

# PROJETO E COMPARAÇÃO DE UM CONTROLADOR PI DIGITAL E UM CONTROLADOR PREDITIVO MODIFICADO PARA UM INVERSOR FOTOVOLTAICO DE 700 W INTERLIGADO À REDE ELÉTRICA

**Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.** – demercil@dee.ufc.br

**Fernando Luis Marcelo Antunes, Phd.** – fantunes@dee.ufc.br

**Gean Jacques Maia de Sousa** – geanjacques@hotmail.com

**Pedro André Martins Bezerra** – pedro\_andré\_mb@hotmail.com

**Sergio Daher, Dr-Ing.** – sdaher@dee.ufc.br

Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia Elétrica

**Resumo.** *A maneira mais eficiente de se aproveitar a energia fotovoltaica é em sistemas conectados a rede elétrica, uma vez que não se requer o armazenamento em baterias. Nestes sistemas, inversores são responsáveis por transformar a corrente contínua proveniente dos painéis em corrente alternada sincronizada com a tensão da rede e por maximizar a energia absorvida. Este artigo contém o projeto e a comparação de dois controladores digitais de corrente para um inversor fotovoltaico de 700 W conectado a rede elétrica: um proporcional integral (PI) e um preditivo modificado. Os controladores foram comparados através de simulações no software PSIM, utilizando DLLs para simular a dinâmica do microcontrolador, e através de resultados experimentais. Para sempre se extrair a máxima potência dos painéis fotovoltaicos, um algoritmo de MPPT baseado no perturba e observa também foi projetado e simulado. O inversor proposto foi desenvolvido para conectar os painéis fotovoltaicos do laboratório de eletrônica de potência da Universidade Federal do Ceará.*

**Palavras-chave:** Inversor, fotovoltaico, PI, controlador preditivo, MPPT.

## 1 INTRODUÇÃO

Várias fontes renováveis de energia têm sido utilizadas pela humanidade desde tempos remotos. Com a revolução industrial e o advento das máquinas, infelizmente esses recursos caíram em desuso. Essa situação mudou logo após a crise do petróleo de 1973-74, quando o mundo começou a perceber as limitações dos recursos energéticos. Conseqüentemente, na metade da década de 70, esforços foram coordenados para desenvolver novas maneiras de se gerar energia. Nesse contexto, as energias renováveis, dentre elas a solar fotovoltaica, vêm sendo contempladas com muitos investimentos. De acordo com o *Renewable Global Status Report* do órgão internacional REN21 (2009), de 2005 até 2008 a produção de energia fotovoltaica quase triplicou aumentando de 6 GW para 16 GW. Devido ao grande potencial hídrico disponível, o Brasil só percebeu a importância das fontes alternativas em 2001, quando o país foi forçado a racionar energia para suprir sua população.

O Brasil é muito rico em termos de recursos solares devido a sua privilegiada localização equatorial. Entretanto, os investimentos não são expressivos quando comparado aos de outros países como a Alemanha, que em 2008 já possuía uma capacidade de 1,3GW instalados, enquanto que o Brasil apenas 12 MW.

A energia elétrica vinda da conversão fotovoltaica pode ser utilizada de forma isolada, onde ela é armazenada em baterias e consumida posteriormente, ou ela pode ser injetada na rede elétrica. No Brasil, é mais comum se encontrar sistemas isolados alimentado pequenos vilarejos, o que não é a maneira mais eficiente de se utilizar a energia fotovoltaica. Na Alemanha, os consumidores vendem sua energia para uma concessionária por um preço superior àquele que eles pagariam comprando diretamente deles. Esse modelo é considerado pela maioria dos cientistas como ideal, pois não há a necessidade do uso de baterias, o que barateia o preço do sistema e não introduz perdas por armazenamento.

Independente se o sistema é conectado a rede elétrica ou isolado, para um gerador que utilize inversor, a qualidade da potência entregue depende amplamente do desempenho do controlador. A modulação por largura de pulso (PWM) é a mais popular técnica de controle para inversores conectados à rede elétrica. Comparado com conversores PWM em malha aberta, o conversor PWM com controle de corrente possui inúmeras vantagens como rápida resposta dinâmica e proteção intrínseca contra sobre-corrente (Yu e Chang, 2005).

O uso de técnicas inteiramente digitais para conversores PWM é cada vez mais comum, por um lado, devido às vantagens do controle digital tanto em termos de flexibilidade, insensibilidade aos efeitos do envelhecimento e variações térmicas, fácil implementação e atualização, quanto pela disponibilidade de poderosos microcontroladores de baixo custo (Buso e Mattavelli, 2006).

As duas principais técnicas para regular a corrente de saída são o controle proporcional integral (PI) e o controle preditivo.

O controlador PI possui uma longa história de uso, mas possui a desvantagem de permitir um erro entre a corrente de referência e a corrente de saída além de requerer um ajuste preciso para atender os parâmetros de carga (Holmes e Martin, 1996). Um controlador preditivo calcula a tensão necessária para forçar a corrente de saída a seguir a referência. Esse método controla de forma mais precisa a corrente de saída com um mínimo de distorção, mas requer mais recursos computacionais e conhecimento dos parâmetros do sistema. No trabalho desenvolvido, os dois controladores foram projetados, simulados e implementados na prática através do desenvolvimento de um protótipo. Um algoritmo para a extração da máxima potência dos painéis também foi simulado.

## 2 MODELO MATEMÁTICO DO INVERSOR

O inversor estudado neste artigo é um ponte completa convencional, mostrado na Fig. 1. Essa topologia tem sido largamente utilizada em sistemas fotovoltaicos de pequeno porte (<10 kVA) devido a sua operação individual e simples controle.

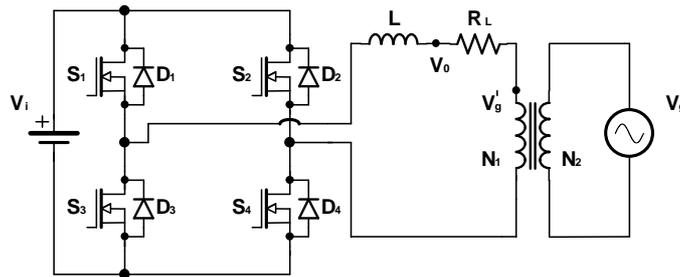


Figura 1- Topologia de um inversor ponte completa

Onde  $L$  é o somatório das indutâncias série com a indutância de dispersão do transformador e  $R_L$  é o somatório da resistência dos enrolamentos do indutor e do transformador.

Como as chaves do mesmo braço nunca estão ligadas ao mesmo tempo, o inversor pode ser modelado com um conversor Buck, conforme a Fig. 2.

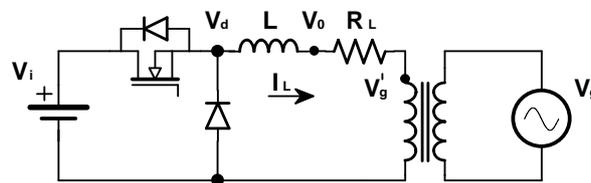


Figura 2- Esquemático do conversor Buck

Para modelar o conversor, foi utilizado o modelo médio do conversor Buck no modo contínuo de condução. Nesta abordagem, as oscilações da frequência de chaveamento são desprezadas e o modelo médio da célula comutadora é introduzido. Os componentes não lineares são substituídos por fontes de tensão e corrente controladas. Essas fontes, por sua vez, podem ser substituídas por um transformador ideal com uma adequada relação de transformação  $D$ . Tal procedimento pode ser visualizado na Fig. 3.

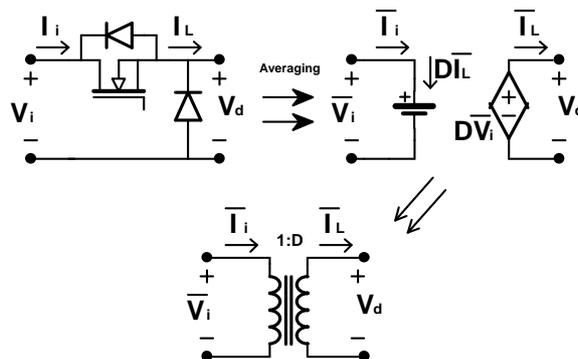


Figura 3- Modelos equivalentes da célula comutadora

Então o conversor Buck pode ser redesenhado como na Fig. 4:

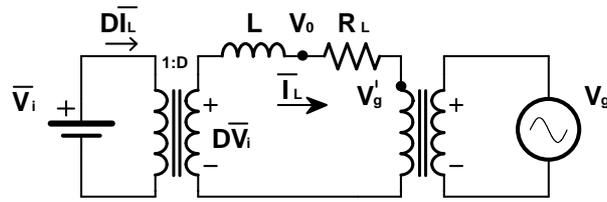


Figura 4- Modelo médio do conversor Buck

Da Fig.4 , as seguintes expressões são derivadas.

$$L \frac{d\bar{I}_L}{dt} = \bar{V}_L = D\bar{V}_i - \bar{V}_0 \quad (1)$$

$$\frac{d\bar{I}_L}{dt} = \frac{1}{L} (D\bar{V}_i - R_L \bar{I}_L - V_g) \quad (2)$$

Logo, o modelo de pequenos sinais que relaciona a corrente de saída com a variação do ciclo de trabalho é representado na Eq. (5).

$$\frac{d(\bar{I}_L + \hat{i}_L)}{dt} = \frac{1}{L} \left( (D + \hat{d}) \bar{V}_i - R_L (\bar{I}_L + \hat{i}_L) - V_g \right) \quad (3)$$

$$\frac{d\hat{i}_L}{dt} = \frac{1}{L} (\hat{d} \bar{V}_i - R_L \hat{i}_L) \quad (4)$$

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{\bar{V}_i}{R_L} \left( \frac{1}{s \frac{L}{R_L} + 1} \right) \quad (5)$$

Os valores de  $R_L$  e  $L$  foram experimentalmente medidos e são respectivamente: 153 mΩ and 945 μH.

### 3 SISTEMA DE SINCRONISMO E MODULAÇÃO

Para prover qualidade de energia e operação segura para os usuários do inversor, um circuito sincronizador digital com um microcontrolador independente foi utilizado. O microcontrolador sincronizador, um ATMEGA32, é responsável por gerar uma onda quadrada em fase com a rede e por gerar um sinal adicional de controle informando se os parâmetros principais da rede estão em condições normais e se o sincronismo já foi atingido. Esses sinais são recebidos pelo microcontrolador principal, um dsPIC30F4013, que é responsável por gerar os pulsos PWM e por implementar o algoritmo de controle. O processo pode ser visto na Fig. 5.

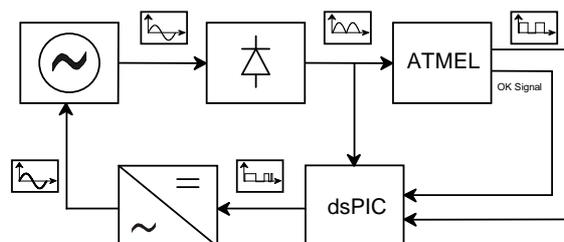


Figura 5- Sistema de sincronismo

A modulação escolhida foi a unipolar modificada. Como na modulação unipolar, tensões positivas, negativas e nulas são aplicadas no filtro de saída. Entretanto essas tensões se alternam na mesma frequência de comutação ao invés do dobro.

Existem algumas vantagens e desvantagens desta modulação em relação à unipolar convencional. As vantagens são:

- Os custos com microcontroladores são menores, pois são requeridos menos PWMs;
- O controle é simples, pois não há seqüência de comutação. A única restrição é que as chaves do mesmo braço não conduzam ao mesmo tempo;
- As perdas por comutação são menores, pois existem apenas duas chaves operando em alta frequência.

As desvantagens são:

- Introdução de harmônicos de baixa frequência devido à distorção durante a passagem pelo zero;
- Um maior filtro de saída;
- As perdas nos semicondutores não são simétricas.

A distorção durante a passagem pelo zero pode ser corrigida mudando para a convencional unipolar quando a corrente se aproxima de zero.

#### 4 O CONTROLADOR PI DIGITAL

Para controlar a corrente de saída em inversores PWM, o controlador mais tradicional é o proporcional integral (PI). O desempenho desse esquema de controle depende da seleção dos parâmetros do controlador e piora para referencias de corrente em alta frequência. Embora o controlador PI garanta erro em estado estacionário nulo para uma referencia contínua, ele apresenta erro para referencias senoidais. Esse erro aumenta com a frequência da corrente de referencia e pode se tornar inaceitável em determinadas aplicações.

O controlador PI foi projetado analogicamente, e depois disso, convertido para o domínio discreto utilizando-se da aproximação de Euler. Para se obter um modelo discreto confiável, o atraso devido à modulação digital por dente de serra e o tempo de processamento foram considerados. A relação entre a saída do comparador ( $C_{out}$ ) e o sinal modulador, ( $M_{sig}$ ) pode ser modelada no domínio de Laplace através da aproximação de Padé como na Eq. (7).

$$PWM(s) = \frac{M_{sig}}{C_{out}} = \frac{1}{c_{pk}} e^{sDT_s} \cdot e^{sT_s} \cong \frac{1}{c_{pk}} e^{s \frac{3T_s}{2}} \quad (6)$$

$$PWM(s) = \frac{1}{c_{pk}} \cdot \frac{1 - s \frac{3T_s}{4}}{1 + s \frac{3T_s}{4}} \quad (7)$$

Onde  $c_{pk}$  é a amplitude da dente de serra digital e  $T_s$  o período de comutação. O diagrama de blocos do sistema analógico completo considerando os ganhos do sensor de corrente e do AD é mostrado na Fig. 6.

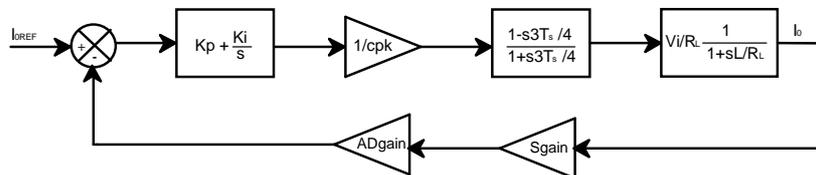


Figura 6- Diagrama de blocos completo do sistema analógico

Foi escolhida uma frequência de corte 15 vezes menor do que a frequência de chaveamento para se evitar interferência de alta frequência. Os valores de  $K_p$  e  $K_i$  foram obtidos utilizando-se o método do lugar das raízes. Para se atingir a estabilidade, as condições de módulo e de ângulo devem ser satisfeitas na margem de fase desejada.

Os parâmetros do controlador foram obtidos resolvendo-se as seguintes equações de 8 a 11:

$$\frac{K_P}{K_I} = \frac{\omega_{CL}}{\tan\left(-90 + ph_m + 2 \tan^{-1}\left(\omega_{CL} \frac{T_s}{4}\right) + \tan^{-1}\left(\omega_{CL} \frac{L}{R_L}\right)\right)} \quad (8)$$

$$K_P = \frac{c_{pk}}{V_{DC}} \cdot \frac{R_s}{ADgain \cdot Sgain} \cdot \sqrt{\frac{1 + \left(\omega_{CL} \frac{L}{R_L}\right)^2}{1 + \left(\frac{1}{\omega_{CL} K_P}\right)^2}} \quad (9)$$

$$K_{P(digital)} = K_P \quad (10)$$

$$K_{I(digital)} = K_I \cdot T_s \quad (11)$$

Os coeficientes digitais foram projetados utilizando notação de ponto fixo e também foi implementado um controle anti-wind-up da parte integral para evitar a saturação do controlador em bruscas mudanças de referência. As expressões do PI digital são representadas na Eq. (12) e na Eq. (13).

$$m_I(k) = K_I T_s \cdot \frac{e(k) + e(k-1)}{2} + m(k-1) \quad (12)$$

$$m(k) = K_P e(k) + m_I(k) \quad (13)$$

Onde  $m_I(k)$  é a parte integral do controlador,  $m(k)$  é o sinal modulado e  $e(k)$  é o erro entre a corrente de saída e a referência senoidal.

O diagrama de Bode do sistema compensado está representado na Fig. 7.

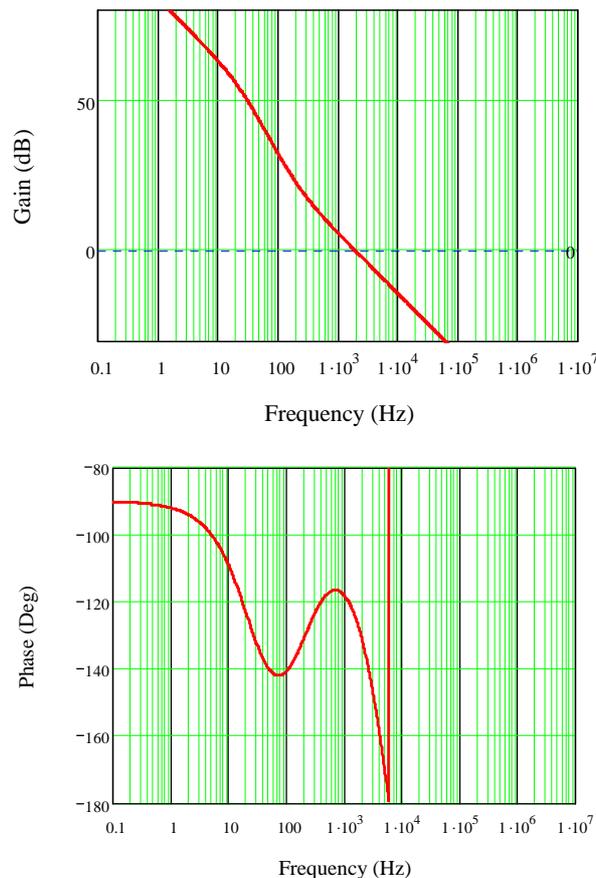


Figura 7- Diagrama de Bode do sistema compensado

A margem de fase e a frequência de cruzamento pelo zero foram:

$$m_{ph} = 50.1 \quad (14)$$

$$f_0 = 2kHz \quad (15)$$

## 5 O CONTROLADOR PREDITIVO

A equação do controlador preditivo pode fisicamente ser derivada observando-se a Fig. 8.

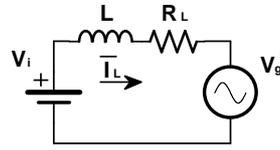


Figura 8- Modelo simplificado do inversor

A corrente média no indutor e a tensão média de entrada no instante  $(k+1)T_s$  são dadas respectivamente pelas Eq. (16) e Eq. (17).

$$\bar{I}_L(k+1) = \bar{I}_L(k) + \frac{T_s}{L_s} [\bar{V}_I(k) - V_g(k)] \quad (16)$$

$$\bar{V}_I(k) = V_g(k) + L \frac{\bar{I}_L(k+1) - \bar{I}_L(k)}{T_s} \quad (17)$$

Onde  $V_g(k)$  é a tensão da rede.  $R_L$  foi considerado desprezível.

Como introduzido por Yu e Chang (2005), algoritmo tradicional preditivo realiza os cálculos durante o período de chaveamento anterior  $[k-1, k]$ . Isso significa que apenas os valores medidos de corrente  $\bar{I}_L(k-1)$  e tensão da rede estão disponíveis no tempo  $[k-1]$ , quando os cálculos se iniciam. O controlador precisa prever  $\bar{I}_L(k)$  e  $V_g(k)$  e calcular a tensão de saída necessária  $\bar{V}_I(k)$ . O controlador precisa utilizar os resultados dos ciclos anteriores de chaveamento para estimar as futuras tensões da rede corrente na carga. Essas são as causas do fraco desempenho do controlador quando há variação nos parâmetros. O Controle preditivo proposto se utiliza da velocidade de processamento do dsPIC e não necessita estimar nenhum parâmetro.

Para garantir que em todos os casos os cálculos irão finalizar antes que a tensão de saída mude de estado, é necessário avançar um passo no cálculo desejado. Portanto, ao invés de calcular  $\bar{V}_I(k)$ , é encontrada a expressão para  $\bar{V}_I(k+1)$ . Da Eq. (16) segue:

$$\bar{I}_L(k+2) = \bar{I}_L(k+1) + \frac{T_s}{L_s} [\bar{V}_I(k+1) - V_g(k+1)] \quad (18)$$

Substituindo a Eq. (16) na Eq. (18) segue:

$$\bar{I}_L(k+2) = \bar{I}_L(k) + \frac{T_s}{L_s} [\bar{V}_I(k+1) + \bar{V}_I(k) - V_g(k+1) - V_g(k)] \quad (19)$$

Assumindo que a tensão de fase é um sinal que varia lentamente com o tempo, cuja largura de banda é muito menor que a frequência de modulação e de amostragem, é possível considerar  $V_g(k+1) = V_g(k)$ , e dessa forma obtendo a Eq. (20) para o controlador preditivo.

$$\bar{V}_I(k+1) = -\bar{V}_I(k) + \frac{L_s}{T_s} (\bar{I}_L(k+2) - \bar{I}_L(k)) + 2V_g(k) \quad (20)$$

Onde  $\bar{I}_L(k+2)$  pode ser substituído por  $I_{0REF}$ , desejado ponto de referencia. A Eq. (20) pode ser utilizada para se determinar para o período de modulação começando em  $(k+1)T_s$  que vai fazer a corrente no indutor atingir o valor de referencia no instante  $(k+2)T_s$  com um atraso de dois períodos de modulação.

Logo, o sinal de modulado para a entrada do PWM digital, considerando os ganhos do AD e dos sensores é expressado na Eq. (21).

$$m(k+1) = -m(k) + \frac{L_s}{T_s} \left( \frac{PIC_{REF}}{V_I(k) \cdot R_{AD} \cdot S_{CG}} (I_{0REF}(k) - I_L(k)) \right) + 2 \frac{PIC_{REF}}{V_I(k) \cdot R_{AD} \cdot S_{VG}} V_g(k) \quad (21)$$

Onde  $PIC_{REF}$  é a referencia de tensão do dsPIC,  $R_{AD}$  é a resolução do AD,  $S_{CG}$  é o ganho do sensor de corrente e  $S_{VG}$  é o ganho do sensor de tensão.

## 6 O ALGORÍTMO DE MPPT

Como as características de tensão e corrente do módulo variam de acordo com as condições de dos painéis e da carga, varia também a corrente de saída. Portanto, para maximizar a potencia de saída, o inversor deve ser capaz de variar a referencia da corrente de saída para maximizar o produto entre a tensão dos painéis e a corrente de saída (Imhoff, 2007). O algoritmo de MPPT proposto é baseado no perturba e observa e precisa apenas da medição da tensão dos painéis. O fluxograma da Fig. 9 mostra como o algoritmo funciona.

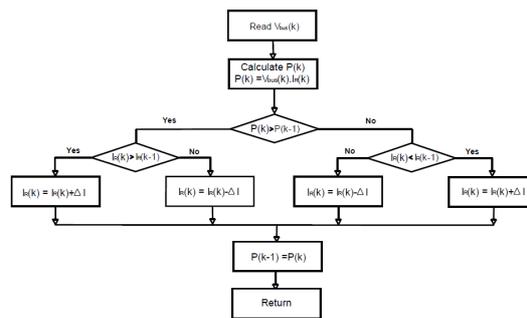


Figura 9- Fluxograma do algoritmo de MPPT proposto

Onde  $I_R$  é a referencia de corrente.

## 7 RESULTADO DAS SIMULAÇÕES

### 7.1 Malha de Corrente

As simulações foram executadas no software PSIM utilizando o bloco de DLL para simular o programa contido no dsPIC. O esquemático simulado é mostrado na Fig. 10.

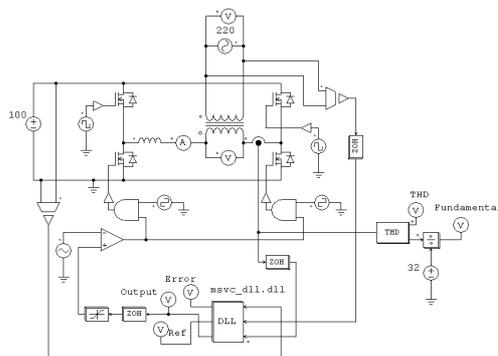


Figura 10- Esquemático simulado no PSIM

As especificações do inversor proposto são:

Tabela 1- Parâmetros do inversor

<b>Tensão de Entrada</b>	100 V
<b>Tensão da Rede</b>	220 V
<b>Frequência de Chaveamento</b>	30000 Hz
<b>Potência de Saída</b>	700 W

Foram obtidos resultados para a corrente de saída utilizando o compensador PI e o compensador preditivo. A corrente no primário do transformador utilizando-se o compensador PI é representada na Fig. 11.

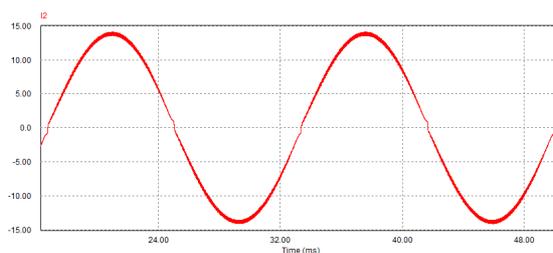


Figura 11- Corrente no primário do transformador utilizando-se o compensador PI

A Fig. 12 representa a corrente no primário do transformador utilizando-se o compensador preditivo.

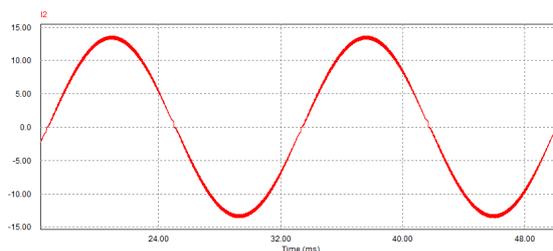


Figura 12- Corrente no primário do transformador utilizando-se o controlador preditivo

O THD para as duas formas de onda de corrente foram medidas com o software PSIM e são mostradas na Tab. (2).

Tabela 2- THD simulado

THD	
<b>Controlador PI</b>	2,4%
<b>Controlador preditivo</b>	2,0%

Foi aplicado um degrau na referência de corrente e verificado a resposta dos controladores.

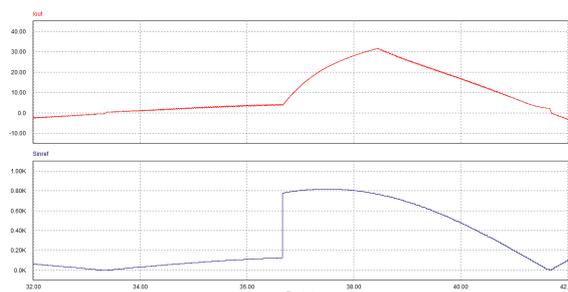


Figura 13- Resposta ao degrau utilizando-se o controlador PI. Acima está representada a corrente de saída e abaixo a referência de corrente

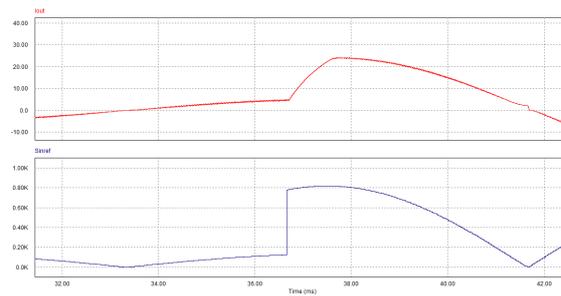


Figura 14- Resposta ao degrau utilizando-se o controlador preditivo. Acima está representada a corrente de saída e abaixo a referência de corrente

Os resultados mostram que o controle preditivo fornece uma resposta mais rápida que a do controlador PI.

## 7.2 Algoritmo de MPPT

Para validar o algoritmo, uma simulação foi implementada no software PSIM. O circuito do inversor foi substituído por uma fonte de corrente visando reduzir o passo de tempo.

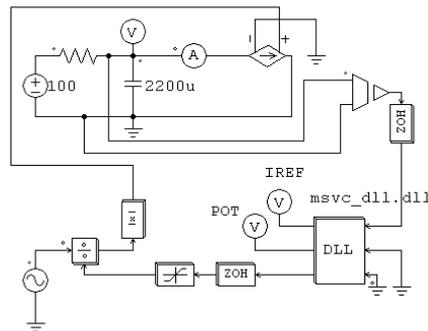


Figura 15- Esquemático do simulador do MPPT

De acordo com o teorema da máxima transferência de potência, a tensão no barramento deve estabilizar na metade da tensão dos painéis. A tensão dos painéis era de 100V e a tensão no capacitor se estabilizou em torno de 50V. A potência entregue se estabilizou em seu máximo, como pode ser visto na Fig. 16:

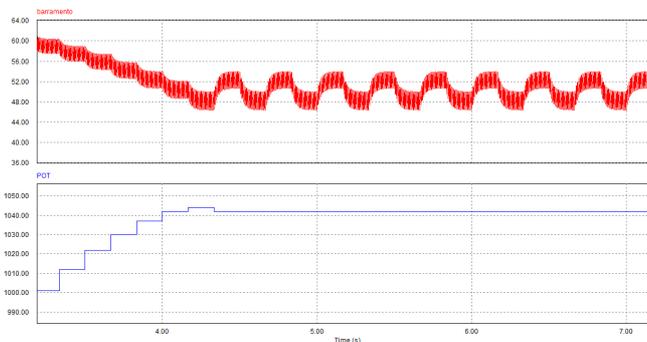


Figura 16- Resultados da simulação do MPPT. Acima está representada a tensão no capacitor e abaixo a potencia calculada pela DLL

## 8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar os resultados das simulações e as respostas dos controladores, um protótipo de 700 W foi construído. Para os testes, uma tensão de 100 V foi utilizada.

### 8.1 Controlador PI

A corrente obtida utilizando-se o controlador PI está representada na Fig. 17. Percebe-se que a corrente está fase com a tensão no primário do transformador.

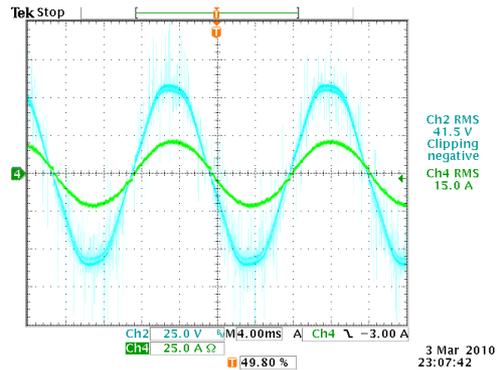


Figura 17- Resultados utilizando-se o controlador PI. Ch2: Tensão no primário do transformador. Ch4: Corrente no primário do transformador

Um zoom foi aplicado na corrente:

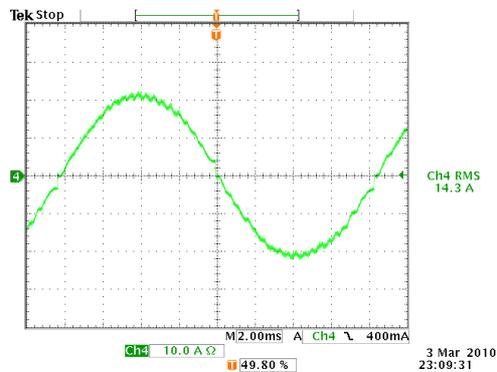


Figura 18- Corrente no primário do transformador utilizando-se o controlador PI

É perceptível certa interferência em alta frequência e a distorção na passagem pelo zero. Esses fatos foram verificados também nas simulações.

### 8.2 Controlador Preditivo

Este controlador foi testado nas mesmas condições do controlador PI. A corrente obtida utilizando-se o controlador preditivo também está em fase com a tensão no primário do transformador, o que pode ser visto na Fig. 19.

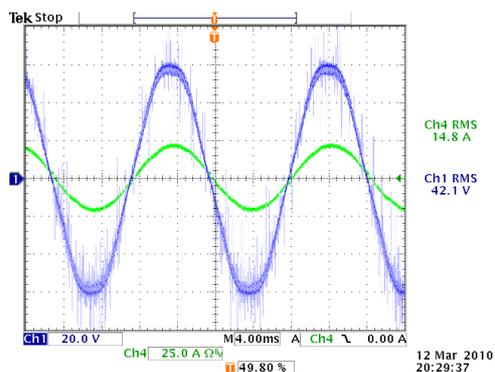


Figura 19- Resultados utilizando-se o controlador PI. Ch1: Tensão no primário do transformador. Ch4: Corrente no primário do transformador

Um zoom foi aplicado na corrente:

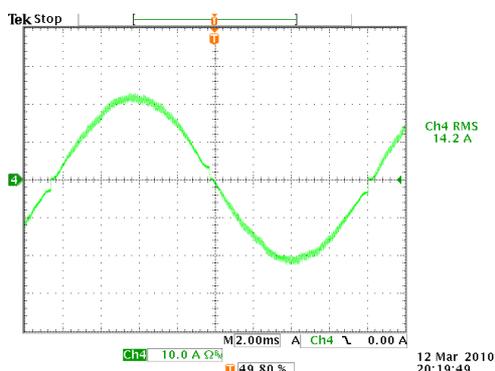


Figura 20- Corrente no primário do transformador utilizando-se o controlador preditivo

A distorção no cruzamento pelo zero não foi eliminada, mas a distorção de alta frequência foi reduzida.

### 8.3 Distorção Harmônica Total (THD)

O THD de corrente para ambos controladores foi obtido utilizando o software Wavestar e considerando-se os primeiros 13 harmônicos. Os resultados podem ser vistos na Tab. (3).

Tabela 3. THD medido

THD	
Controlador PI	3,042%
Controlador Preditivo	1,650%

Como pode ser verificado, o controle preditivo proposto introduz menos harmônicas na corrente injetada, sendo assim mais adequado para inversores de corrente do que o controlador PI.

### 8.4 Curva de Eficiência

A curva de eficiência do inversor foi traçada considerando-se também as perdas no transformador conforme a Fig. 21:

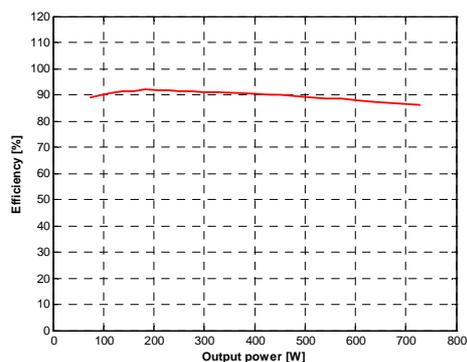


Figura 21. Curva de Rendimento do inversor

O inversor proposto apresentou uma eficiência de pico de 92 %, mas é esperado que uma eficiência maior possa ser atingida substituindo as chaves por outras com menor resistência e mudando a técnica de modulação.

## 9 CONCLUSÃO

O controle preditivo é capaz de uma resposta dinâmica muito rápida e claramente apresentou um desempenho superior quando comparado com o controle PI convencional. Portanto, ele é muito adequado para aplicações de inversores de corrente em que é requerido um rápido acompanhamento da corrente de referência. Esses fatos puderam ser validados na análise do THD e na resposta ao degrau dos controladores. Por outro lado, o controlador preditivo requer a medição da tensão da rede, o que geralmente aumenta o hardware necessário para sua implementação em relação ao que é utilizado pelo controlador PI. O protótipo desenvolvido apresentou uma eficiência de pico de 92% e um THD de 3 % e 1,7 % para os controladores PI e preditivo respectivamente. Este trabalho será continuado até que um produto final seja desenvolvido.

## 10 REFERÊNCIAS

- Buso, S. and Mattavelli, P. (2006). Digital Control in Power Electronics. 1st ed. USA: Morgan & Claypool.
- Friedemann, R.A. (2007). Conversor CC-CA para Eletrodomésticos Alimentados por Tensão Bi-Volt, Dissertação de mestrado, UFSC, Florianópolis, SC.
- Holmes, D.G. and Martin D.A. (1996). Implementation of A Direct Digital Predictive Current Controller For Single and Three Phase Voltage Sources Inverters. Thirty-First IAS. Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE.
- Imhoff, J. (2007). Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos, Dissertação de mestrado, UFSM, Santa Maria, RS.
- Renewable Energy Policy Network For The 21<sup>st</sup> Century – REN21 (2009) Renewables Global Status Report 2009 Update.
- Yu, B. and Chang, L. (2005). Improved Predictive Current Controlled PWM for Single-Phase Grid Connected Voltage Source Inverters, Power Electronics Specialists Conference, 2005, PESC '05. IEEE 36th.

## DESIGN AND COMPARISON OF A DIGITAL PROPORTIONAL-INTEGRAL CONTROLLER AND A MODIFIED PREDICTIVE CONTROLLER FOR A 700 W GRID CONNECTED PHOTOVOLTAIC INVERTER

**Abstract.** *The most efficient way to take advantage of photovoltaic energy is in grid connected systems, mainly because it does not require energy storage into batteries. In such systems, inverters are responsible to turn the panels DC current into AC current synchronized with the voltage grid, and to maximize the absorbed energy. This paper contains the project and the comparison of two digital current controllers for a 700 W photovoltaic grid connected full-bridge inverter: a proportional-integral (PI) and a modified predictive. The controllers were compared through simulations in the software PSIM, using DLLs to simulate the microcontroller dynamic, and through experimental results. In order to always extract the maximum power of solar panels, a MPPT algorithm based on the perturb-and-observe was also designed and simulated. The proposed inverter is supposed to connect the photovoltaic panels of the power electronics laboratory of Federal University of Ceará.*

**Key words:** *Inverter, photovoltaic, PI, predictive controller, MPPT.*