

Projeto e Implementação de um Inversor Monofásico *Grid-Tie* de Baixo Custo para Sistema de Geração Fotovoltaica

André Lage A. Dias* Renan F. Bastos** Yasmine N. Maia*
Luciano G. Cota**

* Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gerais - Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brasil (e-mails: andrelage@ufmg.br, yasmínenm@ufmg.br).

** Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas - Universidade Federal de Ouro Preto - Rua 36 115, 35931-008, João Monlevade, MG, Brasil (e-mails: renan.bastos@ufop.edu.br, lucianogcot@gmail.com).

Abstract: An inverter is a power converter capable of transforming direct current signals into alternating current signals. Inverters that operate in distributed generation systems connected to the power grid are commonly called on-grid or grid-tie. In this work, the steps of design and implementation of the experimental bench of a 900 VA single-phase grid-tie inverter are addressed, using the Fairchild Semiconductor's low cost FNA41560 driver. From practical tests it was possible to compare real and simulated results. For synchronism with the electrical power grid, a PLL (Phase-Locked Loop) was used. The system was controlled in closed loop using a PIR controller (Proportional-Integral-Resonant), in addition, the project also has an MPPT (Maximum Power Point Tracking) algorithm applied to the arrangement of photovoltaic panels.

Resumo: Um inversor é um conversor de potência capaz de transformar sinais de corrente contínua em sinais de corrente alternada. Os inversores que operam nos sistemas de geração distribuída conectados à rede elétrica são comumente chamados de *on-grid* ou *grid-tie*. Neste trabalho são abordadas as etapas de projeto e implementação da bancada experimental de um inversor monofásico *grid-tie* de 900 VA, utilizando o *driver* FNA41560 de baixo custo da *Fairchild Semiconductor*. A partir de ensaios práticos foi possível comparar resultados reais e simulados. Para o sincronismo com a rede elétrica foi utilizado um PLL (*Phase-Locked Loop*). O sistema foi controlado em malha fechada a partir de um controlador PIR (Proporcional-Integral-Ressonante), além disso, o projeto conta também com um algoritmo MPPT (Busca do Ponto de Máxima Potência) aplicado ao arranjo de painéis fotovoltaicos.

Keywords: Distributed generation; grid-tie inverter; PLL; PIR controller; MPPT.

Palavras-chaves: Geração distribuída; inversor *grid-tie*; PLL; controlador PIR; MPPT.

1. INTRODUÇÃO

Atualmente a dependência por eletricidade nos setores residencial, comercial, público e principalmente industrial é notória. Por isso, a engenharia elétrica tem o importante dever de fornecer soluções para que o consumo crescente seja suprido com qualidade, confiabilidade e de forma mais sustentável. Os esforços estão concentrados na disseminação do uso de fontes alternativas de energia elétrica, assim como no aumento da eficiência dos processos de conversão, tanto nos dispositivos geradores, quanto nas cargas.

Em relação às fontes convencionais, as usinas termelétricas são utilizadas apenas em casos de emergência, não apenas pelo fato de poluírem o ar, uma vez que utilizam combustíveis fósseis, mas também por apresentarem elevados custos de operação. As termoneucleares também não ficam para trás em relação às críticas ambientais, uma vez que deixam resíduos radioativos (Dias, 2019).

Quanto às renováveis, pode-se citar principalmente as gerações: hidrelétrica, à biomassa, à célula de combustível, maremotriz, eólica e fotovoltaica. O foco de estudo deste trabalho foi concentrado na conversão da energia elétrica em corrente contínua para corrente alternada, com aplicação destinada aos sistemas de geração fotovoltaica conectados à rede elétrica de baixa tensão, ou sistemas *grid-tie*. Sendo assim, serão apresentados detalhes sobre o principal conversor necessário para promover tal processamento da energia elétrica, o inversor.

Um enfoque foi dado ao CI (Circuito Integrado) utilizado para implementar o estágio de potência do inversor, trata-se do FNA41560, um módulo de IGBTs (Transistor Bipolar de Porta Isolada) desenvolvido pela *Fairchild Semiconductor* que será apresentado com mais detalhes na seção 4.1. Natividade (2019) utilizou este módulo para implementar um inversor monofásico *grid-tie*, onde foi aplicado um transformador elevador de 12 V/127 V para

promover a interface entre o conversor e a rede. O inversor discutido no presente trabalho apresenta semelhanças em relação a estratégia de controle utilizada em Natividade (2019), todavia, aqui ele foi controlado no mesmo nível de tensão da rede elétrica (127 V). Além disso, foi projetado um estágio elevador de tensão (*boost*) acoplado à entrada do inversor, o qual foi controlado em dois modos de operação. Por fim, também foi realizada a simulação de um algoritmo de rastreamento da máxima potência do arranjo fotovoltaico.

2. MATERIAIS E MÉTODOS

2.1 Painel Fotovoltaico e Algoritmo MPPT

Note a partir da Figura 1 que os painéis fotovoltaicos possuem características de fonte de corrente, tendo em vista que a corrente terminal I_{pv} é praticamente constante para uma larga faixa de variação da tensão terminal V_{pv} . Quando a tensão e a corrente do PV (Painel Fotovoltaico) são iguais a V_{mp} e I_{mp} , respectivamente, fica caracterizado o ponto de operação com máxima potência P_{mp} . Devido ao comportamento das curvas mostradas na Figura 1, e à variação da irradiação solar ao longo do dia, é necessário utilizar alguma técnica para extrair a máxima quantidade de energia independentemente do nível de irradiação (Moçambique, 2012). Segundo Bastos (2016), entre as técnicas consolidadas na literatura para rastreamento do P_{mp} , pode-se citar os algoritmos baseados em modelo, algoritmos baseados em treinamento e algoritmos de busca do ponto de máxima potência MPPT. Neste trabalho foi utilizado o clássico algoritmo de Perturbação e Observação, MPPT P&O. Seu funcionamento consiste em perturbar a tensão nos terminais do painel em um determinado sentido, aumentando-a ou reduzindo-a. Após a perturbação, a potência do painel é medida, caso seja detectado aumento, o sentido da perturbação é mantido, caso contrário, inverte-se o sentido da perturbação, (Villalva, 2010; Moçambique, 2012; Bastos, 2013).

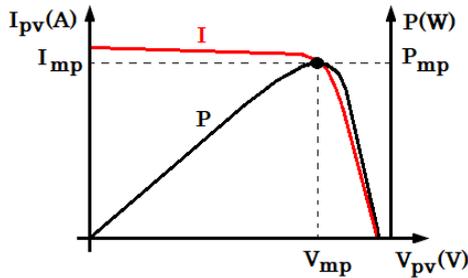


Figura 1. Curvas características do PV.

2.2 Algoritmo de Sincronismo PLL

O algoritmo PLL (*Phase-Locked Loop*) é utilizado para sincronizar a referência do ângulo de fase da malha de controle da corrente do inversor, com a tensão da rede no PAC (Ponto de Acoplamento Comum). A Figura 2 ilustra um dos vários algoritmos PLL existentes através de um diagrama de blocos, o sincronismo é realizado a partir das variáveis internas do PLL, $\theta(t)$ e $\omega(t)$ (Marafão, 2004). Como discutido em de Aguiar (2013), a variável de saída θ_{PLL} representa o ângulo de fase da tensão monitorada. O primeiro passo é a geração de uma cossenoide

com amplitude unitária, a qual é denominada cossenoide interna $x \perp$. Em seguida, realiza-se o produto escalar entre esta, e a tensão da rede normalizada x . Um filtro média móvel é utilizado para extrair a média deste produto. Quando o valor médio for zero, por isso a referência $dp^* = 0$ no sistema de controle da Figura 2, implica que as duas ondas estarão em quadratura, ou seja, 90° defasadas entre si. O controlador PI (Proporcional-Integral) gera uma ação de controle proporcional à defasagem angular entre a cossenoide interna e a cossenoide medida, até que a ortogonalidade entre as duas seja alcançada. Devido a defasagem entre as duas cossenoides, o ângulo $\pi/2$ rad deve ser adicionado a variável $\theta(t)$ para que se tenha um ângulo θ_{PLL} em fase com o ângulo da tensão da rede. O valor 377 rad/s corresponde a frequência angular da rede local e foi adicionado à saída do PI para acelerar o sincronismo (de Aguiar, 2013).

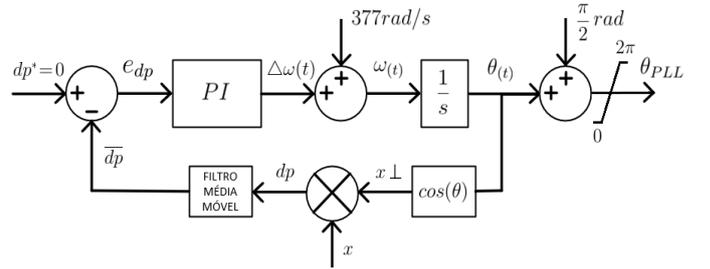


Figura 2. Diagrama de blocos do algoritmo PLL.

2.3 Especificações Técnicas

O projeto do conversor foi dimensionado considerando como gerador, a associação em série de dois módulos fotovoltaicos do fabricante JA Solar, modelo JAP72S01-325/SC, cujas especificações são mostradas na Tabela 1.

Tabela 1. Especificações técnicas dos painéis.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência Máxima	325	W
Tensão de Circuito Aberto	46,38	V
Tensão de Máxima Potência	37,39	V
Corrente de Curto-Circuito	9,17	A
Corrente de Máxima Potência	8,69	A

Enquanto que na Tabela 2 são mostrados os parâmetros nominais do conversor projetado.

Tabela 2. Especificações técnicas do conversor.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência	900	VA
Tensão de Entrada	74,8	V_{CC}
Tensão do <i>Link</i> CC	200	V_{CC}
Corrente de Entrada	8,7	A
Tensão de Saída	127	V_{RMS}
Corrente de Saída	7	A_{RMS}
Frequência Fundamental	60	Hz
Frequência de Chaveamento	12	kHz

A Figura 3 ilustra a topologia funcional do conversor, assim como a estratégia de controle adotada. Note que foi utilizado um estágio elevador de tensão, cuja função é fornecer a tensão CC mínima de operação do estágio inversor, que deve ser superior a tensão de pico da rede, e

também manipular a tensão nos terminais do PV durante a execução do MPPT.

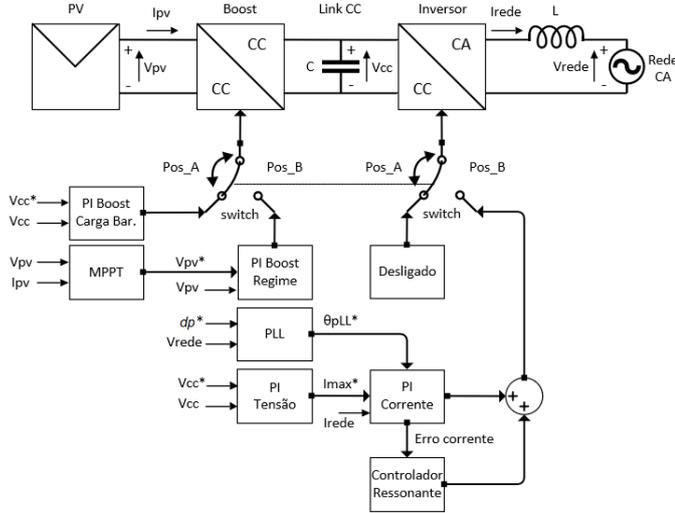


Figura 3. Topologia completa do conversor.

2.4 Controle do Boost no Modo Carga do Barramento CC

Antes do inversor entrar em operação, é necessário que o barramento CC esteja carregado. Para inversores monofásicos com modulação SPWM (Modulação por Largura de Pulso Senoidal), como é o caso deste projeto, V_{CC} deve ser maior que a tensão de pico no PAC, enquanto que para inversores trifásicos, V_{CC} deve ser superior ao dobro da tensão máxima de fase (Hart, 2012). Por isso foi atribuída a tensão nominal do barramento igual a 200 V. A carga do barramento foi prevista ser realizada a partir do gerador fotovoltaico. Considerando o Equivalente de Thévenin do PV, linearizado em torno do ponto de máxima potência, e já acoplado à entrada do *boost*, têm-se o circuito apresentado na Figura 4. R_c modela a absorção de corrente pelo barramento, que funciona como uma carga ligada à saída *boost*. Neste trabalho foi utilizada a modelagem em espaço de estados, deste modo, assumindo a corrente no indutor, e a tensão nos capacitores C_1 e C_2 como sendo as variáveis de estado, as Figuras 5 e 6 mostram as configurações do *boost* para os intervalos em que a chave Q permanece fechada e aberta, respectivamente.

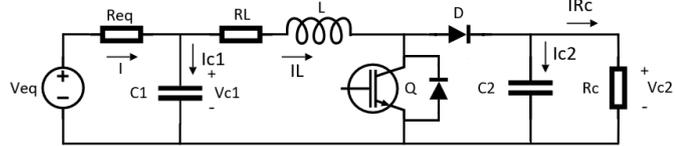


Figura 4. *Boost* acoplado ao Eq. de Thévenin do PV.

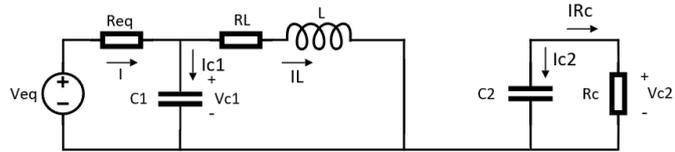


Figura 5. Modo carga do barramento com a chave fechada.

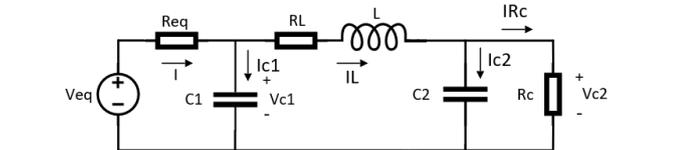


Figura 6. Modo carga do barramento com a chave aberta.

Aplicando a Lei de Kirchhoff das Correntes ao circuito da Figura 5, explicitando as derivadas correspondentes às variáveis de estado, e reescrevendo-as na forma (1), obtêm-se a representação do circuito em espaço de estados para o intervalo chave fechada, conforme (2) e (3).

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{B}\tilde{u} \\ y = \tilde{C}\tilde{x} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{I}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/(R_{eq}C_1) & 0 & -1 \\ 0 & -1/(R_cC_2) & 0 \\ 1/L & 0 & -R_L/L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/(R_{eq}C_1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{eq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$y = [0 \ 1 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I_L \end{bmatrix} \quad (3)$$

Realizando a mesma análise para o circuito da Figura 6, conforme (4) e (5) têm-se o seguinte modelo para o intervalo chave aberta:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \\ \dot{I}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/(R_{eq}C_1) & 0 & -1 \\ 0 & -1/(R_cC_2) & 1/C_2 \\ 1/L & -1/L & -R_L/L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/(R_{eq}C_1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{eq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$y = [0 \ 1 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ I_L \end{bmatrix} \quad (5)$$

Para obter a FT (Função de Transferência) de pequenos sinais do *boost*, linearizada em torno do ponto de operação, é necessário ponderar as matrizes de estado encontradas anteriormente em relação a D , veja Erickson and Maksimovic (2000), para isto utiliza-se (6), (7) e (8):

$$\tilde{A} = \tilde{A}_1D + \tilde{A}_2(1 - D) \quad (6)$$

$$\tilde{B} = \tilde{B}_1D + \tilde{B}_2(1 - D) \quad (7)$$

$$\tilde{C} = \tilde{C}_1D + \tilde{C}_2(1 - D) \quad (8)$$

onde os subscritos (1) correspondem as matrizes obtidas para o intervalo chave fechada, e os subscritos (2) às matrizes obtidas para o intervalo chave aberta. A técnica utilizada consiste em considerar um modelo médio, uma vez que o sistema é não linear devido ao chaveamento. D corresponde a razão cíclica ou *duty cycle*, logo, a chave Q permanece fechada durante o intervalo D e aberta durante o intervalo complementar do período, $1 - D$. O intuito é que as funções de transferência levantadas relacionem as saídas de interesse y , com a entrada D . Para isto, a modelagem de pequenos sinais consiste em considerar uma pequena perturbação somada às variáveis do modelo. Utilizando (9) como em Bastos (2013), encontra-se a FT referente ao modelo médio, linearizada em torno do ponto de operação.

$$G(s) = \tilde{C}[s\tilde{I} - \tilde{A}]^{-1}[(\tilde{A}_1 - \tilde{A}_2)\tilde{x} + (\tilde{B}_1 - \tilde{B}_2)\tilde{u}] + (\tilde{C}_1 - \tilde{C}_2)\tilde{x} \quad (9)$$

A partir de (9) e dos parâmetros mostrados na Tabela 3, a planta do *boost*, $G_1(s) = V_{C2}(s)/D(s)$ para este modo de operação foi obtida.

Tabela 3. Parâmetros para modelagem do *boost* no modo carga do barramento.

Parâmetro	Valor
V_{eq}	85,7 V
R_{eq}	4,3 Ω
$C1$	940 μ F
$C2$	940 μ F
R_L	0,1 Ω
L	3 mH
R_C	10 k Ω

Como neste modo de operação o painel não opera com potência máxima e nem em circuito aberto, foi considerado $V_{eq} = 85,7$ V, sendo esta a média entre a tensão de máxima potência e a tensão de circuito aberto do PV, além de $R_{eq} = 4,3$ Ω , por ser a metade do valor de R_{eq} de máxima potência, devido ao mesmo motivo. O elevado valor de R_c foi atribuído para modelar a absorção de corrente praticamente nula pelo estágio inversor, uma vez que o mesmo permanece desligado durante a carga do barramento. Devido a elevada frequência de chaveamento utilizada, $F_s = 12$ kHz, o atraso do sistema inerente à amostragem foi desconsiderado no projeto de todos os controladores deste trabalho. Para controle dos conversores foi utilizado o tradicional controlador PI, além disso, todos os controladores foram projetados considerando uma frequência de corte (f_c) da malha fechada igual à um décimo da F_s e uma margem de fase de 70° . Deste modo, a sintonia obtida para o controlador do conversor *boost* no modo carga do barramento foi: $K_p = 0,0002245$ e $K_i = 0,0496$.

2.5 Controle do Boost no Modo Regime Permanente

O intuito deste modo de operação é o controle da tensão sobre o capacitor C do circuito mostrado na Figura 7, ou seja, regular a tensão nos terminais do PV de modo a rastrear o seu ponto de máxima potência. V_{CC} representa a tensão do barramento, considerada constante durante o modo regime permanente. Seguindo a metodologia descrita na seção 2.4, com base nas Figuras 8 e 9, os modelos levantados para os intervalos chave fechada e chave aberta para este modo de operação são representados respectivamente por (10) e (11), (12) e (13).

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_c \\ \dot{I}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/(R_{eq}C) & -1 \\ 1/L & -R_L/L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/(R_{eq}C) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_{cc} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$y = [1 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_c \\ \dot{I}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/(R_{eq}C) & -1 \\ 1/L & -R_L/L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/(R_{eq}C) & 0 \\ 0 & -1/L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_{cc} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$y = [1 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} \quad (13)$$

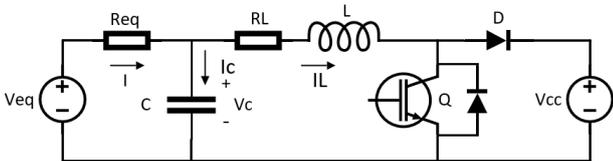


Figura 7. *Boost* acoplado ao barramento CC.

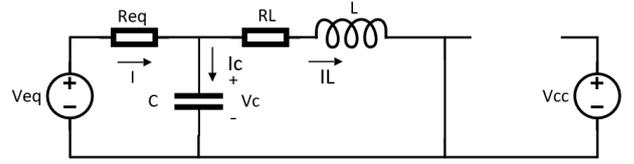


Figura 8. Modo regime permanente com a chave fechada.

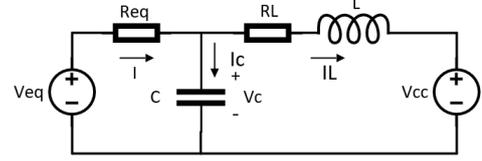


Figura 9. Modo regime permanente com a chave aberta.

Novamente a partir de (9), e dos parâmetros mostrados na Tabela 4, foi calculada a planta $G_2(s) = V_C(s)/D(s)$ do *boost* para o modo regime permanente. Em seguida, a sintonia projetada para o PI foi: $K_p = -0,02687$ e $K_i = -0,705$.

Tabela 4. Parâmetros para modelagem do *boost* no modo regime permanente.

Parâmetro	Valor
V_{eq}	149,6 V
V_{cc}	200 V
R_{eq}	8,6 Ω
C	940 μ F
R_L	0,1 Ω
L	3 mH

V_{eq} foi atribuída igual ao dobro da tensão de máxima potência do arranjo dos painéis, uma vez que na condição de máxima transferência de potência, a impedância equivalente de entrada do *boost* deve ser igual a resistência de Thévenin do modelo linearizado do painel, logo, metade da tensão V_{eq} é aplicada na entrada do *chopper*. Além disso, $R_{eq} = 8,6$ Ω modela a absorção de 650 W, ou seja, potência nominal do arranjo fotovoltaico operando com V_{mp} nos seus terminais. As Figuras 10 e 11 ilustram a estratégia de controle do conversor *boost* para os dois modos de operação descritos nas duas seções anteriores.

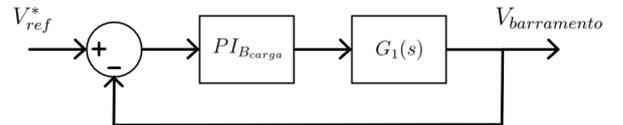


Figura 10. Controle do *boost* - Carga do barramento.

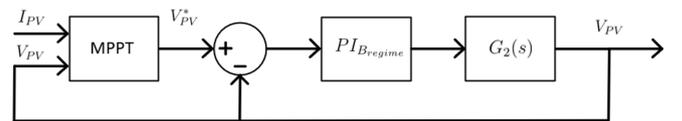


Figura 11. Controle do *boost* - Regime permanente.

2.6 Modelagem da Tensão no Barramento CC

Com base na Figura 12, o arranjo fotovoltaico acoplado ao *boost* foi modelado como uma fonte de corrente I_{pv} injetada no barramento CC e o estágio inversor como uma fonte de corrente I_{rede} drenada pela rede CA (Corrente Alternada). Note que um aumento da corrente I_{pv} deve

implicar num aumento da corrente I_{rede} e vice-versa, ou seja, para se manter V_C constante, a corrente média no banco de capacitores deve ser nula. Aplicando a Lei de Kirchoff das Correntes neste circuito,

$$I_c = I_{pv} - I_{rede} \Rightarrow \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \cdot (I_{pv} - I_{rede}) \quad (14)$$

e aplicando a Transformada de Laplace em (14), obtêm-se:

$$sV_c(s) = \frac{1}{C} \cdot (I_{pv}(s) - I_{rede}(s)) \quad (15)$$

Considerando a corrente $I_{pv}(s)$ como uma perturbação no sistema de controle da tensão, têm-se por fim:

$$G_3(s) = \frac{V_c(s)}{I_{rede}(s)} = -\frac{1}{sC} = -\frac{1}{0,00094s} \quad (16)$$

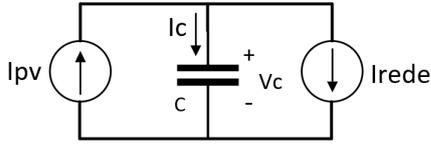


Figura 12. Modelagem da tensão no barramento CC.

Sendo assim, a ação do controlador deve ser tal que, mediante uma tendência de aumento na tensão do barramento, deve-se aumentar a injeção de corrente na rede e vice-versa, com isso, mantêm-se a tensão CC controlada em torno do valor de referência.

2.7 Modelagem da Corrente Injetada na Rede

A modelagem da planta de corrente foi realizada considerando o inversor e o PAC como duas fontes CA acopladas através de um filtro L , cuja resistência foi desprezada, conforme mostrado na Figura 13.

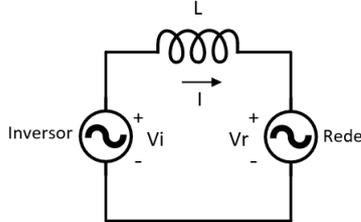


Figura 13. Modelagem da corrente injetada na rede.

Aplicando a Lei de Kirchoff das Tensões neste circuito,

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} \cdot (V_i - V_r) \quad (17)$$

e aplicando a Transformada de Laplace em (17), obtêm-se:

$$sI_L(s) = \frac{1}{L} \cdot (V_i(s) - V_r(s)) \quad (18)$$

Considerando a tensão $V_r(s)$ como uma perturbação no sistema de controle da corrente, (19) modela a variação da corrente na rede em função da tensão terminal do inversor.

$$\frac{I_L(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{sL} \quad (19)$$

Por fim, deve ser considerado um ganho igual ao valor da tensão do barramento CC aplicado à planta $I_L(s)/V_i(s)$,

uma vez que o sinal de modulação é normalizado entre 0 e 1, porém a saída $V_i(s)$ após o PWM é ponderada em relação ao V_{cc} do barramento, portantoo:

$$G_4(s) = \frac{I_L(s)}{V_i(s)} = \frac{V_{cc}}{sL} = \frac{200}{0,003s} \quad (20)$$

2.8 Controle em Malha Cascata e Ação Ressonante

Devido a instabilidade de certas malhas de controle, pode-se controlar uma variável indiretamente através de outra variável mais estável (Erickson and Maksimovic, 2000). Como explicado em Bastos (2013), o projeto da malha em cascata é baseado na malha mais estável e mais rápida, que é definida como a malha interna, sendo neste caso a malha de corrente. O projeto desta, segue o mesmo procedimento do controle direto em corrente, já a malha externa, que é mais lenta, deve enxergar a malha interna como uma constante. Além do controle em cascata, foi projetado um controlador ressonante e adicionado a ação do PI da planta de corrente. Este tem a função de levar o sistema a alcançar erro nulo em regime permanente, uma vez que o PI por si só não possibilita tal objetivo, tendo em vista que a referência de corrente é uma senoide e tal controlador não apresenta desempenho satisfatório no rastreamento de sinais desta natureza (de Aguiar, 2013). Quando o sinal de erro tem alguma componente de frequência (a fundamental neste caso) que oscila na mesma frequência de projeto do controlador ressonante (ω_0), conforme (21), sua saída no domínio da frequência corresponde a um impulso de amplitude K/b , sendo K o ganho estático e b a largura de banda em rad/s. Considerando então a frequência angular da rede elétrica $\omega_0 = 377$ rad/s e atribuindo experimentalmente $K = 30$ e $b = 3$ rad/s, obtêm-se (21):

$$C_{res}(s) = \frac{Ks}{s^2 + bs + \omega_0^2} = \frac{30s}{s^2 + 3s + 377^2} \quad (21)$$

Novamente utilizando a metodologia de projeto adotada nas seções 2.4 e 2.5, a partir das funções $G_3(s)$ e $G_4(s)$ representadas respectivamente por (16) e (20), a sintonia projetada para as malhas de tensão e corrente estão mostradas na Tabela 5. O diagrama de blocos do controle em malha cascata é mostrado na Figura 14.

Tabela 5. Projeto dos controladores da malha cascata.

Malha externa	Malha interna
$K_{P_v} = -0,1325$	$K_{P_i} = 0,10572$
$K_{I_v} = -7,23$	$K_{I_i} = 288,6$

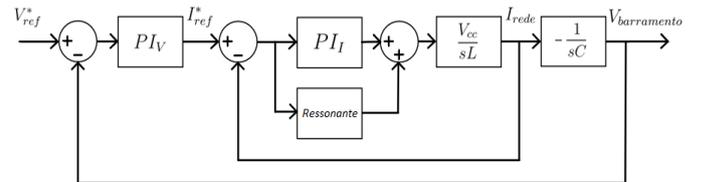


Figura 14. Controle PI em cascata mais ressonante.

3. SIMULAÇÃO

A seguir são apresentados alguns resultados da simulação realizada no *software* PSIM. A Figura 15 mostra o con-

4.1 Módulo FNA41560

Comumente o *driver* de potência é o módulo mais caro que compõe os conversores estáticos. Todavia, o preço do CI FNA41560 utilizado neste trabalho é de aproximadamente US\$ 1,00 a unidade. Portanto, trata-se de um dispositivo simples, com aplicações geralmente destinadas ao controle da velocidade de motores em eletrodomésticos de baixa potência, como refrigeradores e aparelhos de ar condicionado. Internamente ele é composto basicamente por uma ponte completa trifásica com seis IGBTs, circuitos de *gate driver* e *bootstrap* para as chaves *top-bridge*, além de um termistor NTC (Coeficiente de Temperatura Negativo) para monitoramento da temperatura. A Figura 20 mostra este dispositivo acoplado à placa de isolamento óptico e *dead time*. Na Tabela 6 são informadas suas especificações técnicas mais relevantes.

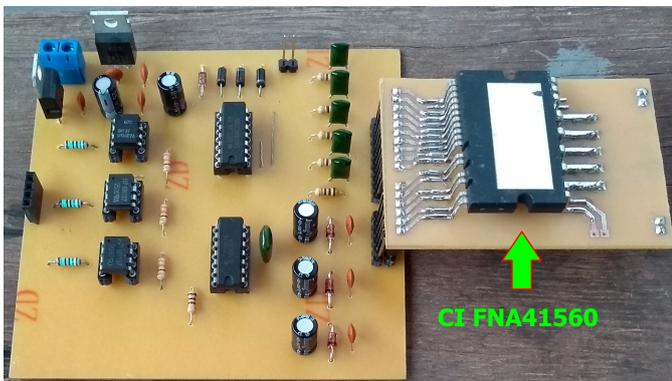


Figura 20. Placa de acionamento do inversor.

Tabela 6. Especificações do CI FNA41560.

Parâmetro	Valor
Tensão de Alim. do Inversor	450 V, (Máx. 500 V)
Tensão de Coletor-Emissor dos IGBTs	600 V
Corrente de Coletor dos IGBTs	15 A, (Máx. 30 A)
Temperatura de Junção Operacional	-40 °C ~ 150 °C
Tensão de Alim. do Circuito de Controle	20 V (Típ. 15 V)
Tempo de Comutação <i>turn-on</i>	≈ 1 μs
Tempo de Comutação <i>turn-off</i>	≈ 1 μs
Frequência do sinal PWM	Máx. 20 kHz

Será mostrado a seguir que este CI também pode ser utilizado na implementação de conversores conectados à rede elétrica, apresentando desempenho satisfatório para aplicações semelhantes ao caso do inversor estudado neste trabalho, tendo em vista o seu custo bastante acessível.

Inicialmente o funcionamento do inversor foi comissionado utilizando uma carga resistiva composta por seis resistores de 95 Ω /500 W cada, com possibilidade de comutação das chaves para variação da carga equivalente. A Figura 21 comprova a boa performance do sistema de controle antes da conexão com a rede elétrica. Já na Figura 22 é mostrado o sincronismo da referência de fase do controle de corrente com a tensão da rede. Uma vez atestado o correto funcionamento no modo isolado, assim como o sincronismo do PLL, o próximo e mais importante passo foi a conexão do inversor com a rede, isto foi feito a partir do fechamento do disjuntor bipolar explicitado nas Figuras 18 e 19, o instante exato da conexão é mostrado na Figura 23.

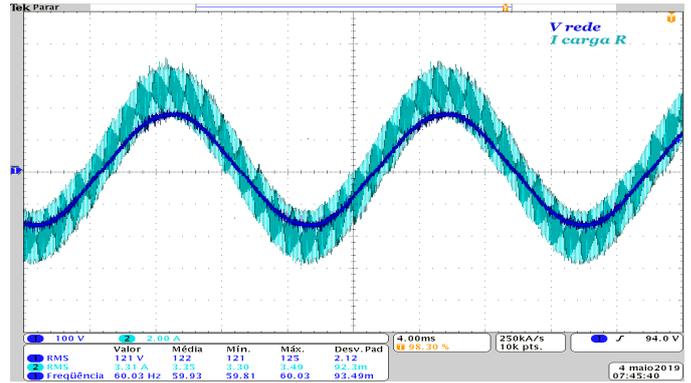


Figura 21. Defasagem entre a tensão e a corrente durante a operação isolada com carga resistiva.

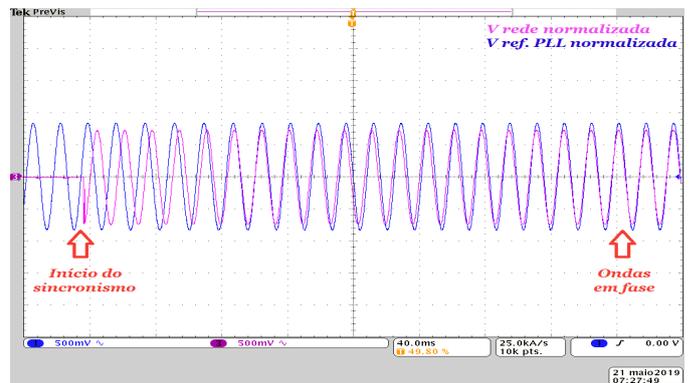


Figura 22. Funcionamento do algoritmo PLL.

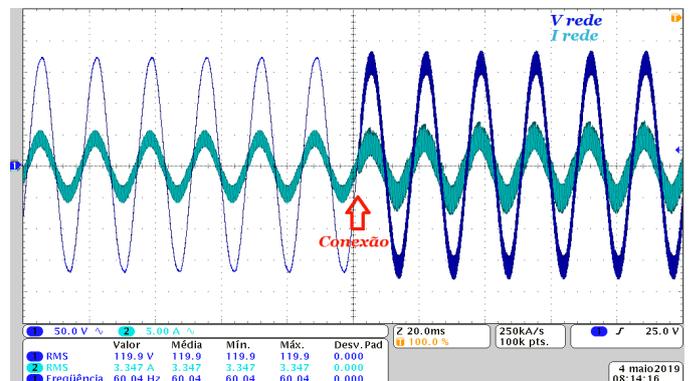


Figura 23. Momento da conexão com a rede elétrica.

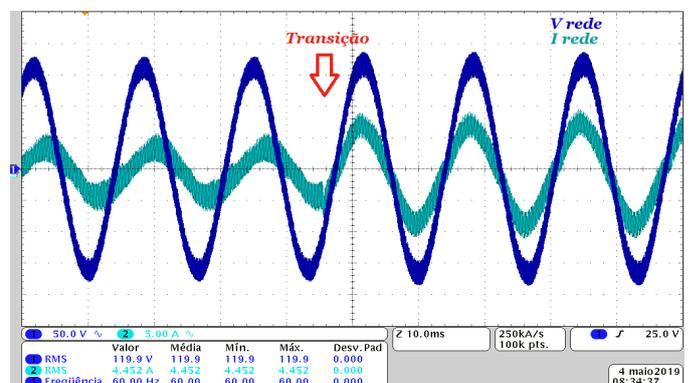


Figura 24. Transição simultânea nas referências de amplitude e fase da corrente com o inversor conectado.

Um dos testes realizados para verificar a performance do sistema de controle projetado, foi a transição simultânea tanto na referência de amplitude, quanto na referência de fase da corrente no modo conectado. Os degraus aplicados foram: I_{ref}^* passando de $5 A_{pico}$ para $8 A_{pico}$ e θ_{ref}^* passando de -45° para 0° . Observe na Figura 24 a rápida atuação do sistema de controle durante estes transitórios.

Por fim, o inversor foi operado próximo da sua capacidade nominal, explorando deste modo, o limite de corrente de 10 A dos indutores do laboratório. Observe na Figura 25 que o protótipo foi capaz de processar $10 A_{pico}$, ou $6,48 A_{rms}$, com uma tensão terminal de $121,7 V_{rms}$. Deste modo, desprezando a defasagem angular entre a tensão e a corrente, assim como a potência ativa harmônica, obteve-se uma potência processada $P = 121,7 \times 6,48 = 788,6 W$, o que equivale a 87,6% da capacidade nominal de 900 W do protótipo.

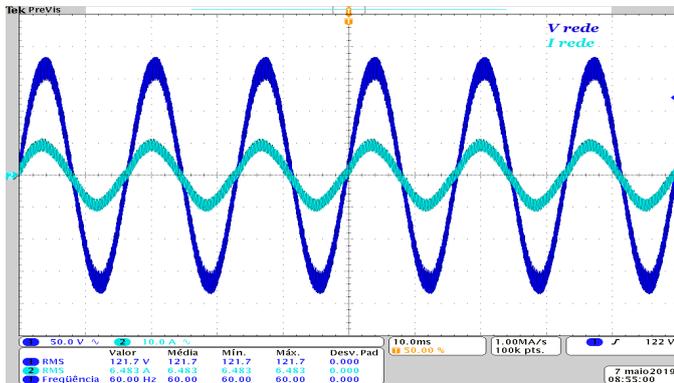


Figura 25. Inversor processando 788,6 W conectado à rede.

5. CONCLUSÃO

A partir da simulação foi possível testar todo o projeto do sistema de controle, um enfoque foi dado ao funcionamento do conversor *boost*, tanto no modo carga do barramento, quanto no modo regime permanente, assim como à validação do MPPT. Em relação ao estágio inversor, seu funcionamento foi atestado tanto através da simulação quanto a partir dos ensaios experimentais. A maior contribuição do trabalho foi a utilização do CI FNA41560 de baixo custo na construção do inversor, para operação no mesmo nível de tensão da rede. Ficou demonstrado também a boa performance da ação conjunta entre o controlador PI e o ressonante, assim como a capacidade do algoritmo PLL realizar o sincronismo com a tensão da rede no PAC. Infelizmente não foi possível realizar testes práticos no estágio *boost*, devido as limitações justificadas no início da seção 4.

REFERÊNCIAS

- Bastos, R.F. (2013). *Sistema de gerenciamento para carga e descarga de baterias (chumbo-ácido) e para busca do ponto de máxima potência gerada em painéis fotovoltaicos empregados em sistema de geração distribuída*. Master's thesis, USP São Carlos.
- Bastos, R.F. (2016). *Sistema de gerenciamento para a integração em CC de fontes alternativas de energia e armazenadores híbridos conectados a rede de distribui-*

- ção via conversores eletrônicos*. Ph.D. thesis, USP São Carlos.
- de Aguiar, C.R. (2013). *Estudo e análise de algoritmos de detecção de ilhamento em sistemas de geração distribuída conectados à rede de distribuição*. Master's thesis, USP São Carlos.
- Dias, A.L.A. (2019). *Modelagem, projeto e implementação de um inversor monofásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica*. Universidade Federal de Ouro Preto.
- Erickson, R.W. and Maksimovic, D. (2000). *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publisher.
- Hart, D.W. (2012). *Eletrônica de Potência, análises e projetos de circuitos*. bookman.
- Marafão, F.P. (2004). *Análise e controle da energia elétrica através de técnicas de processamento digital de sinais*. Ph.D. thesis, Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas.
- Moçambique, N., Machado, R., and Oliveira, V. (2011). A fuzzy pd-pi control strategy to track the voltage references of photovoltaic arrays. *9th IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA) 2011*, 1162–1167.
- Moçambique, N.E.M. (2012). *Aplicação de algoritmos de busca do ponto de máxima potência e controladores lineares e/ou fuzzy para a regulação da tensão terminal de painéis fotovoltaicos*. Master's thesis, USP, São Carlos.
- Natividade, I.A. (2019). *Desenvolvimento de um conversor cc-ca monofásico para aplicação em geração distribuída*. Universidade Federal de Ouro Preto.
- Villalva, M.G. (2010). *Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica*. Ph.D. thesis, Unicamp, Campinas.