

物理屋のための電子回路論 第6回

勝本信吾

東京大学理学部・理学系研究科 (物性研究所)

2016年11月1日

4.2.6 増幅器の歪み

本来 4.1 節の中で扱うべきであったが，端子対回路を通じた際の信号の歪についてはフィルター回路で述べた通りであり，新しいことはなかったので省略していた．復習もかねて見ておくと，入力 $u(t)$ に対して出力 $w(t)$ が， K を定数として

$$w(t) = Ku(t - \tau) \quad (4.10)$$

であれば，歪はない． τ は時間遅延である．伝達関数を例によって

$$\Xi(i\omega) = \exp[-\alpha(\omega) - i\beta(\omega)] \quad (4.11)$$

とすると，(4.10) より，

$$\exp[-\alpha(\omega) - i\beta(\omega)] = K \exp(-i\omega\tau) \quad (4.12)$$

であるから，無歪条件は

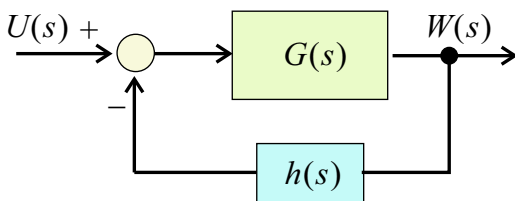
$$\alpha(\omega) = -\ln(K), \quad \beta(\omega) = \omega\tau \quad (4.13)$$

である．すなわち，伝達関数の振幅は周波数に対して一定，群遅延 $d\phi/d\omega$ も一定が無歪の条件である．これらが近似的に満たされるのが，カットオフ周波数 f_T 以下の周波数の信号ということになる．

4.3 フィードバック制御系

フィードバック (フィードフォワード) は，電子回路に限らず広く系の制御に使用されている手法である．OP-amp のように線形性の良い系はまれであり，安定で速い制御の確立のために様々な方法が使用される．電子回路のフィードバック回路安定性の判定法として Nyquist の図形的な判定法を紹介したが，ついでに Hurwitz の判定法も証明なしで紹介しておこう．折角なので代表的な方法で，物理実験の機器制御にも良く使用される PID 制御法の紹介をしておこう．

4.3.1 Hurwitz の判定法



左図のようなフィードバック回路を考える．全伝達関数は

$$\Xi(s) = \frac{G(s)}{1 + h(s)G(s)} \quad (4.14)$$

である． $\Xi(s)$ の極を求める方程式が s の n 次方程式とする．

$$1 + h(s)G(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_0 = 0 \quad (4.15a)$$

$$= a_n (s - p_1) \cdots (s - p_n). \quad (4.15b)$$

一般に高次方程式は解けないので、(4.15a) の形から安定性を判定するのが Hurwitz の判定法である。

まず、(4.15a) で係数 $\{a_j\}$ の正負に混じりがある場合、系は不安定であることが証明できる (s の右半面に極がある)。そこで、係数 $\{a_j\}$ はすべて正の場合について考える。次の $n \times n$ Hurwitz 行列を定義する。

$$H = \begin{pmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \cdots & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \cdots & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \cdots & 0 \\ 0 & a_n & a_{n-2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & a_0 \end{pmatrix}. \quad (4.16)$$

区切り線は、2 行ずつ入れてある。この行列に対して、Hurwitz 行列式 H_i を次のように H から i 行、 i 列までとった行列式と定義する。

$$H_1 = a_{n-1}, H_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix}, H_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix}, \dots \quad (4.17)$$

この時、Hurwitz の判定条件は次のとおりである。

Hurwitz の判定条件

伝達関数の極を与える方程式が (4.15a) のように与えられる場合、系の安定条件は、

$$H_j > 0 \quad (j = 2, \dots, n = 1) \quad (4.18)$$

である。(ただし、 $H_1, H_n > 0$ は仮定により自明に成立する。)

n の次数が低いときは次の等価な条件も有効である。

Hurwitz の判定条件 2

伝達関数の分母を偶関数部 $E(s)$ と奇関数部 $O(s)$ とに分ける。 $E(s) = 0$ の解と $O(s) = 0$ の解とが虚軸上に交互に並んでいる場合、系は安定である。

4.3.2 擾乱、雑音

ゆらぎについては雑音の章で扱うことになるが、ここでも「電子回路論」特有のゆらぎへのアプローチを見ておこう。物理系でゆらぎを扱うには、統計的な手法を使い分布関数などでこれを表すことが良く行われる。それ以外に、何らかのストカスティックな外力を考える手法があり、電子回路的なアプローチはこれを単純化したものである。図 4.8 はその例で、擾乱、雑音、として外部電源を用意する。これらを図のようにある特性を持った伝達関数として表し、ブロック図の特定箇所で行くとすると、代数的に取り扱うことができる。

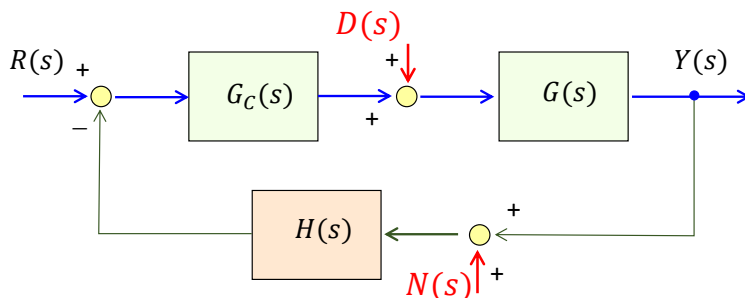


図 4.8 フィードバックブロックダイアグラムに、外部電源として擾乱 $D(s)$ 、雑音 $N(s)$ を伝達関数として加えたものの例。

図 4.8 の例では,

$$\begin{aligned}
 Y(s) &= \frac{G(s)}{F(s)} [G_C(s)R(s) + D(s) + G_C(s)H(s)N(s)] \quad F(S) \equiv 1 + G_C(S)G(s)H(s) \\
 &= W_{RY}(s)R(s) + W_{DY}D(s) + W_{NY}N(s)
 \end{aligned}
 \tag{4.19}$$

のように, 入力, 擾乱, 雑音に対してリニアな形で出力を表すことができ, ここからフィードバックのノイズ耐性などについて解析を進めてゆくことができる. (具体的には当然 $D(s)$ その他の中身による.)

4.3.3 PID 制御

系の制御のために極めて広く使用されている PID 制御について簡単に (というのは, 電子回路のフィードバック自身ではそれ程使用されないからで, 電子回路を応用する面では非常に使用される) みておこう. PID とは, 比例補償 (P, proportional compensation), 積分補償 (I, integral compensation), 微分補償 (D, derivative compensation) という 3 つの「補償器」(制御器) を操作に加えたフィードバック制御のことである. フィードバック理論では, 何らかの応答をするシステムの伝達関数 $G(s)$ に直列に補償器 (あるいは制御器) の伝達関数 $G_c(s)$ を加えるのが普通である. 図 4.9 に PID 制御のブロックダイアグラムを示した. これまでも見たように, ラプラス変換系では積分は s^{-1} , 微分は s で表されるので, 伝達関数としては P 制御器は K_P (定数), I 制御器は K_I/s , D 制御器は $K_D s$ と表される. PID 制御ではこれらを図 4.9 のように並列接続したのちに加えるので,

$$G_c(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s
 \tag{4.20}$$

のように書くことができる. 図 4.9 では出力を入力から直接引き算しているので, $Y(s) = R(s)$ となるように制御するのが普通である.

ここではこれ以上深入りしない (文献 [1]などを参照) が, 例えば加熱の電力を制御して系の温度を一定に保つ場合, 最も簡単な P のみの制御の場合, フィードバックの遅延によってオーバーシュートが生じたり, また, 熱の散逸に伴う緩和率 Γ が存在すると, 目標値を R_0 として $R_0/(K_P\Gamma + 1)$ だけの定常誤差を生じることが知られている. 最適制御係数は, 出力を振動させて振動周期・振幅から得られる. 最近の PID 制御器は CPU とプログラムを内蔵し, 自動的にこれらの最適パラメーターを抽出するようになっているものが多い.

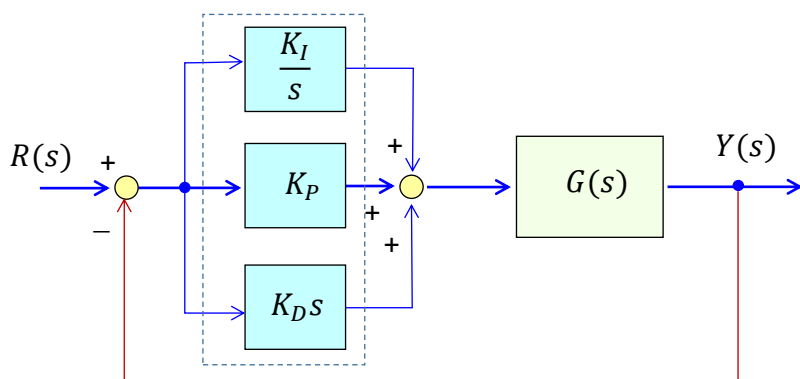


図 4.9 PID フィードバック制御のブロックダイアグラム

4.4 トランジスタ

トランジスタは, OP アンプをブレイクダウンして, 増幅作用を示す素子の最小単位としたものと考えられることができる. 大別して, pn 接合を使い, キャリア拡散現象を用いて増幅作用を生じさせる 2 極性接合トランジスタ (bipolar junction transistor, BJT) と, 電場によるキャリアの増減現象を用いて増幅作用を持たせる電場効果トランジスタ (field effect transistor, FET) とに分類される.

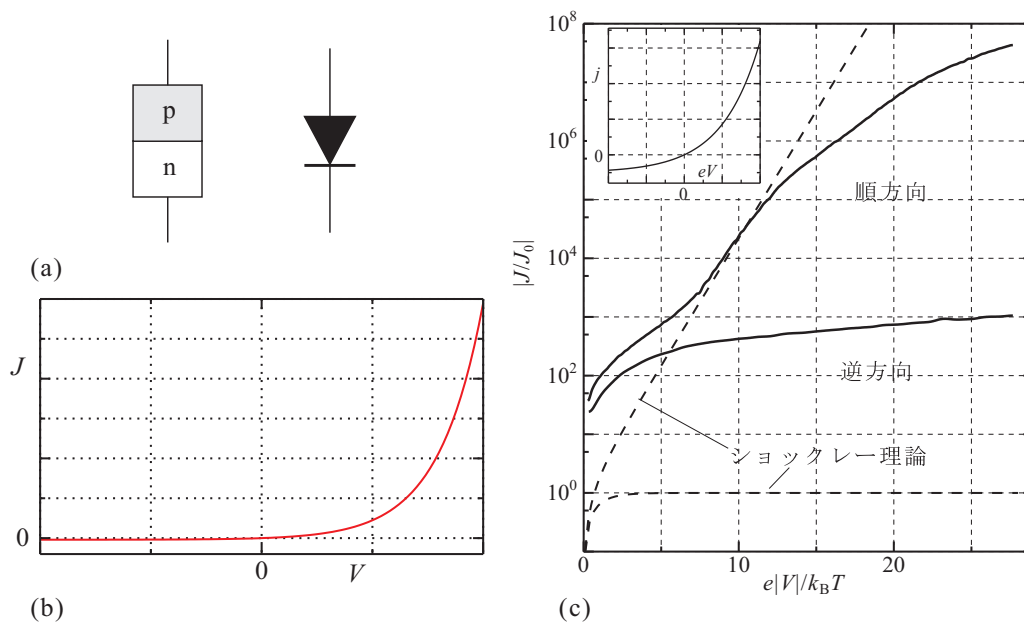


図 4.10 (a) pn 接合ダイオードの模式図 (左) と対応する回路記号. (b) 線形目盛りでプロットした模式的電流電圧特性. p 側を正極に取っている. (c) 電流側を対数目盛でプロットした電流電圧特性. 挿入図中実線および図中に「ショックレー理論」と示した破線は, (4.21) を示したものの.

これらの個別素子になると, 非線形性が強くなり, 扱いに素子の個性に沿った工夫が必要となる. 「線形近似する」ということが取り扱いの基本になる. 最終的には精度の高い線形応答を得るため, 帰還回路を用いることが必須である.

4.4.1 ダイオード

特にバイポーラ (2 極性) 接合トランジスタ動作を理解するための基礎としてダイオードを扱う. ダイオードは 2 端子の素子で, 電流電圧特性がゼロ電圧に対し非対称である. 最も多いタイプは図 4.10(b) のように, 一方向にはある電圧から電流が増加し, 電圧とともに微分抵抗 (dV/dJ) が減少する.

pn 接合ダイオードについて簡単に説明する. 半導体の伝導の型には, キャリアの正負 (正孔, 電子) により, p, n 型がある. pn 接合はこれを何らかの方法で貼りあわせるような形状にしたものである. pn 接合ダイオードは, 図 4.10(a) のように, この両型からそれぞれ電極を引き出した形をしており, pn の方向に合わせて図 4.10(a) 右側のような回路記号を使用する. p 側の正孔にとっては n 側は一種の真空, n 側の電子にとっては p 側がそうであるから, 熱力学的にエントロピー S の大きな方向へ遷移しようとして互いに拡散しようとする (拡散電流). ところがこの過程は電気的中性条件を破って pn 界面に電場を発生させ, 内部エネルギー U を増加させる. 結局自由エネルギー $U - TS$ が最小になる点で平衡が生じる. 従ってダイオードにゼロ電圧印加状態でも pn 界面には電位が発生している*1. この電場 (電位差) を作り付けの電場 (電圧) (built-in field, built-in potential) と呼ぶ.

作り付けの電圧を打ち消すように p 側に正の電圧を印加すると, この外部電場の後押しされて正孔 \rightarrow n 側, 電子 \rightarrow p 側という拡散過程が生じ電流が流れる. 逆向きの外部電場は接合面で拡散を抑えている作り付け電場を更に強くする方向であり, 電流はこれに強く抑えられてしまう. 以上によって, 図 4.10(b) のような非対称な電流電圧特性が得られる. 詳細は半導体の講義あるいは成書類にゆずるが, 最も簡単なショックレーの理論では, 電流電圧特性は,

$$J(V) = J_0 \left[\exp\left(\frac{eV}{k_B T}\right) - 1 \right] \quad (4.21)$$

*1 一般に我々が回路上で「電圧」と呼んでいるのは, 「電気化学ポテンシャル差」のことである. 従って有限電位差があってもダイオードにかかっている電圧はゼロと呼び, 現実的には金属端子を接触した際に半導体-金属接合部に逆向きの電場が生じて端子間の電圧は実際ゼロとなる.

という形に書かれる。

式 (4.21) を見て、電流が流れ始める特別な閾値のようなものがないことに気付くであろう。(4.21) は簡単すぎる近似であるが、図 4.10(c) に実線で示したデータのように、実際の電流電圧特性の小電圧での特徴を多くの場合良く捉えている。係数 J_0 にバンドギャップ、 p , n ドーピング濃度のようなパラメーターは入っているが、これらによって見た目に現れる閾値風の値は特性を見ているスケールの問題である。(4.21) に使用されている近似で一番の問題は、正孔と電子の分布をマックスウェル分布で近似している点で、空乏領域と呼ばれるキャリア密度が大変低い状態では非常に良い近似であるが、高濃度にドーピングされた層内では必ずしも成立しない。

ダイオードの電流がより流れる方向の電圧を順方向電圧 (forward bias voltage), 流れない方向を逆方向電圧 (reverse bias voltage) と呼ぶ。うえの説明でわかるように、順方向に電圧が印加されている場合、 p 型から正孔が n 領域へ、 n 型から電子が p 領域へ拡散している。これを少数キャリア注入 (minority carrier injection) 現象という。類似の現象は光による励起によっても生じ、太陽電池が流し出す光電流はこの少数キャリア注入現象によるものである。

ダイオードは pn 接合によるものとは限らず、金属-半導体接合によるショットキー障壁ダイオードなども存在する。また、逆方向電圧を大きくしていくと、決まった電圧で急激に電流が流れだす、ツェナートンネル (Zener tunneling) 現象生じる場合があり、これを安定な定電圧電源として用いる場合もある (ツェナー・ダイオード)。

4.4.2 バイポーラトランジスタ

静特性

最も基本的な pn 接合型トランジスタは伝導の異なる層を 3 層重ねた構造を持っており、 nnp 型と pnp 型が存在する。この 3 層から取り出した電極を、図 4.11 のように順にエミッタ (E), ベース (B), コレクタ (C) と称する。半導体の半古典的伝導理論の確立とこれに立脚した接合トランジスタの提案・実証は、現代の情報社会の基礎となった業績と言っても過言ではなく、1956 年のノーベル物理学賞の対象ともなっている。物理学専攻の皆さんにはぜひその内容を知り、物理を味わっていただきたいが、本講義ではとてもそのような時間がなく、大学院での半導体の講義に譲る。特に、早く知りたい方へ：講師は 2013 年の半導体の講義でこれについては一通り述べているので、その講義ノートを参照していただきたい (第 6 回の pn 接合を知った上で第 8 回の接合トランジスタに進むと良い。関心がある方は第 7 回の太陽電池の話も参考になる)。

まず、静特性と呼ばれる電流電圧特性を見よう。端子が 3 つあり、図 4.11(a) のようにそれぞれに流れ込む (エミッタについては流れ出る方向に電流を取る) 電流が考えられ、キルヒホッフの法則より

$$J_E = J_C + J_B \quad (4.22)$$

である。すなわち電流の自由度が 2 で、同様に電圧の自由度も 2 ある。このため静特性 (電流電圧特性) を 2 次元平面で完全に表現することは困難である。

多く使用される静特性の描き方を図 4.12 に示した。今、エミッタを開放 ($J_E = 0$) してベースとコレクタの間の IV 特性を見ると、これは pn 接合ダイオードであるから、図 4.12(a) の破線のようなになる。コレクタを開放 ($J_C = 0$) した場合はベースとエミッタの間の IV 特性も同様である。ベースを開放 ($J_B = 0$) すると、コレクター-エミッタ間

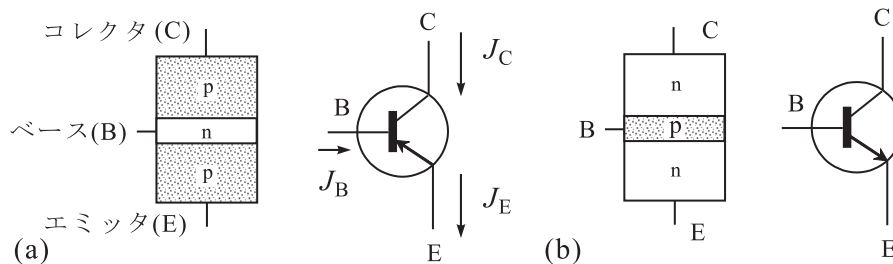


図 4.11 バイポーラトランジスタの模式図と回路記号。(a) PNP 型, (b) NPN 型。

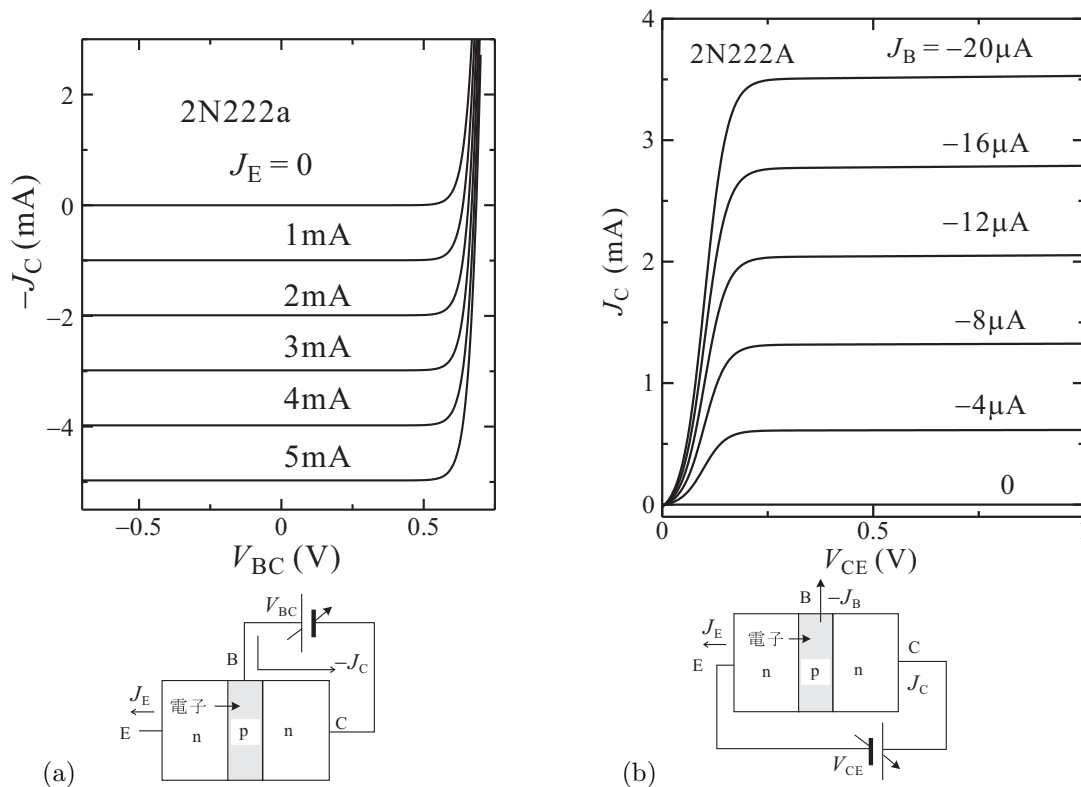


図 4.12 (a) 下図に示したような実験回路で、 V_{BC} を変化させてコレクタに流れる電流 (の符号を反転したものを) を測定した。ベース-コレクタのダイオード特性。エミッタからベースへ電子を注入するに従い、太陽電池の光起電力に類似の特性となる。(b) コレクタ-エミッタに電圧 V_{CE} を加えても、接合の片側が逆方向バイアスとなるため電流はほとんど流れない。が、ベースを電流バイアスすると、電流値に応じてコレクタ電流が飽和する形で電流が流れる。

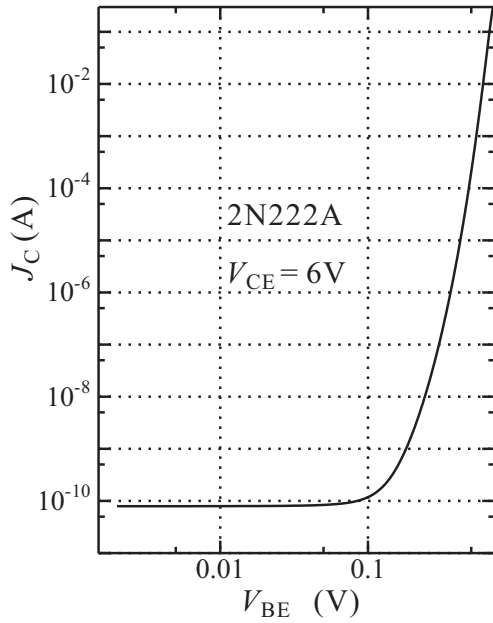
では、どの電圧でも 2 つの pn 接合のどちらかが逆方向になるため、電流はほとんど流れない。ここで、ベース-エミッタ間にも定電圧電源を接続してこの pn 接合を順方向にバイアスすると、図 4.12(b) のように J_B の増加に伴って J_C が流れ始める。そこで、 J_E がある程度流れるようにベース-エミッタ電圧 V_{BE} を一定に保ってベース-コレクタ間の IV 特性をみると、図 4.12(a) の実線群のように先ほどの破線を下方に平行移動したような格好になっている。逆バイアス電圧でも大きな電流が流れており、この領域だけを見ていると、あたかも定電流源のようである*2。

以上から、 J_B は J_C や J_E に比べて小さいとして無視してしまえば、トランジスタの最もプリミティブな増幅作用として、 V_{BE} の変化を J_C の変化に変換するもの、と考えることができる。ところが、図 4.13(a) のように、 V_{BE} に対する J_C の変化は非線型で大変扱いにくい。ところが幸いなことに、図 4.13(b) に示したように、 J_C はほぼ J_B に比例している。これは、結局 E→B へと注入された少数キャリアが、拡散によって流れるため、ほとんどベース電極に吸収されることなく、コレクタへ到達してしまうためである。従って電圧駆動する代わりにベースを電流駆動し、電流増幅素子と考えれば、線形な増幅器として扱える。この時直流電流増幅率 h_{FE} は

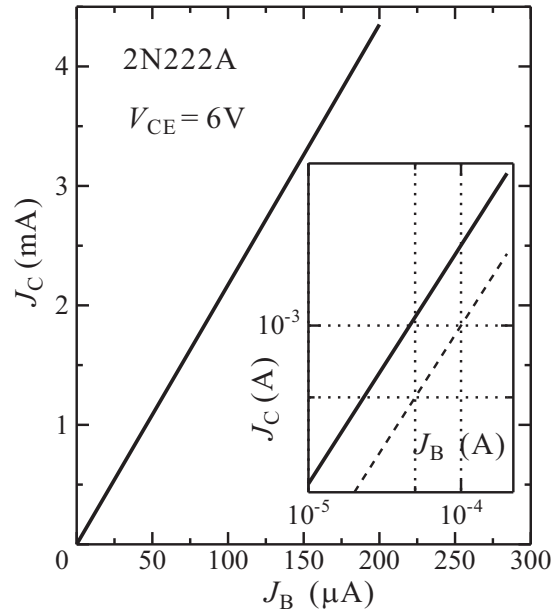
$$J_C = h_{FE} J_B \quad (4.23)$$

で定義される。 h_{FE} は用途によって大きく異なり、ダーリントン接続を使わないもので、10 から 1000 を超えるものまである。

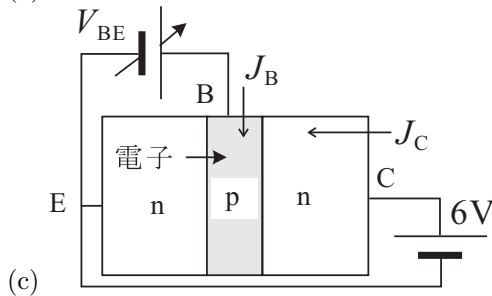
*2 太陽電池は 2 端子 pn 接合ダイオードであるが、光が当たっているとこれとそっくりな IV 特性を示す。この場合、光がエミッタの代わりに少数キャリアを注入しているのである。



(a)



(b)



(c)

図 4.13 (c) のような実験回路で測定したトランジスタの特性. (a) コレクタ-エミッタをバイアスして、ベース-エミッタ間を順方向にバイアスしていくと、 V_{BE} に対して非常に敏感に J_C が変化する. (b) これを J_B と J_C 間の関係と考えると、(同一ダイオードの特性を見ているのと同じであるから) 非常に線形性が良くなる. 挿入図は両対数プロットで、破線は傾き 1 を表している.

バイポーラトランジスタの線形近似

バイポーラトランジスタを使いこなすには知るべきことが非常に沢山あり、とても本講義で紹介しきれないので、ここではまず粗く線形近似を行い、次に負帰還回路を用いて非線形性を抑える手法の例を示すことにする.

4 端子回路における、H 行列 (ハイブリッド行列) は次のように定義される.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ J_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_1 \\ V_2 \end{pmatrix}. \quad (4.24)$$

これは、入力電流と出力電圧を与えると、入力電圧と出力電流が与えられるという変わった形をしているが、トランジスタの増幅作用を扱うにはこのパラメタが便利である. ただし、トランジスタ回路を扱う際にはこれをそのまま適用するのではなく、狭い電流電圧領域に限定し、その近傍で線形近似を行う. このバイアス付き小振幅信号についての H 行列は、小文字の h を使用することが多く、その要素 h_{ij} は h パラメタと呼ばれる.

図 4.14(b) のように、エミッタ接地回路を 4 端子回路とみなす. すると、まず (4.23) の関係を認めると $h_{21} = h_{FE}$ である. その他の関係については、上述のように IV 特性を局所線形近似して求める. トランジスタの特性表示においては h パラメタについて、次のような慣用表示が使われる.

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ j_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_i & h_r \\ h_f & h_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

ここで v, j など小文字にしたのは、絶対値ではなく、小さな変化分 (交流小信号) という意味である. また、E, B, C をそれぞれ接地した場合の 4 端子回路に対応して、 $h_i \sim h_o$ にもう一つ e, b, c という添え字をつける. この慣用記法では (4.23) の関係を認めると $h_{21} = h_{FE} = h_{fe}$ となる. ただし (4.23) は近似であり、一般には h_{FE} は h_{fe} とは異なる. 図 4.14(c) にエミッタ接地の場合にこれらの h パラメタが動作点によって変化する様子を示した. 他のパラ

メタが I_C によって大きく変化するのに対して, h_{fe} はほぼ一定で, これがトランジスタをリニアに使うのに良い見方であることがわかる.

以上を, 図 4.15(a) の増幅回路の小信号特性の計算で実行してみよう. ここで注意することは, 交流成分だけ考える, というのである. この時最も粗いやり方としてコンデンサはすべて短絡と考えるというものがある. これを採用すると, 入出力のコンデンサはすべて短絡, また電源ラインも図から C_d により接地されてしまっていることになる. 最も, 直流の電源ラインは理想的には, 内部抵抗零で, 直流起電力を介して接地されているから, C_d がなくても交流的には常に接地と扱える. R_1, R_2 はベースの動作点電圧 (バイアス電圧) を決めるための重要な抵抗であるが, これもこの近似では単なる並列抵抗になってしまう. これらの働きについては, やはり次副節の直流バイアスの項で触れる. 以上より図 4.15(b) のような非常に簡単な等価回路に書き換えることができる.

入力端子に交流電圧信号 v_i が加えられたとする. キルヒホッフの法則より

$$\left. \begin{aligned} v_i &= h_{ie}j_b + R_E(j_b + h_{fe}j_b) \\ v_o &= h_{fe}j_b R_C \end{aligned} \right\}$$

となるので, 電圧利得 A は

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{h_{fe}R_C}{h_{ie} + R_E(1 + h_{fe})} \quad (4.26)$$

となる. $h_{fe} \gg 1$ であれば $A = R_C/R_E$ となり, h_{fe} によらない形となる. これは, 負帰還の効果である. 入力インピーダンス Z_i は, R_1, R_2 とその右側のインピーダンス Z'_i の並列インピーダンスである. Z'_i は

$$Z'_i = \frac{v_i}{j_b} = \frac{h_{ie}j_b + R_E(j_b + h_{fe}j_b)}{j_b} = h_{ie} + R_E(1 + h_{fe}) \quad (4.27)$$

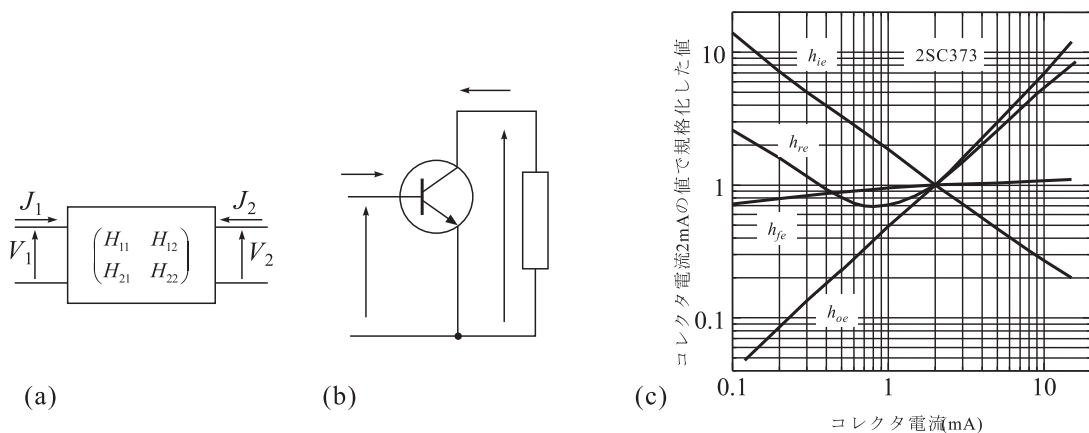


図 4.14 (a) 4 端子回路と H (ハイブリッド) 行列. (b) エミッタ接地回路を 4 端子回路と見る. (c) npn 型トランジスタ 2SC373 の h パラメタがコレクタ電流に依存する様子を示したもの.

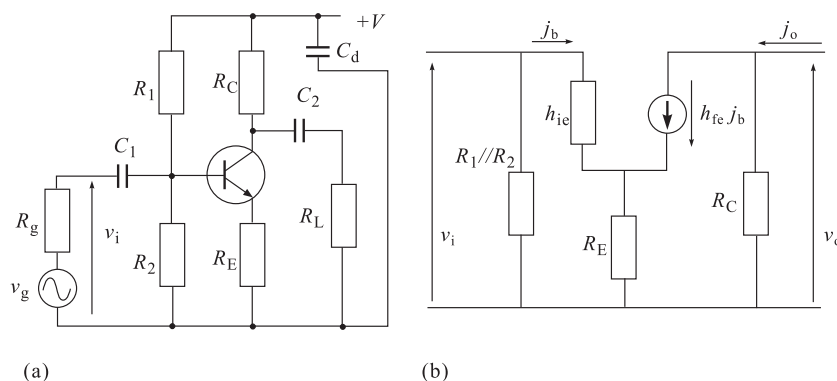


図 4.15 (a) エミッタ接地増幅回路. 周辺抵抗等略さずに描いたもの. (b) (a) の回路を線形化したモデル.

と求まる。また出力インピーダンス Z_o は

$$Z_o = \frac{v_o}{j_o} = \frac{h_{fe} j_b R_C}{j_b} = R_C \quad (4.28)$$

である。h パラメタはトランジスタのデータシートに記載されているので、諸特性量を簡単に計算できる。

4.5 電場効果トランジスタ

電界 (電場) 効果トランジスタ (field effect transistor, FET) には、pn 接合型 FET (JFET)、MOS (metal-Oxide-Semiconductor) 型 FET、MESFET (ショットキ型 FET) や HEMT (高電子移動度 FET) などがある。いずれも、電場によって電流経路の伝導度を制御する、単純な原理によるもので、電圧増幅型のデバイスである。制御法に、デプレション型とエンハンスメント型があり、更にキャリアの種類によって p チャネル型と n チャネル型に分かれる。このことから、バイポーラトランジスタに対して、FET をユニポーラトランジスタと呼ぶこともある。MOSFET を用いたスイッチング回路はこの 20 年ですっかり論理集積回路を席卷し、我々の情報生活はほとんど MOSFET の上に成り立っているといても過言ではないくらいであるが、ここでは、増幅回路について議論する。

FET はソース (S)、ドレイン (D)、ゲート (G) の端子を持つ 3 端子素子であり、G で制御電場を与え、S, D 間の伝導度を制御する。最も簡単な FET の回路記号は、図 4.16(a) である。S, D には元来明確な区別がなく、特に JFET の場合は、S, D を反転して接続しても、大抵は問題なく動作する。MESFET や HEMT も同様である。一方 MOSFET は半導体基板に対して S が接続されていることが多く、一般には反転できない。この事情と、伝導キャリアの種類 (n チャネル、p チャネル) を反映させた回路記号が図 4.16(b)~(e) である。

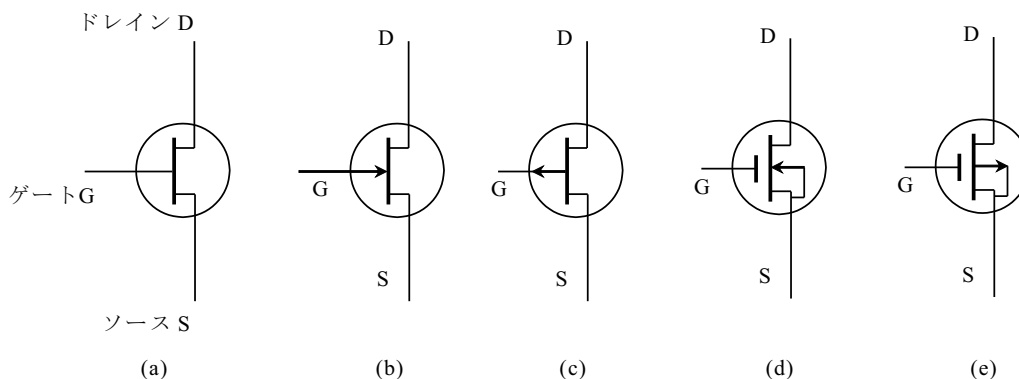


図 4.16 FET の様々な回路記号

JFET では pn 接合の逆方向電圧を使ってゲート電場を発生する。したがってゲート電流はこの pn 接合の漏れ電流であり、極めて小さく nA 以下である。G を入力端子とした時の入力インピーダンス Z_{in} は極めて高く、 $10^8 \sim 10^{12} \Omega$ になる。絶縁ゲートの MOSFET の場合、ゲート電流は絶縁膜のリーク電流であるから、更に小さく、pA のオーダーになり、 Z_{in} は $10^{12} \sim 10^{14} \Omega$ に達する。

4.5.1 FET の静特性

JFET

図 4.17(a), (b) に代表的な JFET (n チャネル) の静特性を示す。JFET はすべてデプレション特性を示す。即ち、ゲート-ソース電圧 V_{GS} が 0 の時、ドレイン-ソース電圧 V_{DS} を加えると有限のドレイン電流 J_D が流れ (ノーマリ・オン)、 V_{GS} に負電圧を加えるにつれて J_D は小さくなり、 $V_{GS} = V_P$ (ピンチオフ電圧) で流れなくなる。一方、ピンチオフしていない状態で V_{DS} を増やしていくと、小さな V_{DS} に対してはオーミックな特性を示すが、やがて飽和して、 J_D は V_{GS} で決まる一定値を示すようになる。即ち、一種の電流制限が起こる。結局、 $V_{GS} = 0$ に対する J_D が、動作領域 ($V_{GS} \leq 0$) では最大となりこれをドレイン飽和電流と呼び J_{DS} と記す。なお、 V_{GS} を正にすると

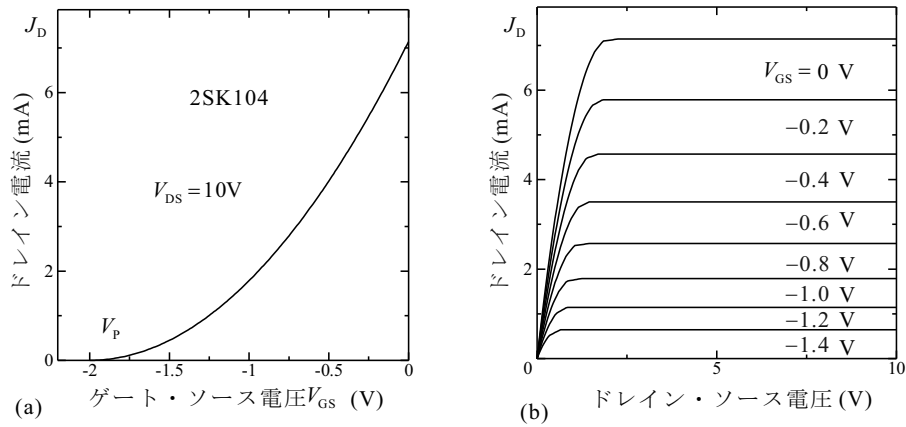


図 4.17 接合 FET の代表的静特性. (a) ソースドレイン電圧 V_{DS} を固定してゲート電圧を掃引した時のドレイン電流. (b) ゲート電圧をパラメタとし, V_{DS} を掃引した時のドレイン電流.

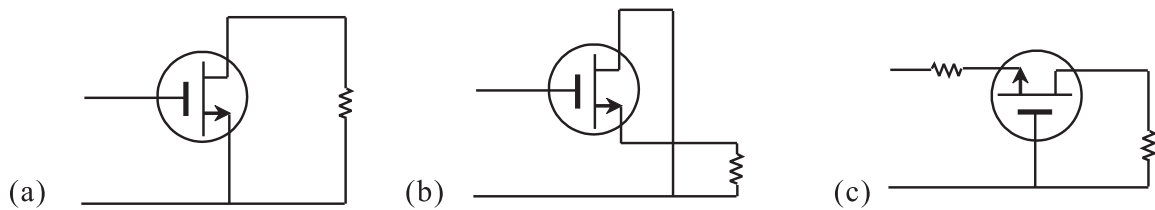


図 4.18 FET 回路の接地端子による分類. (a) ソース接地, (b) ドレイン接地, (c) ゲート接地

ゲート電流が増加して動作特性が悪くなるので, この領域は考えない.

p チャネルの JFET の場合は, V_{GS} , V_p , J_D , J_{DS} の符号をすべて n チャネルのものに対して反転すれば, 同様のことが成り立つ.

4.5.1.1 MOSFET

MOSFET は先に述べたような特徴があるが, JFET と大きく違うのは, エンハンスメント型がある, ということである. まず, デプレッション型については, V_{GS} が 0 をまたいで印加できる, という点を除いて JFET の場合と定性的に同じである. ノーマリ・オンであることから, スイッチング回路などには使いにくい. 一方, バイアスをとるのは楽になるため, 高周波用の FET にはデプレッション型が良く使用される.

一方, エンハンスメント型の場合, $V_{GS} = 0$ では J_D は流れず (ノーマリ・オフ), 図 4.17(a) のように V_{GS} を増やすにつれて J_D が流れ出す (n チャネルの場合). このノーマリ・オフの特性はトランジスタの場合と同じであり, トランジスタ回路の置き換えが容易であること, また, CMOS などのスイッチを使った論理回路には使用しやすいことから, エンハンスメント型の MOSFET の方が全体として良く使用されている.

4.5.2 FET の線形近似

線形近似においては, 直流のバイアス条件は一旦忘れられてしまうため, JFET も MOSFET も同列に扱うことができる. 具体例としては一応 n チャネルの JFET を念頭に置くことにする.

前に述べたように, 動作領域の V_{GS} においては

$$\left. \begin{aligned} J_G &\simeq 0, \\ J_D &= f(V_G, V_D) \end{aligned} \right\} \quad (4.29)$$

である.

FET の動作モデルとして図 4.18 に示した, ソース接地, ドレイン接地, ゲート接地の各回路が考えられる. まず,

Y パラメタ	Y_{11}	Y_{12}	Y_{21}	Y_{22}
ソース接地	0	0	g_m	r_d^{-1}
ドレイン接地	0	0	$-g_m$	$g_m + r_d^{-1}$
ゲート接地	$g_m + r_d^{-1}$	$-r_d^{-1}$	$-(g_m + r_d^{-1})$	r_d^{-1}

表 4.1 (a) ソース接地型, (b) ドレイン接地型, (c) ゲート接地型の各増幅回路の Y パラメタ.

ソース接地回路について考える. ここで, 関数 f についての局所線形近似を行う.

$$g_m \equiv \left(\frac{\partial J_D}{\partial V_{GS}} \right)_{V_D = \text{const.}}, \quad (4.30a)$$

$$r_d \equiv \left(\frac{\partial V_D}{\partial J_D} \right)_{V_{GS} = \text{const.}} \quad (4.30b)$$

ここで, g_m は伝達コンダクタンス, r_d はドレイン抵抗と呼ばれる. 局所線形近似は

$$j_d = g_m v_{gs} + \frac{v_d}{r_d} \quad (4.31)$$

と表される. j, v などと小文字になっているのはトランジスタの場合と同様, 微小変化の意である. この線形近似を例によって電流源を用いた等価回路で表すと, 図 4.19(a) のようになる. また

$$\mu \equiv r_d g_m \quad (4.32)$$

と定義し, μ を増幅率と呼んでいる.

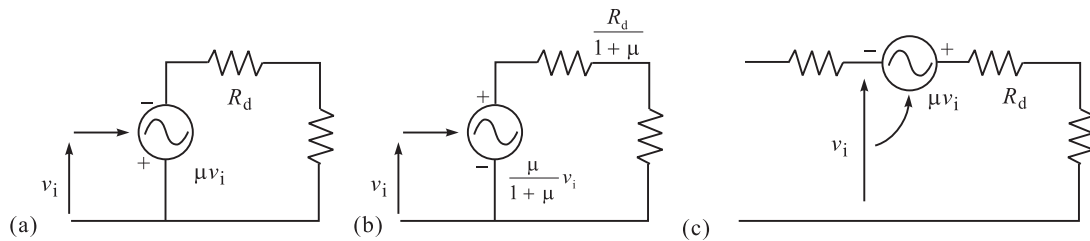


図 4.19 図 4.18 に示した FET の各接地回路に対する線形等価回路. (a) ソース接地, (b) ドレイン接地, (c) ゲート接地

次にこの等価回路を使って他の接地回路についても等価回路を導くことができる. 多少の変形を行うことで, (b),(c) の線形等価回路を得る.

FET は基本的には電圧入力であるので, 図 4.19 の各回路を 4 端子回路と見る場合には Y 行列を使うのが便利である. それぞれの接地回路についての Y パラメタを表 4.1 に示す.

参考文献

- [1] 土谷武士, 江上正「現代制御工学」(産業図書, 2000).
- [2] 岡村迪夫「OP アンプ回路の設計」(CQ 出版社, 1990).
- [3] 鈴木雅臣「トランジスタ回路の設計」(CQ 出版社, 1991).