

9. MODELAMENTO DE FONTES CHAVEADAS NO ESPAÇO DE ESTADO E SÍNTESE DE COMPENSADORES

Os métodos de modelamento têm como objetivo fornecer uma expressão matemática que contenha informações sobre o comportamento estático e/ou dinâmico do sistema, a partir da qual seja possível estabelecer-se o compensador desejado e ainda estudar o sistema utilizando ferramentas de análise linear.

Desconsiderando efeitos de saturação nos elementos magnéticos, a não-linearidade do sistema encontra-se no estágio de potência. Fazendo-se, por algum método, a linearização deste elemento, o critério de estabilidade de Nyquist e os diagramas de Bode podem ser utilizados para determinar o compensador e estudar a estabilidade do sistema.

A referência [9.1] refere-se a uma técnica desenvolvida para obter um modelo de variáveis médias no espaço de estado, resultando em um modelo linear para o estágio de potência, incluindo o filtro de saída, modelo este válido para pequenas perturbações, fazendo-se a linearização em torno do ponto de operação.

Desta forma, cada bloco pode ser representado por uma função de transferência. Os pequenos sinais causadores, ou resultados, da perturbação são indicados por uma letra no formato v , d , i .

A figura 9.1 mostra um diagrama de blocos do sistema, enquanto em 9.2 tem-se uma representação em termos de funções de transferência.

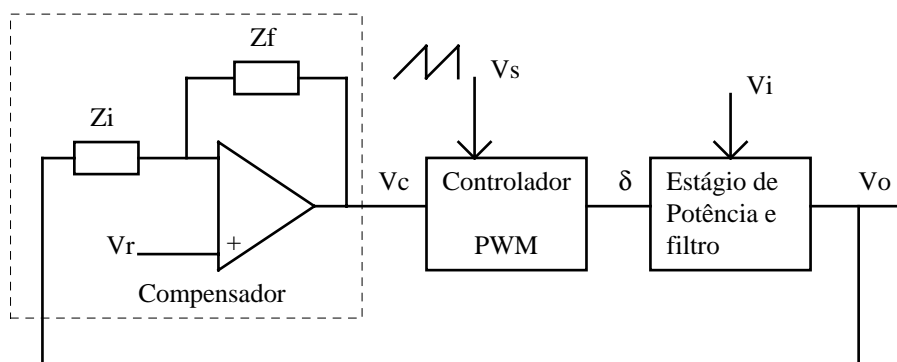


Figura 9.1 Diagrama de blocos do conversor

$$T1(s) = \frac{v_o}{v_c}$$

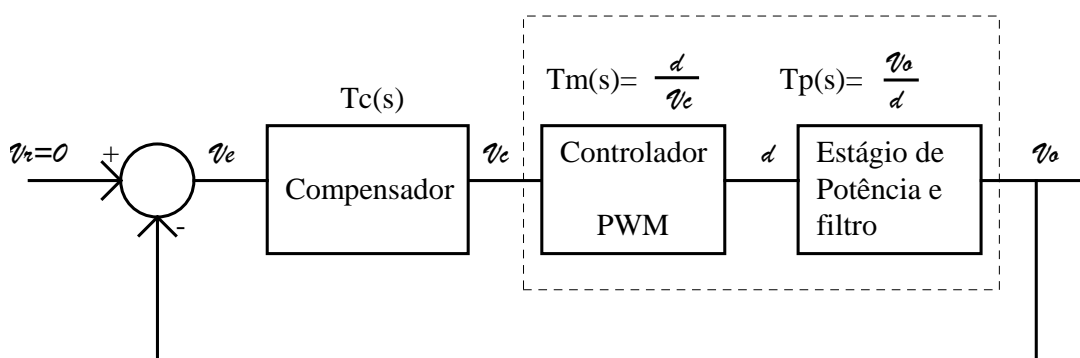


Figura 9.2 Funções de transferências do conversor.

9.1 Linearização do estágio de potência, incluindo o filtro de saída, usando valores médios das variáveis de estado para obter $v_o(s)/d(s)$

O objetivo deste estudo é obter uma função de transferência para pequenos sinais entre a tensão de saída (v_o) e o ciclo de trabalho (δ), em torno de seus pontos de operação, V_o e D , respectivamente.

Quando for indicada a variável em tipo maiúsculo (V_o , por exemplo), refere-se ao valor médio da variável. Quando for indicado v_o , indica-se apenas o componente alternado, relativo à perturbação, e quando se expressar a variável em tipo minúsculo (v_o), refere-se à soma de V_o com v_o .

A análise que se segue refere-se à operação no modo contínuo, podendo a análise no modo descontínuo ser encontrada na referência [9.2].

a) Passo 1: Descrição no espaço de estado para cada estado do circuito

Operando no modo contínuo, existem apenas 2 configurações topológicas para o circuito, uma quando a chave controlada está conduzindo e outra quando está bloqueada.

Durante cada sub-intervalo, o circuito (linear) é descrito através de seu vetor de estado, \mathbf{x} , o qual é composto pela corrente do indutor e pela tensão sobre o capacitor. É possível incluir no modelo as resistências do indutor e do capacitor. V_i é a tensão de entrada. A_1 e A_2 são matrizes de estado e B_1 e B_2 são vetores.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \cdot v_i \quad \text{durante } \delta \cdot \tau \quad (9.1)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \cdot v_i \quad \text{durante } (1-\delta) \cdot \tau \quad (9.2)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}$$

A tensão de saída pode ser escrita em termos apenas de suas variáveis de estado:

$$v_o = \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{x} \quad \text{durante } \delta \cdot \tau \quad (9.3)$$

$$v_o = \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{x} \quad \text{durante } (1-\delta) \cdot \tau \quad (9.4)$$

onde C_1 e C_2 são vetores transpostos.

b) Passo 2: Mediar a descrição das variáveis de estado usando o ciclo de trabalho (δ)

Para produzir uma descrição média do circuito em um período de chaveamento, as equações correspondentes às duas variações topológicas são ponderadas em relação ao tempo, resultando em:

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1 \cdot \delta + \mathbf{A}_2 \cdot (1-\delta)] \cdot \mathbf{x} + [\mathbf{B}_1 \cdot \delta + \mathbf{B}_2 \cdot (1-\delta)] \cdot v_i \quad (9.5)$$

$$v_o = [\mathbf{C}_1 \cdot \delta + \mathbf{C}_2 \cdot (1-\delta)] \cdot \mathbf{x} \quad (9.6)$$

Passo 3: Introdução de pequena perturbação e separação de componentes CC e CA

As variáveis serão decompostas em:

$$\begin{aligned}\mathbf{x} &= \mathbf{X} + \mathbf{x} \\ v_o &= V_o + u_o \\ \delta &= D + d\end{aligned}\tag{9.7}$$

Em geral, $v_i = V_i + u_i$. Entretanto, como o objetivo aqui é obter uma função entre v_o e δ , consideraremos a tensão de entrada sem variação, de modo que $v_i = V_i$.

Usando as equações precedentes e reconhecendo que $\dot{\mathbf{X}} = 0$, tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot V_i + \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot V_i] \cdot d\tag{9.8}$$

Há ainda termos contendo produtos de \mathbf{x} e d , os quais serão desprezados, visto serem o produto de duas variações as quais, por definição, são pequenas.

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D)\tag{9.9}$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \cdot D + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - D)\tag{9.10}$$

O comportamento em regime permanente pode ser obtido da equação (9.8), fazendo-se nulos os termos variáveis no tempo e as perturbações, resultando em:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot V_i = 0\tag{9.11}$$

A expressão apenas para a componente alternada é:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot V_i] \cdot d\tag{9.12}$$

Analogamente,

$$V_o + u_o = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{C} \cdot \mathbf{x} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{X}] \cdot d\tag{9.13}$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 \cdot D + \mathbf{C}_2 \cdot (1 - D)\tag{9.14}$$

Das equações precedentes, em regime permanente tem-se:

$$V_o = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X}\tag{9.15}$$

$$u_o = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{X}] \cdot d\tag{9.16}$$

A relação entrada/saída, em regime é dada por:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\mathbf{C} \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}\tag{9.17}$$

Passo 4: Transformação da equação CA para o domínio da frequência para obter a função de transferência

Aplicando a transformada de Laplace à equação (9.12) tem-se:

$$s \cdot \mathbf{x}(s) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(s) + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot V_i] \cdot d(s) \quad (9.18) \text{ ou,}$$

$$\mathbf{x}(s) = [s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot V_i] \cdot d(s) \quad (9.19)$$

onde \mathbf{I} é uma matriz unitária.

A função de transferência buscada é expressa por:

$$T_p(s) = \frac{u_o(s)}{d(s)} = \mathbf{C} \cdot [s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \cdot [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot V_i] + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{X} \quad (9.20)$$

9.2 Exemplo 1

Obter a função de transferência $u_o(s)/d(s)$ em um conversor abaixador de tensão, operando no modo contínuo. As duas variantes da topologia estão indicadas na figura 9.3.

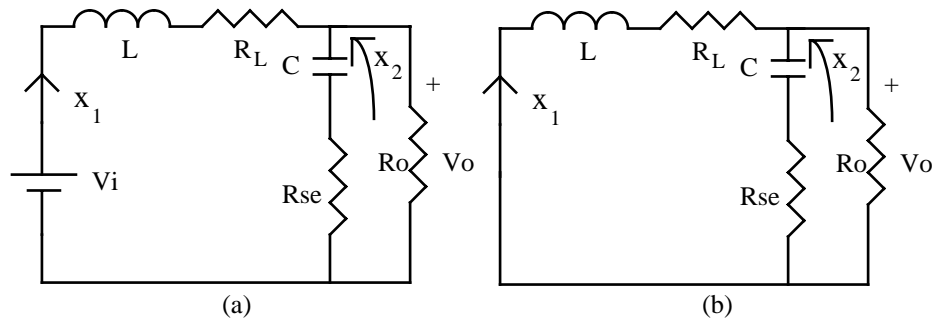


Figura 9.3 Alternativas topológicas (modo contínuo) de conversor abaixador de tensão: condução do transistor (a) e condução do diodo (b).

A resistência série do capacitor é indicada como R_{se} , enquanto a resistência do indutor é R_L . x_1 é a corrente pelo indutor e x_2 é a tensão sobre o capacitor.

Considerando a malha externa no circuito mostrado na figura 9.3.a tem-se:

$$-V_i + L \cdot \dot{x}_1 + R_L \cdot x_1 + R_o \cdot (x_1 - C \cdot \dot{x}_2) = 0 \quad (9.21)$$

Escrevendo a equação de tensões para a malha de saída:

$$-x_2 - C \cdot R_{se} \cdot \dot{x}_2 + R_o \cdot (x_1 - C \cdot \dot{x}_2) = 0 \quad (9.22)$$

Numa forma matricial, as equações anteriores, que são válidas durante o intervalo normalizado δ , podem ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_o \cdot (R_{se} + R_L) + R_{se} \cdot R_L}{L \cdot (R_{se} + R_o)} & -\frac{R_o}{L \cdot (R_o + R_{se})} \\ \frac{R_o}{C \cdot (R_o + R_{se})} & -\frac{1}{C \cdot (R_o + R_{se})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (9.23)$$

As equações de estado para o circuito na situação em que o transistor está desligado, por inspeção, podem ser obtidas facilmente, apenas observando que a tensão V_i vale zero. Assim $\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1$ e $\mathbf{B}_2 = 0$.

A tensão de saída, em ambos os casos é dada por:

$$v_o = R_o \cdot (x_1 - C \cdot \dot{x}_2) = \frac{R_o \cdot R_{se} \cdot x_1 + R_o \cdot x_2}{R_o + R_{se}} \quad (9.24)$$

Então:

$$\mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_o \cdot R_{se}}{R_o + R_{se}} & \frac{R_o}{R_o + R_{se}} \end{bmatrix} \quad (9.25)$$

Assim, a matriz e vetor médios são:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \cdot D$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1$$

As seguintes simplificações podem ser feitas: usualmente, $R_o \gg R_{se}$, e tanto R_L quanto R_{se} são pequenos, o que simplifica as matrizes e vetores para:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{se} + R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_o} \end{bmatrix} \quad (9.26)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 \approx [R_{se} \quad 1] \quad (9.27)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \cdot D = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot D \quad (9.28)$$

A inversa da matriz \mathbf{A} é:

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{L \cdot C \cdot R_o}{R_o + R_{se} + R_L} \begin{bmatrix} -\frac{1}{C \cdot R_o} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{R_{se} + R_L}{L} \end{bmatrix} \quad (9.29)$$

Usando estes últimos resultados, a função de transferência estática é:

$$\frac{V_o}{V_i} = D \cdot \frac{R_o + R_{se}}{R_o + R_{se} + R_L} \cong D \quad (9.30)$$

A função de transferência $v_o(s)/d(s)$ é:

$$T_p(s) = \frac{u_e(s)}{d(s)} \cong V_i \cdot \frac{1 + s \cdot R_{se} \cdot C}{L \cdot C \cdot \left[s^2 + s \cdot \left(\frac{1}{R_o \cdot C} + \frac{R_{se} + R_L}{L} \right) + \frac{1}{L \cdot C} \right]} \quad (9.31)$$

Os diagramas de Bode são mostrados na figura 9.4.

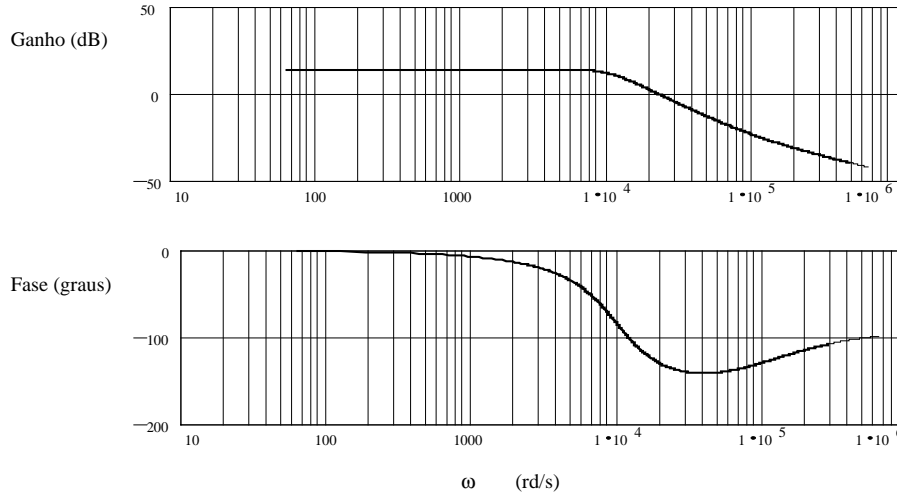


Figura 9.4 Diagramas de Bode do conversor abaixador de tensão para pequenas perturbações.

9.3 Função de transferência $\delta(S)/v_c(S)$ de um modulador MLP a partir de onda dente de serra

A tensão de controle, $v_c(t)$, que é a tensão de erro modificada pelo compensador, é comparada com uma onda periódica, $v_s(t)$, a qual determina a frequência do sinal MLP. Esta onda tem um valor máximo V_s .

A tensão de controle, que varia entre 0 e V_s , é formada por um nível CC e uma componente alternada (por hipótese, senoidal):

$$v_c(t) = V_c + u_e(t) \quad (9.32)$$

$$u_e(t) = a \cdot \sin(\omega t + \phi) \quad (9.33)$$

A figura 9.5 mostra as ondas estudadas:

O sinal $\delta(t)$ pode ser expresso como:

$$\begin{aligned} \delta(t) &= 1 \quad \text{se } v_c(t) \geq v_s(t) \\ \delta(t) &= 0 \quad \text{se } v_c(t) < v_s(t) \end{aligned} \quad (9.34)$$

$$\delta(t) = \frac{V_c}{V_s} + \frac{a \cdot \sin(\omega t + \phi)}{V_s} + \text{componentes de frequência maior} \quad (9.35)$$

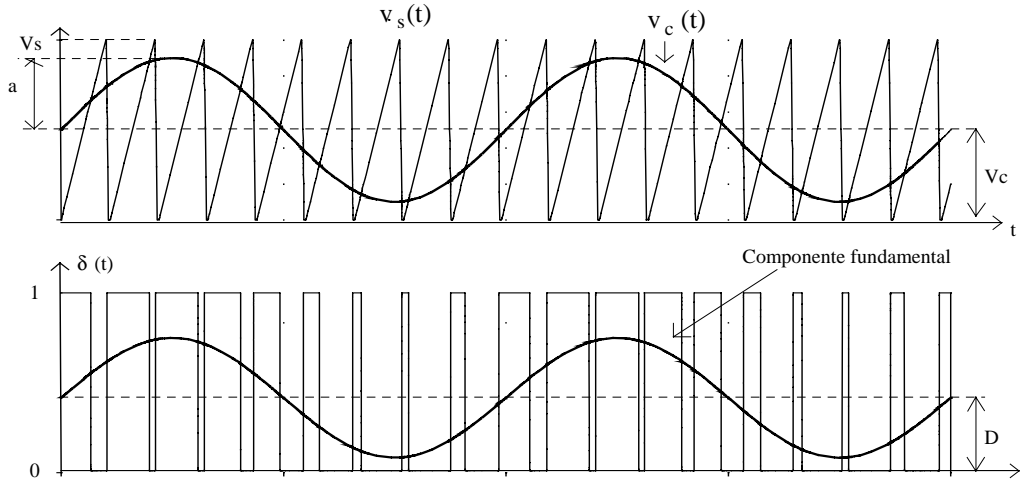


Figura 9.5 Tensão de controle e sinal MLP.

Os termos em frequência elevada presentes em $\delta(t)$ não se refletem significativamente na tensão saída em função do filtro passa baixas na saída do conversor, podendo ser ignorados. Assim:

$$\delta(t) = D + d(t) \quad (9.36)$$

$$D = \frac{V_c}{V_s} \quad (9.37)$$

$$d(t) = \frac{a \cdot \sin(\omega t + \phi)}{V_s} \quad (9.38)$$

A relação buscada é bastante simples, não possuindo qualquer elemento dinâmico:

$$T_m(s) = \frac{d(s)}{u_e(s)} = \frac{1}{V_s} \quad (9.39)$$

9.4 Projeto de compensador usando o fator K [9.3]

Os circuitos mostrados utilizam amplificadores operacionais para realizar as funções de compensação. Na entrada positiva é aplicada a tensão de referência, enquanto na entrada não inversora será conectado um sinal proporcional à tensão instantânea de saída.

Como a montagem é do tipo inversora de tensão, isto significa que a tensão de saída está sendo subtraída da referência, caracterizando uma realimentação negativa. A análise feita não considera esta inversão de fase entre o sinal de saída do compensador (v_c) e o erro da saída, uma vez que o critério de estabilidade já o considera ao limitar a defasagem a 180° para ganhos maiores que 0dB.

9.4.1 Definição dos tipos de compensadores

Definiremos 3 tipos básicos de compensadores, em função do número de pólos e zeros de sua respectiva função de transferência e, principalmente, em função de sua característica de defasagem.

a) Tipo 1

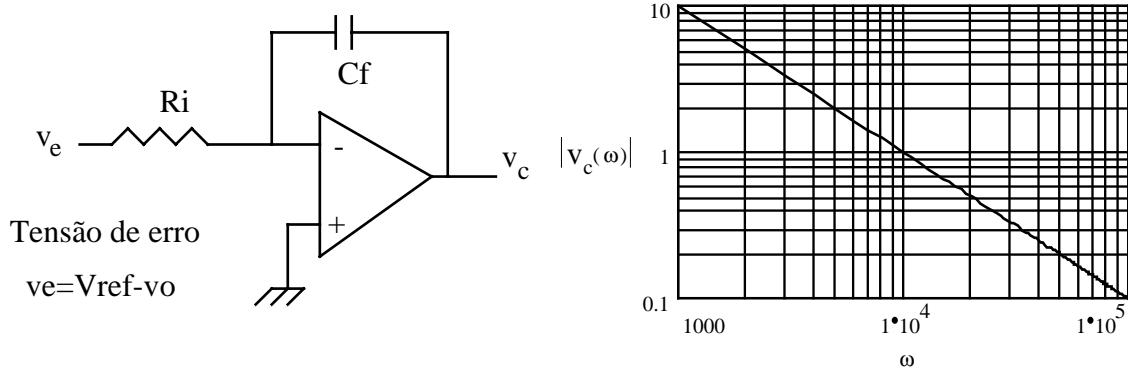


Figura 9.6 Compensador Tipo 1 e respectivo diagrama de ganho

Este circuito apresenta um pólo na origem, apresentando uma defasagem constante de -90° e uma atenuação de 20dB/dec. A função de transferência e a frequência de corte são, respectivamente:

$$\frac{v_c(s)}{v_e(s)} = \frac{1}{R_i \cdot C_f \cdot s} \quad (9.40)$$

onde $v_e(s) = v_{ref}(s) - v_o(s)$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_i \cdot C_f} \quad (9.41)$$

b) Tipo 2

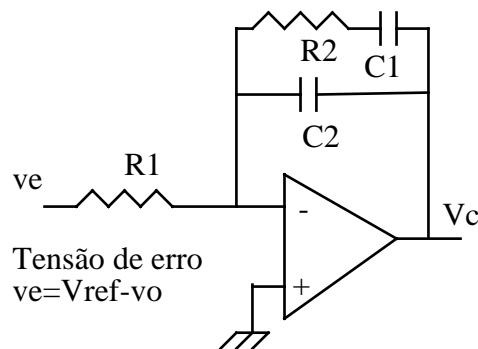


Figura 9.7 Compensador Tipo 2.

Aqui temos 1 zero e 1 pólo, e a defasagem sofre um crescimento entre -90° e 0° . O circuito apresenta um ganho AV que pode melhorar a faixa de resposta, tendo os seguintes valores característicos:

$$\frac{v_c(s)}{v_e(s)} = \frac{1 + s \cdot C1 \cdot R2}{s \cdot R1 \cdot (C1 + C2 + s \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2)} \quad (9.42)$$

O ganho AV é dado por: $AV = \frac{R_2}{R_1}$

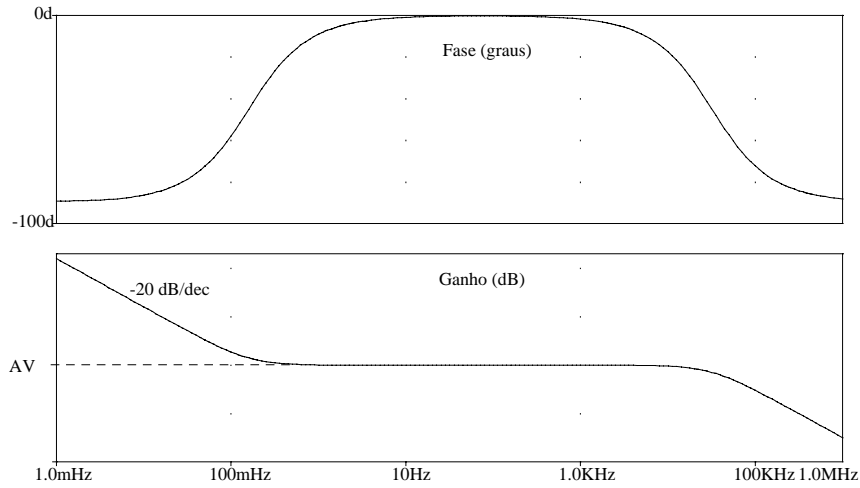


Figura 9.8 Diagramas de Bode do compensador Tipo 2.

As frequências do zero e do segundo polo são:

$$f_z = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (9.43)$$

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \cong \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2} \quad \text{se } C_1 \gg C_2 \quad (9.44)$$

c) Tipo 3

Este circuito, mostrado na figura 9.9, apresenta 2 zeros e 3 pólos (sendo um deles na origem). Isto cria uma região em que o ganho aumenta (o que pode melhorar a resposta dinâmica), havendo ainda um avanço de fase.

$$AV_1 = \frac{R_2}{R_1} \quad (9.45)$$

$$AV_2 = \frac{R_2 \cdot (R_1 + R_3)}{R_1 \cdot R_3} \cong \frac{R_2}{R_3} \quad \text{se } R_1 \gg R_3 \quad (9.46)$$

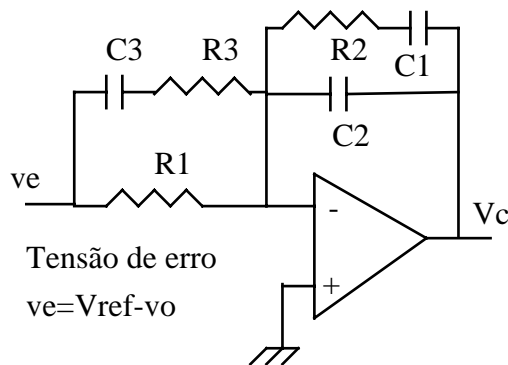


Figura 9.9 Compensador Tipo 3.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (9.47)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot C_3 \cdot (R_1 + R_3)} \cong \frac{1}{2\pi \cdot C_3 \cdot R_1} \quad (9.48)$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi \cdot C_3 \cdot R_3} \quad (9.49)$$

$$f_4 = \frac{C_1 + C_2}{2\pi \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_2} \cong \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot R_2} \quad \text{se } C_1 \gg C_2 \quad (9.50)$$

Para um melhor desempenho deste controlador, em malha fechada, a frequência de corte deve ocorrer entre f_2 e f_3 .

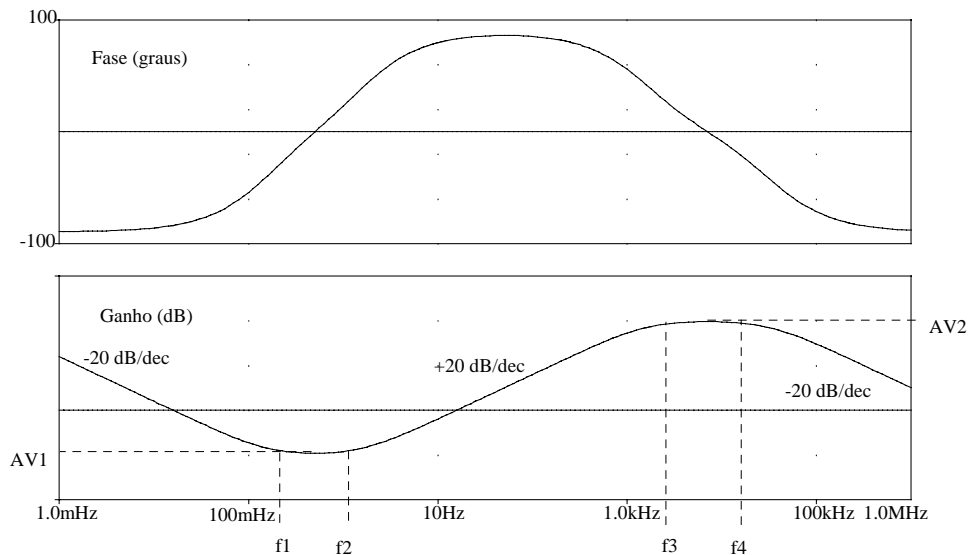


Figura 9.10 Diagramas de Bode do compensador Tipo 3.

d) O fator k

O fator k é uma ferramenta matemática para definir a forma e a característica da função de transferência. Independente do tipo de controlador escolhido, o fator k é uma medida da redução do ganho em baixas frequências e do aumento de ganho em altas frequências, o que se faz controlando a alocação dos pólos e zeros do controlador, em relação à frequência de cruzamento do sistema (f_c).

Para um circuito do tipo 1, k vale sempre 1. Para o tipo 2, o zero é colocado um fator k abaixo de f_c , enquanto o pólo fica um fator k acima de f_c . No tipo 3, um zero duplo está alocado um fator \sqrt{k} abaixo de f_c , e o pólo (duplo), \sqrt{k} acima de f_c .

Sendo f_c a média geométrica entre as alocações dos zeros e pólos, o pico do avanço de fase ocorrerá na frequência de corte, o que melhora a margem de fase.

Seja α o avanço de fase desejado. Para um circuito do tipo 2, o fator k é dado por:

$$k = \text{tg} \left[\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{4} \right] \quad (9.51)$$

Para um circuito tipo 3, tem-se:

$$k = \left\{ \operatorname{tg} \left[\frac{\alpha}{4} + \frac{\pi}{4} \right] \right\}^2 \quad (9.52)$$

A figura 9.11 mostra o avanço de fase em função do fator k.

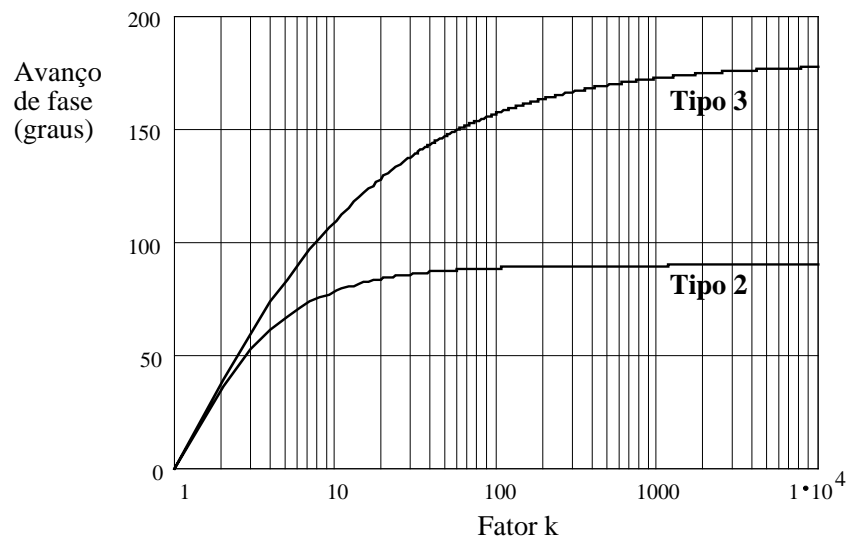


Figura 9.11 Avanço de fase para diferentes compensadores.

9.4.2 Síntese de controlador

Passo 1: Diagrama de Bode do conversor: $v_o(s)/v_c(s)$

Passo 2: Escolha da frequência de corte (em malha fechada) desejada.

Quanto maior esta frequência, melhor a resposta dinâmica do sistema. No entanto, para evitar os efeitos do chaveamento sobre o sinal de controle, tal frequência deve ser inferior a 1/5 da frequência de operação da fonte.

Passo 3: Escolha da margem de fase desejada.

Entre 30° e 90°. 60° é um bom compromisso

Passo 4: Determinação do ganho do controlador.

Conhecida a frequência de corte e o ganho do sistema (em malha aberta), o ganho do controlador deve ser tal que leve, nesta frequência, a um ganho unitário em malha fechada.

Passo 5: Cálculo do avanço de fase requerido.

$$\alpha = M - P - 90^\circ$$

M: margem de fase desejada, P: defasagem provocada pelo sistema

Passo 6: Escolha do tipo de compensador.

Passo 7: Cálculo do fator k.

O fator k pode ser obtido das equações já indicadas ou das curvas decorrentes. A alocação dos zeros e pólos determinarão os componentes, de acordo com as equações mostradas a seguir.

O pólo na origem causa uma variação inicial no ganho de -20dB/dec. A frequência na qual esta linha cruza (ou deveria cruzar) o ganho unitário é definida como a "frequência de ganho unitário" - UGF. G é o ganho necessário dar ao compensador para que se obtenha a frequência de corte desejada.

Tipo 1:

$$UGF = \frac{1}{2\pi \cdot C_f \cdot R_i \cdot G} \quad (9.53)$$

Tipo 2:

$$UGF = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2)} \quad (9.54)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot G \cdot k \cdot R_1} \quad (9.55)$$

$$C_1 = C_2 \cdot (k^2 - 1) \quad (9.56)$$

$$R_2 = \frac{k}{2\pi \cdot f \cdot C_1} \quad (9.57)$$

Tipo 3:

$$UGF = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2)} \quad (9.58)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot G \cdot R_1} \quad (9.59)$$

$$C_1 = C_2 \cdot (k - 1) \quad (9.60)$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{k}}{2\pi \cdot f \cdot C_1} \quad (9.61)$$

$$R_3 = \frac{R_1}{k - 1} \quad (9.62)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R_3 \cdot \sqrt{k}} \quad (9.63)$$

9.4.3 Exemplo 1

Considere um conversor em meia ponte, operando a 20kHz, cuja função de transferência apresenta os diagramas de Bode ($v_o(s)/v_c(s)$) mostrados na figura 9.12. Determinar um compensador para que se tenha uma margem de fase de 60° .

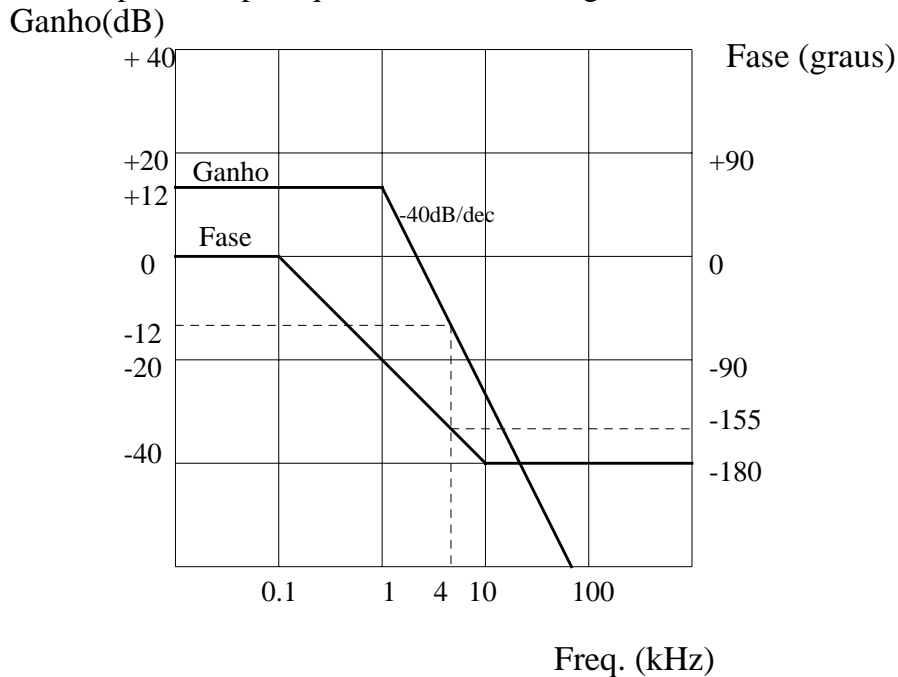


Figura 9.12 Diagramas de Bode de conversor meia-ponte.

Solução:

A frequência de corte em malha fechada será de 4kHz.

Nesta frequência, o sistema apresenta uma atenuação de 12dB. Assim, o controlador deve ter um ganho de 12dB (4 vezes).

Ainda em 4kHz, a defasagem provocada pelo sistema é de 155° . O avanço de fase necessário é:

$$\text{Avanço} = 60^\circ - (-155^\circ) - 90^\circ = 125^\circ$$

Isto significa que devemos usar um controlador do tipo 3.

Usando as curvas mostradas anteriormente, determinamos um fator $k = 16$.

Os componentes são agora calculados, arbitrando um valor para R_1 de 10k Ω .

$$C_2 = 1\text{nF}$$

$$C_1 = 15\text{nF}$$

$$R_2 = 10,6\text{k}\Omega$$

$$R_3 = 667\Omega$$

$$C_3 = 15\text{nF}$$

O zero duplo estará alocado em 1kHz, enquanto o pólo duplo estará em 16kHz.

O diagrama de Bode do controlador está mostrado na figura 9.13.

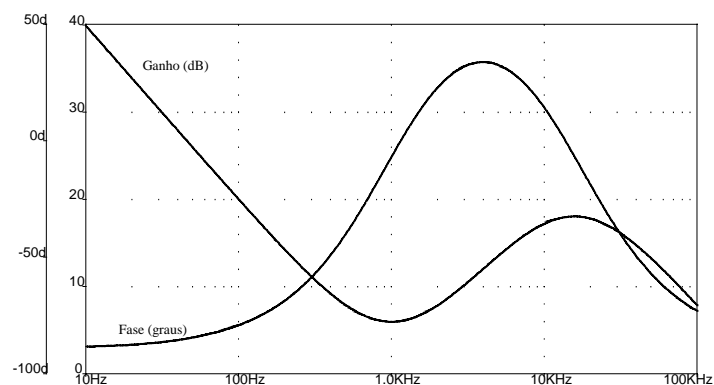


Figura 9.13 Diagrama de Bode do compensador tipo 3.

9.4.4 Exemplo 2

Consideremos um conversor elevador de tensão, operando no modo contínuo. Como já foi visto no capítulo anterior, neste caso tem-se um sistema que apresenta um zero no semi-plano direito, sendo de difícil controle.

A frequência de corte escolhida é de 400 Hz, quando a fase é de -219° . Para obter uma margem de fase de 30° , o avanço de fase necessário é de 159° , devendo-se usar um compensador tipo 3. O fator k vale 118, e os componentes do compensador estão mostrados na figura 9.15. O indutor do conversor é de 10 mH, o capacitor é de 100 μ F e a carga é de 100 ohms. A tensão de entrada é de 100 V e a de saída é de 200 V, com uma largura de pulso de 0,5. A onda triangular tem amplitude de 10V.

A figura 9.14 mostra a resposta do sistema, em malha aberta (sem o compensador) e em malha fechada, obtida a partir do circuito cujos parâmetros estão mostrados na figura 9.15. Na figura 9.16 tem-se a resposta no tempo a uma mudança de 2,5% na referência, podendo-se notar a variação da saída inicialmente no sentido oposto ao desejado (sistema de fase não mínima) e o comportamento estável mas subamortecido e o longo tempo de estabilização, devido ao baixo ganho em baixas frequências.

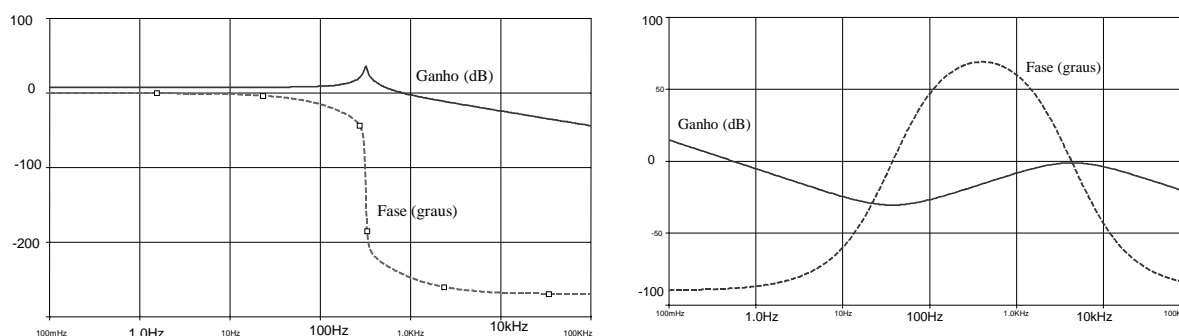


Figura 9.14 Resposta em frequência de conversor boost operando no modo contínuo, e do compensador do Tipo 3 projetado.

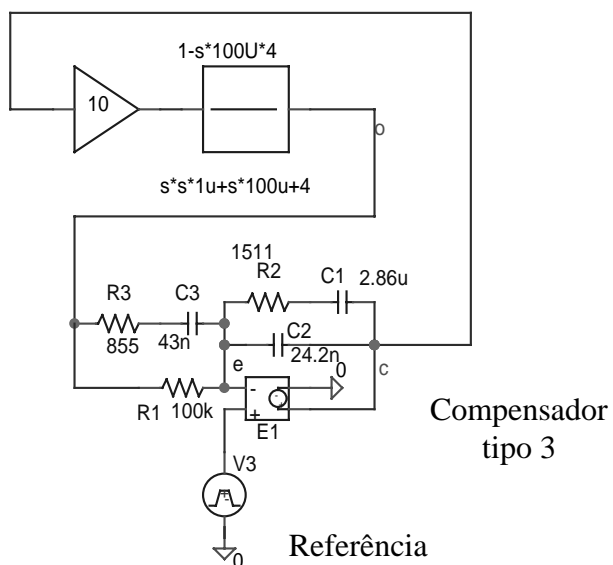


Figura 9.15 Diagrama do conversor boost simulado, incluindo o compensador.

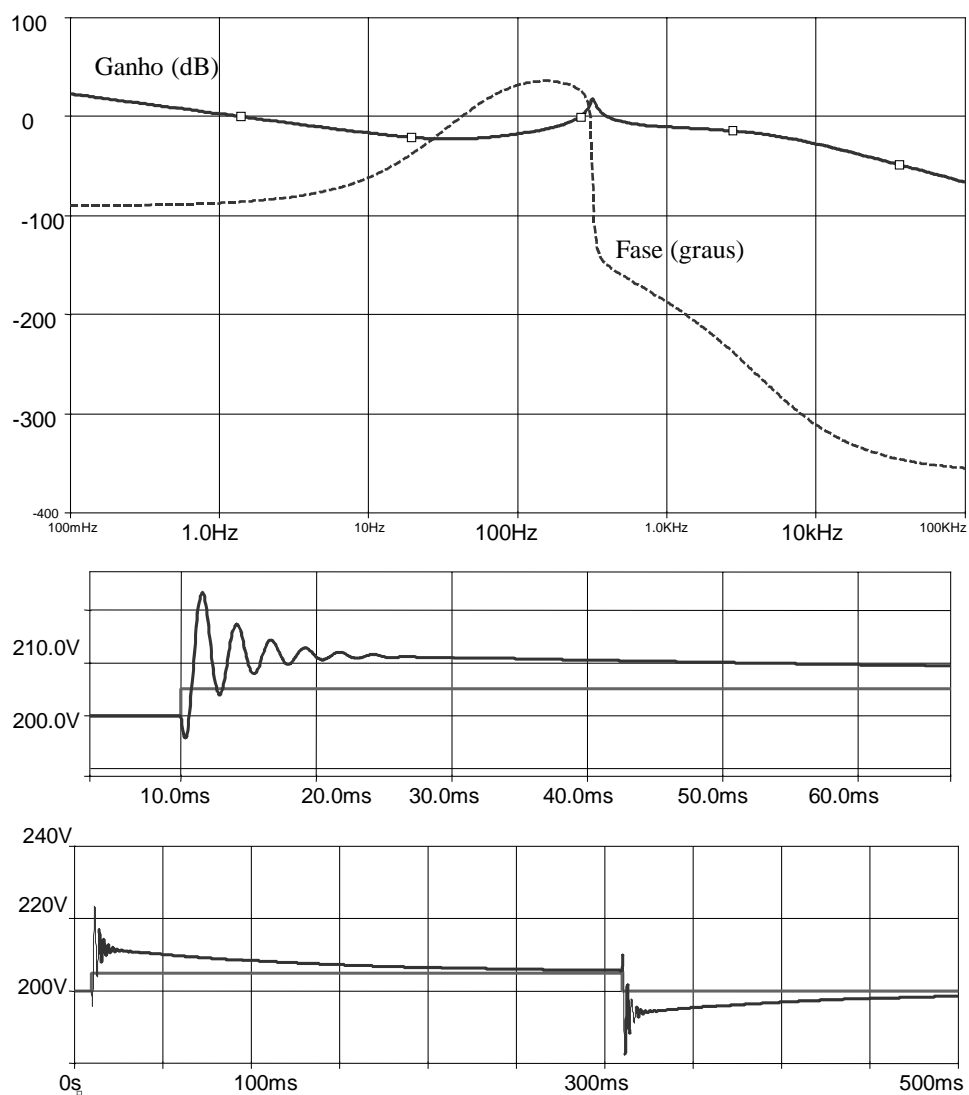


Figura 9.16 Resposta em frequência com o compensador e resposta no tempo a uma variação em degrau na referência.

9.5 Referências Bibliográficas

- [9.1] Middlebrook, R.D. and Cuk, S.: "A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stage". 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 18-34
- [9.2] Cuk, S. and Middlebrook, R.D. : "A General Unified Approach to Modelling Switching DC-to-DC Converter in Discontinuous Conduction Mode". 1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp 36-57
- [9.3] Venable, H.D.: "The k-factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis" Proc. of Powercon 10, March 22-24, 1983, San Diego, USA