

## オペアンプによる回路設計

### 1. 理想増幅器としてのオペアンプ

増幅器を含めた全ての回路は、前段の回路から情報を受け取り、情報変換した後、後段の回路に情報を伝える情報変換、伝達装置ということが出来る。

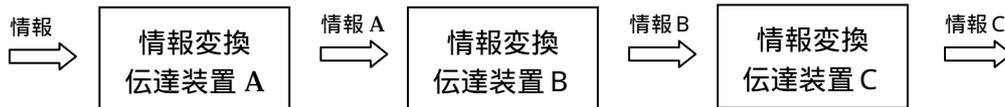


図1 情報変換・伝達装置としての回路システム

前段の回路から後段の回路に情報伝達する基本方式としては、次の3方式がある。

- 電力伝達
- 電流伝達
- 電圧伝達

情報伝達において、最もエネルギー損失の少ない方式は電圧伝達であり、オペアンプは電圧伝達において最も理想的な条件を与える。

出力インピーダンス  $Z_o$  と出力電圧  $V_o$  を持つ回路から、入力インピーダンス  $Z_i$  を持つ回路に電圧が伝達される場合、伝達される入力電圧  $V_i$  は次式で与えられる。

$$V_i = V_o \frac{Z_i}{Z_o + Z_i} \dots\dots(1)$$

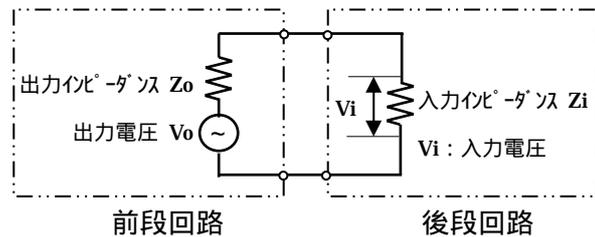


図2 電圧伝達における入出力インピーダンス

出力インピーダンス  $Z_o$  を一定とし、入力インピーダンス  $Z_i$  を変え、電圧の最大伝達条件を求めると、

$$\frac{\partial V_i}{\partial Z_i} = 0$$

であるので

$$Z_i = 0$$

また、 $Z_i$  を一定として、 $Z_o$  を変えると、電圧の最大伝達条件は

$$\frac{\partial V_i}{\partial Z_o} = 0$$

であるので

$$Z_o = \infty$$

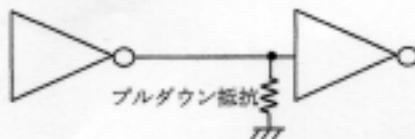
となる。

すなわち、電圧の最大伝達条件は、次の2項である。

- (1) 入力インピーダンスが無限大( $Z_i \rightarrow \infty$ )
- (2) 出力インピーダンスが零 ( $Z_o \rightarrow 0$ )

注 意

$Z_i \rightarrow \infty$ であれば、情報伝達において電流が全く流れないため、エネルギーが全く使われないことになるが、情報理論によると、情報伝送量に従ってエントロピーを減少させるため、エネルギーが必要であり、上記の条件はあくまでも、上記の理論内での条件でしかない。実際、抵抗値を大きくすれば、それによる熱雑音が増加するし、また、外来ノイズによるノイズ誘導も大きくなる。デジタル IC の入出力インピーダンスは条件(1),(2)に近い状態が与えられているが、外来ノイズや他の高速信号からの誘導を低減する為、入力端近傍にプルダウン抵抗を設け、入力インピーダンスを下げるのが良く行われている。



次に、増幅器に限定して、議論を進める。まずは、帰還増幅器の原理に基づき議論を進める。帰還増幅器の原理図は図3で示され、帰還のない場合の増幅度は

$$G = \frac{V_o}{V_i}$$

帰還度は

$$\beta = \frac{V_f}{V_o}$$

帰還増幅度は

$$G_f = \frac{V_o}{V} = \frac{V_o}{V_i + V_f} = \frac{1}{1/G + \beta} \dots\dots(2)$$

$G \rightarrow \infty$ であるとする

$$G_f = \frac{1}{\beta}$$

となる。すなわち、 $G \rightarrow \infty$ では帰還増幅器の増幅度は帰還度のみにより決まる。後で分かる

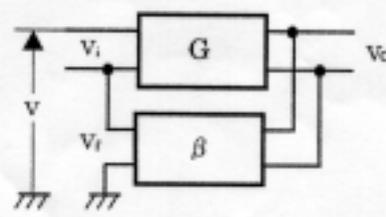


図3 帰還増幅器の原理図

ことになるが、オペアンプの理論上、非常に重要な結論である。

次に、差動増幅器について理論展開する。(+) 端子(非反転入力端子)の入力電圧を  $V_{i+}$ 、(-) 端子(反転入力端子)の入力電圧を  $V_{i-}$  とし、増幅器の開ループ利得を  $G$  とすると、出力電圧は次式で与えられる。

$$V_o = G(V_{i+} - V_{i-}) \dots\dots\dots(3)$$

増幅器を帰還増幅器として用いる場合、最も簡単な図 4 の構成を考える。この場合

$$V_{i-} = V_o$$

であるので

$$V_o = V_{i+} \frac{G}{1+G} \dots\dots\dots(4)$$

$G \rightarrow \infty$  であるとする

$$V_o = V_{i+}$$

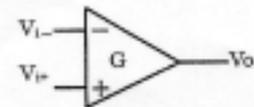


図 4 差動増幅器

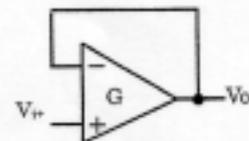


図 5 利得 1 の帰還増幅器

となる。すなわち、図 5 の回路は高い入力インピーダンスと低い出力インピーダンスを持つバッファとしての機能を有する。この回路を一般には電圧フォロワ回路と言う。この回路の最も一般的な応用例としては、図 6 に示す、電源の中接点回路がある。すなわち、電池等の単電源により、中点電位としてコモンラインを形成することにより、オペアンプ等の正、負電源を供給する。

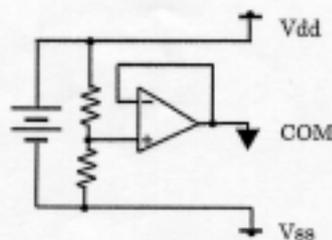


図 6 正、負電源回路

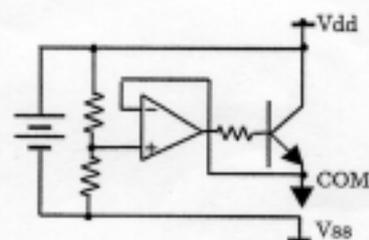


図 7 トランジスタによる電流容量アップ

次に帰還量を変える為、図 8 の構成を考える。

(1) (2)の条件、すなわち、 $Z_i \rightarrow \infty$ 、 $Z_o \rightarrow 0$  であるとする、

$$V_{i-} = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

であるので、

$$V_o = V_{i+} \frac{1}{\frac{1}{G} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \dots\dots\dots(5)$$

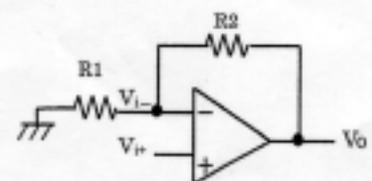


図 8 オペアンプによる帰還増幅器

$G \rightarrow \infty$ であるとする、

$$V_o = V_{is} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad \dots\dots\dots(6)$$

となる。すなわち、増幅器の入出力特性は外付け抵抗  $R_1, R_2$  の値のみにより決まり、回路設計が非常に容易になる。また、(6)式より  $V_o$  の項を消去すると、

$$V_{is} = V_{is} \quad \dots\dots\dots(7)$$

となり、正、負の入力端電圧は等しくなる。これをイマジナリショート(仮想短絡)と言う。オペアンプ回路を設計した場合、オペアンプ内部の特性により、必ずしも設計どおりの性能が出ない場合が多いが、(7)式がどの程度、成立しているかをチェックすることは非常に重要である。

次に(6)式において、抵抗許容値によるばらつきや抵抗の温度依存性により、抵抗値  $R_1, R_2$  にずれ  $dR_1, dR_2$  が生じている場合の出力電圧  $V_o$  への影響は、次式で表すことが出来る。

$$\begin{aligned} dV_o &= \frac{\partial V_o}{\partial R_1} dR_1 + \frac{\partial V_o}{\partial R_2} dR_2 \\ &= V_{is} \left( \frac{1}{R_1} dR_2 - \frac{R_2}{R_1^2} dR_1 \right) \quad \dots\dots\dots(8) \end{aligned}$$

抵抗の温度係数  $\frac{\partial R_1}{\partial T} \frac{1}{R_1}, \frac{\partial R_2}{\partial T} \frac{1}{R_2}$  による影響を表すと、

$$dR_1 = \frac{\partial R_1}{\partial T} dT, dR_2 = \frac{\partial R_2}{\partial T} dT$$

であるので

$$dV_o = V_{is} \left( \frac{1}{R_1} \frac{\partial R_2}{\partial T} - \frac{R_2}{R_1^2} \frac{\partial R_1}{\partial T} \right) dT \quad \dots\dots\dots(9)$$

となる。

出力電圧  $V_o$  に対する影響を最小にするには、条件  $dV_o=0$  であるので、(8)式より、

$$\frac{dR_1}{R_1} = \frac{dR_2}{R_2} \quad \dots\dots\dots(10)$$

となる。すなわち、抵抗のずれの比が等しければ、抵抗値にずれがあっても、出力電圧には影響しない。また、各抵抗の許容値が大きくても、相対許容値が小さい抵抗の組を用いれば出力電圧への影響を小さく抑えることが出来る。

また、(9)式により、同様の展開をすると、

$$\frac{(\partial R_1/\partial T)}{R_1} = \frac{(\partial R_2/\partial T)}{R_2} \dots\dots\dots(11)$$

すなわち、2つの抵抗の温度係数が等しいと、出力電圧  $V_o$  への影響はない。

以上の議論はオペアンプに理想的な3条件が与えられた場合であり、もし、以上の三つの条件がないとすると、回路の入出力特性は

$$V_o = V_{i+} \frac{Z_{i+}}{Z_o + Z_{i+}} \frac{1}{\frac{1}{G} + \frac{R_1 + Z_o}{R_1 + Z_o + \frac{R_2 Z_{i-}}{R_2 + Z_{i-}}}} \dots\dots\dots(12)$$

となり、非常に難しい式になってしまう。回路の温度依存性を表す式も(9)式より複雑になる。

よって、次の3項を理想増幅器としてのオペアンプの基本条件と言う。

- (1) 入力インピーダンスが無限大 ( $Z_i \rightarrow \infty$ )
- (2) 出力インピーダンスが零 ( $Z_o \rightarrow 0$ )
- (3) (差動)増幅度が無限大 ( $G \rightarrow \infty$ )

## 2. オペアンプによる基本回路

オペアンプによる基本回路としては、図5の電圧フォロワ回路、そして、非反転増幅回路と呼ぶ図8の回路を既に示したが、他には、反転増幅回路と加算回路がある。

まず、反転増幅回路であるが、この基本回路を図9に示す。

入出力電圧は

$$V_o = -GV_{i-} \quad (V_{i+} = 0)$$

$$V_{i-} = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_i \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

であるので、

$$V_o = -V_i \frac{R_2}{\frac{R_1 + R_2}{G} + R_1} \dots\dots\dots(13)$$

$G \rightarrow \infty$ であるとすれば、

$$V_o = -V_i \frac{R_2}{R_1} \dots\dots\dots(14)$$

となる。

また、 $Z_i \rightarrow \infty$ の条件下では、 $R_1$ と $R_2$ に流れる電流  $i_1$ は等しく、

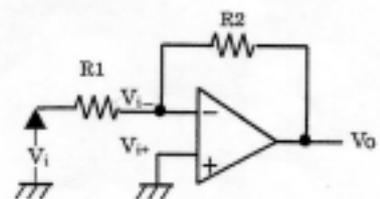


図9 反転増幅回路

$$i_1 = \frac{V_i - V_o}{R_1 + R_2}$$

であるので、電流は

$$i_1 = \frac{V_i}{R_1}$$

よって、入力インピーダンスは

$$Z_i = \frac{V_i}{i_1} = R_1$$

となる。すなわち、理想条件下では反転増幅回路の入力インピーダンスは  $R_1$  のみにより決まる。ここで重要なことは、非反転増幅回路と異なり、反転増幅回路の入力インピーダンスは小さく、入力端に接続されている前段回路の出力インピーダンスの影響には十分に注意する必要がある。

すなわち、図10の回路構成の場合、反転増幅回路の出力電圧は

$$V_o = -V_i \frac{R_2}{R_1 + Z_o}$$

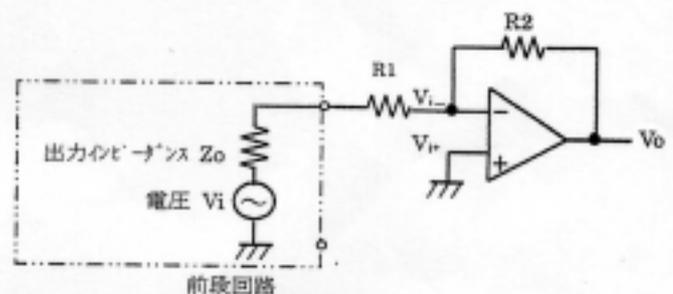


図10 出力インピーダンスの影響

となり、前段回路の出力インピーダンスの影響を受けることになる。一般に  $R_1$  の抵抗値はあまり大きくならないので、前段回路がオペアンプ回路でも、出力インピーダンスの影響を無視できない場合もある。

次に、加算回路について検討する。これを図11に示す。

各抵抗  $R_1, R_2, R_3$  に流れる電流を  $i_1, i_2, i_3$  とすると、

$$i_3 = i_1 + i_2$$

であるので

$$V_o = -\frac{\frac{V_{i1}}{R_1} + \frac{V_{i2}}{R_2}}{\frac{1}{G} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{1}{R_3}} \dots\dots(15)$$

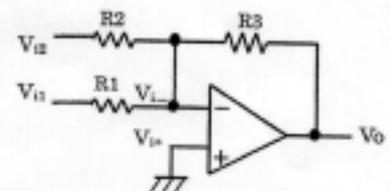


図11 加算回路

$G \rightarrow \infty$  であるので、

$$V_o = -\left( \frac{R_3}{R_1} V_{i1} + \frac{R_3}{R_2} V_{i2} \right) \dots\dots(16)$$

$R_1 = R_2 = R_3$  であれば、

$$V_o = -(V_{i1} + V_{i2}) \dots\dots(17)$$

となる。

反転回路において、また、加算回路においても、次式が成立する。

$$V_{in} = -\frac{V_0}{G}, \quad G \rightarrow \infty$$

よって、

$$V_{in} \rightarrow 0$$

すなわち、非反転端子と同じく零電位になる。これをイマジナリ・アース(仮想接地)と呼ぶ。

### 3. オペアンプの差動入力段特性による理想増幅器からのずれ

オペアンプの性能の大半は、その差動入力段の特性により決まると言っても過言ではないだろう。オペアンプの差動入力段の基本構成は

- (1) トランジスタ型
- (2) FET 型

に分けられるが、より具体的には図 1 2 により示される多くの種類がある。

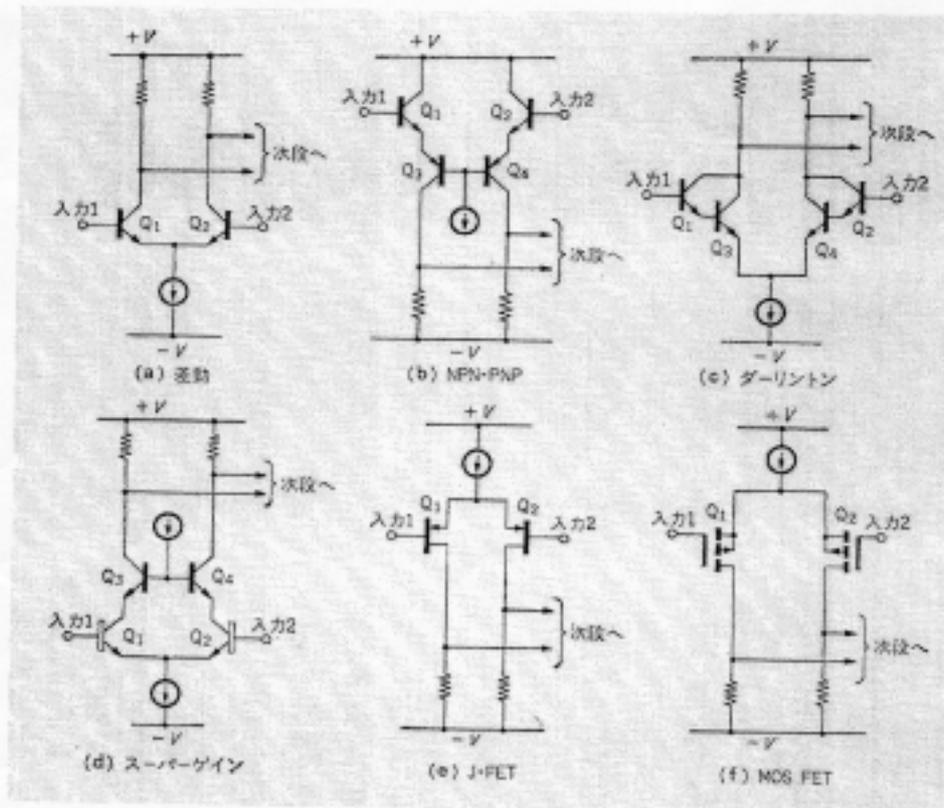


図 1 2 オペアンプの差動入力段の構成

次に図 13 に示すオペアンプの内部構造について理論展開する。

$I_o$  は定電流源であるので

$$I_o = i_{c1} + i_{c2}$$

が成立し

また、

$$i_{c1} = h_{FE1} i_{B1} \quad i_{c2} = h_{FE2} i_{B2}$$

$$V_{o1} = V_{dd} - Rc_1 i_{c1}$$

$$V_{o2} = V_{dd} - Rc_2 i_{c2}$$

であるので

$$V_{o1} = V_{dd} - Rc_1 h_{FE1} i_{B1} \quad V_{o2} = V_{dd} - Rc_2 h_{FE2} i_{B2} \quad \dots\dots\dots(18)$$

また、

$$i_{B1} = \frac{V_{i-} - V_E}{r_{B1} + r_{E1}} \quad i_{B2} = \frac{V_{i+} - V_E}{r_{B2} + r_{E2}}$$

が成立するとすれば

$$V_{o1} = V_{dd} - \frac{Rc_1 h_{FE1}}{r_{B1} + r_{E1}} (V_{i-} - V_E) \quad V_{o2} = V_{dd} - \frac{Rc_2 h_{FE2}}{r_{B2} + r_{E2}} (V_{i+} - V_E)$$

となる。

入力段の非反転部と反転部の特性が全く等しいとすれば、

$$V_{o1} - V_{o2} = a(V_{i+} - V_{i-}) \quad \dots\dots\dots(19)$$

となる。

但し、

$$a = \frac{Rc_1 h_{FE1}}{r_{B1} + r_{E1}} = \frac{Rc_2 h_{FE2}}{r_{B2} + r_{E2}}$$

である。

また、

$$V_{i+} = V_{i-}$$

の場合、

$$i_{c1} = i_{c2} = \frac{I_o}{2}$$

であるので

$$V_{o1} = V_{o2} = V_{dd} - \frac{Rc I_o}{2} \quad \dots\dots\dots(20)$$

が成立する。

次にトランジスタ  $Q_1, Q_2$  のベース-エミッター間の電圧  $V_{BE1}, V_{BE2}$  が出力電圧  $V_{o1}, V_{o2}$  に与える影響を検討する。

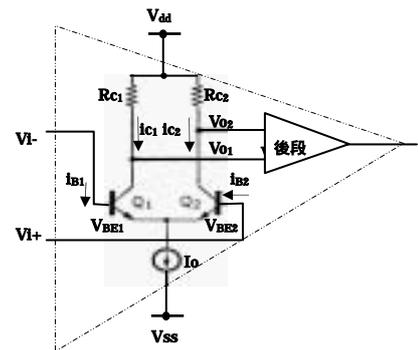


図 13 オペアンプの内部基本構造

$$V_{BE1} = r_{B1}i_{B1} + r_{E1}(i_{B1} + i_{E1}) \approx r_{E1}(i_{B1} + i_{c2}) = r_{E1}(1 + h_{FE1})i_{B1}$$

$$V_{BE2} \approx r_{E2}(1 + h_{FE2})i_{B2}$$

であるので、

(18)式より

$$V_{o1} \approx V_{dd} - \frac{Rc_1 h_{FE1}}{r_{E1}(1 + h_{FE1})} V_{BE1} \quad V_{o2} \approx V_{dd} - \frac{Rc_2 h_{FE2}}{r_{E2}(1 + h_{FE2})} V_{BE2}$$

となる。非反転部と反転部の特性の差が僅かであるとする、

$$V_{o1} - V_{o2} \approx b(V_{B2} - V_{B1}) \quad \dots\dots\dots(21)$$

入力電圧  $V_{i+}, V_{i-}$  が等しい場合においても、トランジスタの特性の違いにより、ベース電圧  $V_{BE1}, V_{BE2}$  に僅かな差があると、それを

$$V_{of} = V_{B2} - V_{B1}$$

とすると、

$$V_{o1} - V_{o2} \approx bV_{of} \quad \dots\dots\dots(22)$$

となる。 $V_{of}$  をオフセット電圧と言う。(22)式を(19)式と比較すると、あたかも、理想増幅器に  $V_{BE1}, V_{BE2}$  の入力電圧がある場合の出力電圧に相当する。

$$V_{i+} = V_i + V_{BE2}$$

$$V_{i-} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o + V_{BE1}$$

であるので、

$$V_o = (V_i + V_{of}) \frac{1}{\frac{1}{G} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \quad \dots\dots\dots(23)$$

$G$  で入力電圧  $V_o=0$  の場合、(23)式は

$$V_{o(V_i=0)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{of} \quad \dots\dots\dots(24)$$

となる。よって、オフセット電圧は、入力電圧を零にして、出力電圧を求め、その値を増幅率で割ることにより求めることができる。

次に、トランジスタ  $Q_1, Q_2$  のベースに流れる電流、即ち、バイアス電流による出力電圧  $V_o$  への影響を検討する。バイアス電流は次式で定義される。

$$i_B = \frac{|i_{B2} - i_{B1}|}{2}$$

同様に、非反転部と反転部の特性の差が僅かであるとする、(18)式より、

$$V_{o1} - V_{o2} \approx c(i_{B2} - i_{B1})$$

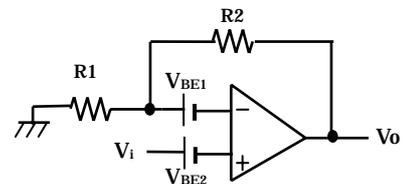


図 14 オフセット電圧を考慮した非反転増幅回路

の近似式が成り立つ。

入力電圧が零で、バイアス電流が流れている図 15 の場合、

$$\begin{aligned} i_2 &= i_1 + i_{B1} \\ V_{i-} &= V_o - R_2 i_2 = R_1 i_1 \\ V_o &= -G V_{i-} \end{aligned}$$

であるので、

$$V_o = \frac{R_1 R_2}{\frac{R_1 + R_2}{G} + R_1} i_{B1} \quad \dots(25)$$

更に、 $G$  とすると

$$V_o = R_2 i_{B1} \quad \dots\dots\dots(26)$$

更に、非反転端子に抵抗  $R_3$  を挿入した場合を考えると、

$$V_o = G(-R_3 i_{B2} - V_{i-})$$

であるので、

$$V_o = \frac{R_1 R_2 i_{B1} - (R_1 + R_2) R_3 i_{B2}}{\frac{R_1 + R_2}{G} + R_1} \quad \dots\dots\dots(27)$$

$G$  とすると

$$V_o = \frac{R_1 R_2 i_{B1} - (R_1 + R_2) R_3 i_{B2}}{R_1} \quad \dots\dots\dots(28)$$

また、

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \dots\dots\dots(29)$$

と  $R_3$  を設定すると

$$V_o = R_1 R_2 (i_{B1} - i_{B2}) \quad \dots\dots\dots(30)$$

となる。また、

$$i_{of} = i_{B1} - i_{B2} \quad \dots\dots\dots(31)$$

とすると、

$$V_o = R_1 R_2 i_{of} \quad \dots\dots\dots(32)$$

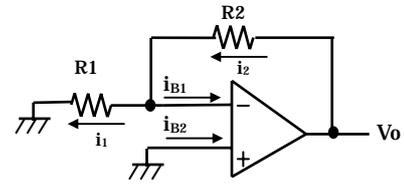


図 15 バイアス電流の影響

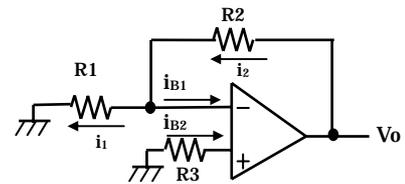


図 16 抵抗  $R_3$  の付加

となる。 $I_{of}$  をオフセット電流といい、 $R_3$  を設けることにより、バイアス電流による出力電圧の零点のずれを最小にすることが出来る。

以上により、理想増幅器としてのオペアンプの条件に次の 2 項が追加される。

- ( 1 ) 入力オフセット電圧が零
- ( 2 ) バイアス電流、オフセット電流が零

4. その他の理想増幅器の条件

理想増幅器としての条件として、今まで 5 項について議論してきたが、更に、次の 3 項が追加される。

- (6) 同相電圧除去比が無限大
- (7) 電源電圧変動除去比が無限大
- (8) 周波数特性がない

まず、同相電圧除去比 *CMRR*(Common-Mode Rejection Ratio)であるが、理想増幅器においてはオフセット電圧がないので、同じレベルの入力信号が非反転端子と反転端子に入力すれば、出力電圧が零になると同じように、同相の交流信号  $E_i$  を入力しても、出力電圧に対して影響を与えない。しかしながら、実際のオペアンプにおいては、オフセット電圧、バイアス電流が存在し、また、非反転端子側と反転端子側では周波数特性に僅かな違いが存在するので、その影響が出力電圧に出てしまう。*CMRR*とは同相の入力信号の大きさに対する出力電圧への影響の度合いで示される。*CMRR*の具体例を図 17 に示す。

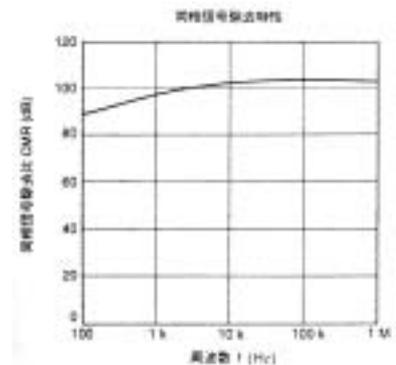


図 17 ホアンプ μPC451(NEC)の *CMRR* 特性

外来ノイズがよくオペアンプの入力ラインに誘導するが、多くの場合、コモンモード・ノイズであり、耐ノイズ性のためには *CMRR* が非常に重要になる。

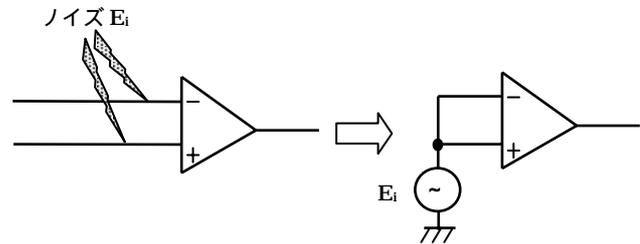


図 18 コモンモード・ノイズの誘導

*CMRR* が高いオペアンプを使用しても、基板パターンやケーブル、そして周辺回路により、一方の入力端ラインに分布定数が乗ってしまうと、が極端に低下する場合がある。

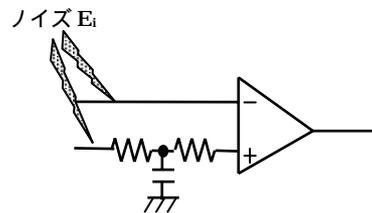


図 19 分布定数による *CMRR* の低下

図 20 の非反転増幅器に交流信号を入力した場合、*CMRR* を考慮した場合の出力電圧は次式により与えられる。

$$E_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{1}{CMRR}\right) E_i \dots\dots\dots(33)$$

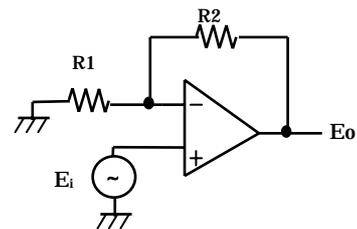


図 20 *CMRR* の影響

次は電源電圧除去比 *PSRR*(Power Supply Rejection Ratio)について検討する。*PSRR*は電源電圧が1V変動した場合の出力電圧の変動を入力換算した値である。計測においては一般に、電源には安定化電源を用いる。外部からノイズが誘導する主なラインは入力ラインと電源ラインである。電源ラインはインピーダンスが小さいため、空間を通しての誘導は小さいが、同じ電源ラインに接続されている他の負荷より直接的にノイズが伝播することは多く、3端子電源IC等を用いることは、耐ノイズ対策においても効果的である。

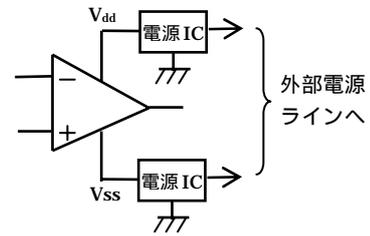


図 21 電源ラインの安定化

オペアンプの開ループ増幅率は周波数により著しく変化し、一般に周波数とともに低下する。増幅率-周波数特性はオペアンプの種類により大きく異なるので、比較的高周波領域でオペアンプを使用する場合、十分に注意する必要がある。

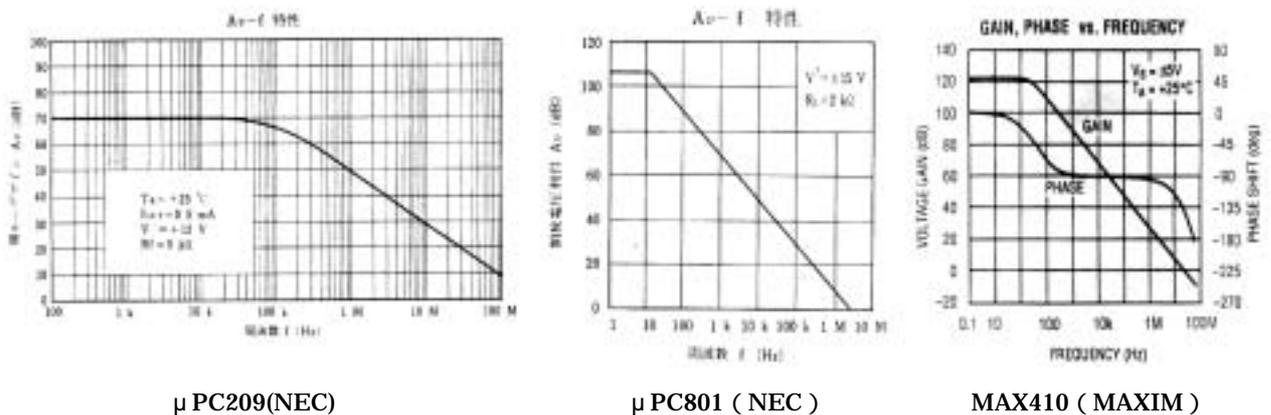


図 22 各オペアンプの周波数特性

以上、理想増幅器としてのオペアンプの条件について議論してきたが、設計時には、理想条件に出来る限り合わせるようにオペアンプを選択したり、回路設計を行うことが重要ではあるが、理想条件からずれた場合の理論検討と実験による確認を行うことが更に重要になる。再度、理想条件をまとめると次のようになる。

- ( 1 ) 入力インピーダンスが無限大( $Z_i \rightarrow \infty$ )
- ( 2 ) 出力インピーダンスが零 ( $Z_o = 0$ )
- ( 3 ) (差動)増幅度が無限大 ( $G \rightarrow \infty$ )
- ( 4 ) 入力オフセット電圧が零
- ( 5 ) バイアス電流、オフセット電流が零
- ( 6 ) 同相電圧除去比が無限大
- ( 7 ) 電源電圧変動除去比が無限大
- ( 8 ) 周波数特性がない

## 5. 代表的な応用回路

### 5-1. アクティブ・フィルタ回路

フィルタは抵抗、コンデンサ、コイルなどの受動素子のみにより構成するパッシブ・フィルタ(Passive Filter)とオペアンプやトランジスタ等の能動素子を用いているアクティブ・フィルタ(Active Filter)に大別される。その特徴を表1に示す。

表1 フィルタ特徴の比較

パッシブ・フィルタ	アクティブ・フィルタ
振幅は減衰	同時増幅可能
高インピーダンス化	低インピーダンス化

フィルタを機能別に分類すると

- (1) ローパス・フィルタ
- (2) ハイパス・フィルタ
- (3) バンドパス・フィルタ

に分けられる。また、フィルタ特性の計算条件としては、次の3つが代表的です。

- バターワース(Butterworth)
- ベッセル(Bessel)
- チェビシェフ(Chebyshev)

また、回路構成で分類すると

- 多重帰還型
- 電圧ソース型
- ネガティブ・イミッタンス型
- ステート・バリャブル型

に分けられる。

以上の中で、バターワース特性を持つ電圧ソース型のローパス・フィルタが良く使用されるので、これについて検討する。電圧ソース型は電圧フォロワ(または非反転増幅器)を使用するのが特徴で、VCVS(Voltage Controlled Voltage Source)とも呼ばれる。

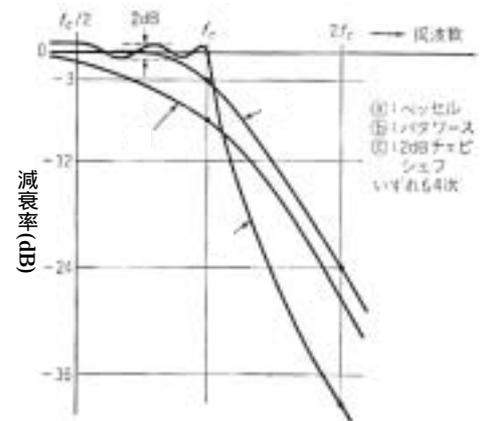


図23 ローパス・フィルタの遮断特性比較

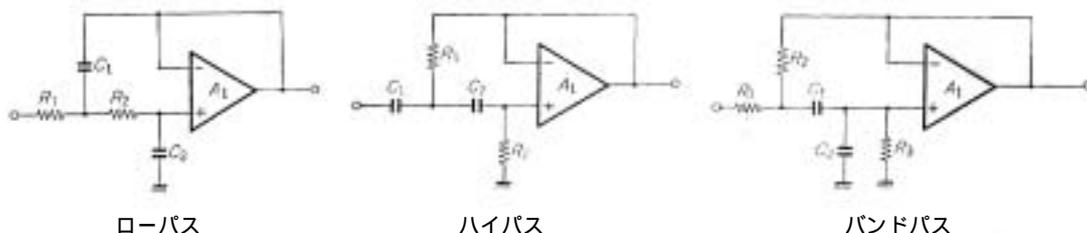


図24 電圧ソース型アクティブ・フィルタ

- 文章、E-Mail による当社の承認なしに本資料の転載複製を禁じます。
- 本資料に記載の情報を使用して、当社もしくは第三者の知的所有権やその他の権利に対する保証、または実施権の許諾を行うものではありません。
- 本資料に記載の情報を使用に起因する第三者所有の権利に係わる問題が発生した場合、当社はその責任を負うものではありませんので、ご了承下さい。