

Amplificadores

O processamento de sinal mais simples é a amplificação. A resposta de um amplificador linear a um sinal senoidal é um sinal senoidal de mesma frequência, em geral com amplitude e fase diferentes em relação ao sinal de entrada.

Resposta em frequência de amplificadores

A magnitude do ganho do amplificador numa determinada frequência é obtida pela relação entre as amplitudes do sinal de saída (V_o) e do sinal de entrada (V_s). O ângulo ϕ é o desvio de fase do sinal de saída em relação ao sinal de entrada.

A resposta de um amplificador a um sinal senoidal é perfeitamente determinada pelo módulo e fase da função de transferência.

$$|T(\omega)| = \frac{V_o}{V_s} \quad \angle T(\omega) = \phi$$

onde $T(\omega)$ é a função de transferência.

Para se obter a resposta em frequência do amplificador pode-se calcular, ou medir, $|T(\omega)|$ e $\angle T(\omega)$ para cada frequência desejada.

Os amplificadores estudados neste curso podem ser classificados, quanto às suas respostas em frequência do ganho de tensão, como amplificadores AC e DC conforme indicado na Fig. 1.

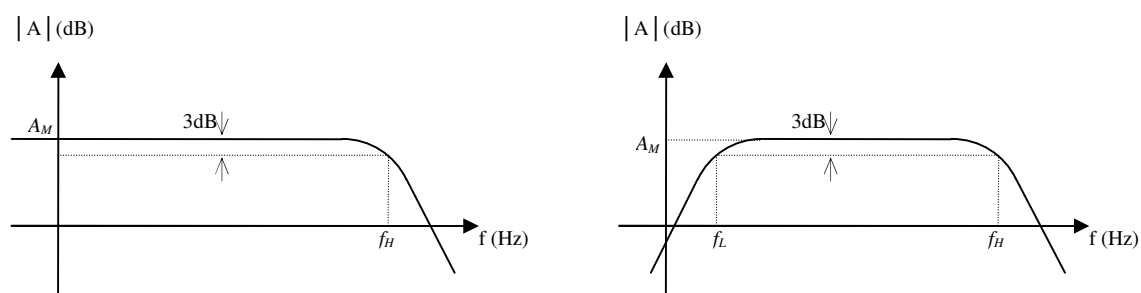


Fig. 1 Tipos de resposta em frequência: (a) amplificador DC (b) amplificador AC.

Os **amplificadores AC** são aqueles que apresentam acoplamento capacitivo ou indutivo em algum ponto do percurso do sinal entre o gerador e a carga e os **amplificadores DC** apresentam acoplamento direto. Pode-se observar que a única diferença entre as respectivas respostas em frequência é que a do

amplificador DC não apresenta atenuação em baixas frequências, permitindo a amplificação de sinais de corrente contínua.

A faixa de frequências onde o ganho é aproximadamente constante é chamada de **banda média, banda de passagem ou banda passante** (BW) e fica compreendida entre as frequências de corte inferior (f_L) e superior (f_H). A **frequência de corte**, por definição, é aquela onde o ganho do amplificador é 3dB menor do que o ganho na banda média (A_M), ou seja, $0,707 A_M$.

$$BW = f_H - f_L \quad (1.1)$$

Como normalmente $f_H \gg f_L$,

$$BW \approx f_H \quad (1.2)$$

Uma figura de mérito para amplificadores é o **produto ganho-banda passante** (GB), definido como:

$$GB = A_M \cdot f_H \quad (1.3)$$

Mais tarde será visto que o GB do amplificador é constante e serve como parâmetro para se definir o compromisso entre ganho e banda passante para um dado amplificador.

Função de transferência

A função de transferência de um amplificador é obtida analisando o circuito no domínio-s (Laplace). Neste domínio, todos os capacitores são substituídos pela impedância $1/sC$ e os indutores por sL . Aplicando as técnicas usuais para análise de circuitos, pode-se obter a função de transferência $T(s) = V_o(s)/V_s(s)$. As funções de transferência obtidas são da forma:

$$T(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0}$$

Principais características de uma função de transferência:

- Os amplificadores devem responder, em qualquer frequência, com uma saída de amplitude limitada se a amplitude da excitação de entrada for limitada. Para garantir esta condição é necessário que a ordem do numerador seja menor do que a ordem do denominador ($m \leq n$).
- Os coeficientes de s são reais, uma vez que L e C são reais.
- Como os coeficientes são reais, as raízes dos polinômios só podem ser números reais ou complexos conjugados. As raízes dos polinômios do numerador e do denominador são chamadas, respectivamente, de zeros e pólos da função de transferência.

- Será visto mais tarde que, por questões de estabilidade do amplificador, os pólos da função de transferência devem ter as partes reais negativas, isto é, devem estar localizados no SLE (semi-plano lateral esquerdo) do plano complexo- s .

Zeros e pólos da função de transferência

Conhecendo-se as raízes do numerador (zeros) e as raízes do denominador (pólos) os polinômios da função de transferência podem ser fatorados para ficar numa forma apropriada para o traçado do diagrama de Bode de amplitude e fase.

$$T(s) = a_m \frac{(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_n)}$$

Resposta em frequência

Por exemplo, conforme indicado na Fig. 2, considere uma fonte de sinal V_s , com impedância de saída R_s , excitando um amplificador caracterizado pelo ganho (A) e por suas impedâncias de entrada (R_i) e de saída (R_o), e este, por sua vez, ligado a uma carga R_L . O capacitor C_1 é o capacitor de acoplamento entre a fonte de sinal e o amplificador e o capacitor C_2 representa as capacitâncias parasitas do amplificador.

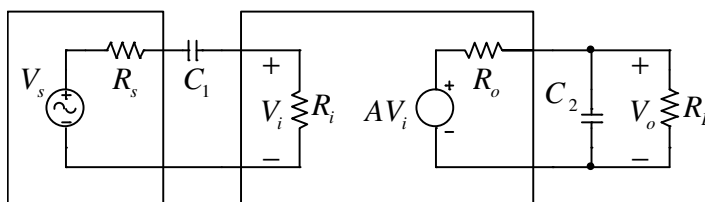


Fig. 2 Modelo de um amplificador: C_1 representa o capacitor de acoplamento e C_2 a capacitância parasita associada.

Calculando a função de transferência $T(s) = V_o(s)/V_s(s)$, vem:

$$V_i = V_s \frac{R_i}{R_s + \frac{1}{sC_1} + R_i} = V_s \frac{\frac{R_i}{R_s + R_i} s}{\left(s + \frac{1}{C_1(R_s + R_i)} \right)}$$

$$V_o = AV_i \frac{R_L // \frac{1}{sC_2}}{R_o + R_L // \frac{1}{sC_2}} = AV_i \frac{\frac{R_L}{R_o + R_L}}{\left(sC_2 \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \right) + 1 \right)}$$

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{\frac{R_i}{R_s + R_i} s}{\left(s + \frac{1}{C_1(R_s + R_i)} \right)} \cdot A \cdot \frac{\frac{R_L}{R_o + R_L}}{\left(sC_2 \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \right) + 1 \right)}$$

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{s}{\left(s + \frac{1}{C_1(R_s + R_i)} \right)} \cdot A_M \cdot \frac{1}{\left(sC_2 \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \right) + 1 \right)}$$

$$T(s) = \frac{s}{(s + \omega_L)} \cdot A_M \cdot \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_H} + 1 \right)}, \text{ onde } \begin{cases} \omega_L = \frac{1}{C_1(R_s + R_i)} = \frac{1}{C_1 \operatorname{Re} q_1} \\ \omega_H = \frac{1}{C_2 \left(\frac{R_o R_L}{R_o + R_L} \right)} = \frac{1}{C_2 \operatorname{Re} q_2} \\ A_M = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot A \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} \end{cases} \quad (1.4)$$

Observe que a Eq.(1.4) representa a associação em cascata de três blocos: um filtro passa-altas com frequência de corte ω_L , associada ao capacitor C_1 , um filtro passa-baixas com frequência de corte ω_H , associada ao capacitor C_2 e um ganho global na faixa média A_M .

Observando a Fig. 2, pode-se verificar que tanto $\operatorname{Re} q_1 = R_s + R_i$ como $\operatorname{Re} q_2 = R_o // R_L$ são as resistências equivalentes vistas, respectivamente, por C_1 e por C_2 .

Os capacitores de *bypass* de emissor, numa estrutura genérica apresentada na Fig. 3, também contribuem para a frequência de corte inferior.

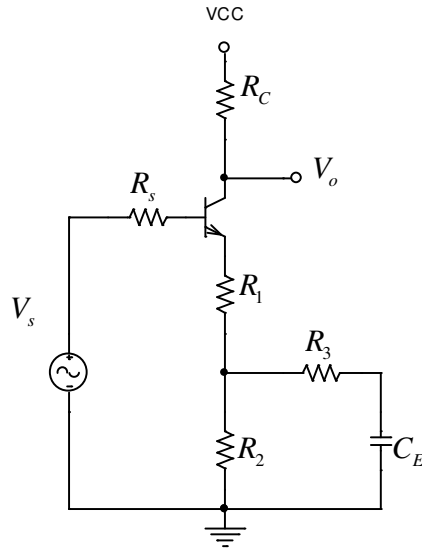


Fig. 3 Circuito para verificação do efeito do capacitor de *bypass* C_E .

$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = - \frac{h_{fe} R_C}{R_s + r_\pi + (h_{fe} + 1) \left\{ R_1 + \left[R_2 // \left(\frac{1}{sC_E} + R_3 \right) \right] \right\}}$$

$$A_V = - \frac{h_{fe} R_C [sC_E (R_2 + R_3) + 1]}{sC_E (R_2 + R_3) [R_s + r_\pi + (h_{fe} + 1) R_1] + R_s + r_\pi + (h_{fe} + 1) (R_1 + R_2 + sC_E R_2 R_3)}$$

$$A_V = - \frac{h_{fe} R_C [sC_E (R_2 + R_3) + 1]}{sC_E \left\{ (R_2 + R_3) [R_s + r_\pi + (h_{fe} + 1) R_1] + (h_{fe} + 1) R_2 R_3 \right\} + R_s + r_\pi + (h_{fe} + 1) (R_1 + R_2)}$$

$$A_V = \frac{- \frac{h_{fe} R_C}{R_s + r_\pi + (h_{fe} + 1) (R_1 + R_2)} [sC_E (R_2 + R_3) + 1]}{\left[sC_E \frac{(R_2 + R_3) [R_s + r_\pi + (h_{fe} + 1) R_1] + (h_{fe} + 1) R_2 R_3}{R_s + r_\pi + (h_{fe} + 1) (R_1 + R_2)} + 1 \right]}$$

$$A_V = \frac{-\frac{h_{fe}R_C}{R_s + r_\pi + (h_{fe} + 1)(R_1 + R_2)}[sC_E(R_2 + R_3) + 1]}{\frac{(R_2 + R_3)\left(\frac{R_s + r_\pi}{(h_{fe} + 1)} + R_1\right) + R_2R_3}{sC_E\frac{R_s + r_\pi}{(h_{fe} + 1)} + R_1 + R_2} + 1}$$

$$A_V = \frac{-\frac{h_{fe}R_C}{R_s + r_\pi + (h_{fe} + 1)(R_1 + R_2)}[sC_E(R_2 + R_3) + 1]}{\left\{sC_E\left[\frac{\left(\frac{R_s + r_\pi}{(h_{fe} + 1)} + R_1\right)R_2}{\frac{R_s + r_\pi}{(h_{fe} + 1)} + R_1 + R_2} + R_3\right] + 1\right\}}$$

$$A_V = \frac{-\frac{h_{fe}R_C}{R_s + r_\pi + (h_{fe} + 1)(R_1 + R_2)}[sC_E Re q_z + 1]}{[sC_E Re q_p + 1]} = \frac{A\left(\frac{s}{\omega_z} + 1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_p} + 1\right)} \quad (1.5)$$

onde:

$$A = -\frac{h_{fe}R_C}{R_s + r_\pi + (h_{fe} + 1)(R_1 + R_2)}$$

$$Re q_z = (R_2 + R_3)$$

$$Re q_p = \left\{R_2 // \left(\frac{R_s + r_\pi}{(h_{fe} + 1)} + R_1\right)\right\} + R_3 \quad (1.6)$$

Pela Eq. (1.5) podemos concluir que, nesta configuração de circuito, o capacitor de *bypass* C_E contribui com um pólo e um zero na resposta em frequência do amplificador posicionados, respectivamente, nas frequências:

$$\omega_p = \frac{1}{Req_p C_E} \quad e \quad \omega_z = \frac{1}{Req_z C_E} \quad (1.7)$$

Observando a Fig. 3 e as Eqs. (1.5) (1.6) e (1.7), verificamos que para o cálculo das frequências do pólo e do zero devemos considerar as impedâncias vistas pelo capacitor C_E em duas situações diferentes. Para a frequência do pólo consideramos a impedância equivalente vista por C_E com o transistor em operação normal (Req_p). Para a frequência do zero consideramos a impedância equivalente vista por C_E considerando o transistor desligado do circuito (Req_z).

Analogamente, é possível mostrar que este mesmo procedimento pode ser utilizado quando existe um capacitor de *bypass* na base, usado comumente na configuração base-comum.

Podemos concluir que os capacitores de acoplamento entre estágios, como C_1 , e os capacitores de *bypass*, como C_E , contribuem na formação de filtros passa-altas e, por este motivo, são responsáveis pelos pólos de baixa frequência que definirão a frequência de corte inferior do amplificador. Por outro lado, as capacitâncias parasitas, que sempre poderão ser modeladas como capacitores entre um nó qualquer do circuito e terra, como C_2 , formam filtros passa-baixas sendo, portanto, responsáveis pelos pólos de alta frequência que definirão a frequência de corte superior do amplificador. Também podemos observar nas Eqs. (1.4) e (1.7) que as frequências de corte, independentemente de sua atuação em frequência baixa ou alta, são definidas pelos capacitores e pelas respectivas impedâncias que cada um vê.

Resposta em baixas frequências

Com base no estudo anterior podemos concluir que a frequência de corte inferior de um amplificador com apenas um capacitor de acoplamento ou de *bypass* de emissor poderá ser calculada conforme indicado na Eq. (1.8), onde Req_1 é a impedância equivalente vista por C_1 .

$$\omega_{c_1} = \frac{1}{Req_1 \cdot C_1} \Rightarrow \boxed{f_{c_1} = \frac{1}{2\pi Req_1 C_1}} \quad (1.8)$$

Entretanto, um amplificador pode apresentar mais de um capacitor de acoplamento e/ou de *bypass* de emissor. Neste caso, cada um dos capacitores (C_i) terá uma frequência de corte associada conforme indicado na Eq. (1.9), onde Req_i é a impedância equivalente vista por C_i .

$$\omega_{C_i} = \frac{1}{Req_i \cdot C_i} \Rightarrow \boxed{f_{C_i} = \frac{1}{2\pi Req_i C_i}} \quad (1.9)$$

Se todos os capacitores forem calculados para uma única frequência de corte, o amplificador apresentará pólos múltiplos nesta frequência acarretando uma atenuação muito maior do que 3 dB. Desta forma, a frequência de corte inferior do amplificador ficará muito deslocada para frequência mais alta, reduzindo a banda de passagem. Para evitar este problema e outro relativo à estabilidade do amplificador que será estudado mais adiante, podemos adotar um critério prático para o cálculo destes capacitores. Devemos calcular cada um como sendo o único responsável pela frequência de corte desejada, para isso, os demais devem ser considerados em curto-circuito (somente os capacitores responsáveis por frequência de corte inferior). Em seguida, escolhemos um deles para ser o capacitor dominante, isto é, aquele que realmente definirá a frequência de corte. Os demais devem ser recalculados para frequências mais baixas mantendo um afastamento entre elas de pelo menos 5 vezes para minimizar a interferência de um pólo sobre o outro.

Resposta em altas frequências

Como os capacitores de *bypass* e os de acoplamento entre estágios atuam em frequências baixas, na banda média (banda de passagem) estes capacitores podem ser considerados em curto-circuito, pois não exercem mais qualquer influência sobre a resposta em frequência do amplificador na banda média ou altas frequências.

Com o aumento da frequência, as capacitâncias parasitas de cada nó do circuito (ver Fig. 2) começam a atuar provocando a redução da amplitude do sinal de saída. Analogamente ao que foi visto para baixas frequências, podemos concluir que para um amplificador com apenas um nó com capacitância parasita (C_2), a frequência de corte superior poderá ser calculada conforme indicado na Eq. (1.10), onde Req_2 é a impedância equivalente vista por C_2 .

$$\omega_{C_2} = \frac{1}{Req_2 \cdot C_2} \Rightarrow \boxed{f_{C_2} = \frac{1}{2\pi Req_2 C_2}} \quad (1.10)$$

Entretanto, um amplificador pode apresentar mais de um nó com capacitância parasita associada. Neste caso, cada um dos capacitores (C_i) contribui com uma frequência de corte conforme indicado na Eq. (1.11), onde Req_i é a impedância equivalente vista por C_i , considerando os demais capacitores em circuito aberto (somente os capacitores responsáveis por frequência de corte superior).

$$\omega_{C_i} = \frac{1}{Req_i \cdot C_i} \Rightarrow \boxed{f_{C_i} = \frac{1}{2\pi Req_i C_i}} \quad (1.11)$$

Teorema de Miller

Frequentemente, no cálculo da resposta em altas frequências, aparecem capacitâncias que estão ligadas entre dois nós do circuito ao invés de ligadas a terra, tornando mais trabalhosa a análise. Um exemplo desta situação é a capacitância entre coletor e base de um transistor usado na configuração emissor comum. Entretanto, existe um teorema de circuito, conhecido como teorema de Miller, que permite a substituição de um elemento suspenso por dois outros, ligados de cada nó para terra. Desta forma, se o elemento suspenso for um capacitor, a Eq. (1.11) pode ser aplicada para cada um dos capacitores Miller equivalentes, levando em consideração as respectivas impedâncias vistas.

Considere, como na Fig. 4(a), um circuito onde exista uma impedância (Z) conectada entre os nós 1 e 2, sendo conhecido o ganho de tensão do nó 2 para o nó 1 ($A = V_2/V_1$).

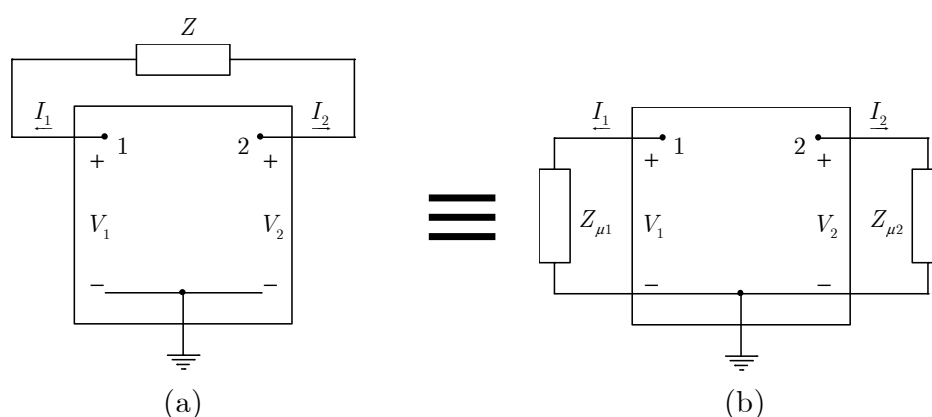


Fig. 4 Teorema de Miller

As impedâncias $Z_{\mu 1}$ e $Z_{\mu 2}$ podem ser determinadas do seguinte modo:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z} = \frac{V_1 - AV_1}{Z} = \frac{(1-A)V_1}{Z} \Rightarrow \boxed{Z_{\mu 1} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z}{(1-A)}} \quad (1.12)$$

$$I_2 = \frac{V_2 - V_1}{Z} = \frac{V_2 - \frac{V_2}{A}}{Z} = \frac{\left(1 - \frac{1}{A}\right)V_2}{Z} \Rightarrow \boxed{Z_{\mu 2} = \frac{V_2}{I_2} = \frac{AZ}{(A-1)}}$$

Observe que as Fig. 4(a) e (b) são equivalentes, uma vez que as correntes que saem do nó 1 e do nó 2 são iguais nas duas situações.

Para $Z = 1/sC$ teremos:

$$Z_{\mu 1} = \frac{Z}{(1-A)} = \frac{1}{sC(1-A)} = \frac{1}{sC_{\mu 1}} \Rightarrow \boxed{C_{\mu 1} = C(1-A)}$$

$$Z_{\mu 2} = \frac{AZ}{(A-1)} = \frac{1}{sC \frac{(A-1)}{A}} = \frac{1}{sC_{\mu 2}} \Rightarrow \boxed{C_{\mu 2} = C \frac{(A-1)}{A}} \quad (1.13)$$

Observe que se A for o ganho de um amplificador inversor, o capacitor $C_{\mu 1}$ do nó 1 para terra fica muitas vezes maior do que o capacitor original (C) acarretando uma redução na frequência de corte do amplificador devido ao efeito Miller.

RESUMO: Resposta em frequência

Resposta em baixas frequências:

- Identificar os capacitores;
- Calcular as respectivas impedâncias vistas, considerando os demais capacitores em **curto**;
- Calcular as possíveis frequências de corte;
- A **frequência de corte inferior** do amplificador será a frequência mais **alta** calculada.

Resposta em altas frequências:

- Identificar os capacitores;
- Calcular as respectivas impedâncias vistas, considerando os demais capacitores em **aberto**;
- Calcular as possíveis frequências de corte;
- A **frequência de corte superior** do amplificador será a frequência mais **baixa** calculada.

Exemplo:

Estimar a curva de resposta em frequência (v_o/v_s) do amplificador emissor comum (EC) da Fig. 5.

Considere $r_\pi = 3125\Omega$, $r_o = 50k\Omega$, $h_{fe} = 200$, $C_\mu = 3,5pF$ e $C_\pi = 11pF$.

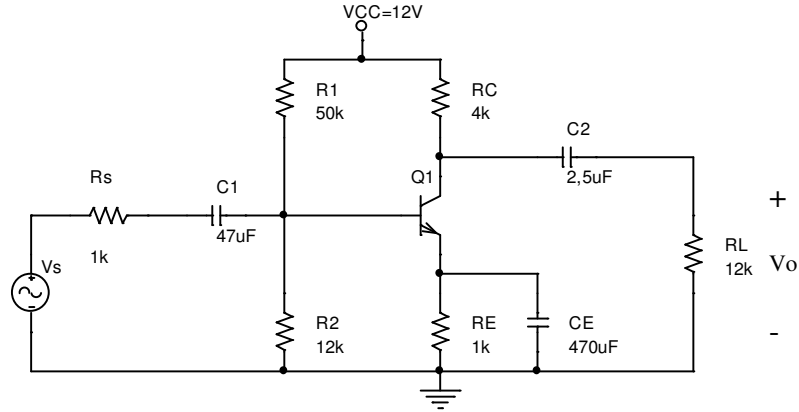


Fig. 5 Amplificador na configuração emissor comum.

Estimativa da resposta em baixas frequências

Cada capacitor de acoplamento (C_1 e C_2) e de *bypass* (C_E) contribui com um pólo cuja frequência pode ser determinada pela Eq. (1.9). Para isso, devemos calcular a impedância equivalente que cada capacitor vê, considerando os demais em curto-circuito, respectivamente, $Re q_{C1}$, $Re q_{C2}$ e $Re q_{pCE}$. O capacitor C_E contribui, também, com um zero cuja frequência depende da impedância equivalente $Re q_{zCE}$. Para o circuito da Fig. 5, essas impedâncias podem ser calculadas conforme Eq. (1.14).

$$Re q_{C1} = R_s + [R_1 // R_2 // (r_\pi + r_x)]$$

$$Re q_{C2} = R_L + (R_C // r_o)$$

$$Re q_{pCE} = R_E // \left[\frac{(R_1 // R_2 // R_s) + (r_\pi + r_x)}{h_{fe} + 1} \right]$$

$$Re q_{zCE} = R_E \quad (1.14)$$

Assim, as frequências dos pólos e do zero que atuam em baixas frequências podem ser determinadas conforme indicado na Eq. (1.9). A frequência mais alta será a frequência de corte do amplificador, desde

que seja pelo menos três ou quatro vezes maior do que a segunda maior frequência. Para o exemplo dado, temos:

$$\begin{aligned}
 \text{Re } q_{C1} &\cong 3,4k\Omega \Rightarrow f_{C1} \cong 1Hz \\
 \text{Re } q_{C2} &\cong 16k\Omega \Rightarrow f_{C2} \cong 4Hz \\
 \text{Re } q_{pCE} &\cong 20\Omega \Rightarrow f_{pCE} \cong 17Hz \\
 \text{Re } q_{zCE} &= 1k\Omega \Rightarrow f_{zCE} \cong 0,34Hz
 \end{aligned} \tag{1.15}$$

Pelos resultados indicados na Eq. (1.15), a frequência de corte inferior do amplificador é definida pelo capacitor de *bypass* (C_E) em $f_L \cong 17Hz$.

Para frequências inferiores a $f_L/3$, o capacitor C_E pode ser considerado aberto, alterando as impedâncias vistas pelos demais capacitores e, conseqüentemente, a posição dos respectivos pólos. A determinação mais precisa dos demais pólos, depende de uma análise mais detalhada. A impedância $\text{Re } q_{zCE}$ não se altera e $\text{Re } q_{pC2}$ é muito pouco afetada. Entretanto, a impedância $\text{Re } q_{pC1}$ fica substancialmente alterada e pode ser calculada conforme indicado na eq. (1.16).

$$\text{Re } q_{C1} = R_s + \left\{ R_1 // R_2 // \left[r_x + r_\pi + R_E (h_{fe} + 1) \right] \right\} \cong 10k\Omega \Rightarrow f_{C1} \cong 0,33Hz \tag{1.16}$$

Pode-se observar que, por coincidência, o pólo de C_1 e o zero de C_E estão posicionados em frequências muito próximas e, portanto, os seus efeitos serão cancelados. A resposta em baixas frequências deste amplificador terá o aspecto indicado na Fig. 6.

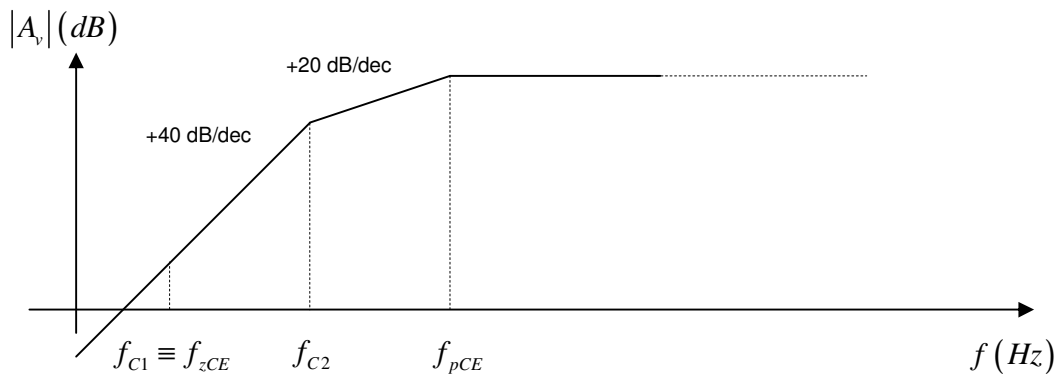


Fig. 6 Estimativa da resposta em baixas frequências do amplificador da Fig. 5.

Estimativa da resposta em altas frequências

Aplicando o modelo Híbrido π ao circuito do amplificador da fig. 5 e analisando sob a influência do efeito Miller, vem (Fig. 6):

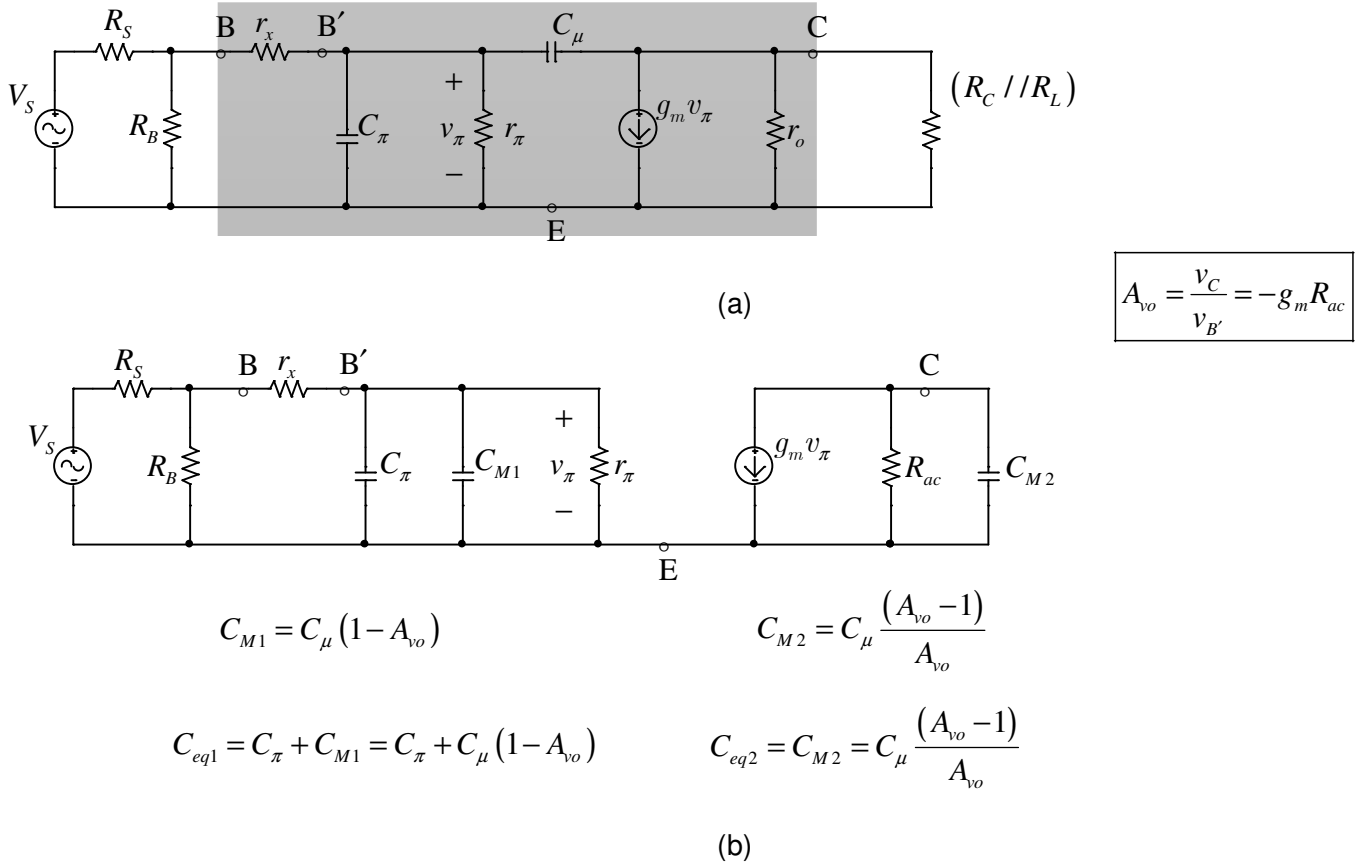


Fig. 7 (a) Modelo híbrido π aplicado ao circuito da Fig.5 para a estimativa da resposta em altas frequências; (b) modelo com a aplicação do efeito Miller.

Analogamente ao que foi visto para frequência de corte inferior, aos capacitores C_{eq1} e C_{eq2} estão associados pólos cujas frequências podem ser determinadas pela Eq.(1.11). Para isso, devemos calcular a impedância equivalente que cada capacitor vê, respectivamente, R_{eq1} e R_{eq2} , considerando os demais capacitores em circuito aberto. Para o circuito da Fig. 5, essas impedâncias podem ser calculadas conforme Eq. (1.17).

$$R_{eq1} = \left[(R_S \parallel R_B) + r_x \right] \parallel r_\pi \quad R_{eq2} = (R_C \parallel R_L \parallel r_o) = R_{ac} \quad (1.17)$$

Assim, as frequências dos pólos que atuam em altas frequências podem ser determinadas conforme indicado na Eq. (1.11). A frequência mais baixa será a frequência de corte do amplificador. Para o exemplo dado, temos:

$$Re q_1 \cong 0,7k\Omega$$

$$Re q_2 \cong 2,8k\Omega$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi} = 0,064 \text{ A/V} \quad A_{vo} = -g_m R_{eq2} = -180 \text{ V/V}$$

$$C_{eq1} = C_\pi + C_{M1} = C_\pi + C_\mu (1 - A_{vo}) \cong 645 \text{ pF}$$

$$C_{eq2} = C_{M2} = C_\mu \frac{(A_{vo} - 1)}{A_{vo}} \cong C_\mu = 3,5 \text{ pF}$$

Temos então:

$$f_{c_i} = \frac{1}{2\pi Re q_i C_i} \Rightarrow \begin{cases} f_1 \cong 353 \text{ kHz} \\ f_2 \cong 16 \text{ MHz} \end{cases}$$

Pelos resultados obtidos, estimamos a frequência de corte superior (f_H) como a mais baixa das duas frequências calculadas, que é definida pelo capacitor equivalente C_{eq1} em $f_H \cong 353 \text{ kHz}$.

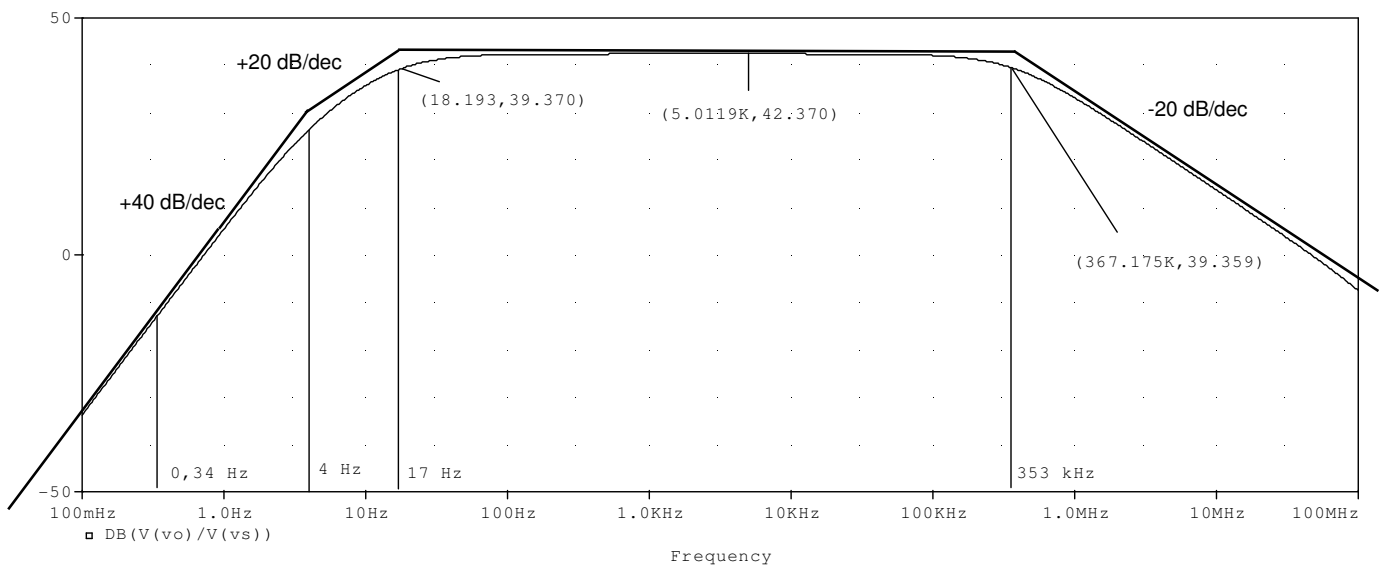


Fig. 8 Comparação entre as respostas em frequência estimada (assintótica) e simulada.

Amplificador Cascode

Ganho

O amplificador formado pela associação em cascata de um estágio emissor comum (EC) e outro base comum (BC) é denominado de amplificador cascode.

Considere $r_\pi = 3125\Omega$, $r_o = 50k\Omega$, $h_{fe} = 200$, $C_\mu = 3,5pF$ e $C_\pi = 11pF$.

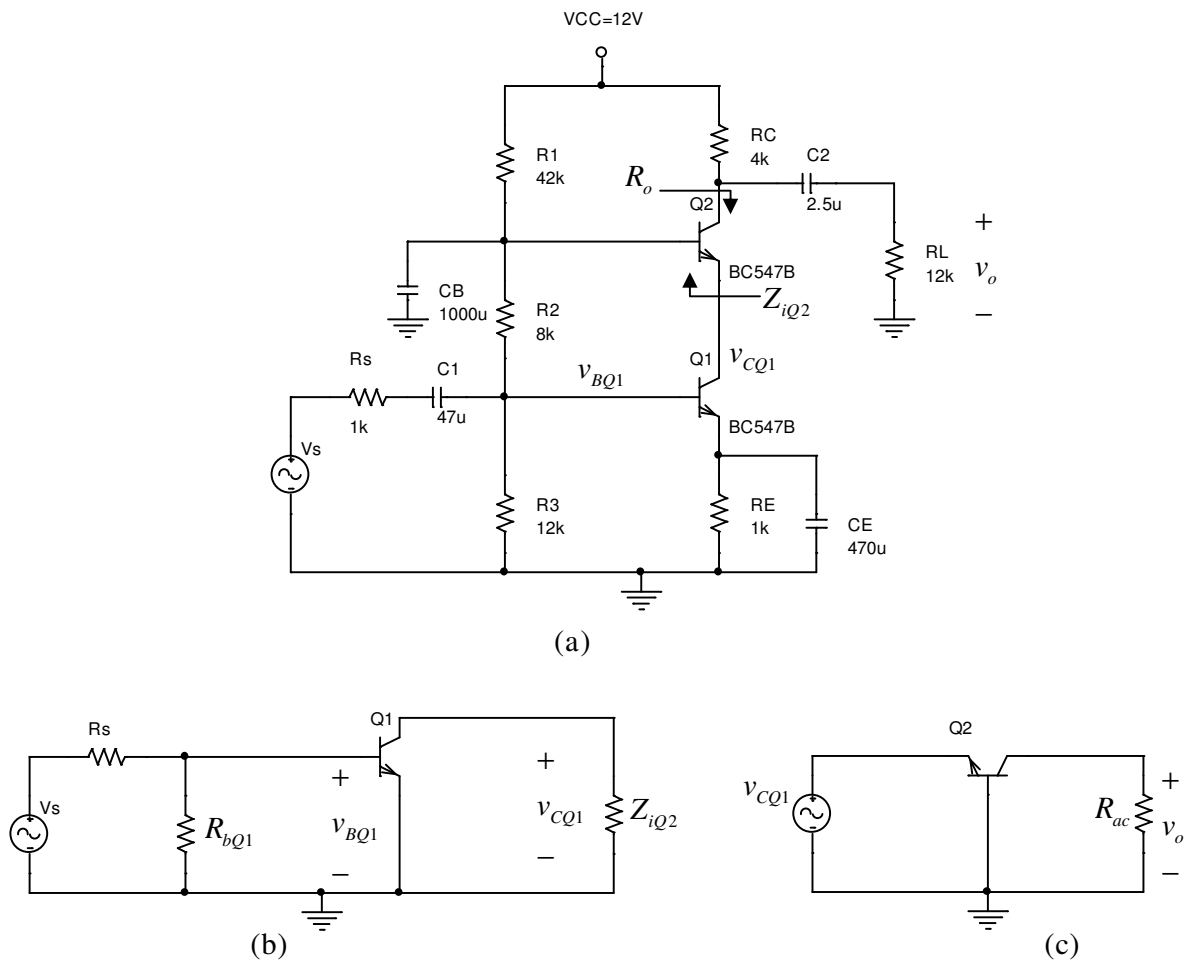


Fig. 9 (a) Amplificador na configuração cascode; (b) circuito equivalente do estágio emissor comum; (c) circuito equivalente do estágio base comum.

Como os transistores são idênticos e com a mesma corrente de polarização, podemos considerá-los com os mesmos parâmetros, ou seja, $g_{m1} = g_{m2} = g_m$; $r_{\pi1} = r_{\pi2} = r_\pi$ e $r_{o1} = r_{o2} = r_o$. Temos, então:

$$R_{bQ1} = (R_2 // R_3); \quad Z_{iQ2} = \frac{r_\pi}{(h_{fe} + 1)}; \quad R_{ac} = (R_C // R_L // R_o) \quad (1.18)$$

Onde R_o é a impedância de saída do amplificador cascode que, conforme será visto mais adiante, é muito maior do que r_o .

O ganho total do amplificador cascode pode ser estimado pelo produto dos ganhos de cada estágio.

$$A_v = \frac{v_{BQ1}}{v_s} \cdot \frac{v_{CQ1}}{v_{BQ1}} \cdot \frac{v_o}{v_{CQ1}}$$

Atenuação provocada pelo divisor de tensão da entrada do amplificador:

$$\frac{v_{BQ1}}{v_s} = \frac{R_{bQ1} // r_\pi}{R_s + (R_{bQ1} // r_\pi)}$$

Ganho do estágio emissor comum (EC):

$$\frac{v_{CQ1}}{v_{BQ1}} = -g_m \left(Z_{iQ2} // r_o \right) \cong -g_m Z_{iQ2} \cong -\frac{g_m r_\pi}{h_{fe} + 1} = -\frac{g_m r_\pi}{g_m r_\pi + 1} \cong -1$$

Ganho do estágio base comum (BC):

$$\frac{v_o}{v_{CQ1}} = g_m R_{ac}$$

O ganho total do amplificador é

$$A_v = -\frac{R_{bQ1} // r_\pi}{R_s + (R_{bQ1} // r_\pi)} \cdot g_m R_{ac}$$

Deve-se observar que o ganho de tensão da configuração cascode é igual ao ganho da configuração emissor comum (EC). A vantagem da configuração cascode sobre a emissor comum fica evidente quando se comparam as respectivas impedâncias de saída e respostas em altas frequências, conforme será visto a seguir.

Impedância de saída

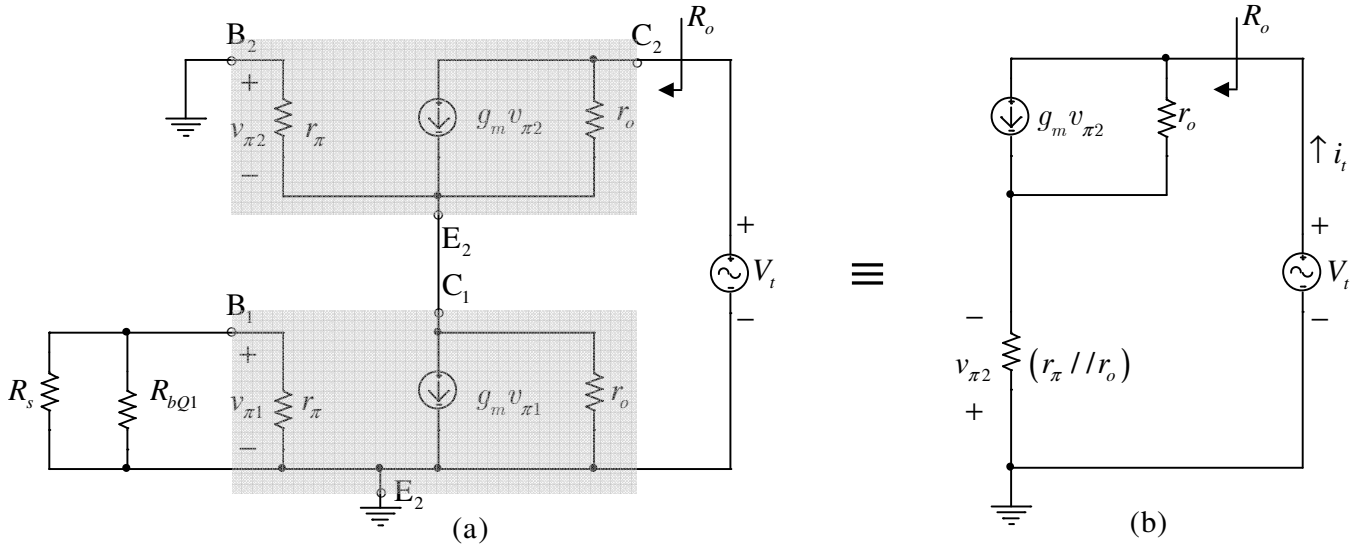


Fig. 10 (a) Circuito equivalente do amplificador cascode para o cálculo da impedância de saída;
(b) circuito equivalente com simplificações.

$$\begin{cases} V_t = (i_t - g_m v_{\pi 2}) r_o - v_{\pi 2} = i_t r_o - (1 + g_m r_o) v_{\pi 2} \\ v_{\pi 2} = -i_t (r_{\pi} // r_o) \end{cases}$$

$$V_t = i_t r_o + i_t (1 + g_m r_o) (r_{\pi} // r_o)$$

$$R_o = \frac{V_t}{i_t} = r_o + (1 + g_m r_o) (r_{\pi} // r_o) \cong r_{\pi} // r_o + (1 + g_m r_{\pi}) r_o$$

$$\boxed{R_o \cong (1 + g_m r_{\pi}) r_o} \quad \text{ou} \quad \boxed{R_o \cong (h_{fe} + 1) r_o} \quad (1.19)$$

Pode-se observar pela eq. (1.19) que, na configuração cascode, a impedância de saída vista no coletor é muito maior do que a impedância vista na configuração emissor comum (EC).

Resposta em baixas frequências

No circuito da Fig. 9, o capacitor C_B tem a função de colocar a base do transistor Q_2 no potencial de terra, configurando o estágio base comum. Normalmente este capacitor é calculado de modo a posicionar o pólo por ele gerado numa frequência mais baixa do que aquelas dos pólos ou zeros introduzidos pelos demais capacitores que atuam em baixas frequências (C_1 , C_2 e C_E). As frequências dos pólos e zeros produzidos por estes capacitores podem ser estimadas da mesma forma mostrada para o amplificador emissor comum da Fig. 5. Para o amplificador cascode da Fig. 9, as frequências serão muito semelhantes, uma vez que os valores das impedâncias vistas por C_1 , C_2 e C_E são muito próximos dos calculados para o emissor comum.

Resposta em altas frequências

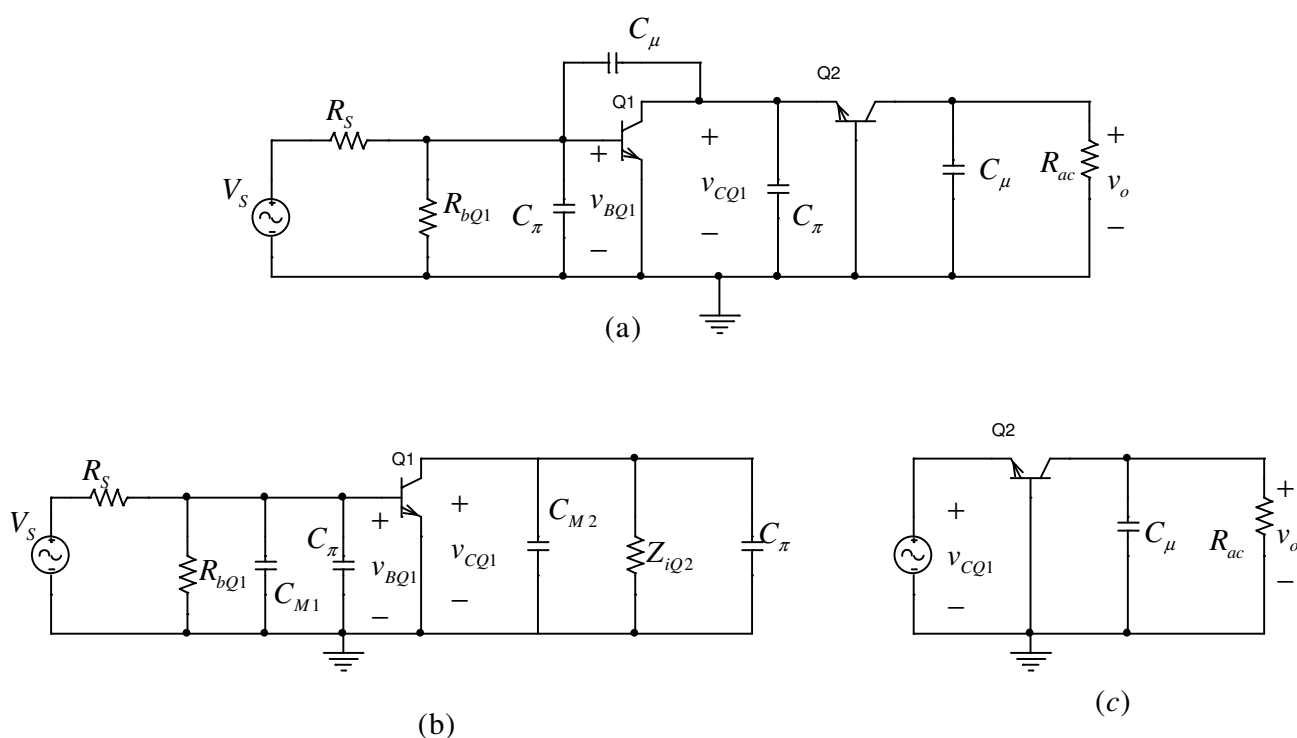


Fig. 11 Circuito equivalente para altas frequências: (a) amplificador cascode; (b) estágio emissor comum aplicando o efeito Miller no capacitor C_μ do transistor Q_1 ; (c) estágio base comum.

Considerando o efeito Miller sobre o capacitor C_μ do transistor Q_1 da Fig. 11(a) e lembrando que $A_{voQ1} \cong -1$, vem:

$$C_{M1} = C_\mu (1 - A_{voQ1}) \cong 2C_\mu \qquad C_{M2} = C_\mu \frac{(A_{voQ1} - 1)}{A_{voQ1}} \cong 2C_\mu$$

Assim, as capacitâncias equivalentes, C_{eq1} , C_{eq2} e C_{eq3} , respectivamente, na base de Q_1 , no coletor Q_1 e no coletor de Q_2 podem ser estimadas pelas expressões indicadas na eq.(1.20).

$$C_{eq1} = C_\pi + C_{M1} = C_\pi + 2C_\mu; \qquad C_{eq2} = C_{M2} + C_\pi = 2C_\mu + C_\pi; \qquad C_{eq3} = C_\mu \qquad (1.20)$$

As respectivas impedâncias equivalentes podem ser calculadas conforme indicado na eq. (1.21)

$$R_{eq1} = \left[(R_S // R_{bQ1}) + r_x \right] // r_\pi \qquad R_{eq2} = Z_{iQ2} \qquad R_{eq3} = R_{ac} \qquad (1.21)$$

Onde:

$$R_{bQ1} = (R_2 // R_3); \qquad Z_{iQ2} = \frac{r_\pi}{(h_{fe} + 1)} \qquad \text{e} \qquad R_{ac} = (R_C // R_L // R_o)$$

Assim, as frequências dos pólos que atuam em altas frequências podem ser determinadas conforme indicado na Eq. (1.11). A frequência mais baixa será a frequência de corte do amplificador. Considerando o circuito da Fig.9 (a), temos:

$$\begin{aligned} R_{eq1} &\cong 0,68k\Omega & C_{eq1} &= 18pF \\ R_{eq2} &\cong 15,5\Omega & C_{eq2} &= 18pF \\ R_{eq3} &\cong 3,0k\Omega & C_{eq3} &= 3,5pF \end{aligned}$$

Temos então:

$$f_{Ci} = \frac{1}{2\pi R_{eqi} C_i} \Rightarrow \begin{cases} f_1 \cong 13MHz \\ f_2 \cong 570MHz \\ f_3 \cong 15MHz \end{cases}$$

Pelos resultados obtidos, estimamos a frequência de corte superior (f_H) como a mais baixa das frequências calculadas, que no exemplo dado é definida pelo capacitor equivalente C_{eq1} em, aproximadamente, $f_H = 13\text{MHz}$.

Pode-se observar que a frequência de corte superior da configuração cascode é consideravelmente maior do que a do emissor comum.

RESUMO: Amplificador CASCODE X EC

Ganho da saída para a base do transistor de entrada:

- Ganho do CASCODE = ganho do EC $\rightarrow A_v = -g_m R_{ac}$

Impedância de saída do coletor do transistor de saída:

- CASCODE $\rightarrow R_o \cong (h_{fe} + 1)r_o \gg EC \rightarrow r_o$

Resposta em altas frequências:

- frequência de corte superior: CASCODE \gg EC

Histórico das Revisões

rev. 1 - 3/3/2009

colocação de cabeçalho e rodapé;

correção ortográfica retirando o trema;

inclusão da resposta em altas frequências no exemplo (pág 10 a 14);

inclusão do amplificador cascode (pág 15 a 20);

rev. 1a - 15/3/2009

acrécimo de resumo no final do assunto

correção da fórmula de C_{M2} (pág. 13, 14 e 19)