



PROJETO DE UM CONTROLADOR DISCRETO APLICADO A UM CONVERSOR BUCK

Adriano José Bombardieri

Prof.^o. Me. do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade de Santa Cruz do Sul - UNISC
adrianobombardieri@unic.br

José Wilson Sousa Prado

Acadêmico do curso de Engenharia Elétrica da Universidade de Santa Cruz do Sul - UNISC
jpradors@gmail.com

Resumo. Neste trabalho é apresentada uma abordagem sobre a discretização de um controlador PI aplicado ao conversor Buck. O objetivo é a implementação do controlador em um microcontrolador, sendo para isso projetado um controlador discreto e obtida a equação de diferenças. Foi aplicada a técnica de redesign, com análise computacional para modelamento matemático por meio do Matlab, a simulação de um circuito digital equivalente bem como a implementação do algoritmo e ensaio experimental.

Palavras-chave: Controlador. Conversor. Discretização

1. INTRODUÇÃO

Sistemas de controle digitais possuem vantagens em relação aos sistemas de controle clássicos, tais como custo reduzido, flexibilidade de alteração da lei de controle, dentre outros.

Conversores de potência chaveados são dispositivos utilizados também para transformar níveis de energia por meio de modulação da largura de pulso em uma chave eletrônica, o que é benéfico em relação a outros conversores pela eficiência. Para garantir que o conversor compense as variações que possam ocorrer na tensão de entrada e/ou na carga, é necessário que o sistema possua um controlador atuando.

2. CONVERSOR BUCK

O conversor buck é uma topologia que permite se obter na saída (V_{out}) uma tensão inferior a tensão da entrada (V_{in}). Como critério para este trabalho, o conversor deve operar em modo de condução contínua de corrente.

2.1 Parâmetros do sistema

O sistema de controle terá por tensão de saída como laço de realimentação. A variável de controle será o Duty Cycle (D), que será modulado para compensar variações na tensão de entrada que pode ser até $\pm 2,4V$, ou quando ocorrer variações na carga.

Na tabela 1 são mostrados os parâmetros do conversor.

Tabela 1. Parâmetros do conversor e valores de componentes

Parâmetro do conversor e componentes	Valor
Tensão de entrada	12 Volts $\pm 2,4V$
Tensão média de saída	5 Volts $\pm 10mV$
Frequência de operação	40 KHz
Indutor	480 μ H
Capacitor	47 μ F
Resistência da carga	5 Ω
Tempo de amostragem	12,5 μ s

2.2 Função de Transferência do conversor Buck.

De acordo com Barbi [1], da análise das 2 etapas de funcionamento da topologia buck, se obtém a Eq. (1) que é a função de transferência ($G(s)$) para o controle por tensão de carga. E de acordo com Mello[5] o ganho estático é descrito pela Eq. (2).

$$G(s) = \frac{V_{in}}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (1)$$

$$V_{out} = V_{in}D \quad (2)$$

2.3 Análise em tempo contínuo

Conforme a Eq. (1), e com os parâmetros dispostos na Tabela 1, tem-se mostrado na Fig. 1 a resposta em malha fechada para o sistema não compensado. Vê-se nela que há um máximo de sobressinal de 75,6% e um erro estacionário de 7,7%. Logo, o compensador deve reduzir o sobressinal o máximo possível e o erro em regime estacionário.

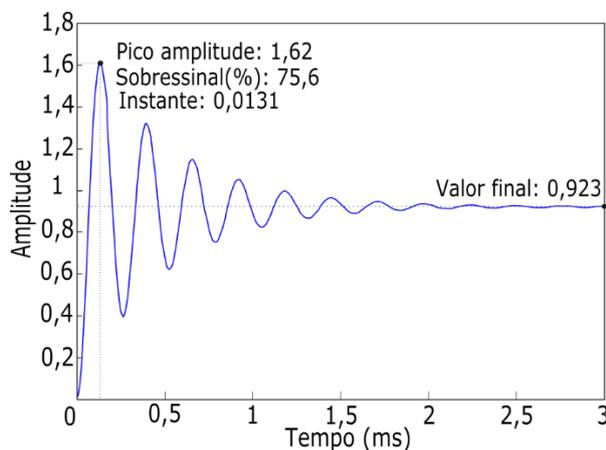


Figura 1 – Resposta em malha fechada para o sistema não compensado.

2.4 Projeto do controlador em tempo contínuo

Utilizando a técnica do lugar geométrico das raízes conforme Leonardi e Maya [4], e com o auxílio do software Matlab, pode-se

obter para o controlador ($G_c(s)$) a Eq. (3).

$$G_c(s) = \frac{0.02245(s+4322)}{s} \quad (3)$$

Porém, deve-se incluir o atraso, que significa considerar o tempo de conversão A/D dos microcontroladores. Assim, de acordo com Dorf e Bishop [2], o atraso em tempo contínuo pode ser definido pela Eq. (4). Para que o sinal não seja degradado [4] e possa ser reconstruído, o tempo de amostra (T_z) será 12,5μs.

$$At(s) = \frac{1-s(\frac{T_z}{2})}{1+s(\frac{T_z}{2})} \quad (4)$$

Na Fig. 2, é apresentada a representação por diagrama de blocos contendo suas respectivas funções, e na Fig. 3, está a comparação entre as repostas do sistema compensado, em tempo contínuo, com e sem o atraso. Nela se observa que há praticamente uma sobreposição nas repostas.

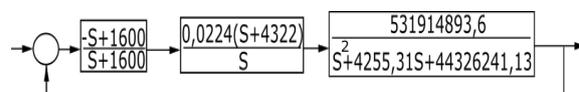


Figura 2 – Diagrama de blocos do sistema

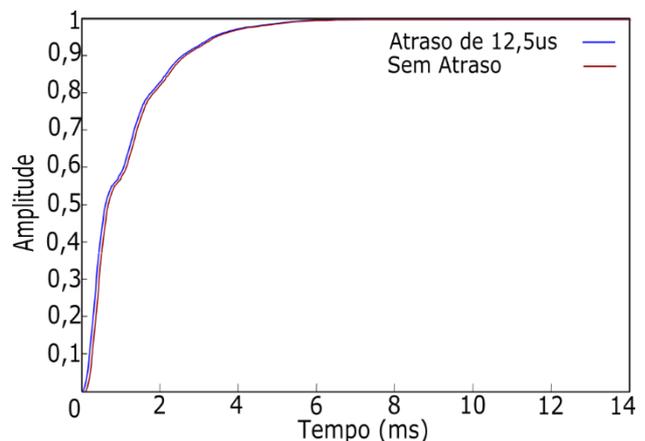


Figura 3 – Resposta do sistema compensado com e sem atraso.

3. DISCRETIZAÇÃO DO SISTEMA

Para o bloco do atraso e do compensador na Fig. 2, aplicou-se o método de Tustin, que consiste em substituir a variável complexa s

por uma expressão em termos de Z, conforme Haugen [3]. Desta forma, obteve-se o atraso ($At_{(z)}$) na Eq. (5) e o compensador ($G_{c(z)}$) na Eq. (6), em tempo discreto. Como esperado, o atraso foi o inverso da variável Z.

$$At_{(z)} = \frac{1}{z} \quad (5)$$

$$G_{c(z)} = \frac{0,023062(Z-0,9474)}{(Z-1)} \quad (6)$$

Para a discretização da planta ($G_{(z)}$), será aplicado método ZOH, conforme [2], obtendo-se a Eq. (7).

$$G_{(z)} = \frac{0,04081Z+0,04009}{Z^2-1,941Z+0,9482} \quad (7)$$

3.1 Análise do sistema em tempo discreto

De posse das funções discretizadas, a Fig. 2 passa a ser a representada pela Fig.4.

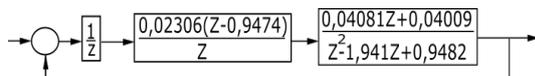


Figura 4 – Diagrama de blocos do sistema

Na Fig. 5 está mostrada a resposta da função do conversor para malha aberta, em ambos os domínios (discreto e contínuo).

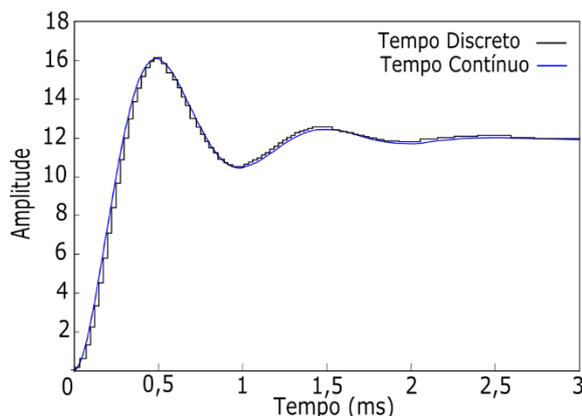


Figura 5 – Comparação entre os domínios

3.2 Obtenção da equação de diferenças

Da Eq. (6) tem-se a função de transferência do controlador. Pela Fig. 4 nota-se que o controlador recebe o erro com atraso,

logo, tem como resposta $d_{[k-1]}$. Assim, pela definição de função de transferência de acordo com [4], pode-se reescrever a Eq. (6) para a Eq. (8).

$$G_{(z)} = \frac{D(z)}{E(z)} \quad (8)$$

Aplicando-se a transformada Z inversa [2] na Eq. (8), e reescrevendo-a em termos de $d_{[k]}$, obtém-se a equação de diferenças. Porém, esse somatório acontece com um instante de atraso. Desta forma, obtém-se a Eq. (9).

$$d_{[k]} = -0,02306e_{[k-1]} + 0,02184e_{[k-2]} + d_{[k-1]} \quad (9)$$

3.3 Simulação do controle e ensaio experimental

Na Fig.7 está mostrado o modelo para simulação do controle digital atuando junto ao conversor, sob as variações impostas ao sistema conforme mostrado na Fig.6.

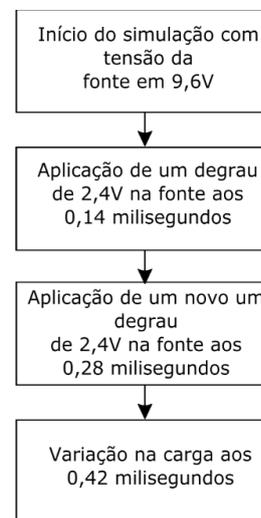


Figura 6 – Sequência das variações simuladas

O circuito mostrado na Fig. 7 foi implementado experimentalmente, sendo que o bloco do controlador, descrito por uma equação de diferenças, está inserido por meio de algoritmo em um microcontrolador, o PIC 18F1220.

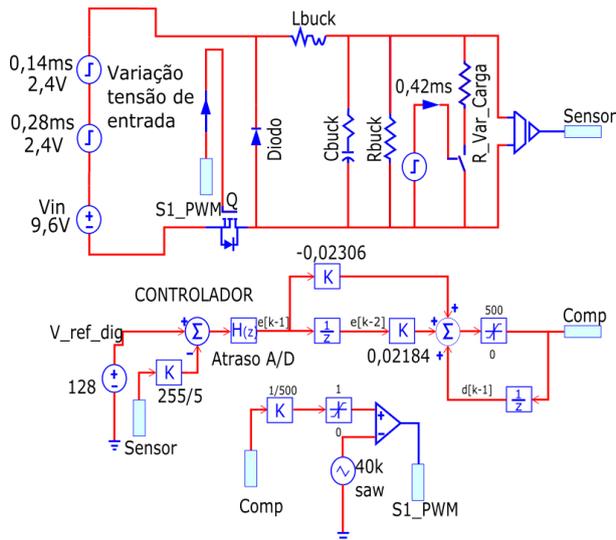


Figura 7 – Circuito para simulação do conversor Buck com Controle PI digital

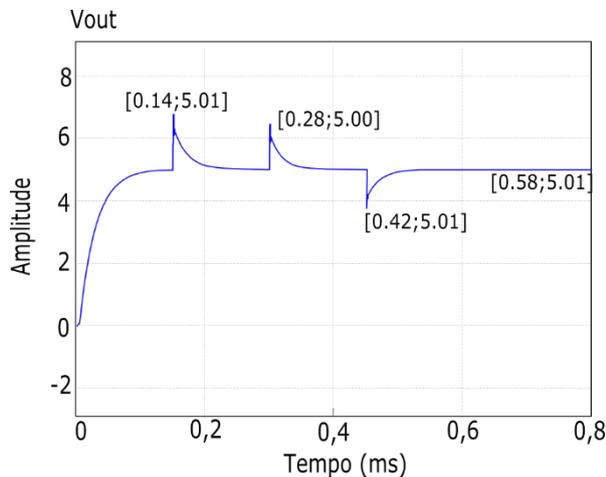


Figura 8 – Resultados da simulação

Na Fig.9 e na Fig.10. está demonstrada a tensão na carga e a largura de pulso quando a fonte está fornecendo 9,6V e 12,4V, respectivamente.

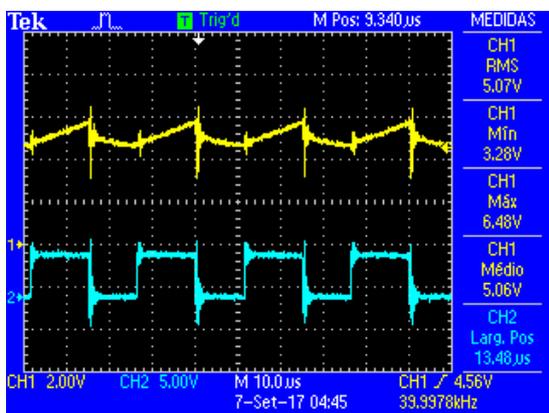


Figura 9 – CH1-Tensão na carga e CH2- Duty Cycle

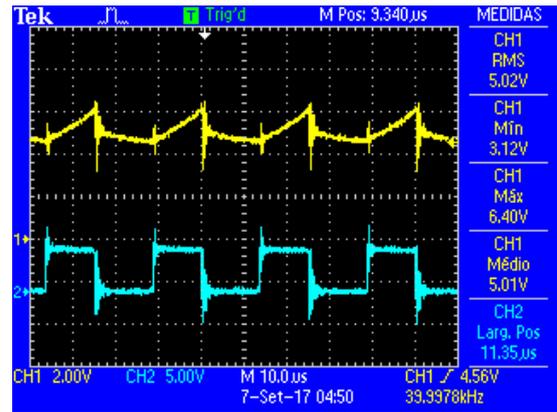


Figura 10 – CH1-Tensão na carga e CH2- Duty Cycle

4 CONCLUSÃO

A equação de diferenças obtida, posta em simulação e ensaiada experimentalmente, fez as compensações necessárias para manter a tensão média na carga diante das variações sofridas pelo sistema, conforme mostrado. Também se verifica que o valor de 12,5µs adotado para discretização foi suficiente para reconstrução do sinal e atendendo ao teorema da amostragem.

REFERÊNCIAS

- [1] I. Barbi. Modelagem de conversores CC-CC. Florianópolis: [S.n.], 2014, pp. 81-120.
- [2] C.R. Dorf e R.H. Bishop. Sistemas de controle moderno. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009, pp. 583-608.
- [3] F. Haugen. Discrete-Time Signal and Systems. Disponível em: <http://techt teach.no>, Norway, 2005. Acesso em 29 de maio de 2017
- [4] F. Leonardi e P. Maia. Controle essencial. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2011, pp. 41-59, 297-316.
- [5] L.F.P.D. Mello. Projeto de fontes chaveadas: Teoria e prática. São Paulo: Érica, 2011, pp. 23-29.