

## 電子回路の教科書に対する提言

藪 哲郎\*（奈良教育大学）

Proposal for Electronic Circuit Textbooks  
Tetsuro Yabu\* (Nara University of Education)

"Electronic circuits" is one of the most important subjects in the field of electrical engineering, along with "Electrical circuits". In this paper, I make some proposals for electronic circuit textbooks. The contents are as follows: "Arrangement order of learning items", "Notes on explaining operational amplifier circuits", "Notes on explaining diode circuits" and "Notes on explaining transistor circuits". In addition, several issues are raised.

キーワード：電子回路，教科書，オペアンプ，ダイオード，トランジスタ  
(Electronic Circuits, Textbooks, Operational Amplifier, Diode, Transistor)

### 1. はじめに

筆者は 2017 年に電子回路の教科書を出版した<sup>(1)</sup>。その執筆過程で、多くの電子回路の教科書を読み、色々と考えることがあった。

その経験に基づき、本稿では電子回路の教科書について「この記述は不適切ではないか」「このように記述する方が分かりやすい」という提言と、「ここはどう記述すればよいのだろうか」という問題提起を行う。

### 2. 項目の配列順序と線形化

多くの電子回路の教科書は半導体の説明からはじまり、ダイオード、トランジスタ、オペアンプと発明順に記述している。

電子回路の難しさの 1 つはダイオード、トランジスタなどの非線形素子が登場することである。そして非線形素子を解析するために、負荷線を引く図式解法など、難解な方法が提示される。

それに対して、オペアンプに負帰還をかけた回路は線形な数式で表すことができるので、分かりやすい。また実用的かつ使用頻度が高い。そこで、筆者は理解のしやすさと重要度を考慮して、項目の配列順序として「オペアンプ→ダイオード→トランジスタ」という順番が最適であると考えられる。

そして、ダイオード、トランジスタについてもできるだけ線形な式で近似して扱うのが分かりやすいと考える。

関根氏の「電子回路<sup>(2)</sup>」はオペアンプ→半導体物理→ダイオード→トランジスタという筆者が提案する順序で記述されている。別府氏は「オペアンプからはじめる電子回路

入門<sup>(3)</sup>」という書籍を著し、オペアンプ回路の重要性を示唆している。

### 3. オペアンプ回路

#### <3.1> 増幅率を無限大に持ってゆく定式化

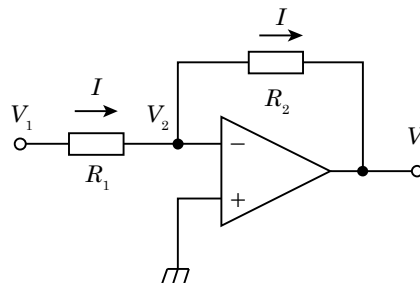


図1 反転増幅回路

Fig.1 Inverting Operational Amplifier

図1の反転増幅回路の入出力特性の導出方法について考える。オペアンプの入力インピーダンスは無限大であると仮定すると、電流は連続なので、次式が得られる。

$$\frac{V_1 - V_2}{R_1} = \frac{V_2 - V_3}{R_2}$$

整理して

$$R_2 V_1 - (R_1 + R_2) V_2 + R_1 V_3 = 0 \quad (1)$$

が得られる。(1)とオペアンプの入出力関係を表す次式を連立させる。

$$-A_V V_2 = V_3 \quad (2)$$

(1)(2) の連立一次方程式は、未知数 3 個、式 2 個の同次方程式である。自由度が 1 あるので、3 個の未知数のうち、どれか 1 個を定めると、残り 2 個の値が定まる。入力電圧  $V_1$  を既知とし、定数を右辺に移行すると、以下の連立 1 次方程式が得られる。

$$(R_1 + R_2) V_2 - R_1 V_3 = R_2 V_1 \quad (3)$$

$$A_V V_2 + V_3 = 0 \quad (4)$$

(3) ×  $A_V$  - (4) ×  $(R_1 + R_2)$  を計算すると、次式が得られる。

$$V_3 = -\frac{A_V R_2}{A_V R_1 - (R_1 + R_2)} V_1 \quad (5)$$

$A_V \rightarrow \infty$  の極限をとると反転増幅回路の増幅率を表す次式が得られる。

$$V_3 = -\frac{R_2}{R_1} V_1 \quad (6)$$

この方法は、一見、正しそうに見えるが、適切とは言えない。

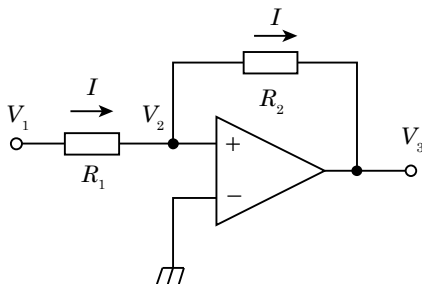


図 2 反転増幅回路と似た回路

Fig.2 Similar Circuit to Inverting Operational Amplifier

図 2 の回路は図 1 の回路に対して、オペアンプの入力端子を逆にしたものであり、ヒステリシス付きコンパレータと呼ばれる。同様の手順で数式を立てると、次式が得られる。

$$V_3 = -\frac{A_V R_2}{A_V R_1 + (R_1 + R_2)} V_1 \quad (7)$$

$A_V \rightarrow \infty$  の極限をとると、(6) と同じ式が得られる。数式変形では解が存在するが、現実の世界では  $V_3$  は (6) で示した値にはならない。図 2 の回路は正帰還がかかっており、数式変形で得た解は不安定な平衡点である。一方、負帰還がかかっている図 1 の回路における解は安定な平衡点である。

$A_V$  を無限大に持って行くことは本質的ではなく、負帰還がかかっていることが本質的である。以下の記述は不適

切であると思われる。

- 負帰還について記述せずに  $A_V \rightarrow \infty$  としている。あるいは負帰還の説明を後回しにしている。
- 負帰還について記述せずに  $V_2 = -V_3/A_V$  より  $V_2 = 0$  を仮定する。あるいは理由を示さずにバーチャルショートが成立すると書いている。

秋田氏の「はじめての電子回路 15 講」<sup>(4)</sup> の p.104 において、非反転増幅回路について「オペアンプの (+) 入力と (-) 入力を逆にしても、同じ結論になりそうです」と書いてあり、同様のことが指摘されている。

### <3.2> 負帰還が働く前提条件

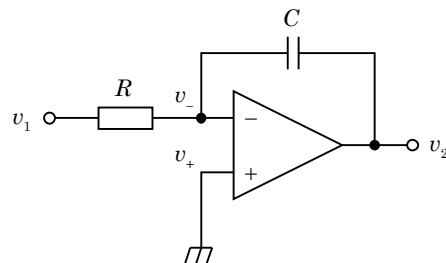


図 3 積分回路

Fig.3 Integrator Amplifier

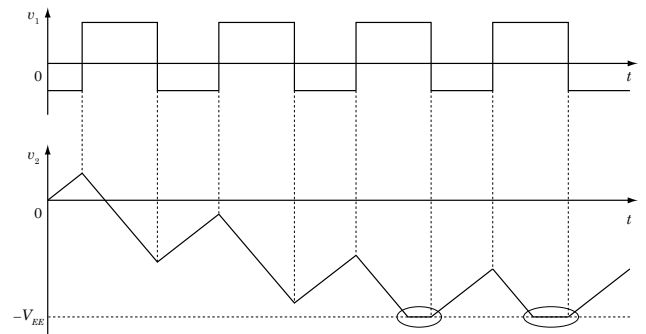


図 4 図 3 の回路の入出力波形

Fig.4 Input and Output Waveform of Circuit of Fig.3

図 3 は多くの教科書で積分回路として紹介されている。この回路に方形波を入力すると、回路シミュレータでは三角波が出てくるが、実際に回路を組むと、入出力波形は図 4 のようになり、オペアンプの出力は瞬時にプラスかマイナスのどちらかに張り付く。図 4 の楕円で囲んだ部分においては、 $v_+ \neq v_-$  であり、バーチャルショートが働かない。このようになる理由は入力電圧の非対称性や、オペアンプのオフセット電圧により、直流成分を 0 にすることができないからである。少しでも直流成分があれば、それが積分

されて、オペアンプは飽和する。電源電圧が  $\pm\infty$  であれば、バーチャルショートは維持されるが、有限であるため、瞬時に飽和してバーチャルショートが崩れる。

バーチャルショートが働かない理由は、負帰還の経路がコンデンサのみであり、コンデンサは直流に関しては断線状態であり、負帰還がかからないからである。バーチャルショートが成立するには、

負帰還の経路は直流を通す

という条件を満たすことが必要である。これは大変重要なポイントである。筆者はこのことを Analog Devices のサイトに置かれている Op Amp Applications Handbook, 2005<sup>(5)</sup>から学んだ。Section 1: Op Amp Basics の p.1.7 に "In all cases however, it must include a DC path, if we are to assume the opamp is being biased by the feedback (which is usually the case)." と記述されている。ただしこの本の訳書<sup>(6)</sup>の対応する箇所 (p.109) は「しかし、フィードバック・ネットワークによって OP アンプ自身がバイアスされる場合 (ほとんどがこのケースですが) は、必ず直流を通す経路を設ける必要があることに注意してください」とよく分からない訳になっている。筆者が読んだ電子回路の教科書は限られているが、その範囲では「フィードバック経路は直流を通さなければならない」ことを記述している教科書は拙著<sup>(1)</sup>と書籍<sup>(6)</sup>のみである。

直流に対しても負帰還をかけるには図5のように、直流を通す経路を付加する必要がある。 $j\omega C$  に比べて  $R_2$  が十分大きいとは言えない場合、積分動作でなくなる。 $R_2$  が大きすぎると  $R_1$  と  $R_2$  で反転増幅回路を構成しているので、オペアンプのオフセットが増幅され、その影響が無視できなくなる。そのトレードオフを考慮して  $R_2$  の値を決定する必要がある。

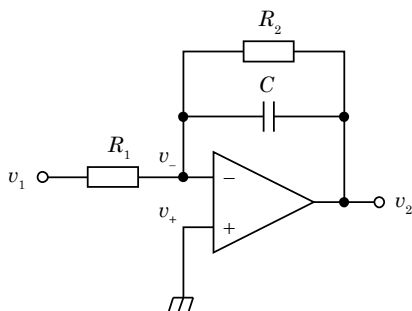


図5 飽和しない積分回路  
Fig.5 Integrator Amplifier without Saturation.

<3.3> 負帰還がかかるとバーチャルショートが必ず成立するか？

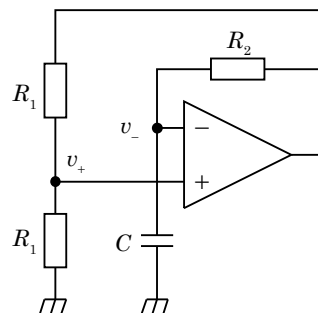


図6 方形波発振回路  
Fig.6 Oscillator of Square Wave

筆者は拙著<sup>(1)</sup>において『「出力端子」と「-入力端子」を「直流を通す回路」で接続すると負帰還がかかる』と記述した。しかし、この記述は不完全であることに、最近気がついた。図6は方形波発振回路 (弛張発振回路と呼ばれることも多い) である。この回路は負帰還がかかっているが、 $v_+ = v_-$  とはならず、オペアンプはコンパレータとして働く。その理由は正帰還もかかっているからである。負帰還と正帰還の両方が存在し、正帰還の方が勝っているため、結果としてバーチャルショートが成立しないと思われる。負帰還と正帰還の両方がかかっているとき、負帰還の方が勝ってバーチャルショートが成立することはあるのだろうか？ 理論的にその可否は判定できると思われるが、筆者の力不足のため、解明できていない。

<3.4> オペアンプの等価回路

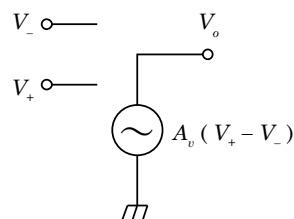


図7 オペアンプの等価回路  
Fig.7 Equivalent Circuit of Op Amp

オペアンプの等価回路として図7はほとんどの教科書で採用されている図である。しかし、この図は誤解を招きかねない図である。以下の問題がある。ここで+電源端子の電圧を  $V_{CC}$ 、-電源端子の電圧を  $-V_{EE}$  で表す。

- オペアンプは実際はアースとは接続されていない。
- オペアンプにはオフセットがあるので、 $V_+ = V_-$  のと

き、出力は  $V_{CC}$  か  $-V_{EE}$  のどちらかに飽和し、ゼロにはならない。

- 単電源の場合はアースの場所の電圧を  $V_{CC}/2$  に変更する必要がある。

オペアンプの動作を言葉で表すと、以下のようになる。

- $V_+ > V_-$  のとき  $V_o$  は  $V_{CC}$  へ向かってスルーレートで上昇
- $V_+ < V_-$  のとき  $V_o$  は  $-V_{EE}$  へ向かってスルーレートで下降

なぜ適切とは言えない図7が使われるのか？ その理由は、オペアンプのバイブルと思われる Texas Instruments の "Handbook of Operational Amplifier Applications"<sup>(7)</sup> (筆者が所有する紙の冊子は Copyright 1963 と書いてある。Web に PDF 版がある) の p.10 Figure 6 に図7とほぼ同じ図が掲載されているからであると思われる。

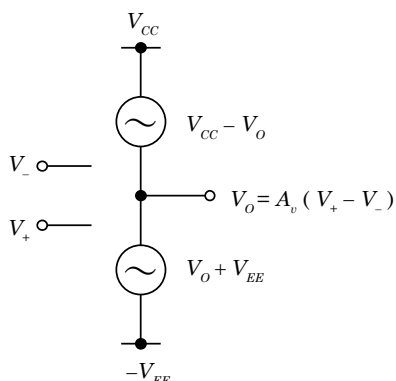


図8 オペアンプの等価回路 (試案)

Fig. 8 Equivalent Circuit of Op Amp (Proposed)

アース記号を使わずに等価回路を書くと、図8のようになる。図8の方が実態に近いが、2つの交流電圧源の電圧値  $V_{CC} - V_o$  と  $V_o + V_{EE}$  は把握しづらい量である。

図7と図8のどちらが分かりやすいか？ について、筆者は確信を持ってない。授業時に学生に2つ示してどちらが分かりやすいか尋ねたところ「図7の方が分かりやすい」と答えた学生の方が多かった。もしかしたら、図7や図8よりも分かりやすい等価回路があるかもしれない。オペアンプのわかりやすい等価回路について、今後も議論の余地があると思われる。

#### 4. ダイオード

##### <4.1> ダイオードの特性式

ダイオードにかかる電圧  $V$  とダイオードを流れる電流

$I$  の関係として、多くの教科書が次式を提示する。

$$I = I_s \left( e^{\frac{q}{kT}V} - 1 \right) \tag{8}$$

ここで  $I_s$  は逆方向飽和電流で  $10^{-7} \sim 10^{-12}$  A 程度の値をとる。 $q$  は電荷素量で  $1.6 \times 10^{-19}$  C,  $k$  はボルツマン定数で  $1.38 \times 10^{-23}$  JK<sup>-1</sup>,  $T$  は絶対温度で単位は K (ケルビン) である。理想的な pn 接合においては (8) が成立するが、筆者が 1N4148 のデータシート中のグラフをトレースして近似式を求めたところ、(8) ではフィッティングできず、次式でフィッティングできた。

$$I = I_s \left( e^{\frac{q}{n k T}V} - 1 \right) \tag{9}$$

$n$  は再結合電流の影響を表す量で、1~2 の範囲の値をとる。1N4148 の場合  $n \approx 1.89$  であった。ダイオードの特性を表す式としては (8) ではなく (9) を提示するべきである。LTspice のダイオードの定義ファイル standard.dio 中のシリコンダイオードの係数を見ると、(9) の  $n$  に対応する係数である N (放出係数) は型番によって差があり、 $n = 1 \sim 2$  の値であった。1N4148 は  $N = 1.752$  となっており、筆者がデータシート中のグラフをトレースして得た値とは若干異なっていた。

トランジスタのベース-エミッタ間もダイオードと同じ式で表されるが、トランジスタの場合はほぼ  $n = 1$  になる。LTspice のパラメータファイル standard.bjt の中を見ると、 $n$  に対応するパラメータ NF (順方向電流放出係数) は、デフォルト値 1 を使うか、0.99 ~ 1.01 の値が指定されていた。

##### <4.2> 指数関数の形

高校数学で習う指数関数の概形は図9である。しかし、(9) のグラフを書いてみると、図9とはかなり異なった形に見える。

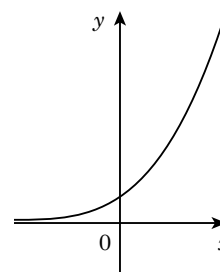


図9 指数関数のイメージ

Fig.9 Shape of Exponential Function

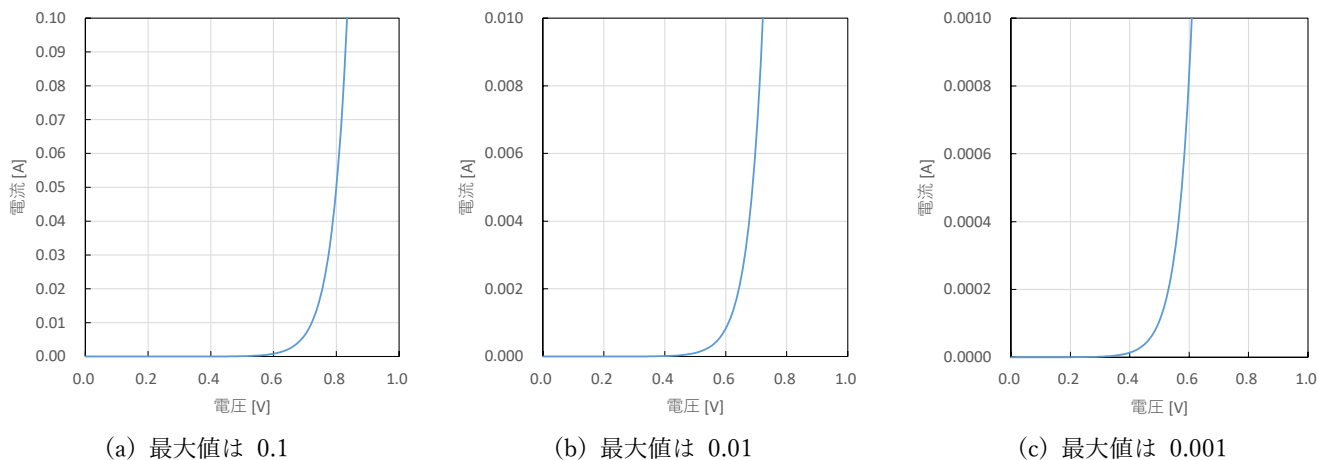


図 10 (9) のグラフ  
Fig.10 Graph of Eq. (9)

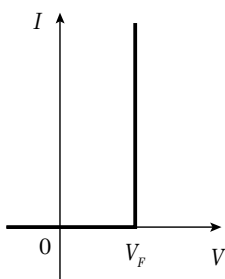


図 11 ダイオードの特性の近似  
Fig.11 Approximation of Diode Characteristic

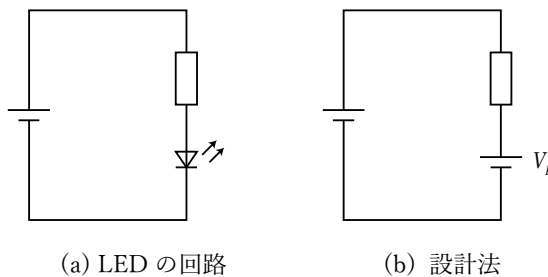


図 12 LED の回路  
Fig.12 LED circuit

(9) で表される指数関数を  $I_S = 3.9 \times 10^{-9}$ ,  $n = 1.89$  (1N4148 のデータシートに掲載されている 25 °C のときのグラフをフィッティングして得た値) として  $V = 0 \text{ V} \sim 1 \text{ V}$  の範囲について、縦軸の範囲を変えて描いたのが、図 10 (a)~(c) である。これらの図を見ると、指数関数は図 11 のように近似できることが分かる。ただし、 $V_F$  の値は縦軸の範囲によって異なるので、使用する電流のオーダーによって適切な  $V_F$  を設定する必要がある。

「指数関数なぜ図 11 のように見えるのか」について確認する。 $T = 300$  (常温) のとき  $q/(nkT)$  の値は 20.4 程度である。 $V$  が  $0 \sim 1$  まで変化するとき、指数関数の引数は  $0 \sim 20.4$  の範囲で変化し、指数関数の値は  $1 \sim$  約 7.6 億の範囲で変化する。そのグラフを縦方向に約 2.6 億分の一に圧縮する ( $3.9 \times 10^{-9}$  を掛ける) と、図 11 のようなグラフとなる。指数関数の形状は縦軸と横軸の範囲によっては、図 11 で近似できる。

ゆえに、ダイオードに電流制限抵抗を入れて点灯させる図 12 (a) の回路は、同図 (b) で近似できる。ただし、流す電流の大きさによって、 $V_F$  の値は異なる。

図 12 (a) の回路を解く方法として、負荷線を引く方法を提示している教科書がある。線を引いて交点を解とする方法は、図式解法と言って、パソコンが使えない時代に非線形方程式を解くために使われた技法の 1 つである。筆者はかつて光導波路解析の研究に従事していた。定番の学習項目として、スラブ導波路のモードを求める問題がある。図式解法は、モードの個数 (解の個数) が判明するなど、定性的な理解には非常に有効であった。ダイオードの電流を求めるための図式解法は、非線形方程式の解の求め方を学ぶ観点からは、非常に面白く教育的であると思うが、コンピュータ (スマホや PC) をだれもが使えるようになった現在、実用的とは言い難い。筆者は学習者の無用な混乱を避けるため、最初に図式解法を教えることは推奨しない。

4.1 節で  $n$  を含む式を使うべきであると述べた。 $n$  の値によってグラフの形状がどのように変わるかを記す。縦軸を  $\ln I$  横軸を  $V$  としたグラフにおいては、 $I_S$  は上下方

向のシフト、 $n$  は直線の傾きとして表される。縦横ともにリニアのグラフにおいては、どちらも図 11 の  $V_F$  をシフトさせる働きがある。そして  $n$  が小さくなると、グラフの立ち上がりがより急峻となり、図 11 に近づく。

<4.3> ダイオードの on/off の判定法

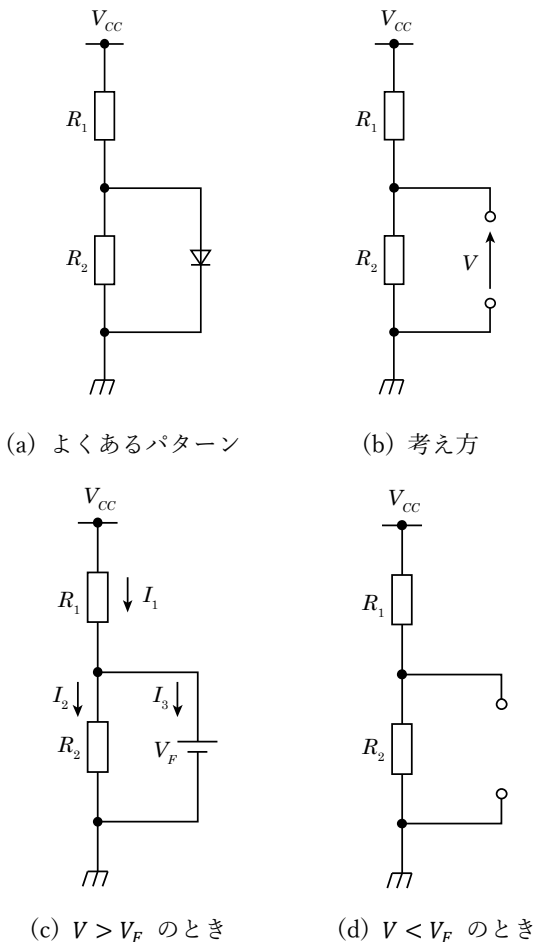


図 13 ダイオード回路の典型的なパターン  
Fig.13 Typical circuits using a diode

図 13 (a) はトランジスタの増幅回路、電流計に過電流が流れるのを防ぐための保護回路、など様々な場所で出現するパターンである。ダイオードの特性を図 11 で近似できると仮定する場合、ダイオードが on/off のいずれの状態であるかは以下の方法で判定できる。

- (1) ダイオードを取り外した図 13 (b) における  $V$  を求める
- (2)  $V > V_F$  のとき回路はダイオードは on 状態であり、図 13 (c) となる。 $I_2 = V_F/R_2$ ,  $I_1 = (V_{CC} - V_F)/R_1$ ,  $I_3 = I_1 - I_2$  のように、芋づる式に求まる。

- (3)  $V < V_F$  のときダイオードは off 状態であり、図 13 (d) となる。ダイオードは存在しないのと同じである。

ここでのポイントは「on/off を判定するために、ダイオードを取り外した回路について考える」である。このことはダイオードの回路を考える上で、重要かつ基本となる考え方であると思うのだが、この考え方を記した教科書は少ない。ダイオードを含む回路の基本的な考え方として、取り入れることを推奨する。

書籍<sup>(8)</sup>は筆者と同様に「ダイオードを取り外す」という表現を用いており、書籍<sup>(9)</sup>は「ダイオードに電流が流れないと仮定したときに、ダイオードにかかる電圧」と表現している。

太田氏は書籍<sup>(10)</sup>の中で、ダイオードの on/off を判定する方法として、以下の方法を提唱している。

ダイオードを流れる電流を  $I$ 、ダイオードにかかる電圧を  $V$  とするとき、以下の 2 つの矛盾を手がかりに判定する。矛盾が生じるならダイオードの状態はその逆である。

- (1) on ( $V = V_F$ ) と仮定して  $I$  を求め、 $I \leq 0$  なら矛盾
- (2) off ( $I = 0$ ) と仮定して  $V$  を求め、 $V > V_F$  なら矛盾

(2) の方法は筆者が推奨する方法と等価であるが、(1) は太田氏独自の考え方であり、興味深い。

5. トランジスタ

<5.1> アナログ増幅回路の取り扱い

多くの電子回路の教科書ではトランジスタの説明の箇所でもアナログ増幅回路（中でもエミッタ接地増幅回路）に多くの紙面を割いている。

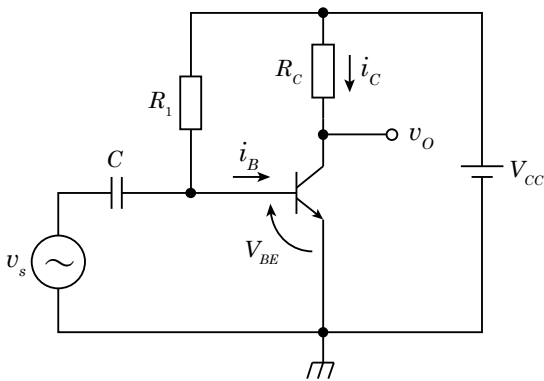
別府氏は「オペアンプからはじめる電子回路入門<sup>(3)</sup>」という書籍の中で、2000 年代初めの状況として「当時すでに電子回路の集積化とデジタル化は進んでいた。にもかかわらず、多くの電子回路の教科書は四半世紀昔に使われなくなったエミッタ接地トランジスタ AC 増幅器を後生大事に扱っていた。」と述べている。また「1980 年代には秋葉原で安価にオペアンプが売られていた。そして、その頃も、アナログ増幅を必要とするときには、オペアンプで組むのが「常道」であった」「著者は（中略）ただの一度もトランジスタ AC 増幅器を製作したことはない。なぜなら、オペアンプを使えばより優れた回路を設計できたからである。」と述べている。

現在ではエミッタ接地増幅回路は実用には用いられていないようである。筆者の見解では、エミッタ接地増幅回路は、バイアスの作り方、交流をバイパスするためのコンデンサの入れ方などアナログ回路における重要なエッセンスが多数含まれているので、学ぶ価値はあると考える。しかし、どの程度詳しく扱うかは検討の余地がある。

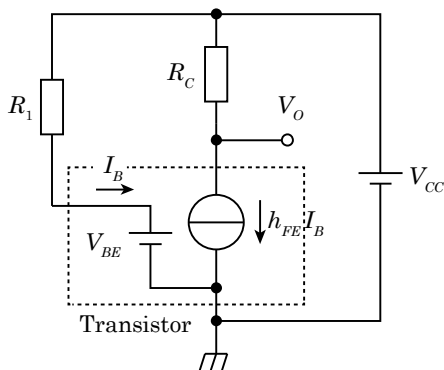
なお、エミッタ接地増幅回路は 1970 年代までは実用回路として使われていたようである。1974 年のオーディオアンプの自作本<sup>(1)</sup>を見ると、エミッタ接地増幅回路が多数掲載されている。

余談であるが、当時の雑誌（例えば電波科学）にはメーカーの既製品の回路図が多数掲載されている。さらに、当時のメーカーの製品の取扱説明書には、回路図が掲載されているものがある。たとえば、Technics の 4 チャンネル セパレート ステレオ SC-1450N (1974)、岩崎通信機のオシロスコープ SS-6050 (1974) の取扱説明書には回路図が掲載されている。自分で修理ができるようにとの配慮かも知れない。

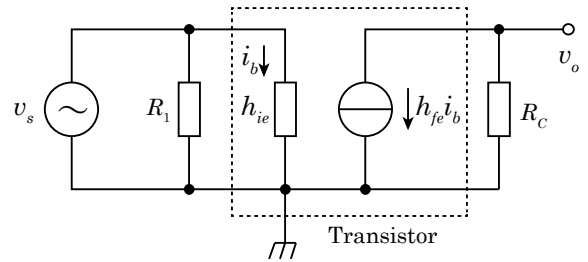
<5.2>  $h_{ie}$  の値について



(a) エミッタ接地増幅回路



(b) バイアス回路 (直流成分の回路)



(c) 小信号等価回路 (交流成分の回路)

図 14 エミッタ接地増幅回路

Fig.14 Common Emitter Amplifier Circuit

図 14 (a) の固定バイアスのエミッタ接地増幅回路について考える。ベース-エミッタ間はダイオードと同じ特性である。コレクター-エミッタ間に電流源があり、その電流値は  $h_{FE} i_B$  である。直流成分に関する等価回路が図 14 (b) であり、交流成分に関する小信号等価回路が同図 (c) である。

小信号等価回路を理解するときに、重要なポイントとして、「交流に対するベース-エミッタ間の抵抗である  $h_{ie}$  (書籍によっては  $r_{ie}$ ,  $r_{\pi}$  と表記する) はベース電流に反比例する」という事実がある。ところが、これを明記している教科書は少数である。

信号の増幅率  $v_o/v_s$  を大きくすることを考える。図 14 (c) を見ると、 $R_C$  を大きくすれば良いようにみえるが、その考えは誤っている。信号はプラスマイナスに振れるので、図 14 (b) の  $V_O$  は  $V_{CC}/2$  程度になるように  $I_C$  を調節する。 $R_C$  を 2 倍にしたなら、 $I_C$  は  $1/2$  にせねばならない。電流増幅率  $h_{FE}$  は一定なので、そうするには  $I_B$  を  $1/2$  にせねばならない。

トランジスタのベース-エミッタ間電圧  $V_{BE}$  とベース電流  $I_B$  の関係はダイオードと同じであり、次式に従う。

$$I_B = I_s \left( e^{\frac{q}{kT} V_{BE}} - 1 \right) \quad (10)$$

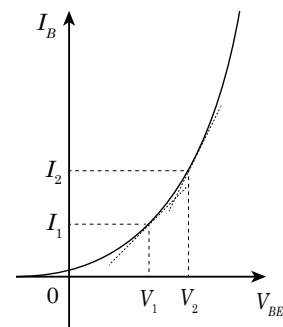


図 15  $V_{BE} - I_B$  特性

Fig.15 Characteristics of  $V_{BE} - I_B$

(10) の指数関数の形状を図 15 に示す。 $h_{ie}$  は曲線の傾きの逆数である。 $I_B$  が変化すると傾きは変化する。傾きを求めるため (10) を  $V$  で微分すると

$$\begin{aligned}\frac{dI}{dV} &= \frac{q}{kT} I_S e^{\frac{q}{kT} V_{BE}} \\ &= \frac{q}{kT} I\end{aligned}\quad (11)$$

となる。ただし、 $I = I_S(e^{\frac{q}{kT} V} - 1) \approx I_S e^{\frac{q}{kT} V}$  と近似した。 $h_{ie}$  は (11) の逆数であるから、 $I$  に反比例する。

$I_B$  が半分になると  $h_{ie}$  は 2 倍になる。結局、 $R_C$  を 2 倍にすると、信号電圧に対する抵抗である  $h_{ie}$  が 2 倍になるので、ベース電流の変化分  $i_b$  が  $1/2$  になり、 $v_o/v_s$  は変わらない。

導出過程は省略するが、図 14 (a) の回路の増幅率は、トランジスタの電流増幅率  $h_{FE}$  や  $R_C$  には関係せず、電源電圧  $V_{CC}$  によって決まる。このことは図 14 の増幅回路の重要な性質である。エミッタとアースの間に抵抗とコンデンサを並列に挿入した「電流帰還バイアス回路」においても基本的な理解は変わらない。トランジスタの教科書には、横軸をベースのバイアス電流  $I_B$ 、縦軸を  $h_{ie}$  としたグラフが必須であると思うのだが、そのグラフを掲載した書籍は多くない。書籍<sup>(8)</sup>は  $h_{ie}$  のグラフを記載した教科書の一つである。

### <5.3> 四端子回路の理論と $h$ パラメータ

トランジスタ回路の解析方法として、いくつかの教科書で四端子回路の理論が記述されている。そして多くの教科書で  $h$  パラメータの説明がなされている。

四端子回路は回路をブラックボックスとして扱う方法であるが、トランジスタはブラックボックスではない。

四端子回路の理論 (Z-Matrix, Y-Matrix, H-Matrix, F-Matrix など) のうち、トランジスタ回路の解析に使用されるのは、縦続接続を考える場合に便利な F-Matrix であると思われる (H-Matrix については次の段落で述べる)。F-Matrix の説明はするが、それを利用した設計や解析について記述していない教科書がある。説明のみでそれを利用しない場合は、F-Matrix の理論は不要であると思われる。

$h$  パラメータについては、4 個のパラメータについて学習するが、ほとんどの教科書において、最終的に提示される等価回路においては  $h_{ie}$  (ベース-エミッタ間の交流抵抗) と  $h_{fe}$  (電流増幅率) 以外の 2 つのパラメータは無視される。 $h_{ie}$  と  $h_{fe}$  のみを使うのであるなら、最初からこの 2 つのパラメータを使った等価回路を示せばよく、4 個のパラメータを扱う必要はないと思われる。

「四端子回路の理論を扱う必要があるか否か」「 $h$  パラメ

ータとして 4 個のパラメータを扱う必要があるか否か」について、検討の余地があると思われる。

なお、電子回路の名著と呼ばれる川上先生の「電子回路 V (1958)<sup>(12)</sup>」において、トランジスタ回路の説明の箇所ですべて四端子回路の F-Matrix の理論が用いられている。当時、四端子回路の理論がどのように使われていたのかについて、筆者はよく分からない。

## 6. 直流と交流の重ね合わせ

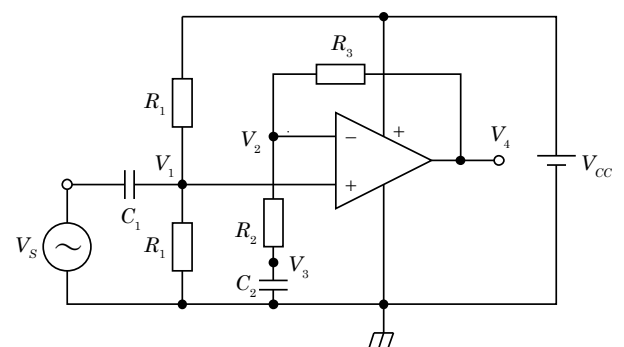
重ね合わせの理は、テブナンの定理と並んで電気回路における 2 個の最重要定理の 1 つであると筆者は考える。

重ね合わせの理の説明において、多くの教科書は 2 個以上の直流電源と抵抗を含む回路を用いて説明している。理論の理解には有効だが、実用的な回路とは言えない。

重ね合わせの理の実用的な適用例として、「直流」と「交流」の重ね合わせがある。このことは学会発表<sup>(13)</sup>で述べ、交流信号をシフトさせる回路を挙げた。ここでは、電子回路の教科書で是非取り上げるべき例を挙げる。

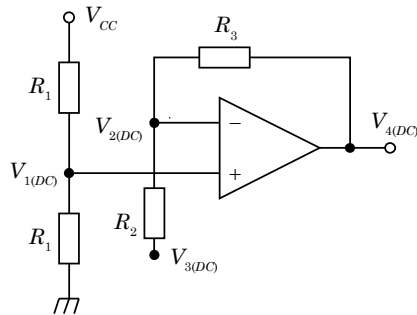
トランジスタ増幅回路の小信号等価回路は、「直流」と「交流」を重ね合わせて解く方法であるが、非線形の特性を線形で近似するため、「交流信号は微小である」との制約が入る。

制約なしに「直流」と「交流」の重ね合わせを使って考える回路として、単電源のオペアンプ増幅回路がある。現在の電子回路はマイコンと組み合わせることが多いので、単電源のオペアンプ回路は実用的であり、非常に重要である。

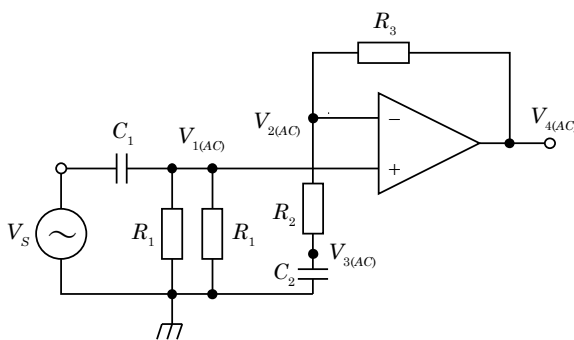


(a) 単電源の非反転増幅回路





(b) 直流成分に関する回路



(c) 交流成分に関する回路

図 16 直流と交流の重ね合わせ

Fig.16 Superimpose DC component and AC component

図 16 (a) は単電源の非反転増幅回路である。この回路の各場所の電圧は直流成分に関する回路である同図 (b) と交流成分に関する回路である同図 (c) の重ね合わせで得られる。コンデンサは直流を通さないで、同図 (b) において、コンデンサの部分は断線したものととして描いている。

図 16 (b) において次式が成立する。

$$V_{1(DC)} = V_{2(DC)} = V_{3(DC)} = V_{4(DC)} = \frac{1}{2}V_{CC}$$

図 16 (c) において次式が成立する。

$$V_{1(AC)} = \frac{\frac{R_1}{2}}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{R_1}{2}} V_S \approx V_S = V_{2(AC)}$$

$$V_{4(AC)} = \frac{\frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_3}{\frac{1}{j\omega C_2} + R_2} V_{2(AC)} \approx \frac{R_2 + R_3}{R_2} V_{2(AC)}$$

単電源のオペアンプ回路は、これ以外の回路についても重ね合わせの理を用いることで、理解が容易になる。

書籍<sup>(8)</sup>は単電源のオペアンプ回路を直流回路と交流回路の重ね合わせで説明している。

なお図 16 (a) の回路は原理を説明する回路であり、電源電圧の変動が信号電圧に加算され、それが増幅されるといふ欠点がある。実用に使うには改善を加える必要があり、その方法はサイト<sup>(14)</sup>で説明されている。

## 7. おわりに

電子回路の教科書について、いくつかの提言と問題提起を行った。本稿が日本の電子回路の教科書の改善に貢献できたら幸いである。本稿について、誤り、不適切な記述などお気づきの点があれば、以下の筆者のメールアドレスまでご指摘いただけたら幸いである。

yabu@cc.nara-edu.ac.jp

以下のサイトで訂正したいと考えている。

<http://denki.nara-edu.ac.jp/~yabu/circuit/>

サイトが移転した場合でも「電子回路の教科書に対する提言 藪哲郎 教育フロンティア研究会」で検索すると辿り着けるようにする。

## 文 献

- (1) 藪哲郎：「世界一わかりやすい電気・電子回路 これ一冊で完全マスター!」, p.147, 講談社 (2017)
- (2) 関根慶太郎：「電子回路」, コロナ社 (2010)
- (3) 別府俊幸・福井康裕：「オペアンプからはじめる電子回路入門 第2版」, p.i (まえがき), 森北出版 (2016)
- (4) 秋田純一：「はじめての電子回路 15 講」, p.104, 講談社 (2016)
- (5) James Bryand, Walt Jung, Walt Kester: "Chapter 1: Op Amp Basics", Analog Devices, <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/Op-Amp-Applications/Section1.pdf> (Access 2022.4.15)
- (6) アナログデバイセズ：「OP アンプの歴史と回路技術の基礎知識 OP アンプ大全 第1巻, p.109, CQ 出版社 (2003)
- (7) Bruce Carter and Thomas R. Brown: "Handbook of Operational Amplifier Applications", Texas Instruments, <https://www.ti.com/lit/an/sboa092b/sboa092b.pdf> (Access 2022.4.15)
- (8) 辻正敏：「設計のための基礎電子回路」, p.11, p.77, 森北出版 (2017)
- (9) 早川潔：「例題で学ぶはじめての電子回路」, p.39, 技術評論社 (2017)
- (10) 太田正哉：「例解 電子回路入門」, p.45, 森北出版 (2019)
- (11) 石川弘ら：「初歩のステレオ製作技術」, 誠文堂新光社 (1974)
- (12) 川上正光：「電子回路 V」, p.42, 共立出版 (1958)
- (13) 藪哲郎：「電気回路の教科書に対する提言」, 電気学会研究会資料 (教育フロンティア研究会) FIE-21-007, pp.13-21 (2021)
- (14) Charles Kitchin：「単電源アプリケーションでのオペアンプのバイアスとデカップリング」, ANALOG DEVICES AN-581 アプリケーション・ノート Rev. 0 [https://www.analog.com/media/jp/technical-documentation/application-notes/an-581\\_jp.pdf](https://www.analog.com/media/jp/technical-documentation/application-notes/an-581_jp.pdf) (access 2022.7.23)