

10 – Resposta em Frequência dos Amplificadores

10.1 – As Três Bandas de Frequência

• Nesta disciplina o estudo da resposta em frequência dos amplificadores, incide nos amplificadores de **acoplamento directo** (ou *dc*) e nos amplificadores de **acoplamento capacitivo** (ou *ac*), cujo comportamento típico das respostas em função da frequência se ilustram nas figuras 10.1 e 10.2, respectivamente.

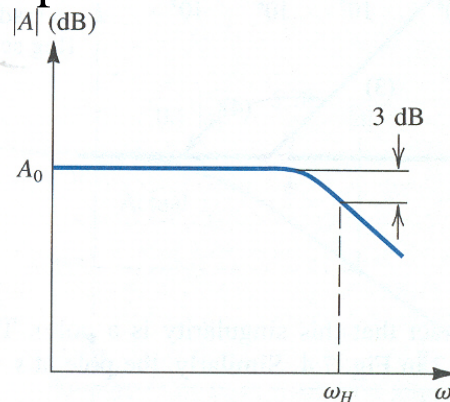


Figura 10.1 – Resposta em frequência de um amplificador com acoplamento *dc*.

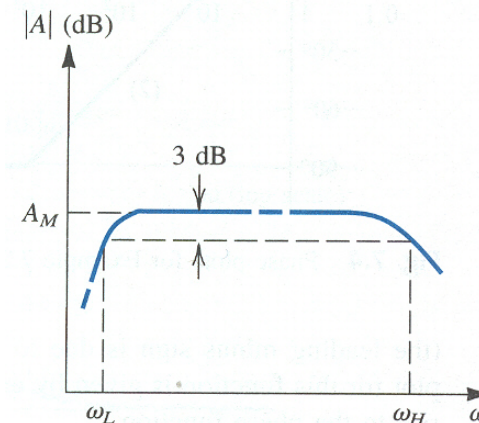


Figura 10.2 – Resposta em frequência de um amplificador com acoplamento *ac*.

10.1 – As Três Bandas de Frequência (cont.)

- Na resposta em frequência dos amplificadores com acoplamento capacitivo (figura 10.2), podem identificar-se três bandas de frequência,
- As *médias frequências*, no qual o ganho é praticamente constante, devido à reduzida influência dos condensadores externos (acoplamento e de contorno) e dos condensadores internos dos transístores (condensadores parasitas). De facto, neste intervalo de frequência, os condensadores externos podem ser modelados por um curto-circuito e os condensadores internos podem ser modelados por um circuito aberto.
- As *baixas frequências*, onde se verifica um decréscimo do ganho, uma vez que os condensadores de acoplamento e de contorno, nos amplificadores com acoplamento *ac*, deixam de se comportar como um curto-circuito.

10.1 – As Três Bandas de Frequência (cont.)

- As *altas frequências*, onde se verifica também um decréscimo do ganho, dado que os condensadores internos dos transístores deixam de se comportar como circuitos abertos.
- O intervalo das médias frequências é usualmente definido pelas frequências ω_l , designada por *frequência limite inferior de corte* e ω_h , que se designa por *frequência limite superior de corte*, as quais correspondem aos pontos onde o ganho do amplificador decresce **3 dB**.
- A *largura de banda (BW)* do amplificador é usualmente definida por,

$$BW = \omega_h - \omega_l$$

10.1 – As Três Bandas de Frequência (cont.)

- Tendo em conta que $\omega_l \ll \omega_h$, pode fazer-se a aproximação,

$$BW = \omega_h$$

- O produto *Ganho-Largura de Banda* (*GB*), é um factor de mérito dos amplificadores, que tendo em conta a aproximação, $BW = \omega_h$, é definido por,

$$GB = A_m \times \omega_h$$

onde, A_m é o ganho, em unidades lineares, do amplificador nas médias frequências.

10.2 – A Função de Ganho $A(s)$

- O ganho do amplificador, como uma função da variável complexa, s , pode ser expresso na forma geral,

$$A(s) = A_m \times F_l(s) \times F_h(s)$$

onde, $F_l(s)$ e $F_h(s)$ são funções que dão conta da influência da frequência sobre o ganho, nas baixas e nas altas frequências, respectivamente.

- Para frequências muito maiores do que ω_l a função $F_l(s)$ aproxima-se da unidade. De forma similar, para frequências muito menores que ω_h a função $F_h(s)$ aproxima-se da unidade. Deste modo, para,

$$\omega_l \ll \omega \ll \omega_h$$

a expressão de $A(s)$ pode ser aproximada por,

$$A(s) = A_m$$

10.2 – A Função de Ganho $A(s)$ (cont.)

Assim, o ganho na banda das baixas frequências, $A_l(s)$, é expresso por,

$$A_l(s) = A_m \times F_l(s)$$

e o ganho nas altas frequências, $A_h(s)$, é dado por,

$$A_h(s) = A_m \times F_h(s)$$

- A função de transferência nas baixas frequências, $A_l(s)$, é determinada com base no modelo do circuito amplificador que inclui os condensadores externos e assume que os condensadores internos dos transístores podem ser modelados por circuitos abertos.
- A função de transferência no intervalo das altas frequências, $A_h(s)$, é determinada por intermédio do modelo do amplificador que inclui o efeito dos condensadores internos dos transístores, e assume que os condensadores externos podem ser modelados por um curto-circuito.

10.2 – A Função de Ganho $A(s)$ (cont.)

A figura 10.3, resume a influência dos condensadores externos e internos, para cada uma das três bandas da resposta do amplificador.

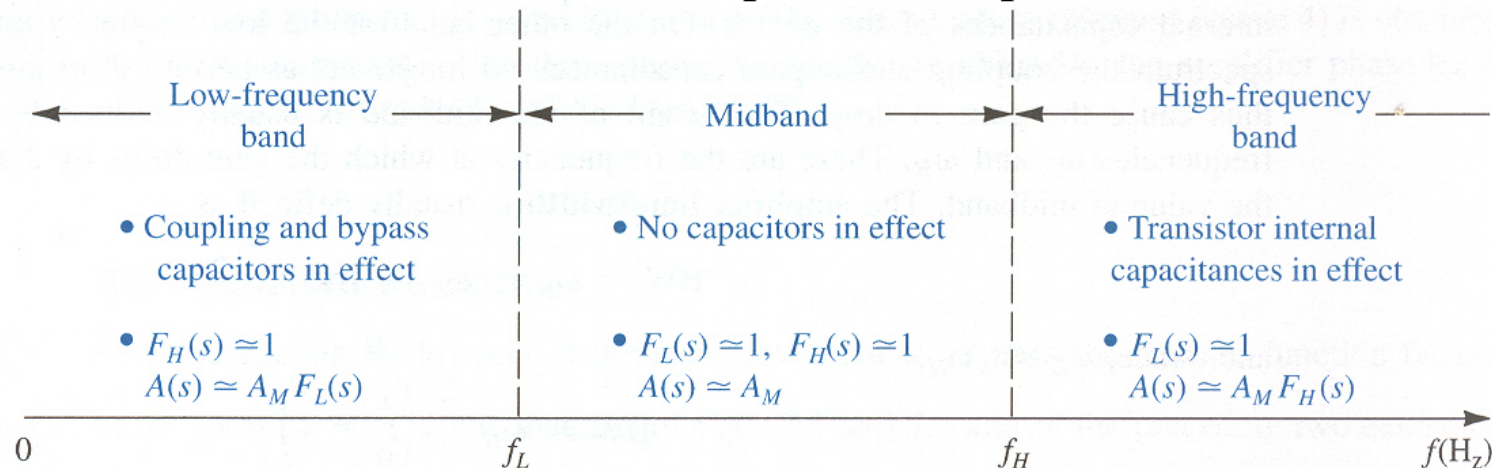


Figura 10.3 – Influência dos condensadores no comportamento do ganho em cada uma das três bandas de frequência.

- Nos amplificadores de acoplamento *dc*, a ausência de condensadores externos faz, $F_L=1$ e $f_L=0$, e assim, a banda das médias frequências estende-se até $f=0$, (*dc*).

10.3 – Análise da Resposta na Banda *LF*

Aproximação do Pólo Dominante

- A função $F_l(s)$, que caracteriza a resposta em baixa frequência (*LF*) de um amplificador, tem a forma geral,

$$F_l(s) = \frac{(s + \omega_{z1}) + (s + \omega_{z2}) + \dots + (s + \omega_{zml})}{(s + \omega_{p1}) + (s + \omega_{p2}) + \dots + (s + \omega_{pnl})}$$

onde $\omega_{p1}, \omega_{p2}, \dots, \omega_{pnl}$, são números positivos que representam as frequências dos **pólos de baixa frequência**, e $\omega_{z1}, \omega_{z2}, \dots, \omega_{zml}$, são números positivos que representam os **zeros de baixa frequência**.

- Quando $s \rightarrow \infty$, que em termos práticos se traduz em $s = j\omega$ se aproximar da banda das médias frequências, a função $F_l(s) \rightarrow 1$.

Aproximação do Pólo Dominante (cont.)

- Usualmente o projectista está particularmente interessado na parte das baixas frequências mais próximas da banda das médias frequências, dado que se torna necessário estimar ou mesmo modificar o valor da frequência de queda de **3 dB**, ω_l , nas baixas frequências.
- Em muitos casos os zeros encontram-se localizados em frequências muito mais baixas que ω_l (**pelo menos 2 oitavas**), de modo que a sua influência pode ser desprezada na determinação de ω_l .
- É também usual que um dos pólos, por exemplo ω_{p1} , se encontre localizado numa frequência muito superior às dos restantes pólos (**pelo menos 2 oitavas**). Assim, para as frequências, ω , próximas da banda das médias frequências, $F_l(s)$ pode ser aproximada pela expressão,

$$F_l(s) \approx \frac{s}{s + \omega_{p1}}$$

Aproximação do Pólo Dominante (cont.)

- Neste caso, a resposta em baixa frequência do amplificador é dominada pelo pólo localizado em $s = -\omega_{p1}$, e assim, a frequência ω_l , é aproximadamente igual a ω_{p1} , isto é,

$$\omega_l \approx \omega_{p1}$$

daí, esta situação ser designada por *aproximação do pólo dominante*.

Exercício 10.1

Determine a frequência de queda de 3 dB na banda das baixas frequências, sabendo que $F_l(s)$ é dada por,

$$F_l(s) = \frac{s(s+10)}{(s+100)(s+25)}$$

Solução: $\omega_l = 100 \text{ rad/s}$

Método das Constantes de Tempo de Curto-Circuito

- Se os pólos e os zeros de um amplificador não são fáceis de determinar, a frequência limite inferior de corte, ω_l , pode ser encontrada por intermédio do *método das constantes de tempo de curto-circuito*.
- A função $F_l(s)$ pode tomar a forma,

$$F_l(s) = \frac{s^{ml} + d_1 s^{ml-1} + d_2 s^{ml-2} + \dots + d_m}{s^{nl} + e_1 s^{nl-1} + e_2 s^{nl-2} + \dots + e_n}$$

onde, os coeficientes d e e estão relacionados com as frequências dos zeros e dos pólos, respectivamente.

Especificamente para o coeficiente e_1 , tem-se,

$$e_1 = \omega_{p1} + \omega_{p2} + \dots + \omega_{pn}$$

Método das Constantes de Tempo de Curto-Circuito (cont.)

- O valor exacto de e_1 pode ser obtido determinando a constante de tempo associada a cada um dos condensadores, por intermédio da análise do modelo de baixa frequência do amplificador.

As constantes de tempo são determinadas, uma de cada vez, tendo em consideração que, quando se está a determinar a constante de tempo associada a um dos condensadores, os restantes são modelados por um curto-circuito, e eliminando as fontes de sinal independentes.

- Repetindo o procedimento para todos os condensadores, obtém-se o valor de e_1 , por intermédio de,

$$e_1 = \sum_{i=1}^{nl} \frac{1}{C_i R_i}$$

Método das Constantes de Tempo de Curto-Circuito (cont.)

onde,

n_1 é o número de condensadores existente no modelo de baixa frequência do amplificador;

C_i é o condensador i em análise;

R_i é a resistência “vista” por C_i , com os restantes condensadores modelados por um curto-circuito.

- O valor de e_1 pode ser usado para obter o valor *aproximado* da frequência de queda de **3 dB**, ω_1 , na banda das baixas frequências, no caso de nenhum dos zeros ser dominante, e existir um pólo dominante.

Método das Constantes de Tempo de Curto-Circuito (cont.)

Por exemplo, se o pólo p_1 for dominante, então a frequência ω_{p1} é muito mais elevada, pelo menos 2 oitavas, do que as frequências correspondentes aos restantes pólos e zeros. Nesse caso, $\omega_l \approx \omega_{p1}$ e $e_l \approx \omega_{p1}$, logo,

$$\omega_l = \sum_{i=1}^{nl} \frac{1}{C_i R_i}$$

- Usualmente, num circuito complexo, não é fácil identificar se existe ou não um pólo dominante. Contudo, *o método das constantes de tempo de curto-circuito, fornece uma boa estimativa para ω_l .*

De facto, o método permite também, que o projectista identifique qual dos condensadores, tem maior influência na frequência limite inferior de corte, ω_l .

Método das Constantes de Tempo de Curto-Circuito (cont.)

Exercício 10.2

Considere o circuito amplificador da figura 10.4, e determine,

- o ganho, A_m , nas médias frequências;
- a frequência de queda de 3 dB nas baixas frequências (frequência limite inferior de corte).

$R_S=4\text{ k}\Omega$; $R_1=8\text{ k}\Omega$; $R_2=4\text{ k}\Omega$; $R_E=3,3\text{ k}\Omega$; $R_C=6\text{ k}\Omega$; $R_L=4\text{ k}\Omega$; $V_{CC}=12\text{ V}$; $\beta=100$; $r_o=100\text{ k}\Omega$; $r_x=50\text{ k}\Omega$;
 $I_C(\text{PFR})=1\text{ mA}$; $C_{C1}=C_{C2}=1\text{ }\mu\text{F}$; $C_E=10\text{ }\mu\text{F}$.

Soluções: a) $-22,15$; b) $440,5\text{ Hz}$

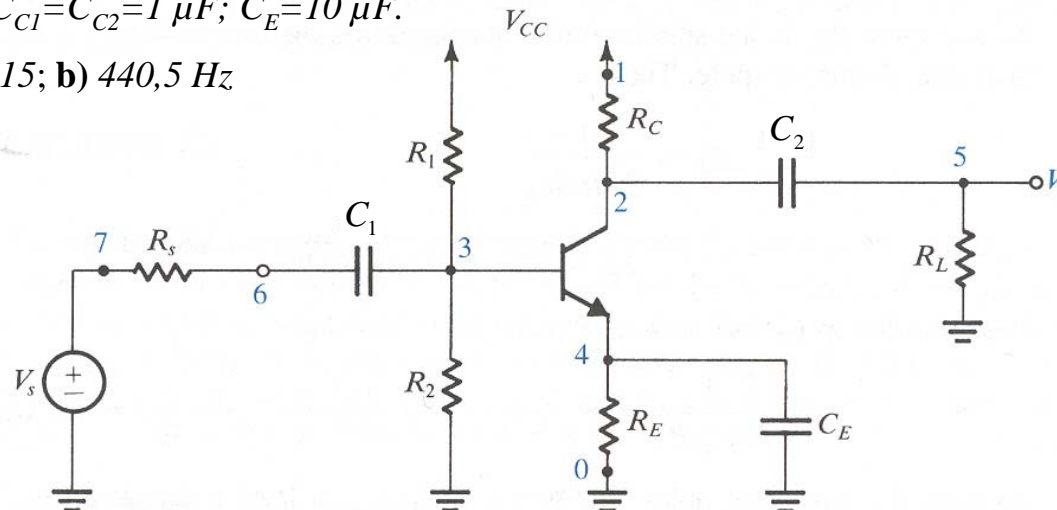


Figura 10.4 –Amplificador para o exercício 10.2.

Dimensionamento dos Condensadores

- O problema do dimensionamento dos condensadores de acoplamento, C_1 e C_2 , e de contorno C_E ou C_S , conforme o tipo de transístor usado para a realização do amplificador, relaciona-se com a necessidade de fixar a frequência limite inferior de corte, ω_l , no valor exigido pelas condições impostas ao projecto.

- O dimensionamento destes condensadores deve ter em conta o interesse de minimizar o valor das suas capacidades. Assim, tendo em conta que a resistência “vista” por C_E ou por C_S , é menor do que as resistências “vistas” pelos outros dois condensadores, C_1 , C_2 , o projectista deve fazer com que o pólo associado a C_E (C_S), seja o pólo dominante, isto é,

$$\omega_{p_{C_E}} = \omega_l; \quad \omega_{p_{C_S}} = \omega_l$$

Dimensionamento dos Condensadores (cont.)

Para tal, o valor de C_E (C_S) deve ser determinado com base no valor desejado para ω_l ,

$$C_E = \frac{1}{\omega_l R_{CE}}; \quad C_S = \frac{1}{\omega_l R_{CS}}$$

onde, R_{CE} (R_{CS}) é a resistência “vista” por C_E (C_S).

- Os valor de C_1 e de C_2 são determinados com base numa frequência inferior a ω_l , em, pelo menos, 1 década, o que conduz a,

$$C_1 = \frac{1}{0,1\omega_l \times R_{C1}}; \quad C_2 = \frac{1}{0,1 \times \omega_l R_{C2}}$$

Dimensionamento dos Condensadores (cont.)

Deste modo, os pólos associados a C_1 e C_2 , encontram-se uma década abaixo de ω_l , fazendo com que o pólo associado C_E (C_S) seja o pólo dominante.

- O zero associado a C_E (C_S) encontra-se localizado numa frequência muito mais baixa do que ω_l , uma vez que,

$$\omega_{Z_{CE}} = \frac{1}{C_E R_E}; \quad \omega_{Z_{CS}} = \frac{1}{C_S R_S}$$

onde, R_E é a resistência ligada ao emissor e R_S é a resistência ligada à *source* do transístor, de acordo com o tipo de transístor utilizado.

Dimensionamento dos Condensadores de Acoplamento e de Contorno (cont.)

- É de interesse realçar que o valor de $0,1\omega_l$, para a localização dos pólos associados a C_1 e C_2 representa o compromisso desejável, uma vez que aquele valor faz com que ω_{PCE} seja o pólo dominante e os valores de C_1 e C_2 , sejam reduzidos.
- De facto, valores muito baixos para ω_{PC1} e ω_{PC2} fazem com que os valores das capacidades de C_1 e de C_2 sejam muito elevados.

Dimensionamento dos Condensadores (cont.)

Exercício 10.3

Considere o amplificador da figura 10.5. Determine o ganho na banda das médias frequências, e dimensione os valores dos condensadores de acoplamento, C_1 e C_2 , e de contorno, C_S , de forma a que a resposta na banda das baixas frequências seja caracterizada por um pólo dominante localizado em 100 Hz .

$R_g=100\text{ k}\Omega$; $R_{G1}=1,4\text{ M}\Omega$; $R_{G2}=0,6\text{ M}\Omega$; $R_S=3,5\text{ k}\Omega$; $R_D=5\text{ k}\Omega$; $R_L=10\text{ k}\Omega$; $r_0=\infty$; $V_{DD}=20\text{ V}$; $I_D(\text{PFR})=2\text{ mA}$;
 $V_{GS}=-1\text{ V}$; $V_{DS}=3\text{ V}$; $I_{DSS}=8\text{ mA}$; $V_P=-2\text{ V}$.

Soluções:

$$A_m = -10,8;$$

$$C_S = 6,83\ \mu\text{F};$$

$$C_1 = 0,03\ \mu\text{F};$$

$$C_2 = 1,06\ \mu\text{F}.$$

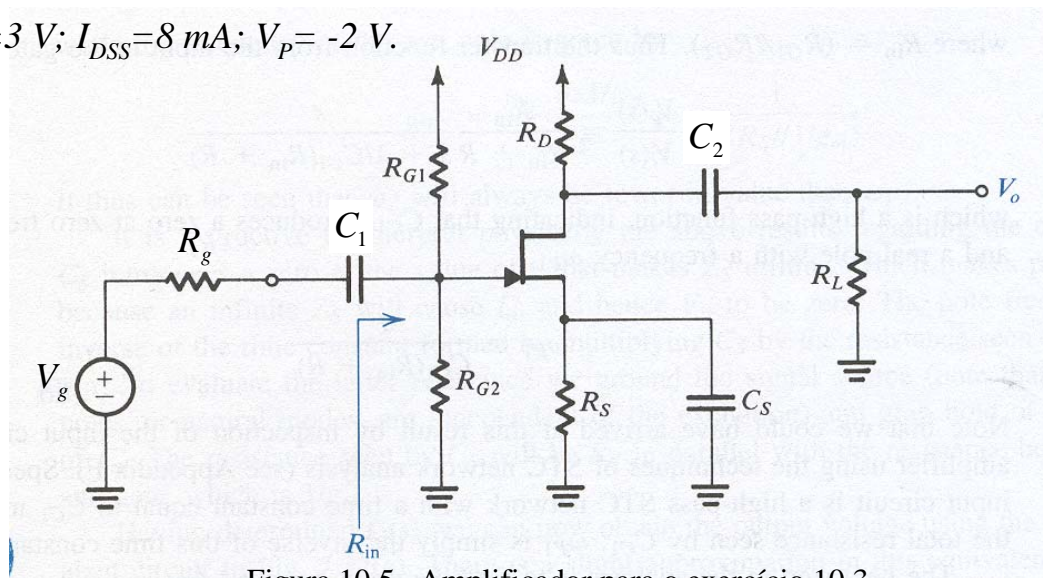


Figura 10.5 –Amplificador para o exercício 10.3.

10.4 – Análise da Resposta na Banda *HF*

Aproximação do Pólo Dominante

• A função $F_h(s)$, que descreve o comportamento da resposta do amplificador na banda das altas frequências (*HF*), pode ser expressa por,

$$F_h(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) + \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right) + \dots + \left(1 + \frac{s}{\omega_{znh}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) + \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right) + \dots + \left(1 + \frac{s}{\omega_{pnh}}\right)}$$

onde $\omega_{p1}, \omega_{p2}, \dots, \omega_{pnh}$, são números positivos que representam as frequências dos **pólos de alta frequência**, e $\omega_{z1}, \omega_{z2}, \dots, \omega_{znh}$, são números positivos que representam a localização dos **zeros de alta frequência**.

Aproximação do Pólo Dominante (cont.)

- Quando $s \rightarrow 0$, que corresponde a $s = j\omega$ se aproximar da banda das médias frequências, a função $F_h(s) \rightarrow 1$.
- O interesse do projectista foca-se fundamentalmente na gama das altas frequências mais próximas da banda das médias frequências, uma vez que, necessita de estimar o valor da frequência de queda de **3 dB**, ω_h , nas altas frequências.
- Em muitos casos os zeros encontram-se localizados em frequências muito mais altas que a frequência limite superior de corte, ω_h (**pelo menos 2 oitavas**), pelo que a sua influência pode ser desprezada na determinação de ω_h .

Aproximação do Pólo Dominante (cont.)

• É muito frequente que um dos pólos, por exemplo ω_{p1} , se encontre localizado numa frequência muito inferior às frequências em que se encontram os outros pólos (**pelo menos 2 oitavas**). Fazendo com que a resposta do amplificador nas **HF** seja dominada por esse pólo, isto é, que **p_1 seja o pólo dominante**. Assim, para as frequências, ω , próximas da banda das médias frequências, $F_h(s)$ pode ser aproximada pela expressão,

$$F_h(s) \approx \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{p1}}}$$

Logo,

$$\omega_h \approx \omega_{p1}$$

daí, a designação de *aproximação do pólo dominante*

Aproximação do Pólo Dominante (cont.)

Exercício 10.4

A resposta em alta frequência de um amplificador é caracterizada pela função de transferência,

$$F_h(s) = \frac{1 - \frac{s}{10^5}}{\left(1 + \frac{s}{10^4}\right)\left(1 + \frac{s}{4 \times 10^4}\right)}$$

Determine o valor aproximado de ω_h .

Solução: $\omega_h = 10^4 \text{ rad/s}$.

Método das Constantes de Tempo de Circuito-Aberto

- Em muitas situações não é simples determinar a localização dos pólos e zeros do amplificador, isto é, não é cómodo determinar a sua função de transferência. Nesses casos a determinação da frequência limite superior de corte, ω_h , pode ser conseguida através de uma técnica designada por *método das constantes de tempo de circuito aberto*.

- Considere-se a função $F_h(s)$ expressa na forma,

$$F_h(s) = \frac{1 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_{mh}s^{mh}}{1 + b_1s + b_2s^2 + \dots + a_{nh}s^{nh}}$$

onde, os coeficientes a e b estão, respectivamente, relacionados com as frequências dos zeros e dos pólos. Concretamente, o coeficiente b_1 é dado por,

$$b_1 = \frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}} + \dots + \frac{1}{\omega_{pnh}}$$

Método das Constantes de Tempo de Circuito-Aberto (cont.)

- Demonstra-se que o valor de b_1 pode ser obtido, por intermédio do cálculo das constantes de tempo associadas às capacidades presentes no modelo de alta frequência do amplificador.

As constantes de tempo são determinadas, uma de cada vez, tendo em consideração que, quando se está a determinar a constante de tempo associada a uma das capacidades, as restantes são modeladas por um circuito aberto, e eliminando as fontes de sinal independentes.

- Repetindo o procedimento para todas as capacidades, obtém-se o valor de b_1 , por intermédio de,

$$b_1 = \sum_{i=1}^{nh} C_i R_i$$

Método das Constantes de Tempo de Circuito-Aberto (cont.)

onde,

n_h é o número de capacidades consideradas no modelo de alta frequência do amplificador;

C_i é a capacidade i em análise;

R_i é a resistência “vista” por C_i , com as restantes capacidades modeladas por um circuito aberto.

- O valor de b_1 pode ser usado para obter o valor *aproximado* da frequência de queda de 3 dB , ω_h , na banda das altas frequências, no caso de nenhum dos zeros ser dominante, e existir um pólo dominante.

Método das Constantes de Tempo de Circuito-Aberto (cont.)

Por exemplo, se o pólo p_1 for dominante, então,

$$b_1 \approx \frac{1}{\omega_{p1}}$$

e a frequência de queda de 3 dB , ω_h , na banda das altas frequências pode ser determinada por,

$$\omega_h = \frac{1}{\sum_{i=1}^{nh} C_i R_i}$$

- Em circuitos complexos, não é fácil identificar-se o pólo dominante ou mesmo se ele existe. Porém, o *método das constantes de tempo em circuito aberto conduz a bons resultados para a estimativa de ω_h* , mesmo que não exista pólo dominante, se todos os pólos forem reais, como é assumido neste texto.

Método das Constantes de Tempo de Circuito-Aberto (cont.)

Exercício 10.5

A figura 10.6 mostra o modelo de alta frequência de um amplificador realizado com um FET na montagem *source comum*. A fonte de sinal do amplificador, é um gerador de tensão, V_g , com a resistência interna R_g . A resistência R_{in} , resulta da polarização do circuito por intermédio de um divisor de tensão. A resistência R_L' , corresponde ao paralelo da resistência de *drain* R_D com a resistência de carga R_L e com a resistência de saída, r_o , do FET. Os condensadores C_{gs} e C_{gd} representam as capacidades internas do transístor, cujos efeitos se manifestam nas altas frequências. Para: $R_g = 100 \text{ k}\Omega$; $R_{in} = 420 \text{ k}\Omega$; $C_{gd} = C_{gs} = 1 \text{ pF}$; $g_m = 4 \text{ mA/V}$ e $R_L' = 3,33 \text{ k}\Omega$. Determine o ganho do amplificador nas médias frequências e a frequência de queda de 3 dB, f_h , na banda das altas frequências.

Soluções:

$$A_m = -10,76$$

$$f_h = 128,3 \text{ kHz}$$

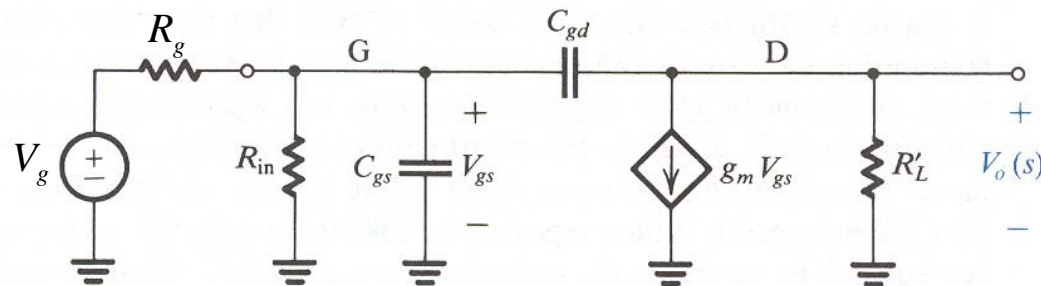


Figura 10.6 – Amplificador para o exercício 10.5.

Método das Constantes de Tempo de Circuito-Aberto (cont.)

Teorema de Miller

- A resolução de questões como a que é colocada no exercício 10.5, podem ser simplificadas através da aplicação do *Teorema de Miller*, que se descreve em seguida.
- Considere-se a rede de dois acessos, de ganho k , representada na figura 10.7, que mostra a **admitância, Y** , ligada entre os nós 1 e 2, isto é, **ligada entre o acesso de entrada e o acesso de saída da rede**. Aqueles dois nós, podem estar ligados a outros nós da rede por intermédio de outros componentes. O teorema de Miller, permite substituir a admitância, Y , por duas admitâncias: a admitância Y_1 (ligada ao acesso 1 da rede) e a admitância Y_2 (ligada ao acesso 2 da rede), as quais representam o efeito da admitância, Y , sobre os acessos 1 e 2, respectivamente (figura 10.8).

Teorema de Miller (cont.)

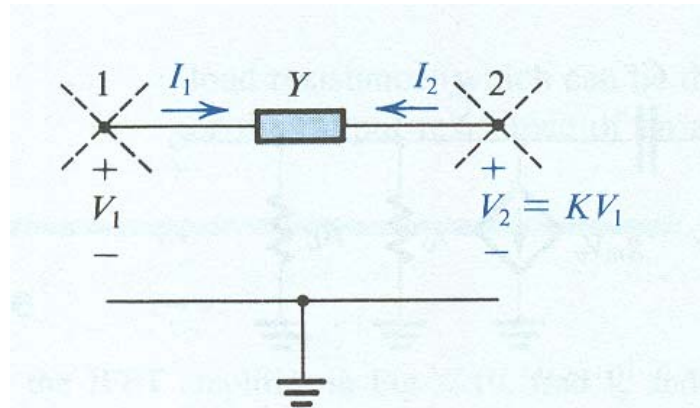


Figura 10.7– Rede com uma admitância ligada entre os acessos 1 e 2.

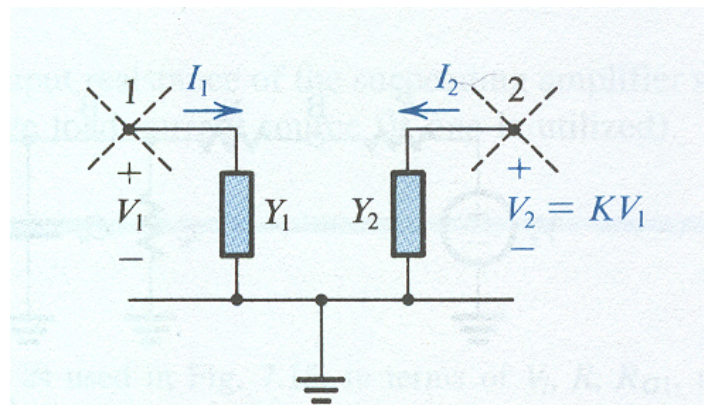


Figura 10.8 – Efeito da admitância sobre os acessos 1 e 2 (Teorema de Miller).

Teorema de Miller (cont.)

O *acesso 1* apenas “*sabe*” da existência de Y por intermédio da corrente I_1 que parte do *nó 1* e a atravessa, isto é,

$$I_1 = Y(V_1 - V_2) \Leftrightarrow I_1 = YV_1\left(1 - \frac{V_2}{V_1}\right)$$

$$\frac{V_2}{V_1} = k \Rightarrow I_1 = YV_1(1 - k) \Leftrightarrow I_1 = Y(1 - k)V_1$$

em que,

$$Y(1 - k)$$

representa o efeito de Y sobre o acesso 1, logo,

$$Y_1 = Y(1 - k)$$

Teorema de Miller (cont.)

De uma forma similar o acesso 2 “*sabe*” da existência da admitância Y por intermédio da corrente I_2 que parte do **nó 2** e a atravessa,

$$I_2 = Y(V_2 - V_1) \Leftrightarrow I_2 = YV_2\left(1 - \frac{V_1}{V_2}\right)$$

em que, $\frac{V_2}{V_1} = k \Rightarrow \frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{k} \Rightarrow I_2 = YV_2\left(1 - \frac{1}{k}\right) \Leftrightarrow I_2 = Y\left(1 - \frac{1}{k}\right)V_2$

$$Y\left(1 - \frac{1}{k}\right)$$

representa o efeito de Y sobre o acesso 2, assim,

$$Y_2 = Y\left(1 - \frac{1}{k}\right)$$

Método das Constantes de Tempo de Circuito-Aberto (cont.)

Exercício 10.6

A figura 10.9 mostra o modelo de alta frequência de um amplificador realizado com um FET na montagem *source comum*. A fonte de sinal do amplificador, é um gerador de tensão, V_g , com a resistência interna R_g . A resistência R_{in} , resulta da polarização do circuito por intermédio de um divisor de tensão. A resistência R_L' , corresponde ao paralelo da resistência de *drain* R_D com a resistência de carga R_L e com a resistência de saída, r_o , do FET. Os condensadores C_{gs} e C_{gd} representam as capacidades internas do transístor, cujos efeitos se manifestam nas altas frequências. Para: $R_g = 100 \text{ k}\Omega$; $R_{in} = 420 \text{ k}\Omega$; $C_{gd} = C_{gs} = 1 \text{ pF}$; $g_m = 4 \text{ mA/V}$; $R_L' = 3,33 \text{ k}\Omega$ e o ganho na banda das médias frequências, $A_m = -10,76$. Utilize o Teorema de Miller para determinar a frequência limite superior de corte, f_h .

Solução: $f_h = 128,6 \text{ kHz}$.

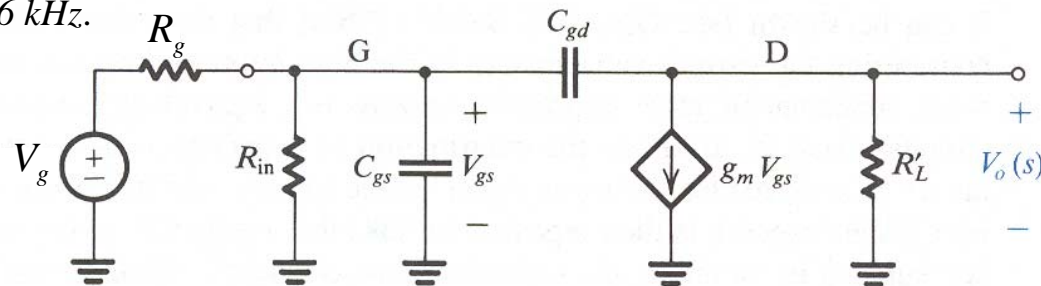


Figura 10.9 –Amplificador para o exercício 10.6.