

MPPT HÍBRIDO APLICADO À ASSOCIAÇÃO DOS CONVERSORES BOOST ZVT E INVERSOR H6 PARA APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS

Moacyr A. G. de Brito¹, Marcos G. Alves², Ruben B. Godoy¹, Carlos A. Canesin²

¹Universidade Federal do Mato Grosso do Sul, Campo Grande – MS, Brasil

²Universidade Estadual Paulista, UNESP-FE/IS-LEP, Ilha Solteira – SP, Brasil

e-mail: ¹moacyr.brito@ufms.br, ²canesin@dee.feis.unesp.br

Resumo – Este artigo apresenta um inversor monofásico de 4,8 kW para aplicações fotovoltaicas, baseado nos conversores Boost ZVT e inversor H6, para a conexão à rede de distribuição. Devido aos valores nominais de corrente o conversor Boost ZVT traz vantagens, considerando-se reduzida interferência eletromagnética, além de elevada eficiência (acima de 96%), enquanto que o inversor H6 permite o projeto de elementos de conexão com indutância reduzida, além de propiciar baixa variação de nível de tensão de modo comum. No presente artigo, um sistema de MPPT híbrido que pode atuar dependendo do nível da tensão de entrada da associação de painéis é apresentado, podendo o sistema operar com todos os conversores ou apenas com o conversor CC-CA, fato que eleva a eficiência do sistema. Finalmente, resultados e análises são apresentadas, contendo todos os algoritmos necessários à aplicação proposta.

Palavras-Chave – Boost ZVT, Energia Fotovoltaica, Inversor H6, MPPT Híbrido.

HYBRID MPPT APPLIED TO BOOST ZVT CONVERTER AND H6 INVERTER ASSOCIATION FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS

Abstract – This paper presents a single-phase inverter applied to photovoltaic distributed generation, based on the association of a Boost ZVT converter and a H6 type inverter intended for grid connection. The designed 4.8 kW rated power prototype, which is fed by PV arrays, may demand boost voltage during operation. However, due to its nominal current values the resonant Boost ZVT converter has advantages, considering its low electromagnetic interference, as well as high efficiency. The H6-type inverter allows the design of grid connecting elements with reduced inductance, providing low common mode voltage. A hybrid MPPT system that can act depending on the panel association input voltage is presented which may increase efficiency. Finally, analysis and experimental results are presented considering the main control algorithms for the application.

Keywords – H6 Inverter, Hybrid MPPT, Photovoltaic Energy, ZVT Boost.

I. INTRODUÇÃO

Considerando a busca por soluções para reduzir a dependência das fontes convencionais de energia, como o carvão e os combustíveis fósseis e, aliados à grande preocupação ambiental, o desenvolvimento de fontes alternativas de energia com menores impactos ambientais e econômicos são extremamente desejáveis. Devido à grande incidência de irradiação solar que o Brasil recebe admira-se que ainda não haja grande disseminação desta fonte de energia no país. O principal fator que ainda reflete neste baixo aproveitamento é seu custo. No entanto, verifica-se uma tendência de uso a médio e longo prazos para a ampliação da microgeração de energia fotovoltaica [1], [2].

Os sistemas fotovoltaicos (FV) necessitam de diversos algoritmos para seu funcionamento e operação, tais como algoritmos de anti-ilhamento, sincronização e de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) com excelente nível de rastreamento [3]-[8]. Para o caso de múltiplos inversores, operando em paralelo, sistemas de comunicação podem se tornar necessários para a correta injeção de potência pelo sistema [9], [10]. Neste contexto, buscar alta eficiência, qualidade de energia para a corrente injetada na rede e para os equipamentos alimentados localmente, além de vida útil média elevada é fundamental para o aproveitamento deste tipo de energia alternativa.

Considerando uma aplicação em torno de 4,8 kW é possível utilizar a associação de um conversor elevador com um inversor de tensão para a conexão de um sistema FV à rede. Em parte do dia, considerando o nível de temperatura (dada as variações meteorológicas e mesmo sombreamentos), pode resultar para a associação FV, tensões menores do que o pico da tensão da rede e, ainda, os valores elevados de correntes demandarão estruturas com melhor rendimento. Desta forma, estruturas como as ressonantes ou derivadas ganham destaque [11], [12]. Ainda, a conexão à rede demandará um sistema inversor também apropriado buscando a minimização do elemento indutivo de conexão, além de baixas variações nas tensões de modo comum, fato alcançado com as diferentes modulações dos inversores, ou com topologias próprias para a redução da tensão de modo comum [13], [14].

Como a tensão de entrada equivalente do *array* FV pode em grande parte do dia, ser maior do que o pico da tensão da rede, este artigo propõe uma estrutura de MPPT Híbrido, que ora estará residente no controle do conversor CC-CC ora estará residente no controle do inversor, propiciando aumento

Artigo submetido em 08/11/2017. Primeira revisão em 28/01/2017. Aceito para publicação em 14/03/2018 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

de eficiência na conversão de energia. Em síntese, o sistema opera com o MPPT residente no conversor CC-CC, isto é, todos os conversores em operação, mas quando o nível de tensão se eleva acima de 350V, o conversor CC-CC é desativado e o MPPT passa a residir na etapa CC-CA, resultando desta forma na estratégia do MPPT híbrido. Neste contexto, será apresentada neste artigo a análise da associação do conversor Boost ZVT (*Zero Voltage Transition*) e do Inversor H6, com os algoritmos pertinentes para uma aplicação fotovoltaica, além da proposição desta estratégia de MPPT híbrido; sistema este, que esteja de acordo com a normatização exigida [15].

II. ESTÁGIO DE ENTRADA BOOST ZVT

A topologia adotada para a etapa CC-CC é o conversor Boost ZVT, Figura 1 [11]. Nesta topologia, o indutor ressonante L_r juntamente com o capacitor ressonante C_r , atuam também como *snubbers* para a entrada em condução da chave auxiliar (S_a) e também para o bloqueio e para a entrada em condução do diodo principal (D_p). Para que a análise contemple a operação real deste conversor é importante que a capacitância de saída da chave principal (C_{oes}) seja incluída uma vez que a ressonância entre L_r e C_{oes} é que garante a entrada em condução da chave principal em ZVS (S_p).

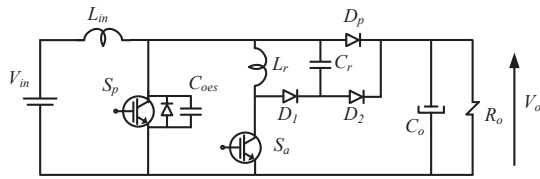


Fig. 1. Conversor Boost ZVT.

Considerando simplificações abordadas em [12], tensão de saída V_o constante e que a tensão de entrada V_{in} em conjunto com o indutor de entrada L_{in} podem ser considerados como uma fonte de corrente I_{in} , é possível realizar a análise deste sistema através da utilização do conversor idealizado (Figura 2a) sem perdas na análise.

Durante a operação, sete etapas ocorrem e são descritas, bem como suas equações resumidamente apresentadas. As etapas de operação podem ser verificadas através das Figuras 2b até 2h e, a partir da Figura 3 podem ser verificadas as principais formas de onda nos elementos do conversor.

A. Equações das Etapas de Operação

De forma resumida, as equações que regem as etapas de operação de número 1 à 7 estão descritas a seguir. O equacionamento é realizado conforme [11], [12].

Etapa 1 ($t_0 \leq t < t_1$) – Figura 2b:

As equações que regem a etapa 1 estão apresentadas em (1) e (2). O diodo D_p estava em condução previamente ao início da etapa 1, quando em $t = t_0$ a chave S_a é comandada à condução de maneira ZCS.

$$v_{Lr} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \rightarrow i_{Lr}(t) = \frac{V_o}{L_r}(t - t_0) \quad (1)$$

$$i_{Dp}(t) = I_{in} - \frac{V_o}{L_r}(t - t_0) \quad (2)$$

O intervalo de tempo Δt_1 é obtido por:

$$\Delta t_1 = \frac{I_{in}L_r}{V_o} \quad (3)$$

Etapa 2 ($t_1 \leq t < t_2$) - Figura 2c:

A segunda etapa de operação é descrita matematicamente pelas seguintes expressões:

$$i_{Lr}(t) = I_{in} + \frac{V_o}{Z_1} \text{sen}[\omega_1(t - t_1)] \quad (4)$$

$$v_{Coes}(t) = V_o \text{cos}[\omega_1(t - t_1)] \quad (5)$$

onde o valor de tensão inicial da capacitância C_{oes} é igual a V_o , Z_1 representa a impedância característica do conjunto $L_r - C_{oes}$ e ω_1 sua frequência de oscilação natural. O tempo desta etapa (Δt_2) e o valor máximo da corrente no indutor são dados respectivamente por:

$$\Delta t_2 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_{oes}} \quad (6)$$

$$i_{Lr}(\Delta t_2) = I_{in} + \frac{V_o}{Z_1} = I_{Lr_max} \quad (7)$$

Etapa 3 ($t_2 \leq t < t_3$) - Figura 2d:

Este é o intervalo de roda livre da corrente sobre o indutor L_r e, portanto, obedece a (7). O intervalo de tempo desta etapa é obtido a partir de (8), em função do tempo de chave auxiliar fechada (DT_{Sa}). É neste intervalo que a chave principal pode ser comandada à condução de forma ZVS.

$$\Delta t_3 = DT_{Sa} - (\Delta t_1 + \Delta t_2) \quad (8)$$

Etapa 4 ($t_3 \leq t < t_4$) - Figura 2e:

A corrente no indutor ressonante e a tensão no capacitor ressonante são dadas por:

$$i_{Lr}(t) = i_{D1} = I_{Lr_max} \text{cos}[\omega_r(t - t_3)] \quad (9)$$

$$v_{Cr}(t) = I_{Lr_max} Z_r \text{sen}[\omega_r(t - t_3)] \quad (10)$$

Nesta etapa o capacitor ressonante (C_r) é carregado pela corrente do indutor ressonante via D_1 . O tempo desta etapa (Δt_4) e o valor máximo da tensão no capacitor ressonante são dados respectivamente por:

$$\Delta t_4 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (11)$$

$$v_{Cr_max} = I_{Lr_max} Z_r \quad (12)$$

Etapa 5 ($t_4 \leq t < t_5$) - Figura 2f:

Após o bloqueio natural de D_1 , a corrente total é assumida pela chave principal, desta forma:

$$i_{Sp}(t) = I_{in} \quad (13)$$

Esta etapa perdura até a chave principal ser comandada ao bloqueio, sendo análoga ao armazenamento de energia no indutor de um conversor Boost PWM convencional.

Etapa 6 ($t_5 \leq t < t_6$) - Figura 2g:

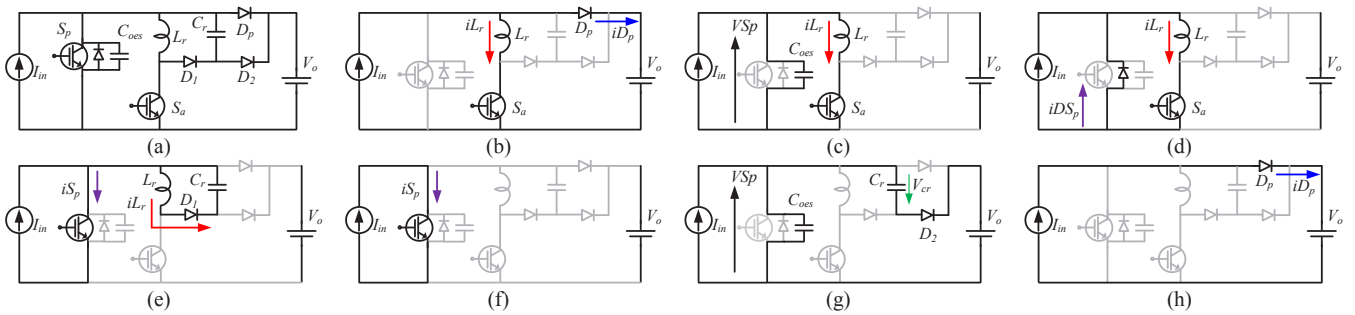


Fig. 2. Esboço das principais etapas de operação do conversor Boost ZVT. (a) Conversor Idealizado. (b) Etapa 1 ($t_0 \leq t < t_1$); (c) Etapa 2 ($t_1 \leq t < t_2$); d) Etapa 3 ($t_2 \leq t < t_3$); e) Etapa 4 ($t_3 \leq t < t_4$); f) Etapa 5 ($t_4 \leq t < t_5$); g) Etapa 6 ($t_5 \leq t < t_6$) e h) Etapa 7 ($t_6 \leq t < t_7$).

Nesta etapa o Diodo D_2 assume a corrente da fonte e, o tempo desta etapa (Δt_6) é obtido por:

$$\Delta t_6 = \frac{V_0 C_r}{I_{in}} \quad (14)$$

Etapa 7 ($t_6 \leq t < t_7$) - Figura 2h:

Nesta etapa o diodo principal assume a corrente da fonte, como um conversor Boost PWM convencional, mas de maneira ZVS, uma vez que $V_{cr} = 0$. Assim:

$$i_{Dp}(t) = I_{in} \quad (15)$$

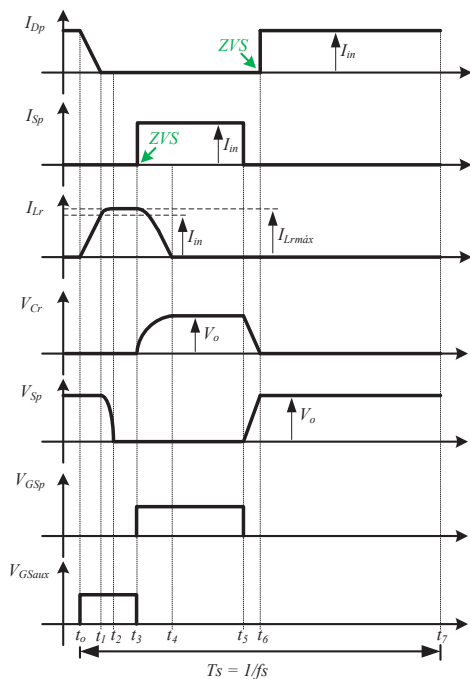


Fig. 3. Principais formas de onda relativas às etapas de operação.

III. ESTÁGIO DE SAÍDA INVERSOR H6

O conversor da etapa inversora (CC-CA) é baseado na topologia H6 [13]. O circuito de potência é apresentado na Figura 4, onde observa-se filtros L de conexão (L_{con}). Obviamente, outros filtros, como LC ou LCL podem ser utilizados [16]-[18].

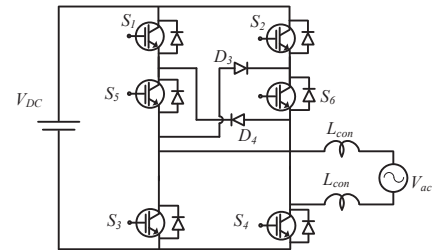


Fig. 4. Topologia do inversor H6.

Neste inversor os interruptores que operam no semiciclo positivo são S_1 e S_4 , os que realizam o negativo são S_2 e S_3 . O interruptor de roda livre do semiciclo positivo é o S_5 e o do semiciclo negativo é o S_6 . A estratégia de modulação consiste em aplicar a modulação de S_1 e S_4 com o mesmo padrão bem como para os interruptores S_2 e S_3 . Para o semiciclo positivo o interruptor de roda livre S_5 está sempre em condução enquanto que os interruptores do outro braço S_2 e S_3 não conduzem. O interruptor de roda livre S_6 recebe pulsos de *gate* quando os interruptores principais S_1 e S_4 não conduzem, sendo, portanto complementar [13]. Isto não é requisito fundamental mas facilita a montagem em *hardware* da estratégia. As etapas de operação, para o semiciclo positivo, estão destacadas na Figura 5.

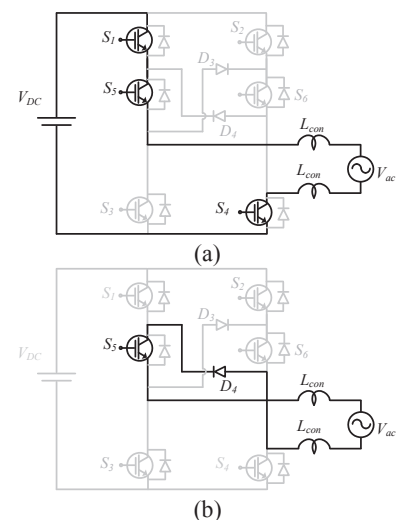


Fig. 5. Etapas de operação considerando o semiciclo positivo. (a) Primeira etapa de operação – Carga do indutor. (b) Segunda etapa de operação - Roda livre.

É possível obter os esforços de corrente sobre os semicondutores da estrutura H6. A forma de onda de corrente através dos semicondutores S_1 e S_4 pode ser visualizada na Figura 6. E desta forma, considerando-se que um IGBT é utilizado como interruptor, encontra-se o valor médio desta corrente, ao se realizar a integração primeiramente em um período de comutação (T_s) e posteriormente no período de rede (T_{rede}), considerando M como o índice de modulação em amplitude:

$$I_{avg_S1T_{rede}} = \frac{MI_{pico}}{4}. \quad (16)$$

De forma análoga as chaves S_2 e S_3 são acionadas durante o semiciclo negativo e no mesmo instante, tendo forma de onda similar a da Figura 6 apenas deslocada de 180 graus, e, portanto, (16) também é válida. O diodo D_4 opera de forma complementar à chave S_1 . A forma de onda de corrente que percorre este diodo está apresentada na Figura 7. Dessa forma, o valor médio da corrente é descrito por:

$$I_{avg_D4T_{rede}} = I_{pico} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4} \right). \quad (17)$$

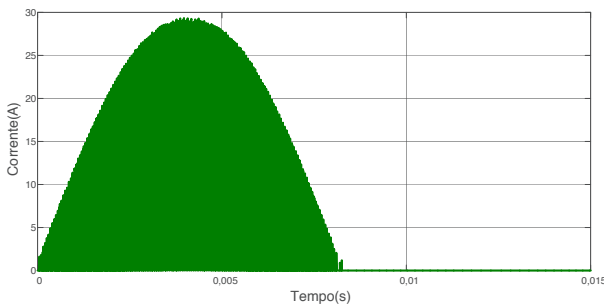


Fig. 6. Forma de onda da corrente através do interruptor S_1 .

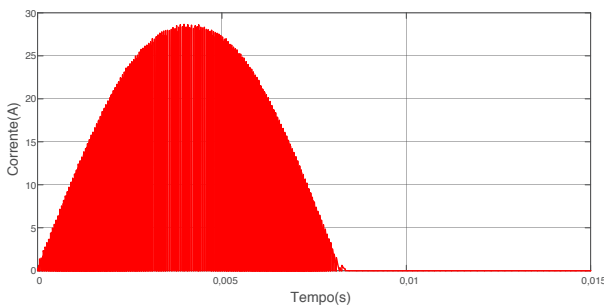


Fig. 7. Forma de onda de corrente através do diodo D_4 .

De forma análoga o diodo D_3 opera de forma complementar à chave S_2 durante o semiciclo negativo da tensão de rede e, portanto, (17) também é válida para este elemento. O interruptor de desacoplamento S_5 opera com corrente praticamente senoidal, já que conduz a corrente de S_1 e S_4 e também conduz a corrente de roda livre do diodo D_4 . (similar análise pode ser realizada para S_6). A forma de onda desta corrente é apresentada na Figura 8 e seu valor médio pode ser calculado por:

$$I_{avg_S5T_{rede}} = \frac{I_{pico}}{\pi}. \quad (18)$$

Esta equação também rege o valor médio através da chave S_6 .

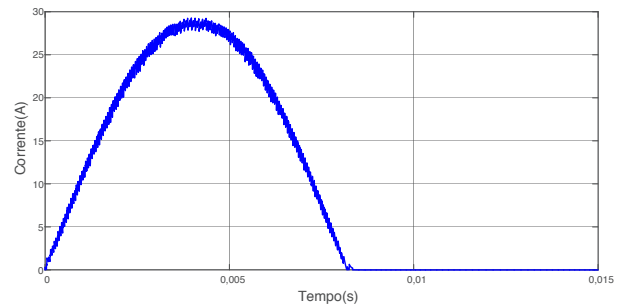


Fig. 8. Forma de onda de corrente através das chaves S_5 e S_6 .

IV. ALGORITMO DE MPPT HÍBRIDO

O modo de operação deste conversor, inversor Boost ZVT em cascata com o inversor H6, depende do nível de tensão de entrada e, quando a tensão do sistema FV é menor do que 350 V o sistema opera com o MPPT no estágio CC-CC. A partir de 350 V de entrada, o sistema passa a operar com o MPPT no estágio CC-CA. Portanto, é interessante apresentar como se configuram as malhas de controle para estas duas operações em específico.

A. MPPT Residente no Conversor CC-CC

O modo mais comum de se realizar a extração de máxima potência é utilizar o estágio elevador de tensão para buscar o ponto de máxima potência (MPP) [3]-[6]. O algoritmo de MPPT opera com as leituras de corrente e de tensão do arranjo FV e atualiza a tensão de referência para que o controlador do MPPT atualize a razão cíclica. Nesta configuração são necessárias, além do algoritmo de MPPT e de seu controlador, duas outras malhas de controle para o funcionamento correto da estrutura, a saber, malha de controle de potência e a malha de controle da corrente injetada. A malha de controle de potência é a malha que regula o valor médio da tensão do barramento CC e a malha de controle de corrente é a que garante a qualidade da corrente injetada. De forma geral, a Figura 9 apresenta em termos de diagrama de blocos e de forma simplificada, as malhas de controle, a fim de facilitar a compreensão da modelagem matemática, as nomenclaturas dos elementos passivos serão redefinidas na sequência.

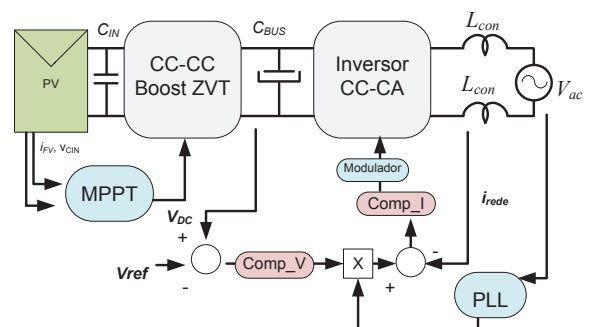


Fig. 9. Diagrama simplificado para o controle do inversor, considerando o MPPT no conversor CC-CC.

Considerando o arranjo de painéis como uma fonte de corrente (I_{FV}) e uma vez que a malha de controle de potência

regula a tensão no capacitor do barramento CC (C_{BUS}) em uma tensão média fixa (V_{DC}) é possível obter a função de transferência que representa a variação da tensão de entrada (v_{Cin}) em função da variação da razão cíclica (d). Neste sentido, são importantes para a obtenção das características dinâmicas para o controle do MPPT, as dinâmicas do capacitor de desacoplamento do FV (C_{in}) e do indutor de entrada do conversor (L_{in}). Desta forma, considerando a média das equações de estado, é possível obter as seguintes expressões:

$$I_{FV} - i_{Lin} = C_{in} \frac{dv_{Cin}}{dt} \quad (19)$$

$$v_{Cin} - (1-d)V_{DC} - r_L i_{Lin} = L \frac{di_{Lin}}{dt}. \quad (20)$$

Aplicando pequenas perturbações nas variáveis e utilizando a transformada de Laplace, após algumas manipulações, obtém-se $G_{vCin,d}(s)$:

$$G_{vCin,d}(s) = \frac{v_{Cin}(s)}{d(s)} = \frac{-V_{DC}}{(1+s r_L C_{in} + s^2 L_{in} C_{in})}. \quad (21)$$

É possível observar através da Figura 10 os diagramas de Bode de módulo e de fase da função de estudo para o controle do MPPT (regulação de v_{Cin}). Ao adicionar um compensador do tipo PI à malha de controle da tensão de entrada é possível verificar sua estabilidade através da Figura 11. Os dados dos parâmetros da planta e do sistema compensado podem ser verificados através da Tabela I.

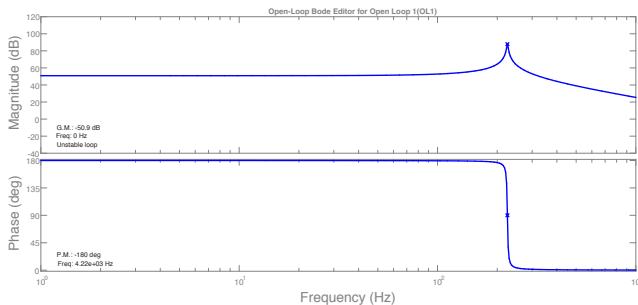


Fig. 10. Diagramas de Bode da planta em malha aberta.

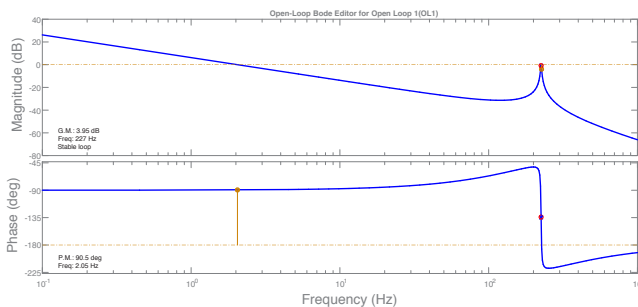


Fig. 11. Diagramas de Bode da planta compensada.

TABELA I

Dados da Malha de Controle para o MPPT CC-CC

Planta V_{Cin}/d + Compensador	
Indutância Boost	$L_{in} = 5,0 \text{ mH}$
Resistência do Indutor	$r_L = 0,1 \Omega$
Capacitância de desacoplamento	$C_{in} = 100 \mu\text{F}$
Tensão CC do Elo	$V_{DC} = 350 \text{ V}$
Margem Fase	90°
Frequência de Cruzamento	2 Hz

A malha de potência pode ser obtida por meio do equilíbrio de energia, na qual a potência extraída do capacitor de elo CC é a potência que deve ser injetada na rede. Neste sentido, pode-se obter:

$$P_{CC} = V_{DC} C_{BUS} \frac{dV_{C_{BUS}}}{dt} \quad (22)$$

$$P_{AC} = \frac{V_{pico}}{\sqrt{2}} \frac{I_{pico}}{\sqrt{2}} \quad (23)$$

onde P_{CC} representa a potência do elo CC, V_{DC} a tensão do elo CC e C_{BUS} a capacitância do elo CC. P_{AC} representa a potência injetada na rede, V_{pico} a tensão de pico da rede e I_{pico} a corrente de pico da rede.

Considerando equilíbrio de potência, aplicando pequenas perturbações nas variáveis e a transformada de Laplace, obtém-se a função de transferência da malha de potência, descrita por:

$$G_{vTpico_vBus}(s) = \frac{i_{pico}(s)}{v_{BUS}(s)} = \frac{V_{pico}}{2s C_{BUS} V_{DC}}. \quad (24)$$

B. MPPT Residente no Inversor CC-CA

Mesmo sendo comum realizar a extração de máxima potência através do estágio CC-CC para buscar o ponto de máxima potência (MPP) é possível a utilização direta do estágio CC-CA para buscar este ponto ótimo, com excelentes resultados de rastreamento. Isto quando a associação FV fornece tensão suficientemente elevada para garantir valor instantâneo maior do que o pico da tensão de rede. Nesta configuração, o algoritmo de MPPT realiza as leituras de corrente e de tensão e atualiza a tensão de referência do controlador do MPPT a fim de atualizar a corrente de referência. Desta forma, não existe mais a malha de controle de potência para regular o valor médio da tensão do barramento CC. De forma geral, a Figura 12 apresenta em termos de diagrama de blocos, as malhas de controle para este caso.

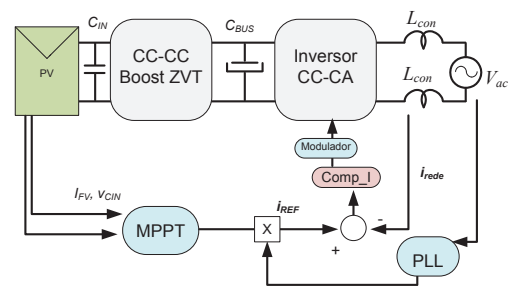


Fig. 12. Diagrama simplificado para o controle do inversor, considerando o MPPT no conversor CC-CA.

Neste sistema, a função de transferência que rege a dinâmica da malha de controle para o MPPT deve reproduzir a corrente de referência (i_{rede}), logo deve ser analisada sua interação com a variação de tensão do conjunto FV (v_{Cin}). Neste sentido, podem ser escritas as equações dinâmicas do inversor, dadas por:

$$I_{FV} - m i_{rede} = C_{in} \frac{dv_{Cin}}{dt} \quad (25)$$

$$m v_{Cin} - v_{ac} = L_{con} \frac{di_{rede}}{dt} \quad (26)$$

Aplicando pequenas perturbações nas variáveis e a transformada de Laplace, obtém-se $G_{v_{Cin_Irede}}(s)$:

$$G_{v_{Cin_Irede}}(s) = \frac{v_{Cin}(s)}{i_{rede}(s)} = \frac{-(MV_{Cin} + sL_{rede}I_{rede})}{(sC_{in}V_{Cin} + MI_{rede})}. \quad (27)$$

É possível observar através das Figuras 13 e 14 os diagramas de Bode de módulo e de fase da função de estudo para o controle do MPPT (regulação de v_{Cin}), sendo os dados dos parâmetros da planta e do sistema compensado verificados na Tabela II. Observa-se que a frequência de cruzamento de ganho desta malha é reduzida uma vez que as variações meteorológicas são lentas; isto também ocorre para a regulação de v_{Cin} no caso do MPPT CC-CC.

A partir de (26) é possível obter a função de transferência da injeção de corrente na rede (i_{rede}) em função do índice de modulação (m), dada por:

$$G_{i_{rede}_m}(s) = \frac{i_{rede}(s)}{m(s)} = \frac{V_{CC}}{sL_{rede}}. \quad (28)$$

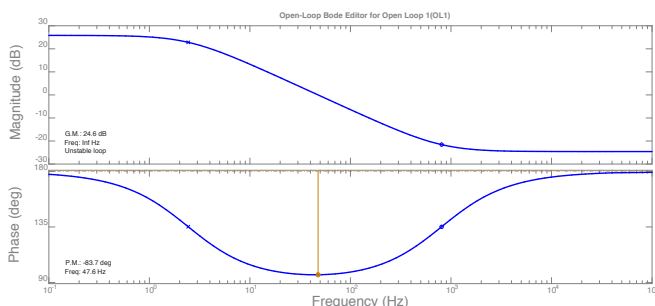


Fig. 13. Diagramas de Bode da função de transferência para a planta sem compensador.

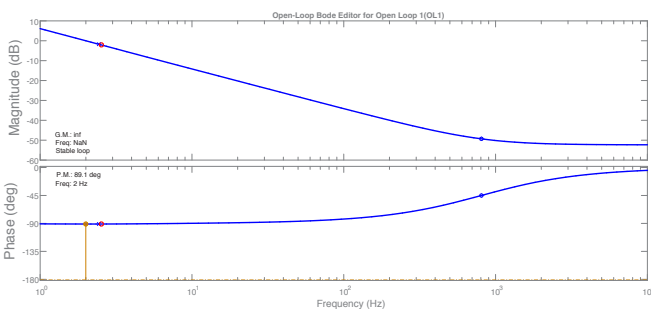


Fig. 14. Diagramas de Bode da planta compensada.

TABELA II

Dados da Malha de Controle para o MPPT CC-CA

Planta V_{Cin}/I_{rede} + Compensador	
Capacitância Elo CC (mF)	$C_{Bus} = 2,5$
Tensão CC do Elo (V)	$V_{DC} = 350$
Capacitância de desacoplamento (μ F)	$C_{in} = 100$
Filtros CA (mH)	$L_{con} = 1,5$
Margem Fase (Graus)	89,1
Frequência de Cruzamento (Hz)	2

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os primeiros resultados apresentados são da injeção de potência ativa na rede (220 V, 60 Hz), primeiramente com o algoritmo de MPPT residente na etapa CC-CC e em seguida com o algoritmo de MPPT residente na etapa CC-CA. Desta forma, o conversor opera com ambos os estágios na primeira

abordagem e com apenas o estágio CC-CA na segunda. A Tabela III sumariza os principais componentes do sistema.

TABELA III

Principais Dados para Implementação do Protótipo

Boost ZVT + Inversor H6	
Indutância Boost	$L_{in} = 5,0$ mH
Capacitância Elo CC	$C_{Bus} = 2,5$ mF
Indutância do Indutor Ressonante	$L_{res} = 10$ μ H
Capacitância do Capacitor Ressonante	$C_{res} = 22$ μ F
Capacitância de desacoplamento	$C_{in} = 100$ μ F
Filtros CA	$L_{con} = 1,5$ mH

Com a tensão de entrada abaixo de 350 V, torna-se necessária a operação da etapa elevadora Boost ZVT, de modo a garantir tensão de barramento maior do que a tensão de pico da rede CA. Neste enfoque, têm-se: o algoritmo de MPPT P&O e seu controlador, a malha de controle de potência e da injeção de corrente.

A fim de permitir que o sistema possa operar em condições de sombreamento parcial, o algoritmo de MPPT da etapa CC-CC realiza um escaneamento da curva V(versus)I do arranjo FV na inicialização, para o cômputo de P(versus)V. O algoritmo aumenta a corrente drenada do painel até que a tensão do mesmo atinja o limite mínimo de operação do conversor, definida em 125 V. Após este processo, o algoritmo retorna para o ponto de operação de maior potência (máximo global) e permite que o algoritmo P&O continue o rastreamento. Neste sentido, o rastreamento da curva para operação no ponto ótimo do arranjo FV pode ser observado em termos da corrente injetada na rede através da Figura 15, a qual mostra que o conversor retorna ao ponto de máxima corrente para garantir a operação no máximo global.

A Figura 16 apresenta o rastreamento da máxima potência usando como fonte o emulador fotovoltaico TerraSAS®. Foi adotado um conjunto de painéis com tensão de circuito aberto $V_{OC} = 335$ V, fator de forma $FF = 0,8$ e corrente no ponto máximo de 17 A. Neste teste experimental obteve-se fator de rastreamento de 99,5%.

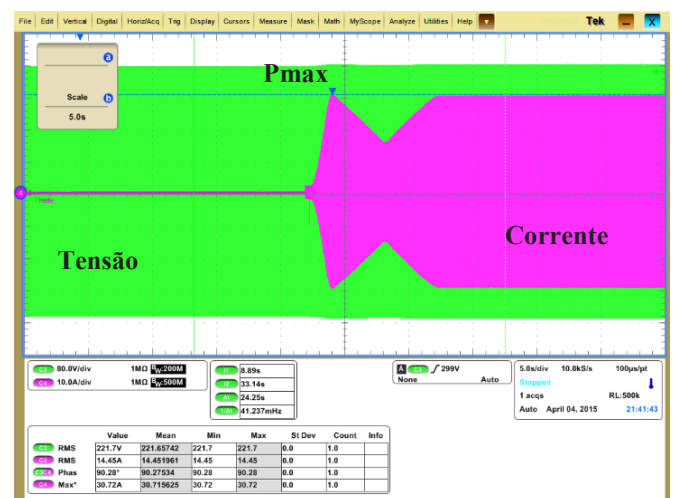


Fig. 15. Injeção de energia considerando o rastreamento inicial da curva V(versus)I do arranjo FV.

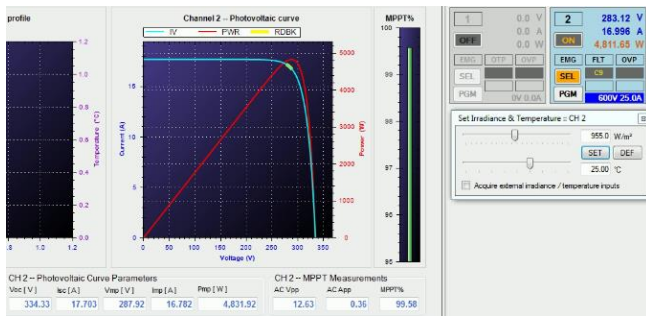


Fig. 16. Curva do sistema FV na extração de máxima potência, considerando o MPPT residente na etapa CC-CC.

Na operação para tensão de entrada maior do que 350 V, não é mais necessária a etapa CC-CC, sendo o controle da potência extraída do painel feito exclusivamente pela etapa CC-CA. Desta forma, o MPPT está residente no inversor. Optou-se por utilizar um algoritmo misto, o qual combina o algoritmo de tensão constante com o algoritmo de P&O [4]. Diferentemente do algoritmo de MPPT presente na etapa CC-CC, neste algoritmo misto o P&O é responsável por gerar o diferencial de tensão para que o algoritmo de tensão constante sempre tenha a referência correta, independente das condições meteorológicas. A saída então é somada a uma porcentagem fixa da tensão de circuito aberto e há a subtração desta tensão de referência com a tensão do arranjo FV que passa por um compensador para gerar a corrente de pico a ser injetada na rede.

Na Figura 17 é apresentada a extração de máxima potência com o MPPT residente na etapa CC-CA. Para os testes utilizou-se de um conjunto de painéis solares com tensão de circuito $V_{oc} = 515$ V, fator de forma $FF = 0,77$ e corrente no ponto máximo de 11 A. Obteve-se neste teste o fator de rastreamento de 99,85%.

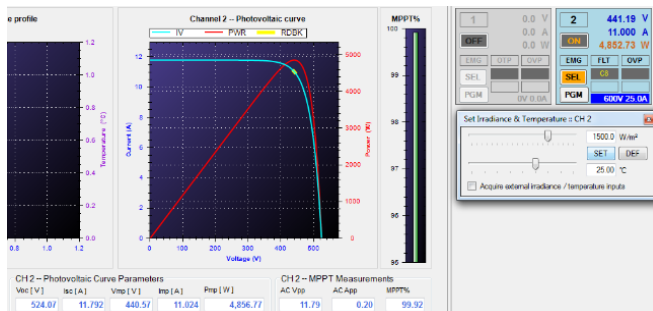


Fig. 17. Curva do sistema FV na extração de máxima potência, considerando MPPT residente na etapa CC-CA.

Optou-se por uma transição suave entre os modos de operação para garantir maior confiabilidade e consequentemente garantir qualidade de energia injetada. Desta forma, a Figura 18 apresenta a captura da forma de onda da tensão e da corrente de saída no momento em que ocorre a troca dos estágios; nota-se a variação de corrente devido à inicialização do controlador do MPPT do estágio CC-CA, sem problemas de transitórios/confiabilidade do sistema. A Figura 19 apresenta um diagrama simplificado que possibilita a transição entre os modos de operação para o MPPT.

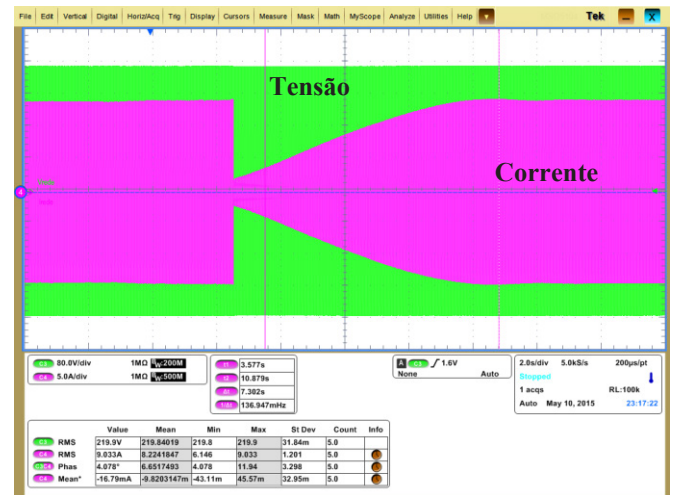


Fig. 18. Troca do MPPT entre os estágios, considerando aumento da tensão de entrada do arranjo FV.

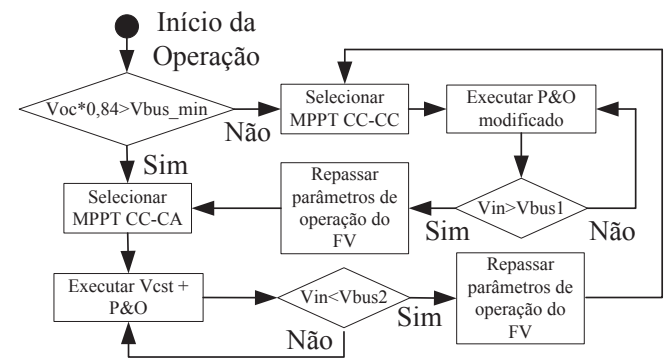


Fig. 19. Fluxograma para transição entre modos de operação.

Na Figura 20 é possível verificar a injeção de potência na rede em CA, primeiramente com o MPPT residente na etapa CC-CC e na sequência residente na etapa CC-CA. Destaca-se a injeção de meia carga (Figuras (a) e (c)) e de carga nominal (Figuras (b) e (d)), com a forma de onda de corrente em magenta e a forma de onda tensão da rede em verde. Para evitar que a ondulação de tensão do barramento CC influenciasse a corrente de referência adicionou-se um filtro *Notch*, operando na taxa de 10 kHz, com frequência de corte de 120 Hz (com largura de banda em +/-10 Hz) [19]. Adicionalmente, a DHT (distorção harmônica total) é menor do que 5% para as condições de carga apresentadas, alcançando 2% em carga nominal.

Para obter a eficiência do conversor, é importante levar em consideração o fato de que o inversor não opera o tempo todo na potência nominal; assim, o método de cálculo da eficiência europeia e CEC tornam-se interessantes, uma vez que realizam o cálculo da eficiência através de uma média ponderada. É importante salientar que a eficiência CEC é mais adequada para o Brasil. Esse método assume que o inversor opera com maiores carregamentos (maior irradiação solar). A eficiência europeia e a eficiência CEC são obtidos respectivamente através de [14], [20]:

$$n_{euro} = 0,03n_{5\%} + 0,06n_{10\%} + 0,13n_{20\%} + 0,10n_{30\%} + 0,48n_{50\%} + 0,2n_{100\%} \quad (29)$$

$$n_{cec} = 0,04n_{10\%} + 0,05n_{20\%} + 0,12n_{30\%} + 0,21n_{50\%} + 0,53n_{75\%} + 0,05n_{100\%}. \quad (30)$$

Simulando-se os carregamentos exigidos, obteve-se a eficiência europeia de 95,8% e a eficiência CEC de 96,01% para o conversor fotovoltaico em estudo.

Considerando-se o conversor em potência nominal, obteve-se eficiência máxima de 95,6% com os dois estágios operacionais (MPPT residente no estágio CC-CC) e 96,7% somente com o estágio CC-CA (MPPT residente no inversor).

VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou a associação de um conversor elevador do tipo Boost ZVT com um Inversor H6 para aplicação na geração fotovoltaica monofásica de baixa potência, conectado à rede em CA de baixa tensão. Os principais resultados experimentais, incluindo o algoritmo de MPPT híbrido que opera residente no inversor ou residente no conversor CC-CC bem como a injeção de energia na rede, foram apresentados e discutidos, demonstrando a funcionalidade do sistema através das formas de onda e dos índices de qualidade alcançados. Finalmente, a Distorção Harmônica Total da corrente injetada na rede é baixa, assim como seu conteúdo harmônico, estando em conformidade com as normas nacionais ABNT NBR-IEC para sistemas de microgeração distribuída fotovoltaica e, adicionalmente, a eficiência obtida do sistema é elevada considerando-se os níveis de potência da aplicação.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à FAPESP, CNPq, CAPES e à PHB Eletrônica Ltda pelo apoio financeiro e de infraestrutura à pesquisa.

REFERÊNCIAS

- [1] G. Spagnuolo, G. Petrone, S. V. Araujo, C. Cecati, E. Friis-Madsen, E. Gubia, D. Hissel, M. Jasinski, W. Knapp, M. Liserre, P. Rodriguez, R. Teodorescu, P. Zacharias, "Renewable Energy Operation and Conversion Schemes: A Summary of Discussions During the Seminar on Renewable Energy Systems", *Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, no. 1, pp. 38–51, March 2010.
- [2] E. M. Liserre, T. Sauter, J. Y. Hung, "Future Energy Systems: Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid Through Industrial Electronics", *Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, no. 1, pp. 18–37, March 2010.
- [3] T. Eram, P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, Jun. 2007.
- [4] M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. D. A. e Melo, C. A. Canesin, "Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 1156–1167, 2013.

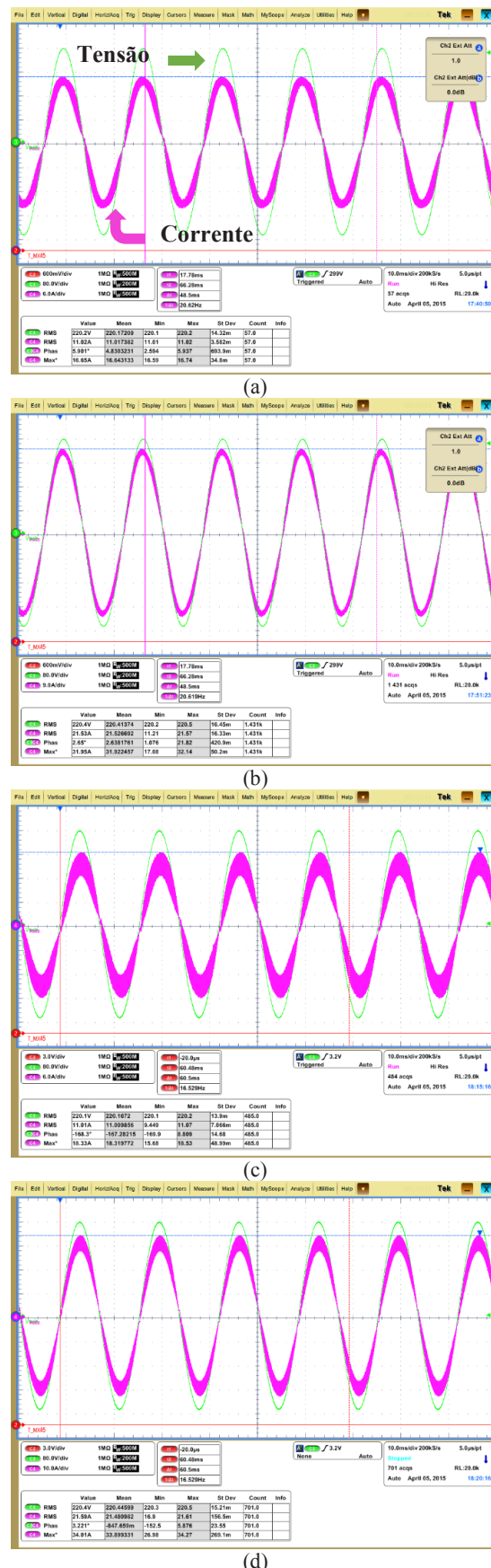


Fig. 20. Injeção de energia na rede em CA: (a) Potência de meia carga; (b) Potência de carga nominal (MPPT CC-CC); (c) Potência de meia carga; (d) Potência de carga nominal (MPPT CC-CA).

- [5] H. P. Desai, H. K. Patel, “Maximum Power Point Algorithm in PV Generation: An Overview”. in *Proc. of PEDS*, pp. 624–630, 2007.
- [6] R. Faranda, S. Leva, V. Maugeri, “MPPT techniques for PV Systems: Energetic and cost comparison”, in *Proc. of PES General Meeting*, pp. 1–6, 2008.
- [7] M. Ciobotaru, V. Agelidis, R. Teodorescu, “Accurate and lessdisturbing active anti-islanding method based on PLL for grid-connected PV Inverters”, in *Proc. Of PESC*, pp. 4569–4576, 2008.
- [8] F. De Mango, M. Liserre, A. D. Aquila, A. Pigazo, “Overview of Anti-Islanding Algorithms for PV Systems. Part I: Passive Methods”, in *Proc. of EPE-PEMC*, pp. 1878-1883, 2006.
- [9] O. M. H Gómez, C. A. S Totaitive, “Single phase parallel inverter connection using a DSP”, in *Proc. of International Conference on Power Electronics (CEIP)*, pp. 1-6, 2016.
- [10] R. Zheng, G. Mingzhi, M. Qiong, L. Kun, Y. Wei, C. Min, “Power calculation method used in wireless parallel inverters under nonlinear load conditions”, in *Proc. of APEC*, pp. 1674-1677, 2010.
- [11] G. Hua, C. S. Leu, Y. Jiang, F. C. Lee, “Novel zero-voltage-transition PWM converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 213–219, 1994.
- [12] S. Ben-Yaakov, G. Ivensky, O. Levitin, A. Treiner, “Optimization of the auxiliary switch components in a flying capacitor ZVS PWM converters”, in *Proc. of APEC*, pp. 503 – 509, 1995.
- [13] W. Yu, J. Lai, H. Qian, C. Hutchens, “High-efficiency MOSFET inverter with H6-type configuration for photovoltaic nonisolated ac-module applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1253–1260, Apr. 2011.
- [14] J. Baojian, J., Wang, J. Zhao, “High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV H6 Inverter With Hybrid Modulation Method”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 2104-2115, 2013.
- [15] NBR IEC 62116:2012, 16149:2013 e 16150:2013 para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, Associação Brasileira de Normas Técnicas - ABNT, 2012.
- [16] L. Yitau, J. Dianheng, W. Huaizi, W. Guibin, P. Jianchun, Y. Shan, “Double closed-loop control strategy of LCL three-phase grid-connected inverter, in *Proc. of IECON*, pp. 1107 - 1112, 2017.
- [17] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordóñez, Y. Yang, “Comparative evaluation of L and LCL filters in transformerless grid tied converters for active power injection,” in *Proc. of IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computer*, pp. 2192 - 2203, 2015.
- [18] W. Engin, S. Jianhui, W. Jiangu, L. Jidong, J. Shanhe, “The model of inverter filter circuit and its resonant characteristics analysis considering effects of power grid impedance,” in *Proc. of Control Conference*, pp. 9260-9265, 2017.
- [19] X. Zhao, L. Zhand, R. Born, J. Lai, “Solution of input double-line frequency ripple rejection for high-efficiency high-power density string inverter in photovoltaic application”, in *Proc. of APEC*, pp. 1148-1154, 2016.
- [20] B. Chen, J. Lai, C. Chen, Y. Wenson, K. Nathan, Z. Cong, G. Bin, “Design and optimization of 99% CEC efficiency soft-switching photovoltaic inverter”, in *Proc. of APEC*, pp. 946-951, 2013.

DADOS BIOGRÁFICOS

Moacyr Aureliano Gomes de Brito, nascido em Andradina (SP) em 1982. É engenheiro eletricista (2005), mestre (2008), desenvolvendo projeto com reatores eletrônicos para múltiplas lâmpadas fluorescentes dimerizáveis e com correção ativa do fator de potência de entrada e doutor (2013), desenvolvendo projeto de pesquisa sobre inversores monofásicos e trifásicos integrados para aplicações fotovoltaicas conectadas à rede, considerada a melhor tese do programa de pós-graduação do ano de 2013, ambos na área de eletrônica de potência, todos pela Universidade Estadual Paulista – UNESP-FE/IS, em Ilha Solteira (SP). Atualmente é professor Adjunto da Universidade Federal do Mato Grosso do Sul – Campus de Campo Grande- MS atuando nos cursos de Graduação e de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Suas áreas de interesse são: reatores eletrônicos, controle aplicado à Eletrônica de Potência, uso de FPGAs, inversores em conexão com a rede de energia elétrica para fontes alternativas de energia.

Marcos Gutierrez Alves, possui graduação em Engenharia de Computação pelo Centro Universitário FIEO (2009), mestrado e doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho (2013 e 2017), e curso-técnico-profissionalizante pelo Módulo Centro Universitário (2003). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica e de Engenharia de Computação, com ênfase em Circuitos Elétricos, Magnéticos e Eletrônicos. Atuando principalmente na programação de circuitos embarcados para controle e gerenciamento, tais como DSPs, DSCs e uC, além de dispositivos lógicos programáveis como FPGAs e CPLDs. Tem como principais áreas de estudos os seguintes temas: geração distribuída, inversores para geração fotovoltaica, técnicas de rastreamento de máxima potência, técnicas de anti-ilhamento e aplicações em eletrônica de potência. Atualmente desenvolve pesquisa de pós-doutorado nas dependências do LEP/UNESP.

Ruben Barros Godoy, é Doutor em Engenharia Elétrica na área de automação pela Universidade Estadual Paulista Júlio Mesquita Filho (2010). Realizou pós doutorado na École de Technologie Supérieure, em Montreal, na área de Eletrônica de Potência Aplicada a Sistemas Elétricos de Energia. Atualmente é professor Adjunto IV na Universidade Federal de Mato Grosso do Sul - UFMS, atuando em disciplinas de Instalações Elétricas Prediais e Industriais, Eletrônica de Potência e Sistemas Ininterruptos de Energia. É também professor permanente do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul. Atua na área de projetos em sistemas elétricos de baixa e média tensão, eficiência energética, sistemas fotovoltaicos off-grid e on-grid, qualidade de energia, cabeamento

estruturado e projetos complementares. Atua nas áreas de pesquisa e desenvolvimento de sistemas ininterruptos de energia, microinversores, transferência de potência wireless e modernas técnicas de medição de energia e potência elétrica.

Carlos Alberto Canesin, nascido em Lavínia (SP), em 1961, é engenheiro eletricitista (1984) pela Universidade Estadual Paulista – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (UNESP-FE/IS), mestre (1990) e doutor (1996) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC INEP, Florianópolis-SC. Atualmente é professor titular do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da UNESP-

FE/IS. Foi editor geral da Revista Eletrônica de Potência (gestão 2003-2004), ex-presidente da SOBRAEP – Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (gestão 11/2004 – 10/2006), é editor associado da IEEE Transactions on Power Electronics, desde 2003, e Membro do Conselho de Política Energética do Estado de São Paulo, desde 2010. Suas áreas de interesse incluem: energias alternativas renováveis e complementares, qualidade da energia elétrica, técnicas de comutações não-dissipativas, técnicas de correção ativa do fator de potência, veículos elétricos puros, reatores eletrônicos para iluminação e técnicas modernas para o ensino de eletrônica de potência.