

Análise de Sistemas — 10

Efeito de R_S e R_L

R_S/R_L

10.1 INTRODUÇÃO

Nos anos mais recentes, a introdução de uma ampla variedade de circuitos e sistemas integrados em pastilhas semicondutoras gerou um interesse crescente pela abordagem de sistemas para fins de projeto e análise. Fundamentalmente, esta abordagem concentra-se nas características finais de um circuito e o trata como um bloco componente na formação de um sistema mais amplo. O conteúdo deste capítulo constitui um primeiro passo para o desenvolvimento de alguma familiaridade com esta abordagem. As técnicas introduzidas serão usadas nos demais capítulos e ampliadas quando houver necessidade. A tendência de utilização de sistemas em pastilhas é muito compreensível quando você considera os enormes avanços no projeto e fabricação de circuitos integrados (CIs). O encapsulamento reduzido de CIs contém projetos estáveis, confiáveis, autotestados e sofisticados que teriam dimensões enormes se construídos com componentes discretos (individuais). A análise de sistemas não é difícil de ser aplicada, uma vez compreendidas as definições dos vários parâmetros e demonstrada a forma como são utilizados. Nas próximas seções, desenvolveremos a abordagem de sistemas de uma forma deliberadamente lenta que incluirá numerosos exemplos com a finalidade de salientar cada ponto. Se o conteúdo deste capítulo for clara e corretamente entendido, o primeiro degrau no entendimento da análise de sistemas estará conquistado.

10.2 SISTEMAS DE DUAS PORTAS

A descrição seguinte pode ser aplicada a qualquer sistema de duas portas — não somente àqueles contendo TBJs e FETs —, embora a ênfase neste capítulo seja sobre esses dispositivos ativos. A ênfase dada nos capítulos anteriores na determinação dos parâmetros de duas portas para várias configurações será muito útil na análise seguinte. De fato, muitos dos resultados obtidos nos últimos dois capítulos serão aproveitados agora.

Na Fig. 10.1, os parâmetros fundamentais de um sistema de duas portas foram identificados. Note, em particular, a ausência de resistência de carga e de fonte. O impacto desses elementos importantes é considerado em detalhes numa seção posterior. Por enquanto, observe que os níveis de impedância e os ganhos da

Fig. 10.1 são determinados para condições sem carga (ausência de R_L) e sem resistência de fonte R_S .

Se dermos uma “olhada de Thévenin” nos terminais de saída, concluímos, com V_i fixado em zero, que

$$Z_{Th} = Z_o = R_o \quad (10.1)$$

E_{Th} é a tensão de circuito aberto entre os terminais de saída identificada como V_o . Entretanto,

$$A_{v_{NL}} = \frac{V_o}{V_i}$$

e
$$V_o = A_{v_{NL}} V_i$$

tal que
$$E_{Th} = A_{v_{NL}} V_i \quad (10.2)$$

Note o uso do subscrito adicional NL para identificar o ganho de tensão sem carga.

Introduzindo o circuito equivalente de Thévenin entre os terminais de saída resulta na configuração de saída da Fig. 10.2. Para o circuito de entrada os parâmetros V_i e I_i são relacionados por $Z_i = R_i$, permitindo o uso de R_i para representar o circuito de entrada. Uma vez que nosso interesse atual é em amplificadores TBJ e FET, ambos Z_o e Z_i podem ser representados por elementos resistivos.

Antes de continuar, vamos conferir os resultados da Fig. 10.2 achando Z_o e $A_{v_{NL}}$ pela maneira usual. Para achar Z_o , V_i é fixado em zero, resultando em $A_{v_{NL}} V_i = 0$. O resultado é uma impe-

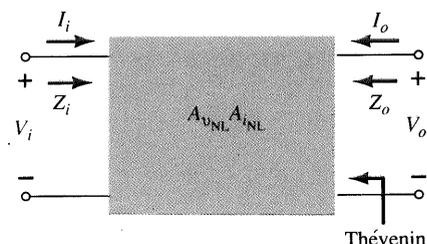


Fig. 10.1 Sistema de duas portas.

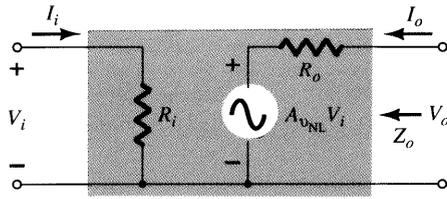


Fig. 10.2 Substituindo os elementos internos para o sistema de duas portas da Fig. 10.1

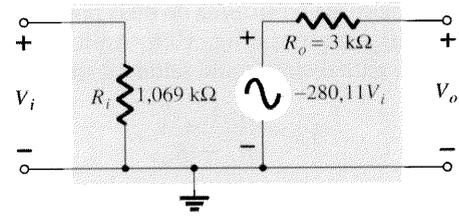


Fig. 10.4 Equivalente de duas portas para os parâmetros especificados no Exemplo 10.1.

dância de saída igual a R_o como definido originalmente. A ausência de carga resultará em $I_o = 0$, e a queda de tensão através da impedância R_o será 0 V. A tensão de saída de circuito aberto é, portanto, $A_{v_{NL}} V_i$ como deveria ser. Antes de olharmos um exemplo, perceba o fato de que A_i não aparece no modelo de duas portas da Fig. 10.2 e, de fato, raramente faz parte da análise de sistema de duas portas de dispositivos ativos. Isto não quer dizer que este parâmetro seja raramente calculado. Na verdade, é calculado mais amiúde da expressão $A_i = -A_v(Z_i/R_L)$, onde R_L é a carga definida para a análise sob interesse.

No Exemplo 10.1, $R_C = 3 \text{ k}\Omega$ foi incluído na definição do ganho de tensão sem carga. Embora não haja esta necessidade (R_C poderia ser definido conforme o resistor de carga no Cap. 8), a análise deste capítulo assumirá que todos os resistores de polarização são parte do ganho sem carga e que um sistema carregado requer uma carga adicional R_L conectada aos terminais de saída.

Um segundo formato para a Fig. 10.2, particularmente popular com op-amps (amplificadores operacionais), aparece na Fig. 10.5. A única mudança é o aspecto geral do modelo.

EXEMPLO 10.1

Para o circuito a transistor com polarização fixa da Fig. 10.3 (Exemplo 8.1), esboce o equivalente de duas portas com base na Fig. 10.2.

Solução

Do Exemplo 8.1,

$$\begin{aligned} Z_i &= 1,069 \text{ k}\Omega \\ Z_o &= 3 \text{ k}\Omega \\ A_{v_{NL}} &= -280,11 \end{aligned}$$

Usando a informação acima, o equivalente de duas portas da Fig. 10.4 pode ser desenhado. Note, em particular, o sinal negativo associado com a fonte controlada de tensão, revelando, para a fonte controlada, uma polaridade oposta àquela indicada na figura. Este fato indica também um deslocamento de fase de 180° entre as tensões de entrada e saída.

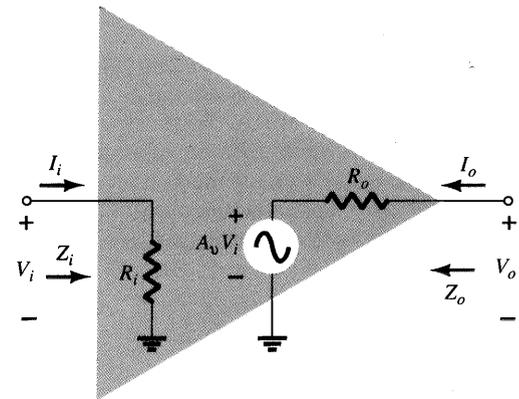


Fig. 10.5 Notação para Amplificadores operacionais (Op-amp).

10.3 EFEITO DE UMA IMPEDÂNCIA DE CARGA (R_L)

Nesta seção, o efeito de uma carga aplicada é investigado usando o modelo de duas portas da Fig. 10.2. O modelo pode ser aplicado para qualquer amplificador controlado por corrente ou tensão. $A_{v_{NL}}$ é, como definido antes, o ganho do sistema sem uma carga aplicada. R_i e R_o são as impedâncias de entrada e saída do amplificador definidas pela configuração. Idealmente, os parâmetros do modelo não são afetados por variações na carga ou resistências de fonte (como normalmente verificado para op-amps a serem descritos no Cap. 14). Entretanto, para algumas configurações de amplificador a transistor, R_i pode ser muito sensível à carga aplicada, enquanto para outras R_o pode ser sensível à resistência da fonte. Em qualquer caso, uma vez definidos $A_{v_{NL}}$, R_i e R_o para uma configuração particular, as equações deduzidas a seguir podem ser empregadas.

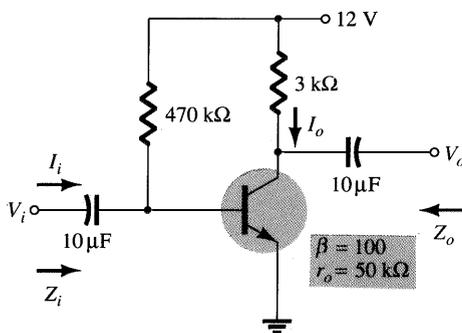


Fig. 10.3 Exemplo 10.1.

Aplicando uma carga ao sistema de duas portas da Fig. 10.2, resultará na configuração da Fig. 10.6. Aplicando a regra do divisor de tensão para o circuito de saída, obteremos

$$V_o = \frac{R_L A_{vNL} V_i}{R_L + R_o}$$

e

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vNL} \quad (10.3)$$

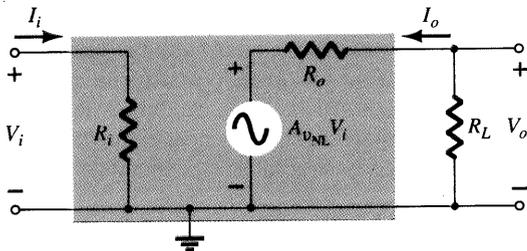


Fig. 10.6 Aplicando uma carga ao sistema de duas portas da Fig. 10.2.

Como a razão $R_L/(R_L + R_o)$ é sempre menor que 1:

O ganho de tensão com carga de um amplificador é sempre menor que o nível de ganho sem carga.

Note também que a fórmula para o ganho de tensão não inclui a impedância de entrada ou o ganho de corrente.

Embora o valor de R_i dependa da configuração utilizada, a tensão aplicada e a corrente de entrada sempre estarão relacionadas por

$$I_i = \frac{V_i}{Z_i} = \frac{V_i}{R_i} \quad (10.4)$$

Definindo a corrente de saída como a corrente através da carga resultará em

$$I_o = -\frac{V_o}{R_L} \quad (10.5)$$

com o sinal menos aparecendo devido à direção definida para I_o na Fig. 10.6.

O ganho de corrente é então determinado por

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-V_o/R_L}{V_i/Z_i} = -\frac{V_o}{V_i} \frac{Z_i}{R_L}$$

e

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_L} \quad (10.6)$$

para a situação sem carga. Em geral, portanto, o ganho de corrente pode ser obtido do ganho de tensão e dos parâmetros de impedância Z_i e R_L . O próximo exemplo demonstra a utilidade e a validade das Eqs. (10.3) até (10.6).

EXEMPLO 10.2

Na Fig. 10.7 uma carga foi aplicada ao amplificador a transistor com polarização fixa do Exemplo 10.1 (Fig. 10.3).

- (a) Determine o ganho de tensão e de corrente usando a abordagem de sistemas de duas portas definida pelo modelo da Fig. 10.4.

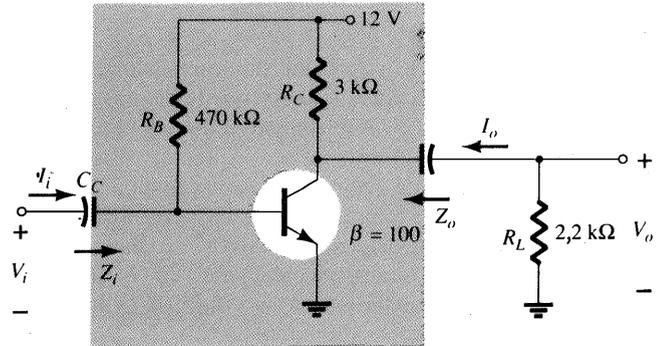


Fig. 10.7 Exemplo 10.2.

- (b) Determine o ganho de tensão e de corrente usando o modelo r_e e compare os resultados.

Solução

- (a) Lembre do Exemplo 10.1 que

$$Z_i = 1,071 \text{ k}\Omega \quad (\text{com } r_e = 10,71 \text{ }\Omega \text{ and } \beta = 100)$$

$$Z_o = 3 \text{ k}\Omega$$

$$A_{vNL} = -280,11$$

Aplicando Eq. (10.3), obtemos

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vNL} \\ &= \frac{2,2 \text{ k}\Omega}{2,2 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega} (-280,11) \\ &= (0,423)(-280,11) \\ &= -118,5 \end{aligned}$$

Para o ganho de corrente,

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_L}$$

Neste caso, Z_i não é afetado pela carga aplicada e

$$A_i = -(-118,5) \frac{1,071 \text{ k}\Omega}{2,2 \text{ k}\Omega} = 57,69$$

- (b) Substituindo o modelo r_e resultará no circuito da Fig. 10.8. Note, em particular, que a carga aplicada está em paralelo com o resistor de coletor R_C , definindo uma resistência paralela.

$$R'_L = R_C || R_L = 3 \text{ k}\Omega || 2,2 \text{ k}\Omega = 1,269 \text{ k}\Omega$$

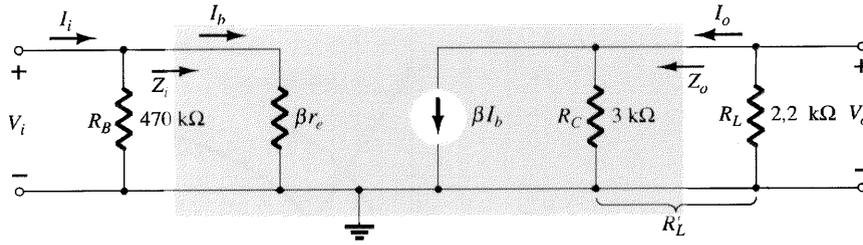


Fig. 10.8 Substituindo o modelo r_e no circuito ac equivalente da Fig. 10.7.

A tensão de saída

$$V_o = -\beta I_B R'_L$$

com

$$I_b = \frac{V_i}{\beta r_e}$$

e

$$V_o = -\beta \frac{V_i}{\beta r_e} R'_L$$

tal que

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R'_L}{r_e} = -\frac{R_C || R_L}{r_e} \quad (10.7)$$

Substituindo os valores, temos

$$A_v = -\frac{1,269 \text{ k}\Omega}{10,71 \Omega} = -118,5$$

como obtido acima. Para o ganho de corrente, pela regra do divisor de corrente,

$$I_b = \frac{(470 \text{ k}\Omega) I_i}{470 \text{ k}\Omega + 1,071 \text{ k}\Omega} = 0,9977 I_i \cong I_i$$

e

$$I_o = \frac{3 \text{ k}\Omega (\beta I_b)}{3 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega} = 0,5769 \beta I_b$$

tal que

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{0,5769 \beta I_b}{I_i} = \frac{0,5769 \beta I_i}{I_i} = 0,5769(100) = 57,69$$

conforme obtido usando a Eq. (10.6).

O Exemplo 10.2 demonstrou duas técnicas para resolver o mesmo problema. Embora qualquer circuito possa ser resolvido usando a abordagem do modelo r_e , a vantagem da abordagem de sistemas é que uma vez que os parâmetros de duas portas de um sistema são conhecidos, os efeitos de variação da carga podem ser determinados diretamente da Eq. (10.3). Não há necessidade de retornar ao modelo ac equivalente e analisar o circuito inteiro. As vantagens da abordagem de sistemas são semelhantes àquelas associadas com a aplicação do teorema de Thévenin. Elas permitem que se concentre sobre os efeitos da carga sem ter de examinar o circuito inteiro. Certamente, se o circuito da Fig. 10.7 fosse apresentado para análise sem os parâmetros do circuito sem carga, a escolha correta da análise que produz os resultados desejados de uma maneira mais direta e eficiente dependeria de sorte. Entretanto perceba que a abordagem de “blocos” é a ten-

dência atual. Quando você adquire um “sistema”, os parâmetros de duas portas são fornecidos, e como em qualquer análise, o usuário deve saber como utilizar os dados fornecidos.

Linha de Carga AC

Para o sistema da Fig. 10.9a, a linha de carga dc foi desenhada sobre a curva característica de saída como mostrado na Fig. 10.9b. A resistência de carga não contribuiu para a linha de carga dc uma vez que foi isolada do circuito de polarização pelo capacitor de acoplamento (C_C). Para a análise ac os capacitores de acoplamento são substituídos por um curto-circuito equivalente que posicionará a carga e os resistores de coletor em um arranjo paralelo definido por

$$R'_L = R_C || R_L$$

O efeito sobre a linha de carga é mostrado na Fig. 10.9b com os valores correspondentes para se determinar as novas interseções nos eixos. Uma observação particularmente importante é que as linhas de carga ac e dc passam através do mesmo ponto- Q — uma condição que deve ser satisfeita para assegurar uma solução comum para o circuito sob condições dc e/ou ac.

Para a condição sem carga, a aplicação de um sinal senoidal relativamente pequeno na base do transistor poderia levar a corrente de base a oscilar de um nível de I_{B_1} até I_{B_2} como mostrado na Fig. 10.9b. A tensão de saída resultante v_{ce} teria então a oscilação que aparece na mesma figura. A aplicação do mesmo sinal para uma situação com carga resultaria na mesma oscilação no nível de I_{B_1} como mostrado na Fig. 10.9b. A consequência, entretanto, da inclinação da linha de carga ac é uma oscilação da tensão de saída (v_{ce}) bem menor e uma queda no ganho do sistema, como demonstrado na análise numérica acima. Observando a interseção da linha de carga ac com o eixo vertical, torna-se óbvio que quanto menor o nível de R'_L , menor a inclinação da linha de carga ac e menor o ganho de tensão ac. Como R'_L é bem menor para níveis reduzidos de R_L , deve ser claro que:

Para um projeto particular, quanto menor o nível de R_L menor o nível do ganho de tensão ac.

10.4 EFEITO DA IMPEDÂNCIA DA FONTE (R_s)

Nossa atenção, agora, voltar-se-á para o lado da entrada do sistema de duas portas e para o efeito de uma resistência interna da fonte sobre o ganho de um amplificador. Na Fig. 10.10, uma fonte com uma resistência interna foi aplicada ao sistema básico de duas portas. As definições de Z_i e A_{vNL} são tais que:

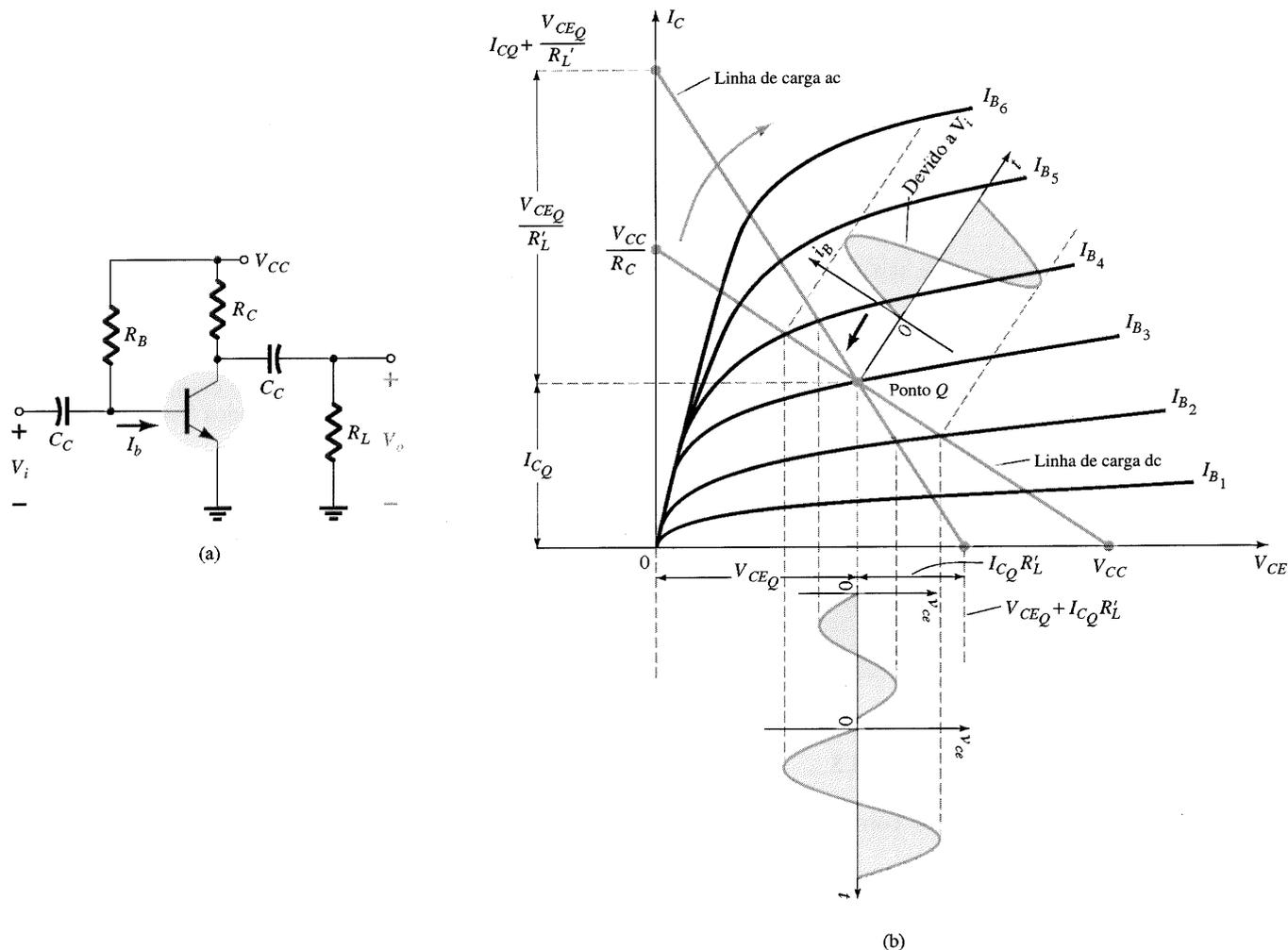


Fig. 10.9 Demonstrando as diferenças entre as linhas de carga dc e ac.

Os parâmetros Z_i e A_{vNL} de um sistema de duas portas não são afetados pela resistência interna da fonte aplicada.

Entretanto:

A impedância de saída pode ser afetada pelo valor de R_s .

(Lembre da Eq. (8.110) para o modelo híbrido equivalente completo.) A fração do sinal aplicado atingindo os terminais de entrada do amplificador da Fig. 10.10 é determinada pela regra do divisor de tensão. Isto é,

$$V_i = \frac{R_i V_s}{R_i + R_s} \tag{10.8}$$

A equação (10.8) mostra claramente que quanto maior a amplitude de R_s , menor a tensão nos terminais de entrada do amplificador. Em geral, portanto:

Para um amplificador particular, quanto maior a resistência interna de uma fonte de sinal, menor o ganho global do sistema.

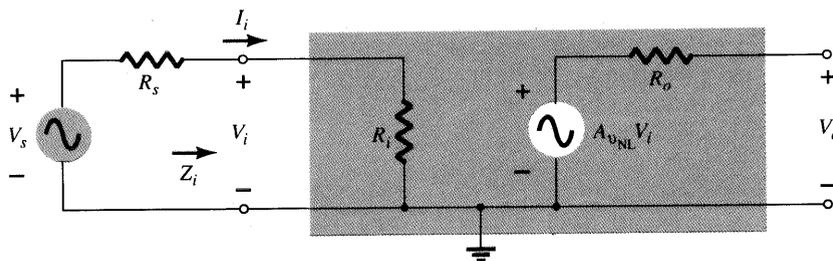


Fig. 10.10 Incluindo os efeitos da resistência de fonte R_s .

Para o sistema de duas portas da Fig. 10.10,

$$V_o = A_{vNL} V_i$$

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

e

tal que

$$V_o = A_{vNL} \frac{R_i}{R_i + R_s} V_s$$

e

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_{vNL} \quad (10.9)$$

O resultado, claramente, dá suporte à afirmação acima, considerando a redução no ganho com o aumento de R_s . Usando a Eq. (10.9), se $R_s = 0 \Omega$ (fonte de tensão ideal), $A_{v_s} = A_{vNL}$, que é o máximo valor possível.

A corrente de entrada é também alterada pela presença de uma resistência de fonte como se segue:

$$I_i = \frac{V_s}{R_s + R_i} \quad (10.10)$$

EXEMPLO 10.3

Na Fig. 10.11, uma fonte com uma resistência interna foi aplicada ao amplificador a transistor com polarização fixa do Exemplo 10.1 (Fig. 10.4).

- (a) Determine o ganho de tensão $A_{v_s} = V_o/V_s$. Que percentual do sinal aplicado aparece nos terminais de entrada do amplificador?
- (b) Determine o ganho de tensão $A_{v_s} = V_o/V_s$, usando o modelo r_e .

Solução

- (a) O equivalente de duas portas para o circuito aparece na Fig. 10.12.

$$\begin{aligned} \text{Eq. (10.9): } A_{v_s} &= \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_{vNL} \\ &= \frac{1,071 \text{ k}\Omega}{1,071 \text{ k}\Omega + 0,5 \text{ k}\Omega} (-280,11) \\ &= (0,6817)(-280,11) \\ &= \mathbf{-190,96} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Eq. (10.8): } V_i &= \frac{R_i V_s}{R_i + R_s} = \frac{(1,071 \text{ k}\Omega) V_s}{1,071 \text{ k}\Omega + 0,5 \text{ k}\Omega} \\ &= 0,6817 V_s \end{aligned}$$

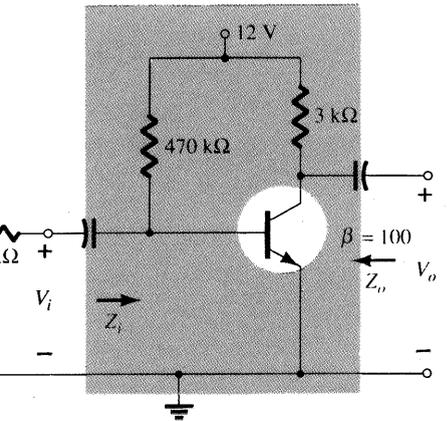
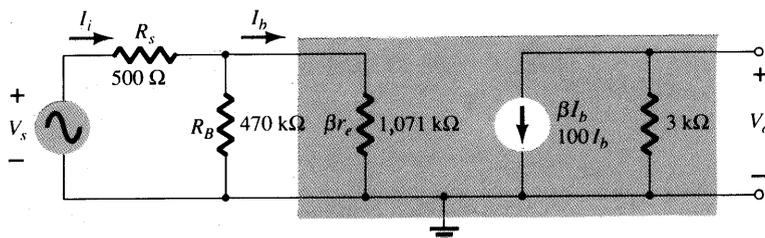


Fig. 10.11 Exemplo 10.3.

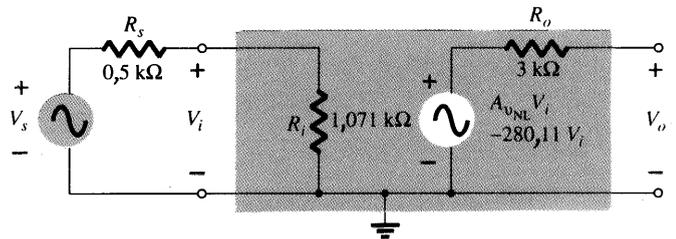


Fig. 10.12 Introduzindo o circuito de duas portas equivalente para o amplificador a transistor da Fig. 10.11.

ou **68,2%** do sinal disponível atingem o amplificador e **31,8%** foram perdidos através da resistência interna da fonte.

- (b) Substituindo o modelo r_e , resultará no circuito equivalente da Fig. 10.13. Resolvendo para V_o temos

$$V_o = -(100 I_b) 3 \text{ k}\Omega$$

$$\text{com } Z_i \cong \beta r_e \text{ e } I_b \cong I_i = \frac{V_s}{R_s + \beta r_e} = \frac{V_s}{1,571 \text{ k}\Omega}$$

$$\text{e } V_o = -100 \left(\frac{V_s}{1,571 \text{ k}\Omega} \right) 3 \text{ k}\Omega$$

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{(100)(3 \text{ k}\Omega)}{1,57 \text{ k}\Omega}$$

tal que

$$= \mathbf{-190,96}$$

como acima.

Fig. 10.13 Introduzindo o circuito r_e equivalente para o amplificador a transistor com polarização fixa da Fig. 10.11.

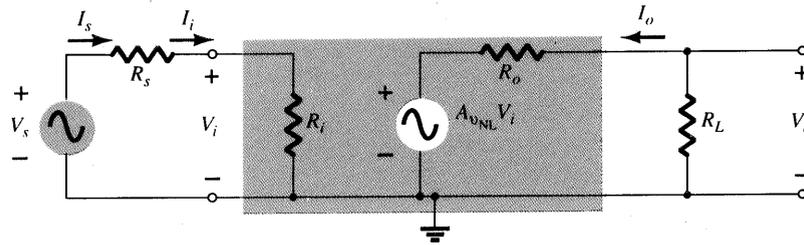


Fig. 10.14 Considerando os efeitos de R_s e R_L no ganho de um amplificador.

Ao longo de toda a análise acima, note que R_s não foi incluída na definição de Z_i para o sistema de duas portas. Certamente, a resistência “vista” pela fonte é agora $R_s + Z_i$, mas R_s permanece uma quantidade associada somente com a fonte aplicada.

Note novamente no Exemplo 10.3 que os mesmos resultados foram obtidos com a abordagem de sistemas, e usando o modelo r_c . Obviamente, se os parâmetros de duas portas estiverem disponíveis, eles devem ser aplicados. Se não, a abordagem para a solução é simplesmente uma questão de preferência.

10.5 EFEITO COMBINADO DE R_s E R_L

Os efeitos de R_s e R_L já foram demonstrados separadamente. O próximo passo natural é verificar como a presença de ambos os fatores no mesmo circuito afeta o ganho total. Na Fig. 10.14 uma fonte com uma resistência interna R_s e uma carga R_L foram aplicadas ao sistema de duas portas para o qual os parâmetros Z_i , A_{vNL} , e Z_o foram especificados. Por enquanto, vamos assumir que Z_i e Z_o não são afetados por R_L e R_s , respectivamente.

No lado da entrada, nós achamos

$$\text{Eq. (10.8): } V_i = \frac{R_i V_s}{R_i + R_s}$$

ou

$$\frac{V_i}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \tag{10.11}$$

e no lado da saída,

$$V_o = \frac{R_L A_{vNL} V_i}{R_L + R_o}$$

ou

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L A_{vNL}}{R_L + R_o} \tag{10.12}$$

Para o ganho total $A_{v_s} = V_o/V_s$, os seguintes passos matemáticos podem ser executados:

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \frac{V_i}{V_s} \tag{10.13}$$

e substituindo Eqs. (10.11) e (10.12) resultará em

$$A_{v_s} = \frac{R_L A_{vNL}}{R_L + R_o} \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

e

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vNL} \tag{10.14}$$

Uma vez que $I_i = V_i/R_i$, como antes,

$$A_i = -A_v \frac{R_i}{R_L} \tag{10.15}$$

ou usando $I_s = V_s/(R_s + R_i)$,

$$A_{i_s} = -A_{v_s} \frac{R_s + R_i}{R_L} \tag{10.16}$$

Entretanto, $I_i = I_s$; assim, as Eqs. (10.15) e (10.16) gerarão o mesmo resultado. A equação (10.14) revela claramente que ambas as resistências de fonte e de carga reduzem o ganho global do sistema. De fato:

Quanto maior a resistência da fonte e/ou menor a resistência de carga, menor o ganho global de um amplificador.

Os dois fatores de redução da Eq. (10.14) formam um produto que tem de ser cuidadosamente considerado em qualquer procedimento de projeto. Não é suficiente assegurar que R_s seja relativamente pequeno se o impacto da amplitude de R_L é ignorado. Por exemplo, na Eq. (10.14), se o primeiro fator for de 0,9 e o segundo fator é 0,2, o produto dos dois resulta em um fator de redução global igual a $(0,9)(0,2) = 0,18$ que é próximo do menor fator. O efeito de um excelente nível de 0,9 foi completamente eliminado pelo segundo fator multiplicador, que é significativamente baixo. Se ambos os fatores forem iguais a 0,9, o resultado será $(0,9)(0,9) = 0,81$, que é ainda muito alto. Mesmo se o primeiro fosse 0,9 e o segundo 0,7, o resultado de 0,63 seria ainda aceitável. Em geral, portanto, para bons ganhos globais, o efeito de R_s e R_L deve ser avaliado individualmente e conjuntamente.

EXEMPLO 10.4

Para o amplificador de único estágio da Fig. 10.15, com $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$ e $R_s = 0,3 \text{ k}\Omega$, determine:

- (a) A_{v_s} .
- (b) $A_v = V_o/V_i$.
- (c) A_i .

Os parâmetros de duas portas para a configuração com polarização fixa são $Z_i = 1,071 \text{ k}\Omega$, $Z_o = 3 \text{ k}\Omega$, e $A_{vNL} = -280,11$.

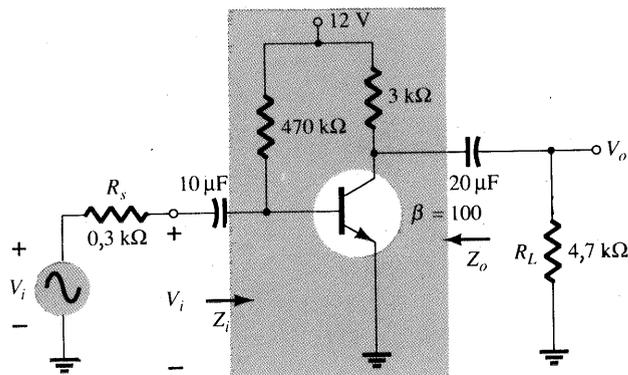


Fig. 10.15 Exemplo 10.4.

Solução

(a) Eq. (10.14): $A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vNL}$
 $= \left(\frac{1,071 \text{ k}\Omega}{1,071 \text{ k}\Omega + 0,3 \text{ k}\Omega} \right)$
 $\left(\frac{4,7 \text{ k}\Omega}{4,7 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega} \right) (-280,11)$
 $= (0,7812)(0,6104)(-280,11)$
 $= (0,4768)(-280,11)$
 $= -133,57$

(b) $A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L A_{vNL}}{R_L + R_o}$
 $= \frac{(4,7 \text{ k}\Omega)(-280,11)}{4,7 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega}$
 $= (0,6104)(-280,11) = -170,98$

(c) $A_i = -A_v \frac{R_i}{R_L} = -(-170,98) \left(\frac{1,071 \text{ k}\Omega}{4,7 \text{ k}\Omega} \right)$
 $= 38,96$

ou $A_{i_s} = -A_{v_s} \frac{R_s + R_i}{R_L}$
 $= -(-133,57) \left(\frac{1,071 \text{ k}\Omega + 0,3 \text{ k}\Omega}{4,7 \text{ k}\Omega} \right)$
 $= 38,96$

como acima.

10.6 CIRCUITOS TBJ EC

A configuração com polarização fixa foi empregada em toda a análise das seções anteriores deste capítulo para mostrar claramente os efeitos de R_s e R_L . Nesta seção, várias configurações EC são examinadas com uma resistência de fonte e de carga. Não será realizada uma análise detalhada para cada configuração, uma vez que a abordagem empregada a seguir é muito semelhante à utilizada nas seções anteriores.

Polarização Fixa

Para a configuração com polarização fixa examinada em detalhes nas últimas seções, o modelo do sistema com uma resistência de carga e de fonte aparecerá como mostrado na Fig. 10.16. Em geral,

$$V_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vNL} V_i$$

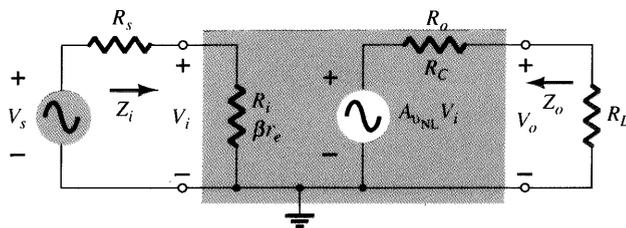


Fig. 10.16 Configuração com polarização fixa R_s e R_L .

Substituindo Eq. (8.4), $A_{vNL} = -R_C/r_e$ e $R_o = R_C$,

$$V_o = \frac{R_L(-R_C/r_e)V_i}{R_L + R_C}$$

e $A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_L R_C}{R_L + R_C} \frac{1}{r_e}$

mas

$$R_L || R_C = \frac{R_L R_C}{R_L + R_C}$$

e

$$A_v = -\frac{R_L || R_C}{r_e} \tag{10.17}$$

Se o modelo r_e do transistor for incluído na configuração com polarização fixa, resultará no circuito da Fig. 10.17, revelando claramente que R_C e R_L estão em paralelo.

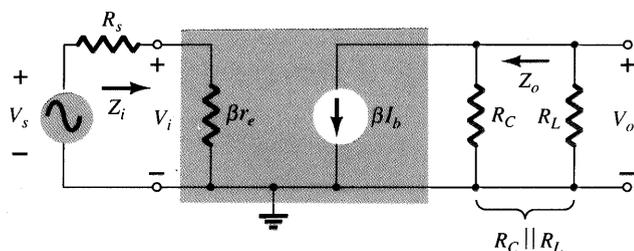


Fig. 10.17 Configuração com polarização fixa com a introdução do modelo r_e .

Para o ganho de tensão A_v da Fig. 10.16,

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

e

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

com
$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_i}{V_s} \frac{V_o}{V_i}$$

tal que
$$A_{v_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s} A_v \quad (10.18)$$

Uma vez que a carga é conectada ao terminal do coletor da configuração emissor-comum.

$$Z_i = \beta r_e \quad (10.19)$$

e
$$Z_o = R_C \quad (10.20)$$

como obtido anteriormente.

Polarização por Divisor de Tensão

Para a configuração com carga da Fig. 10.18, de polarização por divisor de tensão, a carga é novamente conectada ao terminal do coletor e Z_i permanece

$$Z_i \cong R' \parallel \beta r_e \quad (R' = R_1 \parallel R_2) \quad (10.21)$$

e para a impedância de saída do sistema

$$Z_o = R_C \quad (10.22)$$

No modelo ac para pequenos sinais R_C e R_L estarão novamente em paralelo

e
$$A_v = -\frac{R_C \parallel R_L}{r_e} \quad (10.23)$$

com
$$A_{v_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s} A_v \quad (10.24)$$

Configuração EC com Emissor Não-desviado

Para a configuração emissor-comum de polarização com emissor não-desviado da Fig. 10.19, Z_i permanece independente da carga aplicada e

$$Z_i \cong R_B \parallel \beta R_E \quad (10.25)$$

Para a impedância de saída,

$$Z_o = R_C \quad (10.26)$$

Para o ganho de tensão, a resistência R_C novamente ficará em paralelo com R_L e

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C \parallel R_L}{R_E} \quad (10.27)$$

com
$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s} A_v \quad (10.28)$$

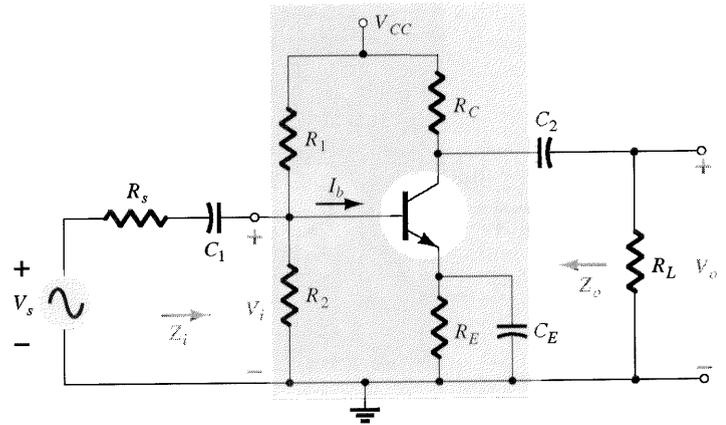


Fig. 10.18 Configuração com polarização por divisor de tensão com R_s e R_L .

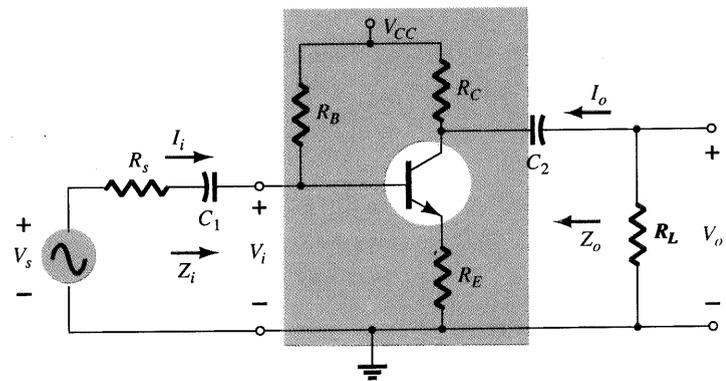


Fig. 10.19 Configuração de polarização EC com emissor não-desviado com R_s e R_L .

e
$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = -A_v \frac{Z_i}{R_L} \quad (10.29)$$

mas perceba que $I_i = I_s = V_s / (R_s + Z_i) = V_i / Z_i$.

Realimentação no Coletor

Mantendo a nossa conexão da carga ao terminal do coletor, a próxima configuração a ser examinada é a configuração com realimentação no coletor da Fig. 10.20. No modelo ac para pequenos sinais do sistema, R_C e R_L ficarão novamente em paralelo e

$$A_v = -\frac{R_C \parallel R_L}{r_e} \quad (10.30)$$

com
$$A_{v_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s} A_v \quad (10.31)$$

A impedância de saída

$$Z_o \cong R_C \parallel R_F \quad (10.32)$$

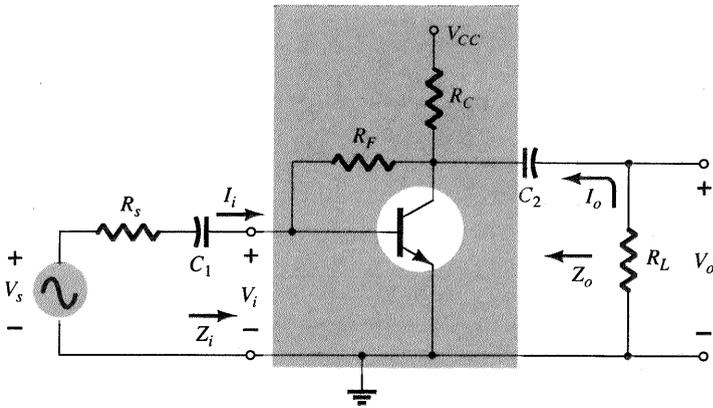


Fig. 10.20 Configuração com realimentação no coletor com R_s e R_L .

e

$$Z_i = \beta r_e \parallel \frac{R_F}{|A_v|} \quad (10.33)$$

O fato de A_v [Eq. (10.30)] ser função de R_L alterará o nível de Z_i , calculado sem carga. Portanto, o valor de Z_i relativo ao modelo sem carga deve ser modificado para o caso em que há carga acoplada, como demonstrado no próximo exemplo.

EXEMPLO 10.5

O amplificador com realimentação no coletor da Fig. 10.21 tem os seguintes parâmetros de sistema sem carga: $A_{v_{NL}} = -238,94$,

$Z_o = R_C \parallel R_F = 2,66 \text{ k}\Omega$, e $Z_i = 0,553 \text{ k}\Omega$, com $r_e = 11,3 \Omega$, e $\beta = 200$. Usando a abordagem de sistemas, determine:

- (a) A_v .
- (b) A_{v_s} .
- (c) A_{i_f} .

Solução

(a) Para o sistema de duas portas:

$$A_v = -\frac{R_C \parallel R_L}{r_e} = -\frac{2,7 \text{ k}\Omega \parallel 3,3 \text{ k}\Omega}{11,3 \Omega} = -\frac{1,485 \text{ k}\Omega}{11,3 \Omega} = -131,42$$

$$e \quad Z_i = \beta r_e \parallel \frac{R_F}{|A_v|} = (200)(11,3 \Omega) \parallel \frac{180 \text{ k}\Omega}{131,42} = 2,26 \text{ k}\Omega \parallel 1,37 \text{ k}\Omega = 0,853 \text{ k}\Omega$$

A abordagem de sistemas resultará na configuração da Fig. 10.22 com o valor de Z_i controlado por R_L e o ganho de tensão. Agora, a equação do ganho para duas portas pode ser aplicada (pequena diferença em A_v devido à aproximação $\beta I_b \gg I_{R_f}$ na Seção 8.7):

$$A_v = \frac{R_L A_{v_{NL}}}{R_L + R_o} = \frac{(3,3 \text{ k}\Omega)(-238,94)}{3,3 \text{ k}\Omega + 2,66 \text{ k}\Omega} = -132,3$$

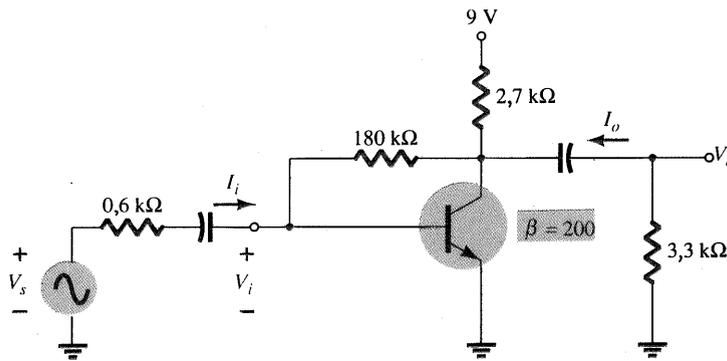


Fig. 10.21 Exemplo 10.5.

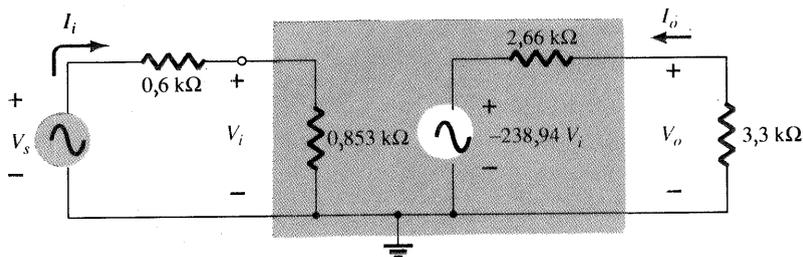


Fig. 10.22 Circuito ac equivalente para o circuito da Fig. 10.21.

$$(b) A_{v_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s} A_v = \frac{0,853 \text{ k}\Omega}{0,853 \text{ k}\Omega + 0,6 \text{ k}\Omega} (-132,3)$$

$$= -77,67$$

$$(c) A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_L} = -(-132,3) \left(\frac{0,853 \text{ k}\Omega}{3,3 \text{ k}\Omega} \right)$$

$$= \frac{(132,3)(0,853 \text{ k}\Omega)}{3,3 \text{ k}\Omega}$$

$$= 34,2$$

$$\text{ou } A_i = -A_{v_s} \frac{Z_i + R_s}{R_L}$$

$$= -(-77,67) \left(\frac{0,853 \text{ k}\Omega + 0,6 \text{ k}\Omega}{3,3 \text{ k}\Omega} \right)$$

$$= 34,2$$

10.7 CIRCUITOS TBJ SEGUIDOR-DE-EMISSION

Os parâmetros de impedância de entrada e saída do modelo de duas portas para o circuito seguidor-de-emissor são sensíveis à carga aplicada e à resistência da fonte. Para a configuração seguidor-de-emissor da Fig. 10.23, o modelo ac para pequenos sinais apareceria como mostrado na Fig. 10.24. Para a seção de entrada da Fig. 10.24, a resistência R_B é desprezada porque, normalmente, é muito maior do que a resistência de fonte do circuito equivalente de Thévenin da Fig. 10.25, resultando no circuito da Fig. 10.24 com R_s e V_s apenas. Certamente, se forem determinados níveis de corrente tal como I_b no diagrama original, o efeito de R_B deve ser incluído.

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff ao circuito de entrada da Fig. 10.24 resultará em

$$V_s - I_b R_s - I_b \beta r_e - (\beta + 1) I_b R'_E = 0$$

e
$$V_s - I_b (R_s + \beta r_e + (\beta + 1) R'_E) = 0$$

tal que
$$I_b = \frac{V_s}{R_s + \beta r_e + (\beta + 1) R'_E}$$

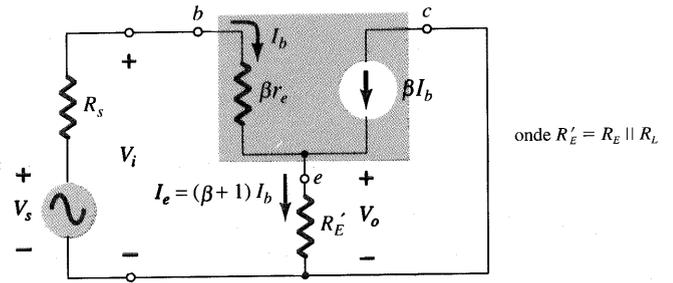


Fig. 10.24 Configuração seguidor-de-emissor da Fig. 10.23 após a inclusão do circuito r_e equivalente.

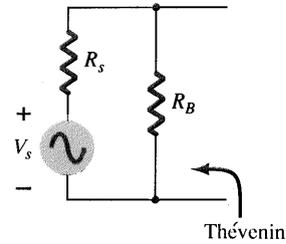


Fig. 10.25 Determinando o circuito equivalente de Thévenin para o circuito de entrada da Fig. 10.23.

Determinando I_e , nós temos

$$I_e = (\beta + 1) I_b = \frac{(\beta + 1) V_s}{R_s + \beta r_e + (\beta + 1) R'_E}$$

e
$$I_e = \frac{V_s}{[(R_s + \beta r_e)/(\beta + 1)] + R'_E}$$

Usando $\beta + 1 \cong \beta$, obtemos

$$I_e = \frac{V_s}{(R_s/\beta + r_e) + R'_E} \tag{10.34}$$

Desenhando o circuito de acordo com a Eq. (10.34), resultará na configuração da Fig. 10.26a. Na Fig. 10.26b, R_E e a resistência de carga R_L foram separadas para permitir uma definição de Z_o e I_o .

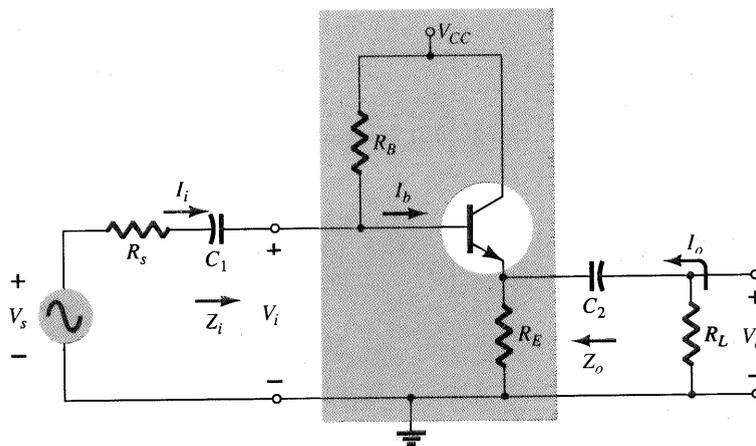


Fig. 10.23 Configuração seguidor-de-emissor com R_s e R_L .

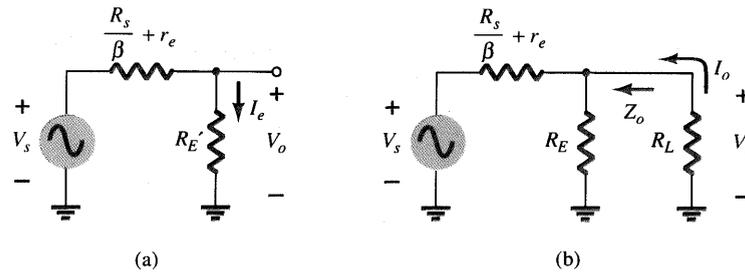


Fig. 10.26 Circuitos resultantes da aplicação da lei das tensões de Kirchhoff ao circuito de entrada da Fig. 10.24.

O ganho de tensão pode então ser obtido diretamente da Fig. 10.26a, usando-se a regra do divisor de tensão.

$$V_o = \frac{R_E' V_s}{R_E' + (R_s/\beta + r_e)}$$

ou
$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_E'}{R_E' + (R_s/\beta + r_e)}$$

e
$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_E \parallel R_L}{R_E \parallel R_L + R_s/\beta + r_e} \quad (10.35)$$

Fixando $V_s = 0$ e resolvendo para Z_o resultará em

$$Z_o = R_E \parallel \left(\frac{R_s}{\beta} + r_e \right) \quad (10.36)$$

Para a impedância de entrada,

$$Z_b = \beta(r_e + R_E')$$

e
$$Z_i = R_B \parallel Z_b$$

ou
$$Z_i = R_B \parallel \beta(r_e + R_E \parallel R_L) \quad (10.37)$$

Para a condição sem carga, a equação do ganho é

$$A_{v_{NL}} \cong \frac{R_E}{R_E + r_e}$$

enquanto para a condição com carga,

$$A_v \cong \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E \parallel R_L}{R_E \parallel R_L + r_e} \quad (10.38)$$

EXEMPLO 10.6

Para a configuração seguidor-de-emissor com carga da Fig. 10.27, com uma resistência de fonte e os seguintes parâmetros de duas portas sem carga: $Z_i = 157,54 \text{ k}\Omega$, $Z_o = 21,6 \Omega$, e $A_{v_{NL}} = 0,993$ com $r_e = 21,74 \Omega$ e $\beta = 65$, determine:

- (a) O novo valor de Z_i e Z_o , quando determinado pela carga e R_s , respectivamente.
- (b) A_v usando a abordagem de sistemas.
- (c) A_{v_s} usando a abordagem de sistemas.
- (d) $A_i = I_o/I_i$.

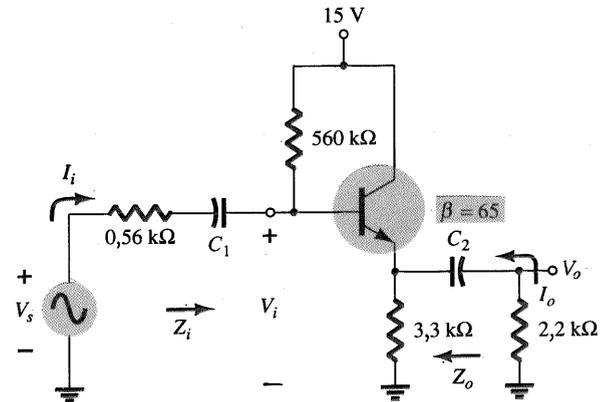


Fig. 10.27 Exemplo 10.6.

Solução

Eq. (10.37):
$$\begin{aligned} Z_i &= R_B \parallel \beta(r_e + R_E \parallel R_L) \\ &= 560 \text{ k}\Omega \parallel 65(21,74 \Omega + 3,3 \text{ k}\Omega \parallel 2,2 \text{ k}\Omega) \\ &= 560 \text{ k}\Omega \parallel 87,21 \text{ k}\Omega \quad 1,32 \text{ k}\Omega \\ &= \mathbf{75,46 \text{ k}\Omega} \end{aligned}$$

versus $157,54 \text{ k}\Omega$ (sem carga).

$$\begin{aligned} Z_o &= R_E \parallel \left(\frac{R_s}{\beta} + r_e \right) \\ &= 3,3 \text{ k}\Omega \parallel \left(\frac{0,56 \text{ k}\Omega}{65} + 21,74 \Omega \right) \\ &= 3,3 \text{ k}\Omega \parallel 30,36 \Omega \\ &= \mathbf{30,08 \Omega} \end{aligned}$$

versus $21,6 \Omega$ (sem R_s).

(b) Introduzindo o circuito de duas portas equivalente, resultará no circuito ac equivalente para pequenos sinais da Fig. 10.28.

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{R_L A_{v_{NL}} V_i}{R_L + R_o} = \frac{(2,2 \text{ k}\Omega)(0,993)V_i}{2,2 \text{ k}\Omega + 30,08 \Omega} \\ &\cong 0,98 V_i \end{aligned}$$

com $A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong \mathbf{0,98}$

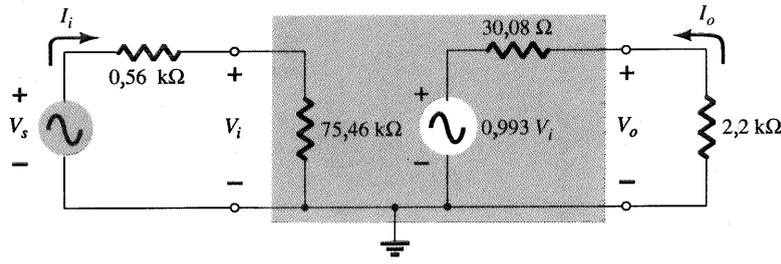


Fig. 10.28 Circuito ac equivalente para pequenos sinais do circuito da Fig. 10.27.

$$(c) V_i = \frac{Z_i V_s}{Z_i + R_s} = \frac{(75,46 \text{ k}\Omega) V_s}{75,46 \text{ k}\Omega + 0,56 \text{ k}\Omega} = 0,993 V_s$$

$$\text{tal que } A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \frac{V_i}{V_s} = (0,98)(0,993) = \mathbf{0,973}$$

$$(d) A_i = \frac{I_o}{I_i} = -A_v \frac{Z_i}{R_L} = -(0,98) \left(\frac{75,46 \text{ k}\Omega}{2,2 \text{ k}\Omega} \right) = \mathbf{-33,61}$$

EXEMPLO 10.7

Para o amplificador base-comum da Fig. 10.30, os parâmetros de duas portas sem carga são (usando $\alpha \cong 1$) $Z_i \cong r_e = 20 \Omega$, $A_{v_{NL}} = 250$, e $Z_o = 5 \text{ k}\Omega$. Usando o modelo equivalente de duas portas, determine:

- (a) A_v .
- (b) A_{v_s} .
- (c) A_i .

Solução

(a) O circuito ac equivalente para pequenos sinais aparece na Fig. 10.31.

$$V_o = \frac{R_L A_{v_{NL}} V_i}{R_L + R_o} = \frac{(8,2 \text{ k}\Omega)(250) V_i}{8,2 \text{ k}\Omega + 5 \text{ k}\Omega} = 155,3 V_i$$

$$\text{e } A_v = \frac{V_o}{V_i} = \mathbf{155,3}$$

$$\text{ou } A_v \cong \frac{R_C \| R_L}{r_e} = \frac{5 \text{ k}\Omega \| 8,2 \text{ k}\Omega}{20 \Omega} = \frac{3,106 \text{ k}\Omega}{20 \Omega} = \mathbf{155,3}$$

$$(b) A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_i}{V_s} \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_v = \left(\frac{20 \Omega}{20 \Omega + 200 \Omega} \right) (155,3) = \mathbf{14,12}$$

10.8 CIRCUITOS TBJ BC

Um amplificador base-comum com uma carga aplicada e resistência de fonte aparece na Fig. 10.29. O fato de a carga estar conectada entre os terminais de coletor e base isola a do circuito de entrada, e Z_i permanece essencialmente o mesmo para o circuito com carga ou sem carga. O isolamento que existe entre os circuitos de entrada e saída também mantém Z_o em um nível fixo, embora o nível de R_s possa variar. O ganho de tensão é agora determinado por

$$A_v \cong \frac{R_C \| R_L}{r_e} \tag{10.39}$$

e o ganho de corrente:

$$A_i \cong -1 \tag{10.40}$$

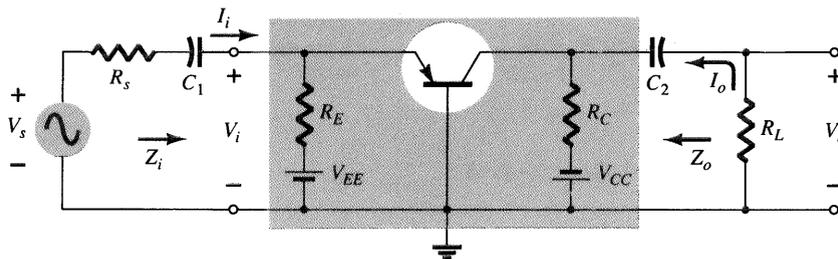


Fig. 10.29 Configuração base-comum com R_s e R_L .

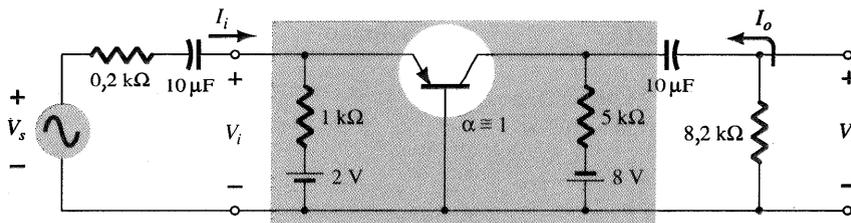


Fig. 10.30 Exemplo 10.7.

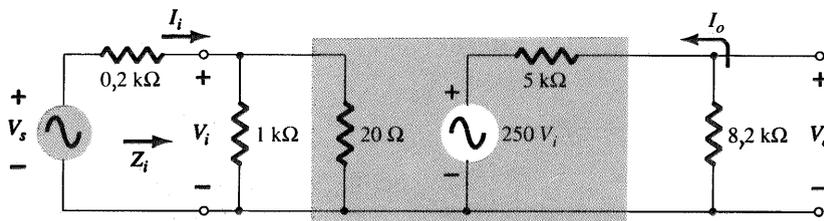


Fig. 10.31 Circuito ac equivalente para pequenos sinais do circuito da Fig. 10.30.

Note o ganho relativamente baixo devido a uma impedância da fonte muito maior que a impedância de entrada do amplificador.

$$(c) A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_L} = -(155,3) \left(\frac{20 \Omega}{8,2 \text{ k}\Omega} \right) = -0,379$$

o qual é significativamente menor que 1 devido à divisão da corrente de saída entre R_C e R_L .

O modelo de duas portas sem carga da Fig. 10.2 para um amplificador a FET não é afetado por uma carga aplicada ou resistência da fonte.

Resistência de Fonte Desviada

Para o amplificador a FET da Fig. 10.32 a carga aplicada aparecerá em paralelo com R_D no modelo para pequenos sinais, resultando na seguinte equação para o ganho da configuração com carga:

$$A_v = -g_m(R_D || R_L) \tag{10.41}$$

Os níveis de impedância permanecem em

$$Z_i = R_G \tag{10.42}$$

e $Z_o = R_D \tag{10.43}$

10.9 CIRCUITOS FET

Como observado no Cap. 9, o isolamento que existe entre porta e dreno ou fonte de um amplificador a FET assegura que variações em R_L não afetam o nível de Z_i e variações em R_{sig} não afetam R_o . Em essência, portanto:

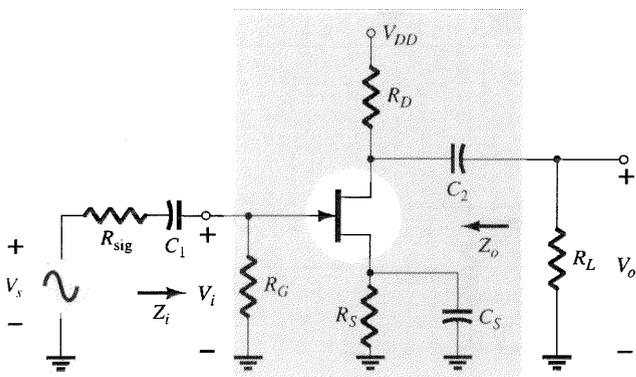


Fig. 10.32 Amplificador a JFET com R_{sig} e R_L .

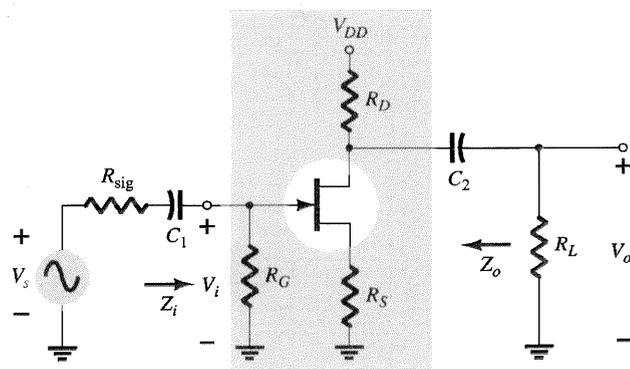


Fig. 10.33 Amplificador a JFET com R_s não-desviado.

Resistência de Fonte Não-Desviada

Para o amplificador a FET da Fig. 10.33 a carga novamente aparecerá em paralelo com R_D e o ganho com carga torna-se

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m(R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_S} \quad (10.44)$$

com $Z_i = R_G$ (10.45)

e $Z_o = R_D$ (10.46)

EXEMPLO 10.8

Para o amplificador a FET da Fig. 10.34, os parâmetros de duas portas sem carga são $A_{vNL} = -3,18$, $Z_i = R_1 \parallel R_2 = 239 \text{ k}\Omega$, e $Z_o = 2,4 \text{ k}\Omega$, com $g_m = 2,2 \text{ mS}$.

- (a) Usando os parâmetros de duas portas acima, determine A_v e A_{v_s} .
- (b) Usando a Eq. (10.44), calcule o ganho com carga e compare ao resultado da parte (a).

Solução

- (a) O circuito ac equivalente para pequenos sinais aparece na Fig. 10.35 e

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L A_{vNL}}{R_L + R_o} = \frac{(4,7 \text{ k}\Omega)(-3,18)}{4,7 \text{ k}\Omega + 2,4 \text{ k}\Omega} = -2,105$$

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_i}{V_s} \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_i}{R_i + R_{sig}} A_v = \frac{(239 \text{ k}\Omega)(-2,105)}{239 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} = -2,096 \cong A_v$$

(b) Eq. (10.44): $A_v = \frac{-g_m(R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_{S1}} = \frac{-(2,2 \text{ mS})(4,7 \text{ k}\Omega \parallel 2,4 \text{ k}\Omega)}{1 + (2,2 \text{ mS})(0,3 \text{ k}\Omega)} = \frac{-3,498}{1,66} = -2,105$ como acima.

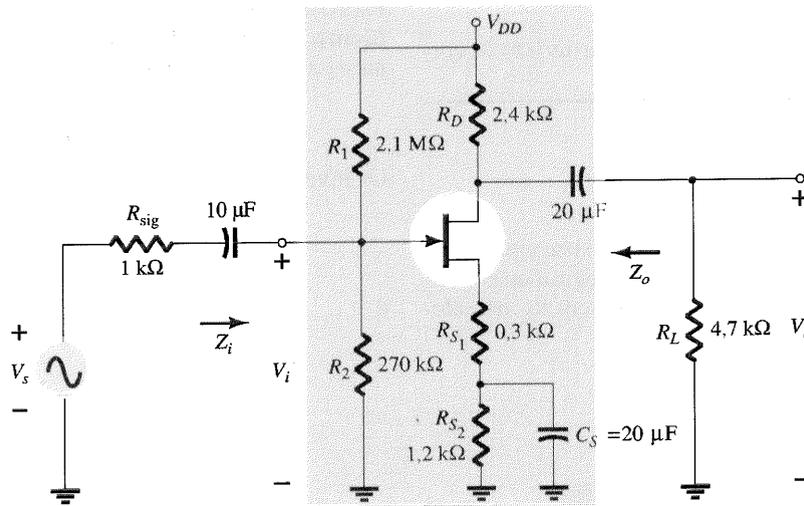


Fig. 10.34 Exemplo 10.8.

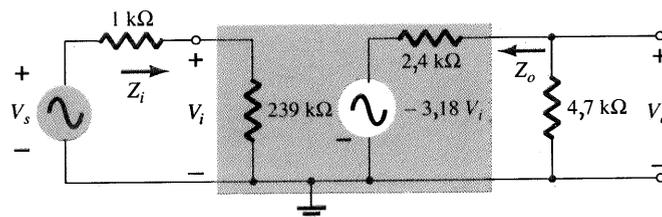


Fig. 10.35 Circuito ac equivalente para pequenos sinais do circuito da Fig. 10.34.

Seguidor-de-Fonte

Para a configuração seguidor-de-fonte da Fig. 10.36, Z_i é independente do valor de R_L e é determinada por

$$Z_i = R_G \tag{10.47}$$

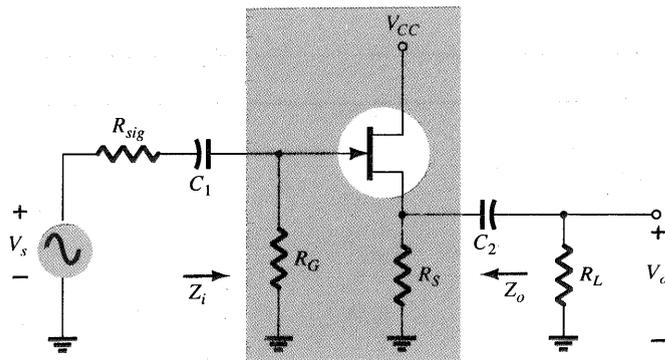


Fig. 10.36 Configuração seguidor-de-fonte com R_s e R_L .

O ganho de tensão com carga tem o mesmo formato que o ganho sem carga com R_s substituído pela combinação em paralelo de R_s e R_L .

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{g_m(R_S || R_L)}{1 + g_m(R_S || R_L)} \tag{10.48}$$

O nível da impedância de saída é, conforme determinado no Cap. 9:

$$Z_o = R_S || \frac{1}{g_m} \tag{10.49}$$

revelando que é insensível ao valor da resistência de fonte R_s ,

Porta-Comum

Embora a configuração porta-comum da Fig. 10.37 seja um tanto diferente daquela descrita acima com respeito ao posicionamento de R_L e R_s , os circuitos de entrada e saída permanecem isolados e

$$Z_i = \frac{R_S}{1 + g_m R_S} \tag{10.50}$$

$$Z_o = R_D \tag{10.51}$$

O ganho de tensão com carga é dado por

$$A_v = g_m(R_D || R_L) \tag{10.52}$$

10.10 QUADRO-RESUMO

Agora que o TBJ com e sem carga (Caps. 8 e 9) e amplificadores a JFET foram examinados detalhadamente, uma revisão das equações desenvolvidas é fornecida pelo Quadro 10.1. Embora todas as equações sejam para a situação com carga, basta remover R_L das expressões para que se obtenham as equações para o amplificador sem carga. O mesmo se aplica ao efeito de R_s (para TBJs) e R_{sig} (para JFETs) sobre Z_o . Em cada caso, a relação de fase entre as tensões de entrada e saída é também fornecida. Observando-se as equações para o JFET, verifica-se que o isolamento existente entre a porta e o canal da camada SiO_2 no JFET produz expressões com um nível menor de complexidade, diferentes daquelas encontradas para as configurações TBJ. A conexão estabelecida por I_b entre os circuitos de entrada e saída do amplificador a transistor TBJ adiciona um toque de complexidade a cada uma das equações.

10.11 SISTEMAS EM CASCATA

A abordagem de sistemas de duas portas é particularmente útil no caso de sistemas em cascata, tal como o que aparece na Fig.

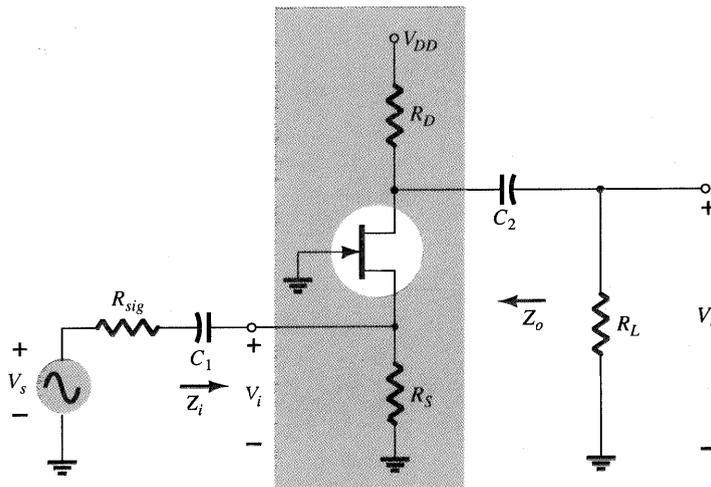


Fig. 10.37 Configuração porta-comum com R_s e R_L .

10.38, onde A_{v_1} , A_{v_2} , A_{v_3} , e assim por diante, são os ganhos de tensão de cada estágio sob condições com carga. Isto é, A_{v_1} é determinado com a impedância de A_{v_2} atuando como carga para A_{v_1} . Para A_{v_2} , A_{v_1} determinará a intensidade do sinal e a impedância da fonte na entrada de A_{v_2} . O ganho total do sistema é

então determinado pelo produto dos ganhos individuais como segue:

$$A_{v_T} = A_{v_1} \cdot A_{v_2} \cdot A_{v_3} \cdot \dots \quad (10.53)$$

QUADRO 10.1 Resumo de Configurações a Transistor (A_v , Z_i , Z_o)

Configuração	$A_v = V_o/V_i$	Z_i	Z_o
	$\frac{-(R_L R_C)}{r_e}$ $\frac{-h_{fe}(R_L R_C)}{h_{ie}}$ <p>Incluindo r_o:</p> $\frac{-(R_L R_C r_o)}{r_e}$	$R_B \beta r_e$ $R_B h_{ie}$	R_C R_C
	$\frac{-(R_L R_C)}{r_e}$ $\frac{-h_{fe}(R_L R_C)}{h_{ie}}$ <p>Incluindo r_o:</p> $\frac{-(R_L R_C r_o)}{r_e}$	$R_1 R_2 \beta r_e$ $R_1 R_2 h_{ie}$	R_C R_C
	$\cong 1$ $\cong 1$ <p>Incluindo r_o:</p> $\cong 1$	$R_E' = R_L R_E$ $R_1 R_2 \beta(r_e + R_E')$ $R_1 R_2 (h_{ie} + h_{fe}R_E')$	$R_s' = R_s R_1 R_2$ $R_E \left(\frac{R_s'}{\beta} + r_e \right)$ $R_E \left(\frac{R_s' + h_{ie}}{h_{fe}} \right)$ $R_E \left(\frac{R_s'}{\beta} + r_e \right)$
	$\cong \frac{-(R_L R_C)}{r_e}$ $\cong \frac{-h_{fb}(R_L R_C)}{h_{ib}}$ <p>Incluindo r_o:</p> $\cong \frac{-(R_L R_C r_o)}{r_e}$	$R_E r_e$ $R_E h_{ib}$	R_C R_C $R_C r_o$

QUADRO 10.1 Resumo de Configurações a Transistor (A_v , Z_i , Z_o) (Continuação)

Configuração	$A_v = V_o/V_i$	Z_i	Z_o
	$\frac{-(R_L \parallel R_C)}{R_E}$ Incluindo r_o : $\frac{-(R_L \parallel R_C)}{R_E}$	$R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e + R_E)$ $R_1 \parallel R_2 \parallel (h_{ie} + h_{fe} R_E)$ $R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e + R_E)$	R_C R_C $\cong R_C$
	$\frac{-(R_L \parallel R_C)}{R_{E1}}$ Incluindo r_o : $\frac{-R_L \parallel R_C}{R_{E1}}$	$R_B \parallel \beta(r_e + R_{E1})$ $R_B \parallel (h_{ie} + h_{fe} R_{E1})$ $R_B \parallel \beta(r_e + R_{E1})$	R_C R_C $\cong R_C$
	$\frac{-(R_L \parallel R_C)}{r_e}$ $\frac{-h_{fe}(R_L \parallel R_C)}{h_{ie}}$ Incluindo r_o : $\frac{-(R_L \parallel R_C \parallel r_o)}{r_e}$	$\beta r_e \parallel \frac{R_F}{ A_v }$ $h_{ie} \parallel \frac{R_F}{ A_v }$ $\beta r_e \parallel \frac{R_F}{ A_v }$	R_C R_C $R_C \parallel R_F \parallel r_o$
	$\frac{-(R_L \parallel R_C)}{R_E}$ $\frac{-(R_L \parallel R_C)}{R_E}$ Incluindo r_o : $\cong \frac{-(R_L \parallel R_C)}{R_E}$	$\beta R_E \parallel \frac{R_F}{ A_v }$ $h_{fe} R_E \parallel \frac{R_F}{ A_v }$ $\cong \beta R_E \parallel \frac{R_F}{ A_v }$	$\cong R_C \parallel R_F$ $\cong R_C \parallel R_F$ $\cong R_C \parallel R_F$

QUADRO 10.1 Resumo de Configurações a Transistor (A_v , Z_i , Z_o) (Continuação)

Configuração	$A_v = V_o/V_i$	Z_i	Z_o
	$-g_m(R_D \parallel R_L)$ Incluindo r_d : $-g_m(R_D \parallel R_L \parallel r_d)$	R_G R_G	R_D $R_D \parallel r_d$
	$\frac{-g_m(R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_S}$ Incluindo r_d : $\frac{-g_m(R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_S + \frac{R_D + R_S}{r_d}}$	R_G R_G	$\frac{R_D}{1 + g_m R_S}$ $\cong \frac{R_D}{1 + g_m R_S}$
	$-g_m(R_D \parallel R_L)$ Incluindo r_d : $-g_m(R_D \parallel R_L \parallel r_d)$	$R_1 \parallel R_2$ $R_1 \parallel R_2$	R_D $R_D \parallel r_d$
	$\frac{g_m(R_S \parallel R_L)}{1 + g_m(R_S \parallel R_L)}$ Incluindo r_d : $= \frac{g_m r_d (R_S \parallel R_L)}{r_d + R_D + g_m r_d (R_S \parallel R_L)}$	R_G R_G	$R_S \parallel 1/g_m$ $\frac{R_S}{1 + \frac{g_m r_d R_S}{r_d + R_D}}$
	$g_m(R_D \parallel R_L)$ Incluindo r_d : $\cong g_m(R_D \parallel R_L)$	$\frac{R_S}{1 + g_m R_S}$ $Z_i = \frac{R_S}{1 + \frac{g_m r_d R_S}{r_d + R_D \parallel R_L}}$	R_D $R_D \parallel r_d$

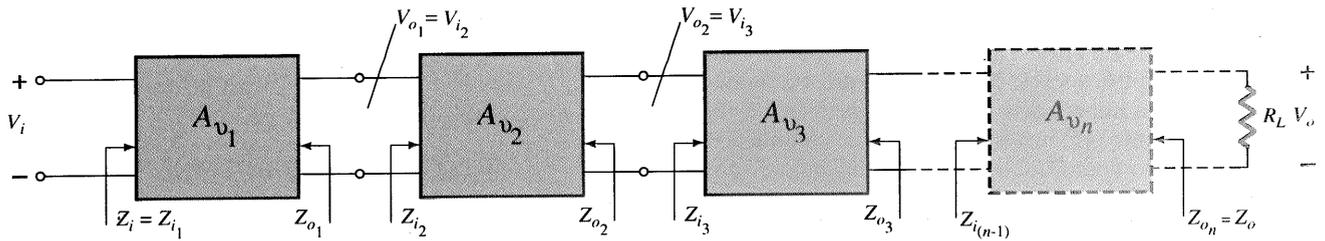


Fig. 10.38 Sistema em cascata.

e o ganho de corrente total por

$$A_{i_T} = -A_{v_T} \frac{Z_{i_1}}{R_L} \quad (10.54)$$

Por mais perfeito que seja o projeto, a aplicação de uma carga a um sistema de duas portas afetará o ganho de tensão. Portanto não é correto considerar A_{v_1} , A_{v_2} , e assim por diante, da Fig. 10.38, valores calculados para a situação sem carga. O carregamento de cada estágio subsequente deve ser considerado. Os parâmetros sem carga podem ser usados para determinar os ganhos com carga da Fig. 10.38, mas a Eq. (10.53) requer os valores com carga.

$$V_{o_1} = \frac{Z_{i_2} A_{v_{NL}} V_{i_1}}{Z_{i_2} + Z_{o_1}} = \frac{(26 \Omega)(1)V_{i_1}}{26 \Omega + 12 \Omega} = 0,684V_{i_1}$$

e
$$A_{v_1} = \frac{V_{o_1}}{V_{i_1}} = 0,684$$

Para a configuração base-comum,

$$V_{o_2} = \frac{R_L A_{v_{NL}} V_{i_2}}{R_L + R_{o_2}} = \frac{(8,2 \text{ k}\Omega)(240)V_{i_2}}{8,2 \text{ k}\Omega + 5,1 \text{ k}\Omega} = 147,97V_{i_2}$$

e
$$A_{v_L} = \frac{V_{o_2}}{V_{i_2}} = 147,97$$

(b)
$$A_{v_T} = A_{v_1} A_{v_2} = (0,684)(147,97) = 101,20$$

$$A_{v_s} = \frac{Z_{i_1}}{Z_{i_1} + R_s} A_{v_T} = \frac{(10 \text{ k}\Omega)(101,20)}{10 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} = 92$$

(c)
$$A_{i_T} = -A_{v_T} \frac{Z_{i_1}}{R_L} = -(101,20) \left(\frac{10 \text{ k}\Omega}{8,2 \text{ k}\Omega} \right) = -123,41$$

(d)
$$V_{i_{cb}} = \frac{Z_{i_{cb}} V_s}{Z_{i_{cb}} + R_s} = \frac{(26 \Omega)V_s}{26 \Omega + 1 \text{ k}\Omega} = 0,025V_s$$

e
$$\frac{V_i}{V_s} = 0,025 \quad \text{com} \quad \frac{V_o}{V_i} = 147,97 \quad \text{de cima}$$

e
$$A_{v_s} = \frac{V_i}{V_s} \frac{V_o}{V_i} = (0,025)(147,97) = 3,7$$

EXEMPLO 10.9

O sistema de dois estágios da Fig. 10.39 empregou uma configuração seguidor-de-emissor antes de uma configuração base-comum para assegurar que o máximo percentual do sinal aplicado apareça nos terminais de entrada do amplificador base-comum. Na Fig. 10.39 os valores sem carga são fornecidos para cada sistema, com exceção de Z_i e Z_o para o seguidor-de-emissor, os quais são valores considerando uma carga acoplada. Para a configuração da Fig. 10.39, determine:

- (a) O ganho com carga para cada estágio.
- (b) O ganho total para o sistema, A_v e A_{v_s} .
- (c) O ganho de corrente total para o sistema.
- (d) O ganho total para o sistema se a configuração seguidor-de-emissor for removida.

Solução

- (a) Para a configuração seguidor-de-emissor, o ganho com carga é

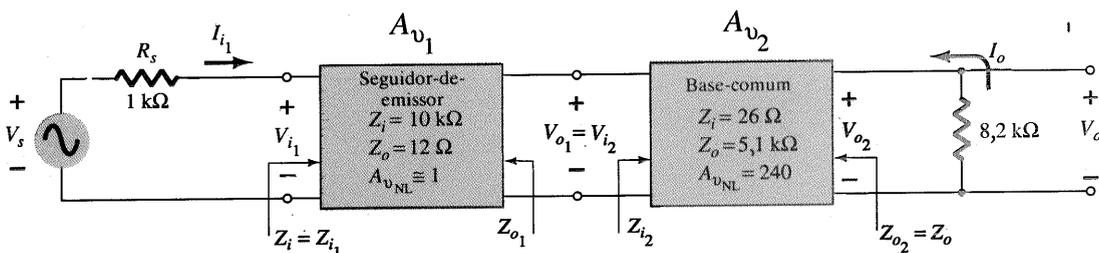


Fig. 10.39 Exemplo 10.9.

No total, portanto, o ganho é cerca de 25 vezes maior com a configuração seguidor-de-emissor sendo usada para repassar o sinal para os estágios amplificadores. Note, entretanto, que também foi importante que a impedância de saída do primeiro estágio estivesse relativamente próxima à impedância de entrada do segundo estágio ou, do contrário, o sinal seria “atenuado” novamente pela ação do divisor de tensão.

10.12 ANÁLISE POR COMPUTADOR

A análise por computador desta seção inclui a utilização do programa PSpice para a análise da resposta de um TBJ com carga e de um amplificador a FET com uma resistência de fonte. O circuito TBJ da Fig. 10.40 emprega a mesma configuração sem carga examinada na análise PSpice do Capítulo 8, onde o ganho sem carga foi 350,4. Os nós são identificados na Fig. 10.40 e aparecem na descrição do circuito no arquivo de entrada da Fig. 10.41. Note na descrição do transistor que IS é o nosso valor escolhido de 5×10^{-15} A, discutido no Cap. 8. Além disso, observe o uso de uma resistência muito grande (essencialmente um circuito aberto) do nó 4 para a terra a fim de assegurar para o capacitor um caminho dc para a terra (uma exigência do PSpice). A estrutura PRINT inclui amplitude da tensão nos nós 3, 7, e 4 para um sinal de entrada de 1 mV.

Observe na solução para a polarização que os nós 4, 6 e 7 estão em 0 V devido ao isolamento oferecido pelos capacitores. Nó 5 é 22 V como deveria ser e $V_E = 2,0235$ V, $V_B = 2,7039$ V, e $V_C = 12,9280$ V valores próximos dos resultados encontrados no Cap. 8.

A análise ac revela que V_3 e V_7 estão essencialmente no mesmo nível, uma vez que os capacitores fornecem uma ligação direta de impedância mínima, de um nó para outro na frequência aplicada. A amplitude da tensão nestes nós mostra que houve ganho de 146,2 comparado com um ganho sem carga de 350,4. A amplitude de V_4 revela que 30% (0,3 mV) do sinal aplicado é perdido através da resistência da fonte de 0,6 kΩ.

Vamos agora calcular o ganho de tensão com carga e comparar com o resultado de 146,2 obtido pelo programa PSpice

$$r_e = 18,44 \Omega$$

$$Z_i \cong R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e = 56 \text{ k}\Omega \parallel 8,2 \text{ k}\Omega \parallel (90)(18,44 \Omega) \cong 1,35 \text{ k}\Omega$$

$$V_i = \frac{Z_i V_s}{Z_i + R_s} = \frac{(1,35 \text{ k}\Omega) V_s}{1,35 \text{ k}\Omega + 0,6 \text{ k}\Omega} = 0,69 V_s$$

$$e \quad \frac{V_i}{V_s} = 0,69$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L A_{v_{NL}}}{R_L + R_o} = \frac{(10 \text{ k}\Omega)(-350,4)}{10 \text{ k}\Omega + 6,8 \text{ k}\Omega} = -208,57$$

$$\text{com } A_{v_s} = \frac{V_i}{V_s} \frac{V_o}{V_i} = (0,69)(-208,57) \cong -144$$

o qual está muito próximo do valor -146,2 obtido acima usando o PSpice.

O amplificador a FET com carga a ser analisado aparece na Fig. 10.42. Trata-se de um circuito analisado no Cap. 9, que foi modificado para mostrar os efeitos de R_{sig} e R_L . A descrição do JFET da Fig. 10.43 revela que $V_{TO} = V_{gs}(\text{off}) = V_p = -4$ V e beta definido por $I_{DSS}/|V_p|^2 = 6,25 \times 10^{-4}$ A/V². O isolamento fornecido pelos capacitores pode ser observado novamente a partir dos valores obtidos para V_1 , V_2 e V_7 . Certamente, $V_3 = 67,14 \times 10^{-6}$ V é aproximadamente 0 V para todos os fins práticos. O nó 6 está em 18 V, conforme definido pela fonte dc, e $V_D = 5,6862$ V e $V_E = 1,0075$ V, de acordo com a análise dc.

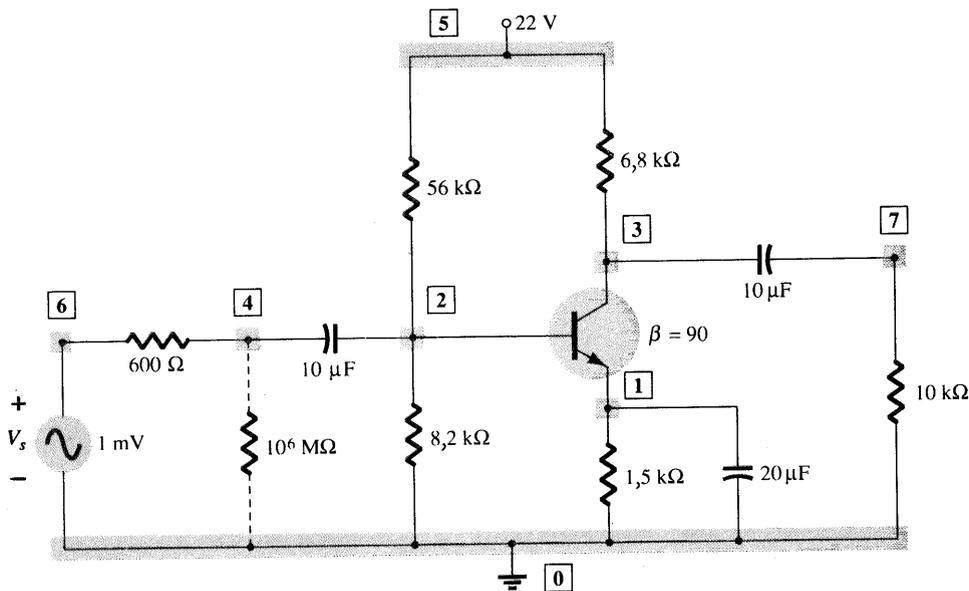


Fig. 10.40 Definindo os nós de uma configuração com divisor de tensão com R_s e R_L .

```

BJT Voltage-Divider Bias Configuration with Rs and RL - Fig. 10.40

****      CIRCUIT DESCRIPTION
*****

VCC 5 0 DC 22V
RB1 5 2 56K
RB2 2 0 8.2K
RE 1 0 1.5K
RC 5 3 6.8K
C1 4 2 10UF
CE 1 0 20UF
VS 6 0 AC 1MV 0
RS 6 4 600
RR 4 0 1E12
C2 3 7 10UF
RL 7 0 10K
Q1 3 2 1 QMODEL
.MODEL QMODEL NPN(BF=90 IS=5E-15)
.OP
.AC LIN 1 10KH 10KH
.PRINT AC VM(3) VM(7) VM(4)
.OPTIONS NOPAGE
.END

****      BJT MODEL PARAMETERS
          QMODEL
          NPN
          IS      5.000000E-15
          BF      90
          NF      1
          BR      1
          NR      1

****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
( 1)      2.0235      ( 2)      2.7039      ( 3)      12.9280      ( 4)      0.0000
( 5)      22.0000      ( 6)      0.0000      ( 7)      0.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
VCC      -1.679E-03
VS      0.000E+00
TOTAL POWER DISSIPATION 3.69E-02 WATTS

****      OPERATING POINT INFORMATION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

****      BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
NAME      Q1
MODEL     QMODEL
IB        1.48E-05
IC        1.33E-03
VBE       6.80E-01
VBC       -1.02E+01
VCE       1.09E+01
BETADC    9.00E+01
GM         5.16E-02
RPI        1.74E+03
RX         0.00E+00
RO         1.00E+12
CBE        0.00E+00
CBC        0.00E+00
CBX        0.00E+00
CJS        0.00E+00
BETAAC    9.00E+01
FT         8.21E+17

****      AC ANALYSIS          TEMPERATURE = 27.000 DEG C
FREQ      VM(3)      VM(7)      VM(4)
1.000E+04 1.462E-01 1.462E-01 7.007E-04

```

Fig. 10.41 Análise PSpice do amplificador TBJ da Fig. 10.40.

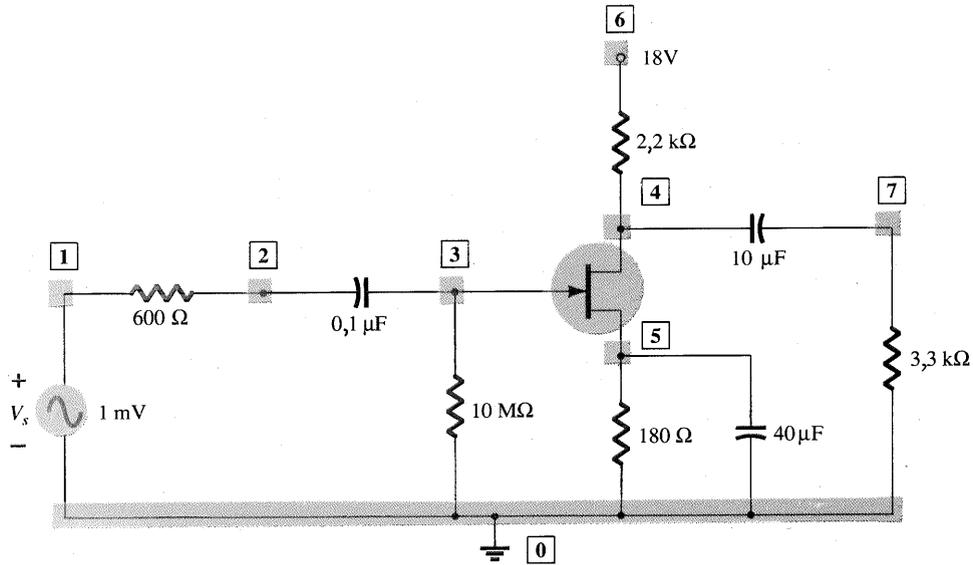


Fig. 10.42 Definindo os nós de um amplificador a JFET com uma resistência de fonte R_s e uma resistência de carga R_L .

A solução ac revela que $V_4 = V_7$ (capacitores em seu estado de curtos-circuitos equivalentes) e iguais a 4,937 mV. O valor do ganho A_v é 4,937 já que o sinal aplicado é 1 mV.

Vamos agora, novamente, conferir os resultados usando as equações desenvolvidas no Cap. 9.

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{V_P} = \frac{2(10 \text{ mA})}{-4 \text{ V}} = 5 \text{ mS}$$

$$g_m(\text{at } -1 \text{ V}) = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 5 \text{ mS} \left(1 - \frac{-1 \text{ V}}{-4 \text{ V}}\right) = 3,75 \text{ mS}$$

para comparar com 3,74 mS na descrição do JFET da saída PSpice.

$$\begin{aligned} A_v &= -g_m(R_D || R_L) \\ &= -(3,75 \text{ mS})(2,2 \text{ k}\Omega || 3,3 \text{ k}\Omega) \\ &= -(3,75 \text{ mS})(1,32 \text{ k}\Omega) \\ &= -4,95 \end{aligned}$$

para comparar com -4,937 acima.

```
JFET ac Amplifier of Fig. 10.42
****      CIRCUIT DESCRIPTION
*****
VDD 6 0 DC 18V
J1 4 3 5 JFET
RG 3 0 10MEG
RD 6 4 2.2K
RS 5 0 180
CI 2 3 0.1UF
CS 5 0 40UF
CO 4 7 10UF
.MODEL JFET NJF VTO=-4V BETA=6.25E-4
VSIG 1 0 AC 1MV
RSIG 1 2 600
RL 7 0 3.3K
.OP
.AC LIN 1 10KH 10KH
.PRINT AC V(1) V(3) V(4) V(5) V(7)
.OPTIONS NOPAGE
.END
```

Fig. 10.43 Análise PSpice do amplificador a JFET da Fig. 10.42.

```

****      Junction FET MODEL PARAMETERS

                JFET
                NJF
VTO          -4
BETA         625.000000E-06

***      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
(  1)     0.0000      (  2)     0.0000      (  3)    67.14E-06      (  4)     5.6862
(  5)     1.0075      (  6)    18.0000      (  7)     0.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME          CURRENT
VDD           -5.597E-03
VSI           0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 1.01E-01 WATTS

****      OPERATING POINT INFORMATION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

****      JFETS

NAME          J1
MODEL         JFET
ID            5.60E-03
VGS           -1.01E+00
VDS           4.68E+00
GM            3.74E-03
GDS           0.00E+00
CGS           0.00E+00
CGD           0.00E+00

****      AC ANALYSIS      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
FREQ          V(1)          V(3)          V(4)          V(5)          V(7)
1.000E+04     1.000E-03     9.999E-04     4.937E-03     1.488E-06     4.937E-03
    
```

Fig. 10.43 Continuação

PROBLEMAS

§ 10.3 Efeito de uma Impedância de Carga (R_L)

1. Para a configuração com polarização fixa da Fig. 10.44:
 - (a) Determine A_{vNL} , Z_i e Z_o .
 - (b) Esboce o modelo de duas portas da Fig. 10.2 com os parâmetros determinados na parte (a) no lugar.

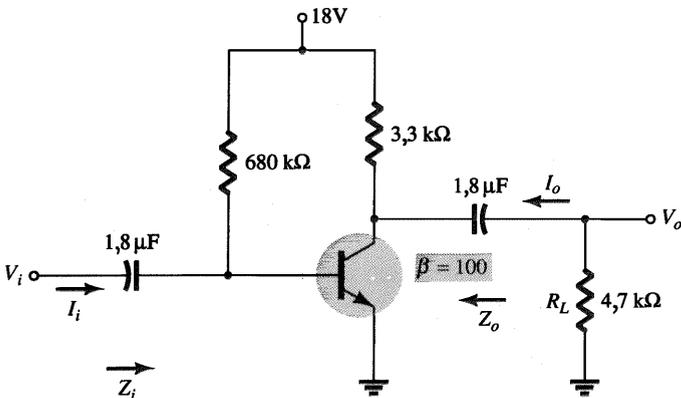


Fig. 10.44 Problemas 1, 2, 3.

- (c) Calcule o ganho A_v usando o modelo da parte (b) e a Eq. (10.3).
 - (d) Determine o ganho de corrente usando a Eq. (10.6).
 - (e) Determine A_v , Z_i e Z_o usando o modelo r_e e compare com as soluções acima.
- *2. (a) Desenhe as linhas de carga dc e ac para o circuito da Fig. 10.44 sobre a curva característica da Fig. 10.45.
 - (b) Determine o valor pico-a-pico de I_c e V_{ce} do gráfico se V_i tem um valor de pico de 10 mV. Determine o ganho de tensão $A_v = V_o/V_i$ e compare com a solução obtida no Problema 1.
3. (a) Determine o ganho de tensão A_v para o circuito da Fig. 10.44 para $R_L = 4,7\text{ k}\Omega$, $2,2\text{ k}\Omega$, e $0,5\text{ k}\Omega$. Qual o comportamento do ganho de tensão quando o valor de R_L diminui?
 - b) Como variará Z_i , Z_o e A_{vNL} para valores decrescentes de R_L ?

§ 10.4 Efeito da Impedância da Fonte (R_s)

4. Para o circuito da Fig. 10.46:
 - (a) Determine A_{vNL} , Z_i e Z_o .
 - (b) Esboce o modelo de duas portas da Fig. 10.2 com os parâmetros determinados na parte (a) no lugar.
 - (c) Determine A_v usando os resultados da parte (b).
 - (d) Determine A_{v_s} .
 - (e) Determine A_{v_s} usando o modelo r_e e compare os resultados com aqueles obtidos na parte (d).

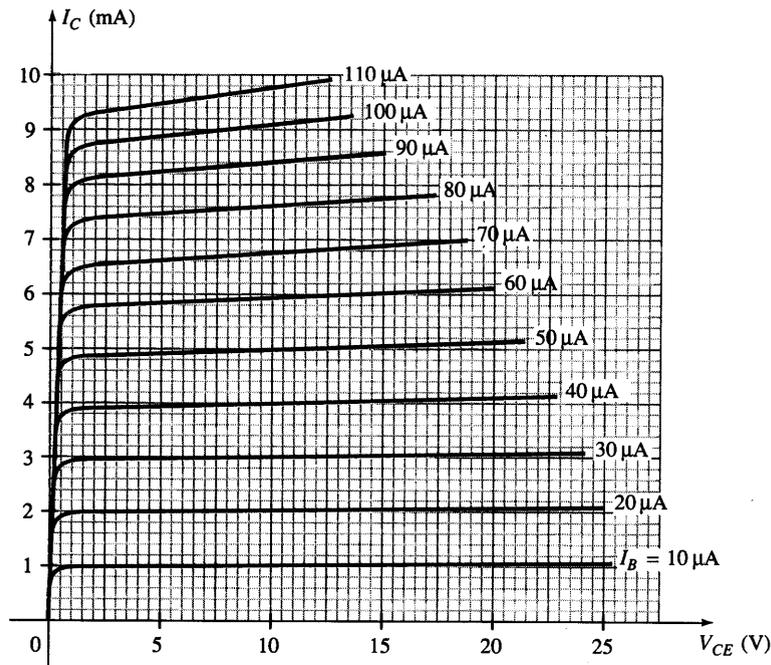


Fig. 10.45 Problemas 2, 7.

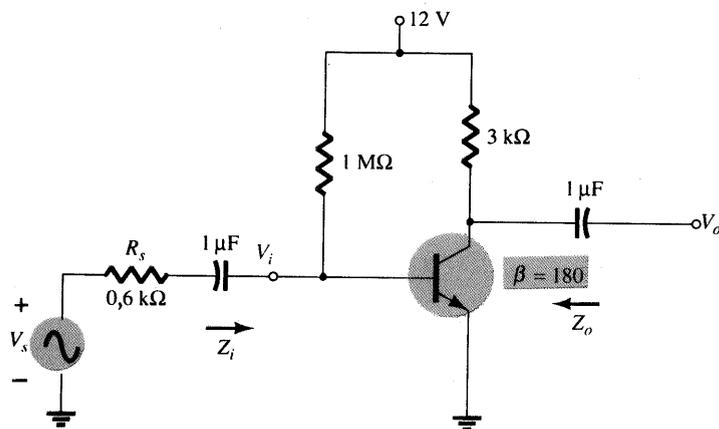


Fig. 10.46 Problema 4.

- (f) Mude R_s para 1 kΩ e determine A_v . Como varia A_v com a variação do valor de R_s ?
- (g) Mude R_s para 1 kΩ e determine A_{v_s} . Como varia A_{v_s} com a variação do valor de R_s ?
- (h) Mude R_s para 1 kΩ e determine $A_{v_{NL}}$, Z_i e Z_o . Como eles variam com a variação do valor de R_s ?

§ 10.5 Efeito Combinado de R_s e R_L

*5. Para o circuito da Fig. 10.47:

- (a) Determine $A_{v_{NL}}$, Z_i e Z_o .
- (b) Esboce o modelo de duas portas da Fig. 10.2 com os parâmetros determinados na parte (a) no lugar.
- (c) Determine A_v e A_{v_s} .
- (d) Calcule A_i .
- (e) Mude R_L para 5,6 kΩ e calcule A_{v_s} . Qual o comportamento do ganho de tensão quando o valor de R_L diminui?
- (f) Mude R_s para 0,5 kΩ (com R_L em 2,7 kΩ) e comente o efeito de redução de R_s sobre A_{v_s} .
- (g) Mude R_L para 5,6 kΩ e R_s para 0,5 kΩ e determine os novos valores de Z_i e Z_o . Como são afetados os parâmetros de impedância pelas variações nos níveis de R_L e R_s ?

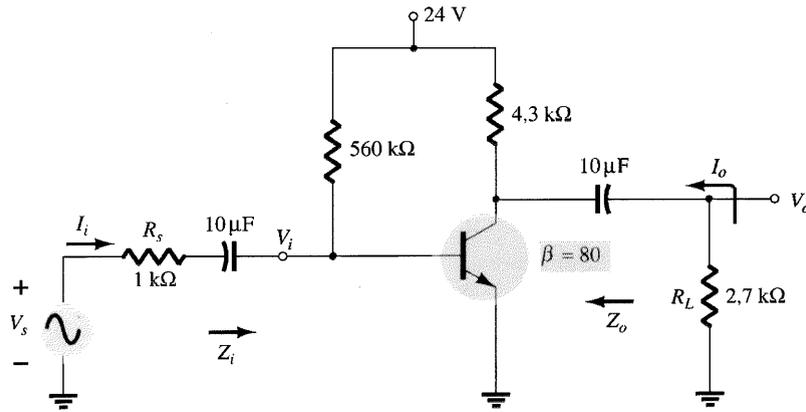


Fig. 10.47 Problemas 5, 17, 21.

§ 10.6 Circuitos TBJ EC

6. Para a configuração com divisor de tensão da Fig. 10.48:
 - (a) Determine A_{vNL} , Z_i e Z_o .
 - (b) Esboce o modelo de duas portas da Fig. 10.2 com os parâmetros determinados na parte (a) no lugar.
 - (c) Calcule o ganho A_v usando o modelo da parte (b).
 - (d) Determine o ganho de corrente A_i .
 - (e) Determine A_{v_s} , Z_i e Z_o usando o modelo r_e e compare as soluções.
- *7. (a) Desenhe as linhas de carga dc e ac para o circuito da Fig. 10.48 sobre a curva característica da Fig. 10.45.
- (b) Determine o valor pico-a-pico de I_c e V_{ce} do gráfico se V_i tem um valor de pico de 10 mV. Determine o ganho de tensão $A_v = V_o/V_i$ e compare com a solução obtida no Problema 6.
8. (a) Determine o ganho de tensão A_v para o circuito da Fig. 10.48 para $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$, $2,2 \text{ k}\Omega$, e $0,5 \text{ k}\Omega$. Qual o comportamento do ganho de tensão quando o valor de R_L diminui?
- (b) Como variará Z_i , Z_o e A_{vNL} para valores decrescentes de R_L ?

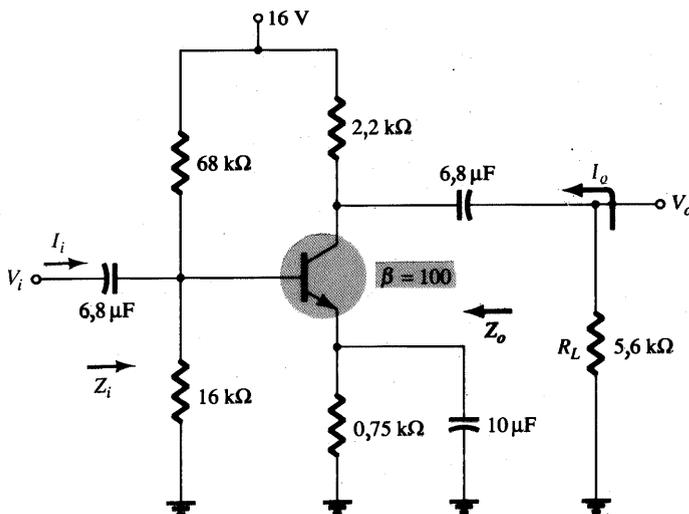


Fig. 10.48 Problemas 6, 7, 8.

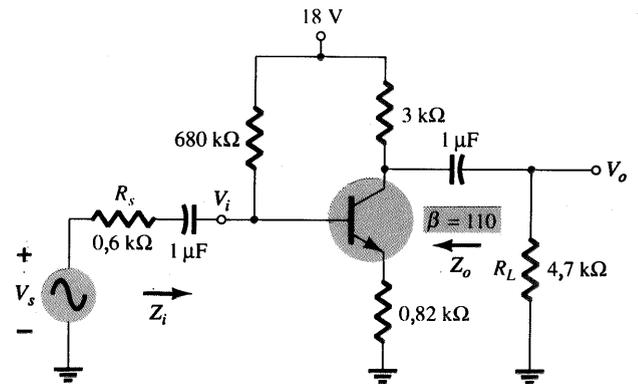


Fig. 10.49 Problema 9.

9. Para o circuito com estabilização no emissor da Fig. 10.49:
 - (a) Determine A_{vNL} , Z_i e Z_o .
 - (b) Esboce o modelo de duas portas da Fig. 10.2 com os valores determinados na parte (a).
 - (c) Determine A_v e A_{v_s} .
 - (d) Mude R_s para 1 kΩ. Qual é o efeito sobre A_{vNL} , Z_i e Z_o ?
 - (e) Mude R_s para 1 kΩ e determine A_v e A_{v_s} . Como variam A_v e A_{v_s} quando R_s aumenta?

§ 10.7 Circuitos TBJ Seguidor-de-Emissor

- *10. Para o circuito da Fig. 10.50:
 - (a) Determine A_{vNL} , Z_i e Z_o .
 - (b) Esboce o modelo de duas portas da Fig. 10.2 com os valores determinados na parte (a).
 - (c) Determine A_v e A_{v_s} .
 - (d) Mude R_s para 1 kΩ e determine A_v e A_{v_s} . Como varia o ganho de tensão quando o valor de R_s aumenta?
 - (e) Mude R_s para 1 kΩ e determine A_{vNL} , Z_i e Z_o . Como variam estes parâmetros quando o valor de R_s aumenta?
 - (f) Mude R_L para 5,6 kΩ e determine A_v e A_{v_s} . Como variam estes ganhos de tensão quando o valor de R_s aumenta? Mantenha R_s em seu nível original de 0,6 kΩ.

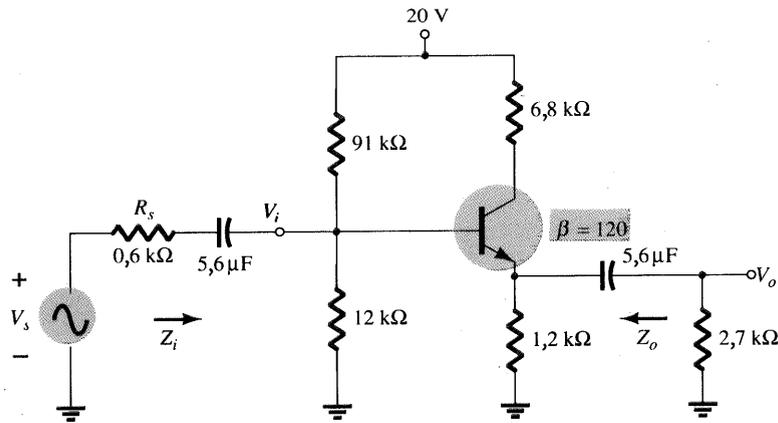


Fig. 10.50 Problemas 10, 18, 22.

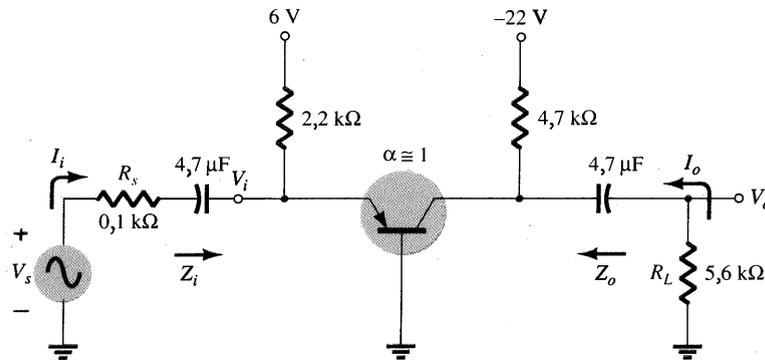


Fig. 10.51 Problemas 11, 19.

§ 10.8 Circuitos TBJ BC

*11. Para o circuito base-comum da Fig. 10.51:

- (a) Determine A_{vNL} , Z_i e Z_o .
- (b) Esboce o modelo de duas portas da Fig. 10.2 com os valores determinados na parte (a) no lugar.
- (c) Determine A_v e A_{v_s} .
- (d) Determine A_v e A_{v_s} usando o modelo r_e e compare com os resultados da parte (c).
- (e) Mude R_s para 0,5 kΩ e R_L para 2,2 kΩ e calcule A_v e A_{v_s} . Qual é o efeito da variação dos níveis de R_s e R_L sobre os ganhos de tensão?
- (f) Determine Z_o se R_s mudou para 0,5 kΩ mantidos todos os outros parâmetros que aparecem na Fig. 10.51. Como Z_o é afetado pelas variações nos níveis de R_s ?
- (g) Determine Z_i se R_L for reduzido para 2,2 kΩ. Qual é o efeito de variação nos níveis de R_L sobre a impedância de entrada?

§ 10.9 Circuitos FET

12. Para o circuito JFET autopolarizado da Fig. 10.52:

- (a) Determine A_{vNL} , Z_i e Z_o .
- (b) Esboce o modelo de duas portas da Fig. 10.2 com os valores determinados na parte (a) no lugar.
- (c) Determine A_v e A_{v_s} .
- (d) Mude R_L para 6,8 kΩ e R_{sig} para 1 kΩ e calcule os novos valores de A_v e A_{v_s} . Como os ganhos de tensão são afetados pelas variações em R_{sig} e R_L ?

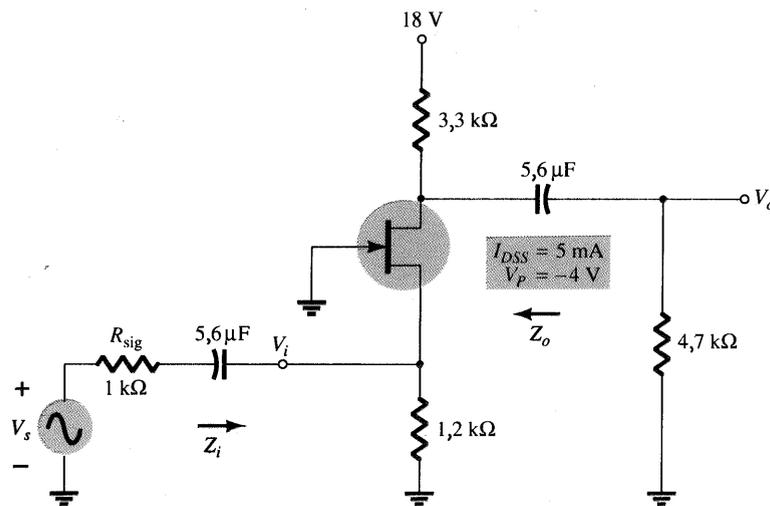
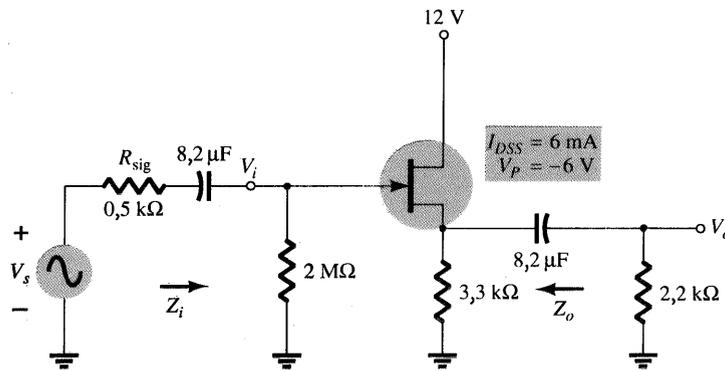
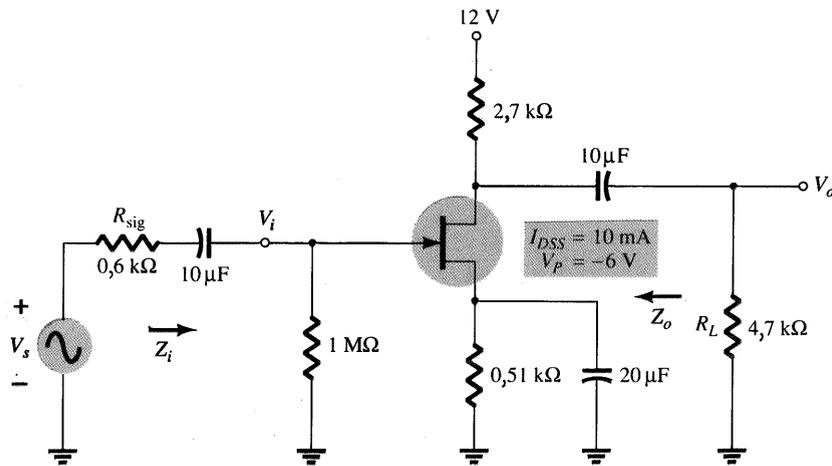
(e) Para as mesmas mudanças da parte (d), determine Z_i e Z_o . Qual foi o impacto em ambas as impedâncias?

13. Para o circuito seguidor-de-emissor da Fig. 10.53:

- (a) Determine A_{vNL} , Z_i e Z_o .
- (b) Esboce o modelo de duas portas da Fig. 10.2 com os valores determinados na parte (a) no lugar.
- (c) Determine A_v e A_{v_s} .
- (d) Mude R_L para 4,7 kΩ e calcule A_v e A_{v_s} . Como é a variação dos ganhos de tensão para valores crescentes de R_L ?
- (e) Mude R_{sig} para 1 kΩ (com R_L em 2,2 kΩ) e calcule A_v e A_{v_s} . Como é a variação dos ganhos de tensão para valores crescentes de R_{sig} ?
- (f) Mude R_L para 4,7 kΩ e R_{sig} para 1 kΩ e calcule Z_i e Z_o . Qual foi o efeito sobre estes parâmetros?

*14. Para a configuração porta-comum da Fig. 10.54:

- (a) Determine A_{vNL} , Z_i e Z_o .
- (b) Esboce o modelo de duas portas da Fig. 10.2 com os parâmetros determinados na parte (a) no lugar.
- (c) Determine A_v e A_{v_s} .
- (d) Mude R_L para 2,2 kΩ e calcule A_v e A_{v_s} . Qual foi o efeito sobre os ganhos de tensão decorrente da variação em R_L ?
- (e) Mude R_{sig} para 0,5 kΩ (com R_L em 4,7 kΩ) e calcule A_v e A_{v_s} . Qual foi o efeito sobre os ganhos de tensão decorrente da variação em R_{sig} ?
- (f) Mude R_L para 2,2 kΩ e R_{sig} para 0,5 kΩ e calcule Z_i e Z_o . Qual foi o efeito sobre as impedâncias Z_i e Z_o ?



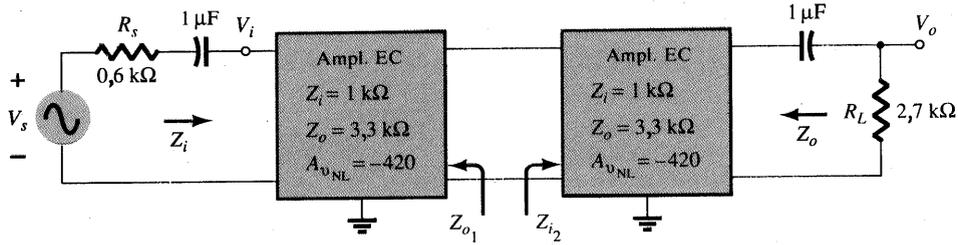


Fig. 10.55 Problema 15.

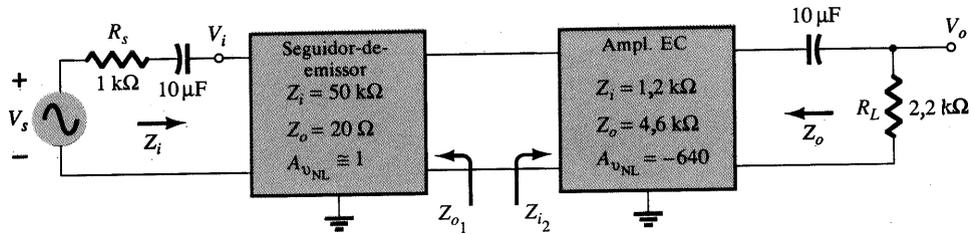


Fig. 10.56 Problema 16.

§ 10.11 Sistemas em Cascata

- *15. Para o sistema em cascata da Fig. 10.55 com dois estágios idênticos, determine:
 - (a) O ganho de tensão com carga de cada estágio.
 - (b) O ganho total do sistema, A_v e A_{v_i} .
 - (c) O ganho de corrente com carga de cada estágio.
 - (d) O ganho de corrente total do sistema.
 - (e) Como Z_i é afetado pelo segundo estágio e por R_L .
 - (f) Como Z_o é afetado pelo primeiro estágio e por R_s .
 - (g) A relação de fase entre V_o e V_i .
- *16. Para o sistema em cascata da Fig. 10.56, determine:
 - (a) O ganho de tensão com carga de cada estágio.
 - (b) O ganho total do sistema, A_v e A_{v_i} .
 - (c) O ganho de corrente com carga de cada estágio.
 - (d) O ganho de corrente total do sistema.
 - (e) Como Z_i é afetado pelo segundo estágio e por R_L .
 - (f) Como Z_o é afetado pelo primeiro estágio e por R_s .

(g) A relação de fase entre V_o e V_i .

§ 10.12 Análise por Computador

- 17. (a) Escreva o arquivo de entrada do PSpice para o circuito da Fig. 10.47 e peça o nível de V_o para $V_s = 1$ mV. Para os elementos capacitivos assuma uma frequência de 1 kHz.
- (b) Realize a análise e compare com o nível de A_{v_i} do Problema 5.
- 18. Repita o Problema 17 para o circuito da Fig. 10.50 e compare os resultados com aqueles do Problema 10.
- 19. Repita o Problema 17 para o circuito da Fig. 10.51 e compare com os resultados do Problema 11.
- 20. Repita o Problema 17 para o circuito da Fig. 10.52 e compare com os resultados do Problema 12.
- 21. Repita o Problema 17 usando BASIC.
- 22. Repita o Problema 18 usando BASIC.
- 23. Repita o Problema 20 usando BASIC.

*Observação: Os asteriscos indicam problemas mais difíceis.