

Projeto de conversor Buck com controle PI para fonte solar fotovoltaica

1st Lucas Rafael de Morais Oliveira
Departamento de Engenharia e Tecnologia - DET
Universidade Federal Rural do Semiárido - UFRSA
Mossoró, Brasil
luksraphael28@gmail.com

2nd Herick Talles Queiroz Lemos
Departamento de Engenharia e Tecnologia - DET
Universidade Federal Rural do Semiárido - UFRSA
Mossoró, Brasil
herick.lemos@ufersa.edu.br

Resumo — A obtenção de energia a partir de fontes renováveis cresce à medida que aumenta a preocupação com os efeitos negativos das fontes que dominam a matriz energética mundial. Uma alternativa renovável de grande destaque atualmente é a energia solar fotovoltaica, que gera energia elétrica a partir da conversão dos raios solares, uma fonte inesgotável. Porém, a exploração dessa fonte requer a utilização de dispositivos eletrônicos de proteção, controle e conversão para otimizar e viabilizar seu funcionamento. Ao longo de um dia, os módulos fotovoltaicos, responsáveis pela captação da energia solar, são submetidos a variações de temperatura e irradiação, as quais alteram suas características elétricas de saída. Por outro lado, as cargas supridas por esses sistemas necessitam de um fornecimento estável de tensão, corrente e potência, fazendo-se necessário, para isso, o emprego de conversores eletrônicos com realimentação para controle do ponto de operação do conversor e dos módulos. Este trabalho apresenta o projeto de um conversor eletrônico com controle PI para interface entre uma fonte solar fotovoltaica e uma bomba submersa. Os ensaios realizados demonstraram que o conversor projetado apresenta eficiência de cerca de 90% e desempenho satisfatório no controle do nível de tensão de saída, proporcionando um *ripple* inferior a 0,6V.

Palavras Chave — conversores, eletrônica, controle

I. INTRODUÇÃO

Nas mais diversas áreas da Engenharia Elétrica são necessárias a utilização de conversores com diferentes finalidades, seja na elevação ou abaixamento de tensões em subestações, mudanças na frequência de operação ou número de fases de um sistema trifásico, conversão entre tensão alternada e contínua, sinais analógicos para digitais em comunicações, e na obtenção de dados elétricos a partir de um sistema externo através de transdutores [1]. Entre essas aplicações, a eletrônica de potência oferece os conversores CC – CC, ou *choppers*, que se tratam de dispositivos capazes de alterar o nível de tensão que é aplicado na entrada do circuito.

Esses conversores são amplamente utilizados devido sua facilidade de implementação, eficácia em suas atribuições, baixo custo e eficiência do ponto de vista energético. São capazes de fornecerem tensões maiores ou menores que a entregue pela fonte de alimentação a depender de sua construção. Isso é desejado em diferentes aplicações de sistemas embarcados, eletrônicos, entre outros [2].

Na captação e utilização de energia solar, os conversores CC-CC são implementados no estágio de controle de tensão dos módulos que variam sua tensão à medida que sofrem variações nas condições de operação. Isto é, condições de

sombreamento que diminuem a radiação direta que chega aos módulos, bem como mudanças na umidade e temperatura ambiente afetam o desempenho do sistema. Logo, os conversores devem ser capazes de contornar essas variações em um nível de tensão constante e adequado para utilização confiável e estável da energia obtida.

Os conversores e os sistemas de controle são abordados como importantes áreas da engenharia elétrica, pois são responsáveis pelo funcionamento otimizado de diversos processos. Assim, seus conhecimentos teórico e prático se tornam imprescindíveis para a formação dos profissionais dessa área.

O presente trabalho aborda o princípio de funcionamento dos conversores CC, métodos de controle em malha fechada, e tem por objetivo controlar a tensão de um módulo fotovoltaico em um nível constante, independentemente das variações impostas pelas condições de operação do sistema.

II. FUNCIONAMENTO DE UM CONVERSOR BUCK

Nesta seção são introduzidos os conceitos e funcionamento de conversores eletrônicos.

A. Conversor CC

Um conversor de corrente contínua é um dispositivo capaz de fornecer tensão a uma carga com amplitude maior (*boost*) ou menor (*buck*) que a fonte de alimentação entrega à entrada do sistema [3]. É possível demonstrar o funcionamento de um conversor CC esquematicamente a partir da Figura 1.

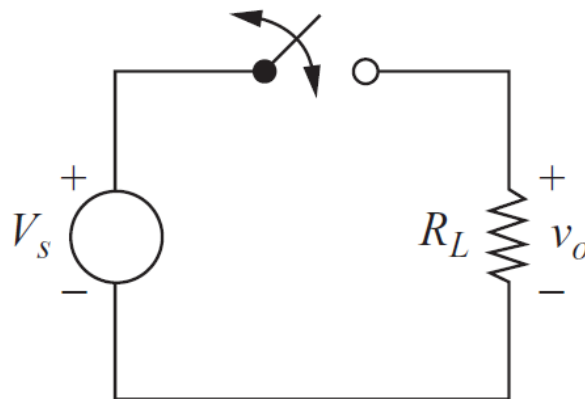


Fig. 1. Conversor CC básico. Fonte: [6].

A figura ilustra uma chave conectada em série com a fonte de tensão V_s ou V_i na entrada do circuito e uma carga puramente resistiva de impedância R . A chave pode ser um transistor de potência, um SCR (*silicon controlled rectifier* - retificador controlado de silício) ou um tiristor, a depender do projeto [4]. Assumindo que todos os elementos apresentados são ideais, então a chave possui resistência nula, ou seja, sem menor queda de tensão sobre ela quando se encontra na posição fechada, se comportando como um curto-circuito perfeito, e possui resistência infinita quando no estado aberto, dessa forma, não permitindo qualquer fuga de corrente para a carga. O dispositivo ainda deve ser capaz de chavear instantaneamente a partir de cada um dos dois estados supracitados [2].

Uma vez que não há perdas ôhmicas ou por chaveamento nos componentes, a potência que é entregue no terminal de entrada deve ser a mesma fornecida à carga, assim, se

$$P = VI \quad (1)$$

para uma potência qualquer, tem-se

$$V_i I_i = V_o I_o \quad (2)$$

onde

V_i – é a tensão de entrada;
 I_i – é a corrente de entrada;
 V_o – é a tensão na saída;
 I_o – é a corrente na saída.

A operação da chave S proporciona um trem de pulsos quadrados conforme ilustrado na Figura 2.

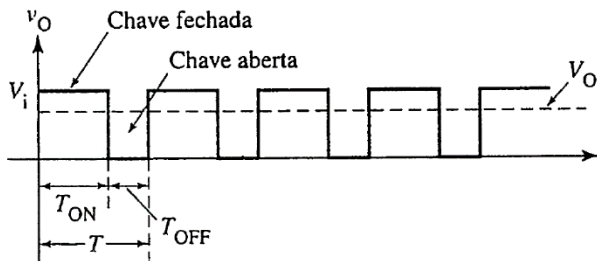


Fig. 2. Trem de pulsos para tensão de entrada chaveada. Fonte: [2].

A onda gerada possui período T , composto pelo tempo em que a mesma passa fechada T_{on} , e na qual passa aberta T_{off} . No primeiro período, toda a tensão que é aplicada na entrada é fornecida à carga, sem perdas, de modo que a tensão de saída tem mesmo módulo que a da fonte. Posteriormente, quando aberta, nenhuma tensão chega à saída, esta, por sua vez se torna zero.

Desta forma, a tensão de saída V_o , possuirá um valor médio da forma de onda conforme indicado na Figura 3, que pode ser ajustável determinando os períodos em que a chave permanece aberta e fechada [5]. Esta tensão pode ser obtida por:

$$V_o = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} V_i \quad (3)$$

ou

$$V_o = \frac{T_{on}}{T} V_i \quad (4)$$

a fração do período em que a chave permanece fechada e seu período total é chamado de *duty cycle* (ciclo de trabalho), D , assim

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (5)$$

e

$$V_o = D \times V_i \quad (6)$$

onde é possível verificar que a tensão de saída é diretamente proporcional ao ciclo de trabalho aplicado no controle da chave, a Figura 3 representa graficamente a proporcionalidade entre essas variáveis.

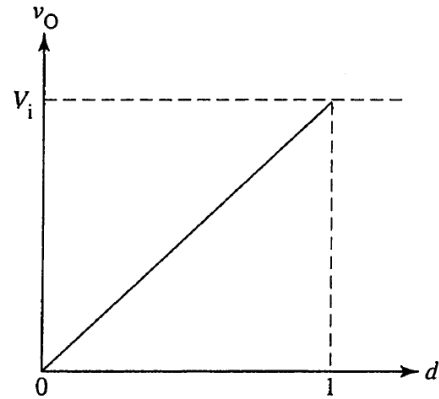


Fig. 3. Tensão de saída em função do ciclo de trabalho. Fonte: [2].

Na figura observa-se que o máximo valor da tensão de saída é obtido quando o ciclo de trabalho aplicado é igual a unidade, dessa forma, a chave permanece no estado fechado por todo o período e a tensão enxergada pela carga é a própria tensão da fonte [3].

O valor eficaz de uma grandeza é dado por:

$$Valor_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f(t)^2 dt} \quad (7)$$

assim, para determinar a tensão eficaz de saída do conversor

$$V_{oRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} (\int_0^{T_{on}} V_i^2 dt + \int_{T_{on}}^T 0 dt)} \quad (8)$$

$$V_{oRMS} = \sqrt{\frac{1}{T} (V_i^2 \times T_{on})} \quad (9)$$

$$V_{ORMS} = V_i \sqrt{\frac{T_{on}}{T}} = V_i \times \sqrt{D} \quad (10)$$

B. Controle do chaveamento

Independentemente do dispositivo utilizado como chave, o circuito deve ser provido de um sistema para controlar os períodos em que o dispositivo se mantém nos estados fechado e aberto. E, conseqüentemente, controlar o valor da tensão de saída. Isso pode ser realizado basicamente por duas maneiras, a modulação por largura de pulso (PWM – pulse width modulation) e a modulação por frequência de pulso (PFM – pulse frequency modulation).

• Modulação por Largura de Pulso

Na onda quadrada apresentada na Figura 2, estão representados os períodos de chave fechada e aberta, T_{on} e T_{off} , respectivamente, bem como o período total da onda, T , constituída da soma algébrica dos dois últimos termos. Essa modulação consiste em controlar os períodos de chave aberta e fechada, sendo um, complementar ao outro, de modo a manter o período total constante. A Figura 4 apresenta formas de onda para diferentes larguras de pulso.

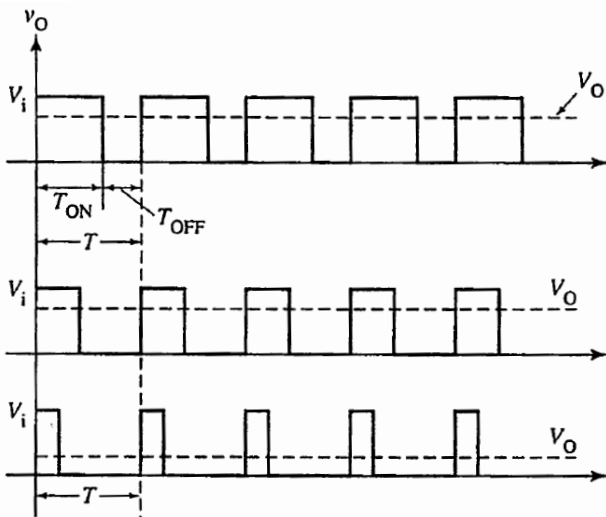


Fig. 4. Formas de onda indicando a tensão de saída para diferentes larguras de pulso. Fonte: [2].

É possível notar a variação na tensão de saída, V_o , conforme varia-se também a largura dos pulsos, onde, quanto mais tempo em estado fechado estiver a chave, maior é a tensão na saída. Pois a carga está mais tempo conectada à tensão de entrada, V_i , que se mantém constante para todos os casos, essa relação está de acordo com a Equação 4. Ainda é importante observar que mesmo para diferentes larguras de pulso, o período T se mantém constante [2].

• Modulação por Frequência de Pulso

Nesse método de controle, o período em que a chave é mantida fechada permanece constante, mas varia-se o período total, logo, também varia a frequência, conforme indica o nome da modulação. A Figura 5 ilustra os diferentes níveis da tensão de saída conforme se configura o período da onda.

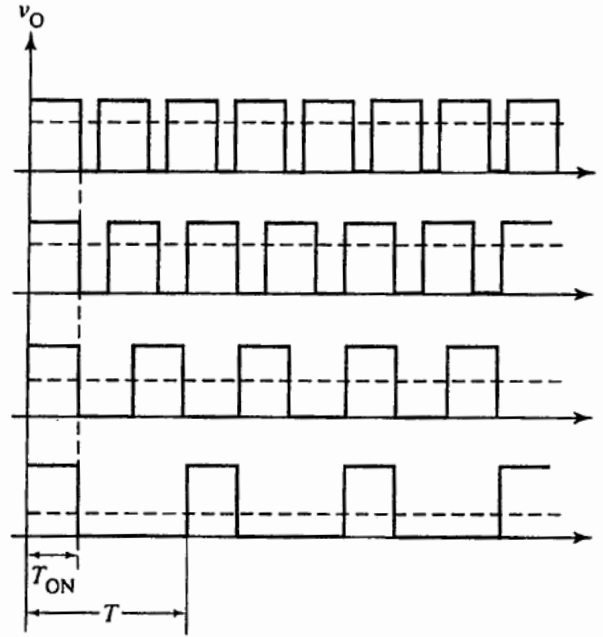


Fig. 5. Formas de onda e tensão de saída em PFM. Fonte: [2].

Analogamente à modulação por largura de pulsos, e obedecendo a Equação 4, quanto mais tempo de chave fechada o circuito for submetido, maior será a tensão na saída, mas observa-se que nesta imagem os tempos de chave fechada para todas as formas de onda são iguais, variando apenas o seu complemento.

Em ambas as modulações, a tensão de saída se comporta da mesma forma, recebendo a amplitude da tensão de entrada em sua totalidade quando a chave está fechada, e indo à zero quando a mesma está aberta. Observando ainda a Figura 5, percebe-se que para obter menores tensões é necessário reduzir muito a frequência do chaveamento, isso pode resultar em uma descontinuidade de corrente no circuito, bem como gerar ondulações de corrente na saída, e como consequência, aumentam as perdas por dissipação na carga. Em contrapartida, as perdas por chaveamento são proporcionais à frequência utilizada.

O método PWM, por sua vez, permite um fornecimento de corrente mais constante, resultando em componentes menores para o circuito [2].

C. Conversor Buck

Conforme já demonstrado, controlando o chaveamento de um circuito conversor básico como da Figura 1, é possível obter uma tensão de saída inferior e pulsada da tensão constante da fonte. Isto é suficiente para algumas aplicações, porém, outras exigem um nível de tensão também constante na saída, puramente contínua. Uma forma de se obter essa especificação é aplicar um filtro passa baixas após a chave do conversor básico, conforme ilustrado na Figura 6 [6].

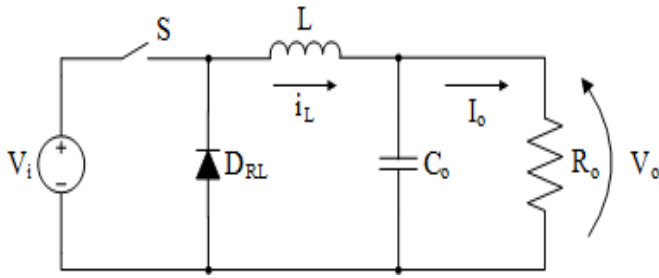


Fig. 6. Conversor Buck. Fonte [6].

O circuito apresentado é provido de um filtro LC passa baixas e um diodo em paralelo realizando a função de roda livre. Dessa forma, fornecendo um caminho para a passagem de corrente pelo indutor quando a chave está aberta, e é polarizado reversamente quando fechada [7].

Para analisar este circuito deve-se assumir que o diodo permanece diretamente polarizado por todo o período de chave aberta, de modo a proporcionar corrente positiva através do indutor, dessa forma, o circuito é capaz de fornecer corrente contínua à carga.

Em regime permanente, a corrente que percorre o indutor é periódica e dada por

$$i_L(t + T) = i_L(t) \quad (11)$$

considerando que os componentes do filtro são ideais, a tensão que é entregue após a chave deve ser a mesma da carga, portanto, a queda de tensão média no indutor deve ser nula

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_L(\tau) d\tau \quad (12)$$

$$V_L = \frac{1}{T} [v_L(t + T) - v_L(t)] \quad (13)$$

$$v_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (14)$$

$$V_L = \frac{L}{T} \left[\frac{di_L}{dt}(t + T) - \frac{di_L}{dt}(t) \right] = 0 \quad (15)$$

conforme esperado.

Analogamente, a corrente média no capacitor deve ser nula, de modo que toda a corrente do circuito seja fornecida à carga, considerando a corrente média no capacitor dada por:

$$I_C = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_C(\tau) d\tau \quad (16)$$

$$I_C = \frac{1}{T} [i_C(t + T) - i_C(t)] = 0 \quad (17)$$

O circuito deve ser analisado para as duas situações de chaveamento para determinar as relações de tensão e corrente nos componentes, bem como deduzir equações capazes de dimensiona-los para cada aplicação desejada [6].

• Análise para chave fechada

A Figura 7 representa o conversor nesse estado.

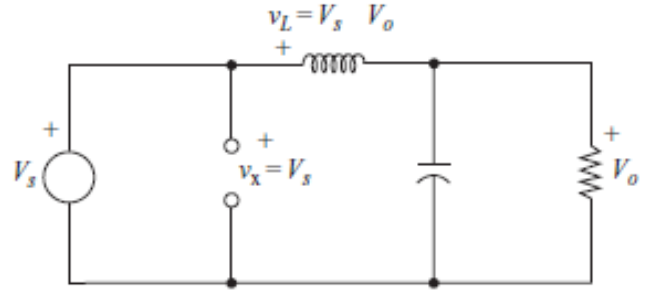


Fig. 7. Conversor Buck com chave fechada. Fonte [6].

Nesta situação, a tensão é aplicada no catodo do diodo, polarizando-o reversamente, fazendo-o se comportar como um circuito aberto, desta forma, a corrente percorre o indutor em direção à carga. A tensão no indutor é dada por

$$v_L = V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (18)$$

rearranjando

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (19)$$

assumindo que a derivada da corrente retorna um valor constante e positivo, a corrente no indutor varia linearmente conforme ilustrado na Figura 8.

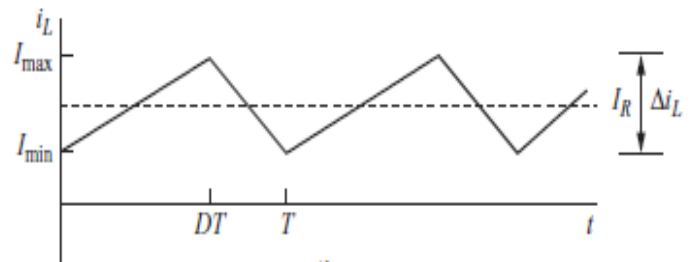


Fig. 8. Corrente no indutor. Fonte [6].

No eixo das abcissas, da origem até DT , é representado o período de chave fechada, onde o indutor é carregado, a variação de corrente pode ser descrita como

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (20)$$

$$\Delta i_{L, \text{closed}} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (21)$$

• Análise para chave aberta

Neste período, o circuito se torna o representado pela Figura 9.

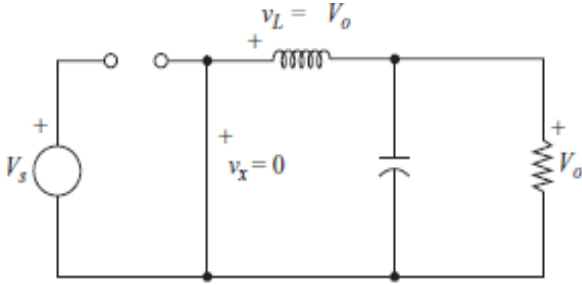


Fig. 9. Circuito Buck com chave aberta. Fonte: [6].

Nesta situação, toda a tensão da fonte está sobre o dispositivo de chaveamento, o diodo, por sua vez, é polarizado diretamente devido a diferença de potencial positiva aplicada entre seu anodo e catodo. Fazendo-o atuar como um curto-circuito, permitindo assim, a continuidade de corrente no circuito. A tensão no indutor é determinada por

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (22)$$

rearranjando

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} \quad (23)$$

a derivada da corrente nesta relação retorna uma constante negativa, logo, a corrente decresce linearmente conforme ilustra a Figura 8, no intervalo de tempo DT a T . Para o período T_{off} da chave, a variação de corrente no indutor pode ser dada como

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{-V_o}{L} \quad (24)$$

$$\Delta i_{L_{open}} = \left(\frac{-V_o}{L} \right) (1-D)T \quad (25)$$

Quando o circuito é posto em operação no regime permanente, é necessário que a corrente que percorre o indutor ao fim do ciclo de chaveamento seja a mesma do início, ou seja, o elemento não deve armazenar energia [6]. Desta forma, ao longo de um período, a variação total de corrente no indutor deve ser zero, logo

$$\Delta i_{L_{open}} + \Delta i_{L_{closed}} = 0 \quad (26)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT - \left(\frac{V_o}{L} \right) (1-D)T = 0 \quad (27)$$

$$V_o \left(\frac{DT}{L} + \frac{(1-D)T}{L} \right) = \frac{V_s}{L} DT \quad (28)$$

$$V_o = V_s D \quad (29)$$

Chegando ao mesmo resultado da Equação 6, evidenciando que o controle da tensão de saída depende apenas do ciclo de trabalho utilizado [6].

O indutor tem o objetivo de manter a condução contínua de corrente à carga. Este deve ser dimensionado conforme as características da carga e operacionais do conversor, como frequência de chaveamento e ciclo de trabalho. A corrente média no indutor deve ser a mesma que chega à carga, observando a Figura 8, deve-se garantir que o valor de corrente no indutor seja positivo, pois uma corrente negativa implicaria na abertura do circuito pelo diodo, o que ocasionaria uma descontinuidade no fornecimento de corrente. Logo, o menor valor que a corrente deve assumir é zero, assim

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = 0 \quad (30)$$

$$I_{min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D)T \right] = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right) = 0 \quad (31)$$

portanto

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (32)$$

O capacitor, por sua vez, deve ter capacitância o suficiente para manter a tensão constante na carga. O elemento é dimensionado conforme as especificações da operação do conversor, bem como da variação de tensão admitida pela carga, essa última é dada por

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (33)$$

onde o numerador da razão representa a variação de carga no capacitor, que depende da corrente que percorre o mesmo, que é resultado de um divisor simples de corrente com a carga

$$i_C = i_L - i_R \quad (34)$$

i_C possui a mesma forma de onda da corrente no indutor conforme ilustra a Figura 10

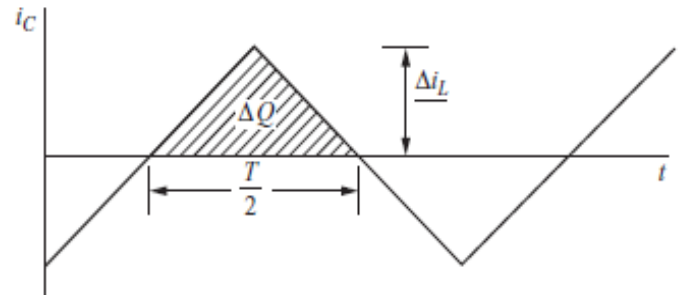


Fig. 10. Variação de corrente no capacitor. Fonte: [6].

Onde é possível perceber os períodos de carga e descarga do capacitor de acordo com a polaridade da corrente que o percorre. A variação de carga pode ser determinada pela área do triângulo ilustrado

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T \Delta i_L}{8} \quad (35)$$

da Equação 33

$$\Delta V_o = \frac{T \Delta i_L}{8C} = \frac{T V_o}{8CL} (1 - D) T = \frac{V_o (1-D)}{8LCf^2} \quad (36)$$

portanto

$$C = \frac{(1-D)}{8L \frac{\Delta V_o}{V_o} f^2} \quad (37)$$

onde percebe-se que a capacitância é inversamente proporcional à variação de tensão admissível, ou *ripple*, na carga [3,6].

III. CONTROLE EM MALHA FECHADA

Toda a modelagem até agora considerou os elementos como ideais, resultando em nas Equações 6 e 29, em que a tensão de saída depende exclusivamente do ciclo de trabalho aplicado ao chaveamento do circuito. Porém, em circuitos reais, com componentes não ideais, a saída também sofre variação conforme a corrente na carga varia devido às resistências dos demais componentes [6].

O circuito do conversor *Buck* da Figura 6 está na configuração de malha aberta. Um sistema em malha aberta tem sua saída condicionada apenas a sua entrada, tornando-se mais propício à instabilidade. Para fechar a malha, aplica-se um método de controle com uma realimentação da saída do circuito até a entrada, dessa forma, o sistema se torna mais estável [8].

Para um conversor CC, esse controle é realizado comparando a tensão de saída a um valor de referência, a tensão na qual se deseja manter constante, e modelando o ciclo de trabalho da chave conforme haja variações na entrada ou na carga. A Figura 11 ilustra em diagrama de blocos, um esquema de controle em malha fechada para um conversor.

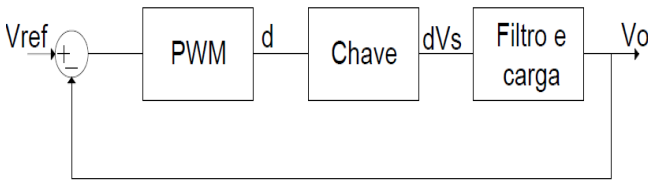


Fig. 11. Representação de controle em malha fechada para conversor cc.
Fonte: [Autoria própria].

Existem diferentes maneiras de realizar esse controle, de maneira analógica ou digital. Um dos principais controladores utilizados para as mais diversas aplicações e que possui um desempenho satisfatório em relação ao custo de sua implementação é o PID (Proporcional Integral Derivativo) e suas derivações [9].

A. Controlador PID

Caracteriza-se por possuir a contribuição de três ações em conjunto que melhoram a resposta do sistema de controle de acordo com a dinâmica da planta.

A ação P (proporcional) altera a resposta do controle proporcionalmente ao erro associado entre o valor de referência e o obtido na realimentação, no início do processo (estado transiente), é a ação com mais influência na saída do sistema. A ação proporcional pode ser determinada por

$$P(k) = k_p e(k) \quad (38)$$

em que k_p representa o ganho proporcional. O ganho deve ser ajustado convenientemente, pois um valor alto em relação ao erro pode levar o sistema à instabilidade, e um valor baixo pode não atingir a referência em tempo hábil [9].

A ação I (integral) é responsável por eliminar o erro em regime estacionário, característico de um sistema com controlador P, logo, sua ação é proporcional ao somatório do erro ao longo do tempo. Pode ser descrita como

$$I(k) = k_i T \sum_{i=0}^k e(i) \quad (39)$$

onde T representa o período de amostragem determinado no controle.

A ação D (derivativa) é utilizada pelo controlador para reduzir o *overshoot* no estado transiente, sua ação é proporcional a taxa de variação do erro, desta forma, não permitindo que a resposta do sistema varie de maneira brusca. Pode ser representado por

$$D(k) = \frac{k_D (e(k) - e(k-1))}{T} \quad (40)$$

essa ação é utilizada em sistemas de dinâmica rápida e que oferecem pouco ruído [9].

As ações I e D não podem ser utilizadas isoladamente, mas sempre em conjunto com a ação P, dessa forma, variações do controlador PID podem ser obtidas de acordo com a dinâmica do sistema [8].

IV. PROJETO DE UM CONVERSOR BUCK

A. Especificações da carga e da alimentação

A fonte de alimentação será um módulo fotovoltaico, o mesmo foi ensaiado fora das condições de operação padrão (NOTC), para obtenção da tensão de circuito aberto e corrente de curto circuito.

Esses dados são imprescindíveis para dimensionamento dos componentes, pois os elementos dependem do ciclo de trabalho em que o conversor vai operar. O ciclo de trabalho, por sua vez, está diretamente relacionado com a tensão de entrada do conversor, que corresponde a tensão entregue pelo módulo.

Conforme as Equações 32 e 37, quanto maior a tensão de entrada do circuito, menor o ciclo de trabalho deve ser para manter constante a tensão na saída. Assim, para determinar os componentes do circuito com valores suficientes para manter a condução contínua e as variações de tensão dentro dos limites da carga, deve ser considerado o menor ciclo de trabalho possível, que ocorre quando o módulo fornece tensão máxima.

A carga será uma bomba submersa com especificações conforme a Tabela 1 a seguir.

Tabela 1. Especificações da alimentação e carga. Fonte: [Autoria própria].

Módulo fotovoltaico (NOTC)	
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	18V
Corrente de curto circuito (I_{sc})	90 mA
Carga	
Tensão	5V
Corrente	200mA
Impedância	25 Ω

B. Dimensionamento dos componentes

Conforme os dados apresentados, o ciclo de trabalho requerido pelo conversor será

$$D = \frac{V_o}{V_i} = \frac{5}{18} = 0,278 \quad (41)$$

Para controle do conversor, optou-se pela utilização do PWM pela simplicidade de implementação com o microcontrolador ATmega 328 na plataforma de prototipagem do Arduino®. Para a aplicação referida foi utilizado a frequência de 7,8kHz para operação da chave, este valor é suficiente para o chaveamento do transistor, bem como está na faixa adequada do microcontrolador. Após obtenção do ciclo de trabalho, carga, e frequência de chaveamento, é possível determinar o indutor mínimo para o conversor:

$$L_{min} = \frac{(1-D)R}{2f} = \frac{(1-0,278)25}{2 \times 7800} = 1,16mH \quad (42)$$

para garantir a operação em modo contínuo, será utilizado um indutor 25% maior que o mínimo, conforme recomendado por [6], assim

$$L = 1,16 \times 10^{-3} \times 1,25 = 1,45mH \quad (43)$$

a carga não deve sofrer variações de tensão de $\pm 0,6V$, dessa forma, o capacitor a ser utilizado é

$$C = \frac{(1-D)}{8L \frac{\Delta V_o}{V_o} f^2} = \frac{(1-0,278)}{8 \times 1,45 \times 10^{-3} \times \frac{0,6}{5} \times 7800^2} = 8,53\mu F \quad (44)$$

será utilizado um capacitor comercial de 10 μF .

C. Controle

Para realizar o controle em malha fechada e garantir a tensão requerida pela carga constante, optou-se por um controle *PI* implementado com o microcontrolador já especificado. Esta modalidade de controle é suficiente para o controle do sistema, pois se trata de uma planta de dinâmica lenta.

O programa funciona realimentando o sistema a partir da medição de tensão na saída e comparando com a tensão da carga, o valor de referência. Conforme a tensão na entrada varia com a irradiação e temperatura no módulo, o controle compensa o ciclo de trabalho a partir do valor de PWM implementado na chave.

D. Simulação

O software de prototipagem e simulação de circuitos eletrônicos Proteus® foi utilizado para simular o funcionamento do conversor, verificar a tensão na saída, o controle em malha fechada e o PWM. A Figura 12 mostra a montagem do conversor em funcionamento no software.

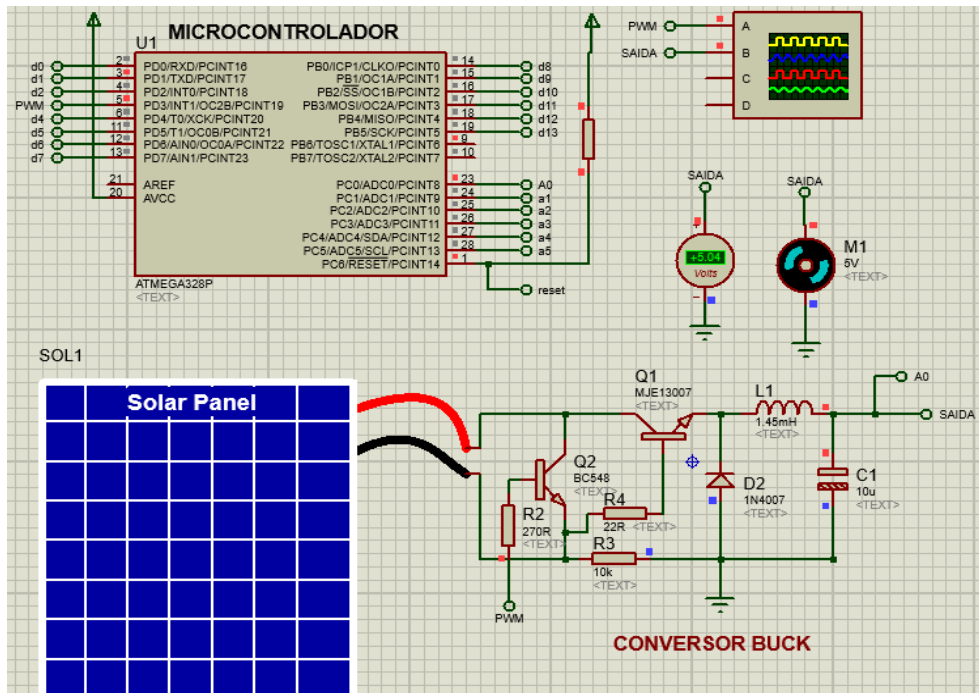


Fig. 12. Simulação Conversor Buck. Fonte: [Autoria própria].

Na Figura 12 é possível observar que a tensão é mantida em torno de 5V dentro da variação estipulada. No circuito, a chave $Q1$ é um TJB MJE13007 e o transistor $Q2$ é utilizado como chave para aplicar a tensão do módulo à base de $Q1$.

A Figura 13 apresenta o projeto da placa de circuito impresso com o conversor CC.

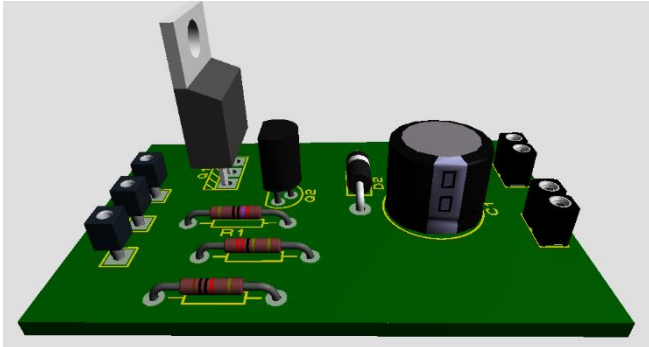


Fig. 13. Projeto de placa de circuito impresso. Fonte: [Autoria própria].

E. Protótipo

Em laboratório foi realizada a montagem em *protoboard* do circuito do conversor, conforme Figura 14.

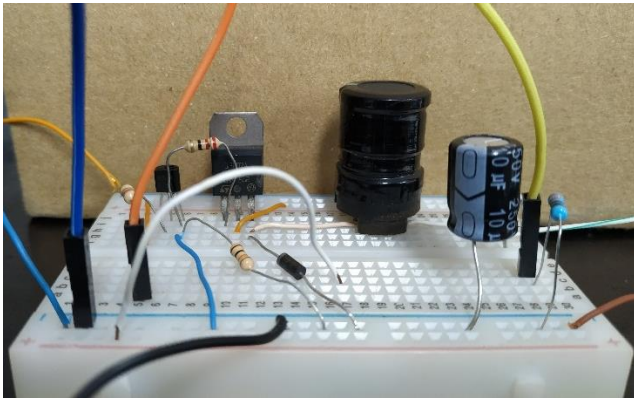


Fig. 14. Protótipo do conversor Buck. Fonte: [Autoria própria].

V. RESULTADOS

O conversor foi testado ao meio dia de 11 de dezembro de 2019 em Mossoró, Rio Grande do Norte. As condições de temperatura e irradiação global no momento do teste eram de 37°C e 1008 W/m^2 respectivamente. A Figura 15 apresenta o sistema completo de conversor, módulo, carga e microcontrolador utilizados.

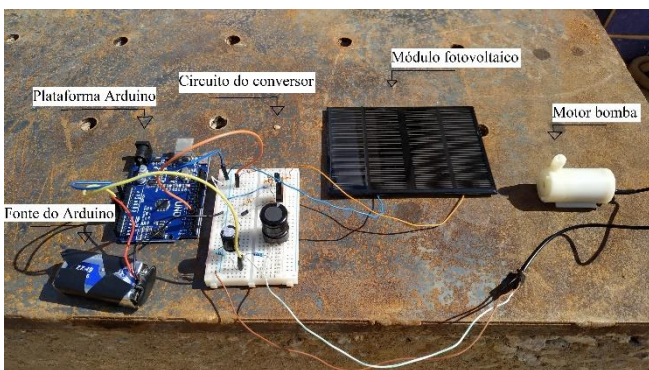


Fig. 15. Sistema em funcionamento. Fonte [Autoria própria].

Para avaliar o controle do ciclo de trabalho do conversor, o sistema foi posto em funcionamento e dados referentes às tensões de entrada e saída e ciclo de trabalho foram coletados.

O período de coleta dos dados utilizado foi de 300 amostras, com intervalo de um segundo cada, garantidas pelos temporizadores do microcontrolador.

A Figura 16 ilustra o comportamento da tensão de saída do conversor conforme a alimentação sofre variações em função do tempo.

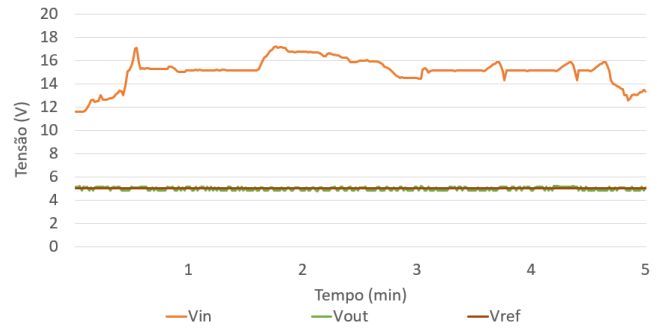


Fig. 16. Tensões de entrada e saída em função do tempo. Fonte: [Autoria própria].

Na figura é possível observar que o sistema mantém a tensão de saída próxima do valor de referência, dentro dos limites de variação estipulados. A Figura 17 mostra o comportamento do ciclo de trabalho realizado pela implementação do controle ao longo do período de coleta de dados.

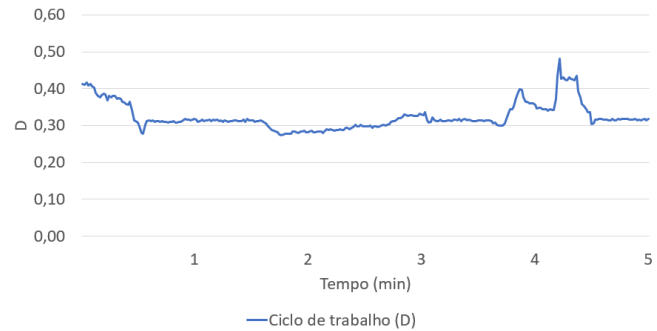


Fig. 17. Ciclo de trabalho em função do tempo. Fonte: [Autoria própria].

Na figura identifica-se um comportamento inverso ao da tensão de entrada, conforme esperado, pois para manter a tensão de saída constante, o controle deve realizar a compensação no tempo em que mantém o transistor ligado.

A. Eficiência do conversor

Em termos quantitativos, a eficiência do conversor pode ser determinada a partir de dados obtidos no teste. A corrente de saída do conversor foi medida ao longo do tempo de controle com base na resistência da carga, seu valor eficaz é

$$I_{oRMS} = 176\text{mA} \quad (45)$$

a corrente de entrada pode ser determinada a partir de sua relação com o ciclo de trabalho médio

$$I_{iRMS} = I_{oRMS} \times D = 64\text{mA} \quad (46)$$

a eficiência é determinada por

$$e(\%) = \frac{P_o}{P_i} \times 100 \quad (47)$$

sendo a potência de saída eficaz ao longo do tempo coletado

$$P_o = V_o \times I_o = 0,875W \quad (48)$$

analogamente, para a entrada

$$P_i = V_i \times I_i = 0,973W \quad (49)$$

assim:

$$e(\%) = \frac{0,875}{0,973} \times 100 = 89,87\% \quad (50)$$

Esse resultado é satisfatório do ponto de vista energético para o sistema de controle e de conversão, indicando que existem poucas perdas por dissipação de calor nos componentes ou por comutação no chaveamento.

VI. CONCLUSÃO

O presente trabalho abordou o princípio de funcionamento dos conversores abaixadores de tensão, as relações entre tensões e correntes na carga após o chaveamento, o dimensionamento dos componentes para quaisquer especificações de carga e alimentação em operação contínua, controle do conversor em malha fechada, projeto e construção de um conversor para avaliação de desempenho.

O conversor mostrou-se eficaz na aplicação implementada, mantendo constante a tensão de saída e a carga em operação contínua durante o período observado, além de manter um alto índice de eficiência, demonstrando que os componentes foram dimensionados adequadamente, comprovando as equações demonstradas ao longo do texto.

Desta forma, com a constante redução dos custos para implementação de circuitos eletrônicos e microcontrolados, o trabalho apresentou a aplicação de um circuito de baixo custo e excelente eficácia que pode ser aplicado em diversas plantas de controle, alterando convenientemente os elementos passivos do circuito, bem como as ações de controle do código.

Para trabalhos futuros, pode ser desenvolvida uma placa de circuito impresso para o conversor, tornando-o melhor de embarcar em um outro sistema, podem ser controlados módulos fotovoltaicos mais robustos e atender outras cargas. Bem como a modelagem do módulo em software para melhor avaliação dos efeitos de temperatura e irradiação sob o mesmo. Além de incluir sistemas de proteção de sobretensão e sobrecorrente ao circuito, que também podem auxiliar no monitoramento e determinação da eficiência do conversor mais fielmente através de sensores.

REFERÊNCIAS

- [1] MAMEDE FILHO, João. Manual de equipamentos elétricos – 4 ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013.
- [2] AHMED, Ashfaq. Eletrônica de Potência; tradução Bazán Tecnologia e Linguística; revisão técnica João Antônio Martino. São Paulo: Prentice Hall, 2000.
- [3] BARBI, Ivo. Eletrônica de Potência – 3ed. Florianópolis, Ed. do Autor., 2000.
- [4] BOYLESTAD, Robert L. Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos; tradução Sônia Midori Yamamoto; revisão técnica Alceu Ferreira Alves – 11 ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.
- [5] NILSSON, James W; RIEDEL, Susan A. Circuitos Elétricos; tradução Arlete Simille Marque; revisão técnica Antônio Emílio Angueth de Araújo, Ivan José da Silva Lopes – 8 ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009.
- [6] HART, Daniel W. Power electronics. New York: McGraw-Hill, 2011.
- [7] RASHID, Muhammad H. Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações; tradução Carlos Alberto Favato; revisão técnica Antônio Pertenc Júnior. São Paulo: Makron Books, 1999.
- [8] OGATA, Katsuhiko. Engenharia de controle moderno; tradução Heloísa Coimbra de Souza; revisão técnica Eduardo Aoun Tannuri – 5 ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.
- [9] BEZERRA, J.H. Estudo de Sistema de Controle Usando o Controlador PID em Processos Industriais. 2007. 86p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2007.