

# MICROINVERSOR GRID-TIED COM BOOST QUADRÁTICO PARA DESACOPLAMENTO DE POTÊNCIA USANDO CONTROLE DIGITAL EMBARCADO

CAIO G. DA S. MORAES\*, RUBEN B. GODOY\*, MOACYR A. G. DE BRITO\*, LUIGI G. JUNIOR\*

\**Laboratório de Sistemas Digitais e Eletrônica de Potência, BATLAB  
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul  
Campo Grande, Mato Grosso do Sul, Brasil*

Emails: caio.guimoraes@gmail.com, ruben.godoy@ufms.br, moacyr.brito@ufms.br,  
luigi.galotto@ufms.br

**Abstract**— The main purpose of this paper is to present a simple and reliable software solution implemented in a low cost microcontroller for maximum power extraction and control of the power flow in a grid tied photovoltaic system. The system consists of a single-phase, double stage microinverter capable of processing energy from a 250 W photovoltaic panel and injecting it into a 127 V/60 Hz utility grid. A complete system analysis is presented as well as details of the digital implementation. Finally, the experimental results confirm the action of the control strategy used, demonstrating the tracking of the maximum power point and the decoupling between the two conversion stages.

**Keywords**— Microinverter, Grid connection, Microcontroller, Software solution.

**Resumo**— O principal objetivo deste artigo é apresentar uma solução de *software* simples e confiável, implementada em um microcontrolador de baixo custo, para extração de máxima potência e controle do fluxo de potência em um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. O sistema é composto por um microinversor monofásico de duplo estágio capaz de processar energia proveniente de um painel fotovoltaico de 250 W e injetá-la na rede elétrica de baixa tensão em 127 V e 60 Hz. Uma análise completa do sistema é apresentada, bem como detalhes da implementação digital. Por fim, os resultados experimentais comprovam a ação da estratégia de controle utilizada, demonstrando o rastreamento do ponto de máxima potência e o desacoplamento entre os dois estágios de conversão.

**Palavras-chave**— Microinversor, Conexão à rede elétrica, Microcontrolador, *Software*.

## 1 Introdução

A demanda por energias renováveis, aliada aos incentivos governamentais e à redução dos custos de geração, têm motivado a expansão dos sistemas fotovoltaicos (FV) em âmbito mundial. De acordo com (Sawin et al., 2017), a capacidade de energia solar fotovoltaica instalada no mundo aumentou de 40 GW em 2010 para mais de 300 GW atualmente.

Neste contexto, destacam-se os sistemas FV conectados à rede elétrica em aplicações residenciais. Dentre as diferentes configurações possíveis, existe uma grande tendência para a utilização dos microinversores (Ikkurti and Saha, 2015; Harb et al., 2013). A principal característica desses equipamentos é a capacidade de conectar um único módulo à rede elétrica, o que possui diversas vantagens sobre as demais configurações, com destaques para a modularidade, o custo inicial de implantação e o maior aproveitamento energético do sistema (Ikkurti and Saha, 2015).

Em contrapartida, devido ao fato da tensão de saída de um painel fotovoltaico ser significativamente inferior ao valor de pico da tensão da rede elétrica, este tipo de dispositivo deve proporcionar um ganho estático entre 10 e 20 vezes (Schmitz et al., 2017). Em geral, tal característica pode ser obtida a partir de um ou dois estágios de conversão.

Sendo assim, é muito comum encontrar soluções com conversores isolados, devido à possibilidade de aumentar o ganho por meio da relação de espiras do transformador de alta frequência (Cao et al., 2012; Hasan et al., 2017). Entretanto, a utilização de conversores não isolados tem se mostrado a solução mais adequada para a maioria dos sistemas fotovoltaicos. Isto porque tais conversores possibilitam a redução de custo e volume, além de apresentarem alto rendimento (Marcos G. Alves, 2017). Em vista disso, diversas topologias baseadas no conversor Boost foram propostas na literatura (Meneses et al., 2013; Marcos G. Alves, 2017).

Além do requisito de alto ganho estático, os microinversores devem contemplar uma série de funcionalidades a fim de atender às exigências estabelecidas por normas para garantir a segurança de operação dos mesmos. Algumas destas são: sincronismo, operação segura em caso de ilhamento e rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) (Neto, 2012).

Diante do que foi exposto, este trabalho apresenta o projeto e implementação de um microinversor monofásico de dois estágios não isolado. Visando atender os requisitos de controle e segurança, sem comprometer o custo final do conversor, propõe-se uma solução de *software* simples, baseada em rotinas de interrupção aliada à gran-

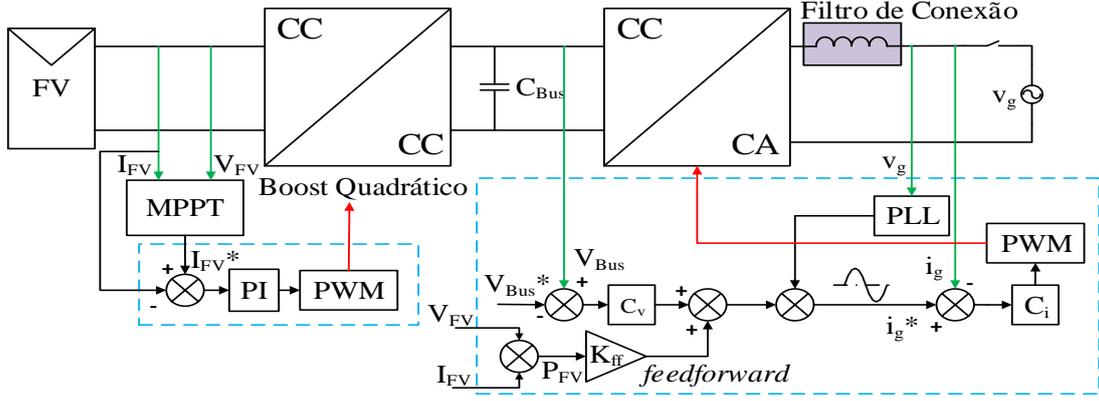


Figura 1: Estágio de potência do microinversor juntamente com os controladores dinâmicos.

dezas por unidade em ponto fixo, para implementação em um único microcontrolador.

## 2 Visão Geral do Sistema

Nos microinversores de dois estágios, o sistema de controle apresenta três objetivos principais: rastreamento do ponto de máxima potência do painel fotovoltaico, controle da tensão do barramento CC e controle da corrente injetada na rede elétrica. A Figura 1 mostra o esquemático completo da topologia escolhida, juntamente com os controladores dinâmicos.

O MPPT é executado em conjunto com uma malha de controle aplicada ao conversor CC-CC. Neste trabalho foi utilizado o método de Perturbação e Observação por ser de fácil implementação, apresentar alto fator de rastreamento e ser independente do tipo/tecnologia do painel FV (de Brito et al., 2013).

A estratégia utilizada para o controle da corrente injetada na rede elétrica é a estratégia clássica, na qual a corrente é compensada instantaneamente, com imposição, por parte do PLL (*Phase Locked Loop*), de uma referência senoidal em fase com a tensão da rede elétrica.

O controle da tensão do barramento CC é feito pelo inversor através de uma malha externa à de corrente. Para melhorar a dinâmica do sistema, acrescentou-se uma alimentação direta (*feedforward*) da potência gerada pelo painel fotovoltaico na malha de corrente do inversor. Dessa forma, variações da potência disponível no painel são diretamente repassadas à corrente injetada na rede, tornando o sistema mais rápido e mantendo a tensão do barramento CC com menores oscilações.

## 3 Análise dos Estágios de Potência

Em (Moraes, 2017) foi apresentado o projeto e a implementação de um microinversor de dois estágios de 250 W para conexão de um único painel FV na rede elétrica. O primeiro estágio, CC-

CC, consiste em um conversor Boost Quadrático, responsável por elevar a tensão do painel para a tensão de 250 V ( $V_{Bus}$ ). A Figura 2 mostra o circuito equivalente, onde  $V_{FV}$  representa a tensão de saída do painel e  $V_{Bus}$  a tensão do barramento CC. O ganho estático resultante para este conversor operando no modo de condução contínua (MCC) em função da razão cíclica  $D$  é dado por (1).

$$M(D) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_{Bus}}{V_{FV}} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (1)$$

Para o segundo estágio, CC-CA, definiu-se a topologia em ponte completa com modulação PWM de três níveis acoplada a um filtro LCL do tipo passa baixas, como pode ser visto na Figura 3.

O papel do capacitor  $C_{Bus}$  é permitir que a diferença de potência instantânea entre o painel e a saída do inversor seja compensada pela variação de energia e tensão no barramento CC. Esse

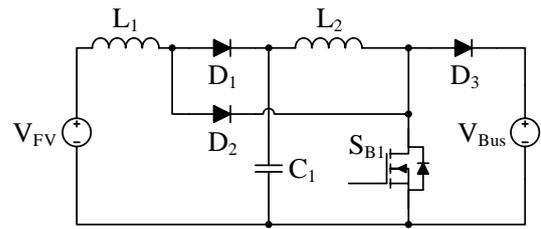


Figura 2: Estrutura utilizada no estágio de conversão CC-CC: Boost Quadrático.

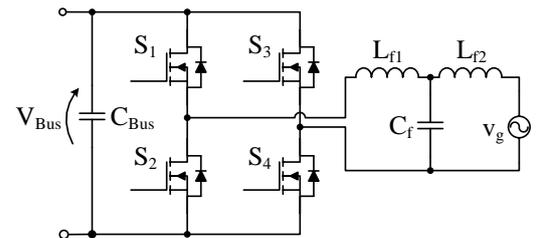


Figura 3: Estrutura utilizada no estágio de conversão CC-CA.

desacoplamento de potência entre os estágios é necessário para que o painel possa operar satisfatoriamente no ponto de máxima potência (Hu et al., 2013).

Já o filtro LCL de saída do estágio CC-CA tem como função atenuar as componentes harmônicas de alta frequência presentes na corrente do inversor, devido ao processo de comutação dos interruptores de potência (Cha and Vu, 2010).

Os principais valores dos parâmetros do microinversor implementado neste trabalho estão dispostos na Tabela 1.

Tabela 1: Principais parâmetros do estágio de potência

Componentes	Valor
$L_1$	282 $\mu H$
$L_2$	823 $\mu H$
$C_1$	27,2 $\mu F$
$C_{Bus}$	1105 $\mu F$
$L_{f1}, L_{f2}$	4 mH
$C_f$	330 nF

#### 4 Modelagem dos Conversores e Projeto dos Controladores

A modelagem dos conversores foi feita partindo-se do modelo médio de grandes sinais. Os modelos obtidos foram linearizados adicionando-se pequenas perturbações nas variáveis dinâmicas. Assim, foi possível determinar as funções de transferência desejadas aplicando-se a transformada de Laplace.

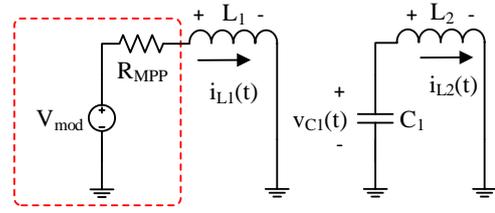
Para todos os casos, os compensadores foram projetados utilizando a análise por resposta em frequência, considerando como parâmetros de projeto a frequência de cruzamento e a margem de fase.

##### 4.1 Modelagem do conversor CC-CC para aplicação do MPPT

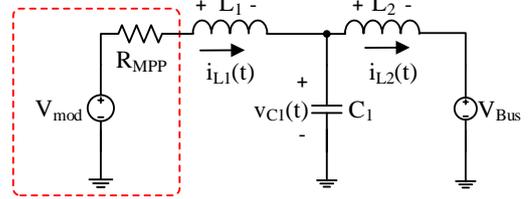
Visto que o conversor Boost Quadrático se comporta como fonte de corrente em sua entrada, optou-se por realizar o rastreamento do ponto de máxima potência em relação à corrente do painel FV. Dessa forma, o algoritmo de MPPT fornece uma corrente de referência que é rastreada por um controlador do tipo PI, como apresentado na Figura 1.

Para modelar a planta do conversor, o painel fotovoltaico foi substituído por um modelo linearizado para o ponto de máxima potência. Além disso, a tensão de saída foi considerada constante e de valor  $V_{Bus}$ .

A Figura 4 mostra as duas etapas de funcionamento do circuito resultante, onde a tensão  $V_{mod}$  e a resistência  $R_{MPP}$  são calculadas em função



(a) Primeira etapa de funcionamento.



(b) Segunda etapa de funcionamento.

Figura 4: Etapas de funcionamento do conversor Boost Quadrático conectado ao modelo linearizado do painel FV.

da tensão e da corrente no ponto de máxima potência, dadas por  $V_{MPP}$  e  $I_{MPP}$  respectivamente, conforme (2) e (3).

$$V_{mod} = 2.V_{MPP} \quad (2)$$

$$R_{MPP} = \frac{V_{MPP}}{I_{MPP}} \quad (3)$$

Sendo assim, a função de transferência que relaciona as variações de pequenos sinais da corrente de entrada  $\hat{i}_{L1}(s)$  com a razão cíclica  $\hat{d}(s)$  é dada por (4).

$$\frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0}{b_3 \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0} \quad (4)$$

onde:

$$\begin{aligned} a_2 &= C_1 \cdot L_2 \cdot V_{C1} \\ a_1 &= (1 - D) \cdot I_{L1} \cdot L_2 \\ a_0 &= V_{C1} + (1 - D) \cdot V_o \\ b_3 &= C_1 \cdot L_1 \cdot L_2 \\ b_2 &= C_1 \cdot L_2 \cdot R_{MPP} \\ b_1 &= L_2 \cdot (1 - D)^2 + L_1 \\ b_0 &= R_{MPP} \end{aligned}$$

Sabendo que este tipo de aplicação não requer um controlador rápido, uma vez que a irradiância solar não varia de forma abrupta, o sistema compensado resultou numa frequência de cruzamento de 53 Hz e margem de fase de 89°, considerando na realimentação um filtro passa baixas de segunda ordem com frequência de corte de 200 Hz e fator de qualidade de 0,866. A resposta em frequência do sistema compensado pode ser vista na Figura 5.

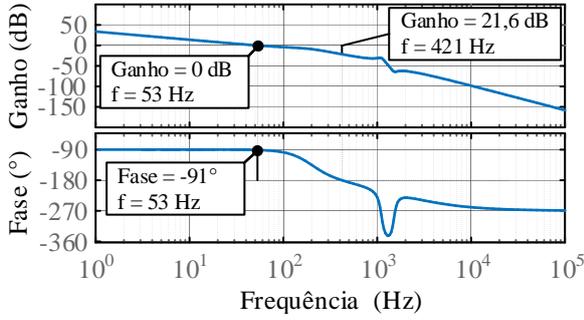


Figura 5: Diagrama de Bode do sistema compensado para o controle de MPPT.

#### 4.2 Modelagem do inversor para controle da corrente

A dinâmica do estágio inversor para o controle da corrente injetada na rede elétrica é imposta pelo filtro de saída. Neste trabalho, a influência do capacitor  $C_f$  foi desprezada, visto que este foi projetado para lidar com as oscilações de alta frequência do chaveamento. Para frequências abaixo da metade da frequência de ressonância, o modelo do filtro LCL se assemelha ao do filtro L (Teodorescu et al., 2011). Em razão disso, o circuito equivalente do inversor para conexão com a rede elétrica pode ser simplificado como mostrado na Figura 6.

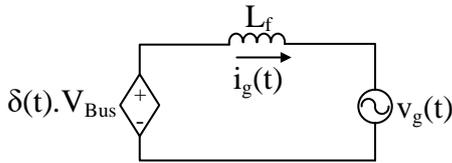


Figura 6: Circuito equivalente para conexão com a rede elétrica.

Na Figura 6,  $\delta(t)$  representa o índice de modulação do inversor,  $V_{Bus}$  é a tensão média do barramento CC,  $v_g(t)$  a tensão da rede elétrica e  $L_f = L_{f1} + L_{f2}$ . O objetivo aqui é controlar a corrente injetada na rede  $i_g(t)$  a partir do índice de modulação. Então, considerando a tensão  $v_g(t)$  constante em um período de chaveamento, após a linearização, obtém-se a função de transferência que relaciona as variações de pequenos sinais da corrente injetada na rede elétrica com índice de modulação, segundo (5).

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_g(s)}{\hat{\delta}(s)} = \frac{V_{Bus}}{s \cdot L_f} \quad (5)$$

Conhecida a função de transferência, a estratégia de controle é definida de acordo com o diagrama de blocos da Figura 7, onde  $K_{PWM}$  representa o ganho do modulador PWM,  $K_{ig}$  o ganho do sensor da realimentação e  $C_i(s)$  o controlador de corrente. Neste trabalho, optou-se pelo uso de

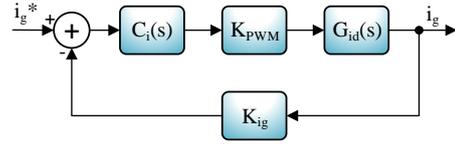


Figura 7: Diagrama de blocos da malha de controle da corrente.

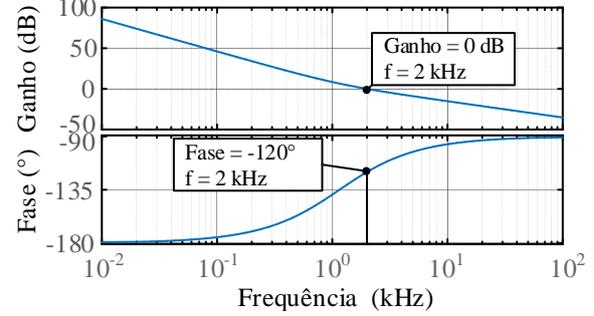


Figura 8: Diagrama de Bode do sistema compensado para o controle da corrente injetada na rede elétrica.

um controlador do tipo PI, que foi projetado para atender uma frequência de cruzamento de 2 kHz e uma Margem de Fase de  $60^\circ$ , como se verifica pela resposta em frequência do sistema compensado, representada na Figura 8.

#### 4.3 Modelagem do inversor para o controle da tensão do barramento CC

Uma malha externa é adicionada ao controle da corrente para que a tensão do barramento CC oscile em torno de um valor médio, indicando o valor de pico da corrente que deve ser injetada na rede para manter este valor. Esta malha é denominada malha de potência e pode ser vista com mais detalhes na Figura 9.

Logo, a função de transferência de interesse deve relacionar a tensão do barramento CC com a corrente injetada na rede elétrica. Isto é feito a partir da equação de balanço de potência no ponto de desacoplamento (Zakzouk et al., 2017). A função de transferência resultante é expressa por (6), válida para pequenas perturbações em torno do ponto de operação.

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{Bus}(s)}{\hat{i}_p(s)} = -\frac{V_p}{2 \cdot \eta \cdot V_{Bus}} \cdot \frac{1}{s \cdot C_{Bus}} \quad (6)$$

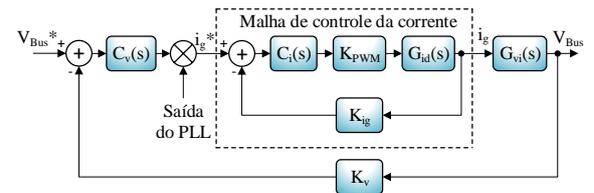


Figura 9: Diagrama de blocos completo do sistema de controle do inversor.

em que  $V_p$  é o valor de pico da tensão da rede e  $\eta$  o rendimento do conversor.

Para o controle da malha de tensão também se utilizou um controlador do tipo PI. De modo a filtrar a oscilação de 120 Hz presente no barramento CC, este controlador foi projetado para uma frequência de cruzamento baixa. Por este motivo, existe um desacoplamento dinâmico entre as malhas, de tal forma que a malha de corrente se resume a um simples ganho do ponto de vista da malha mais lenta (Coelho et al., 2011), como mostrado na Figura 10, onde  $K_v$  representa o ganho do senhor de tensão.

O diagrama de Bode do sistema após a compensação pode ser visto na Figura 11. De acordo com as especificações de projeto, obteve-se uma frequência de cruzamento de 1 Hz e uma Margem de fase de  $60^\circ$ .

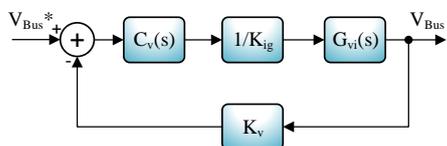


Figura 10: Diagrama de blocos simplificado da malha de controle da tensão do barramento CC.

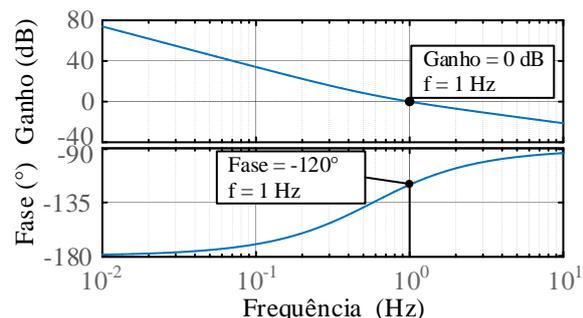


Figura 11: Diagrama de Bode do sistema compensado para o controle da tensão do barramento CC.

#### 4.4 Projeto da malha feedforward

O ganho  $K_{ff}$ , inserido na malha *feedforward*, é obtido considerando-se, por simplificação, o conversor ideal (Cunha, 2016). Dessa forma, pode-se afirmar que a potência de saída é igual a potência gerada pelo painel e, conseqüentemente, o valor de pico da corrente injetada na rede elétrica pode ser determinado escalonando a potência gerada pelo fator expresso em (7).

$$K_{ff} = \frac{\sqrt{2}}{127} \quad (7)$$

## 5 Considerações sobre a Implementação Digital

Para atender aos requisitos de controle e gerenciamento de falhas do microinversor, utilizou-

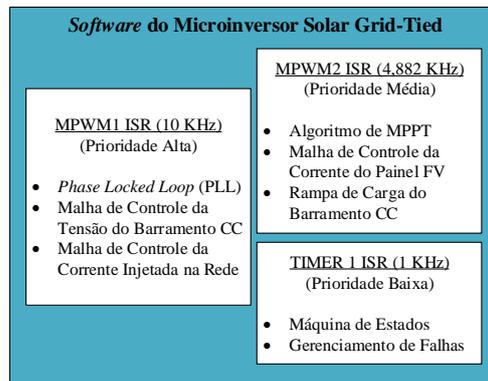


Figura 12: Diagrama do *software* em alto nível de abstração.

se um único DSC (*Digital Signal Controller*) de 16 bits de baixo custo, mais especificamente o modelo dsPIC33FJMC204 da Microchip<sup>®</sup>.

De um modo geral, as funções implementadas no dsPIC podem ser classificadas da seguinte forma:

- Algoritmos de controle dos conversores de potência;
- Máquina de estados para decidir o modo de operação;
- Rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT);
- Algoritmo de sincronismo (PLL);
- Detecção de Ilhamento e monitoramento de falhas.

Para comportar todas estas funções no código, optou-se por uma arquitetura de *software* baseada em rotinas de interrupção (ISR - *Interrupt Service Routine*). A Figura 12 mostra o diagrama de blocos em alto nível da estrutura do código desenvolvido.

Uma prática muito usual para evitar problemas de ruído por conta do chaveamento é sincronizar a amostragem do conversor Analógico-Digital (ADC) com o módulo PWM. Contudo, deve-se atentar para configurar este último no modo centralizado (ou *center-aligned* no inglês), garantindo assim que as amostragens do ADC nunca serão realizadas nas transições dos pulsos, conforme ilustrado na Figura 13.

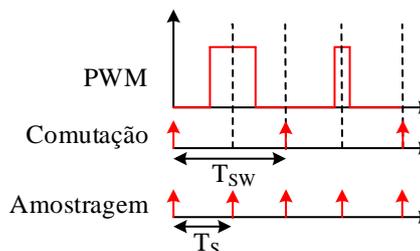


Figura 13: Sincronização entre o módulo PWM e a amostragem do ADC.

Neste trabalho, dois módulos PWM foram utilizados: um para o controle do conversor CC-CC em 78,125 kHz (MPWM2) e outro para o controle do inversor em 30 kHz (MPWM1). Dessa forma, as rotinas de interrupção que contêm as malhas de controle são geradas por estes módulos com frequências submúltiplas das citadas acima, de modo a atender às frequências de amostragem e ao mesmo tempo sincronizá-las com o sinal PWM.

### 5.1 Discretização dos controladores

Os compensadores das malhas de controle da corrente de entrada, da tensão do barramento CC e da corrente de saída foram discretizados pelo método *Backward Euler*. Devido ao fenômeno de *windup* do integrador, é recomendável discretizar a ação proporcional e a ação integral de forma independente, pois assim é possível inserir técnicas *anti-windup* em cada uma das parcelas. A equação resultante desta conversão é expressa por (8), onde  $K_p$  corresponde ao ganho proporcional,  $K_i$  é o ganho do integrador e  $T_s$  é o período de amostragem.

$$C(z) = C(s) \Big|_{s=\frac{1-z}{T_s}} = K_p + \frac{K_i \cdot T_s}{1-z^{-1}} \quad (8)$$

### 5.2 Representação em ponto fixo

Uma alternativa para a implementação de compensadores em microcontroladores de baixo custo é a utilização do formato em ponto fixo, uma vez que este permite representar números reais por meio de variáveis do tipo inteiro. Em microcontroladores de 16 bits é muito comum a utilização do formato Q15 por apresentar a máxima resolução possível. Este formato é capaz de representar números reais entre -1 e 0,99996948 escalonados por  $2^{15}$ , o que resulta num intervalo de -32768 a 32767 dentro do microcontrolador.

Sendo assim, é necessário normalizar os sinais de realimentação para transformá-los em grandezas por unidade. Uma vez conhecido o máximo valor possível de ser medido pelo circuito de sensoriamento, este é considerado o valor base  $V_B$ . Assim, qualquer valor mensurado  $V_{medido}$  resultará em  $\left[ \left( \frac{V_{medido}}{V_B} \right) \cdot 2^{15} \right]$ . Então, o ganho da realimentação normalizado passa a ser  $\frac{1}{V_B}$ , e deve ser considerado no projeto dos controladores.

### 5.3 Máquina de estados

Neste tipo de aplicação uma máquina de estados simples com três estados já é suficiente para determinar o modo de operação do sistema. A máquina aqui implementada é executada a cada 1 ms dentro da rotina de interrupção do temporizador (Timer 1 ISR). A descrição de cada um dos estados é dada a seguir:



Figura 14: Diagrama de transição dos estados.

- **Falha no Sistema:** o sistema se encontra desconectado da rede, os módulos MPWMs são desativados, as principais variáveis/flags globais são reinicializadas e um LED RGB indica se alguma falha ocorreu e qual foi esta.
- **Inicialização do Sistema:** os módulos MPWMs são ativados. Inicia-se o carregamento do barramento CC por meio de uma rampa de tensão. Quando esta tensão atingir 250 V, a conexão com a rede elétrica é estabelecida após a detecção do cruzamento por zero.
- **Sistema Operando:** o controle de MPPT e o controle do inversor são habilitados.

Como pode ser visto na Figura 14, o microinversor é inicializado no modo “Falha no Sistema” e permanece nele enquanto houver alguma falha, ou, enquanto a chave principal (liga-desliga) estiver desativada. O estado do sistema mudará para “Inicialização do Sistema”, se nenhuma falha for detectada durante 1 segundo e se a chave principal estiver ativada. Assim que ocorre a transição para o estado “Sistema Operando” o controle do MPPT e do inversor são ativados, injetando toda potência disponível na rede elétrica.

Vale ressaltar que em todos os estados as falhas continuam sendo monitoradas. Dessa forma, se alguma falha ocorrer durante o processo de inicialização ou de operação, o estado do sistema retornará para “Falha no Sistema”. O mesmo ocorre se a chave principal for desligada.

## 6 Resultados Experimentais

Os testes foram realizados com uma fonte emuladora de painel fotovoltaico, E4350B da Agilent<sup>®</sup>, configurada para suprir potência de pico de 225 W, conforme se confirma pelos valores de tensão e corrente expostos na Tabela 2. Além disso, utilizou-se um módulo inversor SKS 30FB2CI10V12 da SEMIKRON<sup>®</sup>, o que justifica o valor elevado do capacitor de desacoplamento, apresentado anteriormente.

A Figura 15 mostra o momento da partida do conversor. Observa-se que a tensão do bar-

Tabela 2: Parâmetros utilizados para emulação do painel FV

Tensão de Circuito Aberto	37 V
Corrente de Curto Circuito	8 A
Tensão de MPP	30 V
Corrente de MPP	7,5 A

ramento CC segue uma rampa de referência até atingir 250 V, permitindo uma partida suave. Em seguida, a conexão é estabelecida e as malhas de controle são ativadas, iniciando a injeção de potência na rede elétrica.

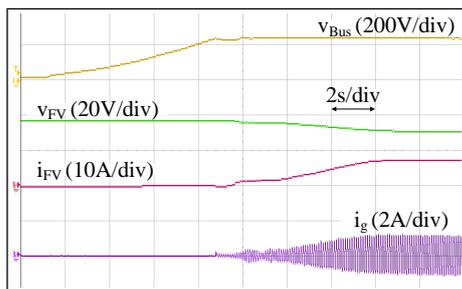
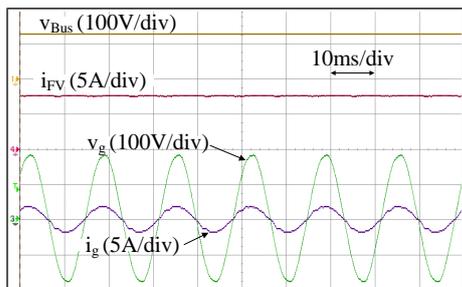


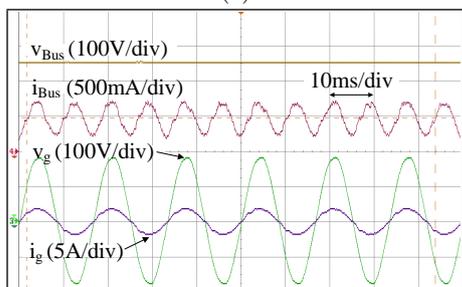
Figura 15: Momento da partida do microinversor.

A Figura 16 destaca as principais correntes do sistema em regime permanente, comprovando o desacoplamento de potência entre os estágios de conversão.

Para analisar a resposta dinâmica do sistema foram realizados testes simulando variações na potência disponível do painel FV. Na Fi-



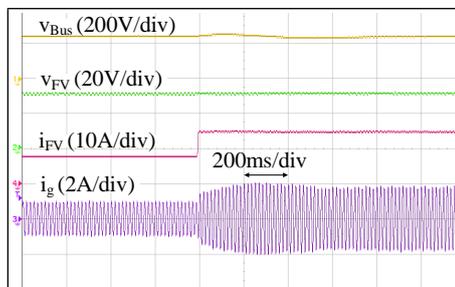
(a)



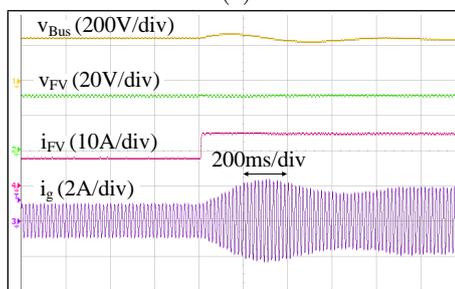
(b)

Figura 16: Operação em regime permanente com destaques para (a) corrente de saída do painel FV e (b) corrente na entrada do barramento CC.

gura 17 pode-se observar o comportamento da planta frente a um aumento de 120 W para 225 W. A situação oposta é mostrada na Figura 18. Apesar da resposta apresentar uma dinâmica lenta, devido ao elevado valor do capacitor de desacoplamento, em ambos os casos fica evidente a melhoria introduzida pela malha *feedforward* no controle da corrente.

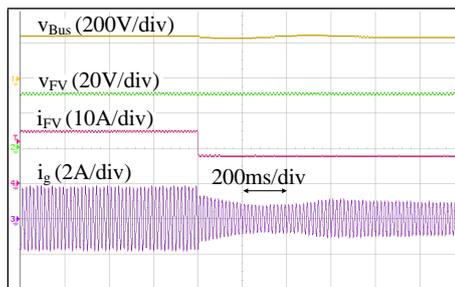


(a)

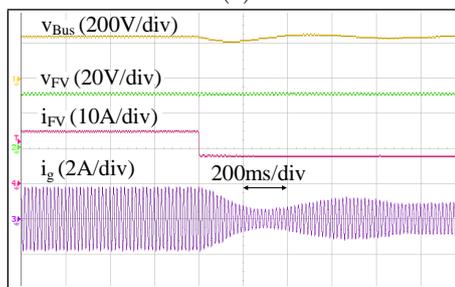


(b)

Figura 17: Resposta para uma variação de 120 W para 255 W na potência gerada pelo painel FV com (a) e sem (b) a malha *feedforward*.



(a)



(b)

Figura 18: Resposta para uma variação de 225 W para 120 W na potência gerada pelo painel FV com (a) e sem (b) a malha *feedforward*.

## 7 Conclusão

Os resultados experimentais comprovaram que uma arquitetura de *software* simples, baseada em rotinas de interrupções e aliada a grandezas por unidade em ponto fixo, se mostrou muito eficiente e segura na implementação das estratégias de controle para o rastreamento da máxima potência e também para a sincronização com a rede e injeção de corrente com baixo nível de distorção harmônica. Vale salientar também que, mesmo para situações de degraus de potência que simularam condições raras e extremas de sombreamento, verificou-se um bom desempenho na regulação da tensão do barramento CC. Como trabalhos futuros, o sistema será avaliado em condições reais de irradiação e algoritmos ativos de anti-ilhamento serão implementados e avaliados em termos de custo computacional e desempenho.

## Referências

- Cao, D., Jiang, S., Peng, F. Z. and Li, Y. (2012). Low cost transformer isolated boost half-bridge micro-inverter for single-phase grid-connected photovoltaic system, *APEC 27th Annual IEEE*.
- Cha, H. and Vu, T.-K. (2010). Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected photovoltaic inverter, *APEC 25th Annual IEEE*.
- Coelho, R. F., Lazzarin, T. B. and Martins, D. C. (2011). Modelling and control of the single-phase dc-ac pwm converter for grid-connected applications including a loop for average primary current controlling, *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*.
- Cunha, R. B. A. (2016). Proposta de sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica, (*Dissertação*), *Universidade Federal da Bahia*.
- de Brito, M. A. G., Galotto, L., Sampaio, L. P., de A. e Melo, G. and Canesin, C. A. (2013). Evaluation of the main mppt techniques for photovoltaic applications, *IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 60, No.3, pp. 1156-1167*.
- Harb, S., Kedia, M., Zhang, H. and Balog, R. S. (2013). Microinverter and string inverter grid-connected photovoltaic system: A comprehensive study, *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), IEEE 39th*.
- Hasan, R., Mekhilef, S., Seyedmahmoudian, M. and Horan, B. (2017). Grid-connected isolated pv microinverters: A review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 67, pp. 1065-1080*.
- Hu, H., Harb, S., Kutkut, N., Batarseh, I. and Shen, Z. J. (2013). A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in pv systems, *IEEE Trans. Power Electron., Vol. 28, No. 6, pp. 2711-2726*.
- Ikkurti, H. P. and Saha, S. (2015). A comprehensive techno-economic review of microinverters for building integrated photovoltaics (BIPV), *Renewable and Sustainable Energy Reviews Vol. 47, pp. 997-1006*.
- Marcos G. Alves, Moacyr A. G. de Brito, C. A. C. (2017). Análise de estruturas inversoras não isoladas monofásicas para geração distribuída fotovoltaica, *Eletrônica de Potência, Vol. 22, No. 2, pp. 179-186*.
- Meneses, D., Blaabjerg, F., Óscar García and Cobos, J. A. (2013). Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic ac-module application, *IEEE Trans. Power Electron., Vol. 28, No. 6, pp. 2649-2663*.
- Moraes, C. G. S. (2017). Projeto e implementação de um microinversor grid-tied com boost quadrático para desacoplamento de potência e controle de MPPT, (*TCC*), *Universidade Federal de Mato Grosso do Sul*.
- Neto, A. F. (2012). Qualificação e etiquetagem de inversores para sistemas fotovoltaicos conectados à rede, (*Dissertação*), *Universidade de São Paulo*.
- Sawin, J. L., Sverrisson, F., Seyboth, K., Adib, R., Murdock, H. E., Lins, C., Edwards, I., Hullin, M., Nguyen, L. H., Prillianto, S. S. et al. (2017). Renewables 2017 global status report.
- Schmitz, L., Martins, D. C. and Coelho, R. F. (2017). Generalized high step-up dc-dc boost-based converter with gain cell, *IEEE Trans. Circuits and Systems I: Regular Papers, Vol. 64, No. 2, pp. 480-493*.
- Teodorescu, R., Liserre, M. and Rodríguez, P. (2011). *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, John Wiley and Sons Ltd.
- Zakzouk, N. E., Abdelsalam, A. K., Helal, A. A. and Williams, B. W. (2017). Pv single-phase grid-connected converter: Dc-link voltage sensorless prospective, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 5, No. 1, pp. 526-546*.