

CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL CONECTADO À REDE ELÉTRICA APLICADO A UM SISTEMA DE MICROGERAÇÃO DISTRIBUÍDA E ILUMINAÇÃO PÚBLICA

Maicol F. de Melo*, William Vizzotto*, André L. Kirsten*, Marco A. Dalla Costa*, Jorge Garcia †

* GEDRE, Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria - RS - Brasil, e-mail: maicolmelo@gedre.ufsm.br

† CE3I2, DIEECS, Universidade de Oviedo
Gijón - Astúrias - Espanha

Resumo – Este artigo apresenta um conversor multifuncional para iluminação pública e injeção de energia na rede elétrica. O conversor proposto funciona no acionamento de uma luminária à LEDs durante a noite, utilizando energia proveniente da rede elétrica com elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica. Durante o dia, o mesmo conversor opera injetando energia proveniente de um painel fotovoltaico na rede elétrica. A topologia utilizada é baseada na integração de dois conversores flyback, onde cada conversor opera em um semiciclo da rede elétrica, propiciando o fluxo bidirecional de energia. Um protótipo foi desenvolvido para comprovar a praticabilidade do sistema proposto. Resultados experimentais são apresentados.

Palavras-Chave - Conversores Bidirecionais, Geração Distribuída, Iluminação Pública, Inversores Conectados à Rede Elétrica, Sistemas Multifuncionais.

BIDIRECTIONAL GRID-TIE FLYBACK CONVERTER APPLIED TO A SYSTEM OF DISTRIBUTED POWER GENERATION AND STREET LIGHTING

Abstract – This work presents a multifunctional bidirectional converter for street lighting systems and grid tie inverter applications. The proposed converter works as grid-tie inverter injecting energy into the main, from photovoltaic panels, during the day, and it operates as an electronic driver supplying a street lighting based on LEDs luminaire during the night. The topology used is based on the integration of two flyback converters, where each one operates with a different polarity of the main, providing a bidirectional energy flow. A prototype was built to prove the feasibility of the proposed converter. Experimental results show the topology main waveforms, including the grid power injection.

Keywords - Bidirectional Converters, Distributed Power Generation, Grid-Tie Inverter, Multifunctional System, Street Lighting.

¹Manuscript received 04/02/2014; revised 01/05/2014; accepted for publication 13/11/2014, by recommendation of the Special Section Editor Mário Lúcio da Silva Martins.

I. INTRODUÇÃO

O uso de energia fotovoltaica tem se tornado um dos principais tópicos de pesquisa atualmente, com um significativo aumento da potência mundial instalada nos últimos anos. Uma das principais preocupações no que diz respeito à produção de energia são os impactos ambientais, no entanto, o uso extensivo de painéis fotovoltaicos (PV) contribui para a redução desses impactos causados pelas fontes de energia não renováveis [1], [2].

A utilização de sistemas de geração distribuída evita novos investimentos em transmissão e distribuição de energia, visto que estes sistemas normalmente são instalados perto dos centros consumidores. Além disso, sistemas de baixas potências de geração solar fotovoltaica, constituídos de um único PV e de um inversor conectado à rede, são considerados mais viáveis para pequenos consumidores devido a sua modularidade e baixo custo [3]-[5].

Outros sistemas com grande relevância em pesquisas atualmente são os sistemas de iluminação pública, pois apresentam estratégias de economia de energia e eficiência energética [6], [7].

Dessa forma, este trabalho propõe um sistema multifuncional, que integra um sistema de iluminação pública à base de LEDs (do inglês, *Light Emitting Diode*) com um sistema de geração de energia fotovoltaica conectado à rede elétrica. Dessa forma, é possível maximizar a utilização do conversor eletrônico, fazendo com que o mesmo seja utilizado durante o período do dia e da noite. O diagrama de blocos do sistema proposto é apresentado na Figura 1. A troca entre os modos de operação é realizada pela troca dos comandos dos interruptores e pelo relé R_1 . Esta permuta entre iluminação ou geração de energia é possível visto que os modos não operam de forma concomitante.

Sistemas que integram iluminação pública e fontes alternativas de energia normalmente são autônomos [8]-[10], ou seja, não apresentam conexão com a rede elétrica. Assim, a utilização de acumuladores de energia para suprir as luminárias durante a noite se faz necessária, o que não ocorre na aplicação proposta neste trabalho. Um conversor que faça a interface entre o PV e o barramento de tensão contínua deve ser utilizado, o qual é responsável pelo rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT). Entretanto, este não será apresentado, pois foge do escopo deste artigo.

A Seção II apresenta a topologia utilizada, bem como os sinais de comando e as etapas de operação da mesma. A Seção III apresenta a metodologia de projeto, enquanto em

IV é apresentada uma análise para definição dos parâmetros da topologia em função dos esforços nos semicondutores. Resultados experimentais são apresentados na Seção V, e a Seção VI apresenta as conclusões do artigo.

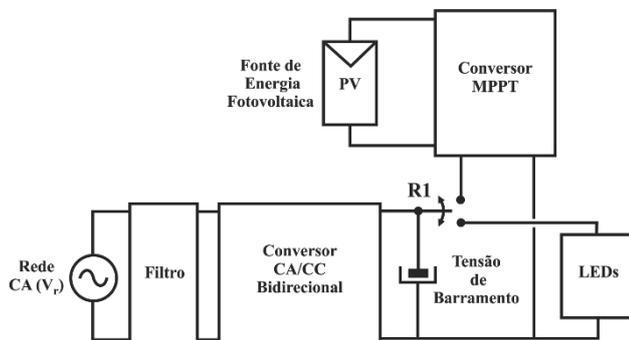


Fig. 1. Diagrama esquemático do sistema proposto.

II. CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL

O conversor flyback é amplamente utilizado em sistemas de baixa potência para aplicações em iluminação [6], [7] e energias renováveis [1], [2], [11]. As principais vantagens deste conversor são isolamento galvânica, estrutura simples, baixo custo e elevada eficiência.

A topologia do conversor bidirecional utilizado é mostrada na Figura 2. Essa topologia é similar à outras configurações propostas na literatura [7], [12], [13]. No entanto, o presente artigo traz como principais contribuições, em relação aos trabalhos citados, a metodologia de projeto detalhada do sistema bidirecional, para ambos os modos de operação, seus respectivos princípios de funcionamento, assim como resultados experimentais referentes ao estágio retificador e inversor.

Conforme já mencionado, a topologia é composta da integração de dois conversores flyback que operam simetricamente, um em cada semiciclo da tensão da rede elétrica. O conversor opera em modo de condução descontínuo (MCD) nos dois modos de operação.

Basicamente, a estrutura funciona em dois modos de operação: retificador e inversor. Durante a noite o sistema funciona como retificador, fornecendo corrente contínua para a luminária de LEDs através da energia da rede elétrica, com elevado fator de potência e reduzida taxa de distorção harmônica de corrente. Durante o dia o sistema opera como inversor, injetando a energia proveniente do PV na rede elétrica.

Os sinais de controle dos interruptores, juntamente com as principais formas de onda da operação do conversor são apresentados na Figura 3. Nota-se que ambos os modos de operação necessitam de sincronismo com a tensão da rede, sendo este realizado pela detecção da passagem por zero.

O interruptor S_R opera somente no modo retificador com comando complementar ao sinal de alta frequência do interruptor ativo do primário (S_1 ou S_2), ficando desligado durante toda operação no modo inversor.

Os interruptores S_1 e S_2 operam em baixa frequência (60 Hz) no modo inversor e em alta frequência no modo retificador. Os interruptores S_A e S_B não operam no modo retificador e operam em alta frequência no modo inversor.

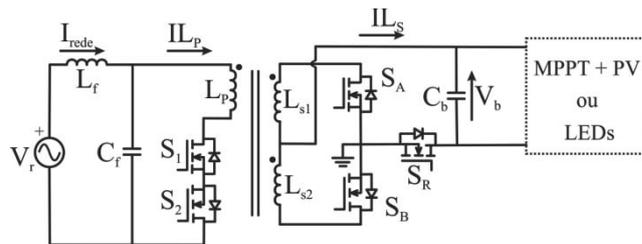


Fig. 2. Circuito do conversor bidirecional proposto.

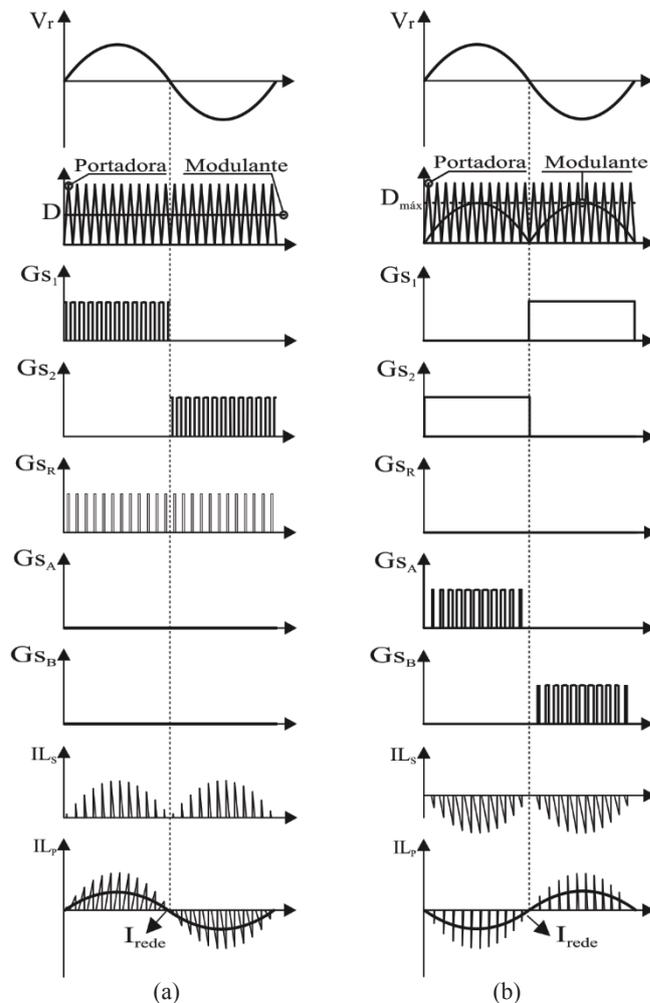


Fig. 3. Sinais de comando e principais formas de onda para a operação do sistema nos modos: (a) retificador e (b) inversor.

A geração dos sinais de comando no estágio retificador é feita através de uma modulação PWM, com sinal modulante constante, gerando dessa forma os sinais de comando para S_1 e S_2 . Isto resulta em uma razão cíclica de operação constante, sendo a corrente no primário proporcional à tensão da rede, logo, a corrente de entrada será senoidal sem a necessidade de um controle específico. No estágio inversor, a modulação utilizada é a SPWM (do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*), sendo o sinal modulante uma forma de onda senoidal retificada. A aplicação de uma modulação SPWM em S_A e S_B resulta em uma corrente magnetizante com envoltória senoidal, visto que a tensão aplicada ao enrolamento no qual está ocorrendo o armazenamento de energia é constante (V_b). Portanto, a corrente injetada na rede elétrica também terá forma de onda senoidal.

A. Etapas de Operação: Modo Retificador

A análise das etapas de operação será realizada somente considerando a tensão positiva da rede. Durante a primeira etapa, a qual pode ser observada na Figura 4 (a), o interruptor S_1 é colocado em condução, polarizando diretamente o diodo de S_2 . Dessa forma, a tensão da rede (V_r) é aplicada ao enrolamento primário L_p , ocorrendo o armazenamento de energia no acoplamento magnético. Nesta etapa o capacitor de barramento C_b é responsável por manter a corrente nos LEDs. Pode ser observado que não ocorre a descarga através do secundário durante esta etapa devido ao bloqueio dos interruptores S_A e S_R e seus diodos estarem reversamente polarizados.

A segunda etapa de operação, apresentada na Figura 4 (b), tem início no instante em que S_1 é bloqueado, ocorrendo a descarga da energia armazenada no acoplamento magnético através do interruptor S_R e do diodo de S_A . O interruptor S_R deve ser colocado em condução no mesmo instante que S_1 é bloqueado, a fim de possibilitar a descarga da energia armazenada durante a primeira etapa e suprir a energia demandada pelo capacitor C_b e pelos LEDs. Durante esta etapa não circula corrente no primário (L_p) e no enrolamento secundário L_{S2} , visto que S_2 e S_B estão bloqueados.

A terceira etapa inicia quando ocorre a desmagnetização completa do indutor L_{S1} , caracterizando a operação em MCD do conversor. Durante esta etapa, apresentada na Figura 4 (c), o capacitor C_b alimenta os LEDs. Esta etapa termina quando o interruptor principal S_1 é acionado novamente, recomeçando a primeira etapa de operação.

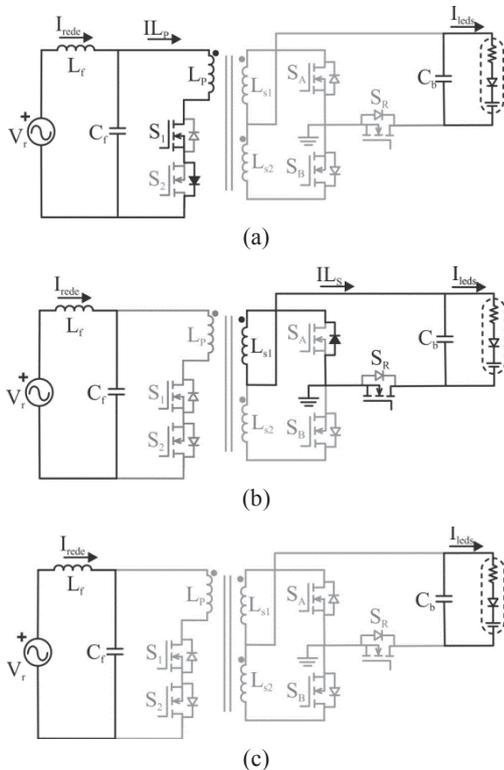


Fig. 4. Etapas de operação da topologia operando no modo retificador: (a) primeira etapa, (b) segunda etapa e (c) terceira etapa.

A operação no semiciclo negativo da tensão da rede é análoga ao discutido previamente, somente devendo ser trocado o comando de S_1 por S_2 . A descarga do acoplamento magnético será realizado por L_{S2} e S_B . O estágio retificador deve atender os requisitos da norma IEC61000-3-2 classe C referente às harmônicas de corrente da rede.

B. Etapas de Operação: Modo Inversor

As etapas de operação do estágio inversor são apresentadas na Figura 5, sendo considerada a operação do mesmo durante o semiciclo positivo da tensão da rede. Neste semiciclo o interruptor S_A é o principal, enquanto S_B permanece bloqueado. O interruptor S_R permanece bloqueado durante toda a operação do estágio inversor, sendo utilizado apenas o seu diodo intrínseco. Os interruptores S_1 e S_2 operam em baixa frequência (60 Hz) conforme a Figura 3.

Durante a primeira etapa, Figura 5 (a), o interruptor S_A é colocado em condução. Dessa forma, a tensão V_b é aplicada ao enrolamento L_{S1} , ocorrendo o armazenamento de energia no acoplamento magnético. Durante esta etapa, o filtro LC de entrada mantém a continuidade da corrente na rede.

A segunda etapa de operação tem início no instante em que S_A é bloqueado, e a energia é descarregada através do interruptor S_2 e do diodo de S_1 (Figura 5 (b)). A tensão de descarga é a da rede elétrica (V_r), pois a mesma é aplicada ao enrolamento primário (L_p). Durante esta etapa não circula corrente nos secundários (L_{S1} e L_{S2}).

A Figura 5 (c) apresenta a terceira etapa de operação que caracteriza a operação em MCD. Esta etapa termina quando o interruptor principal (S_A) é acionado novamente, recomeçando a primeira etapa.

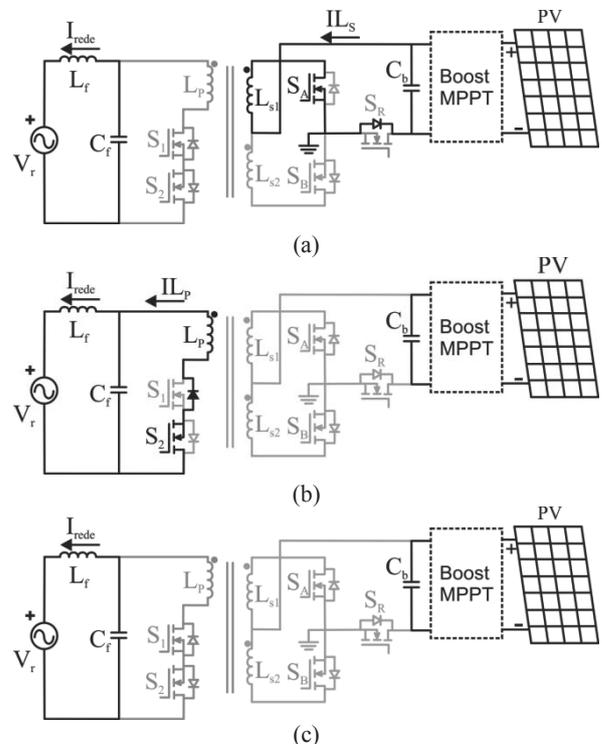


Fig. 5. Etapas de operação da topologia operando no modo inversor: (a) primeira etapa, (b) segunda etapa e (c) terceira etapa.

A operação do modo inversor com a tensão da rede negativa é análoga à apresentada acima. A discussão sobre as etapas de operação é muito similar, devendo ser substituídos os subscritos das chaves “1” e “A” por “2” e “B”, respectivamente.

III. PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO

A. Modo Retificador

A razão cíclica máxima de operação do conversor flyback bidirecional durante o estágio retificador deve ser determinada, de modo a garantir a operação em MCD, sendo dada por:

$$D_{\max} = \frac{V_{LEDs} N_P}{V_{LEDs} N_P + V_{pk} N_S} \quad (1)$$

onde V_{LEDs} é a tensão do conjunto de LEDs, N_P o número de espiras do enrolamento primário, N_S o número de espiras de cada enrolamento secundário e V_{pk} a tensão de pico da rede.

A definição de potência média de entrada (P_i) do conversor, considerando sua resistência equivalente devido à operação em MCD, proporciona uma relação entre a potência de entrada do conversor e a indutância magnetizante do enrolamento primário (L_P), dada por:

$$P_i = \frac{2}{T_r} \int_0^{\frac{T_r}{2}} \frac{V_r(t)^2 D^2}{2L_P f_{sr}} dt \quad (2)$$

onde T_r é o período da rede, $V_r(t)$ é a tensão da rede, D é a razão cíclica de operação do conversor e f_{sr} a frequência de chaveamento na operação como retificador.

Dessa forma, a indutância L_P pode ser expressa por:

$$L_P = \frac{V_{pk}^2 D^2}{4P_i f_{sr}} \quad (3)$$

B. Modo Inversor

Da mesma forma que para o estágio retificador, a razão cíclica máxima de operação para o estágio inversor é determinada, garantindo a operação em MCD, sendo dada por:

$$D_{\max} = \frac{V_{pk} N_S}{V_{pk} N_S + V_{bus} N_P} \quad (4)$$

onde V_{bus} é a tensão de barramento na operação como inversor.

Novamente, através da definição de potência média de entrada do inversor é possível definir uma relação entre a potência de entrada e a indutância magnetizante, dada por

$$P_i = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (V_{bus} I_{s_{\max}} \text{sen}(\omega \cdot t)) d\omega \cdot t \quad (5)$$

onde $I_{s_{\max}}$ representa o pico da corrente obtida através da média das correntes em cada período de comutação.

Logo, a indutância magnetizante (L_P) é determinada por:

$$L_P = \frac{V_{bus}^2 V_{pk}^2 N_P^2}{\pi P_i f_{si} (V_{pk} N_S + V_{bus} N_P)^2} \quad (6)$$

onde f_{si} é a frequência de chaveamento considerando a operação como inversor.

IV. DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS EM FUNÇÃO DA ANÁLISE DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUCTORES

Nessa seção são analisados os esforços sobre os semicondutores, com o objetivo de determinar alguns parâmetros de projeto do conversor flyback bidirecional.

Os esforços de corrente em função da tensão de barramento do inversor são apresentados, tensão e corrente sobre os interruptores são analisados para a determinação da relação de espiras (N_P/N_S) e, para a definição da indutância magnetizante, uma varredura em frequência é realizada.

Essas análises são realizadas para uma tensão da rede de 220 V_{RMS}, potência da luminária igual a 106 W e máxima potência do painel fotovoltaico igual a 130 W. A potência considerada na entrada do inversor é de 120 W, considerando uma eficiência de aproximadamente 92% para o sistema MPPT. A tensão do painel em máxima potência é de 17,6 V e a tensão dos LEDs é de 50,8 V.

A. Tensão de Barramento

Dentre os esforços analisados, os de corrente no secundário são os mais significantes (IL_S). A tensão gerada nos terminais do painel fotovoltaico em máxima potência é de 17,6 V, tendo como consequência elevados valores de corrente no inversor, conforme é possível observar na Figura 6. Nota-se que para a tensão de 17,6 V os esforços de corrente são bastante elevados, podendo ultrapassar 30 A no secundário.

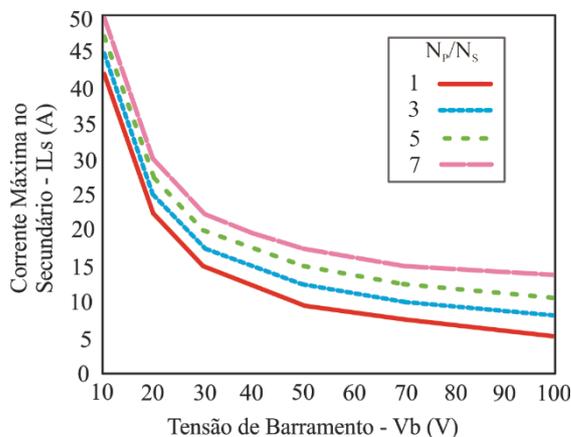


Fig. 6. Esforços de corrente e de tensão com variações na relação de espiras (N_P/N_S).

Assim, definiu-se a necessidade de um conversor para elevar a tensão de barramento, a qual será, em máxima potência, aproximadamente 80 V, e consequentemente reduzir as perdas nos semicondutores. A utilização do conversor elevador como MPPT é amplamente discutida na literatura [14]-[16].

B. Relação de Espiras

A definição da relação de espiras do conversor flyback tem como principais parâmetros de projeto a tensão e corrente sobre os interruptores. A Figura 7 apresenta os esforços de tensão em todos os semicondutores da topologia proposta, enquanto a Figura 8 apresenta os esforços máximos de corrente sobre esses semicondutores para ambos os modos de operação e em função da relação de espiras do acoplamento magnético.

Com base nos valores apresentados, pode-se observar que a relação de espiras igual à unidade é inviável, devido aos elevados esforços de tensão nos interruptores do secundário, S_A e S_B , apresentados na Figura 7, e aos elevados níveis de corrente em S_1 e S_2 , apresentados na Figura 8. Este fator é agravado, visto que, por se tratar de um conversor flyback, os picos de tensão normalmente são amplificados devido à indutância de dispersão do acoplamento magnético.

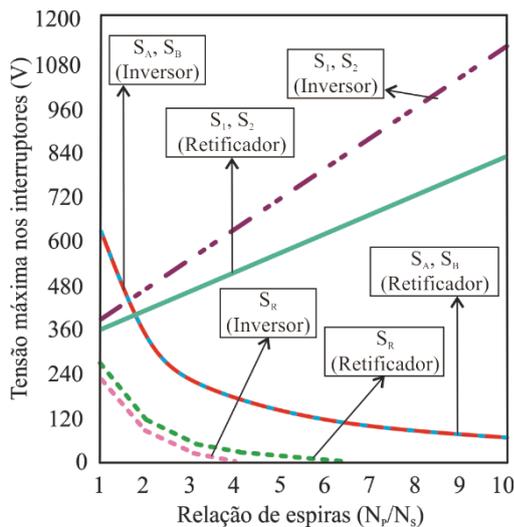


Fig. 7. Tensão máxima nos interruptores para ambos os estágios de operação em função da relação de espiras.

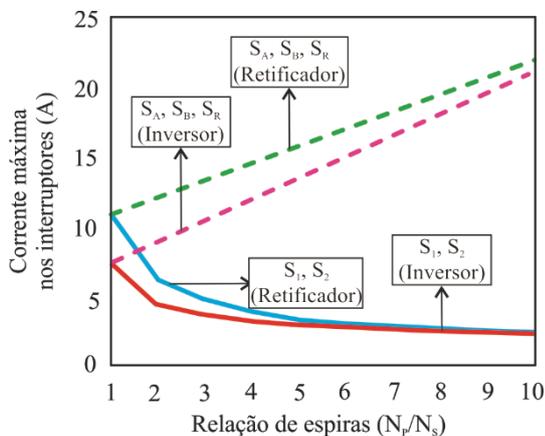


Fig. 8. Corrente máxima nos interruptores para ambos os estágios de operação em função da relação de espiras.

Para as relações de espiras maiores que quatro são verificados acréscimos consideráveis nos valores de tensão sobre S_1 e S_2 Figura 7 e elevadas correntes dos interruptores do secundário, S_A , S_B e S_R , apresentadas na Figura 8.

Visto que um projeto otimizado deve considerar todas as análises apresentadas e fazer uma relação de custo, volume magnético, perdas no transformador, entre outras, a otimização do mesmo não é o foco principal neste trabalho. No entanto, propõem-se com essa análise o desenvolvimento de uma metodologia de projeto para a definição da relação de espiras do indutor acoplado do conversor bidirecional. Assim, com base na análise apresentada, foi definida uma relação de espiras (N_p/N_s) igual a três para o sistema proposto. Deste modo, a tensão máxima nos interruptores é inferior a 600 V e a corrente máxima de pico inferior a 15 A.

C. Indutância Magnetizante e Frequências de Operação

O sistema apresenta dois estágios de operação com diferentes características, como por exemplo, diferentes potências de entrada e níveis de tensão. A Figura 9 apresenta uma análise que relaciona o valor da indutância magnetizante, para cada modo de operação, em função da frequência de comutação de cada estágio. Cabe salientar que os valores de tensão de barramento (80 V) e relação de espiras, igual a 3, definidos anteriormente, são considerados nessa análise, a qual está baseada em (3) para o estágio retificador e (6) para o estágio inversor.

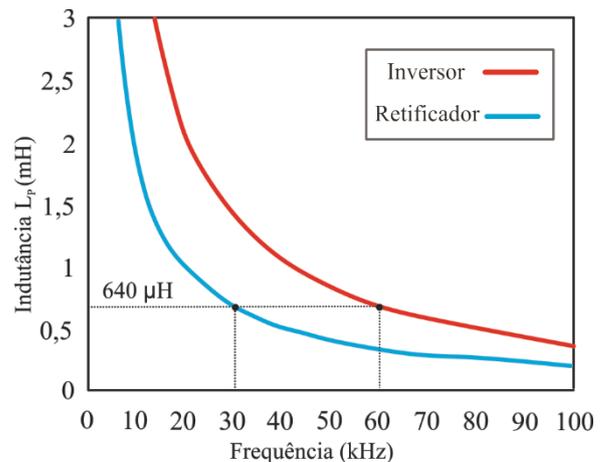


Fig. 9. Definição da indutância magnetizante em função da frequência de chaveamento.

Essa análise consiste em definir as possíveis frequências onde a indutância para ambos os modos de operação seja a mesma. As únicas limitações impostas para tais definições são relativas às frequências de operação dos estágios, onde se objetivou evitar frequências abaixo de 20 kHz, evitando dessa forma ruído audível, e também frequências muito elevadas, acima de 80 kHz, o que ocasionaria elevadas perdas por comutação. No entanto, uma otimização mais aprofundada não é o foco principal dessa análise, sendo definida uma frequência de operação de 30 kHz para o estágio retificador, e de 60 kHz para o estágio inversor, resultando em uma indutância magnetizante de 640 μ H.

V. RESULTADOS

De modo a validar as análises apresentadas, a topologia foi implementada em laboratório, sendo os resultados experimentais do protótipo apresentados nesta seção. Esses resultados foram obtidos em malha aberta. O conversor flyback operando em MCD apresenta elevado fator de potência para a operação como retificador sem a necessidade de um controle específico [7]. A operação como inversor utiliza uma referência senoidal de corrente, originada em uma tabela armazenada na memória do DSP (do inglês, *Digital Signal Processor*), a qual é ativada a cada cruzamento da tensão da rede por zero, conforme ilustrado na Figura 3. A Tabela I apresenta a lista de componentes utilizados na implementação do protótipo.

TABELA I
Parâmetros e Componentes Utilizados no Protótipo

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão da rede	V_f	220 V _{RMS}
Frequência da rede	f_r	60 Hz
Indutores acoplados	L_p	640 μ H
	$L_{S1} - L_{S2}$	71 μ H
Indutor do filtro	L_f	4,8 mH
Capacitor do filtro	C_f	330 nF
Capacitor de barramento	C_b	2200 μ F / 100V
Interruptores do primário	S_1 e S_2	IRG4PH40U
Interruptores do secundário	S_A , S_B e S_R	IRFP4242

A. Modo Retificador

A luminária utilizada neste trabalho é composta por dois arranjos de LEDs Bridgelux em série, modelo BXRA-C4500. Cada arranjo apresenta uma temperatura de cor 5600 K *cool-white*, com um fluxo luminoso típico de 5.000 lúmens, somando um fluxo total de 10.000 lúmens. A tensão e corrente típica para cada arranjo é de 25,4 V e 2,1 A, resultando em uma luminária de aproximadamente 106 W, com uma tensão total de 50,8 V e uma resistência equivalente de 24,2 Ω . A Figura 10 apresenta a fotografia do LED utilizado e o arranjo de dois LEDs em um dissipador. Os parâmetros utilizados para a operação como retificador são mostrados na Tabela II.

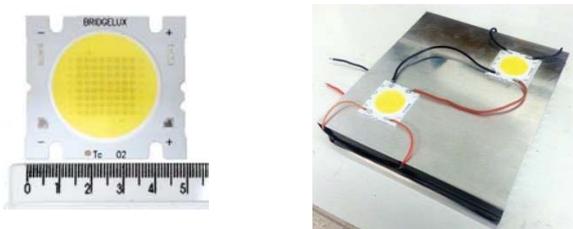


Fig. 10. LED Bridgelux BXRA-C4500 cool-white.

TABELA II
Parâmetros Referentes à Operação como Retificador

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de barramento	V_{bus}	50,8 V
Frequência de comutação	f_{sr}	30 kHz
Número de LEDs	N_{LEDs}	2
Corrente da saída	I_{LEDs}	2,1 A
Potência nominal de saída	P_{LEDs}	106 W

Os resultados experimentais de tensão, corrente e potência nos LEDs são mostrados na Figura 11, e na entrada do sistema na Figura 12. Os valores de THD, FP e rendimento foram medidos com o analisador de potência digital da marca Yokogawa, modelo WT3000, e são mostrados na Tabela III.

TABELA III
Resultados do Conversor Operando como Retificador

Parâmetro	Símbolo	Valor
Rendimento	η	86%
Distorção harmônica Total	THD	5,6%
Fator de Potência	FP	0,998

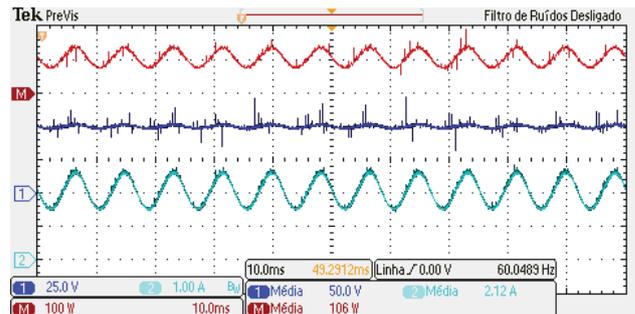


Fig. 11. Resultados Experimentais nos LEDs para o modo retificador: Corrente de saída (CH 2 – 1 A/div), Tensão de saída (CH 1 – 25 V/div) e Potência de saída (CH M – 100 W/div) – Escala de tempo 10 ms/div.

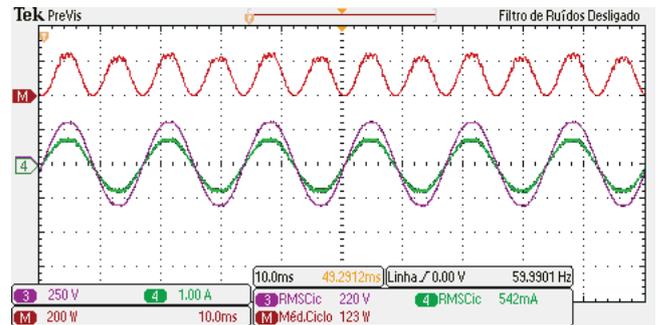


Fig. 12. Resultados experimentais na entrada do sistema para o modo retificador: Corrente de entrada (CH 4 – 1 A/div), Tensão de entrada (CH 3 – 250 V/div) e Potência de entrada (CH M – 200 W/div) – Escala de tempo 10 ms/div.

Uma comparação do conteúdo harmônico durante a operação do retificador com a norma IEC61000-3-2, classe C, é apresentada na Figura 13, onde se pode observar a conformidade do sistema com a mesma.

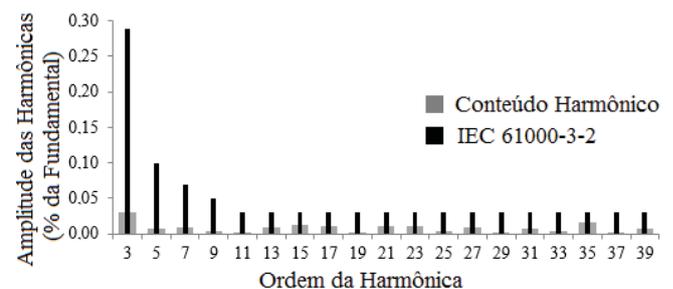


Fig. 13. Conteúdo harmônico da corrente de entrada no modo retificador.

B. Modo Inversor

Neste modo de operação um conversor elevador faz a interface entre o PV e o barramento de tensão contínua (V_b). O sistema proposto faz a interface entre o barramento V_b e a rede elétrica. Os parâmetros para este modo de operação são mostrados na Tabela IV, onde a potência máxima apresentada é a potência disponível na entrada do inversor (barramento). Os resultados experimentais da tensão da rede e a corrente injetada na mesma durante o modo inversor são apresentados na Figura 14.

TABELA IV
Parâmetros Referentes à Operação como Inversor

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de barramento	V_{bus}	80 V
Frequência de comutação	f_{si}	60 kHz
Potência Máxima de entrada	P_{in}	120 W

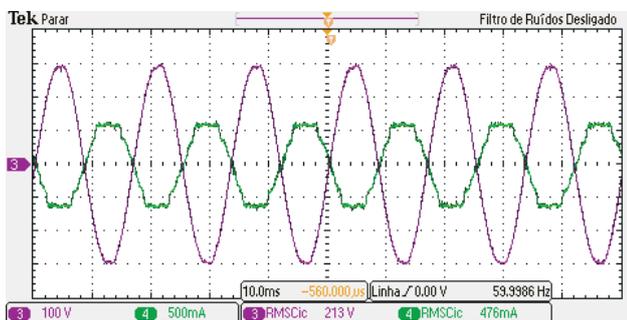


Fig. 14. Corrente injetada na rede (CH 4 – 500 mA/div) e Tensão da rede (CH 3– 100 V/div) – Escala de tempo 10 ms/div.

Os valores de THD, FP e rendimento do inversor flyback foram medidos com o analisador de potência digital da marca Yokogawa, modelo WT3000, e são apresentados na Tabela V, enquanto a Figura 15 apresenta a curva de rendimento do inversor em função da potência de entrada do mesmo.

TABELA V
Resultados do Conversor Operando Como Inversor

Parâmetro	Símbolo	Valor
Rendimento a plena carga	η	89%
Distorção harmônica Total	THD	9%
Fator de Potência	FP	0,996

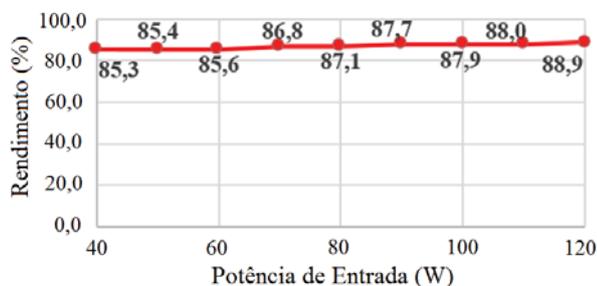


Fig. 15. Curva de rendimento do flyback operando em modo inversor.

Entretanto, a corrente injetada na rede apresenta uma distorção harmônica total que não está de acordo com a norma NBR16149.

Resultados de simulação apresentados na Figura 16 mostram que a corrente da rede é fortemente afetada pelas capacitâncias dos interruptores. Esta distorção ocorre quando a etapa PFC opera em MCD, pois no instante em que a bobina do conversor PFC se descarrega totalmente cria-se um caminho de ressonância através dos componentes parasitas do circuito, distorcendo a corrente de entrada. Uma análise mais aprofundada sobre a influência das capacitâncias intrínsecas dos interruptores na distorção da corrente de entrada é apresentada em [17].

Na Figura 16 (a) foram utilizadas as mesmas capacitâncias dos interruptores empregados na prática, e o resultado foi uma corrente muito próxima à apresentada na Figura 14. Reduzindo os valores das capacitâncias dos interruptores, através da utilização de mosfets de Silicon Carbide, modelo C2M0160120D, nota-se uma diminuição significativa da distorção da corrente da rede (Figura 16 (b)), o que faz com que o conversor opere dentro dos limites da norma NBR16149.

As principais formas de onda de tensão e corrente nos interruptores para o modo de operação retificador são mostradas na Figura 17 e Figura 18. Já as formas de onda sobre os principais interruptores para o modo de operação como inversor são mostradas na Figura 19 e Figura 20.

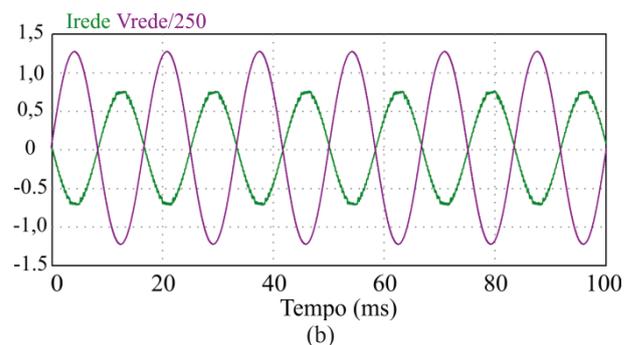
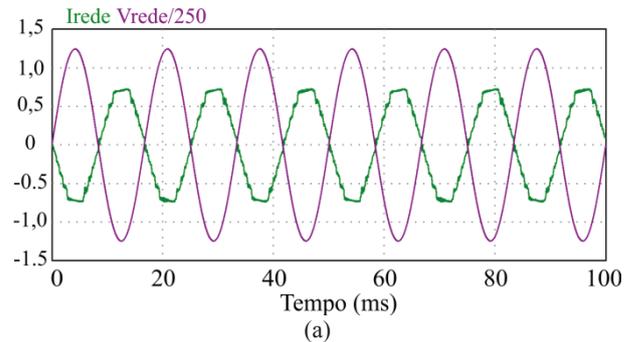


Fig. 16. Resultados de simulação para a tensão e a corrente da rede considerando (a) a capacitância dos interruptores utilizados e (b) a capacitâncias de interruptores de tecnologia SiC.

VI. CONCLUSÃO

O presente artigo apresenta um sistema multifuncional para aplicação em microgeração distribuída e iluminação pública. O conversor flyback foi escolhido para essa aplicação, pois o mesmo é amplamente utilizado na literatura tanto em sistemas de geração distribuída quanto em sistemas de iluminação à base de LEDs.

Foi proposto um conversor flyback bidirecional, originado na integração de dois conversores flyback, com o objetivo de remover a ponte retificadora da entrada e propiciar um fluxo bidirecional de energia. O conversor flyback bidirecional opera em MCD tanto no estágio retificador quanto no inversor, propiciando elevado fator de potência e baixa distorção harmônica da corrente da rede. A operação do conversor, bem como o projeto otimizado da estrutura são apresentados detalhadamente.

Os resultados experimentais comprovam a viabilidade da aplicação da topologia no sistema proposto, sendo ainda apresentada uma alternativa para redução da distorção harmônica da corrente injetada na rede elétrica.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Fernandez, J. Sebastian, M. M. Hernando, M. Arias, G. Perez, "Single Stage Inverter for a Direct AC Connection of a Photovoltaic Cell Module," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference. PESC '06*, pp. 1–6, 2006.
- [2] Y.-H. Ji, D.-Y. Jung, J.-H. Kim, C.-Y. Won, D.-S. Oh, "Dual mode switching strategy of flyback inverter for photovoltaic AC modules," in *Power Electronics Conference (IPEC), International*, pp. 2924–2929, 2010.
- [3] S. W. H. De Haan, H. Oldenkamp, E. J. Wildenbeest, "Test results of a 130 W AC module; a modular solar AC power station," in *IEEE Photovoltaic Specialists Conference, IEEE First World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the Twenty Fourth*, vol. 1, pp. 925–928 vol.1, 1994.
- [4] Y. Li, R. Oruganti, "A low cost high efficiency inverter for photovoltaic AC module application," in *35th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, pp. 002853–002858, 2010.
- [5] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, Set. 2005.
- [6] Y.-C. Chuang, Y.-L. Ke, H.-S. Chuang, C.-C. Hu, "Single-Stage Power-Factor-Correction Circuit with Flyback Converter to Drive LEDs for Lighting Applications," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, pp. 1–9, 2010.
- [7] J. Garcia, M. A. Dalla-Costa, A. L. Kirsten, D. Gacio, A. J. Calleja, "A Novel Flyback-Based Input PFC Stage for Electronic Ballasts in Lighting Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 2, pp. 769–777, Fev. 2013.

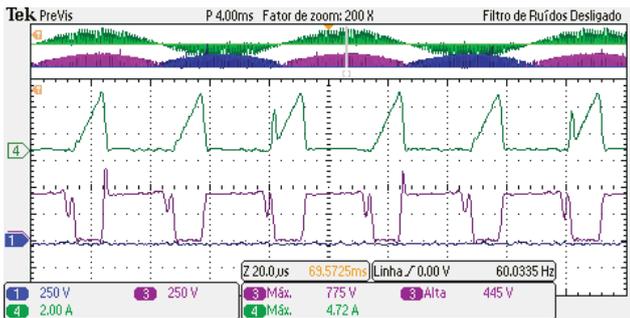


Fig. 17. Modo Retificador: Tensão sobre os interruptores do primário S1 (CH 3 – 250 V/div), S2 (CH 1 – 250 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 4 – 2 A/div) – Escala de tempo 20 µs/div.

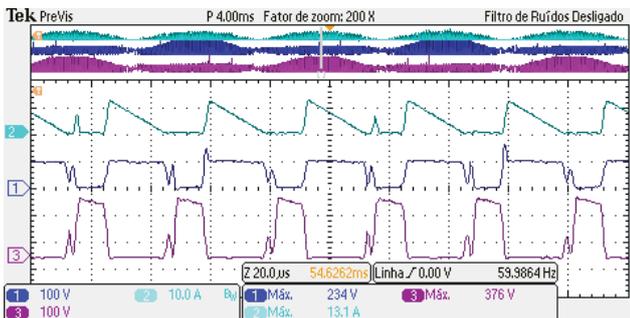


Fig. 18. Modo Retificador: Tensão sobre os interruptores do secundário SA (CH 3 – 100 V/div), SB (CH 1 – 100 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 2 – 10 A/div) – Escala de tempo 20 µs/div.

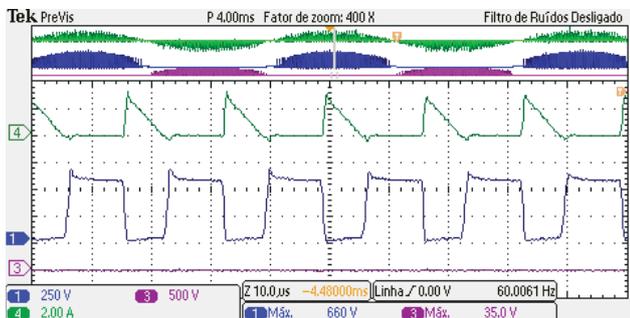


Fig. 19. Modo Inversor: Tensão sobre os interruptores do primário S1 (CH 1 – 250 V/div), S2 (CH 3 – 500 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 4 – 2 A/div) – Escala de tempo 10 µs/div.

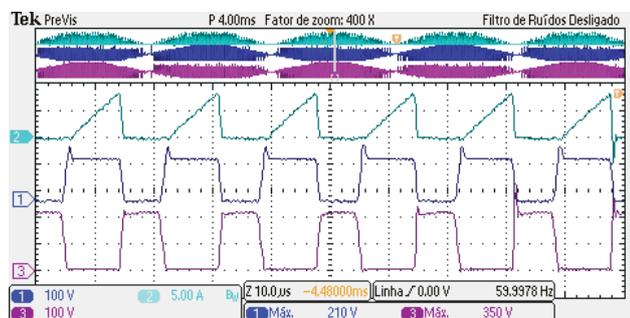


Fig. 20. Modo Inversor: Tensão sobre os interruptores do secundário SA (CH 3 – 100 V/div), SB (CH 1 – 100 V/div) e corrente sobre os mesmos (CH 2 – 5 A/div) – Escala de tempo 10 µs/div.

- [8] N. Femia, W. Zamboni, "Photovoltaic-fed LED lighting system with SOC-based dimmable LED load," in *IECON - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1132–1137, 2012.
- [9] M. Becherif, M.-Y. Ayad, A. Henni, M. Wack, A. Aboubou, "Hybridization of fuel cell, solar panel and batteries on the DC link for street lighting application," in *IECON - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2795–2802, 2010.
- [10] M. A. Dalla Costa, L. Schuch, L. Michels, C. Rech, J. R. Pinheiro, G. H. Costa, "Autonomous street lighting system based on solar energy and LEDs," in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1143–1148, 2010.
- [11] X.-F. He, Z. Zhang, X. Li, "An optimal control method for photovoltaic grid-connected interleaved flyback micro-inverters to achieve high efficiency in wide load range," in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 7th International*, vol. 2, pp. 1429–1433, 2012.
- [12] A. L. Kirsten, T. B. Marchesan, M. A. Dalla Costa, R. N. do Prado, "Resonant technique for bidirectional flyback converter," *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 25, pp. 1345–1346, 2009.
- [13] J. Garcia, M. A. Dalla-Costa, A. Kirsten, D. Gacio, P. Quintana, "Study of a flyback-based stage as grid interface topology for micro-generation applications," in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 15th International*, pp. LS7a.2–1–LS7a.2–6, 2012.
- [14] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "Optimizing duty-cycle perturbation of P&O MPPT technique" in *Power Electronics Specialists Conference, PESC*, pp.1939-1944, 2004.
- [15] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli. "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method" *IEEE trans. on Power Electronics.*, vol. 20, no. 4, pp. 963-973, Jul. 2005.
- [16] M. F. Melo, W. D. Vizzotto, A. L. Kirsten, M. A. Dalla Costa, "Photovoltaic grid-connected flyback micro-inverter and boost MPPT integrated to street lighting system based on LEDs" in *New Concepts in Smart Cities (SmartMILE), International Conference*, Dec. 2013.
- [17] G. Koen, D. M. Van de Sype, A. P. M Van den Bossche, J. A. Melkebeek. "Input-current distortion of CCM boost PFC converters operated in DCM" *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 2, pp. 858-865, Abr. 2007.

DADOS BIOGRÁFICOS

André Luís Kirsten, nascido em Santa Maria (RS), em 1986. Possui graduação (2009), mestrado (2011) e Doutorado (2014) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Atualmente é Professor

Adjunto na Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, reatores eletrônicos, sistemas fotovoltaicos e transformadores de estado sólido.

Jorge Garcia, nascido em Madri (Espanha) em 1975. Possui mestrado (2000) e doutorado (2003) em Engenharia Elétrica pela Universidade de Oviedo, Gijón. Em Dezembro de 1999 ingressou no Departamento de Engenharia na Universidade de Oviedo, onde atualmente é Professor Associado. É coautor em mais de 30 artigos em revista e mais de 60 conferências internacionais em eletrônica de potência. Entre seus tópicos de interesse pode-se citar: Sistemas eletrônicos para geração renovável de energia; conversores bidirecionais; conversores CC-CC; Circuitos para correção do fator de potência; modelagem de fontes luminosas, reatores para lâmpadas de descarga e acionamento de LEDs.

Maicol Flores de Melo, nascido em Cacequi (RS), em 1989. Possui graduação (2011) em Engenharia Elétrica e Mestrado em Eletrônica de Potência (2013) pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica, pela mesma Universidade, atuando no Grupo de pesquisa GEDRE. Entre suas principais áreas de interesse pode-se citar: eletrônica de potência, circuitos para alimentação de LEDs, sistemas fotovoltaicos, sistemas eletrônicos aplicados em geração renovável de energia e circuitos para correção do fator de potência.

Marco Antônio Dalla Costa, nascido em 03/10/1978 em Santa Maria – RS, possui graduação em Engenharia Elétrica e Mestrado em Eletrônica de Potência pela Universidade Federal de Santa Maria (2002 e 2004, respectivamente). Finalizou o curso de doutorado na Universidade de Oviedo - Espanha em fevereiro de 2008. Desde 2009 é Professor Adjunto na Universidade Federal de Santa Maria. É autor de mais de 30 artigos completos publicados em periódicos internacionais Qualis A1, e mais de 80 artigos científicos publicados em congressos internacionais e nacionais. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: circuitos de alimentação de LEDs, reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga, comando auto-oscilante, dimming de lâmpadas de descarga de alta e baixa pressão, ressonâncias acústicas, eficiência de circuitos eletrônicos, fontes alternativas de energia e transformadores de estado sólido.

William Dotto Vizzotto, Nascido em 10 de Julho de 1993, graduando do 6º semestre de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Desde 2011 exerce suas atividades de pesquisa, voltadas à área de iluminação, junto ao Grupo GEDRE. Relacionadas à sua área de conhecimento destacam-se: fontes alternativas de energia, LEDs, reatores eletrônicos e iluminação pública.