

PROJETO E DESENVOLVIMENTO DO CONVERSOR BUCK PARA CONTROLE DE CARGA EM BATERIAS

Autores : Daniela Iagher DILDEY, Samuel dos Anjos PINHEIRO, Tiago DEQUIGIOVANI.

Identificação autores: Bolsista Pesquisa/FAPESC; Estudante IFC-Campus Luzerna; Orientador IFC- Campus Luzerna

Introdução

A energia fotovoltaica se tornou uma das mais promissoras fontes de energia, devido ao fato de ser uma fonte de energia limpa e sustentável (Karami et al., 2011).

O Brasil exibe um alto índice médio diário de radiação solar, chegando a mais de 5 kWh/m² por dia em algumas regiões (Agência, 2005). Utilizando módulos fotovoltaicos com 40% de eficiência, que estão em fase inicial de industrialização, seriam gerados 2 kWh/m² por dia. Assim, menos de 10 m², em média, seriam suficientes para abastecer uma unidade consumidora cujo consumo médio é de 503 kWh/mês (Casaro e Martins, 2010).

Um gerador fotovoltaico proporciona uma conversão direta de luminosidade para eletricidade. No entanto, é uma energia sujeita a variações de potência devido a fatores como insolação, temperatura das células e carga conectada ao sistema, necessitando de bons sistemas de coleta, armazenamento e alta eficiência nos processos de conversão da energia. Os sistemas de geração fotovoltaica isolados são aplicados em áreas remotas, no qual não há disponibilidade de rede elétrica (Salas et al., 2002).

Em sistemas isolados o armazenamento de energia é essencial para obter autonomia em períodos com pouca inexistência de radiação solar. A partir da tensão gerada pelas placas o conversor CC-CC pode ser aplicado para adequar essa energia para a carga de baterias.

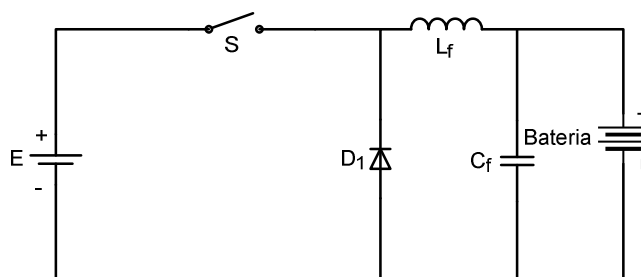
Devido à necessidade de carregadores com menor tamanho, menor peso, alta confiabilidade e elevada eficiência; conversores CC-CC com modulação por largura de pulso (PWM) operando em alta frequência tem sido largamente empregados nos últimos anos (Chuang, 2010).

Neste trabalho um conversor CC-CC do tipo Buck é utilizado para regular a tensão gerada por painéis fotovoltaico e efetuar a carga de um banco de baterias com o objetivo atuar em áreas isoladas proporcionando geração e armazenamento de energia elétrica.

Metodologia

O conversor CC-CC tipo Buck foi escolhido observando que o painel fotovoltaico entrega uma tensão maior do que a necessária para a carga de baterias. A topologia do circuito de potência é mostrada na Figura 1.

Figura 1 - Topologia Buck



As especificações do projeto foram definidas com base nas placas fotovoltaicas disponíveis, que fornecem até 30 V em corrente contínua, corrente de até 8 A e portanto, potência máxima de 240 W cada módulo.

A estrutura de potência do conversor é composta por um transistor (S), operando como chave, um diodo (D₁), com função de roda-livre, e um filtro LC passa-baixa (Mohan et

al., 2002). A fonte de tensão E representa a entrada proveniente das placas fotovoltaicas, que segundo medições realizadas, é na faixa de 15 a 30 V. O filtro implementado por L_f e C_f além de filtrar a componente de alta frequência proveniente do chaveamento, proporciona uma tensão CC estável para o carregamento da bateria. (Chuang, 2010).

Para a análise das etapas de funcionamento do conversor considera-se que o mesmo opera no modo de condução contínua, dessa maneira possui duas etapas de funcionamento que podem ser observadas nas Figuras 2 e 3.

Figura 2 - Etapa 1

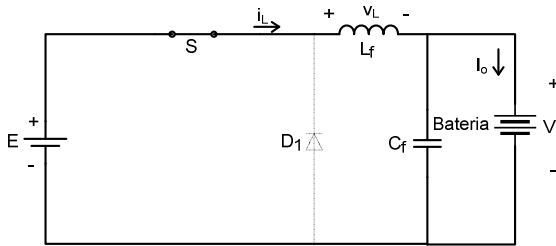
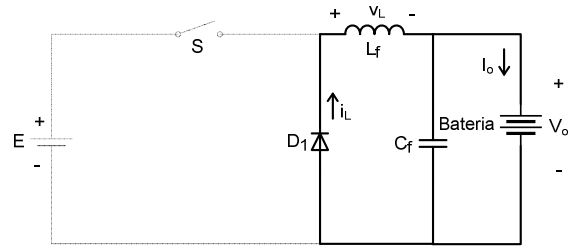


Figura 3 – Etapa 2



No modo de condução contínua a corrente no indutor não chega a zero no tempo que o diodo conduz (Ahmed, 1999). Neste modo de operação, o conversor Buck se comporta como um transformador CC, no qual a relação de transformação é chamada de razão cíclica (D), determinada pela relação do tempo em que a chave está em condução (T_c) e o período de chaveamento (T_s), conforme a Equação 1. O valor médio da tensão de saída (V_o) é proporcional à entrada, conforme Equação 2.

$$D = \frac{T_c}{T_s} \quad (1) \quad V_o = DE \quad (2)$$

Quando a chave S está conduzindo, o diodo é bloqueado e a energia da placa fotovoltaica é transferida para o indutor, capacitor e bateria, conforme Figura 2. Durante esta Etapa 1 ocorre a carga do indutor, no qual a corrente cresce linearmente. A tensão sobre o indutor (V_L) é definida pela Equação 3. A variação da corrente no indutor (ΔI) é expressa pela Equação 4:

$$V_L = E - V_o \quad (3) \quad \Delta I = \frac{E - V_o}{L_f} * T_c \quad (4)$$

Quando o transistor é aberto o diodo passa a conduzir a corrente de descarga do indutor, estabelecendo a etapa de roda-livre, mostrada na Figura 3. A quantidade de energia armazenada no indutor durante a primeira etapa, é agora completamente transferida para o capacitor e à carga. A tensão sobre o indutor é igual a $-V_o$, a ondulação de corrente (ΔI) nesta etapa é expressa pela Equação 5:

$$\Delta I = \frac{-V_o}{L_f} (T_s - T_c) \quad (5)$$

Para o projeto dos componentes do filtro pode-se estabelecer a ondulação máxima de tensão (ΔV_o) e de corrente (ΔI) desejados na saída. A indutância e a capacitância podem ser obtidas a partir da Equação 6 e Equação 7, respectivamente (Martins e Barbi, 2006), onde f_s é a frequência de chaveamento.

$$L_f = \frac{E}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I} [H] \quad (6) \quad C_f = \frac{E}{31 \cdot L_f \cdot f_s^2 \cdot \Delta V_o} [F] \quad (7)$$

Outro aspecto importante a ser considerado no projeto do filtro é a sua frequência de corte (f_c), que deve ser aproximadamente dez vezes menor do que a frequência de

chaveamento, de modo a atenuar com eficiência as componentes harmônicas em f_s e seus múltiplos na tensão de saída. A frequência de corte do filtro é definida pela Equação 8.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \text{ [Hz]} \quad (8)$$

Os componentes do conversor Buck foram projetos de acordo com as especificações mostradas na Tabela 1.

Tabela 1 - Especificações de Projeto

Frequência de chaveamento (f_s)	20 kHz	Corrente máxima de saída ($I_{o_{max}}$)	17,36 A
Tensão de entrada (E)	15 a 30 V	Corrente mínima de carga ($I_{o_{min}}$)	2 A
Potência máxima de saída ($P_{o_{max}}$)	250 W	Ondulação da corrente de saída (ΔI)	20% de $I_{o_{max}}$
Tensão máxima de saída ($V_{o_{max}}$)	14,4 V	Ondulação da tensão de saída (ΔV_o)	2% de $V_{o_{max}}$

A indutância L_f é determinada conforme a Equação 6, para uma ondulação máxima de 20% na corrente de saída em potência nominal. Para os parâmetros descritos na Tabela 1, e utilizando $E = 30$ V, obtêm-se a indutância de 108 μ H. Como se deseja que o conversor opere em condução contínua, deve-se verificar a indutância crítica, para que o modo de operação seja assegurado na corrente mínima de carga, definida em 2 A.

Através da Equação 9 é obtido o valor de $L_{crit} = 93,6$ μ H, para $E = 30$ V. Uma vez que $L_f > L_{crit}$, o valor adotado é $L_f = 108$ μ H, o que resulta em uma corrente limiar para o modo de condução contínua de 1,73 A.

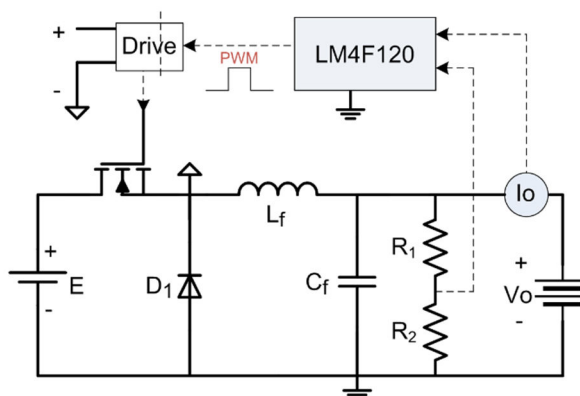
$$L_{crit} = \frac{E}{8f_s I_{o_{min}}} \quad (9)$$

Através da Equação 7 é obtido o valor de 77,8 μ F para o capacitor. Foram adotados dois capacitores de 47 μ F em paralelo, de forma a reduzir a resistência série equivalente (RSE). Para estes valores de LC, a frequência de corte do filtro é de 1,58 kHz.

Resultados e discussões

A implementação do conversor foi realizada conforme o diagrama da Figura 4. Esse sistema em malha fechada é controlado através do microcontrolador LM4F120, no qual o algoritmo implementado compara um valor pré-definido com a leitura que é feita da corrente de saída, se a corrente medida for menor que a definida o controle aumenta a razão cíclica do PWM, que é proporcional a tensão, aumentando assim a corrente. Por conseguinte, se a corrente for maior do que a definida, diminui-se a razão cíclica do PWM, diminuindo então a tensão e a corrente de saída.

Figura 4 - Diagrama de implementação



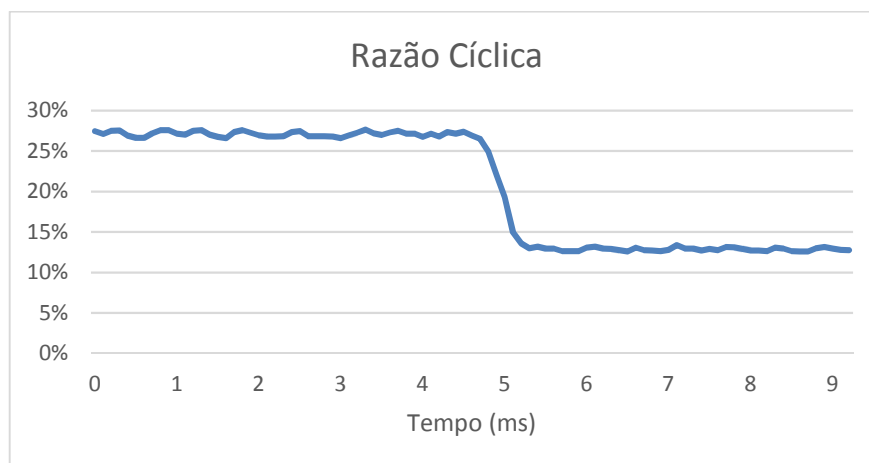
Outros dados de implementação estão dispostos na Tabela 2.

Tabela 2 - Componentes para implementação

Componentes	Modelo	Parâmetros de projeto
Diodo	15ETH06 15 A - $t_{rr} = 22 ns$	$I_{med} = 9 A - V_{DS} = 30V$
Transistor	MOSFET IRFP250N - $I_D = 17 A$	$I_{med} = 9 A - V_{DS} = 30V$
Indutor	108μH	NEE- 55/28/21 - 23x5xAWG18
Drive	HCPL - 3150	Amplificar/isolar o sinal de comando do μC
Sensor de corrente	ACS712 - 20 A	Sensibilidade: 100 mV/A.

Os resultados experimentais foram obtidos através de valores fixados para tensão de entrada (25 V) e corrente de saída (2 A). Dessa maneira, se a resistência de saída é alterada o microcontrolador altera a razão cíclica do PWM visando manter fixa a corrente em 2 A na saída. Para verificar a atuação do controle foi efetuada uma alteração na resistência de carga de 2,4 Ω para 1,1 Ω . O comportamento da razão cíclica durante esta variação de carga é mostrado na Figura 5.

Figura 5 - Variação da razão cíclica



Pode-se observar que enquanto existe uma carga de 2,4 Ω na saída a razão cíclica é cerca de 27% para que a corrente de saída fique próxima de 2 A. Quando a carga diminui para 1,1 Ω observa-se uma diminuição na razão cíclica que se aproxima de 12,4% mantendo assim uma corrente constante próxima de 2 A. Nas Figuras 6 e 7 estão os resultados experimentais obtidos através do osciloscópio com resistências de 2,4 Ω e 1,1 Ω , respectivamente.

Figura 6 - Corrente de saída e tensão dreno-source

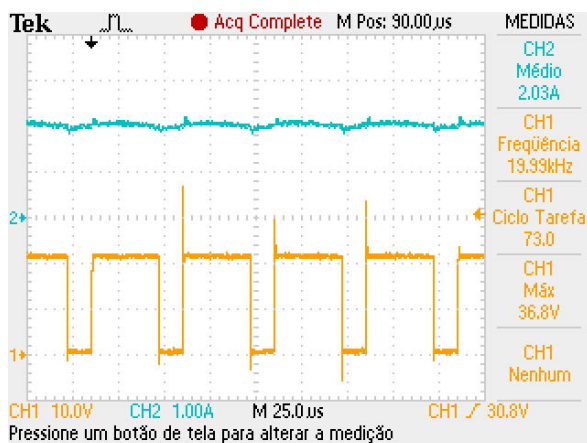
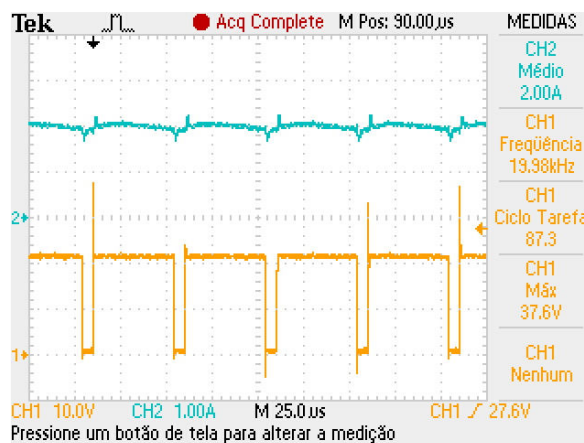


Figura 7 - Corrente de saída e tensão dreno-source





Nas figuras o canal 1 (10 V/divisão) representa a tensão dreno-source que é o contrário da razão cíclica (V_{GS}), no canal 2 (1 A/divisão) é representada a corrente de saída (I_o) que permanece constante independentemente das variações da carga.

Conclusão

Os resultados experimentais obtidos, embora parciais, são satisfatórios em relação ao funcionamento do circuito de potência do conversor, leitura e regulação do sistema. Em testes específicos foi possível operar próximo da potência nominal, utilizando 25 V de tensão de entrada, 14,4 V de tensão de saída e corrente de saída de 13 A.

O método para carga da bateria está sendo aprimorado com a inclusão de processo de carga rápida e regime de flutuação.

Referências

Agência Nacional de Energia Elétrica. Atlas de Energia Elétrica do Brasil, 2. ed., Brasília, 2005.

AHMED, A. *Eletrônica de Potência*. São Paulo: Prentice Hall, 2000. p. 313-326.

Casaro, M. M.; Martins, D. C. Processamento eletrônico da energia solar fotovoltaica em sistemas conectados a rede elétrica. *Revista Controle & Automação*, v. 21, n. 2, p. 159-172, Mar.-Abr. 2010.

Chuang, Y.-C. 2010. High-Efficiency ZCS Buck Converter for Rechargeable Batteries. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 7, p. 2463-2472.

Karami, N.; Moubayed, N. e Outbib, R. 2011. Analysis of an Irradiance Adaptative PV Based Battery Floating Charger. *37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, pp. 1852-1858, Seattle, WA.

Koutroulis, E.; Kalaitzakis, E. 2004. Novel battery charging regulation system for photovoltaic applications. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 151, No. 2, p. 191-197.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. 2006. *Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados*. 2 ed. Florianópolis, p. 15-52.

Mohan, N.; Undeland, T. M.; Robbins, W. P. 2002. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 3 ed., John Wiley & Sons, New York.

Salas, V.; Manzanas, M. J.; Lazaro, A.; Barrado, A.; Olias, E. 2002. The Control Strategies for Photovoltaic Regulators Applied to Stand-alone Systems. *28th IEEE - Annual Conference of the Industrial Electronics Society – IECON*, p. 3274 – 3279.