

MICROINVERSOR INTEGRADO AO MÓDULO FOTOVOLTAICO PARA SISTEMAS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA UTILIZANDO CONTROLADOR RESSONANTE

J. R. Gazoli¹ M. G. Villalva² D. I. Brandão² F. P. Marafão² E. Ruppert¹

¹Unicamp – Universidade Estadual de Campinas, Departamento de Sistemas e Controle de Energia - DSCE

²Unesp – Universidade Estadual Paulista - Sorocaba, Grupo de Automação e Sistemas Integráveis – GASI

gazoli@ieee.org, daniloiglesiasb@yahoo.com.br, {fmarafao,mvillalva}@sorocaba.unesp.br, ruppert@fee.unicamp.br

Resumo – Este artigo apresenta a modelagem e o controle de um microinversor monofásico em ponte completa com transformador de alta frequência que pode ser utilizado como parte de um inversor de dois estágios de conversão sem transformador no estágio CC-CC, ou como um inversor de estágio unitário (simples conversor CC-CA) para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica. O inversor é modelado com o objetivo de se obter a função de transferência de pequenos sinais utilizada no projeto do controlador de corrente proporcional-ressonante (P+Res). O microinversor utilizado tem um conversor CC-CC em ponte completa com um transformador elevador de alta frequência e uma célula inversora CC-CA de baixa frequência. Esta topologia permite reduzir o nível de tensão sobre os semicondutores do conversor CC-CC e melhorar a eficiência do sistema, uma vez que o estágio CC-CA comuta na frequência da rede. Resultados de simulação e de testes experimentais com um protótipo de 200 W são apresentados.

Palavras-chave – Conversor de Potência CC-CA, Geração Distribuída, Microrredes, Modelagem, Sistema Fotovoltaico, Transformador de Potência, Microinversor.

MICRO-INVERTER FOR INTEGRATED GRID-TIE PV MODULE USING RESONANT CONTROLLER

Abstract – This paper shows the modeling and control of a single-phase full-bridge inverter with high-frequency transformer that may be used as part of a two-stage converter with transformerless DC-DC side or as a single-stage converter (simple DC-AC converter) for grid-connected PV applications. The inverter is modeled in order to obtain a small-signal transfer function used to design the P+Resonant current controller. A high-frequency step-up transformer results in reduced voltage switches and better efficiency compared with converters in which the transformer is used on the DC-DC side. Simulations and experimental results with a 200 W prototype are shown.

Keywords – Micro-inverter, Photovoltaic, Module Integrated Inverter, Grid-tie, P+RES Controller

Artigo submetido em 10/09/2012. Revisado em 02/01/2013. Segunda versão revisada em 04/04/2013. Aceito para publicação em 05/04/2013 por recomendação do editor Henrique A. C. Braga.

I. INTRODUÇÃO

As fontes renováveis de energia, especialmente a solar fotovoltaica (FV), desempenham um importante papel no cenário mundial devido ao crescimento da demanda energética e à busca de fontes limpas e alternativas.

A geração distribuída com pequenos sistemas fotovoltaicos proporciona inúmeros benefícios, tais como a diminuição das perdas e do custo na transmissão da energia elétrica e o alívio das redes de transmissão e distribuição, que se encontram em seus limites de capacidade no Brasil. Deve-se ainda mencionar a importante contribuição das fontes renováveis para atender a crescente demanda de eletricidade em muitos países [1] sem elevar o uso de outras fontes poluidoras.

O uso de sistemas fotovoltaicos (FV) distribuídos está aumentando rapidamente em muitos países, incluindo o Brasil, e muitos estudos demonstram que estes sistemas, assim como outras fontes renováveis de energia, darão uma importante contribuição para as necessidades energéticas em todo o mundo nas próximas décadas [2].

Um sistema FV conectado à rede de distribuição de energia elétrica apresenta pelo menos dois componentes: módulo fotovoltaico e inversor. Na prática, outros componentes estão presentes em um sistema conectado à rede, como medidores de energia, dispositivos de proteção elétrica e dispositivos de monitoramento e comunicação. A Figura 1 ilustra um sistema FV básico conectado à rede elétrica de distribuição. A conexão da fonte à rede é realizada por um inversor eletrônico que possui dois estágios de conversão: regulação do nível CC (conversor CC-CC) e inversão CC-CA (conversor CC-CA).

A literatura técnica sobre conversores de potência aplicados a sistemas FV conectados à rede é extremamente abrangente. Dependendo das características do sistema (nível de tensão de entrada e saída dos conversores, potência nominal do sistema e isolamento elétrico) muitas topologias de inversores podem ser escolhidas [3-5].

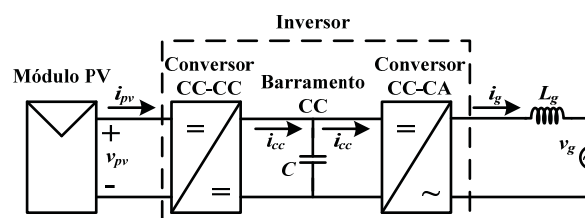


Fig. 1. Sistema FV conectado à rede através de um inversor monofásico com dois estágios de conversão.

Observa-se atualmente no mercado de equipamentos fotovoltaicos a disseminação de microinversores e conversores integrados aos módulos (CIM), geralmente com potência nominal até 500 W, adequados para o uso com um ou dois módulos de 60 células monocristalinas.

Os microinversores e CIM disputam espaço com os inversores convencionais e apresentam algumas vantagens como a facilidade de instalação e a maximização da produção de energia, muito importante em instalações residenciais sujeitas a sombras parciais e com módulos instalados em inclinações e orientações azimutais diversas. O uso de microinversores e CIM possibilita o rastreamento da máxima potência fotovoltaica para módulos individuais ou para pequenos grupos de módulos, diferentemente dos sistemas baseados em inversores centrais, que maximizam apenas a potência do conjunto de módulos fotovoltaicos, tratando-os como um bloco único.

Uma revisão bibliográfica sobre as topologias de CIM é apresentada em [6]. CIMs podem ter um capacitor no barramento CC ou podem empregar um pseudobarramento CC com capacitância reduzida, podendo até ser nula. A Figura 1 apresenta uma possível topologia de CIM monofásico com dois estágios de conversão e capacitor no barramento CC.

Muitas topologias de inversores podem ser empregadas em diferentes tipos de CIMs. Alguns encontrados na literatura usam conversores em meia ponte, ponte completa, push-pull, buck-boost, flyback, Cuk e outras estruturas. Este artigo emprega utilizar um conversor CC-CA em ponte completa, com transformador de alta frequência no estágio CC-CC e uma célula inversora de baixa frequência. O controle de corrente é realizado por meio de um controlador proporcional-ressonante para sintetizar uma corrente senoidal na saída do inversor.

II. BREVE REVISÃO SOBRE CONVERSORES DE POTÊNCIA BASEADOS EM PONTE COMPLETA

A Figura 2 mostra um inversor com dois estágios de conversão usando na saída um conversor CC-CA em ponte completa [7], formado pelos semicondutores Q3-Q6.

O transformador de alta frequência é empregado no estágio CC-CC, o qual é composto por um conversor CC-CC em meia ponte, formado pelos semicondutores Q1-Q2 e pelos retificadores D1-D4. Uma das principais características desta topologia é o fato de os semicondutores Q3-Q6 terem que suportar alto nível de tensão para uma elevada relação de transformação (N) do transformador. Portanto, MOSFETs de baixa tensão não podem ser empregados nesta topologia,

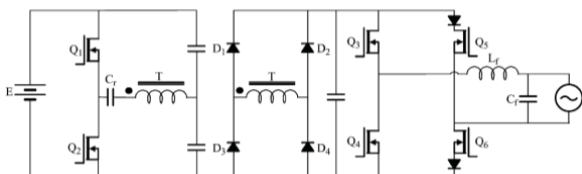


Fig. 2. Topologia do inversor FV comercial usando conversor CC-CC em meia ponte, com transformador de alta frequência no estágio CC-CC e um conversor CC-CA em ponte completa na saída [7].

que é geralmente aplicada nos inversores FV comerciais.

A Figura 3 apresenta uma melhoria no inversor mostrado na Figura 2, em que um conversor CC-CC em ponte completa com circuito grampeador (snubber) é inserido no estágio CC-CC [8]. O estágio de saída do inversor continua empregando uma ponte completa de transistores.

Diferentemente das topologias apresentadas nas Figs. 2 e 3, a Figura 4 demonstra um inversor em ponte completa com um transformador de alta frequência na saída. Entretanto, esta topologia opera como fonte de tensão e necessita de semicondutores bidirecionais para permitir o funcionamento nos dois semiciclos do componente fundamental da tensão da rede, apresentando baixa eficiência [9].

A Figura 5 também apresenta um conversor CC-CA em ponte completa com transformador de alta frequência na saída. Todavia, para esta topologia um ciclo-conversor com baixa frequência é empregado. Esta topologia normalmente é utilizada em aplicações com elevada potência nominal (vários quilowatts) e poderia, teoricamente, ser usada em aplicações de conversores com módulo integrado [10]. Devido ao elevado número de semicondutores a eficiência do sistema é baixa.

Poucos trabalhos na literatura atual apresentam inversores monofásicos em ponte completa com transformador de alta frequência. Este artigo propõe a topologia apresentada na

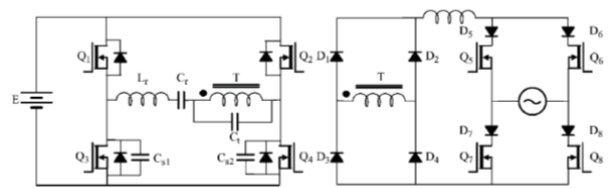


Fig. 3. Inversor similar ao apresentado na Figura 2, com conversor CC-CC em ponte completa e circuitos de grampeamento [8].

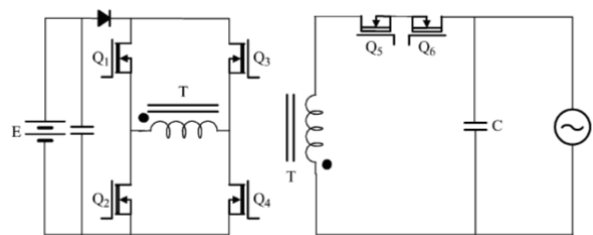


Fig. 4. Topologia empregando conversor em ponte completa e com transformador de alta frequência na saída, conectado a chaves bidirecionais [9].

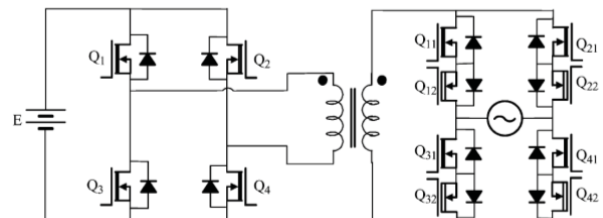


Fig. 5. Topologia em ponte completa com transformador de alta frequência na saída e com ciclo conversor [10].

Figura 6 como uma alternativa para a conexão de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição de energia elétrica.

A topologia utilizada tem um conversor em ponte completa seguido de um transformador elevador de alta frequência e um retificador. O conjunto todo (ponte H, retificador e transformador) constitui um estágio CC-CC de alta frequência. Na saída do sistema é inserida uma célula inversora em ponte completa, com comutação na frequência da rede. Na saída da ponte H inversora encontra-se um indutor e um filtro RC, responsável por atenuar componentes de altas. A célula inversora comuta a corrente modulada da saída do retificador. Indiretamente, o estágio CC-CC modula a corrente senoidal que deve percorrer o indutor acoplado à saída da ponte inversora. Cabe à ponte inversora apenas desdobrar os semiciclos (sempre positivos) da corrente de saída do retificador, proporcionando corrente senoidal alternada na saída do sistema, em fase com a tensão da rede elétrica.

Os semicondutores do conversor em ponte completa da entrada (Q1-Q4) podem ser especificados para baixa tensão e reduzida resistência de entrada, o que possibilita ótima eficiência para a topologia. A presença do transformador elevador evita a necessidade de um estágio elevador na entrada, o que mantém o volume físico do sistema reduzido, em comparação aos sistemas baseados em transformadores de baixa frequência.

No estudo e nos resultados experimentais apresentados a ponte H de entrada foi acionada com chaveamento convencional, ou *hard switching*. Entretanto esta topologia é também adequada para o uso de chaveamento suave, *soft switching*, com o emprego da técnica de deslocamento de fase, *phase shift*. Isto permite obter eficiências de conversão mais elevadas, pois o chaveamento pode ser feito nos instantes de tensão nula (*ZVS, zero voltage switching*).

Na Figura 6 a tensão de entrada E (tensão de saída do módulo FV) é aplicada à entrada do conversor em ponte completa. A tensão de saída do transformador elevador de alta frequência ($1:N$) é modulada de tal forma que a corrente de saída que flui através do indutor L seja senoidal. Observar

que a corrente i_p é senoidal modulada (quadrada). O capacitor do filtro de saída C e a indutância da linha L_g atenuam a distorção harmônica da corrente a ser injetada na rede elétrica.

Por estarem submetidos à baixa tensão E de entrada, os semicondutores Q1-Q4 empregados nesta topologia podem ser MOSFETs de baixa tensão e com pequena resistência dreno-fonte.

Esta topologia pode ser empregada como um CIM de alta eficiência, na qual a tensão de entrada é geralmente menor que 70V (tipicamente o dobro da tensão de circuito aberto dos módulos FV comerciais de silício com até 60 células).

III. MODELO DO SISTEMA

A. Considerações e princípios de funcionamento

Os semicondutores e o transformador do inversor são considerados ideais para a modelagem proposta. Além disso, a frequência de comutação é muito maior do que a frequência da rede, assim a ondulação sobre a tensão e sobre a corrente de saída, causados pela comutação, podem ser desconsideradas. Consequentemente, apenas o comportamento em baixa frequência será analisado e os valores médios, relacionados a um período de chaveamento, serão utilizados para o modelo de pequenos sinais do inversor. A célula inversora de baixa frequência é considerada como um ganho unitário para a proposta da análise de pequenos sinais.

Os comandos dos semicondutores Q1 e Q2 são complementares, assim como os comandos de Q3 e Q4. Existem três possibilidades de estágio de comutação, $U = (1, 0, -1)$. $U = 1$ corresponde a Q1 e Q4 ativas; $U = -1$ corresponde a Q2 e Q3 ativas e $U = 0$ corresponde a todos os semicondutores inativos. Como o conversor em ponte completa é controlado por PWM senoidal com portadora triangular, somente $U = 1$ e $U = -1$ são estados possíveis [11] e sempre uma das diagonais está conduzindo, o que corresponde à modulação a dois níveis.

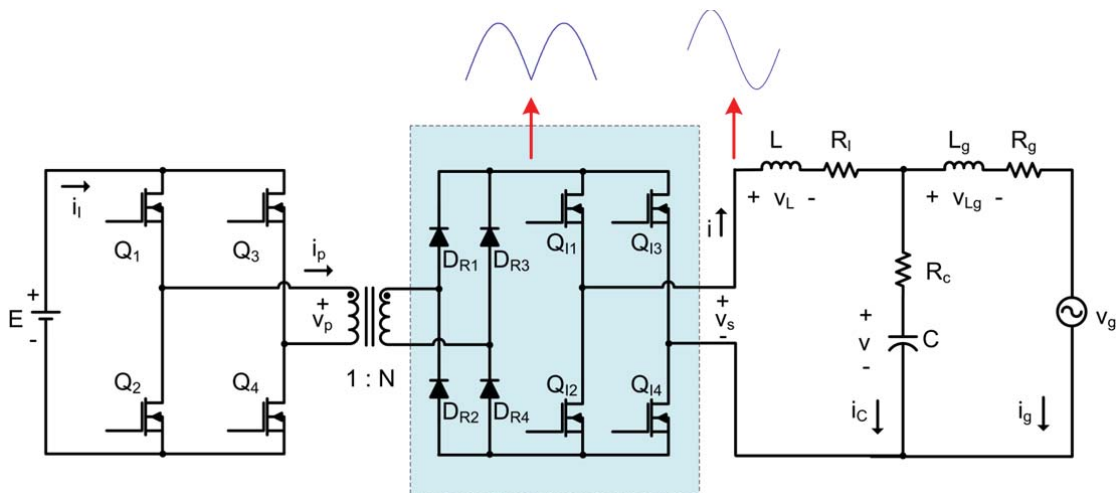


Fig. 6. Microinversor monofásico conectado à rede com topologia em ponte completa e transformador de alta frequência.

A tensão média na saída do transformador é dada por (1), tal que d é o ciclo de trabalho de um braço da ponte completa, \bar{U} é o sinal positivo ou negativo imposto pela célula inversora e \bar{v}_s significa o valor médio da variável instantânea $v_s(t)$ dentro de um período de comutação.

$$\bar{v}_s = NE\bar{U} = NE(2d - 1) \quad (1)$$

O conversor em ponte completa é conectado à rede de distribuição através do conjunto L e filtro RC de saída. A resistência R de amortecimento pode ser eliminada com o emprego de um método de amortecimento ativo na malha de controle do conversor, assunto não abordado neste artigo.

O conjunto CC-CC e CC-CA, associado à malha de controle de corrente, funciona como uma fonte de corrente controlada conectada à rede de distribuição. A tensão modulada (quadrada) de alta frequência produzida pelo conversor CC-CC em ponte completa é aplicada ao transformador. Na saída do transformador a tensão modulada é retificada, produzindo corrente senoidal retificada na entrada da ponte de transistores do estágio CC-CA. A corrente que flui através do indutor de saída é senoidal e sincronizada com a tensão da rede elétrica. O estágio CC-CC opera em frequência de chaveamento elevada, ao passo que o estágio CC-CA comuta na frequência da rede, possibilitando maior eficiência ao sistema.

B. Projeto do filtro IEM

O filtro RC de saída composto por C e R_c é utilizado para atenuar os componentes harmônicos, reduzindo a interferência eletromagnética (IEM) do inversor conectado ao sistema de distribuição.

O projeto do filtro é um ponto chave no desempenho do inversor. A frequência de corte do filtro (f_c) é dada por (2). Esta frequência deve estar acima da banda passante da malha de corrente, para não influenciar na ação do controlador. De maneira oposta, a frequência de corte do filtro deve ser sintonizada abaixo da frequência de comutação (f_s), para que as harmônicas de elevada ordem na corrente sejam corretamente atenuadas.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_c C} \quad (2)$$

Tipicamente, a banda passante da malha de corrente é definida como um décimo da frequência de comutação, f_s para comutação a dois níveis e duas vezes f_s para comutação a três níveis. A estratégia de comutação adotada é a dois níveis e $f_s = 20$ kHz, assim a banda passante da malha de controle de corrente é definida para ser 2 kHz e a frequência de corte do filtro aproximadamente 3 kHz. Este filtro é construído com $C = 10 \mu\text{F}$ e $R_c = 5 \Omega$.

C. Parâmetros do circuito

O inversor projetado tem potência nominal de 200 W. A máxima tensão de entrada possível é 40 V e a tensão da rede é 127 Vrms (60 Hz). Para a simulação, a impedância de linha considerada foi de $0,2 + j0,037 \Omega$ [12], o que corresponde a $L_g = 100 \mu\text{H}$ e $R_g = 0,2 \Omega$. A Tabela I apresenta os parâmetros utilizados para a simulação do sistema e a construção do protótipo do microinversor.

D. Modelo de pequenos sinais

Para projetar o controlador da malha de controle de corrente é necessário possuir a função de transferência entre a corrente de saída do inversor e o ciclo de trabalho. Para isto, deve-se encontrar o modelo de pequenos sinais do inversor.

As variáveis de estado do sistema mostrado na Figura 6 são i , i_g e v . As equações de estado do inversor são (3)-(5).

$$NEU - R_L i - L \frac{di}{dt} = v + R_c C \frac{dv}{dt} \quad (3)$$

$$v_g + L_g \frac{di_g}{dt} + R_g i_g = v + R_c C \frac{dv}{dt} \quad (4)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i - i_g \quad (5)$$

Utilizando as variáveis médias e os componentes de pequenos sinais, o comportamento natural do sistema é preservado e os componentes de alta frequência podem ser desprezados. As substituições dos componentes de pequenos sinais, tal como definidos em (6), nas equações de estado conduzem às equações de pequenos sinais, da qual a função de transferência poderá ser obtida.

Os componentes de pequenos sinais são definidos em (6) $\bar{x} = X + \hat{x}$, sendo que \bar{x} é o valor médio da variável dentro do período de comutação, X é o valor constante (de regime permanente) e \hat{x} é uma perturbação de pequeno sinal.

TABELA I
Parâmetros do microinversor.

Parâmetros	Descrição	Valor
E	Tensão de entrada	40 V
N	Relação de transformação	7
L	Indutor	4 mH
R_L	Resistência série do indutor	0,2 Ω
C	Capacitor do filtro	10 μF
R_c	Resistor do filtro	5 Ω
L_g	Indutância equivalente da rede	100 μH
R_g	Resistência equivalente da rede	0,2 Ω
V_g	Tensão da rede	127 V _{RMS}
P_o	Potência nominal	200 W
FP	Fator de potência	1
f_s	Frequência de comutação	20 kHz

$$\begin{cases} \bar{i} = I + \hat{i} \\ \bar{i}_g = I_g + \hat{i}_g \\ \bar{v} = V + \hat{v} \\ \bar{d} = D + \hat{d} \end{cases} \quad (6)$$

Substituindo (6) em (3) e (4), aplicando-se a transformada de Laplace sobre as equações resultantes e negligenciando-se os termos constantes e os não lineares (produtos de variáveis de pequenos sinais), as equações lineares de pequenos sinais são obtidas, de acordo com (7).

$$\begin{cases} (sL + R_L)\hat{i} = \hat{d}(2NE) - \hat{v}(sR_c C + 1) \\ \bar{i}_g(sL_g + R_g) = \hat{v}(sR_c C + 1) \\ \hat{i} = sC\hat{v} + \hat{i}_g \end{cases} \quad (7)$$

De (7), a função de transferência da corrente de saída do inversor pelo ciclo de trabalho é obtida, como mostrado em (8).

$$G_{i_g d}(s) = \frac{\hat{i}_g}{\hat{d}} = 2NE \frac{sR_c C + 1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (8)$$

tal que:

$$\begin{cases} a_3 = LL_g C \\ a_2 = C[L(R_c + R_g) + L_g(R_L + R_c)] \\ a_1 = R_L C(R_g + R_c) + R_g R_c C + L + L_g \\ a_0 = R_g + R_L \end{cases} \quad (9)$$

O processo de modelagem deste conversor em pequenos sinais pode ser visto em mais detalhes nas referências [13,14].

E. Verificação do modelo de pequenos sinais

Para a verificação e validação do modelo de pequenos sinais encontrado em (8) realizou-se uma análise comparativa entre o sistema implementado na plataforma de simulação PSIM e o diagrama de Bode da função de transferência do inversor. Para isto, utilizou-se a ferramenta ACSWEEP da própria plataforma de simulação.

A análise foi realizada considerando o comportamento da corrente da rede i_g frente a pequenas variações no ciclo de trabalho d . A faixa de variação da frequência considerada foi de 10 Hz até 10 kHz. O resultado da análise ACSWEEP junto com o diagrama de Bode da função de transferência é apresentado na Figura 7.

IV. CONTROLE DO SISTEMA

A. Estrutura do controle de corrente

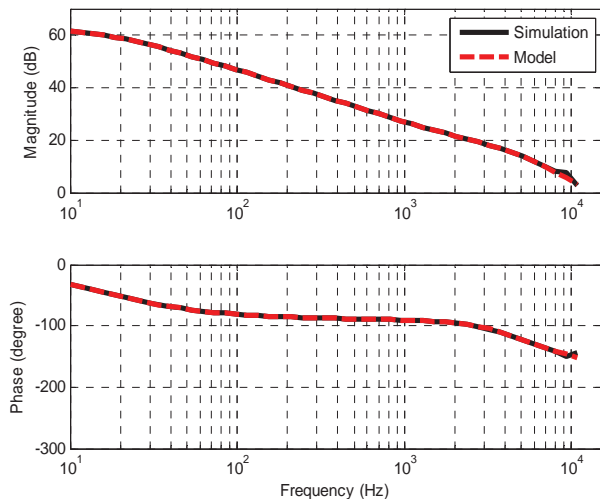


Fig. 7. Resposta em frequência em malha aberta do microinversor implementado em simulação e de sua função de transferência.

A malha de controle de corrente é aplicada para produzir na saída do inversor uma corrente senoidal e sincronizada com a tensão da rede. A Figura 8 mostra o diagrama de blocos da malha de controle de corrente empregada no projeto, tal que i_{ref} é a referência de corrente, $C(s)$ é o compensador a ser projetado, $G_{id}(s)$ é a função de transferência definida em (8) e H_i é o ganho do transdutor de corrente. O modulador PWM possui ganho unitário e seu índice de modulação é m .

Vários tipos de controladores de corrente para inversores conectados à rede têm sido propostos na literatura. Os controladores lineares PI (proporcional-integral) e PID (proporcional, integral e derivativo) são os mais utilizados devido à facilidade de implementação.

O controlador PI apresenta ganho infinito na frequência zero, portanto fornece erro estacionário nulo ao controlar variáveis com valor constante em regime permanente [13, 14]. Quando aplicado ao controle de variáveis alternadas em regime permanente, como é o caso da corrente de saída do inversor, os controladores PI não serão efetivos e poderão apresentar erros na amplitude e na fase, mesmo estando corretamente projetados. Além do mais, estes controladores são extremamente sensíveis a erros CC advindos da medição dos sinais, caso frequente em aplicações práticas. O ganho infinito na frequência zero combinado com a ação do integrador pode causar a saturação do controlador, deteriorando sua resposta.

Uma solução para controlar sinais alternados é a aplicação do compensador proporcional e ressonante (P+RES). Este compensador apresenta ganho infinito na frequência de sintonia (por exemplo, 60Hz), possibilitando erro estacionário nulo nesta frequência. Além disso, o compensador P+RES não requer transformação de coordenadas e nem exige a utilização de PLL de sincronização, podendo ser facilmente implementado em sistemas monofásicos [13]. Este controlador é imune também ao valor CC proveniente de imprecisão dos sensores de corrente, pois não tem ganho infinito na frequência zero.

O compensador P+RES tem a função de transferência apresentada em (10), tal que k_p é o ganho proporcional, k_i é o ganho integral e ω_0 é a frequência angular de sincronização. O compensador P+RES tem o mesmo desempenho de um compensador PI convencional combinado com a transformação de coordenadas síncronas [15]. Assim, o controlador de corrente baseado no P+RES pode atingir erro estacionário nulo mesmo para correntes senoidais.

$$C(s) = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (10)$$

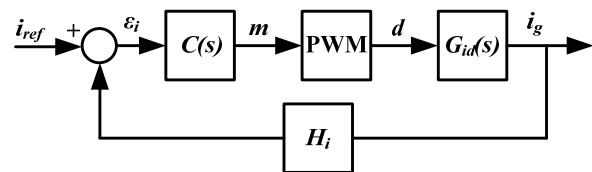


Fig. 8. Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.

B. Controlador discreto

A função de transferência contínua para o P+RES (10) pode ser implementada em um microprocessador como um compensador discreto, como apresentado em (11), onde $e(z)$ é o sinal de entrada (erro do controle) e $y(z)$ é a saída do controlador.

$$C_d(z) = \frac{y(z)}{e(z)} = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}} \quad (11)$$

Os coeficientes de (11) são obtidos por meio da aplicação da transformada bilinear ou transformada de Tustin (12) na função de transferência contínua do compensador (10), tal que T_s é o período de amostragem.

$$C_d(z) = C(s) \Big|_{s=\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}} \quad (12)$$

Ao aplicar (12) em (11) os coeficientes do P+RES tornam-se:

$$\begin{cases} a_0 = 1 \\ a_1 = 2 - 16/(T_s^2 \omega_0^2 + 4) \\ a_2 = 1 \\ b_0 = k_p + 4T_s k_i / (T_s^2 \omega_0^2 + 4) \\ b_1 = 2k_p - 16k_p / (T_s^2 \omega_0^2 + 4) \\ b_2 = k_p - 4T_s k_i / (T_s^2 \omega_0^2 + 4) \end{cases} \quad (13)$$

A equação (11) pode ser reescrita como a equação a diferenças (14), a qual corresponde a um sistema do tipo IIR (*infinite impulse response*).

$$y[k] = b_0 e[k] + b_1 e[k - 1] + b_2 e[k - 2] - a_1 y[k - 1] - a_2 y[k - 2] \quad (14)$$

C. Projeto do compensador

A equivalência para a frequência de cruzamento na resposta em frequência entre os compensadores PI e P+RES permite projetar os ganhos k_p e k_i do P+RES similarmente ao ganho do compensador PI, ajustando os ganhos para atingir a frequência de cruzamento e a margem de fase desejada. Tipicamente, a frequência de cruzamento é um décimo da frequência de comutação e a margem de fase deve ser escolhida de modo a garantir a estabilidade do sistema. Como regra podem-se utilizar os mesmos valores de ganhos do projeto do compensador PI convencional para o projeto do compensador P+RES.

Como exemplo, escolhe-se $k_p = 0,01$ e $k_i = 10^4$, sendo a função de transferência apresentada em (15).

A Figura 9 mostra o diagrama de Bode em malha aberta e em malha fechada do sistema compensado pelo controlador PI. Observe que o sistema é instável, uma vez que a margem de fase é negativa e a margem de ganho é positiva. Os gráficos foram obtidos por meio da ferramenta RLTOOL do MATLAB.

$$C_{PI}(s) = \frac{0,01s + 10^4}{s} \quad (15)$$

O passo seguinte é ajustar o ganho proporcional e o ganho integral de modo a tornar a frequência de cruzamento e a margem de fase próximos ao desejado. Para este exemplo encontrou-se $k_p = 0,06623$ e $k_i = 657,1$, obtendo-se frequência de cruzamento de 2 kHz e margem de fase de 46,8°, conforme indica a Figura 10.

O ultimo passo é determinar os ganhos do compensador P+RES. Para isto basta substituir os ganhos do compensador PI no compensador P+RES e escolher a frequência de ressonância, que neste caso é $\omega_0 = 377$ rad/s. A função de transferência do P+RES projetado é mostrada em (16). A Figura 11 apresenta as respostas em frequência em malha aberta e em malha fechada do sistema compensado por meio do compensador P+RES.

A malha de controle de corrente é muito sensível à frequência de corte do filtro de saída do inversor, pois este

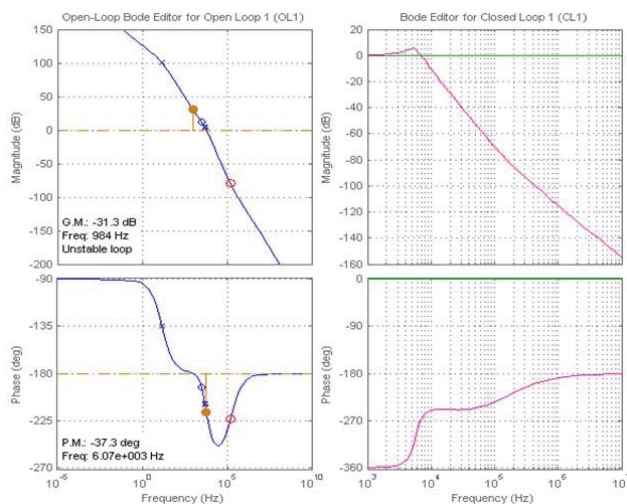


Fig. 9. Resposta em frequência em malha aberta e em malha fechada do sistema compensado com $C_{PI}(s)$ – sistema instável.

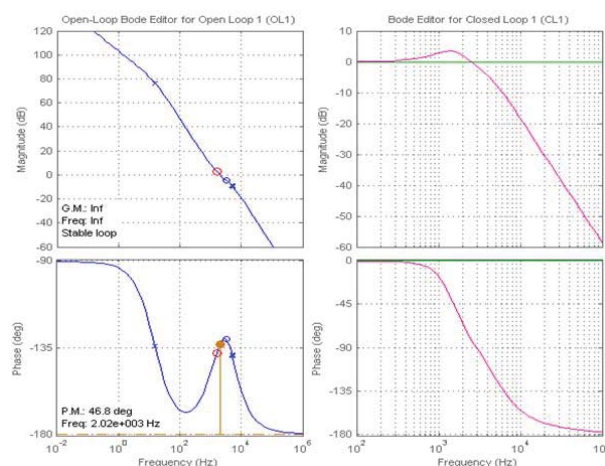


Fig. 10. Resposta em frequência em malha aberta e em malha fechada do sistema compensado com $C_{PI}(s)$ – sistema estável.

modifica a margem de fase do sistema e introduz uma ressonância que pode tornar complicado o projeto do compensador.

$$C_{P+RES}(s) = \frac{0.06623s^2 + 1314s + 9413}{s^2 + 1.421e5} \quad (16)$$

Para facilitar o projeto do compensador, reduzindo o efeito da ressonância do filtro, a frequência de corte do filtro deve ser colocada acima da frequência de cruzamento do controle de malha fechada e uma resistência em série com o capacitor deve ser introduzida para tornar o sistema amortecido. Ao introduzir a resistência série, a margem de fase do sistema compensado será aumentada.

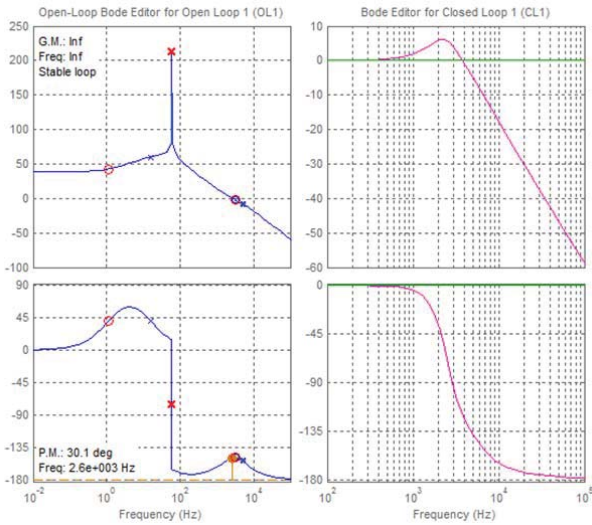


Fig. 11. Resposta em frequência em malha aberta e em malha fechada do sistema compensado com $C_{P+RES}(s)$ – sistema estável.

V. SIMULAÇÕES

As simulações do sistema proposto foram realizadas através da plataforma PSIM. O circuito simulado é ilustrado na Figura 12 e o resultado obtido é mostrado na Figura 13. Note que a corrente de saída do inversor (i_g) segue a referência senoidal e leva menos de um quarto de ciclo de 60 Hz para atingir o estado estacionário. Em $t = 0,037s$ um decréscimo de 40% na potência nominal da carga ocorre e a corrente rapidamente segue a nova referência.

VI. PROTÓTIPO

Um protótipo com potência nominal de 200 W foi desenvolvido em laboratório com o objetivo de validar o controle proposto. A Figura 14 mostra o protótipo do microinversor e os seus circuitos auxiliares. A malha de controle de corrente foi implementada digitalmente por meio do microcontrolador DSC (*digital signal controller*) TMS320F28335, da família C2000 da Texas Instruments. O transformador de alta frequência foi construído com um núcleo RM14 com material 3C90, da Ferroxcube.

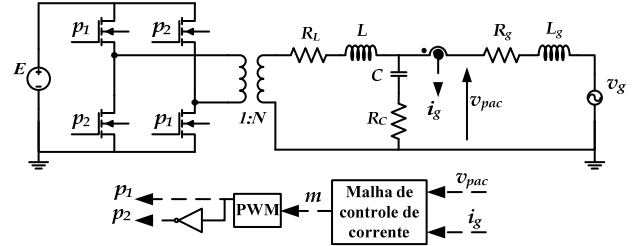


Fig. 12. Diagrama de blocos do microinversor implementado na plataforma de simulação PSIM.

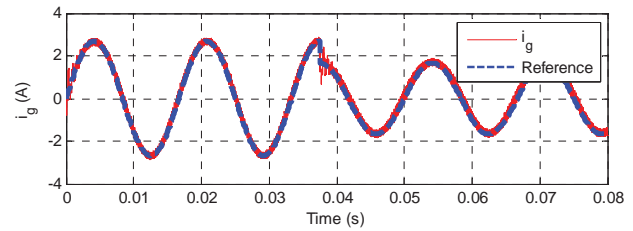


Fig. 13. Resultado de simulação da corrente de saída do inversor seguindo a referência.

Os resultados experimentais são exibidos nas Figuras 15 e 16. A Figura 15 apresenta a corrente de saída do microinversor em fase com a fundamental da tensão da rede. O perfeito sincronismo entre a corrente de saída e a tensão da rede é resultado do controlador P+RES. A corrente de entrada do microinversor também é mostrada na Figura 15 e tem o dobro da frequência de linha,

A Figura 16 mostra a corrente de saída do microinversor e a referência interna para a malha de controle de corrente, observada por meio de um conversor digital-analógico. Nota-se que o compensador P+RES proposto efetivamente atinge erro estacionário zero para a frequência de 60Hz.

Adicionalmente, nota-se que na Figura 16 o sinal medido através do conversor digital-analógico apresenta muito ruído decorrente de interferências externas. Estes ruídos não fazem parte do sinal controlado e devem ser desprezados na interpretação dos resultados.

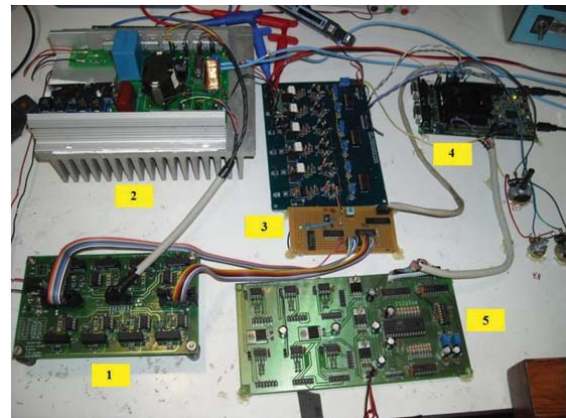


Fig. 14. Protótipo experimental do microinversor de 200 W (2) e placas auxiliares: drivers (1), sensores (3), microprocessador (4) e conversor analógico-digital (5).

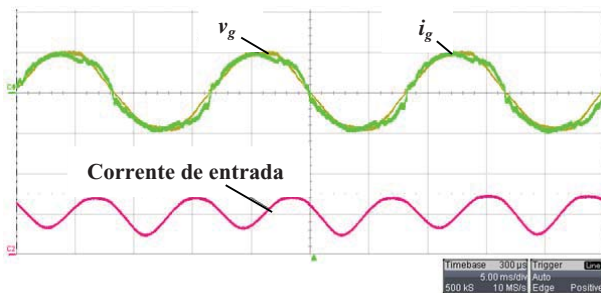


Fig. 15. Tensão da rede (200 V/div), corrente de saída (2 A/div) e corrente de entrada (5 A/div) do microinversor experimental de 200 W (Horizontal: 5 ms/div).

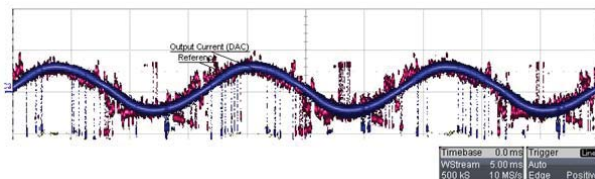


Fig. 16. Corrente de saída do microinversor (2 A/div) e sua referência de controle (2 A/div) (Horizontal: 5 ms/div).

VII. CONCLUSÕES

Este artigo analisou um microinversor monofásico conectado à rede elétrica de distribuição de energia elétrica baseado em uma topologia em ponte completa utilizando transformador de alta frequência

A modelagem de pequenos sinais, a validação do modelo, o projeto da malha de controle de corrente e a simulação foram explorados neste artigo. As principais vantagens do compensador P+RES são a simplicidade de implementação em sistemas monofásicos e o erro estacionário nulo para sinais senoidais.

A principal vantagem da topologia apresentada neste artigo é a possibilidade de usar semicondutores de baixa tensão e com baixa resistência série, tais como os transistores MOSFET. Isto difere de outras topologias de microinversores monofásicos presentes na literatura. O uso do transformador de alta frequência permite reduzido volume físico em comparação com as topologias que usam transformadores de baixa frequência, muito comuns neste tipo de aplicação.

Um protótipo com potência nominal de 200 W foi desenvolvido em laboratório. Os resultados mostraram o compensador ressonante atingindo erro estacionário nulo para corrente senoidal, o que garante um fator de potência unitário na saída do microinversor.

REFERÊNCIAS

[1] European Photovoltaic Industry Association, Greenpace. *Solar Generation 6 – Executive Summary*. [Online]. Available: http://www.epia.org/fileadmin/EPIA_docs/documents/Solar_Generation_6_Executive_Summary2.pdf

[2] European Renewable Energy Council. *Renewable Energy Scenario to 2040*. [Online]. Available:

http://www.erec.org/fileadmin/erec_docs/Documents/Publications/EREC_Scenario_2040.pdf

[3] S. B. Kjaer, J. Pedersen, F. Blaabjerg, “Power inverter topologies for photovoltaic modules—a review”, in *Proc. 37th IAS Ind. Applications Conf.*, v. 2, pp. 782–788, 2002.

[4] F. Blaabjerg, “Power converters and control of renewable energy systems”, in *Proc. 37th IEEE PESC*, 2006.

[5] S. B. Kjaer, J. Pedersen, F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules”, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, pp. 1292–1306, 2005.

[6] Quan Li, P. Wolfs, “A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different dc link configurations”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, pp. 1320, 2008.

[7] A. Lohner, T. Meyer, A. Nagel, “A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems,” in *Proc. IEEE ISIE*, pp. 827–831, 1996.

[8] C. Prapanavarat, M. Barnes, N. Jenkins, “Investigation of the performance of a photovoltaic AC module” in *IEE Proceeding of Generation, Transmission and Distribution*, vol. 149, no. 4, pp. 472–478, 2000.

[9] A. Fernandez, J. Sebastian, M. M. Hernando, M. Arias, G. Perez, “Single stage inverter for a direct ac connection of a photovoltaic cell module” in *Proc. IEEE PESC*, pp. 93–98, 2006.

[10] J. Beristain, J. Bordonau, A. Gilabert, G. Velasco, “Synthesis and modulation of a single phase dc/ac converter with high-frequency isolation in photovoltaic energy applications” in *Proc. IEEE PESC*, pp. 1191–1196, 2003.

[11] F. Boudjema, M. Boscardin, P. Bidan, J. C. Marpinard, M. Valentin, M. J. L. Abatut, “Vss approach to a full bridge buck converter used for AC sine voltage generation” in *15th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON*, vol. 1, pp. 82–88, 1989.

[12] X. Wang, W. Freitas, “Impact of positive-feedback anti-islanding methods on small-signal stability of inverter-based distributed generation”, in *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 23, pp. 923–931, 2008.

[13] M. G. Villalva, “*Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica*”, PhD thesis, Univ. of Campinas, Brazil, 2010.

[14] J. R. Gazoli, “*Microinversor monofásico para sistema solar fotovoltaico conectado à rede elétrica*”. Msc thesis, Univ. of Campinas, Brazil, 2011.

[15] D. Zmood, D. N. Holmes, “Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 814–822, 2003.

DADOS BIOGRÁFICOS

Jonas Rafael Gazoli, nascido em Americana-SP em 10/10/1983. Tem Graduação (2008) e Mestrado (2011) em

Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). Esteve com o grupo de Eletrônica de Potência da Universidade de Pádua, Itália (2008-09), trabalhando com conversores eletrônicos para módulos fotovoltaicos de geração distribuída. Atualmente realiza seu Doutorado em Engenharia Elétrica na UNICAMP, nesta mesma área. Seu interesse principal é na aplicação da eletrônica de potência para sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

Marcelo Gradella Villalva, Doutor, Mestre e Graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). Possui experiência em eletrônica de potência, energia solar fotovoltaica, acionamentos elétricos, filtros ativos, sistemas de controle e processamento digital. Membro da SOBRAEP desde 2003.

Danilo Iglesias Brandão nasceu em São Gonçalo do Sapucaí, MG, em 22/10/1986. Graduiu-se em Engenharia de Controle e Automação pela Universidade Estadual Paulista – UNESP/Sorocaba (2011) e atualmente é mestrando em engenharia elétrica pela Universidade Estadual Paulista – UNESP/Bauru. Suas áreas de interesse são: filtros eletrônicos de potência, estratégias de compensação seletiva, teoria de potência conservativa, qualidade de energia elétrica e redes inteligentes de energia.

Fernando Pinhabel Marafão, nascido em 26/09/1975 em José Bonifácio (SP) é graduado em Engenharia Elétrica pela UNESP/Bauru (1998), tem mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica pela UNICAMP (2000 e 2004). Em 2002 foi pesquisador visitante na Universidade de Padova, Itália, onde trabalhou com técnicas de controle digital aplicadas a filtros ativos de potência. Desde 2005 é professor assistente doutor no Campus de Sorocaba da UNESP, onde liderou o Grupo de Automação e Sistemas Integráveis

(GASI) de 2007 a 2011. Suas principais áreas de interesse são análise e controle da qualidade de energia, teorias de potência para circuitos polifásicos não lineares e técnicas de processamento e controle digital aplicadas a sistemas de potência. Dr. Marafão é membro da SOBRAEP, da SBA e do IEEE.

Ernesto Ruppert, graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP) em 1971, obteve o Mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas em 1974, o Doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas em 1983 e tornou-se Professor Titular da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, através de concurso público, em 2000. Trabalha desde 1972 como docente e pesquisador na Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP (de 1972 a 1978 e de 1993 até o momento, em regime de tempo integral e dedicação exclusiva e de 1979 a 1992 em tempo parcial). Atuou em inúmeros trabalhos de consultoria para diversas empresas, entre as quais: Itaipu Binacional, Petrobrás, Metrô de São Paulo, General Electric, Alstom, Copel, CPFL, Elektro e outras. Desenvolveu e desenvolve diversos projetos de Pesquisa e Desenvolvimento no âmbito de projetos ANEEL para concessionárias de energia elétrica, tem três projetos de patentes submetidos bem como dois softwares registrados, diversos artigos publicados em revistas internacionais e nacionais bem como em anais de conferências nacionais e internacionais nas suas diversas áreas de trabalho e assumiu diversos cargos administrativos universitários ao longo de sua carreira entre os quais o de Coordenador de Curso de Graduação (4 anos) e o de Coordenador Adjunto da Comvest (vestibular da UNICAMP) durante 4 anos.