

MODELAGEM E CONTROLE DE UM INVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO À REDE PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Wagner Ayres*, Everson Mattos*[†], Antônio Manuel Santos Spencer Andrade*, José Renes Pinheiro*

*Universidade Federal de Santa Maria - UFSM

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC

[†]Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE

Abstract - This article describes the modeling and control of a three-phase inverter stage. This inverter is responsible for connecting a photovoltaic string on grid. In this article is presented a control structure developed in two stages. The first one is designed to control the current injected into the grid, while the second, regulates the bus voltage CC. The results obtained are shown through the simulations.

Keywords - Renewable energy, PWM Inverter, Grid Connected, Photovoltaic Systems.

Resumo - O presente artigo descreve a modelagem e o controle do estágio inversor trifásico que compõe um sistema fotovoltaico de conversão de energia. Este estágio é responsável pela conexão de painéis fotovoltaicos à rede de distribuição. É apresentada uma estrutura de controle desenvolvida em duas malhas, sendo a primeira projetada para o controle da corrente injetada na rede, enquanto que a segunda, regula a tensão do barramento CC. São apresentados os resultados obtidos das simulações para uma rede trifásica a três fios.

Palavras-Chave - Energia renovável; Inversor PWM trifásico; Sistemas fotovoltaicos; Inversor conectado à rede.

I. INTRODUÇÃO

A produção de energia elétrica através da conversão fotovoltaica é uma alternativa atrativa para o país diversificar sua matriz energética [1]. Há uma grande capacidade de geração fotovoltaica (FV), haja vista, que o Brasil possui um alto nível de insolação, muito maior que muitos países da União Europeia, incluindo Alemanha, França e Espanha,

por exemplo, onde a tecnologia está mais difundida e recebe maiores investimentos [2].

Nesse tipo de aplicação, os conversores utilizados podem apresentar diversas topologias. Uma arquitetura bastante difundida consiste na utilização de dois estágios de conversão, como exibido na Figura 1.

Considerou-se o sistema trifásico equilibrado e implementado a três fios. Com isso, o somatório das correntes de fase é nulo. O controle do inversor, por sua vez, deve garantir que toda corrente injetada na rede de distribuição tenha um formato senoidal, com o mínimo de distorções e com um baixíssimo nível CC associado. A fase da corrente deve ser controlada de forma que o fluxo de potência no sistema ocorra dos painéis FV para a rede. Uma das alternativas de controle é compensar correntes de duas fases, deixando a terceira corrente de fase dependente do resultado das duas anteriores, sendo assim controlada indiretamente. Outra saída, seria a implementação do circuito a quatro fios, pois seria possível controlar as três correntes de fase além do somatório das correntes.

Este artigo apresenta apenas a modelagem e o controle do estágio de conversão CC-CA, representados na área sombreada da Figura 1. Para isso, considera-se que o controlador do conversor CC-CC atua de forma que o módulo FV opere no ponto de máxima potência e que não exista variações neste ponto.

Dada a relevância da geração distribuída de energia, este trabalho modela o estágio de inversão conectado à rede de um sistema fotovoltaico, bem como projeta compensadores com capacidade de regular a tensão do barramento CC em que o

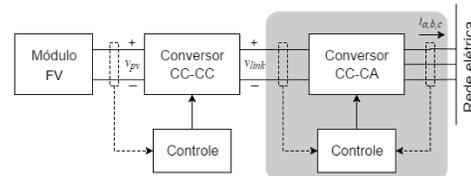


Figura 1. Diagrama de blocos do sistema FV considerado

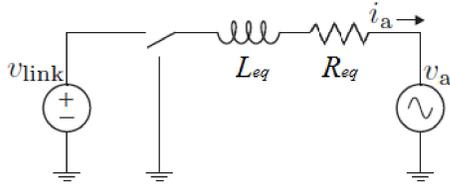


Figura 5. Conversor Buck que representa a fase "a" do inversor trifásico.

que pode ser expresso através da seguinte forma matricial, mostrada na Equação (2) e (3).

$$\dot{i}_a = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \\ \frac{1}{L_{eq}} \end{bmatrix} i_a + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} & -\frac{1}{L_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{DC} \\ v_a \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$y = [1] i_a + [0 \ 0] \begin{bmatrix} V_{DC} \\ v_a \end{bmatrix} \quad (3)$$

Repetindo o processo para a segunda etapa de operação, obtêm-se a equação (4).

$$v_a = -R_{eq} \cdot i_a - L_{eq} \cdot \dot{i}_a, \quad (4)$$

e de forma matricial dada pelas equações (5) e (6).

$$\dot{i}_a = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \\ 0 \end{bmatrix} i_a + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{DC} \\ v_a \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$y = [1] i_a + [0 \ 0] \begin{bmatrix} V_{DC} \\ v_a \end{bmatrix} \quad (6)$$

Obtendo o modelo médio do conversor analisado [7], o comportamento dinâmico é representado por:

$$\dot{i}_a = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} \\ \frac{D}{L_{eq}} \end{bmatrix} i_a + \begin{bmatrix} \frac{D}{L_{eq}} & -\frac{1}{L_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{DC} \\ v_a \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$y = [1] i_a + [0 \ 0] \begin{bmatrix} V_{DC} \\ v_a \end{bmatrix} \quad (8)$$

Resolvendo o sistema em espaço de estados e analisando no domínio da Frequência, para V_{DC} constante tem-se a equação (9).

$$s \cdot i_a(s) = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} i_a(s) + \frac{V_{DC}}{L_{eq}} d(s) - \frac{v_a(s)}{L_{eq}} \quad (9)$$

Para PWM com portadora simétrica de amplitude unitária (variando de -0,5 à 0,5), e modulante senoidal (SPWM), o sinal de controle pode ser descrito através do índice de modulação normalizado descrito pela equação (10).

$$d = \frac{m}{2} \quad (10)$$

Finalmente, avaliando a função transferência da corrente i_a (analogamente para as correntes i_b e i_c) em relação ao índice de modulação m , é obtida a equação (11), expressa no domínio da Frequência.

$$G_{im}(s) = \frac{i_{a,b,c}(s)}{m(s)} = \frac{V_{DC}}{2L_{eq} \left(s + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \right)} \quad (11)$$

e numericamente dada pela equação (12).

$$G_{im}(s) = \frac{8 \cdot 10^4}{(s + 104)} \quad (12)$$

B. Projeto do controlador

O projeto do sistema de controle foi realizado a partir do diagrama de Bode exibido na Figura 6.

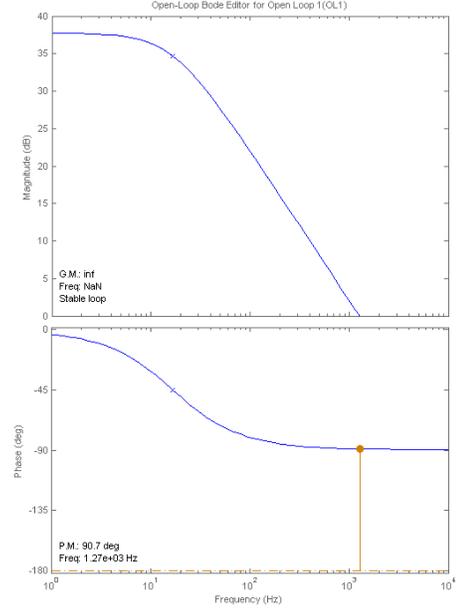


Figura 6. Diagrama de Bode da função de transferência em laço aberto da malha interna sem controlador.

Um controlador P-Ressonante com atraso de fase foi projetado para cumprir os requisitos de controle. Os pólos complexos do controlador ressonante são posicionados de forma a obter ganho infinito em 60 Hz, enquanto os zero complexos foram posicionado em 200 Hz, uma década abaixo da frequência de cruzamento desejada, com um coeficiente de amortecimento 0,7. O atraso de fase é projetado para selecionar uma margem de fase de 50° para uma frequência de cruzamento de 2kHz. O controlador projetado é dado pela equação (13):

$$C_{i_a,b}(s) = 0.87 \frac{(s + 2,3^4)(s^2 + 1,76^3 s + 1,58^6)}{(s + 6,87^3)(s^2 + 1,42^5)} \quad (13)$$

O sistema projetado apresenta margem de ganho de 28,3 dB e margem de fase de $49,8^\circ$ para uma banda passante de aproximadamente 2 kHz, conforme exibido na Figura 7. O pico de magnitude observado no diagrama representa o ganho gerado pela parcela ressonante de $C_{i_a,b}(s)$. O lugar das raízes da função transferência em malha aberta compensada considerando $C_{i_a,b}(s)$ pode ser observado na Figura 8.

IV. CONTROLE DA MALHA EXTERNA DE TENSÃO

Objetivando evitar distorções na referência de 60 Hz da malha interna, deseja-se que o controlador da malha externa possua a banda passante limitada a 6Hz. Além disso, para

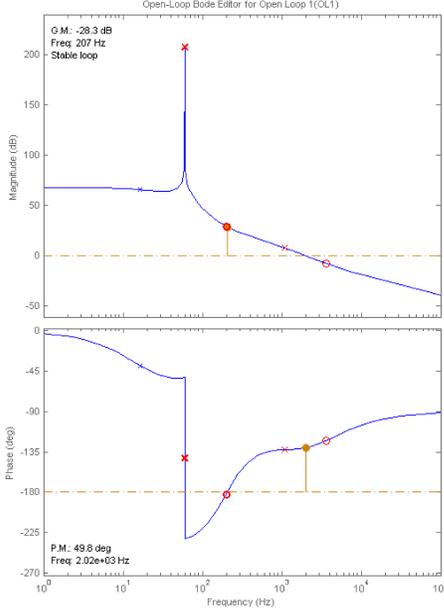


Figura 7. Diagrama de Bode da função de transferência em laço aberto da malha interna com o controlador.

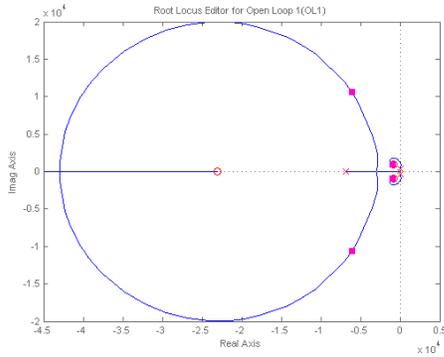


Figura 8. Lugar das raízes da função de transferência em laço aberto da malha interna com o controlador.

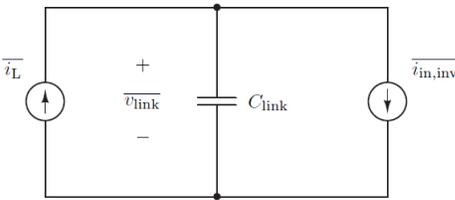


Figura 9. Circuito equivalente para análise da malha de tensão.

a aplicação a tensão do barramento CC deve ser regulada em 400V, mesmo quando a corrente contínua de entrada apresentar algum distúrbio.

A. Modelagem da planta $G_{vi}(s)$

Para modelagem adequada da planta da malha externa é considerado o circuito da Figura 9, em que o inversor trifásico é substituído por uma fonte de corrente equivalente. O balanço entre a carga das fontes aumenta ou diminui a tensão do capacitor C_{link} , que opera como interface neste sistema. A potência de entrada e saída do conversor (e conseqüentemente as correntes médias de entrada e saída) devem manter o equilíbrio para que a tensão média no capacitor seja constante. Analisando o balanço de potência no circuito da Figura 9, obtêm-se a equação (14):

$$\overline{v_{link}} \cdot \overline{i_{in,inv}} = 3V_{a,b,c(rms)} I_{a,b,c(rms)} \quad (14)$$

isolando $\overline{i_{in,inv}}$ obtem-se a equação (15).

$$\overline{i_{in,inv}} = \frac{3V_{a,b,c(rms)} I_{a,b,c(pico)}}{\overline{v_{link}} \cdot \sqrt{2}} \quad (15)$$

Ao considerar a tensão no capacitor constante, a equação (15) pode ser analisada por:

$$\overline{i_{in,inv}} = \frac{3V_{a,b,c(rms)} I_{a,b,c(pico)}}{V_{link} \cdot \sqrt{2}} \quad (16)$$

Fazendo a Lei das Correntes de Kirchoff (LCK) no nó superior do circuito da Figura 9, ao considerar a corrente de entrada constante $i_L = I_L$ obtêm-se:

$$I_L - C_{link} \cdot \frac{d\overline{v_{link}}}{dt} - \overline{i_{in,inv}} = 0 \quad (17)$$

$$I_L - C_{link} \cdot \frac{d\overline{v_{link}}}{dt} - \frac{3V_{a,b,c(rms)} I_{a,b,c(pico)}}{V_{link} \cdot \sqrt{2}} = 0 \quad (18)$$

Fazendo $v_{link} = V_{link} + \hat{v}_{link}$ e $I_{k(pico)} = \bar{I}_{k(pico)} + \hat{I}_{k(pico)}$ para $k = a, b, c$, e analisando a Equação 15 no domínio da frequência:

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{link}(s)}{\hat{I}_{a,b,c(pico)}(s)} = -\frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{a,b,c(rms)}}{V_{link}} \cdot \frac{1}{sC_{link}} \quad (19)$$

$$G_{vi}(s) = -\frac{381,05}{s \cdot 1,88\sqrt{2}} \quad (20)$$

B. Projeto do controlador

Para compor a malha direta do sistema de controle da tensão é necessário utilizar um modelo simplificado da malha interna, $MF_i(s)$, e um ganho que represente a multiplicação pela referência senoidal, K_v . A Figura 10 exibe o sistema considerado para o projeto do controlador, assim a planta analisada para o projeto no *SISOTool* é dada pela equação 21

$$G(s) = K_v \cdot MF_i \cdot G_{vi}(s) \quad (21)$$

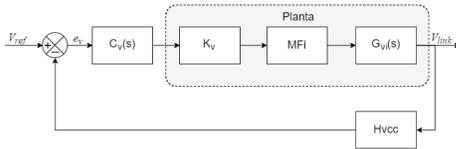


Figura 10. Diagrama de blocos para projeto do controlador da malha externa.

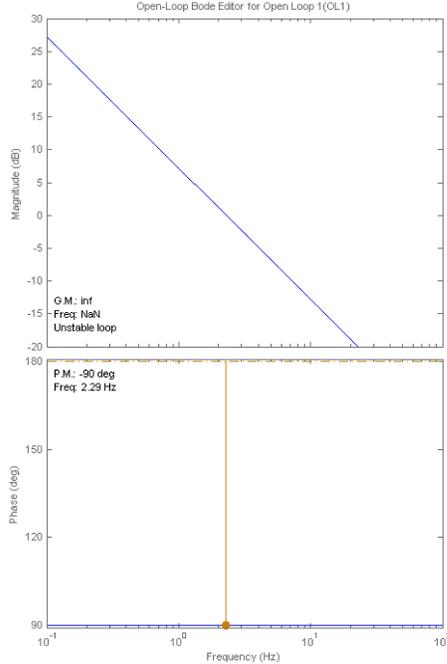


Figura 11. Diagrama de Bode da função transferência em laço aberto da malha externa, sem controlador.

onde, $K_v = V_{a,b,c(pico)} \cdot H_{vca}$ e $MFI = 1/H_i$.

O projeto do sistema de controle foi realizado a partir do diagrama de Bode exibido na Figura 11. Um controlador PI foi projetado no intuito de cumprir os requisitos comentados no início desta seção. Como a planta $G(s)$ é negativa, a função transferência em laço aberto sem compensador é naturalmente instável, conforme exibido na Figura 11. Para este projeto, o zero do controlador será posicionado em 0,6 Hz, uma década abaixo da frequência de cruzamento desejada. O ganho do controlador, além de determinar a frequência de cruzamento, deve ser negativo para anular o efeito da planta negativo. Seguindo esses parâmetros, o controlador projetado é dado pela equação (22):

$$C_v(s) = -2.5418 \cdot \frac{(s + 3.77)}{s} \quad (22)$$

O sistema projetado apresenta margem de ganho infinita e margem de fase de $84,1^\circ$ para uma banda passante de aproximadamente 5,8 Hz, conforme exibido na Figura 12. O lugar das raízes da função transferência em laço aberto considerando $C_v(s)$ pode ser observado na Figura 13.

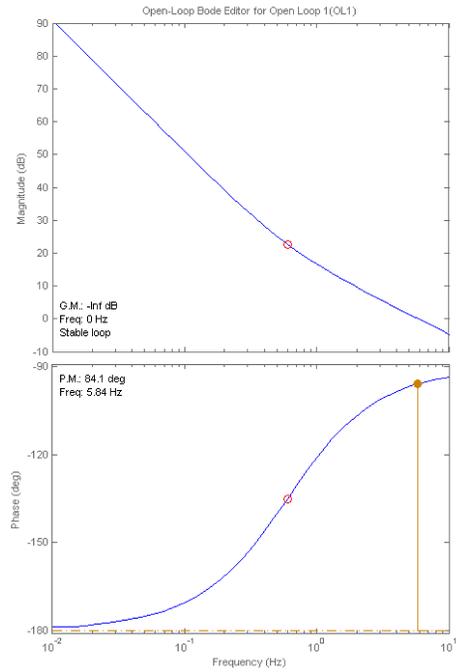


Figura 12. Diagrama de Bode da função transferência em laço aberto da malha externa, com controlador.

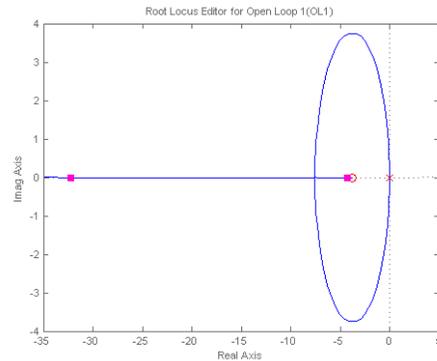


Figura 13. Lugar das raízes da função transferência em laço aberto da malha externa, com controlador.

V. RESULTADOS

Os resultados de simulações apresentados nesta seção foram obtidos utilizando os controladores projetados nas seções anteriores. O circuito simulado pode ser observado na Figura 14. Para obtenção dos resultados foi considerada uma tensão inicial no capacitor C_{link} dada por $V_{link} = 311V$. A Figura 18 mostra a variação do fator de potência com a variação da indutância da rede. A Figura 17 mostra a ação de controle para a corrente na fase A, e um tempo de acomodação para malha de tensão inferior a 1 s.

A Figura 18 mostra a resposta do controlador da malha de corrente, onde foi aplicado uma perturbação de 10% da carga nominal. O tempo de acomodação é inferior a 0,4 ms, bem inferior ao da malha externa de tensão.

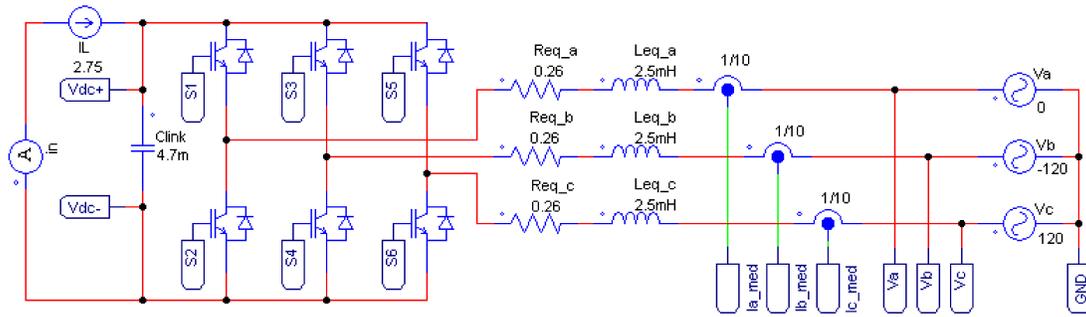


Figura 14. Circuito simulado

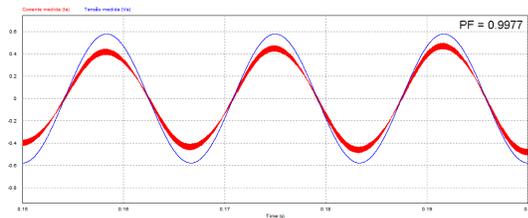


Figura 15. Resultados de simulação para condições nominais: corrente I_a

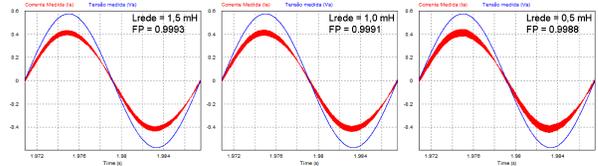


Figura 19. Variação do fator de potência dada uma variação na indutância da rede de -50% e +50%.

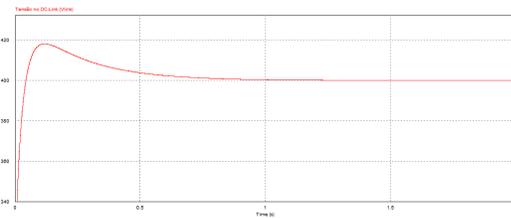


Figura 16. Resultados de simulação para condições nominais: tensão V_{link}

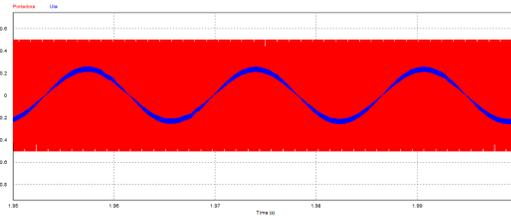


Figura 17. Resultados de simulação para condições nominais: ação de controle do controlador $C_{ia}(s)$

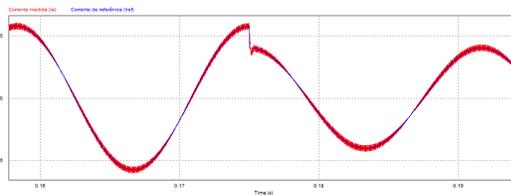


Figura 18. Corrente medida (vermelho) dada uma perturbação referência de corrente (azul).

VI. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma estratégia de controle empregada um inversor PWM trifásico conectado à rede aplicado a sistemas fotovoltaicos de duas etapas de conversão, cujos objetivos foram regular a tensão do barramento CC e controlar as corrente injetadas na rede. Foram feitos a modelagem do conversor estudado, o projeto do sistema de controle e simulações considerando variações paramétricas na corrente de entrada, tensão da rede e indutância da rede.

Os resultados de simulação mostraram que os controladores propostos atenderam os requisitos de projeto e rejeitaram as variações paramétricas consideradas.

REFERÊNCIAS

- [1] ANEEL-Agência Nacional de Energia Elétrica *Balço Energético Nacional*, 2015.
- [2] E. B. Pereira, F. R. Martins, S. L. Abreu e R. Ruther *Atlas Brasileiro de Energia Solar*, INPE, 2006.
- [3] O. M. Toledo, D. O. Filho e A. S. A. C. Diniz. *Distributed photovoltaic generation and energy storage systems: A review*, Renewable Sustainable Energy Rev, vol. 14, 1, pp. 506-511, 2010.
- [4] T. E. Hoff, R. Perez e R. M. Margolis. *Maximizing the value of customer-sited FV systems using storage and controls*, Solar Energy, 81, pp. 940-945, 2007.
- [5] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen e F. Blaabjerg. *A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules*, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, 2005.
- [6] Kyocera. *KC200GT high efficiency multicrystal photovoltaic module*, DataSheet.
- [7] M. G. Villalva, M. F. Espindola, T. G. de Siqueira e E. Ruppert. *Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter for photovoltaic applications*, SBA Controle e Automação, vol. 22, no. 3, 2011.
- [8] R. W. Erickson e D. Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*, Second Edition. 2004.