

Comparação dos métodos Controle Preditivo de Conjugado e Controle Direto de Potência em um sistema de geração utilizando gerador duplamente alimentado^{*}

Victor F. M. B. Melo^{*} Liane M. de Oliveira^{**}
Letycia de L. Medeiros^{***} Gilielson F. da Paz^{****}

^{*} Universidade Federal da Paraíba - UFPB (e-mail: victor@cear.ufpb.br).

^{**} UFPB (e-mail: liane.oliveira@cear.ufpb.br)

^{***} UFPB (e-mail: letydia.medeiros@cear.ufpb.br)

^{****} UFPB (e-mail: gilielson@cear.ufpb.br)

Abstract: In this paper a performance comparison between the methods Direct Power Control (DPC) and Predictive Torque Control (PTC) for a wind energy system that uses a doubly-fed induction generator is presented. Both methods are discussed and compared by means of steady-state and transient-state simulation results for a 500-W generator. It will be shown that DPC presents a faster dynamic response, but may present higher rotor current harmonic distortion than PTC depending on the rotor speed.

Resumo: Neste trabalho é realizada a comparação dos desempenhos dos métodos Controle Direto de Potência (conhecido na literatura por sua sigla em inglês, DPC) e Controle Preditivo de Conjugado (conhecido na literatura por sua sigla em inglês, PTC) em um sistema de geração eólica que utiliza gerador de indução duplamente alimentado. Os dois métodos são discutidos e comparados através de resultados de simulação nos regimes permanente e transitório para um gerador de potência nominal de 500 W. Será mostrado que o método DPC apresenta uma resposta dinâmica mais rápida, mas pode apresentar maior distorção harmônica nas correntes do rotor que o método PTC, dependendo da velocidade do rotor.

Keywords: Direct power control; predictive torque control; wind energy generation; doubly-fed induction generator.

Palavras-chaves: Controle direto de potência; controle preditivo de conjugado; geração eólica; gerador de indução duplamente alimentado.

1. INTRODUÇÃO

Os sistemas de geração de turbinas eólicas com a configuração na qual utiliza-se um gerador duplamente alimentado (em inglês chamado de doubly-fed induction generator, com sigla DFIG) fazem parte da terceira geração de turbinas eólicas, conhecida na literatura como tipo 3 (Yaramatsu and Wu, 2017). Nesse sistema, os enrolamentos estáticos do gerador são conectados diretamente à rede elétrica trifásica e os enrolamentos rotóricos são conectados à mesma rede elétrica por meio de um conversor de potência do tipo CA-CC-CA. O sistema está ilustrado na Fig. 1, onde o conversor do lado da rede elétrica é chamado pela sigla CLR e o conversor do lado da máquina elétrica é chamado pela sigla CLM. A vantagem deste tipo de sistema frente aos agora obsoletos tipos 1 e 2 é que ele pode operar com velocidade variável (Yaramatsu and Wu, 2017). No sistema tipo 3, a velocidade de giro do rotor pode operar em uma faixa de operação de +30% a -30% da velocidade síncrona, o que é útil para o melhor aproveitamento

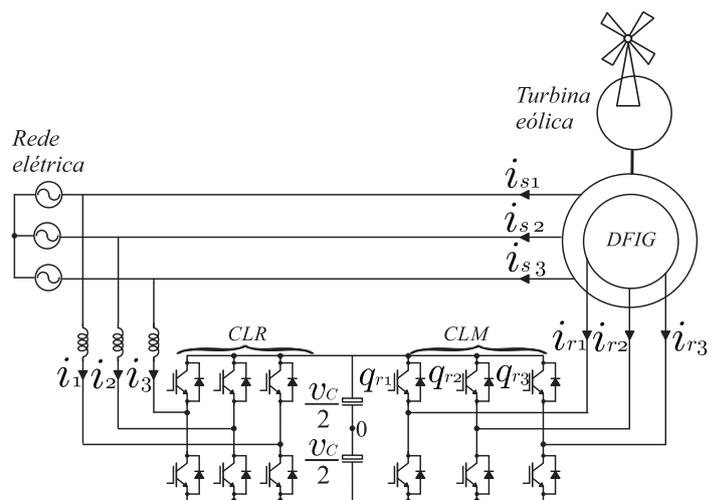


Figura 1. Sistema de geração eólica do tipo 3.

na geração de energia proveniente do vento, que tem uma velocidade com comportamento bastante variável.

^{*} Os autores agradecem à UFPB e ao CNPq pelo suporte financeiro.

A técnica de controle mais comum empregada neste sistema é o Controle por Orientação de Campo (em inglês chamada de Field Oriented Control, com sigla FOC). Esse tipo de controle faz uso de controladores do tipo Proporcional-Integral (PI) e estratégias de modulação por largura de pulso (em inglês chamado de Pulse Width Modulation, com sigla PWM). De acordo com Buja and Kazmierkowski (2004), um método alternativo ao FOC foi proposto em (Takahashi and Noguchi, 1986) e em (Depenbrock, 1988), chamado inicialmente de Controle Direto Próprio (em inglês, Direct Self Control, com sigla DSC) e posteriormente chamado de Controle Direto de Conjugado (em inglês, Direct Torque Control, com sigla DTC). Um estudo comparativo entre os métodos FOC e DTC para um motor de indução gaiola-de-esquilo foi realizado em (Casadei et al., 2002). No método DTC, comparadores de histerese de fluxo e conjugado determinam os estados dos gatilhos das chaves do conversor de modo a manter os valores de fluxo e conjugado dentro de uma banda pré-definida. As vantagens do DTC em relação ao FOC são que não é necessário controladores PI nem moduladores PWM, o que faz do DTC um algoritmo de fácil implementação e baixo custo operacional, além de apresentar um melhor comportamento dinâmico que o FOC. Posteriormente, baseando-se nos princípios do DTC, foi proposto o método Controle Direto de Potência (em inglês, Direct Power Control, com sigla DPC), conforme discutido em (Datta and Ranganathan, 2001) e (Lie Xu and Cartwright, 2006). Neste método, comparadores de histerese de potência ativa e reativa determinam os estados de gatilho do conversor para manter os valores das potências dentro de bandas pré-fixadas. Também apresenta rápido comportamento dinâmico e fácil implementação.

Entretanto, mais recentemente o método chamado Controle Preditivo por Modelo (em inglês, Model Predictive Control, com sigla MPC) vem sendo estudado para diversas aplicações em eletrônica de potência (Correa et al., 2007; Zhu et al., 2017). Este método tem recebido muita atenção nos últimos anos devido às suas vantagens frente a outros métodos tais como rápida resposta a transitórios, simplicidade para considerar no controle limitações não-lineares, não há necessidade de realizar o projeto de controladores PI e controle de múltiplas variáveis. Ele é definido em (Correa et al., 2007) como um algoritmo que usa o modelo do sistema para prever seu comportamento futuro e selecionar a melhor ação de controle para minimizar uma função de custo. Em eletrônica de potência, a ação de controle é a determinação dos estados das chaves.

Para aplicações em máquinas elétricas, dois tipos de MPC são comumente utilizados. O primeiro é o Controle Preditivo de Conjugado (em inglês Predictive Torque Control, com sigla PTC) e o segundo é o Controle Preditivo de Corrente (em inglês, Predictive Current Control, com sigla PCC) (Wang et al., 2015). No PTC aplicado para o controle do DFIG, é realizado o controle do fluxo rotórico e conjugado. No caso, a função de custo a ser minimizada é baseada nos erros (erro = valor de referência - valor estimado) de fluxo rotórico e conjugado. Assim, os sinais de gatilho devem ser escolhidos de modo a minimizar esses erros (Abad et al., 2008; Cruz et al., 2018). Já no método PCC aplicado para o controle do DFIG, é realizado o controle das correntes nos enrolamentos rotóricos. Assim, a

função de custo no PCC é baseada nos erros das correntes rotóricas e os sinais de gatilho devem ser escolhidos para minimizar esses erros (Xu et al., 2009).

Diante disso, esse trabalho consiste em um estudo comparativo entre os métodos DPC e PTC aplicados para o sistema eólico mostrado na Fig. 1. No estudo, realizado por meio de simulações computacionais, será feita uma comparação dos desempenhos em regime permanente e transitório dos dois métodos de controle.

2. MÉTODOS DE CONTROLE

2.1 Controle Direto de Potência (DPC)

O controle direto de potência consiste no ajuste das potências ativa (P_s) e reativa (Q_s) nos enrolamentos estatóricos por meio da escolha direta dos sinais de gatilho do conversor ligado aos enrolamentos rotóricos, sem utilização de controladores de corrente e moduladores PWM. As potências são calculadas por meio das medições das tensões e correntes estatóricas. A potência ativa de referência é obtida pela multiplicação do conjugado elétrico de referência e da velocidade síncrona ($P_s^* = T_e^* \omega_s$), onde T_e^* é proveniente de um controlador PI de velocidade. Já a potência reativa de referência pode ser escolhida de modo que o gerador opere com o valor de fator de potência desejado. Utilizando-se a transformação de Park, as tensões e correntes são transformadas para um referencial dq situado no referencial rotórico. Assim, as potências são dadas por

$$P_s = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} \quad (1)$$

$$Q_s = v_{sd}i_{sq} - v_{sq}i_{sd} \quad (2)$$

onde v_{sd} e v_{sq} são as componentes dq das tensões estatóricas (que são as tensões provenientes da rede elétrica) e i_{sd} e i_{sq} são as componentes dq das correntes estatóricas.

O objetivo é manter os valores de potência ativa e reativa dentro de faixas de histerese pré-definidas. Caso algum desses valores saia da faixa, os sinais de gatilho mudam de modo a fazer com ele volte para dentro da banda. Porém, para determinação dos sinais de gatilho a serem utilizados, é necessário também ter a informação da posição do fluxo rotórico. Então, as componentes dq do fluxo rotórico no referencial rotórico são

$$\phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (3)$$

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (4)$$

onde L_r é a indutância do rotor, L_m é a indutância mútua entre estator e rotor, e i_{rd} e i_{rq} são as componentes dq das correntes nos enrolamentos rotóricos.

Assim, a posição do fluxo rotórico é dada por

$$\theta_{\phi_r} = \text{atan} \left(\frac{\phi_{rq}}{\phi_{rd}} \right) \quad (5)$$

Sabe-se que os estados de chaveamento do conversor podem ser mapeados por meio de um mapa vetorial conforme ilustrado na Fig. 2. Os estados de chaveamento de cada vetor estão ordenados como $[q_{r1} \ q_{r2} \ q_{r3}]$. Assim, por exemplo, o vetor u_1 é o $[1 \ 0 \ 0]$, significando que $q_{r1} = 1$, $q_{r2} = 0$ e $q_{r3} = 0$. Note que o mapa é dividido em setores. Baseando-se na posição do fluxo rotórico θ_{ϕ_r} , é possível determinar

em qual dos seis setores o fluxo se encontra. Então, dependendo do setor em que o fluxo está e dos valores das potências, se escolhe dentre as oito possibilidades possíveis (de u_0 até u_7) qual vetor será aplicado.

Para entender a lógica da escolha do vetor, conforme discutido em (Datta and Ranganathan, 2001), é necessário saber que: (i) a potência ativa do estator pode ser controlada ajustando a posição do fluxo rotórico e (ii) a potência reativa do estator pode ser controlada ajustando-se a magnitude do fluxo rotórico.

Considerando que neste trabalho foi utilizada a convenção motor, assume-se que o vetor fluxo estatórico gira à frente do vetor fluxo rotórico. Existe uma diferença angular entre esses fluxos. Sabe-se que quanto maior for essa diferença angular, maior o conjugado elétrico da máquina elétrica e, conseqüentemente, maior a potência ativa. Assim, se em um determinado o momento, a potência ativa estiver abaixo da banda de histerese, ou seja, $P_s < P_s^* - \Delta P$, deve-se escolher um vetor que aumente a diferença angular entre os dois fluxos, de modo a aumentar a potência ativa. Se, pelo contrário, a potência ativa estiver acima da banda de histerese, ou seja, $P_s > P_s^* + \Delta P$, deve-se escolher um vetor que diminua a posição angular entre os dois fluxos, de modo a diminuir a potência ativa. Se a potência ativa estiver dentro da banda de histerese, ou seja, se as condições $P_s > P_s^* - \Delta P$ e $P_s < P_s^* + \Delta P$ forem atendidas simultaneamente, aplica-se vetor nulo.

Já do ponto de vista da potência reativa, Datta and Ranganathan (2001) explica que um aumento da magnitude do fluxo rotórico indica um aumento da potência reativa absorvida pelo rotor, conseqüentemente reduzindo a potência reativa do estator e vice-versa. Ou seja, caso a potência reativa do estator esteja abaixo da banda de histerese, ou seja, $Q_s < Q_s^* - \Delta Q$, deve-se escolher um vetor que diminua a magnitude do fluxo rotórico e, conseqüentemente, aumente a potência reativa do estator. Se, pelo contrário, a potência reativa estiver acima da banda de histerese, ou seja, $Q_s > Q_s^* + \Delta Q$, deve-se escolher um vetor que aumente a magnitude do fluxo rotórico, diminuindo a potência reativa do estator. Assim, para cada setor, existe um só vetor que atende simultaneamente os requisitos da posição do fluxo rotórico e dos valores das potências ativa e reativa.

Toma-se como exemplo o caso em que o fluxo rotórico esteja no setor 1, e as condições $P_s < P_s^* - \Delta P$ e $Q_s < Q_s^* - \Delta Q$ sejam atendidas. Para este setor, os vetores a serem considerados para análise são u_2 , u_3 , u_5 e u_6 (ver Fig. 2). Considerando-se que a potência ativa precisa aumentar, é necessário aumentar o ângulo entre os fluxos. Como o fluxo estatórico gira à frente do rotórico, os únicos dois vetores que podem aumentar o ângulo entre eles são u_5 e u_6 . E também considerando-se que a potência reativa do estator precisa aumentar, é necessário diminuir a magnitude do fluxo rotórico. Assim, entre u_5 e u_6 , o vetor que realiza isso é o u_5 . A mesma análise é válida para os outros setores. Assim, é possível elaborar uma tabela de chaveamento com os vetores a serem escolhidos para cada setor levando em conta as condições das potências (ver tabela 1).

Na tabela 1, para $Q_s < Q_s^* - \Delta Q$, tem-se $dQ = 1$. Já para $Q_s > Q_s^* + \Delta Q$ tem-se $dQ = 0$. E para $P_s < P_s^* - \Delta P$ tem-se $dP = 1$, para $P_s > P_s^* + \Delta P$ tem-se $dP = -1$ e,

Tabela 1. Tabela de chaveamento para o DPC

dQ	dP	S=1	S=2	S=3	S=4	S=5	S=6
1	1	(001)	(101)	(100)	(110)	(010)	(011)
1	0	(111)	(000)	(111)	(000)	(111)	(000)
1	-1	(010)	(011)	(001)	(101)	(100)	(110)
0	1	(101)	(100)	(110)	(010)	(011)	(001)
0	0	(000)	(111)	(000)	(111)	(000)	(111)
0	-1	(110)	(010)	(011)	(001)	(101)	(100)

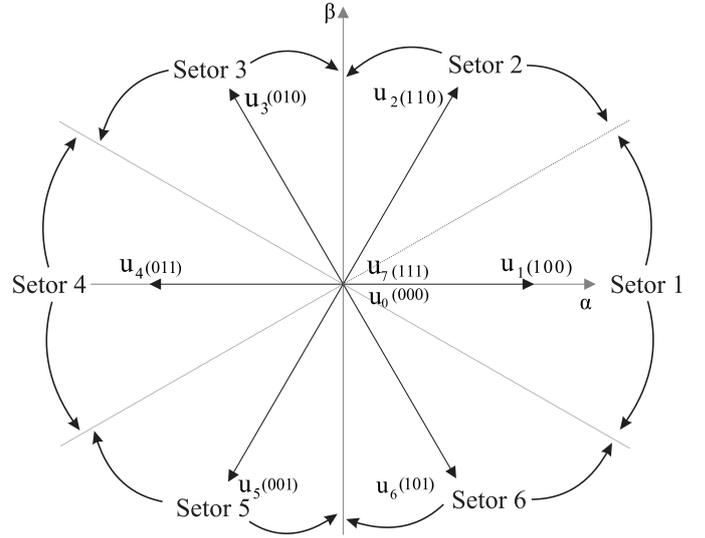


Figura 2. Vetores de chaveamento.

por fim, para $P_s > P_s^* - \Delta P$ e $P_s < P_s^* + \Delta P$ atendidas simultaneamente, tem-se $dP = 0$.

2.2 Controle Preditivo de Conjugado (PTC)

O controle preditivo de conjugado consiste na escolha direta dos sinais de gatilho de modo a minimizar uma função de custo baseada nos erros de conjugado e fluxo rotórico. Essa escolha é feita baseada na predição dos valores de conjugado e fluxo rotórico em passos de cálculo futuros. Esses valores estimados são calculados a partir das grandezas medidas e das equações do modelo da máquina elétrica. Conforme discutido em (Cruz et al., 2018), as componentes dq das correntes rotóricas previstas para o passo de cálculo seguinte, chamado de $k+1$, é dado por

$$i_{rd}(k+1) = \left(1 - \frac{R_r T_s}{\sigma L_r}\right) i_{rd}(k) + T_s \omega_r(k) i_{rq}(k) - \frac{T_s \omega_r(k) \phi_{rq}(k)}{\sigma L_r} + \frac{T_s v_{rd}(k)}{\sigma L_r} - \frac{L_m T_s (v_{sd}(k) - R_s i_{sd}(k))}{\sigma L_r L_s} \quad (6)$$

$$i_{rq}(k+1) = \left(1 - \frac{R_r T_s}{\sigma L_r}\right) i_{rq}(k) - T_s \omega_r(k) i_{rd}(k) - \frac{T_s \omega_r(k) \phi_{rd}(k)}{\sigma L_r} + \frac{T_s v_{rq}(k)}{\sigma L_r} - \frac{L_m T_s (v_{sq}(k) - R_s i_{sq}(k))}{\sigma L_r L_s} \quad (7)$$

onde T_s é o tempo de amostragem, σ é a constante de dispersão, $\omega_r(k)$ é a velocidade angular do rotor medida, R_s e R_r são as resistências elétricas dos enrolamentos estatóricos e rotóricos, respectivamente.

Já as componentes dq do fluxo rotórico em $k+1$ são

$$\phi_{rd}(k+1) = \phi_{rd}(k) + T_s(v_{rd}(k) - R_r i_{rd}(k)) \quad (8)$$

$$\phi_{rq}(k+1) = \phi_{rq}(k) + T_s(v_{rq}(k) - R_r i_{rq}(k)) \quad (9)$$

Em o conjugado elétrico em $k+1$ é dado pela seguinte expressão

$$T_e(k+1) = p(i_{rd}(k+1)\phi_{rq}(k+1) - i_{rq}(k+1)\phi_{rd}(k+1)) \quad (10)$$

onde p é o número de pares de polos do gerador.

A função de custo a ser minimizada, portanto é

$$g = (T_e^* - T_e(k+1))^2 + k_\phi(\phi_r^* - \phi_r(k+1))^2 \quad (11)$$

onde k_ϕ é um fator de ponderação.

Assim, o algoritmo do PTC vai calcular a função de custo g para cada um dos oito estados de chaveamento possíveis (ver Fig. 2). Aquele que gerar o menor valor da função é o escolhido e aplicado nas chaves. Entretanto, conforme discutido em (Kouro et al., 2009), na implementação prática, o processador de sinais não tem a capacidade de fazer os cálculos do algoritmo e já mandar o sinais de gatilho no mesmo ciclo ou iteração. Ou seja, na prática, o sinal de gatilho é determinado mas só é aplicado no ciclo seguinte. Esse atraso gera oscilações nas correntes. De modo a corrigir esse problema, geralmente as grandezas tem seus valores previstos para duas iterações à frente, ou seja, em $k+2$, de modo que as correntes passam a ser

$$i_{rd}(k+2) = \left(1 - \frac{R_r T_s}{\sigma L_r}\right) i_{rd}(k+1) + T_s \omega_r(k+1) i_{rq}(k+1) - \frac{T_s \omega_r(k+1) \phi_{rq}(k+1)}{\sigma L_r} + \frac{T_s v_{rd}(k+1)}{\sigma L_r} - \frac{L_m T_s (v_{sd}(k+1) - R_s i_{sd}(k+1))}{\sigma L_r L_s} \quad (12)$$

$$i_{rq}(k+2) = \left(1 - \frac{R_r T_s}{\sigma L_r}\right) i_{rq}(k+1) - T_s \omega_r(k+1) i_{rd}(k+1) - \frac{T_s \omega_r(k+1) \phi_{rd}(k+1)}{\sigma L_r} + \frac{T_s v_{rq}(k+1)}{\sigma L_r} - \frac{L_m T_s (v_{sq}(k+1) - R_s i_{sq}(k+1))}{\sigma L_r L_s} \quad (13)$$

Os fluxos dq em $k+2$ são

$$\phi_{rd}(k+2) = \phi_{rd}(k+1) + T_s(v_{rd}(k+1) - R_r i_{rd}(k+1)) \quad (14)$$

$$\phi_{rq}(k+2) = \phi_{rq}(k+1) + T_s(v_{rq}(k+1) - R_r i_{rq}(k+1)) \quad (15)$$

Já o conjugado elétrico é

$$T_e(k+2) = p(i_{rd}(k+2)\phi_{rq}(k+2) - i_{rq}(k+2)\phi_{rd}(k+2)) \quad (16)$$

Por fim, a função de custo a ser minimizada é

$$g = (T_e^* - T_e(k+2))^2 + k_\phi(\phi_r^* - \phi_r(k+2))^2 \quad (17)$$

3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Foram realizadas simulações nos regimes permanente e transitório para ambos os métodos de controle utilizando o programa PSIM. A turbina eólica é emulada com uma fonte de conjugado mecânico. O gerador utilizado nas

Tabela 2. Parâmetros do gerador.

Parâmetro	Valor
R_s	15,1 Ω
L_s	39,9 mH
R_r	6,22 Ω
L_r	39,9 mH
L_m	523,8 mH
p	1
Potência nominal	500 W

Tabela 3. Parâmetros do sistema

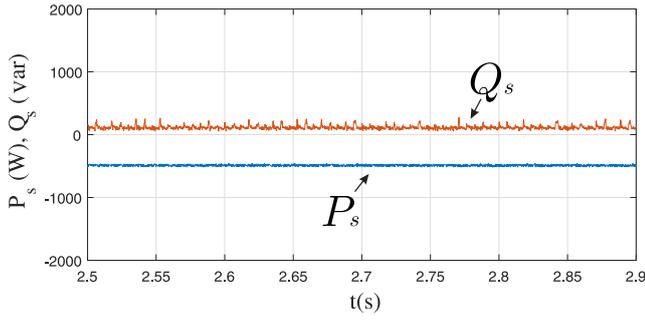
Parâmetro	Valor
v_C^*	673,64 V
Pico da tensão de fase da rede	311 V
Resistência do indutor	0,6 Ω
Indutância do indutor	7 mH

simulações tem seus parâmetros mostrados na tabela 2. Na tabela 3 estão mostrados os demais parâmetros utilizados na simulação.

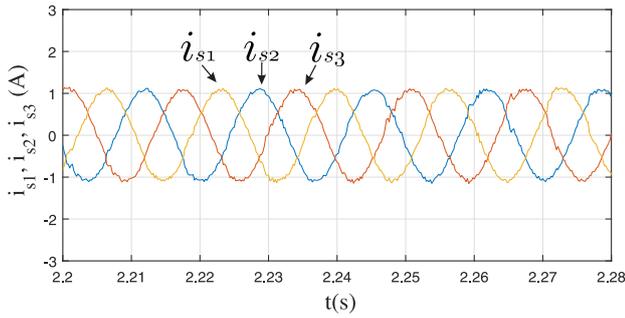
3.1 Regime permanente

Os resultados em regime permanente para a técnica DPC estão ilustrados na Fig. 3. A velocidade de referência é de 200 rad/s. Os ganhos do controlador de velocidade são $k_{p\omega} = 0,051$ e $k_{i\omega} = 0,106$. Nesse método, os sinais de gatilho aplicados às chaves são determinados de modo a manter as potências dentro de faixas pré-determinadas. O conjugado mecânico aplicado pela turbina é tal que a potência ativa gerada é igual à potência nominal do gerador (500 W). A potência reativa escolhida foi de 100 var indutiva. Naturalmente, a máquina pode trabalhar com outros fatores de potência. As faixas de histerese para as potências ativa e reativa são de $\Delta P = \pm 16$ W e de $\Delta Q = \pm 5$ var, respectivamente. Na Fig. 3(a) são ilustradas as potências ativa e reativa do gerador. Note que as potências estão controladas aos valores desejados. Já nas Figs. 3(b), 3(c) e 3(d) são mostradas as correntes estóricas, rotóricas e no lado do conversor da rede, respectivamente. Nota-se que essas correntes apresentam forma de onda senoidal, o que atesta o funcionamento adequado da estratégia de controle DPC adotada para o gerador. Já do lado da rede elétrica, com a técnica de controle baseado em controlador PI resonante associada com uma estratégia PWM adequada, também foi possível gerar correntes com forma de onda senoidal.

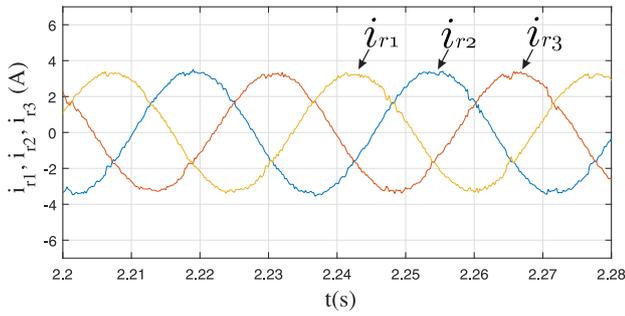
Os resultados em regime permanente para a técnica de controle PTC são ilustrados nas Figs. 4 e 5. A velocidade de referência nessa simulação é de 200 rad/s. Os ganhos do controlador de velocidade são $k_{p\omega} = 0,057$ e $k_{i\omega} = 0,13$. O fator de ponderação é de $k_\phi = 2$. O fluxo rotórico de referência foi de $\phi_r^* = 2,23$ Wb. Nesse método de controle, o objetivo é determinar e aplicar os sinais de gatilho que minimizam a função de custo, onde esta é baseada nos erros de fluxo rotórico e de conjugado. Assim, a Fig. 4(a) ilustra o módulo do conjugado elétrico e a Fig. 4(b) mostra o fluxo rotórico. Ambas as figuras mostram que o controle foi realizado. Note que o conjugado elétrico assume valores negativos já que nas simulações foi adotada a convenção motor.



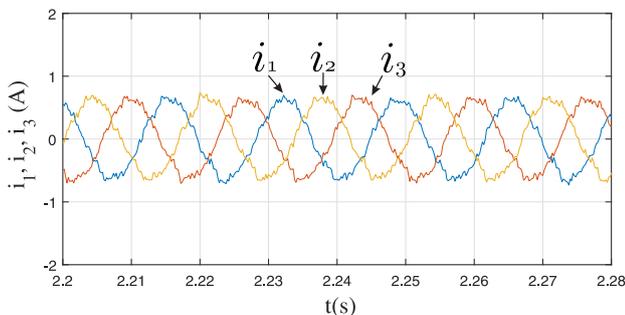
(a)



(b)



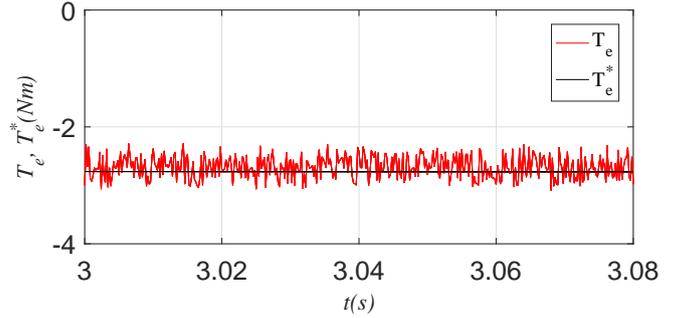
(c)



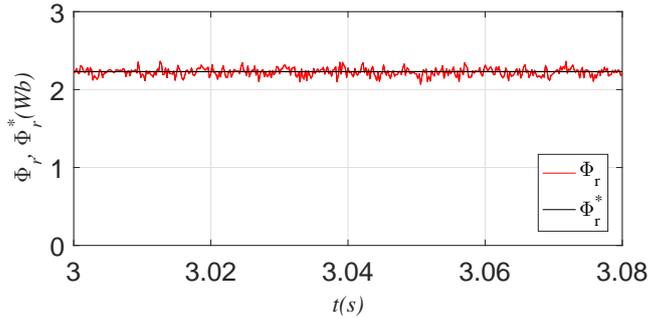
(d)

Figura 3. DPC - Regime permanente. (a) Potências. (b) Correntes estatísticas. (c) Correntes rotóricas. (d) Correntes no CLR.

A Fig. 5(a) ilustra as correntes estatísticas, Fig. 5(b), as correntes rotóricas e Fig. 5(c) mostra as correntes no conversor do lado da rede. Note que, no gerador, as correntes estatísticas e rotóricas apresentam formas de onda senoidais com baixa distorção, mostrando que o método gera correntes de maneira adequada. Já do lado da rede elétrica, com a mesma técnica de controle e mesma estratégia PWM utilizada anteriormente, também foi possível gerar correntes com forma de onda senoidal.



(a)



(b)

Figura 4. PTC - regime permanente. (a) Conjugado. (b) Fluxo rotórico.

3.2 Regime transitório

As simulações em regime transitório têm como objetivo demonstrar a efetividade das estratégias de controle na ocorrência de mudanças ou perturbações em alguma parte do sistema. No caso de sistemas eólicos, a grandeza que mais varia é a velocidade do vento, o que ocasiona mudanças na velocidade de referência do rotor. Assim, de modo a emular essa variação, nessa simulação a velocidade de referência é mudada de 200 rad/s para 300 rad/s.

No caso do controle DPC, a mudança na velocidade de referência é realizada no tempo de 2,3 s. As grandezas do sistema apresentam um comportamento transitório até que a nova velocidade de referência seja atingida. Na Fig. 6(a) é ilustrado o comportamento da velocidade do rotor ω_r . Nota-se que o tempo que o sistema leva para atingir o novo regime permanente é de aproximadamente 2 s. Na Fig. 6(b) é mostrado que, após o transitório, as potências voltam a atingir seus valores de referência. A tensão no barramento CC é mostrada na Fig. 7(a). Após um curto transitório, a tensão CC volta para seu valor de referência, atestando o funcionamento adequado do sistema de controle do lado do conversor ligado à rede elétrica.

As correntes estatísticas, mostradas na Fig. 7(b), continuam apresentando forma de onda senoidal com a frequência da rede elétrica após o transitório. Já as correntes rotóricas, mostradas na Fig. 7(c), apresentam uma forma de onda bastante distorcida com velocidade de 300 rad/s. Muito provavelmente é necessário corrigir as bandas de histerese das potências ativa e reativa para o novo ponto de operação para que correntes voltem a apresentar forma de onda senoidal. A literatura não reporta nenhum método através do qual pode-se ajustar as bandas, de modo que

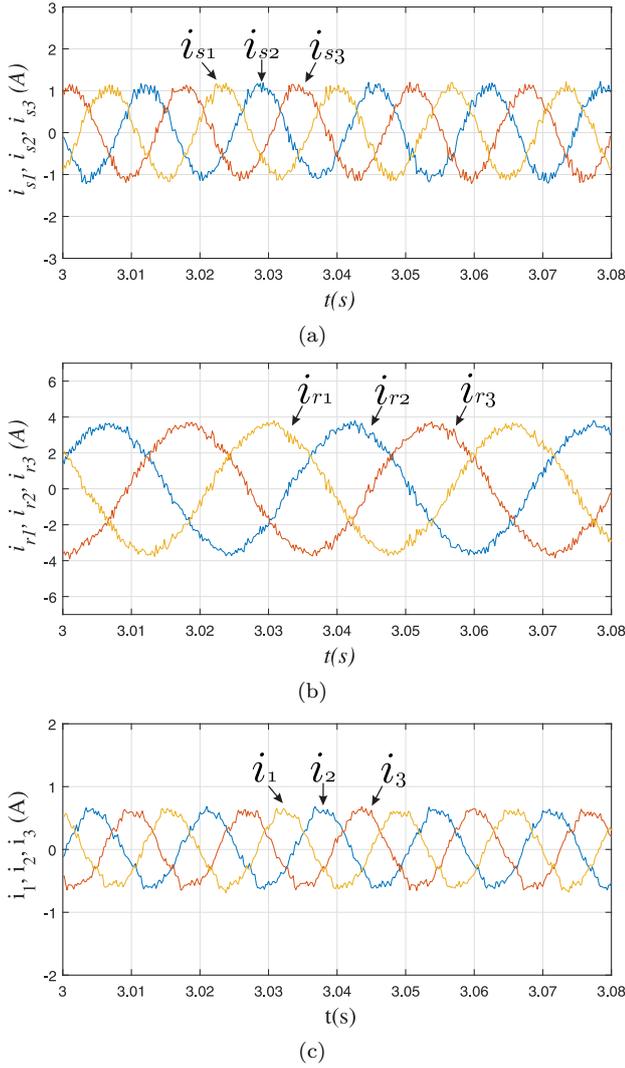


Figura 5. PTC - regime permanente. (a) Correntes estáticas. (b) Correntes rotóricas. (c) Correntes no CLR.

esse ajuste é sempre feito de maneira heurística. Claro que isso representa uma desvantagem do método DPC.

Já para o método de controle PTC, a velocidade de referência do rotor é alterada no tempo de 4 s. Na Fig. 8(a) é ilustrado o comportamento da velocidade do rotor ω_r . Nota-se que o tempo que o sistema leva para atingir o novo regime permanente é de aproximadamente 3,5 s. Na Fig. 8(b) é ilustrado o conjugado elétrico produzido pelo gerador. Nota-se que, após o período do transitório, o conjugado volta para seu valor anterior. Já a Fig. 8(c) mostra a magnitude do fluxo rotórico. Note que o fluxo rotórico mantém seu valor de referência mesmo com a mudança no ponto de operação do sistema. Naturalmente, os ganhos do controlador de velocidade poderiam ser ajustados de modo a tornar a resposta mais rápida, porém isso ocasionaria sérias oscilações do fluxo e do conjugado, além de torná-los diferentes de suas referências durante o transitório.

A tensão no barramento CC é mostrado na Fig. 9(a), atestando o funcionamento correto do controle do lado da rede elétrica. As correntes estáticas e rotóricas são

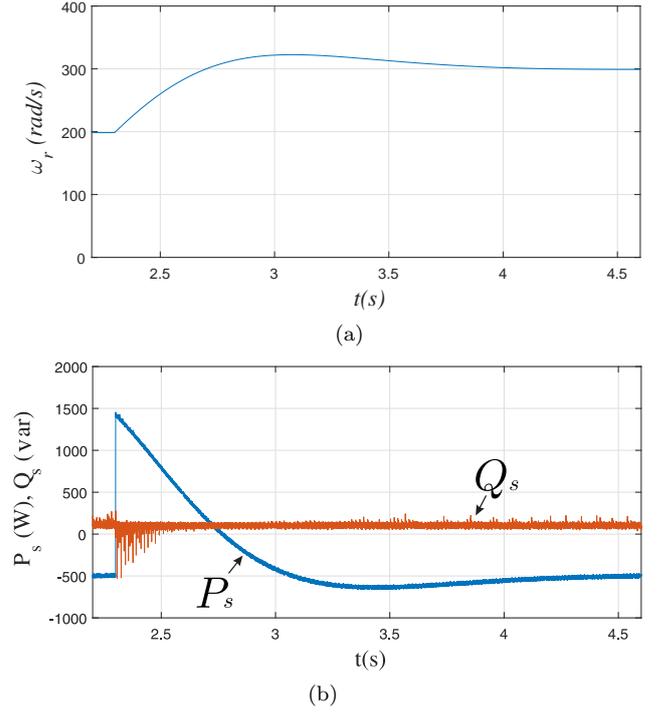


Figura 6. DPC - regime transitório. (a) Velocidade. (b) Potências.

ilustradas nas Figs. 9(b) e 9(c), respectivamente. Após o transitório, ambas as correntes apresentam forma de onda senoidal. Também é possível observar que as correntes rotóricas apresentam uma redução de frequência em comparação com o caso do sistema operando com 200 rad/s. Isso é esperado já que as grandezas elétricas do rotor (tensões e correntes) têm sua frequência igual à frequência do escorregamento. Como a velocidade do rotor aumentou, o escorregamento diminuiu, reduzindo a frequência do escorregamento.

3.3 Distorção Harmônica Total

A distorção harmônica total (comumente conhecido na literatura por Total Harmonic Distortion, em inglês, com sigla THD) das correntes foi obtida por meio do software PSIM. O algoritmo de cálculo se baseia na equação (18).

$$THD = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (18)$$

onde I_{rms} é o valor eficaz da corrente e I_1 é o valor eficaz da componente fundamental da corrente.

Foram calculados os valores de THD das correntes estáticas e rotóricas para os dois métodos de controle nos pontos de operação com 200 rad/s e 300 rad/s. Os valores obtidos estão nas tabelas 4 e 5 para os métodos DPC e PTC, respectivamente. onde $THD - i_s$ e $THD - i_r$ é a distorção harmônica total das correntes estáticas e rotóricas, respectivamente.

A partir das tabelas conclui-se que uso do método DPC apresenta menor distorção harmônica nas correntes estáticas e rotóricas, em especial com a velocidade $\omega_r = 200$ rad/s. É possível ver esse fato comparando-se as Figs. 3(b) e 5(a) para as correntes estáticas e as Figs. 3(c) e 5(b)

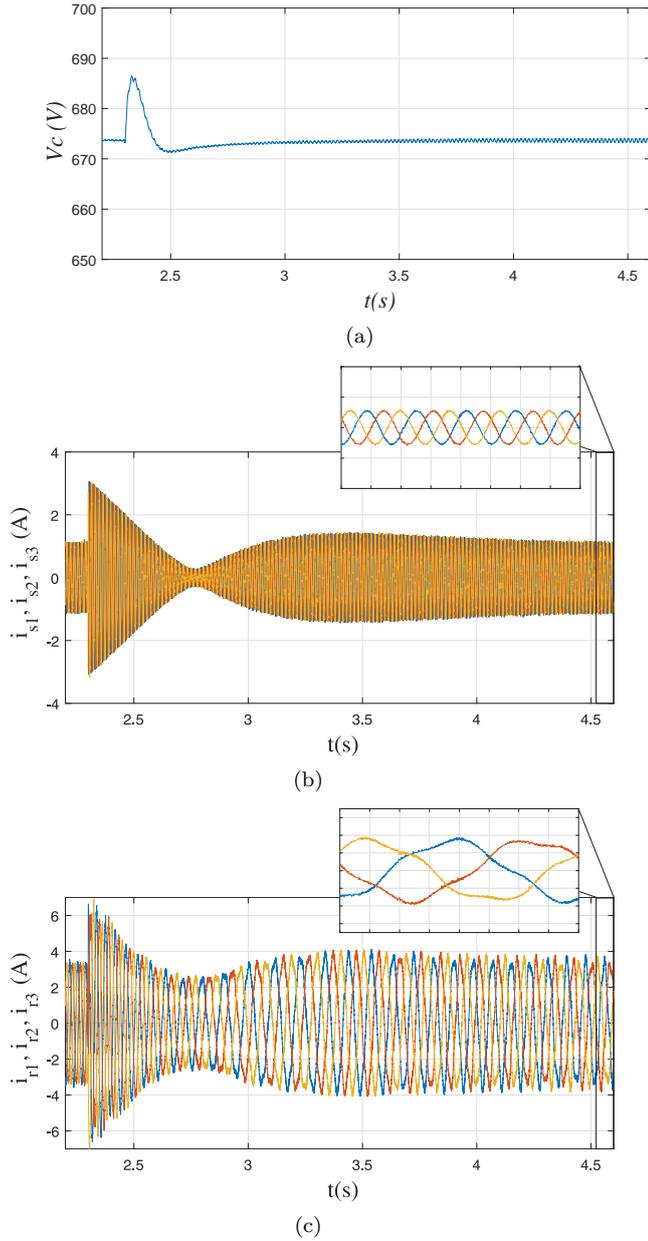


Figura 7. DPC - regime transitório. (a) Tensão no barramento CC. (b) Correntes estatóricas. (c) Correntes rotóricas.

Tabela 4. Taxa de distorção harmônica das correntes - DPC.

Parâmetro	Valor
$THD - i_s$ (200 rad/s)	6,83 %
$THD - i_r$ (200 rad/s)	3,85 %
$THD - i_s$ (300 rad/s)	4,66%
$THD - i_r$ (300 rad/s)	11,82 %

para as correntes rotóricas. Nota-se uma maior oscilação nas correntes quando do uso do PTC. Entretanto, para $\omega_r = 300$ rad/s, as correntes rotóricas obtidas com o método DPC ficam distorcidas (ver Fig. 7(c)), resultando em um alto valor de THD.

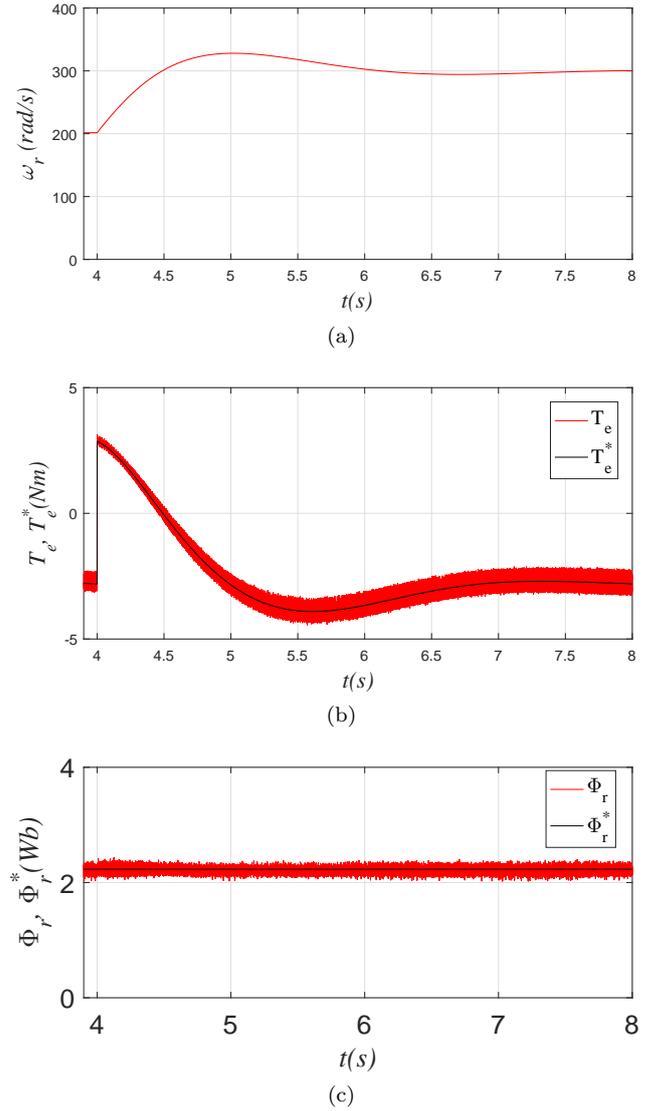


Figura 8. PTC - regime transitório. (a) Velocidade. (b) Conjugado elétrico. (c) Fluxo rotórico.

Tabela 5. Taxa de distorção harmônica das correntes - PTC.

Parâmetro	Valor
$THD - i_s$ (200 rad/s)	10,14 %
$THD - i_r$ (200 rad/s)	6,34 %
$THD - i_s$ (300 rad/s)	9,57%
$THD - i_r$ (300 rad/s)	7,3 %

4. CONCLUSÕES

Neste trabalho foram discutidos os métodos Controle Direto de Potência e Controle Preditivo de Conjugado para um sistema de geração que utiliza gerador de indução duplamente alimentado. Ambos os métodos de controle atuam diretamente nos estados de chaveamento, sem a necessidade de controladores de corrente ou modulação por largura de pulso. Seus desempenhos foram comparados através de simulações computacionais com o sistema operando nos regimes permanente e transitório. A resposta dinâmica do método DPC é mais rápida, visto que mesmo com um controlador de velocidade mais lento, quando da

REFERÊNCIAS

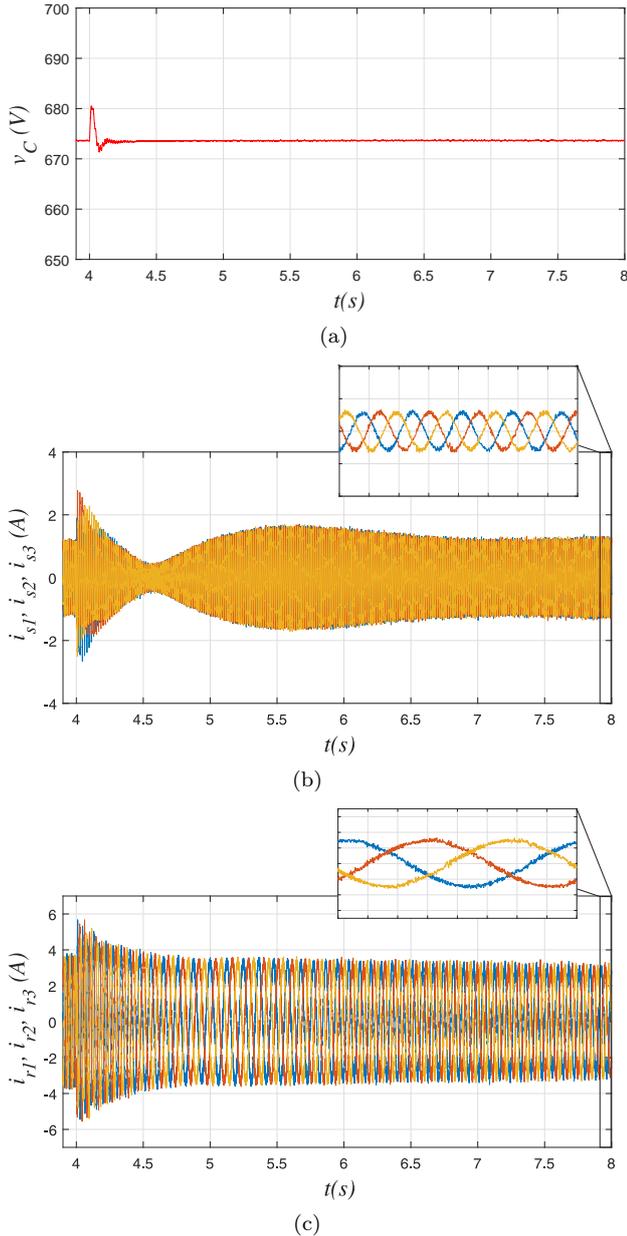


Figura 9. PTC - regime transitório. (a) Tensão no barramento CC. (b) Correntes estatóricas. (c) Correntes rotóricas.

mudança da velocidade de referência de 200 rad/s para 300 rad/s, conseguiu atingir o novo regime permanente em 2 s contra 3,5 s do método PTC. Já em regime permanente, no ponto de operação com 200 rad/s, a distorção harmônica das correntes estatóricas e rotóricas é menor utilizando o método DPC. Entretanto, quando o ponto de operação muda para 300 rad/s, a distorção harmônica nas correntes rotóricas para o método DPC aumenta consideravelmente. Logo, o método DPC tem a desvantagem de apresentar altas distorções nas correntes dependendo do ponto de operação, fazendo com que haja necessidade de alterar as bandas de histerese das potências sempre que o ponto de operação for alterado. No caso de sistemas eólicos, em que o ponto de operação depende da velocidade do vento, essas alterações nas bandas de histerese se tornam inviáveis.

- Abad, G., Rodriguez, M., and Poza, J. (2008). Two-level vsc based predictive direct torque control of the doubly fed induction machine with reduced torque and flux ripples at low constant switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(3), 1050–1061.
- Buja, G.S. and Kazmierkowski, M.P. (2004). Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(4), 744–757. doi:10.1109/TIE.2004.831717.
- Casadei, D., Profumo, F., Serra, G., and Tani, A. (2002). FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(5), 779–787. doi:10.1109/TPEL.2002.802183.
- Correa, P., Pacas, M., and Rodriguez, J. (2007). Predictive torque control for inverter-fed induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(2), 1073–1079. doi:10.1109/TIE.2007.892628.
- Cruz, S.M.A., Marques, G.D., Gonçalves, P.F.C., and Iacchetti, M.F. (2018). Predictive torque and rotor flux control of a dfig-dc system for torque ripple compensation and loss minimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(12), 9301–9310.
- Datta, R. and Ranganathan, V.T. (2001). Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(3), 390–399.
- Depenbrock, M. (1988). Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(4), 420–429. doi:10.1109/63.17963.
- Kouro, S., Cortes, P., Vargas, R., Ammann, U., and Rodriguez, J. (2009). Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), 1826–1838. doi:10.1109/TIE.2008.2008349.
- Lie Xu and Cartwright, P. (2006). Direct active and reactive power control of dfig for wind energy generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(3), 750–758.
- Takahashi, I. and Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(5), 820–827. doi:10.1109/TIA.1986.4504799.
- Wang, F., Li, S., Mei, X., Xie, W., Rodríguez, J., and Kennel, R.M. (2015). Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of ptc and pcc methods. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 11(3), 671–681.
- Xu, L., Zhi, D., and Williams, B.W. (2009). Predictive current control of doubly fed induction generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(10), 4143–4153.
- Yaramatsu, V. and Wu, B. (2017). *Model Predictive Control of wind energy conversion systems*. IEEE Press and Wiley, New Jersey.
- Zhu, B., Rajashekara, K., and Kubo, H. (2017). Comparison between current-based and flux/torque-based model predictive control methods for open-end winding induction motor drives. *IET Electric Power Applications*, 11(8), 1397–1406.