

Web Based Training Contents としての Computer & Network Hardwar の開発

渋井 二三男

最近のニュース2010年3月某日付各全国版新聞, NHK などの報道によると Web, Net 媒体の広告費収入が紙媒体のそれを上回ったとの報道があった。このようなトレンドから広告ばかりでなく我々に関係する教育&訓練, 保守などの分野に我々においても, アルビントフラーが予言した通り Web・Net 化のすさまじい波¹⁾ が打ち寄せているのが現状であり, その一つが Web Based Training として結実している。多忙極まる工学系技術者, これから Computer & Network Hardwar を学習・訓練したい学生のための Web Based Training Contents の開発中の一部をここに報告する。

1.1 電子回路

1.1.1 半導体とは

半導体と聞くと, すぐにダイオード (整流素子), トランジスタ (増幅素子) や, IC (集積回路) を想像しがちである。たしかに, これらは半導体であるが, 本来半導体とは, その語が示しているように, 電気を通しやすい導体とよばれる物質と, 電気を通さない絶縁物とよばれる物質の中間に位置する。なかば (中間) 電気を通す物質をいう。

図1.1に示したように代表的なものに, Ge (ゲルマニウム), Si (シリコン) などがある。また,

電気抵抗	10^{-10} 10^{-5} 1 10^5 10^{10} 10^{15} 10^{20} (Ω·cm)
名称	導 体 半 導 体 絶 縁 体
物質例	(Al) (Ge, GaAs) (Glass) (Ag) (Si, Se) (Diamond) etc.

図1.1 電気材料分類表

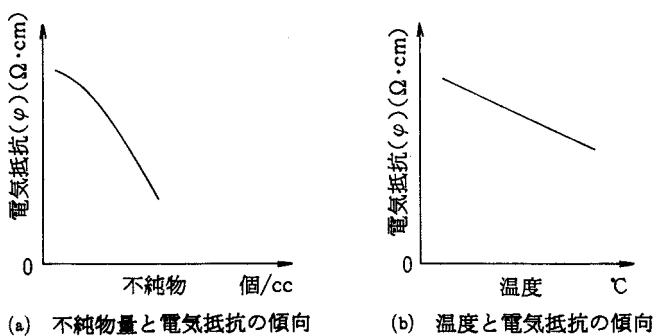


図1.2 半導体の電気抵抗の傾向

半導体は通常次のような性質を示す。

- (1) 半導体に微量の不純物が混入すると、その電気抵抗に大きい影響を与える。
- (2) 電気抵抗の温度係数が負性を示す。すなわち温度上昇によって抵抗が小さくなる性質がある。
- (3) 電氣的に変わった現象、光電効果や、整流作用などを示す。

図1.2に(a), (b)の傾向を略述した。

さてダイオード、トランジスタ、ICなどが半導体の代名詞となったのは、これらの半導体物質の物理的性質を利用して、機能素子として利用されているためである。

1.1.2 真性半導体と不純物半導体とは

ここでは、シリコン (Si) を例に少し考えてみよう。シリコンは周期表で調べると、IV族であり、最外殻に4個の電子をもっている。その結晶はダイヤモンドと同様の共有結合をしている

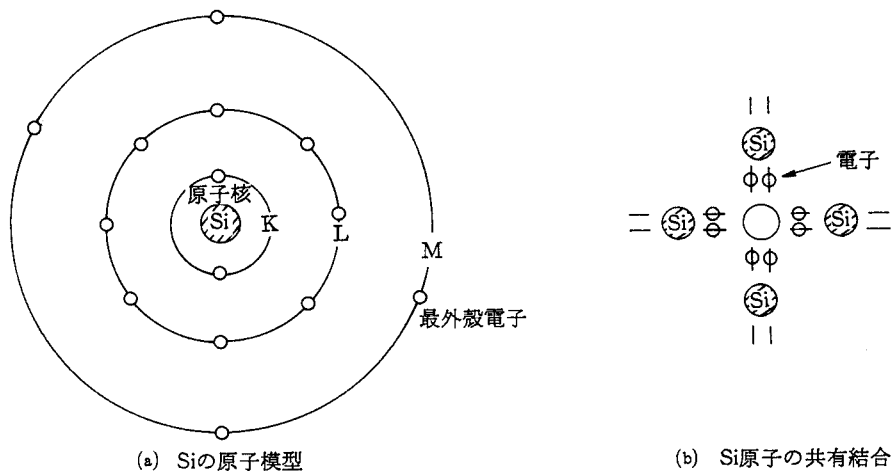


図1.3 シリコンの原子模型と共有結合

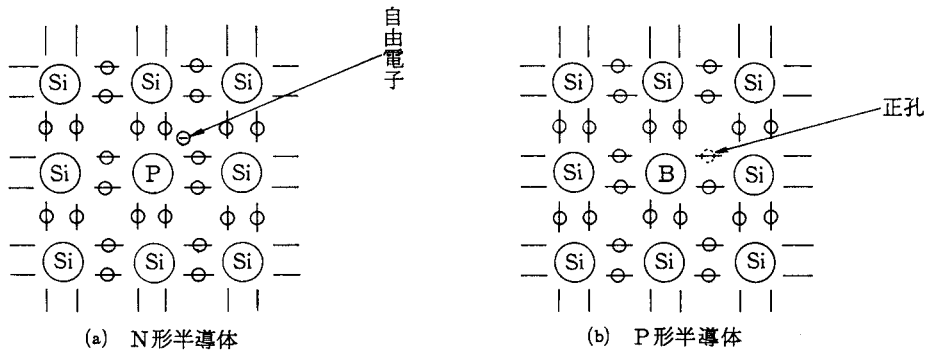


図1.4 N形半導体とP形半導体

(図1.3参照)。

このような純粋な半導体物質の結晶を、**真性半導体**とよぶ。

真性半導体は共有結合をして安定結合状態であるが、微量の他族物質（不純物）が混入すると、結合の状態に電子過剰や、不足を生じて状態が変化する。例として、P（リン）を微量に加えたとしても、P（リン）はV族であり、図1.4(a)に示すように、電子過剰となる。この過剰電子は結合状態に拘束されないで、自由に動ける自由電子となる。電子は負の電荷をもっているため、このような半導体は電子過剰ということで、負（Negative）Nをとり**N形半導体**とよぶ。逆に、Ⅲ族の物質、例として、B（ホウ素）を微量に加えたとしても、共有結合状態に1個電子が不足した状況を生ずる。本来電子の存在すべきところに不足を生じているということで、正（Positive）の状況である。この不足した孔を**正孔**とよぶ。また、このような半導体は、PositiveのPをとり、**P形半導体**とよぶ（図1.4(b)参照）。

このようにP形、N形の半導体を**不純物半導体**ともよんでいる。さて、前述した自由電子や、正孔は、各半導体の電気伝導に寄与するわけであり、これら自由電子や正孔を、電流の担い手ということで一般に**Carrier**（キャリア）とよんでいる。また、N形半導体の不純物は、電子を与えるという意よりドナー（Doner）不純物とよばれ、P形半導体の不純物は、電子を受け入れるという意でアクセプタ（Acceptor）不純物とよばれている。

1.1.3 エネルギー帯について

半導体の電気伝導は、原子結合の束縛の少ない、最外殻電子の振舞が大きい影響を受ける。さて図1.3(a)に原子系の電子単位と電子数を示してあるが、電子によって満たされた単位を**充満帯**（Filled Band）とよんでいるが、特に最外殻の充満帯を価電子帯（Valence Band）とよぶ。さらに価電子帯より**エネルギーギャップ**（禁制帯）を隔て次の準位を**伝導帯**（Conduction Band）とよんでいる（図1.5参照）。いわゆる、最外殻電子（価電子帯）の電子の振舞が、電気伝導を大きく左右するわけである。

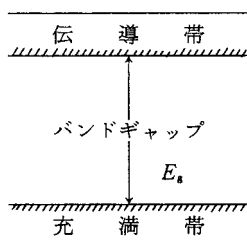


図1.5 簡単なバンドモデル

たとえば、ダイヤモンドのような絶縁物は、このエネルギーギャップ E_g が大きく $5 \sim 6$ (eV) であり、電子の原子結合の束縛状態の強いことを示す。半導体 (Si) では、エネルギーギャップ E_g は、約 1.12 (eV) であり、温度や、光のエネルギーを受けて、電子は伝導帯に上がる (励起) ことができるので、半導体の性質で述べたような性質を示す。また、準位エネルギーは、(eV) 電子ボルトで示される。

1.1.4 各半導体のエネルギー帯図

図1.6に示したように、N形では伝導帯に電子が多数あり、P形では価電子に正孔が多数ある状

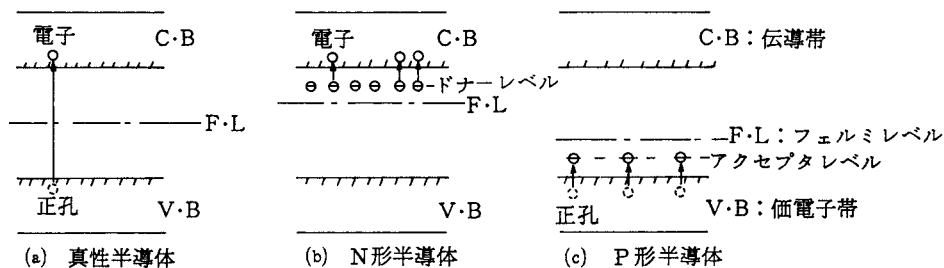


図1.6 各種半導体のバンドモデル

況になる。ここでフェルミレベル (F・L) は平均電子エネルギーレベルと考えること。

1.1.5 PN 接合 (ダイオード) と整流作用

P形半導体とN形半導体の接合は、半導体の性質の1つ、**整流作用**が起こる。これは、図1.7を見るとよくわかる。

図1.7(a)では、PN接合の熱平衡の状態を示す。電子は左より右に、正孔は右より左に移動し平衡となる。

図1.7(b)では、順方向がバイアスを示す。P形をプラス (+)、N形をマイナス (-) として外部より電位を加えると、N形よりP形に多数の電子、P形よりN形に多数の正孔が移動して、電流が流れる。

図1.7(c)では、逆方向バイアスを示す。P形をマイナス (-)、N形をプラス (+) として外部

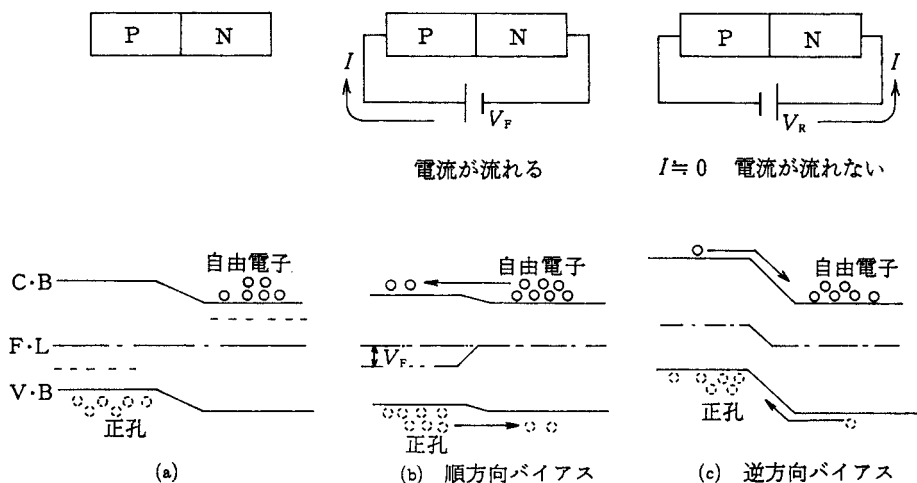


図1.7 PN 接合とバンドモデル図

より電位を加えると、P形にある極小の電子、N形にある極小の正孔のみが移動するだけで電流は極めて小さい値である。この電流を飽和電流ともいう。

1.1.6 ダイオードの特性

図1.8はダイオードの電気特性を示す。

逆方向に大きい電圧を印加していくと、アバランシェ(電子なだれ)現象を生じ急激に電流が流れ始める。この点をブレイクダウン点とよび。また、ダイオードの特性は次式によって示される。

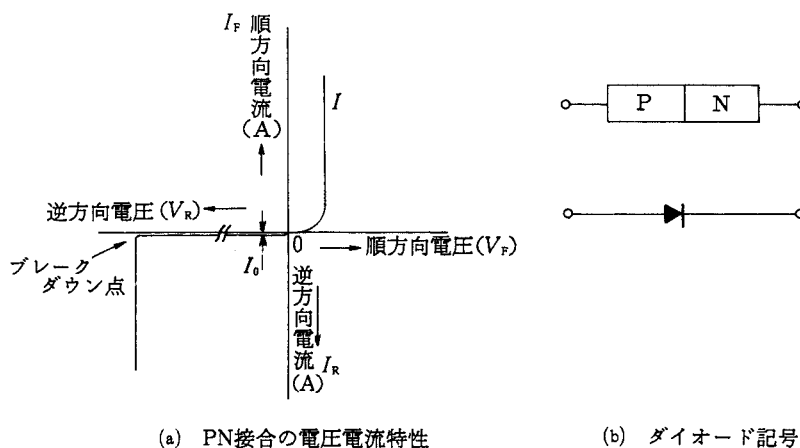


図1.8 PN 接合の電圧電流特性と記号

$$I = I_0 \left[\exp\left(\frac{eV}{kT}\right) - 1 \right] \quad (\text{A}) \tag{1.1}$$

ここで、 k : ボルツマン定数、 T : 絶対温度、 e : 電子電荷、 V : (VF) 電圧、 I_0 : 飽和電流。

1.1.7 ダイオード応用回路例

整流回路がその一例である。交流 (AC) を直流 (DC) に変換する回路を整流回路とよぶ。しかし、この整流回路だけでは、**図1.9**に示すように、その変換波形が脈流となってしまう。したがって、通常は、交流を直流に変換したとき、この脈流をより理想的な直流にするため、**平滑回路**が設けられ、通常はこの両者が一体化されている。

図1.10の整流動作は、はじめの半波は、 D_2 から負荷 R_L を経て、 D_3 を通る電流経路をとり、次の半波は、 D_4 から負荷 R_L を経て、 D_1 を通る電流経路をとる。いずれも負荷側は (+), (-) の極性は一方向性となり整流作用が行われる。

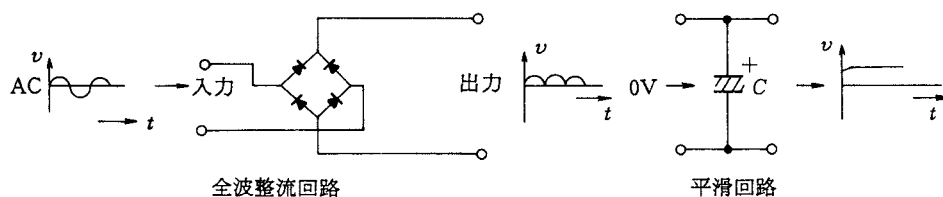


図1.9 ダイオードの応用回路(1)

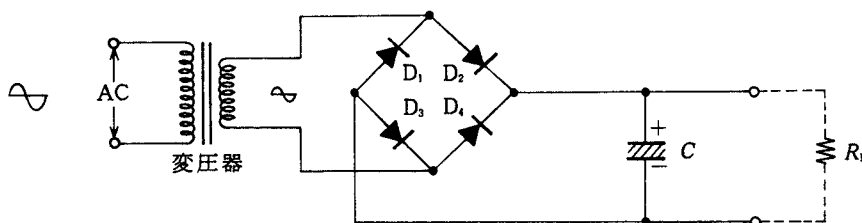


図1.10 ダイオードの応用回路(2)

1.1.8 ツェナーダイオード (Zener diode)

ツェナーダイオードは、通常ダイオードと、順方向特性においては、ほぼ同様の特性を有するが、逆方向特性は、逆方向電圧が3 V位~20V程度でブレイクダウン点が現れる特性を有する。このブレイクダウンをツェナーブレイクダウンともよんでいる。**図1.11(a)**にその特性を示す。通常PN接合のP形、N形の不純物の濃度を上げていくと、逆方向性において、このような特性を示す。このツェナーブレイク点は、半導体の不純物条件で決まり、また、このツェナーブレイク電圧点は、きわめて安定した特性を有するため、そのツェナー電圧を利用して基準電圧を得たり、広い用途に利用されている。ツェナーダイオードの記号は**図1.11(b)**に示す。

1.1.9 発光ダイオード (LED)

LEDは、Light Emitting Diodeの略であり、発光ダイオードを示す。この発光ダイオードは、

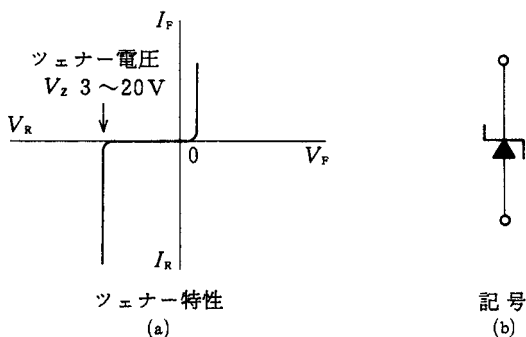


図1.11

順方向電流を流すと、光を放出する素子であり、赤、緑、黄、3色を標準タイプとし、その近傍の他色発光の素子もある。発光ダイオードの記号は通常、図1.12(a)のように示され、ランプ形状の一例を図1.12(b)に示す。発光ダイオードの素子は、プラスチックケースに実装されているものが現在主流であり、このケースをレンズとして、発光光源として指向性をもたせたものや、発光光源として散乱するタイプなど、外形、特性、ともに多種多様である。LEDの発光について概要を説明する。

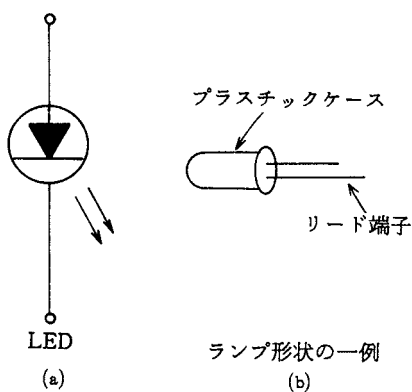


図1.12

図1.13(a)にPN接合のエネルギーバンド図を示す。この状態は熱平衡状態である。外部より、順方向電圧 V_F を加えると、PN接合のポテンシャル障壁は低くなり、エネルギーバンド図は、図1.13(b)ようになる。その結果、P形には電子が、N形には正孔が流れ込み、それぞれ、電子と正孔が過剰な状況となり、この過剰となったキャリアは、平衡状態に戻ろうとする働きにより、P形では、電子の過剰キャリアと正孔が、N形では、正孔の過剰キャリアと電子が、それぞれ結合の動きとなる。これを再結合とよぶが、この再結合のとき、電子はそのエネルギー差を光として放出する発光再結合と、発光を伴わない非発光再結合とがある。発光ダイオードは、発光再結合を応用した素子である。この発光再結合は、再結合時のエネルギー差、 $\Delta E = h \cdot \nu$ の関係を満足

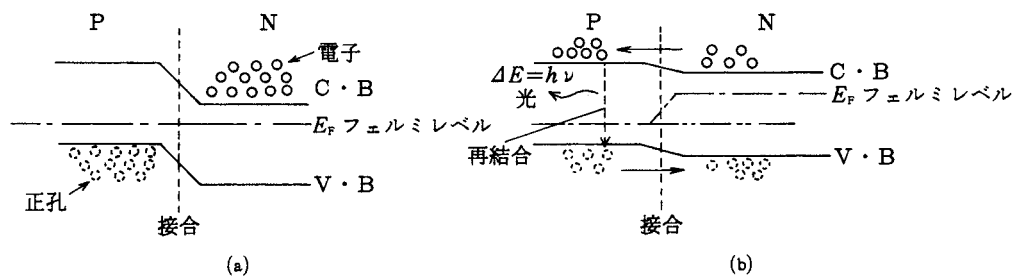


図1.13

する振動数 ν をもつ光を発生する（ただし、 h : プランク定数）。したがって、発光再結合の起きやすい半導体材料（直接遷移型の半導体）を選ぶことや、発光再結合がより起こりやすいような、PN 構造として、発光再結合中心として働く不純物を添加するなどの技術的工夫がなされている。一般に III ~ V 族の化合物の半導体材料が主流である（GaAs 系）。また、LED の順方向特性は、通常のダイオード特性より 2 ~ 3 倍程度順方向電圧 V_F の値が大きい。

1.1.10 バリスタ (variable resistor)

バリスタは 2 端子の素子で、電圧、電流によって抵抗の変化する固体素子を、バリスタとよんでいる。この名称は、バリアブルレジスタ (variable resistor) の略書といわれている。バリスタは、特性面より、非対称型、対称型に分類される。非対称型とは、電圧、電流に対し、非直線の特長であるとともに、電圧、電流の極性に対して、非対称特性をもつものである。一方、対称型とは、電圧、電流に対し、非直線の特長であり、また、電圧、電流の極性に対して対称特性をもつものである（図1.14参照）。通常通信分野では、この対称特性を有するバリスタが、その電気的性質を利用して、電話装置の回路中のサージ電圧の抑制のために主に利用されている。バリスタの構造の一例を図1.15(a)に示す。SiC または、セラミックス焼結体を母材としたものが主流であ

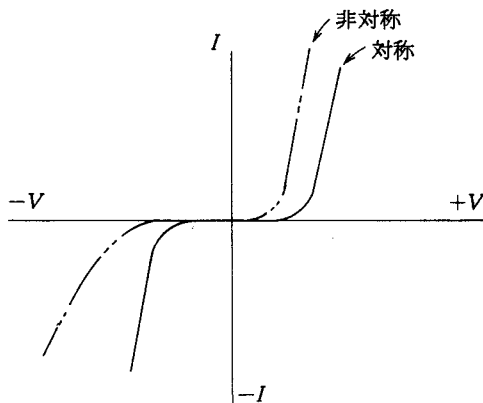


図1.14

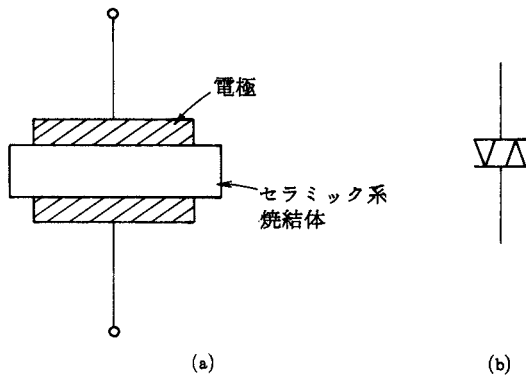


図1.15

るが、一部シリコンダイオードを複数接続した構造のものもある。バリスタの記号図1.15(b)に示す。

1.1.11 トランジスタと増幅作用

図1.16は、半導体の3極接合、(PNP)、(NPN) を示している。この3極接合による増幅作用について、ここで簡単に考えてみよう。

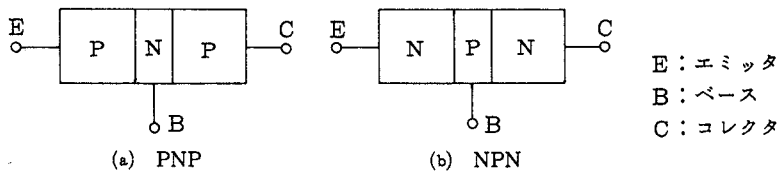


図1.16 トランジスタと概念図

ここでPNP接合を用い、それをエネルギー状態図で示すと、図1.17となる。

このPNP接合に、外部より電圧印加したとき、エネルギー状態図の変化を示す(図1.18)。

(V_{CB} 印加, $V_{EB} = 0$ のとき) 接合2が逆方向のバイアスとなり、エネルギー段差が大きくなるが、電流はほとんど流れない(図1.19(a))。

(V_{CB} 印加, V_{EB} が印加されるとき) 接合1に少しずつ、 V_{EB} を加えていくと、N層よりP₁層に電子が移動し、P₁から正孔がN層に注入され、さらにその正孔は、大部分が、P₂層に流れ込む。いわゆる図1.18のようにPNPの3極接合に電圧を抑制し、 V_{EB} を少しずつ増加させ電流(I_B)を微量流すと、結果として、P₁層→P₂層へと、キャリア(正孔)が移動して、大きい電流変化が生じる。これが電流の増幅作用である(図1.19(b))。

この3極の各層は、その動作より、P₁層は正孔を放出するのでEmitter(放出極)、P₂は正孔を集めるのでCollector(収集極)、そして中間のN層をBase(ベース)とよんでいる。図1.19に

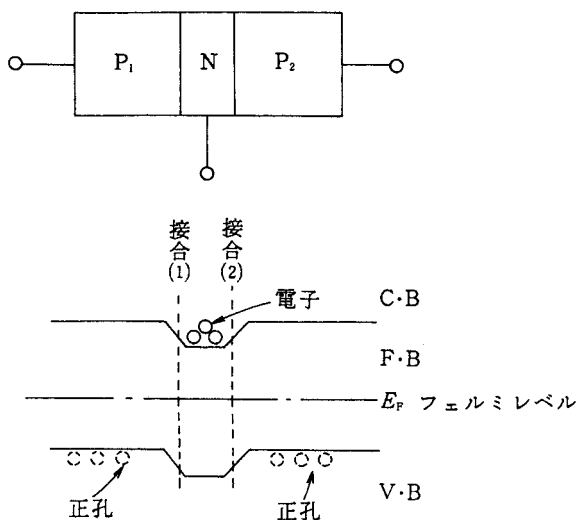


図1.17 トランジスタの熱平衡状態でのバンドモデル

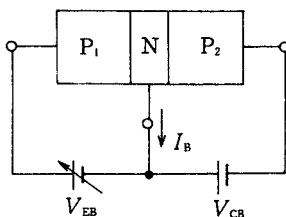


図1.18 トランジスタへの電圧バイアス

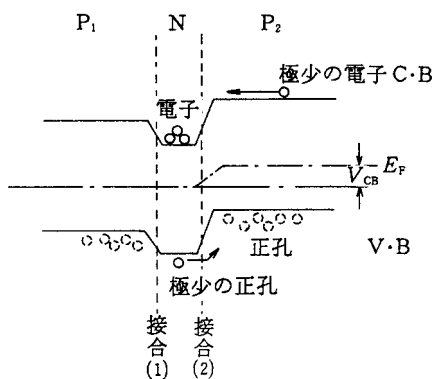


図1.19(a) トランジスタのバイアスとバンドモデル

各極の印加電圧を V_{EB} と示したのは、 V (エミッタ・ベース間) を示す。また、 V_{CB} は V (コレクタ・ベース間) を表している。

このような機能の素子を、トランジスタ (Transistor) とよんでおり、Trasns は (Translational) の頭語を用い、istor は半導体回路素子の一種を示したといわれている。電流増幅率 h_{FE} は、 I_B 値の

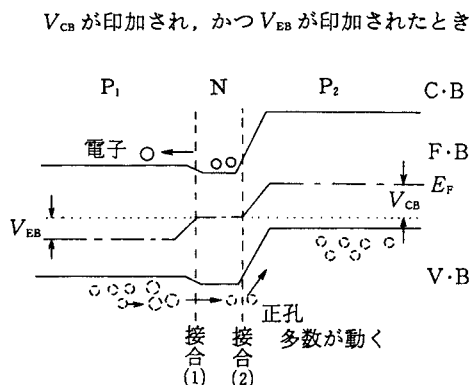


図1.19(b) トランジスタのバイアスとバンドモデル

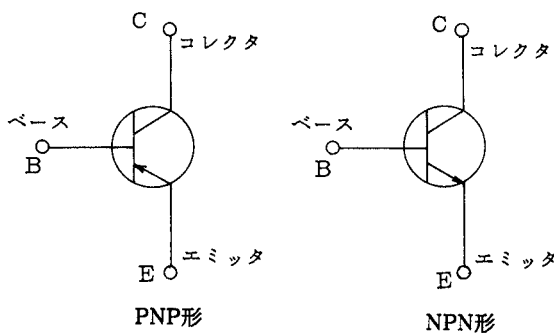


図1.20 トランジスタの記号

変化に対し、 I_c 値の変化の比で示されている。

$$h_{FE} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_B} \tag{1.2}$$

1.1.12 トランジスタの記号

1.1.13 基本回路と静特性

トランジスタの基本回路には、接地方式によって、エミッタ接地、ベース接地、コレクタ接地などがあるが、ここでは基本を得るためエミッタ接地について考えてみる。

図1.21を見てほしい。ベース電流 $I_B = 0$ のとき、トランジスタは動作せずコレクタ電流 $I_c \doteq 0$ であり、したがってトランジスタのコレクタ・エミッタ間電圧は、 V_c 点 ($I_c \doteq 0$ Line) となる。この領域をしゃ断領域とよんでいる。

$I_B \neq 0$ のとき、十分大きい I_B 値 ($I_B \cdot h_{FE} \gg I_c$) を流すと、トランジスタは飽和の領域に入り、 I_c を十分流しうる状態となり、このとき V_{CE} の電圧は、きわめて小さい飽和電圧分 V_{sat} となる。し

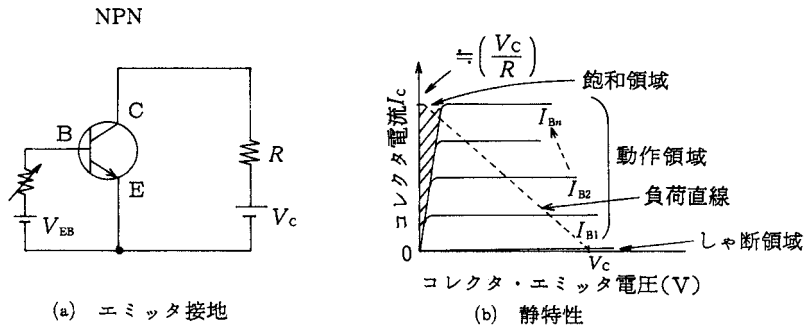


図1.21 エミッタ接地と静特性

たがって、コレクタ電流 I_C は次のように示される。

$$I_C = \frac{V_C - V_{sat}}{R} \approx \frac{V_C}{R} \tag{3.3}$$

また、 $I_B \neq 0$ のときで、動作領域での動作では、 V_{CE} 、または I_C は負荷直線上を移動する。通常での増幅回路は、この動作領域を利用する。

1.1.14 トランジスタの応用例

ここでは最も簡単な電力増幅回路を示す。これは通常、抵抗負荷 A 級増幅回路とよばれる (図 1.22)。

この回路での電流 I_C は、 $I_C = (V_{CC} - v_c) / R_L$ の関係になる。

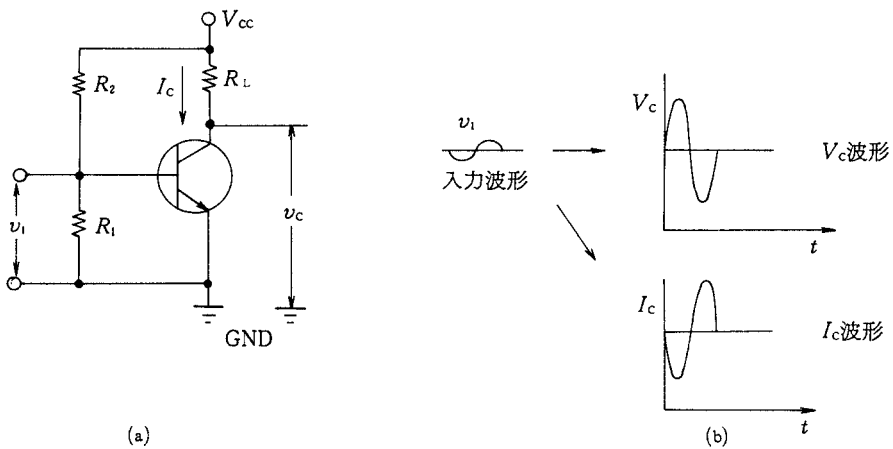


図1.22 A 級増幅回路

1.1.15 サイリスタ (thyristor)

サイリスタは、スイッチ機能をもった半導体素子である。3 端子で図1.23(a)に示すようなPNPN 構造は別称、SCR (slicon controlled rectifier) とよばれている。この SCR を、トランジスタでおきかえた等価回路図で示すと、図1.23(b)である。SCR は、ゲート端子に信号が与えられるまで OFF 状態を保ち、ゲート端子に信号が与えられると、ON 状態となり、素子の電流を保つ。しかし、素子電流が保持しうる電流値以下になると、OFF 状態になる。この値はきわめて小さいため、この OFF 状態に帰すためには、SCR への印加電圧を 0 V にすればよい。このゲート端子に信号が与えられたときの、ON 動作 (保持) については、図1.23(b)を参照し、トランジスタの動

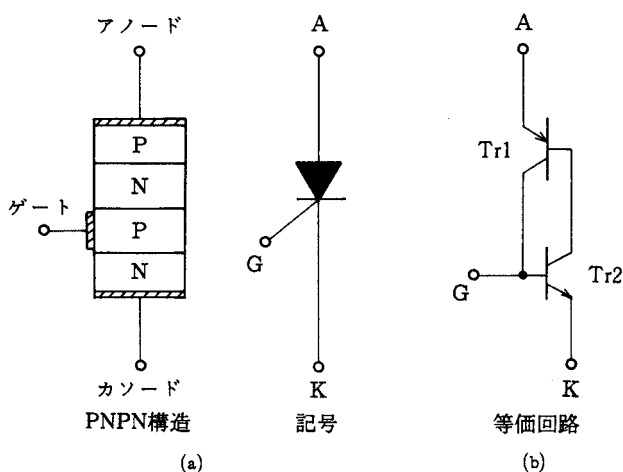


図1.23

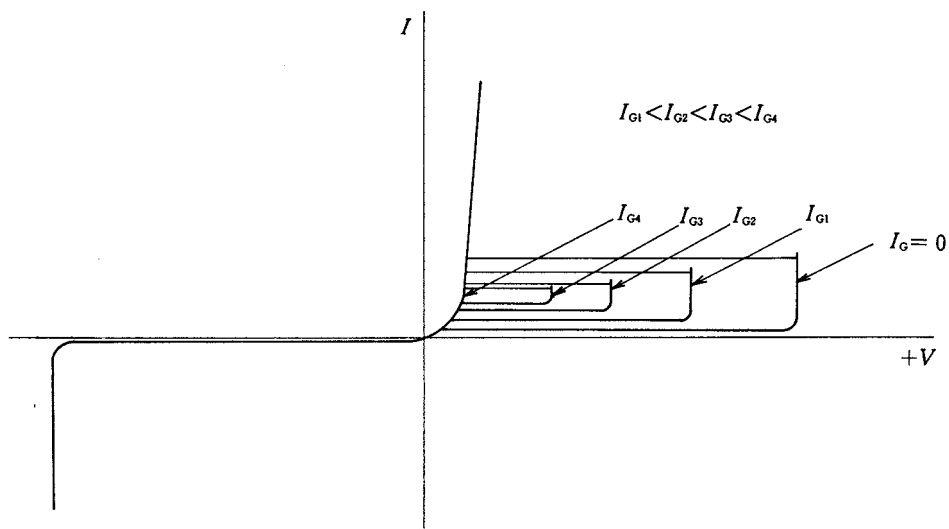


図1.24 SCR 静特性

作の相互を考えてもらえばよく理解される。また、SCRの静特性については図1.24に示す。SCRの応用例のブロック図と各部の波形を図1.25に示す。

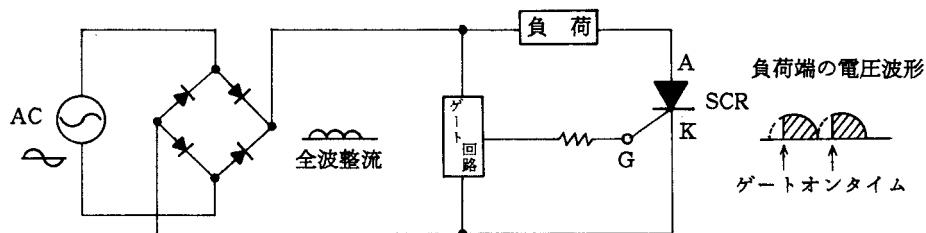


図1.25 応用例のブロック図

1.2.2 論理回路の基礎

1.2.1 アナログ情報とデジタル情報

物理量の中で、時間、温度などのように連続的な値をとることのできる量をアナログ量という。一方、器に入れた、酒パック、コーラの数のように不連続な値をとる量をデジタル量という。また、このような離散的なデジタル量や、状態によって表した信号をデジタル信号といい、それらの内容をデジタル情報という。デジタル情報は一般に、(0, 1)の二次元的表現をする。このように(0, 1)とで区別したものを2進信号とよんでいる。

1.2.2 情報の数系

通常、われわれが用いている数系は10進数である。いわゆる10をラジックス(基数)とする計算方式である。

—例—

$$15 = 1 \times 10^1 + 5 \times 10^0$$

さて、2進数は、2をラジックスとする計算方式である。

—例—

$$1011 = 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

ここで、10進数と2進数のあるところまでの数系を示してみる(表1.1(a))。

表1.1(a)に10進数と2進数を示したが、この2進数を用いて、10進数を表す方法も一部に用いられている。これはBCDとよばれるものでbinary coded decimalの略称1.2である。表1.1(b)にそれによる方法の一例を示す。

表1.1(a) 10進数と2進数の数系

10進数	2進数	10進数	2進数
0	0 0 0 0	8	1 0 0 0
1	0 0 0 1	9	1 0 0 1
2	0 0 1 0	10	1 0 1 0
3	0 0 1 1	11	1 0 1 1
4	0 1 0 0	12	1 1 0 0
5	0 1 0 1	13	1 1 0 1
6	0 1 1 0	14	1 1 1 0
7	0 1 1 1	15	1 1 1 1

表1.1(b) 2桁BCDコード表

10進数	(MSB)	(LSB)
	2桁目	1桁目
0	0 0 0 0	0 0 0 0
1	0 0 0 0	0 0 0 1
⋮	⋮	⋮
10	0 0 0 1	0 0 0 0
⋮	⋮	⋮
99	1 0 0 1	1 0 0 1

1.2.3 10進数を2進数に変換する方法

例を用いて示す。10進数の234を2進数に変換してみる。方法は、234より小さく、かつ最大の 2^n の値を求め割算をして、順次求めれば簡単にできる。

手順

$$\begin{array}{rcll}
 234 \div 128 & (=2^7) & = 1 & \text{余 } 106 \\
 106 \div 64 & (=2^6) & = 1 & \text{余 } 42 \\
 42 \div 32 & (=2^5) & = 1 & \text{余 } 10 \\
 10 \div 16 & (=2^4) & = 0 & \text{余 } 2 \\
 10 \div 8 & (=2^3) & = 1 & \text{余 } 2 \\
 2 \div 4 & (=2^2) & = 0 & \text{余 } 0 \\
 2 \div 2 & (=2^1) & = 0 & \text{余 } 0 \\
 0 \div 1 & (=2^0) & = 0 & \text{余 } 0
 \end{array}$$

この計算の結果を上位より並べると2進数が得られる。

11101010

となる。この2進信号は、コンピュータ、デジタル通信などの信号の基本となっている。

1.2.4 論理回路

図1.26のような接点回路を考えてみよう。

A, B の条件の変化によって、発光素子 Z が点、または消となる。これを次のような関数で示したとすると、

$$Z = (A, B) \quad (1.4)$$

A, B を論理変数（入力）、Z を論理関数（出力）という。また、A, B の変数は(1)または(0)の値をとるものとする。

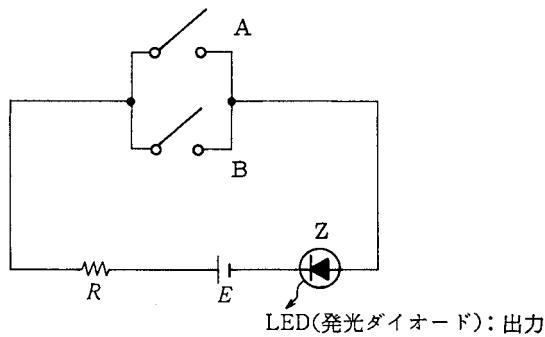


図1.26 論理と概念

1.2.5 基本論理回路

(1) 論理和 (OR)

入力 (A, B) のうち、いずれかが(1)のとき、出力 Z が(1)となる回路である (図1.27)。

$$Z = A + B \quad (1.4)$$

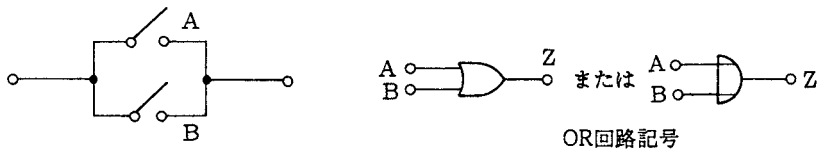


図1.27 OR回路

(2) 論理積 (AND)

入力 (A, B) がともに、(1)のとき、出力 Z が(1)となる回路である (図1.28)。

$$Z = A \cdot B \quad (1.5)$$

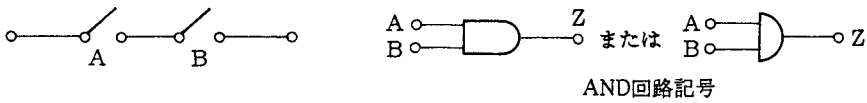


図1.28 AND回路

(3) 否定論理 (NOT)

入力 (A) が(0)のとき, Zが(1),

入力 (A) が(1)のとき, Zが(0)となるような出力をいう (図1.29)。

$$Z = \bar{A} \tag{1.6}$$

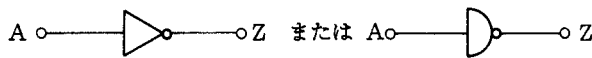


図1.29 NOT回路記号

(4) 論理和否定 (NOR)

図1.30に示されるように, 入力 (A, B) の論理和を否定し, 変数のいずれかが, (1)のとき, 出力 Zが(0)となるものである。

$$Z = \overline{A + B} \tag{1.7}$$

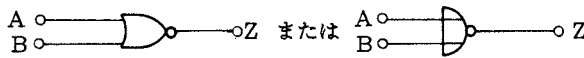


図1.30 NOR回路記号

(5) 論理積の否定 (NAND)

図1.31に示されるように, 入力 (A, B) の論理積を否定し, 変数がともに(1)であるとき, 出力 Zが(0)となるものである。

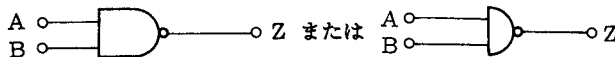


図1.31 NAND回路記号

(6) 排他的論理 (ExOR)

Exclusive OR (エクスクルシブオア) とよばれるもので, 変数 (A, B) が同一の信号でないとき, 論理関数 Zは (1) に, 変数 (A, B) が同一の信号のときは Zは (0) を示す (図1.32)。

$$A \neq B \text{ のとき } Z = 1$$

$$A = B \text{ のとき } Z = 0$$

$$Z = A \oplus B \tag{1.8}$$

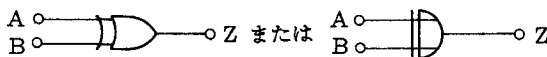


図1.32 ExOR回路記号

1.2.6 論理関数の基本公式 (A, B, C は変数)

$$\begin{array}{lll}
 A + A = A & A \cdot A = A & (\text{べき等則}) \\
 A + B = B + A & A \cdot B = B \cdot A & (\text{変換則}) \\
 1 + A = 1 & 1 \cdot A = A & (1 \text{ 含み算}) \\
 0 + A = A & 0 \cdot A = 0 & (0 \text{ 含み算}) \\
 A + \bar{A} = 1 & A \cdot \bar{A} = 0 & (\text{補元則}) \\
 \overline{(\bar{A})} = A & & (\text{対合則}) \\
 A(B \cdot C) = (A \cdot B)C & & (\text{結合則}) \\
 A + A \cdot B = A & A(A + B) = A & (\text{吸収則}) \\
 A(B + C) = A \cdot B + A \cdot C & & (\text{分配則}) \\
 (A + B) \cdot (A + C) = A + B \cdot C & & \\
 \overline{A + B} = \bar{A} \cdot \bar{B} & \overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B} & (\text{ド・モルガン法則})
 \end{array}$$

1.2.7 基本式の応用

—例— $Z = A \cdot (\bar{A} + B) \cdot A(B + C)$ を簡単にせよ。

$$\begin{aligned}
 \text{解 } Z &= A \cdot A \cdot (B + \bar{A}) \cdot (B + C) \\
 &= A \cdot (B + \bar{A} \cdot C) \\
 &= A \cdot B + A \cdot \bar{A} \cdot C \\
 &= A \cdot B
 \end{aligned}$$

1.2.8 論理回路の応用

—例— $Z = A \cdot \bar{B} + A \cdot B + \bar{A} \cdot B$ この論理式を簡単にし、かつ、その論理を記号を用いて示せ。

解 ここでは、基本式を用いず別な方法で簡略にしてみよう。A, B, 2変数(入力)であるから、次のような表ができる。これをカルノー図とよんでいる(図1.33)。

この図において、マスの中に1が記入された箇所、上下左右に隣接したものは略化対象となり、結果的には、 $(\bar{A} \cdot B + A \cdot B) = B$ であり、 $(A \cdot \bar{B} + A \cdot B) = A$ であり、 $Z = A + B$ となる。

A \ B	0	1
0	$(\bar{A} \cdot \bar{B})$	$(A \cdot \bar{B})$
1	$(\bar{A} \cdot B)$	$(A \cdot B)$

A \ B	0	1
0	0	1
1	1	1

← A
↑ B

図1.33 2変数のカルノー図表

る。したがって論理回路は図1.34となる。

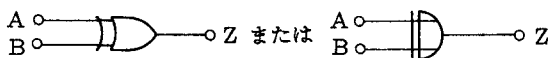


図1.34 α 効率化

※論理回路設計，リレー回路設計に NTT，KDDI……などで実際に使用されている場合もある。

1.2.9 マルチバイブレータとフリップフロップ

フリップフロップは，別名称，双安定マルチバイブレータともよばれているもので，入力条件により，出力は2つの安定状態を保持記憶する機能を有する論理回路である。図1.35は，その概念図の一例を示したものである。

(1) R-S フリップフロップ

R-S フリップフロップの R-S は，Reset Set の略であり，その図記号と真理値表を図1.36に示す。

(2) T フリップフロップ

T フリップフロップの T は，Toggle の略であり，その図記号と真理値表を図1.37に示す。

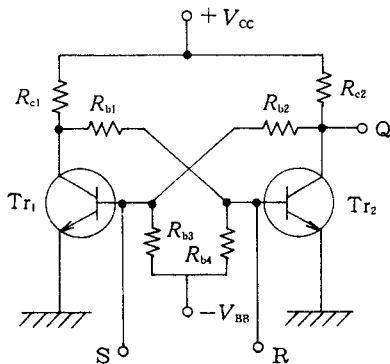


図1.35 双安定マルチバイブレータ

(3) D フリップフロップ

D フリップフロップの D は，Delay の略であり，その図記号と真理値表を図1.38に示す。

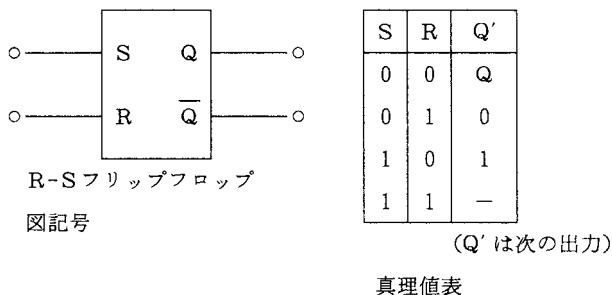
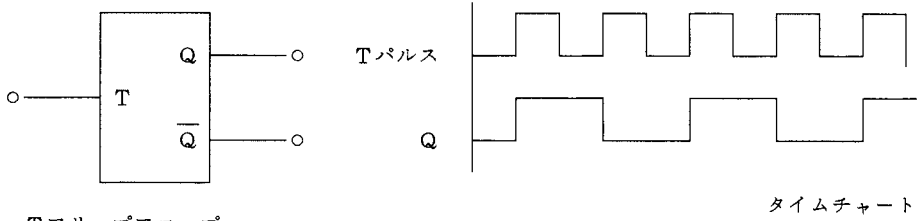


図1.36 R-S フリップフロップ



Tフリップフロップ

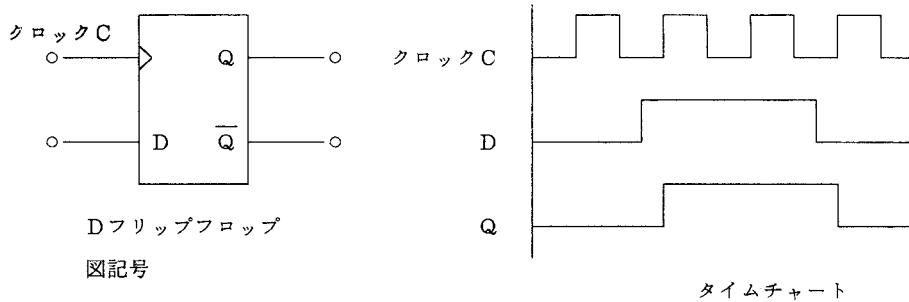
図記号

タイムチャート

Tパルス	現 状 Q	次の出力 Q'
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

真理値表

図1.37 Tフリップフロップ



Dフリップフロップ

図記号

タイムチャート

D	クロックに 同期したQ
0	0
1	1

真理値表

図1.38 Dフリップフロップ

(4) J-K フリップフロップ

J-K フリップフロップのJ-Kは、通称 Jack king の略といわれ、その図記号と真理値表を図1.39に示す。

(5) タイミングパルス端子を有するフリップフロップ

R-ST, J-K-T フリップフロップとよばれるもので、その図記号と動作波形を図1.40に示す。

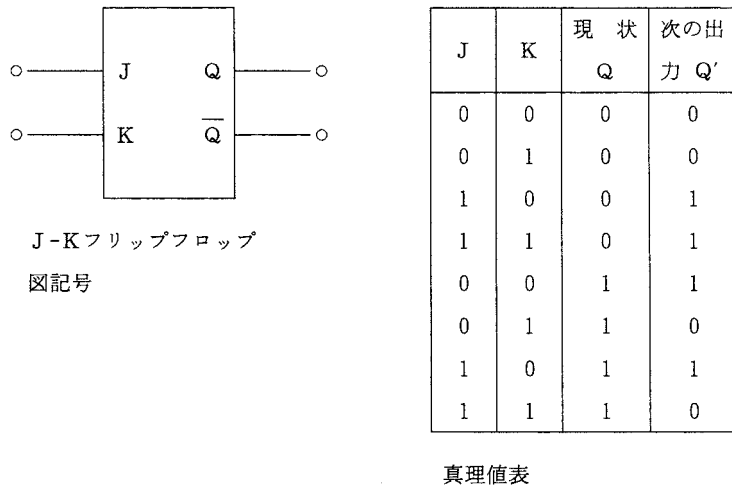


図1.39 J-K フリップフロップ

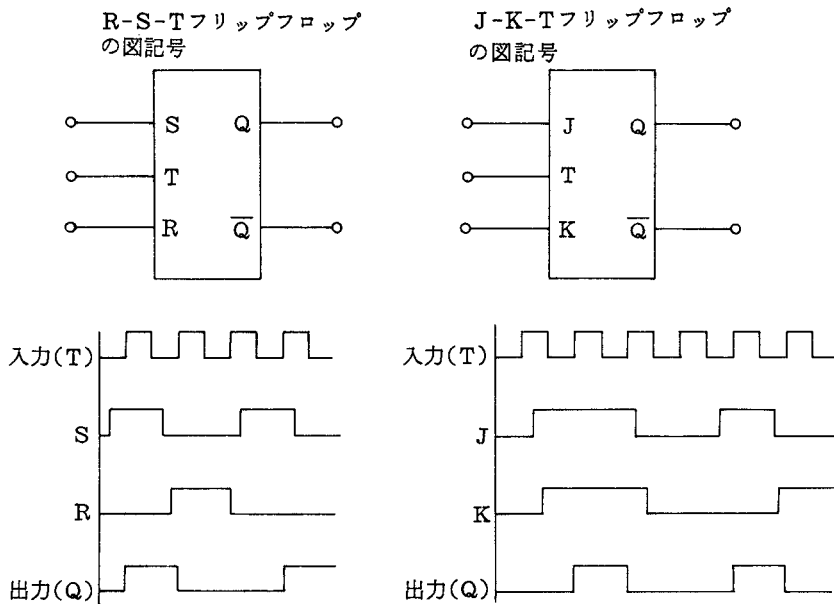


図1.40 R-S-T および J-K-T フリップフロップ

1.2.10 フリップフロップの応用例

図1.41は、J-K-T フリップフロップを用いた、カウンタ回路を示している。また、そのときの動作波形も示した。この動作波形より、入力 (T) パルスが、次段の J-K-TFF に信号を送るごとに、 2^n で分周されていることが理解できる。

ここでは、ダイオード、トランジスタの基本特性、また、理論回路の基本を、しっかり学習し、

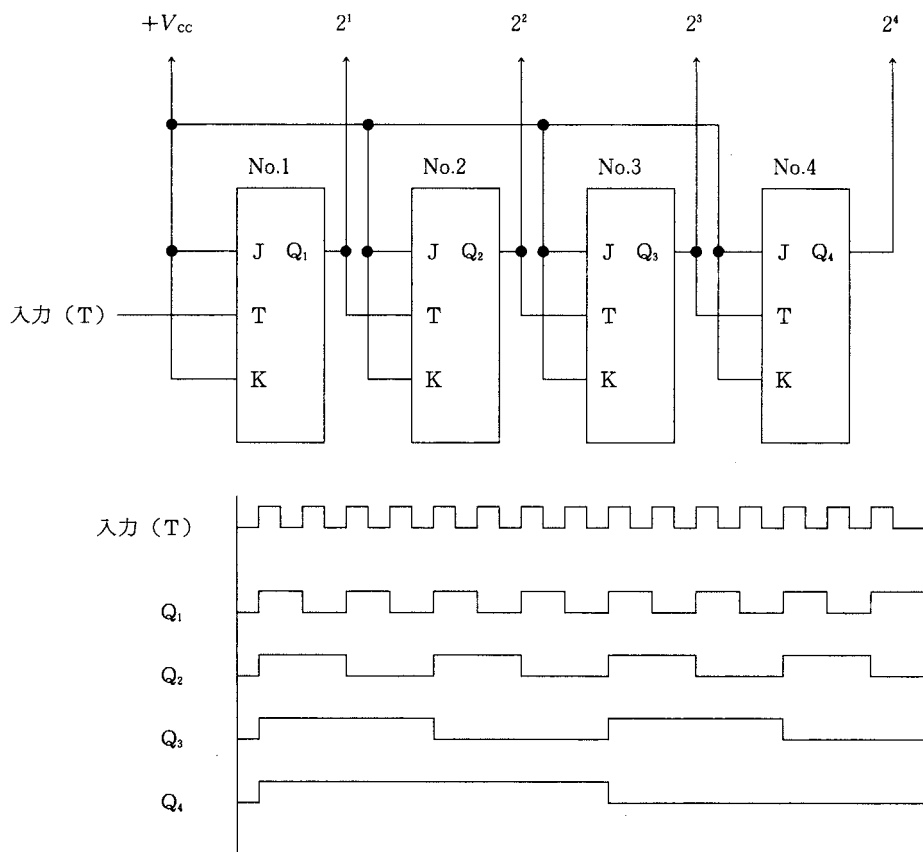


図1.41 カウンタ回路

多少の応用回路も理解できるように習得しておこう。

□まとめ□

- (1) 電子回路, 半導体について, P形半導体, N形半導体
- (2) PN接合と整流作用, ダイオードの応用回路, ツェナーダイオード, LED, バリスタ
- (3) トランジスタと増幅作用, トランジスタの応用例, サイリスタ
- (4) 論理回路, デジタルとアナログについて
- (5) 情報の数系, 10進数と2進数と16進数
- (6) 基本論理回路, 論理関数
- (7) 基本論理式的应用
- (8) フリップフロップ, フリップフロップの応用

2.1 ホイートストンブリッジ (Wheatstone bridge)

キルヒホッフの法則の応用として、よく用いられるホイートストンブリッジについて説明する。ホイートストンブリッジは図2.1に示すような回路であり、この回路の各枝に流れる電流を図のように規定すると、キルヒホッフの第1法則より次式が得られる。

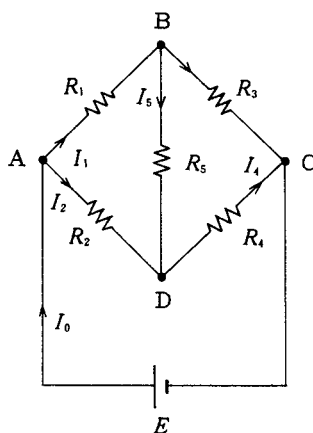


図2.1 ホイートストンブリッジ

$$\begin{cases} I_1 + I_2 = I_0 \\ I_3 + I_4 = I_0 \\ I_3 + I_5 = I_1 \end{cases}$$

また、キルヒホッフの第2法則より次式を得る。

$$\begin{cases} R_1 I_1 + R_5 I_5 - R_2 I_2 = 0 \\ R_4 I_4 + R_5 I_5 - R_3 I_3 = 0 \\ R_2 I_2 + R_4 I_4 = E \end{cases}$$

R_5 に流れる電流 I_5 を求めることを考える。上式より R_5 に流れる電流 I_5 は、

$$I_5 = \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{\Delta} E \quad (2.1)$$

となる。ただし、 Δ は、

$$\Delta = \begin{vmatrix} R_2 + R_4 & -R_2 & -R_4 \\ -R_2 & R_1 + R_2 + R_5 & -R_5 \\ -R_4 & -R_4 & R_3 + R_4 + R_5 \end{vmatrix}$$

である。また、全抵抗 R は、

$$R = \frac{E}{I_0} = \frac{\Delta}{\begin{vmatrix} R_1 + R_2 + R_5 & -R_5 \\ -R_5 & R_3 + R_4 + R_5 \end{vmatrix}} \quad (2.2)$$

となる。

ホイートストンブリッジは、抵抗の測定に用いられるもので、いま、未知抵抗を R_4 とすると、この R_4 を測定することを考える。 R_1, R_2 は既知抵抗とし、 R_3 を加減して、 R_5 に流れる電流を 0 にするようにする。0 になった状態をブリッジの平衡条件といい、このとき、

$$I_5 = 0$$

となる。前式 (2.1) より、

$$R_2 R_3 = R_1 R_4$$

となるから、未知抵抗 R_4 は、

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

で求めることができる。

<別解>

未知抵抗 R_4 を求めるための別の方法について説明する。

平衡状態になっているときは、B 点、C 点間は、抵抗無限大、いいかえれば、切断されていると考えてよいから、図2.2のような回路を考えることができる。

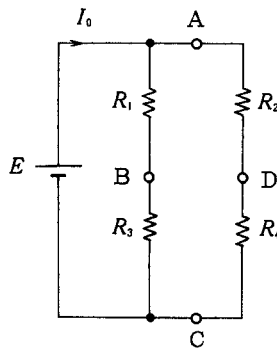


図2.1 平衡回路

B 点の電位 E_B は、

$$E_B = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot E$$

D 点の電位 E_D は、

$$E_D = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot E$$

R_5 に流れる電流 $I_5 = 0$ だから,

$$E_B = E_D$$

とにおいて,

$$\frac{R_3}{R_1 + R_3} = \frac{R_4}{R_2 + R_4}$$

すなわち,

$$R_1 R_4 = R_2 R_3$$

を得ることができる。これがブリッジの平衡条件である。

ホイートストンブリッジは電気回路の計算時によく出現する問題で、計算方式およびブリッジの平衡条件をマスターしておくことは大切である。

2.2 供給電力最大の法則

2.2.1 電力最大の法則

図2.3に示すような、ごく一般的な回路において、電源のもつ内部抵抗を ρ とし、この電源に負荷抵抗をつないで、電源から電力を取り出すことを考えてみよう。

この回路において、つぎの関係が成立する。

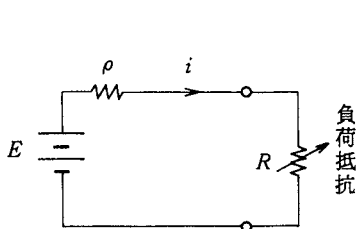


図2.3 電源と負荷

$$E = (\rho + R)i$$

負荷抵抗に供給される電力を P (W) とすれば、

$$\begin{aligned} P &= i^2 R = \frac{R}{(\rho + R)^2} \cdot E^2 \\ &= \frac{1}{(\rho/R) + 2 + (R/\rho)} \cdot \frac{E^2}{\rho} \end{aligned}$$

となる。

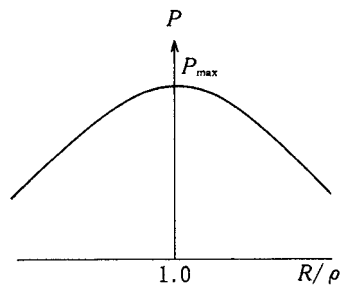


図2.4 P と R の関係

負荷抵抗 R を変化させ、 P の変化を調べると図2.4のようになる。 P が最大になる R の値は、

$$\frac{R}{\rho} = 1$$

となる。このときの P の値を P_{\max} とすると、

$$P_{\max} = \frac{E^2}{4\rho} \quad (2.3)$$

となる。

以上のことからいえることは、

「負荷抵抗が内部抵抗に等しいとき、負荷には最大の電力が供給され、その大きさは、 $E_2 / (4\rho)$ で表される」

この法則は非常に大切な事項でよくマスターしておくことをすすめる。

R が ρ の半分または倍になると、

$$\frac{P}{P_{\max}} = \frac{4}{(R/\rho) + 2 + (\rho/R)}$$

より、 P は P_{\max} の $4/4.5=1.89$ に、また $1/3$ が 3 倍になれば、 $4/5.33=0.75$ になることがわかる。

この P_{\max} のことを固有電力 (available power) といい、電流が負荷に供給することのできる最大の電力で、これ以上の電力は取り出せない。

2.2.2 j の意味

j は 90° または $\pi / 2$ の位相差を表す。

j^2 は 180° または π の位相差を表す。

j^3 は 270° または $3\pi/2$ の位相差を表す。

j^4 は同相である。

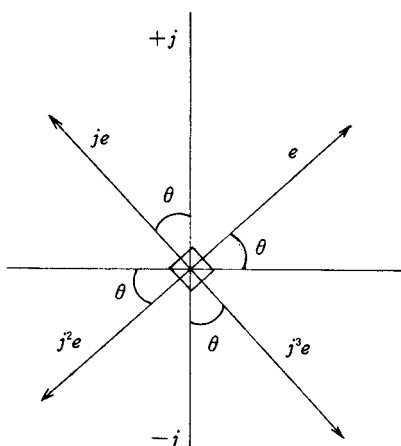
これらの関係をベクトルで示したのが図2.5である。

2.2.3 オイラーの式

ベクトル I は、

$$I = I_a + jI_b$$

と表現される。この式を変形して、

図2.5 j の意味

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_b^2} \left(\frac{I_a}{\sqrt{I_a^2 + I_b^2}} + j \frac{I_b}{\sqrt{I_a^2 + I_b^2}} \right)$$

とすれば,

$$\frac{I_a}{\sqrt{I_a^2 + I_b^2}} = \cos \theta, \quad \frac{I_b}{\sqrt{I_a^2 + I_b^2}} = \sin \theta$$

だから, 上式は,

$$I = I (\cos \theta + j \sin \theta)$$

と表現できる, ただし, $|I|$ は I の絶対値で,

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_b^2}$$

である。ここで θ は偏角である。また, $\cos \theta + j \sin \theta = \varepsilon^{j\theta}$ (オイラーの式) であるから, 上式はまた次のようにも表現できる。

$$\begin{aligned} I &= I (\cos \theta + j \sin \theta) \\ &= I \varepsilon^{j\theta} \end{aligned}$$

この結果を用いて, 複素数の乗除演算を表すと,

$$\begin{aligned} e_1 e_2 &= e_1 \varepsilon^{j\theta_1} e_2 \varepsilon^{j\theta_2} \\ &= e_1 e_2 \varepsilon^{j(\theta_1 + \theta_2)} \end{aligned}$$

上式は, ベクトル e_1 とベクトル e_2 との積で, e_1 の絶対値と e_2 の絶対値との積を絶対値とし, 偏角の和を偏角とするベクトルとなる。

ベクトル e_1 とベクトル e_2 との商は, e_1 の絶対値と e_2 の絶対値との商を絶対値とし, 偏角の差を偏角とするベクトルとなる。

$$\begin{aligned} e_1 &= e_1 \varepsilon^{j\theta_1} \\ e_2 &= e_2 \varepsilon^{j\theta_2} \end{aligned}$$

$$= \frac{e_1}{e_2} \varepsilon^{j(\theta_1 - \theta_2)}$$

また、正弦波の複素数表示は、

$$E_m \varepsilon^{j(\omega t + \theta)} = E_m \cos(\omega t + \theta) + j E_m \sin(\omega t + \theta)$$

と表現できるから図2.6のように図的に表される。その虚数部は、正弦波電圧である $E_m \varepsilon^{j(\omega t + \theta)}$ は時間とともに時計と逆方向に回転する E_m なる大きさのベクトルを表す。その虚軸への投影が $E_m \sin(\omega t + \theta)$ となり瞬時電圧と同じになる。よって、便宜上、 $E_m \sin(\omega t + \theta)$ の代わりに、電圧ベクトルまたは複素電圧 $E_m \varepsilon^{j(\omega t + \theta)}$ によって計算をすれば、その結果として得られる量は複素数でも、その虚数部から目的の値を知ることができる。 $E_m \varepsilon^{j(\omega t + \theta)}$ の値を扱うほうが、交流回路の計算が簡単化される。

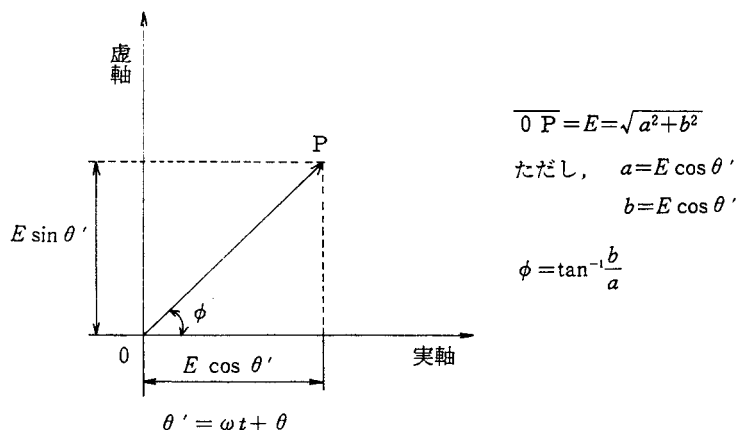


図2.6 ベクトルの絶対値と偏角

たとえば、正弦波電流 $I_m \sin(\omega t + \theta)$ の代わりに、複素数 $I = I_m \varepsilon^{j(\omega t + \theta)}$ を用いると、この微分、積分は、

$$\frac{dI}{dt} = j\omega I$$

$$\int I dt = \frac{I}{j\omega}$$

となり、微分の代わりに $j\omega$ なる記号を代入し、 $\int dt$ なる積分記号の代わりに $1/j\omega$ を用いれば代数計算として微分積分を扱うことができる。

2.3 交流回路の計算

2.3.1 抵抗のみの回路

図2.7に示すように抵抗回路のみの回路は、電流と電圧とが同相であるから、図2.8(a)に示すよ

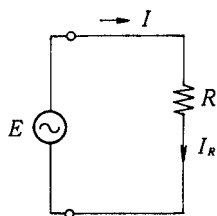


図2.7 純抵抗回路

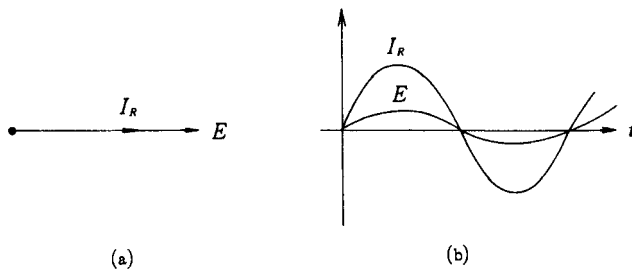


図2.8 純抵抗回路

うに電流ベクトル I_R は電圧ベクトル E と同方向で実軸上にある。波形で表すと図2.8(b)のようになる。

2.3.2 インダクタンス L のみの回路

図2.9(a)において、電圧と電流とは 90° の位相差をもち

$$E = j\omega LI_L$$

の関係があるから、

$$I_L = - \frac{E}{\omega L}$$

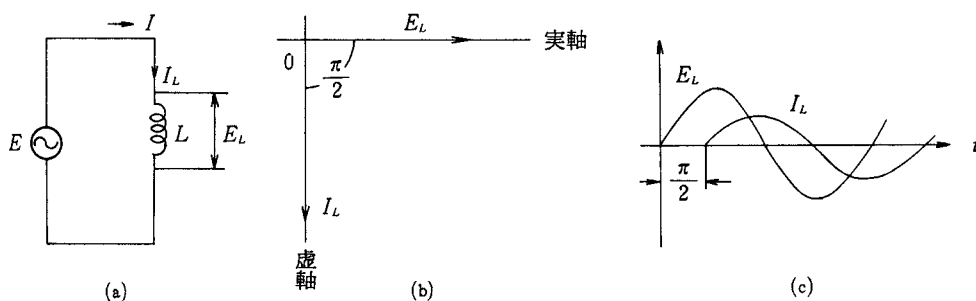


図2.9 自己インダクタンス回路

が いえる。電流ベクトル I_L は、図2.9(b)に示すように虚軸上の負の方向にある。ここで、ベクトル X_L を

$$X_L = j\omega L$$

とおくと、この X_L を誘導リアクタンスとよんでいる。

2.3.3 容量 C のみの回路

図2.10(a)において、電流 I_c と電圧 E とは 90° の位相差をもち、

$$E = \frac{I_c}{j\omega C}$$

より、

$$I_c = j\omega CE$$

がいえる。電流ベクトル I_c は図2.10(b)に示すように虚軸上に正の方向に向かっている。図2.10(a)のように交流起電力 E にコンデンサ C を接続すると、電圧の大きさが、絶えず変化するため、コンデンサは充電と放電を繰り返し、電荷の移動が行われる。つまり、電流が流れる。このとき、コンデンサへの充電、放電電荷の移動量は C の値が大きければ大きいほど、周波数 f が、大きければ大きいほど大きくなり、これによって I の大きさが決定される。コンデンサの交流電圧に対する容量をリアクタンスとよんでいる。

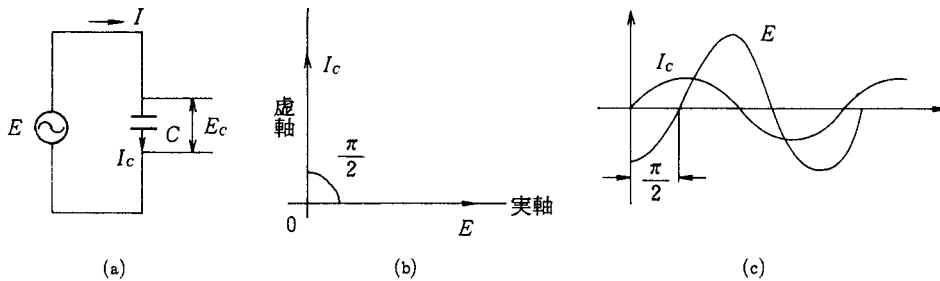


図2.10 容量リアクタンス回路

2.3.4 R - L 直列回路

図2.11(a)のような R と L の直列回路に交流起電力 E を加えたとき回路に流れる電流 I は次式で表される。

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{E}{R + j\omega L}$$

ここで、 Z はインピーダンスとよばれ、抵抗とリアクタンスから構成され、リアクタンスが 0 のとき抵抗のみとなる。 Z は、実数を R 、虚数軸の値を ωL とする、

$$Z = R + j\omega L$$

の値であるから、この回路のベクトル表現をとると、図2.11(b)のようになる。 φ は、

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$$

である。また、 Z の絶対値 $|Z|$ は、

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

である。

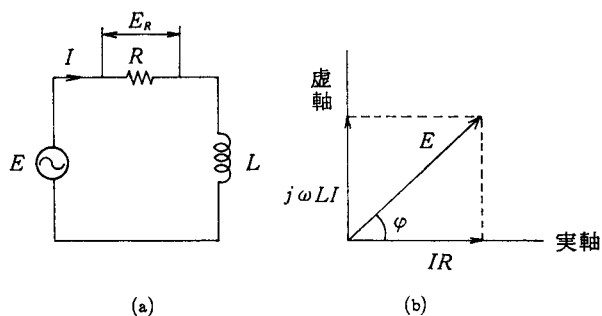


図2.11 R-L 回路

2.3.5 R-C 直列回路

図2.12(a)のような R と C の回路のインピーダンスは、

$$Z = R + \frac{1}{j\omega C}$$

$$= R - j \frac{1}{\omega C}$$

と表され、その絶対値 $|Z|$ は、

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}$$

となり偏角 φ は、

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{1}{\omega CR}$$

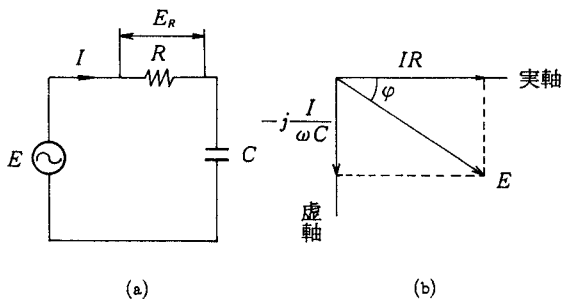


図2.12 R-L 回路

である。ベクトル図は図2.12(b)のように描ける。

2.3.6 R-L-C 直列回路

図2.13(a)に示すような R , L , C の直列回路におけるインピーダンス Z は,

$$Z = R^2 + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

と表され, その絶対値 $|Z|$ は,

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

である。また, 偏角は,

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L - 1/\omega C}{R}$$

である。 $|Z|$ の式からわかるように, ωL と $1/\omega C$ の大小によって $|Z|$ は誘導リアクタンスになったり, 容量リアクタンスになったりする。

$$(i) \quad \omega L > \frac{1}{\omega C} \quad \text{ならば} \quad \omega L - \frac{1}{\omega C} > 0 \quad \varphi > 0$$

これは前記と同様で, 電流の位相は電圧よりだけ遅れる。

$$(ii) \quad \omega L = \frac{1}{\omega C} \quad \text{ならば} \quad \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad \varphi = 0$$

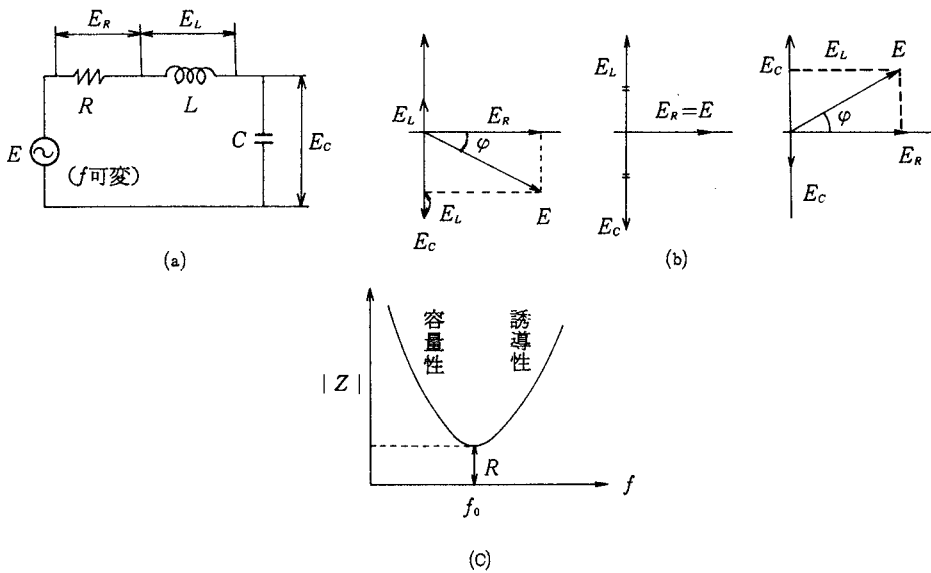


図2.13 R-L-C 回路

この場合は位相差がない。つまり、同相となる。

$$(iii) \quad \omega L < \frac{1}{\omega C} \quad \text{ならば} \quad \omega L - \frac{1}{\omega C} < 0 \quad \varphi < 0$$

これは前回と同様で、電流の位相は電圧よりだけ進む。これらのインピーダンスベクトル図を示すと図2.13(b)のようになる。

また、 $\omega L = 1/\omega C$ となった状態を直列共振の状態または電圧共振の状態とよんでいる。 $\omega L = 1/\omega C$ となる周波数 f_0 を共振周波数とよんでいる。この共振の状態においては回路のインピーダンスは抵抗のみとなり、その大きさも最小となる。また、電流と電圧は同相となる。電圧共振とよばれる理由は、 L または C 、端子電圧 E_L 、 E_C が電源の起電力 E の Q 倍になるからである。ただし、 Q は、

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

である。この Q を電圧拡大率とよんでいる。

2.37 並列回路

図2.14(a)のような R と L の並列回路に流れる電流 I は、 R 、 L には電圧 E がそのまま加えられるから、それぞれの電流 I_R 、 I_L とすれば、

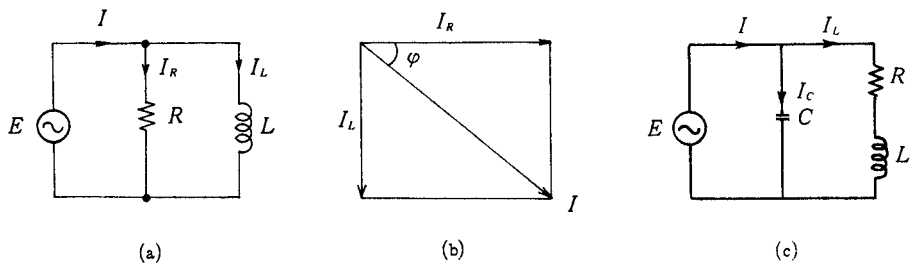


図2.14 並列回路

$$I_R = \frac{E}{R}$$

$$I_L = \frac{E}{X_L} = \frac{E}{j\omega L}$$

である。

また、回路の全電流 I は、

$$I = I_R + I_L = \frac{E}{R} - j \frac{E}{\omega L}$$

$$= E \begin{pmatrix} 1 \\ R - j \omega L \end{pmatrix}$$

ここで,

$$\frac{1}{R - j \omega L} = Y$$

とおいて, $Y=1/Z$ と考えると, 上式は,

$$I = EY$$

よって,

$$\begin{aligned} E &= \frac{I}{Y} \\ &= ZI \end{aligned}$$

Y をアドミタンスとよび, 単位はジーメンズ (S) である。なお, 抵抗の逆数を g で表し, これをコンダクタンスという。また, リアクタンスの逆数を b で表し, これをサセプタンスという。

$$Y = g + ib = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R + jX_L} = \frac{R}{R^2 + X_L^2} = -j \frac{X_L}{R^2 + X_L^2}$$

となり,

$$g = \frac{R}{R^2 + X_L^2}, \quad b = \frac{X_L}{R^2 + X_L^2}$$

である。ベクトル図は図2.14(b)に示してある。ここで φ は

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$$

である。

2.3.8 共振回路

直列共振回路は図2.13(a)に示すような回路では, 共振周波数 f_0 および電圧が Q 倍になる。この理由は次のようである。

共振時には, $\omega_0 L = 1/\omega_0 C$ であるから

$$\omega_0^2 = (2\pi f_0)^2 = \frac{1}{LC}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

共振時インピーダンス Z_0 は、

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{R^2 + \left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C}\right)^2} \\ &= R \left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \right) \end{aligned}$$

となる。共振時のコイルの端子電圧 E_L は、

$$E_L = I\omega L = \frac{E}{R} \omega L = \frac{\omega L}{R} E = QE$$

ここでもし、 $R \ll \omega L$ であれば $\omega L/R \gg 1$ となるから、 E_L または E_C は印加電圧 E よりはるかに大となる。

並列共振回路は、図2.41(a)に示すような回路で、このような回路の合成アドミタンス Y は、各回路のアドミタンスを Y_1 、 Y_2 とすれば、

$$Y = Y_1 + Y_2$$

ここで、 Y_1 、 Y_2 は、

$$\begin{aligned} Y_1 &= \frac{1}{R + j\omega L} = \frac{R - j\omega L}{(R + j\omega L)(R - j\omega L)} \\ &= \frac{R}{R^2 + (\omega L)^2} - j \frac{\omega L}{R^2 + (\omega L)^2} \end{aligned}$$

となる。よって、

$$Y_2 = \frac{1}{j\omega C} = -j\omega C$$

となる。

電流 I は、

$$I = EY = \frac{ER}{R^2 + (\omega L)^2} + jE \left(\omega C - \frac{\omega L}{R^2 + (\omega L)^2} \right)$$

となる。

次に、周波数 f が 0 の場合と ∞ の場合について Y を考える。

$f=0$ のとき、 $\omega=0$ だから、

$$Y = \frac{R}{R^2 + (\omega L)^2} + j \left(\omega C - \frac{\omega L}{R^2 + (\omega L)^2} \right)$$

$$= \frac{1}{R}$$

$f = \infty$ のとき, $\omega = \infty$ だから,

$$\frac{R}{R^2 + (\omega L)^2} \rightarrow 0, \quad \omega C - \frac{\omega L}{R^2 + (\omega L)^2} \rightarrow \omega C$$

により,

$$Y = j\omega C$$

となる。

並列共振は,

$$\omega_0 C = \frac{\omega_0 L}{R^2 + (\omega_0 L)^2} = 0$$

とおいて,

$$\omega_0 C = \frac{\omega_0 L}{R^2 + (\omega_0 L)^2}$$

$$C R^2 + C (\omega_0 L)^2 = L$$

$$(\omega_0 L)^2 = \frac{L - C R^2}{C} = \frac{L}{C} - R^2$$

$$\omega_0^2 = \left(\frac{1}{L C} - \frac{R^2}{L^2} \right) = \frac{1}{L C} - \frac{R^2}{L^2}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L C} - \frac{R^2}{L^2}}$$

このときの Y の値は,

$$\begin{aligned} Y &= \frac{R}{R^2 + (\omega_0 L)^2} = \frac{R}{R^2 + \left(\frac{L}{C} - R^2 \right)} \\ &= \frac{C}{L} R \end{aligned}$$

特性の図で示すと図2.15のようになる。並列共振回路を電流共振回路ともいう。そのときの回路電流は I_0 は,

$$I_0 = E R \frac{C}{L}$$

で最小になり, 位相差はない。

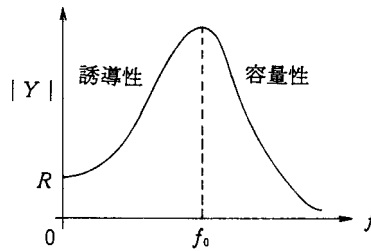


図2.15 |Y| の周波数特性

2.3.9 交流の電力

交流の場合の電力は、

- (i) 電圧と電流の位相に差があること。
- (ii) 電圧、電流とも時間的に大きさが変わること。

の理由で、直流と同様な方法で計算できない。そこで、交流においては、瞬時電力の1周期の平均値で電力を表す。

いま、電圧、電流の瞬時値を

$$e = \sqrt{2} E \sin(\omega t)$$

$$i = \sqrt{2} I \sin(\omega t + \theta)$$

瞬時的な電力 p は、

$$p = ei = \sqrt{2} E \sin \omega t \sqrt{2} I \sin(\omega t + \theta)$$

$$= E I \{ \cos \theta - \cos(2\omega t + \theta) \}$$

となる。

図2.16(a)のような抵抗のみの場合：

上式においては、 $\theta = 0$ とおけばよいから、(e と i は同相だから (図2.16(b)),

$$p = E I (1 - \cos 2\omega t) = E I - E I \cos 2\omega t$$

p の1周期の平均値は、上式の第2項が0になるので、

$$p = E I = I^2 R$$

と表せる。

図2.17(a)のようなリアクタンスのみの場合：

ここでは誘導リアクタンスの場合について説明し、容量リアクタンスの場合は $\pi/2$ の位相の進みがあることをのぞいて誘導リアクタンスと同様であるので説明は割愛する。

この場合、 $\theta = \pi/2$ とおくと、

$$p = E I \{ \cos 2 - \cos(2\omega t 2) \}$$

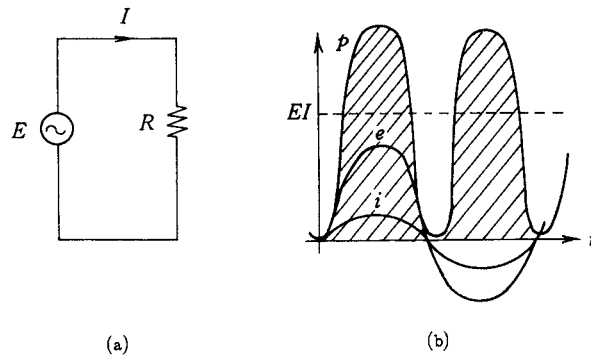


図2.16 電流・電圧・電力の瞬時値と平均値

$$= - E I \sin 2\omega t$$

これを図示すると、図2.17(b)のようになる。式および図から推察されるように、 p は $|E| |I|$ を最大として2倍の周波数で変化する。その平均値は0、つまり、交流の電力はゼロとなる。リアクタンスはエネルギーを蓄える素子だから、電流増加のときエネルギーを蓄積し、減少するときはエネルギーを電源のほうへ送り返すためである。

なお、 $|E| |I| \sin \theta$ を無効電力という。

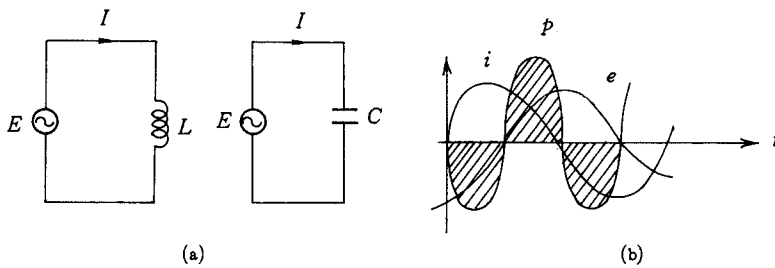


図2.17 コイルとコンデンサの電力

図2.18(a)のような抵抗とリアクタンスの場合は：

抵抗とリアクタンスの直列回路の場合、電圧より電流の位相が遅れている。その遅れの大きさは θ であり、その電力 p は、前記したように、

$$p = E I \cos \theta - E I \cos(2\omega t + \theta)}$$

であるから、この p の1周期の平均値は、

$$p = E I \cos \theta = \frac{1}{2} \{ \bar{E} \bar{I} + E \bar{I} \}$$

となる。ただし、 I, E は \bar{I}, \bar{E} の共役複素数である。これを有効電力（単位はワット）とよび、 $|E|$ と $|I|$ の積 $|E| |I|$ を皮相電力（単位はボルトアンペアVA）とよぶ。また、 $|E| |I| \sin \theta$ は無効電力（単位はバールVAR）とよばれる。

まとめて、

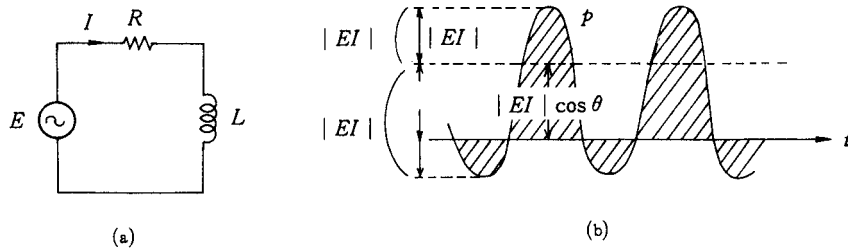


図2.18 R-L 回路の電力

$$\text{皮相電力} = \sqrt{(\text{有効電力})^2 + (\text{無効電力})^2}$$

$$\text{力率} = \frac{\text{有効電力}}{\text{皮相電力}}$$

の関係がある。

2.3.10 相互誘導作用と変成器

図2.19のような回路において、1次コイル (primary coil) L_1 に電流を流すと、この周囲の空間に磁束が生ずる。この1次コイルの近くに別のコイル (2次コイルという) をおくと、このコイルに磁束が交差する。もし、1次電流が直流であれば、2次コイルに電圧は発生しないが、1次電流であれば、2次側に電圧を発生する。これを、相互誘導作用 (mutual induction) という。この場合次の関係がある。

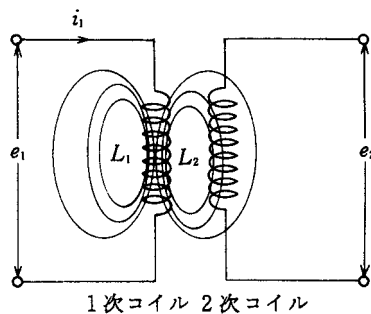


図2.19 相互誘導作用

$$e_2 = \pm M \frac{di_1}{dt}$$

1次電流 i_1 が、

$$i_1 = I_1 \sin \omega t$$

であれば、2次電圧 e_2 は、

$$e_2 = \pm 2 \pi f M \cos \omega t$$

となる。この M は 1 次電流で 2 次電圧を誘導する関係を示すもので、相互インダクタンスという。この図のような相互インダクタンスをもつ 2 つのコイルの 1 組を変成器または変圧器 (transformer: トランス) とよんでいる。

この場合、2 つのコイルの結合の度合を示すものとして結合係数 k が用いられることがある。

$$k = \frac{M}{L_1 L_2} < 1$$

ここで、 L_2 は 2 次コイルのインダクタンスである。

R の値ができるだけ 1 に近い値を必要な場合には、鉄心を用いる。これをトランスと称して電圧の変換を行う機器が得られる。図 2.20 はトランスを簡単に表したもので、コイルの巻数と電圧、電流および負荷抵抗の関係は次のようになる。

- 1 次コイルの巻数 n_1
- 2 次コイルの巻数 n_2
- 1 次電圧 e_1
- 2 次電圧 e_2

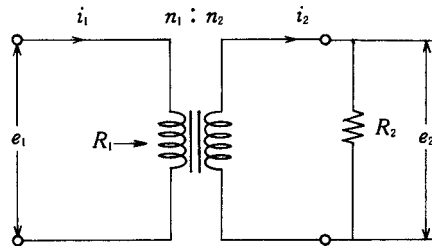


図 2.20 トランス

とすると、

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad (\text{電圧は巻数に正比例する})$$

となる。

1 次側から供給する瞬時電力を p_1

2 次側から消費する電力を p_2

とすれば、

$$p_1 = e_1 i_1, \quad p_2 = e_2 i_2$$

トランスは電力の消費がないから、 $p_1 = p_2$ である。したがって、

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{n_2}{n_1} \quad (\text{電流は巻数に反比例する})$$

2 次側の負荷抵抗を R_2 とした場合、1 次側からみて R_1 だとすれば、

$$p_1 = e_1^2 R_1, p_2 = e_2^2 R_2$$

これより,

$$\begin{pmatrix} R_1 \\ R_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix}^2$$

が得られる。

謝辞：本研究のシステム構築の際に吉田信也職業訓練大学校教授，河鱈工学研究社代表取締役社長の御指導，御協力いただいた。ここに深謝します。

参考文献：

- 1) アルビントフラー “第3の波”：訳徳岡孝夫，中公文庫（1980）
- 2) 渋井二三男，吉田信也著 “電気通信技術の基礎” 工学研究社（1995）