




Received November 23, 2023; accepted February 23, 2024; Date of publication April 15, 2024.   
The review of this paper was arranged by Associate Editor Roberto Coelho  and Editor-in-Chief Telles Brunelli Lazzarin .

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.2024.1.0036>

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

Rodrigo Paz França <sup>1</sup>, Fabricio Hoff Dupont <sup>2</sup>, Rodrigo Varella Tambara <sup>1</sup>, José Renes Pinheiro <sup>1</sup>

<sup>1</sup>Universidade Federal de Santa Maria, Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, Santa Maria – RS, Brasil

<sup>2</sup>Universidade Comunitária Regional de Chapecó, Grupo de Desenvolvimento Tecnológico, Chapecó – SC, Brasil

e-mail: rodrigopazfranca@gmail.com, fhdupont@gmail.com, rodvarella10@gmail.com, jrenes@gepoc.ufsm.br

**RESUMO** Sistemas de Geração Distribuída 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 ou oscilatório. 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 e suas interações. 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 mostrou-se que isso é devido a presença de dinâmicas não modeladas. Assim, pelo fato de controladores clássicos do tipo PID não garantirem, em muitos casos, a estabilidade, em sistemas conectados em cascata, este artigo propõe um controlador híbrido robusto PID-MRAC. Nesse controlador, a saída do PID é responsável por manter o adequado desempenho transitório e a ação MRAC é responsável pela robustez em relação às incertezas estruturadas e não estruturadas.

**PALAVRAS-CHAVE** Controle Adaptativo, Estabilidade, Geração Distribuída, Incertezas, Sistema em Cascata.

## Robust Hybrid PID-MRAC Controller Applied to Cascade-Connected DC-DC Converters

**ABSTRACT** Distributed Generation Systems are formed by the connection of various elements such as energy converters, inverters, filters, among others, which are individually designed to guarantee stability and performance. Due to the interaction between connected elements, the system may become unstable or oscillatory. The literature relates this problem to the Constant Power Load behavior of converters operating in closed loop. However, this work demonstrates that the problem of instability in this type of system may be related to uncertainties present in the plant and its interactions. Using a case study that consisted of an LC input filter connected in cascade with a Buck converter with a compensator in the output voltage and, through the Middlebrook criterion, it was identified that the cascaded system is unstable, and through the Extra Element Theorem showed that this is due to the presence of unmodeled dynamics. Thus, because classical PID controllers do not guarantee, in many cases, stability in cascaded systems, this article proposes a robust PID-MRAC hybrid controller. In this controller, the output of the PID is responsible for maintaining adequate transient performance and the MRAC action is responsible for robustness in relation to structured and unstructured uncertainties.

**KEYWORDS** Adaptive Control, Cascade System, Distributed Generation, Stability, Uncertainties.

## I. INTRODUÇÃO

Devido à grande diversidade e aumento de sistemas distribuídos de energia elétrica, integrando e interconectando diferentes subsistemas de geração, dentre eles: painéis solares, turbinas eólicas, sistemas de armazenamento de energia, células a combustíveis, conversores estáticos e filtros, tem havido um grande interesse no estudo de métodos de análise e de projetos destes complexos sistemas [1].

Vale ressaltar que, em função da complexidade e da diversidade na composição 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 distintos conectados, inclusive de diferentes fabricantes, o sistema pode se tornar instável ou oscilatório. Na literatura [3], [4] esse problema é associado aos 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  $-|Z|$  em magnitude [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 comportamento de impedância negativa  $-|Z|$ , que tende a diminuir o amortecimento do sistema. Diante disso, para que a estabilidade de um 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  $-|Z|$  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 (incertezas não estruturadas). Se isso for considerado, pode-se concluir que o uso de técnicas de controle robusto irão manter o sistema acoplado estável para uma faixa 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), que se demonstra instável para diferentes pontos de operação. Por meio do TEE mostrou-se que o problema 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 [9], [10], [11], [12], [13] é utilizado para solucionar o problema de estabilidade, mas o seu

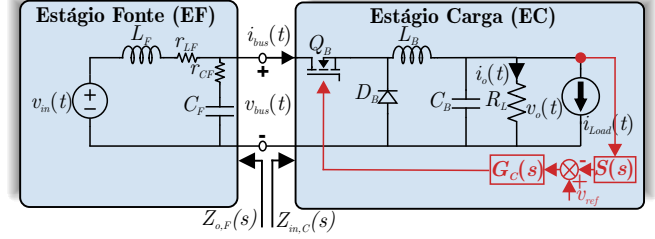


FIGURA 1. Sistema em cascata composto por um conversor Buck e um filtro de entrada LC utilizado como estudo de caso.

desempenho transitório não foi adequado, devido ao processo de adaptação lento, quando ocorrem variações paramétricas na planta. Neste sentido, para obter um compromisso entre estabilidade e rápida resposta transitória, em conversores conectados em cascata, este trabalho propõe um controlador adaptativo híbrido, o qual é composto pelo controlador MRAC (*Model Reference Adaptive Controller*) em conjunto com o compensador PID clássico.

## II. DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

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

### A. Modelo do Estágio Fonte

Determina-se 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. Modelo e Controle do Estágio Carga

O modelo do conversor Buck foi obtido por meio da técnica do modelo médio [14], e por meio da transformada de Laplace, obteve-se as seguintes funções de transferência (FT)

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

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

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

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

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

em que,  $G_{vd,C}(s)$ ,  $G_{vg,C}(s)$ ,  $Z_{o,C}(s)$ ,  $Z_{in,C}(s)$  e  $G_{ibusc,C}(s)$  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  $X_{eq,C} = [i_{L,B} \ v_o]'$  = [5A 15V] e  $Y_{eq,B} = [i_{bus,C} \ v_o \ i_{L,C}]' = [2, 5A \ 15V \ 10A]$ . 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. Assim, com a função de transferência  $G_{vd,C}(s)$  foi possível projetar compensador clássico do tipo PID que é representado por

$$G_c(s) = K \frac{(s+z_1)(s+z_2)}{s(s+p_1)} \quad (10)$$

em que,  $K$ ,  $z_1$ ,  $z_2$  e  $p_1$  representam respectivamente, o ganho DC, zeros e polo. Foi especificado um rastreamento assintótico para entradas constantes e distúrbios do tipo degrau, uma margem de fase com aproximadamente  $60^\circ$  e uma frequência de cruzamento (por 0dB) de  $f_{c,1} = 5\text{kHz}$ . Assim foram definidos os seguintes parâmetros para  $G_c(s)$ ,  $K = 0,4103$ ,  $z_1 = 5052$ ,  $z_2 = 1884$  e  $p_1 = 7,035 \times 10^4$ .

### C. Análise da Estabilidade e Origem do Problema

Na Figura 2.a 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  $Z_{in,C,MF}(s)$ ,  $Z_{in,C,MF,50\%}(s)$  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  $P_o = 225\text{ W}$ )  $Z_{in,C,MF,150\%}(s)$ .

O critério de Middlebrook [5] define que um sistema será estável quando  $\|Z_{in,C,MF}(s)\|$  for maior que  $\|Z_{o,F}(s)\|$  para todo o espectro de frequência. Assim, na Figura 2 é apresentada a análise da estabilidade do sistema em cascata pelo critério de Middlebrook. Pode-se ver que  $\|Z_{in,C,MF}(s)\|$  intersepta 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 o sistema em cascata é instável quando o EC é controlado por  $G_c(s)$ , a não ser quando  $P_o = 75\text{W}$  ou menor.

Por meio do critério de Middlebrook nada pode ser dito sobre a estabilidade do sistema em cascata para os casos em que o critério é desrespeitado, ou seja, sistema pode ser estável ou instável. Para esses casos pode-se aplicar o critério de Nyquist em  $T_{GLM}(s) = Z_{o,F}(s)/Z_{in,C,MF}(s)$  [3], [15]–[19]. O contorno de Nyquist do  $T_{GLM}(s)$  e  $T_{GLM,150\%}(s)$ , ilustrado pela Figura 2.b, circunda duas vezes o ponto  $(-1, 0)$ , e como não possuem polos no semiplano direito, pelo critério de

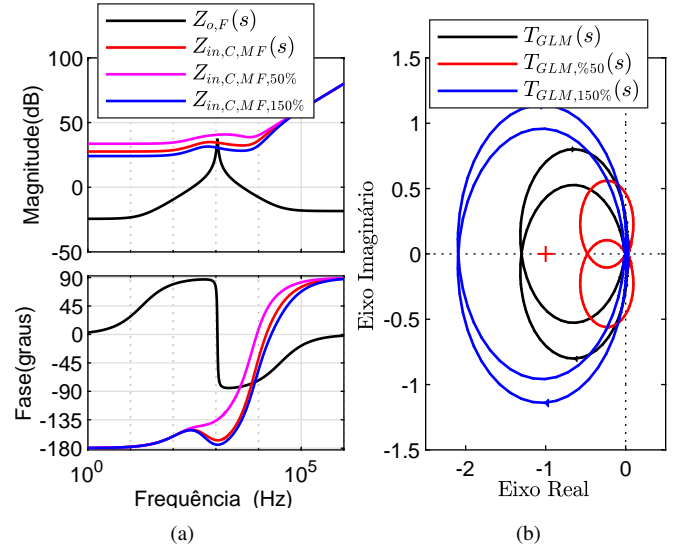


FIGURA 2. Análise da estabilidade do sistema em cascata considerando  $G_c(s)$ . (a) Critério de Middlebrook. (b) Contorno de Nyquist.

Nyquist o sistema em cascata é instável para  $R_L = 1,5$  e  $R_L = 1$ . Já o contorno de Nyquist de  $T_{GLM,50\%}(s)$  não circunda o ponto  $(-1, 0)$  e não possui polos no semiplano direito, sendo assim o sistema em cascata é estável para o caso de  $R_L = 3$ . Conclui-se que conforme a potência na carga aumenta o problema da estabilidade aumenta.

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 o modelo do sistema acoplado (em cascata)

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

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 por realimentação 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 [14], e para o conversor Buck é dada por  $Z_N(s) = -R_L/D^2$ . (11) revela que com a conexão do filtro LC ao conversor Buck, a função de transferência é modificada pelo fator de correção

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

A expressão expandida de (12), usando as equações mostradas previamente, é apresentada em (13).

$$\Delta_{vd} = \frac{(C_B L_B R_L s^2 + L_B s + R_L) \left( (C_F L_S R_L - C_F D^2 L_F r_{CF}) s^2 + (C_F R_L (r_{LF} + r_{CF}) - D^2 (L_F + C_F r_{LF} r_{CF}) s + R_L - D^2 r_{LF}) \right)}{(C_B C_F L_B L_F R_L^2) s^4 + R_L (C_B C_F L_F R_L r_{CF} D^2 + C_F L_B L_F + C_B C_F L_B R_L (r_{LF} + r_{CF})) s^3 + R_L (C_B L_B R_L + C_F L_F R_L + C_F L_B (r_{LF} + r_{CF}) + C_F D^2 L_F r_{CF} + C_B D^2 R_L (L_F + C_F r_{LF} r_{CF})) s^2 + R_L (L_B + C_F R_L (r_{LF} + r_{CF}) + C_B D^2 R_L r_{LF} + D^2 (L_F + C_F r_{LF} r_{CF})) s + R_L (r_{LF} D^2 + R_L)} \quad (13)$$

Pode-se ver na Figura 3 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. Assim, a questão do problema de controle é resumida da seguinte maneira: o projetista desconhece o EF e modela apenas o conversor Buck (EC). Deste modo, as dinâmicas não modeladas surgem da interação entre o EF e o EC, que pode ser expresso pelo TEE, representado de maneira expandida em (13).

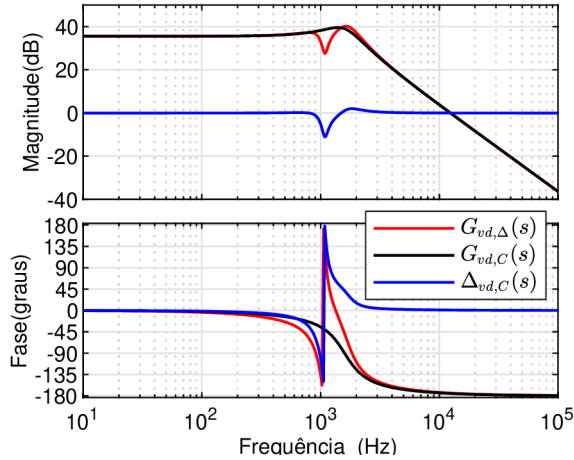


FIGURA 3. Comparação entre os diagramas de Bode de  $G_{vd,C}(s)$ ,  $\Delta_{vd}(s)$  e  $G_{vd,\Delta}(s)$ .

### III. SOLUÇÃO PROPOSTA

Pela análise da estabilidade realizada na Seção C, mostrou-se que o sistema em cascata se torna instável para alguns pontos de operação quando o EC é controlado por  $G_C(s)$  (Controlador PID). Viu-se que a causa do sistema em cascata se tornar instável é devido à presença de dinâmicas não modeladas, conforme (13), 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 MRAC, o qual oferece robustez para variações paramétricas (incertezas estruturadas) e dinâmicas não modeladas (incertezas não estruturadas).

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 de saída  $y(t)$  da planta siga o sinal de saída  $y_m(t)$  do respectivo modelo de referência. 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 referência 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 4 e é semelhante ao apresentado por [20].

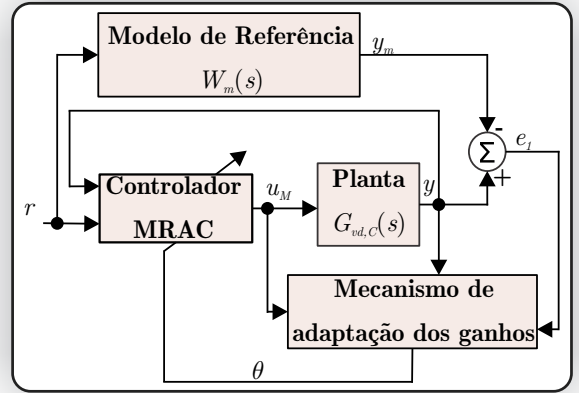


FIGURA 4. Estrutura do controlador MRAC.

Logo, a ação de controle do MRAC é expressa por

$$u_M(t) = \theta^T(t) \omega(t) \quad (14)$$

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  $\theta(t) = [\theta_1^T(t); \theta_2^T(t); \theta_y(t); \theta_r(t)]$ , e  $\theta_1(t)$ ,  $\theta_2(t) \in \mathbb{R}^{n_p-1}$ , em que  $n_p$  é a ordem da planta. A atualização dos estados  $\omega_1(t)$  e  $\omega_2(t)$  é realizada através das seguintes equações

$$\dot{\omega}_1(t) = \mathbf{F} \omega_1(t) + \mathbf{q} u_M(t) \quad (15)$$

$$\dot{\omega}_2(t) = \mathbf{F} \omega_2(t) + \mathbf{q} y(t) \quad (16)$$

em que, o par  $(\mathbf{F}, \mathbf{q})$ , escolhido pelo projetista, é controlável,  $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{(n_p-1) \times (n_p-1)}$  e  $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^{n_p-1}$ .

A lei de adaptação de parâmetros (ou ganhos adaptativos), do tipo gradiente, baseada em [20], foi escolhida devido a sua facilidade de implementação computacional e bom desempenho em termos de convergência. A sua formulação em tempo contínuo é dada por

$$\dot{\theta}(t) = \frac{-\mathbf{\Gamma} \zeta(t) e_1(t) \text{sign}(\rho^*)}{m^2(t)} \quad (17)$$

em que,  $\mathbf{\Gamma} = \mathbf{\Gamma}^T > 0$  é o ganho de adaptação,  $\rho^*$  é a divisão entre os ganhos de alta frequência do modelo de referência e



da planta,  $\text{sign}(\cdot)$  representa a função sinal e  $m^2(t) = 1 + \zeta^T(t)\zeta(t)$  é o normalizador, responsável pela robustez do sistema de controle adaptativo. Já,  $\epsilon_1(t)$  é o erro aumentado definido por

$$\epsilon_1(t) = e_1(t) + \theta^T(t)\zeta(t) - W_m(s)(\theta^T(t)\omega(t)) \quad (18)$$

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

$$e_1 = y(t) - y_m(t) \quad (19)$$

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

#### A. Estrutura do Controlador Híbrido Proposto

O controlador MRAC apresentado na seção anterior, apesar de estabilizar a planta, não apresenta um bom desempenho transitório para referências constantes, devido à ausência de sinais persistentemente excitantes. Desse modo, é proposto o uso de um controlador Híbrido e sua estrutura é apresentada na Figura 5, o qual faz uso da soma das ações de controle do compensador PID  $G_C(s)$  com o MRAC  $u_M(s)$ . Assim, a ação de controle é definida por

$$u_H(t) = \delta_M u_M(t) + \delta_P u_P(t). \quad (20)$$

É importante destacar que  $\delta_M$  e  $\delta_P$  devem ser ponderações convexas, ou seja,  $\delta_P + \delta_M = 1$  de modo a não alterar os ganhos dos controladores PID e MRAC, em que,  $\delta_M$  é o peso dado para ação de controle adaptativo,  $\delta_P$  é o peso dado ao controlador PID e  $u_P$  é definido, idealmente, por

$$u_P(t) = [K_p e_P(t) + K_i \int e_P(t) dt + K_d \frac{de_P(t)}{dt}] \quad (21)$$

no qual,  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  definem, respectivamente, os ganhos proporcional, integral e derivativo, e  $e_P$  é o erro calculado para o controlador PID representado pela seguinte equação

$$e_P(t) = y_m(t) - y(t). \quad (22)$$

O formato de implementação do controlador PID em tempo discreto é apresentado na próxima seção.

Quanto maior for  $\delta_M$ , maior será a robustez do sistema, no entanto pior será a resposta transitória. E quanto maior  $\delta_P$ , 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  $\delta_M$  e  $\delta_P$ .

Vale ressaltar que o controlador PID é responsável por agir nas altas frequências, dando rapidez ao controlador híbrido. Já, o controlador MRAC deve atuar nas baixas frequências, sendo responsável pela robustez do sistema de controle. Desse modo, pode-se fazer projetos independentes dos dois controladores.

#### IV. ANÁLISE DA ESTABILIDADE DO CONTROLADOR HÍBRIDO EM TEMPO DISCRETO

Nesta seção é desenvolvida a análise da estabilidade do controlador híbrido em tempo discreto considerando as incertezas não modeladas. Com isso, busca-se entender como

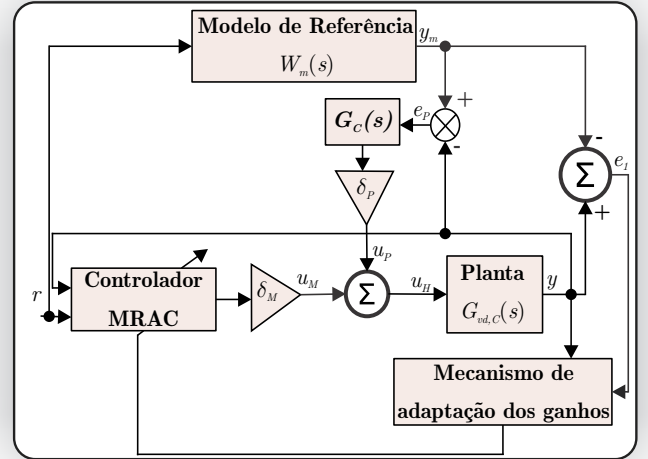


FIGURA 5. Diagrama do controlador híbrido PID-MRAC.

as incertezas afetam a estabilidade do sistema quando se utiliza o controlador híbrido. Adicionalmente, restrições de projeto são obtidas diretamente em tempo-discreto.

Desse modo, seja uma planta de fase mínima  $G_p(z)$  de ordem  $n_p$  com grau relativo  $\geq 1$

$$G_p(z) = \frac{y(z)}{u_H(z)} = k_p \frac{Z_p(z)}{R_p(z)} \quad (23)$$

considerando o seguinte modelo de referência estável

$$W_m(z) = \frac{y_m(z)}{r(z)} = k_m \frac{Z_m(z)}{R_m(z)} \quad (24)$$

com grau relativo igual ao da planta  $G_p(z)$ . Os ganhos  $k_p$  e  $k_m$  são os ganhos de alta frequência.

A ação de controle híbrida é expressa por

$$u_H(k) = \delta_M \theta^T(k)\omega(k) + \delta_P [K_p e_P(k) + K_i \sum_0^k e_P(k) + K_d (e_P(k) - e_P(k-1))] \quad (25)$$

em que  $\omega(k) = [\omega_1^T(k); \omega_2^T(k); y(k); r(k)]^T$ , e  $\omega_1^T, \omega_2^T \in \mathbb{R}^{n_p-1}$ .

O vetor de ganhos  $\theta(k) = [\theta_1^T(k); \theta_2^T(k); \theta_y(k); \theta_r(k)]^T$ , e  $\theta_1^T(k), \theta_2^T(k) \in \mathbb{R}^{n_p-1}$ .

A atualização dos estados  $\omega_1(k)$  e  $\omega_2(k)$  é realizada através das seguintes expressões

$$\omega_1(k+1) = \mathbf{F}_d \omega_1(k) + \mathbf{q}_d u_H(k) \quad (26)$$

$$\omega_2(k+1) = \mathbf{F}_d \omega_2(k) + \mathbf{q}_d y(k) \quad (27)$$

em que  $\omega_1(0) = 0$ ,  $\omega_2(0) = 0$ ,  $\mathbf{F}_d = \mathbf{I} + \mathbf{F}T$  e  $\mathbf{q}_d = \mathbf{q}T$ . O par  $(\mathbf{F}_d, \mathbf{q}_d)$  é controlável,  $\mathbf{F}_d \in \mathbb{R}^{(n_p-1) \times (n_p-1)}$  e  $\mathbf{q}_d \in \mathbb{R}^{n_p-1}$ . A lei de adaptação escolhida é expressa por

$$\theta(k+1) = \theta(k) - T \frac{\Gamma \zeta(k) \epsilon_{1,\Delta}(k) \text{sign}(\rho^*)}{m^2(k)} \quad (28)$$

em que a forma computável do erro aumentado é  $\epsilon_{1,\Delta}(k)$  e  $m^2(k) = 1 + \zeta^T(k)\zeta(k)$ .

Para definir o erro aumentado, em tempo discreto, considerando as incertezas não estruturadas, basta somar a parcela

de incertezas a (102), vide Apêndice, chegando em

$$\epsilon_{1,\Delta}(k) = \delta_M \tilde{\theta}^T(k) \zeta(k) + \mu \eta(k) \quad (29)$$

em que  $\mu$  representa o peso da incerteza e  $\eta(k)$  representa o sinal de saída da dinâmica não modelada, ou seja

$$\eta = \Delta(z)u \quad (30)$$

em que,  $\Delta(z)$  é definido por [21]

$$\Delta(z) = -W_m(z)f_1(z)\Delta_m(z) - W_m(z)\theta_r^{*-1}\Delta_m(z). \quad (31)$$

Para analisar a estabilidade do sistema de controle híbrido, define-se a seguinte candidata a função de Lyapunov

$$V(k) = \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T(k) \Gamma^{-1} \tilde{\theta}(k) \quad (32)$$

em que  $\tilde{\theta}(k) = \theta(k) - \theta^*$  é o erro paramétrico, ou erro de adaptação de parâmetros. Determinando a variação finita de (32), tem-se

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= V(k+1) - V(k) = \\ &= \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T(k+1) \Gamma^{-1} \tilde{\theta}(k+1) - \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T(k) \Gamma^{-1} \tilde{\theta}(k). \end{aligned} \quad (33)$$

Logo, considerando  $\text{sign}(\rho^*) = 1$ , e  $\epsilon_{1,\Delta}(k)$  que é a forma não computável do erro aumentado considerando as incertezas utilizada para a prova de estabilidade, e subtraindo  $\theta^*$  de ambos os lados de (28) pode-se escrever o erro paramétrico da seguinte forma

$$\tilde{\theta}(k+1) = \tilde{\theta}(k) - T \frac{\Gamma \zeta(k) (\delta_M \tilde{\theta}^T(k) \zeta(k) + \mu \eta(k))}{m^2(k)}. \quad (34)$$

A transposta de (34) é

$$\tilde{\theta}^T(k+1) = \tilde{\theta}^T(k) - T \frac{\zeta^T(k) \Gamma (\delta_M \tilde{\theta}^T(k) \zeta(k) + \mu \eta(k))}{m^2(k)} \quad (35)$$

substituindo (34) e (35) em (33), tem-se

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= - \frac{T \delta_M (\tilde{\theta}^T(k) \zeta(k))^2}{m^2(k)} \\ &+ \frac{1}{2} \frac{T^2 \delta_M^2 (\tilde{\theta}^T(k) \zeta(k))^2 \zeta^T(k) \Gamma \zeta(k)}{m^4(k)} \\ &+ \mu \left[ - \frac{T}{2} \left( \frac{\tilde{\theta}^T(k) \zeta(k)}{m(k)} + \frac{\eta(k)}{m(k)} \right)^2 + \frac{T}{2} \left( \frac{\eta^2(k)}{m^2(k)} \right) \right. \\ &\left. + \frac{T}{2} \left( \frac{\tilde{\theta}^T(k) \zeta(k)}{m(k)} \right)^2 + \frac{\mu T^2}{2} \left( \frac{\eta(k)}{m(k)} \right)^2 \frac{\zeta^T(k) \Gamma \zeta(k)}{m^2(k)} \right]. \end{aligned} \quad (36)$$

Assim, para que  $\Delta V(k) < 0$  devem-se garantir as seguintes condições:  $T$  e  $\mu$  são suficientemente pequenos,  $\eta^2(k)/m^2(k)$  seja limitado, ou seja,  $m^2(k)$  deve ser robusto em relação as dinâmicas não modeladas, representadas pelo sinal  $\eta(k)$  (30). No entanto, a análise detalhada do limite superior de  $\mu$  não faz parte do escopo deste trabalho. Na próxima subseção, a análise de (36) é realizada, de maneira simplificada, adicionando um fator de segurança para tornar o projeto do controlador mais conservador.

### A. Restrições de Projeto em Tempo Discreto

Nesta seção, obteremos, inicialmente, restrições de projeto sem considerar as incertezas não estruturadas. Assim, fazemos

$\mu = 0$ , desse modo, de (36) tem-se

$$- \frac{T \delta_M (\tilde{\theta}^T(k) \zeta(k))^2}{m^2(k)} + \frac{1}{2} \frac{T^2 \delta_M^2 (\tilde{\theta}^T(k) \zeta(k))^2 \zeta^T(k) \Gamma \zeta(k)}{m^4(k)} < 0. \quad (37)$$

Simplificando (37), tem-se

$$\frac{2}{T} > \delta_M \frac{\zeta^T(k) \Gamma \zeta(k)}{m^2(k)}. \quad (38)$$

Assim, (38) é uma restrição de projeto para garantir a estabilidade do sistema de adaptação de parâmetros. No entanto, deve-se escolher um sinal de normalização  $m^2$ . Com o sinal de normalização  $m^2(k) = 1 + \zeta^T(k) \zeta(k)$ , e  $\Gamma = \gamma \mathbf{I}$ , considerando um ganho escalar  $\gamma > 0$ , em (38), tem-se a seguinte equação

$$\frac{2}{T} > \delta_M \frac{\gamma \zeta^T(k) \zeta(k)}{1 + \zeta^T(k) \zeta(k)} \quad (39)$$

em que  $\frac{\zeta^T(k) \zeta(k)}{1 + \zeta^T(k) \zeta(k)} < 1$ , assim tem-se a seguinte restrição de projeto

$$\gamma < \frac{2}{T \delta_M}. \quad (40)$$

Vale salientar ao leitor que a restrição de projeto apresentada anteriormente é perfeitamente válida quando a estrutura da planta (número de polos e zeros) é conhecida, ou seja  $\mu = 0$ . Se acaso a planta possuir polos ou zeros negligenciados durante o projeto do controlador, ou seja  $\mu > 0$ , um fator de segurança suficientemente grande  $F_S > 1$  deve ser adicionado, assim tem-se

$$\gamma < \frac{2}{T \delta_M F_S}. \quad (41)$$

Assim, (41) é uma restrição de projeto da lei de controle híbrida, juntamente com a restrição de ponderação

$$\delta_p + \delta_M = 1. \quad (42)$$

### B. Identificação do $\mu$

Como foi descrito anteriormente, as oscilações que surgem no sistema em cascata são devidas à mudança do modelo original, ocasionado pelo acoplamento do sistema. Mostrou-se que o modelo utilizado para realizar o projeto do controlador  $G_{vd,C}(s)$  é alterado pela dinâmica  $\Delta_{vd}(s)$ . Em que  $\Delta_{vd}$  provoca uma mudança na estrutura do sistema como diminuição do amortecimento e adição de zeros de fase não mínima. Como o controlador de tensão  $G_c(s)$  foi projetado através do método clássico para garantir estabilidade e desempenho, foi considerado apenas a  $G_{vd,C}(s)$  original. Quando o sistema é acoplado, o compensador  $G_c(s)$  não garante mais a estabilidade e desempenho.

Nesta situação, o modelo utilizado para projeto é uma aproximação do modelo real em que omite-se as incertezas associadas a variações de parâmetros, dinâmicas não modeladas, saturação, limitadores, não linearidades, elementos intrínsecos e parasitas que compõe a planta. Desse modo, pode-se definir a mudança da planta devido ao acoplamento como uma incerteza não estruturada. Também pode-se considerar que

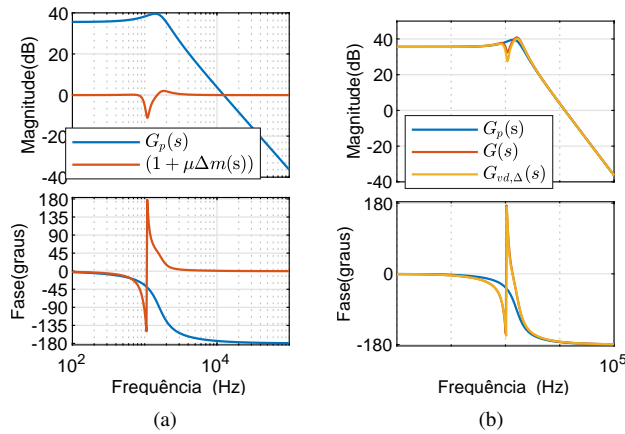


FIGURA 6. Diagrama de Bode de  $G_C(s)$ . (a)  $G_p(s)$  e  $(1 + \mu\Delta_m(s))$ . (b)  $G_{vd,B}(s)$ ,  $G(s)$  e  $G_{vd,\Delta}(s)$ .

dentro dessa incerteza não estruturada existem incertezas paramétricas, já que  $R_L$  pode variar,  $C_F$  e  $L_F$  podem ser desconhecidos. Existem diversas formas de representar uma incerteza não estruturada que depende do tipo de incerteza que deseja-se caracterizar. Para o caso em estudo deseja-se representar dinâmicas em altas frequências negligenciadas e zeros no semiplano direito incertos. Assim, vamos considerar uma planta com incertezas não estruturadas representadas por incertezas do tipo multiplicativa. Desse modo, tem-se a seguinte planta  $G(s)$  com ordem  $n_p$  com grau relativo  $> 1$

$$G(s) = G_p(s)(1 + \mu\Delta_m(s)) \quad (43)$$

em que,  $G_p(s)$  é a planta nominal (parte modelada),  $(1 + \mu\Delta_m(s))$  representa as incertezas não estruturadas, onde  $\mu$  é o ganho e  $\Delta_m(s)$  é a função de transferência da dinâmica multiplicativa. Considera-se que  $\Delta_m$  é estável e deve ser restringida de forma a satisfazer um limite superior na frequência, por exemplo

$$|\mu\Delta_m(j\omega)| \leq \delta_m(\omega) \quad (44)$$

em que  $\delta_m(\omega)$  pode ser conhecido por meio da resposta em frequência de experimentos [22]. Considera-se que  $|G_p(s)| \gg |(1 + \mu\Delta_m(s))|$ , no mínimo 10 vezes maior.

Como pode ser observado na Figura 6.a a regra  $|G_p(s)| \gg |(1 + \mu\Delta_m(s))|$  é respeitada nas frequências de interesse. Em que, entende-se como frequência de interesse para este trabalho a metade da frequência de chaveamento do conversor (limite teórico), ou 10 vezes menor que a frequência de chaveamento (limite prático, de banda de frequência do atuador). Então, o sistema real em malha fechada pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 7.

Como foi demonstrado na seção anterior  $\mu$  representa o peso das dinâmicas não modeladas do sistema, assim se  $\mu = 0$  não existe incerteza na planta. Mas se  $\mu$  for muito grande pode tornar o sistema instável como pode-se ver na análise da estabilidade, por esse motivo é importante determinar  $\mu$ .

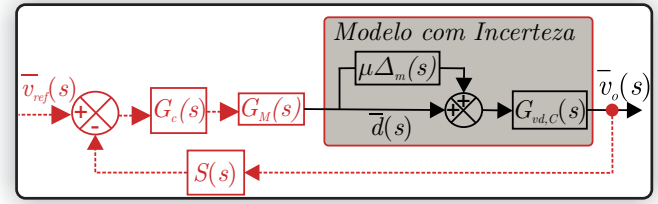


FIGURA 7. Representação do modelo com incerteza não estruturada.

Logo, tem-se que

$$\mu\Delta_m(s) = \Delta_{vd}(s) - 1 \quad (45)$$

onde,  $\Delta_{vd}(s)$  pode ser representado por uma função de transferência genérica de quarta ordem, tal como (13), da seguinte forma

$$\Delta_{vd}(s) = \frac{\beta_4 s^4 + \beta_3 s^3 + \beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0}{\alpha_4 s^4 + \alpha_3 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0}. \quad (46)$$

Assim substituindo (46) em (45) tem-se

$$\mu\Delta_m(s) = \frac{(\beta_4 - \alpha_4)s^4 + (\beta_3 - \alpha_3)s^3 + (\beta_2 - \alpha_2)s^2 + (\beta_1 - \alpha_1)s + (\beta_0 - \alpha_0)}{\alpha_4 s^4 + \alpha_3 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0} \quad (47)$$

substituindo os valores de  $\alpha_i$  e  $\beta_i$  em  $\mu\Delta_m(s)$  obtém-se (48).

Na Figura 6.b é apresentado uma comparação das funções de transferência nominal  $G_p(s) = G_{vd,B}(s)$  (conversor Buck),  $G(s)$  que representa o modelo com incertezas considerando  $\mu\Delta_m(s)$  (sem considerar as resistências parasitas) e  $G_{vd,\Delta}(s)$  é o modelo do sistema acoplado obtido por meio do TEE. Assim, ao analisar a Figura 6.b pode-se concluir que  $G(s)$  é semelhante a  $G_{vd,\Delta}(s)$ , possui um pequeno erro devido a desconsideração de  $r_{Lf}$  e  $r_{Cf}$ . Isso pode ser afirmado ao analisar a Figura 8.a, a qual apresenta as funções de transferência de  $G(s)$  e  $G_{vd,\Delta}(s)$  quando  $r_{Cf} = 0$  e  $r_{Lf} = 0$  e pode-se ver que  $G(s)$  e  $G_{vd,\Delta}(s)$  se tornam iguais.

Ao analisar (48) pode-se notar que  $\mu = L_f$  (indutância do filtro da fonte) e para confirmar isso na Figura 8.b é apresentado o diagrama de bode de  $G_{vd,B}(s)$ ,  $G(s)$  e  $G_{vd,\Delta}(s)$  quando o valor da indutância do Filtro LC é zero. Para essa condição pode-se ver que  $G(s)$  e  $G_{vd,\Delta}(s)$  se tornam praticamente iguais a função de transferência do modelo nominal  $G_{vd,B}(s)$  (conversor Buck).

Vale ressaltar que em sistemas de alta potência as resistências parasitas são bem pequenas, com isso o  $\mu$  se torna o indutor, como é mostrado nesta seção.

Assim, conclui-se que, quanto maior for o peso  $\mu$ , maior será o fator de segurança  $F_s$  em (41).

## V. METODOLOGIA DE PROJETO DO CONTROLADOR PID-MRAC

O projeto do controlador adaptativo híbrido é baseado nas seguintes etapas:

- Definição do período de amostragem  $T$ ;

$$\mu\Delta_m(s) = L_f \frac{(-C_B D^2 L_B R_L)s^3 + (-C_B D^2 R_L^2 - L_B D^2)s^2 + (-2D^2 R_L)s}{(C_B C_f L_B L_f R_L^2)s^4 + (C_f L_B L_f R_L)s^3 + R_L(C_B L_f R_L D^2 + C_B L_B R_L + C_f L_f R_L)s^2 + R_L(L_f D^2 + L_B)s + R_L^2} \quad (48)$$

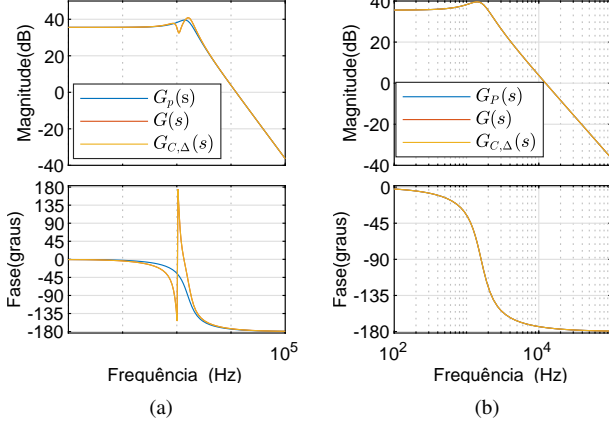


FIGURA 8. Diagrama de Bode de (a)  $G_{vd,B}(s)$ ,  $G(s)$  e  $G_{vd,\Delta}(s)$ , para  $r_{Lf} = 0$  e  $r_{cf} = 0$ . (b)  $G_{vd,B}(s)$ ,  $G(s)$  e  $G_{vd,\Delta}(s)$ , para  $L_f = 0$ .

- Projeto do controlador PID em tempo discreto, descrito na Seção II, presente em (25);
- Escolha do modelo de referência  $W_m(s)$ ;
- Escolha dos parâmetros  $\mathbf{F}$  e  $\mathbf{q}$  de tempo contínuo, de modo que o par  $(\mathbf{F}, \mathbf{q})$  seja controlável;
- Escolha dos ganhos de ponderação  $\delta_P$  e  $\delta_M$  da ações de controle PID e MRAC;
- Escolha do ganho de adaptação  $\gamma$ , ditando a velocidade de adaptação de parâmetros adaptativos.

O modelo de referência  $W_m(s)$  foi projetado considerando apenas o EC, parte conhecida da planta. Atendendo o critério básico do controlador MRAC, conforme [20], o grau relativo de  $W_m(s)$  deve ser igual ao grau relativo da FT nominal  $G_{vd,C}(s)$ , no caso igual a 2. Assim, definiu-se o modelo de referência como

$$W_m(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (49)$$

em que,  $\omega_n = 6,28 \times 10^4$  e  $\zeta \approx 1$ . Desse modo  $\omega_n$  e  $\zeta$  foram projetados para obter um modelo de referência com ganho unitário e criticamente amortecido. Para os outros parâmetros do controlador MRAC foram utilizados os seguintes valores  $\mathbf{F} = -5 \times 10^4$ ,  $\mathbf{q} = |\mathbf{F}|$  e  $\gamma = 15$ . Baseado nessa análise foi definido que  $\delta_M = 0,8$  e  $\delta_P = 0,2$ , os quais garantiram a estabilidade e um desempenho satisfatório como é apresentado na Seção VI.

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados os resultados dos controladores PID, MRAC e Híbrido (PID-MRAC), aplicados ao conversor Buck operando em duas situações distintas: sozinho (in-

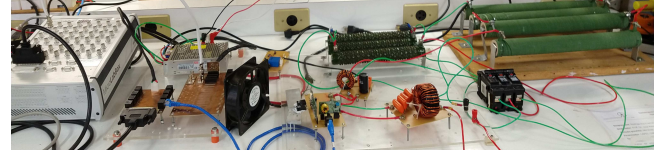


FIGURA 9. Protótipo desenvolvido.

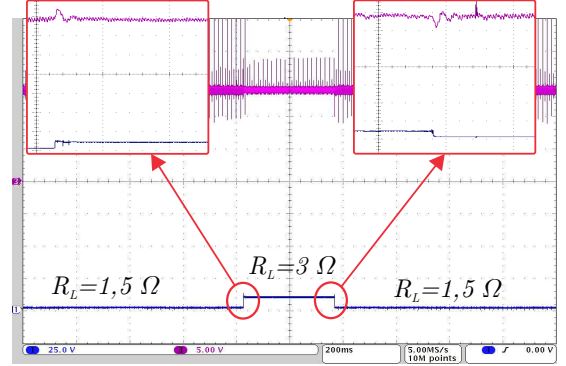


FIGURA 10. Resultados experimentais obtidos para o conversor Buck operando com o controlador PID, o sinal roxo representa  $v_o(t)$  e o sinal azul o distúrbio.

dividualmente) e conectado ao estágio fonte (sistema em cascata). Estes resultados foram obtidos através do protótipo desenvolvido apresentado na Figura 9, com a utilização da DSPACE MICROLABBOX – DS1202/1203.

### A. Análise Qualitativa Preliminar

#### 1) Conversor Buck

Nas Figuras 10 a 12 são apresentados os resultados para o conversor Buck operando sozinho com os controladores PID, MRAC e Híbrido, frente a uma variação na carga de  $\pm 50\%$ . Ao analisar os resultados apresentados, pode-se concluir que o controlador PID apresentou um melhor desempenho quando comparado aos controladores MRAC e Híbrido. Já que o compensador do tipo PID apresentou um *undershoot*, *overshoot* e tempo de acomodação menores que os compensadores do tipo MRAC e Híbrido. Comparando os controladores MRAC e Híbrido, a técnica Híbrida apresentou um melhor desempenho que o MRAC com menores tempo de acomodação, *overshoot* e *undershoot*.

#### 2) Conversor Buck com estágio fonte (cascata)

Os resultados do conversor Buck acoplado ao Filtro LC (sistema em cascata), operando em malha fechada com os controladores PID, MRAC e Híbrido são apresentados nas Figuras 13 a 15. Na Figura 13 pode-se ver que o sistema em cascata é oscilatório quando o conversor Buck é controlado pelo compensador PID. Já, para os casos em que o conversor



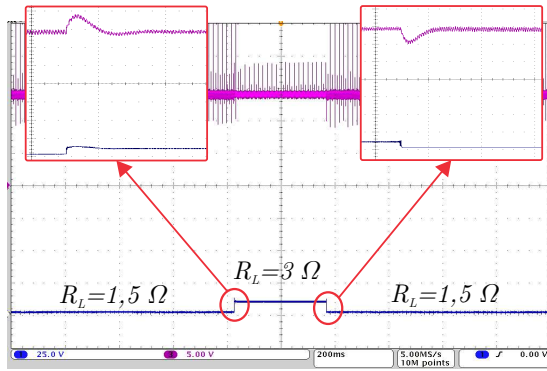


FIGURA 11. Resultados experimentais obtidos para o conversor Buck operando com o controlador MRAC, o sinal roxo representa  $v_o(t)$  e o sinal azul o distúrbio.

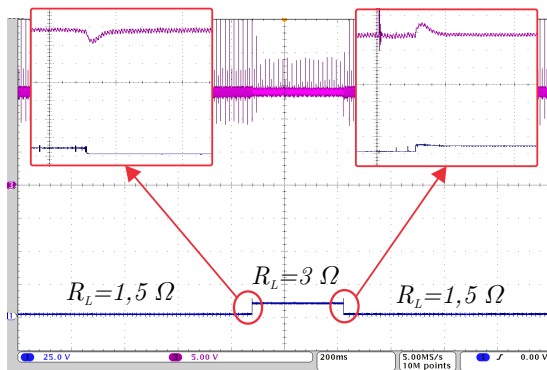


FIGURA 12. Resultados experimentais obtidos para o conversor Buck operando com o controlador híbrido, o sinal roxo representa  $v_o(t)$  e o sinal azul o distúrbio.

Buck opera utilizando o controlador MRAC ou Híbrido, o sistema em cascata é assintoticamente estável. Ao analisar o desempenho desses dois controladores podemos dizer que o controlador híbrido apresentou um melhor desempenho transitório, com relação ao tempo de acomodação, *overshoot* e *undershoot*.

É importante destacar que: a previsão teórica de instabilidade do controlador PID aplicado ao sistema em cascata, com carga  $R_L = 1,5\Omega$ , é baseada em modelos linearizados, apresentados nas Seções I e II. Como o conversor Buck real é não linear e apresenta saturação natural na ação de controle (razão cíclica limitada), a previsão de instabilidade teórica se reflete numa oscilação indesejada da tensão de saída do conversor Buck real.

### B. Análise Quantitativa

Para se determinar qual controlador apresentou o melhor desempenho foi realizada uma análise quantitativa baseada no cálculo do erro. Em um primeiro momento foi calculado o módulo do erro

$$e_{v_o}(t) = |v_o(t) - v_{ref}| \quad (50)$$

em que,  $v_o(t)$  é a tensão de saída medida e  $v_{ref}$  a tensão de saída de referência.

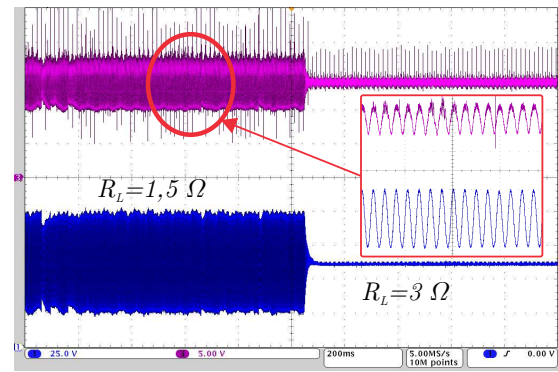


FIGURA 13. Resultados experimentais obtidos para o sistema em cascata com o controlador PID, o sinal roxo representa  $v_o(t)$  e o sinal azul  $v_{bus}(t)$ .

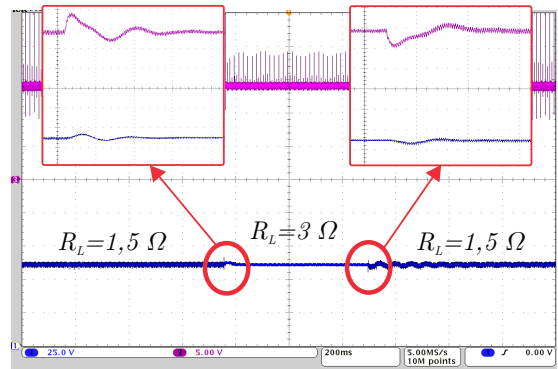


FIGURA 14. Resultados experimentais obtidos para o sistema em cascata com o controlador MRAC, o sinal roxo representa  $v_o(t)$  e o sinal azul  $v_{bus}(t)$ .

#### 1) Conversor Buck

O resultado obtido pelo cálculo do módulo do erro considerando o conversor Buck operando individualmente com os controladores PID, MRAC e Híbrido é apresentado na Figura 16. Ao se analisar a Figura 16, pode-se ver que o controlador PID apresentou o melhor desempenho entre os três controladores, já que apresentou o menor erro frente aos distúrbios. Já, entre o controlador MRAC e Híbrido, pode-se dizer que o Híbrido apresentou uma melhor resposta em relação ao MRAC.

#### 2) Conversor Buck com estágio fonte (cascata)

Na Figura 17 são apresentados os resultados obtidos para o módulo do erro considerando o sistema acoplado (em cascata), para os casos em que o conversor Buck opera com os controladores MRAC e Híbrido. O controlador PID foi descartado nesta análise devido a sua instabilidade no sistema em cascata (Figura 13). Desse modo, ao analisar a Figura 17 podemos ver que o controlador híbrido tem um erro um pouco menor que o do MRAC em todos os distúrbios de carga apresentados. Logo, o controlador híbrido apresenta um melhor desempenho com o conversor Buck operando em cascata.

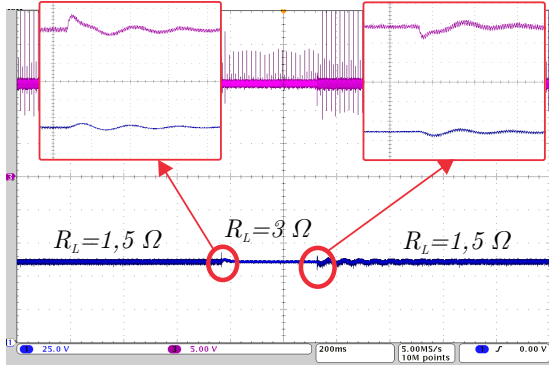


FIGURA 15. Resultados experimentais obtidos para o sistema em cascata com o controlador híbrido, o sinal roxo representa  $v_o(t)$  e o sinal azul  $v_{bus}(t)$ .

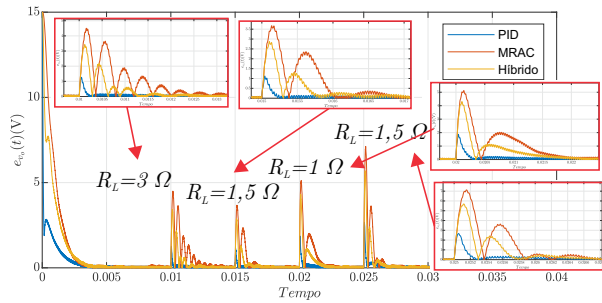


FIGURA 16. Módulo do erro da tensão de saída do conversor Buck operando individualmente com os controladores, PID, MRAC e Híbrido.

Também foi calculado o erro quadrático médio definido por

$$e_{v_o,RMS} = \sqrt{\frac{\sum_1^N (v_o(t) - v_{ref})^2}{N}} \quad (51)$$

em que,  $N$  é o número de pontos da medição de  $v_o(t)$ .

A Tabela 1 apresenta o resumo dos resultados obtidos para o caso do conversor Buck operando e quando acopla-se o filtro LC. Ao analisar a Tabela 1 pode-se verificar que para o caso do conversor Buck operando individualmente, o controlador PID é o que apresenta o menor erro, ou seja o melhor desempenho. Já entre os controladores MRAC e Híbrido pode-se dizer que o controlador híbrido apresentou um menor erro  $e_{v_o,RMS}$ . Para o caso em que o acopla-se o filtro LC ao conversor Buck pode-se ver que o controlador híbrido apresentou o menor erro, conseqüentemente o melhor desempenho. Nesse caso, o controlador PID aplicado ao sistema em cascata tende a instabilidade.

## VII. CONCLUSÃO

Este artigo demonstrou que as dinâmicas não modeladas em sistemas em cascata (estágio fonte associado a um estágio carga) são responsáveis por tornar o sistema de controle PID instável. Mostrou-se que a técnica de controle PID, que foi projetada considerando apenas o estágio carga (conversor Buck), não foi capaz de manter o sistema estável para diferen-

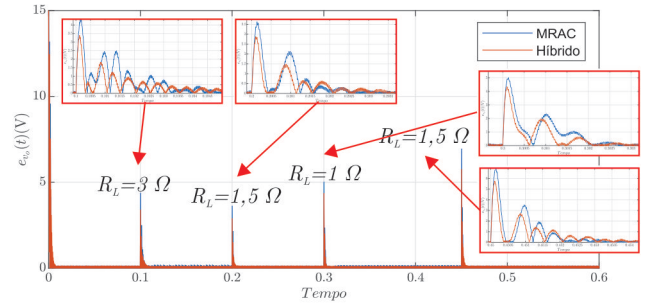


FIGURA 17. Módulo do erro da tensão de saída do sistema em cascata, com o EC operando com os controladores, MRAC e Híbrido.

TABELA 1. Erro Médio Quadrático da Tensão de Saída  $v_o(t)$

Estratégia	$e_{v_o,RMS}$
Buck com PID	0,6600 V
Buck com MRAC	1,9962 V
Buck com Híbrido	1,4843 V
Cascata com PID	Muito elevado
Cascata com MRAC	0,6121 V
Cascata com Híbrido	0,5208 V

tes pontos de operação quando o estágio fonte foi acoplado. Por esse motivo, a solução para fornecer estabilidade do sistema em cascata foi a utilização de um compensador robusto a incertezas para controlar o estágio carga, no caso, foi utilizada uma técnica de controle híbrida: PID-MRAC. Uma detalhada análise de estabilidade do controlador em tempo discreto foi realizada de modo a obter restrições de projeto, bem como prover credibilidade teórico/prática ao sistema proposto. O controlador híbrido foi projetado considerando apenas o estágio carga e mesmo assim, foi capaz de estabilizar o sistema em cascata para diferentes pontos de operação, bem como apresentar um bom desempenho para rejeição de distúrbios. O controlador híbrido PID-MRAC apresentou uma redução de, aproximadamente, 15% no erro médio quadrático em relação ao controlador MRAC (de 0,6121 V para 0,5208 V). Com isso, pode-se concluir que o controlador híbrido proposto fornece estabilidade e desempenho transitório adequado ao sistema em cascata. Estudos futuros podem ser realizados com o intuito de otimizar a escolha dos pesos  $\delta_p$  e  $\delta_M$  ou até mesmo torná-los adaptativos em tempo real, assim como aplicar a técnica proposta em diferentes conversores estáticos conectados em cascata.

## APÊNDICE

### A. Definição do Erro Aumentado para o Controlador Híbrido PID-MRAC

Considerando uma planta de fase mínima  $G_p(s)$  de ordem  $n_p$  com grau relativo  $\geq 1$

$$G_p(s) = \frac{y(s)}{u_H(s)} = k_p \frac{Z_p(s)}{R_p(s)} \quad (52)$$

Considerando o seguinte modelo de referência

$$W_m(s) = \frac{y_m(s)}{r(s)} = k_m \frac{Z_m(s)}{R_m(s)} \quad (53)$$

com grau relativo igual ao da planta  $G_p(s)$ . Assim, sem perda de generalidade, considere  $k_p = k_m = 1$  e  $\theta_r(t) = 1$ . A lei de controle híbrida pode ser expressa, alternativamente, por

$$u_H = \delta_M \bar{\theta}^T \omega + \delta_P u_P + r \quad (54)$$

em que,  $\delta_M$  e  $\delta_P$  respectivamente são ganhos de ponderações para os controladores MRAC e PID, com a seguinte restrição  $\delta_M + \delta_P = 1$ ,  $\omega = [\omega_1^T; \omega_2^T; y]^T$ ,  $\omega_1, \omega_2 \in \mathbb{R}^{n_p-1}$ , o vetor de parâmetros do controlador MRAC  $\theta = [\theta_1^T; \theta_2^T; \theta_y]^T$ , e  $\theta_1, \theta_2 \in \mathbb{R}^{n_p-1}$ . Quanto maior for o ganho  $\delta_M$  da lei de controle do MRAC mais robusto será a resposta do sistema, porém mais lenta será a resposta. Já, quanto maior for  $\delta_P$  mais rápida será a resposta do sistema, porém mais susceptível o sistema será a se tornar instável. A atualização de  $\omega_1$  e  $\omega_2$  é realizada através das equações

$$\dot{\omega}_1 = \mathbf{F}\omega_1 + \mathbf{q}u_H \quad (55)$$

$$\dot{\omega}_2 = \mathbf{F}\omega_2 + \mathbf{q}y \quad (56)$$

onde,  $\omega_1(0) = \mathbf{0}$  e  $\omega_2(0) = \mathbf{0}$ . O par  $(\mathbf{F}, \mathbf{q})$  é controlável,  $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{(n_p-1) \times (n_p-1)}$  e  $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^{n_p-1}$ . Aplicando  $\mathcal{L}\{\cdot\}$  (transformada de Laplace) em (55) e (56) chega-se

$$\omega_1(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1} \mathbf{q}u_H \quad (57)$$

$$\omega_2(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1} \mathbf{q}G_p(s)u_H \quad (58)$$

sabendo que  $y = G_p(s)u_H$ . Assim, cria-se as variáveis

$$f_1(s) = \theta_1^{*T} (s\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1} \mathbf{q} \quad (59)$$

$$f_2(s) = \theta_2^{*T} (s\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1} \mathbf{q} + \theta_y^*. \quad (60)$$

Pode-se escrever  $\delta_M u_M$  e  $\delta_P u_P$  como

$$\delta_M u_M = \delta_M [\bar{\theta}^T \omega] \quad (61)$$

$$\delta_P u_P = \delta_P [K_p e_P + K_i \int e_P dt + K_d \frac{de_P}{dt}]. \quad (62)$$

Os erros  $e_P$  e  $e_1$  são definidos por

$$e_P = y_m - y \quad (63)$$

$$e_1 = y - y_m \quad (64)$$

em que,  $e_P$  é o erro do PID e  $e_1$  o erro do controlador adaptativo MRAC. Pode-se fazer uma análise complementar para o erro do PID, em que pode ser reescrito como

$$e_P = -e_1. \quad (65)$$

Então, realizando a seguinte definição

$$\int e_P dt = \phi_i \quad (66)$$

$$\frac{de_P}{dt} = \phi_d \quad (67)$$

pode-se reescrever (54) como

$$u_H = \begin{bmatrix} \delta_M \bar{\theta}_1^T & \delta_M \bar{\theta}_2^T & \delta_M \bar{\theta}_y & \delta_P K_p & \delta_P K_i & \delta_P K_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ y \\ e_P \\ \phi_i \\ \phi_d \end{bmatrix} + r \quad (68)$$

em que,  $\bar{\theta}^T$  e  $\bar{\omega}$  são definidas, respectivamente por

$$\bar{\theta}^T = [ \delta_M \bar{\theta}_1^T \quad \delta_M \bar{\theta}_2^T \quad \delta_M \bar{\theta}_y \quad \delta_P K_p \quad \delta_P K_i \quad \delta_P K_d ] \quad (69)$$

$$\bar{\omega} = \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ y \\ e_P \\ \phi_i \\ \phi_d \end{bmatrix}. \quad (70)$$

Assim, substituindo (69) e (70) em (68) chega-se na ação de controle total (híbrida)

$$u_H = \bar{\theta}^T \bar{\omega} + r \quad (71)$$

logo, subtraindo  $\bar{\theta}^{*T} \bar{\omega}$  de ambos os lados de (71)

$$u_H - \bar{\theta}^{*T} \bar{\omega} = \bar{\theta}^T \bar{\omega} - \bar{\theta}^{*T} \bar{\omega} + r \quad (72)$$

em que,  $\bar{\theta}^*$  é o vetor aumentado de ganhos desejado. Pode-se reescrever as parcelas  $\bar{\theta}^T \bar{\omega} - \bar{\theta}^{*T} \bar{\omega}$  por

$$(\bar{\theta}^T - \bar{\theta}^{*T}) \bar{\omega} = (\tilde{\theta})^T \bar{\omega} \quad (73)$$

de forma que

$$\tilde{\theta} = \bar{\theta} - \bar{\theta}^* = \begin{bmatrix} \delta_M \theta_1 \\ \delta_M \theta_2 \\ \delta_M \theta_y \\ \delta_P K_p \\ \delta_P K_i \\ \delta_P K_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta_M \theta_1^* \\ \delta_M \theta_2^* \\ \delta_M \theta_y^* \\ \delta_P K_p^* \\ \delta_P K_i^* \\ \delta_P K_d^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_M \tilde{\theta}_1 \\ \delta_M \tilde{\theta}_2 \\ \delta_M \tilde{\theta}_y \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (74)$$

Assim, por (74) pode-se afirmar que  $\tilde{\theta} = \delta_M \tilde{\theta}$ , já que os ganhos do PID são fixos e, então, os últimos três elementos do vetor (74) são nulos. Define-se o vetor  $\tilde{\theta} = [\tilde{\theta}_1^T; \tilde{\theta}_2^T; \tilde{\theta}_y]$ , em que  $\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \theta_1^*$ ,  $\tilde{\theta}_2 = \theta_2 - \theta_2^*$  e  $\tilde{\theta}_y = \theta_y - \theta_y^*$ . Logo, pode-se reescrever (72) como

$$u_H - \bar{\theta}^{*T} \bar{\omega} = \tilde{\theta}^T \bar{\omega} + r. \quad (75)$$

De (74) pode-se escrever

$$\tilde{\theta}^T \bar{\omega} = \delta_M \tilde{\theta}^T \bar{\omega} \quad (76)$$

substituindo (76) em (75) chega-se

$$u_H - \bar{\theta}^{*T} \bar{\omega} = \delta_M \tilde{\theta}^T \bar{\omega} + r. \quad (77)$$

Como  $\bar{\theta}^{*T} = [\delta_M \theta_1^{*T} \quad \delta_M \theta_2^{*T} \quad \delta_M \theta_y^* \quad \delta_P K_p \quad \delta_P K_i \quad \delta_P K_d]$  e  $\bar{\omega}^T = [\omega_1^T \quad \omega_2^T \quad y \quad e_P \quad \phi_i \quad \phi_d]$ , (77) pode ser expandida da seguinte forma

$$\delta_M \tilde{\theta}^T \bar{\omega} + r = u_H - \theta_1^{*T} \omega_1 - \theta_2^{*T} \omega_2 - \theta_y^* y - K_p e_P - K_i \phi_i - K_d \phi_d \quad (78)$$

ou ainda

$$\delta_M \tilde{\theta}^T \bar{\omega} + r = [1 - f_1(s) - f_2(s)G_p(s)] u_H - u_P \quad (79)$$

em que,  $f_1(s)$  e  $f_2(s)$  foram definidos, respectivamente, em (59) e (60). Assim, isolando  $r$  em (79) chega-se a

$$r = \left[ 1 - f_1(s) - f_2(s)G_p(s) \right] u_H - u_P - \delta_M \tilde{\theta}^T \omega. \quad (80)$$

Quando  $\theta = \theta^*$ ,  $\tilde{\theta} = \mathbf{0}$  e conseqüentemente  $y = y_m$ , (80) é escrita como

$$r = \left[ 1 - f_1(s) - f_2(s)G_p(s) \right] u_H - u_P \quad (81)$$

Sabe-se que  $y_m = W_m(s)r$  ou  $r = W_m(s)^{-1}y_m$  e, se  $\tilde{\theta} = \mathbf{0}$ ,  $y_m = y = G_p(s)u_H$ . Então

$$r = W_m(s)^{-1}G_p(s)u_H \quad (82)$$

substituindo (82) em (81) tem-se

$$W_m(s)^{-1}G_p(s)u_H = \left[ 1 - f_1(s) - f_2(s)G_p(s) \right] u_H - u_P. \quad (83)$$

Depois, substituindo (79) em (83) tem-se

$$W_m^{-1}(s)G_p(s)u_H(s) = \delta_M \tilde{\theta}^T \omega + r \quad (84)$$

em que,  $y = G_p(s)u_H$ , assim substituindo  $y$  em (84) chega-se

$$y = W_m(s)(\delta_M \tilde{\theta}^T \omega + r) = W_m(s)\delta_M \tilde{\theta}^T \omega + y_m \quad (85)$$

de (85) pode-se escrever

$$e_1 = y - y_m = W_m(s)\delta_M(\tilde{\theta}^T \omega). \quad (86)$$

Agora, para encontrar a equação do erro aumentado, explicita-se  $\delta_M$ , a partir da identidade

$$\delta_M W_m(s)(\theta^{*T} \omega) = \delta_M \theta^{*T} (W_m(s)\omega) \quad (87)$$

em que

$$\theta^* = \theta - \tilde{\theta} \quad (88)$$

assim

$$\delta_M W_m(s)[\theta^T \omega - \tilde{\theta}^T \omega] = \delta_M [\theta^T - \tilde{\theta}^T] W_m(s)\omega \quad (89)$$

ou

$$\delta_M W_m(s)(\theta^T \omega) - \delta_M W_m(s)(\tilde{\theta}^T \omega) = \delta_M \theta^T W_m(s)\omega - \delta_M \tilde{\theta}^T W_m(s)\omega \quad (90)$$

em que

$$\zeta = W_m(s)\omega \quad (91)$$

Logo, substituindo (91) em (90) tem-se

$$\delta_M W_m(s)(\theta^T \omega) - \delta_M W_m(s)(\tilde{\theta}^T \omega) = \delta_M \theta^T \zeta - \delta_M \tilde{\theta}^T \zeta \quad (92)$$

por fim chega-se na seguinte equação

$$\delta_M \tilde{\theta}^T \zeta - \delta_M W_m(s)(\tilde{\theta}^T \omega) = \delta_M \theta^T \zeta - \delta_M W_m(s)(\theta^T \omega). \quad (93)$$

Assim, conclui-se que a forma computável do erro  $f_C(\theta)$  está no lado direito de (93), sendo definido por

$$f_C(\theta) = \delta_M \theta^T \zeta - \delta_M W_m(s)(\theta^T \omega) \quad (94)$$

já, a forma não computável  $f_{NC}(\theta)$  está no lado esquerdo de (93) é definido por

$$f_{NC}(\theta) = \delta_M \tilde{\theta}^T \zeta - \delta_M W_m(s)(\tilde{\theta}^T \omega) \quad (95)$$

A parte computável  $f_C(\theta)$  é somada ao erro de rastreamento  $e_1$  assim

$$\epsilon_{1,H} = e_1 + f_C(\theta) \quad (96)$$

substituindo  $f_C(\theta)$  e (86), em (96) tem-se

$$\epsilon_{1,H} = e_1 + \delta_M \left[ \tilde{\theta}^T \zeta - W_m(s)(\theta^T \omega) \right] \quad (97)$$

logo, chega-se em

$$\epsilon_{1,H} = e_1 + \delta_M \theta^T \zeta - \delta_M v \quad (98)$$

em que

$$v = W_m(s)(\theta^T \omega). \quad (99)$$

Sendo (98) a forma computável do erro aumentado, para fins de implementação. O formato não computável do erro aumentado é utilizado para análise da estabilidade, sendo definida por

$$\epsilon_{1,H} = e_1 + f_{NC}(\theta) \quad (100)$$

substituindo (86) em (100) chega-se

$$\epsilon_{1,H} = W_m(s)\delta_M(\tilde{\theta}^T \omega) + \delta_M \tilde{\theta}^T \zeta - \delta_M W_m(s)(\tilde{\theta}^T \omega) \quad (101)$$

onde, chega-se em

$$\epsilon_{1,H} = \delta_M \tilde{\theta}^T \zeta. \quad (102)$$

(98) é a forma computável do erro aumentado e é utilizada para os cálculos em um ambiente digital, ou seja a implementação em um DSP. Já (102) é a forma não computável do erro aumentado e é utilizada para as provas teóricas de estabilidade, desenvolvida na Seção IV. Vale destacar que a análise de estabilidade mostra se os parâmetros do controlador (ganhos  $\theta$ , no caso) divergem ou não. Por esse motivo, que o ganho  $\delta_P$  não aparece no final da análise de estabilidade, pois o PID possui ganhos fixos, ou seja, não divergem.

## 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).

## CONTRIBUIÇÕES DOS AUTORES

Conceitualização, Curadoria de dados, Análise de dados, Recebimento de financiamento, Pesquisa, Metodologia, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Validação de dados e experimentos, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição: FRANÇA, R.P.; Conceitualização, Análise de dados, Pesquisa, Metodologia, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Supervisão, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição: DUPONT, F.H.; Conceitualização, Análise de dados, Pesquisa, Metodologia, Supervisão, Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição: TAMBARA, R.V.; Conceitualização, Análise de dados, Recebimento de financiamento, Pesquisa, Metodologia, Administração do projeto, Disponibilização de ferramentas, Supervisão, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição: PINHEIRO, J.R.



## PLÁGIO E SIMILARIDADE

O artigo foi submetido para verificação de similaridade no sistema Crossref Similarity Check (iThenticate).

## REFERÊNCIAS

- [1] W. El-Khattam, M. M. Salama, “Distributed generation technologies, definitions and benefits”, *Electric power systems research*, vol. 71, no. 2, pp. 119–128, out. 2004, doi:10.1016/j.epsr.2004.01.006.
- [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, ago. 2005, doi:10.1109/MAES.2005.1499272.
- [3] S. Singh, A. R. Gautam, 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, mai. 2017, doi:10.1016/j.rser.2017.01.027.
- [4] X. Feng, J. Liu, F. C. Lee, “Impedance specifications for stable DC distributed power systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 157–162, mar. 2002, doi:10.1109/63.988825.
- [5] R. D. Middlebrook, “Input filter considerations in design and application of switching regulators”, in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1976.
- [6] X. Zhang, X. Ruan, 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, jul. 2015, doi:10.1109/TIE.2015.2459040.
- [7] R. Middlebrook, “Null double injection and the extra element theorem”, *IEEE Transactions on Education*, vol. 32, no. 3, pp. 167–180, ago. 1989, doi:10.1109/13.34149.
- [8] X. Zhang, Q.-C. Zhong, W.-L. Ming, “Adaptive series-virtual-impedance control strategy for load converters to improve the stability of the cascaded system”, in *IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–5, 2016, doi:10.1109/PEDG.2016.7526998.
- [9] G. V. Hollweg, P. J. D. de Oliveira Ewald, E. Mattos, L. C. Borin, R. V. Tambara, V. F. Montagner, “Self-tuning methodology for adaptive controllers based on genetic algorithms applied for grid-tied power converters”, *Control Engineering Practice*, vol. 135, p. 105500, jun. 2023, doi:10.1016/j.conengprac.2023.105500.
- [10] P. J. D. de Oliveira Ewald, G. V. Hollweg, W. B. da Silveira, D. M. C. Milbradt, R. V. Tambara, H. A. Gründling, “Performance comparison of discrete-time robust adaptive controllers for grid-tied power converters under unbalanced grids”, *e-Prime – Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, vol. 4, p. 100143, jun. 2023, doi:10.1016/j.prime.2023.100143.
- [11] G. V. Hollweg, R. V. Tambara, J. R. Massing, L. C. Borin, E. Mattos, G. G. Koch, C. R. D. Osório, V. F. Montagner, “Model reference adaptive controllers with improved performance for applications in LCL-filtered grid-connected converters”, *Control Engineering Practice*, vol. 138, p. 105591, set. 2023, doi:10.1016/j.conengprac.2023.105591.
- [12] P. J. D. de Oliveira Ewald, G. V. Hollweg, L. C. Borin, E. Mattos, R. V. Tambara, V. F. Montagner, H. A. Gründling, “An optimal initialisation for robust model reference adaptive PI controller for grid-tied power systems under unbalanced grid conditions”, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 124, p. 106589, set. 2023, doi:10.1016/j.engappai.2023.106589.
- [13] G. V. Hollweg, P. J. D. de Oliveira Ewald, R. V. Tambara, H. A. Gründling, “A Robust Adaptive Super-Twisting Sliding Mode Controller applied on grid-tied power converter with an LCL filter”, *Control Engineering Practice*, vol. 122, p. 105104, mai. 2022, doi:10.1016/j.conengprac.2022.105104.
- [14] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, Springer Science & Business Media, Norwell, 2007.
- [15] C. M. Wildrick, F. C. Lee, B. H. Cho, B. Choi, “A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 280–285, mai. 1995, doi:10.1109/63.387992.
- [16] H. Y. Cho, E. Santi, “Modeling and stability analysis in multi-converter systems including positive feedforward control”, in *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 839–844, 2008, doi:10.1109/IECON.2008.4758062.
- [17] F. Barruel, A. Caisley, N. Retière, J. Schanen, “Stability approach for vehicles DC power network: application to aircraft on-board system”, in *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1163–1169, 2005, doi:10.1109/PESC.2005.1581776.
- [18] S. Abe, T. Ninomiya, M. Hirokawa, T. Zaitso, “Stability design consideration for on-board distributed power system consisting of full-regulated bus converter and POLs”, in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–5, 2006, doi:10.1109/pesc.2006.1712174.
- [19] A. Riccobono, E. Santi, “Comprehensive review of stability criteria for DC power distribution systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3525–3535, mar., publisher=IEEE, doi = 10.1109/TIA.2014.2309800 2014.
- [20] P. Ioannou, K. Tsakalis, “A robust direct adaptive controller”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 31, no. 11, pp. 1033–1043, nov. 1986, doi:10.1109/TAC.1986.1104168.
- [21] R. Varella Tambara, *Um controlador adaptativo robusto aplicado a conversores estáticos conectados à rede elétrica através de filtro LCL*, Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2014.
- [22] P. A. Ioannou, J. Sun, *Robust adaptive control*, Dover Publications, New York, 2012.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Rodrigo Paz França** nasceu em Quaraí, RS, Brasil, em 1991. Recebeu o grau de Engenheiro de Controle e Automação e Mestre em Engenharia Elétrica pela PUC-RS, Brasil, em 2013 e 2016. Recebeu o grau de doutor em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, em 2020. Seu interesse atual em pesquisa inclui modelagem de sistemas, controle robusto, e análise da estabilidade.

**Fabício Hoff Dupont** recebeu o grau de Engenheiro de Telecomunicações (2007) e Mestre em Engenharia Elétrica (2010) pela Universidade Regional de Blumenau (FURB), Brasil, e Doutor em Engenharia Elétrica (2014) pela Universidade Federal de Santa Maria, (UFSM), Brasil. Atualmente é professor na Universidade Comunitária da Região de Chapecó e Diretor de Engenharia da empresa Latina Controle e Automação. É membro das sociedades PELS e IES da IEEE. Seus interesses atuais em pesquisa incluem eletrônica industrial, fontes de alimentação, modelagem e controle de conversores estáticos e técnicas de otimização aplicadas à eletrônica de potência.

**Rodrigo Varella Tambara** possui graduação, mestrado e doutorado em Engenharia de Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria em 2008, 2010 e 2014, respectivamente. Atualmente é professor da UFSM. Seus interesses de pesquisa incluem controle adaptativo e aplicações de controle em eletrônica de potência. É docente permanente do Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica da UFSM e pesquisador dos grupos de pesquisa GSEC e GEPOC.

**José Renes Pinheiro** recebeu o grau de Engenheiro Eletricista pela UFSM, e os graus de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela UFSC, em 1981, 1984, e 1994, respectivamente. É Prof. Titular (Voluntário) do DPPE da UFSM, onde atua desde 1985. Desde 2018, também atua como Prof. Titular Visitante no PPGEE da UFBA. Em 1987, foi um dos fundadores e líder do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Entre 2006 e 2015 foi coord. do PPGEE da UFSM. Entre 2001 e 2002, realizou pós-doutorado no Center for Power Electronics Systems (CPES), Virginia Tech, EUA. Suas principais linhas de pesquisas e interesse incluem Projetos Otimizados de conversores estáticos, Sistemas Híbridos de conversão estática de energia, Conversão de Energia em Alta Frequência, Modelagem e Controle de Conversores Estáticos e Sistemas Distribuídos de Energia. É membro da SOBRAEP, da SBA, e das Sociedades PELS, IAS, IES e PES da IEEE.