

PROPOSTA DE UM SISTEMA FOTOVOLTAICO DE DOIS ESTÁGIOS CONECTADO À REDE ELÉTRICA COMERCIAL

Kleber C. A. de Souza, Roberto Francisco Coelho, Denizar Cruz Martins

Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina
CEP 88040-970, C.P. 5119, Florianópolis – SC

Brasil

e-mails: ksouza@inep.ufsc.br, roberto@inep.ufsc.br, denizar@inep.ufsc.br

Resumo - O artigo apresenta o estudo, implementação e resultados experimentais de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica, composto por um conversor CC-CC elevador, operando com comutação suave, e um inversor ponte completa (Full-Bridge). O conversor CC-CC é controlado por um sistema rastreador de máxima potência (Maximum Power Point Tracker – MPPT), implementado em um microcontrolador, para que seu funcionamento esteja sempre próximo ao ponto de máximo aproveitamento de potência do painel fotovoltaico. O inversor, além de injetar na concessionária uma corrente alternada de qualidade e em fase com a tensão da rede, também controla a tensão do seu barramento CC de entrada.

Palavras-Chave – Comutação ZVS, conversores CC/CC, sistemas fotovoltaicos.

PROPOSAL OF A TWO STAGES GRID-CONNECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEM

Abstract – The paper presents the study, implementation and experimental results of a two stages grid-connected photovoltaic system. The first stage is a zero-voltage switching step-up DC-DC power converter and the second is a full-bridge DC-AC power inverter. O conversor CC-CC é controlado por um sistema rastreador de máxima potência (Maximum Power Point Tracker – MPPT), implementado em um controlador, para que seu funcionamento esteja sempre próximo ao ponto de máximo aproveitamento de potência do painel fotovoltaico. Besides converting the high voltage at its input to a corresponding good quality AC current for grid connection, the inverter also controls the DC link capacitor voltage.

Keywords - Soft Commutation, DC-DC converter and Photovoltaic Systems.

I. INTRODUÇÃO

O uso de sistemas fotovoltaicos como fonte alternativa de energia vem sendo largamente discutida nas últimas décadas devido ao rápido crescimento de técnicas de processamento

de energia empregadas na eletrônica de potência, bem como da necessidade ambiental por formas alternativas de energia e os avanços obtidos na tecnologia das células fotovoltaicas.

Os sistemas isolados foram pioneiros, pois era a solução mais adequada e prática (menor custo e peso) para fornecer a quantidade de energia necessária para longos períodos de permanência no espaço durante a corrida espacial. Além disso, os mesmos também foram largamente empregados como fontes de energia em aplicações residenciais bem como em sistemas instalados em localidades remotas [1-5].

Os sistemas conectados diretamente à companhia de energia [6-12 e 22] surgiram no início da década de 90 e rapidamente se difundiram nos países desenvolvidos, impulsionados principalmente pelos maciços investimentos governamentais. A principal vantagem desta configuração é que além dos custos reduzidos, devido a não necessidade de utilização de acumuladores, sempre que o mesmo gerar energia em excesso em relação ao consumo da carga, esse excedente pode ser “injetado” diretamente na concessionária. Quando o sistema gera menos energia do que a necessária para atender à demanda a energia necessária é extraída da rede convencional.

Neste caso, a estrutura de potência, encarregada de interligar o arranjo fotovoltaico e a rede, tem que ser capaz de converter uma tensão contínua, gerada pelos painéis fotovoltaicos, em uma corrente alternada de qualidade para a concessionária. Além disso, tem que ser capaz de controlar as condições nos terminais do arranjo, tal como um rastreador de máxima potência, no intuito de maximizar a potência capturada do sol pelas células fotovoltaicas. Além disso, esta conversão tem que ser efetuada com a mais alta eficiência possível e para um grande intervalo de variação de potência, devido às grandes oscilações da irradiação solar durante o dia.

Em trabalhos publicados na área, a conexão do sistema fotovoltaico com a rede é desempenhada por um inversor ponte completa comutando ou em baixa (120Hz) [4, 6, 10 e 11] ou em alta frequência [7, 8, 9, 12 e 22].

No caso do inversor operando em alta frequência, há a necessidade da inclusão de um estágio de entrada CC-CC que desempenha, como principal função, a tarefa de elevar a tensão do arranjo. Porém, geralmente essa elevação de tensão é realizada a partir de tensões relativamente baixas (entre 50V e 100V) para altos níveis de tensões (400V no caso de sistemas operando em 220V). Assim, caso um sistema com essas características seja projetado para potências superiores a 1kW, o estágio CC processará altos níveis de correntes. Conseqüentemente, se o mesmo não for projetado de maneira a levar em consideração as perdas por comutação e condução

Artigo submetido em 25/09/2006. Revisões em 23/01/2007 e 14/05/2007.
Aceito por recomendação do editor R. M. Stephan.

dos semicondutores [22], bem como as perdas nos elementos magnéticos, certamente apresentará baixo rendimento, comprometendo a eficiência de todo o sistema.

Desta forma, o presente trabalho apresenta o estudo de um sistema de aproveitamento fotovoltaico conectado à rede elétrica constituído de dois conversores estáticos conectados em cascata. A primeira estrutura corresponde a um conversor CC-CC elevador, que além de possuir isolamento galvânica, se destaca principalmente pelo alto rendimento, obtido através de técnicas de comutação suave. O uso destas técnicas (Zero Voltage Switching – ZVS), restringindo a ressonância a pequenos intervalos dentro do período de comutação evita o aumento dos esforços de tensão e corrente sobre os interruptores. Vale ressaltar que o volume da estrutura pode ser bastante reduzido, uma vez que os próprios elementos intrínsecos dos interruptores são aproveitados. Além disso, devido à possibilidade de trabalhar com frequências bem elevadas, as perdas na comutação são baixas e seus elementos magnéticos podem ser reduzidos, ou até mesmo, retirados, como é o caso do indutor ressonante, que pode ser a própria indutância de dispersão do transformador.

O segundo estágio é constituído por um inversor. À estrutura inversora foi aplicada uma técnica de controle que, além de adaptar a corrente de saída do sistema, auxilia no controle da tensão de saída do primeiro estágio, contribuindo para a simplificação do circuito rastreador de máxima potência (MPP).

II. PROJETO DO CONVERSOR FB PWM ZVS

O conversor CC-CC FB ZVS PWM (*Full Bridge, Zero Voltage Switching, Pulse Width Modulated*), apresentado na Figura 1, foi utilizado como primeira estrutura do sistema, pois além de elevar a tensão do arranjo fotovoltaico (V_i) e garantir isolamento galvânica, ainda possui um excelente rendimento, decorrente das perdas por comutação praticamente nulas. A característica de saída em corrente reduz muito a ondulação de corrente após o retificador levando a uma redução nas perdas de condução totais do conversor acarretando em um significativo aumento no rendimento [15-18]. Outra vantagem deste conversor é o grande aproveitamento dos elementos parasitas dos componentes do circuito de potência, responsáveis pela comutação suave, podendo utilizá-los em benefício do conversor.

Além disso, existem no mercado componentes eletrônicos dedicados ao conversor CC-CC previamente citado. Como exemplo, os circuitos integrados da família UC1875 da Texas Instruments, que além de incorporarem todo circuito de controle também possuem internamente um sistema de proteção contra sobrecorrentes. Tais circuitos auxiliam na implementação prática do protótipo aumentando sua robustez e confiabilidade.

Durante os intervalos em que ocorrem as transições de corrente no indutor ressonante (I_{Lr}), os diodos da ponte retificadora de saída mantêm a corrente de L_f em “roda livre”. Como conseqüência deste fenômeno ocorre uma redução do tempo efetivo sobre o qual a fonte deveria estar transferindo energia para a carga. O índice que mede o percentual de energia que deixa de ser transferida durante estes intervalos,

é chamado de perda de razão cíclica e representa uma diminuição do valor médio da tensão de saída. Para compensar essa diminuição no valor médio é necessário trabalhar com tensões mais elevadas no secundário do transformador.

A Figura 2 ilustra as formas de onda da tensão tomada entre os pontos A e B do circuito apresentado na Figura 1 (V_{AB}), a tensão na entrada do filtro de saída (V_o'), a corrente no indutor ressonante (I_{Lr}), tensão (V_{S1} , V_{S2}) e corrente (I_{S1} , I_{S2}) nos interruptores S_1 e S_2 e sinais de comando dos interruptores.

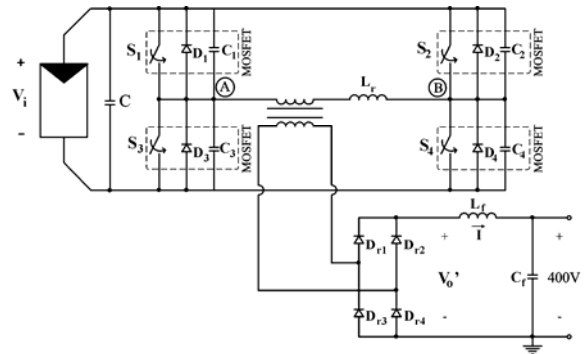


Fig. 1. Estrutura simplificada do FB ZVS PWM.

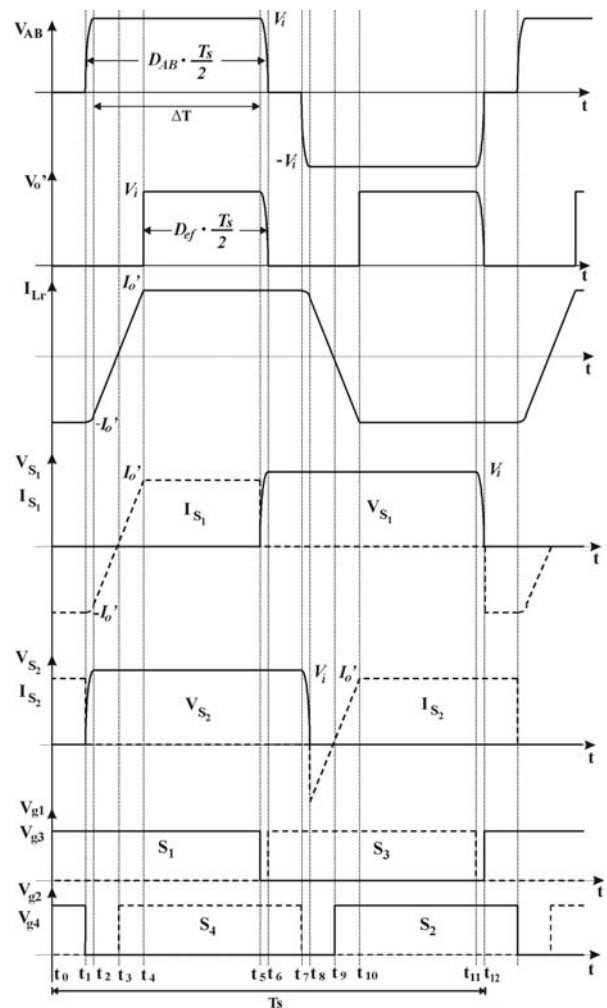


Fig. 2. Formas de onda ideais do FB ZVS PWM.

O controle do fluxo de energia é feito através da defasagem entre os comandos de chaves diagonais (S_1 e S_4 , S_2 e S_3). Com isto pode-se variar a tensão aplicada entre os pontos médios de cada braço da estrutura de potência (V_{AB}).

A partir da Figura 2, define-se D_{AB} como sendo a razão cíclica relacionada a tensão entre os pontos A e B do circuito apresentado na Figura 1. Sendo assim, obtém-se:

$$D_{AB} = 2 \cdot \frac{\Delta T}{T_s} \quad (1)$$

Observando a Figura 2, verifica-se que a transferência de potência ocorre apenas nos intervalos $\Delta t_{(4-5)}$ e $\Delta t_{(10-11)}$. Definindo-se D_{ef} como sendo a razão cíclica efetiva, ou seja, a razão cíclica responsável pela transferência de potência, é possível obter a equação (2):

$$q = \frac{n \cdot V_o}{V_i} = D_{ef} = D_{AB} - \underbrace{\frac{4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot I_o}{n \cdot V_i}}_{\Delta D} \quad (2)$$

Onde n representa a relação de transformação do transformador, V_o tensão na carga, I_o corrente na carga e f_s frequência de comutação. O termo ΔD , em destaque na equação anterior, representa a perda de razão cíclica do conversor e é responsável pela redução do valor médio da tensão de saída.

O pequeno intervalo de tempo que o indutor utiliza para sua desmagnetização é o tempo disponível que cada interruptor tem para ser comandado a conduzir. Todavia, observando as formas de onda da figura 2, verifica-se que a comutação dos interruptores S_1 e S_3 (t_0-t_1 e t_6-t_7) é mais favorável do que a comutação dos interruptores S_2 e S_4 (t_8-t_9 e t_2-t_3) que comutam com uma corrente que será sempre menor que a corrente de carga. Portanto, a comutação dos interruptores do braço direito é mais crítica (S_2 e S_4), pelo fato de que uma menor corrente em L_r deve efetuar uma transição de tensão nos capacitores C_2 e C_4 [15]. Como esta corrente depende diretamente da corrente de carga, quanto menor a carga, menor a corrente disponível em L_r e conseqüentemente mais crítica torna-se a transição de tensão. Portanto, para se obter comutação suave para uma ampla faixa de corrente de carga, é necessário empregar grandes valores de indutância L_r .

Contudo, grandes valores de indutância reduzem substancialmente as inclinações de subida e descida da corrente no indutor ressonante, reduzindo a razão cíclica efetiva e aumenta a circulação de energia reativa com um conseqüente aumento das perdas de condução nos semicondutores. Desta forma, o dimensionamento do indutor ressonante, para o correto funcionamento do conversor, está ligado diretamente ao valor da capacitância intrínseca dos interruptores de potência e ao valor da carga para o qual se deseja que o conversor opere com comutação ZVS, o que torna indispensável um dimensionamento mais criterioso do mesmo.

Os tempos de carga e descarga dos capacitores C_2 e C_4 estipulam a condição mínima necessária a ser considerada antes que o comando dos interruptores seja acionado, determinando assim o tempo mínimo necessário para se obter comutação sob condição nula de tensão. A tensão no capacitor C_4 no decorrer de uma etapa ressonante é dada pela equação abaixo.

$$V_{C_4}(t) = \frac{I_o}{n} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_1 + C_2}} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) - V_i \quad (3)$$

Ao final da etapa a tensão em C_4 se anula. Assim, considerando o conversor operando com uma carga mínima I_{omin} (pior caso) e resolvendo (3) em função de L_r obtém-se:

$$L_{r_1}(n) = \left[\frac{V_{imax}}{I_{omin}} \right]^2 \cdot (C_1 + C_2) \cdot n^2 \quad (4)$$

Esta equação define a faixa de valores de indutâncias que garante comutação suave para uma corrente mínima de carga. Como não será necessário que o conversor opere com comutação suave em toda faixa de operação, a mínima corrente é definida em projeto.

A partir de (2), considerando D_{ABmax} como a razão cíclica máxima estabelecida pelo projetista, define-se a outra equação para o indutor L_r , em função da relação de transformação n , que garante a tensão de saída nominal para o conversor operando em carga plena, ou seja, com D_{ABmax} .

$$L_{r_2}(n) \leq n \cdot \left(\frac{D_{ABmax} \cdot V_{imax} - n \cdot V_o}{4 \cdot f_s \cdot I_o} \right) \quad (5)$$

Através das equações (4) e (5), traçam-se as curvas apresentadas na Figura 3, onde (a) representa os máximos valores de L_r em função da variação da razão cíclica D_{ABmax} mais adequada para a situação mínima de carga e da relação de transformação e (b) representa os mínimos valores de L_r necessários para se obter comutação ZVS para o valor mínimo da carga. Considerando que o valor de L_r a ser escolhido deve estar sobre a curva b para que se tenha um indutor ressonante que seja menor quanto possível resta então conhecer qual o ponto em (A) que deve ser escolhido.

Analisando as perdas nos semicondutores do presente conversor [15] o mesmo apresenta melhores resultados, ou seja, menores perdas, à medida que a razão cíclica D_{AB} aumenta.

Assim, a melhor escolha para o valor do indutor ressonante e da relação de transformação será dada pelo ponto de intersecção entre as curvas obtidas pelas equações (4) (curva b) e (5) (curva a), para o qual se tem valor máximo de D_{AB} e conseqüentemente da relação de transformação n (Figura 3).

No ponto onde as curvas se interceptam, $L_{r1}(n) = L_{r2}(n)$. Portanto, igualando (4) e (5) chega-se ao valor da relação de transformação que satisfaz o sistema.

$$n(D_{ABmax}) = D_{ABmax} \cdot \frac{V_{imax} \cdot I_{omin}}{4 \cdot f_s \cdot V_{imax}^2 \cdot C_{eq} + I_{omin} \cdot V_o} \quad (6)$$

Novamente, na intersecção entre as curvas, a diferença entre os valores do indutor ressonante é nula. Portanto, pode estabelecer-se uma curva dada pela diferença entre estas duas funções, onde o valor de razão cíclica (D_{AB}) a ser escolhida será igual ao valor da raiz não nula desta função.

Com o valor de D_{AB} encontra-se o valor da relação de transformação n e o valor da indutância que satisfaz as especificações.

Para limitar a tensão nos interruptores e grampear a tensão nos diodos da ponte retificadora, diminuindo as oscilações no secundário, foi utilizado um grampeamento pelo lado primário [20].

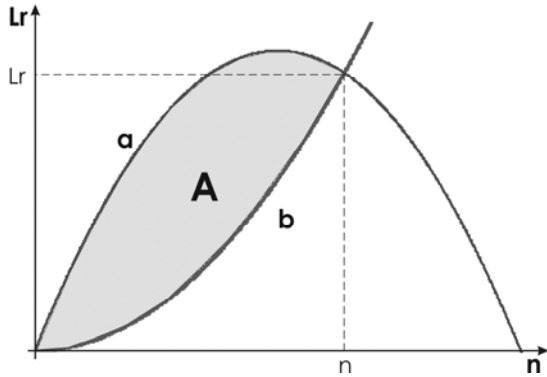


Fig. 3. Ajuste ótimo para o indutor ressonante e a relação de transformação para o conversor FB.

III. INVERSOR

A energia elétrica, processada pelo sistema fotovoltaico, deve ser fornecida ao sistema elétrico com baixa distorção harmônica. Logo, a corrente fornecida ao sistema deve ser senoidal, e estar em fase com a tensão da concessionária. Por isso, houve a necessidade da construção de um conversor CC-CA, acoplado diretamente ao conversor CC-CC, com a função de fornecer uma corrente alternada e senoidal ao sistema elétrico.

Dentre as várias topologias existentes no campo da eletrônica de potência, optou-se por uma estrutura bastante difundida e conhecida por Inversor tipo Ponte Completa. A topologia é composta por dois pares de interruptores, com cada par formando um braço, com a carga localizada entre os pontos centrais de cada braço. Para o presente trabalho optou-se pela modulação bipolar de tensão ou modulação a dois níveis. A Figura 4 apresenta a estrutura bem como o diagrama de blocos do controle por valores médio instantâneo empregado ao Inversor.

A técnica de controle foi aplicada à corrente de saída do inversor e foi implementado no circuito integrado dedicado UC3854N da Texas Instruments. Este dispositivo executa todas as funções de controle empregadas em fontes de alimentação capazes de fornecer correção de fator de potência ativa e é abordado em [19] para uma estrutura em ponte retificadora seguida de um conversor *boost*.

Porém, uma vez que o UC3854 funciona apenas com grandezas retificadas e, a topologia do conversor em estudo não possui uma ponte retificadora, é necessária a introdução de um transformador seguido de uma ponte retificadora a fim de coletar uma amostra da tensão da rede, retificá-la e colocá-la na mesma referência dos interruptores. Este sinal de tensão retificado é usado nas entradas B e C, como mostrado na Figura 4.

Da mesma forma, a amostra da corrente de saída, obtida a partir de um sensor de efeito Hall, necessita ser retificada e colocada na mesma referência do restante do circuito.

O valor da indutância de filtro de linha do Inversor para a máxima ondulação da corrente equivale a:

$$L_o = \frac{E}{2 \cdot \Delta I_{max} \cdot f_s} \quad (7)$$

Onde E é a tensão de entrada do inversor, ΔI_{max} a máxima variação da corrente de saída e f_s a frequência de comutação do inversor.

IV. CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC

Como apresentado anteriormente, os conversores estudados foram empregados em um sistema fotovoltaico que, além de realizar a conversão da baixa tensão gerada pelos módulos solares (tipicamente 17V para módulos com 36 células e 34V para módulos com 72 células) para uma corrente alternada injetada na rede comercial, também controla a potência processada.

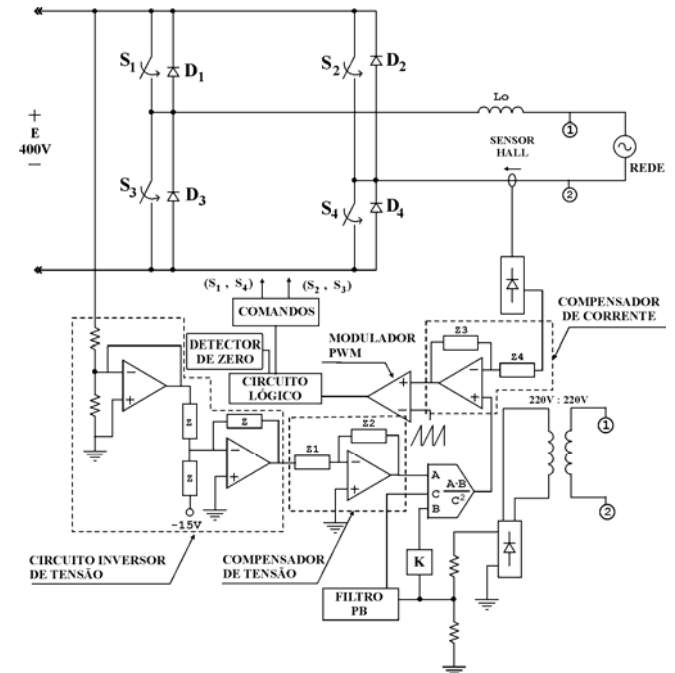


Fig. 4. Diagrama de blocos do controle por valores médios instantâneos da corrente de saída do Inversor.

O segundo estágio injeta uma corrente senoidal, em fase com a tensão de saída do sistema e proporcional à potência que o sistema pode fornecer naquele instante. O controle desta potência é realizado observando a tensão do barramento CC de entrada do inversor, ou seja, a tensão de saída do conversor CC-CC.

Observando a figura 4, a malha de controle da tensão de entrada do inversor é aplicada diretamente à tensão do barramento (E). Quando esta tensão tende a aumentar, o controlador interpreta que o sistema está injetando uma potência menor do que o mesmo pode oferecer naquele instante. Portanto, a malha de controle atua de maneira a aumentar a corrente de saída de modo que a tensão de entrada se estabilize de acordo com a potência que está sendo injetada.

Desta forma, o controle da tensão do barramento CC é feito pelo inversor. Além disso, como esta tensão está sempre sendo ajustada de acordo com a potência que os painéis estão fornecendo, a tensão pode ser considerada, em um curto espaço de tempo, uma fonte de tensão constante, possuindo apenas a ondulação em baixa frequência (120Hz), uma vez que a potência instantânea entregue à rede varia ao longo de

meio período da rede elétrica. Esta ondulação pode ser consideravelmente reduzida aumentando a capacitância de filtro do barramento CC.

Sendo assim, para controlar o conversor CC-CC de tal maneira a levá-lo a operar também sempre próximo da potência que os painéis estão fornecendo, também conhecido como ponto de máxima potência, é necessário apenas monitorar a corrente de saída do mesmo [13] (Figura 5) e não a potência de saída dos painéis, o que é normalmente realizado [14] e [5].

O circuito de controle foi desenvolvido em um microcontrolador de tecnologia RISC [21], com conversor A/D interno, o qual foi utilizado para leitura da tensão de saída, da tensão no painel e da corrente de carga. O microcontrolador gera a razão cíclica do conversor FB ZVS PWM, conecta o sistema à rede elétrica e liga os dois estágios.

O algoritmo utilizado no controle de máxima potência é apresentado na Figura 6, sendo $I[k]$ a corrente de saída do FB ZVS PWM amostrada, D a razão cíclica e $D[k]$ a razão cíclica amostrada.

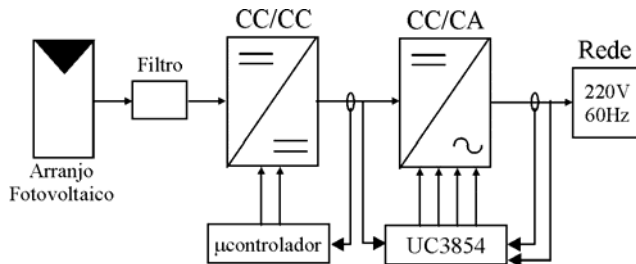


Fig. 5. Diagrama de blocos simplificado do sistema controle.

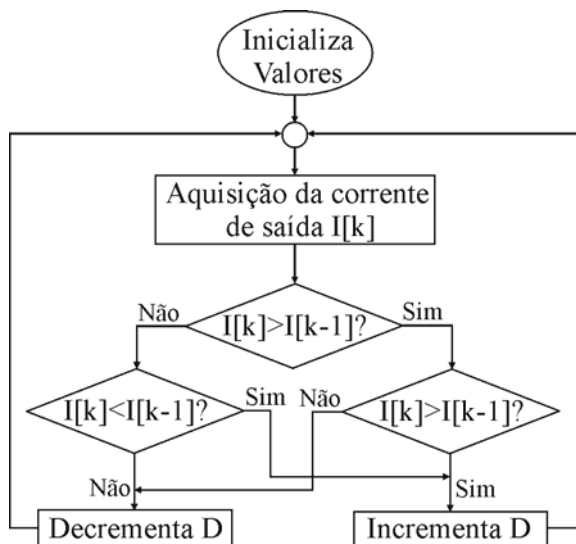


Fig. 6. Algoritmo de controle da corrente de carga.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

As especificações de projeto são:

- Potência de entrada: 500W;
- Tensão de entrada: 83 V;
- Tensão de saída do 1º estágio: 400 V (CC);
- Frequência de comutação 1º estágio: 100kHz;

- Razão cíclica máxima do 1º estágio: 0.8;
- Indutância ressonante: 5.2μH;
- MOSFETs do 1º Estágio: IRFB260N;
- Capacitores intrínsecos do MOSFET: 500pF;
- Diodos do 1º Estágio: HFA06tb120;
- Percentual mín. de carga para comutação ZVS: 30%;
- Tensão de saída do 2º estágio: 220 V (CA);
- Frequência de comutação 2º estágio: 20kHz;
- IGBT 2º Estágio: IRG4BC15UD;

Nas Figuras 7 e 8 são apresentados os sinais de comando, a tensão e a corrente do interruptor S_4 para carga nominal e 25% da carga. A figura apresenta a variação da corrente e tensão no instante em que o interruptor é comandado e bloqueado, porém não é possível observar a comutação ZVS durante o bloqueio, pois não é possível obter as formas de onda da corrente no interruptor sem adicionar a esta as correntes no capacitor e no diodo intrínsecos do MOSFET.

A Figura 9 ilustra formas de onda da tensão no secundário do transformador, tensão V_{AB} e corrente no indutor ressonante.

Na Figura 10 tem-se a tensão de entrada do inversor bem como a variação de tensão na mesma. Essa ondulação de tensão, em baixa frequência, é causada pela potência pulsada que é fornecida à rede comercial.

A Figura 11 apresenta a corrente de saída do inversor e a tensão da rede elétrica comercial. A corrente encontra-se 180º defasada da tensão porque a aquisição foi feita do ponto de vista da rede e não da saída do inversor. A figura comprova que a corrente está fluindo do inversor para a rede elétrica.

Por fim, os resultados alcançados atestaram que foi obtida comutação suave, no braço crítico (S_2 e S_4), para uma faixa entre 25% e 100% da potência no primeiro estágio. Abaixo deste valor o rendimento não é comprometido, pois a corrente nos interruptores torna-se baixa. O rendimento total do sistema fotovoltaico foi de 90%, porém, o conversor CC-CC (primeiro estágio) apresentou rendimento superior, conforme é ilustrado na Figura 12.

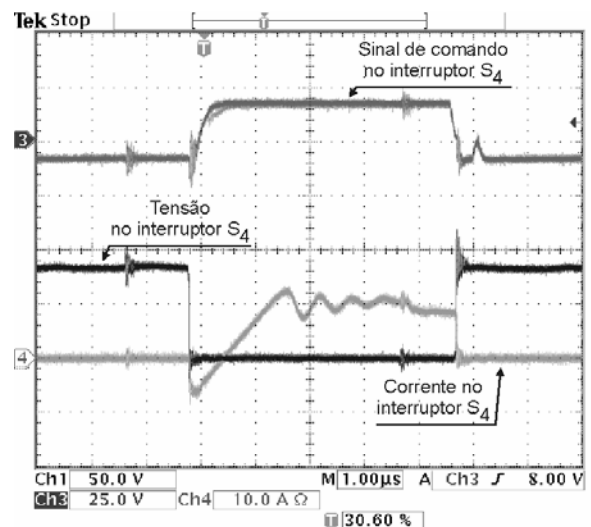


Fig. 7. Tensão (Ch1 50V/div), corrente (Ch4 10A/div) e sinal de comando (Ch3 25V/div) no interruptor S_4 para carga nominal.

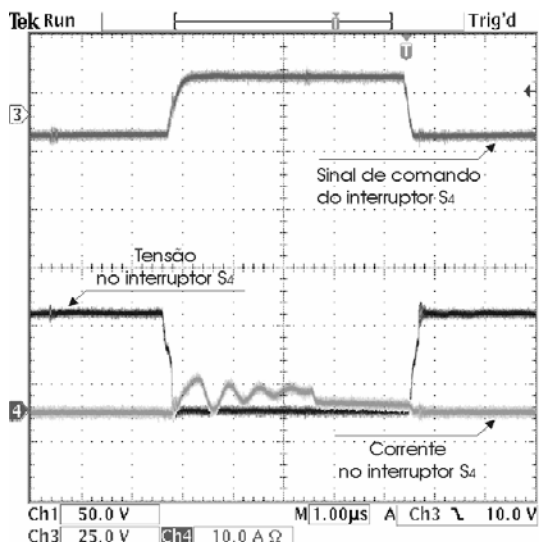


Fig. 8 Tensão (Ch1 50V/div), corrente (Ch4 10A/div) e sinal de comando (Ch3 25V/div) no interruptor S4 para 30% de carga.

VI. CONCLUSÕES

O artigo apresentou os resultados de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica, composto por um conversor CC-CC elevador operando com comutação suave e um inversor ponte completa.

No projeto do conversor CC-CC FB PWM ZVS, utilizado no primeiro estágio, o dimensionamento do indutor ressonante e da relação de transformação do transformador levou em consideração a condição de garantir comutação ZVS para um valor mínimo de carga, a ser estipulado pelo projetista, e de garantir o funcionamento correto do conversor para a máxima razão cíclica. A partir destas duas condições, obteve-se uma região do plano formado pelos valores de indutância ressonante e relação de transformação, que satisfaz ambas as condições.

Devido à técnica de controle empregada ao segundo estágio do sistema, foi possível aplicar uma estratégia de busca do ponto de máxima potência no conversor CC-CC, monitorando somente a corrente de saída do mesmo. O algoritmo de máxima potência foi implementado em um microcontrolador, que controla o conversor FB ZVS gerando os sinais de comando de acordo com a incidência solar.

O controle da potência a ser entregue à rede elétrica é desempenhado pelo inversor. Um circuito integrado da Texas Instruments (UC3854) foi utilizado na implementação do sistema de controle simplificando a montagem do protótipo e aumentando sua robustez e confiabilidade.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq pelo apoio financeiro através de bolsas.

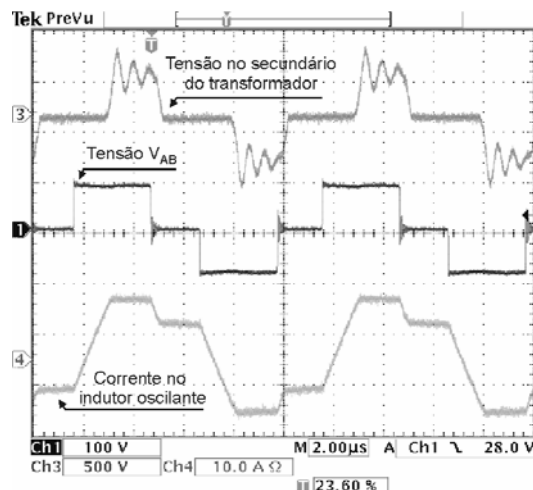


Fig. 9. Tensão no secundário (Ch3 500V/div), tensão V_{AB} (Ch1 100V/div) e corrente no indutor ressonante (Ch4 10A/div).

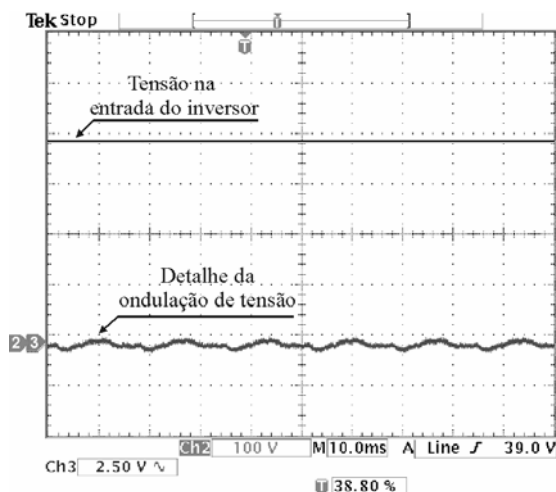


Fig. 10. Tensão de entrada do inversor (Ch2 100V/div) e detalhe da ondulação da tensão (Ch3 2,5V/div).

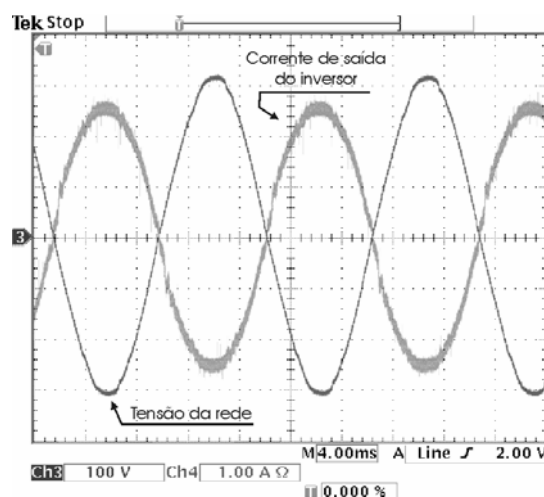


Fig. 11. Corrente de saída do inversor (Ch4 1A/div) e tensão da rede (Ch3 100V/div).

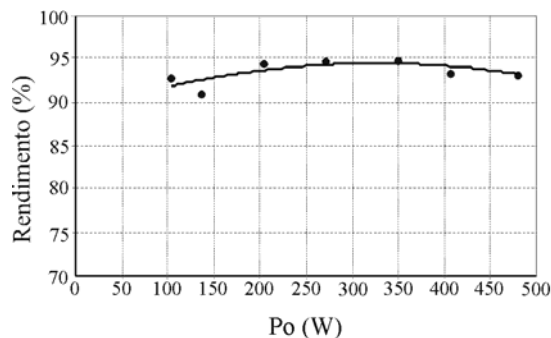


Fig. 12. Curva de rendimento do conversor CC-CC.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] E. Muljadi, "PV Water pumping with Peak-Power Tracker Using a Simple Six-Step Square Inverter", *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. 33, n° 3, pp. 714-721, May/June 1997.
- [2] H. Isoda, G. Kimura, M. Shioya, M. H. Ohsato, "Battery Charging Characteristics From Photovoltaic Modules Using Resonant DC-DC Converter", in *Proc. of IEEE - IPEC*, Tokyo, pp. 377-381, April 1990.
- [3] D. C. Martins, M. Mezaroba, I. Barbi, "Water Pumping from Photovoltaic Cells using a Current-Fed Parallel Resonant Push-Pull Inverter", *IEEE Proc. of PESC*, vol. 2, pp. 1892-1898, May 1998.
- [4] U. Herrmann, G. H. Langer, H. van der Broeck, "Low cost dc to ac converter for photovoltaic power conversion in residential applications", *IEEE Proc. of 24th PESC*, pp. 588-594, Junho 1993.
- [5] H. Masheleni, F. Carelse, "Microcontroller-Based Charge Controller for Stand-Alone Photovoltaic Systems", *Solar Energy*, vol. 61, n° 4, pp. 225-230, 1997.
- [6] D. C. Martins, R. Demonti, R. Ruther, "Analysis of utility interactive photovoltaic generation system using a single power static inverter", in *Proc. of IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 1719-1722, Set. 2000.
- [7] A. Lohner, T. Meyer, A. Nagel, "A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems", *IEEE Proc. of ISIE*, vol. 2, pp. 827-831, June 1996.
- [8] K. C. A. de Souza, S. Daher, F. Antunes, "A Single-Phase Inverter for PV Systems", in *Proc. of COBEP*, pp. 215 - 219, Nov. 2001.
- [9] M. Calais, V. G. Agelidis, L. J. Borle, M. S. Dymond, "A transformerless five level cascaded inverter based single phase photovoltaic system", *IEEE Proc. of 31st PESC*, vol. 3, pp. 1173-1178, Junho 2000.
- [10] S. W. H. de Haan, H. Oldenkamp, E. J. Wildenbeest, "Test results of a 130 W AC module; a modular solar ac power station", *IEEE Proc. of 1st WCPEC*, pp. 925-928, Dezembro 1994.
- [11] S. Saha, V. P. Sundarsingh, "Novel grid-connected photovoltaic inverter", *IEEE Proc. of Generation, Transmission and Distribution*, vol. 143, issue. 2, pp. 219-224, Março 1996.
- [12] H. Watanabe, T. Shimizu, G. Kimura, "A novel utility interactive photovoltaic inverter with generation control circuit", *IEEE Proc. of 24th IECON*, vol. 2, pp. 721-725, Agosto/Setembro 1998.
- [13] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, N. C. Voulgaris, "Development of a Microcontroller-Based Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control System", *IEEE Transaction On Power Electronics*, vol. 16, n° 1, pp. 46-54, Jan. 2001.
- [14] L. Zhang, A. Al-Amoudi, Y. Bai, "Real-Time Maximum Power Point Tracking for Grid-Connected Photovoltaic Generators", in *Proc. of IEE Power Electronics and Variable Speed Drives Conference*, pp. 124-129, 2000.
- [15] I. Barbi, F. P. de Souza, *Conversores CC-CC Isolados de Alta Freqüência com Comutação Suave*, 2ª Edição, 1999, Florianópolis - SC.
- [16] J. A. Sabaté, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, B. H. Cho, "Design Consideration for High Voltage High Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter", *Virginia Power Electronics Center annual seminar - VPEC*, pp. 241 - 246, 1991.
- [17] J. A. Sabaté, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, "Small-Signal Analysis of the Phase-Shifted PWM Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, Issue 1, pp. 128 - 135, Jan. 1992.
- [18] R. Farrington, M. M. Jonaovic, F. C. Lee, "A New Family of Zero-Voltage-Switched Converter", *Virginia Power Electronics Center annual seminar - VPEC*, pp. 181 - 192, 1991.
- [19] P. C. Todd, *UC3854 Controlled power Factor Correction Circuit Design*, Lexington, MA, USA: Product & Applications Handbook/UNITRODE, pp.3-269/3-288, 1993-94.
- [20] M. L. Heldwein, A. F. de Souza, I. Barbi, "A Primary Side Clamping Circuit Applied to the ZVS-PWM Asymmetrical Half-Bridge Converter", *IEEE Proc. of PESC*, vol. 1, pp. 199-204, 2000.
- [21] Microship, *PIC 18F1220/1320 - 18/20/28-Pin High-Performance, Enhanced Flash Microcontrollers with 10-bit A/D and nanoWatt Technology*, Data Sheet - 2004.
- [22] K. Ogura, T. Nishida, E. Hiraki, M. Nakaoka, S. Nagai, "Time-sharing boost chopper cascaded dual mode single-phase sinewave inverter for solar photovoltaic power generation system", *IEEE Proc. of Power Electronics Specialists Conference - PESC*, vol. 6, pp. 4763 - 4767, Junho 2004.

DADOS BIOGRÁFICOS

Kleber César Alves de Souza, nascido em Campina Grande, PB em 19 de setembro de 1975, recebeu o grau de Engenheiro Eletricista e Mestre Engenharia Elétrica em 2000 e 2003 respectivamente, pela Universidade Federal do Ceará - UFC.

Atualmente é aluno do curso de doutorado (em tese) do programa de pós-graduação do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC.

Roberto Francisco Coelho, nascido em Florianópolis, SC em 19 de agosto de 1982, recebeu o grau de Engenheiro Eletricista em 2007 pela Universidade Federal de Santa

Catarina - UFSC de Santa Catarina e atualmente é estudante do curso de mestrado do programa de pós-graduação do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC.

Desde 2003 realiza atividades de Iniciação Científica junto ao Instituto de Eletrônica de Potência - INEP, com ênfase às aplicações da energia solar fotovoltaica.

Denizar Cruz Martins, nascido em São Paulo, SP em 24 de abril de 1955, recebeu os graus de Engenheiro Eletricista e Mestre em Engenharia Elétrica em 1979, 1981 respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina. Concluiu seu Doutorado em Engenharia Elétrica no Instituto Politécnico Nacional de Toulouse, França em 1986.

Atualmente é Professor Titular no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.