

ダイヤモンド・トランジスタOPA660を使用した自動ゲイン制御(AGC)

アナログ信号の乗算はアナログ回路技術の最も重要な非線形機能の1つです。しかし、CCDセンサ、ピン・ダイオード、またはアンテナなど多くの信号源は微弱で常に変化する広帯域の信号を出力します。しかし、今日では新しい乗算方式を利用できます。広帯域の自動ゲイン制御(AGC)アプリケーション回路として使用する場合、集積回路OPA660は自身のゲインを変化させながら信号振幅を変え、広い入力電圧範囲で出力信号を一定に保持します。したがって、OPA660は乗算器を追加することなく信号を制御および増幅することができます。重要なパラメータとしては微分ゲイン(DG)、熱によって生じるパルス歪、そして信号/雑音比(S/N)などがあります。

アナログ乗算器は2つ以上の入力の積に比例する出力信号(電圧または電流)を供給します。本アプリケーションノートでは主に2入力応用回路について説明します。この最も単純なケースにおいて、2入力の各入力は一極性で機能します。この場合、入力電圧振幅は4象限すべてをカバーします。つまり、4つの極性の組み合わせがあるわけです。この4象限乗算器に対し、2象限乗算器では、1つの入力だけをいずれの極性の信号にも接続できますが、他方の入力は単極性信号しか処理できません。

乗算器は非直線素子であり、リニア素子のように簡単に高精度を実現することはできません。回路を開発する場合、精度、帯域幅、および妥当な複雑さに応じて、各種の設計方法が使用されてきました。乗算器は、直線性誤差、温度依存性、クロストーク、帯域幅の制限などいくつかの欠点を持っていますが、ここで説明する乗算機能は直接的に機能し、可変相互コンダクタンスを有するため、最大の帯域幅を達成することができます。

ダイヤモンド・トランジスタによるAGC

バー・ブラウンが提供する電圧制御型電流源OPA660には、用途に応じて以下のようなさまざまなニックネームが付けられています。

オペレーショナル・トランス・コンダクタンス・アンプ(OTA)

カレント・コンベヤー

ダイヤモンド・トランジスタ

理想トランジスタ

マクロ・トランジスタ

OPA660は一般に増幅回路に使用されます。しかし、OPA660の接続ピンIQは主に電源スイッチ、または無信号時電流プログラマとして機能しますが、乗算回路にも使用できます。

図1に相互コンダクタンス($g_m = d(I_{OUT})/d(V_{IN})$)と抵抗 R_{QC} の関係を示します。次式は図2の理想化したOPA660のモデル回路から求めることができます。

$$I_{QC} = \frac{V_T}{R_{QC}} \ln(n)$$

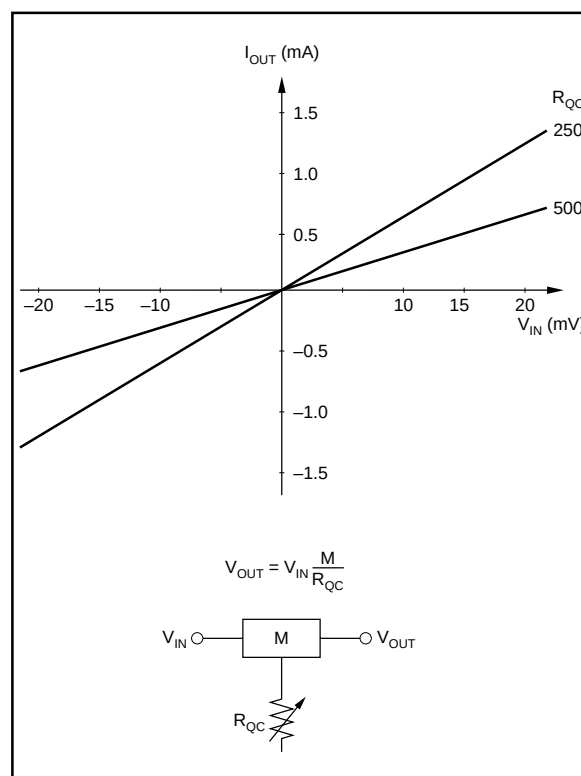


図1. 乗算機能の回路図

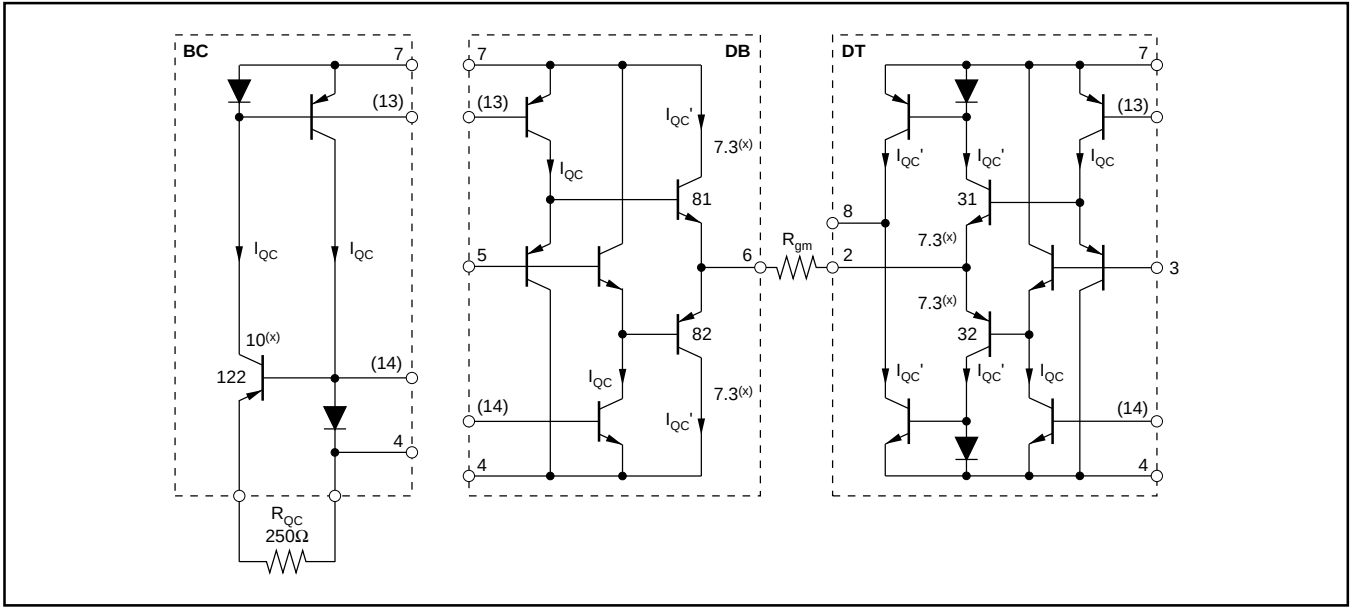


図2. 理想化したモデル回路

熱電圧(V_T)が25.86mV、無信号時抵抗(R_{QC})が250Ω、トランジスタ R_{122} の倍率(n)が10の場合、電流 I_{QC} は以下のとおり計算できます。

$$I_{QC} = \frac{25.86\text{mV}}{250\Omega} \ln(10) = 238\mu\text{A}$$

後続のトランジスタ段の無信号時電流は、トランジスタ31、32、81、82での倍率(a)を7.3とすると計算できます。

$$I_{QC}' = a \cdot I_{QC} = 7.3 \cdot 238\mu\text{A} = 1.74\text{mA}$$

ここで、次式を用いると相互コンダクタンスを簡単に求めることができます。

$$g_m = \frac{I_{QC}}{V_T} = \frac{a \cdot \ln(n)}{R_{QC}} = 67\text{mA/V}$$

また、図3に示す実際の乗算回路の回路図を用いると、容易に乗算係数 M を求めることができます。抵抗 R_{OUT} では、ピン8の信号電流によって以下の出力電圧が発生します。

$$V_{OUT} = i \cdot R_{OUT} = V_{IN} \cdot g_m \cdot R_{OUT} = V_{IN} \cdot \frac{M}{R_{QC}}$$

抵抗(R_{OUT})が2.08kΩで入力電圧が±10mVの場合、出力電圧は以下の値になります。

$$V_{OUT} = \frac{a \cdot \ln(n) \cdot R_{OUT}}{R_{QC}} = \pm 10\text{mV} \frac{7.3 \cdot \ln(10) \cdot 2.08\text{k}\Omega}{250\Omega} = \pm 1.4\text{V}$$

乗算係数 M は次式から直接計算できます。

$$M = a \cdot \ln(n) \cdot R_{OUT} = 7.3 \cdot \ln(10) \cdot 2.08\text{k}\Omega = 35\text{k}\Omega$$

ゲイン G は次式を用いて計算できます。

$$G = \frac{d(V_{OUT})}{d(V_{IN})} = \frac{M}{R_{QC}} = \frac{35\text{k}\Omega}{250\Omega} = 140$$

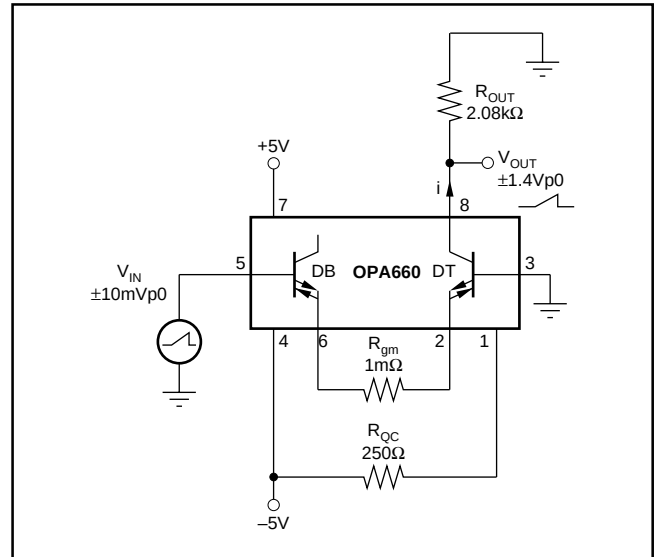


図3. 乗算器回路

微分ゲイン(DG)の決定

図4に乗算で重要となる回路部品を示します。 $V_{IN} = 0$ 、 $i = 0$ 、そして $I_1 = I_2 = I_{QC}$ の場合、 i は V_{IN} の増加に従って増大するため、電流 I_1 および I_2 が変化します。電流 I_1 および I_2 は変調に依存するため、電流が増加すると相互コンダクタンス g_m も変化します。相互コンダクタンスが変化すれば信号が歪みます。次式から信号振幅と歪の関係が導出されます。

$$i = I_1 - I_2 = I_{QC}' \left(\text{Exp} \left(+\frac{\Delta V}{V_T} \right) - \text{Exp} \left(-\frac{\Delta V}{V_T} \right) \right)$$

$$i = -I_{QC}' [\text{Exp}(-\phi) - \text{Exp}(+\phi)] = -2I_{QC}' \cdot \sinh(\phi)$$

$$\phi = \frac{\Delta V}{V_T} = \frac{V_{IN} - R_{gm} \cdot i}{2V_T} = \frac{V_{IN} + 2I_{QC}' R_{gm} \cdot \sinh(\phi)}{2V_T}$$

$$V_{IN} = 2V_T \cdot \phi - 2I_{QC}' R_{gm} \cdot \sinh(\phi)$$

$$\frac{d(i)}{d(\phi)} = -2I_{QC}' \cdot \cosh(\phi)$$

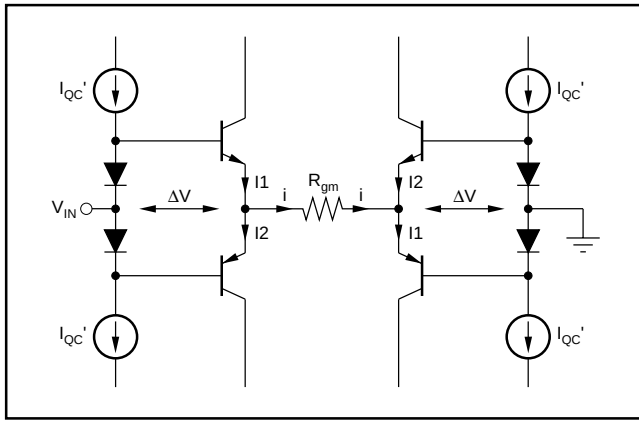


図4. 乗算器部

$$\begin{aligned} \frac{d(V_{IN})}{d(\varphi)} &= -2V_T - 2I_{QC}' R_{gm} \cdot \cosh(\varphi) \\ \cosh(\varphi) &= \sqrt{\sinh^2(\varphi) + 1} = \sqrt{\left(\frac{i/I_{QC}'}{2}\right)^2 + 1} \\ gm &= \frac{d(i)}{d(V_{IN})} = \frac{d(i)/d(\varphi)}{d(V_{IN})/d(\varphi)} = \frac{1}{R_{gm} - \frac{V_T}{I_{QC}' \cosh(\varphi)}} \\ &= \frac{1}{R_{gm} + \frac{V_T}{I_{QC}' \sqrt{\left(\frac{i/I_{QC}'}{2}\right)^2 + 1}}} \\ I_{QC}' &= \frac{a \cdot \ln(n) \cdot V_T}{R_{QC}} \\ gm_0 &= \frac{1}{R_{gm} + V_T/I_{QC}'} \Big|_{i=0} \\ DG &= \frac{gm_{MAX}}{gm_0} - 1 = \frac{R_{gm} + V_T/I_{QC}'}{R_{gm} + \frac{V_T/I_{QC}'}{\sqrt{\left(\frac{i_{MAX}/I_{QC}'}{2}\right)^2 + 1}}} - 1 \end{aligned}$$

次式は低変調の場合に適用されます。

$$i_{MAX} \approx \frac{V_{INMAX}}{R_{gm} + V_T/I_{QC}'}$$

$R_{gm} = 0$ の極端な場合は以下の結果が得られます。まず、低変調の場合は次式が求まります。

$$\begin{aligned} DG &\approx \frac{R_{gm} + V_T/I_{QC}'}{R_{gm} + \frac{V_T/I_{QC}'}{\sqrt{\left(\frac{V_{IN}/I_{QC}'}{2(R_{gm} + V_T/I_{QC}')}\right)^2 + 1}}} \\ &\approx \frac{a \cdot \ln(n) R_{gm}/(R_{QC} + 1)}{a \cdot \ln(n) R_{gm}/R_{QC} + \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{V_{IN}/V_T}{2(a \cdot \ln(n) R_{gm}/(R_{QC} + 1))}\right)^2 + 1}}} - 1 \\ DG_0 &= \sqrt{\left(\frac{i_{MAX}/I_{QC}'}{2}\right)^2 + 1} - 1 \\ DG_0 &\approx \sqrt{\left(\frac{V_{INMAX}}{2V_T}\right)^2 + 1} - 1 \end{aligned}$$

図5から図8に式 $DG = f(V_{IN}; R_{gm}; R_{QC})$ を解析した様子を示し、入力電流に依存する微分ゲイン誤差を求めます。これらの図には開ループ・ゲイン抵抗(R_{gm})と無信号時電流抵抗(R_{QC})も記載されています。

これから明らかなように、 R_{gm} によって伝達特性の直線化が行われますが、ゲイン G_{Rgm} も減少します。

$$\begin{aligned} G_{Rgm} &= \frac{d(V_{OUT})}{d(V_{IN})} = \frac{R_{OUT}}{R_{gm} + V_T/I_{QC}'} \\ &= \frac{R_{OUT}}{R_{gm} + \frac{R_{QC}}{a \cdot \ln(n)}} \Big|_{i=0} \end{aligned}$$

後述するように、ゲインが減少すると信号対雑音比(S/N)が劣化します。設計者は V_{INMAX} および R_{gm} に適切な値を選択して、DGとS/Nで妥協を行った最良性能を実現することができます。しかし、制御範囲が広がる、つまり R_{QC} の変化が大きくなれば、達成可能な妥協品質が劣化します。

R_{gm} が挿入されると、ゲイン G_{Rgm} と制御値 I/R_{QC} の関係が不均衡になります。

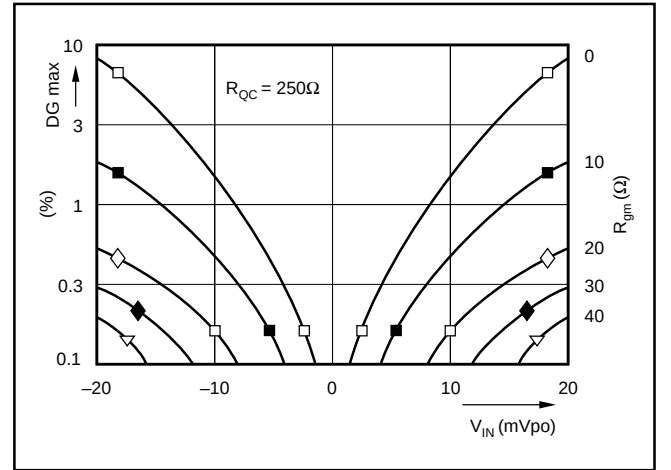


図5. 微分ゲイン誤差($R_{QC} = 250\Omega$ の場合)

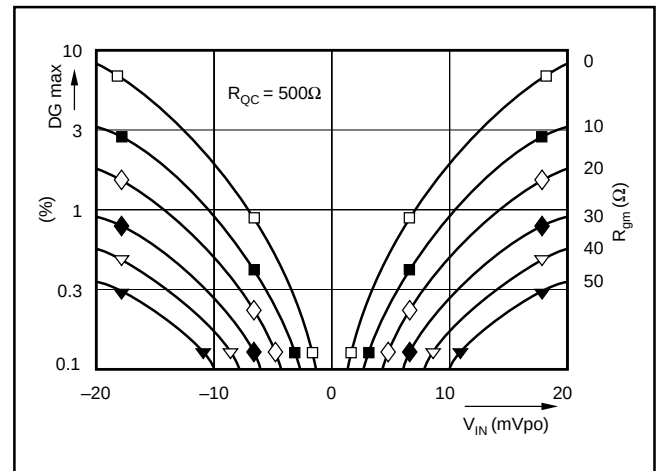


図6. 微分ゲイン誤差($R_{QC} = 500\Omega$ の場合)

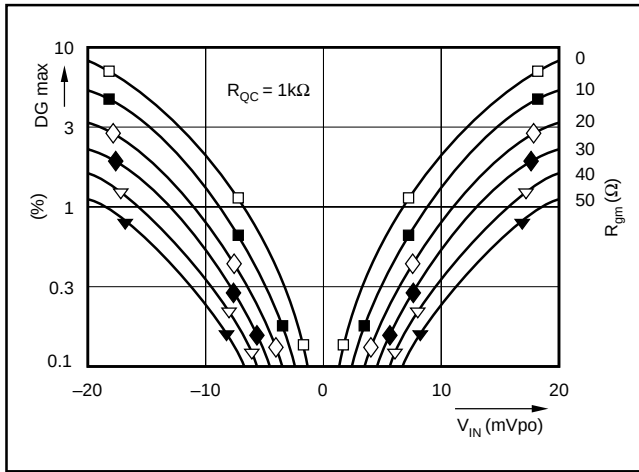


図7. 微分ゲイン誤差($R_{QC} = 1k\Omega$ の場合)

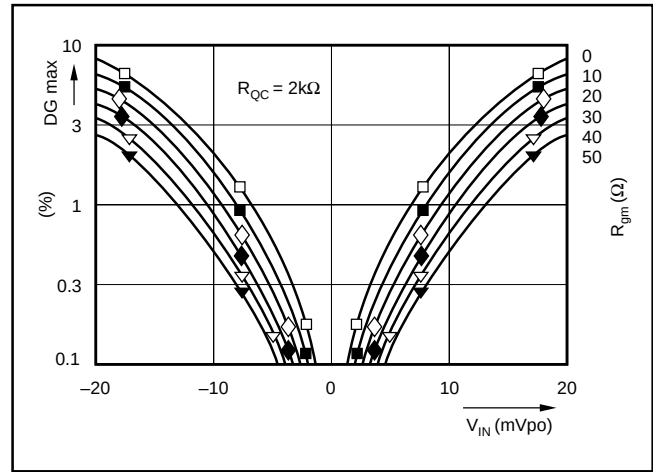


図8. 微分ゲイン誤差($R_{QC} = 2k\Omega$ の場合)

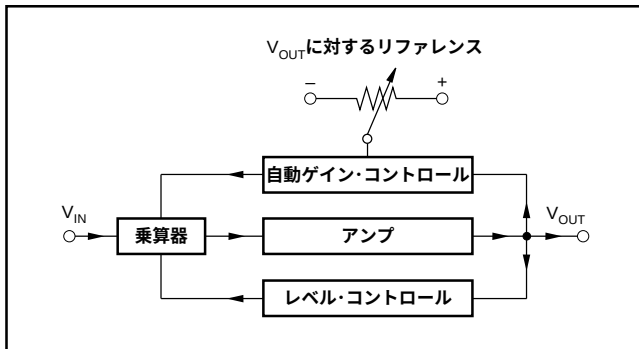


図9. AGC回路ブロック図

自動ゲイン制御 (AGC)

回路の許容範囲や温度補償が不十分だと、約 $\pm 25\%$ の不確定ゲイン($G_{rgm} = f(R_{QC})$)が生じます。 R_{QC} をFETで実現する場合、この不確定ゲイン範囲はさらに増加します。これらの問題は図9に示すAGC回路を使用すると回避できます。

図10の詳細回路において、 $\pm 0.7V$ 入力信号(V_{IN})が一定と仮定すると、入力分圧回路($4k\Omega/56\Omega$)によって約 $\pm 10mV$ に分圧されます。もちろん、回路の前段の $4k\Omega$ 抵抗は光ファイバ伝送受信器の場合のように、入力振幅が mV 範囲であれば取り除くことができます。回路の次段に配置したアンプ(OPA621)は、乗算器(OPA660)の出力電流 i を電圧に変換します。ピーク検出器とコンパレータは、 $\pm 1.4V$ の出力信号(V_{OUT})を基準値 $+1.4V$ と比較し、得られた制御電圧をFETに与えます。この制御電圧によって、 V_{OUT} のピーク値は調整可能なリファレンスDC電圧と同じになるため、回路の許容範囲の影響を受けることはありません。

出力電圧を水平同期期間にのみ比較のため獲得すれば、出力電圧を黒レベルまたは同期レベルに対して制御することができます。輝度信号が時間とともに変化しても、同期レベルは常に一定振幅で伝送されます。このような調整によって、輝度信号が変化しても、ビデオ信号を一定振幅で伝送することができます。

制御システムは入力信号振幅が変化しても、リファレンス値に依りて一定の出力信号振幅を供給します。 V_{IN} とリファレンス値を同時に変化させることもできます。

AGCアンプの最大微分ゲイン(DG_{MAX})の決定

AGCアンプの入力電圧は、最小 V_{INMIN} から最大 V_{INMAX} まで変化します。この範囲で一定した出力電圧(V_{OUT})を維持するには、ピーク・レベル・コントロールから供給される制御信号で、抵抗 R_{QC} を最小 R_{QCMIN} から最大 R_{QCMAX} まで変化させます。微分ゲインとして測定される最も大きな歪(DG_{MAX})は、すなわちOPA660が最も小さな無信号時電圧 I_Q で動作する V_{INMAX} または R_{QCMAX} のときに発生します。AGCアンプの制御範囲 q に対しては、以下の条件が適用されます。

$$q = \frac{V_{INMAX}}{V_{INMIN}}$$

$$R_{QCMAX} = q \cdot R_{QCMIN} + a \cdot \ln(n) \cdot R_{gm} \cdot (q - 1)$$

$$B = a \cdot \ln(n) \cdot R_{gm} / R_{QCMAX}$$

これらの式から、 B および最大入力電圧の関数として最大歪 DG_{MAX} を求めることができます。

$$DG_{MAX} = \frac{B + 1}{B + \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{V_{INMAX}}{2(B+1)}\right)^2 + 1}}}$$

しかし、この式は図2の簡略モデルから導出されますが、ときには測定やシミュレーション結果からずれることに注意して下さい。たとえば、測定では次段のアンプOPA621から歪が発生します。図13から図15に起こり得る歪の概要を示します。最大入力電圧(V_{INMAX})が $\pm 10mV$ から $\pm 20mV$ で、抵抗が 0Ω から 50Ω の場合、シミュレーションによる微分ゲインは比 V_{INMAX}/V_{INMIN} の関数になります。図16は既に図10に示したAGC構造で測定した達成可能な歪を表します。

熱によって発生する歪

図2に示すように、トランジスタ31、32、81、82の消費電力は信号曲線に従って変化します。この変化によって温度変動が生じ、最終的には相互コンダクタンス g_m が変化することになります。

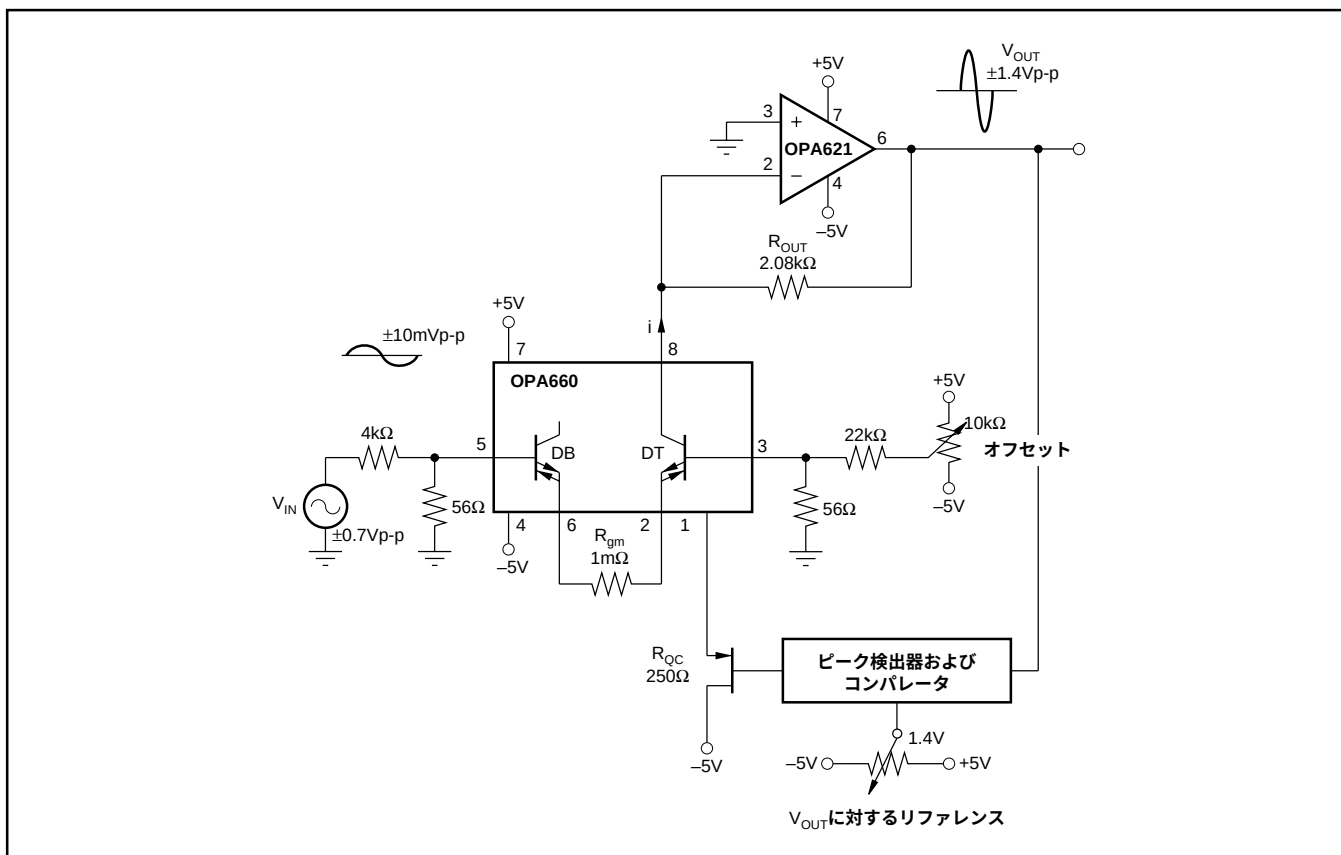


図10. 各種信号に対するAGCアンプ

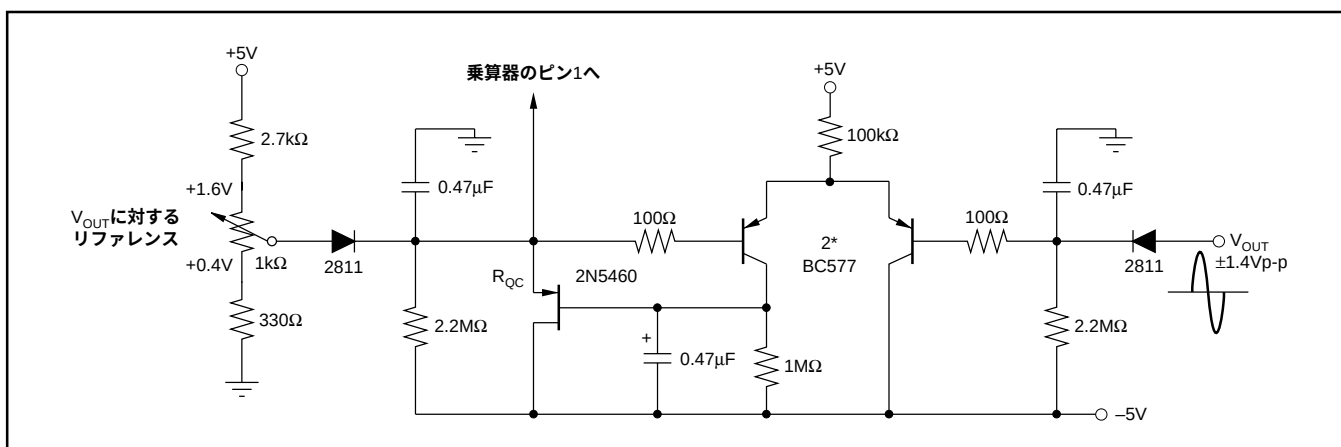


図11. ピーク・レベル

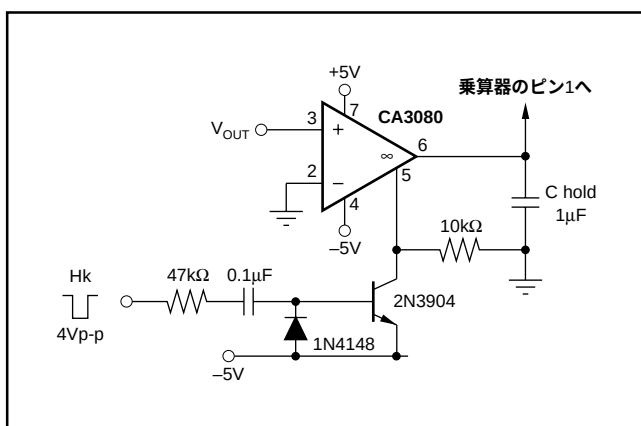


図12. TV信号に対するクランプ回路

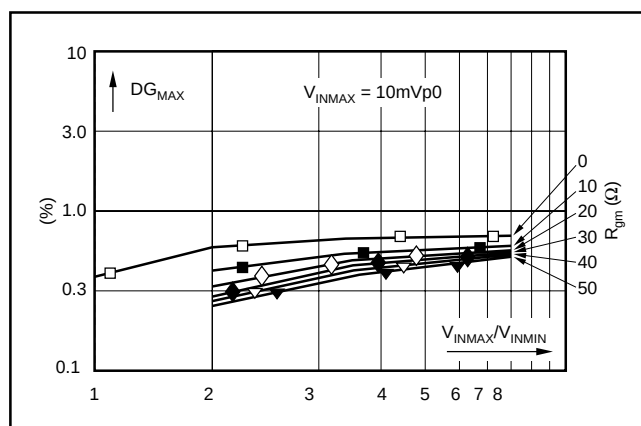


図13. AGCアンプのDG_{MAX} (シミュレーション) ($V_{INMAX} = \pm 10\text{mV}$)

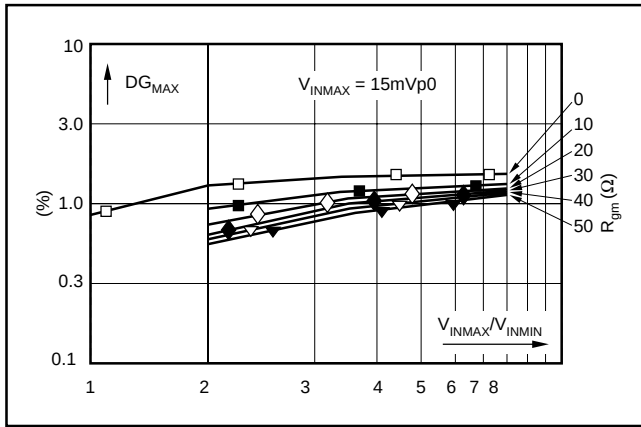


図14. AGCアンプの DG_{MAX} (シミュレーション) ($V_{INMAX} = \pm 15mV$)

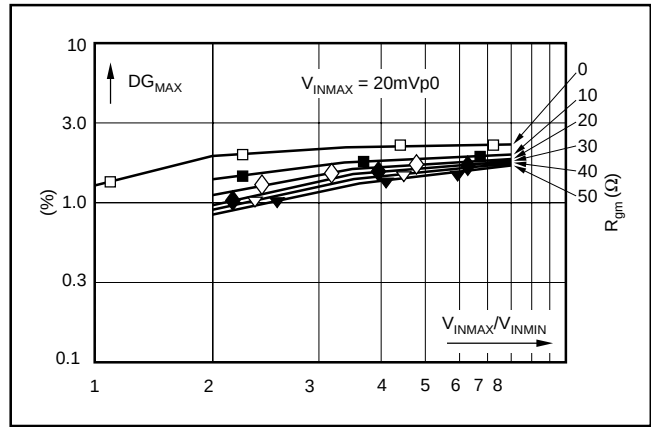


図15. AGCアンプの DG_{MAX} (シミュレーション) ($V_{INMAX} = \pm 20mV$)

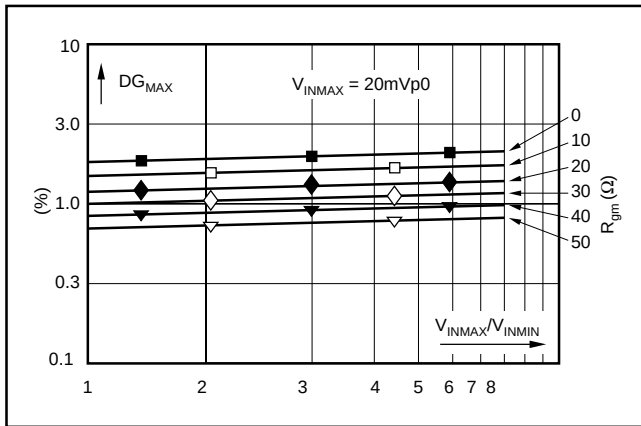


図16. AGCアンプの DG_{MAX} (実測) ($V_{INMAX} = \pm 20mV$)

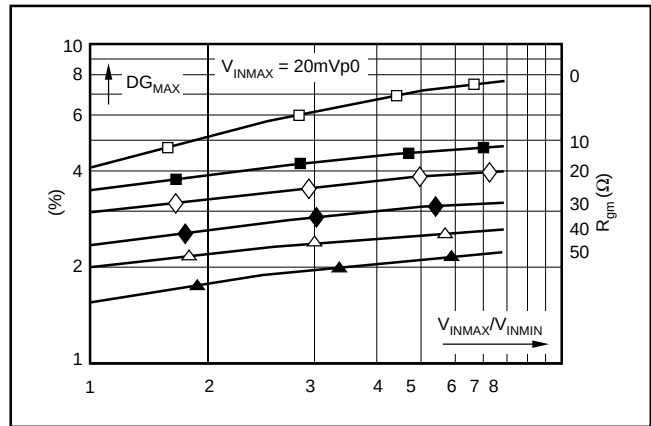


図17. 熱パルス歪に対する R_{gm} の効果

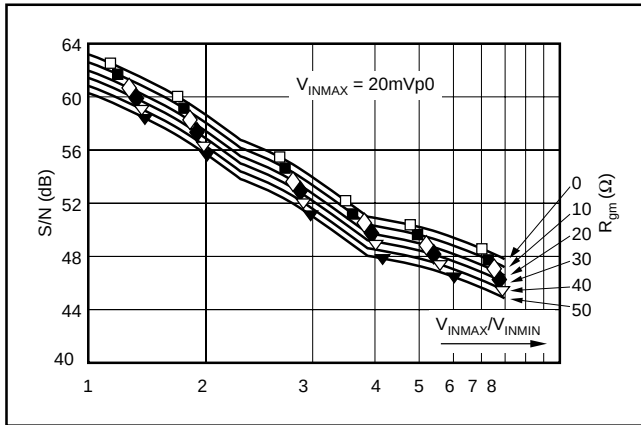


図18. AGCアンプのS/N比

一見したところ、RC部品によってパルス歪が発生するように思えます。しかし、熱時定数は μs の範囲にあり、チップの不均一な温度歪によって負に作用します。

図17に示すように、 R_{gm} はこの熱によって発生するパルス歪を低下させることができます。

これに対し、周期が1MHzより小さなRF信号はパルス歪にほとんど影響されません。温度変化は信号変化に追従できなくなり、チップの温度分布が平衡します。

デモボード

可能な測定はすべて、図19に示す回路定数を持つ回路を用いて実施しました。本アプリケーション用に設計されたデモボードには、4つの回路ブロックがあります。ユーザは、出力が電流である差動アンプとしてOPA660を使用すれば、全無信号時電流を変化させて相互コンダクタンスを制御することができます。主に乗算器として動作しますが、OPA660の非反転入力を変化させると、出力電圧のDC動作点を移動させることもできます。OPA621は電流/電圧コンバータとして機能し、信号を増幅します。シフト・ブロックのスイッチS1を用いて、ユーザは手動および自動オフセット補償、そしてクランプDC再生に切り替えることができます。アクティブ・ローでクランプ・パルスがOTAモジュールCA3080をトリガし、ついで出力電圧(V_{OUT})を黒レベル電圧に対するリファレンス値と比較し、ついで補正電圧を次のクランプ・パルス(H_K)までコンデンサ C_{HOLD} に記憶させます。4番目のブロックは既に説明したピーク・レベル・コントロール回路です。ディスクリート差動アンプは、出力電圧(V_{OUT})の最大値を P_{REF} で設定されるリファレンス電圧と比較します。トランジスタ2N5460は、その差に応じて無信号時電流を変化させるため、相互コンダクタンス gm が変化します。

80MHzを超える周波数と $\pm 1V$ 以上の制御出力電圧(V_{OUT})が要求されるアプリケーションでは、2個のOPA621を用いた2段ゲインを使用して下さい。アンプOPA622およびOPA623を使用すれば、さらに帯域幅を拡大することができます。

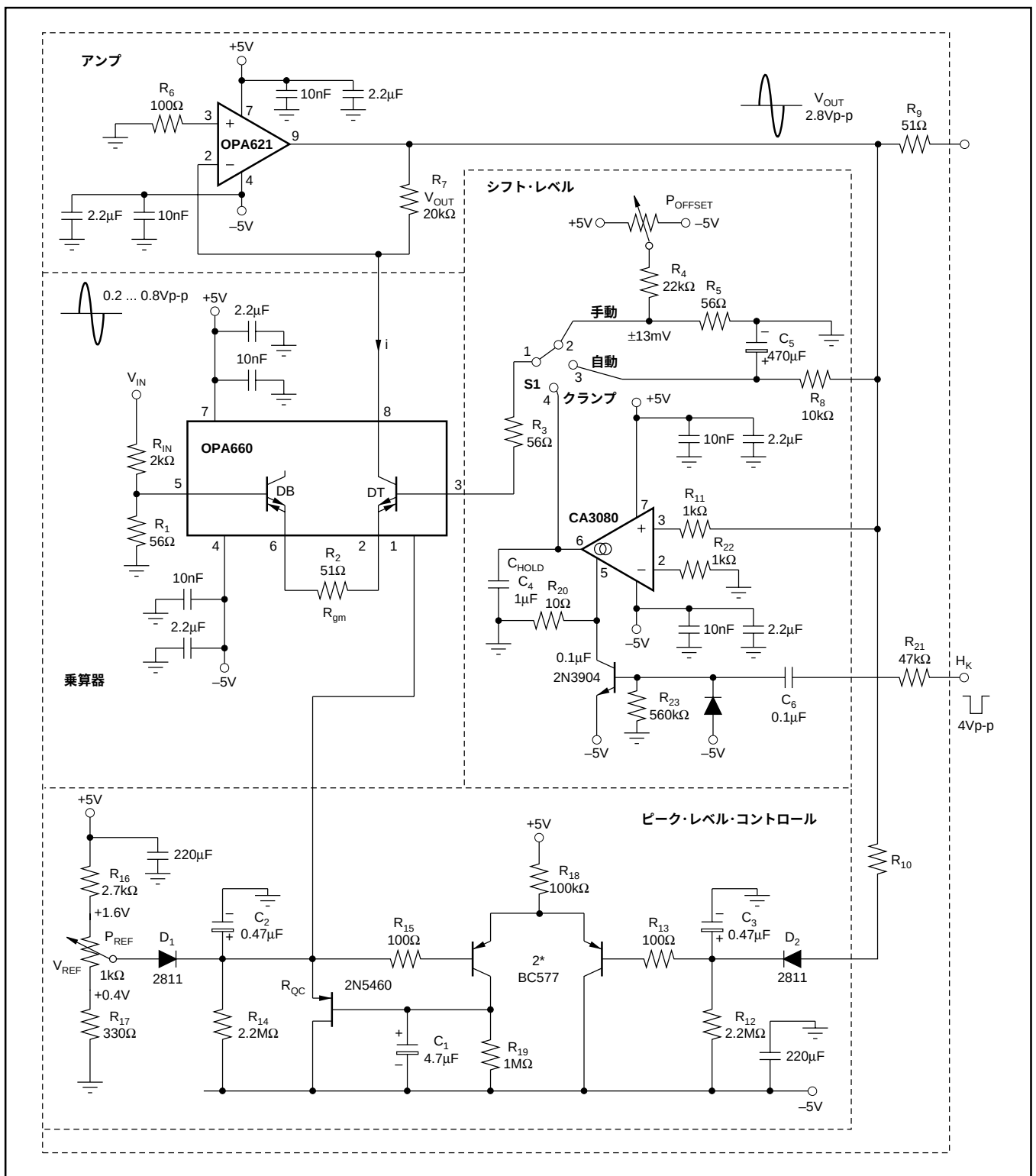


図19. AGCアンプのデモボードの回路図

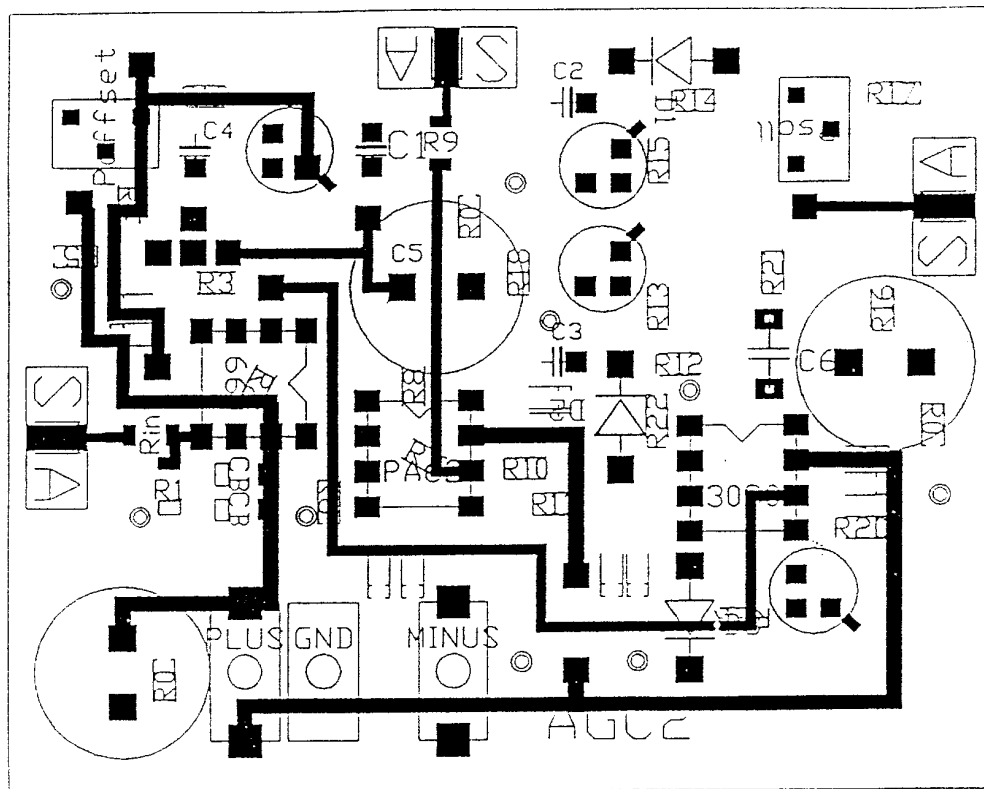


図20. AGCアンプ回路ボードのレイアウト(裏面)

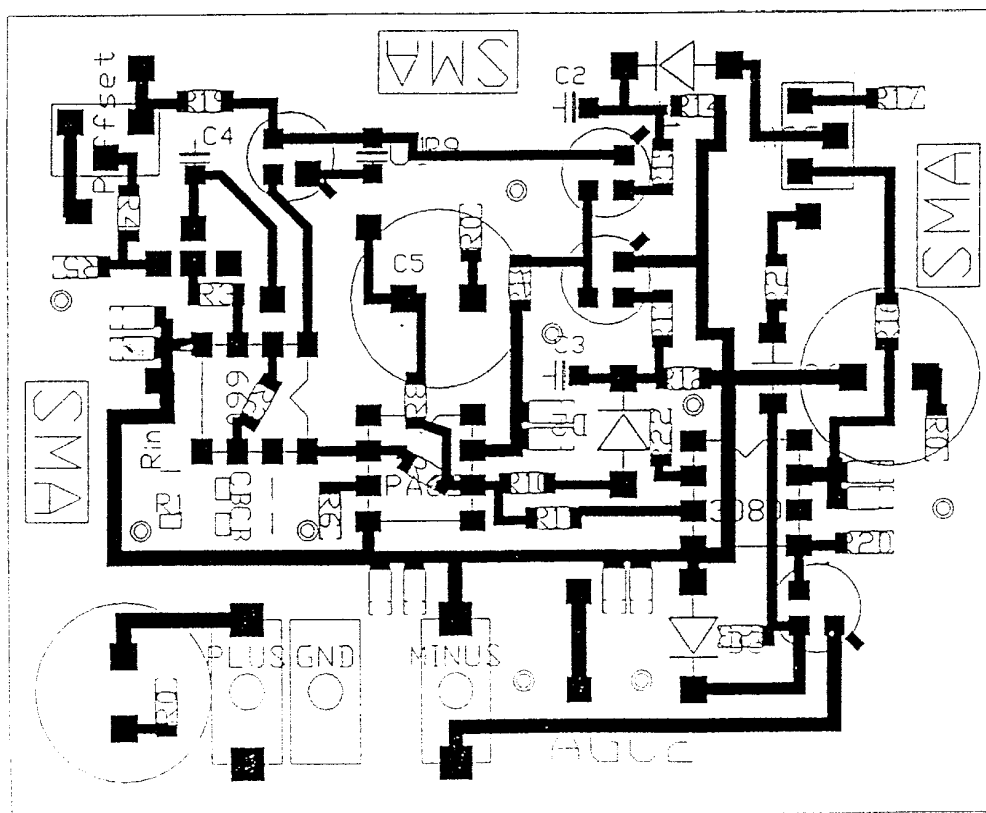


図21. AGCアンプ回路ボードのレイアウト(前面)

部品リスト

番号	記号	部品名称/値	部品数
1	IC ₁	OPA621KP	1
2	IC ₂	CA3080	1
3	IC ₃	OPA660AP	1
4	T ₁ , T ₂	BC577	2
5	T ₃	2N5460	1
6	T ₄	2N3904	1
7	D ₁ , D ₂	2N2811	2
8	D ₃	1N4148	1
9	R ₁ , R ₂ , R ₃	56Ω	3
10	R _{IN}	2kΩ	1
11	R _{gm}	51Ω	1
12	R ₆ , R ₁₃ , R ₁₅	100Ω	3
13	R ₇	20kΩ	1
14	R ₄	22kΩ	1
15	R ₈ , R ₂₀	10kΩ	2
16	R ₁₁ , R ₂₂	1kΩ	2
17	R ₂₃	560kΩ	1
18	R ₂₁	47kΩ	1
19	R ₁₀		1
20	R ₁₂ , R ₁₄	2.2MΩ	2
21	R ₁₈	100kΩ	1
22	R ₁₇	330Ω	1
23	R ₁₆	2.7kΩ	1
24	R ₁₉	1MΩ	1
25		コンデンサ2.2μF	6
26		コンデンサ10nF	6
27		コンデンサ220μF	2
28	C ₂ , C ₃	コンデンサ0.47μF	2
29	C ₅	コンデンサ470μF	1
30	C ₆	コンデンサ0.1μF	1
31	C ₄	コンデンサ1μF	1
32		ポテンシオメータ1kΩ	1
33		ポテンシオメータ10kΩ	1
34		V _{IN} , V _{OUT} , H ₁ SMA	3
35		POS, GND, NEG Mini-Banana	3

このアプリケーションノートに記載されている情報は、信頼しうるものと考えておりますが、不正確な情報や記載漏れ等に関して弊社は責任を負うものではありません。情報の使用について弊社は責任を負えませんので、各ユーザーの責任において御使用下さい。価格や仕様は予告なしに変更される場合がありますのでご了承下さい。ここに記載されているいかなる回路についても工業所有権その他の権利またはその実施権を付与したり承諾したりするものではありません。弊社は弊社製品を生命維持に関する機器またはシステムに使用することを承認しまたは保証するものではありません。

日本バー・ブラウン株式会社

<http://www.bbj.co.jp/>

本 社 〒222-0033 横浜市港北区新横浜2-3-12 新横浜スクエアビル ☎ 045-476-7870

大阪営業所 〒532-0011 大阪市淀川区西中島6-1-1 新大阪プライムタワー ☎ 06-6305-3287

(AB-185)



万一つながらない場合は、お手数ですが弊社営業部FAX045-476-7889（有料）までご連絡くださるか、あるいはTELにてお問い合わせください。

©BBJ990902K