

A Proposal to Control Active and Reactive Power in Distributed Generation Systems Using Small Wind Turbines

P. J. dos Santos Neto, *Student Member*, IEEE, A. C. Pinto, *Member*, IEEE, T. A. S. Barros, *Member*, IEEE, E. Ruppert Filho, *Member*, IEEE

Abstract— This paper presents a proposal to control active and reactive power of small wind turbines employing permanent magnet synchronous generator (PMSG) in distributed generation systems. A three-phase AC-DC-AC electric power converter is employed to process the energy generated by the PMSG. Direct power control is applied to generate the PWM signals at the DC-DC converter, which allows controlling the active power through an adaptive PI controller by means of a gain scheduling adaptation mechanism. A voltage source inverter (VSI) is utilized to connect the machine to the electrical grid following stability and low harmonic distortion requirements. In addition, VSI has the role of controlling the reactive power exchanged with the grid. Simulation results have shown that the proposed system is reliable, leading to good results for a small-scale wind turbine. Moreover, direct power control is a strong and low-cost alternative for maximum power point tracking application. The reactive power control, in turns, adds a suitable extra degree of freedom to the system, which can be used to reduce the impact of voltage fluctuations and short-circuit on the grid.

Index Terms—Permanent Magnet Synchronous Generator, Power Control, Small Wind Turbines.

I. INTRODUÇÃO

A utilização da geração distribuída (GD) empregando fontes alternativas de energia elétrica proporciona diversos benefícios para o sistema elétrico, como a diversificação da matriz energética, a redução de custos e o desenvolvimento de novas metodologias de proteção e controle [1-4]. Em especial, o emprego da energia eólica em microcentrais de geração de energia elétrica é atrativo por sua característica limpa, renovável e de custo competitivo [5, 6]. Os geradores de indução duplamente alimentado (GIDA) e os geradores síncronos de ímãs permanentes (GSIP) são as principais tecnologias empregadas em pequenos aerogeradores [7, 8]. O GSIP propicia algumas vantagens devido à sua característica de alta densidade de potência, alto rendimento e operação em ampla faixa de velocidades [9, 10]. O modelo de GD prioriza pequenas centrais produtoras capazes de integrar plenamente à

rede elétrica. Esses arranjos têm como vantagens a ausência de baterias, uma vez que toda a potência gerada pode ser injetada na rede elétrica [11]. Em um sistema eólico, que emprega GSIP e que opera a velocidade variável, é função do conversor CA-CC-CA garantir essa conexão de maneira harmoniosa. Os principais conversores e sistemas de controles aplicados para interligação do sistema eólico são apresentados em [3, 9, 12].

Diversos algoritmos para maximizar a potência extraída pelo GSIP têm sido propostos [13, 14, 15]. Uma alternativa viável para aplicações em sistemas de pequeno porte consiste no controle direto de potência (CDP), o qual permite que a potência ativa entregue pelo gerador seja controlada diretamente pelo chaveamento dos conversores [16]. Outro requisito pouco considerado em AGPP é a capacidade de controlar o fluxo de potência reativa [17]. Essa flexibilidade permite que o sistema possa responder às faltas, além de viabilizar a regulação do fator de potência no ponto de acoplamento comum (PAC). O inversor de frequência do tipo fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* - VSI) pode controlar a potência reativa de forma independente, possibilitando, simultaneamente, a injeção de potência ativa e a injeção/absorção de potência reativa [17, 18].

Para unir essas características, esse artigo propõe o controle da potência ativa gerada pelo GSIP através do CDP utilizando um controlador adaptativo em malha aberta para o acionamento de um conversor CC elevador. A técnica de *gain scheduling* é aplicada para parametrização do controlador. Além disso, utiliza-se o VSI para interligação do AGPP à rede elétrica trifásica, objetivando o controle da potência reativa no PAC.

O sistema eólico mostrado na Fig. 1 foi implementado computacionalmente no *software* PSIM, ferramenta amplamente utilizada em pesquisa e desenvolvimento de sistemas em eletrônica de potência. O sistema é constituído pelos seguintes componentes: turbina eólica de 6 kW de potência elétrica nominal quando submetida a uma velocidade de vento nominal de 12 m/s, baseado em modelos comerciais existentes na indústria, GSIP trifásico, retificador CA-CC não controlado, conversor CC-CC do tipo *boost* acionado por CDP e VSI trifásico com controle de tensão e corrente.

II. SISTEMA DE CONVERSÃO EÓLICA

A potência mecânica extraída por uma turbina eólica é dada por:

$$P_m = \frac{1}{2} \cdot \rho_{ar} \cdot \pi \cdot R^2 \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot v^3 \quad (1)$$

This work was supported by the São Paulo Research Foundation grants n. 2017/21087-8.

P. J. dos Santos Neto is with the School of Electrical and Computer Engineering, University of Campinas, 13083-852 - SP, Brazil. (e-mail: pedro_jsn@outlook.com).

A. C. Pinto is with the Department of Electrical Engineering, Federal University of São Francisco Valley, 48902-300 - BA, Brazil. (e-mail: adeon.pinto@univasf.edu.br).

T. A. S. Barros is with the Faculty of Mechanical Engineering, University of Campinas, 13083-860- SP, Brazil. (e-mail: tarcioandre@fem.unicamp.br).

E. Ruppert Filho is with the School of Electrical and Computer Engineering, University of Campinas, 13083-852 - SP, Brazil. (e-mail: ruppert@fee.unicamp.br).

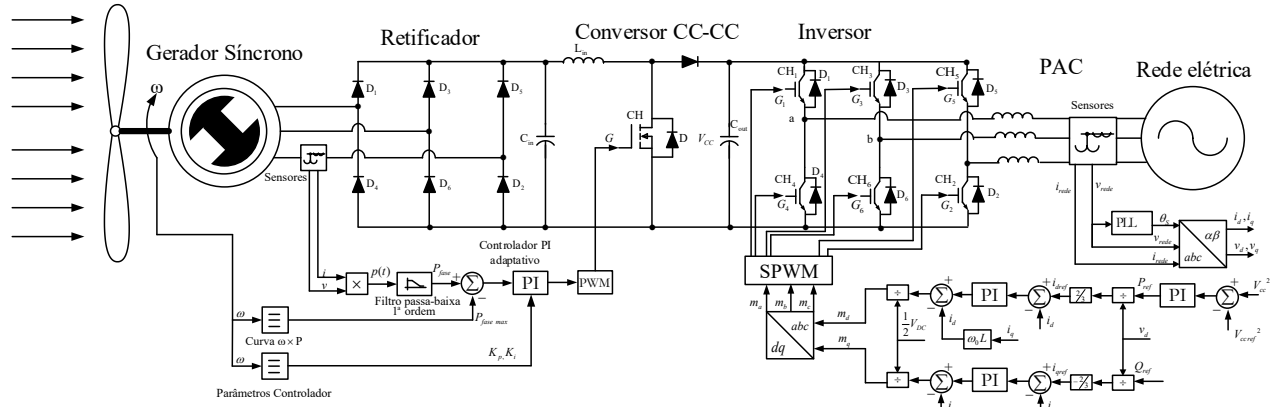


Fig. 1. Sistema de geração eólica proposto.

Sendo P_m a potência mecânica, ρ_{ar} a densidade do ar, $C_p(\lambda, \beta)$ o coeficiente de potência, dependente da razão da velocidade na ponta da pá, λ , e do ângulo de *pitch*, β , R o raio da turbina e v_v a velocidade de vento. A razão da velocidade na ponta da pá é dada por:

$$\lambda = \frac{R \cdot \omega_v}{\omega} \quad (2)$$

Sendo ω a velocidade angular da turbina eólica.

A curva do coeficiente de potência, C_p , em função de λ e β , pode ser representada por uma função não linear do tipo:

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \cdot \beta - c_4 \right) \cdot e^{-\frac{c_5}{\lambda_i}} + c_6 \cdot \lambda \quad (3)$$

Sendo:

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (4)$$

Em que c_1 , c_2 , c_3 , c_4 e c_5 são constantes [19].

A estratégia de máxima transferência de potência deve garantir o máximo C_p para cada velocidade de vento. A curva para a turbina adotada neste artigo é mostrada na Fig. 2, considerando $\beta = 0^\circ$. É possível observar que o máximo coeficiente de potência desenvolvido por essa turbina é de 0,4, valor típico para turbinas eólicas de pequeno porte.

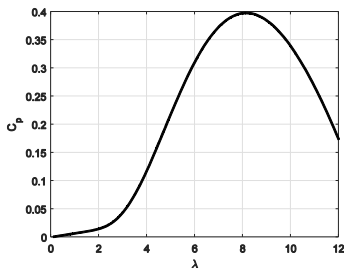


Fig. 2. Curva do coeficiente de potência do aerogerador utilizado.

Considerando uma estratégia do MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) que mantenha esse valor constante independentemente da velocidade de vento incidente, a expressão da potência elétrica, P_e , de saída do GSIP pode ser reduzida para:

$$P_e = k_p \omega^3 \quad (5)$$

Sendo k_p uma constante que engloba todas as demais constantes dadas em (1) e o rendimento da turbina, η .

A curva de máximo desempenho do AGPP utilizado é mostrada na Fig. 3. Até 12 m/s a curva de potência segue (5).

Acima de 12 m/s, o ângulo de *pitch* é alterado para manter a potência de saída constante. Por fim, para ventos fortes, acima de 20 m/s, a turbina é desligada de maneira a proteger todo aerogerador.

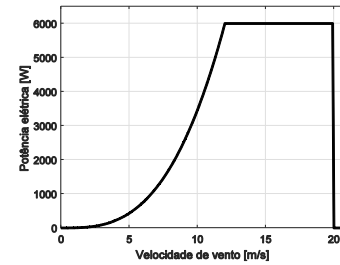


Fig. 3. Curva de potência ótima em função da velocidade de vento.

O torque mecânico desenvolvido pela turbina, T_m , é expresso por:

$$T_m = \frac{P_m}{\omega} \quad (6)$$

Em um sistema sem caixa de engrenagens, o torque mecânico no eixo pela turbina é diretamente imposto ao rotor do GSIP, cuja modelagem é dada a seguir.

III. GERADOR SÍNCRONO DE IMÃ PERMANENTE

No GSIP, os ímãs permanentes presentes no rotor produzem as forças eletromotrizes e fluxos senoidais no eixo magnético do rotor. O modelo desse tipo de gerador é apresentado na Fig. 4, na qual dois dos p polos da máquina são representados. Na Fig. 4, aa' , bb' e cc' são os enrolamentos distribuídos no estator da máquina.

As tensões no estator, nos eixos de referência síncrono d e q , são dadas por:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e L_s i_{sq} \quad (7)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e L_s i_{sd} + \omega_e \psi_m \quad (8)$$

Sendo i_{sd} e i_{sq} as correntes do estator nos eixos d e q , respectivamente. R_s e L_s a resistência e indutância das bobinas do estator, respectivamente. ω_e a frequência angular das correntes no estator e ψ_m o fluxo concatenado.

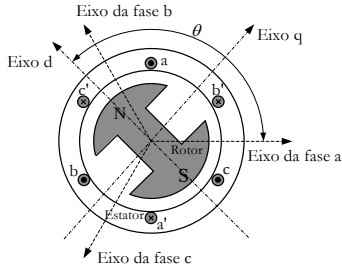


Fig. 4. Ilustração do gerador síncrono de ímãs permanentes.

A equação dinâmica da máquina relaciona o torque eletromecânico, T_e , produzido com a velocidade mecânica no eixo da máquina:

$$T_e = T_m - B\omega_e - J \frac{d\omega_e}{dt} \quad (9)$$

Sendo B o coeficiente de atrito e J o momento de inércia do rotor.

Os parâmetros do GSIP simulado estão mostrados na Tabela I.

TABELA I
PARÂMETROS DO GSIP

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Potência nominal	6 kW	L_s	23,6 mH
Tensão nominal eficaz	120 V	J	0,06 N.m
Número de polos	10	R_s	0,7 Ω

IV. CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA

A. Conversores de Potência

Para processamento da energia gerada pelo AGPP, utilizou-se um estágio convencional de retificação CA-CC dado por um retificador de 6 pulsos não controlado, como mostrado na Fig. 1. A tensão CC de saída do retificador é dada por:

$$V_{cc} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2} \cdot V_{LL} \cdot \cos \omega_e t \cdot dt \quad (10)$$

Sendo V_{LL} a tensão eficaz de linha gerada pelo GSIP [19].

Para controlar a potência ativa do AGPP, utilizou-se um conversor CC-CC elevador do tipo *boost* não isolado. O comportamento dinâmico desse conversor, considerando um conversor ideal e em operação no modo de condução contínua (MCC), é dado por (11) e (12), para a chave aberta e para a chave fechada, respectivamente [20].

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_o} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot V_{in} \quad (11)$$

Em que o operador $(\dot{})$ representa a derivada do operando a qual o mesmo está aplicado, i_L é a corrente no indutor, v_C é a tensão no capacitor, V_{in} é a tensão CC na entrada, L e C são

os valores do indutor e do capacitor, respectivamente, e R_o é a resistência equivalente da carga.

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_o} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot (V_{in} - V_D) \quad (12)$$

Sendo V_D a queda de tensão no diodo.

Visando garantir a operação no MCC, o indutor de filtro deve ser escolhido tal que:

$$L_{\min} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot (1-D)}{2 \cdot I_o \cdot f} \quad (13)$$

Sendo L_{\min} a indutância mínima necessária para garantir o MCC, D o ciclo de trabalho, I_o corrente de saída e f a frequência de chaveamento.

Para garantir uma baixa ondulação na tensão de saída, o capacitor de filtro no barramento CC, C_o , deve ser tal que:

$$C_o = \frac{I_{o\max} \cdot D}{\Delta V_o \cdot f} \quad (14)$$

Sendo $I_{o\max}$ a máxima corrente de saída esperada e ΔV_o a ondulação de tensão na saída do conversor elevador.

A Tabela II apresenta os valores dos parâmetros do conversor CC-CC utilizado.

TABELA II
PARÂMETROS DO CONVERSOR BOOST

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
C_{in}	1200 μF	f	15 kHz
C_o	3000 μF	V_{cc}	600 V
L	1500 μH		

A potência ativa entregue pelo conversor pode ser controlada através do ciclo de trabalho, D , utilizando PWM (*Pulse Width Modulation*). Contudo, devido a dinâmica da topologia, a função de transferência da planta para o controle de potência não é de fácil obtenção e tem comportamento não linear. A estratégia de controle adotada para contornar esse problema é descrita a seguir.

B. Controle Adaptativo por Gain Scheduling

No controle adaptativo em malha aberta, adotado neste trabalho, o mecanismo de adaptação é composto por tabelas de busca contendo os parâmetros do controlador dependendo da entrada correspondente (*gain scheduling*) [21]. Essa técnica assume a existência de uma relação entre as grandezas medidas e os parâmetros do modelo da planta, conforme ilustrado pela Fig. 5. Através dessa relação, é possível reduzir o efeito das variações do desempenho da planta não linear através da mudança dos parâmetros dos controladores. Como vantagens dessa técnica, destacam-se o baixo custo de implementação e o fato de não necessitar de medidas em tempo real para identificação do modelo da planta.

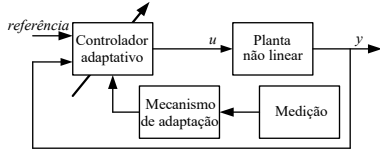


Fig. 5. Esquema ilustrativo do controle adaptativo em malha aberta.

No sistema eólico em análise, deseja-se extrair a máxima potência do GSIP para cada velocidade de vento. A potência ativa por fase é calculada pelo produto da tensão e corrente em uma fase do GSIP. Utiliza-se um filtro passa baixa para obter a potência ativa total gerada, segundo (15).

$$P = 3 \cdot i(t) \cdot v(t) \cdot \left(\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \right) \quad (15)$$

Sendo $i(t)$ e $v(t)$ a corrente elétrica e tensão em uma fase do GSIP, respectivamente, ω_n a frequência de corte do filtro passa baixa, escolhida para 10 Hz, e ξ o coeficiente de amortecimento do filtro, escolhido igual a 0,7.

C. Estimação dos Parâmetros por Gain Scheduling

Assumindo a geração de potência a partir da velocidade de vento de 4 m/s até a velocidade nominal de 12 m/s, os ganhos do controlador PI foram identificados para cada velocidade ao passo de 2 m/s através do método de *Zieger Nichols* [22]. Essa estratégia é mais eficiente que os métodos de tentativa e erro, amplamente empregados, e tem como vantagem a simplicidade e o fato de não ser necessário conhecer a planta, uma vez que esta é não linear. Os parâmetros do controlador adaptativo são dados na Tabela III.

TABELA III
GANHOS DO CONTROLADOR ADAPTATIVO PARA CONTROLE DE POTÊNCIA ATIVA.

Velocidade de vento (m/s)	K_p	K_i
4	0,06	0,1
6	0,065	0,1
8	0,07	0,1
10	0,075	0,1
12	0,08	0,1

O controlador PI retorna o ciclo de trabalho do conversor *boost*, com objetivo de garantir a potência ativa ótima. A equação de saída do controlador PI é dada por:

$$D = K_p (P_{med} - P_{ref}) + K_i \int (P_{med} - P_{ref}) dt \quad (16)$$

Sendo D o ciclo de trabalho, K_p e K_i os ganhos proporcional e integral do controlador, respectivamente, P_{med} a potência ativa medida e P_{ref} a potência de referência dada pela tabela de busca.

IV. INVERSOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA

As equações de estado do VSI, mostrado na Fig. 1, no sistema dq , são dadas por:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega(t)i_q - (R + r_{on})i_d + v_{id} - \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (17)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega(t)i_d - (R + r_{on})i_q + v_{iq} - \hat{V}_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (18)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega(t) \quad (19)$$

Sendo $i_d(t)$ e $i_q(t)$ as correntes nos eixos d e q , respectivamente, L a indutância do filtro de saída, V_s a tensão de pico de fase da rede, v_{id} e v_{iq} as tensões terminais nos eixos d e q , respectivamente, ω_0 a frequência angular da rede, θ_0 o ângulo de fase inicial e ρ o ângulo de sincronização.

Nos eixos d e q , as potências ativa e reativa são dadas, respectivamente, por:

$$p_s(t) = \frac{3}{2} [v_{sd}i_d(t) + v_{sq}i_q(t)] \quad (20)$$

$$q_s(t) = \frac{3}{2} [-v_{sd}i_q(t) + v_{sq}i_d(t)] \quad (21)$$

Os parâmetros do VSI modelado neste artigo estão resumidos na Tabela IV.

TABELA IV
PARÂMETROS DO VSI TRIFÁSICO

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
P_s (nominal)	6 kW	R	0,75 Ω
Q_s (nominal)	4 kvar	r_{on}	1 m Ω
V_s	537,4 V	C	3 mF
ω_0	377 rad/s	V_{CC}	600 V
L	4 mH	f	15 kHz

A. Phased-Locked Loop - PLL

Assumindo $\rho(t) = \omega_0 t + \theta_0$, (17) e (18) são simplificadas. Com isso, a frequência angular da rede e o ângulo de sincronia são obtidos através de (22) e (23).

$$\omega(t) = H(\rho)v_{sq}(t) \quad (22)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = H(\rho)\hat{V}_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (23)$$

Sendo $H(\rho)$ a função de transferência linear do controlador e V_s é tensão de pico de fase da rede elétrica.

O diagrama de blocos do controle do PLL implementado é mostrado na Fig. 6. A planta sobre a qual o controlador atua se resume a integral da tensão de pico da rede elétrica, considerando os limites na frequência angular da rede. A estratégia para projetar o controlador é discutida adiante.

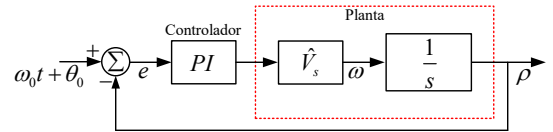


Fig. 6. Diagrama de blocos do PLL.

B. Controle de Corrente

Uma vez que o PLL tenha entrado em regime permanente, as equações de potência (equações (20) e (21)) são simplificadas, já que V_{sq} tende a zero. Assim, impondo as potências ativa e reativa como referências, as correntes de referências nos eixos d e q podem ser obtidas da seguinte forma:

$$i_{dref}(t) = \frac{2}{3v_{sd}} P_{sref}(t) \quad (24)$$

$$i_{qref}(t) = -\frac{2}{3v_{sd}} q_{sref}(t) \quad (25)$$

Devido a presença dos termos $L\omega_0$ em (17) e (18), as dinâmicas de i_d e i_q estão acopladas. O desacoplamento, mostrado em [21], faz com que a nova dinâmica do sistema passe a ser dada por:

$$L \frac{di_d}{dt} = -(R + r_{on})i_d + u_d \quad (26)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -(R + r_{on})i_q + u_q \quad (27)$$

As quais resultam em um sistema desacoplado com referência aos eixos d e q . O diagrama esquemático do controle de corrente foi mostrado na Fig. 1. Os diagramas de blocos das malhas de controle de corrente, por sua vez, são mostrados na Fig. 7.

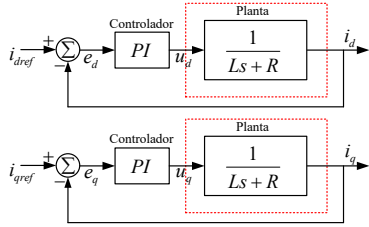


Fig. 7. Malhas do controle de corrente.

O controlador PI atua sobre a planta do VSI, a qual corresponde a dinâmica do filtro L associada as perdas no indutor e nas chaves, expressas por R e r_{on} , respectivamente.

C. Controle de Tensão

O principal requisito para controlar a tensão de entrada do VSI é estabelecer o nível de tensão no elo CC. Esse valor deve estar acima da tensão de pico da rede para permitir o fluxo de potência do elo CC para a rede elétrica. Na prática, um valor maior deve ser adotado para garantir a estabilidade durante transitórios.

Pode-se mostrar que a dinâmica da tensão no elo CC, V_{CC} , é dada por:

$$\frac{dV_{CC}^2}{dt} = \frac{2}{C} P_{ext} - \frac{2}{C} P_{loss} - \frac{2}{C} \left[P_s + \left(\frac{2Lp_s}{3v_s^2} \right) \frac{dp_s}{dt} \right] + \frac{2}{C} \left[\left(\frac{2Lq_s}{3v_s^2} \right) \frac{dq_s}{dt} \right] \quad (28)$$

Sendo P_{ext} uma potência externa atuando como distúrbio, P_{loss} engloba as perdas totais no VSI, C o capacitor no elo CC, p_s e q_s as potências ativa e reativa, respectivamente, L o indutor de filtro e v_s a tensão de pico da rede [18].

Aplicando a transformada de Laplace, pode-se deduzir uma função de transferência relacionando a tensão e a potência ativa:

$$G_V(s) = \frac{V_{CC}^2(s)}{P_s(s)} = -\left(\frac{2}{C} \right) \frac{\tau s + 1}{s} \quad (29)$$

Sendo:

$$\tau = \frac{2LP_s}{3v_s^2} \quad (30)$$

O diagrama da malha de controle da tensão adotado no elo CC é mostrado na Fig. 8. O sinal negativo no controlador PI é utilizado para compensar a malha negativa da planta e evitar a instabilidade. A função de transferência (FT) $G_p(s)$ é a FT em malha fechada da planta de controle de corrente mostrada na Fig. 7.

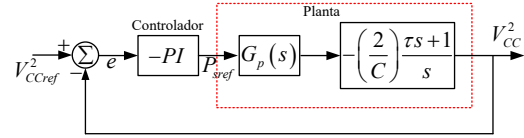


Fig. 8. Malha do controle de tensão.

D. Projeto dos Compensadores

Adota-se para o PLL uma frequência de cruzamento, ω_c , acima da frequência angular da rede. Para a malha de corrente, deseja-se uma resposta rápida e, portanto, escolhe-se a frequência de cruzamento acima de 10 vezes a frequência angular da rede elétrica. Por fim, a malha de tensão apresenta resposta lenta, usualmente com ω_c escolhida em cerca de 4 vezes menor que aquela da malha de corrente. Assim, o ângulo da compensação, φ , é dado por:

$$\varphi = 180^\circ + \angle PLANTA(\omega_c) - MF \quad (31)$$

Sendo $\angle PLANTA(\omega_c)$ o ângulo da função de transferência da planta avaliada na frequência de cruzamento e MF a margem de fase adotada.

O tempo de integração, t_i , do controlador PI é calculado através de (32).

$$t_i = \frac{1}{\omega_c \times \tan \varphi} \quad (32)$$

O ganho proporcional, K_p , do controlador PI é encontrado através da expressão (33).

$$K_p = \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{1}{t_i \times \omega_c} \right)^2} \times \text{mag}[PLANTA(\omega_c)] \right\}^{-1} \quad (33)$$

Sendo $\text{mag}[PLANTA(\omega_c)]$ a magnitude da função de transferência da planta avaliada na frequência de cruzamento.

O ganho integral, K_i , do controlador PI é calculado através dos resultados obtidos em (32) e (33).

$$K_i = \frac{K_p}{t_i} \quad (34)$$

A função de transferência do controlador PI que garante a margem de fase na frequência de cruzamento é dada por:

$$PI = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (35)$$

A Tabela V apresenta os valores de projeto para os controladores do PLL de corrente e de tensão, adotados neste trabalho.

TABELA V
PARÂMETROS DOS CONTROLADORES

Controlador	MF [Graus]	ω_c [Hz]	K_p	K_i
PLL	45	450	1,026	461,5
Controle de corrente	45	1000	7,070	7071,6
Controle de tensão	45	250	0,242	61.077

VI. RESULTADOS E DISCUSSÃO

Um regime de vento turbulento foi imposto à turbina eólica para avaliação do comportamento dinâmico do sistema de geração distribuída, conforme mostrado na Fig. 9. A velocidade base do vento é de 6 m/s. Aos 3 s inicia-se uma rampa de vento até atingir-se a velocidade de vento nominal, que é de 12 m/s.

Esse perfil de vento permite testar dinamicamente diversas condições de operação do AGPP.

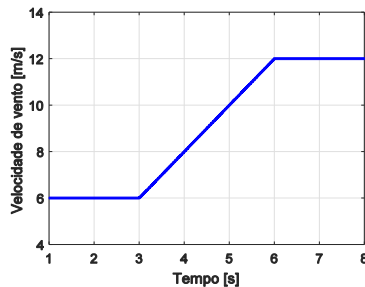


Fig. 9. Perfil da velocidade de vento aplicada.

O perfil das tensões e correntes de linha geradas pelo GSIP são apresentadas nas figuras 10(a) e 10(b), respectivamente.

Enquanto o inversor realiza a pré-carga, o gerador eólico não é ligado à rede. A produção de energia só se inicia em 0,8 s. Para a velocidade de vento base, a tensão produzida é de 94,5 V_{rms} e uma corrente de 5,1 A_{rms}. Na velocidade de vento nominal, a tensão produzida é de 158,4 V_{rms} e uma corrente de 24,5 A_{rms}. As formas distorcidas da tensão e da corrente são causadas pela não linearidade do retificador de seis pulsos não controlado.

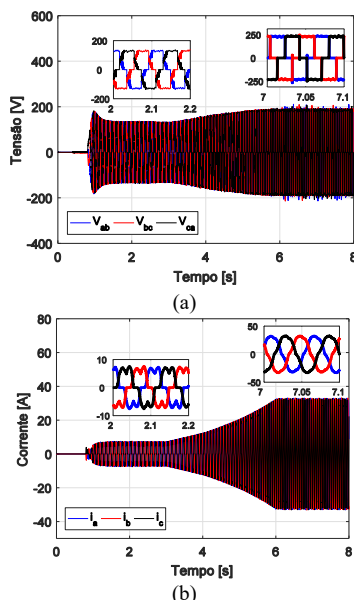


Fig. 10. Perfis das tensões e correntes geradas pelo GSIP: (a) Tensões de linha, (b) Correntes de linha.

Na Fig. 11 mostra-se que o coeficiente de potência da turbina atinge o valor máximo (0,39) rapidamente após o início da operação em 0,8 s. Esse valor máximo é mantido durante toda a simulação, mesmo com o vento variando de acordo com o exposto na Fig. 9. Pode-se concluir que o controle direto de potência utilizando o controle adaptativo foi eficiente em atuar como MPPT.

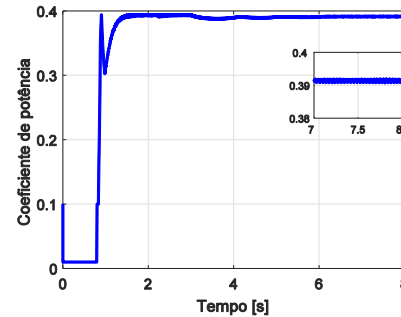


Fig. 11. Coeficiente de potência dinâmico da turbina eólica

O controle do VSI depende, essencialmente, da manutenção da tensão no elo CC constante, conforme apresentada na Fig. 12. Durante a pré-carga do capacitor do barramento CC, a tensão de referência é imposta pelo valor de pico da rede trifásica (537 V). Após 0,8 s, a pré-carga é concluída e o sistema de controle do VSI entra em operação. Observa-se que o controle atua de maneira satisfatória, mantendo a tensão do elo CC constante em 600 V, mesmo sob variações do vento incidente.

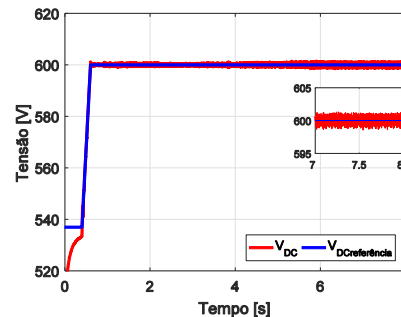


Fig. 12. Tensão no elo CC controlada pelo VSI.

A potência ativa gerada pelo GSIP e a potência injetada no PAC são mostradas na Fig. 13. O conversor CA-CC-CA foi projetado para operar com um rendimento de 95%. O período de pré-carga é evidenciado no intervalo entre 0,1 e 0,8 s. Nesse período, a potência ativa é negativa, indicando que a rede fornece potência ativa para carregar o capacitor do elo CC. Após a pré-carga, o controle do VSI atua para garantir a injeção de potência ativa em sentido contrário, i.e., do inversor para a rede elétrica. Na velocidade de vento base, a potência ativa gerada é de 800 W. Para a velocidade de vento nominal, a potência ativa gerada é de 5735 W. A diferença observada entre a potência gerada e a potência entregue deve-se às perdas elétricas no conversor.

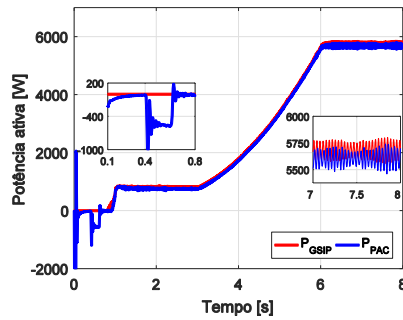


Fig. 13. Potência ativa no GSIP e no PAC.

O comportamento da potência reativa no PAC é mostrado na Fig. 14. A referência de potência reativa foi ajustada para variar entre -2 e 2 kvar. O valor negativo significa absorção de potência reativa e, portanto, o sistema emula um comportamento indutivo. O valor positivo indica que o VSI entrega potência reativa e, portanto, um comportamento capacitivo é emulado.

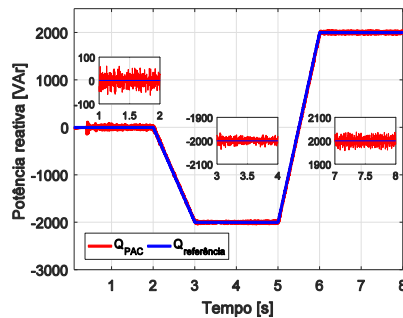


Fig. 14. Potência reativa injetada/consumida no PAC.

Vale destacar que a variação da potência reativa no PAC pode ser utilizada como estratégia de controle para auxiliar o sistema durante afundamentos ou elevação de tensão.

Emulando-se um comportamento indutivo, permite-se reduzir a tensão do sistema, enquanto o comportamento capacitivo pode elevar a tensão em casos de afundamentos.

Observa-se que a variação de potência reativa não afetou a estabilidade da tensão do elo CC (Fig. 12) e nem a produção de potência ativa (Fig. 13), durante o regime de vento dinâmico.

Assim, pode-se comprovar que a malha de tensão funciona adequadamente e o controle de corrente atua de forma desacoplado.

As correntes elétricas sintetizadas pelo VSI são mostradas na Fig. 15. É possível notar que as correntes são senoidais, com frequência de 60 Hz e com baixa distorção harmônica de corrente (DTI). A DTI é mais acentuada para baixas velocidades de vento, atingindo um valor de 6%. Para a velocidade nominal a DTI ficou em 4%. Filtros LCL são alternativas para reduzir a DTI das correntes injetadas pelo VSI. Para o estudo em análise, o filtro L retornou resultados satisfatórios, considerando a facilidade de projeto e o menor custo dessa topologia quando aplicada em sistemas de baixa potência.

Conforme pode-se observar na Fig. 16, a corrente elétrica injetada na rede foi multiplicada por 30 para permitir a comparação entre tensão e corrente no PAC. Avalia-se o ponto em que a máxima potência ativa é injetada e a máxima potência

reativa é entregue a rede. O comportamento capacitivo é evidenciado pela defasagem entre a tensão e a corrente.

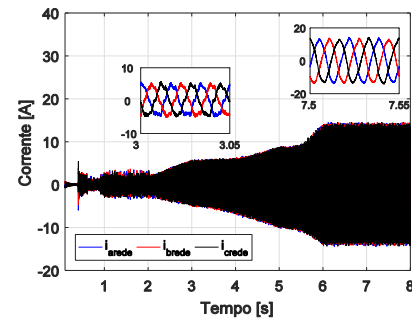


Fig. 15. Perfil da corrente elétrica injetada na rede elétrica.

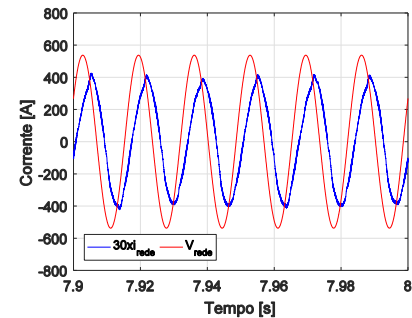


Fig. 16. Perfil da corrente elétrica injetada no PAC tomando como referência a tensão no PAC e considerando o comportamento capacitivo do sistema.

VI. CONCLUSÃO

Neste trabalho apresentou-se uma proposta para controlar as potências ativa e reativa de um sistema eólico de pequeno porte baseado em GSIP. O controle direto de potência ativa proporcionou bons resultados ao atuar como MPPT, mantendo o coeficiente de potência próximo ao valor máximo. A estratégia de CDP baseada em controle adaptativo por *gain scheduling* mostrou-se simples de implementar e garantiu a máxima extração de potência ativa. O controle de potência reativa foi realizado através do desacoplamento das correntes sintetizadas pelo VSI nos eixos síncronos d e q . O projeto adequado dos controladores garantiu que a variação de potência ativa e reativa não resulte em instabilidade.

A proposta apresentada pode ser utilizada para sistemas distribuídos com aerogeradores de pequeno porte. O controle de potência ativa pode apresentar implementação prática factível e baixo custo quando comparado às outras estratégias de MPPT.

O controle de potência reativa, por sua vez, permite utilizar o potencial do conversor para emular sistemas capacitivos ou indutivos, sem prejudicar a potência ativa injetada e tendo um grau extra de liberdade para ajudar o sistema interligado em momentos de faltas, sobretensões ou afundamento de tensões.

REFERÊNCIAS

- [1] M. Singh, V. Khadkikar, A. Chandra e R. K. Varma, "Grid Interconnection of Renewable Energy Sources at the Distribution Level with Power-Quality Improvement Features", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, no. 1, 2011.
- [2] J. C. Gómez, J. Vaschetti, C. Coyos e C. Ibarlucea, "Distributed Generation: Impact on Protections and Power Quality", IEEE Latin America Transactions, vol. 11, no. 1, 2013.

- [3] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, A. V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 5, 1398-1409, 2006.
- [4] R. E. Carballo, R. O. Núñez, V. H. Kurtz e F. Botterón, "Design and Implementation of a Three-Phase DC-AC Converter for Microgrids Based on Renewable Energy Sources", IEEE Latin America Transactions, vol. 11, no. 1, 2013.
- [5] A. C. Pinto, P. J. dos Santos Neto, F. C. Pereira, "Passive Filters Applied to a Small Wind Turbine Based System", IEEE Latin America Transactions, vol. 14, no. 7, 2016.
- [6] R. P. S. Leão, F. L. M. Antunes, T. G. M. Lourenço e K. R. Andrade Jr., "A Comprehensive Overview on Wind Power Integration to the Power Grid", IEEE Latin America Transactions, vol. 7, no. 6, 2009.
- [7] H. Polinder, F. F. A. van der Pijl, G.-J. de Vilder, P. Tavner, "Comparison of Direct-Drive and Geared Generator Concepts for Wind Turbines". IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, no. 3, 2006.
- [8] R. Y. Barazarte, G. G. González e E. Hall, "Comparison of Electric Generators Used for Wind Generation", IEEE Latin America Transactions, vol. 9, no. 7, 2011.
- [9] Z. Chen, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, "A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 8, 2009.
- [10] D. Zhou, F. Blaabjerg, T. Franke, M. Toones, M. Lau, "Comparison of Wind Power Converter Reliability with Low-Speed and Medium-Speed Permanent-Magnet Synchronous Generators". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 10, 2015.
- [11] H. Wang, C. Nayar, J. Su e M. Ding, "Control and Interfacing of a Grid-Connected Small-Scale Wind Turbine Generator", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 26, no. 2, 2011.
- [12] N. A. Orlando, M. Liserre, V. G. Monopoli, R. A. Mastromauro, A. Dell'Aquila, "Comparison of Power Converter Topologies for Permanent Magnet Small Wind Turbine System", IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE, 2008.
- [13] Y. Xia, K. H. Ahmed, B. W. Williams, "A New Maximum Power Point Tracking Technique for Permanent Magnet Synchronous Generator Based Wind Energy Conversion System". IEEE Trans. Power Electronics, vol. 26, no. 12, 2011.
- [14] Z. M. Dalala, Z. U. Zahid, W. Yu, Y. Cho, J. S. Lai, "Design and Analysis of an MPPT Technique for Small Scale Wind Energy Conversion Systems" IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 28, no. 3, 2013.
- [15] A. Urtasun, P. Sanchis, L. Marroyo, "Small Wind Turbine Sensorless MPPT: Robustness Analysis and Lossless Approach". IEEE transactions on Industry Applications, vol. 50, no. 6, 2014.
- [16] T. A. S. Barros, E. Ruppert Filho, "Direct Power Control for Switched Reluctance Generator in Wind Energy". IEEE Latin America Transactions, vol. 13, pp. 123-128, 2015.
- [17] R. A. Mastromauro, N. A. Orlando, D. Ricchiuto, M. Liserre, A. Dell'Aquila, "Hierarchical Control of a Small Wind Turbine System for Active Integration in LV Distribution Network", International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), 2013.
- [18] A. Yazdani and R. Iravani, "Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications". New York, NY, USA: Wiley-IEEE Press, 2010.
- [19] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, "Power Electronics. Converters, Applications and Design", 3 ed., John Wiley and Sons, 2003.
- [20] I. Barbi, "Modelagem de Conversores CC-CC Empregando Modelo Médio em Espaço de Estados". Edição do Autor, 2015.
- [21] I. D. Landau, R. Lozano, M. M'Saad, A. Karimi, "Adaptive control: Algorithms, Analysis and Applications", Springer London, 2011.
- [22] K. Ogata, "Modern Control Engineering", Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 2010.



Pedro José dos Santos Neto possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Vale do São Francisco (2016) e mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade estadual de Campinas (UNICAMP). Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica pela UNICAMP. Atua principalmente na área de máquinas

elétricas, eletrônica de potência e acionamentos elétricos. Seus interesses em pesquisa incluem fontes de energia renováveis, geradores síncronos de ímãs permanentes e geradores de relutância variável. *Student member* do IEEE e da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).



Adeon Cecílio Pinto possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (1999), mestrado e doutorado também em Engenharia Elétrica, ambos pela Universidade Federal de Uberlândia, (2002) e (2007), respectivamente. Atualmente é Professor Adjunto da Universidade Federal do Vale do São Francisco (UNIVASF). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, atuando nos seguintes temas: geração, transmissão e distribuição de energia elétrica; qualidade da energia elétrica; fontes alternativas de energia. Membro da *Power & Energy Society* (PES).



Tarcio André dos Santos Barros possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Vale do São Francisco (2010), mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica, ambos pela Universidade Estadual de Campinas, (2012) e (2015), respectivamente. Atualmente é Professor na Faculdade de Engenharia Mecânica, UNICAMP. Seus campos de interesse incluem acionamentos elétricos e máquinas de relutância variável. Membro da *IEEE Power Electronics Society* e da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).



Ernesto Ruppert Filho Graduiu-se em Engenharia Elétrica em 1971, obteve o mestrado em 1974, e doutorado também em Engenharia Elétrica pela FEEC/UNICAMP em 1983, realizou pós-doutorado na GE Canadá na área de projeto de geradores síncronos e de sistemas de excitação estática de geradores síncronos nos anos de 1987 e 1988. É Professor Titular da FEEC/UNICAMP desde 2000. Atua nas seguintes áreas de pesquisa: Dinâmica de Sistemas de Energia Elétrica, Limitadores de Corrente Elétrica Supercondutores, Distribuição de Energia Elétrica, Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência, Acionamentos Elétricos com Velocidade Variável, Energias Renováveis, Geração distribuída. Membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).