

CONTROLADOR ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA APLICADO A UMA PLANTA EÓLICA *OFFSHORE* COM TRANSMISSÃO CC

ANDRÉ M. NICOLINI*, ROBERTO CARLOTTO*, HENRIQUE MAGNAGO*, RODRIGO VARELLA*

**Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil*

andrenicoliniee@gmail.com, robertocarlotto@gmail.com, hsmagnago@gmail.com,
rodvarella10@gmail.com

Abstract— Commercial offshore Wind Power Plants (OWPP) started in 1991 and the number of installations increases each year, as well as their distances from the coast. For projects more than 70 km far from the coast, the trend is to use HVDC systems, since, in this way, problems with reactive power losses on the insulated cables are avoided. In these cases, on the offshore converter station, a PWM converter is used to produce three-phase voltages by forming a local grid, and also, to transmit in direct current (DC) the energy generated by the OWPP to a onshore converter station. In addition, the wind turbines are connected to this three-phase local grid. This work performs the model reference adaptive control of three-phase voltages of the grid forming converter. A three-phase generation converter, whose current control by MRAC is also demonstrated in this work, is connected to this local grid. Finally, simulation results are presented to validate the theoretical analysis.

Keywords— Current Control, HVDC, MRAC, Voltage Control, Wind Energy.

Resumo— As instalações de energia eólica comercial *offshore* (OWPP) tiveram início em 1991 e o número de instalações aumenta a cada ano, bem como suas distâncias da costa. Para projetos a mais de 70 km de distância da costa, a tendência é usar sistemas HVDC, pois, assim, evitam-se problemas com perdas de potência reativa nos cabos isolados. Nesses casos, na estação conversora *offshore*, um conversor PWM é utilizado para produzir tensões trifásicas formando uma rede local, e também, transmitir em corrente contínua (CC) a energia gerada pelo OWPP até a estação conversora *onshore*. Além disso, os aerogeradores são conectados à esta rede local trifásica. Este trabalho realiza o controle por modelo de referência adaptativo (MRAC) das tensões trifásicas do conversor formador de rede (FR). Um conversor trifásico de geração (GE), cujo controle de corrente por MRAC também é demonstrado neste trabalho, é conectado à esta rede local. Resultados de simulação são obtidos para demonstrar o bom funcionamento dos controladores desenvolvidos para esse sistema.

Palavras-chave— Controle Corrente, Controle Tensão, Energia Eólica, HVDC, MRAC.

1 Introdução

A taxa de crescimento das usinas eólicas *offshore* (WPP) vem aumentando nos últimos anos. No final de 2015, a taxa de crescimento anual do WPP era de cerca de 2,75 GW e a capacidade operacional acumulada era de cerca de 13 GW (IRENA, 2016). Entre os fatores que contribuem para esse aumento, destacam-se: (i) a melhoria da tecnologia de fundação que permite alcançar melhores locais, com fatores de alta capacidade, em águas profundas distantes da costa; (ii) o declínio do lucro em novas plantas *onshore* em alguns países; (iii) as políticas governamentais que visavam proteger e descarbonizar o sistema elétrico.

Para WPP *offshore* a mais de 70 km da costa, os sistemas de transmissão de alta tensão em corrente contínua (HVDC) devem ser considerados como um forte candidato. Isto ocorre principalmente devido à produção de grandes quantidades de potência reativa nos cabos isolados dos sistemas de corrente alternada de alta tensão (HVAC). Como resultado, é necessária uma compensação reativa pelo menos em uma das duas extremidades do link HVAC (N. Barberis Negra, 2006). Para WPP *offshore* com link HVDC, os conversores de fonte de tensão (VSC) possuem uma série de vantagens em relação aos converso-

res com comutação de linha (LCC). Embora o LCC tenha uma tecnologia já consolidada, eles exigem sistemas de CA fortes para serem conectados, e também precisam de grandes filtros para harmônicos de baixa ordem e ocupam uma grande área. Por outro lado, mesmo que os sistemas HVDC baseados no VSC têm um custo ligeiramente superior ao LCC, eles têm um grande número de vantagens como a capacidade de inicialização sem rede elétrica, melhor qualidade de energia e possibilidade de suportar redes CA fracas (Mukhedkar, 2001).

Neste caso, controladores com uma boa resposta dinâmica devem ser projetados para atender as demandas deste sistema. Controladores tradicionais, como por exemplo, o controlador Proporcional-Integral (PI) apresentam boa resposta dinâmica, mas não tem uma grande rejeição a variações paramétricas da planta, pois são projetados para um ponto específico de operação (Sengupta et al., 2017). Por outro lado, controladores adaptativos, como o baseado em um modelo de referência tem começado a ser utilizados em sistemas de geração de energia (Golea et al., 2006; Abdallah et al., 2016; Doumi et al., 2017), pois eles abrange um conjunto de técnicas que fornecem uma abordagem sistemática para o ajuste automático de controladores em tempo real, a fim

de alcançar ou manter um nível desejado de desempenho do sistema de controle (Ramesh and Yadaiah, 2017).

A Figura 1 mostra uma planta de geração eólica conectada à rede elétrica no continente através de uma rede CC. Neste trabalho será realizado o controle das tensões trifásicas geradas pelo conversor formador de rede local para conexão dos aerogeradores, baseado na dedução matemática apresentada em (J. M. Kanieski, 2017; Ioannou and Tsakalis, 1986). O controle de corrente do conversor de geração, que é o conversor que conecta o aerogerador à rede elétrica local também será realizada. Para o controle da tensão e da corrente, serão utilizados dois controladores do tipo MRAC. Resultados de simulação são demonstrados para validar o projeto dos controladores MRAC.

Este trabalho é organizado da seguinte maneira: Seção 2 apresenta a modelagem da planta considerada. Seção 3 apresenta a estrutura do controlador adaptativo. A Seção 4 mostra o projeto dos controladores adaptativos por modelo de referência. A Seção 5 apresenta os resultados de simulação. E, por fim, na Seção 6 é realizada a conclusão do trabalho.

2 Modelagem da planta

Considerando-se um sistema de geração eólica *offshore*, um VSC com filtro LC é utilizado como formador de rede local CA para conexão dos aerogeradores, e para transmissão em corrente contínua da energia gerada para a rede elétrica do continente. Um conversor trifásico com filtro L é utilizado para conexão do aerogerador à rede elétrica local. Assim, são necessárias duas malhas de controle, uma para a tensão do conversor FR e outra para a corrente do conversor GE. Para ambos, são projetados controladores MRAC. Entretanto, o primeiro apresenta uma planta de segunda ordem, devido ao filtro LC, e segundo é uma planta de primeira ordem devido ao filtro L.

2.1 Conversor Formador de Rede

Inicialmente, equações diferenciais de primeira ordem são obtidas para representar o conversor formador de rede mostrado na Figura 2, realizando as seguintes assunções: (i) a tensão média de saída do conversor é dada por $\mathbf{u}_{abc}=[u_a, u_b, u_c]$; (ii) uma carga qualquer é conectada à saída do filtro LC cuja corrente é representada por $\mathbf{i}_{fab}=[i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}]$. Assim, tem-se:

$$L \frac{di_a}{dt} - L \frac{di_b}{dt} = -R_f i_a + R_f i_b + u_a - u_b - v_{ca} + v_{cb} \quad (1)$$

$$L \frac{di_b}{dt} - L \frac{di_c}{dt} = -R_f i_b + R_f i_c + u_b - u_c - v_{cb} + v_{cc} \quad (2)$$

$$L \frac{di_a}{dt} + L \frac{di_b}{dt} + L \frac{di_c}{dt} = 0 \quad (3)$$

$$C \frac{dv_{ca}}{dt} = i_a + i_{fa} \quad (4)$$

$$C \frac{dv_{cb}}{dt} = i_b + i_{fb} \quad (5)$$

$$C \frac{dv_{cc}}{dt} = i_c + i_{fc} \quad (6)$$

Para simplificar, definiu-se: $R_f = R_L + R_C$.

Agora, reorganizando (1)-(6) na forma de equações de espaço de estado, tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{abc} = \mathbf{A}_{abc} \mathbf{x}_{abc} + \mathbf{B}_{abc} \mathbf{u}_{abc} + \mathbf{F}_{abc} \mathbf{i}_{fab} \quad (7)$$

onde $\mathbf{x}_{abc}=[i_a, i_b, i_c, v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}]^T$.

O modelo do conversor em (7) está em coordenadas trifásicas abc não ortogonais, para representar este modelo em coordenadas trifásicas estacionárias $\alpha\beta 0$ ortogonais, a transformação linear mostrada em (8) deve ser aplicada na transformação de uma variável trifásica e (9) para duas variáveis trifásicas.

$$\mathbf{S} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{S}_2 = \begin{bmatrix} S & 0 \\ 0 & S \end{bmatrix} \quad (9)$$

Assim, a equação (7) pode ser reescrita da seguinte maneira em coordenadas $\alpha\beta 0$:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0} + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{i}_{f\alpha\beta 0} \quad (10)$$

onde,

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{S}_2 \mathbf{A}_{abc} \mathbf{S}_2^{-1} \quad (11)$$

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{S}_2 \mathbf{B}_{abc} \mathbf{S}^{-1} \quad (12)$$

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{S}_2 \mathbf{F}_{abc} \mathbf{S}^{-1} \quad (13)$$

Para obter a função de transferência (FT) da entrada $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}$ para a tensão de saída $v_{\alpha\beta 0}$, considerou-se a matriz de saída $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ como sendo,

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} R_c & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & R_c & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

e utilizou-se a Equação (15), que está descrita na forma genérica, para transformar a equação de espaço de estados para função de transferência.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (15)$$

Desta maneira, foram obtidas duas funções de transferências idênticas para os eixos α e β mostradas em (16). Não existe caminho para correntes de sequência zero, por se tratar se um sistema trifásico à três fios.

$$\frac{v_{\alpha\beta}}{u_{\alpha\beta}} = \frac{\frac{R_c}{L}(s + \frac{1}{R_c C})}{s^2 + \frac{R_L + R_c}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (16)$$

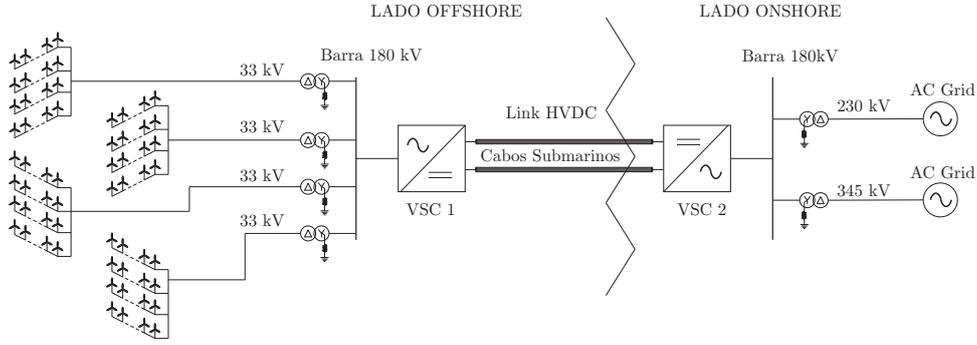


Figura 1: Planta de Geração Eólica *Offshore* conectada à rede elétrica no continente através de uma link CC.

Considerando (16), onde tem-se dois sistemas entrada única e saída única (SISO) idênticos e independentes, o equacionamento é realizado apenas para o eixo α , e pode ser facilmente estendido para o eixo β . Deste modo, o modelo para o eixo α , considerando as dinâmicas não modeladas, pode ser representado na forma discreta na seguinte forma genérica:

$$G_{1\alpha}(z) = \frac{y_{1\alpha}(z)}{u_{1\alpha}(z)} = G_{p1\alpha}(z)[1 + \mu_{m1\alpha}\Delta_{m1\alpha}(z)] + \mu_{a1\alpha}\Delta_{a1\alpha}(z), \quad (17)$$

onde z é referente a frequência complexa discreta, $G_{p1\alpha}(z)$ representa a parte modelada da planta, $\mu_{m1\alpha}\Delta_{m1\alpha}(z)$ e $\mu_{a1\alpha}\Delta_{a1\alpha}(z)$ são as dinâmicas não modeladas do tipo multiplicativa e aditiva, $y_{1\alpha}(z)$ é a saída da planta e $u_{1\alpha}(z)$ é a entrada.

Ainda, a parte modelada que representa o modelo obtido da planta em (16), pode ser escrita no tempo discreto:

$$G_{p1\alpha}(z) = k_{p1\alpha} \frac{Z_{p1\alpha}(z)}{P_{p1\alpha}(z)}, \quad (18)$$

Em (29) e (30) as seguintes suposições são tomadas:

A1: $Z_{p1\alpha}(z)$ e $P_{p1\alpha}(z)$ são polinômios de grau $m_{p1\alpha}$ e $n_{p1\alpha}$, respectivamente;

A2: O grau relativo de $G_{p1\alpha}(z)$ é $n_{p1\alpha}^* = 1$;

A3: O sinal de $k_{p1\alpha}$ é conhecido;

A4: $\Delta_{a1\alpha}(z)$ é estritamente própria;

A5: $\Delta_{m1\alpha}(z)$ é uma FT Schur;

A6: A única informação *a priori* sobre $\Delta_{a1\alpha}(z)$ e $\Delta_{m1\alpha}(z)$ é um limite inferior na margem de estabilidade p de seus polos.

2.2 Conversor de Geração Eólica

O modelo do conversor trifásico, que faz a conexão do aerogerador à rede elétrica local, é realizado no tempo contínuo e na forma de equações diferenciais de primeira ordem, como mostram (19)-(21). As seguintes suposições são feitas: (i) a tensão média de saída do conversor é dada por $\mathbf{u}_{2abc} = [u_{2a}, u_{2b}, u_{2c}]$; (ii) a saída do filtro L é conectada à uma fonte trifásica alternada balanceada, que é representada por $\mathbf{v}_{2abc} = [v_a, v_b, v_c]$. Assim, tem-se:

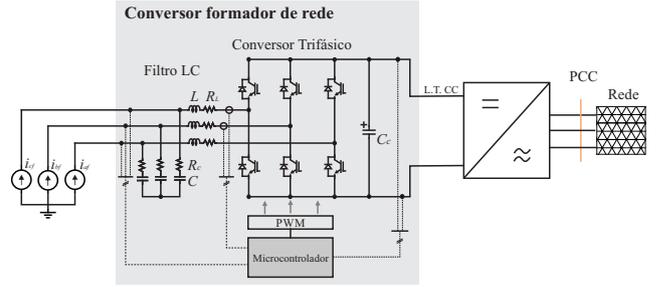


Figura 2: Conversor formador de rede local.

$$L_2 \frac{di_{2a}}{dt} - L_2 \frac{di_{2b}}{dt} = -R_{L2}i_{2a} + R_{L2}i_{2b} + u_{2a} - u_{2b} - v_a + v_b \quad (19)$$

$$L_2 \frac{di_{2b}}{dt} - L_2 \frac{di_{2c}}{dt} = -R_{L2}i_{2b} + R_{L2}i_{2c} + u_{2b} - u_{2c} - v_b + v_c \quad (20)$$

$$L_2 \frac{di_{a2}}{dt} + L_2 \frac{di_{b2}}{dt} + L_2 \frac{di_{c2}}{dt} = 0 \quad (21)$$

Agora, as equações (19)-21 podem ser representada em equações de espaço de estado por:

$$\dot{\mathbf{x}}_{abc2} = \mathbf{A}_{2abc}\mathbf{x}_{2abc} + \mathbf{B}_{2abc}\mathbf{u}_{2abc} + \mathbf{F}_{2abc}\mathbf{v}_{2abc} \quad (22)$$

onde $\mathbf{x}_{2abc} = [i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}]^T$.

O modelo do conversor em (22) está em coordenadas trifásicas abc não ortogonais, para representar este modelo em coordenadas trifásicas estacionárias $\alpha\beta 0$ ortogonais, a transformação linear mostrada em (8) deve ser aplicada.

Assim, a equação (22) pode ser reescrita da seguinte maneira em coordenadas $\alpha\beta 0$:

$$\dot{\mathbf{x}}_{2\alpha\beta 0} = \mathbf{A}_{2\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{2\alpha\beta 0} + \mathbf{B}_{2\alpha\beta 0}\mathbf{u}_{2\alpha\beta 0} + \mathbf{F}_{2\alpha\beta 0}\mathbf{v}_{2\alpha\beta 0} \quad (23)$$

onde,

$$\mathbf{A}_{2\alpha\beta 0} = \mathbf{S}\mathbf{A}_{2abc}\mathbf{S}^{-1} \quad (24)$$

$$\mathbf{B}_{2\alpha\beta 0} = \mathbf{S}\mathbf{B}_{2abc}\mathbf{S}^{-1} \quad (25)$$

$$\mathbf{F}_{2\alpha\beta 0} = \mathbf{S}\mathbf{F}_{2abc}\mathbf{S}^{-1} \quad (26)$$

Para obter a função de transferência da entrada $\mathbf{u}_{2\alpha\beta 0}$ para a tensão de saída $i_{2\alpha\beta 0}$,

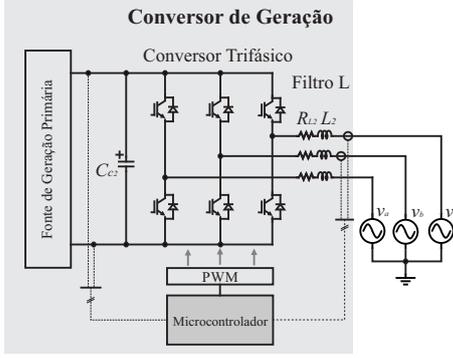


Figura 3: Conversor trifásico de geração (GE): conexão dos geradores eólicos à rede elétrica local.

considerou-se a matriz de saída $C_{\alpha\beta 0}$ como sendo,

$$C_{2\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (27)$$

e utilizou-se a Equação (15) para transformar a equação de espaço de estados para função de transferência.

Desta maneira, foram obtidas duas funções de transferências idênticas para os eixos α e β mostradas em (28). Da mesma maneira que o circuito anterior, não existe caminho para correntes de sequência zero, por se tratar de um sistema trifásico à três fios.

$$\frac{i_{2\alpha\beta}}{u_{2\alpha\beta}} = \frac{\frac{1}{L_2}}{s + \frac{R_{L2}}{L_2}} \quad (28)$$

Considerando (28), onde tem-se dois sistemas SISO idênticos e independentes, como no caso anterior, o equacionamento é realizado apenas para o eixo α , e pode ser facilmente estendido para o eixo β . Deste modo, o modelo para o eixo α , considerando as dinâmicas não modeladas, pode ser representado na forma discreta na seguinte forma genérica:

$$G_{2\alpha}(z) = \frac{y_{2\alpha}(z)}{u_{2\alpha}(z)} = G_{p2\alpha}(z)[1 + \mu_{m2\alpha}\Delta_{m2\alpha}(z)] + \mu_{a2\alpha}\Delta_{a2\alpha}(z), \quad (29)$$

onde $G_{p2\alpha}(z)$ representa a parte modelada da planta, $\mu_{m2\alpha}\Delta_{m2\alpha}(z)$ e $\mu_{a2\alpha}\Delta_{a2\alpha}(z)$ são as dinâmicas não modeladas do tipo multiplicativa e aditiva, $y_{2\alpha}(z)$ é a saída da planta e $u_{2\alpha}(z)$ é a entrada.

Ainda, a parte modelada que representa o modelo obtido da planta em (16), pode ser reescrito no tempo discreto:

$$G_{p2\alpha}(z) = k_{p2\alpha} \frac{Z_{p2\alpha}(z)}{P_{p2\alpha}(z)}, \quad (30)$$

Em (29) e (30) as seguintes suposições são tomadas:

A1: $Z_{p2\alpha}(z)$ e $P_{p2\alpha}(z)$ são polinômios de grau $m_{p1\alpha}$ e $n_{p2\alpha}$, respectivamente;

A2: O grau relativo de $G_{p2\alpha}(z)$ é $n_{p2\alpha}^* = 1$;

A3: O sinal de $k_{p2\alpha}$ é conhecido;

A4: $\Delta_{a2\alpha}(z)$ é estritamente própria;

A5: $\Delta_{m2\alpha}(z)$ é uma FT Schur;

A6: A única informação *a priori* sobre $\Delta_{a2\alpha}(z)$ e $\Delta_{m2\alpha}(z)$ é um limite inferior na margem de estabilidade p de seus polos.

2.3 Controlador adaptativo

Nesta seção são descritas as equações para implementação do controlador MRAC no domínio discreto abordagem entrada-saída, aplicada a uma planta de ordem qualquer com grau relativo $n^*=1$. Um diagrama de blocos é apresentado. Como o modelo em $\alpha\beta$ são os mesmos, será realizado o equacionamento para o eixo α , entretanto, todas as equações também são válidas para o eixo β .

2.4 Estrutura do Controlador Adaptativo

O modelo obtido em (16) e (28) são funções de transferência de grau relativo 1, ou seja, $n_{1\alpha}^* = 1$ e $n_{2\alpha}^* = 1$. Neste caso, a estrutura do controle adaptativo é a mesma para ambos os casos, onde a principal mudança será a ordem das equações que serão apresentadas nas próximas seções. O subscrito x deve ser trocado por 1 quando se tratar do sistema mostrado na Fig. 2 e, por 2 para o sistema da Fig. 3.

Inicialmente, deve ser escolhido um modelo de referência de ordem e grau relativo igual ao do modelo real da planta, onde a saída $y_{x\alpha}$ do sistema em malha fechada deverá seguir a saída $y_{mx\alpha}$ do modelo de referência, que é representada por:

$$W_{mx\alpha}(z) = \frac{y_{mx\alpha}(z)}{r_{x\alpha}(z)} = k_{mx\alpha} \frac{Z_{mx\alpha}(z)}{P_{mx\alpha}(z)} \quad (31)$$

A entrada de $W_{mx\alpha}(z)$ é definida pela referência $r_{x\alpha}(z)$, uniformemente limitada, e $k_{mx\alpha}$ é o ganho do modelo de referência. A equação (31) é usada para gerar o sinal $y_{mx\alpha}$, que é o valor desejado de $y_{x\alpha}(z)$. A lei de controle $u_{x\alpha}(k)$ é obtida da seguinte equação:

$$u_{1\alpha}(z) = \theta_{x\alpha}^T(k)\omega_{x\alpha}(k), \quad (32)$$

onde,

$$\theta_{x\alpha}^T(k) = [\theta_{1x\alpha}^T(k), \theta_{2x\alpha}^T(k), \theta_{3x\alpha}^T(k), c_{0x\alpha}(k), \theta_{sx\alpha}(k), \theta_{cx\alpha}(k)] \quad (33)$$

$$\omega_{x\alpha}^T(k) = [\omega_{1x\alpha}^T(k), \omega_{2x\alpha}^T(k), y_{px\alpha}(k), r_{x\alpha}(k), V_{sx\alpha}(k), V_{cx\alpha}(k)] \quad (34)$$

A letra grega $\theta_{x\alpha}^T(k)$ é o vetor de parâmetros do controlador, $\omega_{x\alpha}^T(k)$ é o vetor auxiliar, $\omega_{1x\alpha}(k)$ e $\omega_{2x\alpha}(k)$ são as saídas do filtro para observação dos estados internos da planta, já que se

trata de um controlador entrada-saída. $V_{sx\alpha}(k)$ é a componente em fase com o distúrbio e $V_{cx\alpha}(k)$ é a componente em quadratura com o distúrbio senoidal. Assim, a lei de controle $u_{x\alpha}(z)$ é dada por:

$$u_{1\alpha}(z) = \theta_{11\alpha}^T(k)\omega_{11\alpha}^T(k) + \theta_{12\alpha}^T(k)\omega_{12\alpha}^T(k) + \theta_{13\alpha}(k)y_{p1\alpha}(k) + c_{0\alpha}(k)r_{1\alpha}(k) + \theta_{s1\alpha}(k)V_{s1\alpha}(k) + \theta_{c1\alpha}(k)V_{c1\alpha}(k) \quad (35)$$

As equações $\omega_{1x\alpha}(z)$ e $\omega_{2x\alpha}(z)$ são as saídas dos filtros necessários para reconstrução dos estados matemáticos da planta, dados por:

$$\omega_{1x\alpha}(z) = (z\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1}\mathbf{q}u_{x\alpha}(z) \quad (36)$$

$$\omega_{2x\alpha}(z) = (z\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1}\mathbf{q}y_{x\alpha}(z) \quad (37)$$

onde o par (\mathbf{F}, \mathbf{q}) é controlável. Os autovalores de \mathbf{F} estão relacionados à velocidade de convergência do algoritmo adaptativo.

Após definida a ação de controle em (35), a lei adaptativa normalizada do cálculo dos ganhos do controlado é definida como sendo:

$$\theta_{x\alpha}(k+1) = \theta_{x\alpha}(k) - T_s\gamma_x \frac{\zeta_{x\alpha}(k)\epsilon_{x\alpha}(k)\text{sign}(\varphi_x^*)}{m_x^2(k)} \quad (38)$$

onde, o erro aumentado de adaptação $\epsilon_{x\alpha}(k) = y_{x\alpha}(k) - y_{x\alpha m}(k) + \theta_{x\alpha}^T(k)\zeta_{x\alpha}(k) - W_{mx\alpha}(z)u_{x\alpha}(z)$ é uma composição do erro de rastreamento da referência e erro de adaptação dos ganhos. A relação entre os ganhos de alta frequência da planta real e da planta referência é $\varphi_x^* = k_{px\alpha}/k_{mx\alpha}$, o normalizador é $m_x^2(k) = 1 + \omega_{x\alpha}^T(k)\omega_{x\alpha}(k)$, e a γ_x é a taxa de adaptação, que deve ser positiva e constante. $\zeta_{x\alpha}(k) = W_{mx\alpha}(k)\omega_{x\alpha}(k)$ é um vetor auxiliar, e T_s é o período de amostragem. A Figura 4 representa o digrama de blocos do controlador discreto MRAC.

2.5 Passos para implementação do algoritmo

Para se implementar o algoritmo adaptativo em um microcontrolador, os seguintes passos devem ser executados dentro do período de amostragem T_s :

P1: Realizar a amostragem das medidas das tensões trifásicas v_{ax} , v_{bx} e v_{cx} , as medidas das correntes trifásicas i_{ax} , i_{bx} e i_{cx} e a tensão do barramento CC v_{ccx} ;

P2: Transformar as medidas trifásicas de eixos estacionários trifásicos abc para eixos estacionários bifásicos $\alpha\beta$;

P3: Atualizar a referência $r_{x\alpha}(k)$;

P4: Atualizar os filtros $\omega_{1x\alpha}(k)$ e $\omega_{2x\alpha}(k)$;

P5: Atualizar a saída do modelo de referência $y_{x\alpha}(k)$;

P6: Atualizar o vetor $\zeta_{x\alpha}(k)$;

P7: Atualizar o vetor de ganhos de controle

$\theta_{x\alpha}(k)$;

P8: Atualizar a ação de controle $u_{x\alpha}(k)$;

P9: Atualizar o erro aumentado $\epsilon_{x\alpha}(k)$;

P10: Atualizar o sinal normalizador $m_x^2(k)$;

P11: Realizar a modulação da ação de controle $u_{x\alpha\beta}(k)$ e obter os sinais PWM para acionamento das chaves do conversor;

3 Projeto dos controladores adaptativos

Nesta seção será realizado o projeto do controlador MRAC no tempo discreto. Serão definidas os modelos de referência, tanto para o controlador de tensão, como para o controlador de corrente. Também, serão definidos a taxa de adaptação, o par (\mathbf{F}, \mathbf{q}) do filtro de reconstrução dos estados matemáticos.

3.1 Conversor Formador de Rede

O modelo apresentado em (16) é discretizado pela transformada Z com um *zero-order hold* (ZOH). Assim, obtém-se a seguinte função de transferência discreta de fase mínima:

$$G_{p1\alpha}(z) = 0,0725 \frac{z - 0,33365}{z^2 - 1,893z + 0,9418} \quad (39)$$

onde foram utilizados os parâmetros mostrados na Tabela 1.

O modelo obtido é de segunda ordem e grau relativo 1, então, o modelo de referência utilizado é:

$$W_{m1\alpha}(z) = 0,044 \frac{z - 0,022411}{z^2 - 1,698z + 0,7408} \quad (40)$$

que foi escolhido para ter ordem e grau relativo igual ao da planta. Além do mais, uma banda passante de 370 Hz garante um tempo de acomodação adequado, e ganho unitário em torno de 60 Hz garante o rastreamento da referência, como mostra a Figura 5.

O controlador MRAC de tempo discreto proposto deve ser capaz de lidar com distúrbios senoidais limitados V_s e V_c . Embora estes distúrbios não estejam disponíveis para medição, eles serão obtidos através do uso de um filtro de Kalman. A Tabela 2 apresenta os parâmetros de projeto do algoritmo proposto neste trabalho.

Tabela 1: Parâmetros elétricos dos conversores

Símb.	Parâmetro	Valores
V_r	Tensão de linha da rede	2,3 kV
V_{cc}	Tensão barramento CC	4 kV
P_{cg}	Potência conversor de geração	1,1 MW
L	Indutor filtro LC	1 mH
r_L	Res. do lado do conversor FR	0,1 Ω
C	Capacitor filtro LC	200 μF
R_c	Resistência de amortecimento passivo da ressonância	0,5 Ω
L_2	Indutor filtro L	2 mH
r_{L2}	Res. do lado do conversor GE	0,1 Ω
f_s	Frequência de amostragem	10 kHz

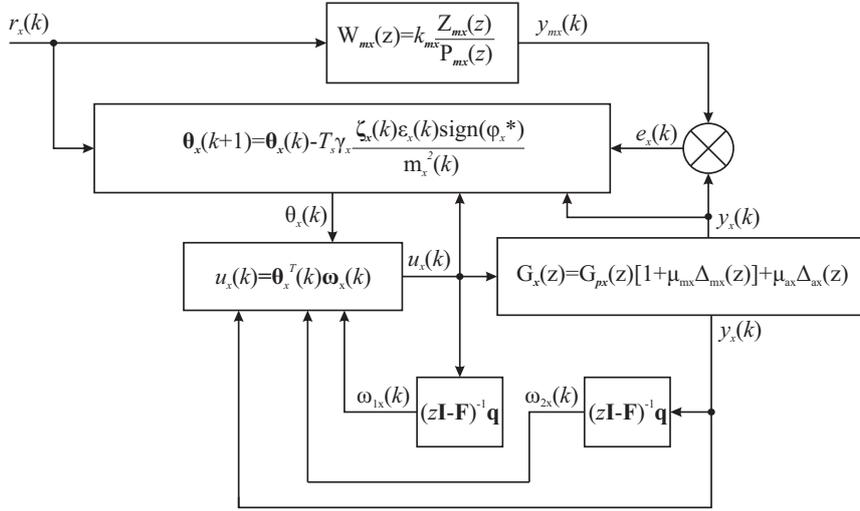


Figura 4: Diagrama de blocos do controlador MRAC.

Tabela 2: Parâmetros do algoritmo MRAC do VSC FR

Símb.	Parâmetro	Valores
$\theta_{1\alpha}^T(0)$	Vetor de ganhos inicial	[0 0 0 0 1 0]
$\omega_{1\alpha}^T(0)$	Vetor auxiliar inicial	[0 0 0 0 0 0]
$\gamma_{1\alpha}$	Taxa de adaptação	15
T_s	Período de amostragem	100 us
F	Parâmetro projetado	0,90483742
q	Parâmetro projetado	0,09516258

Tabela 3: Parâmetro do algoritmo MRAC do VSC GE

Símb.	Parâmetro	Valores
$\theta_{2\alpha}^T(0)$	Vetor de ganhos inicial	[0 0 0 0 1 0]
$\omega_{2\alpha}^T(0)$	Vetor auxiliar inicial	[0 0 0 0 0 0]
$\gamma_{2\alpha}$	Taxa de adaptação	400
F	Parâmetro projetado	0,049787
q	Parâmetro projetado	0,950213

3.2 Conversor Geração

O modelo apresentado em (28) é discretizado pela transformada Z e *zero-order hold* (ZOH). Assim, obtém a seguinte função discreta de fase mínima:

$$G_{p2\alpha}(z) = 0,04988 \frac{1}{z - 0,995} \quad (41)$$

onde foram utilizados os parâmetros mostrados na Tabela 1.

O modelo obtido é de primeira ordem e grau relativo 1, então, o modelo de referência utilizado é:

$$W_{m2\alpha}(z) = 0,09516 \frac{1}{z - 0,9048} \quad (42)$$

que foi escolhido para ter ordem e grau relativo igual ao da planta. Além do mais, uma banda passante de 180 Hz garante um tempo de acomodação adequado, e ganho unitário em torno de 60 Hz garante o rastreamento da referência, como mostra a Fig. 6.

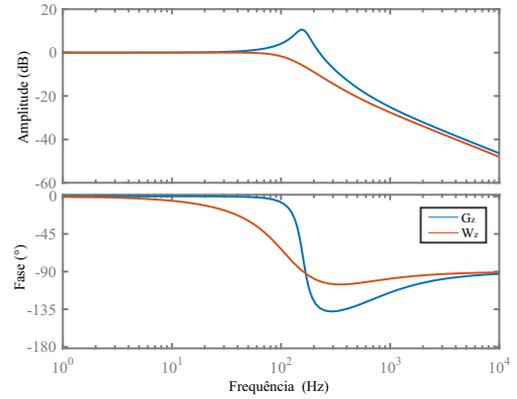


Figura 5: Diagrama de bode do modelo do conversor RF e do seu modelo de referência escolhido.

O controlador MRAC de tempo discreto proposto deve ser capaz de lidar com distúrbios senoidais limitados V_s e V_c . Embora estes distúrbios não estejam disponíveis para medição, como no caso anterior, eles serão obtidos através do uso de um filtro de Kalman. A Tabela 3 apresenta os parâmetros de projeto do algoritmo proposto neste trabalho.

4 Resultados de simulação

O controlador MRAC de tempo discreto mostrado nas seções anteriores é implementado para controlar as tensões de saída de um conversor trifásico com filtro LC, chamado de formador de rede elétrica local (FR). A esta rede local podem ser conectados diversos aerogeradores, no caso deste trabalho, tem-se conectado um conversor trifásico com filtro L, onde o MRAC discreto é utilizado para controlar a corrente injetada na rede. Assim, o fluxo de energia, principalmente, se dá do conversor GE para o conversor FR.

Os resultados mostram a capacidade do controlador proposto para rastrear as tensões e cor-

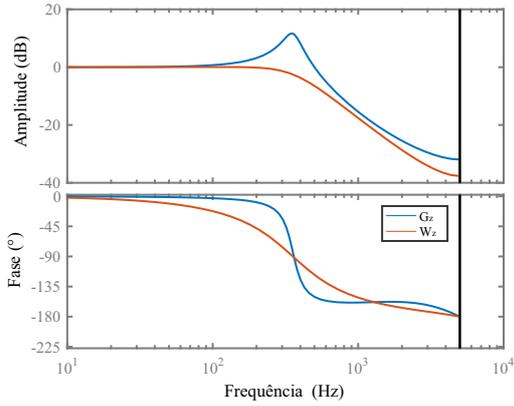


Figura 6: Diagrama de bode do modelo do conversor GE e do seu modelo de referência escolhido.

rentes de referência e mostra a convergência dos ganhos do controlador. A planta e os controladores foram testados no software de simulação de Eletrônica de Potência PSIM®. Tanto a frequência de comutação como a frequência de amostragem são de 10 kHz. As características elétricas dos conversores simulados são as mesmas mostradas na Tabelas 2 e 3. A potência nominal do sistema é de 1,1 MW. Foi adicionado à simulação uma impedância $L_{g2} + R_{g2}$ que não é considerada no modelo $G_{p2\alpha}$, referente a impedância equivalente da rede interna.

4.1 Rastreamento de Referência

Em um tempo total de 0,6s, alguns transitórios na corrente do lado do conversor GE foram realizados, simulando o aumento de geração de energia pelos aerogeradores. Neste caso, espera-se que a corrente de saída conversor GE siga a referência imposta ao controlador MRAC discreto de corrente e que a tensão da rede local seja mantida praticamente constante pelo conversor FR, seguindo a referência imposta no controlador MRAC discreto de tensão. Assim, no decorrer da simulação foram realizados degraus na corrente de referência do conversor de geração: em 0,25s impõe-se um degrau de 130 A para 233 A, e em 0,5s muda-se a referência de corrente para 400 A, que é a corrente nominal do conversor GE. A Figura 7 a apresenta as correntes e tensões trifásicas senoidais, tanto do lado conversor FR como do conversor GE, para os transitórios dados na referência de corrente do conversor GE.

A Figura 8 mostra um detalhamento dessas tensões e correntes trifásicas, onde para o primeiro degrau verifica-se uma sobrelevação da corrente de 15%, e no segundo degrau, uma sobrelevação de 18%. Os tempos de acomodação são de 20 ms e 22 ms, respectivamente. As tensões de saída do conversor formador de rede apresentaram redução da tensão em torno de 5% no momento dos transitórios de corrente, com tempo de acomodação de 15 ms.

Ainda, a Figura 8 apresenta a evolução dos ganhos dos controladores de tensão e corrente $\theta_{1\alpha}^T(k)$ e $\theta_{2\alpha}^T(k)$ para a coordenada α em eixos estacionários $\alpha\beta$, bem como os erros de rastreamento para cada um dos controladores, ou seja, $e_{2\alpha}$ e $e_{2\alpha}$, que são a subtração da saída da planta com a saída do modelo de referência. Pode-se notar o desempenho da estratégia de controle proposta garante robustez ao sistema em circuito fechado e possui tempos de acomodação rápidos. Os controladores MRAC discretos projetados foram capazes de rejeitar os distúrbios senoidais de entrada.

5 Conclusões

Um controlador MRAC no tempo discreto foi projetado para o controle de tensão do conversor formador de rede com filtro LC, e outro para o controle da corrente do conversor de geração com filtro L. A estrutura dos controladores foi apresentada, tanto na forma de equações como em um diagrama de blocos. Resultados de simulação foram obtidos para comprovar o método utilizado, onde verificou-se os controladores projetados garantiram um bom comportamento dinâmico dos conversores, com tempos de acomodação na ordem dos milissegundos e sobrelevação menores que 18% para o degraus realizados na referência de corrente do conversor de geração. Os controladores realizaram o rastreamento das referências imposta, com reduzidos erros de regime permanente. Também, foram capaz de rejeitar os distúrbios de entrada considerados.

Agradecimentos

Os autores agradecem a CAPES e ao CNPQ pelo apoio financeiro desta pesquisa.

Referências

- Abdallah, M. E., Arafa, O. M., Shaltot, A. and Abdel-Aziz, G. A. (2016). Mrac-based vector oriented control of a wind turbine-driven dfig, *2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, pp. 597–603.
- Doumi, M., Colak, I., Aissaoui, A. G., Abid, M. and Tahour, A. (2017). Robust mrac for a wind turbine based on a doubly-fed induction generator, *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pp. 1160–1165.
- Golea, N., Golea, A. and Kadjoudj, M. (2006). Robust mrac adaptive control of pmsm drive under general parameters uncertainties, *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1533–1537.

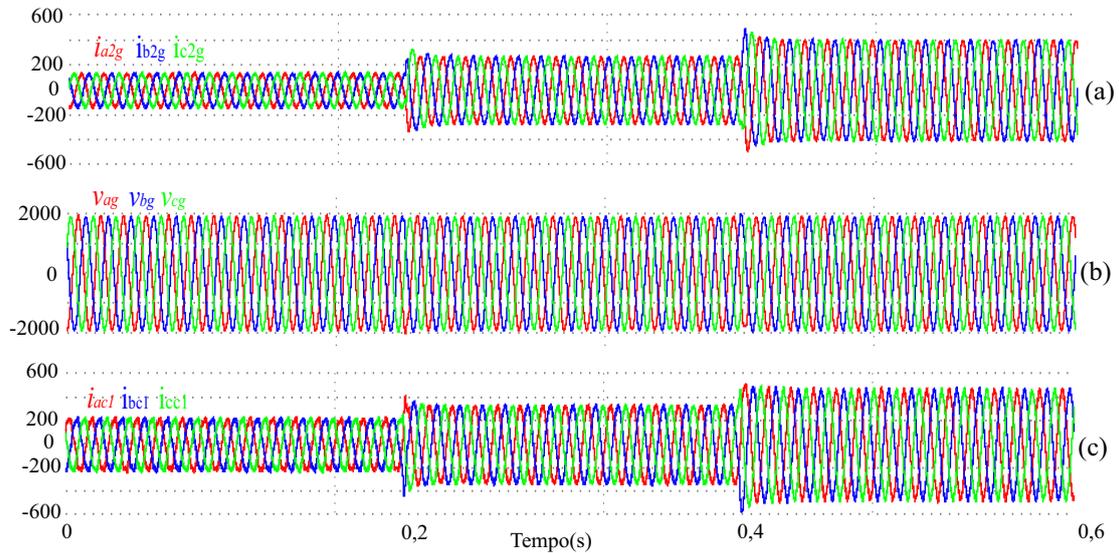


Figura 7: Resultados de simulação para os controladores MRAC: degrau na referência de corrente do conversor GE.

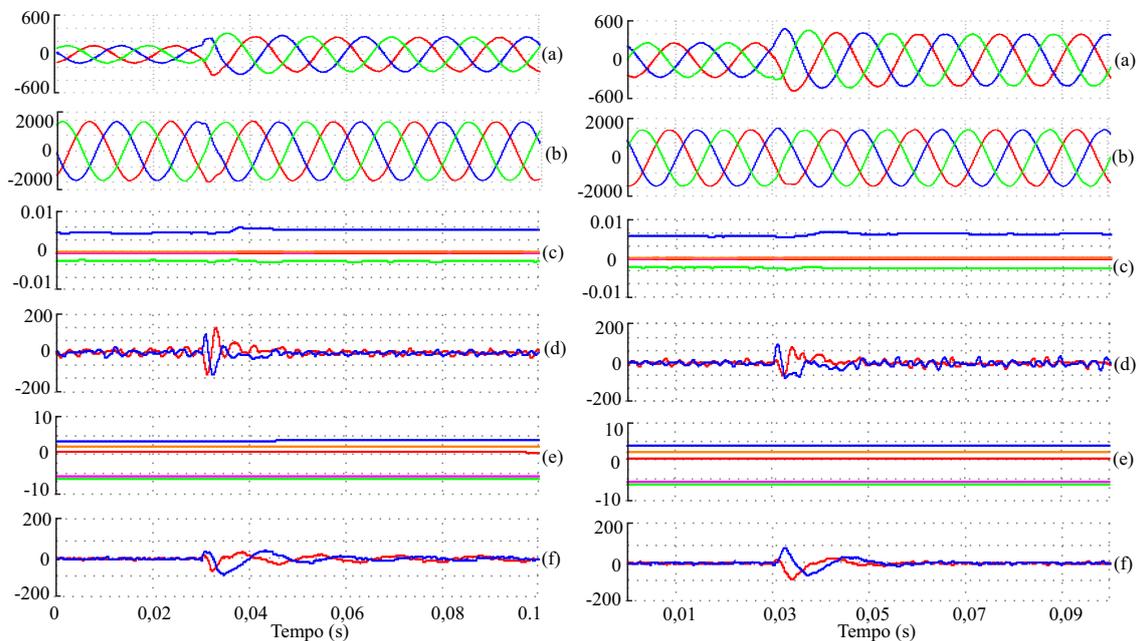


Figura 8: Detalhamento dos resultados de simulação para os controladores MRAC: degrau na referência de corrente do conversor GE e a evolução dos ganhos do controladores de tensão e corrente.

Ioannou, P. and Tsakalis, K. (1986). A robust discrete-time adaptive controller, *1986 25th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 838–843.

IRENA (2016). *Innovation Outlook: Offshore Wind*, International Renewable Energy Agency, Abu Dhabi.

J. M. Kanieski, J. R. Massing, M. S. e. H. A. G. (2017). A discrete-time robust adaptive controller applied to grid-connected converters with lcl filter, **28**(3): 371 – 379.

Mukhedkar, R. A. (2001). *Introduction to HVDC: LCC e VSC - Comparison*, ALSTOM.

N. Barberis Negra, J. Todorovic, e. T. A. (2006). Loss evaluation of hvac and hvdc transmission solutions for large offshore wind farms, **76**(11): 916 – 927.

Ramesh, P. and Yadaiah, N. (2017). Mrac with variable adaptation gain for first order systems, *TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference*, pp. 585–590.

Sengupta, R., Nath, U. M. and Dey, C. (2017). Design and performance analysis of a modified mrac for second-order processes, *2017 4th International Conference on Power, Control Embedded Systems (ICPCES)*, pp. 1–5.