

1 トランジスタの DC 特性 (基本特性) について (原理・計算)

NPN トランジスタ回路の原理図を図 1 に示す。

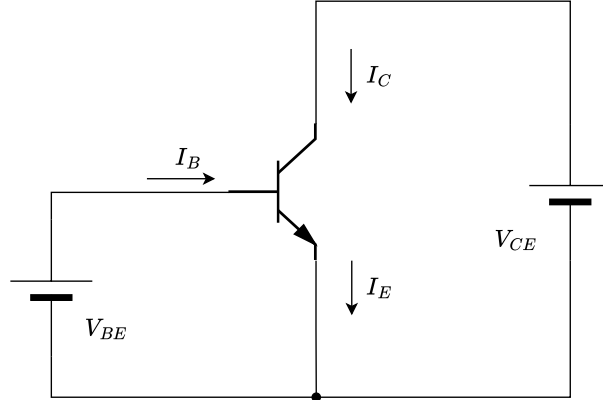


図 1: NPN トランジスタ回路の原理図

キルヒホッフの電流測より、

$$I_E = I_B + I_C \quad (1)$$

エミッタ接地直流増幅率を β_0 とすると、

$$I_C = \beta_0 I_B \quad (2)$$

また、ベース エミッタ間は pn 接合ダイオードなので、エミッタ電流 I_E は、

$$I_E \approx I_S \left[\exp \left(\frac{q}{kT} V_{BE} \right) - 1 \right] \approx I_S \exp \left(\frac{q}{kT} V_{BE} \right) \quad (3)$$

I_S はダイオードに逆方向の電圧がかかったときの微小な電流 (1pA ~ 1nA) である。(図 5 を参照。) q は、電子の負荷、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度であり、 $\frac{q}{kT}$ の値は、常温 (300K) で約 38.7 V^{-1} となる。式を変形して、

$$\ln I_E \approx \ln I_S + \frac{q}{kT} V_{BE} \quad (4)$$

$$\log I_E \approx \log I_S + \left(\frac{q}{kT} \log e \right) \cdot V_{BE} \quad (5)$$

となる。

2 エミッタ接地回路のバイアス電圧 v_{be} の設定 (原理・計算)

エミッタ接地増幅回路の基本原理を図 2 に示す。

1. バイアス電圧 V_{BE0} を印加
2. 交流電圧 v_{be} を加えると、ベース電流は、動作点 I_{B0} を中心に i_b 変化する
3. コレクタ電流は動作点 I_{C0} を中心に i_c 変化する。
4. コレクタ-エミッタ間電圧は、動作点 V_{CE0} を中心に v_{ce} 変化する

2.1 バイアス電圧 V_{BE} の設計手順

1. I_C - V_{CE} 特性に負荷線を引く (R_C を決める)
 V_{CC} 、 I_{CM} は自分で決める。

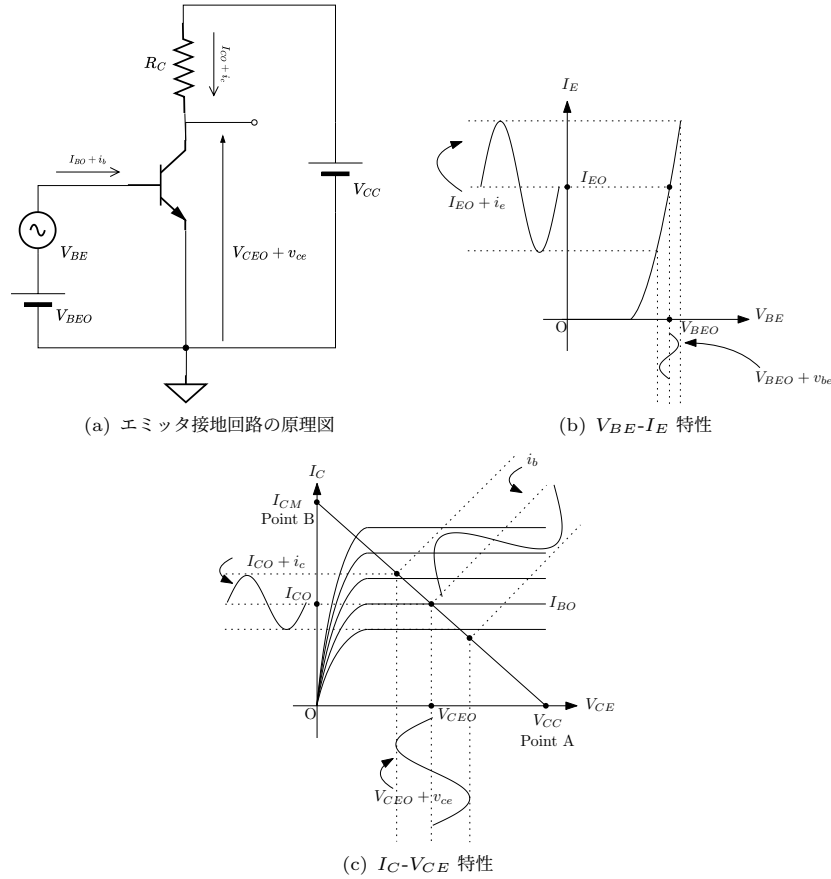


図 2: エミッタ接地回路の基本原理

$V_{CC} = 10 \text{ V}$ $I_{CM} = 11 \text{ mA}$ として計算

$V_{CE} = 0$ の時、(v_{ce} を短絡) $I_{CM} = \frac{V_{CC}}{R_C}$

$-I_C = 0$ の時、(R_C で電圧降下がない。 R_C を短絡) $V_{CEM} = V_{CC}$

$V_{CC} = \frac{10}{R_C}$ より、

$$\frac{V_{CC}}{R_C} = I_{CM} = \frac{10}{R_C} = 11 \text{ mA} \quad (6)$$

よって、

$$R_C = 909.0909 \Omega \quad (7)$$

$(0, \frac{V_{CC}}{R_C})$ 、 $(V_{CC}, 0)$ を通る直線は、

$$I_C = -\frac{1}{R_C} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{10 - V_{CE}}{909.09} \quad (8)$$

2. V_{CE} の動作点 V_{CEO} を求める (v_{ce} は自分で決める。±の値になる)

コレクタエミッタ間電圧 V_{CE} の振幅が大きく取れるように動作点を設定する。

エミッタ接地回路では、コレクタエミッタ間電圧 V_{CE} の動作点は電源電圧 V_{CC} と 0 V の真ん中付近に V_{CEO} を設定する。今回は、 $V_{CC} = 10 \text{ V}$ であるため、 $V_{CEO} = \frac{V_{CC}}{2} = 5 \text{ V}$ を動作点とする。また、今回は $v_{ce} = \pm 0.9 \text{ V}$ として計算する。

3. コレクタ電流 i_c の動作点 I_{CO} を求める。

$I_C - V_{CE}$ 特性で、 V_{CEO} を決めたとき、その振れ幅に対応する i_c と、 V_{CEO} に対する、 I_{CO} (コレ

クタ電流の動作点)が決まる。(I_{CO} が決まると、 I_{BO} が決まる。)

$$I_{CO} = \frac{V_{CC}}{2R_C} = \frac{V_{CEO}}{R_C} = \frac{5}{909.09} \approx 5.5\text{mA} \quad (9)$$

$V_{CE} = 5 - 0.9 = 4.1 \text{ V}$ の場合、 $I_C \approx 6.49 \text{ mA}$

$V_{CE} = 5 + 0.9 = 5.9 \text{ V}$ の場合、 $I_C \approx 4.51 \text{ mA}$

I_C の振れ幅は、 $6.49 - 4.51 = 1.98 \text{ mA}$ であるため、 $I_C = I_{CO} + i_c = 5.5 \pm 0.99 \text{ mA}$ と決まる。

4. ベースエミッタ間電圧 V_{BE} の動作点 V_{BEO} を求める

$I_C \approx I_E$ とし、LTSpice でシミュレーションした $I_E - V_{BE}$ 特性の値をカーソルで読み取る。

$I_C = 5.5 + 0.99 \text{ mA}$ の場合、 $I_E - V_{BE}$ 特性より $V_{BE} = 0.7427 \text{ V}$

$I_C = 5.5 - 0.99 \text{ mA}$ の場合、 $I_E - V_{BE}$ 特性より $V_{BE} = 0.73365 \text{ V}$

$I_C = I_{CO} = 5.5 \text{ mA}$ の場合、 $V_{BEO} = 0.7386 \text{ V}$

3 電流帰還バイアス回路の動作点設定 (原理・計算)

図 3 に、電流帰還バイアス回路の原理図を示す。 V_{CC} を R_1 と R_2 で分圧することで、ベース電位 V_{BQ} を設定する。添え字 Q がバイアス計算で求める量である。

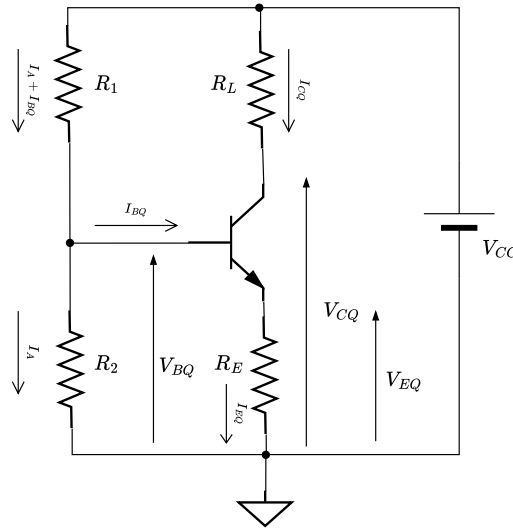


図 3: 電流帰還バイアス回路の原理図

$I_{BQ} \approx 0$ と近似 (他の電流と比べて小さいため) すると、 R_1 を流れる電流は、全て R_2 に流れるので、

$$V_{BQ} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (10)$$

により、ベースのバイアス電圧が求まる。ベース電流がゼロなので、 r_b (ベース層の抵抗) による電圧降下はゼロである。 $I_{EQ} = \frac{V_{EQ}}{R_E}$ (V_{EQ} は R_E の両端電圧)

$V_{EQ} = V_{BQ} - V_{BE}$ (V_{BE} は、前のシミュレーションで求めた約 0.7 V の値を使う。)

$I_{CQ} \approx I_{EQ}$ ($I_{EQ} = I_{CQ} - I_{BQ} \approx 0$)

$V_{CQ} = V_{CC} - R_L I_{CQ}$

$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta_0}$ (β_0 : 直流電流増幅率)

3.1 回路の特徴

1. 温度補償

トランジスタの直流電流増幅率は、温度によって上昇する性質がある。 β_0 増加 $\rightarrow I_{CQ}$ が増加 $\rightarrow I_{EQ}$ も増加 $\rightarrow R_E I_{EQ}$ が増加

$V_{BE} = V_{BQ} - V_{CQ}$ より、 V_{BE} が減少 $\rightarrow I_{BQ}$ が減少 $\rightarrow I_{CQ}$ の増加を抑制する。

2. 利点: 温度が変化した場合のバイアス安定度が高い。

3. 欠点: R_2 を比較的小さく設定する関係で、これらの抵抗に流れる電流 (ブリーダ電流) により、消費電流が大きくなる。

3.2 電流帰還バイアス回路の設計手順

電流帰還バイアス回路を設計するためにあらかじめ条件が要求される。

1. 諸条件の設定

- 使用するトランジスタ: 2SC1815
- 直流増幅率 $\beta_0 = 213$
- $V_{BE} = 0.7386 \text{ V}$
- $V_{CC} = 10 \text{ V}$
- バイアス点電流 $I_{CO} = 5.5 \text{ mA}$
- $I_{BO} = \frac{I_{CO}}{\beta_0} = \frac{5.5 \times 10^{-3}}{213} \approx 25.82 \mu\text{A}$
- R_E による電圧降下は、 V_{CC} の 10% とする。
- $V_{CEO} = V_{RLO}$ とする。
- ブリーダ電流 I_A : I_{BO} の 20 倍

2. R_E を求める

$$V_{EO} = R_E I_{EO} = 0.1 V_{CC} = 1.0 \text{ V} \quad I_{EO} \approx I_{CO} \text{ より}$$

$$R_E = \frac{V_{EO}}{I_{CO}} = \frac{1}{5.5 \times 10^{-3}} \approx 181.818 \Omega \quad (11)$$

3. R_L を求める

R_L に流れる電流 I_{CO} について、 $V_{CEO} = V_{CO} - V_{EO}$ と $R_L I_{CO}$ を等しくすると、出力信号の振幅を最大化できる。(動作点を負荷線の真ん中を選ぶ)

4. ブリーダ電流 I_A を求める。

$$20 \times I_{BO} = 20 \times 25.82 \mu\text{A} = 0.5164 \text{ mA}$$

5. R_2 を求める

$$V_{BO} = R_2 I_A \text{ より、}$$

$$R_2 = \frac{V_{BO}}{I_A} = \frac{(V_{EO} + V_{BE})}{I_A} = \frac{(1 + 0.7386)}{0.5164} \approx 3366.769946 \approx 3.4 \text{ k}\Omega \quad (12)$$

6. R_1 を求める

$$R_1 = \frac{(V_{CC} - (V_{EO} + V_{BE}))}{I_A + I_{BO}} = \frac{(10 - (1 + 0.7386))}{(0.5164 \times 10^{-3} + 25.82 \mu)} = 15236.25097 \approx 15.2 \text{ k}\Omega \quad (13)$$

4 エミッタ接地交流増幅回路の設計 (原理・計算)

図 4 にエミッタ接地交流増幅回路を示す。ここでは、どのキャパシタが入力信号を遮断周波数に影響を与えるかを考える。

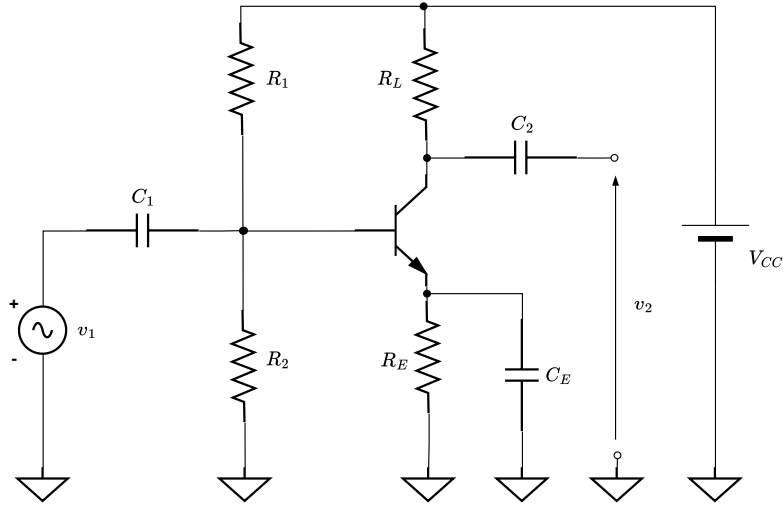


図 4: エミッタ接地交流増幅回路

C_E : バイパスキャパシタ

C_1, C_2 : 結合キャパシタ (直流信号を遮断して交流信号だけを通過)

4.1 等価回路

エミッタ接地微小信号等価回路と微小信号の変化分を表す特性を図に示す。微小信号とは、小さな振幅の交流信号のことである。 r_e は、ベース - エミッタ間の pn 接合ダイオードを抵抗に置き換えたものである。直流に対しては、この pn 接合はダイオードと考えられるが、ベースの入力信号が微小変化する場合には、 V_{BE} の変化に対してエミッタ電流 I_E の変化が比例して変化するものと考えられる。

$I_E \approx I_S \exp(\frac{q}{kT} V_{BE})$ を V_{BE} で微分すると (これが、 I_E - V_{BE} 曲線の傾きとなる。)

$$\frac{1}{r_e} = \frac{dI_E}{dV_{BE}} \approx \frac{q}{kT} I_S \exp(\frac{q}{kT} V_{BE}) = \frac{q}{kT} I_E \quad (14)$$

$$r_e = \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{I_{EO}} \approx \frac{0.026}{I_{EO}} \quad (15)$$

4.2 電圧増幅度の計算

図 6 に、微小信号等価回路を利用して描いたエミッタ接地交流等価回路を示す。

入力インピーダンス : $R_1 // R_2$ と Z_i が並列に接続されている。

(Z_i は、ベース端子から見た入力インピーダンス) ここで、 $Z_i = v_1 / i_b$ より、点線のループに沿ってキルヒホッフの法則を適用すると、

$$v_1 = r_b i_b + r_e i_e \quad (16)$$

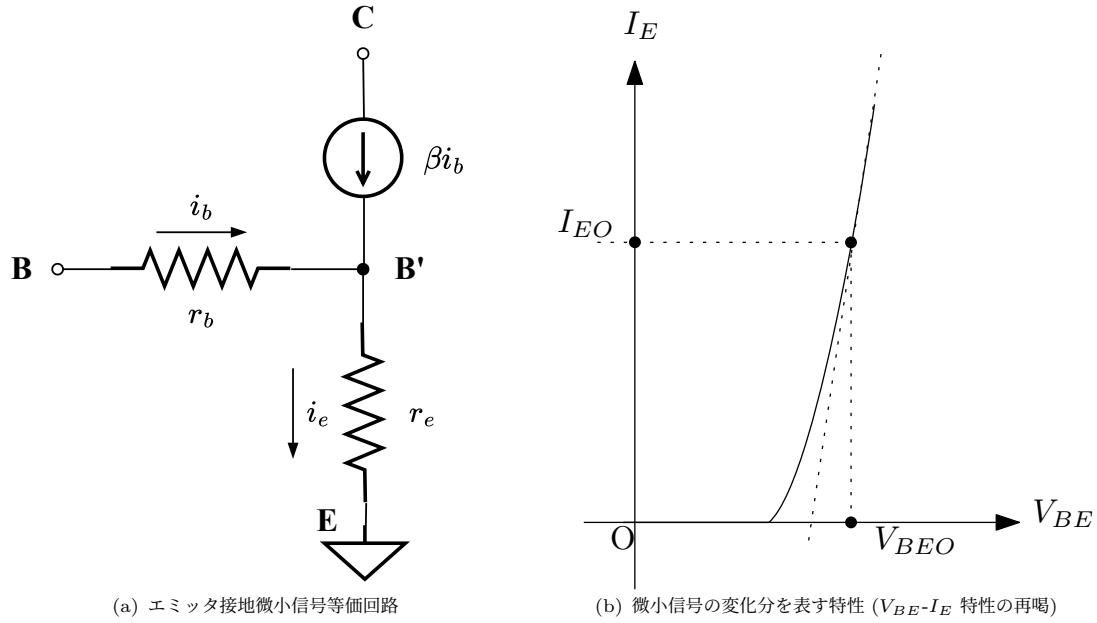


図 5: 微小信号等価回路の原理

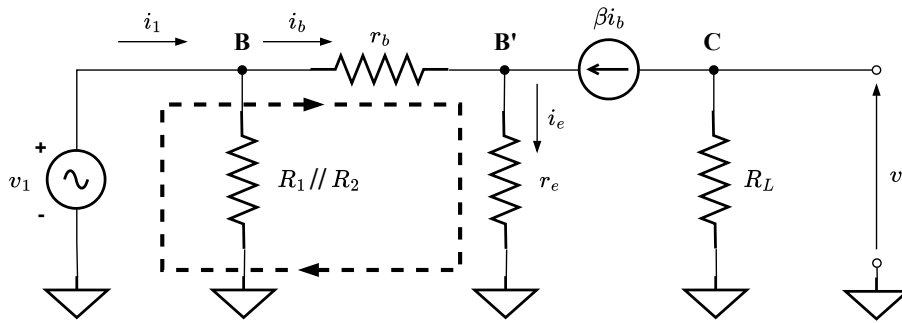


図 6: エミッタ接地交流増幅回路の等価回路

B' 点にキルヒホッフの電流則を適用すると、

$$i_e = (1 + \beta)i_b \quad (17)$$

式 (16)、(17) より、 i_e を消去して、

$$v_1 = r_b i_b + r_e (1 + \beta) i_b \quad (18)$$

よってベースから見た入力インピーダンス Z_i は、

$$Z_i = \frac{v_1}{i_b} = r_b + (1 + \beta)r_e \quad (19)$$

Z_i を用いると、エミッタ接地回路の入力端子から見たインピーダンス Z_{in} は、

$$Z_{in} = R_1 // R_2 // Z_i \quad (20)$$

となる。

電圧増幅度：負荷抵抗 R_L には下から上に流れる電流 βi_b が流れている。

よって、出力電圧 v_2 は、逆の極性を持つため、

$$v_2 = -R_L \beta i_b \quad (21)$$

$$i_b = \frac{v_1}{r_b + (1 + \beta)r_e} \quad (22)$$

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-\beta R_L}{r_b + (1 + \beta)r_e} = \frac{-\beta R_L}{Z_i} \quad (23)$$

4.3 C_1 による遮断周波数 f_{C1}

入力側の結合キャパシタ C_1 を考慮した入力部の等価回路を図 7 に示す。

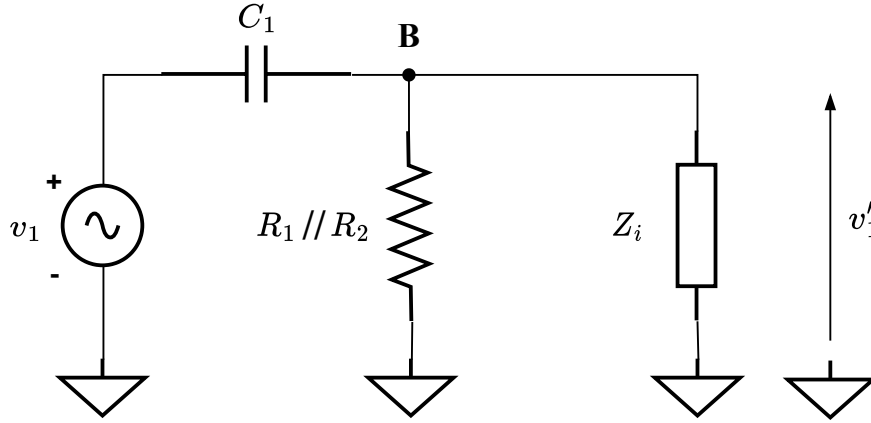


図 7: C_1 を考慮したエミッタ接地交流増幅回路の等価回路

v'_1 : ベースへの交流入力電圧 v_1 : 元の入力信号として、
電圧 $v_1 v'_1$ との比を求めると、

$$\frac{v'_1}{v_1} = \frac{R_1 // R_2 // Z_i}{\frac{1}{j\omega C_1} + R_1 // R_2 // Z_i} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 (R_1 // R_2 // Z_i)}} \quad (24)$$

$$Z_i = \frac{v_1}{i_b} = r_b + (1 + \beta)r_e \quad (25)$$

キャパシタ C_1 を入れた時の電圧増幅度 $A'_v = \frac{v_2}{v'_1}$ は、 $A_v = \frac{v_2}{v_1}$ として、

$$A'_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v'_1}{v_1} \cdot \frac{v_2}{v'_1} = A_v \frac{v'_1}{v_1} = \frac{-\beta R_L}{Z_i} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 (R_1 // R_2 // Z_i)}} \quad (26)$$

A'_v の絶対値、(振幅伝達関数) は、

$$|A'_v| = \frac{\beta R_L}{Z_i} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C_1 (R_1 // R_2 // Z_i)}\right)^2}} \quad (27)$$

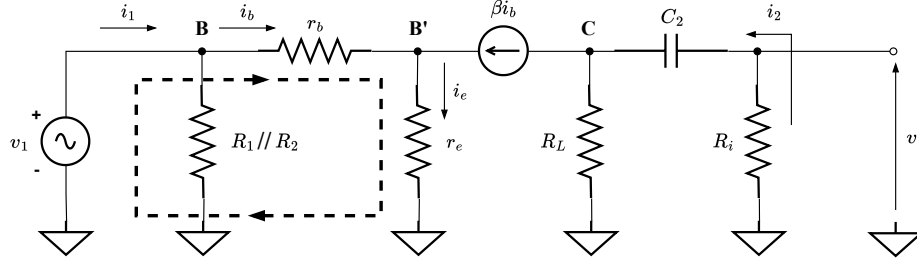
となる。 $\frac{\beta R_L}{Z_i}$ は、全てのキャパシタを短絡して考えた A_v の式と同じである。この増幅度から、 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ に低下する周波数 (低域遮断周波数 f_{C1}) は、 $\omega C_1 (R_1 // R_2 // Z_i) = 1$ より、

$$2\pi f_{C1} C_1 (R_1 // R_2 // Z_i) = 1 \quad (28)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{C1} (R_1 // R_2 // Z_i)} = 1 \quad (29)$$

4.4 C_2 による遮断周波数 f_{C2}

入力側の結合キャパシタ C_2 を入れた入力部の等価回路を図 8 に示す。図の点線に沿ってキルヒホッフの

図 8: C_2 を考慮したエミッタ接地交流増幅回路の等価回路

電圧則を適用すると、

$$v_1 = r_b i_b + (1 + \beta) r_e i_b \quad (30)$$

出力側に流れる電流 i_2 を電流源 βi_b から求めると、出力側の回路は R_L と、直列の $C_2 - R_i$ が並列接続された形であるため、

$$i_2 = \beta i_b \times \frac{R_L}{R_L + (\frac{1}{j\omega C_2} + R_i)} \quad (31)$$

で求まる。また、出力側電圧 v_2 は、

$$v_2 = -i_2 R_i \quad (32)$$

よって、電圧増幅度 A_v は、

$$\begin{aligned} A_v = \frac{v_2}{v_1} &= \frac{-i_2 R_i}{r_b i_b + (1 + \beta) r_e i_b} = \frac{\frac{-\beta R_L R_i}{R_L + (\frac{1}{j\omega C_2} + R_i)}}{r_b + (1 + \beta) r_e} \\ &= \frac{-\beta}{r_b i_b + (1 + \beta) r_e i_b} \cdot \frac{R_L R_i}{R_L + (\frac{1}{j\omega C_2} + R_i)} = \frac{-\beta}{r_b i_b + (1 + \beta) r_e i_b} \cdot \frac{\frac{R_L R_i}{R_L + R_i}}{1 + \frac{1}{j\omega C_2 (R_L + R_i)}} \\ &= \frac{-\beta R'_L}{r_b i_b + (1 + \beta) r_e i_b} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_2 (R_L + R_i)}} \end{aligned} \quad (33)$$

と求まる。 $(R'_L = R_L // R_i)$

$\frac{-\beta R'_L}{Z_i} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_2 (R_L + R_i)}}$ と、 $-\frac{\beta R'_L}{Z_i}$ と見比べると、 C_2 を短絡して考えられる周波数での増幅度に相当する。つまり、 R_L と次段の入力インピーダンス R_i が並列接続された形で増幅度が決まる。

$$|A_v| = \frac{\beta R'_L}{Z_i} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{1}{\omega C_2 (R_L + R_i)})^2}} \quad (34)$$

C_2 を短絡して考えた場合の値 $\frac{\beta R'_L}{Z_i}$ に対して、増幅度が $1/\sqrt{2}$ となる周波数 (低域遮断周波数 f_{C2}) は、 $\omega C_2 (R_L + R_i) = 1$ 、 $2\pi f_{C2} C_2 (R_L + R_i) = 1$ より、

$$f_{C2} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_L + R_i)} \quad (35)$$

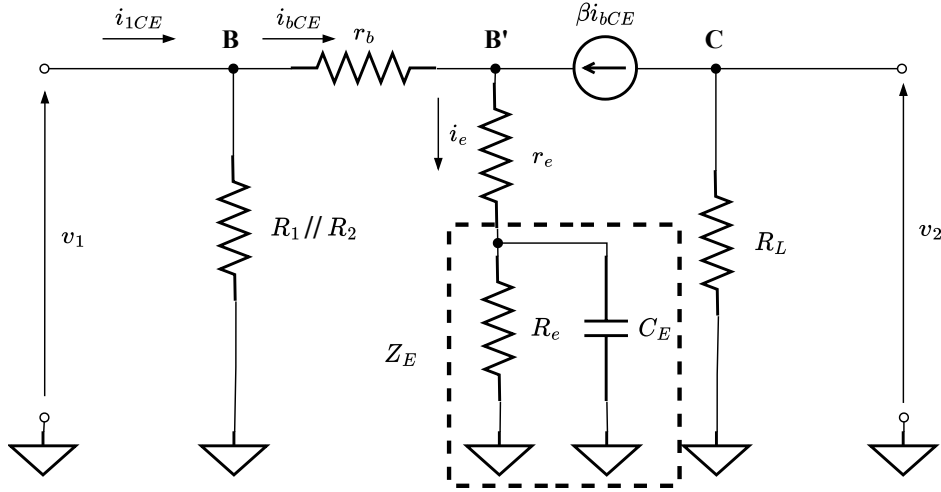
4.5 C_E による遮断周波数 f_{CE}

抵抗 R_E に並列にバイパスキャパシタ C_E を入れた等価回路を図 9 に示す。

C_E, R_E の並列インピーダンス Z_E は、

$$Z_E = \frac{R_E \cdot \frac{1}{j\omega C_E}}{R_E + \frac{1}{j\omega C_E}} = \frac{R_E}{1 + j\omega C_E R_E} \quad (36)$$

C_E が短絡している場合、 $Z_E = 0$ となる。 $v_1 \rightarrow r_b \rightarrow r_e$ のループにキルヒホッフの電圧則を適用した式

図 9: C_E を考慮したエミッタ接地交流増幅回路の等価回路

$v_1 = r_b i_{bCE} + r_e (1 + \beta) i_{bCE}$ を用いて、

$$Z_i = \frac{v_1}{i_{bCE}} = r_b + (1 + \beta) r_e \quad (37)$$

となる。(Z_i : ベース端子 B から見たトランジスタの入力インピーダンス)

r_b : 50~500 Ω 程度 β : 100 ~ 500 程度 ダイオードの交流等価回路 r_e : 数 10 Ω $(1 + \beta) r_e \gg r_b, \beta \gg 1$ として、

$$Z_i \approx (1 + \beta) r_e \approx \beta r_e \quad (38)$$

となる。

電圧増幅度 $A_v = \frac{v_2}{v_1}$ について、 $v_1 \rightarrow r_b \rightarrow r_e \rightarrow Z_E$ のループにキルヒホッフの電圧則を適用すると

$v_1 = r_b i_{bCE} + (r_e + Z_E)(1 + \beta) i_{bCE} = [r_b + (1 + \beta)(r_e + Z_E)] i_{bCE} = [r_b + (1 + \beta) r_e + (1 + \beta) Z_E] i_{bCE} = [Z_i + (1 + \beta) Z_E] i_{bCE}$ となる。 $v_2 = -R_L \beta i_{bCE}$ (v_2 は、電流 βi_{bCE} が負荷抵抗 R_L を下から上に流れる。)

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-\beta R_L}{Z_i + (1 + \beta) Z_E} \quad (39)$$

式 (39) を図 (36)、図 (38) に代入して、

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{-\beta R_L}{Z_i + (1 + \beta) Z_E} \approx \frac{-\beta R_L}{Z_i + \beta \frac{R_E}{1 + j\omega C_E R_E}} \\ &= \frac{-\beta R_L (1 + j\omega C_E R_E)}{Z_i (1 + j\omega C_E R_E) + \beta R_E} = -\beta R_L \cdot \frac{1 + j\omega C_E R_E}{Z_i + \beta R_E + j\omega C_E R_E Z_i} \approx -\beta R_L \cdot \frac{1 + j\omega C_E R_E}{\beta r_e + \beta R_E + j\omega C_E R_E Z_i} \\ &= -\beta R_L R_E \cdot \frac{1 + j\omega C_E R_E}{\beta (r_e + R_E) + j\omega C_E R_E Z_i} \approx -\beta R_L \cdot \frac{1 + j\omega C_E R_E}{\beta R_E + j\omega C_E R_E Z_i} \\ &= -\frac{\beta R_L}{R_E} \cdot \frac{1 + j\omega C_E R_E}{\beta + j\omega C_E Z_i} = -\frac{R_L}{R_E} \cdot \frac{1 + j\omega C_E R_E}{1 + j\omega C_E Z_i / \beta} \end{aligned} \quad (40)$$

式 (38) より、

$$A_v \approx -\frac{R_L}{R_E} \cdot \frac{1 + j\omega C_E R_E}{1 + j\omega C_E Z_i / \beta} \approx -\frac{R_L}{R_E} \cdot \frac{1 + j\omega C_E R_E}{1 + j\omega C_E r_e} \quad (41)$$

$f \rightarrow \infty, \omega \rightarrow \infty$ の場合、

$A_v|_{\omega \rightarrow 0} \approx -\frac{R_L}{R_E}$ と一定値 (低域の電圧増幅度) になり、

$A_v|_{\omega \rightarrow \infty} \approx -\frac{R_L}{r_e} \leftarrow$ ロピタルの定理

と、一定値 (中域での電圧増幅度) となる。

$-\frac{R_L}{R_E} \cdot \frac{1 + j\omega C_E R_E}{1 + j\omega C_E r_e}$ の分母分子に関係する特徴的な周波数について

$$f_{CE1} = \frac{1}{2\pi C_E Z_i / \beta} \approx \frac{1}{2\pi C_E r_e} \quad (42)$$

$$f_{CE2} = \frac{1}{2\pi C_E R_E} \quad (43)$$

$$A_v \approx -\frac{R_L}{R_E} \cdot \frac{1 + j(f/f_{CE2})}{1 + j(f/f_{CE1})} \quad (44)$$

$$A_v \approx -\frac{R_L}{R_E} \cdot \frac{1 + j(f/f_{CE2})}{1 + j(f/f_{CE1})} \quad (45)$$

$$|A_v| \approx \frac{R_L}{R_E} \cdot \sqrt{\frac{1 + (f/f_{CE2})^2}{1 + (f/f_{CE1})^2}} \quad (46)$$

この式は、低周波数側から周波数を増加させるとき、 f_{CE2}, f_{CE1} で 2 回折れ曲がる形の関数である。

f_{CE2} は、 $C_E R_E$ で決まる周波数 低周波数 \rightarrow 高周波数に増加するときに増幅度が上りはじめる周波数

f_{CE1} は、時定数 $C_E r_e$ で決まる周波数で、高周波 \rightarrow 低周波数に減少するときに増幅度が下がりはじめる周波数である。したがって、バイパスキャパシタ C_E を含む図の等価回路では、低域遮断周波数は、 f_{CE1} となる。

4.6 低域遮断周波数のまとめ

入力側キャパシタ C_1 : $f_{C1} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_1 // R_2 // Z_i)}$

出力側キャパシタ C_2 : $f_{C2} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_L + R_i)}$

バイパスキャパシタ C_E : $f_{CE1} = \frac{1}{2\pi C_E Z_i / \beta} \approx \frac{1}{2\pi C_E r_e}$

R_1, R_2, R_L, R_i, Z_i が、 $k\Omega$ オーダに対し、 $r_e \approx \frac{Z_i}{\beta}$ は、

1 ~ 10 Ω オーダ各キャパシタの静電容量を同じにすると、 C_E による周波数 f_{CE1} が最も大きな値となる。つまり、低域遮断周波数は、トランジスタの交流増幅率の低下、ベース-コレクタ間容量によるベース端子への逆位相信号入力 (負帰還)、回路を組み立てる配線の分布容量など複数の要因がからみ合っており、高域遮断周波数の設計には、より高度な回路に関する知見が必要である。

4.7 諸量計算 r_e, A_v 、低域遮断周波数

r_e, A_v (電圧増幅度), 低域遮断周波数 f_{CE1}, f_{C1}, f_{C2}

条件 1 C_1, C_2 は、100 μ F を使う

$$1. r_e \approx \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{I_{EQ}} \quad r_e \approx \frac{0.026}{I_{EO}} (I_{EO} \approx I_{CO}) \left(\frac{kT}{q} \text{ は定数} \right)$$

$$2. A_v = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{\beta R_L}{Z_i} = -\frac{R_L}{Z_i / \beta} \approx -\frac{R_L}{r_e} = \frac{506}{3.3} \approx -153$$

条件 2: 低域遮断周波数 $f_{CE1} = 20 \text{ Hz}$ として設計)

$$f_{CE1} \approx \frac{1}{2\pi C_E r_e} \Rightarrow C_E \approx \frac{1}{2\pi f_{CE1} r_e}$$

5 エミッタ接地交流増幅回路の設計手順

1. $r_e \approx \frac{0.026}{I_{EO}} \approx \frac{0.026}{I_{CO}} = \frac{26 \times 10^{-3}}{5.5 \times 10^{-3}} \approx 4.7272[\Omega]$
2. $A_v = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{\beta R_L}{Z_i} = -\frac{R_L}{Z_i/\beta} \approx -\frac{818.18}{4.72} = -173.3432\dots$
3. C_E : 低域遮断周波数を 20 Hz として設定 (可聴周波数の下限)

$$f_{CE1} \approx \frac{1}{2\pi C_E r_e} \Rightarrow C_E \approx \frac{1}{2\pi f_{CE1} r_e} \approx \frac{1}{2\pi \times 20 \times 4.72} = 1.68596 \times 10^{-3} = 1686\mu\text{F} \quad (47)$$

C_1, C_2 は、 $100\mu\text{F}$ より、次段の入力インピーダンスを $R_i = 1\text{k}\Omega$ と仮定

$$f_{C1} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_1 // R_2 // Z_i)} \approx \frac{10^4}{2\pi \times (15.2 \times 10^3 // 3.4 \times 10^3 // 10^3)} \approx \frac{10^4}{2\pi \times 735.344} \approx 2.1643\text{Hz} \quad (48)$$

$$f_{C2} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_L + R_i)} \approx \frac{1}{2\pi \times 10^{-4} \times 1.818 \times 10^3} = 0.8754[\text{Hz}] \quad (49)$$

f_{C1}, f_{C2} は、 20 Hz と比べてかなり小さい。

参考文献

- [1] 鹿間信介（2022）, LTspice で独習できる! はじめての電子回路設計. 講談社, 2022.
- [2] 「エミッタ接地回路の『特徴』や『原理』について」
<https://detail-infomation.com/amplifier-common-emitter-circuit/>
(最終アクセス 2022 年 11 月 1 日)
- [3] 「トランジスタ (2SC1815) によるエミッタ接地回路【4】: 電圧増幅回路の設計と LTSpice による詳細なシミュレーション | たぬしの空想半径」, <https://tanukitanushi.com/riken/circuit/emit4/>
(最終アクセス 2022 年 11 月 1 日)