

Projeto de Controladores Ressonantes para Condicionamento de Potência em Geradores de Alta Frequência

Saulo O. Nascimento* Andre S. Silva**
 Carlos D. Sánchez R.*** Janaína G. Oliveira*
 Manuel A. Rendón** Márcio C. B. P. Rodrigues****
 Pedro S. Almeida**

* Grupo de Conversão Eletromecânica de Energia (GCEME), Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), MG, (e-mail: oliveira.saulo@engenharia.ufjf.br).

** Grupo de Conversão Eletromecânica de Energia, Faculdade de Engenharia, Universidade Federal de Juiz de Fora, MG

*** Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL), Equador

**** Grupo de Conversão Eletromecânica de Energia, Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais (IF Sudeste MG), Juiz de Fora, MG

Abstract: This article studies the aspects of resonant controllers for application in power conditioning in a three-phase rectifier connected to a high-frequency generator. The system considers a 30 kW generator connected to a three-phase rectifier that uses the pq Theory in order to directly control active and reactive power for application in turboelectric systems.

Resumo: Esse artigo estuda os aspectos de controladores ressonantes para aplicação em condicionamento de potência em um retificador trifásico conectado a um gerador de alta frequência. O sistema considera um gerador de 30 kW conectado a um retificador trifásico que utiliza a Teoria pq para controlar diretamente potência ativa e reativa para aplicação em sistemas turboelétricos.

Keywords: resonant controller; power conditioning; high-frequency generator; controlled rectifier; turboelectric propulsion.

Palavras-chaves: controlador ressonante; condicionamento de potência; gerador; retificador controlado; propulsão turboelétrica.

1. INTRODUÇÃO

Com o aumento da demanda pelo transporte aéreo nos últimos anos, faz-se necessário o estudo de técnicas para aumentar a eficiência e diminuir os impactos ambientais das aeronaves (Connolly et al., 2018). Uma dessas técnicas é chamada de eletrificação da propulsão e possibilita redução de emissão de gases poluentes atmosféricos e de poluição sonora (Nalianda and Singh, 2014). A propulsão turboelétrica usa geradores elétricos para converter energia mecânica de uma turbina em energia elétrica e motores elétricos para produzir energia mecânica em um eixo de saída (Davies, 2013).

Neste contexto, os conversores eletrônicos de potência são a interface entre tais geradores elétricos (turbogeradores) e cargas, conforme ilustrado na Figura 1. Cabe ressaltar que o sistema em questão pode ser analisado por meio da avaliação da operação de dois subsistemas: o composto por gerador e retificador – destacado pelo retângulo tracejado e que é o foco do estudo apresentado neste artigo – e o composto por inversor e motor, os dois interligados por meio de um barramento em corrente contínua.

Neste trabalho será considerado um sistema composto por um turbogerador de alta frequência conectado a um retificador trifásico controlado (implementado com um conversor fonte de tensão). Um dos objetivos do sistema de controle é garantir que as correntes drenadas do turbogerador sejam senoidais, com componentes harmônicas desprezíveis, equilibradas e fator de potência unitário.

Será utilizado o controle pq , em que as potências ativa (p) e reativa (q) são controladas diretamente por meio da Teoria das Potências Instantâneas (ou Teoria pq), uma técnica de controle confiável capaz de garantir que correntes senoidais balanceadas sejam drenadas do gerador, conforme proposto por Akagi et al. (1983). Controladores ressonantes (mais especificamente, proporcional+ressonante) são então utilizados para rastrear as referências de corrente sintetizadas.

A Teoria das Potências Instantâneas já foi utilizada para aplicações relacionadas à qualidade de energia de arranjos de painéis fotovoltaicos como em Devassy and Singh (2017). Já foi empregada para controle de conversores que fazem a interface entre microrredes e a rede em Ding et al. (2015), inclusive utilizando controle baseado em tabela de estados de comutação do conversor em Lee and Heng

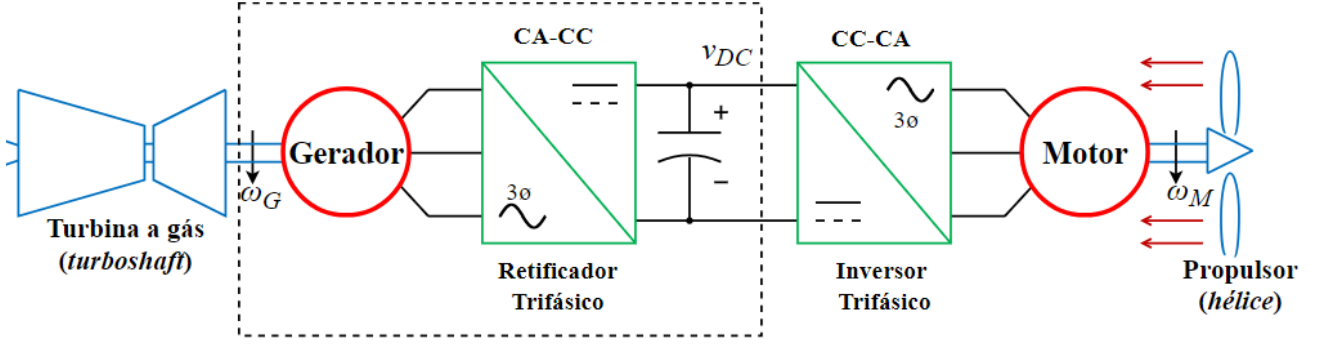


Figura 1. Sistema de propulsão turboelétrica.

(2017), visando redução de harmônicos e maior qualidade de energia. Outras aplicações como implementação de circuitos de sincronismo com PLL também foram estudadas em Rolim et al. (2006).

O controlador proporcional+ressonante já foi foco de diversos trabalhos na área de eletrônica de potência. Estudado em aplicações de inversores conectados à rede como em Husev et al. (2020), neste caso considerando inclusive atrasos computacionais, e em Jeong et al. (2013), onde foi utilizado no condicionamento de potência em um sistema fotovoltaico. É frequentemente empregado em estudos que têm como objetivo redução de harmônicos com filtros ativos de potência como em Lascu et al. (2007) e em Javadi et al. (2018).

Como principal contribuição deste trabalho, destaca-se o condicionamento de potência de um gerador de alta frequência, parte de um sistema turboelétrico, o que é realizado por meio da utilização de controladores ressonantes e Teoria pq .

O artigo está organizado da seguinte forma: na Seção 2 é apresentada a modelagem matemática do sistema. O projeto dos controladores é efetuado na Seção 3. Na Seção 4 são apresentados resultados de simulações computacionais que permitem avaliar o comportamento do sistema quando submetido a perturbações, que é seguida das conclusões, apresentadas na Seção 5.

2. METODOLOGIA

2.1 Sistema em estudo

O sistema em estudo, apresentado na Figura 2, é composto por um retificador trifásico do tipo conversor fonte de tensão, com semicondutores do tipo IGBT com diodos antiparalelo, que possibilitam fluxo bidirecional de corrente elétrica. Este retificador trifásico está conectado a um gerador de alta frequência, que possui uma indutância L_G e sua correspondente resistência série R_G .

2.2 Modelagem matemática

A modelagem para o retificador conectado ao gerador de alta frequência da Figura 2 é descrita usando as equações diferenciais do sistema. O retificador é representado por um sistema conversor de fonte de tensão trifásico. Sabe-se que a dinâmica do lado CA do circuito apresentado pode ser escrita da seguinte maneira:

$$\begin{cases} L_G \frac{di_{aG}(t)}{dt} = -R_G i_a(t) - v_{t,a} + v_{a,pac} \\ L_G \frac{di_{bG}(t)}{dt} = -R_G i_b(t) - v_{t,b} + v_{b,pac} \\ L_G \frac{di_{cG}(t)}{dt} = -R_G i_c(t) - v_{t,c} + v_{c,pac} \end{cases} \quad (1)$$

onde L_G e R_G são a indutância e resistência série do gerador, respectivamente; $v_{a,pac}$, $v_{b,pac}$ e $v_{c,pac}$ são as tensões do ponto de acoplamento comum; $v_{t,a}$, $v_{t,b}$ e $v_{t,c}$ são as tensões instantâneas nos terminais de corrente alternada do conversor, que podem ser apresentadas em termos de seus índices de modulação, onde $v_{t,a} = (V_{DC}m_a)/2$, $v_{t,b} = (V_{DC}m_b)/2$ e $v_{t,c} = (V_{DC}m_c)/2$. Como a Teoria pq de H.Akagi (2007) será aplicada, o subsistema pode ser representado no eixo de coordenadas $\alpha\beta$ com a Transformada de Clarke conforme (2):

$$\begin{cases} L_G \frac{di_{\alpha G}(t)}{dt} = -R_G i_{\alpha G}(t) - \frac{V_{DC}}{2} m_{\alpha G} + v_{\alpha,pac} \\ L_G \frac{di_{\beta G}(t)}{dt} = -R_G i_{\beta G}(t) - \frac{V_{DC}}{2} m_{\beta G} + v_{\beta,pac} \end{cases} \quad (2)$$

Para obter a terceira equação do modelo, deve-se atentar para o balanço de potência do lado de corrente contínua, conforme circuito equivalente da Figura 3, em que p_{dc} representa a potência do capacitor C_{DC} e P_o é a potência de saída consumida considerando-se uma resistência equivalente conectada ao barramento, sendo definidas pelas equações (3) e (4), respectivamente.

$$p_{dc} = \frac{d}{dt} \left(C_{DC} \frac{V_{DC}^2}{2} \right) \quad (3)$$

$$P_o = \frac{V_{DC}^2}{R_{DC}} \quad (4)$$

Desta forma, a potência do gerador é representada por:

$$P_G(t) = \left(\frac{C_{DC}}{2} \right) \frac{dV_{DC}^2(t)}{dt} + \frac{V_{DC}^2(t)}{R_{DC}} \quad (5)$$

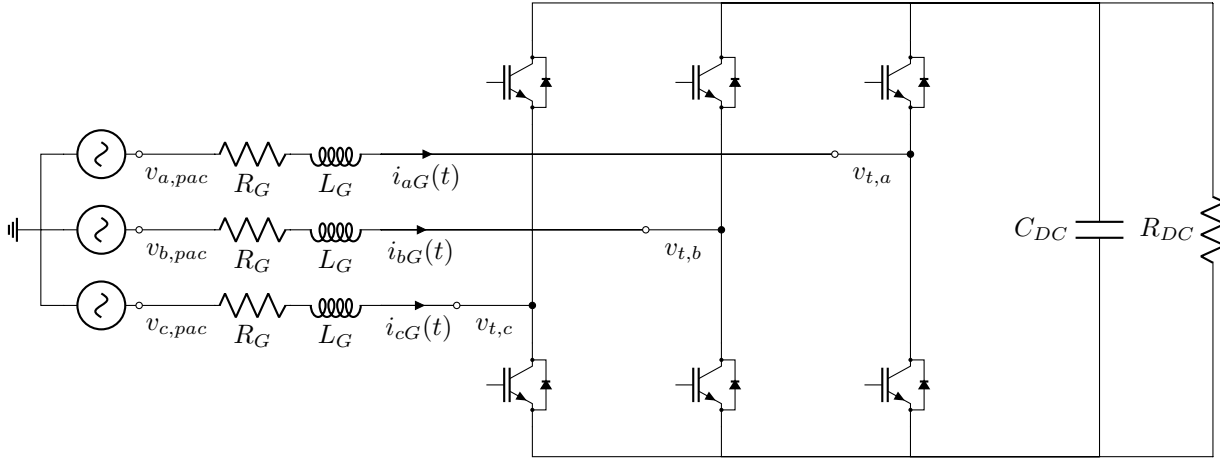


Figura 2. Sistema em estudo.

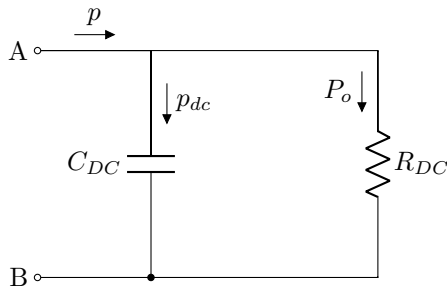


Figura 3. Balanço de potência no lado de corrente contínua

3. PROJETO DOS CONTROLADORES

O modo de controle usado neste trabalho será o modo de controle de corrente, onde inicialmente a corrente alternada é controlada e as potências ativa e reativa são controladas pelo ângulo de fase e pela amplitude da corrente de linha do conversor fonte de tensão. Uma vantagem deste modo de controle é que o conversor fonte de tensão está protegido contra condições de sobrecarga. Assim, retornando ao conjunto de equações (2), pode-se obter a função de transferência da planta através de (6):

$$G_{\alpha\beta}(s) = \frac{V_{\alpha\beta G} - \frac{m_{\alpha\beta G} V_{DC}}{2}}{R_G + sL_G} \quad (6)$$

Desenvolvendo a equação (6) para pequenos sinais (distúrbios), sabendo que pode-se desprezar o produto entre dois elementos de pequenos sinais, a função de transferência $G_{i\alpha\beta}(s)$ pode ser escrita como (7).

$$G_{\alpha\beta}(s) = \frac{\tilde{i}_{\alpha\beta G}}{\tilde{m}_{\alpha\beta G}} = -\frac{\frac{V_{DC}}{2}}{R_G + sL_G} \quad (7)$$

Voltando à equação do cálculo de P_G , equação (5), executa-se a transformada Laplace para análise do projeto do controlador no domínio da frequência:

$$P_G(s) = p = \left(\frac{C_{DC} \cdot sV_{DC}^2(s)}{2} \right) + \frac{V_{DC}^2(s)}{R_{DC}} \quad (8)$$

Isolando-se V_{DC}^2 :

$$V_{DC}^2 = p \left(\frac{2 \cdot R_{DC}}{2 + sR_{DC}C_{DC}} \right) \quad (9)$$

Dessa forma, a função de transferência $G_v(s)$ é caracterizada por (10):

$$G_v(s) = \frac{V_{DC}^2}{p} = \frac{2 \cdot R_{DC}}{2 + sR_{DC}C_{DC}} \quad (10)$$

Com as funções de transferência bem definidas $G_{\alpha\beta}(s)$ e $G_v(s)$, os respectivos compensadores podem ser projetados. Para $G_{\alpha\beta}(s)$, um compensador $C_{i\alpha\beta}(s)$ é apresentado como um controlador PR (proporcional + ressonante) para a malha interna de corrente. Para $G_v(s)$ um controlador do tipo PI (proporcional + integral) é utilizado para regular a tensão no barramento na malha externa de tensão. Desta maneira, uma malha externa de tensão calcula as correntes de referência $i_{\alpha G}$ e $i_{\beta G}$ dados os valores de potência ativa e reativa especificados, de acordo com a teoria de potências apresentada em H.Akagi (2007). Um diagrama de blocos completo do sistema de controle é exibido na Figura 4.

Dessa forma, de acordo com a Figura 4, dado um erro de V_{DC}^2 , o controlador de tensão, representado por $C_v(s)$, calcula a potência de referência P_G^* , que entra no bloco de transformação matemática da figura supracitada. Assim, para obter fator de potência próximo da unidade no gerador considerado, utiliza-se a estratégia de controle $q_G^* = 0$. As tensões trifásicas v_{aG} , v_{bG} e v_{cG} serão medidas. Executando-se a transformada de Clarke para transformar as coordenadas trifásicas em coordenadas $\alpha\beta$, obtêm-se $V_{\alpha G}$ e $V_{\beta G}$. Com isto, a malha externa calcula as correntes de referência $i_{\alpha G}$ e $i_{\beta G}$:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha G} \\ i_{\beta G} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha G}^2 + v_{\beta G}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha G} & v_{\beta G} \\ v_{\beta G} & -v_{\alpha G} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^*_{*G} \\ q^*_{*G} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Após o controlador de corrente corrigir o erro de corrente, a malha interna exibe as correntes para cálculo da potência desejada, utilizando-se a seguinte relação da teoria pq :

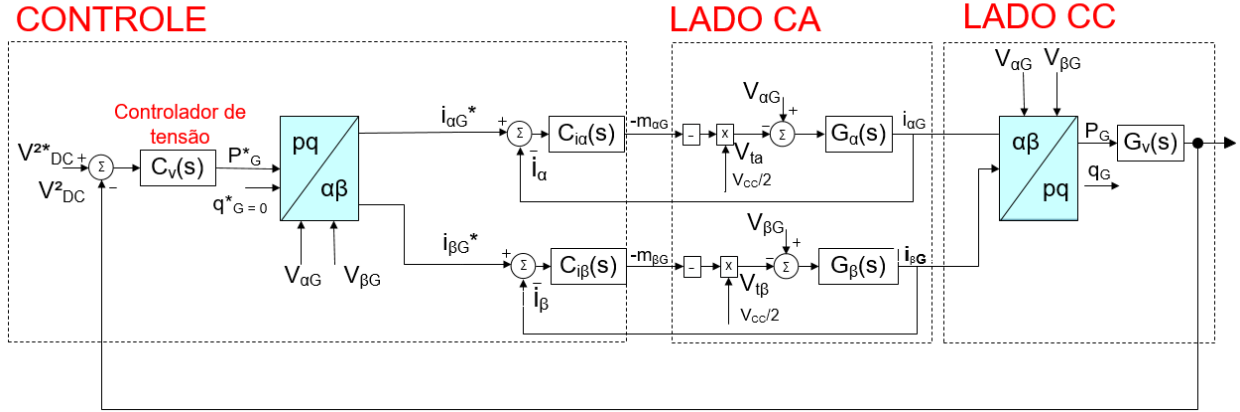


Figura 4. Diagrama de blocos do algoritmo de controle

$$\begin{bmatrix} P_G \\ q_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha G} & v_{\beta G} \\ v_{\beta G} & -v_{\alpha G} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha G} \\ i_{\beta G} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Para simplificar, pode-se reduzir o diagrama de blocos mostrado na Figura 4. Dessa forma, tem-se a função de transferência de malha fechada da malha de corrente, $FTMF_i(s)$:

$$FTMF_i(s) = \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} \quad (13)$$

Com essa simplificação, o diagrama de blocos do sistema de controle externo para o retificador pode ser representado como mostrado na Figura 5, onde $T_i(s) = C_{i\alpha\beta}(s)$.

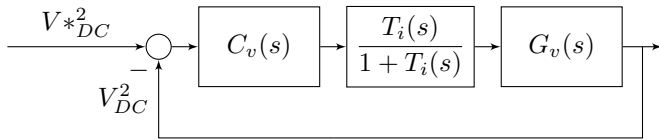


Figura 5. Diagrama de blocos reduzido do controle

O compensador $C_{i\alpha\beta}$ é um controlador ressonante, capaz de seguir referências senoidais. A equação (14) mostra sua função de transferência:

$$C_{i\alpha\beta}(s) = \frac{K_{pc}s^2 + 2K_{ic}s + \omega_0^2 K_{pc}}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (14)$$

onde K_{pc} é o ganho proporcional do controlador ressonante, K_{ic} representa o ganho integral, ω_0 representa a frequência natural (em rad/s) do gerador considerado e também é a frequência do sinal de referência. A equação (14) denota a função de transferência de um controlador ressonante ideal, que é um controlador que além de eliminar o erro em estado permanente na frequência nula, também elimina o erro na frequência fundamental. Este controlador fornece margem de ganho infinita na frequência de interesse, o que pode ocasionar problemas de instabilidade Zmood (2003). Desta maneira, deve-se incluir

a chamada banda do controlador ressonante, denotada por ω_C . Existem aplicações relacionadas a eliminação de harmônicos para este controlador, em forma de ressonante em paralelo ou “multi-ressonante” encontrado em Almeida et al. (2015). O ressonante real é apresentado na equação (15).

$$C_{i\alpha\beta}(s) = \frac{K_{pc}s^2 + 2\omega_C(K_{pc} + K_{ic})s + \omega_0^2 K_{pc}}{s^2 + 2\omega_C s + \omega_0^2} \quad (15)$$

Para obter os ganhos do controlador ressonante da malha interna, deve-se obter as respostas em frequência com o diagrama de Bode para a função de transferência de malha aberta e para o sistema compensado, com a frequência de interesse em 1600 Hz:

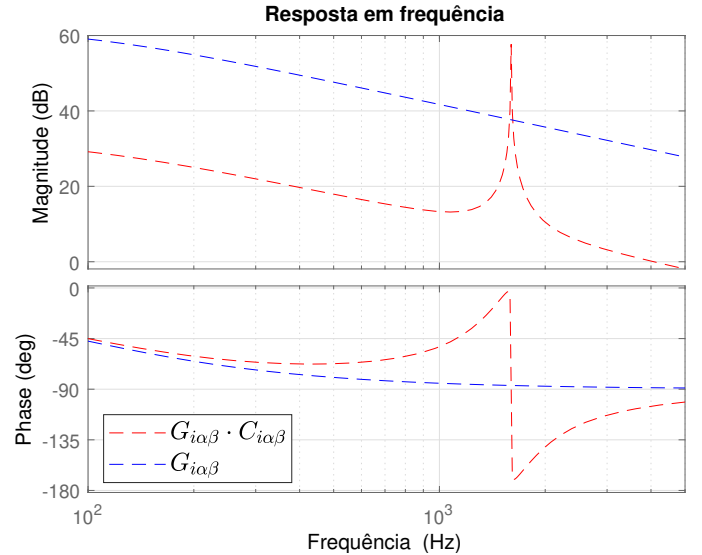


Figura 6. Resposta em frequência para o controlador ressonante

Observa-se, no gráfico da Figura 6, alto ganho do sistema para frequência de 1600 Hz para $K_{pc} = 0,1$ e $K_{ic} = 1,5$. Deve-se então verificar o comportamento da resposta em frequência com a mudança da banda do ressonante f_c em [Hz], conforme Figura 7.

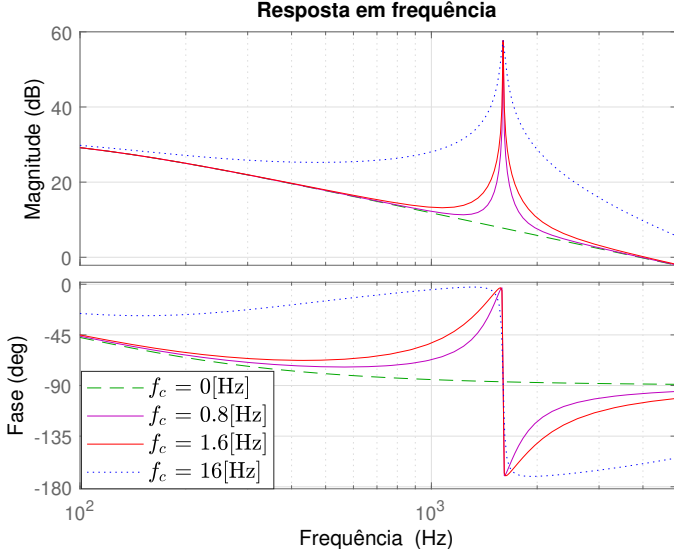


Figura 7. Comportamento da resposta em frequência do sistema compensado para diferentes valores de f_c ou na frequência de ressonância mantendo-se $K_{pc} = 0,1$ e $K_{ic} = 1,5$

Como neste trabalho considera-se o controlador ressonante real, ou seja, com a presença de uma banda ressonante, nota-se que a variação da banda do ressonante simplesmente muda a amplitude do pico do termo ressonante na frequência de ressonância, conforme Zmood (2003). Com isso, adota-se $f_c = 1.6$ [Hz] ou $\omega_c = 10$ [rad/s]. Com esta escolha para os ganhos da malha interna, a margem de fase de 83° e margem de ganho infinita foram observados utilizando-se o comando SISOTOOL do MATLAB[®]. Assim, o controlador de corrente, $C_{i\alpha\beta}(s)$, é dado por:

$$C_{i\alpha\beta}(s) = \frac{0.1s^2 + 18.86s + 1.011 \cdot 10^7}{s^2 + 20.96s + 1.011 \cdot 10^8} \quad (16)$$

O controlador de tensão (PI) foi obtido com o auxílio da ferramenta SISOTOOL do MATLAB[®], de acordo com a margem de fase requerida. Para uma margem de fase de 62° , a função de transferência do controlador de tensão é representada por:

$$C_v(s) = \frac{0.0365s + 7.3198}{s} \quad (17)$$

3.1 Discretização dos controladores

Para correta implementação do controle num microcontrolador, deve-se discretizar os controladores. Utilizando o método de discretização trapezoidal S.Busó (2006), para frequência de amostragem de 16 kHz, chega-se a:

$$C_v(z) = \frac{0.06585z - 0.06515}{z - 1} \quad (18)$$

e

$$C_{i\alpha\beta}(z) = \frac{0.1005z^2 - 0.164z + 0.0994}{z^2 - 1.64z + 0.9988} \quad (19)$$

4. SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL E RESULTADOS

A simulação do sistema foi realizada em MATLAB[®] para calcular os ganhos dos controladores proporcionais e ressonantes. Por fim, os ganhos obtidos foram inseridos no segundo programa desenvolvido no PSIM[®] para validar o projeto desenvolvido. O passo considerado foi de $3,125 \cdot 10^{-6}$. A Tabela 1 destaca os parâmetros de simulação do sistema:

Tabela 1. Parâmetros de Simulação

Descrição	Símbolo	Valor
Potência ativa requerida	p	30 kW
Tensão de linha eficaz do gerador	V_l	380 V
Frequência de chaveamento	f_s	16 kHz
Capacitância	C_{DC}	250 μF
Tensão a ser regulada no capacitor	V_{DC}	670 V
Carga Resistiva Nominal	R_{DC}	15 Ω
Frequência fundamental	f_o	1600 Hz
Indutância de acoplamento	L_G	440 μH
Resistência série de acoplamento	R_G	0,253 Ω

Por sua vez, os parâmetros de controle são sumarizados na Tabela 2:

Tabela 2. Ganhos dos controladores

Descrição	Símbolo	Valor
Ganho proporcional da malha interna	K_{pc}	0.1
Ganho ressonante da malha interna	K_{ic}	1.5
Banda do controlador ressonante	ω_c	10 rad/s
Margem de fase da malha interna	MF	83°
Ganho proporcional da malha externa	K_p	0.0655
Constante de tempo da malha externa	τ	0.00888 s

Os resultados da simulação são exibidos na Figura 8. O sistema é iniciado em $t=0$ s com o capacitor descarregado e o retificador fornecendo energia nominal à carga. No tempo $t = 0,25$ s um distúrbio foi adicionado reduzindo a potência pela metade, com o sistema retornando ao valor nominal em $t = 0,6$ s. Como pode ser visto, a tensão do barramento CC não sofre variação significativa após transição abrupta de carga e rapidamente retorna a seu valor de referência (670 V). Então, durante a adição do distúrbio, verifica-se uma variação de tensão, onde o controlador é totalmente capaz de calcular a potência ativa necessária fornecida para garantir tensão nominal, e a potência ativa se adapta ao novo requisito de carga (metade da carga) e referência calculada, mantendo a potência reativa em zero. Foi utilizada a função "PF" do PSIM, obtendo-se o fator de potência igual a 0.9979.

A Figura 9 permite avaliar o comportamento das correntes trifásicas e a corrente no eixo $i_{\alpha G}$, que foi utilizada pelo controlador ressonante. Pode-se observar a corrente i_α seguindo sua referência senoidal $i_{\alpha G}^*$ mesmo com a presença do distúrbio adicionado em 0,25 s.

5. CONCLUSÃO

No presente artigo, a modelagem de um retificador conectado a um gerador de 1600 Hz foi implementada, bem como os meios necessários para o controle de malha fechada. Dessa maneira, o retificador trifásico operou utilizando a técnica de condicionamento instantâneo de potência,

utilizando controladores ressonantes na malha de corrente e controlador proporcional integral na malha externa, mantendo-se fator de potência próximo da unidade no gerador e controlando-se a tensão do barramento CC mesmo durante a imposição de distúrbios à carga.

Como próximos passos, o controle em malha fechada proposto será implementado experimentalmente, além de ser realizada a integração do subsistema retificador e gerador de 1600 Hz a outro subsistema composto por um inversor e um motor trifásico, em conexão do tipo *back-to-back*.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem às agências de fomento CAPES, FAPEMIG, CNPq, UFJF e à diretoria de Desenvolvimento Tecnológico da EMBRAER pela parceria que possibilitou o avanço na exploração do conhecimento técnico/científico.

REFERÊNCIAS

Akagi, H., Kanazawa, Y., Fujita, K., and Nabae, A. (1983). Generalized theory of instantaneous reactive power and its application. *Electrical Engineering in Japan*, 103, 58–66.

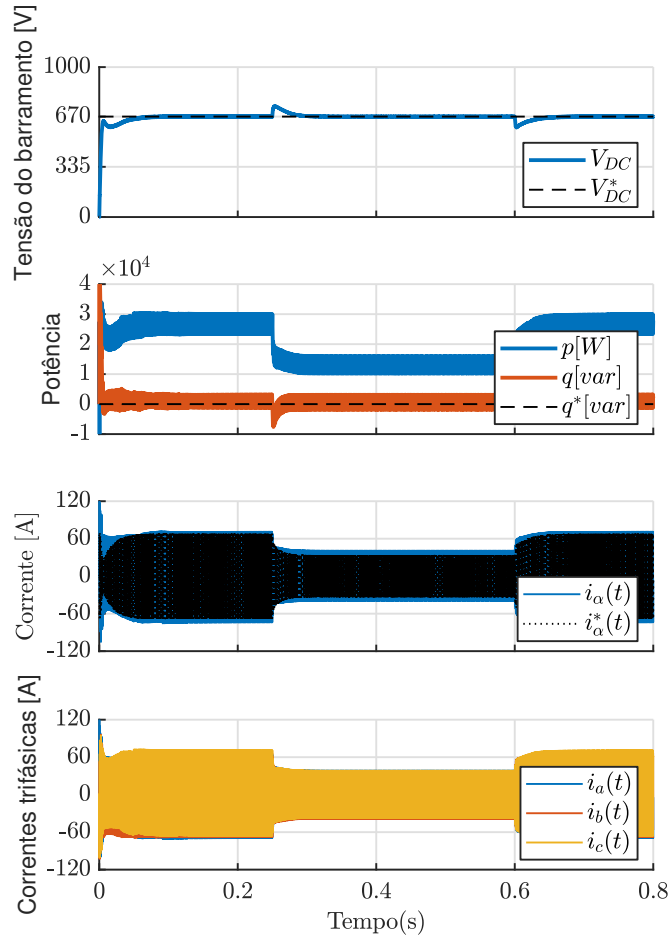


Figura 8. Resultados de simulação para o condicionamento de potência. De cima para baixo: tensão no barramento CC (azul) e sua referência (preto); potências instantâneas, ativa (azul) e reativa (laranja); corrente (eixo α); correntes trifásicas.

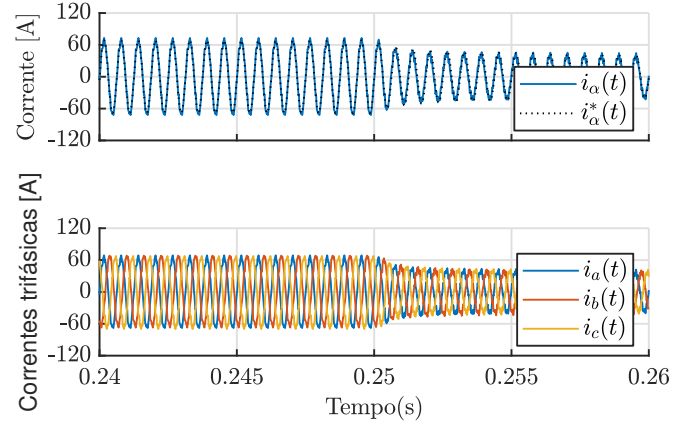


Figura 9. Comportamento da corrente $i_{\alpha G}$ seguindo sua referência senoidal $i_{\alpha G}^*$ e das correntes trifásicas i_{aG} , i_{bG} e i_{cG} durante o período de distúrbio

- Almeida, P.M., Barbosa, P.G., Oliveira, J.G., Duarte, J.L., and Ribeiro, P.F. (2015). Digital proportional multi-resonant current controller for improving grid-connected photovoltaic systems. *Renewable Energy*, 76, 662–669.
- Connolly, J.W., Chapman, J.W., Stalcup, E.J., Hunker, K.R., Chicatelli, A.K., and Thomas, G.L. (2018). Modeling and control design for a turboelectric single aisle aircraft propulsion system. *2018 AIAA/IEEE Electric Aircraft Technologies Symposium (EATS)*, 1–19.
- Davies, K. (2013). Review of turboelectric distributed propulsion technologies for n+3 aircraft electrical systems. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 53, 1919–1926.
- Devassy, S. and Singh, B. (2017). Modified pq-theory-based control of solar-pv-integrated upqcs. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 53, 5031–5040.
- Ding, M., She, J., Yokoyama, R., Wu, M., and Cao, W. (2015). Two-loop power-flow control of grid-connected microgrid based on equivalent-input-disturbance approach. *IEEJ TRANSACTIONS ON ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING*, 10, 36–43.
- H.Akagi (2007). *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. John Wiley & Sons, New Jersey.
- Husev, O., Roncero-Clemente, C., Makovenko, E., Pimentel, S.P., Vinnikov, D., and Martins, J. (2020). Optimization and implementation of the proportional-resonant controller for grid-connected inverter with significant computation delay. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 67, 1201–1211.
- Javadi, A., Woodward, L., and Al-Haddad, K. (2018). Real-time implementation of a three-phase thseaf based on a vsc and a p+r controller to improve the power quality of weak distribution systems. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 33, 2073–2082.
- Jeong, H.G., Kim, G.S., and Lee, K.B. (2013). Second-order harmonic reduction technique for photovoltaic power conditioning systems using a proportional-resonant controller. *Energies*, 6, 79–96.
- Lascu, C., Asiminoaei, L., Boldea, I., and Blaabjerg, F. (2007). High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 22,

1826–1835.

- Lee, S.S. and Heng, Y.E. (2017). Table-based dpc for grid connected vsc under unbalanced and distorted grid voltages: Review and optimal method. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 76, 51–61.
- Nalianda, D. and Singh, R. (2014). Turbo-electric distributed propulsion – opportunities, benefits and challenges. *Aircraft Engineering and Aerospace Technology: An International Journal*, 86, 543–549.
- Rolim, L.G.B., da Costa Jr., D.R., and Aredes, M. (2006). Analysis and software implementation of a robust synchronizing pll circuit based on the pq theory. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 53, 1919–1926.
- S.Busso (2006). *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool, United States of America.
- Zmood, D.N. (2003). Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 18, 4–5.