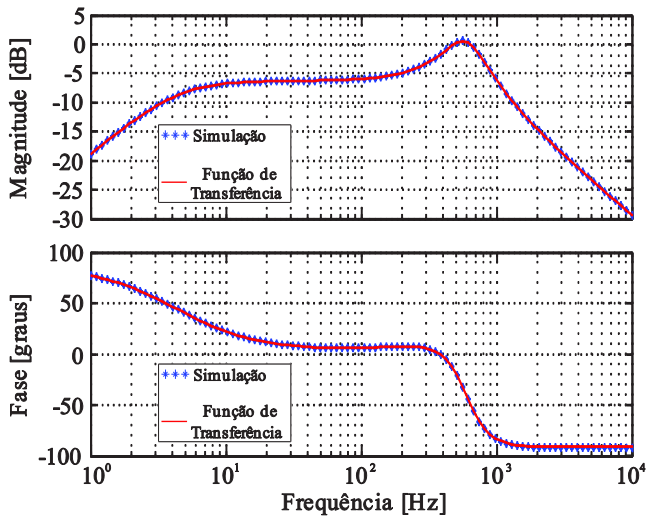


Fig. 14. Diagrama de Bode da impedância de saída do conversor *Boost* com controle hierárquico.

C. Determinação da Impedância de Saída do Conversor *Boost* a partir do Controle Mestre-Escravo

Na estratégia de controle mestre-escravo existem duas malhas de controle distintas: a do mestre e a dos escravos. Desta maneira, é necessário proceder à análise para determinar duas impedâncias separadamente. Inicialmente, busca-se a impedância de saída do conversor mestre, que opera de acordo com a ação de controle ilustrada na Figura 15. Realizando a análise desta malha, encontra-se:

$$\hat{d}(s) = -\hat{v}_o k_v C_m(s) k_{PWM} \quad (18)$$

em que $C_m(s)$ representa o compensador da malha mestre.

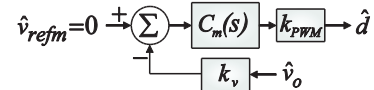


Fig. 15. Diagrama de blocos que representa a malha de controle do conversor mestre.

A Figura 16 ilustra o diagrama de Bode necessário para a validação deste modelo, com a função de transferência apresentada em (19) e (20) que é o resultado da substituição de (18) em (10).

$$\hat{z}_o = \frac{-L R_o s}{R_o D'^2 + \alpha_3 + \beta_3 s + C_o L R_o s^2} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \alpha_3 &= C_m R_o V_o k_{PWM} k_v D' \\ \beta_3 &= L - C_m I_L L R_o k_v k_{PWM} \end{aligned} \quad (20)$$

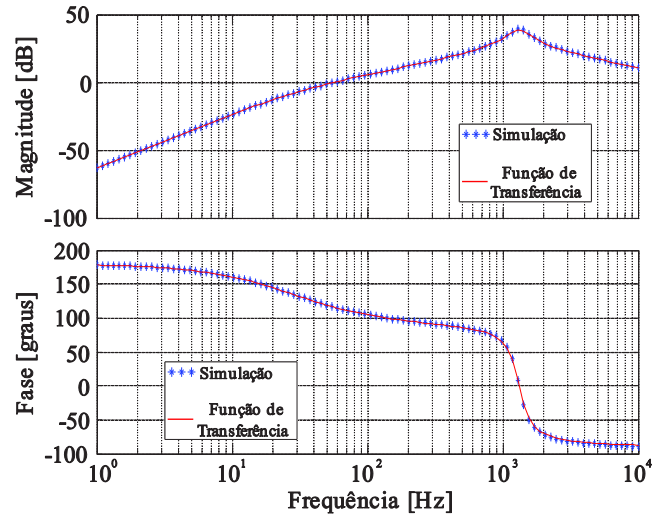


Fig. 16. Diagrama de Bode da impedância de saída do conversor *Boost* com controle mestre-escravo: conversor mestre.

Por sua vez, a impedância de saída dos conversores escravos pode ser obtida por meio da análise da malha de controle ilustrada pela Figura 17, resultando em:

$$\hat{d} = \frac{-\hat{v}_o k_{il} k_{PWM} C_e(s) \left[s^2 L C_o + k_{PWM} C_m(s) k_v (V_o D' - s L I_L) \right]}{D'} \quad (21)$$

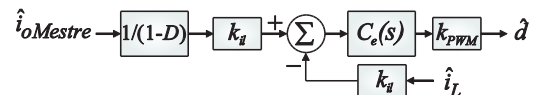


Fig. 17. Diagrama de bloco que representa a malha de controle mestre-escravo: conversores escravos.

A função de transferência, resultante da substituição de (21) em (10), que apresenta a impedância do *Boost* sob o controle de escravo, defina-se por:

$$\hat{z}_o = \frac{-C_e L R_o V_o k_{il} k_{PWM} D' s - L^2 R_o D' s^2}{\alpha_4 + \beta_4 s + \gamma_4 s^2 + \delta_4 s^3}, \quad (22),$$

onde os coeficientes encontram-se por

$$\begin{aligned} \alpha_4 &= C_e R_o V_o k_{il} k_{PWM} D'^2 (C_m V_o k_v k_{PWM} + D') \\ \beta_4 &= L D' [R_o D'^2 - C_e V_o k_{il} k_{PWM} (2 C_m I_L R_o k_v k_{PWM} - 1)] \\ \gamma_4 &= L^2 D' + C_e L R_o k_{il} k_{PWM} (C_m L k_v k_{PWM} I_L^2 + 2 C_o V_o D') \\ \delta_4 &= C_o L^2 R_o (D' - C_e I_L k_{il} k_{PWM}) \end{aligned} \quad (23)$$

A Figura 18 apresenta os diagramas de Bode necessários para a validação de (22).

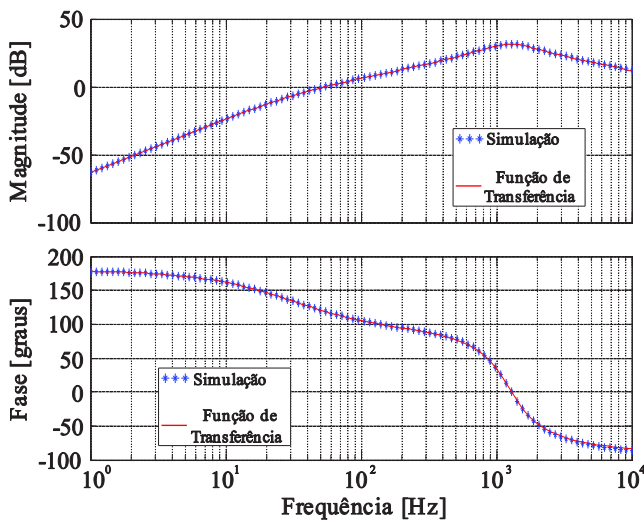


Fig. 18. Diagrama de Bode da impedância de saída do conversor *Boost* com controle escravo.

D. Impedância do Capacitor de Barramento

O modelo do capacitor de barramento considerado é ilustrado na Figura 19 e a equação que define sua impedância é dada por:

$$\hat{z}_{Cbar} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{Cbar}} = \frac{s C_{Bar} R_{Cbar} + 1}{s C_{Bar}} \quad (24)$$

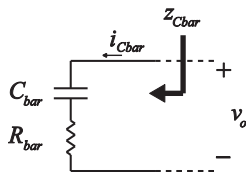


Fig. 19. Impedância de saída do capacitor de barramento.

E. Impedância vista dos terminais da carga

Neste artigo a carga é modelada de maneira a absorver potência constante ($\hat{p}_o = 0$). Assim, para determinar sua impedância incremental, perturba-se a equação $p_o = v_o i_{Cbar}$ em torno do ponto de operação, obtendo-se:

$$\hat{z}_{carga} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{Cbar}} = -\frac{V_o}{I_o} \quad (25)$$

F. Diagrama de Nyquist da Malha de Ganho T_m

Com exceção do compensador de segundo nível da malha de controle hierárquico (que é do tipo proporcional), todos demais controladores adotados são do tipo proporcional-integral, genericamente representados no domínio s por:

$$C(s) = k_c \frac{s + \omega_z}{s} \quad (26)$$

A Tabela III resume os parâmetros de cada um dos controladores, enquanto a Tabela IV traz informações referentes aos ganhos dos sensores utilizados na implementação das malhas de controle.

TABELA III
Descrição dos Compensadores das Malhas de Controle

	k_c	ω_z
Compensador <i>droop</i> : $C_i(s)$	0,027	46,288 rad/s
Compensador <i>droop</i> : $C_v(s)$	1,406	27,966 rad/s
Compensador hierárquico: $C_h(s)$	100	0 rad/s
Compensador mestre: C_m	0,002855	12,47 krad/s
Compensador escravo: C_e	0,027	46,288 rad/s

TABELA IV
Valores dos Ganhos dos Sensores

Sensor	Ganho
Corrente de entrada (k_{il})	0,402
Tensão de saída (k_v)	0,00825
Corrente de saída (k_i)	0,66

Até este momento, para possibilitar a validação dos modelos, o estudo considerou as cargas como resistências individualmente alocadas na saída de cada conversor. Entretanto, o sistema real emprega uma única carga conectada no barramento CC compartilhado. Desta maneira, para dar continuidade à análise da estabilidade respeitando a configuração originalmente proposta na Figura 1, é necessário suprimir os efeitos causados pela inserção das resistências de carga na saída dos conversores. Para tanto, faz-se $R_o \rightarrow \infty$ em (10), e determina-se o ganho de malha T_m para cada caso, procedendo-se posteriormente, a análise da estabilidade. A Figura 20 apresenta o diagrama de Nyquist da malha de ganho T_m para ambos os valores de resistência virtual da estratégia *droop* e a Figura 21 apresenta o diagrama de Nyquist da malha de ganho T_m do controle hierárquico e do controle mestre-escravo.

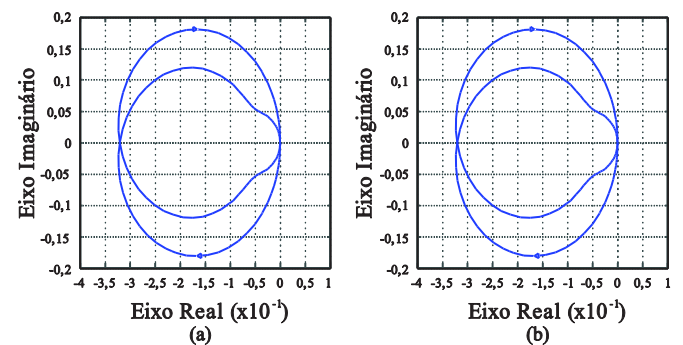


Fig. 20. Diagrama de Nyquist da malha de ganho do controle *droop*. $R_D = 8 \Omega$ (a) e $R_D = 4 \Omega$ (b).

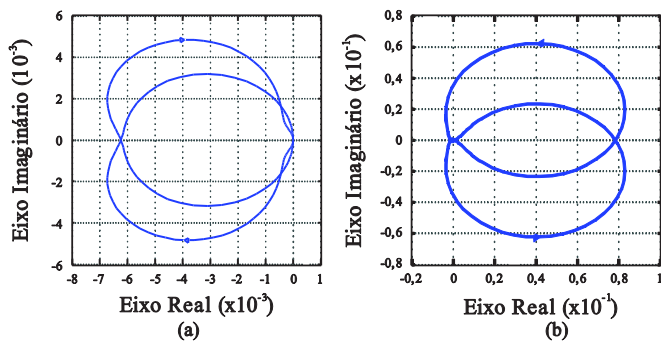


Fig. 21. Diagrama de Nyquist da malha de ganho do controle (a) hierárquico (a) e (b) mestre-escravo.

Como pode ser observado, o ponto $-1 + j0$ não é englobado em nenhum diagrama, portanto, todas as estratégias de controle analisadas mostram-se adequadas e garantem a operação estável dos conversores mesmo após serem integrados em um barramento CC único.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Uma vez confirmada a capacidade de operação estável dos conversores sob controle local e coordenado, o protótipo ilustrado na Figura 22 foi construído com base nas informações constantes nas Tabelas I e II, possibilitando avaliar o desempenho das técnicas experimentalmente.

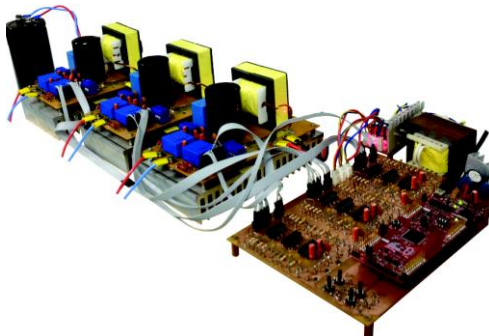


Fig. 22. Foto do protótipo.

A. Controle Droop

Durante os testes experimentais para validação do controle *droop* utilizaram-se dois valores distintos de resistência virtual ($R_D = 8 \Omega$ e $R_D = 4 \Omega$). Ressalta-se que esses valores foram determinados considerando-se a operação de cada conversor no ponto de máxima potência. Nesta condição, a potência assume valor de 2 kW e, como a tensão nominal de saída é de 400 V, a corrente máxima de saída de cada conversor estabelece-se em 5 A. Em virtude de o controle *droop* operar para manter a tensão regulada dentro de uma faixa admissível de variação, aqui estipulada em 5% do valor nominal, ou seja, 20 V, é possível utilizar (2) para obter $R_D = 4 \Omega$. Ensaios experimentais com $R_D = 8 \Omega$ também foram realizados a fim de que se pudesse validar a influência da resistência virtual na regulação da tensão do barramento e no compartilhamento de corrente entre os conversores. Ressalta-se que cada ensaio foi conduzido mantendo-se o mesmo valor de resistência virtual para todos os conversores, buscando dividir igualmente a potência entre eles.

1) *Controle Droop com $R_D = 8 \Omega$* : A Figura 23 ilustra o resultado do ensaio experimental da tensão no barramento e da corrente de saída dos conversores ao se aplicar um degrau de carga de 20%.

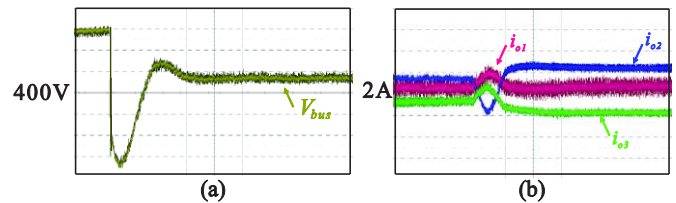


Fig. 23. (a) tensão do barramento e (b) correntes de saída para o degrau de carga com controle *droop* com $R_D = 8 \Omega$. Escalas – tempo: 1 s/div; tensão: 1 V/div; corrente: 0,1 A/div.

Observa-se que a tensão do barramento se mantém em torno de 400 V e que as correntes de saída dos conversores dividem-se quase que igualmente, antes e após a aplicação do degrau, resultando no compartilhamento de potência entre os conversores.

2) *Controle Droop com $R_D = 4 \Omega$* : conforme esperado, a redução da resistência virtual levou a um menor desvio de tensão e causou leve piora na distribuição das correntes de saída dos conversores, tal como ilustrado na Figura 24.

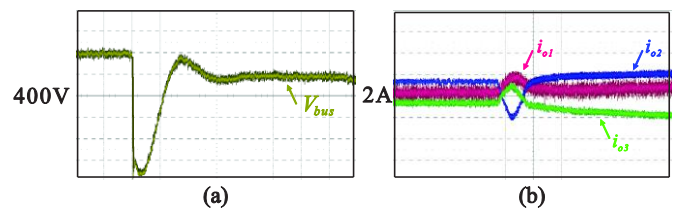


Fig. 24. (a) tensão do barramento e (b) correntes de saída para o degrau de carga com controle *droop* com $R_D = 4 \Omega$. Escalas – tempo: 1 s/div; tensão: 1 V/div; corrente: 0,2 A/div.

B. Controle Hierárquico

O controle hierárquico empregado neste trabalho resume-se em adicionar uma malha externa para melhorar a regulação de tensão do controle *droop*. A Figura 25 ilustra a forma de onda da tensão no barramento e da corrente de saída dos conversores ao se aplicar um degrau de carga com as mesmas características anteriormente citadas.

Ressalta-se que o controlador hierárquico utilizado foi do tipo proporcional de ganho 100, mantendo-se no primeiro nível o controle *droop* com $R_D = 4 \Omega$.

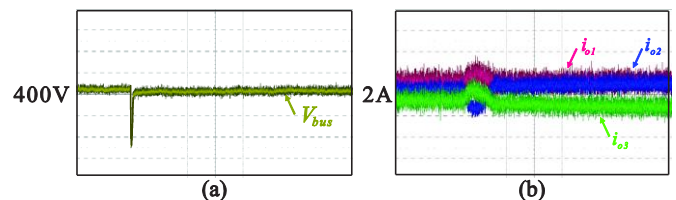


Fig. 25. (a) tensão do barramento e (b) correntes de saída para o degrau de carga com controle hierárquico. Escalas – tempo: 1 s/div; tensão: 1 V/div; corrente: 0,2 A/div.

C. Controle Mestre-Escravo

O controle mestre-escravo opera com o conversor mestre regulando a tensão do barramento e enviando o valor de sua corrente de saída como referência para os conversores

escravos. A Figura 26 ilustra a forma de onda da tensão no barramento e da corrente de saída dos conversores ao se aplicar um degrau de carga com o controle mestre-escravo.

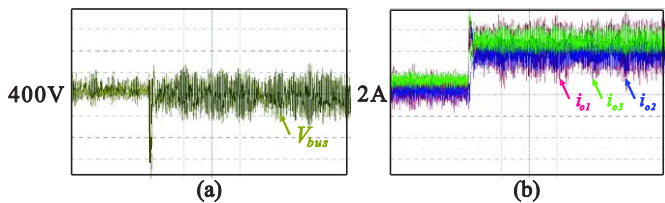


Fig. 26. Tensão do barramento (a) e correntes de saída (b) para o degrau de carga com mestre-escravo.

Escala – tempo: 1 s/div; tensão: 1 V/div; corrente: 0,5 A/div.

VI. CONCLUSÃO

Neste trabalho foram comparadas algumas estratégias de controle aplicadas à regulação de tensão do barramento CC e compartilhamento de correntes de uma microrrede CC constituída por três arranjos fotovoltaicos com estágios de processamento independentes. Além disso, foi efetuada uma análise da estabilidade do sistema para cada uma das estratégias de controle adotadas.

A partir dos resultados encontrados, foi possível comparar as estratégias estudadas, conforme as figuras de mérito propostas, apresentadas na Tabela V.

TABELA V
Comparação das Estratégias de Controle

Característica	Estratégia de controle		
	Droop	Hierárquico	Mestre-Escravo
Grau de modularidade	Alto	Médio	Médio
Grau de robustez	Alto	Alto	Baixo
Eficiência no paralelismo	Médio	Alto	Alto
Grau de complexidade	Médio	Alto	Médio

Conclui-se que o sistema opera de forma estável e que as estratégias de controle comportaram-se experimentalmente conforme previsto em teoria, tanto do ponto de vista de robustez, quanto de modularidade, complexidade e capacidade de compartilhamento de corrente e regulação de tensão. Tais comprovações contribuem para o progresso do campo de estudo de processamento de energia em sistemas fotovoltaicos, pois apoiam a tomada de decisão no que diz respeito à escolha da estratégia de controle em sistema que compartilham o barramento cc.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - CNPq pelo suporte financeiro. Processo nº 422276/2016-2.

REFERÊNCIAS

[1] R. F. Coelho, “Concepção, Análise e Implementação de uma Microrrede Interligada à Rede Elétrica Para Alimentação Ininterrupta de Cargas CC a Partir de Fontes Renováveis”, Tese, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2013.
[2] K. Sun, L. Zhang, Y. Xing, e J. M. Guerrero, “A Distributed Control Strategy Based on DC Bus

Signaling for Modular Photovoltaic Generation Systems With Battery Energy Storage”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, nº 10, p. 3032–3045, out. 2011.

- [3] T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez, e J. M. Guerrero, “DC Microgrids – Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, nº 7, p. 4876–4891, jul. 2016.
[4] L. Meng, T. Dragicevic, J. M. Guerrero, e J. C. Vasquez, “Dynamic consensus algorithm based distributed global efficiency optimization of a droop controlled DC microgrid”, in *IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, p. 1276–1283, 2014.
[5] J. Schonbergerschonberger, R. Duke, e S. D. Round, “DC-Bus Signaling: A Distributed Control Strategy for a Hybrid Renewable Nanogrid”, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, nº 5, p. 1453–1460, out. 2006.
[6] T. Dragičević, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, e D. Škrlec, “Supervisory Control of an Adaptive-Droop Regulated DC Microgrid With Battery Management Capability”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, nº 2, p. 695–706, fev. 2014.
[7] C. Jin, P. Wang, J. Xiao, Y. Tang, e F. H. Choo, “Implementation of Hierarchical Control in DC Microgrids”, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no 8, p. 4032–4042, ago. 2014.
[8] L. Che e M. Shahidehpour, “DC Microgrids: Economic Operation and Enhancement of Resilience by Hierarchical Control”, in *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, nº 5, p. 2517–2526, set. 2014.
[9] R. Olfati-Saber, J. A. Fax, e R. M. Murray, “Consensus and Cooperation in Networked Multi-Agent Systems”, in *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, nº 1, p. 215–233, jan. 2007.
[10] L. Meng, T. Dragicevic, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, e J. R. Pérez, “Modeling and sensitivity analysis of consensus algorithm based distributed hierarchical control for DC microgrids”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, p. 342–349, 2015.
[11] J. W. Kim, H. S. Choi, e B. H. Cho, “A novel droop method for the converter parallel operation”, in *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, vol. 2, p. 959–964, 2001.
[12] B. T. Irving e M. M. Jovanovic, “Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method”, in *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058)*, vol. 1, p. 235–241, 2000
[13] A. Riccobono, J. Siegers, e E. Santi, “Stabilizing positive feed-forward control design for a DC power distribution system using a passivity-based stability criterion and system bus impedance identification”, in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, p. 1139–1146, 2014
[14] A. Emadi e A. Ehsani, “Dynamics and control of multi-converter DC power electronic systems”, in *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, vol. 1, p. 248–253 vol. 1, 2001.

- [15] A. Riccobono e E. Santi, “Comprehensive Review of Stability Criteria for DC Power Distribution Systems”, in *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, n° 5, p. 3525–3535, set. 2014.
- [16] H. Li, J. Shang, X. You, T. Zheng, B. Zhang and J. Lü, “A Novel Stability Analysis Method based on Floquent Theory for Cascaded DC-DC Converter Systems”, in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, pp. 2679-2683, 2015.
- [17] C. Shin-Young, L. Il-Oun, e M. Gun-Woo, “Graphical small-signal modeling based on the inductor waveform”, in *IECON Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, p. 1301–1305, 2012.

DADOS BIOGRÁFICOS

Roberto Buerger nascido em Hamburgo, Alemanha, em 09 de dezembro de 1983. Recebeu os títulos de Bachelor of Science em Engenharia Biomédica pela University of Applied Science (HAW), Hamburgo, Alemanha, em 2011 e Mestre em Engenharia Elétrica, em 2014 pela FURB, Blumenau, SC, Brasil. Atualmente cursa doutorado na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP).

Frederico Costa dos Santos nascido em Araçatuba, SP, Brasil, em 26 de fevereiro de 1988. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela

Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 2014 e 2017, respectivamente.

Murilo Scarpa Sitonio nascido em Florianópolis, SC, Brasil, em 17 de Setembro de 1993. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista, pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 2018..

Denizar Cruz Martins nascido em São Paulo, SP, Brasil, em 24 de abril de 1955. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 1978 e 1981, respectivamente, e o título de Doutor em Engenharia Elétrica pelo Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, Toulouse, França, em 1986. Atualmente é professor titular do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil.

Roberto Francisco Coelho nascido em Florianópolis, SC, Brasil, em 19 de agosto de 1982. Recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 2006, 2008 e 2013, respectivamente. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica desta instituição, onde desenvolve trabalhos relacionados ao processamento de energia proveniente de fontes renováveis e ao controle e estabilidade de microrredes.