

# アクティブ・フィルタ，発振回路，差動アンプなど

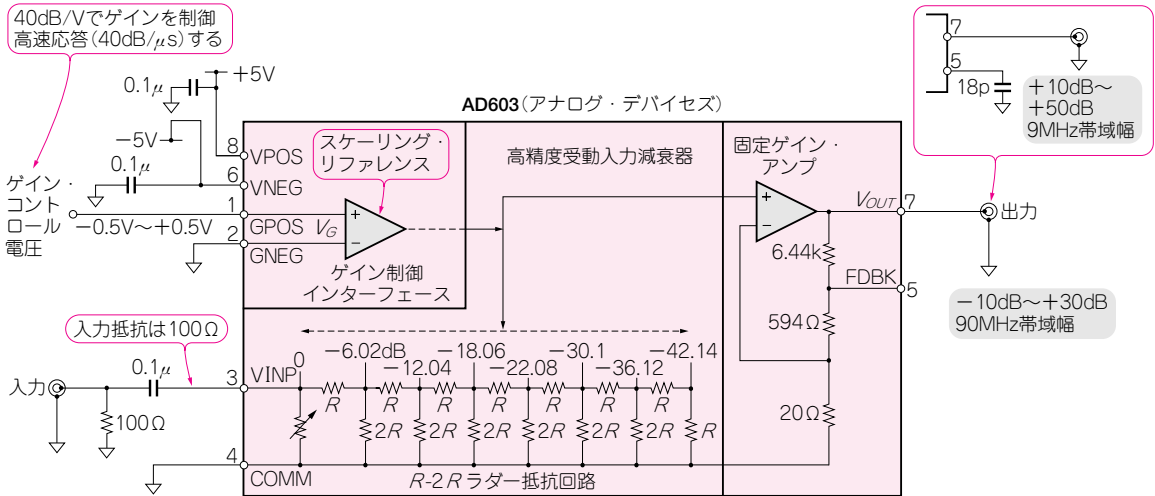
## 第3章 アナログ回路

### 1 直流電圧でゲインを制御できる プログラマブル・ゲイン・アンプ

AD603は0～1Vの制御電圧で40dBのゲインを「デシベル値でリニア」に可変できる低雑音高帯域アンプです。固定ゲイン・アンプの前段にアッテネータが設けられていて，この減衰値をアナログ的に制御します。

制御電圧に対する応答速度は40dB/μsです。アンプのゲインをダイナミックに変化させて，時間軸上の特定のエリアだけ感度を上げる，または下げるといった制御ができ，超音波探傷やソナーなどでのエコー波増幅に使えます。 〈下間 憲行〉

〈図1-1〉アナログ電圧で制御する可変ゲイン・アンプ



### 2 ひずみの少ない多重帰還型差動出力アンプ

OPアンプIC<sub>1a</sub>，IC<sub>1b</sub>とR<sub>3</sub>，R<sub>4</sub>，R<sub>5</sub>，R<sub>6</sub>で見かけ一つのOPアンプを形成しています。IC<sub>1a</sub>の3番ピンが通常のOPアンプの反転入力端子に，IC<sub>1b</sub>の5番ピンが非反転入力端子になります。この二つのOPアンプでできたOPアンプに負帰還をかけてやると，多重帰還増幅器のでき上がりです。C<sub>c</sub>はアンプ全体に対する位相補償コンデンサです。

ただし，多重帰還であるために位相余裕的に厳しくなっていることに注意が必要です。位相余裕の少ないOPアンプを使った場合には異常発振の危険性があるので実際の使用に際しては十分な検証が必要です。

ひずみを気にするアナログ/オーディオ信号の平衡伝送や，アナログ・スイッチを使った同期検波回路などに適しています。 〈細田 隆之〉

ここで，R<sub>3</sub> = R<sub>4</sub> = R<sub>5</sub> = R<sub>6</sub> = Rとすると，IC<sub>1b</sub>の5番ピンの電位はグラウンドですから，

$$V_{out2}R_6 = 0 - V_{out1}R_5$$

となり，

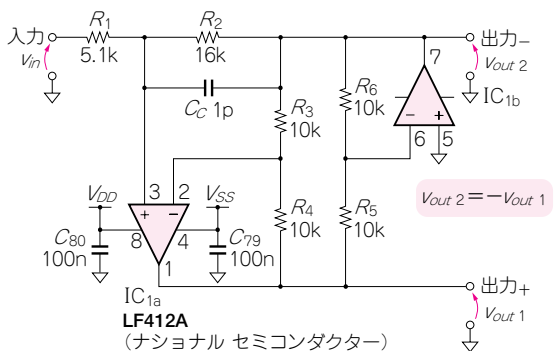
$$V_{out2} = -V_{out1}$$

で差動出力が得られることがわかります。

図2-1の回路では，通常の反転増幅器のように増幅度はR<sub>2</sub>/R<sub>1</sub>，入力インピーダンスはR<sub>1</sub>となります。

この回路の特徴は，OPアンプの入力電位がすべてグラウンド・レベルになるため，コモン・モード電圧によるひずみの発生を防げることと，それぞれのOPアンプの増幅度やひずみの特性が多少悪くても多重帰還のおかげでアンプ全体としての性能が良くなることです。

〈図2-1〉ひずみの少ない多重帰還型差動出力アンプ



## 3 OPアンプの出力インピーダンスを低減する工夫

理想的なOPアンプの出力インピーダンスは0Ωです。できる限り出力インピーダンスが低くなるように設計されていますが、ご承知のとおり現実のOPアンプは通常数Ωから十数Ωの出力インピーダンスをもちます。さらに、その負荷に流せる電流値にも限界があります。

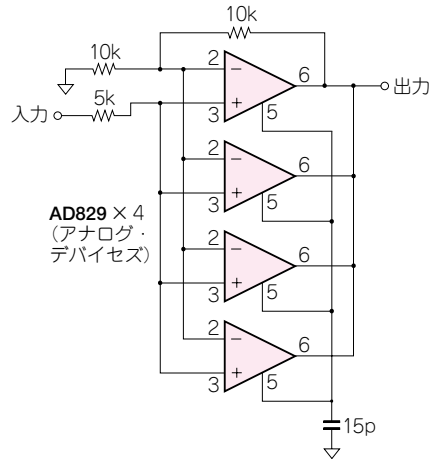
図3-1はOPアンプ四つを並列に接続した非反転回路です。四つの非反転回路の入力端子と出力端子を結んでも同じような回路を構成できますが、この回路では入力抵抗とフィードバック抵抗を一組みしか使っていないため、抵抗から発生する熱抵抗雑音を最小限に抑えることができます。

出力インピーダンスは約1/4に下げることができ、さらにOPアンプ非反転回路一つでドライブできる能力の約4倍の能力をもたせることができます。この場合それぞれのOPアンプのもっている独自の特性、例えばオフセット電圧やオフセット電圧ドリフト、CMRR、PSRRなどの仕様は、すべての値の平均値に近い値となります。ここで使っているAD829はノイズ電圧1.7 nV/√Hzでユニティ・ゲイン帯域幅750 MHzのOPアンプなので、このOPアンプ四つの

組み合わせ回路も、同様の帯域幅をもちます。ちなみに最大負荷電流は約20 mA × 4 = 80 mAとなります。

〈服部 明〉

〈図3-1〉 OPアンプの出力インピーダンスを低減した回路



## 4 ひずみが少ない多重帰還型LPF

図4-1の回路は、 $C_2$ による局部帰還と $R_3$ による帰還がかかるので多重帰還型LPFと呼ばれます。OPアンプの反転入力端子が仮想接地なので、OPアンプの入力容量の電圧依存性に起因する非直線ひずみがなく、負帰還理論どおり帰還量に比例してひずみが減少します。したがって、利得帯域幅積の大きなOPアンプを使うと、ひずみがとても小さくなります。

3個の抵抗の値を $R_1 = R_2 = R_3 = R$ とすると、フィルタの伝達関数 $G(s)$ は次式で表されます。

$$G(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \left( \frac{\omega_0^2}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q} S + \omega_0^2} \right)$$

$$\text{ただし、} \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

これは2次遅れフィルタで、カットオフ周波数 $f_c$ は、

$$f_c = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_1 C_2}}$$

となります。

図4-1は $f_c = 30$  kHzの2次バターワース特性LPFです。つまり $f_c = 30$  kHz、 $Q = 0.7071$ の2次遅れフィルタです。定数の計算法を以下に示します。

①まず、 $R$ の値を与えます。 $R = 3.3$  kΩとします。

②補助変数 $C = \sqrt{C_1 C_2}$ を導入します。すると、 $f_c = 1/(2\pi RC)$ が成り立つので、 $C$ を逆算します。

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R} = \frac{1}{6.2832 \times 3 \times 10^4 \times 3300} = 1607.6 \text{ pF}$$

③次式で $C_1$ と $C_2$ を計算します。

$$C_1 = 3Q \times C = 3 \times 0.7071 \times 1607.6 \text{ p} = 3410.2 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{C}{3Q} = \frac{1607.6 \text{ p}}{3 \times 0.7071} = 757.8 \text{ pF}$$

④素子値を丸めます。 $C_1 = 3300$  pF、 $C_2 = 750$  pF

〈黒田 徹〉

〈図4-1〉 ひずみが少ない多重帰還型LPF

