



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

ALINSSON FIGUEIRA DE SOUZA - 0323491

CONVERSOR BOOST EM MALHA FECHADA

SOBRAL
2014

ALINSSON FIGUEIRA DE SOUZA

CONVERSORES BOOST 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 BOOST	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 BOOST.....	10
3.2. MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST.....	11
3.3. REALIMENTAÇÃO DO CONVERSOR BOOST	13
3.4. COMPENSAÇÃO DO CONVERSOR BOOST.....	14
3.5. SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BOOST EM MALHA FECHADA.....	16
4. REFERÊNCIAS	16

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:

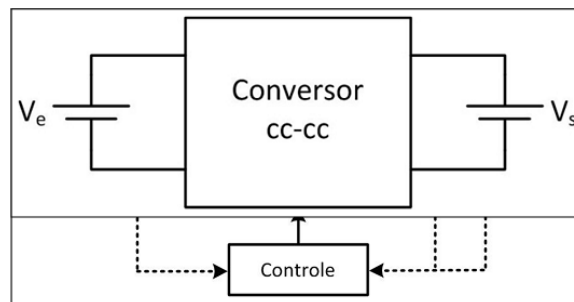


Figura 01. Sistema genérico de conversão cc-cc.

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 boost.

1.2. Conversor Boost

O conversor boost é um conversor de tensão cc-cc que produz sobre a carga alimentada por ele uma tensão contínua maior 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 boost 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 somente ao indutor, a carga está sendo alimentada somente pelo capacitor C . 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 e com isso a corrente crescerá linearmente, lembrando que $V_s > V_e$.

A topologia básica do conversor boost é:

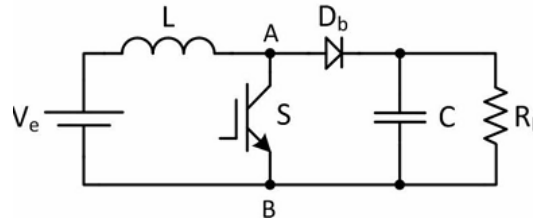


Figura 02. Sistema genérico do conversor boost.

Este conversor possui duas etapas de operação:

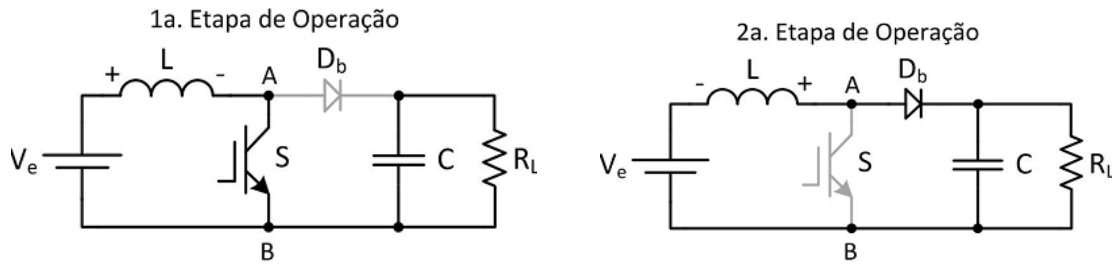


Figura 03. Etapas de operação do conversor boost.

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 capacitor e carga será $(V_s + V_L)$, pois é a soma da tensão de entrada com a tensão do indutor. Com isso a sua corrente tende a decrescer

Analisemos como a tensão se comporta no indutor L e entre os pontos A e B:

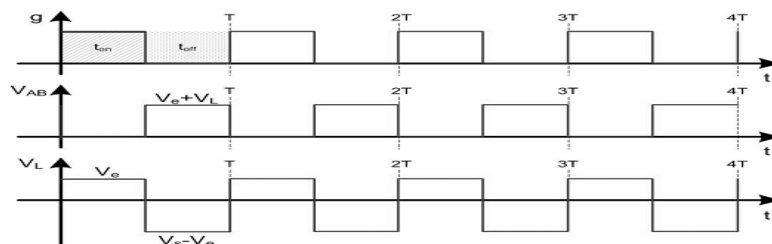


Figura 04. Formas de onda da tensão do conversor Boost.

O primeiro gráfico mostra o PWM que controla a chave S do circuito. O segundo gráfico mostra a tensão V_{AB} entre os pólos da chave S , quando a chave está fechada o ponto AB está curto-circuitado, quando a chave está aberta a tensão entre os pontos AB é igual a soma da tensão da fonte V_S com a tensão do indutor V_L . O terceiro gráfico nos mostra a tensão sobre o indutor V_L , que quando a chave S está fechada é igual a tensão V_e de entrada pois a fonte está ligada apenas com o indutor, quando aberta é igual a $V_S - V_e$, pois será a diferença entre a tensão de saída e tensão de entrada já que não estão isoladas e como temos um conversor elevador a tensão de saída é maior que a tensão de entrada.

Vejam agora as formas de onda da corrente no indutor e capacitor:

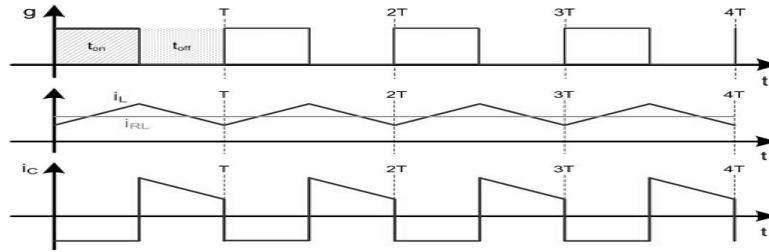


Figura 05. Formas de onda da corrente do conversor Boost.

Os primeiro gráfico novamente mostra nossa referência de chave S aberta e fechada, no segunda gráfico vemos a corrente no indutor L novamente fica em um equilíbrio durante o regime permanente no qual toda energia armazenada no período de chave fechada é liberada no período de chave aberta, mas desta vez temos uma corrente média i_{RL} , que se trata da corrente média fornecida à carga.

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:

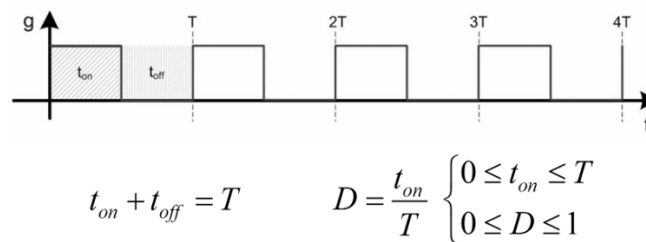


Figura 06. Modelo de um PWM.

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 responsável pela frequência do PWM e na entrada não-inversora colocamos um sinal modulante que é responsável pelo Duty Cycle:

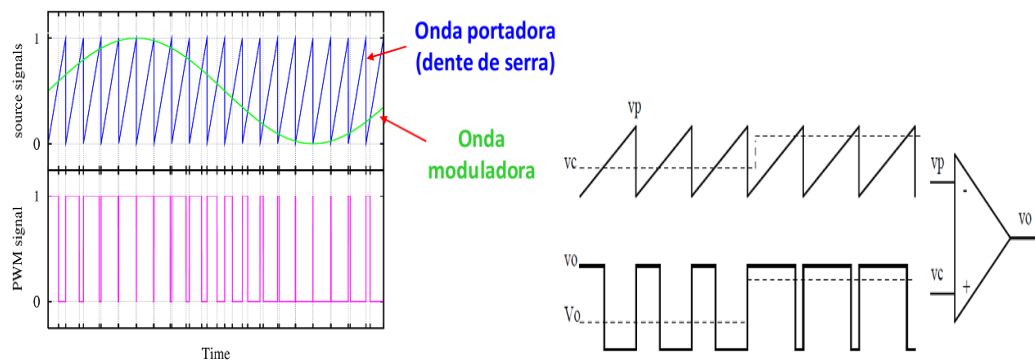


Figura 07. Geração de um PWM com um AOP.

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 boost 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, faremos 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 08. 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:

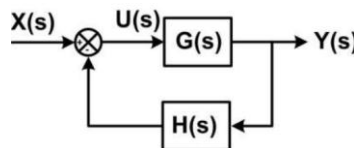


Figura 09. Sistema realimentado.

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:

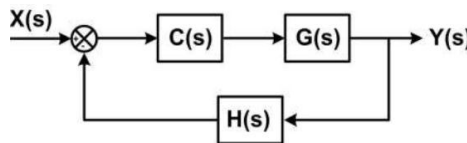


Figura 10. Sistema realimentado e compensado.

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 boost 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 Bo com as seguintes especificações e considerações de projeto:

$$\begin{aligned}P_n &= 100W \\V_e &= 14V \\V_{e_min} &= 10V \\V_{e_max} &= 16V \\V_s &= 24V \\f_s &= 50KHz \\\Delta i &= 20\% \\\Delta v &= 25\%\end{aligned}$$

Veja que a oscilação de entrada não foi especificada, então foi colocado como 2V acima e abaixo de V_e . Vamos agora ver a implementação deste circuito e como realizar o controle.

3. Visão Geral e Resultados Esperados

3.1. Implementação do conversor Boost

Para modelar o circuito precisamos:

- Especificações do projeto: V_s , V_{e_min} , V_{e_max} e P_n ;
- Considerações de projeto: f_s , Δi e Δv ;
- Corrente nominal i_n ;
- Razões cíclicas máxima e mínima;
- Valores mínimos de capacitância e indutância.

Já temos as especificações e considerações de projeto dados pelo professor, para calcular a corrente nominal i_n , a resistência da carga R_L e a razão cíclica máxima D_{max} e mínima D_{min} utilizamos as seguintes fórmulas:

$$i_n = \frac{P_n}{V_s} = \frac{100}{24} = 4.167A$$

$$R_L = \frac{V_s}{i_n} = 5.76\Omega$$

Como:

$$D = 1 - \frac{1}{G} = 1 - \frac{V_e}{V_s} = 1 - \frac{14}{24} = 0.4167$$

Então:

$$D_{min} = 1 - \frac{V_{e_max}}{V_s} = 1 - \frac{16}{24} = 0.3333$$

$$D_{max} = 1 - \frac{V_{e,min}}{V_s} = 1 - \frac{10}{24} = 0.5833$$

Os valores mínimos de capacitância e indutância do circuito são encontrados pelas seguintes fórmulas:

$$L = \frac{V_e * D_{max}}{\Delta i_L * i_n * f_s} = \frac{14 * 0.5833}{0.20 * 4.167 * 50000} = 196\mu H \sim 200\mu H$$

$$C = \frac{i_n * D_{max}}{\Delta v_s * V_s * f_s} = \frac{14 * 0.5833}{0.25 * 24 * 50000} = 8.101\mu F \sim 10\mu F$$

Temos todos os valores para montagem do circuito, e estes valores são comerciais, iremos agora utilizar o software de simulação PSIM, veja a simulação deste circuito a seguir:

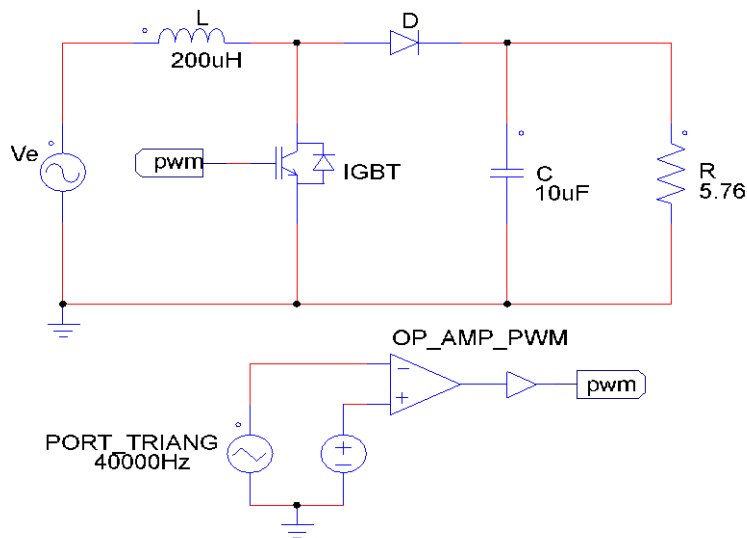


Figura 11. Simulação do conversor Boost no software PSIM.

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 50kHz como especificado pelo circuito e uma moduladora que respeita os limites de D_{MAX} e D_{MIN} . 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 10-16V (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 Boost

Para modelagem de nosso conversor não foi feita a análise de como foi achada a FT do conversor, pois é um assunto muito complexo para um curso de graduação, mas ela se encontra abaixo:

$$G(s) = \frac{V_s(s)}{D(s)} = K_d * \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) * \left(1 - \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_0 * Q} + \frac{s^2}{\omega_0^2}}$$

Onde:

$$K_d = \frac{V_s}{(1 - D_{\max})^2}$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{C * RSE}$$

$$\omega_{z2} = \frac{(1 - D_{\max})^2 * R_n}{L}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C * L}} * (1 - D_{\max})$$

$$Q = \omega_0 * C * (R_n + RSE)$$

Vamos agora analisar o Diagrama de Bode da FT do conversor Boost 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:

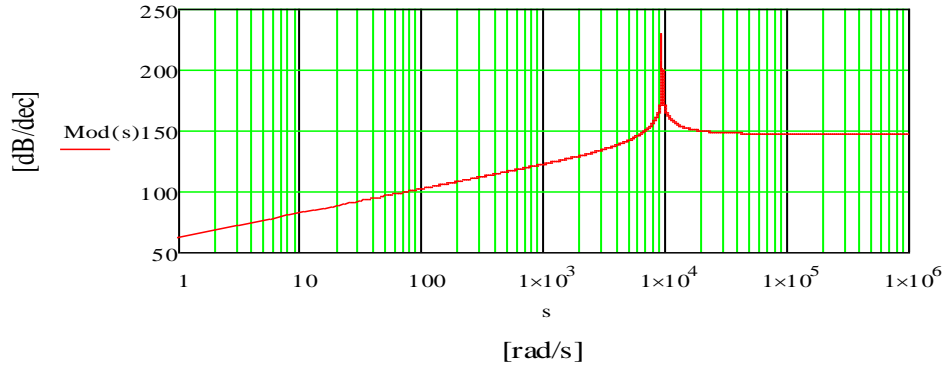


Figura 12. Gráfico do Módulo (db) x Freqência (rad/s) do diagrama de Bode da FT do conversor Boost.

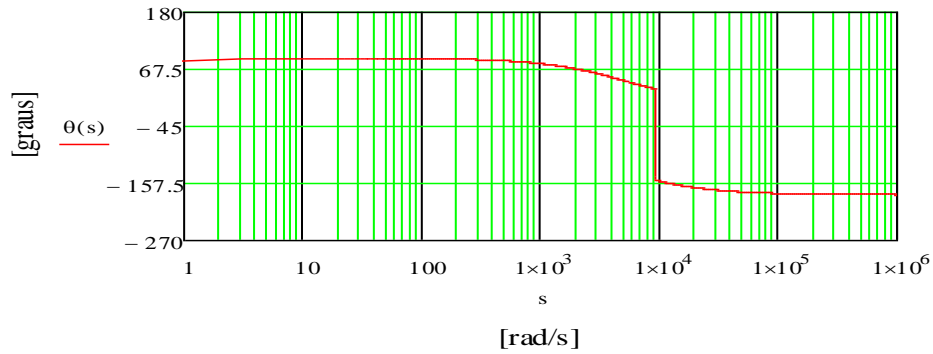


Figura 13. Gráfico da Fase (graus) x Freqência (rad/s) do diagrama de Bode da FT do conversor Boost.

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.

Vamos agora realimentar o sistema e analisar novamente.

3.3. Realimentação do conversor Boost

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:

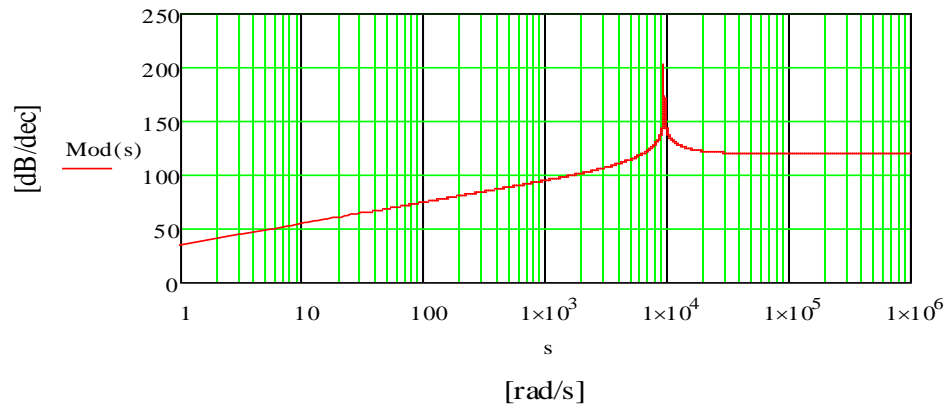


Figura 14. Gráfico do Módulo (db) x Freqüência (rad/s) do diagrama de Bode da FTMA.

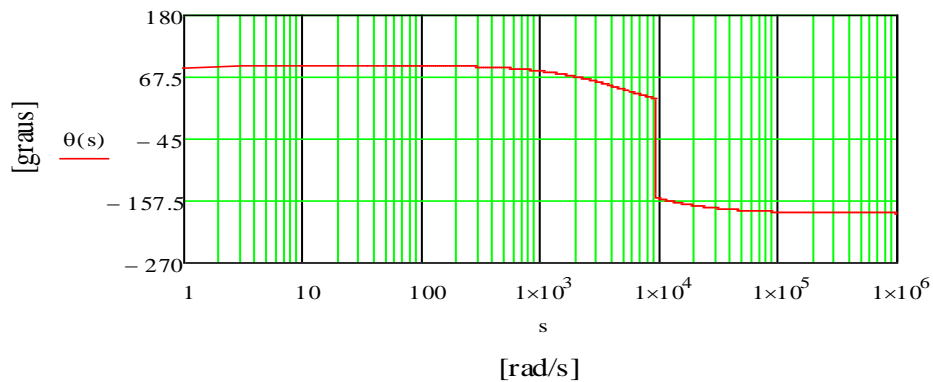


Figura 15. Gráfico da Fase (graus) x Freqüência (rad/s) do diagrama de Bode da FTMA.

As formas dos gráficos são as mesmas, pois não foram inseridos polos ou zeros na $FTMA$, mas podemos perceber que diminuimos o ganho, devido F_m estar dividindo na FT. Os mesmos problemas de nossa última análise persistem aqui, para resolver devemos inserir polos e zeros para cancelar os que existem na FT, fazendo com que o gráfico de Bode se comporte como especificado quando falamos sobre Engenharia de Controle, devemos inserir 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 ainda não pode ser especificada, pois na figura 14 a curva de ganho não cruza 0 db/dec .

3.4. Compensação do conversor Boost

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:

$$FTMAC(s) = FTMA(s) * \frac{1}{7 * 10^3} * \frac{1}{s} * \frac{(s + \omega_{zc1}) * (s + \omega_{zc2})}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) * \left(1 - \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}$$

Onde através da fórmula de Bhaskara achamos os polos e zeros para dimensionamento dos capacitores e resistores que iram compor nosso compensador:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} -\omega_p^2 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot Q \cdot \omega_p} + \frac{\sqrt{-(2 \cdot Q - 1) \cdot (2 \cdot Q + 1)}}{2 \cdot Q \cdot \omega_p} \right] \\ -\omega_p^2 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot Q \cdot \omega_p} - \frac{\sqrt{-(2 \cdot Q - 1) \cdot (2 \cdot Q + 1)}}{2 \cdot Q \cdot \omega_p} \right] \end{bmatrix} \\ & 1 + \frac{s}{\omega_p \cdot Q} + \frac{s^2}{\omega_p^2} = C \\ & \omega_{zc1} := \left| \left[\omega_p^2 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot Q \cdot \omega_p} + \frac{\sqrt{-(2 \cdot Q - 1) \cdot (2 \cdot Q + 1)}}{2 \cdot Q \cdot \omega_p} \right] \right] \right| = 9.31695E+003 \\ & \omega_{zc2} := \left| \left[\omega_p^2 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot Q \cdot \omega_p} - \frac{\sqrt{-(2 \cdot Q - 1) \cdot (2 \cdot Q + 1)}}{2 \cdot Q \cdot \omega_p} \right] \right] \right| = 9.31695E+003 \\ & \omega_{zc1} := \left| \left[\omega_p^2 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot Q \cdot \omega_p} + \frac{\sqrt{-(2 \cdot Q - 1) \cdot (2 \cdot Q + 1)}}{2 \cdot Q \cdot \omega_p} \right] \right] \right| = 9.31695E+003 \\ & \omega_{zc2} := \left| \left[\omega_p^2 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot Q \cdot \omega_p} - \frac{\sqrt{-(2 \cdot Q - 1) \cdot (2 \cdot Q + 1)}}{2 \cdot Q \cdot \omega_p} \right] \right] \right| = -49.99971E-003 \cdot 9.31695E+003 \end{aligned}$$

A estrutura já era esperada, pois inserimos polos e zeros afim de cancelar os polos e zeros da planta e atingir o requisitos especificados, o termo $1/s$ é o polo que inserimos na origem para que haja erro estático nulo, e por último o termo $1/(7 * 10^3)$ 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 $f_s/5 = 10kHz$. Vamos agora analisar graficamente nossa *FTMAC*:

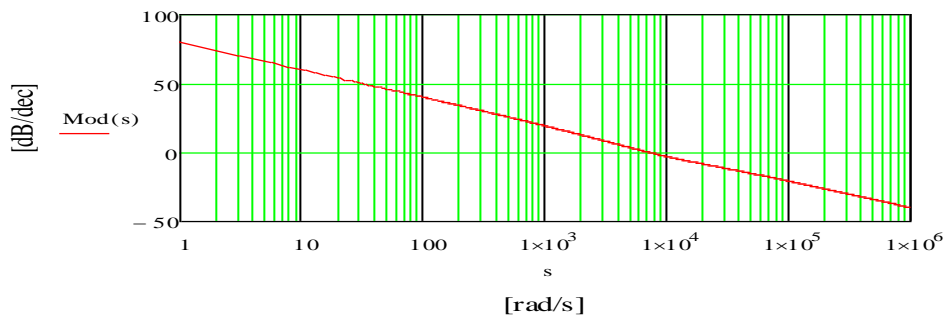


Figura 16. Gráfico do Módulo (db) x Frequência (rad/s) do diagrama de Bode da FTMAC.

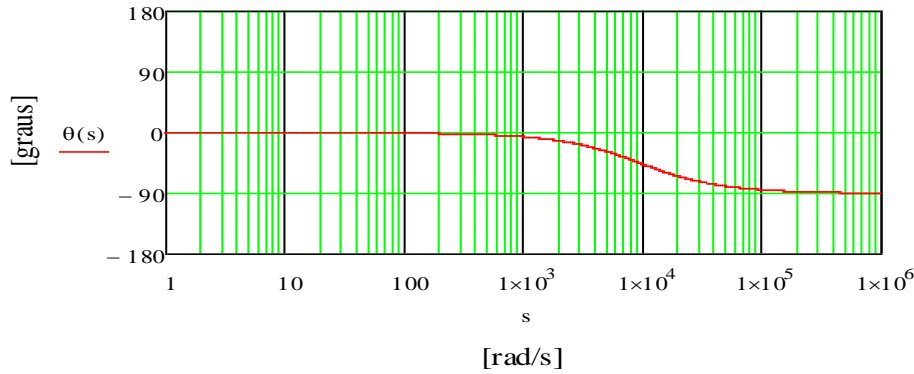


Figura 17. Gráfico da Fase (graus) x Frequência (rad/s) do diagrama de Bode da FTMAC.

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 $s = s/2\pi$) $f_c = 9.889\text{kHz}$ está dentro dos de $f_s/5 = 10\text{kHz}$, a margem de fase $MF = 180 - \theta(f_c) = 180 - 82 = 98^\circ$, não está entre os limites especificados de $45^\circ < MF < 90^\circ$, mas bem próximo, desta forma a estrutura e ganho de nosso compensador é:

$$C(s) = \frac{1}{7 * 10^3} * \frac{1}{s} * \frac{(s + \omega_{zc1}) * (s + \omega_{zc2})}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) * \left(1 - \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}$$

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

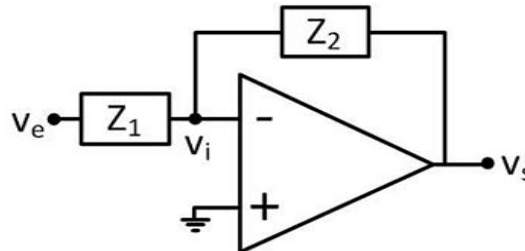


Figura 18. Generalização do Amplificador Inversor.

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.

Não foi conseguido a implementação do compensador, embora tenha havido persistência, não houve sucesso neste trabalho.

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 Boost 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 Boost**”, 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.