Departamento de Engenharia Elétrica - FT - UnB
Disciplina: Instrumentação de Controle - 167347
Professor: Geovany Araújo Borges {gaborges@ene.unb.br}

Gabarito de provas

1 Avaliações do período 2007.2

1.1 Prova 1

1. b) Analisando o circuito considerando o modelo interno de primeira ordem, obtém-se

$$\begin{aligned} H_1(s) &= \frac{-sR_2C}{sR_1C+1} \\ H_2(s) &= \frac{A_0\omega_B(sR_1C+1)}{(s+\omega_B)\left(s(R_1+R_2)C+1\right)+A_o\omega_B\left(sR_1C+1\right)} \end{aligned}$$

d) O efeito em V_s é dado por $V_s = (R_2 - R_c)I_B$ sendo que $R_c = R_2$ minimiza esse efeito.

2. a) O circuito representa um indutor com indutência negativa dada por $L = -R^2C$

b) Apenas uma pequena faixa de valores positivos para R e C resultará em estabilidade, de forma que deve satisfazer

$$RC < \frac{1}{\omega_B(A_0-1)}$$

c) Circuito estável para todos os valores positivos de R e C.

d) Para entrada fonte de tensão: $R_c = R$. Para fonte de corrente, $R_c = 0\ \Omega$ minimiza o efeito da corrente de polarização.

2 Avaliações do período 2007.1

2.1 Prova 1

1.

2. a) Na resposta ideal

$$\frac{V_s(s)}{V_e(s)} = -sRC$$

fica claro que temos um derivador com ganho negativo.

b) Considerando o modelo de primeira ordem do AMPOP

$$\frac{V_s(s)}{V_e(s)} = (-sRC)\left(\frac{A_0\omega_B}{(s+\omega_B)(sRC+1)+A_0\omega_B}\right)$$

que corresponde à resposta ideal em série com um F.P.B. de segunda ordem.

3. a) $C = C_1$

   b) Circuito instável

   c) Circuito estável

   d) Para o circuito da Fig. 3(b), deve-se ter $R_c = R$. Para o circuito da Fig. 3(c), deve-se ter $R_c = 0\ \Omega$.

3 Avaliações do período 2006.2

3.1 Prova 1

1. Diferentes respostas possíveis. Pode-se usar um limitador de tensão ou um retificador de precisão.

2. Filtro passa-faixa com função de transferência dada por

$$H(s) = \frac{-s\frac{1}{R_1C}}{s^2 + s\frac{1}{R_2C} + \frac{1}{R_4R_5C^2}}$$

   Os parâmetros do filtro são:

$$\begin{aligned} \omega_c &= \frac{1}{C\sqrt{R_4R_5}} \\ Q &= \frac{R_2}{\sqrt{R_4R_5}} \\ H_0 &= -\frac{R_2}{R_1} \end{aligned}$$

   R_{C1} tem por função compensar o efeito da corrente de polarização do AMPOP ao qual está conectado. A análise em corrente contínua sugere que seu valor seja dado por

$$R_{C1} = R_1//R_2//R_5$$

3. Para esta demonstração, fica complicado de fazê-la utilizando a função de transferência do sistema. Assim, é mais conveniente e perfeitamente justificável assumir que sem a dinâmica do AMPOP o circuito seria um filtro passa-alta com freqüência de corte $\omega_{CL} = \frac{1}{R_1C}$. Mas, devido à dinâmica do AMPOP, o mesmo passa a ter uma freqüência de corte alta em $\omega_{CH} = \omega_B A_0 \beta$, com $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$. Se $\omega_{CH} \gg \omega_{CL}$, então têm-se um FPF de banda larga. O módulo do ganho de banda passante é

$$G = \frac{R_1}{R_2}$$

3.2 Prova 2

1. (a) Freqüência de oscilação:

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{T} \\ T &= \tau \log\left\{\frac{v_e^2(1-\beta)^2 - (V_L^+)^2(1+\beta)^2}{v_e^2(1-\beta)^2 - (V_L^+)^2(1-\beta)^2}\right\} \end{aligned}$$

com $\tau = RC$ e $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$.

Ciclo de trabalho:

$$d = \tau \log \left\{ \frac{4 v_e V_L^+ \beta}{\left(v_e^2 - (V_L^+)^2\right)(1 - \beta)} \right\}$$

(b) Para não ocorrer saturação da corrente i_s de saída do AMPOP, deve-se garantir

$$V_L^+ \left\{ \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{(1+\beta)}{R} \right\} < i_{s\,\max}$$

2. Solução gráfica.

3. Dissertativa.

4 Avaliações do período 2006.1

4.1 Prova 3

1. Resposta gráfica.

2. Resposta gráfica.

3. Controlador PI com parâmetros $K_p = 1$ e $K_i = 1/(R_2 C)$

4. Sendo X o valor em decimal da palavra digital D, tem-se

$$v_s = \frac{v_{ref}}{8}(X - 7)$$

5. Quesito dissertativo

5 Avaliações do período 2005.2

5.1 Prova 1

1. Pode-se verificar que a corrente que passa pela carga é dada por

$$I_L = V_e \frac{\alpha}{R_2}$$

enquanto que a tensão depende do valor de R_L. Portanto, tem-se uma fonte de corrente.

Com relação à banda passante, considerando A_1 o amplificador de cima e A_2 o amplificador debaixo, tem-se que o amplificador limitante da banda do circuito será A_1. Isto porque o ganho (em módulo) do amplificador com A_1 é muito maior do que 1 com $\alpha >> 0$, implicando em menor banda-passante. Como A_2 está ligado comi seguidor de tensão, seu ganho é unitário, apresentando assim banda-passante bem maior do o circuito com A_1.

Nota para a turma 2006.1: Demonstre que este circuito circuito será sempre estável para qualquer escolha de $R_L, R_2 > 0$.

2.

$$\begin{aligned} \beta &= g(\alpha) = \frac{\alpha^2+1}{1-\alpha} \\ G &= \alpha \end{aligned}$$

e a faixas aceitáveis para os parâmetros são $0 \leq \alpha \leq 1$ e $\beta \geq 0$. Na verdade $\beta \geq 0$ já é garantido por $0 \leq \alpha \leq 1$ e $\beta = g(\alpha)$.

3. Apesar dos três capacitores, o filtro é de segunda ordem com parâmetros

$$\begin{aligned} G &= -1 \\ \omega_c &= \frac{1}{C}\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}} \\ Q &= \frac{1}{3}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \end{aligned}$$

Para se obter um F.P.A. de Butterworth basta fazer $R_2/R_1 = 4,5$.

5.2 Prova 2

1. Condição de oscilação: $R_B V_L^+ > 0,7(R_A + R_B)$

b)

$$f = \frac{1}{RC \ln\left(\frac{(0,7-V_L^-)}{(0,7-V_L^+)}\frac{(\beta V_L^- - V_L^+)}{(\beta-1)V_L^-}\right)}$$

com $\beta = R_B/(R_A + R_B)$

2.

3. a)$\bar{v}_a = 12\tau/T$

6 Avaliações do período 2005.1

6.1 Prova 1

1.

$$V_s = (V_A - V_B)\left[1 + \frac{2R_1}{R_G} + \frac{R_1}{R_2}\right]$$

e considerando apenas as tensões de deslocamento V_{OS_A} e V_{OS_B}, tem-se

$$V_s = (V_{OS_A} - V_{OS_B})\left[1 + \frac{2R_1}{R_G} + \frac{R_1}{R_2}\right]$$

2. a) D_1 conduz se $V_e \geq 0$.

b) D_2 conduz se $V_e \geq 0,7\frac{R_1}{R_3}$.

c) A curva característica é a representação gráfica de

$$V_s = \begin{cases} 0 & V_e < 0 \\ V_e\left(1 + \frac{R_2+R_3}{R_1}\right) & 0 \leq V_e < 0,7\frac{R_1}{R_3} \\ V_e\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + 0,7 & V_e \geq 0,7\frac{R_1}{R_3} \end{cases}$$

3. Função de transferência em função das admitâncias:

$$H(s) = \frac{V_S(s)}{V_E(s)} = \frac{K(Y_3(s)+Y_4(s))(Y_1(s)+Y_2(s)) + KY_3(s)Y_4(s) - Y_1(s)Y_3(s)}{Y_4(s)(Y_1(s)+Y_2(s)) + Y_3(s)(Y_2(s)+Y_4(s))}$$

com $K = R_B/(R_A+R_B)$.

Se forem escolhidos $Y_1 = sC_1$, $Y_4 = sC_4$, $Y_2 = 1/R_2$ e $Y_3 = 1/R_3$, deve-se escolher K como sendo

$$K = \frac{C_1/R_3}{\frac{C_1}{R_3} + C_4\left(\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}\right)}$$

e tem-se

$$H(s) = G_o \frac{s^2+\omega_o^2}{s^2+\frac{\omega_o}{Q}s+\omega_o^2} = K\frac{\left(s^2+\frac{1}{C_1C_4R_2R_3}\right)}{s^2+\frac{1}{C_1}\left(\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}\right)s+\frac{1}{C_1C_4R_2R_3}}$$

com

$$\begin{aligned} G_o &= K \\ \omega_o &= \frac{1}{\sqrt{C_1C_4R_2R_3}} \\ Q &= \frac{C_1\frac{R_2R_3}{R_2+R_3}}{\sqrt{C_1C_4R_2R_3}} \end{aligned}$$

Mas também podem ser escolhidos $Y_1 = sC_1$, $Y_3 = sC_3$, $Y_2 = 1/R_2$ e $Y_4 = 1/R_4$, para os quais os parâmetros do filtro podem ser obtidos de forma similar ao caso anterior, embora que apresentem valores diferentes.

7 Avaliações do período 2004.2

7.1 Prova 1

1. a) A curva característica é a representação gráfica de

$$V_s = \begin{cases} -V_e & V_e \geq 0V \\ 0V & V_e < 0V \end{cases}$$

b) A curva característica é a representação gráfica de

$$V_s = \begin{cases} 10-V_e & V_e \geq 5V \\ 5V & V_e < 5V \end{cases}$$

2. Função de transferência em função das admitâncias:

$$H(s) = \frac{V_S(s)}{V_E(s)} = \frac{-Y_3(s)Y_4(s)}{Y_2(s)Y_3(s)+Y_1(s)\left(Y_2(s)+Y_3(s)+Y_4(s)+Y_5(s)\right)}$$

Para obter um F.P.F. de Butterworth, deve-se fazer $Y_1 = sC$, $Y_2 = 1/R_2$, $Y_3 = 1/R_3$, $Y_4 = 1/R_4$ e $Y_5 = sC$. A partir de então obtem-se

$$H(s) = H_0\frac{\omega_c^2}{s^2+\frac{\omega_c}{Q}s+\omega_c^2}$$

com

$$\begin{aligned}\omega_c &= \frac{1}{C\sqrt{R_2R_3}}\\ H_0 &= -\frac{R_2}{R_4}\end{aligned}$$

e os componentes devem ser escolhidos de forma que

$$\frac{R_2R_4 + R_3R_4 + R_2R_3}{R_4\sqrt{R_2R_3}} = \sqrt{2}$$

3. O circuito é um multivibrador astável com freqüência dada por

$$f = \frac{1}{RC\ln(1+4\alpha)}$$

A tensão de saída $V_s(t)$ assume valores no intervalo $0 \leq V_s(t) \leq \frac{2\alpha}{1+2\alpha}V_L^+$.

7.2 Prova 3

1. Parâmetros da ponte:

$$r = 0,373694 \qquad R_4 = 1150,41188 \qquad V_s = -0,169896$$

Não-Linearidade a 10^oC: $0,4852238\%$

Máxima potência elétrica dissipada: $6,1622\mu W$

2. Projeto, sem resposta única.

3.
$$V_s = \begin{cases} 5(1-1,5RCf) & f_o \ll f \leq \frac{1}{2,5RC}\\ 0 & \text{caso contrário}\end{cases}$$

em que f_o é a freqüência de corte de F.P.B.

8 Avaliações do período 2004.1

8.1 Prova 2

1. a) Solução I:

$$\begin{aligned}R_4 &= 5798,89\Omega\\ R_3/R_2 &= 58,3449\\ R_2 &> 33,70\Omega\end{aligned}$$

de forma que $R_2 = 39\Omega$ e $R_3 = 2275,45$ satisfazem as condições acima.

Solução II:

$$\begin{aligned}R_4 &= 1,1036\Omega\\ R_3/R_2 &= 0,017139\\ R_2 &> 1966,29\Omega\end{aligned}$$

de forma que $R_2 = 2200\Omega$ e $R_3 = 33,7004$ satisfazem essas condições.

b) Para o caso da solução I: $0,052125\%$

Para o caso da solução II: $29,67\%$

c) R_3/R_2 deve ter seu valor grande para haver um aumento da linearidade, o que pode ser facilmente verificado ao comparar as Soluções I e II dos itens anteriores. O mesmo pode ser verificado também analiticamente.

2. a)

$$C_0 = \frac{R_2}{R_3} \cdot 11,94\ pF$$

b) A amplitude varia no intervalo de 0 a $10 \left\{ \frac{1}{1+\frac{R_3}{R_2}\alpha} - \frac{R_2}{R_3} \right\}$ Volts.

c) Não há necessidade de usar um demodulador sensivel a fase, uma vez que esta permanece sempre 0^o ou -180^o para toda a faixa de operação, conforme a escolha de projeto.

3. a) $R = 312,5\ \Omega$ e $V_{ref} = -1,25\ V$.

b) $R_p < 25 \left(V_L^+ - V_{ref} - V_{D0}\right) - R$

4.

$$f = \frac{1}{2RC\ln(2)}$$

8.2 Prova 3

1. a) função de transferência em função das admitâncias:

$$H(s) = \frac{V_S(s)}{V_E(s)} = \frac{-Y_3(s)Y_4(s)}{Y_2(s)Y_3(s) + Y_1(s)\left(Y_2(s) + Y_3(s) + Y_4(s) + Y_5(s)\right)}$$

b) Sim, seria possível obter um filtro passa-banda. Para tanto, deve-se fazer $Y_1 = sC$, $Y_2 = 1/R_2$, $Y_3 = 1/R_3$, $Y_4 = sC$ e $Y_5 = 1/R_5$. A partir de então obtém-se

$$H(s) = H_0 \frac{\frac{\omega_c}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + \omega_c^2}$$

com

$$\begin{aligned} \omega_c &= \frac{1}{C\sqrt{R_2R_3}} \\ Q &= \frac{R_5\sqrt{R_2R_3}}{R_2R_3 + R_2R_5 + R_3R_5} \\ H_0 &= -\frac{R_2R_5}{R_2R_3 + R_2R_5 + R_3R_5} \end{aligned}$$

Uma outra possibilidade seria com $Y_1 = 1/R_1$, $Y_2 = sC$, $Y_3 = sC$, $Y_4 = 1/R_4$ e $Y_5 = 1/R_5$, para o qual

$$
\begin{aligned}
\omega_c &= \frac{1}{C}\sqrt{\frac{1}{R_1}\left(\frac{1}{R_4}+\frac{1}{R_5}\right)} \\
Q &= \frac{1}{2}\sqrt{R_1\left(\frac{1}{R_4}+\frac{1}{R_5}\right)} \\
H_0 &= -\frac{R_1}{2R_4}
\end{aligned}
$$

2.

$$V_s = \frac{V_{ref}}{2^4} D_{10}$$

3. Questão aberta.