

# 第 1 章

## プロローグ OPアンプ活用法をマスターするために

### 1-1 基本は増幅回路

電子回路は、デ・フォレスト (Lee de Forest) によるオーディオン (3極管) の発明 (1906年) を先がけとします。この増幅機能をもつ能動素子の登場以来、現在に至る電子回路の発展が始まりました。

種々の電子回路をみると、ほとんどすべてといってよいほど「増幅する技術」が基本となっています。アナログ回路だけでなくデジタル回路も同様で、デジタルICの内部等価回路を見ると、コンプリメンタリ・ソース接地増幅回路が基本単位になっています。

デジタルIC内の増幅回路は、“1”と“0”が判別できるように増幅度が設定されており、この増幅回路を組み合わせるとAND、ORなどの基本論理回路を得ています。デジタルICは、この基本論理回路を組み合わせ、複雑な論理演算機能を実現しているわけです。

デジタル回路の場合は、“1”と“0”が判別できる程度の、おおまかな精度の増幅度に設定すればよいのですが、アナログ回路の場合は、精度の高い増幅度が要求されます。取り扱う特性パラメータも多く、抵抗、コンデンサなどの部品も精度の高いものを使わなければなりません。

このように、アナログ回路を最適に設計するためには、ある程度の経験が必要です。本書では、まず増幅回路の設計法を実験を通して学び、その後で増幅機能を利用した種々の機能ブロックについて実験していきます。

### 1-2 トランジスタ回路が難しい理由

■ 直流動作と交流動作を分けて考えなければならない

アナログ回路の代表的な例として、図1-1に示す簡単なトランジスタ1個の交流増幅回路を見てみま

見よう本

この回路の動作を理解するには、まず動作点を決定する直流動作を考えます。動作点は、直流バイ

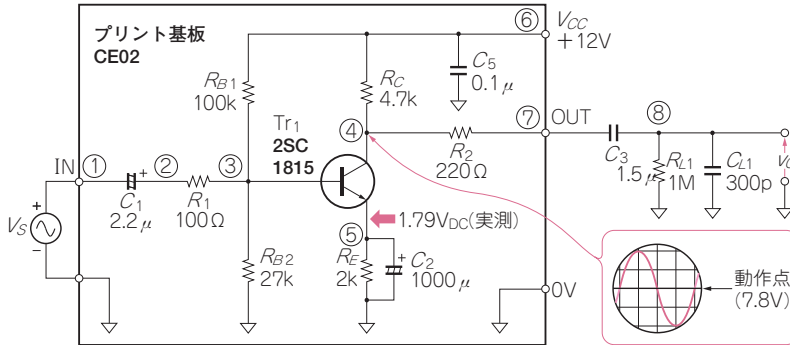


図1-1<sup>(11)</sup> トランジスタによる1石反転増幅器

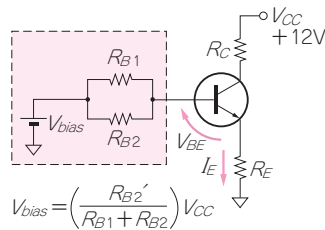


図1-2<sup>(11)</sup> 図1-1の回路の直流動作回路(無信号時の回路)

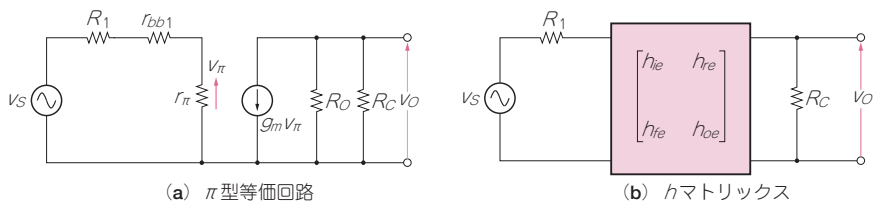


図1-3<sup>(11)</sup> 図1-1の回路の交流動作等価回路

アス(偏倚電圧)とも呼ばれ、図1-1に示すコレクタの信号波形の midpoint(平均値)の直流電圧であり、信号がないときのコレクタ電圧に等しくなります。

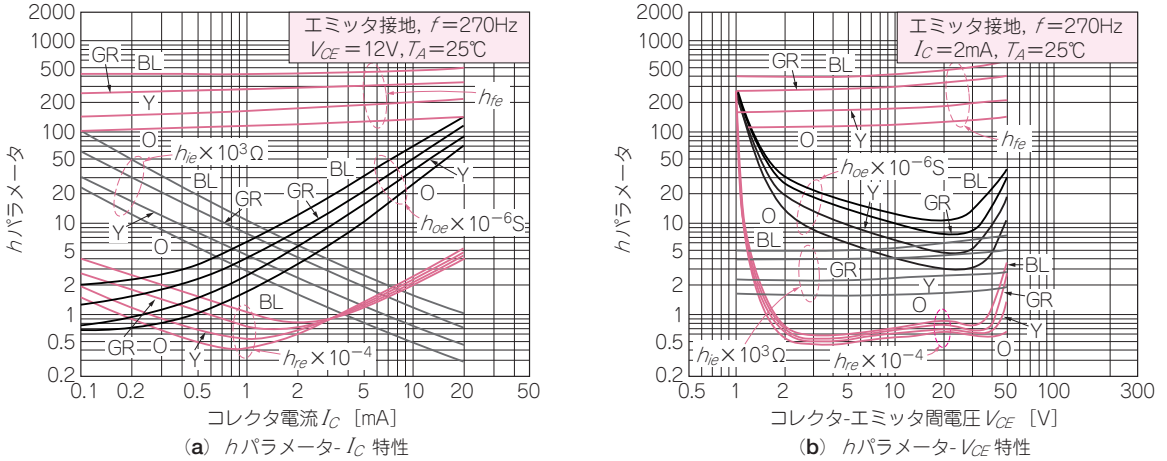
動作点を決定するときは、図1-2に示す直流動作回路を考えて、最も大きな交流出力電圧が得られるような、直流電位に設定します。交流の増幅作用を検証するときは、図1-3に示すような等価回路を使うことがあります。

このように、トランジスタによる増幅回路は、動作させるだけでも簡単ではありません。

■ パラメータが多く、ばらつきが多い

図1-4に示すのは、汎用のトランジスタ2SC1815のカタログに掲載されている、*h*パラメータと呼ばれる特性です。これを見ると、温度一定(25℃)の条件で測定されているにもかかわらず、ばらつきや変動が<sup>見本</sup>とても大きいことにびっくりします。

トランジスタは、パラメータが多すぎるばかりでなく、ばらつきや変動が大きすぎて、設計計算の

図1-4<sup>(29)</sup> 汎用トランジスタ2SC1815のhパラメータ▶ 写真1-1  
はじめてのトランジスタ回路設計  
[CQ出版(株)]

ときどんな値を採用すべきかがわかりにくいのです。hパラメータを使用した計算も面倒です。

このように、経験がないとトランジスタ回路の設計はできません。

### ■ トランジスタ回路の理解は大切

それでも、アナログ回路設計をマスターするために、トランジスタ回路の知識を身につけることは必須です。

現在は、黒田 徹氏の「はじめてのトランジスタ回路設計」(写真1-1)などを読みながら、実験やシミュレーションを行えば、トランジスタ回路の設計技術を修得できるでしょう。しかし、読者のなかにはやさしそうな題名に惹かれて買ってはみたものの、難しくてよくわからなかったという人も多いのではないのでしょうか。

本書は、このような読者を対象にしており、トランジスタ回路ではなく、OPアンプ回路から解説をスタートします。ここでアナログ回路設計の基礎を学びながら、折に触れて同書を読めば、徐々に理解が深まり、トランジスタ回路設計能力も修得できるようになるでしょう。ただし、「コレクタ電流は

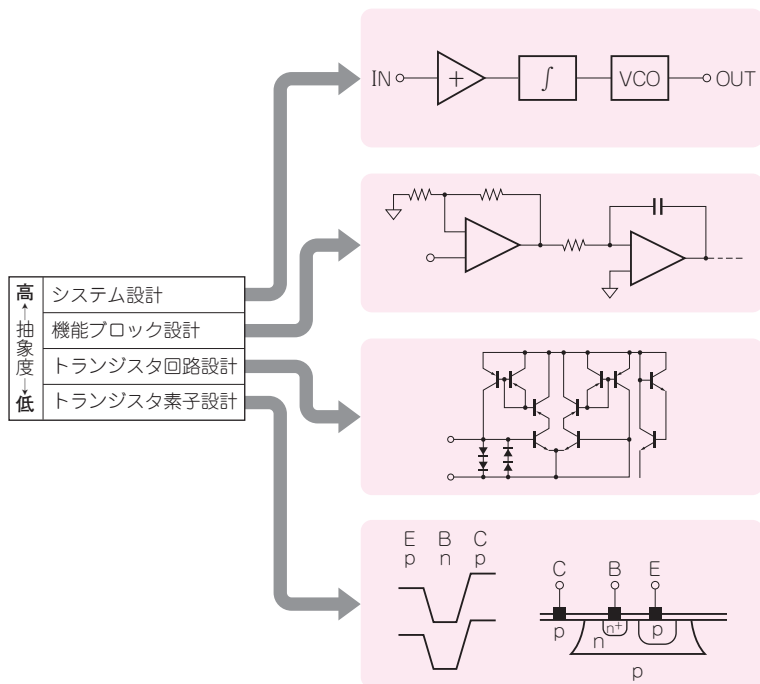


図1-5 回路設計の抽象化レベル

ベース電流の $h_{FE}$ 倍である」, 「 $V_{BE}$ はほぼ0.6 Vである」といったような, トランジスタの基本動作は理解しているものとします。

### 1-3 OPアンプ回路からはじめよう

回路設計を抽象化のレベルで分けると, 図1-5のように四つになります。読者のほとんどは, 半導体工学とトランジスタ回路は学んでいると思いますが, 前述のように難しくて, ほとんど身に付いていないのではないのでしょうか。これらは, シュレーディンガーの波動方程式から始まり, フェルミ準位が出てきて, 「このトランジスタがONすると, 次にこちらのトランジスタがOFFして…」というような初心者のレベルを遙かに越えています。また, 学んで理解しても, 実際の回路設計にすぐには役に立ちません。

システム・レベルの設計は, 概念の設計で, 高度な抽象化が必要です。ユーザの要求を電気用語に翻訳して, 要求仕様にとまとめることから始めます。具体的な設計内容は対象ごとに異なりますから, これから学ぶ必要があります。

OPアンプ回路の設計は図1-5の「機能ブロック設計」に相当し, 概念から具体的な設計に移行する最初の部分です。概念を機能ブロックに分割し, 要求機能を実現するために, OPアンプなどの機能素子を用いて設計します。このレベルは適度に抽象化されていて, 使用素子は半導体物性と切り離された

理想機能素子として考えます。初心者でも、理想機能素子を用いて機能を実現するための設計は可能です。高性能を求めなければ、ある程度実用的な設計が可能です。

真に実用的なアナログ電子回路設計をするには、半導体物性からシステム設計まで、すべてを理解して行う必要がありますが、このことに気がつくには実地の設計経験が必要です。

まず、設計しやすいOPアンプ回路の設計からはじめて経験を積み、必要に応じて半導体物性とトランジスタ回路を復習していけば、学生時代とは切実さが違ってモチベーションも高くなっていますから、必ず習得できます。それに合わせて、システム設計の経験を積んでいけば、実用的なアナログ回路設計を習得することができます。

OPアンプ回路設計からはじめるのが、アナログ電子回路設計習得の早道だと言えます。

## ●●●● 単位の接頭語とギリシャ文字 ●●●●

## コラム

電子回路設計では、さまざまな単位で幅広い数値を扱います。表1-Aに、単位の接頭語として使われる記号とその読みを示します。

ギリシャ文字は $\Omega$ や $\pi$ でなじみがありますが、そのほかの文字も数式のなかなどで変数を表す場合などに多用されます。表1-Bに、ギリシャ文字の大文字/小文字の表記とその読みを示します。

表1-A 単位

乗数	読み方	記号	乗数	読み方	記号
$10^{24}$	ヨタ	Y	$10^{-1}$	デシ	d
$10^{21}$	ゼタ	Z	$10^{-2}$	センチ	c
$10^{18}$	エクサ	E	$10^{-3}$	ミリ	m
$10^{15}$	ペタ	P	$10^{-6}$	マイクロ	$\mu$
$10^{12}$	テラ	T	$10^{-9}$	ナノ	n
$10^9$	ギガ	G	$10^{-12}$	ピコ	p
$10^6$	メガ	M	$10^{-15}$	フェムト	f
$10^3$	キロ	k	$10^{-18}$	アト	a
$10^2$	ヘクト	h	$10^{-21}$	zepto	z
$10^1$	デカ	da	$10^{-24}$	ヨクト	y

表1-B ギリシャ文字

大文字	小文字	読み方	大文字	小文字	読み方
A	$\alpha$	アルファ	N	$\nu$	ニュー
B	$\beta$	ベータ	$\Xi$	$\xi$	クサイ
$\Gamma$	$\gamma$	ガンマ	O	$o$	オミクロン
$\Delta$	$\delta$	デルタ	$\Pi$	$\pi$	パイ
E	$\epsilon$	イプシロン	P	$\rho$	ロー
Z	$\zeta$	ジータ	$\Sigma$	$\sigma$	シグマ
H	$\eta$	イータ	T	$\tau$	タウ
$\Theta$	$\theta$	シータ	Y	$\upsilon$	ウプシロン
I	$\iota$	イオタ	$\Phi$	$\phi$	ファイ
K	$\kappa$	カッパ	X	$\chi$	カイ
$\Lambda$	$\lambda$	ラムダ	$\Psi$	$\psi$	プサイ
M	$\mu$	ミュー	$\Omega$	$\omega$	オメガ

見本

# 第 2 章

## OPアンプのあらし 実用的なアナログ回路設計の第一歩

### 2-1 OPアンプとは

#### ■ OPアンプの生い立ち

OPアンプは正式には演算増幅器 (Operational Amplifier) と言い、アナログ・コンピュータの機能素子として、1940年代に開発されました。

アンプが計算するわけがないと思われるかもしれませんが、大昔のアナログ・コンピュータにおいて、加減乗除はもとより微積分まで行っていました。計算は、アンプに特殊な負帰還をかけて行います。この方法は、次章以降に解説しますので楽しみにしてください。

アナログ・コンピュータがとっくに消滅した現在でも、モノリシックIC化されたOPアンプは価格、性能、使いやすさが買われ、トランジスタや抵抗、コンデンサなどと同様に回路設計における基本素子として扱われています。高性能な新製品も次々と登場しています。

#### ■ 理想的な素子として扱える

図2-1に示すように、OPアンプの回路記号は、三角形(扇形の場合もある)で、左側の二つが入力端子で、右側が出力端子です。二つの入力端子のうち+記号がついた側を**非反転入力**、-記号がついた側を**反転入力**と呼びます。

OPアンプの基本パラメータは次の三つです。これらの特性が理想的なOPアンプを**理想OPアンプ**と呼びます。

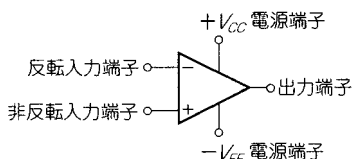


図2-1 OPアンプの記号

見本

## (1) 電圧ゲイン

理想OPアンプはこの値が無限大です。電圧ゲインとは出力電圧を二つの入力端子間の電圧で割ったものです。

## (2) 入力インピーダンス

理想OPアンプはこの値が無限大です。二つの入力端子には電流は流れ込みません。

## (3) 出力インピーダンス

理想OPアンプは、この値がゼロです。負荷の大小にかかわらず一定の出力電圧となります。

残念ながら、現実のOPアンプはこういう特性ではありませんが、限界を追求した設計以外では、ほとんどのOPアンプを理想OPアンプと考えて設計できます。ここが、トランジスタ回路の設計と違うところで、OPアンプ回路設計がわかりやすい理由です。

## ■ 抵抗比だけでゲインが決まる

図2-2に、OPアンプを使った二つの基本的な増幅回路を示します。どちらも、OPアンプ出力から-記号で示された反転入力端子に、出力信号を戻しています。これは、負帰還と呼ぶとても重要な技術です。この技術のおかげで、OPアンプ増幅器の仕上がりゲインは抵抗比だけで決まります。

上側の増幅回路は、反転増幅器と呼び、入力信号と出力信号の位相が $180^\circ$ 異なります。下側の増幅回路は非反転増幅器と呼び、入力信号と出力信号の位相は同じです。どちらも、出力信号の入力信号に対する増幅率(仕上がりゲインという)は10倍です。

写真2-1に、図2-2の増幅回路を製作して動作させたときの入出力波形を示します。入力電圧 $v_{in}$ に対して出力電圧 $v_{O1}$ と $v_{O2}$ は、ともに10倍大きい値です。 $v_{O1}$ の波形は $v_{in}$ の波形に対して反転しています。 $v_{O2}$ の波形は $v_{in}$ の波形と同じ位相であることがわかります。詳しくは次章以降に解説します。

## ■ 直流動作と交流動作を分ける必要がない

実験に使用したOPアンプ NJM2904は、もっともポピュラなものの一つです。二つのOPアンプが入っていますから、図2-2に示す反転増幅器と非反転増幅器を1個のICで同時に作れます。トランジスタを使うと、非反転増幅器を作るだけで2個必要ですし、複雑な直流動作点を考えなければなりません。OPアンプ回路の動作点はグラウンド電位となるため、トランジスタ回路のように、直流動作を考える

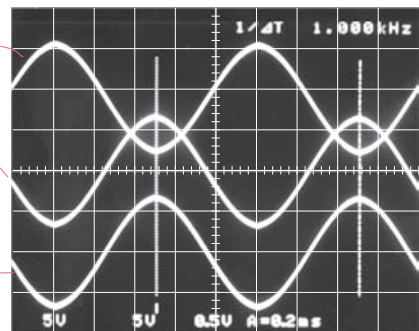
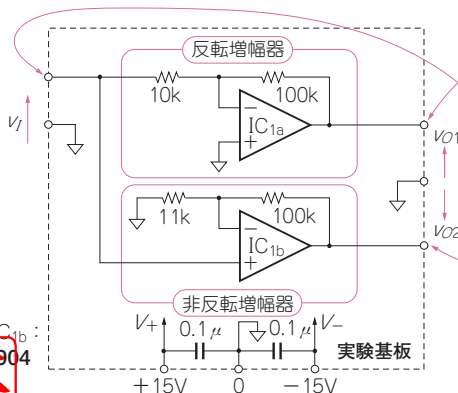


写真2-1 反転増幅器と非反転増幅器の入出力波形  
(上：5V/div., 中：0.5V/div., 下：5V/div., 0.2ms/div.)

図2-2 OPアンプによる反転増幅器と非反転増幅器

見本  
IC<sub>1a</sub>, IC<sub>1b</sub>:  
NJM2904

必要はありません。おかげで、交流と直流の動作を一括して考えられます。コスト的にも、OPアンプを使用したほうが安い場合が多いです。

## 2-2 OPアンプの特性パラメータ

代表的なOPアンプのデータシートを見ながら、OPアンプの特性を表すパラメータについて解説しておきましょう。アナログ回路の説明にしばしば登場する重要な用語がたくさん含まれていますから、辛抱して読み進めてください。

### ■ 本書に登場するOPアンプ

次の三つのOPアンプを取り上げます。写真2-2に外観を示します。

①2回路入りオーディオ用OPアンプ NJM4580

②2回路入りJFET入力OPアンプ NJM072B

③2回路入り単電源動作OPアンプ NJM2904

いずれも長い間使われ続けているOPアンプで、価格も安く実験に最適です。たまたま新日本無線製のものばかりを選びましたが、類似の特性でほとんど置き替え可能なOPアンプが各社から出ています。OPアンプはトランジスタと異なり、精密さを要求しない用途では、ほとんどの特性を理想的と考えてよいことを思い出してください。これが、現実のOPアンプを理想OPアンプと考えて使用できる例の一つです。

### ■ 使用上の限界値を示す「絶対最大定格」

表2-1に示すように、ICのデータシートの最初には、必ず絶対最大定格という規格値が示されています。絶対最大定格とは、これ以上の値ではICが動作しなかったり、破壊するというパラメータの最大範囲です。動作中に絶対最大定格を越えるような設計は絶対に避けなければなりません。表2-2に、三つのOPアンプの絶対最大定格値の比較表を示します。

#### ● 実力はどのくらい？

絶対最大定格を越えた条件で動かして、実際に壊してみると、どのパラメータに余裕がないかがわ

表2-1<sup>(30)</sup> データシートの絶対最大定格表の例

#### ■ 絶対最大定格 (Ta=25°C)

項目	記号	定 格	単 位
電 源 電 圧	V <sup>+</sup> /V <sup>-</sup>	±18	V
同 相 入 力 電 圧	V <sub>IC</sub>	±15 (注)	V
差 動 入 力 電 圧	V <sub>ID</sub>	±30	V
消 費 電 力	P <sub>D</sub>	(Dタイプ) 500 (Mタイプ) 300 (Vタイプ) 250 (Lタイプ) 800	mW
作 業 温 度	T <sub>opr</sub>	-40~+85	°C
保 存 温 度	T <sub>stg</sub>	-40~+125	°C

(注) 電源電圧が±15V以下の場合、電源電圧と等しくなります。

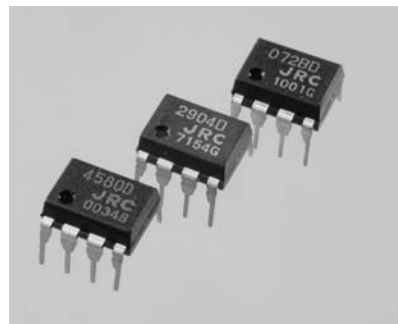


写真2-2 汎用OPアンプの外観(上: NJM072B, 中: NJM2904, 下: NJM4580)



表2-2 汎用OPアンプの絶対最大定格比較表( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

型名	電源電圧		差動入力電圧 $V_{ID}$ [V]	同相入力電圧 $V_{IM}$ [V]	消費電力 <sup>注2</sup> $P_D$ [mW]	動作温度 $T_{opr}$ [°C]
	正負電源 $V_+/V_-$ [V]	単電源 $V_+$ [V]				
NJM4580	+18/-18	—	$\pm 30$ V <sup>注1</sup>	$\pm 15$ V <sup>注1</sup>	800	-40 ~ +85
NJM072B	+18/-18	—	$\pm 30$ V <sup>注1</sup>	$\pm 15$ V <sup>注1</sup>	500	-40 ~ +85
NJM2904	$\pm 16$	32	32 V	-0.3 ~ +32	500	-40 ~ +85

注1：電源電圧が $\pm 15$  V以下の場合には電源電圧まで、注2：8ピンDIPパッケージ

かります。経験的に、ほとんどのOPアンプの動作温度範囲は $-55 \sim +125^\circ\text{C}$ 以上です。電源電圧最大値は、OPアンプによって規格値に対する余裕が異なります。差動および同相入力電圧範囲はほとんど余裕がありません。消費電力はできる限り小さくしないと、特性の変動が大きくなりますから、定格値ぎりぎりで使うケースはあまりありません。

実際の設計にあたっては、必ず**絶対最大定格よりも何割か内輪の条件(ディレーティングと呼ぶ)を設定します**。このとき、絶対最大定格に対する余裕度を把握していると、最適(最経済的)なディレーティング率を設定できます。

#### ● 他の素子と異なるスペックに注目!

表2-2で注目すべき点は、NJM2904の同相入力電圧の絶対最大定格が、ほかのOPアンプと異なって電源電圧によらず、32 Vであるということです。一般的な使用では、意味がないと思うかもしれませんが、こういう特性を知っていると、**電源電圧が何種類も混在しているような回路において、入力保護回路を単純化できることがあります**。規格表を見るときは、ほかのOPアンプとどこが違っているのかに着目するとよいでしょう。

なお、規格表ではゲイン(gain)を利得と表記していますが、文中ではできるだけゲインと呼ぶことにします。

#### ■ 動作時の性能を示す「電気的特性」

絶対最大定格につづいて示されているのが、表2-3に示す電気的特性です。表2-4に三つのOPアンプの電気的特性の比較表を示します。

#### ● 入力オフセット電圧 $V_{IO}$

二つの入力端子をグラウンドに接続すると、理想OPアンプなら出力はゼロになりますが、実際のOPアンプではゼロになりません。

このときの直流出力電圧をゲインで割った等価的な入力電圧を入力オフセット電圧と言い、だいたい数mV程度です。この値は小さいほうが良く、大きいと仕上がりゲインが制約されます。たとえば、ゲイン100倍の増幅器を作り、使用したOPアンプの $V_{IO}$ が1 Vだったとすると、その出力電圧は100 Vとなります。出力信号は、後出の最大出力電圧 $V_{OM}$ で飽和した波形になりますから、正しい増幅はできません。

$V_{IO}$ は、負帰還をかけてゲインを1000程度にして測定します。無帰還で測定しようとする、出力電圧が飽和するので、正しい測定はできません。

直流増幅器でよく問題になるのは、入力オフセット電圧を外部付加回路によってゼロに調整しても、

表2-3<sup>(30)</sup> データシートの電気的特性表の例

■NJM072B/082B電気的特性 ( $V^+/V^- = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ )

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
入力オフセット電圧	$V_{IO}$	$R_S = 50\Omega$	—	3(5)	10(15)	mV
入力オフセット電流	$I_{IO}$		—	5	50(200)	pA
入力バイアス電流	$I_B$		—	30	200(400)	pA
入力抵抗	$R_{IN}$		—	$10^{12}$	—	$\Omega$
電圧利得	$A_V$	$R_L = 2k\Omega$ , $V_o = \pm 10V$	88	106	—	dB
最大出力電圧振幅	$V_{OPP}$	$R_L = 10k\Omega$	24	27	—	$V_{P-P}$
同相入力電圧範囲	$V_{ICM}$		$\pm 10$	—	—	V
同相信号除去比	CMR	$R_S \leq 10k\Omega$	70	76	—	dB
電源電圧除去比	SVR	$R_S \leq 10k\Omega$	70	76	—	dB
消費電流	$I_{CC}$		—	3	5(5.6)	mA
スルーレート	SR		—	13	—	$V/\mu s$
ユニティゲイン周波数	$f_T$		—	3	—	MHz
入力換算雑音電圧	$V_{NI}$	$R_S = 100\Omega$ , $BW = 10 \sim 10kHz$	—	4	—	$\mu V_{rms}$

注1) ( )内はNJM082Bに適用, 他項目は両タイプとも同一

注2) 入力換算雑音電圧の選別品も用意しています。ただしNJM072BV/082BVについては選別品はありません。

表2-4 汎用OPアンプの電気的特性比較表 ( $T_A = 25^\circ C$ , 負荷抵抗2k $\Omega$ )

項目	記号	NJM4580			NJM072B			NJM2904			単位
		最小	標準	最大	最小	標準	最大	最小	標準	最大	
電源電圧	正負電源 $V_+/V_-$	+ 15/- 15			+ 15/- 15			—			V
	単電源 $V_+$	—			—			+ 5			V
入力オフセット電圧	$V_{IO}$	—	0.3	3	—	3	10	—	2	7	mV
入力バイアス電流	$I_B$	—	100	500	—	0.03	0.2	—	25	250	nA
入力オフセット電流	$I_{IO}$	—	5	200	—	0.005	0.02	—	5	50	nA
入力抵抗	$R_{in}$	—	—	—	—	106	—	—	—	—	M $\Omega$
電圧利得	$A_V$	90	110	—	88	106	—	—	100	—	dB
最大出力電圧	$V_{OM}$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	—	$\pm 12^{注1}$	$\pm 13.5$	—	3.5	—	—	V
同相入力電圧範囲	$V_{ICM}$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	—	$\pm 10$	—	—	0~3.5	—	—	V
同相信号除去比	CMRR	80	110	—	70	76	—	—	85	—	dB
電源電圧除去比	SVR	80	110	—	70	76	—	—	100	—	dB
消費電流	$I_{CC}$	—	6	9	—	3	5	—	0.7	$1.2^{注2}$	mA
スルーレート	SR	—	5	—	—	13	—	—	0.5	—	$V/\mu s$
利得帯域幅積	GB	—	15	—	—	3	—	—	0.6	—	MHz
特徴・用途など		オーディオ用			FET入力, 汎用			単電源, 汎用			

注1: 負荷抵抗2k $\Omega$ のとき 注2: 負荷抵抗開放のとき 注3: “—”表記はデータシートに記載なし.  $V_{IO}$ ,  $I_B$ ,  $I_{IO}$ ,  $I_{CC}$ は小さいほど良く,  $V_{OM}$ , CMR, SVRは大きいほど良いので, 最小値, 最大値が記載されていなくても, 設計時は最悪値を使うので表記は不要.  $R_{in}$ は通常の設計では無視できる. SRは最小値の記載がないと設計しにくい.  $A_V$ とGBは大きすぎると負帰還安定度が確保しにくい場合があるので, ぜひ記載して欲しい項目である.

周囲温度により変化してしまうことです。これを入力オフセット電圧の温度係数(ドリフト)と呼び、だいたい数 $\mu$ ~数十 $\mu V/^\circ C$ 程度です。次章以降で詳しく解説します。

●入力バイアス電流  $I_B$

**見本** 入力端子に流入または流出する直流電流の平均値です。値は小さいほうが良く、大きいと入力端子に接続する抵抗値が制約されます。 $I_B = 1A$ のOPアンプがあったとして、入力端子に10 $\Omega$ を接

続すると、非動作時に10Vの電圧が生じて正しく増幅できません。

$I_{IB}$ の大きさ、向き、温度変化などは、データシートに示されている内部等価回路(図2-3)から予測できます。NJM2904とNJM4580の $I_{IB}$ の正体は、入力にあるPNPバイポーラ・トランジスタのベース電流で、入力端子から流れ出します。大きさはばらつきますが、温度変化はほとんどありません。一方、NJM072Bの $I_{IB}$ は、入力にあるPチャンネルJFETのゲート漏れ電流で、入力端子に向かって流れ込みます。値は小さいですが、JFETの特性が影響して、約10℃の温度上昇で2倍といった割合で急増します。

### ● 入力オフセット電流 $I_{IO}$

二つの入力端子の入力バイアス電流の差の絶対値です。温度ドリフトがあり、バイポーラ入力のOP

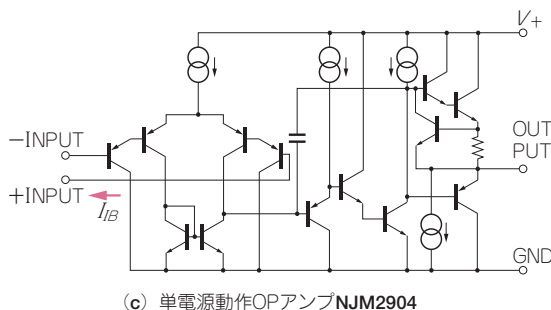
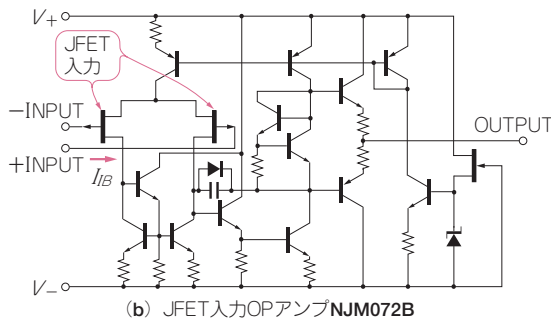
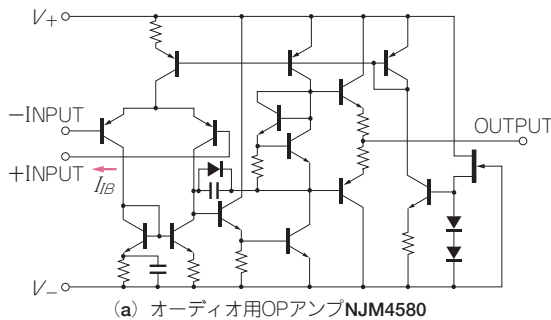


図2-3<sup>(30)</sup> 各OPアンプの内部等価回路

見本

アンプでは数十p～数百pA/℃程度です。この値も小さいほうが良いです。詳しくは次章以降で解説します。

● 入力抵抗  $R_{in}$

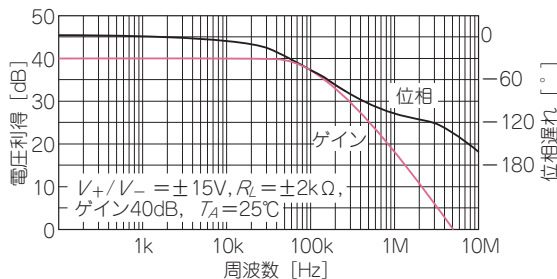
二つの入力端子間の差動入力抵抗です。この値は大きいほうが良いのですが、 $V_{IO}$ や $I_{IB}$ に比べ、OPアンプの動作に与える影響が小さく、実用上無視してかまいません。 $R_{in}$ は微小交流信号で定義されます。 $V_{IO}$ と $I_{IB}$ の比( $V_{IO}/I_{IB}$ )ではないので注意してください。たとえば、 $V_{IO} = 1\text{V}$ 、 $I_{IB} = 1\text{A}$ のOPアンプの $R_{in}$ は $1\Omega$ ではなく、 $100\text{M}\Omega$ ということもあり得ます。

入力端子とグラウンド間の同相入力抵抗は、 $R_{in}$ の10～1000倍程度ですから、これも無視できます。

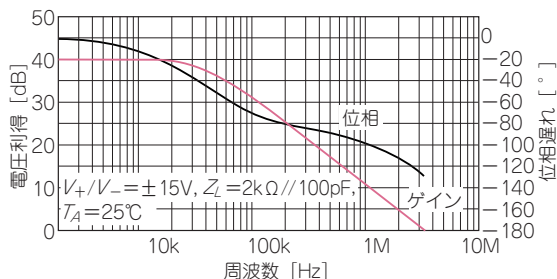
● 電圧利得  $A_V$

差動電圧利得とも言います。OPアンプは、反転入力端子と非反転入力端子間の電圧を利得  $A_V$  で増幅して出力します。 $A_V$ は理想OPアンプでは無限大です。

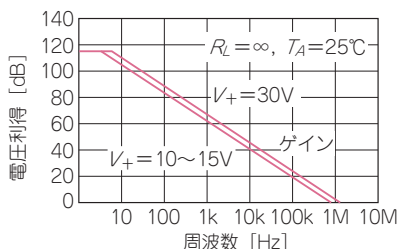
表2-4からわかるように、現実のOPアンプの $A_V$ も約百dB(10万倍)ととても大きな値です。図2-4



(a) NJM4580



(b) NJM072B



(c) NJM2904

図2-4<sup>(30)</sup> 各OPアンプの電圧利得と位相の周波数特性

見本

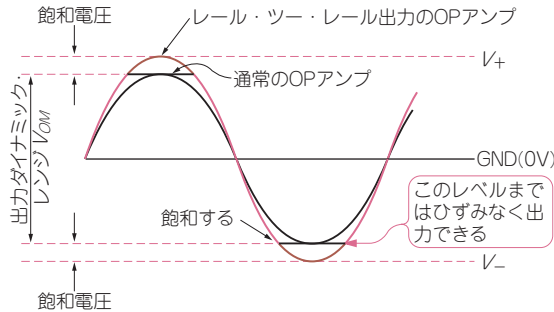


図2-5 出力ダイナミック・レンジと飽和電圧

に示すように、 $A_V$ は直流～10 Hz程度の超低周波に限って一定で、周波数が高くなると $-6$  dB/oct.の比率で減少します。 $A_V$ はゲイン安定度に影響するため大きいほうが良いのですが、この値が大きなOPアンプは、 $A_V$ 一定の周波数範囲がさらに狭くなっています。

### ● 最大出力電圧 $V_{OM}$

図2-5に示すように、現実のOPアンプの出力信号は、振幅が大きくなると正負の電源電圧近くで飽和してひずみ始めます。表2-4の電源電圧仕様( $\pm 15$  V)と最大出力電圧仕様( $\pm 13.5$  V)からわかるように、通常のOPアンプの飽和電圧は約1.5 Vです。

$V_{OM}$ は、電源電圧や負荷抵抗値によって変化します。図2-6に示す $V_{OM}$ の周波数特性は、後述のスルー・レートと関係しています。

飽和直前の電圧を最大出力電圧と呼びます。また、負の飽和直前電圧から正の飽和直前電圧までの範囲を出力ダイナミック・レンジと言います。正負の電源電圧ぎりぎりまで出力できる、理想的な特性を示すOPアンプが存在し、出力レール・ツー・レール(rail to rail)OPアンプと呼ばれています。

### ● 同相入力電圧範囲 $V_{ICM}$

二つの入力端子とグラウンド間に加えることができる同相電圧の範囲を示します。

この範囲を越えた同相電圧を入力すると、壊れはしませんが、増幅器としての機能が停止します。差動入力電圧は、増幅器として正常に動作していればほぼ0 Vです。 $V_{ICM}$ は、正負の電源電圧と等しいのが理想で、入力レール・ツー・レールOPアンプがこれに近い特性を示します。

### ● 同相信号除去比 $CMRR$

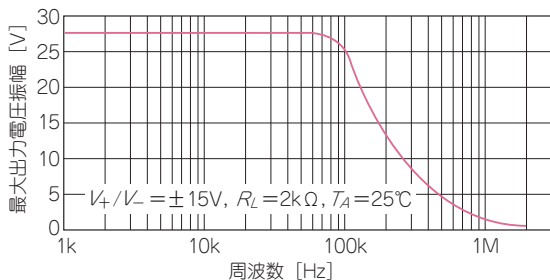
表2-3では $CMR$ と標記されています。

二つの入力端子とグラウンド間に、同じ信号を加えたときの、入出力間のゲインを同相電圧利得 $A_{VC}$ [倍]と呼びます。 $CMRR$ (Common Mode Rejection Ratio)は、前述の差動電圧利得 $A_V$ [倍]を使って、

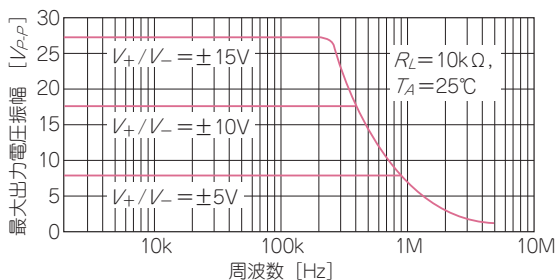
$$CMRR = \frac{A_V}{A_{VC}}$$

で定義されます。

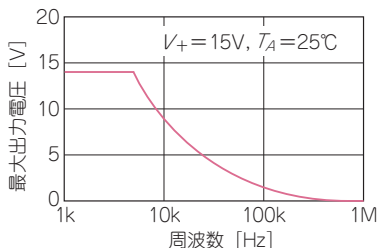
OPアンプは、反転入力と非反転入力の差分を増幅する素子ですから、同相電圧利得は0倍が理想ですが現実とは違います。 $CMRR$ が大きいほど、ゲイン安定度が良く、小さいとゲインの誤差が大きくな



(a) NJM4580



(b) NJM072B



(c) NJM2904

図2-6<sup>(30)</sup> 各OPアンプの最大出力電圧振幅の周波数特性

るばかりでなく、信号のひずみが増加します。

表2-3に示されているCMRRは、DCのときの値です。周波数が高くなると低下するため、扱う信号周波数が1kHz以上の非反転増幅器では、CMRRによる誤差に注意が必要です。

● 電源電圧除去比SVRR

表2-3ではSVRと標記されています。

正や負の電源電圧が変動すると、OPアンプの出力にその変動分が現れます。SVRR(Supply Voltage Rejection Ratio)は、この出力の変動分をOPアンプの入力に換算した値です。

SVRRは、電源が $\Delta v_S$ [V]変化したときの、等価入力換算電圧を $\Delta v_{in}$ [V]とすると、

$$SVRR = \frac{\Delta v_S}{\Delta v_{in}}$$

を定義します。この値は大きいほうが良く、小さいと出力に電源ノイズが出てきます。

表2-3に示されているSVRRはDCのときの値で、周波数が高くなると低下します。また、正負の電

源でその特性が異なります。正負間の電源電圧を、その絶対値を等しくしたまま変動させたときより、片側だけ変動させたときのほうが影響が大きくなります。

SVRRの影響を緩和するために、正負の電源に必ずバイパス・コンデンサを入れます。

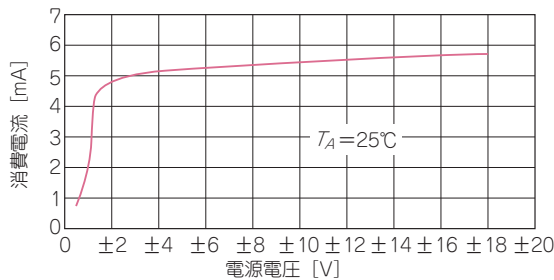
### ● 消費電流 $I_{CC}$

OPアンプの電源端子に流れる電流です。

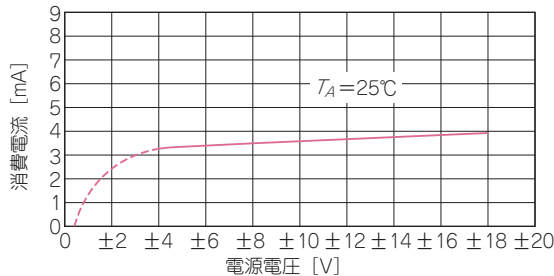
外部に付加する回路や電源電圧によって変化します。表2-3に示す値は無負荷のときです。負荷を接続すると増加します。この値は小さいほうが良く、大きいと発熱が大きくなります。発熱による一番の問題は、出力の直流ドリフトが増大することです。図2-7からわかるように、電源電圧に対する  $I_{CC}$  の変動は、NJM2904を除いてごくわずかです。

### ● スルー・レート SR

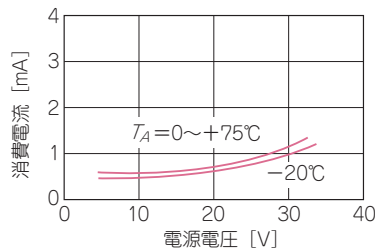
入力信号の変化が速くなると、OPアンプの出力は追従できなくなります。SR(Slew Rate)は、この追従性能を示すパラメータです。単位時間(通常  $1\mu\text{s}$ )あたりに変化できる出力電圧値で、単位は  $[\text{V}/\mu$



(a) NJM4580



(b) NJM072B



(c) NJM2904

図2-7<sup>(30)</sup> 各OPアンプの電源電圧-消費電流特性

見本