

CONVERSOR CC/CC COM CAPACITOR COMUTADO APLICADO PARA EQUALIZAÇÃO DE POTÊNCIA EM VETORES DE LEDS

Edilson Mineiro Sá Jr.¹, Pedro Henrique A. Miranda², Esio E. dos Santos F.³, Fernando L. M. Antunes³
Instituto Federal do Ceará – IFCE – *Campus Sobral*¹/*Campus Cedro*²; Universidade Federal do Ceará – UFC³
Sobral¹/Cedro² – CE, Brasil; Fortaleza³ – CE, Brasil
e-mail: edilson.mineiro@gmail.com; pedrohenriqbg@gmail.com; esio_z@hotmail.com; fantunes@dee.ufc.br

Resumo - Este trabalho propõe um conversor para o acionamento de diodos emissores de luz (LEDs) de potência. Em contraste a propostas convencionais em corrente contínua, a potência provida aos LEDs é estabilizada através de um capacitor comutado. O conversor proposto difere dos conversores tradicionais baseados no capacitor comutado, pois utiliza um pequeno indutor para possibilitar a comutação suave nos interruptores. Após uma análise qualitativa e quantitativa, a utilização do conversor para a equalização de potência em vetores de LEDs é proposta. O circuito proposto é validado através resultados experimentais de um protótipo de 55 W. O protótipo apresentou um rendimento de 87 %.

Palavras-Chave – Equalização de Corrente, LEDs de Potência, Capacitor Comutado e Comutação Suave.

DC/DC CONVERTER WITH SWITCHED CAPACITOR APPLIED FOR POWER EQUALIZATION IN LED CLUSTERS

Abstract – This paper proposes a converter to drive power light emitting diodes (LEDs). In contrast to the conventional DC converters, the power supplied to the LEDs is stabilized by a switched capacitor. The proposed converter differs from traditional structures based on switched capacitor due to the fact that it uses a small inductor to allow the soft switching operation of the switches. After qualitative and quantitative analysis, the converter topology to equalize power in LEDs clusters is proposed. The proposed circuit is validated by experimental results from a prototype of 55 W. The prototype presented an efficiency of 87 %.

Keywords - Current Sharing, Power LEDs, Switched-Capacitor and Soft-Switching.

I. INTRODUÇÃO

A Agência Internacional de Energia (*International Energy Agency*) estima que 19 % da demanda global de energia elétrica é utilizada para iluminação, tendo um significativo impacto a substituição de fontes de luz ineficientes, como as lâmpadas incandescentes, por soluções mais eficientes. Com

o rápido desenvolvimento na tecnologia dos LEDs (*Light Emitted Diodes*), os LEDs que utilizam o fósforo para conversão e obtenção da luz branca têm aumentado a sua eficácia luminosa e reduzido o seu custo significativamente. Atualmente, estes LEDs apresentam uma eficácia luminosa que compete com as lâmpadas fluorescentes compactas e possuem uma elevada vida útil, requerendo uma baixa manutenção. Com a crescente preocupação com a economia de energia, a tecnologia de iluminação de estado sólido utilizando os LEDs está se tornando bastante atrativa como fonte de luz eficiente para aplicações de iluminação geral [1].

De uma forma geral, a corrente máxima de um LED é restringida pela limitação térmica do seu invólucro. Frequentemente, vários LEDs são conectados em série e em paralelo para obtenção do nível de potência ou de luminosidade requeridos por uma determinada aplicação, como na iluminação pública ou na luz de fundo de LCDs largos. O brilho de um LED é diretamente proporcional a sua corrente direta, sendo importante que todos os LEDs tenham o mesmo brilho e desempenho térmico. Assim, a corrente nos LEDs deve ser equalizada, o que pode ser facilmente obtida com a conexão de vários LEDs em série formando um vetor, resultando em uma elevada tensão de saída no conversor. Entretanto, com a falha de um LED deste vetor, todos os outros LEDs também podem falhar. Por este motivo, frequentemente, os vetores de LEDs são conectados em paralelo, o que também permite reduzir a tensão de saída do conversor. Como os LEDs apresentam uma tolerância na sua tensão direta e como uma pequena diferença na tensão direta pode ocasionar uma grande diferença de corrente, isso gera elevadas diferenças de intensidade luminosa e de vida útil [2]. Assim, o balanceamento de corrente é necessário para a operação de vetores de LEDs conectados em paralelo [3]-[8].

Vários métodos passivos e ativos foram propostos para equalização de corrente em vetores de LEDs [1]-[15]. O método ativo utiliza dispositivos controlados e, geralmente, um circuito de controle para formar um regulador de corrente conectado em série com o vetor de LEDs [5]. O uso do regulador de corrente linear, frequentemente, resulta em um baixo rendimento do circuito, sendo utilizado em aplicações de baixa potência. O uso do regulador de corrente comutado possibilita um elevado rendimento, quando comparado com os reguladores de corrente lineares, mas eleva o custo do circuito. Já o método passivo de equalização de corrente utiliza componentes passivos, como exemplo capacitores ou indutores acoplados, pode possibilitar uma redução do custo do circuito. Entretanto, geralmente quando são utilizados indutores acoplados é necessário um grande número de magnéticos. A forma passiva de equalização de corrente

Artigo submetido em 18/11/2012. Revisado em 16/01/2013. Aceito para publicação em 27/02/2013 na Seção Especial por recomendação do editor Ricardo Nederson Prado.

baseada no capacitor, frequentemente, necessita de fontes senoidais de elevada amplitude e a sua impedância deve ser elevada para possibilitar uma boa distribuição da corrente entre os vetores de LEDs [3][16].

Este trabalho propõe um conversor com capacitor comutado (SC – *Switched-Capacitor*) para equalização de corrente em vetores de LEDs e para estabilizar a potência entregue aos vetores. Diferente dos conversores SC convencionais, o conversor proposto utiliza um pequeno magnético adicional para que a potência entregue aos LEDs independa da sua tensão direta e para elevar o rendimento no conversor, o que é obtido com o aumento do tempo de condução da corrente aparente no capacitor comutado, que reduz os picos de corrente no circuito. O protótipo desenvolvido foi projetado para ser conectado na saída de um circuito para correção do fator de potência, com tensão de saída de 400 V, o qual forma um sistema para iluminação pública.

II. CONVERSOR SC PROPOSTO

Recentemente, os conversores CC-CC que utilizam capacitores comutados têm ganhado uma maior atenção dos pesquisadores. Estes conversores SC, também chamados de *charge-pump*, possuem a vantagem de possuírem um baixo peso, um pequeno volume e uma elevada densidade de potência. O rendimento destes conversores é analisado em [17]-[24]. O entendimento convencional é que as perdas dos conversores SC são causadas pelas resistências intrínsecas e pela comutação dos interruptores, mas propostas controversas defendem que o aumento da frequência de comutação e o aumento das capacitâncias podem aumentar o rendimento dos conversores SC [22]. Frequentemente, os conversores SC são aplicados para baixa potência, sendo conectados em paralelo quando é necessária uma potência maior.

Em [25] foi proposto um conversor SC modulado em frequência para alimentar LEDs de potência de 2 W. Entretanto, o valor médio de corrente era diretamente proporcional à diferença de tensão de alimentação com a tensão direta do LED. Como em um lote de componentes a tensão direta dos LEDs pode apresentar variações no seu valor e como a tensão direta também é função da temperatura na junção do LED, a proposta não pode operar com o controle em malha aberta.

A Figura 1 mostra o circuito básico do conversor SC proposto. Diferente dos conversores SC convencionais, o indutor L_o foi adicionado para possibilitar a completa carga ($V_{C_s}=V_{in}$) e descarga do capacitor comutado C_s . Como a tensão direta no LED não afeta a carga e a descarga do capacitor comutado, a potência entregue na saída do conversor independe da tensão de saída V_o .

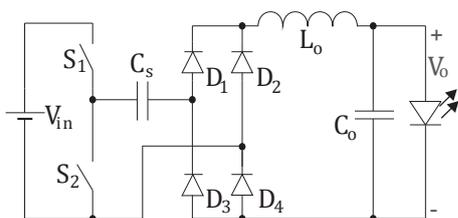


Fig. 1. Circuito básico do conversor SC proposto.

O indutor L_o deve ser projetado para operar em modo de condução descontínua (MCD), o que permite o uso de um pequeno magnético com baixo valor de indutância. A operação do indutor em MCD permite que os interruptores ideais S_1 e S_2 entrem em condução com corrente nula. Como o capacitor C_s tem a sua carga e descarga completa, os interruptores ideais S_1 e S_2 bloqueiam com corrente nula. Assim, o conversor tem a sua comutação em corrente nula (ZCS – *Zero Current Switching*) para as condições estabelecidas, o que possibilita elevar a frequência de comutação do conversor sem prejudicar o seu rendimento.

A fim de simplificar as análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto, algumas considerações devem ser feitas. Os interruptores S_1 e S_2 operam de forma complementar e com razão cíclica igual a 0,5. O capacitor C_o é utilizado como filtro e garante a característica de fonte de tensão imposta pelo LED. A Figura 2 mostra as seis etapas de operação do conversor.

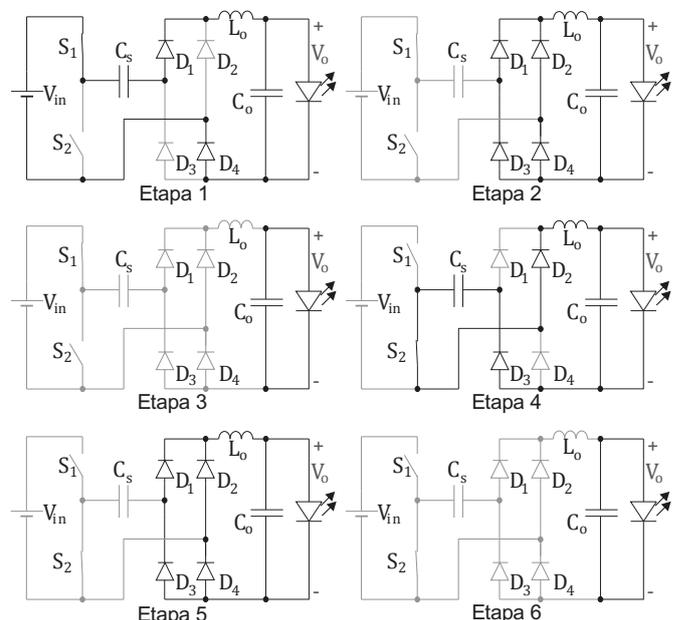


Fig. 2. Etapas de operação do circuito básico do conversor SC proposto.

Etapa 1 ($t_0 - t_1$) – Em t_0 a tensão sobre o capacitor C_s é nula. Em t_0^- o interruptor S_2 bloqueia e em t_0^+ o interruptor S_1 entra em condução. A tensão sobre o capacitor C_s cresce até chegar ao valor da tensão de entrada V_{in} . Neste momento, o tempo $t = t_1$, a corrente se torna nula no capacitor C_s .

Etapa 2 ($t_1 - t_2$) – Durante esta etapa de operação a corrente remanescente em L_o circula pelos diodos e decresce linearmente até ser nula, quando o tempo $t=t_2$. Como os diodos foram considerados ideais, os quatro diodos foram representados como estando em condução.

Etapa 3 ($t_2 - t_3$) – Durante esta etapa o capacitor C_o fornece corrente para o LED. Em $t=t_2$ metade da energia drenada da fonte foi transferida para carga formada pelo LED e C_o . Ainda neste momento, a outra metade da energia drenada da fonte está armazenada no capacitor comutado C_s .

Etapa 4 ($t_3 - t_4$) – Em t_3 a tensão sobre o capacitor C_s é igual a V_{in} . Em t_3^- o interruptor S_1 bloqueia e em t_3^+ o interruptor S_2 entra em condução. Durante o intervalo de tempo correspondente a esta etapa toda energia armazenada

no capacitor é transferida. Em $t=t_4$ a tensão no capacitor comutado C_s é nula.

Etapa 5 ($t_4 - t_3$) – Esta etapa de operação é análoga a etapa 2.

Etapa 6 ($t_5 - t_6$) – Esta etapa de operação é análoga a etapa 3.

Durante a Etapa 1 o circuito do conversor pode ser representado pelo circuito LC mostrado na Figura 3. No instante $t=0$ o interruptor S_1 entra em condução, a tensão no capacitor comutado C_s é nula e a corrente no indutor também é nula.

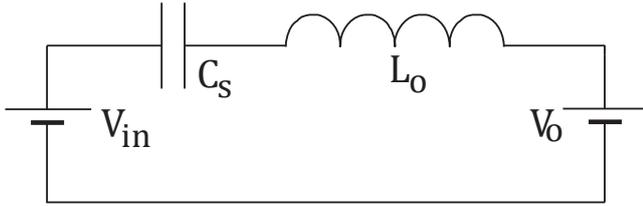


Fig. 3. Circuito simplificado da Etapa 1.

A frequência angular de ressonância ω_o para o circuito simplificado da Etapa 1 é definida em (1).

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_o \cdot C_s}} \quad (1)$$

A tensão no capacitor comutado C_s ao longo do tempo t durante a Etapa 1 é determinada por (2).

$$V_{C_s}(t) = -(V_{in} - V_o) \cos(\omega_o \cdot t) + (V_{in} - V_o) \quad (2)$$

A corrente $i_L(t)$ através de L_o durante a etapa 1 é determinada por (3).

$$i_L(t) = \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot (V_{in} - V_o) \sin(\omega_o \cdot t) \quad (3)$$

No final da etapa 1 ($t=t_1$) a tensão no capacitor comutado será a própria tensão de entrada V_{in} . Assim, através de (2) é obtido (4).

$$V_{C_s}(t_1) = V_{in} = -(V_{in} - V_o) \cos(\omega_o \cdot t_1) + (V_{in} - V_o) \quad (4)$$

Isolando t_1 em (4) é definido (5).

$$t_1 = \sqrt{L_o \cdot C_s} \arccos\left(\frac{V_o}{V_o - V_{in}}\right) \quad (5)$$

Definida a relação (6) para um valor real de x e aplicando (5) em (3) é obtido (7), que define a corrente no indutor L_o no fim da etapa 1 ($t=t_1$).

$$\sin(\arccos(x)) = \sqrt{1 - x^2} \quad (6)$$

$$i_L(t_1) = \sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sqrt{V_{in}^2 - 2 \cdot V_{in} \cdot V_o} \quad (7)$$

Para completa carga do capacitor comutado C_s com a tensão de entrada V_{in} e, conseqüentemente, operação do conversor conforme proposto, deve haver corrente através do indutor L_o no final da Etapa 1. Assim, através de (7) é obtida a relação (8).

$$\sqrt{\frac{C_s}{L_o}} \cdot \sqrt{V_{in}^2 - 2 \cdot V_{in} \cdot V_o} > 0 \quad (8)$$

A partir de (8) é determinada a condição (9), que deve ser satisfeita para a operação do conversor conforme proposto.

$$V_o < \frac{V_{in}}{2} \quad (9)$$

Considerando que a corrente no indutor L_o decresce linearmente na Etapa 2 e aplicando as condições de contorno é obtido (10).

$$-V_o = L_o \cdot \frac{di}{dt} = L_o \cdot \frac{-i_L(t_1)}{\Delta t_2} \quad (10)$$

Onde:

Δt_2 – Intervalo de tempo referente a Etapa 2 ($t_2 - t_1$).

Isolando o intervalo de tempo referente a Etapa 2 de (10) é obtido (11).

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_o} \cdot \sqrt{\frac{V_{in}^2}{V_o^2} - \frac{2 \cdot V_{in}}{V_o}} \quad (11)$$

Quando for utilizado algum circuito integrado para o acionamento de MOSFETs em meia-ponte, como exemplo o IR2153, o tempo morto do componente deve ser considerado. O tempo morto T_{td} deve satisfazer a equação (12).

$$T_{td} < \Delta t_2 + \Delta t_3 \quad (12)$$

Onde:

Δt_3 – Intervalo de tempo da Etapa 3 ($t_3 - t_2$).

A metade de um período de comutação ($T/2$) pode ser definida por (13).

$$\frac{T}{2} = t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 \quad (13)$$

Aplicando (12) em (13) é obtido (14) em função da frequência de comutação f_c .

$$\frac{1}{2 \cdot f_c} > t_1 + T_{td} \quad (14)$$

Aplicando (5) em (14) e isolando L_o é obtido (15).

$$L_o < \frac{\left(\frac{1}{2 \cdot f_c} - T_{td}\right)^2}{C_s \cdot \left[\arccos\left(\frac{V_o}{V_o - V_{in}}\right)\right]^2} \quad (15)$$

Sabendo que quanto maior for o valor de L_o menor será a corrente eficaz no circuito, pois o tempo de condução de L_o aumenta e o pico de corrente é reduzido. Assim, considerando uma tolerância de 10 % nos componentes L_o e C_s , a equação (15) pode ser escrita como (16).

$$L_o = \frac{\left(\frac{1}{2 \cdot f_c} - T_{td}\right)^2}{1,25 \cdot C_s \cdot \left[\arccos\left(\frac{V_o}{V_o - V_{in}}\right)\right]^2} \quad (16)$$

No início da Etapa 4 ($t=t_3$) a energia armazenada no capacitor comutado C_s é dada por (17).

$$E_{C_s}(t_3) = \frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{in}^2 \quad (17)$$

Onde:

$E_{C_s}(t_3)$ – Energia armazenada em C_s para $t=t_3$.

A energia armazenada no capacitor comutado em $t=t_3$ é transferida para o vetor de LEDs durante metade do período de comutação dos interruptores controlados. Assim, o valor médio de potência transferido para a saída P_{out} , que é a própria potência no vetor de LEDs, pode ser determinado por (18) decorrente de (17).

$$P_{out} = E_{C_s}(t_3) \cdot 2 \cdot f_c \cdot \eta \quad (18)$$

Onde:

η – Rendimento do conversor.

Aplicando (17) em (18) é obtido (19).

$$P_{out} = C_s \cdot f_c \cdot \eta \cdot V_{in}^2 \quad (19)$$

A equação (19) demonstra que a potência transferida para o vetor de LEDs independe da sua tensão (V_o). Como o conversor proposto opera em comutação ZCS independente do intervalo de tempo da Etapa 3 e da Etapa 6, a frequência de comutação pode ser reduzida para reduzir a potência aplicada no vetor de LEDs. Assim, a intensidade luminosa do vetor de LEDs pode ser modificada através da modulação da frequência do conversor. Como C_s tem o seu valor constante e como o rendimento do conversor pode ser considerado constante em uma aproximação inicial, a potência transferida ao vetor de LEDs pode ser estimada através da leitura da tensão de entrada V_{in} e da frequência de comutação f_c do inversor. Desta forma, o conversor não necessita de sensores de corrente para estabilizar a potência aplicada ao vetor de LEDs, o que permite a redução de custo do sistema. Com o uso de um microcontrolador para gerar a frequência de comutação é possível utilizar uma tabela de correção armazenada para obter variações de potência mais precisas, quando a aplicação exigir.

A potência aplicada no vetor de LEDs pode ser definida por (20), decorrente do seu valor médio da corrente I_{AVG} e da sua tensão V_o . Assim, como a potência de saída é estabilizada e a variação de tensão no vetor de LEDs é pequena, a corrente no vetor de LEDs também é estabilizada.

$$P_{out} = I_{AVG} \cdot V_o \quad (20)$$

Isolando o valor do capacitor comutado C_s de (19) e aplicando (20) é determinado (21).

$$C_s = \frac{I_{AVG} \cdot V_o}{f_c \cdot \eta \cdot V_{in}^2} \quad (21)$$

Um LED de potência pode ser representado pelo modelo elétrico simplificado mostrado na Figura 3 [26]. A resistência série intrínseca do LED R_{LED} é decorrente da difusão da corrente no semiconductor e o LED é projeto para que o seu valor seja baixo. Assim, o LED apresenta um comportamento inerente de fonte de tensão.

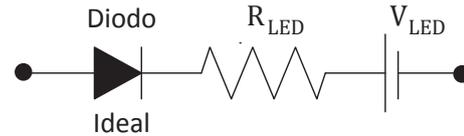


Fig. 3. Modelo elétrico simplificado de um LED de potência [26].

A tensão no vetor de LEDs, que é a própria tensão de saída do conversor V_o , pode ser determinada por (22).

$$V_o = n \cdot (V_{LED} + R_{LED} \cdot I_{AVG}) \quad (22)$$

Onde:

n – Número de LEDs em série do vetor.

III. OBTENDO A EQUALIZAÇÃO DE CORRENTE

A Figura 4 mostra um exemplo para dois vetores de LEDs acionados através de capacitores comutados independentes conectados a um único inversor do tipo meia ponte. Neste exemplo, se qualquer um dos dois vetores de LEDs for danificado o outro vetor de LEDs permanece operando normalmente.

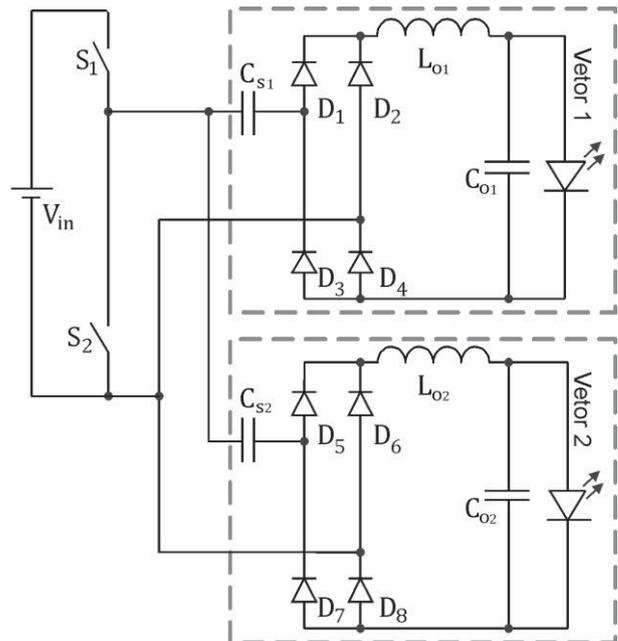


Fig. 4. Dois vetores de LEDs acionados através de capacitores comutados independentes.

Respeitado o limite de potência, da saída do inversor meia-ponte, podem ser conectados vários módulos de capacitores comutados, o que permite conectar vários vetores de LEDs operando de forma independente. Diferente de outras propostas [1][2][5][6][9], o conversor SC proposto aplicado para equalização de corrente não exige nenhuma realimentação dos vetores de LEDs para estabilizar a corrente, ou compensar a sua operação, em decorrência da desconexão de um, ou mais, vetores de LEDs.

Em certas aplicações é exigida a isolamento galvânica, o que pode ser obtida com a utilização de um transformador conectado ao inversor. A Figura 5 mostra dois módulos do conversor SC com isolamento galvânica através de um

transformador. Os capacitores C_{in1} e C_{in2} foram utilizados para eliminar a componente contínua do transformador e possuem um elevado valor capacitância, quando comparado com C_s refletido para o primário, e não modificam a operação do conversor. Para que a corrente de magnetização do transformador não modifique a operação do conversor, o capacitor comutado deve ser inserido no secundário do transformador, considerando o valor calculado para o primário sendo refletido para o secundário. Entretanto, a corrente de magnetização inviabiliza a comutação em ZCS do inversor. Para permitir a comutação suave e, conseqüentemente, reduzir as perdas nos interruptores controlados, componentes como capacitores e como diodos em antiparalelo podem ser adicionados, o que permite a comutação em tensão nula (ZVS – Zero Voltage Switching) destes interruptores. Quando são utilizados interruptores do tipo MOSFET, geralmente são utilizados a capacitância e o diodo intrínsecos ao componente.

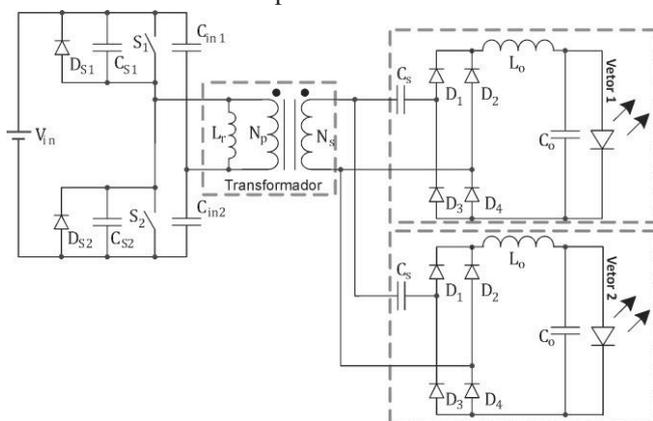


Fig. 5. Inversor operando em ZVS e conectado a dois módulos.

A indutância de magnetização do transformador projetado sempre deve ser avaliada, pois em circuitos operando com elevado tempo morto nos interruptores controlados, a inserção de um entreferro no transformador pode ser necessária para reduzir a indutância de magnetização a valores que permitam a comutação ZVS. Como exemplo, considere o momento em que o interruptor S_2 na Figura 5 é bloqueado, os capacitores C_{S2} e C_{S2} possibilitam o interruptor bloquear em tensão nula. Entretanto, a corrente de comutação deve ter um valor suficiente para a carga e a descarga destes capacitores e para garantir, após o tempo morto, que o diodo D_{S1} esteja conduzindo quando o interruptor S_1 entrar em condução. Nesta condição, a comutação ZVS é obtida. Entretanto, a corrente de comutação é proveniente da corrente de magnetização do transformador, que deve ser observada. Ainda considerando o exemplo, a corrente nos indutores (L_o) é nula quando o interruptor S_2 é bloqueado e como o tempo morto é pequeno, quando comparado ao período de comutação, a corrente nos indutores não cresce para valores mensuráveis. Assim, a corrente de magnetização do transformador não provoca um desvio de projeto entre o circuito prático e o circuito idealizado.

IV. CIRCUITO IMPLEMENTADO

Para validar experimentalmente o conversor SC proposto, foram utilizados dois módulos de LEDs para iluminação

pública modelo EMPW-C61J09G-241U fabricados pela empresa Edison Opto como carga. As luminárias utilizadas para iluminação pública são frequentemente instaladas em ambientes externos, o que dificulta a manutenção em campo. Isso justifica a utilização de módulos de LEDs comerciais que possam ser substituídos em campo. Cada módulo possui uma potência nominal de 27 W, uma corrente nominal de 1,4 A e lente com ótica elíptica incorporada, sendo composto por 24 LEDs no total. Este módulo é formado por 4 vetores de LEDs conectados em paralelo, sendo cada vetor composto por 6 LEDs do tipo Edixeon conectados em série. O fabricante utiliza LEDs semelhantes, com o mesmo BIN, os quais são colados e soldados em uma única placa de circuito impresso com núcleo metálico. Assim, praticamente não existe diferença de temperatura e de tensão entre os LEDs, o que possibilita a distribuição homogênea da corrente no módulo. Entretanto, entre os módulos podem existir diferenças de temperatura e de tensão, sendo necessária a equalização de corrente.

A partir dos valores extraídos da curva da corrente no módulo em função da sua tensão, a qual é fornecida pelo fabricante, o valor da resistência série intrínseca resultante ($R_{LED} = 2,3 \Omega$) e o valor da tensão direta resultante ($V_{LED} = 16,8 \text{ V}$) para o módulo foram determinados. Assim, a tensão de saída V_o do módulo foi determinada por (23) a partir de (22), sendo $n = 1$. Para a corrente nominal de 1,4 A, a tensão de saída é aproximadamente 20 V.

$$V_o = n \cdot (V_{LED} + R_{LED} \cdot I_{AVG}) = 16,8 + 2,3 \cdot I_{AVG} \quad (23)$$

Entre dois módulos, o fabricante admite uma diferença de tensão direta máxima de até 1,8 V ($\pm 0,9 \text{ V}$ da tensão direta resultante). Assim, considerando uma potência de 27 W e aplicando (23) em (20), a variação de corrente máxima entre os módulos será de 106 mA.

Considerando a queima (circuito aberto) ou a retirada de um LED do módulo, um dos vetores de LEDs seria retirado do circuito, mas a tensão no módulo continuaria praticamente a mesma decorrente da característica de fonte de tensão dos outros vetores. Assim, a corrente no módulo praticamente não seria modificada, sendo distribuída entre os vetores remanescentes. Nesta condição, a corrente nos LEDs é elevada em aproximadamente 33 %, o que permite elevar a intensidade luminosa emitida dos LEDs remanescentes, amenizando a falta do vetor retirado do circuito. Já considerando a entrada em curto circuito de um dos LEDs, toda a corrente do módulo circularia pelo vetor correspondente ao LED danificado. Isso ocasionaria uma sobrecorrente que provocaria a abertura do circuito do vetor, o que acarreta na condição analisada inicialmente.

Para montagem do protótipo, o circuito integrado IR2153 foi utilizado para o acionamento de dois MOSFETs IRF840. O circuito oscilador do IR2153 foi ajustado para uma frequência de comutação de 125 kHz no capacitor C_s . Esta elevada frequência permite a redução do valor dos magnéticos e dos capacitores utilizados.

O protótipo foi especificado para ser alimentado por uma tensão contínua e regulada de 400 V, proveniente de um circuito para correção do fator de potência. Como a tensão de entrada é regulada, o conversor SC opera em malha aberta.

A Figura 6 mostra o circuito completo do protótipo do conversor SC. Diferente do circuito recomendado pelo

fabricante, o resistor utilizado para alimentar o IR2153 que ocasiona perdas de até 1 W foi substituído por resistor para inicialização $R1$, com valor de 560 k Ω , e um circuito *charge-pump* formado por $C3$, $D5$ e $D6$. Esta substituição permitiu a redução das perdas no circuito. O capacitor $C3$ também é utilizado para auxiliar a comutação no bloqueio de $M1$ e $M2$, juntamente com as capacitâncias intrínsecas destes MOSFETs.

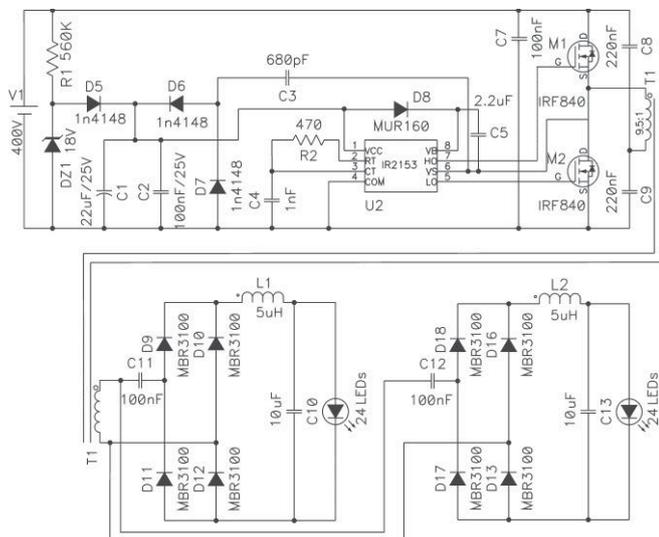


Fig. 6. Circuito completo do protótipo.

Para a determinação da relação de transformação de $T1$ deve ser observada a relação (9). Assim, foi utilizada a relação de 1 espira no secundário para cada 9,5 espiras no primário.

Para uma potência de saída de 27 W para cada módulo, para uma frequência de comutação de 125 kHz e para um rendimento de 85 %, o valor do capacitor comutado foi determinado por (21). O valor calculado foi de 1,6 nF, sendo valor refletido para o secundário de 144 nF e sendo utilizado o valor comercial e disponível no laboratório de 100 nF. A tolerância, variação da capacitância, deve ser considerada em uma possível linha de produção, pois a potência aplicada ao vetor de LEDs é diretamente proporcional ao valor do capacitor comutado. Para o modelo do capacitor utilizado no protótipo é possível requisitar tolerâncias de $\pm 2,5$ %, modelo B32693(polipropileno) fabricado pela empresa EPCOS.

Como o IR2153 apresenta um tempo morto de 1,2 μ s e o tempo de condução de cada MOSFET no projeto foi de 2,8 μ s, um entreferro foi adicionado ao transformador. Entretanto, para operação do conversor na frequência de 125 kHz é aconselhado o uso do circuito integrado IRS21531D, o qual possui um tempo morto de 0,6 μ s e que não estava disponível no momento da montagem do protótipo. A redução da corrente de magnetização, decorrente da redução do tempo morto, possibilitaria a redução das perdas por condução e, conseqüentemente, elevaria o rendimento do conversor.

Sendo a tensão de entrada do módulo SC a tensão refletida no transformador (42,1 V), o valor do indutor L_o obtido por (16) é de 8,59 μ H, sendo utilizado o valor de 8 μ H.

A Tabela I apresenta as especificações para a construção do transformador $T1$. A Tabela II apresenta as especificações para a construção dos indutores $L1$ e $L2$, que equivalem ao indutor L_o de cada módulo SC.

TABELA I
Especificações do transformador $T1$

Indutância do primário	L_P	787 μ H
Indutância do secundário	L_s	8,72 μ H
Relação de transformação	a	9,5
Frequência de Operação	f_s	125 kHz
Núcleo (Thornton IP12R)	-	EE25/6
Número de espiras no primário	N_{Lp}	75 espiras
Fio utilizado	-	AWG 29
Fios em paralelo no primário	-	3 fios
Número de espiras no secundário	N_{Ls}	8 espiras
Fios em paralelo no secundário	-	15 fios

TABELA II
Especificações do indutor L_o

Indutância	L_o	8 μ H
Frequência de operação	f_s	250 kHz
Núcleo (Thornton IP12R)	-	CNF 10
Número de espiras	N_{L_o}	29 espiras
Fio utilizado	-	AWG 29
Fios em paralelo	-	8 fios

Os capacitores de filtro de saída (C_o), que garantem a característica de fonte de tensão imposta pelos vetores de LEDs, são representados como $C10$ e $C13$ na Figura 6. Na montagem do protótipo foram utilizados capacitores do tipo poliéster com o valor de 10 μ F, que possuem elevada vida útil, quando comparado aos capacitores eletrolíticos convencionais. Conforme demonstrado em [26], os valores destes capacitores de filtro são determinados em função da resistência série intrínseca resultante dos módulos de LEDs.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 7 mostra a tensão e a corrente em cada módulo de LEDs. O módulo 1 apresentou um valor médio de corrente de 1,31 A e um valor médio de tensão de 18,58 V, equivalente a uma potência de 24,3 W. O módulo 2 apresentou um valor médio de corrente de 1,28 A e um valor médio de tensão de 18,64 V, equivalente a uma potência de 23,9 W.

A Figura 8 mostra a tensão e a corrente no capacitor comutado C_s de cada circuito que forma o módulo SC. Os valores máximos e mínimos de tensão demonstram a completa carga e descarga destes capacitores, o que valida a proposta. O valor eficaz da corrente aparente nos capacitores comutados é aproximadamente 1,75 A.

A Figura 9 mostra a tensão e a corrente no MOSFET $M2$, comprovando a comutação suave no conversor. A baixa perda de comutação permite que os interruptores operem sem a necessidade de dissipador.

A potência medida na entrada do protótipo foi de 55 W, o que corresponde a um rendimento de 87 %.

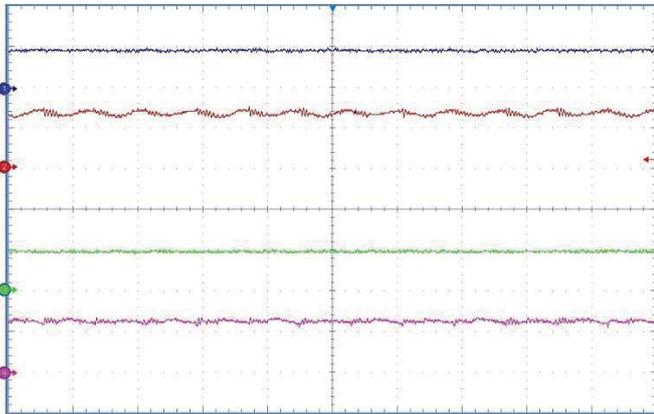


Fig. 7. Tensão (Ch1) e corrente (Ch2) do módulo 1, e tensão (Ch3) e corrente (Ch4) do módulo 2 (Ch1: 20 V/div.; Ch2: 1 A/div.; Ch3: 20 V/div.; Ch4: 1 A/div.; base de tempo: 5 μ s/div.).

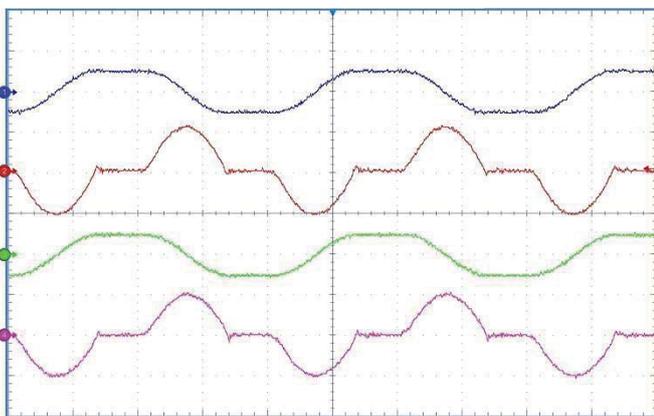


Fig. 8. Tensão (Ch1) e corrente (Ch2) do capacitor C_s do módulo 1, e tensão (Ch3) e corrente (Ch4) do capacitor C_s do módulo 2. (Ch1: 50 V/div.; Ch2: 3 A/div.; Ch3: 50 V/div.; Ch4: 3 A/div., base de tempo: 2 μ s/div.).

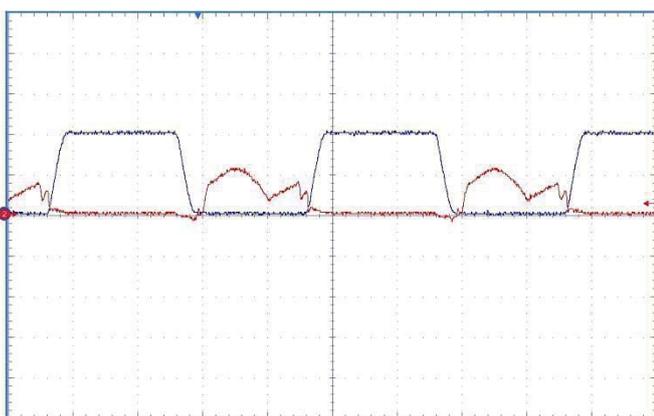


Fig. 9. Tensão (Ch1 em azul) e corrente (Ch2 em vermelho) no interruptor M2. (Ch1: 200 V/div.; Ch2: 500 mA/div.; base de tempo: 2 μ s/div.).

A Figura 10 mostra a foto do protótipo implementado.



Fig. 10. Foto do protótipo implementado.

VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou um conversor com capacitor comutado para equalizar a corrente em vetores de LEDs e para estabilizar a potência entregue a cada vetor de LEDs. O conversor proposto difere dos conversores SC tradicionais, pois utiliza um pequeno indutor para auxiliar a comutação dos interruptores. A potência transferida para cada vetor de LEDs não depende deste indutor, o que caracteriza a proposta como um conversor SC.

A proposta permite o balanceamento de corrente em vetores de LEDs sem a necessidade de realimentação, ou controle, para cada vetor, o que possibilita a redução do custo.

O conversor proposto opera com comutação suave em todos os interruptores, resultando em baixas perdas de comutação. Os resultados experimentais validaram o circuito proposto. O rendimento do protótipo foi de 87 %, mas o mesmo pode ser elevado com a eliminação do transformador e com o uso de interruptores controlados modernos, como exemplo CoolMOS.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP) e a Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico (FUNCAP) pelo o suporte financeiro para esse trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] J. Zhamg, L. Xu, X. Wu, Z. Qian, "A Precise Passive Current Balancing Method for Multioutput LED Drivers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 8, pp. 2149-2159, August 2011.
- [2] C. L. Chiu and K. H. Chen, "A high accuracy current-balanced control technique for LED backlight", in *Proceedings in IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 4202-4206, 2008.
- [3] S. M. Baddela and D. S. Zinger, "Parallel connected LEDs operated at high frequency to improve current sharing", in *Conference Record IEEE Industry*

- Applications Conference - IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp. 1677-1681, October 2004.
- [4] E. M. Sá Jr., F. L. M. Antunes, A. J. Perin, “Nova técnica para equalização de corrente em LEDs de alto brilho operando em alta frequência”, *IEEE VII INDUSCON – VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais* 2006.
- [5] J. Zhang, J. Wang, X. Wu, “A Capacitor-Isolated LED Driver with Inherent Current Balance Capability”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 4, pp. 1708-1716, April 2012.
- [6] J. Wang, J. Zhang, X. Wu, Y. Shi, Z. Qian, “A Novel High Efficiency and Low-Cost Current Balancing Method for Multi-LED Driver”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition – ECCE*, pp. 2296-2301, September 2011.
- [7] K. I. Hwu, S. C. Chou, “A Simple Current-Balancing Converter for LED Lighting”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC*, pp. 587-590, 2009.
- [8] H. J. Chiu, Y. K. Lo, J. T. Cheng, S. J. Cheng, C. Y. Lin, S. C. Mou, “A High-Efficiency Dimmable LED Driver for Low-Power Lighting Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp.735-743, February 2010.
- [9] K. I. Hwu, W. C. Tu, M. Hong, “A LED Current Balancing Driver with Magnetizing Inductance Energy Recycling Considered”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC*, pp. 975-979, February 2012.
- [10] Y. Hu, M. M. Jovanovic, “LED Driver with Self-Adaptive Drive Voltage”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, November 2008.
- [11] A. Zhao, W. Tung Ng, “An Energy Conservation Based High-Efficiency Dimmable Multi-Channel LED Driver”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition – ECCE*, pp. 2576-2580, September 2011.
- [12] Y. -K. Lo, K. -H. Wu, K. -J. Pai, H. -J. Chiu, “Design and Implementation of RGB LED Drivers for LCD Backlight Modules”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 12, pp. 4862-4871, December 2009.
- [13] H. -J. Chiu, S. -J. Cheng, “LED Backlight Driving System for Large-Scale LCD Panels”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp.2751-2760, October 2007.
- [14] K. I. Hwu, Y. T. Yau, “Applying One-Comparator Counter-Based Sampling to Current Sharing Control of Multi-Channel LED String”, *Proceedings in IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 737-742, 2010.
- [15] Q. Hu, R. Zane, “LED Driver Circuit With Series-Input-Connected Converter Cells Operating in Continuous Conduction Mode”, *IEEE Transaction in Power Electronics*, vol. 25, no. 3, pp.574-582, March 2010.
- [16] S. Choi, P. Agarwal, T. Kim, J. Yang, B. Han, “Symmetric Current Balancing Circuit for Multiple DC Loads”, *Proceedings in IEEE Applied Power Electronics Conference – APEC*, pp. 512-518, 2010.
- [17] V. W. Ng, M. D. Seeman, “High-efficiency, 12V-to-1.5V DC-DC converter realized with Switched-Capacitor architecture”, *Symposium on VLSI Circuits*, pp. 168-169, June 2009.
- [18] T. S.-Chong, S. Kiratipongvoot, S. Bronstein, A. Ioinovici, Y. M. Lai, C. K. Tse, “Adaptive Mixed On-Time and Switching Frequency Control of a System of Interleaved Switched-Capacitor Converters”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 26, no.2, pp. 364-380, February 2011.
- [19] B. Maity, P. Mandal, “A Switched-Capacitor Based Embedded DC-DC Buck Converter for High Power Efficiency and High Power Density”, *IEEE Region 10 Conference TENCN*, pp 19-24, November 2010.
- [20] O. Keiser, P. K. Steimer and J. W. Kolar, “High Power Resonant Switched-Capacitor Step-Down Converter”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC*, pp. 2772-2777, June 2008.
- [21] J. M. Henry, J. W. Kimball, “Practical Performance Analysis of Complex Switched-Capacitor Converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 127-136, January 2011.
- [22] C.-K. Cheung, S.-C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, “A New Visit to an Old Problem in Switched-Capacitor Converters”, *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS*, pp. 3192-3195, May 2010.
- [23] M. D. Seeman, S. R. Sanders, “Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC-DC Converters”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol 23, no. 2, pp. 841-851, March 2008.
- [24] K.-H. Lee, Y.-J. Woo, H.-S. Han, K.-C. Lee, C.-S. Chae, G.-H. Cho, “Power-Efficient Series-Charge Parallel-Discharge Charge Pump Circuit for LED Drive”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC*, pp. 2645-2649, June 2008.
- [25] W. Feng, F. G. Shi, “A New Switched-Capacitor Frequency Modulated Driver for Light Emitting Diodes”, vol. 78, no. 11, pp. 114701-114701-4, November 2007.
- [26] E. M. Sá Jr., “Estudo de Estruturas de Reatores Eletrônicos para LEDs de Iluminação”. 2010. 199f. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Santa Catarina.

DADOS BIOGRÁFICOS

Edilson Mineiro Sá Júnior possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (1999), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (2004) e doutorado pela Universidade Federal de Santa Catarina (2010).

Atualmente é professor efetivo do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do *Campus Sobral*, onde coordena o Laboratório de Eletrônica. Suas áreas de interesse são: reatores eletrônicos, microcontroladores, LEDs para iluminação, circuitos para correção de fator de potência e sistemas fotovoltaicos.

Pedro Henrique Almeida Miranda possui graduação em Mecatrônica Industrial pelo Instituto Federal de Ciência e

Tecnologia do Ceará (2009) e mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará (2012).

Atualmente é professor efetivo do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do *Campus* Cedro. Suas áreas de interesse são: reatores eletrônicos, microcontroladores, automação, LEDs para iluminação e sistemas fotovoltaicos.

Esio Eloi dos Santos Filho é graduando em Engenharia Elétrica pela a Universidade Federal do Ceará.

Atualmente é bolsista de Iniciação Tecnológica PBITI-A/CNPq. Participa do Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC). Suas áreas de interesse são: reatores eletrônicos, LED para iluminação e aplicações em energias renováveis.

Fernando Luiz Marcelo Antunes é Bacharel em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará,

Bacharel em Administração de Empresas pela Universidade Estadual do Ceará, Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade de São Paulo e PhD pela Loughborough University of Technology Inglaterra(1991).

Ele é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará ensinando e pesquisando nas áreas de eletrônica de potência, máquinas elétricas e produção de energia elétrica a partir de fontes renováveis de energia. Coordena o Grupo de Processamento de Energia e Controle - GPEC do DEE da UFC onde são realizadas pesquisas com financiamento de agências de fomento e empresas nacionais.

PhD Antunes é bolsista do CNPq, membro da SOBRAEP, da SBA e do IEEE. Foi Editor da revista Eletrônica de Potência da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, e Presidente da SOBRAEP. Atualmente é coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFC.