

FAMÍLIA DE INVERSORES INTEGRADOS MONOFÁSICOS E TRIFÁSICOS

Moacyr A. G. de Brito¹, Leonardo P. Sampaio², José C. U. Peña³, Carlos A. Canesin³

¹Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campo Mourão-PR, Brasil.

²Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio-PR, Brasil.

³Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Ilha Solteira-SP, Brasil.

e-mails: mbrito@utfpr.edu.br, canesin@dee.feis.unesp.br

Resumo – Este artigo apresenta novas topologias de inversores baseados na integração de conversores CC-CC com um inversor do tipo fonte de tensão. O procedimento de integração apresentado busca a redução do número de componentes, culminando em menor volume, peso e custos. Neste contexto, uma nova família de inversores integrados monofásicos é apresentada. Adicionalmente, os conversores propostos são analisados para os modos isolado e conectado à rede de distribuição e os principais resultados experimentais são apresentados para o modo isolado da rede. Finalmente, estendendo o mesmo critério é também apresentada a família de inversores integrados trifásicos.

Palavras-Chave – Conversores de Potência Integrados, Eficiência Energética, Energia Fotovoltaica, Família de Inversores Solares Integrados.

FAMILY OF SINGLE-PHASE AND THREE-PHASE INTEGRATED INVERTERS

Abstract – This paper presents new inverter topologies based on the integration of DC to DC converters with a Voltage Source Inverter. The proposed integration procedure aims to reduce the amount of components, meaning lower volume, weight and costs. In this context, a new family of single-phase integrated inverters is obtained. Therefore the proposed converters are analyzed for both grid-tied and stand-alone modes and in order to demonstrate the feasibility of the proposal the main experimental results are presented. Finally, using the same criteria it is also possible to obtain the family of three-phase integrated inverters.

Keywords – Energy Efficiency, Family of Integrated Solar Inverters, Integrated Power Converters, Photovoltaic Energy.

I. INTRODUÇÃO

Com a massificação do uso da energia elétrica adveio as necessidades dos ajustes desta energia e condicionamentos para os mais diversos tipos de processamentos/aplicações. Neste contexto, a Eletrônica de Potência tem contribuído consideravelmente para o condicionamento eletrônico da energia elétrica, por desenvolver e oferecer soluções cada

vez mais eficientes, confiáveis, com alto fator de potência, baixa distorção harmônica total (DHT) e com aumento da densidade de potência [1], [2]. Desta forma, é inevitável verificar que a Eletrônica de Potência tem um papel fundamental tanto no condicionamento, quanto no processamento eletrônico da energia elétrica, com eficiência e proporcionando o uso racional da energia elétrica.

Como exemplo, um dos desafios da disseminação da energia solar fotovoltaica está na redução dos custos dos sistemas de condicionamento da energia elétrica. Por outro lado, o tempo de vida útil médio é o “calcanhar de Aquiles” dos sistemas condicionadores (conversores CC-CC e inversores), quando comparado ao tempo de vida útil médio dos módulos fotovoltaicos. Desta forma, a vida útil média dos sistemas de condicionamento para aplicações fotovoltaicas deve ser incrementada, a fim de se evitar custos de manutenção ao longo de sua vida útil. Neste contexto, vislumbra-se a necessidade e possibilidade da vida útil destes sistemas aumentarem para cerca de 20 a 25 anos, de forma a se igualar à vida útil média dos painéis fotovoltaicos [3]. Desta forma, a redução de perdas, volume e peso tornam-se requisitos muito importantes e, uma das alternativas, seria o uso de estruturas de único estágio, integrando estágios CC-CC com CC-CA, em detrimento dos usuais sistemas a duplo estágio, resultando na redução do número de componentes ativos e passivos [4], [6]. Características estas que podem afetar custos, eficiência e vida útil média.

Tipicamente, os módulos fotovoltaicos (módulos PV) não atendem as especificidades dos equipamentos em corrente alternada (CA) já que apresentam baixa tensão CC. Para superar este problema, a técnica mais usada está na associação em cascata de um conversor do tipo elevador (Boost) com um inversor fonte de tensão (VSI) [4], [5]. O primeiro estágio é responsável por elevar a tensão de entrada e encontrar o ponto de máxima potência do PV [7], [8] e o segundo estágio é responsável por inverter a tensão presente no barramento CC e/ou a sincronização com a rede de distribuição.

O vasto uso dos inversores do tipo fonte de tensão está na simplicidade de projeto e implementação, já que estes conversores são inerentemente estáveis. Entretanto, a associação em cascata apresenta eficiência menor do que as eficiências individuais devido à multiplicação das eficiências, e, além disso, há o aumento de volume, peso e custos [5], [6].

Diversos trabalhos têm proposto topologias de inversores do tipo elevador como combinação da duplicação de conversores CC-CC, um para o semiciclo positivo e outro para o semiciclo negativo, levando a circuitos e controle também complexos [9]. Outra alternativa interessante é apresentada em [10] onde o inversor proposto pode operar

Artigo submetido em 09/05/2014. Primeira revisão em 07/07/2014, segunda revisão em 10/10/2014. Aceito para publicação em 10/10/2014, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

tanto como boost ou como buck. No entanto, quando a corrente de entrada é enviada para a saída ela tem que percorrer os semicondutores da ponte e também um diodo adicional.

Uma alternativa seria o uso de uma estrutura integrada (boost CC-CC + inversor) que, além de oferecer maior eficiência, usaria menos componentes, reduzindo custos e aumentando a densidade de potência da estrutura. O objetivo principal deste trabalho é o de ampliar o campo de aplicação dos inversores integrados, através da apresentação de uma estratégia de integração de estágios que pode ser aplicada a todos os conversores CC-CC do tipo elevador. Como resultado, uma nova família de inversores integrados monofásicos é obtida e pode ser facilmente estendida para a obtenção da família de inversores trifásicos integrados. Destaca-se que este artigo é uma versão estendida e bem mais elaborada do que a apresentada em [11], com relação a detalhes da integração de estágios e dos esquemas de controle, além de apresentar um conjunto completo de simulações e o destaque para a nova família de inversores trifásicos integrados.

II. INTEGRAÇÃO DE ESTÁGIOS

A integração de estágios apresentada neste tópico busca unir o estágio inversor e o estágio CC-CC boost em um único estágio, capaz de elevar a tensão e também invertê-la [11]. A Figura 1(I) apresenta as etapas de integração do inversor em ponte completa monofásico com o conversor CC-CC boost, onde os componentes destacados podem ser eliminados. A primeira simplificação (Figura 1 (I-a)) consiste em injetar a corrente do indutor de entrada diretamente no capacitor CA de saída. Normalmente, essa corrente tem que ser enviada primeiramente ao capacitor intermediário e somente depois enviada à saída; mas se o capacitor do elo CC for removido e o indutor de saída eliminado, é possível enviar esta corrente diretamente para a saída. A próxima simplificação consiste em remover o diodo boost uma vez que o fluxo de potência é unidirecional. Quando se realiza esta operação é necessário salientar que as chaves da ponte completa não podem apresentar diodos em antiparalelo, a fim de proteger o capacitor de saída contra curto-circuitos. Finalmente, a chave do conversor boost também pode ser eliminada já que esta chave está em paralelo com as chaves da ponte VSI e estas podem realizar a mesma função de boost. A topologia final obtida e que está apresentada na Figura 1 (I-c) é conhecida como o tradicional inversor fonte de corrente (CSI) monofásico. Entretanto, a operação deste inversor integrado não é a mesma do típico e usual inversor VSI. Existe uma condição na qual a tensão de saída não pode ser controlada e ocorre quando a tensão de saída é menor do que a de entrada, já que a propriedade abaixadora do VSI foi perdida durante as etapas de integração. Ou seja, o inversor integrado não pode prover ganho menor do que a unidade. Esta é uma característica indesejável para a tensão de saída CA e que leva à distorções no cruzamento por zero.

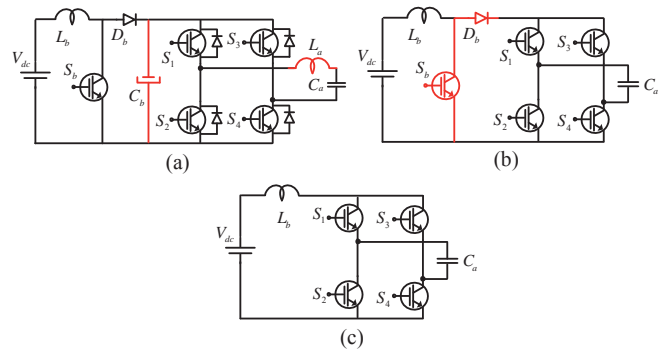


Fig. 1. Integração de estágios: Inversor integrado boost.

Para reduzir estas distorções uma melhoria na modulação pode ser utilizada como verificado em [12], onde um intervalo de pré-carga do capacitor de saída é aplicado, sempre que a tensão de saída for menor do que a tensão de entrada. Entretanto, melhora-se a taxa de distorção harmônica da tensão na carga mas não de forma significativa. Uma possibilidade para a solução do problema com o cruzamento por zero está na integração de um conversor CC-CC do tipo buck-boost com o inversor VSI em ponte completa, como apresentado na Figura 2. A integração também se inicia com o envio da corrente do indutor diretamente para a saída sem passar pelo capacitor intermediário. No entanto, neste caso, apenas o diodo buck-boost pode ser removido uma vez que a chave principal não está em paralelo com as chaves da ponte. Como resultado desta integração tem-se o inversor buck-boost integrado e o mesmo pode modular melhor as formas de onda de tensão e de corrente na saída em CA.

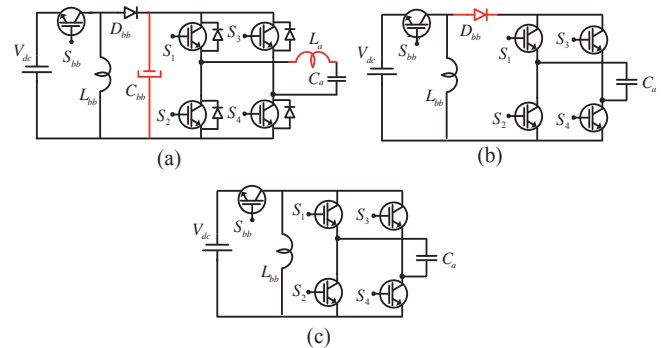


Fig. 2. Integração de estágios: Inversor buck-boost.

Considerando o modo de condução contínua (MCC) da corrente sobre o indutor buck-boost e considerando a Figura 2 (c), na primeira etapa de operação (D.T) o interruptor S_{bb} é comandado à condução e a corrente sobre o indutor cresce de forma aproximadamente linear. Durante esta etapa as chaves da ponte não conduzem. Durante a segunda etapa de operação (1-D).T, o interruptor S_{bb} é comandado ao bloqueio e as chaves S_1 e S_4 são comandadas à condução, descarregando o indutor e alimentando o capacitor de saída. Isto para o semi-ciclo positivo. No semi-ciclo negativo as chaves que são comandadas à condução são as chaves S_2 e S_3 .

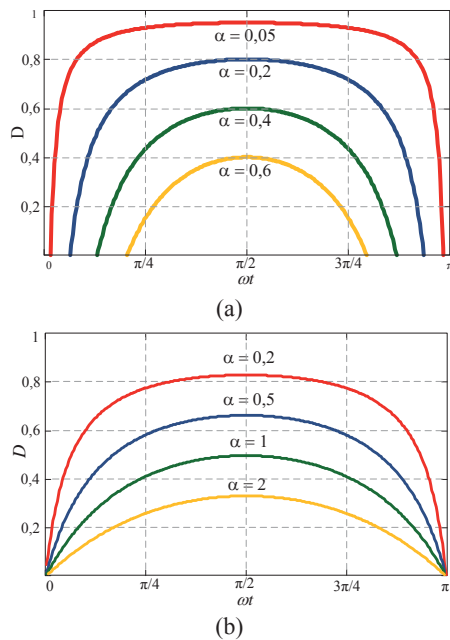


Fig. 3. Variação da razão cíclica em função de ωt , para os inversores integrados: (a) boost e (b) buck-boost.

A Figura 3 apresenta a variação da razão cíclica (D) em função de ωt para ambos os inversores integrados (boost e buck-boost). É possível verificar que a variação da razão cíclica em função de ωt para o inversor buck-boost integrado é contínua (Figura 3(b)), fato que não ocorre com o inversor boost integrado (Figura 3(a)), resultando nos problemas de modulação citados para o inversor boost. A variável α representa a razão entre a tensão média de entrada CC e a tensão de pico da saída em CA. Com o aumento de α os problemas relacionados com a distorção nos cruzamentos aumentam, já que existe um aumento do intervalo de razão cíclica nula.

Este procedimento de integração é válido tanto para a operação isolada ou conectada à rede em CA. Para o caso da operação conectada à rede, um indutor de acoplamento necessita ser adicionado para garantir a característica de fonte de corrente na saída. É relativamente mais fácil realizar a injeção de corrente na rede quando o inversor opera como fonte de corrente, já que a corrente de saída é modulada diretamente em fase com a corrente da rede, usando como referência algum algoritmo PLL [13]. Este procedimento de integração é facilmente estendido para os inversores integrados trifásicos. Ainda, é interessante salientar que este procedimento de integração pode ser aplicado a quaisquer conversores CC-CC que apresentem o princípio de elevador de tensão, já que a integração de um conversor CC-CC do tipo buck com o inversor VSI resulta na mesma topologia VSI. O conversor Cuk integrado é interessante para sistemas conectados à rede já que este inversor apresenta características de fonte de corrente tanto para a entrada quanto para a saída. Assim, auxilia na redução do volume capacitivo em paralelo com o painel fotovoltaico (PV) e evita o uso de um indutor de acoplamento de rede adicional. Aplicando este procedimento de integração para os demais conversores CC-CC, novas famílias de inversores integrados podem ser obtidas, como apresentado nas Figuras 4 e 5, para as topologias monofásicas e trifásicas, respectivamente.

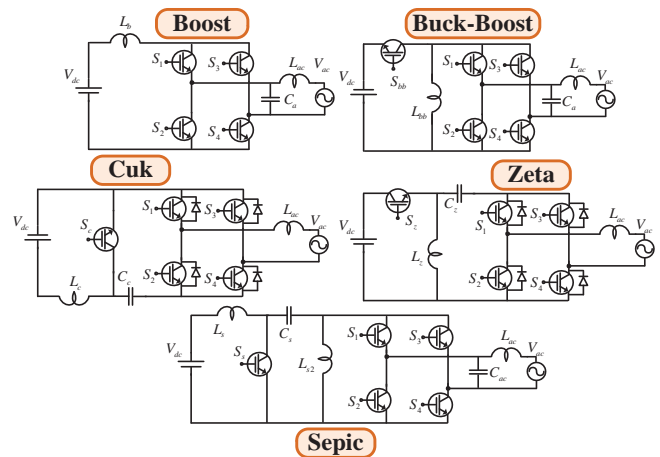


Fig. 4. Família de inversores integrados monofásicos.

Analisando o inversor Cuk integrado e considerando o modo de condução contínua (MCC) da corrente sobre o indutor, na primeira etapa de operação (D.T) o interruptor S_C é comandado à condução e a corrente sobre o indutor cresce de forma aproximadamente linear, durante esta etapa o capacitor C_C (previamente carregado) alimenta a saída através das chaves S_1 e S_4 da ponte VSI. Durante a segunda etapa de operação (1-D).T, o interruptor S_C é comando ao bloqueio juntamente com as chaves da ponte, descarregando o indutor para carregar o capacitor C_C através dos diodos em anti-paralelo com as chaves da ponte VSI. Isto para o semi-ciclo positivo. No semi-ciclo negativo as chaves da ponte que são comandadas à condução são as chaves S_2 e S_3 .

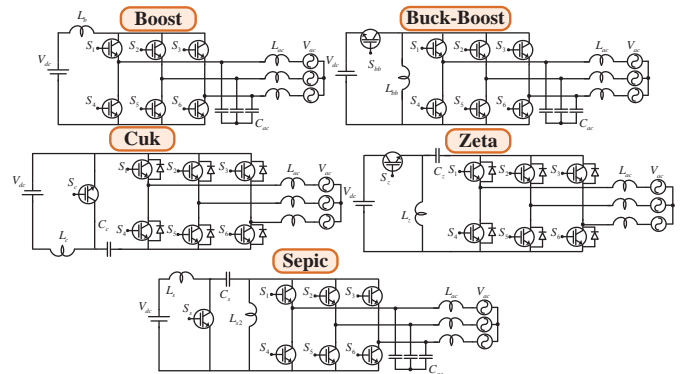


Fig. 5. Família de inversores integrados trifásicos.

É importante salientar que alguns inversores integrados como o Cuk e o Zeta mantêm a característica VSI de saída, facilitando a montagem do inversor, visto que diversos fabricantes possuem soluções com os 4 semicondutores mais *drivers* em um único dispositivo e também simplifica o controle da corrente de saída, no caso conectada à rede. Ainda, os inversores do tipo buck-boost, Zeta e Sepic apresentam a possibilidade de isolamento em alta frequência, caso necessário. É importante ter em mente que os inversores do tipo CSI necessitam da utilização de chaves especiais sem diodos em anti-paralelo, já que necessitam bloquear tensão reversa. Diodos em série com as chaves são soluções comuns já que o diodo em anti-paralelo é eliminado e o bloqueio reverso é obtido. Entretanto, aumentam-se as perdas por condução.

Para aumentar a eficiência dos inversores CSI existem duas opções fundamentais, uma baseada na utilização de diodos série do tipo *schottky* ou o uso dos RB-IGBTs (*reversing blocking IGBTs*) [14], que já que os mesmos apresentam um diodo em série encapsulado na pastilha. Entretanto, as chaves do inversor VSI apresentam menores perdas do que as chaves especiais do CSI, o que pode reduzir o benefício da redução de perdas e aumento da eficiência no caso das estruturas integradas. No contexto atual, considerando-se que ainda os RB-IGBTs não oferecem perdas reduzidas para frequências maiores do que cerca de 10kHz, a melhor recomendação com relação às chaves do CSI está no uso de MOSFETs com baixo $r_{ds,on}$ em série com diodos do tipo *Schottky*.

III. ESQUEMA DE CONTROLE DOS INVERSORES

O controle dos inversores integrados monofásicos é similar ao controle dos conversores CC-CC devido à integração de estágios. No controle em modo tensão, estes inversores apresentam respostas dinâmicas lentas e os inversores boost e buck-boost, como exemplo, apresentam um zero no semi-plano direito (RHPZ) em sua função de transferência tensão de saída em relação a razão cíclica, e este RHPZ causa os efeitos conhecidos de fase não mínima, reduzindo a largura de banda dos controladores [15]. Entretanto, para superar este problema, é necessário lançar mão do modo corrente [15]. No modo corrente as dinâmicas dos controladores são aumentadas, já que o laço de controle adicional de corrente é capaz de reduzir a ordem do sistema, carregando o capacitor de saída com características de fonte de corrente controlada. Entretanto, como a tensão de saída e a corrente de entrada não são compatíveis do ponto de vista do controle, i.e. a tensão de saída é alternada e a corrente de entrada é contínua, é necessário adotar os valores absolutos para as grandezas monitoradas a fim de controlar o sistema adequadamente. O cálculo dos valores absolutos (módulo) acentua a distorção nos cruzamentos por zero uma vez que é impossível obter um laço de controle de tensão com frequência de cruzamento infinita. Entretanto, é possível eliminar este problema nos inversores integrados baseados nos conversores Zeta e Cuk, controlando os mesmos apenas com as leituras das grandezas alternadas de saída (modo CA), onde os valores absolutos das grandezas não são necessários [16]. No modo CA, os problemas no cruzamento por zero são eliminados, já que o cálculo dos valores absolutos não é necessário. Assim, os problemas de distorções no cruzamento por zero são eliminados quando se utiliza o modo CA de controle. Neste modo, tem-se dois laços de controle ou apenas um laço de controle para a operação isolada da rede e apenas um laço de controle para a operação conectada, isto quando se leva em consideração que existe apenas um filtro indutivo de acoplamento. No caso de outras topologias de filtro, a ordem do sistema de controle pode ser aumentada a fim de prover aumento de desempenho. No modo CA e utilizando duas malhas de controle, um controle similar ao modo corrente é realizado, medindo-se a corrente e a tensão CA de saída. Controlando a corrente CA de saída permite-se a melhoria na dinâmica e

também a proteção contra curto-circuito. Esta malha de controle é apresentada pela Figura 6.

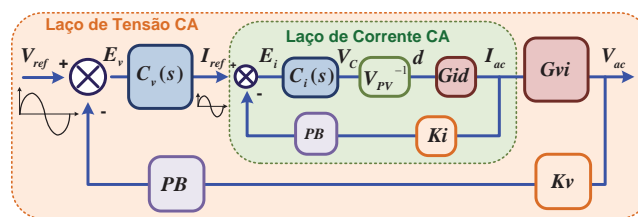


Fig. 6. Controle modo CA usando duas malhas de controle, considerando aplicação isolada.

O controle no modo CA obriga o conversor a operar no modo de condução descontínua (MCD) para a corrente no indutor de entrada. Devido a este fato, as perdas nos elementos do conversor tendem a crescer. Buscando a redução das perdas pode-se utilizar o controle no modo CC, onde a corrente ou a tensão de saída tem que ser controlada simultaneamente com a corrente de entrada. Assim, o conversor pode operar no modo de condução contínua (MCC) para a corrente de entrada. No entanto, os valores absolutos das grandezas têm que ser adotados o que leva ao aumento da distorção no cruzamento por zero das formas de onda de saída do conversor. Este modo de operação aumenta a DHT das formas de onda de saída, mas não na mesma proporção que o inversor boost CSI. No modo CC, é possível realizar o controle dos inversores para atendimento à cargas isoladas utilizando duas ou três malhas de controle e, para o caso conectado à rede, utilizar duas malhas de controle, isto para o caso da utilização de apenas um filtro de conexão indutivo. Como exemplos, têm-se os controles com três malhas para o modo isolado e com duas malhas para o modo conectado, apresentados nas Figuras 7 e 8, respectivamente.

A potência pulsante no dobro da frequência da rede é um problema típico dos inversores integrados monofásicos. Assim, a corrente de entrada tem o formato pulsado, e no caso de sistemas alimentados a partir de PVs, é necessário aumentar o volume capacitivo em paralelo com o painel a fim de propiciar condições para a extração da máxima potência. Salienta-se que este capacitor em paralelo com o PV possui tensão inferior ao convencional capacitor do barramento CC, e, portanto, possui volume menor, mas deve apresentar capacitância maior do que a do barramento CC convencional, uma vez que são projetados em função da demanda de energia, que é proporcional ao quadrado da tensão.

A fim de controlar os inversores trifásicos integrados podem-se adotar os modos CA ou CC, da mesma forma dos aplicados aos inversores monofásicos, controlando-se as correntes e tensões de saída com 120 graus de defasagem. A transformada dq0 também pode ser utilizada para facilitar o controle simultâneo da corrente de entrada com o controle das correntes de saída. Nos sistemas trifásicos conectados à rede a potência vista pela entrada não é mais pulsada como nos sistemas monofásicos. Portanto, os elementos reativos para os sistemas trifásicos são menores e melhor utilizados, reduzindo ondulações e minimizando o volume capacitivo de entrada para o caso de alimentação via PVs. Os painéis solares são apenas um exemplo de aplicação, mas células a combustível ou mesmo baterias podem ser aplicadas como

fonte de energia para estes conversores. O uso de tais inversores integrados com painéis solares demanda o uso de filtros de EMI para a minimização da circulação de correntes de modo comum.

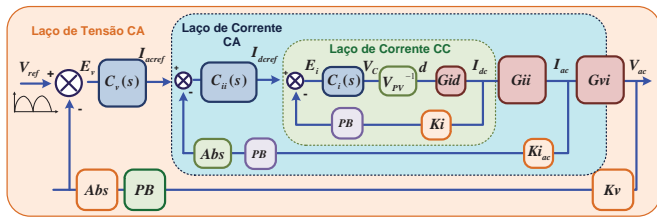


Fig. 7. Controle modo CC usando três malhas de controle para o modo isolado.

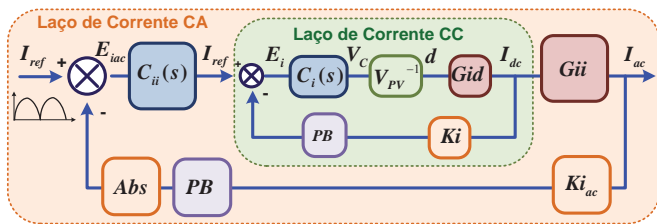


Fig. 8. Controle modo CC usando duas malhas de controle para o modo conectado à rede.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os primeiros resultados de simulação apresentados são referentes ao inversor boost e ao inversor buck-boost, mostrados nas Figuras 9 e 10, onde se verifica claramente as distorções no cruzamento por zero na forma de onda da tensão de saída do inversor boost, fato este que não ocorre com o inversor buck-boost, já que este pode modular melhor as formas de onda senoidais de saída. Os inversores boost e buck-boost foram simulados com indutância de $100\mu\text{H}$ e capacitor de saída de $20\mu\text{F}$, com frequência de chaveamento em 30kHz . Um exemplo de projeto para o inversor integrado boost é encontrado em [12].

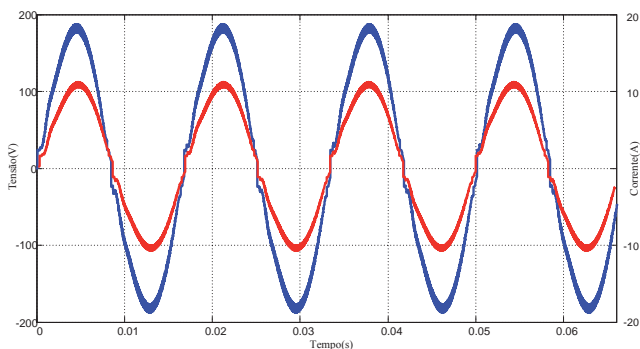


Fig. 9. Tensão e corrente de saída para o inversor integrado boost.

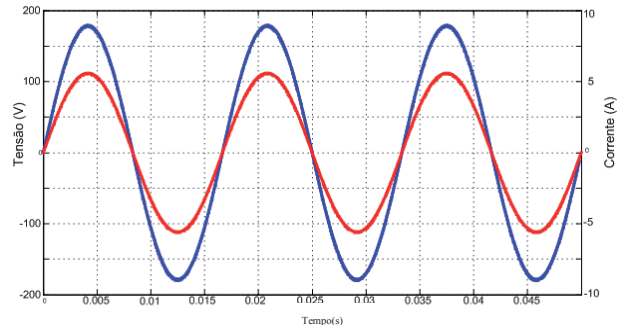


Fig. 10. Tensão e corrente de saída para o inversor integrado buck-boost.

O inversor integrado Zeta também foi analisado via simulação e as principais formas de onda em regime permanente são apresentadas nas Figuras 11 até 13. A Figura 11 apresenta simultaneamente a tensão e a corrente de saída. A Figura 12 mostra a tensão sobre o capacitor intermediário C_{in} e a Figura 13 mostra a corrente sobre o indutor de entrada, sendo que o inversor está operando no modo isolado e controlado no modo CA, com duas malhas de controle. A DHT da tensão de saída é próxima de 1% e verifica-se a ausência dos problemas no cruzamento por zero das formas de onda. Considerou-se uma potência de saída de aproximadamente 500W , com uma tensão de entrada de 26V e a carga operada com tensão de 127Vrms . Os inversores Zeta e Cuk foram simulados com indutância de acumulação de $50\mu\text{H}$, capacitor intermediário de $100\mu\text{F}$ e capacitor de saída de $20\mu\text{F}$, com frequência de chaveamento em 30kHz .

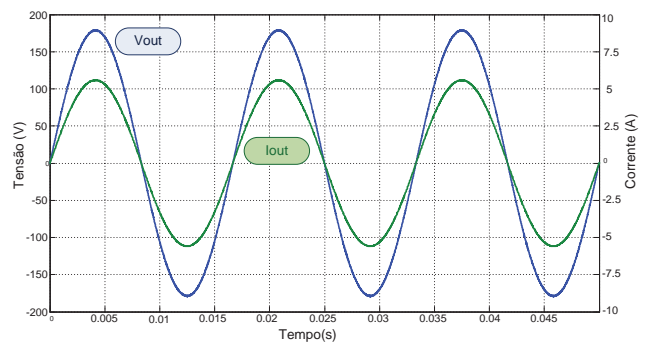


Fig. 11. Tensão e corrente de saída para o inversor Zeta integrado.

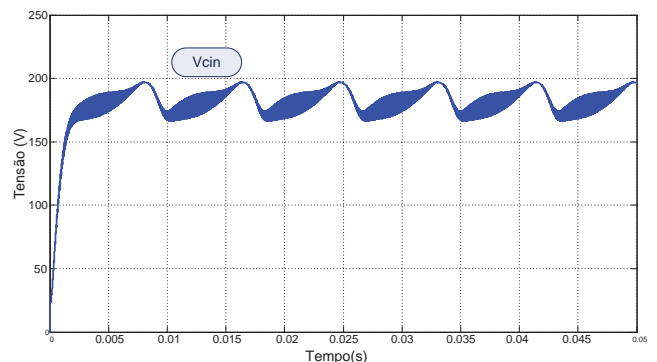


Fig. 12. Tensão sobre o capacitor C_{in} do inversor Zeta integrado.

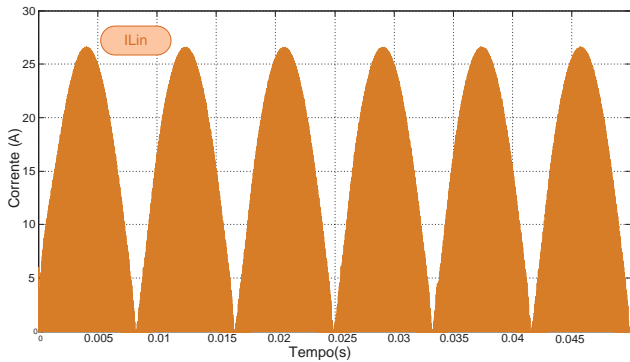


Fig. 13. Corrente no indutor de entrada do inversor Zeta integrado.

Um degrau de carga de aproximadamente meia carga para carga total foi aplicado e a resposta dinâmica pode ser visualizada na Figura 14. Na Figura 15 uma comparação do modo CA entre os controles com uma e duas malhas é apresentado. Ambos apresentam bom desempenho, mas o controle com duas malhas apresenta desempenho superior e possibilidade de controle da corrente, sendo interessante do ponto de vista de proteção do sistema.

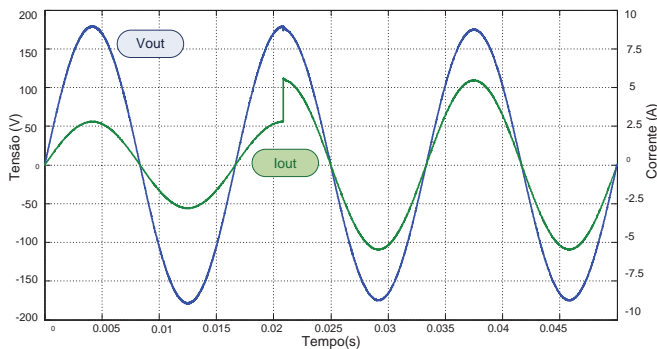


Fig. 14. Degrau de carga aplicado ao inversor Zeta integrado.

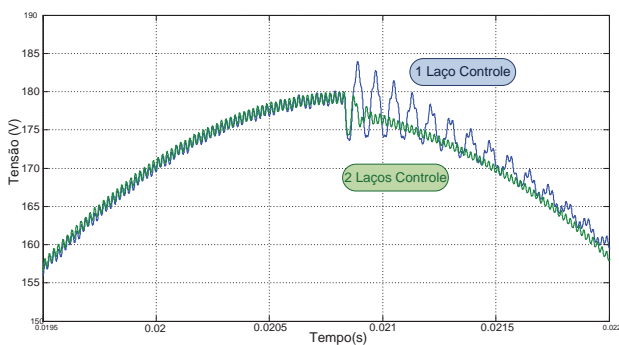


Fig. 15. Respostas dinâmicas dos controladores, modo CA, 1 e 2 malhas, para o inversor Zeta integrado.

Para reduzir as perdas sobre o indutor de entrada e também nas chaves, simulou-se também o controle no modo CC, controlando-se simultaneamente a saída e a entrada do inversor Zeta integrado. Na Figura 16 verifica-se a redução do pico da corrente drenada da fonte de alimentação. Houve um pequeno incremento na DHT da tensão, ficando por volta de 2%, mesmo assim, ainda muito menor do que os limites estabelecidos pela IEEE 519 (5%) e EN50160 (8%).

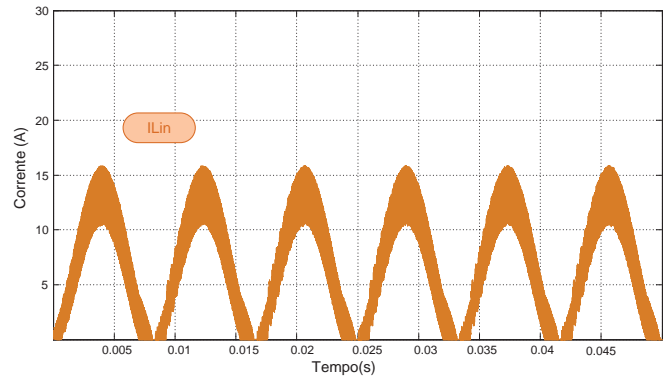


Fig. 16. Forma de onda da corrente no indutor de entrada usando controle no modo CC, para o inversor Zeta integrado.

Simulou-se também o inversor Cuk integrado operando no modo conectado à rede onde a sincronização foi obtida usando um algoritmo p-PLL [17]. A corrente injetada na rede tem DHT da ordem de 2,5% e pode ser verificada na Figura 17.

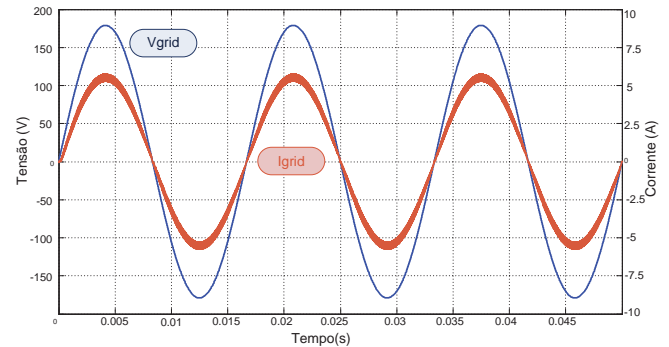


Fig. 17. Corrente injetada na rede para o inversor Cuk integrado.

O inversor trifásico Cuk integrado também foi simulado e na Figura 18 podem-se verificar as formas de onda das correntes injetadas na rede, considerando aumento/degrau de potência durante a simulação. A DHT para as correntes é próxima de 3,2%, para a potência nominal de 1,5kW.

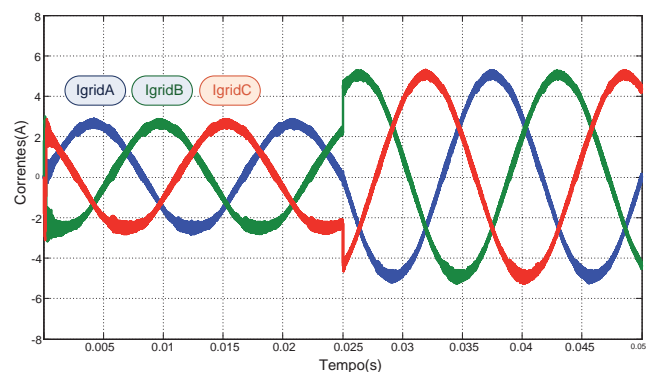


Fig. 18. Correntes trifásicas injetadas na rede com o inversor Cuk integrado trifásico.

Para que estes inversores integrados operem com distorção harmônica reduzida, a carga deve ter fator de potência unitário, o que não impede o inversor de operar com fator de potência indutivo ou capacitivo.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o intuito de demonstrar a viabilidade do processo de integração apresentado, alguns inversores integrados foram implementados em laboratório e os principais resultados estão apresentados na sequência. Os protótipos foram implementados com os parâmetros apresentados na seção IV, com MOSFETs IRFPS43N50 e diodos *Schottky* MBR40250. A Figura 19 apresenta os inversores integrados monofásicos implementados. Nas Figuras 20 à 23 são apresentadas as principais formas de onda dos inversores integrados monofásicos, sendo que a DHT da tensão de saída é da ordem de 7,5% para o inversor boost, para os inversores Cuk e Zeta a DHT é da ordem de 4,5% e para o inversor buck-boost é da ordem de 3,5%. Ainda, nas formas de onda das Figuras 22 e 23 visualizam-se degraus de carga, demonstrando-se o desempenho do esquema de controle utilizado. Os inversores integrados, nestes casos, operam isolados da rede em CA. Finalmente, uma comparação experimental das correntes no indutor de entrada, para os modos CC e CA de controle é apresentado na Figura 24, para o inversor Cuk integrado monofásico.

A eficiência do inversor boost integrado foi da ordem de 85%, a dos inversores Zeta e Cuk da ordem de 82% e o inversor buck-boost obteve a eficiência de 90%. A eficiência do inversor buck-boost integrado é alta quando se opera a ponte CSI em baixa frequência (60Hz), já que os diodos em série com as chaves fazem o bloqueio natural da corrente quando a chave principal (S_{bb}) é comandada à condução. Normalmente, a eficiência de um sistema a duplo estágio, quando bem projetado, fica na ordem de 94-95%, sendo, portanto, a eficiência do inversor buck-boost interessante.

Os esforços de tensão e de corrente que uma estrutura integrada apresenta é a mesma do seu conversor CC-CC equivalente, devido ao processo de integração aplicado, bem como suas funções de transferência para o projeto dos controladores.

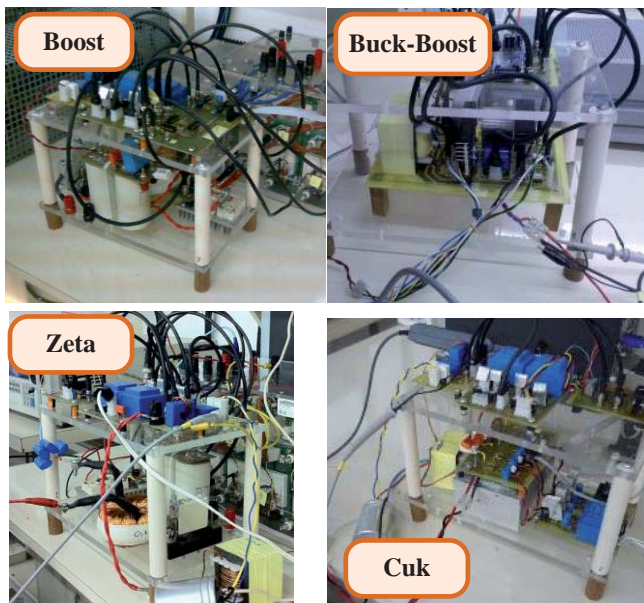


Fig. 19. Protótipos dos inversores integrados monofásicos.

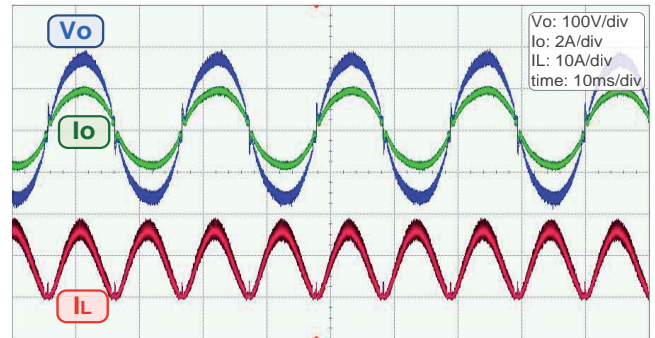


Fig. 20. Inversor integrado boost: Tensão e corrente de saída. Corrente no indutor de entrada.

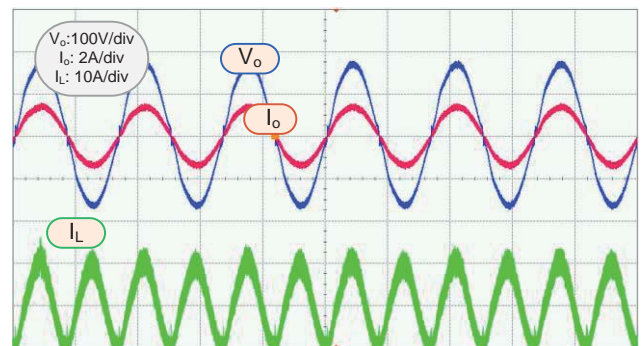


Fig. 21. Inversor integrado buck-boost: Tensão e corrente de saída. Corrente no indutor de entrada. Tempo: 10ms/div.

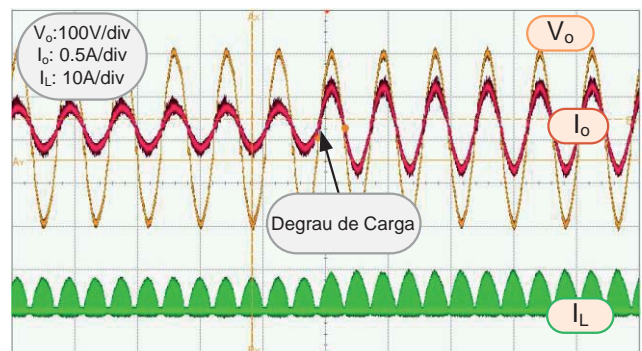


Fig. 22. Inversor Zeta integrado: Tensão e corrente de saída. Corrente no indutor de entrada. Tempo: 10ms/div.

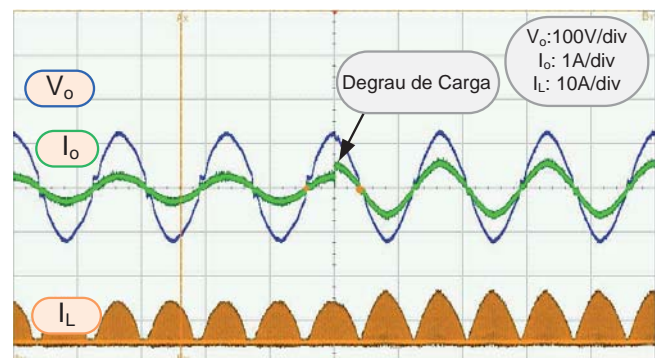


Fig. 23. Inversor integrado Cuk: Tensão e corrente de saída. Corrente no indutor de entrada. Tempo: 10ms/div.

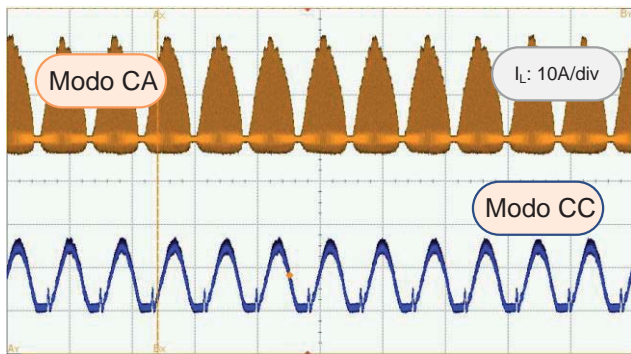


Fig. 24. Inversor integrado Cuk monofásico: Corrente no indutor de entrada, considerando os modos de controle CC e CA. Tempo: 10ms/div.

VI. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um procedimento de integração de estágios CC-CC e CC-CA que resultou em estruturas capazes de elevar a tensão de entrada e invertê-la, usando um único estágio integrado. O procedimento de integração apresentado resultou em uma nova família de inversores monofásicos integrados e também em uma nova família de inversores trifásicos integrados, e, finalmente, os principais resultados experimentais para os inversores monofásicos foram apresentados para demonstrar a viabilidade das estruturas, verificando-se suas vantagens e desvantagens. Há de se observar que um dos principais objetivos destas estruturas integradas é elevar a vida útil média dos sistemas de condicionamento de energia, principalmente para aplicações de aproveitamento de energia fotovoltaica, uma vez que em todas as estruturas há a eliminação dos capacitores do tipo eletrolítico. Com relação à eficiência, os resultados experimentais ainda são dependentes da evolução dos semicondutores tipo RB-IGBTs para as chaves que necessitam de unidirecionalidade da corrente. Espera-se que nos próximos anos estas estruturas possam se beneficiar das novas gerações destes semicondutores, no sentido de redução das perdas em condução e de comutações. Há de se observar ainda que as correntes pulsadas de entrada, para o caso de inversores monofásicos, trazem a necessidade dos capacitores de desacoplamento em paralelo com os módulos fotovoltaicos, capacitores estes que suportam menor tensão do que quando colocados no barramento CC do conversor a duplo estágio. Finalmente, para as aplicações trifásicas integradas, existe uma faixa de potência de até cerca de 3KW, considerando-se os semicondutores atuais disponíveis e de baixos custos (excetuando-se os tipos *Silicon Carbide*), onde as estruturas integradas resultam em menor peso, volume e maior eficiência, proporcionando condições de maior vida útil.

AGRADECIMENTOS

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

REFERÊNCIAS

- [1] F. Blaabjerg, A. Consoli, J. A. Ferreira, J. D. Van Wyk, "The Future of Electronic Power Processing and Conversion", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 3-8, 2005.
- [2] B. K. Bose, "The Past, Present, and Future of Power Electronics - Guest Introduction", *IEEE Transactions on Industrial Electronics Magazine*, vol. 3, no. 2, pp. 7-11, 2009.
- [3] M. Liserre, T. Sauter, 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.
- [4] C. Meza, D. Biel, J. Negroni, F. Guinjoan. "Boost-Buck Inverter Variable Structure Control for Grid-Connected Photovoltaic Systems with Sensorless MPPT", in *Proc. of International Symposium on Industrial Electronics - ISIE*, pp. 657-662, 2005.
- [5] W. T. Framke, N. Oestreich, F. W. Fuchs, "Comparison of Transformerless Converter Topologies For Photovoltaic Application Concerning Efficiency And Mechanical volume", in *Proc. of International Symposium on Industrial Electronics - ISIE*, pp. 724-729, 2010
- [6] S. Jain, V. Agarwal, "A Single-stage Grid Connected Inverter Topology for Solar PV Systems with Maximum Power Point Tracking", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1928-1940, 2007.
- [7] 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, 2007.
- [8] M. A. G. de Brito, L. P. Sampaio, L. Galotto Jr., 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.
- [9] R. O. Caceres, and I. Barbi, "A Boost CC-AC Converter: Analysis, Design and Experimentation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 134-141, 1999.
- [10] L. S. Garcia, L. C. Freitas, J. B. Vieira Junior, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, and L. C. G. Freitas, "Single-stage Current Source Inverter with Amplified Sinusoidal Output Voltage: Analysis, Simulation and Experimental Results", *Eletrônica de Potência*, vol.16, pp. 222-232, 2011.
- [11] M. A. G. Brito, L. P. Sampaio, L. G. Junior, J. C. U. Peña, C. A. Canesin. "Family of Single-Phase Integrated Inverters", in *Proc. of PCIM South America*, pp. 1-6, 2012
- [12] L. P. Sampaio, M. A. G. Brito, L. G. Junior, C. A. Canesin, "Single-phase Current-Source-Boost Inverter for Renewable Energy Sources", in *Proc. of INDUSCON*, pp. 1-6, 2010.

- [13] R. M. S. Santos, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, A. F. Souza, "Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2923-2932, 2008.
- [14] E. R. Motto, Donlon, J. F., Tabata, M., Takahashi, H., Yu, Y., Majumdar, G., "Application Characteristics of an Experimental RB-IGBT (reverse blocking IGBT) module", in *Proc. of IEEE APEC*, pp. 1540-1544, 2004.
- [15] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Ed. Springer, 2ª Ed., Jan 2001, 912f.
- [16] M. A. G. Brito, L. P. Sampaio, L. G. Junior, R. B. Godoy, C. A. Canesin, "New Integrated Zeta and Cuk Inverters Intended for Stand-alone and Grid-connected Applications", in *Proc. of COBEP*, pp. 657 – 663, 2011.
- [17] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, "A Comparative Study of Three-phase and Single-phase PLL Algorithms for Grid-Connected Systems" in *Proc. of EPA*, pp. 1 – 7, 2009

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++.

José Carlos Ugaz Peña nasceu em Lima (Perú) em 1984. Possui graduação em Engenharia Eletrônica pela Universidade Nacional de Engenharia (Universidad Nacional de Ingeniería UNI, Lima). É mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual Paulista (UNESP). Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual Paulista (UNESP) onde é membro do Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP). As suas principais áreas de atuação são: Conversores Integrados para Aproveitamento de Energias Renováveis, Micro Sistemas de Conversão de Energia Eólica, Micro-redes e geração distribuída.

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 e Membro do Conselho de Política Energética do Estado de São Paulo. Suas áreas de interesse incluem aplicações das energias renováveis e alternativas, qualidade da energia elétrica, técnicas de comutações não-dissipativas, técnicas de correção ativa do fator de potência, fontes de alimentação chaveadas, veículos elétricos puros, reatores para iluminação e técnicas modernas para o ensino de eletrônica de potência.