

第1章 オペアンプの概要

オペレーショナルアンプ (operational amplifier) は演算増幅器とも呼ばれている。しかし、本書では簡単にオペアンプ (Op. Amp.) と呼ぶことにする。これは、普通によく使われている通り名である。

オペアンプは集積回路 (IC: integrated circuit) である。本書でも使用している汎用のオペアンプ $\mu A741$ は等価回路でトランジスタが 25 個位もある。しかし、使用に当っては、このようなことは何も気にする必要はない。つまり、オペアンプをブラックボックス (black box) として取り扱う。

この章では、理想アンプと実際のオペアンプの違いについて説明を行う。また、回路の実現化において、実際のオペアンプを使用するときの注意する点について述べる。

1.1 理想アンプと実際のオペアンプ

実物のオペアンプをながめてみると数本の端子があるが、回路的には図 1-1 の回路記号に示すように、三角形とそれより出ている 3 本の端子で十分である。三角形の左側の 2 本の線が入力端子で、 $-$ 符号が反転入力、 $+$ 符号が非反転入力である。右側の端子は出力である。オペアンプの増幅度を A_v とし、反転 ($-$) 入力の電圧を e_{in}^- 、非反転 ($+$) 入力の電圧を e_{in}^+ 、出力の電圧を e_o とすると、次の関係がある。

$$e_o = A_v(e_{in}^+ - e_{in}^-) \quad (1.1)$$

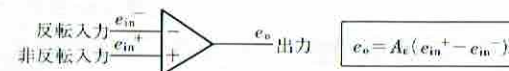


図 1-1 オペアンプの回路記号

2つの入力端子に加わった電圧の差が増幅されるので差動増幅器である。入力電圧の e_{in}^+ , e_{in}^- は直流あるいは交流でも動作する。このように、入出力間の増幅特性は各端子間の電圧で表されて電圧モードで動作する。

電圧モードで動作する理想アンプは、

1. 入力に信号電流は流れ込まない (入力インピーダンスが無限大)。
2. 出力信号電圧は出力に接続される負荷に影響を受けない (出力インピーダンスが0)。
3. 電圧利得 (差動電圧利得) が無限大である。

などの仮定をする。

一方、実際のオペアンプは、汎用のオペアンプ $\mu A741$ をみると、外観では図1・2に示すように回路記号に示した端子以外に、電源供給端子が2本、後で述べるオフセット調整用の端子が2本、どこにも接続されていない端子が1本あり、合計8本の端子がある。

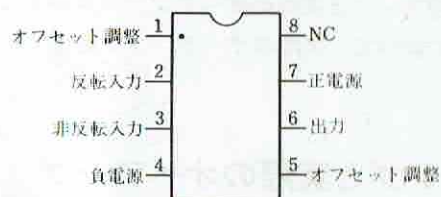


図1・2 実際のオペアンプの端子

また電気的特性は、

電圧利得 A_v : 106dB (2×10^5 倍)
 入力インピーダンス Z_{in} : 2M Ω
 出力インピーダンス Z_{out} : 75 Ω

となっている。これらの値を見ても、オペアンプを理想アンプとして取り扱っても、ほとんど問題ないことがわかる。ただし、オペアンプの性能限界のところで使用する場合には、十分に特性を考慮しなければならない。

1.2 オペアンプの特性

電圧利得、入力インピーダンスおよび出力インピーダンスの他にも、オペア

ンプの性能特性を表す大事なパラメータがいくつかあるので、以下に述べておく。

[1] 利得帯域幅積

利得帯域幅積 (GB 積: gain band width product) は、ある周波数 f のとき、オペアンプの電圧利得が A_f であったとすると、

$$GB \text{ 積} = A_f f \quad (1.2)$$

で表す。オペアンプの電圧利得は周波数に依存する。

汎用のオペアンプでは、周波数が 10Hz 以下では、電圧利得は 100dB (100 000 倍) 位もあり十分である。しかし、これより高い周波数では、約 20dB/dec の傾きで減衰する (周波数が 10 倍になると、電圧利得が 1/10 倍低下する)。

そして、電圧利得が 0dB (1 倍) になる周波数がある。この点の周波数をユニティゲイン周波数 (unity gain frequency) といい、 f_t または f_{0dB} 等の記号で表す。

$$GB \text{ 積} = f_t \quad (1.3)$$

この GB 積の値は、汎用のオペアンプ $\mu A714$ で 1MHz、LM356 では 5MHz 位である。使用する周波数帯域において、オペアンプの利得が十分にならない。

[2] スルーレート

スルーレート (SR: slew rate) は、単位時間 1 μ sec あたりに変化できる出力電圧の最大限界を表している。

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad [V/\mu\text{sec}] \quad (1.4)$$

これは、入力信号の変化に出力電圧が追従できる度合いを示したもので、オペアンプの使用できる周波数帯域内にあっても、大振幅信号を取扱う場合は、この影響を受けるので、考慮しなければならない。

汎用のオペアンプ $\mu A741$ で 0.5V/ μ sec、LM356 では 12V/ μ sec 位である。

[3] 入力オフセット電圧

理想アンプでは入力電圧を 0V にすると出力電圧は 0V になる。しかし、実際のオペアンプでは、これが 0V にならない。これはオペアンプ内部の差動トランジスタの平衡が、完全にはとれていないことに起因する。逆に、出力電圧

を 0V にしようとする、入力の間にある程度の直流電圧が残る、これを入力オフセット電圧 (input offset voltage) という。普通は 数 mV 位である。

この誤差電圧を打ち消すために、補償回路を付加する。汎用のオペアンプには零調整 (offset null) 端子があるので、これに可変抵抗器を接続して、出力電圧を 0V に調整する。これを零調整、あるいはオフセット調整という。

入力オフセット電圧は、温度によってわずかながら変化し、その値は 数 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 位である。

[4] 入力バイアス電流 (input bias current)

オペアンプの入力端子に流れる直流電流である。 $\mu\text{A}741$ は入力段にバイポーラ接合トランジスタ (BJT: bipolar junction transistor) を使用している、約 80mA と比較的に大きなバイアス電流が流れる。一方、LM356 は入力段に電界効果トランジスタ (FET: field effect transistor) を使用しているために、30pA 位と小さな値となっている。

[5] 同相信号除去比

オペアンプの反転 (-) 入力と非反転 (+) 入力に同じ信号電圧を加えた場合、出力信号電圧は 0V でなければならない。しかし、実際のオペアンプでは、わずかながら出力信号電圧が現れる。この指標となるのが同相信号除去比 (CMRR: Common Mode Rejection Ratio) で、差動電圧利得と同相電圧利得の比で表す。通常、同相信号除去比はデシベル値で表す。

特に雑音電圧は同相で入力することが多いので、これを排除する能力を示すことになる。

[6] 電源電圧変動除去比

増幅回路においては、電源電圧が変動した場合、出力信号電圧は変化しないことが望ましい。この変化分の指標が電源電圧変動除去比である。電源電圧変動除去比 (PSRR: Power Supply Rejection Ratio, SVRR: Supply Voltage Rejection Ratio) は、電源電圧の 1V 変動に対して、出力信号電圧を 0V に保つための入力電圧の比で表す。通常、電源電圧変動除去比は dB 値 あるいは $\mu\text{V}/\text{V}$ で表す。電源電圧の変動には、電源電圧に含まれる雑音、リップルなども含む。したがって、これらの量がオペアンプにどのくらい影響するかを示す指標が電源電圧変動除去比である。

参考のために、理想アンプと汎用のオペアンプ $\mu\text{A}741$ および LM356 の特性の比較を表 1.1 に掲げておく。

表 1.1: 汎用オペアンプと理想アンプの性能比較

諸特性	$\mu\text{A}741$	LM356	理想アンプ
入力オフセット電圧 [mV]	1.0	3.0	0
入力バイアス電流	80mA	30pA	0
入力オフセット電流	80mA	30pA	0
電圧利得	200 000	200 000	無限大
入力インピーダンス [$\text{M}\Omega$]	2.0	10^6	無限大
出力インピーダンス [Ω]	75	75	0
スルーレート [$\text{V}/\mu\text{sec}$]	0.5	12	無限大
利得帯域幅積 [MHz]	1.0	5.0	無限大
同相信号除去比 [dB]	90	100	無限大

1.3 dB の単位について

dB (デシベル: decibel) は増幅器の利得やフィルタの減衰率を表すのに便利な単位である。また、SN 比 (信号対雑音の比) や、感度などを示す場合にも使われている。オペアンプの回路では、電圧モードで使用する人が多いので、電圧について説明する。たとえば、出力電圧 V_{out} と入力電圧 V_{in} の比は

$$20 \log \left(\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \right) \quad [\text{dB}]$$

と計算する。dB の主な値を暗記しておくとなることが多いので、表 1.2 に示す。負の dB は減衰を表す。

dB は log の値をとることから、比率の掛け算は dB の足し算、割り算は dB の引き算をすることになる。

たとえば、10 倍は 20dB であるから、100 倍 = 10×10 は 20dB + 20dB = 40dB となる。

dB で絶対値を表すこともあり、0dB をある値に決めると絶対値を示すことになる。

電圧の絶対表示デシベルとしては

$$0\text{dBV} = 1\text{V}$$

表 1.2: dB 表示と比率 (電圧)

電圧比	dB
1 倍	0dB
$\sqrt{2}$ 倍	3dB
2 倍	6dB
$\sqrt{10}$ 倍	10dB
10 倍	20dB
$\sqrt{100} \approx 10$ 倍	30dB
100 倍	40dB
$1/\sqrt{2}$ 倍	-3dB
0.5 倍	-6dB
$1/\sqrt{10}$ 倍	-10dB
1/10 倍	-20dB
$1/\sqrt{100} \approx 1/10$ 倍	-30dB
1/100 倍	-40dB

$$0\text{dB}\mu = 1\mu\text{V}$$

などがよく使用される。

たとえば, $6\text{dBV}=2\text{V}$, $20\text{dBV}=10\text{V}$, $-60\text{dBV}=1\text{mV}$ などと表示できる。

電力のデシベルは, 電圧の場合の半分となり,

$$10 \log \left(\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \right) \quad [\text{dB}]$$

で表される。

電力の絶対表示デシベルは

$$0\text{dBm} = 1\text{mW}$$

と表されている。この表記方法は計測器などでよく使用される。たとえば, $10\text{W} = 40\text{dBm}$ などと表示する。計測などに使用される発振器の出力インピーダンスは 50Ω が多い。したがって, 出力電力 0dBm に相当する電圧は

$$V = \sqrt{PR} = \sqrt{1 \times 10^{-3} \times 50} \approx 0.224\text{V}$$

となる。

このように, dB はよく使用されるので, その計算の方法を修得しておく必要がある。

dB と同様に, 周波数が 2 倍になることを oct (オクターブ), 10 倍になることを dec (ディケード) と言う。したがって 6dB/oct は周波数が 2 倍になると電圧が 2 倍 (あるいは電力が 4 倍) になることを示す。また, 20dB/dec は周波数が 10 倍になると電圧が 10 倍 (あるいは電力が 100 倍) になることを示す。

第2章 増幅回路

この章では、反転増幅回路と非反転増幅回路および電圧フォロワ回路について学ぶ。いずれも、オペアンプを使用した基本回路である。特に、ネガティブフィードバック (negative feedback: 負帰還) 回路の働きについて学ぶ。

この章で取り扱う反転増幅回路は、任意の増幅度を得るのに適している。非反転増幅回路は、増幅度を1倍以上に設定できて、入力インピーダンスを比較的に高くすることができる。電圧フォロワ回路は増幅度が1倍であるが、オペアンプの特徴を生かして、入力インピーダンスが高く、出力インピーダンスを低くすることができ、インピーダンス変換回路として用いられる。

2.1 反転増幅回路

反転増幅器 (inverting amplifier) は、出力電圧信号の極性が入力電圧信号の極性と反対になる。正弦波入力に対しては波形が反転し、位相が180度ずれたように見える。このことにより、逆相増幅器ともいう。

反転増幅回路は図2.1に示すように、いたって簡単な回路である。抵抗 R_{in} は入力抵抗、抵抗 R_f は帰還抵抗である。

増幅回路の回路方程式を考える場合、次に示すようなオペアンプの特性を考慮すると簡単になる。

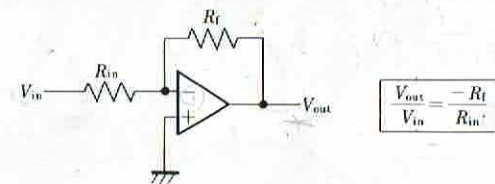


図2.1 反転増幅回路

1. オペアンプにフィードバック回路を設けると、出力電圧が有限であることから、逆に2つの入力端子間の電位差は、常に0Vになるように決定される。これをイマジナリショート (imaginary short: 仮想短絡) という。
2. オペアンプの入力インピーダンスは非常に大きく、オペアンプには電流が流入しない。

これらの仮定により、入力と出力の関係を求めてみる。まず、オペアンプの反転(-)入力の電圧は、オペアンプには電流が流れ込まないことから、入力電圧 V_{in} と出力電圧 V_{out} を入力抵抗の $1/R_{in}$ と帰還抵抗の $1/R_f$ とで重み平均したものになる。イマジナリショートの状態から、これは非反転(+)入力の電圧0Vに等しくならなければならない。つまり、

$$\frac{V_{in}}{R_{in}} + \frac{V_{out}}{R_f} = 0 \quad (2.1)$$

となる。これより、伝達関数 G は

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_f}{R_{in}} \quad (2.2)$$

となる。-符号は位相が反転していることを示している。

この回路の入力インピーダンスは抵抗 R_{in} に等しくなる。

2.2 非反転増幅回路

非反転増幅器 (noninverting amplifier) は、出力信号の極性が入力信号の極性と同じになる増幅器であり、正相増幅器ともいう。

反転増幅回路は図2-2のようになる。回路方程式は、反転増幅器の場合と同

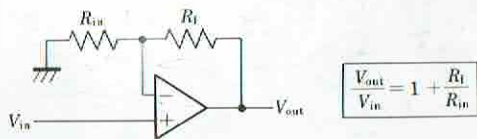


図2-2 非反転増幅回路

様の仮定をすると、イマジナリショートの状態より、反転(-)入力電圧は非反転(+)入力電圧 V_{in} に等しくなければならないから

$$\frac{V_{out}}{(R_{in} + R_f)} R_{in} = V_{in} \quad (2.3)$$

となる。これより、伝達関数 G は

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_f}{R_{in}} \quad (2.4)$$

となる。

この回路の入力インピーダンスは、オペアンプの入力インピーダンスに等しくなる。したがって、入力インピーダンスが高い増幅回路が実現できる。

2.3 電圧フォロワ回路

電圧フォロワ回路を図2-3に示す。この回路は、非反転増幅器の伝達関数の式(2.4)において、抵抗 R_{in} を無限大とし、抵抗 R_f を0Ωにして、増幅度を1倍(0dB)としたものである。出力信号電圧は、入力信号電圧に追従するだけとなる。しかし、オペアンプの特性により、入力インピーダンスが高く、出力インピーダンスが低い回路となる。

この回路を電圧フォロワ (voltage follower) 回路、または回路の特性からインピーダンス変換回路ともいう。この回路を使用することにより、前段の回路の状態を乱すことなく、後段の回路に信号を送ることができる。信号を取り扱う場合に、前置増幅器として用いるなど、たいへんに重宝な回路である。

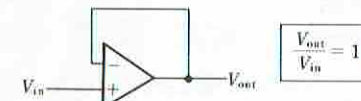


図2-3 電圧フォロワ回路

2.4 増幅回路の周波数特性

前述の反転増幅、非反転増幅および電圧フォロワの伝達関数の式は、ともに

周波数に依存していない。しかし、実際には影響を受ける。増幅度は伝達関数の絶対値であるから、増幅度 G より -3dB 下がった点の周波数 $f_{-3\text{dB}}$ は、GB 積より、

$$f_{-3\text{dB}} = \frac{\text{GB 積}}{G} \quad (2.5)$$

と求まる。この周波数を、折点周波数 (corner frequency)、または遮断周波数 (cutoff frequency) ともいう。

オペアンプの電圧増幅度は、折点周波数より高い周波数域において、約 -20dB/dec の傾きで減衰するから、周波数特性を含む伝達関数の近似式 $G(f)$ は

$$G(f) = \frac{G}{1 + j \frac{f}{f_{-3\text{dB}}}} \quad (2.6)$$

と表すことができる。ただし、 j は虚数を表す記号である。

また回路の増幅度は、伝達関数の式を見る限りにおいては、いくらでも大きくすることができる。しかし、これには限りがある。すなわち、出力信号電圧は電源電圧より大きくならない。そして、大振幅信号の場合はスルーレートの影響を受ける。

ここで、スルーレートと無ひずみ最大出力電圧について述べる。いま入力信号電圧が正弦波で、その時の理想な出力信号電圧が、

$$V_{\text{out}} = V_{\text{max}} \cdot \sin \omega t \quad (2.7)$$

と表される場合を考える。ただし、 ω は角周波数で $\omega = 2\pi f$ の関係がある。この出力波形の各時刻における傾きは、上式を微分して、

$$\frac{dV_{\text{out}}}{dt} = \omega \cdot V_{\text{max}} \cdot \cos \omega t \quad (2.8)$$

となる。したがって、出力信号電圧の変化が最大になる値は $\omega \cdot V_{\text{max}}$ であるから、この値がスルーレート以下であれば、出力信号電圧はひずむことがない。したがって、無ひずみのための条件は

$$SR > 2\pi f \cdot V_{\text{max}} \quad (2.9)$$

である。

これより、無ひずみ最大周波数は

$$f_{\text{max}} = \frac{SR}{2\pi \cdot V_{\text{max}}} \quad (2.10)$$

となる。

また、ある周波数 f における、無ひずみ最大出力信号電圧 V_{max} は

$$V_{\text{max}} = \frac{SR}{2\pi f} \quad (2.11)$$

となる。したがって、増幅回路を設計する場合には、取り扱う周波数におけるオペアンプの周波数特性に、十分注意を払う必要がある。

2.5 増幅回路の設計と製作

ここで、反転増幅回路、非反転増幅回路および電圧フォロワ回路を設計して、製作してみる。

[1] 反転増幅器

オペアンプ $\mu\text{A}741$ を使用して、増幅度を 40dB (100 倍) の反転増幅回路を設計、製作してみる。

反転増幅回路の伝達関数の式 (2.2) より、対数増幅度を求めると、

$$G = 20 \cdot \log\left(\frac{R_f}{R_{\text{in}}}\right) \quad [\text{dB}] \quad (2.12)$$

となる。これより、入力抵抗 R_{in} を $1\text{k}\Omega$ とすると、帰還抵抗 R_f は

$$R_f = 10^{\left(\frac{40}{20}\right)} \cdot 1\text{k}\Omega = 100\text{k}\Omega$$

と求まる。折点周波数 $f_{-3\text{dB}}$ は、 $\mu\text{A}741$ の GB 積が 1MHz であるから、

$$f_{-3\text{dB}} = \frac{1\text{MHz}}{100} = 10\text{kHz}$$

となる。

実際の反転増幅回路を図 2.4 に示す。実際の回路には、増幅度には直接に関係のない部品がある。この部品について述べる。

まず、抵抗 R_{GND} は入力バイアス電流による誤差の影響を小さくするため

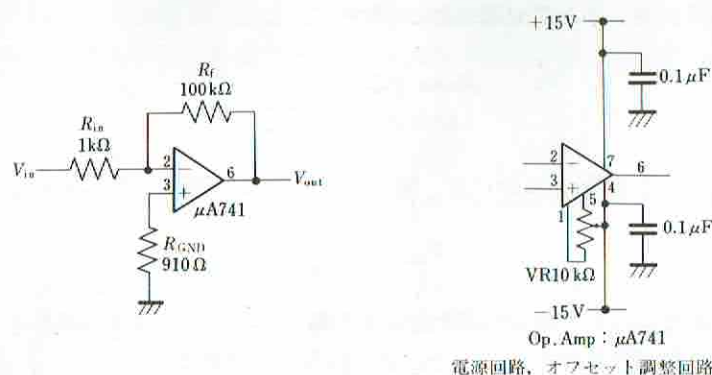


図2・4 反転増幅回路の製作例

に入れてある。抵抗 R_{GND} の値を

$$R_{GND} = \frac{R_{in} \cdot R_f}{R_{in} + R_f} \quad (2.13)$$

とすると、入力バイアス電流による誤差が最小になる。したがって、ここでは $R_{GND} = 990\Omega$ となる。

また可変抵抗 VR(10kΩ) は、オフセット調整用の抵抗である。これで、出力オフセット電圧を 0V に調整する。オフセット調整は、回路を組み立てた後に、つまり、回路に負帰還がかかっている状態で行う。入力電圧を 0V の状態にして(入力端子を共通端子(GND)に接続する)、出力電圧をオシロスコープまたはデジタル電圧計でモニターしながら、0V になるように可変抵抗器を調節する。出力オフセット電圧は、増幅度や、用いる抵抗の値によって異なる。出力オフセット電圧は、オフセット調整をすることにより、0V にすることができる。しかし、ある温度でオフセット調整を完全に行っても、入力オフセット電圧、入力オフセット電流は温度によって変化するから、出力電圧は変化する。

つぎに、電源ラインと共通端子(GND)間に接続されているコンデンサは、オペアンプの異常発振を防止するためのものである。通常 $0.1\mu F$ 位のセラミック・コンデンサをオペアンプに近い場所に接続する。

[2] 非反転増幅器

電圧増幅度が 20dB(10 倍)の非反転増幅器を設計する。非反転増幅回路の伝

達関数を表す式(2.4)より、対数増幅度を求めると、

$$G = 20 \cdot \log\left(1 + \frac{R_f}{R_{in}}\right) \quad [\text{dB}] \quad (2.14)$$

となる。これより、抵抗の値を決める。いま抵抗 R_{in} を $1k\Omega$ とすると、上式より抵抗 R_f は

$$R_f = \{10^{(\frac{20}{20})} - 1\} \cdot 1k\Omega = 9k\Omega$$

と求まる。この抵抗値にいちばん近い値を E-24 シリーズから選ぶと、 $9.1k\Omega$ がある。この抵抗値から回路の増幅度を計算すると 20.09dB(10.1 倍)で設計の仕様値と大きく違わない。このように、工学的センスからも部品を選ぶべきである。

なお、E-24 シリーズとは、1 から 10 までを等比級数的に等分割して得られた値の組で、抵抗やコンデンサの値として用いられる。つまり、この数列は初項 1、公比 $10^{1/24}$ の等比数列で、きりのよいところで、切上げ、切り捨てをしている。またこの数値は許容差が $\pm 5\%$ で重複もすきまもないように構成されている。表 2.1 に E-24 シリーズの数値を示す。

表 2.1: E-24 系列の数値

1.0	1.1	1.2	1.3	1.5	1.6
1.8	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0
3.3	3.6	3.9	4.3	4.7	5.1
5.6	6.2	6.8	7.5	8.2	9.1

実際の非反転増幅回路を図 2-5 に示す。普通は回路図には、電源部分およびオフセット調整などの回路は書かないことが多い。しかし、反転増幅器のところで述べたのと同様に注意して実装する。

[3] 電圧フォロワ

電圧フォロワ回路を図 2-6 に示す。抵抗 R はなくてもよいが回路の入力保護の役目を果たすので、数 10 ～ 数 $k\Omega$ を入れるとよい。

無ひずみ最大周波数は式(2.10)より、オペアンプ $\mu A741$ のスルーレートは $0.5V/\mu s$ であるから、

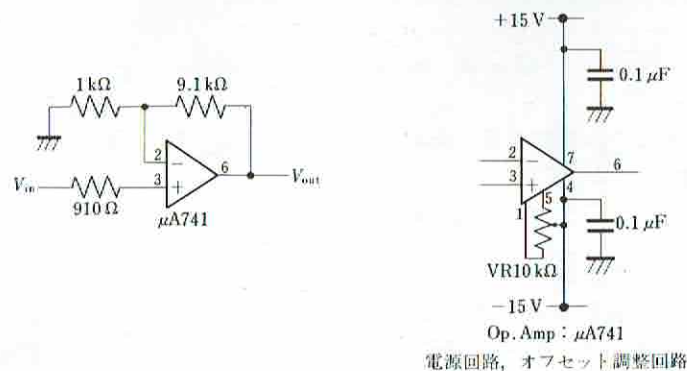


図2・5 非反転増幅回路の製作例

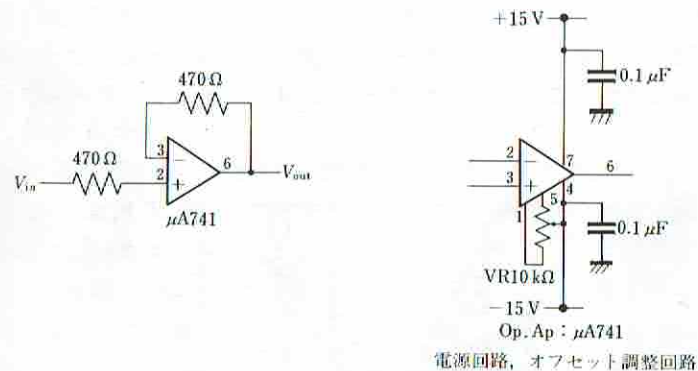


図2・6 電圧フォロワ回路の製作例

$$f_{\max} = \frac{SR}{\pi V_{pp}} = \frac{159.2}{V_{pp}} \quad [\text{kHz}]$$

となる。たとえば、4V_{pp}の振幅を得る上限の周波数は39.8kHzとなる。オペアンプ $\mu A741$ のGB積が1MHzであることを考えると、かなり下回った値となっている。このように、取り扱う信号の振幅が大きい場合は、スルーレートの値に注意を払わなければならない。

2.6 試作した増幅回路の性能測定

ここで、製作したそれぞれの増幅回路の性能の評価のために、課題を設定して、測定してみる。

● 実験課題

1. 反転および非反転増幅器を組み立てて、小信号入力増幅度を測定し、周波数特性を求める。測定結果から、折点周波数 $f_{-3\text{dB}}$ およびGB積を求め、カタログに記載されている数値と比較して検討する。
2. 電圧フォロワ回路を組み立てて、スルーレートを測定し、測定結果からカタログに記載されている数値と比較して検討する。

● 測定結果と検討

[1] 電圧増幅度 40dB の反転増幅器

製作した回路の周波数特性を図2・7に示す。増幅度が-3dB下がった周波数は9kHzの点で、カタログ値より推定した値より1kHz低くなっている。

つぎに、オシロスコープで観測した入出力特性を示す。図2・8は周波数1kHzの正弦波の入力に対する出力特性である。測定結果より周波数1kHzでは、40dBの電圧増幅度を得ていることがわかる。また、入力の波形が反転しているのがわかる。つまり、確かに反転増幅回路として、動作していることがわかる。

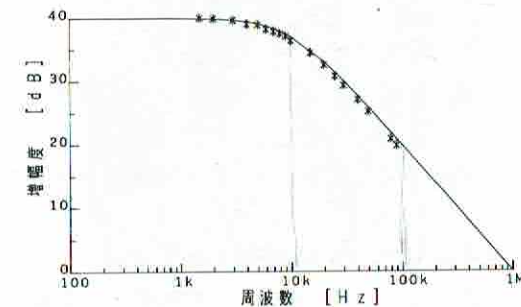


図2・7 製作した反転増幅器の周波数特性
電圧増幅度40dB

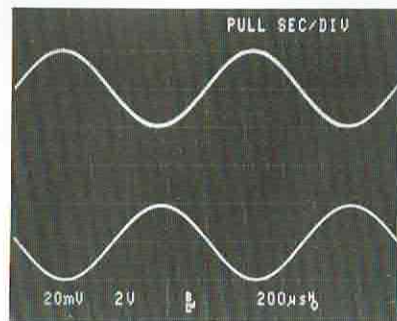


図2-8 周波数1kHzの正弦波の入力に対する出力特性
上側 入力信号電圧20mV/div
下側 出力信号電圧
時間軸200μsec/div

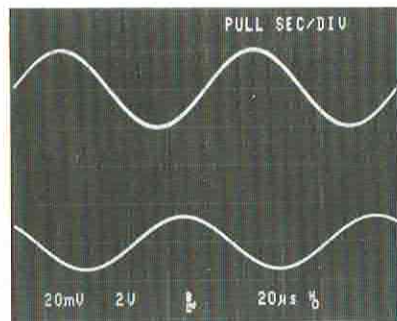


図2-9 周波数10kHzの正弦波の入力に対する出力特性
上側 入力信号電圧20mV/div
下側 出力信号電圧
時間軸20μsec/div

図2-9は周波数10kHzの正弦波の入力に対する出力特性である。測定結果より周波数10kHzでは、電圧増幅度が36dBである。つまり、仕様の電圧増幅度を得ていないことがわかる。また、出力の波形の位相が遅れているのもわかる。

[2] 電圧増幅度 20dB の非反転増幅器

製作した回路の周波数特性を図2-10示す。増幅度が-3dB下がった周波数は87kHzの近辺である。カタログ値より計算した値は100kHzであるから、やや低くなっている。

つぎに、オシロスコープで観測した入出力特性を示す。図2-11は周波数10kHzの正弦波の入力に対する出力特性である。測定結果より、周波数10kHzでは20dBの電圧増幅度を得ていることがわかる。また、入力と出力の波形が同相であるのがわかる。

図2-12は周波数100kHzの正弦波の入力に対する出力特性である。測定結果より周波数100kHzでは、電圧増幅度が16dBである。つまり、仕様の電圧増幅度を得ていないことがわかる。また、出力の波形の位相が遅れているのもわかる。

反転、非反転増幅器の特性より、使用のオペアンプは-20dB/decの周波数特性を持つことがわかる。

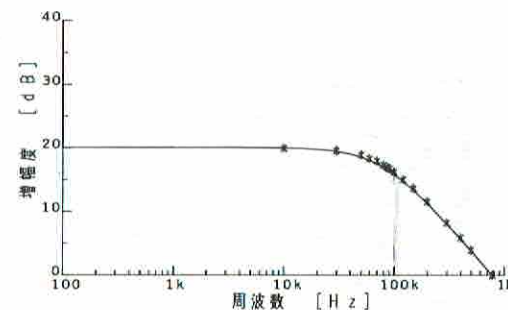


図2-10 製作した非反転増幅器の周波数特性
電圧増幅度20dB

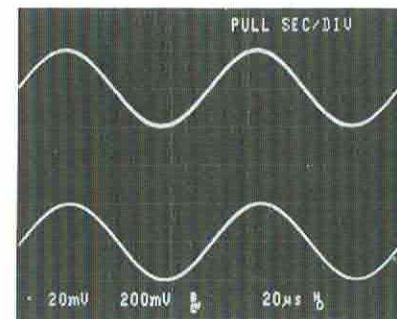


図2-11 周波数10kHzの正弦波の入力に対する出力特性
上側 入力信号電圧20mV/div
下側 出力信号電圧
時間軸20μsec/div

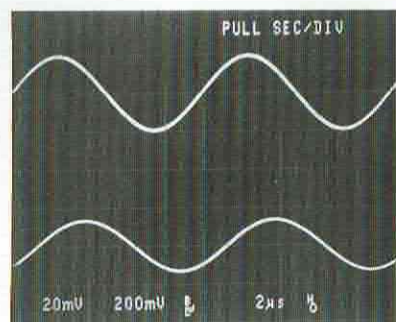


図2-12 周波数100kHzの正弦波の入力に対する出力特性

上側 入力信号電圧20mV/div

下側 出力信号電圧

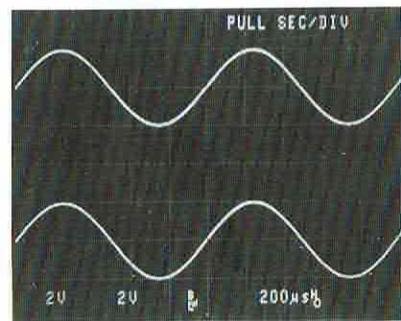
時間軸2μsec/div

〔3〕 電圧フォロワ回路

スルーレートの影響をオシロスコープで観測してみる。

図2-13は4V_{pp}の正弦波の入力に対する出力特性である。測定結果より周波数1kHzでは、出力波形にはスルーレートによる遅れはない。また、入力と出力の波形が同相であるのがわかる。

図2-14はスルーレートの影響が表れている入出力特性である。測定結果より周波数57kHzでは、スルーレートの影響が明らかに表れている。また、出力の波形の位相が遅れているのもわかる。

図2-13 電圧フォロワ回路 4V_{pp}の正弦波の入力に対する出力特性

上側 入力信号電圧2mV/div

下側 出力信号電圧

時間軸200μsec/div

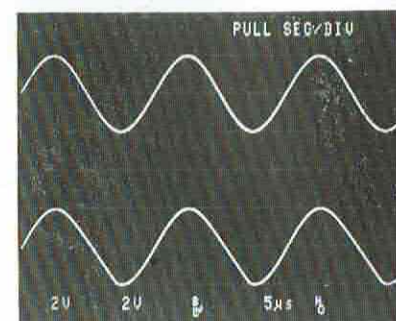
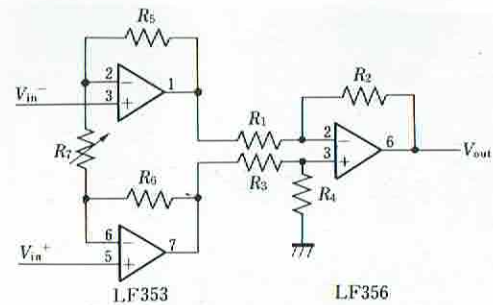


図2-14 スルーレートの影響が表れている入出力特性

上側 入力信号電圧2mV/div

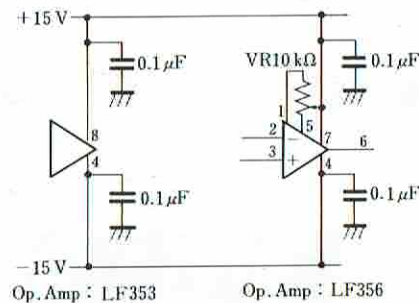
下側 出力信号電圧

時間軸5μsec/div



$R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 10 \text{ k}\Omega$, $V_R = +100 \text{ V}$

$$V_{out} = \left(1 + \frac{2R}{R_7}\right) (V_{in+} - V_{in-})$$



電源回路、オフセット調整回路

図3・8 計装用増幅回路の製作例

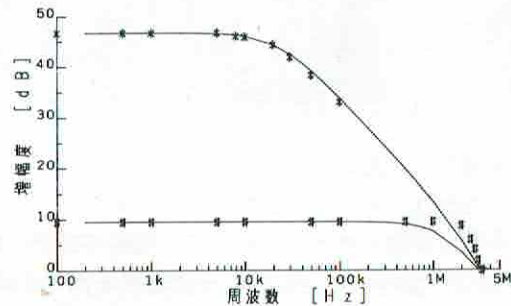


図3・9 製作した計装用増幅回路の周波数特性
利得大と利得小の場合

第4章 微分回路と積分回路

微分回路と積分回路は時間応答の演算を行う場合の基本回路である。これらを利用して、信号波形の変換を自由に行うことができる。もともと、オペアンプ(演算増幅器)と呼ばれたのは、このような演算ができることに由来している。この章では、微分回路と積分回路について学び、回路を設計製作して特性の測定を行う。

4.1 微分回路

微分器(differentiator)は、入力信号の時間微分に比例した出力信号を得ることができる。理想アンプを用いた微分回路を図4・1に示す。回路方程式は、反転増幅回路の場合と同様に考えて、イマジナリショートの状態より、

$$j\omega C V_{in} + \frac{1}{R} V_{out} = 0 \quad (4.1)$$

となる。これより、周波数領域の出力電圧 $V_{out}(j\omega)$ は

$$V_{out}(j\omega) = -j\omega R C V_{in}(j\omega) \quad (4.2)$$

となる。-符号は入力電圧の信号が出力電圧に対して反転していることを示し

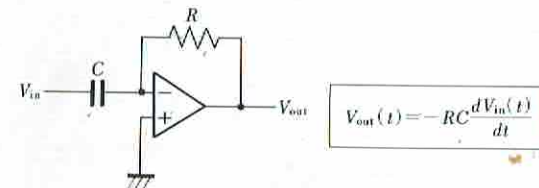


図4・1 微分回路

ている。また、 j は虚数を表す記号であり、 ω は角周波数 $\omega = 2\pi f$ である。

$j\omega$ はラプラス変換の s に等しい。したがって、これは微分を表す。これにより、時間領域での出力電圧 $V_{out}(t)$ は

$$V_{out}(t) = -RC \frac{dV_{in}(t)}{dt} \quad (4.3)$$

となる。したがって、回路は微分の演算をすることがわかる。

この回路は、高い周波数域においては、コンデンサ結合の交流増幅器とみなされる。コンデンサ C のインピーダンスが帰還抵抗 R と等しくなる所で、増幅度は1倍 (0dB) となる。その周波数は式 (4.2) より、

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}] \quad (4.4)$$

である。入力信号の周波数が2倍になれば、コンデンサのインピーダンスは1/2倍となるから、出力電圧は2倍になる。すなわち、6dB/oct の特性をもつ回路となる。

しかし、実際のオペアンプでは、利得帯域幅積 (GB 積) の制限がある。その周波数特性は -6dB/oct であるから、微分回路の周波数特性と交差するところがある。そうすると回路の状態が不安定となり、発振のおそれがある。そこで、コンデンサに直列に抵抗 R_{in} を接続して、高い周波数域でコンデンサのインピーダンスが低下しても、回路の利得が高くないようにする。

実際の微分回路を図4-2に示す。実際の回路から伝達関数 $H(j\omega)$ を求める。回路方程式は、前述と同様に考えて、

$$\left. \begin{aligned} -\frac{V_{in}}{R_{in}} + \left(\frac{1}{R_{in}} + j\omega C \right) V' &= 0 \\ j\omega C V' + \frac{V_{out}}{R} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

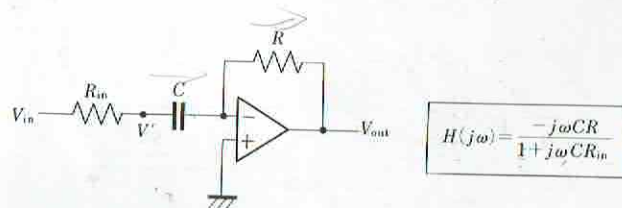


図4-2 実際の微分回路

これより、伝達関数 $H(j\omega)$ は

$$H(j\omega) = -\frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR_{in}} \quad (4.6)$$

となる。この式から、微分器としての機能を発揮するには

$$1 \gg \omega CR_{in}$$

の条件が必要であることがわかる。すなわち、周波数が低い領域では微分器として働き、伝達関数は

$$H(j\omega) = -j\omega CR \quad (1 \gg j\omega CR_{in}) \quad (4.7)$$

となる。周波数が高い領域では、交流増幅器として働き、伝達関数は

$$H(j\omega) = -\frac{R}{R_{in}} \quad (1 \ll j\omega CR_{in}) \quad (4.8)$$

である。

微分回路の周波数特性を図4-3に示す。入力抵抗 R_{in} により、いくらコンデンサ C のインピーダンスが低下しても、回路の増幅度は R/R_{in} 以上にはならない。このときの周波数は

$$f_2 = \frac{1}{2\pi CR_{in}} \quad [\text{Hz}] \quad (4.9)$$

である。つまり、微分器として働くのは周波数 f_2 までで、それ以後は交流増幅器として働き、高い周波数領域ではオペアンプの利得帯域幅積 (GB 積) の制

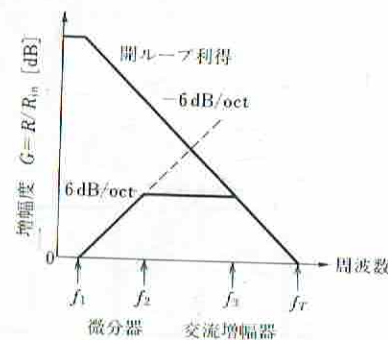


図4-3 微分回路の周波数特性

限をうける。

つぎに、時間領域における微分器の波形応答を述べる。

[1] 正弦波の入力の場合

正弦波 $\sin(\omega t)$ を入力した場合を考える。出力電圧は式 (4.3) より

$$\begin{aligned} V_{\text{out}} &= -RC \frac{d \sin \omega t}{dt} \\ &= -\omega \cdot RC \cdot \cos \omega t \end{aligned} \quad (4.10)$$

と求まり、正弦波を余弦波に変換できる。

[2] 三角波の入力の場合

周期 $T = T_1 + T_2$ で、最大値が V_{max} の三角波を考える。図 4-4 に示す三角波の入力の場合、期間 T_1 のとき、三角波の電圧 V は

$$V = V_{\text{max}} - \frac{2V_{\text{max}}}{T_1} t$$

である。したがって、

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{2V_{\text{max}}}{T_1}$$

ゆえに、出力電圧 $V_{\text{out}}(t_1)$ は

$$V_{\text{out}}(t_1) = RC \frac{2V_{\text{max}}}{T_1} \quad (4.11)$$

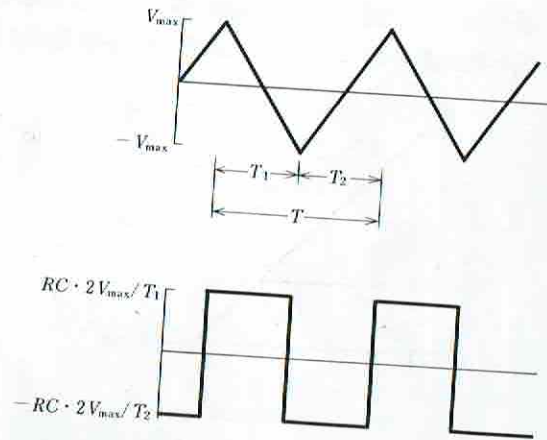


図 4-4 三角波の微分

となる。

期間 T_2 のとき、三角波の電圧 V は

$$V = -V_{\text{max}} + \frac{2V_{\text{max}}}{T_2} t$$

である。したがって、出力電圧 $V_{\text{out}}(t_2)$ は

$$V_{\text{out}}(t_2) = -RC \frac{2V_{\text{max}}}{T_2} \quad (4.12)$$

となる。したがって、三角波を方形波に変換できる。

4.2 微分回路の設計と製作および測定結果

微分回路の回路定数を入力抵抗 $R_{\text{in}} = 100\Omega$ 、帰還抵抗 $R = 10\text{k}\Omega$ 、コンデンサ $C = 0.1\mu\text{F}$ とする。この回路の増幅度が 1 倍 (0dB) になる周波数は式 (4.4) より、 $f_1 = 160\text{Hz}$ と求まる。また微分回路として働く周波数の上限は式 (4.9) より、 $f_2 = 16\text{kHz}$ と求められる。その時の増幅度は式 (4.8) より、100 倍 = 40dB となる。

図 4-5 に試作した回路と部品定数を示す。

まず、回路の周波数特性を測定してみる。結果を図 4-6 に示す。図より微分回路として働く周波数の範囲が読み取れる。これは先に、計算した結果とほぼ一致する。

つぎに、信号波形を微分演算してみる。測定は信号発生器の信号を微分回路に入力して、その入力信号電圧と出力信号電圧をアナライジング・レコーダで

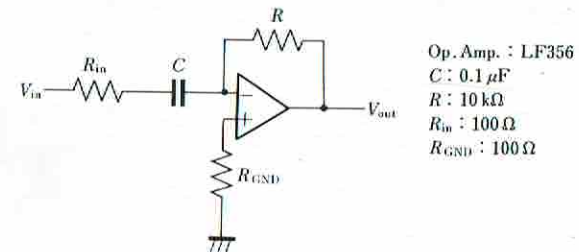


図 4-5 微分回路の製作例

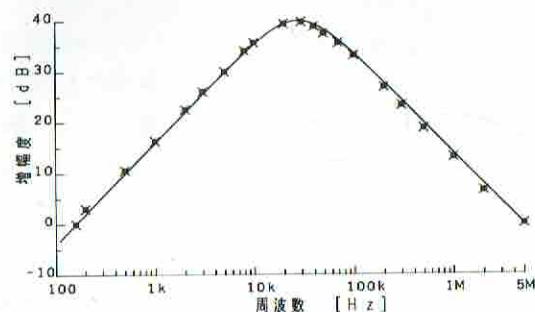


図4・6 製作した微分回路の周波数特性の測定結果

読み取り記録する。アナライジング・レコーダの分解能は 12bit で、サンプリング周期は $20\mu\text{sec}$ である。

〔1〕 正弦波入力の場合の入出力特性

正弦波入力の場合の出力電圧は式 (4.10) より求めることができ、周波数が 500Hz の場合には、入力電圧が $V_{\text{in}} = \pm 1\text{V}$ のときは、

$$V_{\text{out}} \approx \mp 3.142 \cdot \cos(3142t)$$

となる。

図 4.7 に正弦波入力の入出力特性を示す。入力信号電圧が $\pm 1\text{V}$ のとき、出力信号電圧は $\pm 3.4\text{V}$ を得た。時間周期を見ると、時間が $t = 1\text{msec}$ のとき、入力信号電圧は 0V で出力信号電圧は $+3.4\text{V}$ を得ている。また、時間が $t = 2\text{msec}$ のとき、入力信号電圧は 0V で出力信号電圧は -3.4V となっていて、確かに、正弦波の入力に対して余弦波の出力を得ている。ただ、最大値の値が少し計算値と違っているのが気になるが、これは回路の抵抗やコンデンサに精度が $\pm 5\%$

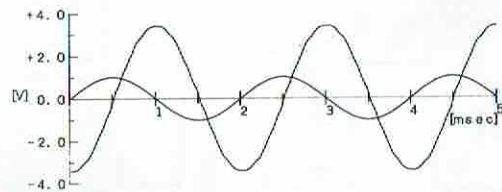


図4・7 微分回路の入出力電圧特性の測定（正弦波入力）

のものを使用しているためである。このような回路には、精度の良い部品を使用すべきである。

また、入力の正弦波がきれいな曲線になっているのに、出力の余弦波の曲線はなめらかになっていない。これは信号源に用いた発振器の波形が合成されてきているので、微分回路を通過することにより、時間変化部分が強調されたためである。

〔2〕 三角波入力の場合

三角波入力の場合の出力電圧は方形波となり、式 (4.11) と式 (4.12) で求まる。入力電圧が $V_{\text{in}} = \pm 1\text{V}$ で周波数が 500Hz の三角波の場合には、 $\pm 2\text{V}$ の方形波出力を得る。

正弦波の場合と同様に測定する。図 4-8 に三角波入力の入出力特性を示す。いま、周波数が 500Hz であるから、周期 T_1, T_2 は 1msec となり、方形波の出力電圧は $\pm 2\text{V}$ となるはずである。しかし、前述のように、回路の時定数が設計値と少し異なるために、出力電圧の最大値は $\pm 2.2\text{V}$ となっている。

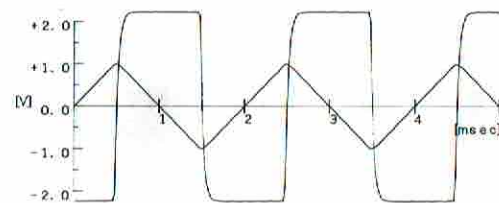


図4・8 微分回路の入出力電圧特性の測定（三角波入力）

4.3 積分回路

積分器 (integrator) は、入力信号の時間積分に比例した出力信号を得ることができる。積分は微分の反対の演算をする。回路も同じで微分回路の抵抗 R とコンデンサ C を入れ替える。理想アンプを用いた積分回路を図 4-9 に示す。周波数領域の出力電圧 V_{out} は、微分回路と同様に考えて、

$$V_{\text{out}}(j\omega) = -\frac{1}{j\omega CR} V_{\text{in}}(j\omega) \quad (4.13)$$

となる。 $-1/j\omega$ はラプラス変換の $1/s$ に等しく、これは積分を表す。これより、

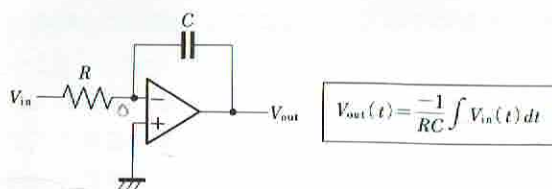


図4・9 積分回路

時間領域での出力電圧 $V_{out}(t)$ は

$$V_{out}(t) = -\frac{1}{CR} \int V_{in}(j\omega) dt \quad (4.14)$$

となる。入力信号の周波数が2倍になれば、コンデンサ C のインピーダンスは $1/2$ 倍となる。帰還回路にコンデンサがあるので、出力電圧は $1/2$ 倍になる。すなわち、 -6dB/oct の特性をもつ。オペアンプの開ループ利得を A_v とすれば、コンデンサのインピーダンスと抵抗との比が開ループ利得と等しくなる周波数 f_1 は

$$f_1 = \frac{1}{2\pi A_v CR} \quad [\text{Hz}] \quad (4.15)$$

である。この周波数から -6dB/oct の傾きで増幅度が下がる。そして、コンデンサのインピーダンスが抵抗と等しくなるところで、増幅度は1倍 (0dB) となる。そのときの周波数を f_3 とすると、

$$f_3 = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}] \quad (4.16)$$

である。

実際の積分回路を図4-10に示す。実際の積分回路では、周波数 f_1 以下のと

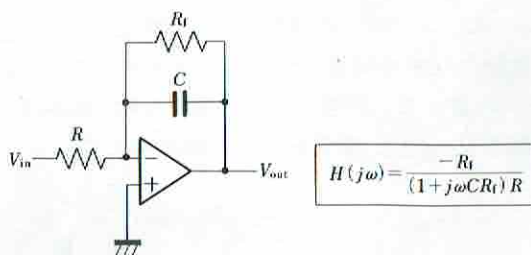


図4・10 実際の積分回路

ころでは開ループの状態のようになり、回路が不安定となるから、コンデンサ C に並列に帰還抵抗 R_f を接続して、低い周波数域における増幅度を制限する。回路の方程式は

$$\frac{1}{R} V_{in} = -\left(\frac{1}{R_f} + j\omega C\right) V_{out}$$

であるから、伝達関数 $H(j\omega)$ を求めると、

$$H(j\omega) = -\frac{R_f}{(1 + j\omega CR_f)R} \quad (4.17)$$

となる。この式から、積分器として働くときの伝達関数は

$$H(j\omega) = -\frac{1}{j\omega CR} \quad (1 \ll j\omega CR_f) \quad (4.18)$$

となり、増幅器として働くときの伝達関数は

$$H(j\omega) = -\frac{R_f}{R} \quad (1 \gg j\omega CR_f) \quad (4.19)$$

となる。積分回路の周波数特性を図4-11に示す。積分器として制限される周波数 f_2 は

$$f_2 = \frac{1}{2\pi CR_f} \quad [\text{Hz}] \quad (4.20)$$

である。つまり、積分器として動作するのは周波数 f_2 ままで、周波数 f_2 より低い周波数域では増幅度が R_f/R の増幅器として働く。

つぎに、時間領域における積分器の波形応答を述べる。

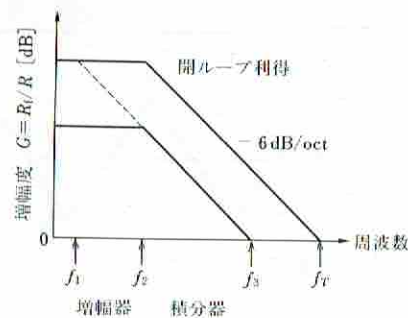


図4・11 実際の積分回路の周波数特性

[1] 正弦波入力の場合

正弦波 $\sin(\omega t)$ が入力した場合を考える。出力電圧は式 (4.14) より

$$\begin{aligned} V_{\text{out}}(t) &= -\frac{1}{RC} \int \sin \omega t dt \\ &= \frac{1}{RC} \frac{1}{\omega} \cos \omega t + c \end{aligned} \quad (4.21)$$

となる。ただし、 c は積分定数で直流分を表す。したがって、正弦波を余弦波に変換できる。

[2] 方形波の入力の場合

図 4.12 に示す周期 $T = T_1 + T_2$ 、最大値が $\pm V$ の方形波を考える。期間 T_1 のとき、方形波の電圧 V は $+V$ の一定値であるから、出力電圧 $V_{\text{out}}(t_1)$ は

$$V_{\text{out}}(t_1) = -\frac{1}{CR} Vt \quad (4.22)$$

となる。

同様に、期間 T_2 のとき、方形波の電圧 V は $-V$ の一定値であるから、出力電圧 $V_{\text{out}}(t_2)$ は

$$V_{\text{out}}(t_2) = +\frac{1}{CR} Vt \quad (4.23)$$

となる。つまり、方形波を三角波に変換できる。

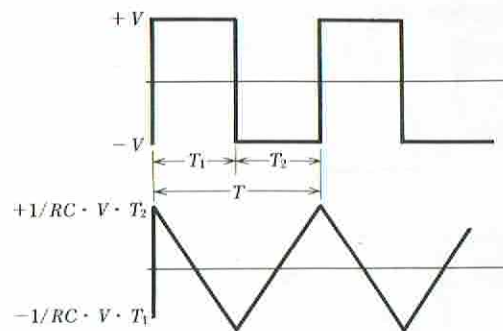


図 4.12 方形波の積分

4.4 積分回路の設計と製作および測定結果

積分回路の回路定数を入力抵抗 $R = 10\text{k}\Omega$ 、帰還抵抗 $R_f = 1\text{M}\Omega$ 、コンデンサ $C = 0.1\mu\text{F}$ とする。この回路が積分器として動作する周波数の下限は、式 (4.20) より $f_2 = 1.6\text{Hz}$ と求まる。また、増幅度が 1 倍 (0dB) となる周波数は、式 (4.16) より $f_3 = 160\text{Hz}$ と求まる。低い周波数域の増幅度は、式 (4.19) より 40dB となる。

図 4.13 に試作した回路と部品定数を示す。

測定は微分回路の場合と同様に行う。回路の周波数特性を図 4.14 に示す。図より積分回路として働く周波数の範囲が読み取れる。これは先に、計算した結果とほぼ一致する。

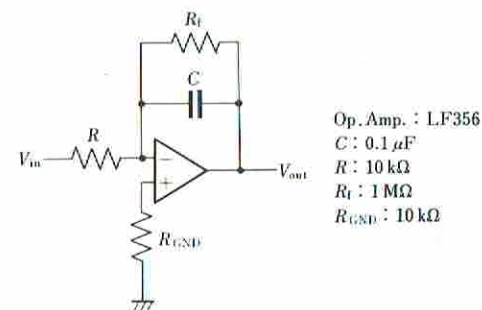


図 4.13 積分回路の製作例

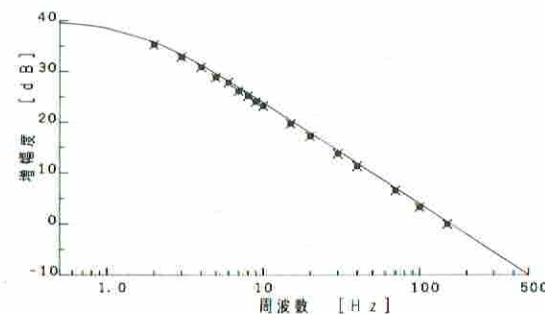


図 4.14 製作した積分回路の周波数特性の測定結果

つぎに、信号波形を積分演算してみる。アナライジング・レコーダのサンプリング周期は $50\mu\text{sec}$ で記録した。

〔1〕 正弦波入力の場合の入出力特性

正弦波入力の場合の出力電圧は直流分を取り除くと、抵抗が $R = 10\text{k}\Omega$ およびコンデンサが $C = 0.1\mu\text{F}$ のとき、周波数が $f = 100\text{Hz}$ の場合では、入力電圧が $V_{\text{in}} = \pm 1\text{V}$ のときは、式 (4.21) より、

$$V_{\text{out}} \approx \pm 1.592 \cos(628.3t)$$

となる。

測定結果を図 4-15 に示す。入力信号電圧が $\pm 1\text{V}$ の正弦波の場合には、出力信号電圧は $\pm 1.5\text{V}$ の余弦波を得た。時間周期を見ると、時間が $t = 2.5\text{msec}$ のとき、入力信号電圧は 1V で出力信号電圧は 0V を得ている。また、時間が $t = 5\text{msec}$ のとき、入力信号電圧は 0V で出力信号電圧は -1.5V となっている。確かに、正弦波の入力に対して余弦波の出力を得ている。

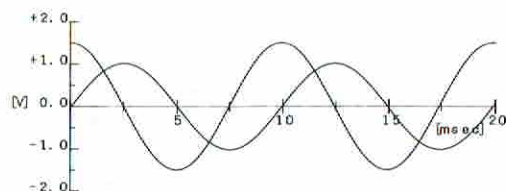


図 4-15 積分回路の入出力電圧特性の測定（正弦波入力の場合）

〔2〕 方形波入力の場合

方形波入力の場合の出力電圧は、周波数が $f = 100\text{Hz}$ で、入力電圧が $V_{\text{in}} = \pm 1\text{V}$ の方形波の場合を測定する。積分時間 T_1 の期間では、出力電圧は式 (4.22) より

$$V_{\text{out}}(t_1) = -10^3 \cdot 1 \cdot t$$

で、積分時間 T_2 の期間では、出力電圧は式 (4.23) より

$$V_{\text{out}}(t_2) = -10^3 \cdot (-1) \cdot t$$

となり、時間と共に出力電圧は変化して三角波となる。この場合の出力電圧は、 0V から変化して -5V となる。図 4-16 に測定結果を示す。測定では、直流分

を取り除くために交流的に測定をしたので、出力電圧の最大値は $\pm 2.5\text{V}$ となっている。

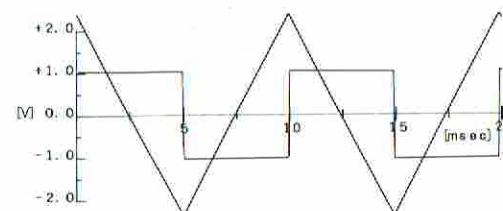


図 4-16 積分回路の入出力電圧特性の測定（方形波入力の場合）