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)

2014年11月12日

前回のサマリー

増幅度 出力対入力の信号比.常用対数を取り,Bel単位で表すこともある. 帰還回路 正帰還,負帰還,応答関数 負帰還回路の安定性 ボード線図,ナイキスト線図.ナイキストの判定条件.

第3章 増幅回路 (続き)

3.3 OP アンプ

OP アンプ (演算増幅器,オペアンプ, operational amplifier) は,元来はアナログ計算機用に開発されたものだが, 結果として計測回路に革命をもたらした.

OP アンプは,原理的に新しい素子ではなく,トランジスタや FET そして周辺抵抗などを一つの半導体基板上に 作り込んだ集積回路(IC)である^{*1}.しかし,使用する立場からは OP アンプはこれら個別素子よりはるかに使いや すく,帰還回路の応用問題程度の感覚で一通りは使いこなすことができる.より進んだ使用法には,[1] などが参考 になる.

3.3.1 OP アンプの基本動作 - 線形モデル

OP アンプは,最も単純には「入力インピダンス Z_{in} と増幅率 A_o(開ループゲイン)の極めて大きな差動増幅器」と 定義することができる.図 3.6(a)の様に,差動入力と出力の3つの端子を持ち,三角形の記号で表す.勿論,この他 に最低でも正負の電源端子を接続する必要があるが,回路図上では省略されることが多い.

理想的モデルを考える.1個の OP アンプを図 3.6(b) のような4端子回路で表す.「理想的」な OP アンプでは, その差動伝達関数 (利得) を $A(i\omega)$ とすると, $A_o = |A(i\omega)|$ で,出力は (??) で A を A_o としたものとなる.理想 OP アンプは

$$\forall \omega \ A_o \to \infty, \ \arg A(i\omega) \to 0, \ Z_{\rm in} \to \infty, \ Z_{\rm out} \to 0 \tag{3.10}$$

の極限として定義される.このモデルでは以下のように簡単な原則により回路設計可能である.まず, $A_o \to \infty$ と (??) から,回路が安定で有限な出力を持っている場合には, $V_+ = V_-$ でなければならない.すなわち,正負入力端 子間の電位差は零である.一方 $Z_{in} \to \infty$ のため,両端子間には電流は流れない.このように,見掛け上端子が短 絡されていることを仮想短絡 (imaginary or virtual short) と呼ぶ.この条件の下で,キルヒホッフの法則により各 点・各線での電圧電流を求めることができる.

最も簡単な反転増幅器の例を見る (図3.6(c)).入力を電圧駆動し, $V_{
m in}$,負入力端子の電圧を V_{-} とする.負入力

^{*1} 完全に単一基板上に (モノリシックに) 作るのではなく, いくつかの分離素子をまとめて 1 パッケージにしたものもあり, ハイブリッド OP アンプと称している.



図 3.6 (a) OP アンプの回路記号 (b) 制御電源形式を用いた OP アンプの 4 端子回路表現.(c) 簡単な回路例. 反転増幅回路.「仮想接地」を点線で示した.

端子に流入する電流 J は , $Z_{
m in}$ が大きいため正入力端子に流れ出す成分は極めて小さく , ほとんどが帰還抵抗 $R_{
m out}$ へ流れ出すため ,

 $V_{\rm out} = -A_o V_-, \quad J = (V_{\rm in} - V_-)/R_{\rm in} = (V_- - V_{\rm out})/R_{\rm out}$

となる.まず負帰還は正しくかかっているとし,仮想短絡を仮定すると, $V_- \rightarrow 0$ である.OPアンプ回路ではこのように仮想短絡の結果,入力端子は両方とも接地電位になることが多く,この場合,-入力端子は仮想接地(imaginary earth)状態にあるという.2番目の式より簡単に

$$V_{\rm out} = -\frac{R_{\rm out}}{R_{\rm in}} V_{\rm in} \tag{3.11}$$

となり,周辺抵抗だけで増幅率が決まってしまう^{*2}.これは,??節で示したように,システム全体の伝達関数が帰還 回路のもののみで決まる例となっている.また,この回路は,帰還回路の分類では,電圧検出,電流加算(図??(b)) に相当する.この時, $|h| = R_{in}/R_{out}$ であり回路全体のゲインは R_{out}/R_{in} となって当然(3.11)と一致する.

3.3.2 OP アンプのパッケージング

OP アンプは,入出力端子3本と電源用の2本の5本に加えてオフセット調整用の端子2本が出ているものが多く,7本の端子を要するが,これ以外に非接続端子1本を加えて8ピンのICとしてパッケージされているものが多い.図3.7の(a)-(d)に示したように様々なパッケージが出されており,(e)のような接続が標準的である.が,特にオフセット調整端子はOP アンプにより様々でデータシートを参照する必要がある.また,オフセット調整端子を省略し,8ピンパッケージに2個入り,14ピンパッケージに4個入りのようなOP アンプも販売されている.



図 3.7 OP アンプの様々なパッケージ.(a) 表面実装ソケットに押し込むタイプ.(b) 表面実装はんだ付け型. (c) 標準 8 ピン DIP 型.(d) 金属筒ケース (TO5)(e) 8 ピンで多いタイプのピン配置 (異なるタイプもある).

^{*2} これは、後で出てくるトランジスタのエミッタ接地増幅回路などと同様だが、A = 10⁵ ~ 10⁶ という圧倒的な開ループゲインによりその精度は比較にならない.また、基本的に直流増幅器であり面倒なバイアスの心配もいらない.大きな開ループゲインを使った負帰還により、このような簡明さを得られ、これが OP アンプの急速な普及を生んだ.



図 3.8 (a) 位相補償をしていない OP アンプのボード線図例 (実線) と,位相補償を施した場合 (点線).(b) 容 量性の信号源・負荷によって位相回りが発生する回路例.(c)発振しにくい OP アンプのボード線図.負帰還に より特性が変化する様子を破線で示す.

3.3.3 OP アンプの周波数特性と位相補償

以上のように,非常に簡明な OP アンプ回路であるが,基本的に負帰還回路であるから,注意しないと発振してしまう.まず,現実の OP アンプが理想 OP アンプと大きく違うところが, $|A(i\omega)|$ が $\omega \to \infty$ とともに 0 へと減少し,それに伴って位相遅れ arg $A(i\omega)$ が発生することである.特に位相遅れは OP アンプ内部で信号が多数の能動素子を通過しているために避けられない.位相遅れについて何も処置しない場合の OP アンプのボード線図は,図 3.8(a)のように複数の極が存在している.位相遅れが π に達したところで,ゲイン $|A(i\omega)|$ が1 すなわち 0dB となっていないと,ナイキストの判定条件より,負帰還をかけた途端に発振する可能性がある.そこで,通常の OP アンプでは位相補償と称して,回路の途中に一種の積分回路を挿入し,図 3.8(a)の点線のようにゲインと極の位置を引き下げ,ゲインが 0dB まで下がる間に位相遅れが $\pi/2$ となるようにする.こうすれば,抵抗器のような位相回りの少ない素子で帰還路を構成すれば発振は起こり得ない.この積分回路のコンデンサをIC 内部にすでに持っているものを内部位相補償型と呼び,コンデンサを付けるための端子を出しているものを外部位相補償型と呼ぶ.外部位相補償型は外付け部品が増えて面倒であるが,発振を抑えるためのゲインの抑制を最小限にして OP アンプの周波数特性を最大限に利用するには便利である.

このように位相補償された OP アンプを使っても,実際の回路では頻繁に発振が起こる.その原因の多くは,容量 性の信号源や負荷によって負帰還路の位相回りが発生するため(図 3.8(b))である.いずれも発振する場合はゲイン が 0dB を切る前に位相遅れが π に達しているので,発振止めとしては,点線で記したような回路を付加する.この 回路付加に当たっては,ボード線図の知識が有用である.また,注意しなければならない事として,電源ライン回り で信号が漏れて帰還路を形成し,発振に至る場合がある[1].これには,OP アンプの近傍で電源ラインをコンデンサ でアースに交流的に落とすのが有効である.このようなコンデンサをバイパスコンデンサという.

3.3.4 OP アンプの諸特性

現実の OP アンプは理想 OP アンプではあり得ないので,様々な特性を表すパラメタは有限である.直流の開ループゲインは用途にもよるが,多くは $10^5 \sim 10^6$ 程度あることが多い.ゲインがこれから落ち始める周波数 f_T は,遮断周波数と呼ばれる.これは伝達関数の極の位置と強さによっている.また,ゲインが 1(0dB) となる周波数を,単位利得周波数という.内部位相補償を行っている OP アンプでは,周波数特性が図 3.8(c)のボード線図に近くなるように調整されている.ここでは $A_o \sim 10^5$, $f_T = 300$ Hz としてみた.遮断周波数を過ぎた後は,6dB/octすなわち, log-log プロットで傾き -1の直線に沿ってゲインが落ちる.この直線上ではゲインとそのゲインを維持できる周波数の幅の積 (GB 積, Gain Bandwidth product) は一定で,ほぼ単位利得周波数の値に等しい.

さてここで負帰還をかけて、そのゲインを 10^2 としたとする、帰還回路の周波数特性は理想的であるとすると、このシステムのボード線図は、図 3.8(c) で点線で示したものになる、 f_T が 300kHz 近くと3桁も上昇している、これは、負帰還回路の所で述べた周波数特性の改善である、また、ゲイン一定の領域が広がったことから、歪率も大きく改善されたことになる、ただし、この歪みは入力信号の振幅が小さい時である、大振幅の信号が入力すると、内部回路の一部が一時的に飽和するため小振幅時に比べて周波数特性は大幅に悪化する、このような大振幅入力時の応答特性を表すには、出力電圧の変化速度スルーレート (Slew rate)を用いる、

理想 OP アンプでは入力インピダンスは無限大であったが,現実の OP アンプでは勿論,有限である.一般に各端 子の接地電位に対する絶縁抵抗と,入力端子間のインピダンスは大きく異なり,規格表などでは,前者を単に入力イ ンピダンス,後者を差動入力インピダンスと称している.その値は OP アンプの構成素子によって大きく異なる.こ れは実装技術の項で述べる. Z_{in} が十分大きければ入力端子に流れる電流は無視して良いか,というと必ずしもそう ではない.入力の能動素子が働くために,入力端子にはほぼ一定の電流 I_B が流れている必要があり,これを入力バ イアス電流と呼ぶ.また,+- 入力端子でのバイアス電流の差を入力オフセット電流と呼ぶ.

更に,双方の入力端子を接地しても出力電圧は零にはならない.すなわち (??) で $V_{in+} - V_{in-}$ の後に定数項 V_{off} が付いていることになる.これを入力オフセット電圧と呼んでいる.一部の OP アンプにはこのオフセット電圧をできる限りゼロに調整するための端子が出ており,ここに半固定抵抗器などをつないで調整する.また,理想的差動増幅器であれば,入力端子間を短絡しておけば接地しなくても出力は零あるいは V_{off} の筈であるが,これもそうはならない.両方の入力端子に同じ入力を加えた時に,出力信号が元の信号に対してどれだけ小さくなるか,すなわち (ゲイン×同相入力信号)/(出力信号)=(差動利得)/(同相利得)を同相信号除去比 (CMRR, Common mode rejection ratio) と呼び,差動増幅器を評価する上での重要なパラメタである.CMRR は強い周波数依存性を持ち,高周波では著しく劣化する.有限なスルーレートのために,大振幅信号では更に小さくなる.これは,接地ラインからの入力電圧のずれによる出力であったが,同様なことは電源電圧の変動に対しても起こる.これに対しても同様に除去比を定義でき,PSRR(Power supply rejection ratio) と呼ぶ.

出力インピダンスも当然有限で,100Ω程度あるのが普通であるが,通常は負帰還により実効的に極めて低くなるので,低周波では問題にならない事が多い.以上のような理想 OP アンプからのずれは,計測回路における様々な誤 差を引き起こすので,これらを十分把握した上で使用することが必要である.

3.3.5 OP アンプ回路の例

OP アンプは「汎用」の増幅器というのが基本であり,帰還回路を様々に組むことで,用途に応じた回路とする. 図 3.9 に代表例を示した.

(a) は図 3.6(c) の反転増幅器の入力抵抗をなくし,電圧入力 (低出力インピダンス信号源) から,電流入力 (高出力 インピダンス信号源) へと変更したもので, – 入力端子が仮想接地され,高入力インピダンスによって入力電流 *J*_{in} はすべて帰還抵抗 *R* に流れ込むことを考えると,

$$-J_{\rm in} = \frac{V_{\rm out}}{R} \quad \therefore V_{\rm out} = -RJ_{\rm in}. \tag{3.12}$$



図 3.9 代表的な OP アンプ回路.(a) 図 3.6(c) の反転増幅器で,入力抵抗を無くして電流入力としたもの.電流電圧変換回路.(b) 電圧フォロワー.(c) 非反転増幅器.あるいは, R₁ の所を外部出力端子とし,定電流回路(電圧電流変換回路)とする.

すなわち,これは入力電流を電圧に変換する電流電圧変換回路として働いている.物理計測では実際に電流測定に多 用される回路である.式からわかるように,負荷抵抗 Rを大きくすることで感度は高くなるが,帰還利得 (feedback loop gain, FLG) が小さくなることで,周波数特性は悪くなる.Rが余り大きくない範囲での誤差要因で支配的なも のは,入力バイアス電流と,有限入力インピダンスによるリーク電流である.特に電流計測に使用することを考え, 誘電体分離型電場効果トランジスタを用いることで,これら誤差要因電流を fA(10⁻¹⁵A) オーダーに抑えた OP アン プが市販されている.更に微小な電流を測定したい場合は,フライングキャパシタチャージポンプなどを利用するこ とになる (専用 OP アンプについては付録 A).

(b) では,出力と帰還回路が直結されており,帰還率は100% である.仮想短絡により,+入力=-入力=出力であるから,出力電圧は入力電圧と一致する.このような回路を電圧フォロワー (voltage follower) という.電圧ゲインは0dB であるが,入力インピダンスは10MΩ以上あるのに対して出力インピダンスは負帰還により1Ω以下になっているので,電力ゲインは $10 \times \log_{10}(10^7)$ =70dB と大変大きくなっている.非常に大きなインピダンス変換器と見ることもできる.

(c)は、非反転増幅器と呼ばれている、やはり高入力インピダンスにより、 R_1 と R_2 に流れる電流Jは共通であり

$$J = \frac{V_{\text{out}}}{R_1 + R_2}, \quad \therefore V_{\text{in}-} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \quad i.e. \quad V_{\text{out}} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{\text{in}}$$
(3.13a)

となって,やはりゲインは帰還回路の抵抗比だけで決まる.また, $J \in V_{in}$ で表してみると,

$$J = \frac{V_{\rm in}}{R_2} \tag{3.13b}$$

で,全く R_1 によらない.そこで, R_1 の部分を外部回路で置き換えると,この回路は負荷に依らずに常に(3.13b)の 電流を流す定電流電源回路として働く.あるいは,電圧電流変換回路として働いていると見ることができる.

3.4 トランジスタ

トランジスタは, OP アンプをブレークダウンして, 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.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が, それにしても,「線形素子で近似する」ということが取り扱いの基本になる.

3.4.1 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 3.10(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.



図 3.10 (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,(3.14)を示したもの.

(以下,講義では時間の都合でダイオードの動作説明は省略します.)

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 3.10(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 3.10(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^{*3}.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,この外部電場に後押しされて正孔 n 側,電子 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 3.10(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,

$$J(V) = J_0 \left[\exp\left(\frac{eV}{k_{\rm B}T}\right) - 1 \right]$$
(3.14)

という形に書かれる.

式 (3.14) 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.(3.14) は簡単すぎる近 似であるが,図 3.10(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 J₀ 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.(3.14) 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,高濃度にドープされた層内では必ずしも成立しない.

^{*3} 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.

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).

3.4.2 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, npn 型と pnp 型が存在す る.この3層から取り出した電極を,図3.11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てみよう.端子が3つあり,図3.11(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

$$J_{\rm E} = J_{\rm C} + J_{\rm B} \tag{3.15}$$

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 3.12 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 3.12(a) の破線のようになる.コレクタを開放 ($J_C = 0$) した場合の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・エミッタ間 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 3.12(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 3.12(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^{*4}.



図 3.11 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.

^{*&}lt;sup>4</sup> 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,光がエミッタの代りに 少数キャリアを注入しているのである.



図 3.12 (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.

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 3.13(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 3.13(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

$$J_C = h_{FE} J_B \tag{3.16}$$

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 .

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.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ J_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J_1 \\ V_2 \end{pmatrix}.$$
(3.17)

これは,入力の電流と出力の電圧を与えると,入力の電圧と出力の電流が与えられるという変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





(b)

図 3.13 (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 $J_B \ge J_C$ 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.

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 3.14(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 (3.16)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.

$$\begin{pmatrix} v_1\\ j_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12}\\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j_1\\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_i & h_r\\ h_f & h_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j_1\\ v_2 \end{pmatrix}$$
(3.18)



図 3.14 (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 3.15 (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.

ここで v, j などと小文字にしたのは,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 (3.16)の関係を認めると $h_{21} = h_{FE} = h_{fe}$ となる.ただし (3.16) は近似であり,一般には h_{FE} は h_{fe} とは 異なる.図 3.14(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 3.15(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,ということである.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 3.15(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

$$v_i = h_{ie}j_b + R_E(j_b + h_{fe}j_b)$$

$$v_o = h_{fe}j_b R_C$$

となるので,電圧利得 Аは

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{h_{fe} R_C}{h_{ie} + R_E (1 + h_{fe})}$$
(3.19)

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 . これは後で述べるフィードバックの効果によるもので OP アンプ回路では頻出するものである . 入力インピダンス Z_i は , R_1 , R_2 とその右側のインピダン ス Z'_i の並列インピダンスである . Z'_i は

$$Z'_{i} = \frac{v_{i}}{j_{b}} = \frac{h_{ie}j_{b} + R_{E}(j_{b} + h_{fe}j_{b})}{j_{b}} = h_{ie} + R_{E}(1 + h_{fe})$$
(3.20)

と求まる.また出力インピダンス Zo は

$$Z_o = \frac{v_o}{j_o} = \frac{h_{fe}j_b R_C}{j_b} = R_C \tag{3.21}$$

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.

参考文献

[1] 岡村迪夫 「OP アンプ回路の設計」 (CQ 出版社, 1990).

[2] 鈴木雅臣 「トランジスタ回路の設計」 (CQ 出版社, 1991).

付録 A: OP アンプ回路

本文ではごく基本的な OP アンプ回路を紹介したが,その他,計測に良く使用するものを簡単に紹介する.更に詳細を知りたい方には, OP アンプ回路の書籍が数多く出版されている ([1] など) ので,それらを見ていただきたい.

積分回路

図 3.16(a) は反転増幅器のフィードバック抵抗の代わりにコンデンサ*C* を挿入した回路である。この時、コンデン サの左側の電極にたまった電荷 *Q* は流入する電流 V_i/R_i を時間積分したものであるから、t = 0 で Q = 0 とすると、

$$V_{\rm o}(t) = -\frac{Q}{C} = -\frac{1}{C} \int_0^t \frac{V_{\rm i}(\tau)}{R_{\rm i}} d\tau = -\frac{1}{CR_{\rm i}} \int_0^t V_{\rm i}(\tau) d\tau$$
(A.1)

となり、出力電圧は入力電圧を積分したものである。これは単なるコンデンサによる積分回路とは異なり、仮想短絡 (接地)により電流の流入端子の電位が一定に保たれるため、積分としての精度が非常に高い。これを定電圧回路に接 続すれば、時間に対して線形な変化をする,電圧スイーパとして使用できる.

この回路ではコンデンサの選択にも注意が必要である。ケミカルコンデンサなどは容量が大きく時定数 RC を大き くするには便利だが、リーク抵抗が低いので、これを通して漏れる電流が誤差となる。ゆっくりとしたスイープを得 るには積層フィルムコンの容量の大きなものが適している。コンデンサを適当に選べば、積分器、電圧スイーパとし ての精度は主に入力バイアス電流によって決まる。ここでもバイアス電流の小さなものを使う必要がある。また入力 信号の原点が問題になる場合は、入力バイアス電圧も重要である。

理想に近いダイオード

2 端子素子としてのダイオードは,図 3.10(b)のような整流特性を持っているが,更に強い整流性が必要な場合が存在する(任意波形発生回路など).そのような場合に使用する回路例を図 3.16(b)に示した. V_S が正の領域にあるときには,入力された電流は D₁を通って OP アンプに流れ込み,フィードバックによって – 端子はゼロ電位となる.この時,OP アンプ出力は負電位であるため,D₂には電流が流れず, V_o はゼロである.一方, V_S が負の領域に



図 3.16 計測に良く使用される OP アンプ回路例.(a) 積分回路 (電圧掃引回路).(b) 理想に近いダイオード回路.(c) 対数アンプ.(d) 計装アンプ (instrumentation amplifier)

あるときには, OP アンプ出力は正となり, D₂ を流れて $R_{\rm F}$ を流れる. D₂ での電圧降下によらず, — 入力端子の電位はゼロになるはずであるから,

$$V_{\rm o} = -\frac{R_{\rm F}}{R_{\rm S}} V_{\rm i} \tag{A.2}$$

とリニアな出力が得られる.この時の出力インピダンスは, OP アンプによって非常に低くなっている.

もちろん,これはあくまで4端子回路であり,2端子のダイオードを理想化したものではない.(3.14)の特性は, 電圧入力電流出力の形になっているがこの回路の場合は電圧 → 電圧である.極端な話,閾値の低い電力制御回路, などにこの「理想ダイオード」を使うことはできない.一方,精密波形合成などには重宝な回路である.

対数アンプ

これは,入力電圧に対してその対数を出力するアンプである.物理では実験に際してこのような出力を必要とする ことがしばしばある.例えば,走査トンネル顕微鏡 (scanning tunneling microscope, STM) で探針を試料表面に対 して一定電圧を保ちながら接近させると,探針と表面間の距離を d として, exp(-d/d₀) に比例したトンネル電流が 流れる.一方,探針の高さはピエゾ素子を通して制御されており,印加する高電圧の変化にほぼ比例して変化する. d の変化が小さなプロセスに対する応答ではトンネル電流も線形項が主になるので問題ないが,針のアプローチやラ フな表面など d (の仮想変化)が大きい場合は, d が直接線形に現れるように対数出力がほしい.

このような場合には,図 3.16(c)を原型とする回路が良く使用される.トランジスタの $V_{\rm BE}$ に対する $J_{\rm C}\approx -J_{\rm E}$ の依存性は図 3.13(a)のように,指数関数的になる.図 3.16(c)はこれを使っているわけであるが,実際に出力を計算してみると,

$$V_{\rm o} = -V_{\rm BE} = -\frac{k_{\rm B}T}{e}\ln\left(\frac{J_{\rm s}}{J_0} + 1\right)$$

と,きちんと対数になっていない上に温度に強く依存し (J₀ も温度に依存する),とても計測に使えるようなもので はないことがわかる.ということで,実際に計測に使用する対数アンプは図 3.16(c) に様々な補正回路を付加したも のである.これを一つのパッケージにした対数アンプが販売されており,通常はこれで用が足りる.

計装アンプ (instrumentation amplifier)

差動増幅器は,計測にとって極めて重要・重宝なものである.そのノイズ除去効果については後述する.通常の増幅器に求められる様々な要素以外に,先に述べた CMRR が高いことが要求される.2 つの入力端子に対する信号源インピダンスのばらつきやアンバランスを考えると,実験回路につないだ時点での CMRR を高く保つには,入力インピダンスを高くすることが望ましい.このような要請から,良く使われるのが図 3.16(d) にあげた差動増幅器の回路でインスツルメンテーション・アンプと呼ばれている.この回路は,入力に OP アンプの入力端子をそのまま使っているので,入力インピダンスは極めて高くなる.図 3.16(d) でゲインは

$$V_{\rm out} = -\frac{R_3}{R_2} \left(\frac{2R_1 + R_4}{R_4}\right) (V_{\rm in1} - V_{\rm in2}) \tag{A.3}$$

となる.

問題は CMRR で,単純なモデルでは抵抗の揃い方で決定され, $R_4 = R_6$, $R_5 = R_7$ であれば無限に大きくなる が,2端子素子の実装の所で述べたように,通常の抵抗器の精度が $0.1 \sim 1\%$ であることから,普通に作製すると, CMRR は低周波でも 40~50dB 程度しか得られないことになる.そこで,通常はここにトリマーを使用し,CMRR が最大になるように調整する.しかしこれでも,温度変化などにより抵抗値が動くとやはり CMRR の低下を招いて しまう.そのため,このような OP アンプと抵抗のセットをモノリシックに作り込み,レーザートリミングで CMRR 最大に調整したものが,単体の素子として発売されている.これも,IC₃ とその周辺抵抗だけ搭載したものから,デジタル信号でゲインを変化できるものまで様々である.