

MODELAGEM DE PEQUENOS SINAIS NO ESPAÇO DE ESTADOS PARA ESTRUTURAS DE CONTROLE HIERÁRQUICO EM EIXOS SÍNCRONOS APLICADO AO PARALELISMO DE UPS TRIFÁSICAS

William A. Venturini¹, Henrique Jank¹, Mário L. S. Martins¹, Luiz A. C. Lopes², Fábio E. Bisogno¹

¹Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, Brasil

²Concordia University, Montreal – QC, Canadá

e-mail: williamventurini@gmail.com, hiquejank@gmail.com, mariolsm@gmail.com, lalopes@encs.concordia.ca, fbisogno@gmail.com

Resumo – Este trabalho propõe uma modelagem de pequenos sinais em eixos síncronos para estruturas de controle hierárquico aplicado ao paralelismo de UPSs trifásicas onde são incluídas todas as malhas de controle. São consideradas as malhas internas de corrente e tensão, impedância virtual, controle *droop* e malhas do controle secundário para restaurações de amplitude e frequência, bem como para a equalização de potências. A modelagem é desenvolvida no espaço de estados e consiste na linearização do sistema em torno de um ponto de equilíbrio. Os modelos obtidos são validados através de resultados de simulação, e correspondem precisamente aos valores médios das formas de onda analisadas. Resultados *hardware-in-the-loop* demonstram a funcionalidade da modelagem proposta na definição dos ganhos dos controladores da estrutura de controle hierárquico utilizada, bem como seu desempenho.

Palavras-chave – Controle Hierárquico, Espaço de Estados, Fontes Ininterruptas de Energia, Modelagem de Pequenos Sinais.

STATE-SPACE SMALL-SIGNAL MODELING FOR HIERARCHICAL CONTROL STRUCTURES IN SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME APPLIED TO THE PARALLELISM OF THREE-PHASE UPS

Abstract – This paper proposes a small-signal modeling in synchronous reference frame for hierarchical control structures applied to the parallelism of three-phase UPS where all the control loops are included. It considers the inner current and voltage loops, virtual impedance, droop control and secondary control loops for amplitude and frequency restorations, as well as for active and reactive power equalizations. The presented modeling is developed in the state-space and consists of the linearization around an equilibrium point. The obtained models are validated through simulation results, which correspond precisely to the average values of the analyzed waveforms. *Hardware-in-the-loop* results confirm the functionality of the proposed modeling in the definition of

the hierarchical control structure controllers gains, as well as its performance.

Keywords – Hierarchical Control, Small-Signal Modeling, State-Space, Uninterruptible Power Supplies.

I. INTRODUÇÃO

As fontes ininterruptas de energia (UPS - *Uninterruptible Power Supplies*) são equipamentos utilizados para proteger cargas críticas, como é o caso de sistemas de telecomunicações, *data center* e computação em nuvem, contra distúrbios que ocorrem na tensão fornecida pelas concessionárias de energia [1], [2]. Podem ser classificadas como *off-line*, interativa ou dupla conversão, sendo esta última reconhecida por apresentar o melhor desempenho dentre os tipos citados, alimentando a carga independentemente das condições da rede pública [1]. Cabe salientar que, por apresentarem dois estágios de conversão de energia, estas UPSs geralmente possuem um menor rendimento e um custo mais elevado que as demais [3].

Com o intuito de flexibilizar a expansão e o aumento da confiabilidade do sistema, é usual a conexão paralela de UPSs [1], [2]. Dentre as técnicas empregadas para o paralelismo, o controle hierárquico vem se tornando a configuração padrão utilizada [4]. Esta estratégia divide a estrutura de controle em níveis com diferentes bandas passantes e encarregados de atribuições distintas, permitindo assim a regulação da tensão do ponto de acoplamento comum (PAC), além de equalizar as potências fornecidas por todas as unidades conectadas [4], [5].

Apesar do desempenho satisfatório, esta técnica apresenta uma alta complexidade de análise, devido basicamente aos vários níveis de controle empregados, o que implica em uma carência da literatura no que se refere a modelagem completa do sistema [6], [7]. O preenchimento desta lacuna se torna evidente uma vez que na conexão de dois ou mais inversores em paralelo, devido ao acoplamento do sistema, podem haver oscilações de baixa frequência que reduzem a margem de fase do sistema, podendo levar à instabilidade [8].

Em [8] é salientado que não existe na literatura uma abordagem que inclua todos os níveis do controle hierárquico em um único modelo, e por este motivo propõe uma modelagem de pequenos sinais para as malhas responsáveis apenas pelo paralelismo. Contudo, as malhas internas de tensão e corrente não são consideradas, o que também é feito por [9] e por [10]. De acordo com [6] e [8], ignorar as malhas internas no processo de modelagem conduz a erros de regime transitório, e em alguns

Artigo submetido em 08/11/2019. Primeira revisão em 15/01/2020. Aceito para publicação em 31/03/2020 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2020.1.0066>

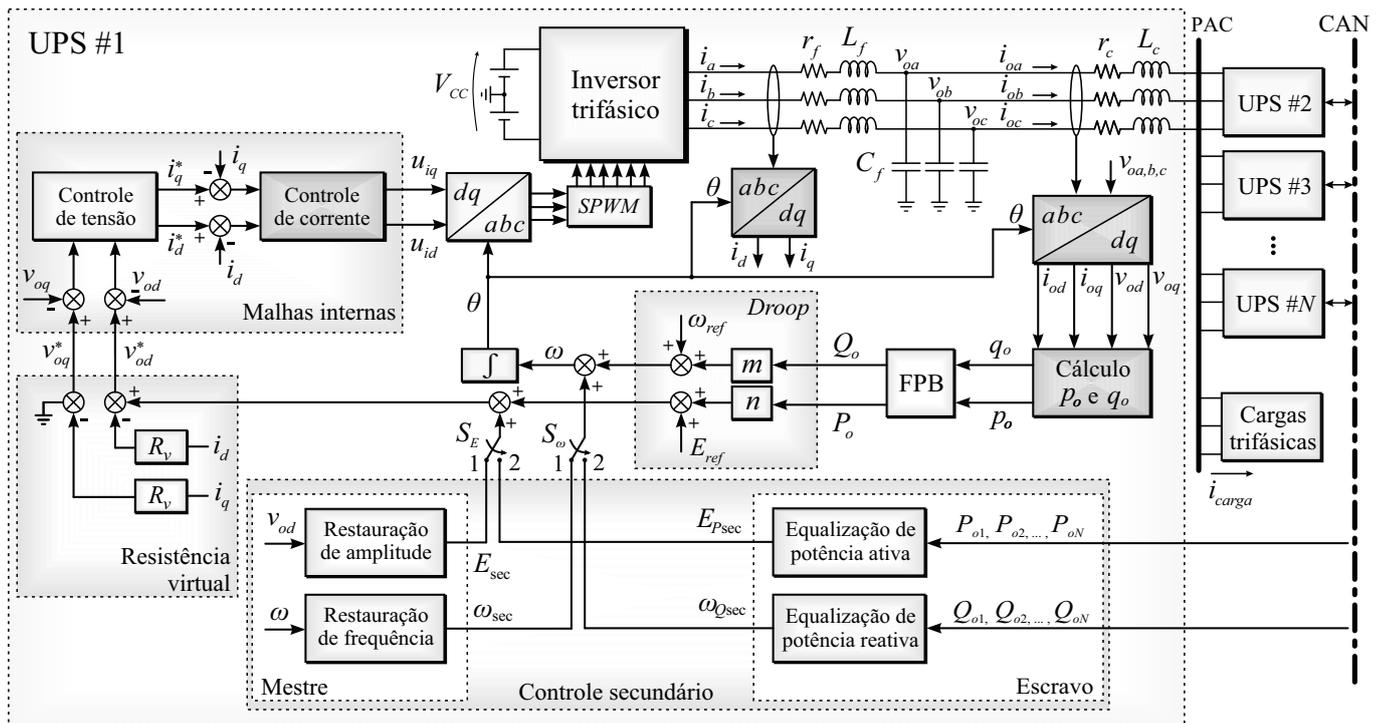


Fig. 1. Estrutura de controle hierárquico em eixos síncronos para o paralelismo de UPSs trifásicas.

casos, estas dinâmicas tornam-se proeminentes e podem afetar a estabilidade do sistema.

Deste modo, o presente trabalho propõe uma modelagem de pequenos sinais no espaço de estados para estruturas de controle hierárquico aplicado ao paralelismo de UPSs onde consideram-se todas as malhas de controle do sistema. Os modelos obtidos são validados via resultados de simulação, os quais se mostram adequados ao representar os valores médios das variáveis em questão. Resultados HIL (*Hardware-in-the-Loop*) são adquiridos para demonstrar o desempenho satisfatório da estrutura de controle utilizada.

II. ESTRUTURA DE CONTROLE HIERÁRQUICO PARA O PARALELISMO DE UPS TRIFÁSICAS

A estrutura de controle hierárquico utilizada para o paralelismo de UPSs é mostrada na Figura 1. Este sistema de controle é semelhante à estrutura proposta por [10], a qual utiliza um controle hierárquico mestre-escravo para garantir a regulação da amplitude e da frequência da tensão do PAC em microrredes enquanto distribuindo de forma precisa as potências ativas e reativas entre todos os inversores conectados. Como diferencial, a estrutura apresentada neste trabalho é aplicada à UPSs trifásicas, e todo o controle é realizado em eixos síncronos dq , o que possibilita o uso de controladores proporcionais-integrais (PI) para eliminar o erro em regime permanente das malhas internas de corrente e de tensão. A topologia faz uso de inversores trifásicos meia-ponte com filtros LC de saída. Mais detalhes sobre a topologia das UPSs utilizadas neste trabalho podem ser encontrados em [11].

Esta estrutura apresenta os níveis de controle 0, 1 e 2, cada um com funções e bandas-passantes distintas, onde todas as unidades em paralelo possuem esse sistema, sendo habilitadas apenas as malhas de interesse, conforme a característica dos inversores: mestre ou escravo. Se o inversor opera como mestre,

as chaves S_E e S_ω assumem a posição 1. De forma semelhante, na operação como escravo, S_E e S_ω adquirem a posição 2.

O nível 0 compreende as malhas de controle mais internas e rápidas do sistema. Uma malha para a tensão de saída, implementada em eixos síncronos, regula as tensões v_{od} e v_{oq} em seus valores de referência, v_{od}^* e v_{oq}^* , respectivamente. Essa malha gera as referências i_d^* e i_q^* , que são comparadas com as correntes dos indutores de saída, i_d e i_q , gerando sinais de erro que são compensados e produzem as ações de controle em eixos síncronos u_{id} e u_{iq} . Estas variáveis são então convertidas para coordenadas abc para a geração dos sinais de comando dos braços de interruptores do inversor a partir da modulação SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*).

O nível 1 é composto pelo método *droop*, o qual compartilha as potências fornecidas às cargas entre as UPSs através da imposição de desvios de amplitude e frequência na tensão de referência utilizada pelas malhas internas, mesmo na ausência de comunicação entre as unidades [1],[2],[5],[12]. As potências instantâneas ativa (p_o) e reativa (q_o) são calculadas a partir das componentes dq da tensão e da corrente de saída, sendo após filtradas por meio de filtros passa-baixas (FPB) de primeira ordem, o que resulta nas potências P_o e Q_o , respectivamente.

Uma resistência virtual é utilizada entre os níveis 0 e 1 para garantir uma característica resistiva para a impedância de saída do inversor, apesar que, em redes de baixa de tensão, as impedâncias de linha já apresentam usualmente essa característica [12]. Assim, pode-se utilizar o método *droop* para o caso resistivo, o que minimiza o impacto de possíveis discrepâncias entre os valores das impedâncias de linha dos inversores e aumenta a estabilidade do sistema [5].

Apesar do controle *droop* ser amplamente utilizado, seu funcionamento é baseado em desvios de tensão, o que pode prejudicar o funcionamento das cargas. De forma a minimizar estes problemas, o controle de nível 2 é incluído, de forma

distinta para a UPS mestre e para as escravas. No mestre, é responsável pela regulação da amplitude e da frequência da tensão do PAC nos seus valores de referência através de controladores PI presentes nas malhas de restauração.

Nas UPSs escravas, o controle secundário envia e recebe informações através de um barramento de comunicação CAN (*Controller Area Network*) relativas às potências ativa e reativa de cada inversor, e a partir da média destas potências, gera sua própria referência de potência. Os erros de potências são compensados por controladores PI, e ajustam tanto a amplitude quanto a frequência da referência da tensão de saída, eliminando o erro de compartilhamento em regime permanente.

A CAN também compartilha o identificador de cada UPS, sendo atribuída à unidade com o menor identificador a função de mestre. Em caso de falha do mestre, uma nova unidade, agora com o menor identificador, pode receber esta função e assim manter o sistema em funcionamento.

III. MODELAGEM MATEMÁTICA INDIVIDUAL EM EIXOS SÍNCRONOS

Nesta seção são derivadas as equações diferenciais que representam a dinâmica dos inversores operando com a estrutura de controle hierárquico em eixos síncronos. Os inversores são modelados no domínio de suas próprias frequências locais, as quais são geradas internamente pelas ações do controle *droop* e controle secundário. A planta e as malhas internas são modeladas de forma semelhante a [13].

A. Modelo da Planta em *Abc*

Os inversores de tensão são conectados ao barramento CA através do indutor (L_f) e capacitor (C_f) de filtro, indutor de linha (L_c) e resistências intrínsecas dos indutores (r_f e r_c). As equações de estado dos filtros LC, por fase, são dadas por:

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{1}{L_f}u_i - \frac{r_f}{L_f}i_{L_f} - \frac{1}{L_f}v_o. \quad (1)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_f}i_{L_f} - \frac{1}{C_f}i_{L_c}. \quad (2)$$

$$\frac{di_{L_c}}{dt} = \frac{1}{L_c}v_o - \frac{r_c}{L_c}i_{L_c} - \frac{1}{L_c}v_{PAC}. \quad (3)$$

onde u_i é a tensão aplicada à entrada do filtro LC, v_o é tensão no capacitor de saída e v_{PAC} é a tensão no PAC.

B. Modelo da Planta em *Dq*

As dinâmicas do sistema no domínio *abc* podem ser transformadas para eixos síncronos através da seguinte relação:

$$x_{dq0} = T_{dq0}x_{abc}. \quad (4)$$

onde os índices d e q representam variáveis relativas, respectivamente, aos eixos direto e em quadratura, e T_{dq0} é a Transformação de Park invariante em amplitude, dada por:

$$T_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Dessa forma, aplicando a transformação *abc-dq*, apresentada em (4), em (1)-(3), obtêm-se as dinâmicas do filtro LC em eixos síncronos, conforme:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f}u_{id} - \frac{r_f}{L_f}i_d - \frac{1}{L_f}v_{od} + \omega i_q. \quad (6)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_f}u_{iq} - \frac{r_f}{L_f}i_q - \frac{1}{L_f}v_{oq} - \omega i_d. \quad (7)$$

$$\frac{dv_{od}}{dt} = \frac{1}{C_f}i_d - \frac{1}{C_f}i_{od} + \omega v_{oq}. \quad (8)$$

$$\frac{dv_{oq}}{dt} = \frac{1}{C_f}i_q - \frac{1}{C_f}i_{oq} - \omega v_{od}. \quad (9)$$

$$\frac{di_{od}}{dt} = \frac{1}{L_c}v_{od} - \frac{r_c}{L_c}i_{od} - \frac{1}{L_c}v_{PACd} + \omega i_{oq}. \quad (10)$$

$$\frac{di_{oq}}{dt} = \frac{1}{L_c}v_{oq} - \frac{r_c}{L_c}i_{oq} - \frac{1}{L_c}v_{PACq} - \omega i_{od}. \quad (11)$$

onde ω é a frequência angular da tensão de saída.

C. Malha de Controle de Corrente

As malhas internas de corrente utilizam controladores PI para rastrear as referências i_d^* e i_q^* e assim eliminar o erro em regime permanente. São utilizadas realimentações para reduzir o acoplamento natural entre as componentes d e q . A Figura 2 mostra a estrutura do controlador de corrente.

De acordo com a Figura 2, nota-se que as ações de controle u_{id} e u_{iq} geradas são dadas por:

$$u_{id} = -\omega_{ref}L_f i_q + k_{pc}(i_d^* - i_d) + \frac{k_{ic}}{s}(i_d^* - i_d). \quad (12)$$

$$u_{iq} = \omega_{ref}L_f i_d + k_{pc}(i_q^* - i_q) + \frac{k_{ic}}{s}(i_q^* - i_q). \quad (13)$$

onde k_{ic} e k_{ip} são as componentes integral e proporcional do controlador de corrente, respectivamente.

Com o intuito de simplificar análises posteriores, são utilizadas variáveis auxiliares ao longo deste artigo para representar as integrais dos erros. Assim, pode-se descrever as integrais dos erros de corrente por:

$$CI_d = \frac{(i_d^* - i_d)}{s}, \quad CI_q = \frac{(i_q^* - i_q)}{s}. \quad (14)$$

as quais possuem as seguintes dinâmicas:

$$\frac{dCI_d}{dt} = i_d^* - i_d, \quad \frac{dCI_q}{dt} = i_q^* - i_q. \quad (15)$$

Assim, (12) e (13) podem ser reescritas como:

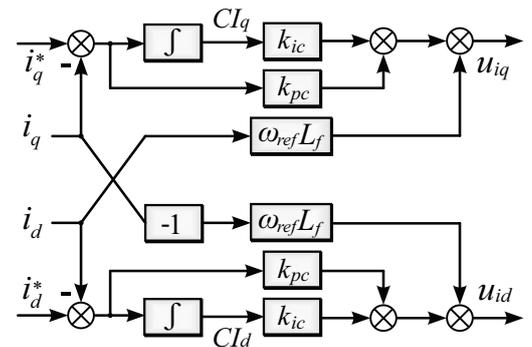


Fig. 2. Controlador de corrente em eixos síncronos.

$$u_{id} = -\omega_{ref}L_f i_q + k_{pc}(i_d^* - i_d) + k_{ic}CI_d. \quad (16)$$

$$u_{iq} = \omega_{ref}L_f i_d + k_{pc}(i_q^* - i_q) + k_{ic}CI_q. \quad (17)$$

D. Malha de Controle da Tensão de Saída

As malhas de controle de tensão também são compostas por compensadores do tipo PI para eliminar o erro em regime permanente. De forma semelhante às malhas de corrente, são utilizadas realimentações para reduzir o acoplamento entre as variáveis em eixos síncronos. A Figura 3 mostra a estrutura do controlador de tensão em eixos síncronos.

Observa-se que as saídas dos controladores de tensão são as referências utilizadas para as malhas de corrente. Dessa forma, as referências de corrente podem ser escritas como:

$$i_d^* = -\omega_{ref}C_f v_{oq} + k_{pv}(v_{od}^* - v_{od}) + \frac{k_{iv}}{s}(v_{od}^* - v_{od}). \quad (18)$$

$$i_q^* = \omega_{ref}C_f v_{od} + k_{pv}(v_{oq}^* - v_{oq}) + \frac{k_{iv}}{s}(v_{oq}^* - v_{oq}). \quad (19)$$

As integrais dos erros de tensão podem ser substituídas pelas seguintes variáveis auxiliares:

$$CV_d = \frac{v_{od}^* - v_{od}}{s}, \quad CV_q = \frac{v_{oq}^* - v_{oq}}{s}. \quad (20)$$

onde suas respectivas dinâmicas podem ser representadas por:

$$\frac{dCV_d}{dt} = v_{od}^* - v_{od}, \quad \frac{dCV_q}{dt} = v_{oq}^* - v_{oq}. \quad (21)$$

Assim, (18) e (19) podem ser reescritas considerando (20):

$$i_d^* = -\omega_{ref}C_f v_{oq} + k_{pv}(v_{od}^* - v_{od}) + k_{iv}CV_d. \quad (22)$$

$$i_q^* = \omega_{ref}C_f v_{od} + k_{pv}(v_{oq}^* - v_{oq}) + k_{iv}CV_q. \quad (23)$$

E. Controle Droop

O controlador de nível primário, responsável pela distribuição de potências entre as unidades conectadas em paralelo, gera as referências de tensão a partir das medições das potências ativas e reativas de saída. As potências instantâneas são calculadas a partir das componentes em eixos síncronos da tensão de saída do filtro LC e das correntes de saída. Assim, as potências trifásicas instantâneas ativa e reativa são dadas por:

$$p_o = 3 \frac{v_{od}i_{od} + v_{oq}i_{oq}}{2}, \quad q_o = 3 \frac{v_{oq}i_{od} - v_{od}i_{oq}}{2}. \quad (24)$$

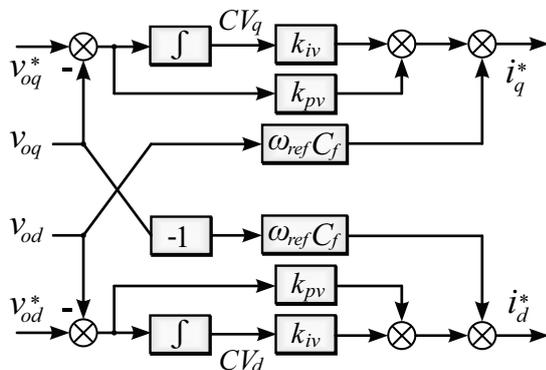


Fig. 3. Controlador de tensão em eixos síncronos.

A partir da utilização dos filtros passa-baixas, pode-se isolar as componentes médias das potências, de acordo com:

$$P_o = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} p_o, \quad Q_o = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} q_o. \quad (25)$$

onde ω_c é a frequência angular de corte do filtro passa-baixas.

Substituindo-se (24) em (25) e rearranjado os termos, obtêm-se as dinâmicas das potências ativa e reativa, conforme:

$$\frac{dP_o}{dt} = -\omega_c P_o + \omega_c \left(3 \frac{v_{od}i_{od} + v_{oq}i_{oq}}{2} \right). \quad (26)$$

$$\frac{dQ_o}{dt} = -\omega_c Q_o + \omega_c \left(3 \frac{v_{oq}i_{od} - v_{od}i_{oq}}{2} \right). \quad (27)$$

As equações características do controle *droop* para inversores com impedância de saída resistiva é dado por [11]:

$$E_o = E_{ref} - n P_o. \quad (28)$$

$$\omega = \omega_{ref} + m Q_o. \quad (29)$$

onde E_{ref} é a referência de amplitude, n e m são os coeficientes *droop* de amplitude e frequência, respectivamente. Os coeficientes *droop* são projetados de acordo com os desvios máximos de amplitude (10%) e frequência (2%) determinados para as potências ativa e reativa nominais [10].

A amplitude da tensão, considerando a operação do método *droop*, pode ser representada em eixos síncronos por:

$$v_{od}^* = E_{ref} - n P_o, \quad v_{oq}^* = 0. \quad (30)$$

F. Impedância Virtual

O controle *droop* depende fortemente da característica e dos valores das impedâncias de linha que conectam os inversores ao barramento CA. De forma a garantir uma característica resistiva à impedância de saída e reduzir o impacto de discrepâncias entre os valores das impedâncias de linha, são utilizadas resistências virtuais. A implementação desta resistência é através da realimentação da corrente do indutor do filtro de saída através de um ganho R_v , o que proporciona uma queda de tensão proporcional nas amplitudes de referência em eixo direto (E_{vd}) e em quadratura (E_{vq}). A implementação da resistência virtual é realizada da seguinte forma:

$$E_{vd} = -R_v i_d, \quad E_{vq} = -R_v i_q. \quad (31)$$

Conforme o valor de R_v é aumentado, tem-se um melhor compartilhamento de potência. Contudo, este aumento ocasiona uma maior queda na tensão de saída. De acordo com [14], um valor adequado para a resistência virtual é cerca de 10% da resistência equivalente de carga.

G. Controle Secundário: Mestre

A UPS mestre é responsável por restaurar a amplitude e a frequência da tensão do barramento CA no seu valor nominal. Para isso, possui duas malhas externas de controle, uma para a restauração de amplitude e outra para a restauração de frequência, ambas utilizando controladores PI. Ao longo do texto utiliza-se o índice 1 para indicar as variáveis referentes ao inversor mestre.

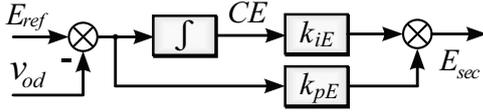


Fig. 4. Restauração de amplitude.

1) *Restauração de amplitude*: Esta malha utiliza o ganho integral k_{iE} e o ganho proporcional k_{pE} para compensar os desvios de amplitude introduzidos pelo método *droop* e pela ação da resistência virtual. A Figura 4 apresenta a malha de restauração de amplitude.

A ação de controle da malha da restauração de amplitude é dada por:

$$E_{sec} = k_{pE} (E_{ref} - v_{od1}) + \frac{k_{iE}}{s} (E_{ref} - v_{od1}) . \quad (32)$$

A integral do erro de amplitude pode ser substituída por uma variável auxiliar. A variável auxiliar da restauração de amplitude e sua respectiva dinâmica são:

$$CE = \frac{E_{ref} - v_{od1}}{s} , \quad \frac{dCE}{dt} = E_{ref} - v_{od1} . \quad (33)$$

Assim, (32) pode ser reescrito como:

$$E_{sec} = k_{pE} (E_{ref} - v_{od1}) + k_{iE} CE . \quad (34)$$

2) *Restauração de frequência*: De forma semelhante à restauração de amplitude, é utilizada uma malha específica para compensar o desvio de frequência proporcionado pelo controle primário. A Figura 5 mostra a malha de restauração de frequência. A ação de controle dessa malha é dada por:

$$\omega_{sec} = k_{p\omega} (\omega_{ref} - \omega_1) + \frac{k_{i\omega}}{s} (\omega_{ref} - \omega_1) . \quad (35)$$

onde $k_{p\omega}$ e $k_{i\omega}$ são os ganhos proporcional e integral da malha de restauração de frequência, respectivamente.

H. Referência de Tensão Resultante para o Mestre

Para o mestre, a ação de controle da malha de restauração de amplitude, bem como a queda de tensão inserida pela resistência virtual, são adicionadas na geração das amplitudes de referência. Dessa forma, as referências de amplitude resultantes, em eixos síncronos, são dadas por:

$$v_{od1}^* = E_{ref} - n_1 P_{o1} - R_v i_{d1} + k_{pE} (E_{ref} - v_{od1}) + k_{iE} CE . \quad (36)$$

$$v_{oq1}^* = -R_v i_{q1} . \quad (37)$$

A frequência da tensão de saída do mestre é dada por (29) somando-se a ação (35). Logo, pode-se escrever a frequência resultante da tensão de saída do mestre como:

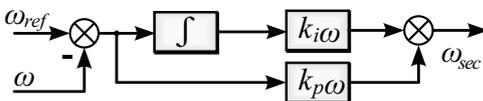


Fig. 5. Restauração de frequência.

$$\omega = \omega_{ref} + m Q_o + \omega_{sec} . \quad (38)$$

Incluindo-se a dinâmica do FPB em (25) e considerando a derivada de Q_o em (27), pode-se encontrar a dinâmica da frequência da tensão de saída do mestre, de acordo com:

$$\frac{d\omega_1}{dt} = \frac{m_1 \left(-\omega_c Q_o + \omega_c \left(3 \frac{v_{oq1od} - v_{od1oq}}{2} \right) \right)}{1 + k_{p\omega}} + \frac{k_{i\omega} (\omega_{ref} - \omega_1)}{1 + k_{p\omega}} . \quad (39)$$

I. Controle Secundário: Escravos

Uma vez que a tensão do barramento CA é regulada pelo mestre, os inversores escravos apenas precisam garantir que as potências fornecidas por cada unidade em paralelo sejam equivalentes. Para isso, contam com malhas de equalização de potência ativa e reativa. De forma a se evitar grandes variações transitórias de potências para o mestre, salienta-se que as malhas de equalizações dos escravos devem ser suficientemente mais rápidas que as malhas de restaurações do mestre. Utiliza-se o índice i para indicar o número de referência do respectivo inversor escravo.

1) *Equalização de potência ativa*: Esta malha recebe via comunicação CAN os valores das potências ativas de todas as unidades em paralelo, bem como a informação do número de unidades (N) conectadas ao barramento CA, e realiza o cálculo da potência ativa média. Este valor é utilizado como referência para a própria unidade, que controla sua potência de saída neste valor médio. A Figura 6 apresenta a malha de equalização de potência ativa. A ação de controle dessa malha é dada por:

$$E_{Pseci} = k_{pP} (\bar{P}_o - P_{oi}) + \frac{k_{iP}}{s} (\bar{P}_o - P_{oi}) . \quad (40)$$

onde a potência ativa média é calculada por

$$\bar{P}_o = \sum_{i=1}^N \frac{P_{oi}}{N} . \quad (41)$$

É utilizada também uma variável auxiliar para representar a integral do erro de potência ativa. A variável auxiliar da potência ativa, bem como a dinâmica atribuída a ela, são dadas, respectivamente, por:

$$CP_i = \frac{\bar{P}_o - P_{oi}}{s} , \quad \frac{dCP_i}{dt} = \bar{P}_o - P_{oi} . \quad (42)$$

Logo, (40) pode ser escrita considerando (42), conforme:

$$E_{Pseci} = k_{pP} (\bar{P}_o - P_{oi}) + k_{iP} CP_i . \quad (43)$$

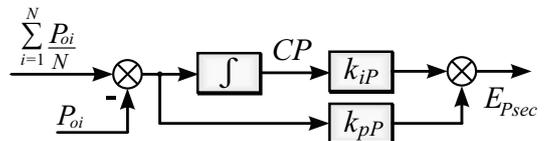


Fig. 6. Malha de equalização de potência ativa.

2) *Equalização de potência reativa*: A malha de equalização de potência reativa funciona de forma análoga à malha de potência ativa. A Figura 7 apresenta a malha de equalização de potência reativa.

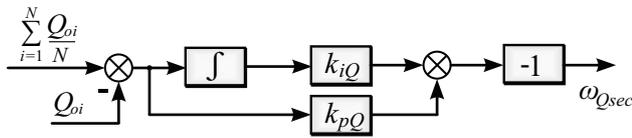


Fig. 7. Malha de equalização de potência reativa.

A média das potências reativas é representada por:

$$\bar{Q}_o = \sum_{i=1}^N \frac{Q_{oi}}{N}. \quad (44)$$

Assim, a ação de controle resultante é:

$$\omega_{Qseci} = k_{pQ} (\bar{Q}_o - Q_{oi}) + \frac{k_{iQ}}{s} (\bar{Q}_o - Q_{oi}). \quad (45)$$

J. Referência de Tensão Resultante para os Escravos

Para os escravos, a ação de controle da malha de equalização de potência ativa é adicionada na geração das tensões de referência, bem como a queda da resistência virtual e ações do método *droop*. Dessa forma, as referências de tensão para os escravos, em eixos síncronos, são dadas por:

$$v_{odi}^* = E_{ref} - n_i P_{oi} - R_v i_{di} + k_{pP} (\bar{P}_o - P_{oi}) + k_{iP} C P_i. \quad (46)$$

$$v_{oqi}^* = -R_v i_{qi}. \quad (47)$$

A ação de controle (45) é somada em (29), e a dinâmica da frequência dos escravos é dada por:

$$\frac{d\omega_i}{dt} = (m_i + k_{pQ}) \left(\frac{dQ_{oi}}{dt} \right) + k_{iQ} Q_{oi} - \sum_{i=1}^N \frac{k_{pQ} \left(\frac{dQ_{oi}}{dt} \right) + k_{iQ} Q_{oi}}{N}. \quad (48)$$

IV. MODELAGEM DE PEQUENOS SINAIS EM EIXOS SÍNCRONOS NO ESPAÇO DE ESTADOS

As equações que representam as dinâmicas do sistema de controle apresentado podem ser linearizadas em torno de um ponto específico de operação, viabilizando assim a utilização de ferramentas conhecidas de análise para o caso linear. A linearização é realizada em torno de um ponto de equilíbrio utilizando a expansão de Taylor de primeira ordem para uma função de n variáveis [15]–[17].

Linearizando-se as equações diferenciais obtidas na seção III, encontram-se as dinâmicas linearizadas dos inversores mestre e escravos, em seus respectivos domínios de frequência. Dessa forma, obtêm-se um sistema autônomo na forma padrão:

$$\dot{\Delta \mathbf{x}} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}. \quad (49)$$

onde o símbolo Δ representa uma pequena perturbação da

variável de interesse em relação ao ponto de equilíbrio, o termo com ponto representa a derivada da variável de estado em relação ao tempo e \mathbf{A} é a matriz Jacobiana. Os vetores de estados para o mestre e para os escravos são, respectivamente:

$$\Delta \mathbf{x}_1 = [\Delta \omega_1 \quad \Delta P_{o1} \quad \Delta Q_{o1} \quad \Delta CE \quad \Delta CV_{d1} \quad \Delta CV_{q1} \quad \Delta CI_{d1} \quad \Delta CI_{q1} \quad \Delta i_{d1} \quad \Delta i_{q1} \quad \Delta v_{od1} \quad \Delta v_{oq1} \quad \Delta i_{od1} \quad \Delta i_{oq1}]. \quad (50)$$

$$\Delta \mathbf{x}_i = [\Delta \omega_i \quad \Delta P_{oi} \quad \Delta Q_{oi} \quad \Delta CP_i \quad \Delta CV_{di} \quad \Delta CV_{qi} \quad \Delta CI_{di} \quad \Delta CI_{qi} \quad \Delta i_{di} \quad \Delta i_{qi} \quad \Delta v_{odi} \quad \Delta v_{oqi} \quad \Delta i_{odi} \quad \Delta i_{oqi}]. \quad (51)$$

Para o mestre, obtêm-se as seguintes equações diferenciais linearizadas:

$$\dot{\Delta \omega}_1 = \frac{m_1 \dot{\Delta Q}_{o1} - \Delta \omega_1 k_{i\omega}}{1 + k_{p\omega}}. \quad (52)$$

$$\dot{\Delta P}_{o1} = -\omega_c \Delta P_{o1} + \omega_c \gamma_1. \quad (53)$$

$$\dot{\Delta Q}_{o1} = -\omega_c \Delta Q_{o1} + \omega_c \gamma_2. \quad (54)$$

$$\dot{\Delta CE} = -\Delta v_{od1}. \quad (55)$$

$$\dot{\Delta CV}_{d1} = -n_1 \Delta P_{o1} - R_v \Delta i_{d1} - \Delta v_{od1} (k_{pE} + 1) + k_{iE} \Delta CE. \quad (56)$$

$$\dot{\Delta CV}_{q1} = -R_v \Delta i_{q1} - \Delta v_{oq1}. \quad (57)$$

$$\dot{\Delta CI}_{d1} = -\omega_{ref} C_f \Delta v_{oq1} + k_{iv} \Delta CV_{d1} - \Delta i_{d1} (k_{pv} R_v + 1) - \Delta v_{od1} k_{pv} (k_{pE} + 1) + k_{pv} (-n_1 \Delta P_{o1} + k_{iE} \Delta CE). \quad (58)$$

$$\dot{\Delta CI}_{q1} = \omega_{ref} C_f \Delta v_{od1} + k_{iv} \Delta CV_{q1} - \Delta i_{q1} (k_{pv} R_v + 1) - \Delta v_{oq1} k_{pv}. \quad (59)$$

$$\dot{\Delta i}_{d1} = \frac{1}{L_f} \Delta u_{id1} - \frac{r_f}{L_f} \Delta i_{d1} - \frac{1}{L_f} \Delta v_{od1} + \omega_o \Delta i_{q1} + \Delta \omega_1 I_{q1}. \quad (60)$$

$$\dot{\Delta i}_{q1} = \frac{1}{L_f} \Delta u_{iq1} - \frac{r_f}{L_f} \Delta i_{q1} - \frac{1}{L_f} \Delta v_{oq1} - \omega_o \Delta i_{d1} - \Delta \omega_1 I_{d1}. \quad (61)$$

$$\dot{\Delta v}_{od1} = \frac{1}{C_f} \Delta i_{d1} - \frac{1}{C_f} \Delta i_{od1} + \omega_o \Delta v_{oq1} + \Delta \omega_1 V_{oq1}. \quad (62)$$

$$\dot{\Delta v}_{oq1} = \frac{1}{C_f} \Delta i_{q1} - \frac{1}{C_f} \Delta i_{oq1} - \omega_o \Delta v_{od1} - \Delta \omega_1 V_{od1}. \quad (63)$$

$$\dot{\Delta i}_{od1} = \frac{1}{L_c} \Delta v_{od1} - \frac{r_c}{L_c} \Delta i_{od1} - \frac{1}{L_c} \Delta v_{PACd} + \omega_o \Delta i_{oq1} + \Delta \omega_1 I_{oq1}. \quad (64)$$

$$\dot{\Delta i}_{oq1} = \frac{1}{L_c} \Delta v_{oq1} - \frac{r_c}{L_c} \Delta i_{oq1} - \frac{1}{L_c} \Delta v_{PACq} - \omega_o \Delta i_{od1} - \Delta \omega_1 I_{od1}. \quad (65)$$

onde V_{od} e V_{oq} são as tensões de saída em dq no ponto de equilíbrio, I_{od} e I_{oq} são as correntes de saída em dq no ponto de equilíbrio, ω_o é a frequência angular no ponto de equilíbrio e γ_1 e γ_2 são utilizados para reduzir as equações diferenciais obtidas, e representam respectivamente:

$$\gamma_1 = 3 \frac{\Delta v_{od1} I_{od1} + \Delta v_{oq1} I_{oq1} + V_{od1} \Delta i_{od1} + V_{oq1} \Delta i_{oq1}}{2}. \quad (66)$$

$$\gamma_2 = 3 \frac{\Delta v_{od1} I_{oq1} - \Delta v_{oq1} I_{od1} - V_{oq1} \Delta i_{od1} + V_{od1} \Delta i_{oq1}}{2}. \quad (67)$$

Para os escravos, as equações diferenciais linearizadas obtidas são:

$$\dot{\Delta \omega_i} = (m_i + k_{pQ}) \dot{\Delta Q_{oi}} + k_{iQ} \Delta Q_{oi} - \quad (68)$$

$$\sum_{i=1}^N \frac{k_{pQ} \Delta \dot{Q}_{oi} + k_{iQ} \Delta Q_{oi}}{N}. \quad (69)$$

$$\dot{\Delta P_{oi}} = -\omega_c \Delta P_{oi} + \omega_c \gamma_3. \quad (70)$$

$$\dot{\Delta Q_{oi}} = -\omega_c \Delta Q_{oi} + \omega_c \gamma_4. \quad (71)$$

$$\dot{\Delta C P_i} = \Delta \bar{P}_o - \Delta P_{oi}. \quad (72)$$

$$\dot{\Delta C V_{di}} = -(n_i + k_{pP}) \Delta P_{oi} - R_v \Delta i_{di} + k_{pP} \bar{P}_o + k_{iP} \Delta C P_i - \Delta v_{odi}. \quad (73)$$

$$\dot{\Delta C V_{qi}} = -R_v \Delta i_{qi} - \Delta v_{oqi}. \quad (74)$$

$$\dot{\Delta C I_{di}} = -\omega_{ref} C_f \Delta v_{oqi} - \Delta i_{di} (k_{pv} R_v + 1) + k_{iv} \Delta C V_{di} - k_{pv} \Delta v_{odi} + k_{pv} (-n_i \Delta P_{oi} + k_{pP} (\Delta \bar{P}_o - \Delta P_{oi}) + k_{iP} \Delta C P_i). \quad (75)$$

$$\dot{\Delta i_{di}} = \frac{1}{L_f} \Delta u_{idi} - \frac{r_f}{L_f} \Delta i_{di} - \frac{1}{L_f} \Delta v_{odi} + \omega_o \Delta i_{qi} + \Delta \omega_i I_{qi}. \quad (76)$$

$$\dot{\Delta i_{qi}} = \frac{1}{L_f} \Delta u_{iqi} - \frac{r_f}{L_f} \Delta i_{qi} - \frac{1}{L_f} \Delta v_{oqi} - \omega_o \Delta i_{di} - \Delta \omega_i I_{di}. \quad (77)$$

$$\dot{\Delta v_{odi}} = \frac{1}{C_f} \Delta i_{di} - \frac{1}{C_f} \Delta i_{odi} + \omega_o \Delta v_{oqi} + \Delta \omega_i V_{oqi}. \quad (78)$$

$$\dot{\Delta v_{oqi}} = \frac{1}{C_f} \Delta i_{qi} - \frac{1}{C_f} \Delta i_{oqi} - \omega_o \Delta v_{odi} - \Delta \omega_i V_{odi}. \quad (79)$$

$$\dot{\Delta i_{odi}} = \frac{1}{L_c} \Delta v_{odi} - \frac{r_c}{L_c} \Delta i_{odi} - \frac{1}{L_c} \Delta v_{PACd} + \omega_o \Delta i_{oqi} + \Delta \omega_i I_{oqi}. \quad (80)$$

$$\dot{\Delta i_{oqi}} = \frac{1}{L_c} \Delta v_{oqi} - \frac{r_c}{L_c} \Delta i_{oqi} - \frac{1}{L_c} \Delta v_{PACq} - \omega_o \Delta i_{odi} - \Delta \omega_i I_{odi}. \quad (81)$$

onde os termos γ_3 e γ_4 são, respectivamente:

$$\gamma_3 = 3 \frac{\Delta v_{odi} I_{odi} + \Delta v_{oqi} I_{oqi} + V_{odi} \Delta i_{odi} + V_{oqi} \Delta i_{oqi}}{2}. \quad (82)$$

$$\gamma_4 = 3 \frac{\Delta v_{odi} I_{oqi} - \Delta v_{oqi} I_{odi} - V_{oqi} \Delta i_{odi} + V_{odi} \Delta i_{oqi}}{2}. \quad (83)$$

As equações (52)-(83) representam as dinâmicas dos inversores em eixos síncronos no domínio de suas próprias frequências locais. Contudo, para a obtenção de um modelo completo abrangendo todos os inversores, impedâncias de linha e carga, é necessário utilizar um mesmo domínio de referência dq . Para isso, é considerada a frequência do inversor mestre como referência para os demais, e este domínio comum é

denominado DQ . A Figura 8 mostra o diagrama de blocos do modelo completo de pequenos sinais no espaço de estados para o paralelismo de UPSs.

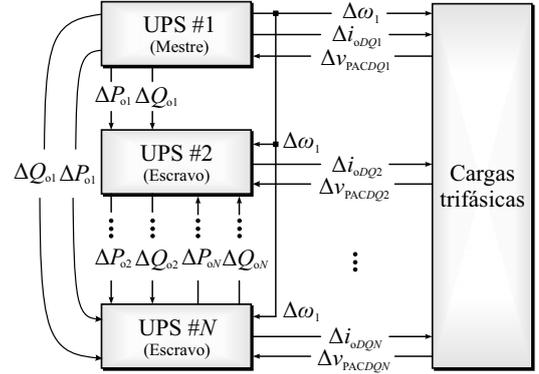


Fig. 8. Diagrama de blocos do modelo completo de pequenos sinais no espaço de estados para o paralelismo de UPSs.

De acordo com a Figura 8, nota-se que para se conectar um inversor ao sistema completo deve-se converter as variáveis de saída para o domínio de referência. Assim, é necessário transladar as variáveis dos demais inversores para o domínio comum através da seguinte transformação:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{odi} \\ \Delta i_{oqi} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{si} \begin{bmatrix} \Delta i_{odi} \\ \Delta i_{oqi} \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{ci} \Delta \delta_i. \quad (84)$$

com:

$$\mathbf{T}_{si} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_{oi}) & -\sin(\delta_{oi}) \\ \sin(\delta_{oi}) & \cos(\delta_{oi}) \end{bmatrix}. \quad (85)$$

$$\mathbf{T}_{ci} = \begin{bmatrix} -I_{odi} \sin(\delta_{oi}) - I_{oqi} \cos(\delta_{oi}) \\ I_{odi} \cos(\delta_{oi}) - I_{oqi} \sin(\delta_{oi}) \end{bmatrix}. \quad (86)$$

onde $\Delta \delta$ representa a diferença de fase entre o inversor em análise e o inversor de referência e δ_o é a diferença de fase no ponto de equilíbrio.

Uma vez que a frequência do mestre é utilizada como referência, sua diferença de fase em relação à referência é igual a zero. Para os escravos, a diferença de fase é dada por:

$$\dot{\Delta \delta_i} = \Delta \omega_i - \Delta \omega_1. \quad (87)$$

Como as tensões do barramento CA são calculadas no domínio comum, quando utilizadas pelo controle dos inversores escravos, deve-se efetuar a transformação inversa de (84), através de:

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{PACdi} \\ \Delta v_{PACqi} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{si}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta v_{PACDi} \\ \Delta v_{PACQi} \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{vi} \Delta \delta_i. \quad (88)$$

onde:

$$\mathbf{T}_{si}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_{oi}) & \sin(\delta_{oi}) \\ -\sin(\delta_{oi}) & \cos(\delta_{oi}) \end{bmatrix}. \quad (89)$$

$$\mathbf{T}_{vi} = \begin{bmatrix} -V_{PACdi} \sin(\delta_{oi}) - V_{PACqi} \cos(\delta_{oi}) \\ V_{PACdi} \cos(\delta_{oi}) - V_{PACqi} \sin(\delta_{oi}) \end{bmatrix}. \quad (90)$$

A. Modelo da Carga

A carga trifásica equivalente é modelada como uma resistência e uma indutância em série. As equações de estado da carga RL conectada ao barramento CA são:

$$\frac{di_{cargaD}}{dt} = -\frac{R_{carga}}{L_{carga}}i_{cargaD} + \omega_1 i_{cargaQ} + \frac{1}{L_{carga}}v_{PACD}. \quad (91)$$

$$\frac{di_{cargaQ}}{dt} = -\frac{R_{carga}}{L_{carga}}i_{cargaQ} - \omega_1 i_{cargaD} + \frac{1}{L_{carga}}v_{PACQ}. \quad (92)$$

Quando linearizadas, (91) e (92) se tornam:

$$\begin{aligned} \dot{\Delta i}_{cargaD} = & -\frac{R_{carga}}{L_{carga}}\Delta i_{cargaD} + \omega_o \Delta i_{cargaQ} + \\ & \Delta \omega_1 I_{cargaQ} + \frac{1}{L_{carga}}\Delta v_{PACD}. \end{aligned} \quad (93)$$

$$\begin{aligned} \dot{\Delta i}_{cargaQ} = & -\frac{R_{carga}}{L_{carga}}\Delta i_{cargaQ} - \omega_o \Delta i_{cargaD} - \\ & \Delta \omega_1 I_{cargaD} + \frac{1}{L_{carga}}\Delta v_{PACQ}. \end{aligned} \quad (94)$$

B. Modelo da Tensão do Barramento CA

Em [13] é proposto a utilização de um resistor virtual (r_n) suficientemente grande para ser conectado entre o barramento CA e o terra (1000 Ω). Dessa forma, garante-se que a tensão do barramento CA é corretamente definida, conforme:

$$\Delta v_{PACD} = r_n (\Delta i_{oD1} + \Delta i_{oD2} + \dots + \Delta i_{oDN} - \Delta i_{cargaD}). \quad (95)$$

$$\Delta v_{PACQ} = r_n (\Delta i_{oQ1} + \Delta i_{oQ2} + \dots + \Delta i_{oQN} - \Delta i_{cargaQ}). \quad (96)$$

C. Modelo Completo do Sistema no Espaço de Estados

Com as variáveis de todos os inversores transladadas para o domínio comum, pode-se formar o modelo completo em espaço de estados para o paralelismo de inversores, no formato:

$$\dot{\Delta \mathbf{x}}_M = \mathbf{A}_M \Delta \mathbf{x}_M. \quad (97)$$

onde o vetor de estados do sistema aumentado é dado por:

$$\Delta \mathbf{x}_M = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_1 & \Delta \mathbf{x}_2 & \dots & \Delta \mathbf{x}_N & \Delta i_{cargaD} & \Delta i_{cargaQ} \end{bmatrix}. \quad (98)$$

Com a obtenção da matriz Jacobiana aumentada \mathbf{A}_M , pode-se analisar a dinâmica e a estabilidade da estrutura de controle hierárquico completa, incluindo-se as malhas internas de corrente e tensão, resistência virtual, método *droop* e controle secundário. A ordem resultante do sistema ($14 \times N$) + 2.

V. VALIDAÇÃO DOS MODELOS

Os modelos matemáticos obtidos neste trabalho são validados através da comparação com resultados de simulação efetuados no *software* PSIM. O sistema simulado é composto por três inversores trifásicos idênticos, alimentados por fontes de tensão ideais, conectados ao barramento CA por meio de diferentes impedâncias de linha e alimentando uma carga trifásica equivalente com característica resistiva-indutiva. O inversor 1 opera como mestre e os demais como escravos. Considera-se inicialmente as tensões de saída das UPSs em fase. Os parâmetros utilizados na simulação são mostrados na Tabela I. Os pontos de equilíbrio para os quais o sistema é linearizado

são apresentados na Tabela II. Estes pontos foram definidos via simulação, porém podem ser encontrados utilizando métodos numéricos na resolução das equações diferenciais não-lineares zerando-se os termos com derivada.

A Figura 9 apresenta as comparações dos modelos obtidos com os resultados de simulação para um degrau de carga de 100% partindo da operação a vazio. São avaliados os comportamentos das amplitudes das tensões em *dq*, correntes nos indutores dos filtros de saída em *dq*, potências ativas e reativas de saída, frequências das tensões de saída e variáveis auxiliares do controle secundário. A componente de alta frequência observada nas formas de onda é devido ao chaveamento dos inversores utilizados na simulação. Para todos os casos analisados nota-se que os modelos resultantes representam com boa precisão os valores médios das formas de onda obtidas via simulação, o que comprova a acuidade da modelagem de pequenos sinais proposta. Salienta-se ainda que o degrau de carga de 0% para 100% representa o maior desvio em relação ao ponto de equilíbrio, o que deve ocasionar o maior erro de linearização [8]. Mesmo para esta situação as curvas dos modelos e simulação estão coerentes.

VI. RESULTADOS *HARDWARE-IN-THE-LOOP*

De forma a demonstrar o desempenho da estrutura de controle hierárquico utilizada, bem como avaliar a funcionalidade da modelagem de pequenos sinais proposta, resultados HIL são adquiridos através do dispositivo Typhoon HIL402. Estes equipamento permitem emular sistemas de potência em tempo real com alta fidelidade e precisão, reduzindo o custo e o tempo de desenvolvimento [10],[18],[19]. São implementados dois inversores trifásicos meia-ponte com filtros LC, projetados para a potência de 3 kVA cada, onde o inversor 1 opera como mestre e o inversor 2 como escravo.

Os ganhos do controle secundário são definidos através da análise dos polos de malha fechada do sistema completo derivado na seção IV, onde escolhem-se os ganhos que atendam às especificações de projeto pre-estabelecidas [10],[13],[20]. Os sistemas de controle são implementados em DSPs da Texas Instruments modelo TMS320F28335, com frequência de chaveamento e de amostragem de 15 kHz. A comunicação CAN transmite variáveis com uma taxa de atualização de 1500 Hz. Devido à limitação da plataforma HIL utilizada não foi possível implementar mais de duas UPSs em paralelo.

Os resultados são obtidos para degraus de carga resistiva de 100% partindo da operação a vazio, e após o sistema entrar em regime permanente, retira-se 80% de carga. A Figura 10 apresenta as formas de onda das tensões de saída de fase (v_a , v_b e v_c) e da corrente no indutor do filtro de saída da fase *a* (i_{Lfa}) para a UPS mestre (Figura 10.a) e para a UPS escrava (Figura 10.b). Pode-se observar que, no momento da aplicação da carga nominal, as amplitudes das tensões de saída das duas UPSs em paralelo sofrem afundamentos de cerca de 40 V, contudo retornam ao valor nominal após aproximadamente 150 ms. Quando 80% da carga é retirada de forma abrupta, observam-se sobrelevações de 40 V nas amplitudes das tensões de saída, as quais alcançam o regime permanente cerca de 150 ms depois. Na Figura 11 é mostrada uma escala de tempo reduzida da Figura 10 para enfatizar a condição de regime permanente do sistema operando com carga nominal. São apresentadas as

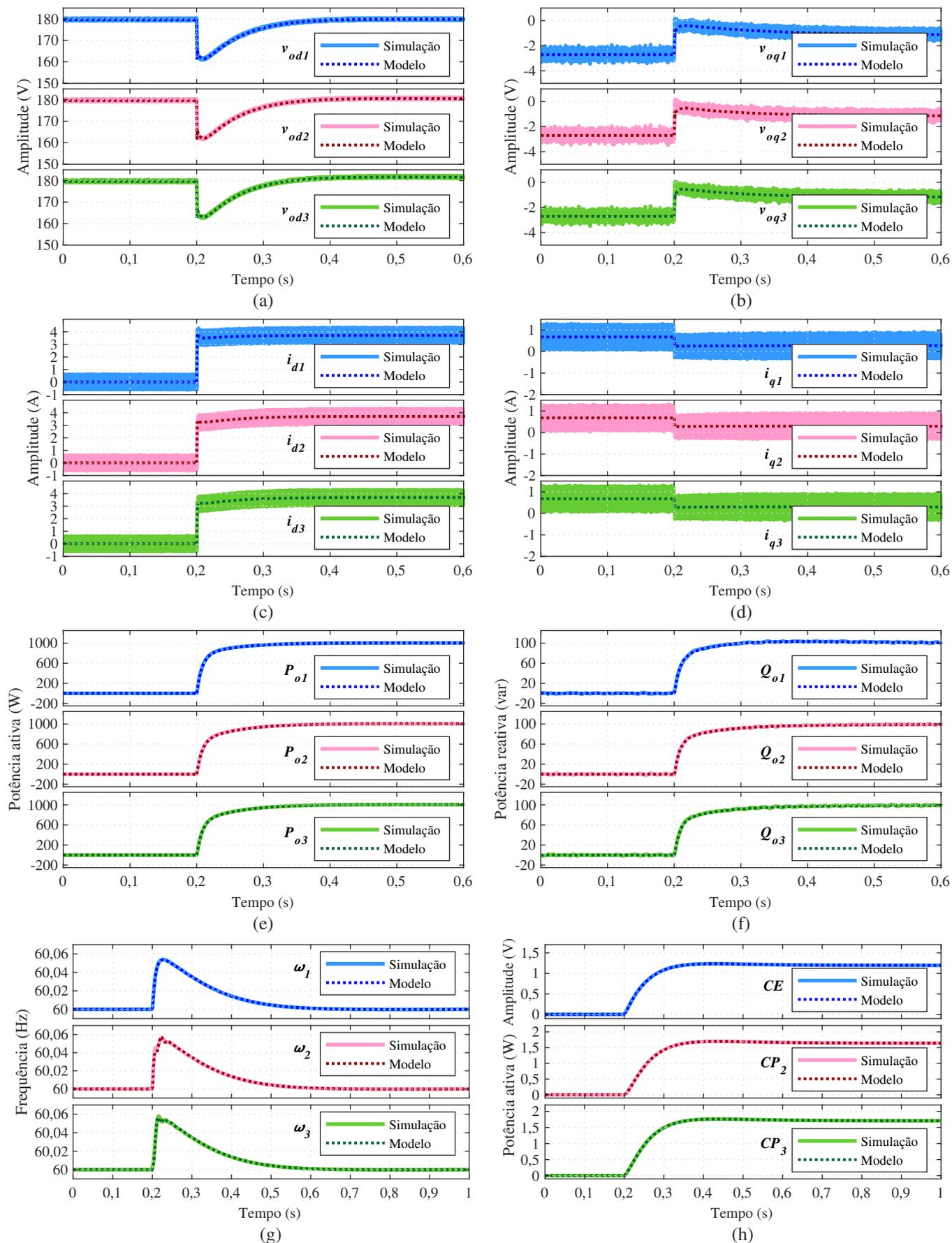


Fig. 9. Validação da modelagem. Comparações entre modelo matemático e simulação. Degrau de 0 para 100% de carga. (a) Amplitudes das tensões de saída d . (b) Amplitudes das tensões de saída q . (c) Correntes nos indutores de saída d . (d) Correntes nos indutores de saída q . (e) Potências ativas de saída. (f) Potências reativas de saída. (g) Frequências das tensões de saída. (h) Variáveis auxiliares do controle secundário.

tensões de saída de fase e a corrente no indutor do filtro de saída da fase *a* para a UPS mestre na Figura 11.a, e para a UPS escrava na Figura 11.b. Ambas as tensões são senoidais com taxa de distorção harmônica inferior a 1%.

A Figura 12 apresenta as potências de saída (calculadas a partir das correntes dos indutores) para as duas UPSs analisadas para a condição de degrau de carga resistiva de 0% para 100%, e então para 20%. Estes dados foram adquiridos diretamente do barramento de comunicação CAN. A Figura 12.a mostra as potências ativas de saída e a Figura 12.b as potências reativas de saída. Nota-se que as potências ativas apresentam característica subamortecida, onde não se constata sobrelevações. Enquanto o inversor mestre mantém a amplitude da tensão do PAC regulada em 127 V, o inversor escravo é capaz de equalizar ambas as potências rapidamente. Apesar de não estar alimentando cargas reativas, nota-se uma parcela negativa de potência reativa

TABELA I
Parâmetros do Sistema

Parâmetro	Símbolo	Valor
Passo de simulação	t_{step}	1 μ s
Amplitude de referência	E_{ref}	179,60 V
Frequência angular de referência	ω_{ref}	2π 60 rad/s
Frequência de chaveamento / amostragem	$f_{sw}; f_s$	15 kHz
Impedância nominal de carga (simulação)	Z_{carga}	15,9693 + j 1,59 Ω
Resistência nominal de carga (HIL)	R_{carga}	8,0645 Ω
Indutor do filtro de saída	$L_{f1,2,3}$	3 mH
Resistência intrínseca do indutor	$r_{f1,2,3}$	0,1 Ω
Capacitor do filtro de saída	$C_{f1,2,3}$	10 μ F
Indutância de linha	$L_{c1,2,3}$	1 μ H
Resistência de linha 1, 2 e 3	$r_{c1,2,3}$	0,1 ; 0,3 ; 0,6 Ω
Frequência de corte dos filtros de potência	ω_c	2π 18 rad/s
Impedância virtual	R_v	4 Ω
Controladores internos		
Controlador de corrente <i>d</i> e <i>q</i>	$k_{pc}; k_{ic}$	1,25; 750
Controlador de tensão <i>d</i> e <i>q</i>	$k_{pv}; k_{iv}$	0,3; 4
Coefficientes do controle droop		
Coefficientes <i>droop</i> de amplitude	$n_1 = n_2$	0,00900
Coefficientes <i>droop</i> de frequência	$m_1 = m_2$	0,00754
Controladores secundários		
Restauração de amplitude	$k_{pE}; k_{iE}$	0,2; 20
Restauração de frequência	$k_{p\omega}; k_{i\omega}$	0,5; 15
Equalização de potência ativa	$k_{pP}; k_{iP}$	0,2; 15
Equalização de potência reativa	$k_{pQ}; k_{iQ}$	0,1; 1

TABELA II
Pontos de Equilíbrio

Variável	UPS 1	UPS 2	UPS 3
δ_e (°)	–	–0,00034	–0,00085
ω_e (rad/s)	376,99	376,99	376,99
P_{oe} (W)	1003	1003	1003
Q_{oe} (var)	99,57	99,61	99,59
CE_e (V)	1,1956	–	–
CP_e (W)	–	1,6404	1,7076
CV_{de} (V)	0,7436	0,7410	0,7365
CV_{qe} (V)	–0,0786	–0,0783	–0,0779
CI_{de} (A)	0,1199	0,1204	0,1212
CI_{qe} (A)	–0,00069	–0,00070	–0,00071
i_{de} (A)	3,7227	3,7097	3,6874
i_{qe} (A)	0,2839	0,2879	0,2941
v_{ode} (V)	179,6	180,34	181,44
v_{oqe} (V)	–1,1358	–1,1518	–1,1767
i_{ode} (A)	3,7182	3,7051	3,6827
i_{oqe} (A)	–0,3931	–0,3919	–0,3898

devido à circulação de corrente entre os elementos reativos dos filtros de saída, uma vez que as correntes dos indutores dos filtros de saída são utilizadas para o cálculo das potências de saída.

VII. CONCLUSÕES

Estruturas de controle hierárquico tem se tornado a configuração padrão utilizada para o paralelismo de inversores em geral. Apesar destas estruturas serem largamente empregadas na indústria e exploradas na literatura atual, poucos são os trabalhos que investigam de forma aprofundada a modelagem e a análise de estabilidade quando incluem-se todas as diversas malhas de controle presentes, dada a complexidade destes sistemas. Com o intuito de contribuir nesta questão, este trabalho apresentou de forma detalhada a modelagem de pequenos sinais para uma estrutura de controle hierárquico mestre-escravo em eixos síncronos aplicada ao paralelismo de UPSs trifásicas. São consideradas na modelagem todas as malhas de controle utilizadas, onde incluem-se as malhas internas de corrente e tensão, impedância virtual, controle *droop* e malhas do controle secundário, as quais são distintas para a UPS mestre e para as escravas. O desenvolvimento matemático é realizado no espaço de estados e é baseado na linearização das equações diferenciais do sistema em torno de um ponto específico de operação.

Os modelos derivados foram validados através de resultados de simulação para três UPSs em paralelo, os quais corresponderam precisamente às dinâmicas médias das formas de onda das tensões e correntes em eixos síncronos, potências ativas e reativas, frequências e demais variáveis. Ainda, foram obtidos resultados experimentais em uma plataforma *hardware-in-the-loop*, os quais demonstraram o desempenho satisfatório da estrutura de controle utilizada, bem como a funcionalidade da modelagem proposta na definição dos ganhos do controle secundário, projetados através da análise dos polos de malha fechada do sistema completo.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001, INCT-GD, CNPq (465640/2014-1) e (315101/2018-0), CAPES (23038.000776/2017-54) e FAPERGS (17/2551-0000517-1).

REFERÊNCIAS

- [1] J. Lu, M. Savaghebi, Y. Guan, S. Golestan, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, “DC-Link Protection and Control in Modular Uninterruptible Power Supply”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 5, pp. 3942–3953, May 2018.
- [2] C. Zhang, E. A. A. Coelho, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, “Modular Online Uninterruptible Power System Plug’n’Play Control and Stability Analysis”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 6, pp. 3765–3776, June 2016.

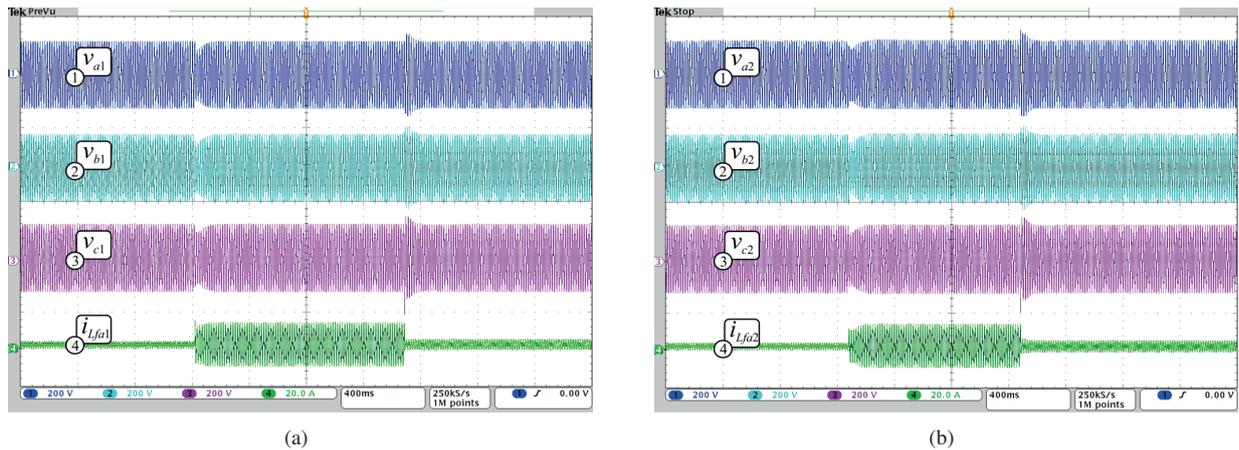


Fig. 10. Resultado HIL. Degraus de carga de 0% para 100% e para 20%. 400 ms/div. Tensões de saída de fase (200 V/div) e corrente no indutor do filtro de saída da fase *a* (20 A/div). (a) UPS mestre. (b) UPS escravo.

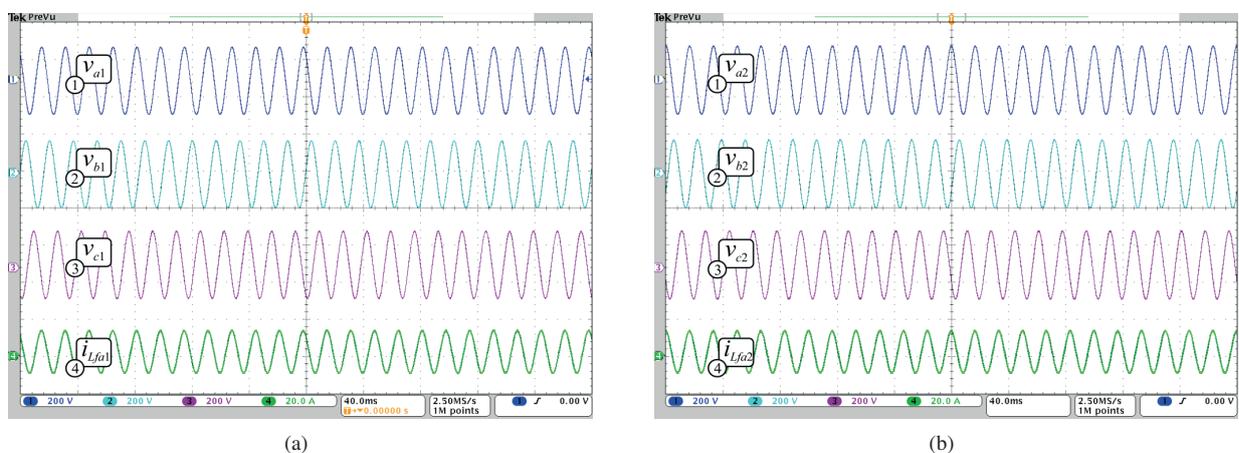


Fig. 11. Resultado HIL. Operação com carga nominal. 40 ms/div. Tensões de saída de fase (200 V/div) e corrente no indutor do filtro de saída da fase *a* (20 A/div). (a) UPS mestre. (b) UPS escravo.

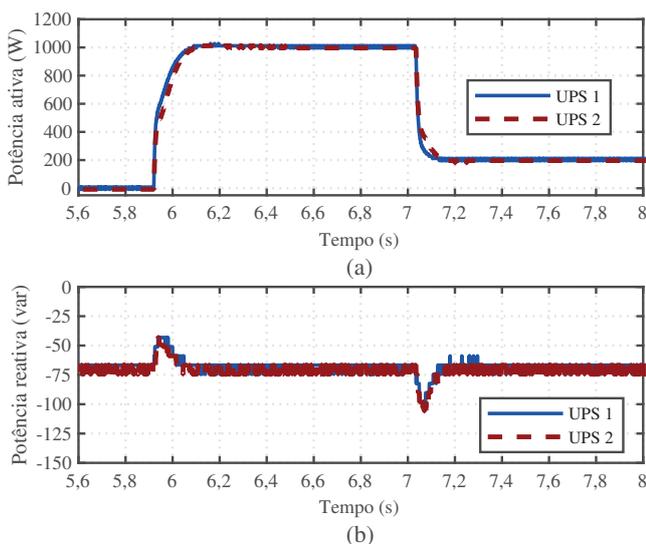


Fig. 12. Resultado HIL. Degraus de carga de 0% para 100% e para 20%. Potências de saída. (a) Potências ativas. (b) Potências reativas.

[3] R. A. Câmara, R. P. T.-B. C. M. T. Cruz, “Retificador Boost Baseado na Célula de Comutação de três Estados para Aplicações em Nobreaks”, *Eletrônica de Potência*

- *SOBRAEP*, vol. 15, no. 4, pp. 275–283, Nov. 2010.

- [4] L. Meng, Q. Shafiee, G. F. Trecate, H. Karimi, D. Fulwani, X. Lu, J. M. Guerrero, “Review on Control of DC Microgrids and Multiple Microgrid Clusters”, *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 5, no. 3, pp. 928–948, Mar. 2017.
- [5] Y. Han, H. Li, P. Shen, E. A. A. Coelho, J. M. Guerrero, “Review of Active and Reactive Power Sharing Strategies in Hierarchical Controlled Microgrids”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 2427–2451, Mar. 2017.
- [6] V. Mariani, F. Vasca, J. C. Vásquez, J. M. Guerrero, “Model Order Reductions for Stability Analysis of Islanded Microgrids With Droop Control”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4344–4354, July 2015.
- [7] R. Buerger, F. C. Santos, M. S. Sitonio, D. C. Martins, R. F. Coelho, “Controle e análise de estabilidade de conversores CC-CC em modo de compartilhamento de potência”, *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 24, no. 1, pp. 56–65, Mar. 2018.
- [8] J. He, X. Wu, X. Wu, Y. Xu, J. M. Guerrero, “Small-Signal Stability Analysis and Optimal Parameters

- Design of Microgrid Clusters”, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 36896–36909, Feb. 2019.
- [9] Y. Han, P. Shen, X. Zhao, J. M. Guerrero, “Control Strategies for Islanded Microgrid Using Enhanced Hierarchical Control Structure With Multiple Current-Loop Damping Schemes”, *IEEE Trans. Smart Grids*, vol. 8, no. 3, pp. 1139–1153, May 2017.
- [10] W. A. Venturini, H. Jank, M. L. S. Martins, F. E. Bisogno, “Modelagem de pequenos sinais para o paralelismo de inversores utilizando controle hierárquico”, *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 23, no. 4, pp. 525–537, Dez. 2018.
- [11] W. A. Venturini, H. Jank, F. E. Bisogno, M. L. S. Martins, H. Pinheiro, “Estágio de Entrada com Dupla Funcionalidade Aplicado a uma UPS Trifásica de Alto Desempenho”, *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 23, no. 2, pp. 244–255, Jun. 2018.
- [12] J. M. Guerrero, L. Hang, J. Uceda, “Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 2845–2859, Aug. 2008.
- [13] N. Pogaku, M. Prodanovic, T. C. Green, “Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 613–625, Mar. 2007.
- [14] C. A. Arbugeri, N. C. D. Pont, T. K. Jappe, S. A. Mussa, T. B. Lazzarin, “Control system for multi-inverter parallel operation in uninterruptible power systems”, *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 24, no. 1, pp. 37–46, Mar. 2019.
- [15] H. J. Avelar, W. A. Parreira, J. B. Vieira, L. C. G. De Freitas, E. A. A. Coelho, “A state equation model of a single-phase grid-connected inverter using a droop control scheme with extra phase shift control action”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 3, pp. 1527–1537, Mar. 2012.
- [16] G. G. Rigatos, “A derivative-free kalman filtering approach to state estimation-based control of nonlinear systems”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 10, pp. 3987–3997, Oct. 2012.
- [17] C. Xiong, D. M. Johnson, J. J. Corso, “Active Clustering with Model-Based Uncertainty Reduction”, *IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell.*, vol. 39, no. 1, pp. 5–17, Jan. 2017.
- [18] X. Ge, J. Pu, B. Gou, Y. Liu, “An Open-Circuit Fault Diagnosis Approach for Single-Phase Three-Level Neutral-Point-Clamped Converters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 2559–2570, Mar. 2018.
- [19] J. Chen, J. Chen, “Stability Analysis and Parameters Optimization of Islanded Microgrid With Both Ideal and Dynamic Constant Power Loads”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 4, pp. 3263–3274, Apr. 2018.
- [20] A. D. Cerezo, M. Bodson, “Design of Controllers for Electrical Power Systems Using a Complex Root Locus Method”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 6, pp. 3706–3716, June 2016.

William Alegranci Venturini, possui graduação (2014) e mestrado (2016) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente cursa doutorado pela mesma instituição, onde desenvolve seus trabalhos no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Realizou Doutorado Sanduíche na Concordia University, em Montreal - Canadá, pelo Programa Institucional de Internacionalização (PrInt) da CAPES e o Estágio Curricular de Graduação junto ao Fraunhofer Institute - IZM, situado em Berlim - Alemanha. Suas principais áreas de interesse incluem modelagem e controle digital de sistemas, fontes ininterruptas de energia e paralelismo de inversores. É membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e sociedades IEEE.

Henrique Jank, nascido em 16/04/1991, engenheiro eletricitista pela Universidade de Santa Cruz do Sul (2013), mestre pela Universidade Federal de Santa Maria (2016), atualmente cursa doutorado pela Universidade Federal de Santa Maria, onde atua como pesquisador no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Seus interesses atuais de pesquisa incluem conversores estáticos, modelagem e controle, fontes ininterruptas de energia e paralelismo de inversores.

Mário Lúcio da Silva Martins, nasceu em Palmeira das Missões, RS, Brasil, em 01/01/1976. É engenheiro eletricitista (1999), mestre (2002) e doutor (2008) em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. De 2006 a 2012 foi professor da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - PR, Pato Branco, Brasil. Em 2012, passou a trabalhar como professor Adjunto no Departamento de Eletrônica e Computação (DELCO) da Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesse incluem SMPS, UPS, inversores fotovoltaicos e energias renováveis. Dr. Martins é membro de várias sociedades do IEEE.

Luiz Antônio Correa Lopes, nascido em Belém-PA, Brasil, em 1965. Graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Pará (UFPA) em 1986, Mestre pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em Florianópolis, Brasil, em 1989 e Ph. D. pela McGill University em Montreal, Canadá, em 1996. Desde 2002, atua como professor associado ao Departamento de Engenharia da Concordia University. Suas áreas de interesse incluem sistemas de potência distribuídos e fontes de energia renováveis.

Fábio Ecke Bisogno, nascido em 07/04/1973 em Santa Maria, RS, é engenheiro eletricitista (1999) e mestre (2001) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria e doutor (2006) em Engenharia Elétrica pela Technische Universität Chemnitz. Paralelo com o doutorado esteve empregado no instituto de pesquisa Fraunhofer AIS e depois Fraunhofer IAIS e IZM, Alemanha. Atualmente é professor adjunto na Universidade Federal de Santa Maria. Suas principais áreas de interesse são: reatores eletrônicos, sistemas auto-oscilantes, transformadores piezolétricos, conversores ressonantes e fontes ininterruptas de energia (UPS).