



Nome: _____ N° USP: _____

Experiência 2 TRANSISTORES BIPOLARES (REV. A)

PARTE A TEORIA

Nesta experiência, vamos estudar alguns aspectos do funcionamento de transistores bipolares. Para isso, você deve fazer uma revisão da seção 4.3.2 do livro-texto (“Practical Electronics”), até o item “Pinouts for Bipolar Transistors”.

- Estude a apostila **com antecedência**. Sua compreensão será avaliada na aula por **ARGUIÇÃO ORAL**.
- Faça os **EXERCÍCIOS** contidos na apostila e tire dúvidas com os professores **com antecedência**.
- Traga para a aula a apostila **IMPRESSA**.

2.1 Circuito emissor comum

A aplicação mais simples para um transistor é a utilização como chave eletrônica: ora desligada, ora ligada. Para esta aplicação, a configuração mais utilizada é a emissor comum, mostrada na Figura 2.1. O resistor R_C faz o papel de carga e a corrente I_C que o atravessa é controlada pelo transistor Q .

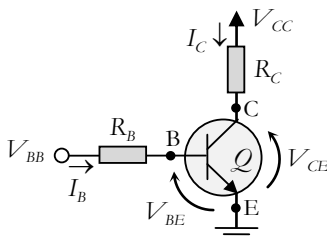


Figura 2.1 Circuito emissor comum

2.1.1 Circuito de base

O chamado *circuito de base* é composto pela fonte V_{BB} , o resistor R_B e a junção base-emissor (BE) do transistor. Essa junção opera como um diodo diretamente polarizado. Dessa forma, V_{BE} é equivalente a tensão de limiar de condução V_{D0} dos diodos, e costuma ser indicada nos *datasheets* como V_{BEsat} (V_{BE} de saturação). Nos transistores de silício em geral, tem-se tipicamente V_{BEsat} entre 0,5 a 1,0 V.

No circuito da Figura 2.1, desde que $V_{BB} > V_{BEsat}$, a corrente de base I_B é dada por

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BEsat}}{R_B}, \quad (2.1)$$

caso contrário (se $V_{BB} < V_{BEsat}$), o diodo base-emissor não conduz e tem-se $I_B = 0$ (e nesse caso $V_{BE} = V_{BB}$).

2.1.2 Circuito de coletor

O circuito de coletor compreende a fonte V_{CC} , o resistor R_C e os terminais coletor-emissor (CE) do transistor. Repare que o emissor faz parte dos dois circuitos – daí o nome dessa configuração.

O transistor controla a corrente de coletor I_C por meio da tensão coletor-emissor V_{CE} . Como veremos logo mais, a corrente I_B aumenta proporcionalmente a condutividade entre o coletor e o emissor, fazendo a tensão V_{CE} cair e a corrente I_C aumentar. Pelas leis de Kirchhoff, a relação entre V_{CE} e I_C é regida pela equação

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C, \quad (2.2)$$

conhecida como *reta de carga*. É importante entender os limites dessa reta no caso do circuito da Figura 2.1.

O transistor é um elemento *passivo* e não pode fornecer energia ao sistema. De imediato, sabemos que V_{CE} não pode ser maior que a tensão de alimentação V_{CC} , e portanto a corrente I_C no mínimo será nula mas não negativa. Isso determina o chamado *ponto de corte* da reta de carga, em que o transistor funciona como uma chave aberta e se tem $I_C = 0$ e $V_{CE} = V_{CC}$.

Por outro lado, V_{CE} não pode se tornar negativo pois passaria a operar como gerador. Idealmente, o limite inferior de V_{CE} seria 0 V, no entanto V_{CE} não consegue cair abaixo de uma tensão mínima conhecida como V_{CEsat} (V_{CE} de saturação). Tem-se assim o outro extremo da reta de carga, chamado de *ponto de saturação*, no qual o transistor melhor se aproxima de uma chave fechada, tal que $V_{CE} = V_{CEsat}$ e a corrente de coletor atinge a máxima I_{Csat} (I_C de saturação) dada por

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C}. \quad (2.3)$$

O V_{CE} de saturação é fornecido nos *datasheets* e varia de 0,2 V (nos transistores de sinal) a alguns Volts (nos transistores de potência).

2.2 Ganho de corrente

Entre os limites de corte e saturação, o transistor pode ser aproximado por um dispositivo linear tal que

$$I_C = \beta I_B, \quad (2.4)$$

onde β é um adimensional conhecido como ganho de corrente. Nos *datasheets*, esse parâmetro é representado pelo símbolo h_{FE} , (usaremos o símbolo β nas próximas páginas em prol de uma notação mais concisa) e tipicamente varia de 100 a 400 (A/A) nos transistores de sinal e ficando em torno de 50 nos transistores de potência.

Teoricamente então seria possível colocar o transistor em operação no meio da reta de carga (definida pela expressão 2.2) com tensão $V_{CE} = V_{CEQ}$ e corrente $I_C = I_{CQ}$ arbitrários. Assim, para uma dada tensão de entrada V_{BB} no circuito de base, no circuito de coletor tem-se

$$I_{CQ} = \beta \frac{V_{BB} - V_{BEsat}}{R_B}, \text{ e} \quad (2.5)$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - \beta R_C \frac{V_{BB} - V_{BEsat}}{R_B}. \quad (2.6)$$

Lembre-se que V_{BEsat} é tensão no diodo base-emissor e é praticamente constante. O ponto (V_{CEQ}, I_{CQ}) é chamado de *ponto quiescente* e deve se situar entre os pontos de corte e saturação, ou seja $(V_{CC} > V_{CEQ} > V_{CEsat})$ e $(0 < I_{CQ} < I_{Csat})$.

Dissemos “teoricamente” porque na prática o ganho β não pode ser usado como parâmetro confiável. Como veremos no laboratório, o valor de β varia muito de um transistor para outro e também com a temperatura, com a corrente I_C e com a tensão V_{CE} . Por isso, a configuração emissor comum não deve ser usada quando se precisa fazer o transistor operar na região linear – mais adiante veremos uma configuração mais apropriada para isso, denominada polarização de emissor.

2.3 Modos de operação: corte, linear e saturação.

Para deixar o transistor cortado e ter I_C igual a 0, basta zerar a corrente de base I_B fazendo $V_{BB} < V_{BEsat}$. Já a saturação do transistor requer uma análise mais detalhada.

Sendo I_{Blim} a corrente de base no limiar de saturação, tem-se que a relação linear entre ela e I_C ainda é válida, e

$$I_{Blim} = \frac{I_{Csat}}{\beta} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{\beta R_C}. \quad (2.7)$$

Sendo conhecido o resistor R_B , podemos determinar a tensão V_{BBlim} (do circuito de base) que leva a tensão V_{CE} (do circuito de coletor) ao limiar de saturação:

$$V_{BBlim} = R_B I_{Blim} + V_{BEsat}, \quad (2.8)$$

Por outro lado, fixada a tensão V_{BB} , podemos determinar o valor do resistor R_{Blim} de limiar:

$$R_{Blim} = \frac{V_{BB} - V_{BEsat}}{I_{Blim}}, \quad (2.9)$$

Fazendo $V_{BB} > V_{BBlim}$ ou $R_B < R_{Blim}$, a corrente de base será maior que I_{Blim} , mas I_C satura e permanece igual a I_{Csat} (na verdade, I_C aumenta um pouco devido porque V_{CEsat} diminui com o aumento da corrente de base).

Entre o corte e a saturação, temos o transistor operando na região linear com tensão V_{CE} e corrente I_C impostas pela reta de carga (equação 2.2).

A Tabela 2.1 resume os limites de operação do transistor no circuito da Figura 2.1.

Tabela 2.1 Modos de operação do transistor no circuito emissor comum

Operação	I_B (A)	I_C (A)	V_{CE} (V)
Corte (Q aberto)	0	0	V_{CC}
Região linear	$0 < I_B < I_{Csat}/\beta$	βI_B	$V_{CC} - R_C I_C$
Saturação (Q fechado)	$I_B > I_{Csat}/\beta$	I_{Csat}	V_{CEsat}

2.3.1 Saturação forçada: fraca e forte

Repare que I_{Blim} é a corrente que manteria o transistor saturado se o ganho de corrente β fosse estável e conhecido com precisão. Como isso não acontece, é necessário injetar correntes de base maiores para garantir a saturação forçada do transistor.

Na prática, adota-se um fator de segurança $k > 1$. Ou seja, usa-se uma corrente de base maior,

$$I_{Bsat} = k I_{Blim},$$

ou, equivalentemente, usa-se uma resistência R_B menor,

$$R_{Bsat} = \frac{R_{Blim}}{k}.$$

Por exemplo, pode-se adotar $k = 5$, que é um critério de projeto conhecido como *saturação fraca*. Outro critério também usado é a chamada *saturação forte*, em que se usa $k = 10$.

Repare que a saturação forçada equivale a uma redução no ganho de corrente efetivo. Ou seja,

$$\frac{I_{Csat}}{I_{Bsat}} = \frac{\beta}{k}.$$

2.4 Diodo emissor de Luz – LED

Nesta experiência, usaremos também um LED (*Light Emission Diode*). Trata-se de um diodo especial que, quando em condução, dissipa a maior parte da potência na forma de fótons com comprimento de onda que vai do infra-vermelho ao ultra-violeta, passando pelo espectro visível.

O led costuma ser representado pelo mesmo símbolo de um diodo, com setas saindo para representar a emissão de luz, como mostra a Figura 2.2.

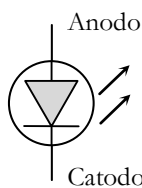


Figura 2.2 Símbolo do led

2.4.1 Características principais

São feitos materiais semicondutores como fosfeto de gálio (GaP) ou fosfeto-arsenieto de gálio (GaAsP), e apresentam tensão de limiar de condução direta (V_{D0}) consideravelmente superior aos 0,6 ou 0,7 V de um diodo retificador de silício. A Tabela 2.2 mostra as características dos leds mais comuns.

Para que acendam com razoável brilho, devem conduzir entre 10 a 20 mA de corrente direta.

Tabela 2.2 Características de alguns leds mais comuns

Cor	Comprimento de onda (nm)	Tensão direta (V_{D0})	Intensidade luminosa (mcd) @ 20 mA
Azul	460 a 465	3,2 a 3,4	5000 a 6000
Verde	515 a 520	3,2 a 3,4	12000 a 14000
Amarelo	587 a 595	1,8 a 2,0	4000 a 5000
Vermelho	615 a 625	1,8 a 2,0	4000 a 5000
Infravermelho	900	1,4 (típico)	-

2.4.2 Acionamento com transistor

No laboratório, usaremos o circuito mostrado na Figura 2.3 para acender o led D .

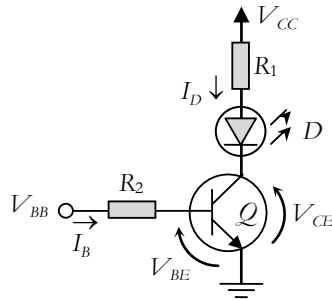


Figura 2.3 Circuito para acionamento de led.

Para acender o led, aplica-se uma tensão V_{BB} no circuito de base do transistor Q para levá-lo à saturação. Nessa situação, V_{CE} tende a V_{CEsat} e sendo $I_{DMáx}$ a corrente esperada no led quando aceso, tem-se

$$I_{DMáx} = \frac{V_{CC} - V_{D0} - V_{CEsat}}{R_1}, \quad (2.10)$$

onde V_{D0} é a queda de tensão no led e que depende do led usado, como mostra a Tabela 2.2. Obviamente, a tensão de alimentação V_{CC} deve ser maior que V_{D0} . Nessa expressão, vê-se também que resistor R_1 serve para limitar a corrente I_D na saturação do transistor.

O resistor R_2 deve ser dimensionado para garantir que o transistor sature quando a tensão V_{BB} for aplicada. Do exposto na seção 2.3, sendo k o fator de segurança adotado, tem-se que

$$R_2 < \frac{R_{Blim}}{k} = (V_{BB} - V_{BEsat}) \frac{\beta}{k I_{DMáx}} \quad (2.11)$$

2.5 Amplificador de pequenos sinais

Uma das principais aplicações de transistores é a implementação de amplificadores de sinais. A Figura 2.4 mostra um amplificador de pequenos sinais, isto é, para sinais oscilatórios de pequena amplitude e média nula.

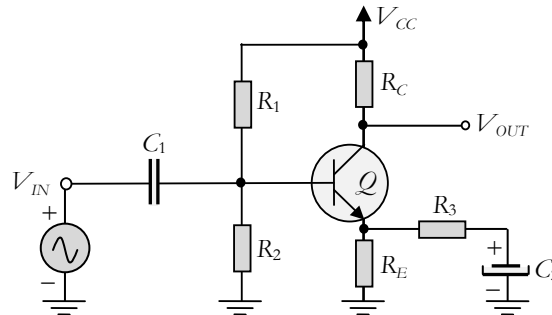


Figura 2.4 Amplificador classe A de pequenos sinais

O circuito da Figura 2.4 é conhecido como amplificador classe A. Esse amplificador apresenta a vantagem de ter boa linearidade e baixa distorção na saída. No entanto, possui baixo rendimento pois o transistor dissipa continuamente uma potência dada por aproximadamente $V_{CEQ} \times I_{CQ}$, mesmo quando nenhum sinal é injetado na base. A tensão coletor-emissor V_{CEQ} e a corrente de coletor I_{CQ} definem o ponto quiescente, isto é, a tensão e a corrente impostas pelo circuito de polarização a que o transistor está sujeito quando a entrada V_{IN} se encontra desconectada.

2.5.1 Impedância de capacitores

Como já sabemos, a relação temporal entre a tensão V_C e a corrente I_C em um capacitor é dada por

$$\dot{V}_C(t) = \frac{I_C(t)}{C}.$$

Caso a tensão no capacitor varie senoidalmente, podemos representar esse o sinal senoidal e sua correspondente derivada na forma complexa por

$$\mathbf{V}_C(t) = V_p e^{j\omega t} \Rightarrow \dot{\mathbf{V}}_C(t) = j\omega V_p e^{j\omega t} = j\omega \mathbf{V}_C(t),$$

onde ω é a frequência (em rad/s). A impedância elétrica X_C do capacitor é definida pela razão entre a tensão V_C e a corrente I_C . Das expressões anteriores, obtemos a impedância do capacitor em regime senoidal:

$$\mathbf{X}_C(\omega) \triangleq \frac{V_C}{I_C} \Rightarrow \mathbf{X}_C(\omega) = \frac{1}{j\omega C} \quad (2.12)$$

Portanto, o capacitor se comporta como um circuito aberto para correntes CC (i.e, o módulo de \mathbf{X}_C tende a infinito quando ω tende a 0), e como um curto-circuito para sinais de alta frequência (\mathbf{X}_C tende a zero quando ω tende a infinito).

2.5.2 Polarização do Transistor

Para determinar o ponto quiescente (I_{CQ} , V_{CEQ}) do transistor, vamos simplificar a Figura 2.4. Sem a fonte V_{IN} para fornecer um sinal alternado, todas as correntes e tensões do circuito tendem a valores constantes e os capacitores se comportam como circuitos abertos.

Sem os capacitores, tem-se o circuito mostrado na Figura 2.5. Repare que o resistor R_3 foi eliminado juntamente com o capacitor C_2 , uma vez que estavam em série. Além disso, separamos a alimentação V_{CC} para deixar claro que as tensões aplicadas a R_1 e R_C são fixas (e poderiam até ser diferentes).

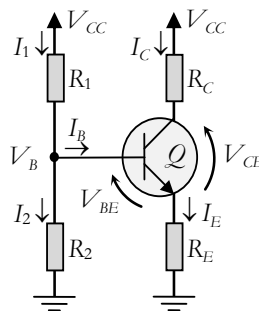


Figura 2.5 Polarização de emissor por divisor resistivo

Podemos determinar I_C e V_{CE} de forma aproximada, assumindo que o ganho de corrente β (ou h_{FE}) do transistor é elevado. A polarização procura manter o transistor na região linear (ou seja, fora da saturação), e portanto temos que $I_C = \beta I_B$. Se β é bem elevado e I_C não, podemos supor que a corrente de base I_B é muito pequena e desprezível em relação às correntes I_1 e I_2 que fluem pelos resistores do divisor resistivo. Assim,

$$I_B \ll I_1 \Rightarrow I_1 \cong I_2 \cong \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}. \quad (2.13)$$

Com isso, a tensão V_B praticamente não varia com a corrente I_B e pode ser aproximada por

$$V_B = I_2 R_2 \cong \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} R_2. \quad (2.14)$$

A tensão de base impõe a corrente de emissor I_E . Isso porque, como já vimos, a tensão V_{BE} permanece praticamente constante se a junção base-emissor estiver conduzindo. Tem-se então

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} \cong I_C, \quad (2.15)$$

já aproximando I_C por I_E dado que $I_E = I_C + I_B$ e I_B é muito menor que I_C , uma vez que assumimos um ganho de corrente elevado ($I_B \ll I_C$). Dessa forma, a tensão entre o coletor e o emissor pode ser calculada por

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C - R_E I_E \Rightarrow V_{CE} \cong V_{CC} - I_C (R_C + R_E). \quad (2.16)$$

Com as expressões 2.15 e 2.16 podemos estimar o ponto de operação quiescente (I_{CQ} , V_{CEQ}) do circuito. Para projetar um amplificador como o da Figura 2.4, estipulamos uma corrente I_{CQ} baixa, da ordem de mili-Ampères, para minimizar a potência quiescente desperdiçada.

Escolhemos R_C e R_E de modo que a tensão V_{CQ} fique próxima à $V_{CC}/2$ (metade da tensão de alimentação), e V_{EQ} próxima à zero (na prática, de 5 a 10% de V_{CC}). Quando o amplificador estiver em operação, a tensão V_{CE} poderá excursionar por uma faixa mais ampla, tanto para cima como para baixo. Por exemplo, podemos adotar

$$V_C = V_{CC} - R_C I_C \cong 0,5 V_{CC} \quad \text{e} \quad V_E \cong I_C R_E < 0,1 V_{CC}. \quad (2.17)$$

Os resistores R_1 e R_2 devem ser escolhidos seguindo a expressão 2.14 para estabelecer na base do transistor a tensão $V_B = V_E + V_{BE}$, com $V_{BE} = 0,6$ V (para transistores de silício). Ao final convém verificar se nossa suposição inicial, dada pela expressão 2.13, é satisfeita. Ou seja, verifique se

$$I_B = \frac{I_{CQ}}{\beta} \ll \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}. \quad (2.18)$$

Se não for o caso, basta utilizar resistores R_1 e R_2 menores para aumentar a corrente no divisor resistivo.

2.5.3 Análise do Amplificador

Veja novamente a Figura 2.4. Note que um aumento na tensão de entrada V_{IN} causa um aumento na corrente de base I_B , que leva a um aumento na corrente de coletor I_C . Com isto, a tensão V_{CE} do transistor diminui, uma vez que a queda de tensão nos resistores R_C e R_E aumenta. Portanto, injetando-se um sinal em V_{IN} , a saída V_{OUT} vai apresentar um sinal invertido com relação à entrada, e oscilando em torno da tensão quiescente do coletor do transistor (V_{CQ}), como mostra a Figura 2.6.

Nela, destacamos também o fenômeno de *saturação* da saída V_{OUT} : se a excursão do sinal de entrada for muito ampla, a tensão de saída satura em valores próximos a V_{CC} ou a 0 V, que são os limites físicos de tensão que a fonte de alimentação do circuito pode fornecer.

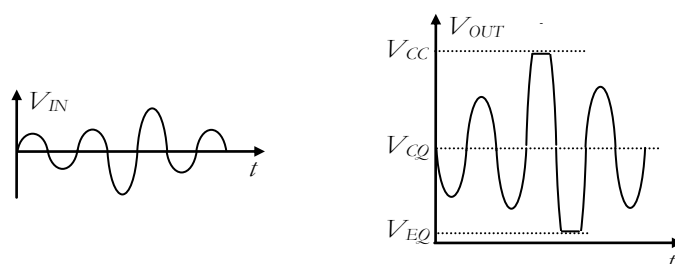


Figura 2.6 Sinais de entrada e saída de um amplificador classe A

A análise completa do amplificador classe A é um pouco complexa, mas podemos tentar entender qualitativamente como o sinal é amplificado pelo transistor. A base do circuito é um transistor NPN em configuração polarização de emissor. O sinal V_{IN} é injetado na base do transistor através de um *capacitor de desacoplamento*. O capacitor elimina o nível CC imposto na base pela polarização, pois sua impedância tende a zero em altas frequências, conforme a expressão 2.12, e apenas as componentes alternadas do sinal são injetadas na base.

As componentes CA do sinal causam variações na tensão de base, que são amplificadas e modulam a tensão V_{CE} do transistor. O fator de amplificação neste caso não é o ganho de corrente β , mas a relação exponencial entre a corrente I_E de emissor e a tensão V_{BE} sobre a junção base-emissor, conhecida como *modelo de Ebers-Moll*, dada por

$$I_E(V_{BE}) = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - I_S, \quad (2.19)$$

onde I_S (corrente de saturação reversa) é a pequena corrente de fuga que circula entre o emissor e a base quando essa junção está reversamente polarizada, e é da ordem de nano-Ampères (nA). A tensão V_T varia com a temperatura e deriva do princípio quântico de funcionamento do transistor. Seu valor é dado por

$$V_T = \frac{kT}{q}, \quad (2.20)$$

onde k é a constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K), q é a carga elementar do elétron ($1,60 \times 10^{-19}$ C), e T é a temperatura da junção base-emissor, em Kelvin. Em temperatura ambiente (25 °C, ou 298 K), V_T vale aproximadamente 26 mV.

Assim, pequenos sinais injetados em V_{BE} causam grandes variações na corrente de coletor do transistor. No entanto, como esta relação não é linear, as flutuações em V_{BE} devem ser de pequena amplitude para que o sinal de saída não seja distorcido significativamente.

Considerando-se apenas sinais CA de pequena amplitude, o circuito de saída da Figura 2.4 pode ser aproximado pelo circuito da Figura 2.7, onde o transistor foi substituído por uma fonte de corrente controlada por δV_{BE} (variações em V_{BE}). Note que, na análise CA, a fonte de alimentação se comporta como um ponto de terra, uma vez que a tensão sobre ela não varia ($\delta V_{CC} = 0$). Além disso, o resistor R_3 foi aterrado, uma vez que o capacitor C_2 funciona como um curto-circuito para altas frequências.

Conforme mostra a figura, a resistência vista pelo emissor cai para um valor denominado r_E , que é resultado da associação em paralelo entre R_E e R_3 ,

$$r_E \triangleq \frac{R_E R_3}{R_E + R_3}. \quad (2.21)$$

Conforme vimos anteriormente, se o ganho de corrente β do transistor é muito alto, podemos admitir que os circuitos de base e de coletor são independentes. Ou seja, desprezando-se a corrente de base I_B , pode-se admitir que a tensão de base V_B praticamente não varia, mesmo que haja oscilações na corrente de coletor I_C .

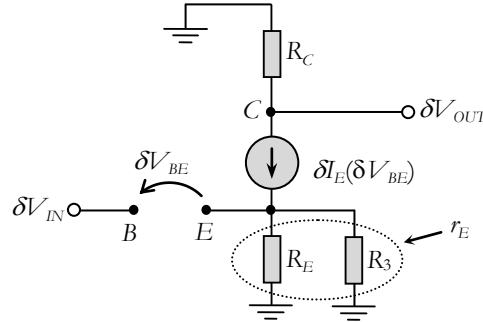


Figura 2.7 Modelo CA do amplificador classe A

Desta forma, o sinal de entrada δV_{IN} pode ser escrito como

$$\delta V_{IN} = \delta V_{BE} + r_E \cdot \delta I_E \quad (2.22)$$

Admitimos também que I_C é aproximadamente igual a I_E , o que também é válido se β é elevado. Tem-se dessa forma que o sinal CA resultante na saída será dado por

$$\delta V_{OUT} = -R_C \cdot \delta I_E. \quad (2.23)$$

Linearizando a expressão 2.19 em torno do ponto de operação quiescente de I_E , temos

$$\delta V_{OUT} = -R_C \left. \frac{\partial I_E}{\partial V_{BE}} \right|_{I_E=I_{EQ}} \delta V_{BE}. \quad (2.24)$$

A derivada parcial acima representa o inverso da chamada *transresistência* r_{TR} . Desprezando o termo $-I_S$ na expressão 2.19 e lembrando que as correntes I_E e I_C são próximas se β é alto, temos que

$$\frac{1}{r_{TR}} \triangleq \left. \frac{\partial I_E}{\partial V_{BE}} \right|_{I_E=I_{EQ}} \Rightarrow r_{TR} \cong \frac{V_T}{I_{EQ}} \cong \frac{V_T}{I_{CQ}}. \quad (2.25)$$

A expressão do ganho G do amplificador é dado pela razão entre os sinais de saída e de entrada. Usando as igualdades 2.24 e 2.25, temos

$$G = \frac{\delta V_{OUT}}{\delta V_{IN}} = -\frac{R_C \delta V_{BE}}{r_{TR} \delta V_{IN}}. \quad (2.26)$$

A relação $\delta V_{BE}/\delta V_{IN}$ pode ser calculada derivando-se a expressão 2.22, ou seja,

$$\frac{\delta V_{IN}}{\delta V_{BE}} = 1 + r_E \left. \frac{\partial I_E}{\partial V_{BE}} \right|_{I_E=I_{EQ}} \Rightarrow \frac{\delta V_{BE}}{\delta V_{IN}} = \frac{r_{TR}}{r_{TR} + r_E}, \quad (2.27)$$

de tal forma que o ganho final pode ser aproximado simplesmente por

$$G = \frac{\delta V_{OUT}}{\delta V_{IN}} = -\frac{R_C}{r_{TR} + r_E}, \quad (2.28)$$

com r_E dado pela expressão 2.21 e r_{TR} definido pela expressão 2.25.

Note que o ganho é negativo. Isso significa que, aplicando-se um sinal senoidal de pequena amplitude na entrada, o sinal senoidal de saída estará defasado de 180° em relação ao sinal de entrada.

2.6 Dimensionamento dos capacitores

Na análise que fizemos, admitimos que as impedâncias dos capacitores C_1 e C_2 são muito baixas na frequência de operação do amplificador. Portanto, para dimensioná-los, temos que definir uma frequência nominal em torno da qual o amplificador deverá funcionar.

Vamos representar essa frequência nominal por ω_N (em rad/s), ou f_N (em Hz).

2.6.1 Capacitor do emissor C_2

Começamos dimensionando o capacitor C_2 , que está em série com o resistor R_3 na Figura 2.4. A impedância equivalente dessa associação é dada pela soma das impedâncias de C_2 e de R_3 .

Ao definir a resistência de emissor r_E pela expressão 2.21, assumimos que a impedância de C_2 é desprezível com relação a R_3 em regime senoidal. Portanto, o capacitor C_2 deve ser suficientemente grande para que sua impedância na frequência nominal seja muito menor que a resistência de R_3 . Ou seja,

$$|\mathbf{X}_{C_2}(\omega_N)| = \frac{1}{\omega_N C_2} \ll R_3 \Rightarrow C_2 \gg \frac{1}{2\pi f_N R_3}. \quad (2.29)$$

2.6.2 Capacitor de desacoplamento C_1

Note na Figura 2.4 que o capacitor C_1 está em série com a fonte de sinal V_{IN} . Apenas sinais de alta frequência conseguem passar pelo capacitor e atingir a base do transistor. Como mostra a Figura 2.8, do ponto de vista da fonte δV_{IN} de pequenos sinais, todo o circuito do amplificador equivale a uma única resistência, chamada de *resistência de entrada*, representada na figura por r_{IN} . O ponto B corresponde à base do transistor.

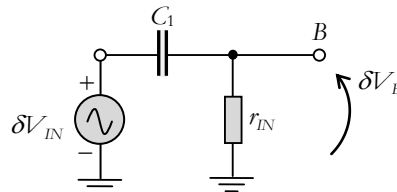


Figura 2.8 Circuito equivalente visto pela fonte de pequenos sinais

Pode-se mostrar que, para pequenos sinais, a resistência equivalente r_{IN} é dada por

$$\frac{1}{r_{IN}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{\beta(r_{TR} + r_E)}, \quad (2.30)$$

ou seja, é a associação em paralelo de todas as resistências ligadas à base do transistor. O último termo da equação 2.30 representa a resistência de emissor do modelo de pequenos sinais “transportada” para o circuito de base (multiplicada por β). Isso faz sentido, pois a corrente de emissor é β vezes maior que a corrente de base.

Por esse modelo, o sinal δV_B no ponto B é dado por (em notação complexa)

$$\delta V_B = \frac{\delta V_{IN}}{\mathbf{X}_{C_1} + r_{IN}} r_{IN}.$$

Portanto, para que o sinal no ponto B seja próximo do sinal de entrada, o capacitor C_1 deve ser grande o suficiente para que sua impedância na frequência nominal seja muito menor que a resistência equivalente de entrada. Ou seja,

$$|\mathbf{X}_{C_1}(\omega_N)| = \frac{1}{\omega_N C_1} \ll r_{IN} \Rightarrow C_1 \gg \frac{1}{2\pi f_N r_{IN}}. \quad (2.31)$$

Veremos em uma experiência futura que o circuito da Figura 2.8 é um *filtro passa-altas de primeira ordem*.

2.7 Equipamentos

2.7.1 Fonte de Tensão Variável

A fonte de tensão Minipa MPC-3003D na verdade é composta por três fontes. Uma tem saída fixa de +5 V, muito usada para alimentar circuitos digitais TTL. A fonte possui mais duas saídas variáveis (que chamamos de V_N e V_P) com ajustes de tensão e de limitação de corrente. A Figura 2.9 mostra a saída fixa e os dois conjuntos variáveis.

Os mostradores do painel mostram o valor da corrente ou da tensão fornecidas pelas fontes variáveis,

conforme a posição das chaves deslizantes que se encontram entre eles: AMPS ou VOLTS.

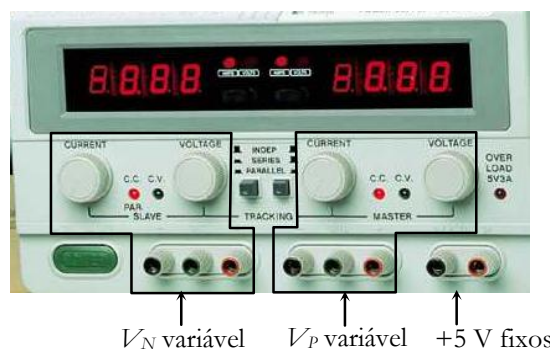


Figura 2.9 Fonte de Alimentação Minipa MPC-3003D

Os botões redondos VOLTAGE servem para ajustar as tensões de saída V_N e V_P . Já os botões CURRENT servem para estabelecer **limites** para as correntes fornecidas – se um dos leds vermelhos CC acender, significa que o limite foi ultrapassado e a fonte desligou a saída automaticamente para protegê-la. Por isso, quando for usar uma fonte variável, NÃO ZERE totalmente o botão CURRENT dela.

A forma com que as tensões são ajustadas depende da configuração dos dois pequenos botões verdes que se encontram no centro do painel (acima da palavra “TRACKING”).

- **Modo independente:** ambos desapertados. V_N e V_P podem ser ajustadas separadamente pelos respectivos botões CURRENT e VOLTAGE. Esta será a configuração que usaremos na experiência.
- **Modo série:** esquerdo apertado e o direito solto. Ambas as saídas fornecem a mesma tensão ($V_N = V_P$), ajustável pelo botão VOLTAGE da direita (*master*) e o da esquerda (*slave*) fica desativado. Os limites de corrente de V_N e V_P continuam a ser ajustados separadamente pelos respectivos botões CURRENT. Isto é usado para se ter uma fonte *simétrica* ($-V$ e $+V$), mas deve-se ainda ligar o borne positivo de V_N ao borne negativo de V_P .
- **Modo paralelo:** ambos apertados. As fontes se comportam como uma só ($V_N = V_P$), obedecendo aos botões VOLTAGE e CURRENT de V_P (*master*). Com isso, consegue-se o dobro da capacidade de corrente.

Os três circuitos de saída são **independentes**. Os bornes negativos (pretos) das três NÃO ESTÃO ligados entre si. Internamente, apenas os bornes verdes (centrais) das saídas variáveis estão conectados eletricamente ao chassi da fonte, que por sua vez está ligado ao pino de aterramento (terceiro pino) do plugue de alimentação. A Figura 2.10 ilustra a configuração dos bornes de saída. Nela, incluímos para ilustração o símbolo usado para representar o chassi (---).

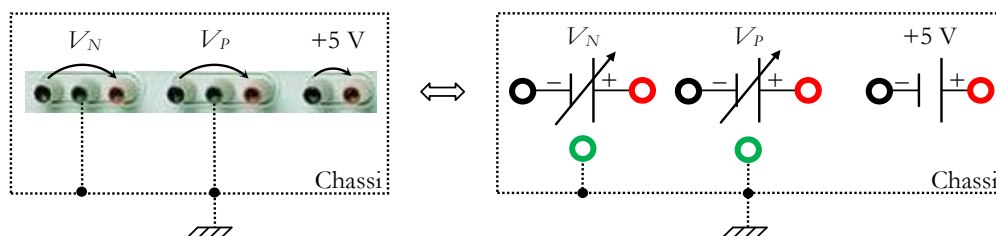


Figura 2.10 Isolação entre as saídas V_N , V_P (variáveis) e +5 V (fixa).

Para se alimentar um circuito com tensões diferentes é necessário interconectar as saídas adequadamente. Por exemplo, a Figura 2.11 mostra uma configuração muito comum, na qual se usa:

- a fonte da esquerda para fornecer uma alimentação negativa V_{EE} ,
- a do meio para uma alimentação positiva V_{CC} ,
- a fonte fixa como fonte de +5 V.

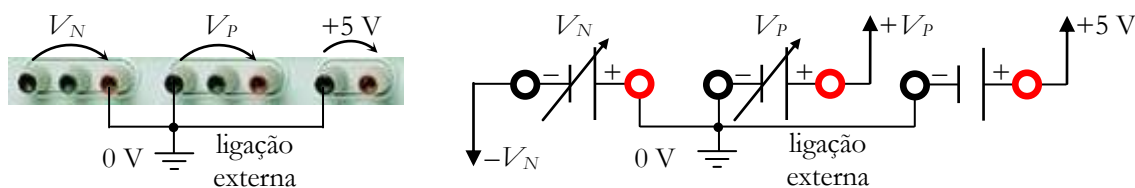


Figura 2.11 Configuração para alimentação negativa, positiva e fixa 5 V.

Essa configuração é apenas um exemplo. Nesta experiência, precisaremos de duas tensões positivas: uma para alimentar o circuito de base (V_{BB}) e outra para alimentar o circuito de coletor (V_{CC}); além disso, não usaremos a fonte fixa. Neste caso, a conexão entre as fontes deve ser feita como mostra a Figura 2.12.

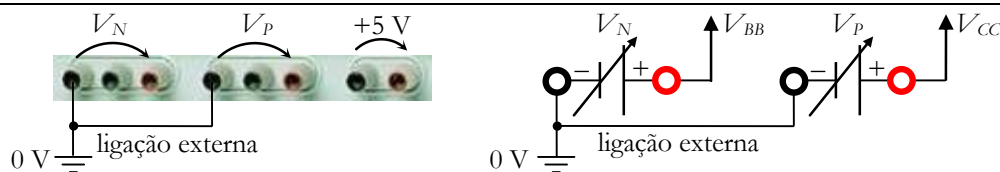


Figura 2.12 Configuração da fonte para dupla alimentação positiva

2.7.2 Osciloscópio

Reveja a descrição e o manual parcial do osciloscópio TDS 1012C disponíveis na apostila da experiência anterior. Na Figura 2.13, reproduzimos os principais indicadores do seu painel.

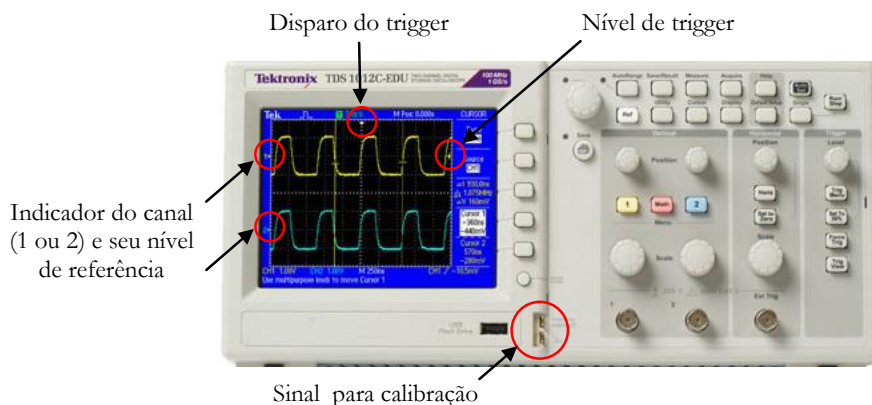


Figura 2.13 Osciloscópio digital TDS 1012C

Lembre-se que todos os contatos de terra do osciloscópio estão interligados internamente: terra do sinal de calibração do painel, blindagens das entradas dos canais e de *trigger* externo e principalmente as garras de terra das pontas de prova. Quando a garra de uma das pontas está conectada em um certo nível de tensão e a outra garra toca outro ponto com tensão diferente, ocorre um curto-circuito através dos terras das pontas! Para evitar esse tipo de acidente no laboratório, apenas uma das pontas está equipada com o terminal de terra.

2.7.3 Gerador de Funções

O gerador de funções (ou gerador de sinais) é um equipamento que gera tensões que variam no tempo, principalmente sinais periódicos (como senoides e ondas retangulares, por exemplo), para servirem como sinais de entrada em testes de circuitos eletrônicos.

No gerador disponível no laboratório, modelo FG-8102, as frequências geradas vão de 0,2 Hz a 2 MHz, dispostas em 7 faixas. A Figura 2.1 ilustra o painel desse gerador.

Note que há dois conectores de saída (“OUTPUT”) à direita do gerador de funções:

- **TTL/CMOS:** forma de onda quadrada padrão com níveis de tensão controlados pelo botão “TTL/CMOS”. Com esse botão puxado (“PULL”), pode-se ajustar a amplitude entre 5 a 12 V; na posição empurrada (“PUSH”), os níveis de tensão são fixos em 0 e 5 V (o chamado *signal TTL*).
- **50 Ω :** saída de sinais ajustáveis (com impedância de saída de 50 Ω). O gerador de funções permite ajustar a amplitude pelo botão “AMPL.” dentro de duas faixas: de 1 a 15 V e de atenuada de 0,1 a 1,5 V (com o botão “-20dB” apertado). Outros botões permitem ainda ajustar o nível médio (“DC OFFSET”), a largura dos pulsos (“WIDTH”) e a simetria do sinal (“SYM.”)

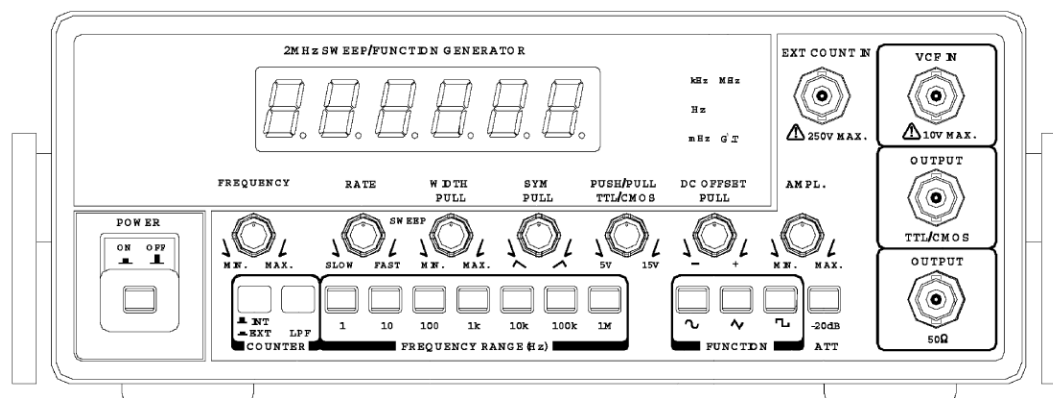


Figura 2.14 Gerador de Funções FG-8102

2.8 Materiais

2.8.1 Resistores

Para resistores de baixa potência (de 1/8 W a 3 W), os valores de resistência são indicados por um código de cores adotado por todos os fabricantes. O código usa bandas coloridas marcadas no corpo do resistor. As cores e seus valores numéricos são mostrados na Tabela 2.3

Um resistor típico é mostrado na Figura 2.15, com uma representação do código de cores.

- A cor da primeira banda representa o algarismo mais significativo
- A cor da segunda banda representa o segundo algarismo
- A terceira representa o fator de multiplicação em décadas, isto é, o número de zeros a ser adicionado
- A quarta banda é usada para designar a tolerância do resistor, que pode ser 5% (ouro) ou 10% (prata).

Tabela 2.3 Código de Cores para Resistores

Cor	Algarismo	Multiplicador	Tolerância (%)
preto	0	1	
marrom	1	10	1
vermelho	2	100	2
laranja	3	1.000	3
amarelo	4	10.000	4
verde	5	100.000	
azul	6	10^6	
violeta	7	10^7	
cinza	8	10^8	
branco	9	10^9	
ouro		0,1	5
prata		0,01	10
sem cor			20

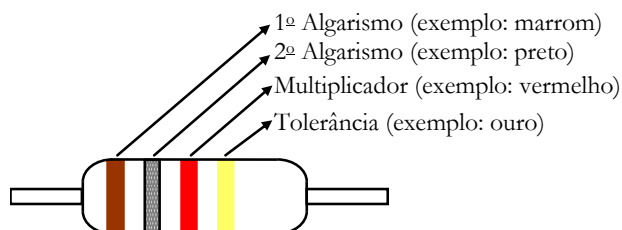


Figura 2.15 Resistor Típico

O resistor exemplificado na Figura 2.15 possui o seguinte código de cores: marrom, preto, vermelho, ouro. Portanto o seu valor seria 10×10^2 , ou seja 1 k Ω , com 5% de tolerância.

Note que se a terceira banda for ouro, o valor final do resistor fica dividido por 10 (multiplicado por 10^{-1}), e se for prata, o valor final fica dividido por 100 (multiplicado por 10^{-2}).

Os resistores disponíveis comercialmente são restritos a alguns valores padrões. Por exemplo, os valores padrão para resistores de 10% são múltiplos em potência de dez dos valores que compõem a chamada *série comercial E12*, mostrada abaixo, com 12 valores por década.

E12: 1 1,2 1,5 1,8 2,2 2,7 3,3 3,9 4,7 5,6 6,8 8,2

Existem resistores de precisão com mais um algarismo significativo, isto é, esses resistores possuem uma banda adicional, sendo três bandas para os algarismos, uma banda para o fator multiplicador e uma banda para a tolerância. Na banda de tolerância, as cores usadas são o marrom para 1% e o vermelho para 2%.

Os resistores disponíveis são fabricados a partir de processos adequados para atender aos requisitos de precisão e estabilidade com a temperatura e potência dissipada.

Resistores de carbono, para uso geral, são fabricados a partir de um processo de deposição de um filme de carbono sobre um corpo de cerâmica e recoberto por um verniz para proteção elétrica e climática. São encontrados numa faixa de valores entre 1 Ω e 10 M Ω , com tolerâncias que variam entre 2%, 5% e 10%.

Resistores de filme metálico são utilizados em aplicações onde se requer precisão, estabilidade e baixo coeficiente de temperatura. O processo de fabricação consiste no depósito de um filme homogêneo de níquel cromo sobre um corpo cerâmico. Esses resistores estão disponíveis numa faixa de valores entre 1 Ω e 10 M Ω , com tolerâncias de 1% e 2% e coeficiente de temperatura de 50 e 100 ppm/°C.

Uma observação a respeito das unidades. É costume não indicar o símbolo de Ohms (Ω) em diagramas elétricos. Além disso, a letra k indica k Ω (exemplo: 5k6 = 5,6 k Ω), e a letra R indica Ω (exemplo: 100R = 100 Ω). O motivo: antigamente, textos como este eram datilografados e não havia letras gregas a disposição (a não ser na Grécia).

2.8.2 Capacitores

No amplificador classe A da Figura 2.4, usaremos um capacitor cerâmico como o capacitor de entrada C_1 .

Capacitores cerâmicos podem ser encontrados com valores entre 1 pF a 1 μ F, e tensão de isolamento entre 50 V a 30 kV. Esses capacitores apresentam baixa precisão, baixa estabilidade térmica, perdas moderadas. No entanto são pequeno e de baixo custo, sendo adequados para a nossa aplicação.

O valor da capacitância é indicado no corpo do capacitor na forma de três algarismos, de forma análogo aos resistores, em picofarads (10^{-12} F). Ou seja, os dois primeiros algarismos se referem ao valor e o terceiro é o multiplicador em décadas. Exemplo: “104” corresponde a 10×10^4 pF = 100 nF (ou 10 k μ F).

Já o capacitor C_2 tem valor da ordem de microfarads, e por isso usaremos um capacitor eletrolítico (na Figura 2.4, veja que o capacitor C_2 é polarizado). ATENÇÃO: esses capacitores devem ser montados com a polaridade correta, caso contrário podem explodir!

2.8.3 LED

Usaremos um LED (*Light Emission Diode*) de 5 mm, cujo desenho se encontra na Figura 2.16. São leds de baixo custo, com baixa eficiência luminosa, mais usados em sinalização de painéis.

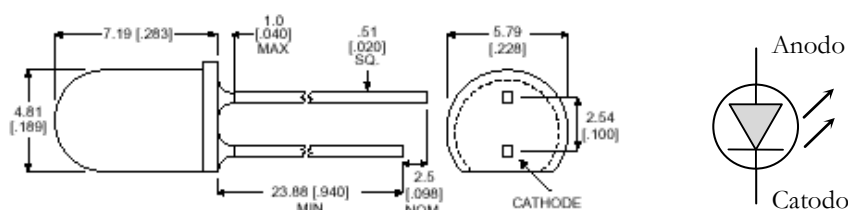


Figura 2.16 Dimensões do led – mm [pol.], e seu símbolo

2.8.4 Transistor 2N2222

Nesta experiência utilizaremos o transistor NPN 2N2222, mostrado na Figura 2.17. Para montá-lo nos circuitos, guie-se pela aba metálica existente na parte de baixo do encapsulamento para identificar corretamente os pinos.

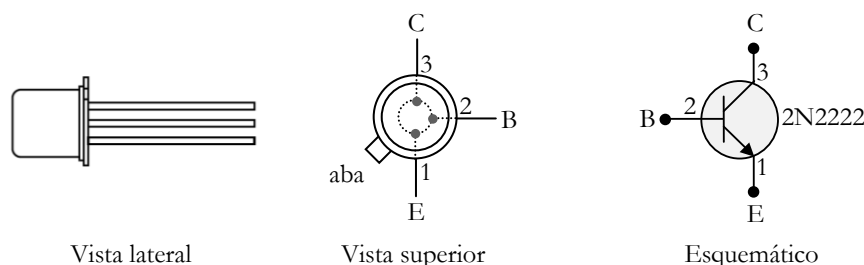


Figura 2.17 Transistor 2N2222: vistas e pinagem.

2.9 Pré-Relatório e Relatório

A Parte B da apostila contém dois tipos de itens que você deverá responder:

- **Exercícios:** constituem o *pré-relatório*; podem ser feitos antes da aula, mas recomendamos que sejam feitos com antecedência para que se possa aproveitar melhor o tempo no laboratório.
- **Anotações:** devem ser feitas individualmente *durante* a aula e constituem o *relatório*.

ATENÇÃO: leia as atividades da PARTE B e não apenas os enunciados dos exercícios do pré-relatório

Muitos detalhes necessários para fazer os exercícios estão descritos nas atividades em que se inserem. Além disso, você já terá uma noção do que deverá fazer e perderá menos tempo com a leitura durante a aula.