

交流増幅器の設計

1. 能動素子による交流増幅回路の分類

能動素子により交流増幅回路構成は次の 4 つに分類される。

- オペアンプによる回路構成
- ノートンアンプによる回路構成
- 専用(ビデオ)アンプによる回路構成
- FET、Tr による回路構成

夫々の回路構成は長所と欠点を持つので、各交流増幅回路の目的(仕様)に合わせて回路構成を選択することが望まれる。

2. オペアンプの交流増幅回路

オペアンプは汎用性が高く、回路設計も簡易であるが、高周波で使用できるものが少ない欠点がある。よって、一般には比較的周波数の低い交流増幅回路に用いる。

周波数特性は SR(V/μV)、GB 図 1 に示すように、各オペアンプには固有の周波数特性を持つので、周波数特性を十分に考慮して使用するオペアンプを選択する必要がある。

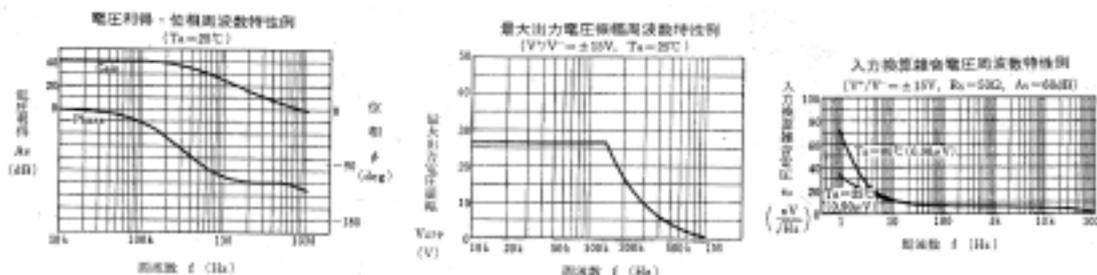


図 1 オペアンプ NJM5532 の周波数特性

また、一般的には、次の式に示すように、増幅回路の最高周波数はスルーレート(SR)により決まる。

$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi V_o} \dots\dots\dots(1) \quad V_o: \text{出力信号の大きさ}$$

また、各オペアンプのスルーレートを表 1 に示す。

表 1 各 OP-AMP のスルーレート

型式名	LT1007	NJM5532	TL084	EL2075	CLC449
用途	高精度	低雑音	J-FET	高周波	高周波
SR	2.5	8	13	800	2000

単位 V/μs

交流と言っても、特段、一般的なオペアンプ回路と変わるわけではなく、図2に示す基本的な増幅回路(反転)を用いることは可能である。しかしながら、入力信号に直流分が重畳している場合には、直流分まで増幅してしまい、交流増幅器としては十分な利得を得ることが出来ない。よって、入力段に直流(低周波)成分をカットするため、ローパスフィルタを設ける。この回路例を図3に示す。また、出力信号においても直流成分をカットするには図4の回路を用いる。

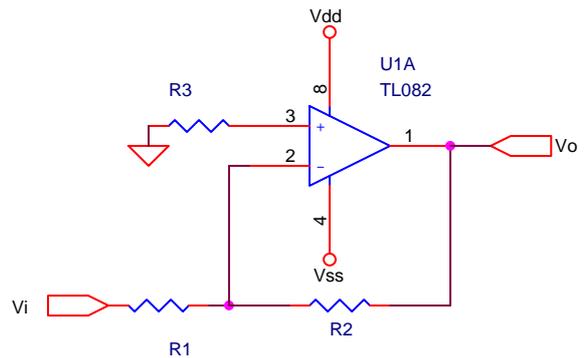


図2 基本的な増幅回路

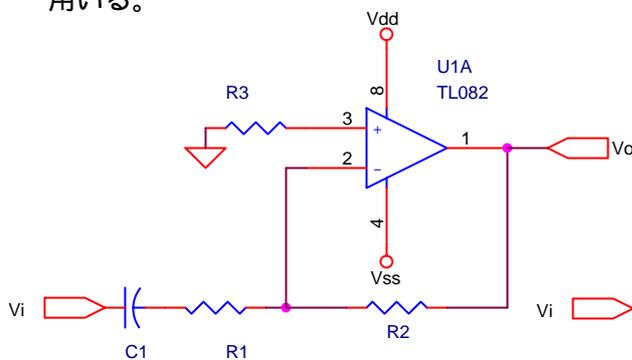


図3 交流(のみ)増幅回路

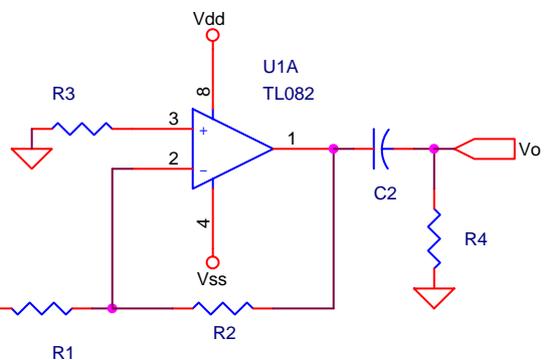


図4 出力においても直流成分カット

更に、高調波成分の高周波信号をカットするには図5の回路を用いる。この回路の周波数特性を図6に示す。

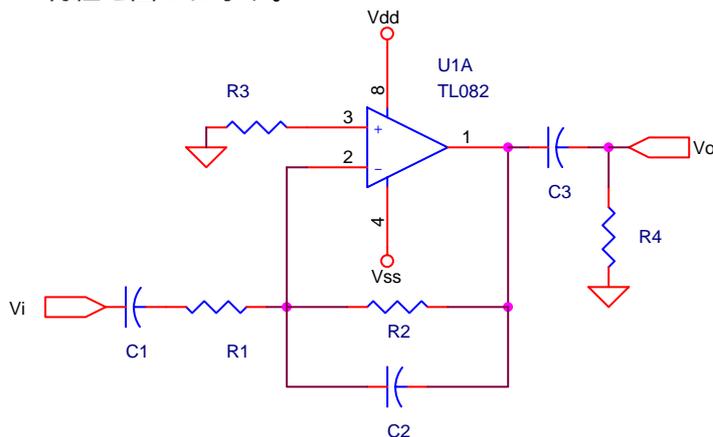


図5 低域・高域遮断周波数を持つ交流増幅回路

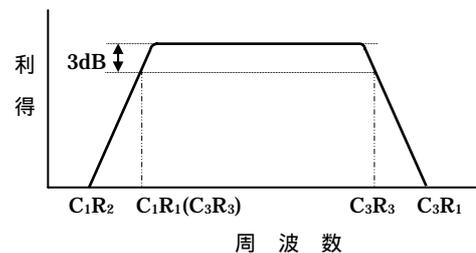


図6 周波数特性

低域・高域遮断周波数 f_L 、 f_H は次式で示される。

$$f_L = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} \quad f_H = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} \quad \dots\dots\dots(2)$$

次に、-電源(Vss)がない場合、図7の構成を採用する。すなわち、R5,R6 (R5=R6)によりコモン電源(電位Vdd/2)を作る。つまり、見かけ上、電圧±Vdd/2の両電源を接続した場合と同じになる。

交流増幅回路に使用するオペアンプの選定に際して、先に説明したように、その周波数特性が重要であった。また、交流増幅回路の入力電圧が微弱な場合が多いので、オペアンプの入力換算雑音電圧 e_n 、入力雑音電流 i_n の値も考慮する必要がある。表2に各オペアンプのそれらの値を示す。

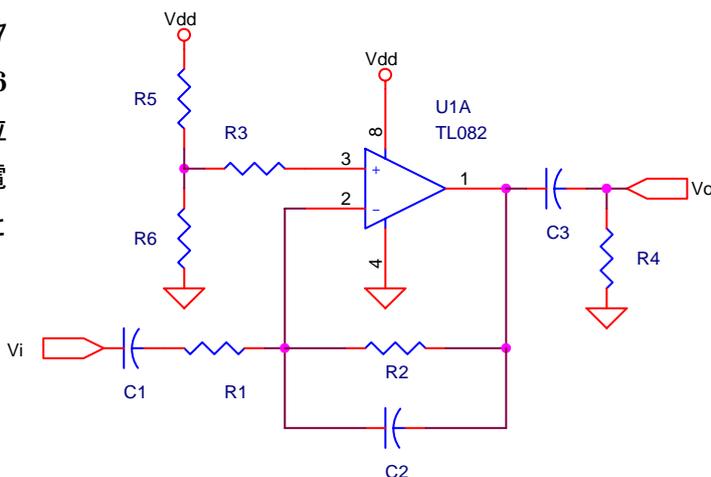


図7 片電源の場合の交流増幅器

表2 各 OP-AMP の雑音特性

型式名	LT1007	LT1014	LT1028	NJM5532	TL082	EL2075	CLC449
用途	高精度	高精度	高精度・低雑音	低雑音	J-FET	高周波	高周波
e_n (nV/Hz)	2.5	22	0.9	5	25	-	3
i_n (pA/Hz)	0.4	0.07	1	0.7	-	-	2
GBW(MHz)	8	-	75	10	-	-	500

これらの雑音は、導体内部の自由電子が熱エネルギーによりブラウン運動するために発生し、熱雑音と呼ばれる。この値は次式により与えられる。

$$e_n = \sqrt{4kTRB} \quad \dots\dots(3)$$

k : ボルツマン定数($1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$) T : 温度(K) R : 抵抗() B : 帯域幅(Hz)

熱雑音の振幅分布はガウス分布をしている。

一般的な非反転増幅回路で発生する雑音は次のようになる。

$$V_{on} = \sqrt{v_{sn}^2 + v_{R1//R2n}^2 + v_{isn}^2 + v_{iR1//R2}^2 + e_n^2} \times \sqrt{B} \quad \dots\dots(4)$$

$$v_{sn} = \sqrt{4kTR_S} \quad R_S \text{ による熱雑音}$$

$$v_{R1//R2n} = \sqrt{4kT(R_1 // R_2)} \quad R_1 // R_2 \text{ による熱雑音}$$

$$v_{isn} = i_n \times R_S$$

$$v_{iR1//R2} = i_n \times (R_1 // R_2)$$

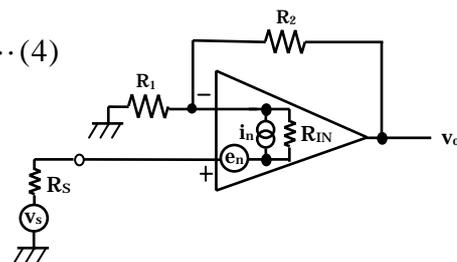


図7 非反転増幅回路の熱雑音

3. ノートン・オペアンプによる交流増幅回路

2つの入力端の入力電流が同じになるように作動するオペアンプを電流差動増幅器、つまり、ノートン・オペアンプと言う。これは図8の記号で表すことが多い。図9に代表的なノートンオペアンプ LM359(NS)の周波数特性を示す。図10の NJM5532 の特性に比べて、かなり高周波特性が良いことが分かる。

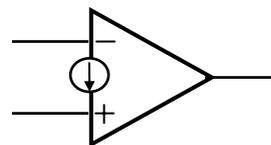


図8 ノートン・オペアンプの記号

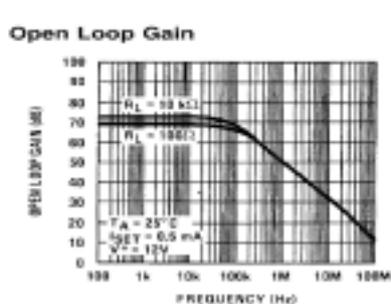


図9 LM359の周波数特性

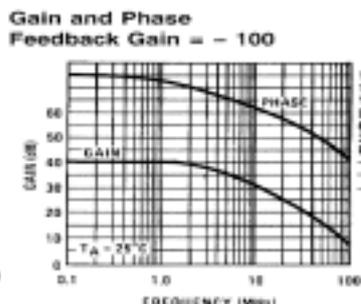
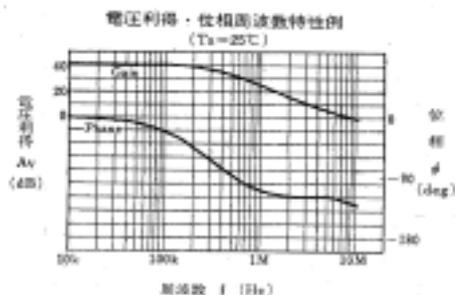


図10 NJM5532のGain-周波数特性



次に、LM359の内部回路を図11に示す。この回路の入力段の動作について検討する。入力段回路を図12に示す。

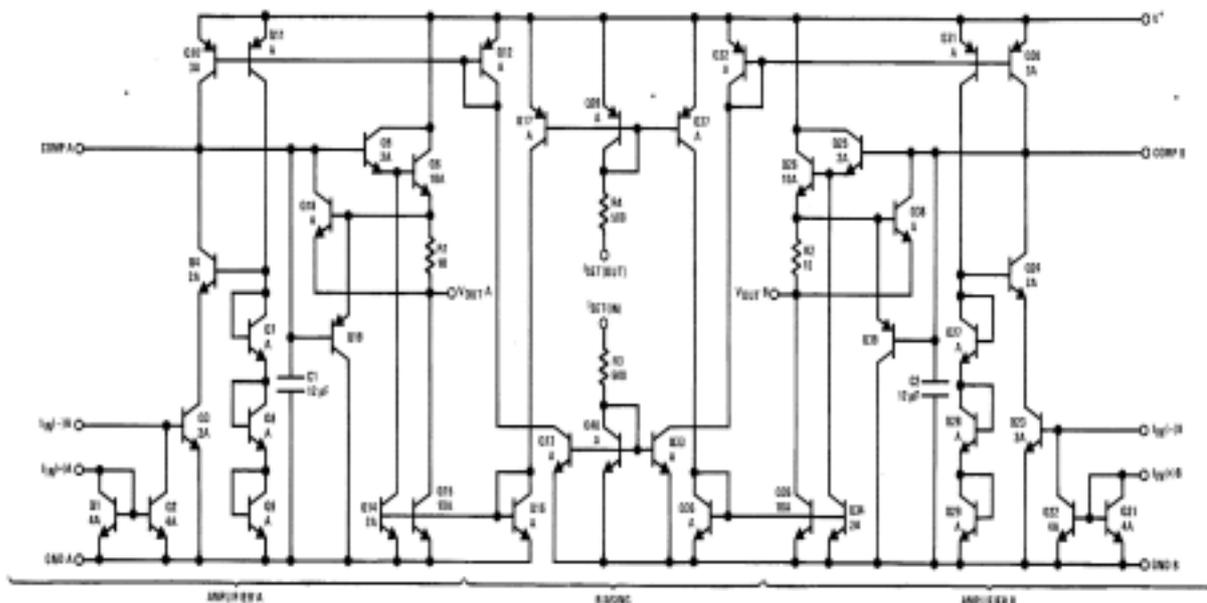


図11 LM359の内部回路

図 12 の回路において、トランジスタ Q1, Q2 の特性が全く一致していると仮定すると、

$$I_{b1}^+ = I_{b2}^+$$

であるので、

$$\begin{aligned} I_{IN}(+) &= I_{b1}^+ + I_{b2}^+ + I_{c1}^+ \\ &= 2I_{b2}^+ + I_{c1}^+ \end{aligned}$$

また、

$$I_{c1}^+ = h_{fe1}I_{b1}^+ = h_{fe2}I_{b2}^+$$

よって、

$$\begin{aligned} I_{IN}(+) &= (2 + h_{fe2})I_{b2}^+ \\ &\approx h_{fe2}I_{b2}^+ = I_{c2}^+ \end{aligned}$$

更に、

$$I_{IN}(-) = I_b^- + I_{c2}^+$$

であるので、

$$I_{IN}(-) - I_{IN}(+) = I_b^- \quad \dots\dots(5)$$

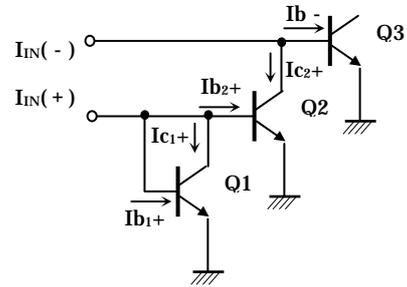
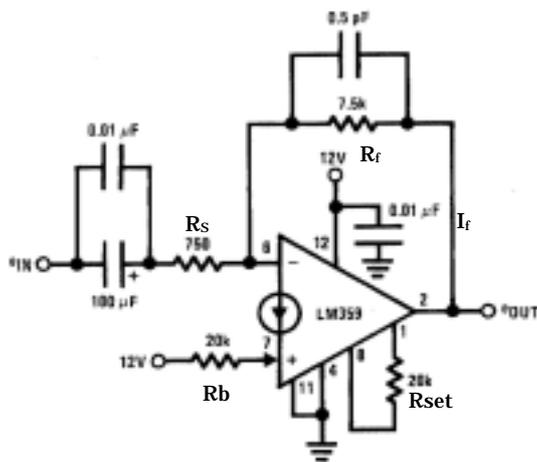


図 12 ノートン・オペアンプの入力段

すなわち、出力電圧は I_b に比例するので、出力電圧は入力電流の差に比例することになる。

Typical Application



- $A_v = 20 \text{ dB}$
- $-3 \text{ dB bandwidth} = 2.5 \text{ Hz to } 25 \text{ MHz}$
- $\text{Differential phase error} < 1^\circ \text{ at } 3.58 \text{ MHz}$
- $\text{Differential gain error} < 0.5\% \text{ at } 3.58 \text{ MHz}$

図 13 LM359 による斑点増幅回路

図 13 に示すメーカーが提示している代表的な回路例(反転増幅回路)に従って、交流増幅回路の設計を行う。

まず、 R_{set} の値を決めるのであるが、 R_{set} により I_{set} が決定される。データシートによると、

$$I_{set} = \frac{V_{dd} - 2V_{BE}}{R_{set} + 1k\Omega} \quad V_{BE} = 0.6V$$

であるので

$$R_{set} = \frac{V_{dd} - 1.2}{I_{set}} - 1k\Omega$$

では、 I_{set} の値を幾つに設定するかであるが、これもデータシートによると、 I_{set} により $SL(V/\mu s)$ と $GB \text{ 積}(MHz)$ が決定されるので、所要の SL, GB 値に合わせて、設定する。 I_{set} 値が大きいほど、 SL, GB とも大きくなる。図 13 の場合、 $R_{set}=20k$ であり、よって、 $I_{set}=0.5mA$ であるので、

$$SL=60V/\mu s, \quad GB=400MHz$$

となる。次に、抵抗 R_f の値を決めるには、次の条件が必要である。

$$R_f \leq \frac{V_{O_{DC}} - V_{BE}}{I_{fMIN}}$$

であり、

$$V_{O_{DC}} = \frac{V_{O_{MAX}} - 3V_{BE}}{2} = \frac{V_{dd} - 3V_{BE}}{2} = 5.1V$$

および

$$I_{fMIN} \geq 10 \times \frac{3I_{SET}}{\beta} \approx 100\mu A$$

であるので、よって、

$$R_f \leq 45k\Omega$$

$V_{O_{DC}}$ は交流出力電圧が最大になるための直流出力電圧成分であり、簡易に考えれば $V_{dd}/2=6V$ となる。また、 I_{fMIN} は帰還電流の最小値である。

また、入力インピーダンスを 750 Ω すると、 $R_s=750 \Omega$ となり、

$$A_v = \frac{R_f}{R_s} = 10(20dB)$$

であるので

$$R_f = 7.5k\Omega$$

となる。

次に、 R_b の値を決定するが、 R_b により電流バイアスを与える。ここで注意することは、通常のオペアンプではバイアス電流やオフセット電流が小さいほど、良い特性を持つが、ノートン・オペアンプの場合、積極的にそれらの電流を流すことが重要であり、そのため、抵抗 R_b の片端を V_{dd} に接続する。

この場合、

$$R_b = \frac{V_{dd} - V_{BE}}{I_{IN}(+)}$$

が成立し

$$I_{IN}(+) = \frac{V_{O_{DC}} - V_{BE}}{R_f} = 600\mu A$$

であるので、

$$R_b = 19k\Omega$$

となる。

4. デオ・アンプによる高周波増幅回路

ビデオ・アンプを用いると広帯域の高周波増幅回路を簡単に構成する事が出来ます。良く用いられるビデオ・アンプとして、NECの μ PC1658を用いて回路を設計する。この電気的特性を表3に示す。500MHzでゲインが17dB、雑音指数が2dBという低雑音広帯域増幅回路になる。

表3 μ PC1658の電気的特性

電気的特性 ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 10\text{V}$, $Z_L = Z_s = 50\Omega$, 測定回路1による)

項目	略号	条件	MIN.	TYP.	MAX.	単位
回路電流	I_{CC}	無信号時	9	—	18	mA
電力利得1	G_{P1}	$f = 10\text{MHz}$	37	41	45	dB
電力利得2	G_{P2}	$f = 100\text{MHz}$	28	31	34	dB
電力利得3	G_{P3}	$f = 500\text{MHz}$	14	17	20	dB
雑音指数1	NF_1	$f = 100\text{MHz}$	—	1.5	2.5	dB
雑音指数2	NF_2	$f = 500\text{MHz}$	—	2.0	3.0	dB

μ PC1658の内部等価回路を図14に示します。エミッタ設置増幅段(Q1からなる)と2段ダーリントン・エミッタフォア段(Q2, Q3から)で構成される。7番ピンにエミッタ・バイパス・コンデンサ1000pFを接続することにより、エミッタ増幅段のゲインを上げ、ノイズ指数を下げます。5番ピンを電源 V_{CC} に接続し、2番ピンに180の抵抗を接続することにより、各トランジスタに流れる電流を増大させることが出来るので、出力を上げることが出来る。出力ピン(3番)と入力ピン(6番)に負帰還抵抗RF220と直流阻止用コンデンサ1000pFを接続すると、ゲインは41dBから17dBに減少しますが、帯域を広くすることが出来ます。

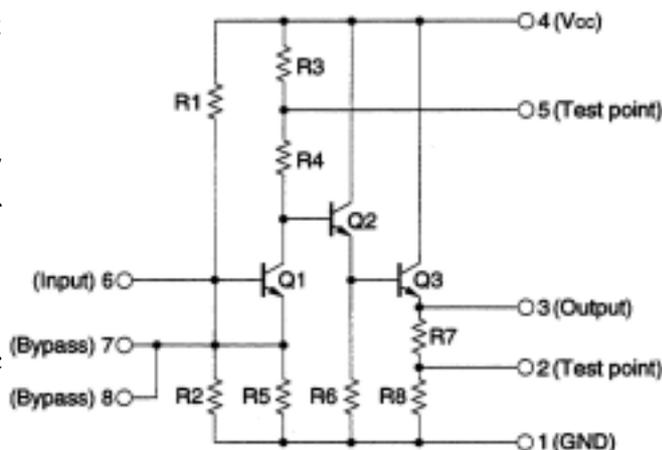
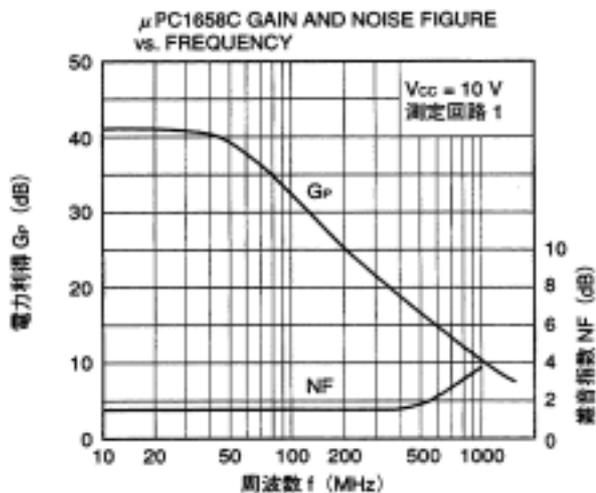
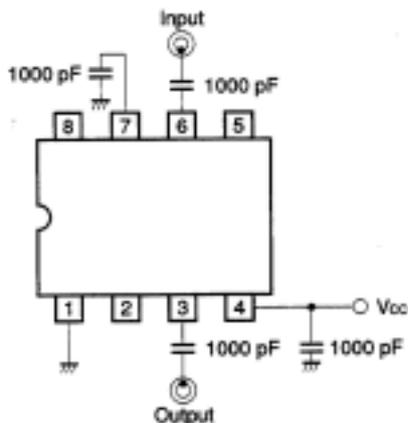


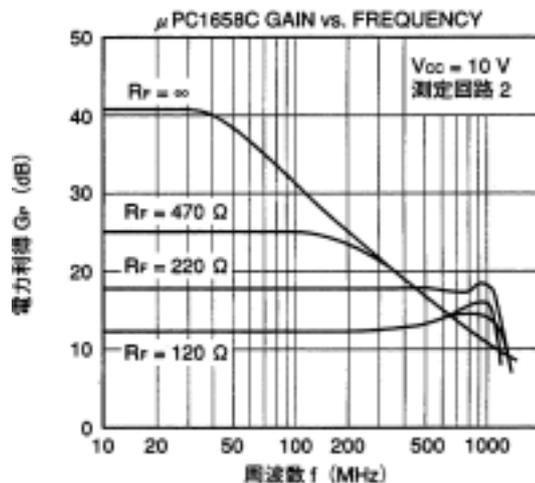
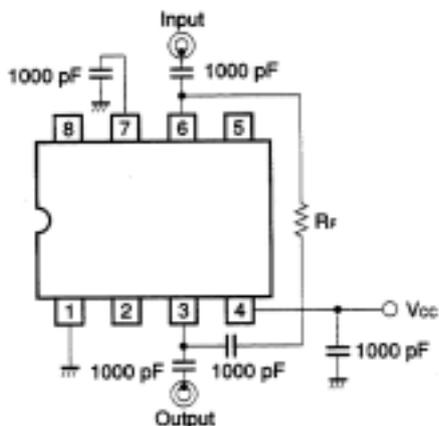
図14 μ PC1658の内部等価回路

PC1658の周辺部品の接続の仕方により特性の異なった回路が得られます。その代表3例の構成と特性を図15に示す。

測定回路1 (ローノイズ・アンプ応用回路)



測定回路2 (広帯域ローノイズ・アンプ応用回路例)



測定回路3 (出力UP広帯域ローノイズ・アンプ応用回路例)

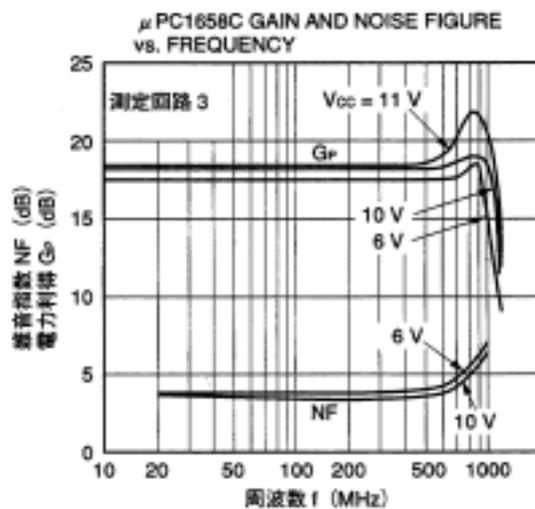
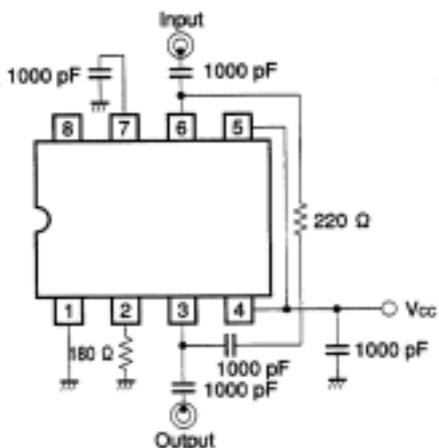


図 15 μ PC1658 の回路構成例と特性

5 . 高周波増幅回路の製作と実験結果

5 - 1、 μ PC1658 と μ PC1677 による高周波増幅回路

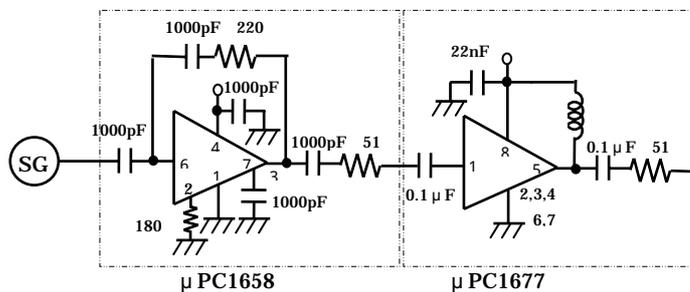


図 16 μ PC1658 と μ PC1677 による高周波増幅回路図

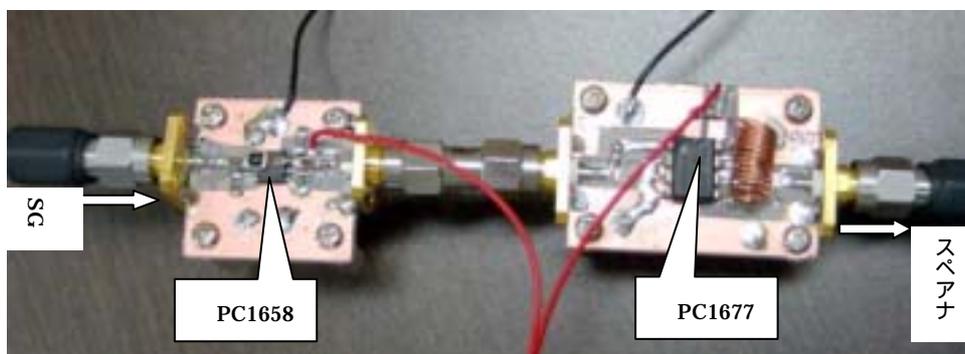


図 17 μ PC1658(前段) + μ PC1677(後段)高周波回路の外観

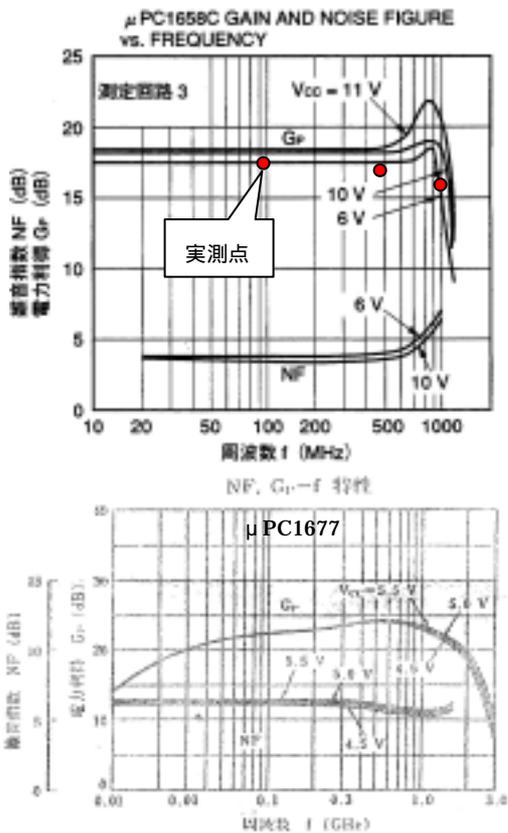


表 4 μ PC1658 増幅回路入出力特性の実測

周波数	入力	出力	利得
100MHz	-35dBm	-17.5dBm	17.5dB
500MHz	-35dBm	-18.3dBm	16.7dB
1GHz	-35dBm	-21.0dBm	16dB

実測値はほぼメーカーのデータシート通りの値が得られた。

表 5 μ PC1658+ μ PC1677 回路入出力特性の実測

周波数	入力	出力	総合利得
100MHz	-35dBm	1.7dBm	36.7dB
500MHz	-35dBm	1.7dBm	36.7dB
1GHz	-35dBm	1.7dBm	36.7dB

よって、 μ PC1677 回路単体の利得は 20dB 前後であり、ほぼデータシート通り。

5 - 2 . オペアンプ(CLC449)による増幅回路

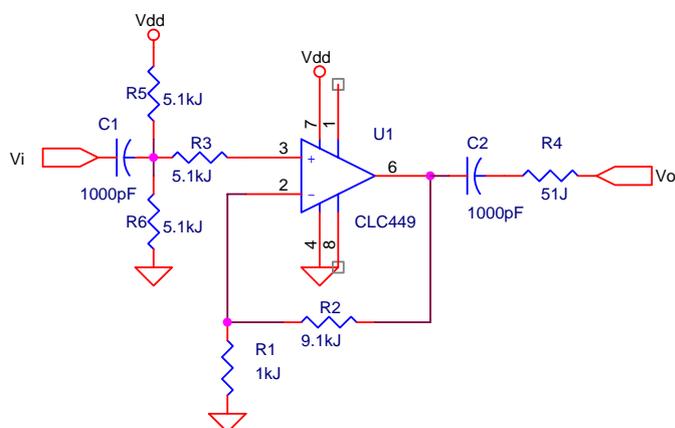


図 18 CLC449 による増幅回路図

表 6 CLC449 増幅回路入出力特性の実測

周波数	入力	出力	総合利得
1MHz	-20dBm	-5dBm	15dB
5MHz	-20dBm	-4.5dBm	15.5dB
10MHz	-20dBm	-7dBm	13dB
50MHz	-20dBm	-17dBm	3dB
100MHz	-20dBm	-20dBm	0dB

スルー・レートによる計算では 100MHz 以上まで増幅可能であるが、実際の増幅周波数上限は 10MHz 程度である。

5 - 3 . RF パワートランジスタ MAX2602 による増幅

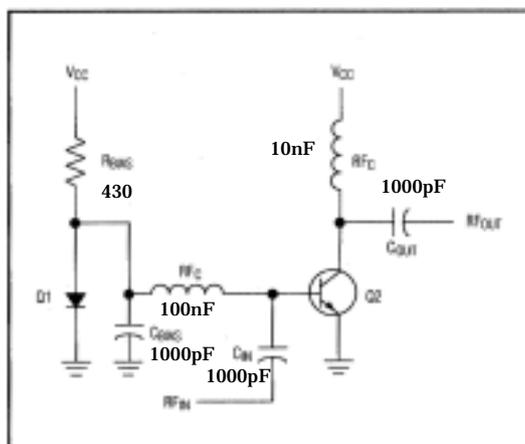


図 19 MAX2602 パワーアンプ回路

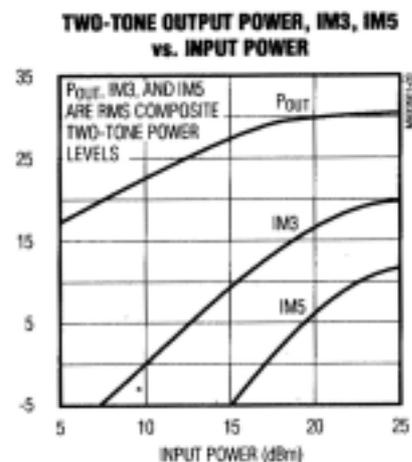


図 20 MAX2602 の利得特性

表 7 MAX2602 パワーアンプ入出力特性

周波数	入力	出力	総合利得
1MHz	10dBm	1.2dBm	-8.8dB
10MHz	10dBm	18dBm	8dB
100MHz	10dBm	24dBm	14dB
500MHz	10dBm	16dBm	6dB
1GHz	10dBm	11dBm	1dB

本来の使用周波数領域ではデータシートに近い利得が得られる。
スプリアスが多いので注意。

5 - 4 . μ PC1658, μ PC1677、MAX2602 による高周波増幅・出力回路

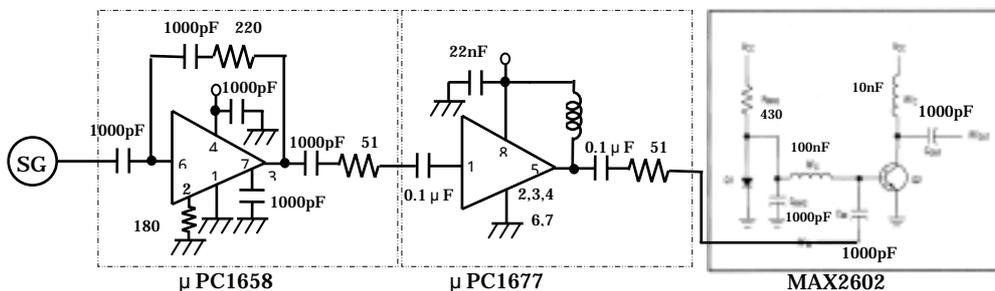


図 21 μ PC1658, μ PC1677、MAX2602 による高周波増幅・出力回路

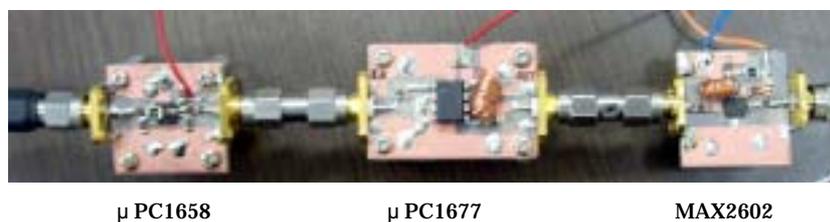


図 22 μ PC1658, μ PC1677、MAX2602 による高周波増幅・出力回路の外観

表 8 μ PC1658, μ PC1677、MAX2602 による高周波増幅・出力回路の入出力特性

総合特性				各回路の推定利得		
周波数	入力	出力	総合利得	μ PC1658	μ PC1658	MAX2602
100MHz	-30dBm	25dBm	55dB	17.5dB	19.2dB	18.3dB
500MHz	-30dBm	19dBm	49dB	16.7dB	20.0dB	12.3dB
1GHz	-30dBm	4dBm	34dB	16.0dB	20.7dB	-2.7dB