

ANÁLISE DE EFICIÊNCIA DE CONVERSOR ČUK EM BAIXA TENSÃO

Fernando Reiszal Pereira
Universidade do Estado do Rio de Janeiro - ESDI
Rio de Janeiro – RJ, Brasil
e-mail: freiszel@esdi.uerj.br

NOMENCLATURA

Resumo – O conversor Čuk é atrativo por apresentar baixa flutuação das correntes de entrada e saída e operar tanto como abaixador ou elevador de tensão. Porém, os componentes usados na construção do conversor Čuk são submetidos a correntes maiores que as encontradas em outras topologias, o que faz com que a eficiência destes conversores não seja satisfatória, principalmente em aplicações de baixa tensão. Este trabalho descreve um conversor Čuk que aplica uma corrente constante a um LED de potência, usando como entrada a faixa de tensão operacional de uma bateria íon-lítio. A escolha criteriosa dos componentes usados no projeto permitiu uma alta eficiência para este tipo de conversor, mesmo quando usado em baixas tensões. Os resultados obtidos mostram que é possível fornecer uma corrente constante de 1 A para um LED de 3,5 W de potência ao longo de toda a faixa útil de tensões geradas por uma bateria de íon-lítio (4,2 V a 3,0 V) com uma eficiência de 90%.

Palavras-Chave – Conversor Čuk, Eficiência, Fontes Chaveadas, Íon-lítio.

EFFICIENCY ANALYSIS OF A LOW VOLTAGE ČUK CONVERTER

Abstract – The low input and output ripple currents and the possibility to operate as either a step down or step-up converter make the Čuk converter attractive to many purposes. However, the components used in the construction of the Čuk converter are subjected to higher currents than those found in other topologies, which makes the efficiency of these converters not satisfactory, particularly in low voltage applications. This paper describes the design of a Čuk converter to apply a constant current to a power LED, using as input the operating voltage range of a Li-ion battery. The careful choice of components used in the design allowed a high efficiency for this type of converter, even when used at low voltages. The results show that it is possible to supply a constant current of 1 A for a LED of 3.5 W throughout the useful range of voltages generated by lithium ion battery (4.2 V to 3.0 V) with 90% efficiency.¹

Keywords - Čuk Converter, Efficiency, Ion-lithium, Switching Power Supplies.

¹Artigo submetido em 03/04/2015. Primeira revisão em 19/08/2015. Segunda revisão em 17/11/2015. Aceito para publicação em 17/11/2015, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

V_1	Tensão da bateria de íon-lítio.
V_2	Tensão de saída do conversor.
V_3	Tensão de entrada do PWM.
V_4	Tensão de saída do PWM.
V_H	Tensão de limiar superior do comparador.
V_L	Tensão de limiar inferior do comparador.
T_1	Tempo de desligamento do interruptor
T_2	Tempo de acionamento do interruptor.
I_{in}	Corrente de entrada.
I	Corrente de saída.
P_{in}	Potência de entrada.
P_o	Potência de saída
D	Ciclo de trabalho.
ϵ	Eficiência.
ESR	Resistência série equivalente.
R_{ds}	Resistência dreno-fonte do interruptor.
R_{L1}	Resistência do indutor L_1 .
R_{L2}	Resistência do indutor L_2 .
P_{L1}	Potência dissipada no indutor L_1 .
P_{L2}	Potência dissipada no indutor L_2 .
P_c	Potência dissipada no capacitor.
P_t	Potência dissipada no interruptor.
P_d	Potência dissipada no diodo D_4 .
P_{total}	Potência total dissipada.
V_d	Queda de tensão sobre o diodo em condução direta.

I. INTRODUÇÃO

A topologia proposta por Čuk [1] vem sendo abordada em uma série de trabalhos que avaliam o desempenho deste conversor e de outras topologias “buck-boost” seja por simulações ou por realizações físicas dos circuitos. Os recentes trabalhos [2]-[5] mostram que o assunto ainda é objeto de estudo, ainda que as topologias sejam conhecidas e consagradas. Em projetos de conversores de potência, as topologias Čuk e “buck-boost” descritas em [6] e [7] são destinadas a operar com tensões de entrada da ordem de dezenas de Volts. Nestes trabalhos a avaliação do desempenho deste conversor, seja por simulação ou pela construção de um protótipo funcional, indica que a eficiência do mesmo é satisfatória para tensões de entrada e saída acima de dezenas de Volts. Resultados descritos por [6] e [7] relatam eficiências da ordem de 90%.

Nos trabalhos que usam a topologia Čuk ou sua similar, a SEPIC, para acionar LEDs de potência, é recorrente o uso de vários LEDs em série, o que faz com que as tensões de saída estejam sempre acima de 20 Volts como pode ser verificado em [8]-[13]. O uso de LEDs em série faz com que a tensão

de saída dos circuitos descritos seja sempre maior que algumas dezenas de Volts, e com tensões desta ordem as perdas nos componentes ativos e passivos são pouco significativas. Não se encontrou na literatura nenhum caso que descrevesse o funcionamento de um conversor Čuk para um único LED de potência, o que implicaria em uma tensão de saída de 3,5 V. De fato, pela bibliografia pesquisada, a baixa eficiência parece ser um fator determinante para que o conversor Čuk seja preterido para uso em tensões abaixo de 5 V. Há alguns circuitos integrados dedicados [14]-[17] que alcançam eficiências da ordem de 95%, porém ainda operando com vários LEDs em série e tensões de alimentação acima de 5 V.

Observa-se que, ainda que este trabalho apresente resultados para um conversor Čuk destinado a suprir uma corrente de 1 A para um LED de potência a partir de uma bateria de íon-lítio, a solução proposta atende a uma demanda mais abrangente e onipresente, que é a geração de uma tensão de alimentação de 3,3 V a partir de uma bateria de íon-lítio. Em relação ao estado da arte dos circuitos integrados destinados a esta função, pode-se mencionar o descrito em [18], que apresenta uma eficiência de até 70% para uma corrente máxima de saída igual a 0,5 A. Outra solução proposta por [19] reproduz o caráter abaixador/elevador de tensão de um conversor Čuk por meio de uma transição entre as topologias “*buck-boost*”. Em [19] é afirmado que: “Aplicações que utilizem as novas tecnologias de baterias devem operar da maneira mais eficiente possível ao longo de todo ciclo de descarga da bateria. Extrair o máximo de desempenho de baterias de íon-lítio para gerar um barramento de tensão de 3,3 V é um projeto desafiador”. Ainda segundo o relatado por [19], mesmo que as tensões de 4,2 V a 3,0 V possam ser transformadas em tensões de saída de 1,8 V por conversores abaixadores (ou em tensões de 5,0 V por conversores elevadores) de maneira eficiente, nenhum deles consegue uma solução eficiente para gerar o barramento de 3,3 V devido à baixa eficiência de um conversor que apresente uma característica abaixadora/elevadora simultaneamente.

Portanto, a literatura indica que ainda há uma barreira para a operação do conversor Čuk para baixas tensões, da ordem de alguns Volts. Neste trabalho demonstra-se que é possível conseguir uma eficiência de conversão de 90% com o correto uso de componentes passivos e ativos recentemente lançados no mercado, mesmo para tensões de entrada ao redor de 3,0 V.

A configuração básica de um conversor Čuk é mostrada na Figura 1. Esta topologia de conversor possibilita que o módulo da tensão de saída V_2 possa ser maior ou menor que a tensão de entrada V_1 , o que explica seu uso bastante difundido em sistemas de potência, instrumentação e comunicação. A Figura 1 mostra a versão não-isolada do conversor, onde não há isolamento galvânica entre a entrada e a saída. Esta versão é composta por dois indutores acoplados L_1 e L_2 , dois capacitores C_1 e C_2 , um diodo D_4 e um interruptor S_1 .

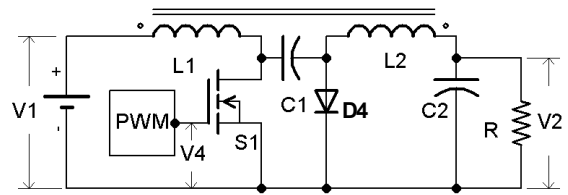


Fig. 1. Configuração básica de um conversor Čuk.

Analisando-se a distribuição de tensões sobre os indutores [1] a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada é dada por:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-D}{1-D} \quad (1)$$

Uma vez que o conversor Čuk permite que a tensão de saída possa ser, em módulo, maior ou menor que a de entrada, considerou-se a possibilidade de usá-lo como um conversor para acionar um LED de potência (PHILIPS LXHL-LW3C) por meio de uma bateria recarregável de íon-lítio. O LED utilizado neste trabalho é representativo de uma classe de LEDs de potência usados em iluminação em geral e usado em diversos trabalhos sobre o tema [8], [9], [10], [13] capaz de prover um fluxo luminoso de 65 lm quando alimentado por uma corrente de 1 A [20]. No entanto, a queda de tensão sobre o LED nestas condições é de 3,5 V. Uma bateria de íon-lítio apresenta uma tensão de 4,2 V quando carregada e pode ser considerada sem carga quando sua tensão cai para 3,0 V. Na maior parte de seu ciclo de trabalho, uma bateria de íon-lítio opera ao redor de 3,5 V, exatamente igual à queda de tensão sobre o LED. Portanto, seria inviável o uso de conversores elevadores (“*boost*”) ou abaixadores (“*buck*”).

II. MODULADOR POR LARGURA DE PULSO

A realização física do conversor descrito neste trabalho levou ao desenvolvimento de um circuito modulador por largura de pulso (PWM) específico. O PWM deve atender ao requisito básico de ser capaz de operar com tensões de alimentação menores que 3,0 V. Um circuito PWM formado pelo comparador MCP6561 e pelo par complementar PHC2300, mostrado na Figura 2, atende às necessidades do projeto. O comparador pode operar com tensões de alimentação entre 1,8 V e 5,0 V, garantindo um atraso de 50 ns nas transições de estado, com uma corrente quiescente de 100 μ A. Outra especificação importante do comparador é operar com entradas próximas às tensões de alimentação.

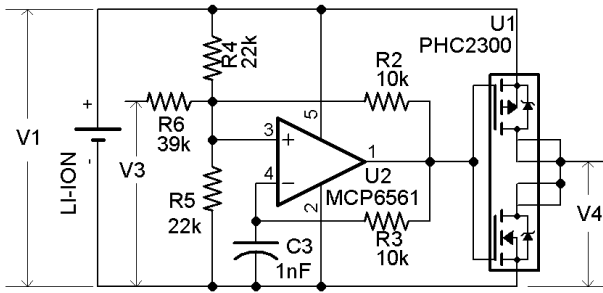


Fig. 2. Modulador por largura de pulso (PWM).

O par complementar PHC2300 formado pelo par de MOSFETS com drenos conectados garante uma transição rápida para o sinal de gate do interruptor. Uma especificação importante para esta ponte é a tensão de limiar dos MOSFETS, que no caso situa-se entre 0,8 V e 2,0 V.

A rede resistiva formada pelos resistores R_2 , R_4 , R_5 e R_6 define o laço de histerese do comparador e estabelece os tempos durante os quais o interruptor ficará ligado (T_2) ou desligado (T_1), como mostrado na Figura 3. Outra característica do PWM projetado é a capacidade de limitar o ciclo de trabalho do PWM dentro de uma faixa pré-estabelecida. De acordo com (1), um ciclo de trabalho entre 54% e 46% é suficiente para manter a tensão de saída V_2 em 3,5 V quando a tensão da bateria varia entre 3,0 V e 4,2 V. A limitação do ciclo de trabalho fornece uma proteção adicional a baterias de íon-lítio: abaixo de 3,0 V a bateria teria que fornecer correntes mais altas para manter a tensão de saída em 3,5 V. Com a limitação não há aumento de corrente, pois o conversor não sustenta a tensão de saída em 3,5 V para entradas menores que 3,0 V.

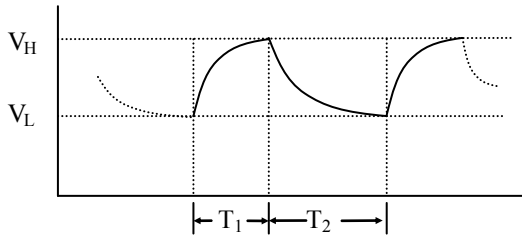


Fig. 3. Tensões limiares e tempos de comutação do laço de histerese formado pelo comparador e rede passiva associada.

O valor do ciclo de trabalho D em função da tensão de entrada do PWM, V_3 , pode ser calculado por meio de (2) – (5):

$$T_1 = -R_3 C_3 \ln \left(\frac{V_1 - V_H}{V_1 - V_L} \right) \quad (2)$$

$$T_2 = -R_3 C_3 \ln \left(\frac{V_L}{V_H} \right) \quad (3)$$

$$V_L = \left(\frac{V_1}{R_4} + \frac{V_3}{R_6} \right) / \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} \right) \quad (4)$$

$$V_H = \left(\frac{V_1}{R_4} + \frac{V_1}{R_2} + \frac{V_3}{R_6} \right) / \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} \right) \quad (5)$$

Os valores dos componentes passivos mostrados na Figura 2 estabelecem uma frequência de trabalho do PWM igual a 50 kHz, e um ciclo de trabalho limitado entre 44% e 56%, como era objetivo do projeto. A Figura 4 mostra o valor do ciclo de trabalho em função da tensão de entrada do PWM para toda a faixa útil de tensões da bateria de íon-lítio.

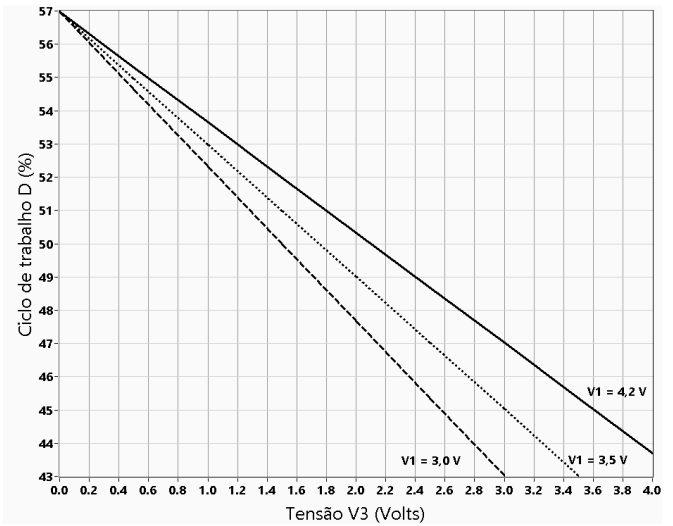


Fig. 4. Ciclo de trabalho (D) em função da tensão de entrada do PWM (V_3).

Os resultados mostrados na Figura 3 mostram uma relação praticamente linear entre o ciclo de trabalho D e a tensão de entrada do PWM, V_3 , para a faixa de tensões da bateria. Também é possível observar pela figura que o ciclo de trabalho é função da proporção entre a tensão de entrada do PWM, V_3 , e a tensão da bateria V_1 , e neste caso torna-se independente desta última.

III. CIRCUITO COMPLETO

O resistor R_1 amostra a corrente aplicada ao LED. O circuito comparador de corrente é formado pelo amplificador operacional LMV358M, como mostrado na Figura 5. As especificações deste amplificador que o tornam adequado ao projeto em questão são a baixa tensão de alimentação (2,7 V) e a capacidade de produzir tensões de saída próximas às linhas de alimentação (“*Rail-to-Rail Output Swing*”).

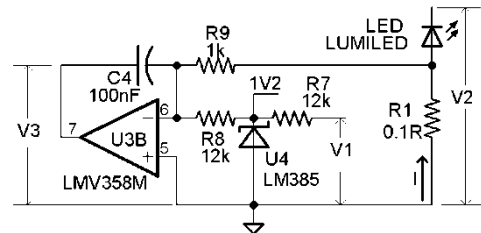


Fig. 5. Realimentação de corrente e compensação por polo dominante.

A tensão V_3 , aplicada ao PWM, estabiliza-se quando a condição dada por (6) é atendida. A compensação da tensão aplicada ao PWM é feita por um polo dominante determinado pelo capacitor C_3 . Esta compensação é adequada para o propósito em questão, onde não há transitórios de tensões de entrada ou cargas. Outras compensações mais elaboradas podem ser feitas levando-se em consideração que o conversor Čuk apresenta um comportamento de um sistema de fase não-mínima [1].

$$\frac{1,2}{R_8} = \frac{IR_1}{R_9} \quad (6)$$

Além da proteção inerente à limitação do ciclo de trabalho do PWM, foram introduzidos mais dois circuitos auxiliares para a proteção da bateria de íon-lítio e dos componentes passivos do conversor, como mostrados na Figura 6. O comparador formado pelo amplificador operacional U_{3A} (LMV358M) e componentes passivos R_{12} , R_{13} e R_{14} impõe um ciclo de trabalho de 0% caso a tensão da bateria seja menor que 2,7 V. O transistor Q_2 e resistores R_{10} e R_{11} também colocam o ciclo de trabalho em 0% caso a tensão de saída seja menor que -4,7 V. Esta última proteção é necessária para evitar que a tensão sobre o capacitor C_1 ultrapasse os limites permitidos, o que pode ocorrer caso haja uma desconexão da carga aplicada ao conversor.

Os componentes passivos L_1 , L_2 e C_1 são calculados segundo procedimentos descritos em [4]. Resta mencionar dois componentes cujas características são essenciais para garantir a eficiência do conversor: o interruptor Q_1 e o diodo D_4 . O interruptor selecionado para o projeto (FDS6670A) apresenta uma resistência dreno-fonte de apenas 0,010 Ω para uma tensão de gate de 3,0 V. O diodo VS-30BQ015 é, dentre a categoria de diodos Schottky que operam com correntes de até 3 A, um dos que apresentam a menor queda de tensão, igual a 0,25 V. Igualmente importante é a escolha do capacitor C_1 , que deve apresentar baixa resistência série equivalente (ESR). Dentre os capacitores possíveis, os que apresentaram melhor desempenho foram os capacitores eletrolíticos da Sanyo, da série SVP, com uma resistência série equivalente igual a 0,018 Ω .

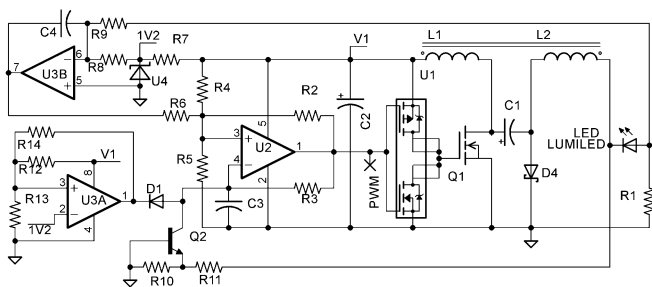


Fig. 6. Circuito completo e acessórios.

A Tabela I relaciona os valores dos componentes usados no circuito da Figura 6.

TABELA I
Componentes Usados no Projeto

Referência	Valor
C_2	100 μ F/6,3 V
C_3	1nF
C_4	100nF
D_1	1N914
L_1	220 μ H
L_2	220 μ H
Q_2	BC849SMD
R_1	0,1 Ω
R_2	10k Ω
R_3	10k Ω
R_4	22k Ω
R_5	22k Ω
R_6	39k Ω
R_7	12k Ω
R_8	12k Ω
R_9	1k Ω
R_{10}	1k Ω
R_{11}	6,8k Ω
R_{12}	15k Ω
R_{13}	12k Ω
R_{14}	220k Ω
U_4	LM385

A Tabela II relaciona os principais componentes para garantir a eficiência de 90% do conversor projetado neste trabalho.

TABELA II
Componentes Principais do Projeto

Referência	Nome	Código Fabricante
Q_1	Interruptor	FDS6670A
D_4	Diodo	VS-30BQ015
U_2	Comparador	MCP6561
U_3	Amplificador Operacional	LMV358M
C_1	Capacitor eletrolítico	16SVP330M
U_1	Par complementar	PHC2300

IV. RESULTADOS

Para determinar o desempenho do conversor com os componentes selecionados, foram construídos oito protótipos funcionais, um dos quais está mostrado na Figura 7.

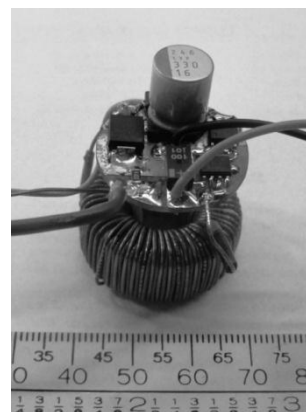


Fig. 7. Protótipo construído para avaliação de desempenho.

Foram montados 8 conversores, com componentes iguais e de mesmo valor, porém obtidos de lotes diferentes. Para cada um dos conversores mediu-se as tensões e correntes e com elas fez-se uma média estatística. Para aferir a uniformidade dos oito protótipos foram medidos os sinais representativos do correto funcionamento dos conversores. A Figura 8 mostra as formas de onda sobre o dreno do interruptor e sobre o ânodo do diodo D4 de uma das unidades construídas. As medidas foram feitas aplicando-se uma tensão de entrada de 3,5 V.

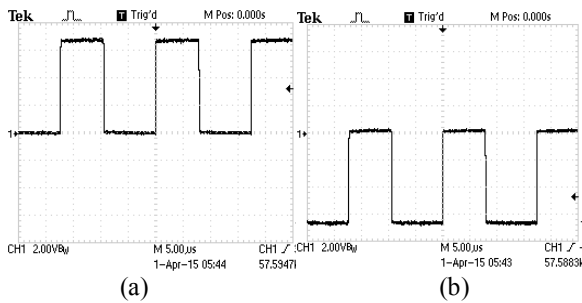


Fig. 8. Resultados experimentais. (a) Tensão entre dreno e fonte do transistor Q₁. (b) Tensão reversa sobre o diodo D₄.

Pelas Figuras 8.a e 8.b pode-se observar que a comutação não apresenta sobreoscilações. Também nota-se que as quedas de tensão no interruptor e no diodo D₄ são praticamente imperceptíveis em comparação com a amplitude do sinal. As Figuras 9.a e 9.b mostram respectivamente a tensão sobre o resistor amostrador de corrente (R₁) e a tensão sobre o LED de potência usado como carga. Observa-se que não há necessidade de usar qualquer capacitor em paralelo com a carga, como ocorre em outras topologias de fontes chaveadas, pois o acoplamento dos indutores L₁ e L₂ é suficiente para cancelar as flutuações das correntes de entrada e saída.

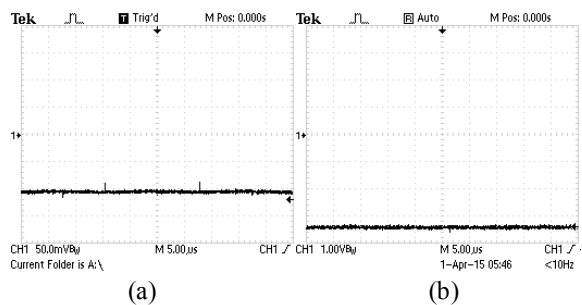


Fig. 9. Resultados experimentais. (a) Tensão sobre resistor de amostragem R₁. (b) Tensão sobre a carga LED.

Para avaliar a eficiência foram medidas as tensões e correntes de entrada e saída, em relação ao potencial terra, bem como o ciclo de trabalho, para cada um dos oito protótipos. A Tabela III relaciona os valores médios encontrados para as oito unidades. Tendo-se os valores de tensões e correntes, calcula-se a eficiência (ϵ) e seu desvio padrão, como mostrado na Tabela III. O valor do desvio padrão demonstra que os protótipos apresentaram resultados repetitivos e consistentes. Os resultados apresentados permitem concluir que é possível a construção de um

conversor Čuk que apresente eficiência ao redor de 90% para baixas tensões.

Usando-se os dados experimentais dos protótipos é possível fazer uma análise detalhada das perdas que cada componente ativo e passivo impõe ao conversor.

TABELA III
Valores Médios de Oito Protótipos

V ₁ (V)	I _{in} (A)	V ₂ (V)	I (A)	D (%)	P _{in} (W)	P _o (W)	ϵ
3,0	1,317	-3,452	0,997	57,5	3,951	3,441	87,1 ± 0,26
3,2	1,252	-3,511	1,012	56,1	4,008	3,554	88,7 ± 0,23
3,4	1,173	-3,518	1,016	54,4	3,990	3,575	89,6 ± 0,31
3,6	1,106	-3,525	1,017	52,9	3,980	3,586	90,1 ± 0,14
3,8	1,045	-3,534	1,020	51,5	3,972	3,603	90,7 ± 0,16
4,0	0,999	-3,556	1,026	50,3	3,997	3,649	91,3 ± 0,20
4,2	0,956	-3,556	1,028	49,0	4,015	3,654	91,0 ± 0,13

A análise foi feita tomando-se como ponto de partida a corrente de entrada dada por:

$$I_{in} = \frac{D}{1-D} I \quad (7)$$

Conhecendo-se a resistência ôhmica dos indutores e sabendo-se que o projeto estabeleceu valores de indutância que minimizassem as flutuações de corrente, a potência dissipada pelos indutores é dada por (8) e (9). Os indutores foram fabricados com fio 20 AWG, logo, para a frequência de 50 kHz, o efeito pelicular pode ser desprezado.

$$P_{L1} = R_{L1} I_{in}^2 \quad (8)$$

$$P_{L2} = R_{L2} I^2 \quad (9)$$

A corrente eficaz que circula pelo capacitor C₁ é numericamente igual à própria corrente de entrada do conversor [21], de modo que a potência dissipada pelo capacitor é dada por:

$$P_c = I_{in}^2 ESR \quad (10)$$

A potência dissipada pelo interruptor é dada por (11) e (12) fornece a potência dissipada pela queda de tensão no diodo D₄. O valor da queda de tensão foi linearizado usando-se valores medidos experimentalmente.

$$P_t = R_{ds} \left(I \left(1 + \frac{D}{1-D} \right) \right)^2 D \quad (11)$$

$$P_d = I \left(1 + \frac{D}{1-D} \right) \left(0,03 I \left(1 + \frac{D}{1-D} \right) + 0,18 \right) (1 - D) \quad (12)$$

O cálculo das potências dissipadas foi feito com valores determinados experimentalmente. A Tabela IV mostra os valores obtidos. Todos os cálculos foram feitos admitindo-se uma corrente de saída (I) igual a 1,02 A. A potência consumida pelos circuitos integrados e componentes passivos usados na construção do protótipo é desprezível, visto que a corrente quiescente destes elementos é de 1,25 mA.

TABELA IV
Valores Determinados Experimentalmente

Parâmetro	Valor
R_{ds}	0,010 Ω
ESR	0,018 Ω
R_{L1}	0,040 Ω
R_{L2}	0,045 Ω
V_d	(0,03 · i + 0,18) V

A Figura 10 apresenta o resultado das potências dissipadas por cada componente passivo e ativo do conversor. Também é mostrada a soma de todas estas potências (P_{total}) e a diferença entre a potência de entrada e a de saída ($P_{in} - P_o$). Pode-se observar no gráfico a correlação entre estas duas últimas potências.

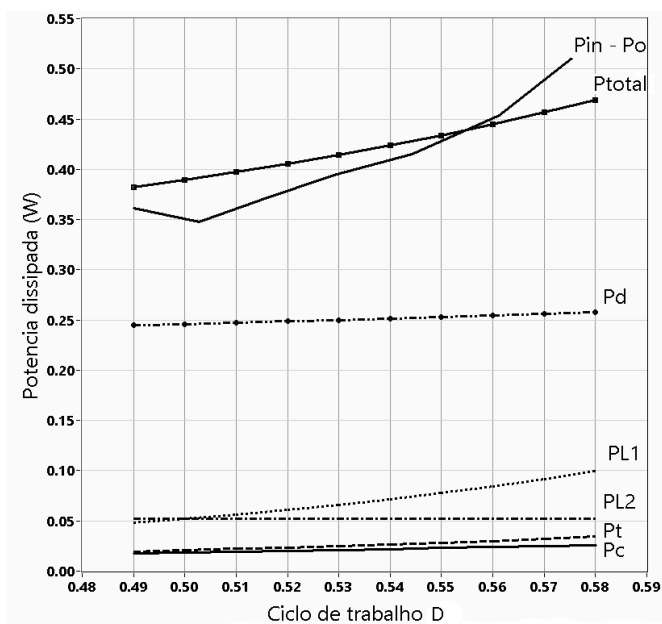


Fig. 10. Potências dissipadas em elementos passivos e ativos.

Os resultados mostrados na Figura 10 permitem concluir que os elementos que mais contribuem para reduzir a eficiência do conversor são o diodo de roda-livre D_4 e as resistências ôhmicas dos indutores L_1 e L_2 . Os dois últimos fatores ainda são passíveis de melhorias, caso seja aceitável um aumento de volume ocupado pelos indutores. No entanto não há alternativa para o primeiro fator, pois até o momento de finalização deste trabalho não se encontrou na literatura disponibilizada por fabricantes e fornecedores nenhum diodo Schottky que atendesse aos requisitos do conversor (corrente máxima, volume físico e resposta a transitórios entre outros) que apresentasse uma queda de tensão menor.

V. CONCLUSÕES

O desempenho do conversor Čuk tem sido avaliado em várias aplicações, desde dispositivos portáteis até sistemas ininterruptos de potência. A revisão bibliográfica feita e a análise do estado da arte apresentado pelos fabricantes de circuitos integrados que desempenham as funções de um conversor que funcione tanto no modo “*buck*” como no

modo “*boost*” indicam que esta topologia de conversor apresenta uma baixa eficiência para aplicações em tensões de entrada e saída menores que 5 V. A documentação mais recente de conversores “*buck-boost*” com correntes e tensões de saídas semelhantes indica que a eficiência dos mesmos não se compara à do protótipo desenvolvido. Mesmo para conversores “*buck-boost*” síncronos, a eficiência é menor que 80% para correntes de saída de 1 A [22]. Em [23] também são reportadas dificuldades em se obter eficiências acima de 90% para conversores “*buck-boost*” operando em baixas tensões de entrada. No entanto, um protótipo de conversor “*buck-boost*” desenvolvido previamente ao conversor Cuk mostrado neste trabalho, utilizando os mesmos componentes, apresentou de fato valores semelhantes de eficiência para tensões acima de 3,8 V, porém para tensões abaixo de 3,4 V a eficiência obtida situou-se ao redor de 70%, bem abaixo da obtida pela topologia Čuk. Porém, a real vantagem do conversor Čuk sobre o “*buck-boost*” é o uso do circuito magnético integrado, que permite uma redução substancial das flutuações das correntes de entrada e saída. Reitera-se que a corrente de saída mostrada nos resultados, da Figura 9.a, apresenta uma flutuação desprezível, mesmo sem o uso de um capacitor de saída.

Poder-se-ia tentar melhorar a eficiência pela adoção de um conversor síncrono, onde o diodo é substituído por um MOSFET. No entanto, em [24] é feita uma comparação de um conversor “*buck*” usando um diodo e um MOSFET como elemento chaveador e esta comparação demonstrou que nem sempre um conversor síncrono é mais eficiente. Os resultados mostrados em [24] indicam eficiências semelhantes, ao redor de 90%, para ambas as configurações, quando operando a correntes de saída igual a 1 A. No entanto, conversores síncronos são mais complexos, não se justificando portanto o uso deles em detrimento da versão mais simples.

Este trabalho descreveu o projeto de um conversor Čuk destinado a transformar a tensão de uma bateria de íon-lítio em corrente constante de 1 A para acionar um LED de potência. Os resultados indicam que é possível obter uma eficiência de conversão da ordem de 90% com a correta escolha dos componentes ativos e passivos usados no projeto do conversor. Demonstrou-se por meio de medidas experimentais que a principal contribuição para a perda de eficiência é o diodo de roda-livre. Até o momento da conclusão deste trabalho não havia disponível nenhum diodo similar que apresentasse melhor desempenho, o que permite concluir que, no estado da arte atual, a faixa de 90% é o limite para conversores Čuk operando a baixas tensões.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Čuk, R. D. Middlebrook, “A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages”. in *Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*. pp. 73–86, 1976.
- [2] A. Ajami, H. Ardi, A. Farakhor, “Design, analysis and implementation of a buck–boost DC/DC converter”, *IET Power Electronics*, Vol. 7, no. 12, pp. 2902–2913, December 2014.

- [3] E. Irmak, N. Güler, "Application of a high efficient voltage regulation system with MPPT algorithm", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 44, no. 1, pp. 703–712, January 2013.
- [4] E. Babaei, M. E. S. Mahmoodieh, "Systematical method of designing the elements of the Cuk converter", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 55, pp. 351–361, February 2014.
- [5] M. R. Banaei, H. Ardi, A. Farakhor, "Analysis and implementation of a new single-switch buck–boost DC/DC converter", *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 7, pp. 1906–1914, July 2014.
- [6] L. R. Barbosa, A. A. Pereira, A. T. Cezar, "Um Conversor Čuk Utilizando uma Única Chave Ativa com Chaveamento Suave", *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 9, n° 2, pp. 53-60, Novembro de 2004.
- [7] M. Mezaroba, J. S. Scholtz, P. S. G. Giacomini, "Conversor CC-CC Elevador/Abaixador ZVS PWM com Grampeamento Ativo", *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 12, no. 3, pp. 197-204, Novembro de 2007.
- [8] R. A. Pinto, M. R. Cosetin, T. B. Marchesan, A. Campos, R. N. Prado, "Lâmpada Compacta Empregando LEDs", *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 14, no. 2, pp. 133-140, Maio de 2009.
- [9] R. A. Pinto, T. E. Bolzan, M. R. Cosetin, R. F. Miranda, T. B. Marchesan, J. M. Alonso, R. N. Prado, "Sistema de Iluminação Pública Empregando LEDs Alimentado pela Rede Elétrica ou por Baterias Utilizando Apenas um Conversor CC-CC", *Revista Eletrônica de Potência*, v.18, n.1, pp.873-883, Fevereiro de 2013.
- [10] H. van der Broeck, G. Sauerlander, M. Wendt, "Power driver topologies and control schemes for LEDs", in *Proceedings of the 22nd Applied Power Electronics Conference*, pp.1319 -1325, 2007.
- [11] Q. Hu, R. Zane, "LED driver circuit with series-input-connected converter cells operating in continuous conduction mode", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 3, pp.574 -582, March 2010.
- [12] D. Gacio, J. M. Alonso, A. J. Calleja, J. Garcia, M. Rico-Secades, "A universal-input single-stage high-power-factor power supply for HB-LEDs based on integrated Buck-flyback converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp.589 -599, February 2011.
- [13] H.J. Chiu, Y.K. Lo, J.T. Chen, 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.
- [14] PHILIPS, "Technical Datasheet DS46", 2006. [Online]. Disponível: http://www.newark.com/pdfs/datasheets/Lumileds/LUXEONIII_STAR.pdf
- [15] Supertex Inc, "AT9933 Technical Datasheet", 2008. [Online]. Disponível: <http://www.supertex.com/pdf/datasheets/AT9933.pdf>
- [16] Texas Instruments, "LM3423 N-Channel Controllers for Constant Current LED Drivers", 2008. [Online]. Disponível: <http://www.ti.com/lit/gpn/lm3423>
- [17] On Semiconductor, "NCL30160 1.0A Constant-Current Buck Regulator for Driving High Power LEDs", 2012. [Online]. Disponível: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCL30160-D.pdf>
- [18] Maxim Integrated, "Automotive TFT-LCD Power Supply with Boost, Buck, and Cuk Converters, VCOM Buffers, Gate Drivers, and SPI Interface", 2014. [Online]. Disponível: <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX16927.pdf>
- [19] Texas Instruments Incorporated, "Fully integrated TPS6300x buck-boost converter extends Li-ion battery life", 2006. [Online]. Disponível: <http://www.ti.com/lit/an/slyt256/slyt256.pdf>
- [20] Linear Technologies, "LT3791 Technical Datasheet", 2012. [Online]. Disponível: <http://www.linear.com/docs/41199>
- [21] Texas Instruments Incorporated, "LM2611 1.4MHz Cuk Converter", 2013. [Online]. Disponível: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2611.pdf>
- [22] Texas Instruments Incorporated, "High-Efficiency Single Inductor BUC Buck-Boost Converter In Tiny WCSP", 2012. [Online]. Disponível: www.ti.com/lit/ds/symlink/tps63036.pdf
- [23] H. Fan, Texas Instruments Incorporated, "Design tips for an efficient non-inverting buck-boost converter", 2014. [Online]. Disponível: www.ti.com/lit/slyt584
- [24] R. Nowakowski, N. Tan, Texas Instruments Incorporated, "Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converter", 2009. *Analog Applications Journal*, [Online]. Disponível: www.ti.com/lit/an/slyt358/slyt358.pdf

DADOS BIOGRÁFICOS

Fernando Reiszal Pereira, nascido em 22/01/1962 em São Paulo é engenheiro eletricitista (1986), mestre (1993) e doutor em Engenharia Biomédica (2000) pela Universidade Federal do Rio de Janeiro. Atualmente é professor associado da ESDI/UERJ - Universidade do Estado do Rio de Janeiro. É professor da Pós-Graduação em Design da ESDI/UERJ, onde atua na linha de pesquisa "Design e Tecnologia". Suas áreas de interesse são: "Desenvolvimento de Interfaces Homem-Máquina", "Sistemas de Automação e Controle", "Caracterização de Materiais e Meios", "Instrumentação Eletrônica" e "Processamento de Sinais".