

## 演算増幅器とその基本回路

## Operational Amplifier and its Basic Circuits

大久保淳子, 會澤重勝, 會川義寛

Junko OKUBO, Shigekatsu AIZAWA, Yoshihiro AIKAWA

(お茶の水女子大学大学院ライフサイエンス, 東京衛生学園基礎医科学研究部)

## 1. はじめに

我々は社会生活を行なう上で様々な情報 information を相互に交換している。この情報交換には何らかの媒体 medium・担体 carrier が必要である。なぜなら情報は何らかの物理量に担われて初めて存在できるからである。この情報を担っている物理量を信号 signal という。例えば音声は言語情報を有する信号であり、その担体物理量は空気圧である。

情報を利用するには伝送 transmission・増幅 amplification・記録 recordation・演算 operation などの処理 processing を行なわなければならない。これらの情報処理は直接的には信号に対して行なわれるが、その信号の物理量としては電圧や電流などの電気信号 electrical signal が最も扱いやすい。これらの処理はいずれも本質的に伝送過程を含むが、信号は伝送すれば減衰 attenuation するので、その対処のためには増幅が必要である。電気信号は増幅処理も容易である。

電気信号の増幅は、トランジスタや真空管, FET などの能動素子 active element を用いて行なわれる。これらの能動素子は一般に3つの電極 electrode とそれに対応する3つの端子 terminal を持ち、その中の2つの電極(端子)間に流れる(相対的に大きな)電流を第3の信号電極で制御する形態をとる。このため制御に適切なバイアス設定のもとで動作させなければならず、その増幅は動作点 operating point 近傍の交流増幅とならざるを得ない。

音声信号は可聴周波数 20 Hz - 20 kHz の1次元的交流信号なので、その増幅はこれらの能動素子に適しており、電話やラヂオにおいて早くから行なわれていた。ところがその後、人間の感覚 sensation (視覚・聴覚・嗅覚・味覚・触覚・温冷覚・痛覚)

を模した各種センサ sensor が開発されたが、その出力は多くは直流信号なので、直流増幅が必要である。この直流増幅のために開発された増幅器が演算増幅器 operational amplifier である。

演算増幅器は直流増幅のほかにも低周波増幅や各種の演算が可能である。本稿では演算増幅器の基本的な回路について解説する。

## 2. 演算増幅器の特性

演算増幅器は2つの入力端子、すなわち反転入力端子 I (入力電圧  $V_1$ )・非反転入力端子 N (入力電圧  $V_2$ ) と、出力端子 O (出力電圧  $V_0$ ) を有する差動電圧増幅器

$$V_0 = A(V_2 - V_1) \quad (1)$$

である。ここで  $A$  を演算増幅器の電圧増幅率 amplification factor という (Fig. 1)。

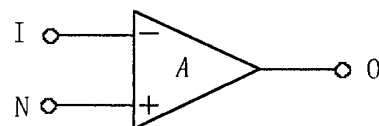


Fig. 1 Circuit symbol for operational amplifier.

理想的な演算増幅器は以下の特徴を持つ：

- ① 電圧増幅率：  $A = \infty$  (実際には  $10^5$  程度)
- ② 増幅周波数帯域：  $f = 0 - \infty$  (実際には 1 MHz 程度まで)
- ③ 入力インピーダンス：  $r_i = \infty$  (実際には 1 M $\Omega$ 程度)
- ④ 出力インピーダンス：  $r_o = 0$  (実際には 75  $\Omega$ 程度)
- ⑤ 出力限界： なし (実際には  $\pm 12V, \pm 10$  mA 程度)

### 3. 負饋還

出力信号  $V_0$  の一部 (饋還率 feedback ratio  $\beta$ )  $\beta V_0$  を入力側に戻すことを饋還 feed back という (Fig.2).

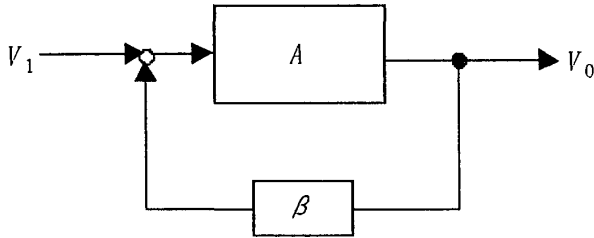


Fig.2 Block diagram of feedback amplification circuit.  $A$ : amplification factor,  $\beta$ : feedback ratio

最初に入力電圧  $V_1$  を入力側に入れる。すると増幅率  $A$  で出力側に出てくる ( $AV_1$ )。これを 0 回目としよう。するとその一部が饋還率  $\beta$  で入力側に戻されて ( $\beta AV_1$ ) 再び増幅率  $A$  で増幅される (饋還増幅 1 回目 ( $\beta A$ ) $AV_1$ )。これは先程の出力に加わるが、その一部はまた饋還  $\beta$  されて増幅  $A$  されて (饋還増幅 2 回目 ( $\beta A$ ) $^2 AV_1$ ) 出力に加わる。同様にして、饋還増幅  $n$  回目にはさらに ( $\beta A$ ) $^n AV_1$  が出力に加わる。このサイクルは無限に繰り返されるので、結局出力  $V_0$  はこれら各サイクル毎の出力をすべて足し合せて

$$V_0 = [1 + \beta A + (\beta A)^2 + (\beta A)^3 + \dots] AV_1 = [A / (1 - \beta A)] V_1$$

となる。したがって饋還系全体としての増幅率  $A_f \equiv V_0 / V_1$  は、

$$A_f = A / D \tag{2}$$

となる。ここで、

$$D \equiv 1 - \beta A \tag{3}$$

は減感率 desensitivity である。

饋還率が負  $\beta < 0$  (正確には  $|D| > 1$ ) の場合の饋還を負饋還 negative feedback という。負饋還は以下の優れた特徴を持つ：

- ① 増幅率変動が  $1/D$  倍に小さくなり

$$d \log A_f / d \log A = 1/D$$

系が安定する (ただし、増幅率も同じ割合で小さくなる)。

一般に、増幅 ( $A$ ) は能動素子を、饋還

( $\beta$ ) は受動素子を用いて行なわれるが、能動素子は不安定要因が大きい。しかし増幅率  $A$  が (不安定であっても) 十分に大きく、饋還率  $\beta$  が (小さくても) 十分に安定ならば、饋還系全体としての増幅率は

$$A_f = -1/\beta \tag{4}$$

となり、能動素子の不安定性を完全に排除することができる。

- ② 遮断周波数  $f_c$  は  $D$  倍に増える。すなわち増幅周波数帯域が広がる (ただし、増幅率・帯域積は一定である)。

演算増幅器において負饋還を行なうには、その出力の一部を反轉入力側に饋還する。そして、先に述べた様に、演算増幅器の増幅率は実際上無限大としてよいので、入力 2 端子間の電位差は事実上なくなる。すなわち両入力端子はあたかも短絡している様に扱える。これを仮想短絡 virtual short という。以下に述べる増幅回路と演算回路はいずれも演算増幅器に負饋還をかけた回路となっているので、入力両端子の仮想短絡が成立している (正饋還回路は本稿では取り扱わない)。

### 4. 増幅回路

以下に演算増幅器を用いる増幅回路について解説する。増幅を係数増幅と差動増幅に分ける。

- (1) 係数増幅

反轉入力抵抗  $R$  と係数  $k$  の饋還抵抗  $kR$  からなる回路を係数増幅回路という (Fig. 3).

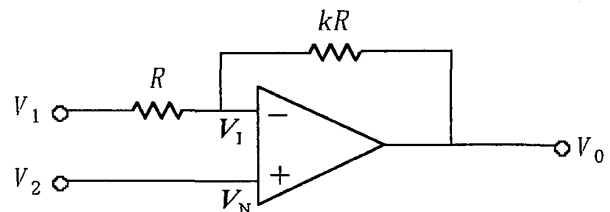


Fig.3 Linear amplifier.

負饋還がかかって仮想短絡しているので直ちに

$$V_0 = (k + 1)V_2 - k V_1 \tag{5}$$

が得られる. この係数増幅では,  $V_1$  には係数  $-k$  が,  $V_2$  には係数  $(k + 1)$  がかかっている. 以下, 典型的な係数増幅回路を見てみよう.

① 反轉増幅回路 inverting amplifier

係数増幅回路 (Fig. 3) の非反轉側の入力電圧  $V_2$  を 0 とした ( $V_2 = 0$ ) ものである (Fig. 4).

$$V_0 = -k V_1 \tag{6}$$

となり, 入力電圧  $V_1$  は  $-k$  倍に反轉増幅される.

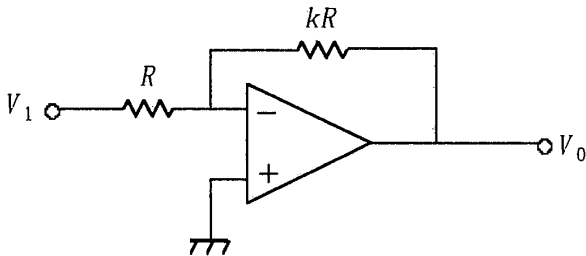


Fig. 4 Inverting amplifier.

② 非反轉増幅回路 non-inverting amplifier

係数増幅回路 (Fig. 3) の反轉側の入力電圧  $V_1$  を 0 とした ( $V_1 = 0$ ) ものである (Fig. 5).

$$V_0 = (k + 1)V_2 \tag{7}$$

となり, 入力電圧  $V_2$  は  $(k + 1)$  倍に増幅される. 入力インピーダンスが  $\infty$  であるところにその特徴がある.

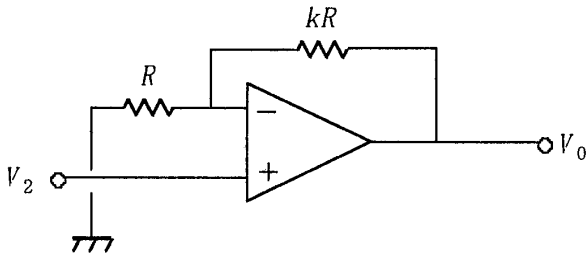


Fig. 5 Non-inverting amplifier.

③ voltage follower

Fig. 3 および式(5)において, 係数  $k$  を 0 とした場合 ( $k = 0$ ) である (Fig. 6). 式(5)より直ちに

$$V_0 = V_2 \tag{8}$$

となり, 出力電圧  $V_0$  は入力電圧  $V_2$  にその

まま追従する (voltage follower). voltage follower の入力インピーダンスは  $\infty$ , 出力インピーダンスは 0 なので, 被測定系と測定系との間に voltage follower を介在させれば, 測定系接続による擾乱を被測定系に与えることなく測定を行なうことができ, 極めて有用である.

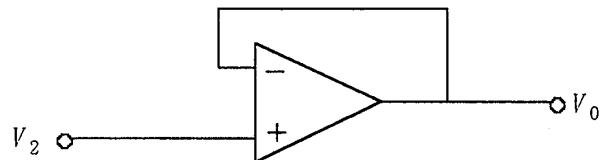


Fig. 6 Voltage follower.

※ current follower

入力電流  $I_1$  に比例する電圧  $V_0$  を出力する回路である (Fig. 7). すなわち

$$V_0 = -R I_1 \tag{9}$$

となり, 饋還抵抗  $R$  に比例する電圧  $V_0$  を得る.

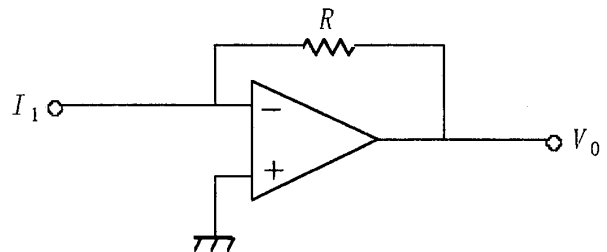


Fig. 7 Current follower.

(2) 差動増幅 differential amplifier

係数増幅回路が入力端子を 1 つしか持たなかったのに対し, 差動増幅回路は 2 つの入力端子を持ち, その電位差を増幅する.

演算増幅器自体がもともと差動増幅器であることは式(1)において述べた. ここで, この差動増幅の重要な特性のひとつである同相成分除去比 common mode rejection ratio について簡単に触れておこう.

式(1)の右辺を展開すれば,  $V_2$  の係数は  $A$ ,  $V_1$  の係数は  $-A$  となっている. このふたつの  $A$  は完全に一致することが望ましいが, 現実には必ずしもそうはなっていない. このふたつの  $A$  の不一致を  $\Delta A$  で表わし,  $V_2$  の係数を  $A + \Delta A$ ,  $V_1$  の係数を  $-(A - \Delta A)$  とし

よう. すると式(1)は

$$V_0 = (A + \Delta A)V_2 - (A - \Delta A)V_1$$

$$= A(V_2 - V_1) + \Delta A(V_2 + V_1)$$

となるが, この  $A$  を差動増幅率,  $\Delta A$  を同相増幅率といい,

$$\rho \equiv A / \Delta A \quad (10)$$

を同相成分除去比と定義する. また CMR を

$$\text{CMR} / \text{dB} = 20 \log A / \Delta A \quad (11)$$

と表わしている. この CMR が大きいほど良い差動増幅器である.

演算増幅器を用いる差動増幅回路の基本形を Fig. 8 に示す. 反轉入力側の饋還抵抗比  $k$  と非反轉入力側の接地抵抗比  $k$  が同じであるところがその特徴である ( $k$  に不一致があれば CMR が低下する).

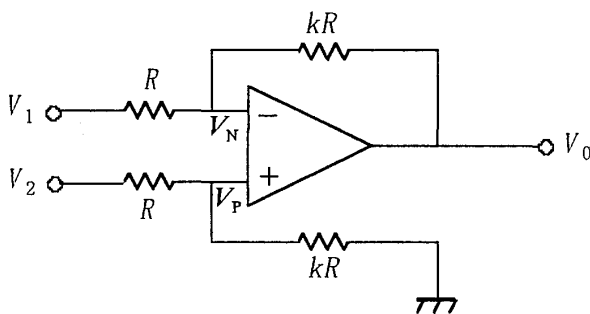


Fig. 8 Differential amplifier.

出力電圧  $V_0$  は

$$V_0 = k(V_2 - V_1) \quad (12)$$

となり, 差動増幅率は抵抗比  $k$  に等しい. 式(12)は式(1)と同じ形をしているが, 負饋還がかかったため増幅率が  $A$  から  $k$  に変化している. さらに式(4)と合せば, その饋還率  $\beta$  は  $\beta = -1/k$  であることもわかる.

この差動増幅回路の  $V_2$  を 0 としたもの ( $V_2 = 0$ ) は先述の反轉増幅回路 (Fig. 4) そのものである. 逆に  $V_1$  を 0 とすれば ( $V_1 = 0$ ) 増幅率  $k$  の非反轉増幅回路を作れる様に見えるが, この非反轉入力が入ラインピーダンスが小さいので実用には用いられない. やはり非反轉増幅回路は Fig. 5 の様でなければならない. これならば入ラインピーダンスは  $\infty$  である.

① 平衡傳送回路 **Balanced transmission**

反轉増幅回路 (Fig. 4) の入力端子をずっと左に延ばして長くすれば, これを信号の傳送線として使うことができる. 傳送で減衰した信号を反轉増幅しようというものである.

ところがこのとき次の2つの問題が生ずる. ひとつは接地電位の問題である. 送信元においては, 送信信号  $v$  (Fig. 4 における入力  $V_1$  を, 小信号電圧の意味を含めてここでは  $v$  と表わす) は信号線電位と接地電位との差として与えられる. 受信先においては受信増幅信号  $-kv$  は出力端子電位と接地電位との差として取り出される. この送信方式は送信元と受信先とのふたつの接地電位が等しいことを前提としている. しかしこれが成り立つ保証は本当はない.

もうひとつ, 傳送線には常に雑音 noise が混入する. 信号が微小であれば信号は雑音に埋もれてしまい取り出すことが出来なくなる. 信号も雑音も同じ  $k$  倍に増幅してしまうからである.

これらの問題を解決するのが平衡傳送回路である (Fig. 9). これは差動増幅器 (Fig. 8) の入力2端子を延ばして2本の傳送線としたもので, 信号電圧はこの2本の傳送線間の電位差として送られる.

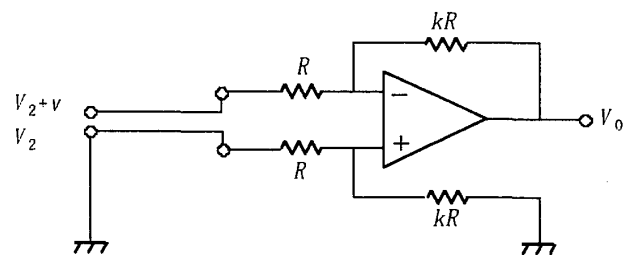


Fig. 9 Balanced transmission circuit.

この回路は送信元の接地電位を基準として使用していない. したがって接地電位変動の問題は生じない.

また, 雑音は2本の傳送線に共通して混入する. すなわち同相雑音である. これに対し信号は差動信号である. したがって信号は差動増幅率  $A$  で差動増幅され, 雑音は

同相増幅率  $\Delta A$  で同相増幅されるが、もとより  $\Delta A$  は  $A$  に較べて十分小さい (CMR の分だけ小さい) ので、同相成分としての雑音は除去されて、信号だけが大きく増幅される。この信号伝送方式を平衡伝送 **balanced transmission** という。

平衡伝送は伝送線が長い場合に一般的に使われるが、生理学実験などの微小電気信号を扱う場合には、たとえ 1 m ほどの伝送であっても平衡伝送回路を用いなければならないことがある。

② 計装増幅回路 **instrumentation amplifier**

電気生理学の研究などにおいては生体 2 点間の電位差を、測定対象の系の状態を乱すことなく計測しなければならないことが多い。もし測定の際に生体に計測用の電流を流せば、そのこと自体が生体に対する擾乱となり、測定することにより測っている対象が変化してしまい、何を測っているのか分からなくなる。

そこで、その際最初に思いつくのが入力インピーダンスが  $\infty$  の **voltage follower** である。これならば測定の際に測定器に電流を取り出さなくても済むからである。しかしながらどうせ微小な生体電圧信号を取り扱うのであるから、同じ演算増幅器を使う以上は、単に微小電圧を **follow** するだけでなく、増幅もしておいた方がよい (かつその増幅率も可変であることが望ましい)。

したがって **voltage follower** (Fig. 6) の基本型である非反轉増幅回路 (Fig. 5) を 2 つ使って、入力インピーダンスを  $\infty$  にしつつ増幅 (増幅率  $k+1$ ,  $k$  は可変) してその差を取り、これを差動増幅 (増幅率  $k_0$ ) する (Fig. 10)。したがって全体としての差動増幅率は  $k_0(k+1)$  となる。

$$V_0 = k_0(k+1)(V_2 - V_1) \tag{13}$$

これを計装増幅器 **instrumentation amplifier** という。非反轉増幅回路の反轉側入力抵抗  $R/k$  を変化させることにより、差動回路の対称性をくずすことなく容易に増幅率を変えることができる。

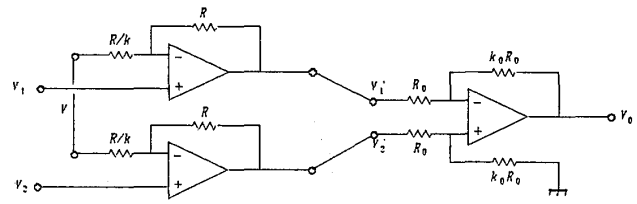


Fig. 10 Instrumentation amplifier.

③ 電流発生回路

入力電圧  $V_1$  に比例する電流  $I_0$  を出力する回路である。差動増幅係数を  $k = 1$  とする差動増幅器と **voltage follower** とを抵抗  $R$  を挟んで組み合わせた回路である (Fig. 11)。出力電圧  $V_0$  は **voltage follower** によりそのまま差動増幅器の非反轉入力端子の入力となる。したがって差動増幅器の出力電圧は  $V_0 - V_1$  となり、抵抗  $R$  の両端にかかる電圧は丁度  $V_1$  となる。すなわち  $R$  を流れる電流  $I_0$  は

$$I_0 = -V_1/R \tag{14}$$

となる。この電流はそのまま出力端子から出て行くべきである。

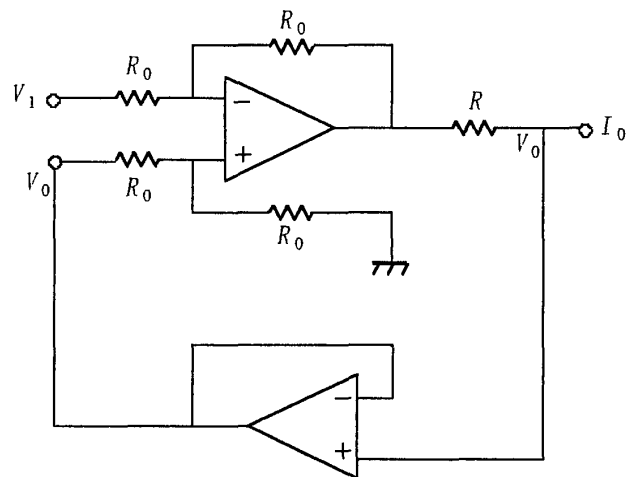


Fig. 11 Voltage-to-current converter.

5. 演算回路

演算増幅器を用いて各種演算を行なう回路を構成することができる。本節の演算回路および前節の増幅回路をともに容易に構成できるので、この素子を演算増幅器といっている。以下に基本的な演算回路を説明する。

(1) 加減算

① 加減算回路

複数の入力電圧  $V_1 \sim V_N$  間の加減算を行なう回路である。差動増幅回路の反転端子側に加算端子が、非反転端子側に減算端子がある形になっている (Fig. 12)。本図においては

$$V_0 = -k [(V_1 + V_2) - (V_3 + V_4)] \quad (15)$$

が成り立っている。

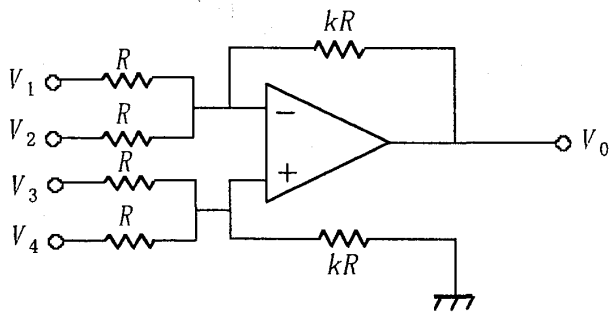


Fig. 12 Circuit for addition and subtraction.

② 平均値回路

加算回路の応用に過ぎない。N 個の加算入力端子に対し、饋還抵抗比  $k$  を  $k = 1/N$  としたものである (Fig. 13)。出力  $V_0$  は入力電圧の平均値

$$V_0 = (V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_N) / N \quad (16)$$

となる。

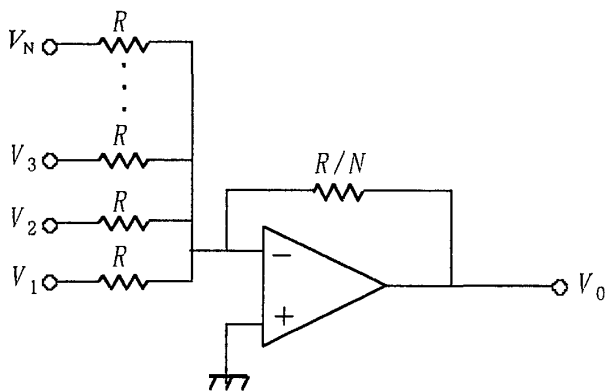


Fig.13 Mean value circuit.

(2) 対数指数演算

半導体 pn 接合に流れる電流は Shockley の式

$$I = I_0 [\exp(eV/kT) - 1] \quad (17)$$

に従う。ここに  $I_0$  は pn 接合面の交換電流 (逆方向飽和電流) である。この電圧  $V$  と

電流  $I$  との指数関係を利用して対数指数回路を構成することができる。

① 対数回路

反転増幅回路 (Fig. 4) の饋還部の抵抗の替りにダイオードを入れた回路である (Fig. 14)。 $V_1$  を正に取るとすれば、このダイオードは右向きでなければならない。このとき順方向電流に対して逆方向電流は無視してよい。すると簡単な計算より

$$V_0 = -(kT/e) \log (V_1 / RI_0) \quad (18)$$

が得られる。すなわち入力電圧  $V_1$  の対数が出力される。なお、係数の温度電圧  $kT/e$  は 26 mV である。

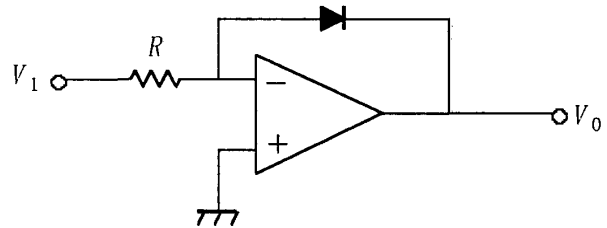


Fig. 14 Log amplifier.

② 指数回路

対数回路 (Fig. 14) の饋還ダイオードと入力抵抗とを入れ替えた回路である (Fig. 15)。先と同様にして

$$V_0 = -RI_0 \exp (eV_1/kT) \quad (19)$$

が得られる。

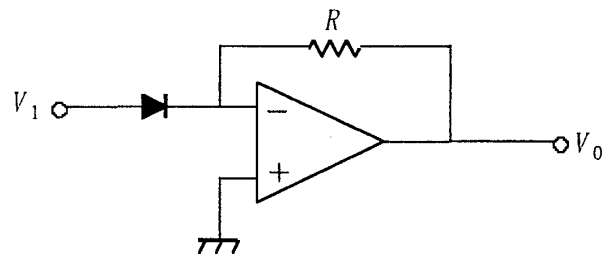


Fig. 15 Exponential amplifier.

(3) 微積分

これまでの回路においては入力電圧  $V_1$  は時間の函数と考える必要はなかった。しかしここでの微積分回路は入力電圧  $V_1$  の時間  $t$  に関する微積分を意味している。

もともと微積分回路は受動素子の抵抗  $R$

と容量  $C$  とを直列につないで構成することができた。ただしこの微積分回路は回路の時定数  $CR$  による制約があり近似に過ぎなかった。演算増幅器を用いる微積分回路は受動素子のみによるものよりもはるかに完全に近い。

① 積分回路

反転増幅回路 (Fig. 4) の饋還部の抵抗の替りに容量  $C$  を入れた回路である (Fig. 16)。簡単な計算より

$$V_0 = -(1/CR) \int V_1 dt \quad (20)$$

が得られる。すなわち出力は入力信号  $V_1$  の時間積分となっている。

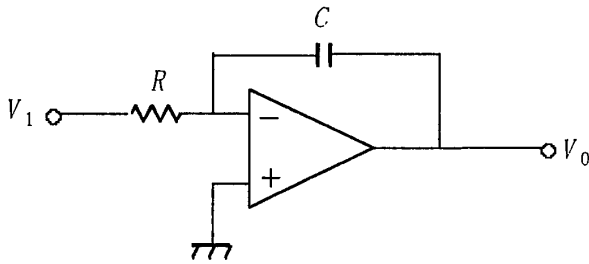


Fig.16 Operational integrator.

② 微分回路

積分回路 (Fig. 16) の饋還容量  $C$  と入力抵抗  $R$  とを入れ替えた回路である (Fig. 17)。

$$V_0 = -CR \cdot dV_1/dt \quad (21)$$

となり、入力信号  $V_1$  の時間微分が出力される。

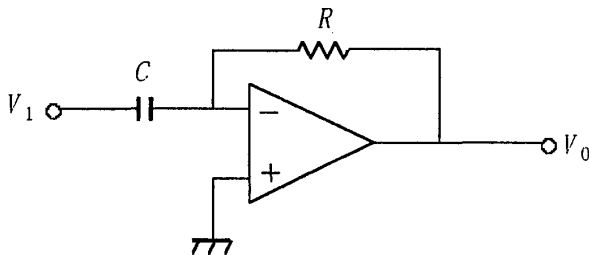


Fig.17 Operational differentiator.

(4) 整流

理想的な整流素子とは、順方向では抵抗  $0$ 、逆方向では抵抗  $\infty$  を示すものである。半導体ダイオードがこれに近い性質を示す

が、もとより Shockley の式(17)を満たすに過ぎず、完全な整流性を示すわけではない。ところが演算増幅器を用いることにより理想的な整流素子、すなわち理想ダイオードを作成することができる。また絶対値演算を行なわせることもできる。

① 理想ダイオード

これはダイオード半波整流回路を理想化したものである。2つの型がある。ひとつはダイオード半波整流回路の入力側に voltage follower を挿入したもの (非反轉型)、もうひとつは反転増幅器の増幅率  $k$  を入力電圧の極性により  $k = -1$  と  $0$  とに変えるもの (反轉型) である。

【非反轉型】

ダイオード半波整流回路の入力側に voltage follower (Fig. 6) を挿入すると、入力インピーダンスは上がるが、整流特性は特に改善されない。そこでダイオードを饋還ループの出力側に入れる (Fig. 18)。

すると、順方向 ( $V_2 > 0$ ) では増幅率  $1$  の voltage follower となり  $V_0 = V_2$  である。また、逆方向 ( $V_2 < 0$ ) では饋還が切れて、かつ抵抗を介して接地しているので  $V_0 = 0$  となる。すなわち整流機能を持つ。

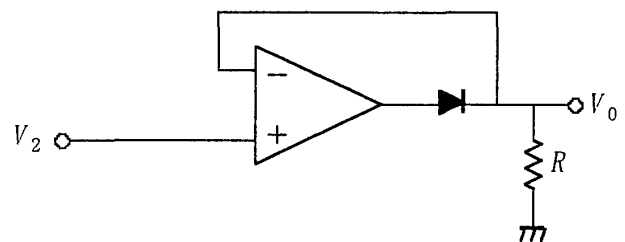


Fig. 18 Ideal diode (non-inverting type).

【反轉型】

Fig. 19 は反転増幅回路 (Fig. 4) に工夫を凝らしたものである。

$V_1 > 0$  のときは  $D_1$  が導通して  $D_2$  が遮断しているため、 $R$  を通る饋還ループが形成される。すなわち増幅率は  $-1$  となり、 $V_0 = -V_1$  である。

$V_1 < 0$  のときは  $D_1$  が遮断して  $D_2$  が導通す

るので、増幅率  $k$  は 0 となり、 $V_0 = 0$  となる。すなわち反転整流機能を持つ。

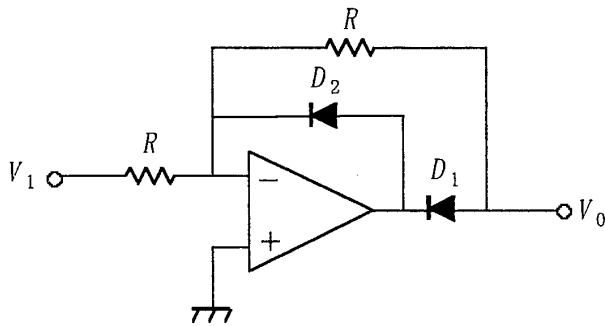


Fig. 19 Ideal diode (inverting type).

② 絶対値回路

Fig. 20 の回路は、入力電圧を 2 つに分け、一方はそのままの  $V_1$  (Fig. 20 左下)、もう一方は反転型理想ダイオードに入れて  $-V_1$  ( $V_1 > 0$ ), 0 ( $V_1 < 0$ ) とする (Fig. 20 左上)。後者を 2 倍にしてもとの  $V_1$  に足して反転したものを出力  $V_0$  としている (Fig. 20 右側)。

$V_1 > 0$  のときは  $-V_1$  を 2 倍して  $V_1$  に足すと  $-V_1$ 、これを反転すると  $V_1$  となる。 $V_1 < 0$  のときは  $V_1$  がそのまま残るのでこれを反転して  $-V_1$  となり、結局

$$V_0 = |V_1| \tag{23}$$

となり、入力の絶対値が出力される。

絶対値回路としては種類の回路をすぐ思いつくことができるが、多くは演算増幅器を 3 つ以上使用することになる。本回路 (Fig. 20) はその原理はやや複雑であるが、演算増幅器を 2 個しか使わない絶対値回路として汎用される。

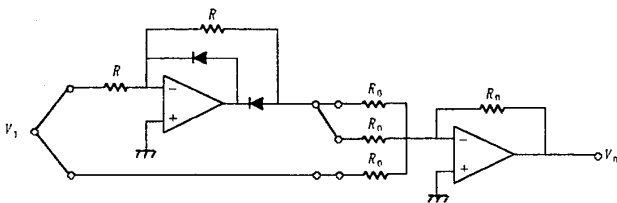


Fig. 20 Circuit for absolute value.

6. おわりに

本稿では演算増幅器を用いた基本回路を解説した。しかしその中の負饋還を用いた

アナログ回路に関する応用の側面しか取り扱わなかった。デジタル的な側面は一切取り扱っていない。これはまた稿を改めて解説する。

【参考文献】

1. 宮田武雄「速解電子回路」コロナ社, 1991.
2. 斎藤忠夫「電子回路入門」昭晃堂, 1993.
3. 電気学会大学講座「基本電子回路」電気学会, 1984.
4. 高等学校工業科用教科書「電子技術」コロナ社, 1995.
5. J. Millman, C. C. Halkias, "Electronic Fundamentals and Applications", McGraw-Hill, 1976.
6. トランジスタ技術増刊「アナログ IC を使おう」CQ 出版社, 1999.
7. 斎藤正男「医用工学の基礎」昭晃堂, 1990.