

Resposta de Frequência do TBJ e JFET

11

f

11.1 INTRODUÇÃO

A análise até o momento ficou limitada a uma frequência específica. Para o amplificador, utilizou-se uma frequência que permitiu ignorar os efeitos dos elementos capacitivos, reduzindo a análise somente aos elementos resistivos e fontes, de valores independentes e controlados. Investigaremos agora os efeitos da frequência no circuito, introduzidos pelos capacitores nas baixas frequências e pelos elementos capacitivos dos elementos ativos nas altas frequências. Como a análise considerará uma faixa de frequência larga, será definida a escala logarítmica, e esta será utilizada ao longo da análise. Além disso, será apresentado o conceito de decibel, uma vez que a indústria normalmente utiliza uma escala em dB nos seus gráficos de frequência. As semelhanças entre as análises da resposta de frequência do TBJ e do FET permitem a abordagem de ambas em um mesmo capítulo.

11.2 LOGARITMOS

Não há como escapar da necessidade de se empregar a função logarítmica com naturalidade. O traçado de uma variável em uma faixa ampla, a comparação de níveis com números enormes, a identificação de níveis com particular importância no projeto, a revisão do circuito e procedimentos de análise são algumas das tarefas facilitadas com o uso da função logarítmica.

Para dar uma primeira idéia da relação entre as variáveis de uma função logarítmica, considere as seguintes equações matemáticas:

$$a = b^x, \quad x = \log_b a \quad (11.1)$$

As variáveis a , b e x são as mesmas em cada equação. Se a é determinado tomando-se a base b e elevando-a à potência x , o mesmo x é obtido se o log de a é calculado para a base b . Por exemplo, se $b = 10$ e $x = 2$.

$$a = b^x = (10)^2 = 100$$

mas $x = \log_b a = \log_{10} 100 = 2$

Em outras palavras, se for pedida a potência de um número que resulta em determinado valor, tal como o mostrado abaixo:

$$10.000 = 10^x$$

o valor de x seria determinado empregando-se a função logarítmica. Isto é,

$$x = \log_{10} 10.000 = 4$$

Para a indústria elétrica/eletrônica e na maioria dos trabalhos científicos, a base na equação logarítmica é limitada a dois valores somente: 10 e o número $e = 2,71828\dots$

Logaritmos tomados na base 10 são chamados de *logaritmos comuns*, enquanto aqueles tomados na base e são denominados *logaritmos naturais*. Em resumo:

$$\text{Logaritmo comum: } x = \log_{10} a \quad (11.2)$$

$$\text{Logaritmo natural: } y = \log_e a \quad (11.3)$$

Os dois são relacionados por:

$$\log_e a = 2,3 \log_{10} a \quad (11.4)$$

Nas calculadoras científicas atuais, o logaritmo comum é normalmente acionado pela tecla **log** e o logaritmo natural pela tecla **ln**.

EXEMPLO 11.1

Utilizando a calculadora, determine o logaritmo dos seguintes números, na base indicada.

- (a) $\log_{10} 10^6$.
- (b) $\log_e e^3$.
- (c) $\log_{10} 10^{-2}$.
- (d) $\log_e e^{-1}$.

Solução

- (a) 6 (b) 3 (c) -2 (d) -1

Os resultados no Exemplo 11.1 revelam que o logaritmo de um número elevado a uma potência é simplesmente a potência do número, isto se o número for igual à base do logaritmo. No próximo exemplo, a base e a variável x não estão relacionadas por uma potência inteira da base.

EXEMPLO 11.2

Utilizando a calculadora, determine o logaritmo dos seguintes números.

- (a) $\log_{10} 64$.
 (b) $\log_e 64$.
 (c) $\log_{10} 1600$.
 (d) $\log_{10} 8000$.

Solução

- (a) **1,806** (b) **4,159** (c) **3,204** (d) **3,903**

Observe nas letras (a) e (b) do Exemplo 11.2 que os logaritmos $\log_{10} a$ e $\log_e a$ confirmam a relação apresentada pela Eq. (11.4). Além disso, observe que o logaritmo de um número não aumenta na mesma proporção que o número. Ou seja 8000 é 125 vezes maior do que 64, mas o logaritmo de 8000 é, aproximadamente, apenas 2,16 vezes maior do que o valor do logaritmo de 64. Isto revela uma relação não-linear. O Quadro 11.1 mostra como o logaritmo de um número aumenta quando variamos o seu expoente. Se se deseja o antilogaritmo de um número, as funções 10^x ou e^x da calculadora são empregadas.

QUADRO 11.1

$\log_{10} 10^0$	= 0
$\log_{10} 10$	= 1
$\log_{10} 100$	= 2
$\log_{10} 1.000$	= 3
$\log_{10} 10.000$	= 4
$\log_{10} 100.000$	= 5
$\log_{10} 1.000.000$	= 6
$\log_{10} 10.000.000$	= 7
$\log_{10} 100.000.000$	= 8
e assim por diante	

EXEMPLO 11.3

Utilizando uma calculadora, determine o antilogaritmo das seguintes expressões

- (a) $1,6 = \log_{10} a$.
 (b) $0,04 = \log_e a$.

Solução

- (a) $a = 10^{1,6}$

Teclas da calculadora: **1** **.** **6** **2ndF** **10^x**
 e $a = \mathbf{39,81}$

- (b) $a = e^{0,04}$

Teclas da calculadora: **0** **.** **0** **4** **2ndF** **e^x**
 e $a = \mathbf{1,0408}$

Como a análise restante deste capítulo emprega o logaritmo comum, vamos rever algumas propriedades dos logaritmos aplicadas a este último. Em geral, entretanto, as relações apresentadas são válidas para logaritmos em qualquer base.

$$\log_{10} 1 = 0 \quad (11.5)$$

Como revelado pelo Quadro 11.1, uma vez que $10^0 = 1$,

$$\log_{10} \frac{a}{b} = \log_{10} a - \log_{10} b \quad (11.6)$$

que para o caso especial de $a = 1$ torna

$$\log_{10} \frac{1}{b} = -\log_{10} b \quad (11.7)$$

revelando que para todo b maior do que 1, o logaritmo de um número menor do que 1 é sempre negativo.

$$\log_{10} ab = \log_{10} a + \log_{10} b \quad (11.8)$$

Em cada caso, as equações empregando logaritmo natural terão o mesmo formato.

EXEMPLO 11.4

Utilizando uma calculadora, determine o logaritmo dos seguintes números

- (a) $\log_{10} 0,5$.
 (b) $\log_{10} \frac{4000}{250}$.
 (c) $\log_{10} (0,6 \times 30)$.

Solução

- (a) **-0,3**

(b) $\log_{10} 4000 - \log_{10} 250 = 3,602 - 2,398 = \mathbf{1,204}$

Verificando: $\log_{10} \frac{4000}{250} = \log_{10} 16 = \mathbf{1,204}$

(c) $\log_{10} 0,6 + \log_{10} 30 = -0,2218 + 1,477 = \mathbf{1,255}$

Verificando: $\log_{10} (0,6 \times 30) = \log_{10} 18 = \mathbf{1,255}$

O uso de escalas logarítmicas pode expandir significativamente a faixa de variação de uma variável em um gráfico. Grande parte das folhas de gráfico disponíveis é do tipo semilog ou log-duplo (log-log). O termo *semi* (significando metade) indica que somente uma das escalas é log, e log-duplo indica que ambas as escalas são log. Na Fig. 11.1 é apresentada uma escala semilog. Observe que a escala vertical é linear com divisões igualmente espaçadas. O intervalo entre as linhas da escala log é mostrado no mesmo gráfico. O log de 2 na base 10 é aproximadamente 0,3. O intervalo de 1 ($\log_{10} 1 = 0$) para 2 é, portanto, 30% da extensão total. O log de 3 na base 10 é 0,4771, aproximadamente 48% da extensão (quase a metade da distância entre pontos de potência de 10 na escala log). Como $\log_{10} 5 \cong 0,7$, é marcado o ponto correspondente no gráfico a 70% do intervalo total. Observe que o intervalo é o mesmo entre quaisquer dois números que diferem apenas pela potência de dez. Deve-se prestar atenção aos valores numéricos resultantes e ao espaçamento, pois, devido à falta de espaço, normalmente os gráficos irão apresentar apenas as marcações indicadas na Fig. 11.2. Perceba que as barras maiores, nesta figura, estão associadas aos valores numéricos 0,3, 3 e 30; as barras de comprimento um pouco menor indicam os valores 0,5, 5 e 50; e as menores barras 0,7, 7 e 70.

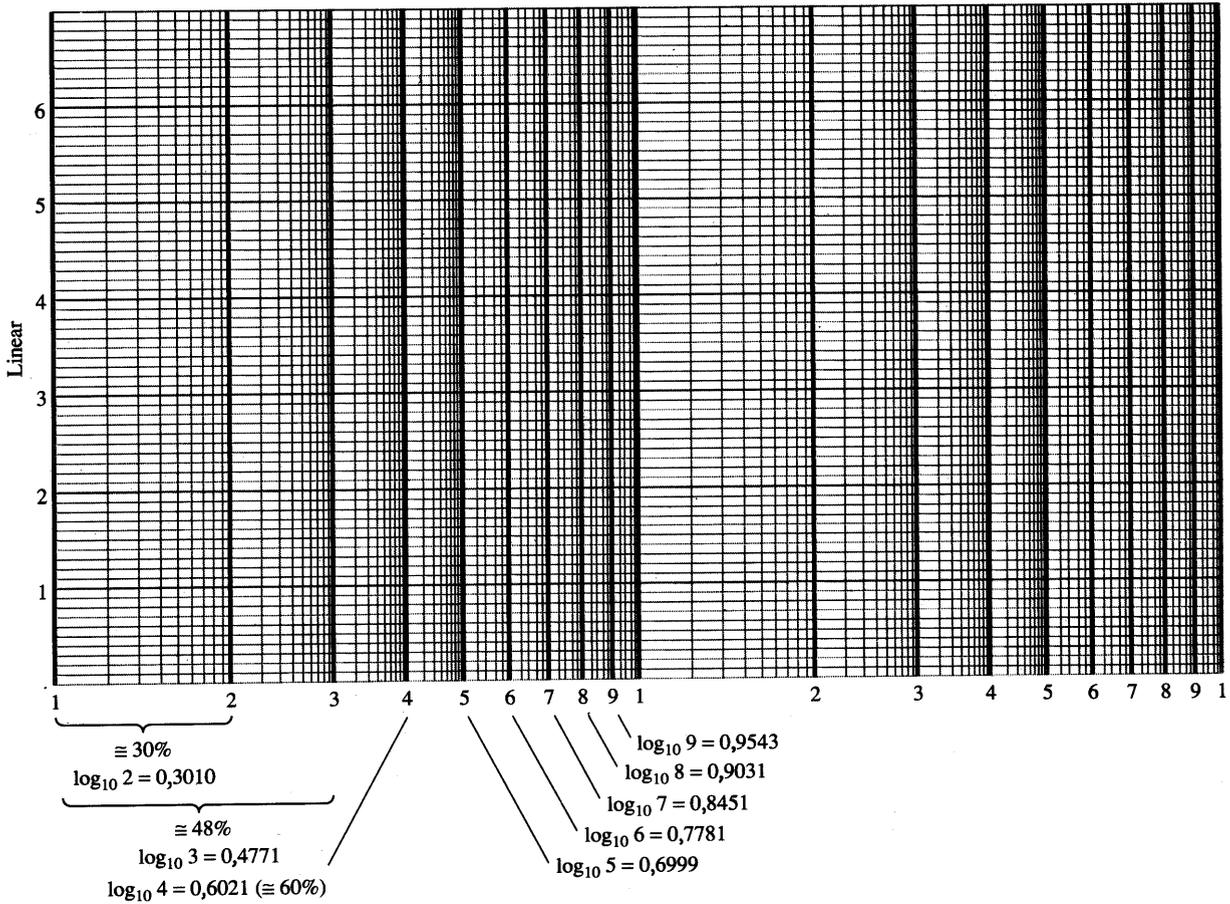


Fig. 11.1 Folha de gráfico semilog.

Saiba que o traçado de uma função em uma escala log pode modificar o aspecto da forma de onda, quando comparado ao traçado em uma escala linear. O traçado de uma função linear em uma escala log pode não resultar em uma reta, enquanto que o traçado de uma função não-linear em uma escala log pode produzir uma linha reta. O importante é que interpretemos os resultados, aprendendo a considerar o espaçamento das Figs. 11.1 e

11.2. Isto será aplicado para alguns dos gráficos log-log apresentados mais tarde no livro.

11.3 DECIBEL

O conceito de *decibel* (dB) e os cálculos associados serão muito empregados nas seções restantes deste capítulo. A origem do

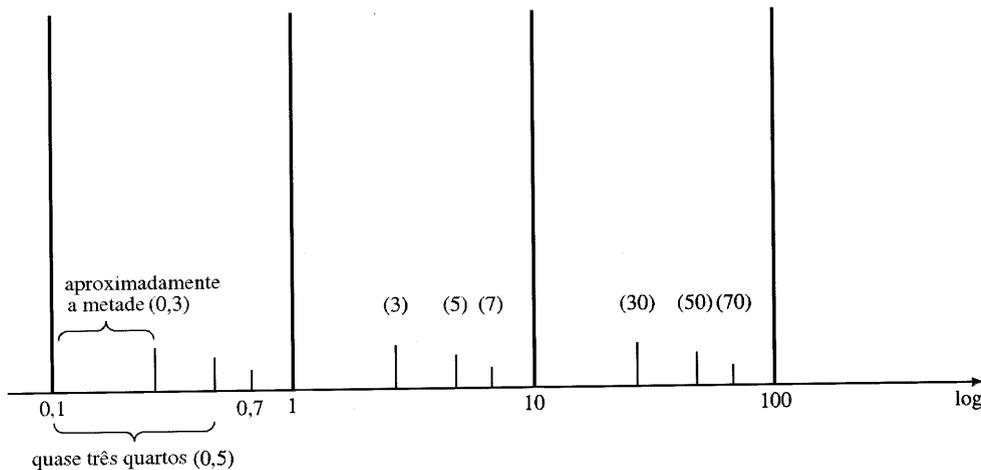


Fig. 11.2 Identificando a posição das marcas em uma escala log.

termo *decibel* resulta do fato de que potência e níveis de áudio são relacionados em base logarítmica. Isto é, um aumento no nível de potência, digamos de 4 para 16 W, não resulta em um aumento no nível de áudio por um fator de 16/4 = 4. O aumento será por um fator de 2, resultado da potência associada ao número 4: $(4)^2 = 16$. Para uma variação de 4 para 64 W, o nível de áudio triplicará, já que $(4)^3 = 64$. Em termos logarítmicos, a relação pode ser escrita por $\log_4 64 = 3$.

Padronizando, o *bel* (B) foi definido pela seguinte equação e relaciona os níveis de potência P_1 e P_2 :

$$G = \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad \text{bel} \quad (11.9)$$

O termo *bel* foi extraído do sobrenome de Alexander Graham Bell.

Considerou-se, entretanto, que a unidade bel produzia números muito pequenos. Por isso, foi definido o decibel (dB), de forma que 10 decibéis = 1 bel. Portanto,

$$G_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad \text{dB} \quad (11.10)$$

As especificações de equipamentos eletrônicos de comunicações (amplificadores, microfones etc.) são normalmente dadas em decibéis. A Equação (11.10) indica claramente, entretanto, que a unidade decibel é uma medida da diferença em amplitude entre *dois* níveis de potência. Para uma potência de saída especificada, (P_2), deve haver um nível de potência de referência (P_1). O nível de referência normalmente considerado é de 1 mW, embora ultimamente se aplique 6 mW como padrão. A resistência associada com o nível 1 mW é 600 Ω, que é o valor da impedância característica das linhas de transmissão de áudio. Quando o nível 1 mW é empregado como nível de referência, o símbolo de decibel adotado é dBm. Na forma de equação,

$$G_{\text{dBm}} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{1 \text{ mW}} \Big|_{600 \Omega} \quad \text{dBm} \quad (11.11)$$

Há uma segunda equação em decibéis também muito utilizada. Pode ser mais bem descrita através do sistema da Fig. 11.3. Para V_i igual a um valor V_1 , $P_1 = V_1^2/R_i$, onde R_i é a resistência de entrada do sistema da Fig. 11.3. Se V_i aumentar para V_2 , então $P_2 = V_2^2/R_i$. Se substituirmos na Eq. (11.10), determinamos a diferença resultante em decibéis entre os níveis de potência,

$$G_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10 \log_{10} \frac{V_2^2/R_i}{V_1^2/R_i} = 10 \log_{10} \left(\frac{V_2}{V_1} \right)^2$$

e

$$G_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} \quad \text{dB} \quad (11.12)$$

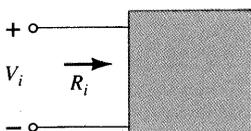


Fig. 11.3 Configuração empregada na discussão da Eq. (11.12).

Freqüentemente, o efeito de impedâncias diferentes ($R_1 \neq R_2$) é ignorado e a Eq. (11.12) aplicada apenas para estabelecer uma base de comparação entre níveis — tensão ou corrente. Para estas situações, a relação em decibel deve ser denominada *ganho de tensão ou corrente em decibéis*, para diferenciá-la do decibel empregado para níveis de potência.

Uma das vantagens da utilização de uma relação logarítmica é a maneira na qual ela pode ser aplicada em estágios em cascata. Por exemplo, o ganho de tensão total de um sistema em cascata é dado por

$$|A_{v_T}| = |A_{v_1}| |A_{v_2}| |A_{v_3}| \cdots |A_{v_n}| \quad (11.13)$$

Aplicando a relação logarítmica apropriada resulta em

$$G_v = 20 \log_{10} |A_{v_T}| \\ = 20 \log_{10} |A_{v_1}| + 20 \log_{10} |A_{v_2}| \\ + 20 \log_{10} |A_{v_3}| + \cdots + 20 \log_{10} |A_{v_n}| \quad (\text{dB}) \quad (11.14)$$

Em palavras, a equação estabelece que o ganho em decibel de um sistema em cascata é simplesmente a soma dos ganhos em dB de cada estágio, ou seja,

$$G_v = G_{v_1} + G_{v_2} + G_{v_3} + \cdots + G_{v_n} \quad \text{dB} \quad (11.15)$$

Com o intuito de desenvolver uma associação entre níveis em dB e ganhos de tensão, montou-se o Quadro 11.2. Observe inicialmente que um ganho de 2 é equivalente a +6 dB, e que uma atenuação de 2 (ganho de 1/2) corresponde a -6 dB. Uma variação em V_o/V_i de 1 para 10, 10 para 100, ou 100 para 1000 é equivalente sempre a um aumento de 20 dB. Quando $V_o = V_i$, $V_o/V_i = 1$, o ganho em dB é 0. Para um ganho altíssimo de 1000, o valor em dB é 60, enquanto que para um ganho muito mais elevado, 10.000, a diferença em dB é de apenas 20 dB, ou seja, 10.000 correspondem a 80 dB — um resultado da relação logarítmica. O Quadro 11.2 revela que ganhos de tensão maiores do que 50 dB podem ser considerados bastante elevados.

QUADRO 11.2

Ganho de Tensão, V_o/V_i	Nível em dB
0,5	-6
0,707	-3
1	0
2	6
10	20
40	32
100	40
1000	60
10.000	80
etc.	

EXEMPLO 11.5

Ache o valor do ganho que corresponde a um ganho em dB de 100.

Solução

Da Eq. (11.10),

$$G_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 100 \text{ dB} \rightarrow \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 10$$

tal que
$$\frac{P_2}{P_1} = 10^{10} = 10.000.000.000$$

Este exemplo demonstra a faixa de valores em dB com que lidamos na prática. Certamente, um cálculo que dê, em decibel, um valor próximo de 100 deve ser questionado imediatamente.

EXEMPLO 11.6

A potência de entrada de um dispositivo é 10.000 W, para uma tensão de 1.000 V. A potência de saída é 500 W e a impedância de saída 20 Ω.

- Ache o ganho de potência em decibéis.
- Ache o ganho de tensão em decibéis.
- As letras (a) e (b) estão de acordo ou não? Explique.

Solução

$$\begin{aligned} \text{(a) } G_{dB} &= 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_i} = 10 \log_{10} \frac{500 \text{ W}}{10 \text{ kW}} \\ &= 10 \log_{10} \frac{1}{20} = -10 \log_{10} 20 \\ &= -10(1,301) = -13,01 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{(b) } G_v &= 20 \log_{10} \frac{V_o}{V_i} = 20 \log_{10} \frac{\sqrt{PR}}{1000} \\ &= 20 \log_{10} \frac{\sqrt{(500 \text{ W})(20 \Omega)}}{1000 \text{ V}} \\ &= 20 \log_{10} \frac{100}{1000} = 20 \log_{10} \frac{1}{10} \\ &= -20 \log_{10} 10 = -20 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\text{(c) } R_i = \frac{V_i^2}{P_i} = \frac{(1 \text{ kV})^2}{10 \text{ kW}} = \frac{10^6}{10^4} = 100 \Omega \neq R_o = 20 \Omega$$

EXEMPLO 11.7

Um amplificador com 40 W de saída é conectado a um alto-falante de 10 Ω.

- Calcule a potência de entrada quando o ganho de potência é de 25 dB.
- Calcule a tensão de entrada quando o ganho de tensão do amplificador é de 40 dB.

Solução

$$\begin{aligned} \text{(a) Eq. (11.10): } 25 &= 10 \log_{10} \frac{40 \text{ W}}{P_i} \Rightarrow P_i \\ &= \frac{40 \text{ W}}{\text{antilog}(2,5)} = \frac{40 \text{ W}}{3,16 \times 10^2} \\ &= \frac{40 \text{ W}}{316} \cong 126,5 \text{ mW} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{(b) } G_v &= 20 \log_{10} \frac{V_o}{V_i} \Rightarrow 40 = 20 \log_{10} \frac{V_o}{V_i} \\ \frac{V_o}{V_i} &= \text{antilog } 2 = 100 \\ V_o &= \sqrt{PR} = \sqrt{(40 \text{ W})(10 \Omega)} = 20 \text{ V} \\ V_i &= \frac{V_o}{100} = \frac{20 \text{ V}}{100} = 0,2 \text{ V} = 200 \text{ mV} \end{aligned}$$

11.4 CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE FREQUÊNCIA

A freqüência do sinal aplicado pode ter um efeito pronunciado na resposta de um circuito simples ou multiestágio. A análise realizada até então baseou-se no espectro de freqüências médias. Em baixas freqüências, não podemos mais substituir os capacitores de acoplamento e de desvio por curtos-circuitos, pois, nesta faixa de freqüência, suas reatâncias não são mais desprezíveis. Em altas freqüências, os parâmetros dependentes da freqüência dos circuitos equivalentes para pequenos sinais, os elementos capacitivos isolados e do circuito irão limitar a resposta do sistema. O aumento do número de estágios em um sistema em cascata irá limitar também tanto a resposta em alta freqüência como a resposta para baixas freqüências.

As curvas de ganho de um amplificador com acoplamento RC, direto e por transformador, são fornecidas na Fig. 11.4. Observe que a escala horizontal é uma escala logarítmica, permitindo a representação das regiões de baixas e altas freqüências. Para cada gráfico, as regiões de baixas, altas e médias freqüências foram definidas. Além disso, os motivos principais da redução do ganho nas altas e baixas freqüências foram indicados dentro de parênteses. Para o amplificador com acoplamento RC, a queda nas altas freqüências é devida ao aumento na reatância de C_c , C_s , ou C_E , e nas baixas freqüências é resultado da capacitância parasita de alguns elementos e do ganho dependente da freqüência dos dispositivos ativos. Para entendermos a queda no ganho em sistemas com acoplamento por transformador, devemos, antes, compreender a "operação de transformação" e o circuito equivalente do transformador. Por enquanto, vamos dizer que é devido ao "curto" (através dos terminais de entrada do transformador) da reatância indutiva em baixas freqüências, ($X_L = 2\pi fL$). O ganho deve, obviamente, ser zero em $f = 0$, já que neste ponto não há um fluxo circulante através do núcleo para induzir o secundário do transformador. Como indicado na Fig. 11.4, a resposta em alta freqüência é controlada principalmente pela capacitância entre as voltas dos enrolamentos primário e secundário. Para o amplificador com acoplamento direto, não há capacitores de acoplamento ou de desvio que proporcionem uma queda no ganho em baixas freqüências. Como indica a figura, trata-se de uma resposta plana até a freqüência de corte superior, que é determinada pelas capacitâncias parasitas do circuito, ou pela dependência do ganho com a freqüência dos dispositivos ativos.

Para cada sistema da Fig. 11.4, há uma faixa de freqüências na qual o valor do ganho é igual ou próximo ao valor nas freqüências médias. Para estabelecer os limites de freqüência em que temos um alto ganho relativo, $0,707 A_{v_{mid}}$ é o ganho escolhido para especificar a freqüência de corte. As freqüências correspondentes f_1 e f_2 são normalmente chamadas de freqüências de *ângulo*, *corte*, *banda*, *quebra*, ou *meia potência*. O fator 0,707 foi escolhido porque neste nível a potência de saída é metade do valor na banda média, isto é, nas médias freqüências,

$$P_{o_{mid}} = \frac{|V_o|^2}{R_o} = \frac{|A_{v_{mid}} V_i|^2}{R_o}$$

e nas freqüências de meia potência,

$$P_{o_{HPF}} = \frac{|0,707 A_{v_{mid}} V_i|^2}{R_o} = 0,5 \frac{|A_{v_{mid}} V_i|^2}{R_o}$$

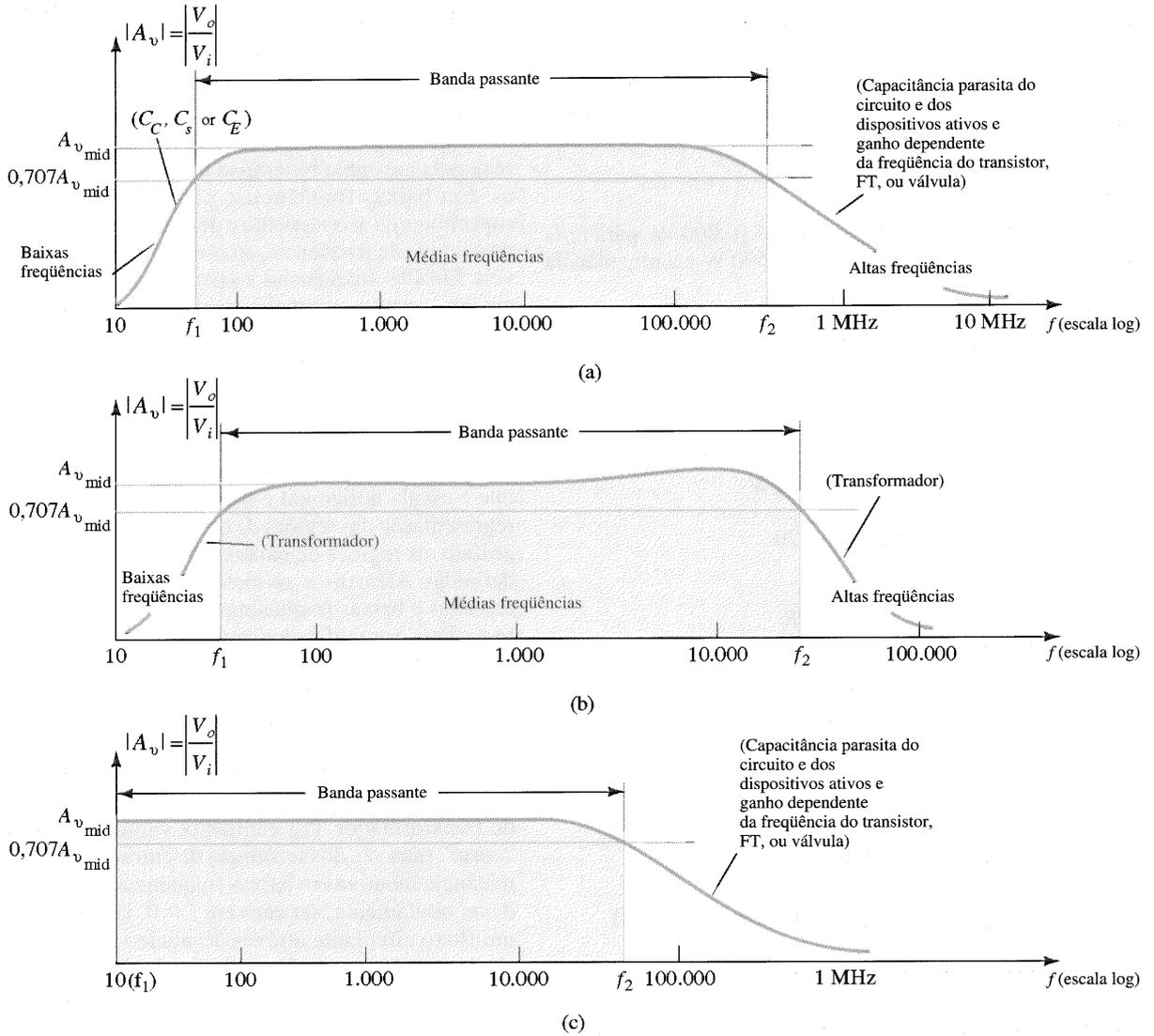


Fig. 11.4 Ganho *versus* frequência para (a) amplificadores com acoplamento RC; (b) amplificadores com acoplamento a transformador; (c) amplificadores com acoplamento direto.

e
$$P_{o_{HPF}} = 0,5P_{o_{mid}} \quad (11.16)$$

A largura de banda (ou banda passante) de cada sistema é determinada por f_1 e f_2 , ou seja,

$$\text{largura de banda (BW)} = f_2 - f_1 \quad (11.17)$$

Nos sistemas de comunicações (áudio e vídeo), um gráfico em decibel do ganho de tensão *versus* frequência é mais adequado do que o que aparece na Fig. 11.4. Antes de se obter o gráfico logarítmico, entretanto, a curva geralmente é normalizada como mostrado na Fig. 11.5. Nesta figura, o ganho em cada frequência é dividido pelo valor do ganho no meio da faixa. Obviamente, o valor normalizado no meio da faixa é 1, como indicado. Nas frequências de meia potência, o nível resultante é $0,707 = 1/\sqrt{2}$. O gráfico em decibel agora pode ser obtido, aplicando-se a Eq. (11.12) da seguinte maneira:

$$\left. \frac{A_v}{A_{v_{mid}}} \right|_{dB} = 20 \log_{10} \frac{A_v}{A_{v_{mid}}} \quad (11.18)$$

Para as frequências no meio da faixa, $20 \log_{10} 1 = 0$, e nas frequências de corte, $20 \log_{10} 1/\sqrt{2} = -3$ dB. Estes valores estão indicados no gráfico da Fig. 11.6. Quanto menor a razão, mais negativo é o nível em dB.

Em grande parte da análise a seguir, o gráfico em decibel só será empregado para as regiões de baixas e altas frequências. Por isso, não esqueça da Fig. 11.6, que permite uma visualização da resposta completa do sistema.

Devemos lembrar-nos que a maioria dos amplificadores introduz um desvio de fase de 180° entre os sinais de entrada e de saída. Na verdade, isto só é válido para as frequências no meio da faixa. Em baixas frequências, o desvio de fase é tal que V_o está retardada em relação a V_i por um ângulo elevado. Em altas frequências, o desvio de fase é menor do que 180° . A Fig. 11.7 mostra uma curva de fase para um amplificador com acoplamento RC.

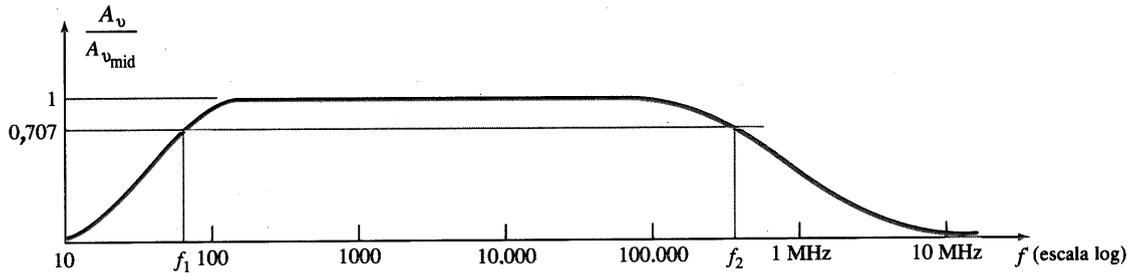


Fig. 11.5 Gráfico do ganho normalizado versus frequência.

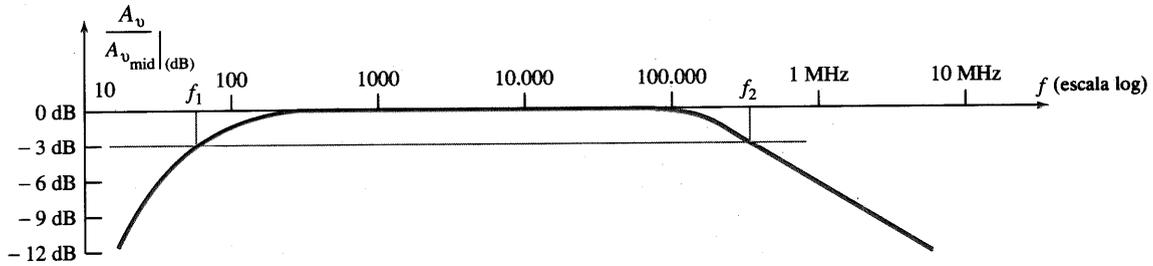


Fig. 11.6 Gráfico do ganho do Fig. 11.5 normalizado em dB versus frequência.

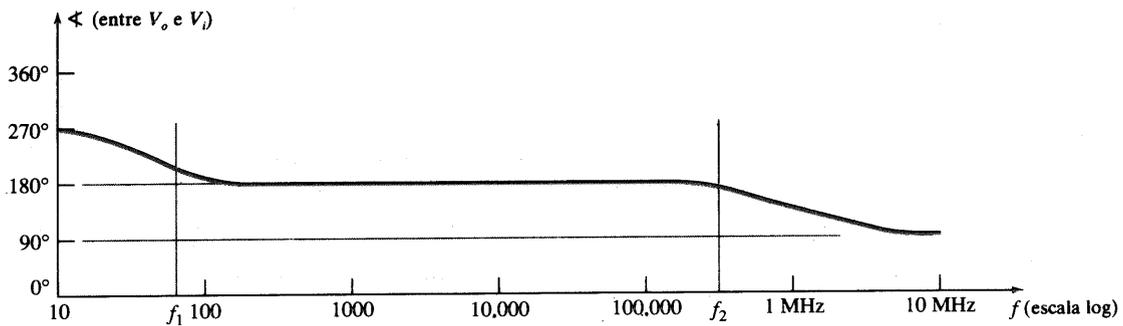


Fig. 11.7 Curva de fase para um amplificador com acoplamento RC.

11.5 ANÁLISE PARA BAIXAS FREQUÊNCIAS — DIAGRAMA DE BODE

Para o amplificador TBJ ou FET de único estágio, nas baixas frequências, quem determina a frequência de corte é a combinação R-C formada pelos capacitores C_o , C_B e C_S e os parâmetros resistivos. Na verdade, pode-se estabelecer para cada elemento capacitivo um circuito R-C semelhante ao da Fig. 11.8, e determinada a frequência na qual a tensão cai a 0,707 do seu valor máximo. Uma vez determinadas as frequências de corte para cada capacitor, a frequência de corte inferior do sistema pode ser levantada.

Nossa análise, portanto, começará com a combinação R-C série da Fig. 11.8 e o desenvolvimento de um método que facilite o máximo possível o traçado da curva de resposta de frequência. Em frequências muito altas,

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \cong 0 \Omega$$

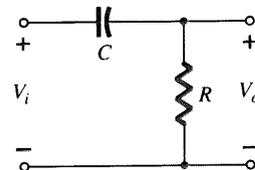


Fig. 11.8 Combinação R-C que definirá a frequência de corte inferior.

e o capacitor pode ser substituído pelo curto-circuito equivalente, como mostrado na Fig. 11.9. O resultado é que $V_o \cong V_i$ para altas frequências. Em $f = 0$ Hz,

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi(0)C} = \infty \Omega$$

e a aproximação de circuito aberto pode ser aplicada, como mostra a Fig. 11.10 com o resultado $V_o = 0$ V.

Entre os dois extremos, a razão $A_v = V_o/V_i$ irá variar da forma mostrada na Fig. 11.11. À medida que a frequência aumenta, a

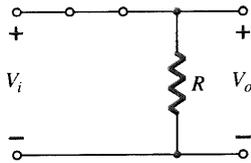


Fig. 11.9 Circuito R-C da Fig. 11.8 em frequências muito altas.

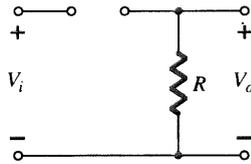


Fig. 11.10 Circuito R-C da Fig. 11.8 em $f = 0$ Hz.

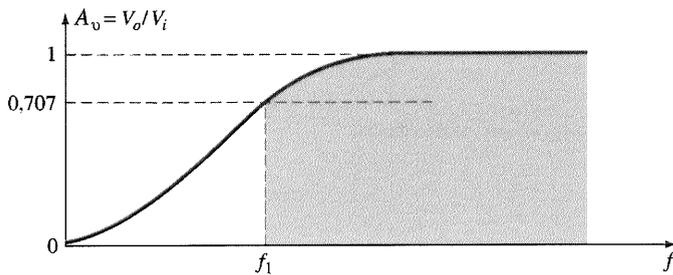


Fig. 11.11 Resposta do circuito R-C da Fig. 11.8 em baixas frequências.

reatância capacitiva diminui, e maior é a porção da tensão de entrada que aparece através dos terminais de saída.

As tensões de saída e entrada são relacionadas pela regra do divisor de tensão:

$$V_o = \frac{RV_i}{R + X_C}$$

com a amplitude de V_o determinada por

$$V_o = \frac{RV_i}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

Para o caso especial em que $X_C = R$,

$$V_o = \frac{RV_i}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{RV_i}{\sqrt{R^2 + R^2}} = \frac{RV_i}{\sqrt{2R^2}} = \frac{RV_i}{\sqrt{2}R} = \frac{1}{\sqrt{2}}V_i$$

e
$$|A_v| = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707|_{X_C=R} \quad (11.19)$$

que é o valor indicado na Fig. 11.11. Em outras palavras, na frequência em que $X_C = R$, a saída será 70,7% da entrada para o circuito da Fig. 11.8.

A frequência em que isto ocorre é determinada de

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_1 C} = R$$

e
$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (11.20)$$

Em logaritmo,

$$G_v = 20 \log_{10} A_v = 20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{2}} = -3 \text{ dB}$$

e para $A_v = V_o/V_i = 1$ ou $V_o = V_i$ (o valor máximo),

$$G_v = 20 \log_{10} 1 = 20(0) = 0 \text{ dB}$$

Na Fig. 11.6 verificamos que há uma queda de 3 dB no ganho em relação ao valor no meio da faixa, quando $f = f_1$. Posteriormente iremos constatar que um circuito RC irá determinar frequência de corte inferior para um TBJ, e f_1 será especificada pela Eq. (11.20).

Se a equação do ganho for escrita por

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{R - jX_C} = \frac{1}{1 - j(X_C/R)} = \frac{1}{1 - j(1/\omega CR)} = \frac{1}{1 - j(1/2\pi fCR)}$$

e considerando a frequência definida acima,

$$A_v = \frac{1}{1 - j(f_1/f)} \quad (11.21)$$

Na forma de amplitude e fase,

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}} \underbrace{\tan^{-1}(f_1/f)}_{\text{diferença de fase entre } V_o \text{ e } V_i} \quad (11.22)$$

Para a amplitude, quando $f = f_1$,

$$|A_v| = \frac{1}{\sqrt{1 + (1)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 \rightarrow -3 \text{ dB}$$

Em logaritmo, o ganho em dB é

$$\begin{aligned} A_{v(\text{dB})} &= 20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}} \\ &= -20 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{f_1}{f} \right)^2 \right]^{1/2} \\ &= -\left(\frac{1}{2}\right)(20) \log_{10} \left[1 + \left(\frac{f_1}{f} \right)^2 \right] \\ &= -10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{f_1}{f} \right)^2 \right] \end{aligned}$$

Para frequências em que $f \ll f_1$ ou $(f_1/f)^2 \gg 1$, a equação acima pode ser aproximada por

$$A_{v(\text{dB})} = -10 \log_{10} \left(\frac{f_1}{f} \right)^2$$

e finalmente,

$$A_{v(\text{dB})} = -20 \log_{10} \frac{f_1}{f} \quad f \ll f_1 \quad (11.23)$$

Ignorando a condição $f \ll f_1$ temporariamente, o gráfico da Eq. (11.23) em uma escala log de frequência produzirá resultados muito utilizados em futuros gráficos em decibel.

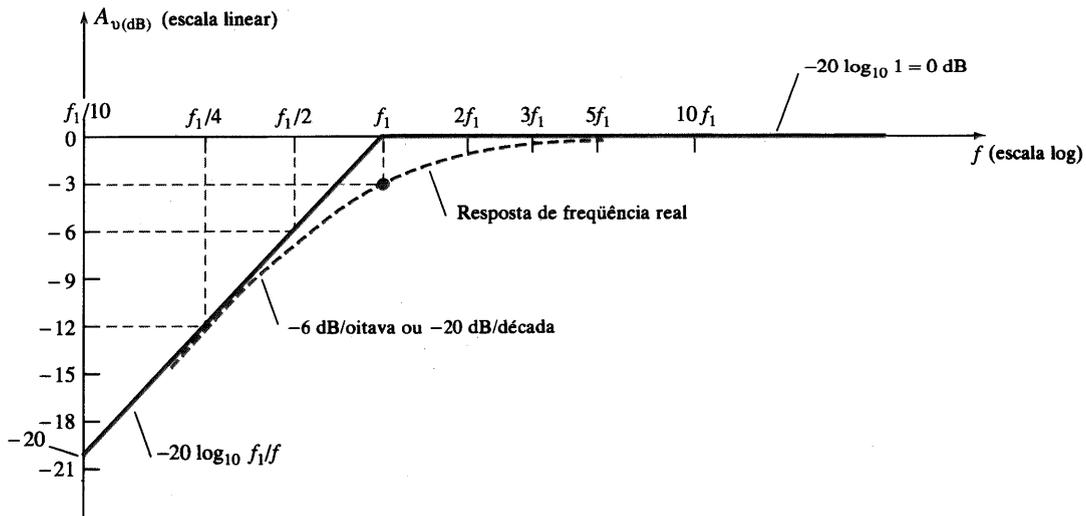


Fig. 11.12 Diagrama de Bode para a região de baixas frequências.

Em $f = f_1$: $\frac{f_1}{f} = 1$ e $-20 \log_{10} 1 = 0 \text{ dB}$

Em $f = \frac{1}{2}f_1$: $\frac{f_1}{f} = 2$ e $-20 \log_{10} 2 \cong -6 \text{ dB}$

Em $f = \frac{1}{4}f_1$: $\frac{f_1}{f} = 4$ e $-20 \log_{10} 4 \cong -12 \text{ dB}$

Em $f = \frac{1}{10}f_1$: $\frac{f_1}{f} = 10$ e $-20 \log_{10} 10 = -20 \text{ dB}$

A representação destes pontos está indicada na Fig. 11.12 de $0,1f_1$ até f_1 . Observe que estes resultados fornecem uma reta, quando colocados em uma escala log. Na mesma figura, é desenhada outra reta para a condição de 0dB em que $f \gg f_1$. Como afirmado anteriormente, os segmentos de reta (assíntotas) são precisos quando $f_1 \gg f$, para a reta horizontal, e quando $f \gg f_1$, para a reta inclinada. Sabemos, entretanto, que quando $f = f_1$, há uma queda de 3dB no ganho em relação ao valor no meio da faixa. Utilizando este fato, associado ao traçado dos segmentos de reta, conseguimos levantar um gráfico razoavelmente exato da resposta de frequência, como indicado na mesma figura. O gráfico de assíntotas com pontos de quebra associados é chamado de *diagrama de Bode da amplitude versus frequência*.

Os cálculos acima e a própria curva indicam claramente que:

Multiplicando-se a frequência por dois, equivalente a uma oitava, resulta em uma alteração de 6dB no ganho, como pode ser observado de $f_1/2$ para f_1 .

Como pode ser observado pelo aumento no ganho de $f_1/2$ para f_1 .

Para uma variação de 10:1 na frequência, equivalente a uma década, há uma variação de 20 dB no ganho, como pode ser notado de $f_1/10$ para f_1 .

A partir de agora, portanto, pode-se obter facilmente um gráfico em decibel para uma função com o formato da Eq. (11.23). Primeiro determine f_1 do circuito, e depois esboce duas assíntotas

— uma ao longo da reta de 0 dB, e a outra passando por f_1 com uma inclinação de 6 dB/oitava ou 20 dB/década. Finalmente, ache o ponto de 3 dB em f_1 e esboce a curva.

EXEMPLO 11.8

Para o circuito da Fig. 11.13:

- (a) Determine a frequência de corte.
- (b) Esboce as assíntotas e localize o ponto de -3 dB.
- (c) Esboce a curva de resposta de frequência.

Solução

(a) $f_1 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{(6,28)(5 \times 10^3 \Omega)(0,1 \times 10^{-6} \text{ F})} \cong 318,5 \text{ Hz}$

(b) e (c). Ver Fig. 11.14.

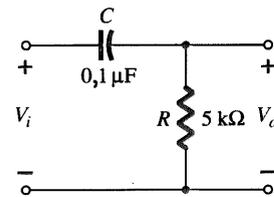


Fig. 11.13 Problema 11.8.

O ganho em qualquer frequência pode então ser determinado do gráfico de frequência da seguinte maneira:

$$A_{v(dB)} = 20 \log_{10} \frac{V_o}{V_i}$$

mas

$$\frac{A_{v(dB)}}{20} = \log_{10} \frac{V_o}{V_i}$$

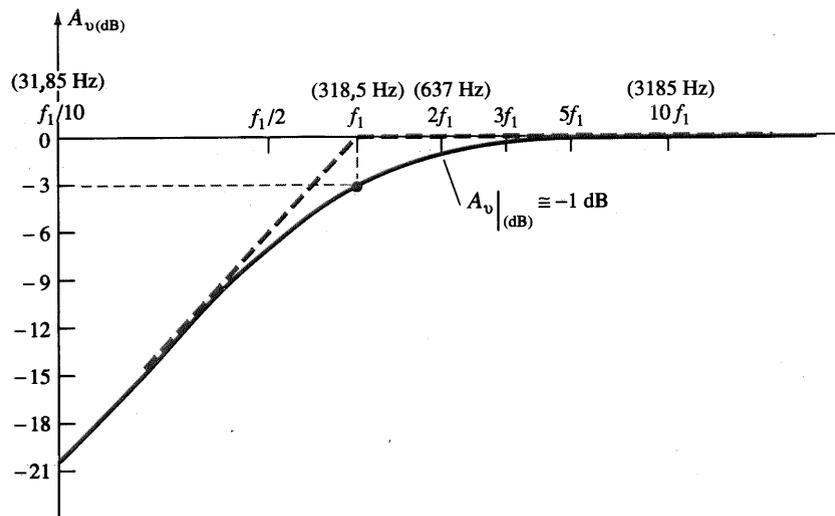


Fig. 11.14 Resposta de frequência para o circuito R-C da Fig. 11.13.

e

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = 10^{\left(\frac{A_v(\text{dB})}{20}\right)} \quad (11.24)$$

Por exemplo, se $A_{v(\text{dB})} = -3 \text{ dB}$.

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = 10^{(-3/20)} = 10^{(-0,15)} \cong 0,707 \quad \text{como esperado}$$

O valor de $10^{-0,15}$ é determinado utilizando-se a função 10^x encontrada na maioria das calculadoras científicas.

Da Fig. 11.14, $A_{v(\text{dB})} \cong -1 \text{ dB}$ em $f = 2f_1 = 637 \text{ Hz}$. O ganho neste ponto é

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = 10^{\left(\frac{-1}{20}\right)} = 10^{(-1/20)} = 10^{(-0,05)} = 0,891$$

e $V_o = 0,891V_i$

ou V_o é 89,1% de V_i em $f = 637 \text{ Hz}$.

O ângulo de fase, θ , é determinado de

$$\theta = \tan^{-1} \frac{f_1}{f} \quad (11.25)$$

da Eq. (11.22).

Para frequências $f \ll f_1$,

$$\theta = \tan^{-1} \frac{f_1}{f} \rightarrow 90^\circ$$

Por exemplo, se $f_1 = 100f$,

$$\theta = \tan^{-1} \frac{f_1}{f} = \tan^{-1}(100) = 89,4^\circ$$

Para $f = f_1$,

$$\theta = \tan^{-1} \frac{f_1}{f} = \tan^{-1}1 = 45^\circ$$

Para $f \gg f_1$:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{f_1}{f} \rightarrow 0^\circ$$

Por exemplo, se $f = 100f_1$,

$$\theta = \tan^{-1} \frac{f_1}{f} = \tan^{-1}0,01 = 0,573^\circ$$

O gráfico de $\theta = \tan^{-1}(f_1/f)$ é mostrado na Fig. 11.15. Se adicionarmos o deslocamento da fase de 180° introduzido por um amplificador, será obtido o gráfico da fase de Fig. 11.7. A resposta da amplitude e fase para uma combinação R-C foi agora

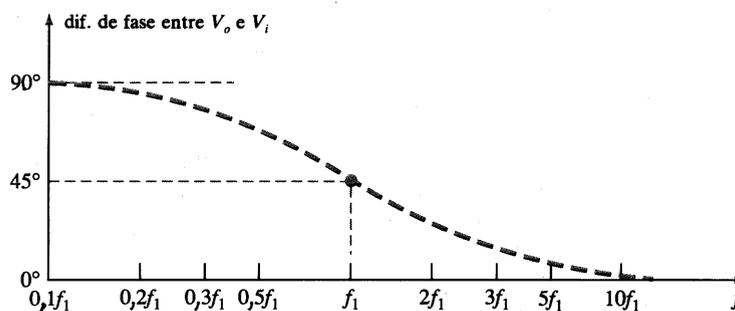


Fig. 11.15 Resposta de fase para o circuito R-C da Fig. 11.8.

estabelecida. Na Seção 11.6, todo capacitor com uma função importante no circuito, na região de baixas freqüências, será redesenhado em uma configuração R-C. A freqüência de corte será determinada para cada configuração, com o objetivo de levantarmos a resposta em baixas freqüências do amplificador TBJ.

11.6 RESPOSTA EM BAIXAS FREQÜÊNCIAS — AMPLIFICADOR TBJ

A análise desta seção empregará a configuração de polarização por divisor de tensão com carga, mas os resultados obtidos podem ser aplicados a qualquer configuração do TBJ. Será necessário apenas encontrar a resistência equivalente apropriada para a combinação R-C. Para o circuito da Fig. 11.16, os capacitores C_s , C_C , e C_E determinarão a resposta em baixas freqüências. Examinaremos, agora, o efeito de cada um, independentemente, na ordem listada.

C_s

Como C_s está normalmente conectado entre a fonte aplicada e o dispositivo ativo, a forma geral da configuração R-C é estabelecida pelo circuito da Fig. 11.17. A resistência total é agora $R_s + R_i$ e a freqüência de corte determinada utilizando o procedimento descrito na Seção 11.5 é

$$f_{L_s} = \frac{1}{2\pi R_s + R_i C_s} \quad (11.26)$$

Nas freqüências médias e altas, a reatância do capacitor será pequena o suficiente para considerarmos o elemento um curto-circuito. A relação entre V_i e V_s será, portanto,

$$V_i|_{mid} = \frac{R_i V_s}{R_i + R_s} \quad (11.27)$$

Em f_{L_s} a tensão será 70,7% do valor determinado pela Eq. (11.27), assumindo que C_s é o único elemento capacitivo controlando a resposta em baixas freqüências.

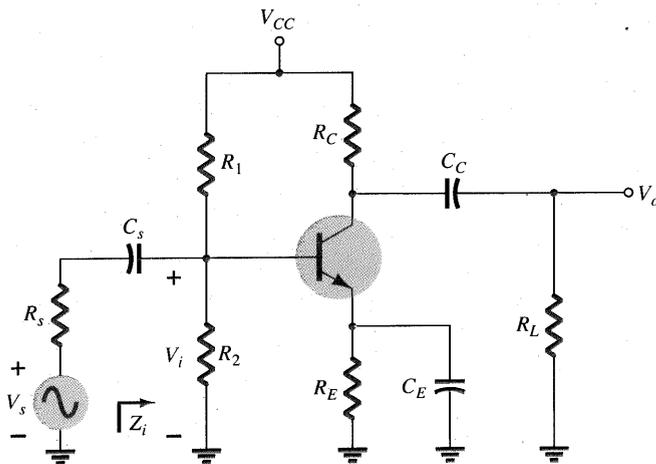


Fig. 11.16 Amplificador TBJ com carga, com capacitores que afetam a resposta em baixas freqüências.

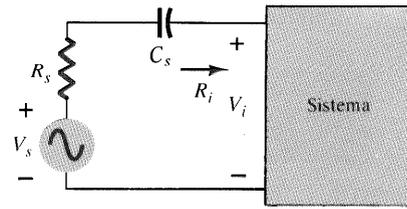


Fig. 11.17 Determinando o efeito de C_s na resposta em baixas freqüências.

Quando analisarmos os efeitos de C_s no circuito da Fig. 11.16, devemos considerar que C_E e C_C estão operando da forma esperada, pois do contrário a análise tornar-se-ia impraticável. Ou seja, consideramos que os valores das reatâncias de C_E e C_C permitem o emprego de um curto-circuito equivalente, quando comparadas às outras impedâncias em série. Utilizando esta hipótese, o circuito equivalente ac para a entrada do circuito da Fig. 11.16 é da forma mostrada na Fig. 11.18.

O valor de R_i para a Eq. (11.26) é determinado por

$$R_i = R_1 || R_2 || \beta r_e \quad (11.28)$$

A tensão V_i aplicada na entrada do dispositivo ativo pode ser calculada utilizando a regra do divisor de tensão:

$$V_i = \frac{R_i V_s}{R_s + R_i - jX_{C_s}} \quad (11.29)$$

C_C

Como o capacitor de acoplamento está normalmente conectado entre a saída do dispositivo ativo e a carga aplicada, a configuração R-C que determina a freqüência de corte inferior devido a C_C aparece na Fig. 11.19. Da Fig. 11.19, a resistência total em série

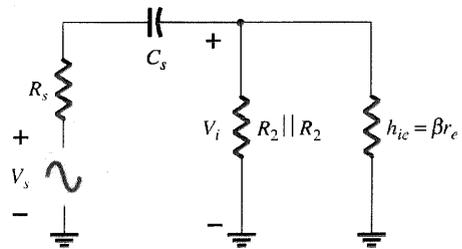


Fig. 11.18 Equivalente ac localizado para C_s .

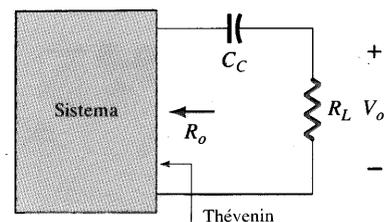


Fig. 11.19 Determinando o efeito de C_C na resposta em baixas freqüências.

é agora $R_o + R_L$ e a frequência de corte inferior devido a C_C é determinada por

$$f_{L_C} = \frac{1}{2\pi(R_o + R_L)C_C} \quad (11.30)$$

Ignorando os efeitos de C_C e C_E , a tensão da saída V_o em f_{L_C} será 70,7% do seu valor no meio da faixa. Para o circuito da Fig. 11.16, o circuito equivalente ac para a saída, com $V_i = 0$ V, aparece na Fig. 11.20. Portanto, o valor resultante para R_o na Eq. (11.30) é, simplesmente,

$$R_o = R_C \parallel r_o \quad (11.31)$$

C_E

Para determinar f_{L_E} , o circuito “visto” por C_E deve ser determinado como mostra a Fig. 11.21. Uma vez estabelecido o valor de R_s , a frequência de corte devido a C_E pode ser determinada utilizando-se a seguinte equação:

$$f_{L_E} = \frac{1}{2\pi R_s C_E} \quad (11.32)$$

Para o circuito da Fig. 11.16, o equivalente ac “visto” por C_E aparece na Fig. 11.22. Portanto, o valor de R_s é determinado por

$$R_s = R_E \parallel \left(\frac{R_s}{\beta} + r_e \right) \quad (11.33)$$

onde $R'_s = R_s \parallel R_1 \parallel R_2$.

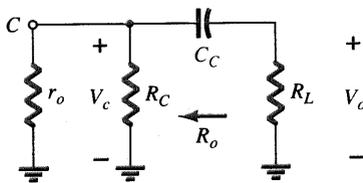


Fig. 11.20 Equivalente ac localizado para C_C com $V_i = 0$ V.

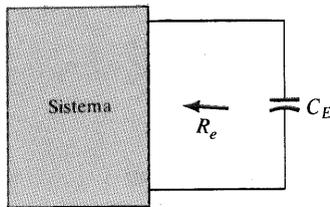


Fig. 11.21 Determinando o efeito de C_E na resposta em baixas frequências.

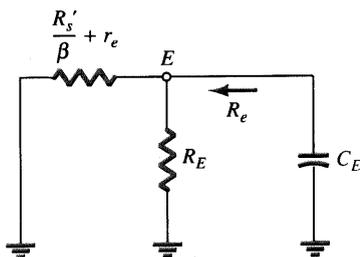


Fig. 11.22 Equivalente ac localizado para C_E .

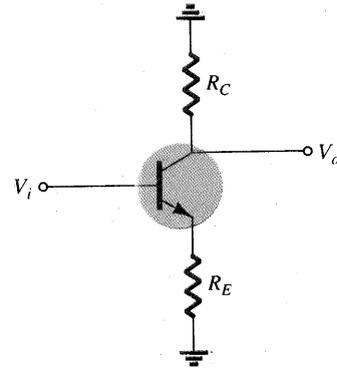


Fig. 11.23 Circuito empregado para descrever o efeito de C_E sobre o ganho do amplificador.

O efeito de C_E no ganho é mais bem descrito de maneira quantitativa, lembrando-se de que o ganho para a configuração da Fig. 11.23 é dado por

$$A_v = \frac{-R_C}{r_e + R_E}$$

Obviamente, o ganho máximo ocorre quando R_E é zero ohm. Em baixas frequências, com o capacitor de desvio C_E em seu estado equivalente de “circuito aberto”, todo o valor de R_E aparece na equação acima, resultando no ganho mínimo. À medida que a frequência aumenta, a reatância do capacitor C_E diminui, reduzindo a impedância do paralelo entre R_E e C_E até chegar a zero, quando a C_E se torna um curto. O resultado é um ganho máximo no meio da faixa determinado por $A_v = -R_C/r_e$. Em f_{L_E} o ganho será 3 dB abaixo do valor no meio da faixa determinado com R_E “em curto”.

Antes de prosseguir, não esqueça de que C_s , C_C e C_E afetarão a resposta apenas em baixas frequências. Para as frequências no meio da faixa, os capacitores serão considerados curtos-circuitos. Embora os capacitores afetem o ganho em faixas de frequências semelhantes, a frequência de corte inferior mais alta determinada por C_s , C_C ou C_E terá o maior impacto sobre a resposta. Isto porque é a última frequência de corte antes do meio da faixa. Se as frequências estão relativamente distantes entre si, a frequência de corte mais alta determinará a frequência de corte inferior do sistema. Se houver duas ou mais frequências de corte “altas”, o resultado será o aumento da frequência de corte inferior e a redução da banda passante resultante do sistema. Em outras palavras, há uma interação entre elementos capacitivos que pode afetar a frequência de corte inferior do sistema. Entretanto, se as frequências de corte estabelecidas por cada capacitor diferirem suficientemente entre si, o efeito de uma sobre a outra pode ser desprezado — fato demonstrado no seguinte exemplo:

EXEMPLO 11.9

(a) Determine a frequência de corte inferior para o circuito da Fig. 11.16, utilizando os seguintes parâmetros:

- $C_s = 10 \mu\text{F}$, $C_E = 20 \mu\text{F}$, $C_C = 1 \mu\text{F}$
- $R_s = 1 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 40 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$,
- $R_E = 2 \text{ k}\Omega$, $R_C = 4 \text{ k}\Omega$,
- $R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$
- $\beta = 100$, $r_o = \infty \Omega$, $V_{CC} = 20 \text{ V}$

(b) Esboce a resposta de freqüência utilizando um diagrama de Bode.

Solução

(a) Determinando r_e para as condições de:

$$\beta R_E = (100)(2 \text{ k}\Omega) = 200 \text{ k}\Omega \gg 10R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

O resultado é:

$$V_B \cong \frac{R_2 V_{CC}}{R_2 + R_1} = \frac{10 \text{ k}\Omega (20 \text{ V})}{10 \text{ k}\Omega + 40 \text{ k}\Omega} = \frac{200 \text{ V}}{50} = 4 \text{ V}$$

$$\text{com } I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{4 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = \frac{3,3 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 1,65 \text{ mA}$$

$$\text{tal que } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{1,65 \text{ mA}} \cong 15,76 \Omega$$

$$\text{e } \beta r_e = 100(15,76 \Omega) = 1576 \Omega = 1,576 \text{ k}\Omega$$

Ganho no meio da faixa:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-R_C || R_L}{r_e} = -\frac{(4 \text{ k}\Omega) || (2,2 \text{ k}\Omega)}{15,76 \Omega} \cong -90$$

A impedância de entrada

$$\begin{aligned} Z_i &= R_i = R_1 || R_2 || \beta r_e \\ &= 40 \text{ k}\Omega || 10 \text{ k}\Omega || 1,576 \text{ k}\Omega \\ &\cong 1,32 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

e da Fig. 11.24,

$$V_i = \frac{R_i V_s}{R_i + R_s}$$

$$\text{ou } \frac{V_i}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} = \frac{1,32 \text{ k}\Omega}{1,32 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} = 0,569$$

$$\begin{aligned} \text{tal que } A_v &= \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \frac{V_i}{V_s} = (-90)(0,569) \\ &= -51,21 \end{aligned}$$

C_s :

$$R_i = R_1 || R_2 || \beta r_e = 40 \text{ k}\Omega || 10 \text{ k}\Omega || 1,576 \text{ k}\Omega \cong 1,32 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} f_{L_s} &= \frac{1}{2\pi(R_s + R_i)C_s} = \frac{1}{(6,28)(1 \text{ k}\Omega + 1,32 \text{ k}\Omega)(10 \mu\text{F})} \\ f_{L_s} &\cong 6,86 \text{ Hz} \end{aligned}$$

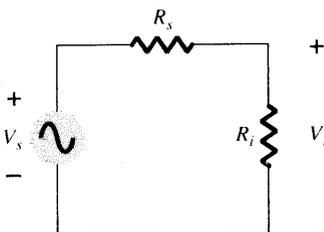


Fig. 11.24 Determinando o efeito de R_s no ganho A_{v_s} .

Para a verificação do resultado calculado, utilizaremos o PSpice na análise do circuito, com os nós definidos na Fig. 11.25. O arquivo de entrada da Fig. 11.26 revela que a resposta é devida somente a C_s , com C_C e C_E introduzidos com um valor muito alto, 1 Farad, para garantir a aproximação de curto-circuito. O valor de V_s foi ajustado em 1 mV para possibilitar que V_o seja facilmente comparável ao ganho do sistema.

A resposta da Fig. 11.27 revela, claramente, que a freqüência de corte determinada por C_s é muito próxima a 7 Hz. O nível no corte vem de (0,707) (51,21 mV) = 36,21 mV. Observe que a resposta traçada utiliza uma escala log para a freqüência e uma escala linear para a tensão da saída $V_o = V(7,0)$.

C_C :

$$\begin{aligned} f_{L_c} &= \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C_C} \\ &= \frac{1}{(6,28)(4 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega)(1 \mu\text{F})} \\ &\cong 25,68 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Para examinar os efeitos de C_C , o arquivo de entrada da Fig. 11.26 é modificado de forma que $CC = 1 \mu\text{F}$ com $CS = 1 \text{ F}$ e $CE = 1 \text{ F}$. O resultado é o arquivo de saída da Fig. 11.28, comprovando o resultado obtido acima.

C_E :

$$\begin{aligned} R'_s &= R_s || R_1 || R_2 = 1 \text{ k}\Omega || 40 \text{ k}\Omega || 10 \text{ k}\Omega \cong 0,889 \text{ k}\Omega \\ R_e &= R_E || \left(\frac{R'_s}{\beta} + r_e \right) = 2 \text{ k}\Omega || \left(\frac{0,889 \text{ k}\Omega}{100} + 15,76 \Omega \right) \\ &= 2 \text{ k}\Omega || (8,89 \Omega + 15,76 \Omega) \\ &= 2 \text{ k}\Omega || 24,65 \Omega \cong 24,35 \Omega \\ f_{L_E} &= \frac{1}{2\pi R_e C_E} = \frac{1}{(6,28)(24,35 \Omega)(20 \mu\text{F})} \\ &= \frac{10^6}{3058,36} \cong 327 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Para C_E , o arquivo de entrada da Fig. 11.26 é modificado de forma que $CE = 20 \mu\text{F}$ com $CS = 1 \text{ F}$ e $CC = 1 \text{ F}$. A resposta da Fig. 11.29 comprova o resultado teórico. O fato de f_{L_E} ser significativamente maior do que f_{L_s} ou f_{L_c} sugere que a resposta em baixas freqüências do sistema completo será resultado quase que exclusivamente do comportamento de C_E . Para verificar a precisão de nossa hipótese, foi obtido na Fig. 11.30 o traçado para o circuito completo. Observe a estreita semelhança com o gráfico da Fig. 11.29, onde a única diferença visível é um ganho maior em freqüências mais baixas.

(b) Foi mencionado antes que os gráficos em dB são, em geral, normalizados dividindo-se o ganho de tensão A_v pelo valor do ganho no meio da faixa. Na Fig. 11.16, o valor do ganho no meio da faixa é 51,21 e naturalmente a razão $|A_v/A_{v_{mid}}|$ será 1 para esta região. O resultado é uma assíntota em 0 dB para a região central do espectro, como mostrado na Fig. 11.31 Definindo f_{L_c} como a nossa freqüência de corte inferior, pode-se desenhar uma assíntota de -6 dB/oitava em f_i , como mostra a Fig. 11.31, para formar o diagrama de Bode e a envoltória da resposta real. Em f_i a curva real é -3 dB abaixo do valor no meio da faixa (lembran-

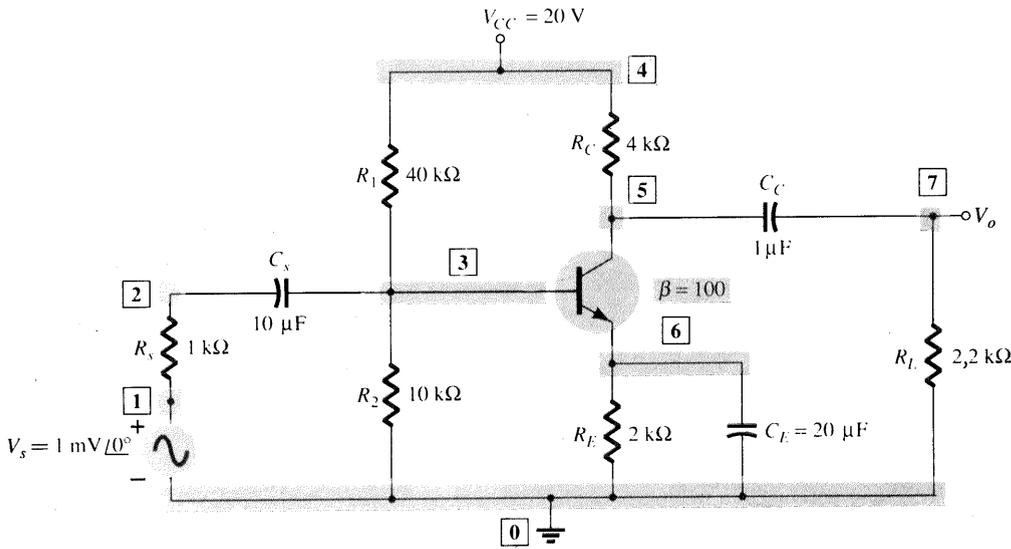


Fig. 11.25 Definindo os nós do circuito da Fig. 11.16 para a análise com PSpice.

```

Frequency response of BJT circuit - Fig. 11.25 (Effect of Cs only)
****   CIRCUIT DESCRIPTION
*****
VCC 4 0 20V
RB1 4 3 40K
RB2 3 0 10K
RC 4 5 4K
RE 6 0 2K
RS 2 1 1K
RL 7 0 2.2K
*CE and CC made very large(so they have no effect)
CS 2 3 10UF
CE 6 0 1F
CC 5 7 1F
Q1 5 3 6 QN
.MODEL QN NPN(BF=100 IS=5E-15)
VS 1 0 AC 1M
.AC LIN 100 1HZ 100HZ
.PROBE
.OPTIONS NOPAGE
.END
  
```

Fig. 11.26 Determinando o efeito de C_s na resposta para baixas frequências de um amplificador TBJ.

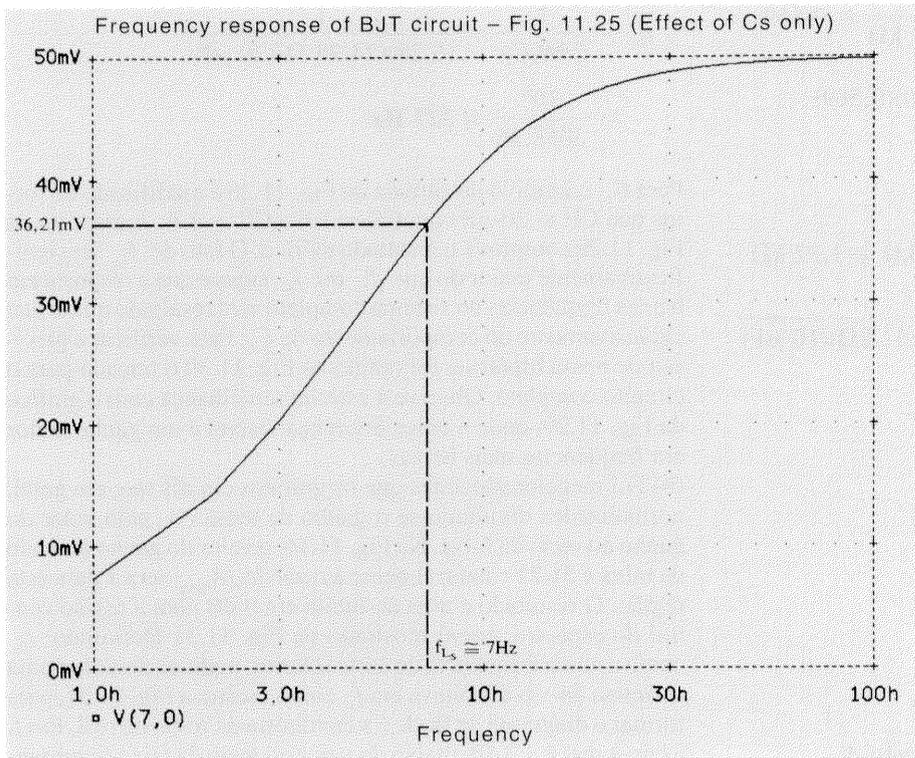


Fig. 11.27

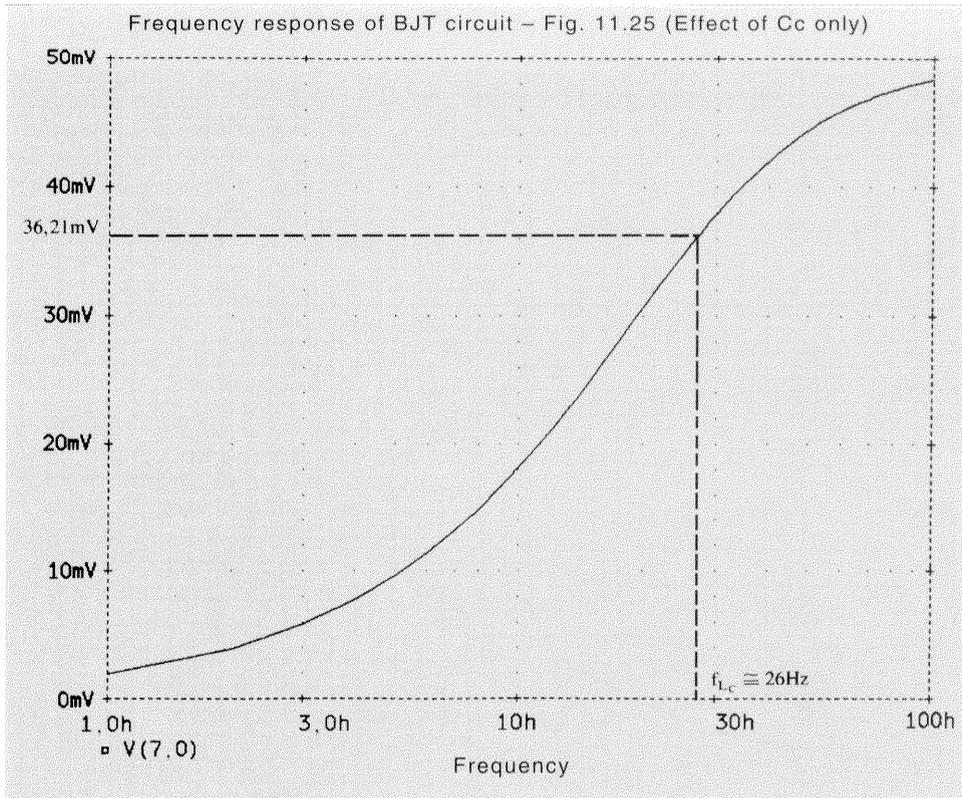


Fig. 11.28 Contribuição de C_c na resposta para baixas freqüências do amplificador TBJ da Fig. 11.25.

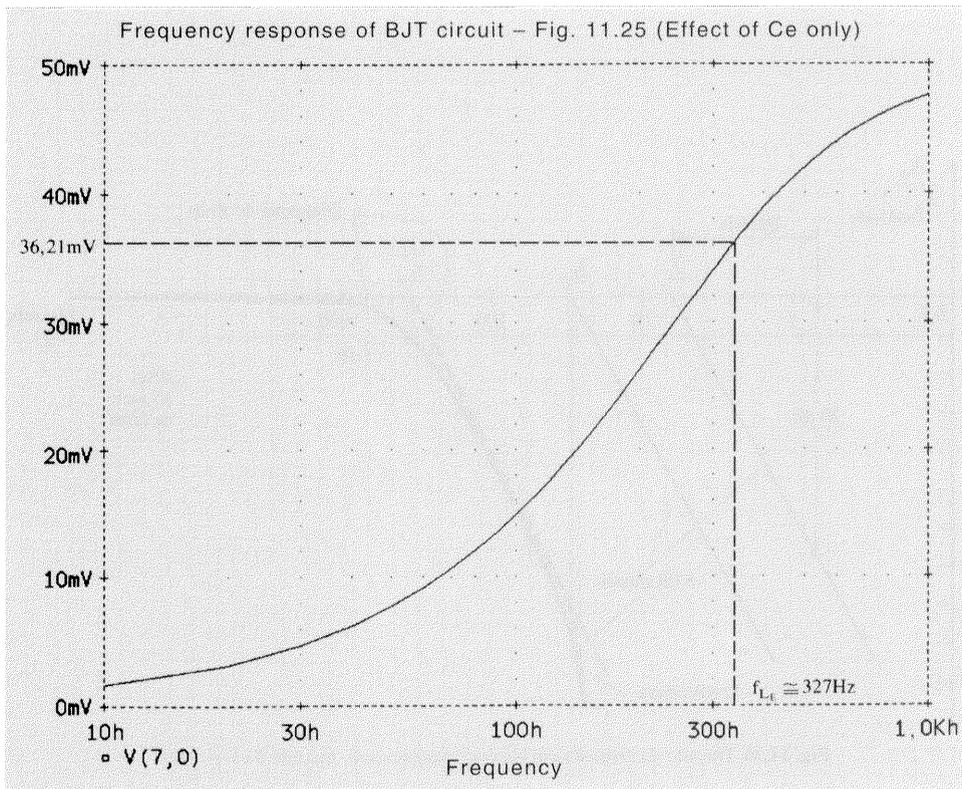


Fig. 11.29 Contribuição de C_e na resposta para baixas freqüências do amplificador TBJ da Fig. 11.25.

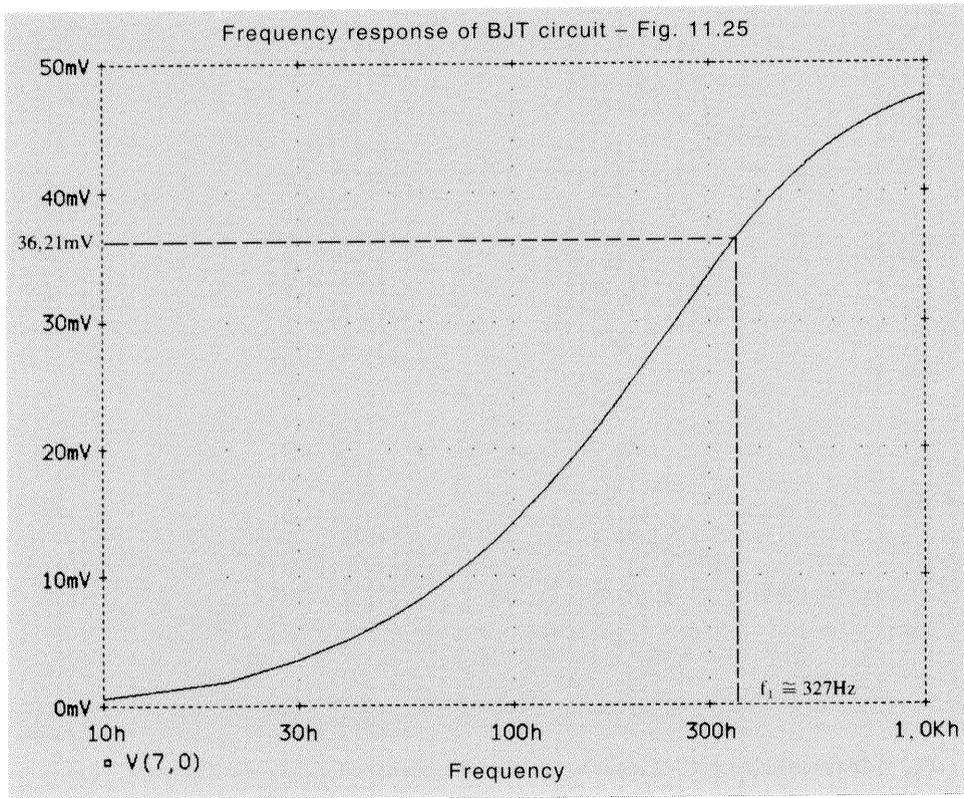


Fig. 11.30 Efeito de C_v , C_C e C_E sobre a resposta em baixas frequências do amplificador TBJ da Fig. 11.25.

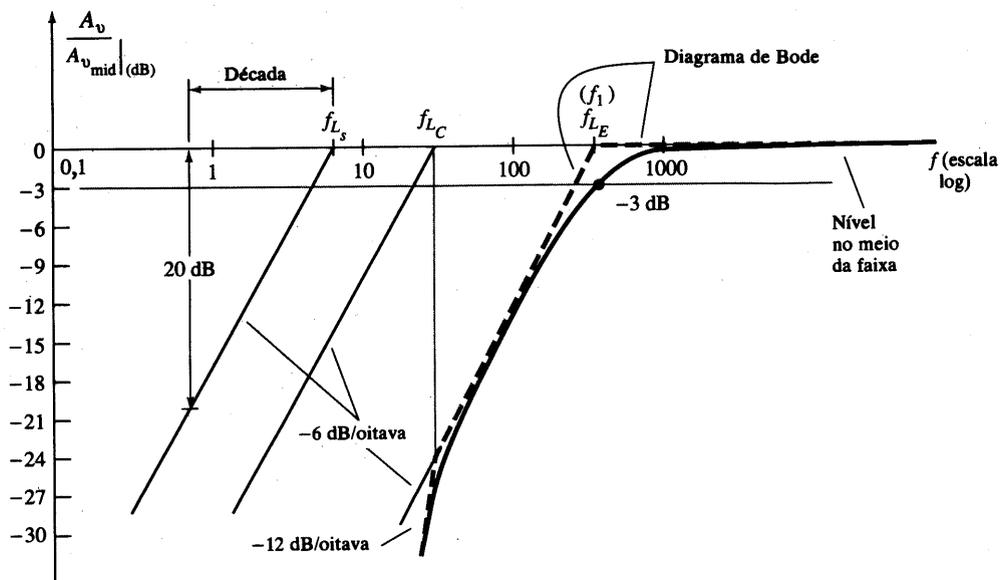


Fig. 11.31 Traçado da resposta em baixas frequências do circuito da Fig. 11.9.

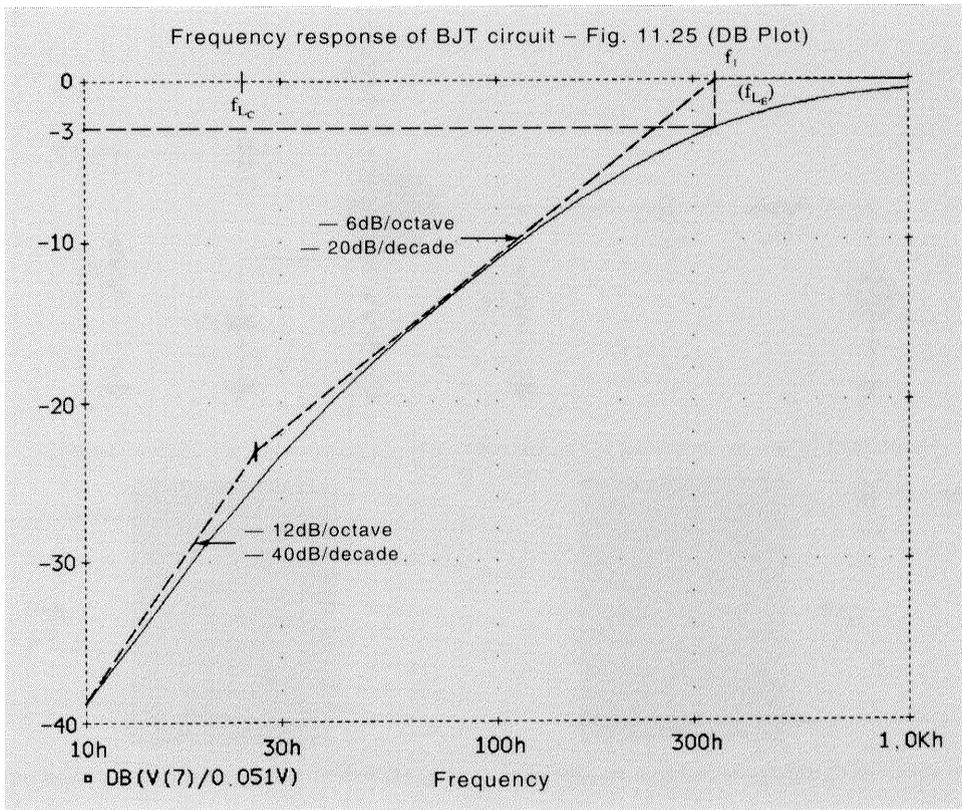


Fig. 11.32 Gráfico em dB da resposta em baixas freqüências do amplificador TBJ da Fig. 11.25.

do que $A_v = 0,707 A_{v_{mid}}$), permitindo um esboço da curva de resposta de freqüência na Fig. 11.31. Uma assíntota de -6 dB/oitava foi desenhada para cada freqüência definida na análise acima para demonstrar que é f_{Lc} que determina o ponto de -3 dB para este circuito. A partir de -24 dB é que f_{Lc} começa a influir na forma da envoltória. O gráfico de amplitude mostra que a inclinação da assíntota resultante é a soma das assíntotas que possuem a mesma inclinação e no mesmo intervalo de freqüência. Observe na Fig. 11.31 que a inclinação caiu para -12 dB/oitava para freqüências menores do que f_{Lc} , e poderia ter caído para -18 dB/oitava se as três freqüências de corte definidas estivessem mais próximas umas das outras.

Com o PROBE, pode-se obter o traçado de $20 \log_{10} |A_v/A_{v_{mid}}| = A_v/A_{v_{mid}}$ dB, lembrando que se $V_s = 1$ mV, o valor de $|A_v/A_{v_{mid}}|$ é o mesmo de $|V_o/A_{v_{mid}}|$, já que V_o terá o mesmo valor numérico de A_v . O gráfico resultante da Fig. 11.32 mostra a mudança da inclinação da assíntota em f_{Lc} e como a curva real segue a envoltória criada pelo diagrama de Bode. Além disso, observe a queda de 3 dB em f_i .

Não esqueça de que a análise realizada nesta seção não está limitada ao circuito da Fig. 11.16. Para qualquer configuração de transistor, devemos sempre isolar cada combinação $R-C$ formada por um elemento capacitivo e determinar as freqüências de corte. As freqüências resultantes determinarão, então, se há uma forte interação entre os elementos capacitivos na determinação da resposta completa e qual elemento é o maior responsável pela freqüência de corte do circuito. A análise realizada na próxima seção fará um paralelo com a desenvolvida acima, na determinação das freqüências de corte inferiores do amplificador FET.

11.7 RESPOSTAS EM BAIXAS FREQÜÊNCIAS — AMPLIFICADOR FET

A análise para o amplificador FET na região de baixas freqüências será muito semelhante à empregada para o amplificador TBJ na Seção 11.6. As atenções estarão novamente voltadas para três capacitores no circuito, mostrados na Fig. 11.33: C_G , C_C e C_S . Embora utilizemos a Fig. 11.33 para determinar as equações fundamentais, o procedimento e as conclusões podem ser aplicados à maioria das configurações FET.

C_G

Para o capacitor de acoplamento entre a fonte e o dispositivo ativo, o equivalente ac do circuito aparecerá como mostrado na Fig. 11.34. A freqüência de corte determinada por C_G será, portanto,

$$f_{L_G} = \frac{1}{2\pi(R_{sig} + R_i)C_G} \tag{11.34}$$

que corresponde exatamente à Eq. (11.26). Para o circuito da Fig. 11.33,

$$R_i = R_G \tag{11.35}$$

Tipicamente, $R_G \gg R_{sig}$, e a freqüência de corte inferior será determinada principalmente por R_G e C_G . Como R_G é muito grande,

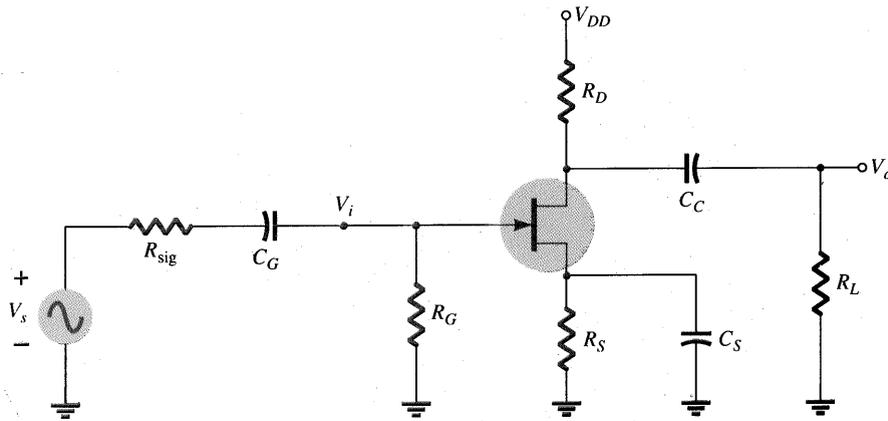


Fig. 11.33 Elementos capacitivos que afetam a resposta em baixas frequências de um amplificador JFET.

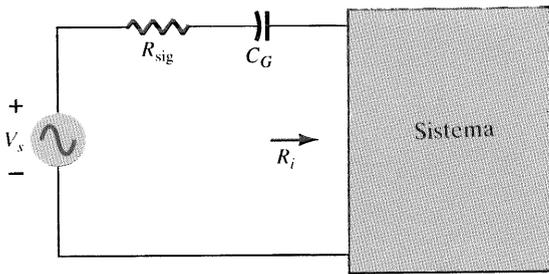


Fig. 11.34 Determinando o efeito de C_G na resposta em baixas frequências.

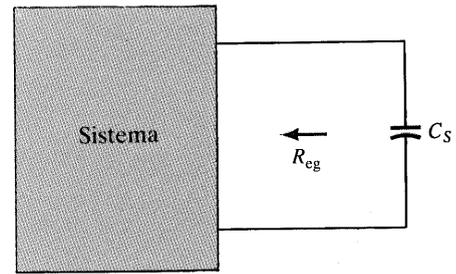


Fig. 11.36 Determinando o efeito de C_S na resposta em baixas frequências.

C_G pode ter um valor baixo, que ainda assim o valor da frequência de corte f_{L_c} será reduzido.

C_C

Para o capacitor de acoplamento entre o dispositivo ativo e a carga, consideramos o esquema da Fig. 11.35, que corresponde exatamente à Fig. 11.19. A frequência de corte resultante é

$$f_{L_c} = \frac{1}{2\pi(R_o + R_L)C_C} \quad (11.36)$$

Para o circuito da Fig. 11.33,

$$R_o = R_D || r_d \quad (11.37)$$

C_S

Para o capacitor de fonte C_S , a resistência a ser considerada é definida na Fig. 11.36. A frequência de corte será definida por

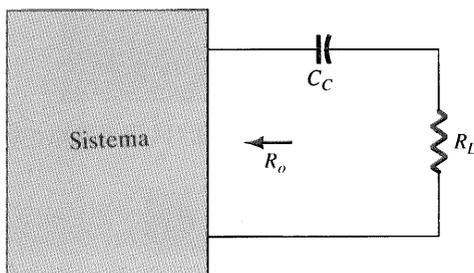


Fig. 11.35 Determinando o efeito de C_C na resposta em baixas frequências.

$$f_{L_s} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_S} \quad (11.38)$$

Para a Fig. 11.33, o valor resultante de R_{eq} :

$$R_{eq} = \frac{R_S}{1 + R_S(1 + g_m r_d)/(r_d + R_D || R_L)} \quad (11.39)$$

que para $r_d \cong \infty \Omega$ se torna

$$R_{eq} = R_S || \frac{1}{g_m} \quad (11.40)$$

EXEMPLO 11.10

(a) Determine a frequência de corte inferior para o circuito da Fig. 11.33, utilizando os seguintes parâmetros:

- $C_G = 0,01 \mu\text{F}$, $C_C = 0,5 \mu\text{F}$, $C_S = 2 \mu\text{F}$
- $R_{sig} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_G = 1 \text{ M}\Omega$, $R_D = 4,7 \text{ k}\Omega$,
- $R_S = 1 \text{ k}\Omega$, $R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$
- $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$, $V_P = -4 \text{ V}$,
- $r_d = \infty \Omega$, $V_{DD} = 20 \text{ V}$

(b) Esboce a resposta de frequência, utilizando um diagrama de Bode.

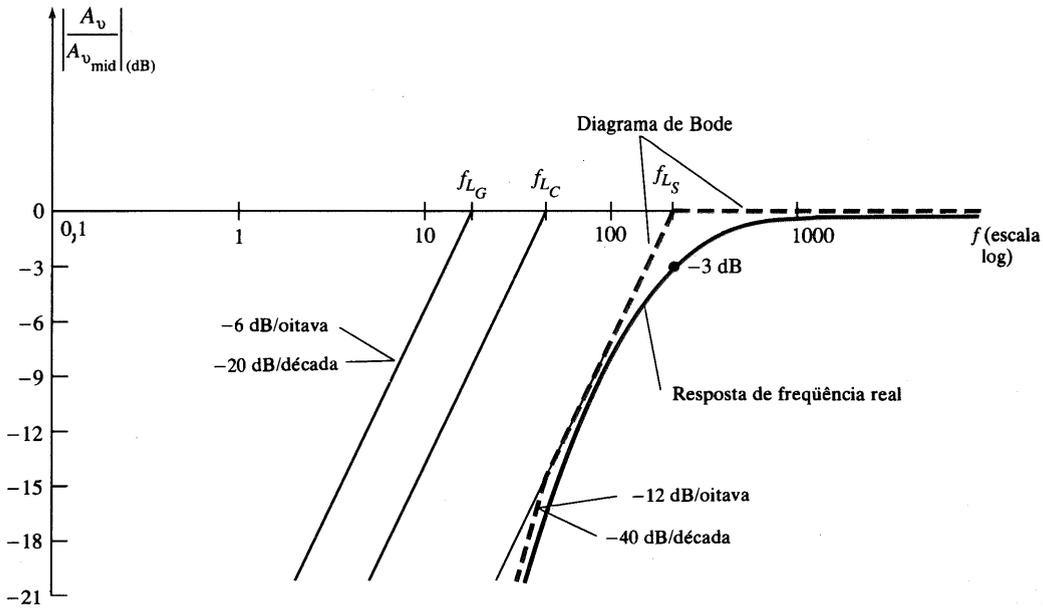


Fig. 11.37 Resposta para as baixas frequências da configuração JFET do Exemplo 11.10.

```

Low frequency response of JFET amplifier - Fig. 11.33
VDD 4 0 20V
RG 3 0 1MEG
RSIG 2 1 10K
RS 6 0 1K
RD 4 5 4.7K
RL 7 0 2.2K
CG 2 3 0.01UF
CC 5 7 0.5UF
CS 6 0 2UF
J1 5 3 6 JN
.MODEL JN NJF(VTO=-4V BETA=500E-6)
CW1 3 0 5PF
CW2 7 0 6PF
VSIG 1 0 AC 1MV
.AC DEC 10 10HZ 10KHZ
.OP
.PROBE
.OPTIONS NOPAGE
.END

```

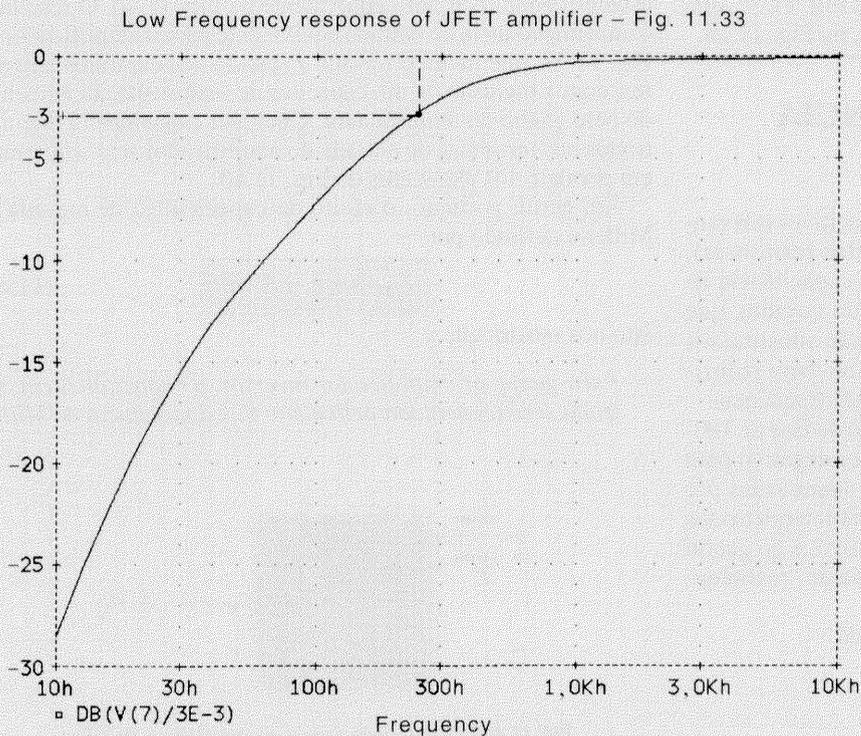


Fig. 11.38 Análise PSpice do amplificador JFET do Exemplo 11.10.

Solução

(a) **Análise DC:** Traçando a curva de transferência $I_D = I_{DSS} (1 - V_{GS}/V_P)^2$ e superpondo a curva definida por $V_{GS} = -I_D R_p$, resulta em uma interseção em $V_{GS_Q} = -2$ V e $I_{D_Q} = 2$ mA. Além disso,

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2(8 \text{ mA})}{4 \text{ V}} = 4 \text{ mS}$$

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS_Q}}{V_P}\right) = 4 \text{ mS} \left(1 - \frac{-2 \text{ V}}{-4 \text{ V}}\right) = 2 \text{ mS}$$

C_G :

$$\text{Eq. (11.34): } f_{L_G} = \frac{1}{2\pi(10 \text{ k}\Omega + 1 \text{ M}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F})} \cong 15,8 \text{ Hz}$$

C_C :

$$\text{Eq. (11.36): } f_{L_C} = \frac{1}{2\pi(4,7 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega)(0,5 \text{ }\mu\text{F})} \cong 46,13 \text{ Hz}$$

C_S :

$$R_{eq} = R_S \parallel \frac{1}{g_m} = 1 \text{ k}\Omega \parallel \frac{1}{2 \text{ mS}} = 1 \text{ k}\Omega \parallel 0,5 \text{ k}\Omega = 333,33 \text{ }\Omega$$

$$\text{Eq. (11.38): } f_{L_S} = \frac{1}{2\pi(333,33 \text{ }\Omega)(2 \text{ }\mu\text{F})} = 238,73 \text{ Hz}$$

Como f_{L_S} é a maior dentre as três frequências de corte, ela define a frequência de corte para o circuito da Fig. 11.33.

(b) O ganho do sistema no meio da faixa é determinado por

$$\begin{aligned} A_{v_{mid}} &= \frac{V_o}{V_i} = -g_m(R_D \parallel R_L) = -(2 \text{ mS})(4,7 \text{ k}\Omega \parallel 2,2 \text{ k}\Omega) \\ &= -(2 \text{ mS})(1,499 \text{ k}\Omega) \\ &\cong -3 \end{aligned}$$

Utilizando o ganho no meio da faixa para normalizar a resposta do circuito da Fig. 11.33, obtém-se o gráfico da Fig. 11.37, que é verificado pela resposta traçada pelo PROBE, na Fig. 11.38.

11.8 EFEITO DA CAPACITÂNCIA DE MILLER

Na região de altas frequências, os elementos capacitivos relevantes são as capacitâncias intereletrodos (entre terminais), capacitâncias internas ao dispositivo ativo, e a capacitância de fio entre os *leads* do circuito. Os capacitores do circuito, que controlam a resposta em baixas frequências, são substituídos pelos seus curtos-circuitos equivalentes devido ao valor reduzido de reatância que apresentam para esta faixa de frequência.

Para amplificadores *inversores* (deslocamento de fase de 180° entre a entrada e a saída, resultando em um valor negativo para A_v), as capacitâncias de entrada e de saída são aumentadas por um nível de capacitância sensível à capacitância intereletrodos entre os terminais de entrada e saída do dispositivo, e ao ganho do amplificador. Na Fig. 11.39, esta capacitância de “realimentação” é definida por C_f .

Aplicando a lei das correntes de Kirchoff, dá

$$I_i = I_1 + I_2$$

Usando a lei de Ohm, dá

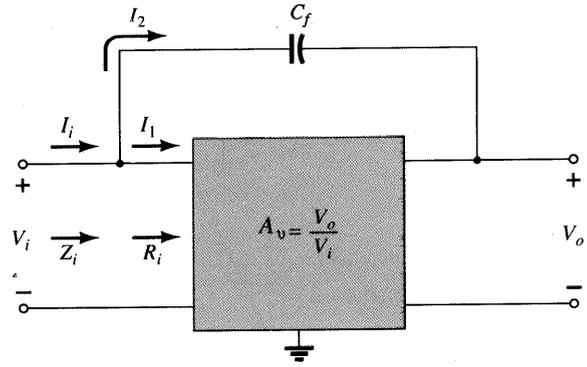


Fig. 11.39 Circuito empregado na dedução de uma equação para a capacitância de entrada de Miller.

$$I_i = \frac{V_i}{Z_i}, \quad I_1 = \frac{V_i}{R_i}$$

$$\text{e } I_2 = \frac{V_i - V_o}{X_{C_f}} = \frac{V_i - A_v V_i}{X_{C_f}} = \frac{(1 - A_v)V_i}{X_{C_f}}$$

Substituindo, obtemos

$$\frac{V_i}{Z_i} = \frac{V_i}{R_i} + \frac{(1 - A_v)V_i}{X_{C_f}}$$

$$\text{e } \frac{1}{Z_i} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{X_{C_f}(1 - A_v)}$$

$$\text{mas } \frac{X_{C_f}}{1 - A_v} = \frac{1}{\underbrace{\omega(1 - A_v)C_f}_{C_M}} = X_{C_M}$$

$$\text{e } \frac{1}{Z_i} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{X_{C_M}}$$

estabelecendo o circuito equivalente da Fig. 11.40. O resultado é uma impedância de entrada equivalente para o amplificador da Fig. 11.39, que inclui o mesmo R_i citado nos capítulos anteriores, com a inclusão de um capacitor de realimentação aumentado pelo ganho do amplificador. Qualquer capacitância interelettrodos nos terminais de entrada do amplificador será adicionada em paralelo aos elementos da Fig. 11.40.

Em geral, portanto, o efeito da capacitância de entrada de Miller é definido por

$$C_{M_i} = (1 - A_v)C_f \tag{11.41}$$

Isto nos mostra que:

Para qualquer amplificador inversor, a capacitância de entrada será aumentada pelo efeito da capacitância de Miller,

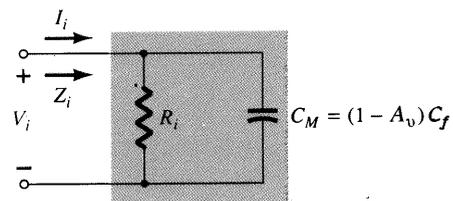


Fig. 11.40 Demonstrando o efeito da capacitância de Miller.

que é sensível ao ganho do amplificador e à capacitância intereletrodos entre os terminais de entrada e saída do dispositivo ativo.

O dilema que surge para a Eq. (11.41) é que em altas freqüências o ganho A_v será função do valor de C_{M_i} . Entretanto, como o ganho máximo é o valor no meio da faixa, o valor mais alto de C_{M_i} será para essa faixa de freqüências e, portanto, o pior caso. Por isso, na Eq. (11.41), normalmente se emprega para A_v seu valor no meio da banda.

Examinando-se a Eq. (11.41), torna-se aparente o porquê da necessidade do amplificador ser do tipo inversor. Um valor positivo para A_v resultaria em uma capacitância negativa (para $A_v > 1$).

O efeito de Miller aumentará ainda o nível da capacitância de saída, que também deve ser considerada quando a freqüência de corte superior é determinada. Na Fig. 11.41, os parâmetros considerados na determinação do efeito de Miller na saída são mostrados. Aplicando a lei das correntes de Kirchhoff, resulta em

$$I_o = I_1 + I_2$$

com
$$I_1 = \frac{V_o}{R_o} \quad \text{e} \quad I_2 = \frac{V_o - V_i}{X_{C_f}}$$

Em geral, a resistência R_o é suficientemente grande para permitir ignorar o primeiro termo da equação comparado ao segundo, e assumindo que

$$I_o \cong \frac{V_o - V_i}{X_{C_f}}$$

Substituindo $V_i = V_o/A_v$ de $A_v = V_o/V_i$, resulta em

$$I_o = \frac{V_o - V_o/A_v}{X_{C_f}} = \frac{V_o(1 - 1/A_v)}{X_{C_f}}$$

e
$$\frac{I_o}{V_o} = \frac{1 - 1/A_v}{X_{C_f}}$$

ou
$$\frac{V_o}{I_o} = \frac{X_{C_f}}{1 - 1/A_v} = \frac{1}{\omega C_f(1 - 1/A_v)} = \frac{1}{\omega C_{M_o}}$$

resultando na seguinte equação para a capacitância de saída de Miller:

$$C_{M_o} = \left(1 - \frac{1}{A_v}\right) C_f \quad (11.42a)$$

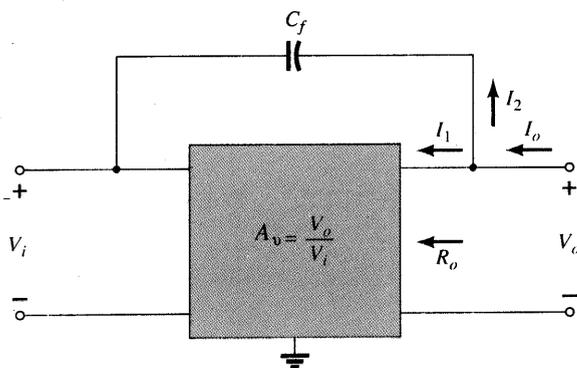


Fig. 11.41 Circuito empregado na dedução de uma equação para capacitância de saída de Miller.

Para a situação usual onde $A_v \gg 1$, a Eq. (11.42a) reduz-se a

$$C_{M_o} \cong C_f \quad |A_v| \gg 1 \quad (11.42b)$$

Exemplos da utilização da Eq. (11.42) aparecerão nas próximas duas seções, quando investigaremos a resposta em altas freqüências de um amplificador TBJ e FET.

11.9 RESPOSTA EM ALTAS FREQÜÊNCIAS — AMPLIFICADOR TBJ

Nas altíssimas freqüências, há dois fatores que definem o ponto de -3 dB: a capacitância do circuito (parasita e introduzida) e a dependência com a freqüência de $h_{fe}(\beta)$.

Parâmetros do Circuito

Na região de altas freqüências, o circuito RC considerado possui a configuração mostrada na Fig. 11.42. Quando a freqüência aumenta, a reatância X_C diminui o valor, resultando em um efeito de curto na saída e uma conseqüente diminuição no ganho. A dedução que fornece a freqüência de quebra para esta configuração RC segue as mesmas idéias desenvolvidas para a região de baixas freqüências. A diferença mais significativa está na forma geral de A_v , aparecendo abaixo:

$$A_v = \frac{1}{1 + j(f/f_2)} \quad (11.43)$$

que resulta em um gráfico de amplitude tal como o mostrado na Fig. 11.43, que cai a uma taxa de 6 dB/oitava com a freqüência. Observe que f_2 está no denominador da razão entre freqüências, ao contrário do que ocorria para f_1 na Eq. (11.21).

Na Fig. 11.44, as várias capacitâncias parasitas (C_{be} , C_{bc} , C_{ce}) do transistor foram incluídas junto com as capacitâncias de fio

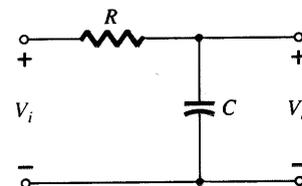


Fig. 11.42 Combinação R-C que definirá a freqüência de corte superior.

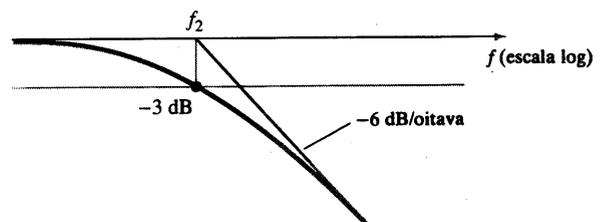


Fig. 11.43 Traçado assintótico definido pela Eq. (11.43).

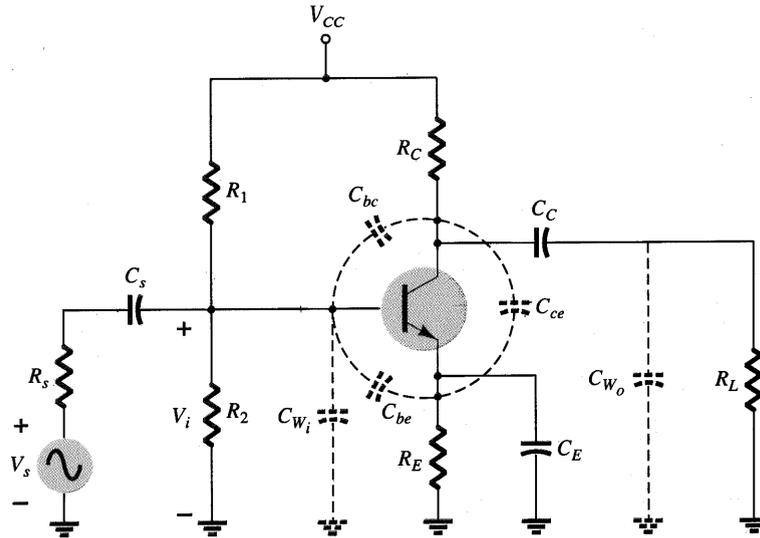


Fig. 11.44 Circuito da Fig. 11.16 com os capacitores que influenciam na resposta em altas frequências.

(C_{Wb} , C_{Wo}) introduzidas durante a montagem. O modelo equivalente para altas frequências do circuito da Fig. 11.44 aparece na Fig. 11.45. Observe a ausência dos capacitores C_v , C_C e C_E , que são considerados curtos-circuitos nesta faixa de frequências. A capacitância C_i inclui a capacitância de fiação na entrada C_{W_i} , a capacitância de transição C_{be} , e a capacitância de Miller C_{M_i} . A capacitância C_o inclui a capacitância da fiação na saída C_{W_o} , a capacitância parasita C_{ce} , e a capacitância de Miller na saída C_{M_o} . Em geral, a capacitância C_{be} é a maior das capacitâncias parasitas, C_{ce} sendo a menor. Na verdade, a maioria das folhas de especificações só fornece os valores de C_{be} e C_{bc} , não incluindo C_{ce} , a menos que o valor desta última afete a resposta de um determinado tipo de transistor em uma área de aplicação específica.

Determinando o circuito equivalente de Thévenin para os circuitos de entrada e saída da Fig. 11.45, resulta nas configurações da Fig. 11.46. Para o circuito de entrada, a frequência de -3 dB é definida por

$$f_{H_i} = \frac{1}{2\pi R_{Th_1} C_i} \quad (11.44)$$

com $R_{Th_1} = R_s || R_1 || R_2 || R_i$ (11.45)

e $C_i = C_{W_i} + C_{be} + C_{M_i} = C_{W_i} + C_{be} + (1 - A_v)C_{bc}$ (11.46)

Em frequências muito altas, o efeito de C_i é reduzir a impedância total da combinação em paralelo de R_1 , R_2 , R_i e C_i na Fig. 11.45. O resultado é um nível reduzido de tensão através de C_i e uma redução em I_b , provocando uma redução do ganho para o sistema.

Para o circuito de saída

$$f_{H_o} = \frac{1}{2\pi R_{Th_2} C_o} \quad (11.47)$$

com $R_{Th_2} = R_C || R_L || r_c$ (11.48)

e $C_o = C_{W_o} + C_{ce} + C_{M_o}$ (11.49)

Em frequências muito altas, a reatância capacitiva de C_o diminui e conseqüentemente reduz a impedância dos ramos de saída em paralelo da Fig. 11.45. O resultado disto, na prática, é que V_o diminui à medida que X_C se torna menor. As frequências f_{H_i} e f_{H_o} irão, cada uma, definir uma assíntota de -6 dB/oitava tal como a demonstrada na Fig. 11.43. Se os capacitores parasitas fossem os únicos elementos a determinar a frequência de corte superior, a menor frequência seria o fator determinante. Entretanto a redução de h_{fe} (ou β) com a frequência também deve ser considerada para determinar se a frequência de quebra é menor do que f_{H_i} ou do que f_{H_o} .

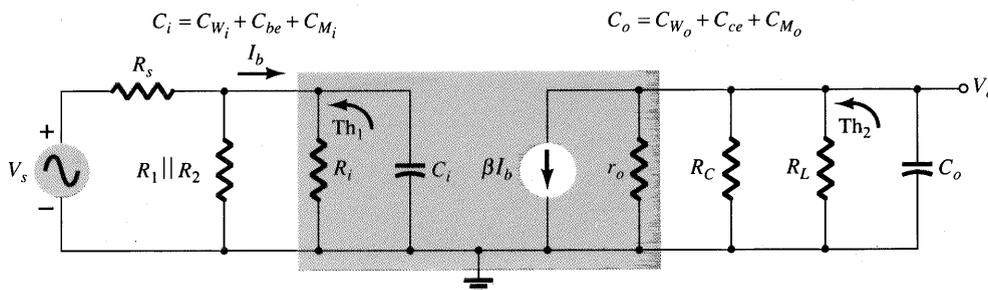


Fig. 11.45 Modelo ac equivalente para altas frequências do circuito da Fig. 11.44.

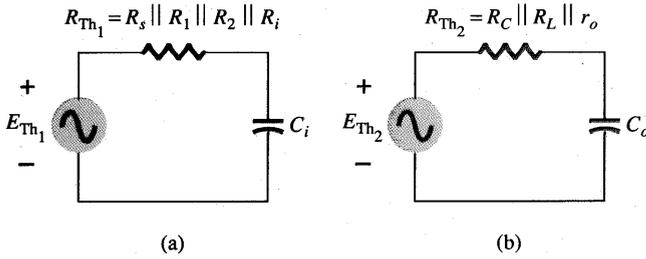


Fig. 11.46 Circuitos de Thévenin para as malhas de entrada e saída do circuito da Fig. 11.45.

Variação de h_{fe} (ou β)

A variação de h_{fe} (ou β) com a freqüência se baseia, com um bom grau de precisão, na seguinte relação:

$$h_{fe} = \frac{h_{fe_{mid}}}{1 + j(f/f_\beta)} \quad (11.50)$$

O uso de h_{fe} ao invés de β neste livro é devido principalmente ao fato de os fabricantes normalmente empregarem os parâmetros híbridos em suas folhas de especificações.

A única quantidade indefinida, f_β , é determinada por um conjunto de parâmetros em um modelo π -híbrido ou de *Giacoletto*. Esta abordagem é freqüentemente aplicada quando se deseja representar o transistor na região de altas freqüências. A Fig. 11.47 apresenta o modelo. Os vários parâmetros pedem uma explicação. A resistência $r_{bb'}$ inclui o contato da base, material da base, e a resistência distribuída da base. O primeiro é devido à conexão à base. O segundo considera a resistência entre o terminal externo e a região ativa do transistor, enquanto que o último é a resistência propriamente dita dentro da região ativa da base. As resistências $r_{b'e}$, r_{ce} , e $r_{b'c}$ são as resistências entre os terminais indicados quando o dispositivo está na região ativa. O mesmo vale para as capacitâncias de difusão. Uma explicação mais detalhada da dependência com a freqüência de cada parâmetro pode ser encontrada em vários outros textos disponíveis.

Em termos destes parâmetros,

$$f_\beta (\text{às vezes aparecendo como } f_{h_{fe}}) = \frac{g_{b'e}}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (11.51)$$

ou uma vez que o parâmetro híbrido h_{fe} está relacionado a $g_{b'e}$ através de $g_m = h_{fe_{mid}} g_{b'e}$,

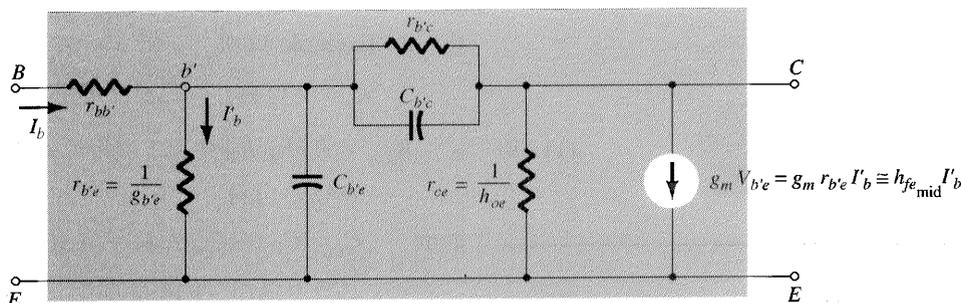


Fig. 11.47 Circuito equivalente ac do transistor para pequenos sinais em alta freqüência, utilizando o modelo de Giacioletto (ou π -híbrido).

$$f_\beta = \frac{1}{h_{fe_{mid}} \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})}} \quad (11.52)$$

Prosseguindo,

$$g_m = h_{fe_{mid}} g_{b'e} = h_{fe_{mid}} \frac{1}{r_{b'e}} \cong \frac{h_{fe_{mid}}}{h_{ie}} = \frac{\beta_{mid}}{\beta_{mid} r_e} = \frac{1}{r_e}$$

e utilizando as aproximações

$$C_{b'e} \cong C_{be} \quad \text{e} \quad C_{b'c} \cong C_{bc}$$

resulta outra forma de se escrever a Eq. (11.50):

$$f_\beta \cong \frac{1}{2\pi\beta_{mid} r_e (C_{be} + C_{bc})} \quad (11.53)$$

A Equação (11.53) revela que como r_e é função do projeto do circuito:

f_β é função das condições de polarização.

O formato da Eq. (11.50) é exatamente igual ao da Eq. (11.43), se não considerarmos o fator $h_{fe_{mid}}$, revelando que h_{fe} reduz-se com uma inclinação de 6 dB/oitava a partir do seu valor no meio da faixa, como mostra a Fig. 11.48. A mesma figura apresenta um gráfico de h_{fb} (ou α) versus freqüência. Observe que h_{fb} não varia muito para a faixa de freqüências escolhida, revelando que a resposta da configuração base-comum nas altas freqüências é melhor do que a da configuração emissor-comum. Lembre também que não há o efeito da capacitância de Miller para esta configuração, devido à sua característica não-inversora. Exatamente por isso, os parâmetros de alta freqüência da configuração base-comum, ao invés dos parâmetros do emissor-comum, são os normalmente especificados para um transistor — sobretudo aqueles projetados para operarem estritamente nas regiões de alta freqüência.

As equações a seguir permitem a determinação direta de f_β , se f_α e α forem especificados.

$$f_\beta = f_\alpha (1 - \alpha) \quad (11.54)$$

Uma quantidade chamada *produto ganho-banda passante* é definida para o transistor pela condição

$$\left| \frac{h_{fe_{mid}}}{1 + j(f/f_\beta)} \right| = 1$$

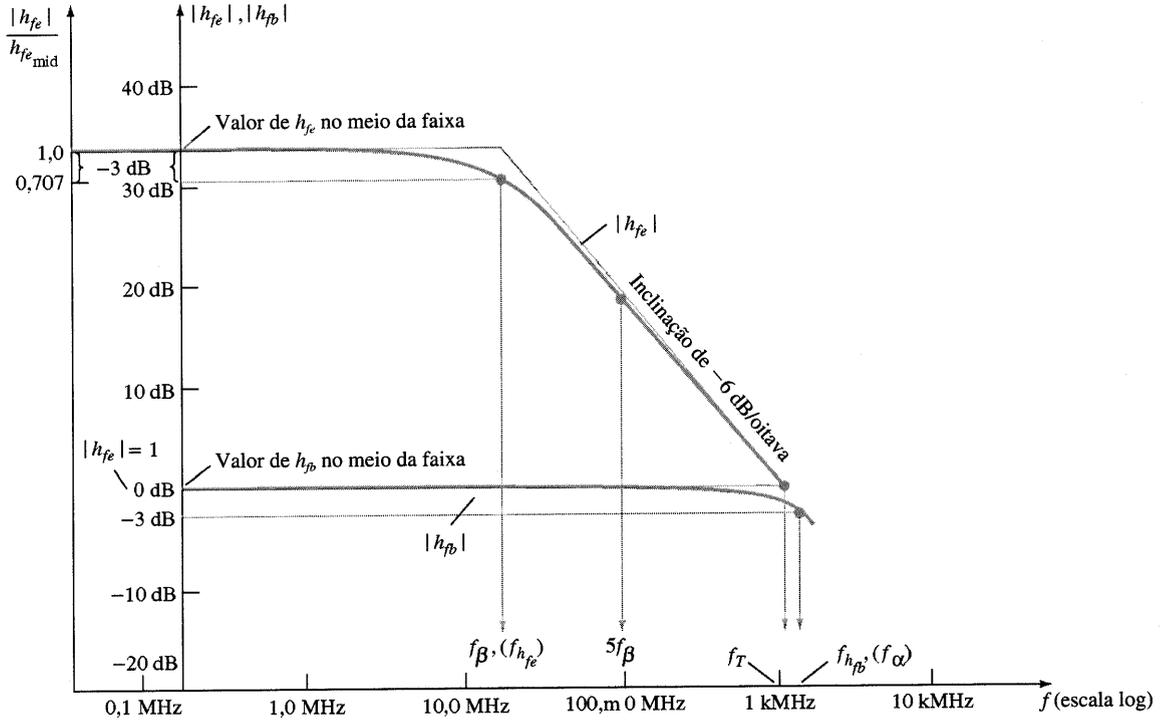


Fig. 11.48 h_{fe} e h_{pb} versus frequência na região de altas frequências.

tal que $|h_{fe}|_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{h_{fe_{mid}}}{1 + j(f/f_{\beta})} \right| = 20 \log_{10} 1 = 0 \text{ dB}$

A frequência na qual $|h_{fe}|_{dB} = 0 \text{ dB}$ está claramente indicada por f_T na Fig. 11.48. O valor de h_{fe} no ponto da condição definida (considerando $f_T \gg f_{\beta}$) é dado por

$$\frac{h_{fe_{mid}}}{\sqrt{1 + (f_T/f_{\beta})^2}} \cong \frac{h_{fe_{mid}}}{f_T/f_{\beta}} = 1$$

tal que $f_T \cong h_{fe_{mid}} \cdot f_{\beta}$ (produto ganho-banda passante) (11.55)

ou $f_T \cong \beta_{mid} f_{\beta}$ (11.56)

com $f_{\beta} = \frac{f_T}{\beta_{mid}}$ (11.57)

Substituindo f_{β} na Eq. 11.55 pelo resultado da Eq. 11.53, vem

$$f_T \cong \beta_{mid} \frac{1}{2\pi\beta_{mid}r_e(C_{be} + C_{bc})}$$

e $f_T \cong \frac{1}{2\pi r_e(C_{be} + C_{bc})}$ (11.58)

EXEMPLO 11.11

Para o circuito da Fig. 11.44 com os mesmos parâmetros do Exemplo 11.9, isto é,

$R_s = 1 \text{ k}\Omega, R_1 = 40 \text{ k}\Omega, R_2 = 10 \text{ k}\Omega, R_E = 2 \text{ k}\Omega,$
 $R_C = 4 \text{ k}\Omega, R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$
 $C_S = 10 \text{ }\mu\text{F}, C_C = 1 \text{ }\mu\text{F}, C_E = 20 \text{ }\mu\text{F}$
 $\beta = 100, r_o = \infty \text{ }\Omega, V_{CC} = 20 \text{ V}$

com a inclusão de

$$C_{be} = 36 \text{ pF}, C_{bc} = 4 \text{ pF}, C_{ce} = 1 \text{ pF}, C_{W_i} = 6 \text{ pF}, C_{W_o} = 8 \text{ pF}$$

- (a) Determine f_{H_i} e f_{H_o} .
- (b) Ache f_{β} e f_T .
- (c) Esboce a resposta de frequência para as regiões de baixas e altas frequências, utilizando os resultados do Exemplo 11.9 e os resultados das letras (a) e (b).
- (d) Obtenha uma resposta do PROBE para todo o espectro de frequências e compare com os resultados da letra (c).

Solução

(a) Do Exemplo 11.9:

$$R_i = 1,32 \text{ k}\Omega, \quad A_{v_{mid}}(\text{amplificador}) = -90$$

e $R_{Th_i} = R_s || R_1 || R_2 || R_i = 1 \text{ k}\Omega || 40 \text{ k}\Omega || 10 \text{ k}\Omega || 1,32 \text{ k}\Omega \cong 0,531 \text{ k}\Omega$

com $C_i = C_{W_i} + C_{be} + (1 - A_v)C_{be}$

$$= 6 \text{ pF} + 36 \text{ pF} + [1 - (-90)]4 \text{ pF}$$

$$= 406 \text{ pF}$$

$$f_{H_i} = \frac{1}{2\pi R_{Th_1} C_i} = \frac{1}{2\pi(0,531 \text{ k}\Omega)(406 \text{ pF})}$$

$$= 738,24 \text{ kHz}$$

$$R_{Th_2} = R_C || R_L = 4 \text{ k}\Omega || 2,2 \text{ k}\Omega = 1,419 \text{ k}\Omega$$

$$C_o = C_{W_o} + C_{ce} + C_{M_o}$$

$$= 8 \text{ pF} + 1 \text{ pF} + \left(1 - \frac{1}{-90}\right) 4 \text{ pF}$$

$$= 13,04 \text{ pF}$$

$$f_{H_o} = \frac{1}{2\pi R_{Th_2} C_o} = \frac{1}{2\pi(1,419 \text{ k}\Omega)(13,04 \text{ pF})}$$

$$= 8,6 \text{ MHz}$$

(b) Aplicando a Eq. (11.53) dá

$$f_{\beta} = \frac{1}{2\pi \beta_{mid} r_e (C_{be} + C_{bc})}$$

$$= \frac{1}{2\pi(100)(15,76 \text{ }\Omega)(36 \text{ pF} + 4 \text{ pF})}$$

$$= \frac{1}{2\pi(100)(15,76 \text{ }\Omega)(40 \text{ pF})}$$

$$= 2,52 \text{ MHz}$$

$$f_T = \beta_{mid} f_{\beta} = (100)(2,52 \text{ MHz})$$

$$= 252 \text{ MHz}$$

(c) Veja a Fig. 11.49. Tanto f_{β} como f_{H_i} reduzirão a freqüência de corte superior abaixo do nível determinado por f_{H_i} . f_{β} está mais próximo de f_{H_i} e portanto produzirá um maior efeito sobre a freqüência de corte. De qualquer modo, a banda passante será menor do que a definida apenas por f_{H_i} . Na verdade, para os parâmetros deste circuito a freqüência de corte superior estará relativamente próxima a 600 kHz.

Em geral, portanto, a menor das freqüências superiores de corte define a máxima banda passante possível para um sistema.

(d) O arquivo de entrada para se obter a resposta PROBE no PSpice aparece na Fig. 11.50. Os níveis de capacitância parasita não são incluídos na definição do modelo, pois nesta definição considera-se que não há polarização. Os níveis que aparecem neste exemplo são para as condições de polarização estabelecidas pelo circuito, e, portanto, estas capacitâncias são incluídas como parâmetros do circuito. O comando DEC na expressão análise AC especifica que a freqüência seja varrida logarithmicamente de 10 Hz até 100 MHz, em intervalos de década, fornecendo assim um número suficiente de pontos para o traçado do gráfico logarithmico.

A resposta na saída da Fig. 11.51 não considera os efeitos de f_{β} , mas confirma a análise realizada das letras (a) até (c) para a região de altas freqüências. A freqüência de corte inferior está próxima a 327 Hz definida por f_{L_f} , e a freqüência de corte superior encontra-se nas vizinhanças de 600 kHz. Em outras palavras, apesar da diferença entre f_{H_o} e f_{H_i} ser maior do que uma década, f_{H_o} ainda influencia na definição da freqüência de corte de -3 dB.

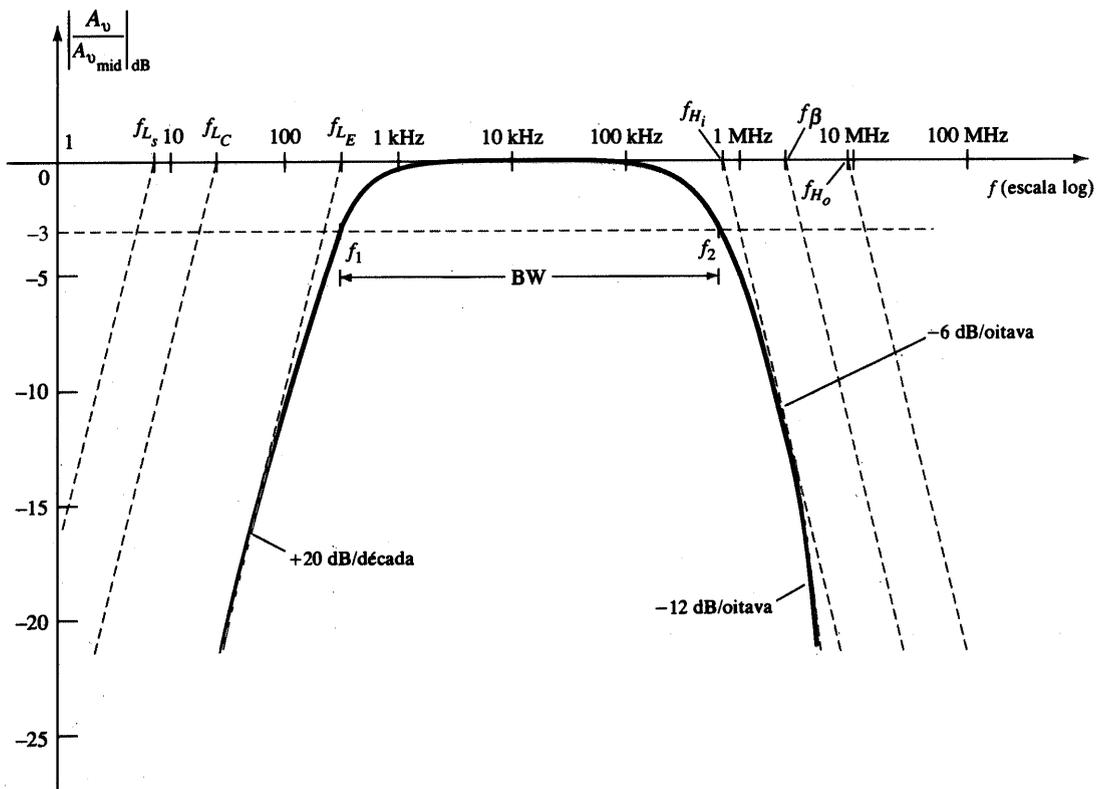


Fig. 11.49 Resposta de freqüência completa para o circuito da Fig. 11.44.

```

Full frequency response of BJT circuit – Fig. 11.44 (Q cap. & Wiring cap.)
VCC 4 0 20V
RB1 4 3 40K
RB2 3 0 10K
RC 4 5 4K
RE 6 0 2K
RS 2 1 1K
RL 7 0 2.2K
CS 2 3 10UF
CE 6 0 20UF
CC 5 7 1UF
CBE 3 6 36PF
CBC 5 3 4PF
CCE 5 6 1PF
Q1 5 3 6 QN
.MODEL QN NPN (BF=100 IS=5E-15)
CW1 3 0 6PF
CW2 7 0 8PF
VS 1 0 AC 1MV
.AC DEC 10 10HZ 100MEGHZ
.PROBE
.OPTIONS NOPAGE
.END

```

Fig. 11.50 Análise da resposta de frequência completa do circuito da Fig. 11.44 com o PSpice.

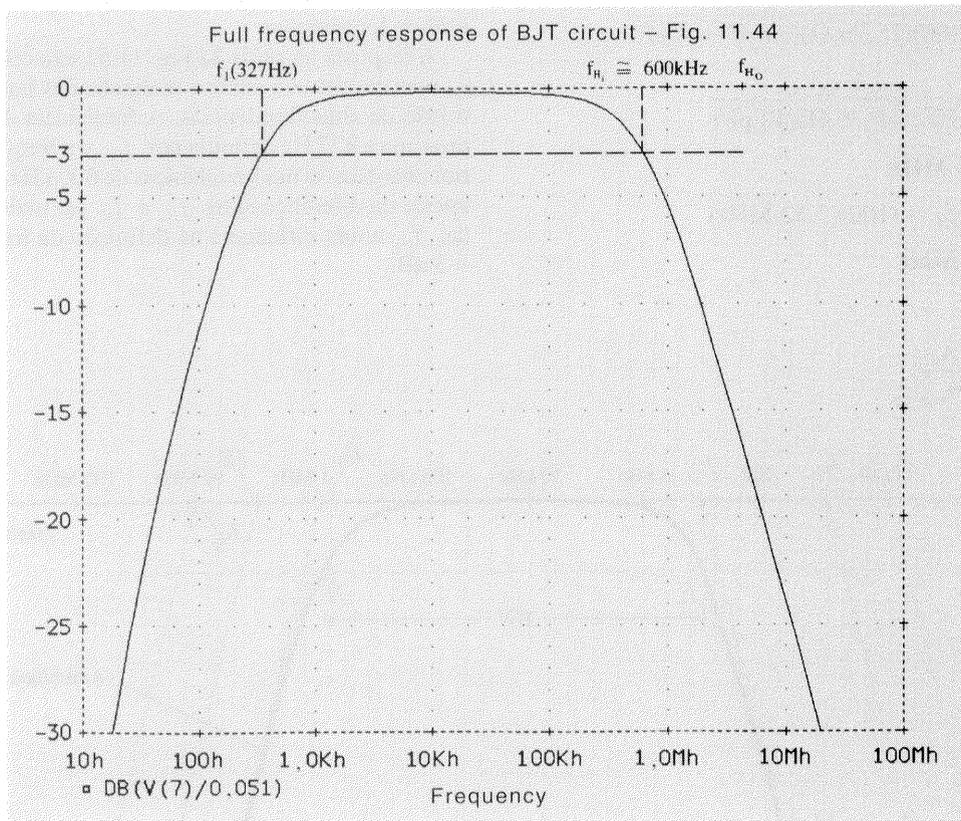


Fig. 11.51 Resposta de frequência completa para o circuito da Fig. 11.44.

11.10 RESPOSTA EM ALTAS FREQUÊNCIAS — AMPLIFICADOR FET

A análise da resposta em altas frequências de um amplificador FET será desenvolvida de maneira muito semelhante à realizada para o amplificador TBJ. Como mostrado na Fig. 11.52, há

capacitâncias intereletrodos e de fiação que irão determinar as características do amplificador em altas frequências. Os capacitores C_{gs} e C_{gd} variam, tipicamente, de 1 até 10 pF, enquanto que a capacitância C_{ds} é normalmente um pouco menor, variando de 0,1 pF até 1 pF.

Como o circuito da Fig. 11.52 é um amplificador não-inversor, a capacitância do efeito de Miller aparece no circuito equivalente ac para altas frequências da Fig. 11.53. Em altas frequências,

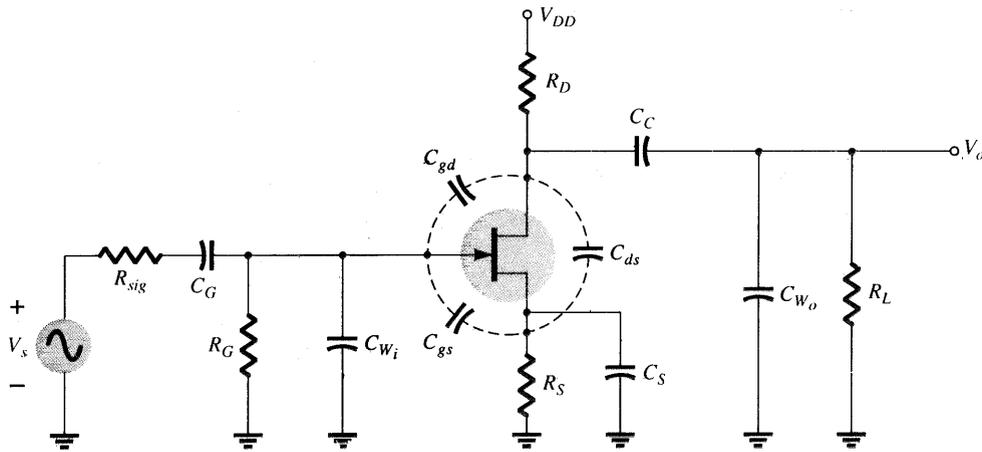


Fig. 11.52 Elementos capacitivos que afetam a resposta em altas freqüências de um amplificador JFET.

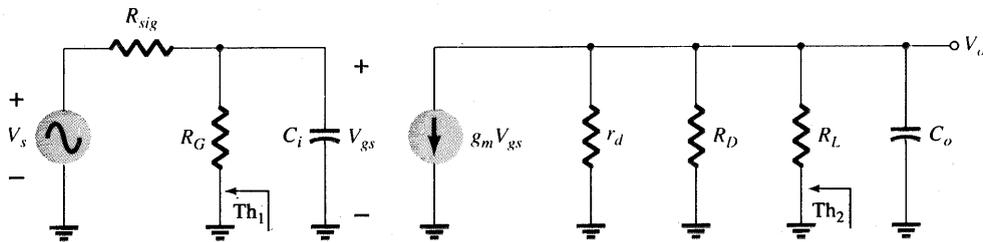


Fig. 11.53 Circuito equivalente ac da Fig. 11.52 para altas freqüências.

C_i comportar-se-á como um curto-circuito e V_{gs} terá seu valor reduzido, diminuindo o ganho total. Em freqüências onde C_o se aproxima de seu curto-circuito equivalente, a amplitude da tensão de saída V_o será reduzida.

As freqüências de corte definidas pelos circuitos de entrada e de saída podem ser obtidas determinando-se, primeiro, os circuitos equivalentes de Thévenin para cada seção, como mostra a Fig. 11.54. Para o circuito de entrada,

$$f_{H_i} = \frac{1}{2\pi R_{Th_1} C_i} \quad (11.59)$$

$$R_{Th_1} = R_{sig} || R_G \quad (11.60)$$

$$C_i = C_{W_i} + C_{gs} + C_{M_i} \quad (11.61)$$

$$C_{M_i} = (1 - A_v) C_{gd} \quad (11.62)$$

e para o circuito de saída:

$$f_{H_o} = \frac{1}{2\pi R_{Th_2} C_o} \quad (11.63)$$

$$R_{Th_2} = R_D || R_L || r_d \quad (11.64)$$

$$C_o = C_{W_o} + C_{ds} + C_{M_o} \quad (11.65)$$

$$C_{M_o} = \left(1 - \frac{1}{A_v}\right) C_{gd}$$

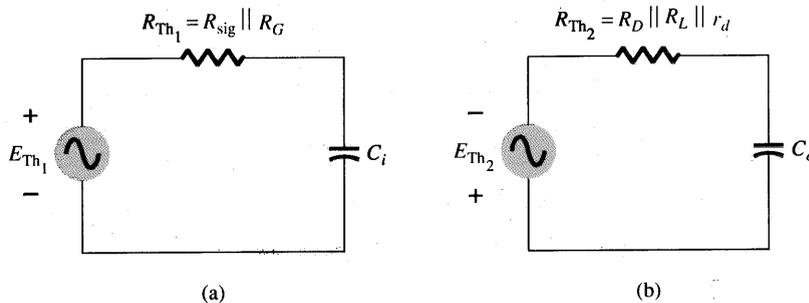


Fig. 11.54 Circuitos equivalentes de Thévenin para o (a) circuito de entrada e (b) circuito de saída.

EXEMPLO 11.12

(a) Determine as frequências de corte superiores para o circuito da Fig. 11.52, utilizando os mesmos parâmetros do Exemplo 11.10:

$$C_G = 0,01 \mu\text{F}, \quad C_C = 0,5 \mu\text{F}, \quad C_S = 2 \mu\text{F}$$

$$R_{\text{sig}} = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_G = 1 \text{ M}\Omega, \quad R_D = 4,7 \text{ k}\Omega,$$

$$R_S = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$I_{DSS} = 8 \text{ mA}, \quad V_P = -4 \text{ V},$$

$$r_d = \infty \Omega, \quad V_{DD} = 20 \text{ V}$$

com a inclusão de

$$C_{gd} = 2 \text{ pF}, \quad C_{gs} = 4 \text{ pF}, \quad C_{ds} = 0,5 \text{ pF},$$

$$C_{W_i} = 5 \text{ pF}, \quad C_{W_o} = 6 \text{ pF}$$

(b) Levante a resposta no PROBE para toda a faixa de frequências e observe se a mesma está de acordo com as conclusões do Exemplo 11.10 e com os cálculos acima.

Solução

(a) $R_{Th1} = R_{\text{sig}} \parallel R_G = 10 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ M}\Omega = 9,9 \text{ k}\Omega$
 Do Exemplo 11.10, $A_v = -3$.

```

Full frequency response of JFET amplifier - Fig. 11.52
VDD 4 0 20V
RG 3 0 1MEG
RSIG 2 1 10K
RS 6 0 1K
RD 4 5 4.7K
RL 7 0 2.2K
CG 2 3 0.01UF
CC 5 7 0.5UF
CS 6 0 2UF
CGD 3 5 2PF
CGS 3 6 4PF
CDS 5 6 0.5PF
J1 5 3 6 JN
.MODEL JN NJF(VTO=-4V BETA=500E-6)
CW1 3 0 5PF
CW2 7 0 6PF
VSIG 1 0 AC 1MV
.AC DEC 10 10HZ 10MEGHZ
.OP
.PROBE
.OPTIONS NOPAGE
.END
    
```

Fig. 11.55 Análise completa em frequência do amplificador JFET da Fig. 11.52 com o PSpice.

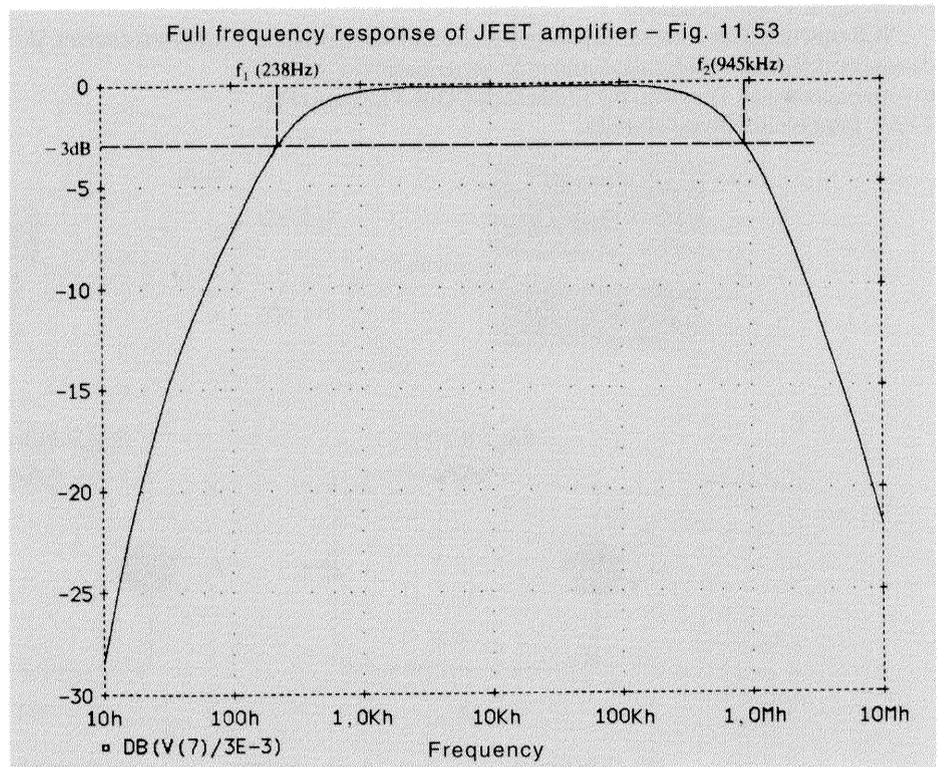


Fig. 11.56 Resposta em frequência para o circuito da Fig. 11.52.

$$\begin{aligned}
 C_i &= C_{w_i} + C_{gs} + (1 - A_v)C_{gd} \\
 &= 5 \text{ pF} + 4 \text{ pF} + (1 + 3)2 \text{ pF} \\
 &= 9 \text{ pF} + 8 \text{ pF} \\
 &= 17 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 f_{H_i} &= \frac{1}{2\pi R_{Th_i} C_i} \\
 &= \frac{1}{2\pi(9,9 \text{ k}\Omega)(17 \text{ pF})} = \mathbf{945,67 \text{ kHz}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{Th_2} &= R_D || R_L \\
 &= 4,7 \text{ k}\Omega || 2,2 \text{ k}\Omega \\
 &\cong 1,5 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C_o &= C_{w_o} + C_{ds} + C_{M_o} \\
 &= 6 \text{ pF} + 0,5 \text{ pF} + \left(1 - \frac{1}{-3}\right)2 \text{ pF} = 9,17 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

$$f_{H_o} = \frac{1}{2\pi(1,5 \text{ k}\Omega)(9,17 \text{ pF})} = \mathbf{11,57 \text{ MHz}}$$

Os resultados acima indicam que a capacitância de entrada, com a capacitância do efeito de Miller, determinam a frequência de corte superior. Isso ocorre devido ao valor pequeno de C_{ds} e aos níveis de resistência encontrados no circuito de saída.

(b) A análise com PROBE das Figs. 11.55 e 11.56 apóiam os resultados do Exemplo 11.10 e os cálculos realizados acima.

A análise desenvolvida nas últimas seções limitou-se a duas configurações somente, entretanto, a explicação do procedimento geral para a determinação das frequências de corte deve servir de base para a análise de qualquer outra configuração de transistor. Lembre-se de que a capacitância de Miller surge apenas para amplificadores não-inversores e que f_α é significativamente maior do que f_β para a configuração base-comum. Há uma grande quantidade de publicações que abordam a análise de amplificadores de único estágio, e que vão além do que foi tratado neste capítulo. Entretanto, o conteúdo deste capítulo deve servir como boa base para as futuras análises das respostas de frequência de circuitos.

11.11 EFEITOS DA FREQUÊNCIA EM CIRCUITOS MULTIESTÁGIOS

Para um transistor em um segundo estágio, conectado diretamente à saída do primeiro estágio, a resposta de frequência completa do circuito sofrerá uma significativa alteração. Na região de altas frequências, a capacitância de saída C_o deve agora incluir a capacitância da fiação (C_{w_i}), a capacitância parasita (C_{be}), e a capacitância de Miller (C_{M_i}) do estágio seguinte. Além disso, haverá níveis de frequência de corte inferiores devido ao segundo estágio, que reduzirão o ganho do sistema nesta região. Para o sistema com multiestágios, a frequência de corte superior será determinada principalmente pelo estágio com a menor frequência de corte. O estágio com a maior frequência de corte inferior é o maior responsável pela frequência de corte inferior do sistema. Portanto, um estágio mal projetado pode, obviamente, comprometer um bom projeto de um sistema em cascata.

O efeito de se aumentar o número de estágios *idênticos* pode ser claramente demonstrado, considerando-se as situações indicadas na Fig. 11.57. Em cada estágio, as frequências de corte inferiores e superiores são idênticas. Para um único estágio, as frequências de corte são f_1 e f_2 , como indicado. Para dois estágios idênticos em cascata, nas regiões de altas e baixas frequências, a redução na resposta passa para -12 dB/oitava ou -40 dB/década . Em f_1 e f_2 , portanto, a queda é agora de -6 dB , ao invés de -3 dB . O ponto de -3 dB deslocou-se para f'_1 e f'_2 , como indicado, com a conseqüente queda na banda passante. Para um sistema com três estágios idênticos, tem-se uma inclinação de -18 dB/oitava ou -60 dB/década , com a redução indicada da banda passante (f''_1 e f''_2).

Considerando estágios idênticos, pode ser determinada uma equação para a frequência de corte como função do número de estágios (n): Para as baixas frequências,

$$A_{v_{baixa \text{ total}}} = A_{v_{1baixa}} A_{v_{2baixa}} A_{v_{3baixa}} \cdots A_{v_{nbaixa}}$$

mas como os estágios são idênticos, $V_{v_{1baixa}} = V_{v_{2baixa}} = \text{etc. e}$

$$A_{v_{baixa \text{ (total)}}} = (A_{v_{1baixa}})^n$$

$$\text{ou } \frac{A_{v_{baixa}}}{A_{v_{mid}}} (\text{total}) = \left(\frac{A_{v_{1baixa}}}{A_{v_{mid}}}\right)^n = \frac{1}{(1 - jf_1/f)^n}$$

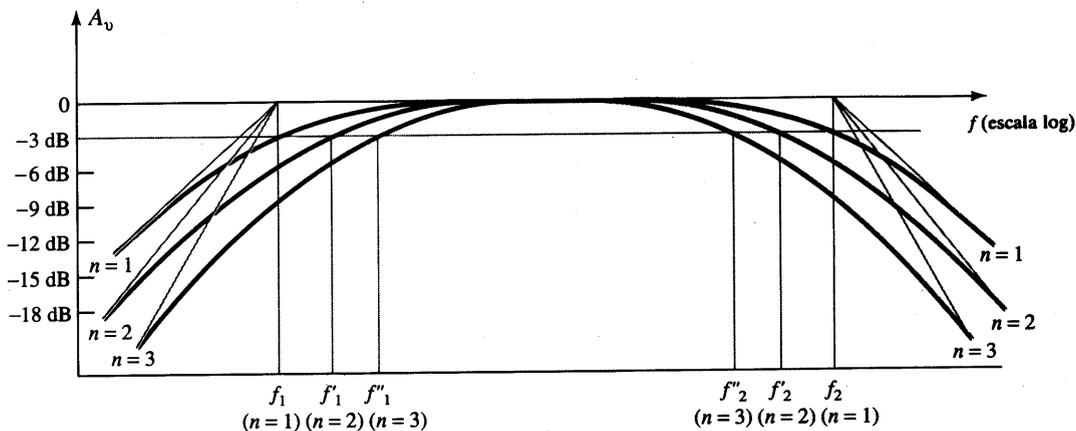


Fig. 11.57 Frequências de corte e banda passante para circuitos com mais de um estágio.

Igualando este resultado a $1/\sqrt{2}$ (nível de -3 dB) resulta em

$$\frac{1}{[\sqrt{1 + (f_1/f'_1)^2}]^n} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

ou $\left\{ \left[1 + \left(\frac{f_1}{f'_1} \right)^2 \right]^{1/2} \right\}^n = \left\{ \left[1 + \left(\frac{f_1}{f'_1} \right)^2 \right]^{1/2} \right\}^n = (2)^{1/2}$

tal que $\left[1 + \left(\frac{f_1}{f'_1} \right)^2 \right]^n = 2$

e $1 + \left(\frac{f_1}{f'_1} \right)^2 = 2^{1/n}$

com o resultado $f'_1 = \frac{f_1}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}$ (11.66)

De maneira semelhante, pode ser mostrado que para a região de altas frequências,

$$f'_2 = (\sqrt{2^{1/n} - 1})f_2 \quad (11.67)$$

Observe a presença do mesmo fator $\sqrt{2^{1/n} - 1}$ em cada equação. A lista abaixo relaciona este fator a vários valores de n .

n	$\sqrt{2^{1/n} - 1}$
1	1
2	0,64
3	0,51
4	0,43
5	0,39

Para $n = 2$, considere a frequência de corte superior $f'_2 = 0,64f_2$, ou 64% do valor encontrado para um único estágio, enquanto que $f'_1 = (1/0,64)f_1 = 1,56f_1$. Para $n = 3$, $f'_2 = 0,51f_2$, ou aproximadamente metade do valor de um único estágio com $f'_1 = (1/0,51)f_1 = 1,96f_1$, ou aproximadamente o dobro do valor encontrado para um único estágio.

Para o amplificador a transistor com acoplamento RC, se $f_2 = f\beta$, ou se elas estão próximas o suficiente para afetar na frequência superior de 3 dB, o número de estágios deve ser multiplicado por dois quando da determinação de f'_2 , devido ao número elevado de fatores $1/(1 + jff_c)$.

Se o ganho no meio da faixa consegue permanecer fixo independente do número de estágios, a redução da banda passante nem sempre está associada com o aumento no número de estágios. Por exemplo, se um amplificador de um estágio só produz um ganho de 100, com uma banda passante de 10.000 Hz, o produto ganho-banda passante resultante é $10^2 \times 10^4 = 10^6$. Para um sistema com dois estágios, o mesmo ganho pode ser obtido se cada estágio apresentar um ganho igual a 10 (uma vez que $10 \times 10 = 100$). A banda passante de cada estágio seria então aumentada por um fator de 10 a 100.000, já que a especificação para o ganho é menor, e o produto ganho-banda passante é fixo e igual a 10^6 . Obviamente, o projeto deve permitir um aumento da banda passante e estabelecer um nível de ganho menor.

11.12 TESTE DE ONDA QUADRADA

Uma idéia da resposta de frequência de um amplificador pode ser obtida experimentalmente, aplicando-se um sinal de onda

quadrada ao amplificador e observando-se a forma de onda na saída. A forma do sinal de saída revelará se as frequências altas e baixas estão sendo amplificadas apropriadamente. O emprego do teste da onda quadrada consome um tempo significativamente menor do que aplicar uma série de sinais senoidais de diferentes frequências e amplitudes para verificar a resposta de um amplificador.

A razão para a escolha do sinal de onda quadrada para o teste pode ser mais bem entendida examinando-se a expansão em séries de Fourier do sinal que é formado por componentes senoidais de diferentes amplitudes e frequências. A soma dos termos da série produz a forma de onda original. Ou seja, apesar do sinal não ser senoidal, ele pode ser reproduzido por uma série de termos senoidais de diferentes frequências e amplitudes.

A expansão em série de Fourier para a onda quadrada da Fig. 11.58 é

$$v = \frac{4}{\pi} V_m \left(\sin 2\pi f_s t + \frac{1}{3} \sin 2\pi(3f_s)t + \frac{1}{5} \sin 2\pi(5f_s)t + \frac{1}{7} \sin 2\pi(7f_s)t + \frac{1}{9} \sin 2\pi(9f_s)t + \dots + \frac{1}{n} \sin 2\pi(nf_s)t \right) \quad (11.68)$$

O primeiro termo da série é chamado de termo fundamental, e, neste caso, possui a mesma frequência, f_s , da onda quadrada. O próximo termo tem uma frequência três vezes maior do que o fundamental e é denominado de terceiro harmônico. Sua amplitude é um terço da amplitude do termo fundamental. As frequências dos termos seguintes são múltiplas ímpares da fundamental, e a amplitude diminui a cada harmônico. A Fig. 11.59 demonstra como a soma de termos de uma série de Fourier pode produzir uma forma de onda não-senoidal. A geração da onda quadrada da Fig. 11.58 exigiria um número infinito de termos. Entretanto, a soma do termo fundamental com o terceiro harmônico apenas resulta em uma forma de onda, mostrada na Fig. 11.59a, que já começa a ter o aspecto de uma onda quadrada. Incluindo o quinto e o sétimo harmônicos, na Fig. 11.59b, obtemos uma forma de onda mais próxima da mostrada na Fig. 11.58.

Os harmônicos mais importantes na formação da função onda quadrada são aqueles compreendidos até o nono termo, inclusive, uma vez que o nono harmônico tem uma amplitude maior do que 10% da amplitude do termo fundamental [$\frac{1}{9}(100\%) = 11,1\%$]. É, portanto, razoável assumir que se a aplicação de uma onda quadrada, com determinada frequência, resulta em uma onda quadra-

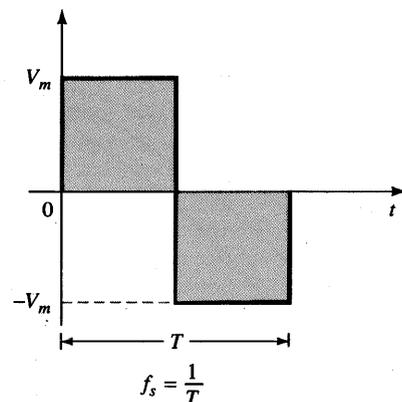


Fig. 11.58 Onda quadrada.

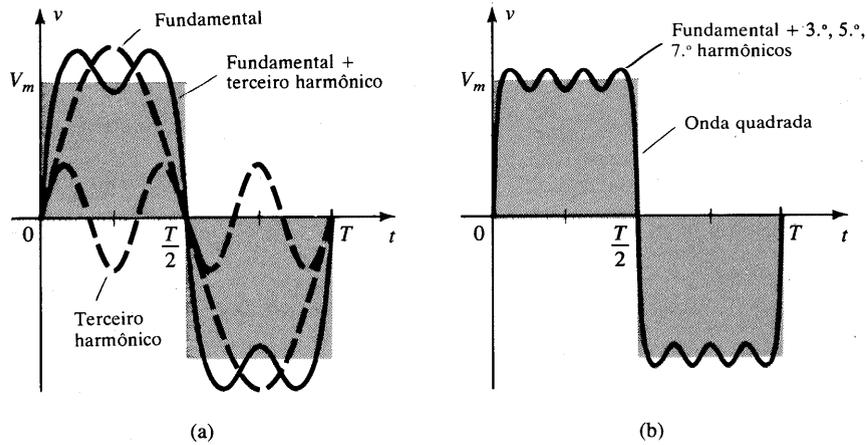


Fig. 11.59 Harmônicos presentes em uma onda quadrada.

da limpa na saída, então o amplificador não distorce da freqüência aplicada até o seu nono harmônico. Por exemplo, se um amplificador de áudio com uma banda passante de 20 kHz (a faixa de áudio vai de 20 Hz até 20 kHz) deve ser testado, a freqüência do sinal a ser aplicado deve ser de, no mínimo, $20 \text{ kHz}/9 = 2,22 \text{ kHz}$.

Se a resposta de um amplificador a uma onda quadrada é uma réplica sem distorção da entrada, a resposta de freqüência (ou BW) do amplificador é obviamente suficiente para a freqüência aplicada. Se a resposta apresentar a forma mostrada na Fig. 11.60a e b, indica que as baixas freqüências não estão sendo amplificadas adequadamente, e a freqüência de corte inferior deve ser investigada. Se a forma de onda tem o aspecto da Fig. 11.60c e d, os componentes de alta freqüência do sinal não estão recebendo amplificação suficiente, e a freqüência de corte superior (ou BW) deve ser revista.

A freqüência de corte superior (ou BW) pode ser determinada na prática a partir da forma de onda na saída, medindo-se o tempo de subida definido entre 10 e 90% do valor de pico, como mostra a Fig. 11.61. Substituindo na equação seguinte, obtém-se a freqüência de corte superior e, uma vez que $BW = f_{H_i} - f_{L_o} \cong f_{H_i}$, temos também uma indicação da BW do amplificador.

$$BW \cong f_{H_i} = \frac{0,35}{t_r} \quad (11.69)$$

A freqüência de corte inferior pode ser determinada da resposta na saída, bastando para isto medir o tilt da Fig. 11.61 e substituir em uma das seguintes equações:

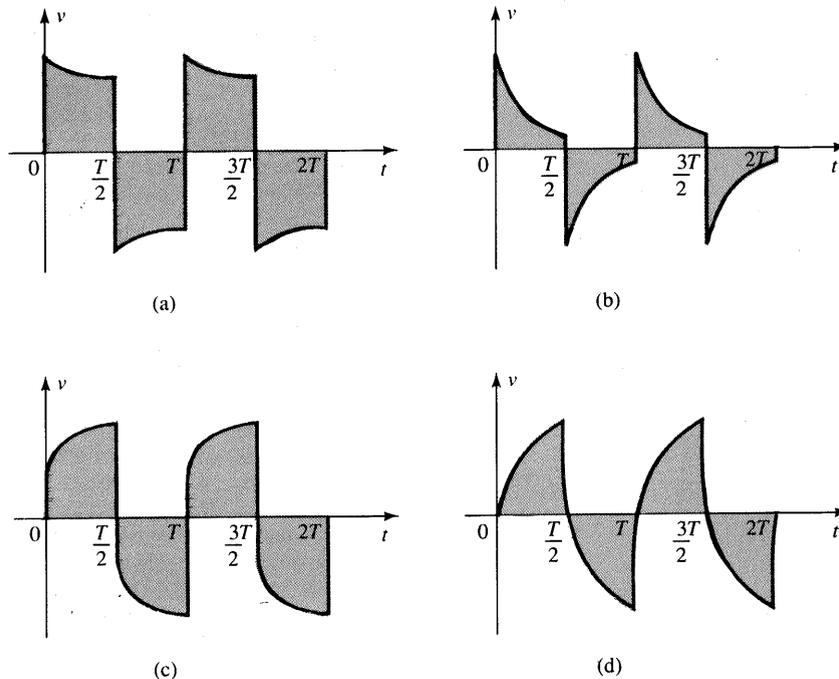


Fig. 11.60 (a) Resposta pobre para as baixas freqüências; (b) resposta muito pobre para as baixas freqüências; (c) resposta pobre para as altas freqüências; (d) resposta muito pobre para as altas freqüências.

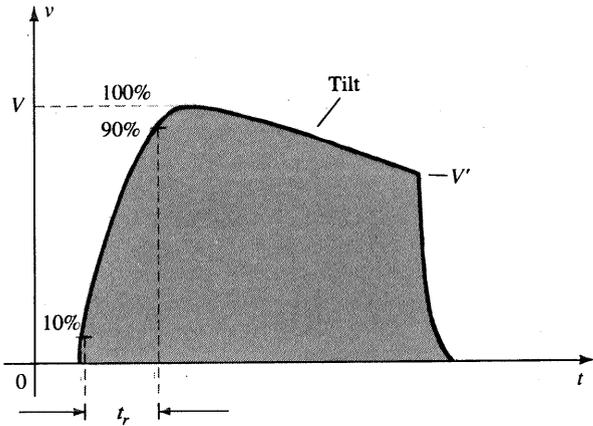


Fig. 11.61 Definido o tempo de subida e o tilt de resposta a uma onda quadrada.

$$\% \text{ tilt} = P\% = \frac{V - V'}{V} \times 100\% \quad (11.70)$$

$$\text{tilt} = P = \frac{V - V'}{V} \quad (\text{forma decimal}) \quad (11.71)$$

A frequência de corte inferior é então determinada de

$$f_{L_o} = \frac{P}{\pi} f_s \quad (11.72)$$

EXEMPLO 11.13

A aplicação de uma onda quadrada de 1 mV, 5 kHz em um amplificador produz a forma de onda na saída da Fig. 11.62.

- (a) Escreva a expansão em séries de Fourier para a onda quadrada até o nono harmônico.
- (b) Determine a banda passante do amplificador.
- (c) Calcule a frequência de corte inferior.

Solução

$$(a) v_i = \frac{4 \text{ mV}}{\pi} \left(\text{sen } 2\pi(5 \times 10^3)t + \frac{1}{3} \text{sen } 2\pi(15 \times 10^3)t \right)$$

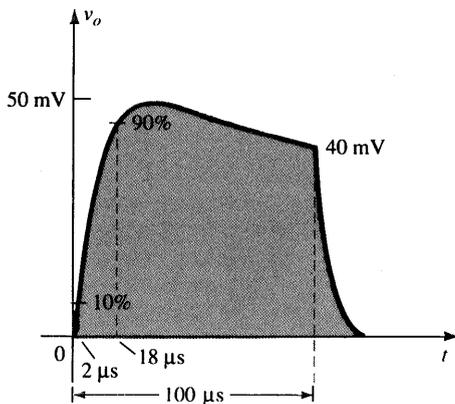


Fig. 11.62 Exemplo 11.13.

$$+ \frac{1}{5} \text{sen } 2\pi(25 \times 10^3)t + \frac{1}{7} \text{sen } 2\pi(35 \times 10^3)t + \frac{1}{9} \text{sen } 2\pi(45 \times 10^3)t$$

$$(b) t_r = 18 \mu\text{s} - 2 \mu\text{s} = 16 \mu\text{s}$$

$$BW = \frac{0,35}{t_r} = \frac{0,35}{16 \mu\text{s}} = 21.875 \text{ Hz} \approx 4,4f_s$$

$$(c) P = \frac{V - V'}{V} = \frac{50 \text{ mV} - 40 \text{ mV}}{50 \text{ mV}} = 0,2$$

$$f_{L_o} = \frac{P}{\pi} f_s = \left(\frac{0,2}{\pi} \right) (5 \text{ kHz}) = 318,31 \text{ Hz}$$

11.13 ANÁLISE POR COMPUTADOR

A análise computacional desenvolvida neste capítulo enfatiza e demonstra claramente a força do programa PSpice. A resposta completa de frequência de um sistema de único estágio ou multistágio pode ser determinada em um tempo relativamente curto, possibilitando a verificação dos cálculos teóricos, ou até mesmo proporcionando uma indicação imediata das frequências de corte inferior e superior do sistema. Os exercícios neste capítulo oferecem uma oportunidade de se aplicar o programa PSpice a uma variedade de circuitos.

PROBLEMAS

§ 11.2 Logaritmos

1. (a) Determine o logaritmo comum dos seguintes números: 10^3 , 50 e 0,707.
 (b) Determine o logaritmo natural dos números da letra (a).
 (c) Compare as soluções das letras (a) e (b).
2. (a) Determine o logaritmo comum do número $2,2 \times 10^3$.
 (b) Determine o logaritmo natural do número da letra (a) usando a Eq. (11.4).
 (c) Determine o logaritmo natural do número da letra (a) utilizando o logaritmo natural e compare com o resultado obtido acima.
3. Determine:
 (a) $20 \log_{10} 40/8$ utilizando a Eq. (11.6) e compare com $20 \log_{10} 5$.
 (b) $10 \log_{10} 1/20$ utilizando a Eq. (11.7) e compare com $10 \log_{10} 0,05$.
 (c) $\log_{10} (40) (0,125)$ utilizando a Eq. (11.8) e compare com $\log_{10} 5$.
4. Calcule o ganho de potência em decibéis para cada um dos seguintes casos.
 (a) $P_o = 100 \text{ W}, P_i = 5 \text{ W}$.
 (b) $P_o = 100 \text{ mW}, P_i = 5 \text{ mW}$.
 (c) $P_o = 100 \mu\text{W}, P_i = 20 \mu\text{W}$.
5. Determine G_{dBm} para um nível de 25 W de potência de saída.
6. Duas medidas de tensão efetuadas através da mesma resistência produziram $V_1 = 25 \text{ V}$ e $V_2 = 100 \text{ V}$. Calcule o ganho de potência em decibéis da segunda leitura sobre a primeira.
7. Foram medidas as tensões de entrada e saída, $V_1 = 10 \text{ mV}$ e $V_o = 25 \text{ V}$. Qual é o ganho de tensão em decibéis?
- *8. (a) O ganho total de um sistema com três estágios é 120 dB. Determine o ganho em decibéis de cada estágio, se o segundo estágio proporciona o dobro de ganho do primeiro, e o ganho do terceiro é 2,7 vezes maior do que o do primeiro.
 (b) Determine o ganho de tensão de cada estágio.

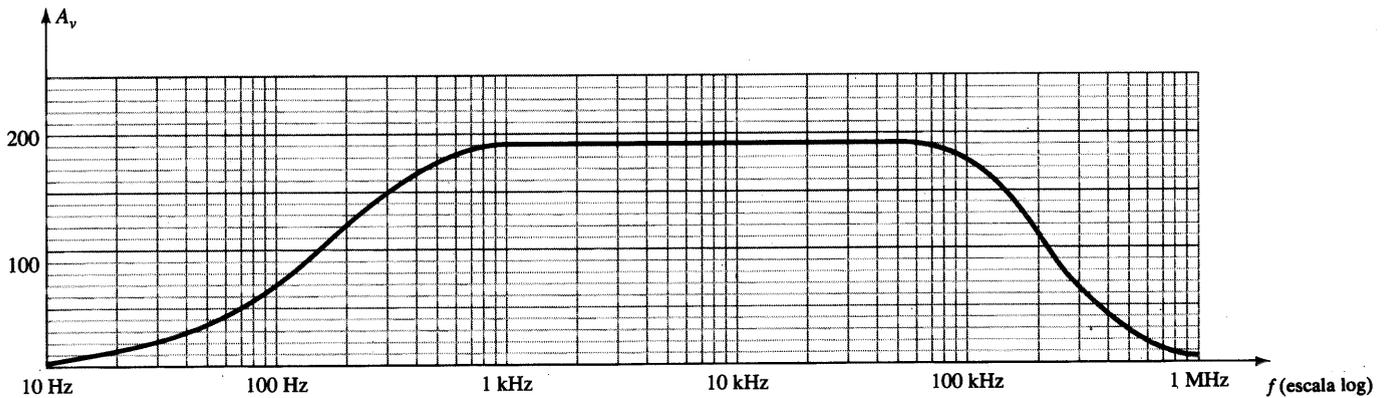


Fig. 11.63 Problema 10.

- *9. Se a potência ac de um sinal aplicado a um sistema é $5 \mu\text{W}$, em 100 mV, e a potência de saída é 48 W, determine:
- O ganho de potência em decibéis.
 - O ganho de tensão em decibéis para uma impedância de saída de $40 \text{ k}\Omega$.
 - A impedância de entrada.
 - A tensão de saída.

§ 11.4 Considerações Gerais sobre Frequência

10. Dada a curva da Fig. 11.63, esboce:
- O ganho normalizado.
 - O ganho normalizado em dB e determine a banda passante e as frequências de corte.

§ 11.5 Análise para Baixas Frequências — Diagrama de Bode

11. Para o circuito da Fig. 11.64:
- Determine a expressão matemática para a amplitude da razão V_o/V_i .
 - Utilizando os resultados da letra (a), determine V_o/V_i em 100 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 5 kHz, 10 kHz e trace a curva resultante para a faixa de frequência de 100 Hz até 10 kHz. Use a escala log.
 - Determine a frequência de corte.
 - Esboce as assíntotas e localize o ponto de -3 dB .
 - Esboce a resposta de frequência para V_o/V_i e compare com os resultados da letra (b).
12. Para o circuito da Fig. 11.64:
- Determine a expressão matemática para o ângulo existente entre V_o e V_i .
 - Determine o ângulo de fase em $f = 100 \text{ Hz}$, 1 kHz, 2 kHz, 5 kHz, 10 kHz e trace a curva resultante para faixa de frequência de 100 Hz até 10 kHz.

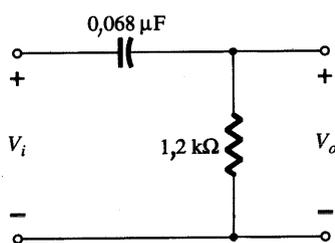


Fig. 11.64 Problemas 11, 12, 32.

- Determine a frequência de corte.
 - Esboce a resposta de frequência de θ para o mesmo espectro de frequências da letra (b) e compare os resultados.
13.
 - Que frequência é uma oitava acima de 5 kHz?
 - Que frequência é uma década abaixo de 10 kHz?
 - Que frequência é duas oitavas abaixo de 20 kHz?
 - Que frequência é duas décadas acima de 1 kHz?

§ 11.6 Resposta em Baixas Frequências — Amplificador TBJ

14. Repita a análise do Exemplo 11.9 com $r_o = 40 \text{ k}\Omega$. Qual é o efeito sobre $A_{v_{mid}}$, f_{L_s} , f_{L_c} , f_{L_e} e a frequência de corte resultante.
15. Para o circuito da Fig. 11.65:
- Determine r_e .
 - Ache $A_{v_{mid}} = V_o/V_i$.
 - Calcule Z_{i_r} .
 - Ache $A_{v_{mid}} = V_o/V_s$.
 - Determine f_{L_s} , f_{L_c} e f_{L_e} .
 - Determine a frequência de corte inferior.
 - Esboce as assíntotas do diagrama de Bode definidas pelas frequências de corte da letra (e).
 - Esboce a resposta em baixas frequências do amplificador aproveitando os resultados da letra (f).

- *16. Repita o problema 15 para o circuito com emissor estabilizado da Fig. 11.66.
- *17. Repita o problema 15 para o circuito seguidor-de-emissor da Fig. 11.67.
- *18. Repita o problema 15 para a configuração base-comum da Fig. 11.68. Lembre-se de que a configuração base-comum é um circuito não-inversor quando se considera o efeito de Miller.

§ 11.7 Resposta em Baixas Frequências — Amplificador FET

19. Para o circuito da Fig. 11.69:
- Determine V_{GS_Q} e I_{D_Q} .
 - Ache g_{m0} e g_m .
 - Calcule o ganho no meio da faixa ($A_v = V_o/V_i$).
 - Determine Z_i .
 - Calcule $A_{v_i} = V_o/V_s$.
 - Determine f_{L_c} , f_{L_e} e f_{L_s} .
 - Determine a frequência de corte inferior.
 - Esboce as assíntotas do diagrama de Bode definido pela letra (f).
 - Esboce a resposta de baixas frequências para o amplificador utilizando os resultados da letra (f).

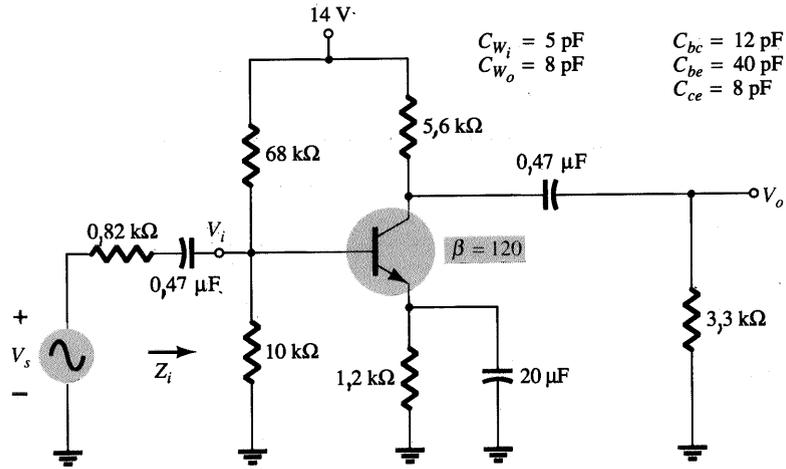


Fig. 11.65 Problemas 15, 22, 33.

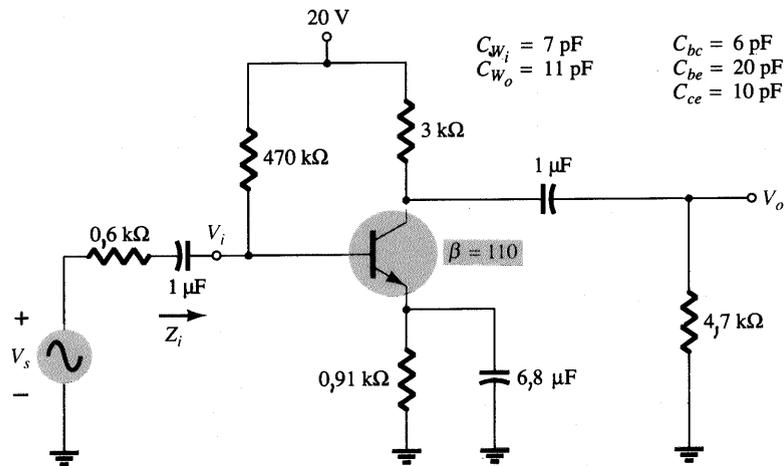


Fig. 11.66 Problemas 16, 23.

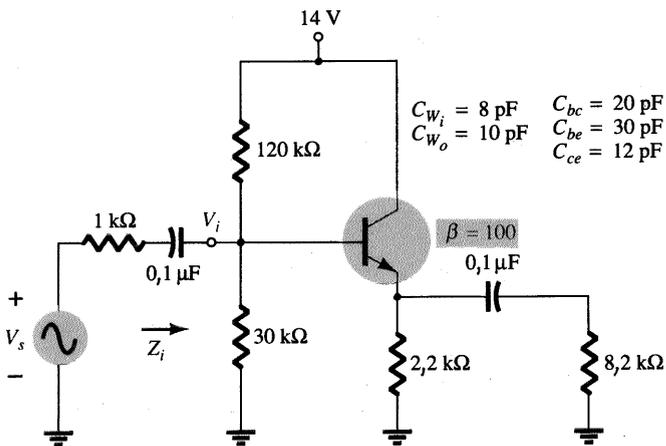


Fig. 11.67 Problemas 17, 24.

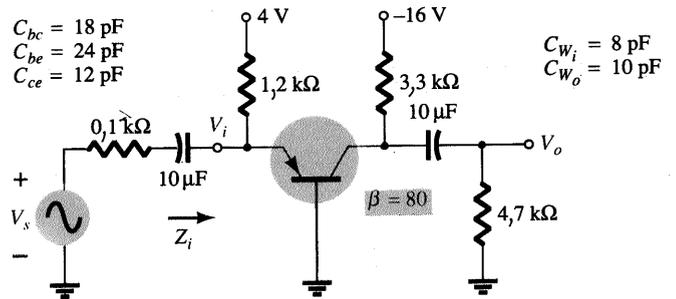


Fig. 11.68 Problemas 18, 25, 34.

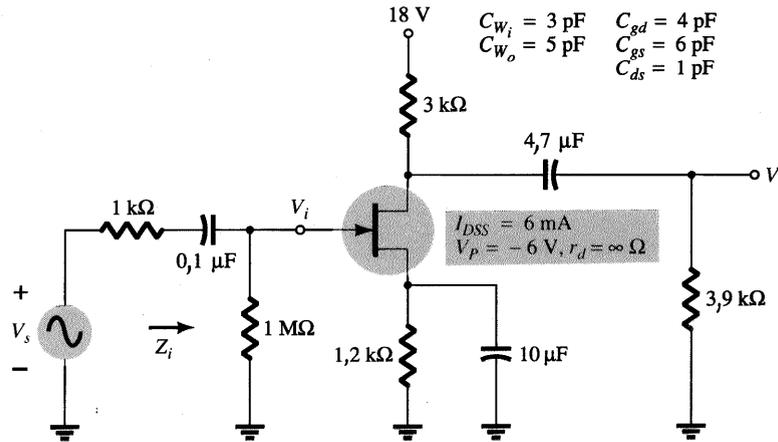


Fig. 11.69 Problemas 19, 20, 26, 35.

- *20. Repita a análise do problema 19 com $r_d = 100 \text{ k}\Omega$. Isto produz alguma alteração nos resultados? Se positivo, em quais parâmetros?
- *21. Repita a análise do Problema 19 para o circuito da Fig. 11.70. Que efeito teve a configuração com divisor de tensão sobre a impedância de entrada e ganho A_v do circuito? Compare com os resultados encontrados para o arranjo de polarização da Fig. 11.69.

§ 11.9 Resposta em Altas Frequências — Amplificador TBJ

- 22. Para o circuito da Fig. 11.65:
 - (a) Determine f_{H_i} e f_{H_o} .
 - (b) Assumindo que $C_{b'e} = C_{bc}$ e $C_{b'c} = C_{bc}$ ache f_β e f_T .
 - (c) Utilizando o diagrama de Bode, esboce a resposta de frequência para a região de altas frequências e determine a frequência de corte.
- *23. Repita a análise realizada no Problema 22 para o circuito da Fig. 11.66.
- *24. Repita a análise realizada no Problema 22 para o circuito da Fig. 11.67.
- *25. Repita a análise realizada no Problema 22 para o circuito da Fig. 11.68.

§ 11.10 Resposta em Altas Frequências — Amplificador FET

- 26. Para o circuito da Fig. 11.69.
 - (a) Determine g_{m0} e g_m .
 - (b) Ache A_v e A_{v_c} para a faixa central do espectro.
 - (c) Determine f_{H_i} e f_{H_c} .
 - (d) Esboce a resposta de frequência para a região de altas frequências, utilizando o diagrama de Bode, e determine a frequência de corte.
- *27. Repita a análise do Problema 26 para o circuito da Fig. 11.70.

§ 11.11 Efeitos da Frequência em Circuitos Multiestágios

- 28. Calcule o ganho de tensão total de um amplificador com quatro estágios idênticos, cada um com um ganho de 20 dB.
- 29. Calcule a frequência de 3 dB de um amplificador com quatro estágios, sabendo-se que para cada estágio $f_2 = 2,5 \text{ MHz}$.
- 30. Um amplificador com quatro estágios possui um estágio com uma frequência de 3 dB inferior de $f_1 = 40 \text{ Hz}$. Qual é o valor de f_1 para o amplificador completo?

§ 11.12 Teste de Onda Quadrada

- *31. A aplicação de uma onda quadrada de 10 mV, 100 kHz, a um amplificador, produziu na saída a forma de onda mostrada na Fig. 11.71.

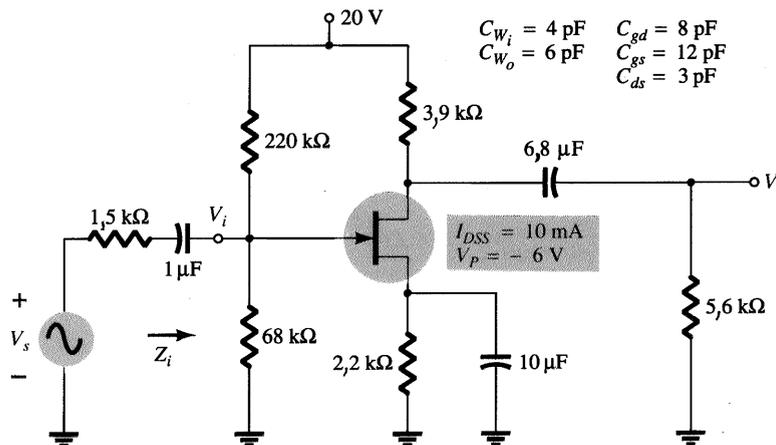


Fig. 11.70 Problemas 21, 27.

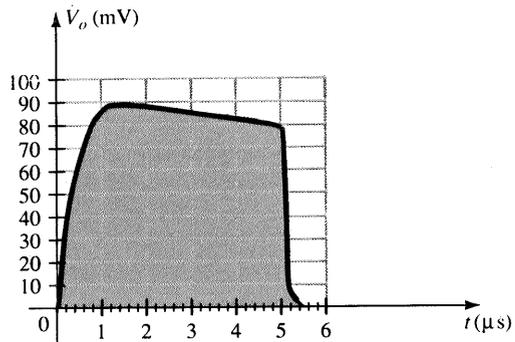


Fig. 11.71 Problema 31.

- (a) Escreva a série de Fourier para a onda quadrada até o nono harmônico.

- (b) Determine a banda passante do amplificador com a precisão disponível na Fig. 11.71.
 (c) Calcule a frequência de corte inferior.

§ 11.13 Análise por Computador

32. (a) No PSpice, escreva o arquivo de entrada para a análise da resposta de frequência de V_o/V_i do filtro passa alta da Fig. 11.64.
 (b) Execute o programa e compare com os valores teóricos para a frequência de corte.
33. (a) No PSpice, escreva o arquivo de entrada para a análise da resposta de frequência de V_o/V_s do amplificador TBJ da Fig. 11.65.
 (b) Execute o programa e compare como os valores teóricos.
34. Repita o Problema 33 para o circuito da Fig. 11.68.
35. Repita o Problema 33 para a configuração com JFET da Fig. 11.69.

*Observação: Os asteriscos indicam problemas mais difíceis.