

# APROVEITAMENTO VIÁVEL DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS ATRAVÉS DO ENVIO DA ENERGIA À REDE COMERCIAL UTILIZANDO CONVERSORES ESTÁTICOS DE ENERGIA

Denizar Cruz Martins  
Instituto de Eletrônica de Potência – Inep  
Universidade Federal de Santa Catarina  
CEP 88.040.970 – Caixa Postal 5119  
Florianópolis – SC  
Brasil  
e-mail: denizar@inep.ufsc.br

Rogers Demonti  
Instituto de Tecnologia para o Desenvolvimento – Lactec  
BR-116 – km 98, s/nº – Centro Politécnico da UFPR  
Jardim das Américas  
CEP 81531-980 – Caixa Postal 19.067  
Curitiba – PR  
e-mail: rogers@lactec.org.br

**Resumo** – Neste trabalho é proposta uma técnica simples, porém robusta para aproveitamento da energia elétrica gerada por módulos fotovoltaicos. Através deste sistema a energia é convertida, adaptada e enviada à rede elétrica comercial. A instalação dos módulos fotovoltaicos pode ser feita no próprio local de consumo, dispensando a utilização de linhas de transmissão e/ou distribuição. A forma de onda da corrente de saída é senoidal, tomando-se como referência a própria rede comercial. Obtém-se assim, baixa distorção harmônica total, de maneira que a qualidade da energia elétrica seja preservada. Além disso, outros requisitos são alcançados, como o isolamento galvânico entre os painéis e a rede, e a proteção contra falta de energia. São apresentados os estágios de potência, a estratégia de controle, o princípio de operação do sistema, os resultados de simulação e os resultados experimentais obtidos com um protótipo de laboratório.

**Palavras-Chave** – Módulos fotovoltaicos, Conversores estáticos de energia, Geração distribuída.

## VIABLE USAGE OF PHOTOVOLTAIC MODULES BY TRANSFERRING THE ENERGY TO THE GRID UTILITY USING STATIC POWER CONVERTERS

**Abstract** – In this work it is proposed a simple, however robust, system to exploit the electrical energy generated by photovoltaic modules. By means of this system the energy is converted, adapted and delivered to the electric utility grid. Thus, an amount of electrical energy consumed by one given customer is produced, having the advantage that it can be installed easily in the same place of consumption, dispensing the use of a transmission system. In order to preserve the quality of the produced electric energy, the system samples a reference of the grid voltage, obtaining, at the output, low total harmonic distortion of the generated current. Moreover, other requirements are achieved, as the galvanic isolation between the modules and the utility grid, and the protection against energy failure. The power stages, the

control strategy, the system's operation principle, the mathematical analysis and the experimental results acquired with the prototype constructed in laboratory are presented.

### NOMENCLATURA

|                      |  |
|----------------------|--|
| $a$                  | → Relação de espiras do transformador $Tr_{11}$ ;  |
| $D_{fb}$             | → Razão cíclica do conversor <i>flyback</i> ;  |
| $D_{inv}$            | → Razão cíclica do inversor em ponte completa alimentado em tensão;  |
| $f_{S_{fb}}$         | → Freqüência de chaveamento do conversor <i>flyback</i> ;  |
| $I_1(t)$             | → Corrente no enrolamento primário do transformador;   |
| $I_{1max}, I_{1min}$ | → Corrente máxima e mínima no enrolamento primário do transformador, respectivamente;  |
| $I_2(t)$             | → Corrente no enrolamento secundário do transformador;   |
| $I_i$                | → Corrente na entrada do inversor;   |
| $I_{imed}$           | → Corrente média na entrada do inversor durante um período de chaveamento;   |
| $I_{rmax}$           | → Valor máximo da corrente no indutor $L_{21}$ em um período de chaveamento $T_{S_{inv}}$ , (que é a mesma corrente enviada à rede); |
| $I_{rmed}$           | → Corrente média enviada à rede durante um período de chaveamento;   |
| $I_{rmin}$           | → Valor mínimo da corrente no indutor $L_{21}$ em um período de chaveamento;   |
| $L_1, L_2$           | → Indutância do primário e secundário do transformador, respectivamente;   |
| $N_1, N_2$           | → Número de espiras no enrolamento primário e secundário do transformador, respectivamente;  |
| $P_i, P_r$           | → Potência na entrada e saída do inversor;   |
| $ta$                 | → Intervalo de abertura de $S_{21}$ e $S_{24}$ ;   |
| $ta_{S_{11}}$        | → Intervalo de abertura do interruptor $S_{11}$ ;  |
| $tc$                 | → Intervalo de condução de $S_{21}$ e $S_{24}$ ;   |
| $tc_{S_{11}}$        | → Intervalo de condução do interruptor $S_{11}$ ;  |
| $T_{S_{fb}}$         | → Período de chaveamento do conversor <i>flyback</i> ;   |
| $T_{S_{inv}}$        | → Período de chaveamento do inversor;  |
| $V_1, V_2$           | → Tensão no primário e secundário do transformador, respectivamente;   |
| $Vg(t)$              | → Sinal de comando aplicado a $S_{11}$ ;   |
| $V_i$                | → Tensão de saída do conversor <i>flyback</i> ;  |
| $V_{pfv}$            | → Tensão do módulo fotovoltaico;   |
| $V_r$                | → Tensão da rede comercial.  |

Artigo submetido em 22/12/2004. Primeira revisão em 18/03/2005.  
Segunda Revisão em 31/05/2005. Aceito sob recomendação do Editor  
Prof. Carlos Alberto Canesin.

## I. INTRODUÇÃO

Um módulo fotovoltaico é um dispositivo que converte energia luminosa em energia elétrica através do efeito fotoelétrico. Apesar da energia elétrica nos terminais do módulo se encontrar disponível no mesmo instante em que a luz incide sobre ele, grande parte dos equipamentos elétricos de uso comum não podem ser conectados diretamente. Isto porque a corrente gerada pelo módulo é contínua (CC) e de baixa tensão (geralmente de 12 a 68 volts, dependendo da tecnologia empregada na construção do módulo) e a maioria dos equipamentos operam com corrente alternada (CA), com tensões mais altas (110 à 220 volts no caso do Brasil).

Como este sistema não utiliza baterias para armazenar energia, a geração depende exclusivamente da disponibilidade de energia solar. Apesar de parecer uma desvantagem, esta opção é economicamente vantajosa, pois enquanto a vida útil de um módulo é superior a 20 anos, uma bateria opera por, no máximo, 5 anos e necessita de manutenção periódica.

Atualmente observa-se uma certa tendência em se diminuir a potência dos sistemas fotovoltaicos de forma a padronizá-los e obter projetos mais otimizados e baratos, em termos de produção em larga escala e integração urbana. Baseando-se nas informações a este respeito, publicadas nos últimos tempos [1, 2, 3, 7], foi proposto o sistema ora apresentado. À medida que os problemas relacionados a estes tipos de sistemas são solucionados e os preços dos próprios módulos diminuem [4, 6], ampliam-se as opções de mercado.

A utilização de duas topologias bem conhecidas em eletrônica de potência, o conversor *flyback* e o inversor em ponte completa alimentado em tensão, vai de encontro a estas desejáveis características, garantindo alta confiabilidade e simplicidade de implementação. A tensão de saída de cada módulo é de aproximadamente 14,5 V no *MPP* (*maximum power point* – ponto de máxima potência). A potência escolhida para o projeto do sistema é de 100 watts, adequada para converter a energia proveniente de dois módulos de 50 Wp (50 watts a uma insolação de 1000 W/m<sup>2</sup>) cada um, conectados em série. O conversor *flyback* apresenta boa performance nesta potência. Em conjunto com o inversor, forma um sistema robusto de conversão de energia permitindo interligação de fontes de energia com características muito diferentes. Além destas características o sistema deve suportar grandes e rápidas variações na energia disponível em seus terminais. A principal contribuição deste trabalho reside na apresentação de uma solução simples, robusta e facilmente controlável para o problema da interligação direta entre módulos fotovoltaicos e rede elétrica comercial sem utilização de baterias, atendendo os requisitos de segurança necessários. Além disto possui pequenas dimensões para ser incorporado a sistemas produzidos em larga escala.

## II. GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Nos últimos anos, arquitetos e engenheiros de todo o mundo começaram a integrar uma grande quantidade de produtos fotovoltaicos em seus próprios projetos, tais como módulos isolados, módulos inteiros na forma do telhado, preenchimento de fachadas com materiais fotovoltaicos e

paredes e tetos semitransparentes. Estas ações caracterizaram os chamados sistemas fotovoltaicos integrados a edificações (*BIPV – Build Integrated Photovoltaic* [9]). A integração a edificações representa um dos mais promissores mercados de larga escala para aplicações da tecnologia de aproveitamento da energia solar fotovoltaica. Permite que a energia elétrica seja produzida no próprio local de consumo, justamente onde esta é mais cara, aumentando a competitividade. Tanto edificações residenciais como comerciais e industriais oferecem grandes oportunidades para integração. Os maiores benefícios são:

Do lado do consumidor:

- ⇒ Menor custo da eletricidade;
- ⇒ Redução da possibilidade de faltas de energia;
- ⇒ Maior confiabilidade e qualidade;
- ⇒ Possibilidade de gerenciamento de carga e demanda;

Do lado da rede:

- ⇒ Redução das perdas por transmissão e distribuição;
- ⇒ Maior tempo para realização de investimentos em ampliação;
- ⇒ Aumento da confiabilidade;
- ⇒ Serviços auxiliares, tais com manutenção dos níveis de tensão e estabilidade.

## III. APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO E PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

O circuito de processamento de energia deve ser de baixo custo e tão simples quanto possível, de forma a compensar o custo, ainda alto, dos módulos fotovoltaicos. Por outro lado deve ser robusto e apresentar um elevado intervalo de tempo de operação (*MTFF – mean time to first failure*) para que seja compatível com a vida útil dos módulos.

O circuito é composto por dois estágios distintos de processamento de energia, conforme mostrado na Fig. 1.

### A. Conversor *flyback*

O primeiro estágio é um conversor do tipo *flyback* responsável pela elevação da tensão proveniente dos módulos fotovoltaicos. Além disto, este conversor possibilita realizar o isolamento galvânico entre os módulos e a rede, propiciando maior segurança ao sistema no caso de descargas atmosféricas e contato de pessoas com os módulos, além de reduzir as correntes de fuga e geração de ruídos eletromagnéticos. Os módulos fotovoltaicos alimentam diretamente a entrada deste conversor. A tensão de entrada é de aproximadamente 30 V sendo elevada, na saída, para 370 V. Este conversor opera no modo de condução contínua. A escolha por este modo de operação advém do fato de se obter menor corrente eficaz no interruptor  $S_{11}$ , reduzindo as perdas por condução neste dispositivo. Outra vantagem do modo de condução contínua é que a tensão de saída depende apenas da razão cíclica  $D_{fb}$ , imposta pelo sistema de controle. Um *snubber* regenerativo [8] é utilizado para a proteção do interruptor  $S_{11}$ .

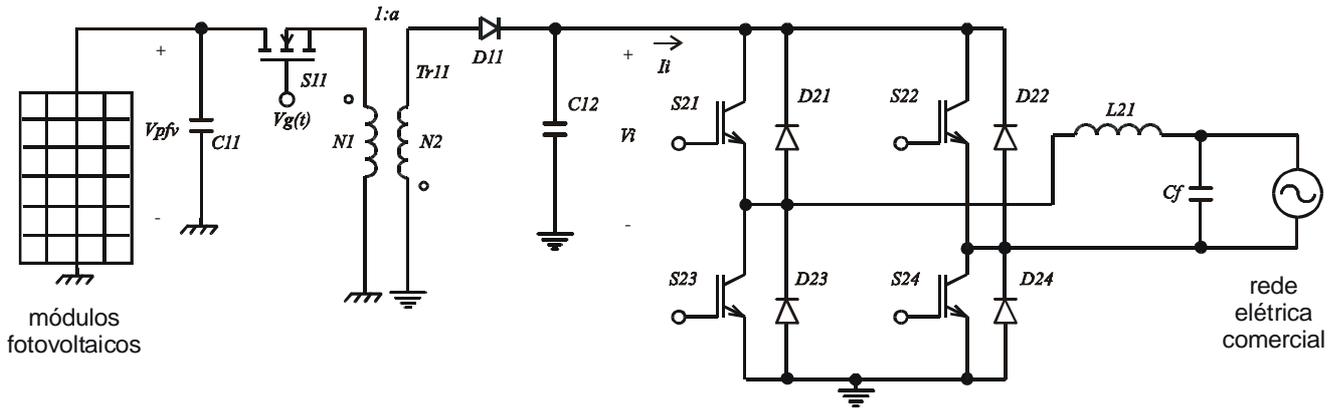


Fig. 1: Representação do circuito de potência de dois estágios interligado à rede elétrica comercial.

### B. Inversor em ponte completa alimentado em tensão

O segundo estágio, o inversor em ponte completa alimentado em tensão, realiza duas funções básicas: a inversão da tensão contínua proveniente do conversor *flyback* e a modulação senoidal da corrente de saída. A característica de entrada deste inversor é de fonte de tensão, e a saída, em fonte de corrente. Desta maneira, o inversor pode ser conectado à saída do *flyback* e à rede comercial, ambas com característica de fonte de tensão. O inversor de tensão em ponte completa, modulado de modo conveniente, pode produzir na saída uma corrente com forma senoidal e de baixa distorção harmônica.

Os dois estágios operam com frequência constante a 25 kHz. Desta forma, os componentes que armazenam energia (capacitores e indutores) e o transformador são de pequenas dimensões, conferindo ao sistema volume e peso reduzidos.

A saída do inversor, cuja modulação é realizada em dois níveis, é conectada diretamente à rede elétrica da concessionária.

## IV. ESTUDO MATEMÁTICO

### A. Conversor flyback

A Fig. 2 mostra a representação gráfica das principais formas de onda do conversor *flyback* para o modo de condução contínua.

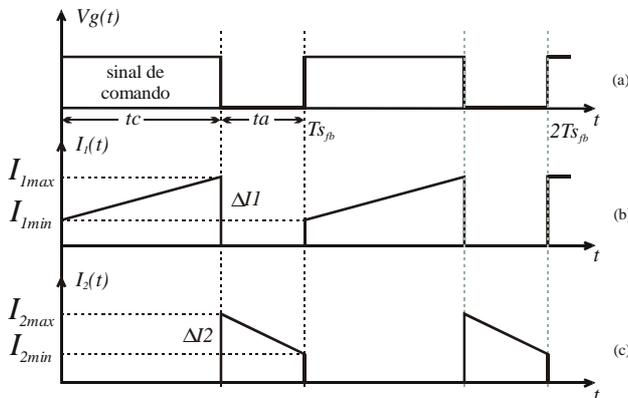


Fig. 2: Formas de onda idealizadas para o conversor *flyback* operando no modo de condução contínua.

(a) Sinal de comando; (b) Corrente no enrolamento primário do transformador; (c) Corrente no secundário.

A partir da Fig. 1 e da Fig. 2 tem-se:

$$\Delta i_1 = \frac{V_{pfv}}{L_1} t_{c_{S11}} \quad (1)$$

$$\Delta i_2 = \frac{V_i}{L_2} t_{a_{S11}} \quad (2)$$

Definindo-se a relação de espiras do transformador como

$$a = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_2}{V_1} \quad (3)$$

deduz-se matematicamente que

$$a = \frac{I_1}{I_2} = \frac{\Delta i_1}{\Delta i_2} \quad (4)$$

Substituindo (1) e (2) em (4), resulta:

$$a = \frac{\left(\frac{V_{pfv}}{L_1}\right) t_{c_{S11}}}{\left(\frac{V_i}{L_2}\right) t_{a_{S11}}} \quad (5)$$

Definindo a razão cíclica do conversor *flyback* como

$$D_{fb} = \frac{t_{c_{S11}}}{T_{s_{fb}}} \quad (6)$$

e

$$T_{s_{fb}} = t_{c_{S11}} + t_{a_{S11}} \quad (7)$$

e substituindo (6) e (7) em (5) resulta em

$$a = \frac{\frac{V_{pfv}}{L_1} \cdot D_{fb} \cdot T_{s_{fb}}}{\frac{V_i}{L_2} \cdot (1 - D_{fb}) \cdot T_{s_{fb}}} \quad (8)$$

As indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  estão vinculadas à relação de espiras, portanto são escritas implicitamente no termo  $a$ .

Simplificando e arranjando os termos da Eq. (8) resulta em

$$\boxed{\frac{V_i}{V_{pfv}} = a \cdot \frac{D_{fb}}{1 - D_{fb}}} \quad (9)$$

A equação (9) faz a associação entre a tensão de entrada  $V_{pfv}$  e a tensão de saída  $V_i$  do conversor *flyback* operando no modo de condução contínua, em função da razão cíclica  $D_{fb}$  e a relação de espiras do transformador  $a$ .

### B. Inversor ponte completa alimentado em tensão

A tensão constante no capacitor de saída  $C_{12}$  é processada resultando, na saída do inversor, uma corrente alternada. Esta corrente é modulada utilizando-se como referência a própria rede comercial, obtendo-se alto fator de potência e baixa distorção harmônica. Operando em conjunto com o indutor  $L_{21}$ , o inversor assume uma característica de saída em fonte de corrente, permitindo sua conexão com a rede, que por sua vez tem uma característica de fonte de tensão. Através da correta escolha de  $L_{21}$  é possível definir a máxima ondulação para a corrente injetada na rede. Além disto, um pequeno capacitor de filtro é adicionado para filtrar a componente harmônica de alta frequência da corrente.

O papel dos diodos  $D_{22}$ - $D_{23}$  e  $D_{21}$ - $D_{24}$  (Fig. 1) é o de conduzir a corrente através do indutor  $L_{21}$  durante o intervalo de abertura simultânea dos interruptores  $S_{21}$ - $S_{24}$  e  $S_{22}$ - $S_{23}$  respectivamente. Isto porque não deve ocorrer condução simultânea do ramo formado por  $S_{21}$ - $S_{23}$  e  $S_{22}$ - $S_{24}$ . Conseqüentemente os interruptores são ligados e desligados aos pares ( $S_{21}$ - $S_{24}$ ) e ( $S_{22}$ - $S_{23}$ ). Este procedimento permite produzir dois níveis de modulação da tensão de saída em alta frequência.

A Fig. 3 apresenta as principais formas de onda, na frequência de comutação, do inversor alimentado em tensão. O intervalo de tempo mostrado é aquele onde a tensão da rede está próxima do seu valor máximo positivo.

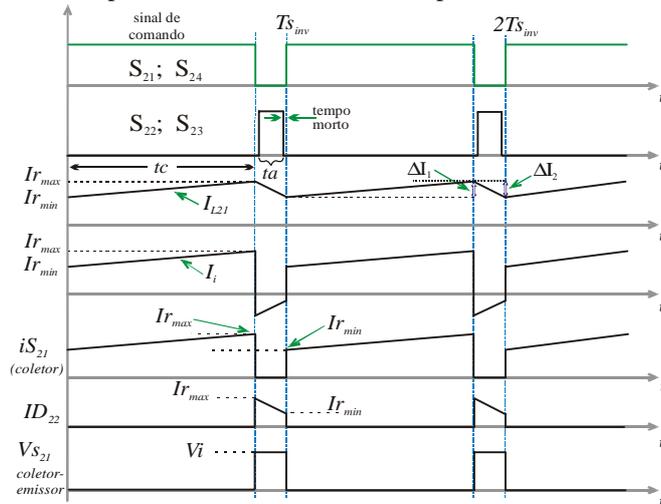


Fig. 3: Principais formas de onda do inversor alimentado em tensão.

### C. Ganho estático

De modo a determinar a equação de ganho estático deste estágio, deve-se observar o comportamento da corrente enviada à rede durante um período de chaveamento completo. Conseqüentemente as considerações matemáticas feitas a seguir referem-se a um período  $T_{s_{inv}}$  de tempo.

Observando-se a corrente  $I_{L21}$  da Fig. 3 nota-se que há uma variação positiva e uma negativa, chamadas  $\Delta I_1$  e  $\Delta I_2$  respectivamente.

$$\Delta I_1 = \frac{V_i - V_r}{L_{21}} tc \quad (10)$$

$$\Delta I_2 = \frac{V_i + V_r}{L_{21}} tc \quad (11)$$

Como as perdas são pequenas em relação à potência total, pode-se considerá-las nulas e admitir-se que as potências de entrada e saída são iguais, ou seja:

$$P_i = P_r \quad (12)$$

$$P_i = V_i \cdot I_{i_{med}} \quad (13)$$

$$P_r = V_r \cdot I_{r_{med}} \quad (14)$$

Conforme a Fig. 3,

$$I_{i_{med}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} I_i(t) dt \quad (15)$$

$$I_{r_{med}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} I_r(t) dt \quad (16)$$

sendo as correntes

$$I_i(t) = \frac{I_{r_{max}} - I_{r_{min}}}{tc} t + I_{r_{min}} + \frac{I_{r_{max}} - I_{r_{min}}}{ta} t - I_{r_{max}} \quad (17)$$

e

$$I_r(t) = \frac{I_{r_{max}} - I_{r_{min}}}{tc} t + I_{r_{min}} - \frac{I_{r_{max}} - I_{r_{min}}}{ta} t + I_{r_{max}} \quad (18)$$

Desta forma, resolvendo as integrais (15) e (16) resulta

$$I_{i_{med}} = \frac{1}{2} (2D_{inv} - 1) (I_{r_{max}} + I_{r_{min}}) \quad (19)$$

$$I_{r_{med}} = \frac{1}{2} (I_{r_{max}} + I_{r_{min}}) \quad (20)$$

Aplicando as equações (19) e (20) em (13), (14) e (12) resulta em

$$\boxed{\frac{V_r}{V_i} = 2D_{inv} - 1} \quad (21)$$

A equação (21) representa o ganho estático do conversor em ponte completa alimentado em tensão com um indutor na saída, para o modo de operação mostrado na Fig. 3.

### D. Estratégia de controle

Observando o circuito da Fig. 1, é possível notar que a tensão  $V_i$  é estável devido a  $C_{12}$ , bem como a tensão  $V_r$ , para um período de chaveamento. Logo, estas duas tensões não podem ser modificadas através da razão cíclica  $D_{inv}$ . A razão cíclica tem, por outro lado, controle sobre a corrente enviada à rede comercial. Percorrendo-se a malha na saída do sistema observa-se que sobre o indutor  $L_{21}$  está aplicada a diferença entre a tensão equivalente na saída do inversor  $[(2D_{inv} - 1)V_i]$  da eq. (21) e a tensão da rede ( $V_r$ ). Logo, a partir da equação da tensão sobre um indutor pode-se escrever:

$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{[(2D_{inv} - 1)V_i] - [V_r]}{L_{21}} \quad [\text{A/s}] \quad (22)$$

Se a razão cíclica for tal que produza um valor de  $(2D_{inv} - 1)V_i$  igual a  $V_r$ , a taxa de crescimento da corrente será nula, ou seja,  $\frac{di_{L21}}{dt} = 0$ . Desta forma a corrente enviada à rede será constante.

O valor de  $D_{inv}$  para uma taxa de crescimento nula é:

$$D_{inv} = \frac{1}{2} \frac{V_i + V_r}{V_i} \quad (23)$$

Por conseguinte a modulação de corrente escolhida para controlar este estágio foi a comparação dos seus valores médios instantâneos com uma amostra de referência da tensão da rede. Então, um sinal PWM (*Pulse Width Modulation* – Modulação por Largura de Pulso) adequado é gerado e aplicado aos interruptores. A modulação da razão cíclica  $D_{inv}$  ocorre de forma senoidal. A frequência de chaveamento é constante, definida em 25 kHz.

A estratégia de controle empregada pode ser observada na Fig. 4.

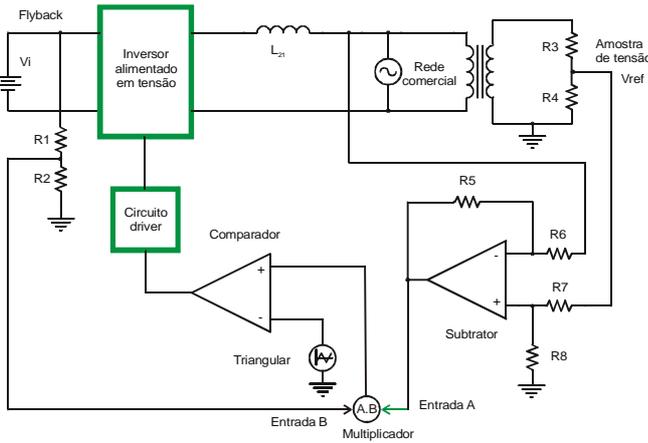


Fig. 4: Estratégia de controle empregada.

Em casos de falta na rede comercial o sistema pára de fornecer energia pois a amostra de referência deixa de existir. Esta é uma característica desejável já que sistemas conectados à rede para produção de energia devem suspender a geração de forma a evitar o “efeito islanding” [5], onde partes de uma rede podem ficar energizadas mesmo com o total desligamento do sistema elétrico pela concessionária.

A segunda malha de controle que compõe a entrada B através dos resistores  $R_1$  e  $R_2$  foi incorporada para compensar eventuais variações da tensão da rede. O primeiro estágio opera em malha aberta, porém estudos estão sendo feitos para a implementação de um sistema de rastreamento da máxima potência dos módulos fotovoltaicos, com o objetivo de maximizar a energia captada.

## V. PROCEDIMENTO DE PROJETO

### A. Procedimento de projeto do conversor flyback

Dados:

$$P_i = 100 \text{ W} \quad V_i = 370 \text{ V} \quad f_{s_{fb}} = 25 \text{ kHz}$$

$$V_{pfv} = 30 \text{ V} \quad D_{fb} = 0,8$$

Utilizando (9) tem-se

$$\frac{370}{30} = a \cdot \frac{0,8}{1 - 0,8} \Rightarrow a \cong 3$$

Ajustando-se o valor de  $N_1 = 25$  espiras, obtém-se com (3)  $N_2 = 75$  espiras. Estes valores serão utilizados para a

confeção do transformador  $Tr_{11}$ . O núcleo escolhido é do tipo EE42/20.

Para uma razão cíclica de 0,8 tem-se, a partir de (6),  $tc_{S11} = 32 \mu\text{s}$  e de (7)  $ta_{S11} = 8 \mu\text{s}$ .

O capacitor  $C_{11}$  tem a função de eliminar eventuais indutâncias nos fios entre os módulos e o conversor, sendo portanto de pequenas dimensões e valor  $2 \mu\text{F} / 36 \text{ V}$ .

O capacitor  $C_{12}$  é calculado com as equações a seguir.

A ondulação de tensão é mantida baixa de forma a evitar grandes variações na saída.

$$\Delta VC_{12} = I V$$

$$C_{12} = \frac{I_i \cdot tc_{\max}}{\Delta VC_{12}}$$

A corrente na saída do primeiro estágio é:

$$I_i = \frac{P_i}{V_i}$$

$$I_i = \frac{100}{370} = 0,27 \text{ A}$$

Então,

$$C_{12} = \frac{0,27 \cdot 32 \cdot 10^{-6}}{1} \cong 10 \mu\text{F}$$

### B. Procedimento de projeto do inversor em ponte completa

Dados:

$$f_{s_{inv}} = 25 \text{ kHz} \quad V_r = 220 \text{ V}$$

Assume-se que o máximo valor da tensão  $V_r$  é  $\sqrt{2} \cdot 220 \text{ V}$ , ou,  $V_{r_p} = 311 \text{ V}$ . Considerando um índice de modulação de 90% no inversor, tem-se  $tc = 0,9 \cdot T_s$ , ou,  $tc = 0,9 \cdot 40 \mu\text{s} \Rightarrow tc = 36 \mu\text{s}$ .

Aplicando-se na equação (10), resulta em:

$$\Delta i_1 = \frac{370 - 311}{L_{21}} \cdot 36 \cdot 10^{-6}$$

Então,

$$L_{21} = \frac{2,124 \cdot 10^{-3} [V \cdot s]}{\Delta i_1 [A]}$$

Limitando-se a máxima excursão da corrente  $\Delta i_1$  em 20% resulta em:

$$\Delta i_1 = 0,2 \cdot \frac{100 [W]}{220 [V]} = 0,09 \text{ A}$$

Com isto

$$L_{21} = \frac{2,124 \cdot 10^{-3}}{0,09} = 0,024 [H]$$

que sugere um projeto de indutor de 25 mH.

O projeto do capacitor  $C_f$  seguiu as etapas já conhecidas na literatura para o cálculo de filtros de alta frequência. O valor calculado foi  $C_f = 330 \text{ nF}$ .

## VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Foram realizadas simulações para verificação do comportamento do sistema e validação do estudo matemático. Alguns resultados são apresentados a seguir.

A Fig. 5 apresenta a tensão estabilizada em 370 V na entrada do inversor e a corrente medida entre  $C_{12}$  e  $S_{21}$ .

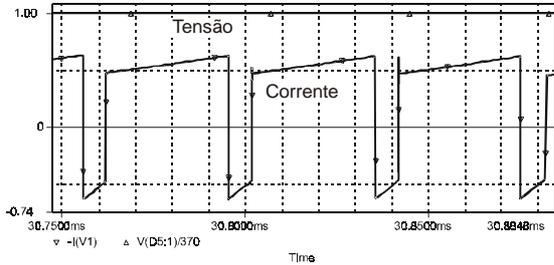


Fig. 5: Tensão e corrente na entrada do inversor em ponte completa. A tensão foi dividida por 370 permitindo melhor visualização.

A Fig. 6 apresenta a tensão e a corrente no interruptor  $S_{21}$ . A comutação com tensão e corrente iniciando em zero podem ser observadas no bloqueio e na entrada em condução respectivamente, através da Fig. 7, para este mesmo interruptor.

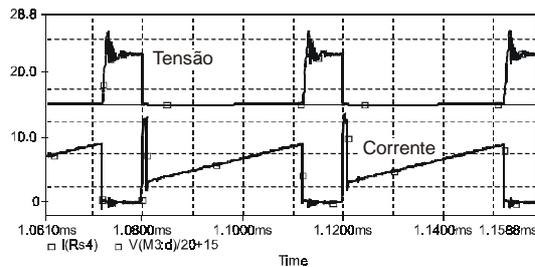


Fig. 6: Tensão e corrente de dreno do interruptor  $S_{21}$ . A tensão foi dividida pelo fator 20 para permitir melhor visualização.

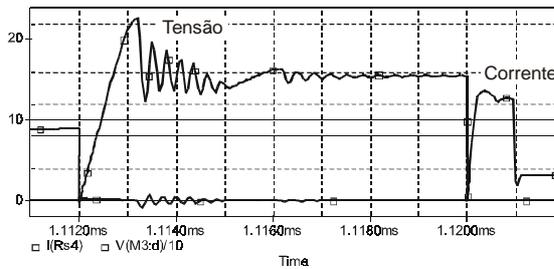


Fig. 7: Tensão e corrente de dreno do interruptor  $S_{21}$ . Detalhe da comutação. A tensão foi dividida pelo fator 10.

As Figs. 8 e 9 mostram a tensão e a corrente no interruptor  $S_{23}$  e indutor  $L_{21}$  respectivamente.

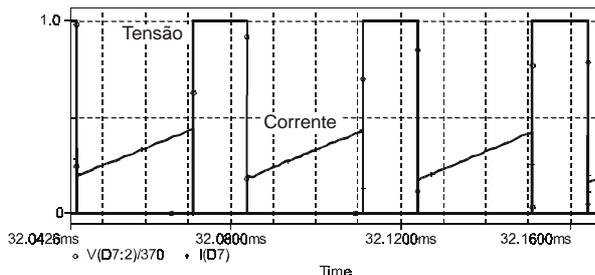


Fig. 8: Tensão e corrente de emissor do interruptor  $S_{23}$ . A tensão foi dividida pelo fator 370 para permitir melhor visualização.

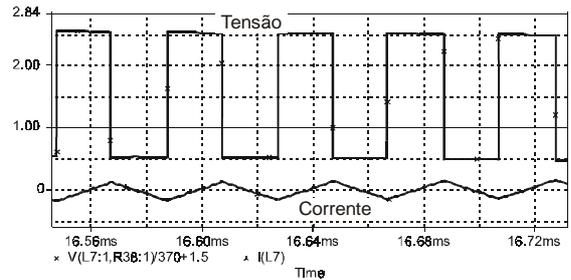


Fig. 9: Tensão e corrente no indutor  $L_{21}$ . (Alta frequência). A tensão foi dividida por 370 e deslocada para permitir melhor visualização.

A Fig. 10 apresenta a corrente enviada à rede em relação a uma amostra de tensão obtida da própria rede elétrica. O aspecto invertido em  $180^\circ$  denota o aspecto de receptor de energia assumido pela rede elétrica comercial.

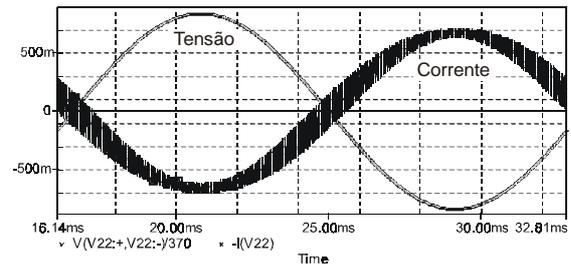


Fig. 10: Amostra da tensão da rede e corrente injetada. A tensão foi dividida por 370 para permitir melhor visualização.

## VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Foi construído um protótipo de laboratório com o objetivo de confirmar a operação do sistema. Pela comparação das figuras nota-se que o comportamento, tanto do conversor *flyback* como do inversor de tensão, são semelhantes ao comportamento dos conversores simulados.

A Fig. 11 apresenta a tensão e a corrente na entrada do inversor. Quando comparada com a Fig. 5, nota-se que a corrente apresenta picos e oscilações de alta frequência. Além dos ruídos introduzidos na medição, estas ocorrências são provocadas pelas indutâncias das trilhas do circuito impresso em conjunto com as capacitâncias indesejadas nos semicondutores e demais componentes.

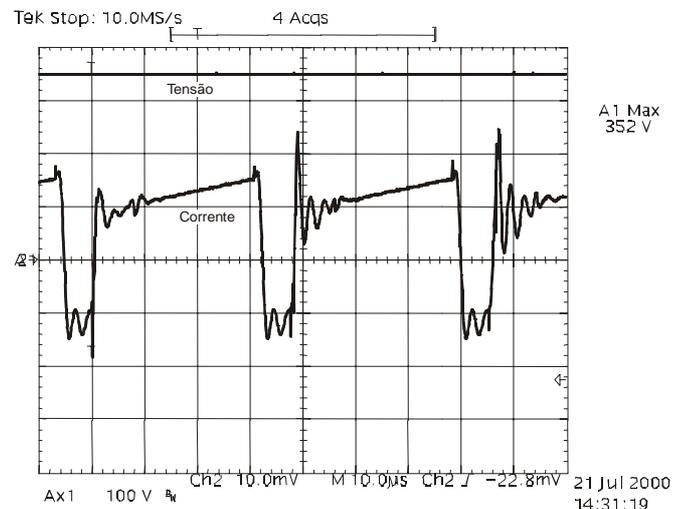


Fig. 11: Tensão e corrente na entrada do inversor. Detalhe em alta frequência. Escalas: 100V/div; 200mA/div; 10μs/div.

A Fig. 12 apresenta a tensão e a corrente no interruptor  $S_{21}$ , e, em detalhes, as mesmas grandezas na Fig. 13. A comutação com baixas perdas no conversor *flyback* é obtida graças à utilização de um circuito de auxílio à comutação não-dissipativo [8].

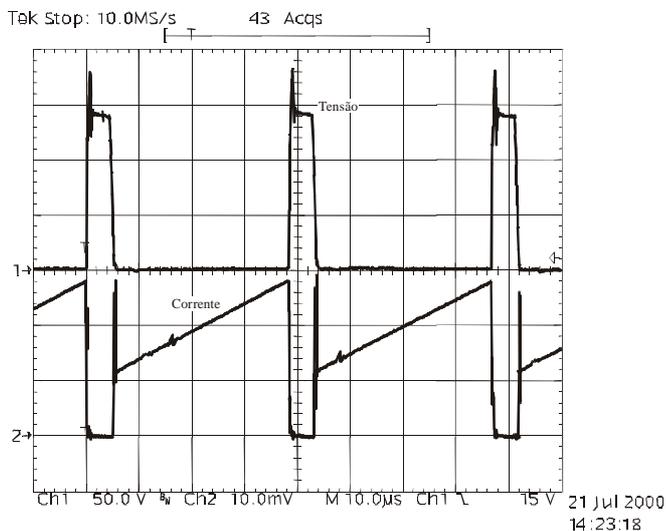


Fig. 12: Tensão e corrente de dreno do interruptor  $S_{11}$ .  
Modo de condução contínua.  
Escala: 50V/div; 2A/div; 10µs/div.

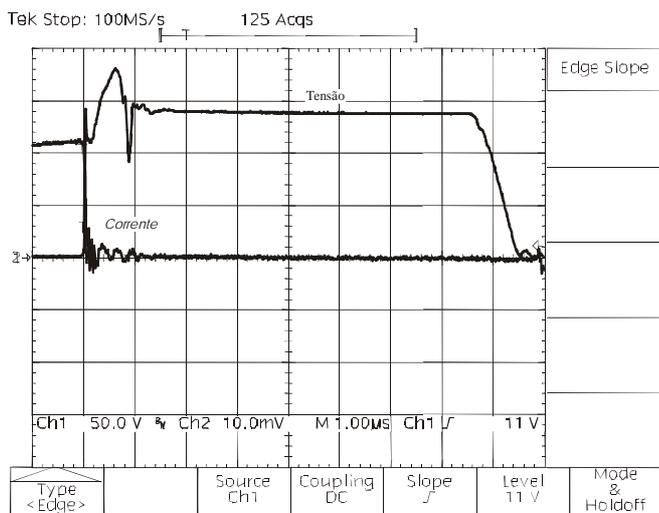


Fig. 13: Tensão e corrente de dreno do interruptor  $S_{11}$ . Detalhe da comutação.  
Escala: 50V/div; 2A/div; 1µs/div.

As Figs. 14 e 15 apresentam a tensão e a corrente no interruptor  $S_{23}$  e indutor  $L_{21}$  respectivamente. Novamente pode-se observar os efeitos provocados pelas indutâncias das trilhas de circuito impresso em conjunto com as capacitâncias, formando circuitos oscilantes de frequência muito alta que se sobrepõem às formas de onda de corrente e tensão dos principais componentes. Todavia, estas oscilações não provocam maiores problemas para a correta operação do sistema.

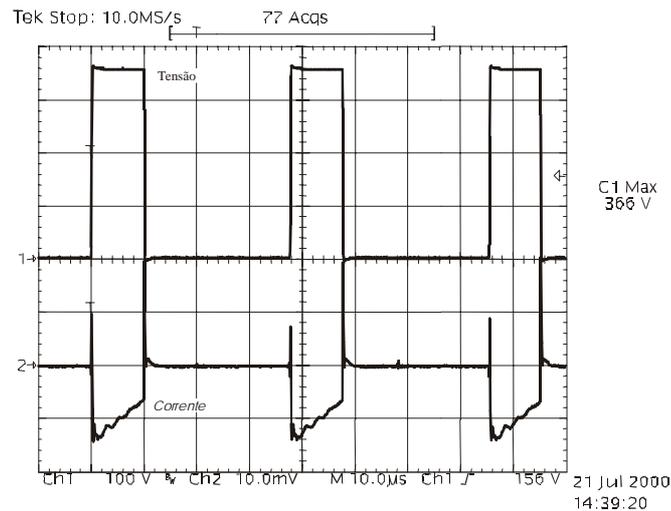


Fig. 14: Tensão e corrente pelo ramo formado por  $S_{23}$  e  $D_{23}$ .  
Momento em que ocorre a etapa de roda-livre.  
Escala: 100V/div; 200mA/div; 10µs/div.

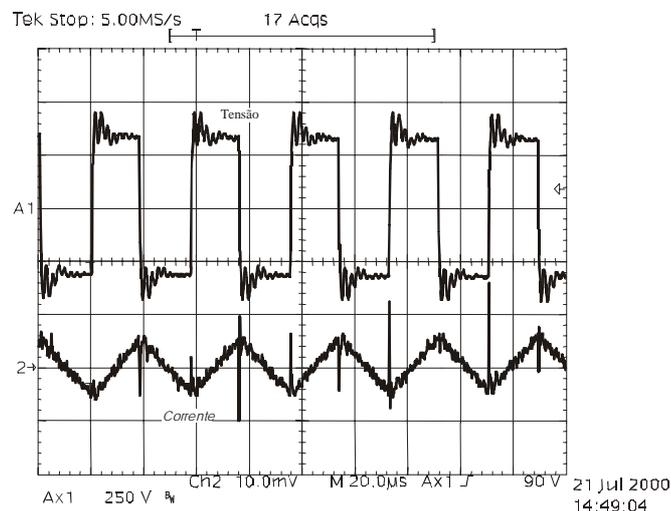


Fig. 15: Tensão e corrente no indutor  $L_{21}$ .  
Escala: 250V/div; 200mA/div; 20µs/div.

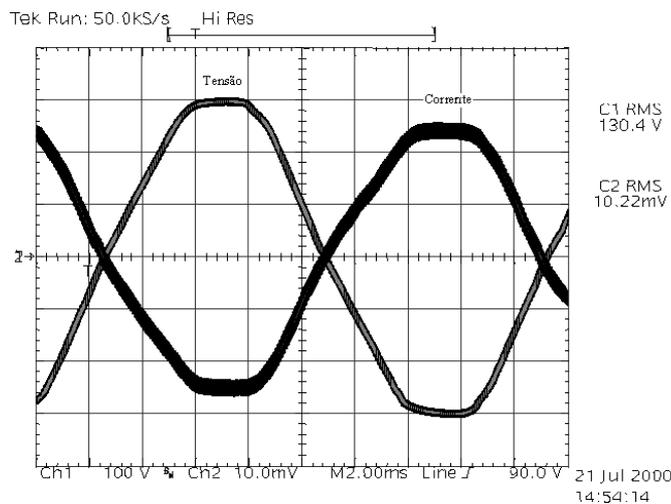


Fig. 16: Tensão da rede e corrente injetada.  
Escala: 100V/div; 200mA/div; 2ms/div.

A Fig. 16 apresenta a tensão e a corrente enviada à rede pelo protótipo construído em laboratório. A amplitude desta

senóide de corrente varia proporcionalmente à potência disponível na entrada do sistema, ou seja, à energia produzida pelos módulos fotovoltaicos. Caso estes deixem de gerar energia, a amplitude da senóide será zero, até que o suprimento seja restabelecido pela presença de sol. A defasagem de 180 graus observada entre a corrente e a tensão indica, para a convenção adotada nas medições, que a rede comercial está recebendo energia.

### VIII. CONCLUSÃO

Foi apresentado neste trabalho um sistema simples, porém robusto, para o aproveitamento da energia solar proveniente de módulos fotovoltaicos.

O sistema não necessita de baterias já que opera conectado à rede elétrica comercial. O fornecimento de energia ocorre nos períodos em que a luz do sol está presente, ficando em estado de espera quando não há luz. Uma aplicação imediata para este tipo de sistema pode ser feita em locais que necessitem de refrigeração devido ao calor produzido pelo sol como, por exemplo, em sistemas de ar-condicionado, onde há coincidência entre a demanda de energia para refrigeração e a geração de energia elétrica por parte do equipamento fotovoltaico.

A estratégia de controle adotada permitiu a produção de uma corrente com menos distorção harmônica, simplificando e reduzindo o tamanho e o número de componentes, tanto do próprio controle, como do filtro de saída. A operação em alta frequência permitiu a redução dos componentes magnéticos e dos capacitores.

O sistema apresenta importantes características positivas tais como a isolamento natural entre os módulos e a rede, robustez na operação, simplicidade, tanto nos estágios de potência como na estratégia de controle, facilidade de interligação com outras unidades (conexão em paralelo) e vida útil prolongada, já que não existe nenhuma parte móvel.

Este sistema opera com módulos disponíveis comercialmente não sendo necessária nenhuma adaptação destes para serem conectados.

### IX. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] G. J. van der Merwe and L. van der Merwe, "150 W Inverter – An Optimal Design for use in Solar Home Systems" In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE*, pp. 57-62, Vol 1, July 1998, Pretoria, South Africa.

[2] H. Marsman, A. J. Kil, K. J. Hoekstra, K. Burges, J. R. Hommerson and H. Oldenkamp, "Design and Operational Experience with Small and Medium Sized Inverters in the Netherlands", In *Proceedings of the 2<sup>nd</sup> World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*, pp. 1978-1983, July 1998, Vienna, Austria.

[3] M. Andersen and B. Alvsten, "200 W Low Cost Module Integrated Utility Interface for Modular Photovoltaic Energy Systems", In *Proceedings of IECON'95*, pp. 572-577, Vol 2 G-10, November 1995, Orlando, USA.

[4] R. Rüther, Energia Solar Fotovoltaica - Estado da Arte e Potencial na Geração de Potência Elétrica. 1998. In *Workshop – Energia Solar. Eletrosul*. 1998, Florianópolis, Brasil.

[5] R. A. Jones, T. R. Sims and A. F. Imece, "Investigation of Potential Islanding of a Self-Commutated Static Power Converter In Photovoltaic Systems" In *IEEE – Transaction on Energy Conversion*, pp. 624-630, Vol 5, No 4, December, 1990.

[6] E. A. Alsema, P. Frankl and K. Kato, "Energy Pay-Back Time of Photovoltaic Energy Systems: Present Status and Prospects", In *2<sup>nd</sup> World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion*, pp. 2125-2130, July 1998, Viena, Austria.

[7] R. Demonti, and D. C. Martins, "Interconnection of a Photovoltaic Panels Array to a Single-Phase Utility Line from a Static Conversion System", In *Proceedings of the Power Electronic Specialists Conference – PESC*, pp. 1207-1211, June, 2000, Galway, Ireland.

[8] B. M. Bird, K. G. King, and D. A. G. Pedder, *An Introduction to Power Electronics*, John Wiley & Sons, Second Edition, pp. 328-330, Great Britain, 1983.

[9] J. E. Rannels, Market Impact of a Large-Scale PV Buildings Program. In *26<sup>th</sup> Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 1061-1065. September 30 – October 3, 1997, Anaheim, USA.

### DADOS BIOGRÁFICOS

**Denizar Cruz Martins**. Nasceu em São Paulo, SP, em 24/04/55, graduou-se (1978) e recebeu o título de mestre (1981) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis. É doutor (1986) pelo *Polytechnic National Institute of Toulouse*, Toulouse, França. Atualmente é professor titular no departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina. Suas áreas de interesse incluem conversão de energia em alta frequência, simulação de conversores estáticos e acionamento de motores.

**Rogers Demonti** nasceu em Nova Trento, SC, em 27/05/71. É engenheiro eletricista (1996) e mestre (1999) pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis. Recebeu o título de doutor (2003) também pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é pesquisador no Instituto de Tecnologia para o Desenvolvimento – Lactec, no Paraná. Suas áreas de interesse incluem conversão de energia em alta frequência, e processamento de energia a partir de módulos fotovoltaicos.