

# PROJETO DE CONTROLADOR BASEADO NO MODELO INTERNO UTILIZADO EM P&O-MPPT E CONVERSOR CC-CC BOOST QUADRÁTICO

Eric N. Chaves\*, Leandro S. Vilefort, Henrique T. M. Carvalho, Ernane A. A. Coelho, Luiz C. G. Freitas, João B. V. Júnior, Luiz C. Freitas

Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia – MG, Brasil

\*Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás, Itumbiara – GO, Brasil

e-mail: eric.neryx@gmail.com, leandrovilefort@gmail.com, ernane@ufu.br

**Resumo** – Neste trabalho é apresentado o projeto do controlador utilizado no laço interno do algoritmo de rastreamento de máxima potência do tipo perturba e observa, para controle da tensão de saída de painéis fotovoltaicos, a partir de um conversor CC-CC boost quadrático. Esse conversor é utilizado tendo em vista a necessidade de se ampliar a faixa de conversão CC-CC e o mesmo possui dependência quadrática da tensão de saída, em função de sua razão cíclica. No intuito de se investigar um método que melhore a controlabilidade desse conversor CC-CC, é proposto o projeto de um controlador baseado no modelo interno, com 1 grau de liberdade, e avaliado seu desempenho através de resultados de simulações computacionais e resultados experimentais que corroboram a viabilidade de sua aplicação.

**Palavras-Chave** – Controle com Modelo Interno, Conversor Boost Quadrático, Geração Fotovoltaica, Rastreamento do Ponto de Máxima Potência.

## INTERNAL MODEL CONTROL DESIGN FOR P&O-MPPT AND DC-DC QUADRATIC BOOST CONVERTER

**Abstract** – This paper presents the controller design used in the inner loop of the perturb and observe maximum power point tracking algorithm to control the output voltage of photovoltaic panels, from a DC-DC quadratic boost converter. This converter is used in view of the need to extend the DC-DC conversion range and have a quadratic dependence of the output voltage in relation to the duty cycle. In order to investigate a method that improves the controllability of this DC-DC converter, a design of an internal model based controller with 1 degree of freedom is proposed, and its performance is evaluated through simulation and experimental results that support the viability of its application.

**Keywords** - Internal Model Control, Maximum Power Point Tracking, Photovoltaic Generation, Quadratic Boost Converter.

<sup>1</sup>Artigo submetido em 17/07/2015. Primeira revisão em 21/10/2015. Segunda revisão em 27/12/2015. Aceito para publicação em 27/12/2015, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

## I. INTRODUÇÃO

Para aplicações de geração de energia fotovoltaica conectadas à rede elétrica é necessário um conversor que realize o rastreamento da máxima potência (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) da associação série e/ou paralela do arranjo de painéis fotovoltaicos [1]. Um conversor tipicamente utilizado para tal aplicação é o conversor CC-CC do tipo elevador (boost). Contudo, o ganho estático do conversor boost é limitado pelas perdas de condução quando a razão cíclica ( $D$ ) aproxima-se da unidade [2]. Tendo em vista a necessidade de se ampliar a faixa de operação dos conversores CC-CC, em [3] foi apresentado o conversor boost quadrático, no qual o ganho de tensão possui dependência quadrática com  $D$ , conforme pode ser visto em (1), sendo que outras topologias de conversores com as mesmas características foram apresentadas em [4] e [5].

$$Ganho_{CC\text{Boost\_Quadrático}} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (1)$$

Com o intuito de se reduzir as perdas de comutação e emissão de ruídos eletromagnéticos (EMI), foram desenvolvidos conversores boost quadrático com comutação suave em [6]-[9] e, seguindo-se na linha de pesquisa desse conversor, foram apresentadas diferentes técnicas de controle em [10]-[16]. Nesses estudos, onde são propostos métodos de controle para o conversor boost quadrático, são apresentadas as dificuldades técnicas de se controlar esse conversor CC-CC, em virtude de uma dinâmica própria, caracterizada por ser um sistema de quarta ordem. Aliado a isso, quando esse sistema é modelado para se controlar a tensão de entrada do conversor – caso típico em algoritmos de MPPT – a dinâmica do mesmo é marcada pela presença de polos conjugados complexos próximos ao eixo imaginário, do plano  $s$ , e dois zeros conjugados complexos no semi-plano direito, que invertem a resposta temporal desse sistema, quando sob a ação de tais compensadores.

Essas questões são abordadas em [17] onde é analisado o uso do conversor boost quadrático para o rastreamento do MPP (*Maximum Power Point*) e aplicado ao mesmo um controlador PID, somado à ação de um filtro supressor de ruído, do tipo *Notch*, que minimiza o efeito dos polos próximos ao eixo  $j\omega$ .

Todavia, com o intuito de se investigar um método que melhore a controlabilidade desse conversor CC-CC, é proposto, nesse trabalho, o projeto de um controlador baseado no modelo interno (*Internal Model Control* – IMC)

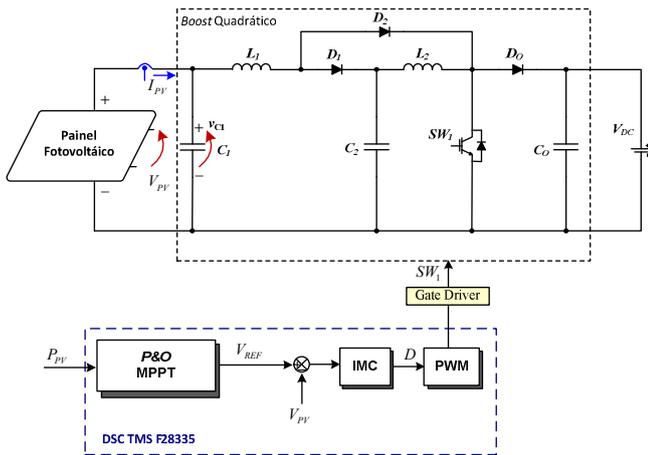


Fig. 1. Estrutura do sistema envolvendo o MPPT, o controlador IMC e o conversor CC-CC boost quadrático.

com 1 grau de liberdade (1 *Degree of Freedom* – 1 DOF) aplicado ao conversor boost quadrático. Seu desempenho é avaliado através de resultados de simulações computacionais e resultados experimentais, procurando corroborar sua viabilidade frente à aplicação em MPPT e conforme as necessidades de um sistema que pode ser conectado à rede elétrica, no tocante ao nível da tensão no barramento CC.

A Figura 1 mostra a estrutura do sistema envolvendo o MPPT (Perturba e Observa – P&O) e o controlador IMC, ambos em conjunto com o conversor CC-CC boost quadrático.

## II. MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO PARA CONTROLE DA TENSÃO DE ENTRADA

Para o projeto do controlador, o processo de modelagem do conversor boost quadrático foi realizado por intermédio de espaços de estados médios [18]. Esta modelagem foi apresentada pela primeira vez em [19], e foi desenvolvida como uma técnica que permite obter um modelo de variáveis médias no espaço de estados, resultando em um modelo linear válido para pequenas perturbações, através da linearização em torno de um ponto de operação.

Para a modelagem do conversor boost quadrático operando como um rastreador de máxima potência de um arranjo fotovoltaico, o circuito do conversor deve ser analisado conforme mostra a Figura 2. Pode ser visto nessa figura, que a tensão no barramento CC de saída é considerada fixa ( $V_{DC}$ ), sendo que a tensão de entrada do conversor ( $V_{PV} = v_{c1}$ ) deverá ser controlada por uma lógica de controle definida pelo algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência do tipo perturba e observa (P&O-MPPT). O resistor  $R_{PV}$  representa a resistência equivalente de saída do arranjo fotovoltaico e está, portanto, ligado às variações da tensão de saída ( $V_{PV}$ ) e, também, de sua corrente ( $I_{PV}$ ). O modelo da célula fotovoltaica está descrito em [1] e está implícito quando se utiliza  $R_{PV}$  para modelar o painel ou arranjo de painéis fotovoltaicos, a partir de suas características elétricas de saída [1].

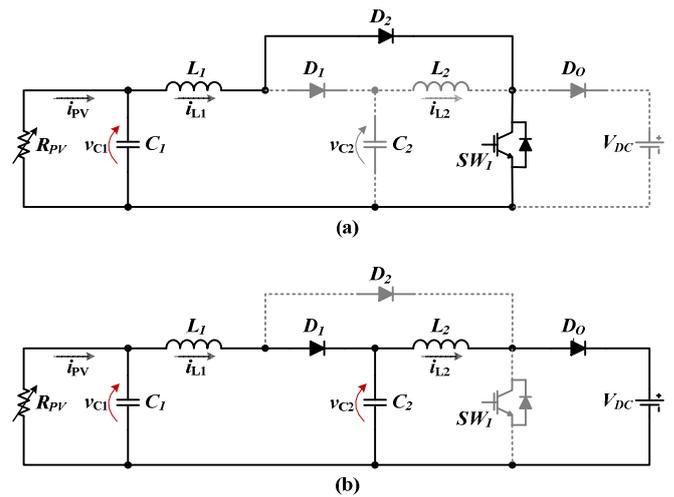


Fig. 2. Etapas do conversor CC-CC nos dois intervalos de chaveamento.

Dessa forma, é incluído o modelo do painel no sistema do conversor CC-CC boost quadrático e, como simplificação, admite-se  $I_{PV}$  (e sua variação) como uma perturbação, uma vez que se pretende controlar  $V_{PV}$ .

Para realizar-se a modelagem matemática, foram consideradas duas etapas associadas ao conversor, em cada intervalo de chaveamento. A Figura 2 apresenta o esquema destas duas etapas. Durante a Etapa 1, mostrada na Figura 2(a), as chaves  $SW_1$  e  $D_2$  permanecem fechadas e  $D_1$  e  $D_0$  abertas. Na Etapa 2, Figura 2(b), as chaves  $SW_1$  e  $D_2$  permanecem abertas e  $D_1$  e  $D_0$  fechadas.

Dessa forma, o conversor pode ser descrito por equações de estado lineares como:

$$\dot{x} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad (2)$$

$$\dot{x} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad (3)$$

onde:

$$x = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad u(t) = V_{DC} \quad (4)$$

As matrizes dinâmicas para cada etapa de operação são dadas, respectivamente, por:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{R_{PV}C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

e

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{R_{PV}C_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

As matrizes de entrada para cada etapa de operação são dadas, respectivamente, por:

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ e } B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Considerando que o conversor opere no modo de condução contínua (MCC), as matrizes dinâmicas e de entrada podem ser representadas pelos seus valores médios:

$$A_{med} = A_1D + A_2(1-D) \text{ e } B_{med} = B_1D + B_2(1-D). \quad (8)$$

Para realizar a linearização, deve-se obter o ponto de operação em regime permanente, onde as derivadas das variáveis de estado tornar-se-ão nulas. Assim, pode-se obter os valores médios das variáveis de estado fazendo:

$$X_{med} = -A_{med}^{-1}B_{med}V_{DC}. \quad (9)$$

Seja, então [18]:

$$B_d = [A_1 - A_2]X_{med} + [B_1 - B_2]V_{DC} \quad (10)$$

aplicando-se o modelo de pequenos sinais à equação de espaço de estados média e fazendo-se as devidas simplificações e, em seguida, aplicando-se a transformada de Laplace na equação, resulta em:

$$\hat{X}(s) = (sI - A_{med})^{-1} [B_{med}\hat{U}(s) + B_d\hat{D}(s)]. \quad (11)$$

Assim, as funções de transferência das perturbações das variáveis de estado em relação às perturbações na razão cíclica  $D$  resultarão em:

$$G_{xd}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = (sI - A_{med})^{-1} B_d. \quad (12)$$

Como se deseja controlar a tensão de entrada do conversor boost quadrático, com o intuito de extrair a máxima potência do arranjo fotovoltaico, a função de transferência a ser utilizada será, portanto:

$$\hat{G}_{v_{ci}/d} = \frac{V_{DC}a}{R_{PV} + bs + cs^2 + ds^3 + es^4} \quad (13)$$

na qual:

$$a = (1-D)[2R_{PV} - L_2(1-D)^2s + (R_{PV}C_2L_2)s^2] \quad (14)$$

$$b = [L_1 + L_2(1-D)^2] \quad (15)$$

$$c = [R_{PV}(C_1L_1 + C_2L_2 + C_1L_2(1-D)^2)] \quad (16)$$

$$d = (C_2L_1L_2) \quad (17)$$

$$e = (R_{PV}C_1C_2L_1L_2). \quad (18)$$

### III. ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO

O conversor boost quadrático foi projetado para fazer o rastreamento da máxima potência de um arranjo fotovoltaico e elevar a tensão para 350 V<sub>CC</sub>. O projeto desse conversor CC-CC está descrito em [8] e [17], nos quais é analisada a eficiência desse conversor frente ao conversor boost de apenas um estágio e, em virtude mesmo dessa eficiência, sua aplicabilidade em sistemas fotovoltaicos. Porém esse projeto não será aqui detalhado, por não constituir o foco do presente trabalho. Entretanto, os parâmetros utilizados para o conversor CC-CC boost quadrático, em questão, estão apresentados na Tabela I.

Ainda, admite-se que o parâmetro denominado  $R_{PV}$ , ilustrado na Figura 2 e constituinte do modelo do sistema definido em (13), excursiona numa faixa que vai de 17 Ω a 85 Ω, correspondendo a uma faixa de potência de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos que vai de 200 W a 1000 W, aproximadamente. Esses dados foram obtidos via simulações computacionais, a partir do modelo simplificado com uma exponencial [1], e verificados experimentalmente para o arranjo de painéis fotovoltaicos instalado no laboratório.

**Tabela I**  
**Parâmetros do Boost Quadrático**

Parâmetros	Nome	Valor
Capacitância de Entrada	$C_1$	4,7μF
Capacitância do Filtro	$C_2$	4,7μF
Capacitância de Saída	$C_O$	330μF
Indutância de Entrada	$L_1$	950μH
Indutância do Filtro	$L_2$	2,0mH
Tensão no Barramento CC	$V_{DC}$	350V
Razão Cíclica	$D$	50%
Frequência de Chaveamento	$f_s$	60kHz

A Figura 3 mostra a curva linearizada de  $R_{PV}$ - $P_{PV}$  e um ponto médio em que foi escolhido o valor fixo para  $R_{PV}=40 \Omega$ .

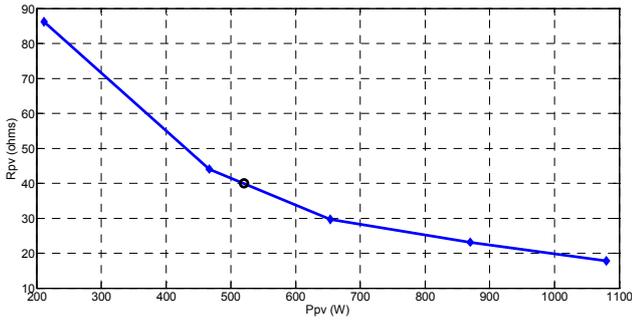


Fig. 3. Variação dos parâmetros de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos.

O lugar geométrico das raízes do sistema equacionado em (13) e com os parâmetros listados na Tabela I (além de  $R_{PV}$  fixo em  $40 \Omega$ ) está ilustrado na Figura 4. Percebe-se, da Figura 4, dois pares de polos conjugados complexos próximos ao eixo imaginário do plano  $s$  e dois zeros no semi-plano direito que fazem com que o sistema caminhe rapidamente para a instabilidade, quando operando em malha fechada, sob pequenas variações de ganho proporcional e sem o compensador. O máximo ganho proporcional, já no limiar da região de estabilidade, do boost quadrático sem o compensador é de 0,00309.

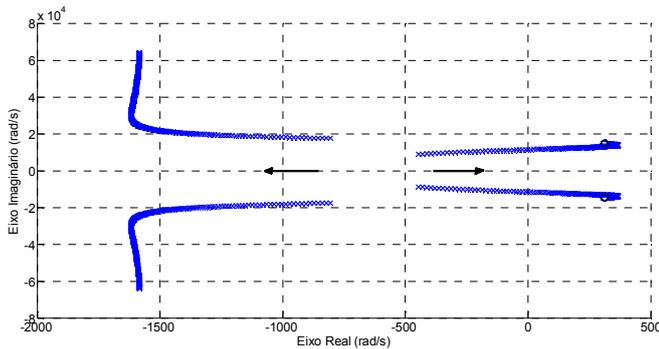


Fig. 4. Lugar geométrico das raízes do boost quadrático.

De outro ponto de vista, avaliando-se a resposta em frequência desse sistema, apresentada na Figura 5, verifica-se que o mesmo apresenta uma margem de ganho de -50,2 dB, confirmando a assertiva de que o ganho proporcional deve ser menor que 0,00309, para uma margem de fase de  $1,93^\circ$ .

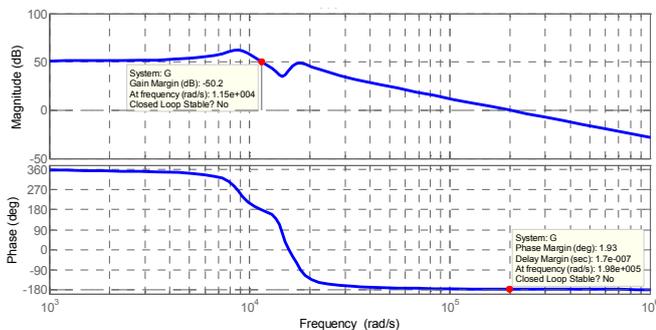


Fig. 5. Diagramas de Bode do boost quadrático para o ganho de malha aberta do sistema não compensado.

Esse fato, em conjunto com os dados obtidos graficamente a partir do lugar geométrico das raízes desse sistema (Figura 4), indica que o mesmo é instável em malha fechada para uma realimentação negativa unitária. Assim, torna-se necessária a utilização de um compensador adequado, de forma a prover a operação estável desse sistema. A razão de a fase partir de 360 graus na Figura 5 é o efeito dos zeros conjugados complexos no semi-plano direito do plano  $s$ .

#### IV. CONTROLE COM MODELO INTERNO

O termo Controle Baseado em Modelo (*Model Based Control - MBC*) é usado para designar sistemas de controle que incorporam explicitamente um modelo de processo no algoritmo de controle, em particular os algoritmos de controle, tais como, Controle com Modelo Interno (*Internal Model Control - IMC*) e Controle Preditivo (*Model-Predictive Control - MPC*) [20].

A Figura 6 mostra a forma genérica de uma estratégia de controle baseado em modelo interno com um grau de liberdade (IMC 1DOF) na qual  $p(s)$  é o processo,  $\tilde{p}(s)$  é o modelo do processo,  $u(s)$  é o esforço de controle,  $d(s)$  é a perturbação e  $\tilde{d}_e(s)$  é a perturbação estimada [20].

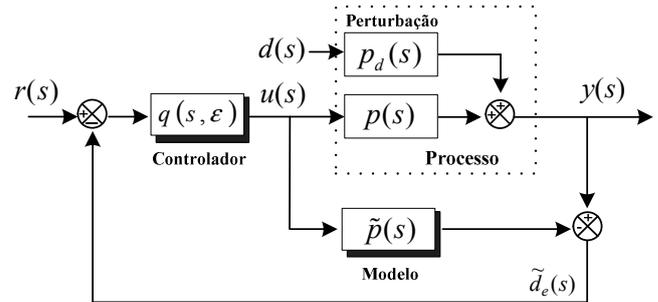


Fig. 6. Estrutura de controle baseada no IMC 1DOF.

Desde que o modelo do processo  $\tilde{p}(s)$  é uma representação perfeita de um processo estável  $p(s)$ , se o ganho do controlador  $q(s, \epsilon)$  é o inverso do ganho do modelo, então a saída do processo  $y(s)$  vai eventualmente atingir e manter a referência  $r(s)$ , contanto que o ganho do processo e o ganho do modelo tenham o mesmo sinal, e que o controlador seja sintonizado de modo a assegurar a estabilidade. O modelo é, então, uma função de transferência linear e o controlador é o inverso aproximado da função de transferência deste modelo.

De modo a se desenvolver as funções de transferência, entre as entradas  $d(s)$  e  $r(s)$  (perturbação e referência, respectivamente) e a saída do processo  $y(s)$ , e compreender o funcionamento dessa estratégia de controle, a Figura 6 foi redesenhada e apresentada na Figura 7 como um sistema realimentado de estrutura tradicional no qual:

$$c(s) \equiv \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{q(s)}{1 - q(s)\tilde{p}(s)} \quad (19)$$

sendo que  $c(s)$  é a ação de controle,  $u(s)$  o esforço de controle e  $e(s)$  o erro, respectivamente.

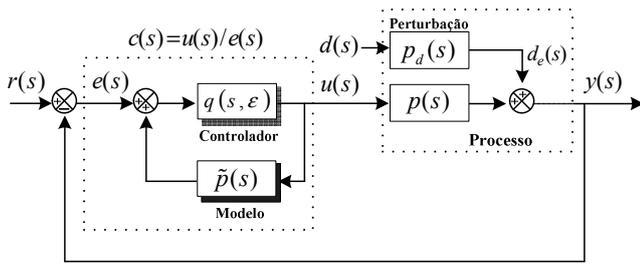


Fig. 7. Estrutura IMC 1DOF reorganizada.

Das relações de entrada-saída esquematizadas na Figura 7 pode-se deduzir que:

$$y(s) = \frac{p(s)q(s)r(s)}{1 + (p(s) - \tilde{p}(s))q(s)} \quad (20)$$

e

$$y(s) = \frac{(1 - \tilde{p}(s)q(s))p_d(s)d(s)}{1 + (p(s) - \tilde{p}(s))q(s)} \quad (21)$$

No qual  $p_d(s)$  é o modelo do sistema em virtude da perturbação, ou seja, o efeito da perturbação flui pelo sistema e se soma à saída do mesmo.

Aplicando-se o teorema do valor final, se (20) e (21) forem dinamicamente estáveis, e se o ganho de regime do controlador  $q(0)$  for escolhido para ser o inverso do ganho do modelo interno ( $\tilde{p}(0)q(0)=1$ ), então o ganho do denominador de (20) e (21) será  $p(0)q(0)$ . Assim, o ganho de percurso direto, isto é entre a referência  $r(s)$  e a saída  $y(s)$  é um, o ganho entre a perturbação  $d(s)$  e  $y(s)$  é zero, e o erro em regime permanente é zero.

O conceito central dessa estratégia de controle é se conseguir:

$$y(s) = r(s) \quad \text{e} \quad \frac{y(s)}{d(s)} = 0 \quad (22)$$

desde que:

$$p(s)q(s) = 1 \quad \text{e} \quad \tilde{p}(s) = p(s) \quad (23)$$

Portanto, para que a ação de controle seja eficaz no rastreamento da referência, precisa-se de um modelo perfeito, e de (23), o controlador deve perfeitamente inverter esse modelo [20]. Contudo, nunca se tem um modelo exato, e se esse modelo tiver alguma dinâmica (fato mais comum), nenhum controlador pode inverter o processo de forma exata [21]. O quão perto ele pode ficar da dinâmica do processo real, depende do projeto desse controlador.

#### A. Projeto do Controlador IMC – 1DOF

Utilizando-se dos critérios abordados em [20] para o projeto destes controladores, quando a função de transferência do processo, definida em (13) e com os parâmetros listados na Tabela I, possui zeros no semi-plano direito do plano  $s$  e, portanto, o seu inverso é instável, neste caso, o controlador IMC não pode ser formado a partir do

simples cancelamento de polos com zeros, como no método original de projeto desse controlador.

Para esses casos, considerando-se o método da minimização da integral do erro quadrático (ISE) definido em (24) em se tratando da escolha ótima do controlador IMC 1DOF, o projeto do controlador consiste em inverter essa parte do modelo que tem zeros no semi-plano esquerdo e adicionar polos na imagem espelhada dos zeros do semi-plano direito do plano  $s$  [22].

$$ISE \equiv \int_0^{\infty} (y(t) - r(t))^2 dt \quad (24)$$

Assim, o controlador IMC 1DOF para o controle da tensão de entrada do conversor boost quadrático ( $V_{PV} = v_{c1}$ ), pode ser projetado como:

$$q(s) = \frac{D(s)}{N_-(s)N_+(s)(\epsilon s + 1)^r} \quad (25)$$

No qual,  $N(s)$  é o polinômio do numerador e  $D(s)$  o polinômio do denominador da função de transferência, já descrita em (13) e correspondente ao processo  $p(s)$ , e  $r$  é definido como a diferença entre a ordem do denominador menos a ordem do numerador da função de transferência. Além disso,  $N_-(s)$  contém os fatores do numerador da função de transferência que apresentam zeros no semi-plano esquerdo do plano  $s$ , e  $N_+(s)$  contém os fatores do numerador da função de transferência do sistema que apresentam zeros no semi-plano direito do plano  $s$ . Contudo, os fatores de  $N_+$  estarão todos posicionados no semi-plano esquerdo do plano  $s$  e serão as imagens espelhadas dos zeros de  $N_+$ . O fator envolvendo  $\epsilon$  torna  $q(s)$  causal e, portanto, realizável fisicamente, sendo que  $\epsilon$  é um parâmetro que define a frequência de corte do ganho de malha aberta do sistema compensado.

Para o projeto do controlador IMC 1DOF o termo  $\epsilon$  pode ser calculado, segundo [20], a partir de:

$$\epsilon \geq \left( \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{D(s)N(0)}{20s^r N(s)D(0)} \right)^{1/r} \quad (26)$$

onde o máximo ganho permitido em alta frequência tem seu valor arbitrado em 20 vezes o ganho em baixa frequência. Entretanto, mesmo em se considerando (26), melhores resultados foram obtidos mantendo-se o valor de  $\epsilon$  em 0,0003.

O mapa de polos e zeros desse sistema  $p(s)$  correspondente à função de transferência definida em (13), assim como do controlador  $q(s)$  definido em (25), estão ilustrados na Figura 8. É notável, na Figura 8, o cancelamento de polos do sistema com os zeros do compensador e os polos do controlador que são as imagens espelhadas dos zeros do sistema que estão no semi-plano direito do plano  $s$ .

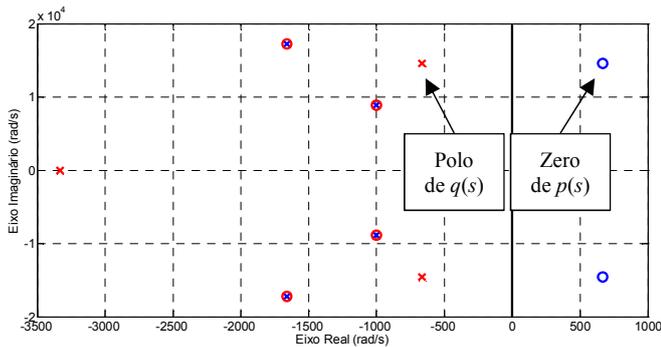


Fig. 8. Mapa de polos e zeros de  $p(s)$  e  $q(s)$ .

A Figura 9 mostra a variação do lugar dos polos e dos zeros do sistema,  $p(s)$ , quando o arranjo de painéis está sujeito a variações da resistência de saída ( $R_{PV}$ ) em função de variações da luminância e da temperatura.

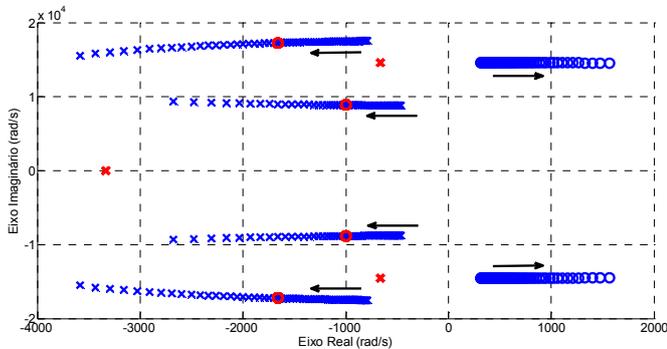


Fig. 9. Mapa de polos e zeros de  $p(s)$  e  $q(s)$  quando variando  $R_{PV}$ . As setas indicam o sentido da variação dos polos e zeros da planta em função do aumento em  $R_{PV}$ .

A partir do resultado gráfico da Figura 9, avaliou-se a necessidade de variação dos coeficientes do controlador  $q(s)$  e do modelo interno  $\tilde{p}(s)$  para a adaptação às variações da planta  $p(s)$ . Contudo, em virtude de uma melhoria qualitativa quase imperceptível nos resultados de simulação, optou-se por manter  $q(s)$  e, conseqüentemente,  $\tilde{p}(s)$ , com os coeficientes fixos e, assim, com as posições relativas de seus polos e zeros mantidos estáticas no plano  $s$ , também ilustrados na mesma figura.

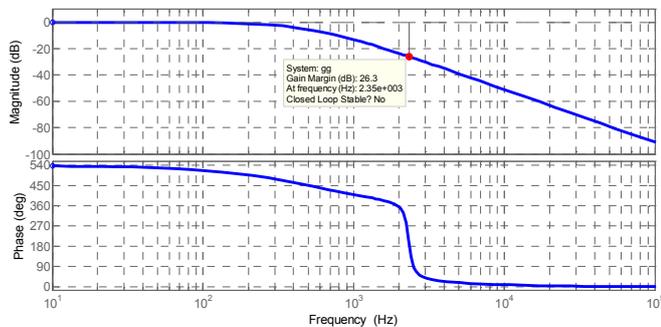


Fig. 10. Diagramas de Bode para o ganho de malha aberta do sistema compensado.

A Figura 10 mostra os diagramas de Bode para o ganho de malha aberta do sistema compensado. Percebe-se uma margem de ganho de 26,3 dB e um ganho de 0dB na banda passante, o que mantém o descrito em (22) e (23).

## V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

O algoritmo do método P&O, cujo funcionamento não será pormenorizado, realiza a leitura dos valores instantâneos da tensão e da corrente e em seguida calcula a potência instantânea. Com isso o algoritmo compara a potência anterior com a potência atual e, após essa comparação, toma decisões para rastrear a máxima potência. O algoritmo perturba a tensão de referência de modo ao controlador IMC atuar em  $V_{PV}$ , modificando, portanto, essa tensão (nos terminais do painel) e conduzindo ao MPP. Para essa simulação foi utilizado um degrau de 1 V de perturbação da tensão de referência. A frequência de amostragem da tensão e corrente da associação de painéis foi determinada em função do tempo de acomodação da resposta do controlador, tendo uma frequência de atualização  $f_{mpppt} = 300$  Hz. Já a frequência de amostragem do controlador e do modelo interno foi fixada em 20 kHz e o PWM, para o acionamento da chave ( $SW_i$ ) em 60 kHz.

A Figura 11 apresenta o resultado da simulação do rastreamento da máxima potência, quando o modelo do painel está sujeito a diferentes padrões de luminosidade e temperatura. Os traços superpostos indicam a potência gerada pelos painéis (na legenda, Ppainel) e a potência (na legenda, Ppv) efetivamente extraída dos painéis e entregue à carga como consequência do algoritmo P&O somado à ação do controlador IMC, no laço interno de controle da variável  $V_{PV}$ .

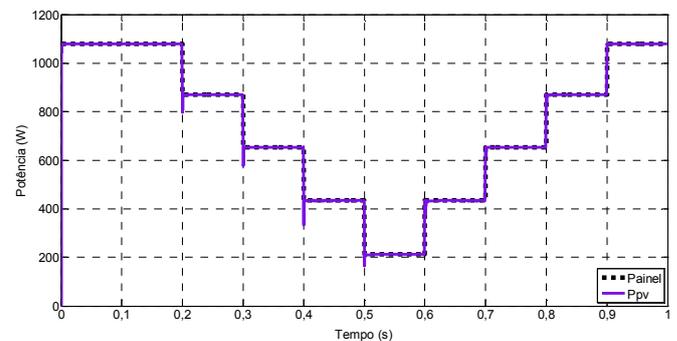


Fig. 11. Algoritmo P&O seguindo potência máxima do modelo de painel fotovoltaico quando sob o efeito de diferentes padrões de luminosidade e temperatura.

A Figura 12 mostra a ondulação (*ripple*) na potência extraída dos painéis, devido à ação do algoritmo P&O perturbando a variável  $V_{PV}$ . Essa ondulação tem amplitude proporcional ao tamanho do passo dado pelo P&O, na referência da tensão para o controle de  $V_{PV}$ . Como já foi mencionado anteriormente, para essa simulação foi utilizado um degrau de 1 V de perturbação da tensão de referência.

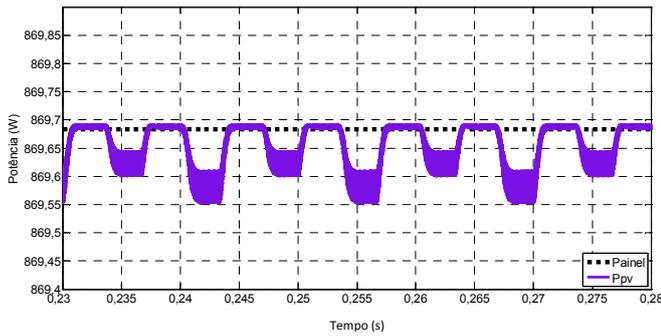


Fig. 12. *Ripple* de potência devido à ação de perturbação da tensão do painel exercida pelo algoritmo P&O.

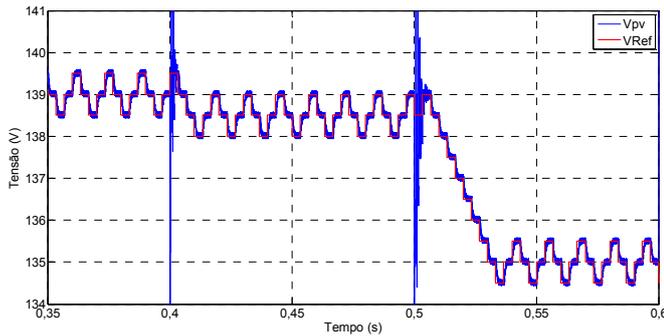


Fig. 13. Tensão de referência ( $V_{Ref}$ ) sendo perturbada pelo P&O e os diferentes patamares de tensão coincidentes com os pontos de máxima potência - MPPs.

A Figura 13 mostra a tensão de referência ( $V_{Ref}$ ) sendo perturbada pelo P&O, os diferentes patamares (coincidentes com os pontos de máxima potência - MPPs) em torno do qual essa tensão se estabiliza (embora continue sendo perturbada pelo P&O) e a tensão nos terminais do modelo do painel fotovoltaico  $V_{PV}$  (na legenda  $V_{pv}$ ), mostrando, sobretudo, a ação efetiva do controlador IMC, projetado para essa finalidade. A Figura 13 mostra oscilações da tensão  $V_{PV}$  nos instantes de tempo de 0,4 e 0,5 segundos. Esses momentos correspondem a degraus na potência disponível, em função das variações programadas para o perfil de luminância. O que ocorre, nesses momentos, é uma grande variação dentro da faixa destinada ao esforço de controle e, conseqüentemente, da razão cíclica. A oscilação foi grande porque a perturbação das condições do sistema foi igualmente grande e brusca. Isso acontece porque o conversor CC-CC boost quadrático tem um ganho estático, definido em (1), não linear, considerando-se toda a faixa de excursão da razão cíclica, e o controlador com modelo interno foi projetado a partir do modelo linearizado para pequenas perturbações em torno de um valor médio, correspondente ao ponto de operação do sistema. Entretanto, não deve haver a preocupação com perda de energia devido a essas grandes perturbações, pois, esse experimento foi um ensaio em condições extremas, que não se repetem em situações normais de insolação de um arranjo fotovoltaico, mesmo em condição de sombreamento parcial.

A partir desses resultados gráficos, também se pode inferir da relação de compromisso entre a escolha para o tamanho do passo dado pela perturbação em  $V_{Ref}$  - quanto à velocidade de reação do sistema de rastreamento aos

transitórios de potência disponível - em oposição à amplitude do *ripple* de potência quando o MPP é alcançado, e o conseqüente comprometimento da eficiência energética desse sistema, em função mesmo desse *ripple*.

A Figura 14 ilustra a tensão de referência ( $V_{Ref}$ ), sendo perturbada pelo P&O, e a tensão nos terminais do modelo do painel fotovoltaico  $V_{PV}$  (na legenda  $V_{pv}$ ) mostrando que a ação do controlador IMC mantém a resposta dessa tensão com estabilização rápida em torno da referência, nenhuma ultrapassagem percentual e erro zero quando em regime permanente. A inclinação não nula da resposta do sistema, quando a entrada é o degrau na tensão de referência, poderia até sugerir uma resposta típica de um sistema de 1ª ordem. Esse efeito é esperado e é causado pelo cancelamento de polos com zeros, exercido pelo controlador,  $q(s)$ , baseado no IMC 1DOF.

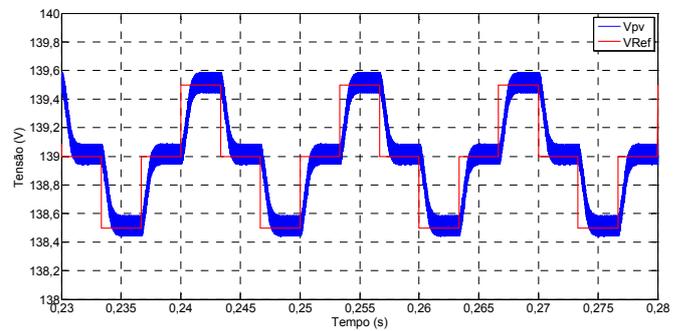


Fig. 14. Tensão de referência ( $V_{Ref}$ ), sendo perturbada pelo P&O, e a tensão nos terminais do modelo do painel fotovoltaico ( $V_{PV}$ ) mostrando a ação do controlador IMC.

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para o experimento envolvendo o uso do conversor boost quadrático no rastreamento do ponto de máxima potência com o uso do algoritmo P&O, o controlador IMC 1DOF,  $q(s)$  definido em (25), foi discretizado pelo método *Tustin* e o modelo interno  $\tilde{p}(s)$ , correspondendo à função de transferência definida em (13), usado na composição da estrutura do IMC 1DOF, foi discretizado pelo método *ZOH*. Todos foram implementados com uma frequência de amostragem de 20 kHz, e embarcados no DSC TMS320F28335 da Texas Instruments®. O atraso de implementação é também considerado e está implícito no método de discretização do modelo interno  $\tilde{p}(z)$  e no cálculo da perturbação estimada  $\tilde{d}_e(z)$  que é feito no próximo período de amostragem, após a atuação do esforço de controle  $u(z)$ . Esse fato está ilustrado na Figura 15.

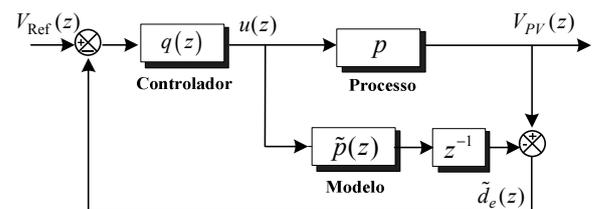


Fig. 15. Consideração do atraso de implementação no cálculo da perturbação estimada.

As funções de transferência discretas do controlador IMC 1DOF  $q(z)$  e do modelo interno  $\tilde{p}(z)$  são, respectivamente:

$$q(z) = \frac{b_0 z^4 + b_1 z^3 + b_2 z^2 + b_3 z + b_4}{z^4 - 3,1792z^3 + 4,1752z^2 - 2,6604z + 0,6752} \quad (27)$$

na qual:  $b_0 = -2,8941 \cdot 10^{-4}$ ;  $b_1 = 8,7029 \cdot 10^{-4}$ ;  $b_2 = -0,0011543$ ;  $b_3 = 7,713 \cdot 10^{-4}$ ;  $b_4 = -2,2873 \cdot 10^{-4}$  e:

$$\tilde{p}(z) = \frac{-42,4157z^3 + 27,5981z^2 + 13,0762z - 40,4583}{z^4 + 2,9166z^3 + 3,8104z^2 - 2,5397z + 0,7665} \quad (28)$$

Os testes foram realizados utilizando-se o emulador de painel fotovoltaico E4360A, da Agilent, no qual estavam programados os dados do arranjo série de dois painéis Yingli, modelo YL245P-29B (de 245W cada um), a partir de perfis de radiação luminosa e temperatura, de maneira a haverem degraus de variação entre pontos distintos de potência.

Esses dados de programação do emulador (E4360A) estão apresentados na Tabela II. Portanto, o primeiro campo da Tabela II diz respeito aos parâmetros do arranjo dos dois painéis fotovoltaicos (YL245P-29B) mencionados anteriormente, para diferentes condições de irradiância/temperatura. Em seguida estão os valores que o emulador efetivamente irá operar, devido à limitações no ajuste do aparelho.

Os primeiros resultados experimentais, mostrados nas Figuras 16, 17 e 18, são gráficos gerados com o software Matlab, a partir dos pontos armazenados internamente (vetores de pontos guardados na memória RAM) no DSC e transmitidos, através de uma comunicação serial do tipo JTAG e denominada XDS-100, a arquivos de um computador pessoal.

**Tabela II**  
**Dados programados no E4360A.**

2 Painéis YL245P-29B EM SÉRIE					
$W/m^2$	$I_{mp}$ (A)	$I_{sc}$ (A)	$V_{mp}$ (V)	$V_{oc}$ (V)	$P_{máx}$ (W)
1000	8,18	8,74	59,91	74,7	490
800	6,52	7,00	60,35	74,28	394
300	2,42	2,62	59,84	71,12	145
100	0,79	0,87	57,36	67,54	45,3
25	0,38	0,43	27,64	32,6	10,5
Emulador					
1000	8,231	8,66	59,614	65	490,7
800	6,604	7,00	59,821	65	395
300	2,43	2,70	59,83	65	145
100	0,811	0,87	55,57	60	45,1
25	0,385	0,43	27,285	32,6	10,5

A Figura 16 ilustra a tensão de referência  $V_{Ref}$  (na legenda, VRef), sendo perturbada pelo P&O, e a tensão nos terminais do painel fotovoltaico (na legenda, Vpv)

confirmando, experimentalmente, que a ação do controlador IMC 1DOF mantém a resposta dessa tensão com estabilização rápida em torno da referência, nenhuma ultrapassagem percentual (pelo menos não do valor médio da tensão  $V_{pv}$  e desconsiderando-se o ruído dos dados) e erro zero quando em regime permanente. Para esse teste, o passo em  $V_{Ref}$  foi fixado em 1 V, assim como nas simulações.

As Figuras 17 e 18 mostram os mesmos testes experimentais que geraram a Figura 16, entretanto, os passos para esses testes foram fixados em 0,5 V (Figura 17) e 2,0 V (Figura 18), respectivamente. Com o passo de  $V_{Ref}$  fixado em 2,0 V houve um pequeno *overshoot*, contudo, tal passo foi utilizado apenas para efeito de verificação do desempenho do controlador, já que é um valor elevado para este tipo de aplicação.

A Figura 19 mostra a tensão nos terminais do emulador do arranjo de painéis fotovoltaicos, correspondendo a  $V_{pv}$  nos terminais do E4360A, sendo perturbada pelo P&O em passos de 1 V.

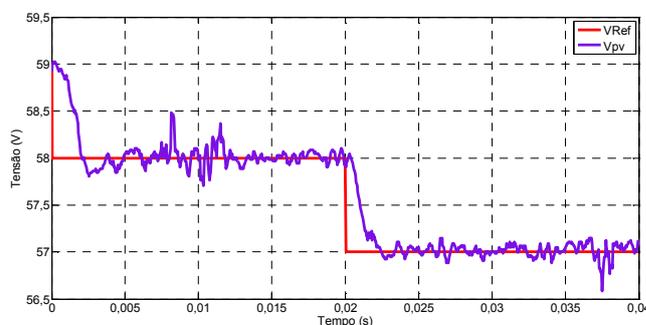


Fig. 16. Tensão de referência ( $V_{Ref}$ ) e a tensão nos terminais do painel fotovoltaico ( $V_{pv}$ ). Passo de  $V_{Ref}$  igual a 1 V.

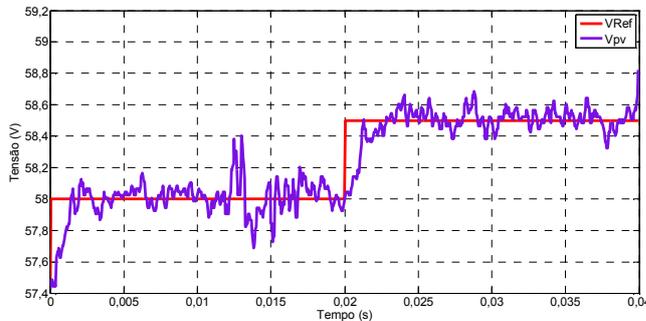


Fig. 17. Tensão de referência ( $V_{Ref}$ ) e a tensão nos terminais do painel fotovoltaico ( $V_{pv}$ ). Passo de  $V_{Ref}$  igual a 0,5 V.

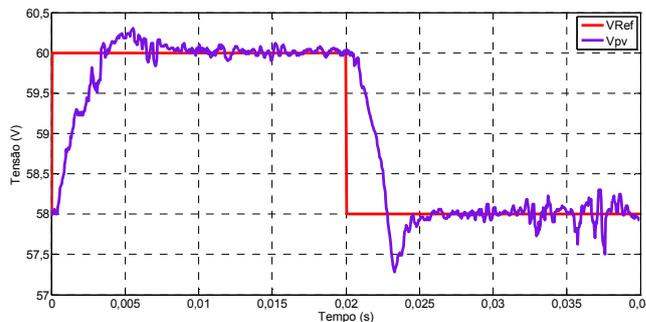


Fig. 18. Tensão de referência ( $V_{Ref}$ ) e a tensão nos terminais do painel fotovoltaico ( $V_{pv}$ ). Passo de  $V_{Ref}$  igual a 2,0 V.

A Figura 19 mostra, também, a corrente de saída do emulador ( $I_{PV}$ ) e a potência ( $P_{PV}$ ) sendo extraída do mesmo e entregue a uma carga resistiva em paralelo com o barramento CC. A carga, portanto, tem características de fonte de tensão. Para melhor visualização, a frequência de atualização do P&O foi fixada em 50 Hz e o emulador foi programado com os dados referentes à irradiância de 800 W/m<sup>2</sup>, apresentados na Tabela II. É perceptível, nesse resultado, a ondulação (*ripple*) da potência causada pela perturbação da tensão  $V_{PV}$  e a ação do controlador IMC 1DOF que mantém a resposta temporal com rápida estabilização no novo patamar de tensão.

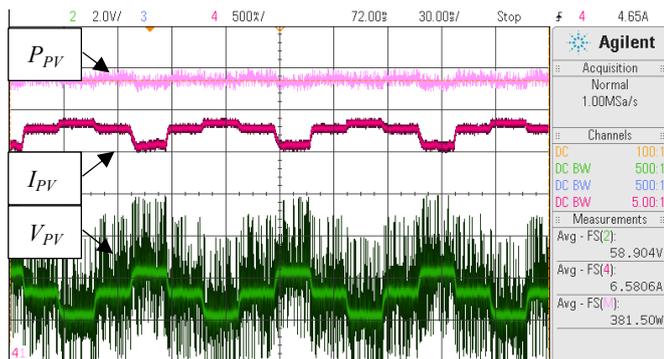


Fig. 19. Tensão ( $V_{PV}$ ) em passos de 1 V, a corrente ( $I_{PV}$ ) e potência ( $P_{PV}$ ). Escala: Ch2 ( $V_{PV}$ ) 2,0 V/div, nível de zero 63,675 V; Ch4 ( $I_{PV}$ ) 500 mA/div, nível de zero 5,8187 A; Tempo 30 ms/div.

A Figura 20 mostra a tensão nos terminais do emulador ( $V_{PV}$ ), sendo perturbada pelo P&O em passos de 2,0 V, a corrente de saída do emulador ( $I_{PV}$ ) e a potência sendo extraída do mesmo ( $P_{PV}$ ). Para esse teste, o emulador foi programado com os dados referentes à irradiância de 800 W/m<sup>2</sup>.

É perceptível, nesse resultado, um aumento da amplitude da ondulação (*ripple*) da potência, causada pela perturbação da tensão  $V_{PV}$ . Foi experimentalmente verificado que esse aumento na amplitude do *ripple* de potência compromete a eficiência energética do sistema. Percebe-se aqui também, a ação do controlador IMC 1DOF que mantém a resposta dessa tensão ( $V_{PV}$ ) com rápida estabilização, embora apresentando certo nível de *overshoot*.

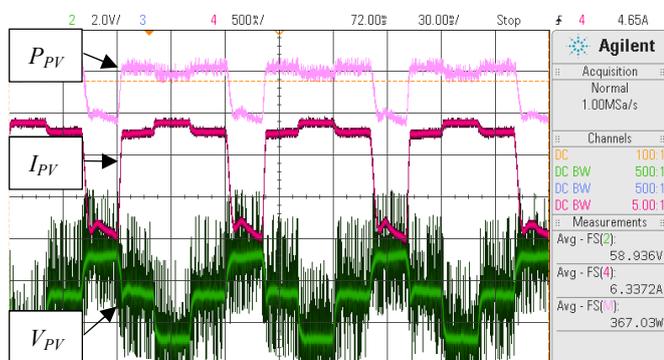


Fig. 20. Tensão ( $V_{PV}$ ) em passos de 2 V, a corrente ( $I_{PV}$ ) e potência ( $P_{PV}$ ). Escala: Ch2 ( $V_{PV}$ ) 2,0 V/div, nível de zero 63,675 V; Ch4 ( $I_{PV}$ ) 500 mA/div, nível de zero 5,8187 A; Tempo 30 ms/div.

As Figuras 21 e 22 mostram a tensão nos terminais do emulador do arranjo de painéis fotovoltaicos ( $V_{PV}$ ), sendo perturbada pelo P&O em passos de 0,5 V, a corrente de saída ( $I_{PV}$ ) e a potência ( $P_{PV}$ ). Para o teste da Figura 21, o emulador foi programado com os dados referentes à irradiância de 25 W/m<sup>2</sup>. Já no teste mostrado na Figura 22, o emulador foi programado com os dados referentes à irradiância de 1000 W/m<sup>2</sup> (dados da Tabela II).

É perceptível, nesses resultados, uma diminuição da amplitude da ondulação (*ripple*) da potência, que torna a ondulação quase imperceptível. Foi experimentalmente verificado que essa diminuição na amplitude do *ripple* de potência melhora a eficiência energética do sistema.

Percebe-se aqui, também, a ação do controlador IMC 1DOF que mantém a resposta dessa tensão ( $V_{PV}$ ) com rápida estabilização e desempenho similar nos extremos de potência disponível.

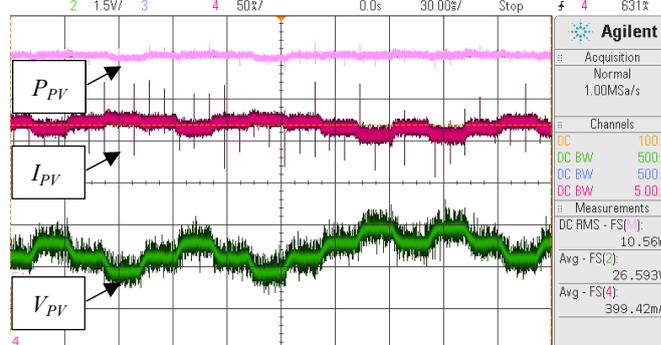


Fig. 21. Tensão ( $V_{PV}$ ) em passos de 0,5 V, a corrente ( $I_{PV}$ ) e potência ( $P_{PV}$ ). Escala: Ch2 ( $V_{PV}$ ) 1,5 V/div, nível de zero 29,0 V; Ch4 ( $I_{PV}$ ) 50 mA/div, nível de zero 330,625 mA; Tempo 30 ms/div.

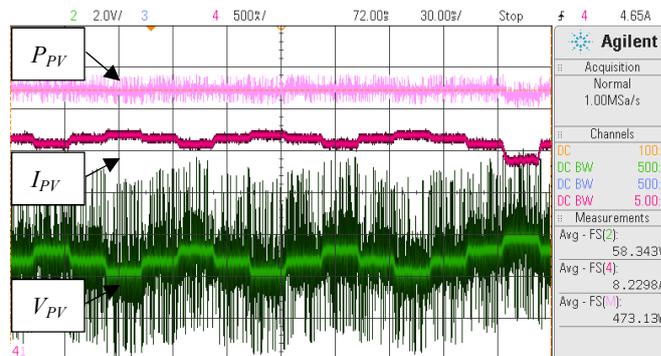


Fig. 22. Tensão ( $V_{PV}$ ) em passos de 0,5 V, a corrente ( $I_{PV}$ ) e potência ( $P_{PV}$ ). Escala: Ch2 ( $V_{PV}$ ) 2,0 V/div, nível de zero 61,5 V; Ch4 ( $I_{PV}$ ) 500 mA/div, nível de zero 7,6 A; Tempo 30 ms/div.

A Figura 23 mostra a tensão ( $V_{PV}$ ), sendo perturbada pelo P&O em passos de 0,5 V e a corrente ( $I_{PV}$ ). É mostrado, nesse resultado, um degrau de variação da potência de saída do emulador ( $P_{PV}$ ) que vai de 44,52 W a 489,9 W, correspondente ao degrau de irradiância de 100 W/m<sup>2</sup> a 1000 W/m<sup>2</sup>. Aqui também se utilizou o recurso de filtragem digital, do osciloscópio, para diminuir os ruídos de medição e melhorar a visualização da imagem.

A Figura 24 mostra o mesmo que a Figura 23, ou seja, nesse resultado também houve um degrau de variação da potência de saída do emulador ( $P_{PV}$ ) só que no sentido inverso que, nesse caso, variou de 489,9 W a 44,52 W. Percebe-se, em ambos os casos, a mesma oscilação da tensão  $V_{PV}$  devido a mudanças bruscas no padrão de irradiação.

Observa-se que a oscilação foi menor nos resultados experimentais devido à não idealidade dos componentes do conversor CC-CC. No projeto do controlador IMC, assim como, na simulação computacional, foi desprezado o efeitos das resistências parasitas em série com os elementos armazenadores de energia. Dessa forma, pode-se inferir que o efeito dessas resistências parasitas, efetivamente presentes nos componentes físicos do conversor, amortecerá a resposta temporal desse sistema. Verifica-se, também, a partir desses resultados, que embora o tamanho do passo de perturbação tenha sido programado com menor valor (0,5 V ao invés de 1,0 V) o sistema se estabilizou no novo patamar de tensão ( $V_{PV}$ ) e, conseqüentemente de potência no MPP, com transitório bastante rápido.

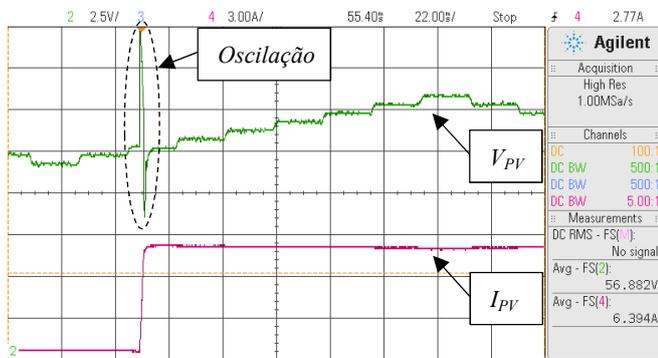


Fig. 23. Tensão ( $V_{PV}$ ) em passos de 0,5 V e a corrente ( $I_{PV}$ ). Escala: Ch2 ( $V_{PV}$ ) 2,5 V/div, nível de zero 53,0 V; Ch4 ( $I_{PV}$ ) 3,0 A/div, nível de zero 12,15 A; Tempo 22,0 ms/div.

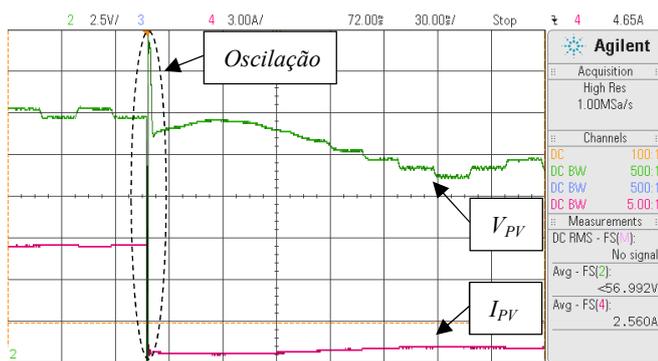


Fig. 24. Tensão ( $V_{PV}$ ) em passos de 0,5 V e a corrente ( $I_{PV}$ ). Escala: Ch2 ( $V_{PV}$ ) 2,5 V/div, nível de zero 53,5 V; Ch4 ( $I_{PV}$ ) 3,0 A/div, nível de zero 11,7 A; Tempo 30,0 ms/div.

As Figuras 25 e 26 mostram a interface em tempo real do emulador e as curvas de potência em função da tensão, geradas pelo emulador a partir da programação do mesmo com os dados da Tabela II. Os valores exibidos nas referidas figuras são os valores instantâneos obtidos pelo próprio emulador, a partir da leitura das grandezas de tensão e corrente em seus terminais e ao longo do experimento em

questão. As duas figuras em sequência mostram a excursão da potência fornecida pelo emulador em níveis distintos (489,48 W e 44,77 W, respectivamente) e cada uma com sua curva característica e um ponto de MPP.

A persistência de 4 segundos, indicada no cabeçalho das Figuras 25 e 26 (emulador), comprova que o algoritmo de MPPT está rastreando corretamente o MPP do arranjo fotovoltaico.

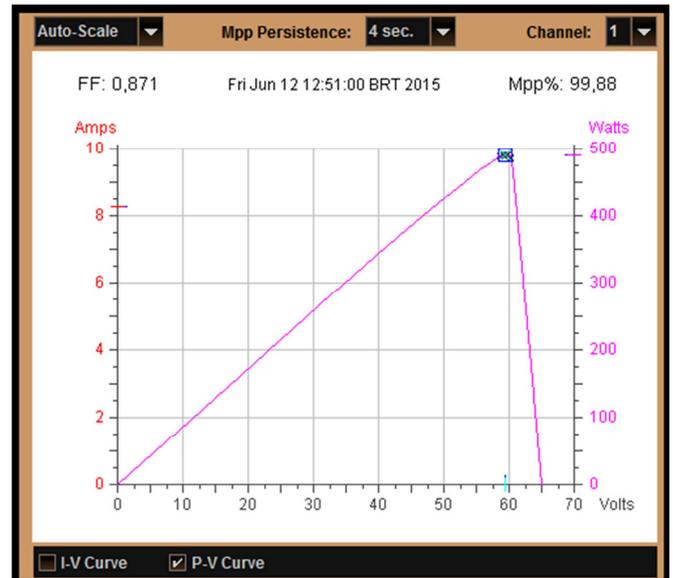


Fig. 25. Interface em tempo real do emulador E4360A e as curvas de potência  $P_{PV}$  em função da tensão  $V_{PV}$ . Emulador programado para o MPP em 489,48 W.

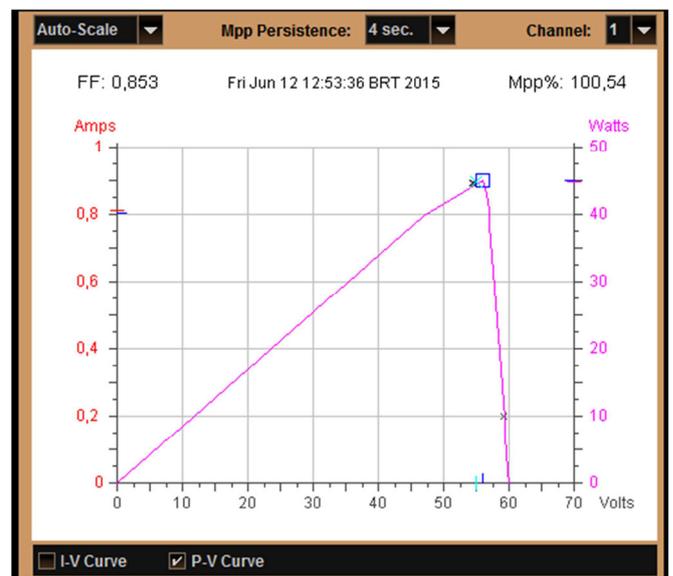


Fig. 26. Interface em tempo real do emulador E4360A e as curvas de potência  $P_{PV}$  em função da tensão  $V_{PV}$ . Emulador programado para o MPP em 44,77 W.

Em todos os experimentos o algoritmo P&O foi capaz de transferir a máxima potência para a carga e o sistema sempre operando com a máxima eficiência. O melhor resultado foi obtido com o passo de 0,5 V, na perturbação da tensão, e o

controlador dessa tensão (IMC 1DOF) contribuiu de forma significativa para que a mesma sempre atingisse de forma rápida e estável o valor da referência gerado pelo P&O, o que também influi na eficiência desse sistema, de um modo geral.

## VII. CONCLUSÕES

Algumas conclusões podem ser elencadas a partir do desenvolvimento do estudo da aplicação do conversor CC-CC boost quadrático, no processamento da energia gerada por um arranjo de painéis fotovoltaicos, em conjunto com o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência, o P&O-MPPT, cuja variável perturbada, nesse caso a tensão nos terminais do arranjo ( $V_{PV}$ ), estava sendo controlada pelo IMC 1DOF.

Primeiramente, dadas as dificuldades em se controlar a planta em virtude de sua dinâmica, o compensador IMC 1DOF foi plenamente capaz de operar no laço interno do algoritmo de MPPT, controlando adequadamente a variável de interesse ( $V_{PV}$ ). Em termos de desempenho, exibiu excelente velocidade de resposta em um sistema que precisa ser rápido em função da variação no padrão temporal da luminância e, dessa forma, tornou-se apto a contribuir para o aumento da eficiência energética desse sistema. Em termos de estabilidade, a sintonia desse controlador conferiu ao ganho de malha aberta do sistema compensado uma margem de ganho elevada para uma também extensa margem de fase, o que se configura em estabilidade quando em malha fechada. No entanto, a opção por manter fixo o parâmetro  $R_{PV}$ , na função de transferência definida em (13), e, com isso, também fixos os coeficientes de  $q(s)$  e  $\tilde{p}(s)$  - e suas versões discretas - culminou em um pequeno *overshoot* em alguns resultados experimentais, em virtude do valor de  $R_{PV}$ , na prática, variar em função da luminância e da temperatura. Porém esse *overshoot* foi somente percebido com o passo da perturbação em  $V_{Ref}$  fixado em 2,0 V e quando o sistema está operando mais próximo dos extremos de potência do arranjo fotovoltaico e, conseqüentemente, com o valor efetivo de  $R_{PV}$  mais distante do valor que foi utilizado no projeto do controlador IMC 1DOF. Contudo, o tempo de assentamento da variável controlada é rápido e o erro de regime é nulo, fazendo com que esse controlador seja viável e adequado a essa aplicação de controle para o laço interno do algoritmo de P&O-MPPT e em conjunto com o conversor CC-CC boost quadrático.

Com relação ao conversor CC-CC em si, os testes experimentais confirmam sua viabilidade nesse tipo de aplicação, em se tratando da região de rastreamento do MPP e na manutenção de um nível de tensão adequado no barramento CC.

Uma menção deve ser feita em relação ao tamanho do passo do P&O-MPPT. O passo, cujo valor de tensão é grande (2,0 V) mostrou que a velocidade da convergência para o MPP aumenta, porém, cobra o preço no aumento da amplitude na ondulação da potência, diminuindo a eficiência energética do sistema. Melhores resultados, envolvendo uma relação de compromisso entre eficiência e rapidez de resposta, foram obtidos com o valor do passo em 0,5 V.

Por fim, o sistema como um todo foi capaz de operar no MPP, mesmo diante de degraus de grande amplitude na

potência. Ou seja, mesmo a planta variando muito e rapidamente, o controlador IMC 1DOF mostrou-se capaz de absorver e rejeitar essas perturbações e controlar o conversor CC-CC, em auxílio ao algoritmo de MPPT, adequadamente, e os resultados de simulação e experimentais corroboram essa afirmação.

## REFERÊNCIAS

- [1] D. C. Martins, F. R. Coelho, W. M. Santos, "Minicurso - Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Sistemas Fotovoltaicos: Revisão e Novas Propostas", in *XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)*, 110 p., 2011.
- [2] D. Maksimovic, S. Cuk, "Switching converters with wide DC conversion range", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no.1, pp. 151–157, janeiro 1991.
- [3] L. H. S. C. Barreto, *Análise, projeto e desenvolvimento de conversores para a concepção de uma UPS online não isolada*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia - UFU, Uberlândia-MG, Brasil, 2003.
- [4] Y. R. Novaes, A. Rufer, I. Barbi, "A New Quadratic, Three Level, DC/DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications", in *Proc. Power Conversion Conference*, pp. 601–607, 2007.
- [5] R. Kadri, J. P. Glaubert, G. Champenois, M. Mostefai, "Performance Analysis of Transformerless Single Switch Quadratic Boost Converter for Grid Connected Photovoltaic Systems", in *Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1–7, 2010.
- [6] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, J. B. Vieira JR, "An Optimal Lossless Commutation Quadratic PWM Boost Converter", in *Proc. Applied Power Electronics Conference (APEC)*, vol. 2, pp. 624–629, 2002.
- [7] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, J. B. Vieira JR, "A Quasi-Resonant Quadratic Boost Converter using a Single Resonant Network", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 52, no. 2, pp. 552–557, abril 2005.
- [8] L. S. Vilefort, F. V. R. Silva, E. A. A. Coelho, L. C. de Freitas, J. B. Vieira JR, "Conversor Boost Quadrático SR-ZVS QRC PWM", *Eletrônica de Potência*, vol. 17, no. 1, pp. 393–400, fevereiro 2012.
- [9] L. R. Barbosa, L. S. Vilefort, F. V. R. Silva, E. A. A. Coelho, L. C. de Freitas, L. C. Freitas, J. B. Vieira JR, "Analysis of a Soft-Single-Switched Quadratic Boost Converter", *Eletrônica de Potência*, vol. 18, no. 3, pp. 1047–1054, junho/agosto 2013.
- [10] J. A. M. Saldaña, R. G. Quirino, J. L. Ramos, E. E. C. Gutierrez, M. G. O. Lopez, "Multiloop controller design for a quadratic boost converter", *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 3, pp. 362–367, maio 2007.
- [11] M. G. O. Lopez, J. L. Ramos, L. H. D. Saldierna, J. M. G. Ibarra, E. E. C. Gutierrez, "Current-mode control for a Quadratic Boost converter with a single switch", in *Proc. Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 2652–2657, 2007.

- [12] J. L. Ramos, M. G. O. Lopez, L. H. D. Saldierna, J. A. M. Saldaña, "Switching regulator using a quadratic boost converter for wide DC conversion ratios", *IET Power Electronics*, vol. 2, no. 5, pp. 605-613, agosto 2009.
- [13] M. H. Gomez, R. Ortega, F. L. Lagarrigue, O. Bethoux, G. Escobar, "Robust Adaptive PI Stabilization of a Quadratic Converter: Experimental Results", in *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 2999-3004, 2010.
- [14] P. Yang, J. Xu, G. Zhou, F. Zhang, "Analysis of sensorless peak current mode controlled quadratic boost converter", in *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 200-204, 2012.
- [15] P. Srihongchai, S. Kaitwanidvilai, "Robust Fixed-Structure Cascade Controller for a Quadratic Boost Converter", in *Proc. International Multi Conference of Engineers and Computer Scientists (IMECS)*, pp. 1030-1033, 2010.
- [16] J. L. Ramos, M. G. O. Lopez, L. H. D. Saldierna, "The Effect Of ESR of the Capacitors on Modeling of a Quadratic Boost Converter", in *Proc. IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1-5, 2008.
- [17] R. A. S. Carvalho, L. S. Vilefort, F. V. R. Silva, L. C. G. Freitas, E. A. A. Coelho, L. C. Freitas, J. B. Vieira JR., "Estudo do Conversor Boost Quadrático para Rastreamento de Máxima Potência em Sistemas Fotovoltaicos Utilizando o Método Perturba & Observa", *Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica (CEEL/UFU)*, pp. 1-5, 2014.
- [18] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer, 2ª Edição, Nova Iorque, 2004.
- [19] R. D. Middlebrook, S. Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages", in *Proc. Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 1-6, 1976.
- [20] C. Brosilow, B. Joseph, *Techniques of Model-Based Control*, Prentice Hall, 1ª Edição, Nova Iorque, 2002.
- [21] E. N. Chaves, E. A. A. Coelho, H. T. M. Carvalho, L. C. de Freitas, L. C. Freitas, J. B. Vieira JR, "Projeto de Controlador Baseado no Modelo Interno Com 1 Grau de Liberdade Utilizado em Injeção de Potência Ativa na Rede Monofásica a Partir de Geração Fotovoltaica", *Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 2, pp. 172-184, maio 2015.
- [22] M. Morari, F. Zafiriou, *Robust Process Control*, Prentice Hall, 1ª Edição, Nova Iorque, 1989.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Eric Nery Chaves** possui graduação em Engenharia Elétrica - Faculdades Objetivo - GO (2005) e mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação pela Universidade Federal de Goiás (2010). Atualmente é Professor Efetivo do Instituto Federal de Goiás - IFG - Campus Itumbiara.

**Leandro Sousa Vilefort** possui graduação em Engenharia Elétrica (2008) e mestrado em Eletrônica de Potência (2011) pela Universidade Federal de Uberlândia (UFU). Atualmente

é Professor Efetivo no Instituto Federal do Triângulo Mineiro – IFTM – Campus Paracatu.

**Henrique Tannús de Moura Carvalho** graduando na área de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Uberlândia.

**Ernane Antônio Alves Coelho** possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (1987), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (1989), doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais (2000). Atualmente é Professor Titular da Universidade Federal de Uberlândia - UFU.

**Luiz Carlos Gomes de Freitas** possui graduação em Engenharia Elétrica - Ênfase em Eletrotécnica pela Universidade Federal de Uberlândia (2001), mestrado (2003) e doutorado (2006) em Engenharia Elétrica pela mesma universidade. De 2006/2 a 2008/1 foi professor do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás (IFG-Jataí). Desde 2008/2 é professor da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU, onde atualmente é Professor Adjunto IV.

**João Batista Vieira Júnior** possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (1980), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (1984) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (1991). Atualmente é professor da UFU.

**Luiz Carlos de Freitas** é engenheiro eletricitista (1975) pela Universidade Federal de Uberlândia Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU-FEELT), Uberlândia-MG, mestre (1985) e doutor (1992) pela Universidade Federal de Santa Catarina Instituto de Eletrônica de Potência (UFSC-INEP), Florianópolis-SC. Atualmente é professor titular da Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT) da UFU.