電子回路論 第 7 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 17 日

前回のサマリー

OP **アンプ**　線形モデル．パッケージ．
pn **接合ダイオード**　動作原理．電流電圧特性．少数キャリア注入．
バイポーラトランジスタ　動作原理．線形近似と h パラメタ．バイアス回路．

第 3 章 増幅回路　(続き)

3.5　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，バイポーラートランジスタに対して，FET をユニポーラー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巻し，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っ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 3.17(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 3.17(b)∼(e) である．

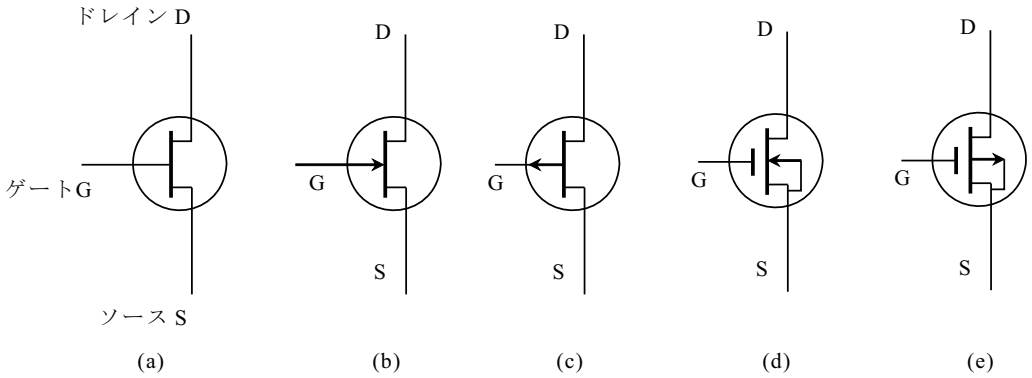


図 3.17　FET の様々な回路記号

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

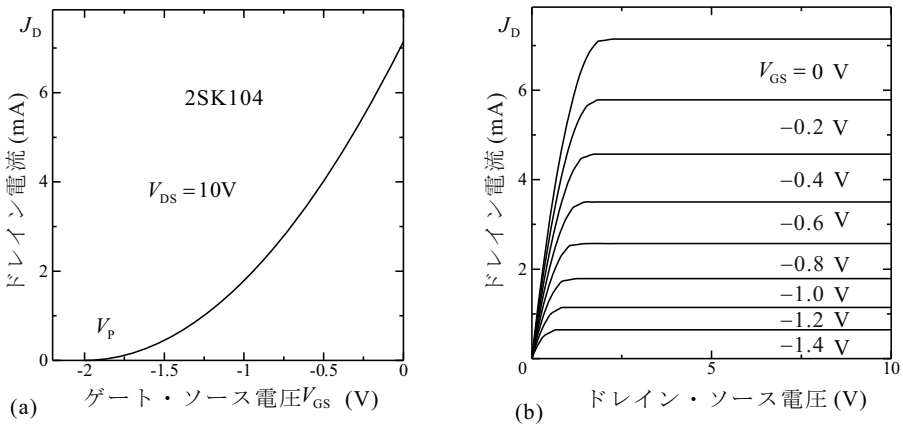


図 3.18　接合 FET の代表的静特性．(a) ソースドレイン電圧 V_{DS} を固定してゲート電圧を掃引した時のドレイン電流．(b) ゲート電圧をパラメタとし，V_{DS} を掃引した時のドレイン電流．

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．

3.5.1　FET の静特性

JFET

図 3.18(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，ゲートーソース電圧 V_{GS} が 0 の時，ドレインーソース電圧 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．

3.5.1.1　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 3.18(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．

3.5.2　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．

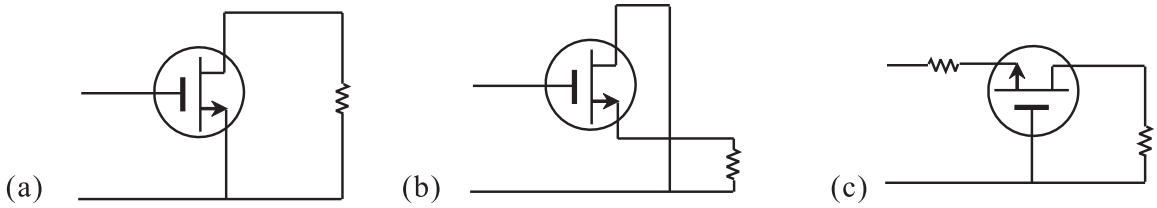


図 3.19　FET 回路の接地端子による分類．(a) ソース接地，(b) ドレイン接地，(c) ゲート接地

前に述べたように，動作領域の V_{GS} においては

$$\left.\begin{aligned} J_G &\simeq 0, \\ J_D &= f(V_G, V_D) \end{aligned}\right\} \tag{3.22}$$

である．

FET の動作モデルとして図 3.19 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，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．

$$g_m \equiv \left(\frac{\partial J_D}{\partial V_{GS}}\right)_{V_D=\mathrm{const.}}, \tag{3.23a}$$

$$r_d \equiv \left(\frac{\partial V_D}{\partial J_D}\right)_{V_{GS}=\mathrm{const.}} \tag{3.23b}$$

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

$$j_d = g_m v_{gs} + \frac{v_d}{r_d} \tag{3.24}$$

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 3.20(a) のようになる．また

$$\mu \equiv r_d g_m \tag{3.25}$$

と定義し，μ を増幅率と呼んでいる．

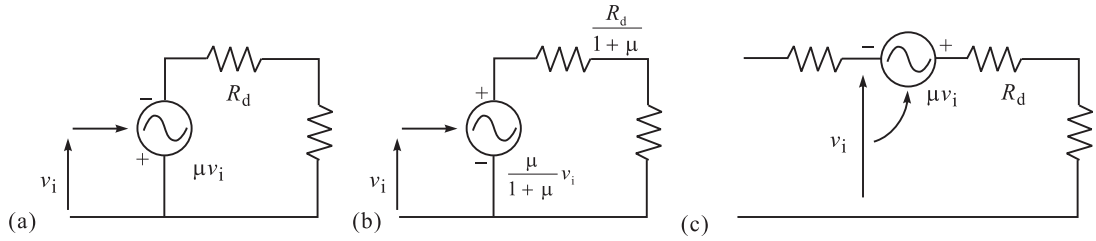


図 3.20　図 3.19 に示した FET の各接地回路に対する線形等価回路．(a) ソース接地，(b) ドレイン接地，(c) ゲート接地

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 3.20 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 3.1 に示す．

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	$-g_\mathrm{m}$	$g_\mathrm{m} + r_\mathrm{d}^{-1}$
ゲート接地	$g_\mathrm{m} + r_\mathrm{d}^{-1}$	$-r_\mathrm{d}^{-1}$	$-(g_\mathrm{m} + r_\mathrm{d}^{-1})$	r_d^{-1}

表 3.1　(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．

第 4 章 過渡応答と分布定数回路

これまで，代表的な線形素子 (受動 3 素子，線形増幅器) について見てきた．この時暗黙の了解事項としてきたのは，導線は各素子で生じる電磁場の変化を瞬時にとらえ，伝達する，各素子間の電磁場を通した相互作用は導線を通してのみ生じる，ということであった．従って，各素子で生じる電磁現象は局所的な電磁場に導線による境界条件が加わったものと考えることができた．処理対象とする信号の周波数が高くなってくると，対応する電磁波の波長も短くなり金属導線の「瞬時応答」は，良い近似とは言えなくなる．マイクロ波以上では信号伝送線路は 3 次元的な立体回路として認識する必要が生じる．実体的な立体回路と，抽象的ローカル電磁場を考える電子回路との間をつなぐコンセプトが**分布定数回路** (distributed constant circuit) である．

本章で，過渡応答について簡単に眺めた後，分布定数回路に入っていこう．

過渡応答は電子回路では大きな分野で，非定常的な入力があった時に回路がどのように反応するか，ということは，長年にわたる研究テーマでもあった．しかし，線形近似の範囲内では，これは，与えられた境界条件の下で線形常微分方程式を解く作業と同じであり，伝達関数さえ求まっていれば少なくとも数値的には安定に解を得ることができる．

すなわち，伝達関数を $\Xi(i\omega)$，時間依存入力信号を $f(t)$ として，そのフーリエ変換を $F(i\omega)$ と書くと，出力 $g(t)$ は

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \Xi(i\omega) F(i\omega) e^{i\omega t} \frac{d\omega}{2\pi} \tag{4.1}$$

とすることができる．第 5 回の講義で紹介した Scilab などのプログラムを使うと，過渡応答も瞬時に答えを得ることができる[*1]．多くの力学系は対応する電気回路を考えることができるため，その過渡応答について理解・実験しておくことは，容易な物理的シミュレーションとしても有効である．なお，本章では 0dB 以上の利得のある増幅回路は考えず，回路は受動素子で構成されているものとするが，伝達関数を考えれば利得がある場合も同様に扱える．

4.1 過渡応答

4.1.1 エネルギー貯留素子数による回路の分類

過渡応答を議論する際に，エネルギー溜めの数による分類が良く行われる．これまで見てきた線形回路素子では，電気エネルギーを貯留するキャパシタ，磁気エネルギーを貯留するインダクタ (まとめてリアクタンス素子) が存在したが，これらが 1 個ある回路を単エネルギー回路，2 個以上ある回路を複エネルギー回路とする．ただし，並列キャパシタのように，1 つの貯留素子にまとめてしまえるものは複数素子とはしない．

これは，伝達関数の極が単数か複数かの違いである．複数存在する場合，位相シフトは全体として π あるいはそれ以上回るため，共鳴・振動現象が生じる可能性がある．共鳴点ではエネルギー貯留回路間でエネルギーのやり取りが生じ，リアクタンス成分が消失するので，貯留素子 (回路) が複数なければならないことは容易に理解される．

単エネルギー貯留回路の伝達関数は一般に極の数は 1 以下であり，代表的には周波数 s 側に適当な係数を導入することで

$$\Xi(s) = \frac{1}{1 + s/s_0} \tag{4.2}$$

の形に書くことができる．最も簡単な例として図 4.1(a) の CR ローパスフィルターでは，$\omega_0 \equiv 1/CR$ とすると，$s = i\omega$ に対する伝達関数は，(4.2) の形となる．

複エネルギー貯留回路の代表は，図 4.1(b) の共鳴回路である．すでに式 (2.25) に示したように，この回路の伝達関数は

$$\Xi(s) = \frac{1}{b + s + as^{-1}} \tag{4.3}$$

[*1] むろん，過渡応答の研究を通して得られた演算子法などの常微分方程式解法は非常に重要である．

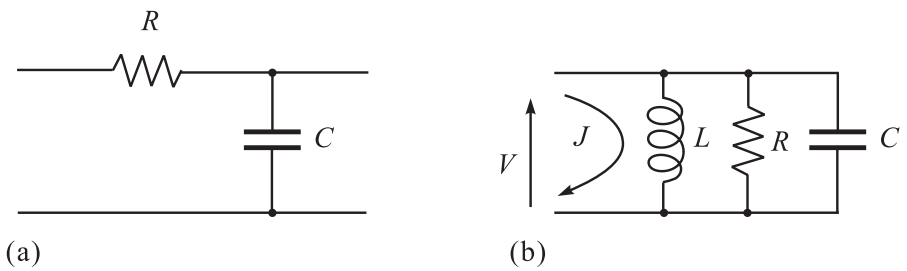


図 4.1　(a) 単エネルギー貯留 (キャパシタ C) 回路．CR ローパスフィルター．(b) 複エネルギー貯留 (キャパシタ C，インダクタ L) 回路．CRL 並列共鳴回路．この場合電流 J に対する電圧応答 V を見る．

という形に書くことができる．

4.1.2　階段関数に対する応答

例として，$t=0$ で電圧 Vin が 0 から有限値に立ち上がる，階段関数的な入力があった場合を考えよう．Heaviside 関数 $u(t)=0\ (t<0)$，$1/2\ (t=0)$，$1\ (t>0)$ を考えると，$u(t)$ のフーリエ変換 $\mathscr{F}\{u\}=\mathcal{U}(i\omega)$ は，良く知られているように [1]

$$\mathcal{U}(i\omega)=\frac{1}{i\omega}+\pi\delta(\omega) \tag{4.4}$$

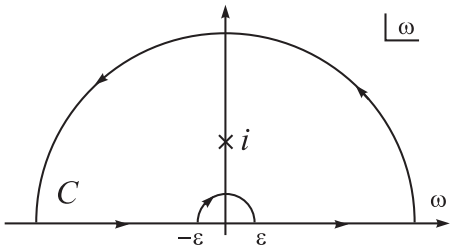
である．

まず，単エネルギー貯留回路で見てみよう．図 4.1(a) の回路は過渡応答を見るうえでも最も簡単といえるものである．$t=0$ で V_0 の階段関数電圧が入力したとすると，R を流れる電流は，出力電圧を V として $(V_0-V)/R$ であり，これが C に流れ込んで $Q/C=V$ となるから，V に関する微分方程式は

$$C\frac{dV}{dt}=\frac{V_0-V}{R} \tag{4.5}$$

となり，$t=0$ で $V=0$ という条件から，直ちに次の V の表式が得られる．

$$V=V_0\left[1-\exp\left(-\frac{t}{CR}\right)\right]. \tag{4.6}$$



最も簡単な例ではあったが，複雑な場合であっても結局は常微分方程式を解けば良い，ということはわかる．同じことを (4.1) のように扱う方法でやってみよう．(4.2) で，振動数 ω $(s=i\omega)$ を $\omega_0=(CR)^{-1}$ で測りなおすことにすると，$\Xi(i\omega)=(1+i\omega)^{-1}$ である．これと，(4.4) より，(4.1) の $g(t)$ は，

$$g(t)=\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{1+i\omega}\left[\frac{1}{i\omega}+\pi\delta(\omega)\right]e^{i\omega t}\frac{d\omega}{2\pi}=\int_{-\infty}^{\infty}\frac{e^{i\omega t}}{(i-\omega)\omega}\frac{d\omega}{2\pi}+\frac{1}{2}$$

のようになる．右辺第 1 項の積分は，左上のような積分路を取って積分することで得られる．積分路が囲む極は $\omega=i$ であるから，小円部分を $\omega=\epsilon e^{i\theta}$，$d\omega=i\epsilon e^{i\theta}d\theta$ と置いて，

$$-2\pi i\frac{e^{-t}}{2\pi i}-\lim_{\epsilon\to 0}\left[\int_{\pi}^{0}\frac{e^{i\epsilon e^{i\theta}t}}{\epsilon e^{i\theta}(\epsilon e^{i\theta}-i)}\frac{i\epsilon e^{i\theta}d\theta}{2\pi}\right]=-e^{-t}-\frac{1}{2}.$$

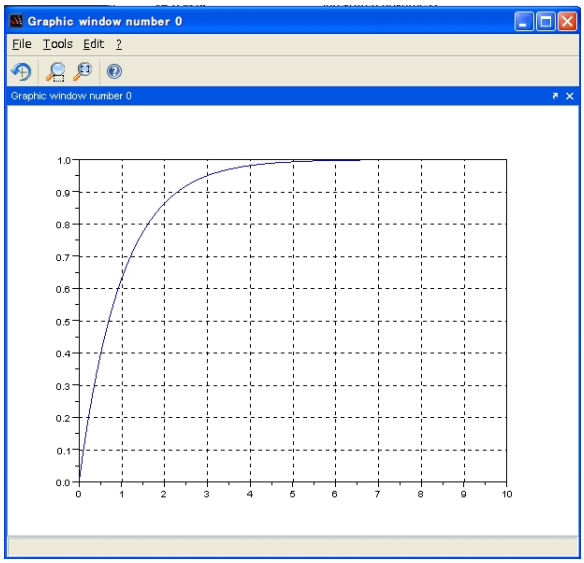
結局，これらの和は

$$g(t)=-e^{-t} \tag{4.7}$$

となる．今振動数を $\omega_0=(CR)^{-1}$ で測っており，これはすなわち t を CR で測っていることになる．また，入力階段関数 $u(t)$ の高さを 1 としているので，$t\to t/CR$ として全体の過渡応答の振幅を V_0 倍し，境界条件である $t=0$ での応答を 0 とすると，(4.6) と同じ答が得られていることがわかる．

(4.6) のように，極めて簡単に得られるものをわざわざ面倒に解いているように思われるかもしれないが，適当に問題設定して微分方程式を解く，ということをせずに，半自動的に一方向的な計算によって解が得られる点が，特に問題が複雑になった場合に便利である (留数計算が「半自動的」にできなければならないわけだが).

フリーソフト Scilab を使うと，(4.7) の応答は極めて簡単に得ることができる.

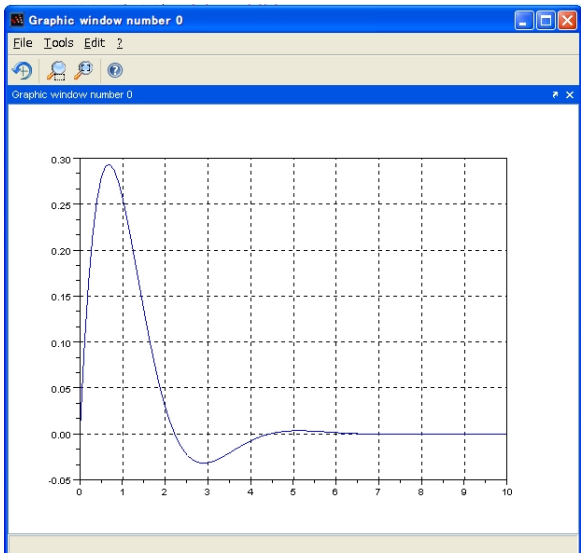



```
-->s=poly(0,'s');
-->G=1/(1+s)
 G  =
      1
    -----
    1 + s
-->sys=syslin('c',G)
 sys  =
      1
    -----
    1 + s
-->t=linspace(0,10,100);
-->y=csim('step',t,sys);
-->plot(t,y)
```

同様に，(4.3) について

$$\Xi(s) = \frac{s}{s^2 + 2s + 3}$$

と簡単化して計算すると，左のような減衰振動応答が得られる.




```
-->G=s/(s*s+2*s+3)
 G  =
        s
    ---------
                2
    3 + 2s + s
-->sys=syslin('c',G)
 sys  =
        s
    ---------
                2
    3 + 2s + s
```

参考文献

[1] 例えば 近藤次郎 「フーリエ変換とその応用」(培風館，1975).

付録 B：各種 FET 回路

FET で良く用いられる回路について，直流バイアス回路も含めて見ていこう．FET では $J_G = 0$ とおけるのでバイアスの設計は比較的簡単である．ただ，V_{GS} に対する J_D の関係を表す簡単で適当な等価回路がないので，特性曲線をみるか，あるいは特性曲線の適当な近似式を使ってバイアスを決めるのが一般的である．

ソース接地増幅回路

まず図 4.2(a) は，固定バイアスのソース接地増幅回路である．FET 回路の場合，このように習慣的に電源電圧を V_{DD} と表すことが多い．動作点は

$$V_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} \tag{B.1}$$

より V_{GS} を求め，これに対応する $J_D = f(V_{DS})$ を特性曲線から選び出し，負荷直線

$$V_{DS} = V_{DD} - R_D J_D \tag{B.2}$$

との交点から簡単に求まる．n チャネルデプレション型 FET の場合を図 4.2(b) に示した．

これに対して図 4.2(c) は**自己バイアス**回路と呼ばれるものである．V_{DS} に対する式は，(B.2) の R_D を $(R_D + R_S)$ で置き換えれば得られる．これに対して，V_{GS} は

$$V_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} - R_S J_D \tag{B.3}$$

という直線と V_{DS} に対する J_D の曲線との交点から求まる．通常は曲線 J_D(V_{DS} は 2 次曲線で近似するのが良いが，ここでは R_D の効果を見やすくするため，これを直線

$$-J_{DSS}(V_{GS} - V_P) = V_P(J_D - J_{DSS})$$

で近似することにする．すると，簡単に

$$J_D = \frac{(2V_P - V_{GS})J_{DSS}}{V_P - J_{DSS}R_S} \tag{B.4}$$

となる．例えば J_{DSS} が変動した場合を考えると分母の $J_{DSS}R_S$ によって J_D の変化が抑えられる．即ちバイアスが特性の安定化の方向に変化しており，これが自己バイアスと呼ばれるゆえんである．これも次に扱う帰還の効果である．実際には JFET の J_{DSS} や V_P は素子によってばらつきがかなり大きいので，このようなばらつきにあまり依存しない回路設計は重要である．

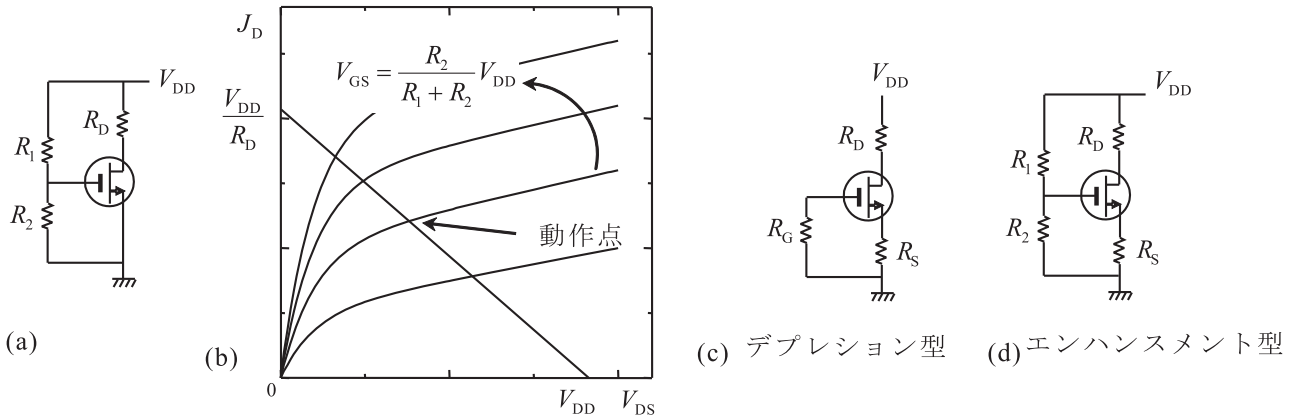


図 4.2　(a) ソース接地回路のバイアス電圧を決定する回路．(b) 動作点を決める方法を模式的に示した．(c), (d) デプレション型ではゲートバイアス抵抗を省略可 (自己バイアス回路).

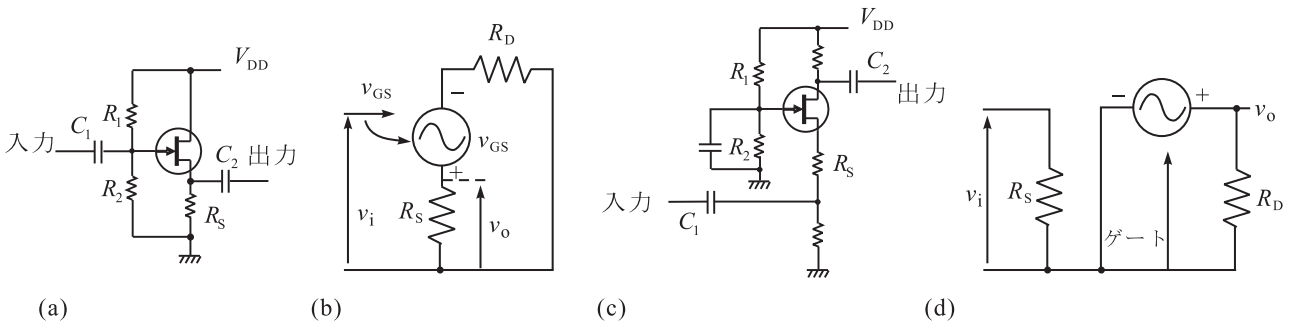


図 4.3　(a) ドレイン接地増幅回路.「接地」というのは,「交流的に」ということで，電源により交流的には接地である．(b) (a) の線形等価回路．(c) ゲート接地増幅回路．(d) (c) の線形等価回路.

線形等価回路は図 4.3(b) のようになり，(3.24) から $v_o = -(r_d /\!/ R_L) g_m v_i$ であるから，電圧利得は

$$A = (r_d /\!/ R_L) g_m \tag{B.5}$$

となる．ただ，注意しなければならないのは，v_o の式に負号がついていることからわかるように，出力が入力に対し符号が反転していることである．入力インピダンスは当然 R_2 に等しい.

ドレイン接地増幅回路 (ソース・フォロワ)

図 4.3(a) はエミッタ・フォロワに相当する回路で，ドレイン抵抗がなく，ドレインが交流的には電源を通して接地されているため，ドレイン接地回路の一種である[*2]．図 4.3(b) の線形等価回路が描け,

$$v_o = \frac{R_S}{r_d + R_S} \mu v_{gs} = \frac{R_S}{r_d + R_S} \mu (v_i - v_o)$$

であるから,

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\mu R_S}{r_d + (1+\mu) R_S} \lesssim 1 \tag{B.6}$$

である．多くの場合は $\mu R_S \gg (r_d + R_S)$ であるから，$A \sim 1$ で，フォロワと呼ばれるゆえんである．一方，出力抵抗 R_o は

$$R_o = R_S /\!/ /\!/ r_d 1 + \mu \approx R_S /\!/ \frac{1}{gm} \sim \frac{1}{g_m} \tag{B.7}$$

である．通常の FET ではこれは 100Ω 前後である．Z_i の大きさを考えると，これでも十分インピダンス変換として機能しているが，エミッタ・フォロワ (数 Ω) と比べると比較的高い．このため，大きな g_m を持つ電力用の MOSFET によるソースフォロワが使用されることもある.

ゲート接地増幅回路

ゲート接地増幅回路の例とその線形等価回路を図 4.3(c)，(d) に示す．これより

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_D}{R_S} \tag{B.8}$$

FET が動作している時は，ゲート，ソースは同じ交流信号が現れるので交流的には短絡である．したがって，入力インピダンスは $R_S /\!/ R_3$ となる．これは一般にかなり低くなる．一方，出力インピダンスは R_D となり，これはかなり高い部類である.

このように，増幅器としてはかなり扱いにくいが，周波数特性が良い点はベース接地回路と同様で，高周波回路に良く使用される．また，入力インピダンスが低い点は高周波回路の所で述べるように，場合によっては利点として用いられる.

[*2] ドレイン，ソースには区別がない筈であるが，便宜上，電源側をドレインと称する．ドレイン接地とソース接地の差はここから生ずる.