

Contribution to the Study of a Single-Phase Single-Stage Photovoltaic System

F. C. Mattos, V. S. Lacerda, R. L. Valle, *Student Member, IEEE*, A. A. Ferreira
P. G. Barbosa, *Senior Member, IEEE*, H. A. C. Braga, *Senior Member, IEEE*

Abstract— This paper deals with a grid-connected single-phase single-stage photovoltaic (PV) system based on a full-bridge voltage-source inverter controlled by means of a low-cost integrated circuit (IC). It is shown that the average current control technique enables tracking the maximum power point of PV panels and allows attaining a low distortion, high power factor output current. The main contribution of this work is to demonstrate that the previous functions can be accomplished by means of the IC UC3854. Since this integrated circuit is commonly employed in high power factor ac-to-dc pre-regulators it is necessary to provide some adaptation, which it will be described in the paper. Experimental results of a 720 W prototype are presented to validate the proposal.

Keywords— Grid-connected PV system, single-stage PV system, single-phase converter.

I. INTRODUÇÃO

NA última década, apesar dos custos mais elevados, os sistemas de geração de energia elétrica baseado em painéis solares fotovoltaicos tem apresentado uma das maiores taxas de crescimento do mercado quando comparados com outras fontes de energia [1], [2]. Na Fig. 1 são mostradas algumas curvas onde é possível observar a evolução dos custos dos painéis e dos sistemas de geração fotovoltaicos em três países distintos. Enquanto os painéis PV apresentam uma suave taxa de redução dos custos, os sistemas PV chegaram a ter quedas da ordem de 50% em alguns países. Espera-se assim que, com o aumento da produção, o desenvolvimento de conversores mais eficientes e novas descobertas de materiais mais eficientes para a fabricação das células PV, os custos dos sistemas solares fotovoltaicos sejam reduzidos significativamente.

Os sistemas PV, quando conectados à rede elétrica de distribuição, aumentam a oferta de energia elétrica nos centros de carga, evitando a construção de novas e/ou longas linhas de transmissão. Contudo, quando expostos à luz, os painéis fotovoltaicos geram tensões e correntes contínuas (CC) em seus terminais de saída. Portanto, antes de injetar a energia

convertida pelos painéis solares fotovoltaicos na rede elétrica de distribuição é indispensável a utilização de conversores estáticos de potência.

Diversas topologias de conversores são utilizadas para o processamento de energia em sistemas PV. Em [3]-[6] são apresentadas algumas variações topológicas de conversores monofásicos utilizados para a conexão desses sistemas em paralelo com a rede elétrica de distribuição.

Dentro deste contexto, o presente trabalho propõe o uso de um circuito integrado comercial, dedicado ao controle de conversores CA-CC com elevado fator de potência, para controlar um conversor de baixo custo de um sistema solar fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica CA. O controlador proposto neste trabalho deve ser capaz de injetar na rede uma corrente senoidal, com baixa distorção harmônica e alto fator de potência e ainda, ser capaz de rastrear o ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point*) (MPP) do painel PV. Desse modo garante-se que a máxima quantidade de energia disponível para conversão no arranjo fotovoltaico poderá ser transferida para a rede ou usada para alimentar uma carga, aumentando a eficiência do sistema.

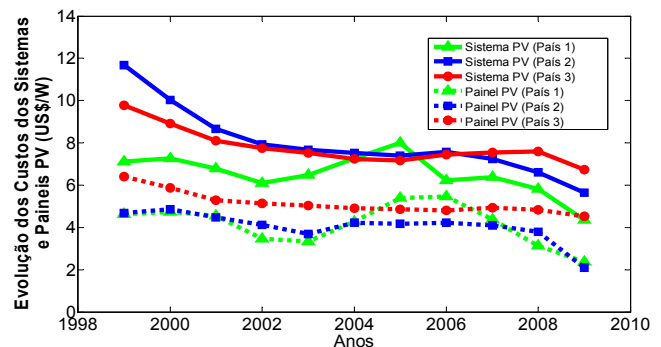


Figura 1. Evolução do preço dos módulos fotovoltaicos e sistemas de pequena escala considerando os efeitos da inflação 1999-2009 [1].

Na Fig. 2 é apresentado o diagrama de blocos generalizado do sistema PV estudado neste trabalho. A lógica de controle deste sistema, indicada dentro do bloco tracejado da figura, é baseada em um circuito integrado comercial (UC3854) que usa uma estratégia de controle por corrente média. Os sinais *A*, *B* e *C* são responsáveis pela sincronização e controle do conversor estático e serão explicados adiante. As demais variáveis e parâmetros indicados serão descritos ao longo deste artigo. A base metodológica para o desenvolvimento deste trabalho é a mesma apresentada em [7] e [8], em que o objetivo foi estabelecer, em um único estágio de

F. C. Mattos, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, filipe.mattos@engenharia.ufjf.br

V. S. Lacerda, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, vinicius.sobreira@yahoo.com.br

R. L. Valle, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, rodolfo.lacerda@engenharia.ufjf.br

A. A. Ferreira, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, andre.ferreira@ufjf.edu.br

P. G. Barbosa, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, pedro.gomes@ufjf.edu.br

H. A. C. Braga, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, henrique.braga@ufjf.edu.br

processamento de energia, um sistema que opere no ponto de máxima potência para diferentes valores de radiação solar incidente no painel PV. Resultados semelhantes são apresentados em [9], [10]. Porém, nestes dois casos são considerados mais estágios para o processamento da energia gerada pelos painéis.

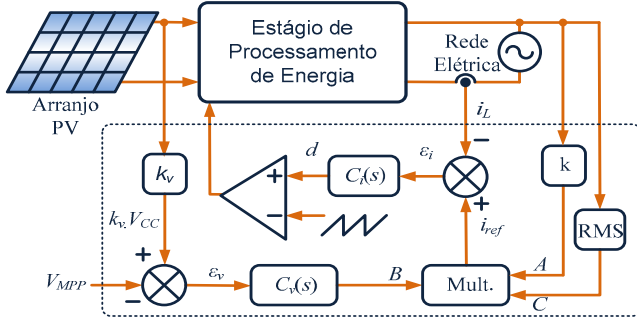


Figura 2. Diagrama de blocos generalizado do sistema PV.

II. SISTEMA FOTOVOLTAICO MONOFÁSICO DE ESTÁGIO ÚNICO

Na Fig. 3 é apresentada a topologia do inversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Inverter*) (VSI) em ponte completa [11]. Um arranjo formado por vários painéis PV é conectado aos terminais de entrada do conversor enquanto que seus terminais de saída são conectados a uma rede CA através de um indutor L . O capacitor C_{CC} do inversor tem a finalidade de armazenar energia oriunda dos painéis e minimizar variações transitórias da tensão terminal dos painéis.

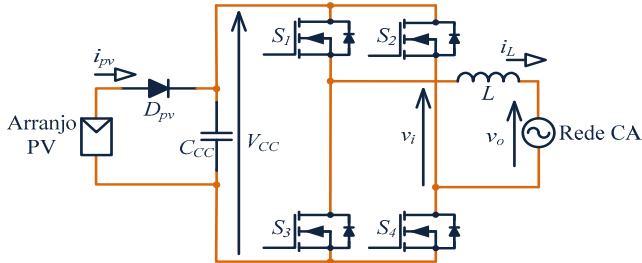


Figura 3. Circuito VSI monofásico.

A análise do sistema de processamento de energia fotovoltaica proposto neste trabalho começa por sua analogia com o circuito do pré-regulador *boost* com elevado fator de potência [12]. Em um sistema pré-regulador PFC, constituído por um retificador monofásico a diodos e um conversor *boost*, a entrada de energia é do tipo CA e se deseja garantir uma tensão CC regulada na carga, ao mesmo tempo que drena uma corrente senoidal com baixa distorção harmônica e elevado fator de potência da rede CA. Analogamente, no sistema PV da Fig. 3 a entrada de energia é do tipo CC, sendo que se deseja injetar na rede uma corrente CA com um baixo índice de distorção harmônica.

Pelo exposto, pode-se comutar os interruptores S_1 e S_3 do VSI da Fig. 3 de forma complementar e na mesma frequência da rede. Este tipo de operação irá forçar uma oscilação com o dobro da frequência da rede na tensão V_{CC} . Para garantir que a corrente de saída siga o sinal de referência senoidal desejado,

os interruptores S_2 e S_4 do inversor deverão ser comutados em alta frequência e com uma razão cíclica dependente da amplitude da forma de onda senoidal da tensão da rede bem como da energia disponível no arranjo fotovoltaico, ou seja, para uma maior irradiação no painel maior será o nível de corrente injetada e vice-versa.

Na Fig. 4 (a)-(d) são ilustrados os circuitos equivalentes referentes as quatro etapas de funcionamento explicadas anteriormente para o VSI em ponte da Fig. 3 [13], [14]. As Etapas I e II são relativas à operação do VSI para $i_L(t) > 0$, enquanto que as Etapas III e IV são referentes à operação para $i_L(t) < 0$. Essa estratégia de comutação garante uma tensão de saída com três níveis nos terminais de saída do conversor. A escolha desta estratégia de comutação garante uma menor taxa de Distorção Harmônica Total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) (THD) da tensão e corrente nos terminais de saída do VSI [15].

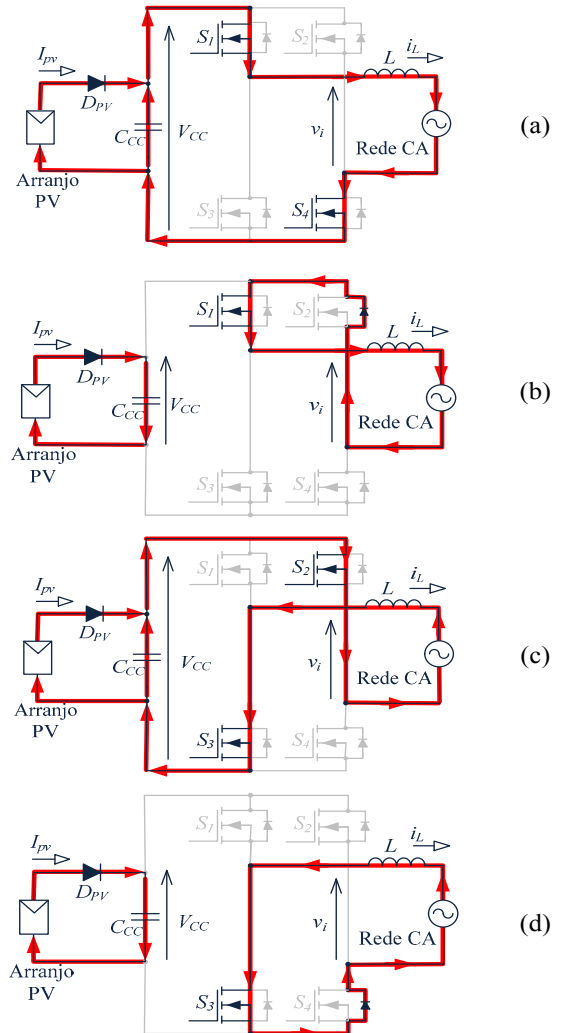


Figura 4. Etapas de comutação para operação do conversor com tensão de saída em três níveis: (a) Etapa I, (b) Etapa II, (c) Etapa III e (d) Etapa IV.

Durante as Etapas I e III, Fig. 4 (a) e (c), o arranjo PV e o

capacitor C_{CC} transferem energia para rede CA. Nas Etapas II e IV, Fig. 4 (b) e (d), o arranjo PV carrega o capacitor C_{CC} enquanto ocorre a livre circulação da corrente do indutor pelos diodos.

III. MODELO MATEMÁTICO SIMPLIFICADO DO SISTEMA PV

Para obter o modelo matemático do inversor em ponte completa, com tensão de saída com três níveis, foi usado o circuito equivalente da Fig. 5. Esta simplificação considera um único conversor *buck* conectado à uma fonte de tensão senoidal retificada, cujo valor de pico é V_{op} e a frequência angular de 2ω , onde $\omega = 2\pi f$, sendo f a frequência fundamental da rede. De fato, o inversor VSI da Fig. 3, modulado com estratégia PWM unipolar, possui um comportamento idêntico ao de um conversor *buck*, para cada um dos semiciclos da tensão CA da rede.

Do circuito equivalente da Fig. 5, assumindo que o diodo D_{PV} está conduzindo, pode-se escrever que $V_{CC} = V_{PV}$. Neste caso, assumindo que o sistema de controle varia a razão cíclica de 0% até próximo de 100%, deve-se determinar o ponto mais representativo para a operação do sistema sendo a tensão de saída do conversor dada por $v_o(t) = |V_{op}\sin(\omega t)|$.

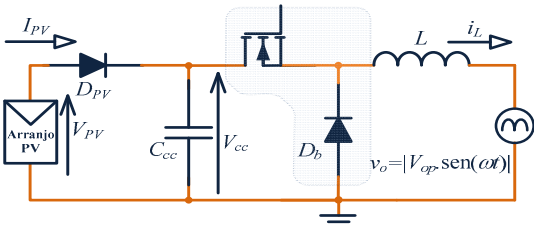


Figura 5. Circuito equivalente simplificado do sistema PV.

Quando a tensão de saída do conversor *buck* é máxima ($v_o = V_{op}$), tem-se que a razão cíclica d também assume seu valor máximo. Neste ponto a corrente de saída do conversor também será máxima e, portanto, o valor da tensão de controle também será máximo.

Com isto, para garantir que o sistema seja capaz de injetar corrente na rede, deve-se garantir que a tensão do arranjo PV para o ponto de máxima potência (V_{MPP}) seja maior que a tensão de pico da rede CA. Logo, pode-se escrever:

$$V_{CC} > V_{op}. \quad (1)$$

Para alcançar essa característica com a topologia de conversor utilizada devem ser associados vários painéis PV em série a fim de garantir que a tensão CC seja sempre superior ao valor de pico da tensão da rede elétrica CA. Esta característica é interessante já que, para uma mesma potência instalada, a corrente que circula pelos painéis será igual à corrente de um dos painéis apenas. Neste caso as perdas por condução serão menores e consequentemente a eficiência do sistema PV será mais elevada.

O método de linearização adotado nesta modelagem foi o modelo da célula de comutação proposto por Vorpérian [16]. Este método consiste em linearizar o comportamento dos interruptores do conversor substituindo-os por um circuito equivalente.

Aplicando o modelo da célula de comutação na área sombreada da Fig. 5 obtém-se a função de transferência que relaciona o efeito de pequenas perturbações na variável de saída $I_L(s)$ em decorrência de pequenas perturbações na razão cíclica $d(s)$ [7],

$$\frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{CC}}{s \cdot L}, \quad (2)$$

onde L é a indutância do conversor, $V_{CC} = V_{PV}$ é a tensão CC de entrada do conversor (igual a tensão terminal do painel fotovoltaico), $I_L(s)$ é a transformada de Laplace da corrente de saída e $d(s)$ é a transformada de Laplace da razão cíclica de operação do interruptor semiconductor.

IV. RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Vários são os métodos ou algoritmos descritos na literatura para rastrear o ponto de máxima potência dos painéis PV [17], [18], [19]. A complexidade de cada método depende do número de sensores necessários, da velocidade de convergência do algoritmo, da plataforma de implementação, entre outros fatores. O método de rastreamento do ponto de máxima potência utilizado neste trabalho foi o da tensão constante.

Na Fig. 6 é mostrado o diagrama de blocos simplificado indicando como essa tensão de referência pode ser sintetizada para garantir o MPPT (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*) do sistema PV. As variáveis de entrada são a tensão (V_{PV}) e a corrente (I_{PV}) nos terminais do painel PV, ao passo que a variável de saída é a referência de tensão V_{MPP} . A temperatura e o nível de radiação solar são considerados perturbações neste sistema.

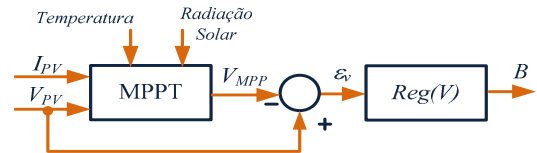


Figura 6. Estrutura de controle de MPPT.

A escolha desse método é devida ao seu baixo custo e facilidade de implementação. Contudo é importante mencionar que a utilização deste método resulta em erro de rastreamento do ponto MPP quando a temperatura do painel sofre variação. Neste caso pode-se empregar um método de ajuste baseado em um sensor de baixo custo para medir a temperatura do painel e posterior correção da tensão V_{MPP} relativa ao ponto de máxima potência conforme mostrado em [20].

V. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O diagrama de blocos do sistema de controle mostrado na Fig. 2 é formado por uma estrutura composta por duas malhas interdependentes. A malha mais rápida regula a corrente de saída enquanto a malha mais lenta controla a tensão de entrada do conversor.

Ao controlar a tensão de entrada, além de ajustar a tensão nos terminais do painel solar fotovoltaico no ponto de máxima

$$I_{LS}(s) = k_i \cdot I_L(s), \quad (3)$$

onde k_i , $I_{LS}(s)$ e $I_L(s)$ são o ganho e as transformadas de Laplace das correntes de saída e entrada do sensor *Hall*, respectivamente.

Como o circuito de controle é baseado na medição de um sinal de tensão com valor positivo [21], deve-se acrescentar no terminal de saída do sensor de efeito *Hall* um resistor de medida R_{sh} e um circuito retificador de ponte completa, já que as excursões para corrente de saída apresentam-se em valores positivos e negativos. Assim, no domínio da frequência pode-se escrever a seguinte relação para a tensão proporcional à corrente medida no indutor do conversor:

$$V_{sh}(s) = R_{sh} \cdot I_{LS}(s) = R_{sh} \cdot k_i \cdot I_L(s). \quad (4)$$

Tendo em mente o bloco “Modulador PWM” mostrado na Fig. 7, cujo circuito correspondente é indicado no diagrama funcional do UC3854 (Fig. 8), pode-se escrever a seguinte relação para a razão cíclica do conversor:

$$d(s) = \frac{V_c(s)}{V_{saw}(s)}, \quad (5)$$

sendo $V_c(s)$ a tensão de saída do bloco “Regulador de Corrente” e $V_{saw}(s)$ a amplitude da portadora dente de serra usada para gerar o padrão de chaveamento PWM para o conversor. No CI UC3854 a amplitude da onda dente de serra é 5,5 V.

Isolando $I_L(s)$ em (4) e substituindo (5) em (2) chega-se à relação (6) para a tensão $V_{sh}(s)$ em função da tensão de controle.

$$\frac{V_{sh}(s)}{V_c(s)} = \left(\frac{k_i R_{sh}}{V_{saw}} \right) \frac{V_{PV}}{sL}. \quad (6)$$

C. Regulador de Corrente

Na Fig. 11 é apresentado o compensador da malha de corrente cuja função de transferência é:

$$C_i(s) = \frac{k_c}{s} \left(\frac{s + \omega_{z}}{s + \omega_{p}} \right). \quad (7)$$

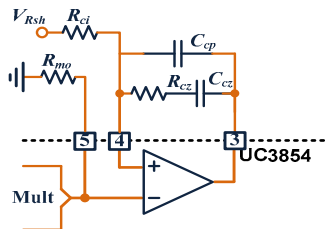


Figura 11. Detalhe do circuito do regulador de corrente.

O controlador da Fig. 11 é do tipo proporcional-integral com um filtro passa-baixas. Este tipo de controlador é também conhecido na literatura como controlador tipo 2. Ele possui um polo na origem, o que garante elevado ganho para baixas frequências e resulta em sinais sem erros de regime permanente. O segundo polo deve ser alocado abaixo da frequência de chaveamento do conversor para filtrar harmônicos oriundos da comutação em alta frequência. Já a frequência do zero deve ser escolhida uma década abaixo da

frequência do polo secundário, ou seja, do polo fora da origem.

Desse modo, fixando a frequência do polo secundário na metade da frequência de chaveamento do conversor pode-se escrever:

$$\omega_p = \frac{\omega_s}{2} \quad (8)$$

e,

$$\omega_z = \frac{\omega_p}{10} = \frac{\omega_s}{20}, \quad (9)$$

sendo $\omega_s = 2\pi f_s$ a frequência angular de comutação do conversor.

Os valores dos componentes do circuito do regulador de corrente são fornecido no Apêndice (Tabela I).

D. Regulador de Tensão

Na Fig. 12 é mostrado o circuito do regulador de tensão implementado no UC3854. A função de transferência deste controlador é idêntica à dada em (7) para o controlador de corrente. Além de garantir a estabilidade do sistema PV este controlador ajusta a tensão de operação no ponto MPP do painel fotovoltaico.

Para garantir a estabilidade do sistema PV, o controlador de tensão deve possuir uma largura de banda mais estreita do que o controlador de corrente, pois além de possuir uma dinâmica mais lenta do que a do regulador de corrente, situado na malha interna do controlador, ele deve rejeitar as ondulações em 2ω comuns nas aplicações monofásicas de conversores, sendo ω a frequência angular da rede.

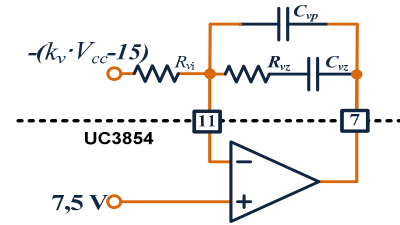


Figura 12. Detalhe regulador de tensão.

Caso a oscilação em 120 Hz na tensão CC não sejam filtradas haverá distorções harmônicas na corrente de referência do sistema de controle e um aumento da THD da corrente de saída, com posterior redução do fator de potência do sistema PV. Os valores dos componentes do circuito do regulador de tensão estão dados na Tabela II do Apêndice.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na Fig. 13 é mostrada uma fotografia do protótipo construído em laboratório usado para processar a energia de um arranjo de painéis fotovoltaicos juntamente com os circuitos de controle e de acionamento.

A tensão eficaz da rede CA é 127 V / 60 Hz. O arranjo PV foi formado pela conexão série de seis painéis modelo BP-SX120 cuja tensão de operação é 33,7 V/cada. Esta conexão irá garantir uma tensão CC de entrada para o conversor de 202 V na condição de MPP. Este arranjo tem a

capacidade de até 720 W em 25°C. A conexão série dos painéis PV é interessante do ponto de vista de perdas, pois o conversor irá trabalhar com uma corrente menor.

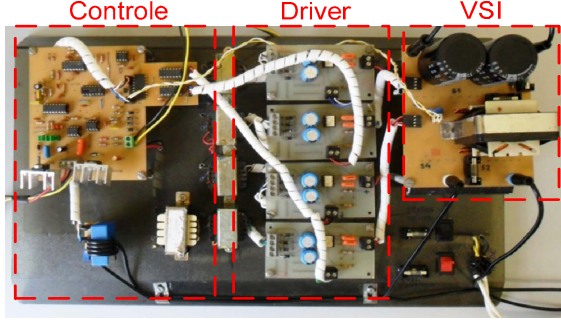


Figura 13. Protótipo do sistema de geração PV.

Assumindo uma frequência de chaveamento para o VSI de 70 kHz e um valor de ondulação da corrente pelo indutor de 10 %, pode-se calcular o valor do indutor do conversor usando a relação clássica dada por [7]:

$$L = \frac{V_{PV}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta i_{L_{\max}}} = 0,9mH. \quad (10)$$

Na Fig. 14 são exibidos os resultados experimentais de corrente de saída e tensão da rede, obtidos para o protótipo desenvolvido. A potência injetada na rede é da ordem de 400 W e a tensão dos painéis foi medida em 202,2V. A THD medida para a corrente de saída é igual a 4,34 %. Na Fig. 15 são mostradas as formas de onda da corrente de saída do VSI e da tensão de saída do sistema de geração PV, em uma condição de insolação distinta da observada na Fig. 14. Percebe-se que a tensão terminal dos painéis (canal 1) fica muito próxima do valor de referência de máxima potência.

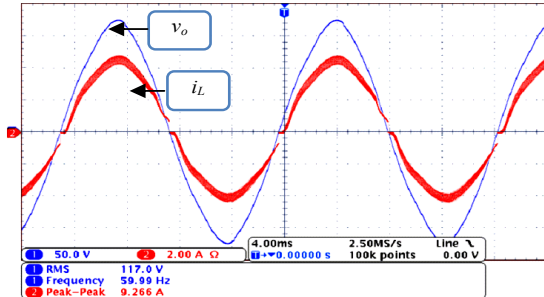


Figura 14. Resultados experimentais: Corrente de saída (i_L) e tensão da rede (v_o), (50V/div., 2A/div.).

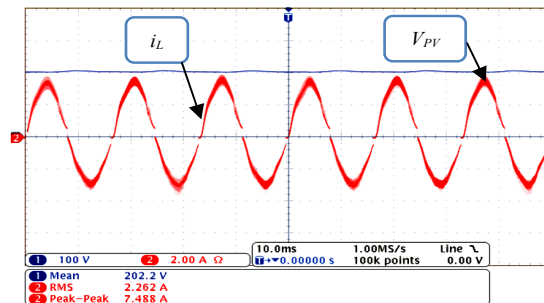


Figura 15. Resultados experimentais: Corrente de saída (i_L) e tensão no arranjo PV (V_{PV}), (100V/div., 2A/div.).

Para demonstrar o desempenho das malhas de controle foi implementado um modelo digital do sistema PV proposto no software PSIM cujos parâmetros são idênticos ao do protótipo real. Em $t = 0,4s$ foi aplicada uma variação em degrau de 1000 W/m² para 500 W/m² na radiação solar. Na Fig. 16 é mostrada as formas de onda da tensão do arranjo PV (tensão de entrada) e da potência injetada na rede. Observe que o valor médio da tensão do terminal dos painéis se mantém regulada no ponto MPP, sofrendo um desvio durante 100 ms, quando o degrau é aplicado. O modelo do painel PV utilizado para simular o sistema PV é descrito em [22].

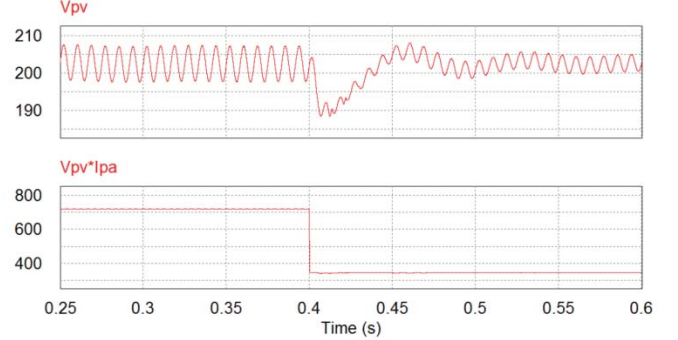


Figura 16. Formas de onda da tensão CC medida nos terminais do arranjo PV (curva superior) e potência gerada (curva inferior) para um degrau de radiação solar aplicado em $t = 0,4s$.

VIII. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou uma estrutura topológica compacta de um conversor monofásico CC-CA com saída em corrente, aplicada ao processamento de energia em sistemas PV de baixo custo e conectados à rede elétrica CA. O sistema tem a capacidade de injetar uma corrente com baixa distorção harmônica e com elevado fator de potência, mantendo o arranjo PV operando próximo ao ponto de máxima potência.

O sistema de controle utilizado foi baseado na técnica de controle por corrente média, em que foi empregado o CI analógico comercial UC3854, tipicamente usado em fontes CA-CC com correção de fator de potência. Embora o controle do sistema exija alguma adaptação, há uma importante redução de custos com o emprego deste CI.

A viabilidade do sistema proposto é validada através de uma análise matemática, resultados experimentais e simulados.

A título de sugestão de trabalhos futuros, uma estrutura similar, empregando o CI UC3854, poderia ser adaptada para uso em operações isoladas. Neste caso, contudo, a forma de onda de corrente deveria ser gerada a partir de um circuito oscilador auxiliar e a tensão CA de saída deve estar dentro dos limites pré-estabelecidos. Desta forma o rastreamento de máxima potência pode não ser atingido para determinados tipos de cargas.

IX. AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer à FAPEMIG, ao CNPq e à CAPES pelos recursos financeiros e bolsas recebidas por parte dos autores.

APÊNDICE

A Tabela I mostra os valores dos componentes discretos usados nos controladores de tensão e corrente. Para os interruptores foram empregados MOSFET IRF740 e diodos MUR860 a fim de reduzir o tempo de recuperação reversa devido a frequência de chaveamento de 70kHz.

TABELA I. COMPONENTES DO REGULADOR DE CORRENTE.

Componente	Valor
R_{ci}	8,2 k Ω
R_{cz}	50,0 k Ω
R_{mo}	8,2 k Ω
C_{cz}	1,8 nF
C_{cp}	470 pF + 470 pF
k_i	0,005
R_{sh}	32,92 Ω

TABELA II. COMPONENTES DO REGULADOR DE TENSÃO.

Componente	Valor
R_{vi}	50 k Ω
R_{vz}	100 k Ω
C_{vz}	270 nF
C_{vp}	30 nF

REFERÊNCIAS

- [1] IEA International Energy Agency, "Trends in Photovoltaic Applications: Survey report of selected IEA countries between 1992 and 2009", pp. 44. August 2010.
- [2] G. Robert, L. M. B. A., "Progress in Renewable Energy", *Environment International*, n. 29, pp. 105-122, 2003.
- [3] M. C. B. P. Rodrigues, E. C. Teixeira, H. A. Braga, "Uma Visão Topológica sobre Sistemas Fotovoltaicos Monofásicos Conectados a Rede de Energia Elétrica", *V Congresso Latino-Americano: Geração e Transmissão de Energia Elétrica*, Novembro 2003.
- [4] Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjaer, J. Bordonau, T. Shimizu, "Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators", *IEEE Transactions on Power Electronics*, n. 19, pp. 1305-1314, Sept. 2004.
- [5] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules", *IEEE Transactions on Industry Applications*, n. 41, pp. 1292-1306, Sept./Oct. 2005.
- [6] Q. Li, P. Wolfs, "A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrate Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations", *IEEE Transactions on Power Electronics*, n. 23, pp. 1320-1333, May 2009.
- [7] V. S. Lacerda, "Sistema Monofásico de Aproveitamento Fotovoltaico Caracterizado por Baixa Distorção Harmônica Injetada na Rede e Rastreamento de Máxima Potência", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Minas Gerais, Brasil, Agosto 2010.
- [8] F. C. Mattos, "Contribuição ao Estudo de um Sistema Solar Fotovoltaico Monofásico de Único Estágio", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Minas Gerais, Brasil 2011.
- [9] R. Demonti, "Sistema de Cogeração de Energia Elétrica a Partir de Painéis Fotovoltaicos", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Santa Catarina, Brasil 1998.
- [10] O. H. Gonçalves, "Contribuição ao Estudo de Um Sistema de Dois Estágios para Aplicação em Cogeração de Energia a Partir de Painéis Solares Fotovoltaicos", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Santa Catarina, Brasil, pp. 131, Setembro 2006.
- [11] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodríguez, "Grid converters for photovoltaic and wind power systems", 1^a ed., Wiley, 2011. 10 p.
- [12] L. Dixon, "Average Current Mode Control of Seminar Switching Power Supplies", *Unitrod Seminar SLP0091*, 1990.
- [13] D. C. Martins, K. C. Souza, "A Single-Phase Grid-Connected PV System With Active Power Filter", *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. 2, pp. 50-55, 2008.
- [14] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 3^a ed. Wiley, 2003. 215 p.
- [15] D. M. Baker, V. G. Agelidis, C. V. Nayar, "A Comparison of Tri-Level and Bi-Level Current Controlled Grid-Connected Single-phase Full-Bridge Inverters", *ISIE '97*, pp. 463-468, 1997.
- [16] V. Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch. Part I: Continuous Conduction Mode", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 24, n. 3, May 1990.
- [17] T. Eram, P. L. Chapman, "Comparisons of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 2, n. 22, pp. 439-449, June 2007.
- [18] M. C. Cavalcanti, K. C. Oliveira, G. M. Azevedo, F. A. Neves, "Comparative Study of Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Systems", *Brazilian Journal of Power Electronics*, 12, pp. 163-171, 2007.
- [19] R. Faranda, S. Leva, V. Maugeri, "MPPT techniques for PV Systems: Energetic and cost comparison. Power and Energy Society General Meeting", *Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, pp. 1-6, July 2008.
- [20] R.F. Coelho; F.M. Concer; D.C. Martins, "A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems", *Proceedings of International Conference on Industry Applications*, 2010 9th IEEE/IAS, pp.1-6, 2010.
- [21] P. C. Todd. UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Desing. *Unitrode Application Note U-134*, p. 3-269, 3-288, 1999.
- [22] M. M. Casaro, D. C. Martins, "Modelo de Arranjo Fotovoltaico Destinado a Análise em Eletrônica de Potência Via Simulação", *Revista de Eletrônica de Potência*, 13, pp. 141-146, 2008.



Filipe Caixeiro Mattos recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora em 2008 e 2011, respectivamente. Atualmente é engenheiro de campo na Light atuando na área do Rio de Janeiro.



Vinícius Sobreira Lacerda recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora em 2007 e 2010, respectivamente.



Rodolfo Lacerda Valle recebeu os títulos de Engenheiro de Controle e Automação pelo CEFET-MG em 2010 e o de Mestre pela Universidade Federal de Juiz de Fora em 2013, onde atualmente é aluno de doutorado. Desde 2014 atua como professor EBIT no curso de Engenharia de Controle e Automação do CEFET-MG, Unidade Leopoldina.



André Augusto Ferreira recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Juiz de Fora em 2000 e os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 2002 e 2007, respectivamente pela Unicamp. Desde novembro de 2009 é professor adjunto do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora.



Pedro Gomes Barbosa recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Juiz de Fora em 1986 e os títulos de mestre e doutor em Engenharia Elétrica pela COPPE/UFRJ, em 1994 e 2000, respectivamente. Deste de 1999 atua como professor nos cursos de Graduação e Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFJF.



Henrique A. C. Braga recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Juiz de Fora em 1982, e os títulos de Mestre em Engenharia Elétrica, pela COPPE/UFRJ em 1988, e doutor em Engenharia Elétrica pela UFSC em 1996. Desde 1985 atua como professor nos cursos de Graduação e Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFJF.