

絶対値回路の改良

大島 正和, 白滝 順, 富田 鉄雄

Improvements of the Absolute Value Circuit

Masakazu OSHIMA, Jun SHIRATAKI and Tetsuo TOMITA

Abstract

The absolute value circuit, in which the two-sided ac waveform around zero level is converted into one-sided form, is employed in many applications such as magnitude detection, rms value indication, logarithmic conversion and others. The purpose of our present study is the improvements of its working dynamic range and frequency characteristics. The output of the operational amplifier in the circuit is converted to the current source type by means of additional active elements with phase lead compensation. Thus the stable operation is obtained for the variation of diode impedance in the feed back loop due to the change of magnitude of the input. The measured results have shown considerable improvements over the ordinary type absolute value circuit.

1. ま え が き

演算増巾器を用いた絶対値回路は、交流-直流変換器、実効値回路あるいは対数変換器などの入力回路として広く用いられており、高インピーダンス整流回路、精密な全波回路などの形があり、目的や用途により、ある範囲の電圧や周波数では実用に適するものを回路構成することができる。しかし、演算増巾器の開ループゲインの周波数特性は負帰還回路として安定に動作させるため、位相補償により、利得ゼロの周波数で -20dB/dec の特性をもたせることが必要で、又高周波で小電圧においては、増巾器の利得の低下により瞬時に回路中のダイオードを切り換えることが困難となり、満足できる結果が得られない。

絶対値回路の周波数応答および低入力における特性の改善方式としては、i) 利得を制限する位相補償の改善、ii) ダイオードの切り換えに必要な電圧をあらかじめダイオード自身にバイアスを加える、iii) 演算増巾器の後段にブースタ回路をもうけ利得の増加をはかる方式などが考えられる。

今回試作した回路では、演算増巾器の後段に電流源となるブースタ回路を設け、その出力を電流で取りだしている。これによって帰還回路内のダイオードは、その電

流源出力電流でドライブするので、切り換えが容易に行なえ、また帰還回路中のダイオードの抵抗値が入力電流の大きさによって変わっても安定に動作するので、従来の絶対値回路に比べて特性を改善することができた。

2. 試作回路の構成および原理

2.1 絶対値回路の周波数応答

一般に絶対値回路の高周波特性は増巾器がダイオードの一方を ON に、他方を OFF にする切り換えの速さによって制限を受ける。すなわち演算増巾器の出力電圧 E_0 の変化が2つのダイオードの電圧降下 $2V_f$ を通過するのに要する時間が一周期に比べてはるかに短いことを必要とする。以下演算増巾器の開ループゲイン $A(\omega)$ は一般に (1) 式に示されると仮定する。

$$A(\omega) = \frac{A_0}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{c1}}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{c2}}\right)} \quad (1)$$

ダイオードの切り換えに必要な時間は、入力電圧 E_i が $2V_f/A(\omega)$ だけの電圧を通り抜けるに必要な時間となる。したがって (1) 式により増巾器の開ループゲイン $A(\omega)$ の周波数特性は高い周波数で下るためそれにより、絶対値回路はある周波数で限界が生じる。特に、入力電圧が小さく、従ってダイオード中の電流が小さくダイオ

ードが高インピーダンスとなり高い利得を必要とするときに周波数特性が悪くなる。この周波数応答の改善として、前述したように後段に単にブースタ回路を加え、開ループゲイン（電圧利得）を増加させる方式では、系の安定をはかるために、位相補償を増す必要があり余り効果が得られない。

2.2 電流出力型ブースタの回路構成

図1に、このブースタ回路の基本回路構成を示す。図中の4および7の端子は正負の電圧を演算増巾器に供給する端子であるが、本回路ではこの端子の電流を利用して次段の電流源回路を作っている。すなわちブースタ回路のトランジスタ出力 Q_2, Q_4 はベース・バイアス回路に補償ダイオードとしてトランジスタ Q_1, Q_3 を用いコレクタ出力の形の、定電流源回路を構成している。プラス電源に接続されるトランジスタ Q_1 と Q_2 は、抵抗 R_{E1} と R_{E2} の値が等しく、ダイオード接続したトランジスタ Q_1 の順電圧特性と、トランジスタ Q_2 のベース・エミッタ特性が一致するならば、演算増巾器に Q_1 を通して供給される電流 I_1 と Q_2 のコレクタ電流 I_2 は常に等しくなる。同様に I_3 と I_4 は等しい。(又、 $R_{E2} < R_{E1}$ に選べばここで電流増巾が行われる。)

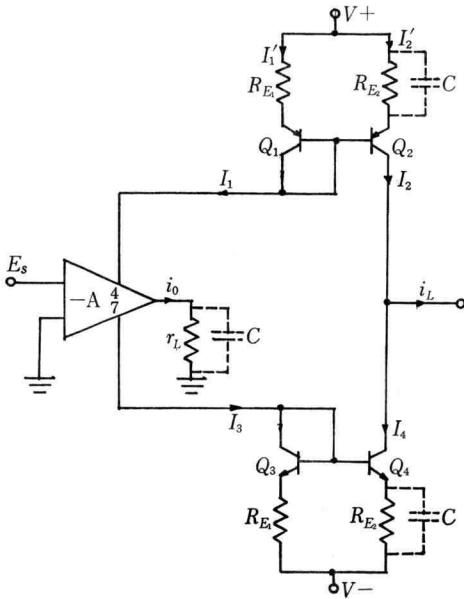


図1 Booster Circuit

演算増巾器の出力電流 i_0 は、電源電流 I_1 と I_2 の差になるので、トランジスタ Q_3, Q_4 を Q_1, Q_2 とコンプ

リメンタルなものを選らぶことにより、ブースタ回路の出力電流 i_L は演算増巾器の出力電流 i_0 と等しくなる。又、 Q_2 および Q_4 に十分高周波特性のよいトランジスタを用い、それにより高周波特性は影響を受けないとすれば演算増巾器の出力電流 i_0 はその出力抵抗を r_0 とすれば次式で表わされる。

$$i_0 = \frac{-A(\omega)}{r_0 + r_L} E_s \tag{2}$$

あるいは相互コンダクタンス g_m をとり、

$$g_m(\omega) = \frac{A(\omega)}{r_0 + r_L} \tag{3}$$

として次の形になる。

$$i_0 = -g_m(\omega) \cdot E_s$$

例えば、 $A_0 = 10^5, r_0 = 50 [\Omega], r_L = 0 [\Omega]$ とすれば

$$g_m(\omega) = \frac{2 \times 10^3}{(1 + j \frac{\omega}{\omega_{c1}})(1 + j \frac{\omega}{\omega_{c2}})} [s]$$

で ω が小さい範囲では $g_m(\omega)$ は大きな値である。又、ブースタ回路の出力抵抗は、トランジスタのコレクタより取り出しているのだから大きな値をもち、演算増巾器と Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 を含むブースタ回路全体としては反転人力の場合に、図2に示す等価回路の構成となる。

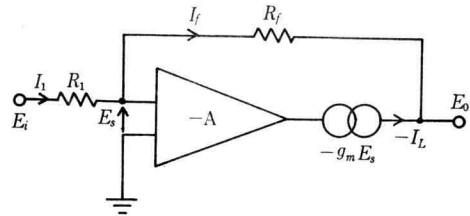


図2 Inverting Amplifier with Booster Circuit

2.3 ブースタ回路構成の安定性

演算増巾器を使用した普通の構成の反転増巾回路では演算増巾器の開ループゲインは、前述の(1)式の特性をもち、増巾器の人力インピーダンスは無窮大とし、出力インピーダンス r_0 は負帰還回路抵抗 R_f に比べて極めて小さな値として無視し、電源と反転入端子間の抵抗 R_1 とすれば、閉ループゲイン $A_{N1}(=E_0/E_i)$ は次式となる。

$$A_{N1} = \frac{E_0}{E_i} = - \frac{R_f}{R_1 + R_f} \cdot \frac{A(\omega)}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_f} A(\omega)} \tag{4}$$

次に図2の等価回路よりブースタ回路の開ループゲイン A_{N2} を求める。出力電流 I_L , R_f 中の電流 I_f 間に次の関係がある。

$$I_L = -I_f = -I_1 = -g_m(\omega) \cdot E_s \quad (5)$$

又

$$I_1 = \frac{E_1 - E_s}{R_1} \quad (6)$$

$$I_f = \frac{E_s - E_0}{R_f} \quad (7)$$

よって式(5), (6), (7)より, 電流源を出力とした閉ループゲイン A_{N2} ($= \frac{E_0}{E_i}$) として

$$A_{N2} = \frac{E_0}{E_i} = \frac{1 - g_m(\omega) R_f}{1 + g_m(\omega) R_1} \quad (8)$$

が得られる。

(4) 式および(8)式の系の安定の特性方程式は, それぞれ次式で示される。

$$T_1(\omega) = 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_f} A(\omega), \quad (9)$$

$$T_2(\omega) = 1 + R_1 \cdot g_m(\omega) \\ = 1 + \frac{R_1}{r_o + r_L} A(\omega) \quad (10)$$

$T_1(\omega)$ と $T_2(\omega)$ を比較すると, $T_1(\omega)$ には帰還抵抗 R_f が含まれているが, $T_2(\omega)$ には含まれていないので出力が定電流型の回路構成では, 増巾器の安定度は R_1 および $g_m(\omega)$ により定まり, R_f に無関係となることがわかる。すなわち R_f をかえて電圧増巾度をかえても安定度には影響を及ぼさないことになる。絶対値回路のような負帰還回路にダイオードを持つ場合には, 順方向電流の流れるダイオードのダイナミック抵抗は電流に逆比例し, 広範囲の場合にはそれが入力電圧に応じて, 1000倍以上も変化するので, 以上のことは回路の安定上はなほ重要である。

ただし, この場合以下に述べるように $(r_o + r_L)$ と R_1 との関係で $A(\omega)$ がもとの形の伝達関数のままでは不安定になるので位相進み回路を用いて $A'(\omega)$ になるように $A(\omega)$ の形を変える必要がある。

図3の実線は式(1)の開ループゲイン $A(\omega)$ の周波数応答を示す。 ω_1 から ω_2 の周波数の範囲では実線1の傾斜が -20 dB/dec で ω_2 より高い周波数の実線2の傾斜は -40 dB/dec である。

高帯域の演算増巾器では閉ループゲイン $A(\omega)$ が 0 dB

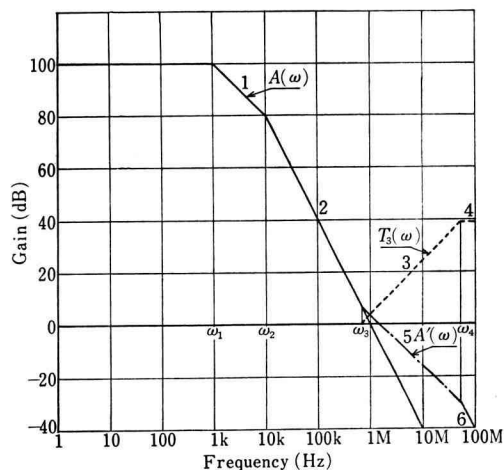


図3 Frequency Response of OP Amp

付近で位相が 180° 近くになり, ほとんど位相余裕がない。電流ブースタ回路で反転増巾回路を構成した場合の特性方程式(10)式において, $T_2(\omega) = 0$ となる増巾度 $A(\omega)$ は

$$|A(\omega)| = \frac{r_o + r_L}{R_1} \quad (11)$$

$$r_o = 150 \Omega, r_L = 0, R_1 = 2 \text{ k}\Omega \text{ とすれば, } A(\omega) \text{ は} \\ A(\omega) = 0.075 \text{ (} -22.5 \text{ dB)} \quad (12)$$

で, 実線2との交点が 0 dB 以下となり位相余裕がないと考えられ, 増巾回路は不安定になる。したがって, 演算増巾器の開ループゲインの特性に図中の破線に相当する伝達関数 $T_3(\omega)$ を加えて $A'(\omega)$ の形をつくり, 安定にする必要がある。

破線の伝達関数 $T_3(\omega)$ は

$$T_3(\omega) = \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_3}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_4}} \quad (13)$$

これは 0 から ω_3 迄と ω_4 以上は 0 dB/dec で ω_3 から ω_4 の範囲の破線3は 20 dB/dec の上向きの傾斜である。組合せた演算増巾器の開ループゲインは ω_3 と ω_4 の間で -20 dB/dec となる。よってゲインは $A(\omega) = -22.5$ dB では -20 dB/dec の傾斜になっており, 安定となる。 $T_3(\omega)$ の伝達関数を達成する一つの方法としては, 図4の演算増巾器の出力端子とアース間に r_L と C の並列回路を設ける手段がある。このとき $T_3(\omega)$ の ω_3 および

ω_4 は次式となる。

$$\omega_3 = 1/C r_L \quad (14)$$

$$\omega_4 = \frac{1}{C} \left(1 + \frac{r_L}{r_0} \right) \quad (15)$$

又、同様に電流ブースタ回路のエミッタ抵抗 R_{E2} にコンデンサ C を並列に接続することにより同じ結果が得られる。

また実際に、この電流ブースタ回路を用いた反転増巾回路では増巾器が飽和するような大きな入力電圧を加えると、増巾器の利得が低下し発振する恐れがあるので、前段には入力制限回路を設ける必要がある。

2.4 実際の試作回路

図4は実際に使用した試作回路で、図中の演算増巾器はFET入力 TL080CL型をフィードフォワードの形で使用し、ダイオードは接合容量の少ないエピタキシャル・ショットキバリア形シリコンダイオード 1S2211型を用いた。実際の回路では g_m をさらに大きくするため、図2 R_{E1} (220 Ω) の抵抗値を R_{E2} (30 Ω) に比べ高くしてある。図中の点Aは負の半波整流で、点Bが正の半波整流の出力端子である。絶対値回路の構成は図6のブロック・ダイアグラムで示すようにB点の正の半波出力は1倍の反転増巾を通して負になり、A点の負の半波出力と共に、1倍の反転型加算器に入り、最終出力としては正の全波出力が得られる。

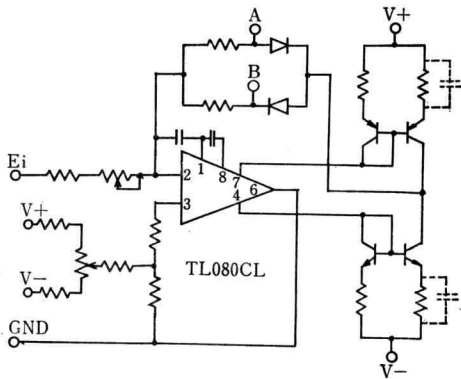


図4 Rectifier circuit with Booster

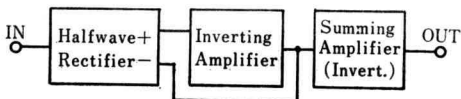


図5 Block Diagram

3. 測定結果

図6はブースタ回路による半波整流回路と比較するための一般回路を示す。

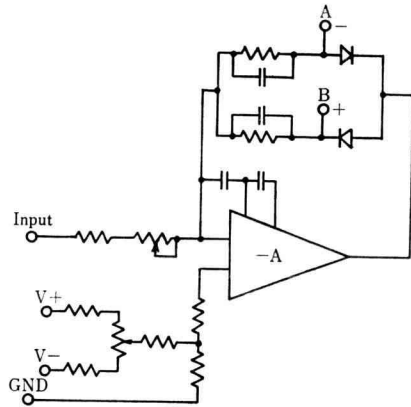


図6 Ordinary Type Rectifier Circuit

1) 図7, 図8, 図9は、点Aにおける半波整流波形を示し、上方の波形が図5に示した試作回路、下方が図6に示す一般回路で最良の状態に調整した場を得られた結果を示す。入力信号は共に正弦波で周波数100KHzを用いた。入力電圧 $2V_{rms}$ (図7) では試作回路、一般回路における半波波形は図にみられるように共に良好であるが、入力電圧 $20mV_{rms}$ (図8) および $6mV_{rms}$ (図

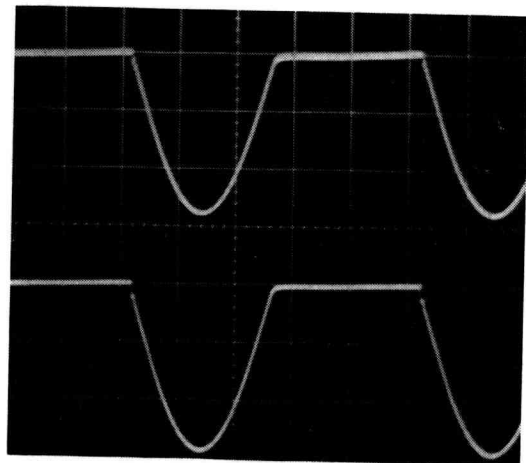


図7 Waveform at point A
For 100 kHz, 2V input
Vert : 1V/Div
Hori : 2 μ s/Div

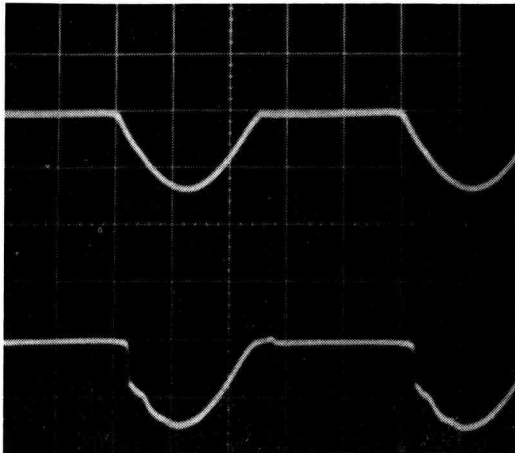


図 8 Waveform at point A
For 100 kHz 20 mV input
Vert : 20 mV/Div
Hori : 2 μ s/Div

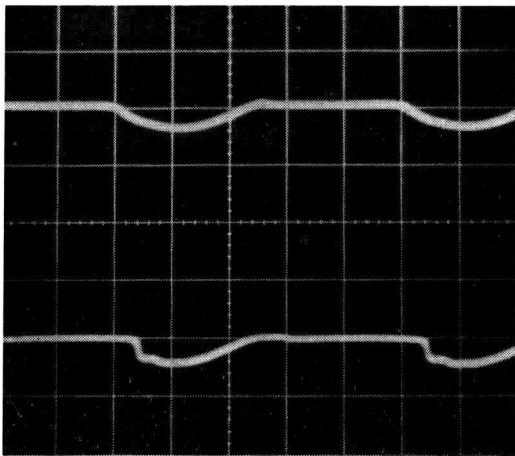


図 9 Waveform at point A
For 100 kHz 6 mV input
Vert : 20 mV/Div
Hori : 2 μ s/Div

9) では、一般回路による波形はひどく歪んでおり、周波数が高い小入力信号に対しては、ブースタ回路による

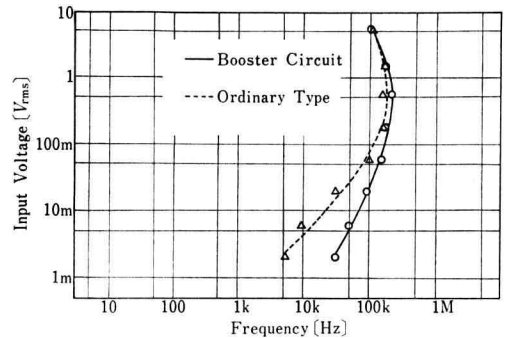


図 10 Curves showing 1% Error

方式が有効であることが確認できる。

2) 図 10 は正弦波の入力に対して、図 5 のブロックダイアグラムによる全波波形の出力電圧を平均値電圧計で測定し、正しい値 (入力実効値電圧の 0.9003) に対する誤差が 1% となる周波数を測定した結果である。図中実線は試作回路、破線は一般回路構成によるものを示す。

100 m V_{rms} 以上の入力電圧に対しては、両回路構成とも約 100 KHz が限界であるが、入力電圧がそれ以下の値となると、試作回路の電流出力型ブースタ回路構成が良好な結果を示している。

4. あとがき

従来の基本回路構成では 2 m V_{rms} の入力に対して、誤差 1% となる周波数は 6 KHz が限界であったが、今回試作した電流ブースタ回路方式では、同じ入力電圧に対して、同じ誤差となる周波数が 20 KHz である。従って、当所の目的である小信号時における周波数応答の改善に対して十分満足できるものが得られた。

しかし今後の課題としては、小信号電圧 (数 m V_{rms}) を取り扱う場合、ブースタ回路に用いられたトランジスタによる温度ドリフトによる影響を十分に考慮する必要があると考えられる。さらに本実験に用いた電流出力型の演算増巾器の考え方は他の各種の応用に適用されると思われる。