

3. バイポーラトランジスタ

3.1 $v_{BE} - i_B$ 特性

さて、本章からはいよいよトランジスタの話である。図 3.1 にバイポーラトランジスタの記号を示す。電極はベース(Base)、エミッタ(Emitter)、コレクタ(Collector)と呼ばれる3種類からなる。まずは、このトランジスタの特性をシミュレーションにより見る。

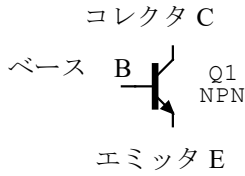


図3.1 バイポーラトランジスタ

図 3.2 はトランジスタ増幅回路のシミュレーション結果である。トランジスタのベース・エミッタ間には電圧

$$v_{BE} = 0.85 + 0.005 \sin(2\pi ft) \text{ [V]} \quad (3.1)$$

が印加され、それに伴いトランジスタのコレクタ・エミッタ間には電圧

$$v_{CE} \approx 1.2 - 0.75 \sin(2\pi ft) \text{ [V]} \quad (3.2)$$

が現れている。これらの電圧に含まれている変化分（信号成分）だけに注目するとベース・エミッタ間電圧の信号成分 v_{be} は

$$v_{be} = 0.005 \sin(2\pi ft) \text{ [V]} \quad (3.3)$$

であり、コレクタ・エミッタ間電圧の信号成分 v_{ce} は

$$v_{ce} \approx -0.75 \sin(2\pi ft) \text{ [V]} \quad (3.4)$$

である。ここで、信号成分の周波数 $f = 1$ [kHz] である。このトランジスタ増幅回路においては 5 [mV] の振幅を持った信号電圧が約 750 [mV] の振幅を持った信号電圧へと約 150 倍に増幅されている。これを応用すれば、検波回路出力の小さな音声信号電圧を増幅することでスピーカを鳴らすことができる。

本章では、このトランジスタによる信号電圧の増幅の原理を、トランジスタ各部の動作をシミュレーションしながら確認していく。まず、最初にトランジスタ増幅回路のベース・エミッタ間に電圧 v_{BE} を加えたときのベース電流 i_B の変化の様子を見る。図 3.3(a) は $v_{BE} - i_B$ 特性のシミュレーション結果である。シミュレータに用意されているトランジスタの中から pDefault NPN BJT と書かれた、型式の指定されていない NPN トランジスタを用いている。 $v_{BE} - i_B$ 特性はダイオードの特性とほぼ同じである。

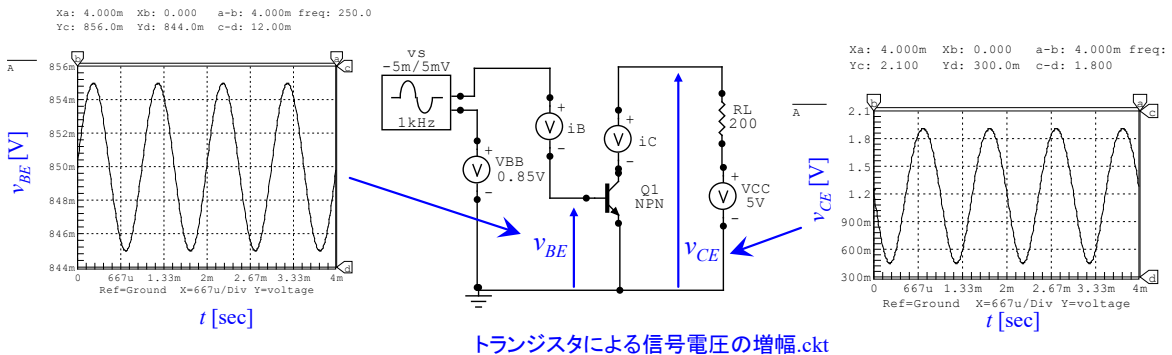
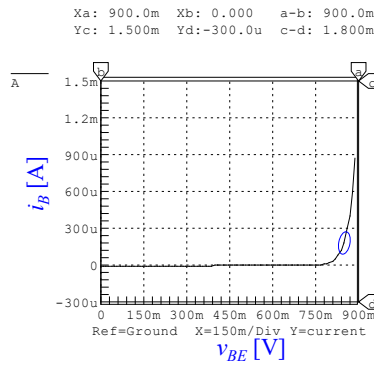
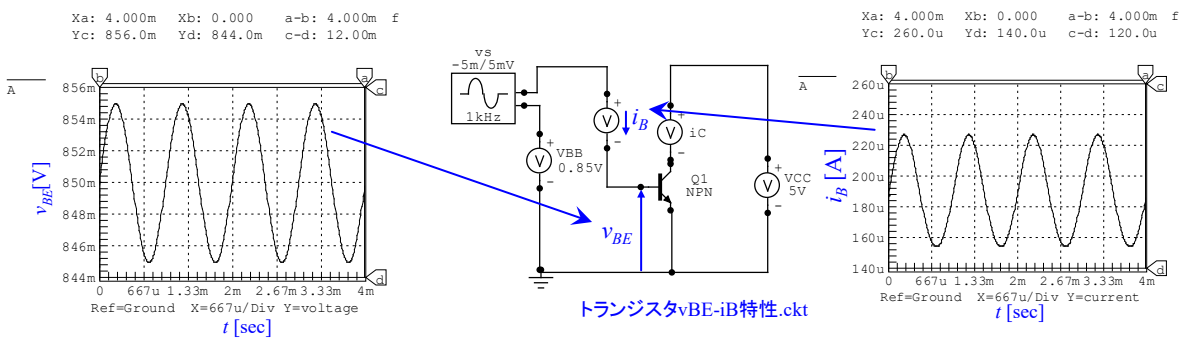


図3.2 トランジスタによる信号電圧の増幅

3.1 $v_{BE}-i_B$ 特性



(a) $v_{BE}-i_B$ 特性



(b) 正弦波入力信号に対するベース電流

図3.3 トランジスタの $v_{BE}-i_B$ 特性

図 3.3(a)の楕円で囲んだ辺りの特性を利用して、ベース・エミッタ間電圧 v_{BE} を 0.85[V] を中心にごくわずかに変化させてみる。そのときの、ベース電流 i_B の変化の様子が同図(b)である。同図(b)はベース・エミッタ間電圧 $v_{BE}=0.85+0.005\sin(2\pi ft)$ [V]としたときのベース電流 i_B の変化の様子である。ここで正弦波成分の周波数 $f=1$ [kHz]としている。 v_{BE} とほぼ同じ波形の i_B が得られている。 $v_{BE}-i_B$ 特性は直線ではないが、微小変化に対しては直線に近いので、ベース電流のひずみは小さい。

3.2 i_B-i_C 特性

このベース電流 i_B に対して、コレクタ電極に流れ込むコレクタ電流 i_C はどのように変化するか？ 図 3.4 は i_B-i_C 特性のシミュレーション結果を示す。Simulation → Analysis Setup において DC を Enable とし、Source Name を i_B と指定して、ベース電流 i_B を 0 から 1 [mA]まで 1 [μ A] 刻みで変化させる設定としている。コレクタ電流 i_C は 0 から 100 [mA]まで直線的に変化している。シミュレータでは、この特性は直線で近似されている。このトランジスタの電流増幅率 h_{FE} は

$$h_{FE} = \frac{i_C}{i_B} = 100 \quad (3.5)$$

である。この電流増幅の特性を利用すれば微小信号電流を大きな信号電流に増幅できる。

ベース・エミッタ間電圧 $v_{BE}=0.85+0.005\sin(2\pi ft)$ [V]としたときのベース電流 i_B およびコレクタ電流 i_C 変化の様子を図 3.5 に示す。ベース・エミッタ間電圧 v_{BE} の ± 5 [mV] の変化がコレクタ電流

i_C の約 ± 3.5 [mA] の変化に変換されている様子が分かる。

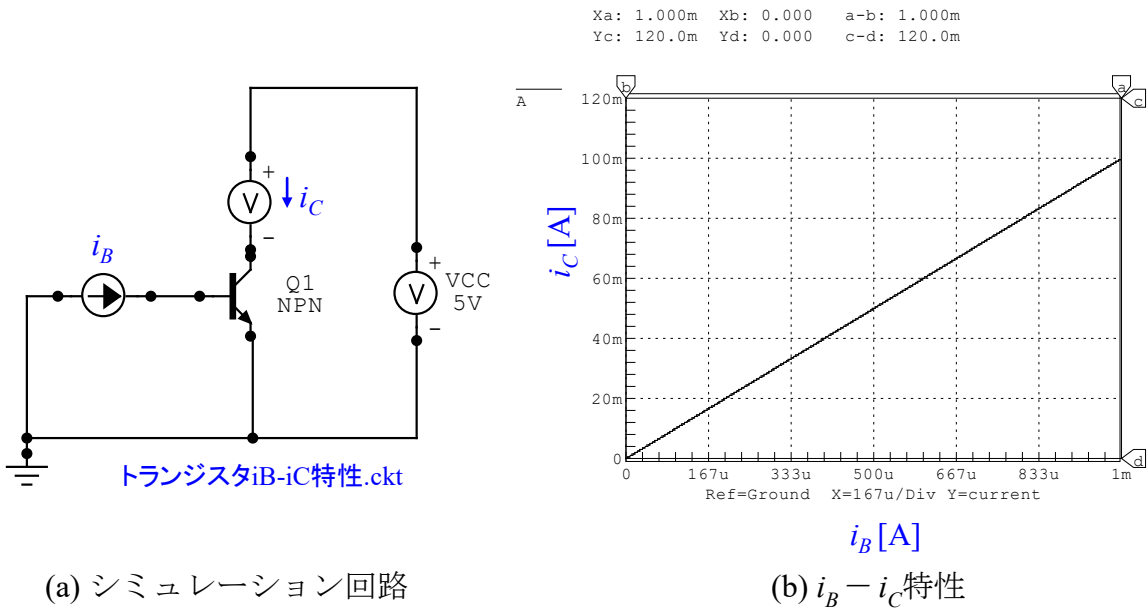


図3.4 トランジスタの $i_B - i_C$ 特性

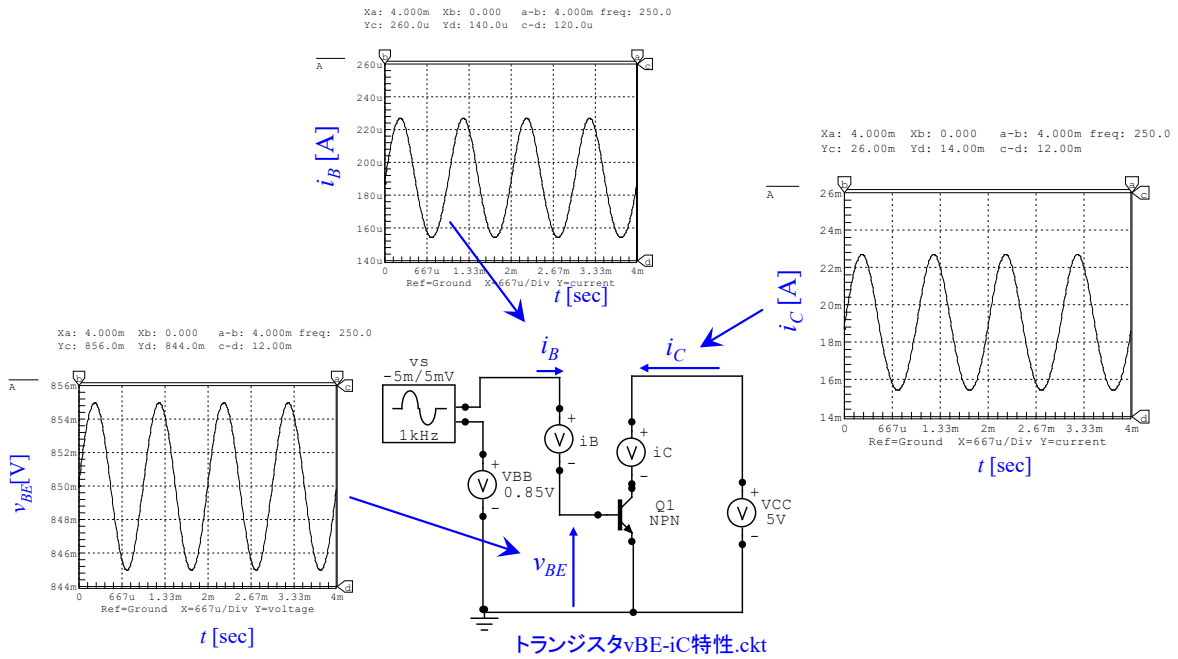


図3.5 トランジスタの $v_{BE} - i_C$ 特性

3.3 トランジスタによる信号電圧の増幅

ここでコレクタと電源 VCC の間に抵抗を挿入する。図 3.6 にその結果を示す。図 3.5 の回路との違いは、図 3.6 では 200 [Ω] の抵抗 R_L がトランジスタ Q1 と電源 VCC の間に挿入されている点である。これによりトランジスタのコレクタ・エミッタ間電圧 v_{CE} の変化は、図 3.5 では ± 0 [V] であったものが、図 3.6 では約 ± 0.75 [V] になっている。この値は、コレクタ電流 i_C の変化分 ± 3.5 [mA] に 200 [Ω] の抵抗値をかけた値に一致している。振幅 5 [mV] の信号電圧から振幅約 750 [mV]

の信号電圧が得られている。信号電圧は約 150 倍に増幅されている。以上が本章の最初の図 3.2 に示した、小さな信号電圧 v_{be} から大きな信号電圧 v_{ce} を得た過程である。

では、何故、コレクタと電源 VCC の間に抵抗 R_L を挿入した影響がコレクタ電流には現れなかったのでしょうか？線形素子で構成された電気回路においては、回路中に新たな素子を挿入すれば、回路中の電圧・電流の分布はその素子の影響を受けて変化する。図 3.6 ではコレクタ電流 i_c は抵抗 R_L 挿入の影響を受けていない。その理由は、次の $v_{CE} - i_c$ 特性により説明できる。

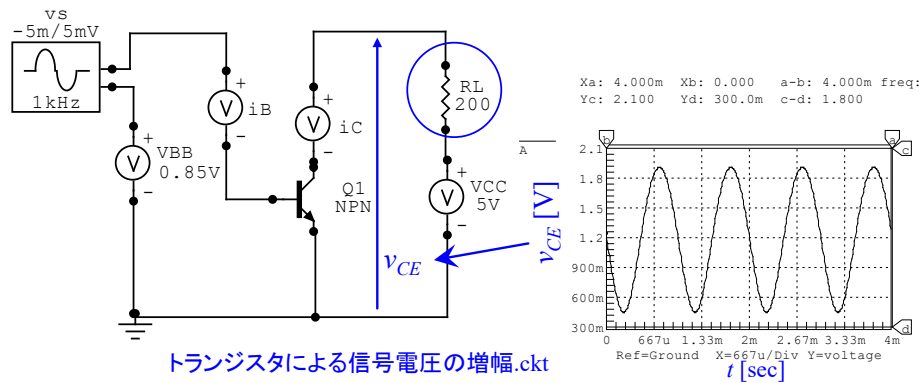


図3.6 トランジスタによる信号電圧の増幅

3.4 $v_{CE} - i_c$ 特性

図 3.7 はベース電流 $i_B = 300 [\mu\text{A}]$ 一定に保ち、コレクタ・エミッタ間電圧 v_{CE} を 0 [V] から 5 [V] へと変化させた場合のコレクタ電流 i_c のシミュレーション結果である。 v_{CE} を 0 [V] から少し増加させたときには i_c は 0 [A] から比例的に増加しているが、 $v_{CE} = 400 [\text{mV}]$ 辺りで飽和して、その後は v_{CE} が変化しても i_c は変化していない。図 3.8 はベース電流を $i_B = 0, 200, 400, 600, 800, 1000 [\mu\text{A}]$ のそれぞれの値で固定とし、 v_{CE} を 0 [V] から 5 [V] へと変化させた場合のコレクタ電流 i_c のシミュレーション結果である。いずれのベース電流の場合も、ベース電流が一定であれば、 $v_{CE} = 400 [\text{mV}]$ より大きな値で、 i_c に変化は見られない。すなわちこの結果から、 v_{CE} が 400 [mV] より大きな領域では、コレクタ電流 i_c は v_{CE} の影響を受けることなく、ベース電流 i_B により決定されることが分かる。

3.5 トランジスタによる増幅の原理

図 3.3 より、ベース電流 i_B の変化分 ($\pm 35 [\mu\text{A}]$) はベース・エミッタ間電圧 v_{BE} の変化分 ($\pm 5 [\text{mV}]$) にほぼ比例する。図 3.4 より、コレクタ電流 i_c は i_B に比例する。よって、 i_c の変化分 ($\pm 3.5 [\text{mA}]$) は v_{BE} の変化分 にほぼ比例する。図 3.8 より、 i_c はコレクタ・エミッタ間電圧 v_{CE} の影響を受けない。よって、抵抗 R_L における電圧降下は $R_L \times i_c = 200 [\Omega] \times (\pm 3.5) [\text{mA}] = \pm 750 [\text{mV}]$ となる。これが、図 3.2 において v_{BE} に重畳された 5 [mV] の振幅の正弦波が v_{CE} において 750 [mV] の振幅の正弦波に増幅される原理である。

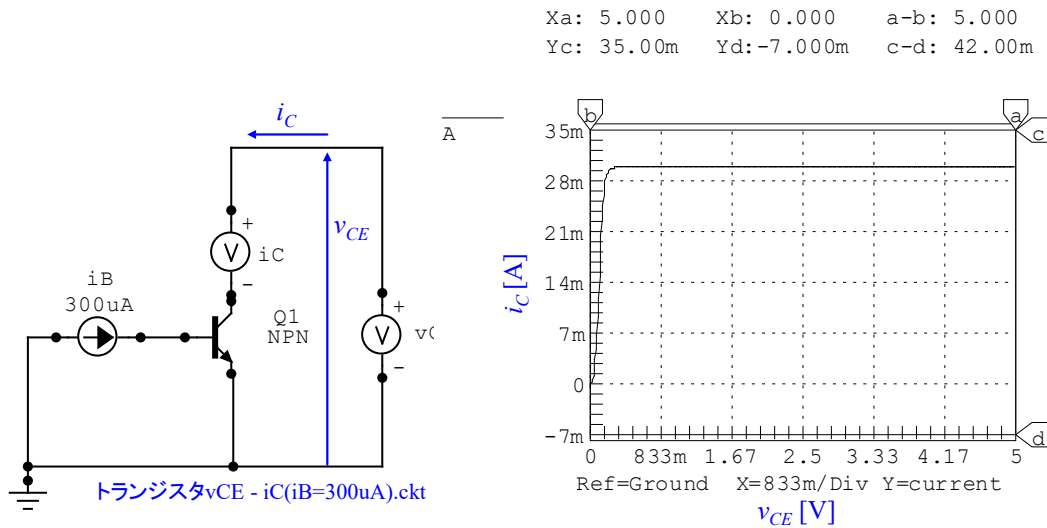


図3.7 $v_{CE}-i_C$ 特性

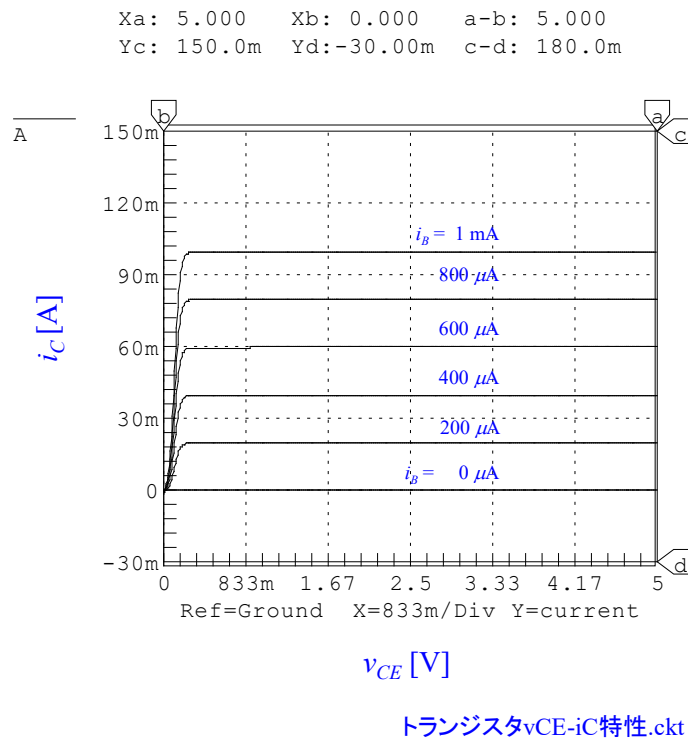
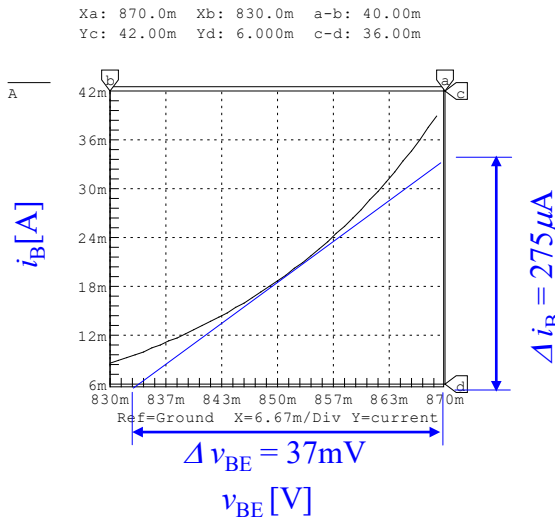


図3.8 $v_{CE}-i_C$ 特性

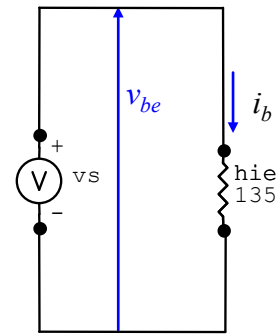
3.6 小信号等価回路

トランジスタ増幅回路の重要な性能は、正弦波信号に対するものである。これまでのシミュレーションでは、ベース・エミッタ間電圧の直流成分 $V_{BB} = 0.85$ [V]に正弦波信号電圧 $v_s = 0.005\sin(2\pi ft)$ [V]が重畳されていた。正弦波信号電圧 v_s は直流成分 V_{BB} に対して小さな値である。そこでこの信号を「小信号」と呼び、小信号成分のみの等価回路を示す。

(a)入力抵抗



(a) 入力抵抗



(b) 小信号等価回路

図3.9 ベース側小信号等価回路

まず、小信号電圧 v_s (ベース・エミッタ間電圧 v_{BE} の変化分 Δv_{BE}) に対するするベース電流の変化分 Δi_B を求める。図 3.9(a)は図 3.3 の $v_{BE}-i_B$ 特性の $v_{BE}=850$ [mV]付近の拡大図である。 $v_{BE}=850$ [mV] を変化の中心(動作点)とし、動作点における曲線の接線の傾きを求めると

$$r_{ie} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} = \frac{37 [\text{mV}]}{275 [\mu\text{A}]} \approx 135 [\Omega] \quad (3.6)$$

となる。これは小信号成分に対する入力抵抗 r_{ie} とみなすことができる。この入力抵抗 r_{ie} は h パラメータにより h_{ie} と表記される。本章のこれまでのシミュレーションでは小信号成分の振幅を ± 5 [mV]としてきたが、この小さな振幅ではベース・エミッタ間電圧とベース電流の間の関係はこの抵抗で近似する。

(b) ベース側小信号等価回路

トランジスタのベース側の小信号に関する等価回路は、小信号電圧 v_s と入力抵抗 h_{ie} により図 3.9(b)のように表される。この回路に流れる電流はベース電流の小信号成分 i_b である。

(c) 電流増幅率

次にベース電流の変化分 Δi_B に対するコレクタ電流の変化分 Δi_C を求める。図 3.10(a)にシミュレーション結果を示す。図 3.4 の i_B-i_C 特性から得られた電流増幅率 h_{FE} に対して、動作点近傍における小信号成分の電流増幅率 h_{fe} が次のように求められる。

$$h_{fe} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{100 [\text{mA}]}{1 [\text{mA}]} = 100 \quad (3.7)$$

ベース電流の変化分 Δi_B に対してコレクタ電流の変化分 Δi_C は h_{fe} 倍される。 h_{FE} と h_{fe} は図 3.4 の特性が直線であれば一致する。実際のトランジスタではこの特性は直線ではなく、 h_{fe} は動作点によって値が異なる。

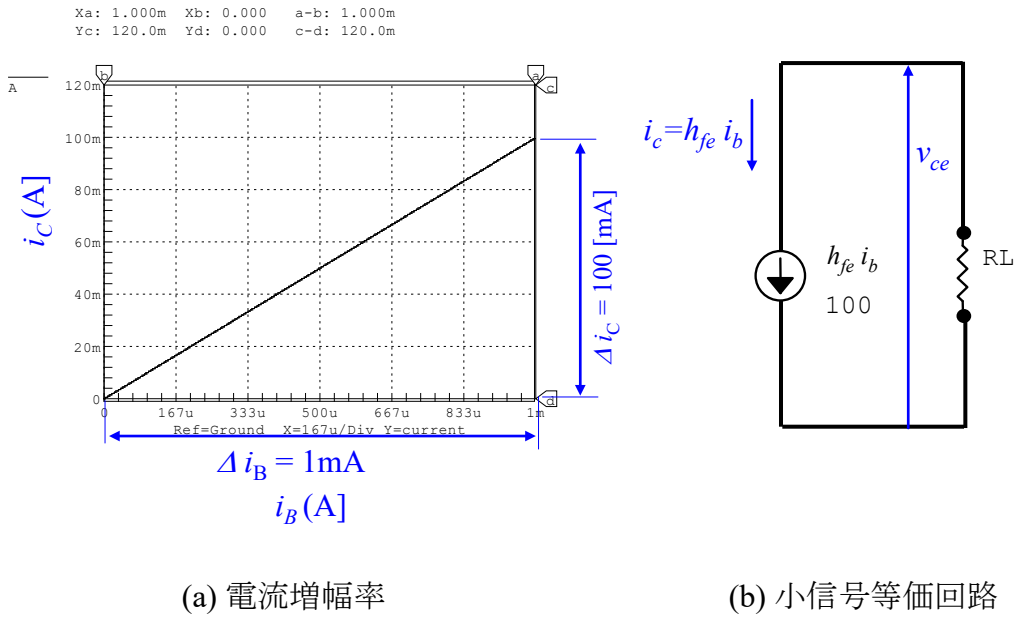


図3.10 コレクタ側小信号等価回路

(d) コレクタ側小信号等価回路

トランジスタのコレクタ側の小信号等価回路は、 $h_{fe}i_b$ の電流を流す電流源と負荷抵抗 R_L により図 3.10 (b)のように表される。電流源は、その両端にかかる電圧には無関係に、「設定された」電流を流す素子である。図 3.8 のコレクタ・エミッタ間電圧 $v_{CE} > 400$ [mV]におけるコレクタ電流 i_c の特性は電流源により表すことができる。図 3.10 (b)においては小信号成分にのみ注目している。コレクタ・エミッタ間電圧の変化 v_{ce} には無関係に、コレクタ電流の変化分 i_c が

$$i_c = h_{fe}i_b = 100i_b \quad (3.8)$$

と決定される。

(e) 増幅回路の小信号等価回路

図 3.9 (b)のベース側小信号等価回路と図 3.10 (b)のコレクタ側小信号等価回路を組み合わせた等価回路を図 3.11 に示す。これは図 3.2 のバイポーラトランジスタ増幅回路の小信号等価回路である。図中の hfe は $\text{I} \rightarrow \text{I Source}$ より利用できる。この回路素子は左側の四角で囲まれた矢印に電流 i_b を流せば、右側の丸で囲まれた矢印が $h_{fe}i_b$ の電流を流す電流源の働きをする。ベース側の回路においては、四角で囲まれた矢印を挿入した影響は何もなく、ベース電流 i_b は

$$i_b = \frac{v_{be}}{h_{ie}} \quad (3.9)$$

によって決まる。図 3.11 の等価回路の左半分は図 3.9 (b)のベース側小信号等価回路と全く同じ働きをする。同様に図 3.11 の等価回路の右半分も図 3.10 (b)のコレクタ側小信号等価回路と全く同じ働きをする。

図 3.6 の回路では 5 [mV] の振幅を持った信号電圧から約 750[mV] の振幅を持った信号電圧が得られている。図 3.11 の回路においても、 v_{be} の振幅 $V_{bem} = 5$ [mV] であるのに対して、 v_{ce} の振幅 $V_{cem} = 740$ [mV] であった。この等価回路の電圧増幅度 A_v は

$$A_v = \frac{V_{cem}}{V_{bem}} = \frac{740 \text{ (mV)}}{5 \text{ (mV)}} \approx 150 \quad (3.10)$$

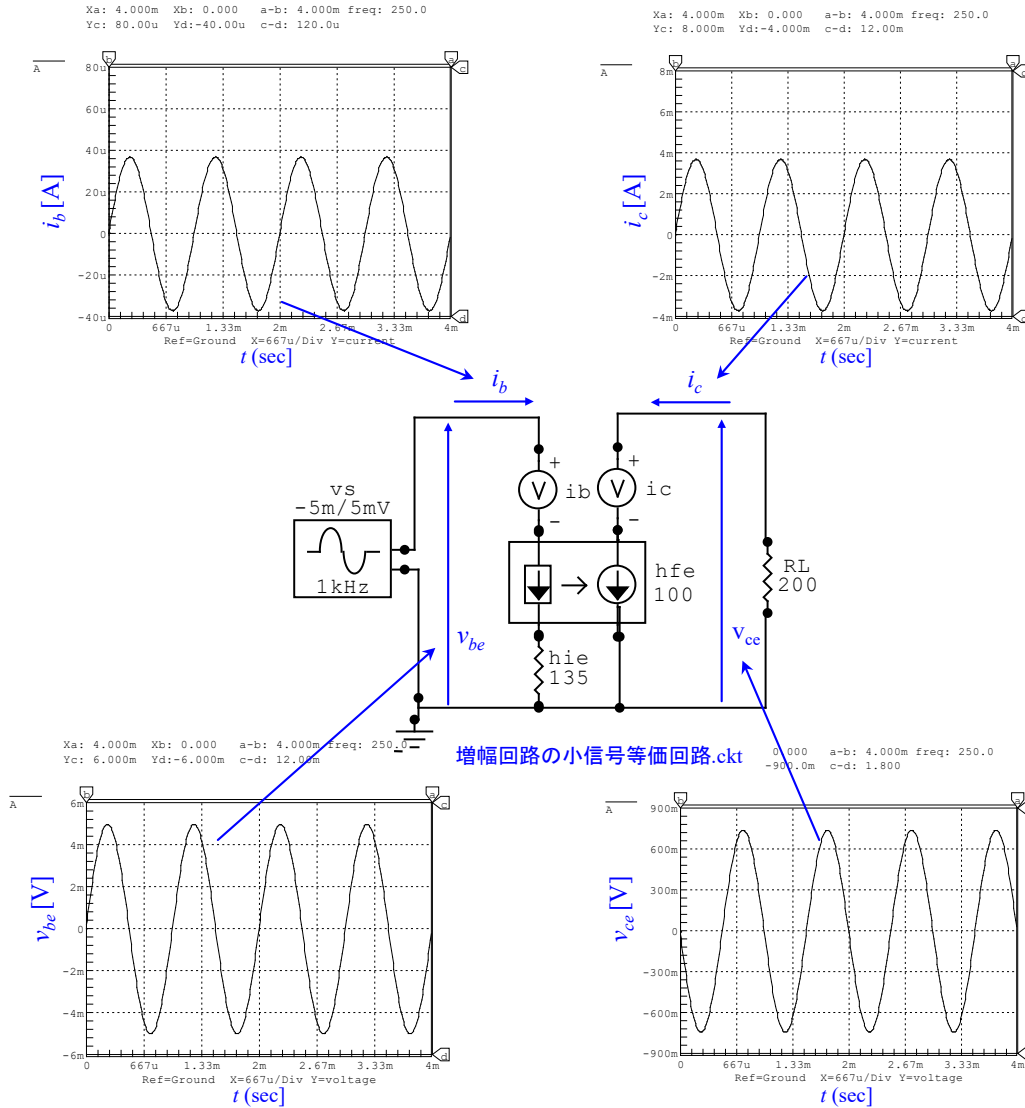


図3.11 小信号等価回路と各部の波形

である。この値は以下の計算により求めることも出来る。

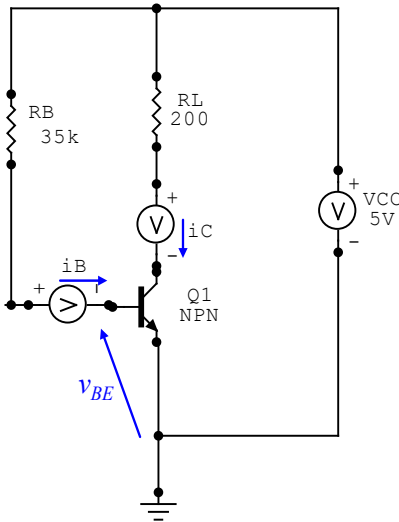
$$\begin{aligned} A_v &= \frac{v_{ce}}{v_{be}} = \frac{-i_c R_L}{v_{be}} = \frac{-i_b h_{fe} R_L}{i_b h_{ie}} = \frac{-h_{fe} R_L}{h_{ie}} \\ &= -100 \times 200 / 135 \\ &\approx 150 \end{aligned} \quad (3.11)$$

3.7 バイアス回路

図 3.6 のトランジスタ増幅回路においては直流電源が V_{BB} と V_{CC} の 2 個必要であった。しか

し、電圧の異なる2種類のバッテリー（乾電池）を用意することは不経済である。直流電源1個で増幅回路を構成できればその方がよい。交流の信号電圧 v_s に直流電圧 V_{BB} を加えて、信号電圧 v_s の変化の中心を V_{BB} とすることを、信号電圧に**バイアス**をかけるという。加えた電圧は**バイアス電圧**という。直流電源は V_{CC} 用に一個だけ用意して、この V_{CC} からバイアス電圧を得る回路が**バイアス回路**である。

(a) 固定バイアス回路



固定バイアス回路.ckt

図3.12 固定バイアス回路

図 3.12 は最も簡単なバイアス回路を示す。このバイアス回路は**固定バイアス回路**と呼ばれる。このシミュレータの **default** タイプのトランジスタではベース・エミッタ間電圧 $v_{BE} = 0.85$ [V]であり、この回路のベース電流 i_B は

$$i_B = \frac{V_{CC} - v_{BE}}{R_2} = \frac{5 - 0.85 \text{ [V]}}{35 \text{ [k}\Omega]} \approx 120 \text{ [\mu A]} \quad (3.12)$$

となる。コレクタ電流 i_C は

$$i_C = h_{FE} i_B \approx 100 \times 120 \text{ [\mu A]} = 12 \text{ [mA]} \quad (3.13)$$

である。

図 3.13 は固定バイアス回路に信号電圧 v_s を印加した場合の各部の波形である。コンデンサ C_1 は信号源に直流電流が流れ込まないように、直流的に絶縁するためのものである。ベース電流 i_B には 120 [μ A]の直流成分に、振幅約 18 [μ A]の信号成分が重畳している。これによりコレクタ

電流 i_C には約 12 [mA]の直流成分に、振幅約 1.8 [mA]の信号成分が重畳している。この信号成分により、コレクタ・エミッタ間電圧 v_{CE} には振幅約 360 [mV]の信号成分が現れている。

この固定バイアス回路の欠点は、トランジスタの特性のばらつきや温度による特性変化によって、増幅回路の特性が大きく変化してしまうことにある。例として、図 3.14 に示すようにトランジスタの電流増幅率 $h_{FE} \approx 180$ に変わったとする。図 3.4 のトランジスタでは $h_{FE} \approx 100$ であった。シミュレータでは異なるトランジスタを用いた。同じ名称のトランジスタであっても、この程度の特性の違いはよくある。シミュレーション結果を図 3.15 に示す。これは図 3.13 の回路においてトランジスタのみを **default** タイプから図 3.14 の 2N4401 に置き換えた結果である。コレクタ電流 i_C (抵抗 R_L による電圧降下) が大きくなりすぎたことで、コレクタ・エミッタ間電圧 v_{CE} は大きく歪んでいる。

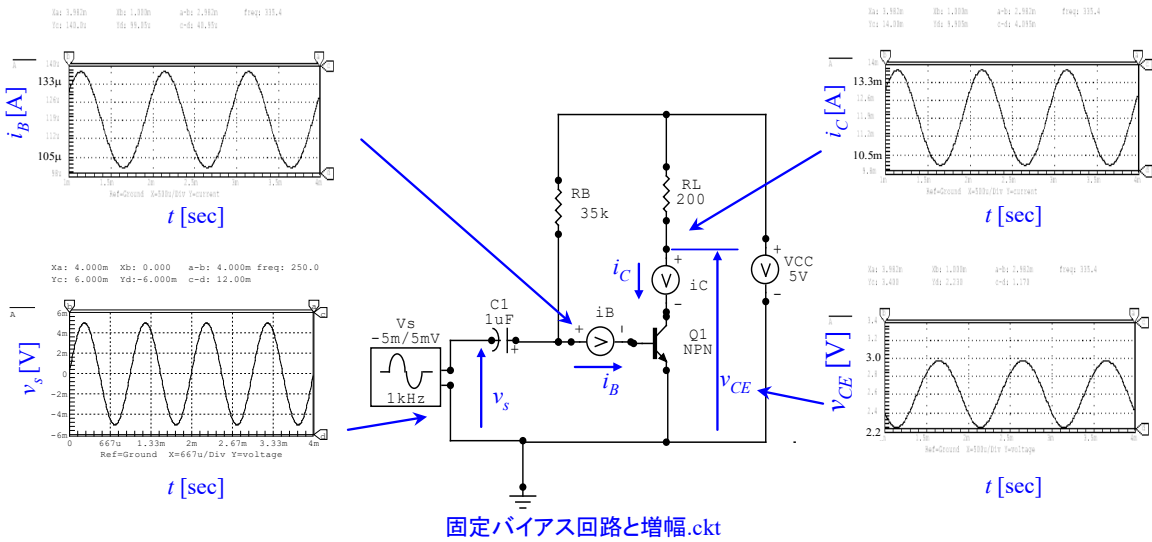
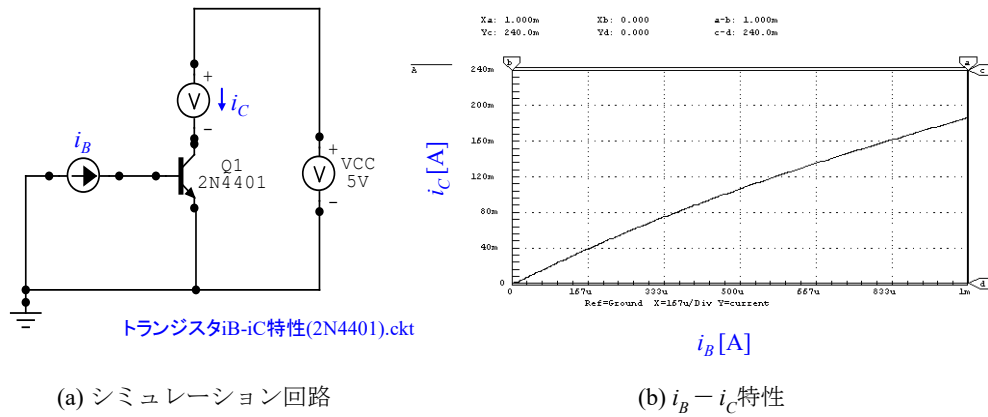


図3.13 固定バイアス回路と信号増幅



(a) シミュレーション回路

(b) $i_B - i_C$ 特性

図3.14 トランジスタの $i_B - i_C$ 特性(2N4401)

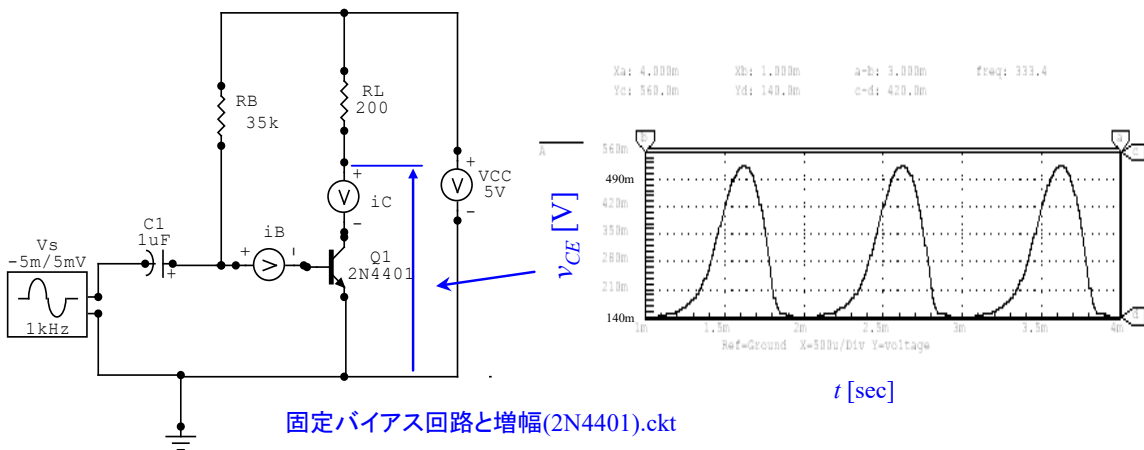


図3.15 固定バイアス回路と信号増幅(2N4401)

(b) 電流帰還バイアス回路

この欠点を改善する回路に電流帰還バイアス回路がある。図 3.16 がその回路である。エミッタとグラウンドの間に抵抗 RE とコンデンサ CE を挿入し、ベース電位を抵抗 R1, R2 により電源 VCC を分圧して定めている。この回路の効果をシミュレーションにより確認する。図 3.16 は増幅回路の特性を図 3.13 とほぼ同じに設定した結果である。この回路においてトランジスタのみを 2N4401 に置き換えた結果を図 3.17 に示す。コレクタ・エミッタ間電圧は歪まない。

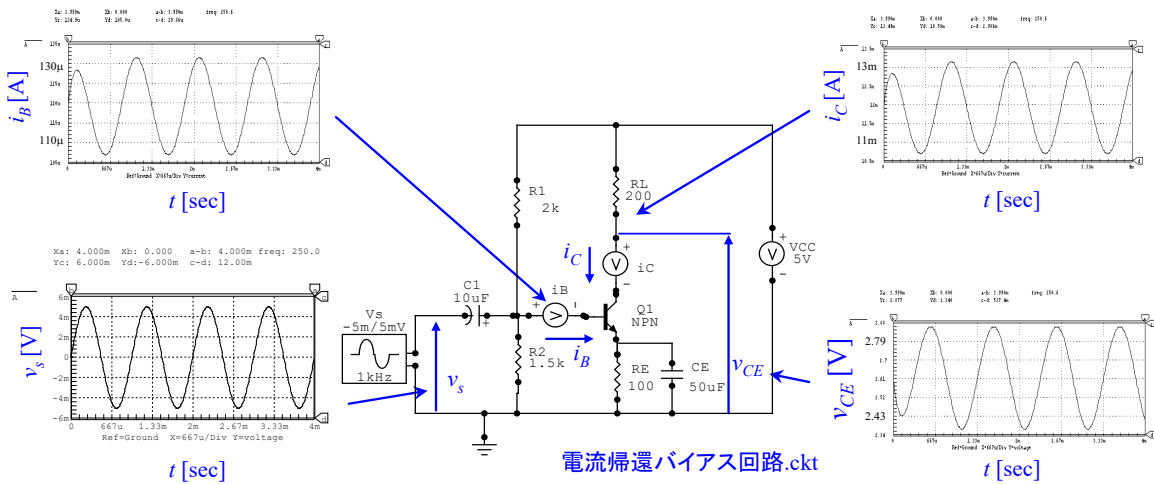


図3.16 電流帰還バイアス回路と信号増幅

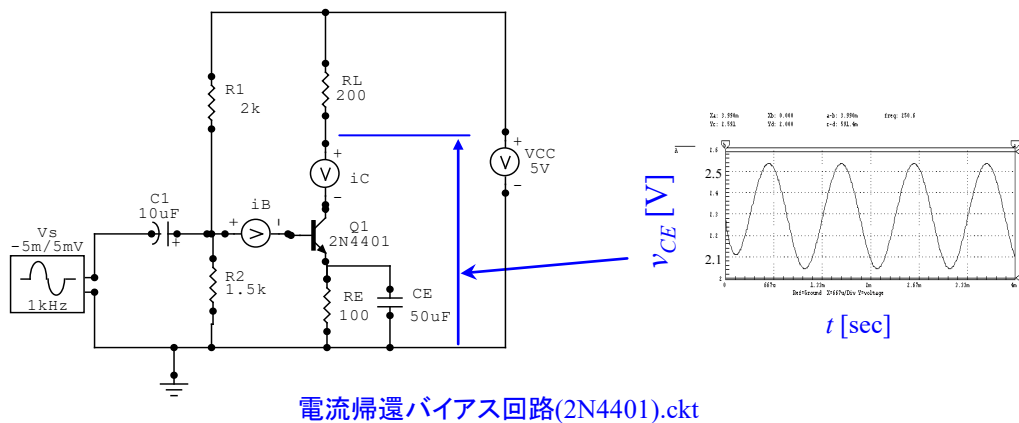


図3.17 電流帰還バイアス回路と信号増幅(2N4401)

これは、 i_C が増大すると RE の電圧降下が増大し、これが i_B を減少させるようにはたらく。その結果、 i_C の増大が妨げられることによる。RE は h_{FE} が変わることによる動作点の変動を抑えることができる。しかし、このままでは信号成分まで抑えてしまい、増幅回路の電圧増幅度を小さくしてしまう。そこで、RE と並列に CE を挿入し、信号成分に対するインピーダンスを下げています。

2007年10月

古橋 武

名古屋大学工学研究科情報・通信工学専攻

furuhashi at nuce.nagoya-u.ac.jp