

Anexo

Análise de Pequenos Sinais do BJT

Meta deste capítulo

Relembrar os principais conceitos e técnicas envolvidos na análise de pequenos sinais de transistores bipolares.

objetivos

- Apresentar a importância da análise de pequenos sinais;
- Analisar alguns circuitos com transistores bipolares de junção;
- Resolver exercícios envolvendo análise de pequenos sinais;
- Realizar a simulação de circuitos de amplificadores com BJT.

Pré-requisitos

Ter estudado o capítulo referente a análise em corrente contínua (polarização) de transistores bipolares de junção.

Continuidade

A continuidade deste estudo se dará pela análise de outros modelos de pequenos sinais de transistores bipolares de junção.

Prof. Clóvis Antônio Petry.
Florianópolis, outubro de 2012.

1 Introdução

O emprego de transistores bipolares de junção (BJTs) em circuitos eletrônicos é muito frequente, o que também ocorre com circuitos osciladores e multivibradores.

Especialmente em circuitos osciladores discretos, operando em altas frequências, é usual a utilização de transistores bipolares de junção, além de outras tecnologias de transistores e amplificadores operacionais.

Além disso, circuitos amplificadores de pequenas, médias ou altas potências utilizam comumente transistores bipolares de junção no estágio principal ou de pré-amplificação, o que torna a análise em corrente alternada de conhecimento obrigatório ao estudante de eletrônica.

Este capítulo pretende lembrar ao estudante os principais conceitos e técnicas envolvidos na análise de pequenos sinais com transistores bipolares de junção.

2 Considerações Iniciais

Aproveitando-se os conteúdos revisados no anexo I, referente a polarização de circuitos com transistores bipolares de junção, deve-se ter em mente que:

- Em circuitos amplificadores e osciladores, podem ser empregados transistores do tipo NPN ou PNP, indistintamente;
- A polarização do transistor deve proporcionar sua operação na região ativa (linear);
- O transistor deve operar na faixa de frequências em que o circuito irá funcionar.

Na Figura 1 mostra-se um amplificador com transistor bipolar de junção, onde nota-se a presença dos capacitores de acoplamento/desacoplamento C_1 e C_2 , que tem como funções principais:

- Acoplamento CA – O sinal em corrente alternada da entrada deve ser conduzido ao amplificador, assim como o sinal amplificado deve ser conduzido para a saída;
- Desacoplamento CC – As tensões e correntes de polarização do transistor não devem ser aplicadas ao circuito de origem do sinal (microfone, receptor, mp3 player, etc.) e a carga do circuito (fone de ouvido, alto-falante, amplificador de potência, etc.);
- Desacoplamento CC – As tensões e correntes dos circuitos de geração de sinais, ligados à entrada do amplificador em estudo, e dos circuitos de carga, ligados na saída do amplificador, não devem interferir na polarização CC do transistor bipolar de junção.

No circuito da Figura 1, idealmente, os capacitores deveriam ser considerados circuitos abertos para corrente contínua e curto-circuito para corrente alternada. Isso aconteceria na frequência zero (CC) e na frequência infinita em corrente alternada. Na prática, como os amplificadores e osciladores operam em frequências com valores finitos, os capacitores deveriam ter valores grandes para apresentarem pequena impedância em corrente alternada, o que aumenta o volume e custo do equipamento. Assim, o valores destes capacitores deve ser escolhido em função da frequência de operação do circuito e da impedância desejada, evitando que a mesma provoque quedas de tensão significativas no circuito. Em outras palavras, a impedância do capacitor deve ser bem menor (dez vezes) do que a menor impedância em corrente alternada no mesmo ramo do circuito. Este critério ficará mais claro ao final deste capítulo, quando ter-se-á condições de determinar a impedância dos elementos do circuito de entrada e de saída do amplificador.

$$|X_c| = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot F \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot \infty \cdot C} = 0\Omega;$$

$$|X_c| = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot F \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 0 \cdot C} = \infty\Omega.$$

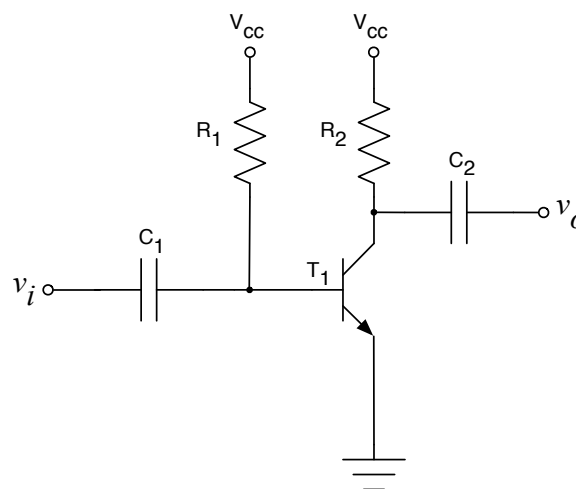


Figura 1 – Amplificador simples com transistor bipolar de junção.

3 Amplificador com Polarização Simples

Em virtude de sua simplicidade, inicialmente será feita análise do circuito amplificador com polarização simples, mostrado na Figura 1.

Antes de se iniciar a análise de pequenos sinais (em corrente alternada), deve-se garantir que a polarização do transistor esteja na região ativa. Deste modo, precisa-se primeiramente fazer a análise em corrente contínua do amplificador mostrado na Figura 1.

3.1 Análise CC

A partir do circuito da Figura 1, pode-se obter o circuito da Figura 2, que será utilizado para análise em corrente contínua do amplificador em estudo.

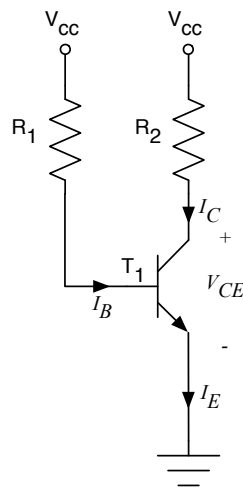


Figura 2 – Circuito em corrente contínua do amplificador simples com BJT.

Na malha da base, pode-se escrever:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1}.$$

Já na malha do coletor, tem-se:

$$I_C = \beta \cdot I_B;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_2 \cdot I_C;$$

$$I_E = I_C + I_B.$$

3.2 Análise CA

A partir do circuito da Figura 1, considerando que os capacitores sejam um curto-circuito (baixa impedância) em corrente alternada, obter-se-á o circuito da Figura 3.

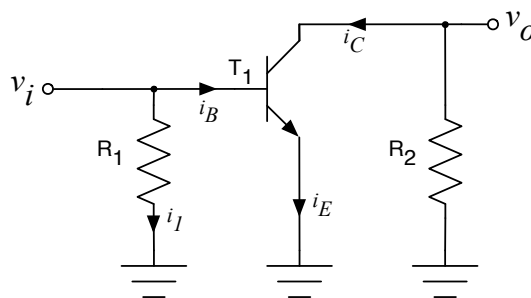


Figura 3 – Circuito em corrente alternada do amplificador simples com BJT.

Observando a malha da base do transistor, nota-se que não há impedância que limite a corrente de base, pois:

$$v_{BE} = v_i.$$

Deste modo, se considerarmos um modelo linear para o transistor bipolar de junção, a corrente de base seria infinita, levando a uma corrente de coletor também com valor infinito, o que na prática não condiz com a realidade.

Assim, neste trabalho será utilizado o modelo apresentado por Ebers-Moll, largamente utilizado na análise de pequenos sinais de circuitos com transistores bipolares de junção [1, 2].

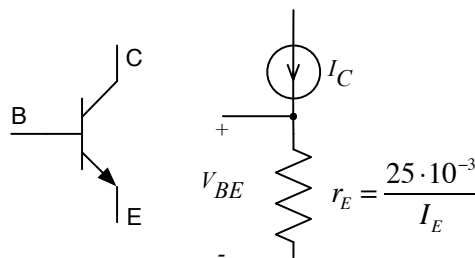


Figura 4 – Circuito equivalente CA do BJT conforme o modelo de Ebers-Moll.

Na Figura 4, a resistência que aparece no emissor (r_E) é uma resistência interna ao transistor, definida pelo circuito de polarização do mesmo, determinada por:

$$r_E = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_E}.$$

Esta resistência é representada por r_E e não por R_E , pois aparece apenas no modelo de pequenos sinais (CA) do transistor.

Aplicando o modelo de Ebers-Moll ao circuito da Figura 3, obtém-se o circuito para análise de pequenos sinais do transistor conforme a Figura 5.

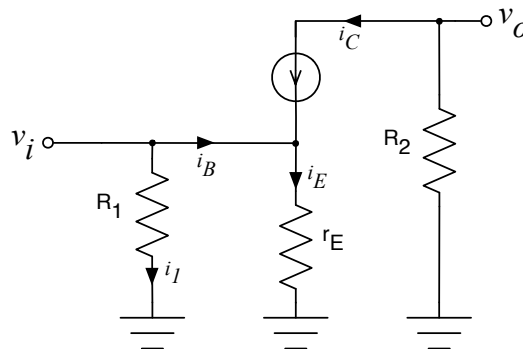


Figura 5 – Circuito para análise CA do amplificador simples empregando o modelo de Ebers-Moll.

Proceder-se-á a análise do circuito da Figura 5. Inicialmente, pode-se determinar a tensão sobre o resistor de emissor e sua corrente:

$$v_E = v_i;$$

$$i_E = \frac{v_E}{r_E} = \frac{v_i}{r_E}.$$

Por outro lado, a corrente de emissor será:

$$i_E = i_B + i_C;$$

$$i_E = \frac{i_C}{\beta} + i_C = i_C \cdot \frac{(1+\beta)}{\beta}.$$

Mas a corrente de coletor será:

$$i_C = -\frac{v_o}{R_2}.$$

Portanto, podemos utilizar as expressões anteriores e determinar o ganho do circuito, ou seja, a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada:

$$\frac{v_i}{r_E} = -\frac{v_o}{R_2} \cdot \frac{(1+\beta)}{\beta};$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{r_E} \cdot \frac{(1+\beta)}{\beta}.$$

Normalmente o ganho do transistor (β) tem um valor elevado, resultando na seguinte simplificação:

$$\beta \gg 1;$$

$$1 + \beta \approx \beta;$$

$$\frac{(1+\beta)}{\beta} \approx \frac{\beta}{\beta} = 1;$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{r_E} \cdot \frac{(1+\beta)}{\beta} = -\frac{R_2}{r_E} \cdot 1;$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{r_E}.$$

Conclui-se daí que o ganho do circuito dependerá da resistência de coletor (R_2) e da corrente de polarização do transistor, visto r_E ser calculado em função de I_E .

3.3 Comprovação por Simulação

Com objetivo de verificar por simulação os resultados obtidos na análise teórica realizada, simulou-se o circuito da Figura 6 no *software* de simulação de circuitos Multisim.

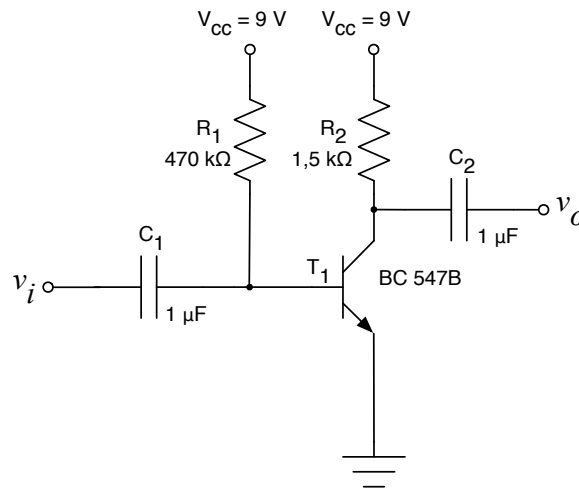


Figura 6 – Circuito para simulação do amplificador simples.

Procedendo-se a análise em corrente contínua, obtém-se os resultados a seguir. Considerou-se o ganho do transistor BC547B como sendo de 200.

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} = \frac{9 - 0,7}{470k} = 17,6 \mu A;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 200 \cdot 17,6 \mu = 3,5 mA;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_2 \cdot I_C = 9 - 1,5k \cdot 3,5m = 5,3 V;$$

$$I_E = I_C + I_B = 3,5m + 17,6 \mu = 3,52 mA.$$

Já para análise de pequenos sinais se tem:

$$r_E = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_E} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{3,52m} = 7 \Omega;$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{r_E} = -\frac{1,5k}{7} = -214,3 V/V.$$

Assim, considerando um sinal de entrada senoidal, de 1 kHz, sua amplitude deve ser baixa para evitar distorção no sinal de saída.

A amplitude máxima que o sinal de saída poderá ter será:

$$v_{o_{\max}} = V_{cc} - V_{CE} = 9 - 5,3 = 3,7 V = v_{o_pico};$$

$$v_{o_{\min}} = 0 V.$$

Portanto, o sinal de entrada terá a seguinte amplitude:

$$v_{i_{\max}} = \frac{v_{o_{\max}}}{G} = \frac{3,7}{214,3} = 17,3mV ;$$

$$v_{i_{\text{rms}}} = \frac{v_{i_{\max}}}{\sqrt{2}} = \frac{17,3m}{\sqrt{2}} = 12,2mV .$$

Por fim, o circuito da Figura 6 foi simulado no software Multisim, conforme mostrado na Figura 7. O resultado da simulação em corrente contínua é mostrado na Figura 8. Nota-se que a corrente na base está com valor muito próximo do calculado, enquanto a corrente de coletor está maior, o que significa que o ganho do transistor está acima do considerado ($\beta=200$). Por isso, a tensão entre coletor e emissor é menor do que a calculada.

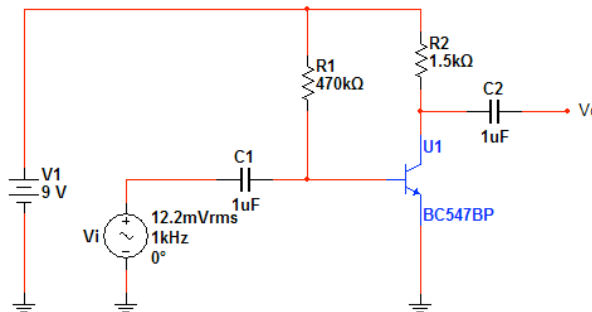


Figura 7 – Circuito simulado no Multisim.

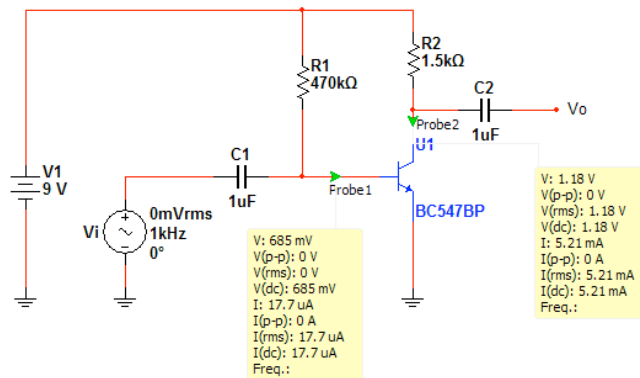


Figura 8 – Resultado da simulação em corrente contínua do amplificador simples.

Aplicando-se na entrada do circuito um sinal senoidal com amplitude de 12,2 mV, obtêm-se as formas de onda mostradas na Figura 9. Nota-se uma distorção no sinal de saída, justamente no semiciclo negativo, ou seja, quando v_i tem sua amplitude máxima, visto o amplificador ter ganho negativo (inverte o sinal de entrada). Esta distorção ocorre pelo fato do ganho do transistor (β) estar acima do considerado ($\beta=200$). Assim, deve-se diminuir o sinal de entrada para 3 mV, obtendo-se então uma tensão de saída sem distorção, conforme mostrado na Figura 10. Observando os valores mostrados na figura, nota-se que a tensão de entrada foi multiplicada por 1000, para facilitar a

visualização. As amplitudes máximas foram, respectivamente:

$$v_{o\max} = 984,6 \text{ mV} ;$$

$$v_{i\max} = 4,24 \text{ mV} ;$$

$$G = -\frac{v_{o\max}}{v_{i\max}} = -\frac{984,6 \text{ m}}{4,24 \text{ m}} = -232,2 \text{ V/V} .$$

Portanto confirma-se que o ganho é maior do que o esperado inicialmente, conforme comentado na simulação em corrente contínua. Assim, a resistência de emissor, utilizada pelo simulador Multisim para simular o transistor BC547B foi:

$$r_E = \left| -\frac{R_2}{G = \frac{v_o}{v_i}} \right| = \left| \frac{1500}{232,2} \right| = 6,46 \Omega .$$

Este valor está próximo daquele calculado na análise teórica (de 7Ω), comprovando o que era esperado, visto a corrente de coletor, e por conseguinte a de emissor, terem sido maiores na simulação do que na análise teórica.

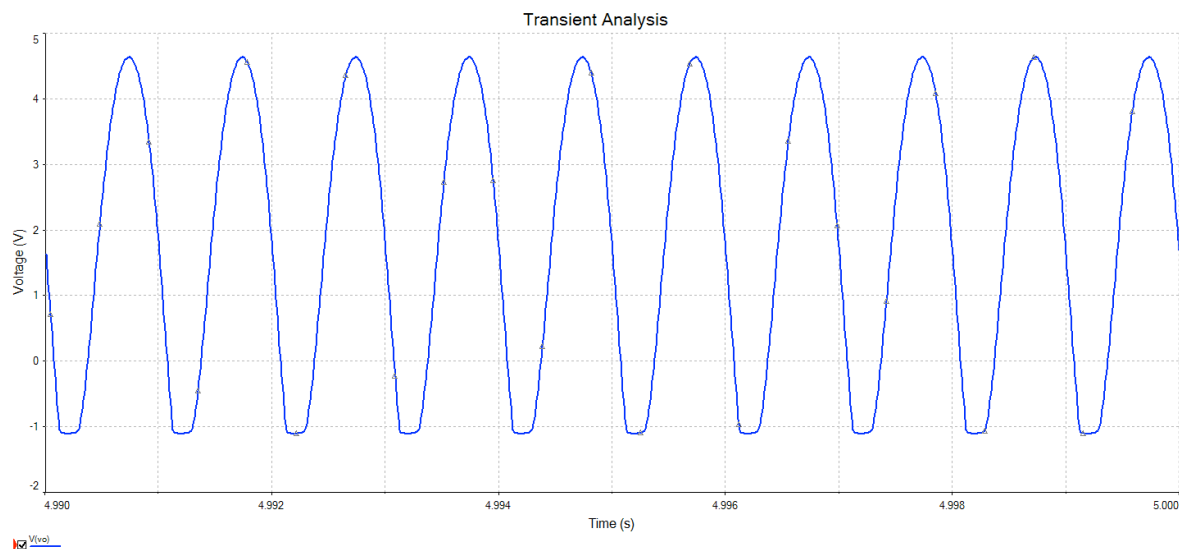


Figura 9 – Resultado da simulação em corrente alternada do amplificador simples.

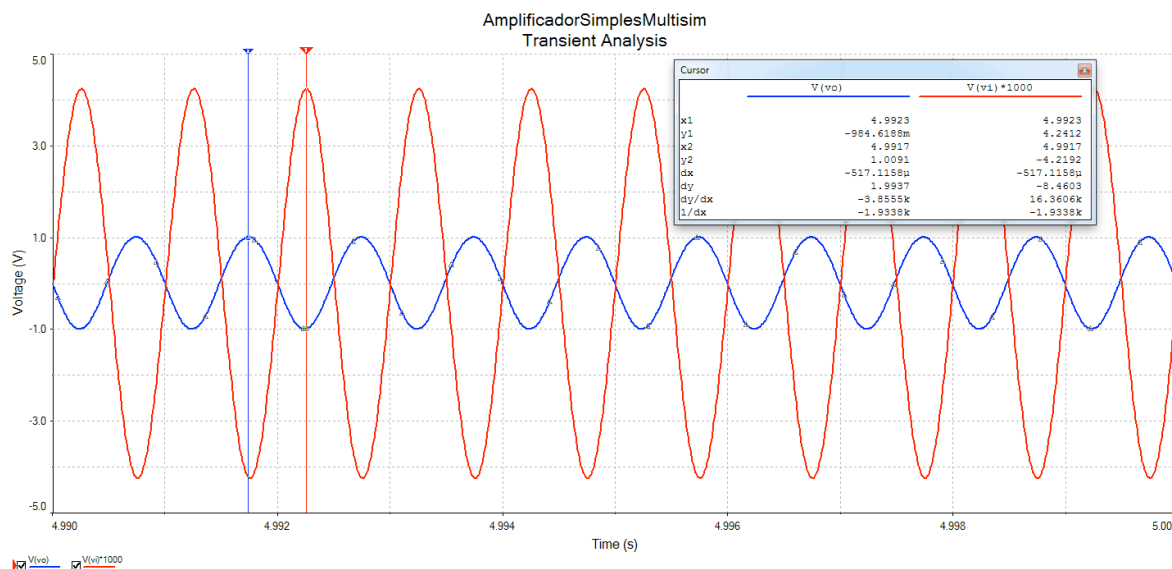


Figura 10 – Simulação do amplificador com tensão menor na entrada.

3.4 Considerações Finais

Pelos resultados obtidos na análise teórica e por simulação, notou-se que o ganho do amplificador simples com transistor bipolar de junção é alto, pois é inversamente proporcional ao valor da resistência de emissor, obtida com o modelo de Ebers-Moll. Este valor de resistência é baixo, levando a altos valores de ganho.

O ganho CA do amplificador em estudo pode ser diminuído inserindo-se um resistor externo de emissor, o que será estudado na sequência.

Além disso, a estabilidade do circuito com a temperatura pode ser melhorada utilizando outros circuitos de polarização do transistor. Portanto, no próximo item será estudado o circuito de polarização do transistor com divisor de tensão na base.

4 Amplificador com Polarização por Divisor de Tensão

O amplificador com transistor bipolar de junção e polarização de base por divisor de tensão é mostrado na Figura 11. Além do divisor de tensão na base, também foi inserido um resistor de emissor para diminuir o ganho CA e melhorar a estabilidade do circuito para variações de temperatura.

Do mesmo modo como foi feito com o amplificador do item anterior, quando foi realizada inicialmente a análise em corrente contínua, seguida da análise de pequenos sinais empregando o modelo de Ebers-Moll, também para este circuito será utilizada esta metodologia.

As dificuldades no entendimento e estudo do circuito de polarização podem ser diminuídas estudando cuidadosamente o capítulo referente a polarização de transistores bipolares de junção.

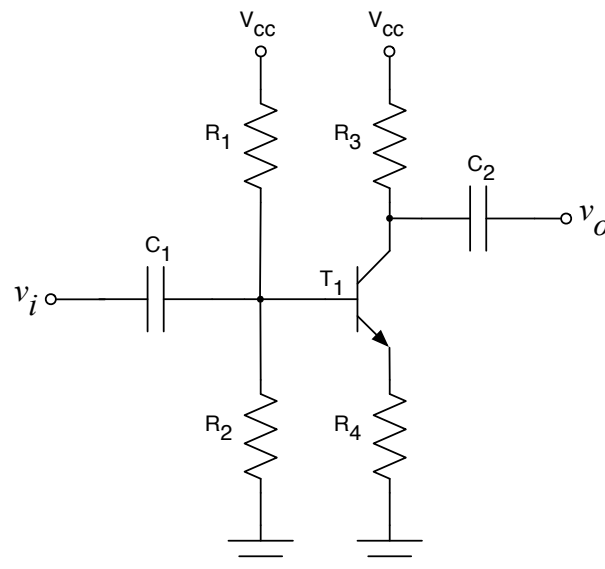


Figura 11 – Amplificador com BJT e divisor de tensão na base e resistor de emissor.

4.1 Análise CC

A partir do circuito da Figura 11, pode-se obter o circuito da Figura 12, que será utilizado para análise em corrente contínua do amplificador em estudo.

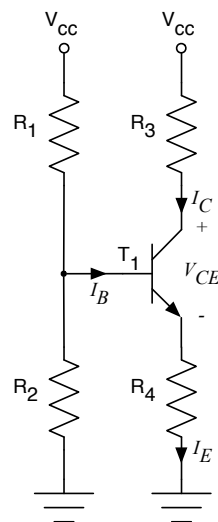


Figura 12 – Circuito em corrente contínua do amplificador com divisor de tensão e resistor de emissor.

Com o objetivo de simplificar a análise deste circuito, será substituído o circuito de polarização de base por seu equivalente de Thévenin, conforme mostrado na Figura 12.

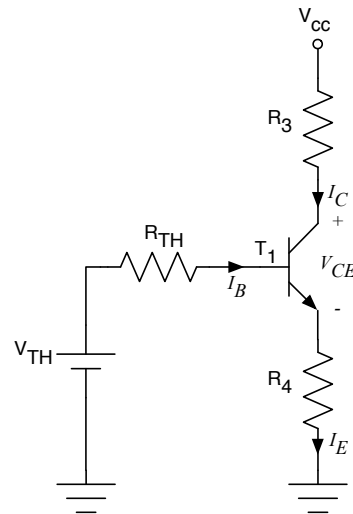


Figura 13 – Equivalente de Thévenin do circuito da Figura 12.

A tensão e resistência de Thévenin serão:

$$V_{TH} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2};$$

$$R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

A tensão sobre o resistor de emissor será:

$$V_E = R_4 \cdot I_E.$$

Na malha da base, pode-se escrever:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E}{R_{TH}}.$$

Já na malha do coletor, tem-se:

$$I_C = \beta \cdot I_B;$$

$$I_E = I_C + I_B;$$

$$I_E = I_C + I_B;$$

$$I_E = \beta \cdot I_B + I_B = I_B \cdot (1 + \beta).$$

Então pode-se escrever:

$$\frac{V_E}{R_4} = I_B \cdot (1 + \beta);$$

$$V_E = R_4 \cdot I_B \cdot (1 + \beta).$$

Portanto, a corrente de base será:

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}} - \frac{V_E}{R_{TH}};$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}} - \frac{R_4 \cdot I_B \cdot (1 + \beta)}{R_{TH}};$$

$$I_B \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_{TH}} \cdot (1 + \beta) \right) = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}};$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_4}{R_{TH}} \cdot (1 + \beta)};$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + R_4 \cdot (1 + \beta)}.$$

As demais variáveis serão:

$$I_C = \beta \cdot I_B;$$

$$I_E = I_C + I_B;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_3 \cdot I_C - R_4 \cdot I_E.$$

4.2 Análise CA

A partir do circuito da Figura 11, considerando que os capacitores sejam um curto-circuito (baixa impedância) em corrente alternada, obter-se-á o circuito da Figura 14.

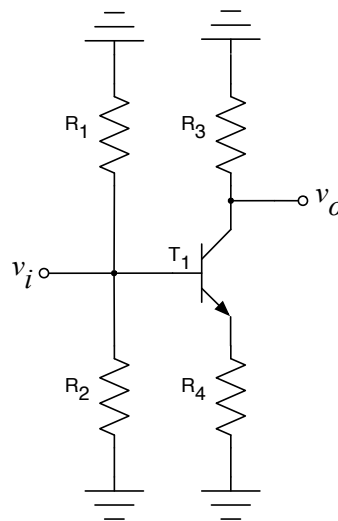


Figura 14 – Circuito para análise CA.

Aplicando o modelo de Ebers-Moll ao circuito da Figura 14 obtém-se o circuito equivalente para análise de pequenos sinais da Figura 15.

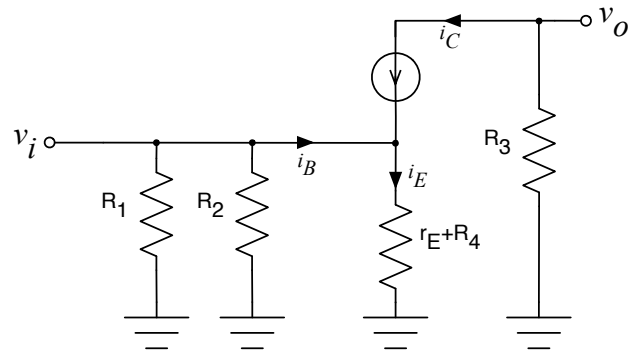


Figura 15 – Circuito para análise CA do amplificador em estudo empregando o modelo de Ebers-Moll.

Inicialmente, pode-se determinar a tensão sobre o resistor de emissor e sua corrente:

$$v_E = v_i;$$

$$i_E = \frac{v_E}{r_E + R_4} = \frac{v_i}{r_E + R_4}.$$

Por outro lado, a corrente de emissor será:

$$i_E = i_B + i_C;$$

$$i_E = \frac{i_C}{\beta} + i_C = i_C \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta}.$$

Mas a corrente de coletor será:

$$i_C = -\frac{v_o}{R_3}.$$

Portanto, podemos utilizar as expressões anteriores e determinar o ganho do circuito, ou seja, a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada:

$$\frac{v_i}{r_E + R_4} = -\frac{v_o}{R_3} \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta};$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_3}{r_E + R_4} \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta}.$$

Normalmente o ganho do transistor (β) tem um valor elevado, resultando na seguinte simplificação:

$$\beta \gg 1;$$

$$1 + \beta \approx \beta;$$

$$\frac{(1 + \beta)}{\beta} \approx \frac{\beta}{\beta} = 1;$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_3}{r_E + R_4} \cdot \frac{(1 + \beta)}{\beta} = -\frac{R_3}{r_E + R_4} \cdot 1;$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_3}{r_E + R_4}.$$

Conclui-se daí que o ganho do circuito dependerá da resistência de coletor (R_2) e da resistência total no emissor, ou seja, da soma da resistência interna (r_E) e a resistência externa (R_4).

O ganho deste circuito, quando comparado ao amplificador simples estudado anteriormente, será menor, pois o elemento R_4 no divisor da expressão tende a diminuir seu resultado.

Outro ponto a destacar é o fato de que o divisor de tensão da base não afeta o ganho de pequenos sinais do amplificador, mas apenas o ponto de operação em corrente contínua do circuito.

4.3 Comprovação por Simulação

Com objetivo de verificar por simulação os resultados obtidos na análise teórica realizada, simulou-se o circuito da Figura 16 no *software* de simulação de circuitos Multisim.

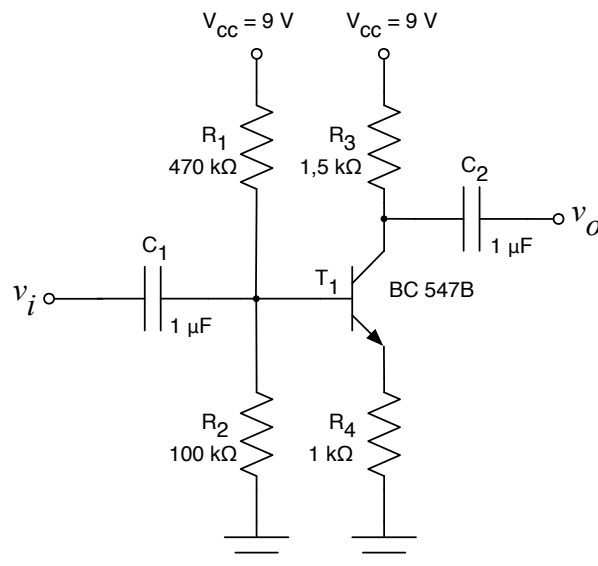


Figura 16 – Circuito para simulação do amplificador com divisor de tensão e resistor de emissor.

Procedendo-se a análise em corrente contínua, obtém-se os resultados a seguir. Considerou-se o ganho do transistor BC547B como sendo de 200.

$$V_{TH} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{9 \cdot 100k}{470k + 100k} = 1,58V ;$$

$$R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{470k \cdot 100k}{470k + 100k} = 82,46k\Omega ;$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + R_4 \cdot (1 + \beta)} = \frac{1,58 - 0,7}{82,46k + 1k \cdot (1 + 200)} = 3,1\mu A ;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 200 \cdot 3,1\mu = 0,62mA ;$$

$$I_E = I_C + I_B = 0,62m + 3,1\mu = 0,623mA ;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_3 \cdot I_C - R_4 \cdot I_E = 9 - 1,5k \cdot 0,62m - 1k \cdot 0,623m = 7,45V .$$

Já para análise de pequenos sinais se tem:

$$r_E = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_E} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{0,623m} = 40,13\Omega ;$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_3}{r_E + R_4} = -\frac{1,5k}{40,13 + 1k} = -1,44V/V .$$

Assim, considerando um sinal de entrada senoidal, de 1 kHz, sua amplitude deve ser baixa para evitar distorção no sinal de saída.

A amplitude máxima que o sinal de saída poderá ter será:

$$v_{o\max} = V_{cc} - V_{CE} = 9 - 7,45 = 1,55V = v_{o_pico} ;$$

$$v_{o\min} = 0V .$$

Portanto, o sinal de entrada terá a seguinte amplitude:

$$v_{i\max} = \frac{v_{o\max}}{G} = \frac{1,55}{1,44} = 1,08V ;$$

$$v_{i\text{rms}} = \frac{v_{i\max}}{\sqrt{2}} = \frac{1,08}{\sqrt{2}} = 0,76V .$$

Por fim, o circuito da Figura 16 foi simulado no software Multisim, conforme mostrado na Figura 17. O resultado da simulação em corrente contínua é mostrado na Figura 18. Nota-se que os valores estão próximos, mas abaixo, dos valores calculados.

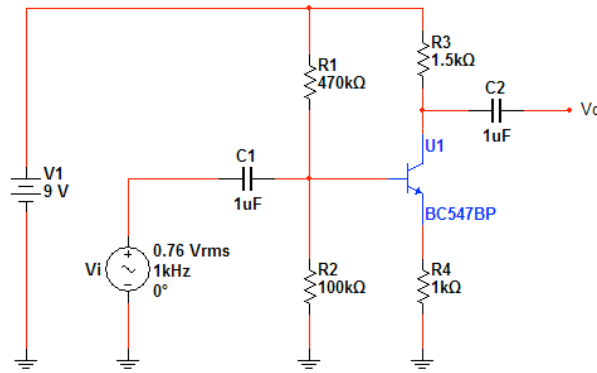


Figura 17 – Circuito simulado no Multisim.

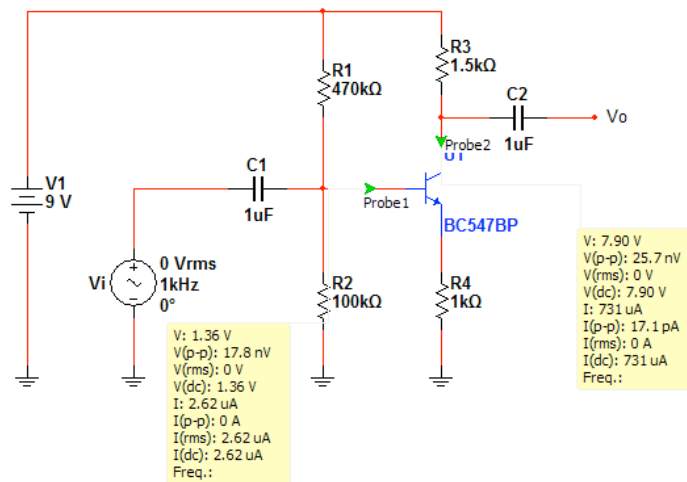


Figura 18 – Resultado da simulação em corrente contínua do amplificador com divisor de tensão e resistor de emissor.

Aplicando-se na entrada do circuito um sinal senoidal com amplitude de 0,76 V, obtêm-se as formas de onda mostradas na Figura 19. Nota-se uma distorção no sinal de saída, justamente no semiciclo positivo, ou seja, quando v_i tem sua amplitude mínima, visto o amplificador ter ganho negativo (inverte o sinal de entrada). Esta distorção já era esperada, pois o ponto de operação do circuito está muito próximo da tensão de alimentação ($V_{CE} \rightarrow V_{CE}$). Assim, deve-se diminuir o sinal de entrada para 0,5 V, obtendo-se então uma tensão de saída sem distorção, conforme mostrado na Figura 20.

O ganho do circuito na simulação foi:

$$v_{o\max} = 972 \text{ mV} ;$$

$$v_{i\max} = 706,87 \text{ mV} ;$$

$$G = -\frac{v_{o\max}}{v_{i\max}} = -\frac{972\text{m}}{706,87\text{m}} = -1,38\text{V} / \text{V} .$$

O ganho obtido é inferior ao calculado, assim como ocorreu com as variáveis em corrente

contínua, houve uma diminuição dos valores da simulação em relação aqueles calculados.

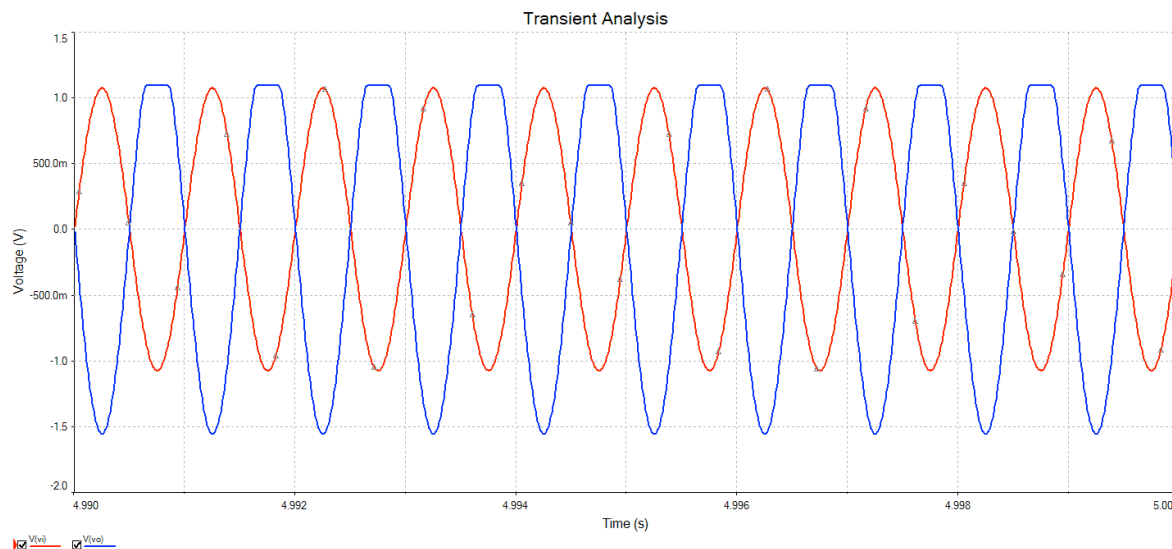


Figura 19 – Resultado da simulação em corrente alternada do amplificador com divisor de tensão.

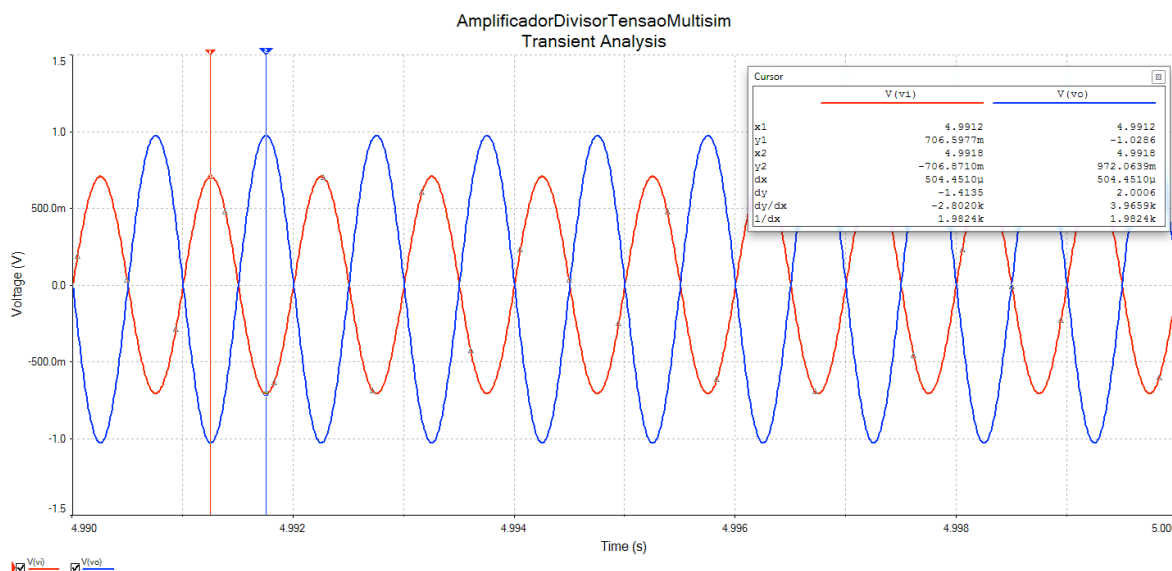


Figura 20 – Simulação do amplificador com tensão menor na entrada.

5 Amplificador com Desacoplamento de Emissor

O amplificador estudado anteriormente tem ganho bem inferior ao primeiro estudado, o amplificador simples. Para aumentar o ganho em corrente alternada, sem perder os benefícios obtidos com o uso do divisor de tensão e do resistor de emissor, pode-se inserir um capacitor de desacoplamento CA em paralelo com o resistor de emissor, conforme mostrado na Figura 21.

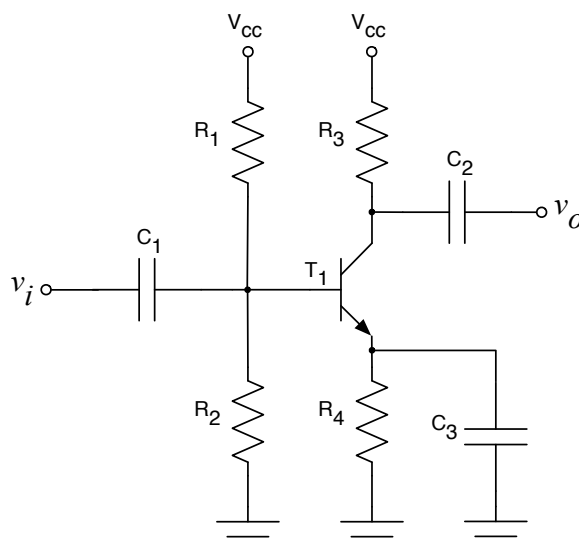


Figura 21 – Amplificador capacitor de desacoplamento no emissor.

5.1 Análise CC

A análise em corrente contínua do circuito da Figura 21 é idêntica aquela realizada para o amplificador do item anterior, pois o capacitor de emissor é considerado um circuito aberto em corrente alternada. Deste modo, valem as mesmas expressões obtidas anteriormente, não sendo repetidas aqui.

5.2 Análise CA

A partir do circuito da Figura 21, considerando que os capacitores sejam um curto-circuito (baixa impedância) em corrente alternada, obter-se-á o circuito da Figura 22.

O capacitor C_3 curto-circuita o resistor R_4 em altas frequências, ou seja, na faixa de frequências de interesse para análise de pequenos sinais do amplificador. Deste modo, elimina-se o resistor R_4 da análise em corrente alternada, resultando em ganho elevado, assim como ocorreu para o amplificador simples, estudado anteriormente.

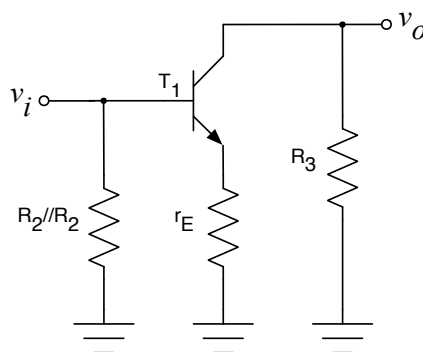


Figura 22 – Circuito para análise CA.

O ganho deste amplificador será:

$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_3}{r_E}$$

5.3 Comprovação por Simulação

Com objetivo de verificar por simulação os resultados obtidos na análise teórica realizada, simulou-se o circuito da Figura 21 no *software* de simulação de circuitos Multisim. Note que o capacitor C_3 tem alto valor, para que sua impedância seja muito baixa na faixa de frequências de interesse para amplificadores e osciladores.

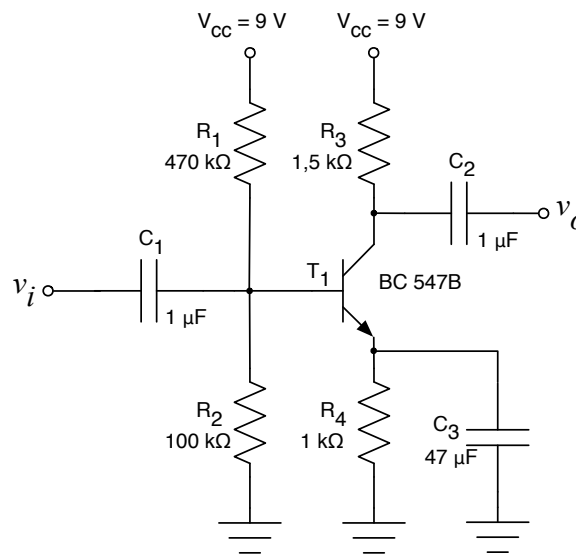


Figura 23 – Circuito para simulação do amplificador com capacitor de desacoplamento de emissor.

A análise em corrente contínua resulta nos mesmos valores obtidos para o circuito estudado anteriormente, conforme segue.

$$V_{TH} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{9 \cdot 100k}{470k + 100k} = 1,58V;$$

$$R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{470k \cdot 100k}{470k + 100k} = 82,46k\Omega;$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + R_4 \cdot (1 + \beta)} = \frac{1,58 - 0,7}{82,46k + 1k \cdot (1 + 200)} = 3,1\mu A;$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 200 \cdot 3,1\mu = 0,62mA;$$

$$I_E = I_C + I_B = 0,62m + 3,1\mu = 0,623mA;$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_3 \cdot I_C - R_4 \cdot I_E = 9 - 1,5k \cdot 0,62m - 1k \cdot 0,623m = 7,45V.$$

Já para análise de pequenos sinais se tem:

$$r_E = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_E} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{0,623m} = 40,13 \Omega ;$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_3}{r_E} = -\frac{1,5k}{40,13} = -37,4 V / V .$$

Assim, considerando um sinal de entrada senoidal, de 1 kHz, sua amplitude deve ser baixa para evitar distorção no sinal de saída.

A amplitude máxima que o sinal de saída poderá ter será:

$$v_{o_{\max}} = V_{cc} - V_{CE} = 9 - 7,45 = 1,55V = v_{o_pico} ;$$

$$v_{o_{\min}} = 0V .$$

Portanto, o sinal de entrada terá a seguinte amplitude:

$$v_{i_{\max}} = \frac{v_{o_{\max}}}{G} = \frac{1,55}{37,4} = 41,44 mV ;$$

$$v_{i_{\text{rms}}} = \frac{v_{i_{\max}}}{\sqrt{2}} = \frac{41,44m}{\sqrt{2}} = 29,3 mV .$$

Por fim, o circuito da Figura 23 foi simulado no software Multisim, conforme mostrado na Figura 24. O resultado da simulação em corrente contínua é mostrado na Figura 25. Nota-se que os valores estão próximos, mas abaixo, dos valores calculados.

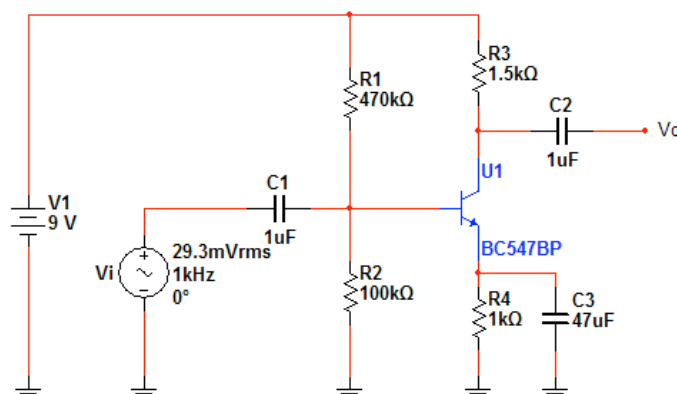


Figura 24 – Circuito simulado no Multisim.

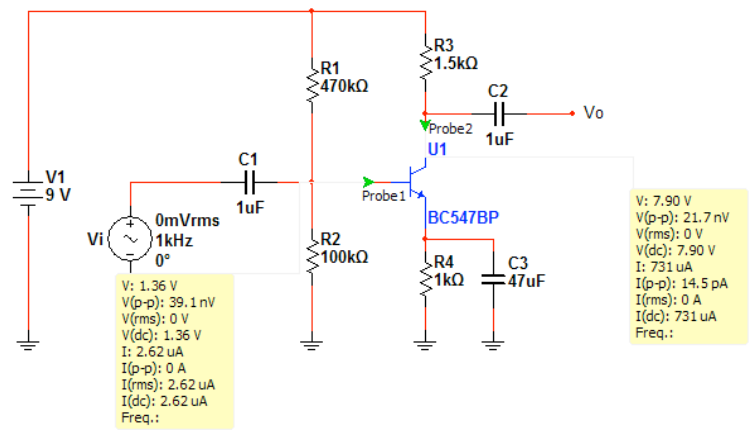


Figura 25 – Resultado da simulação em corrente contínua do amplificador com capacitor de desacoplamento de emissor.

Aplicando-se na entrada do circuito um sinal senoidal com amplitude de 29,3 mV, obtém-se as formas de onda mostradas na Figura 26. A tensão de saída está bastante distorcida, o que significa que o amplificador está operando fora da região ativa e linear de amplificação do transistor. Deve-se diminuir a amplitude do sinal de entrada para se operar na região linear. Após ajustar o sinal de entrada para 1 mV, obtiveram-se as formas de onda mostradas na Figura 27.

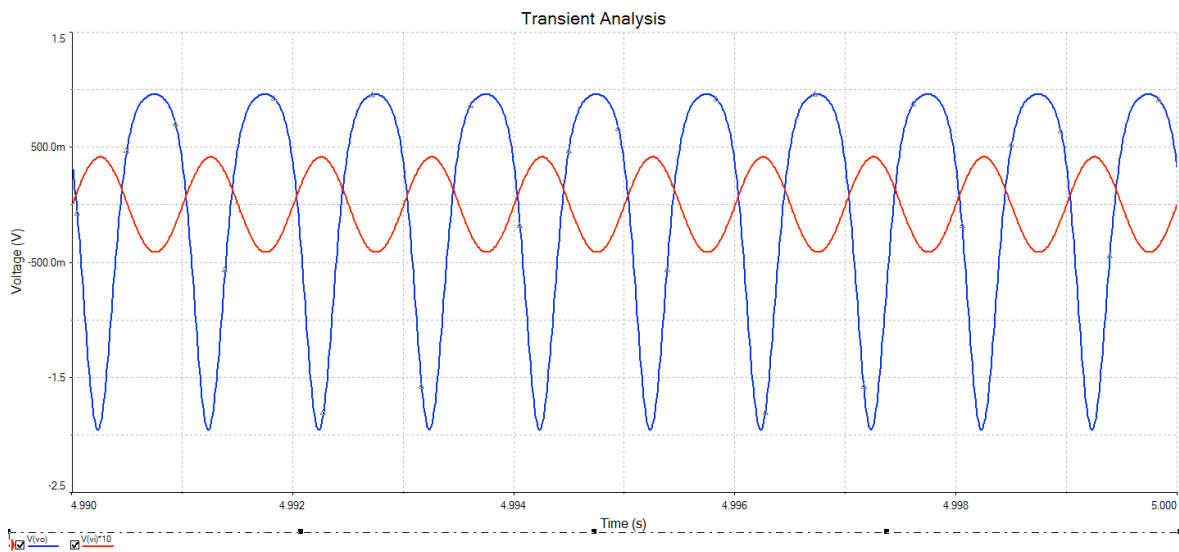


Figura 26 – Resultado da simulação em corrente alternada do amplificador com capacitor de desacoplamento de emissor.

O ganho do circuito na simulação foi:

$$v_{o\max} = 56,87 \text{ mV} ;$$

$$v_{i\max} = 1,41 \text{ mV} ;$$

$$G = -\frac{v_{o\max}}{v_{i\max}} = -\frac{56,87 \text{ m}}{1,41 \text{ m}} = -40,33 \text{ V/V} .$$

O ganho obtido é próximo do calculado, mostrando que a análise realizada com o modelo equivalente de Ebers-Moll permite a obtenção de bons resultados.

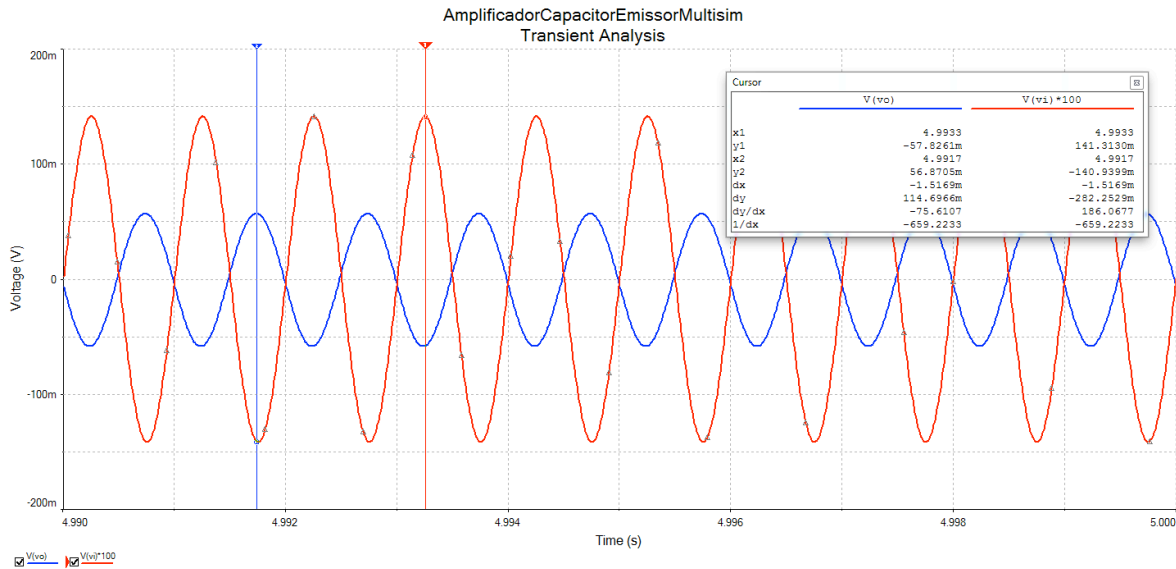


Figura 27 – Simulação do amplificador com tensão menor na entrada.

6 Amplificadores em Cascata (Múltiplos Estágios)

Os amplificadores estudados até aqui foram de estágio único. No entanto, é muito comum, visando obter valores maiores de ganho ou amplificação de potência (corrente e tensão), se associar diversos estágios em cascata, ou seja, um seguido do outro.

A análise de amplificadores de múltiplos estágios é realizada do mesmo modo que foi procedido para os seguintes analisados anteriormente, iniciando-se pela análise em corrente contínua de cada estágio, o que ocorre de forma independente, seguida da análise de pequenos sinais, o que ocorre de forma simultânea para todos os estágios.

Na Figura 28 é mostrado um amplificador de dois estágios, obtidos a partir da associação de dois amplificadores com divisor de tensão e resistor de emissor, exatamente aquele da Figura 11.

É importante destacar pela observação da Figura 28 que tem-se um sinal de entrada (v_i), um sinal de saída amplificado pelo primeiro estágio (v_{o1}) que é aplicado ao segundo estágio pelo capacitor C_2 , resultando em nova amplificação e no sinal de saída final (v_o).

Intuitivamente pode-se afirmar que o resultado final deve ser uma amplificação maior do sinal ($G_{total} = G_1 \times G_2$), possivelmente pelo fator de amplificação do primeiro estágio (G_1), multiplicado pelo fator de amplificação do segundo estágio (G_2), como será demonstrado em seguida.

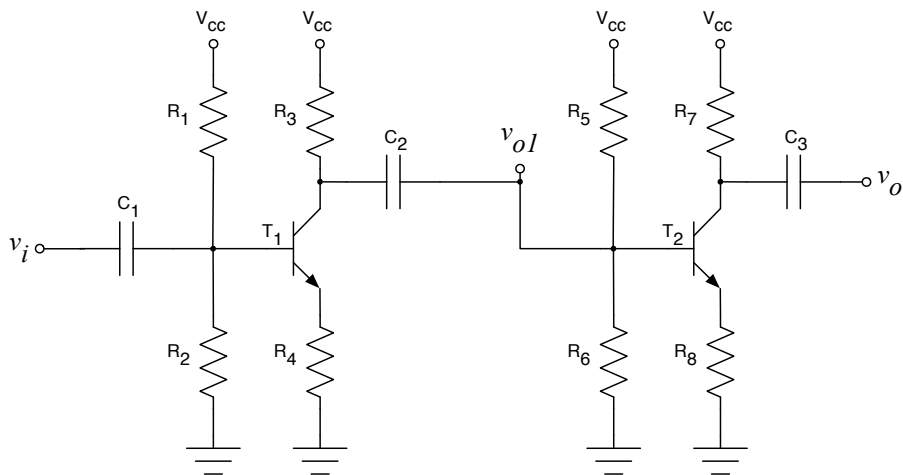


Figura 28 – Amplificador com BJT e divisor de tensão na base e resistor de emissor.

6.1 Análise CC

A partir do circuito da Figura 25, podem ser obtidos os circuitos das Figura 29 e Figura 31, que são semelhantes, mas devem ser analisados individualmente.

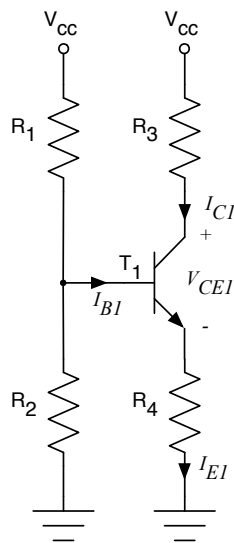


Figura 29 – Circuito em corrente contínua do 1º estágio do amplificador.

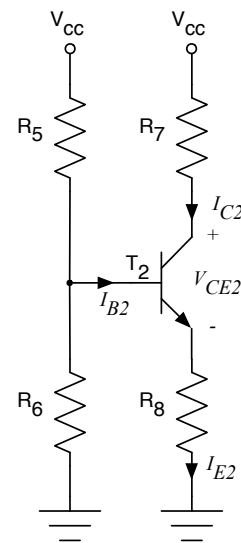


Figura 30 – Circuito em corrente contínua do 2º estágio do amplificador.

A análise dos circuitos das Figura 29 e Figura 30 é realizada aplicando-se o equivalente de Thévenin nos circuitos de base, conforme feito para os amplificadores estudados anteriormente, resultando nos circuitos das Figura 31 e Figura 32.

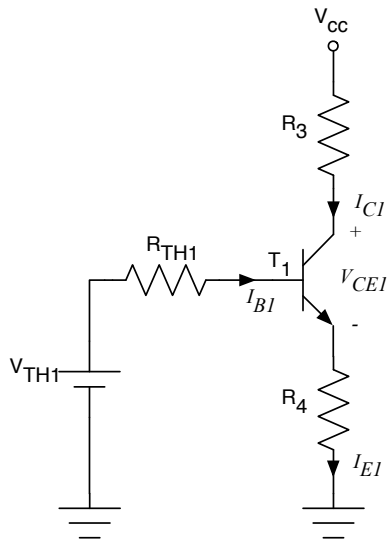


Figura 31 – Equivalente de Thévenin do 1º estágio do amplificador.

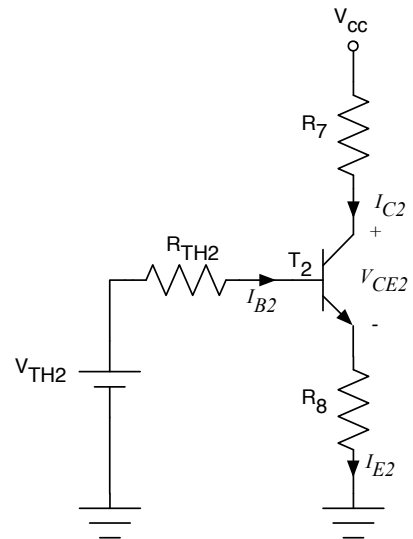


Figura 32 – Equivalente de Thévenin do 2º estágio do amplificador.

A tensão e resistência de Thévenin serão:

$$V_{TH1} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2};$$

$$V_{TH2} = \frac{V_{CC} \cdot R_6}{R_5 + R_6};$$

$$R_{TH1} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{TH2} = R_5 // R_6 = \frac{R_5 \cdot R_6}{R_5 + R_6}.$$

Procedendo como feito na análise dos circuitos anteriores, obtém-se:

$$I_{B1} = \frac{V_{TH1} - V_{BE1}}{R_{TH1} + R_4 \cdot (1 + \beta_1)};$$

$$I_{B2} = \frac{V_{TH2} - V_{BE2}}{R_{TH2} + R_8 \cdot (1 + \beta_2)}.$$

As demais variáveis serão:

$$I_{C1} = \beta_1 \cdot I_{B1};$$

$$I_{C2} = \beta_2 \cdot I_{B2};$$

$$I_{E1} = I_{C1} + I_{B1};$$

$$I_{E2} = I_{C2} + I_{B2};$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - R_3 \cdot I_{C1} - R_4 \cdot I_{E1};$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - R_7 \cdot I_{C2} - R_8 \cdot I_{E2}.$$

6.2 Análise CA

A partir do circuito da Figura 28, considerando que os capacitores sejam um curto-circuito (baixa impedância) em corrente alternada, obter-se-á o circuito da Figura 33, ao qual pode-se aplicar o modelo equivalente de Ebers-Moll para os transistores T_1 e T_2 , resultando no circuito da Figura 34. Simplificando este circuito, pela associação dos resistores que estão em paralelo, obtém-se o circuito da Figura 35.

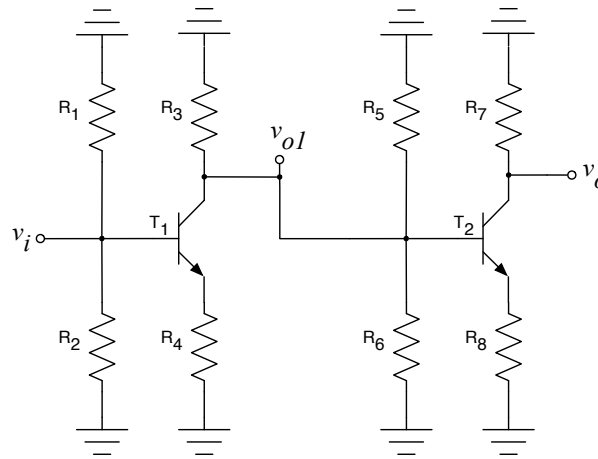


Figura 33 – Circuito do amplificador de múltiplos estágios para análise CA.

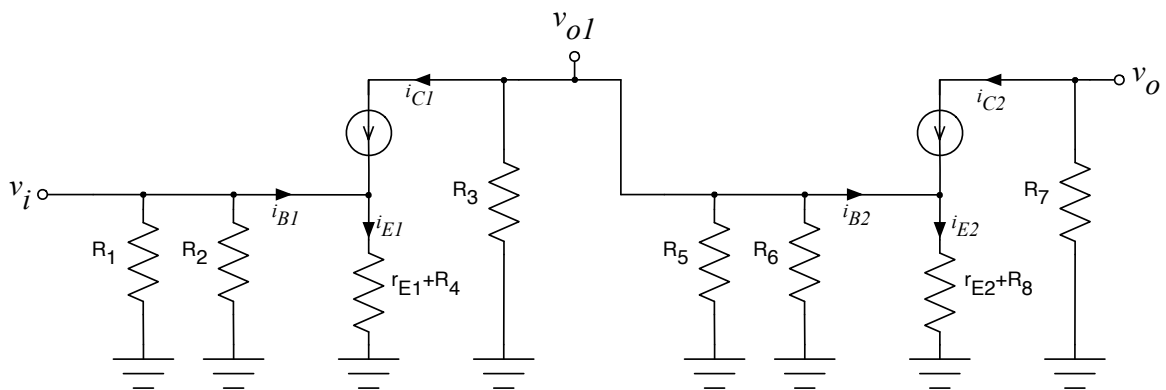


Figura 34 – Circuito do amplificador de múltiplos estágios empregando o modelo de Ebers-Moll.

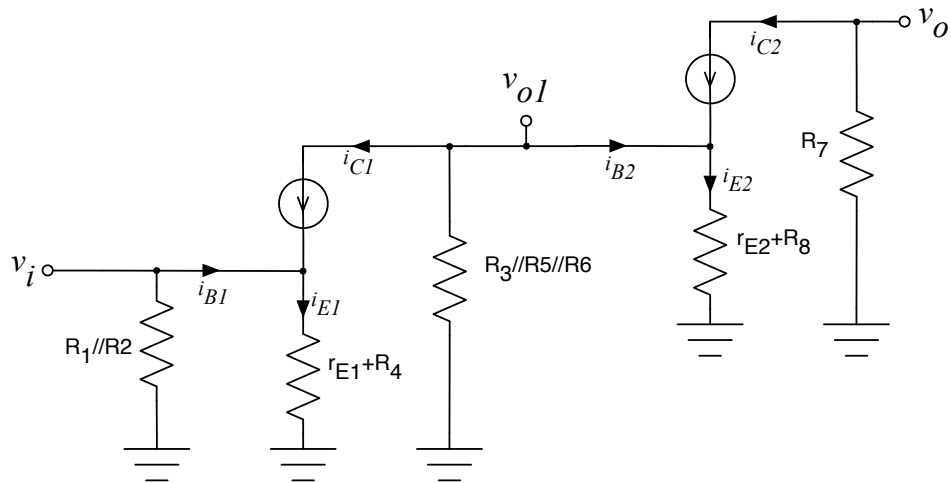


Figura 35 – Simplificação do circuito da Figura 34.

Inicialmente, pode-se obter o ganho do primeiro estágio. Escrevendo a tensão sobre o resistor de emissor tem-se:

$$v_{E1} = v_i;$$

$$i_{E1} = \frac{v_{E1}}{r_{E1} + R_4} = \frac{v_i}{r_{E1} + R_4}.$$

Por outro lado, a corrente de emissor será:

$$i_{E1} = i_{B1} + i_{C1};$$

$$i_{E1} = \frac{i_{C1}}{\beta_1} + i_{C1} = i_{C1} \cdot \frac{(1 + \beta_1)}{\beta_1}.$$

Mas a corrente de coletor será:

$$i_{C1} = -\frac{v_{o1}}{R_{eq}};$$

$$R_{eq} = R_3 // R_5 // R_6 = \frac{1}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6}}.$$

Portanto, podemos utilizar as expressões anteriores e determinar o ganho do primeiro estágio, ou seja, a relação entre a tensão de saída do primeiro transistor e sua tensão de entrada:

$$\frac{v_i}{r_{E1} + R_4} = -\frac{v_{o1}}{R_{eq}} \cdot \frac{(1 + \beta_1)}{\beta_1};$$

$$\frac{v_{o1}}{v_i} = -\frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4} \cdot \frac{(1 + \beta_1)}{\beta_1}.$$

Normalmente o ganho do transistor (β) tem um valor elevado, resultando na seguinte simplificação:

$$\beta_1 \gg 1;$$

$$1 + \beta_1 \approx \beta_1;$$

$$\frac{(1 + \beta_1)}{\beta_1} \approx \frac{\beta_1}{\beta_1} = 1;$$

$$\frac{v_{o1}}{v_i} = -\frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4} \cdot \frac{(1 + \beta_1)}{\beta_1} = -\frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4} \cdot 1;$$

$$G_1 = \frac{v_{o1}}{v_i} = -\frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4}.$$

Do mesmo modo pode-se proceder para o segundo estágio. Escrevendo a tensão sobre o resistor de emissor tem-se:

$$v_{E2} = v_{o1};$$

$$i_{E2} = \frac{v_{E2}}{r_{E2} + R_8} = \frac{v_{o1}}{r_{E2} + R_8}.$$

Por outro lado, a corrente de emissor será:

$$i_{E2} = i_{B2} + i_{C2};$$

$$i_{E2} = \frac{i_{C2}}{\beta_2} + i_{C2} = i_{C2} \cdot \frac{(1 + \beta_2)}{\beta_2}.$$

Mas a corrente de coletor será:

$$i_{C2} = -\frac{v_o}{R_7}.$$

Portanto, podemos utilizar as expressões anteriores e determinar o ganho do segundo estágio, ou seja, a relação entre a tensão de saída do segundo transistor e sua tensão de entrada:

$$\frac{v_{o1}}{r_{E2} + R_8} = -\frac{v_o}{R_7} \cdot \frac{(1 + \beta_2)}{\beta_2};$$

$$\frac{v_o}{v_{o1}} = -\frac{R_7}{r_{E2} + R_8} \cdot \frac{(1 + \beta_2)}{\beta_2}.$$

Normalmente o ganho do transistor (β) tem um valor elevado, resultando na seguinte simplificação:

$$\beta_2 \gg 1;$$

$$1 + \beta_2 \approx \beta_2;$$

$$\frac{(1 + \beta_2)}{\beta_2} \approx \frac{\beta_2}{\beta_2} = 1;$$

$$\frac{v_o}{v_{o1}} = -\frac{R_7}{r_{E2} + R_8} \cdot \frac{(1 + \beta_2)}{\beta_2} = -\frac{R_7}{r_{E2} + R_8} \cdot 1;$$

$$G_2 = \frac{v_o}{v_{o1}} = -\frac{R_7}{r_{E2} + R_8}.$$

O ganho total do circuito amplificador de múltiplos estágios pode ser obtido por:

$$G = G_1 \cdot G_2 = \frac{v_o}{v_{o1}} \cdot \frac{v_{o1}}{v_i} = \frac{v_o}{v_i};$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = \left(-\frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4} \right) \cdot \left(-\frac{R_7}{r_{E2} + R_8} \right);$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4} \cdot \frac{R_7}{r_{E2} + R_8}.$$

Comprova-se então que o ganho total do amplificador de múltiplos estágios é a multiplicação dos ganhos individuais de cada estágio. Além disso, o amplificador com dois estágios não inverte o sinal de saída, ou seja, a tensão de saída está em fase com a tensão de entrada.

6.3 Comprovação por Simulação

Com objetivo de verificar por simulação os resultados obtidos na análise teórica realizada, simulou-se o circuito da Figura 28 no *software* de simulação de circuitos Multisim, conforme mostrado na Figura 36.

Os valores em corrente contínua são os mesmos obtidos para os circuitos semelhantes simulados anteriormente.

Já para análise de pequenos sinais se tem:

$$r_{E1} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_{E1}} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{0,623m} = 40,13\Omega;$$

$$r_{E2} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_{E2}} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{0,623m} = 40,13\Omega;$$

$$R_{eq} = R3 // R5 // R6 = \frac{1}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6}} = \frac{1}{\frac{1}{1,5k} + \frac{1}{470k} + \frac{1}{100k}} = 1,47k\Omega ;$$

$$G_1 = \frac{v_{o1}}{v_i} = -\frac{R_{eq}}{r_{E1} + R_4} = -\frac{1,47k}{40,13 + 1k} = -1,41V/V ;$$

$$G_2 = \frac{v_o}{v_{o1}} = -\frac{R_7}{r_{E2} + R_8} = -\frac{1,5k}{40,13 + 1k} = -1,44V/V ;$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = G_1 \cdot G_2 = (-1,41) \cdot (-1,44) = 2,03V/V .$$

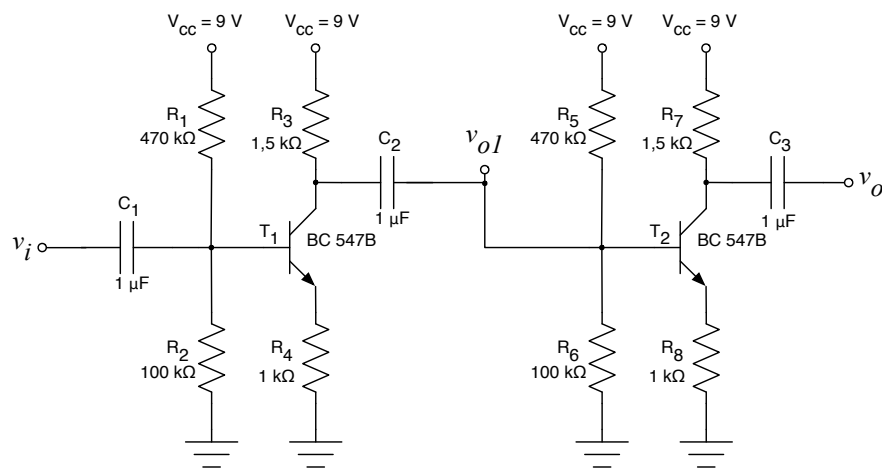


Figura 36 – Circuito para simulação do amplificador de múltiplos estágios.

Assim, considerando um sinal de entrada senoidal, de 1 kHz, sua amplitude deve ser baixa para evitar distorção no sinal de saída.

A amplitude máxima que o sinal de saída poderá ter será:

$$v_{o\max} = V_{cc} - V_{CE} = 9 - 7,45 = 1,55V = v_{o_pico} ;$$

$$v_{o\min} = 0V .$$

Portanto, o sinal de entrada terá a seguinte amplitude:

$$v_{i\max} = \frac{v_{o\max}}{G} = \frac{1,55}{2,03} = 0,76V ;$$

$$v_{i\text{rms}} = \frac{v_{i\max}}{\sqrt{2}} = \frac{0,76}{\sqrt{2}} = 0,54V .$$

Por fim, o circuito da Figura 36 foi simulado no software Multisim, conforme mostrado

na Figura 37. O resultado da simulação em corrente contínua é mostrado na Figura 38, comprovando que os valores obtidos por simulação estão próximos dos valores calculados.

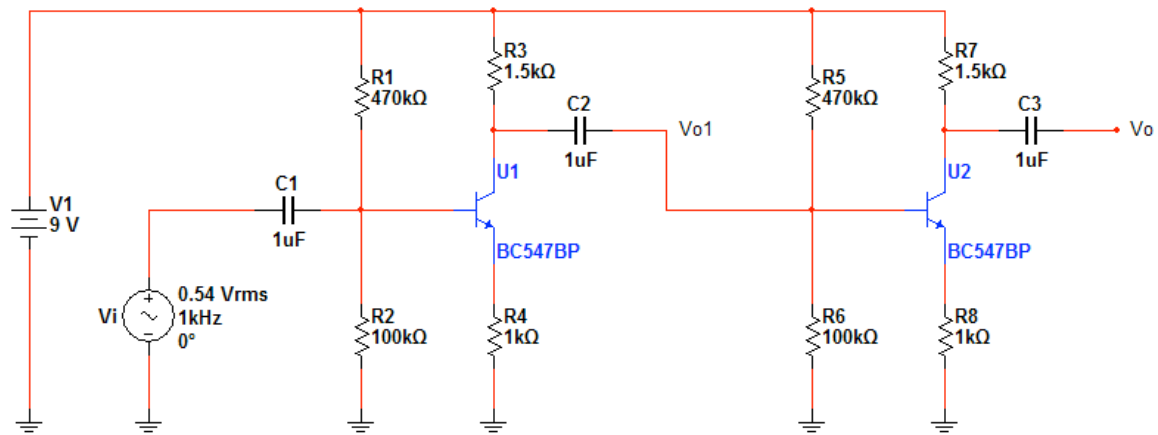


Figura 37 – Circuito simulado no Multisim.

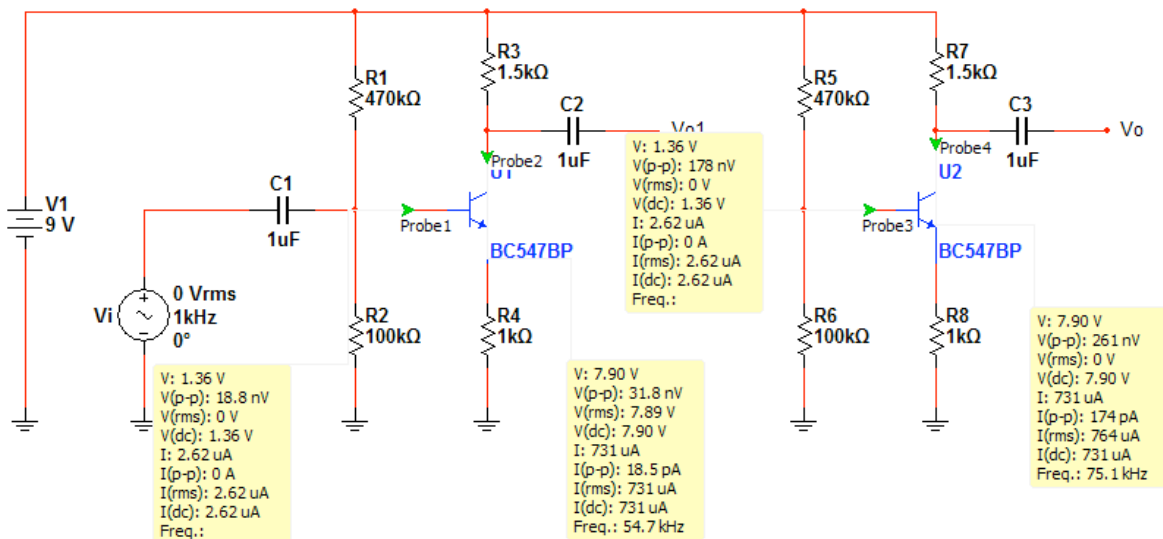


Figura 38 – Resultado da simulação em corrente contínua do amplificador de múltiplos estágios.

Aplicando-se na entrada do circuito um sinal senoidal com amplitude de 0,54 V, obtêm-se as formas de onda mostradas na Figura 39, as quais apresentam distorção, seja na tensão de saída do primeiro estágio, como da tensão de saída do segundo estágio de amplificação.

Para eliminar a distorção presente no sinal de saída, deve-se diminuir a amplitude do sinal de entrada. Após ajustar a amplitude do sinal de entrada para 0,1 V, obtiveram-se as formas de onda da Figura 40.

O ganho do circuito na simulação foi:

$$v_{o\max} = 286,16\text{ mV} ;$$

$$v_{i\max} = 141,32\text{ mV} ;$$

$$G = -\frac{v_{o\max}}{v_{i\max}} = -\frac{286,16m}{141,32m} = 2,025V/V.$$

O ganho obtido é bem próximo do valor calculado, comprovando que a metodologia de análise do amplificador de múltiplos estágios é válida e pode ser empregada para circuitos de amplificadores e osciladores com transistores bipolares de junção.

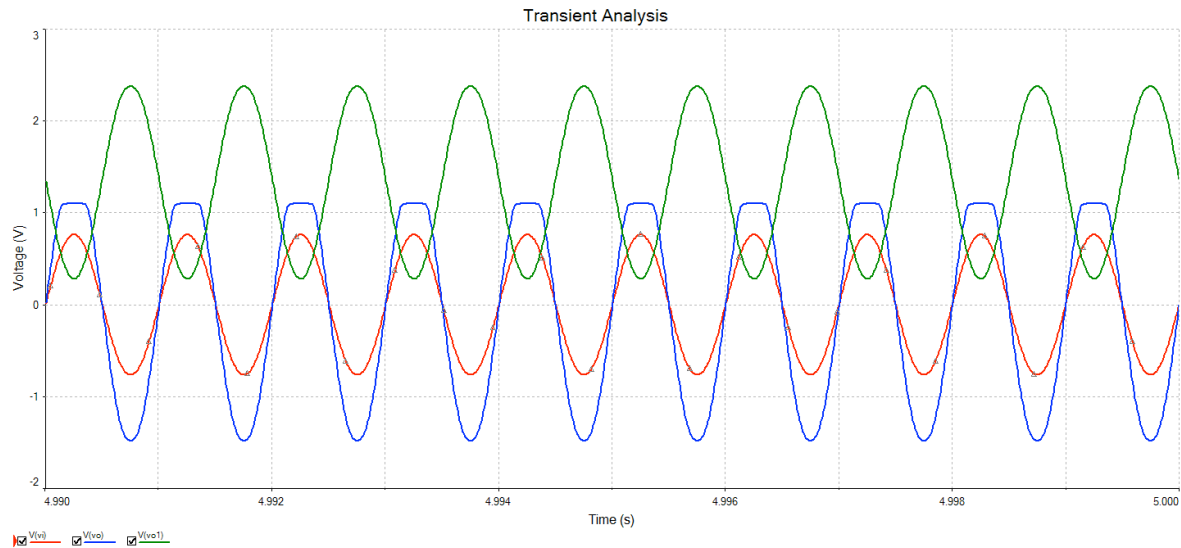


Figura 39 – Resultado da simulação em corrente alternada do amplificador de múltiplos estágios.

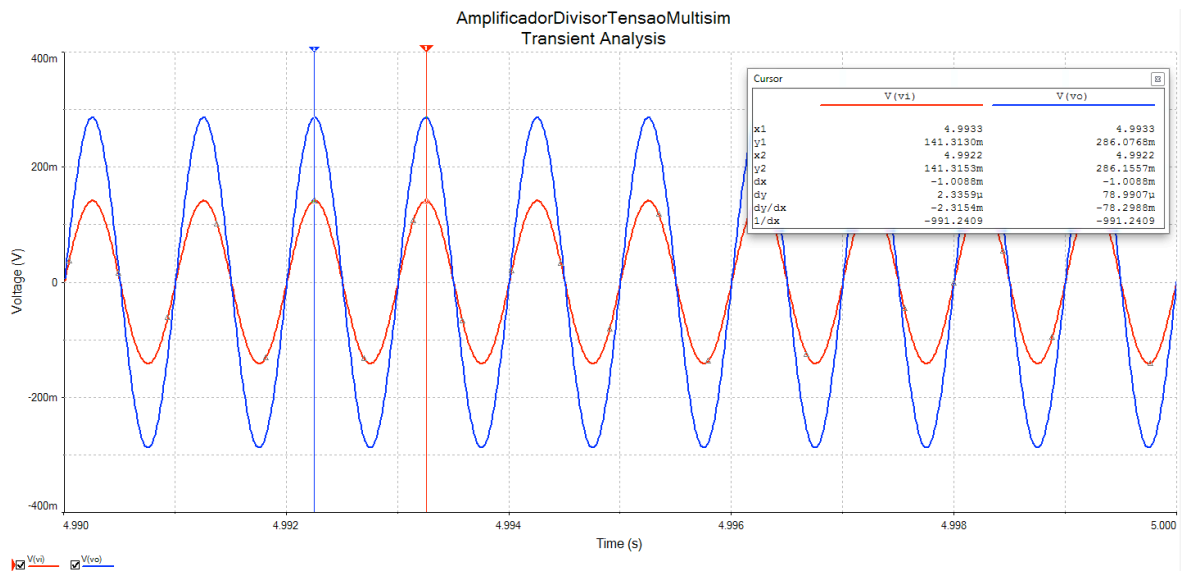


Figura 40 – Simulação do amplificador com tensão menor na entrada.

7 Referências

- [1] BOYLESTAD, R. L. e NASHELSKY, L. Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos. 8ª ed. Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, 1984.
- [2] A. P. MALVINO. Eletrônica. Volumes 1 e 2. Editora McGraw Hill do Brasil, São Paulo, 1987.
- [3] LALOND, David E.; Ross, John A. Princípios de Dispositivos e Circuitos Eletrônicos – volumes 1 e 2. Makron Books. São Paulo, 1999.
- [4] BOGART JR, Theodore F. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos – volumes 1 e 2. Makron Books. 3ª ed, São Paulo, 2001.