

Um Controlador Híbrido Robusto PID-MRAC aplicado aos Conversores DC-DC Conectados em Cascata

Rodrigo Paz França*, Fabricio Hoff Dupont†, Rodrigo Varella Tambara* e José Renes Pinheiro*

*Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC, Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Santa Maria, Brasil

†Grupo de Desenvolvimento Tecnológico - GDT, Universidade Comunitária Regional de Chapecó - Unochapecó, Chapecó, Brasil
Email: rodrigopazfranca@gmail.com

Resumo—Sistemas de Geração Distribuída (GD) são formados pela conexão de diversos elementos como conversores de energia, inversores, filtros, entre outros, que são projetados individualmente para garantir estabilidade e desempenho. Devido à interação entre os elementos conectados, o sistema pode se tornar instável. A literatura relaciona esse problema ao comportamento de Carga de Potência Constante de conversores operando em malha fechada. Entretanto, este trabalho demonstra que o problema de instabilidade nesse tipo de sistema pode estar relacionado com incertezas presentes na planta. Utilizando um estudo de caso que formado por um filtro de entrada LC conectado em cascata com um conversor Buck com um compensador na tensão de saída e, por meio do critério de Middlebrook, identificou-se que o sistema em cascata é instável, e através do Teorema do Elemento Extra (TEE) mostrou-se que isso é devido a presença de dinâmicas não modeladas. Assim, devido que controladores clássicos do tipo PID não garantem a estabilidade, em sistemas conectados em cascata, este artigo propõe um controlador híbrido robusto PID-MRAC, em que a ação PID é responsável por manter o bom desempenho transitório e a ação MRAC é responsável pela robustez em relação às incertezas estruturadas e não estruturadas.

Palavras-Chave – Geração Distribuída, estabilidade, sistema em cascata, controle adaptativo, incertezas.

I. INTRODUÇÃO

O fornecimento de energia por meio do princípio da Geração Distribuída (GD), fundamentado na interconexão de diversos subsistemas, dentre eles, conversores de energia, filtros, inversores, painéis solares, turbinas eólicas, etc., tem sido considerado uma abordagem emergente [1]. Vale ressaltar que, em função da complexidade e do tamanho total de um sistema GD, a integração dos subsistemas via conexões em cascata, paralelo, híbridas, entre outras [2], ocorre somente após cada elemento ser projetado separadamente de forma a garantir a sua estabilidade e um desempenho individual satisfatório. Devido à interação entre os elementos conectados o sistema pode se tornar instável. Na literatura [3], [4] esse problema é associado a efeitos de elementos que se comportam como cargas de potência constante (CPL - *Constant Power Loads*) que são alimentados por uma fonte de tensão não ideal, onde a impedância de saída é maior que $-R$ em amplitude [4].

O comportamento CPL é típico de conversores do tipo fonte de tensão (com saída regulada em tensão), e possui uma

relação não linear entre corrente e tensão. A corrente drenada aumenta/diminui em função da diminuição/aumento da tensão de entrada, garantindo que a potência permaneça constante, além de gerar um aspecto de impedância negativa $-R$, que tende a diminuir o amortecimento do sistema. Diante disso, para que a estabilidade do sistema acoplado seja garantida, a carga resistiva negativa deve ser alimentada por uma fonte de tensão ideal, com baixa impedância de saída [4]. Diante deste problema, torna-se imprescindível analisar a estabilidade do sistema interconectado, o que pode ser feito aplicando-se o critério de Middlebrook [5].

Através da análise de estabilidade do sistema interconectado, pode-se encontrar a causa da instabilidade no sistema e, assim, buscar uma solução adequada. Diferente do que trata a maioria dos trabalhos encontrados na literatura [3], [4], [6], o problema da estabilidade também pode estar relacionado com dinâmicas não-modeladas, oriundas do acoplamento entre os sistemas. Isso pode ser confirmado utilizando o Teorema do Elemento Extra (TEE) [7], desenvolvido por Middlebrook, que demonstra como a adição de um novo elemento no sistema original afeta a sua dinâmica.

Para resolver o problema de estabilidade em sistemas interligados algumas soluções via técnicas de controle foram desenvolvidas [6], [8], mas a grande maioria é baseada em que o problema da estabilidade está relacionado ao comportamento de $-R$ de alguns elementos. Assim, esses métodos podem não ser apropriados para todos os pontos de operação do sistema, como também podem apresentar um desempenho insatisfatório. Logo, podemos chegar a uma solução mais assertiva via métodos de controle ao relacionar que o problema de estabilidade está relacionado a dinâmicas não modeladas. Se isso for considerado pode-se concluir que o uso de técnicas de controle robusto irão manter o sistema acoplado estável para uma gama de pontos de operação.

Frente ao exposto, este trabalho apresenta a análise da estabilidade através do critério de Middlebrook para um estudo de caso que é um sistema em cascata formado por um filtro LC que compõem o estágio fonte (EF) conectado a um conversor Buck controlado em tensão que constitui o estágio carga (EC) (Figura 1), e que demonstra-se instável para diferentes pontos de operação. Por meio do TEE mostrou-se que o problema

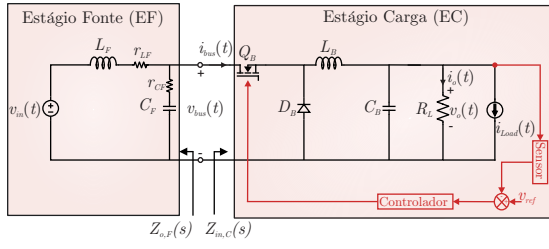


Figura 1. Sistema em cascata composto por um conversor buck e um filtro de entrada LC utilizado como estudo de caso.

de estabilidade está relacionado a presença de dinâmicas não modeladas oriundas do acoplamento entre conversor e filtro. Apresenta-se que o controlador clássico do tipo PID utilizado não é capaz de manter o sistema acoplado estável, mesmo para diferentes projetos. Assim, um controlador adaptativo MRAC é proposto para solucionar o problema de estabilidade, mas, o seu desempenho transitório não foi adequado. Para melhorar o desempenho transitório do sistema em cascata um controlador adaptativo híbrido é proposto, o qual é composto pelo compensador MRAC em conjunto com o PID.

II. MODELAGEM DA PLANTA

O conversor Buck possui os seguintes parâmetros $P_o = 150\text{W}$, $C_B = 100\mu\text{F}$, $L_B = 100\mu\text{H}$, $R_L = 1,5\Omega$, $f_{sw} = 30\text{kHz}$, $v_{in} = 60\text{V}$ e $v_o = 15\text{V}$. Já o filtro LC tem $L_f = 522\mu\text{H}$, $r_{Lf} = 0,06\Omega$, $C_f = 41,16\mu\text{F}$ e $r_{Cf} = 0,12\Omega$.

A. Estágio Fonte

Foi necessário determinar a FT da impedância de saída $Z_{o,F}(s)$ do Filtro LC, para utilizá-la na análise da estabilidade. Para determinar $Z_{o,F}(s)$ utilizou-se o teorema de Thevenin em conjunto com a transformada de Laplace. Desse modo, chega-se em

$$Z_{o,F}(s) = \frac{r_{Lf} + s(L_f + C_f r_{Lf} r_{Cf}) + s^2 C_f L_f r_{Cf}}{1 + s C_f (r_{Lf} + r_{Cf}) + s^2 C_f L_f} \quad (1)$$

B. Estágio Carga

O modelo do conversor Buck foi obtido por meio da técnica do modelo médio para pequenos sinais [9], e por meio da transformada de Laplace, obteve-se as seguintes funções de transferência (FT)

$$G_{vd,C}(s) = \frac{R_L V_{bus}}{C_B L_B R_L s^2 + L_B s + R_L} \quad (2)$$

$$G_{vg,C}(s) = \frac{R_L D}{C_B L_B R_L s^2 + L_B s + R_L} \quad (3)$$

$$Z_{o,C}(s) = -\frac{L_B R_L s}{C_B L_B R_L s^2 + L_B s + R_L} \quad (4)$$

$$Z_{in,C}(s) = \frac{C_B L_B R_L s^2 + L_B s + R_L}{D^2 (C_b R_L s + 1)} \quad (5)$$

$$G_{ibusd,C}(s) = I_{Load} + \frac{V_{bus}}{R_L} + \frac{V_{bus} D (C_b R_L s + 1)}{C_b L_b R_L s^2 + L_b s + R_L} \quad (6)$$

em que, $G_{vd,C}(s)$, $G_{vg,C}(s)$, $Z_{o,C}(s)$, $Z_{in,C}(s)$ e $G_{ibusd,C}(s)$ são respectivamente as FT da tensão de saída \bar{v}_o por \bar{d} , da

tensão de saída pela tensão de entrada, impedância de saída, impedância de entrada e da corrente \bar{i}_{bus} pela razão cíclica. Os pontos de equilíbrio utilizados foram $X_{eq,C} = [i_{L,B} \ v_o]^T = [5\text{A} \ 15\text{V}]$ e $Y_{eq,B} = [i_{bus,C} \ v_o \ i_{L,C}]^T = [2,5\text{A} \ 15\text{V} \ 10\text{A}]$. A FT da impedância de entrada em malha fechada $Z_{in,C,MF}(s)$ é necessária para a análise da estabilidade. Desse modo $Z_{in,C,MF}(s)$ é definida por

$$Z_{in,C,MF}(s) = \frac{Z_{in,C}(s)(1+T_{v,C}(s))}{1+T_{v,C}(s)-Z_{in,C}(s)G_{ibusd,C}(s)T_{vg,C}(s)} \quad (7)$$

sendo, $T_{v,C}$ e $T_{vg,C}$ os ganhos em malha aberta do EC definidos

$$T_{v,C}(s) = S(s)G_{c,n}(s)G_M(s)G_{vd,C}(s) \quad (8)$$

$$T_{vg,C} = G_{c,n}(s)S(s)G_{vg,C}(s)G_M(s) \quad (9)$$

em que, $G_c(s)$ é a FT do controlador de tensão, n é o índice do projeto do controlador apresentado na seção seguinte, $S(s) = 1$ é a FT do sensor de tensão e $G_M(s) = 1$ é a FT do modulador PWM.

III. CONTROLADOR CLÁSSICO PID

São testados dois compensadores clássicos do tipo PID com a mesma margem de fase e frequências de cruzamento por zero distintas, que é representado por

$$G_{c,n}(s) = K_n \frac{(s + z_{1,n})(s + z_{2,n})}{s(s + p_{1,n})} \quad (10)$$

em que, K_n , $z_{1,n}$, $z_{2,n}$ e $p_{1,n}$ representam respectivamente, o ganho DC, zeros e polo. Para os dois controladores foi especificado rastreamento assintótico para entradas constantes e distúrbios do tipo degrau. O primeiro projeto $n = 1$ foi especificado uma margem de fase com aproximadamente 60° , uma frequência de corte de $f_{c,1} = 5\text{kHz}$, rastreamento assintótico para entradas constantes e distúrbios do tipo degrau. Assim foram definidos os seguintes parâmetros para $G_{C,1}(s)$, $K_1 = 0,4103$, $z_{1,1} = 5052$, $z_{2,1} = 1884$ e $p_{1,1} = 7,035 \times 10^4$. Já para o segundo projeto $n = 2$, foi especificado uma margem de fase com aproximadamente 60° , uma frequência de corte de $f_{c,1} = f_{sw}/10$. Com isso obteve-se os seguintes valores de $K_2 = 0,1097$, $z_{1,2} = 8780$, $z_{2,2} = 1885$ e $p_{1,2} = 4,042 \times 10^4$.

IV. ANÁLISE DA ESTABILIDADE E ORIGEM DO PROBLEMA

Na Figura 2 é apresentado o diagrama de Bode da comparação entre as impedâncias de saída do EF $Z_{o,F}(s)$ e de entrada em malha fechada do EC $Z_{in,C,MF}(s)$, $Z_{in,C,MF}(s)$ frente a uma variação na carga de -50% ($P_o = 150\text{W}$ para $P_o = 75\text{W}$) e $+50\%$ ($P_o = 150\text{W}$ para $P_o = 225\text{W}$). Além disso, na Figura 2(a) considera-se que o EC foi controlado por $G_{C,1}(s)$ e na Figura 2(b) o EC foi controlado por $G_{C,2}(s)$.

O critério de Middlebrook [5] define que um sistema será estável quando $\|Z_{in,C,MF}(s)\|$ for menor que $\|Z_{o,F}(s)\|$ para todo o espectro de frequência. A $\|Z_{in,C,MF}(s)\|$ intersecta a $\|Z_{o,F}(s)\|$, a não ser quando $P_o = 75\text{W}$. Para esse ponto de operação $\|Z_{in,C,MF}(s)\|$ é maior que $\|Z_{o,F}(s)\|$ em todo espectro. Assim, pode-se concluir que quando o EC é controlado por $G_{C,1}(s)$ o sistema em cascata é instável

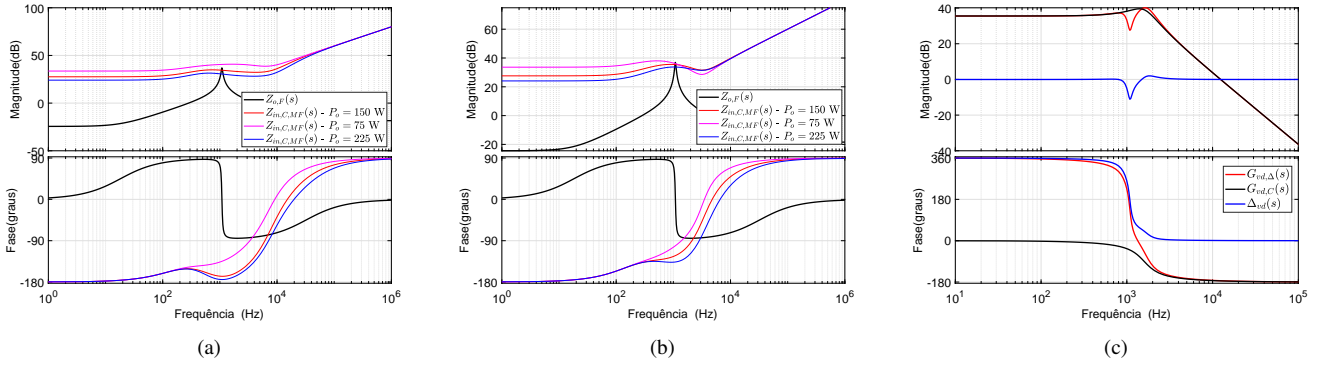


Figura 2. Análise da estabilidade através do critério de Middlebrook. (a) Considerando $G_{C,1}(s)$. (b) Considerando $G_{C,2}(s)$. (c) Comparação entre os diagramas de Bode de $G_{vd,C}(s)$, $\Delta_{vd}(s)$ e $G_{vd,\Delta}(s)$.

a não ser para $P_o = 75\text{W}$. Já na Figura 2(b) pode-se ver a comparação entre $Z_{o,F}(s)$ e $Z_{in,C,MF}(s)$ quando o EC é controlado por $G_{C,2}(s)$ e frente a uma variação na carga de -50% e $+50\%$. Pode-se ver que para esse caso o sistema em cascata é instável para todas as variações de carga.

Para determinar a origem do problema aplicou-se o Teorema do Elemento Extra (TEE) [7] na FT $G_{vd,C}(s)$, já que é utilizada para o projeto do controlador. Desse modo, por meio do TEE tem-se

$$G_{vd,\Delta}(s) = (G_{vd,C}|_{z_o(s)=0}) \frac{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_N(s)}\right)}{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_D(s)}\right)}, \quad (11)$$

em que, $G_{vd,C}|_{z_o(s)=0}$ é a função de transferência original do conversor Buck, $Z_D(s) = Z_{in,C}(s)$ e $Z_o(s) = Z_{o,F}(s)$. A grandeza $Z_N(s)$ é igual a impedância de entrada do estágio carga sob a condição de que o controlador *feedback* opere idealmente, ou seja, que varie $\bar{d}(s)$ de maneira ilimitada para manter \bar{v}_o igual a zero. A expressão de $Z_N(s)$ foi retirada de [9] que para o conversor Buck $Z_N(s) = -R_L/D^2$. A equação (11) revela que com a conexão do filtro LC ao conversor buck, a função de transferência é modificada pelo fator de correção

$$\Delta_{vd}(s) \triangleq \frac{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_N(s)}\right)}{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_D(s)}\right)} \quad (12)$$

Pode-se ver na Figura 2(c) como as dinâmicas de $G_{vd,C}(s)$ são alteradas por $\Delta_{vd}(s)$, mostrando que o problema de estabilidade do sistema em cascata é originado pelo surgimento de dinâmicas não modeladas oriundas do acoplamento dos sistemas. Como o controlador utilizado no EC não é capaz de rejeitar esse tipo de incerteza, o sistema se torna instável.

V. CONTROLADOR ADAPTATIVO

Pela análise da estabilidade realizada na Seção IV mostrou-se que o sistema em cascata se torna instável para alguns pontos de operação quando o EC é controlado por $G_{C,n}(s)$, mesmo para os diferentes projetos. Viu-se que a causa do

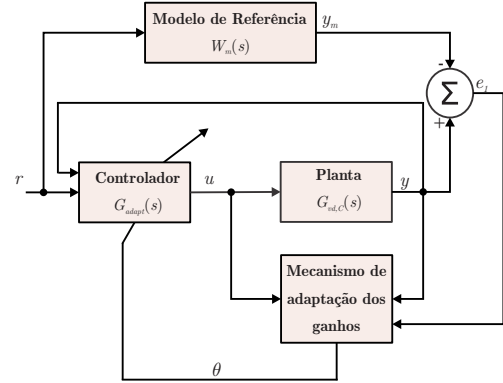


Figura 3. Estrutura do controlador MRAC.

sistema em cascata se tornar instável é devido a presença de dinâmicas não modeladas que surgem devido ao acoplamento do EF com o EC. Como o PID utilizado no EC não é capaz de lidar com incertezas optou-se por utilizar um controlador adaptativo por Modelo de Referência (MRAC), o qual oferece robustez para incertezas paramétricas e dinâmicas não modeladas.

O controlador MRAC é aquele em que o comportamento dinâmico do sistema em malha fechada é, idealmente, idêntico ao de um modelo de referência $W_m(s)$ escolhido, de modo que o sinal $y(t)$ siga o sinal $y_m(t)$. Ou seja, as especificações de desempenho do controlador são definidas por uma função de transferência pré-definida ($W_m(s)$), considerando um certo sinal de entrada $r(t)$. A partir das variáveis de entrada $u(t)$ e saída $y(t)$ da planta $G(s)$, calcula-se um vetor de parâmetros $\theta(t)$ de tal modo que o erro de rastreamento $e_1(t)$ seja minimizado. Assim, deseja-se que a resposta $y(t)$ da planta siga a resposta $y_m(t)$ do modelo de referência $W_m(s)$. A estrutura da técnica MRAC implementada é descrita na Figura 3 é semelhante ao apresentado por [10]. Logo, a ação de controle do MRAC é expressa por

$$u_{adapt}(t) = \theta^T(t)\omega(t) \quad (13)$$

em que $\omega(t) = [\omega_1^T(t); \omega_2^T(t); y(t); r(t)]^T$, e $\omega_1^T(t), \omega_2^T(t) \in \mathbb{R}^{n_p-1}$. O vetor de ganhos $\theta(t) = [\theta_1^T(t); \theta_2^T(t); \theta_y^T(t); \theta_r^T(t)]$,

e $\theta_1(t), \theta_2(t) \in \mathbb{R}^{n_p-1}$, onde n_p é o grau relativo da planta. A atualização de $\omega_1(t)$ e $\omega_2(t)$ é realizada através das seguintes equações

$$\dot{\omega}_1(t) = \mathbf{F}\omega_1(t) + \mathbf{q}u(t) \quad (14)$$

$$\dot{\omega}_2(t) = \mathbf{F}\omega_2(t) + \mathbf{q}y(t). \quad (15)$$

em que, o par (\mathbf{F}, \mathbf{q}) é controlável, $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{(n_p-1) \times (n_p-1)}$ e $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^{n_p-1}$. Dessa forma a seguinte lei de adaptação pode ser utilizada

$$\dot{\theta}(t) = \frac{-\gamma \zeta(t) \epsilon_1(t) \text{sign}(\rho^*)}{m^2(t)} \quad (16)$$

em que, γ é o ganho de adaptação, ρ^* é a divisão entre os ganhos de alta frequência do modelo de referência e da planta, $\text{sign}(\cdot)$ representa a função sinal e $m^2(t)$ é o normalizador. Já, $\epsilon_1(t)$ é o erro aumentado definido por

$$\epsilon_1(t) = e_1(t) + \boldsymbol{\theta}^T(t) \zeta(t) - W_m(s)(\boldsymbol{\theta}^T(t) \boldsymbol{\omega}(t)) \quad (17)$$

sendo que $W_m(s)(\boldsymbol{\theta}^T(t) \boldsymbol{\omega}(t))$ representa a filtragem do sinal escalar $\boldsymbol{\theta}^T(t) \boldsymbol{\omega}(t)$ pelo modelo de referência $W_m(s)$, $e_1(t)$ representa o erro de rastreamento definido por

$$e_1 = y(t) - y_m(t) \quad (18)$$

e por fim, tem-se $\zeta(t) = W_m(s) \mathbf{I} \boldsymbol{\omega}(t)$.

O modelo de referência $W_m(s)$ foi projetado considerando apenas o EC, assim como a FT $G_{v_d,C}(s)$ é de ordem $n_p = 2$ com grau relativo igual a 2, considerando que um dos critérios do MRAC é que o grau relativo do modelo de referência seja igual ao grau relativo da planta. Assim, definiu-se o modelo de referência como

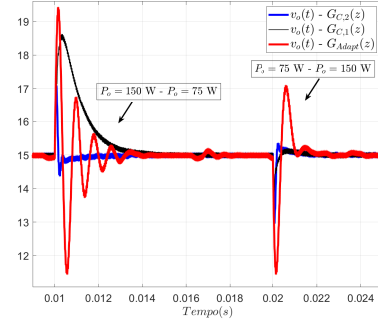
$$W_m(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (19)$$

em que, $\omega_n = \sqrt{1 \times 10^{10}}$ e $\zeta = 8 \times 10^5 / (2\omega_n)$. Desse modo ω_n e ζ foram projetados para obter um modelo de referência com ganho unitário e subamortecido. Para os outros parâmetros do controlador MRAC foram utilizados os seguintes valores $\mathbf{F} = -5 \times 10^4$, $\mathbf{q} = |\mathbf{F}|$ e $\gamma = 10$.

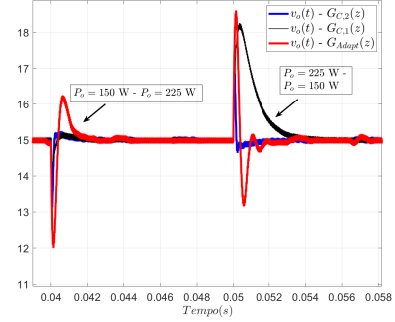
Entretanto, o controlador MRAC, sozinho, não apresentou um bom desempenho transitório como é apresentado na Seção VI. Desse modo, é proposto o uso de um controlador híbrido $G_{Hibri,n}$, o qual faz uso da soma das ações de controle do compensador PID $G_{C,n}(s)$ com o MRAC $u_{adapt}(s)$, previamente projetado. Assim a ação de controle é definido por

$$u_{Hibri,n}(t) = \delta_{adapt} u_{adapt}(t) + \delta_C u_{C,n}(t) \quad (20)$$

onde, n representa o índice do projeto do controlador PID, δ_{adapt} o peso dado para ação de controle adaptativo e δ_C o peso dado ao controlador PID. Quanto maior for δ_{adapt} , maior será a robustez do sistema, no entanto pior será a resposta transitória. E quanto maior δ_C , melhor será a resposta transitória, porém o sistema perderá robustez. Assim, um compromisso entre robustez e resposta transitória deve ser atendido, a partir de uma escolha adequada do par δ_{adapt} e δ_C . Baseado nessa análise foi definido que $\delta_{adapt} = 0,9$ e $\delta_C = 0,1$, os quais garantiram a estabilidade e um desempenho satisfatório como



(a)



(b)

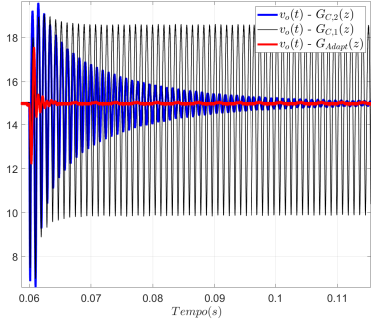
Figura 4. Resultados obtidos de $v_o(t)$ para os diferentes controladores considerando apenas o EC operando sozinho frente a variações na carga.

é apresentado na Seção VI.

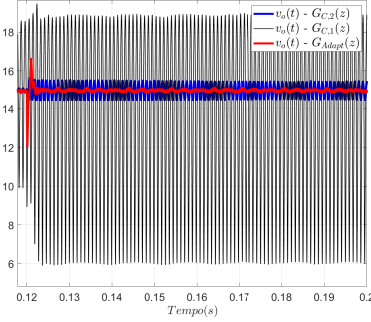
VI. RESULTADOS

Os resultados foram obtidos via simulação através do *software* MATLAB/SIMULINK. Para isso todos os controladores foram discretizados por meio da técnica de *Zero Order Hold* (ZOH) e com um período de amostragem de $T_s = 11,1 \mu s$. Na Figura 4 são observados os resultados obtidos para $v_o(t)$ considerando o EC operando sozinho frente a variações na carga de +50% ($P_o = 150$ W para $P_o = 225$ W) e -50% ($P_o = 150$ W para $P_o = 75$ W). Mostra-se a comparação entre o EC sendo controlado pelo compensador $G_{C,1}(z)$ (PID do primeiro projeto $n = 1$), por $G_{C,2}(z)$ (PID do segundo projeto $n = 2$) e por $G_{Adapt}(z)$ (controlador adaptativo MRAC). Ao analisar a Figura 4 pode-se concluir que o $G_{C,2}(z)$ apresenta o melhor desempenho, já que possui menor tempo de acomodação, *overshoot* e *undershoot* comparado as outras técnicas. Além disso o desempenho de $G_{C,1}(z)$ é superior a $G_{Adapt}(z)$, apesar de possuírem aproximadamente o mesmo *overshoot* e tempo de acomodação, $G_{C,1}(z)$ é menos oscilatório que $G_{Adapt}(z)$. Todas as técnicas apresentadas mesmo frente a distúrbios de carga foram capazes de manter o EC estável.

Os resultados obtidos para $v_o(t)$ e $v_{bus}(t)$ quando o EC é acoplado ao EF (sistema em cascata) é apresentado nas Figuras 5 e 6 respectivamente, perante a um distúrbio de carga de +50%. Como pode ser visto na Figura 5(a) quando os estágios são acoplados o sistema se torna instável com uma oscilação sustentada quando o EC é controlado por $G_{C,1}(z)$.



(a)

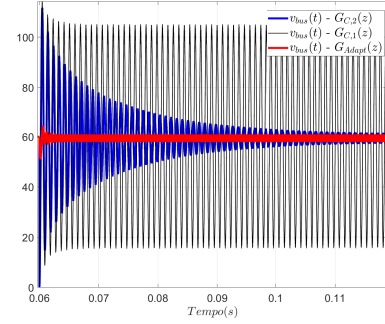


(b)

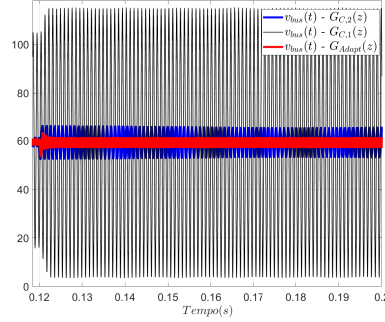
Figura 5. Resultados obtidos de $v_o(t)$ para os diferentes controladores considerando o sistema acoplado. (a) Sistema em cascata. (b) frente a um degrau de $P_o = 150$ W para $P_o = 225$ W.

Quando o EC é controlado por $G_{Adapt}(z)$ o sistema apresenta um decréscimo em seu desempenho mas continua estável. Já, quando o EC é controlado por $G_{C,2}(z)$ o sistema se torna marginalmente estável. Na Figura 5(b) é apresentado os resultados obtidos quando o sistema é acoplado frente a um degrau na carga de +50%. Pode-se ver que quando o EC é controlado por $G_{C,1}(z)$ o sistema continua instável com uma oscilação sustentada, mas apresentou uma amplitude maior. O sistema permaneceu estável quando o EC é controlado por $G_{Adapt}(z)$, mesmo com um desempenho inferior. Mas quando o EC é controlado por $G_{C,2}(z)$ o sistema se torna instável com uma oscilação sustentada. As mesmas conclusões podem ser associadas aos resultados obtidos para $v_{bus}(t)$ apresentados na Figura 6. Entretanto, pela análise da estabilidade realizada o sistema acoplado deveria ser tornar instável quando o EC fosse controlado por $G_{C,1}(z)$ e $G_{C,2}(z)$, ou seja, $v_o(t)$ deveria tender ao infinito, ao invés disso foram apresentados resultados oscilatórios. Isso é devido que a saturação da ação de controle $u(t)$ está originando efeitos não representados, já que o modulador PWM é capaz de representar fisicamente apenas um sinal limitado ao intervalo de $[0 \ 1]$, e não um sinal ilimitado, conforme é assumido para modelos SISO LTI.

Nas Figuras 7 e 8 são apresentados os resultados obtidos quando o EC é controlado pelos compensadores híbridos $G_{Hibri,1}(z)$ e $G_{Hibri,2}(z)$ respectivamente, para o EC operando sozinho e quando o EF é acoplado (sistema em cascata).



(a)



(b)

Figura 6. Resultados obtidos de $v_{bus}(t)$ para os diferentes tipos de controladores considerando o sistema acoplado. (a) Sistema em cascata. (b) frente a um degrau de $P_o = 150$ W para $P_o = 225$ W.

Pode-se ver que o desempenho dos controladores híbridos foi melhor que do controlador puramente adaptativo quando o EC está operando sozinho, frente a distúrbio de carga, já que apresentaram um menor tempo de acomodação, *overshoot* e oscilação. Entre $G_{Hibri,1}(z)$ e $G_{Hibri,2}(z)$ pode-se dizer que $G_{Hibri,1}(z)$ apresentou um desempenho melhor. Quando o EF é acoplado ao EC pode-se ver que os dois compensadores híbridos são capazes de manter o sistema estável, mesmo perante a um degrau na carga. Além do mais pode-se dizer que o controlador $G_{Hibri,2}(z)$ apresentou um desempenho um pouco melhor que o $G_{Hibri,1}(z)$.

VII. CONCLUSÃO

Este trabalho demonstrou que a presença de dinâmicas não modeladas foram responsáveis por tornar o sistema instável. Mostrou-se que a técnica de controle clássico (PID) que foi projetada considerando apenas o EC e de duas maneiras diferentes não foi capaz de manter o sistema estável para diferentes pontos de operação quando o EF foi acoplado. Mas, apresentou um ótimo desempenho a rejeição de distúrbios quando o EC estava operando sozinho. Isso ocorreu porque a técnica de controle clássico não é robusta a dinâmicas não modeladas e variações paramétricas.

Por esse motivo como solução para estabilidade do sistema em cascata foi proposto utilizar um compensador robusto a incertezas para controlar o EC, em que optou-se pela técnica adaptativa MRAC. O controlador MRAC foi projetado considerando apenas o EC. Mostrou-se que o compensador

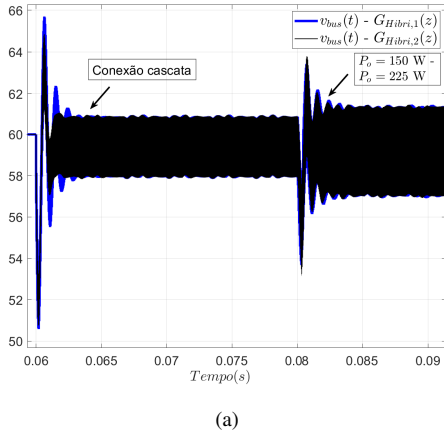


Figura 7. Resultados obtidos para $v_{bus}(t)$ os controladores híbridos (MRAC+PID), considerando o sistema em cascata.

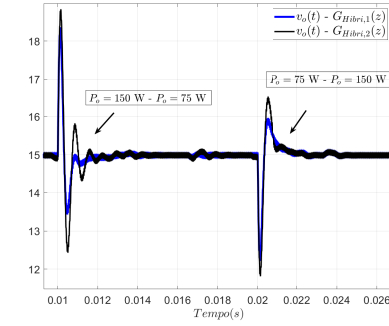
robusto possui um desempenho inferior ao clássico para rejeitar distúrbio quando o EC opera sozinho. Mas é capaz de manter o sistema estável para diferentes pontos de operação quando o EF é acoplado ao EC. Desse modo, para resolver o problema de desempenho do compensador MRAC, foi proposto um controlador adaptativo híbrido (MRAC+PID), o qual foi capaz de estabilizar o sistema em cascata para diferentes pontos de operação, como apresentou um bom desempenho para rejeição de distúrbios. Com isso pode-se concluir que para garantir a estabilidade em um sistema que se deseja interconectar deve-se adicionar robustez ao sistema de controle utilizado.

AGRADECIMENTOS

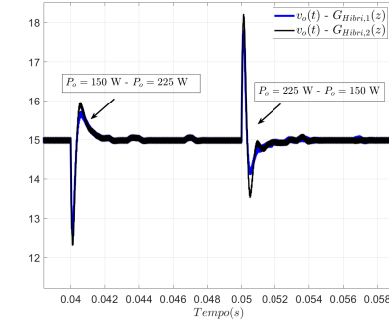
Os autores gostariam de agradecer ao PPGEE-PROEX/CAPES e ao projeto INCT-GD e aos órgãos financiadores (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 - Código de Financiamento 001 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

REFERÊNCIAS

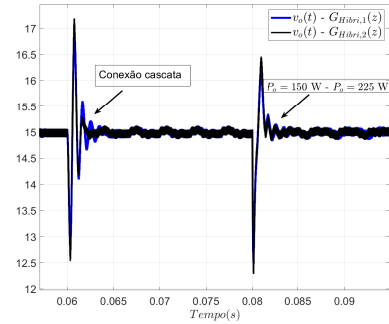
- [1] W. El-Khattam and M. M. Salama, "Distributed generation technologies, definitions and benefits," *Electric power systems research*, vol. 71, no. 2, pp. 119–128, 2004.
- [2] S. Luo, "A review of distributed power systems part i: Dc distributed power system," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 20, no. 8, pp. 5–16, 2005.
- [3] S. Singh, A. R. Gautam, and D. Fulwani, "Constant power loads and their effects in dc distributed power systems: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 72, pp. 407–421, 2017.
- [4] X. Feng, J. Liu, and F. C. Lee, "Impedance specifications for stable dc distributed power systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 157–162, 2002.
- [5] R. D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators," *IAS'76*, 1976.
- [6] X. Zhang, X. Ruan, and Q.-C. Zhong, "Improving the stability of cascaded dc/dc converter systems via shaping the input impedance of the load converter with a parallel or series virtual impedance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 12, pp. 7499–7512, 2015.
- [7] R. Middlebrook, "Null double injection and the extra element theorem," *IEEE Transactions on Education*, vol. 32, no. 3, pp. 167–180, 1989.



(a)



(b)



(c)

Figura 8. Resultados obtidos de $v_o(t)$ para os controladores híbridos (MRAC+PID). (a) EC operando sozinho. (b) EC operando sozinho. (c) Sistema em cascata

- [8] X. Zhang, Q.-C. Zhong, and W.-L. Ming, "Adaptive series-virtual-impedance control strategy for load converters to improve the stability of the cascaded system," in *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. IEEE, 2016, pp. 1–5.
- [9] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [10] P. Ioannou and K. Tsakalis, "A robust direct adaptive controller," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 31, no. 11, pp. 1033–1043, 1986.