

# CONTROLE ROBUSTO APLICADO A GERADORES DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL CONECTADOS À REDE

Caio R. D. Osório<sup>1</sup>, Filipe P. Scalcon<sup>1</sup>, Gustavo G. Koch<sup>1</sup>, Vinícius F. Montagner<sup>1</sup>, Rodrigo P. Vieira<sup>1</sup> e Hilton A. Gründling<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Universidade Federal de Santa Maria – (UFSM), Santa Maria – RS, Brasil  
e-mail: caio.osorio@gmail.com, filipescalcon1@gmail.com

**Resumo** – Este artigo apresenta como contribuição uma estratégia de controle para geradores de relutância variável conectados à rede por meio de inversor trifásico com filtro LCL, na qual controladores robustos são projetados para garantir estabilidade e desempenho. Um controlador *sliding mode* é utilizado para regular a tensão do barramento CC, sendo detalhados o procedimento de projeto e a análise de estabilidade com esta técnica. Para o inversor conectado à rede, um controlador de corrente robusto por realimentação de estados é projetado com base em desigualdades matriciais lineares, garantindo correntes de rede com baixo conteúdo harmônico, rejeição de distúrbios e fornecendo um certificado de estabilidade robusta frente a incertezas e variações paramétricas nas impedâncias da rede. Resultados experimentais e de simulação são apresentados, confirmando boa regulação da tensão do barramento CC e correntes injetadas na rede com bons desempenhos transitório e em regime permanente, atendendo aos requisitos de norma pertinente para conexão à rede elétrica.

**Palavras-chave** – Controle Robusto, Energia Eólica, Filtro LCL, Gerador de Relutância Variável, Inversor Conectado à Rede.

## ROBUST CONTROL APPLIED TO SWITCHED RELUCTANCE GENERATORS CONNECTED TO THE GRID

**Abstract** – This paper presents as contribution a control strategy for a grid connected switched reluctance generator by means of a three-phase inverter with an LCL filter, in which robust controllers are designed to ensure stability and performance. A sliding mode controller is used to regulate the DC bus voltage, being detailed the design procedure and the stability analysis with this technique. For the grid connected inverter, a robust state feedback current controller is designed based on linear matrix inequalities, ensuring grid-injected currents with low harmonic content, rejection of disturbances from the grid voltages and providing a certificate of robust stability in the face of uncertainties and parametric variations in the grid impedances. Experimental and simulation results are presented, confirming good regulation of the DC bus voltage and grid-injected currents with good transient and

steady state performance, meeting the requirements of the relevant standard for grid connection.

**Keywords** – Grid-tied Inverter, LCL Filter, Robust Control, Switched Reluctance Generator, Wind Power.

## I. INTRODUÇÃO

A crescente demanda por energia elétrica, associada à escassez de combustíveis fósseis, evidencia a necessidade de descentralização e diversificação da matriz energética, sendo imprescindível a inserção de fontes renováveis, como por exemplo a energia eólica [1]. Tradicionalmente, geradores de indução duplamente alimentados e geradores síncronos de ímã permanente são usados para esta aplicação. No entanto, essas máquinas podem apresentar problemas relacionados a peso e confiabilidade, devido ao uso de caixas de engrenagens, e alto custo, devido aos ímãs de terras raras [2], [3].

Alternativamente, estudos e aplicações utilizando geradores de relutância variável (GRVs) têm se intensificado no cenário de energia eólica [3]–[7]. Os GRVs são caracterizados por uma estrutura simples, robustez, baixo custo de produção, ausência de ímãs permanentes ou enrolamentos no rotor e uma estrutura de dupla saliência inerentemente tolerante a falhas. Além destas características, o GRV é capaz de operar em uma ampla faixa de velocidade, não exigindo o uso de caixa de engrenagens, o que reduz o peso, o custo e a complexidade do sistema. Essas características tornam a máquina de relutância variável uma opção viável para várias aplicações que exigem operação em velocidade variável e em ambientes hostis [5]–[9]. Em contrapartida, como desafios para a utilização dos GRVs, é possível citar as oscilações de tensão e conjugado, ruído sonoro, e a necessidade de um projeto de controle adequado para operação em velocidade variável, o que é mais desafiador devido à alta não-linearidade causada pela estrutura de dupla saliência da máquina.

Representar o GRV por um modelo linear, como é feito para máquinas de indução e síncronas de ímãs permanentes, pode não ser eficiente [10], [11]. Como alternativa, alguns trabalhos na literatura fazem uso de modelos linearizados em pontos críticos de operação (por exemplo, elevada potência e baixa velocidade) para o projeto dos controladores. Entretanto, tem-se como desvantagem uma potencial perda de desempenho em regiões de operação distantes do ponto de projeto [12]. Neste sentido, para garantir desempenho robusto em GRVs, diferentes estratégias têm sido utilizadas [5], [6], [8], [13]. Por exemplo, uma estratégia de controle de potência com *gain scheduling* é proposta em [5], em que um controlador PI é ajustado de acordo com a velocidade rotórica, buscando

Manuscript received 03/26/2020; first revision 08/06/2020; accepted for publication 09/08/2020, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2020.3.0015>

bom desempenho ao longo de toda faixa de operação. Em [6], duas técnicas de controle direto de potência para GRVs são discutidas, sendo um controlador *sliding mode* utilizado para operação na região de controle de corrente. Em [13], um controlador baseado em passividade aplicado a um GRV é apresentado. A característica não linear do controlador abrange diversos pontos de operação, e um mecanismo adaptativo adicional é utilizado, visando compensar os efeitos da força contra-eletromotriz.

No contexto de integração de fontes de energia renováveis com a rede elétrica ou microrredes, os inversores são elementos importantes, tendo como função controlar o fluxo de potência, além de garantir que as correntes injetadas na rede obedeçam a limites de distorção harmônica, como por exemplo a norma IEEE 1547 [14], [15]. Neste sentido, tais inversores requerem filtros passa-baixa como estágio de saída, sendo o filtro LCL uma alternativa amplamente utilizada por prover boa atenuação em altas frequências [16]. Entretanto, tais filtros apresentam um pico de ressonância que precisa ser adequadamente amortecido de modo que seja possível garantir desempenho e estabilidade adequados, mesmo quando operando contra tensões de rede distorcidas e incertezas paramétricas, como a incerteza na impedância do ponto de conexão com a rede elétrica [17], [18]. Neste cenário, controladores robustos de corrente capazes de prover amortecimento ativo adequado são importantes, sendo o controle de realimentação de estados projetado por meio de desigualdades matriciais lineares (LMIs) uma alternativa eficiente, tendo sido empregada com sucesso no controle de corrente robusto de inversores conectados à rede em [19]–[21].

Alguns estudos visam abordar a conexão de GRVs à rede [5], [6], [22]–[24]. Por exemplo, em [23], é apresentada a conexão por meio de um filtro L monofásico. É utilizado um controlador proporcional-integral (PI) para regular a tensão do barramento CC, e um controlador proporcional-ressonante (PR) para controlar as correntes injetadas na rede. Em [5], considerando uma turbina eólica de velocidade variável e interface com a rede por meio de filtro L trifásico, é apresentada uma estratégia de controle para garantir a operação no ponto de máxima eficiência aerodinâmica do gerador, onde, novamente, são utilizados controladores PI para o controle do gerador e PR para controle das correntes injetadas na rede. Também considerando conexão com a rede por meio de filtro L trifásico, em [6], um esquema de controle para um GRV operando em uma ampla faixa de velocidade é apresentado, onde são propostos dois algoritmos para o controle de potência, um para operação em baixa e outro para operação em alta velocidade. São utilizados ângulos ótimos de disparo e controlador *sliding mode* (SM) para melhorar o desempenho geral do sistema. Nos trabalhos supracitados, verifica-se que a robustez da conexão com a rede frente a variações paramétricas não é abordada, e que há margem para contribuições no projeto de controladores robustos para o GRV. Nesta direção, em [24], propõe-se o projeto de controladores robustos de modo a garantir estabilidade e desempenho tanto no controle do gerador quanto do inversor conectado à rede. Considera-se um sistema de geração composto por um GRV autoexcitado e um inversor monofásico conectado à rede por meio de um filtro L,

apresentando apenas resultados de simulação.

O presente artigo pode ser visto como uma extensão de [24], utilizando uma técnica *sliding mode* para o controle robusto da tensão do barramento CC, e um controlador baseado em LMIs para o controle robusto das correntes injetadas na rede. Diferentemente de [24], aqui, ângulos ótimos de disparo do GRV são considerados, e inclui-se um algoritmo para rastreamento de máxima potência. Ainda, a interface com a rede elétrica é feita por meio de um inversor trifásico com filtro LCL, incluindo múltiplos ressonantes no sistema de controle das correntes injetadas na rede, o que permite obter rastreamento de referências senoidais com uma melhor rejeição dos distúrbios harmônicos provenientes tanto da modulação por largura de pulso quanto da tensão do ponto de acoplamento comum. Resultados experimentais são apresentados aqui, validando a estabilidade e o desempenho do sistema com as estratégias propostas em diferentes condições de operação e frente a incertezas e variações paramétricas na impedância da rede.

## II. GERADOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

A máquina de relutância variável opera com corrente contínua pulsada, exigindo um conversor estático para operação adequada. Sua principal característica é a estrutura de dupla saliência, responsável por muitas das não linearidades da máquina. A operação como motor ou gerador é definida pelos ângulos de disparo ( $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ ). Nesta seção serão detalhados o acionamento do gerador, o controle de tensão do barramento CC e a técnica *sliding mode*.

### A. Acionamento do Gerador

Uma máquina de relutância variável funcionará como um gerador se suas fases forem excitadas quando a indutância de fase estiver diminuindo. Diferentes topologias de conversor podem ser consideradas, no entanto, a mais utilizada é a meia ponte assimétrica (*Assymetric Half-Bridge - AHB*), apresentada na Figura 1, uma vez que permite que a máquina seja acionada como gerador e motor [25]. O conversor usado neste trabalho apresenta configuração autoexcitada, onde uma bateria é usada para fornecer energia inicial ao capacitor. Depois da desconexão da bateria, o capacitor passa a fornecer energia para a excitação das fases e limita a ondulação de tensão do barramento CC [26].

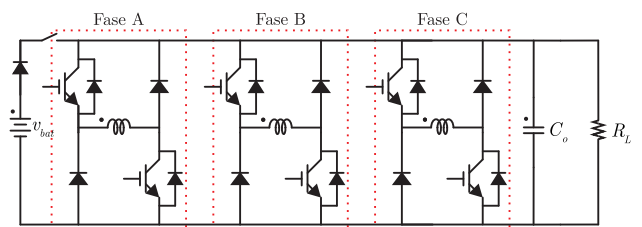


Fig. 1. Conversor meia ponte assimétrica autoexcitado.

Para que ocorra a conversão de energia, primeiramente uma fonte externa de movimento deve ser conectada ao eixo do GRV, como por exemplo uma turbina eólica. As fases do gerador são então excitadas contra sua tendência natural, de buscar o alinhamento rotor-estator, conforme é mostrado na Figura 2.a. Na etapa seguinte, os interruptores

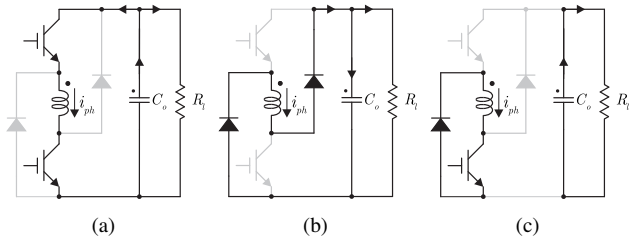


Fig. 2. Etapas de operação do conversor AHB: (a) Excitação; (b) Geração; (c) Roda livre.

são bloqueados, e o torque eletromagnético leva a uma força contra-eletromotriz que converte a energia mecânica da fonte primária em energia elétrica, definindo assim o processo de geração [9], e permitindo que a corrente circule através dos diodos, como visto na Figura 2.b. Uma etapa adicional, denominada roda livre, é apresentada na Figura 2.c, e pode ser utilizada como estado intermediário para, por exemplo, melhorar a eficiência do sistema [26].

### B. Controle de Tensão do Barramento CC

A tensão de saída de um GRV apresenta alta dependência da carga conectada à máquina. Isso ocorre porque o GRV apresenta uma característica de fonte de corrente, diferentemente da maioria dos geradores, que possuem um comportamento de fonte de tensão [27]. Assim, um aumento na carga do gerador leva a um aumento na corrente de saída e, portanto, a uma diminuição na tensão.

Para regular a tensão do barramento CC, independentemente da velocidade do rotor e da condição de carga, deve-se variar o nível de magnetização do gerador. Neste contexto, os dois métodos mais comuns de acionamento do GRV são histerese e pulso único. Este trabalho tem como foco o acionamento via histerese, utilizado para operação abaixo da velocidade base, que pode ser definida como a velocidade em que a força contra-eletromotriz atinge valor igual a tensão de excitação das fases [9]. Para operação acima da velocidade base, não é possível o controle efetivo de corrente por meio da histerese, e o acionamento via pulso único deve ser considerado [28].

A estrutura do sistema proposto é mostrada na Figura 3. Para o acionamento do gerador, utiliza-se apenas os estados de excitação e geração, conforme apresentados na Figura 2.a e na Figura 2.b, escolha usual nesta faixa de operação [9]. Ainda, por simplicidade, os ângulos de disparo ( $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ ) são mantidos fixos, enquanto a corrente de magnetização é controlada em torno de um valor de referência durante o estágio de excitação. Alternativamente, estes ângulos podem ser atualizados online a fim de, por exemplo, minimizar ondulações de torque e de tensão ou maximizar a eficiência [9], [29]–[31].

A referência de corrente é fornecida por uma malha externa, com base no erro de rastreamento de tensão do barramento CC. Uma vez que uma fase atinja  $\theta_{on}$ , os interruptores do conversor para essa fase são ligados e a corrente aumenta. Quando a corrente ultrapassa o valor máximo da banda de histerese, os interruptores são desligados. A corrente começa a decair até que o valor mínimo da banda de histerese seja atingido. Neste ponto, os interruptores são novamente ligados. Este processo se repete até o final da excitação, quando a fase

atinge  $\theta_{off}$ .

O bloco “sig” tem como função a lógica de comutação, que com base em  $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$  e  $\theta$ , determinará qual fase será excitada. O regulador de histerese gera os sinais de acionamento para os interruptores de cada fase.

### C. Projeto do Controlador Sliding Mode

Tendo em vista as características não-lineares do GRV, controladores não-lineares como o SM são úteis nesta aplicação, uma vez que constituem solução para plantas de estrutura variável, forçando o movimento do sistema para alguma superfície do espaço de estados, garantindo robustez a incertezas paramétricas e distúrbios externos [32].

O projeto do controlador SM é baseado na etapa de geração descrita na Figura 2, desprezando a comutação entre fases [8], [28], [33]. A partir do circuito apresentado, é possível aplicar as Leis de Tensão e Corrente de Kirchhoff, obtendo as seguintes expressões

$$\frac{d}{dt}i_{ph} = -\frac{1}{L}V_{cc} - \frac{r_{ph}}{L}i_{ph} - \frac{1}{L}i_{ph}\omega_r \frac{dL}{d\theta}. \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt}V_{cc} = -\frac{1}{R_\ell C_o}V_{cc} + \frac{1}{C_o}i_{ph}. \quad (2)$$

onde  $V_{cc}$  é a tensão do barramento CC,  $i_{ph}$  é a corrente em uma fase do GRV,  $\omega_r$  é a velocidade rotórica,  $\theta$  é a posição rotórica,  $L$  é a indutância de fase,  $r_{ph}$  é a resistência de fase,  $C_o$  é o capacitor do barramento CC e  $R_\ell$  é a resistência equivalente de carga.

Definindo-se  $x_1$  como o erro de rastreamento de tensão,

$$x_1 = V_o^* - V_{cc}, \quad (3)$$

e assumindo que a tensão de referência  $V_o^*$  é mantida constante,  $x_2$  pode ser definido como a derivada deste erro,

$$x_2 = \frac{dx_1}{dt} = -\frac{d}{dt}V_{cc} = \frac{1}{R_\ell C_o}V_{cc} - \frac{1}{C_o}i_{ph}. \quad (4)$$

O modelo em espaço de estados é dado por

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1/(R_\ell C_o) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/C_o \end{bmatrix} u. \quad (5)$$

em que

$$u = \frac{d}{dt}i_{ph}. \quad (6)$$

A superfície de deslizamento é definida como

$$\sigma = k_\sigma x_1 + x_2, \quad (7)$$

onde  $k_\sigma > 0$ . A lei de controle é dada como uma combinação dos estados

$$u_{SM} \triangleq c_0 x_1 + c_1 x_2. \quad (8)$$

Com base em (6), a corrente de fase de referência pode ser obtida da lei de controle como

$$i_{ph}^* = \int u_{SM} dt. \quad (9)$$

Resolvendo-se a integral e adicionando-se a função sinal, a

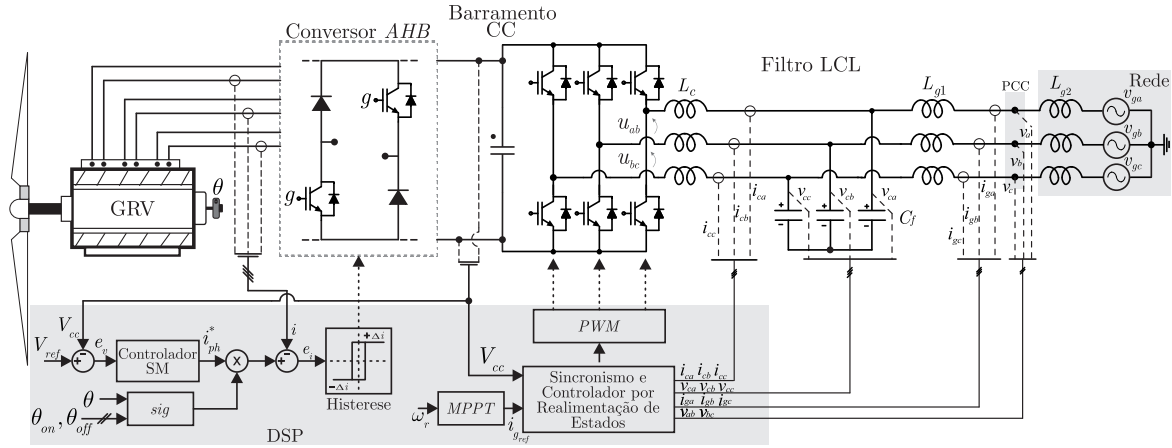


Fig. 3. Estrutura proposta de um sistema de geração eólica baseado em um gerador de relutância variável conectado à rede por filtro LCL.

lei de controle pode ser escrita como

$$\dot{i}_{ph}^* = c_0 \int x_1 dt + c_1 x_1 + c_2 \text{sign}(\sigma). \quad (10)$$

#### D. Análise de Estabilidade

Considerando-se a função candidata a Lyapunov

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2, \quad (11)$$

uma condição suficiente para a existência de um modo deslizante é obtida quando o sistema garante que

$$\frac{dV}{dt} = \sigma \frac{d\sigma}{dt} < 0 \quad (12)$$

onde

$$\frac{d\sigma}{dt} = k_\sigma \frac{dx_1}{dt} + \frac{dx_2}{dt} = k_\sigma x_2 + \frac{dx_2}{dt}. \quad (13)$$

Resolvendo (12), tem-se (14).

$$\frac{dV}{dt} = \frac{1}{C_o} \left[ -c_0 k_\sigma x_1^2 + x_2^2 \left( k_\sigma C_o - \frac{1}{R_\ell} - c_1 \right) - c_2 |\sigma| + \left( -c_0 + k_\sigma C_o - k_\sigma \frac{1}{R_\ell} - k_\sigma c_2 \right) x_1 x_2 \right]. \quad (14)$$

Dessa forma, pode-se projetar os ganhos do controlador,  $c_0$ ,  $c_1$  e  $c_2$ , a fim de garantir a estabilidade da função candidata a Lyapunov (14), resultando em

$$c_0 > 0, \quad c_1 > k_\sigma C_o - \frac{1}{R_\ell} \quad \text{e} \quad c_2 > 0. \quad (15)$$

O cálculo da corrente de referência pode ser implementado em tempo discreto pela equação

$$i_{ph}^*(n) = i_{ph}^*(n-1) + c_1 x_1(n) + [c_0 T_s - c_1] x_1(n-1) + c_2 \text{sign}(\sigma(n)). \quad (16)$$

em que  $x_1(n) = V_o^* - V_{cc}(n)$ .

A partir dos limites fornecidos em (15), a escolha dos ganhos  $c_0$ ,  $c_1$ ,  $c_2$  e do ganho de superfície  $k_\sigma$  pode ser feita com base em simulações do sistema, visando assegurar, por exemplo, um bom compromisso entre qualidade da resposta transitória de tensão e ondulação da corrente de referência.

O GRV utilizado neste trabalho possui as especificações dadas na Tabela I. Considerando estes parâmetros, os ganhos

TABELA I  
Parâmetros do GRV

Parâmetros	Valor
Fases	3
Potência	2 kW
Velocidade nominal / base	1500 / 1100 rpm
Polos estator / rotor	12 / 8
Capacitor barramento $C_o$	2250 $\mu F$
Resistência de carga $R_\ell$ (para $\omega_r = 100$ rad/s)	310 $\Omega$

do controlador são escolhidos como:  $c_0 = 10$ ,  $c_1 = 0.3$  e  $c_2 = 1$ . O ganho de superfície é dado por  $k_\sigma = 10$ , e a função sinal é implementada usando uma função sigmóide [34].

Para escolha dos ângulos de disparo, utilizou-se um procedimento de otimização similar ao descrito em [30], [31]. O algoritmo foi executado para uma velocidade de 80 rad/s, considerando na função custo as métricas de ondulação de torque, corrente RMS e pico de fluxo, visando otimizar o desempenho do gerador. Os ângulos obtidos são  $\theta_{on} = 41^\circ$  e  $\theta_{off} = 18^\circ$ , sendo que o alinhamento rotor-estator se dá em  $\theta_{ph} = 0^\circ$ , com um período de  $45^\circ$ , onde  $\theta_{ph}$  é a posição relativa de uma dada fase. A banda de histerese utilizada é de 50 mA e a frequência de amostragem igual a 30 kHz.

Resultados de simulação são apresentados para validar o projeto controlador. A simulação é realizada no software MATLAB/Simulink, fazendo uso de dados de magnetização da máquina, dispostos em tabelas de busca de corrente e torque, como apresentado em [8], [11]. A tensão do barramento é controlada em 400 V. Neste ensaio, em  $t = 1$  s, o gerador está conectado a uma carga  $R_\ell = 620 \Omega$ . Em  $t = 2$  s, inicia-se uma variação de velocidade em rampa, de 80 para 100 rad/s e, em  $t = 3$  s, é realizado um degrau de carga, para  $R_\ell = 310 \Omega$ . Na Figura 4 mostram-se as seguintes respostas em malha fechada: (a) tensão do barramento CC; (b) correntes das 3 fases; (c) velocidade do gerador. Observa-se boa regulação da tensão do barramento CC frente a variações de carga e de velocidade do gerador, confirmando a robustez e bom desempenho do controlador *sliding mode*.

### III. INVERSOR CONECTADO À REDE

Dado o inversor conectado à rede mostrado na Figura 3, nesta seção apresenta-se o modelo médio do filtro LCL, em



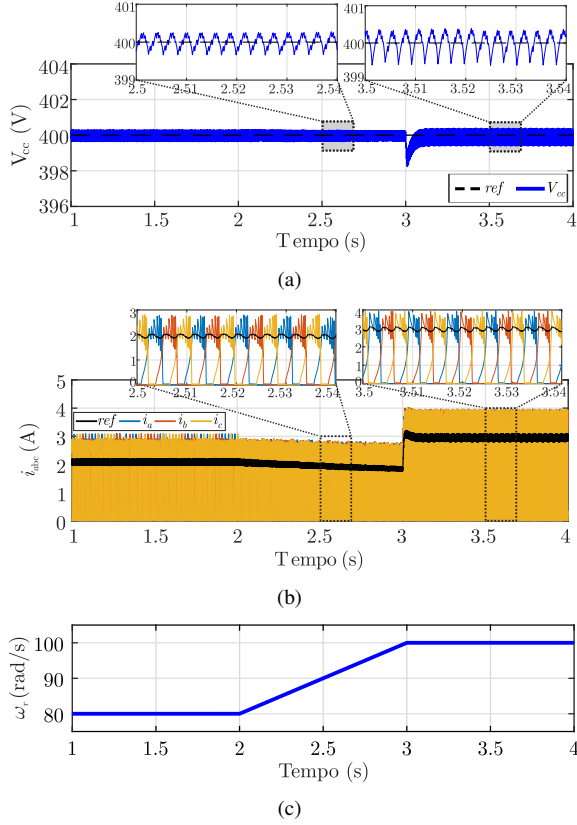


Fig. 4. Resultado de simulação para o controlador *sliding mode* de tensão do barramento CC frente à variação de velocidade e de carga: (a) Tensão do barramento CC; (b) corrente das fases “abc” do GRV; (c) velocidade rotórica.

espaço de estados, considerando um referencial estacionário (coordenadas  $\alpha\beta 0$ ). Apresenta-se também o projeto do controlador robusto de corrente, assumindo um modelo de rede predominantemente indutivo, onde a indutância  $L_g$  é um parâmetro incerto cujos limites são conhecidos.

#### A. Modelo em Espaço de Estados

A partir das tensões sintetizadas pelo inversor ( $u_{ab}$  e  $u_{bc}$ ), assumindo que o sistema trifásico é equilibrado e que não há caminho para circulação de corrente de eixo ‘0’, o filtro LCL pode ser representado, no referencial estacionário, como dois sistemas monofásicos desacoplados [35], dados por

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x}_\alpha(L_g) &= \mathbf{A}_\alpha(L_g) \mathbf{x}_\alpha + \mathbf{B}_{u\alpha} u_\alpha + \mathbf{B}_{d\alpha}(L_g) v_{g\alpha} \\ \frac{d}{dt} \mathbf{x}_\beta(L_g) &= \mathbf{A}_\beta(L_g) \mathbf{x}_\beta + \mathbf{B}_{u\beta} u_\beta + \mathbf{B}_{d\beta}(L_g) v_{g\beta}. \end{aligned} \quad (17)$$

em que  $\mathbf{x}_\alpha = [i_{c\alpha} \ v_{c\alpha} \ i_{g\alpha}]'$ ,  $\mathbf{x}_\beta = [i_{c\beta} \ v_{c\beta} \ i_{g\beta}]'$ , e

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_\alpha(L_g) = \mathbf{A}_\beta(L_g) &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{u\alpha} = \mathbf{B}_{u\beta} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{d\alpha}(L_g) = \mathbf{B}_{d\beta}(L_g) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_g} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (18)$$

Note que, a partir da associação série,  $L_g = L_{g1} + L_{g2}$ , sendo este um parâmetro incerto contido em um intervalo dado por  $L_g \in \mathcal{U}_{L_g}$ ,  $\mathcal{U}_{L_g} = \{L_g \in \mathcal{R}^+ : L_{gmin} \leq L_g \leq L_{gmax}\}$ .

O problema agora é garantir que as correntes  $i_g$  (em eixos  $\alpha\beta$ ) rastreiem referências senoidais e, para tanto, a ação de controle  $u$  deve ser sintetizada adequadamente. Como a representação dos modelos em  $\alpha$  e  $\beta$  são idênticas, estes subscritos serão omitidos deste ponto em diante, sendo as notações válidas para ambas as coordenadas.

Assuma que as variáveis de estado estejam disponíveis para realimentação, que o sincronismo com o ponto de conexão com a rede (PCC) seja garantido por técnica adequada [36], e que a tensão do barramento CC seja regulada, utilizando, por exemplo, a estratégia descrita na seção anterior.

Para a aplicação de um controlador digital, considere a discretização de (17) com um período de amostragem,  $T_s$ , suficientemente pequeno, e a inclusão de um estado adicional  $\phi$  para representar o atraso de implementação da lei de controle. Ainda, para garantir rastreamento de referências senoidais e rejeição de distúrbios harmônicos provenientes da tensão da rede, considere a inclusão de controladores ressonantes (estados  $\xi$ ). Desta forma, tem-se

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(n+1) &= \mathbf{A}_d(\Psi) \mathbf{x}(n) + \mathbf{B}_{ud}(\Psi) \phi(n) + \mathbf{B}_{dd}(\Psi) v_g(n) \\ \phi(n+1) &= u(n) \\ \xi(n+1) &= \mathbf{R} \xi(n) + \mathbf{T}(i_{ref}(n) - i_g(n)) \\ y(n) = \mathbf{C} \mathbf{x}(n) &= [0 \ 0 \ 1] \mathbf{x}(n) = i_g(n), \end{aligned} \quad (19)$$

que representa um modelo aumentado politópico onde  $\Psi$  é utilizado para representar a incerteza paramétrica em  $L_g$  e  $n$  representa o instante de amostragem. A representação politópica é adotada aqui pois permite projetar, a partir dos vértices (i.e.,  $L_{gmin}$  e  $L_{gmax}$ ), um controlador robusto para todo o domínio  $L_g \in \mathcal{U}_{L_g}$ .

Para obter os parâmetros do modelo (19), as matrizes em (18) são calculadas para cada vértice, discretizadas por técnica adequada (por exemplo, transformação bilinear) e então combinadas de forma convexa em uma representação politópica de 2 vértices, dada por

$$\begin{aligned} (\mathbf{A}_d, \mathbf{B}_{ud}, \mathbf{B}_{dd})(\Psi) &= \sum_{i=1}^2 \psi_i (\mathbf{A}_d, \mathbf{B}_{ud}, \mathbf{B}_{dd})_i, \quad [\psi_1, \psi_2] \in \Theta \\ \Theta &\triangleq \{\Psi \in \mathbb{R}^2 : \psi_1 + \psi_2 = 1, \psi_j \geq 0, j = 1, 2\} \end{aligned} \quad (20)$$

A representação em espaço de estados de um número arbitrário ( $h$ ) de ressonantes é dada considerando o princípio do modelo interno [37], em que

$$\begin{aligned} \xi' &= [\xi_1 \ \xi_2 \ \dots \ \xi_h], \\ \mathbf{R} &= \text{diag} [\mathbf{R}_1 \ \mathbf{R}_2 \ \dots \ \mathbf{R}_h], \quad \mathbf{T}' = [\tau_1 \ \tau_2 \ \dots \ \tau_h], \\ \xi_i &= [\xi_{i1} \ \xi_{i2}], \quad \mathbf{R}_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ p(\omega_i) & q(\omega_i) \end{bmatrix}, \quad \tau_i = [0 \ 1], \\ p(\omega_i) &= e^{-2\zeta_i T_s \omega_i}, \\ q(\omega_i) &= -2e^{-\zeta_i T_s \omega_i} \cos\left(T_s \sqrt{-(-\omega_i^2 (\zeta_i^2 - 1))}\right). \end{aligned} \quad (21)$$

com  $i = 1 \dots h$ , sendo  $\xi$  o vetor de estados,  $\mathbf{R}$  a matriz de estados,  $\mathbf{T}$  a matriz de entrada, e  $\omega_i$  e  $\zeta_i$  definem, respectivamente, a frequência de ressonância e o coeficiente de amortecimento de cada controlador, (para mais detalhes veja, por exemplo, [20]).

De maneira compacta, (19) pode ser reescrito como

$$\rho(n+1) = \mathbf{G}(\Psi) \rho(n) + \mathbf{H}_u u(n) + \mathbf{H}_g(\Psi) v_g(n) + \mathbf{H}_r i_{ref}(n). \quad (22)$$

em que

$$\mathbf{G}(\boldsymbol{\psi}) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d(\boldsymbol{\psi}) & \mathbf{B}_{ud}(\boldsymbol{\psi}) & \mathbf{0}_{3 \times 2h} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & 0 & \mathbf{0}_{1 \times 2h} \\ -\mathbf{TC} & \mathbf{0}_{2h \times 1} & \mathbf{R}_{2h \times 2h} \end{bmatrix}, \boldsymbol{\rho}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(n) \\ \phi(n) \\ \boldsymbol{\xi}(n) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{H}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 1 \\ \mathbf{0}_{2h \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_g(\boldsymbol{\psi}) = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{dd}(\boldsymbol{\psi}) \\ 0 \\ \mathbf{0}_{2h \times 1} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ 0 \\ \mathbf{T}_{2h \times 1} \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Com base em (22), a ação de controle é dada por uma realimentação de estados, tal que

$$u(n) = \mathbf{K} \boldsymbol{\rho}(n). \quad (24)$$

Observe que (22) é um modelo médio que assume, para  $T_s$  suficientemente pequeno,  $u(n)$  como um valor constante entre as amostras. As ações de controle computadas para  $\alpha$  e  $\beta$  são utilizadas para sintetizar as tensões de saída PWM do inversor ( $u_{ab}$  e  $u_{bc}$ ) após modulação adequada e acionamento dos interruptores. O projeto robusto dos ganhos de controle  $\mathbf{K}$  é detalhado na subseção a seguir.

### B. Controle Robusto de Corrente

Para prover robustez e desempenho frente a incertezas paramétricas na indutância de rede, emprega-se aqui um controlador para alocação robusta de polos, projetado por meio de LMIs, como em [20], [21].

No domínio discreto, considere que os polos de malha fechada sejam alocados em um círculo centrado na origem, cujo raio é definido por um escalar  $r$ , com  $0 < r < 1$ . Se existirem matrizes simétricas definidas positivas  $\mathbf{S}_i$ , e matrizes  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{J}$ , tais que

$$\begin{bmatrix} r(\mathbf{Q} + \mathbf{Q}' - \mathbf{S}_i) & \mathbf{Q}'\mathbf{G}'(\boldsymbol{\psi}_i) + \mathbf{J}'\mathbf{H}'_u \\ \mathbf{G}(\boldsymbol{\psi}_i)\mathbf{Q} + \mathbf{H}_u\mathbf{J} & r\mathbf{S}_j \end{bmatrix} > 0, \quad i, j = 1, 2. \quad (25)$$

tenha solução, então o ganho de realimentação de estados

$$\mathbf{K} = \mathbf{J}\mathbf{Q}^{-1}. \quad (26)$$

garante:

- i) estabilidade poliquadrática do sistema politópico (22), o que assegura robustez frente à incerteza paramétrica e variações arbitrariamente rápidas em  $L_g \in \mathcal{U}_{L_g}$ ;
- ii) tempo de acomodação das respostas transitórias limitado pela expressão  $\frac{4T_s}{|\ln(r)|}$  [38];
- iii) rastreamento de referências senoidais ( $i_{ref}$ ) e rejeição de distúrbios senoidais (proveniente de  $v_g$ ), em regime permanente, nas frequências dos controladores ressonantes.

A prova de i) e ii) pode ser obtida a partir da definição do conceito de estabilidade poliquadrática, válido para sistemas discretos politópicos variantes no tempo [39]. A prova de iii) decorre do princípio do modelo interno [37].

Considere o sistema apresentado na Figura 3, e os parâmetros do filtro dados na Tabela II. Baseado em um compromisso entre desempenho dinâmico e esforço de controle, um raio de alocação de polos  $r = 0.993$  é escolhido, de modo que (25) e (26) levam a um ganho de realimentação

**TABELA II**  
**Parâmetros da planta LCL**

Parâmetros	Valor
Parâmetro do Filtro $L_c, C_f$ e $L_{g1}$	1 mH, 62 $\mu$ F e 0,3 mH
Indutância da Rede $[L_{gmin}, L_{gmax}]$	[0, 1] mH
Tensão da Rede RMS	127 V / 60 Hz
Frequência de Amostragem	20040 Hz
Frequência de Comutação	10020 Hz
Frequências dos controladores ressonantes	60, 180, 300, 420 Hz.
Fator de amortecimento	0,0001

de estados dado por

$$\mathbf{K} = [-14.7458 \quad -3.9239 \quad -4.2429 \quad -0.6392 \quad \dots \\ 68.8589 \quad -68.3595 \quad 34.4528 \quad -34.2497 \quad \dots \\ 31.9437 \quad -33.0093 \quad 37.3817 \quad -39.0872]. \quad (27)$$

Para validar o ganho obtido, na Figura 5 são mostradas respostas em malha fechada do modelo (22), obtidas no *software* MATLAB, com ganhos (27), frente a variações na referência de corrente, correspondendo a diferentes condições de potência ativa. É possível observar que as correntes injetadas na rede apresentam, para ambos os vértices do modelo (i.e.,  $L_{gmin}$  e  $L_{gmax}$ ), erro de rastreamento desprezível em regime permanente e respostas transitórias cujo tempo de acomodação está em conformidade com o limitante definido pela escolha do raio de alocação de polos.

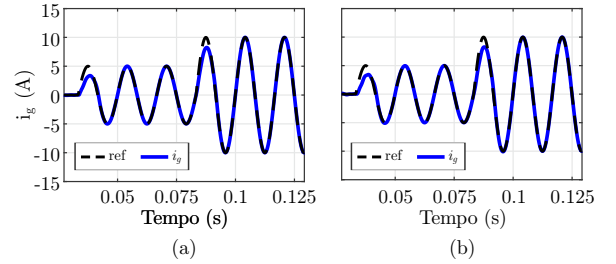


Fig. 5. Resultado de simulação com ganhos (27) para rastreamento de referência com: (a)  $L_{gmin}$ ; (b)  $L_{gmax}$ .

Para demonstrar a rejeição de distúrbios harmônicos, na Figura 6.a são mostradas as respostas em frequência do modelo (22), para entrada  $v_g$  e saída  $i_g$ . Observa-se boa atenuação nas frequências dos controladores ressonantes para ambos os vértices do parâmetro incerto. Na Figura 6.b mostra-se que os polos de malha fechada estão contidos no círculo de raio unitário para varredura em  $L_g$  desde  $L_{gmin}$  até  $L_{gmax}$ , confirmando robustez contra incerteza neste parâmetro.

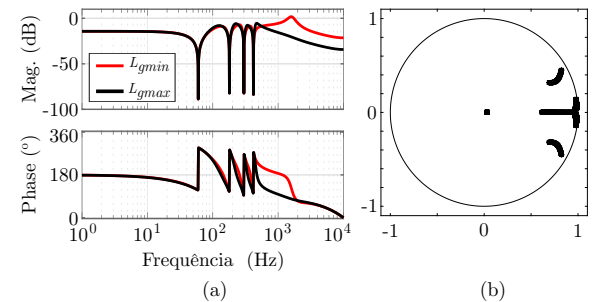


Fig. 6. (a) Diagrama de bode de  $v_g$  para  $i_g$  com ganhos (27); (b) varredura dos polos de malha fechada para  $L_{gmin} \leq L_g \leq L_{gmax}$ .

### C. Referência de Corrente

Para velocidades abaixo da nominal, a operação em velocidade variável do GRV permite um aumento na eficiência do sistema. O perfil ótimo de potência gerada é dado por [5],[31]

$$P_{opt}(n) = K_{opt} \omega_r(n)^3. \quad (28)$$

onde  $P_{opt}$  é a potência ótima,  $K_{opt}$  é o coeficiente de aerodinâmica da hélice e  $\omega_r$  é a velocidade rotórica do gerador. O GRV utilizado apresenta características similares as de [31], assim, será utilizada a mesma curva ótima de potência, com  $K_{opt} = 5.16 \times 10^{-4}$ . Na Figura 7 apresenta-se o perfil ótimo em função da velocidade rotórica. Neste trabalho, a operação se restringe a região com operação por histerese, em destaque.

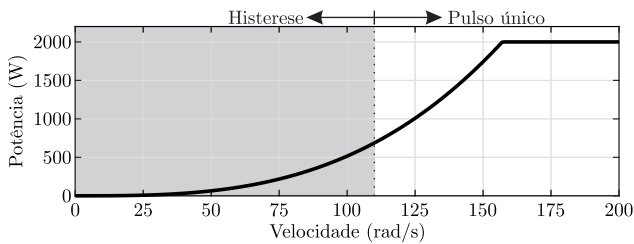


Fig. 7. Curva de potência ótima para o sistema eólico utilizado.

Com base no valor de potência ótima para um dado ponto de operação, a amplitude da corrente a ser injetada na rede pode ser computada por:

$$i_{ref}(n) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P_{opt}(n)}{v_{ab}(n)}. \quad (29)$$

em que  $v_{ab}$  é a tensão de linha do ponto de conexão com a rede, assumindo tensão equilibrada.

## IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção, são apresentados resultados experimentais a fim de validar as estratégias de controle propostas, considerando a conexão do GRV à rede elétrica. Os parâmetros do GRV e do filtro LCL são descritos nas Tabelas I e II, respectivamente. Na Figura 8, mostra-se a bancada experimental, composta pelos sistemas de acionamento do GRV e do inversor para conexão com a rede. Os controladores são implementados em processador digital de sinais F28335 da Texas Instruments.

Para os resultados apresentados a seguir, o barramento CC é inicialmente carregado pelo GRV conectado a uma carga

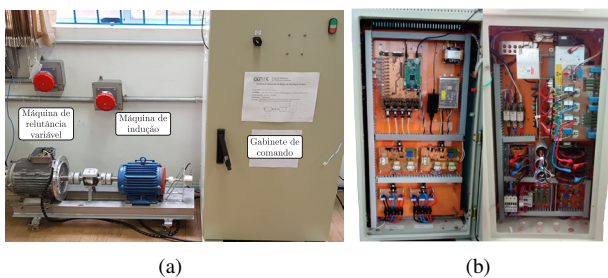


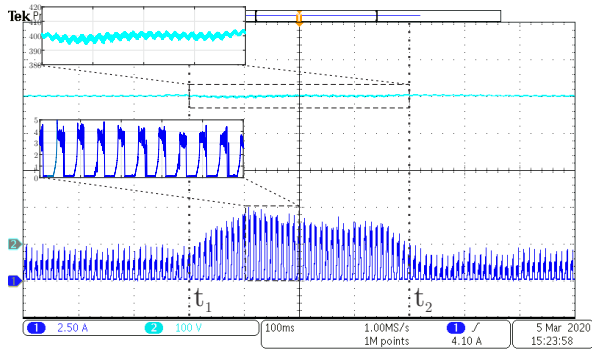
Fig. 8. Bancada experimental, detalhando: (a) sistema de acionamento do GRV; (b) inversor conectado à rede com filtro LCL.

resistiva de 10 kΩ. Este resistor é utilizado por questões de segurança, para garantir a existência de uma carga durante a partida do gerador (i.e, antes da conexão com a rede), e para dissipar a energia armazenada no barramento ao final do ensaio. Uma vez que a tensão atinja o valor de referência, a conexão à rede é realizada. A tensão de referência do barramento CC ( $V_o^*$ ) é mantida constante em 400 V para todos os resultados. A tensão eficaz de fase da rede é mantida em 127 V para todos os ensaios. A referência de corrente,  $i_{ref}$ , é obtida através da curva de potência ótima do gerador, apresentada na Figura 7.

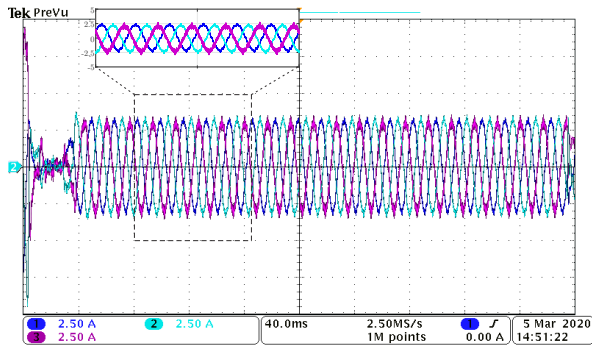
Na Figura 9.a apresenta-se a tensão do barramento CC e a corrente, em uma das fases do gerador, para um ensaio com  $\omega_r = 80$  rad/s. No instante  $t_1$ , inicia-se a injeção de corrente na rede através do filtro LCL, sendo a mesma finalizada no instante  $t_2$ . Verifica-se que o controlador *sliding mode* é capaz de regular de forma satisfatória a tensão do barramento CC (canal 2) frente a conexão e desconexão com a rede, com uma rápida resposta transitória e um *ripple* de tensão em torno de 1%, em regime permanente. O regulador de histerese responde adequadamente a referência de corrente gerada pelo controlador de tensão, produzindo uma elevação nas correntes da máquina durante a conexão (canal 1), a fim de manter o barramento regulado. Note que, do ponto de vista do gerador, este ensaio representa uma variação de carga não linear, enfatizando o bom desempenho do controlador *sliding mode* nesta situação, mais desafiadora para o controle do que o ensaio realizado com cargas lineares, cujos resultados foram apresentados na Figura 4.

Na Figura 9.b apresenta-se as correntes trifásicas injetadas na rede com o controlador robusto (27). O sistema apresenta bom desempenho, rastreamento as referências para as correntes injetadas na rede com baixa distorção harmônica, e tempo de acomodação das respostas transitórias de acordo com o limitante fornecido pela escolha do raio de alocação de polos em (25). Estas características são asseguradas em um cenário de incerteza na impedância do ponto de conexão com a rede e barramento de tensão sujeito a oscilações e transitórios. Diferentemente de outros trabalhos da literatura, como por exemplo [20], os resultados mostrados no presente artigo validam experimentalmente o sistema de geração em uma condição mais realista, integrando a estratégia de controle robusto aplicada ao controle do barramento CC, por meio gerador de relutância variável, com a estratégia robusta de controle de corrente, por meio do inversor trifásico.

Para demonstrar o funcionamento em diferentes pontos de operação, na Figura 10.a apresentam-se a tensão do barramento CC e a corrente em uma das fases do gerador para um ensaio com  $\omega_r = 100$  rad/s. A conexão com a rede ocorre entre os instantes  $t_1$  e  $t_2$ , verificando-se resposta adequada da tensão do barramento com o controlador *sliding mode*, com rápida resposta transitória e um *ripple* em torno de 1%, em regime permanente. Na Figura 10.b apresenta-se as correntes trifásicas injetadas na rede para este ensaio, confirmando bom desempenho do controlador robusto de corrente. Conforme esperado, em comparação aos resultados apresentados na Figura 9, devido a maior velocidade do gerador e considerando o procedimento apresentado na Seção III-C para o cálculo das referências, observa-se correntes



(a)



(b)

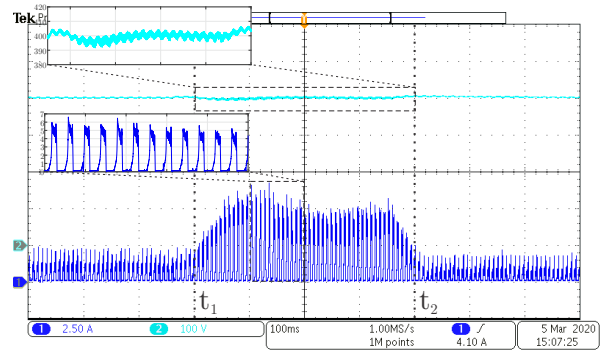
Fig. 9. Resultados experimentais com os controladores propostos, para  $\omega_r = 80$  rad/s: (a) Tensão do barramento CC (100 V/div) e corrente da fase “a” do GRV (2,5 A/div); (b) correntes de rede trifásicas (2,5 A/div).

injetadas de maior amplitude, caracterizando uma maior injeção de potência na rede.

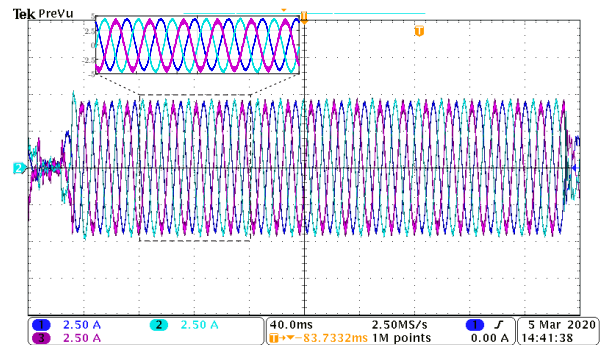
Para confirmar a adequada resposta transitória e bom rastreamento em regime permanente, na Figura 11 mostram-se as correntes injetadas na rede, em coordenadas  $\alpha\beta$ , relativas aos resultados da Figura 10.b.

Para verificar a baixa distorção harmônica das correntes, apresenta-se na Figura 12 o espectro harmônico da forma de onda de uma das fases mostradas na Figura 10.b. Verifica-se conformidade com os limites da norma IEEE 1547 [15], tanto para as componentes harmônicas, quanto para a máxima distorção harmônica total (THD = 2,50% < 5%).

A fim de confirmar experimentalmente a robustez do sistema com o controlador (27), um ensaio de variação abrupta na indutância do lado da rede é realizado. O gerador opera com  $\omega_r = 100$  rad/s, e o teste é feito sem conexão com a rede, curto-circuitando os terminais de saída do filtro LCL (PCC). Variações abruptas na indutância da rede são emuladas chaveando-se um indutor de 1 mH, adicionado em série com  $L_{g1}$ . Na Figura 13 mostra-se a resposta do sistema em malha fechada para uma variação de  $L_{gmin}$  para  $L_{gmax}$ , a partir da qual verifica-se estabilidade contra variações paramétricas arbitrariamente rápidas, o que está de acordo com o certificado teórico fornecido pelas LMIs (25) e o projeto realizado.



(a)



(b)

Fig. 10. Resultados experimentais com os controladores propostos, para  $\omega_r = 100$  rad/s: (a) Tensão do barramento CC (100 V/div) e corrente da fase “a” do GRV (2,5 A/div); (b) correntes de rede trifásicas (2,5 A/div).

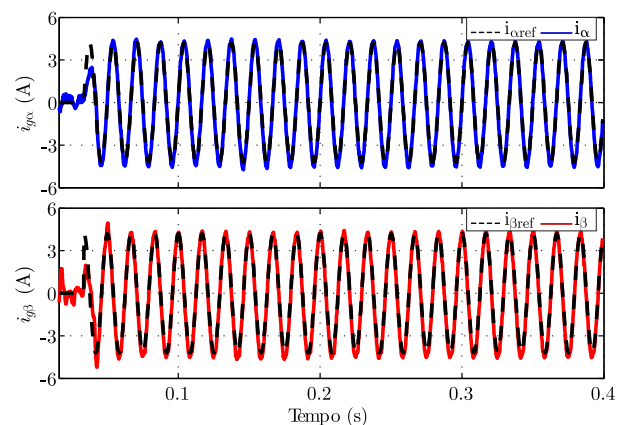


Fig. 11. Correntes injetadas na rede, em coordenadas  $\alpha\beta$ , relativas aos resultados da Figura 10(b).

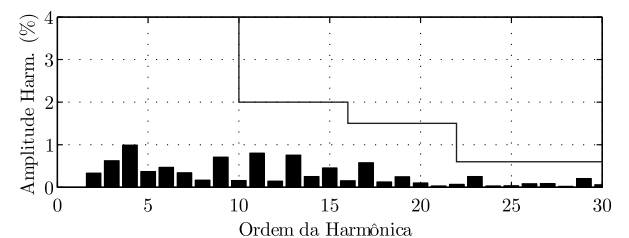


Fig. 12. Espectro harmônico das correntes injetadas na rede para uma das fases (canal 1, Figura 10) e comparação com os limites da norma IEEE 1547.



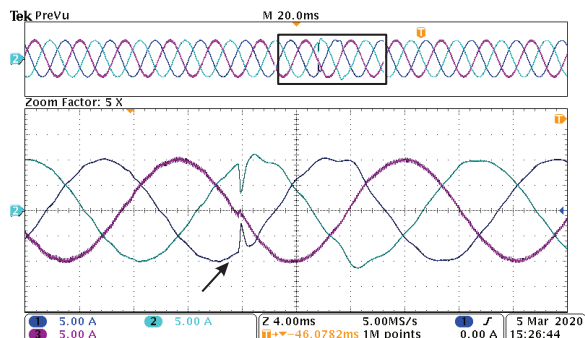


Fig. 13. Resultado experimental para o controlador (27): teste de robustez para uma variação abrupta da indutância de  $L_{gmin}$  para  $L_{gmax}$ .

## V. CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi apresentada uma estratégia de controle robusto de um gerador de relutância variável conectado à rede por meio de um inversor trifásico com filtro LCL, visando aplicações em sistemas de geração eólica. Para regular a tensão do barramento CC na saída do gerador, uma lei de controle *sliding mode* foi obtida, enquanto um controlador robusto por realimentação de estados projetado com base em LMIs é empregado para sintetizar as correntes injetadas na rede. Resultados de simulação indicam a viabilidade da técnica proposta frente a variações de carga, de velocidade e também frente a variações paramétricas. A proposta é validada experimentalmente integrando os controles da tensão do barramento CC e das correntes injetadas na rede. Do ponto de vista do gerador, os resultados experimentais representam uma variação de carga não linear, enfatizando o bom desempenho do controlador *sliding mode* nesta situação. Do ponto de vista do inversor conectado à rede elétrica por meio do filtro LCL, mostra-se que o controle robusto de corrente projetado é capaz de prover bom desempenho e rejeição de distúrbios mesmo quando sujeito a um barramento de tensão incluindo oscilações e transitórios, garantindo estabilidade para toda a faixa de indutância incerta da rede. Deste modo, comprova-se a eficácia do sistema tanto para regulação da tensão do barramento CC quanto para injeção de correntes trifásicas na rede, com conteúdo harmônico atendendo aos requisitos da norma IEEE 1547.

## AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001. Os autores também gostariam de agradecer ao INCT-GD, CNPq (465640/2014-1, 424997/2016-9, 309536/2018-9 e 160884/2019-5), CAPES (23038.000776/2017-54), FAPERGS (17/2551- 0000517-1) e CAPES-PRINT (88887.465639/2019-00).

## REFERÊNCIAS

[1] D. Abbott, “Keeping the Energy Debate Clean: How Do We Supply the World’s Energy Needs”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, no. 1, pp. 42–66, Jan 2010.

[2] M. A. Mueller, “Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter”, in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005., pp. 56–63, 2005.

[3] M. I. Mosaad, “Direct power control of SRG-based WECSs using optimised fractional-order PI controller”, *IET Electric Power Applications*, vol. 14, no. 3, pp. 409–417, 2020.

[4] Y. Chang, C. Liaw, “Establishment of a Switched-Reluctance Generator-Based Common DC Microgrid System”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2512–2527, Sep. 2011.

[5] R. Cardenas, R. Pena, M. Perez, J. Clare, G. Asher, P. Wheeler, “Control of a switched reluctance generator for variable-speed wind energy applications”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 781–791, Dec 2005.

[6] T. A. d. S. Barros, P. J. d. S. Neto, P. S. N. Filho, A. B. Moreira, E. R. Filho, “An Approach for Switched Reluctance Generator in a Wind Generation System With a Wide Range of Operation Speed”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8277–8292, Nov 2017.

[7] E. Rahmanian, H. Akbari, G. H. Sheisi, “Maximum Power Point Tracking in Grid Connected Wind Plant by Using Intelligent Controller and Switched Reluctance Generator”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 8, no. 3, pp. 1313–1320, July 2017.

[8] C. R. D. Osorio, R. P. Vieira, H. A. Gründling, “Sliding mode technique applied to output voltage control of the switched reluctance generator”, in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2935–2940, Oct 2016.

[9] D. A. Torrey, “Switched reluctance generators and their control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 3–14, Feb 2002.

[10] W. Ding, D. Liang, “A Fast Analytical Model for an Integrated Switched Reluctance Starter/Generator”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 948–956, Dec 2010.

[11] T. A. d. S. Barros, P. J. Dos Santos Neto, M. V. De Paula, A. B. Moreira, P. S. Nascimento Filho, E. Ruppert Filho, “Automatic Characterization System of Switched Reluctance Machines and Nonlinear Modeling by Interpolation Using Smoothing Splines”, *IEEE Access*, vol. 6, pp. 26011–26021, 2018.

[12] S. S. Ahmad, G. Narayanan, “Linearized Modeling of Switched Reluctance Motor for Closed-Loop Current Control”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 3146–3158, 2016.

[13] M. M. Namazi, S. M. S. Nejad, A. Tabesh, A. Rashidi, M. Liserre, “Passivity-Based Control of Switched Reluctance-Based Wind System Supplying Constant Power Load”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 12, pp. 9550–9560, 2018.

[14] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, A. Timbus, “Overview of Control and Grid Synchronization

- for Distributed Power Generation Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, October 2006.
- [15] “IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces”, *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, pp. 1–138, April 2018.
- [16] F. Blaabjerg, Z. Chen, S. Kjaer, “Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, Sept 2004.
- [17] J. Dannehl, M. Liserre, F. Fuchs, “Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3623–3633, August 2011.
- [18] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastián, J. Dannehl, F. W. Fuchs, “Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2642–2646, June 2013.
- [19] C. Olalla, R. Leyva, A. El Aroudi, I. Queinnec, “Robust LQR Control for PWM Converters: An LMI Approach”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2548–2558, July 2009.
- [20] L. A. Maccari, Jr., J. R. Massing, L. Schuch, C. Rech, H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, V. F. Montagner, “LMI-Based Control for Grid-Connected Converters With LCL Filters Under Uncertain Parameters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3776–3785, July 2014.
- [21] C. R. D. Osorio, G. G. Koch, L. C. Borin, I. Cleveston, V. F. Montagner, “A Robust Quasi-Deadbeat Controller and Relaxations Applied to Grid-Connected Inverters”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 3, pp. 320–329, 2018.
- [22] G. P. Viajante, D. A. Andrade, L. C. Gomes, J. A. S. Jr, V. R. Bernardeli, A. W. F. V. Silveira, M. A. A. Freitas, F. S. Silva, “Estratégia de Conexão do Gerador a Relutância Variável para Injeção de Potência Ativa”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 19, no. 2, pp. 121–131, 2014.
- [23] G. Viajante, D. Andrade, E. Chaves, V. Bernadelli, C. Queiroz, M. Freitas, J. Santos, L. Gomes, “A grid connection scheme of a switched reluctance generator for active power injection using P-resonant (P-RES) controller”, *Electric Power Systems Research*, vol. 141, pp. 572–579, 2016.
- [24] C. R. D. Osorio, F. P. Scalcon, R. P. Vieira, V. F. Montagner, H. A. Gründling, “Robust Control of Switched Reluctance Generator In Connection With a Grid-Tied Inverter”, in *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6, 2019.
- [25] A. Arifin, A. B. Ibrahim, S. C. Mukhopadhyay, “State of the Art of Switched Reluctance Generator”, *Energy and Power Engineering (EPE)*, vol. 04, no. 06, pp. 447–458, 2012.
- [26] G. P. Viajante, D. A. Andrade, A. W. F. V. Silveira, V. R. Bernardeli, L. C. Coutinho, M. A. A. Freitas, J. L. Domingos, A. Fleury, “Estratégia para Melhoria da Conversão Eletromecânica de Energia do GRV”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 16, no. 4, pp. 367–375, 2011.
- [27] E. S. L. Oliveira, M. L. Aguiar, I. N. Silva, “Strategy to Control the Terminal Voltage of a SRG Based on the Excitation Voltage”, *IEEE Latin America Transaction*, vol. 13, no. 4, pp. 975–981, 2015.
- [28] B. Bilgin, J. Jiang, A. Emadi, *Switched Reluctance Motor Drives: Fundamentals to Applications*, CRC Press, 2019.
- [29] C. Mademlis, I. Kioskeridis, “Optimizing performance in current-controlled switched reluctance generators”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 3, pp. 556–565, 2005.
- [30] T. A. d. S. Barros, P. S. N. Filho, A. B. Morreira, E. R. Filho, “Algoritmos para otimização do desempenho de geradores a relutância variável aplicados em geração eólica”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 21, no. 1, pp. 32–41, 2016.
- [31] P. J. d. S. Neto, T. A. d. S. Barros, M. V. de Paula, R. R. de Souza, E. R. Filho, “Design of Computational Experiment for Performance Optimization of a Switched Reluctance Generator in Wind Systems”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 1, pp. 406–419, March 2018.
- [32] V. I. Utkin, “Sliding mode control design principles and applications to electric drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23–36, Feb 1993.
- [33] Y. Z. Liu, Z. Zhou, J. L. Song, B. J. Fan, C. Wang, “Based on sliding mode variable structure of studying control for status switching of switched reluctance starter/generator”, in *Chinese Automation Congress (CAC), 2015*, pp. 934–939, Nov 2015.
- [34] H. Kim, J. Son, J. Lee, “A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4069–4077, 2011.
- [35] C. R. Osorio, G. G. Koch, R. C. Oliveira, V. F. Montagner, “A practical design procedure for robust H2 controllers applied to grid-connected inverters”, *Control Engineering Practice*, vol. 92, p. 104157, 2019.
- [36] R. Cardoso, R. F. de Camargo, H. Pinheiro, H. A. Gründling, “Kalman filter based synchronisation methods”, *Generation, Transmission Distribution, IET*, vol. 2, no. 4, pp. 542–555, July 2008.
- [37] B. A. Francis, W. M. Wonham, “The internal model principle of control theory”, *Automatica*, vol. 12, no. 5, pp. 457–465, September 1976.
- [38] K. Ogata, *Discrete-time control systems*, Prentice Hall, 1995.
- [39] J. Daafouz, J. Bernussou, “Parameter dependent Lyapunov functions for discrete time systems with time varying parameter uncertainties”, *Systems & Control Letters*, vol. 43, no. 5, pp. 355–359, August 2001.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Caio Ruviaro Dantas Osório**, possui graduação (2015) e mestrado (2017) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente cursa doutorado na mesma instituição, onde desenvolve seus trabalhos no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle. Seus interesses de pesquisa incluem controle aplicado, eletrônica de potência, controladores robustos e análise de estabilidade.

**Filipe Pinarello Scalcon**, possui graduação (2017) e mestrado (2019) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é aluno de doutorado na mesma instituição, onde desenvolve seus trabalhos no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle. Seus interesses de pesquisa incluem controle de máquinas elétricas, máquinas de relutância e controle robusto.

**Gustavo Guilherme Koch**, possui graduação (2013), mestrado (2015) e doutorado (2019) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente realiza Pós-doutorado na mesma instituição, onde desenvolve seus trabalhos no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle. Seus interesses de pesquisa incluem controle robusto e teoria de controle aplicado.

**Vinícius Foletto Montagner**, Engenheiro eletricista (1996) e mestre (2000) em Engenharia Elétrica pela Universidade

Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, e doutor (2005) pela Universidade Estadual de Campinas. Atualmente é professor da Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesse incluem estabilidade robusta, controle de sistemas incertos, otimização e controle aplicado.

**Rodrigo Padilha Vieira**, nasceu em Cruz Alta, RS, Brasil, em 1983, é engenheiro eletricista pela Unijuí (2007), mestre (2008) e doutor (2012) em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Brasil. Atualmente é Professor Adjunto na UFSM e pesquisador junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Seus temas de pesquisa incluem máquinas elétricas, técnicas de controle por modos deslizantes, observadores por modos deslizantes e técnicas de controle aplicadas a conversores estáticos.

**Hilton Abílio Gründling**, nasceu em Santa Maria, RS, Brasil, em 1954. Recebeu o título de engenheiro eletricista pela Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil, em 1977, e o título de mestre pela Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, em 1980. É doutor em engenharia elétrica pelo Instituto de tecnologia Aeronáutica, São Paulo, Brasil, em 1995. Desde 1980, é professor da Universidade Federal de Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil. Suas áreas de pesquisa incluem controle adaptativo, controle discreto, e aplicações em sistemas de controle.