

リ ニ ヤ IC の 開 発

Development of Linear Integrated Circuits

庄 司 仙 治*
Senji Shôji柴 田 昭 太 郎**
Shôtârô Shibata永 田 穰***
Minoru Nagata

要 旨

リニヤ IC としてテレビ用 HA 1104 と演算増幅器用 HA1301 および HA 1303 の開発を行なった。

HA 1104 は 4.5 Mc で 65 dB の利得とすぐれた FM リミッタ特性を有し、周囲温度変化、電源電圧変動についてもきわめて安定である。現在すでに量産態勢にはいっている。

HA 1301 は約 60 dB の利得をもち直流動作点および発振にたいする安定性がよく、十数 Mc での周波数範囲で使用できるので通信機器または一般用増幅器として適している。

HA 1303 は利得 86 dB, 出力振幅 $\pm 10V$ 以上の特性をもち、特に高利得で数 Mc 以下の周波数帯域の用途に好適で、計測、制御用機器に広い用途をもっている。

1. 緒 言

集積回路（以下 IC と略称する）、とくにシリコンを主体とした半導体モノリシック IC は同一の回路が多数使用されること、動作が単純なオン・オフ動作を主体にするため製作上の難点が少ないこと、そのうえ小形化、信頼度および経済性にたいする要求も満足することなどの理由から従来もっぱらディジタル回路がその対象となっていた。しかし昨年春、アメリカ RCA 社が一連のリニヤ IC を安い価格で市場に発表し、実際に白黒テレビ受像機用として実用になることを示して以来、リニヤ IC がにわかに注目され始めてきた。

1966 年 6 月には GE 社が、またその数週間後には Philco 社が 1 個または 2 個の IC を使用した AM ラジオを発表した。

わが国でも昨秋以降 SONY の小形 IC ラジオ、日立、ビクターのテレビ回路の一部を IC 化した製品など相次いで発表され、民生機器への IC 導入が現実の姿になってきた。

リニヤ IC はディジタル IC と異なり、使用目的により要求される特性が多様多様になってくる。たとえばディジタル IC で要求されるおもな特性は伝達遅れ時間、ファンアウトであるのに対し、リニヤ IC では、高周波特性、利得、雑音指数、出力電圧また電流レベル、増幅度の直線性、温度変化に対する安定性など複雑で高度になっている。

従来の回路ではトランジスタのような能動素子のほかに抵抗、容量、インダクタンスなどの受動素子が多く使用されてきた。しかし IC ではインダクタンスがいまだ実用化されておらず、容量および抵抗の大きさにも技術的、経済的制限がある。IC ではチップの占有面積がコストに比例することからトランジスタ、ダイオードが最も安価な素子となりそれに比べ抵抗、容量は高価でかつ値に制限を受けることから従来の回路をそのまま IC 化することは、非経済的になることが多い。

またモノリシック構造で実現困難な回路部分は薄膜技術との併用で実現しているメーカーも少なくない。

本稿では設計理論より開発したリニヤ IC の特性、応用を主眼として述べる。

2. 設計上考慮すべき事項

リニヤ回路は多様多様にわたっており、そのまま IC 化すると非経済的な場合が多い。よって IC 化しやすい回路に変換して IC 化する

* 日立製作所武蔵工場

** 日立製作所武蔵工場 工学博士

*** 日立製作所中央研究所 工学博士

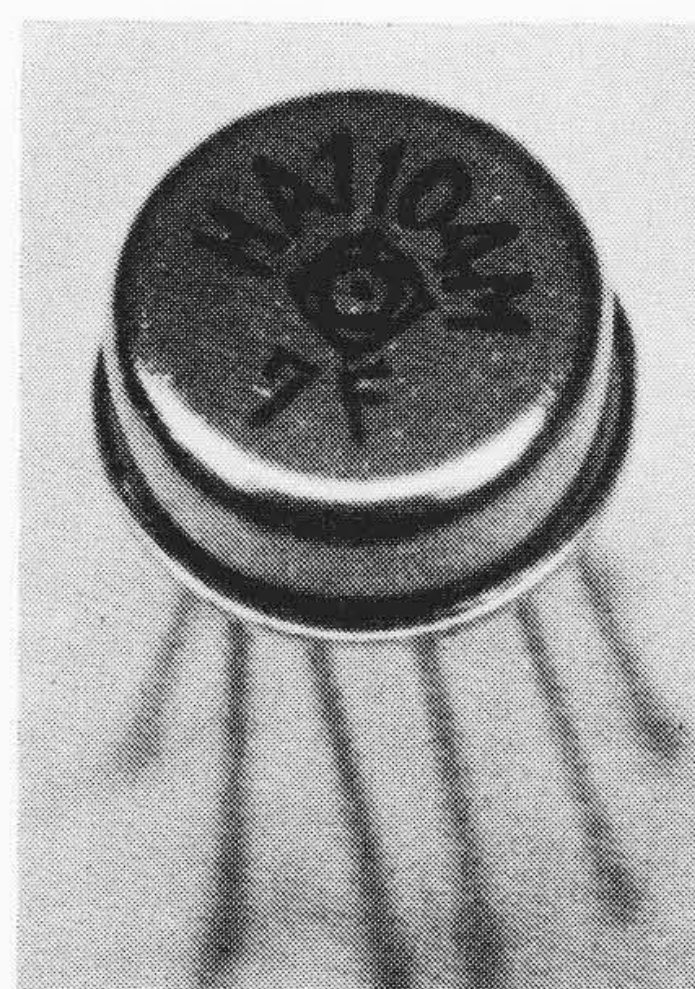


図 1 HA 1104 M



図 2 HA 1301 M

よう設計しなければならない。

(1) チップの素子占有面積がコストに比例するため、抵抗、容量に制限があり、抵抗としては $100\Omega \sim 30k\Omega$ 程度、容量は $50pF$ 以下の回路とすること。

(2) できる限り NPN トランジスタを用い、PNP トランジスタはなるべく使用しないこと。実用しうるものとしては Lateral 形の PNP トランジスタ⁽¹⁾と、Substrate をコレクタにした Substrate 形の PNP トランジスタとがある。しかし前者は $h_{FE}=1 \sim 3$ で低く、後者は $h_{FE}=5 \sim 20$ が得られるが、エミッタ・ホロアとしてしか使用できない。

なお NPN トランジスタとしては特に、

コレクタ直列抵抗…… R_{CS}

コレクタ対地間容量…… C_{TS}

が大きくなりやすいことに注意する必要がある。

(3) インダクタンス L は IC 化できないので外付けとする。

(4) FET は現在までのところ接合形、MOS 形ともにバイポーラと共用できない。

(5) 全回路の消費電力が一つのパッケージ内で放散できるかを検討する。

(6) 同一回路内では素子間の特性バラツキが非常に少ないため、温度変化、電源電圧変動に対する補償が効果的に行なえる。

3. リニヤ IC 化の適合回路

どのような回路を IC 化したら最も有効であるか、については、次の三つの場合が考えられる。

(1) 顧客の要求に応じて設計された回路

必然的に小量生産となり、量産性をもつ半導体 IC には向かず、ほとんど混成 IC で要求を満たしている。

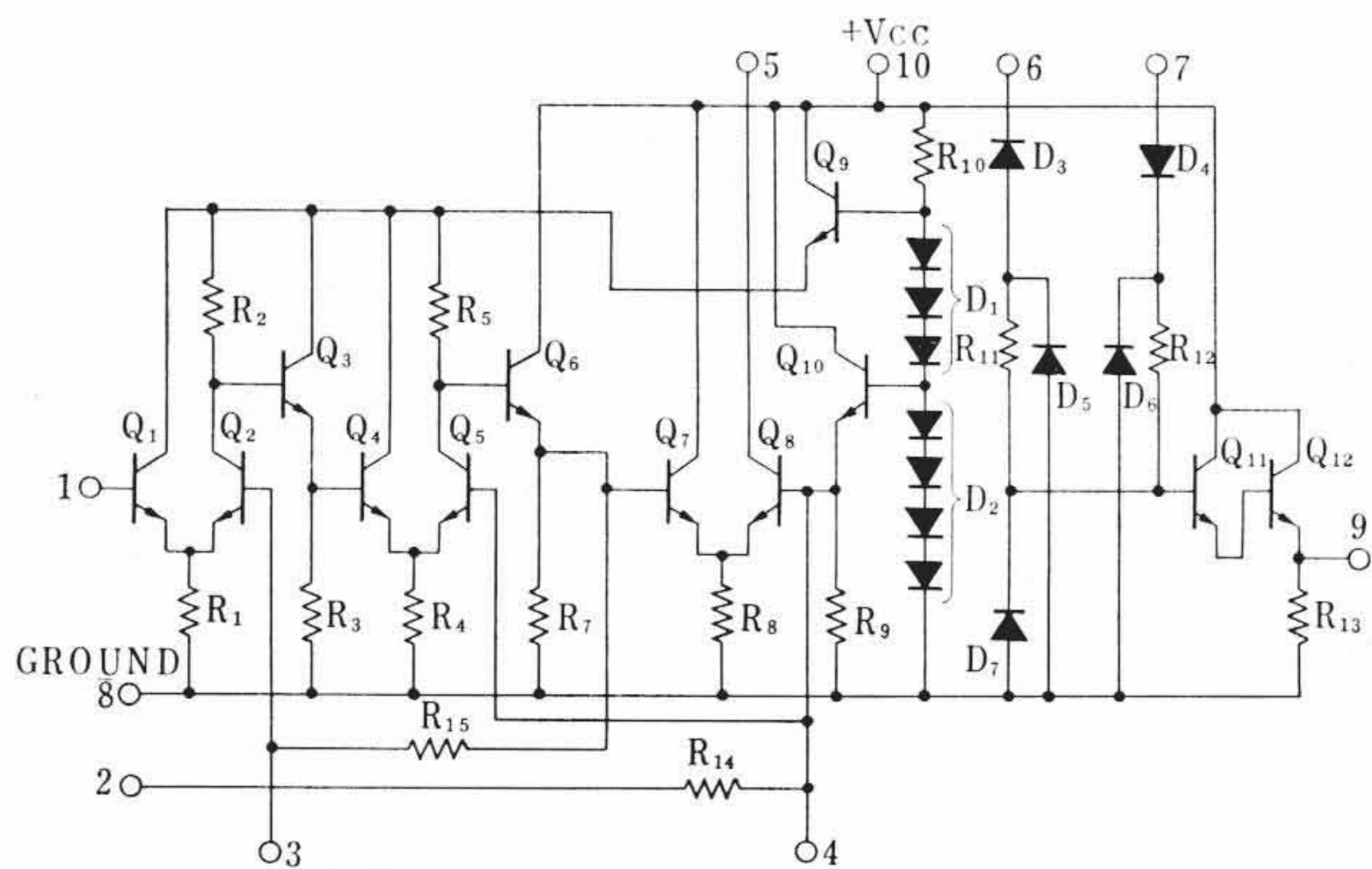


図3 HA1104の回路図

(2) 多用途回路

最も多くのシステムに最大公約数的に用いられる多用途回路としては演算増幅器 (O. P. Amp) が好例である。

(3) 特定の機能を持ち、需要量の大きい回路

RCA社のCA3014が好例である。このICはテレビの音声中間周波から音声前置増幅までIC化したもので、きわめて大きな需要が期待できる。

4. テレビ用IC (HA1104) の開発

RCA社のTV用ICの発表に刺激され国内のメーカーにもテレビおよびラジオの一部の回路をIC化しようという動きがたかまり、日立でもRCA CA3011~CA3014の相当品HA1101~HA1104 (以下HA1104で代表する) を開発することとした。

4.1 回路の特色

HA1104の回路結線図を図3に示した。これは10.7 McまでのFM中間周波増幅、リミッタ、FMディスクリミネータ、音声増幅のプリアンプ部および電源安定化回路の五つの機能の回路を含む。すなわち「差動増幅回路+エミッタホロア」が2段直結され (トランジスタ $Q_1 \sim Q_6$ および抵抗 $R_1 \sim R_7$)、それに差動増幅回路 (Q_7, Q_8, R_8) がつながり3段カスケード接続増幅回路となり、これにFMディスクリミネータ用検波回路 (ダイオード $D_3 \sim D_7$, 抵抗 R_{11}, R_{12})、ダーリントン接続音声増幅回路 (トランジスタ Q_{11}, Q_{12} , 抵抗 R_{13}) がついている。

さらに R_{10}, Q_9 で電圧レギュレータを構成し、電源電圧 V_{cc} の変動に対する Q_9 エミッタ電圧の変動をおさえるはたらきをさせ、またダイオード D_2, Q_{10} を用いて端子4の電圧を定電圧化している。ダイオードの順方向電圧は約 $-0.3\%/^{\circ}\text{C}$ 、拡散抵抗は約 $+0.2\%/^{\circ}\text{C}$ の温度係数をもつのでお互いに相殺し合い、安定な定電圧特性を示す。さらに差動増幅の片側のベースに定電圧を、もう片方には直流負帰還をかけているので直流動作点は非常に安定化されており、安定に動作する。

検波回路におけるフィルタ作用は負荷抵抗 R_{12}, R_{11} の分布容量、およびダイオード D_5, D_6, D_7 のPN接合逆バイアス容量を用いて行なっている。この検波回路の並列入力抵抗は12 k Ω 程度、並列容量は7 pF程度である。

4.2 製作方法

基本的にはプレーナ形トランジスタの製作技術である不純物の選択拡散とホトレジストの繰返しで行なっているがおもな点を下記する。

結晶としては鏡面に仕上げた高比抵抗P形Si単結晶 ($\langle 1, 1, 1 \rangle$ 面) を用い、これにエピタキシャル法により約 $10^{18} \sim 10^{19}/\text{cm}^3$ の高濃度N形不純物を含むSi単結晶層を、ついで約 $5 \times 10^{15}/\text{cm}^3$ の低濃度N形不純物を含む層を成長させたものを使用した。

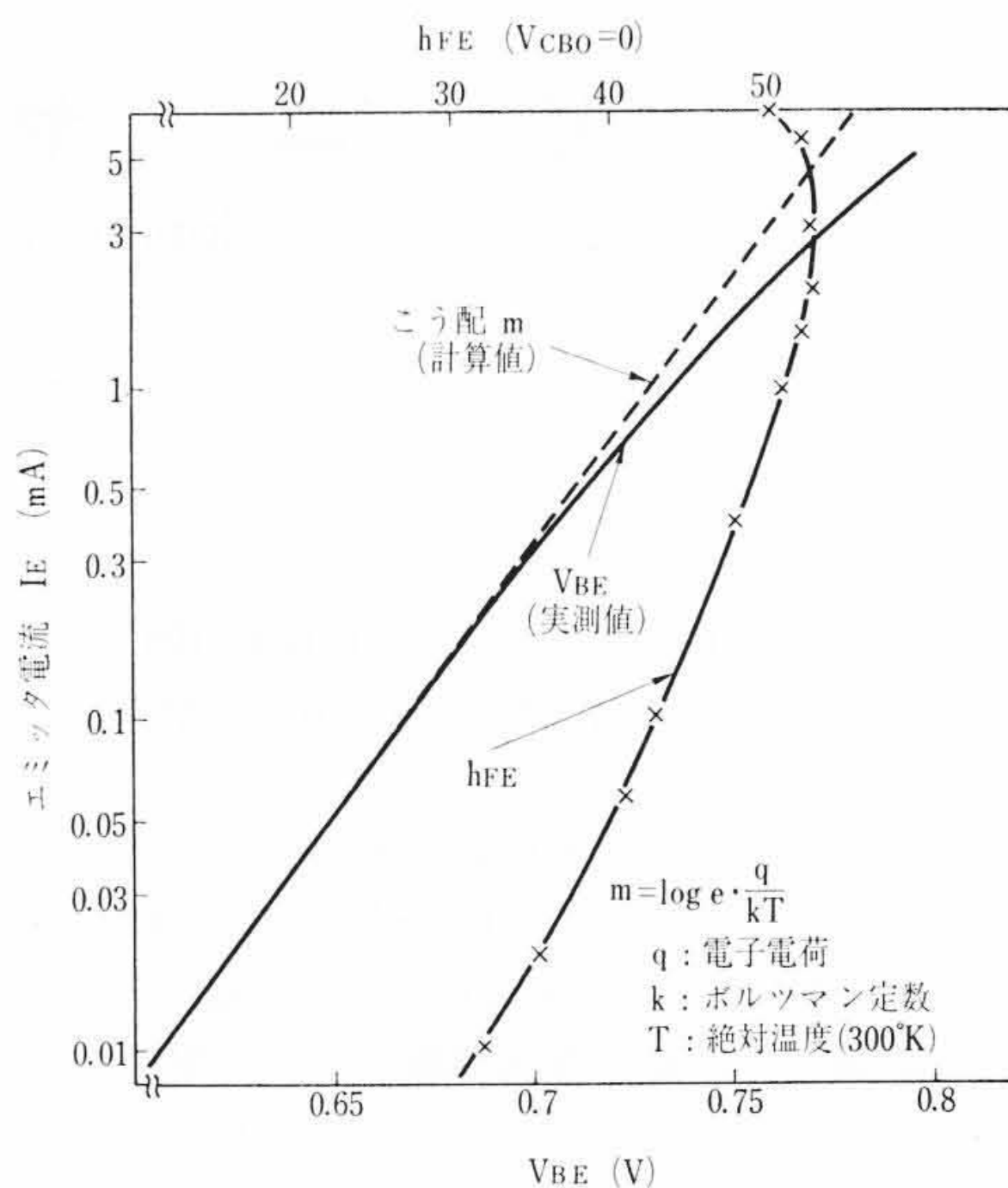
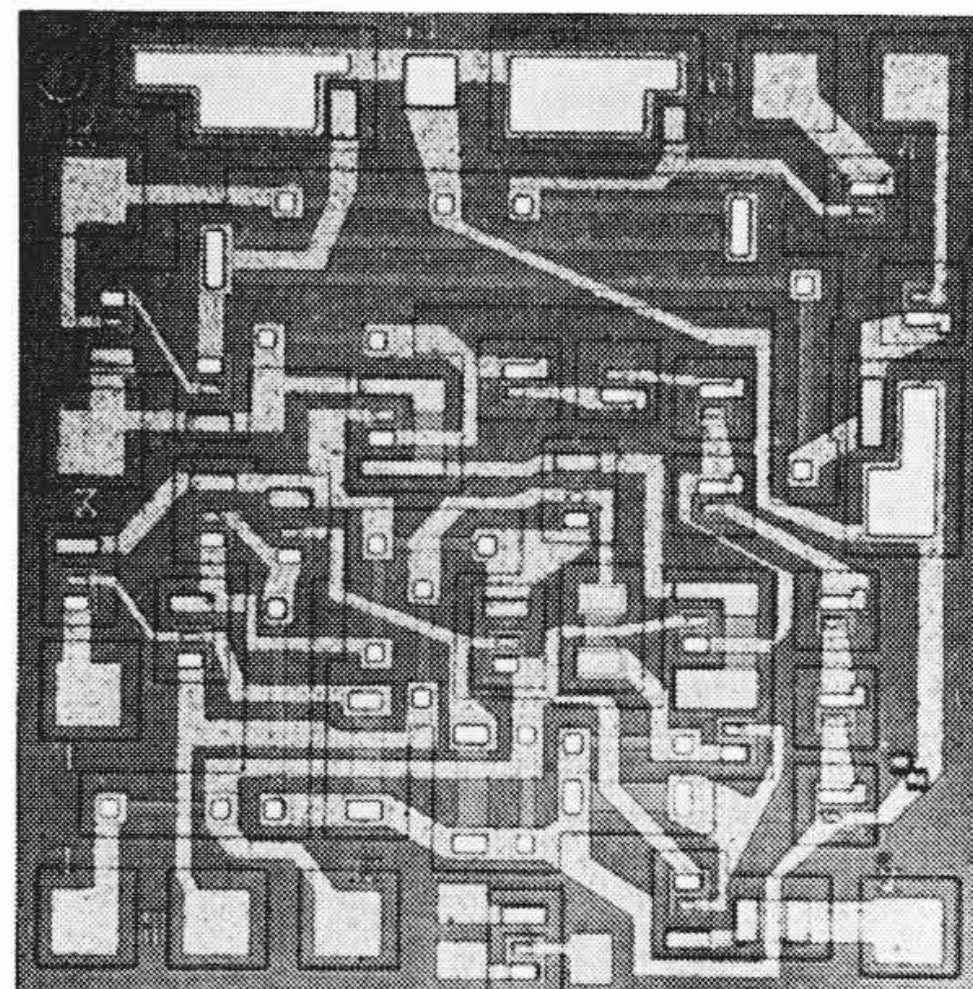
図4 トランジスタのエミッタ電流と V_{BE}, h_{FE} の関係

図5 HA1104 ペレット (30×30倍)

アイソレーションはP形不純物 (Boron) を拡散して行なった。ベースおよび抵抗不純物にも同様 Boron を用い、表面比抵抗 ρ_s は抵抗値 $R = \rho_s \times L/W$ (ただし W : 抵抗不純物の拡散幅, L : 抵抗不純物の拡散長さ) から適正值を求めた。

ダイオードはトランジスタのベース・エミッタ間順方向電圧 V_{BE} と一致させかつばらつきを少なくするためにトランジスタと同一寸法でベース・コレクタを短絡するよう工夫してある。

このときのダイオード電流 I_E と V_{BE} の関係は図4のようになり、標準電源電圧 $V_{cc} = 7.5\text{V}$ の場合 D_1, D_2 に流れる電流を2 mAとするとダイオード1個あたりの電圧降下は0.755 Vとなる。

エミッタ拡散はN形不純分として磷を用い炉の正確な温度制御により電流増幅率 h_{FE} をコントロールしている。

h_{FE} とエミッタ電流の関係は図4に示したとおりで $I_E \approx 3\text{mA}$ 付近で h_{FE} が最大となり、大部分のトランジスタが $V_{cc} = 6 \sim 10\text{V}$ の電圧状態で1~3 mAの動作点にある。各回路素子間の接続にはAlの蒸着膜を用いた。図5に完成したHA1104のパターンの拡大図を示す。

組立前の回路特性の良否判定には、IC検査機を用いた。

組立にはTO-5形10本リードのステムを使用し、Al線を超音波熔接法で接続している。

4.3 特性

完成したHA1104の最大定格および代表的特性を表1, 2にまとめた。ただしHA1104からFMディスクリミネータ用検波回路とダーリントン接続音声増幅回路を除いたもの (端子6, 7, および9を使用しない) をHA1102と呼ぶことにする。

動作可能な電源供給電圧 V_{CC} は $5.5\text{V} \sim 10\text{V}$ と広く、この間での基準電圧 V_4 (端子4と接地間の電圧) および全回路消費電力 P_T の変化 (標準値) は図6に示すとおりである。 V_4 は $V_{CC} \geq 6\text{V}$ で $\Delta V_4 /$

表1 HA1104 の最大定格 ($T_A = +25^\circ\text{C}$)

項 目	
電 源 電 圧	13Vmax
推 奨 電 源 電 圧	5.5V $\sim$ 10V
最 大 入 力 電 圧	$\pm 3\text{V}$
電 力 損 失	300mW
動 作 温 度	$-55 \sim +125^\circ\text{C}$
保 存 温 度	$-65 \sim +200^\circ\text{C}$

表2 HA1104 の電気的特性 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

項 目	記 号	条 件	
電 力 損 失	P_T	$V_{CC}=6\text{V}$	73 $\sim$ 110mW
		$V_{CC}=7.5\text{V}$	106 $\sim$ 150mW
		$V_{CC}=10\text{V}$	165 $\sim$ 230mW
電 圧 利 得		$f=1\text{Mc}, V_{CC}=7.5\text{V}$	65dB min
		$f=4.5\text{Mc}, V_{CC}=7.5\text{V}$	60dB min
		$f=10.7\text{Mc}, V_{CC}=7.5\text{V}$	55dB min
雑 音 指 数	NF	$f=4.5\text{Mc}, V_{CC}=7.5\text{V}$	8.7dB typ
音 声 出 力 電 圧	V_0	$f=4.5\text{Mc}, V_{CC}=7.5\text{V}$ $f_m=1\text{kc}, \Delta f=25\text{kc}$	135mV min
AM 除 去 率	AMR	$f=4.5\text{Mc}, V_{CC}=7.5\text{V}$ $V_{in}=10\text{mV}$	50dB typ
全 調 波 歪 率	THD	$f=4.5\text{Mc}, V_{CC}=7.5\text{V}$	1.8% typ

$\Delta V_{CC} \approx 7.0\%$ で定電圧化されていることがわかり、この間で安定した動作が行なわれることがわかる。

また温度変化にたいする P_T の変化は図7のとおりで、ほぼ $0.2\%/^\circ\text{C}$ またはそれ以下の変動となりすぐれた安定性を示している。

次に電圧利得 A_V 、および最小リミット入力電圧 V_{il} ($V_{in}=100\text{mV}$ のときの出力電圧から -3dB 出力が低下するまで下げたときの入力電圧) の周波数依存性を図8に示した。低周波では 70dB の電圧利得を有し、テレビFM音声中間周波 4.5Mc の点では -3dB ほど低下するが 60dB 以上の利得を有するので問題ない。

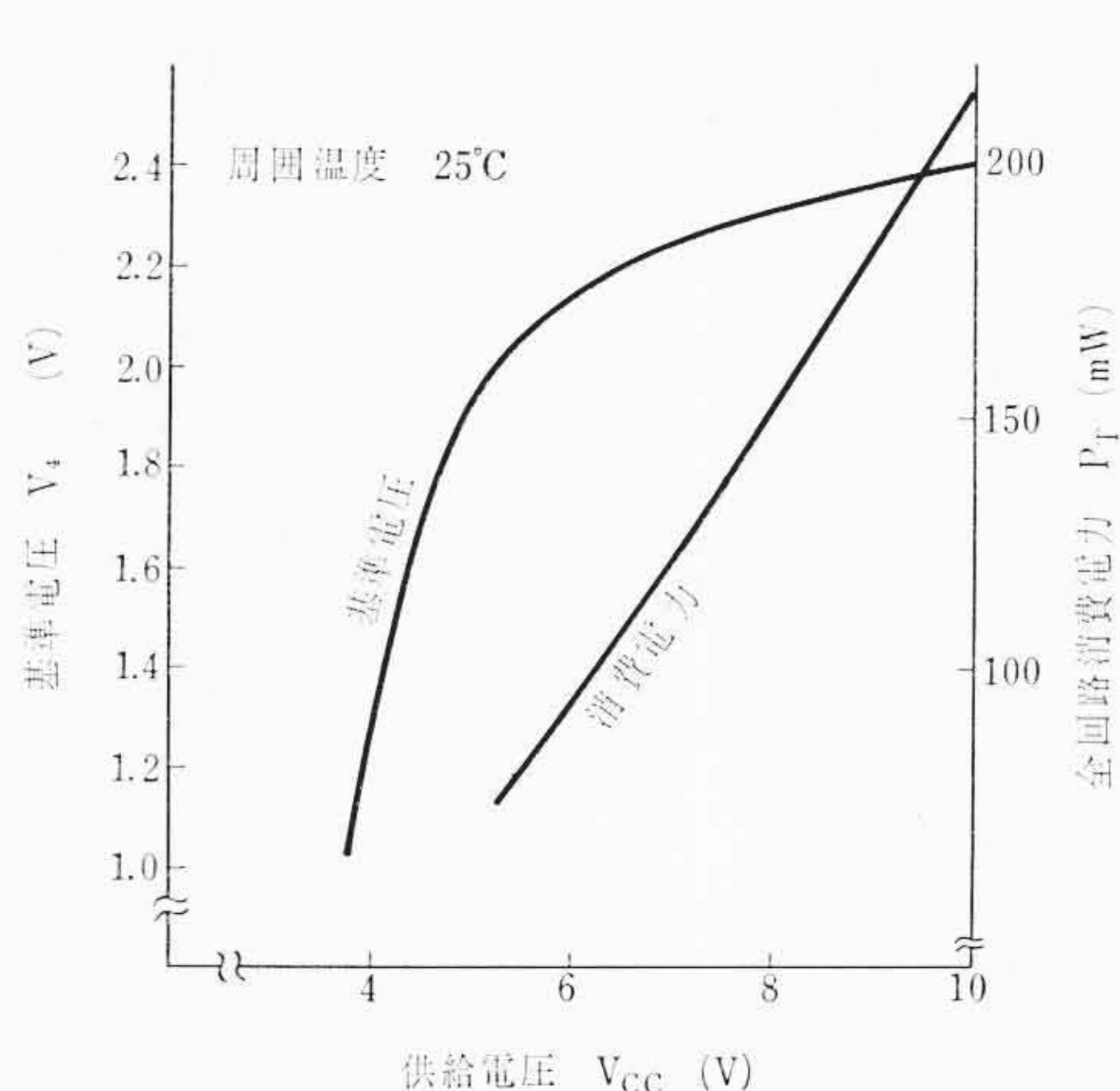
また 1Mc における A_V 、 V_{il} の温度依存性は図9のとおりで、 -10°C から $+75^\circ\text{C}$ にわたり非常に安定していることがわかる。

次に 4.5Mc での雑音指数の V_{CC} 依存性を図10に示す。 $V_{CC}=7.5\text{V}$ で 8.7dB であるが、テレビでの実用にはまったく問題とならない。

ICでは各トランジスタが通常同一の熱処理をうけるために、特定のトランジスタのみに低雑音特性を要求することができず、一般には雑音特性が個別部品を使用した従来の回路と同等もしくは悪くなると考えられている。

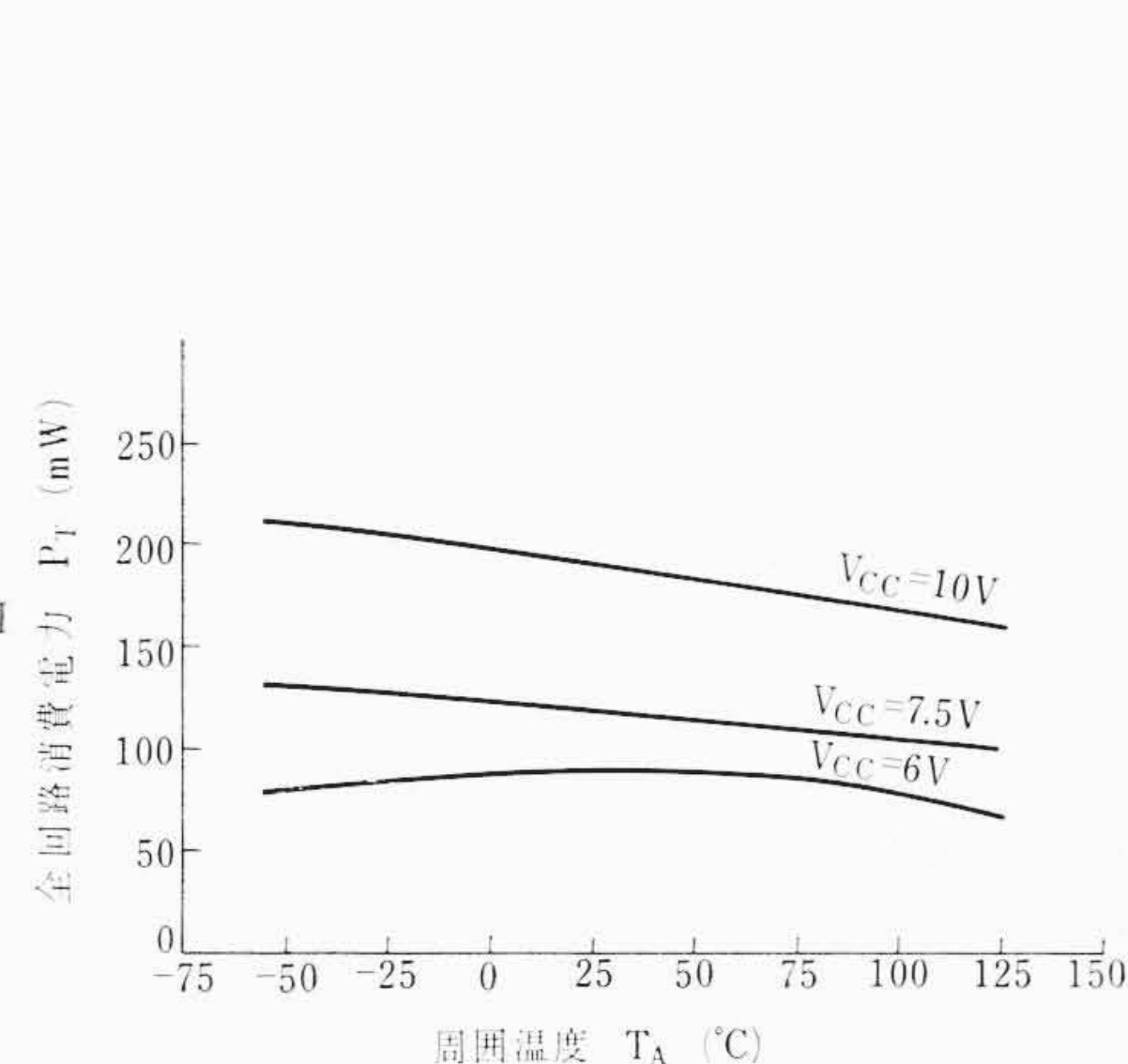
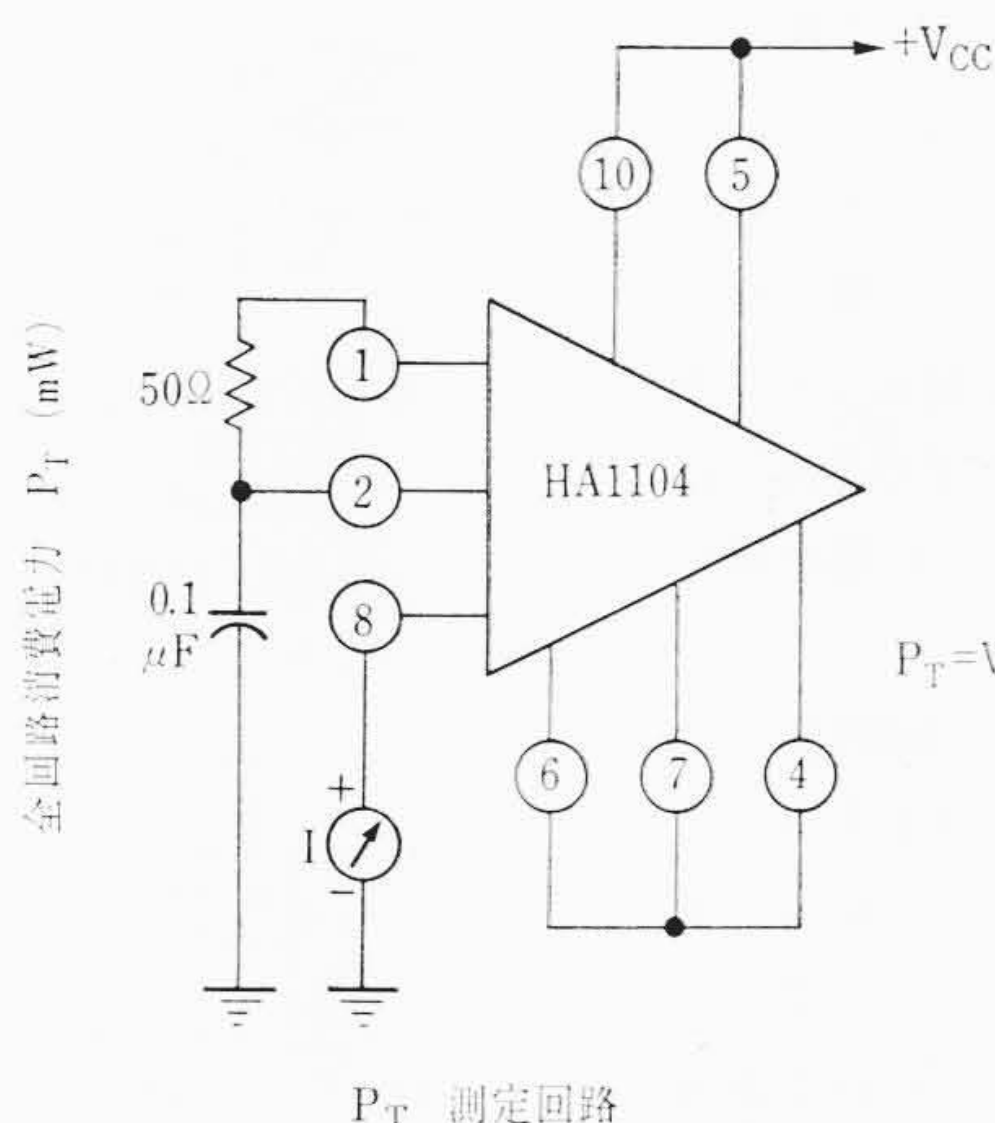
ショット雑音については特殊な拡散を行なうことによりベース抵抗を下げたり、回路定数や各トランジスタの寸法を雑音を最小にするよう設計したりすることによりかなりなところまで改良できると考えられる。また音声周波における $1/f$ 雑音については、トランジスタの電流増幅率を大きくしなければならない問題があり、歩留りとの関連で経済的にどの程度まで改善できるかはこれからの問題である。

次に HA1104 の音声復帰電圧の入力信号レベル依存性を図11に示した。飽和出力状態から -3dB 低下するときの入力信号レベル



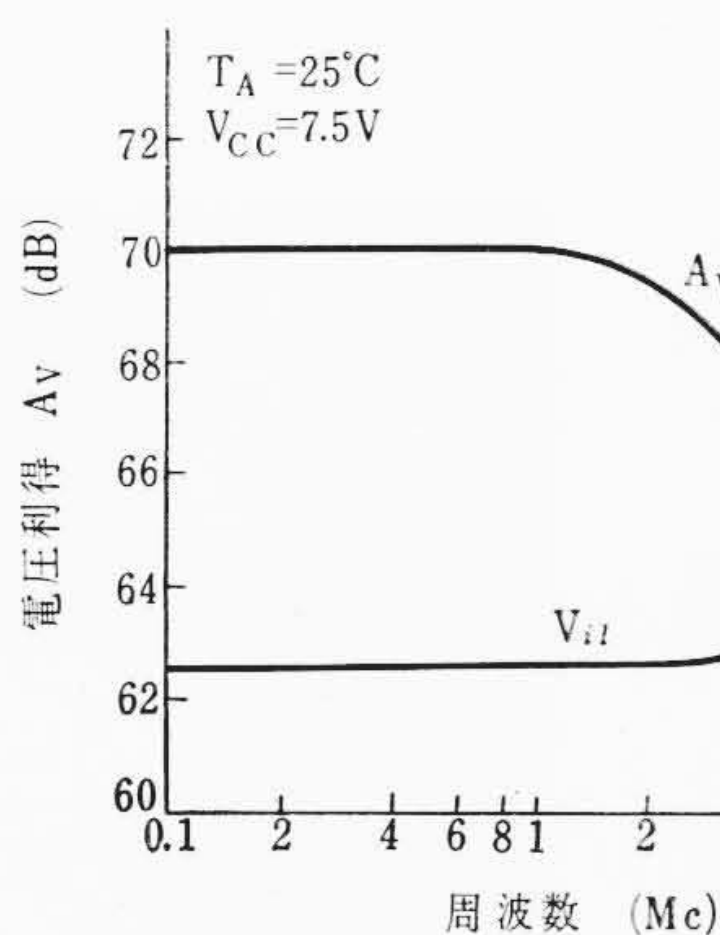
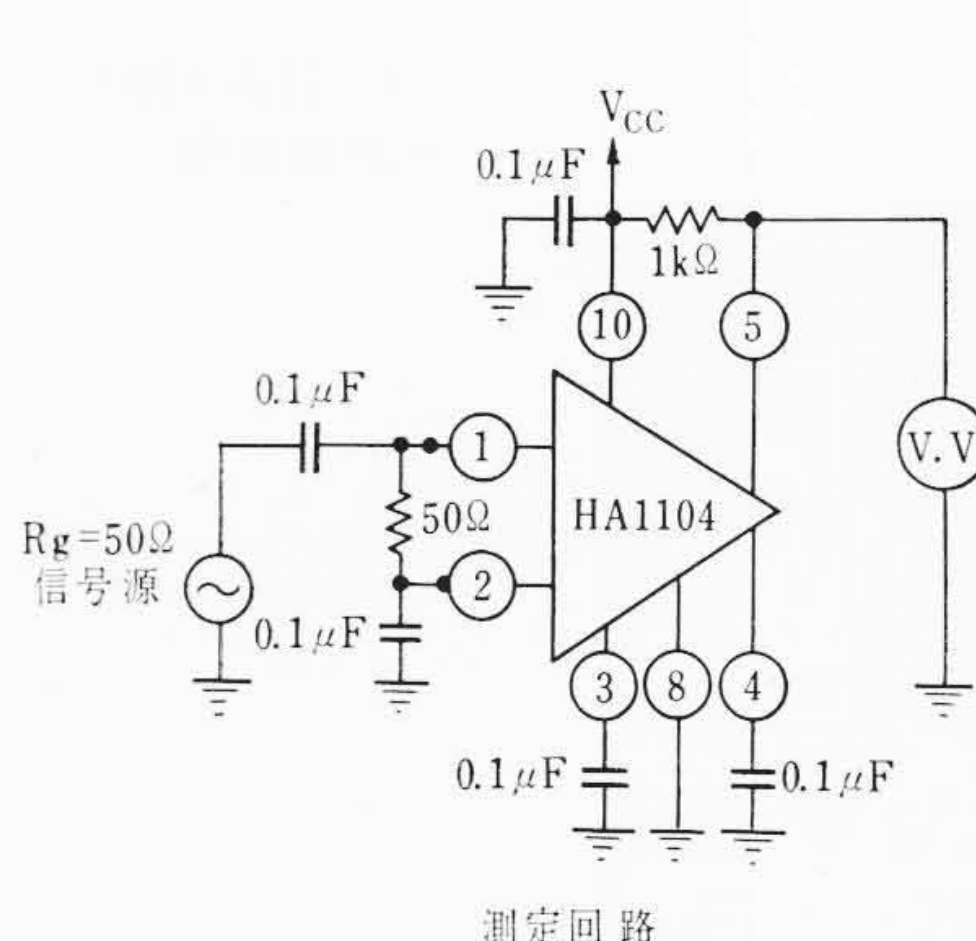
(HA1102, HA1104)

図6 基準電圧，全回路消費電力の電圧依存性



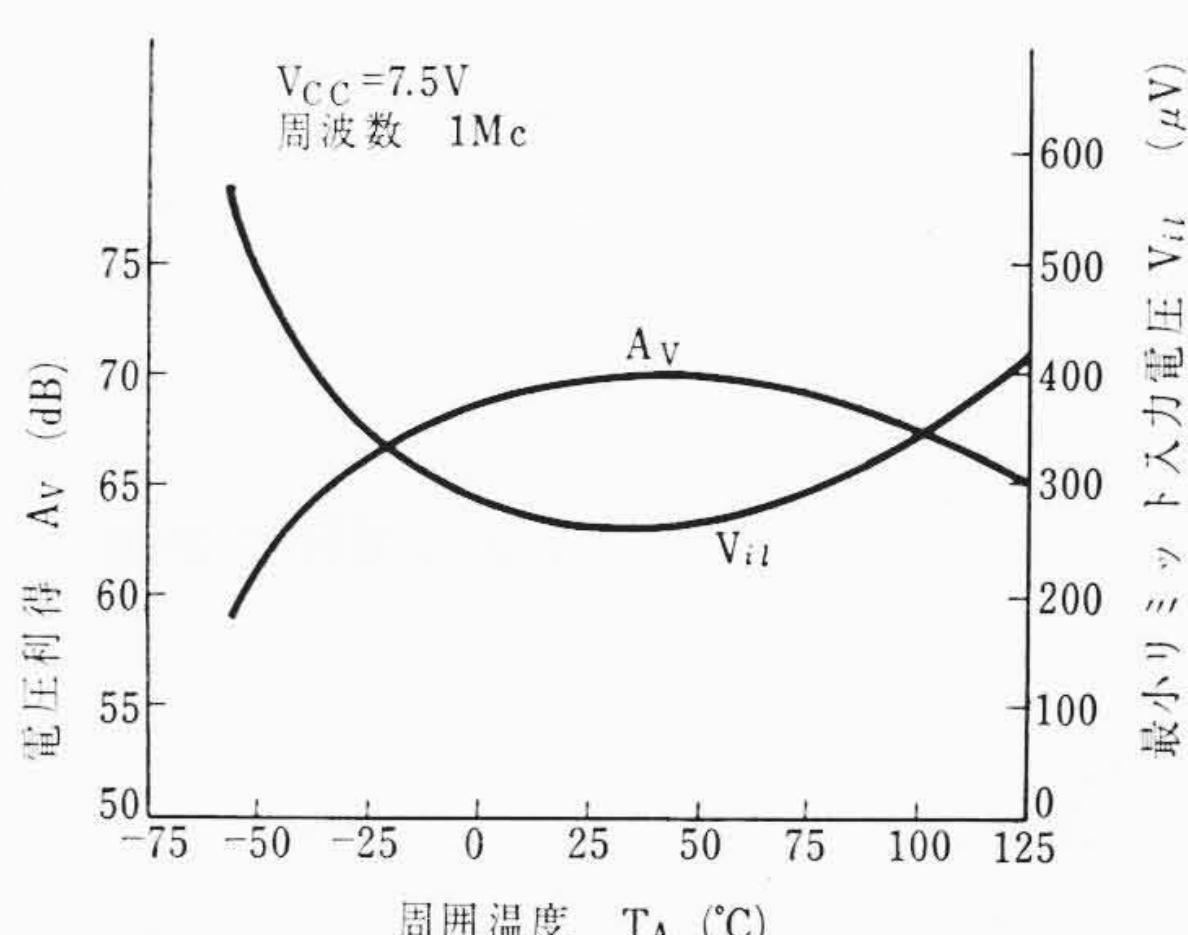
(HA1102, HA1104)

図7 全回路消費電力の温度依存性



(HA1102, HA1104)

図8 電圧利得，最小リミット入力電圧の周波数特性



(HA1102, HA1104)

図9 電圧利得，最小リミット入力電圧の温度依存性

表3 HA1301の電気的特性
($T_a=25^\circ\text{C}$, $V_{CC}=+6\text{V}$, $V_{EE}=-6\text{V}$)

項 目	記 号	試 験 条 件	HA 1301			単 位
			最 小	標 準	最 大	
静 特 性						
入力オフセット電圧	V_{IO}		—	1.08	5	mV
入力オフセット電流	I_{IC}		—	0.54	5	μA
入 力 電 流	I_I		—	5.3	12	μA
電 源 安 定 度	$\Delta V_{IO}/\Delta V_{CC}$		—	0.103	1	mV/V
	$\Delta V_{IO}/\Delta V_{EE}$		—	0.260	1	mV/V
消 費 電 力	P_T		—	30	—	mW
動 特 性						
電 圧 利 得	A_{OL}	$f=1\text{ kc/s}$	57	60	—	dB
帶 域 幅	BW_{OL}		200	300	—	kc/s
同 相 弁 別 比	CMR	$f=1\text{ kc/s}$	70	94	—	dB
最大出力電圧幅振	$V_O(P-P)$	$f=1\text{ kc/s}$	—	6.75	—	V_{P-P}
入 力 抵 抗	Z_{in}	$f=1\text{ kc/s}$	10K	14K	—	Ω
出 力 抵 抗	Z_{out}	$f=1\text{ kc/s}$	—	200	—	Ω

計してある。したがって動作が安定であり、使いやすく、弁別比も高い。またNPNトランジスタと抵抗のみで構成されているので製造が容易であるという大きな利点がある。

R_{14} は直流レベルシフト用の抵抗で Q_9 , Q_{10} は正帰還のかかった、エミッタ・ホロア出力回路である。端子⑧を用いて R_{14} をコンデンサでバイパスすることにより高周波でのピーキングがとれ、数Mc以上まで使用できる。消費電力は電源電圧 $\pm 6\text{V}$ のとき約35mWで非常に小さい。

(2) 特 性

標準動作状態における電気的特性を表3に、温度、電源電圧に対する特性の変化、周波数特性などを図16, 17に示す。

電圧利得は $V_{CC}/V_{EE}=+6/-6\text{V}$ で約60dB、帯域幅(−3dBの周波数)は約300kcであるがロール・オフの傾斜がゆるやかなため位相補償と帰還のインピーダンス値を適当に選ぶことにより数Mc以上でも使用できる。

図18は入力換算オフセット電圧 V_{IO} 、弁別比CMRの分布の一例を示したものである。この例では V_{IO} は3mV以下、CMRは90~100dBでいずれも非常に良い値を示している。

5.2 H A 1 3 0 3

(1) 特 色

独自の回路構成をもつ高利得、大振幅の演算増幅器である。Fairchild社の $\mu\text{A}702$ よりも利得が高く、 $\mu\text{A}709$ よりも帯域幅が広く、利得×帯域幅(−3dB)は約10Gcに達する。回路構成は図19のとおりで、3段構成の差動増幅回路にB級の相補対称プッシュプル・エミッタホロア出力回路がつけられている。 Q_{14} と Q_{16} はそれぞれLateral形のPNPトランジスタとSubstrateをコレクタに用いたPNPトランジスタであり、 Q_{14} は Q_{12} とともに一つのアイソレーションに収められている。この二つのPNPトランジスタは製造上はNPNトランジスタに比べて作りがいが、 $\pm 10\text{V}$ 以上の大出力振幅をうるためには非常に有効な方法である。また R_8 , R_9 , Q_{13} , Q_5 , Q_{10} は安定な定電流回路を構成し⁽²⁾、これによって電源電圧が $\pm 6\text{V}$ から $\pm 15\text{V}$ まで変化しても動作点が狂わないように設計されている。

(2) 特 性

標準動作状態における電気的特性を表4に、温度、電源電圧に対する特性の変化、周波数特性などを図20~22に示す。

1Mcで約80dBという広帯域、高利得をもつこと、電源電圧

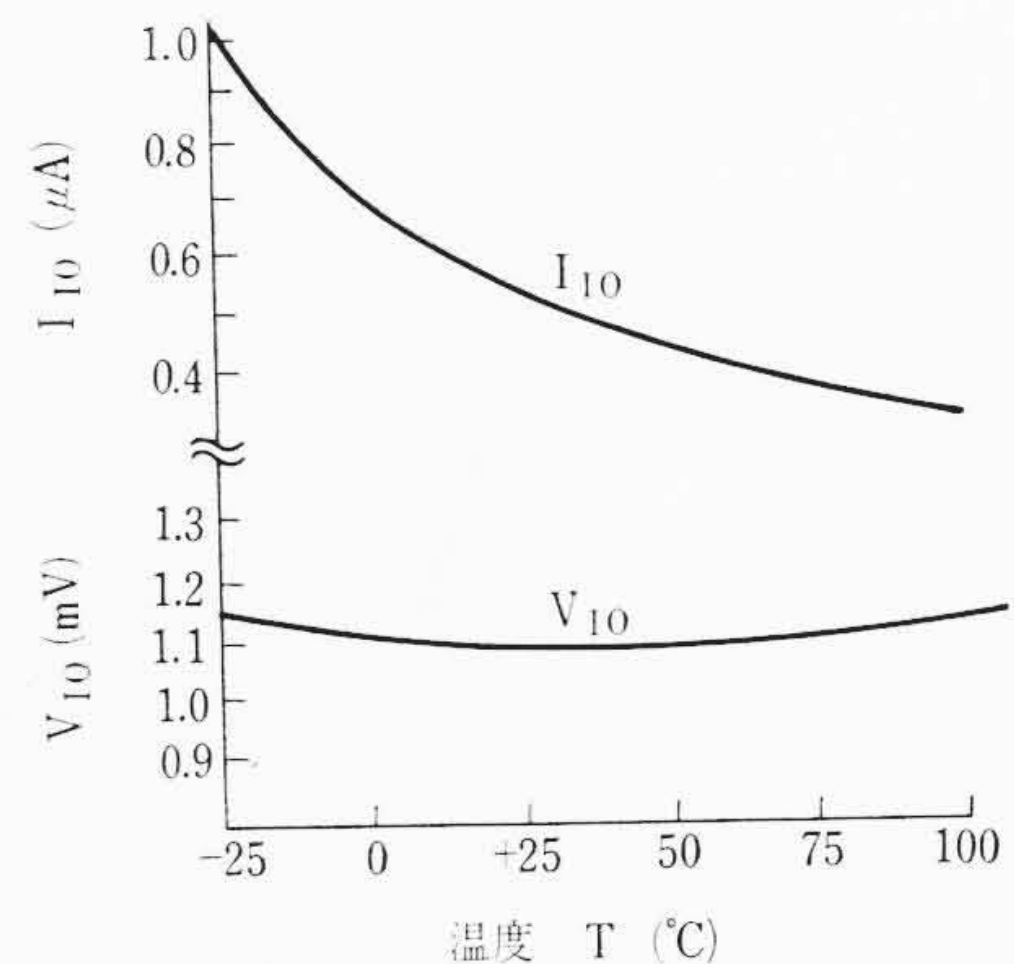


図16 HA1301のオフセット電圧 V_{IO} 、オフセット電流 I_{IO} の温度特性

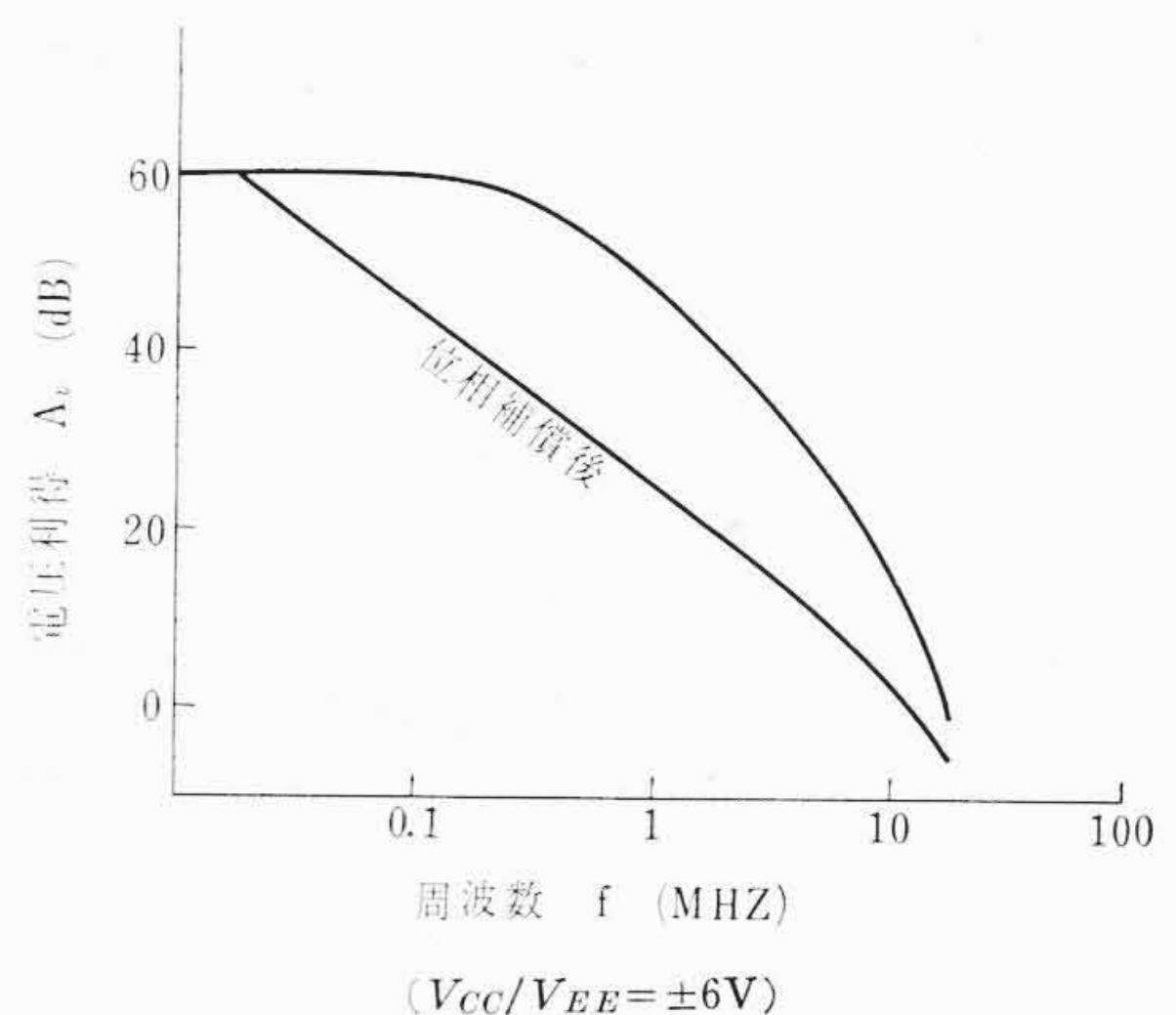
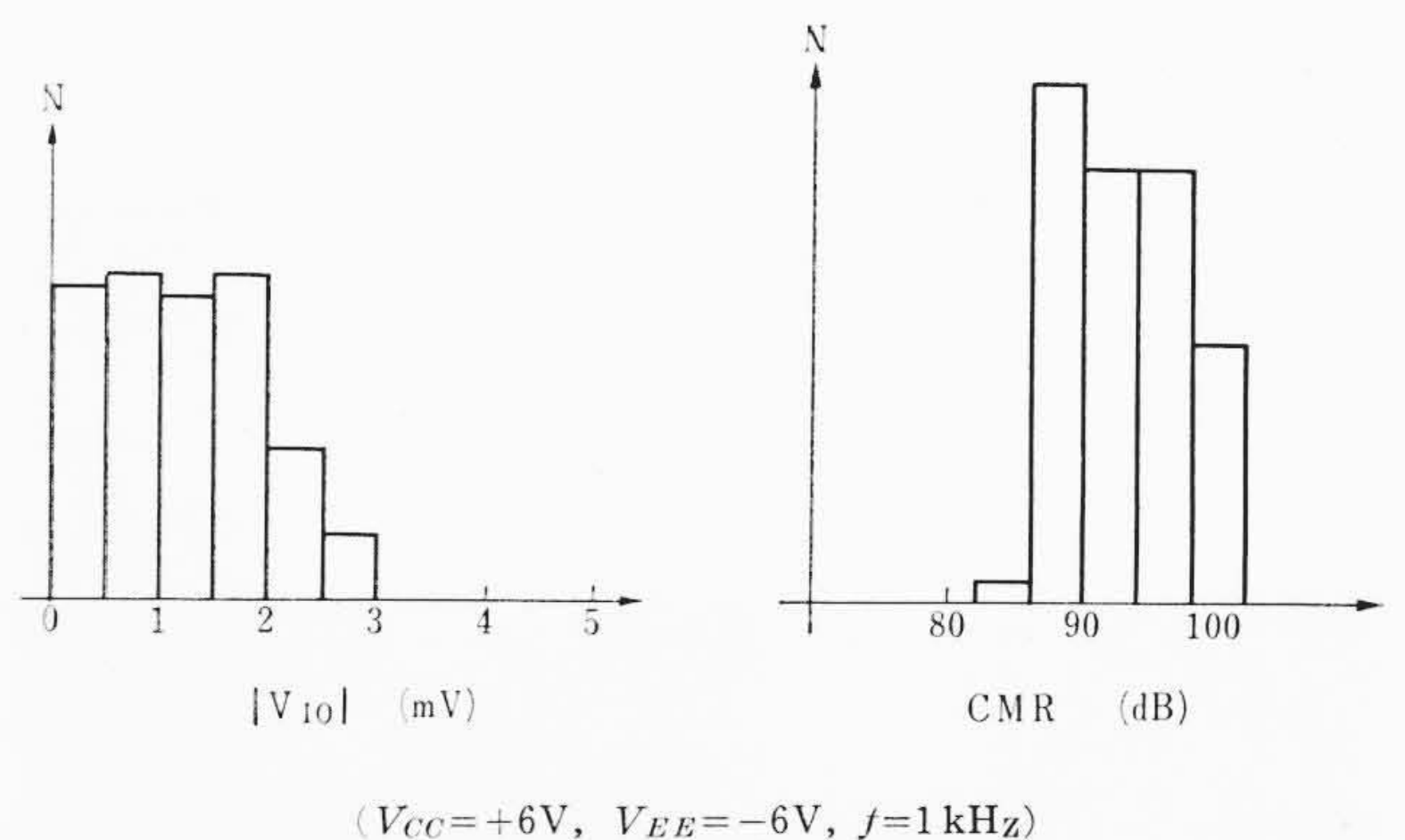


図17 HA1301の利得一周波数特性
($V_{CC}/V_{EE}=\pm 6\text{V}$)



($V_{CC}=+6\text{V}$, $V_{EE}=-6\text{V}$, $f=1\text{kHz}$)
図18 HA1301のオフセット電圧 V_{IO} と同相弁別比CMRの分布

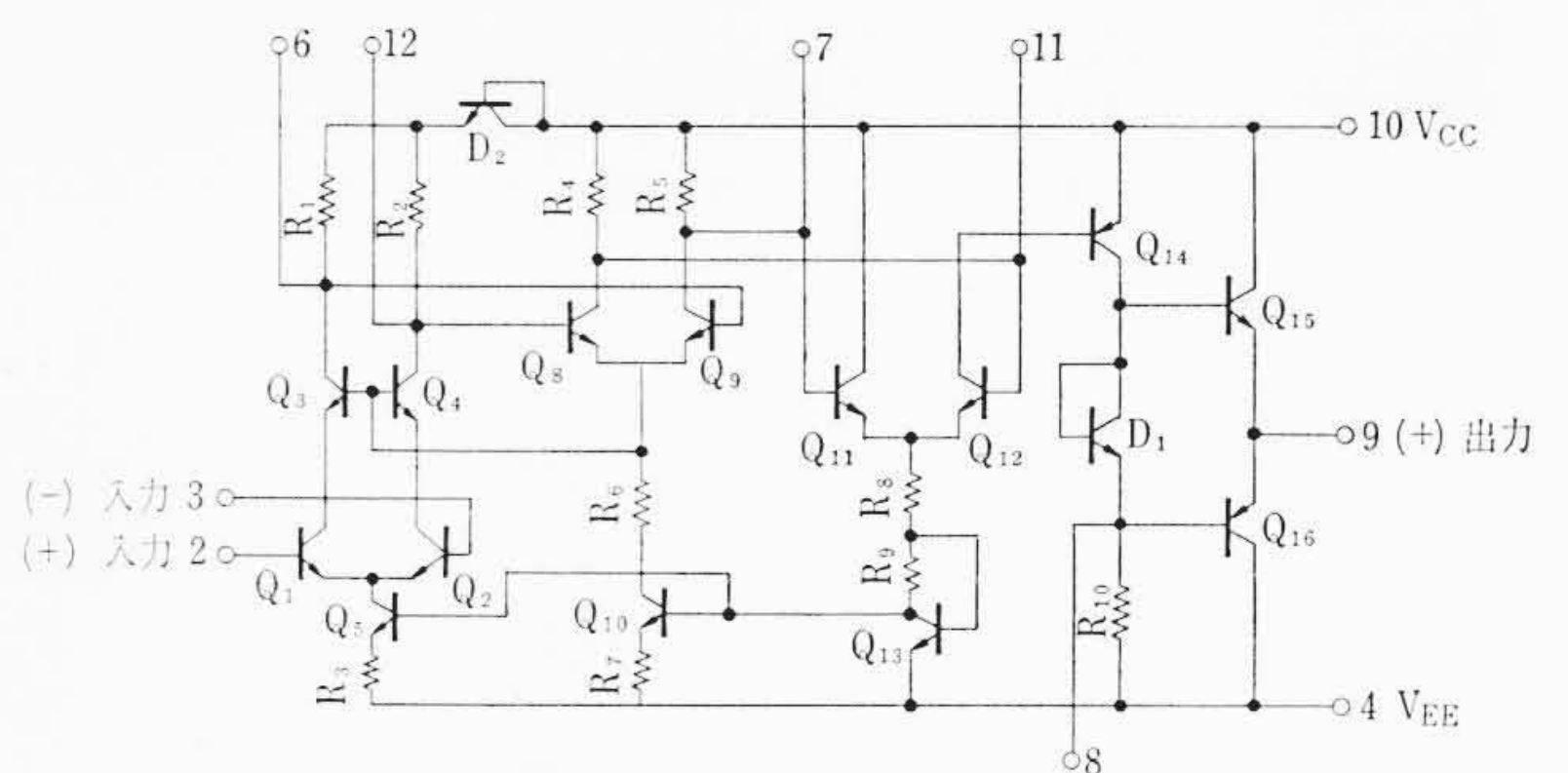


図19 HA1303の回路構成

$\pm 6\text{V}$ で約80dBの高利得をもつこと、10k Ω 負荷で27V_{PP}の大出力振幅を出せるという特長のほかに、オフセット電流が低く(約0.1 μA)、同相弁別比が高く(約100dB)、許容しうる同相入

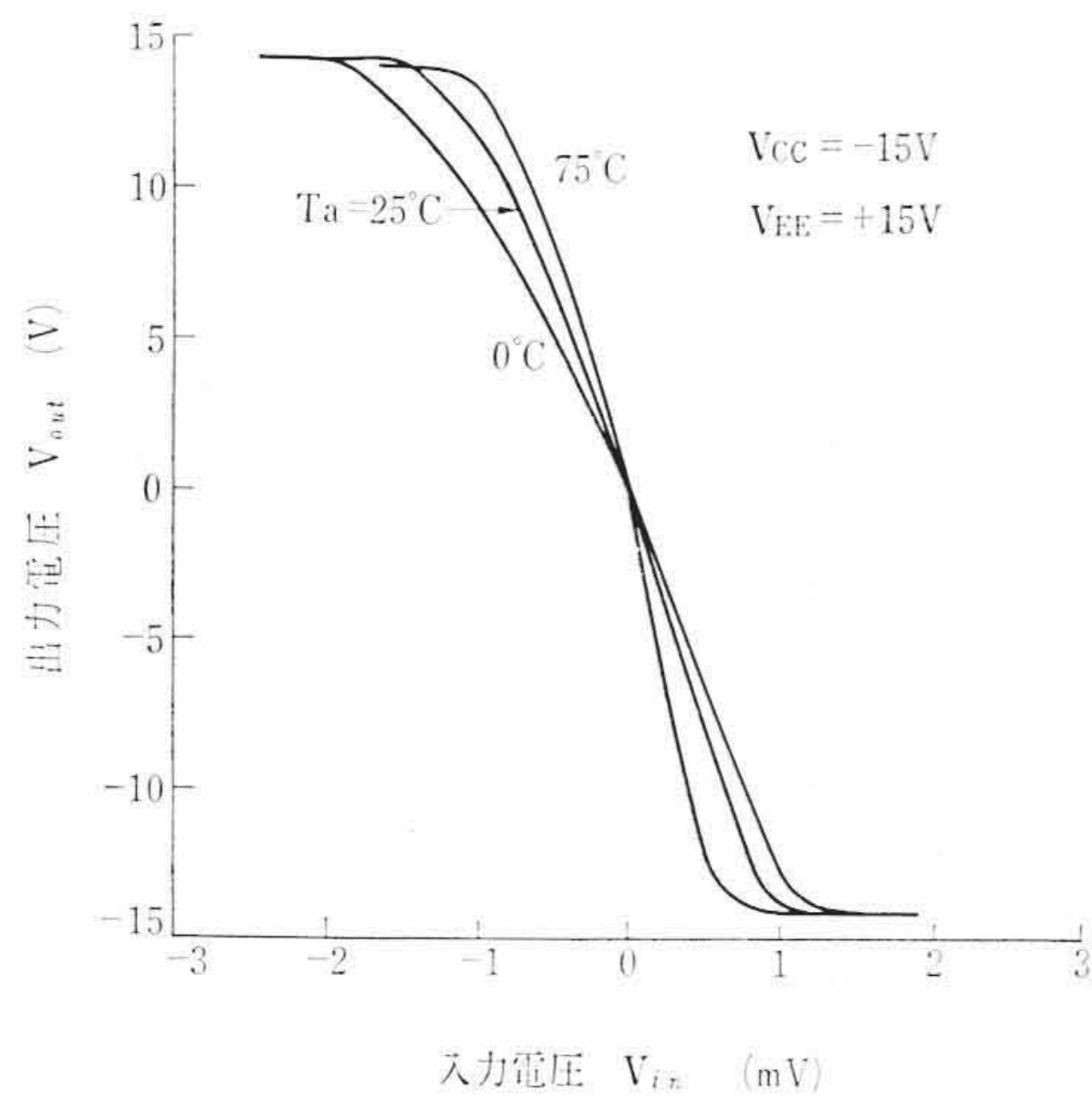


図20 HA1303の入出力特性とその温度依存性

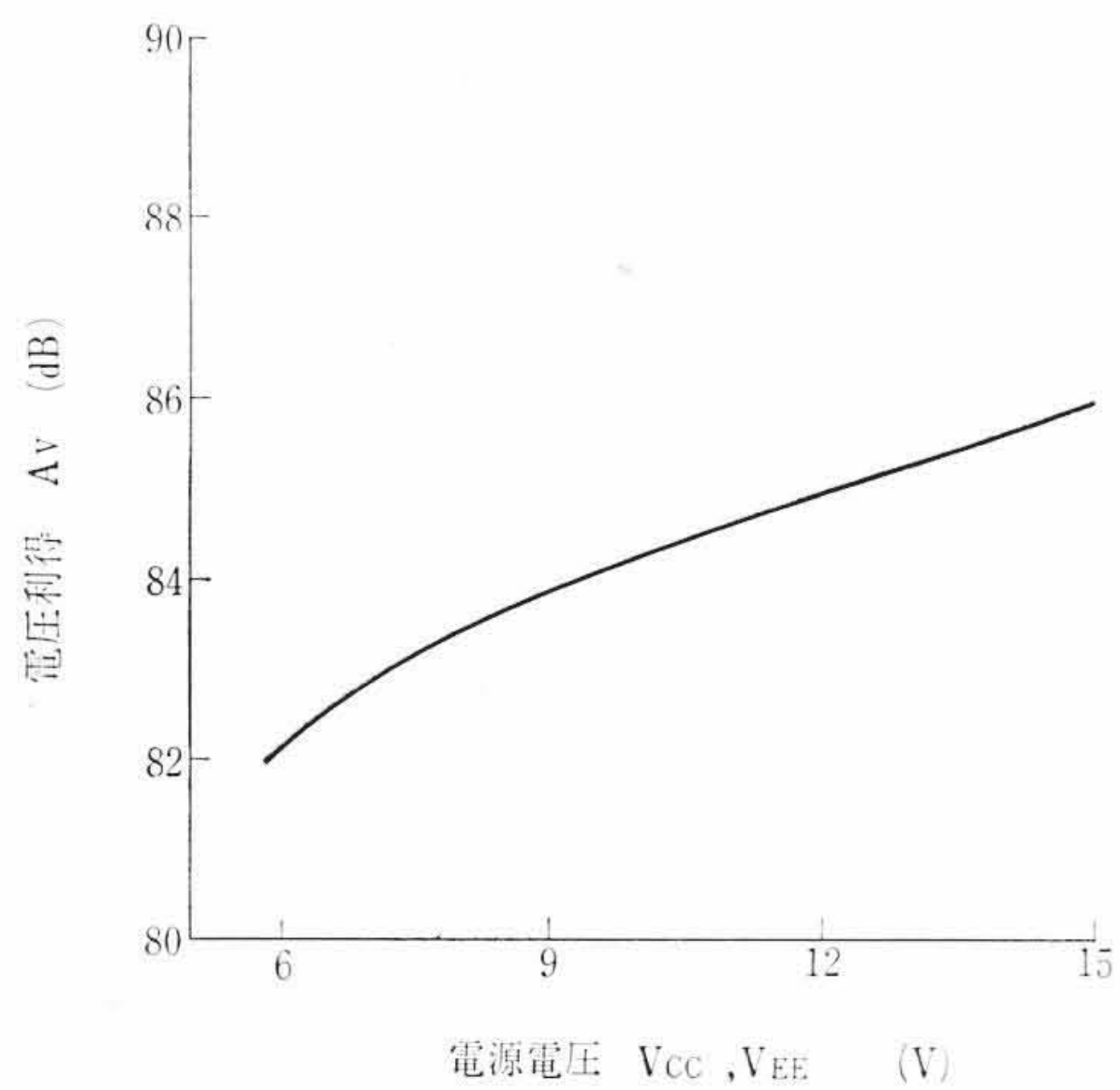
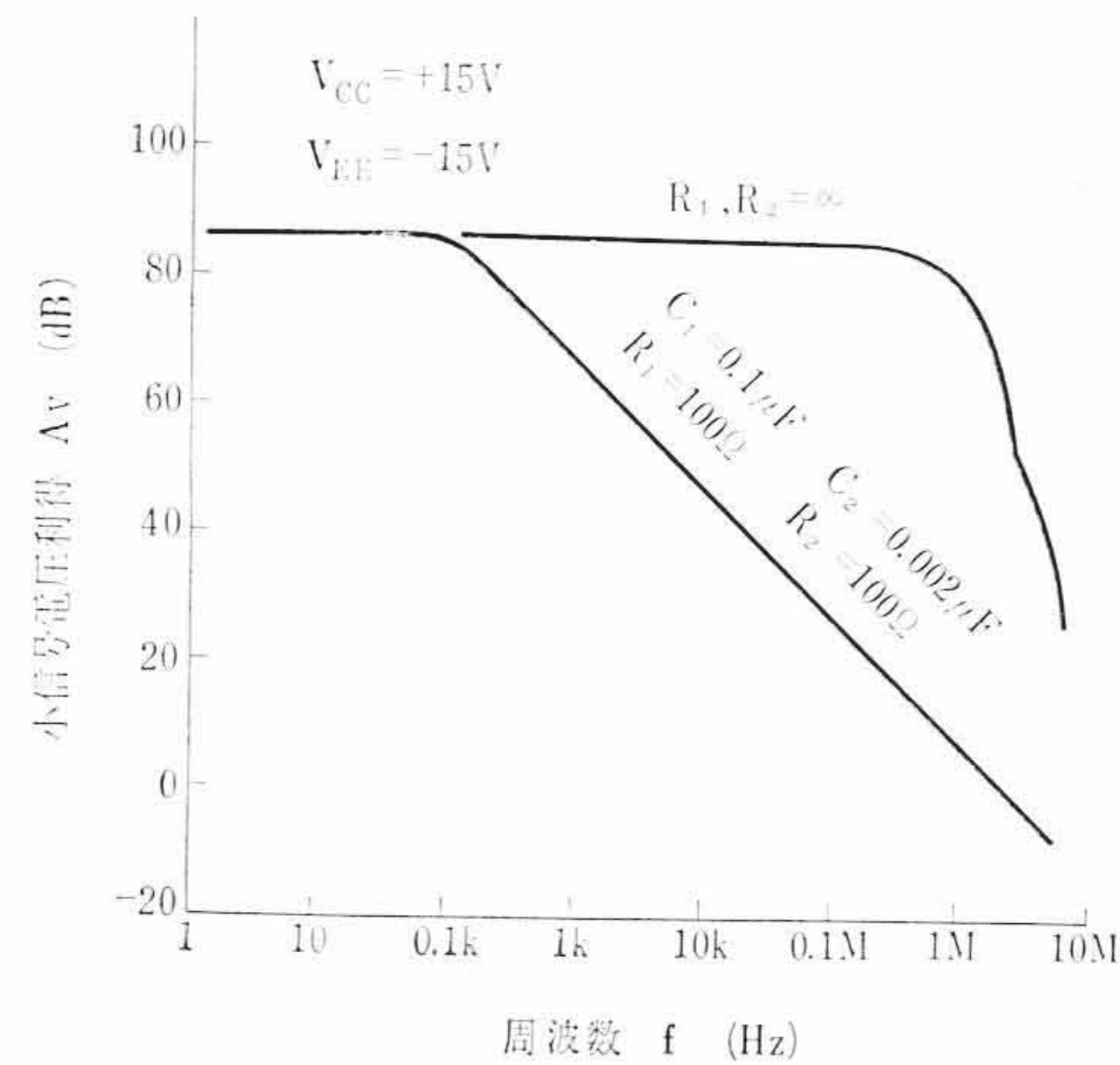
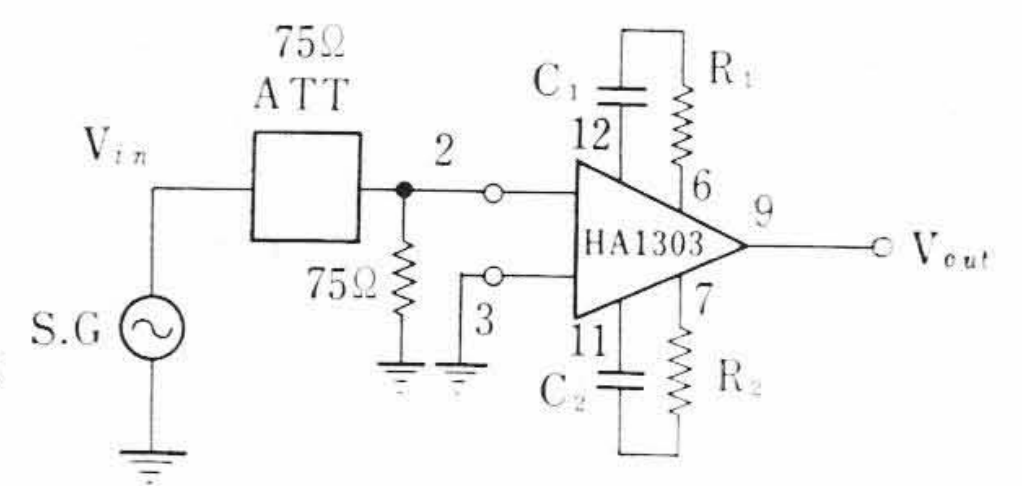


図21 HA1303の電圧利得とその電源電圧依存性



(a) 周波数特性



(b) 位相補償回路

図22 利得の周波数依存性

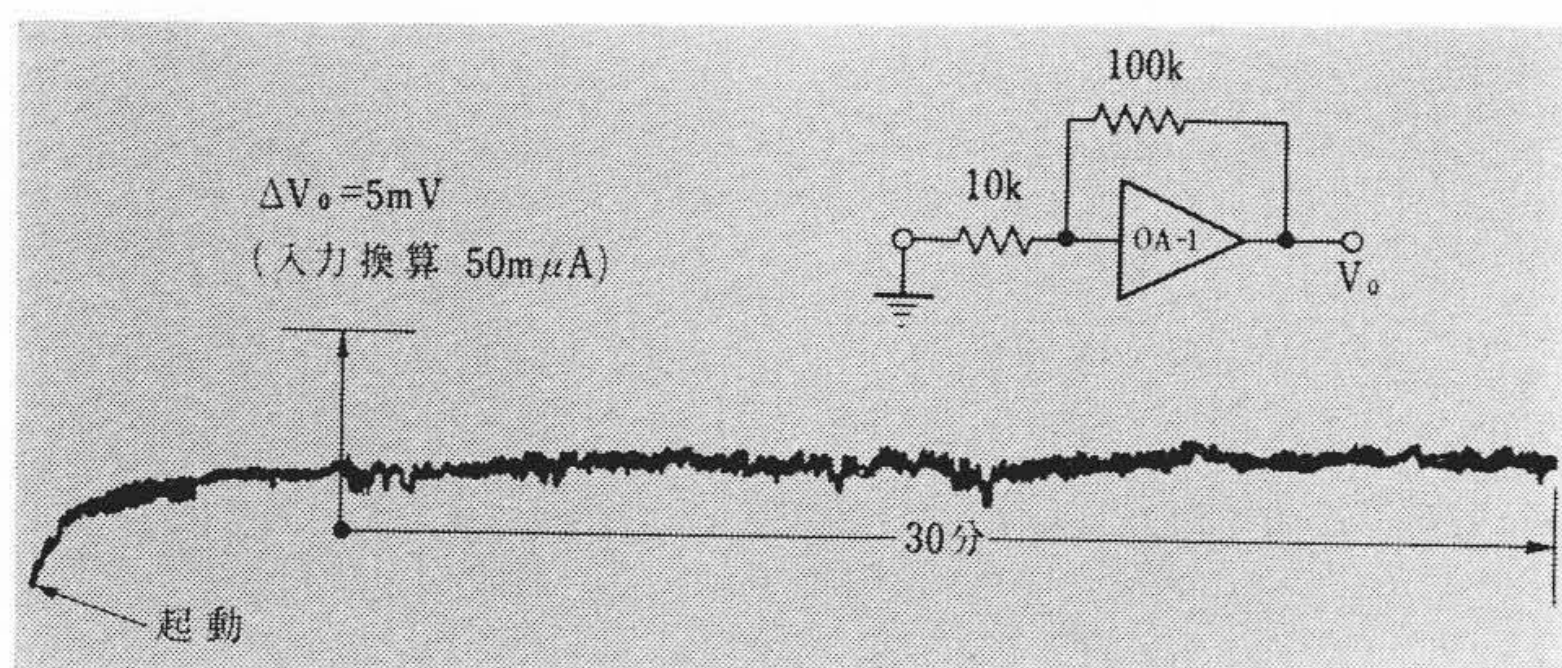
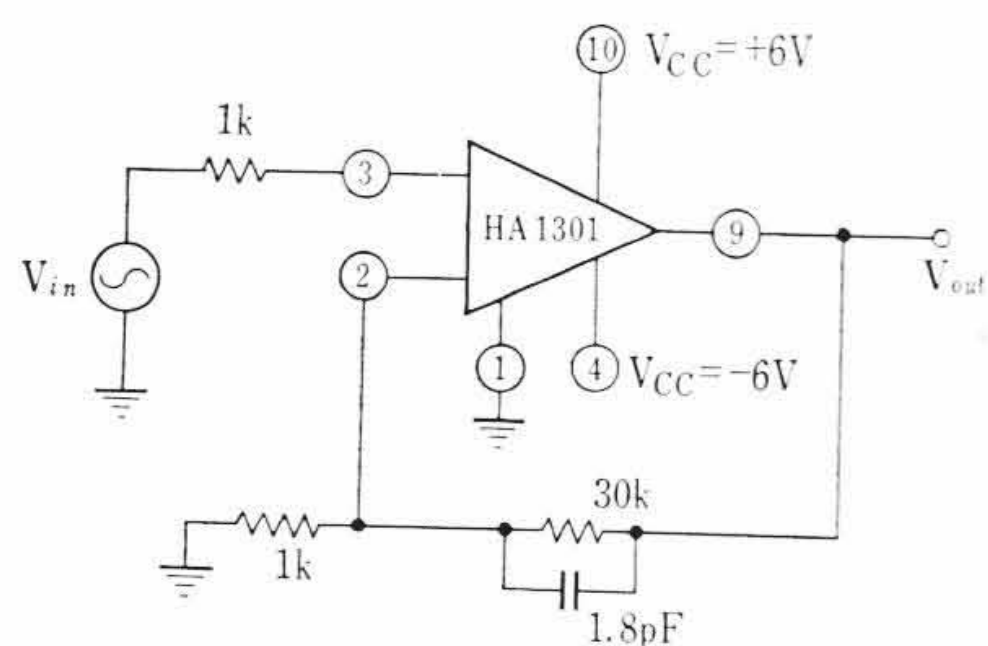


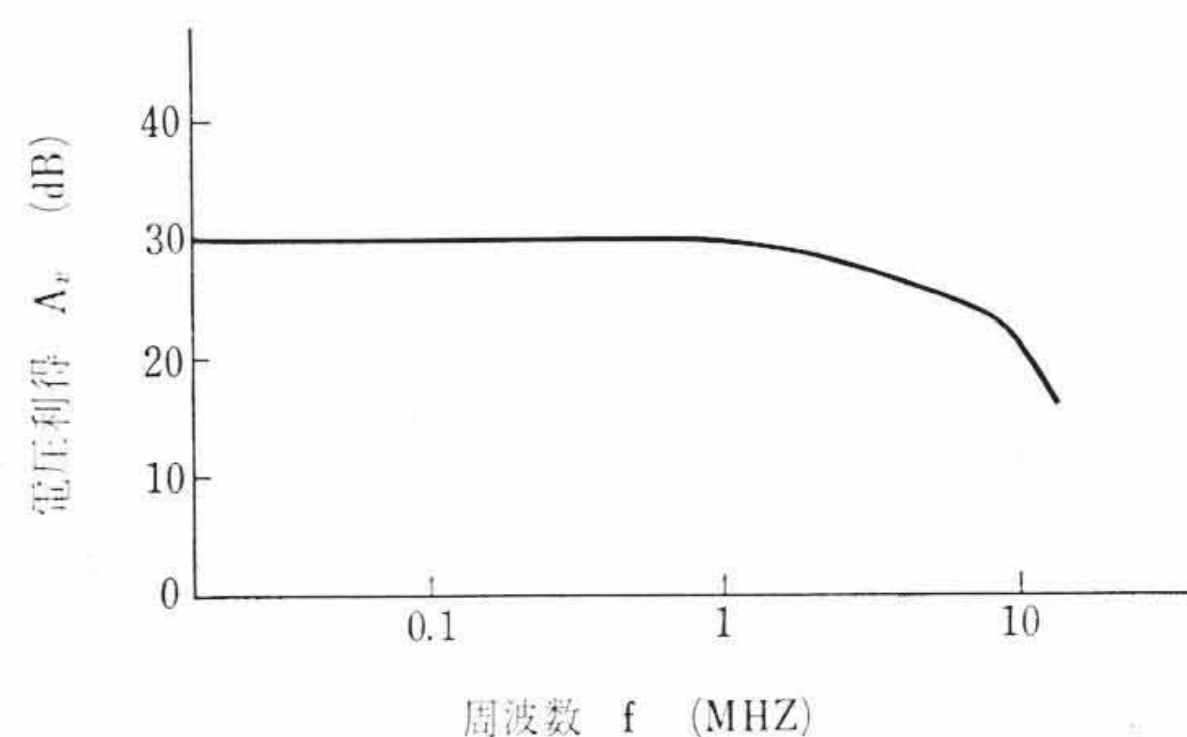
図23 HA1303の室温放置ドリフトの例

表5 演算増幅器の用途

① 差動増幅器	⑨ 積分器
② 直流増幅器	⑩ 対数変換器
③ オーディオ増幅器	⑪ 安定化電源用誤差増幅器
④ コンパレータ	⑫ 発振器
⑤ メモリコパ読出用増幅器	⑬ 関数発生器
⑥ アナコン用演算増幅器	⑭ 移相器
⑦ チョップ増幅器交流増幅部	⑮ 直線検波器
⑧ 記録計用増幅器	

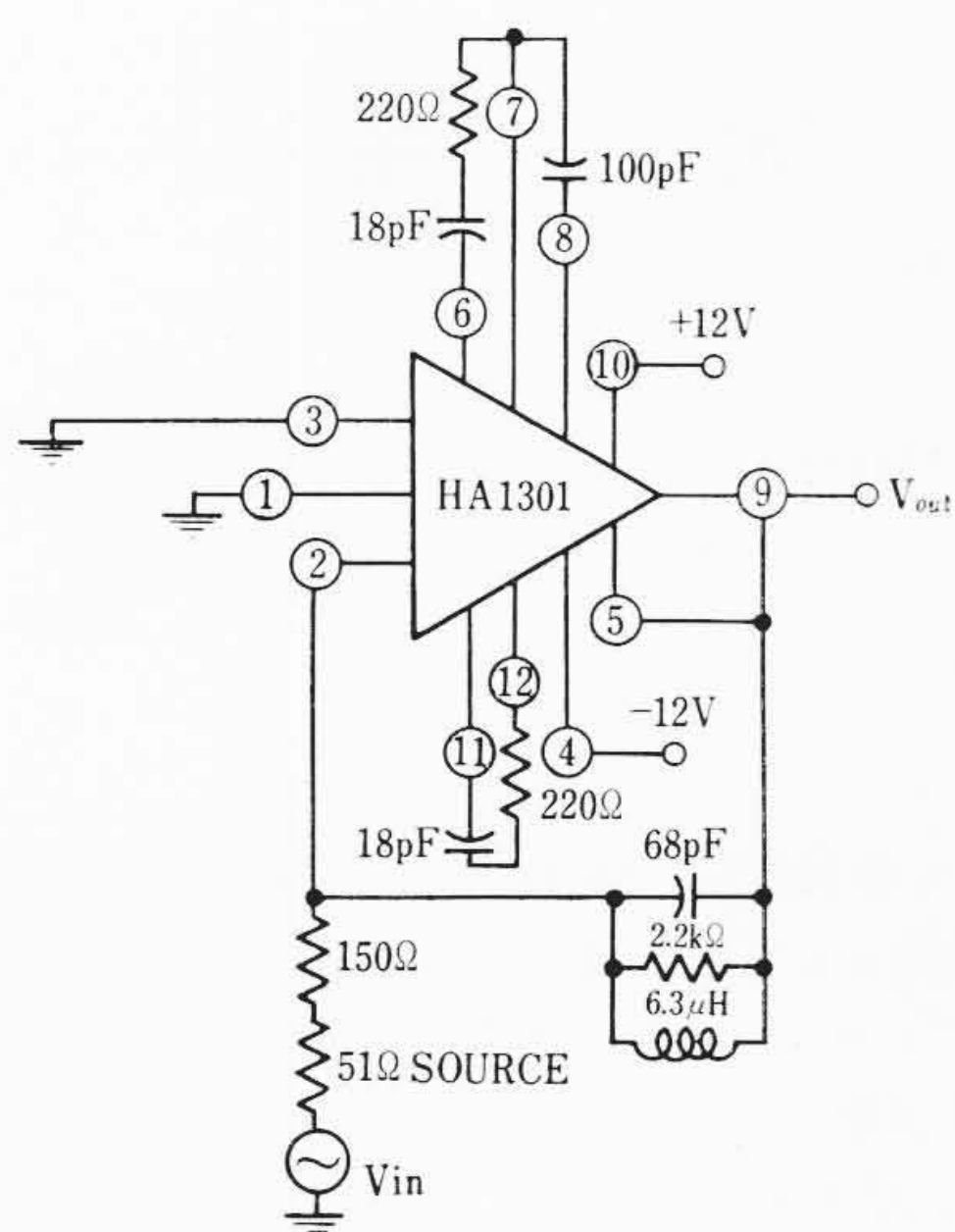


(a) 回路構成

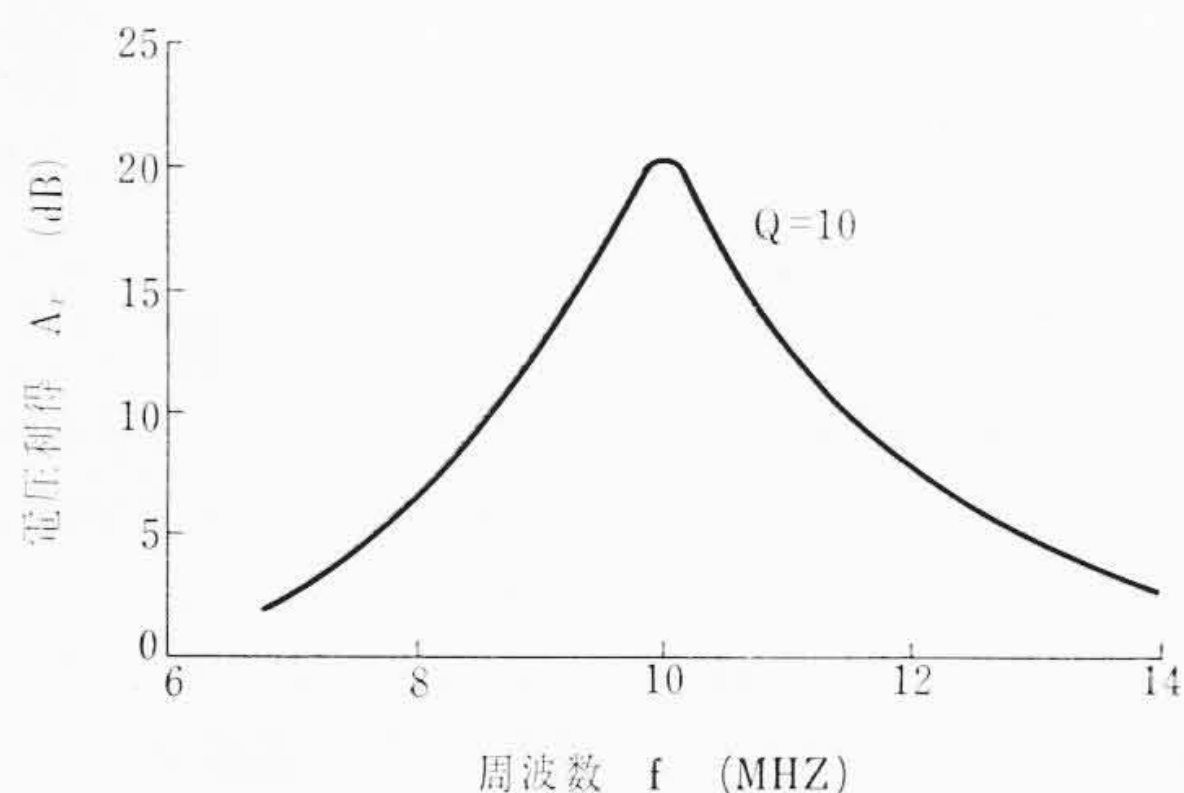


(b) 周波数特性

図24 HA1301を用いた広帯域増幅器



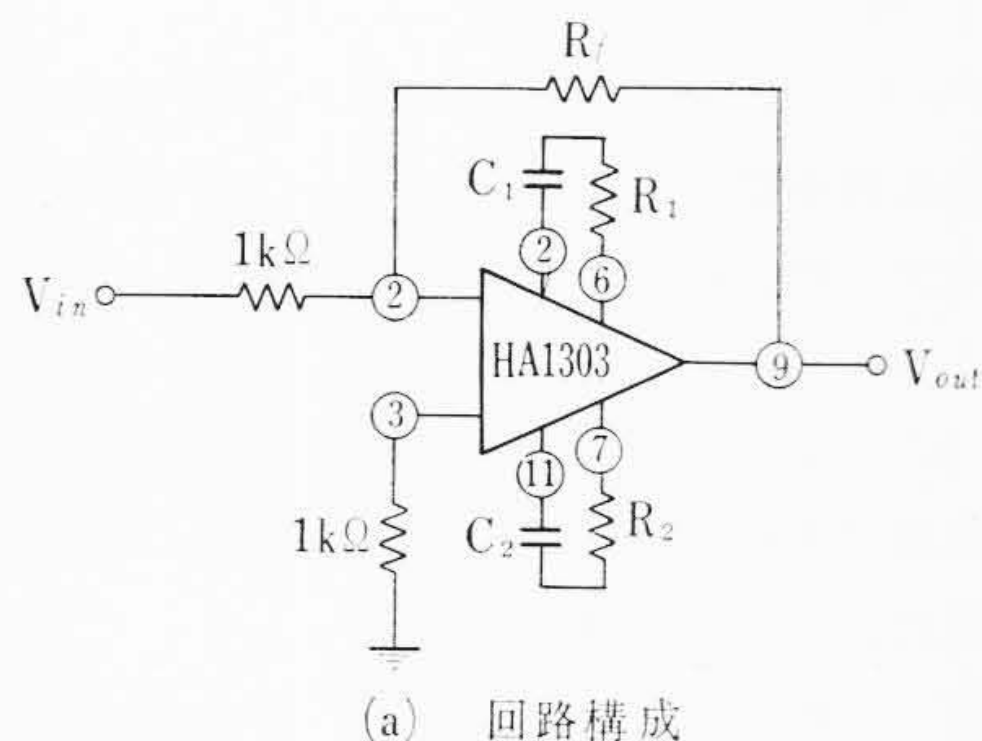
(a) 回路構成



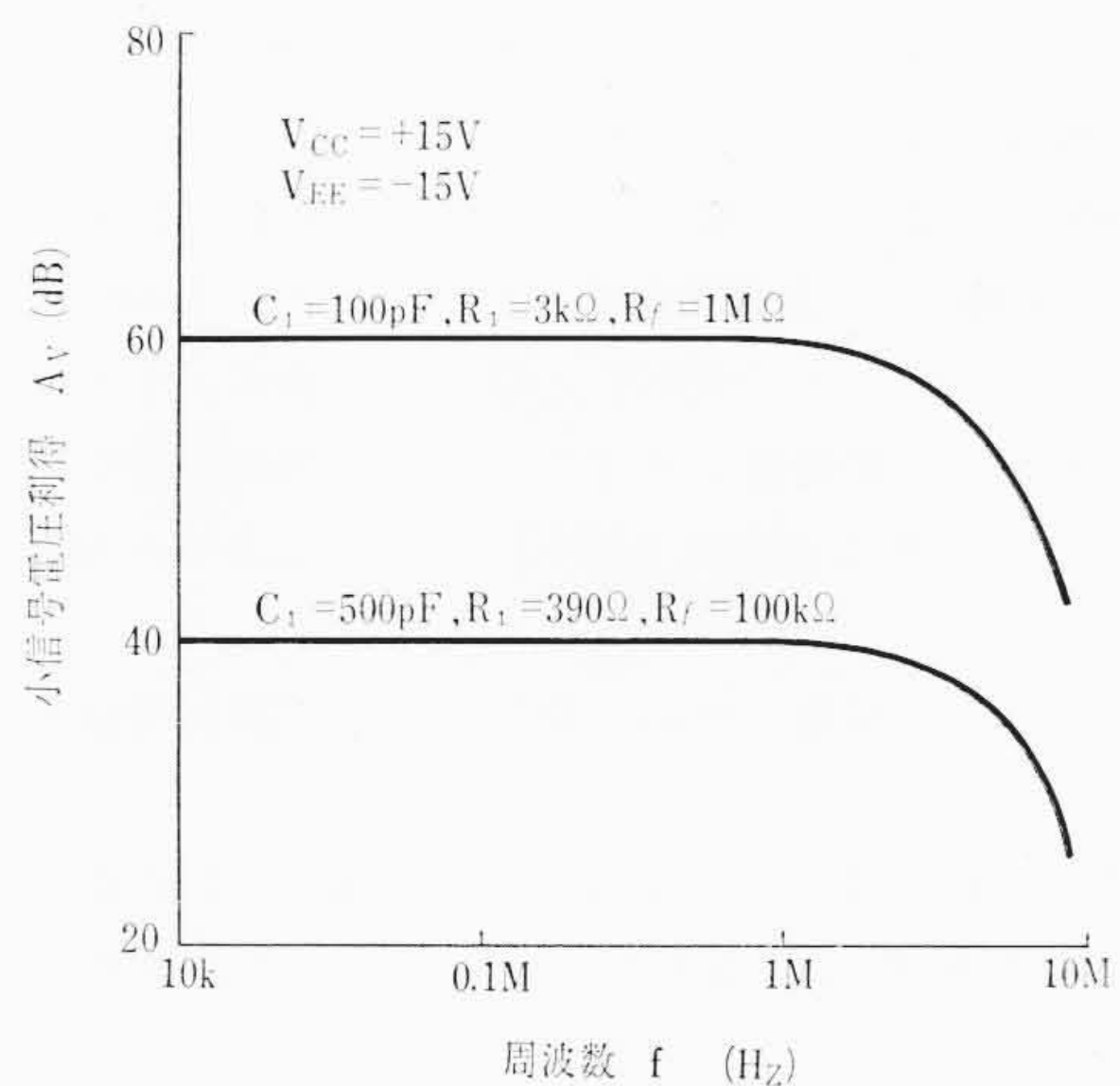
(b) 周波数特性

(VCC=+12V, VEE=-12V)

図 25 HA1301 を用いた 10 MHz 帯域増幅器



(a) 回路構成



(b) 周波数特性

図 26 HA1303 を用いた高利得、広帯域増幅器

力範囲が広い($\pm 9V$ 以上)というすぐれた特性をもっている。

図 23 は室内放置時のドリフト特性の一例である。オフセット電流が小さいため高インピーダンス回路でもドリフトが小さい。

5.3 応 用 例

HA1301 および HA1303 の用途としては表 5 のようなものが考えられる。一般に演算増幅器に外付回路をつけて同表に示したような用途に用いる場合の回路構成および回路定数などについてはカタログ類に詳しくのっている。HA1301 と HA1303 を用いた例としては図 24~26 をあげるに止め、ここではこうした回路を用いてシステムを構成することを考えてみよう。

図 27 がその一例で表 5 のうちで ①, ⑩, ⑪, ⑫ および ⑮ を用いて全体としてインピーダンスブリッジを構成している。

この例にみられるように IC を用いることにより、システムの設計が簡易化されることがわかる。

6. 結 言

リニア IC 回路の構成、特性、応用を主体としてその概略を述べたわけであるが、民生機器への応用は歴史が浅い関係上広範な需要

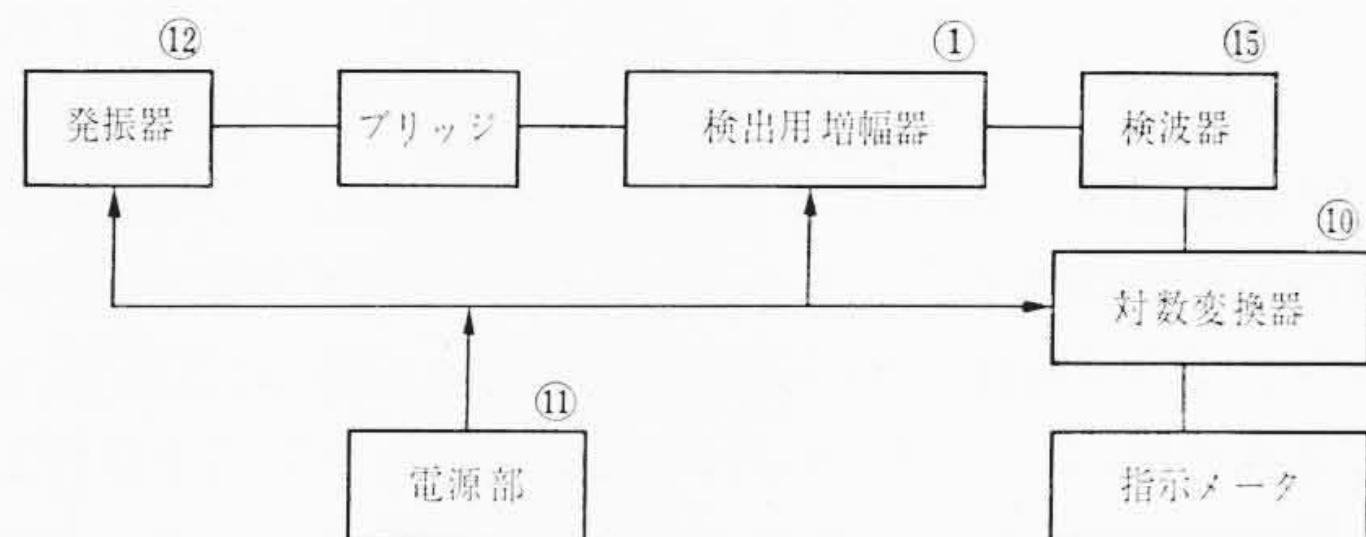


図 27 演算増幅器を用いてシステムを構成した一例

の惹起するのはこれからである。需要が増大すれば、大量生産によるコストダウンが可能であるとともに、設計や検査の合理化も行なわれ、この方面からも価格が低減することは必然である。かくして IC の将来性はますます拡大するものと思われる。性能上の問題についてはユーザー各位の価値あるご批判を期待する次第である。

参 考 文 献

- (1) H. C. Lin et al: Proc. IEEE 52, 12, p. 1491~1495 (Dec. 1965)
- (2) 大村, 永田, 小沢: “モノリシック IC 用定電流バイアス回路について” 昭和 42 年電気 4 学会大会予稿 No. 1845