

CONTROLE DAS CORRENTES DO ROTOR DO DFIG NO REFERENCIAL HÍBRIDO SÍNCRONO-ESTACIONÁRIO

CELSO ROGÉRIO SCHMIDLIN JÚNIOR*, FRANCISCO KLEBER DE ARAÚJO LIMA†, FABRÍCIO GONZALEZ NOGUEIRA‡, TOBIAS RAFAEL FERNANDES NETO‡, CARLOS GUSTAVO CASTELO BRANCO†

**Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará*
Av. Parque Central, Distrito Industrial I, Maracanaú, Ceará, Brasil

†*Universidade Federal do Ceará*
Departamento de Engenharia Elétrica, Caixa Postal 6001, Fortaleza, Ceará, Brasil

‡*Valeo-Siemens eAutomotive GmbH*
Frauenauracher Str. 85, 91056 Erlangen

Emails: celso@ifce.edu.br, klima@dee.ufc.br, fnogueira@dee.ufc.br,
tobias.fernandes.jv@valeo-siemens.com, gustavo@dee.ufc.br

Abstract— For the control of the DFIG's negative sequence rotor currents that arise during imbalances in the grid voltages and that are reflected as oscillations in the synchronous reference frame dq , there are two options generally used: to obtain the rotor currents in dq_1 and dq_2 to then use PI controllers for both sequences; or make use of PI controllers added to proportional+resonant (P+R) and/or resonant (R) controllers, with the resonant term tuned to the oscillation frequency. Thus, the present paper deals with the tuning of the PI controllers and the equation of the feed-forward terms for the P+R and R controllers, so that PI controller gains are also valid for the P+R and R controllers. To demonstrate the effectiveness of the approach addressed here, simulation results of a 2 MW SCEE in the PSCAD/EMTDC are presented.

Keywords— Doubly-Fed Induction Generator, Negative Sequence Control, Resonant Controllers.

Resumo— Para o controle das correntes do rotor de sequência negativa do DFIG que surgem durante desequilíbrios nas tensões da rede elétrica e que se refletem como oscilações no referencial síncrono dq , há duas opções geralmente utilizadas: obter as correntes do rotor em dq_1 e dq_2 para então utilizar controladores PI para ambas as sequências; ou fazer uso de controladores PI somados a controladores proporcional+ressonante (P+R) e/ou ressonante (R), com o termo ressonante sintonizado na frequência de oscilação. Assim, o presente artigo trata da sintonia dos controladores PI e do equacionamento dos termos de alimentação direta relativos aos controladores P+R e R, de forma que os ganhos dos controladores PI também sejam válidos para os controladores P+R e R. Para comprovar a eficácia da abordagem tratada aqui, são apresentados resultados de simulação de um SCEE de 2 MW no PSCAD/EMTDC.

Palavras-chave— Gerador de Indução Duplamente Alimentado, Controle das Componentes de Sequência Negativa, Controladores Ressonantes.

1 Introdução

O sistema de conversão eólico-elétrico (SCEE) que faz uso do gerador de indução duplamente alimentado (DFIG, do inglês *doubly-fed induction generator*) tem dominado o mercado (Blaabjerg and Ma, 2013; Zhu and Hu, 2012). Seu estator é ligado diretamente à rede elétrica enquanto o rotor é alimentado por um conversor (do lado da máquina, CLM) eletrônico de potência. Este é conectado em *back-to-back* a outro conversor (do lado da rede, CLR) com um elo de corrente contínua (CC) entre eles (Pena et al., 1996). Em geral, o CLR controla a tensão do elo CC, enquanto o CLM, via o controle das correntes no rotor do DFIG ou de forma direta, pode controlar a velocidade de rotação (Pena et al., 1996), o torque (Ekanayake et al., 2003), as potências ativa e reativa do estator (Tapia et al., 2009) ou até as tensões do estator do DFIG (Chen et al., 2009).

A principal vantagem do SCEE baseado no DFIG é apresentar menores perdas e custo que as demais topologias de SCEE com conversores

de escala plena (Blaabjerg and Ma, 2013; Pena et al., 1996), pois o conversor *back-to-back* processa cerca de 30% da potência nominal do gerador (Pena et al., 1996). Entretanto, isto traz dificuldades adicionais a este tipo de SCEE, como uma partida/sincronização mais complexa (Abad et al., 2011; Schmidlin Jr. et al., 2018) e um maior número de conexões/desconexões à/da rede elétrica, já que o DFIG só pode ser controlado a velocidades próximas à síncrona (Abad et al., 2011) e ainda devido o conversor não ser capaz de suportar as sobrecorrentes originadas durante afundamentos de tensão (López et al., 2007; López et al., 2008; Lima et al., 2010).

A maioria dos afundamentos e/ou desequilíbrios de tensão dão origem a componentes de sequência negativa (Bollen, 2000). Para aumentar a suportabilidade a afundamentos de tensão e melhorar o desempenho do DFIG durante situações de desequilíbrio das tensões da rede elétrica, muitos trabalhos têm proposto que o sistema de controle atue também nas componentes de sequência negativa (Xu and Wang, 2007; Zhou

et al., 2009; Hu et al., 2009; Hu and He, 2009).

A técnica de controle mais comumente utilizada no CLM é o controle vetorial indireto, por meio do qual são controladas somente as componentes de sequência positiva das correntes do rotor. Se somente este método for usado, as componentes de sequência negativa se apresentam como termos oscilantes, os quais não são controlados.

Para lidar com essa situação, há duas opções:

1. Obter as correntes do rotor em dq_1 e dq_2 (Song and Nam, 1999; Xu and Wang, 2007; Rodriguez et al., 2006; Rodriguez et al., 2007; Zhou et al., 2009), para então utilizar controladores PI para ambas as sequências (Song and Nam, 1999); e
2. Usar controladores PI em paralelo com proporcional+ressonante (P+R) e/ou ressonante (R), com o termo ressonante sintonizado na frequência de oscilação (Hu et al., 2009; Hu and He, 2009; Zmood et al., 2001; Suh et al., 2006; Teodorescu et al., 2006).

A primeira opção apresenta a desvantagem de modificar o sistema a ser controlado (pois os métodos de separação utilizam filtros, transformações entre referenciais e outros cálculos matemáticos), em geral, conduzindo à diminuição da margem de fase (Teodorescu et al., 2011).

Já a segunda opção permite a manutenção da respectiva margem de fase além de não necessitar da inserção de outros elementos. Entretanto, muitos trabalhos que optam por esta solução não tratam da determinação dos ganhos destes controladores, determinando-os de forma empírica.

Neste sentido, o presente artigo trata primeiramente da sintonia dos controladores PIs para o controle das componentes de sequências positiva e negativa das correntes do rotor do DFIG. A partir destes e das transformações tratadas em (Zmood et al., 2001), são determinados os respectivos controladores P+R e R, bem como os termos de alimentação direta, de forma que os ganhos dos controladores PIs também sejam válidos para os controladores P+R e R. Para comprovar a eficácia desta abordagem, são apresentados resultados de simulação no PSCAD/EMTDC.

2 Vetor Espacial Trifásico

Como as três fases dos elementos elétricos trifásicos se comportam de forma coordenada, estas devem ser entendidas como as três componentes de vetores girantes (Teodorescu et al., 2011).

As componentes simétricas de sequência positiva e negativa (subscritos “1” e “2”) representam elementos girando nos sentidos anti-horário e horário, respectivamente (Fortescue, 1918). Já a componente zero (subscrito “0”) não será considerada, pois em sistemas a três fios não há as respectivas correntes e fluxos concatenados.

2.1 Sequências Positiva e Negativa

Sistemas trifásicos equilibrados de sequências positiva e negativa são dados por:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{a1} \\ x_{b1} \\ x_{c1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{abc1}} = \begin{cases} x_{a1} = \hat{x}_1 \cos(\omega_1 t) \\ x_{b1} = \hat{x}_1 \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \\ x_{c1} = \hat{x}_1 \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{a2} \\ x_{b2} \\ x_{c2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{abc2}} = \begin{cases} x_{a2} = \hat{x}_2 \cos(\omega_2 t) \\ x_{b2} = \hat{x}_2 \cos(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) \\ x_{c2} = \hat{x}_2 \cos(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2)$$

em que x é uma variável elétrica qualquer, \hat{x} é sua amplitude e ω é sua frequência angular. As frequências angulares dos vetores espaciais \vec{x}_1 e \vec{x}_2 são ω_1 e ω_2 , respectivamente. Ainda, $|\vec{x}_{(1,2)}| = \sqrt{x_{a(1,2)}^2 + x_{b(1,2)}^2 + x_{c(1,2)}^2} = 1,5\hat{x}_{(1,2)}$.

A Figura 1 mostra a representação de \vec{x}_1 nos referenciais $\alpha\beta$ (estacionário) e dq_1 (girante).

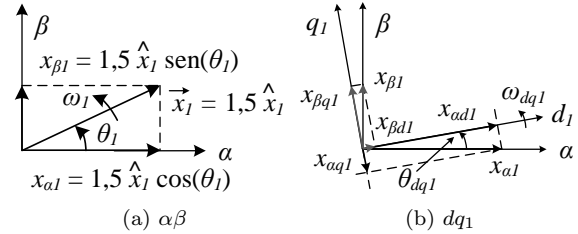


Figura 1: Representação do vetor \vec{x}_1

Como os referenciais abc e $\alpha\beta$ são fixos, os mesmos não apresentam os subscritos “1” e “2”. Por sua vez, dado que os referenciais girantes seguem os respectivos vetores espaciais, os mesmos são identificados como dq_1 e dq_2 .

A partir da Figura 1(a) e acrescentando-se as componentes de sequência zero, tem-se:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{\alpha 1} \\ x_{\beta 1} \\ x_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta 01}} = \underbrace{K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{3K} & \frac{1}{3K} & \frac{1}{3K} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{abc-\alpha\beta 0}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_{a1} \\ x_{b1} \\ x_{c1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{abc1}} \quad (3)$$

$$= \frac{3K\hat{x}_1}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \text{sen}(\omega_1 t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

em que $K = 2/3$ e $K = \sqrt{2/3}$ para as transformações com invariância em amplitude e potência.

A partir da Figura 1(b) e de (3), obtém-se:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{q1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{dq1}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta_{dq1} & \text{sen} \theta_{dq1} \\ -\text{sen} \theta_{dq1} & \cos \theta_{dq1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{\alpha\beta 1-dq1}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_{\alpha 1} \\ x_{\beta 1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta 1}} \quad (4)$$

$$= \frac{3K\hat{x}_1}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 - \omega_{dq1})t \\ \text{sen}(\omega_1 - \omega_{dq1})t \end{bmatrix}$$

em que $\theta_{dq1} = \omega_{dq1}t$.

Já para a sequência negativa, tem-se:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{\alpha 2} \\ x_{\beta 2} \\ x_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta 02}} = \mathbf{M}_{\mathbf{abc}-\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{x}_{\mathbf{abc}2} \quad (5)$$

$$= \frac{3K\hat{x}_2}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_2 t) \\ \text{sen}(\omega_2 t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

Considerando o referencial dq_2 girando em sentido contrário ao dq_1 com frequência ω_{dq2} e $\theta_{dq2} = \omega_{dq2}t$, obtém-se:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_{d2} \\ x_{q2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{dq2}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos\theta_{dq2} & -\text{sen}\theta_{dq2} \\ \text{sen}\theta_{dq2} & \cos\theta_{dq2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{\alpha\beta 2-dq2}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_{\alpha 2} \\ x_{\beta 2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\alpha\beta 2}} \quad (6)$$

$$= \frac{3K\hat{x}_2}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_2 - \omega_{dq2})t \\ \text{sen}(\omega_2 - \omega_{dq2})t \end{bmatrix}$$

2.2 Métodos de Separação de Sequências

Nos referenciais $\alpha\beta$ e dq , têm-se:

$$\mathbf{x}_{\mathbf{abc}} = \mathbf{x}_{\mathbf{abc}1} + \mathbf{x}_{\mathbf{abc}2} \quad (7)$$

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \mathbf{x}_{\alpha\beta 1} + \mathbf{x}_{\alpha\beta 2} \quad (8)$$

Em sistemas trifásicos desequilibrados, as componentes abc de sequência negativa ($\mathbf{x}_{\mathbf{abc}2}$) não são nulas. Assim, ao se aplicar (3) em (7) e (5) ao resultado, obtém-se $\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{x}_{dq1} + \mathbf{x}_{dq2\sim}$, em que $\mathbf{x}_{dq2\sim}$ é dado por:

$$\mathbf{x}_{dq2\sim} = \mathbf{M}_{\alpha\beta 1-dq1} \cdot \mathbf{x}_{\mathbf{abc}-\alpha\beta 01} \cdot \mathbf{x}_{\mathbf{abc}2}$$

$$= \frac{3K\hat{x}_2}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega_2 + \omega_{dq1})t \\ -\text{sen}(\omega_2 + \omega_{dq1})t \end{bmatrix} \quad (9)$$

Assim, \mathbf{x}_{dq} é composto por uma parte contínua (\mathbf{x}_{dq1}) e outra ($\mathbf{x}_{dq2\sim}$) oscilando com frequência $\omega_2 + \omega_{dq1}$ (Teodorescu et al., 2011). Como durante desequilíbrios de tensão os referenciais dq_1 e dq_2 continuam girando na frequência angular da rede elétrica (Xu and Wang, 2007), $\mathbf{x}_{dq2\sim}$ apresenta frequência igual ao dobro da frequência da rede elétrica.

Vale ressaltar que a aplicação de (5) em (7) e então de (6) ao resultado durante situações de desequilíbrio, resulta em $\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{x}_{dq1\sim} + \mathbf{x}_{dq2}$, com $\mathbf{x}_{dq1\sim}$ dado por equação semelhante a (9), ou seja, oscilando com frequência $\omega_1 + \omega_{dq2}$, também igual a duas vezes a frequência da rede elétrica.

Para ser possível o controle por meio de controladores proporcional-integral (PI) clássicos, esses termos oscilantes devem ser retirados. A alternativa mais direta é a que faz uso de filtros do tipo *notch* (Song and Nam, 1999) ou *band-trap* (Xu and Wang, 2007). Entretanto, esse método influencia no ramo direto de controle, reduzindo a margem de fase (Teodorescu et al., 2011).

Outra alternativa para se obter dois vetores contínuos (\mathbf{x}_{dq1} e \mathbf{x}_{dq2}), seria a separação de

$\mathbf{x}_{\mathbf{abc}}$ ou $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ em suas componentes de sequência. Uma opção para tal, mas que apresenta desvantagem semelhante (por fazer uso de filtros adaptativos), seria utilizar o *double second-order generalized in-tegrator - frequency-locked loop* (DSOGI-FLL) (Rodriguez et al., 2006) para se obterem primeiramente as componentes $\alpha\beta 1$ e $\alpha\beta 2$.

Pode-se, também, utilizar o *decoupled double synchronous reference frame* (DDSRF) (Rodriguez et al., 2007) ou subtrair de um sinal um outro atrasado de 1/4 do respectivo período (Zhou et al., 2009). Tais métodos apresentam período de assentamento de cerca de dois ciclos, mas sem interferir no ramo direto de controle.

3 Controle nos Referenciais Síncronos

A Figura 2 mostra os circuitos equivalentes do DFIG nos referenciais síncronos dq_1 e dq_2 (Xu and Wang, 2007), em que os subscritos s e r são relativos às variáveis do estator e do rotor referidas ao estator. Ainda, v , i , ϕ , r , L_l e L_M são, respectivamente, tensões, correntes, fluxos concatenados, resistências, indutâncias de dispersão e indutância de magnetização.

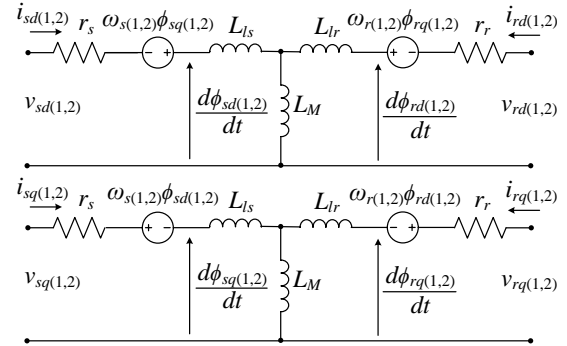


Figura 2: Modelo do DFIG em dq_1 e dq_2 .

As frequências angulares dos referenciais síncronos do estator e rotor de sequências positiva e negativa são iguais às frequências angulares das respectivas variáveis elétricas, sendo $\omega_{s2} = -\omega_{s1}$, $\omega_{r1} = \omega_{s1} - n\omega_m$ e $\omega_{r2} = -\omega_{s1} - n\omega_m$, em que n é o número de pares de polos e ω_m a rotação mecânica. Vale ressaltar que ao se considerarem os sentidos de rotação mecânica e dos referenciais de sequência positiva como sendo positivos, os valores negativos das frequências angulares de sequência negativa significam que os respectivos referenciais giram no sentido contrário.

3.1 Malha de Controle da Corrente do Rotor

Dos circuitos da Figura 2 e aplicando-se a transformada de Laplace, obtém-se a Figura 3 que mostra a planta representativa do DFIG, em que:

$$\varepsilon v_{rd(1,2)} = \left[\sigma i_{rq(1,2)} - \frac{(1-\sigma)v_{sd(1,2)}}{\omega_{s(1,2)}L_M} \right] \cdot \omega_{r(1,2)}L_r \quad (10)$$

$$\varepsilon v_{rq(1,2)} = \begin{bmatrix} \sigma i_{rd(1,2)} + \frac{(1-\sigma)v_{sq(1,2)}}{\omega_{s(1,2)}L_M} \\ -\omega_{r(1,2)}L_r \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_s L_r} \quad (12)$$

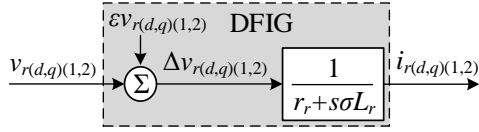


Figura 3: Planta representativa do DFIG.

Pela Figura 3 observa-se que caso $\varepsilon v_{rd(1,2)}$ e $\varepsilon v_{rq(1,2)}$ forem tidos como termos de alimentação direta da tensão do rotor, como mostrado na Figura 4, garante-se o desacoplamento entre os eixos d e q e o DFIG pode ser representado em dq_1 e dq_2 por meio de funções de transferência (FTs) de primeira ordem, dadas por:

$$H_{ir}(s) = \frac{I_{r(d,q)(1,2)}}{\Delta V_{r(d,q)(1,2)}} = \frac{1}{r_r + s\sigma L_r} \quad (13)$$

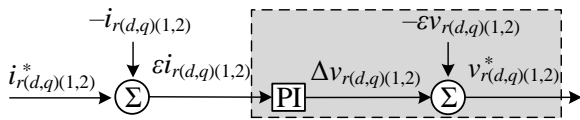


Figura 4: Controle das correntes do rotor do DFIG em dq_1 e dq_2 .

Na segunda forma padrão, (13) torna-se:

$$H_{ir}(s) = \frac{1/r_r}{(\sigma L_r/r_r)s + 1} = \frac{1/r_r}{1 + \tau_{ir}s} \quad (14)$$

em que $1/r_r$ e $\tau_{ir} = \sigma L_r/r_r$ são as constantes de ganho estático e de tempo do sistema.

3.2 FT do Conversor

A Figura 5 mostra as transformações realizadas nas tensões de referência $v_{rd(1,2)}^*$ e $v_{rq(1,2)}^*$ (valores de saída da Figura 4) antes destas serem enviadas ao PWM e ao CLM, em que a trata-se da relação entre o número de espiras dos enrolamentos do estator e do rotor.

O bloco em destaque na Figura 5 (chamado de “Separação”) representa a separação ideal dos sinais em $\alpha\beta$ em suas respectivas componentes $\alpha\beta_1$ e $\alpha\beta_2$. Na prática ele não é utilizado e só foi inserido para ilustrar que todas as transformações da Figura 5, ou seja, de $v_{rd(1,2)}^*$ e $v_{rq(1,2)}^*$ para $v_{rd(1,2)}$ e $v_{rq(1,2)}$ (estes últimos os valores de entrada da Figura 3), podem ser modeladas como um elemento de atraso, ou seja:

$$H_D(s) = e^{-sT_D} \quad (15)$$

em que T_D é geralmente considerado como uma a duas vezes o período de chaveamento ($T_C = 1/f_C$, sendo f_C a frequência de chaveamento) do conversor eletrônico de potência. Para o caso de se utilizar controle analógico, pode-se considerar $T_D = T_C$, ou seja, o tempo de atraso se deve somente ao chaveamento do conversor. Já para o caso de se utilizar controle digital, a consideração de $T_D = 2T_C$ é mais conservadora, pois além de se considerar o atraso devido ao chaveamento do conversor, também se considerariam os atrasos relativos à digitalização.

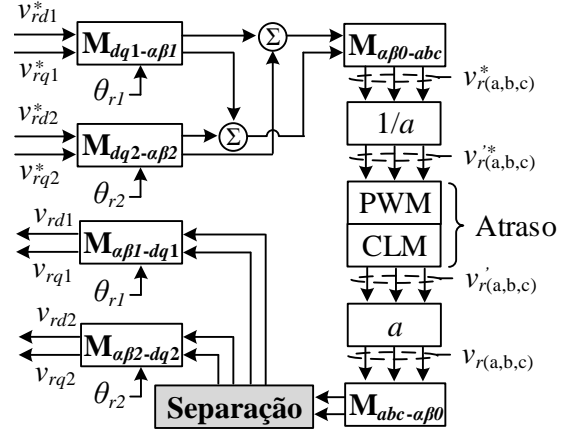


Figura 5: Representação do PWM e do CLM.

Na literatura, é comumente encontrada a utilização da série de Taylor de primeira ordem para aproximar o atraso (Vrancic, 2012). Assim:

$$H_D(s) = e^{-sT_D} \approx \frac{1}{1 + sT_D} \quad (16)$$

3.3 Sintonia dos Controladores PI

A Figura 6 mostra as malhas fechadas das correntes do rotor, as quais são obtidas a partir do exposto anteriormente.

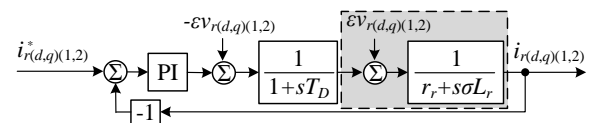


Figura 6: Malhas fechadas de controle das correntes do rotor em dq_1 e dq_2 .

Para sintonia dos controladores PIs da Figura 6 será utilizado o método da magnitude ótima (Umland and Safiuddin, 1990; Åström and Hägglund, 1995; Kessler, 1955), que trata-se de um método clássico de otimização de sintonia de controladores que é frequentemente utilizado em aplicações de acionamento e eletrônica de potência.

Para tal, simplifica-se a FT do sistema a ser controlado para a seguinte forma:

$$H_{sc}(s) = \frac{K}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)} \quad (17)$$

com $\tau_1 > \tau_2$. Comparando (17) e a Figura 6, $\tau_1 = \sigma L_r / r_r$, $\tau_2 = T_D$ e $K = 1/r_r$. Assim, os ganhos proporcional e integral são $K_p = \tau_1 / (2K\tau_2) = \sigma L_r / (2T_D)$ e $K_i = K_p / \tau_1 = r_r / (2T_D)$.

3.4 Correntes do Rotor em dq_1 e dq_2

As correntes do rotor de seqüência positiva e negativa apresentam freqüências angulares ω_{r1} e ω_{r2} que são diferentes entre si. Assim, caso se deseje que estas se apresentem como sinais contínuos em regime permanente, é necessário que as mesmas sejam representadas em referenciais girando com freqüências angulares equivalentes.

Neste artigo, considera-se o controle vetorial alinhado com o fluxo do estator. Assim, tem-se que o ângulo do fluxo do estator de seqüência positiva $\theta_{\phi s1} \approx \theta_{g1} - \frac{\pi}{2}$ (Abad et al., 2011), o qual varia a uma taxa ω_{s1} . Por sua vez, o ângulo $\theta_n = n\theta_m$ varia a uma taxa $\omega_n = n\omega_m$. Assim, para as transformações das correntes do rotor, têm-se:

$$\theta_{dq1} = \theta_{r1} = \theta_{\phi s1} - \theta_n \approx \theta_{g1} - \pi/2 - \theta_n \quad (18)$$

$$\theta_{dq2} = \theta_{r2} = \theta_{\phi s1} + \theta_n \approx \theta_{g1} - \pi/2 + \theta_n \quad (19)$$

A Figura 7 mostra a estrutura baseada no DDSRF (Rodriguez et al., 2007) utilizada para obtenção das componentes dq_1 e dq_2 das correntes do rotor a partir das componentes em $\alpha\beta$. Os blocos identificados como FPB são filtros passa-baixa de primeira ordem com freqüência de corte $\sqrt{2}$ vezes menor que a freqüência da rede elétrica, como proposto em (Teodorescu et al., 2011). Como estes filtros encontram-se nas malhas de desacoplamento, minimiza-se a influência negativa causada pela inserção de filtros no ramo direto.

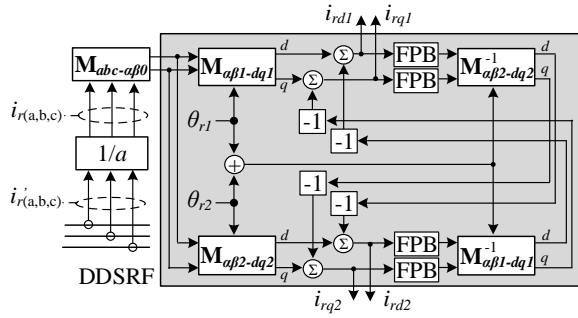


Figura 7: Correntes do rotor em dq_1 e dq_2

4 Controle no Referencial Híbrido

A desvantagem do esquema de controle tratado na Seção 3 é a necessidade de se efetuar a separação das correntes do rotor em suas componentes de seqüência positiva e negativa. De forma a contornar esse inconveniente, serão equacionados os controladores proporcional+ressonante (P+R) e ressonante (R_0) para o controle das componentes de seqüência negativa, sendo este baseado nas transformações apresentadas na Seção 2 e em (Zmood

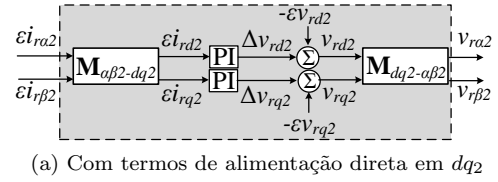
et al., 2001). Algumas destas operações serão apresentadas em forma de diagramas para facilitar a visualização.

4.1 Equacionamento

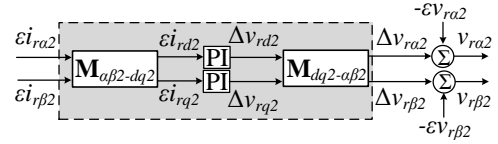
Aplicando a matriz de transformação de $\alpha\beta_2$ para dq_2 e sua inversa às malhas de controle das correntes do rotor de seqüência negativa (advindas da Figura 4), é obtida a Figura 8(a). Ao se representar termos de alimentação direta da Figura 8(a) em $\alpha\beta_2$, ou seja,

$$\begin{bmatrix} \varepsilon v_{r\alpha 2} \\ \varepsilon v_{r\beta 2} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta_{r2}) & \sin(\theta_{r2}) \\ -\sin(\theta_{r2}) & \cos(\theta_{r2}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{dq2-\alpha\beta 2}} \begin{bmatrix} \varepsilon v_{rd2} \\ \varepsilon v_{rq2} \end{bmatrix} \quad (20)$$

são obtidos os controladores PIs em $\alpha\beta$, os quais são mostrados na Figura 8(b).



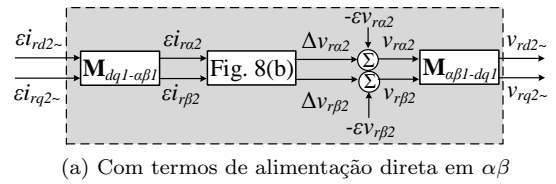
(a) Com termos de alimentação direta em dq_2



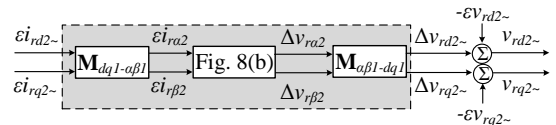
(b) Com termos de alimentação direta em $\alpha\beta$

Figura 8: Controle de seqüência negativa em $\alpha\beta$

Aplicando agora a matriz de transformação de $\alpha\beta_1$ para dq_1 e sua inversa aos controladores da Figura 8(b), é obtida a Figura 9(a).



(a) Com termos de alimentação direta em $\alpha\beta$



(b) Com termos de alimentação direta em $dq_{2\sim}$

Figura 9: Controle da seqüência negativa em $dq_{2\sim}$

Ao se representar termos de alimentação direta da Figura 9(a) em $dq_{2\sim}$, ou seja,

$$\begin{bmatrix} \varepsilon v_{rd2\sim} \\ \varepsilon v_{rq2\sim} \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{\alpha\beta 1-dq1} \begin{bmatrix} \varepsilon v_{r\alpha 2} \\ \varepsilon v_{r\beta 2} \end{bmatrix} \quad (21)$$

são obtidos os controladores PIs em $dq_{2\sim}$, os quais são mostrados na Figura 9(b).

Substituindo (18), (19) e (20) em (21), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon v_{rd2\sim} \\ \varepsilon v_{rq2\sim} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_2 & s_2 \\ -s_2 & c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon v_{rd2} \\ \varepsilon v_{rq2} \end{bmatrix} \quad (22)$$

em que $c_2 = \cos(2\theta_{\phi s1})$ e $s_2 = \sin(2\theta_{\phi s1})$.

Pode-se reescrever (10) e (11) como:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon v_{rd2} \\ \varepsilon v_{rq2} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_{q2r} \\ -i_{d2r} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} v_{sd2} \\ v_{sq2} \end{bmatrix} \quad (23)$$

com $A = \omega_{r2} L_r \sigma$ e $B = \omega_{r2} L_r (1 - \sigma) / (\omega_{s1} L_M)$. Assim, substituindo (23) e (6) em (22) e comparando o resultado com (9), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon v_{rd2\sim} \\ \varepsilon v_{rq2\sim} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_{rq2\sim} \\ -i_{rd2\sim} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} v_{sd2\sim} \\ v_{sq2\sim} \end{bmatrix} \quad (24)$$

Substituindo a Figura 8(b) na Figura 9(b), obtém-se a cada lado dos controladores PI as seguintes multiplicações de matrizes:

$$\mathbf{M}_{dq1-\alpha\beta} \mathbf{M}_{\alpha\beta-dq2} = \begin{bmatrix} c_2 & -s_2 \\ s_2 & c_2 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\mathbf{M}_{dq2-\alpha\beta} \mathbf{M}_{\alpha\beta-dq1} = \begin{bmatrix} c_2 & s_2 \\ -s_2 & c_2 \end{bmatrix} \quad (26)$$

Com isso, os valores de saída dos controladores em $dq2\sim$ da Figura 9(b), no domínio do tempo, são dados por (Zmood et al., 2001):

$$\begin{aligned} \Delta v_{rd2\sim}(t) = & \text{PI}_{d2}(t) * [\varepsilon i_{rd2\sim}(t) c_2 \\ & - \varepsilon i_{rq2\sim}(t) s_2] c_2 + \\ & \text{PI}_{q2}(t) * [\varepsilon i_{rd2\sim}(t) s_2 + \\ & \varepsilon i_{rq2\sim}(t) c_2] s_2 \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \Delta v_{rq2\sim}(t) = & -\text{PI}_{d2}(t) * [\varepsilon i_{rd2\sim}(t) c_2 - \\ & \varepsilon i_{rq2\sim}(t) s_2] s_2 + \\ & \text{PI}_{q2}(t) * [\varepsilon i_{rd2\sim}(t) s_2 + \\ & \varepsilon i_{rq2\sim}(t) c_2] c_2 \end{aligned} \quad (28)$$

em que $*$ é o produto de convolução. Aplicando a transformada de Laplace a (27) e (28), conforme deduzido em (Zmood et al., 2001), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta V_{rd2\sim} \\ \Delta V_{rq2\sim} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_p + R & R_0 \\ -R_0 & K_p + R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon I_{rd2\sim} \\ \varepsilon I_{rq2\sim} \end{bmatrix} \quad (29)$$

em que (s) é omitido por questão de simplicidade. Ainda, K_p , R e R_0 tratam-se do ganho do termo proporcional (P) e dos termos ressonantes:

$$R(s) = \frac{K_i s}{s^2 + (2\omega_g)^2} \quad (30)$$

$$R_0(s) = \frac{K_i (2\omega_g)}{s^2 + (2\omega_g)^2} \quad (31)$$

Para evitar problemas de estabilidade associados com um ganho infinito na frequência de ressonância $2\omega_g$, (Zmood et al., 2001) sugere que $R(s)$ seja dado por:

$$R(s) = \frac{K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (2\omega_g)^2} \quad (32)$$

em que $\omega_c \ll 2\omega_g$ representa a frequência de corte. Por meio de (32) pode-se alterar a largura de banda e, conseqüentemente, a sensibilidade em torno da frequência de ressonância $2\omega_g$ por meio da seleção apropriada de ω_c . Ainda, pode-se mostrar que R_0 pode ser representado, alternativamente, pelo seguinte controlador:

$$R_0(s) = \frac{K_i (2\omega_g) \omega_c}{s^2 + 2\omega_c s + (2\omega_g)^2} \quad (33)$$

4.2 Malhas de Controle das Correntes do Rotor

Da Figura 6 e do equacionamento desenvolvido anteriormente, chega-se à Figura 10, que mostra as malhas fechadas de controle das correntes do rotor de seqüências positiva e negativa.

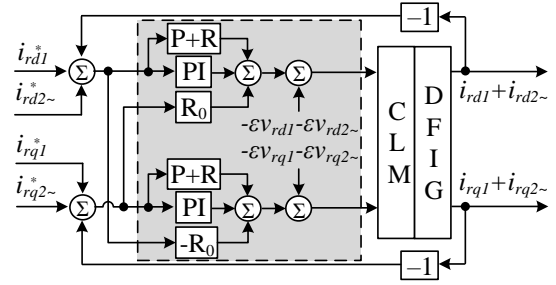


Figura 10: Malhas fechadas de controle das correntes do rotor.

Em vez de utilizar as referências de corrente no referencial $dq2$ (i_{rd2}^* e i_{rq2}^*), estas, antes de serem somadas às referências de corrente em $dq1$, são transformadas para $dq2\sim$, ou seja,

$$\begin{bmatrix} i_{rd2\sim}^* \\ i_{rq2\sim}^* \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{\alpha\beta1-dq1} \left(\mathbf{M}_{dq2-\alpha\beta2} \begin{bmatrix} i_{rd2}^* \\ i_{rq2}^* \end{bmatrix} \right) \quad (34)$$

Dessa forma, não há a necessidade de efetuar a separação das correntes do rotor em d e q em suas componentes de seqüência, bastando utilizá-las diretamente como sinais de realimentação negativa. Assim, os controladores PI se encarregam de buscar zerar o erro da parcela em $dq1$ enquanto que os controladores P+R e R_0 se encarregam de buscar zerar o erro da parcela em $dq2\sim$.

Já em relação aos termos de alimentação direta, estes também devem apresentar uma parcela contínua e outra oscilante. Para tal, (10) e (11) podem ser reescritas como:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon v_{rd1} \\ \varepsilon v_{rq1} \end{bmatrix} = \frac{\omega_{r1}}{\omega_{r2}} \left(A \begin{bmatrix} i_{rq1} \\ -i_{rd1} \end{bmatrix} - B \begin{bmatrix} v_{sd1} \\ v_{sq1} \end{bmatrix} \right) \quad (35)$$

4.3 Sintonia dos Controladores P+R e R

Como os controladores P+R e R_0 deduzidos anteriormente são originados dos PIs de seqüência negativa e dado que as plantas de seqüência negativa e positiva são iguais, os ganhos K_P e K_I destes controladores também são iguais.

Vale ressaltar que em (Hu et al., 2009; Hu and He, 2009) o valor do ganho do termo ressonante, o qual será chamado de K_R , é mais de 10 vezes superior que o do termo integral. Isso se deve ao fato de que estes trabalhos apenas introduzem o controlador P+R para o controle da sequência negativa, sem utilizar o termo R_0 e as componentes de alimentação direta deduzidas neste artigo. Dessa forma, esse ganho possivelmente foi determinado de forma empírica.

Entretanto, conforme tratado anteriormente, (Zmood et al., 2001) sugere a utilização dos termos ressonantes não-ideais de (32) e (33). Assim, o termo $\omega_c \ll 2\omega_g$, o qual precisa ser determinado.

Para embasar a escolha deste termo, foi elaborada a Figura 11. Ela mostra o diagrama de Bode dos controladores P+R ideal e não-ideal em função de ω_c para o SCEE baseado em DFIG simulado aqui (Tabela 1) e com ganhos $K_P = 0,1140 \Omega$ e $K_I = 1,933 \Omega/s$ calculados conforme o método da magnitude ótima anteriormente descrito.

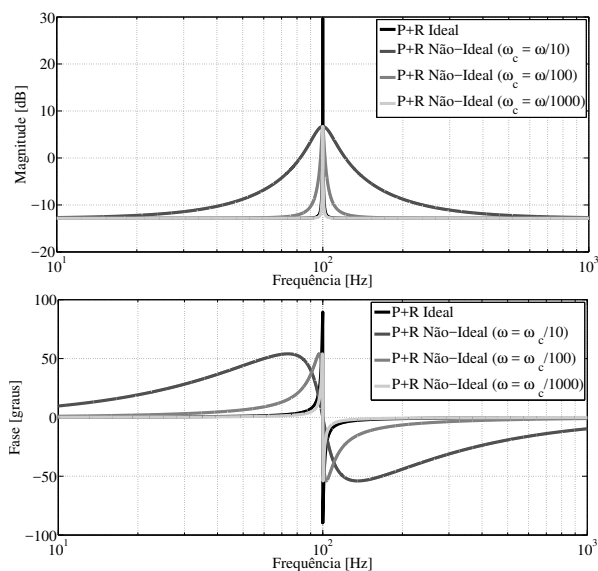


Figura 11: Diagrama de Bode dos controladores P+R ideal e não ideal.

Pela Figura 11 tem-se que o controlador P+R ideal apresenta ganho tendendo ao infinito na frequência de ressonância, ao contrário do controlador P+R não-ideal. Ainda, para que as curvas de magnitude e fase dos dois controladores apresentem forma semelhante, é necessário que $\omega_c \approx 0,91 \text{ rad/s}$.

Vale ressaltar que resultados semelhantes foram obtidos para o termo R_0 , os quais não são apresentados.

5 Resultados de Simulação

Simulou-se no PSCAD/EMTDC um SCEE baseado em DFIG de 2 MW, cujos parâmetros são apresentados na Tabela 1 (Abad et al., 2011; Xu and Wang, 2007).

Tabela 1: Parâmetros DFIG Simulado.

Variável	SI	PU
n	2	-
a	1	-
r_s	2,6 m Ω	0,011 pu
r_r	2,9 m Ω	0,012 pu
L_{ls}	0,087 mH	0,12 pu
L_{lr}	0,087 mH	0,12 pu
L_M	2,5 mH	3.45 pu

Durante as simulações a velocidade no eixo do DFIG foi mantida constante. Além disso, considerando que o elo CC apresenta tensão constante, a qual é controlada pelo CLR e protegida por dispositivos como um *chopper*, o CLM e o PWM foram substituídos por três fontes de tensão controladas por tensão, conforme proposto em (Pereira et al., 2014). Dessa forma, também será possível uma melhor comparação entre as duas técnicas de controle anteriormente descritas, dada a ausência dos harmônicos provenientes do chaveamento do conversor. Por fim, a rede elétrica também foi implementada por meio de fontes dependentes de tensão controladas por tensão, ou seja, uma rede ideal na qual é possível se aplicar o desequilíbrio desejado.

Para verificar a efetividade do esquema de controle no referencial híbrido síncrono-estacionário, os seguintes circuitos de controle das correntes do rotor do DFIG foram considerados:

1. PI e P+R;
2. PI, P+R e termos de (35);
3. PI, P+R e termos de (24)+(35);
4. PI, P+R e R_0 ;
5. PI, P+R, R_0 e termos de (35); e
6. PI, P+R, R_0 e termos de (24)+(35).

A Figura 12 apresenta as correntes de saída $i_{rd1} + i_{rd2}$ e $i_{rq1} + i_{rq2}$ bem como os respectivos valores de referência. Esta situação trata-se do instante de injeção de potências no estator (em $t = 8 \text{ s}$) com $P_{s0}^* = -100 \text{ kW}$ e $Q_{s0}^* = 0 \text{ MVar}$, escorregamento de 0.3 e tensão da fase c equivalente a 70% do valor nominal (desequilíbrio de tensão).

Pela Figura 12 verifica-se que somente os circuitos 3 e 6 seguiram corretamente as respectivas referências. Ainda, é possível a utilização do circuito 3, sem os termos R_0 .

Vale ressaltar que para os demais circuitos seguirem os valores de referência seria necessário a elevação dos ganhos, sendo que, na literatura pesquisada, tal processo é geralmente realizado de forma empírica.

A Figura 13 mostra, para a mesma situação da Figura 12, a comparação entre os esquemas de

controle tratados nas Seções 3 e 4. Percebe-se que apesar de todos os controladores garantirem o seguimento das referências, o esquema de controle híbrido mostra-se mais rápido. Isso se devido ao esquema de controle no referencial síncrono necessitar da separação das componentes de sequências positiva e negativa, enquanto o esquema de controle híbrido não. Ainda, a Figura 13 comprova mais uma vez que é aceitável se desprezar os termos R_0 .

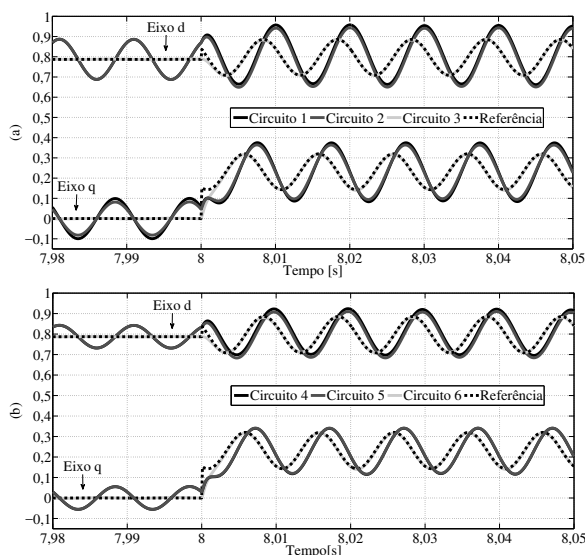


Figura 12: Correntes do rotor [kA].

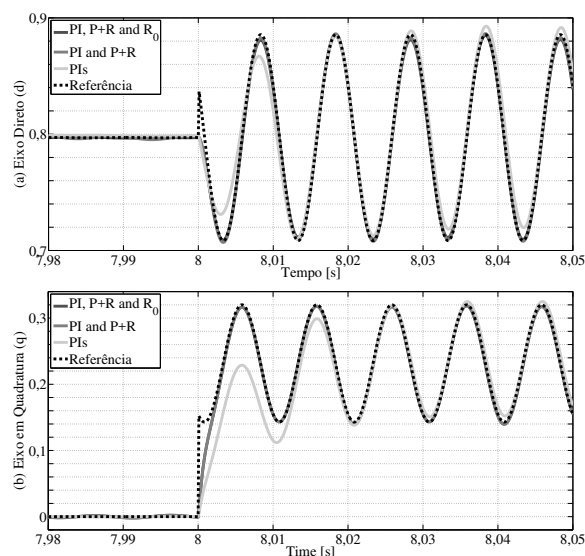


Figura 13: Correntes do rotor [kA].

6 Conclusões

O presente artigo apresentou o equacionamento dos controladores ressonantes e respectivas componentes de alimentação direta, os quais são utilizados para o controle das componentes de sequência negativa das correntes do rotor.

A partir das simulações realizadas, mostrou-se a importância da utilização das componentes

de alimentação direta no desempenho destes controladores. Ainda, mostrou-se que o esquema de controle híbrido mostra-se mais rápido que o controle no referencial síncrono.

Por fim, pela metodologia apresentada, é possível a determinação dos ganhos dos controladores a partir de métodos clássicos de sintonia, como o da magnitude ótima.

Referências

Abad, G., López, J., Rodríguez, M., Marroyo, L. and Iwanski, G. (2011). *Doubly Fed Induction Machine*, John Wiley & Sons, U.S.A.

Åström, K. J. and Hägglund, T. (1995). *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, 2 edn, ISA: The Instrumentation, Systems, and Automation Society, NC, U.S.A.

Blaabjerg, F. and Ma, K. (2013). Future on power electronics for wind turbine systems, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* **1**(3): 139–152.

Bollen, M. (2000). *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*, IEEE Press.

Chen, S. Z., Cheung, N. C., Wong, K. C. and Wu, J. (2009). Grid synchronization of doubly-fed induction generator using integral variable structure control, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **24**(4): 875–883.

Ekanayake, J. B., Holdsworth, L. and Jenkins, N. (2003). Comparison of 5th order and 3rd order machine models for doubly fed induction generator (DFIG) wind turbines, *Electric Power Systems Research* **67**(3): 207–215.

Fortescue, C. L. (1918). Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks, *Proceedings of the American Institute of Electrical Engineers* **37**(6): 629–716.

Hu, J. and He, Y. (2009). Modeling and enhanced control of dfig under unbalanced grid voltage conditions, *Electric Power Systems Research* **79**: 273–281.

Hu, J., He, Y., Xu, L. and Williams, B. W. (2009). Improved control of dfig systems during network unbalance using pi-r current regulators, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **56**(2): 439–451.

Kessler, C. (1955). Über die vorausberechnung optimal abgestimmter regelkreise teil iii. die optimale einstellung des reglers nach dem betragsoptimum, *Regelungstechnik* **3**: 40–49.

- Lima, F. K. A., Luna, A., Rodriguez, P., Watanabe, E. and Blaabjerg, F. (2010). Rotor voltage dynamics in the doubly fed induction generator during grid faults, *IEEE Transactions on Power Electronics* **25**(1): 118–130.
- López, J., Gubía, E., Sanchis, P., Roboam, X. and Marroyo, L. (2008). Wind turbines based on doubly fed induction generator under asymmetrical voltage dips, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **23**(1): 321–330.
- López, J., Sanchis, P., Roboam, X. and Marroyo, L. (2007). Dynamic behavior of the doubly fed induction generator during three-phase voltage dips, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **22**(3): 709–717.
- Pena, R., Clare, J. C. and Asher, G. (1996). Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation, *IEE Proceedings - Electric Power Applications* **143**(3): 231.
- Pereira, H. A., Cupertino, A. F., Teodorescu, R. and Silva, S. R. (2014). High performance reduced order models for wind turbines with full-scale converters applied on grid interconnection studies, *Energies* **7**: 7694–7716.
- Rodriguez, P., Luna, A., Ciobotaru, M., Teodorescu, R. and Blaabjerg, F. (2006). Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions, *IEEE Industrial Electronics (IECON)*, pp. 5173–5178.
- Rodriguez, P., Pou, J., Bergas, J., Candela, J. I., Burgos, R. P. and Boroyevich, D. (2007). Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control, *IEEE Transactions on Power Electronics* **22**: 584–592.
- Schmidlin Jr., C. R., de Araújo Lima, F. K., Neto, T. R. F. and Branco, C. G. C. (2018). Estimaco de parâmetros e controle de um gerador de induco duplamente alimentado durante a sincronizaco com a rede elétrica, *Eletrônica de Potência* **23**(1): 118–126.
- Song, H.-S. and Nam, K. (1999). Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **46**(5): 953–959.
- Suh, Y., Tijeras, V. and Lipo, T. A. (2006). Control scheme in hybrid synchronous-stationary frame for pwm ac/dc converter under generalized unbalanced operating conditions, *IEEE Transactions on Industry Applications* **42**(3): 825–835.
- Tapia, G., Santamaría, G., Telleria, M. and Susperregui, A. (2009). Methodology for smooth connection of doubly fed induction generators to the grid, *IEEE Transactions On Energy Conversion* **24**(4): 959–971.
- Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M. and Loh, P. C. (2006). Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 153, pp. 750–762.
- Teodorescu, R., Liserre, M., Rodriguez, P. and Blaabjerg, F. (2011). *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, John Wiley and Sons Ltd, United Kingdom.
- Umland, J. W. and Safiuddin, M. (1990). Magnitude and symmetric optimum criterion for the design of linear control systems: what is it and how does it compare with the others?, *IEEE Transactions on Industry Applications* **26**(3): 489–497.
- Vrancic, D. (2012). *Introduction to PID Controllers - Theory, Tuning and Application to Frontier Areas*, InTech, chapter Magnitude Optimum Techniques for PID Controllers.
- Xu, L. and Wang, Y. (2007). Dynamic modeling and control of dfig-based wind turbines under unbalanced network conditions, *IEEE Transactions on Power Systems* **22**(1): 314–323.
- Zhou, Y., Bauer, P., Ferreira, J. A. and Pierik, J. (2009). Operation of grid-connected dfig under unbalanced grid voltage condition, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **24**(1): 240–246.
- Zhu, Z. Q. and Hu, J. (2012). Electrical machines and power-electronic systems for high-power wind energy generation applications: Part i - market penetration, current technology and advanced machine systems, *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering* **32**(1): 7–33.
- Zmood, D. N., Holmes, D. G. and Bode, G. H. (2001). Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators, *IEEE Transactions on Industry Applications* **37**(2).