

INVERSOR BUCK-BOOST TRI-STATE INTEGRADO TRIFÁSICO PARA APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS

Moacyr A. G. de Brito¹, Leonardo P. Sampaio², Marcos G. Alves³ e Carlos A. Canesin⁴

¹Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Via Rosalina Maria dos Santos 1233, Campo Mourão-PR, Brazil.

²Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Avenida Alberto Carazzai, 1640, Cornélio Procópio-PR, Brazil.

^{3,4}Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Av. Prof. José Carlos Rossi 1370, Ilha Solteira-SP, Brazil.

e-mails: ¹mbrito@utfpr.edu.br; ⁴canesin@dee.feis.unesp.br

Resumo - Este artigo apresenta um inversor buck-boost integrado trifásico do tipo 3-estados, apropriado para operar de forma isolada e/ou conectada à rede de distribuição em CA, considerando-se uma aplicação fotovoltaica. A utilização dos 3-estados, aliada à modulação por vetores espaciais, permite ao sistema apresentar um importante grau de liberdade para o projeto e desempenho dos controladores, uma vez que neste inversor, entrada e saída podem ser controladas de forma independente. Isto torna este inversor muito útil para aplicações fotovoltaicas, uma vez que o algoritmo de MPPT controla a razão cíclica principal D_1 e a saída é controlada pela razão cíclica secundária D_2 . Salienta-se que a aplicação deste inversor com conexão à rede em CA, é ainda inédita na literatura. Finalmente, resultados experimentais são apresentados para confirmar a viabilidade da proposta.

Palavras-Chave – Inversor Integrado Trifásico Modulação por Vetores Espaciais, Sistemas Isolados, Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede de CA.

THREE-PHASE TRI-STATE BUCK-BOOST INTEGRATED INVERTER INTENDED FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS

Abstract – This paper presents a three-phase tri-state buck-boost integrated inverter suitable for stand-alone and/or grid-tie PV applications. The usage of the special features of the tri-state coupled with a special space vector modulation, allows the inverter to present a remarkable degree of freedom for the controllers' design, i.e. the input and output can be controlled independently. Thus, this converter is very attractive for interfacing renewable energy sources, as example the PV panels. It should be noticed that, the proposed grid-tie three-phase tri-state buck-boost integrated inverter still remains unpublished in the literature. Throughout the paper the system is described, the modulation and control schemes are presented, and the main experimental results are available in order to confirm the outstanding features of the proposal.

Keywords - Integrated Three-Phase Tri-State Inverter, Space Vector Modulation, Stand-Alone PV, Grid-Tie PV.

Artigo submetido em 24/10/2013. Primeira revisão em 09/02/2014. Aceito para publicação em 15/02/2014, por recomendação do Editor Henrique A. C. Braga.

I. INTRODUÇÃO

A pesquisa e o aperfeiçoamento de novos inversores eletrônicos de potência são obrigatórios para garantir a viabilidade do uso da geração distribuída através de fontes de energia renováveis [1,2]. Neste contexto, a eletrônica de potência tem um papel fundamental considerando que, normalmente, as fontes de energia fotovoltaicas fornecem baixa tensão CC que necessita de elevação, requerem um bom algoritmo de rastreamento da máxima potência [3,4] e baixas taxas de distorção harmônica para as tensões e correntes em CA. Além do que é desejável que a vida útil de um inversor fotovoltaico seja pelo menos igual àquela dos painéis aos quais será acoplado. Esses critérios podem ser economicamente determinantes para o atual e futuro uso das energias renováveis tais como solar e eólica, uma vez que as aplicações conectadas à rede são aquelas com maiores expectativas de uso, onde nenhum sistema armazenador de energia é necessário e todos os benefícios da geração distribuída podem ser alcançados. Obviamente, no cenário futuro da geração distribuída, considerando-se a necessidade de regulação dos sistemas elétricos e a possibilidade de operação ilhada de microrredes, ter-se-á a necessidade de elementos de acumulação distribuídos.

Os inversores 3-estados (*tri-state*) têm se mostrado como estruturas promissoras devido ao seu desempenho dinâmico, eficiência e vida útil média elevada. Como operam como fonte de corrente apresentam proteção inerente para curto-circuitos, são estruturas robustas e o controle direto da corrente de saída possibilita a alimentação de cargas de baixa impedância ou capacitivas com certa simplicidade [5,6].

Neste contexto, este artigo apresenta um inversor trifásico buck-boost *tri-state* integrado com controles independentes para a entrada e saída, modulação especial através da adaptação da modulação por vetores espaciais e controle utilizando a transformada $dq0$, permitindo grande flexibilidade para o sistema de controle. Além disso, resultados experimentais tanto para sistemas isolados quanto conectados à rede são apresentados, comprovando a viabilidade da presente proposta.

II. INVERSOR TRIFÁSICO BUCK-BOOST TRI-STATE

O sistema inversor proposto, como apresentado na Figura 1, consiste de um inversor buck-boost *tri-state* integrado trifásico, com um filtro CL de saída para operar no modo conectado à rede de distribuição em corrente alternada, ao passo que para operar no modo isolado da rede, apenas o filtro C é obrigatório.

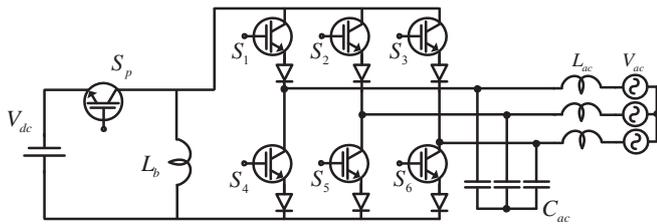


Fig. 1. Inversor *tri-state* buck-boost integrado trifásico no modo conectado à rede.

Este inversor apresenta três estados importantes de operação denominados de curto-circuito, ativo e roda-livre. O estado de curto-circuito carrega o indutor buck-boost, o estado ativo alimenta a saída enquanto que o estado de roda-livre é responsável por manter a energia armazenada no indutor buck-boost. O tempo do estado de curto se estende durante $D_1.T$, o estado ativo durante $D_2.T$ e o estado de roda livre durante $(1-D_1-D_2).T$. T é o período de comutação e os modos de operação são baseados no modo de condução contínua (MCC), conforme Figura 2.

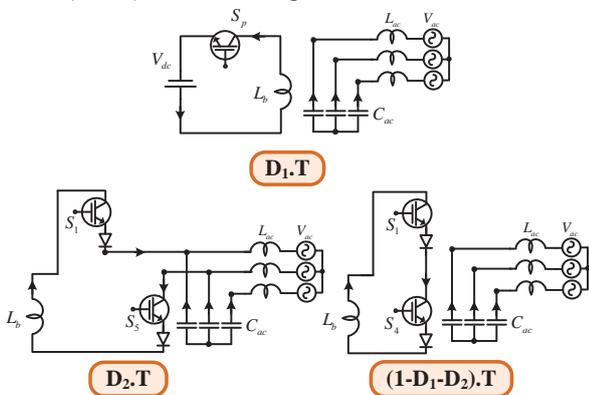


Fig. 2. Modos de operação do inversor integrado buck-boost *tri-state* trifásico, considerando o chaveamento dos interruptores S_p , S_1 , S_4 e S_5 como exemplo.

Este inversor *tri-state* é capaz de melhorar o desempenho dinâmico reduzindo os efeitos do zero presente no semiplano direito, típico de conversores com características do tipo *boost* quando controlados no modo tensão [6-9]. Além disso, este conversor tem a vantagem de aumentar o ganho estático em comparação com o conversor convencional. Na literatura científica, o intervalo de tempo $D_2.T$ é sempre mantido fixo mas é possível e muito interessante fazer com que ambos $D_1.T$ e $D_2.T$ variem. Essa característica *tri-state* faz com que este conversor se torne ainda mais atrativo já que permite o desacoplamento de potência para sistemas monofásicos, eliminando a típica potência pulsante no dobro da frequência da rede [9]. Neste artigo, este atributo é utilizado na modulação e também no sistema de controle, mas de uma forma distante da aplicação monofásica, uma vez que a potência trifásica é praticamente constante e não é necessário realizar o desacoplamento de potência, mas a entrada e a saída podem ser controladas com graus de liberdade diferentes, ou seja, de forma independentes. Isto resulta em um conversor apropriado para realizar a interface com as fontes de energia renováveis, uma vez que a busca do MPPT (via D_1) e a injeção de corrente com baixas distorções harmônicas (via D_2) podem ser realizadas com grande grau de independência. Outra grande vantagem deste sistema

trifásico é que os elementos armazenadores de energia são reduzidos quando comparados à sua versão monofásica [9], resultando em maior vida útil para o sistema solar fotovoltaico. Devido a operação *tri-state* a corrente de entrada é pulsante na frequência de chaveamento requerendo, portanto, um capacitor de pequena capacitância em paralelo com o sistema PV para eliminar o ripple de alta frequência.

III. ADAPTAÇÃO DA MODULAÇÃO ESPACIAL

A modulação usando os vetores espaciais (*Space Vector Modulation* - SVM) é amplamente utilizada nos inversores trifásicos devido às suas características especiais [10-15]. Esta modulação permite um melhor aproveitamento do barramento CC, menor distorção harmônica das tensões e correntes de saída além de apresentar menores perdas por comutação, isto quando comparada à modulação PWM senoidal trifásica. Basicamente é considerado um vetor espacial que pode ser inserido dentro de seis setores hexagonais a fim de se determinar os estados de operação. Usando a modulação SVM para os inversores fonte de tensão (VSIs) é possível determinar os vetores espaciais para os inversores do tipo fonte de corrente (CSIs). A Figura 3 mostra a obtenção da modulação para os CSIs a partir da modulação SVM VSI.

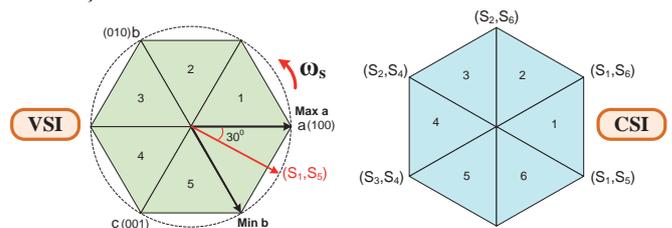


Fig. 3. Modulação espacial para os inversores VSI e CSI.

É possível verificar que os setores para a modulação CSI são defasados em relação aos setores da SVM em trinta graus. Outra característica interessante é que, diferentemente da VSI onde três interruptores estão sempre em condução, nos CSIs apenas dois interruptores podem conduzir simultaneamente. Este quesito é obrigatório uma vez que o lado CA é principalmente capacitivo e, dessa forma, não pode ser curto-circuitado. Como o barramento CC é do tipo fonte de corrente, este nunca pode estar em aberto. Estes requisitos são atingidos sempre que apenas um interruptor superior e um interruptor inferior da ponte inversora estejam em condução simultaneamente.

O próximo passo remete ao cálculo das projeções do vetor espacial baseado no setor onde este vetor se encontra. Assumindo rotação de trinta graus é possível utilizar apenas o setor 1 para os cálculos, lembrando-se que para posterior modulação é imprescindível o envio do setor correto. O setor 1 é considerado em fase com a fase "a", e.g, fase "a" em zero graus, como visualizado na Figura 4.

Desta forma, todos os vetores são enviados para o setor 1 durante o cálculo das projeções. As equações (1) à (3) determinam os tempos de chaveamento T_a , T_b e T_{null} . T_{null} representa o tempo de roda-livre e T_a somado a T_b representa o intervalo D_2 .

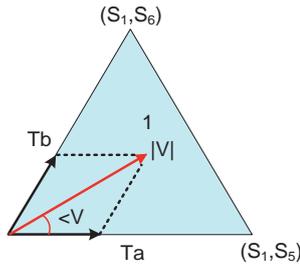


Fig. 4. Cálculo das projeções baseadas no setor 1.

$$T_a = |V| \cdot \left(\cos \angle(V) - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \angle(V) \right), \quad (1)$$

$$T_b = |V| \cdot \left(2 \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \angle(V) \right), \quad (2)$$

$$T_{null} = T_s - T_a - T_b, \quad (3)$$

Diferentemente do modulador convencional, o modulador para este inversor *tri-state* apresenta um intervalo adicional de controle D_1 , responsável pelo tempo de curto-circuito. Este intervalo é inserido na modulação CSI SVM, e desta forma, (1) à (3) devem ser escalonadas de acordo com o intervalo $D_1.T$ a fim de manter as características de modulação desejadas ao conversor. Os vetores são escalonados em valores por unidade (p.u.) e as equações são multiplicadas pelo fator $(1-D_1)$ e somadas posteriormente a D_1 . O tempo de curto $D_1.T$ deve ser proporcionalmente distribuído entre os interruptores da ponte CSI a fim de equalizar a distribuição de perdas e dissipação de calor. O diagrama de blocos da modulação proposta é apresentado na Figura 5 (a), e uma possibilidade de implementação dos pulsos de *gate* pode ser visualizada na Figura 5 (b).

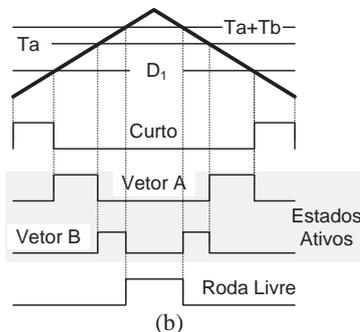
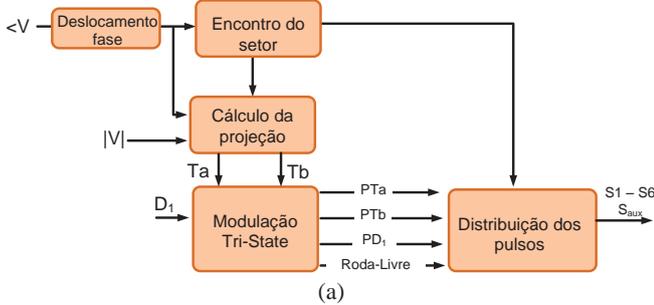


Fig. 5. Diagrama de blocos da modulação CSI SVM (a); possibilidade de implementação do modulador proposto (b).

IV. ANÁLISE MATEMÁTICA

O modelo em espaço de estados médio deste conversor incluindo as perdas no indutor de entrada é apresentado pela

equação (4), sendo baseado nos estados topológicos da Figura 2, onde L_B representa a indutância do indutor buck-boost, R_{LB} a resistência do indutor, C_o a capacitância de saída equivalente, V_{in} a tensão de entrada e I_o a corrente de saída formada pela indutância de conexão e pela rede.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{LB} \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{LB}/L_B & -D_2/L_B \\ D_2/C_o & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{LB} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (D_1+D_2)/L_B & 0 \\ 0 & -1/C_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (4)$$

A partir deste modelo é possível obter o ganho estático G (5) deste inversor, onde é possível observar que este ganho é função de duas razões cíclicas distintas D_1 e D_2 , considerando R_o como uma carga equivalente.

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_1}{D_2 + R_{LB}/R_o \cdot \left(\frac{1}{D_2} \right)} \quad (5)$$

Apenas para critérios de comparação, o gráfico de ganho estático para este inversor integrado *tri-state* e para o inversor integrado buck-boost convencional estão apresentados na Figura 6, eliminando-se as perdas no indutor buck-boost, onde é possível observar que inversor *tri-state* apresenta incremento de ganho estático (linhas coloridas).

Outra avaliação está relacionada com as perdas totais no inversor que estão apresentadas na Figura 7, para diferentes tipos de semicondutores. As perdas nos elementos reativos também foram incluídas. A melhor combinação de semicondutores, considerando-se o estágio atual das tecnologias disponíveis, está na associação de Mosfets com diodos do tipo *Schottky*.

O inversor *tri-state* integrado foi ainda comparado com a topologia convencional mais utilizada para potências baixas/médias e com tensão de entrada baixa, ou seja a associação de um inversor VSI trifásico convencional em cascata com um conversor CC-CC do tipo boost. Sendo que, nesta comparação, o inversor VSI apresenta filtro de saída do tipo LCL.

Na Figura 8 pode-se verificar que o inversor *tri-state* é muito interessante para potências acima de 1kW, considerando que a tensão de entrada esteja em torno de 100V. Para esta análise, as perdas associadas aos sistemas de sensores/atuadores e da fonte auxiliar foram desconsideradas.

O apêndice B apresenta as equações básicas utilizadas para o levantamento das curvas de rendimento teórico.

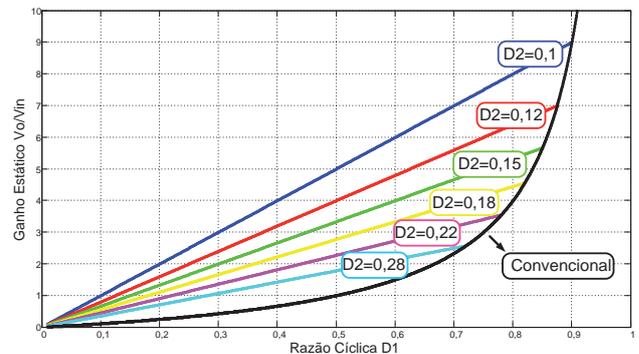


Fig. 6. Ganhos estáticos para diferentes combinações de D_1 e D_2 .

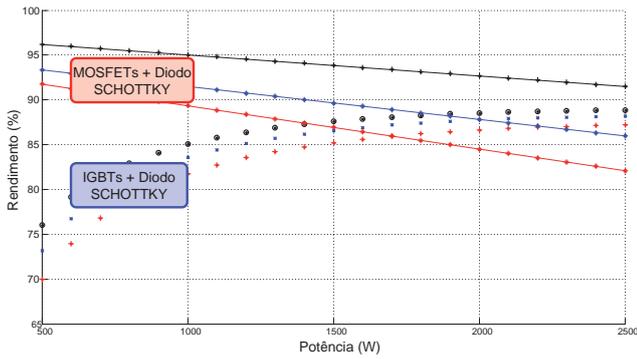


Fig. 7. Rendimento teórico considerando diferentes semicondutores.

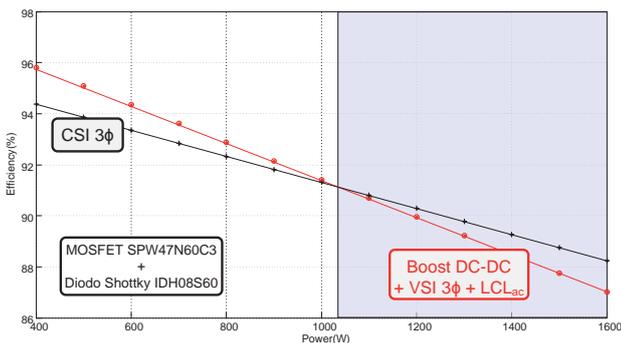


Fig. 8. Eficiência teórica do inversor tri-estado trifásico e do inversor VSI trifásico convencional com a melhor escolha de semicondutores.

V. CONTROLE DO INVERSOR

O controle do inversor trifásico tri-estado proposto é baseado na transformada dq0 [14-16]. Considerando o sistema trifásico simétrico e equilibrado ao se aplicar a transformada dq0 é possível obter grandezas de controle contínuas no tempo, tornando o controle deste inversor muito interessante. Desta forma é possível de se obter o mesmo desempenho de controladores PI ressonantes com controladores PI convencionais. Ainda, todas as leituras de variáveis trifásicas foram reduzidas a conjuntos de duas variáveis mensuradas. As discussões das leis de controle referem-se ao exemplo do modo conectado e se baseiam no diagrama de blocos da Figura 9.

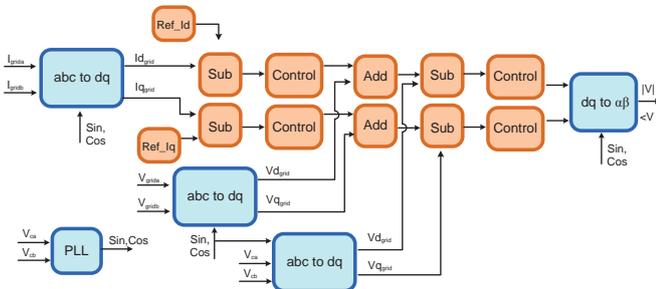


Fig. 9. Diagrama de blocos simplificado para o controle da saída.

O controle da corrente de entrada é realizado de forma independente da corrente injetada e este controle apresenta o tempo $D_1.T$, obtido diretamente do algoritmo de MPPT. O controle da saída é realizado com a segunda razão cíclica D_2 e representa o tempo dos vetores espaciais adjacentes ($D_2.T$).

Para realizar a injeção de corrente na rede, o controle da saída é dividido em três etapas, denominadas de controle da corrente de saída, controle *feedforward* e controle dos capacitores de saída. O controle da corrente de saída, que determina a potência a ser injetada na rede, fornece a tensão de referência para o controle da tensão sobre os capacitores de saída do inversor. A malha de controle da tensão nos capacitores apresenta uma malha de alimentação direta em *feedforward* para garantir a eficácia da proposta. Este controle mantém nula a injeção de potência quando não há referência de corrente a ser injetada na rede, i.e., este reproduz a tensão da rede exatamente sobre os capacitores CA de saída. Para operar no modo isolado o sistema de controle pode ser simplificado e os blocos relativos à injeção de potência e PLL podem ser removidos.

A injeção de potência ativa na rede é realizada de acordo com as equações (6) e (7) aplicando-se a transformada dq0 no conjunto de correntes e tensões trifásicas de saída [16]. O circuito equivalente para esta modelação está apresentado na Figura 10. Todos os elementos foram considerados com os mesmos parâmetros. Quando aplicada esta transformada os eixos direto e em quadratura estão acoplados e um desacoplamento de variáveis é realizado para se evitar este problema.

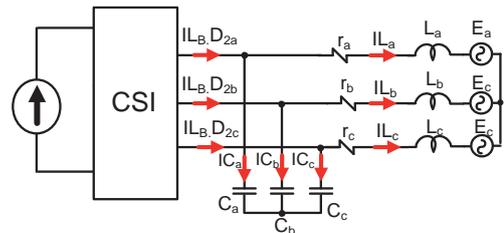


Fig. 10. Circuito equivalente para o controle da saída do inversor.

As equações apresentadas em (6) regem o controle de tensão.

$$\begin{cases} r.I_{L_d} + L \frac{dI_{L_d}}{dt} = VC_d + \omega.L.I_{L_q} - E_d \\ r.I_{L_q} + L \frac{dI_{L_q}}{dt} = VC_q - \omega.L.I_{L_d} - E_q \end{cases} \quad (6)$$

As equações apresentadas em (7) regem o controle de corrente.

$$\begin{cases} C \frac{dVC_d}{dt} = \omega.C.VC_q - I_{L_b}.d_{2d} - I_{L_d} \\ C \frac{dVC_q}{dt} = -\omega.C.VC_d - I_{L_b}.d_{2q} - I_{L_q} \end{cases} \quad (7)$$

Depois de realizar o desacoplamento entre as variáveis de eixo direto e de eixo em quadratura, o controle *feedforward* é obtido realizando realimentações diretas das parcelas de eixo d e q das correntes da rede, das tensões da rede e das tensões sobre os capacitores de saída. [16].

VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

As simulações foram realizadas utilizando a plataforma MatLab/Simulink®. Os parâmetros principais de simulação são: $V_{in}=100V$; $L_b=5mH$; $C_{ac}=8,2\mu F$; $L_{ac}=3mH$ e $P_{out}=1,3kW$

com $127 V_{rms}$. Para o modo isolado da rede, as tensões e as correntes de saída são apresentadas na Figura 11, apresentando-se um degrau de carga.

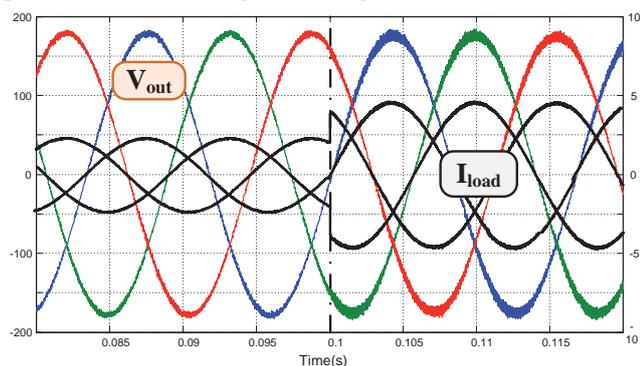


Fig. 11. Tensões e correntes de saída durante transitório de carga.

Para o modo conectado, as correntes injetadas na rede estão apresentadas na Figura 12 e a tensão do capacitor da fase "a" está apresentada juntamente com a tensão de rede para a mesma fase a fim de demonstrar o ângulo de defasagem para a transferência de potência ativa.

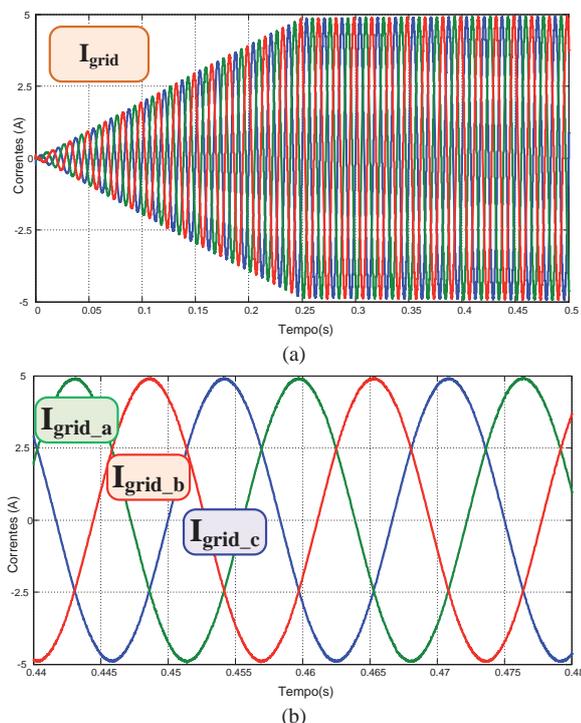


Fig. 12. Correntes injetadas na rede (a) inicialização (b) regime.

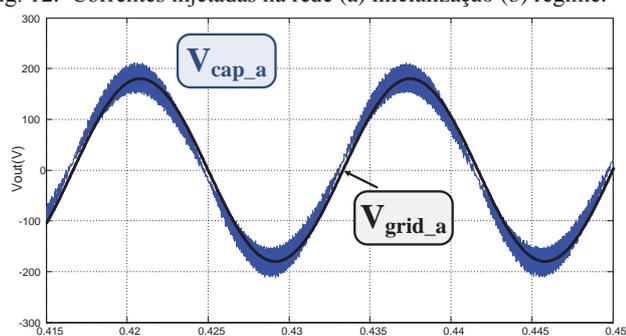


Fig. 13. Defasagem entre tensões da rede e do capacitor de saída para a fase "a".

A tensão de entrada constante foi substituída por um modelo de sistema PV e as especificações elétricas deste sistema estão resumidas na Tabela I, para um único painel. A associação PV está baseada na conexão série de 4 painéis com 2 ramos em paralelo, totalizando 8 painéis (1,5kW). A corrente no indutor, as correntes de rede e a potência ativa drenada do sistema PV podem ser visualizadas nas Figuras 14 à 16 com um perfil de potência variável. O capacitor de desacoplamento em paralelo com o sistema PV é de $82\mu F$. Estes resultados foram obtidos com o algoritmo P&O, mas qualquer outro algoritmo de MPPT pode ser aplicado. Desta forma, $D_1.T$ é obtido diretamente do algoritmo de MPPT e o fator de rastreamento obtido é da ordem de 96,5%, para este tipo de perfil. Obviamente, cada algoritmo de MPPT reage de maneira diferente quando submetido a perfis de potência distintos [4].

TABELA I
Parâmetros elétricos de um único painel PV

Potência máxima	$P_{max} = 189 Wp$
Tensão no MPP	$V_{MPP} = 25,1V$
Corrente no MPP	$I_{MPP} = 7,55A$
Tensão de circuito aberto	$V_{oc} = 32,9V$
Corrente de curto-circuito	$I_{sc} = 8,21A$
Coefficiente de temperatura de I_{sc}	$\alpha = 3,18 \times 10^{-3} A/^{\circ}C$

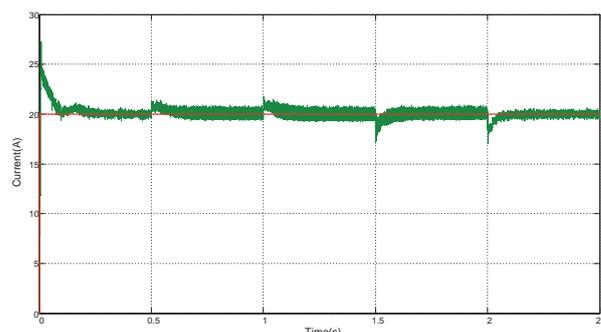


Fig. 14. Corrente no indutor com sua referência.

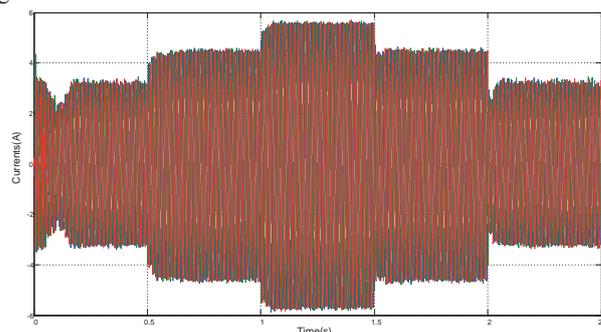


Fig. 15. Correntes trifásicas injetadas na rede.

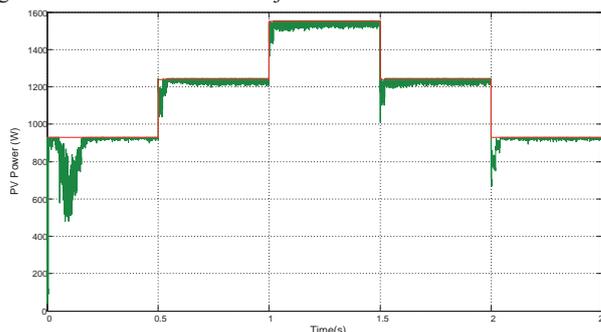


Fig. 16. Potência ativa extraída do sistema PV.

Como pode ser observado a partir das simulações apresentadas, este inversor pode ser muito útil em sistemas trifásicos para baixas e médias potências com reduzida tensão de entrada.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo apresentado na Figura 17 foi construído em laboratório e os testes iniciais foram realizados considerando-se a modulação proposta para o inversor e sua vantagem com relação aos controles independentes da entrada e saída. Inicialmente, considera-se o modo isolado de operação. As Figuras 18 à 23 apresentam as principais formas de onda a fim de confirmar a viabilidade da proposta. O emulador de painéis solares (TerraSAS) foi utilizado como fonte de alimentação para o sistema em teste e os elementos reativos do inversor são os mesmos destacados na seção VI.

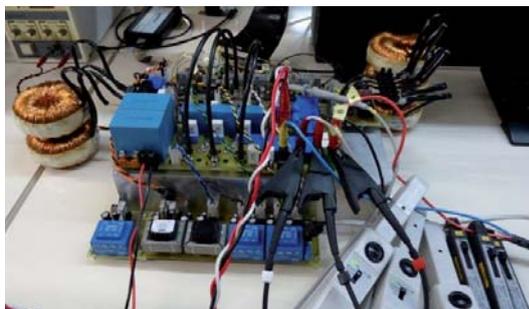


Fig. 17. Protótipo do inversor buck-boost tri-state trifásico.

Na Figura 18 é possível verificar todos os sinais que compõem a modulação por vetores espaciais. Os pulsos 0 a 2 representam os setores (em binário). Os pulsos 3 a 5 representam o tempo da razão cíclica D_1 e o tempo dos vetores adjacentes T_a e T_b . Os pulsos 6 a 12 representam os acionamentos dos interruptores do inversor. Verifica-se também o barramento (a1) de dados decodificado para demonstrar que a modulação percorre ciclicamente os hexágonos de 1 a 6 e em sequência.

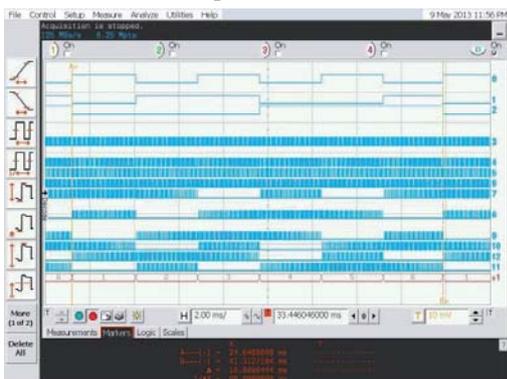


Fig. 18. Diagrama completo de pulsos da modulação.

Outro item fundamental é a implementação do tempo de curto-circuito entre transições a fim de se evitar problemas operacionais ao inversor, o que está apresentado na Figura 19.

A partir das Figuras 20 e 21 é possível verificar o desacoplamento entre entrada e saída. Na Figura 20 é possível verificar os degraus de corrente na entrada enquanto que a saída permanece praticamente constante. Além disso, na Fig. 21 é possível verificar a mesma funcionalidade, mas

os degraus são aplicados na saída enquanto que a corrente sobre o indutor permanece constante.

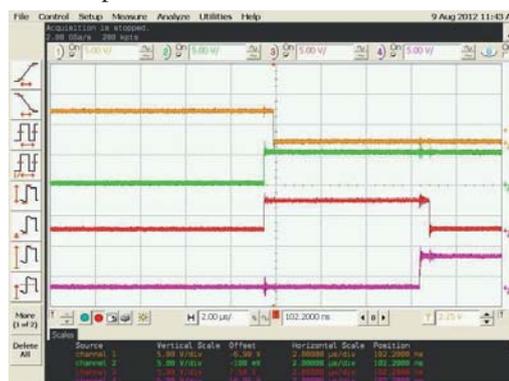


Fig. 19. Intervalos de curto-circuito entre transições de pulsos.

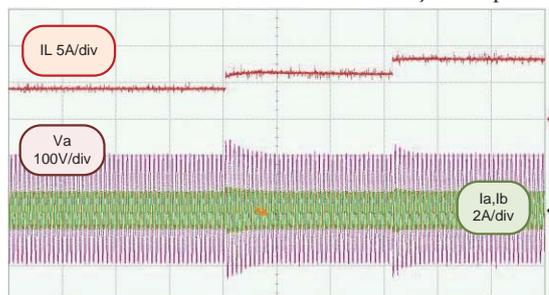


Fig. 20. Degráus de corrente aplicados no indutor buck-boost (vermelho); Roxo: tensão de saída da fase "a". Verde: corrente nas fases "a" e "b". Tempo: 200ms/div.

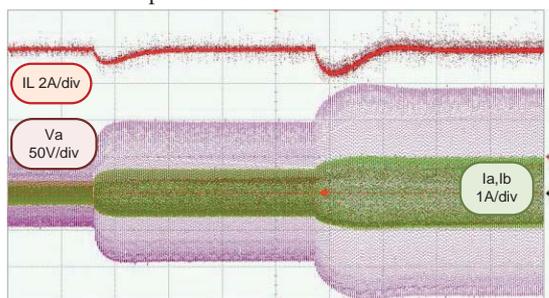


Fig. 21. Degráus de tensão na saída do conversor (roxo); Vermelho: corrente no indutor. Verde: correntes nas fases "a" e "b". Tempo: 500ms/div.

Estes resultados experimentais provam que as razões cíclicas D_1 e D_2 podem controlar independentemente entrada e saída deste inversor. Demonstrando que a abordagem utilizada simplifica o controle do inversor. Obviamente que quando operando em regime permanente um incremento de corrente de entrada levará a um aumento da potência de saída para minimização do reativo circulante, reduzindo as perdas no inversor. A corrente de referência do indutor de acumulação também deve ser uma variável ajustável de acordo com a potência disponível e com a modulação mínima $D_2.T$ que se deseja. As Figuras 20 e 21 apenas demonstram a viabilidade da proposta e a facilidade com que o controle é realizado.

A Figura 22 apresenta a tensão de saída da fase "a" do inversor juntamente com as três correntes trifásicas. A carga resistiva é da ordem de 28Ω em estrela desenvolvendo aproximadamente 1750W de saída. Ainda, na Figura 23 é possível verificar as correntes trifásicas de saída para a mesma condição de teste.

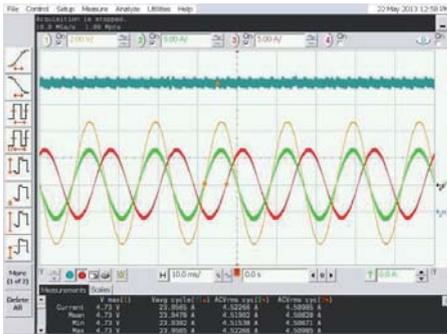


Fig. 22. Corrente sobre o indutor buck-boost e tensão sobre a fase "a" juntamente com as correntes sobre as fases "a" e "b". Ciano: corrente no indutor; Amarelo: tensão na fase "a"; Verde: corrente na fase "a"; Vermelho: Corrente na fase "b". Tempo: 20ms/div.

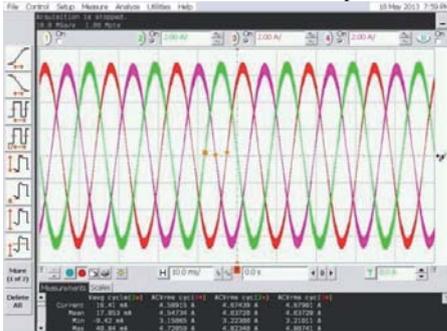


Fig. 23. Correntes trifásicas de saída. Tempo: 20ms/div.

Antes da conexão do inversor à rede elétrica é necessário sincronizar o sistema. Isto é realizado reproduzindo a tensão instantânea da rede nos capacitores CA de saída de forma que, ao se conectar à rede, não haja fluxo de potência entre o sistema e a mesma. Ademais, quando as tensões estão casadas evitam-se oscilações entre os sistemas minimizando problemas operacionais para o inversor e também para outras cargas conectadas à rede. Depois de realizada a conexão à rede é necessário iniciar a transferência de potência ativa através da variação de ângulo entre as tensões dos capacitores e as tensões da rede. Fato demonstrado na Figura 24 onde é possível verificar o deslocamento angular entre as tensões da fase "a" da rede e do inversor. Através da Figura 25 é possível verificar a corrente injetada na rede e também a corrente drenada por uma carga local. As sondas de corrente foram posicionadas de forma a apresentar corrente positiva quando saem do inversor. Finalmente, na Figura 26 é possível verificar as correntes trifásicas sendo injetadas na rede com baixa distorção harmônica total. A DHT destas correntes é da ordem de 2,9%, considerando-se medições com o Fluke 435 II, conforme Figura 27.

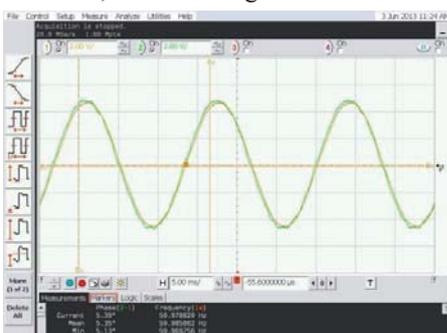


Fig. 24. Defasamento angular para transferência de P. Verde: Tensão do inversor. Amarelo: Tensão da rede. Tempo: 5ms/div.

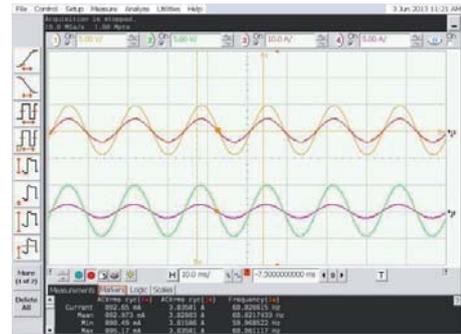


Fig. 25. Tensões e correntes na saída do capacitor e na rede para a fase "a". Verde: Tensão na saída do inversor. Amarelo: Tensão da rede. Tempo: 10ms/div.

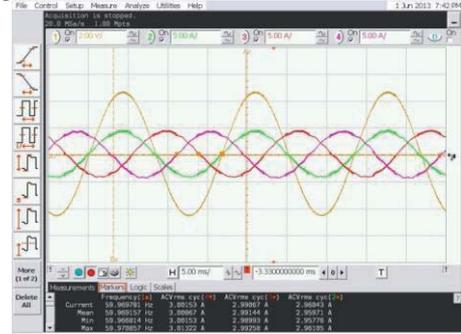


Fig. 26. Correntes trifásicas injetadas. Tensão na fase "a" (Amarelo) juntamente com as correntes nas fases "a", "b" e "c". Tempo: 5ms/div.

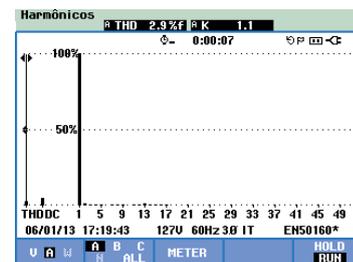


Fig. 27. DHT da corrente injetada, medida com o Fluke 435 II.

Observa-se ainda que, para potências intermediárias (baixas/médias) a associação de painéis PV pode não suprir a tensão necessária para a conexão direta de um inversor VSI, assim, a característica elevadora torna o uso do inversor proposto muito atraente. Em complemento é apresentada a curva de rendimento experimental do inversor, considerando a mínima corrente necessária sobre o indutor de acumulação para cada ponto em estudo, conforme Figura 28, observando-se rendimento elevado para potências entre 500W e 1500W. Além disso, devido ao elevado nível de irradiação solar presente no Brasil é interessante computar a eficiência californiana (CEC) [17]. Usando este critério, e considerando a eficiência nominal em 1,5kW a eficiência CEC é da ordem de 94,3%.

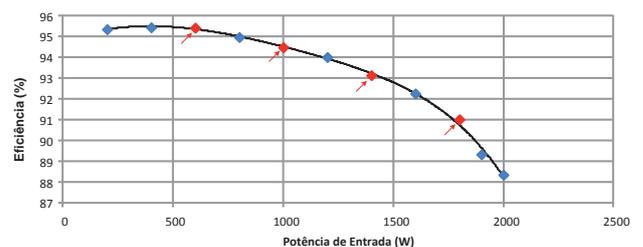


Fig. 28. Curva de rendimento experimental.

VIII. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou o inversor *tri-state* buck-boost integrado trifásico com funcionalidades especiais tais como controles independentes da entrada e saída, nova modulação por vetores espaciais e controle em dq0 para ambos os modos isolado e conectado à rede em CA. O controle independente entre entrada e saída faz com que este inversor seja muito atrativo para realizar a interface com os painéis fotovoltaicos, uma vez que o MPPT e a injeção de corrente na rede podem ser controlados com alto grau de liberdade. Os resultados experimentais demonstraram a alta qualidade das formas de onda tanto para o caso isolado quanto também para o caso conectado à rede em CA, demonstrando a potencialidade da aplicação. Ainda, salienta-se que esta é a primeira vez, na literatura, que este inversor *tri-state* trifásico se apresenta para realizar a interface com painéis solares para injeção de potência ativa na rede em CA.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à FAPESP, CNPq e CAPES pelo suporte para o desenvolvimento deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] G. Spagnuolo, G. Petrone, S. V. Araujo, and C. Cecati, "Renewable Energy Operation and Conversion Schemes", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.4, no.1, pp.38-51, 2010.
- [2] M. Liserre, T. Sauter, and Y. J. Hung, "Future Energy Systems - Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid through Industrial Electronics", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.4, no.1, pp.18-37, 2010.
- [3] T. Esram, and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, 2007.
- [4] M. A. G. de Brito, L. P. Sampaio, L. Galotto Jr., and C. A. Canesin, "Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60, pp.1156-1167, 2013.
- [5] K. Viswanathan, R. Oruganti, and D. Srinivasan, "A Novel Tri-State Boost Converter with Fast Dynamics", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 677-683, 2002.
- [6] P. C. Loh, F. Blaabjerg, C. P. Wong, and P. C. Tan, "Tri-State Current Source Inverter with Improved Dynamic Performance", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 4, p. 1631-1640, 2008.
- [7] D. M. Sable, B. H. Cho, and R. B. Ridley, "Use of Leading-Edge Modulation to Transform Boost and Flyback Converters into Minimum-phase-zero Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no.4, pp. 704-711, 1991.
- [8] W. C. Wu, R. M. Bass, and J. R. Yeagan, "Eliminating the Effects of Right-half Plane Zero in Fixed Frequency Boost Converters", in *Proc. of IEEE PESC'98*, 1, 1998, pp. 362-366.
- [9] L. Galotto Jr., M. A. G. de Brito, L. P. Sampaio, and C. A. Canesin, "Tri-State Modulation for Independent Input-Output Control in Single-Stage Converters with Inductive Power Decoupling", in *Proc. of Brazilian Power Electronics Conference -COBEP*, 2011, pp. 1-7.
- [10] K. Zhou, and D. Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186-196, 2002.
- [11] P. D. Ziogas, L. Moran, G. Joos, and D. A. Vincenti, "Refined PWM Scheme for Voltage and Current Source Converter", in *Proc. of IEEE PESC'90*, 1990, pp. 977-983.
- [12] H. W. Brocker, H. C. Skudenly, and G. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulse width Modulator based on the Voltage Space Vectors", in *Proc. of IEEE-IAS Annual Meeting*, 1986, pp. 244-251.
- [13] R. Zaimeddine, and T. Undeland, "DTC Control Schemes for Induction Motor fed by Three-Level NPC-VSI Using Space Vector Modulation", in *Proc. of International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2010, pp. 966-971.
- [14] D. V. Colli, P. Cancelliere, F. Marignetti, and R. Di Stefano, "Voltage Control of Current Source Inverters", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, 2006, pp. 451-458.
- [15] M. Liserre, A. Dell'aquila, and F. Blaabjerg, "An overview of three-phase voltage source active rectifiers interfacing the utility", in *Proc. of IEEE PowerTech Conference*, Bologna, Italy, 2003, pp. 1-8.
- [16] M. A. G. de Brito, "Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica". Tese de Doutorado. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira – FE/IS - UNESP. 218p. 2013.
- [17] G. A. Rampinelli, R. F. Chenlo, and A. Krenzinger, "Análise de Características de Inversores para Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede em Função da Tensão de Entrada", in *Proc. of III Congresso Brasileiro de Energia Solar - CBENS*, 2010, Bêlem. CDROM.

APÊNDICE A

A fim de caracterizar um inversor fotovoltaico para o perfil de radiação solar da Califórnia (alto nível de irradiação), a Comissão de Energia da Califórnia (CEC) criou a eficiência CEC, a qual também é uma média ponderada das eficiências para diversos níveis de potência do inversor [17]. A equação (8) descreve a CEC.

$$\eta_{CEC} = 0,04.\eta_{10\%} + 0,05.\eta_{20\%} + 0,12.\eta_{30\%} + 0,21.\eta_{50\%} + 0,53.\eta_{75\%} + 0,05.\eta_{100\%} \quad (8)$$

APÊNDICE B

Para o levantamento das curvas teóricas da seção IV foram utilizadas as equações (9) à (14) para o inversor *tri-*

state e as equações (15) à (20) para o conversor convencional, onde o esboço das principais formas de onda de corrente pode ser verificada através das Figuras 29 e 30.

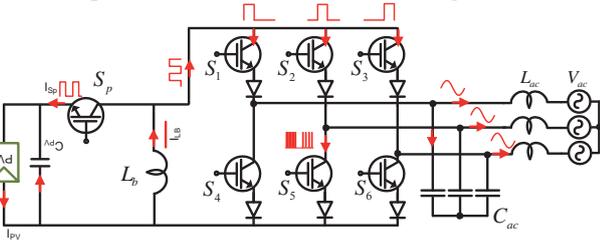


Fig. 29. Esboço das principais formas de onda de corrente.

$$IS_1,avg_T = \frac{1}{T} \int_0^{(1-D_1)T} I_{LB}.dt = I_{LB} \cdot (1 - D_1) \quad (9)$$

$$IS_1,avg_f_{rede} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_{LB} \cdot (1 - D_1).d(\omega t) = \frac{I_{LB} \cdot (1 - D_1)}{3} \quad (10)$$

$$IS_1,rms_T = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{(1-D_1)T} I_{LB}^2 .dt} = I_{LB} \cdot \sqrt{(1 - D_1)} \quad (11)$$

$$IS_1,rms_f_{rede} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} (\sqrt{I_{LB} \cdot (1 - D_1)})^2 .d(\omega t)} = \frac{I_{LB} \cdot \sqrt{(1 - D_1)}}{\sqrt{3}} \quad (12)$$

$$IS_p,avg = \frac{1}{T} \int_0^{D_1 T} I_{LB}.dt = I_{LB} \cdot D_1 \quad (13)$$

$$IS_p,rms = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{D_1 T} (I_{LB})^2 .dt} = I_{LB} \cdot \sqrt{D_1} \quad (14)$$

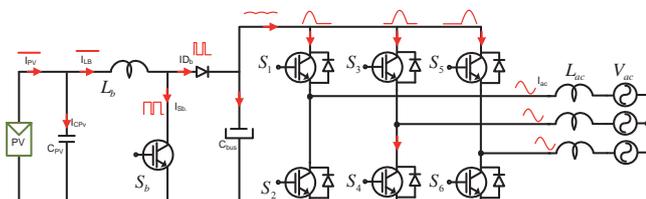


Fig. 30. Esboço das principais formas de onda de corrente.

$$IS_b,avg = I_{LB} \cdot D \quad (15)$$

$$ID_b,avg = I_{LB} \cdot (1 - D) \quad (16)$$

$$IS_1,avg = \frac{I_{ac_pico}}{\pi} \quad (17)$$

$$IS_b,rms = I_{LB} \cdot \sqrt{D} \quad (18)$$

$$ID_b,avg = I_{LB} \cdot \sqrt{1 - D} \quad (19)$$

$$IS_1,rms = \frac{I_{ac_pico}}{2} \quad (20)$$

DADOS BIOGRÁFICOS

Moacyr Aureliano Gomes de Brito, nascido em Andradina (SP) em 1982. É engenheiro eletricitista (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, ambos na área de eletrônica de potência, todos pela Universidade Estadual Paulista – UNESP-FE/IS, em Ilha Solteira (SP). Atualmente é professor da Universidade

Tecnológica Federal do Paraná – Campus de Campo Mourão UTFPR-CM. 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.

Leonardo Poltronieri Sampaio possui doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual Paulista (2013), campus de Ilha Solteira - SP, na área de Eletrônica de Potência, onde obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica (2010) e graduou-se em Engenharia Elétrica (2008). Atualmente é professor na Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR - Campus de Cornélio Procópio. Possui experiência na área de Engenharia Elétrica, atuando principalmente nos seguintes temas: aproveitamento de energias alternativas, desenvolvimento de ferramentas educacionais através da linguagem Java para o auxílio ao ensino em Eletrônica de Potência, análise e modelagem de conversores estáticos de potência, desenvolvimento Web com PHP/MySQL, programação em Java, Delphi, Visual Basic, C/C++.

Marcos Gutierrez Alves possui graduação em Engenharia de Computação pelo Centro Universitário FIEO (2009), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho (2013) e curso-tecnico-profissionalizante pelo Módulo Centro Universitário (2003). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Circuitos Elétricos, Magnéticos e Eletrônicos. Atuando principalmente nos seguintes temas: inversores, energia solar, MPPT, ilhamento e energias renováveis.

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. Suas áreas de interesse incluem técnicas de comutação não-dissipativa, conversores CC-CC, técnicas de correção ativa do FP, retificadores e inversores, aplicações das energias renováveis, reatores para iluminação e técnicas modernas para o ensino de eletrônica de potência.