基礎 電子回路

田頭 功

（東北工業大学 名誉教授）

（監修: 江刺 正喜（東北大学））

2020 年 11 月 1 日

はしがき

本書は、筆者が東北工業大学 旧電子工学科（現 電気電子工学科）において「電子回路 I, II 」の講義のための準備に作成した講義ノートをもとにまとめたものである。内容としては、1年間の講義ノート記述項目の内容を取捨選択し、説明と図面を適宜追加して全体的な流れができるように配慮してまとめるように心掛けた。

筆者の研究分野が生体電子計測に関係していたこともあり、本書の内容が偏っていることはお許しいただきたい。

電気回路の理論は線形素子をもとに成り立っているが、ダイオードやトランジスタのような非線形素子を含む回路を扱う電子回路においては、「直流設計」と「交流設計」という２種類の手順を経る必要がある。

直流設計においては回路素子の電圧-電流特性曲線図上における「図式解法 (graphical solution)」が重要な役割を果たす。この特性曲線上のある 1 点、すなわち静止動作点 (quiescent point) を決める操作が直流設計の主目的である。

交流設計では、この静止動作点における接線勾配から得られる小信号動作量を用いて組み立てられる小信号等価回路を利用して動作解析が行われる。このような解析方法は「非線形素子の線形化による動作解析」と呼ばれる。

第１章、**第２章**はダイオードとトランジスタの素子に関する説明で、**第３章**では非線形素子における図式解法について記述する。**第４章**は電子回路に特有の制御電源について説明し、以降の回路解析においてよく用いられる「テブナンの定理」と「ノートンの定理」について簡単に触れておく。

第５章は、電子回路の設計では主役ともいえる「小信号等価回路の考え方」についての説明である。**第６章**、**第７章**は交流増幅回路と直流増幅回路に関する記述であり、本書の主要部分である。

第８章は、実用的な電子計測分野においては必須の帰還回路の説明である。負帰還回路の計算は少し複雑になる場合があるが、躊躇しないで是非一度は体験して頂きたい作業の一つである。**第９章**は OP アンプ回路についての記述である。OP アンプ回路はほとんどの場合といえるほどに負帰還回路として利用されている。現実的には、非常に優れた多品種の OP アンプが入手できるので実際の計測回路には多用されている。

第１０章〜第１２章は、発振回路、アナログ変調・復調回路、直流電源回路についての簡単な説明である。

電子回路の真の理解は、実際に回路設計を行い、実回路の動作特性を実測し、その特性が設計目標を実現しているかの体験を通して、はじめて得られるものである。

現実の問題として、「実回路の製作」や「特性の実測」にはいろいろな制約があり簡単ではないが、しかし現在は PC 上での回路設計・特性解析のソフトウェアの入手が比較的容易になっている。これらの電子回路設計・解析ソフトウェアの活用は非常に有用である。本書においても、部分的にこのような手法による解析結果を利用している。

なお、本稿は共立出版社編集制作部 吉村修司氏の校正および誤記などのご指摘を頂きましたことに心より謝意を表します。

目次

1　半導体の結晶構造と pn 接合

身の回りにある物質を分類すると、**導体**、**絶縁体** 、**半導体** の 3 種類になる。金属や電解液は電気をよく通す導体である。一方、一般のガラスや陶器などは電気を通さない絶縁体（不導体）である。

導体が電気を通すということは、「導体内の 2 点間に電位差があるとき、導体内のその 2 点間を電荷が移動する」ということ、すなわち、導体内を電流が流れるということである。絶縁体の場合は、電位差があっても電荷は移動することができないので電流は流れない。

金属中の自由電子は負の電荷をもち、金属体内に電位差が生じると負極側から正極側に向かって移動する。電流の流れる方向は、電子の移動方向とは反対方向に定めることになっている。

自然界に存在するある種の物質には、絶対温度が零度付近ではほとんど電気を通さない絶縁体のような状態であるが、室温付近では少しだけ電気を通す性質のものがある。**シリコン（Si)**、**ゲルマニウム (Ge)** がその代表的なものである。これらの物質は **半導体** と呼ばれる。

この半導体は、２０世紀中ころにトランジスタの材料として使われるようになった。このほかにも半導体として使われているものがあるが、ここではシリコンを材料として取り上げてトランジスタの基本的な原理について説明する。

1.1　原子の構造

物質を構成するもっとも基本的な要素は原子であり、その大きさはおおよそ 1 億分の 1cm 位の小さなものである。この原子の構成形態は、正の電荷をもつ原子核と負の電荷をもついくつかの電子から構成され、全体としては電気的に中性になっている。

原子の構造を平面的に表すと、**図 1.1** のように原子核を中心に電子がある特定の軌道上を回っているように描かれる。Si の原子番号は 14 で、元素周期律表では IV 族に属している。Si 原子は、図 1.1 に示すように原子核を取り巻く電子の数は全体で 14 個ある。

Si の原子の最も外側の軌道（M 殻）には 4 個の電子が存在するが、このような最外殻の電子を**価電子**と呼ぶ。この価電子は物質の物理化学的性質を決めるので、原子の総電子数が異なっていても価電子数が同じものは似た性質を持つことになる。Ge は原子番号が 32 であるが、価電子数は 4（IV 族、4 価の元素）であるので、Si と類似の性質、すなわち半導体の性質を示す。

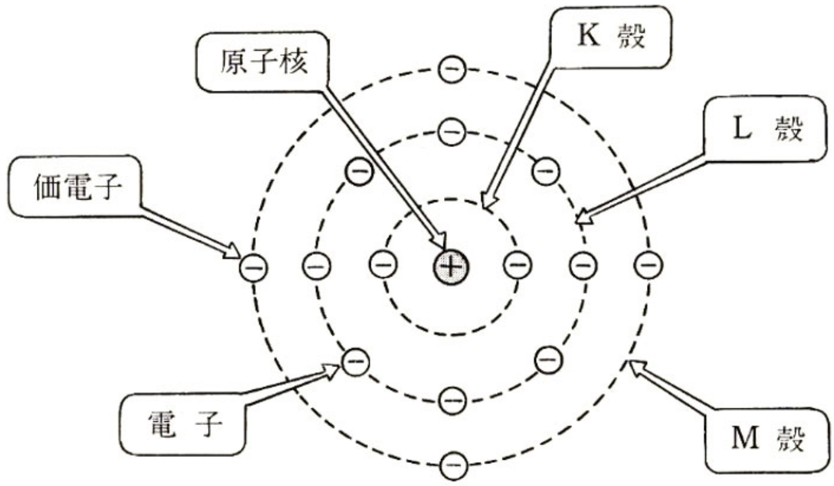


図 1.1　原子の構造

原子が集まって結晶を形づくる場合、原子核と原子核の間隔が非常に接近するのでそれぞれの核に所属する電子は相互に影響しあうことになる。金属原子が結晶をつくると価電子はもとの原子核からの支配力が弱まり、ほかの核の方へ自由に動くことができるようになる。このように結晶内を自由に動くことができる電子を**自由電子**と呼ぶ。ダイヤモンド等のような絶縁体の場合は、すべての電子は原子核の支配下にあり強く拘束されているので、電子は動くことができない構造になっている。

一方、Si や Ge の場合には温度が非常に低い状態（例えば $-196°C$）では価電子ほとんど原子核の支配下にある。しかし、その支配力は絶縁体の場合ほど強力ではないので温度が室温程度に上がると、その熱エネルギーを受けて電子の動きが激しくなって、いくつかの電子は核の拘束力から離脱して自由電子になる。

1.2 真性半導体

Si 原子は 4 個の価電子をもっているが、多数の Si 原子が集まってその結晶を形成するときには周辺の 4 個の原子がそれぞれ 1 個づつ価電子を出し合って、**図 1.2** のように安定した**共有結合**を行う。

Si 単結晶は、四方の隣り合う原子同士が相互に価電子の貸し借りをし M 殻上の価電子数を見かけ上 8 個にして、非常に安定な状態を実現している。

Si 原子だけが規則的に配列して不純物を含まない結晶を真性半導体という。**真性半導体**でも室温中では、共有結合に関与しているごく少数の価電子が自分の場所を離れて自由電子になって電気伝導に寄与するものがある。このように自分の場所を離れた電子の抜け穴は、**ホール**または**正孔**と呼ばれる。

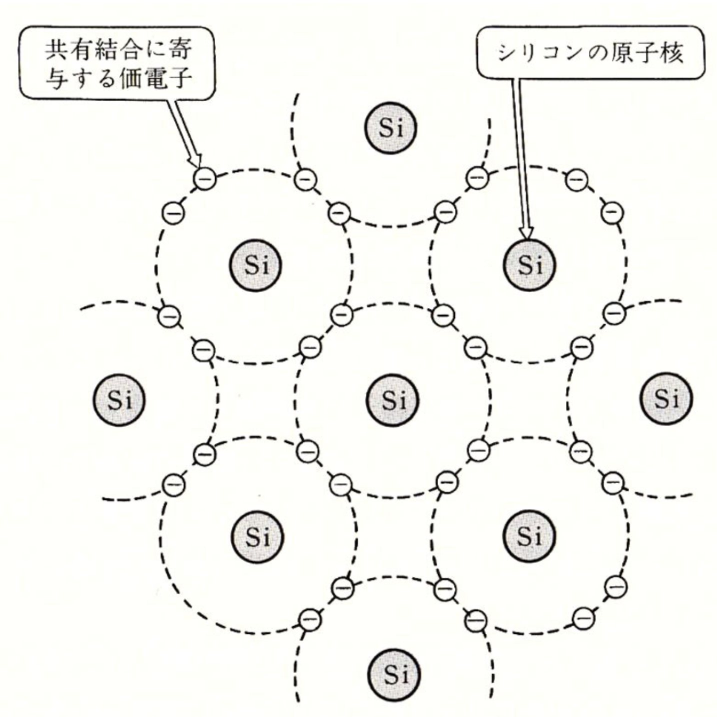


図 1.2 シリコン原子の共有結合

図 1.3 に示すように、真性半導体は外部から電位差が与えられると、自分が所属する核との結合部分から離れ、電子、すなわち自由電子は正極に向かって移動する。

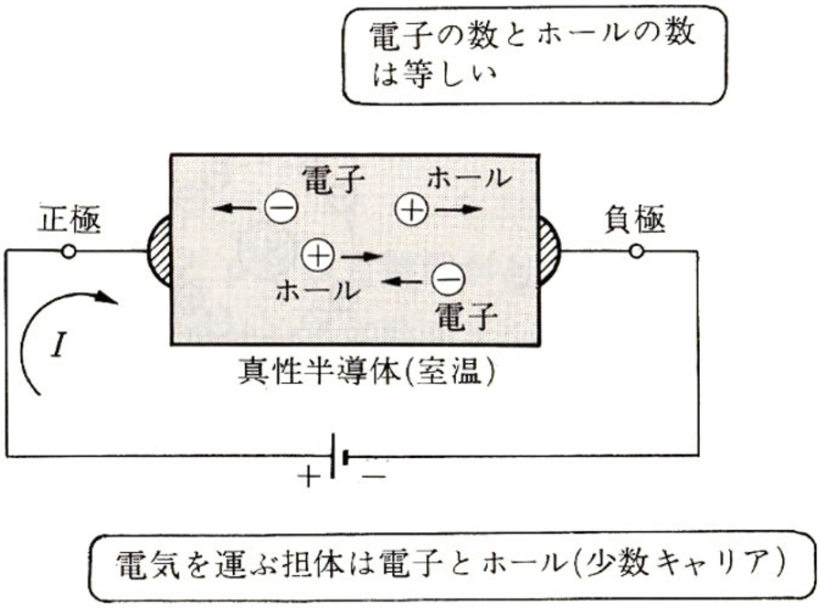


図 1.3　真性半導体（室温）の働き

一方、電子の抜けた穴、すなわちホールは電子の動きとは反対側に順次隣の電子で埋められていき、その電子がまたホールを生成することになり、結果としてホールは負極に向かって移動することになる。

導体が外部から電界を与えられたとき、電気を伝えるために移動するものはキャリアまたは担体といわれる。真性半導体の場合、電子（自由電子を省略して単に電子ということがある）とホールが一対になって存在するが、室温ではその数は非常に少ないので真性半導体の電気抵抗は非常に大きい。

半導体のキャリアは電子とホールであるから、半導体中を流れる電流は電子とホールの２種類のキャリアの移動によってつくられるといえる。

1.3　不純物半導体

Si や Ge は４個の価電子をもつ IV 族の元素であるが、**リン**（P）や**ヒ素**（As）のように５個の価電子をもつ V 族の元素を微小量添加するとどのようなるか、以下に説明する。

5 価の P 原子を Si 単結晶中に微小量添加すると、**図 1.4**(a) に示されるように P 原子の 5 個の価電子のうち 4 個は隣り合う Si 原子との共有結合に使われるが、1 個の電子ははみ出して P の原子核に弱く結合しているだけになる。このはみ出した電子（過剰電子）と核との結合力は非常に弱いので、室温中ではあたかも自由電子のような振る舞いをすることになる。この例のように Si 原子以外の他の元素を微小量添加した Si 半導体は**不純物半導体**と呼ばれ、純粋な Si 半導体、すなわち**真性半導体**と区別される。

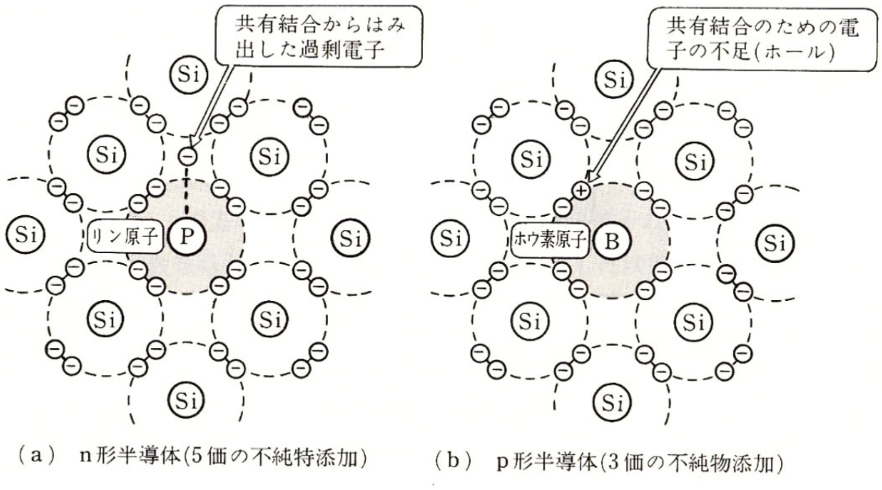


図 1.4　不純物半導体の結晶構造

真性半導体に不純物として P 原子が添加されると、自由電子として働く過剰電子を供給することになる。このような不純物を**ドナー**と呼び、この添加量を加減して不純物半導体の電気抵抗を制御することができる。不純物添加によって生じたキャリアは多数キャリアと呼ばれ、真性半導体中のキャリア、すなわち少数キャリアと区別される。不純物として P 原子が添加されて電子が多数キャリアになる不純物半導体は **n 形半導体**と呼ぶ。

一方、不純物として III 族の元素、すなわち 3 個の価電子をもつホウ素（B）やアルミニウム（Al） を Si 単結晶中に微小量加えると、図 1.4(b) に示されるように B 原子の 3 個の価電子は隣り合う Si 原子と共有結合をしようとするが、1 個電子が不足した部分、すなわちホール（正孔）ができる。しかし、結晶中の電子は室温の熱エネルギーを受けて激しく動きまわっているので、B 原子の電子の不足部分のホールはすぐに埋められ、他の Si 原子の周りに新しくホールを生成することになる。このように電子が不足するホールをつくる不純物は**アクセプタ**といわれる。ホールは負の電荷をもつ電子が不足しているので、あたかも正電荷をもつキャリアのような振る舞いをする。このホールが多数キャリアになる不純物半導体を **p 形半導体**と呼ぶ。

1.4 pn 接合

不純物半導体には n 形と p 形の 2 種類があることをすでに説明した。n 形における電子、p 形におけるホールという多数キャリアは、これから述べるダイオードやトランジスタの働きにおいて主役を担うものである。

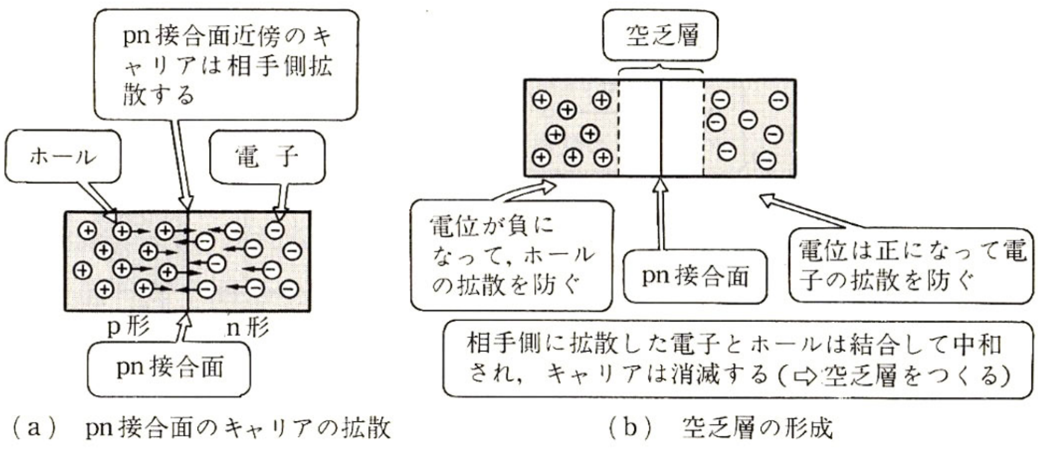


図 1.5 pn 接合面のキャリア分布

まず最初に、p 形と n 形の二種類の不純物半導体が**図 1.5**(a) のような 2 層構造の **pn 接合**を形成したとき、電子とホールがどのような働きをするかをみることにする。

同図 (a) の pn 接合において、p 形の部分にはホール、n 形の部分には電子が偏って存在するので、電子およびホールは反対側の層に拡散しようとする。このような拡散現象は、濃度などが不均一のときに一様になろうと作用するものでる。タバコのけむりが空気中で自然に広がる様子や、水中にインク液を一滴落としたときに少しづつ広がっていく様子など、身近にみられる現象である。しかし、pn 接合の場合には電子とホールはそれぞれ負と正の電荷を帯びている粒子であるから、けむりやインクの粒子の場合とは異なる振る舞いになる。

すなわち、n 形から p 形へ電子が移動すると電子の抜け穴ができて n 形側は正電位に帯電し、またホールが p 形から n 形へ移動すると反対に p 形側が負電位になる。このために n 形から p 形に移動しようとする電子は自分がつくった正電位に引き戻されることになる。p 形のホールも同様である。したがって、ごく一部の電子とホールが移動するだけで平衡状態になってしまう。

pn 接合面の近傍では相手側から拡散してきた電子やホールは、もともと存在していたホールや電子と結合して中性になりキャリアのない部分ができる。このように pn 接合部におけるキャリアが存在しない部分を**空乏層**と呼ぶ。

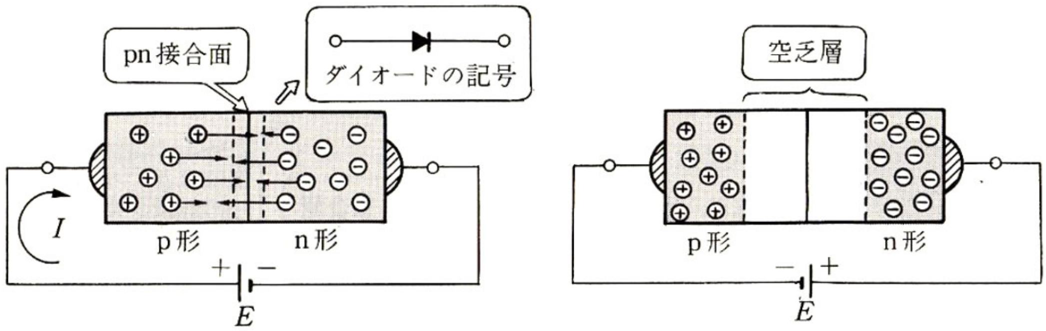
1.5　ダイオード

pn 接合にそれぞれ端子をつけて外部から電圧を**図 1.6**(a) に示すような極性で印加すると、ホールは負電位側に、電子は正電位側に引き付けられて移動する。このような極性の電圧の加え方を**順方向バイアス**という。この回路に流れる電流は単位時間内に pn 接合面を通過する電子とホールのそれぞれの総数の和に比例する。

一方、同図 (b) のように p 形を負に n 形が正になる極性で電圧を加えると、電子とホールは pn 接合面からいっそう離れて空乏層は広がるだけで回路には電流は流れない。このような電圧の加え方を**逆方向バイアス**という。

pn 接合が逆方向バイアス状態のとき pn 接合面にできる空乏層は p 形と n 形の導体層に挟まれてコンデンサを形成する。これを pn 接合の**接合容量**という。

この pn 接合のように、端子に加える電圧の極性によって電流が流れたり、流れなかったりする働きを**整流作用**といい、整流作用のある素子を**ダイオード**と呼ぶ。



（a）　ダイオードの順方向バイアス　　（b）　ダイオードの逆方向バイアス

図 1.6　ダイオードのバイアス電圧

pn 接合、すなわちダイオードの端子電圧 V と電流 I の関係は、次の**ショックレーの式** で与えられる。

$$I = I_S\left\{\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1\right\} \tag{1.1}$$

ここで、I_S は p 形、n 形の不純物濃度、接合面積などで決まる定数、exp( ) は**自然数** e の指数関数（e=2.718... ）、q, k, T はそれぞれ**電子の電荷量** ($q = 1.602 \times 10^{-19}[C]$)、**ボルツマン定数**（$k = 1.38 \times 10^{-23}[J/deg]$ ）、および**絶対温度**である。

式 (1.1) 中の定数 q/kT の室温における値は約 $(1/0.026)[V^{-1}]$ になる。したがって、ダイオードに加える順方向電圧 V が約 26[mV] より非常に大きいときには次の近似式が成り立つ。

$$\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) >> 1 \tag{1.2}$$

$$I \simeq I_S \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) \tag{1.3}$$

このように、**半導体ダイオードの順方向 V-I 特性**は単純な指数関数で近似される。

一方、**ダイオードの逆方向特性**は式 (1.1) において V¡0 のときであるから、V が-26mV より深く逆バイアスされ、pn 接合部にはキャリアが存在しない空乏層ができ、

$$\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) << 1 \tag{1.4}$$

となって、式 (1.1) は次のように近似されて微小電流のみが流れる。

$$I = -I_S \tag{1.5}$$

すなわち、ダイオードの逆方向特性は逆方向電圧の大きさに関係なく、一定値の**ダイオード逆方向漏れ電流**（図 1.7 において Is で示される電流）が流れることになる。

一般の電子回路などで用いられる Si ダイオードの漏れ電流の値は 0.1 ～ 10nA である（1nA=1 $\times 10^{-9}$A, nA：ナノアンペア)。ダイオードの電圧-電流関係を図示するとおおよそ図 1.7 のようになる。このような直流の電圧ー電流関係を表す特性曲線を静特性という。

ダイオードの逆方向領域において、逆方向バイアスをさらに深くしていくと急に電流が大きくなる領域がある。これは **ツェナー降伏** あるいは **なだれ降伏** という現象のいずれかが生じているためである。この現象は一種の絶縁破壊である。ダイオードの逆耐圧電圧はこの破壊電圧を基準に決められる。

また、このような降伏現象は一定の電圧で生じるので、この特性を利用した **定電圧ダイオード**（または **ツェナーダイオード**）として利用されている。

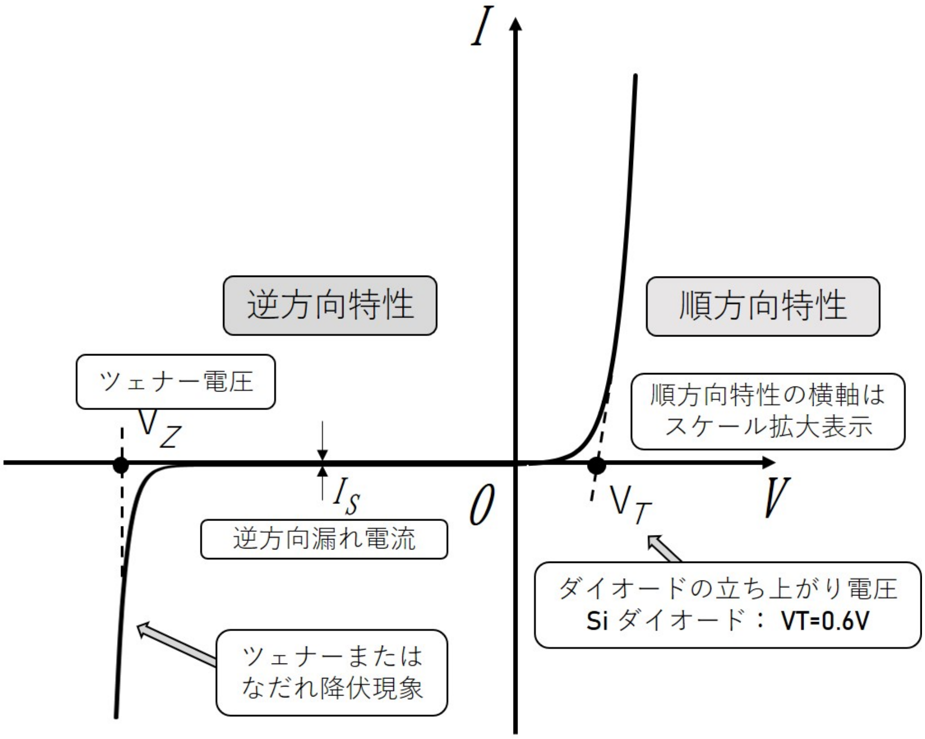


図 1.7　ダイオードの V-I 特性

1.6　「第１章 半導体の結晶構造と pn 接合」の課題と解答例

＜課題 １－１＞

物質の電気的性質はどのように分類されるか、説明しなさい。

［解答例 １－１］

物質の電気的性質を大別すると、銅、銀などのように電気をよく通す **導体** と、石英、ガラスなどのように電気を通さない **絶縁体** に分けられる。しかしこのほかに温度が非常に低い状態では絶縁体のような性質を示すが、室温程度以上の高温では導体に近い状態になる物質、すなわち **半導体** がある。代表的な半導体物質としては、ゲルマニウム、シリコンがある。

物質が電気を通す度合いを示す指標として **抵抗率** が用いられる。抵抗率は、物質の断面積 $1m^2$ 、長さ $1m$ の物体の電気抵抗の値であり、その単位は $[\Omega\cdot m]$ が用いられる。

導体、絶縁体、半導体の区別は厳密ではないが、一般的には、導体はほぼ $10^{-5}[\Omega\cdot m]$ 以下の抵抗率、絶縁体は $10^{7}[\Omega\cdot m]$ 程度の抵抗率以上がおおよその目安である。これらの中間的な領域の 10^{-4} ～$10^{6}[\Omega\cdot m]$ の抵抗率をもつものがに半導体である。

＜課題 １－２＞

半導体の電気的性質について説明しなさい。

原子の構造については本文 (1.1) においても説明した。ここでは代表的な半導体としてシリコンを例に説明する。シリコンの原子構造のイメージを 2 次元の図で示すと **図 1.8(a)** のようになる。価電子帯の一番外側、すなわち最外殻の M 殻には４個の電子があるので、シリコンは４価の価電子、すなわち原子価４の元素といわれる。価電子はその物質の物理化学的な性質を決める働きがある。シリコンの原子番号は１４で総電子数は１４個である。このほかに、原子番号３２のゲルマニウムも最外殻電子数が４個で半導体の性質をもっている。

［解答例 1－2］

原子の構造については本文 (1.1) においても説明した。ここでは代表的な半導体としてシリコンを例に説明する。シリコンの原子構造のイメージを 2 次元の図で示すと **図 1.8(a)** のようになる。価電子帯の一番外側、すなわち最外殻の M 殻には 4 個の電子があるので、シリコンは 4 価の価電子、すなわち原子価 4 の元素といわれる。価電子はその物質の物理化学的な性質を決める働きがある。シリコンの原子番号は１４で総電子数は１４個である。このほかに、原子番号３２のゲルマニウムも最外殻電子数が 4 個で半導体の性質をもっている。

シリコン原子が結晶を形成するときは、自分の周りの 4 つのシリコン原子のそれぞれの 1 個の最外殻電子同士が互いに共有することで、自分の最外殻電子を見かけ上８個の **共有結合** を形成する（**図 1.8(b)**）。この形は物質としては最も安定な形である。

しかし、これらの最外殻電子は正電荷をもつシリコン原子核からは離れているために結合力は弱く、室温程度では電子を拘束するエネルギーは低下してその位置から離れる確率が生じる。この拘束を離れた電子は **自由電子**、また電子の抜け穴は **ホール** と呼ばれる。このようにして生じた自由電子は電界が加えられると正極の方向に移動し、ホールは負極方向に次々に移っていくため、絶縁体と導体の中間の抵抗率を示すようになる。

シリコン、あるいはゲルマニウムなどの最外殻電子が 4 価の元素（半導体）は **真性半導体** とよばれる。真性半導体の純度としては、$10^{-9} \sim 10^{-11}$ の桁の　高純度が求められる。なお、シリコンの融点は $1,420^o$C、ゲルマニウムの融点は 958^oC である。

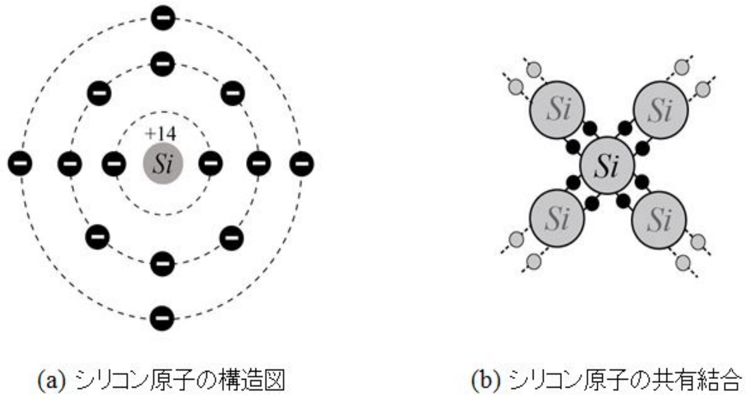


図 1.8　シリコン原子の構造と共有結合のイメージ図

＜課題 １－３＞

不純物半導体について説明しなさい。

[解答例 １－３]

４価の価電子をもつシリコン（Si)、ゲルマニウム（Ge）の中に、原子価が一つ多いヒ素（As)、リン（P)、アンチモン（Sb）のような５価の物質をごく少量だけ混入すると、**図 1.9(a)** に示すように４価の価電子と共有する価電子のほかに電子が１個だけ余ってしまう。この余った電子は真性半導体の中で過剰電子として自由に動くことができ、全体の導電性をよくする働きがある。このような過剰電子を生じさせる元素は **ドナー** と呼ばれ, ドナーが混入された半導体は **n 形 (不純物) 半導体** という。

一方、４価の真性半導体中に３価のアルミニウム（Al)、ガリウム（Ga)、ホウ素（B）などの不純物を微少量添加すると **図 1.9(b)** に示すように、シリコンの４価の価電子と共有する電子が１個不足することになる。この不足部分は仮想的な正電荷としての働きがあり、**正孔** ともいわれる。この正孔は **アクセプタ** と呼ばれ全体の導電性を高めることになる。このような半導体は、**p 形 (不純物) 半導体** という。

不純物の添加によって生じる電子や正孔は **多数キャリア** と呼ばれ、不純物の添加量により不純物半導体の導電率を変えることができる。なお真性半導体においても、室温中では自由電子とその抜け殻であるホール（正孔）がほんの少しだけ生成することはすでに説明済みであるが、不純物半導体中でもこの状態は同じである。これらは **少数キャリア** と呼ばれる。すなわち p 形半導体では多数キャリアは「正孔」、少数キャリアは「電子」であり、n 形半導体ではこの反対である。

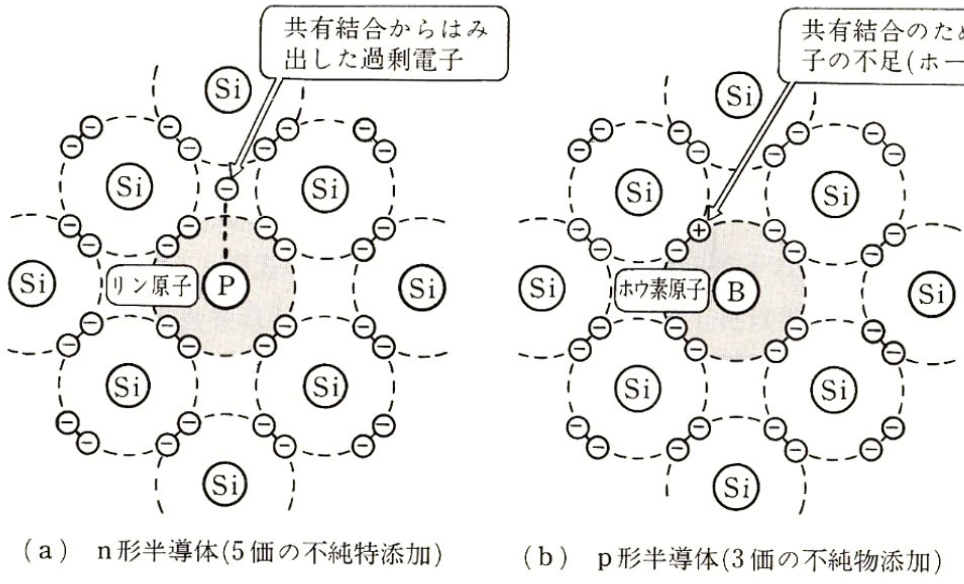


図 1.9　不純物半導体の結晶構造（本文図 1.4）

＜課題 1－4＞

半導体の pn 接合とダイオードの $V-I$ 特性について説明しなさい。

[解答例 1－4]

高温炉中で真性半導体の単結晶の一方向からガリウム、またはホウ素などの 3 価の不純物元素を含む高温ガスを吹き付けて単結晶中にこれらの p 形不純物元素を拡散さて、中間部まで電子が欠乏した **ホール（正孔）** をもつ **アクセプタ** をつくる。

また反対方向からは、最外殻に電子が 1 個余分な **ドナー** をつくるための不純物（リン、アンチモンなどの 5 価の元素）の高温ガスを加えると n 形層が成長し、この単結晶の中心部分に p 形層と n 形層の境界層ができる。このように単結晶の中に p 形層と n 形層が対面する接合面、すなわち **pn 接合** を形成させる。この接合面では、それぞれの方向から拡散してきた正孔と電子が合体してキャリアが存在しない **空乏層** が形成される。

p 形端子を正、n 形端子を負になるように電圧 V を印加する（**順方向バイアス**）と、p 層の正孔は n 層側に、また n 層側の電子は p 層に移動して回路電流 I が流れる。

一方反対の極性、n 形端子を正、p 形側の端子を負の極性に印加する（**逆方向バイアス**）と pn 接合面にキャリアがない空乏層が広がって電流は流れない。

n 形端子を基準に p 形の端子電圧 V に対する電圧 V と 電流 I の関係は、つぎの**ショックレーの式** で与えられる。

$$I = I_S\left\{\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1\right\} \tag{1.6}$$

ここで、I_S は p 形および n 形のそれぞれの不純物濃度、接合面積などで決まる定数（ダイオードの逆バイアス漏れ電流)、exp は自然数（e=2.718... ）、q, k, T はそれぞれ電子の電荷量 (q=1.602 $\times 10^{-19}$[C])、ボルツマン定数（k=1.38 $\times 10^{-23}$ [J/deg] ）、および絶対温度である。

式 (1.1) 中の定数 q/kT の室温における値は約 (1/0.026)[V^{-1}] になる。したがって、ダイオードに加える順方向電圧が約 26[mV] より非常に大きいときには次の近似式が成り立つ。

$$\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) >> 1 \tag{1.7}$$

$$I \simeq I_S \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) \tag{1.8}$$

このように、半導体ダイオードの順方向 V-I 特性は単純な指数関数で近似される。

一方、ダイオードの逆方向特性は式 (1.1) において $V < 0$ のときであるから、V が -26mV より深く逆バイアスされ、pn 接合部にはキャリアが存在しない空乏層ができ、

$$\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) << 1 \tag{1.9}$$

となって、式 (1.1) は次のように近似されて pn 接合の微少な逆方向（バイアス）漏れ電流のみが流れる。

$$I = -I_S \tag{1.10}$$

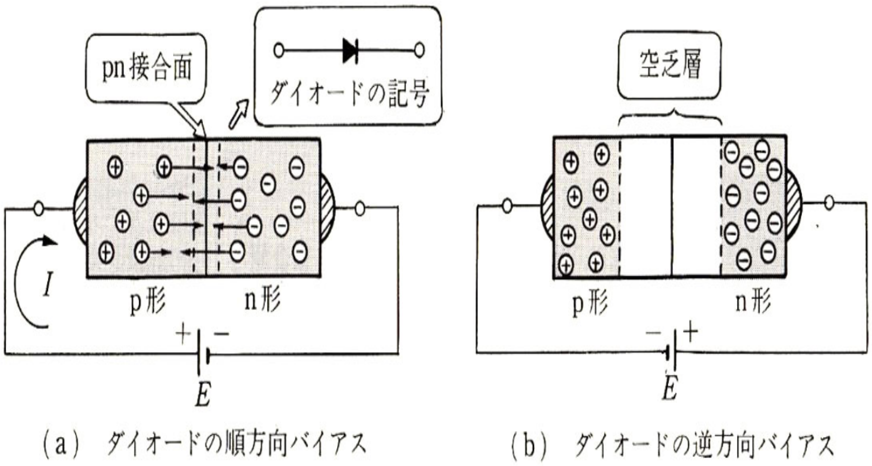


図 1.10　pn 接合とダイオード（本文図 1.6）

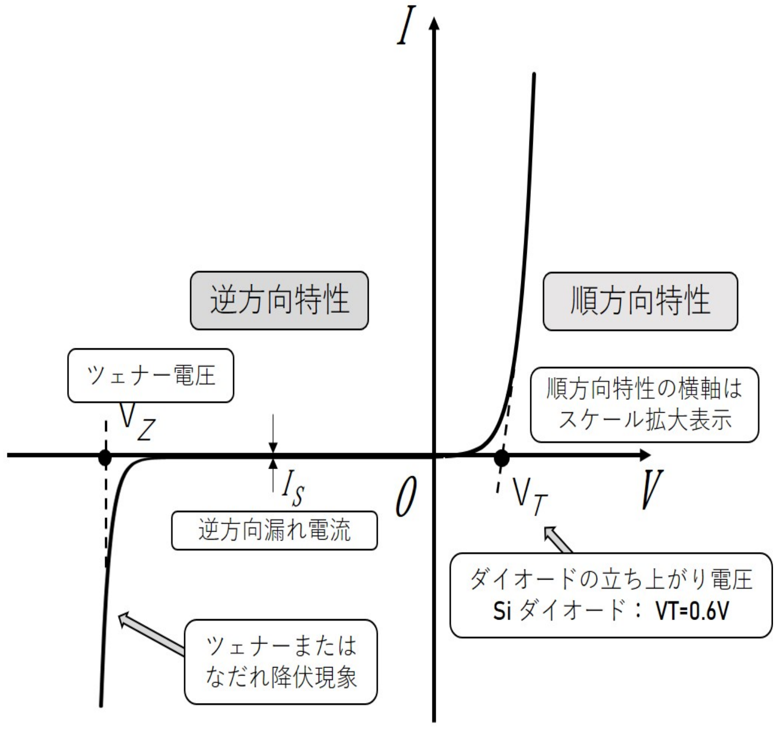


図 1.11　シリコン ダイオードの $V-I$ 特性（本文図 1.7）

＜課題 1－5＞

ショックレーの式を用いて、ダイオードの電圧 V と電流 I の関係をグラフで示しなさい。電圧値は次の値とする。V(V) : 0.00, 0.10, 0.20, 0.30, 0.40, 0.50, 0.60, 0.65, 0.70, 0.75, 0.80, 0.82, 0.84, 0.86, 0.88, 0.90, 0.92, 0.94。

（注）計算およびグラフ作成は、PC 上で Excel を用いるとよい。

[解答例 1－5]

ショックレーの式は、前題の（解答例 1 － 4 ）に示される式（1.1）を用いる。ここで、$I_S = 1 \times 10^{-17}[A]$ 、$q/(kT) \simeq (1/0.026)$ とおいて概数計算をする。

Excel 上で求めた概数値を **表 1.1** に示す。また、この表の結果を線形グラフおよび片対数グラフで示すと、**図 1.12** および **図 1.13** のようになる。

表 1.1 ダイオードの電流 – 電圧特性

$$I_S = 1 \times 10^{-17}[A]$$

$V[V]$	$V/0.026$	$exp\,(V/0.026)$	$exp\,(V/0.026)-1$	$I\,[A]$	$I\,[mA]$
0	0.000	1.000	0.000	0.000	0.000
0.10	3.846	4.581×10^{1}	4.581×10^{1}	4.581×10^{-16}	4.581×10^{-13}
0.20	7.692	2.192×10^{3}	2.190×10^{3}	2.190×10^{-14}	2.190×10^{-11}
0.30	11.538	1.026×10^{5}	1.026×10^{5}	1.026×10^{-12}	1.026×10^{-9}
0.40	15.385	4.802×10^{6}	4.802×10^{6}	4.802×10^{-11}	4.802×10^{-8}
0.50	19.231	2.248×10^{8}	2.248×10^{8}	2.248×10^{-9}	2.248×10^{-6}
0.55	21.154	1.538×10^{9}	1.538×10^{9}	1.538×10^{-8}	1.538×10^{-5}
0.60	23.077	1.052×10^{10}	1.052×10^{10}	1.052×10^{-7}	1.052×10^{-4}
0.65	25.000	7.200×10^{10}	7.200×10^{10}	7.200×10^{-7}	7.200×10^{-4}
0.70	26.923	4.927×10^{11}	4.927×10^{11}	4.927×10^{-6}	4.927×10^{-3}
0.75	28.846	3.371×10^{12}	3.371×10^{12}	3.371×10^{-5}	3.371×10^{-2}
0.80	30.769	2.306×10^{13}	2.306×10^{13}	2.306×10^{-4}	2.306×10^{-1}
0.82	31.538	4.977×10^{13}	4.977×10^{13}	4.977×10^{-4}	4.977×10^{-1}
0.84	32.308	1.074×10^{14}	1.074×10^{14}	1.074×10^{-3}	1.074
0.86	33.077	2.318×10^{14}	2.318×10^{14}	2.318×10^{-3}	2.318
0.88	33.846	5.003×10^{14}	5.003×10^{14}	5.003×10^{-3}	5.003
0.90	34.165	1.080×10^{15}	1.080×10^{15}	1.080×10^{-2}	10.80
0.92	35.385	2.330×10^{15}	2.330×10^{15}	2.330×10^{-2}	23.30
0.94	36.154	5.028×10^{15}	5.028×10^{15}	5.028×10^{-2}	50.28

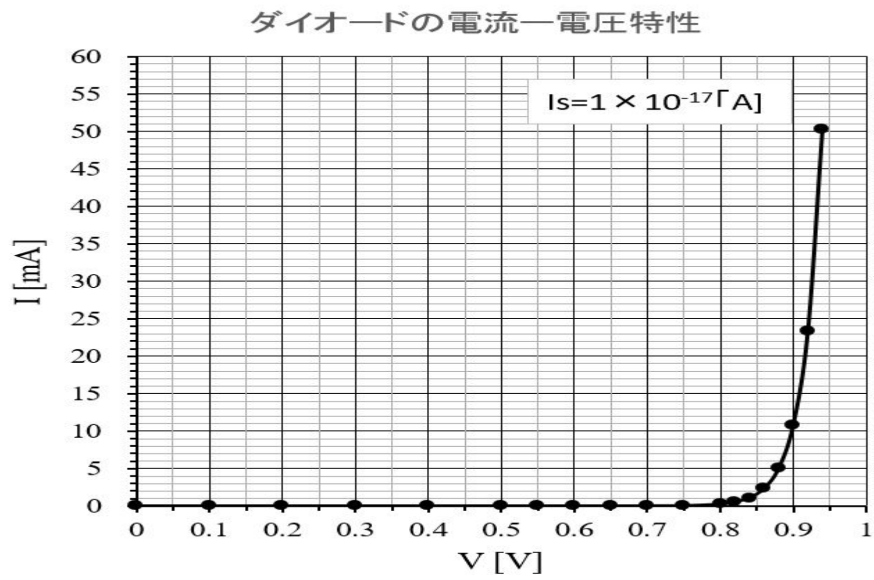


図 1.12　ダイオードの電流 – 電圧特性（方眼グラフ）

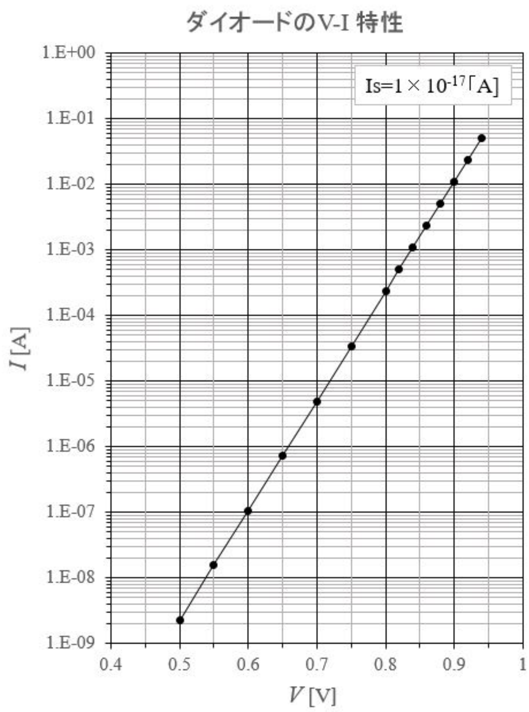


図 1.13　ダイオードの電流 – 電圧特性（片対数グラフ）

$$I_S = 1 \times 10^{-17}[A]$$

2　トランジスタの原理と基本動作

日常生活でよく経験することであるが、野外において遠くに離れている人の話し声がよく聞き取れないのは、その話し声のエネルギーが四方八方に広がって、離れたところにはその声のごく一部分のエネルギーしか到達しないからである。しかし、このように減衰してしまった音波信号を聴覚が識別できる大きさにまで拡大または増幅できれば、遠くの人の話し声もある程度は聞き取ることができるようになるだろう。

歴史的には、遠方地点間の有線電話やモールス信号などによる無線通信における通信技術の飛躍的発展をもたらしたのは20世紀初頭の**ド・フォレスト**による**3極真空管**の発明であろう。さらなる飛躍は、20世紀中ごろの**ショックレー**らによる固体増幅素子、すなわちトランジスタの発明によってもたらされ、今日の**半導体集積回路**へとつながっている。

2.1　バイポーラ形トランジスタ

2.1.1　トランジスタの構造

pn 接合を図 **2.1** (a) のようにサンドイッチ構造にすると、その働きは特別の性質、すなわち**増幅作用**をもつようになる。このような構造の半導体素子は**バイポーラ形トランジスタ**または**接合形トランジスタ**と呼ばれる。

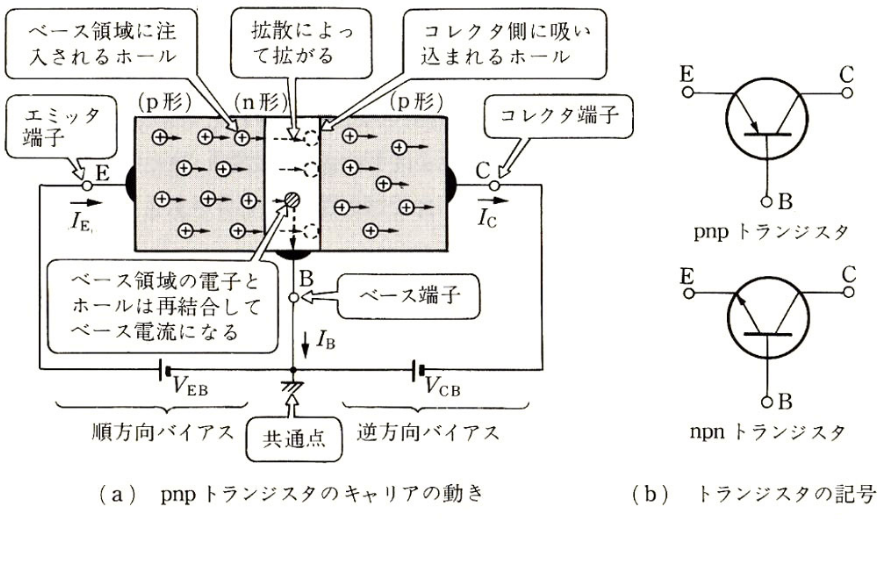


図 2.1　接合形トランジスタの動作原理と回路記号

トランジスタはエミッタ（**E**）、ベース（**B**）、コレクタ（**C**）と呼ばれる３つの端子からなる。図 2.1(b) に示すように、トランジスタとしては **pnp** あるいは **npn** の２種類の組み合わせが考えられる。この二つの形のトランジスタの違いは、増幅作用に関与する多数キャリアが 電子かホール（正孔）かの違いだけで、基本的な増幅作用は同じである。

2.1.2　トランジスタの動作原理

ここでは **pnp** トランジスタを例に説明する。図 **2.1(a)** に示すように、エミッタ · ベース間は順方向バイアス、またコレクタ · ベース 間は逆方向バイアスになるように電圧を加える。ここで、エミッタ領域のホール濃度（**p** 形の多数キャリア濃度）をベース領域の電子濃度（**n** 形の多数キャリア濃度）より十分高くしておく。このとき、エミッタからベースに流れる電流はホール電流のみと考えてよい（電子濃度は非常に低いので電子電流は省略できる)。

コレクタ · ベース間は逆方向にバイアスされているので、本来なら電流は流れないはずである。しかし、ベース領域を非常に薄くつくっておくと、エミッタからベースに注入されたホールはベース領域を拡散してコレクタ接合面に容易に到達することができる。そこで、コレクタとの境界面に到達したホールはコレクタ · ベース間の逆方向バイアス電圧にひきつけられてコレクタに吸い込まれてコレクタ電流になる。

コレクタ電流 I_{C} とエミッタ電流 I_{E} の関係は次式のように表すことができる。

$$I_{\mathrm{C}} = \alpha \cdot I_{\mathrm{E}} \tag{2.1}$$

ここで、ベース領域を十分薄くするとベースに注入されるキャリアの大部分はコレクタ側に吸い込まれるので、係数 α は１にきわめて近い値になる。一方、ベース電流 I_{B} はコレクタ側に吸い込まれないで残った部分であるから次のようになる。

$$I_{\mathrm{B}} = (1 - \alpha) \cdot I_{\mathrm{E}} \tag{2.2}$$

以上は、**pnp** 形トランジスタを例に説明したが、**npn** 形トランジスタの場合はキャリアを電子に置き換えて説明すればよい。

2.1.3　トランジスタの接地形式

図 **2.2 (a)** の回路はベース端子を回路の基準として共通にしているのでベース接地と呼ばれる。トランジスタの接地形式には、この他にエミッタ接地、コレクタ接地の形式がある。 図 **2.2(b)** のエミッタ接地形式の場合は、電圧増幅度を最も大きくすることができる特徴がある。

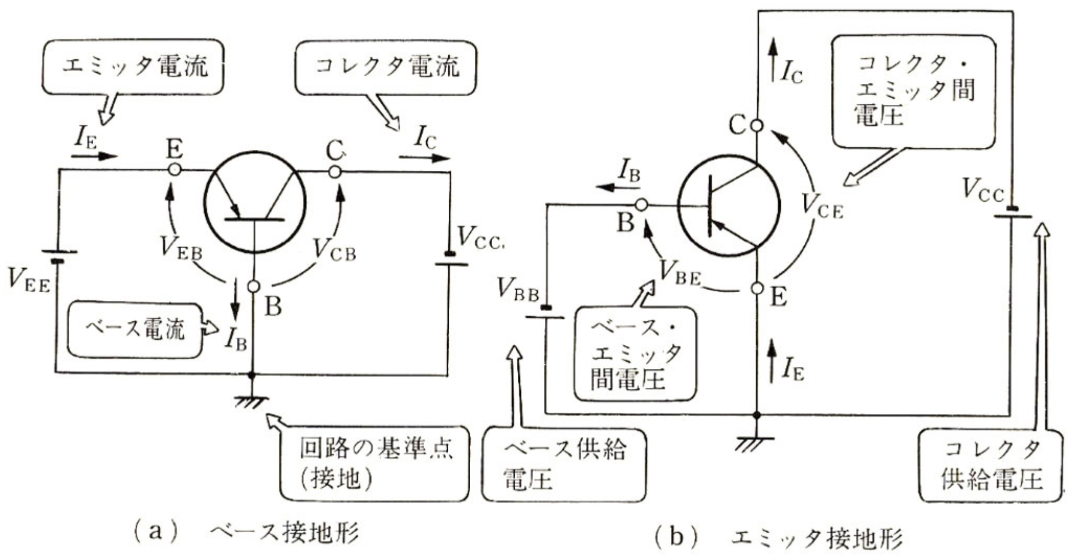


図 2.2　トランジスタの接地形式

2.1.4　トランジスタの入力、出力特性

ベース · エミッタ間電圧 V_{BE} とベース電流 I_{B} の関係をグラフで表すと、図 **2.3(a)** のようにダイオードの場合と同じような特性になる。このような静特性をエミッタ接地トランジスタの入力特性と呼ぶ。またコレクタ · エミッタ間電圧 V_{CE} との関係を示す静特性を出力特性 という。これらの静特性は、トランジスタの増幅動作を視覚的に理解する上でたいへん役に立つ。

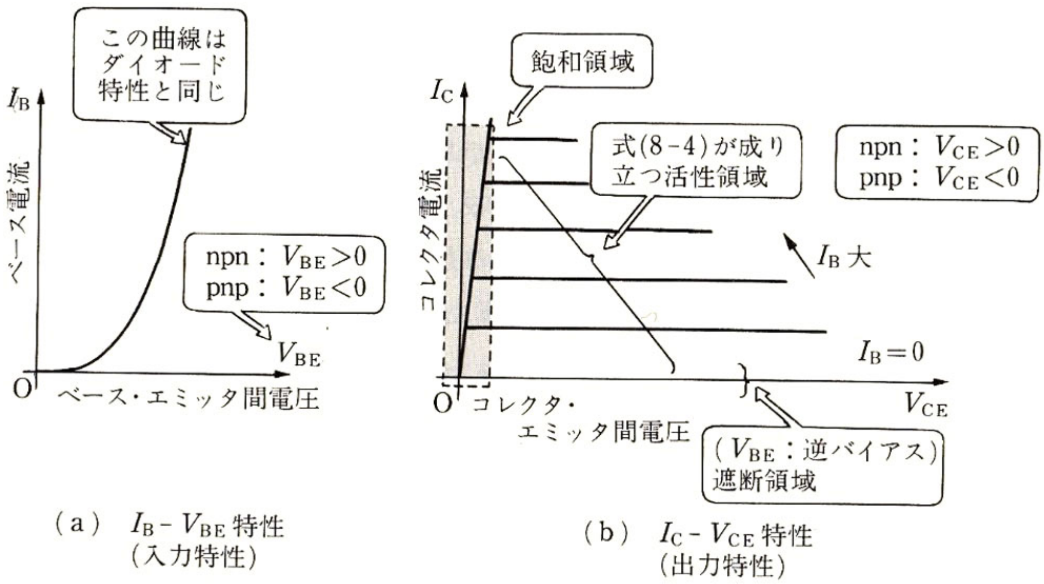


図 2.3　エミッタ接地トランジスタの静特性

2.1.5　トランジスタの増幅作用

エミッタ接地のトランジスタがどのような増幅作用をもつか、式 **(2.1)**, **(2.2)** から I_E の項を消去して I_C と I_B の関係を求めて調べることにする。

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{\alpha}{1-\alpha}\cdot I_B \\ &= \beta\cdot I_B \end{aligned} \tag{2.3}$$

ここで、

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \tag{2.4}$$

この係数 β はエミッタ接地トランジスタの電流増幅率といわれるものである。また、式 **(2.1)** の係数 α はベース接地トランジスタの電流増幅率である。

例えば、$\alpha = 0.99$ ならば β は式 **(2.4)** より　$\beta = 99$ となり、コレクタ電流はベース電流の約 100 倍に増幅されることがわかる。

2.2　電界効果トランジスタ（ユニポーラ形トランジスタ）

これまで説明してきた接合形トランジスタは、エミッタからベース領域に電子またはホールのキャリアを注入することによってコレクタ電流を制御する電流制御形の増幅素子である。

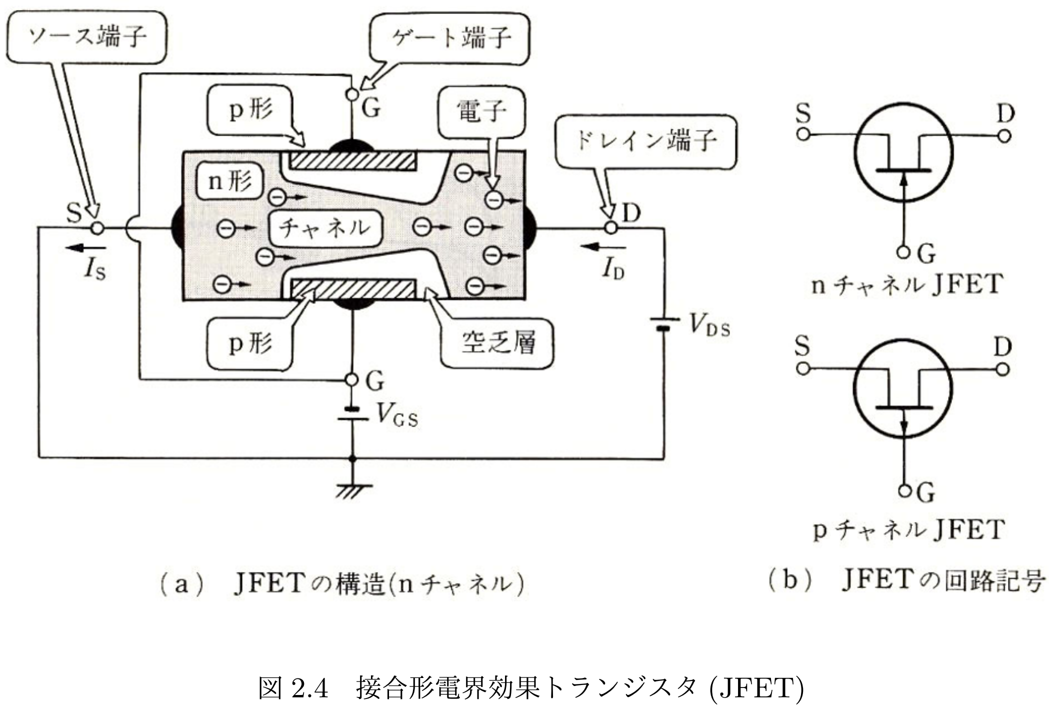
一方、これから説明する電界効果トランジスタは、不純物半導体を用いる点では同じであるが、電圧によって電流を制御する電圧制御形の増幅素子 である点が異なる。

電界効果トランジスタには２種類の形のものがある。すなわち、接合形電界効果トランジスタ（Junction **Field Effect Transistor ： JFET**）と金属酸化物半導体電界効果トランジスタ（**Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor ： MOSFET** ）の２種類である。

これらの電界効果トランジスタは、さきに説明したバイポーラ形トランジスタに対してユニポーラ形トランジスタと呼ばれる。

2.2.1　接合形電界効果トランジスタ（JFET）

図 **2.4** に **n** チャネル形 **JFET** の概略的構造を示す。**n** 形部分の両端にソース（**S**）およびドレイン（**D**）と呼ばれる端子をつけ、この **n** 形部分を上下から挟むようにゲート（**G**）と呼ばれる **p** 形層を拡散技術を用いてつくる。



（a） JFETの構造(nチャネル)　（b） JFETの回路記号

図 2.4　接合形電界効果トランジスタ (JFET)

ゲート・ソース間の **pn** 接合に逆方向バイアス電圧を印加すると、１．５節の **pn** 接合の部分で説明したようにこの **pn** 接合の近傍にキャリアがなくなる層、すなわち空乏層 が生じる。

一方、ソース・ドレイン 間をみると、電流が流れる通路、すなわちチャネルは空乏層によってその道幅を狭められる形になっている。この空乏層はゲート・ソース間の逆方向バイアス電圧を変えるとその広がり幅も変わるので、ゲート電圧によってソース・ドレイン 間を流れる電流を制御することができる。この例ではチャネルの部分が **n** 形であるから **n** チャネルといわれる。

このようにドレイン電流がゲート電圧によって制御されるので、電界効果トランジスタは電圧制御形増幅素子といわれる。JFET の回路記号は図 **2.4(b)** のように表される。

ドレイン・ソース間電圧 V_{DS} を一定にしてゲート電圧を負方向に大きくすると、ドレイン電流 I_{D} は減少して遂には流れなくなる〔 図 **2.5(a)**：「$V_{\mathrm{GS}} - I_{\mathrm{D}}$ の入力特性」参照}〕。

また、ゲート電圧 V_{GS} を一定に保ちドレイン電圧 V_{DS} を次第に大きくすると、はじめのうちドレイン電流 I_{D} は増加するが、やがて飽和してほぼ一定値に近い値になる〔 同図 **(b)**：$V_{\mathrm{DS}} - I_{\mathrm{D}}$ 出力特性 〕。

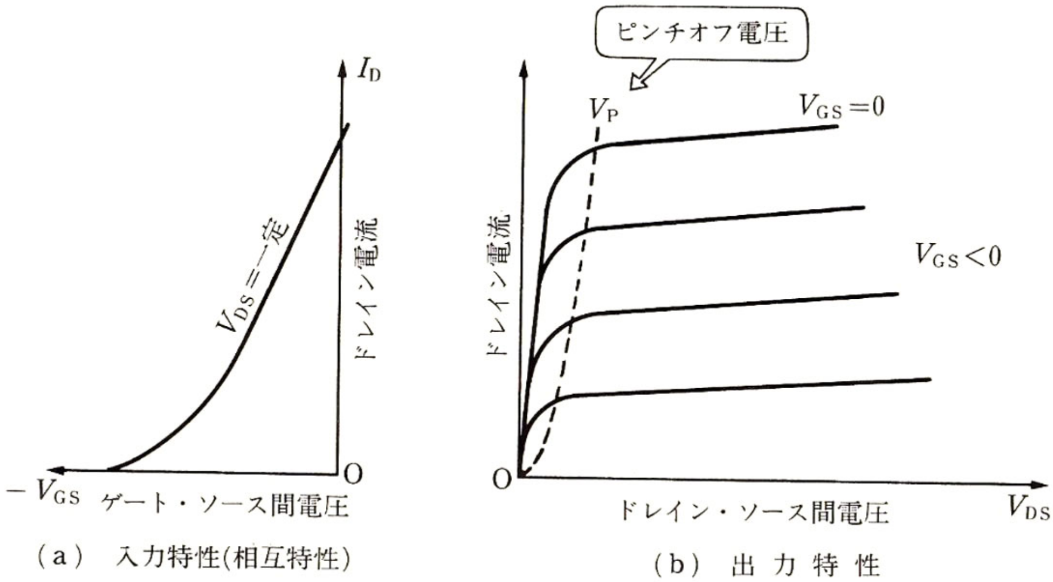


図 2.5　JFET の静特性（n チャネル）

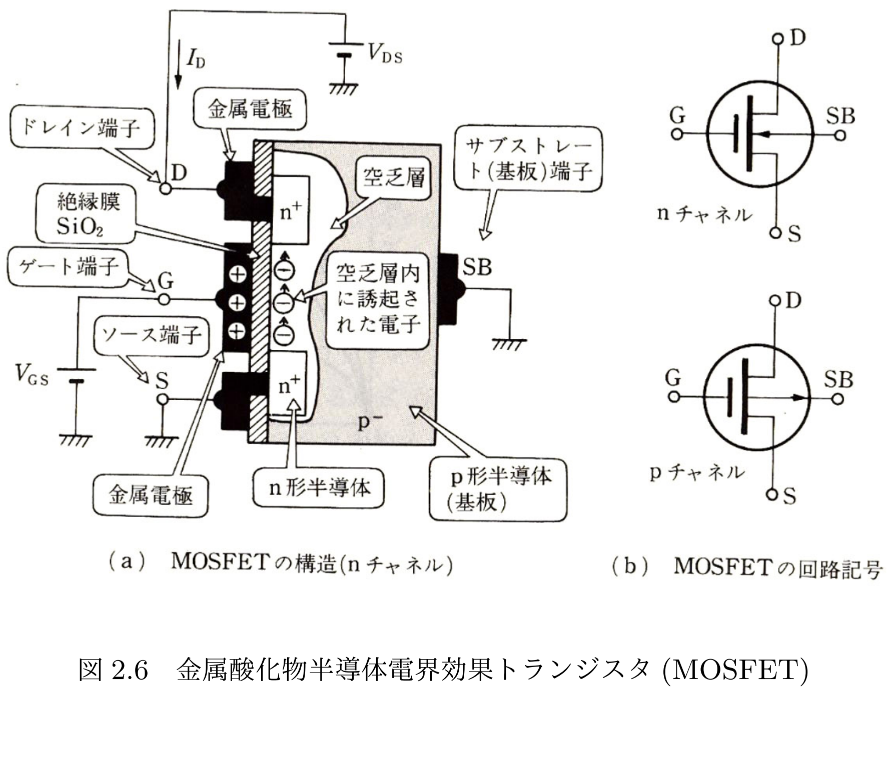
$V_{\mathrm{DS}} - I_{\mathrm{D}}$ 特性において V_{DS} がある値より大きくなると I_{D} は飽和する。その理由は、V_{GS} が一定の状態で V_{DS} を大きくしていくとゲート · ドレイン側の **pn** 接合の逆方向バイアス状態が深まり、チャネル内の空乏層がどんどん広がって遂には電流が流れるチャンネルを閉じてしまい、I_{D} はそれ以上大きくなれなく なるからである。このときのドレイン電圧をピンチオフ電圧 V_{P} という。

p チャネル **JFET** の場合は、電流の通路が **p** 形でできているためにチャネルを流れる電流はホールが運ぶ。したがって各端子に加える電圧の極性を **n** チャネルのときと反対にすればよく、動作原理は同じである。

JFET のゲート端子には **pn** 接合の漏れ電流しか流れないので、増幅回路の立場からは **JFET** 素子を用いると高入力インピーダンス増幅回路 を設計することができる。

2.2.2 金属酸化物半導体電界効果トランジスタ (MOSFET)

金属酸化物半導体 **(MOS)** 形の電界効果トランジスタ は、図 **2.6(a)** に示すような構造からできている。すなわち、**JFET** のゲートの **pn** 構造の代わりに、非常に薄い絶縁膜を介してソース · ドレイン間に電圧を印加することで、チャネル内の空乏層に電荷を誘起してチャネル内の見かけの抵抗を制御する。



（a） MOSFETの構造(nチャネル)　（b） MOSFETの回路記号

図 2.6 金属酸化物半導体電界効果トランジスタ (MOSFET)

MOSFET の場合にも **n** チャネル、**p** チャネルの２種類の構成が考えられる。図に示す **n** チャネルの場合は **p** 形の基板（バルク）上にソースとドレインになる **n** 形の領域をつくり、これより端子をとる。基板とドレイン間に逆方向バイアス電圧を加えると図のようにチャネル部分に空乏層が広がる。ここで基板に対してゲートに正電圧を加えるとチャネル内に負の電荷をもつ電子が誘起され、ソース · ドレイン間に **n** 形のチャネルを形成することになる。この **n** チャネルができる部分はもともと **p** 形であった部分であるから、この部分には反転層 ができたという表現を用いることがある。**MOSFET** の記号は図 **2.6(b)** のように表す。

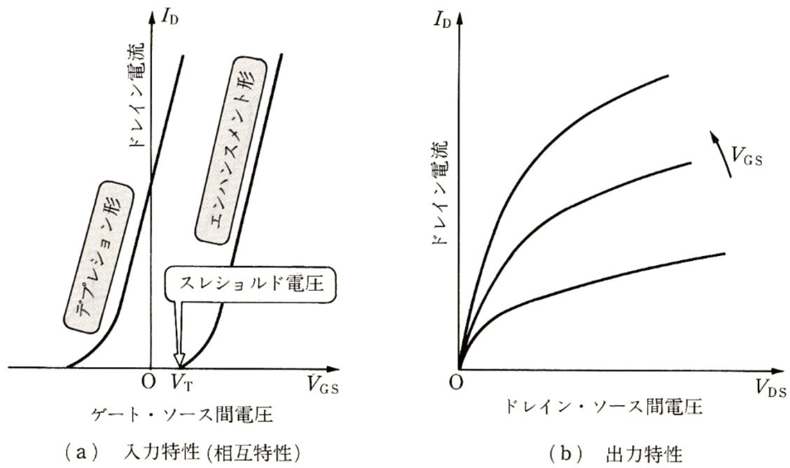


図 2.7　MOSFET の静特性（n チャネル）

この例のように、ゲートにある値の電圧を印加してから反転層のチャネルが形成されてドレイン電流が流れる形のものをエンハンスメント形 という。また、あらかじめチャネル部分に少量の不純物を拡散しておいて、ゲート電圧が **0[V]** のときでもドレイン電流が流れるようにしたものをデプレッション形という。図 **2.7(a)** に **MOSFET** 入力特性（$V_{\mathrm{GS}} - I_{\mathrm{D}}$ 特性）を示す。

MOSFET のゲート構造は絶縁膜からできているので、**pn** 接合からできている **JFET** のゲート構造に比べて、**MOSFET** のゲート漏れ電流はけた違いに小さい。したがって **MOSFET** による増幅回路のほうがいっそう高入力インピーダンスにすることができる。しかし、**MOS** ゲート構造 の物性論的理由から雑音電圧が大きいという欠点がある。

MOS 構造ではゲート漏れ電流 が非常に小さいということから、回路の集積化にはたいへん都合がよく、集積回路（**Integrated Circuit: IC**）の多くはこの **MOS** 構造のものが多い。

2.3　「第２章 トランジスタの原理と基本動作」の課題と解答例

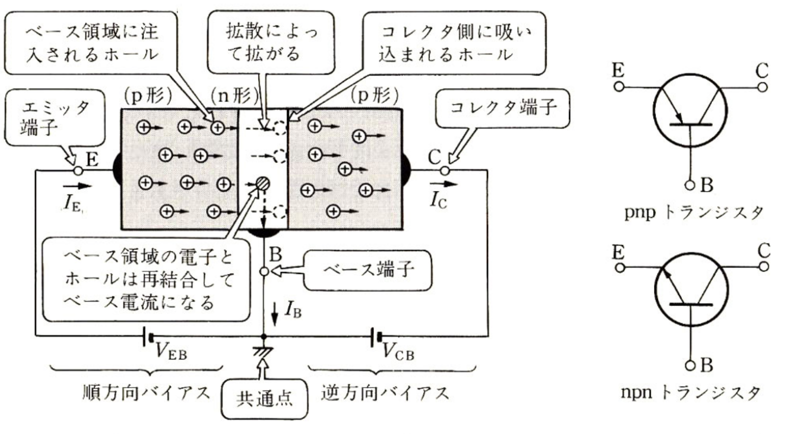
＜課題 ２－１＞

バイポーラ接合形トランジスタ の原理的な基本動作について説明しなさい。

［解答例 ２－１］

バイポーラ接合形トランジスタには **pnp** 形と **npn** 形の２種類があるが、ここでは **pnp** 形トランジスタを例に説明する。**pnp** 形トランジスタは、２つの **p** 形不純物半導体の間に厚みが非常に薄い **n** 形層を挟んだ構造になっており、それぞれの層には端子が付けられている。これらの不純物層は１つの単結晶上に作成されており各層からは 図 **2.8** に示すように、エミッタ端子 **(E)**、ベース端子 **(B)**、コレクタ端子 **(C)** の３つの端子が導出される。

エミッタとベース間は 順方向バイアス、コレクタとベース間は 逆方向バイアス になるように外部電源を接続する。エミッタ領域からベース領域に注入された正孔（ホール）のほんの一部分はベース領域中の電子と再結合してベース電流になるが、ベース領域は非常に狭く作られているためにベース領域に注入された正孔の大部分は拡散によってベース・コレクタ接合面に到達してコレクタ側に吸収されてコレクタ電流になる。



（a） pnp トランジスタのキャリアの動き　（b） トランジスタの記号

図 2.8　pnp 接合形トランジスタ（本文図 2.1）

コレクタ電流 I_{C} とエミッタ電流 I_{E} の関係は次式のように表すことができる。

$$I_{\mathrm{C}} = \alpha \cdot I_{\mathrm{E}} \tag{2.5}$$

ここで、ベース領域を十分薄くするとベースに注入されるキャリアの大部分はコレクタ側に吸い込まれるので、係数 α は 1 にきわめて近い値であり、ベース接地の直流電流増幅率 と呼ばれる。

一方、ベース電流 I_{B} はコレクタ側に吸い込まれないで残った部分であるから次のようになる。

$$I_{\mathrm{B}} = (1 - \alpha) \cdot I_{\mathrm{E}} \tag{2.6}$$

以上は、**pnp** 形トランジスタを例に説明したが、**npn** 形トランジスタの場合はキャリアを電子に置き換えて説明すればよい。

なお、増幅回路の等価回路では交流成分（直流値の変化分）を取り扱うために、上述の直流増幅率に対して小信号電流増幅率が用いられることに注意する必要がある。そのために、以降では４端子パラメータ法の一つである h パラメータ法を使用する。この４端子パラメータ法では、ベース接地の直流電流増幅率=h_{FB}、ベース接地の小信号 (交流）電流増幅率=h_{fb} のように大文字と小文字を用いて区別する。

＜課題 ２－２＞

バイポーラ接合形トランジスタとユニポーラ電界効果形トランジスタのそれぞれの特徴について述べなさい。

[解答例 ２－２]

バイポーラ接合形トランジスタとユニポーラ電界効果形トランジスタのそれぞれの特徴は以下のようである。なお、バイポーラ接合形トランジスタは電流制御形増幅素子であり、ユニポーラ電界効果形トランジスタは電圧制御形増幅素子である。

○ バイポーラ接合形トランジスタ

＜長所＞

＊ 電流増幅率が大きい。

＊ 周波数特性は良好である。

＊ 低雑音化されたのものも入手可能。

＊ 集積化は容易である。

＜短所＞

＊ 入力抵抗・インピーダンスは大きくない。

○ ユニポーラ電界効果形トランジスタ

＜長所＞

＊ 入力抵抗・インピーダンスは大きい.

＜短所＞

＊ 電圧増幅率はあまり大きくない.

＊ 周波数特性は一般的に広くない.

＊ 低雑音化素子は少ない.

なお、集積回路としてのオペアンプ（演算増幅回路）としては、接合形回路の方が多く入手できる。

3 ダイオード回路とトランジスタ回路の図式解法

抵抗・コイル・コンデンサなどの回路素子は、それぞれの素子に流れる電流とそれらの端子電圧の大きさの関係には比例関係が成り立つ。このような素子を線形回路素子、あるいは単に線形素子と呼ぶ。オームの法則は、このような線形素子にのみ適用される法則である。

一方、電流と電圧の関係が比例しないような回路素子は非線形素子と呼ばれ、オームの法則は適用できない。

ダイオードの電圧と電流の関係は指数関数を用いて表される。このことは、ダイオードに流れる電流とその端子電圧は比例しないことを意味する。すなわちダイオードは非線形素子なのである。トランジスタや **FET** も同様に非線形素子である。

ここでは、このようにオームの法則を用いることができない非線形素子を含む回路の解き方について説明する。

非線形素子を含む回路の解法には、これまでとは趣の異なる新しい手法を導入する必要がある。それは、対象とする非線形素子の電流、電圧の関係を示す特性曲線、すなわちグラフを用いてその回路の電流、電圧を求める（解く）図式解法と呼ばれるものである。この図式解法は、非線形素子を含む回路の動作を直感的に理解するうえにはたいへん役立つものである。また、この手法は電子回路の設計論上は直流設計と呼ばれる分野の基礎になるものである。

3.1 ダイオード回路の図式解法

図 **3.1** に示すようなダイオードと抵抗からなる回路では、ダイオードの $V-I$ 特性を表す指数関数を含む関係式を用いてこの回路電流を算出することは容易ではない。

このダイオードの $V-I$ の関係を表す特性曲線がグラフとして与えられているとすれば、以下で説明する作図的方法を用いて解くことができる。このような方法が図式解法である。この図式解法はダイオード回路に限らず非線形素子を含む回路の解法として広く利用されている。

図 **3.1** に示すような単純なダイオード回路を例に図式解法について説明する。

図中に点線で囲まれた２つの部分、すなわち線形回路の部分と非線形回路の部分に分けて、それぞれの電流と電圧の関係をみることにする。

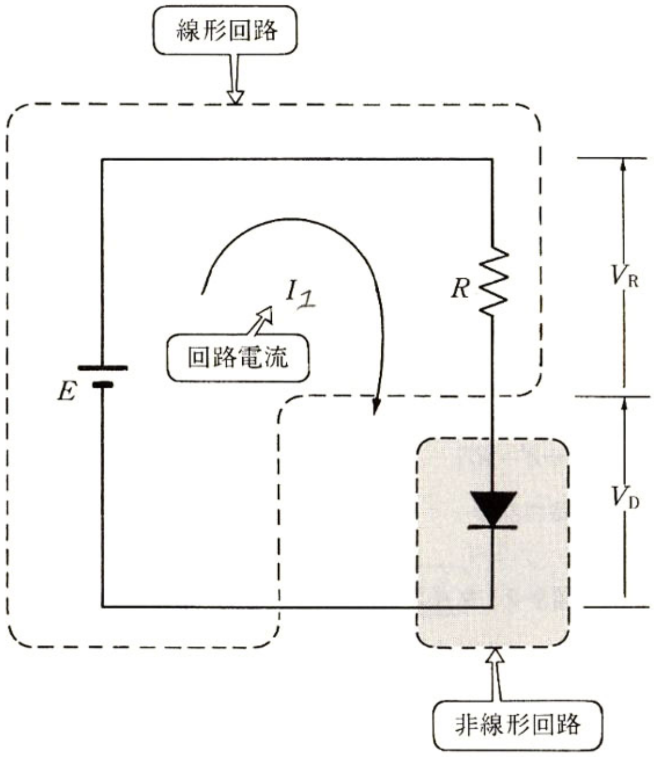


図 3.1 ダイオード回路

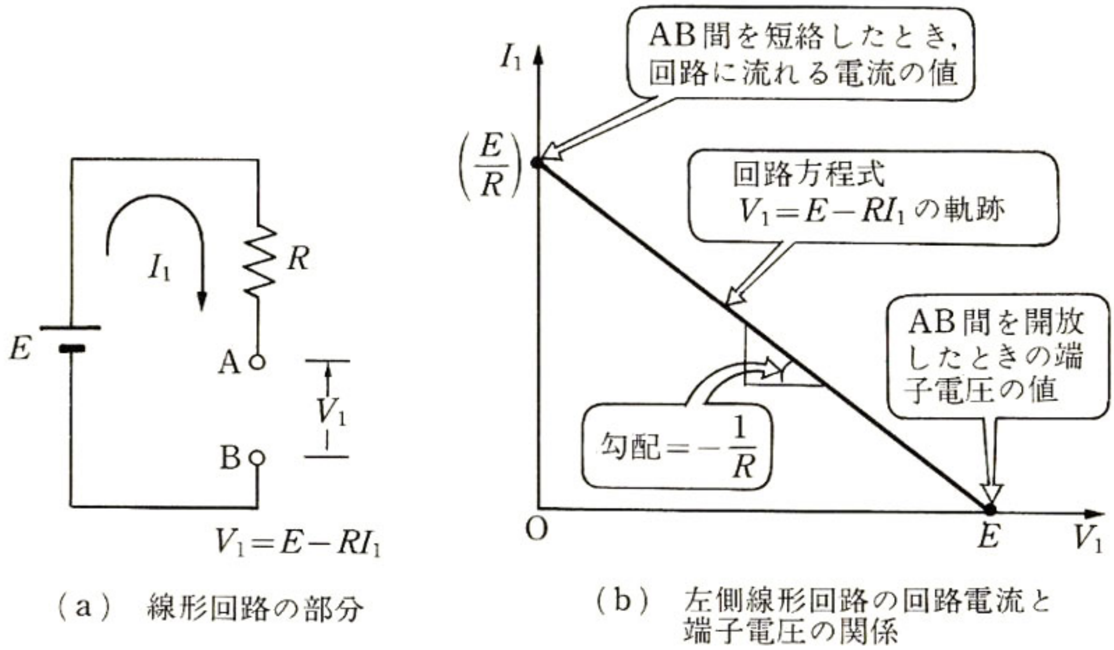


図 3.2 ダイオード回路中の線形回路特性

図 **3.1** の点線で囲まれた線形回路の部分のみを抜き書きしたものが図 **3.2(a)** に示されている。この回路電流 I_1 と端子 **A**、**B** 間の電圧 V_1 の関係をグラフで表すと同図 **(b)** のようになる。

回路電流 I_1 と **AB** 間の端子電圧 V_1 の関係を数式的に表すと次のようになる。

$$V_1 = E - R{\cdot}I_1 \tag{3.1}$$

この式の物理的意味は、回路に電流 I_1 が流れると抵抗 R に電圧降下（$R{\cdot}I_1$）が生じるため、端子 **AB** 間の電圧は回路内の直流電源の起電力 E より抵抗に生じる電圧降下分を差し引いたものに等しいことを示している。式（**3.1**）をグラフで示したものが図 **3.2(b)** である。

また、非線形素子であるダイオードの電圧 V と電流 I の関係は、**1.5** 節において示した、次のショックレーの式で与えられる。

$$I = I_S\left\{\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1\right\} \tag{3.2}$$

ここで、上の２つの式の連立方程式から回路に流れる電流を解くことはできるが、実際にはかなり困難なことである。

連立方程式の解き方の簡便な１つの方法として、図 **3.2(b)** のグラフと次の図 **3.3** のダイオードの電圧-電流特性のグラフの２つのグラフを組み合わせて、作図的にこの解を求める図式解法がよく用いられる。

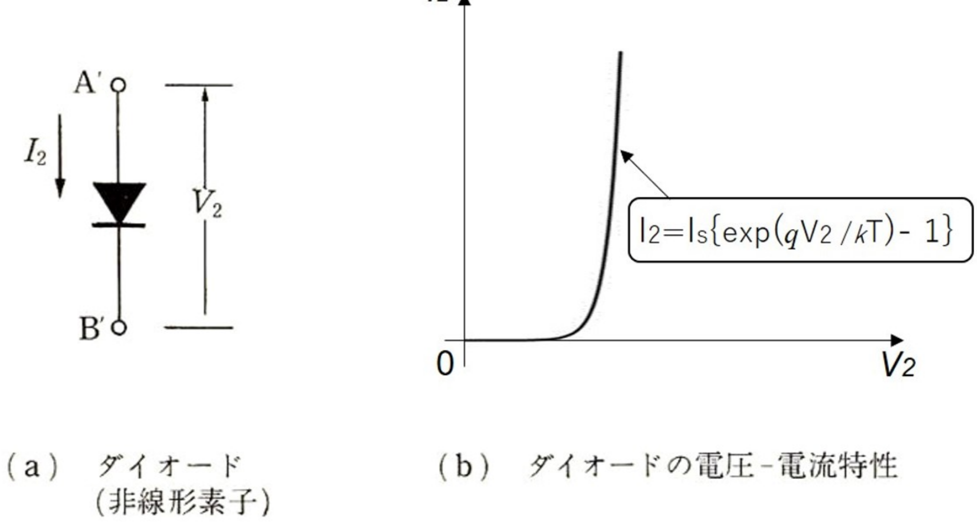


図 3.3　ダイオードの静特性

２つの関数が描く直線、あるいは曲線の交点がその解であるが、電子回路ではこの交点を動作点と呼び、回路抵抗 R と電源電圧 E が描く直線を負荷線という。電子回路では図 **3.4** のような作図をすることを、「非線形特性曲線上に負荷線を描いて動作点を求める」というような表現が用いられる。

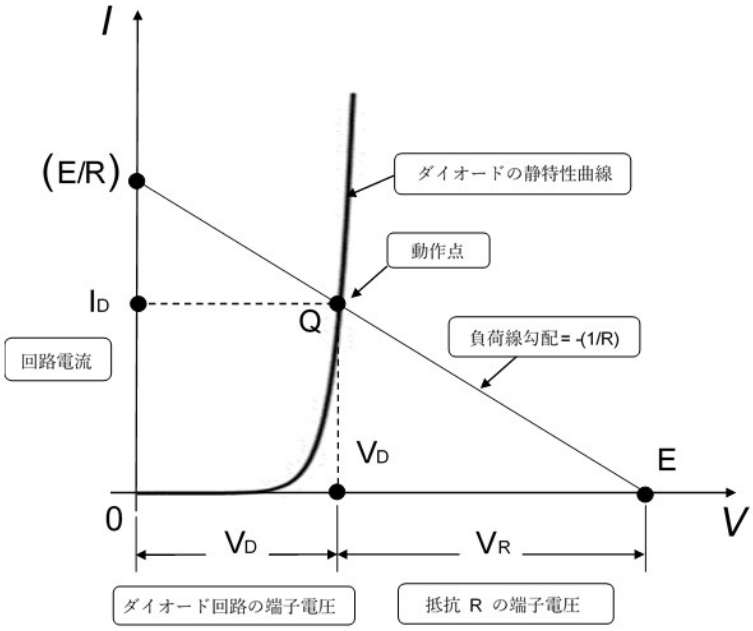


図 3.4　ダイオード回路の図式解法

3.2　トランジスタ回路の図式解法

非線形素子を含む回路の解き方の基本はダイオード回路の図式解法の説明の中にすべて含まれるが、図式解法の理解を一層深める目的でここではトランジスタ回路をその応用例として取り上げる。

トランジスタ回路の基本であるエミッタ接地回路を図 **3.5** に示す。このトランジスタ回路を解くということは、ベース回路に流れるベース電流 I_{B} とコレクタ回路に流れるコレクタ電流 I_{C} を求めることである。

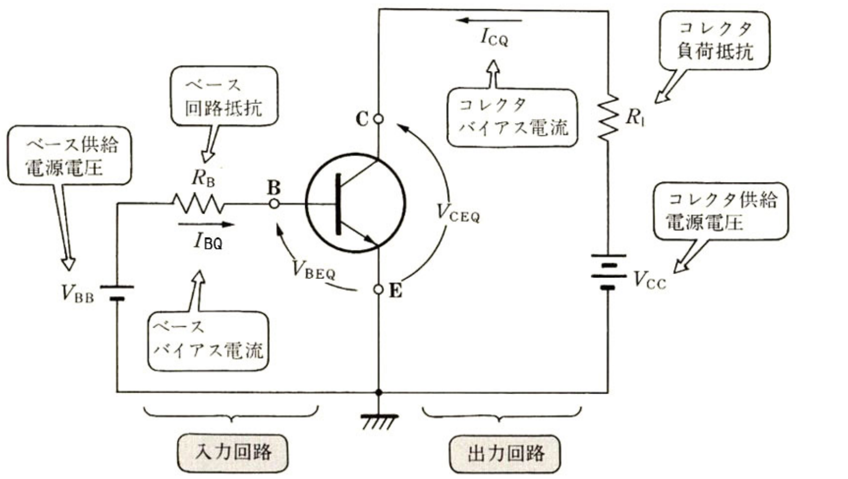
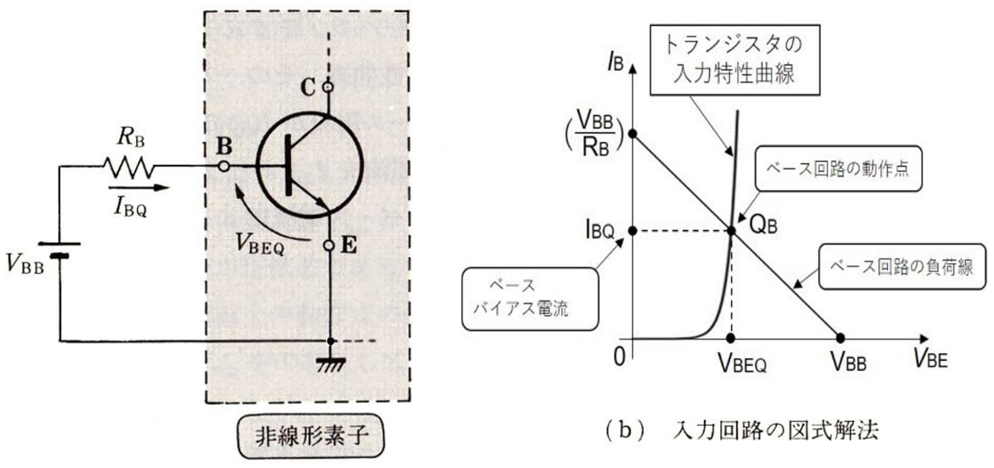


図 3.5　トランジスタ回路

まず、この回路をベース側の入力回路とコレクタ側の出力回路の２つに分けて扱う必要がある。

このトランジスタ入力回路はベースとエミッタを含む回路からなっている（図 **3.6(a)**）。トランジスタの入力特性、すなわちベース · エミッタ間の静特性は図 **3.6(b)** に示すようにダイオード回路の場合と同じである。さきのダイオード回路の図式解法とこのトランジスタ入力回路の図式解法を見比べてほしい。



（a）　ベース入力回路

（b）　入力回路の図式解法

図 3.6　トランジスタの入力特性

次に、図 **3.7(a)** のコレクタ出力回路についてみることにする。コレクタ電流 I_{C} とコレクタ · エミッタ間電圧 V_{CE} の関係は、入力側で決められたある特定のベース電流 I_{BQ} に着目すると、同図 **(b)** に示すような出力特性曲線になる。このようにトランジスタのコレクタ · エミッタ間の $V_{\mathrm{CE}} - I_{\mathrm{C}}$ 特性はダイオードの非線形特性とは少し異なっている。しかし、先に説明した図式解法の考え方は同じように適用できるのである。図 **(b)** の負荷線の引き方などを図 **3.6(b)** のときと比べてほしい。

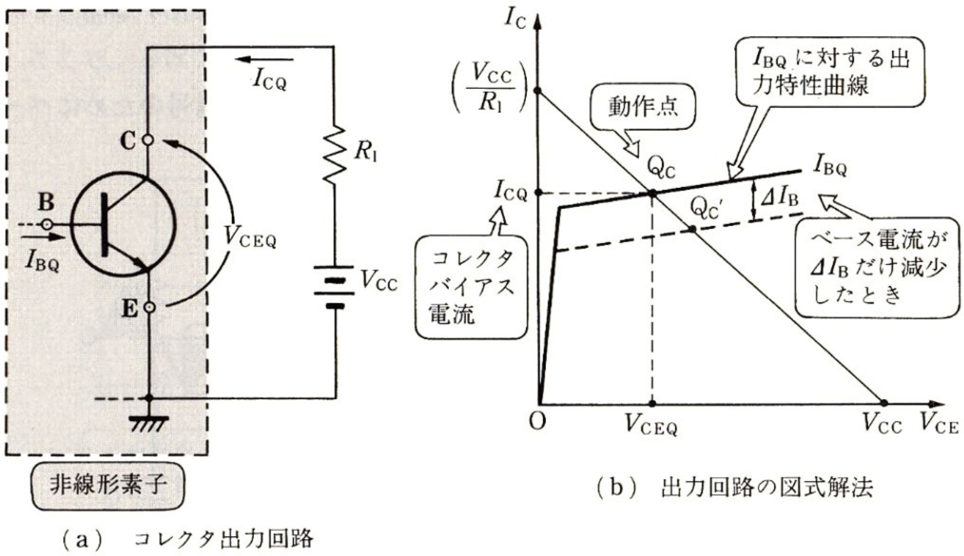


図 3.7　トランジスタの出力回路

ベース電流が I_{BQ} のときのトランジスタの出力特性曲線と負荷線との交点がこのときの動作点 Q_{C} になる。またこの動作点の横軸及び縦軸の読みがそれぞれこのときのコレクタ · エミッタ間電圧 V_{CEQ} ，コレクタ電流（またはコレクタバイアス電流）I_{CQ} の値を与える。

ここでトランジスタの性質から以下のような大切な働きがわかる。すなわち $V_{CE} - I_C$ 特性曲線はベース電流の値が変わると変化するという性質があるから、一般には、$V_{CE} - I_C$ 特性はベース電流をパラメータにした曲線の形で表される。

図 **3.7(b)** はこのうちの２本の特性曲線、その１本は実線、他は点線であるが、その点線で示されるものはベース電流が I_{BQ} 値から ΔI_B だけ減少したときの特性である。そこでベース電流を I_{BQ} より ΔI_{B} だけ減少させると動作点は Q_{C} から $Q_{\mathrm{C'}}$ に移る。すなわちベース電流によってコレクタ電流を制御することができるのである。

3.3 トランジスタ回路の増幅動作

前節において入力側のベース電流を少し変えてみる試みをしたが、図 **3.8** の回路ではこの考えにさらに積極的に入力信号という考え方をとりいれて、ベース回路の直流起電力に対して直列に時間的に変化する電圧源、すなわち交流信号源 $v_{\mathrm{S}}(t)$ を加えることにする。

信号電圧 $v_{\mathrm{S}}(t)$ は、ベース供給電源電圧 V_{BB} が時間的に変化する部分を別に書き表したものと考えてもよい。

ここで、説明の都合上 $v_{\mathrm{S}}(t)$ は正弦波と仮定する。この入力信号 $v_{\mathrm{S}}(t)$ によってベース回路に流れるベース信号電流 $i_{\mathrm{b}}(t)$ は、もともと流れているベースバイアス電流 I_{BQ} に代数的に加算されて流れるので、このときのベース回路に流れる全電流 I_{b} は次式で与えられる。

$$I_{\mathrm{b}} = I_{\mathrm{BQ}} + i_{\mathrm{b}}(t) \tag{3.3}$$

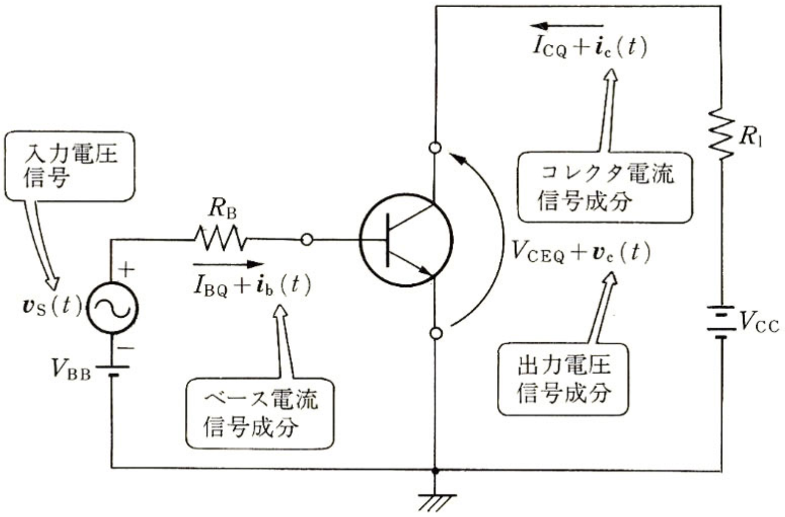


図 3.8 トランジスタ基本増幅回路（エミッタ接地）

また、ベース電流は常に $I_{\mathrm{b}} > 0$ の条件を満たす必要があるので、ベース信号電流の最大値 I_{bm} は以下の条件を守らなけらばならない。

$$I_{\mathrm{bm}} < I_{\mathrm{BQ}} \tag{3.4}$$

ベース入力電流が正弦波であるときのトランジスタの出力側の動作については、図 **3.9** の負荷線上の動作点の動きから知ることができる。すなわち、ベースバイアス電流 I_{BQ} を中心にしてベース電流が正弦波 $i_{\mathrm{b}}(t)$ で変化するとこれに応じて動作点 Q_{C} を中心に Q_1 と Q_2 間を往復する。この結果、コレクタ電圧およびコレクタ電流はそれぞれのバイアス値を中心に図に示すように変化する。

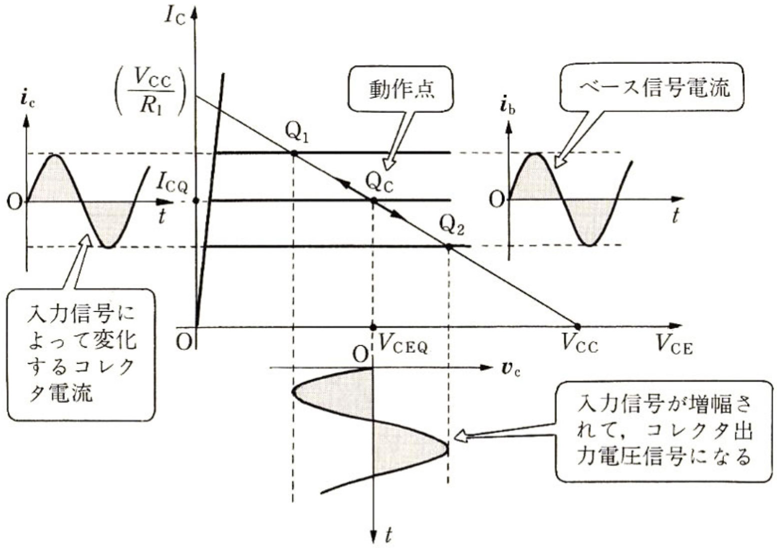


図 3.9　トランジスタの増幅動作の図式説明

ここではトランジスタの増幅作用によって、ベース入力信号電流 $i_{\mathrm{b}}(t)$ とコレクタ出力信号電流 $i_{\mathrm{c}}(t)$ の間には次の関係が成り立つ。

$$i_{\mathrm{c}}(t) = \beta \cdot i_{\mathrm{b}}(t) \tag{3.5}$$

ここで、β は **1** より大きいエミッタ接地電流増幅率である。

図 **3.8** の回路でコレクタ負荷抵抗 R_l の値を大きくすると、図 **3.9** の負荷線の傾きはより緩やかになる。そのため前と同じ大きさの入力電圧 $v_{\mathrm{s}}(t)$ に対するコレクタ出力信号 $v_{\mathrm{c}}(t)$ の振幅はより大きくなる。すなわち、この電圧増幅回路の電圧増幅率が大きくなるのである。次の章ではもう少しこれらの関係について定量的に詳しく説明する。

3.4 「第３章 ダイオード回路とトランジスタ回路の図式解法」の課題と解答例

＜課題 **3** − 1＞

図 **3.10(a)** に示すダイオード回路において、ダイオードの電圧ー電流特性が 同図 (**b**) のように与えられている。この特性曲線上に負荷線を描き、交点 Q から回路に流れる電流 i_D とダイオードの端子電圧 v_D の値を図式解法 により求める。ただし、抵抗は $R_1 = 5[\Omega]$ とし、電圧は $E_1 = 1.5[V], 2.0[V], 2.5[V]$ の **3** 点とする。

このダイオードの電圧ー電流特性曲線上に、$E_1 = 1.5[V], 2.0[V], 2.5[V]$ における負荷線 **3** 本を描き、それぞれの E_1 の値における回路電流 i_D とダイオードの端子電圧 v_D の値 を作図的に求めよ。

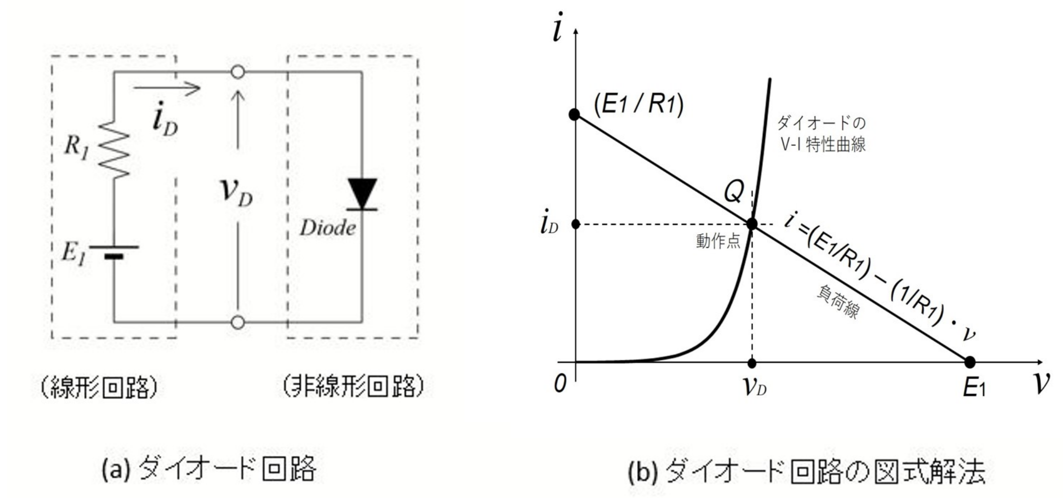


図 3.10　ダイオード回路の図式解法

[解答例 ３ − １]

図 3.10(a) に示す回路のようにダイオードなどの非線形素子を含む回路の解法は、概略値が得られるだけであるが、このような図式解法は直感的で便利である。

まず最初に非線形素子の電圧ー電流特性図を用意する。つぎに線形回路の電圧ー電流特性を非線形素子の電圧ー電流特性図上に記入する。

このときの双方の特性線の交点 **Q** がこの解である。すなわち、v_D, i_D のそれぞれの値をグラフ上から読み取ることで解は得られる。

ここで与えられた条件で作図した結果を 図 **3.11** に示す。また、それぞれの **3** つの動作点 Q_A, Q_O, Q_B 上から読み取った結果を 表 **3.1** に示す。

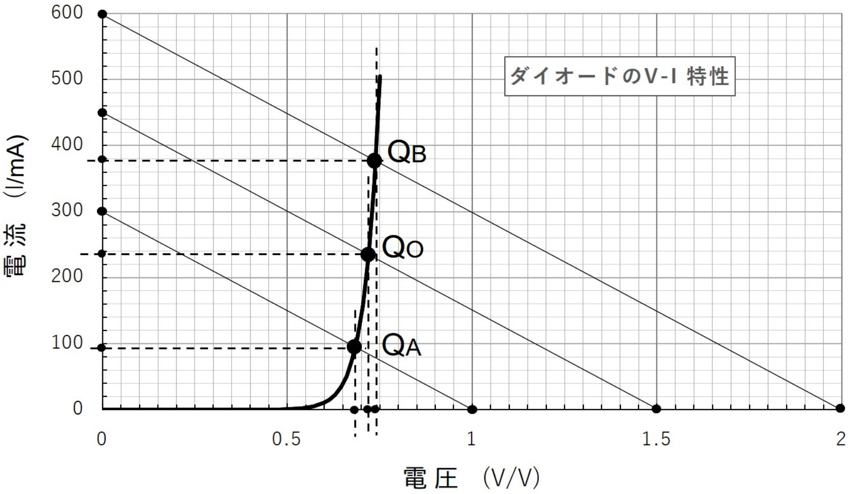


図 3.11　ダイオードの電圧ー電流特性曲線と負荷線および動作点

表 3.1　ダイオード回路の電圧値と電流値（$R_1 = 5\Omega$ のときの概略値）

E_1 $[V]$	v_D $[V]$	i_D $[A]$
1.5	0.9	0.12
2.0	1.4	0.19
2.5	1.7	0.27

＜課題 ３－２＞

図 **3.12** に示すトランジスタ回路のコレクタ端子側の電圧 $V_{CQ}(=v_{CE})$ と電流 $I_{CQ}(=i_C)$ の値をトランジスタの $V_{CE}-I_C$ 特性曲線上に示しなさい。

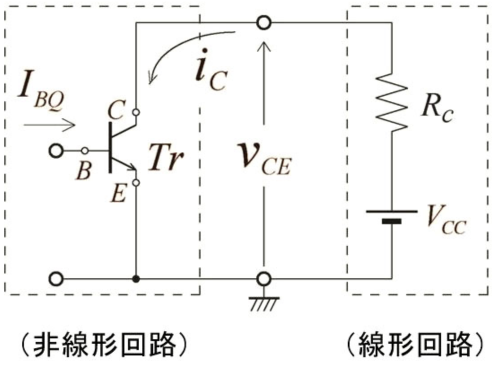


図 3.12　トランジスタ回路の図式解法

＜課題３－２ における解説と解答例＞

ダイオード回路の図式解法に準じて、図 **3.13** に示すように、トランジスタの $V_{CE}-I_C$ 特性曲線上に抵抗 R_c と直流電源電圧 V_{CC} からなる線形回路の負荷線を描く。トランジスタのベース電流 I_{BQ} による $V_{CE}-I_C$ 特性曲線との交点（動作点）Q_O に対応する電圧 V_{CQ} と電流 I_{CQ} の値から動作点の解が得られる。

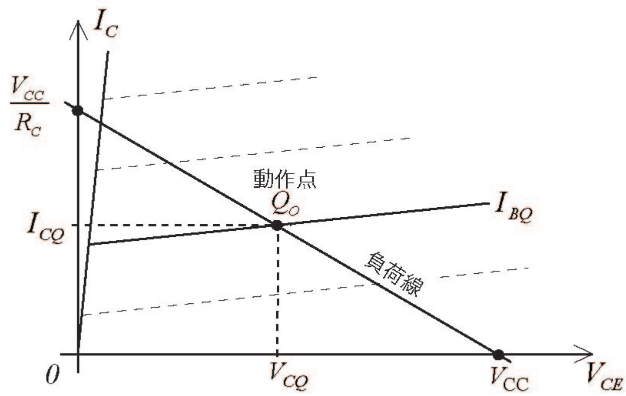


図 3.13　トランジスタ回路の図式解法（直流解析）

＜課題 ３－３＞

前問の 図 3.12 の回路において、トランジスタ **(2SC1815)** の $V_{CE} - I_C$ 特性曲線が 図 **3.14** のように与えられている。線形回路の条件は $V_{CC} = 12[V],\ R_C = 6[k\Omega]$ とする。

ベース電流 I_B が $2[\mu A]$ から $20\,[\mu A]$ まで、 $2[\mu A]$ 間隔で特性曲線が与えられている。

線形回路の条件は、$V_{CC} = 12[V],\ R_C = 6[k\Omega]$ とする。

ベース電流 I_B は $2[\mu A]$ から $20\,[\mu A]$ までの各ベース電流に対応するコレクタ電流 I_C と コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} のそれぞれの概略値をグラフから読み取り表にまとめなさい。

＜課題３－３ における解説と解答例＞

図 **3.14** に負荷線と動作点を記入する。各動作点の V_{CE} 値と I_C 値を目盛上から読み取った概略値をまとめると、表 **3.2** のようになる。

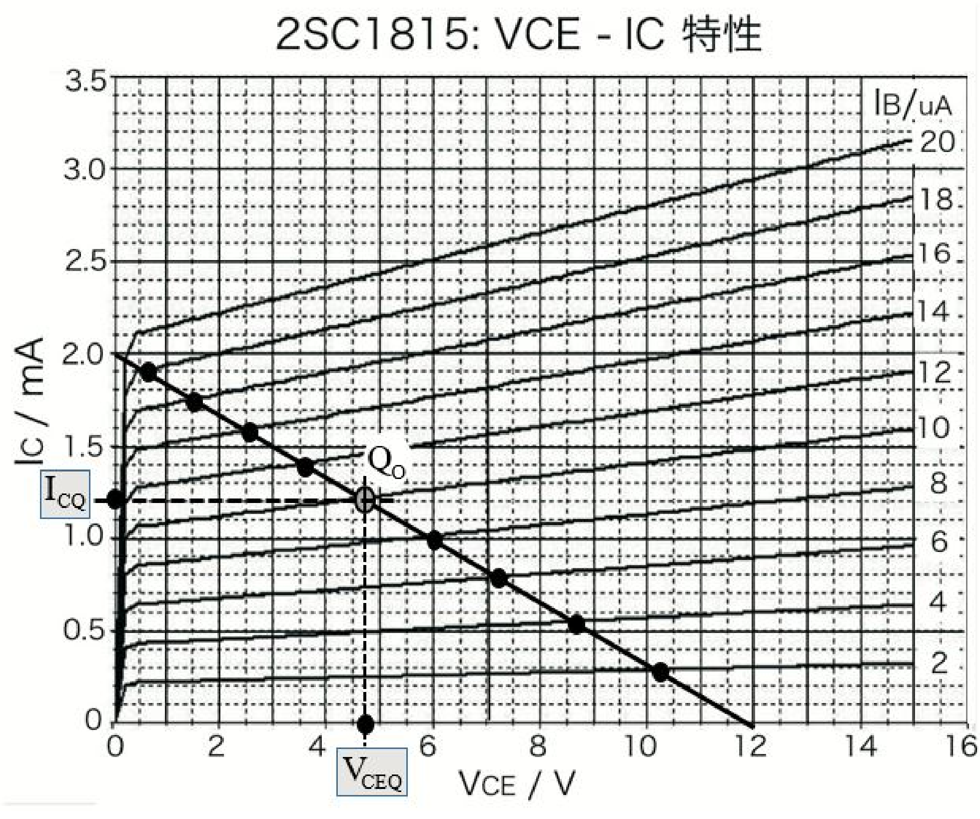


図 3.14　2SC1815 VCE-IC 特性＆負荷線と動作点

表 3.2　エミッタ接地回路の動作点の読取り概略値

I_B $[\mu A]$	I_C $[mA]$	V_{CE} $[A]$
2	0.30	10.3
4	0.55	8.7
6	0.80	7.2
8	1.00	6.0
10	**1.20**	**4.7**
12	1.40	3.6
14	1.60	2.5
16	1.75	1.5
18	1.90	0.6

図 3.14 に示すトランジスタの $V_{CE} - I_C$ 特性データ（回路シミュレータ：ナショナルインスツルメンツ **Multisim** による）の概略値表を 図 **3.15** に示す。（参考回路： ページ **67** 図 **5.13**）

2SC1815　VCE-IC特性

VCE/V	IC/mA									
	IB=2uA	IB=4uA	IB=6uA	IB=8uA	IB=10uA	IB=12uA	IB=14uA	IB=16uA	IB=18uA	IB=20uA
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0.2	0.20	0.40	0.60	0.80	1.00	1.19	1.39	1.58	1.77	1.97
0.4	0.21	0.43	0.64	0.85	1.06	1.27	1.48	1.69	1.90	2.11
0.6	0.21	0.43	0.64	0.86	1.07	1.28	1.49	1.70	1.91	2.12
0.8	0.22	0.43	0.65	0.86	1.08	1.29	1.50	1.71	1.93	2.14
1	0.22	0.43	0.65	0.87	1.08	1.30	1.51	1.73	1.94	2.15
2	0.22	0.45	0.67	0.90	1.12	1.34	1.56	1.78	2.00	2.22
3	0.23	0.46	0.69	0.92	1.15	1.38	1.61	1.84	2.07	2.29
4	0.24	0.48	0.72	0.95	1.19	1.43	1.66	1.90	2.13	2.37
5	0.25	0.49	0.74	0.98	1.23	1.47	1.71	1.96	2.20	2.44
6	0.25	0.51	0.76	1.01	1.26	1.51	1.76	2.01	2.26	2.51
7	0.26	0.52	0.78	1.04	1.30	1.56	1.82	2.07	2.33	2.58
8	0.27	0.54	0.80	1.07	1.34	1.60	1.87	2.13	2.39	2.66
9	0.28	0.55	0.83	1.10	1.37	1.65	1.92	2.19	2.46	2.73
10	0.28	0.56	0.85	1.13	1.41	1.69	1.97	2.25	2.52	2.80
11	0.29	0.58	0.87	1.16	1.44	1.73	2.02	2.30	2.59	2.87
12	0.30	0.59	0.89	1.19	1.48	1.78	2.07	2.36	2.65	2.94
13	0.30	0.61	0.91	1.22	1.52	1.82	2.12	2.42	2.72	3.02
14	0.31	0.62	0.93	1.24	1.55	1.86	2.17	2.48	2.78	3.09
15	0.32	0.64	0.96	1.27	1.59	1.91	2.22	2.54	2.85	3.16

図 3.15　2SC1815 IC-VCE 特性数表

4　電圧源と電流源

電気・電子回路において電気的エネルギーを供給する源（みなもと）が電源である。回路で扱う電源には２種類の電源の形がある。すなわち電圧源と電流源である。

身近にみられる電源としては家庭用のコンセントや乾電池があり、これらはそれぞれ交流電源、直流電源と思われるかもしれないが、回路理論上は正確ではない。ここでは、回路理論上での正確な定義について説明する。

最初に、電圧源と電流源の性質について説明する。次に電子回路、特に増幅回路の働きの説明に大切な制御電源について述べる。最後に、この２つの形の電源に関連した重要な２つの定理、すなわちテブナンの定理とノートンの定理について説明する。

4.1　電圧源

抵抗 **R** が直流起電力 **E** の電源に接続されているときに消費する電力 **P** は、次式で求められる（図 **4.1**）。

$$P = I^2R = \frac{E^2}{R} \tag{4.1}$$

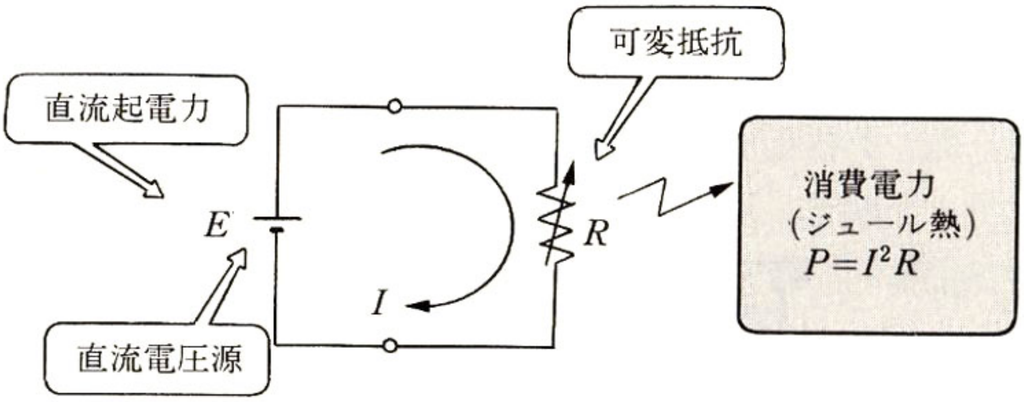


図 4.1　電圧源回路

例えば、$\mathrm{E} = 1.5\ \mathrm{V}, R = 1\ \Omega$ のとき

$$\mathrm{P} = \frac{1.5^2\ V^2}{1\ \Omega} = 2.25\ \mathrm{W} \tag{4.2}$$

のようになる。

電源電圧を一定にして、抵抗 **R** の値をいろいろ変えたときの消費電力 **P** の様子を両対数グラフで表すと、図 **4.2** のようになる。

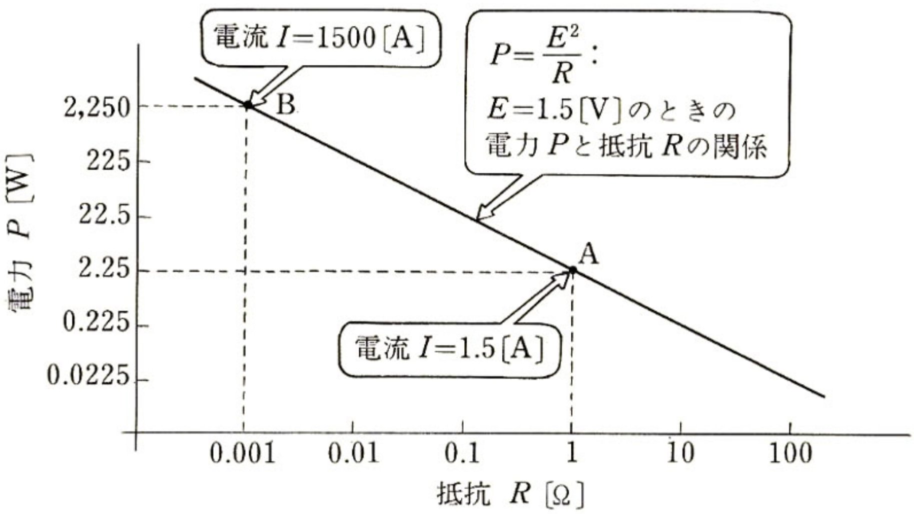


図 4.2　抵抗の消費電力

式 **(4.2)** で計算したように、抵抗が 1Ω のときの消費電力は **2.25 W**（図中の **A** 点）であるが、抵抗値を小さくして **0.001** Ω にすると、その消費電力 は **2,250 W**、すなわち **2.25 kW**（**B** 点）に増大する。ちなみに、このときの電流は次式のように大変大きな値になる。

$$I = \frac{E}{R} = \frac{1.5\ V}{0.001\ \Omega} = 1,500\ A \tag{4.3}$$

図 **4.1** の回路についてもう一度詳しくみてみよう。この回路図に描かれている起電力が **1.5 V** の直流電源は身近にある乾電池と考えてよいだろうか。あの小さな乾電池から抵抗が **0.001** Ω のヒーターに約 **2 kW** の電力を供給し続けることができるだろうか。この答えは“ **NO** ！”である。図 **4.1** の回路図に使われている直流電源の記号は正確には乾電池そのものではなく、この記号で表されている電源は電圧源と呼ばれる実際には存在しない架空の電源を表している。

図 **4.2** でみたように、抵抗値を限りなく小さくしていくと消費電力は限りなく大きくなる。この電源は電気的エネルギーを無限に供給することができる能力をもっているのである。言い換えると、この電源はどのような大きな電流が流れてもその端子電圧は明示された電圧値を保ち続けることができる「理論的に定義された無限大のエネルギーを保有する電源」である。このような電圧源を定義しておくと理論上は整然として説明が容易になるために回路理論で用いられる。

早速、この電圧源の考え方を用いて実際の乾電池の性質について調べてみよう。図 **4.3(a)** に示すように乾電池に可変抵抗を接続し、その抵抗値を変えて回路電流を少しずつ大きくしてみる。このときの電池の端子電圧 **V** と電流 **I** の関係をグラフに描いたものが図 **4.3(b)** である。このグラフから得られる結果は直感的に予想されるものと一致するのである。すなわち、乾電池に豆ランプを **1** 個接続したときの明るさと、数個の豆ランプを並列に同時に接続したときの **1** 個当たりの明るさを比べると、当然 **1** 個だけ接続したときのほうが明るいのである。ランプを並列に接続していくと電池から流れる電流は増大していくので、電池の端子電圧が低下してしまうのである。

このような電池の性質を正確に、かつ定量的に取り扱うために、図 **4.3(b)** のグラフを詳しく解析する必要がある。まず、電池の端子に負荷抵抗が接続されていないとき、すなわち **I=0** のときの端子電圧は V_0 である。この V_0 は電池の開放電圧 と呼ばれる。

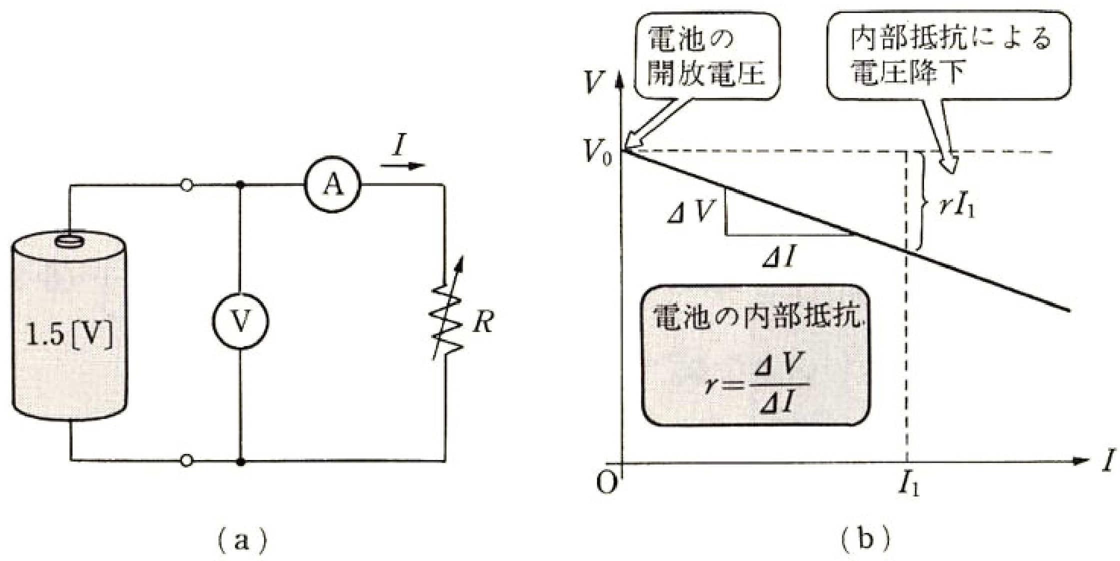


図 4.3　乾電池の性質

次に、この回路に電流が流れたとき電池の端子電圧が減少する割合は、図 **4.3(b)** のグラフの勾配から求められる。電流の増加量 Δ **I** に対する端子電圧の減少量 Δ **V** の比を **r** で表すと次のようになる。

$$r = \frac{\Delta V}{\Delta I} \tag{4.4}$$

この **r** は電池の内部抵抗 と呼ばれる。

電池の開放電圧と内部抵抗を用いて乾電池の等価回路を描くと図 **4.4** のようになる。すなわち、電池の起電力 **E** は開放電圧 V_0 に等しく、内部抵抗 **r** がこれに直列に接続されている形になっている。この乾電池の等価回路 を用いてその性質を調べると次のようになる。

電池の端子を通じて負荷に電流 **I** が流れると、電池の端子電圧 **V** は起電力 **E** から内部抵抗 **r** によって生じる電圧降下 rI の分を差し引いた値になる（式 (**4.5**))。

$$V = E - rI \tag{4.5}$$

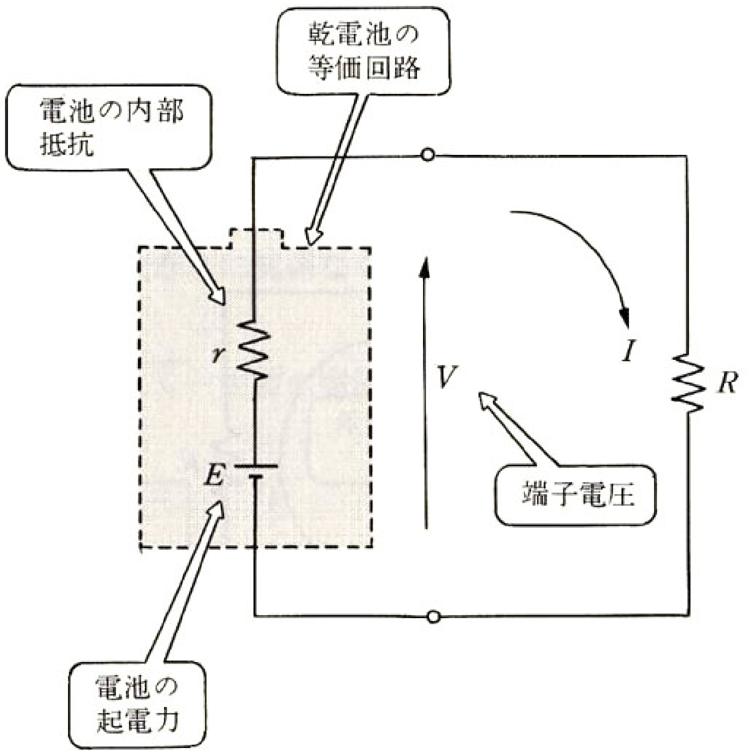


図 4.4 乾電池の起電力と内部抵抗

上式において、電池の開放状態は $I=0$ のときであるから、開放電圧 V_0 は電池の開放電圧に等しいことがわかる。

$$V_0 = E \tag{4.6}$$

図 **4.3(b)** のグラフはこれらの式 **(4.5)**、式 **(4.6)** の関係式から得られる。

一方、家庭用の商用交流 **100 V** の電源についてみると、送電線やトランスの巻線などの電気抵抗があるために、交流起電力にこれらの抵抗の総和が直列に接続された内部抵抗として働く。したがって、コンセントから得られる交流電源の等価回路は、乾電池のときと同じように図 **4.5** のように示すことができる。すなわち、交流起電力を実効値 E で表す交流電圧源とこれに直列の内部抵抗 r からなる交流電源の等価回路 である。

図 **4.5** の回路の端子 **A**、**B** が **AC** コンセントの端子に対応する。交流電流 I （実効値）が流れたときのコンセントの端子電圧 V （実効値）は、乾電池のときと同様に次式 **(4.7)** のようになる。

$$V = E - rI \tag{4.7}$$

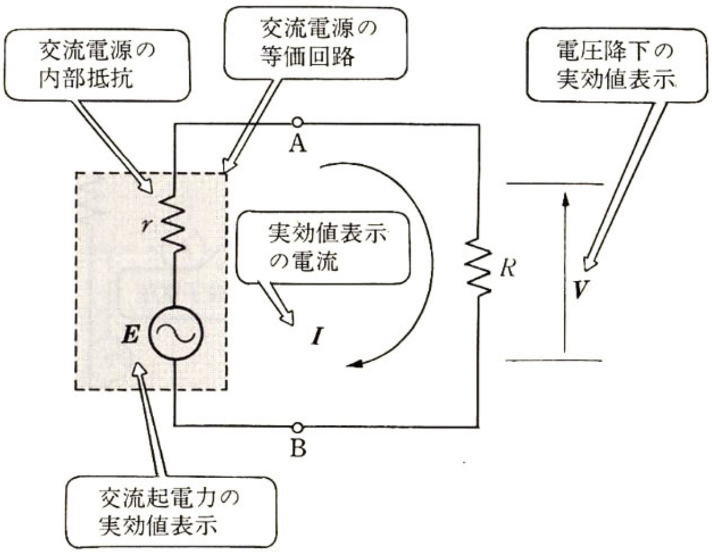


図 4.5 交流電源の等価回路

以上みてきたように、負荷に流れる電流に影響を受けないで、端子電圧が一定値を保つことができるためには、電源の内部抵抗がゼロであることが必要である。

内部抵抗がゼロの理想電源を仮定すると、電子回路の解析を行うときに、負荷電流の大きさに関係しない形で解析が可能になる利点がある。

4.2 電流源

前節において理想的な電圧源は実在しない電源であると説明したが、日常生活の中ではこれにきわめて近い乾電池のような直流電源や交流電源のコンセントなどが存在するために、負荷電流が数〜数 **100mA** の範囲では一定電圧の電圧源として扱うことができる。一方、これから説明する電流源については、残念ながら身近な例が見当たらないのである。

しかしながら電流源という考え方は、トランジスタなどの巧妙な増幅作用を正確に説明するためには不可欠なものである。以下においてこの電流源の特性について説明する。

図 **4.6** に電流源を表す２種類の記号を示す。これらの記号はどちらも同等に用いられるが、実際に使用する場合はどちらか一方に統一して用いられる。また、この記号は直流、交流の両方に区別なく使われる。電流は矢印の方向に流れ、その電流の大きさが同時に明示される。

この電流源の性質は、その端子に接続されている負荷の大きさに関係なく明示されている電流値を供給する働きがある。

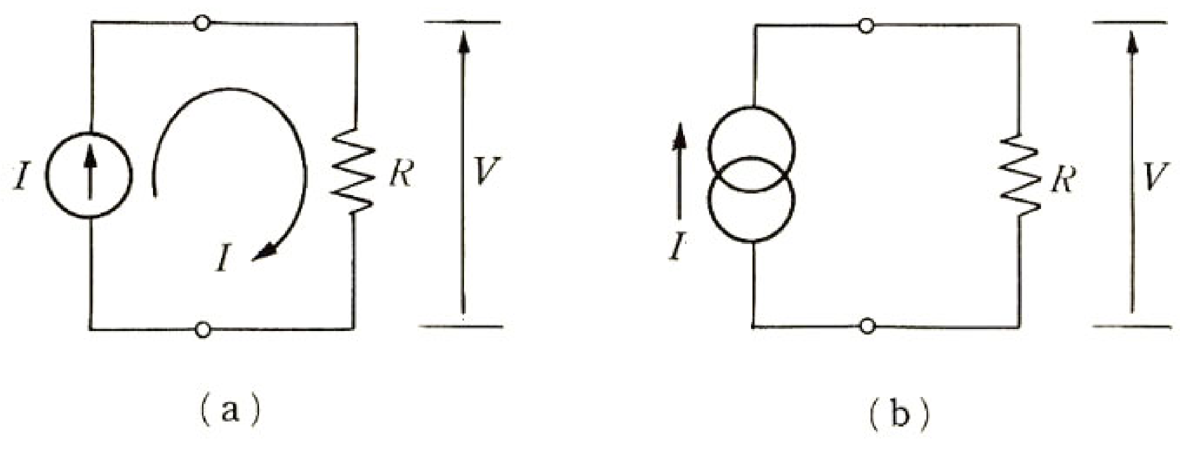


図 4.6 電流源回路

負荷の大きさに関係なく一定値の電流を供給するような電流源は実際には存在しないが、近似的に電流源といえるようなものはある。図 **4.7** にその近似電流源 の回路例を示す。

この回路の負荷抵抗を R とすれば回路電流 I は次式で与えられる。

$$I = \frac{E}{R + R_{\mathrm{S}}} \tag{4.8}$$

ここで、$R_S \gg R$ のように電源の内部抵抗 R_{S} が負荷抵抗 R に比べて十分に大きい場合には、上式は次のように近似することができる。

$$I \simeq \frac{E}{R_S} \tag{4.9}$$

すなわち、$R_{\mathrm{S}} \gg R$ という条件が成り立つ範囲では、回路電流 I は負荷抵抗 R の大きさに関係なく、式 **(4.9)** により定まる一定値の電流が流れることになる。

例えば、$E = 1,000\ V, R_S = 1,000\ \Omega$ のとき、$R_S \gg R$ という条件が成り立つ範囲で回路電流 **I** は式 **(4.9)** より次式のようになる。

$$I \simeq 1\ [A] \tag{4.10}$$

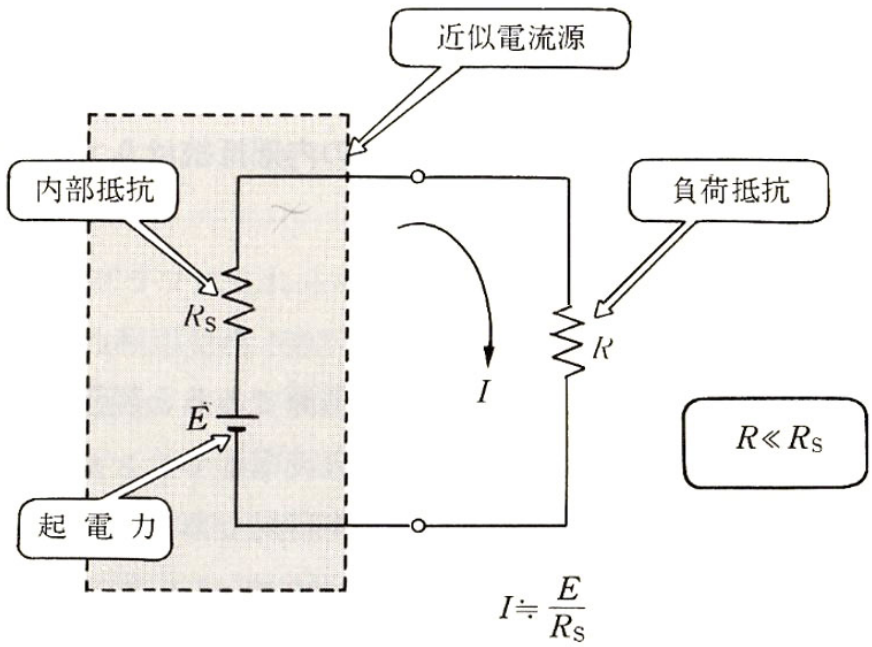


図 4.7　近似電流源

ここで、負荷抵抗 R を 1 Ω と 10 Ω にしたときの正確な電流値を計算してみると、それぞれ 0.999... A と 0.9909... A になる。一般に使用される測定器の精度は ±5 % 程度のものが多いので、これらの計算された値は約 1.0 A と読み取られる。したがって、現実的には式 **(4.10)** の近似関係が成り立ち、この回路は負荷抵抗が数 10 Ω 以下ならば近似的な電流源として働くということができる。

以上の説明からわかるように、起電力 **E** 、内部抵抗 R_S の直列回路は、負荷抵抗 **R** に対して $R_S \gg R$ の範囲では近似的に $I = (E/R_S)$ の電流値をもつ電流源として扱うことができる。 負荷抵抗の大きさに関係なく電流源として動作する理想的な電流源の内部抵抗は無限大である。

電流源という考え方は、身近には類似した例がないので直感的に受け入れがたいところがあるが、定義に従って割り切って使用していると自然に慣れてくるものである。

4.3　制御電源

これまでに説明してきた２種類の電源、電圧源、電流源は一定の電圧値、電流値をもつものであったが、図 **4.8** に示すように電源の値、すなわち電圧 · 電流の値がその電源に関係しない端子 **AA'** の電圧または電流によって決められるような電源を制御電源と呼ぶ。制御電源には、制御電圧源 と制御電流源 の２種類がある。同図に示す２つの形の制御電源は **AA'** 端子に加えられる電気的量は電圧であり、ともに電圧制御形の電源である。また、電流制御形の電源もあるが、ここでは図を省略する。

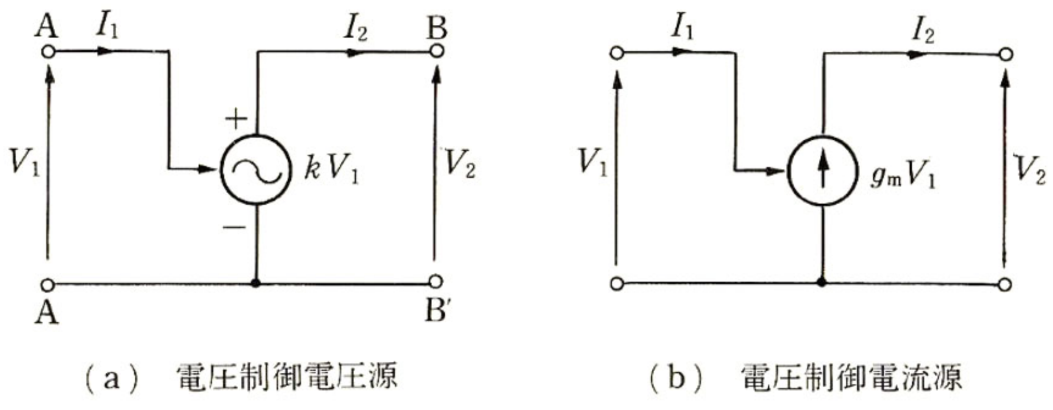


図 4.8　制御電源

図 **4.8** のような形の電圧制御形の電源では、**AA'** 端子には電流は流れない。すなわち $I_1 = 0$ である。一般にこのような形の回路において、V_1, I_1 は入力電圧、入力電流、V_2, I_2 は出力電圧、出力電流と呼ばれる。図に示されている制御電圧源、制御電流源の入力・出力関係は次のようになる。

$$V_2 = k \cdot V_1 \tag{4.11}$$

$$I_2 = g_m \cdot V_1 \tag{4.12}$$

ここで、係数 k の単位は [倍率] 、g_m の単位はコンダクタンスと同じ単位のジーメンス〔**S**〕である。

増幅素子の１つであるトランジスタの働きは、このような制御電源を用いて後述の章において詳しく説明する。

4.4 テブナンの定理

図 **4.9(a)** の回路中において、点線で囲まれている部分は１個の直流電圧源と２つの抵抗からなっている。いま、端子 **AB** 間に負荷抵抗 R_1 を接続したときにこの抵抗に流れる電流 I_L を求めてみよう。キルヒホッフの法則によってこの解を得ることができるが、ここでは次のテブナンの定理を用いて解くことにする。

******************＜ テブナンの定理 ＞******************

多数の電源、多数の抵抗からなる回路のある任意の２端子から見たその回路の電気的性質は、等価的に **1** 個の電圧源 E' と **1** 個の内部抵抗 R_S との直列回路で表すことができる。

. . ***

＜＜ E', R_S を求める手続き ＞＞

１） **AB** 端子間の開放電圧を **E'** とする。

２） 回路中の起電力を 0 にしたときの **AB** 間からみた合成抵抗を R_S とする。

以上の手続きで得られた E', R_S を用いると、図 **4.9(b)** の等価回路が得られる。

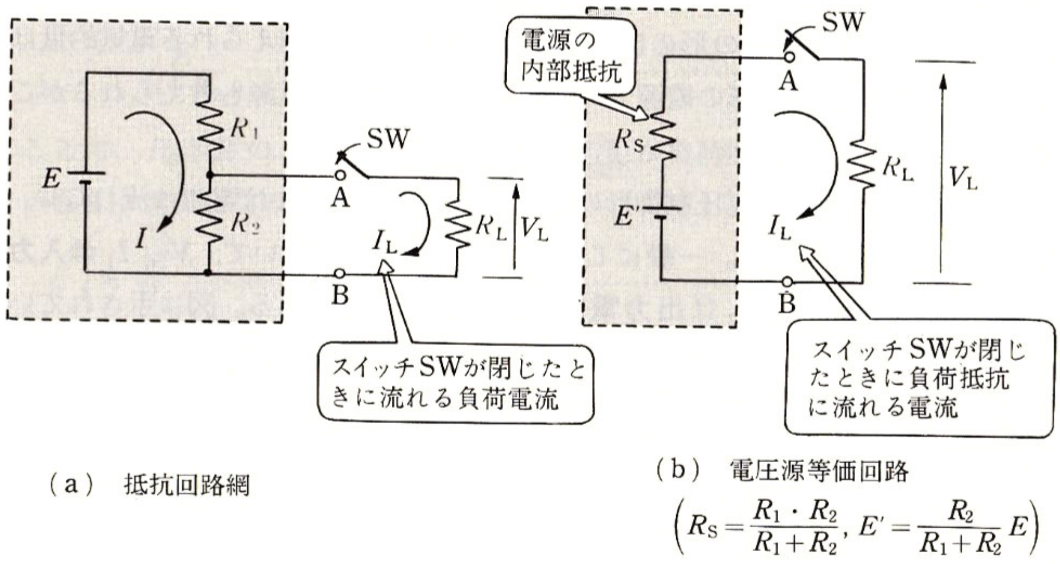


図 4.9 テブナンの定理による電圧源等価回路

上記の手続きで得られた E', R_S を用いると、図 **4.9(b)** の電圧源等価回路 が得られる。この等価回路の **AB** 端子から点線内をみた電気的性質は、同図 **(a)** の点線内の電気的性質と等しい。すなわち等価である。

したがって、図 **4.9(b)** から求められる次の負荷電流 I_L は、同図 **(a)** におけるキルヒホッフの法則を用いて求めた値に等しい。

$$I_L = \frac{E'}{R_S + R_L} \tag{4.13}$$

ただし、

$$E' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot E \tag{4.14}$$

$$R_S = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.15}$$

この定理は **R, L, C** 素子を含む交流回路にも同様に適用できるが、ここでは説明を省略する。

4.5　ノートンの定理

電圧源を用いたテブナンの定理に対して、次のように電流源を用いたノートンの定理がある。

******************＜　ノートンの定理　＞*******************

多数の電源、多数の抵抗からなる回路のある任意の２端子から見たその回路の電気的性質は、等価的に **1** 個の電流源 I_0 と **1** 個の内部抵抗 R_0 との並列回路で表すことができる。

****

＜＜　I_0, R_0 を求める手続き　＞＞

１）　**AB** 端子間を短絡（ショート）したときの短絡電流を I_0 とする。

２）　回路中の起電力を 0 にしたときの **AB** 間からみた合成抵抗を R_0 とする。

—

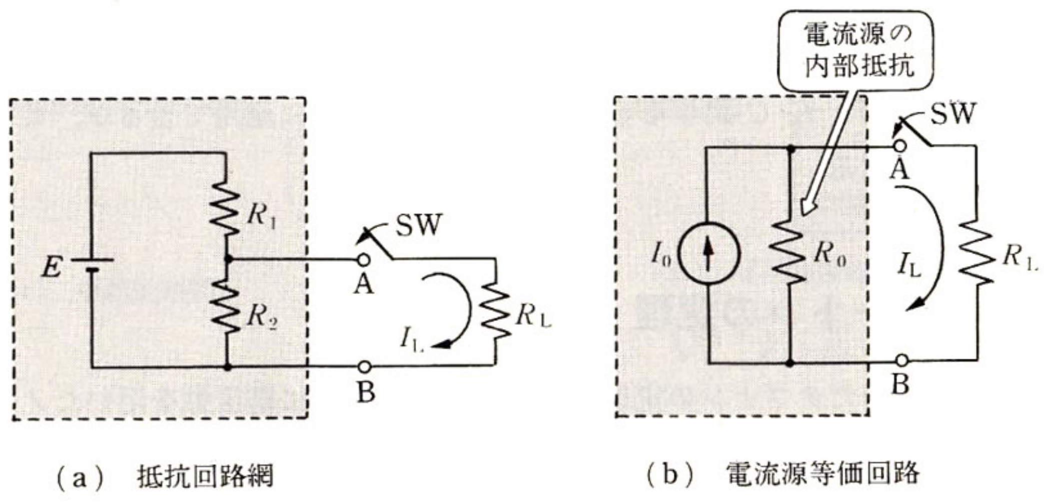


図 4.10　ノートンの定理による電流源等価回路

図 **4.10** の回路を例として、ノートンの定理による電流源等価回路 を導いてみる。まず、上述の手続きにより図 **(a)** の回路の **AB** 端子における I_0 と R_0 を求める（式 **(4.16)**、式 **(4.17)**）。

$$I_0 = \frac{E}{R_1} \tag{4.16}$$

$$R_0 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.17}$$

この結果を用いて、図 **4.10(b)** の回路において **AB** 端子に負荷抵抗 R_L を接続したときに流れる電流 I_L は次の式で与えられる。

$$I_\mathrm{L} = \frac{R_0}{R_\mathrm{L} + R_0} \cdot I_0 \tag{4.18}$$

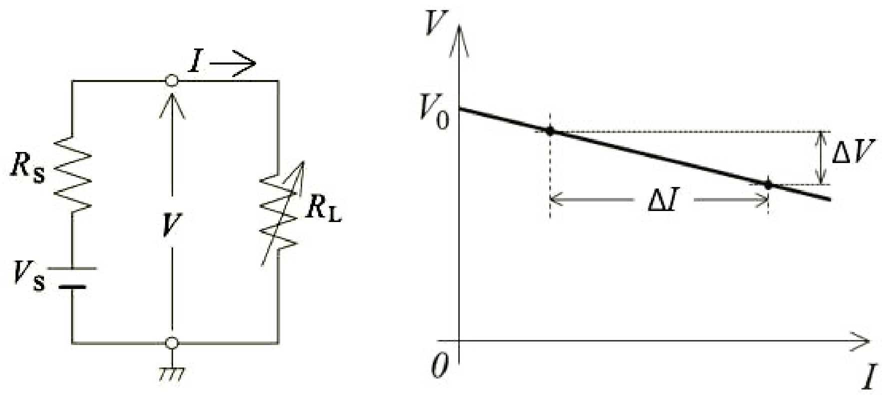
この式 **(4.18)** の値は、さきにテブナンの定理から求められた結果、式 **(4.13)** とは数式的なまとめ方が異なるだけで内容は同じである。

いずれの方法を用いても同じ解が得られるので、回路を解析するときの目的によって電圧源等価回路と電流源等価回路の使い分けができる。すなわち回路の解析目的に応じて相互の変換が可能である。

4.6 「第４章 電圧源と電流源」の課題と解答例

＜課題 ４－１＞

図 **4.11(a)** に示すような直流電圧源がある。同図 **(b)** に示す負荷特性から、直流電圧源の内部起電力 V_S と内部抵抗 R_S を求めなさい。



(a) 電圧源回路　　(b) 負荷特性

図 4.11　電圧源回路と負荷特性

＜解答例 ４－１＞

この問題は「テブナンの定理」に従って以下のような手順で解くことができる。

図 4.11**(b)** から、この回路の開放電圧 V_0、すなわち $I = 0$ のときの端子電圧 V は、

$$V = V_0 \tag{4.19}$$

であるので、この回路の内部起電力 V_S は次式で求められる。

$$V_\mathrm{S} = V_0 \tag{4.20}$$

また、負荷抵抗 R_L を変えて得られる回路電流 I と端子電圧 V の関係、図 4.11**(b)** の勾配から、この電圧源回路の内部抵抗 R_S は次式で与えられる。

$$R_\mathrm{S} = \frac{\Delta V}{\Delta I} \tag{4.21}$$

＜課題 ４－２＞

図 **4.12** に示すような電流源回路がある。回路スイッチ $SW = off$ のとき回路の出力電圧 $V_{\mathrm{O}} = V_{\mathrm{off}}$ 、また回路スイッチ $SW = on$ のとき回路の出力電圧 $V_{\mathrm{O}} = V_{\mathrm{on}}$ である。

電流源回路の電流源の値 I_0 と内部抵抗の値 R_0 を求めなさい。

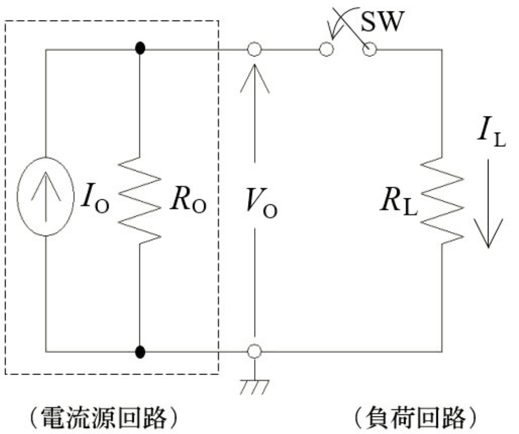


図 4.12　電流源回路

＜解答例 ４－２＞

スイッチ SW を閉じて、負荷抵抗 R_{L} をゼロとしたときの電流 I_{L} は、

$$I_{\mathrm{L}} \simeq I_{\mathrm{O}} \tag{4.22}$$

また、SW 開放時の電圧 V_{O} を V_{off} とおくと、

$$V_{\mathrm{off}} = R_{\mathrm{O}} \cdot I_{\mathrm{O}} \tag{4.23}$$

となるので、内部抵抗 R_{O} は次式で表わされる。

$$R_{\mathrm{O}} = \frac{V_{\mathrm{off}}}{I_{\mathrm{O}}} \tag{4.24}$$

一方、回路のスイッチ SW が閉じられたときの端子電圧 V_{on} は、電流源に接続される負荷は抵抗 R_0 と抵抗 R_{L} の並列抵抗値となり、次のような形になる。

$$V_{\mathrm{on}} = \frac{R_0 \cdot R_{\mathrm{L}}}{R_0 + R_{\mathrm{L}}} \cdot I_0 \tag{4.25}$$

なお、$R_0 \gg R_{\mathrm{L}}$ の関係が成り立つときは、つぎのように近似することができる。

$$V_{\mathrm{on}} \simeq R_{\mathrm{L}} \cdot I_0 \tag{4.26}$$

5 ダイオードとトランジスタの小信号等価回路

第 **3** 章では、ダイオード回路（参照：図 **3.4**）とトランジスタ回路（参照：図 **3.6**、図 **3.7**）における非線形素子を含む回路の図式解法の基本的手法について学んだ。

ダイオードとトランジスタは、本来非線形特性をもつ素子であるが、着目する信号電圧、あるいは信号電流の変化する値が非常に狭い範囲である場合は、その特性を近似的に直線で置き換えることができる。このような方法は、「非線形特性の線形近似」 といわれる。

ここでは、非線形素子の小信号等価回路 の概念を理解するために、簡単なダイオード回路とトランジスタ回路の線形近似化した回路における小信号動作の考え方について説明する。

5.1 ダイオード回路の小信号等価回路

ここでは図 **5.1** において、この回路の起電力の変化分（v_{S}）とダイオードの端子電圧（v_{D}）の成分のみに着目してみることにする。ダイオードの電流 I と電圧 V の関係は第 **3** 章において示した式 **(3.2)** で表される。ダイオードに流れる電流とその端子の電圧の関係は指数関数で表されるために比例関係にはないが、図 **5.2** に見られるように動作領域が動作点 Q_0 を挟んで十分に狭い範囲では、動作点 Q_0 における接線とダイオードの $V-I$ 特性曲線とはほぼ一致する範囲、すなわち近似的に線形とみなすことができる領域がある。

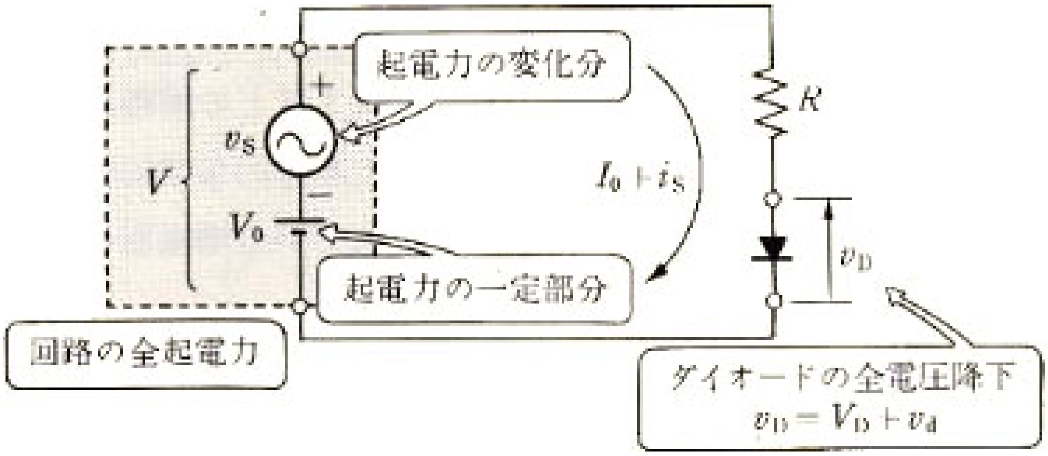


図 5.1 ダイオード回路の小信号動作

電子回路ではこのような性質、すなわち、「電流ー電圧関係」は基本的には非線形であるが、注目する範囲が非常に限られていて狭いためにその部分の接線で置き換えても、その「電流ー電圧関係」に関する誤差が許容される。このような考え方は「非線形特性の線形近似」 という。

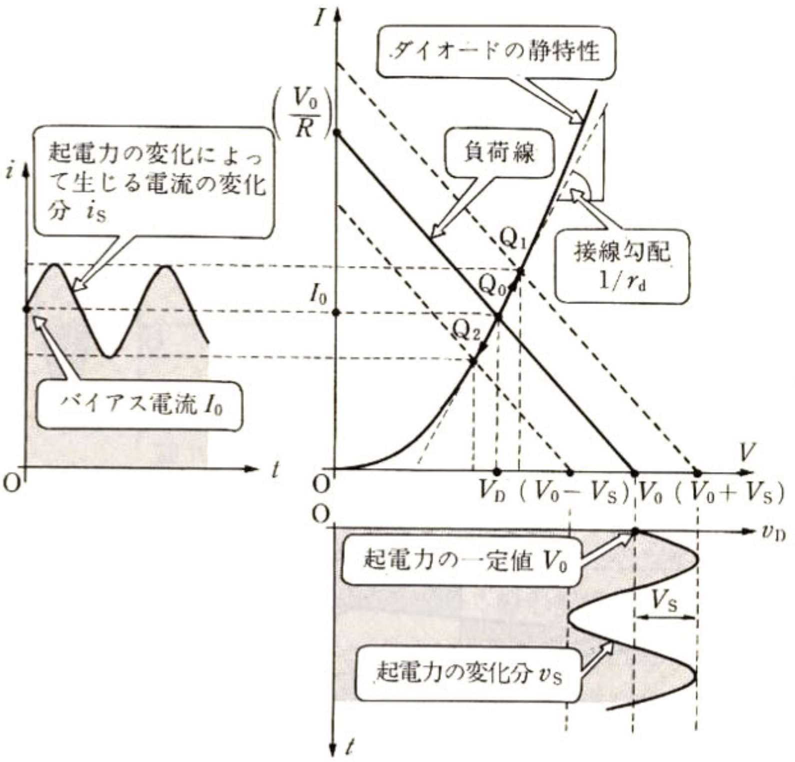


図 5.2　ダイオード回路の小信号動作の図式解法の全体像

図 **5.2** において (説明の都合により、**V-I** 特性を拡大表示)、全体の回路電流（$I_0 + i_S$）とダイオード全体の端子電圧（v_D）は指数関数関係にあるが、回路電流の変化成分（i_S）とダイオードの端子電圧の変化成分（v_S）にのみ限って着目し、「動作点 Q_0 を原点とする新しい座標系」を図 **5.3** のように抜き出してみることにする。

回路の起電力の変化によってダイオードの $V - I$ 特性曲線上の動作点が Q_0 を中心に Q_1 と Q_2 の間を往復する。この動作範囲が十分に狭い範囲であるならば、この動きは近似的に、動作点 Q_0 における接線上の動きと置き換えても許容できるものと考えられる。この接線の勾配を（$1/r_d$）とすれば、回路の変化分（信号）の間には以下のような関係式が成り立つ。

$$i_S = \left(\frac{1}{r_d}\right) \cdot v_S \tag{5.1}$$

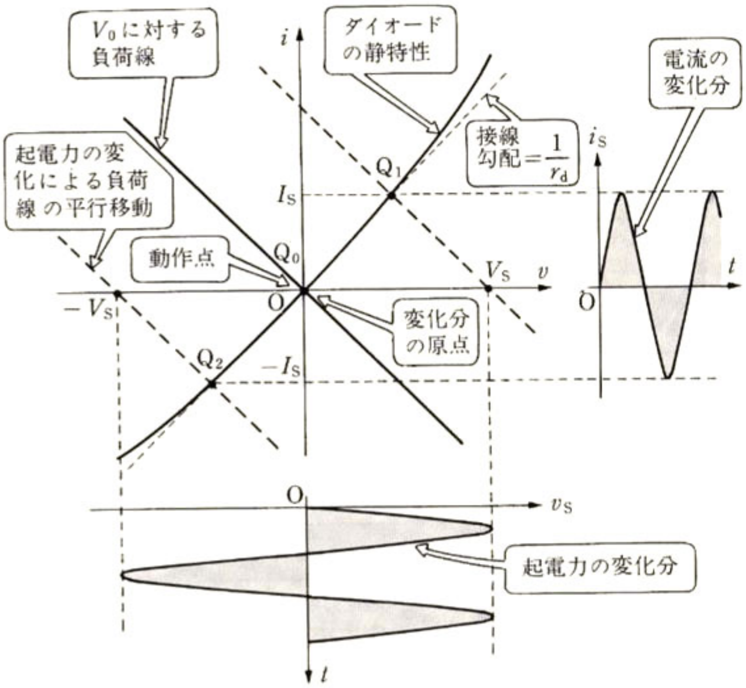


図 5.3　動作点近傍の拡大図

図 **5.1** のダイオード回路における起電力の変化成分のみの情報（信号成分）に注目した回路は図 **5.4** のように表すことができる。この回路を、ダイオード回路の小信号等価回路 という。ただしこの小信号等価回路は、「ダイオードに流れる電流 I_0 の値に依存し、かつ、小振幅信号の大きさ、すなわち振幅に制限がある」という条件が付いていることを忘れないようにしなければならない。なお、動作点 Q_0 における接線勾配の逆数である r_d を「動作点 Q_0 における微分抵抗 r_d 」 という。

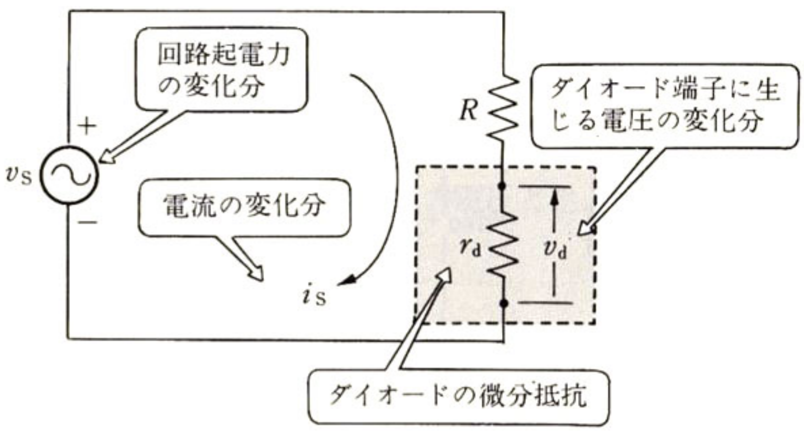


図 5.4　ダイオード回路の小信号等価回路

ダイオードの微分抵抗 r_d の値は、図 **5.1** に示される回路のバイアス電流 I_0 の値によって決まる。その結果のみを示すと次式のようになる。

$$r_\mathrm{d} \simeq \frac{0.026}{I_0[\mathrm{A}]}[\Omega] \tag{5.2}$$

この抵抗 r_d は、第 **3** 章における式 **(3.2)** の以下に示す近似式において $I_\mathrm{S} = 1 \times 10^{-17}[A]$ として、次式の微分値（dI/dV）の逆数値から求めたものである。

$$I = I_\mathrm{S} \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) \tag{5.3}$$

$$\left.\begin{array}{l} q = 1.602 \times 10^{-19}[\mathrm{C}] \\ k = 1.38 \times 10^{-23}[\mathrm{J/deg}] \\ T = 300[\mathrm{K}] \end{array}\right\} \tag{5.4}$$

式 **(5.2)** の特性を応用した例としては、ラジオなどの無線受信機の高周波回路において、**AGC(Automatic Gain Controler)** 回路 などに活用されている例がある。すなわち、この回路は信号が大きくなると増幅回路の利得を小さくし、反対に信号が微弱になると利得を大きくするような働きをする回路として使うことができる。

5.2　トランジスタの小信号等価回路

トランジスタは、ベース、エミッタ、コレクタの３つの端子からなる能動（増幅）素子である。トランジスタ回路は基準になる端子（接地端子）としてそれぞれの３つの端子を選ぶことができる。すなわち、ベース接地回路、エミッタ接地回路、コレクタ接地回路の３種類である。

トランジスタの増幅動作を表記する方法には、ディバイスパラメータによる「**T** 形等価回路」と回路網理論を基にした４端子回路パラメータによる「**4** 端子等価回路」 の **2** 種類の小信号等価回路がある。

前項のダイオード回路の小信号等価回路で学んだように、トランジスタの非線形特性も動作点近傍の小信号動作に対しては線形近似ができる。すなわち、トランジスタ回路においても「非線形特性の線形化近似」 という考え方を適用することにする。

ここでは電圧利得を大きく設定できるエミッタ接地回路（図 **3.5** 参照）を例に、トランジスタ小信号等価回路の説明を行う。

5.2.1　エミッタ接地増幅回路の小信号等価回路

単純化した原理的なエミッタ接地増幅回路 （**npn** 形トランジスタ ）を図 **5.5** に示す。この回路中には動作状態にある直流バイアス値とその変化成分である小信号値が記述されている。

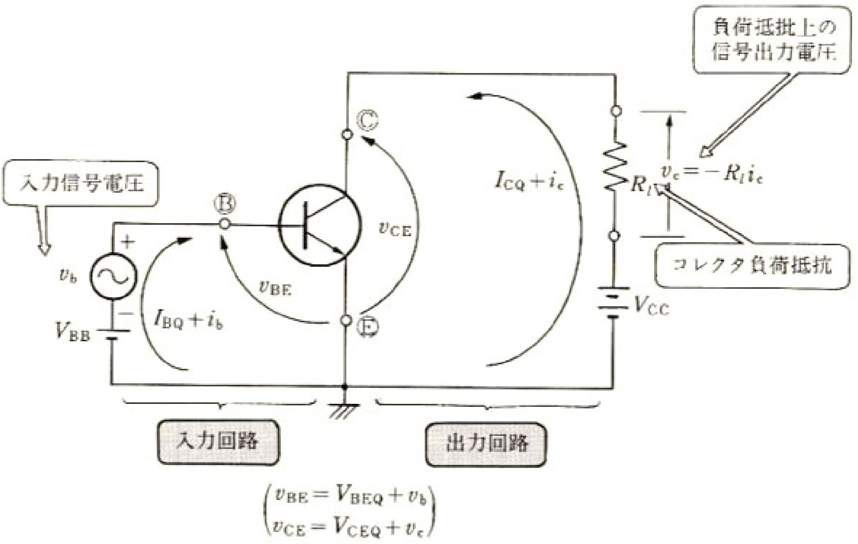


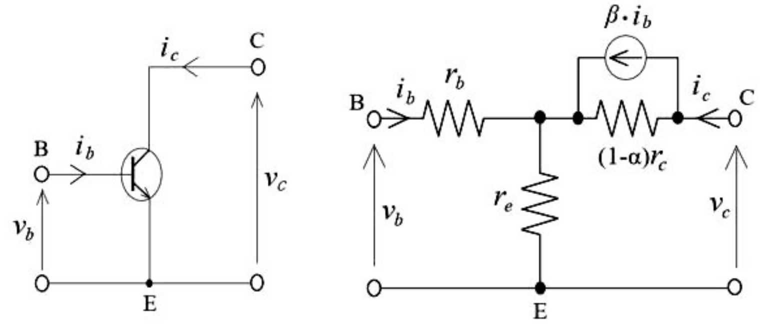
図 5.5　エミッタ接地増幅回路の動作状態

この回路のトランジスタ部分にだけに着目し、単純化した **T** 形等価回路 を用いて信号成分のみの情報を記述すると図 **5.6** のようになる。実際の回路では図 **5.5** に示されているように、この信号にバイアス電圧、電流が重畳している。

なお **T** 形等価回路は、トランジスタの「エミッタ・ベース接合」**-**「ベース・コレクタ接合」という物理的な構造に注目して考えられた等価回路である。係数 α は、$\alpha < 1$ で極めて **1** に近い値であり、ベース接地回路の電流増幅率 と呼ばれる。また係数 β は、$\beta = \alpha/(1-\alpha)$ で表され、エミッタ接地回路の電流増幅率 である。

2.1 節「バイポーラ形トランジスタ」において、式 **(2.1)** 〜式 **(2.3)** に示されるエミッタ電流 I_E、ベース電流 I_B およびコレクタ電流 I_C はそれぞれの端子に流れる直流電流である。

しかしここで扱う小信号等価回路においては、信号成分、すなわち直流成分（＝バイアス値）に重畳している小振幅の成分（＝小信号）のみを分離して扱うことにする。そして、式 **(2.1)** 〜式 **(2.4)** の関係式は、I_E、I_B および I_C をそれぞれに対応する小信号成分 i_e、i_b および i_c に置き換えても原則的には成立することとする。ただし、係数 α、β の値は、それぞれの信号のバイアス値により異なった値になる。

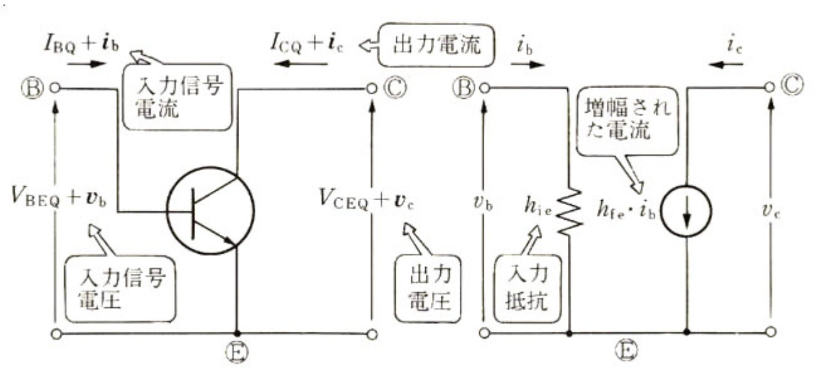


（a）エミッタ接地回路　　（b）T 形等価回路

図 5.6　エミッタ接地増幅回路の原理的 T 形等価回路

一方４端子等価回路 については、すでに電気回路学において回路網理論として十分に確立されている手法を利用する (図 **5.6** 参照)。４端子回路理論では、独立変数の選び方にはよりいく種類かの方法がある。トランジスタ増幅回路においては、入力電流 (i_b) と出力電圧 (v_c) を独立変数とし、入力電圧 (v_b) と出力電流 (i_c) を従属変数とする h パラメータ等価回路 が広く使われる。

ここでは、エミッタ接地回路のトランジスタ部分のみを抜き書きした回路を図 **5.7(a)** に示し、この回路中の信号成分のみに着目したトランジスタの h パラメータ等価回路（簡易形）を同図 **(b)** に示す。



（a）トランジスタの動作状態　　（b）簡易小信号等価回路

図 5.7　エミッタ接地増幅回路の原理的動作図と等価回路

図 **5.7(b)** の簡易小信号等価回路を用いて図 **5.5** のエミッタ接地増幅回路の等価回路を表すと図 **5.8** のようになる。実用的な等価回路では接合容量・抵抗、分布容量などがさらに加えられるが、増幅作用の基本は同じである。

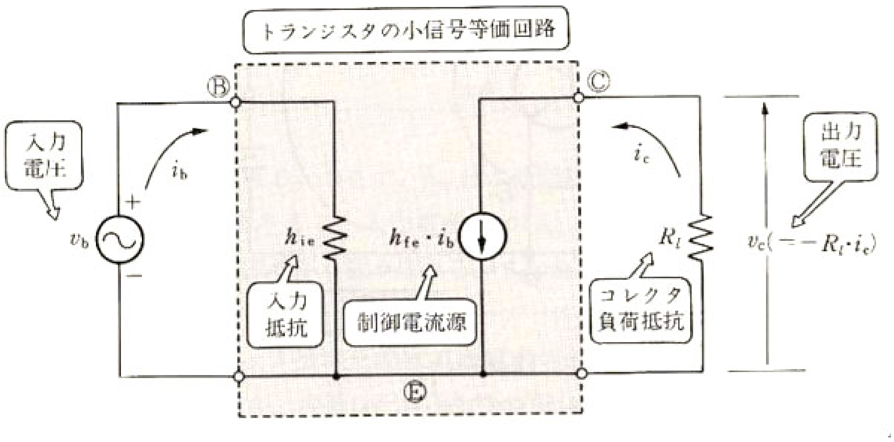


図 5.8　エミッタ接地増幅回路の原理的等価回路

図 **5.8** の回路の入力回路では、次の関係が成り立つ。

$$i_\mathrm{b} = \left(\frac{1}{h_\mathrm{ie}}\right) \cdot v_\mathrm{b} \tag{5.5}$$

また、出力回路においては以下の関係式が成り立つ。

$$i_\mathrm{c} = h_\mathrm{fe} \cdot i_\mathrm{b} \tag{5.6}$$

したがって上の **2** つの関係式から、入力信号電圧 v_b と出力信号電圧 v_c の関係を求めると次のようになる。

$$\begin{aligned} v_\mathrm{c} &= -R_l \cdot i_\mathrm{c} \\ &= -R_l h_\mathrm{fe} \cdot i_\mathrm{b} \end{aligned} \tag{5.7}$$

$$v_\mathrm{c} = -\left(\frac{h_\mathrm{fe}}{h_\mathrm{ie}}\right) \cdot R_l \cdot v_\mathrm{b} \tag{5.8}$$

式 **(5.5)** から、エミッタ接地増幅回路の原理的な電圧利得 A_v は次式のように求められる。

$$A_\mathrm{v} = \frac{v_\mathrm{c}}{v_\mathrm{b}} = -\left(\frac{h_\mathrm{fe}}{h_\mathrm{ie}}\right) \cdot R_l \tag{5.9}$$

以上の説明はトランジスタ増幅回路の原理的説明であるが、実用的な増幅回路については次章において取り扱う。

5.2.2　$V_{\mathrm{CE}} - I_{\mathrm{C}}$ 特性曲線上の動的動作点と波形の位相関係

エミッタ接地増幅回路のバイアス値と信号成分の関係をトランジスタの $V_{\mathrm{CE}} - I_{\mathrm{C}}$ 特性曲線上でみると、図 **5.9** のようになる。ここで図 **5.8** のエミッタ接地等価回路において、ベース入力電流 i_{b} とベース電圧 v_{b} の関係は式 **(5.5)** で与えられる。

このベース入力電流 i_{b} は、ベースバイアス電流 I_{BQ} を原点にして負荷直線上を $\mathrm{Q}_0 \rightarrow \mathbf{1} \rightarrow \mathbf{2} \rightarrow \mathbf{1} \rightarrow \mathrm{Q}_0 \rightarrow \mathbf{3} \rightarrow \mathbf{4} \rightarrow \mathbf{3} \rightarrow \mathrm{Q}_0$ と順次移動する。

この動作点の動きを $I_{\mathrm{C}} - V_{\mathrm{CE}}$ 特性上で観察すると、同図上に併記された i_{b}、i_{c}、v_{c} の時間軸上の波形になる。図 **5.10** にはそれぞれの波形の時間軸を合わせたものを示す。この波形グラフから、入力ベース信号電流 i_{b} と増幅されたコレクタ電流 i_{c} は同相であり、$i_c = h_{\mathrm{fe}} \cdot i_{\mathrm{b}}$ のようになる。一方、入力信号 i_{b} (v_{b} と同相) と出力電圧 v_{c} の位相関係は、180° 反転していることに注意してほしい。この関係は、数式上では式 **(5.8)** によって示される。

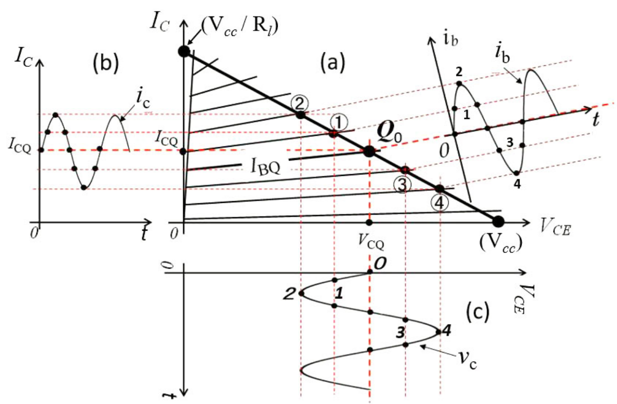


図 5.9　エミッタ接地増幅回路の動的動作点

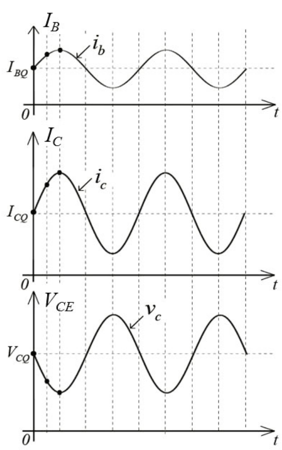


図 5.10　エミッタ接地増幅回路の各部波形

5.3　「第５章 ダイオードとトランジスタ小信号等価回路」の課題と解答例

＜課題　５－１＞

ダイオードの小信号動作における微分抵抗について説明しなさい。

＜解答例　５－１＞

ダイオードのショックレーの式 は次式で与えられる。

$$I = I_S\left\{\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1\right\} \tag{5.10}$$

exp は自然数（**e=2.718...** ）、**q, k, T** はそれぞれ電子の電荷量 **(q=1.602** $\times 10^{-19}$**[C])** 、ボルツマン定数（**k=1.38** $\times 10^{-23}$ **[J/deg]** ）、および絶対温度である。

式 **(16)** 中の定数 (q/kT) の室温における値は約 $(1/0.026)[V^{-1}]$ になる。したがって、ダイオードに加える順方向電圧が約 **26[mV]** より大きいときには次の近似式が成り立つ。

$$\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) >> 1 \tag{5.11}$$

$$I \simeq I_S \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) \tag{5.12}$$

ここで $I_S = 1 \times 10^{-17}[A]$ として、上式の微分値 (dI/dV) から、ダイオードに流れる電流 I における微分抵抗 r_d が次式のように求められる。

$$r_{\mathrm{d}} \simeq \frac{0.026}{I[\mathrm{A}]}[\Omega] \tag{5.13}$$

具体的な例を 図 **5.11** の $V - I$ ダイオード特性のグラフを用いて説明する。ダイオードに流れる電流値が異なる２つの動作点、A と B に接線を描く。ダイオードに流れる電流値により接線の勾配が異なることが明らかにわかる。作業例として、動作点 B における接線の勾配 ΔV と ΔI の比から動作点 B における微分抵抗 r_2 を求めてみる。動作点 A についても同様の手順で求められる。

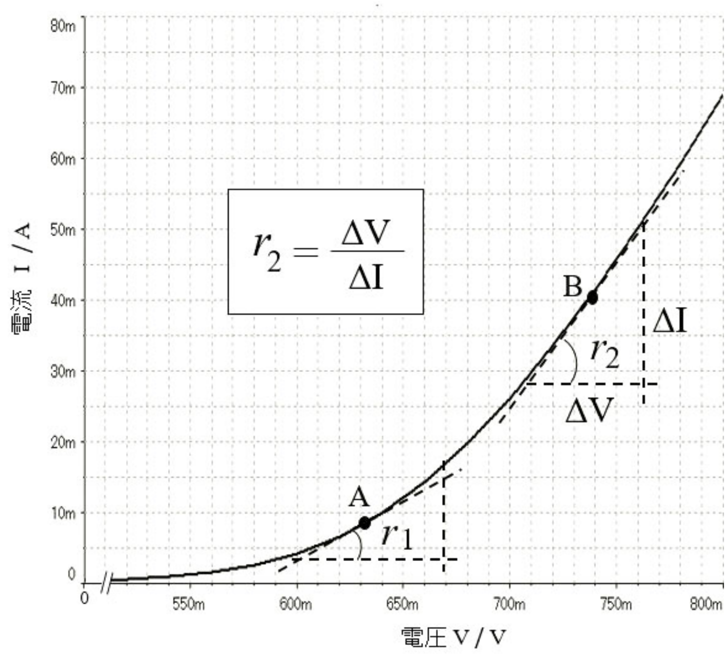


図 5.11 ダイオードの微分抵抗

ダイオードの小信号動作の様子を等価回路を用いて説明する。図 **5.12**(**a**) のようにダイオード D に直流電圧 V が印加され、この直流電圧に直列に小振幅の信号電圧 $v_{\rm d}$ が重畳されている回路がある。この回路において、小振幅、すなわち小信号電圧 $v_{\rm d}$ とこの信号によって励起される小信号電流 $i_{\rm d}$ の関係は 同図 (**b**) によって表示される。回路抵抗 $r_{\rm d}$ は、ダイオードに流れる直流電流 I によって定まる動作点上の微分抵抗値に等しい。すなわち、図 5.11 における点 A 、B などにおける接線勾配から求められる微分抵抗値 である。

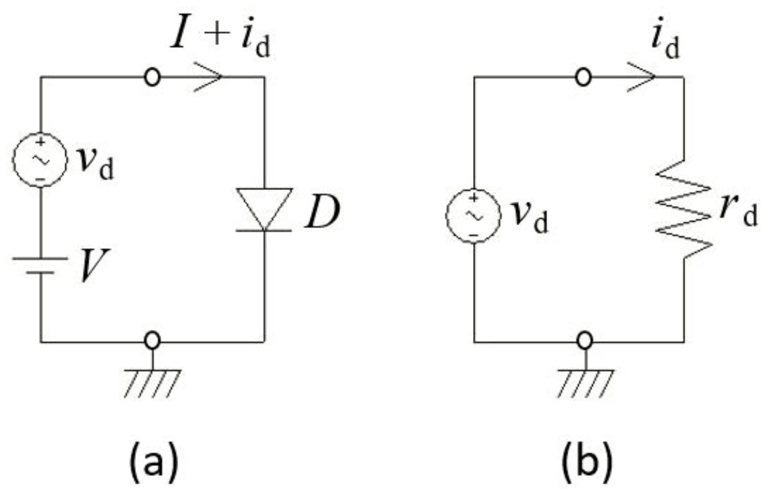


図 5.12 ダイオードの小信号等価回路

＜課題 ５－２＞

バイポーラ形トランジスタ増幅回路 の増幅特性について説明しなさい。

＜解答例 ５－２＞

バイポーラ形トランジスタ増幅回路には、ベース接地回路、エミッタ接地回路およびコレクタ接地回路の **3** 種類の回路形式がある。この中で、低周波帯の電圧増幅回路として最もよく用いられる回路形式はエミッタ接地回路である。ここではこのエミッタ接地回路を例に増幅特性について説明する。

トランジスタ増幅回路の動作特性、すなわち利得（増幅度）および周波数性、入力・出力インピーダンスなどの諸特性を表示するために小信号等価回路が用いられる。この等価回路の表示形式には、いくつかの形式があるが、ここでは h パラメータ等価回路 を使用して増幅動作の基本的な事象の説明を行う。

図 **5.13** にエミッタ接地増幅回路の最も原理的な回路を示す。入力ベース回路は、一定のベースバイアス電流 I_{BQ} を供給できるようにベースバイアス電圧 V_{BB} を設定する。このバイアス電圧に重畳して小振幅の信号 v_b によってベース信号電流 i_b が流れる。

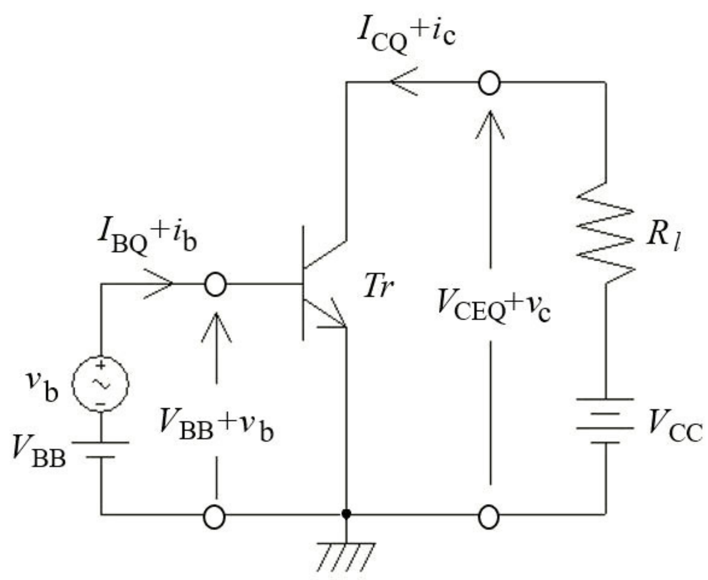


図 5.13　エミッタ接地回路図

一方出力回路側では、コレクタ供給電源 V_{CC} からコレクタ負荷抵抗 R_l を通してコレクタバイアス電流 I_{CQ} が流れる。そしてこの出力回路では、 I_{CQ} 上にベース信号電流 i_b によって励起された電流 i_c が加算されることになる。

図 5.13 では直流バイアスと信号の **2** つの成分が一緒に表示されているが、小信号等価回路を用いると 図 **5.14** のように信号成分のみに対する増幅動作を示すことができる。ここでは等価回路として、最も簡略化した h パラメータ等価回路を用いている。

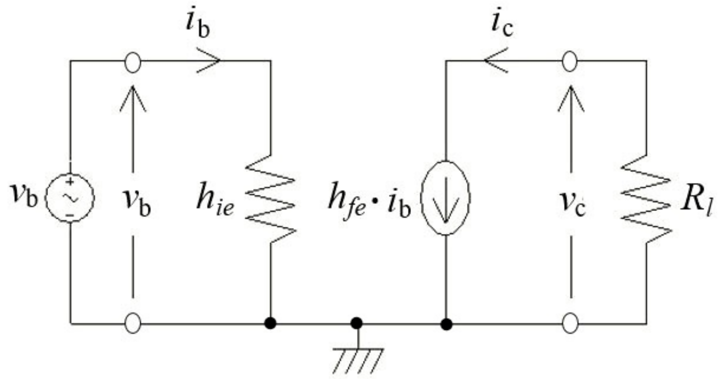


図 5.14　エミッタ接地 h パラメータ小信号等価回路

小信号等価回路を用いて増幅回路の電圧利得を計算してみよう。

入力回路における $i_{\rm b}$ の計算：

$$i_{\rm b} = \frac{v_{\rm b}}{h_{\rm ie}} \tag{5.14}$$

出力回路における $i_{\rm c}$ と $v_{\rm c}$ の計算：

$$i_{\rm c} = h_{\rm fe} \cdot i_{\rm b} \tag{5.15}$$

$$v_{\rm c} = -R_l \cdot i_{\rm c} = -h_{\rm fe} R_l \cdot i_{\rm b} = -\frac{h_{\rm fe}}{h_{\rm ie}} R_l \cdot v_{\rm b} \tag{5.16}$$

よって、この増幅回路の電圧利得 $A_{\rm ve}$ は次式のように得られる。

$$A_{\rm ve} = \frac{v_{\rm c}}{v_{\rm b}} = -\frac{h_{\rm fe}}{h_{\rm ie}} \cdot R_l \tag{5.17}$$

6　交流増幅回路

増幅回路の役割は、信号の電力を増大することが本来の目的である。したがって電力増幅回路について説明をすべきであるが、実際には、微小電圧を拡大して計測することを目的に電圧増幅回路として使用する機会が非常に多いので、ここでは電圧増幅回路について説明する。

また増幅回路には、直流成分を含まない信号を増幅する交流増幅回路 と直流成分を含む信号の増幅を目的とする直流増幅回路 とがある。ここでは最初に、直流成分と交流成分とを分離する働きをする **RC** 回路の働きについて述べ、そのあとで交流増幅回路に関する説明を行う。直流増幅回路については、章を改めて説明する。

6.1　信号波形とその成分

信号には、音声などのように変化量のみが必要な情報をもっている交流信号 と、温度や圧力などのようにある基準値（一般にはゼロ、あるいは特定の値）からの変位量が重要な直流信号 がある（参照：図 **6.1**）。

直流成分（平均値） を含む信号から交流成分（交流信号） のみを抽出には一般的には次項で説明する **RC** 回路が使用される。

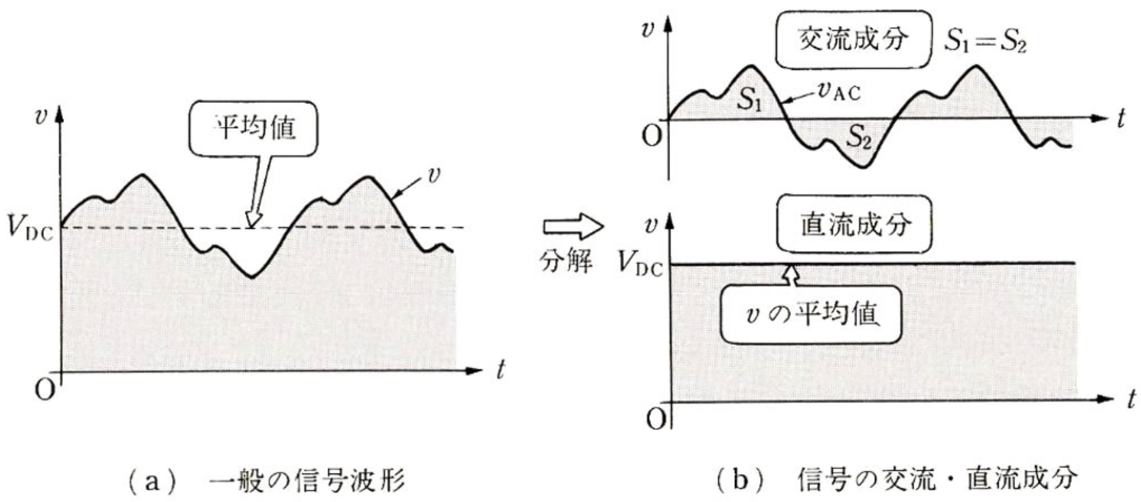


図 6.1　信号波形とその成分

対象にする信号の周波数成分（周波数スペクトル） を知ることは電子計測では重要なことである。電子回路では、信号として必要な周波数成分のみを選び出すためにフィルタ回路が使われる。ここでは、最も基本的なフィルタ回路である **RC** 回路の特性について述べる。

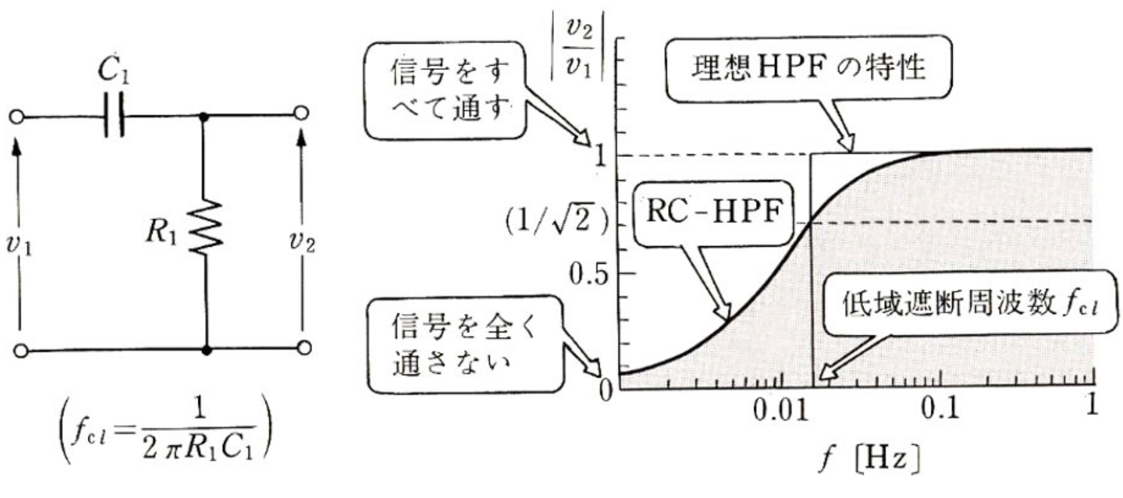
6.2　RC 回路の働き

信号としてある周波数より高い周波数成分が必要なときは高域通過フィルタ（**High Pass Filter: HPF**） を用い、また、ある周波数より低い周波数が必要なときは低域通過フィルタ（**Low Pass Filter: LPF**） を用いる。これらを組み合わせた帯域通過フィルタ （**Band Pass Filter: BPF**） もある。

ここでは、最も基本的な **RC** 高域通過フィルタ と **RC** 低域通過フィルタ について説明する。

6.2.1　高域通過 RC フィルタ (HPF)

図 **6.2(a)** に、コンデンサと抵抗で構成された高域通過フィルタ回路を示す。この回路の周波数特性、すなわち、入力信号 v_1 の周波数に対する出力信号 v_2 の周波数応答の様子を示すグラフ（周波数特性）が同図 **(b)** である。



（a） RC-HPF　　（b） HPF の周波数特性

図 6.2　高域通過フィルタ (HPF)：$R_1 = 1$ MΩ, $C_1 = 10$ μF

図 **6.2(a)** における入力信号 v_1 の周波数が f であるとする。この回路の出力 v_2 と入力 v_1 との振幅（大きさ）の比である信号伝達比 k_{HPF} は次の式 **(6.1)** のように算出される（図 **6.2(b)**）。

$$
\begin{aligned}
k_{\mathrm{HPF}} &= \left|\frac{v_2}{v_1}\right| \\
&= \frac{1}{\sqrt{1+(2\pi f R_1 C_1)^{-2}}}
\end{aligned}
\tag{6.1}
$$

実際には入力信号 v_1 と出力信号 v_2 の間には位相差を生じるが、位相についてはここでは省略する。図 **6.2 (b)** は振幅特性といい、この位相特性と一対にしたものはボーデ特性 と呼ばれる。

この高域通過フィルタ回路は信号の高周波成分を通過させ、低周波成分を遮断する働きがある。この境目の周波数は低域遮断周波数 f_{cl} といわれ、次式で与えられる。この式の定数 τ_1 は回路の時定数（$\tau_1 = R_1C_1$） と呼ばれる。

$$
f_{cl} = \frac{1}{2\pi\tau_1}
\tag{6.2}
$$

6.2.2　低域通過 RC フィルタ (LPF)

図 **6.3(a)** には、前の **RC-HPF** 回路の抵抗とコンデンサの位置が入れ替わった形の **RC-LPF** 回路を示す。

低域通過 **RC** フィルタの信号伝達比 k_{LPF} は次式で与えられる。

$$
\begin{aligned}
k_{\mathrm{LPF}} &= \left|\frac{v_2}{v_1}\right| \\
&= \frac{1}{\sqrt{1+(2\pi f R_2 C_2)^{2}}}
\end{aligned}
\tag{6.3}
$$

この回路の高域遮断周波数 f_{ch} は次式で与えられる。ここで、この回路の時定数 $\tau_2 = R_2C_2$ である。

$$
f_{ch} = \frac{1}{2\pi\tau_2}
\tag{6.4}
$$

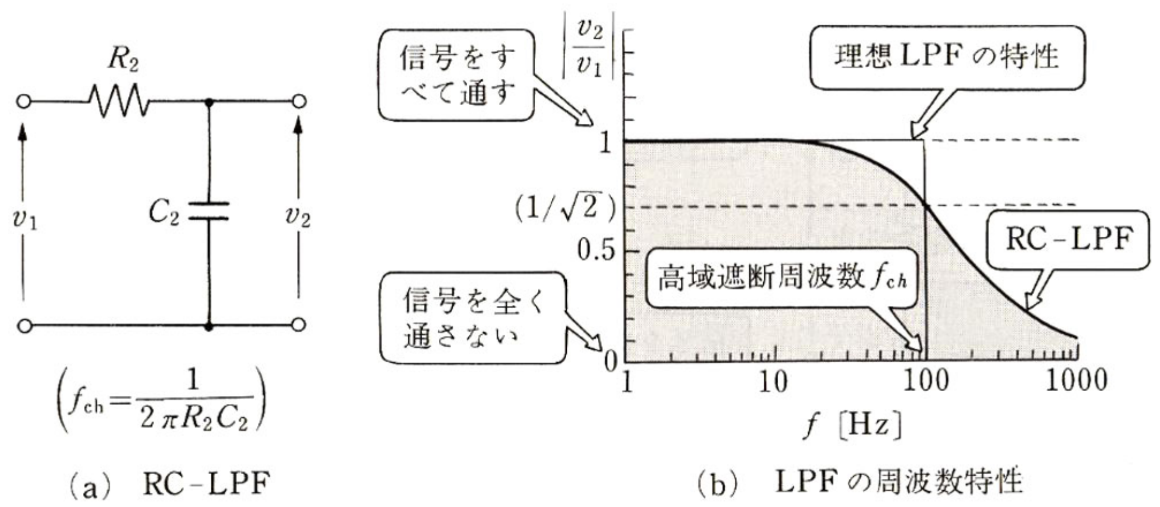


図 6.3 低域通過フィルタ (LPF)

6.3 実用形エミッタ接地交流増幅回路

トランジスタ増幅回路の原理的な動作については、すでに第 **3** 章 **3.2** 節 および第 **5** 章 **5.2** 節においてその一部分を学んできた。ここでは、より実用的な観点からエミッタ接地回路の設計手順について概略的な説明を行う。

実用的な増幅回路の設計は、バイアス値の設定を行う直流回路設計と信号の増幅条件を定める交流回路設計に分けて行われる。ただし回路の内容に関しては相互に関係するので、実際の設計においては両方の条件合わせのためのやり取りが幾度か往復することもある。なお、トランジスタ Tr_1 と電源電圧 V_{CC} はあらかじめ特定のものに決まっているものとする。以下では、「直流回路設計」と「交流回路設計」に分けて説明する。

6.3.1 エミッタ接地回路の直流回路設計

前章の図 **5.8** において原理的なエミッタ接地回路の増幅動作の様子を、$V_{\mathrm{CE}} - I_{\mathrm{C}}$ 特性曲線上の動作点の挙動を通して学んできた。この図 **5.5** に示されている回路は、原理的なトランジスタの増幅作用を説明するだけの回路図である。実用回路ではベースバイアス電圧 V_{BB} は入力信号 v_{b} から分けて設計する必要がある。

直流回路設計はこのベースバイアス電圧 の設定を目的に行われる。現実的な回路設計では、その回路が使われる外的環境、特に温度環境、トランジスタ素子の特性のバラツキなどにも配慮する必要がある。

これらの条件の下での標準的な回路は図 **6.4** に示すような回路になる。コレクタ抵抗 R_{C} は次の項の「交流回路設計」から決まる値であるので最初は仮の値を用いることにする。

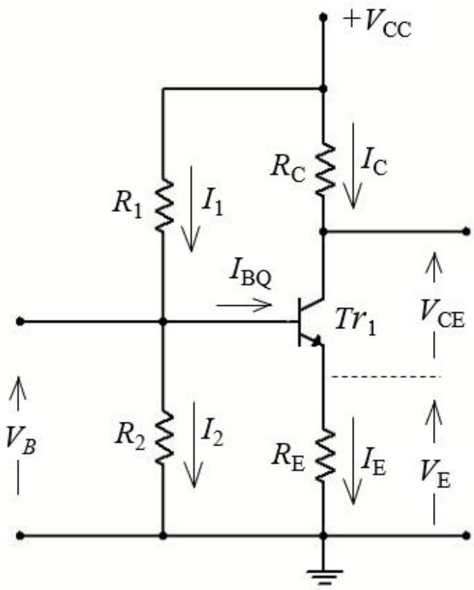


図 6.4 DC-エミッタ接地回路

直流回路の設計はおおよそ以下のような手順で行うが、交流回路側からの条件との整合性のために相互修正の繰り返し計算が幾度か行われる。

（1） トランジスタのコレクタ電流 I_{C} の値の設定： コレクタ電流の値は、特別の条件がない場合は数 mA から数 10 mA の範囲内とする。

（2） $V_{\mathrm{CE}} \simeq V_{\mathrm{E}} \simeq V_{\mathrm{CC}}/3$ を目安に R_{E}、R_{C} の設定： 電源電圧 V_{CC} が与えられているとすると、$V_{\mathrm{E}} \simeq V_{\mathrm{CC}}/3$ とコレクタ電流 I_{C} の値から抵抗 R_{E} 、R_{C} は算出される。

（3） ベースバイアス回路（R_1、R_2）の設定： コレクタ電流 I_{C} とエミッタ回路抵抗 R_{E} が決まると、エミッタ電流 I_{E} $(\simeq I_{\mathrm{C}})$ からエミッタ端子電圧 V_{E} が定まる。ベース端子電圧は、$V_{\mathrm{B}} = V_{\mathrm{BE}} + V_{\mathrm{E}}$ で与えられる。概略値として、$V_{\mathrm{BE}} \simeq 0.7$ とする。トランジスタのエミッタ接地直流増幅率 h_{FE} は使用するトランジスタによるが数 **10** 倍から数 **100** 倍の範囲内である。ここでは、$h_{\mathrm{FE}} \simeq 100$ として計算を進めることにする。

これまでの計算から V_{B} の値が得られる。ベースバイアス回路の抵抗 R_1、R_2 の算出では、回路電流 I_1 、I_2 はベースバイアス電流 I_{BQ} に比べて１桁以上大きい値とする。

以上の計算からは概略値が得られるだけであるので、実際には希望する値に調整できるように抵抗 R_2 の一部分を半固定抵抗に置き換えることで微調整するようにするとよい。

（４） エミッタ端子と接地間に接続されている抵抗 R_{E} の役割：　エミッタ抵抗 R_{E} には後述する負帰還作用の働きがあり、この働きを利用して室温変化などによる回路の直流バイアス状態への影響を軽減化することに役立てている。

6.3.2　エミッタ接地回路の交流回路設計

直流回路設計が完了すると、次はベース入力端子に交流入力信号を印加するための回路を付加する作業である。この回路は増幅回路の直流バイアス状態を乱さないようにしなければならない。最も一般的には図 **6.5** に示すようにコンデンサ（ここでは C_1）による方法が用いられる（コンデンサ結合回路)。 このコンデンサ C_1 の値については後で説明する。増幅した出力信号を負荷抵抗 R_{L} に伝えるためにコンデンサ C_2 を用いる。

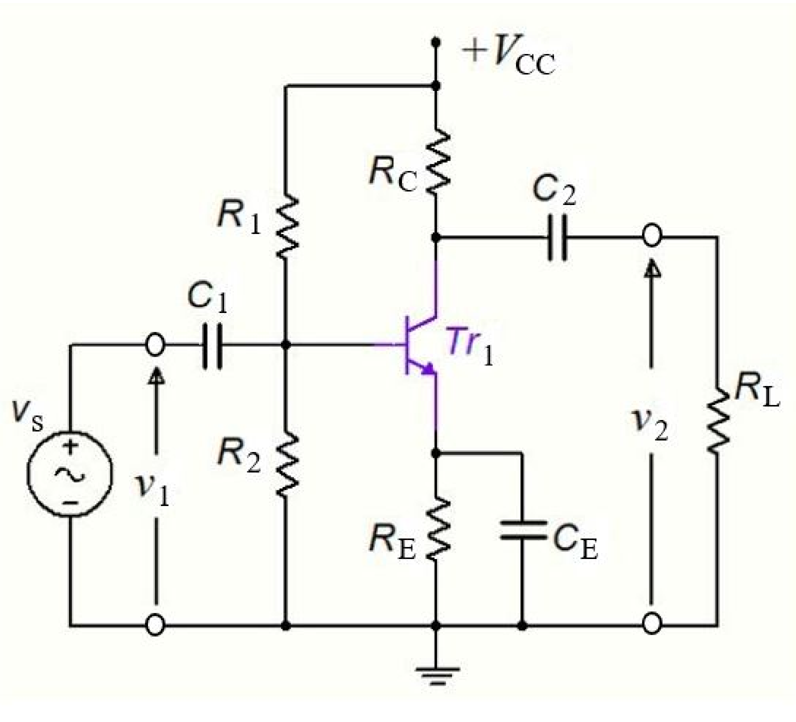


図 6.5　エミッタ接地交流増幅回路

もう一つの課題はエミッタ端子に接続されている抵抗 R_E の問題である。このエミッタ抵抗には後述する負帰還作用の働きがあり、この働きを利用してこの回路の直流バイアス状態の安定化に役立てている。交流の信号に対しては抵抗 R_E による負帰還が働かないようにする目的で十分に容量値が大きいコンデンサ（バイパスコンデンサという） C_E を並列に接続する。このコンデンサは容量値が大きいために信号に対して、抵抗 R_E は短絡状態になり、トランジスタのエミッタ端子は等価的に接地されることになる。

以上のような回路条件、すなわち、入力信号の周波数が十分に高く、コンデンサ C_1 **,** C_2 および C_E のそれぞれのリアクタンスの値が十分に小さくなって、短絡状態とみなすことができるような条件下では、入力信号 v_S によって生じる信号ベース電流 i_b の変化に応じて、図 6.6 に示されるような交流（**AC**）負荷線 が描かれる。

交流信号に対するこの回路の増幅動作については次の **6.3.3** 項「小信号等価回路」で詳しく解析する。

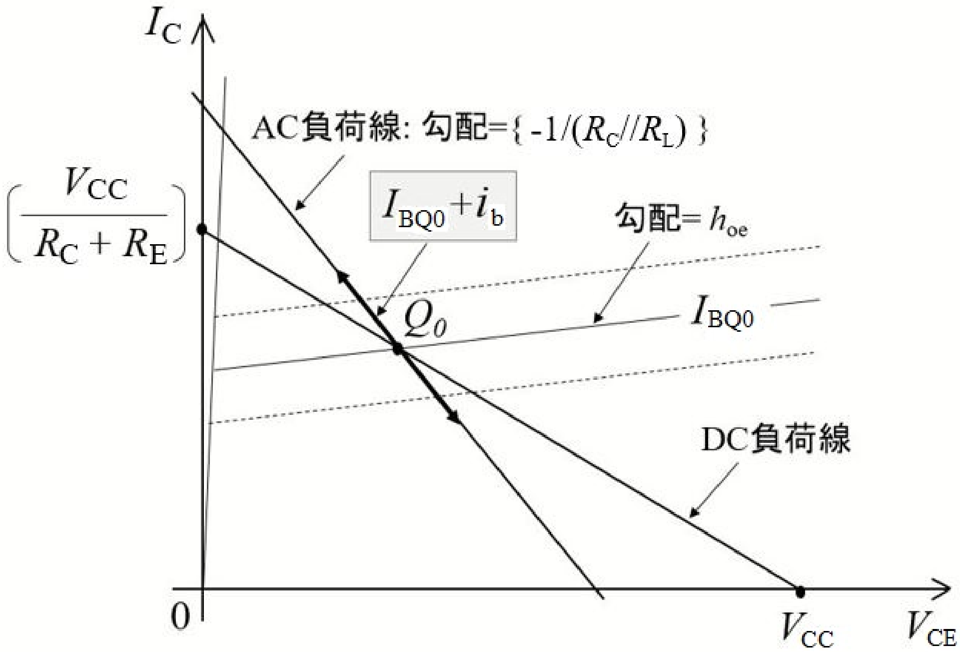


図 6.6　DC-AC VCE-IC 負荷線

6.3.3 実用形エミッタ接地増幅回路の小信号等価回路

図 **6.5** に示したエミッタ接地増幅回路の交流信号のみを扱う等価回路を図 **6.7** に示す。

トランジスタの等価回路には、先の図 **5.7(b)** に示した簡易等価回路にコレクタ抵抗 $1/h_{\mathrm{oe}}$）を追加した回路を用いた。なお、パラメータ h_{oe} は $V_{\mathrm{CE}} - I_{\mathrm{C}}$ 特性曲線の各ベース電流における勾配を示し、その逆数はその動作点におけるトランジスタのコレクタ側の出力抵抗値を示す（図 **6.6** 参照）。

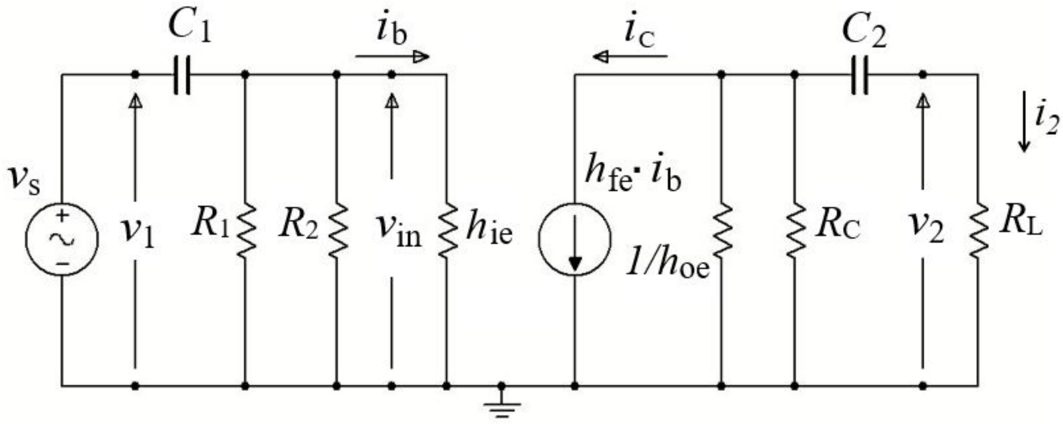


図 6.7 トランジスタ 1 段交流増幅回路の等価回路

この回路のおおよその働きを知るために、次のような仮定を置くことにする。

＜近似計算のための仮定＞

1). $h_{\mathrm{ie}} \ll R_1//R_2$

2). $R_{\mathrm{C}}//R_{\mathrm{L}} \gg 1/h_{\mathrm{oe}}$

3). C_1, C_2 のリアクタンス分はそれぞれ $h_{\mathrm{ie}}, R_{\mathrm{L}}$ の値に対して十分に小さいこと

上記の条件の下では以下の近似式が成り立つ。

$$i_{\mathrm{b}} \simeq i_1 = \left(\frac{1}{h_{\mathrm{ie}}}\right) \cdot v_1 \tag{6.5}$$

$$i_2 = \left(\frac{R_{\mathrm{C}}}{R_{\mathrm{C}} + R_{\mathrm{L}}}\right) \cdot i_{\mathrm{c}} \tag{6.6}$$

$$i_{\mathrm{c}} \simeq -h_{\mathrm{fe}} \cdot i_{\mathrm{b}} \tag{6.7}$$

$$v_2 = R_{\mathrm{L}} \cdot i_2 = -\left(\frac{R_{\mathrm{C}} \cdot R_{\mathrm{L}}}{R_{\mathrm{C}} + R_{\mathrm{L}}}\right) \cdot h_{\mathrm{fe}} \cdot i_{\mathrm{b}} \tag{6.8}$$

ここで、式 **(6.19)** による i_{b} の関係式を式 **(6.7)** と 式 **(6.6)** に順次代入すると次式、すなわち入力電圧 v_1 と出力電圧 v_2 の関係が得られる。

$$v_2 = \left(\frac{h_{\mathrm{fe}}}{h_{\mathrm{ie}}}\right)\left(\frac{R_{\mathrm{C}} \cdot R_{\mathrm{L}}}{R_{\mathrm{C}} + R_{\mathrm{L}}}\right) \cdot v_1 \tag{6.9}$$

以上の結果から、図 **6.7** のエミッタ接地増幅回路の電圧利得 A_v は以下のように求められる。

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = -\left(\frac{h_{\mathrm{fe}}}{h_{\mathrm{ie}}}\right)\left(\frac{R_{\mathrm{C}} \cdot R_{\mathrm{L}}}{R_{\mathrm{C}} + R_{\mathrm{L}}}\right) \tag{6.10}$$

＜エミッタ接地増幅回路の設計例＞

図 **6.8** にエミッタ接地増幅回路の設計例を示す。最初は、$R_1 = 50\ k\Omega, R_2 = 25\ k\Omega, R_{\mathrm{C}} = 5\ k\Omega, R_{\mathrm{E}} = 5\ k\Omega$ から計算をはじめた。信号の動作領域を広げるために $R_{\mathrm{E}} = 2\ k\Omega$ に変更した。増幅回路の低域遮断周波数 f_{cl} は数 $10\ Hz$ を目標に結合コンデンサ C_1, C_2 および C_{E} を定めた。

電子回路シミュレータによる結果は、電圧利得 $A_{\mathrm{v}} \simeq 200$ 、低域遮断周波数 $f_{\mathrm{cl}} \simeq 20[Hz]$ である。なお、この回路における動作状態におけるトランジスタのパラメータは、シミュレーションによると $h_{\mathrm{ie}} \simeq 4\ k\Omega$、$h_{\mathrm{oe}} \simeq 50\ k\Omega$、$h_{\mathrm{fe}} \simeq 120$ である。

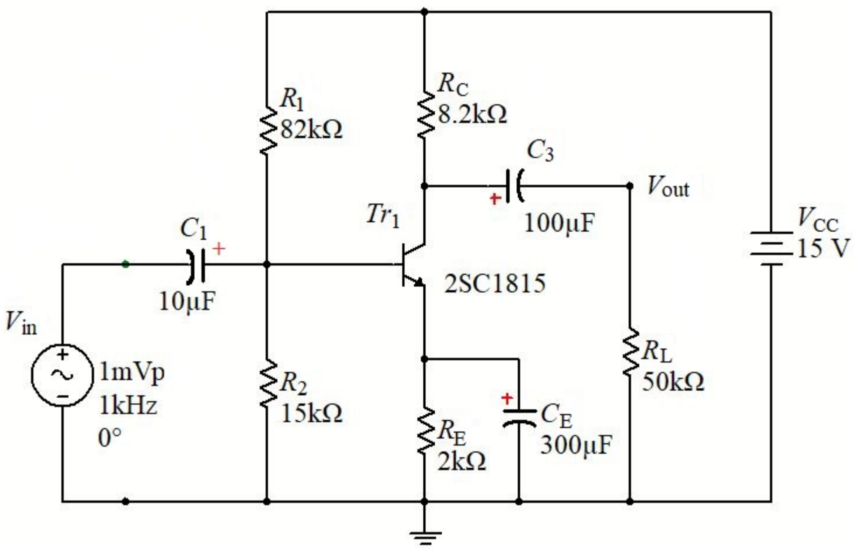


図 6.8 エミッタ接地増幅回路の設計例

6.3.4 エミッタ接地増幅回路：コイル（インダクター）負荷時のリサージュ特性

エミッタ接地増幅回路において、コレクタ負荷としてコイル（インダクター）を用いたときの回路について説明する。問題点を簡単化する目的のために、増幅回路のエミッタ端子側の抵抗は省略する。

コレクタ負荷がコイルのときの $V_{\mathrm{CE}} - I_{\mathrm{C}}$ 特性曲線上での入力信号に対する動作点の挙動状態を図 **6.10** に示す。

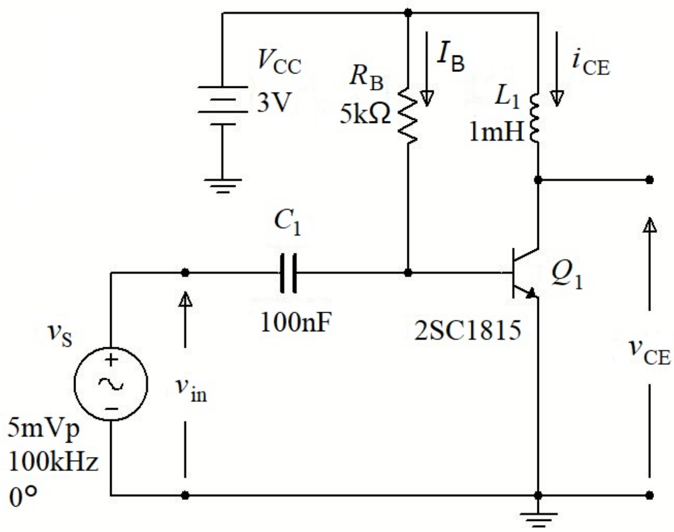


図 6.9 コイル負荷のエミッタ接地増幅回路

図 **5.9** においては、動作点の動きは負荷線上を入力の大きさに応じて移動するだけであった。しかし、コイル負荷のときは動作点は静止動作点 Q_0 を中心にこの点から離れた領域を楕円曲線を描いて時計方向（右回転）に変化している。このような挙動は、コイルにおける電流とその端子電圧の位相関係が $90°$ 異なるためである。コレクタ出力端子に結合コンデンサを介して抵抗負荷 R_{L} が接続されると，交流動作点が描く楕円曲線の水平軸は Q_0 点を支点中心に勾配 $-(1/R_{\mathrm{L}})$ に傾いた楕円曲線となる。

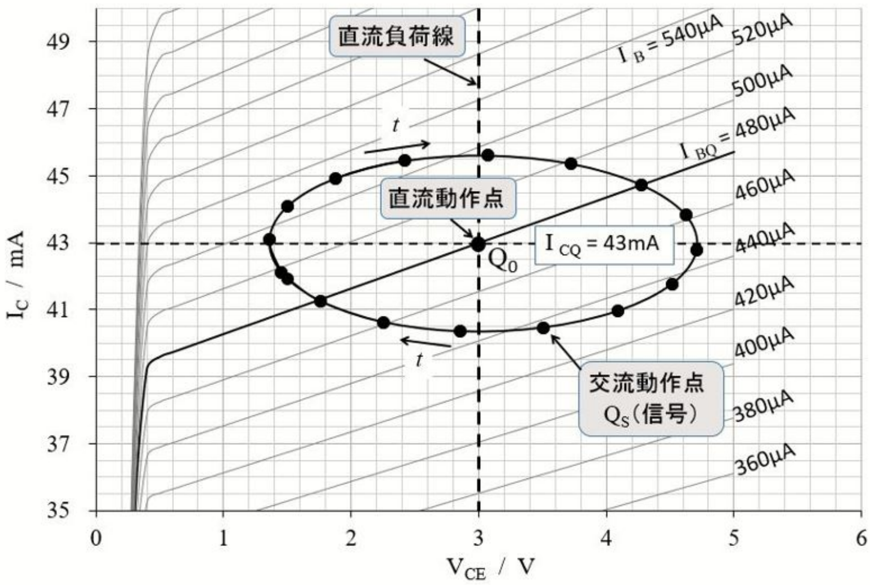


図 6.10 コイル負荷回路の動作点の挙動状態 (fs=100kHz)

6.4 多段増幅回路

実用されている多くの増幅回路は、２個以上の増幅回路が継続して接続された形、すなわち縦続多段増幅回路の形で使用されるのが一般的である。入力側の最初の段（初段）は前置増幅回路（プリアンプ）　　、残りは主増幅回路（メインアンプ）　と呼ばれる。特に、外部の負荷を接続する最終段を出力段という。増幅回路全体の利得は、それぞれの利得の積に等しくなる。

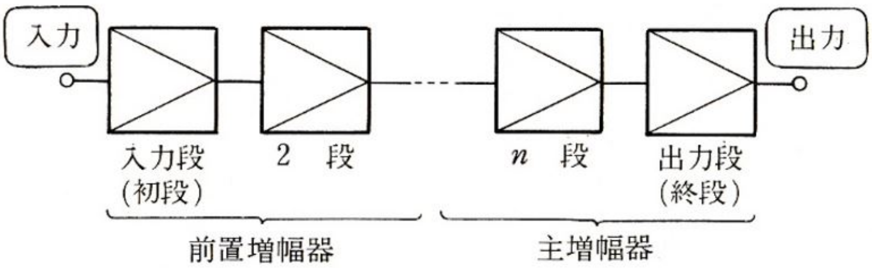


図 6.11 縦続多段増幅回路

6.5 RC 結合、トランス結合交流増幅器

交流増幅回路は信号の交流成分のみを増幅すればよいので、信号源と増幅回路との接続、また増幅回路と増幅回路間の接続、さらに出力段と負荷間の接続には直流分を遮断するコンデンサ結合 、あるいはトランス結合 が使われる。

図 **6.12** に **RC** 結合２段の交流増幅回路の一例を示す。各段のトランジスタはそれぞれのバイアス条件を満たすような回路（抵抗）が配置されている。初段のトランジスタ Tr_1 については、抵抗 R_1, R_2 および R_{E1} はトランジスタ Tr_1 のバイアス設定に接続されたものである。コンデンサ C_{E2} は R_{E1} による負帰還作用（説明は後述）を信号に対しては無効にするために接続されたバイパスコンデンサである。出力段における抵抗 $R_3, R_4, R_{\mathrm{E2}}$ およびコンデンサ C_{E2} も同様である。

入力端子における結合コンデンサ C_1 は、信号側の直流成分が入力段に影響を与えないようにすることと、あわせてトランジスタ（ベース端子）側の直流成分（ベースバイアス電圧）が信号源側に影響を及ぼさないようにする働きをもっている。C_2, C_3 についても同様である。

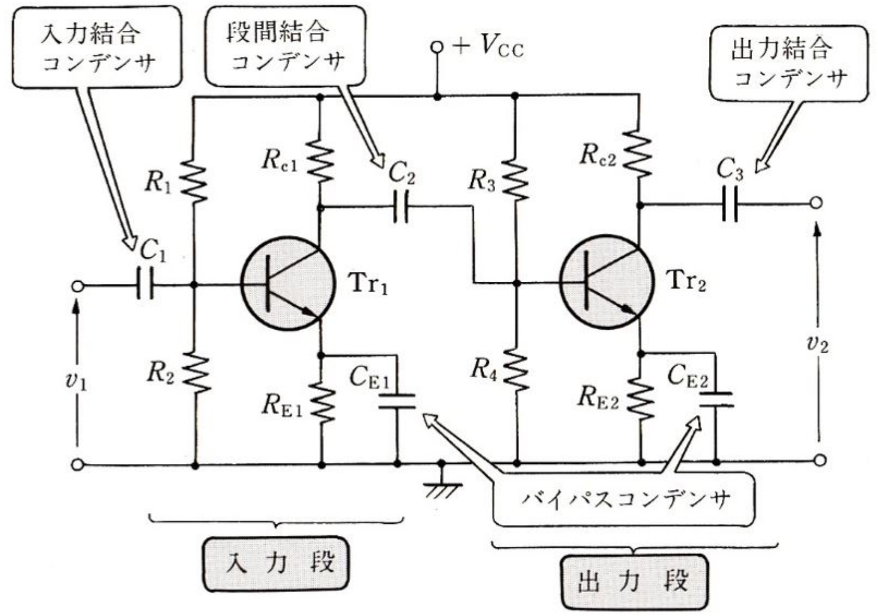


図 6.12　RC 結合 2 段交流増幅回路

トランス結合増幅回路 の概念図を図 **6.13** に示す。ここでは回路表示を単純化するために、ベースバイアス電源 V_{BB} を用いている。一般に、トランス結合増幅回路は信号周波数が数 100[kHz] 以上の高周波増幅回路 、特に同調増幅回路 として用いられる。同調増幅回路はコレクタ負荷のインダクタンス **L** と並列接続のコンデンサ **C** による共振現象を利用するもので、特定の周波数信号、例えば無線周波数などの信号の増幅に用いられる。

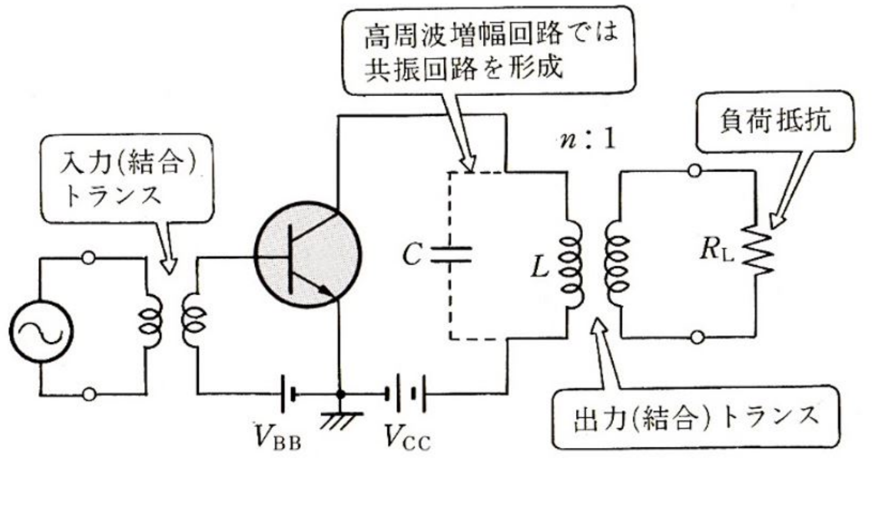


図 6.13　トランス結合増幅回路

6.6　増幅回路の動作量

増幅回路の特性を表示する量を増幅回路の動作量 という。動作量の基本的なものは、利得、周波数特性、入力抵抗、出力抵抗　　である。

6.6.1　利得（gain）

増幅回路の入力量と出力量の比が利得 **(gain)** である。利得は倍率、あるいはデシベル（**dB**）単位 で表示される。

増幅回路の入力量と出力量を図 **6.14** のように定めると、倍率による電力、電圧、電流の各利得 A_{P}、A_{V}、A_{I} は次のようになる。

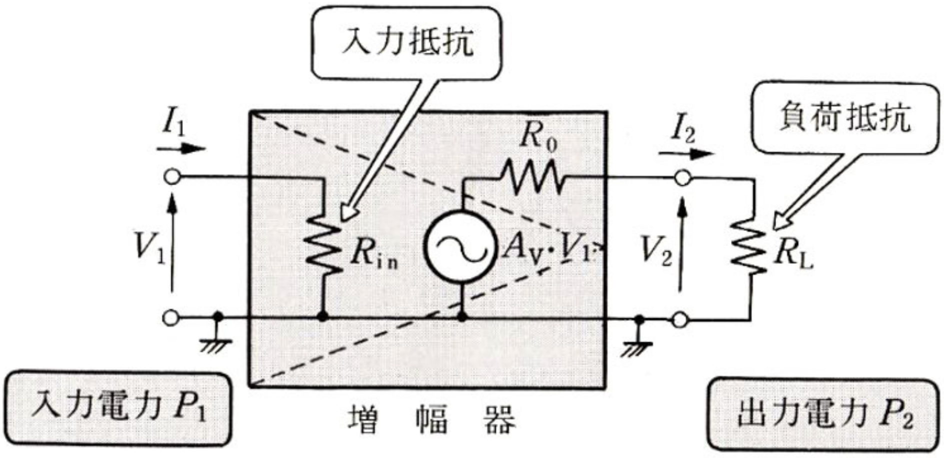


図 6.14　増幅回路の入力と出力

$$
\left.
\begin{aligned}
A_{\mathrm{P}} &= \left(\frac{P_2}{P_1}\right) \quad [\text{倍}] \\
A_{\mathrm{V}} &= \left(\frac{V_2}{V_1}\right) \quad [\text{倍}] \\
A_{\mathrm{I}} &= \left(\frac{I_2}{I_1}\right) \quad [\text{倍}]
\end{aligned}
\right\} \qquad (6.11)
$$

なおデシベル単位の電力利得 G_{P} は、入力電力 P_1 と出力電力 P_2 の比率から次式のように理論的に定義される。

$$G_{\mathrm{P}} = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_2}{P_1}\right) [\mathrm{dB}] \tag{6.12}$$

図 **6.14** に示されているように、入力抵抗が R_{in}、出力の負荷抵抗が R_{L} ならば、この増幅回路への入力電力 P_1、および出力される出力電力 P_2 は次式のように表記される。

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= R_{\mathrm{in}} \cdot {I_1}^2 = \frac{1}{R_{\mathrm{in}}} \cdot {V_1}^2 \\ P_2 &= R_{\mathrm{L}} \cdot {I_2}^2 = \frac{1}{R_{\mathrm{L}}} \cdot {V_2}^2 \end{aligned}\right\} \tag{6.13}$$

ここで特別の仮定、すなわち、$R_{\mathrm{in}} = R_{\mathrm{L}}$ という仮定を設けると、式 **(6.12)** と式 **(6.13)** から以下のような関係式が得られる。

$$\begin{aligned} G_{\mathrm{P}} &= 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_2}{P_1}\right) [\mathrm{dB}] \\ &= 20 \cdot \log_{10}\left|\frac{V_2}{V_1}\right| [\mathrm{dB}] \qquad = 20 \cdot \log_{10}\left|\frac{I_2}{I_1}\right| [\mathrm{dB}] \end{aligned} \tag{6.14}$$

一般的には増幅回路において、入力抵抗と負荷抵抗が等しいという条件は成り立たないのであるが、上式の関係は簡潔で便宜的でもあるために $R_{\mathrm{in}} = R_{\mathrm{L}}$ という条件を仮定し、デシベル単位表示の電圧利得と電流利得を次式のように定義する。

$$\left.\begin{aligned} G_{\mathrm{V}} &= 20 \cdot \log_{10}\left|\frac{V_2}{V_1}\right| [\mathrm{dB}] \\ G_{\mathrm{I}} &= 20 \cdot \log_{10}\left|\frac{I_2}{I_1}\right| [\mathrm{dB}] \end{aligned}\right\} \tag{6.15}$$

6.6.2　周波数特性（利得特性）

交流増幅回路の利得は信号周波数の関数である。図 **6.14** は横軸が対数目盛の周波数で、縦軸は均等目盛りの利得（大きさのみ：倍率）を示している。このようなグラフを一般に増幅回路の周波数特性 という（周波数特性と位相特性が対になったボーデ線図 があるが、周波数特性が単独で使用されることもよくある）。

交流増幅回路の周波数特性は、倍率のある高域通過フィルタ と低域通過フィルタ を組み合わせた帯域通過フィルタ の形をしている。この増幅回路が増幅できる信号周波数は、低域遮断周波数 f_{cl} 、高域遮断周波数 f_{ch} の間にある周波数の信号である。

このように信号を増幅できる倍率が平坦な周波数範囲を中域周波数帯域 といい、この倍率、すなわち利得を中域周波数利得 A_{vm} と呼ぶ。低域遮断周波数 f_{cl}、高域遮断周波数 f_{ch} はそれぞれの周波数における利得が中域周波数利得 A_{vm} の $\dfrac{1}{\sqrt{2}}$（$\simeq 0.71$、デシベル単位では -3dB）になる周波数の値である。

交流増幅回路の周波数特性をこのように定義するとき、この増幅回路の周波数帯域幅 BW は次のようになる。

$$BW = f_{ch} - f_{cl} \tag{6.16}$$

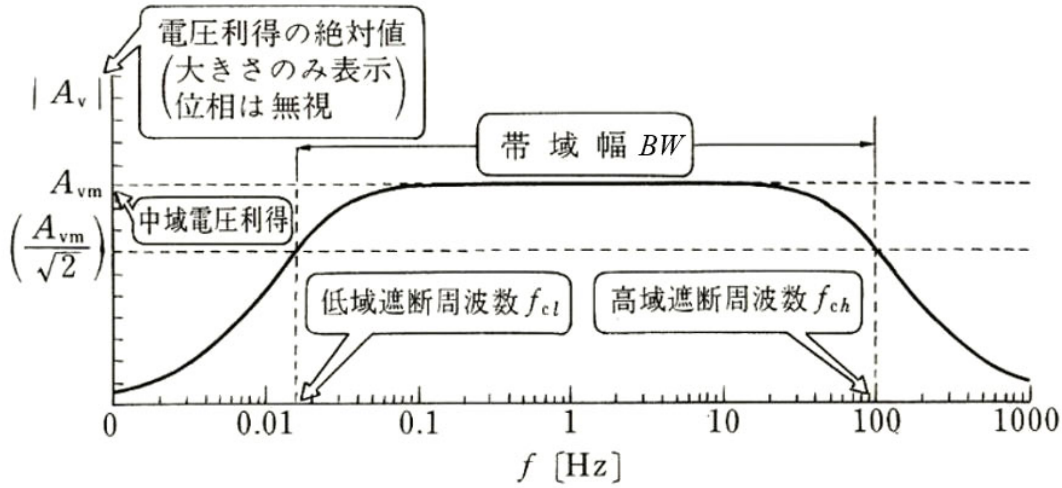


図 6.15　交流増幅回路の周波数特性

6.6.3　入力抵抗、 出力抵抗

増幅回路の様子については図 **6.13** ですでにみてきたが、再度図 **6.16** に増幅回路の等価的表示図を示す。この入力端子側から増幅回路をみたときの等価抵抗は R_{in} とする。この抵抗を「等価抵抗」 と表現したのは、後述するように複数の抵抗回路の合成による値のためである。出力端子側の出力抵抗 R_0 についても同様である。

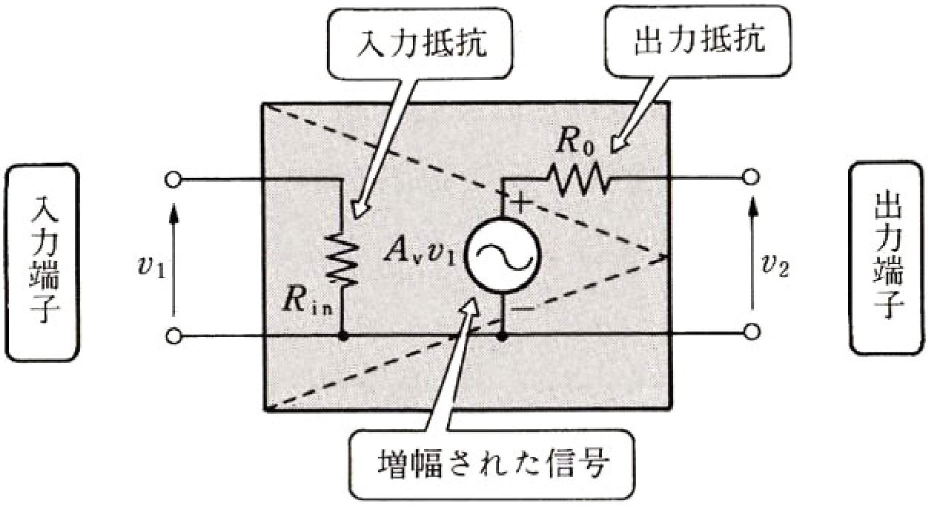


図 6.16　交流増幅回路の等価回路的表示

理想的な増幅回路の場合は、$R_{\rm in} = \infty,\ R_0 = 0$ であるが、実際はこのような条件は実現しない。しかし、使用する信号源の内部抵抗 $R_{\rm S}$、増幅回路の出力端子に接続する負荷抵抗 $R_{\rm L}$ の値が既知ならば以下のような条件で理想に近い条件を実現することが可能である。

$$\left.\begin{array}{l} R_{\rm in} \gg R_{\rm S} \\ R_0 \ll R_{\rm L} \end{array}\right\} \tag{6.17}$$

以上の説明では、信号源抵抗、入力抵抗、および出力抵抗、負荷抵抗という言葉を用いてきたが、現実的には「抵抗」のかわりに「インピーダンス」という言葉を用いる必要がある。 したがって式 **(6.17)** は、次式のように表記するのが一般的である。

$$\left.\begin{array}{l} |Z_{\rm in}| \gg |Z_{\rm S}| \\ |Z_0| \ll |Z_{\rm L}| \end{array}\right\} \tag{6.18}$$

6.7 「第６章 交流増幅回路」の課題と解答例

＜課題 ６－１＞

実用形のエミッタ接地増幅回路の回路設計を試みなさい。可能な場合は、設計した回路の各部分のバイアス値を求めなさい。また回路シミュレーションができる場合は、この回路の利得-周波数特性を示しなさい。

＜解答例 ６－１＞

エミッタ接地増幅回路の設計例を 図 **6.17** に示す。この回路のシミュレーション ソフトウェア **Multisim**（ナショナルインスツルメンツ社）による結果から得られたバイアス値の概略値も図中に併記する。図 **6.18** には、この回路の利得周波数特性 のシミュレーション結果を示す。

低周波遮断周波数は、入力結合コンデンサ $C1$ とトランジスタ側の入力抵抗（≒ h_{ie}）によって決まる。また、高周波側の特性はトランジスタの理論的な高周波特性を示しており、実際の回路では部品や配線などによる分布容量が加わるために高域遮断周波数 はより低下するものと思われる。

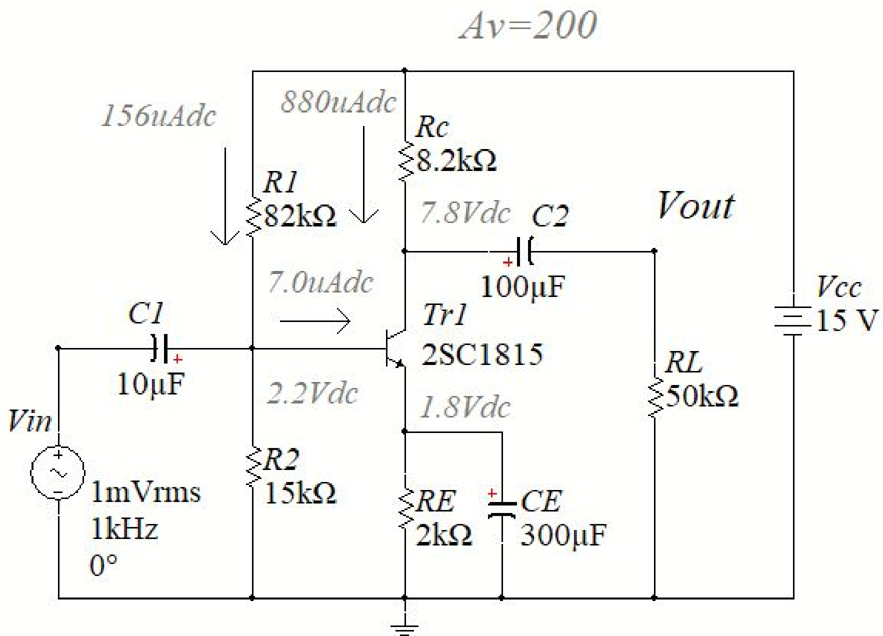


図 6.17 エミッタ接地回路の例 (Vcc=15V)

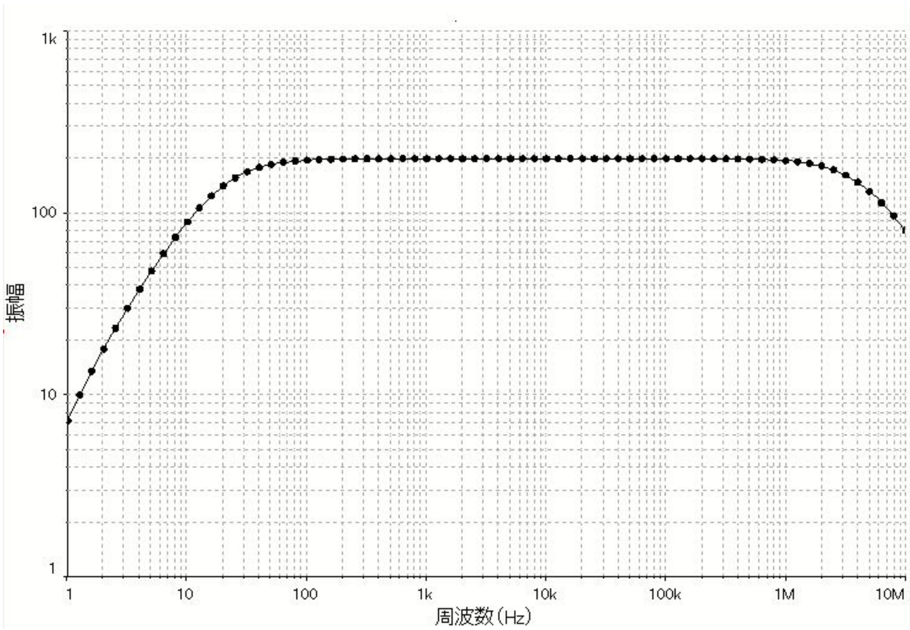


図 6.18　エミッタ接地増幅回路の周波数特性

＜課題 ６－２＞

図 **6-17** のエミッタ接地増幅回路の小信号等価回路から、その電圧利得式を求めなさい。

図 **6.17** の回路の小信号等価回路は概略的には以下の図 **6.19** のようになる。

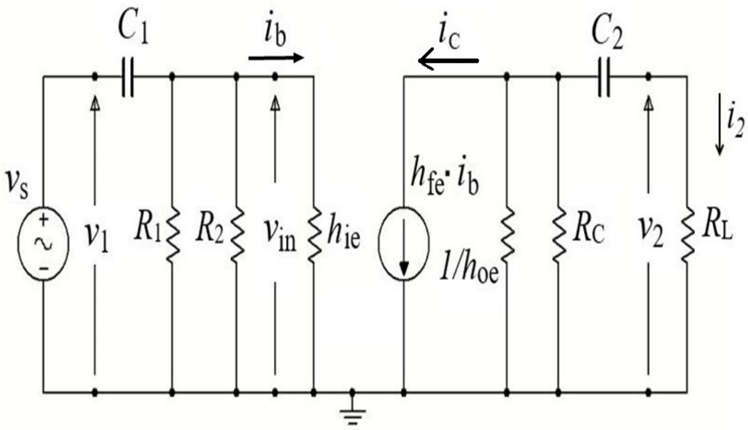


図 6.19　619A-エミッタ接地増幅回路の小信号等価回路

中域周波数帯における入力端子側の等価抵抗 R_{in} と出力端子側の等価抵抗 R_o は近似的に次式のように置くことができる。

入力等価抵抗 R_{in} ： $R_{in} = R_1//R_2//h_{ie}$

出力等価抵抗 R_o ： $R_o = 1/(h_{oe})//R_c//R_o$

この回路のおおよその働きを知るために、次のような仮定を置くことにする。

＜近似計算のための仮定＞

1). $h_{\mathrm{ie}} \ll R_1//R_2$

2). $R_{\mathrm{C}}//R_{\mathrm{L}} \gg 1/h_{\mathrm{oe}}$

3). C_1, C_2 のリアクタンス分はそれぞれ $h_{\mathrm{ie}}, R_{\mathrm{L}}$ の値に対し十分に小さいこと

上記の条件の下では以下の近似式が成り立つ。

$$i_{\mathrm{b}} \simeq i_1 = \left(\frac{1}{h_{\mathrm{ie}}}\right) \cdot v_1 \tag{6.19}$$

$$i_2 = \left(\frac{R_{\mathrm{C}}}{R_{\mathrm{C}} + R_{\mathrm{L}}}\right) \cdot i_{\mathrm{c}} \tag{6.20}$$

$$i_{\mathrm{c}} \simeq -h_{\mathrm{fe}} \cdot i_{\mathrm{b}} \tag{6.21}$$

$$v_2 = R_{\mathrm{L}} \cdot i_2 = -\left(\frac{R_{\mathrm{C}} \cdot R_{\mathrm{L}}}{R_{\mathrm{C}} + R_{\mathrm{L}}}\right) \cdot h_{\mathrm{fe}} \cdot i_{\mathrm{b}} \tag{6.22}$$

ここで、式 **(6.19)** による i_{b} の関係式を式 **(6.7)** と 式 **(6.6)** に順次代入すると次式、すなわち入力電圧 v_1 と出力電圧 v_2 の関係が得られる。

$$v_2 = \left(\frac{h_{\mathrm{fe}}}{h_{\mathrm{ie}}}\right) \left(\frac{R_{\mathrm{C}} \cdot R_{\mathrm{L}}}{R_{\mathrm{C}} + R_{\mathrm{L}}}\right) \cdot v_1 \tag{6.23}$$

以上の結果から、図 **6.17** のエミッタ接地増幅回路の電圧利得 A_v は以下のように求められる。

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = -\left(\frac{h_{\mathrm{fe}}}{h_{\mathrm{ie}}}\right) \left(\frac{R_{\mathrm{C}} \cdot R_{\mathrm{L}}}{R_{\mathrm{C}} + R_{\mathrm{L}}}\right) \tag{6.24}$$

7 直流増幅回路

計測対象の信号が、温度 、圧力 あるいは長さ などのようにゼロ点を基準にする信号、すなわち直流信号を増幅する増幅回路は、直流増幅回路 と呼ばれる。

信号の変化分のみを対象にする交流増幅回路では、増幅回路を構成するトランジスタ回路の動作点と信号成分はコンデンサ回路やトランス回路などの交流結合回路を介して分離することができるので、トランジスタ回路の設計には自由度が十分にあった。

一方、直流増幅回路の場合は直流信号成分とトランジスタのバイアス電圧・電流成分とは一体であり分離することができない。すなわち、入力信号がゼロのときには、直流増幅回路の出力端子のバイアス電圧を含めた出力はゼロになるように設計する必要がある。

直流増幅回路には、直結増幅回路形 、差動増幅回路形 、変調形 あるいはチョッパー形 の直流増幅回路などがあるが、ここでは最もよく用いられる差動増幅回路を取り上げて説明する。

最初に、**4** 端子回路形の増幅回路を用いて直流増幅回路に共通な「オフセット電圧」 と「ドリフト電圧」 の概念について触れ、次に差動増幅回路における差動信号と同相信号に対する動作量、すなわち「差動利得」 、「同相利得」 、「逆相利得」 、「同相除去比」 、「弁別比」 について説明する。

7.1 オフセット電圧とドリフト電圧

一般に直流増幅回路においては、入力信号 (V_1) がゼロ（入力端子短絡）状態のとき、出力信号 (V_2) はゼロの値を示さないである値を示すことがある。このときの出力電圧 (V_2) を電圧利得 (A_v) で割った値をオフセット電圧 (V_{offset}) という。

４端子形直流増幅回路を用いてオフセット電圧を等価回路的に表すと次の図 **7.1** のようになる。すなわち、入力電圧 $V_1 = 0$ のときに、出力電圧は $V_2 = A_v \cdot V_{\mathrm{offset}}$ のようになる。

回路自体は出力電圧 $V_2 = 0$ となるように設計されていても、現実においては回路を構成する部品の特性定数のわずかなズレは避けられないことと、室温などの環境条件の変化により回路定数の不平衡が生じて $V_2 = 0$ に保持することは困難である。このような出力は回路内部に生じるものであるが、入力端子側に換算してオフセット電圧とよび、このオフセット電圧が外部条件によって変化することをドリフト電圧という。

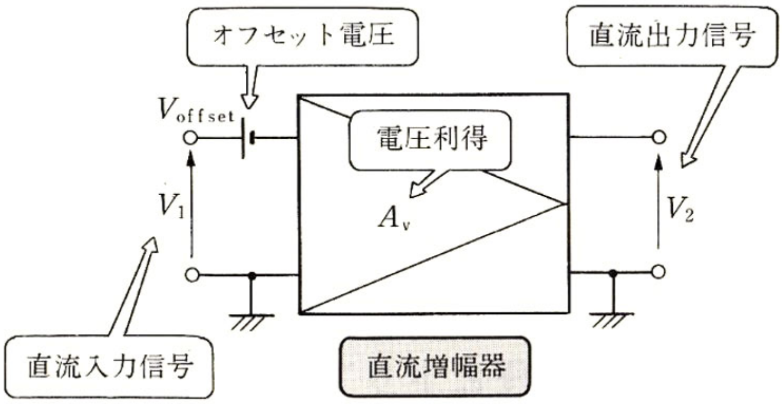


図 7.1　直流増幅回路

7.2　差動増幅回路

7.2.1　差動信号と同相信号

２つの信号、たとえば、周波数 $f = 1kHz$ の正弦波信号 $V_1(= 10.0mV_p)$ と $V_1'(= 9.8mV_p)$ のように大きさが異なる「２つの信号の差分」を計測する場合には、差動増幅回路を用いると正確に求めることができる。

２つの信号をベクトルの形で表すと図 **7.2(a)** のようになるが、この信号を分解すると図 **7.2(b)** のように２つの信号、すなわち V_1 、 V_1' は、 正、負の差動ベクトル成分 $V_{\mathrm{id}}/2$ と同相ベクトル成分 V_{ic} に分解して表すことができる。上記の例の信号についてはみると、差動信号 $V_{\mathrm{id}} = 0.2mV_p$ 、同相信号 $V_{\mathrm{ic}} = 9.9mV_p$ となる。

差動信号の様子をベクトルを用いて表示すると以下の図のように示すことができる。

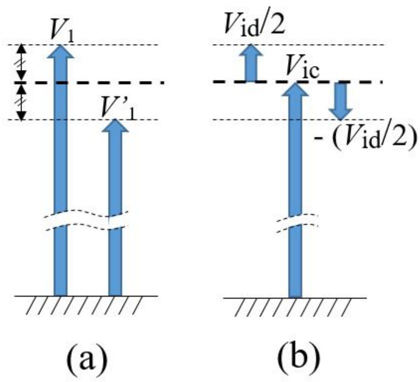
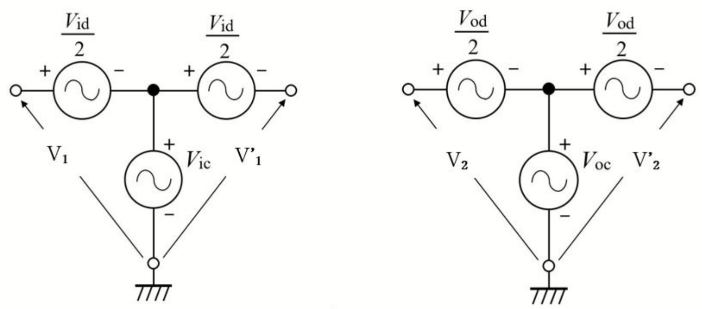


図 7.2　差動信号のベクトル表示

差動増幅回路の２つの入力信号 V_1、V_1' は、差動成分 $V_{\rm id}$ と同相成分 $V_{\rm ic}$ を用いて表すと次式のように表記される。

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= V_{\rm ic} + (V_{\rm id}/2) \\ V_1' &= V_{\rm ic} - (V_{\rm id}/2) \end{aligned}\right\} \tag{7.1}$$

これらの信号の様子を信号源の記号を用いて図示すると次の図 **7.3(a)** の差動入力信号源のように表すことができる。同図 **(b)** に出力電圧の様子も示す。



(a) 差動入力信号源　(b) 差動出力信号源

図 7.3　差動入力・差動出力の信号源表示

差動出力信号についても次式のような関係式が成り立つ。差動増幅回路の２つの出力信号 V_2、V_2' は、差動出力成分 V_{od} と同相出力成分 V_{oc} を用いて表すと次式のように表記される。

$$\left.\begin{aligned} V_2 &= V_{\rm oc} + (V_{\rm od}/2) \\ V_2' &= V_{\rm oc} - (V_{\rm od}/2) \end{aligned}\right\} \tag{7.2}$$

差動増幅回路はブロック図を用いて表すと図 **7.4** のようになる。この６端子回路の入力量と出力量の関係は、差動増幅回路では次のような特性量が用いられる。

A) 差動入力量と差動出力量の関係：　差動利得 $A_{\rm vd}$

B) 同相入力量と同相出力量の関係：　同相利得 $A_{\rm vc}$

C) 同相入力量に対する差動出力量の関係：　逆相利得 $A_{\rm vr}$

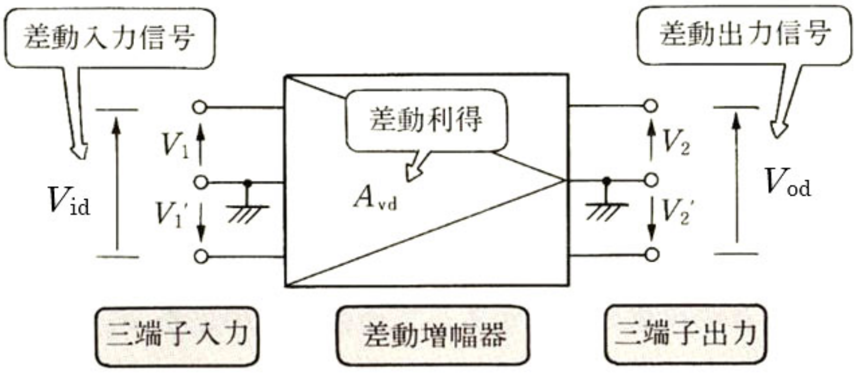


図 7.4　差動増幅回路

上記の特性量はそれぞれ以下のように定義される。

(1) 差動利得： A_{vd} ＝ （差動出力）/（差動入力） $= (V_{od})/(V_{id})$

(2) 同相利得： A_{vc} ＝ （同相出力）/（同相入力） $= (V_{oc})/(V_{ic})$

(3) 逆相利得： A_{vr} ＝ （差動出力）/（同相入力） $= (V_{od})/(V_{ic})$

npn バイポーラ形トランジスタによる最も原理的な差動増幅回路を図 **7.5** に示す。この回路の特徴は正、負の２個の直流供給電源が使われていることである。その理由は、この直流増幅回路への入力信号が直流成分を含めて極性が正領域から負領域にわたって可能にするためである。

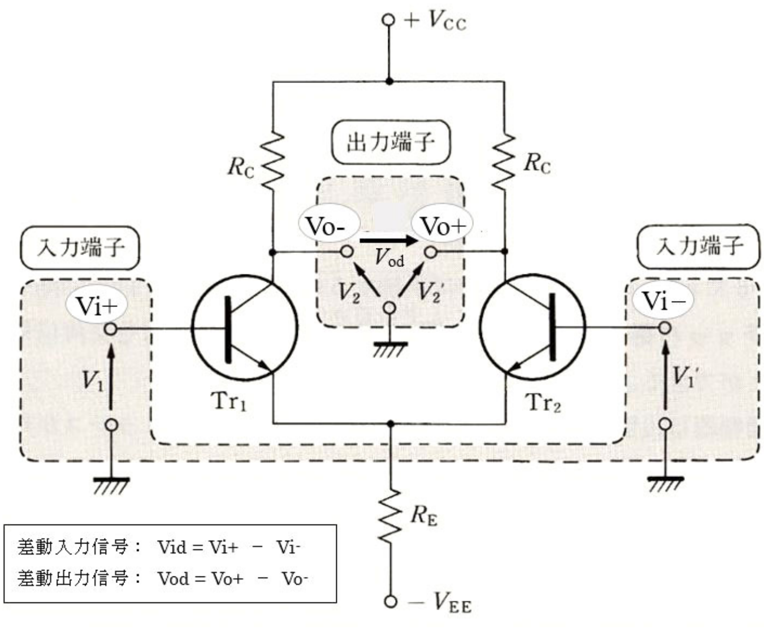


図 7.5　トランジスタ差動増幅回路

7.2.2　差動利得 (A_{vd})

差動増幅回路において最も重要な働きを表示する特性の１つは、２つの入力の差分を増幅して出力する能力、すなわち、差動利得 A_{vd} である。なお以降においては、差動増幅回路中の信号成分は小文字（$\boldsymbol{v}_{b1}$ など）で表示し、バイアス値を含む場合は大文字（ $\boldsymbol{I}_{c1}$ など）を用いて表示することにする。

２つの入力信号、v_{b1} と v_{b1} の差分、すなわち 差動入力信号 v_{id} は次式で与えられる。

$$v_{\mathrm{id}} = v_{\mathrm{b1}} - v_{\mathrm{b2}} \tag{7.3}$$

この差動増幅回路の差動利得を A_{vd} とすると、差動出力信号 v_{od} は次式で示される。

$$\begin{aligned} v_{\mathrm{od}} &= A_{\mathrm{vd}}(v_{\mathrm{b1}} - v_{\mathrm{b2}}) \\ &= A_{\mathrm{vd}} \cdot v_{\mathrm{id}} \end{aligned} \tag{7.4}$$

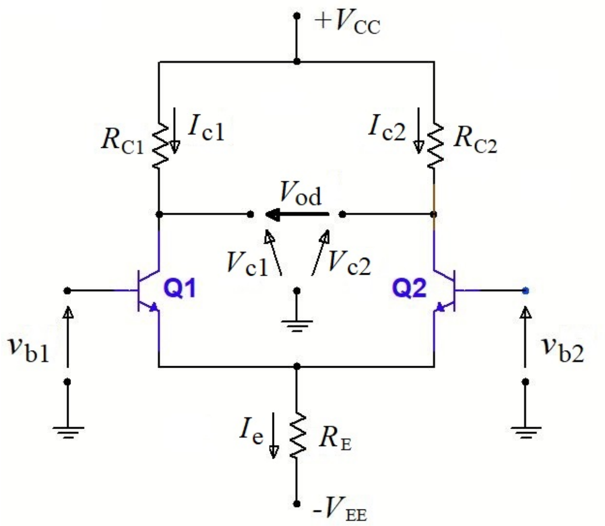


図 7.6　差動増幅回路の差動入力信号

図 **7.6**（大文字表示の電流、電圧は バイアス値を含む値）に示される差動増幅回路の小信号等価回路は次ページの図 **7.7** のように表記することができる。この回路図上では、入力信号 v_{b1} 、v_{b2} に対する差動出力信号 v_{od} は、各出力端子の出力 v_{c1} 、v_{c2} の差分として図に示される矢印の方向で出力されるものとする。数式では次式のようになる。

$$v_{\mathrm{od}} = v_{\mathrm{c1}} - v_{\mathrm{c2}} \tag{7.5}$$

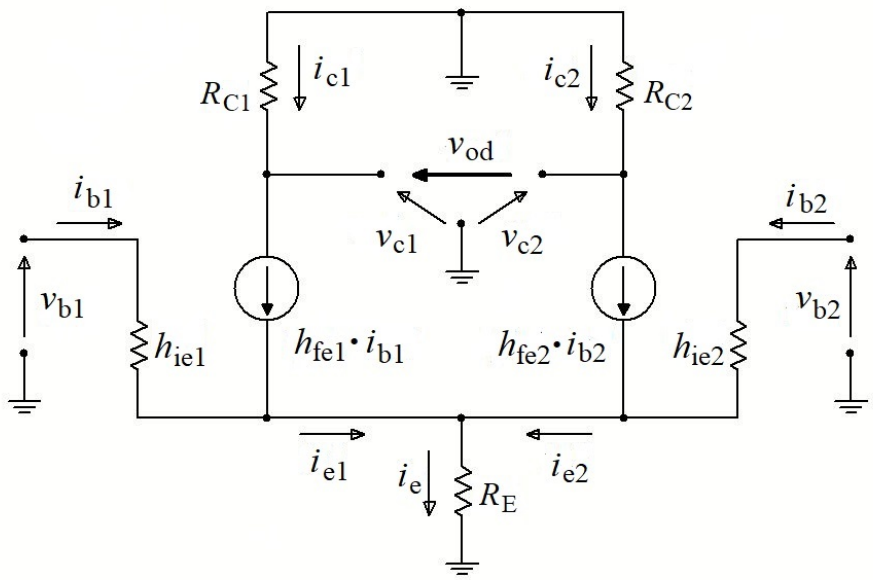


図 7.7 差動増幅回路の差動小信号等価回路

入力差動信号 v_{id} と出力差動信号 v_{od} の関係を図 **7.7** の等価回路 を用いて解析すると、

$$v_{b1} = h_{ie1}\cdot i_{b1} + R_E\cdot i_e \tag{7.6}$$

$$v_{b2} = h_{ie2}\cdot i_{b2} + R_E\cdot i_e \tag{7.7}$$

$$i_{c1} = h_{fe1}\cdot i_{b1} \tag{7.8}$$

$$i_{c2} = h_{fe2}\cdot i_{b2} \tag{7.9}$$

$$v_{c1} = -R_{c1}\cdot i_{c1} = -R_{c1}\cdot h_{fe1}\cdot i_{b1} \tag{7.10}$$

$$v_{c2} = -R_{c2}\cdot i_{c2} = -R_{c2}\cdot h_{fe2}\cdot i_{b2} \tag{7.11}$$

$$i_{e1} = i_{b1} + h_{fe1}\cdot i_{b1} = (1 + h_{fe1})\cdot i_{b1} \tag{7.12}$$

$$i_{e2} = i_{b2} + h_{fe2}\cdot i_{b2} = (1 + h_{fe2})\cdot i_{b2} \tag{7.13}$$

$$i_e = i_{e1} + i_{e2} = (1 + h_{fe1})\cdot i_{b1} + (1 + h_{fe2})\cdot i_{b2} \tag{7.14}$$

ここで、差動増幅回路の定性的な特性を理解するために、回路条件を以下のように簡略化することにする。

(1) $R_{c1} = R_{c2} \equiv R_c$

(2) $h_{fe1} = h_{fe2} \equiv h_{fe}$

(3) $h_{ie1} = h_{ie2} \equiv h_{ie}$

これらの条件を式 **(7.6)** ～式 **(7.11)** に適用して整理する。

$$v_{\mathrm{b1}} = (h_{\mathrm{ie}} + (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}})\cdot i_{\mathrm{b1}} + (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}\cdot i_{\mathrm{b2}} \tag{7.15}$$

$$v_{\mathrm{b2}} = (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}\cdot i_{\mathrm{b1}} + (h_{\mathrm{ie}} + (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}})\cdot i_{\mathrm{b2}} \tag{7.16}$$

これらの式 **(7.15)** 、式 **(7.16)** より、ベース電流 $i_{\mathrm{b1}}, i_{\mathrm{b2}}$ は以下のように求められる。

$$i_{\mathrm{b1}} = \frac{\{h_{\mathrm{ie}} + (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}\}\cdot v_{\mathrm{b1}} - (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}\cdot v_{\mathrm{b2}}}{h_{\mathrm{ie}}\{h_{\mathrm{ie}} + 2(1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}\}} \tag{7.17}$$

$$i_{\mathrm{b2}} = \frac{\{h_{\mathrm{ie}} + (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}\}\cdot v_{\mathrm{b2}} - (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}\cdot v_{\mathrm{b1}}}{h_{\mathrm{ie}}\{h_{\mathrm{ie}} + 2(1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}\}} \tag{7.18}$$

ここで、それぞれのトランジスタのベース電流 i_{b1}、i_{b2} が求められたので、式 **(7.10)**、式 **(7.11)** を用いてこの回路のコレクタ端子に出力される出力信号電圧 v_{c1}、v_{c2} を以下のように算出することができる。

$$v_{\mathrm{c1}} = \left(\frac{R_{\mathrm{c}}\cdot h_{\mathrm{ie}}}{h_{\mathrm{ie}}}\right)\cdot\frac{\{h_{\mathrm{ie}} + (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}\}\cdot v_{\mathrm{b1}} - (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}\cdot v_{\mathrm{b2}}}{h_{\mathrm{ie}} + 2(1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}} \tag{7.19}$$

$$v_{\mathrm{c2}} = \left(\frac{R_{\mathrm{c}}\cdot h_{\mathrm{ie}}}{h_{\mathrm{ie}}}\right)\cdot\frac{(1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}\cdot v_{\mathrm{b1}} - \{h_{\mathrm{ie}} + (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}\}\cdot v_{\mathrm{b2}}}{h_{\mathrm{ie}} + 2(1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}} \tag{7.20}$$

よって、差動出力信号電圧 v_{od} は次式のように求められる。

$$\begin{aligned} v_{\mathrm{od}} &= v_{\mathrm{c1}} - v_{\mathrm{c2}} \\ &= -\frac{R_{\mathrm{c}}\cdot h_{\mathrm{fe}}}{h_{\mathrm{ie}}}(v_{\mathrm{b1}} - v_{\mathrm{b2}}) \\ &= -\frac{R_{\mathrm{c}}\cdot h_{\mathrm{fe}}}{h_{\mathrm{ie}}}\cdot v_{\mathrm{id}} \end{aligned} \tag{7.21}$$

したがって、差動電圧利得 A_{vd} は次式のように求められる。

$$A_{\mathrm{vd}} = \frac{v_{\mathrm{od}}}{v_{\mathrm{id}}} = -\left(\frac{h_{\mathrm{fe}}}{h_{\mathrm{ie}}}\right)\cdot R_{\mathrm{c}} \tag{7.22}$$

7.2.3　同相利得 (A_{vc})

次に、差動増幅回路の２つの入力端子に同じ大きさの信号、すなわち同相信号が加えられたときの動作について調べることにする。同相入力信号の接続、および出力信号の状態は、図 **7.8** と図 **7.9** に回路図と小信号等価回路で示す。

同相信号に対する回路の原理的な働きを理解しやすくするために、前項の場合と同じように以下のような仮定を置くことにする。

同相入力信号 v_{ic} および同相出力信号 v_{oc}：

$$v_{\mathrm{ic}} \equiv v_{\mathrm{b1}} = v_{\mathrm{b2}} \tag{7.23}$$

$$v_{\mathrm{oc}} \equiv v_{\mathrm{c1}} = v_{\mathrm{c2}} \tag{7.24}$$

また、コレクタ負荷抵抗 R_{c}：

$$R_{\mathrm{c}} \equiv R_{\mathrm{c1}} = R_{\mathrm{c2}} \tag{7.25}$$

さらに、トランジスタ Q_1、Q_2 の特性は完全に等しいものとする。したがって、回路電流に関しては次の関係が成り立つ。

$$i_{\mathrm{c}} \equiv i_{\mathrm{c1}} = i_{\mathrm{c2}} \tag{7.26}$$

$$i_{\mathrm{e}} = i_{\mathrm{c1}} + i_{\mathrm{c2}} = 2{\cdot}i_{\mathrm{c}} \tag{7.27}$$

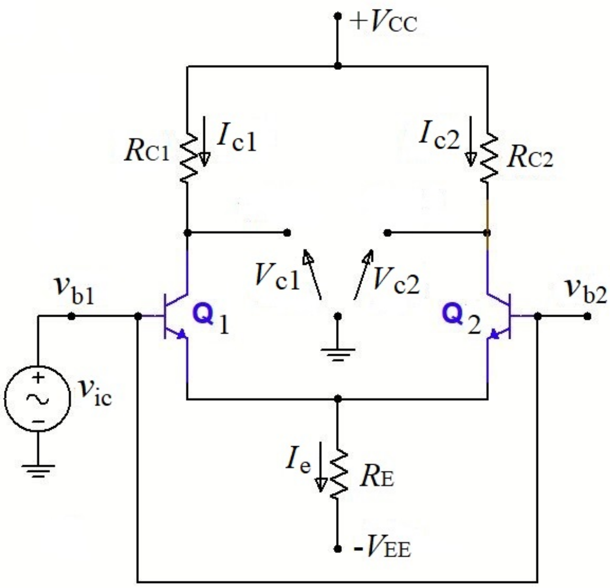


図 7.8　差動増幅回路の同相入力信号

図 **7.8** に示される差動増幅回路に対する小信号等価回路は図 **7.9** のように描くことができる。ここでも前項における仮定、すなわちトランジスタ Q_1、Q_2 は等しい特性をもつという仮定に従うことにする。

$$i_{\mathrm{c1}} = h_{\mathrm{fe1}} \cdot i_{\mathrm{b1}} \tag{7.28}$$

$$i_{\mathrm{c2}} = h_{\mathrm{fe2}} \cdot i_{\mathrm{b2}} \tag{7.29}$$

また、トランジスタ Q_1 については、

$$i_{\mathrm{e1}} = i_{\mathrm{c1}} + i_{\mathrm{b1}} \tag{7.30}$$

$$i_{\mathrm{c1}} = h_{\mathrm{fe1}} \cdot i_{\mathrm{b1}} \tag{7.31}$$

であるが、$h_{\mathrm{fe}} \gg 1$ のため、トランジスタ Q_1, Q_2 それぞれについて次の近似が一般に成り立つ。

$$i_{\mathrm{e1}} \simeq i_{\mathrm{c1}} (\equiv i_{\mathrm{c}}) \tag{7.32}$$

$$i_{\mathrm{e2}} \simeq i_{\mathrm{c2}} (\equiv i_{\mathrm{c}}) \tag{7.33}$$

したがって、この回路のエミッタ共通抵抗 R_E に流れる電流 i_e は次式で与えられる。

$$i_{\mathrm{e}} = i_{\mathrm{e1}} + i_{\mathrm{e2}} \simeq i_{\mathrm{c1}} + i_{\mathrm{c2}} = 2 \cdot i_{\mathrm{c}} \tag{7.34}$$

また、この差動増幅回路の同相出力電圧 $v_{oc} (= v_{c1} = v_{c2})$ は次のようになる。

$$v_{\mathrm{oc}} = -R_{\mathrm{c}} \cdot i_{\mathrm{c}} = -R_{\mathrm{c}} \cdot h_{\mathrm{fe}} \cdot i_{\mathrm{b}} \tag{7.35}$$

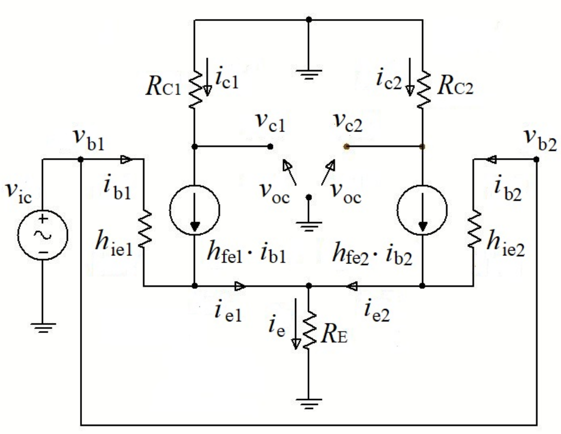


図 7.9　差動増幅回路の同相信号等価回路

以上の計算をもとに、この差動増幅回路の同相入力 v_{ic} と同相出力 v_{oc} から同相利得 A_{vc} を算出する。

$$\begin{aligned} A_{\mathrm{vc}} &= \frac{v_{\mathrm{oc}}}{v_{\mathrm{ic}}} \\ &= -\frac{R_{\mathrm{c}} \cdot h_{\mathrm{fe}}}{h_{\mathrm{ie}} + 2h_{\mathrm{fe}} \cdot R_{\mathrm{E}}} \end{aligned} \tag{7.36}$$

7.2.4 同相除去比 (CMRR)

差動増幅回路の２つの入力信号、V_1 と V_2 は、図 **7.2** のベクトル図で示されているように、$\pm(v_{\mathrm{id}}/2)$ の一対の差動成分と同相成分 v_{ic} に分解される。

差動増幅回路の最も重要な働きは、「大きい値の同相成分中に含まれる小さい値の差動成分をどの程度の正確さで分離して増幅できるか」という能力にある。この能力は、同相除去比（**Common Mode Rejection Ratio: CMRR**） で表される。この **CMRR** は、次式のように差動利得 A_{vd} と同相利得 A_{vc} の比であらわされる。ここで、式 **(7.22)**、式 **(7.36)** および、$h_{\mathrm{ie}} \ll 2h_{\mathrm{fe}}R_{\mathrm{E}}$ の関係を用いる。

$$CMRR = \frac{A_{\mathrm{vd}}}{A_{\mathrm{vc}}} \simeq \frac{2R_{\mathrm{E}} \cdot h_{\mathrm{fe}}}{R_{\mathrm{c}}} \tag{7.37}$$

この **CMRR** は、差動増幅回路の出力信号は「同相入力成分の **CMRR** 分の１までの精度で差動入力成分の大きさを正確に差動利得 A_{vd} 倍している」ということを示している。

差動増幅回路の **CMRR** は、この回路の差動出力は「差動入力信号を同相入力成分の **CMRR** 分の１までの精度で差動利得倍している」ということを示す指標である。たとえば、$CMRR = 60\ \mathrm{dB}(= 1000$ 倍$)$ の差動増幅回路の場合、同相入力が $1\ V$ のときは、$1\ mV$ の差動入力まで正しく増幅できる回路であることを示している。ただし、増幅回路の入力換算値の内部雑音電圧は、差動入力信号より小さい $1\ mV$ 未満であることが条件である。

CMRR の値を大きくするためには式 **(7.37)** の関係から R_{E} の値をできる限り大きくすることが望まれるが、現実的には限界がある。１つの解決法としてトランジスタのコレクタ抵抗 r_{c}（動的コレクタ抵抗：参照 図 **7.11**）を利用する方法がある。ここで、差動増幅回路（図 **7.10**）の電流 $i_{\mathrm{e}} = I_{\mathrm{c1}}$ の回路条件を満たすように抵抗 R_1, R_2, R_3 を設定する。トランジスタ Q_3 の働きにより、動的コレクタ抵抗 r_{c} として一般には数 $100\ k\Omega$ の大きい値が得られる。

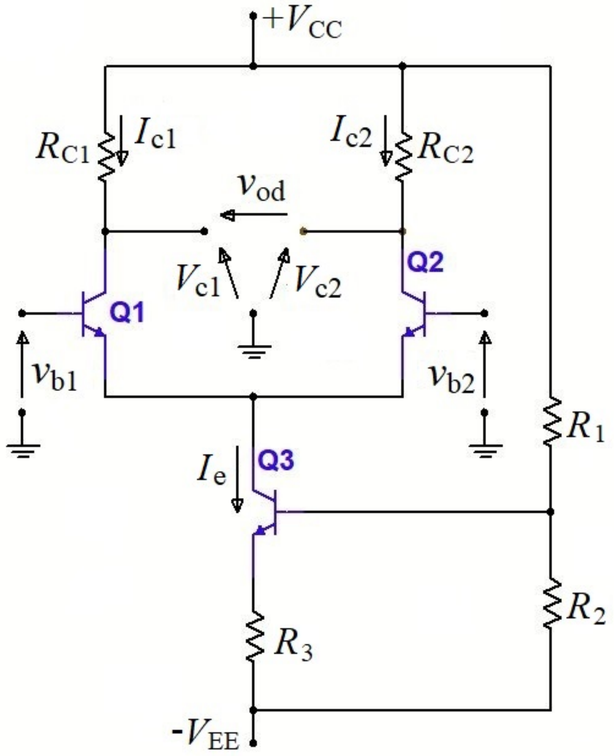


図 7.10 差動回路の高 CMMR 化回路

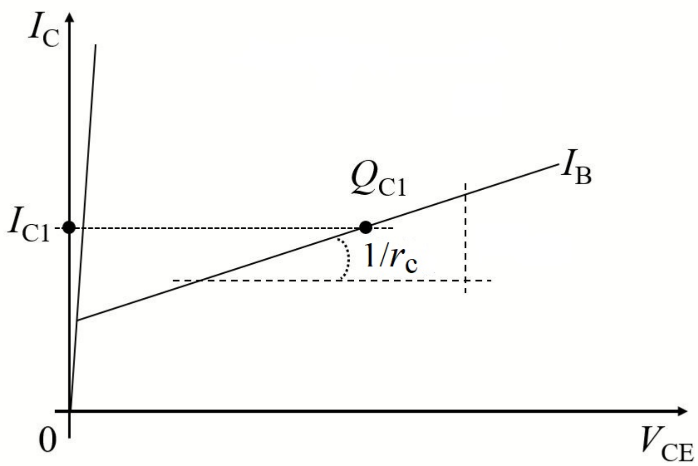


図 7.11 トランジスタ（Q_3）の動的コレクタ抵抗 r_c の説明図

7.2.5　逆相利得 (A_{vr}) と弁別比 (δ)

図 **7.8** に示されている回路で、トランジスタ Q_1, Q_2 のそれぞれの特性、また、それぞれのコレクタ抵抗 $R_{\mathrm{c1}}, R_{\mathrm{c2}}$ の値が同一でない場合には、それぞれの出力電圧 $v_{\mathrm{c1}}, v_{\mathrm{c2}}$ は異なった値になり差動出力信号 v_{od} $(= v_{\mathrm{c1}} - v_{\mathrm{c2}})$ は 0 にはならない。このような出力信号は逆相出力 v_{cr} と呼ばれる。

$$v_{\mathrm{cr}} = v_{\mathrm{c1}} - v_{\mathrm{c2}} \tag{7.38}$$

この逆相出力 v_{cr} と同相入力 v_{ic} の比を逆相利得 A_{vr} と呼ぶ。

$$A_{\mathrm{vr}} = \frac{v_{\mathrm{cr}}}{v_{\mathrm{ic}}} \tag{7.39}$$

また、差動利得 A_{vd} と逆相利得 A_{vr} の比は弁別比 δ (discrimination factor) という。

$$\delta = \frac{A_{\mathrm{vd}}}{A_{\mathrm{vr}}} \tag{7.40}$$

この弁別比 δ の考え方について少し詳しく説明しよう。大きな同相信号中に埋もれた微小な目的の差動信号（例えば、商用電源ハム雑音環境中で微弱な脳波の計測などのような信号）を差動増幅回路で計測するときに、その差動出力信号はどれくらいの精度で差動信号（この場合は脳波信号）を計測できるかを示す指標がこの弁別比 δ である。すなわち、弁別比は計測された脳波信号中のハム雑音の抑圧の程度を示す係数といえる。日本工業規格 **(JIS)** では、脳波計 の場合は 60 dB $(= 1,000)$ 以上と規定されているが、実際には 80 dB $(= 10,000)$ 以上に設計されているといわれている。

実際に差動増幅回路を作製する場合には、トランジスタ対として使用する Q_1、Q_2 の設計領域における静特性曲線を実測し、できる限り特性が類似した一対のトランジスタを選ぶことが大切である。しかし、特性がまったく一致するということは不可能であるので回路的手段を用いて回路的に補正をするのが一般である。その一例を図 **7.12** に示す。ここでは、半固定トリマー形抵抗器 R_{zc}、R_{ze} を図に示すように接続して左右の素子間の不整合特性を簡便的に調整する。

回路調整の方法は、差動入力 v_{b1}、v_{b2} をともにゼロ（接地する）にして、差動出力 v_{od} ができる限りゼロに近づけるようにトリマー抵抗器 R_{zc}、R_{ze} を交互に調整する。差動出力 v_{od} の測定は差動増幅回路を使用してオシロスコープなどでゼロ点を観測するのが望ましいが、簡便的にはテスターを使用してもよい。このような方法でかなり使いやすい良好な特性の差動増幅回路が得られる。

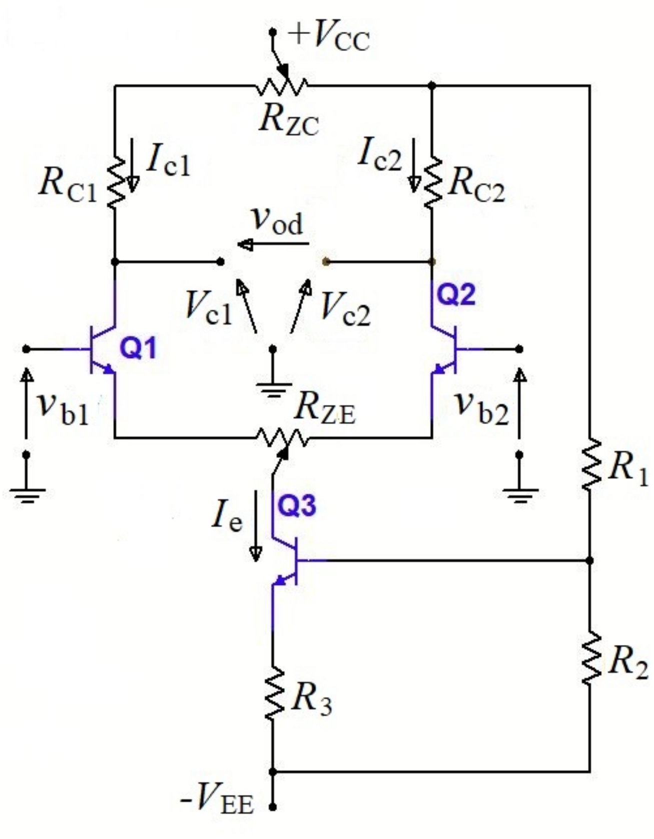


図 7.12　差動回路 CMRR とゼロ点調整付き

7.3 絶縁形直流増幅回路

変調形直流増幅回路の一般的な方式は、直流信号をスイッチ（チョッパー）回路を通して交流信号に変換後に交流増幅回路で増幅し、その増幅された信号を同期整流回路とフィルター回路を介することで増幅された直流信号に戻す回路、チョッパー形増幅回路 と呼ばれる増幅回路である。

チョッパー形増幅回路は、ゼロ点に対する安定性は非常に高い特徴があるが、周波数帯域を広くできないという制約がある。しかし、このような制約の中でも特殊な用途に用いられる図 **7.13** に示すような絶縁形直流増幅回路がある。この回路は、危険な高圧回路上の微小な直流信号を計測する場合や、生体計測において特殊な装置（**AED: Automated External Defibrillator,** 自動体外式除細動器 などの）と併用して信号（心電図などの）を計測する場合に使用される。

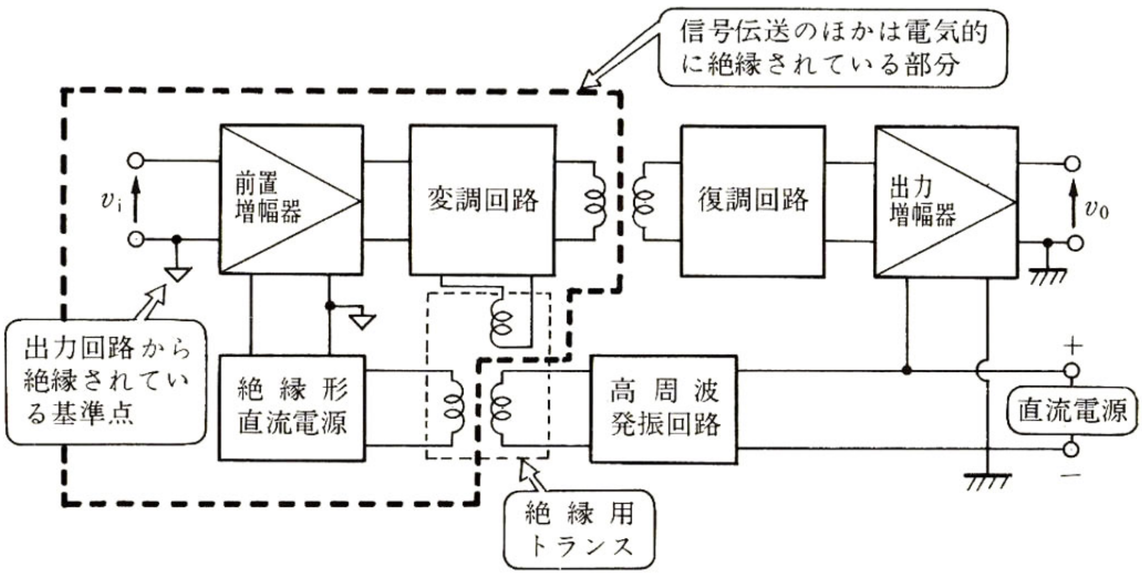


図 7.13 絶縁形直流増幅回路（アイソレーションアンプ）

7.4 「第７章 直流増幅回路」の課題と解答例

＜課題 ７－１＞

差動増幅回路における基本的特性の一つである差動電圧利得について説明しなさい。

[解答例 **7-1**]

差動増幅回路は 図 **7.14** の示すように入力３端子、出力３端子の６端子回路であらわされる。２つの入力端子電圧 V_1 と V_1' は、式 (7.41) に示されるような差動入力信号 $V_{\rm id}$ と同相入力信号 $V_{\rm ic}$ の２種類の成分からなる。

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= V_{ic} + \frac{V_{\rm id}}{2} \\ V_1' &= V_{ic} - \frac{V_{\rm id}}{2} \end{aligned}\right\} \tag{7.41}$$

また、これらの差動入力信号を図式的に表示すると 図 **7.15** のようになる。

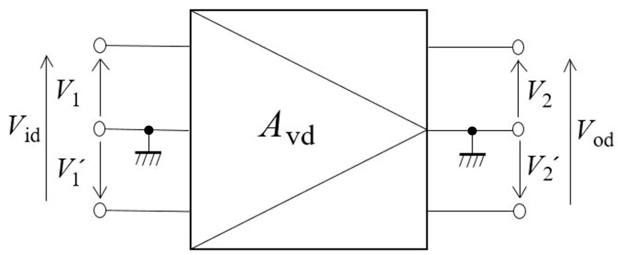


図 7.14 差動増幅回路

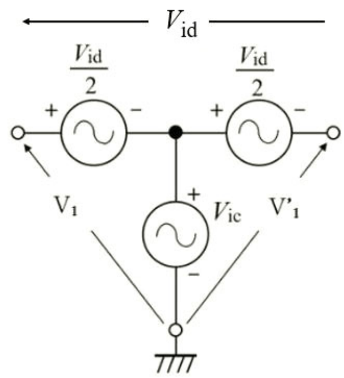


図 7.15 差動入力信号

差動電圧利得の説明を単純化するのために、図 **7.16** に示すような特定な形の入力を印加した場合について調べてみることにする。

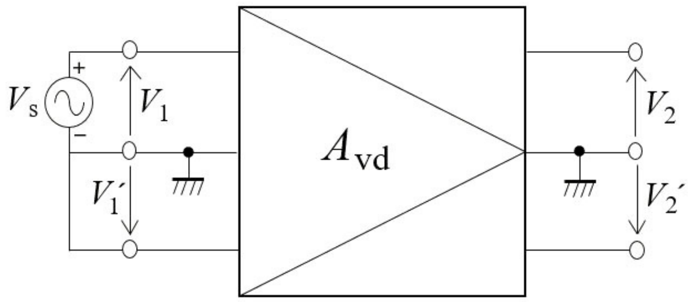


図 7.16　差動増幅回路 Vs 入力

ここで入力信号 $V_s = 1mV$ とすると $V_1 = V_s(= 1mV)$、また $V_1' = 0$ であるので、差動入力電圧 V_{id} は次のようになる。

$$V_{id} = V_1 - V_1' = V_s = 1mV \tag{7.42}$$

また、差動利得 $A_{vd} = 100$ とし、同相利得 A_{vc}、逆相利得 A_{vr} は無視できる程度に小さいものとする。

V_{id} と V_{od} の関係（本文 式 **(7.4)**）から、

$$V_{od} = A_{vd} \cdot V_s = 100 \times 1mV = 100mV \tag{7.43}$$

ここでは A_{vc}、A_{vr} が無視できる程度に小さいために、差動増幅回路の出力 V_2、V_2' は以下の値とおくことができる。

$$V_2 = -V_2' = 50mV \tag{7.44}$$

したがって、図 **7.16** における差動増幅回路の差動出力 $V_{od} = V_2 + (-V_2'))$ は 式 (**7.43**) に等価と考えてよい。

＜課題 7－2＞

2 電源直結相補形のエミッタフォロワ回路について説明しなさい。

[解答例 7-2]

図 **7.17** に示す回路は、直流増幅回路の入力回路あるいは出力回路に使用される、２電源直結相補形エミッタフォロワ回路の１例である。抵抗 r_1, r_2 はトランジスタ Tr_1, Tr_2 の保護抵抗である。

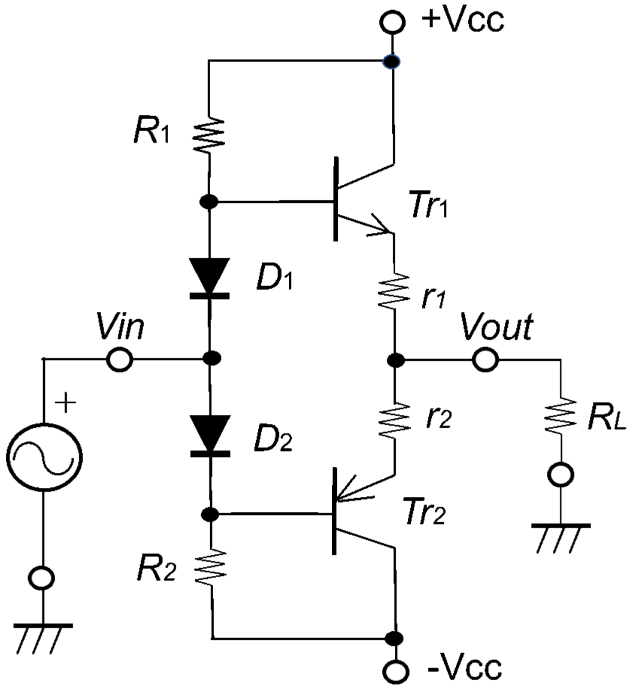


図 7.17　717 - 直結相補形エミッタフォロワ回路

図 **7.17** におけるダイオード D_1 、D_2 は、相補形トランジスタ Tr_1 、Tr_2 回路の線形化のためのバイアス用ダイオード素子である。回路抵抗 R_1, R_2 を調整し, 図 **7.18** に示すような線形化の最適値を得る。

このような補正により、直結相補形エミッタフォロワ回路における入力電圧 V_{in} と出力電圧 V_{out} 間の近似的な線形性が得れれる。

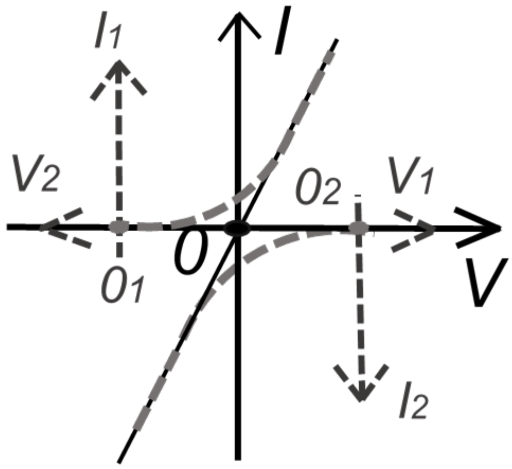


図 7.18　718 - トランジスタ Tr1,Tr2 の各ベース電圧ー電流特性の線形化補正

8　帰還増幅回路

増幅回路の特性を改善する方法の１つとして、出力の情報を入力側に返す（帰還する）方法がある。この帰還の方法には、信号を一層増大させる方向に作用させるようにする「正帰還」と、もう１つは信号を弱めるように作用させる「負帰還」の２種類がある。

正帰還は特殊な増幅回路（高周波帯における再生増幅増幅器など）で利用されることがあるが、一般には後に章を改めて説明する発振回路において利用される。一方、以下に詳しく説明する負帰還増幅回路は数多くの特徴をもつ優れた増幅手段として活用される。

8.1　帰還回路の原理

帰還増幅回路システムを電圧信号に着目してブロック図を用いて示すと図 **8.1** のように表される。実際には、増幅回路の入力信号、出力信号としては電圧と電流があり、これらの組み合わせには４通りがあるが詳しくは後の **8.3** 項 **8.3.2(4)**「入力、出力インピーダンスの制御」の項目において説明する。

ここでは信号として入力電圧 V_1 と出力電圧 V_2 を取り上げることにする。このシステムの増幅回路の電圧増幅率は A_v であり、帰還回路の帰還率は β とする。このシステムでは、出力電圧 V_2 に帰還率 β を乗じた帰還電圧 V_f（$=\beta\cdot V_2$）が入力側に帰還される回路（図 **8.1**）を例に説明する。

増幅部の入力信号 V_i は次式で与えられる。

$$V_i = V_1 + \beta{\cdot}V_2 = V_1 + V_f \tag{8.1}$$

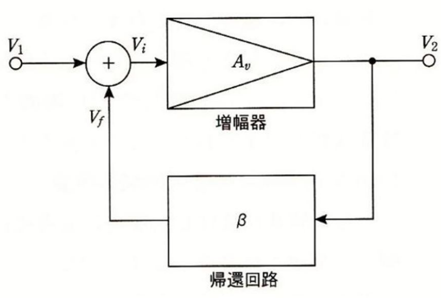


図 8.1　帰還回路ブロック図

ここで増幅回路の電圧増幅率 A_v 、および帰還回路の帰還率 β はともに大きさと位相情報をもつベクトル量（複素量）である。しかし便宜的に、周波数特性が平坦な領域における A_v と β の積 $A_v \cdot \beta$ 積の極性によって、この帰還システムが正帰還、負帰還のいずれかであるかは以下の条件で定まる。

$$A_v\ \beta > 0 \quad : \quad \text{正帰還}$$

$$A_v\ \beta < 0 \quad : \quad \text{負帰還}$$

すなわち、$A_v\beta > 0$ の場合は、入力 V_1 と帰還信号 V_f は加算により増幅回路への入力信号 V_i はより強められる。一方、$A_v\beta < 0$ のときは入力 V_1 は帰還信号 V_f の分が減じられるので V_i は減少することになる。

正帰還は発振回路において利用されるが、$1 > A_v\beta > 0$ の条件下では特殊な正帰還増幅回路（再生増幅回路）として用いられることがある。しかし、最も広く利用されるのが、$A_v\beta < 0$ で動作する負帰還増幅回路である。

以下において、帰還増幅回路の安定性について簡単にふれたあと、負帰還増幅回路の特性について説明する。

8.2　帰還増幅回路の安定性

帰還システムを構成する電圧利得 A_v、帰還率 β は一般に複素数で表される。したがって、この帰還システムのループ利得 $(A_v\beta)$ も複素数である。このループ利得を複素平面上に角周波数 $\omega = 0$ から $\omega = \infty$ に対する軌跡を表すと次の図 **8.2** のような軌跡を描く。このような図は「ナイキスト線図」 と呼ばれる。

この帰還回路システムのループ利得の周波数軌跡が、実軸上の点 **(1, 0)** を内包しないときこの系は安定である。これを「ナイキストの判定法 **(Nyquist criterion)**」 という。 図 **8.2** において、実線で示されるシステムは点 **(1, 0)** が外側にあるので安定である。しかし、点線で示されるシステムは点 **(1, 0)** がループの内側にあるので不安定なシステムであるといえる。このような不安定なシステムは主に後述する発振回路において利用される。

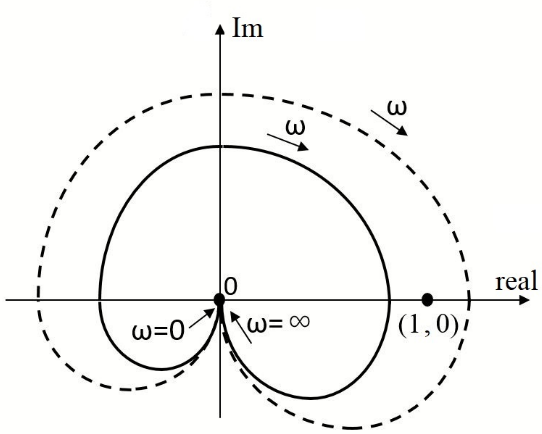


図 8.2　ナイキスト線図

8.3　負帰還増幅回路

8.3.1　負帰還増幅回路の利得

入力信号として電圧を対象にしたときの帰還回路構成の様子は図 **8.1** にすでに示した。ここで、この帰還回路全体の帰還電圧利得（$A_{\rm vf}$） を求めることにする。

このシステムの増幅回路の入力電圧 V_i と出力電圧 V_2 の関係は次式で与えられる。

$$V_2 = A_{\rm v}{\cdot}V_{\rm i} \tag{8.2}$$

また帰還増幅回路では、増幅部の出力電圧 V_2 を帰還率 β 倍して、$V_{\rm f}(= \beta \cdot V_2)$ として入力側に返している式 **(8.1)** 参照)。これらの関係式から、この帰還増幅回路全体の入力電圧 V_1 と出力電圧 V_2 の関係は次のようになる。

$$V_2 = A_{\rm v}{\cdot}V_{\rm i} = A_v(V_1 + \beta V_2) \tag{8.3}$$

上式を整理すると、この増幅回路全体の帰還電圧利得（$A_{\rm vf}$）を求めることができる。

$$A_{\rm vf} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{A_{\rm v}}{1 - A_{\rm v}\beta} \tag{8.4}$$

この式中の $A_v\beta$ は「ループ利得 **(loop gain)**」 と呼ばれる。

8.3.2 負帰還増幅回路の利点

負帰還増幅回路には次のような利点がある。すなわち、「利得の安定化」、「周波数特性の改善」、「内部雑音」、「非線形ひずみの軽減」、「入力、出力インピーダンスの制御」であるが、各項目について順次それぞれ詳しく説明する。

（１）利得の安定化

帰還増幅回路として、図 **8.1** に示すような帰還システムを念頭において説明することにする。ここで、ループ利得（$A_v\beta$）に関しては負帰還の条件（$A_v\beta < 0$）と次式の関係が満たされているとする。

$$|A_v\beta| \gg 1 \tag{8.5}$$

この条件を式 **(8.4)** に適用すると、次式の近似が成り立ち、

$$A_{vf} \simeq -\frac{1}{\beta} \tag{8.6}$$

となり、帰還回路の帰還係数 β のみで帰還増幅回路の利得 A_{vf} が決まる。すなわち、この β 回路を抵抗などのような外的要因に左右され難い安定な素子で構成することで種々の外的条件に影響を受け難い安定なシステムを作ることができるようになる。

（２）周波数特性の改善

増幅回路に負帰還を施すと前項の式 **(8.6)** に示されるように、電圧利得の大きさは元の増幅回路に比べて減少するという欠点がある。しかし、図 **8.3** に実際の例（回路シミュレータによるシミュレーション結果）を示すように、利得は減少するが周波数帯域幅は広がるという「周波数特性の改善」が行われる（このときの帰還率 $\beta = 0.1$ ）。利得を大きくしたい場合は増幅回路の段数を追加すればよい。

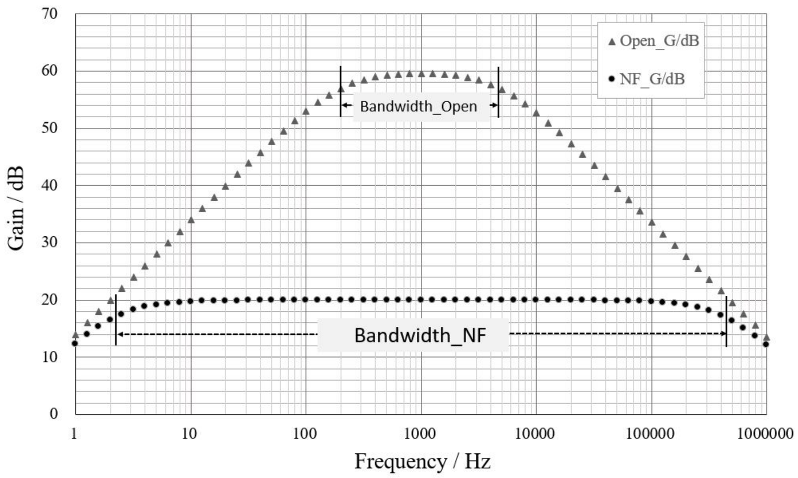


図 8.3　負帰還による周波数特性の改善

（３）非線形ひずみ率、内部雑音の軽減

増幅回路の主体であるトランジスタの内部雑音や電圧-電流特性上の非線形特性によるひずみ現象は増幅回路において避けることができない。しかし、負帰還作用によってこれらの欠点を見かけ上軽減させることができる。ただし、この効果は複数段の **2** 段目以降にのみ有効である。ひずみ率の改善率は約 $(1/(1-\beta A_v))$ である。トランジスタの内部雑音は、上記のひずみ率の軽減と同様に初段において発生する雑音を除いて同様の改善が行われる。

（４）入力、出力インピーダンスの制御

帰還増幅回路の帰還の方法には、４種類の組み合わせがある。すなわち、入力の電圧信号 V_1、あるいは電流信号 I_1 に対する帰還回路（β 回路）を介して帰還する出力電圧 V_2、あるいは出力電流 I_2 との組み合わせにより、次の４種類の帰還方法が可能になる。それは、**(a)** 電圧直列帰還、**(b)** 電流直列帰還、**(c)** 電圧並列帰還、**(d)** 電流並列帰還 の４種類である。これらの回路構成のブロック図を図 **8.4** に示す。

低周波帯から高周波帯までの広範囲の信号周波数を取り扱う場合の増幅回路の入力、出力回路状態はインピーダンスの形で表示する必要がある。しかし中域周波数帯では入力抵抗、出力抵抗の形で表示することが多い。

以下においては取り扱いを簡単にするために、上記の４種類の帰還方法における入力、出力インピーダンスの計算においては、インピーダンスの代わりに後者の入力抵抗と出力抵抗を用いることにする。

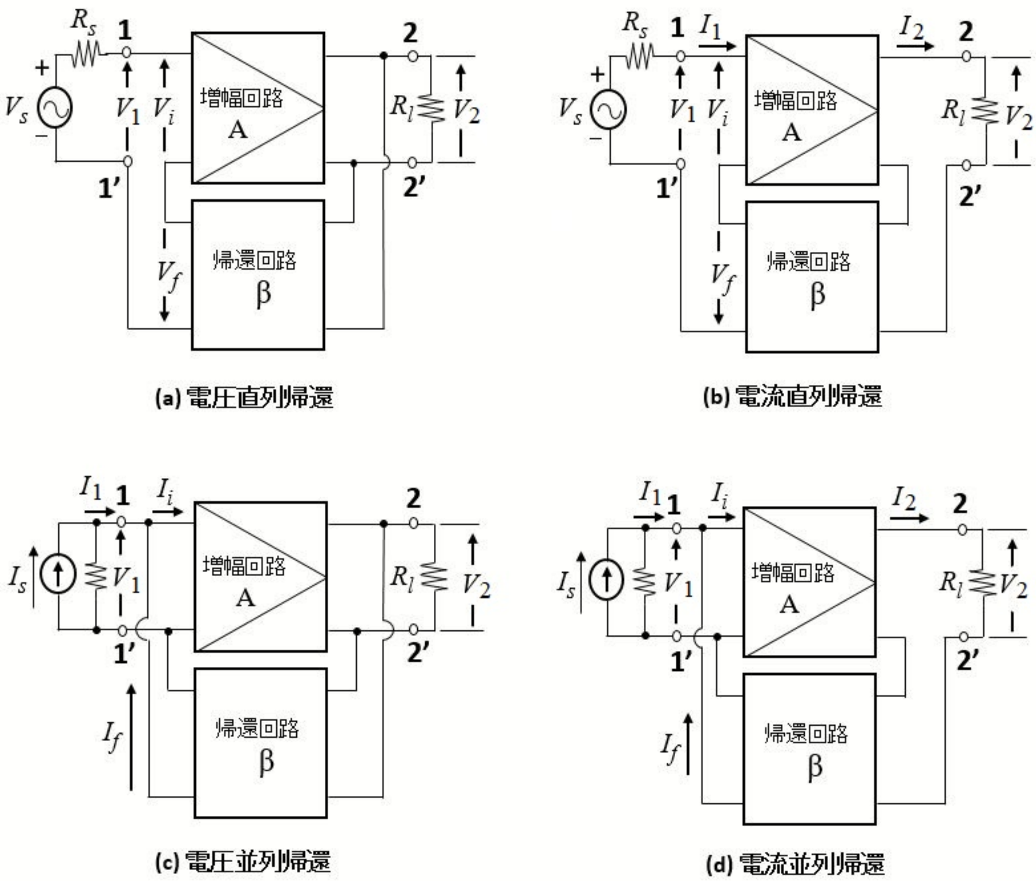


図 8.4　帰還方式４種類

8.4　負帰還増幅回路の入力抵抗と出力抵抗

8.4.1　電圧直列帰還回路

1a) 電圧直列帰還回路の入力抵抗の計算

電圧直列帰還回路に関する帰還回路の入力抵抗 R_{if} の算出例を図 **8.5** を用いて以下に示す。ここで, 負荷抵抗 R_l を出力端子に接続した状態の増幅回路の電圧利得を K とおくことにする。このときの動作状態における増幅回路の電圧利得 K は次の式 **(8.7)** のようになる。ただし、並列に接続される β 回路の抵抗値は十分に大きく無視できるものとする。

$$K = \frac{V_2}{V_i} = \frac{R_l}{R_l + r_o} \cdot A_v \tag{8.7}$$

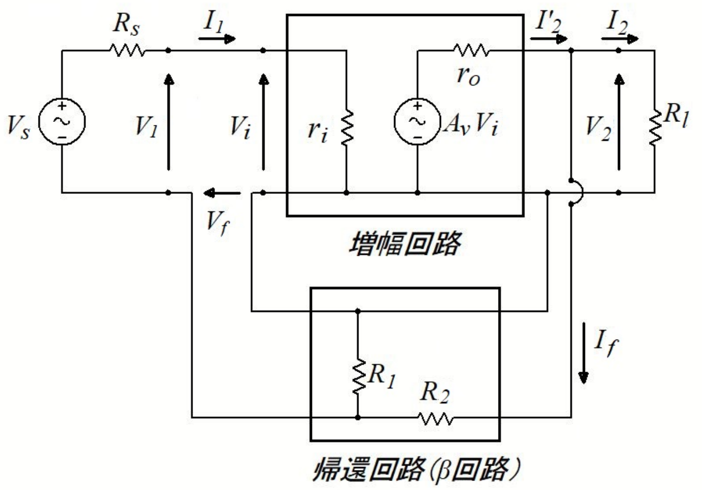


図 8.5 電圧直列帰還ブロック図（電圧信号源入力）: 入力抵抗 R_{if}

ここで、図 **8.5** の電圧直列帰還回路の入力抵抗 R_{if} を求めることにする。入力側では次の式が成り立つ。

$$V_i = V_1 + V_f \tag{8.8}$$

帰還回路の帰還係数 β を次式のようにおくと、V_f は次の式 **(8.10)** のようになる。

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{8.9}$$

$$V_f = \beta V_2 = \beta K \cdot V_i \tag{8.10}$$

したがって、式 **(8.8)** に式 **(8.9)** と式 **(8.10)** を用いて書き換えると、

$$V_1 = V_i - V_f = (1 - \beta K) V_i \tag{8.11}$$

また、増幅回路の入力電圧 V_i は、

$$V_i = r_i I_1 \tag{8.12}$$

であるから、式 **(8.10)** は次のように書き改められる。

$$V_1 = (1 - \beta K) \cdot r_i I_1 \tag{8.13}$$

よって、この電圧直列帰還回路の入力抵抗 R_{if} は次のように求められる。

$$R_{if} = \frac{V_1}{I_1} = (1-\beta K)\cdot r_i \tag{8.14}$$

この回路は負帰還回路であるので $(1-\beta K) > 1$ であるから、

$$R_{if} > r_i \tag{8.15}$$

の関係が成り立ち、電圧直列帰還回路の入力抵抗は元の増幅回路の入力抵抗より増大する。

1b) 電圧直列帰還回路の出力抵抗の計算

出力抵抗 R_{of} を求めるために帰還回路の入力信号を $V_s = V_1 = 0$ とし、出力端子には電圧信号源 V_2 を接続する。図 **8.6** の回路を用いて帰還回路の出力抵抗 R_{of} を算出する。ここでは、$I_f \ll I_2$ を仮定する。

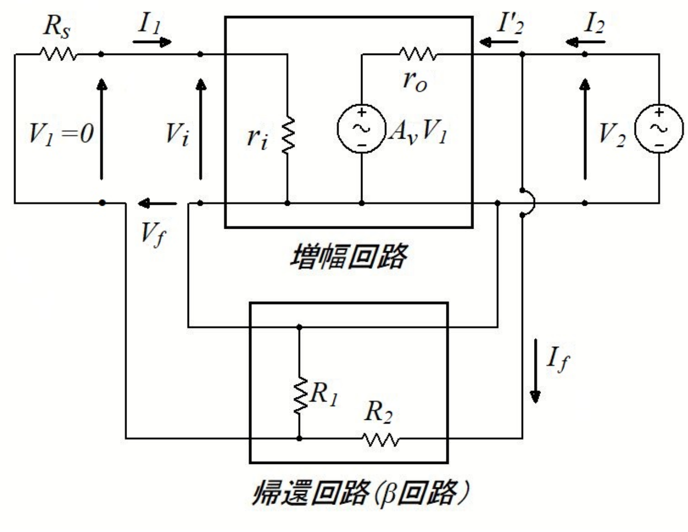


図 8.6　電圧直列帰還ブロック図（電圧信号源入力）: 出力抵抗 R_{of}

帰還回路の入力信号 $V_s = 0$ のときの増幅回路の入力電圧 V_i は次式のようになる。

$$V_i = \frac{r_i}{R_s + r_i}\cdot V_f \tag{8.16}$$

ここでは、$I_2 \gg I_f$ として、$I_2 \simeq I'_2$ を仮定し、かつ上式の関係を用いると、

$$I_2 \simeq I'_2 = \frac{V_2 - A_v V_i}{r_o} = \frac{V_2}{r_o} - \frac{A_v}{r_o}\cdot\frac{r_i}{R_s + r_i}\cdot V_f \tag{8.17}$$

ここで、$V_f = \beta V_2$ （ ただし、$\beta = R_1/(R_1 + R_2)$ ） とおくと、

$$I_2 = \frac{V_2}{r_o} - \frac{A_v}{r_o} \cdot \frac{r_i}{R_s + r_i} \cdot \beta V_2 = \frac{1}{r_o}\left(1 - \frac{r_i}{R_s + r_i} \cdot A_v \beta\right) \cdot V_2 \tag{8.18}$$

ここで、入力回路側の係数記述を簡略化するために次の係数 α を定める。

$$\alpha = \frac{r_i}{R_s + r_i} \tag{8.19}$$

この電圧直列帰還回路の出力抵抗 R_{of} は次式のように求められる。

$$R_{of} = \frac{V_2}{I_2} = \frac{r_o}{1 - \alpha \cdot A_v \beta} \tag{8.20}$$

この回路は負帰還回路で $(1 - \alpha \cdot A_v \beta) > 1$ であるため次の関係が得られる。出力抵抗 R_{of} は r_o より減少する。

$$R_{of} < r_o \tag{8.21}$$

8.4.2 電流直列帰還回路

2a) 電流直列帰還回路の入力抵抗の計算

電流直列帰還回路の帰還における入力側の形は、前項の電圧直列帰還の場合と同形であるが、出力側においては帰還する情報が出力電流 I_2 に比例する量である点が異なる。以下において図 **8.7** を用いて順を追って説明する。

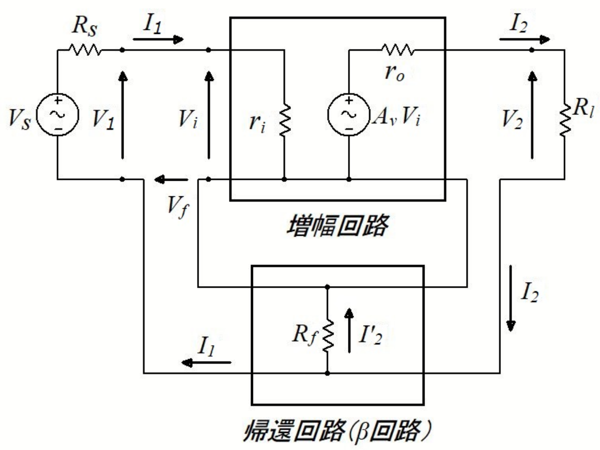


図 8.7 電流直列帰還ブロック図（電圧信号源入力）: 入力抵抗 R_{if}

$$V_1 = V_i - V_f \tag{8.22}$$

ここで β 回路に関しては、$I_1 \ll I_2$ と仮定する。

$$I_2' = I_2 - I_1 \simeq I_2 \tag{8.23}$$

$$V_f = R_f \cdot I_2' \tag{8.24}$$

$$V_i = r_i I_1 \tag{8.25}$$

$$V_1 = V_i - V_f = r_i I_1 - R_f \cdot I_2' \tag{8.26}$$

以上の関係式から、

$$I_2 \simeq I_2' = \frac{A_v V_i}{r_0 + R_l + R_f} = \frac{A_v r_i}{r_0 + R_l + R_f} \cdot I_1 \tag{8.27}$$

式 **(8.26)** に 式 **(8.27)** を代入すると、

$$V_1 = r_i I_1 - \frac{R_f \cdot A_v r_i}{r_0 + R_l + R_f} \cdot I_1 = \left(1 - \frac{R_f A_v}{r_0 + R_l + R_f}\right) \cdot r_i I_1 \tag{8.28}$$

ここで、帰還回路の帰還率 β を次のようにおく。

$$\beta = \frac{R_f}{r_o + R_l + R_f} \tag{8.29}$$

以上の計算ににより、図 **8.7** の電流直列帰還回路の入力抵抗 R_{if} は式 **(8.28)** と 式 **(8.29)** から次のように求めることができる。

$$R_{if} = \frac{V_1}{I_1} = (1 - A_v \beta) \cdot r_i \tag{8.30}$$

この回路は負帰還回路なので $(1 - A_v\beta) > 1$ であり、 式 **(8.30)** から次の関係が成り立つ。すなわち、この電流直列帰還回路の入力抵抗 R_{if} は元の増幅回路の入力抵抗 r_i より増大する。

$$R_{if} > r_i \tag{8.31}$$

2b) 電流直列帰還回路の出力抵抗の計算

図 **8.8** を用いて説明する。$V_1 = 0$ とおいて、出力端子側に電圧信号源 $V_o(V_o = V_2)$ を接続する

この回路を用いて、出力抵抗 R_{of} は以下のように求められる。ただし、$I_1 \ll I_2$ とする。

$$V_i = -R_f I_2 \tag{8.32}$$

$$V_2 = r_o I_2 + A_v V_i + R_f I_2 = \{r_o + (1 - A_v) R_f\} I_2 \tag{8.33}$$

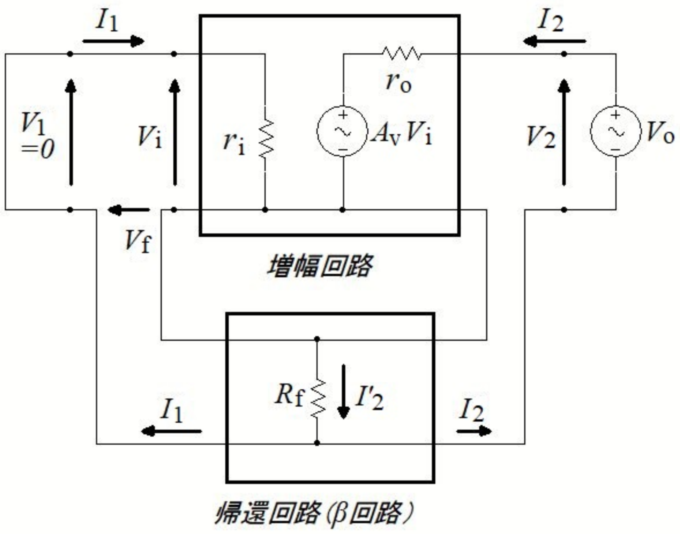


図 8.8　電流直列帰還ブロック図（電圧信号源入力）: 出力抵抗 R_{of}

よって、 式 **(8.33)** より電流直列帰還回路の出力抵抗 R_{of} は以下のように求められる。

$$R_{of} = \frac{V_2}{I_2} = r_o + (1 - A_v)R_f \tag{8.34}$$

$(1 - A_v) > 1$ であるから、上式により出力抵抗 R_{of} は r_o より大きいことがわかる。

$$R_{of} > r_o \tag{8.35}$$

8.4.3　電圧並列帰還回路

3a) 電圧並列帰還回路の入力抵抗の計算

電圧並列帰還回路のブロック図を図 **8.9** に示す。この回路では電流情報の帰還に着目するので、信号源としては信号源内部抵抗が非常に大きい、すなわち電流源表示の信号源を用いることにする。

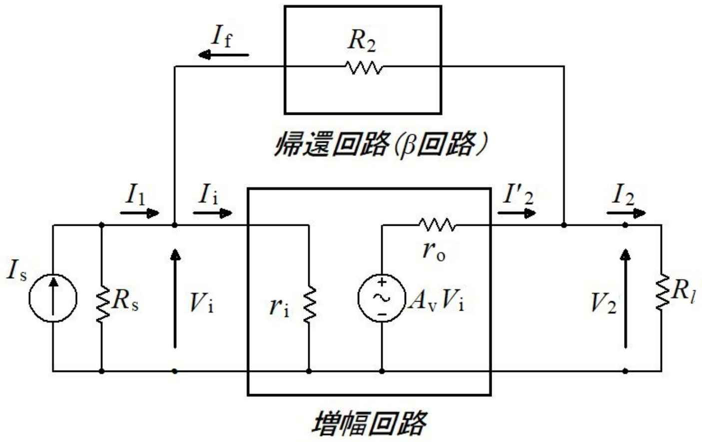


図 8.9 電圧並列帰還ブロック図（電流信号源入力）: 入力抵抗 R_{if}

入力回路における電流関係は次式のようになる。

$$I_1 = I_i - I_f = \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{R_f}\right) V_1 - \frac{1}{R_f} V_2 \tag{8.36}$$

また出力側において、$I_f \ll I_2$ とすると、

$$V_2 = \left(\frac{R_l}{r_o + R_l}\right) \cdot A_v V_1 \tag{8.37}$$

式 **(8.36)** に 式 **(8.37)** を代入して整理すると、

$$I_1 = \left\{\left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{R_f}\right) - \frac{1}{R_f}\left(\frac{R_l}{r_o + R_l}\right) A_v\right\} V_1 \tag{8.38}$$

ここで、$\beta = (R_l/(r_o + R_l))$ とおき、この電圧並列帰還回路の入力抵抗 R_{if} を求めると、

$$R_{if} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{1}{\frac{1}{r_i} + (1 - A_v\beta)\frac{1}{R_f}} \tag{8.39}$$

すなわち、電圧並列帰還回路の入力抵抗 R_{if} は、r_i と R_f の $1/(1 - A_v\beta)$ 倍の並列抵抗値に等しくなり、r_i の値より減少する。

3b) 電圧並列帰還回路の出力抵抗の計算

電圧並列帰還回路の入力抵抗のところで述べたように信号源抵抗 R_s は十分に高いという条件下で用いられるとする。出力抵抗 R_{of} を求める場合は、入力信号 $I_s = 0$ とし、入力端子は開放状態（$R_s = \infty, I_1 = 0$）を想定し、出力端子には図 **8.10** に示すように電圧信号源を接続して、電圧 V_2 と電流 I_2 の比から R_{of} を算出する。

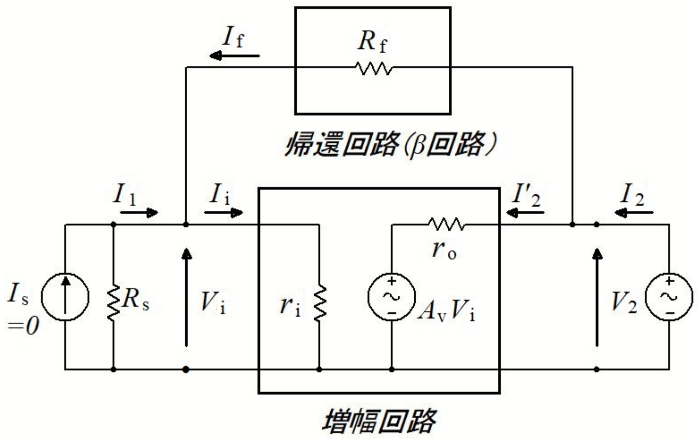


図 8.10　電圧並列帰還ブロック図（電流信号源入力）: 出力抵抗 R_{of}

以下のような手順で計算する。

$$I_2 = \frac{V_2}{R_f + r_i} + \frac{V_2 - A_v V_i}{r_0} \tag{8.40}$$

ここで $\beta = (r_i/(R_f + r_i))$ とおくことにする。

$$V_i = \frac{r_i}{R_f + r_i} \cdot V_2 = \beta V_2 \tag{8.41}$$

出力電圧源から流出する電流 I_2 は上の２式から、

$$I_2 = \left(\frac{1}{R_f + r_i} + \frac{1 - A_v \beta}{r_o} \right) \cdot V_2 \tag{8.42}$$

ここで、$(1/(R_f + r_i)) \ll ((1 - A_v \beta)/r_o)$ とすると、出力抵抗 R_{of} は次式のように求められる。

$$R_{of} = \frac{V_2}{I_2} = \frac{r_o}{1 - A_v \beta} \tag{8.43}$$

$(1 - A_v \beta) > 1$ であるから、電圧並列帰還回路の出力抵抗 R_{of} は r_o より減少する。

8.4.4　電流並列帰還回路

4a) 電流並列帰還回路の入力抵抗の計算

電流並列帰還回路の入力抵抗 R_{if} の計算は図 **8.11** を用いて以下の手順で求める。この回路では、$R_s \gg r_i, R_s \gg R_f, r_i \gg R_f$ の条件下で計算を実行する。

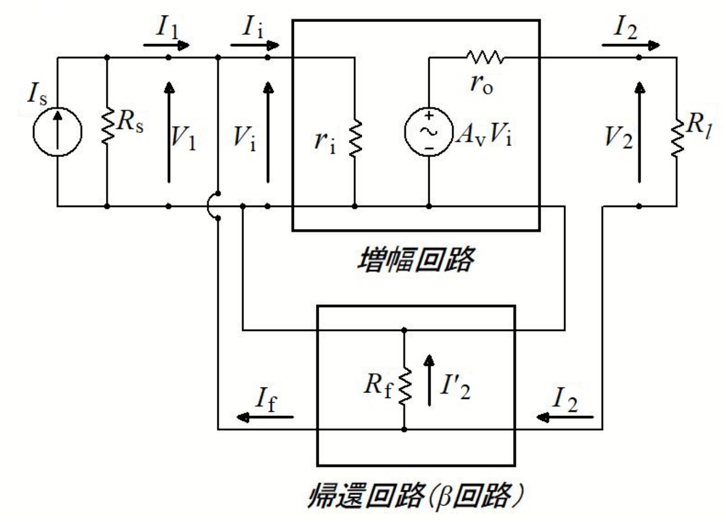


図 8.11　電流並列帰還ブロック図（電流信号源入力）: 入力抵抗 R_{if}

入力回路側においては、

$$I_i = \frac{V_i}{r_i} \tag{8.44}$$

出力回路側では $R_s \gg R_f$ の下に、

$$I_2 = \frac{A_v V_i}{r_o + R_l + R_f} \tag{8.45}$$

$$I_f = \frac{R_f}{R_f + r_i} \cdot I_2 \tag{8.46}$$

式 **(8.45)** と 式 **(8.46)** から、

$$I_f = \frac{R_f}{R_f + r_i} \cdot \frac{A_v V_i}{r_o + R_l + R_f} \tag{8.47}$$

入力回路に関する 式 **(8.44)** と 式 **(8.47)** から入力回路の電流 I_1 は、

$$I_1 = I_i - I_f = \frac{V_i}{r_i} - \frac{R_f}{R_f + r_i} \cdot \frac{A_v V_i}{r_o + R_l + R_f} \tag{8.48}$$

図 **8.11** の入力回路では $V_i = V_1$ であるから、 式 **(8.48)** は次のように整理できる。

$$I_1 = \frac{1}{r_i}\left(1 - \frac{R_f r_i}{R_f + r_i} \cdot \frac{A_v}{r_o + R_l + R_f}\right) \cdot V_1 \tag{8.49}$$

よって、電流並列帰還回路の入力抵抗 R_{if} は、

$$R_{if} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{r_i}{1 - \left(\dfrac{R_f r_i}{R_f + r_i} \cdot \dfrac{A_v}{r_o + R_l + R_f}\right)} \tag{8.50}$$

ここで、帰還率を $\beta = \dfrac{R_f r_i}{(R_f + r_i)(r_o + R_l + R_f)}$ とおくと、

$$R_{if} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{r_i}{1 - \beta A_v} \tag{8.51}$$

この負帰還回路では、$(1 - A_v\beta) > 1$ であるから次式が成り立ち、電流並列帰還回路の入力抵抗 R_{if} は r_i より減少することがわかる。

$$R_{if} < r_i \tag{8.52}$$

4b) 電流並列帰還回路の出力抵抗の計算

電流並列帰還回路の出力抵抗を求めるために図 **8.12** の回路図を用いる。ここでは、入力信号を $I_s = 0$ とし、抵抗 $R_s = \infty$ とする。また、出力端子には電圧信号 V_2 を接続する。

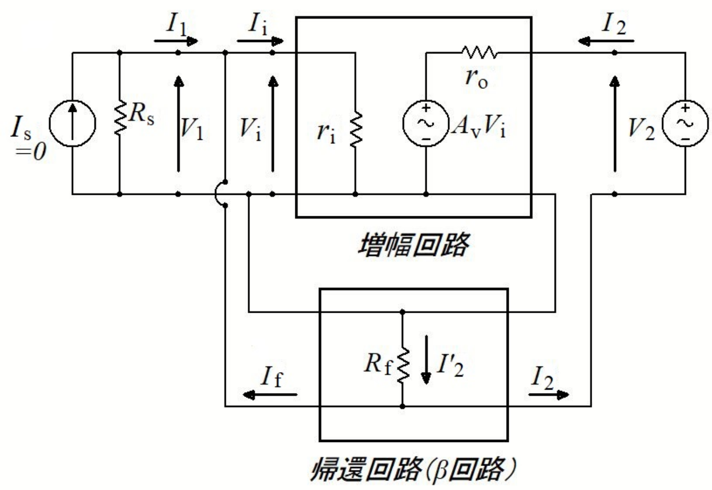


図 8.12　電流並列帰還ブロック図（電流信号源入力）: 出力抵抗 R_of

帰還回路の抵抗 R_f と増幅回路の入力抵抗 r_i の並列合成抵抗を R_F とおく。

$$R_F = \frac{R_f r_i}{R_f + r_i} \tag{8.53}$$

この R_F を用いると、入力電圧 V_i と出力電流 I_2 の関係は次式で与えられる。

$$V_i = -R_F \cdot I_2 \tag{8.54}$$

ここで出力回路における出力電流 I_2 を求め、上式を用いると、

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{V_2 - A_v V_i}{r_o + R_F} \\ &= \frac{V_2}{r_o + R_F} + \frac{A_v R_F}{r_o + R_F} \cdot I_2 \end{aligned} \tag{8.55}$$

式 **(8.55)** を電流 I_2 について整理して、次のように出力抵抗 R_{of} を求める。

$$R_{of} = \frac{V_2}{I_2} = \left(1 - \frac{R_F}{r_o + R_F} A_v\right)(r_o + R_F) = r_o + (1 - A_v) R_F \tag{8.56}$$

式 **(8.56)** の結果から、電流並列帰還回路の出力抵抗 R_{of} は r_o より増大していることがわかる。

＜負帰還による入力、出力インピーダンス増減のまとめ＞

以上の計算結果から、負帰還回路の４種類の帰還方法による入力インピーダンスと出力インピーダンスの増大、減少の結果をまとめると図 **8.13** のようになる。なお、上記においては計算を単純化するために「インピーダンス」の代わりに「抵抗」を用いたが算出の方法に関しては差異はない。

	電圧直列帰還	電流直列帰還	電圧並列帰還	電流並列帰還
入力インピーダンス	増大	増大	減少	減少
出力インピーダンス	減少	増大	減少	増大

図 8.13　負帰還入力・出力インピーダンス増減表

8.5 「第８章 直流増幅回路」の課題と解答例

＜課題 ８－１＞

バイポーラ形トランジスタによる **図 8.14** に示すエミッタフォロワ回路の等価回路を描き、その等価回路を用いて電圧利得と入力抵抗、出力抵抗を求めなさい。R_S は信号源内部抵抗である。

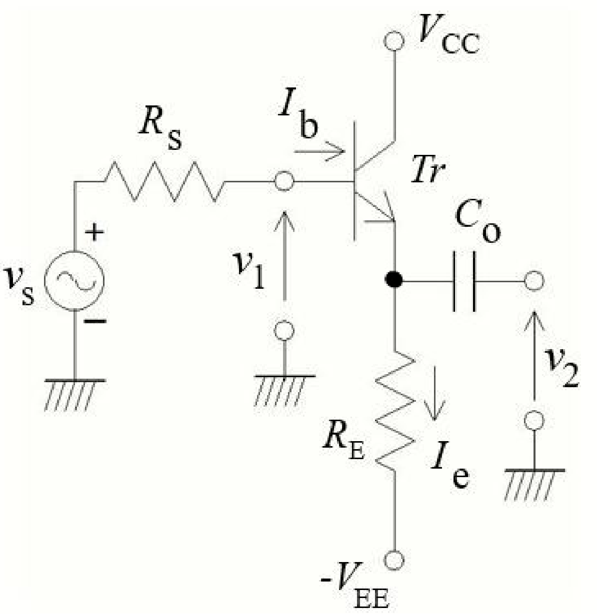


図 8.14　エミッタフォロワ回路 D

[解答例 8-1]

図 8.14 に示すエミッタフォロワ回路の h パラメータによる小信号等価回路を **図 8.15** に示す。ここで、ベース電流 I_b の信号成分を i_b、エミッタ電流 I_e の信号成分を i_e とする。またここでは h パラメータ等価回路には最も原理的な回路を用いる。

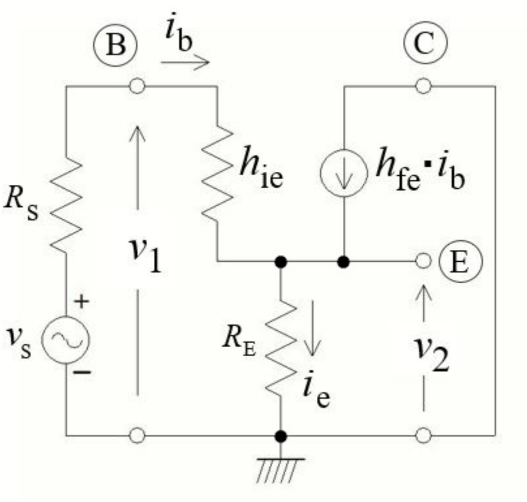


図 8.15 エミッタフォロワの等価回路

＊） エミッタフォロワ回路の電圧利得 A_v の計算 ：

電圧利得の計算は以下の手順による。

(1) 抵抗 R_E に流れる信号電流 i_e を求める。

$$i_\mathrm{e} = i_\mathrm{b} + h_\mathrm{fe} \cdot i_\mathrm{b} = (1 + h_\mathrm{fe}) \cdot i_\mathrm{b} \tag{8.57}$$

(2) 式 (8.57) を用いて、抵抗 R_E 上に生じる出力電圧 v_2 を求める。

$$v_2 = R_\mathrm{E} \cdot i_\mathrm{e} = (1 + h_\mathrm{fe}) R_\mathrm{E} \cdot i_\mathrm{b} \tag{8.58}$$

(3) 式 (8.58) から、エミッタフォロワ回路の入力電圧 v_1 とベース電流 i_b の関係を求める。

$$v_1 = h_\mathrm{ie} \cdot i_\mathrm{b} + v_2 = h_\mathrm{ie} \cdot i_\mathrm{b} + (1 + h_\mathrm{fe}) R_\mathrm{E} \cdot i_\mathrm{b} = \{h_\mathrm{ie} + (1 + h_\mathrm{fe}) \cdot R_\mathrm{E}\} \cdot i_\mathrm{b} \tag{8.59}$$

(4) 前項の **2** つの式から、エミッタフォロワ回路の電圧利得 A_v は次のように求められる。

$$A_\mathrm{v} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{(1 + h_\mathrm{fe}) \cdot R_\mathrm{E}}{h_\mathrm{ie} + (1 + h_\mathrm{fe}) \cdot R_\mathrm{E}} \tag{8.60}$$

ここで、一般的に $h_{\mathrm{ie}} \ll (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}}$ であるために次の関係が成り立つ。

$$A_{\mathrm{v}} \simeq 1 \tag{8.61}$$

＊） エミッタフォロワ回路の入力抵抗 R_{in} の計算：

入力抵抗 R_{in} は式 (8.3) を用いて次のように求められる。

$$R_{\mathrm{in}} = \frac{v_1}{i_{\mathrm{b}}} = h_{\mathrm{ie}} + (1+h_{\mathrm{fe}})R_{\mathrm{E}} \tag{8.62}$$

一般には、R_{E} は数 $k\Omega \sim$ 数 $100k\Omega$ が用いられ、また h_{fe} は数 10 から数 100 であるので、この回路の入力抵抗 R_{in} は非常に大きい値となる。

＊） エミッタフォロワ回路の出力抵抗 R_{o} の計算 ：

この回路の出力抵抗 R_{o} を求めるときは、入力信号 $v_{\mathrm{s}} = 0$ として出力端子側（抵抗 R_{E} の部分に信号 v_2 を印加）において 図 **8.16** に示すような等価回路を用いて、この回路における電圧 v_2 と出力端子に流れる電流 i_2 との比から求める。

$$v_2 = -(R_{\mathrm{s}} + h_{\mathrm{ie}}) \cdot i_{\mathrm{b}} \tag{8.63}$$

$$i_2 = -(i_{\mathrm{b}} + h_{\mathrm{fe}} \cdot i_{\mathrm{b}}) = -(1+h_{\mathrm{fe}}) \cdot i_{\mathrm{b}} \tag{8.64}$$

これらの **2** つの式から、エミッタフォロワ回路の出力抵抗 R_{o} は次式のように求められる。

$$R_{\mathrm{o}} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{R_{\mathrm{s}} + h_{\mathrm{ie}}}{1+h_{\mathrm{fe}}} \simeq \frac{R_{\mathrm{s}} + h_{\mathrm{ie}}}{h_{\mathrm{fe}}} \tag{8.65}$$

トランジスタの電流増幅率 h_{fe} は一般に大きい値であるので、エミッタフォロワ回路の出力抵抗 R_{o} は非常に小さい値になる。

以上の計算結果からエミッタフォロワ回路は、電圧利得は $A_{\mathrm{v}} \simeq 1$、入力抵抗 R_{in} は大きく、出力抵抗 R_{o} は小さいという特性をもつために、増幅回路の入力側あるいは出力側においてバッファー回路としてよく用いられる。

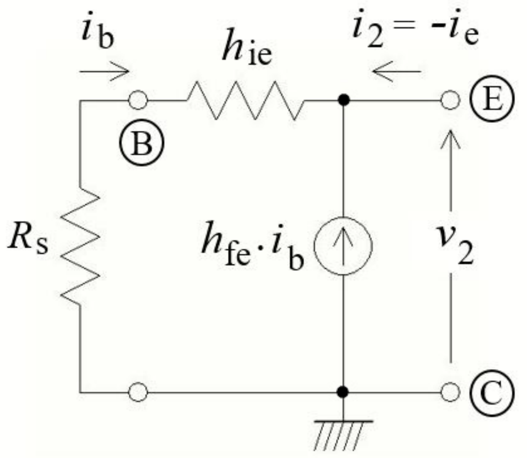


図 8.16　エミッタフォロワの出力抵抗 Ro

＜課題 8 − 2＞

負帰還回路では、非線形ひずみが負帰還作用により軽減される理由を説明しなさい。

[解答例 8-2]

負帰還増幅回路の様子を等価回路により表示すると 図 **8.17** のようになる。この負帰還増幅回路では、以下のような関係式が成り立つ。

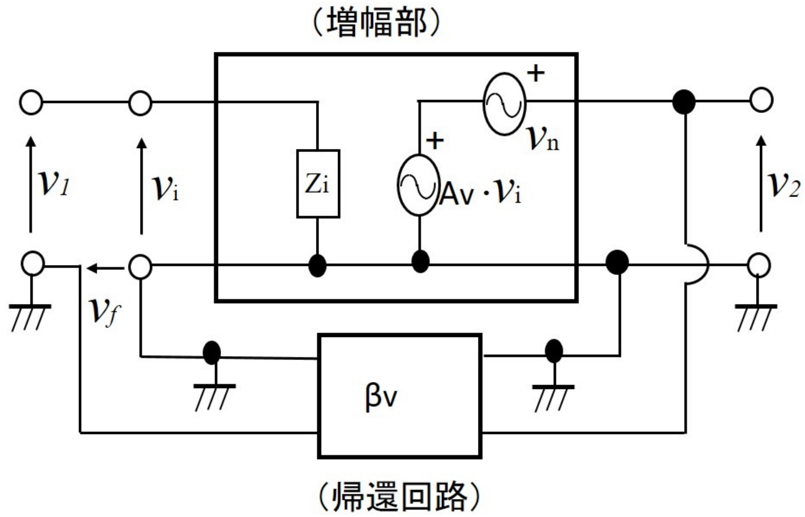


図 8.17　817A - 負帰還増幅回路ブロック図

$$v_2 = A_\mathrm{v} v_i + v_\mathrm{n} \tag{8.66}$$

$$v_\mathrm{i} = v_1 + v_\mathrm{f} \tag{8.67}$$

$$v_\mathrm{f} = \beta v_2 \tag{8.68}$$

よって、出力電圧 v_0 は式 **(0.42)** に式 **(0.43)** **,** 式 **(0.44)** を代入して次のように求められる。

$$v_2 = A_\mathrm{v}(v_1 + v_\mathrm{f}) + v_\mathrm{n} = (A_\mathrm{v} \cdot v_1) + (A_\mathrm{v}\beta \cdot v_2) + v_\mathrm{n} \tag{8.69}$$

ここで、上式を v_2 についてまとめると、

$$v_2(1 - A_\mathrm{v}\beta) = A_\mathrm{v} \cdot v_1 + v_\mathrm{n} \tag{8.70}$$

よって、

$$v_2 = \frac{A_\mathrm{v}}{1 - A_\mathrm{v}\beta} \cdot v_1 + \frac{1}{1 - A_\mathrm{v}\beta} \cdot v_\mathrm{n} \tag{8.71}$$

この負帰還作用により出力 v_2 の内容は、信号 v_1 に対しては $(\frac{A_v}{1-A_v\beta})$ となるが、内部雑音 v_n については $(\frac{1}{1-A_v\beta})$ 倍となり、相対的に雑音成分は減少することがわかる。

9　OP アンプ回路

演算増幅回路 **(Operational Amplifier)** 、すなわち「**OP** アンプ回路」 は、歴史的にはアナログ計算機 の演算要素（加算、減算、係数乗算、微分、積分など）を構成するために考案されたものである。当初の **OP** アンプは真空管、抵抗、コンデンサなどの個別部品を使用したブロック単位の増幅回路であった。しかし、半導体分野における集積化技術の進歩が回路部品全体のオンチップ化を可能にし、高性能で安価な **IC OP** アンプとして当初の役割を越えて、電子計測、さらにはアナログ回路のあらゆる分野で使われるようになった。

最初に「**OP** アンプの原理」ついて簡単に説明し、次いで電子計測の立場から最も基本的な **OP** アンプ回路である「反転回路」、「非反転回路」、「積分回路」、「微分回路」、「加算回路」などを取り上げ、その特性について述べる。

9.1　OP アンプの原理

OP アンプ回路は、基本的には同相除去比 ($Common\ Mode\ Rejection\ Ratio : CMRR$) が非常に高い（低周波帯において **80〜100 dB** 以上）の差動増幅回路 である。差動増幅回路は **6** 端子形回路であるが、同相除去比が十分に高い条件下で負帰還回路として使用する場合は、出力端子を **3** 端子形から **2** 端子形に変形しても差動増幅回路の特性を活かして利用できる。そのため **OP** アンプ回路の形は、入力端子は差動（２対）形、出力端子がシングルエンド（１対）の **5** 端子形回路である（図 **9.1**)。このような **OP** アンプは、負帰還効果を十分に活かす目的で低周波帯における利得は **100 dB**（**10** 万倍）程度あるいはそれ以上に設計されている。また、直流増幅回路の供給電源は正・負電圧の２電源が一般的であるが、特殊な用途で使用する単電源でも動作する特殊な回路も設計されている。一般的に使用される **OP** アンプには、バイポーラ形 (μA741 など）と **FET** 形（**LM356** など）であるが、そのほか多種類のものが市販されている。

５端子形差動アンプと **OP** アンプの表示記号（実際の記号では電源は省略する）および正負電源の様子を図 **9.1** に示す。

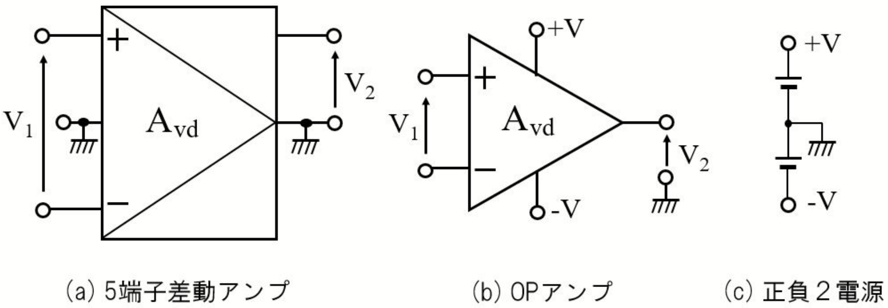


図 9.1 変形差動アンプ： OP アンプ（正負電源）

OP アンプの基本回路を図 **9.2** に示す。この回路を用いて **OP** アンプ回路の基本式を求める。ここで、増幅回路の入力電流 $I_i = 0$ を仮定する。出力電圧 V_2 と増幅回路の入力電圧 V_i の関係、および回路電流 I_1、I_f について、以下のような関係式が成り立つ。

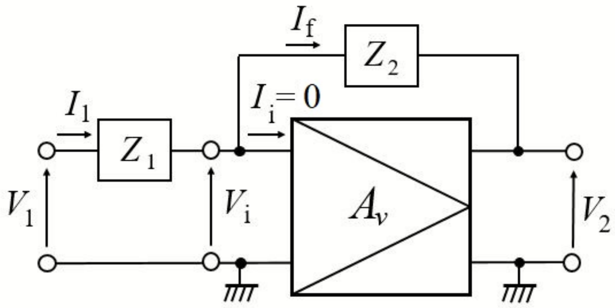


図 9.2 OP アンプの基本回路

$$V_2 = A_v \cdot V_i \tag{9.1}$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_i}{Z_1} \tag{9.2}$$

$$I_f = \frac{V_i - V_2}{Z_2} \tag{9.3}$$

$I_i = 0$ を仮定しているので、電流 I_1 と I_f については次式が成り立つ。

$$I_1 = I_f \tag{9.4}$$

式 **(9.4)** に式 **(9.2)** と式 **(9.3)** を代入すると、

$$\frac{V_1 - V_i}{Z_1} = \frac{V_i - V_2}{Z_2} \tag{9.5}$$

上式に式 **(9.1)** の関係を用いて V_i を消去して整理し、V_1 と V_2 の関係を整理すると、

$$V_2 = -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{1}{1 - \dfrac{1}{A_v}\left(1 + \dfrac{Z_2}{Z_1}\right)} \cdot V_1 \tag{9.6}$$

ここで、

$$\frac{1}{A_v} \cdot \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) \ll 1 \tag{9.7}$$

の条件が満たされるとき、式 **(9.6)** は次のように近似できる。

$$V_2 = -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot V_1 \tag{9.8}$$

この式 **(9.8)** が 図 **9.2** に示される回路の **OP** アンプ回路の基本式である。

9.2　反転回路

反転回路の回路は、 図 **9.2** において $Z_1 = R_1$、 $Z_2 = R_2$ に置き換えた図 **9.3** の回路で示され、係数回路とも呼ばれる。この反転回路の入力電圧 V_1 と出力電圧 V_2 の関係式は 式 **(9.8)** より次式のようになる。

$$V_2 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 \tag{9.9}$$

したがって、反転回路の電圧利得 A_{vd} は、

$$A_{vd} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{9.10}$$

式 **(9.10)** には負符号がつき、入力と出力の位相が反転するために反転回路と呼ばれる。

OP アンプの電圧利得が $A_v \gg 1$ ならば、**OP** アンプ自身の入力電圧は $V_i \simeq 0$ となるので、図 **9.3** における点 **A** は、仮想接地点 ともいわれる。

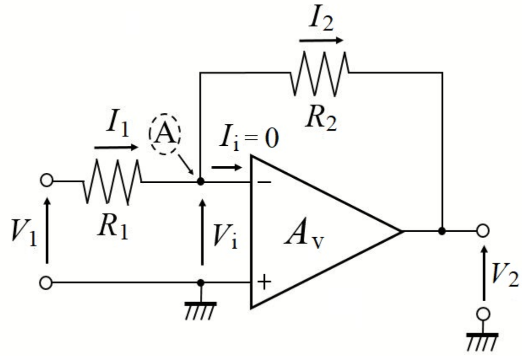


図 9.3　反転回路

9.3　非反転回路

図 **9.4** に示す非反転回路の入力信号は、前項の反転回路における **OP** アンプの負入力端子側から正入力端子側に変更したものである。

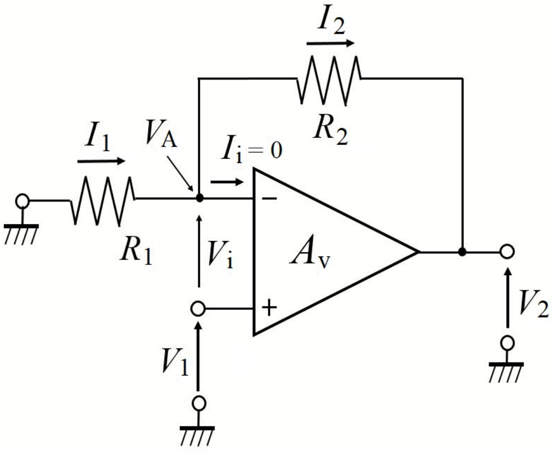


図 9.4　非反転回路

図 **9.4** では、A_v が非常に大きいとき（例えば $1,000$ 倍）$V_i \simeq 0$ として、$V_A \simeq V_1$ と近似することができる。また $I_i = 0$ とすれば次式が成り立つ。

$$I_1 = I_2 \tag{9.11}$$

抵抗 R_1 に流れる電流 I_1（方向に注意）は次のようになる。

$$I_1 = -\frac{V_A}{R_1} = -\frac{V_1}{R_1} \tag{9.12}$$

また、抵抗 R_2 に流れる電流 I_2 は、

$$I_2 = \frac{V_1 - V_2}{R_2} \tag{9.13}$$

よって、式 **(9.11)** の関係から、

$$-\frac{V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_2}{R_2} \tag{9.14}$$

$$V_2 = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot V_1 \tag{9.15}$$

したがって、非反転回路の電圧利得 A_{vd} は次のように求められる。

$$A_{vd} = \frac{V_2}{V_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{9.16}$$

図 **9.4** に示される非反転回路において、$R_1 \to \infty$ 、$R_2 = 0$ とした場合の図 **9.5** に示されるような特別な形の回路はボルテージフォロワ回路 と呼ばれる。この回路の電圧利得 A_{vd} は、式 **(9.16)** から、

$$A_{vd} = 1 \tag{9.17}$$

の近似式が得れれる。

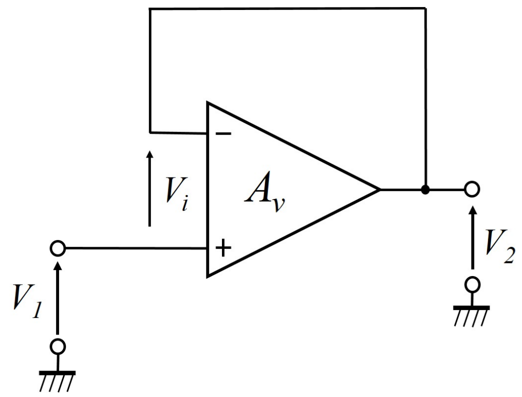


図 9.5　ボルテージフォロワ回路

この回路は、入力抵抗が非常に大きく、出力抵抗が極めて小さいという特徴があるので、いろいろな回路の間にバッファ回路として挿入されて用いられる。

この場合、帰還率=**1** における帰還系の安定性が保証されるためには、図 **9.6** に示される点 A における減衰特性は **1** 次系の勾配（**-20dB/dec**）が保障される必要がある。

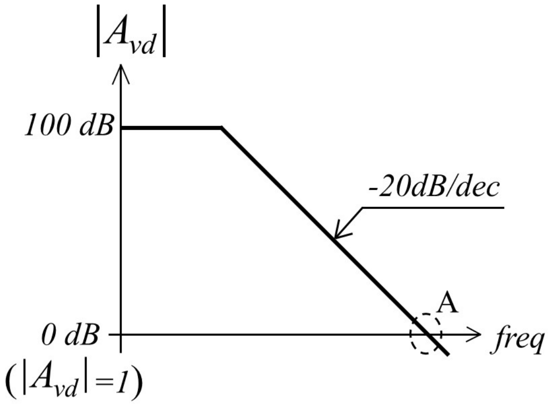


図 9.6　OP アンプ Av の周波数特性

9.4 積分回路

図 **9.7** に積分回路を示す。この積分回路は時間関数の電圧信号 $v(t)$ の積分演算 $(\int v(t)dt)$ を実行する働きを行う。いま、図 **9.7** の入力において時間関数の電流 i について次の関係式が成り立つ。ここでは表記の簡略化のために時間項 (t) の記述を省略する。出力電圧 v_2 と v_i との関係についても併せて示す。

$$i = \frac{v_1 - v_i}{R} = C\frac{d(v_i - v_2)}{dt} \tag{9.18}$$

$$v_2 = A_v \cdot v_i \tag{9.19}$$

なおここでは、$q(t) = C \cdot v(t)$ の関係と $i(t) = (dq(t)/dt)$ の関係を用いている。

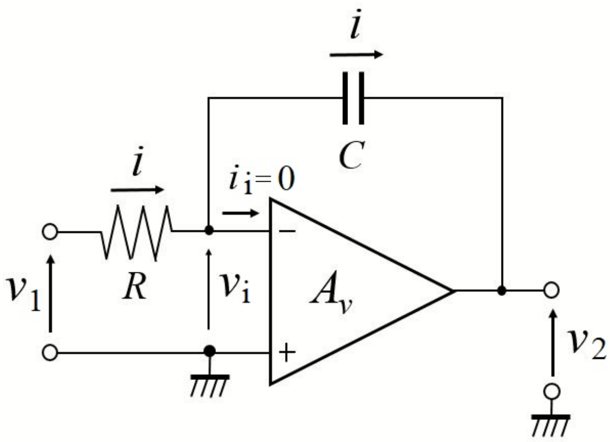


図 9.7 積分回路

式 **(9.18)** と式 **(9.19)** から v_i を消去すると、

$$C\frac{dv_2}{dt} - \frac{1}{A_v}\left(\frac{v_2}{R} + C\frac{dv_2}{dt}\right) = -\frac{v_1}{R} \tag{9.20}$$

ここで、A_v が十分に大きく以下のような条件が成り立つときは、

$$\left|C\frac{dv_2}{dt}\right| \gg \left|\frac{1}{A_v}(\frac{v_2}{R} + C\frac{dv_2}{dt})\right| \tag{9.21}$$

式 **(9.20)** は次式のように簡略化される。

$$C\frac{dv_2}{dt} = -\frac{v_1}{R} \tag{9.22}$$

式 **(9.22)** の両辺をを積分し、整理すると、

$$v_2 = -\frac{1}{CR}\int v_1 dt \tag{9.23}$$

ここで、$(-1/CR)$ は積分係数 である。

9.5　微分回路

図 **9.8** に微分回路 を示す。この回路の出力電圧 v_2 は, 入力電圧 v_1 の時間微分に比例した値となる。その経緯を以下に示す。

$$i = C \cdot \frac{d(V_1 - v_i)}{dt} = \frac{v_i - v_2}{R} \tag{9.24}$$

$$v_2 = A_v \cdot v_i \tag{9.25}$$

式 **(9.24)** 、式 **(9.25)** より、v_i を消去すると、

$$\frac{v_2}{R} - \frac{1}{A_v}\left(\frac{v_2}{R} + C\frac{dv_2}{dt}\right) = -C\frac{dv_1}{dt} \tag{9.26}$$

ここで、以下のような条件が満たされるなら、

$$\left|\frac{v_2}{R}\right| \gg \left|\frac{1}{A_v}(\frac{v_2}{R} + C\frac{dv_2}{dt})\right| \tag{9.27}$$

式 **(9.26)** から次式が得られる。（$-RC$）は微分係数 である。

$$v_2 = -RC \cdot \frac{dv_1}{dt} \tag{9.28}$$

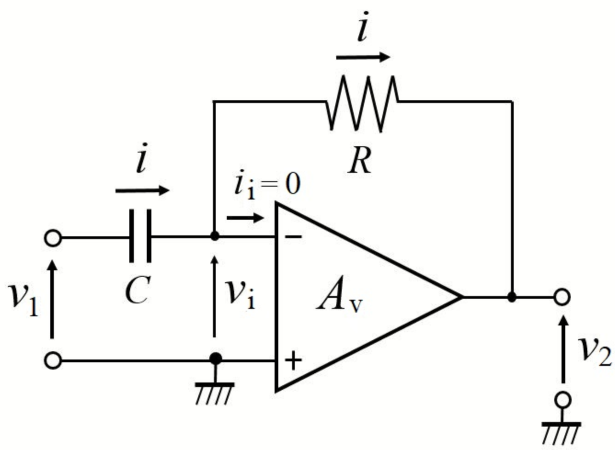


図 9.8　微分回路

9.6　加算回路

加算回路を図 **9.9** に示す。**OP** アンプの負入力端子に流れる電流 $i_i = 0$ とすると、帰還抵抗 R_f に流れる電流 i_f と n 個の入力端子から流入する電流 $i_1, i_2, \cdots, i_n$ との関係は次式のようになる。

$$i_f = i_1 + i_2 + \cdots + i_n \tag{9.29}$$

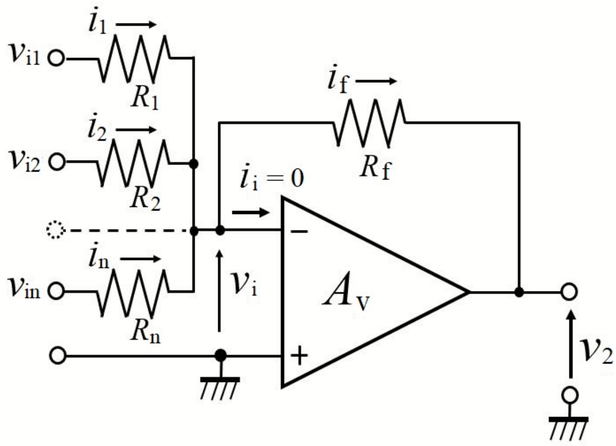


図 9.9　加算回路

また、入力端子から流入する各電流は、$v_i \simeq 0$ の仮定の下では式 **(9.30)** のように近似することができる。

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= \frac{v_{i1} - v_i}{R_1} \simeq \frac{v_{i1}}{R_1} \\ i_2 &= \frac{v_{i2} - v_i}{R_2} \simeq \frac{v_{i2}}{R_2} \\ &\cdots \\ i_n &= \frac{v_{in} - v_i}{R_n} \simeq \frac{v_{in}}{R_n} \end{aligned}\right\} \tag{9.30}$$

式 **(9.29)** を 式 **(9.28)** に代入すると、

$$i_f = \frac{v_{i1}}{R_1} + \frac{v_{i2}}{R_2} + \cdots + \frac{v_{in}}{R_n} \tag{9.31}$$

この回路の出力電圧 v_2 は、$v_i \simeq 0$ の仮定の下では次のようになる。

$$v_2 = -R_f \cdot i_f \tag{9.32}$$

式 **(9.30)** と式 **(9.31)** を整理すると、この加算回路の出力電圧 v_2 と各入力電圧 $v_{11}, v_{12}, \cdots, v_{1n}$ との関係は次式で表わされる。

$$v_2 = -\left\{\left(\frac{R_f}{R_1}\right)\cdot v_{i1} + \left(\frac{R_f}{R_2}\right)\cdot v_{i2} + \cdots + \left(\frac{R_f}{R_n}\right)\cdot v_{in}\right\} \tag{9.33}$$

9.7　差動演算回路

２つの信号に対して差動演算を行う差動演算回路を図 **9.10** に示す。「A_v が十分に大きい」という条件下では、近似的に次の関係が成り立つ。

$$v_A = v_B \tag{9.34}$$

また、**OP** アンプの (+) 入力端子の電圧 v_B と、抵抗 R_1, R_2 に流れる電流 i_1, i_2 は、以下の式で求められる。

$$v_B = \frac{R_4}{R_3 + R_4}\cdot v_{1B} \tag{9.35}$$

$$i_1 = \frac{v_{1A} - v_A}{R_1} \tag{9.36}$$

$$i_2 = \frac{v_A - v_2}{R_2} \tag{9.37}$$

電流 i_1, i_2 については、これまでと同様に $i_1 = i_2$ とする。この $i_1 = i_2$ に対して、式 **(9.34)** から式 **(9.37)** の関係を加えて整理すると、

$$v_2 = -\frac{1}{R_1}\cdot\left\{R_2\cdot v_{1A} - (R_1 + R_2)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right)\cdot v_{1B}\right\} \tag{9.38}$$

ここで、抵抗 R_1, R_2 および R_3, R_4 に以下のような関係があるものとする。

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \tag{9.39}$$

式 **(9.37)** と式 **(9.38)** から次式の関係が得られる。

$$v_2 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot (v_{1B} - v_{1A}) \tag{9.40}$$

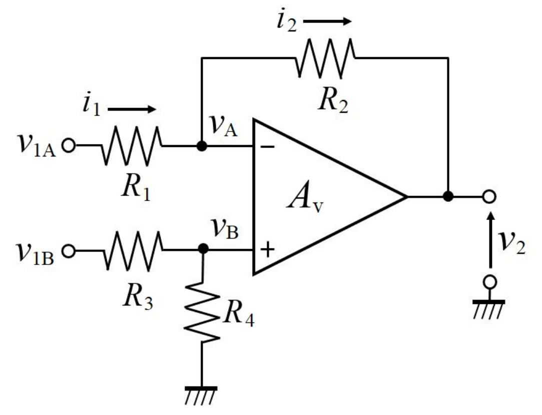


図 9.10 差動演算回路

図 **9.10** に差動演算回路を応用した計装アンプ **(Instrumentation Amplifier)** の原理的回路を示す。 利得設定抵抗用の外部端子を設けた製品が、集積化計装アンプとして市販されている（参照：課題 **9-2**）。

このような計装アンプは集積化されて市販されている。

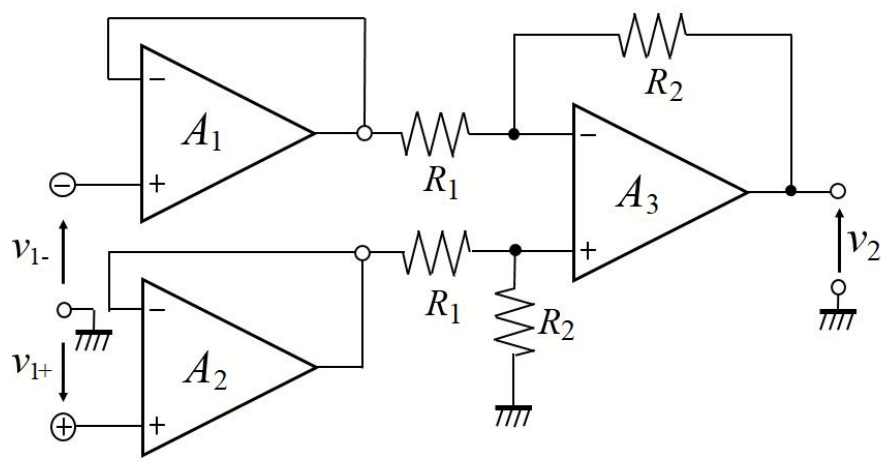


図 9.11 計装アンプ回路の原理

9.8 「第 9 章 OP アンプ回路」の課題と解答例

＜課題 9-1＞

OP アンプを用いた差動増幅回路の原理的な回路図を 図 **9.12** に示す。ここで、**OP** アンプの差動利得は十分に大きく、正負の各入力端子に流入する電流 i_{A} および i_{B} は無視できる程度の大きさとする。

この差動増幅回路の同相入力に対する出力 v_2 ができる限り小さくなるように調整する方法を示しなさい。この方法は差動増幅回路の逆相利得 を小さくする調整方法である。

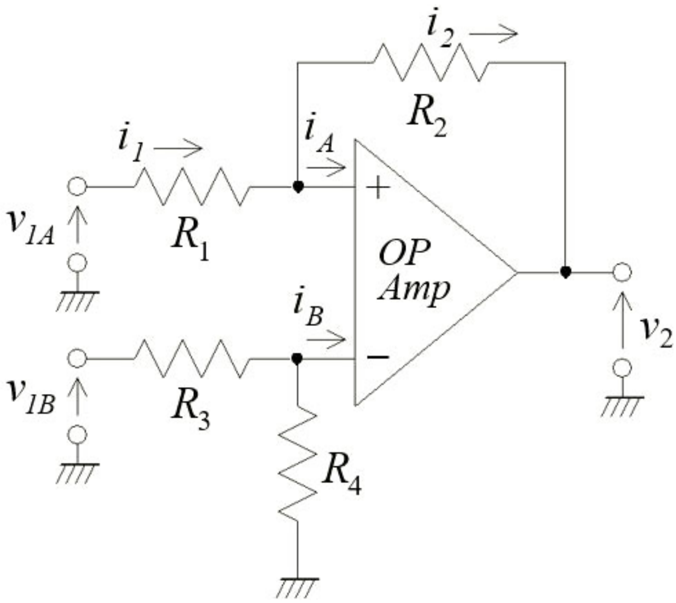


図 9.12　OP アンプ差動回路

[解答例 9-1]

図 9.1 の差動増幅回路において 図 **9.12** に示すように同相信号 v_{C} を入力すると、抵抗比（R_2/R_1）と抵抗比（R_4/R_3）の違いに応じた出力電圧 v_2 が生じる。この同相入力に対する出力電圧の比は、この回路の逆相利得を示す。

この逆相出力の生成原因の大部分は R_2/R_1 と R_4/R_3 の２つの比の差に起因している。

２つの抵抗比をできる限り合わせる目的で、抵抗 R_4 の値を少し小さめにしてトリマ抵抗 $R_{4\mathrm{V}}$ を直列に追加する。入力 v_C と出力 v_2 の波形をオッシロスコープで観測しながら、トリマ可変抵抗を調整して出力 v_2 が最小になるようにする (図 **9.13**)。このとき入力 v_C の値はできる限り大きい値が望ましいが、出力 v_2 の波形がひずみを生じない範囲とする。

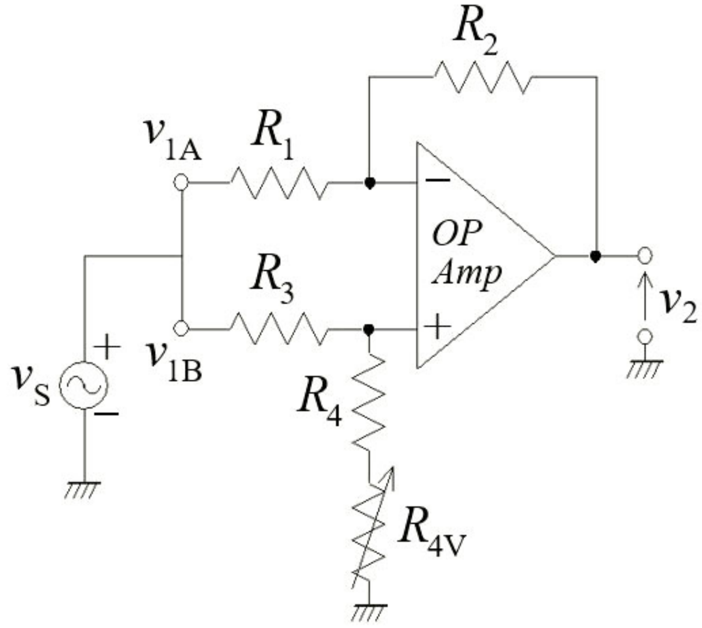


図 9.13　OP アンプ差動回路の逆相利得調整の方法

図 9.10 に示す回路は原理的な差動増幅回路であり、実用的には正負入力端子のそれぞれの前にボルテージフォロワ回路を追加した計装アンプ が用いられる（本文図 **9.11** 参照)。

＜課題 9-2＞

利得設定用外部抵抗端子をもつ IC 形計装アンプ回路について説明しなさい。

[解答例 9-2]

市販されている IC 計装アンプ回路（**Instrumenntation Amplifier**） は 図 **9.14** に示されるような構成になっている。この回路には、利得設定抵抗 RG 用外部端子が設けられている。

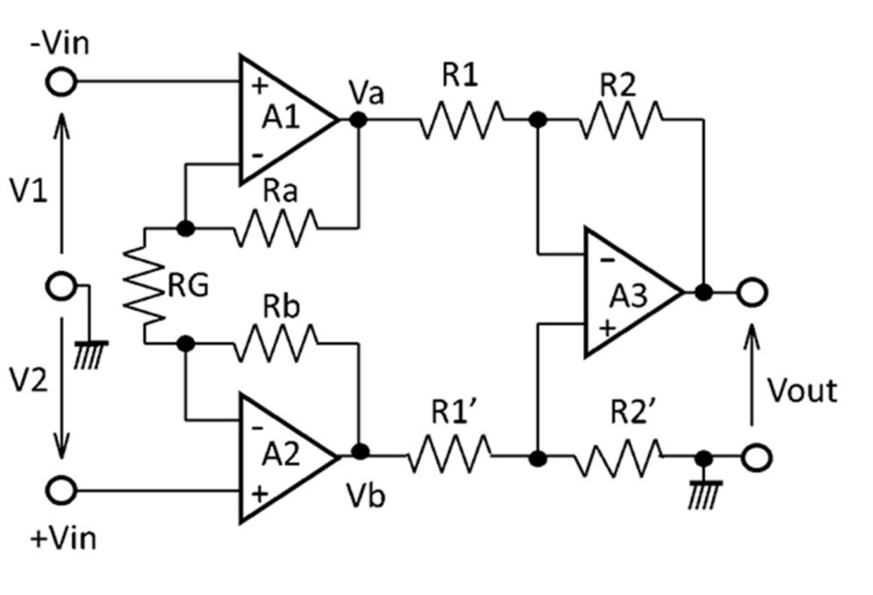


図 9.14　914 - 集積化された差動増幅回路（計装アンプ）

図 **9.14** の回路において、以下の関係式が成り立つ。

$$V_{\mathrm{a}} = (1 + \frac{R_{\mathrm{a}}}{R_{\mathrm{G}}}) \cdot V_1 - \frac{R_{\mathrm{a}}}{R_{\mathrm{G}}} \cdot V_2 \tag{9.41}$$

$$V_{\mathrm{b}} = -\frac{R_{\mathrm{b}}}{R_{\mathrm{G}}} \cdot V_1 + (1 + \frac{R_{\mathrm{b}}}{R_{\mathrm{G}}}) \cdot V_2 \tag{9.42}$$

—— (V_a, V_b の求め方) ——

(*) “V_a“ の算出方法

$$V_1 = 0 \text{ のとき：} V_{\mathrm{a}1} = -(\frac{R_\mathrm{a}}{R_\mathrm{G}} \cdot V_2), \qquad V_2 = 0 \text{ のとき：} V_{\mathrm{a}2} = (1 + \frac{R_\mathrm{a}}{R_\mathrm{G}} \cdot V_1) \tag{9.43}$$

$$V_\mathrm{a} = V_{\mathrm{a}1} + V_{\mathrm{a}2} = -(\frac{R_\mathrm{a}}{R_\mathrm{G}} \cdot V_2) + (1 + \frac{R_\mathrm{a}}{R_\mathrm{G}} \cdot V_1) \tag{9.44}$$

(*) “V_b“ の算出方法

$$V_1 = 0 \text{ のとき：} V_{\mathrm{b}1} = (1 + \frac{R_\mathrm{b}}{R_\mathrm{G}} \cdot V_2), \qquad V_2 = 0 \text{ のとき：} V_{\mathrm{b}2} = -(\frac{R_\mathrm{b}}{R_\mathrm{G}} \cdot V_1) \tag{9.45}$$

$$V_\mathrm{b} = V_{\mathrm{b}1} + V_{\mathrm{b}2} = -(\frac{R_\mathrm{b}}{R_\mathrm{G}} \cdot V_1) + (1 + \frac{R_\mathrm{b}}{R_\mathrm{G}} \cdot V_2) \tag{9.46}$$

以上の計算をもとに、図 **9-14** の差動増幅回路の出力 V_{out} を算出する。

$$V_\mathrm{a} - V_\mathrm{b} = (1 + \frac{R_\mathrm{a} + R_\mathrm{b}}{R_\mathrm{G}}) \cdot (V_2 - V_1) \tag{9.47}$$

$$V_\mathrm{out} = (V_\mathrm{b} - V_\mathrm{a}) \cdot \frac{R_2}{R_1} = (1 + \frac{R_\mathrm{a} + R_\mathrm{b}}{R_\mathrm{G}})\frac{R_2}{R_1} \cdot (V_2 - V_1) \tag{9.48}$$

10　発振回路

信号を自動的に生成する回路として発振回路がある。発振回路は、本質的には帰還増幅回路においてループ利得 $A_v\beta$ が 1 より大きい正帰還回路によって構成されている。帰還回路のループ利得が $A_v\beta > 1$ という回路条件が特定の周波数のみで成り立つ場合は調和（正弦波）発振回路 **(harmonic oscillator)** になる。

一方、抵抗、コンデンサ回路などのように時定数をもつような結合回路が帰還回路を構成する場合は、増幅回路の飽和領域から遮断領域の間を周期的過渡現象により往復する弛張（しちょう）（非正弦波）発振回路 **(relaxation oscillator)** ができる。パルス回路の分野で使用されるマルチバイブレータ回路などがこの種の回路である。ここでは、正弦波発振回路を中心に説明する。

10.1　発振回路の動作原理と解析法

第８章 「帰還増幅回路」の動作原理の説明において述べたように、$A_v\beta > 0$ のとき、この帰還回路は正帰還の条件下にある（図 **10.1**)。$1 > A_v\beta > 0$ の場合は特殊な増幅回路として動作するが、帰還回路に特別な工夫を加えて、特定の周波数 f_0 に限ってのみ以下の条件が満たされるとき、

$$A_v\beta > 1 \tag{10.1}$$

この回路は周波数 f_0 の正弦波発振回路として作動する。

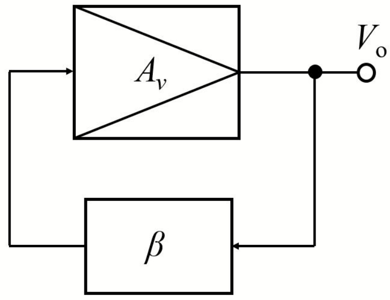


図 10.1　発振回路のブロック図

増幅回路を構成するトランジスタの電圧-電流特性には本来非線形特性が存在する。動作点近傍の小信号動作範囲ではほぼ線形動作を行うとみなして線形近似をすることができる。

しかし、大振幅動作においては非線形特性の影響により見かけ上の利得が低下してひずみ現象が生じる。理論上では、発振現象が安定に持続しているときは、理論上のループ利得の状態は式 **(10.1)** の条件ではなく、次の式 **(10.2)** の条件である。式 **(10.1)** の条件は回路が発振現象を起動するための必要条件である。

$$A_v\beta = 1 \tag{10.2}$$

以上のことから、帰還回路による正弦波発振回路は、トランジスタの非線形特性を巧みに利用して動作していることがわかる。

実際の発振回路の発振条件を求める方法について、その解析法として「ループ利得による解析法」、「キルヒホッフの法則による解析法」、「４端子定数による解析法」の３つの例について以下に説明する。

10.1.1 ループ利得による解析法

図 **10.1** において、回路電源が投入されたときの増幅回路の入力信号はゼロであるが、出力電圧には内部雑音成分が含まれている。そして、このときのループ利得は $A_v\beta > 1$ の状態にあり、その中の特定の周波数成分（=発振周波数 f_o）が β 回路を通って増幅回路に入力される。この周波数 f_o の信号成分はループ中を回る毎にその振幅が大きく成長する。しかし、振幅が大きくなると増幅回路の非線形特性が生じて見かけの利得が低下し、$A_v\beta = 1$ の状態で f_o の信号を持続的に出力することになる。

増幅回路の信号入力電圧 V_i と出力電圧 V_o の関係とこの増幅回路の入力電圧に対する電圧利得 $|A_v|$ の関係を模式的に示すと図 **10.2** のようになる。すなわち、回路の始動初期には増幅回路の利得は大きく、ループ利得は $A_v\beta > 1$ の状態で信号は増大して成長するが、ある大きさで $A_v\beta = 1$ の状態になり、出力電圧 V_o は一定値に安定し、保持される。図 **10.3** に回路シミュレーション実験による発振開始時の成長波形の様子を示す。

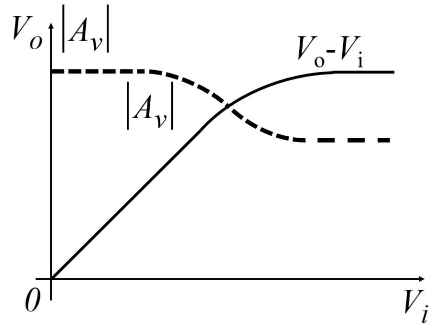


図 10.2　発振回路 $V_\mathrm{i} - V_\mathrm{o}$ 特性曲線

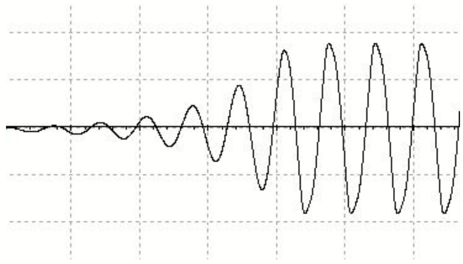


図 10.3　起動時の発振成長波形

ループ利得から発振条件を求めるには、次の手順による。すなわち、$A_v\beta$ は複素数であるので、以下に示すように発振条件を実数部 (Re) に対する条件と虚数部 (Im) に対する条件の２つに分けることにする。

$$\left.\begin{aligned} \mathrm{R}e(A_v\beta) &\geq 1 \\ \mathrm{I}m(A_v\beta) &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{10.3}$$

上式の実数部の条件からは利得を求める振幅条件が、また、虚数部からは発振周波数を求める周波数条件が得られる。

10.1.2　キルヒホッフの法則による解析法

発振回路を構成する全体の回路について、キルヒホッフの法則に従って回路方程式を示し、各回路ループの電流、電圧関係を示す方程式を作成する。例えば、以下に示すような連立方程式である。

$$\left.\begin{array}{c} Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + \cdots + Z_{1n}I_n = 0 \\ Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + \cdots + Z_{2n}I_n = 0 \\ \cdots\cdots \\ Z_{n1}I_1 + Z_{n2}I_2 + \cdots + Z_{nn}I_n = 0 \end{array}\right\} \tag{10.4}$$

この発振回路が外部から入力信号が加えられなくても、ある有限な値の電流値をもつためには、式 **(10.4)** の係数の行列式 Δ が、

$$\Delta = 0 \tag{10.5}$$

になることが要求される。したがって、発振条件は次の行列式で与えられる。

$$\Delta = \det\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \ldots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & \ldots & Z_{2n} \\ \multicolumn{4}{c}{\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots} \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \ldots & Z_{nn} \end{pmatrix} = 0 \tag{10.6}$$

上式の発振条件 $\Delta = 0$ において、実数部 $\mathrm{Re}(\Delta) = 0$ からは振幅（利得）条件、虚数部 $\mathrm{Im}(\Delta) = 0$ からは周波数条件が得られる。

10.1.3　４端子定数による解析法

発振条件を求めるための４端子定数による解析法は、以下に示すような手順による。図 **10.4(a)** に示す発振回路帰還ループにおいて、任意の部分を決めて同図 **(b)** のような４端子定数回路（ここでは F パラメータを示す）を構成する。この場合の、入力電圧 v_1 、入力電流 i_1 と出力電圧 v_2 、出力電流 i_2 の間には次の関係式が成り立つ。

$$\left.\begin{array}{c} v_1 = A_t v_2 + B_t i_2 \\ \\ i_1 = C_t v_2 + D_t i_2 \end{array}\right\} \tag{10.7}$$

この発振回路が持続的に発振を維持する状態では、$i_1 = i_2$ 、$v_1 = v_2$ になり、0 ではない有限の値をもつ。したがって、この関係を式 **(10.7)** に代入して整理すると次式が得られる。

$$\left.\begin{array}{c} (A_t - 1)v_1 + B_t i_1 = 0 \\ \\ C_t v_1 + (D_t - 1)i_1 = 0 \end{array}\right\} \tag{10.8}$$

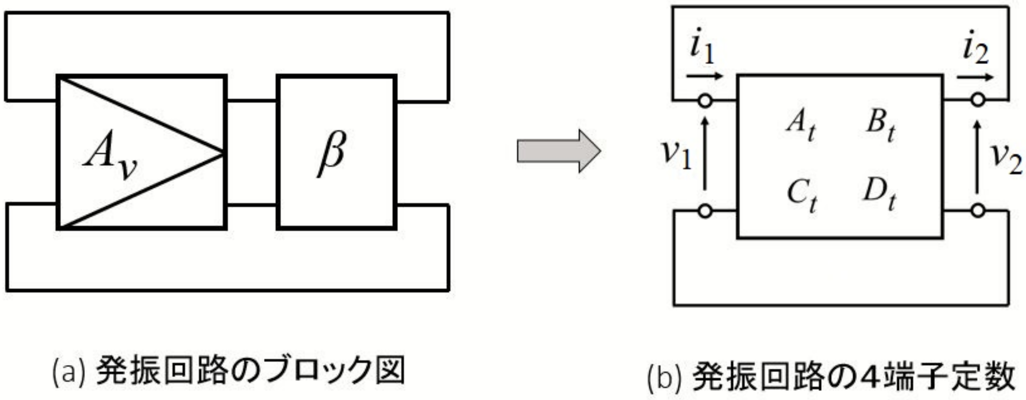


図 10.4　発振回路と 4 端子回路

ここで i_1 と v_1 が有限値をもつためには、式 **(10.8)** の左辺の係数の行列式が 0 になる必要がある。すなわち、次式の関係が要求される。

$$(A_t - 1)(D_t - 1) = B_t C_t \tag{10.9}$$

式 **(10.9)** が発振条件である。すなわち、式 **(10.9)** の実数部は振幅条件を、また虚数部は周波数条件を与える。

10.2　具体的な発振回路の解析例

10.2.1　RC 発振回路

(a) RC 移相発振回路

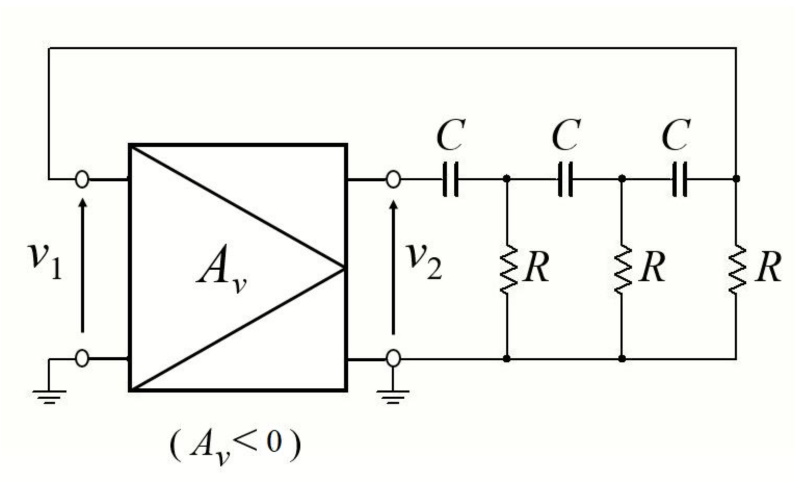


図 10.5　RC 移相発振回路

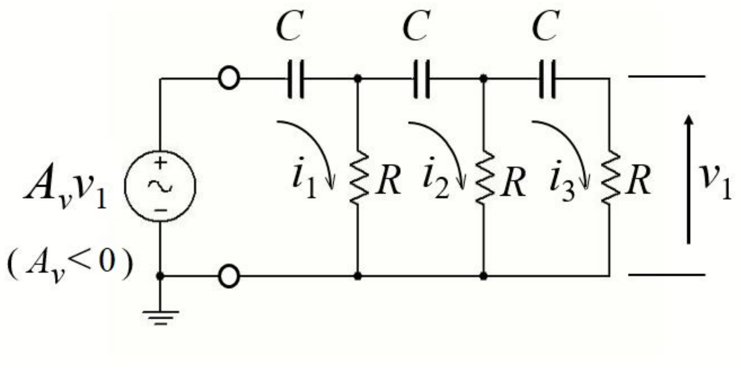


図 10.6 RC 移相発振等価回路

図 **10.6** の回路方程式は以下のように表される。

$$\left(R+\frac{1}{j\omega C}\right)i_1 - Ri_2 = A_v v_1 \tag{10.10}$$

$$-Ri_1 + \left(2R+\frac{1}{j\omega C}\right)i_2 - Ri_3 = 0 \tag{10.11}$$

$$-Ri_2 + \left(2R+\frac{1}{j\omega C}\right)i_3 = 0 \tag{10.12}$$

$$v_1 = Ri_3 \tag{10.13}$$

ここで、式 **(10.13)** を式 **(10.10)** に代入して全体を整理すると、次の式が得られる。

$$\left.\begin{aligned} \left(R+\frac{1}{j\omega C}\right)\cdot i_1 - R\cdot i_2 - A_v R\cdot i_3 = 0 \\ -R\cdot i_1 + \left(2R+\frac{1}{j\omega C}\right)\cdot i_2 - R\cdot i_3 = 0 \\ -R\cdot i_2 + \left(2R+\frac{1}{j\omega C}\right)\cdot i_3 = 0 \end{aligned}\right\} \tag{10.14}$$

式 **(10.14)** の係数行列式 $\Delta = 0$ を求める。

$$\Delta = \det\begin{pmatrix} R+\dfrac{1}{j\omega C} & -R & -A_v R \\ -R & 2R+\dfrac{1}{j\omega C} & -R \\ & -R & 2R+\dfrac{1}{j\omega C} \end{pmatrix} = 0 \tag{10.15}$$

式 **(10.15)** を展開して整理すると、

$$\left(1 - A_v - \frac{5}{(\omega CR)^2}\right) - j\left\{\frac{1}{\omega CR}\left(6 - \frac{1}{(\omega CR)^2}\right)\right\} = 0 \tag{10.16}$$

式 **(10.16)** の虚数部 $= 0$ からこの発振回路の周波数条件は次のようになる。

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot \frac{1}{CR} \tag{10.17}$$

すなわち、発振周波数 f は次式から求められる。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}} \cdot \frac{1}{CR} \tag{10.18}$$

また利得条件は、式 **(10.17)** を式 **(1.16)** に代入すると、次の利得条件が得られる。

$$A_v = -29 \tag{10.19}$$

実際の回路設計では、発振起動条件 $|A_v| > 29$ を満たすように設計する必要がある。

(b) ターマン発振回路

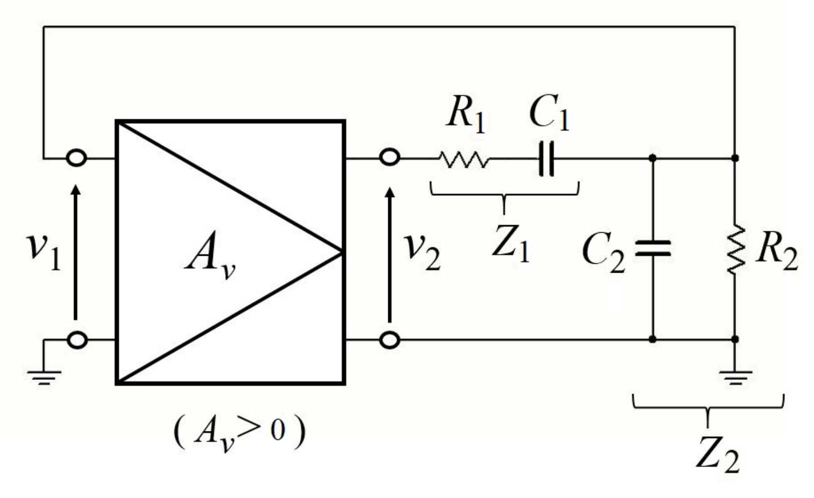


図 10.7　並列入力形ターマン発振回路

図 10.7 に並列入力形ターマン発振回路を示す。この回路の電圧利得は $A_v > 0$ である。ここで、Z_1, Z_2 を次のように定義する。

$$\left.\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \\ \frac{1}{Z_2} &= \frac{1}{R_2} + j\omega C_2 \end{aligned}\right\} \tag{10.20}$$

Z_1, Z_2 で構成される帰還回路の帰還率 β は次式で表される。

$$\beta = \frac{v_1}{v_2} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + \left(\dfrac{Z_1}{Z_2}\right)} \tag{10.21}$$

式 **(10.20)** を式 **(10.21)** に代入すると、

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{1}{1 + \left(R_1 + \dfrac{1}{j\omega C}\right)\left(\dfrac{1}{R_2} + j\omega C_2\right)} \\ &= \frac{1}{1 + \dfrac{R_1}{R_2} + \dfrac{C_2}{C_1} + j\left(\omega C_2 R_1 - \dfrac{1}{\omega C_1 R_2}\right)} \end{aligned} \tag{10.22}$$

図 **10.7** の回路において、電源が投入されたときに信号が成長して一定の振幅になるためには、式 **(10.22)** の帰還係数 β の虚数部がゼロになり、実数部のみになることが必要である。すなわち、次式の成立が要求される。

$$\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2} = 0 \tag{10.23}$$

$$\therefore \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{C_1 R_1 C_2 R_2}} \tag{10.24}$$

したがって、発振周波数 f は、

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 R_1 C_2 R_2}} \tag{10.25}$$

この回路の発振条件は $A_v\beta = 1$ であるから、A_v に関する利得条件は式 **(10.22)** から次のように求められる。

$$A_v = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \tag{10.26}$$

10.2.2　LC 発振回路

LC 発振回路は比較的周波数が高い領域において使われる。ここでは、回路構成が単純な「３点接続発振回路」を例に **LC** 発振回路の発振条件の解析法について説明する。

電源、バイアス回路を省略した発振回路本体の回路構成は、図 **10.8** に示すように L または C からなる Z_1 ～ Z_3 の組み合わせからなる。具体的には、L_1 、L_2 および C からなるハートレー発振回路と、 L 、C_1 および C_2 からなるコルピッツ発振回路について解析する。

最初に図 **1.8** の回路を用いた一般形での発振条件を求める。

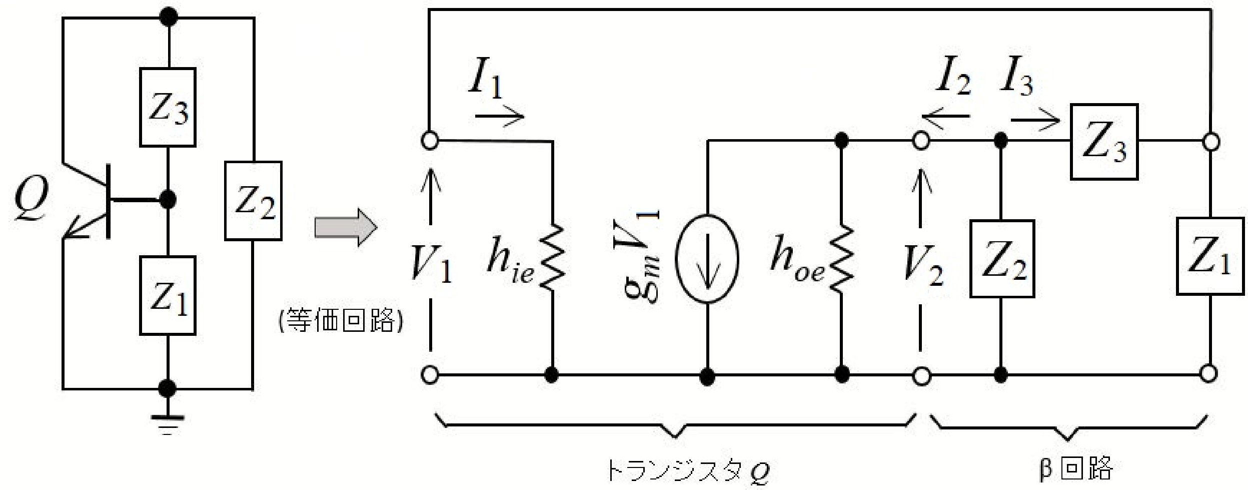


図 10.8　３点接続発振回路と等価回路

図 **10.8** の等価回路を解析のために簡略化した回路が図 **10.9** である。この図に用いられている Z_i および Z_o は次のような内容の合成インピーダンスである。

$$\left.\begin{aligned} \frac{1}{Z_i} &= \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{h_{ie}} \\ \frac{1}{Z_o} &= h_{oe} + \frac{1}{Z_2} \end{aligned}\right\} \tag{10.27}$$

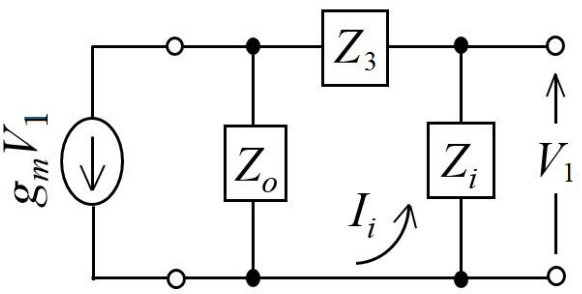


図 10.9　3 点接続簡略化回路

この回路の発振条件を求めるために、以下のような操作を行う。

$$I_i = g_m V_1 \cdot \frac{Z_o}{Z_o + Z_i + Z_3} \tag{10.28}$$

図 **10.9** において、$V_1 = -I_i \cdot Z_i$ であるから、

$$V_1 = -g_m V_1 \cdot \frac{Z_o}{Z_o + Z_i + Z_3} \cdot Z_i \tag{10.29}$$

よって、発振時の g_m は次式で与えられる。

$$g_m = -\frac{Z_o + Z_i + Z_3}{Z_i \cdot Z_o} \tag{10.30}$$

次に計算は少し複雑になるが、上式 **(1.30)** と共にトランジスタの T 形等価回路と h パラメータとにおけるパラメータ間の変換関係、すなわち、

$$g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \tag{10.31}$$

の関係と式 **(10.27)** の関係を利用して整理すると次の式 **(10.32)** が得られる。

$$h_{fe} + \frac{Z_2 + Z_3}{Z_2} + h_{ie} h_{oe} \cdot \frac{Z_1 + Z_3}{Z_1} + h_{oe} Z_3 + h_{ie} \cdot \frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{Z_1 Z_2} = 0 \tag{10.32}$$

ここで、h_{oe} は一般に無視できるほど小さいので、式 **(10.32)** は以下のように近似することができる。

$$h_{fe} + \frac{Z_2 + Z_3}{Z_2} + h_{ie} \cdot \frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{Z_1 Z_2} = 0 \tag{10.33}$$

Z_1 , Z_2 、 Z_3 は L か C の純リアクタンスとすると、式 **(10.33)** の第 **1** 項、第２項は実数部、第 **3** 項は虚数部になる。実数部 $= 0$ から、

$$h_{fe} = -\frac{Z_2 + Z_3}{Z_2} \tag{10.34}$$

虚数部 $= 0$ から、

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0 \tag{10.35}$$

$$\therefore \quad Z_2 + Z_3 = -Z_1 \tag{10.36}$$

式 **(10.36)** を式 **(10.34)** に代入すると、

$$h_{fe} = \frac{Z_1}{Z_2} \tag{10.37}$$

$h_{fe} > 0$ であるから、「Z_1 と Z_2 は同符号リアクタンス」（条件１）、また式 **(10.35)** より、「Z_3 は、Z_1 と Z_2 とは異符号リアクタンス」（条件２）という条件がつく。なお、式 **(10.37)** は発振状態のおける条件であり、発振起動時には $h_{fe} > 1$ であることは必須である。

「条件１」と「条件２」を満たす具体的な組み合わせは、Z_3 が「コイル $''L''$」のときは、Z_1 、Z_2 は「コンデンサ $''C''$」（コルピッツ回路）、また、Z_3 が「コンデンサ $''C''$」 とすると、Z_1 、Z_2 は「コイル $''L''$」（ハートレー回路） となる。

発振動作に直接関係する回路の接続状態のみを示すと図 **10.10** のようになる。

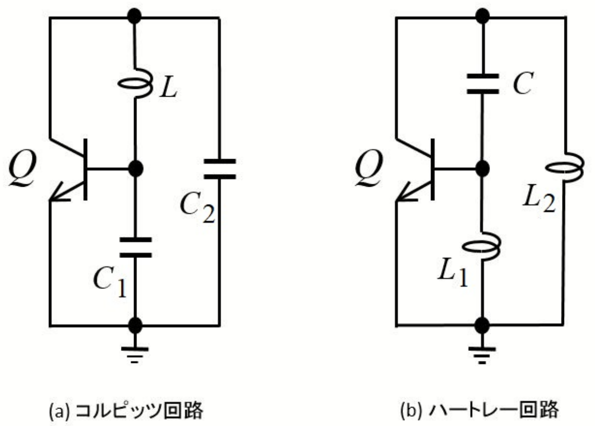


図 10.10　コルピッツ回路とハートレー回路

それぞれの回路の発振条件を以下に示す。

＜コルピッツ回路の発振条件＞

$$\left.\begin{aligned} h_{fe} &= \frac{C_2}{C_1} \\ f &= \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C_1+C_2}{LC_1C_2}} \end{aligned}\right\} \qquad (10.38)$$

＜ハートレー回路の発振条件＞

$$\left.\begin{aligned} h_{fe} &= \frac{L_1}{L_2} \\ f &= \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2)C}} \end{aligned}\right\} \qquad (10.39)$$

10.2.3　水晶発振回路

これまで述べてきた **RC** 発振回路、 **LC** 発振回路における発振周波数の安定度（＝発振周波数の変動分/発振周波数）は非常に良い状態でも 10^{-3} 〜10^{-4} くらいである。しかし、無線通信などにおいては、10^{-5} 〜10^{-7} 程度の安定度が要求される。周波数標準用には 10^{-9} 程度の安定度が必要である。このような安定度が非常に高い発振回路としては水晶発振回路がある。

よく使われる水晶振動子としては、$100\ \mathrm{k}Hz$ 〜数 $\mathrm{M}Hz$ のものが一般的である。

水晶振動子の模式的な構造、等価回路およびそのリアクタンス周波数特性の概略的な様子を図 **10.11** に示す。水晶 **(quartz)** は酸化ケイ素 $(\mathrm{S}iO_2)$ の単結晶である。天然に産出するが、工業的には人工水晶が多く用いられる。この水晶の結晶軸に対してある特定の角度で切り出した水晶片が温度による影響が少ない振動子として使用される。この振動子は外的な機械的圧力が加えられると、表面に電荷が発生する圧電効果 **(piezoelectric effect)** （１次圧電効果）の性質がある。また、この素子の電極間に電界が加えられると機械的なひずみ現象を生じる（２次圧電効果）。さらに、水晶は優れた弾性結晶体であり、結晶軸と幾何学的条件などで決定される極めて安定な固有振動をもつ振動体でもある。

水晶振動子の等価回路中の抵抗 R は極めて小さく、リアクタンス特性中の f_o と f_∞ は非常に接近した値である。f_o および f_∞ は次のように求められる。

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{10.40}$$

$$f_\infty = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCC_0/(C+C_0)}} = f_o\sqrt{1+\frac{C}{C_0}} \simeq f_o(1+\frac{C}{2C_0}) \tag{10.41}$$

水晶振動子が実際に発振回路中で動作するのは f_o と f_∞ の間であるが、これらの周波数の値は極めて接近しており、$f_o \simeq f_\infty$ といえる値である。このときの振動子のリアクタンスは正領域にある。

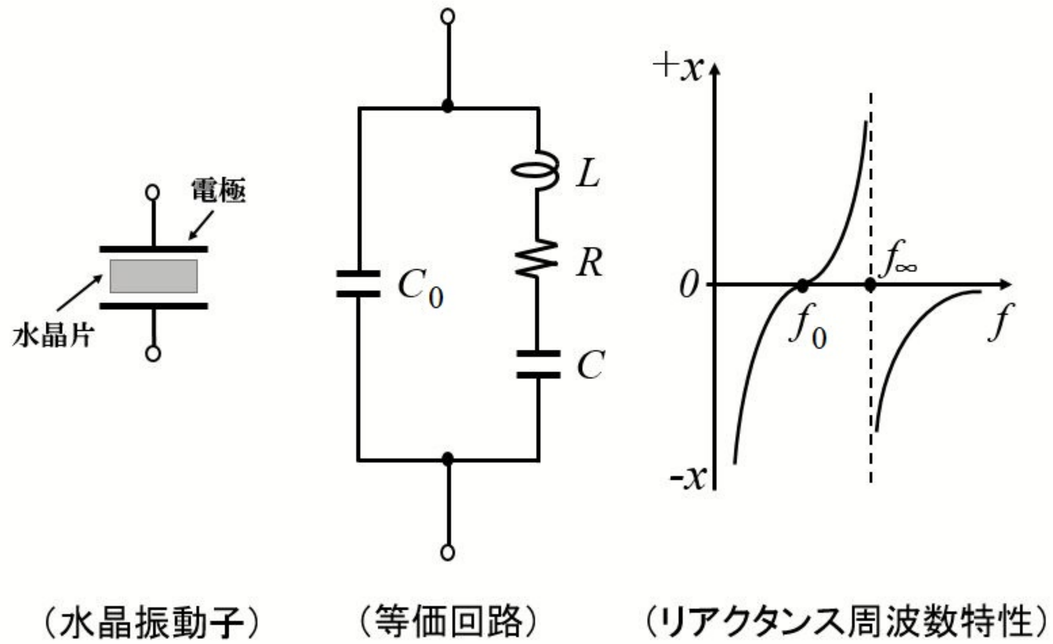


図 10.11　水晶振動子とその電気的特性

10.3　「第１０章 発振回路」の課題と解答例

＜課題 10-1＞

OP アンプを用いたウイーンブリッジ発振回路 の例を 図 **10.12** に示す。

次のような回路定数のときの発振周波数を求めなさい。

$R_\mathrm{a} = 1k\Omega$、 $R_\mathrm{b} = 2.2k\Omega$、$R_1 = R_2 = 10k\Omega$、$C_1 = C_2 = 0.015\mu F$

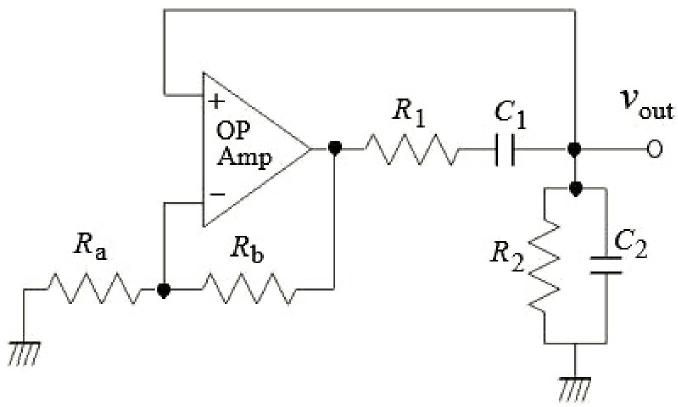


図 10.12　OPamp ウイーンブリッジ回路

[解答例 10-1]

ウイーンブリッジ発振回路の発振条件は基本的にターマン発振回路と同じ条件で、周波数条件は本文の式 **(10.25)** と同様になる。すなわち、この回路では次式になる。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 R_1 \cdot C_2 R_2}} \tag{10.42}$$

また利得条件は、本文の式 **(10.26)** を利用する。この回路では増幅部の電圧利得は、次式のようになる。

$$A_v = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} = 3 \tag{10.43}$$

この回路の利得 A_v は発振状態における値であり、電源投入時にループ信号がゼロ状態から安定発振状態までに信号が成長するためにはループ利得は式 **(10.43)** の値より少し大きい値が必要である。

＊）　発振周波数 f の計算

式 **(10.42)** において $R \equiv R_1 = R_2$、$C \equiv C_1 = C_2$ とおくと、この回路では $R = 10k\Omega$、$C = 0.015\mu F$ であるから、

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \simeq 1.06kHz \tag{10.44}$$

＊）　増幅部の利得 A_{OP} の計算

図 **10.12** の増幅部の利得は、$R_{\mathrm{a}} = 1k\Omega$、$R_{\mathrm{b}} = 2.2k\Omega$ であるので、利得 A_{OP} は、

$$A_{\mathrm{OP}} = 1 + \frac{R_{\mathrm{b}}}{R_{\mathrm{b}}} = 3.2 \tag{10.45}$$

したがって、

$$A_{\mathrm{OP}} > 3 \tag{10.46}$$

となって、この回路の発振成長条件は満たされている。

回路シミュレータ（ナショナルインスツルメンツ社 **Multisim** 使用）によるシミュレーション結果を 図 **10.13** に示す。シミュレーションでは電源投入時の発振波形の成長過程をみることができるが、実際の回路ではこのような様子をみることは困難である。

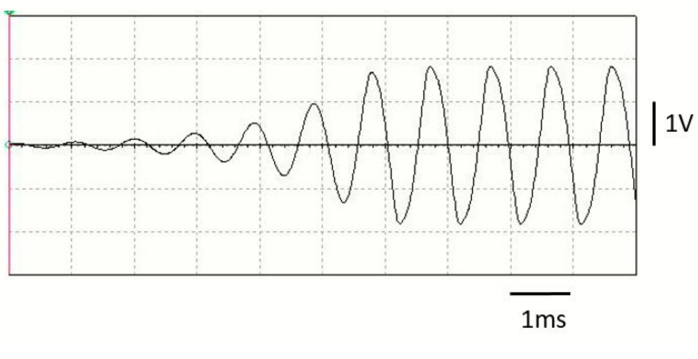


図 10.13　ウイーンブリッジ発振回路の発振成長波形

＜課題 10-2＞

正弦波発振回路について、その種類とそれぞれの特徴について簡潔に説明しなさい。

[解答例 10-2]

電気的振動を連続して発生させる回路を発振回路というが、正弦波を発生する調和発振回路と非正弦波（三角波など）を発生する弛張発振回路がある。ここでは、コイル（**L**)、コンデンサー（**C**)、および抵抗（**R**）の組み合わせによる時定数回路を利用した調和（正弦波）発振回路について説明する。

回路構成からみると、「**CR** 発振回路」と「**LC** 発振回路」、および「水晶発振回路」に分けられる。それぞれの長所・短所および一般に利用される周波数帯を併せて下表に示す。

種　類			長所 / 短所	周波数帯
CR 発振回路	移相形	並列入力形	＜長所＞ 可変周波数範囲：広範囲 小形、軽量、安価 ＜短所＞ 周波数選択性：劣る 波形ひずみ：大きい	0.01Hz 〜 1MHz
		直列入力形		
	ブリッジ形	ターマン形		
		ウイーン ブリッジ形		
LC 発振回路	同調形	コレクタ同調形	＜長所＞ 回路構成が簡単 波形のひずみが少ない 小形、軽量、安価 ＜短所＞ 可変周波数範囲は微少 低周波数ではコイルは大形になる	数kHz 〜 数100kHz
		ベース同調形		
		エミッタ同調形		
	電圧分割 帰還形	ハートレー形		
		コルピッツ形		
水晶 発振回路	ピアスBE 形 （ハートレー回路）		＜長所＞ 周波数安定性は極めて良好 調整不要 ＜短所＞ 周波数は固定 発振周波数は設計値とは異なることがある	数kHz 〜 数100kHz
	ピアスCB形 （コルピッツ回路）			
	サバロフ形 （無調整コルピッツ回路）			

（引用文献） 坂本康正　基礎から学ぶ電子回路（共立出版）

図 10.14　1014-Ex-正弦波発振回路の種類と特徴

11　アナログ変調・復調

社会生活の中で相互の情報交換は不可欠である。歴史的にみても離れた遠隔の２点間における情報の交換の手段については、かつては狼煙（のろし）などのような手段が使われていた。

1864 年にマクスウェル が電磁方程式 を発表し、電磁波 の存在を理論的に予想し、その伝搬速度が光の伝搬速度と同じであるとしている。そして、**1888** 年にヘルツ が金属球間の火花放電を用いて、空間を伝搬する電波の存在を実験的に確認して以来、変調・復調技術の今日の情報化社会への寄与の大きさは計り知れないほど大きい。

音声などのアナログ信号を遠くに離れた場所へ伝送する手段として、有線電話や無線伝送による方法がある。後者の無線による情報の伝送には、「電磁波（電波）として遠方まで伝送できる高周波数に音声信号などの低周波信号を乗せる操作」である変調技術が利用される。

変調技術としてはアナログ技術による方法とデジタル技術による方法があるが、ここでは、最も基本的なアナログ変調技術である振幅変調、周波数変調、位相変調の動作原理について説明する。

11.1　振幅変調 (Amplitude Modulation: AM)

11.1.1　振幅変調の原理

ここでは信号として単一周波数の信号波 $v_s(t)$ の振幅変調を例に説明しよう。この信号の周波数 f_s に比べて十分に高い周波数 f_c からなる搬送波 v_c の振幅 V_c を信号波によってある比率で変化させる方法が振幅変調である。この場合、振幅は $V_c > 0$ であることが必須条件である。

$\omega_s = 2\pi f_s$、 $\omega_c = 2\pi f_c$ とおいたときの信号波 v_s と搬送波 **(carrier)** v_c は式 **(11.1)**、式 **(11.2)** のように設定する。ここで、 $\omega_c \gg \omega_s$ とする。

$$\text{信号波：}\quad v_s(t) = V_s \cdot \cos(\omega_s t) \tag{11.1}$$

$$\text{搬送波：}\quad v_c(t) = V_c \cdot \cos(\omega_c t) \tag{11.2}$$

搬送波 $v_c(t)$ の振幅 V_c を信号波 $v_s(t)$ によって変化させる **AM** 被変調波 $v_{\mathrm{AM}}(t)$ は次式 **(11.3)** のように設定する。ここで、$0 < m \leq 1$ とする。

$$v_{\mathrm{AM}}(t) = V_c(1 + m \cdot \cos(\omega_s t)) \cdot \cos(\omega_c t) \tag{11.3}$$

m ($\equiv V_s/V_c$) は変調度 **(modulation degree)** である。m を百分率で表したものは変調率という。

式 **(11.3)** を展開すると、次式 **(11.4)** のように表される。

$$\begin{aligned} v_{\mathrm{AM}}(t) &= V_c \cdot \cos(\omega_c t) + mV_c \cdot \cos(\omega_s t) \cdot \cos(\omega_c t) \\ &= V_c \cdot \cos(\omega_c t) + \frac{mV_c}{2} \cdot \cos(\omega_c + \omega_s)t + \frac{mV_c}{2} \cdot \cos(\omega_c - \omega_s)t \end{aligned} \tag{11.4}$$

式 **(11.4)** の展開された２行目の式、第１項目は搬送波周波数 f_c のスペクトル成分を示し、また第２項目と第３項目のスペクトル成分には信号波の振幅 (V_s) の情報をもつ m が含まれている。図 **11.1** には信号スペクトル成分 V_s とともにこれらのスペクトル成分の様子を示す。

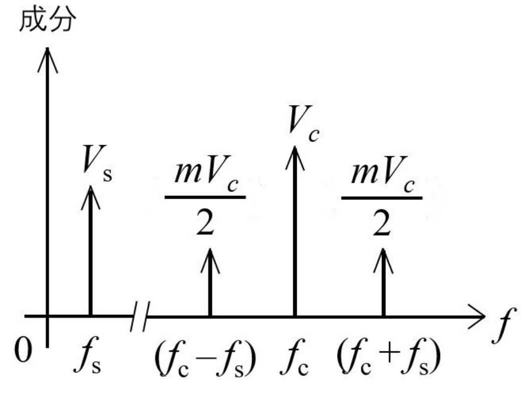


図 11.1　AM 変調波の周波数スペクトル

音声などの信号はある幅をもった周波数帯域内に信号スペクトル成分があるので被変調波はある幅をもった帯域幅内に成分をもち、f_c より高い周波数帯域は上側帯波 、低い方は下側帯波 と呼ばれる。理論的にはこれらの一方の側帯波 から信号波の再生が可能である。

11.1.2　振幅変調回路

振幅変調回路には幾種類かの方法があるが、ここでは最も基本的なベース変調回路と送信電力効率を改善できるリング変調回路の例について説明する。

(a) ベース変調回路

ベース変調回路は、図 **11.2** に示すように搬送波信号 v_c の高周波 f_c の信号をトランジスタ Q のベース端子に入力する。一方、低周波 f_s の信号波はベースバイアス値をゆっくりと変化させる。静的ベースバイアス点を $V_{\mathrm{BE}} - I_{\mathrm{C}}$ 特性の変曲点（急峻に電流が増大する点）近傍に設定しておくと、信号波の増減によって搬送波信号によるコレクタ電流 i_c の増減が生じる。

図 **11.2** に原理的なベース変調回路図を、また図 **11.3** にはトランジスタの $V_{\mathrm{BE}} - I_{\mathrm{C}}$ 特性の非線形特性を利用した信号波と搬送波の非線形処理の原理的な様子を示す。ここでは原理的な動作状況をみるために搬送波の値を信号波の数十倍程度にしているが実際には信号の上限周波数の数桁以上の搬送波が用いられる。

図 **11.4** には、信号波 v_s、v_c および被変調波 v_{AM} の関係を示す。この被変調波信号を信号周波数のみを通過させるような帯域通過フィルタを通すと元の信号 v_s に比例した信号を再生することができる。

ここではベース変調について説明したが、トランジスタの非線形特性を利用したコレクタ変調、エミッタ変調があるが省略する。

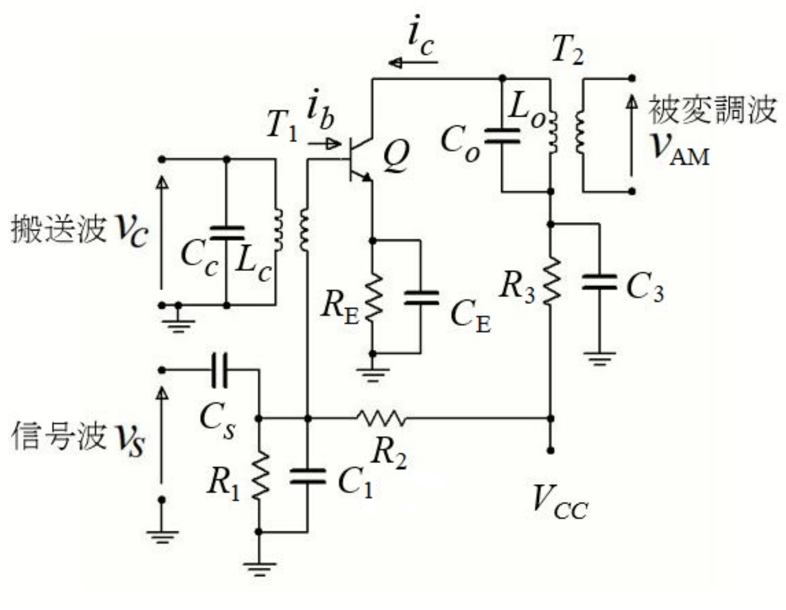


図 11.2　ベース AM 変調回路図

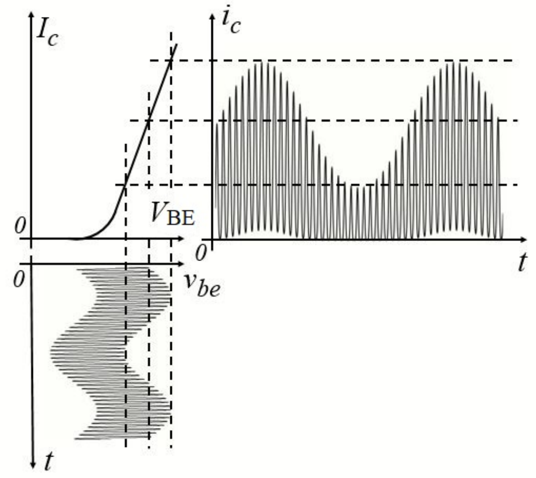


図 11.3 ベース AM 変調とダイオード特性

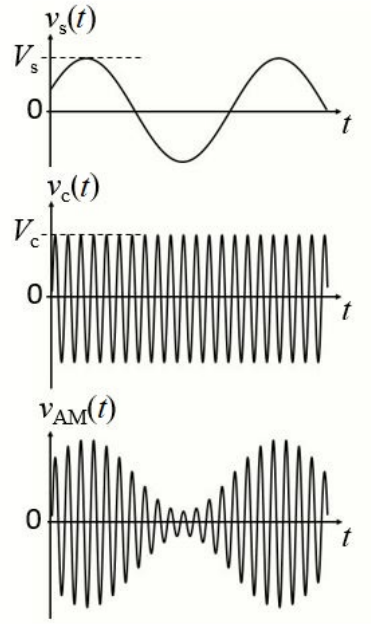


図 11.4 ベース AM 変調波形

(b) リング変調回路（二重平衡変調回路）

前項のベース変調には、被変調波 (参照：式（**11.4**)、図 **11.1** ） の成分として搬送波、上側帯波と下側帯波の各スペクトルが含まれている。被変調波のエネルギーの大半は搬送波成分が占めており、送信エネルギーの多くを浪費している。しかし実際に必要な信号の情報は側帯波からだけで再生できる（上、下の一方のみでも可能)。

送信エネルギーの節約のために搬送波を含まない搬送波抑圧変調回路の 1 つの例として図 **11.5** に示すリング変調回路がある。信号レベルがあまり大きくない場合に用いられる回路である。出力トランスの後に搬送波を中心とした帯域通過フィルタを通すことで目的の振幅変調波が得られる。上側帯波のみを対象にした帯域通過フィルタを用いると単側帯波 **(single side-band: SSB)** 変調 ができる。

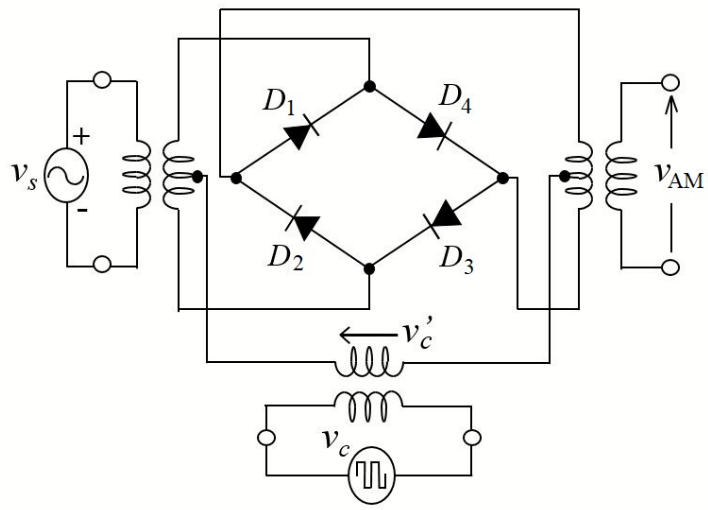


図 11.5　リング変調回路図

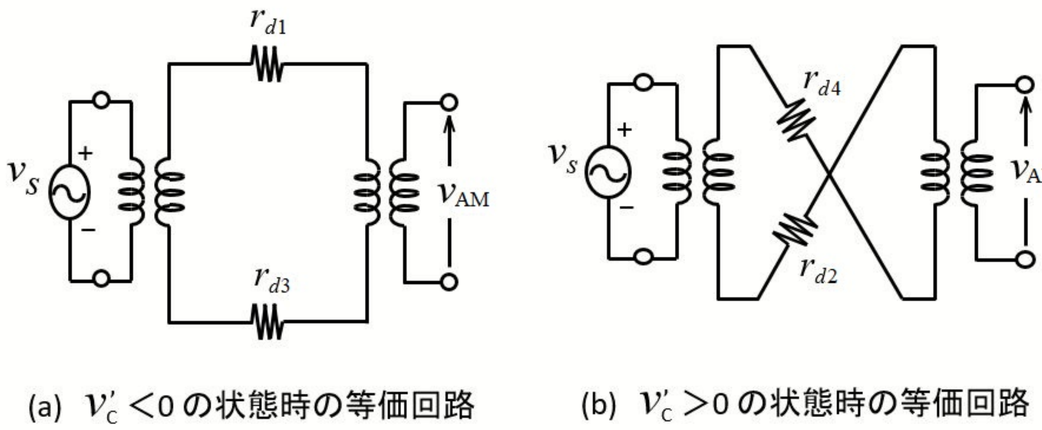


図 11.6　リング変調回路-正負方向の動作状態

搬送波 v_c' が負極性のときは、図 **11.6 (a)** に示すようにダイオード D_1 と D_3 は正バイアスで on 状態になり、D_2 と D_4 は逆バイアスで off 状態になる。このタイミングのときは、信号 v_s の振幅値がこのパルス幅で v_{AM} に出力される。

一方 v_c' が正極性のときは、同図 **(b)** のようにダイオード D_2 と D_4 は正バイアスで on 状態になり、信号 v_s の振幅値は極性は反転した状態で v_{AM} に出力される。抵抗 $r_{d1} \sim r_{d4}$ はダイオードの on 抵抗を表す。

図 **11.7** は、リング変調回路の信号波、搬送波および被変調波の関係を示す概略図である。

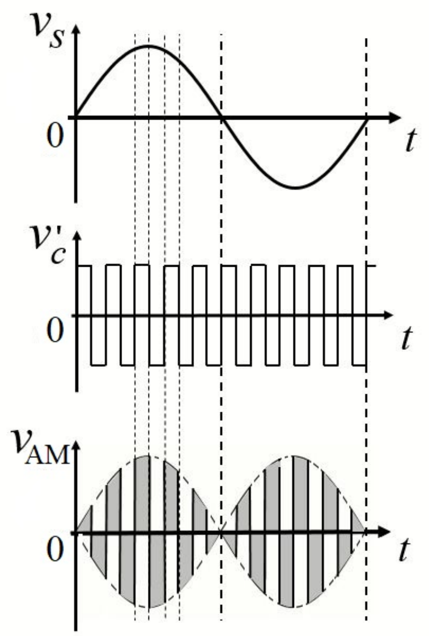


図 11.7 リング変調波形：信号-搬送波-被変調波

11.1.3 振幅変調波の復調 (Amplitude Demodulation)

回路

変調された信号からもとの信号を再生することを復調 **(demodulation)** 、あるいは検波 **(detection)** という。振幅変調 **(AM)** 波の検波の方法としては、いくつかの種類があるが、ここでは、線形 **AM** 復調 とリング変調 の２つの例について説明する。

(a) 線形 **AM** 復調回路

AM 被変調波が大きい振幅の信号として得られる場合は、回路が単純な図 **11.8** に示されるようなダイオード、抵抗およびコンデンサからなる検波回路が用いられる。ダイオードは大振幅の正方向電圧に対してはほぼ線形動作をするとして取り扱うことができる。

図 11.9 に、入力信号 v_{AM} と出力電圧 v_{o} の波形の様子を示す。

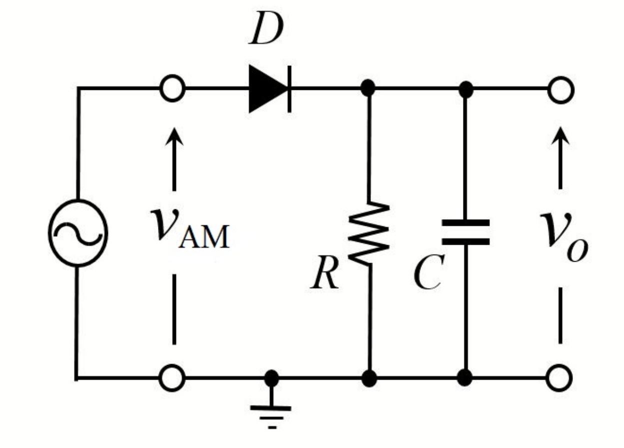


図 11.8　線形 AM 復調回路

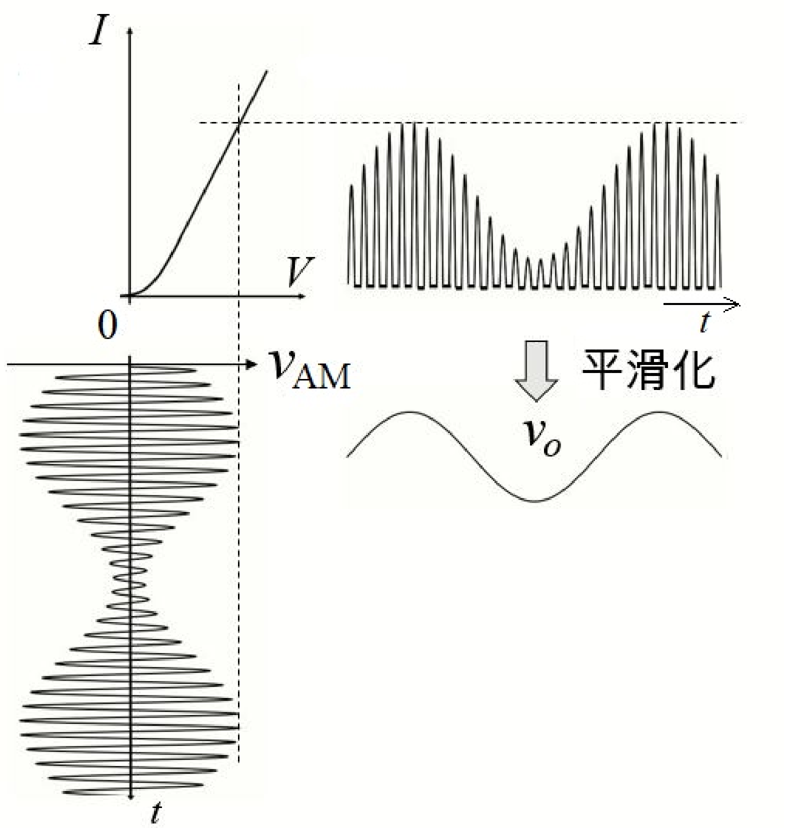


図 11.9　線形復調の働き

信号電圧 v_{AM} が十分に大きいときのダイオードの順方向抵抗を r_d とする。搬送波周波数 f_c に対して、図 **11.8** の回路のコンデンサ C と r_d による充電時の時定数は次の関係を満たす必要がある（図 **11.10**）。

$$r_d C \ll \frac{1}{f_c} \tag{11.5}$$

この条件が満たされるとコンデンサ C は v_{AM} の頂点まで速やかに充電さあれる。

一方、頂点以降の放電の時定数は抵抗 R とコンデンサ C の積 RC で与えられるが、再生される信号の大きさを得るために次式の条件が必要である。

$$RC \gg \frac{1}{f_c} \tag{11.6}$$

しかし、図 **11.10** に示すようなダイアゴナルクリッピングひずみ を防ぐために、信号周波数スペクトルの中で最も高い周波数を f_{s-max} としたとき、時定数 RC は次式を満たさなければならない。

$$RC \ll \frac{1}{f_{s-max}} \tag{11.7}$$

実際の変調回路では、搬送波周波数 f_c は信号周波数 f_{s-max} の数 **100** 倍以上に設定されるのが一般的であるので式 **(11.6)** と式 **(11.7)** の関係を同時に満たすことは可能である。

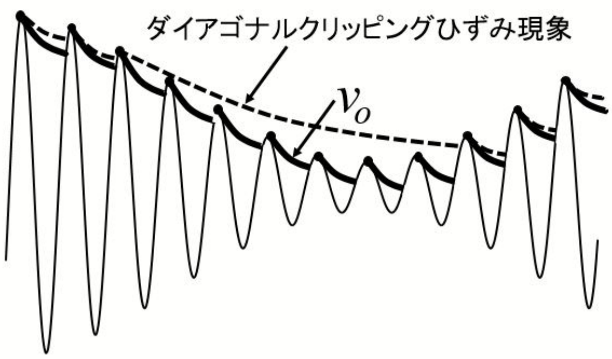


図 11.10　ダイアゴナルクリッピング

(b) リング変調回路による単側帯波の復調

11.1.1 項の「振幅変調の原理」において、$\cos(\omega_s t)$ と $\cos(\omega_c t)$ の積を求める計算式がある。この解の中に $\cos(\omega_c t \pm \omega_s t)$ の項が含まれている。

リング変調回路において変調された被変調波の上側帯波を 帯域通過フィルタ を通して別のリング変調回路の信号 v_s とし、搬送波信号 v_c との乗算を行う。すなわち、以下のような演算を実行するのである。

$$V_m \cos(\omega_c + \omega_s)t * V_s \cos(\omega_s t) = V_s V_m \left\{ \cos\omega_s t \left(\frac{1 + \cos 2\omega_c t}{2} \right) - \sin\omega_s t \left(\frac{1 + \cos 2\omega_c t}{2} \right) \right\} \tag{11.8}$$

式 **(11.8)** の右辺第 1 項には $(V_s V_m \cdot \cos\omega_s t)/2$ の項があり、低域通過フィルタ によってこの信号を取り出すことで元の信号に比例した信号が得られる。ただし、このような結果を得るためには以下のような条件が必要である。

式 **(11.8)** の演算が正確に実行されるためには、信号源搬送波の周波数と位相が同期していることが必須条件である。そのためにこの方式では、搬送波の情報を送信側からパイロット信号などの形で同時に伝送する必要がある。この伝送方式は、このように伝送電力や占有周波数帯が狭いなどの特徴はあるがシステムとしては複雑になる欠点がある。

11.2　周波数変調 (Frequancy Modulation: FM)

11.2.1　周波数変調の理論

信号波と搬送波を次式のように定めたときの周波数変調の数式的内容を以下に示す。

$$\text{信号波：}\quad v_s(t) = V_s \cos(\omega_s t) \tag{11.9}$$

$$\text{搬送波：}\quad v_c(t) = V_c \cos(\omega_c t) \tag{11.10}$$

搬送波の角周波数 ω_c が信号によって周波数変調を受けると、その瞬時角周波数 ω は次のように表される。

$$\omega = \omega_c + \Delta\omega \cos(\omega_c t) \tag{11.11}$$

ここで、$f_c(=\omega_c/2\pi)$ は中心周波数、$\Delta f_c(=\Delta\omega/2\pi)$ は信号波の振幅 V_s に比例する定数で最大周波数偏移 **(maximum frequency deviation)** と呼ばれる。

周波数変調を受けた搬送波の瞬時値を $v = V_c \sin\theta$ とおくと、$\omega = d\theta/dt$ の関係から、式 **(11.11)** において次式の関係が成り立つ。

$$\theta = \int_0^t \omega dt = \omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_s}\sin\omega_s t \tag{11.12}$$

この表示を用いて、周波数変調される電圧 $v(t)$ は次のようになる。

$$v(t) = V_c \sin\left(\omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_s} sin\omega_s t\right) \tag{11.13}$$

ここで、

$$m \equiv \frac{\Delta\omega}{\omega_s} = \frac{\Delta f}{f_s} \tag{11.14}$$

とおく。m は変調指数 **(modulation index)** である。この m を用いて式 **(11.13)** を書き改めると、

$$v_{\mathrm{FM}}(t) = V_c \sin(\omega_c t + m \cdot \sin\omega_s t) \tag{11.15}$$

信号波と **FM** 被変調波の波形イメージを図示すると図 **11.11** のようになる。実際には f_s と f_c の桁数比が非常に大きくなり、このように単純な波形を可視的に表示できない。

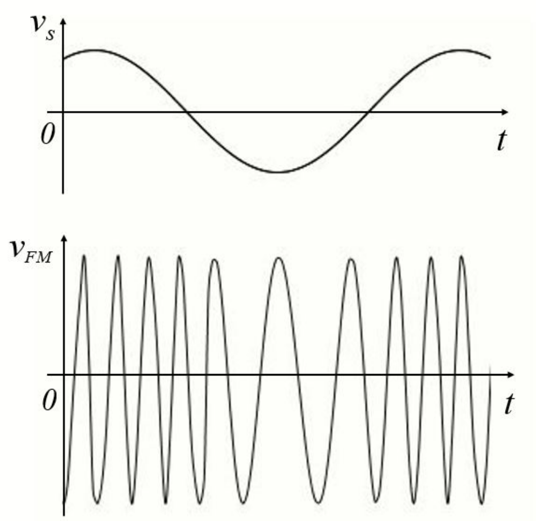


図 11.11　信号波と FM 被変調波

11.2.2 周波数変調波の周波数スペクトル

式 **(11.15)** を展開すると次式が得られる。

$$v_{\mathrm{FM}}(t) = V_c\{\sin\omega_c t \cdot \cos(m \cdot \sin\omega_s t) + \cos\omega_c t \cdot \sin(m \cdot \sin\omega_s t)\} \tag{11.16}$$

式 **(11.16)** に含まれる $\cos(m \cdot \sin\omega_s t)$、$\sin(m \cdot \sin\omega_s t)$ の２つの項は、n 次の第１種ベッセル関数に展開することができる。n 次のベッセル関数を $J_n(m)$ とすると、

$$\left.\begin{aligned}\cos(m \cdot \sin\omega_s t) &= J_0(m) + 2\{J_2(m) \cdot \cos 2\omega_s t + J_4(m) \cdot \cos 4\omega_s t + \cdots\} \\ \sin(m \cdot \sin\omega_s t) &= 2\{J_1(m) \cdot \sin\omega_s t + J_3(m) \cdot \sin 3\omega_s t + \cdots\}\end{aligned}\right\} \tag{11.17}$$

式 **(11.17)** の関係を式 **(11.16)** に代入すると、

$$\begin{aligned}v_{\mathrm{FM}}(t) &= V_c\{J_0(m)\sin\omega_c t + 2J_1(m)\cos\omega_c t \cdot \sin\omega_s t + \\ &\quad 2J_2(m)\sin\omega_c t \cdot \cos 2\omega_s t + 2J_3(m)\cos\omega_c t \cdot \sin 3\omega_s t + \cdots\} \\ &= V_c[J_0(m)\sin\omega_c t + J_1(m)\{\sin(\omega_c + \omega_s)t - \sin(\omega_c - \omega_s)t\} \\ &\quad + J_2(m)\{\sin(\omega_c + 2\omega_s)t + \sin(\omega_c - 2\omega_s)t\} \\ &\quad + J_3(m)\{\sin(\omega_c + 3\omega_s)t + \sin(\omega_c - 3\omega_s)t\} \\ &\quad + J_4(m)\{\cdots\} + \cdots]\end{aligned} \tag{11.18}$$

ここで、$J_{-n}(m) = (-1)^n J_n(m)$ とおくと、上式は次の式 **(11.19)** のように表示される。

$$v_{\mathrm{FM}}(t) = V_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m)\sin(\omega_c + n\omega_s)t \tag{11.19}$$

周波数変調における実用的に必要な周波数帯域は、式 **(11.14)** で定義される変調指数 m が $m \ll 1$ のときはほぼ $\omega_c \pm \omega_s$ である。また $m \gg 1$ のときは、$\omega_c \pm \Delta\omega$ となる。

図 **11.12** に **FM** 変調波のスペクトル の様子を示す。

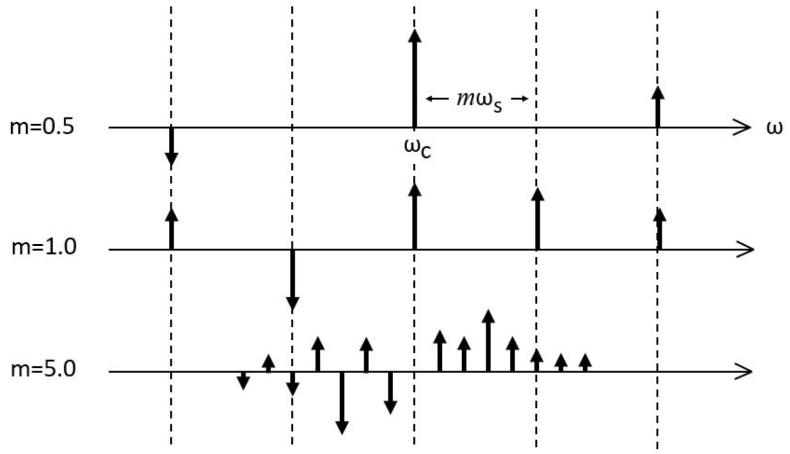


図 11.12 FM 変調波スペクトルのイメージ

11.2.3 周波数変調回路

周波数変調回路としては、**LC** 回路の L または C を信号によってそのリアクタンスを可変しその共振周波数を信号に同期させて周波数を変える方法と、位相が $90°$ 異なる２個の発振回路を用いて合成比を信号で制御して見かけの周波数（実質的には位相）を変える方法がある。

ここでは、トランジスタ回路による等価的な L または C を信号によって変化させて共振周波数を制御する回路と可変容量ダイオード回路による２つの例について説明する。

(a) リアクタンス・トランジスタによる **FM** 変調回路

図 **11.13 (a)** の **LC** 共振回路の共振周波数 f は次式で与えられる。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{11.20}$$

この式の中の L または C を信号波によって変化させることによって被変調波が情報を伝送できるようになる。

図 **11.13 (b)** は、トランジスタ（この場合は **FET** トランジスタ）による等価的なリアクタンス回路を構成する主要部分のみを表記した回路図である。

ここでこの回路図において、$I_1 \ll I_0$ を仮定する。

$$V_i = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot V_o \tag{11.21}$$

$$I_0 = g_m V_i = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot g_m V_o \tag{11.22}$$

ここで、$Z_o \equiv (V_o/I_0)$ とおくと、

$$Z_o = \frac{Z_1 + Z_2}{g_m \cdot Z_2} \tag{11.23}$$

図 **11.13 (b)** の端子 AB 間からみた等価回路の同図 (b) の等価インピーダンス Z_{eq} は、

$$Z_{eq} = \frac{Z_o(Z_1 + Z_2)}{Z_1 + Z_2 + Z_o} \tag{11.24}$$

式 **(11.23)** 、式 **(11.24)** より、

$$Z_{eq} = \frac{(\frac{1}{g_m})(Z_1 + Z_2)}{(\frac{1}{g_m}) + Z_2} \tag{11.25}$$

ここで、$|Z_1| \ll |Z_2| \ll (1/g_m)$ ならば、

$$Z_{eq} \simeq \frac{1}{g_m} \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \tag{11.26}$$

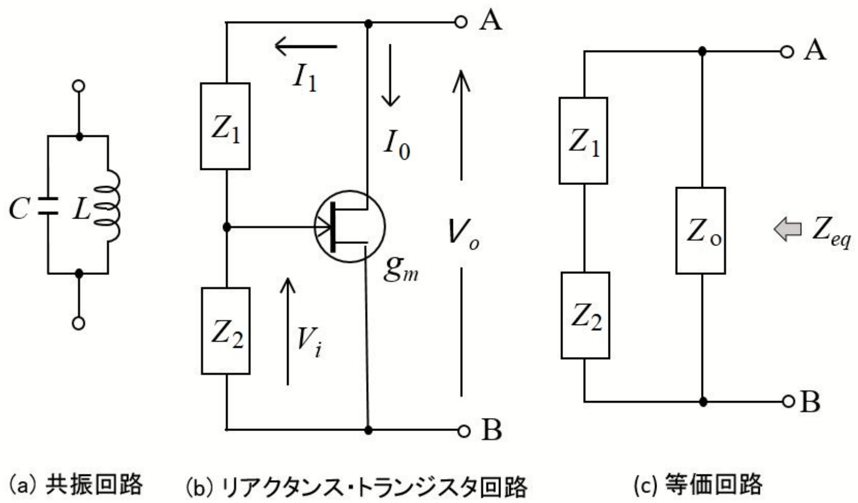


図 11.13 FM 変調のための可変共振回路：リアクタンス トランジスタ回路

図 **11.13 (b)** において、Z_1 を抵抗 R_1 、Z_2 をコンデンサ C_1 としたとき（図 **11.14 (a)**）、式 **(11.26)** より、

$$Z_{eq} \simeq j\omega \frac{C_1 R_1}{g_m} \equiv j\omega L_{eq} \tag{11.27}$$

ただし、$L_{eq} = (C_1 R_1)/g_m$ とする。g_m は、図 **11.15** に示されているようにドレイン電流 I_{D} に比例して変化する領域があるので、この回路により入力信号に比例した可変インダクタンス L_{eq} を等価的に実現することができる。

一方、図 **11.14 (b)** のような回路において、$Z_1 = 1/(j\omega C_2)$ 、$Z_2 = R_2$ として、$|Z_1| \gg |Z_2| \gg (1/g_m)$ ならば式 **(11.26)** の関係から、

$$Z_{eq} \simeq \frac{1}{j\omega g_m C_2 R_2} \equiv \frac{1}{j\omega C_{eq}} \tag{11.28}$$

ただし、$C_{eq} = g_m C_2 R_2$ とする。

これらのリアクタンス回路を共振回路にもつ **LC** 発振回路は、入力信号によって g_m が変化して発振周波数が制御される周波数変調回路として使用される。

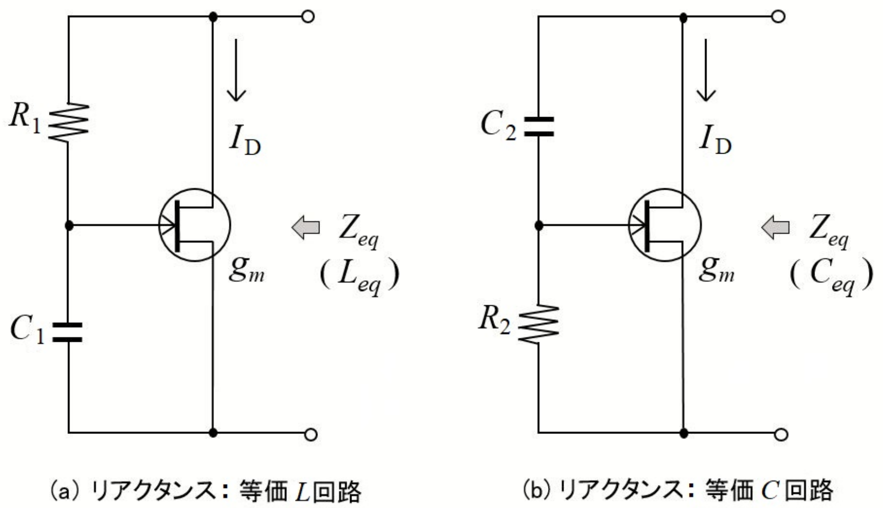


図 11.14　リアクタンス回路（L_{eq} 回路と C_{eq} 回路）

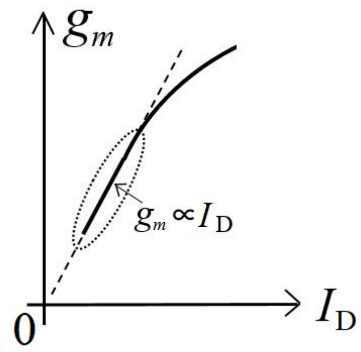


図 11.15　FM 変調 gm-I_D 特性

(b) 可変容量ダイオード FM 変調回路

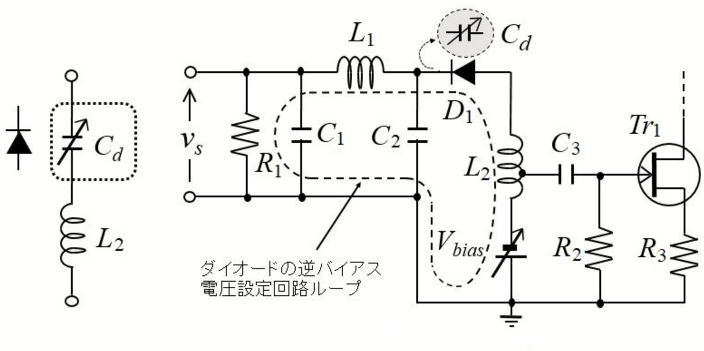
ダイオードなどの **pn** 接合において、逆方向バイアス状態のときの接合部分に生じる空乏層容量 C の値は、逆方向バイアス電圧 V によって変化する。C と V の関係は次式のような形で表される。

$$C = \frac{K}{(\phi + |V|)^b} \tag{11.29}$$

ここで、K は比例定数、ϕ は接触電位差であり、係数 b は **pn** 接合部分の構造の種類によって次のような値をとる。

- 階段形接合：　$b \simeq 1/2$
- 傾斜形接合：　$b \simeq 1/3$
- 超階段形接合：　$b \simeq 1 \sim 3$

図 **11.16** は、**FM** 変調回路としての発振回路の一部分、すなわち、入力信号により制御される可変容量ダイオード C_d とコイル L_2 の共振回路部分のみを示すものである。



(a) 共振回路　　(b) 周波数変調回路（発振回路の一部分のみ表記）

図 11.16　FM 変調ダイオードの C_d と L_2 による直列共振回路

11.2.4 周波数変調波の復調回路

周波数変調を受けた波から元の信号成分を取り出す（＝復調）回路は周波数弁別回路 といわれる。この回路は、中心になる搬送波 f_c から増減する周波数に比例した電圧信号を生成するものであればよい。弁別回路としては、複同調形、フォスタ・シーリー **(Foster-Seeley)** 形、レシオ **(ratio detector)** 形、**PLL (phased-lock loop)** 形などがある。なお、これらの回路の前には、振幅制限回路をおく必要がある。

(a) 複同調形周波数弁別回路

周波数弁別回路としては最も簡単な回路で、図 **11.17** に示すように共振点が中心周波数 f_c の同調回路と、これに対して上下に共振周波数を少しずらした **2** 個の **LC** 共振回路（複数の同調回路）の振幅情報の差分を利用するもので、周波数 f_{FM} に対する出力電圧 v_o の様子は図 **11.18** に示すようになる。C_iL_i は中心周波数 f_c に同調し、 C_1L_1 と C_2L_2 は f_c の上下に同調するように周波数を少し上下にずらして設定されている。その動作特性はあまりよくないが、回路が単純なことが特徴である。一方、２個の同調回路の周波数調整が複雑になるという欠点がある。

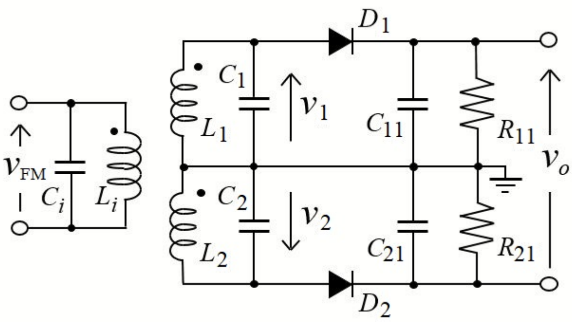


図 11.17 FM 複同調形弁別回路

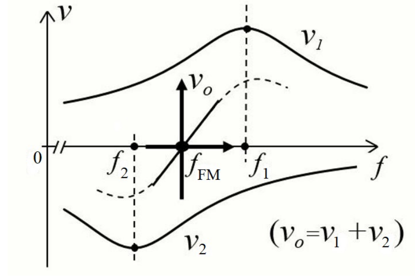


図 11.18 LCR 並列共振回路特性-合成による FM 復調

(b) フォスタ・シーリー周波数弁別回路

前項の複同調形弁別回路は３つの同調回路があり、それぞれの同調周波数の調整が必要であり、操作が複雑である。一方、図 **11.19** に示すフォスタ・シーリー周波数弁別回路はコイルの１次側、２次側はともに搬送波周波数 f_c に同調させるだけであり、また状態も粗結合である。そして、コンデンサ C は v_{FM} に対しては十分低インピーダンスになるようにし、チョークコイル RFC はインピーダンスが十分に大きな値になるような値とする。

入力信号電圧 v_{FM} に対して、１次コイルの電流 i_1 および２次コイル両端の電圧 v_{ab} 次式のようになる。

$$i_1 = \frac{v_{\mathrm{FM}}}{j\omega L_1} \tag{11.30}$$

$$v_{\mathrm{ab}} = v_{2\mathrm{a}} - v_{2\mathrm{b}} = j\omega M i_1 = \frac{M \cdot v_{\mathrm{FM}}}{L_1} \tag{11.31}$$

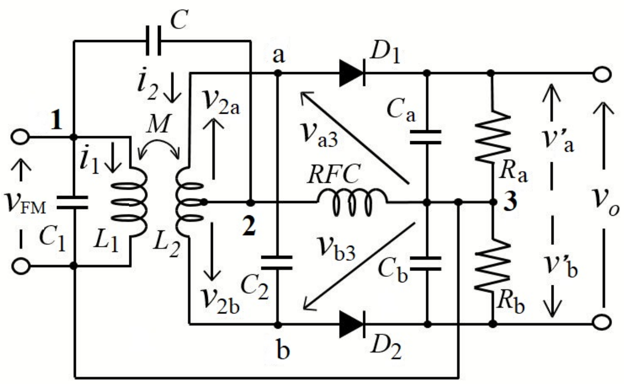


図 11.19　FM フォスタ・シーリー弁別回路

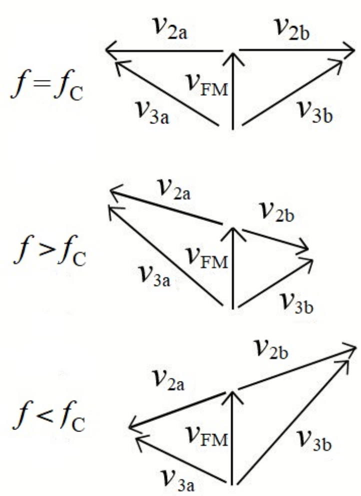


図 11.20　FM フォスタ・シーリー弁別回路ベクトル図

ここで、コイル２次側の巻き線 L_2 の抵抗を r_2 とすると共振周波数においては、

$$i_2 = \frac{v_{\mathrm{ab}}}{r_2} = \frac{M \cdot v_{\mathrm{FM}}}{L_1 r_2} \tag{11.32}$$

このときのコイル２次側の各電圧 $v_{2\mathrm{a}}$ 、$v_{2\mathrm{b}}$ は、

$$v_{2\mathrm{a}} = \frac{j\omega L_2 M \cdot v_{\mathrm{FM}}}{2L_1 r_2} \tag{11.33}$$

$$v_{2\mathrm{b}} = -\frac{j\omega L_2 M \cdot v_{\mathrm{FM}}}{2L_1 r_2} \tag{11.34}$$

電圧 $v_{2\mathrm{a}}$ 、$v_{2\mathrm{b}}$ は図 **11.20** に示されるように、$f = f_c$ のときはそれらの位相差は v_{FM} に対して $90°$ になる。また、$f > f_c$ 、$f < f_c$ では $v_{2\mathrm{a}}$ 、$v_{2\mathrm{b}}$ の位相と大きさは変化する。

それぞれの電圧がダイオードと **CR** 並列回路を経て検波された結果得られる元信号に比例する出力 v_o は、次式から得られる。

$$v_o = \eta(v_{3\mathrm{a}} - v_{3\mathrm{b}}) = v'_{\mathrm{a}} - v'_{\mathrm{b}} \tag{11.35}$$

ここで、η は復調効率 である。

v_{FM} の周波数 f が $f = f_c$ のときは、$v_{3\mathrm{a}} = v_{3\mathrm{b}}$ となって、$v_o = 0$ である。$f > f_c$ のときは、$|v_{3\mathrm{a}}| > |v_{3\mathrm{b}}|$ となって $v_o > 0$ 、反対に $f < f_c$ のときは $|v_{3a}| < |v_{3b}|$ のために $v_o < 0$ となる。

このフォスタ・シーリー弁別回路は回路構成が比較的単純であるが忠実度のよい周波数弁別特性が得られる。ただし、入力信号の振幅に影響されるので、入力側には振幅制限回路が必要になる。

11.3　位相変調 (Phase Modulation)

搬送波の位相角を信号によって変化させる変調方法が位相変調である。被変調波の波形をみるだけでは、前述の周波数変調とは区別することができない。位相変調が周波数変調と異なる点は、搬送波の発振源として水晶発振器を使うことができるので周波数の安定化が図れることにある。位相変調では周波数偏移は大きくすることができないために、実用上は変調後に周波数逓倍回路を通して見かけ上の周波数変化の拡大をする方法などが使われる。しかし、位相変調方式は周波数変調に比べて占有周波数帯域が広くなること、最適の復調方法がないなどの欠点があり、あまり実用化されていない。

11.3.1　位相変調の理論

信号波を $v_s = V_s \cdot \sin\omega_s t$ とし、搬送波の位相角 θ が次式であらわされるとする。

$$\theta = \omega_c t + \Delta\theta \cdot \sin\omega_s t \tag{11.36}$$

式 **(11.36)** における $\Delta\theta$ は、信号波の振幅 V_s に比例した値をもち、位相変調を受けた波 $v_{\mathrm{pm}}(t)$ は、次のように表される。

$$v_{\mathrm{pm}}(t) = V_c \sin(\omega_c t + \Delta\theta \cdot \sin\omega_s t) \tag{11.37}$$

$\Delta\theta[\mathrm{rad}]$ は最大位相偏移 **(maximum phase deviation)** である。位相変調を受けた波の瞬時角周波数 ω_i は、

$$\omega_i = \frac{d\theta}{dt} = \omega_c + \Delta\theta \cdot \omega_s \cdot \cos\omega_s t \tag{11.38}$$

この式を周波数変調のときの式 **(11.11)** と比較すると、次式のような関係が得られる。

$$\Delta\omega = \Delta\theta \cdot \omega_s \tag{11.39}$$

したがってこのような関係から、位相変調における最大位相偏移 $\Delta\theta$ は次式のように表すことができる。

$$\Delta\theta = \frac{\Delta\omega}{\omega_s} = \frac{\Delta f}{f_s} \tag{11.40}$$

これらの２つの式の関係が成り立つので、周波数変調と位相変調は本質的に同じものであることがわかる。ただし、**11.2.1** 項「周波数変調の理論」では信号波として $v_s(t) = V_s \cos \omega_s t$、また本項「位相変調の理論」では信号波として $v_s = V_s \sin \omega_s t$ を用いているため、復調された信号波においては変調波と復調波の位相関係は $90°$ 異なっている。すなわち図 **11.11** の v_s と v_{FM} と比べて、位相変調では v_s は $90°$ 位相が右側、すなわち $90°$ 遅れた状態になることに注意してほしい。

周波数変調と位相変調の間には上述のような関係があるので、信号波を積分回路を通して位相を $90°$ 変えて位相変調を行うと周波数変調を実現できる。

11.3.2　位相変調・復調回路

位相変調回路としては、アームストロング位相変調回路 、ブリッジ形変調回路 、セラソイド位相変調法 などがあるが、ここでは説明を省略する。

11.4　「第１１章 アナログ変調・復調」の課題と解答例

＜課題 11-1＞

アナログ変調・復調における変調・復調方式の種類を示し、それぞれの特徴について説明しなさい。

[解答例 11-1]

アナログ変調方式には、振幅変調、周波数変調、および位相変調があり、それぞれに対応する復調方式がある。それぞれの方式は、搬送波（キャリア）と呼ばれる高周波信号の振幅、周波数および位相に信号情報を搬送させるという手段を利用する。搬送波には、一般に同軸ケーブルあるいは無線などによって伝送される非常に高い周波数が使われる。

以下に、それぞれの変調・復調方式について簡単に説明する。

１）　振幅変調・復調

高周波の搬送波の振幅上に信号情報を乗せる方法が振幅変調である。搬送波周波数（$f_{\rm c}$）は信号周波数（$f_{\rm s}$）に比べて非常に高いことが必修である。振幅変調操作をうけた被搬送波の周波数スペクトルは、３つの周波数成分、すなわち、搬送波成分 ($f_{\rm c}$)、上側帯波成分 ($f_{\rm c}+f_{\rm s}$)、下側帯波成分 ($f_{\rm c}-f_{\rm s}$) のスペクトル成分からなる。

振幅変調操作をうけた被搬送波の上側帯波か下側帯波の一方の成分から、信号成分を復元する操作、すなわち振幅変調波の復調は、側帯波の振幅成分（平均値あるいは頂点（エンベロープ）成分）を得ることで実行される。

２）　周波数変調・復調

信号の情報を搬送波の周波数軸上に乗せる方法が周波数変調である。すなわち、搬送波の瞬時周波数が信号によって変化する。このような操作は、数式上はベッセル関数による複雑で広範囲の展開になるが、変調の深さの程度を示す変調指数 m を $m \ll 1$ とすることで主要スペクトル成分を技術的に扱える範囲内に収めることができるようになる。

周波数変調回路、すなわち信号によって発振周波数を変化させる発振回路には LC 発振回路が利用される。一般には、**FET** トランジスタとコンデンサ、コイルの組み合わせ回路の動作点を入力信号によって変えることにより、等価的リアクタンスの共振周波数を変化させる回路（リアクタンス・トランジスタ回路）を利用した LC 発振回路をつくることができる。

周波数変調波から信号を取り出す（＝復調）回路は周波数弁別回路と呼ばれる。この回路は、信号ゼロのときの搬送波周波数 f_{co} から増減する周波数に比例した電圧信号を出力すればよい。周波数弁別回路には、複同調形弁別回路、フォスタ・シーリー形弁別回路、レシオ形弁別回路などがある。

３） 位相変調・復調

位相変調は、搬送波の位相角を信号の大きさに比例させて変化させる変調方法である。この方法では、搬送波周波数は一定な値であるので水晶発振器を使用できる利点がある。しかし、位相角の変化範囲は限定されるという欠点がある。

位相変調回路としては、アームストロング位相変調回路、ブリッジ形変調回路などがある。

位相復調回路は、位相偏移に比例した値を復調出力として得るために位相弁別回路が用いられる。この回路は、位相変調を受けた信号と基準となる搬送波との位相差を復調信号として出力させる回路である。フォスタ・シーリー形弁別回路をもとにした位相弁別回路などがある。

以上３種類の変調・復調方式についての述べたが、これらの方式の特徴についてみると以下のようになる。

振幅変調・復調方式は、歴史的には早くから利用され、また原理的にも回路的にもに最も単純であり広く利用されている方式である。一方、周波数変調、位相変調はまとめて角度変調方式と呼ばれ、振幅変調方式に比べてより高品質の情報伝送方式として利用されている。ただしこの方式は、回路方式が複雑になるとともに広い周波数帯域が必要になるという技術的な難しさが伴ってくる。

実用的には、いずれの方式もそれぞれの特徴を生かした分野で広く利用されている。

＜課題 **11-2**＞

アナログ信号を対象にした変調方式について分類しなさい。

[解答例 **11-2**]

アナログ信号変調方式を分類して示すと図 **11-21** のようになる。

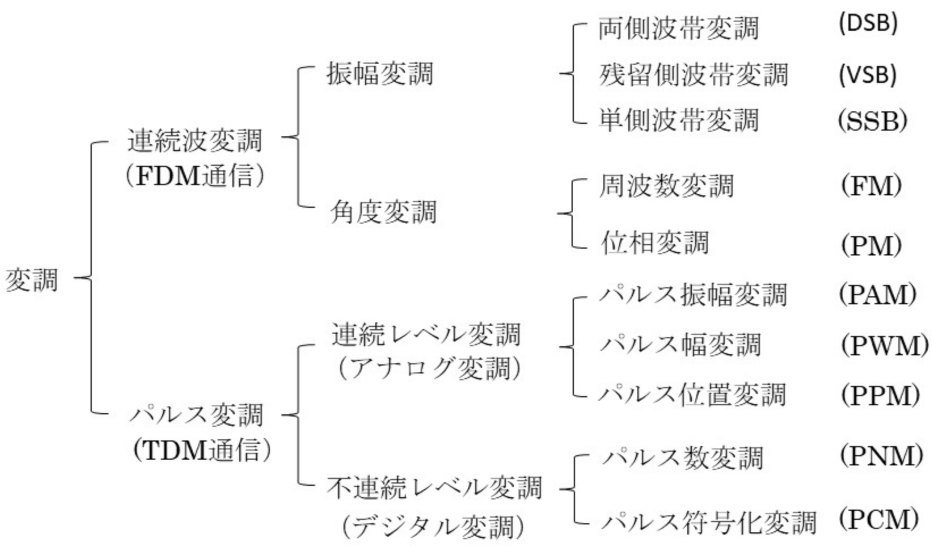


図 11.21　1121 - アナログ信号変調方式の分類

12　直流電源回路

電子回路用の直流電源には、乾電池が用いられることがあるが、大部分は交流電源から電気エネルギーが供給される整流直流電源（エリミネータ電源）　が使われる。

交流から直流に変換することを整流という。交流から整流された直流は脈動しているので平滑化する必要がある。また電子回路において、直流電源として使用するにはその電圧の大きさが一定であることが要求されるので、電子回路用電源では一般に直流安定化回路が用いられる。

ここでは、整流回路、平滑化回路 、電圧安定化回路 の基本的な動作原理について説明する。

12.1　整流回路

交流から直流を得るときの交流電源には、一般には $50 \sim 60$ Hz で $100 \sim 200$ V の商用交流電源が用いられる。電子回路用の整流回路を設計するには、電源用トランスを用いて必要な大きさの電圧に変換してからダイオード回路により整流する。この電源トランスは、商用交流電源回路からの回路的独立性、すなわち２次側回路の基準点（接地）点を任意に設定できる自由度を与えてくれる役割もある。

12.2　半波整流回路

最も基本的な整流回路方式は図 **12.1** のような半波整流回路である。電源トランスの２次側電圧 $v_2(t)$ に対する負荷抵抗 R_{L} 両端の半波整流電圧（脈動直流電圧） v_{DC} は図 **12.2** のようになる。

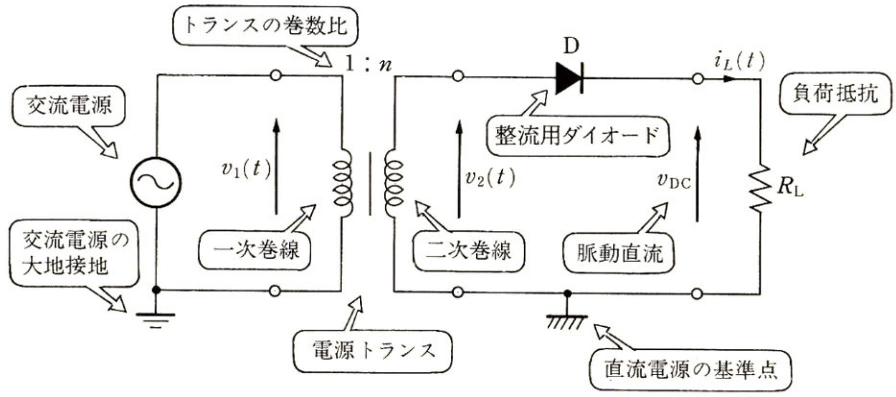


図 12.1　半波整流回路

脈動直流電圧 v_{DC} の平均値（＝直流値）V_{DC} は次式 **(12.1)** のように求められる。

$$V_{\mathrm{DC}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_m \cdot \sin\omega t \ d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} \simeq 0.32V_m \tag{12.1}$$

なお半波整流波の周波数スペクトルの様子は、次のフーリエ級数展開式 (式 **(12.2)**) で示される。式右辺の **{　}** 内の第 1 項は直流成分、第 2 項は基本波成分、そして第 3 項は高調波成分を示している。

$$v_2(t) = V_m \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} sin\omega t - \frac{2}{\pi} \sum_{k=2,4,6,\cdots}^{\infty} \frac{cosk\omega t}{(k+1)(k-1)} \right\} \tag{12.2}$$

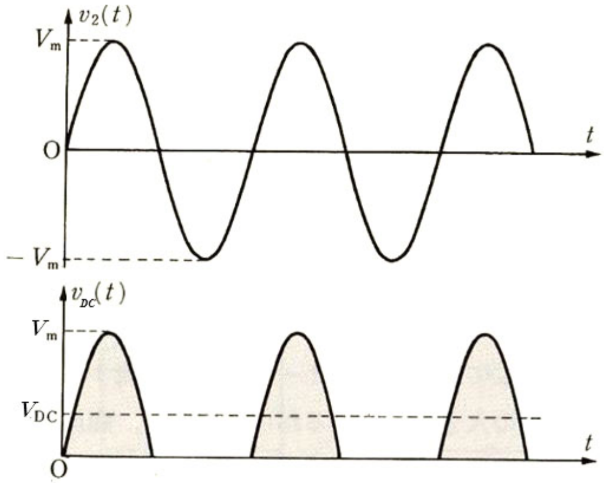


図 12.2　半波整流波形

12.3 全波整流回路

半波整流は回路は単純であるが、交流電源からは半サイクルのエネルギーだけが直流に変換されるだけで、エネルギー効率はよくない。変換効率をよくするために図 **12.3** に示すように、２次側巻線に中間タップのある電源トランスを使用し、ダイオードを２個にして全サイクルを利用する全波整流回路が使われる。図 **12.4** に波形の様子を示す。

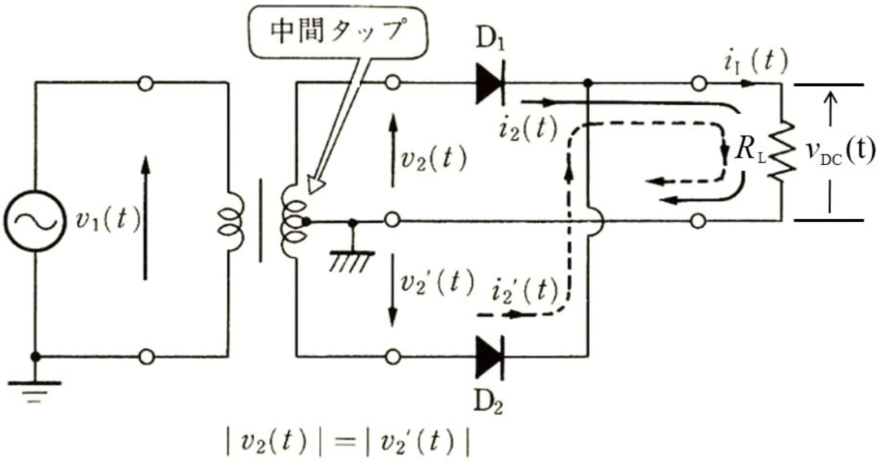


図 12.3　全波整流回路

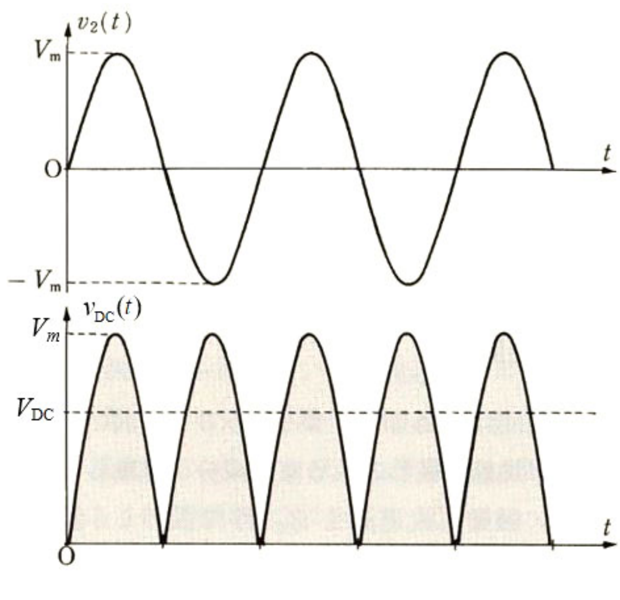


図 12.4　全波整流波形

全波整流電圧 $V_{\rm DC}$ は次式 **(12.3)** のように求められる。

$$V_{\rm DC} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} V_m \cdot \sin\omega t \ d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \simeq 0.64V_m \tag{12.3}$$

また、全波整流波 v_2 のフーリエ級数展開式は以下のとおりである。

$$v_2(t) = V_m \left\{ \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty} \frac{cos2k\omega t}{(2k+1)(2k-1)} \right\} \tag{12.4}$$

なお簡易形の全波整流回路として、図 **12.5** に示されるようなブリッジ整流回路がある。この回路では中間タップのない電源トランスを使用でき、またブリッジ整流用の **4** 個のダイオードが **1** 組のブロックになったものが入手できる。

ただしブリッジ整流回路では、直流出力の **1** 端を接地するとトランス２次側の巻き線回路は接地点から浮いた状態になり、雑音防止の観点からは好ましくない状態になる欠点がある。低雑音、精密性を重視する回路では中間タップトランスによる方法が望ましい。

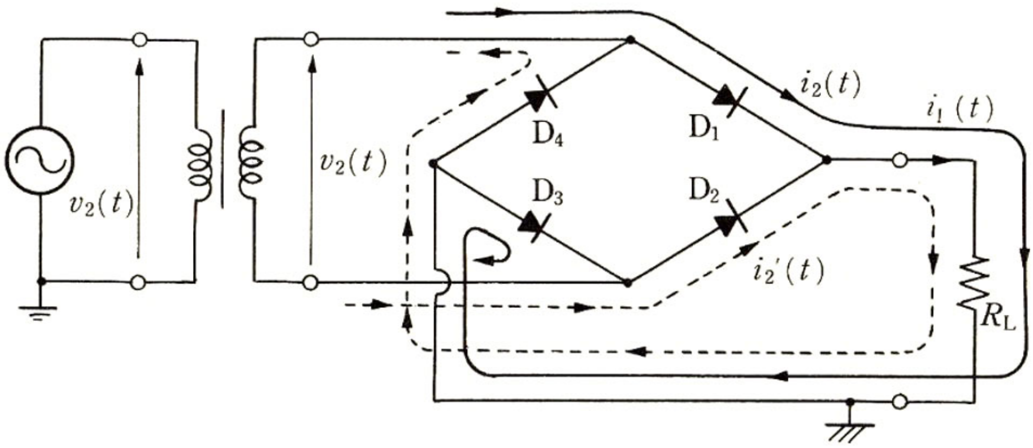


図 12.5　ブリッジ整流回路

12.4　平滑化回路

先に半波整流回路の項でみたように、整流後の電圧は極性は **1** 方向の直流であるが、脈動した状態の直流である。図 **12.6 (a)** の脈動直流は、同図 (b) 、(c) に示すように直流成分 V_{DC} と交流成分 v_{AC} に分けられる。数式では次式のようになる。

$$v_{\mathrm{DC}}(t) = V_{\mathrm{DC}} + v_{\mathrm{AC}}(t) \tag{12.5}$$

交流成分 $v_{\mathrm{AC}}(t)$ はリップル成分 と呼ばれ、式 **(12.2)** の第２項と第３項で表される。なお、全波整流回路ではリップル成分は式 **(12.4)** の第２項のようになり、波形は異なってくる（図 **12.4** 参照)。

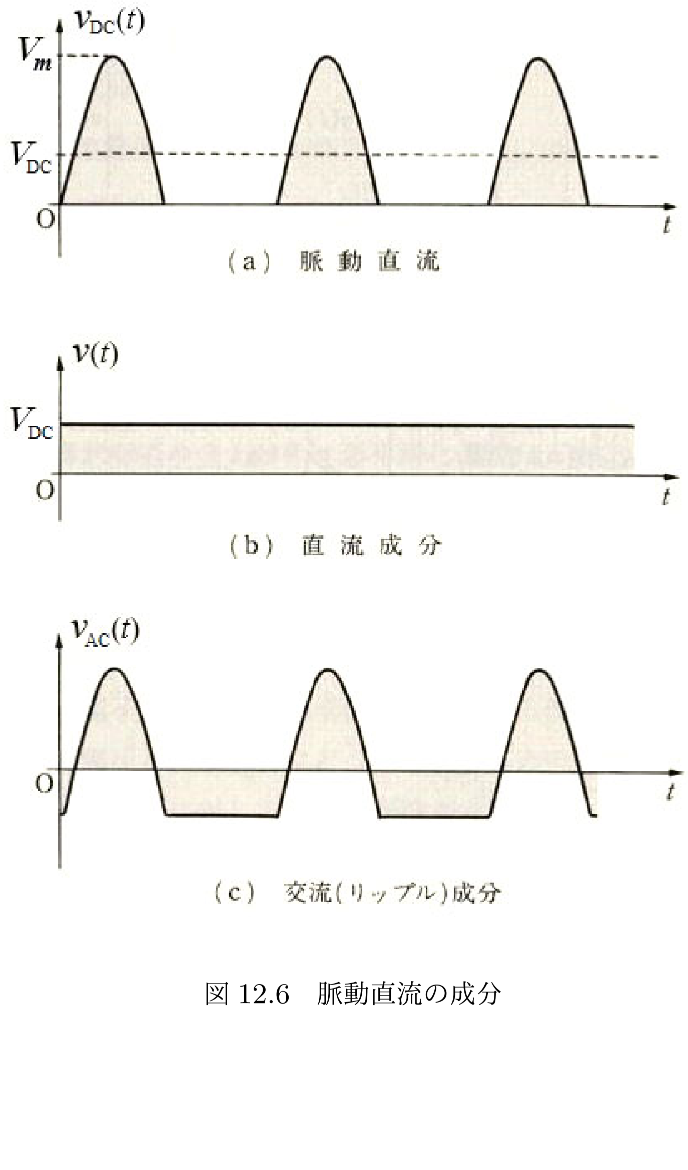


図 12.6　脈動直流の成分

電子回路用直流電源としてはリップル成分を取り除いた一定電圧値の電源が望ましい。そのために平滑化回路 と呼ばれるフィルタ回路が用いられる。平滑化回路にはいろいろな回路があるが、ここでは図 **12.7** に示すような最も基本的なコンデンサ入力形平滑化回路 を例に説明する。

コンデンサ C の端子電圧 $v_{\mathrm{L}}(t)$ の様子は図 **12.8** のようになる。コンデンサ C が点 **A** まで充電されると、点 **A** から点 **B** の間は抵抗 R を通して放電される。点 **B-C** 間で再度コンデンサは充電される。このような充放電を繰り返されるので電圧 $v_{\mathrm{L}}(t)$ のリップルは格段に減少する。このリップルの大きさの度合いを示すリップル率については後述するが、R_{L} と C の積、すなわち時定数が大きいほどリップルは少なくなる。

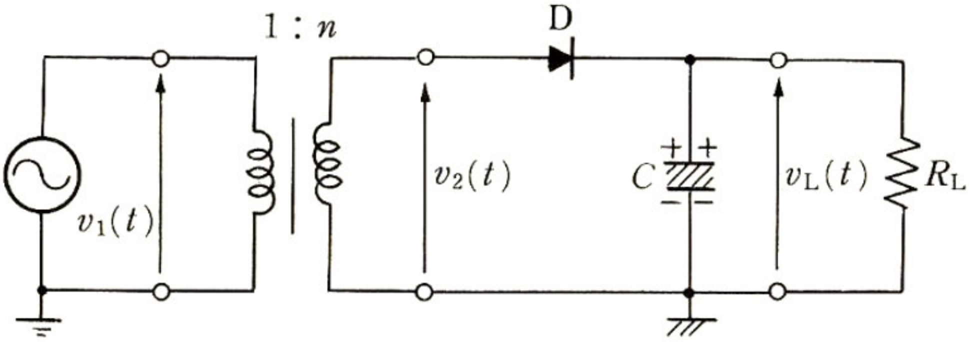


図 12.7　コンデンサ入力形平滑化回路

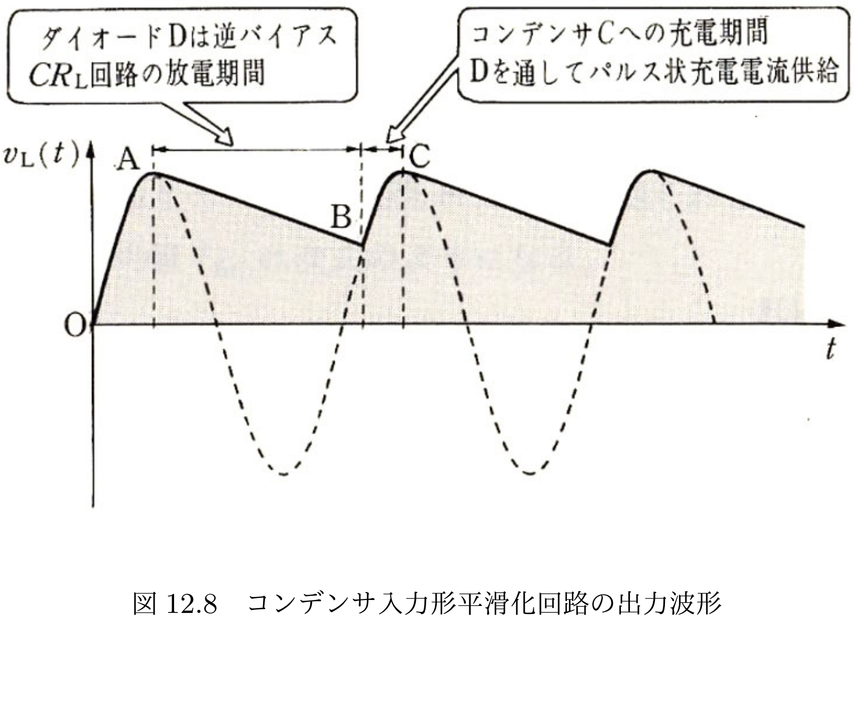


図 12.8　コンデンサ入力形平滑化回路の出力波形

ただし、コンデンサ C の値が大きくなると、充電期間にコンデンサに流れる突入電流といわれるパルス状の電流値が大きくなるので、ダイオードの最大ピーク許容電流値を超えないように注意する必要がある。

直流成分 V_{DC} に対するリップル成分の比率を示す値として次式に示すリップル率 ρ が用いられる。

$$\rho = \frac{\text{リップル成分の実効値}}{\text{直流成分の値}} \tag{12.6}$$

半波整流のリップル率 ρ_H と全波整流のリップル率 ρ_F を以下に示す。

$$\rho_H = \frac{1}{2\sqrt{3}fCR_{\mathrm{L}}} \simeq \frac{0.288}{fCR_{\mathrm{L}}} \tag{12.7}$$

$$\rho_F = \frac{1}{4\sqrt{3}fCR_{\mathrm{L}}} \simeq \frac{0.144}{fCR_{\mathrm{L}}} \tag{12.8}$$

精密な電子回路になればなるほど良質な直流電源が要求される。よりリップル率が改善される回路として、チョークコイル（直流電流が重畳しても磁気飽和を生じないように工夫されたインダクタ）を用いたチョーク入力形平滑化回路 、あるいはチョーク入力形とコンデンサ入力形を組み合わせた π 形平滑化回路 などがある。

12.5 電圧安定化回路

いろいろな電子機器に使用される電子回路は、交流電源事情や外気環境などが変わっても一定の特性を保持する必要がある。ここでは、外的環境がある程度変わっても直流電源の電圧は一定値を保持できるような直流電圧安定化回路 について説明する。

直流電圧安定化回路の構成を図 **12.9** に示す。直流電源の出力電圧を一定に保つためには、外界の変化に影響されない一定電圧を保持できる 基準電源 が必要である。一般にはこの基準電圧源には定電圧ダイオード（ツェナー・ダイオード） が用いられる。

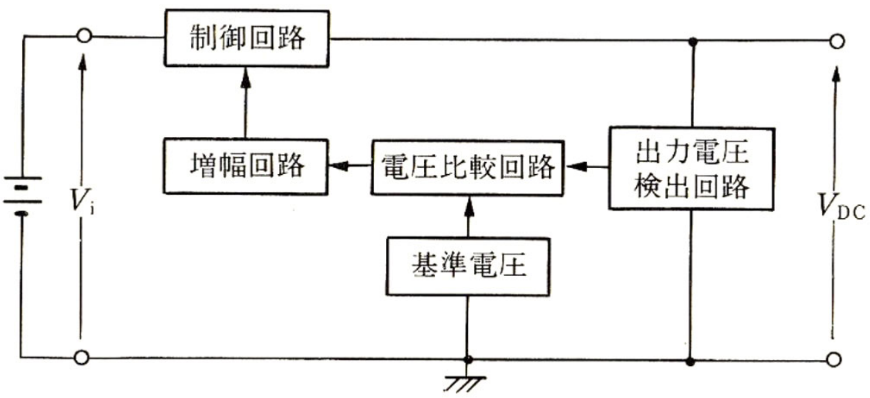


図 12.9　直流電圧安定化回路のブロック図

定電圧ダイオードの逆方向領域の $V-I$ 特性を図 **12.10 (a)** に示す。同図 **(b)** のような回路で定電圧ダイオードに抵抗 R を介してバイアス電圧を与えると、同図 **(a)** の逆方向領域の電圧 V_Z が定まる。直流電源の電圧 V_i が ΔV だけ変化すると動作点は点 **A** から点 **B** に移動してダイオードの基準電圧値 $|V_Z|$ は $|V_Z+\Delta V|$ に変化する。ただし、図 **(a)** の逆方向領域の $V-I$ 特性曲線は説明のために勾配を故意に緩やかに描いてあるが、実際には非常に急峻な特性で ΔV_Z の値は非常に小さい値である。また、温度の変化に対してもあまり影響を受けないダイオードを選ぶこともできる。

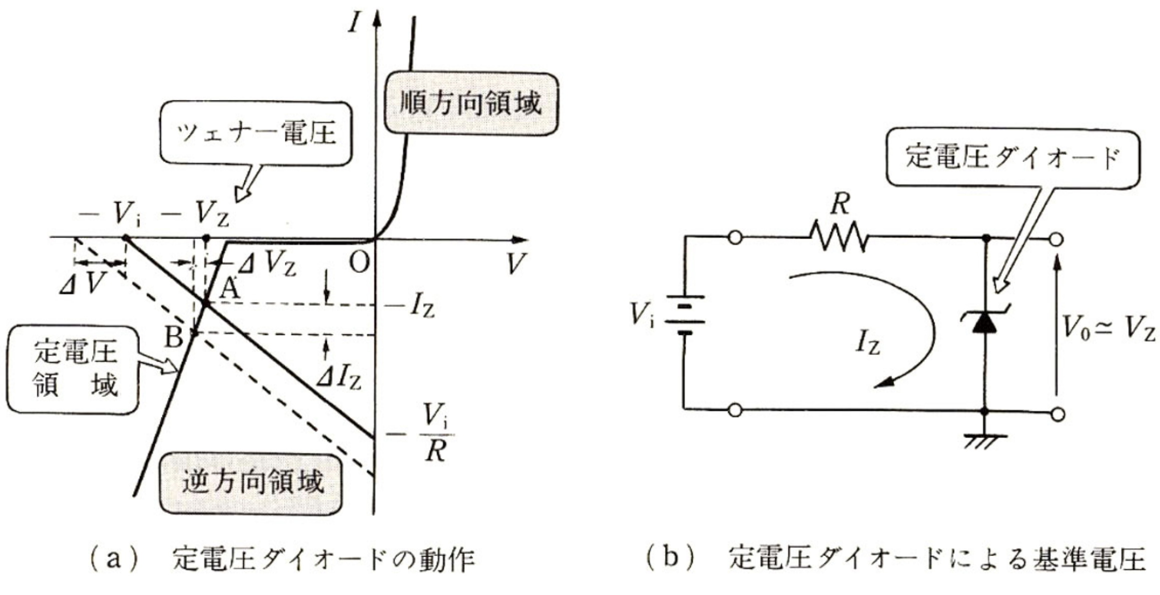


図 12.10　定電圧ダイオードによる基準電圧

図 **12.11** に直流電圧安定化回路の一例を示す。抵抗 R_1、R_2 の分圧回路から出力電圧 V_O の情報を得て定電圧ダイオードの電圧 V_Z と比較し、その差ができる限りゼロに近づくような信号を制御用トランジスタに伝え、所定の出力電圧 V_O を保持する。抵抗 R_1、R_2 の比を変えると出力電圧 V_O の値を変えることができる。

このような安定化回路を用いることで、負荷の変動により電流 I_L が変化しても、また非安定化電源の供給電源電圧が変動しても出力電圧 V_O を一定値に保つことができる。

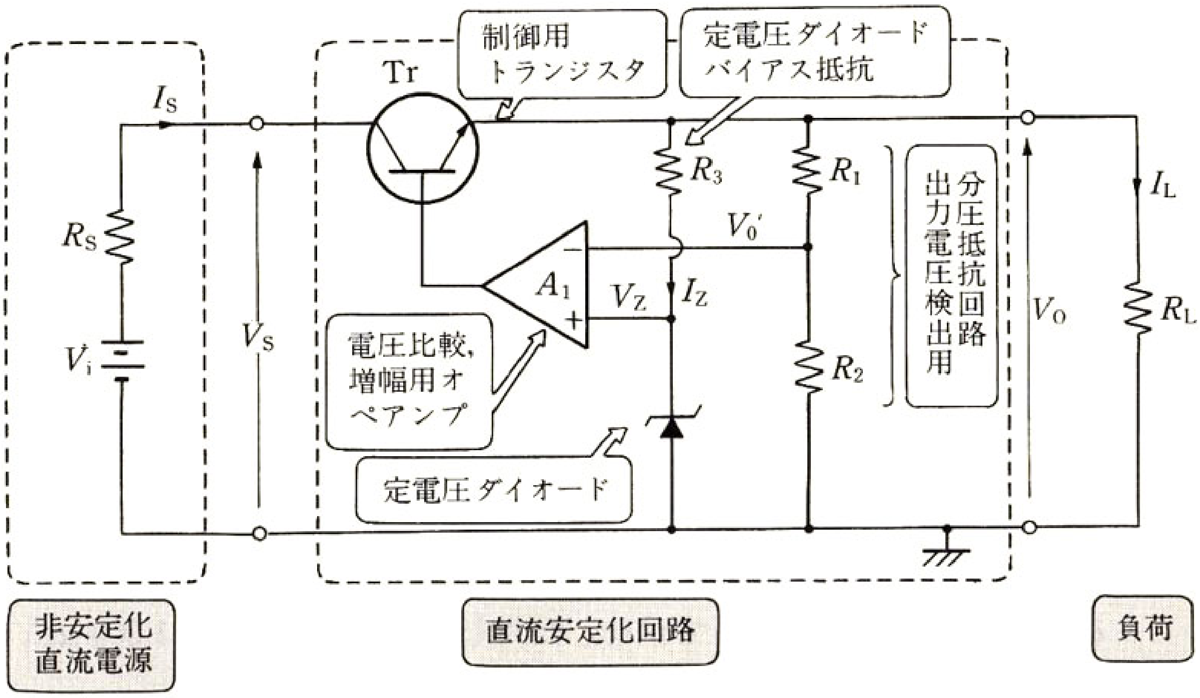


図 12.11　直流電圧安定化回路

12.6 「第１２章 直流電源回路」の課題と解答例

＜課題 12-1＞

電子回路などに使用される直流電源回路について説明しなさい。

[解答例 12-1]

身の回りのもっとも一般的な電源は商用交流 $100V$ 電源である。電子回路などに使用される直流電源回路は、電圧は $5V$ から $20V$ 程度で、電流値は数 A 以内のものが多い。交流 $100V$ 電源から電子回路用の直流電源を得るには以下に示すような手順に従う。

（１） 電源トランス（巻き数比 $1 : n$）を用いて、商用交流電源から必要な大きさの電圧値が得られるようにステップダウンする。

（２） 整流用ダイオードを用いて直流に変換する（整流回路）。

（３） 平滑用コンデンサを用いて脈動成分を平滑化する（平滑化回路）。

（４） 直流電圧安定化回路により一定な直流出力電圧させる（電圧安定化回路）。

上述の４項目をブロック図を用いて概略的にあらわすと 図 **12.12** のようになる。

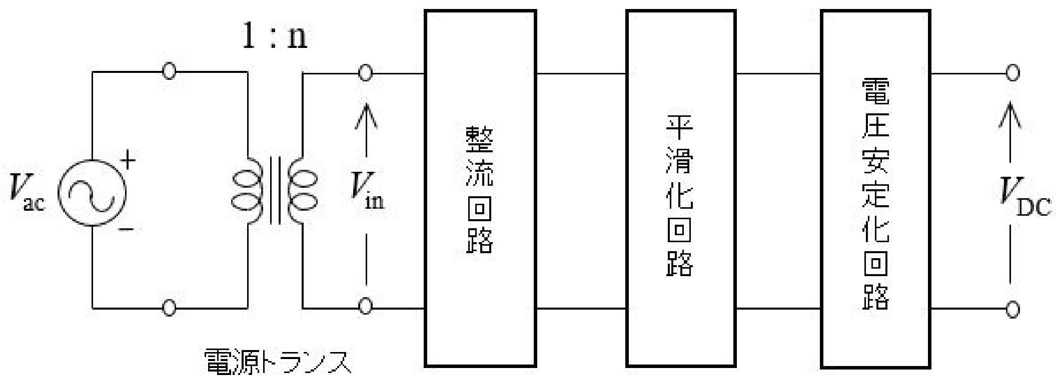


図 12.12 直流電源安定化回路のブロック図

図 12.12 における３つの各ブロックには、以下に示すような回路の種類がある。

＊）整流回路：

整流回路**:** 半波整流回路、全波整流回路（ブリッジ整流回路、中間タップ形整流回路）

＊）平滑化回路：

コンデンサ入力形平滑化回路、π 形平滑化回路

＊）電圧安定化回路：

定電圧（ツェナー）ダイオード回路、定電圧ダイオードと電圧制御トランジスタ回路

＜課題 12-2＞

直流電圧安定化回路の基本的な構成について説明しなさい。

[解答例 12-2]

身の回りのもっとも一般的な電源は商用交流 $100V$ 電源である。電子回路などに使用される直流電源回路は、一般的には電圧は $5V$ から $20V$ 程度で、電流値は数 A 以内のものが多い。交流 $100V$ 電源から電子回路用の直流電源を得るには以下に示すような手順に従う。

一般に使用される商用交流 $100V$ 電源の電圧値はいろいろな原因によって変動があり、また直流電源の負荷条件も変化するために、以下に示すような直列形と並列形の **2** つの形式の直流電圧安定化回路が用いられる。

よく用いられる実用的な直流電源回路は、最初に説明する直列形直流安定化電源回路であるが、特殊な例として並列形直流安定化電源回路についても簡単に触れることにする。

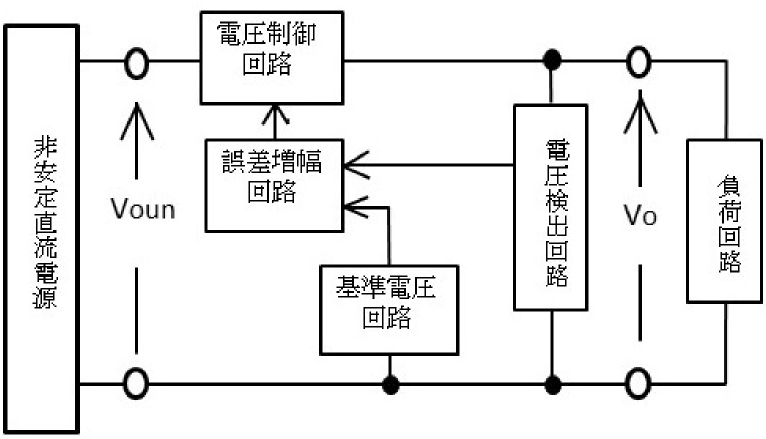


図 12.13　12-13 - 直列形直流安定化電源回路のブロック図

直列形直流安定化電源回路の回路構成は 図 **12.13** (図 **12-13**) に示す。この回路は、非安定直流電源の出力 V_{oun} に直列に「電圧制御回路」を設け、負荷端子における「出力電圧」V_o に比例する電圧と「基準電圧」を比較させてその差が常に一定値になるよう「誤差増幅回路」を介して調整する。この負帰還作用によって、負荷条件の変動、あるいは、非安定直流電源 V_{oun} の変動が生じても負荷端子における「出力電圧」V_o は一定値を保持することができる。

なお直流安定化電源としては、図 **12.14** (図 **12-14**) に示すような特殊な用途に用いられる並列形直流安定化電源回路がある。この回路は、アルミニューム電解工程などのように常時大電流が流れる電源回路として利用される。この回路では、負荷電流に無関係に電源からの電流は最大値の大電流が供給されるので、電流変動がある用途では効率は非常に低効率になる欠点がある。

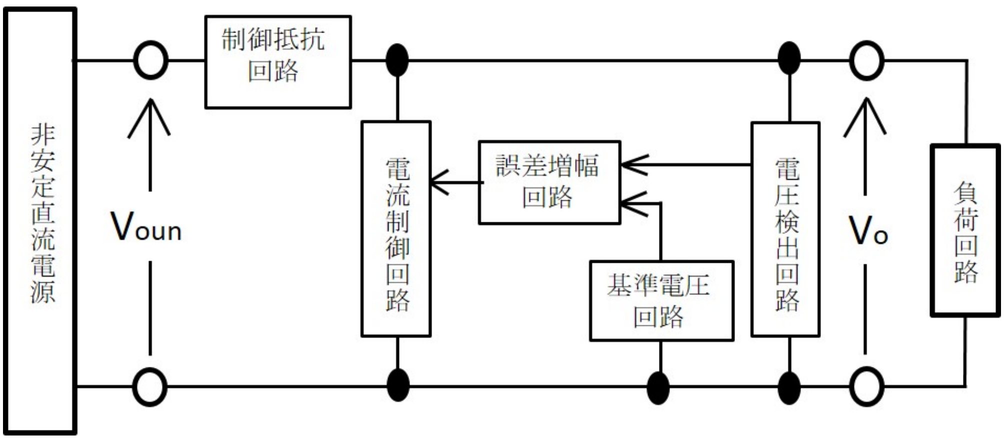


図 12.14　12-14 - 並列形直流安定化電源回路のブロック図

あとがき

本書の原稿を書き上げたあとに、筆者の電子回路との出会いを懐かしく思い出しました。

大学 4 年次の筆者の卒業研修は、「直流増幅回路に関する研究」のテーマで博士論文をお若いころに書いておられた松尾正之先生のもとで指導を受けることにしました。当時、電子回路は真空管回路が主流でしたが、半導体増幅素子のゲルマニウム (Ge) トランジスタは高額ではありますが市販品として入手できました。

大学 4 年で卒業後、松尾先生の助手として研究室に残って、半導体素子による生体工学における電気的刺激装置の設計に携わりました。このときに松尾先生から教えられた工学という学問に対する心構えの大切さは、その後の自分自身の「生体情報計測および情報処理に関する研究」において重要な土台になり、また自分の教育方針の基になりました。

その 6 年後に東北工業大学に移って電子回路の講義を担当することになり、改めて、電子回路全般にわたって勉強しなおしたのです。講義のために、毎年講義ノートをつくりました。

講義ノートづくりは、学内事情により筆者が電子回路の担当をやめるまで続きました。20 年近く前の講義ノートを見る機会がたまたまあり、今般、このノートをまとめることにしました。

筆者がこれまで、東北大学工学部電子工学科で 7 年間、東北工業大学電子工学科で 31 年間、そして同環境情報工学科で 7 年間を無事に教育・研究の仕事に専念できたことは本当に幸せなことです。

これまでにお世話になった関係各位に心より感謝を申し上げます。とくに、筆者の妻、茉莉子には数えきれないほどの苦労をかけたことには謝意を表します。

（自家版 追記）

筆者が「電気」という事象に関心を持つようになったのは偶然であり、しかも本当の幼少時であった。当時、父親は鉄道会社（当時は、国有鉄道）の事務担当の職員であったが、若いころからラジオ回路の自作に興味をもって、自宅にはいろいろな工具や部品が机上に置かれていた。

筆者が小学校（当時は国民学校）に入るころに、机上にあるものを悪戯しているうちに電源スイッチを押すと鉄釘が吸い寄せられることに気づいた。これは電磁石というもので、工夫をするとモーターというものができると教えられ、缶詰の空き缶を利用したものでモーターを作ってくれた。小学生時代はモーターを利用した模型おもちゃに夢中になった。

中学生になった頃にヘルシンキ 夏季オリンピック大会（1952 年）があり、短波放送があるということで父親が受信機を作成する手伝いをした。完成した装置に電源を入れ、雑音の中にかすかに聞こえる「・・・日本の皆様・・・こちらはオリンピック大会が開催されているヘルシンキです・・」という実況放送アナウンサーの言葉が聞き取れたときは本当に感激したものです。その後には電気関係のことを勉強したくなり、工業高校の電気科に入り、さらに大学では通信工学科で勉強しました。　このような動機づけをしてくれた父親には本当に感謝します。また、岩手の山深い田舎に居た自分を工業高校にも通えるようにと仙台近郊で農業をしていた母方の祖父（斎藤熊吉）が呼び寄せてくれたことにも感謝しています。１００歳まで生き、いつも陰から支えてくれた母親には感謝しきれない思いでいっぱいであり、また一生涯“家”のことに尽くしてくれる兄にも謝意を表したい。加えて、高校卒業までお世話になった斎藤家の皆さんと、大学生時代の病気休学後にお世話になった伯母の柿沼家の皆さんには心より謝意を表します。

最後に、中学、高校、大学時代にいろいろとご教示、ご指導を頂いた先生方に心よりお礼を申し上げます。

参考文献

[1] 田頭　功：『わかりやすい 電気・電子回路』（共立出版、1989）

[2] 田頭　功：『エレクトロニクス入門』（共立出版、1998）

[3] 押山保常、相川孝作、辻井重男、久保田　一：『改訂電子回路』（コロナ社、1983）

[4] 丹野頼元：『電子回路 第２版』（森北出版、1988）

[5] 尾崎　弘、金田彌吉、谷口慶治、横山正人：『電子回路（アナログ編）』（共立出版、1989）

[6] 大類重範：『アナログ電子回路』（日本理工出版会、1999）

索引