上智大学 理工学部 機能創造理工学科 宮武 昌史
旧機械工学科「電気電子工学実験」用テキスト
2009年度版を一部改変して公開

第 3 章　演 算 増 幅 器

1　目的

アナログ電子回路の基本となる演算増幅器の動作原理と特徴を理解し、実験によって基礎的理解を深め、使用法を習熟する。

2　演算増幅器とは

演算増幅器（operational amplifier、略して OP-Amp、または俗称、オペアンプ）は古くからアナログ計算機の構成要素として微分積分などの演算に用いられて来たものである。初期の頃は一つ一つが大きな装置であったが、現在では集積化されて数ミリの大きさにパッケージされており、アナログ信号処理に欠かせない重要な素子である。

これまで、アナログ計算機の他にもオーディオ機器や自動制御機器等に広く用いられて来たが、最近ではその大部分がディジタル回路で置き換えられているのが実態である[1]。ただ、装置が手軽で、理論的な取扱も容易なため、初心者が電子回路の基礎を学ぶのには良い教材であるし、制御工学をはじめとした工学一般に重要な伝達関数や周波数特性などの勉強にもなることから、現在でも演算増幅器を学ぶ意義は大きい。

演算増幅器は、今回用いるような電圧信号を処理するものを指すのが一般的だが、例えばスピーカや小型モータなどの実際の機器を直接駆動するのに十分な電力（電圧 × 電流）を取り出すことができるパワーオペアンプと呼ばれるものもある。

3　演算増幅器の基礎

3.1　基本構成と原理

演算増幅器は、図 1 のように 2 つの入力端子（反転入力・非反転入力）と 1 つの出力端子を持っている[2]。さらに、通常は回路図に表現しないが、演算増幅器を動作

[1] 他章で扱う「論理回路」「マイクロコンピュータ」のような技術が用いられる。
[2] 演算増幅器の記号は三角形であるが、あくまで記号であり、実物は三角形ではない。

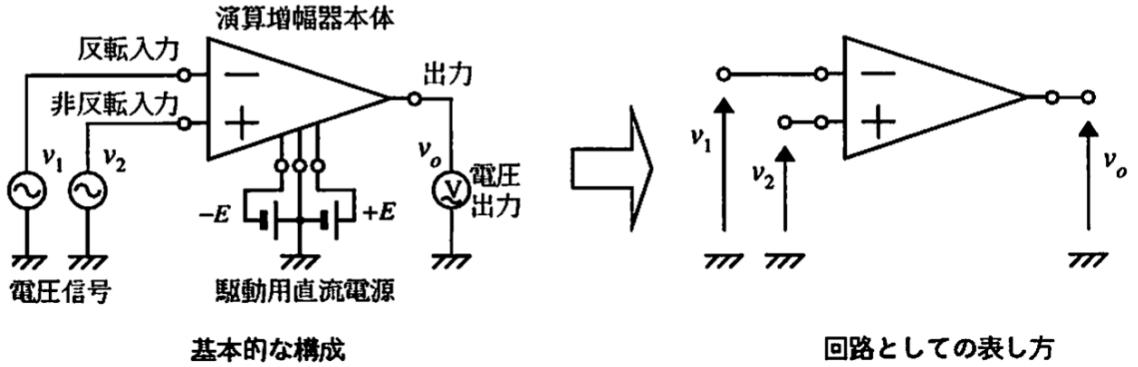


図 1: 演算増幅器の基本構成

させるための駆動電源（$+E$, 0, $-E$ の 3 つの電圧を供給できるもの）が必要となる。

演算増幅器の出力電圧 v_o は (1) 式のように、2 つの入力端子間の電圧差 $v_2 - v_1$ を A 倍に**増幅**したものとなる。入力電圧の差を増幅する作用を差動増幅といい、A を**利得** (Gain) という。これが、演算増幅器そのものの最も基本的な原理であり、入力に対して出力を増幅するような作用を持つ素子（能動素子）を用いるのが**電子回路**の特徴である[3]。

$$v_o = A(v_2 - v_1) \tag{1}$$

3.2 理想演算増幅器

演算増幅器には、増幅器内部の特性に依存した様々な寄生的特性が存在する。具体的には、例えば利得 A は定数ではなく、望ましくない特性が多少含まれている。しかし、演算増幅器を理想化して考えれば演算増幅器を用いた回路の理解がしやすくなるし、回路全体の特性も実用上ほぼ問題ないレベルで表現できる。あとは、理想的でない部分を別に考慮すればよい。

ここで扱う**理想演算増幅器**は次の特性を持つものをいう。

(1) 利得 A は無限大。実際の動作中は出力は無限大にならないので、差動入力電圧 $v_2 - v_1$ は 0 となる。すなわち、$v_1 = v_2$ となる。

(2) 入力抵抗（インピーダンス）は無限大。したがって、両入力端子に電流は流入しない。

(3) 出力抵抗（インピーダンス）はゼロ。したがって、出力側にどんな負荷をつないでも出力電圧は変化しない。

この性質を用いると、演算増幅器を用いた回路を容易に解析できるようになる。

[3]能動素子がなければ電気回路である。

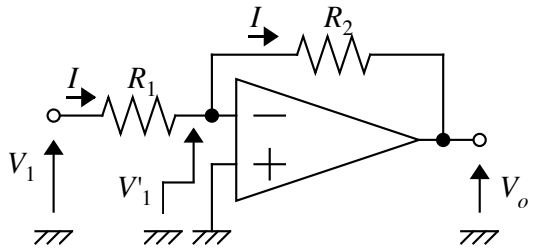


図 2: 反転増幅器の回路図

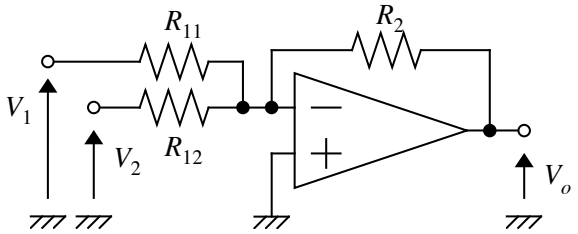


図 3: 加算器の回路図

3.3 様々な増幅・演算回路

実際の用途では、演算増幅器が単独で使用されることはなく、入出力に何らかの外部回路を接続して使用する。接続する素子によって、様々な演算が可能となる。

3.3.1 反転増幅器と帰還の考え方

まず、最も基本的な増幅回路である図 2 の**反転増幅器**を取り上げ、演算増幅器を用いた回路で一般に構成される**帰還** (feedback) の概念を説明する。

図 2 の反転増幅器には 2 つの抵抗素子 R_1, R_2 がつながっているが、入出力間に挿入された抵抗 R_2 は、出力信号を入力に戻す役割をし、帰還抵抗と呼ばれるものである。また、この場合、帰還抵抗は入力信号を打ち消す役割をするため、**負帰還** (negative feedback) と呼ばれる。

ここで、外部の抵抗素子まで含めた回路全体の**伝達関数**（閉ループ伝達関数）V_o/V_1 を考える。まず、増幅器そのものの利得を A のまま扱うと、(2) 式が成り立つ[4]。

$$V_o = A(0 - V_1') = -AV_1' \tag{2}$$

次に、外部の抵抗に電流が流れることによって生じる電圧降下を考える。理想演算増幅器には電流が流れないので、R_1, R_2 には同じ電流 I が流れる。よって、R_1, R_2 に関してオームの法則を適用すると、それぞれ (3), (4) 式が成り立つ。

$$V_1 - V_1' = R_1 I \tag{3}$$

$$V_1' - V_o = R_2 I \tag{4}$$

(2)〜(4) 式から V_1', I を消去して整理すると、伝達関数 G は (5) 式となる。ただし、理想演算増幅器なら前述の通り $V_1' = 0$ なので、このように極限を取らなくても、(3), (4) 式に $V_1' = 0$ を代入して I を消去すると簡単に解ける。

[4]図 2 では、非反転入力は接地されていることを意味し、電圧は 0 である。実際の電子回路では、接地記号で表されたすべての部分をお互いに結線することになる。

$$G = \frac{V_o}{V_1} = \frac{-AR_2}{AR_1 + (R_1 + R_2)} \to -\frac{R_2}{R_1} \qquad (A \to \infty) \tag{5}$$

(5) 式から分かるように、負帰還によって伝達関数は A による影響を受けなくなり、増幅器外部に接続した素子のみに依存することが分かる。つまり、A が十分大きいということさえ保証できれば、増幅器自体の望ましくない特性を実用上消すことが可能で、アナログ演算の用途では必ず負帰還をかけて使う。

この回路は全体として、入力電圧を $\frac{R_2}{R_1}$ 倍して出力する。$R_1 < R_2$ なら信号は増幅し、$R_1 > R_2$ なら信号は減衰する。ただし、符号が反転するので、注意が必要である。

3.3.2 加算器

次に、異なる 2 つ以上の電圧信号の和を取る**加算器**を扱う。多入力になること以外は、反転増幅器と同様の構成である。図 3 に 2 入力の加算器を示す。

出力には、それぞれの入力から流れ込む電流の和分だけ帰還抵抗に電圧降下が生じるため、次式のような重み付き和を求める演算を行うことになる。ただし、これについても符号が反転し、いわば反転加算器となる。3 つの抵抗が全く同じであれば、単純な和になる。

$$V_o = -\left(\frac{R_2}{R_{11}}V_1 + \frac{R_2}{R_{12}}V_2\right) \tag{6}$$

3.3.3 積分器

これまでの回路の組み合わせで任意の加減算はできるが、それだけではあまり面白くない。そこで、さらに図 4 の**積分器**を取り上げる。積分を実現するためには、外部素子として積分動作を行う何らかの素子が必要となるが、そのために電荷を蓄える作用を持つ**コンデンサ**を用いる。

コンデンサに蓄えられている電荷 $q(t)$ とコンデンサにかかる電圧 $v_c(t)$ には (7) 式の関係がある。C は**静電容量**と呼ばれる係数で、単位は [F] （ファラド）である。

$$q(t) = Cv(t) \tag{7}$$

また、電流は、単位時間に流れる電荷の量を示すものであるから、コンデンサに流れる電流 $i_c(t)$ と電荷 $q(t)$ には、

$$q(t) = \int_0^t i(t)dt \tag{8}$$

の関係がある。よって、コンデンサの電流 $i_c(t)$ と電圧 $v_c(t)$ には (9) 式の関係がある。

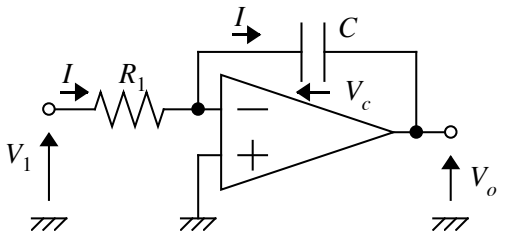


図 4: 積分器の回路図

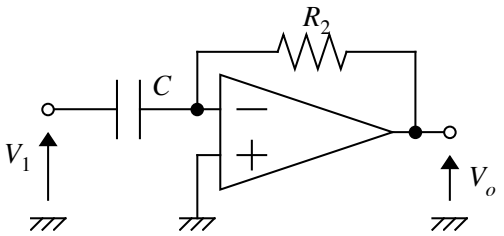


図 5: 微分器の回路図

$$v_c(t) = v_c(0) + \int_0^t \frac{1}{C} i(t)dt \tag{9}$$

$v_c(0) = i(0) = 0$ とし、(9) 式をラプラス変換すると (10) 式となり、$1/sC$ の部分が抵抗と同じ次元を持っていることが分かる。ラプラス変換したこの $1/sC$ は、抵抗と全く同様に取り扱うことができ、便利である。

$$V_c(s) = \frac{1}{sC} I(s) \tag{10}$$

したがって、伝達関数は (5) 式の R_2 を $1/sC$ で置き換えればよく、(11) 式のように入力電圧を積分したものが出力として得られることが分かる。ただし、この場合も符号が反転するので注意が必要である。

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_1(s)} = -\frac{1}{sCR_1} \tag{11}$$

発展

参考のため積分の逆の演算を行う微分回路を図 5 に示す。しかし、利得が大きくなりすぎる高周波信号をカットする工夫をしないと、発振が起きたりして安定に動作しない。理想的な微分器は構成不可能で、低周波のみで微分する疑似微分の形で実現する必要がある。

3.4 伝達特性の表現方法

これまで、ラプラス変換を用いて各回路の伝達関数を導出したが、電子回路の伝達特性は**周波数特性**で示すことも多い。そこで、ここでは周波数特性について説明する。

周波数特性は、横軸に入力正弦波の周波数、縦軸に利得を取った**ゲイン（利得）特性**と、縦軸に入力を基準とした出力の位相を取った**位相特性**の 2 つのグラフで表す。これは、制御工学でも馴染みのある、いわゆるボーデ（ボード）線図である。電圧の利得 A_g は、(12) 式のように dB 表示する。位相 θ_g は角度 ($^\circ$) で表示する。周波数特性の測定例を図 6 に示す。

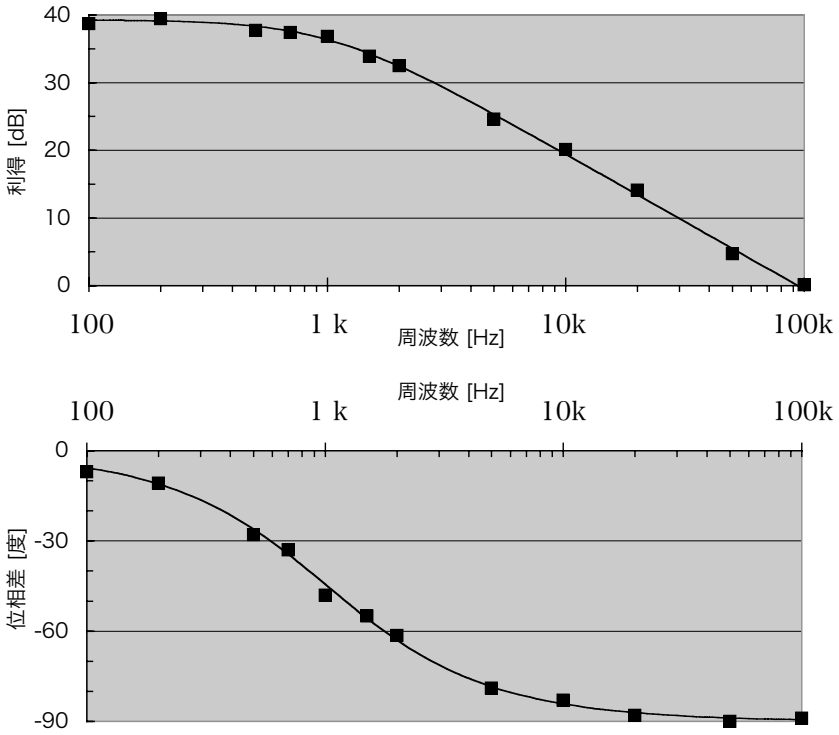


図 6: 周波数特性の測定例
（測定点をプロットし、その近傍を通りかつ理論的に妥当な曲線を引く）

$$A_g = 20\log\frac{V_o}{V_1}[\mathrm{dB}] \tag{12}$$

周波数特性は、正弦波を実際に入力して出力を観測することで測定が可能であり、かつ伝達関数との関係も (13) 式の通り、伝達関数に $s = j\omega$ を代入して求めることができ、理論的にも扱いやすいためよく用いられる。ただし、j は虚数単位、ω は角周波数で、周波数 f との関係は $\omega = 2\pi f$ である。

$$A_g = 20\log|G(j\omega)|, \quad \theta_g = \angle G(j\omega) \tag{13}$$

ここで、例として比例・微分・積分の 3 つの伝達関数を考え、それぞれ (14) 式の

コラム

電気回路や電子回路では、頻繁に用いる電流の記号として i を用いることから、それと区別するため虚数単位には j を用いる。

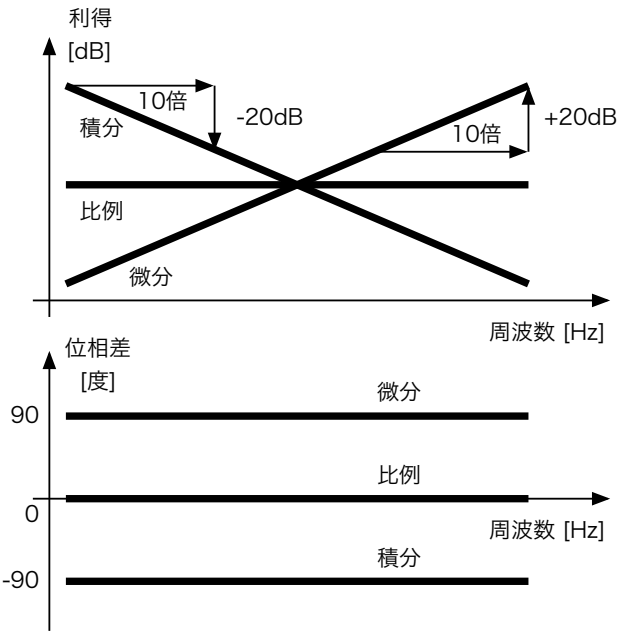


図 7: 比例・積分・微分演算の周波数特性

$G_P(s), G_I(s), G_D(s)$ とおく。ただし、K は定数とする。

$$G_P(s) = K, \quad G_I(s) = \frac{K}{s}, \quad G_D(s) = Ks \tag{14}$$

ゲイン特性は (15) 式のように計算できる。これから、積分は周波数 f に比例し、微分は周波数 f に反比例することが分かる。グラフ上では、図 7 のように積分は周波数が 10 倍になるとゲインが 20 dB 下がり、逆に微分は周波数が 10 倍になるとゲインが 20 dB 上がる。

$$\begin{aligned} 20\log|G_P(j\omega)| &= 20\log K \\ 20\log|G_I(j\omega)| &= 20\log(\frac{K}{\omega}) = 20\log(\frac{K}{2\pi f}) = 20\log(\frac{K}{2\pi}) - 20\log f \\ 20\log|G_D(j\omega)| &= 20\log(K\omega) = 20\log(2\pi K f) = 20\log(2\pi K) + 20\log f \end{aligned} \tag{15}$$

位相特性は (16) 式のように計算できる。図 7 のように、積分は位相が 90 度遅れ、微分は位相が 90 度進むことが分かる。

$$\begin{aligned} \angle G_P(j\omega) &= \angle K = 0^\circ \\ \angle G_I(j\omega) &= \angle(\frac{K}{j\omega}) = \angle(\frac{1}{j}) = -90^\circ \\ \angle G_D(j\omega) &= \angle(jK\omega) = \angle(j) = +90^\circ \end{aligned} \tag{16}$$

図 6 の例を図 7 と比較すると、周波数が低い所では比例演算に近いが、周波数が高くなるにつれて動作が積分演算になっていくことが分かる。この例のように、普通の回路は入力信号の周波数によって特性が変わるため、周波数特性は重要である。

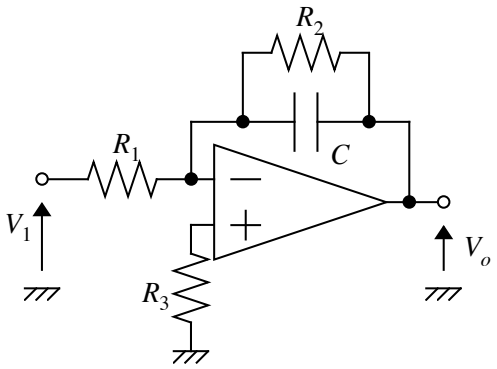


図 8: 最も単純な低域通過アクティブフィルタ

なお、本実験で扱う回路はすべて入出力の符号が反転するので、位相差が 180 度上乗せされて観測されることに注意する必要がある。

3.5 簡単なアクティブフィルタ回路

前節で見たように、積分器は周波数が上がるほど利得が低下する。言い換えれば、周波数が低い正弦波ほど通りやすいことになる。これは、素直に正弦波を積分して

$$\int \sin(\omega t)dt = -\frac{1}{\omega}\cos(\omega t) + C \qquad (C : \text{積分定数}) \tag{17}$$

となることからも明らかである。

このように、周波数によって回路の通りやすさが変わってくるが、うまく設計してやると、沢山の周波数の正弦波が混じった電圧信号から特定の周波数の電圧信号だけを取り出すことができる。ふるいにかけるように特定の周波数成分を取り出す回路を**フィルタ回路**といい、特に増幅回路を用いたものを**アクティブフィルタ**と呼ぶ。

積分回路は、低周波成分を取り出すローパスフィルタ (Low Pass Filter : LPF) と言ってもよいが、位相が 90 度遅れることや、周波数によって利得が違うのがいただけない。そこで、図 8 のような回路を構成する。

入力と出力をつないでいる帰還部分が抵抗とコンデンサの並列回路になっているが、ラプラス変換してやれば、並列抵抗の合成抵抗を求めるのと同様に扱える。

$$\frac{R_2 \frac{1}{sC}}{R_2 + \frac{1}{sC}} = \frac{R_2}{1 + sCR_2} \tag{18}$$

これを抵抗と同じようにして扱えば、前述のようにして伝達関数を求めることができる。全体の伝達関数は次式のようになり、一次遅れの特性を有することが分かる。

$$G(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + sCR_2} \tag{19}$$

$s = j\omega$ を代入して考えると、

$$G(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C R_2} \tag{20}$$

となり、近似的に次の 2 つの領域に分けられることが分かる。

$$G(j\omega) = \begin{cases} -\frac{R_2}{R_1} & \omega \ll \frac{1}{CR_2} \\ -\frac{1}{j\omega C R_1} & \omega \gg \frac{1}{CR_2} \end{cases} \tag{21}$$

つまり、周波数が低い領域では反転増幅器、高い領域では積分器の特性を持っていることになる。ここで、

$$\omega = \frac{1}{CR_2} \quad \rightarrow \quad f = \frac{1}{2\pi C R_2} \tag{22}$$

における f は**カットオフ周波数**と呼ばれ、フィルタの特性を表している。この場合、f よりも小さい周波数成分の電圧信号が取り出されることになる。

なお、$R_2 \rightarrow \infty$ とすると、R_2 は接続されていないのと同じになり、純粋な積分器に収束する。積分器は、例えば $v_1(t) = 1$ のような直流成分を積分すると時間が経つにつれ電圧が上昇し、増幅器の限界を超えると積分が不能になる。直流成分に意味のある場合を除き、直流成分を積分しないよう、有限の R_2 を与えて交流成分のみ積分するような回路にする。

発展

このフィルタではカットオフ周波数付近の特性がなだらかで、フィルタとして効率良い特性ではない。したがって、伝達関数の分母が 2 次以上で、もっと急峻な特性を持つフィルタが通常用いられる。また、高周波成分を取り出すハイパスフィルタ（High Pass Filter：HPF）、特定の範囲の周波数成分を取り出すバンドパスフィルタ（Band Pass Filter：BPF）などもあるが、説明は省略する。

コラム

このフィルタ回路のように、いくつかの周波数が混じった信号波形の中から目的の周波数の信号を取り出すことは、実は色々な所で使われている。例えば、電波には AM ラジオ・FM ラジオ・テレビ・電子レンジ・無線 LAN・携帯電話・リモコンなど、実に様々な周波数の信号が混じり合っているが、その中から目的の周波数だけを取り出すことで、これらの機器は混信することなく正常に動くのである。

＜省略＞

図 9: 演算増幅器内部の基本構成

4　実際の演算増幅器

実際の演算増幅器の内部回路は図 9 のように、いくつものトランジスタから構成されている。この回路の特性のため、演算増幅器には理想とは違った望ましくない特性があり、それを補償したり、近似的に理想とみなせる範囲で動作させたりすることが必要となる。ここでは実際の演算増幅器が持つ特性を説明する。

4.1　オフセット

オフセットとは、入力信号がゼロでも出力が現れてしまう現象である。理想では演算増幅器の入力に電流は流れないが、実際には電流が流れ[5]、この電流を入力バイアス電流という。また、２つの入力端子のバイアス電流や端子電圧にも差が出る[6]。前者をオフセット電流、後者をオフセット電圧と呼ぶ。これを補償するためには $R_1R_2/(R_1+R_2)$ の抵抗を非反転入力端子とアース間に入れる。また、オフセット電圧の補償用として、オフセット・ヌル端子を備えている演算増幅器もある。

4.2　増幅器自体の周波数特性

外部の素子を含まない演算増幅器単体の利得 A は有限であり、周波数が高いほど利得は低下してしまう。また、利得の大きさだけではなく、入力信号に対する出力信号の位相遅れも生じる。つまり、利得 A は入力信号周波数によってその大きさと位相が変化する周波数特性を持ち、伝達関数 $A(s)$ で表すべきものである。利得 $|A(j\omega)|$ を十分大きくとれる周波数領域で用いないと、閉ループ利得が理想状態からずれることになる。

4.3　スルーレート

実際の演算増幅器では、出力の振幅に関わらず、出力電圧の時間変化 dv_o/dt の大きさに上限があり、それを**スルーレート** (slew rate) という。スルーレートの限界を大幅に超えるような電圧の時間変化をもつ入力信号を与えると、波形は歪む。例え

[5]演算増幅器を動作させるために入力初段のトランジスタのベースにバイアス電流を流してやる必要があるため

[6]入力初段の 2 個のトランジスタの個体差によって生じる

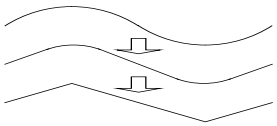


図 10: スルーレートによる波形の歪み

ば、正弦波の入力で周波数や振幅を大きくしていくと、図 10 のように出力がスルーレートで抑えられるため、スルーレートに等しい傾きを持つ三角波[7]となってくる。

このように、演算増幅器は伝達関数だけでは表せない非線形性をも有することに注意しなくてはならない。

4.4 演算増幅器の特性

ここで、演算増幅器の基本的な数値的特性を表 1 に示す。

5 本実験で用いる装置

5.1 実験装置概要

実験装置の基本構成と結線方法を図 11 に、装置の写真を図 12 に示す。演算増幅器の IC は図 12 手前のボード裏についている。演算増幅器を動作させるには、直流電源を接続する。出力電圧は直流電源電圧以上にならないため、過度に増幅させて出力が大きくなりすぎると正常に増幅できない。

測定するものは入出力電圧であり、オシロスコープを用いる。例えば図 13(a) のように振幅、周期、入出力の位相差を記録する。正弦波や方形波など波形が単純でな

表 1: 演算増幅器の特性

名称	理想値	実際値	名称	理想値	実際値
開放電圧利得	∞	80 $\sim$ 120 dB	スルーレート	∞	0.3 $\sim$ 10 V/μs
入力抵抗	∞	$10^6 \sim 10^8$ Ω	出力抵抗	0	10 $\sim$ 100 Ω
入力オフセット電圧	0	$\sim 10^{-3}$ V	入力バイアス電流	0	$10^{-6} \sim 10^{-8}$ A
入力オフセット電流	0	$\sim 10^{-7}$ A			

[7]スルーレート SR は三角波の傾きの大きさを測り、$SR = \frac{\Delta v_o}{\Delta t}$ によって表す。単位は V/μs が用いられる。

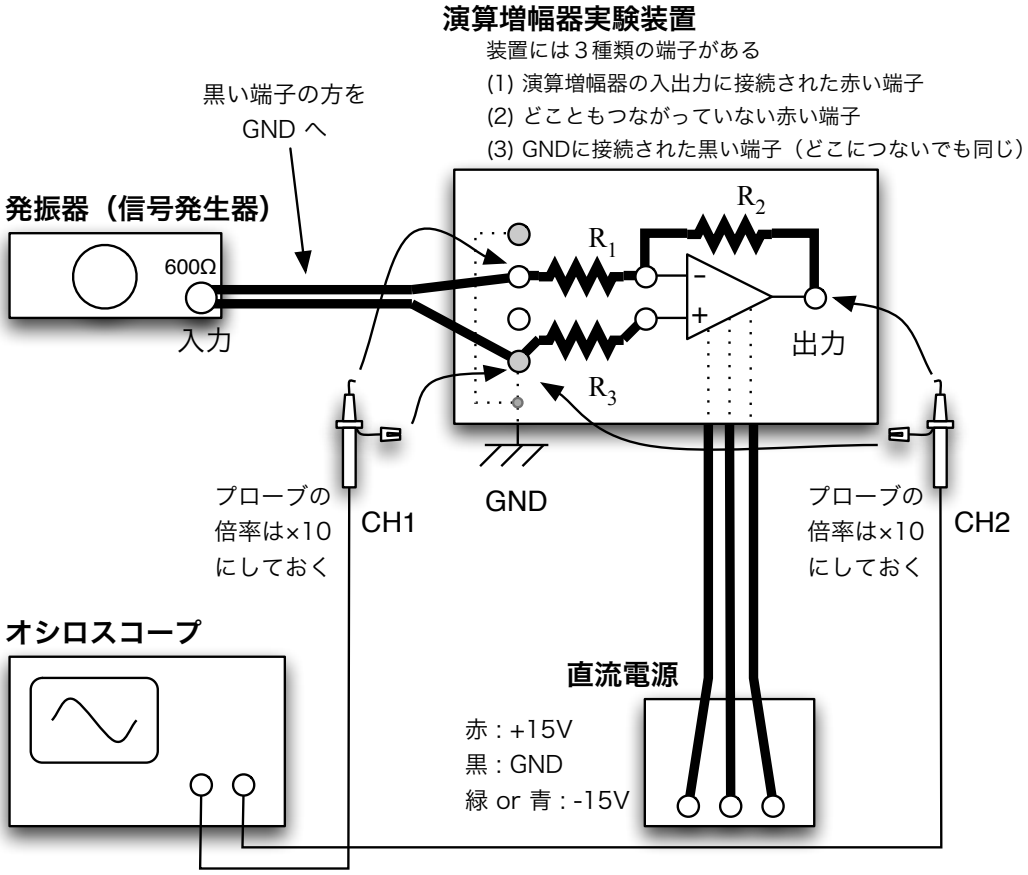


図 11: 実験装置の基本構成と結線

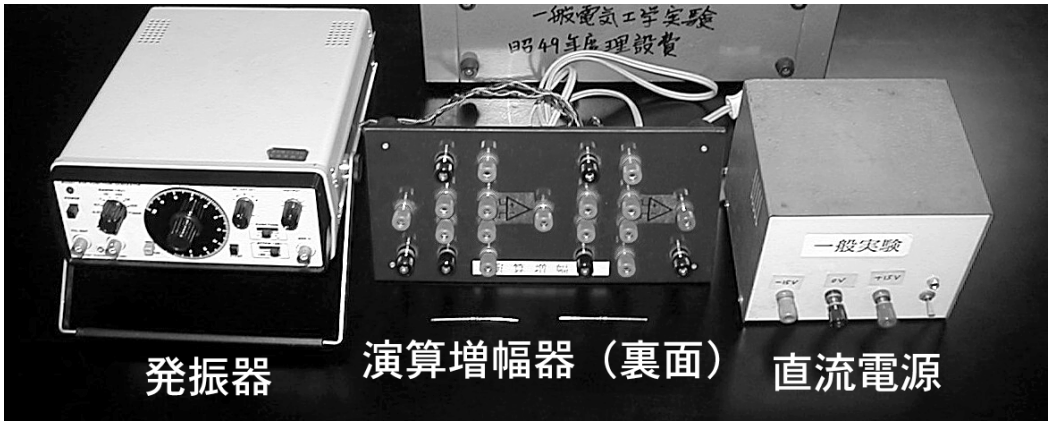
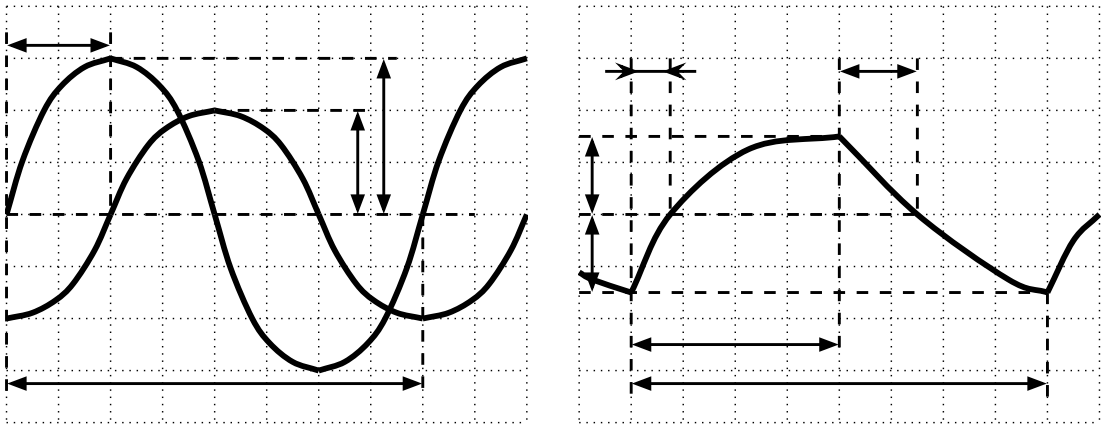


図 12: 実験装置の写真



(a) 正弦波の場合　　(b) 複雑な波形の場合

図 13: 波形の記録（例）

い場合は、例えば図 13(b) のように波形が分かるよう記録しておくこと。また、入力波形と出力波形を区別しておくこと。

5.2　注意点（トラブルを未然に防ぐために）

実験装置の使用・配線に関する注意点は下記の通りである。

- 直流電源（演算増幅器駆動用）・発振器（交流入力信号用）を確実につなぐ。うまくいかない原因が接触不良であることも多い。
- 配線は極力短く。長い配線はあちこちで微小な L や C の成分を作り出して特性を悪くするうえ、アンテナのような作用を起こし、ノイズも拾いやすくなる。
- 演算増幅器・発振器・オシロスコープ等、各機器にはアース (GND) がある。回路図では普通は省略するが、実際は図 11 のように各機器のアースどうしを結線しなくては正しく動作しない。
- オシロスコープの 2 つのプローブについたアース（クリップのついた方）は必ず機器のアース側につなぐこと。片方だけ間違うと、オシロスコープを経由して信号線とアースがオシロスコープを介して短絡してしまう。

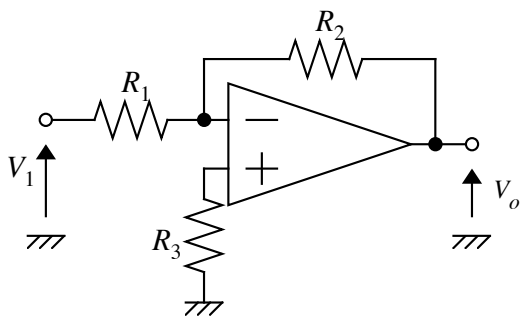
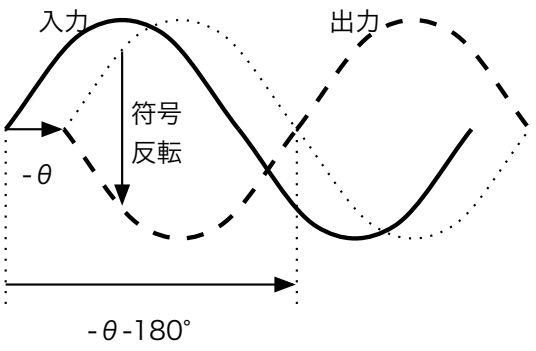


図 14: 実験で用いる反転増幅器



（位相が $-\theta$ ずれ、さらに符号が反転）

図 15: 反転動作時の波形の見え方

6 実験課題および検討事項

1 演算増幅器の特性確認

様々な演算の基礎になる、図 14 の反転増幅器に関して以下の実験を行い、演算増幅器の増幅特性を学ぶ。図 14 中の諸定数は、R_1=R_2=1 [kΩ], R_3=500 [Ω] [8] とする。すなわち、利得は $20\log\frac{R_2}{R_1} = 0$[dB] になり、計算上は入出力波形の振幅は一致し、位相はちょうど 180 度ずれる。これが大きく違うようだと、演算増幅器の特性が理論通りではないことを示す。ただし、オシロスコープ CH2 の極性反転スイッチ (INV) の状態に注意すること。スイッチが on であれば CH2 の波形が再度反転され、位相は 0 度になる（つまり、波形が重なって 1 つに見える）。なお、反転動作のある時の波形の見え方は、図 15 のようになる。

(1) 反転増幅器に p-p 値[9]で 1[V]、周波数 1 [kHz] の交流電圧信号を入力する。ただし、プローブの倍率は ”×10” であるので、オシロスコープ上での観測電圧は 100 [mV] にしなくてはならない。このとき、入出力波形が一致するかどうか確かめ、波形を記録し、利得と位相差を計算せよ。

(2) 反転増幅器に p-p 値で 1[V]、周波数 1 [MHz] の交流電圧信号を入力し、入出力波形が一致するかどうか確かめ、波形を記録し、利得と位相差も計算せよ。

> 理想的な増幅器の場合、すべての周波数で同じ結果が得られるはずだがどうなったか？ そうならない場合や、波形が歪んだ場合、演算増幅器の特性にどのような限界があるといえるか？

[8] 500 [Ω] の抵抗がなければ、1 [kΩ] の抵抗を 2 つ使って 500 [Ω] にする方法を考えよ。
[9] peak to peak 値。波形の最も高い所と最も低い所の差を取ったもの。

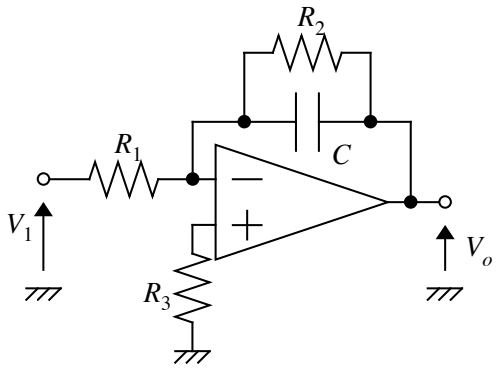


図 16: 実験で用いる積分器

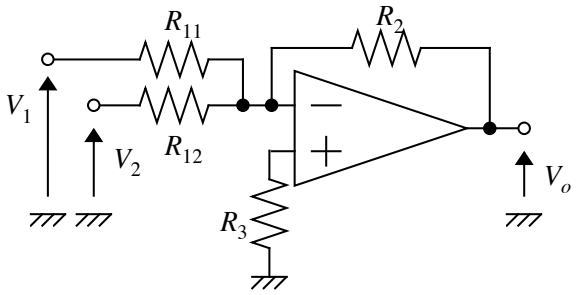


図 17: 実験で用いる加算器

2 積分器の実験

図 16 の積分回路を用いる。この積分回路は、図 4 とは違うが、これは前に示したように、直流成分に対する積分動作を防ぐためである。C と並列に挿入した R_2 は、前述のように、利得が大きくなりすぎる直流〜低周波交流に対して積分動作を防ぐ役目をする。言い換えれば、カットオフ周波数の十分低い LPF と同じである。

図 16 中の諸定数は、R_1=1 [kΩ], R_2=100 [kΩ], R_3=1 [kΩ], C=1[μF] とする。この積分器に関して以下の実験を行い、積分演算がうまく行われているかを確認する。

(1) 発振器で p-p 値 1[V]、周波数 1 [kHz] の正弦波電圧を発生させ、積分器の入力波形と出力波形を、形と大きさが分かるように記録する。

(2) 発振器で p-p 値 1[V]、周波数 1 [kHz] の方形波電圧を発生させ、積分器の入力波形と出力波形を、形と大きさが分かるように記録する。なお、この実験は、ステップ応答を調べていることにも相当する。

(3) 発振器で p-p 値 1[V]、周波数 1 [kHz] の三角波電圧を発生させ、積分器の入力波形と出力波形を記録する。

> 実際に与えた 3 種類の波形を積分するとどのような波形となるかを理論的に計算し、測定した波形と比較してみよ。

3 加算器の実験

図 17 の加算器を用い、諸定数は、R_{11}=R_{12}=R_2=1 [kΩ], R_3 = 500 [Ω] とする。2 つの発振器を用いて、別々の信号波形を作り出して実験を行う。

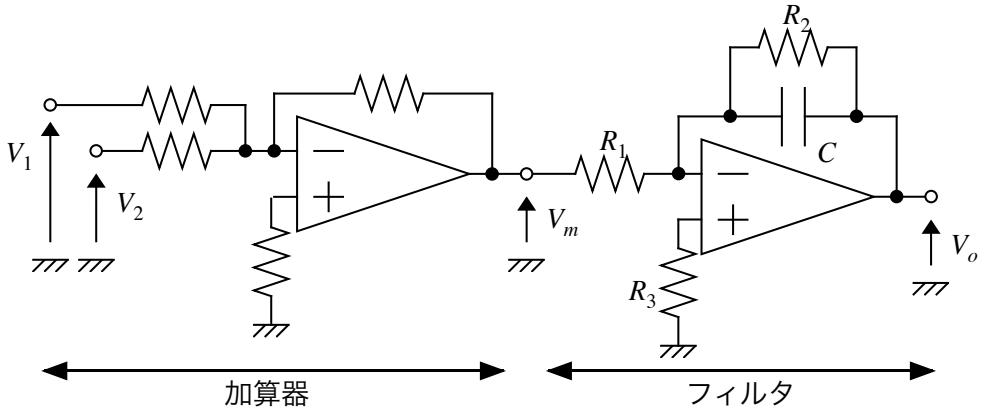


図 18: 加算器とフィルタの接続回路

(1) 大きさがともに p-p 値で 1[V]、周波数が 10 [kHz] と 9.5 [kHz] の正弦波電圧を発生させ、加算器で加算する。異なる周波数の正弦波を足し合わせると、音と同じように「うなり」が発生するので、そのうなり波形を観測する。

なお、うなり成分は、次式右辺の $\cos(\frac{\omega_1-\omega_2}{2}t)$ に由来している。つまり、角周波数 $\frac{\omega_1+\omega_2}{2}$ の正弦波の振幅が角周波数 $|\frac{\omega_1-\omega_2}{2}|$ でゆっくり変化することになる。

$$\sin(\omega_1 t)+\sin(\omega_2 t)=2\sin(\frac{\omega_1+\omega_2}{2}t)\cos(\frac{\omega_1-\omega_2}{2}t) \tag{23}$$

うなり波形を止めて観測するのは難しい。波形がうまく止まらなければ、目分量で周波数や振幅を読み取るだけでもよい。

得られたうなりの周波数は理論値通りとなったか？

(2) 9.5 [kHz] の正弦波を出している発振器の周波数を徐々に 10 [kHz] に近づけたときに波形がどうなるかを、定性的傾向だけで良いので調べてみよ。また、周波数を元に戻してから、方形波や三角波にするとどうなるかも調べてみよ。

4 フィルタの実験

ここでは、異なる周波数の電圧信号を足し合わせた波形から、フィルタにより元の波形を取り出すことを試みる。回路は図 18 のように加算器とフィルタを用いる。つまり、演算増幅器を 2 個用いることになる。

加算器は3で作ったものをそのまま使い、フィルタの諸定数は R_1=R_2=1 [kΩ], R_3=500 [Ω], C=0.1[μF] とする。

2 つの発振器を用い、大きさがともに p-p 値で 1[V]、周波数が 100 [Hz] と 100 [kHz] の正弦波電圧を発生させ、加算器で加算する。きちんと加算されているか、波

形を確かめておくこと。なお、周波数の差が桁違いであるので、今回の加算器出力に「うなり」は観測されない。

これをフィルタに通し、電圧を観測する。元の 100 [Hz] の入力とフィルタ出力の波形を記録し、利得と位相差を計算せよ。また、加算器出力部の、ノイズの乗った波形も記録せよ。なお、この場合、波形が加算器とフィルタの所で 2 回反転するため、入出力の電圧は反転しないことに注意すること。

> フィルタの特性により、100 [kHz] の波形がわずかに残っていたり、利得の低下や位相の遅れがあるかもしれないが、結果はどうだったか？

参考文献

[1] 藤井 信生：アナログ電子回路, 昭晃堂

[2] 電気・電子工学大百科事典第 2 巻, p.151, 電気書院

[3] Schilling & Belove：Electronic Circuits. Ch. 7 mcGraw-Hill Intl. Book Co.

[4] M. E. Van Valkenburg, 柳沢健也訳：アナログフィルタの設計, 産業報知センター

[5] 吉田 裕一：電子回路, 第 4 章, 電気学会