

III – Transistores para pequenos sinais

Este tópico tem por objetivo fornecer algum entendimento sobre transistores, tais como polarização, impedância de entrada, de saída e ganho de tensão. Com os conhecimentos adquiridos, além de ser possível entender os circuitos encontrados na profissão, será possível realizar seus próprios projetos, com conhecimento das suas necessidades e do que é importante para um projeto. Apesar deste conhecimento não ser imprescindível para entender e se projetar circuitos com amplificadores operacionais, ele também é indicado para melhorar sua compreensão, uma vez que alguns exemplos apresentados fazem parte dos estágios existentes nos amplificadores operacionais.

Este capítulo usa os conhecimentos apresentados no capítulo anterior, de modo que se o leitor ainda não possuir tais conhecimentos, é aconselhável lê-lo e entendê-lo antes de prosseguir.

A figura III.1 contém a representação do símbolo dos dois tipos de transistores estudados neste capítulo. O NPN e o PNP. O sentido das correntes está correto, ou seja, quando for aplicada uma polarização convencional, seus valores numéricos calculados serão sempre positivos.

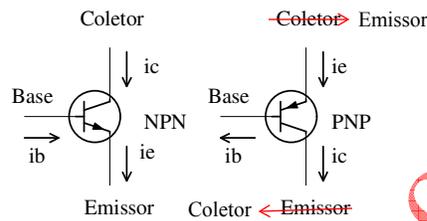


Figura III.1 – Representação do símbolo dos transistores tipo NPN e PNP. Reparar que as correntes de um tipo são invertidas em relação às do outro tipo.

Uma vez apresentados os transistores, podemos passar à definição de pequenos sinais. Um transistor é dito como operando com pequenos sinais, quando variações lineares da tensão na junção base-emissor acarretam em variações lineares da corrente de coletor. O limite entre região linear e não linear não é um ponto bem determinado, uma vez que a relação entre tensão na junção base-emissor e a corrente de coletor é uma função exponencial. Uma forma prática de forçar o transistor trabalhar em uma região que pode ser considerada “linear” é primeiramente polarizá-lo convenientemente. O sinal aplicado na entrada deve ser tal que o sinal de saída seja proporcional ao de entrada. Obviamente isso é conseguido se o transistor não entrar em sua região não linear. Esta região possui dois limites, quando o transistor tende à saturação, ou seja, quando a tensão entre coletor e emissor (V_{ce}) tende para zero. O valor da tensão que corresponde ao início da saturação varia de transistor para transistor e é função da corrente de coletor, mas na maioria dos casos situa-se entre algumas dezenas de milivolts (50 mV) e algumas centenas de milivolts (200 mV). O outro limite, que delimita a outra região não linear, ocorre quando a corrente de coletor do transistor tende a zero (se diz que o transistor “tende ao corte”).

Quando polarizamos um transistor convenientemente, fora da região de corte e saturação, o único modo dele entrar em qualquer destas regiões é quando a tensão do sinal de saída for maior a tensão disponível em sua região linear. Por exemplo. Se polarizarmos um transistor com uma tensão quiescente (sem sinal aplicado) entre coletor e emissor V_{ceq} de um volt, e o sinal esperado de coletor for de três volts pico a pico, o transistor certamente saturará, pois a tensão disponível para que a saída excursionsse é inferior à tensão esperada na saída. No item seguinte será ensinado como polarizar um transistor dentro da região linear de operação, e no item III.2 será ensinado como usar o transistor com sinais aplicados na sua entrada.

III.1 – Polarização

O uso de transistores em pequenos sinais é interessante pelo fato de serem usados como base para praticamente qualquer circuito que se deseje implementar. Suas aplicações envolvem circuitos com alimentação a partir de 1,5 volts até várias centenas de volts. A seguir são apresentadas algumas expressões simplificadas do comportamento dos transistores. As correntes, tensões e outros parâmetros, iniciados com letras maiúsculas, referem-se ao valor em estado contínuo, ou frequência nula. Quando os parâmetros forem iniciados com letras minúsculas referir-se-ão ao valor em função da frequência não nula.

$$I_e = I_c + I_b$$

(III.1.1)

Onde:

I_e – Corrente de emissor.

I_c – Corrente de coletor.

I_b – Corrente de base.

$$I_c = h_{fe} \cdot I_b \quad (\text{III.1.2})$$

Onde:

H_{fe} – Fator de ganho de corrente entre o coletor e a base

Substituindo-se a equação (II.1.2) na equação (II.1.1), tem-se:

$$I_e = (H_{fe} + 1) \cdot I_b \quad (\text{III.1.3})$$

$$0,6 \text{ V} \leq V_{be} \leq 0,7 \text{ V} \quad (\text{III.1.4})$$

V_{be} – Tensão base-emissor. Na maior parte dos casos se encontra compreendida entre 0,6 e 0,7 volts.

Exemplo III.1.1

Determine o valor das tensões entre o coletor e o emissor (V_{ce}) e entre o negativo da bateria e o emissor (V_e) no circuito da figura III.1.1.

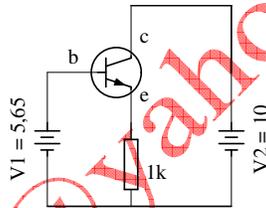


Figura III.1.1 – Circuito que se deseja conhecer a tensão V_{ce} .

Solução III.1.1

É importante observar que os circuitos transistorizados, com polarização normal, apresentam sempre a tensão V_{be} conhecida, conforme a equação (III.1.4). Este fato se torna uma base para se conhecer as demais tensões e correntes que existem nos circuitos. Partindo-se desta informação, pode-se iniciar o cálculo do circuito com uma expressão que forneça apenas uma incógnita, sendo facilmente calculada. O circuito de base tem a seguinte expressão:

$$V_1 - V_{be} - R_e \cdot I_e = 0$$

Assumindo que V_{be} valha 0,65 volts e substituindo os demais valores, tem-se:

$$5,65 - 0,65 - 1000 \cdot I_e = 0 \rightarrow 5 = 1000 \cdot I_e \rightarrow I_e = 5 \text{ mA}$$

Logo, a tensão de emissor V_e será:

$$V_e = R_e \cdot I_e = 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \rightarrow \boxed{V_e = 5 \text{ V}}$$

O circuito de coletor tem a seguinte expressão:

$$V_2 - V_{ce} - V_e = 0 \rightarrow V_{ce} = V_2 - V_e$$

Substituindo os valores, tem-se:

$$V_{ce} = 10 - 5 \rightarrow \boxed{V_{ce} = 5V}$$

Exemplo III.1.2

Determine o valor das tensões entre o coletor e o emissor (V_{ce}), e de emissor V_e , no circuito da figura III.1.2.

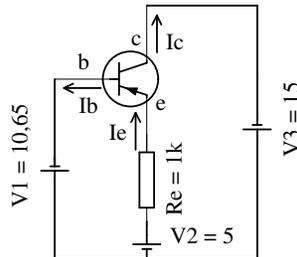


Figura III.1.2 – Circuito que se deseja conhecer as tensões V_{ce} e V_e .

Solução III.1.2

O circuito de base tem a seguinte expressão:

$$V_1 + V_2 - R_e \cdot I_e - V_{be} = 0$$

Assumindo que V_{be} valha 0,65 volts e substituindo os demais valores, tem-se:

$$10,65 + 5 - 1000 \cdot I_e - 0,65 = 0 \rightarrow 15 - 1000 \cdot I_e = 0 \rightarrow \boxed{I_e = 15mA}$$

O circuito de coletor tem a seguinte expressão:

$$V_2 - R_e \cdot I_e - V_{ec} + V_3 = 0$$

Substituindo os valores, tem-se:

$$5 - 1000 \cdot 0,015 - V_{ec} + 15 = 0 \rightarrow V_{ec} = 5 \rightarrow V_{ce} = -V_{ec} \rightarrow \boxed{V_{ce} = -5V}$$

O emissor é positivo em relação ao coletor.

Exemplo III.1.3

Determine o valor das tensões entre o coletor e o emissor (V_{ce}), V_e e as correntes de base, emissor e coletor no circuito da figura III.1.3, considerando-se que o ganho de corrente (H_{fe}) valha 100.

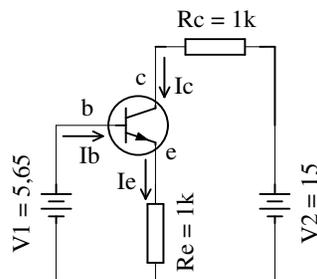


Figura III.1.3 – Circuito que se deseja conhecer a tensão V_{ce} .

Solução III.1.3

O circuito de base tem a seguinte expressão:

$$V1 - V_{be} - R_e \cdot I_e = 0$$

Assumindo que V_{be} valha 0,65 volts e substituindo os demais valores, tem-se:

$$5,65 - 0,65 - 1000 \cdot I_e = 0 \rightarrow \boxed{I_e = 5 \text{ mA}}$$

Da expressão (III.3) tem-se $i_e = (h_{fe} + 1) \cdot i_b$ para sinais alternados. Para sinais contínuos esta expressão fica $I_e = (H_{fe} + 1) \cdot I_b$, que explicitando-se I_b , tem-se:

$$I_b = \frac{I_e}{H_{fe} + 1} = \frac{0,005}{100 + 1} \rightarrow \boxed{I_b = 49,505 \mu\text{A}}$$

Da equação (III.2) tira-se a corrente de coletor.

$$I_c = H_{fe} \cdot I_b = 100 \cdot 49,505 \cdot 10^{-6} = 4,9505 \cdot 10^{-3} \rightarrow \boxed{I_c = 4,9505 \text{ mA}}$$

O circuito de coletor tem a seguinte expressão:

$$V2 - R_c \cdot I_c - V_{ce} - R_e \cdot I_e = 0 \rightarrow V_{ce} = V2 - R_c \cdot I_c - R_e \cdot I_e$$

Substituindo os valores, tem-se:

$$V_{ce} = 15 - 1000 \cdot 4,9505 \cdot 10^{-3} - 1000 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \rightarrow \boxed{V_{ce} = 5,0495 \text{ V}}$$

V_e valerá:

$$V_e = R_e \cdot I_e = 1000 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \rightarrow \boxed{V_e = 5 \text{ V}}$$

Observação:

Se considerar-se que a corrente de coletor é aproximadamente igual à corrente de emissor, uma vez que a diferença é de apenas 1%, conforme os valores encontrados, os cálculos simplificariam para:

$$V1 - V_{be} - V_e = 0 \rightarrow V_e = 5,65 - 0,65 \rightarrow \boxed{V_e = 5 \text{ V}}$$

$$I_e = \frac{V_e}{R_e} = \frac{5}{1000} \rightarrow \boxed{I_c \simeq I_e = 5 \text{ mA}}$$

O circuito de coletor tem a seguinte expressão aproximada:

$$V2 - R_c \cdot I_e - V_{ce} - R_e \cdot I_e = 0 \rightarrow V_{ce} = V2 - (R_c + R_e) \cdot I_e \rightarrow V_{ce} = 15 - 10 \rightarrow \boxed{V_{ce} = 5 \text{ V}}$$

A corrente de base vale:

$$I_b = \frac{I_e}{H_{fe} + 1} = \frac{0,005}{100 + 1} \rightarrow \boxed{I_b = 49,505 \mu\text{A}}$$

Esta aproximação introduz um pequeno erro de 1% que normalmente é aceitável.

Exemplo III.1.4

Considerando-se que o ganho de corrente H_{fe} dos transistores seja muito grande em relação à unidade (normalmente para pequenos sinais, o H_{fe} dos transistores situa-se entre 100 e 750), determine todas as tensões e correntes no circuito da figura III.1.4.

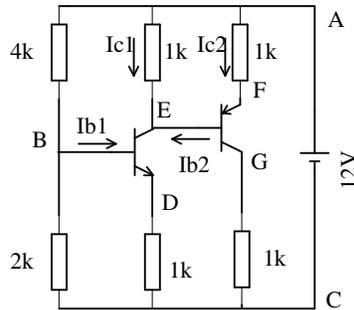


Figura III.1.4 – Determinar todas as tensões e correntes do circuito.

Solução III.1.4

Da equação (III.1.2), para um valor de corrente de coletor finito, I_b tende para zero, já que H_{fe} é muito grande. Da figura III.1.4, em termos de cálculos, pode-se considerar I_{b1} e I_{b2} nulos. Então:

$$V_{AC} - V_{AB} - V_{BC} = 0 \rightarrow 12 - V_{AB} - V_{BC} = 0$$

A corrente de polarização da base do primeiro transistor (I_{abc}) vale:

$$I_{abc} = \frac{12}{(4k + 2k)} = 0,002 \rightarrow \boxed{I_{abc} = 2mA}$$
. Então

$$V_{BC} = I_{abc} \cdot 2k = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 \rightarrow \boxed{V_{BC} = 4V}$$

$$V_{AB} = 12 - 4 \rightarrow \boxed{V_{AB} = 8V}$$

A tensão base-emissor dos transistores pode ser considerada como valendo 0,65V. A tensão V_{DC} vale:

$$V_{DC} = V_{BC} - V_{be} \rightarrow \boxed{V_{DC} = 3,35V}$$

A corrente I_{c1} vale:

$$I_{c1} = \frac{V_{DC}}{1k} \rightarrow \boxed{I_{c1} = 3,35mA}$$

Tem-se então:

$$V_{AE} = I_{c1} \cdot 1k \rightarrow \boxed{V_{AE} = 3,35V}$$

$$V_{ED} = 12 - V_{AE} - V_{DC} \rightarrow \boxed{V_{ED} = 5,3V}$$

A corrente I_{c2} vale:

$$I_{c2} = \frac{V_{AE} - V_{be}}{1k} = \frac{3,35 - 0,65}{1000} \rightarrow \boxed{I_{c2} = 2,7mA}$$

As outras tensões valem:

$$V_{AF} = I_{c2} \cdot 1k \rightarrow \boxed{V_{AF} = 2,7 V}$$

$$V_{GC} = I_{c2} \cdot 1k \rightarrow \boxed{V_{GC} = 2,7 V}$$

$$V_{FG} = 12 - V_{AF} - V_{GC} \Rightarrow \boxed{V_{FG} = 6,6 V}$$

Exemplo III.1.5

O circuito da figura III.1.5 mostra o diagrama de uma fonte de alimentação. Calcule todas as tensões e correntes deste circuito.

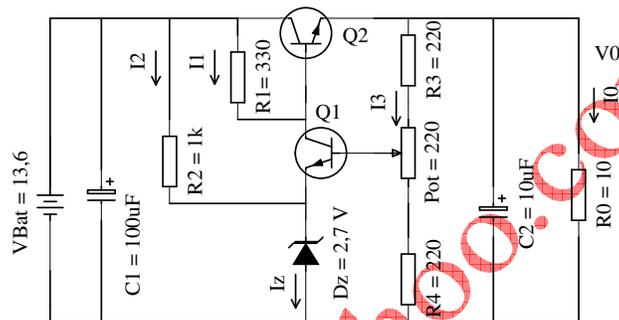


Figura III.1.5 – Determinar todas as tensões e correntes do circuito.

Solução III.1.5

A única tensão conhecida, além de V_{Bat} , é a tensão de polarização do diodo zener que vale 2,7 volts. A corrente I_2 vale:

$$I_2 = \frac{V_{Bat} - V_z}{R_2} = \frac{13,6 - 2,7}{1k} \rightarrow \boxed{I_2 = 10,9 mA}$$

Considerando-se que o transistor Q1 está polarizado com uma corrente um pouco superior ao normal para pequenos sinais, será considerado que sua tensão base-emissor (V_{beQ1}) valha 0,7 volts. A tensão de base de Q1 (V_{bQ1}) valerá:

$$V_{bQ1} = V_z + V_{beQ1} = 2,7 + 0,7 \rightarrow \boxed{V_{bQ1} = 3,4 V}$$

Considerando-se que a corrente de base de Q1 seja muito inferior à corrente do ramo R3, Pot e R4, e que o potenciômetro está com o cursor na posição de 50% do valor total, a tensão V_0 pode ser calculada como:

$$I_3 = \frac{V_{bQ1}}{R_4 + 0,5 \cdot Pot} = \frac{3,4}{220 + 0,5 \cdot 220} \rightarrow \boxed{I_3 = 10,3 mA}$$

$$V_0 = I_3 \cdot (R_3 + Pot + R_4) = 10,3 \cdot 10^{-3} \cdot (220 + 220 + 220) \rightarrow \boxed{V_0 = 6,8 V}$$

A corrente fornecida pela fonte I_0 , vale:

$$I_0 = \frac{V_0}{R_0} = \frac{6,8}{10} \rightarrow \boxed{I_0 = 680 mA}$$

A corrente I_1 vale:

$$I_1 = \frac{V_{R1}}{R1} = \frac{V_{Bat} - V_{beQ2} - V_0}{R1} = \frac{13,6 - 0,7 - 6,8}{330} \rightarrow \boxed{I_1 = 18,5 \text{ mA}}$$

O ganho de corrente mínimo que o transistor Q2 deve possuir, nestas condições, para manter a tensão de saída V0 igual a 6,8 volts, é quando quase toda a corrente I1 for direcionada para a base de Q2. O ganho de corrente mínimo será:

$$H_{feQ2_{Min}} = \frac{I_{cQ2}}{I_{bQ2_{Max}}} = \frac{0,68}{0,0185} = 37$$

Isso significa que o transistor Q2 terá que possuir um ganho de corrente Hfe igual ou superior a 37, valor este, para uma corrente de coletor de aproximadamente 0,7 amperes, e tensão entre coletor e emissor de aproximadamente $13,6 - 6,8 = 6,8$ volts. Para determinar o transistor Q2 a ser empregado, deve-se procurar em um manual quais são os que satisfazem a estas exigências.

Uma vez escolhido o transistor Q2, retira-se o valor do Hfe do manual. Suponha que o transistor escolhido seja o TIP33. Este transistor possui um Hfe mínimo de 40 para $V_{be} = 4 \text{ V}$ e $I_c = 1 \text{ A}$. A corrente de base de Q2 seria de no máximo:

$$I_{bQ2_{Max}} = \frac{(I_3 + I_0)}{H_{feQ2_{Min}}} \simeq \frac{0,69}{40} = 17,3 \text{ mA}$$

O cálculo da corrente no diodo zener pode ser realizado considerando-se a pior condição de dissipação sobre ele. Esta condição ocorre quando a corrente I0 é nula, ou seja, não há resistor de carga R0. Assim, praticamente toda a corrente I1, que passa através de R1 é direcionada para o coletor de Q1. Nestas condições a corrente que passa no diodo zener valerá:

$$I_{z_{Max}} = I_1 + I_2 = 18,5 \cdot 10^{-3} + 10,9 \cdot 10^{-3} = 29,4 \text{ mA}$$

A potência máxima dissipada no zener vale:

$$P_{z_{Max}} = V_z \cdot I_{z_{Max}} = 2,7 \cdot 29,4 \cdot 10^{-3} \rightarrow \boxed{P_{z_{Max}} = 79,4 \text{ mW}}$$

A máxima potência dissipada no transistor Q2 (PecQ2) vale aproximadamente:

$$P_{ecQ2_{Max}} = V_{ce_{Max}} \cdot I_{c_{Max}} = (V_{Bat} - V_0) \cdot I_{c_{Max}} = (13,6 - 6,8) \cdot 0,69 \rightarrow \boxed{P_{ecQ2_{Max}} = 4,7 \text{ W}}$$

@ Observar que, uma vez calculadas as potências dissipadas nos dispositivos semicondutores, deve-se verificar se haveria a necessidade de reduzir a potência máxima dissipada no zener, pelo aumento do resistor R2, ou se haveria a necessidade de colocar um dissipador de calor no transistor Q2. **Esta verificação é tratada adiante em um tópico específico**, uma vez que os valores de dissipação calculados não são as informações finais e sim as iniciais, para se determinar qual dissipador será necessário para o dispositivo.

III.2 – Configuração em transistores

O conhecimento mais aprofundado de circuitos transistorizados compreende diversos tópicos, em que cada um deles é estudado separadamente em um curso, seja ele técnico ou de engenharia. O escopo deste assunto vai bem além das pretensões deste livro. Este livro tem a intenção de apresentar o básico para poder se projetar circuitos com algum conhecimento do que se deseja fazer. Desta forma, a maior parte das equações teóricas que representam o comportamento do circuito não será deduzida, apenas apresentada sob a forma de exemplos para que o leitor se familiarize com suas aplicações.

As aplicações de transistores em pequenos sinais limitam-se às condições em que o dispositivo pode ser considerado como trabalhando na região linear de operação, ou seja, para pequenos incrementos de tensão da junção base-emissor ocorrem incrementos proporcionais de corrente de coletor. O circuito equivalente de um transistor, na sua configuração mais simples, é mostrado na figura III.2.1. Devido a esta simplicidade, este circuito é representativo do funcionamento do transistor apenas em algumas

aplicações. Como não foram consideradas as capacitâncias das junções base-emissor, base-coletor e coletor-emissor, as aplicações restringem-se a algumas centenas de milhares de hertz. As correntes de fuga do transistor também não foram consideradas, o que limita às aplicações ao uso de resistores (de base, coletor e de emissor) com valores restritos até algumas centenas de milhares de ohms. Apesar destas limitações este circuito equivalente é suficiente para representar o funcionamento em inúmeras aplicações, como será mostrado adiante neste capítulo.

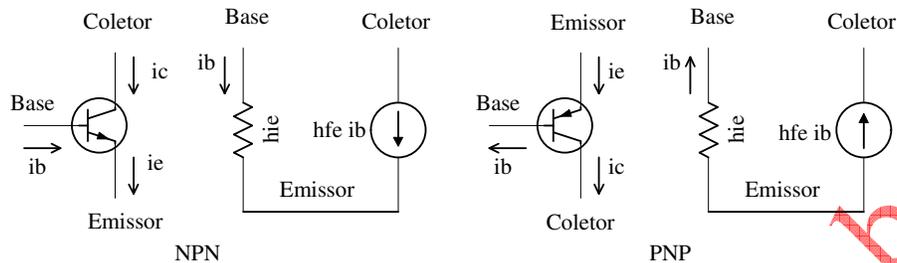


Figura III.2.1 – Esquerda. Desenho da representação de um transistor tipo NPN e seu circuito equivalente simplificado. Direita. Desenho da representação de um transistor tipo PNP e seu circuito equivalente simplificado.

Os transistores operando com pequenos sinais se subdividem em três configurações; emissor comum, coletor comum e base comum. A configuração emissor comum é definida como possuindo a entrada do sinal pela base e saída pelo coletor. A configuração coletor comum é definida como possuindo a entrada do sinal pela base e saída pelo emissor. A configuração base comum é definida como possuindo a entrada do sinal pelo emissor e saída pelo coletor. Cada uma destas configurações possui características únicas que tornam sua utilização mais apropriada em função das necessidades do projeto desejado. Os fatores mais comuns, que devem ser conhecidos a respeito dos circuitos transistorizados, são a polarização, a impedância de entrada, a impedância de saída e o ganho de tensão do circuito. Serão apresentadas as equações e exemplos de aplicação, que permitirão projetarem-se circuitos transistorizados relacionando as necessidades de projeto com uma boa noção das características do circuito.

Na figura III.2.2 são apresentadas as três configurações possíveis para um estágio com transistores.

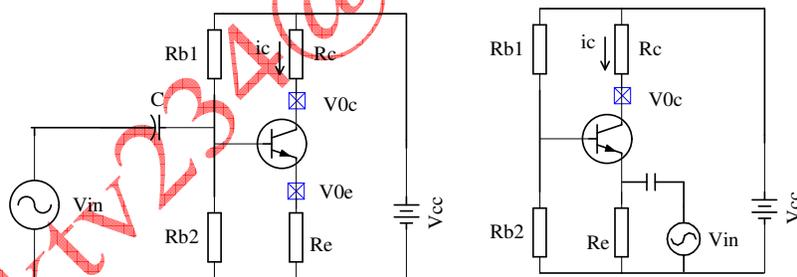


Figura III.2.2 – Esquerda. Circuitos, emissor comum com a tensão de saída V_{0c} , e coletor comum com a tensão de saída V_{0e} . Direita. Circuito base comum.

A tabela III.2.1 contém as equações referentes às três possíveis configurações de um transistor.

Tabela III.2.1 – Características dos transistores nas três configurações possíveis.

	Impedância de entrada	Ganho de tensão	Impedância de saída
Emissor comum entrada: base saída : coletor	$Z_{in} = [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e] // R_B$ (Média a alta)	$\frac{V_{0c}}{V_{in}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e}$ (Médio a alto. Saída invertida)	$Z_0 = R_c$ (Média)
Coletor comum entrada: base	$Z_{in} = [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e] // R_B$ (Média a alta)	$\frac{V_{0e}}{V_{in}} = \frac{h_{fe} \cdot R_e}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e}$	$Z_0 = R_e // \left[\frac{h_{ie} + R_B}{(h_{fe} + 1)} \right]$

saída emissor :		(Baixo. Menor ou igual a 1. Saída não invertida)	(Baixa)
Base comum entrada: emissor saída : coletor	$Z_{in} = \frac{h_{ie} + R_B}{(h_{fe} + 1)} // R_e$ (Baixa)	$\frac{V_{0c}}{V_{in}} = \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + R_B}$ (Médio a alto. Saída não invertida)	$Z_0 = R_c$ (Média)

Observações:

- h_{ie} – Impedância de entrada entre a base e o emissor do transistor. Vide figura III.2.1.
- h_{fe} – Fator de ganho de corrente entre o coletor e a base. Vide figura III.2.1.
- R_B – É o paralelo dos resistores R_{b1} e R_{b2} , ou R_{b1}/R_{b2} na figura III.2.2.
- A configuração emissor comum pode ter o valor de R_e nulo. Isso reduz a impedância de entrada e aumenta o ganho de tensão, porém esta opção se torna fortemente dependente dos valores de h_{ie} e h_{fe} . Com R_e não nulo ocorre a diminuição da sensibilidade do ganho de tensão em relação a h_{ie} e h_{fe} . Também ocorre o aumento da impedância de entrada.
- A configuração emissor comum é a única em que o sinal de saída é invertido em relação ao sinal de entrada. Daí o sinal negativo na expressão V_{0c}/V_{in} . Isso significa que variações positivas na tensão V_{in} produzem variações negativas na tensão V_{0c} .
- Quando houver algum circuito conectado à saída em V_{0c} ou V_{0e} , a impedância de entrada deste circuito deverá ser incluída para efeito de ganho de tensão do circuito analisado. Em outras palavras. Pode-se considerar que R_e seja a associação paralela das resistências R_e com a impedância de entrada do circuito seguinte. O mesmo pode-se dizer de R_c .

III.2.1 – Emissor Comum – Exemplos

A seguir são apresentados diversos exemplos, que mostram como projetar amplificadores com transistores na configuração emissor comum. Observe que nesta configuração o transistor pode cortar, pois a corrente de coletor i_c pode ir a zero, ou saturar, pois a tensão V_{ce} pode tender a zero.

Exemplo III.2.1.1

Deseja-se amplificar 10 vezes o sinal de um sensor (V_{in}), que fornece 10 mVp na faixa de frequências compreendidas entre 20 Hz e 20 kHz. Dispõe-se de uma fonte de alimentação (V_{cc}) de 5 volts. É proposto o circuito da figura III.2.1.1 que está configurado como emissor comum. Projete o circuito e calcule os valores dos componentes e de todas as tensões e correntes. O circuito deverá possuir uma impedância de saída de 10 k Ω . Qual é a impedância de entrada do amplificador projetado?

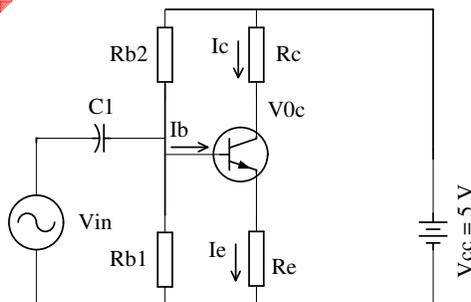


Figura III.2.1.1 – Circuito proposto para o amplificador do sensor.

Solução III.2.1.1

A especificação da impedância de saída em 10k Ω determina o valor do resistor de coletor. Sabe-se, que de acordo com a figura III.2.1, o circuito equivalente do transistor possui uma fonte de corrente no coletor. Como a saída do sinal é no coletor, a impedância de saída do circuito é o próprio resistor de coletor, uma vez que, para análise do circuito, a fonte de corrente deve ser retirada, ficando um circuito

aberto. Desta forma um lado do resistor de coletor fica ligado à saída V_{0c} e o outro à fonte de tensão V_{cc} , que é um curto para sinais alternados. Restando, portanto o resistor de coletor visto para a saída.

É estranho, para o iniciante, que se considere uma fonte de tensão contínua como um curto-circuito para análise com sinais alternados. A figura III.2.1.2 mostra um circuito de uma fonte de sinal de corrente alternada V_{ca} , conectada a uma fonte de alimentação de corrente contínua V_{cc} . Neste circuito circulará uma corrente formada por uma componente i_c , gerada pela fonte V_{cc} , e outra corrente i_a , gerada pelo sinal V_{ca} . Pode-se pensar que a fonte de alimentação possui uma resistência interna R_{cc} pequena, bem menor que a impedância de saída R_{ca} da fonte de sinal alternado. Sendo assim, pela lei de Ohm, a tensão de sinal alternado ficará quase que totalmente sobre R_{ca} , restando quase nenhuma tensão alternada sobre R_{cc} . Para efeitos práticos, pode-se pensar que a fonte V_{cc} e sua resistência interna R_{cc} , apresentam um curto-circuito para a fonte V_{ca} . Observar que a fonte alternada é a fonte de um sinal, como o proveniente de um sensor, com pouca potência em relação à potência da fonte contínua de alimentação. Caso a fonte alternada fosse a da rede elétrica, por exemplo, aí os papéis se inverteriam. O detalhe é que o primeiro caso é encontrado nas análises dos circuitos eletrônicos, já o segundo dificilmente se encontra.

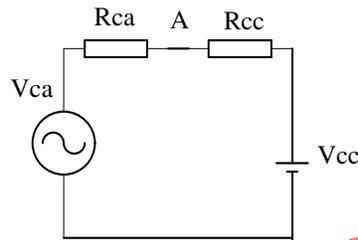


Figura III.2.1.2 – Fonte de tensão contínua conectada a uma fonte de sinal alternado no ponto A. As impedâncias internas são R_{cc} e R_{ca} , respectivamente.

Uma vez que $R_c = 10k \Omega$ e a tensão de alimentação $V_{cc} = 5 V$, escolhe-se $V_{0c} = 2,5 V$. A corrente quiescente de coletor será:

$$I_c = \frac{V_{cc} - V_{0c}}{R_c} = \frac{5 - 2,5}{10k} \rightarrow \boxed{I_c = 250 \mu A}$$

Escolhe-se o transistor BC549C. Do manual retiram-se os valores aproximados de h_{ie} , h_{fe} e V_{be} .

$$h_{ie} \simeq 40k \Omega, H_{fe} = h_{fe} \simeq 500 \text{ e } V_{be} \simeq 0,6 V$$

De posse destes valores, calcula-se o valor de R_e . Da tabela III.2.1 tem-se:

$$\frac{V_{0c}}{V_{in}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e} \rightarrow -\frac{100mV}{10mV} \simeq \frac{-500 \cdot 10k}{40k + 501 \cdot R_e} \rightarrow R_e = 920 \rightarrow \boxed{R_e = 820 \Omega}$$

Como V_{0c} e V_{in} possuem sinais invertidos, a sua relação é negativa, cancelando o sinal negativo da equação. R_e foi aproximado para o valor comercial imediatamente inferior. A aproximação para o valor imediatamente superior reduziria o ganho para menos de 10, pois conforme a equação do ganho, R_e se encontra no denominador. Reparar nos valores do denominador da mesma equação. $h_{ie} = 40k \Omega$ e $501 \cdot R_e = 410k \Omega$. Se fosse considerado que a componente contendo R_e era muito maior que h_{ie} , como de fato é, se poderia aproximar a equação do ganho para R_c / R_e . Aproximações são sempre bem-vindas nos casos em que o circuito é na verdade um sub-circuito de um circuito maior. Nestes casos quase sempre se utiliza realimentação negativa para, além de tornar o circuito bem menos sensível quanto à h_{ie} , h_{fe} , variações de temperatura e outros parâmetros, obter-se o valor desejado exato do ganho. Realimentação negativa é sempre usada em amplificadores operacionais.

A corrente de base I_b será:

$$I_b = \frac{I_c}{H_{fe}} = \frac{250 \cdot 10^{-6}}{500} \rightarrow \boxed{I_b = 0,5 \mu A}$$

Para que a corrente I_c desejada possa realmente ser estabelecida, deve-se polarizar o transistor, ou seja, calcular o circuito de base, para que a tensão V_{be} corresponda àquele I_c . Neste ponto se poderia aplicar o equivalente Thévenin, apresentado no capítulo II, para se calcular o circuito de base, conforme os exemplos II.2.2 e II.2.3. Neste exemplo, porém, será usada uma aproximação. Será considerado que a corrente que passa pelo resistor R_{b2} seja igual à corrente que passa pelo resistor R_{b1} , ou $I_b = 0$. Isso é realizado fazendo-se esta corrente muito maior que I_b , como segue:

$$10 \cdot I_b = 10 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} = \frac{V_{cc}}{R_{b1} + R_{b2}} \rightarrow R_{b1} + R_{b2} = 10^6 \rightarrow \boxed{R_{b2} = 10^6 - R_{b1}}$$

A tensão de base vale:

$$V_b = R_e \cdot I_e + V_{be} \simeq R_e \cdot I_c + V_{be} = 820 \cdot 250 \cdot 10^{-6} + 0,6 \rightarrow \boxed{V_b = 0,8 \text{ V}}$$

Observe que a tensão de emissor V_e vale 0,2 V. O resistor R_e atua como uma realimentação negativa, regulando a tensão V_{be} para que a corrente I_e fique com o valor desejado. Os resistores de base também contribuem para esta regulação. Suponha que a tensão de V_{be} diminua devido ao aumento da temperatura ambiente. Teoricamente a corrente de emissor reduziria de um determinado valor. Isso acarretaria na redução da tensão de base. Por conseguinte, ocorre um aumento na corrente de base, uma vez que a tensão do divisor resistivo de base tende a permanecer a mesma. Com o aumento da corrente de base, aumenta a tensão V_{be} , e consequentemente, a corrente de emissor, aumentando a tensão de emissor. Na verdade, o que ocorre é que o aumento da corrente de emissor fica menor quanto maior for o valor do resistor de emissor.

Os resistores de base podem agora ser calculados pela lei de Ohm.

$$V_b = 0,8 = R_{b1} \cdot \frac{V_{cc}}{R_{b1} + R_{b2}} = R_{b1} \cdot \frac{V_{cc}}{R_{b1} + (10^6 - R_{b1})} \rightarrow R_{b1} = 160.000 \rightarrow \boxed{R_{b1} = 150 \text{ k}\Omega}$$

$$R_{b2} = 10^6 - R_{b1} = 10^6 - 150.000 \rightarrow \boxed{R_{b2} = 820 \text{ k}\Omega}$$

R_{b1} e R_{b2} foram aproximados para os seus valores comerciais. Os valores calculados dos componentes encontram-se na figura III.2.1.3.

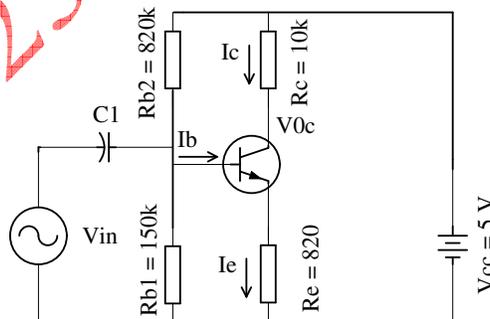


Figura III.2.1.3 – Circuito final com os valores calculados.

Apenas a título de curiosidade, agora que se dispõe dos valores comerciais dos componentes, podem-se calcular os valores reais das tensões, correntes e ganho, com vistas a uma comparação com os valores aproximados. Deve-se lembrar, porém, que os valores de h_{ie} e H_{fe} também são aproximados, não havendo a necessidade real desta verificação.

Aplicando-se o teorema de Thévenin na base e olhando-se para os resistores de base, tem-se o circuito da figura III.2.1.4:

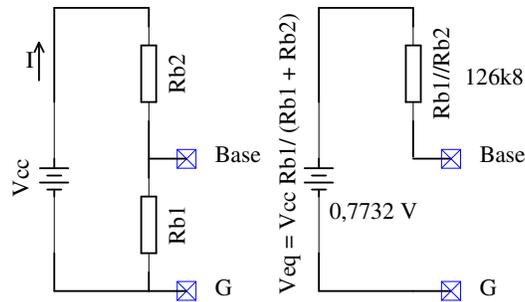


Figura III.2.1.4 – Circuito equivalente Thévenin aplicado à base do transistor, olhando-se para a esquerda.

Calculando-se a malha de base e emissor, tem-se:

$$V_{eq} - (R_{b1} // R_{b2}) \cdot I_b - V_{be} - R_e \cdot I_e = 0 \rightarrow I_c = \frac{V_{eq} - V_{be}}{\frac{(R_{b1} // R_{b2})}{H_{fe}} + R_e \cdot \frac{H_{fe} + 1}{H_{fe}}} \rightarrow I_c = 211 \mu A$$

Este valor é satisfatório, em relação ao calculado anteriormente ($I_c = 250 \mu A$). Se o resistor R_{b2} fosse aproximado para o outro possível valor comercial ($680k \Omega$), a corrente de coletor pularia para $369 \mu A$, bem maior que o desejado.

A tensão V_{0c} vale:

$$V_{0c} = V_{cc} - R_c \cdot I_c \Rightarrow V_{0c} = 2,89 V$$

O ganho vale:

$$\frac{V_{0c}}{V_{in}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e} = \frac{-500 \cdot 10k}{40k + 501 \cdot 820} \rightarrow \frac{V_{0c}}{V_{in}} = -11$$

A seguir, na tabela III.2.2, é apresentada a comparação entre os valores dos componentes calculados, seguindo-se as aproximações do circuito de base e os reais valores das tensões e correntes, sem as aproximações.

Tabela III.2.2 – Comparação entre as tensões e corrente calculadas, usando-se as aproximações do circuito de base e sem as aproximações do circuito de base.

Parâmetro	Desejado	Real
I_c (μA)	250	211
V_{0c} (V)	2,5	2,9
Ganho (V/V)	10	11

Do exposto conclui-se que um fator importante, que contribui para a diferença entre o valor desejado e o valor calculado, é a aproximação com relação aos valores comerciais disponíveis dos componentes.

O valor da impedância de entrada do circuito é obtido por meio da expressão da tabela III.2.1, reproduzida a seguir:

$$Z_{in} = [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e] // R_B = [40k + (500 + 1) \cdot 820] // 126k8 \rightarrow Z_{in} = 99k \Omega$$

Para o cálculo do valor do capacitor C_1 , deve-se considerar que sua localização o configura como um filtro passa-altas frequências (PA). À medida que a frequência do sinal do sensor aumenta, a impedância do capacitor diminui. Sendo assim, há uma determinada frequência, conhecida como frequência de corte inferior (f_{ci}), em que a tensão (nesta frequência) sofre uma atenuação de 30% do seu valor original. Nesta frequência, a impedância do capacitor é idêntica à resistência total vista pelos seus terminais. Esta

resistência, no circuito apresentado, valerá a própria impedância de entrada do circuito Z_{in} , já que a fonte de sinal não possui uma resistência interna. O valor do capacitor é dado por:

$$C1 = \frac{1}{\omega \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot Z_{in}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 99k} \rightarrow \boxed{C1 = 100\text{kpF}}$$

No exemplo anterior o enfoque foi didático, seu objetivo foi de apresentar um modo de se projetar o circuito. Sua fonte de sinal possuía resistência interna nula, o que não representa um caso prático. O exemplo a seguir leva em consideração a resistência interna da fonte de sinal, encontrada nos sensores.

Exemplo III.2.1.2

Possui-se um sinal de entrada (V_{in}), produzido por um sensor, com uma tensão de 1 mVp (milivolt de pico) na faixa de frequências entre 20 Hz e 20 kHz. A impedância interna do sensor (R_{in}) é de 1 k Ω . Deseja-se amplificar este sinal em cerca de 10 vezes. A fonte de alimentação é de 5 Vcc. A resistência do estágio de entrada seguinte (R_0), onde o sinal V_{0c} será aplicado, é de 20 k Ω . Sugira um circuito e calcule os valores dos componentes. Qual é a impedância de entrada do amplificador vista pelo sensor? Qual é a impedância de saída vista pela impedância de entrada do circuito seguinte R_0 ?

Solução III.2.1.1

Um transistor de um determinado fabricante não possui os mesmos parâmetros (h_{ie} , h_{fe} etc.) do mesmo modelo de outro fabricante. Um tipo de transistor do mesmo fabricante, apresentando apenas a letra do sufixo diferente, possui os valores dos parâmetros bem diferentes. Observa-se que mesmo os parâmetros encontrados nos manuais, podem possuir grandes variações. Por estas e outras razões, o projeto de circuitos com transistores deve ser o mais independente possível dos parâmetros do transistor. Apenas como referência escolheu-se o transistor BC556 para o projeto, podendo ser outro modelo qualquer para pequenos sinais.

Para se determinar um possível circuito solução, recorre-se à tabela III.2.1. Como o ganho do circuito vale 10, consultando-se a tabela, descarta-se a configuração coletor comum, por apresentar um ganho inferior a um. Das opções restantes, a opção base comum apresenta uma impedância de entrada baixa. Este detalhe informa que a maior parte do sinal V_{in} ficaria localizada na impedância de entrada R_{in} , devido ao divisor resistivo formado por R_{in} , R_{b1} , R_{b2} e Z_{in} . Vide circuito (A) da figura III.2.1.5. Observe que Z_{in} possui um fator de divisão de $(h_{fe} + 1)$. R_{b2} iria conectada ao negativo da fonte por esta ser um curto para ca, formando então $R_B = R_{b1} // R_{b2}$. Isso acarretaria em ser necessário aumentar-se bem o ganho do circuito para compensar esta grande atenuação.

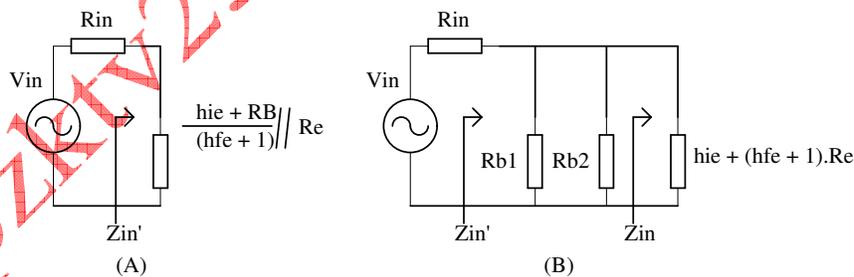


Figura III.2.1.5 – Em (A) base comum. Circuito equivalente à impedância de entrada “vista” pelo sensor. Em (B) emissor comum. Circuito equivalente à impedância de entrada “vista” pelo sensor.

A opção restante, e que será utilizada é a emissor comum. Vide circuito (B) da figura III.2.1.5. Observe que a impedância de entrada Z_{in} possui uma parcela com o fator multiplicativo $(h_{fe} + 1)$ sobre o resistor de emissor R_e , além do fato do parâmetro h_{ie} não estar dividido por $(h_{fe} + 1)$, como no caso da configuração base comum. Logo a impedância de entrada da configuração emissor comum é bem superior em relação à configuração base comum, conseqüentemente, haverá mais sinal em sua impedância de entrada. Este fato reduz a necessidade de um aumento do ganho bem além do normal, o que facilita na solução do projeto, como é mostrado adiante.

No circuito da figura III.2.1.6 é apresentado o circuito proposto. A impedância de entrada varia de média a alta, reduzindo a perda de parte do sinal V_{in} . O detalhe é que a expressão do ganho

possui um sinal negativo, indicando que variações positivas de sinal V_{in} produzem variações negativas da tensão de coletor, e consequentemente de V_{0c} . Normalmente, este fator não é importante para sinais alternados.

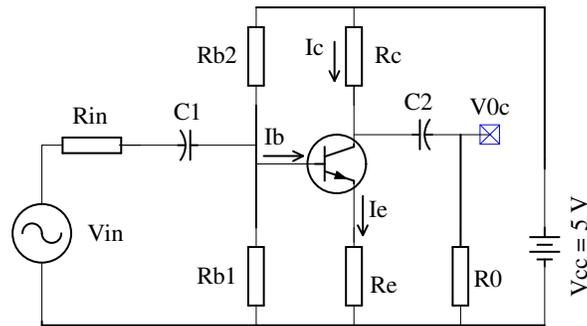


Figura III.2.1.6 – Circuito proposto para amplificar o sinal do sensor em 10 vezes.

A corrente de coletor deve ser escolhida para que o sinal de corrente alternada (ca) possa produzir a tensão necessária de 10 mVp. Considera-se uma corrente quiescente (valor contínuo) de coletor de 1 mA (10^{-3} A). Normalmente escolhe-se a tensão de coletor próxima a $V_{cc} / 2$, para que a tensão de coletor V_c possa excursionar com bastante folga tanto para mais como para menos, apesar de nesse caso isso não ser relevante, já que a excursão do sinal em V_c será de no máximo 10 mVp. Sendo assim, a tensão quiescente de coletor (V_c contínuo, sem sinal V_{in} aplicado à entrada) escolhida é de 2,5V. Tem-se para R_c :

$$V_{cc} - R_c \cdot I_c - V_c = 0 \quad (1)$$

$$5 - R_c \cdot 10^{-3} - 2,5 = 0 \rightarrow R_c = \frac{2,5}{10^{-3}} = 2500 \rightarrow \boxed{R_c = 2k7\Omega}$$

Observar que sempre que possível, deve-se evitar usar valores não comerciais de componentes. Observar também que a impedância do capacitor C_2 será projetada para que valha um valor bem baixo em comparação com a resistência “vista” por ele. Em outras palavras, a impedância do capacitor será considerada um curto-circuito para a faixa de frequências geradas no sensor. Como a resistência de entrada do circuito (R_0), onde será aplicado V_{0c} , vale 20 k Ω , o valor da resistência equivalente para sinais alternados, vista pelo coletor, será o paralelo de R_c e R_0 , uma vez que as fontes de tensão equivalem a um curto-circuito para sinais alternados. O coletor do transistor possui uma fonte de corrente interna (vide figura III.2.1), que para efeito de determinar-se a resistência equivalente, deve ser retirada e seus pontos extremos deixados sem conexão. Finalmente a resistência de carga do coletor (R_c') será o paralelo de R_c com R_0 .

$$R_c' = R_c // 20k = 2379\Omega$$

O ganho do circuito da figura III.2.4, com saída no coletor é dado por...

$$\frac{V_{0c}}{V_{in}} = \frac{R_B // [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e]}{R_{in} + \{R_B // [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e]\}} \cdot \frac{h_{fe} \cdot R_c'}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e} \quad (2)$$

Onde:

R_B – Paralelo entre R_{b1} e R_{b2} ($R_{b1} // R_{b2}$).

h_{ie} – Resistência de entrada do transistor. Sua faixa de valores aproximados situa-se entre 1k Ω e 10 k Ω , valor este que depende da corrente de coletor.

h_{fe} – Ganho de corrente para sinais alternados. Sua faixa de valores aproximados situa-se entre 100 e 750.

R_c' – É o paralelo entre o resistor de coletor e a resistência de entrada do circuito seguinte (R_0).

Reparar que a expressão (2) possui o segundo termo igual à expressão do ganho da tabela III.2.1, com exceção do sinal, que se encontra no início, logo após o sinal de igualdade. O primeiro termo da expressão (2) foi incluído devido à existência da resistência interna do sensor (R_{in}). Este termo é a expressão da redução do ganho devido ao divisor resistivo, formado por esta impedância e a impedância de entrada do circuito, logo após o sensor. Vide circuito (B) na figura III.2.5.

Para a corrente de coletor de 1mA, retira-se do manual os seguintes valores aproximados: $h_{ie} = 5k \Omega$ e $h_{fe} = 120$.

Fazendo-se $R_B // [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e]$ muito maior que R_{in} , o primeiro fator da expressão acima tende para 1 (o valor do denominador tende para o valor do numerador) e a expressão pode ser aproximada para:

$$\frac{V_{0c}}{V_{in}} = - \frac{h_{fe} \cdot R_c'}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e} \quad (3)$$

Substituindo-se os valores conhecidos da expressão (3) acima, obtêm-se R_e :

$$-10 = - \frac{120 \cdot 2379}{5000 + 121 \cdot R_e} \rightarrow R_e = 195 \rightarrow \boxed{R_e = 150 \Omega}$$

Neste ponto o valor do resistor de emissor R_e poderia ser aproximado para 180Ω ou 220Ω , mas devido à aproximação realizada da expressão (2) para a expressão (3), que aproxima um valor um pouco menor que um, para um, decidiu-se compensar esta aproximação aumentando um pouco mais o ganho de tensão, reduzindo-se R_e para 150Ω . O ganho de tensão ficou em:

$$\frac{V_{0c}}{V_{in}} = \frac{h_{fe} \cdot R_c'}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e} = \frac{120 \cdot 2379}{5000 + 121 \cdot 150} = 12,3$$

Observar que os valores comerciais dos componentes são aproximações dos valores calculados. Por este motivo não seria prático considerar a expressão completa do ganho mostrado na equação (2), pois mesmo que esta fosse considerada, os valores comerciais do resistor R_c e dos parâmetros h_{fe} e h_{ie} também são aproximados. Existem modos de se fazer com que a precisão do ganho, impedâncias de entrada e saída sejam mais acuradas. Este é um exemplo didático e sua finalidade é de conhecer-se um procedimento de cálculo do circuito, além de servir de base para os circuitos mais acurados.

A tensão de base (V_b) será:

$$V_b = R_e \cdot I_e + V_{be} \simeq R_e \cdot I_c + V_{be} = 150 \cdot 10^{-3} + 0,65 = 0,8 \text{ V}$$

A impedância de entrada vista para dentro da base vale Z_{in} (vide tabela III.2.1):

$$Z_{in} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e = 5000 + 121 \cdot 150 = 23150 \Omega$$

O circuito de polarização de base pode ser simplificado como mostrado na figura III.2.1.7, por meio do equivalente Thévenin. Como a polarização aplica uma tensão contínua, considera-se a impedância do capacitor C_1 como infinita, isolando a resistência interna do sensor.

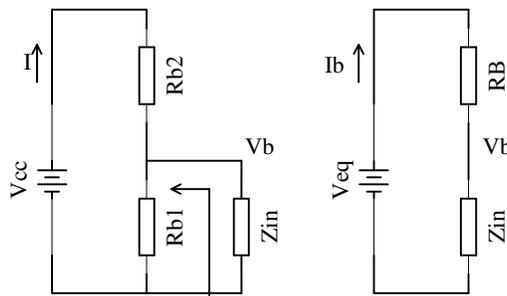


Figura III.2.1.7 – Esquerda. Circuito de polarização de base do transistor. Direita. Circuito equivalente Thévenin, visto da base do transistor para as resistências de polarização da base. $R_B = R_{b1} // R_{b2}$.

Cálculo dos resistores de base R_{b1} e R_{b2} .

$$I_b = \frac{I_c}{H_{fe}} = \frac{10^{-3}}{120} = 8,3 \cdot 10^{-6} \text{ A}$$

Onde H_{fe} é também o valor do ganho de corrente contínua entre o coletor e a base (I_c / I_b). Observando-se o circuito à direita da figura III.2.6 e conhecendo-se a tensão de V_b (0,8 V), faz-se R_B igual a Z_{in} . Tem-se que $V_{eq} = 2 V_b = 1,6V$. A expressão para V_{eq} fica:

$$V_{eq} = V_{cc} \cdot \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} \rightarrow 1,6 = 5 \cdot \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} \rightarrow \frac{1,6}{5} = \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

Multiplicando-se ambos os lados da equação por R_{b2} , tem-se:

$$\frac{1,6}{5} \cdot R_{b2} = R_B = 23150 \rightarrow R_{b2} = \frac{5}{1,6} \cdot 23150 = 72344 \rightarrow \boxed{R_{b2} = 82k\Omega}$$

Como $R_B = 23150 \Omega$, R_{b1} valerá:

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}} \rightarrow \frac{1}{R_{b1}} = \frac{1}{R_B} - \frac{1}{R_{b2}} = \frac{1}{23150} - \frac{1}{82000} \rightarrow R_{b1} = 32257 \rightarrow \boxed{R_{b1} = 33k\Omega}$$

O valor do capacitor C_1 deve ser tal que a frequência de corte inferior seja de 20 Hz. A resistência equivalente (R_{cap1}) vista pelo capacitor é; de um lado R_{in} (V_{in} curto-circuitado), e de outro lado $R_B // Z_{in}$ (V_{cc} curto-circuitado):

$$R_{cap1} = R_{in} + \{R_B // [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e]\}$$

$$R_{cap1} = 1k + \{23150 // [5k + (120 + 1) \cdot 150]\} = 1k + \frac{23150}{2} = 12575 \Omega$$

A expressão que fornece valor do capacitor C_1 em função do ponto de queda de 3 dB da tensão do sinal (reduz para 70% do valor original), e em função da frequência de corte inferior de 20 Hz é:

$$C_1 = \frac{1}{\omega \cdot R_{cap1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 12575} = 6,3 \cdot 10^{-7} \rightarrow \boxed{C_1 = 1\mu F}$$

Para o valor do capacitor C_2 escolhe-se uma frequência de corte inferior de 2Hz, ou seja, em 20Hz o capacitor é praticamente um curto-circuito, pois deixa passar 99,5% da tensão original do sinal. A resistência equivalente (R_{cap2}) vista pelo capacitor é; de um lado R_c (V_{cc} curto-circuitado), e de outro lado R_0 :

$$R_{cap2} = R_c + R_0 = 2k7 + 20k = 22700 \Omega$$

A expressão que fornece valor do capacitor C_2 em função do ponto de queda de 3 dB, e em função da frequência de corte inferior (2 Hz) é:

$$C_2 = \frac{1}{\omega \cdot R_{cap2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 22700} = 3,51 \cdot 10^{-6} \rightarrow \boxed{C_2 = 10\mu F}$$

A impedância de saída do circuito, desconsiderando-se a impedância de entrada do circuito seguinte (R_0), vale $R_c = 2k7 \Omega$.

O circuito final fica como mostrado na figura III.2.1.8.

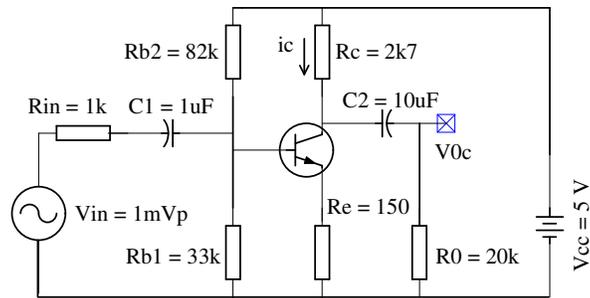


Figura III.2.1.8 – Circuito final, após o cálculo dos seus componentes.

III.2.2 – Coletor Comum – Exemplos

A seguir são apresentados alguns exemplos, que mostram como projetar circuitos com transistores na configuração coletor comum. Observe que na configuração coletor comum, o transistor poderá cortar, pois o sinal de entrada pode fazer a corrente de coletor i_c ir a zero. No entanto, o transistor só entrará na saturação, se a tensão do sinal de entrada se aproximar da tensão de coletor.

Exemplo III.2.2.1

A figura III.2.2.1 contém um circuito de um estágio redutor de impedância configurado como coletor comum. O sinal de entrada V_{in} varia de 0 volt até 3 volts, na faixa de frequências compreendidas entre 0 Hz e 20 kHz. Dispõe-se de duas fontes de alimentação V_{cc} e V_{ee} , que fornecem 10 volts cada.

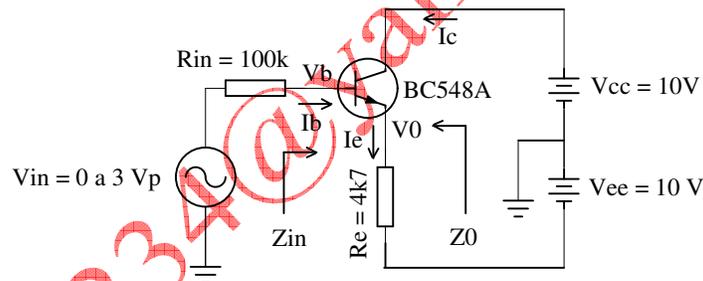


Figura III.2.2.1 – Circuito com transistor na configuração coletor comum.

1. Calcule os valores de I_e , I_c e de I_b .
2. Calcule os valores das tensões quiescentes da saída pelo emissor V_e , sobre a resistência R_{in} e V_{ce} .
3. Calcule o ganho de tensão V_0 / V_{in} .
4. Calcule a impedância de entrada Z_{in} .
5. Calcule a impedância de saída Z_0 .
6. Qual será a excursão da tensão de saída V_0 para o sinal aplicado?

Solução III.2.2.1

Para se calcular o valor da corrente de emissor, deve-se observar os dados constantes no manual para o transistor BC548A. Como ainda não se dispõe da corrente de coletor, estima-se inicialmente um valor entre 1 mA e 10 mA. Entre estes dois limites o valor de H_{fe} é aproximadamente constante. Há três especificações para o valor de H_{fe} , mínimo de 100, típico de 185 e máximo de 240. Apesar desta variação tão vasta de 76%, será mostrado que a variação da corrente de emissor é bem inferior a este valor. Considera-se o valor típico de H_{fe} porque é o valor especificado para uma temperatura de junção de 25°C. Os outros dois valores de H_{fe} são normalmente especificados para os extremos da temperatura de operação da junção. A tensão V_{be} será estimada em 0,65 volts. Aplicando-se a lei de Kirchoff das tensões na malha V_{in} (nulo para corrente contínua), R_{in} , V_{be} , R_e e V_{ee} , e considerando-se a convenção dos sinais especificada no item II.2, a corrente de emissor será:

$$-R_{in} \cdot I_b - V_{be} - R_e \cdot I_e + V_{ee} = 0 \rightarrow -R_{in} \cdot \frac{I_e}{H_{fe} + 1} - V_{be} - R_e \cdot I_e + V_{ee} = 0 \quad (1)$$

$$-\left(\frac{R_{in}}{H_{fe} + 1} + R_e\right) \cdot I_e - V_{be} + V_{ee} = 0 \rightarrow I_e = \frac{V_{ee} - V_{be}}{\frac{R_{in}}{H_{fe} + 1} + R_e} = \frac{10 - 0,65}{\frac{100k}{185} + 4k7} \rightarrow \boxed{I_e = 1,78 \text{ mA}} \quad (2)$$

Aplicando-se a equação (2), para $H_{fe} = 100$, a corrente de emissor seria 1,64 mA. Para $H_{fe} = 240$, a corrente de emissor seria 1,83 mA. A variação percentual total da corrente de emissor, em função da variação total de H_{fe} será de:

$$\Delta I_e (\%) = \frac{I_{e\text{máx}} - I_{e\text{mín}}}{I_{e\text{típ}}} \cdot 100 = \frac{1,83 \cdot 10^{-3} - 1,64 \cdot 10^{-3}}{1,78 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 = 11\%$$

Observar a posição de H_{fe} na equação (2). Ele faz parte de uma soma, com a parcela R_e . Quanto maior for o valor de R_e , menor será a influência de H_{fe} no denominador da equação. O resistor R_e introduz uma realimentação negativa no circuito, reduzindo a influência dos parâmetros do transistor. Os valores das correntes são:

$$I_c = I_b \cdot H_{fe} = \frac{I_e}{H_{fe} + 1} \cdot H_{fe} \simeq I_e \rightarrow \boxed{I_c = 1,78 \text{ mA}}$$

A aproximação de I_c com I_e é perfeitamente válida, caso a equação não fosse aproximada, o valor de I_c daria 1,77 mA. A corrente I_b valerá:

$$I_b = \frac{I_c}{H_{fe}} = \frac{1,78 \cdot 10^{-3}}{185} \rightarrow \boxed{I_b = 9,6 \mu\text{A}}$$

O cálculo das tensões quiescentes da saída pelo emissor V_e , sobre a resistência R_{in} e V_{ce} é mostrado a seguir. O sentido escolhido para a malha é contrário ao da corrente I_e

$$-V_{ee} - R_e \cdot I_e - V_e = 0 \rightarrow V_e = -V_{ee} - R_e \cdot I_e$$

$$V_e = -10 - 4k7 \cdot (-1,78 \cdot 10^{-3}) \rightarrow \boxed{V_e = -1,63 \text{ V}}$$

A tensão sobre a resistência R_{in} será:

$$V_{R_{in}} = R_{in} \cdot I_b = 100k \cdot 9,6 \cdot 10^{-6} \rightarrow \boxed{V_{R_{in}} = 0,96 \text{ V}}$$

Observe que, neste caso, há uma queda de tensão grande sobre a resistência interna da fonte. Nada impede de existir uma situação similar em que a resistência interna da fonte seja bem menor, e haja uma resistência externa em série. No caso de amplificadores operacionais ocorre este fato. Apesar de cada entrada possuir um estágio na configuração emissor comum, valores altos de resistor na malha de base potencializam problemas de polarização. Esta informação será útil quando se projetar circuitos com amplificadores operacionais.

A tensão V_{ce} será:

$$V_{cc} - V_{ce} - R_e \cdot I_e + V_{ee} = 0 \rightarrow V_{ce} = V_{cc} - R_e \cdot I_e + V_{ee}$$

$$V_{ce} = 10 - 4k7 \cdot 1,78 \cdot 10^{-3} + 10 \rightarrow \boxed{V_{ce} = 11,63 \text{ V}}$$

Da tabela III.2.1 tem-se parte do ganho de tensão. A outra parte refere-se a existência da impedância interna da fonte de sinal. Ela forma um divisor resistivo com a impedância de entrada do circuito. Ficando então como na expressão seguinte:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{V_0}{V_b} \cdot \frac{V_b}{V_{in}} = \frac{hfe \cdot R_e}{hie + (hfe + 1) \cdot R_e} \cdot \frac{[hie + (hfe + 1) \cdot R_e] \cdot ib}{[R_{in} + hie + (hfe + 1) \cdot R_e] \cdot ib} \quad (3)$$

Simplificando-se ib do numerador com o ib do denominador da segunda parte da equação, e o denominador da primeira parte com o numerador da segunda, tem-se a expressão que fornece o ganho total. Conforme pode ser observado na expressão (4), os parâmetros são relativos à frequência alternada (primeira letra minúscula), apesar da tensão do sinal também possuir componente contínua. O valor de hie e hfe , retirados do manual, é; $hie = 3k5 \Omega$ e $hfe = 230$. Caso só haja a informação de hfe , o valor de hie pode ser estimado pela expressão:

$$hie \simeq \frac{26mV}{I_c} \cdot hfe = \frac{26 \cdot 10^{-3}}{1,78 \cdot 10^{-3}} \cdot 230 = 3360\Omega$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{hfe \cdot R_e}{[R_{in} + hie + (hfe + 1) \cdot R_e]} = \frac{230 \cdot 4k7}{(100k + 3k5 + 231 \cdot 4k7)} \quad (4)$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1.081.000}{(100k + 3k5 + 1.085.700)} \rightarrow \boxed{\frac{V_0}{V_{in}} = 0,91}$$

Observe que a influência do valor de hie ($3k5 \Omega$) é praticamente nula, frente aos valores de $100k \Omega$ e $1.085.700 \Omega$. O valor de R_{in} ($100k$) influencia muito pouco no cálculo do ganho, pois se este não houvesse, o ganho seria praticamente unitário. O que se retira desta observação é que, em primeira análise, o ganho pode ser estimado em um.

A impedância de entrada Z_{in} é obtida da tabela III.2.1, considerando-se que não haja RB, em outras palavras, que RB seja infinito.

$$Z_{in} = [hie + (hfe + 1) \cdot R_e] // RB = hie + (hfe + 1) \cdot R_e \rightarrow \boxed{Z_{in} = 1.085.700\Omega}$$

A impedância de saída Z_0 é obtida da tabela III.2.1, considerando-se a inclusão da resistência interna da fonte de sinal em série com hie .

$$Z_0 = R_e // \left[\frac{R_{in} + hie}{(hfe + 1)} \right] = 4k7 // \left[\frac{100k + 3k5}{231} \right] = 4k7 // 448 \rightarrow \boxed{Z_0 = 409\Omega}$$

Observe que a impedância de saída é baixa, mesmo com o resistor de $100k \Omega$. Se este resistor fosse de aproximadamente $1k \Omega$, a impedância de saída seria de apenas 20Ω . Costuma-se projetar circuitos configurados como coletor comum em estágios finais de amplificadores lineares de áudio e também são muito empregados nos estágios finais dos amplificadores operacionais.

A excursão do sinal de saída será desde $V_e = -1,63 V$, quando a tensão do sinal de entrada for nula, até a variação máxima da tensão do sinal de entrada ($3 V$) multiplicada pelo ganho de $0,91$.

$$V_{0Máx} = V_e + 3 \cdot \frac{V_0}{V_{in}} = -1,63 + 3 \cdot 0,91 \rightarrow \boxed{V_{0Máx} = 1,1 V}$$

Observe que a tensão disponível, para a variação positiva do sinal na saída, vale quase $V_{ce} = 11,36 V$, bem além dos $3 V$ necessários. Se o sinal variasse negativamente, ele poderia excursionar, aproximadamente, a tensão do resistor de emissor $8,37 V$, ou $10 - 1,63$.

Exemplo III.2.2.2

A figura III.2.2.2 contém um circuito em que V_{in} é igual a $0,5$ volts de pico e a carga é de apenas 4Ω .

1. Calcule os valores quiescentes, máximos e mínimos de I_e , I_c , I_b .
2. Calcule o valor da tensão quiescente, máxima e mínima em V_0 e sobre o resistor R_b .

3. Calcule o ganho de tensão V_0 / V_{in} .
4. Calcule a impedância de entrada Z_{in} .
5. Calcule a impedância de saída Z_0 .

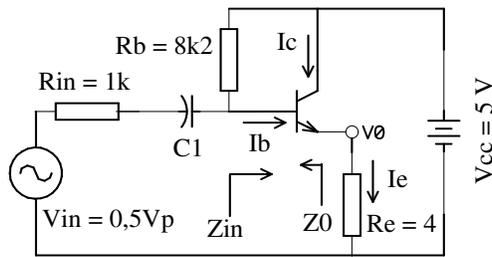


Figura III.2.2.2 – Circuito coletor comum com baixa impedância de carga R_e .

Solução III.2.2.2

Como o transistor não foi fornecido, inicia-se por determiná-lo. Sabe-se que o transistor está configurado como coletor comum, pois a entrada do sinal é pela base e a saída é pelo emissor. Com esta configuração o ganho é menor ou igual a 1. Se o ganho fosse o maior, um a corrente de pico de emissor $i_{e\text{pk}}$ seria:

$$i_{e\text{pk}} = \frac{V_{in\text{pk}}}{R_e} = \frac{0,5}{4} = 125 \text{ mA}$$

Para esta ordem de grandeza de corrente é melhor usar se um transistor BC337, pois pode fornecer até 1000 mA de corrente máxima de emissor, sem custo adicional. Já um transistor para menores correntes, poderia fornecer até cerca de 200 mA. Porém, observa-se que a corrente nas curvas de h_{ie} e h_{fe} , é limitada a um valor inferior ao máximo, chegando para transistores como o BC546, até o BC550 a valores de 100 mA.

As correntes e tensão de polarização (ou quiescentes) podem ser calculadas, uma vez que o valor aproximado H_{fe} , nesta região de corrente, é aproximadamente constante e igual a 180.

$$h_{ie} \simeq \frac{26 \text{ mV}}{I_e} \cdot H_{fe} \simeq \frac{26 \text{ mV}}{0,1} \cdot 180 \simeq 50 \Omega \quad (1)$$

Utilizando-se a lei de Kirchoff das tensões na malha V_{cc} , R_b , V_{be} e R_e , tem-se:

$$V_{cc} - R_b \cdot I_b - V_{be} - R_e \cdot I_e = 0 \rightarrow V_{cc} - R_b \cdot I_b - V_{be} - R_e \cdot (H_{fe} + 1) \cdot I_b = 0 \quad (2)$$

$$I_b = \frac{V_{cc} - V_{be}}{R_b + R_e \cdot (H_{fe} + 1)} = \frac{5 - 0,7}{8k2 + 4 \cdot (180 + 1)} \rightarrow \boxed{I_b \simeq 482 \mu\text{A}}$$

$$I_c = H_{fe} \cdot I_b \rightarrow \boxed{I_c \simeq 87 \text{ mA}}$$

$$I_e = (H_{fe} + 1) \cdot I_b \rightarrow \boxed{I_e \simeq 87 \text{ mA}}$$

A tensão quiescente de emissor será:

$$V_{0Q} = I_e \cdot R_e = 87 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \rightarrow \boxed{V_{0Q} \simeq 0,35 \text{ V}}$$

O valor máximo e mínimo da tensão em V_0 e sobre o resistor de base R_b ocorrem em situações em que o sinal de entrada passa pelos seus valores extremos. Para estes casos deve-se conhecer o ganho, anteriormente considerado unitário. O ganho será uma composição do divisor resistivo, formado pela resistência interna da fonte R_{in} , com a expressão da impedância de entrada do transistor, mostrada na

tabela III.2.1, levando-se em consideração o resistor de base R_b . A figura III.2.2.3 contém o circuito equivalente para o cálculo de V_b / V_{in} , para sinais alternados. O ganho é formado pelo produto de dois termos. Observe que V_b aparece apenas para se poder separar o ganho em duas partes, simplificando os cálculos.

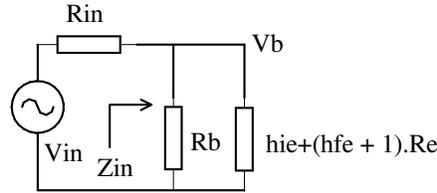


Figura III.2.2.3 – Circuito equivalente da malha de base.

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{V_0}{V_b} \cdot \frac{V_b}{V_{in}} = \frac{hfe \cdot Re}{[hie + (hfe + 1) \cdot Re]} \cdot \frac{[hie + (hfe + 1) \cdot Re] // Rb}{Rin + [hie + (hfe + 1) \cdot Re] // Rb} \quad (3)$$

O segundo termo fica facilmente entendido se considerarmos que V_b está para Z_{in} , assim como V_{in} está para a soma de R_{in} com Z_{in} . O valor do ganho será:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{180 \cdot 4}{[50 + (180 + 1) \cdot 4]} \cdot \frac{[50 + (180 + 1) \cdot 4] // 8k2}{1000 + [50 + (180 + 1) \cdot 4] // 8k2} = \frac{720}{774} \cdot \frac{707}{1707} = 0,93 \cdot 0,41 = 0,39$$

Desta equação vê-se que a impedância de entrada Z_{in} corresponde ao valor 707Ω . A parcela da esquerda do ganho refere-se ao ganho do transistor, e como pode-se ver, seu valor se aproxima de um. A parcela da direita do ganho está relacionada com o fato de que a impedância interna da fonte ($1k \Omega$) ser maior que a impedância de entrada Z_{in} (707Ω). Logo a maior parte do sinal de entrada V_{in} fica localizada na sua impedância interna. Há casos em que não se deseja que haja uma atenuação tão expressiva do sinal. Em amplificadores com alto-falantes como carga, o sinal de saída deve excursionar de modo a aproveitar o máximo da fonte de alimentação. Isso aumenta a eficiência do amplificador. Um dos modos de se resolver este problema é aumentar-se a impedância de entrada Z_{in} . Isso é conseguido introduzindo-se um segundo transistor na configuração coletor comum, entre a fonte V_{in} e o transistor original. O exemplo III.2.2.3 apresenta esta situação.

A variação de V_0 será de:

$$\Delta V_0 = V_{in_{pk}} \cdot \text{Ganho} = 0,5 \cdot 0,39 \rightarrow \Delta V_0 = 0,195 \text{ V}$$

$$V_{0_{Mín}} = V_{0Q} - \Delta V_0 = 0,35 - 0,195 \rightarrow V_{0_{Mín}} \simeq 0,16 \text{ V}$$

$$V_{0_{Máx}} = V_{0Q} + \Delta V_0 = 0,35 + 0,195 \rightarrow V_{0_{Máx}} \simeq 0,55 \text{ V}$$

A variação da corrente I_e será de:

$$\Delta I_e = \frac{\Delta V_0}{R_e} = \frac{0,195}{4} \rightarrow \Delta I_e = 48,8 \text{ mA}$$

Os valores máximo e mínimo de I_e , I_c e I_b valem:

$$I_{e_{Máx}} = I_{eQ} + \Delta I_e = (87 + 49) \cdot 10^{-3} \rightarrow I_{c_{Máx}} \simeq I_{e_{Máx}} = 136 \text{ mA}$$

$$I_{e_{Mín}} = I_{eQ} - \Delta I_e = (87 - 49) \cdot 10^{-3} \rightarrow I_{c_{Mín}} \simeq I_{e_{Mín}} = 38 \text{ mA}$$

$$I_{b_{Máx}} = \frac{I_{e_{Máx}}}{(hfe + 1)} = \frac{0,136}{181} \rightarrow I_{b_{Máx}} \simeq 750 \mu\text{A}$$

$$I_{b_{Mín}} = \frac{I_{e_{Mín}}}{(hfe + 1)} = \frac{0,038}{181} \rightarrow I_{b_{Mín}} \simeq 210 \mu\text{A}$$

O valor máximo de I_b é formado por duas correntes, a que passa por R_b e a que é fornecida pela fonte V_{in} . Repare que a equação (2) é válida para o ponto quiescente do circuito, com $V_{in} = 0$ volts.

A queda de tensão quiescente sobre R_b vale:

$$V_{RbQ} = R_b \cdot I_b = 8200 \cdot 482 \cdot 10^{-6} \rightarrow \boxed{V_{RbQ} = 3,95 \text{ V}}$$

A queda de tensão mínima sobre R_b ocorre quando V_{in} vale 0,5 Vp:

$$V_{RbMín} = V_{RbQ} - \Delta V_0 = 3,95 - 0,195 \rightarrow \boxed{V_{RbMín} = 3,76}$$

A queda de tensão máxima sobre R_b ocorre quando V_{in} vale -0,5 Vp:

$$V_{RbMáx} = V_{RbQ} + \Delta V_0 = 3,95 + 0,195 \rightarrow \boxed{V_{RbMáx} = 4,15 \text{ V}}$$

O valor da impedância de saída é obtido com o auxílio da expressão retirada da tabela III.2.1. Como observado na figura III.2.9, Z_0 pedido não considera o resistor de emissor, pois deseja-se conhecer Z_0 somente “vista para dentro do emissor”. Neste caso, faz-se $R_e = \infty$ na expressão.

$$Z_0 = R_e // \left[\frac{h_{ie} + (R_{in} // R_b)}{(h_{fe} + 1)} \right] = \infty // \left[\frac{50 + (8k2 // 1k)}{181} \right] \rightarrow \boxed{Z_0 = 5,2 \Omega}$$

Observe que o circuito de saída pode ser considerado como uma fonte de sinal com uma resistência interna Z_0 aplicada sobre R_e . Como $Z_0 = 5,2 \Omega$ e $R_e = 4 \Omega$, significa que um pouco menos da metade do sinal é transferido para a saída sobre R_e . O exemplo a seguir procura reduzir este efeito indesejável.

Exemplo III.2.2.3

A figura III.2.4 contém um circuito em que V_{in} é igual a 0,5 volts de pico e a resistência de carga R_{e2} é de apenas 4 Ω . A diferença para o exemplo anterior é que foi introduzido mais um transistor entre o sinal de entrada V_{in} e a carga R_{e2} . O resistor R_{b1} é alterado para 1M5 Ω .

1. Calcule os valores quiescentes de todas as correntes.
2. Calcule o valor da tensão quiescente e mínima em V_0 .
3. Calcule o ganho de tensão V_0 / V_{in} .
4. Calcule a impedância de entrada Z_{in} .
5. Calcule a impedância de saída Z_0 .

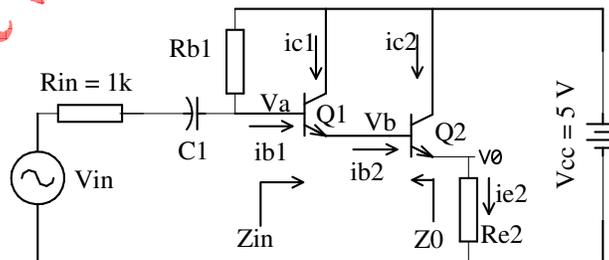


Figura III.2.2.4 – Circuito do exemplo III.2.2.3.

Solução III.2.2.3

A diferença entre este exemplo e o anterior é que foi introduzido o transistor Q1. O transistor Q2 deste circuito é o BC337, o mesmo do exemplo anterior. Como a corrente de base de Q2 é a corrente de emissor de Q1, e sabe-se que esta corrente é inferior a 1 mA, escolhe-se o transistor BC550B para Q1. Na tabela III.2.3 contam os valores dos parâmetros dos transistores, que foram retirados do manual. As

exceções são o valor de h_{ie} do BC377, retirado da equação (1) do exemplo anterior e de h_{fe} do BC377, considerado igual a H_{fe} .

Tabela III.2.3 – Valores dos parâmetros dos transistores em função da corrente de coletor.

Transistor	$h_{ie}(\Omega)$	h_{fe}	H_{fe}	$I_c(\text{mA})$	$V_{be}(\text{V})$
BC550B	7k5	330	275	1	0,65
BC337	50	180	180	100	0,7

A polarização quiescente dos transistores é obtida por meio da equação de Kirchoff da tensão na malha V_{cc} , R_{b1} , V_{be1} , V_{be2} e R_{e2} .

$$V_{cc} - R_{b1} \cdot I_{b1} - V_{be1} - V_{be2} - R_{e2} \cdot I_{e2} = 0 \quad (1)$$

Lembrando que a corrente de emissor de Q1 é a corrente de base de Q2, para solucionar a equação (1), ou seja, achar o valor de I_{b1} e de I_{e2} , usa-se a seguinte relação:

$$I_{e2} = (H_{fe2} + 1) \cdot I_{b2} = (H_{fe2} + 1) \cdot I_{e1} = (H_{fe2} + 1) \cdot (H_{fe1} + 1) \cdot I_{b1} \quad (2)$$

A equação (2) na equação (1) passa a ser escrita como:

$$V_{cc} - R_{b1} \cdot I_{b1} - V_{be1} - V_{be2} - R_{e2} \cdot (H_{fe2} + 1) \cdot (H_{fe1} + 1) \cdot I_{b1} = 0 \quad (3)$$

Colocando-se I_{b1} em evidência, tem-se:

$$I_{b1} = \frac{V_{cc} - V_{be1} - V_{be2}}{R_{b1} + R_{e2} \cdot (H_{fe2} + 1) \cdot (H_{fe1} + 1)} = \frac{5 - 0,65 - 0,7}{1,5 \cdot 10^6 + 4 \cdot (181) \cdot (276)}$$

$$I_{b1} = \frac{3,65}{1,5 \cdot 10^6 + 199.824} \rightarrow \boxed{I_{b1} = 2,43 \mu\text{A}}$$

Observe que a corrente quiescente que passa pelo resistor R_{b1} ($2,43 \mu\text{A}$) é bem inferior à corrente que passa pela resistência R_b do exemplo anterior ($482 \mu\text{A}$).

A impedância de entrada Z_{in} corresponde ao resistor de 4Ω refletido para a base de Q1. Para calculá-la, primeiramente se reflete R_{e2} para a base de Q2, ou seja:

$$Z_{inQ2} = h_{ie2} + (h_{fe2} + 1) \cdot R_{e2} = 50 + 181 \cdot 4 \rightarrow \boxed{Z_{inQ2} = 774 \Omega}$$

Esta impedância é vista pelo emissor de Q1. É como se houvesse um resistor de emissor de Q1 de 774Ω . Para determinar-se Z_{in} , deve-se aplicar o mesmo procedimento, ou seja, transferir-se os 774Ω do emissor de Q1 para a base de Q1. Então, tem-se:

$$Z_{in} = h_{ie1} + (h_{fe1} + 1) \cdot Z_{inQ2} = 7500 + 331 \cdot 774 \rightarrow \boxed{Z_{in} \simeq 254 \text{k}\Omega}$$

Observe que, com a inclusão de mais um transistor, a impedância de entrada passou de 774Ω para $254 \text{k}\Omega$. O ganho de tensão pode ser dividido em três partes. De acordo com a figura III.2.2.4, tem-se:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{V_0}{V_b} \cdot \frac{V_b}{V_a} \cdot \frac{V_a}{V_{in}}$$

$$\frac{V_0}{V_b} = \frac{(h_{fe2} + 1) \cdot R_{e2}}{h_{ie2} + (h_{fe2} + 1) \cdot R_{e2}} = \frac{181 \cdot 4}{50 + 181 \cdot 4} = 0,94$$

$$\frac{V_b}{V_a} = \frac{(h_{fe1} + 1) \cdot Z_{inQ2}}{h_{ie1} + (h_{fe1} + 1) \cdot Z_{inQ2}} = \frac{331 \cdot 774}{7500 + 331 \cdot 774} = 0,97$$

$$\frac{V_a}{V_{in}} = \frac{\left\{ \left[h_{ie1} + (h_{fe1} + 1) \cdot Z_{inQ2} \right] // r_b \right\}}{R_{in} + \left\{ \left[h_{ie1} + (h_{fe1} + 1) \cdot Z_{inQ2} \right] // r_b \right\}} = \frac{(7500 + 331 \cdot 774) // 1M5}{1000 + \{(7500 + 331 \cdot 774) // 1M5\}} = 0,996$$

Compare V_b / V_{in} do exemplo anterior (0,41), com V_a / V_{in} obtido aqui (0,996). A inclusão do transistor aumentou a impedância de entrada do circuito vista pela fonte V_{in} . Com isso a maior parte da tensão de entrada V_{in} ficou aplicada em Z_{in} . O ganho total ficou em:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{V_0}{V_b} \cdot \frac{V_b}{V_a} \cdot \frac{V_a}{V_{in}} = 0,94 \cdot 0,97 \cdot 0,996 \rightarrow \boxed{\frac{V_0}{V_{in}} = 0,91}$$

Compare o ganho total do circuito anterior (0,39) com o ganho total do circuito atual (0,91). Este fato nos leva a pensar em considerar a impedância de entrada nos circuitos, como um fator importante para não se atenuar o sinal desnecessariamente.

A corrente I_{e2} é obtida da equação (2).

$$I_{e2} = (H_{fe2} + 1) \cdot (H_{fe1} + 1) \cdot I_{b1} = 276 \cdot 181 \cdot 2,43 \cdot 10^{-6} \rightarrow \boxed{I_{e2} = 0,12 \text{ A}}$$

Alguns amplificadores operacionais possuem dois transistores como os deste exemplo em cada entrada. O detalhe é que não se polariza I_{e2} para um valor de corrente tão alto. A consequência é que a impedância de entrada é ainda maior que Z_{in} (254k Ω).

A tensão quiescente em V_0 vale:

$$V_{0Q} = R_{e2} \cdot I_{e2} = 4 \cdot 0,12 \rightarrow \boxed{V_{0Q} = 0,48 \text{ V}}$$

A tensão mínima de V_0 vale:

$$V_{0Mín} = V_{0Q} - V_{in} \cdot \frac{V_0}{V_{in}} = 0,48 - 0,5 \cdot 0,91 \rightarrow \boxed{V_{0Mín} = 0,025 \text{ V}}$$

A impedância de saída é Z_0 , segundo a tabela III.2.1, possui a seguinte expressão para a configuração coletor comum:

$$Z_0 = R_e // \left[\frac{h_{ie} + R_B}{(h_{fe} + 1)} \right] \quad (4)$$

Observa-se na expressão que Z_0 depende da resistência que o transistor possui no emissor (R_e) e na base (R_B). No circuito da figura III.2.2.5 há dois transistores, o que significa que R_B do segundo transistor Q_2 é a impedância de saída do primeiro transistor Q_1 . A figura III.2.12 contém o circuito que auxilia na compreensão do cálculo da impedância de saída Z_0 . Z_{01} é a impedância de saída de Q_1 "vista para dentro do emissor". Como Z_{01} não considera R_e , atribui-se que o valor de R_e seja infinito.

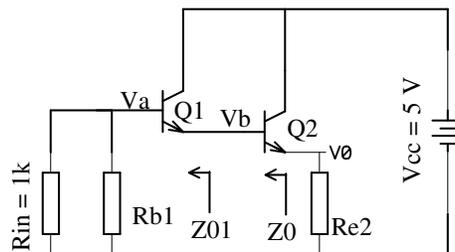


Figura III.2.2.5 – O circuito equivalente de base de Q_1 , considerando-se a impedância de C_1 e V_{cc} como um curto para ac.

Da expressão (4), para $R_e = \infty$ e $R_B = R_{in} // R_{b1}$, tem-se:

$$Z_{01} = \infty // \left[\frac{h_{ie1} + (R_{in} // R_{b1})}{(h_{fe1} + 1)} \right] = \frac{7k5 + (1k // 1M5)}{331} \rightarrow \boxed{Z_{01} = 25,7 \Omega}$$

Fazendo-se Z_{01} igual a R_B para o segundo transistor e reaplicando-se a mesma expressão, tem-se para Z_0 :

$$Z_0 = \infty // \left[\frac{h_{ie2} + Z_{01}}{(h_{fe2} + 1)} \right] = \frac{50 + 25,7}{181} \rightarrow \boxed{Z_0 = 0,42 \Omega}$$

Neste exemplo, assim como no anterior, desejou-se conhecer a impedância de saída Z_0 sem a influência do resistor de emissor, para que pudessem ser comparadas. Aqui quase todo o sinal é transferido para a saída R_{e2} . O circuito de saída pode ser considerado como uma fonte de sinal, com a impedância de saída Z_0 de $0,42 \Omega$, e uma carga R_{e2} de 4Ω . No exemplo anterior, sem um segundo transistor, a impedância de saída Z_0 valia $5,2 \Omega$, sendo que mais da metade do sinal ficava sobre Z_0 .

Exemplo III.2.2.4

Deseja-se projetar um amplificador de áudio que forneça cerca de 10 mWrms de potência. Dispõe-se de fone de ouvido com 4Ω e uma fonte de alimentação de 5 V . A faixa de frequências do sinal de áudio situa-se entre 20 Hz e 20 kHz . O sinal de entrada (V_{in}) possui 50 mVp . A impedância do sinal (R_{in}) é de $1 \text{ k}\Omega$. O amplificador ainda não possui realimentação negativa. Sugira um circuito apropriado e calcule os valores de seus componentes.

Solução III.2.2.4

O passo inicial para se projetar um amplificador real é projetar um amplificador sem realimentação negativa e posteriormente incluí-la. A realimentação negativa possui várias vantagens. Ela reduz a sensibilidade do circuito com relação aos parâmetros dos componentes ativos, como h_{ie} e h_{fe} dos transistores, incluindo suas variações com a temperatura. Também aumenta a linearidade da tensão de saída em relação à tensão de entrada, em outras palavras, reduz a distorção harmônica. A contrapartida é que o ganho do circuito sem a realimentação tem que ser maior que o ganho do circuito desejado. A realimentação negativa reaplica parte do sinal de saída à entrada. Este sinal realimentado é invertido em relação ao sinal de entrada, daí o termo “realimentação negativa”. Se o sinal de saída estiver deformado, em um amplificador sem realimentação negativa, ao incluí-la esta deformação será reaplicada à entrada, porém invertida, produzindo um efeito de compensação. Com relação ao nosso projeto, conclui-se que o ganho de tensão deve ser superior ao necessário. Normalmente se usa um fator superior a 3 e inferior a 10. Obviamente que se pode projetar com fatores diferentes desta faixa, porém o que acontece é que, à medida que o ganho sem realimentação (ganho de malha aberta, ou *open loop*, em inglês) é reduzido, a realimentação aplicada vai perdendo o poder de compensar as deformações produzidas. À medida que o ganho de malha aberta vai aumentando, poderá haver problemas com a estabilidade do circuito, sendo necessário que o ganho em função da frequência possua algumas características para que isso não ocorra. Os amplificadores operacionais atuais ou possuem esta característica, ou apresentam meios de compensar esta instabilidade.

O diagrama esquemático do circuito proposto se encontra na figura III.2.2.6. Como pode ser observado ele é composto por dois estágios. O primeiro estágio tem a configuração emissor comum, para fornecer o ganho necessário, e o segundo estágio, composto por quatro transistores em configuração coletor comum, para baixar a impedância de saída e mais potência ser transferida ao fone de ouvido. Essa última afirmação pode ser verificada no exemplo anterior. Um detalhe do segundo estágio é que ele é subdividido em dois. Um para cada semiciclo. Os transistores de cima conduzem durante o semiciclo positivo na saída, enquanto que os transistores de baixo conduzem durante o semiciclo negativo. No ponto quiescente, quando a tensão dos emissores for a metade da tensão de alimentação, os dois transistores conduzem dentro de uma faixa de 1% a 5% da sua corrente máxima de pico. Esta configuração na saída do amplificador é conhecida como amplificação “classe AB”.

Os quatro diodos servem para manter a tensão de polarização das junções base emissor dos transistores de Q_2 a Q_5 , bem próximas ao seu valor esperado. O trimpot P_1 serve para ajustar a corrente quiescente de Q_3 e Q_5 . Diminuindo-se o valor de P_1 a corrente diminui, aumentando-se, o efeito é

oposto. Rc2 serve para limitar o valor máximo da impedância dos diodos e P1. A tensão quiescente de V0 deve estar próxima a $V_{cc} / 2$, uma vez que a excursão do sinal de saída é simétrica.

É usual iniciar-se o projeto pela saída do sinal e seguir-se até a sua entrada. A tensão de saída está relacionada com a potência especificada. Para uma potência de 10 mWrms, tem-se:

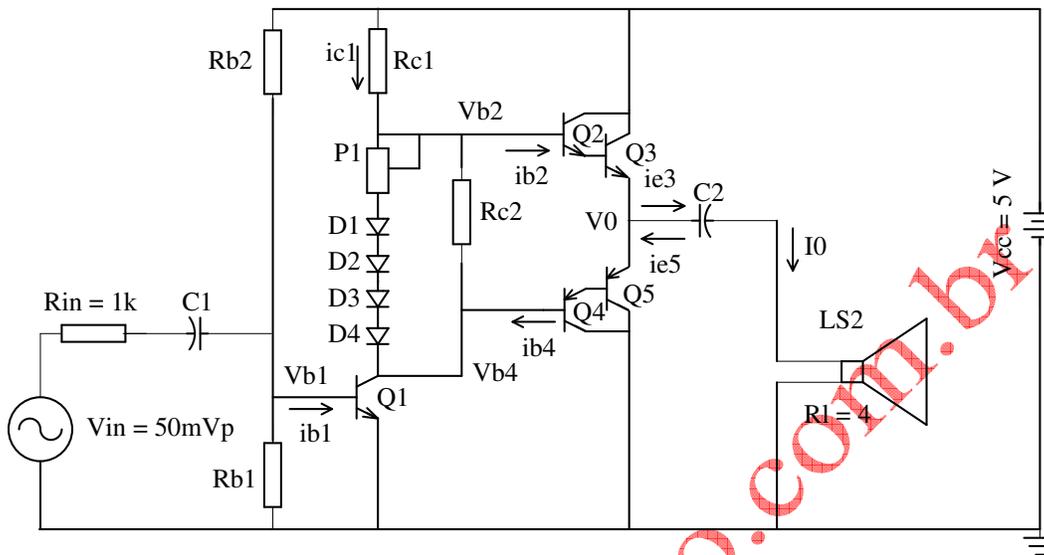


Figura III.2.2.6 – Circuito proposto para satisfazer às condições do exemplo.

$$P_{R1} = \frac{V0_{rms}^2}{R1} \rightarrow V0_{rms} = \sqrt{P_{R1} \cdot R1} \quad (1)$$

A relação entre o valor da tensão rms (*root mean square*) e o seu valor de pico é dado por:

$$V0_{rms} = \frac{V0_{pk}}{\sqrt{2}} \quad (2)$$

Substituindo-se a equação (2) na equação (1), tem-se:

$$V0_{pk} = \sqrt{2 \cdot P_{R1} \cdot R1} = \sqrt{2 \cdot 10^{-2} \cdot 4} \rightarrow V0_{pk} = 0,28V$$

O ganho mínimo do circuito será:

$$A_{v_{mín}} = \frac{V0_{pk}}{V_{in(pk)}} = \frac{0,28}{0,05} \rightarrow A_{v_{mín}} = 5,6 \quad (3)$$

A corrente de saída I0 é formada por Ie3 em seu semiciclo positivo, e por Ie5 em seu semiciclo negativo. O valor máximo de pico destas correntes será:

$$P_{R1} = R1 \cdot I0_{rms}^2 = R1 \cdot \frac{I0_{pk}^2}{2} \rightarrow I0_{pk} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{R1}}{R1}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-2}}{4}} \rightarrow I0_{pk} = 70,7 mA \quad (4)$$

Para a corrente de pico de 70mA escolhem-se os transistores BC337 e BC327, que formam um par complementar. O valor de Hfe para a corrente de 70mA, retirado do manual, vale 190. Na falta de informação no manual, será atribuído o mesmo valor para hfe.

As correntes máximas de base ib3 e ib5 valem:

$$ib3_{M\acute{a}x}, ib5_{M\acute{a}x} = \frac{I_{0pk}}{hfe} = \frac{70,7 \cdot 10^{-3}}{190} \rightarrow \boxed{ib3_{M\acute{a}x}, ib5_{M\acute{a}x} = 372 \mu A} \quad (5)$$

Os valores de $hie3$ e $hie5$, valem:

$$hie3, hie5 \simeq \frac{26mV}{ie} \cdot hfe = \frac{26}{70,7} \cdot 190 \rightarrow \boxed{hie = 70 \Omega}$$

De posse dos valores máximos das correntes $ib3$ e $ib5$, escolhem-se os transistores Q2 e Q4. Para uma corrente máxima de menos de 1m A, escolhe-se o transistor BC546B para Q2 e BC556B para Q4. A tabela seguinte apresenta os valores dos parâmetros dos quatro transistores.

Transistor	hie(Ω)	hfe	Hfe	Ic(mA)	Vbe(v)
BC546B	16k	330	250	0,4	0,65
BC556B	12k	330	250	0,4	0,65
BC337	70	190	190	70	0,7
BC327	70	190	190	70	0,7

O valor de pico das correntes $ib2$ e $ib4$, valem:

$$ib2_{M\acute{a}x} = \frac{ie2_{M\acute{a}x}}{hfe2 + 1} = \frac{372 \cdot 10^{-6}}{331} \rightarrow \boxed{ib2_{M\acute{a}x}, ib4_{M\acute{a}x} = 1,1 \mu A}$$

Polarizando-se a corrente de coletor de Q1 em 0,4m A, praticamente 400 vezes superior às correntes calculadas, pode-se simplificar os cálculos da expressão seguinte. Aplicando-se a lei de Kirchoff das tensões na malha V_{cc} , R_{c1} , V_{be2} , V_{be3} e determinando-se que no no da junao dos emissores de Q3 e Q5, a tensão V_0 vale $V_{cc} / 2$, tem-se:

$$V_{cc} - R_{c1} \cdot I_{c1} - V_{be2} - V_{be3} - V_0 = 0 \quad (6)$$

Substituindo-se os valores, tem-se:

$$5 - R_{c1} \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} - 0,65 - 0,7 - 2,5 = 0 \rightarrow \boxed{R_{c1} \simeq 2k7 \Omega}$$

Escolhendo-se o transistor BC546B para Q1, pode-se utilizar os mesmos valores da tabela anterior. A corrente quiescente de base I_{b1} vale:

$$I_{b1} = \frac{I_{c1}}{Hfe1} = \frac{0,4 \cdot 10^{-3}}{250} \rightarrow \boxed{I_{b1} = 1,6 \mu A}$$

Neste ponto se poderia determinar, que a corrente que passa pelo ramo R_{b1} e R_{b2} seja muito maior que a corrente de base I_{b1} . Sendo assim, bastaria calcular os valores de R_{b1} e R_{b2} para que seu divisor resistivo desse 0,65, ou seja, a tensão V_{be1} . Por exemplo, escolhe-se uma corrente de $160 \mu A$ (cem vezes superior). Então, tem-se:

$$V_{cc} - (R_{b2} + R_{b1}) \cdot I = 0, \text{ mas } R_{b1} \cdot I = V_{be1} = 0,65 \text{ v, então:}$$

$$V_{cc} - R_{b2} \cdot I - 0,65 = 0 \rightarrow R_{b2} = \frac{V_{cc} - 0,65}{I} = \frac{5 - 0,65}{160 \cdot 10^{-6}} \rightarrow R_{b2} = 27188 \Omega$$

$$R_{b1} = \frac{V_{be}}{I} = \frac{0,65}{160 \cdot 10^{-6}} = 4063 \Omega$$

Observe que este modo de se calcular o valor dos resistores R_{b1} e R_{b2} , apesar de rápido e simples, implica em não se poder escolher o ganho entre V_{in} e o no V_{b1} . Neste caso o ganho mencionado seria de 0,74. Se este ganho fosse escolhido como 0,9 deve-se seguir outro caminho. Na figura III.2.2.7,

encontram-se a entrada do circuito original e seu equivalente para análise de tensões alternadas. Como é sabido, curto-circuitam-se as fontes constantes (V_{cc}). A impedância de entrada do transistor Q1 foi substituída por h_{ie1} e o capacitor C1 representa um curto circuito para as frequências consideradas.

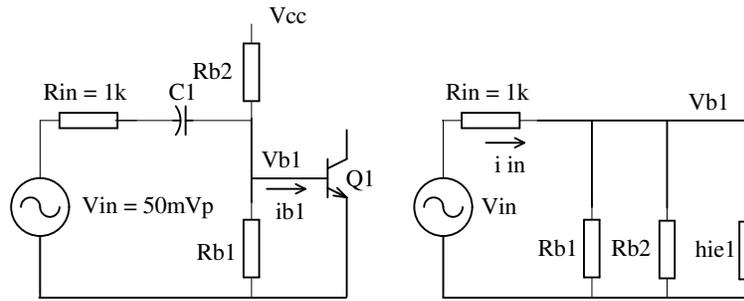


Figura III.2.2.7 – Esquerda. Entrada do circuito original. Direita. Seu equivalente para análise de corrente alternada. A impedância de entrada do transistor Q1 é h_{ie1} e o capacitor C1 é considerado um curto circuito para as frequências especificadas.

Fazendo-se o ganho de tensão da relação V_{b1} / V_{in} igual a 0,9, aplica-se o divisor resistivo no circuito à direita na figura III.2.14,:

$$V_{b1} = (R_{b1} // R_{b2} // h_{ie1}) \cdot i_{in} = (R_{b1} // R_{b2} // h_{ie1}) \cdot \frac{V_{in}}{R_{in} + (R_{b1} // R_{b2} // h_{ie1})}$$

Chamando-se $R_{b1} // R_{b2}$ de RB, calculando-se o ganho V_{b1} / V_{in} e substituindo-se os valores, tem-se:

$$\frac{V_{b1}}{V_{in}} = \frac{(RB // h_{ie1})}{R_{in} + (RB // h_{ie1})} \rightarrow 0,9 = \frac{RB // 16k}{1k + (RB // 16k)}$$

$$0,9k + 0,9 \cdot (RB // 16k) = RB // 16k \rightarrow 0,9k = 0,1 \cdot (RB // 16k) . \text{ Invertendo-se ambos os lados, tem-se:}$$

$$\frac{1}{0,9k} = \frac{1}{0,1} \cdot \left(\frac{1}{RB} + \frac{1}{16k} \right) \rightarrow \frac{1}{9000} = \frac{1}{16k} + \frac{1}{RB} \rightarrow RB = 5760\Omega$$

Até aqui, neste segundo método, só definiu-se o valor do ganho, ou seja, $V_{b1} / V_{in} = 0,9$. Falta ainda fazer com que a tensão quiescente na base de Q1 valha 0,65 volts. Na figura III.2.2.8, encontram-se a entrada do circuito original e o seu equivalente Thévenin, para o ramo V_{cc} , R_{b1} e R_{b2} , para análise de tensões contínuas. Como é sabido, o capacitor bloqueia corrente contínua, sendo assim, V_{in} não é considerada. A impedância de entrada do transistor Q1 foi substituída por H_{ie1} .

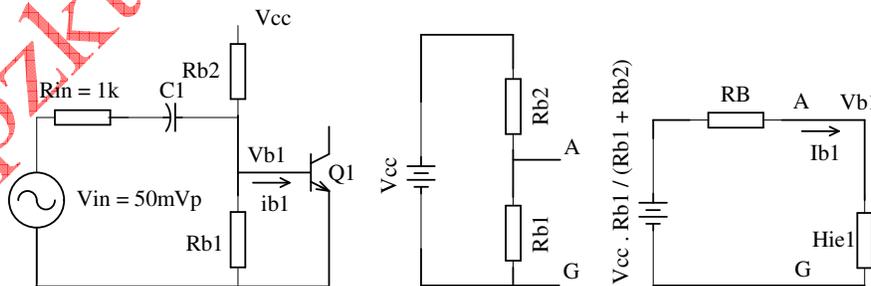


Figura III.2.2.8 – Esquerda. Entrada do circuito. Centro. Aplicado o teorema de Thévenin entre os pontos A e G, para V_{cc} , R_{b1} e R_{b2} . Direita. Circuito de entrada final para análise contínua.

Aplicando-se a lei de Kirchoff das tensões para a malha do circuito da na figura III.2.15, tem-se:

$$V_{cc} \cdot \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} - RB \cdot I_{b1} - V_{b1} = 0 \tag{8}$$

Multiplicando-se todas as parcelas por Rb2, simplificando-se e explicitando-se Rb2, vem:

$$V_{cc} \cdot \frac{R_{b1} \cdot R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} - R_B \cdot I_{b1} \cdot R_{b2} - V_{b1} \cdot R_{b2} = 0 \rightarrow V_{cc} \cdot R_B - R_B \cdot I_{b1} \cdot R_{b2} - V_{b1} \cdot R_{b2} = 0$$

$$R_{b2} = \frac{V_{cc} \cdot R_B}{R_B \cdot I_{b1} + V_{b1}} = \frac{5 \cdot 5760}{5760 \cdot 1,6 \cdot 10^{-6} + 0,65} = 43.688 \rightarrow \boxed{R_{b2} \simeq 47k\Omega}$$

Da expressão RB calcula-se o valor de Rb1.

$$\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}} \rightarrow \frac{1}{R_{b1}} = \frac{1}{5760} - \frac{1}{43688} = 6.635 \rightarrow \boxed{R_{b1} = 6k8\Omega}$$

Apesar deste segundo procedimento ser mais trabalhoso, garante-se que o ganho V_{b1} / V_{in} seja 0,9. Este procedimento também foi usado para que o leitor reforce o conceito e aplicação do teorema do equivalente Thévenin.

Para que o amplificador fosse convenientemente polarizado, foi necessário introduzirem-se os quatro diodos, o trimpot P1 e o resistor Rc2. Com isso o ganho V_0 / V_{in} não é único. Há um ganho para o semiciclo positivo e outro para o semiciclo negativo. Para o semiciclo positivo o estágio emissor comum possui como carga, o resistor Rc1 em paralelo com a impedância de entrada de Q2, considerando-se até a carga RL. Já para o semiciclo negativo, devem-se incluir os diodos, Rc2 e a impedância “vista para dentro de Q4”, e excluir a impedância “vista para dentro de Q2”. Quando ocorre o semiciclo positivo, os transistores que atuam no semiciclo negativo encontram-se praticamente cortados (fora do circuito) e vice-versa. Como o ganho da configuração coletor comum é proporcional ao valor da carga “vista” pelo coletor, o semiciclo positivo possuirá menor ganho em relação ao semiciclo negativo. Portanto, se for garantido que este ganho seja superior ao valor mínimo calculado de 5,6, obtido na equação (3), então o ganho também será satisfeito para o semiciclo negativo. O ganho total pode ser expresso como:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{V_0}{V_{b2}} \cdot \frac{V_{b2}}{V_{b1}} \cdot \frac{V_{b1}}{V_{in}} \quad (9)$$

Onde:

$$\frac{V_0}{V_{b2}} = \frac{R_L \cdot i_{e3}}{[i_{ie2} + (h_{fe2} + 1) \cdot R_{e2}] \cdot i_{b2}} = \frac{R_L \cdot (h_{fe3} + 1) \cdot i_{b3}}{[i_{ie2} + (h_{fe2} + 1) \cdot R_{e2}] \cdot i_{b2}}$$

Mas $i_{b3} = i_{e2}$ e R_{e2} é a impedância de entrada “vista para dentro” da base de Q3.

$$\frac{V_0}{V_{b2}} = \frac{R_L \cdot (h_{fe3} + 1) \cdot i_{e2}}{[i_{ie2} + (h_{fe2} + 1) \cdot R_{e2}] \cdot i_{b2}} = \frac{R_L \cdot (h_{fe3} + 1) \cdot (h_{fe2} + 1) \cdot i_{b2}}{\{i_{ie2} + (h_{fe2} + 1) \cdot [i_{ie3} + (h_{fe3} + 1) \cdot R_L]\} \cdot i_{b2}}$$

$$\boxed{\frac{V_0}{V_{b2}} = \frac{R_L \cdot (h_{fe3} + 1) \cdot (h_{fe2} + 1)}{i_{ie2} + (h_{fe2} + 1) \cdot [i_{ie3} + (h_{fe3} + 1) \cdot R_L]}} \quad (10)$$

Substituindo os valores, tem-se:

$$\frac{V_0}{V_{b2}} = \frac{4 \cdot (191) \cdot (331)}{16k + (331) \cdot [70 + (191) \cdot 4]} = 0,87$$

Para o cálculo de V_{b2} / V_{b1} , tem-se, da tabela III.2.1, a seguinte expressão para $R_{e1} = 0$. Z_c é o paralelo de Rc1 com a impedância de entrada “vista para dentro” da base de Q2. Esta impedância de entrada é o denominador da expressão (10):

$$\frac{V_{b2}}{V_{b1}} = - \frac{h_{fe1} \cdot Z_c}{h_{ie1}} = - \frac{h_{fe1} \cdot \{R_{c1} // \{i_{ie2} + (h_{fe2} + 1) \cdot [i_{ie3} + (h_{fe3} + 1) \cdot R_L]\}\}}{h_{ie1}}$$

Substituindo-se os valores, tem-se:

$$\frac{V_{b2}}{V_{b1}} = -\frac{h_{fe1} \cdot Z_c}{h_{ie1}} = -\frac{331 \cdot \{2k7 // \{16k + (331) \cdot [70 + (191) \cdot 4]\}\}}{16k} = -55$$

O ganho total será:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{V_0}{V_{b2}} \cdot \frac{V_{b2}}{V_{b1}} \cdot \frac{V_{b1}}{V_{in}} = 0,87 \cdot (-55) \cdot 0,9 \rightarrow \boxed{\frac{V_0}{V_{in}} = -43} \quad (9.1)$$

Uma vez que os capacitores estão em série com o sinal, à medida que a frequência diminui, suas impedâncias aumentam, caracterizando um filtro passa-baixas frequências. A frequência de corte inferior é definida quando o sinal fica distribuído igualmente na reatância capacitiva e na resistência “vista” pelos seus terminais. O cálculo dos capacitores C1 e C2 é baseado na seguinte premissa; um deles possuirá uma impedância bem abaixo da resistência “vista” por ele. Será um curto circuito para a frequência inferior do sinal, não contribuindo para limitá-la. O outro capacitor possuirá a mesma impedância que a resistência “vista” por ele. O capacitor C2 é o escolhido para limitar a frequência de corte inferior. Esta escolha se baseia no fato da resistência “vista” por ele ser bem inferior que a “vista” pelo outro capacitor. Quanto menor esta resistência, maior deverá ser o valor do capacitor. Normalmente o capacitor C2 é eletrolítico, uma vez que o seu valor é grande comparado com o valor de C1. Se fosse determinado que o capacitor C2 fosse um curto para a frequência inferior do sinal, seu valor seria cerca de 10 vezes superior, podendo até inviabilizar o projeto.

A impedância “vista” por C1 (RCap1) é definida pela soma da resistência de entrada da fonte de sinal Rin, com a impedância de entrada do circuito logo após C1, de acordo com a tabela III.2.1:

$$RCap1 = R_{in} + Z_{in} = R_{in} + [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e] // R_B \quad (11)$$

Como o transistor Q1 não possui o resistor de emissor, Re será nulo, restando:

$$RCap1 = R_{in} + (h_{ie} // R_B) \quad (11.1)$$

$$RCap1 = 1k + (16k // 5760) \rightarrow R_{Cap1} = 5235 \Omega$$

No cálculo do valor de C1 será considerado que sua impedância vale RCap1 / 10:

$$C1 = \frac{1}{\omega \cdot (RCap1/10)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot (5235/10)} \rightarrow \boxed{C1 = 22 \mu F}$$

A impedância “vista” por C2 (RCap2) é definida pela soma da resistência de saída do amplificador com a resistência RL de acordo com a tabela III.2.1:

$$RCap2 = Z_0 + R_L = \left\{ R_e // \left[\frac{h_{ie3} + R_{B3}}{(h_{fe3} + 1)} \right] \right\} + R_L \quad (12)$$

Neste caso, a impedância é “vista” para dentro dos emissores de Q3 e de Q5, ou seja, não se considera Re. A expressão (12) é alterada para:

$$RCap2 = Z_0 + R_L = \left[\frac{h_{ie3} + R_{B3}}{(h_{fe3} + 1)} \right] + R_L \quad (12.1)$$

Mas a resistência de base de Q3 (RB3) é a impedância de saída do transistor Q2, como segue:

$$R_{B3} = \frac{h_{ie2} + R_{c1}}{h_{fe2} + 1} = \frac{16k + 2k7}{331} = 57 \Omega \quad (13)$$

Substituindo o valor de RB3 da equação (13) na equação (12.1), tem-se:

$$RCap2 = \left[\frac{70 + 57}{191} \right] + 4 = 0,67 + 4 = 4,67 \Omega$$

Repare que o valor da impedância de saída (0,67 Ω) é bem inferior que o valor da carga RL. Isso confirma que a maior parte do sinal na saída é transferida para a carga.

O valor de C2 será:

$$C2 = \frac{1}{\omega \cdot (RCap2/10)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 4,67} \rightarrow \boxed{C2 = 1.700 \mu F}$$

Observe como o valor de C2 (1.700 μF) é grande em comparação com o valor de C1 (22 μF). Se o capacitor C1 fosse o escolhido para limitar a frequência de corte inferior, ele valeria 220 μF , já o capacitor C2 valeria 17.000 μF . Esta é a razão de se ter escolhido o capacitor C2 para limitar a frequência de corte inferior.

A título de informação; ao se introduzir uma realimentação negativa neste amplificador, a frequência de corte inferior, limitada pelo capacitor C2, diminuiria, e a frequência de corte superior, limitada pelas capacitâncias das junções dos transistores, aumentaria. Por este motivo costuma-se reduzir os valores dos capacitores C1 e C2 para se obter os limites de frequência desejados.

Da expressão (3) o ganho mínimo desejado vale 5,6, e da expressão (9.1), o módulo do ganho mínimo calculado vale 43, ou seja, 7,7 vezes maior. Esta relação está dentro da faixa compreendida entre 3 e 10, conforme relatado no início da solução deste exemplo. Lembrar que o sinal negativo da expressão (9.1) indica que a saída V0 está invertida em relação à entrada Vin. Como pôde ter sido observado com maior ênfase nesta solução, o cálculo dos valores é aproximado, porque parte de valores aproximados dos parâmetros hie, Hie, hfe e Hfe. Além do mais, os valores calculados dos resistores também são aproximados para os valores comerciais mais próximos. Todas essas aproximações são válidas para se obter um circuito base inicial. A partir deste ponto, costuma-se proceder à montagem do circuito. Ajusta-se o trimpot P1 para que a corrente quiescente no ramo Q3 e Q5 seja cerca de 5% do seu valor máximo, para correntes de pico pequenas como neste exemplo. Certamente que a tensão quiescente em V0 não será igual a Vcc / 2, conforme os cálculos prevêm. Outro aspecto é que se aplicando quase 100 milivolts pico-a-pico na base de Q1, este transistor não operará na situação de “pequenos sinais”, provocando distorção harmônica maior que o normal. Para que a tensão quiescente em V0 fique exatamente com o valor desejado, o ganho na faixa de frequências consideradas seja o desejado e a distorção harmônica seja reduzida, introduz-se a realimentação negativa. Todos os circuitos analógicos em que se utilizam amplificadores operacionais usam realimentação negativa. Este livro apresenta o estudo de amplificadores operacionais mais adiante.

III.2.3 – Base Comum – Exemplos

A seguir são apresentados alguns exemplos que mostram como projetar circuitos com transistores na configuração base comum. Este tipo de configuração apresenta uma baixa impedância de entrada, sendo sua aplicação apropriada para circuitos que operarão em altas frequências e impedâncias baixas da fonte de sinais. Outra aplicação é encontrada em amplificadores operacionais, onde os transistores de entrada operam nas duas configurações ao mesmo tempo, coletor comum e base comum.

Exemplo III.2.3.1

Deseja-se projetar um amplificador da figura III.2.3.1. O transistor é o BC546B

1. Calcule os valores quiescentes de todas as correntes.
2. Calcule os valores quiescentes de todas as tensões.
3. Calcule a expressão do ganho de tensão V0 em função de Vin1 e Vin2 e os seus valores.
4. Calcule a impedância de entrada Zin1 “vista” pela fonte Vin1 e Zin2, “vista” pela fonte Vin2.
5. R0 representa a impedância de entrada do circuito seguinte. Calcule a impedância de saída Z0 sem considerar R0.

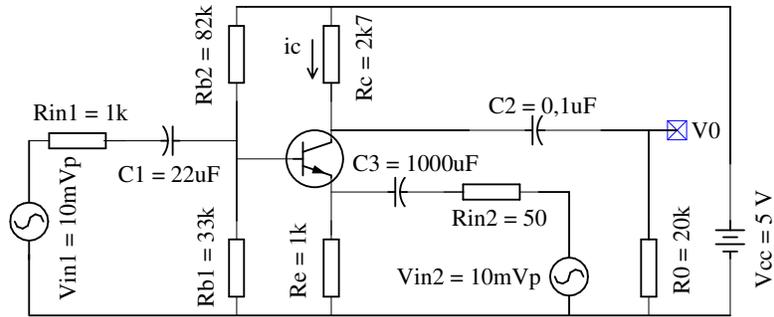


Figura III.2.3.1 – Circuito do exemplo III.2.3.1 com duas fontes de sinal aplicadas.

Solução III.2.3.1

Primeiramente serão calculadas as tensões e correntes de polarização do circuito. Os parâmetros do transistor dependem da corrente de coletor. Utiliza-se o teorema de Thévenin na polarização de base. O circuito (A) da figura III.2.3.2 apresenta a parte considerada. O circuito (B) apresenta a tensão e a resistência equivalente Thévenin para o ramo Vcc, Rb2 e Rb1.

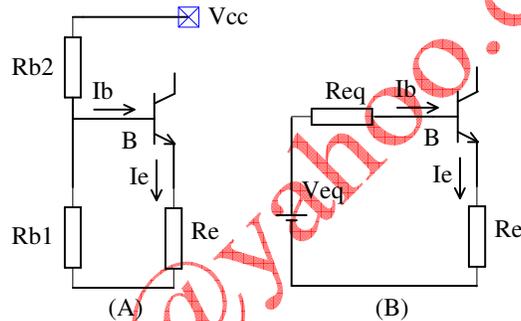


Figura III.2.3.2 – Em (A). Circuito de polarização de base do transistor. Em (B). Circuito equivalente Thévenin, visto da base do transistor para as resistências de polarização da base.

$$V_{eq} = R_{b1} \cdot I = R_{b1} \cdot \frac{V_{cc}}{R_{b1} + R_{b2}} = 33k \cdot \frac{5}{33k + 82k} \rightarrow \boxed{V_{eq} = 1,435 \text{ V}} \quad (1)$$

$$R_{eq} = R_{b1} // R_{b2} = \frac{33 \cdot 82}{33 + 82} \cdot k \rightarrow \boxed{R_{eq} = 23k53\Omega} \quad (2)$$

Aplicando-se a Lei de Kircchoff das tensões na malha do circuito (B), tem-se:

$$V_{eq} - R_{eq} \cdot I_b - V_{be} - R_e \cdot I_e = 0 \quad (3)$$

Substituindo-se Ib por Ic / Hfe, aproximando-se Ie por Ic e colocando-se Ic em evidência, tem-se:

$$V_{eq} - V_{be} - \left(\frac{R_{eq}}{H_{fe}} + R_e \right) \cdot I_c \simeq 0 \quad (4)$$

Substituindo-se os valores conhecidos da equação (4) e explicitando-se Ic, tem-se:

$$1,435 - 0,65 - \left(\frac{23k53}{H_{fe}} + 1k \right) \cdot I_c \simeq 0 \rightarrow I_c \simeq \frac{0,785}{\left(\frac{23k53}{H_{fe}} + 1k \right)} \quad (4.1)$$

Neste ponto chega-se a uma situação em que H_{fe} depende da corrente I_c , e a relação entre eles é mostrada no manual por meio de um gráfico. Ou seja, não há, ou não é conhecida, uma expressão simples entre I_c e H_{fe} , que possa ser utilizada para solucionar a equação (4). Nesses casos, o que se faz é sugerir um valor para I_c e observar-se no gráfico do manual o valor de H_{fe} correspondente. Calcula-se I_c da expressão (4.1) e verifica-se se o valor de I_c sugerido pode ser aproximado pelo valor de I_c calculado. Com base nos exemplos anteriores supõe-se que a corrente de coletor se encontre entre 0,1mA e 1mA. Com esta informação tiram-se os limites típicos de H_{fe} do manual. São eles 210 e 275. Escolhe-se o valor de 250, que corresponde a um I_c de 0,45mA. O valor de I_c calculado é igual a 0,7mA. Agora sabe-se que o valor verdadeiro se encontra próximo de 0,7mA, e que o resistor de emissor aplica uma realimentação negativa no transistor. A realimentação negativa tende a tornar a polarização do circuito menos sensível às variações dos parâmetros do transistor. Por este motivo sugere-se agora que o valor de I_c seja 0,7mA. O valor de H_{fe} correspondente, retirado do manual, vale 265. Recalcula-se o valor de I_c da expressão (4.1).

$$I_c \simeq \frac{0,785}{\left(\frac{23k53}{H_{fe}} + 1k\right)} = \frac{0,785}{\left(\frac{23k53}{265} + 1k\right)} = \frac{0,785}{(88,8 + 1k)} \rightarrow \boxed{I_c = 0,72mA}$$

Observe que na expressão anterior, o valor do resistor de emissor de 1k Ω é bem superior ao valor 88,8 Ω que compõe a soma do denominador. Isso faz com que variações de H_{fe} contribuam pouco para a variação de I_c . Por este motivo é que o resistor de emissor estabiliza os parâmetros do transistor. Os valores aproximados dos parâmetros do transistor, retirados do manual, são mostrados a seguir:

Transistor	$h_{ie}(\Omega)$	h_{fe}	H_{fe}	$I_c(mA)$	$V_{be}(V)$
BC546B	10k	320	265	0,7	0,65

Pode-se chegar ao valor de I_c com um pouco menos de precisão e bem menos cálculos. Bastaria considerar que o valor da corrente de base seja nula em relação à corrente que passa por R_{b2} e R_{b1} . Sendo assim, a tensão de base seria a tensão do divisor resistivo formado por R_{b2} e R_{b1} . Observando-se o circuito (B) da figura III.2.17, a queda de tensão em R_{eq} seria nula e a expressão (3) seria aproximada para:

$$V_{eq} - R_{eq} \cdot 0 - V_{be} - R_e \cdot I_e = 0 \quad (3.1)$$

Substituindo-se os valores, chegaria-se a $I_e \simeq I_c \simeq 0,79mA$, fornecendo um erro relativo de 11%. Continuando-se a partir de $I_c = 0,71mA$, calcula-se a corrente de base:

$$i_b = \frac{I_c}{H_{fe}} = \frac{0,71 \cdot 10^{-3}}{265} \rightarrow \boxed{I_b = 2,7\mu A}$$

As tensões de emissor V_e , de base V_b , e de coletor V_c , do circuito são:

$$V_e = R_e \cdot I_e \simeq R_e \cdot I_c = 1000 \cdot 0,71 \cdot 10^{-3} \rightarrow \boxed{V_e = 0,71V} \quad (5)$$

$$V_b = V_e + V_{be} = 0,71 + 0,65 \rightarrow \boxed{V_b = 1,36V} \quad (6)$$

$$V_c = V_{cc} - R_c \cdot I_c = 5 - 2k7 \cdot 0,71 \cdot 10^{-3} \rightarrow \boxed{V_c = 3,08V} \quad (7)$$

Para o sinal V_{in1} , a configuração do transistor é emissor comum. Segundo a tabela III.2.1, a impedância de entrada Z_{in1} "vista" pela fonte V_{in1} possui a seguinte expressão:

$$Z_{in1} = [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e] // R_B \quad (8)$$

O capacitor C_3 se encontra em série na malha dos sinais, o que leva a considerar que haja uma limitação na passagem das baixas frequências dos sinais V_{in1} e V_{in2} . Sendo assim, deve-se verificar se a impedância do capacitor C_3 pode ser considerada um curto-circuito para a menor frequência do sinal V_{in1} ou V_{in2} . Caso afirmativo, R_{in2} se encontrará em paralelo com R_e , ou R_e , na expressão (8) será substituída por $R_e // R_{in2}$. Para saber se este fato ocorre deve-se determinar qual é a resistência em série

com a malha que contém o capacitor C3. A menor resistência em série será a associação série de Rin2 com a impedância de entrada do transistor para o sinal Vin2, ou seja, na configuração base comum. A expressão dessa resistência (RC3) será:

$$RC3 = Rin2 + \left[\frac{hie + RB}{(hfe + 1)} \right] // Re = Rin2 + \left[\frac{hie + (Re // Rin1)}{(hfe + 1)} \right] // Re \quad (9)$$

RB foi substituído por Req//Rin1, pois para o pior caso, ou seja, a menor resistência RC3, considera-se que a impedância de C1 seja um curto-circuito para as fontes de sinal. Calculando-se o valor de RC3, tem-se:

$$RC3 = 50 + \left[\frac{10k + (23k53 // 1k)}{(320 + 1)} \right] // 1k \rightarrow RC3 = 83 \Omega$$

A frequência de corte inferior para RC3 e a impedância de C3 se dá quando seus valores forem iguais:

$$XC3 = RC3 \rightarrow \frac{1}{\omega \cdot C3} = RC3 \rightarrow f_{ci} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RC3 \cdot C3} \rightarrow f_{ci} \simeq 2 \text{ Hz} \quad (10)$$

Como o limite inferior da faixa de frequências do sinal é de 20 Hz, dez vezes superior ao valor obtido, pode-se considerar que o capacitor C3 representa um curto-circuito para as duas fontes de sinal Vin1 e Vin2. A expressão (8) será reescrita como:

$$Zin1 = [hie + (hfe + 1) \cdot (Re // Rin2)] // RB \quad (8.1)$$

Substituindo-se os valores, tem-se:

$$Zin1 = [10k + (320 + 1) \cdot (1k // 50)] // 23k53 \rightarrow \boxed{Zin1 = 12k2 \Omega}$$

Apesar de supor-se que o capacitor C1 seja um curto-circuito para o sinal Vin1, a frequência de corte inferior, introduzida pela existência deste capacitor, ocorrerá quando o valor de XC1 for idêntico ao valor de RC1 (resistência da malha que contém C1). O valor de RC1 será a associação série de Rin1 com Req em paralelo com a impedância de entrada do transistor “vista” para dentro da base.

$$RC1 = Rin1 + \{ Re // [hie + (hfe + 1) \cdot (Re // Rin2)] \} \quad (11)$$

Substituindo-se os valores tem-se:

$$RC1 = 1k + \{ 23k53 // [10k + (320 + 1) \cdot (1k // 50)] \} \rightarrow RC1 \simeq 13k2 \Omega$$

A frequência de corte inferior para RC1 e a impedância de C1 se dá quando seus valores forem iguais:

$$\frac{1}{\omega \cdot C1} = RC1 \rightarrow f_{ci} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RC1 \cdot C1} \rightarrow f_{ci} \simeq 0,5 \text{ Hz}$$

Com este resultado afirma-se que o capacitor C1 apresenta um curto-circuito para a menor frequência do sinal.

Para o sinal Vin2, a configuração do transistor é base comum. Segundo a tabela III.2.1, a impedância de entrada Zin2 “vista” pela fonte Vin2 possui a seguinte expressão:

$$Zin2 = \left[\frac{hie + RB}{(hfe + 1)} \right] // Re \quad (12)$$

Neste caso, para conhecermos a impedância de entrada Z_{in2} , V_{cc} e V_{in1} são retirados do circuito e seus terminais são curto-circuitados. R_B , então, torna-se a associação paralela de R_{b1} , R_{b2} e R_{in1} . Calculando-se seu valor, tem-se:

$$Z_{in2} = \left[\frac{h_{ie} + (R_B // R_{in1})}{(h_{fe} + 1)} \right] // R_e = \left[\frac{10k + (23k53 // 1k)}{321} \right] // 1k \rightarrow \boxed{Z_{in2} = 33\Omega}$$

Como a impedância da fonte V_{in2} vale 50Ω , conclui-se que a maior parte da tensão V_{in2} ficará localizada em R_{in2} , como calculado na expressão (17), mais adiante.

A impedância de saída Z_0 sem considerar R_0 , conforme a tabela III.2.1, vale R_c .

$$Z_0 = R_c \rightarrow \boxed{Z_0 = 2k7\Omega}$$

Teoricamente, a tensão em um ponto qualquer do circuito pode ser considerada como o somatório das influências, neste ponto, das fontes de tensão existentes no circuito. Ou seja, calcula-se a influência de cada uma das tensões, com as outras curto-circuitadas, e somam-se todas elas. É a chamada regra associativa dos circuitos lineares. Para o cálculo do ganho será empregada esta técnica, de acordo com a seguinte equação:

$$V_0 = \frac{V_{01}}{V_{in1}} \cdot V_{in1} + \frac{V_{02}}{V_{in2}} \cdot V_{in2} \quad (13)$$

Onde V_{01} é a tensão de saída devida exclusivamente à fonte V_{in1} e V_{02} é a tensão de saída devida exclusivamente a V_{in2} .

V_{01} / V_{in1} corresponde ao ganho da configuração emissor comum, pois a fonte V_{in1} está aplicada na base do transistor e a saída V_0 é obtida no coletor. V_{02} / V_{in2} corresponde ao ganho da configuração base comum, pois a fonte V_{in2} está aplicada no emissor do transistor.

A expressão (13) pode ser escrita de modo a se separar as frações em partes mais simples. Isso facilita o entendimento do cálculo total do ganho. A expressão (13.1) apresenta esta nova visualização.

$$V_0 = \frac{V_{01}}{V_b} \cdot \frac{V_b}{V_{in1}} \cdot V_{in1} + \frac{V_{02}}{V_e} \cdot \frac{V_e}{V_{in2}} \cdot V_{in2} \quad (13.1)$$

Onde V_b é a tensão na base do transistor e V_e é a tensão no emissor do transistor. Da tabela III.2.1, tem-se para o ganho de tensão da configuração emissor comum:

$$\frac{V_{01}}{V_b} = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e} \quad (14)$$

Como a análise é para ca (correntes alternadas) e neste momento V_{in2} não existe, havendo um curto em seu lugar, o resistor R_e mencionado na equação (14) é composto pelo paralelo de R_e e R_{in2} . A impedância do capacitor C_2 foi calculada e concluiu-se ser um curto-circuito para as frequências das duas fontes V_{in1} e V_{in2} . Então, para sinais alternados, as resistências de entrada da fonte R_{in2} e do circuito seguinte R_0 têm que ser consideradas. A expressão (14) se transforma na expressão (15):

$$\frac{V_{01}}{V_b} = \frac{-h_{fe} \cdot (R_c // R_0)}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot (R_e // R_{in2})} = \frac{-320 \cdot (2k7 // 20k)}{10k + 321 \cdot (1k // 50)} \rightarrow \boxed{\frac{V_{01}}{V_b} = -30,1} \quad (15)$$

O segundo termo da expressão (13.1) é mostrado a seguir:

$$\frac{V_b}{V_{in1}} = \frac{\{R_e // [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot (R_e // R_{in2})]\}}{R_{in1} + \{R_e // [h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot (R_e // R_{in2})]\}} \rightarrow \boxed{\frac{V_b}{V_{in1}} = 0,92}$$

O quarto termo da expressão (13.1) é retirado da tabela III.2.1. Tem-se para o ganho de tensão da configuração base comum:

$$\frac{V_{0c}}{V_{in}} = \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + R_B} \quad (16)$$

Como a análise é para ca (correntes alternadas) e neste momento V_{in1} não existe, havendo um curto em seu lugar, o resistor R_B mencionado na equação (9) é composto pelo paralelo de R_{eq} e R_{in1} . A impedância do capacitor $C1$ será considerada um curto-circuito para as frequências das duas fontes V_{in1} e V_{in2} . A expressão (11) se transforma na expressão (12):

$$\frac{V_{02}}{V_e} = \frac{h_{fe} \cdot (R_c // R_0)}{h_{ie} + (R_{in1} // R_{eq})} = \frac{320 \cdot (2k7 // 20k)}{10k + (1k // 23k53)} \rightarrow \boxed{\frac{V_{02}}{V_e} = 69,5} \quad (16.1)$$

O quinto termo da expressão (13.1) é a atenuação que V_{in2} sofre devido ao divisor resistivo entre R_{in2} e a impedância de entrada na configuração base comum, considerando-se que $C1$ seja um curto-circuito nas frequências envolvidas.

$$\frac{V_e}{V_{in2}} = \frac{\left[\frac{h_{ie} + (R_{eq} // R_{in1})}{(h_{fe} + 1)} \right] // R_e}{R_{in2} + \left[\frac{h_{ie} + (R_{eq} // R_{in1})}{(h_{fe} + 1)} \right] // R_e} = \frac{\left[\frac{10k + (23k53 // 1k)}{321} \right] // 1k}{50 + \left[\frac{10k + (23k53 // 1k)}{321} \right] // 1k} \rightarrow \boxed{\frac{V_e}{V_{in2}} = 0,40} \quad (17)$$

Finalmente a expressão (13.1) pode ser calculada:

$$V_0 = -30,1 \cdot 0,92 \cdot V_{in1} + 69,5 \cdot 0,40 \cdot V_{in2} \rightarrow \boxed{V_0 = -27,7 \cdot V_{in1} + 27,8 \cdot V_{in2}}$$

@ Frequência de corte de $C2$

Observações a respeito deste exemplo:

1. Foram introduzidas duas fontes de sinal V_{in1} e V_{in2} . Este é o primeiro passo para a análise do estágio de entrada de amplificadores operacionais. Se a fonte de sinal V_{in2} fosse aplicada ao emissor do transistor, através de outro transistor na configuração coletor comum, o circuito resultante se aproximaria dos estágios de entrada dos amplificadores operacionais. Neste caso o valor do capacitor $C3$ poderia ser reduzido para um valor semelhante ao valor de $C1$.
2. As tensões na saída devido às fontes V_{in1} e V_{in2} possuem sinais opostos. Este é outro detalhe útil com vistas à análise de amplificadores operacionais.
3. Por acaso, os valores dos ganhos de tensão para cada um dos sinais são idênticos. Normalmente isso não acontece e nem há necessidade de ocorrer em amplificadores operacionais. O ganho em amplificadores operacionais é dependente dos componentes da sempre presente realimentação negativa, que estabiliza o ganho.
4. Se por algum motivo for desejado eliminar alguma fonte de sinal, basta substituí-la pela sua resistência interna e considerar seu valor nulo na expressão (13.1). Esta continua sendo válida. Isso significa dizer que se for eliminada V_{in1} , a configuração do transistor para V_{in2} será a de base comum. Se for eliminada V_{in2} , a configuração do transistor para V_{in1} será a de emissor comum.

Exemplo III.2.3.2

O circuito da figura III.2.3.3 possui seus transistores com as configurações semelhantes ao circuito de entrada de amplificadores operacionais. As frequências das fontes de sinais V_{in1} e V_{in2} variam desde 0 Hz até 20k Hz. As impedâncias internas das fontes são R_{in1} e R_{in2} .

1. Calcule os valores quiescentes de todas as correntes.
2. Calcule os valores quiescentes de todas as tensões.
3. Calcule a expressão do ganho de tensão V_0 em função de V_{in1} e V_{in2} e os seus valores.
4. Calcule a impedância de entrada Z_{in1} "vista" pela fonte V_{in1} e Z_{in2} , "vista" pela fonte V_{in2} .
5. Calcule a impedância de saída Z_0 .

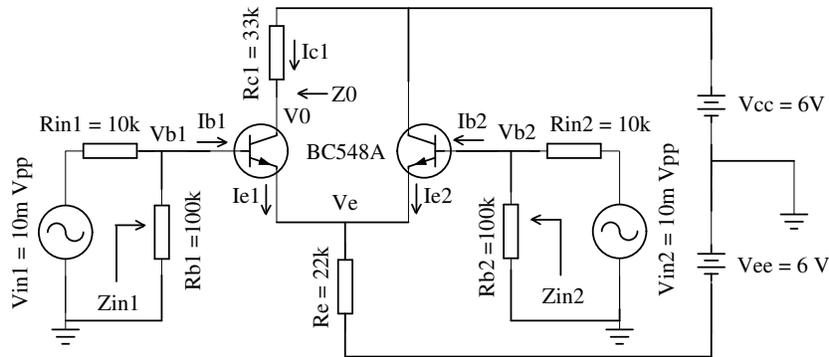


Figura III.2.3.3 – Circuito do exemplo III.2.3.2.

Solução III.2.3.2

Quando se trabalha com fontes de sinais que podem conter níveis contínuos de tensão, não se pode usar capacitores em série com o percurso do sinal, pois como já visto nos exemplos anteriores, eles limitam a resposta em baixas frequências. É necessário que o acoplamento seja direto para que a componente contínua possa ser aproveitada. Por outro lado, é necessário polarizar os transistores para que estes trabalhem dentro da faixa de corrente desejada. Esta polarização não pode alterar o nível contínuo do sinal, ou seja, não pode somar-se ou subtrair-se à componente contínua do sinal. Outro detalhe é que as fontes de sinais também poderão conter níveis negativos de tensão. Para que todos estes detalhes possam ser compatibilizados, é necessário que o circuito possua duas fontes simétricas de alimentação. Procedendo-se assim, todas as possíveis tensões geradas pelas fontes de sinais não farão com que os transistores trabalhem fora de sua região linear. Isso significa que os circuitos equivalentes dos transistores continuam sendo válidos, e consequentemente, podem ser utilizados para calcular suas tensões e correntes.

Primeiramente será calculada a polarização dos transistores. Usando-se a lei de Kirchoff das tensões na malha de base e emissor e fazendo-se um curto-circuito nas fontes de sinais, tem-se:

$$0 - (R_{in1} // R_{b1}) \cdot I_{b1} - V_{be} - V_{Re} + V_{ee} = 0 \quad (1)$$

Substituindo-se I_{b1} por $I_{e1} / (H_{fe} + 1)$, tem-se:

$$0 - (R_{in1} // R_{b1}) \cdot \frac{I_{e1}}{(H_{fe} + 1)} - V_{be} - V_{Re} + V_{ee} = 0 \quad (1.1)$$

$$V_{Re} = R_e \cdot (I_{e1} + I_{e2}) \approx 2 \cdot R_e \cdot I_{e1} \quad (2)$$

Considerou-se que o valor de I_{e1} seja igual ao valor de I_{e2} , porque possuem idênticos circuitos de base. Substituindo-se V_{Re} da equação (2) na equação (1.1) e colocando-se I_{e1} em evidência, tem-se:

$$-\left[\frac{(R_{in1} // R_{b1})}{(H_{fe} + 1)} + 2 \cdot R_e \right] \cdot I_{e1} - V_{be} + V_{ee} = 0 \quad (3)$$

As incógnitas da equação (3) são H_{fe} e I_{e1} . Como já visto, o valor de H_{fe} é função da corrente de coletor. Para se ter uma boa noção do valor desta corrente, será considerada, em princípio, que a queda de tensão nas resistências R_{in1} e R_{b1} sejam nulas. A equação (3) é aproximada para:

$$-2 \cdot R_e \cdot I_{e1}' - V_{be} + V_{ee} = 0 \rightarrow I_{e1}' = \frac{V_{ee} - V_{be}}{2 \cdot R_e} \rightarrow I_{e1}' = 122 \mu A$$

Do manual, para o transistor BC548A, têm-se os seguintes valores típicos:

Transistor	hie(Ω)	hfe	Hfe	Ic(mA)	Vbe(v)
BC548A	40k	160	127	0,12	0,65

Substituindo-se H_{fe} na equação (3) e calculando-se I_{e1} , tem-se:

$$-\left[\frac{(10k // 100k)}{128} + 2 \cdot 22k\right] \cdot I_{e1} - 0,65 + 6 = 0 \rightarrow \boxed{I_{e1} = I_{e2} = 121 \mu A}$$

Como pode ser observada, a estimativa anterior é bem próxima do valor encontrado. O valor de I_{b1} será idêntico ao valor de I_{b2} :

$$I_{b1} = \frac{I_{e1}}{(H_{fe} + 1)} = \frac{121 \cdot 10^{-6}}{128} \rightarrow \boxed{I_{b1} = I_{b2} = 0,95 \mu A}$$

O valor de V_e será:

$$V_e = -V_{ee} + V_{Re} = -6 + 2 \cdot 22k \cdot 121 \cdot 10^{-6} \rightarrow \boxed{V_e = -0,676 V}$$

Também por simetria, o valor de V_{b1} será idêntico ao valor de V_{b2} .

$$V_{b1} = 0 - (R_{in1} // R_{b1}) \cdot I_{b1} = \frac{-(R_{in1} // R_{b1}) \cdot I_{e1}}{(H_{fe} + 1)} \rightarrow \boxed{V_{b1} = V_{b2} = -8,7 mV}$$

Observa-se que a consideração anterior estava correta. Em termos de polarização, a queda de tensão nas resistências R_{in1} e R_{b1} , em relação à fonte de tensão V_{ee} , pode ser considerada nula. Por outro lado, como as fontes de sinais contêm níveis contínuos, o valor da tensão de polarização V_{b1} seria uma tensão indesejável, uma vez que não faz parte do sinal original.

O valor de V_0 quiescente (V_{0q}) será:

$$V_{cc} - R_{c1} \cdot I_{e1} - V_{0q} = 0 \rightarrow V_{cc} - R_{c1} \cdot H_{fe} \cdot I_{b1} - V_{0q} = 0 \rightarrow \boxed{V_{0q} = 2,02 V}$$

Após determinada a polarização passa-se ao cálculo da expressão geral de V_0 . Esta é função dos sinais V_{in1} e V_{in2} , e seus respectivos ganhos G_1 e G_2 .

$$V_0 = V_{01} + V_{02} = G_1 \cdot V_{in1} + G_2 \cdot V_{in2} = \frac{V_{01}}{V_{b1}} \cdot \frac{V_{b1}}{V_{in1}} \cdot V_{in1} + \frac{V_{02}}{V_e} \cdot \frac{V_e}{V_{b2}} \cdot \frac{V_{b2}}{V_{in2}} \cdot V_{in2} \quad (4)$$

Para a determinação da expressão da primeira parcela, que é função da fonte V_{in1} e independente de V_{in2} , pode-se considerar todas as outras fontes como nulas e seus terminais curto-circuitados. É a regra associativa dos circuitos lineares.

$$\frac{V_{b1}}{V_{in1}} = \frac{Z_{in1} \cdot I}{(R_{in1} + Z_{in1}) \cdot I} = \frac{Z_{in1}}{R_{in1} + Z_{in1}} \quad (5)$$

De acordo com a tabela III.2.1, a impedância de entrada para a configuração emissor comum é a associação paralela de R_{b1} e a impedância de entrada do primeiro transistor, "vista" para dentro de sua base Z_{inQ1} .

$$Z_{in1} = R_{b1} // Z_{inQ1} \quad (6)$$

$$Z_{inQ1} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot Z_e \quad (7)$$

Onde Z_e é a impedância "vista" pelo emissor do primeiro transistor, ou seja, R_e em paralelo com a impedância "vista" para dentro do emissor do segundo transistor.

$$Z_e = R_e // Z_{eQ2} \quad (8)$$

$$Z_{eQ2} = \frac{h_{ie} + (R_{b2} // R_{in2})}{(h_{fe} + 1)} = \frac{40k + (100k // 10k)}{161} \rightarrow Z_{eQ2} = 305 \Omega \quad (9)$$

Da expressão (8), tem-se:

$$Z_e = R_e // Z_{eQ2} = 22k // 305 \rightarrow Z_e = 301\Omega$$

Da expressão (7), tem-se:

$$Z_{inQ1} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot Z_e = 40k + 161 \cdot 301 \rightarrow Z_{inQ1} = 88.641\Omega$$

Da expressão (6), tem-se Z_{in1} , que por simetria, possui o mesmo valor de Z_{in2} :

$$Z_{in1} = R_{b1} // Z_{inQ1} = 100k // 88641 \rightarrow \boxed{Z_{in1} = Z_{in2} = 46.989\Omega}$$

Da expressão (5), tem-se:

$$\frac{V_{b1}}{V_{in1}} = \frac{Z_{in1}}{R_{in1} + Z_{in1}} = \frac{46989}{10k + 46989} \rightarrow \boxed{\frac{V_{b1}}{V_{in1}} = \frac{V_{b2}}{V_{in2}} = 0,83}$$

Para o ganho V_{O1} / V_{b1} deve-se observar que a resistência “vista” pelo emissor é a expressão (8).

$$\frac{V_{O1}}{V_{b1}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_{c1}}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot Z_e} = \frac{-160 \cdot 33k}{40k + 161 \cdot 301} \rightarrow \boxed{\frac{V_{O1}}{V_{b1}} \simeq -60}$$

Observar também, que a saída do sinal se encontra no coletor do primeiro transistor. O caminho dos sinais de entrada V_{in1} e V_{in2} não é simétrico em relação ao coletor do primeiro transistor. V_{in1} passa pelo primeiro transistor em configuração emissor comum. V_{in2} passa pelo segundo transistor em configuração coletor comum e pelo primeiro transistor em configuração base comum. Calculando-se os termos da expressão (4), tem-se:

$$\frac{V_{O2}}{V_e} = \frac{h_{fe} \cdot R_{c1}}{h_{ie} + (R_{b1} // R_{in1})} = \frac{160 \cdot 33k}{40k + (100k // 10k)} \rightarrow \boxed{\frac{V_{O2}}{V_e} \simeq 108}$$
$$\frac{V_e}{V_{b2}} = \frac{(h_{fe} + 1) \cdot Z_e}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot Z_e} = \frac{161 \cdot 301}{40k + 161 \cdot 301} \rightarrow \boxed{\frac{V_e}{V_{b2}} \simeq 0,55}$$

$$V_O = -60 \cdot 0,83 \cdot V_{in1} + 108 \cdot 0,55 \cdot 0,83 \cdot V_{in2}$$

$$\boxed{V_O = -49,8 \cdot V_{in1} + 49,3 \cdot V_{in2}} \quad (4.1)$$

A impedância de saída Z_O é o próprio resistor R_{c1} , uma vez que o circuito equivalente do transistor possui uma fonte de corrente no coletor, e esta, teoricamente, possui impedância interna infinita.

$$Z_O = R_{c1} \rightarrow \boxed{Z_O = 33k\Omega}$$

Observações sobre este circuito:

1. Este circuito apresenta acoplamento direto, ou seja, não há frequência de corte inferior desde qualquer um dos sinais de entrada até a saída. Tensões contínuas são amplificadas até a saída da mesma forma que as alternadas. Para que isso fosse possível, foi necessária a introdução de uma fonte de alimentação negativa V_{ee} .
2. Este circuito é muito utilizado para compor o estágio de entrada de amplificadores operacionais. Neste caso, normalmente o resistor R_e é substituído por um circuito que simula uma fonte de corrente. Isso permite que as correntes quiescentes de emissor I_{e1} e I_{e2} não variem com a variação das fontes de alimentação V_{cc} e V_{ee} .
3. Há uma pequena tensão quiescente de base, indesejável por não fazer parte do sinal de entrada. Esta tensão está presente nas duas bases e serão amplificadas até a saída. Nos amplificadores operacionais o circuito de saída é projetado para que a tensão quiescente seja nula. Como a expressão (4.1) indica que os dois sinais apresentam um ganho semelhante, porém invertidos, as tensões quiescentes de base

também tendem a se anular. Com a tecnologia de montagem dos amplificadores operacionais consegue-se que os transistores de entrada, como os vistos neste exemplo, possuam os valores dos seus parâmetros praticamente idênticos. Esta igualdade também é válida para uma boa faixa da temperatura de operação. As pequenas diferenças provocarão pequenas diferenças na tensão de saída. Este detalhe é um dos fatores que determinam a qualidade de um amplificador operacional.

Continua daqui @ -

Regra associativa das tensões e correntes dos circuitos lineares. Colocar na teoria.

IV – Circuitos especiais com transistores

IV.1 - Transistores como fontes de tensão

Em muitas ocasiões é necessário dispor de uma fonte de tensão para polarizar algum dispositivo, tais como apresentadas nos exemplos 1, 2, 3, 4 e 5. Toda fonte de tensão apresenta uma resistência interna. Se a fonte de tensão puder possuir uma resistência interna com valor de alguns milhares ou mesmo centenas de ohms, ela pode ser facilmente implementada por um divisor resistivo de tensão. O exemplo a seguir mostra como projetar uma fonte de tensão com divisor resistivo.

IV.2 – Transistores como fontes de corrente

V - Dissipação em semicondutores.

VI - AMPOP

pzkvtv234@yahoo.com.br

pzktv234@yahoo.com.br