

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

Pedro André Martins Bezerra – pedroandre.ufc@gmail.com

Sergio Daher – sdaher@dee.ufc.br

Gean Jacques Maia de Sousa – geanjacques@hotmail.com

Fernando Luis Marcelo Antunes – fantunes@dee.ufc.br

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

Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia Elétrica

Resumo. A maneira mais eficiente de aproveitamento da energia fotovoltaica é feita através dos 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 dos algoritmos de controle, 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, Painel 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. Consequentemente, 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 mundial 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 renováveis em 2001, quando o país foi forçado a racionar energia para suprir sua população.

O Brasil é muito rico em termos de energia solar 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 1,3 GW 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 fotovoltaicos alimentando consumidores isolados, 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 diminui o custo 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, em muitos casos (p.ex., referência em rampa ou senoidal), não corrigir o 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 melhor a referência. Esse método controla de forma mais precisa a corrente de saída com um mínimo de distorção, mas requer mais recursos computacionais e mais 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 do tipo ponte completa convencional, conforme 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.

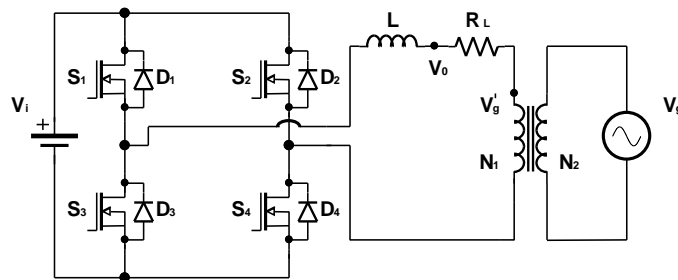


Figura 1- Topologia de um inversor ponte completa.

Na topologia mostrada da Fig.1, 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 e a modulação utilizada é a unipolar modificada, o inversor pode ser modelado com um conversor Buck, conforme a Fig. 2.

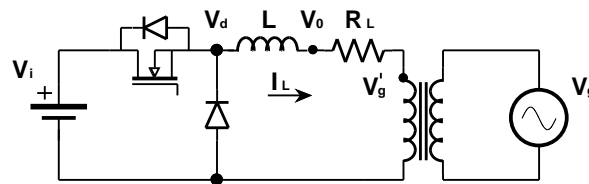


Figura 2- Esquemático do conversor Buck.

Para representar matematicamente 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 de corrente controladas. Essas fontes, por sua vez, podem ser substituídas por um transformador ideal com uma adequada relação de transformação. Tal procedimento pode ser visualizado na Fig. 3.

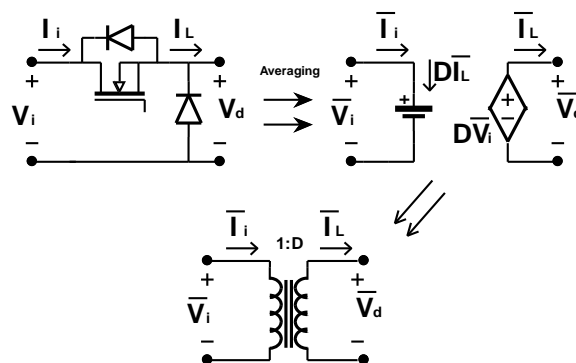


Figura 3- Modelos equivalentes da célula comutadora.

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

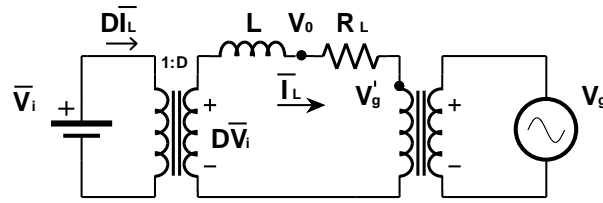


Figura 4- Modelo médio do conversor Buck.

Da Fig. 4, as Eq. (1) e Eq. (2) podem ser 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 obtido através da Eq. (3) e Eq. (4), sendo finalmente representado na Eq. (5).

$$\frac{d(i_L + \hat{i}_L)}{dt} = \frac{1}{L} \left((D + \hat{d})(v_i + \hat{v}_i) - R_L (i_L + \hat{i}_L) - V_g' \right) \quad (3)$$

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

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

Os valores de R_L e L foram experimentalmente medidos e são respectivamente: $153 \text{ m}\Omega$ e $945 \text{ }\mu\text{H}$.

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.

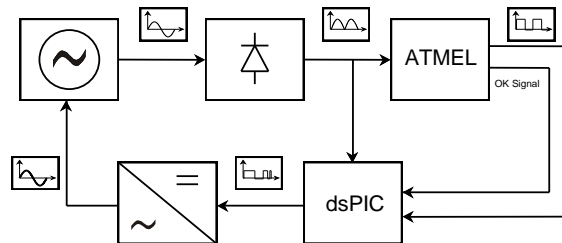


Figura 5- Sistema de sincronismo.

A modulação escolhida foi a unipolar modificada. Assim como na modulação unipolar, tensões positivas, negativas e nulas são aplicadas no filtro de saída. Entretanto, no caso da unipolar modificada, 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 pinos PWM;
- O controle é simples, pois não há sequência 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 referências de corrente em alta frequência. Embora o controlador PI garanta erro em estado estacionário nulo para uma referência contínua, ele apresenta erro para referências senoidais. Esse erro aumenta com a frequência da corrente de referência e pode se tornar inaceitável em determinadas aplicações (Rodríguez et al., 2007).

O controlador PI foi projetado no domínio contínuo, e depois disso, convertido para o domínio discreto utilizando a aproximação de Euler. Para 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 ($Cout$) e o sinal modulador ($Msig$) pode ser modelada no domínio de Laplace através da aproximação de Padé, conforme (7).

$$PWM(s) = \frac{Msig}{Cout} = \frac{1}{cpk} e^{sDT_s} \cdot e^{sT_s} \cong \frac{1}{cpk} e^{s \frac{3T_s}{2}} \quad (6)$$

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

Na Eq. (7), cpk é a amplitude portadora 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 conversor analógico digital (AD), é mostrado na Fig. 6.

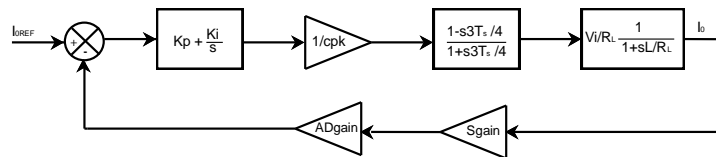


Figura 6- Diagrama de blocos completo do sistema analógico.

A escolha de K_p e K_I foi feita utilizando a análise da resposta em frequência do sistema. De acordo com a literatura, para que o um sistema seja estável, é necessário que sua função transferência de laço aberto possua margem de fase positiva. Os parâmetros do controlador digital foram obtidos resolvendo o sistema de equações formado pelas Eq. (8), Eq. (9), Eq. (10) e Eq. (11). Impondo uma determinada margem de fase M_f ao sistema, obtêm-se a Eq. (8):

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

A equação 9 é derivada da afirmação que, na frequência de cruzamento, o módulo da função de transferência de malha aberta (FTMA) deve ser unitário.

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

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

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

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 nas Eq. (12) e 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 modulador 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.

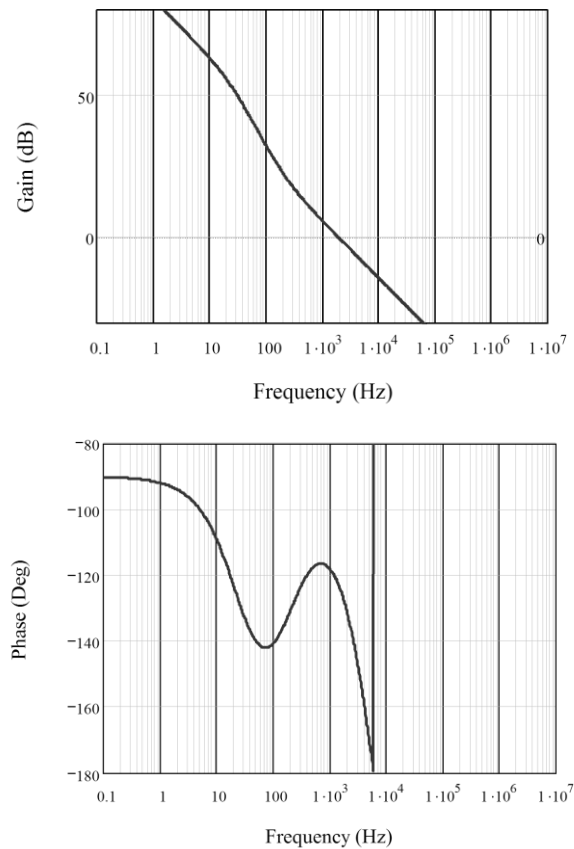


Figura 7- Diagrama de Bode do sistema compensado.

A margem de fase e a frequência de cruzamento pelo zero escolhidas estão representadas nas Eq. (14) e Eq. (15).

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

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

5. O CONTROLADOR PREDITIVO

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

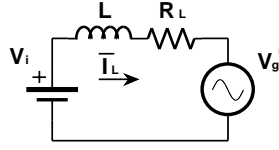


Figura 8- Modelo simplificado do inversor.

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 e R_L foi considerado desprezível.

Como introduzido por Yu e Chang (2005), o 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 a tensão da rede estão disponíveis no tempo $[k-1]$, quando os cálculos se iniciam. Para 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. Essas são as causas do fraco desempenho do controlador quando há variação nos parâmetros (Kojabadi et al., 2006). O Controle preditivo proposto se utiliza da alta 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) obtém-se a Eq. (18).

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

Substituindo a Eq. (16) na Eq. (18) obtém-se a Eq. (19).

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

Assumindo-se 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 a Eq. (20) para o controlador preditivo.

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

Na Eq. 20, $\bar{I}_L(k+2)$ pode ser substituída por I_{0REF} , que é a corrente de saída de referência. A Eq. 20 pode ser utilizada para se determinar para o período de modulação começando em $(k+2)T_s$ que vai fazer a corrente no indutor atingir o valor de referencia no instante $(k+2)T_s$.

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

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

Na Eq. 21, PIC_{REF} é a referência de tensão do dsPIC, R_{AD} é a resolução do AD, S_{CG} é o ganho do sensor de corrente e S_{VG} é do ganho do sensor de tensão.

6. O ALGORÍTMO DE MPPT

Considerando-se a tensão da rede constante (valor eficaz), para maximizar a potência de saída, o inversor deve ser capaz de variar a referência 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.

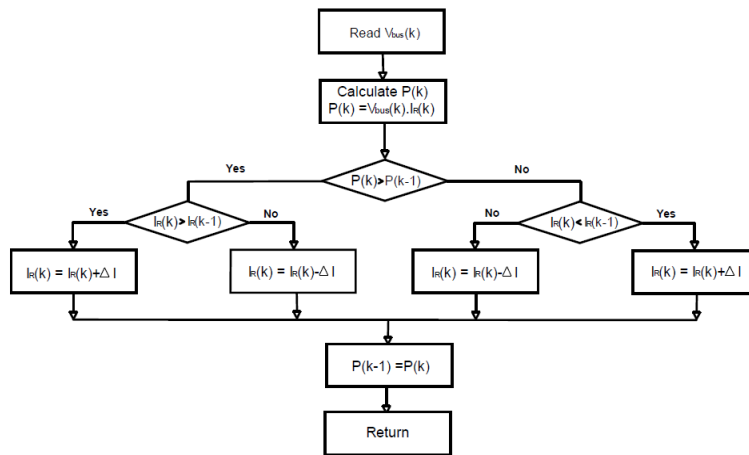


Figura 9- Fluxograma do algoritmo de MPPT proposto.

Na Fig.9, I_R é a referência de corrente de saída gerada internamente pelo microcontrolador.

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.

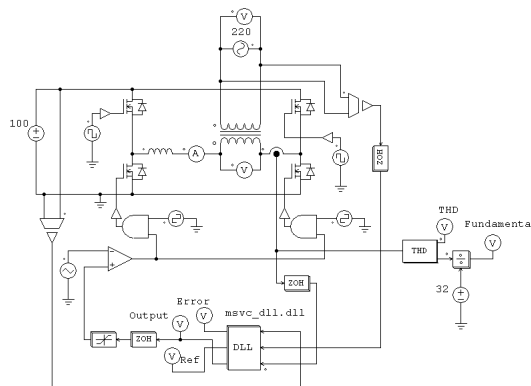


Figura 10- Esquemático simulado no PSIM.

As especificações do inversor proposto são listadas na Tab. 1.

Tabela 1- Parâmetros do inversor.

Tensão de Entrada	100 V
Tensão da Rede	220 V
Frequência de Chaveamento	30000 Hz
Potência de Saída	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 o compensador PI é representada na Fig. 11.

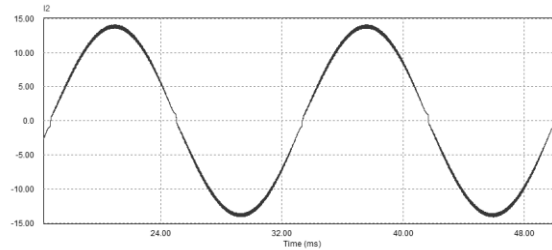


Figura 11- Corrente no primário do transformador utilizando-se o compensador PI.

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

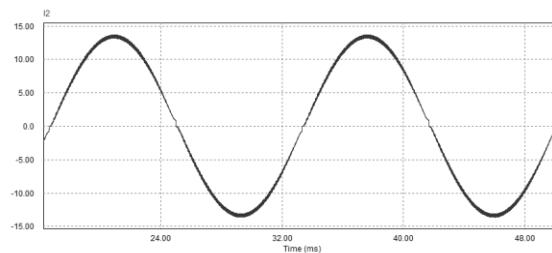


Figura 12- Corrente no primário do transformador utilizando-se o controlador preditivo.

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	
Controlador PI	2,4%
Controlador preditivo	2,0%

Na Fig. 13 e Fig. 14 foi aplicado um degrau na referencia de corrente e verificado a resposta dos controladores.

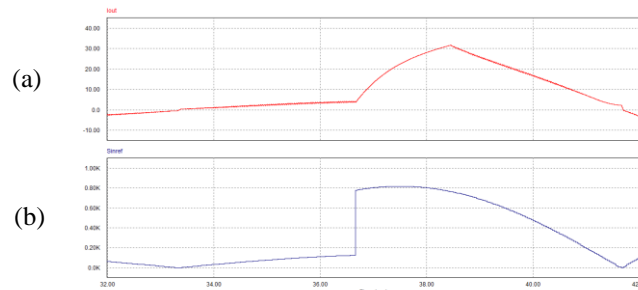


Figura 13- Resposta ao degrau utilizando-se o controlador PI. (a) Corrente de saída [A] (b) Referência de corrente.

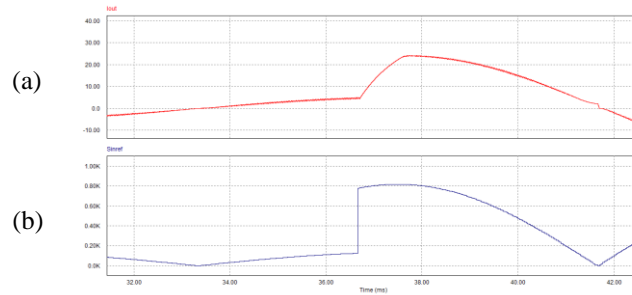


Figura 14- Resposta ao degrau utilizando-se o controlador preditivo. (a) Corrente de saída [A] (b) Referência de corrente.

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.

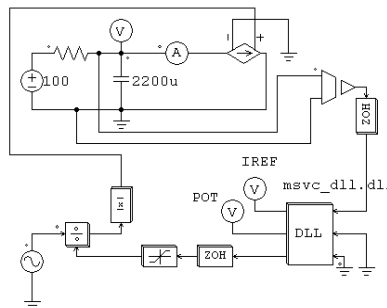


Figura 15- Esquemático do simulador do MPPT.

Na Fig. 15, para fins de validação do algoritmo, o painel foi substituído por uma fonte de tensão em série com uma resistência. Neste caso, 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 100 V 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.

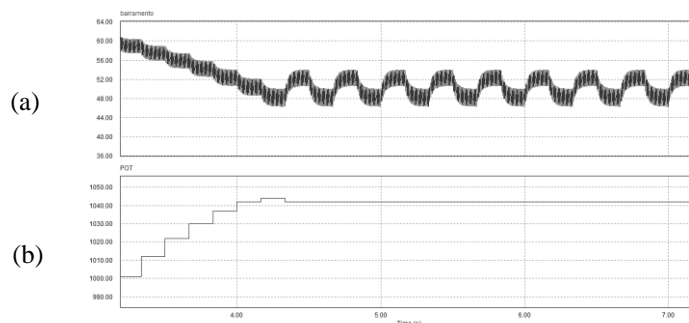


Figura 16- Resultados da simulação do MPPT. (a) Tensão no capacitor (b) Potencia calculada pela DLL.

8. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar os resultados das simulações e as respostas dos controladores, um protótipo de 700 W foi construído. Considerando-se os algoritmos de controle de corrente e de MPPT podem ser desacoplados (assim como ocorre normalmente nos controles em cascata), uma tensão constante de 100 V foi utilizada em substituição aos painéis para realizar os testes dos controladores de corrente.

8.1 Controlador PI

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

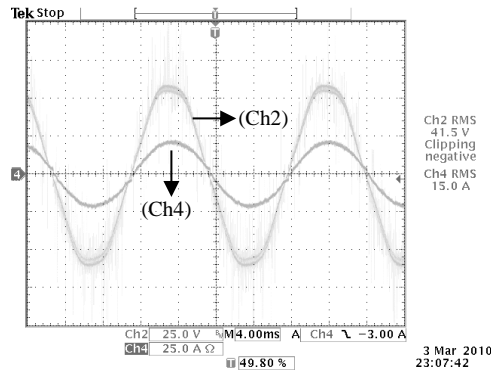


Figura 17- Resultados utilizando-se o controlador PI. Ch2: Tensão no primário do transformador. Ch4: Corrente no primário do transformador.

Em separado, uma visualização mais detalhada da forma de onda da corrente é mostrada na Fig. 18.

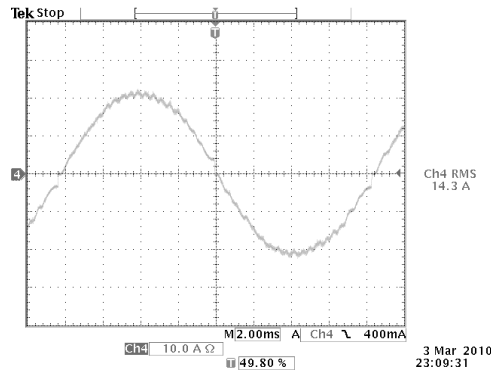


Figura 18- Corrente no primário do transformador utilizando-se o controlador PI.

Na Fig. 18, 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 o controlador preditivo também está em fase com a tensão no primário do transformador, o que pode ser visto na Fig. 19.

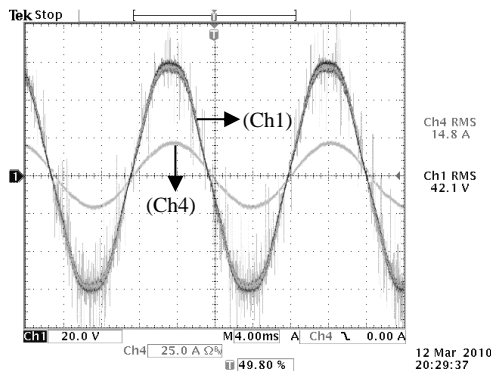


Figura 19- Resultados utilizando-se o controlador PI. Ch1: Tensão no primário do transformador. Ch4: Corrente no primário do transformador.

Em separado, uma visualização mais detalhada da forma de onda da corrente é mostrada na Fig. 20.

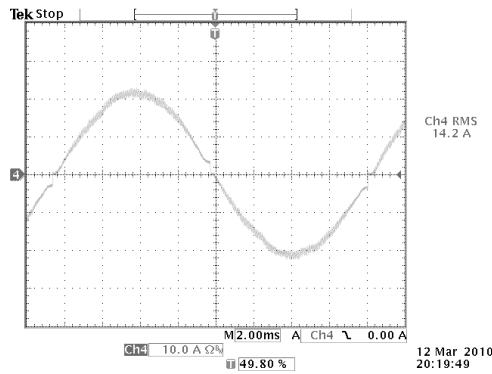


Figura 20- Corrente no primário do transformador utilizando-se o controlador preditivo.

Na Fig.20 é possível perceber que, embora a distorção no cruzamento pelo zero não foi eliminada, a distorção de alta frequência foi reduzida.

8.3 Distorção Harmônica Total (DTH)

A DTH de corrente para ambos controladores foi obtida utilizando o software *Wavestar* e considerou apenas 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.

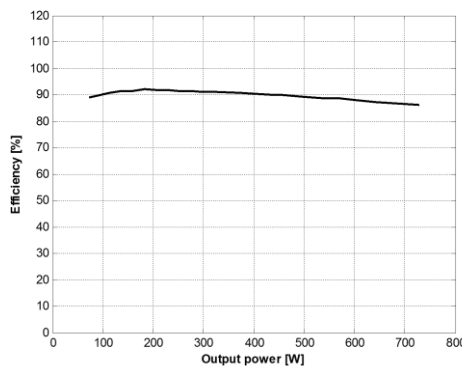


Figura 21. Curva de Rendimento do inversor.

O inversor proposto apresentou uma eficiência de pico de 92 %, mas é esperado que uma eficiência maior possa ser atingida através da substituição das chaves de potência por outras com menor resistência e implementação de melhorias na técnica de modulação.

9. CONCLUSÃO

O controle preditivo é capaz de produzir 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 da 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 uma THD de 3,0 % e 1,7 % para os controladores PI e preditivo, respectivamente. O algoritmo de MPPT apresentado é uma técnica que pode ser facilmente implementada uma vez que requer apenas a leitura da tensão dos painéis fotovoltaicos. 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 21st 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.
- Kojabadi, H.M.; Yu, B.; Gadoura, I.A; Chang, L. and Ghribi, M. (2006). A Novel DSP-Based Current Controlled PWM Strategy for Single Phase Grid Connected Inverters. In: IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 4, July 2006. pp. 985 – 993.
- Rodríguez, J; Pontt, J; Silva, C.A; Correa, P; Lezana, P; Cortés, P. and Ammann, U. (2007). Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, February 2007. pp 495 – 503.

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.*