

Análise da Influência do Controlador Múltiplo-Ressonante no Paralelismo de *UPSs* via *Droop*

Guilherme Keiel* Jeferson V. Flores* Luís Fernando A. Pereira*

* Escola de Engenharia, Universidade Federal do Rio Grande do Sul,
Porto Alegre, RS, (e-mails: {guilherme.keiel;
jeferson.flores; lfpereira}@ufrgs.br)

Abstract: This paper presents the main effects of the multiple-resonant voltage controller on the parallelism of uninterruptible power supplies (UPSs) with droop control. Assuming a finite gain multiple-resonant controller, it is evidenced the influence of its damping coefficients in the UPS output impedance and on the design of the droop gains via root locus. It is also shown that these coefficients can emulate the effect of a virtual resistance, usually applied in the droop control. Simulation results illustrate the proposed analysis.

Resumo: Este artigo apresenta os principais efeitos do controlador de tensão múltiplo-ressonante no paralelismo de fontes ininterruptas de energia (*UPSs*) via controle *droop*. Assumindo um controlador múltiplo-ressonante de ganho finito, é evidenciada a influência dos coeficientes de amortecimento deste controlador na impedância de saída da *UPS* e no projeto dos ganhos de *droop* via lugar das raízes. Também é mostrado que estes coeficientes podem emular o efeito de uma resistência virtual, usualmente empregada no controle *droop*. Resultados de simulação ilustram a análise proposta.

Keywords: Uninterruptible power supply; droop control; proportional multiple-resonant controller; uninterruptible power supplies parallelism.

Palavras-chaves: Fonte ininterrupta de energia; controle *droop*; controlador proporcional múltiplo-ressonante; paralelismo de fontes ininterruptas de energia.

1. INTRODUÇÃO

Fontes ininterruptas de energia (em inglês *uninterruptible power supplies*, *UPSs*) difundiram-se com o uso de equipamentos eletrônicos sensíveis a interrupções na rede elétrica. Com o objetivo de fornecer energia com continuidade e qualidade para estas cargas, o estágio de saída das *UPSs* deve garantir que a tensão atenda a requisitos de desempenho rígidos definidos por normas, como a IEC 62040-3. Essas restrições implicam, do ponto de vista de controle, no seguimento da referência senoidal e na rejeição de distúrbios harmônicos causados pelas cargas não lineares. Devido a isso, geralmente são empregados controladores baseados no princípio do modelo interno (PMI) como, por exemplo, os controladores ressonantes (Lorenzini et al. (2020)) e repetitivos (Astrada and de Angelo (2020)).

O atendimento à cargas críticas de demanda elevada com confiabilidade e escalabilidade suscita a operação de *UPSs* em paralelo. Por proporcionar redundância e o aumento da potência total, a operação de inversores de tensão em paralelo possui diversas aplicações como tração elétrica, *UPSs*, sistemas fotovoltaicos e geração distribuída (Vasquez et al. (2013), Guo et al. (2014)). Nesse contexto destacam-se: a técnica de compartilhamento ativo de carga (Guerrero et al. (2005)), baseada em controladores mestre-

escravo, controle centralizado ou controle distribuído; e a técnica de controle *droop* (Vasquez et al. (2013)).

O controle *droop* se sobressai às demais técnicas de paralelismo devido à descentralização, no qual cada *UPS* regula sua potência usando somente informação local, sem a necessidade de comunicação com os demais equipamentos (Guerrero et al. (2004)). Em geral, em cada *UPS* é empregada uma abordagem multi-malha: o laço interno é responsável pela regulação de tensão e o laço externo pela distribuição de potências a partir do ajuste da referência de tensão do laço interno. Como inconveniente, a resposta do sistema é restrita pela dinâmica do cálculo das potências. Assim, avanços na técnica impõem uma impedância de saída com característica desejada adicionando-se a impedância virtual (IV) (Guerrero et al. (2005)), buscam melhorar o desempenho transitório (Guerrero et al. (2004)), considerar o acoplamento das potências no *droop* (Saggin et al. (2016)) e restaurar amplitude/frequência com uma malha externa (Vasquez et al. (2013)). Quanto à análise da estabilidade, Guo et al. (2014) introduz modelos de pequenos sinais com fasores dinâmicos e, recentemente, Rui et al. (2020) concentra-se no modelo de ordem reduzida para um grande número de inversores.

Quanto à aplicação em *UPSs* com reguladores de tensão ressonantes, Saggin et al. (2016) projeta o *droop* por uma abordagem com desigualdades lineares matriciais (*LMI*s) utilizando a IV. Carballo et al. (2017) altera a carac-

* Este trabalho foi financiado parcialmente pelas entidades CAPES, CNPq e FAPERGS.

terística da impedância de saída sem a necessidade da IV através do fator de amortecimento no modo correspondente à frequência fundamental, embora condicione à obrigatoriedade de uma impedância resistiva e não avalie o impacto dos demais modos ressonantes inseridos pelo controlador. Assim, quando não consideradas impedâncias de linha ou IV, os modelos usuais não são suficientes para avaliar a estabilidade do *droop* se empregados controladores múltiplos-ressonantes.

Este trabalho tem como objetivo a análise dos efeitos do controlador de tensão múltiplo-ressonante no paralelismo de *UPSs* via controle *droop*. Assumindo controladores múltiplo-ressonantes de ganho finito, é realizada a análise da impedância de saída considerando o uso de coeficientes de amortecimento em todos os modos e vista sua influência no projeto do controlador *droop* via lugar das raízes. É mostrado que estes coeficientes podem emular o efeito da resistência virtual, usualmente empregada no controle *droop*. Por fim, resultados de simulação ilustram a análise proposta.

2. PARALELISMO

O objetivo principal do paralelismo de *UPSs* é assegurar a divisão de potência entre os equipamentos sem comprometer a regulação de tensão da saída. Um controle apropriado deve proporcionar divisão de correntes proporcional à potência nominal de cada *UPS* (Guerrero et al. (2005)). Diferenças paramétricas ou da potência nominal, se não compensadas, levam ao aparecimento de uma corrente circulante entre as *UPSs*. A seguir, será detalhada a operação em paralelo destes sistemas baseada no controle *droop*.

2.1 Fluxo de potência

No modelo equivalente da operação em paralelo de n fontes de tensão CA separadas do ponto de conexão comum (PCC) por uma impedância série de saída, o fluxo de potência ativa e reativa injetado na barra pela i -ésima fonte (Saggin et al. (2016)) é dado por

$$\begin{bmatrix} P_i \\ Q_i \end{bmatrix} = \Upsilon_i \begin{bmatrix} \bar{P}_i \\ \bar{Q}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & -\sin \theta_i \\ \sin \theta_i & \cos \theta_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P}_i \\ \bar{Q}_i \end{bmatrix} \quad (1)$$

sendo \bar{P}_i e \bar{Q}_i as potências modificadas¹, definidas por

$$\bar{P}_i = \frac{E_i V \cos \phi_i - V^2}{Z_i} \quad \text{e} \quad \bar{Q}_i = -\frac{E_i V \sin \phi_i}{Z_i}$$

em que ϕ_i é o ângulo de fase entre E_i e a tensão V no PCC, Z_i e θ_i são a magnitude e o ângulo de fase da impedância de saída na frequência fundamental. O valor de θ_i relaciona-se com o nível de predominância (que pode ser resistiva, indutiva ou mista) desta impedância.

Supondo $\phi_i \leq 1^\circ$ tem-se

$$\bar{P}_i \approx \frac{V(E_i - V)}{Z_i}, \quad (2)$$

$$\bar{Q}_i \approx -\frac{E_i V \phi_i}{Z_i}, \quad (3)$$

de forma que estas potências podem ser controladas através do ajuste adequado de E_i ou ϕ_i .

¹ As potências modificadas correspondem às potências do lado da fonte, tais que, neste sistema de referência, sejam desacopladas quanto a $E_i - V$ e ϕ_i .

2.2 Funcionamento e equações do droop

O diagrama de blocos da Figura 1 ilustra a técnica de controle *droop* aplicada à i -ésima *UPS*. A malha interna é responsável pela regulação da tensão v_{ci} , enquanto a malha externa ajusta a referência senoidal v_{ref_i} em amplitude E_i e fase ϕ_i por meio das equações de *droop*, relacionadas com a potência a ser entregue pelo inversor.

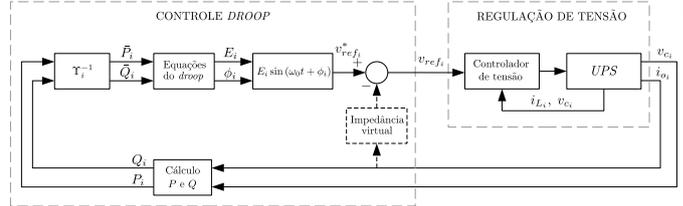


Figura 1. Diagrama de blocos do controle *droop*.

O ajuste de potências via *droop* pode ser feito de forma proporcional pelas relações (Saggin et al. (2016))

$$E_i = E_0 - k_n \bar{P}_i, \quad (4)$$

$$\phi_i = \phi_0 + k_m \bar{Q}_i, \quad (5)$$

nas quais k_n e k_m são ganhos associados à variação de amplitude e fase da fonte de tensão no entorno dos valores nominais E_0 e ϕ_0 . A partir de (1), as potências P_i e Q_i medidas são transformadas em \bar{P}_i e \bar{Q}_i pela matriz Υ_i^{-1} , resultando nas equações de *droop*

$$E_i = E_0 - k_n (P_i \cos \theta_i + Q_i \sin \theta_i), \quad (6)$$

$$\phi_i = \phi_0 + k_m (-P_i \sin \theta_i + Q_i \cos \theta_i). \quad (7)$$

As faixas típicas de valores de k_m e k_n estão diretamente associadas, respectivamente, aos desvios de fase e amplitude da tensão de saída em regime permanente e, portanto, são limitados a

$$k_m \leq \frac{\delta \phi_0}{S} \quad \text{e} \quad k_n \leq \frac{\delta E_0}{S} \quad (8)$$

em que S é a potência nominal da *UPS*, δE_0 e $\delta \omega_0$ são os máximos desvios de amplitude e fase admissíveis em norma para a tensão. A título de exemplo, considerando a faixa de 2% de variação de amplitude definida pela ANSI/IEEE Std 944 e $S = 3,5$ kVA, tem-se $\delta E_0 = 0,02 \times E_0$ e $k_n \leq 0,001$. Buscando operar na faixa linear não maior que 1° de ângulo ϕ_0 , segue que $\delta \phi_0 = 0,0175$ e $k_m \leq 5 \times 10^{-6}$.

Seguindo a abordagem de Guerrero et al. (2004), o cômputo das potências P_i e Q_i é efetuado multiplicando-se os valores instantâneos de v_{ci} e i_{oi} e, posteriormente, filtrando-se o produto por um filtro passa-baixas (FPB) de primeira ordem com frequência de corte ω_c .

2.3 Modelo do droop

Em (1) as potências na i -ésima *UPS* podem ser controladas pela variação de E_i ou ϕ_i , em uma dependência não-linear. Definindo as variações de E_i e ϕ_i em torno do equilíbrio E_0 e ϕ_0 por variáveis auxiliares

$$\Delta E_i = E_i - E_0, \quad (9)$$

$$\Delta \phi_i = \phi_i - \phi_0, \quad (10)$$

é possível descrevê-las por um modelo de pequenos sinais, conforme apresentado em Guerrero et al. (2004). Substituindo (9) e (10) nas equações (6) e (7), linearizando-as

e convertendo ao domínio s , já com os FPBs associados, obtém-se o sistema multivariável

$$\Delta E_i(s) = -k_n \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \Gamma_i(s) \left(F \cdot \Delta E_i(s) + E_0 L \cdot \Delta \phi_i(s) \right), \quad (11)$$

$$\Delta \phi_i(s) = -k_m \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \Gamma_i(s) \left(M \cdot \Delta E_i(s) - E_0 N \cdot \Delta \phi_i(s) \right), \quad (12)$$

em que

$$\begin{aligned} F &= A \cos \theta_i + B \sin \theta_i, & L &= A \sin \theta_i + B \cos \theta_i, \\ M &= A \sin \theta_i - B \cos \theta_i, & N &= -A \cos \theta_i + B \sin \theta_i, \\ A &= V (\cos \phi_0 \cos \theta_i + \sin \phi_0 \sin \theta_i), \\ B &= V (\cos \phi_0 \sin \theta_i - \sin \phi_0 \cos \theta_i) \text{ e } \Gamma_i(s) = Z_i(s)^{-1}. \end{aligned}$$

Há uma dependência, além da dinâmica do filtro, do inverso da impedância de saída. Na sua maioria, os trabalhos existentes consideram somente a magnitude e fase da impedância na frequência fundamental para a análise da estabilidade do *droop*, o que é insuficiente quando usados controladores de tensão múltiplos-ressonantes.

2.4 Impedância virtual

Sabendo que a impedância de saída afeta as potências no *droop* (6) e (7), é comum a utilização de uma malha de controle intermediária para impor na impedância uma predominância em termos de magnitude e fase (Guerrero et al. (2005)). Insere-se uma realimentação dinâmica da corrente de saída por meio de uma impedância virtual, tracejada na Figura 1, definida de modo a ser significativamente maior que as impedâncias de saída e de linha combinadas.

O uso da IV permite reduzir o impacto dos desbalanços tanto das impedâncias de linha como das impedâncias de saída das *UPS*s. A desvantagem é a alteração na forma de onda da referência a ser seguida pelo laço interno, o que pode levar à presença de conteúdo harmônico na saída, impactando nas métricas de desempenho em regime permanente de normas como a IEC 62040-3.

3. REGULAÇÃO DE TENSÃO

Nesta seção será apresentado o modelo do estágio de saída da *UPS* e do controlador múltiplo-ressonante empregado no laço interno de regulação da tensão.

3.1 Modelo da *UPS*

O estágio de saída da *UPS* geralmente é composto por um conversor CC-CA e um filtro *LC* (Pereira et al. (2014)), conforme a Figura 2. A conexão de carga não linear nestes equipamentos gera correntes de perturbação periódicas, ocasionando distorção harmônica na tensão de saída. Estas perturbações podem ser rejeitadas por controladores base PMI apropriados. Esta carga é modelada pela conexão paralela da admitância Y , incerta e variante no tempo satisfazendo os limites $Y_{\min} \leq Y \leq Y_{\max}$, e pela fonte de corrente i_d .

Da Figura 2, as equações diferenciais que descrevem a dinâmica do filtro *LC* são:

$$\begin{aligned} L_i \frac{di_{L_i}(t)}{dt} &= \bar{u}_i(t) - r_i i_{L_i}(t) - v_{c_i}(t) \\ C_i \frac{dv_{c_i}(t)}{dt} &= i_{L_i}(t) - i_{o_i}(t) \end{aligned} \quad (13)$$

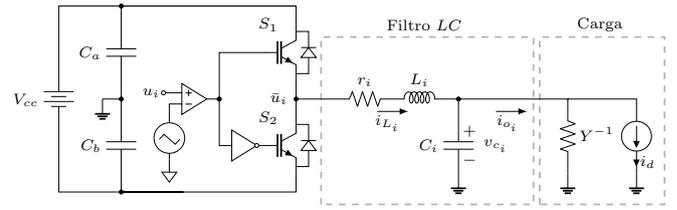


Figura 2. Estágio de saída da *UPS*: inversor e filtro *LC*.

onde C_i é a capacitância, L_i a indutância e r_i a resistência série equivalente (*ESR*) do filtro no i -ésimo estágio. i_{L_i} denota a corrente do indutor, v_{c_i} a tensão do capacitor e \bar{u}_i a tensão na entrada do filtro.

Linearizando o sistema do estágio de saída pelo modelo médio durante um ciclo de operação (Pereira et al. (2014)), representa-se o inversor *PWM* (do inglês *Pulse-Width Modulation*) por um ganho K_{pwm} , ou seja, $\bar{u}_i = K_{pwm} u_i$. Pela escolha apropriada da portadora triangular assume-se, sem perda de generalidade, $K_{pwm} = 1$, obtendo-se no domínio s a relação:

$$\begin{aligned} L_i C_i s^2 v_{c_i}(s) + r_i C_i s v_{c_i}(s) + v_{c_i}(s) + \\ + L_i s i_{o_i}(s) + r_i i_{o_i}(s) = u_i(s). \end{aligned} \quad (14)$$

3.2 Controlador *PMR*

A principal característica do controlador ressonante é o ganho infinito em uma determinada frequência. Baseado no PMI, o controlador possibilita erro de seguimento nulo em regime permanente e rejeição à perturbação senoidal de frequência ω_{r_1} . Considerando sinais de maior conteúdo harmônico, a função de transferência do controlador ressonante não ideal é dada por (Bertoldi et al. (2018))

$$C_{v_i}(s) = \frac{u_{r_i}(s)}{e_i(s)} = k_{v_i} + \sum_{j=1}^h \frac{k_{(2j-1)_i} + k_{2j_i} s}{s^2 + 2\xi_j \omega_{r_j} s + \omega_{r_j}^2} \quad (15)$$

sendo $u_{r_i}(s)$ a saída do controlador e $e_i(s) = v_{ref_i}(s) - v_{c_i}(s)$ o erro de seguimento de referência. ω_{r_j} e ξ_j são a frequência e o fator de amortecimento do j -ésimo modo e h o número de modos ressonantes. Os parâmetros k_{v_i} , $k_{(2j-1)_i}$ e k_{2j_i} são os ganhos a serem determinados.

Para $\xi_j = 0$ o controlador (15) insere ganho infinito nas frequências ω_{r_j} , $j = 1, \dots, h$. Por outro lado, caso $0 \leq \xi_j < 1$ inclui-se um fator de amortecimento no j -ésimo modo, limitando o ganho naquela frequência. Isso possibilita, além da sua implementação em processadores de ponto-fixo, a melhoria na rejeição de distúrbios nas harmônicas não compensadas pelos modos ressonantes, evitando-se o chamado efeito colchão d'água (Bertoldi et al. (2018)). Em contrapartida, passa a existir um compromisso entre o valor de ξ_j e o erro de seguimento resultante.

3.3 Projeto do controlador *PMR* com realimentação de corrente

No controle de *UPS* geralmente é adicionada uma realimentação de corrente do indutor para a melhoria do desempenho dinâmico do sistema em malha fechada. Desta forma, o sinal de controle entregue à planta passa a ser uma combinação da saída do controlador ressonante (15) e um ganho multiplicativo em i_{L_i} , ou seja,

$$u_i(s) = C_{v_i}(s) (v_{ref_i}(s) - v_{c_i}(s)) + k_{c_i} i_{L_i}(s). \quad (16)$$

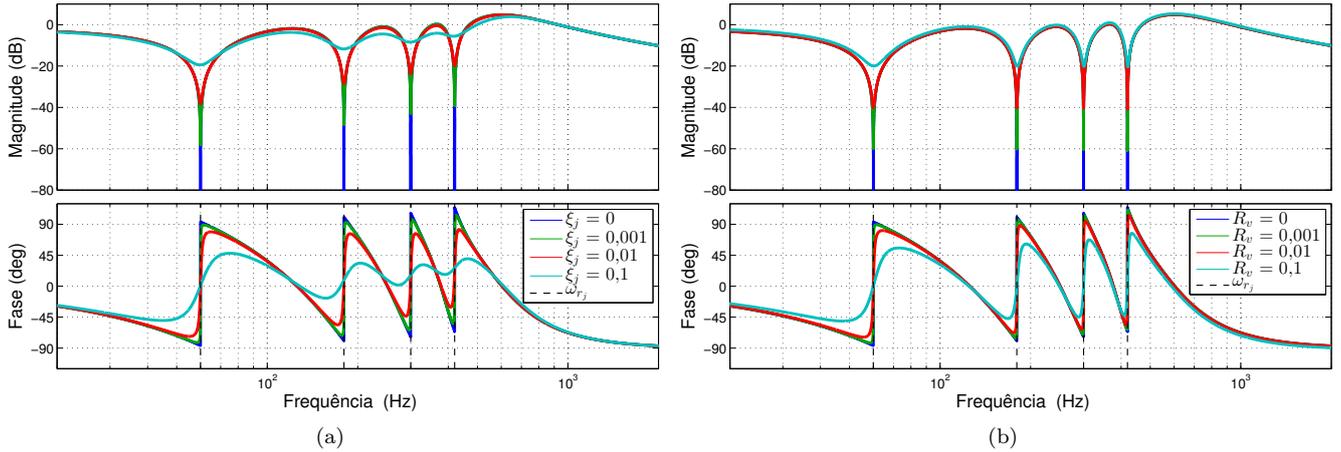


Figura 3. Resposta em frequência de $\bar{Z}_i(s)$: (a) para $\xi_j > 0$ e (b) para $R_v > 0$.

A sintonia dos parâmetros de $C_{v_i}(s)$ e k_{c_i} pode ser realizada via análise da resposta em frequência (Carballo et al. (2017)) ou por métodos de oscilação forçada (Lorenzini et al. (2020)). Por outro lado, métodos baseados na solução de problemas de otimização sujeito à restrições *LMI* podem ser utilizados para o projeto de controladores que garantam a estabilidade e desempenho robusto do sistema em malha fechada (Pereira et al. (2014)).

4. EFEITO DO PMR NO DROOP

Nesta seção será analisada a impedância de saída da *UPS* em malha fechada e o impacto dos fatores de amortecimento dos modos ressonantes na estabilidade do *droop*. Na análise numérica empregada considerou-se a *UPS* $i = 1$ de 3,5 kVA, com parâmetros do filtro e controlador descritos nas Tabelas A.1 e A.2 do Apêndice A.

4.1 Análise da impedância de saída

Igualando (14) a (16) e desconsiderando o laço da impedância virtual (logo $v_{ref_i} = v_{ref_i}^*$), pode-se representar a dinâmica em malha fechada da tensão na i -ésima *UPS* como uma superposição dos sinais exógenos na forma

$$v_{c_i}(s) = T_i(s)v_{ref_i}(s) - Z_i(s)i_{o_i}(s) \quad (17)$$

na qual

$$T_i(s) = \frac{C_{v_i}(s)}{L_i C_i s^2 + (r_i C_i - k_{c_i} C_i) s + C_{v_i}(s) + 1} \quad (18)$$

e

$$Z_i(s) = \frac{L_i s + r_i - k_{c_i}}{L_i C_i s^2 + (r_i C_i - k_{c_i} C_i) s + C_{v_i}(s) + 1}. \quad (19)$$

A partir de (19), fica claro que o ganho da realimentação de corrente tem um papel importante na característica da impedância de saída da *UPS*. Assim, uma possibilidade seria usá-lo como um grau de liberdade para a imposição de uma característica predominante em $Z_i(s)$. Por outro lado, este ganho é fundamental para a obtenção de um bom desempenho transitório na malha de regulação de tensão, gerando um compromisso de projeto. Além disso, em técnicas baseadas em *LMI* Pereira et al. (2014) o ganho k_{c_i} é determinado pela solução de um problema de

otimização, não podendo ser utilizado livremente. Por isso, o *droop* considerando uma impedância mista apresentado na Seção 2 se faz necessário.

Um fato importante a ser observado é a relação entre impedância de saída e o fator de amortecimento ξ_j . Para o caso do controlador ressonante ideal, ou seja, com $\xi_1 = 0$, segue que $|C_{v_i}(j\omega_{r_1})| = \infty$, resultando em $|Z_i(j\omega_{r_1})| = 0$. Essa baixa impedância resulta em: uma corrente circulante entre as *UPSs* (Carballo et al. (2017)) com alto valor na frequência fundamental caso os parâmetros do filtro de saída não sejam os mesmos; elevados sinais de ajuste ou até mesmo a instabilidade do laço de *droop*, uma vez que (11) e (12) dependem do inverso de $Z_i(s)$. A adição de valores $\xi_1 > 0$ ocasiona a diminuição de $|C_{v_i}(j\omega_{r_1})|$ e, consequentemente, o aumento da impedância de saída, mitigando assim esses efeitos.

Na Figura 3-(a) é ilustrado como a variação dos coeficientes de amortecimento alteram a magnitude e fase de $Z_i(s)$ para o controlador múltiplo-ressonante de quatro modos, sintonizado na frequência $\omega_{r_1} = \omega_0 = 2\pi 60$ rad/s e suas harmônicas ímpares $\omega_{r_j} = (2j - 1)\omega_{r_1}$, $j = 2, \dots, h$. Nesse caso, a inserção de um fator de amortecimento pode diminuir a componente de frequência ω_{r_j} da corrente circulante bem como evitar sinais de magnitude elevada no ajuste do *droop*.

O efeito da variação dos coeficientes de amortecimento pode ser comparado à adição de uma resistência virtual no laço de *droop*. Suponha que o bloco “impedância virtual” da Figura 1 corresponda a uma função de transferência $Z_v(s)$. Neste caso, segue que

$$v_{ref_i}(s) = v_{ref_i}^*(s) - Z_v(s)i_{o_i}(s) \quad (20)$$

tal que (17) resulta em (Guerrero et al. (2005))

$$\begin{aligned} v_{c_i}(s) &= T_i(s)v_{ref_i}^*(s) - (T_i(s)Z_v(s) + Z_i(s))i_{o_i}(s) \\ &= T_i(s)v_{ref_i}^*(s) - \bar{Z}_i(s)i_{o_i}(s) \end{aligned} \quad (21)$$

na qual

$$\bar{Z}_i(s) = T_i(s) \left(Z_v(s) + \frac{L_i s + r_i - k_{c_i}}{C_{v_i}(s)} \right). \quad (22)$$

Neste caso, a impedância total $\bar{Z}_i(s)$ pode ser condicionada a uma característica específica de resposta em frequência.

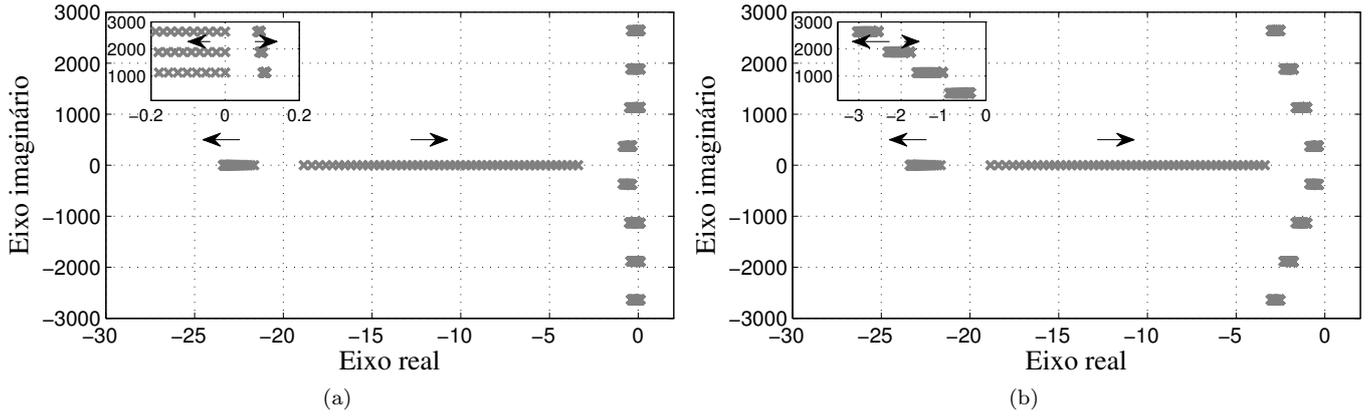


Figura 4. Raízes para $k_n = 0,001$ e $1 \times 10^{-8} \leq k_m \leq 1 \times 10^{-4}$: (a) $\xi_1 = 0,001$ e (b) $\xi_j = 0,001$.

Observe que para o caso de $\xi_j = 0$ para $j = 1, \dots, h$ tem-se $|T_i(j\omega_{r_j})| = 1$ e $|C_{v_i}(j\omega_{r_j})| = \infty$, resultando em $|\bar{Z}_i(j\omega_{r_j})| \approx |Z_v(j\omega_{r_j})|$. Isso implica que, nas frequências compensadas pelo controlador múltiplo-ressonante ideal, a impedância virtual $Z_v(s)$ corresponde à magnitude da impedância de saída. Por outro lado, segundo (20), o fato de i_{o_i} apresentar elevado conteúdo harmônico quando as *UPSs* alimentam cargas não lineares altera v_{ref_i} e impacta no desempenho em regime do laço de regulação de tensão. Considerando uma impedância virtual $Z_v(s) = R_v$, na Figura 3-(b) são ilustradas as curvas de magnitude e fase de $\bar{Z}_i(s)$ considerando controladores múltiplos-ressonantes de 4 modos ($\xi_j = 0$), respectivamente. Comparando-se as Figuras 3-(a) e 3-(b), nota-se que efeito dos coeficientes de amortecimento $\xi_j > 0$ na magnitude da impedância de saída é análogo ao efeito da inserção de uma resistência virtual.

4.2 Projeto do droop

Outro ponto a ser analisado diz respeito a influência dos modos ressonantes do controlador do laço interno no projeto dos ganhos do *droop* via LGR. No modelo de pequenos sinais do *droop*, substituindo (11) em (12) obtém-se:

$$\Delta\phi_i(s)(s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0) = 0 \quad (23)$$

em que

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 2\omega_c + k_n\omega_c F T_i(s) + k_m\omega_c E_0 N T_i(s), \\ \alpha_0 &= \omega_c^2 + k_n\omega_c^2 F T_i(s) + k_m\omega_c^2 E_0 N T_i(s) + \\ &+ k_m k_n \omega_c^2 E_0 L M T_i(s)^2 + k_m k_n \omega_c^2 E_0 F N T_i(s)^2. \end{aligned}$$

Usualmente, o projeto dos ganhos do *droop* baseado em (23) é realizado considerando apenas a magnitude de $Z_i(s)$ na frequência fundamental, ou seja, $\Gamma_i(s) = |Z_i(j\omega_{r_1})|^{-1}$ (Guerrero et al. (2004)). Essa consideração leva a uma análise incompleta já que (23) apresenta $2(2 + 2h)$ raízes quando um controlador múltiplo-ressonante é utilizado.

Na sequência são analisadas as raízes de (23) para $k_n = 0,001$ tendo k_m como parâmetro variante. Na Figura 4 é considerado o controlador de 4 modos ressonantes em dois casos distintos: (a) apenas $\xi_1 \neq 0$ e (b) $\xi_j \neq 0$. As setas representam a direção de evolução das raízes com o aumento de k_m , dada a faixa de variação definida em (8). Note que, para $\xi_1 \neq 0$ as raízes associadas à componente em ω_{r_1} do

controlador estão no semiplano esquerdo (SPE) do plano complexo, porém as raízes associadas aos demais modos harmônicos estão localizadas no SPD, gerando um laço de *droop* instável. Neste caso, uma análise considerando $\Gamma_i(s) = |Z_i(j\omega_{r_1})|^{-1}$ levaria à conclusão de estabilidade independente do valor de k_m , o que de fato não acontece.

Na Figura 4-(b), a escolha apropriada de ξ_j permite trazer todas as raízes para o semiplano esquerdo (SPE), garantindo a estabilidade do laço de *droop* para qualquer k_m . Outro efeito relevante é que valores maiores de ξ_j aumentam o módulo da parte real das raízes, diminuindo assim o tempo de acomodação do *droop*.

4.3 Resultados de simulação

Para a validação da metodologia proposta simulou-se no *software* PSIM (9.0) o paralelismo de duas *UPSs* monofásicas descritas na Tabela A.1, sendo os seus controladores PMR (Tabela A.2) e *droop* implementados em co-simulação com o Matlab (R2012b).

Utilizou-se controladores de 4 modos ressonantes para $\omega_{r_1} = \omega_0$ e suas harmônicas ímpares $3\omega_{r_1}$, $5\omega_{r_1}$ e $7\omega_{r_1}$. A Figura 5 apresenta a simulação das potências fornecidas considerando $\xi_1 = 0,05$ e $\xi_{2,3,4} = 0,001$. A sequência de operação consiste na partida a vazio da *UPS* 1, degrau aditivo de 1/2 da carga nominal no intervalo $1 \leq t < 2$ s, acoplamento da *UPS* 2 em $2 \leq t < 5$ s, e degrau de carga complementar para $t \geq 5$ s. É obtida uma distorção harmônica total (DHT) de 2,148% e regulação de tensão $V_R = 3,192\%$, em conformidade com a IEC 62040-3. Embora o *droop* propicie o paralelismo, há uma disparidade, principalmente na potência reativa, devido às discrepâncias de $|Z_i(j\omega_{r_j})|$ entre as *UPSs*.

5. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou os efeitos do controlador de tensão múltiplo-ressonante no paralelismo de *UPSs* via controle *droop*. Assumindo um controlador múltiplo-ressonante de ganho finito, mostrou-se a influência dos fatores de amortecimento dos h modos ressonantes na impedância de saída da *UPS* e na sintonia do *droop* via análise das raízes.

Mostrou-se que os coeficientes de amortecimento podem emular o efeito de uma resistência virtual usualmente

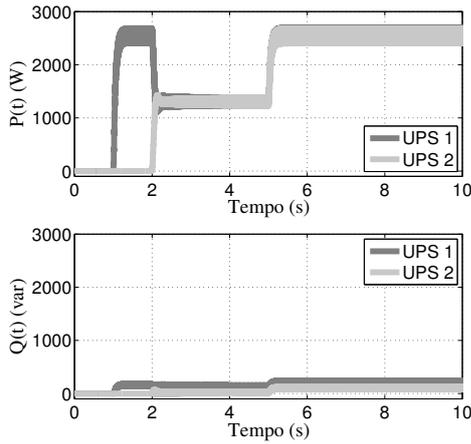


Figura 5. Resultados de simulação.

empregada no controle *droop* sem a necessidade da realimentação da corrente de saída. Por fim, a partir da análise das raízes da equação característica do laço de *droop*, foi mostrado não ser possível estabilizá-lo para valores nulos de coeficientes de amortecimento. Além disso, para o caso de múltiplas harmônicas, a análise baseada apenas na magnitude da impedância indica um laço de *droop* estável, enquanto as raízes decorrentes dos demais modos harmônicos tornam o laço instável.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) - Código de Financiamento 001; Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), bolsas PQ números 302675/2018-3 e 306223/2018-0; Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio Grande do Sul (FAPERGS), PqG 2019.

REFERÊNCIAS

Astrada, J. and de Angelo, C. (2020). Implementation of output impedance in single-phase inverters with repetitive control and droop control. *IET Power Electronics*, 13(14), 3044–3055.

Bertoldi, R., Flores, J.V., and Pereira, L.F.A. (2018). Controlador múltiplo-ressonante de ganho finito aplicado a fontes ininterruptas de energia. In *XXII Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, 8.

Carballo, R.E., Botteron, F., Oggier, G.G., and Garcia, G.O. (2017). Droop control strategy using resonant controllers to achieve resistive output impedance characteristics for ups inverters. In *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 1–6.

Guerrero, J.M., de Vicuna, L.G., Matas, J., Castilla, M., and Miret, J. (2004). A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(5), 1205–1213.

Guerrero, J.M., de Vicuna, L.G., Matas, J., Castilla, M., and Miret, J. (2005). Output impedance design of parallel-connected ups inverters with wireless load-sharing control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(4), 1126–1135.

Guo, X., Lu, Z., Wang, B., Sun, X., Wang, L., and Guerrero, J.M. (2014). Dynamic phasors-based modeling and stability analysis of droop-controlled inverters for microgrid applications. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(6), 2980–2987.

Lorenzini, C., Pereira, L.F.A., and Bazanella, A.S. (2020). A generalized forced oscillation method for tuning proportional-resonant controllers. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 28(3), 1108–1115.

Pereira, L.F.A., Flores, J.V., Bonan, G., Coutinho, D.F., and Gomes da Silva Jr., J.M. (2014). Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies - A systematic robust control design approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(3), 1528–1538.

Rui, W., Qiuye, S., Pinjia, Z., Yonghao, G., Dehao, Q., and Peng, W. (2020). Reduced-order transfer function model of the droop-controlled inverter via jordan continued-fraction expansion. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 35(3), 1585–1595.

Saggin, F., Coutinho, D., and Heldwein, M.L. (2016). Parallel operation of single-phase voltage source inverters: Modeling and control based on lmi constraints. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 270–275.

Vasquez, J.C., Guerrero, J.M., Savaghebi, M., Eloy-Garcia, J., and Teodorescu, R. (2013). Modeling, analysis, and design of stationary-reference-frame droop-controlled parallel three-phase voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(4), 1271–1280.

Apêndice A. PARÂMETROS DO EXEMPLO

A Tabela A.1 lista os parâmetros das UPSs, da carga não linear e de ambos os controladores *droop* utilizados. Os controladores de tensão consistem nos ganhos de corrente $k_{c1} = -6,27$, $k_{c2} = -6,48$ e nos controladores PMR (A.1) com os coeficientes listados na Tabela A.2.

$$C_{v_i}(s) = \frac{\beta_{2h_i} s^{2h} + \beta_{2h-1_i} s^{2h-1} + \dots + \beta_{0_i}}{\gamma_{2h} s^{2h} + \gamma_{2h-1} s^{2h-1} + \dots + \gamma_0} \quad (\text{A.1})$$

Tabela A.1. Parâmetros das UPSs.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Amplitude de tensão nominal	E_0	$127\sqrt{2}$ V
Frequência nominal	ω_0	$2\pi 60$ rad/s
Frequência de chaveamento	f_s	20 kHz
Potência nominal	S	3,5 kVA
Tensão do barramento CC	V_{cc}	520 V
Admitância de carga	$[Y_{\max}; Y_{\min}]$	$[0,1519; 0]$ S
Capacitância do filtro i	C_1/C_2	300/315 μ F
Indutância do filtro i	L_1/L_2	1,00/1,05 mH
ESR do indutor i	r_1/r_2	15,0/15,75 m Ω
Resistência da carga	R_{nl}	4,89 Ω
Capacitância da carga	C_{nl}	24056 μ F
Coefficiente do <i>droop</i>	k_n	1×10^{-3} V/W
Coefficiente do <i>droop</i>	k_m	1×10^{-7} V/var
Frequência de corte do FPB	ω_c	$0,05\omega_0$

Tabela A.2. Coeficientes dos PMRs.

Coef.	Valor $i = 1$	Valor $i = 2$	Coef.	Valor
β_{8_i}	6,95	7,27	γ_8	1
β_{7_i}	14402	14563	γ_7	12,06
β_{6_i}	$8,32 \times 10^{17}$	$8,62 \times 10^{17}$	γ_6	$1,19 \times 10^7$
β_{5_i}	$1,31 \times 10^{11}$	$1,32 \times 10^{11}$	γ_5	$9,08 \times 10^7$
β_{4_i}	$2,78 \times 10^{14}$	$2,85 \times 10^{14}$	γ_4	$3,98 \times 10^{13}$
β_{3_i}	$2,98 \times 10^{17}$	$3,01 \times 10^{17}$	γ_3	$1,53 \times 10^{14}$
β_{2_i}	$2,59 \times 10^{20}$	$2,64 \times 10^{20}$	γ_2	$3,70 \times 10^{19}$
β_{1_i}	$1,41 \times 10^{23}$	$1,43 \times 10^{23}$	γ_1	$4,00 \times 10^{19}$
β_{0_i}	$3,15 \times 10^{25}$	$3,18 \times 10^{25}$	γ_0	$4,49 \times 10^{24}$