



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CURSO DE ENGENHARIA DA COMPUTAÇÃO
DISCIPLINA DE SISTEMAS ELETRÔNICOS

ALINSSON FIGUEIRA DE SOUZA - 0323491

CONVERSOR BUCK EM MALHA FECHADA

SOBRAL
2014

ALINSSON FIGUEIRA DE SOUZA

CONVERSORES BUCK EM MALHA FECHADA

Trabalho apresentado à disciplina de Sistemas Eletrônicos do curso de Engenharia da Computação do Campus de Sobral, da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para a aprovação na disciplina.

Professor:
Carlos Elmano.

SOBRAL

2014

Índice

ÍNDICE	3
1. INTRODUÇÃO	4
1.1. CONVERSORES CC-CC	4
1.2. CONVERSOR BUCK	4
1.3. PWM (PULSE WIDTH MODULATION)	6
1.4. ENGENHARIA DE CONTROLE.....	7
2. OBJETIVOS	10
3. VISÃO GERAL E RESULTADOS ESPERADOS.....	10
3.1. IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR BUCK.....	10
3.2. MODELAGEM DO CONVERSOR BUCK.....	11
3.3. REALIMENTAÇÃO DO CONVERSOR BUCK.....	13
3.4. COMPENSAÇÃO DO CONVERSOR BUCK.....	14
3.5. SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BUCK EM MALHA FECHADA	16
4. REFERÊNCIAS	18

1. Introdução

1.1. Conversores CC-CC

É extremamente usual a prática de conversão de energia em aplicações eletrônicas, tanto no ramo industrial quanto no cotidiano. Geralmente temos um equipamento eletrônico que precisa de um controle e este por sua vez trabalha em pequenas faixas de tensão consumindo menos potência, enquanto o aparelho pode utilizar tanto baixa como alta potência, temos então que saber distribuir as potências adequadas a cada dispositivo.

O uso de conversores cc-cc por meio de utilização de chaves é uma boa alternativa quando o objetivo é eficiência, pois estes conversores possuem rendimento prático entre 70% e 98% já que utilizam apenas elementos eletrônicos não dissipativos, como capacitores, indutores e diodos. A desvantagem está na complexidade de montagem deste circuito e do custo destes componentes semicondutores de potência (diodos, MOSFETs, IGBTs, indutores e capacitores) que se torna mais caro quando comparado aos circuitos lineares de conversão de potência.

As principais topologias de conversão cc-cc podem ser entendidas de forma genérica como na imagem a seguir:

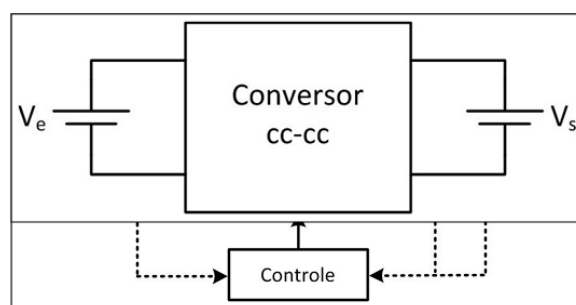


Figura 01. Sistema genérico de conversão cc-cc.

Vemos que se trata de uma de uma tensão V_e de entrada que passa por um conversor e através do bloco de controle é moldada para saída V_s , através dessa conversão podemos ter ganho $G = 1$, ou seja, $V_e = V_s$, $G > 1$, neste caso $V_s > V_e$ e por último $G < 1$ que implica em $V_e > V_s$.

Os principais conversores cc-cc não-isolados são: Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, SEPIC e ZETA. Veremos neste trabalho o controle do conversor buck.

1.2. Conversor Buck

O conversor buck é um conversor de tensão cc-cc que produz sobre a carga alimentada por ele uma tensão contínua menor do que a tensão que o alimenta, que também é contínua. O valor dessa tensão é dado pelo produto entre a tensão de entrada e a razão cíclica do transistor do circuito. Se o chaveamento do transistor for controlado, consequentemente a tensão na saída do conversor buck também será, e é sobre essa ideia que iremos implementar o controle do nosso conversor.

Este conversor pode operar em Modo de Condução Contínua e Modo de Condução Descontínua. Essa classificação se refere à corrente no indutor. Se ela não se anula nunca, então dizemos que o conversor trabalha no modo de operação contínua, se a corrente no indutor se anular durante um período de chaveamento dizemos que o conversor trabalha em modo descontínuo. Essa diferenciação é importante, pois implicará em equações diferentes para cálculo da tensão de saída, por exemplo.

Para este trabalho será considerado que o conversor opera em modo contínuo e que ele já funciona há um bom tempo de forma que os efeitos transitórios já se passaram, em outras palavras, o conversor já opera em regime permanente. Para começar a análise do circuito, consideremos que a chave S é fechada em $t = 0$. Assim que a chave é fechada, o diodo é bloqueado e a tensão de entrada é aplicada ao conjunto indutor, capacitor e carga. Como a frequência de chaveamento é relativamente alta comparada à constante de tempo do circuito LC, podemos utilizar então uma aproximação de primeira ordem para a corrente no indutor. Dessa forma a tensão aplicada ao indutor será $(V_e - V_s)$ e por isso a corrente crescerá linearmente, lembrando que $V_s < V_e$.

A topologia básica do conversor buck é:

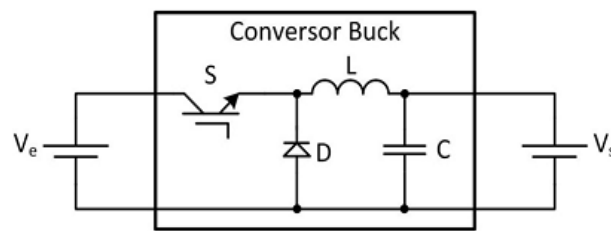


Figura 02. Sistema genérico de conversão cc-cc.

Este conversor possui duas etapas de operação:

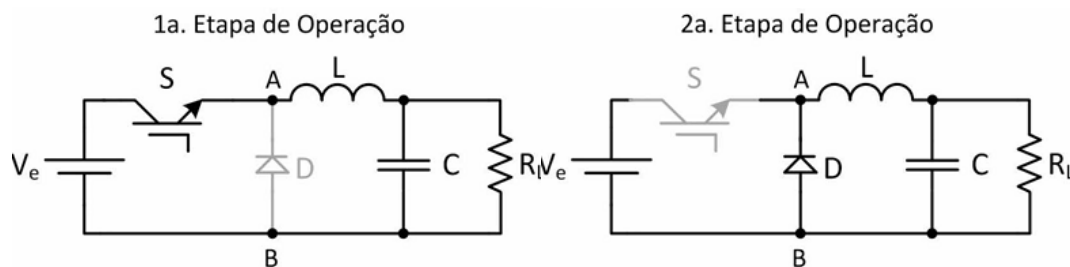


Figura 03. Etapas de operação do conversor buck.

A principal diferença entre estes modos de operação é se a chave S está conduzindo ou não a tensão de entrada.

A corrente no indutor cresce enquanto a chave estiver fechada. Assim que o controle desliga a chave, o diodo passa a conduzir, dando continuidade a corrente do indutor. A energia armazenada em L é entregue ao capacitor e a carga. Enquanto o valor instantâneo da corrente pelo indutor for maior do que a corrente da carga, a diferença carrega o capacitor. Quando a corrente for menor, o capacitor se descarrega, suprimindo a diferença a fim de manter constante a corrente da carga.

Enquanto a chave estiver aberta, a tensão aplicada ao indutor será então, V_s , pois não há tensão de entrada. Com isso a sua corrente tende a decrescer. Analisemos agora algumas formas de onda do circuito em questão:

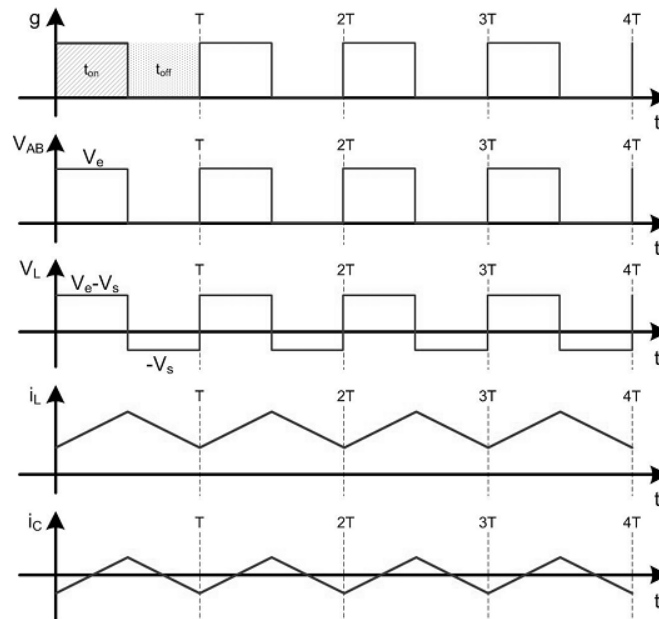


Figura 04. Formas de onda do conversor Buck.

O primeiro gráfico mostra o PWM que controla a chave S do circuito. O segundo gráfico mostra a tensão V_{AB} entre os pólos do diodo D , quando a chave está aberta o diodo está curto-circuitado, quando a chave está fechada a tensão nos pólos do diodo é igual ao da fonte V_e . O terceiro gráfico nos mostra a tensão sobre o indutor V_L , que quando a chave está fechada é igual a tensão V_e de entrada menos a tensão de saída V_s , e quando aberta é igual a $-V_s$, pois quando o indutor passar a fornecer energia ao invés de absorver, muda sua polaridade. Os quarto e quinto gráficos mostram as correntes que passam no indutor e capacitor respectivamente, vemos que durante a chave fechada ambos absorvem e durante a chave aberta ambos fornecem, a diferença está no fato de que o indutor mantém a corrente do circuito a mesma quando a chave abre, já o capacitor irá inverter sua polaridade para ajudar o indutor à fornecer energia à carga.

Note que após o período de regime permanente toda energia que carrega o indutor e o capacitor quando a chave está fechada irá ser descarregada quando a chave abrir.

1.3. PWM (Pulse Width Modulation)

Para o estudo destes conversores precisamos entender o conceito de PWM (Pulse Width Modulation ou Modulação por Largura de Pulso), que é o tipo de modulação de frequência constante mais conhecida e utilizada. Veja a imagem a seguir para entender melhor:

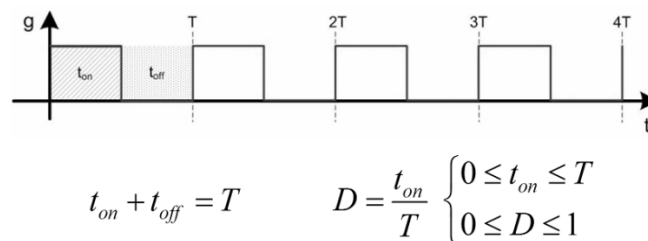


Figura 05. Modelo de um PWM.

PWM nada mais que um sinal de período constante, na qual podemos alterar o tempo em que este sinal fica em nível lógico alto t_{on} e em nível lógico baixo t_{off} . A

Razão Cíclica D é a razão de t_{on} e T, ou seja, a porcentagem do período em estado lógico alto.

Um PWM pode ser facilmente implementado com um Amplificador Operacional no modo comparador, bastando inserir na entrada inversora uma onda portadora reponsável pela frequência do PWM e na entrada não-inversora colocamos um sinal modulante que é responsável pelo Duty Cycle:

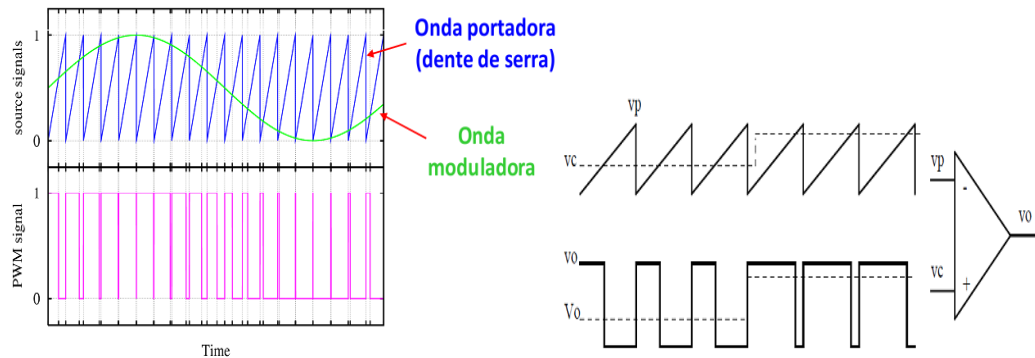


Figura 06. Geração de um PWM com um AOP.

1.4. Engenharia de Controle

Este ramo da engenharia se ocupa com modelagem, análise e compensação de Sistemas Dinâmicos. De acordo com livro de Engenharia de Controle Moderno do Ogata, sistema é a combinação de componentes que atuam conjuntamente e realizam um certo objetivo.

Para entender melhor sobre esse ramo tão complexo precisamos dominar alguns conceitos:

- **Sistema Dinâmico:** é um sistema cujo comportamento apresenta uma lei de evolução em função do tempo;
- **Modelagem:** representação matemática do sistema objeto (Planta) que evidencie o comportamento que se deseja analisar;
- **Análise:** é a extração de informações acerca da resposta e estabilidade da planta, realizada a partir do modelo elaborado;
- **Compensação:** é a intervenção sobre a planta a fim de ajustar sua resposta (transitória e permanente), garantindo a estabilidade do novo sistema.

Os principais parâmetros de caracterização de Sistemas Dinâmicos são:

- **Memória:** um sistema dinâmico possui memória quando sua saída atual não depende apenas de sua entrada atual, mas de todas as entradas passadas;
- **Causalidade:** todo sistema fisicamente realizável é causal, pois em sistemas não causais a saída atual depende de entradas futuras;
- **Linearidade:** um sistema dinâmico é dito linear quando atende ao princípio da superposição, ou seja, se a sua resposta a dois sinais simultâneos equivale à soma das respostas a cada sinal de excitação aplicado separadamente;
- **Invariância no tempo:** um sistema é dito invariante no tempo quando suas características físicas intrínsecas (massa, momento de inércia, condutividade, viscosidade e etc...) não variam com o tempo.

- **No. Entradas/Saídas:** um sistema pode apresentar apenas uma entrada e uma saída (sistema SISO) ou múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO);

Temos ainda que diferenciar as técnicas de Controle Moderno e Controle Clássico:

- **Controle Clássico:**
 - Sistemas SISO, invariantes no tempo e lineares (ou passíveis de linearização);
 - Modelagem → Equações Diferenciais Lineares à Coeficientes Constantes (EDCC);
 - Transformada de Laplace: EDCC (tempo) → Equações Algébricas (frequência);
- **Controle Moderno:**
 - Sistemas MIMO, variantes no tempo e/ou não-lineares;
 - Modelagem → Equações Diferenciais não-lineares à Coeficientes Variáveis;
 - Transformada de Laplace: EDCC (tempo) → Equações Algébricas (frequência);

Para nosso projeto, sabemos que o conversor buck possui como entrada a tensão de entrada e a razão cíclica, e como saída a tensão de saída e corrente de saída, mas para trabalharmos no Controle Clássico, forçaremos ao simplificar nosso sistema de MIMO para SISO (Single input and single output), considerando assim apenas como entrada a razão cíclica e como saída a tensão de saída ou corrente de saída.

Representamos um Sistema Dinâmico LTI e SISO da seguinte forma:

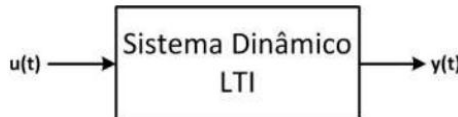


Figura 07. Sistema Dinâmico LTI e SISO genérico.

Onde $u(t)$ e $y(t)$ são respectivamente as funções de entrada e saída do sistema. Sua representação geral no domínio do tempo é:

$$a_n \cdot \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \cdot \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 \cdot y(t) = b_m \cdot \frac{d^m u(t)}{dt^m} + b_{m-1} \cdot \frac{d^{m-1} u(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_0 \cdot u(t)$$

Aplicando a Transformada de Laplace temos:

$$a_n \cdot Y(s) \cdot s^n + a_{n-1} \cdot Y(s) \cdot s^{n-1} + \dots + a_0 \cdot Y(s) = b_m \cdot U(s) \cdot s^m + b_{m-1} \cdot U(s) \cdot s^{m-1} + \dots + b_0 \cdot U(s) \\ \rightarrow Y(s) \cdot (a_n \cdot s^n + a_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + a_0) = U(s) \cdot (b_m \cdot s^m + b_{m-1} \cdot s^{m-1} + \dots + b_0)$$

Desta forma encontramos a Função de Transferência (FT) do Sistema:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m \cdot s^m + b_{m-1} \cdot s^{m-1} + \dots + b_0}{a_n \cdot s^n + a_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + a_0}$$

Em termos de zeros e polos:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m}{a_n} \cdot \frac{(s - z_m) \cdot (s - z_{m-1}) \cdot \dots \cdot (s - z_1)}{(s - p_n) \cdot (s - p_{n-1}) \cdot \dots \cdot (s - p_1)}$$

Para Análise de Estabilidade precisamos entender os seguintes conceitos:

Definição de estabilidade: Um sistema dinâmico é estável se apresenta resposta finita mediante entradas finitas. Todo sistema dinâmico LTI, SISO e causal ($n > m$) atende a essa definição se todos os seus polos se localizarem no semiplano esquerdo do plano complexo, ou seja, se todos os seus polos possuírem parte real negativa.

- Técnicas algébricas:
 - Routh-Hurwitz.
- Técnicas gráficas:
 - Lugar das raízes;
 - Diagrama de Nyquist;
 - Diagrama de Bode.

Em nosso projeto usaremos apenas o Diagrama de Bode para verificar a estabilidade de nosso sistema.

O sistema realimentado torna-se este:

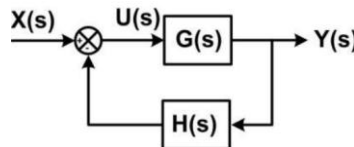


Figura 8. Sistema realimentado.

Suas FT de malha fechada, equação característica e FT de malha aberta são respectivamente:

$$T(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)} \quad 1 + G(s) \cdot H(s) = 0 \quad FTMA(s) = G(s) \cdot H(s)$$

O sistema realimentado e compensado torna-se este:

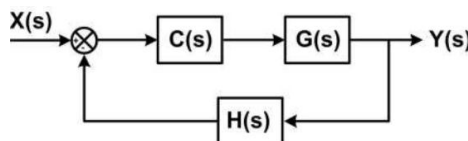


Figura 9. Sistema realimentado e compensado.

Suas FT de malha fechada, equação característica e FT de malha aberta são respectivamente:

$$T(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{C(s) \cdot G(s)}{1 + C(s) \cdot G(s) \cdot H(s)} \quad 1 + C(s) \cdot G(s) \cdot H(s) = 0 \quad FTMA(s) = C(s) \cdot G(s) \cdot H(s)$$

O diagrama de Bode nos ajuda a chegar aos critérios de compensação:

- Erro estático nulo: a FTMA do sistema deve apresentar pelo menos um polo na origem;
- A curva de ganho deve cruzar o 0dB a -20dB/dec;
- A velocidade com que uma perturbação é corrigida está intimamente relacionada com a frequência de cruzamento (f_c) da curva de ganho com o 0dB (ganho unitário);

- A medida que f_c se aproxima de f_s o sistema tende à instabilidade. Um valor seguro é $f_c = f_s/5$;
- O sobressinal observado na resposta no domínio do tempo do sistema compensado ao degrau está intimamente relacionado à sua margem de fase. Recomenda-se $45^\circ < MF < 90^\circ$;
- A definição da estrutura compensadora é feita pelo método de cancelamento de polos e zeros, a fim de obter a resposta em frequência descrita acima;

2. Objetivos

Esse trabalho tem o objetivo de apresentar o projeto realizado de um conversor buck e de seu sistema de controle. O controle desse conversor é composto por uma malha de tensão, que controla a tensão na saída do conversor, como poderá ser observado mais adiante nesse relatório.

Foi solicitado pelo professor a implementação do conversor Buck com as seguintes especificações e considerações de projeto:

$$\begin{aligned}
 P_n &= 20W \\
 V_{e_min} &= 10V \\
 V_{e_max} &= 14V \\
 V_s &= 5V \\
 f_s &= 40kHz \\
 \Delta i &= 20\% \\
 \Delta v &= 10\%
 \end{aligned}$$

3. Visão Geral e Resultados Esperados

3.1. Implementação do conversor Buck

Primeiramente vamos modelar nosso conversor achando os valores de capacitância e indutância do circuito, que são encontrados pelas seguintes fórmulas:

$$\begin{aligned}
 L &:= \frac{(V_e - V_s) \cdot D_{\max}}{\Delta i \cdot f_s} \\
 C &:= \frac{i_n \cdot (1 - D_{\min})}{\Delta v \cdot f_s}
 \end{aligned}$$

Temos todas as variáveis dadas pelas especificações do projeto, exceto D_{MAX} , D_{MIN} e i_n , que são respectivamente razão cíclica máxima, mínima e corrente nominal, para encontrar esses valores utilizamos as seguintes fórmulas:

$$i_n := \frac{P_n}{V_s} \qquad D_{\min} := \frac{V_s}{V_{e_max}} \qquad D_{\max} := \frac{V_s}{V_{e_min}}$$

Agora podemos calcular os valores do capacitor e do indutor (do lado esquerdo), ao lado direito os valores comerciais para capacitor e indutor de valor próximo ao calculado (facilmente achados no mercado):

$$C = 128.57143\mu\text{F} \rightarrow 147\mu\text{F}$$

$$L = 78.125000\mu\text{H} \rightarrow 100\mu\text{H}$$

Temos todos os valores para montagem do circuito, iremos utilizar para isto um software de simulação, o PSIM, veja como ficou a simulação deste circuito:

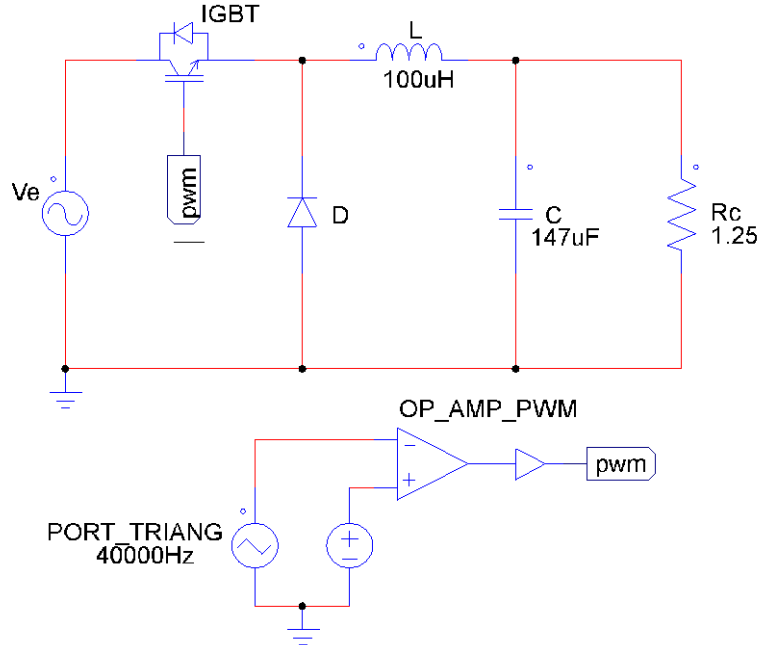


Figura 10. Simulação do conversor Buck no software PSIM.

Notamos que a saída fornece potência para a carga que foi representada por um resistor R_c . Utilizamos como chave um IGBT (Transistor Bipolar de porta Isolada), poderia ter sido um MOSFET (Transistor Metal Óxido Efeito de Campo), para o controle da chave foi implementado um PWM com um AOP constituído por um sinal portador triangular com frequência igual a 40kHz como especificado pelo circuito e uma moduladora que respeita os limites de D_{MAX} e D_{MIN} que é respectivamente 0,5 e 0,35714. Há um pequeno problema no nosso circuito, o Duty Cycle é fixo, e a tensão de entrada varia entre $V_{e,min}$ e $V_{e,max}$, ou seja, entre 10-14V (neste circuito foi inserido um sinal que varia dentre esses valores na forma senoidal), é inviável fazer os ajustes do PWM sempre que houver uma variação na tensão de entrada manualmente, iremos então implementar um circuito de controle.

3.2. Modelagem do conversor Buck

Para modelagem de nosso conversor devemos lembrar que o trataremos como um circuito SISO (Single input and single output) considerando como saída a tensão V_s , e como entrada uma fonte chaveada de tensão que será substituída pelo diodo, a chave e a tensão de entrada do nosso circuito original da seguinte maneira:

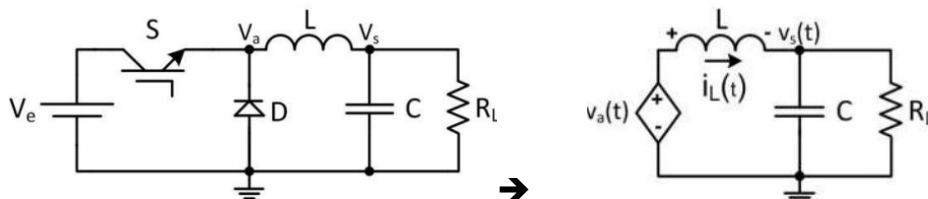


Figura 11. Transformação do circuito MIMO em SISO equivalente.

Vamos então descrever nosso modelo matematicamente:

1. $V_a(t) = V_e * d(t)$
2. $V_L(t) = L * \frac{di_L(t)}{dt}$
3. $V_L(t) = V_e * d(t) - V_s(t)$
4. $i_L(t) = i_C(t) * i_R(t)$
5. $i_C(t) = C * \frac{dV_s(t)}{dt}$
6. $i_R(t) = \frac{V_s(t)}{R_L}$

Substituindo as equações 3, 5, 6 na equação 2, tem-se que:

$$\begin{aligned}
 7. \quad V_e * d(t) - V_s(t) &= L * \frac{d}{dt} \left[C * \frac{dV_s(t)}{dt} * \frac{V_s(t)}{dt} \right] \\
 \rightarrow V_e * d(t) - V_s(t) &= L * C * \frac{d^2 V_s(t)}{dt^2} + \frac{L}{R_L} * \frac{V_s(t)}{dt} \\
 \rightarrow V_e * d(t) &= L * C * \frac{d^2 V_s(t)}{dt^2} + \frac{L}{R_L} * \frac{V_s(t)}{dt} + V_s(t)
 \end{aligned}$$

Aplicando a TL (Transformada de Laplace) à equação 7:

$$\begin{aligned}
 8. \quad V_e * D(s) &= L * C * V_s(s) * s^2 + \frac{L}{R_L} * V_s(s) * s + V_s(s) \\
 \rightarrow V_e * D(s) &= V_s(s) * (L * C * s^2 + \frac{L}{R_L} * s + 1) \\
 \rightarrow G(s) = \frac{V_s(s)}{D(s)} &= \frac{V_e}{L * C * s^2 + \frac{L}{R_L} * s + 1}
 \end{aligned}$$

Vamos agora analisar o Diagrama de Bode da FT do conversor Buck que acabamos de calcular, para isso devemos aplicar:

$$Mod(s) = 20 * \log(|G(s)|) \text{ e } \theta(s) = \arg(G(s)) * \frac{180}{\pi}$$

Temos assim respectivamente:

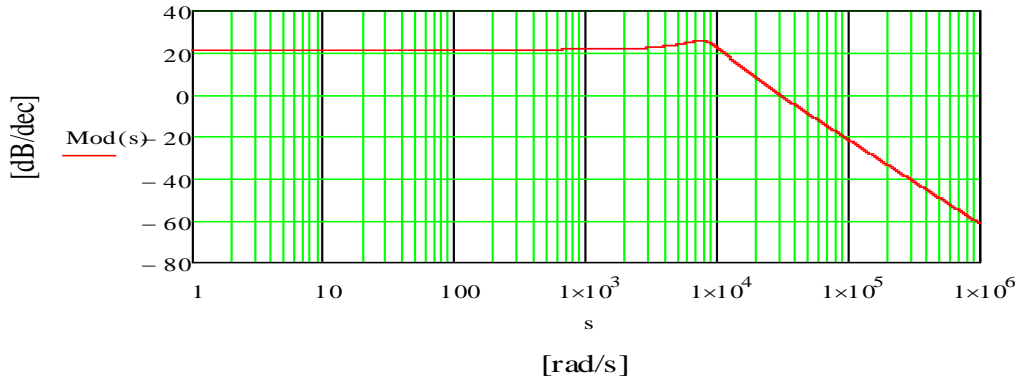


Figura 12. Gráfico do Módulo (db) x Freqência (rad/s) do diagrama de Bode da FT do conversor Buck.

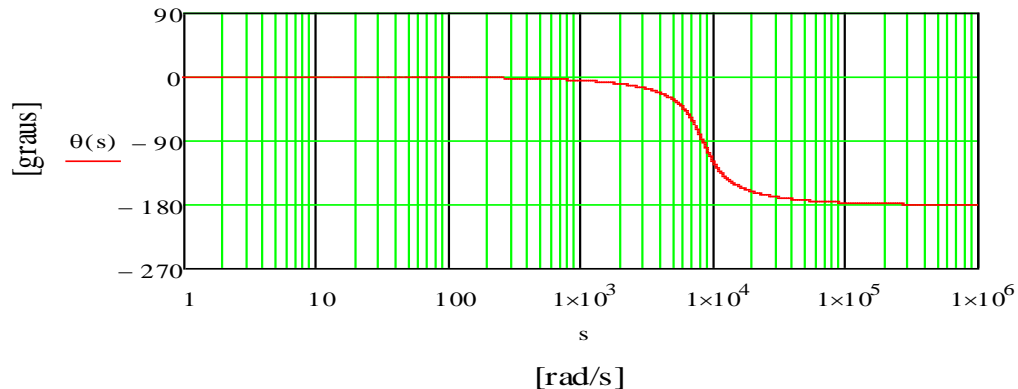


Figura 13. Gráfico da Fase (graus) x Freqência (rad/s) do diagrama de Bode da FT do conversor Buck.

De acordo com o diagrama de Bode acima, vemos que não há erro estático nulo, pois a FT do sistema deve apresentar pelo menos um polo na origem, além da curva de ganho deva cruzar o 0dB a -20dB/dec. Os critérios de compensação não foram atendidas pois a FT corresponde apenas a planta, e não ao sistema realimentado e compensado.

No primeiro gráfico da figura 13 vemos uma espécie de parábola quando a frequência s ultrapassa $3k \text{ rad/s}$, isso ocorre devido a função característica da FT encontrada ser do segundo grau e pelos dois polos estarem no mesmo ponto, ambos podem ser achados aplicando a fórmula de Bhaskara sobre a função característica:

$$L * C * s^2 + \frac{L}{R} * s + 1 = 0$$

$$\omega_1 = \omega_2 = \frac{-\frac{L}{R} \pm \sqrt{\left(\frac{L}{R}\right)^2 - 4 * L * C}}{2 * L * C} = \left| -\frac{\frac{L}{2 * R} \pm \sqrt{\frac{L(L - 4 * C * R^2)}{2 * R}}}{L * C} \right| = 8,2k \text{ rad/s}.$$

Vamos agora realimentar o sistema e analisar novamente.

3.3. Realimentação do conversor Buck

Para este projeto usamos como valor a tensão de referência e tensão máxima da moduladora do pwm como $V_{ref} = V_m = 5V$, podemos agora descobrir as FT do ganho de realimentação e efeito da moduladora, que são respectivamente:

$$H = \frac{V_{ref}}{V_s} \text{ e } F_m = \frac{1}{V_m}$$

Agora podemos analisar nossa $FTMA = G(s) * H * F_m$ com o diagrama de Bode como fizemos anteriormente:

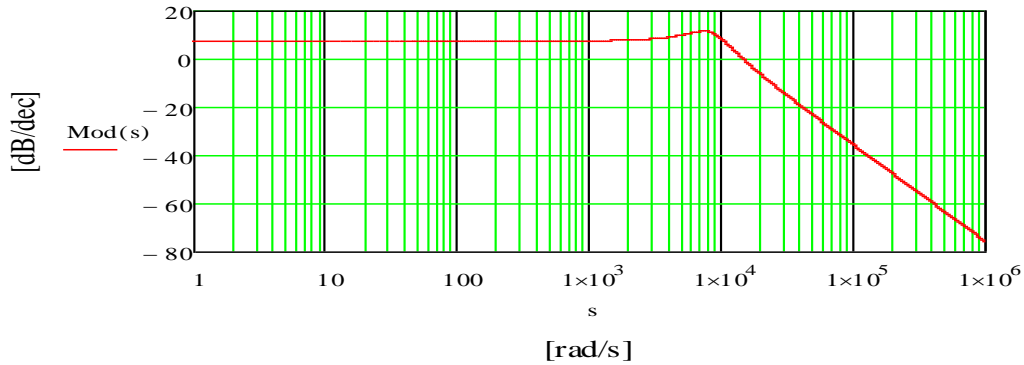


Figura 14. Gráfico do Módulo (db) x Frequência (rad/s) do diagrama de Bode da FTMA.

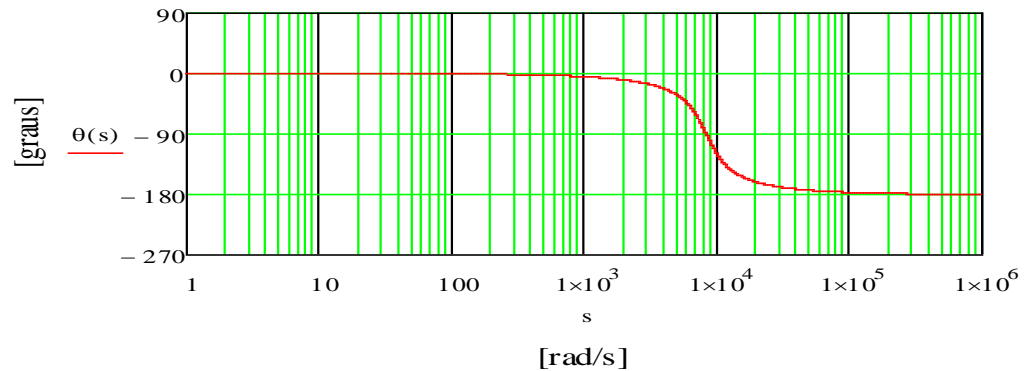


Figura 15. Gráfico da Fase (graus) x Frequência (rad/s) do diagrama de Bode da FTMA.

As formas dos gráficos são as mesmas, pois não foram inseridos polos ou zeros na $FTMA$, mas podemos perceber que diminuimos o ganho em cinco vezes, devido F_m . Os mesmos problemas de nossa última análise persistem aqui, para resolver devemos inserir dois zeros em ω_1 e ω_2 , e um polo na origem para que no gráfico caia a 20 dB/dec , analisando ainda os gráficos vemos que a frequência de cruzamento (frequência de cruzamento da curva de ganho unitário) $f_c = 2.31\text{kHz}$ está dentro dos de $f_s/5 = 40\text{kHz}/5 = 8\text{kHz}$, mas a margem de fase $MF = 180 - \theta(f_c) = 180 - 151 = 29^\circ$ não está entre os limites especificados de $45^\circ < MF < 90^\circ$, vamos agora compensar nosso sistema para atingir estes objetivos.

3.4. Compensação do conversor Buck

Vamos chamar a função de transferência de malha aberta com o compensador de $FTMAC$. Após varias tentativas, muita leitura sobre livros de controle e o nivelamento dado pelo professor da disciplina de sistemas eletrônicos chegamos a seguinte função:

$$FTMAC(s) = FTMA(s) * \frac{1}{10^4} * \frac{1}{s} * (s + \omega_1) * (s + \omega_2)$$

A estrutura já era esperada, pois os dois termos $s + \omega$ se referem aos dois zeros que inserimos para compensar os dois polos de $G(s)$, o termo $1/s$ é o polo que inserimos na origem para que haja erro estático nulo, e por último o termo $1/10^4$ é o ganho do compensador, que com a equação já conhecida $Mod(s) = 20 * \log(|FTMA(s)|)$ podemos subir ou descer a curva do ganho para onde quisermos, neste caso ele deve cruzar o ganho unitário na frequência que não ultrapasse $f_s/5 = 8\text{kHz}$. Vamos agora analisar graficamente nossa $FTMAC$:

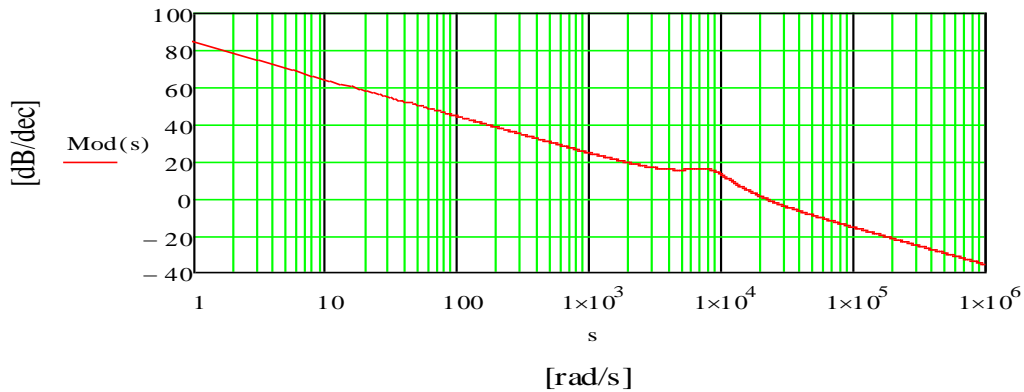


Figura 16. Gráfico do Módulo (db) x Frequência (rad/s) do diagrama de Bode da FTMAC.

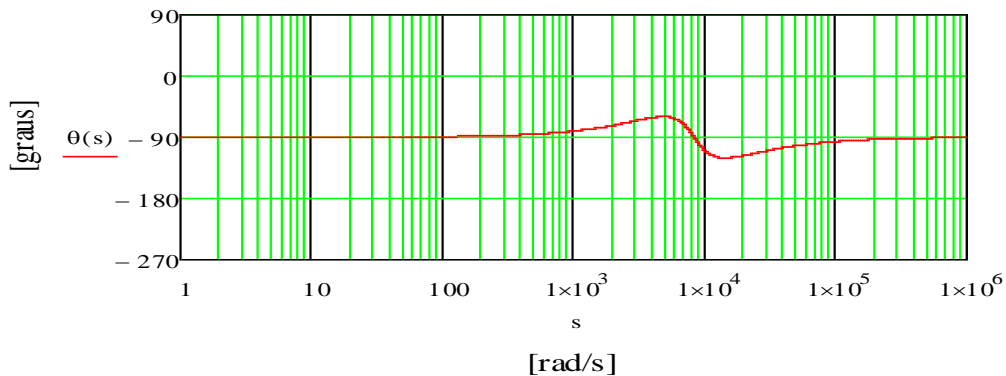


Figura 17. Gráfico da Fase (graus) x Frequência (rad/s) do diagrama de Bode da FTMAC.

Agora vemos nossos gráficos diferentes, o gráfico do ganho está caindo a 20 db/dec , a frequência de cruzamento (lembrando que os gráficos estão com a frequência em rad/s e não em Hz, para analisar em Hz precisamos plotar novamente o com $s = s/2\pi$) $f_c = 3.37\text{kHz}$ está dentro dos de $f_s/5$, a margem de fase $MF = 180 - \theta(f_c) = 180 - 115 = 65^\circ$, está entre os limites especificados de $45^\circ < MF < 90^\circ$, desta forma a estrutura e ganho de nosso compensador é:

$$C(s) = \frac{1}{10^4} * \frac{1}{s} * (s + \omega_1) * (s + \omega_2)$$

Vamos agora determinar o circuito do compensador, para isso usaremos um AOP (amplificador operacional) com realimentação negativa muito conhecida:

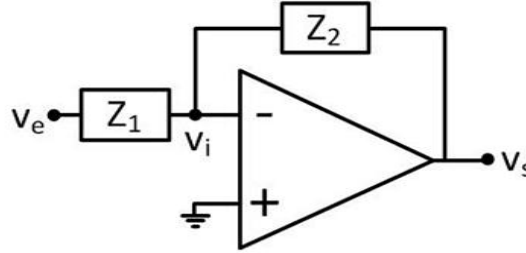


Figura 18. Generalização do Amplificador Inversor.

Esta configuração do AOP é muito utilizada na área de controle, pois podemos gerar das mais diversas funções de transferências apenas inserindo capacitores e resistores em série e/ou paralelo em Z_1 e Z_2 até conseguir a FT desejada.

Se inserirmos um resistor em $Z(s) = R$, se for um capacitor, teremos $Z(s) = 1/sC$, se for um resistor e capacitor em série teremos $Z(s) = R + 1/sC$, se em paralelo teremos $1/Z(s) = 1/R + sC$, ou seja, basta ir inserindo e associando capacitores e resistores até obtermos $FT = -Z_2/Z_1$ esperado, no qual Z_1 é a função de entrada e Z_2 é a função de realimentação.

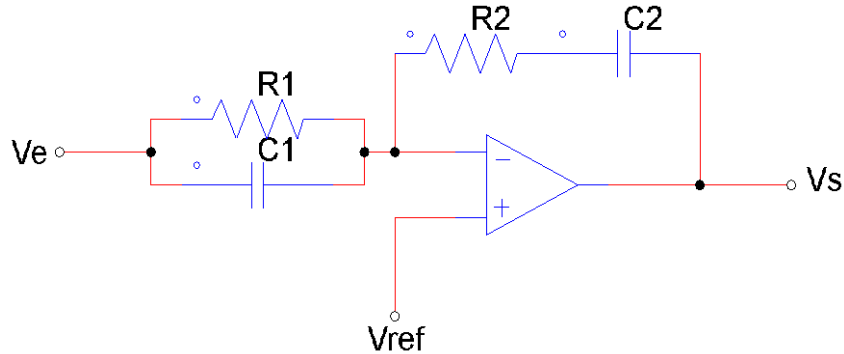


Figura 19. Estrutura do compensador do nosso sistema.

Onde Z_1 é dado por:

$$\frac{1}{Z_1} = \frac{1}{R_1} + s * C_1 = \frac{1 + s * R_1 * C_1}{R_1} = C_1 * \left(s + \frac{1}{R_1 * C_1}\right)$$

E Z_2 é dado por:

$$Z_2 = R_2 + \frac{1}{s * C_2} = \frac{1 + s * R_2 * C_2}{s * C_2} = \frac{R_2}{s} * \left(s + \frac{1}{R_2 * C_2}\right)$$

Assim nosso circuito tem a seguinte FT:

$$FT = -\frac{Z_2}{Z_1} = -Z_2 * \frac{1}{Z_1} = -\frac{C_1 * R_2}{s} * \left(s + \frac{1}{R_1 * C_1}\right) * \left(s + \frac{1}{R_2 * C_2}\right)$$

Vemos que essa FT está na mesma estrutura do nosso compensador, basta apenas poucos cálculos para acharmos os valores dos capacitores e resistores do circuito do compensador, para isso:

$$C_1 * R_2 = \frac{1}{10^4}$$

Se fizermos $R_2 = 1k\Omega$, descobrimos que $C_1 = 100nF$. Para descobrirmos o restante basta continuar as equivalências:

$$\frac{1}{R_1 * C_1} = \omega_1 \text{ e } \frac{1}{R_2 * C_2} = \omega_2 \text{ onde } \omega_1 = \omega_2 = 8.2k \text{ rad/s}$$

Assim, $R_1 = 1.22k\Omega$ e $C_2 = 122nF$. No mercado há resistores de $1k\Omega$, $1.2k\Omega$ e 20Ω , assim como capacitores nessas faixas para ordem de μF e nF , ou seja, podemos criar nosso circuito com no máximo dois componentes em série ou paralelo para formar um resistor ou capacitor no valor desejado.

3.5. Simulação do conversor Buck em malha fechada

Já temos tudo para fechar malha do nosso sistema e simular, vejamos abaixo como ficou:

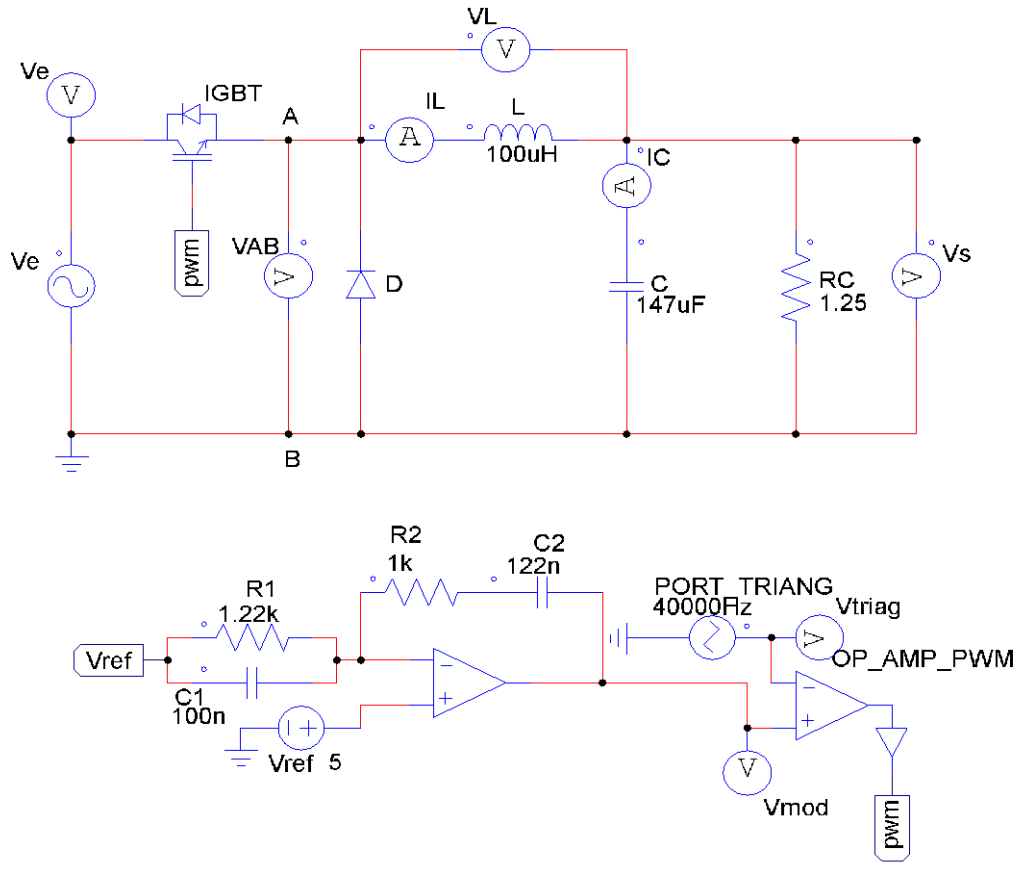


Figura 20. Simulação do conversor Buck em malha fechada.

A imagem acima já foi comentada parte por parte durante todo o trabalho, nos interessa ver a saída do conversor, se está havendo o controle da tensão, para isto vejamos abaixo como se comporta a saída do conversor compensado:

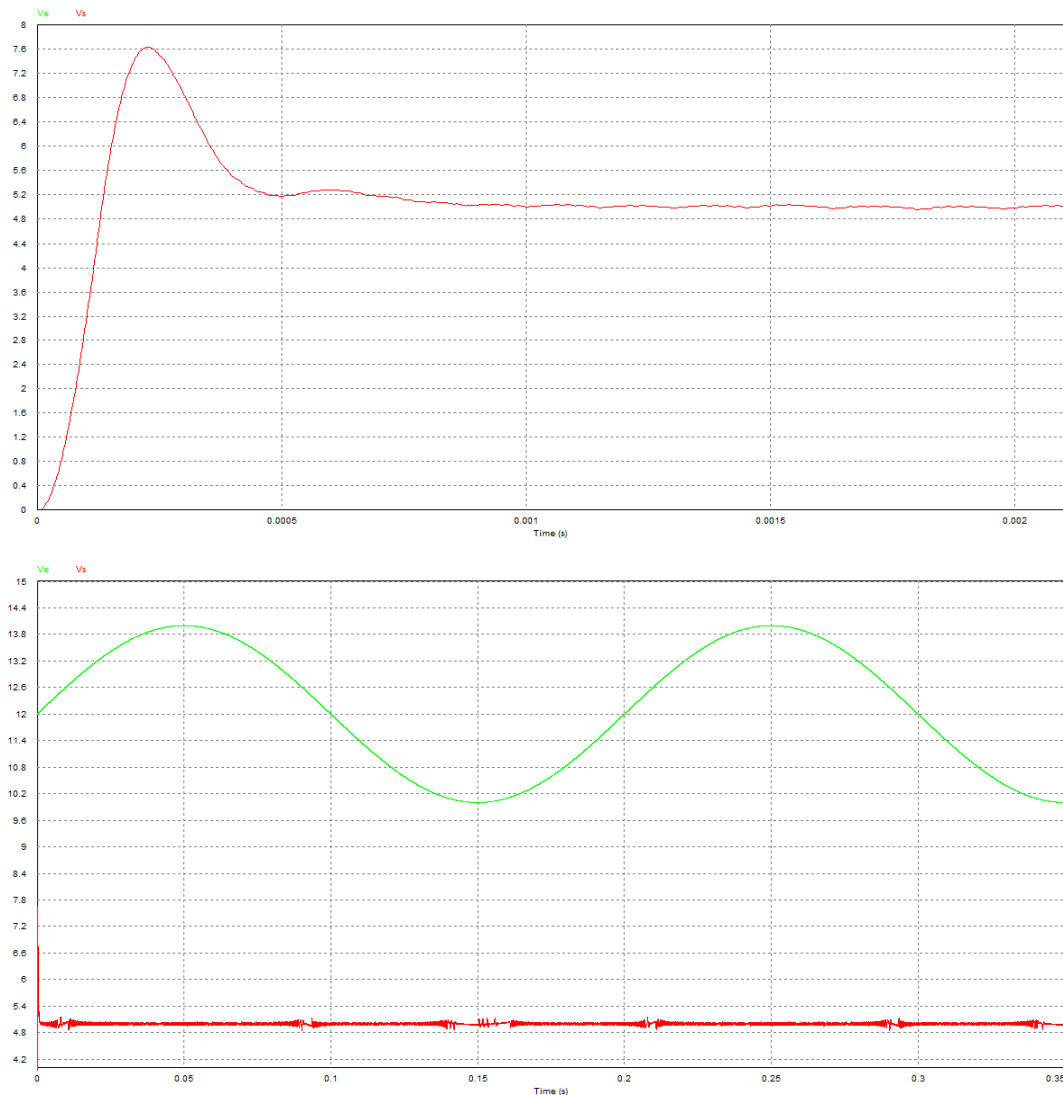


Figura 21. Saída do conversor Buck antes do regime permanente acima e tensão de saída e entrada abaixo.

Vemos acima que antes do regime permanente o controle do sistema amorteceu a oscilação quando comparado ao conversor com Duty Cycle fixo, mas por outro lado este período transitório demorou mais, o que antes era na casa de μs agora se tornou $1ms$. O interessante é a entrada, que não mais é uma tensão fixa, nesta simulação foi introduzido uma senoidal que varia de 10 a 14V como visto no segundo gráfico da figura acima, mas a saída se mantém dentro das considerações de projeto, já que temos $\Delta v = 10\%$, ou seja, 0,5V para mais ou para menos, o que nos dá cerca de 1V de variação, como visto nos gráficos, essa variação não ultrapassa 0,2V no total, foi feito simulação para variação de tensão de 7 a 17V e obtemos os mesmos resultados, a saída do compensador trabalhou um pouco mais (o sinal modulador do pwm variou bem mais), mas a saída continuou amarrada em 5V.

O uso do software Mathcad foi de extrema importância para cálculo das equações necessárias aos valores dos elementos para criação do circuito e fechamento de malha.

Todos os resultados obtidos eram esperados e com isso encerramos nossa análise do conversor Buck em malha fechada, as principais dificuldades foram quanto ao controle por se tratar de algo bem mais complexo do que a simples modelagem da planta, mas essa dificuldade foi rapidamente superada com a aula de nivelamento e muita pesquisa.

4. Referências

- [1] Carlos Elmano; “**Dispositivos Semicondutores**”, Universidade Federal do Ceará - Campus Sobral; 2014.
- [2] Carlos Elmano; “**Amplificadores Operacionais**”, Universidade Federal do Ceará - Campus Sobral; 2014.
- [3] Carlos Elmano; “**Conversores cc-cc**”, Universidade Federal do Ceará - Campus Sobral; 2014.
- [4] Carlos Elmano; “**Conversores Buck**”, Universidade Federal do Ceará - Campus Sobral; 2014.
- [5] Carlos Elmano; “**Conversores cc-cc em Malha Fechada**”, Universidade Federal do Ceará - Campus Sobral; 2014.
- [6] Katsuhiko Ogata; “**Engenharia de Controle Moderno**”, Prentice Hall do Brasil; 1985.