

CONVERSOR BUCK-FLYBACK PARA CARGA E EQUALIZAÇÃO DA TENSÃO EM BANCOS DE SUPERCAPACITORES

Matheus Ryndack, João A. Vilela Jr , Rogers Demonti
Universidade Federal do Paraná – UFPR, Curitiba – PR, Brasil
e-mail: matheus@ryndack.com.br, vilela@eletrica.ufpr.br, rogers@eletrica.ufpr.br

Resumo – A utilização de supercapacitores como elemento de acumulação de energia tem se tornado muito popular nos últimos anos. Todavia, na maioria das aplicações é necessária a associação de vários desses elementos em série, devido às baixas tensões nominais. Nessas condições de operação, as tensões em cada elemento do banco de supercapacitores podem apresentar desequilíbrio devido a variações paramétricas. Este artigo apresenta uma topologia de circuito de equalização da tensão dos supercapacitores integrado ao conversor Buck utilizado para carga do banco. O circuito proposto realiza a equalização da tensão do banco de forma não dissipativa e sem a necessidade de circuitos adicionais de controle. Um protótipo é implementado e os resultados experimentais obtidos mostraram que desequilíbrios de tensão de até 86% foram reduzidos para apenas 5,2% durante o processo de carga do banco, sem, no entanto, exceder o máximo valor nominal de tensão de cada supercapacitor.

Palavras-Chave – Equalização de Tensão, Sistema de Armazenamento de Energia, Supercapacitores.

BUCK-FLYBACK CONVERTER FOR CHARGING AND VOLTAGE EQUALIZER ON SUPERCAPACITOR BANK

Abstract – The application of supercapacitors as energy storing devices became very popular in the last years. However, typically the supercapacitors are connected in series because its low nominal voltages. In this operating conditions, the voltages in each supercapacitor may be unbalanced due their parametric variations. This paper presents a new voltage equalization circuit. The proposed circuit is integrated with the Buck converter used to charge the supercapacitor bank. This is a non-dissipative circuit and do not requires any specific control circuit. A prototype is implemented and experimental results show that unbalances up to 86% in the supercapacitors voltages, were reduced to only 5.2% during the bank's charge process. Nevertheless, each supercapacitor maximum voltage remained within its nominal value.

Keywords – Energy Storage Systems, Supercapacitor, Voltage Equalizer.

Artigo submetido em 04/04/2018. Primeira revisão em 28/05/2018. Aceito para publicação em 17/08/2018 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2018.4.2806>

I. INTRODUÇÃO

Os supercapacitores estão se tornando importante fonte de acumulação de energia, por atenderem às solicitações de sistemas que exigem alta densidade de potência (W/kg), elevado número de ciclagem (carga/descarga) e elevada vida útil. Essas características dos supercapacitores têm proporcionado a difusão dessa tecnologia na área de propulsão veicular e em sistemas de acumulação misto [1]. Nessa última, os supercapacitores operam em paralelo com outros acumuladores de maior densidade de energia (Wh/kg), mas com menor densidade de potência (W/kg), como baterias e células combustíveis.

Os supercapacitores suportam baixas tensões, aproximadamente 2,7 V, sendo necessária em muitas aplicações a associação de vários desses elementos em série. As tensões, as temperaturas e os valores eficazes de corrente nas quais os supercapacitores ficam submetidos provocam sua degradação com o tempo, alterando suas características [2]-[3]. As variações intrínsecas ao processo de fabricação também provocam alterações na capacitância, na impedância interna e na corrente de fuga desses componentes. Dessa forma, a utilização de supercapacitores associados em série, requer cuidados para evitar desequilíbrios de tensão em decorrência de variações paramétricas dos componentes, pois a corrente de carga, na maioria dos circuitos, alimenta simultaneamente todo o banco de supercapacitores em série.

Circuitos para fazer o equilíbrio de carga em bancos de supercapacitores foram propostos na literatura. Um circuito amplamente utilizado conecta aos terminais de cada supercapacitor um resistor em série com um interruptor, que é comandado por um dispositivo de monitoramento da tensão. Assim, a resistência em paralelo com cada elemento acumulador é conectada quando a tensão nesse elemento excede limites previamente estabelecidos [4]. Contudo, as perdas ôhmicas nos resistores comprometem a eficiência desse sistema de equalização.

Circuitos que colocam capacitores em série-paralelo com os supercapacitores possibilitam redistribuir a energia entre os elementos acumuladores [5]-[6]. Existem diversas variações topológicas utilizando chaveamento de capacitores [4]-[7]. Esses circuitos apresentam como vantagem não necessitar de elementos magnéticos. Entre os desafios dessa técnica está a baixa impedância entre os capacitores, que proporciona elevadas correntes no circuito de equalização, requerendo dos interruptores características excelentes para não inviabilizar a topologia devido às perdas.

A utilização de conversores CC-CC como o abaixador-elevador (Buck-Boost) possibilita transferir energia entre supercapacitores adjacentes, proporcionando o equilíbrio de carga [8]-[10]. O desafio dessa técnica é a complexidade do

circuito que possui muitos sensores, indutores e interruptores.

O conversor Flyback [7]-[11] permite transferir a energia de um supercapacitor para outro ou para todo o banco. A transferência é feita através dos indutores acoplados que estão em paralelo com os supercapacitores. Esse circuito reduz o número de interruptores e simplifica a lógica de controle. O sensoriamento da tensão ainda é necessário para evitar a operação do circuito de equalização quando as cargas estão equilibradas.

O Transformador com Múltiplos Enrolamentos [4]-[12] possibilita transferir energia de um supercapacitor para outro através do transformador. Contudo, são necessárias etapas de acumulação de energia intermediárias para evitar que fontes de tensão sejam conectadas nos dois terminais do transformador.

Para todas as técnicas apresentadas anteriormente existe uma infinidade de artigos com suas variações topológicas [1]-[13]. A técnica proposta neste trabalho tem como diferencial a integração do circuito de carga dos supercapacitores com o circuito de equalização, simplificando expressivamente o circuito de equalização. A proposta mescla as características do circuito de equalização utilizando o conversor Flyback com o circuito que utiliza o Transformador com Múltiplos Enrolamentos.

II. CONVERSOR PROPOSTO

A. Princípio de Funcionamento

Neste artigo é usado o conversor Buck como circuito de carga de um banco de supercapacitores, circuito esse amplamente utilizado para esta aplicação. Todavia, nesse trabalho o indutor Buck (L_p) é acoplado a enrolamentos auxiliares (N_{Sx}) para realizar a equalização da tensão entre os supercapacitores do banco. Assim, o conversor proposto possibilita simultaneamente realizar a carga e a equalização da tensão de um banco de supercapacitores. A Figura 1 ilustra o conversor Buck-Flyback conectado a um banco formado por três elementos acumuladores de energia em série.

O interruptor S_1 , o indutor L_p (com N_p espiras) e o interruptor S_2 , que faz o papel do diodo, formam o conversor Buck, que transfere a energia da fonte E para o banco. Os indutores acoplados N_{Sx} e os diodos D_x em série com esses indutores formam o circuito de equalização de tensão dos supercapacitores.

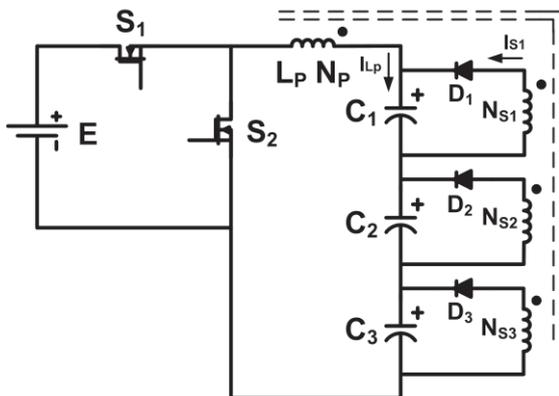


Fig. 1. Circuito de carga e de equalização dos supercapacitores.

Quando o interruptor S_1 está conduzindo, o indutor L_p fica submetido à diferença de potencial entre a tensão de entrada “E” e a tensão total do banco de supercapacitores. Nessa etapa as polaridades das tensões induzidas nos enrolamentos secundários (N_{Sx}) são conforme indicadas na Figura 2, reforçando o bloqueio dos diodos (D_x). Durante esse período a fonte de alimentação “E” transfere energia para o indutor L_p e para os supercapacitores.

Quando o interruptor S_1 é aberto, o interruptor S_2 passa a conduzir reversamente, fornecendo novo caminho para a circulação da corrente do indutor primário (I_{Lp}) e permitindo a transferência de energia do indutor para os supercapacitores, de acordo com a Figura 3. Nessa etapa a tensão no indutor L_p inverte a polaridade e é igual à soma das tensões dos supercapacitores mais a tensão de condução reversa do interruptor S_2 .

Os enrolamentos secundários (N_{Sx}) tendem a polarizar diretamente os diodos (D_x), mas isso só ocorrerá se a tensão no enrolamento secundário (V_{Ls}) for maior que a tensão de condução direta do diodo (D_x) somada à tensão do supercapacitor (V_{C_x}). Se o diodo não entrar em condução, o circuito de equalização não atua e o conversor proposto opera como se não houvesse circuito de equalização. Isto pode ser observado na Figura 4.a para o caso do diodo D_2 .

O desequilíbrio de tensão entre os supercapacitores pode fazer com que a tensão dos enrolamentos secundários (V_{Ls}) leve o diodo (D_x), que está em paralelo com o supercapacitor de menor tensão, a entrar em condução; no caso ilustrado na Figura 3, o circuito de equalização do supercapacitor C_2 entrou em operação. Posteriormente será demonstrado que o enrolamento secundário pode assumir parcialmente ou totalmente a corrente do enrolamento primário; a Figura 4.b ilustra um caso em que a corrente é assumida parcialmente.

Na Figura 4.b o transitório produzido pelas indutâncias de dispersão do primário e secundário não foram retratadas para facilitar o entendimento. Posteriormente as influências dessas indutâncias serão analisadas.

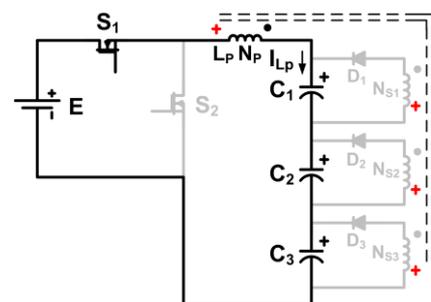


Fig. 2. Etapa de operação com o interruptor S_1 conduzindo.

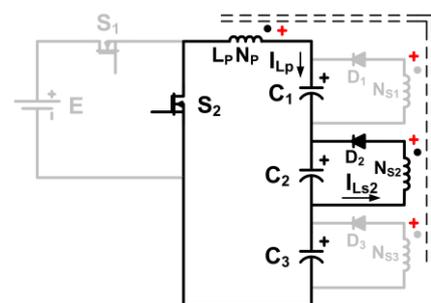


Fig. 3. Descarga do indutor L_p e atuação do circuito de equalização.

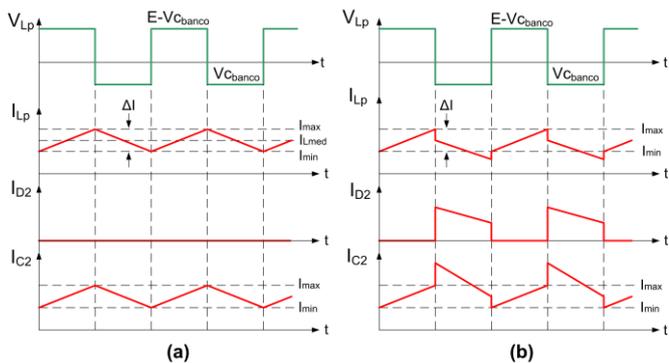


Fig. 4. Formas de onda da tensão e correntes: (a) tensões nos supercapacitores equilibrada; (b) tensão em desequilíbrio.

O circuito de equalização só irá atuar se a tensão no enrolamento secundário (V_{Ls}) for suficiente para colocar em condução o diodo que está em série com esse enrolamento. Considerando, como exemplo quantitativo, as relações de transformações entre o enrolamento do primário (N_p) e os enrolamentos dos secundários (N_{Sx}) iguais a três, têm-se nos enrolamentos secundários tensões iguais a 1/3 da tensão no enrolamento primário. Quando o interruptor S_1 está aberto, a tensão instantânea no enrolamento primário V_{Lp} equivale à soma das tensões nos capacitores mais à queda de tensão reversa no interruptor S_2 . A (1) relaciona a tensão instantânea nos enrolamentos secundários (V_{Ls}) com as tensões nos supercapacitores.

$$V_{Ls} = \frac{1}{3} \cdot V_{Lp} = \frac{V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} + V_{D_{S2}}}{3} \quad (1)$$

onde:

- V_{Ls} - tensões nos enrolamentos secundários;
- V_{Lp} - tensão no enrolamento primário;
- V_{Cx} - tensão no supercapacitor;
- $V_{D_{S2}}$ - tensão de condução reversa do MOSFETs.

Quando a tensão no supercapacitor (V_{Cx}) é inferior a do enrolamento secundário (V_{Ls}) o diodo presente entre os dois componentes pode ser polarizado diretamente fornecendo energia ao supercapacitor com menor tensão. Essa condução de corrente no enrolamento auxiliar faz o papel do circuito de equalização. Esse circuito não requer uma lógica de comando adicional ou de monitoramento da tensão.

A relação de transformação adequadamente projetada facilita a entrada dos diodos (D_x) em condução, quando houver desequilíbrios da tensão nos supercapacitores. Todavia, essa relação de transformação não deve levar o diodo à condução em condições de equilíbrio de tensões nos supercapacitores.

A (2) deve ser satisfeita para que o diodo (D_2) em série com o capacitor C_2 não entre em condução na condição de equilíbrio de tensão. O projeto deve ser feito com uma relação de transformação próxima do limiar de condução do diodo, quando as tensões nos supercapacitores estão equilibradas. Dessa forma, pequenos desequilíbrios de tensão fazem o circuito de equalização entrar em operação. Se (2) é uma igualdade na condição de equilíbrio de tensão, os diodos (D_x) estão no limiar de condução e os desequilíbrios de carga podem ser corrigidos totalmente.

$$V_{C_2} + V_{D_2} \geq \frac{V_{C_1} + V_{C_2} + \dots + V_{C_N} + V_{D_{S2}}}{k_T} \quad (2)$$

onde:

- k_T - relação de transformação (N_p/N_s);
- V_{D_2} - tensão de condução direta do diodo.

B. Características Operacionais

Na condição de equilíbrio de carga o conversor Buck integrado ao circuito de equalização opera simplesmente como um conversor Buck, pois toda energia fornecida aos supercapacitores provém do indutor L_p . Na condição de desequilíbrio de carga o conversor proposto também opera como um conversor Buck quando o interruptor S_1 está fechado. Todavia, quando o interruptor S_1 está aberto o indutor L_p e o enrolamento auxiliar fornecem simultaneamente corrente para o supercapacitor, caracterizando uma mescla de operação do conversor Flyback com o conversor Buck.

A corrente no circuito de equalização ($I_{L_{sx}}$) é limitada pelo aumento da tensão de condução direta do diodo em função do aumento da corrente no mesmo, e pela resistência do enrolamento secundário do indutor acoplado. Dessa forma, pequenos desequilíbrios de tensão farão com que uma pequena parcela da corrente que está circulando pelo primário do indutor acoplado (I_{Lp}), seja assumida pelo enrolamento secundário ($I_{L_{sx}}$).

Os desequilíbrios de tensões nos supercapacitores não deverão ser muito grandes na maior parte do tempo, pois durante o processo de carga dos supercapacitores o circuito de equalização atuará sempre que houver desequilíbrios.

A Figura 5 apresenta o circuito de potência e equalização, com os indutores acoplados e os diodos, representados na figura através dos seus modelos.

O modelo linearizado do diodo é composto por um diodo ideal (D_x), uma fonte de tensão (V_{Dx}) e uma resistência série (R_{Dx}). O modelo do indutor acoplado é representado por uma indutância de dispersão ($L_{L_{sx}}$), uma resistência do enrolamento secundário ($R_{L_{sx}}$) e pelo transformador ideal caracterizado pelas bobinas do primário (N_p) e dos secundários (N_{Sx}).

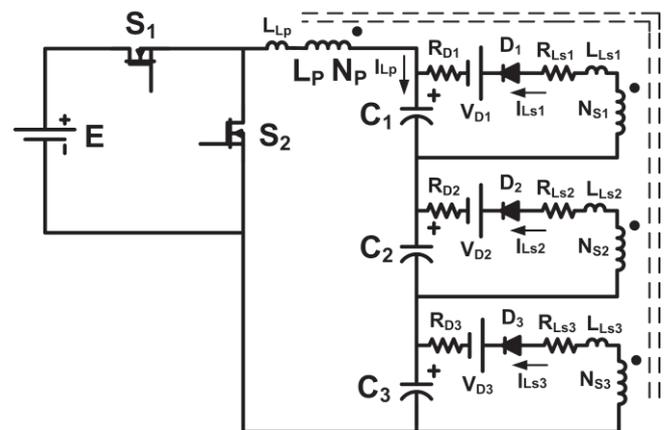


Fig. 5. Representação do circuito de carga e de equalização utilizando modelos linearizados dos componentes.

A resistência série do supercapacitor foi desprezada nessa aplicação, devido ao reduzido valor, e somente as características do modelo pertinentes à análise foram colocadas na Figura 5.

As indutâncias de dispersão dos enrolamentos secundários e do enrolamento primário geram um transitório no momento que um dos enrolamentos secundário entra ou cessa sua condução. Todavia, essas indutâncias não interferem nos valores de corrente máxima e de regime dos enrolamentos. Dessa forma, essas indutâncias serão desconsideradas nesse momento, mas posteriormente serão objetos de análise.

A (3) relaciona o desequilíbrio de tensão no banco de supercapacitores com a corrente no circuito de equalização do capacitor C_2 , considerando o capacitor C_2 o de menor tensão no banco.

A Figura 6 foi obtida por meio da (3) utilizando os seguintes dados: o diodo 1N5819 apresenta uma tensão de polarização direta $V_D = 0,55$ V e uma resistência $R_D = 0,2$ Ω . As resistências dos enrolamentos secundários do transformador (R_{Ls}) são de $0,05$ Ω e a tensão reversa no interruptor S_2 (V_{DS2}) é de $0,3$ V.

$$I_{Ls2} = \frac{V_{C_1} + V_{C_2} \cdot (1 - k_T) + \dots + V_{C_N} + V_{D_{S2}} - V_{D_2} \cdot k_T}{(R_{D_2} + R_{L_{S2}}) \cdot k_T} \quad (3)$$

onde:

I_{Ls2} - corrente no enrolamento N_{S2} do secundário do transformador;

R_{D_2} - resistência do circuito equivalente do diodo D_2 ;

$R_{L_{S2}}$ - resistência do enrolamento secundário do transformador.

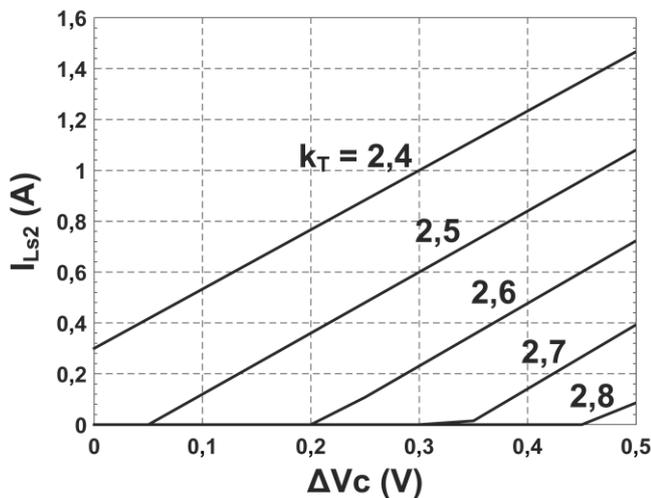


Fig. 6. Corrente máxima no secundário do transformador em função do desequilíbrio de tensão no banco de supercapacitores, para diferentes relações de transformação.

Os resultados foram obtidos para diferentes relações de transformação (N_p/N_s). Nesse cálculo foi considerado um banco com três supercapacitores, no qual dois apresentam a mesma tensão de 2 V e o terceiro uma tensão menor. Essa diferença de tensão entre os supercapacitores ΔV_c é apresentada no eixo das abscissas do gráfico. No eixo das ordenadas é apresentada a corrente no enrolamento secundário que está em paralelo com o capacitor com menor tensão.

A corrente apresentada na Figura 6 só vai circular pelo enrolamento secundário na etapa em que o interruptor S_1 está aberto, conforme mostrado na Figura 4.b. Deve-se ressaltar que a corrente máxima no indutor depende da energia acumulada no mesmo. Dessa forma, se a corrente no primário (I_{Lp}) for de 1A quando o interruptor S_1 está fechado, a máxima corrente que poderá circular por um dos enrolamentos secundário (I_{Lsx}), no momento que o interruptor abrir, será de 2,5 A, assumindo a relação de transformação igual a 2,5.

Essa limitação da corrente é uma proteção contra sobrecorrente no circuito de equalização, diferentemente do circuito de equalização utilizando o transformador com múltiplos enrolamentos [4]-[12].

A Figura 6 evidencia que uma baixa relação de transformação faz circular a corrente no circuito de equalização, mesmo quando não há desequilíbrio. Por outro lado, elevada relação de transformação impossibilita a equalização para pequenos desequilíbrios. A construção dos indutores acoplados com a relação de transformação que permita corrigir totalmente o desequilíbrio de tensão é o grande desafio no projeto do conversor proposto.

C. Influência da Indutância de Dispersão na Corrente do Circuito de Equalização

Os valores de corrente calculados no item anterior representavam patamares nos quais as correntes se estabilizam. Todavia, as indutâncias de dispersão do circuito magnético produzem transitórios a cada ciclo de chaveamento, que pode comprometer o funcionamento do circuito de equalização da tensão.

A (4) permite calcular a forma de onda da corrente no circuito de equalização quando o interruptor S_1 abre. Ressaltando que só haverá corrente no circuito I_{Ls2} se a tensão no supercapacitor C_2 for suficientemente inferior a dos demais supercapacitores.

$$I_{Ls2}(t) = I_{Ls2}^* \cdot \left(1 - e^{-\left(\frac{R_{D_2} + R_{L_{S2}}}{L_{Ls2} + (L_{Lp}/k_T^2)}\right)t}\right) \quad (4)$$

onde:

I_{Ls2}^* - corrente no enrolamento N_{S2} do secundário do transformador, na condição de equilíbrio das tensões, calculada utilizando a (3);

L_{Ls2} - indutância de dispersão do enrolamento secundário do indutor acoplado;

L_{Lp} - indutância de dispersão do enrolamento primário do indutor acoplado.

A Figura 7 representa a forma de onda da corrente no secundário do indutor acoplado (I_{Ls2}) em função do tempo, tendo como instante inicial a abertura do interruptor S_1 . Essas curvas foram obtidas empregando os mesmos dados utilizados para construir a Figura 6 e com uma relação de transformação igual a 2,5.

Na Figura 7 é mostrada duas condições de desequilíbrio de tensão nos supercapacitores, em que V_{C2} é igual a 1,5 V e 1,6 V. A tensão nos demais supercapacitores do banco são iguais a 2 V.

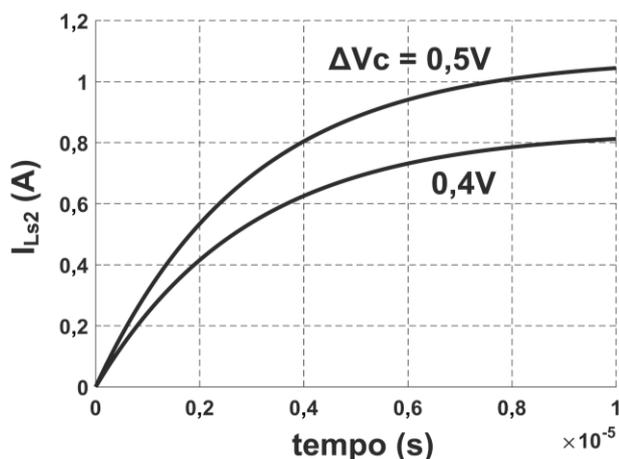


Fig. 7. Comportamento da corrente em função do tempo no indutor acoplado, para duas condições de desequilíbrio no banco de supercapacitores.

As indutâncias de dispersão dos enrolamentos secundários do indutor acoplado são de $0,35 \mu\text{H}$ e a indutância de dispersão do enrolamento primário do indutor acoplado é de $0,9 \mu\text{H}$.

Por meio da Figura 7 pode ser verificado que, se o tempo em que o interruptor S_1 permanece aberto for menor que $4 \mu\text{s}$, ocorrerá uma expressiva redução na capacidade de transferir energia pelo circuito de equalização, evidenciando os limites de frequência de operação do conversor proposto em função das indutâncias de dispersão dos indutores acoplados.

D. Influência da Tensão de Alimentação do Conversor Proposto na Operação do Circuito de Equalização

O circuito de equalização atua quando o interruptor S_1 está aberto, ou seja, nos instantes em que as tensões nos enrolamentos secundários (N_{s_x}) são capazes de polarizar diretamente os diodos (D_x), conforme mostrado na Figura 3. Assim, quanto maior a tensão na entrada do conversor, para uma mesma tensão do banco de supercapacitores, menor é a razão cíclica de operação do conversor Buck-Flyback e maior o tempo para atuação do circuito de equalização que, por consequência, atinge a equalização mais rapidamente.

A (5) permite determinar a elevação de tensão no supercapacitor de menor tensão em função da corrente no enrolamento secundário do indutor acoplado.

A Figura 8 relaciona o tempo necessário para a equalização dos supercapacitores em função da razão cíclica e do desequilíbrio de tensão.

$$\Delta V_{Eq} = \frac{1}{C_2} \int_0^{t_{Eq}} I_{Ls2}(\Delta V_{Des}) \cdot (1-D) \cdot dt \quad (5)$$

onde:

ΔV_{Eq} - Elevação da tensão no capacitor de menor tensão em decorrência da atuação do circuito de equalização;

ΔV_{Des} - Valor do desequilíbrio de tensão entre os capacitores do banco;

D - Razão cíclica de operação do conversor;

t_{Eq} - Tempo para equalização dos capacitores em função do desequilíbrio de tensão e da razão cíclica.

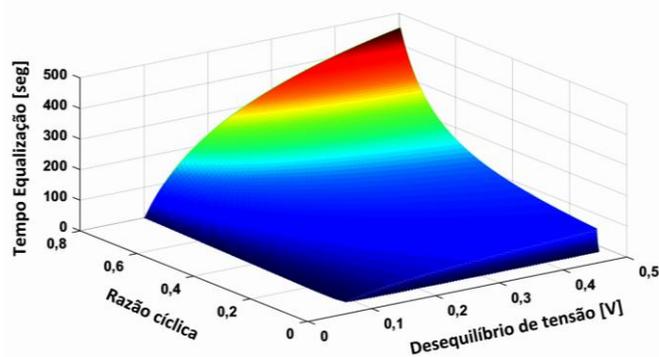


Fig. 8. Tempo para equalização em função do desequilíbrio de tensão e da razão cíclica de operação do conversor.

A Figura 8 foi obtida por meio da (5) e utilizando métodos numéricos para realizar a integração. Os dados do circuito de equalização e as condições de desequilíbrio são as mesmas utilizadas na obtenção da Figura 6. A relação de transformação (k_T) adotada foi de 2,5.

O tempo de equalização apresentado na Figura 8 é o intervalo necessário para reduzir o desequilíbrio a 100 mV , lembrando que a condição inicial dessa simulação é de dois capacitores com 2 V de tensão e o terceiro com uma tensão inferior dada pelo desequilíbrio.

Na Figura 8 pode ser constatado que, para elevados desequilíbrios de tensão, o aumento da razão cíclica implica em um aumento exponencial do tempo de equalização. Dessa forma, é recomendável que a tensão máxima do banco não ultrapasse os 60% da tensão de alimentação do conversor proposto, para evitar uma carga do banco em um intervalo de tempo inferior ao necessário para realizar a equalização.

E. Influência das Variações Paramétricas dos Componentes no Circuito de Equalização de Tensão

Na Figura 9 é mostrado o comportamento da corrente no indutor (I_{Ls2}) para um desequilíbrio de tensão de $0,5\text{V}$. Também é mostrada na mesma figura a variação da corrente no indutor (I_{Ls2}), considerando as variações paramétricas das indutâncias de dispersão, da resistência do indutor acoplado, da resistência do diodo D_2 e da tensão de condução direta do diodo D_2 . Essas variações paramétricas interferem no tempo de equalização tornando a equalização mais rápida ou mais lenta.

As variações paramétricas das indutâncias de dispersão não interferem na capacidade do circuito de equalização de reduzir os desequilíbrios de tensão entre os elementos do banco. Todavia, as variações nos demais elementos do circuito de equalização alteram a capacidade de equalização, conforme mostrado na Figura 10.

A variação da tensão de condução direta do diodo D_2 tem um impacto significativo na equalização de tensão. Dessa forma, o circuito de equalização deve ser dimensionado para a máxima tensão de condução direta do diodo.

Alterações nas relações de transformação comprometem a operação do circuito de equalização e devem ser evitadas ao máximo. Todavia, uma relação de transformação constante pode ser facilmente garantida em um processo de produção.

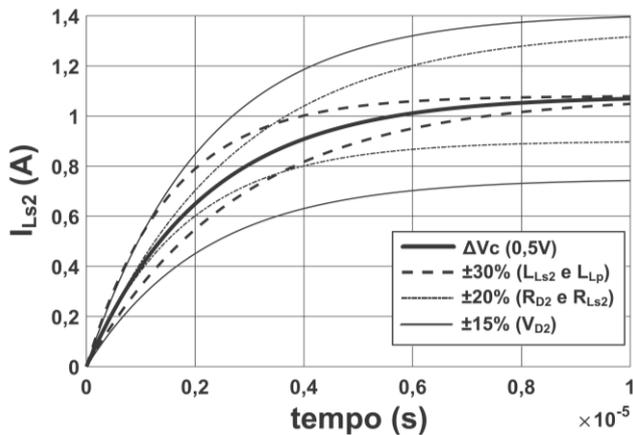


Fig. 9. Influência das variações paramétricas dos componentes do circuito de equalização na corrente do indutor acoplado para um desequilíbrio de tensão no banco de supercapacitores de 0,5V.

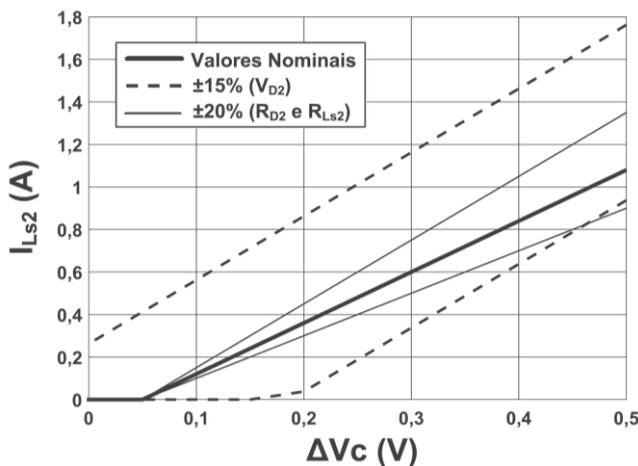


Fig. 10. Influência das variações paramétricas dos componentes do circuito de equalização na corrente máxima do indutor acoplado em função do desequilíbrio de tensão no banco de supercapacitores.

III. IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR

Para validar o circuito de equalização proposto foi implementado um protótipo do conversor Buck-Flyback, utilizando três supercapacitores em série com capacitância de 200 F e tensão máxima de 2,7 V, totalizando uma tensão máxima do banco de 8,1V e capacitância de 67F.

O controle da corrente na saída do conversor Buck é realizado de forma digital utilizando o microcontrolador MSP430F5132IDAR. Os interruptores de potência utilizados nesse protótipo foram escolhidos por apresentarem uma baixa resistência série (MOSFETs CSD17555Q5A), o que minimiza a elevação de tensão no enrolamento primário do indutor (V_{Lp}) e aumenta a eficiência do conversor. Os interruptores operam com modulação por largura de pulso (PWM), e a frequência de chaveamento foi limitada a 100 kHz, devido à influência das indutâncias de dispersão dos indutores acoplados na capacidade de equalização do circuito em alta frequência, característica descrita no item 2.C.

O indutor Buck (L_p) representa o enrolamento primário do indutor acoplado e apresenta uma indutância de 356 μ H, sendo o número de espiras do enrolamento primário (N_p) igual a 30 espiras. Os enrolamentos secundários foram

construídos entrelaçados e apresentaram indutâncias (L_{sx}) iguais, com valor de 58 μ H. Os enrolamentos secundários (N_{sx}) do indutor acoplado foram construídos com 12 espiras cada, apresentando uma relação de transformação (k_T) de 2,5.

A Figura 11 apresenta o protótipo do conversor Buck-Flyback. Também está presente nessa placa o circuito de aquisição das correntes nos enrolamentos secundários dos indutores acoplados.

Para leitura das formas de onda das correntes nos enrolamentos secundários do indutor acoplado foram utilizados resistores *Shunt* de 100 m Ω , conectados a amplificadores operacionais LM318 na configuração de amplificador diferencial. Na malha de controle da corrente do conversor Buck foi utilizado um resistor *Shunt* de 10 m Ω e um amplificador diferencial de sinal com ganho fixo em 100 vezes (INA199A2DCK).

O erro de equalização do circuito está atrelado à tensão de condução direta dos diodos no secundário do indutor acoplado e à relação de transformação dos indutores acoplados. Contudo, a velocidade com que o circuito equaliza a tensão nos supercapacitores depende da relação da corrente no secundário do indutor acoplado em função do desequilíbrio de tensão. Dessa forma, é importante minimizar ao máximo as resistências série dos diodos (R_{Dx}) e as resistências dos enrolamentos secundários dos indutores acoplados (R_{Lsx}) que são os elementos que limitam o valor máximo dessa corrente.

Outro fator que compromete a velocidade de equalização dos supercapacitores é a indutância de dispersão do primário (L_{Lp}) e do secundário (L_{Lsx}) do indutor acoplado. Dessa forma, deve-se buscar um criterioso projeto do indutor acoplado para minimizar a sua indutância de dispersão.

O circuito de potência foi projetado para operar com uma corrente máxima de carga do banco de 10 A, o que representa uma potência de 81 W. Quanto maior a corrente de carga dos supercapacitores menor o tempo de carga dos mesmos, o que requer do circuito de equalização, quando houver desequilíbrio, uma atuação rápida de equalização do banco.



Fig. 11. Protótipo do conversor Buck-Flyback.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 12 apresenta a forma de onda da corrente no circuito de equalização do capacitor de menor tensão. O resultado foi obtido para um desequilíbrio de tensão de aproximadamente 0,5 V. Ela também apresenta a forma de onda do sinal de comando do interruptor S_1 na saída do microcontrolador.

A forma de onda da corrente do circuito de equalização tem o seu crescimento dado pelas indutâncias de dispersão dos indutores acoplados. Seu comportamento está de acordo com o teórico, conforme pode ser constatado na Figura 7, para os valores de indutância de dispersão do primário e do secundário medidos e apresentados anteriormente.

A Figura 13 apresenta a mesma forma de onda da Figura 12, mas em uma condição de desequilíbrio menor de tensão do banco. Essa forma de onda foi obtida em um momento em que a tensão no banco de supercapacitores é maior que o da Figura 12, visto que a razão cíclica do interruptor S_1 é maior.

Com a abertura do interruptor S_1 a corrente no circuito de equalização deveria cessar rapidamente, mas isso não acontece devido à indutância de dispersão do enrolamento secundário do indutor acoplado (L_{Lsx}).

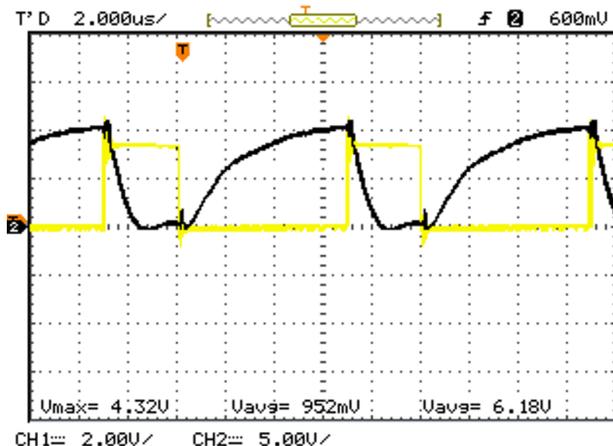


Fig. 12. Forma de onda da corrente no circuito de equalização para um desequilíbrio de tensão de 0,5V e forma de onda da tensão de comando do interruptor S_1 (Escala de corrente 0,5A/div).

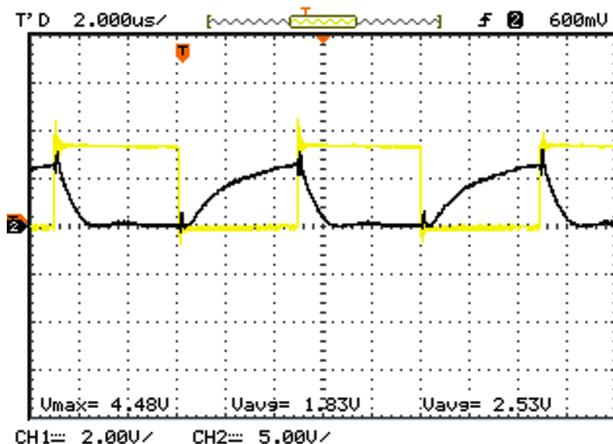


Fig. 13. Forma de onda da corrente no circuito de equalização do capacitor de menor tensão e forma de onda da tensão de comando do interruptor S_1 (Escala de corrente 0,5A/div).

A Figura 14 apresenta a forma de onda da corrente no indutor Buck (I_{Lp}) do conversor proposto, a forma de onda da corrente no circuito de equalização do capacitor com maior tensão (I_{Lsx}) e a forma de onda da corrente no circuito de equalização do capacitor de menor tensão (I_{Lsx}). Essas formas de onda foram obtidas em condições semelhantes às descritas para a Figura 12.

A corrente no primário do indutor acoplado (I_{Lp}) apresentou comportamento muito próximo do esperado nos momentos de comutação dos interruptores. Suas derivadas de crescimento e decrescimento foram condizentes com a entrada e saída dos enrolamentos auxiliares.

Como esperado, não há corrente no circuito de equalização do supercapacitor de maior tensão; por outro lado há uma expressiva corrente no circuito de equalização do supercapacitor de menor tensão. Isso demonstra que o circuito de equalização está funcionando corretamente.

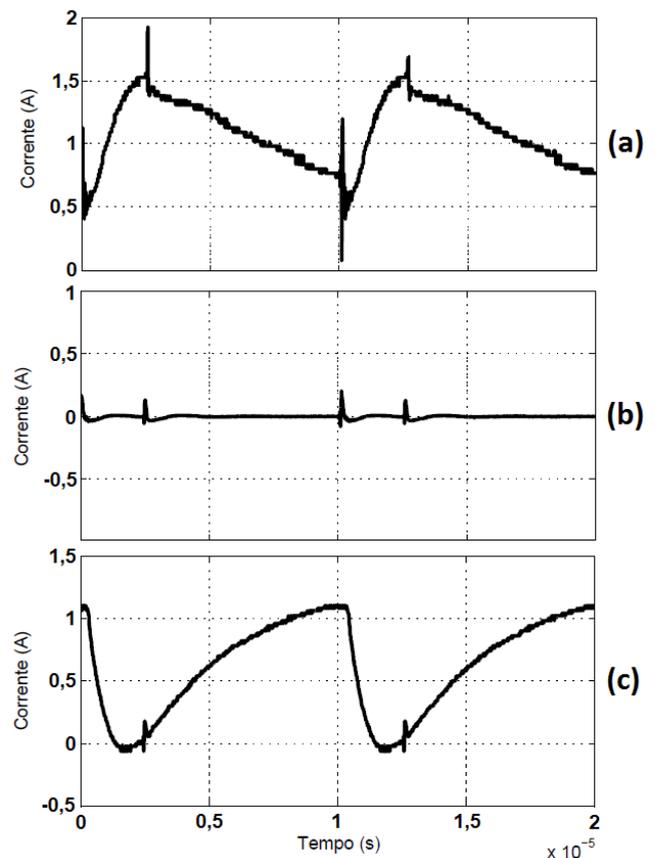


Fig. 14. Forma de onda da corrente: (a) no enrolamento primário do indutor acoplado (I_{Lp}), (b) no enrolamento secundário do indutor acoplado em paralelo com o capacitor de maior tensão e (c) no enrolamento secundário do indutor acoplado em paralelo com o capacitor de menor tensão (I_{Lsx}).

Na Figura 15 são mostradas as tensões nos três capacitores do banco durante o transitório de carga para uma corrente de carga média (I_{Lp}) de aproximadamente 1 A. Os três capacitores iniciam o teste com tensões expressivamente desbalanceadas 0,38 V, 0,7 V e 1,26 V, impondo ao circuito de equalização um elevado desafio. O circuito de equalização atuou, de forma que, bem antes que se completasse a carga total dos supercapacitores, a diferença de tensão entre os elementos do banco já era inferior a 140 mV.

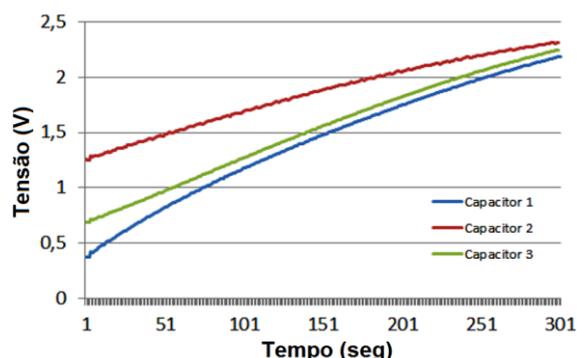


Fig. 15. Tensões nos três capacitores do banco com a atuação do circuito de equalização.

IV. CONCLUSÕES

O conversor proposto neste artigo desempenha as funções de carga e equalização das tensões em bancos de supercapacitores, mostrou ser efetivo na realização dessas tarefas comprovadas teórica e experimentalmente.

O circuito de equalização operou em condições de desequilíbrio da ordem de 0,88 V e foi capaz de reduzir a diferença de tensão entre os supercapacitores do banco a patamares inferiores a 140 mV. Essa equalização ocorreu com a elevação de tensão de apenas 1 V no capacitor de maior tensão.

A equalização da tensão do banco é realizada de forma não dissipativa e sem a necessidade de circuitos de controle, além do normalmente utilizado em um conversor Buck.

A máxima corrente no circuito de equalização está limitada à energia armazenada no circuito magnético. Essa limitação da corrente é uma proteção contra a sobrecorrente no circuito de equalização, diferentemente do circuito de equalização utilizando o transformador com múltiplos enrolamentos.

REFERÊNCIAS

- [1] A. A. Ferreira, J. A. Pomilio, “Estado da Arte sobre Aplicação de Supercapacitores em Eletrônica de Potência”, *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 10, nº 2, pp. 25-32, Novembro 2005.
- [2] P. Kreczanik, P. Venet, A. Hijazi, G. Clerc, “Study of Supercapacitor Aging and Lifetime Estimation According to Voltage, Temperature, and RMS Current”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, nº 9, pp. 4895-4902, September 2014.
- [3] M. Uno, A. Akio, “Single-Switch Single-Transformer Cell Voltage Equalizer Based on Forward-Flyback Resonant Inverter and voltage Multiplier for Series-connected Energy Storage Cells”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, nº 9, pp. 4232-4247, November 2014.
- [4] S. R. Raman, X. D. Xue, K. W. E. Cheng, “Review of Charge Equalization Schemes for Li-ion Battery and Super-Capacitor Energy Storage Systems”, *in Proc. of ICAECC*, pp. 1-6, 2014.
- [5] C. Pascual, P. T. Krein, “Switched Capacitor System for Automatic Series Battery Equalization”, *in Proc. of IEEE APEC*, pp. 848-854, 1997.

- [6] M. Uno, H. Toyota, “Supercapacitor-based Energy Storage System with Voltage Equalizers and Elective Taps”, *in Proc. of IEEE PESC*, pp. 755-760, 2008.
- [7] S. Lambert, V. Holden, W. Li, X. He, “Overview of Supercapacitor Voltage Equalisation Circuits for an Electric Vehicle Charging Application”, *in Proc. of IEEE VPPC*, pp. 1-7, 2010.
- [8] N. H. Kuthut, “A Modular nondissipative Current Diverter for EV Battery Charge Equalization”, *in Proc. of IEEE APEC*, vol. 2, pp. 686-690, 1998.
- [9] P. A. Cassani, S. S. Williamson, “Design, Testing, and Validation of a Simplified Control Scheme for a Novel Plug-In Hybrid Electric Vehicle Battery Cell Equalizer”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, nº 12, pp. 3956-3962, December 2010.
- [10] Yi-Hsun Hsieh, Tsorng-Juu Liang, S.-M. O. Chen, Wan-Yi Horng, Yi-Yuan Chung, “A Novel High-Efficiency Compact-Size Low-Cost Balancing Method for Series-Connected Battery Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, nº 12, pp. 5927-5939, December 2013.
- [11] H.-S. Park, C.-E. Kim, C.-H. Kim, G.-W. Moon, J.-H. Lee, “A Modularized Charge Equalizer for an HEV Lithium-Ion Battery String”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, nº 5, pp. 1464-1476, May 2009.
- [12] C.-S. Lim, K.-J. Lee, N.-J. Ku, D.-S. Hyun, R.-Y. Kim, “A Modularized Equalization Method Based on Magnetizing Energy for a Series-Connected Lithium-Ion Battery String”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, nº 4, pp. 1791-1799, April 2014.
- [13] Y. Qu, L. Zhu, L. Hu, B. Holliday, “Overview of Supercapacitor Cell Voltage Balancing Methods for an Electric Vehicle”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v.2, p.810-814, Aug 2013.

DADOS BIOGRÁFICOS

Matheus Ryndack nascido em 1995, em São José dos Pinhais (PR), é graduando em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Paraná, desde 2013. Áreas de interesse: Conversores chaveados e circuitos embarcados (software e hardware).

João Américo Vilela Jr nascido em 1976, em Goiânia (GO), é graduado (2000) e mestre (2003) em Engenharia Elétrica, pela Universidade Federal de Uberlândia e doutor (2007) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina. Desde 2011 exerce atividade docente na Universidade Federal do Paraná.

Rogers Demonti é engenheiro eletricitista (1996), mestre (1999) e doutor em Engenharia Elétrica (2003) pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Paraná. Suas áreas de interesse são: conversores estáticos para módulos fotovoltaicos, medição eletrônica de energia e carregadores de baterias para veículos elétricos.