



増幅回路の雑音，異常発振，積分回路，
センサ・アンプ回路など

アナログ回路の トラブル事例と対策

小口 京吾/黒田 徹/佐藤 節夫/
Keigo Oguchi/Tooru Kuroda/Setsoo Satoh/
下間 憲行/柳川 誠介
Noriyuki Shimotsuma/Seisuke Yanagawa

OP アンプ回路

1 低雑音 OP アンプを使った増幅回路の SN 比が悪い



症状

低雑音 OP アンプを使ったのに思いのほか SN 比が良くありません。LM833 や NJM4580 は汎用 OP アンプの中では屈指の低雑音ですが、回路定数が不適当だと実力を生かせません。

原因

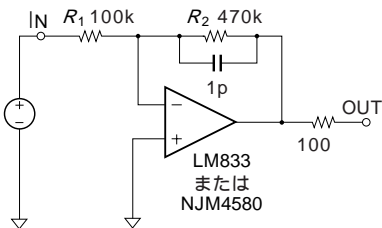
抵抗 R_1 と R_2 の値が大き過ぎるのが原因です。

対策

図 1-1 の増幅回路の出力雑音電圧の実測値は LM833 使用時に $79 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ ，NJM4580 使用時に $73 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ ですが、 R_1 と R_2 の比を考えずに両者の値を下げれば、表 1-1 のように雑音が大幅に減少します。

OP アンプは図 1-2 に示すような入力雑音電圧 e_n と入力雑音電流 i_n をもっています。 i_n は信号源抵抗 R_s に流入し、雑音電圧 $i_n R_s$ を生じます。また R_s は熱雑音を発生するので、単位帯域幅当たりの全入力雑音電圧

図 1-1 雑音が多い増幅回路の例



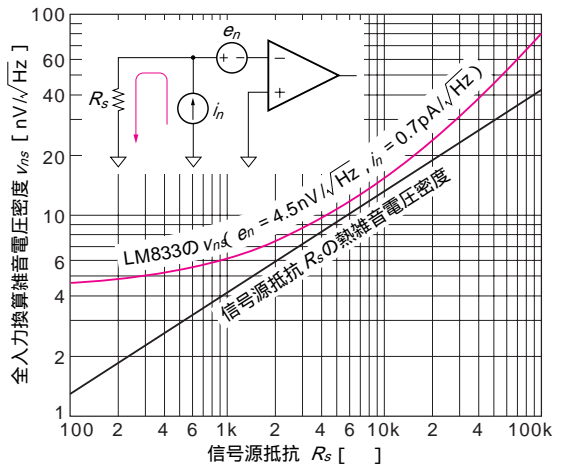
注 電源電圧は $\pm 12\text{V}$ ，要バスコン

表 1-1 帰還抵抗の値と出力雑音電圧の関係 (実測)

R_1 []	R_2 []	出力雑音電圧 [μV_{RMS}]	
		LM833 使用時	NJM4580 使用時
1 k	4.7 k	11.4	10.5
10 k	47 k	24	24
100 k	470 k	79	73

注▶ 雑音測定帯域：2 k ~ 100 kHz

図 1-2 OP アンプの信号源抵抗・全入力換算雑音電圧密度



Keywords

低雑音 OP アンプ，SN 比，LM833，NJM4580，全入力雑音電圧，全入力換算雑音電圧密度，熱雑音電力密度，ノイズ・ゲイン，オープン・ループ出力抵抗，位相補償容量，歪みゲージ・センサ，電荷感応型増幅器，チャージ・アンプ，積層セラミック・コンデンサ，サレン・キー型 LPF，温度ドリフト，ショットキー・バリア・ダイオード。

すなわち全入力換算雑音電圧密度 v_{ns} は、

$$v_{ns} = \sqrt{4kTR + e_n^2 + (i_n R_s)^2} \text{ [V / Hz]} \dots (1.1)$$

ただし、 k : ボルツマン定数(1.3805×10^{-23} [J / K]), T : 絶対温度 [K], R_s : 信号源抵抗 [Ω]

となります。 $4kTR$ は熱雑音電力密度です。 LM833 の v_{ns} を計算しましょう。 LM833 の e_n と i_n (標準値) である $e_n = 4.5 \text{ nV / Hz}$, $i_n = 0.7 \text{ pA / Hz}$ を上式に代入すると、常温 ($T = 300 \text{ K}$) において図1.2のグラフが

得られます。 v_{ns} は R_s の増加とともに増えることがわかります。 図1.1の信号源抵抗 R_s は、 R_1 と R_2 の並列合成値に等しいので、 R_1 と R_2 の比を変えずに両者の値を下げれば、ゲインはそのまま、雑音出力が減少します。 出力雑音電圧 v_{no} は次式で与えられます。

$$v_{no} = v_{ns} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \sqrt{f} \text{ [V}_{RMS} \text{]} \dots (1.2)$$

帰還率の逆数 $(R_1 + R_2) / R_1$ を「ノイズ・ゲイン」と呼びます。 f は帯域幅 単位は Hz です。 黒田 徹

2 出力端子にケーブルをつなぐと発振する



原因

負荷容量による出力段の位相回転が原因です。

汎用OPアンプのオープン・ループ出力抵抗は50 ~ 200 Ω ぐらいです。一方、ケーブルの静電容量は1 m 当たり 100 p ~ 300 pF ぐらいあるため、図2.1のようにOPアンプの出力抵抗 R_o とケーブル容量 C_L によるLPFが形成され、OPアンプ出力の位相が遅れます。位相が45 $^\circ$ 遅れる周波数 f_p は、例えば $R_o = 200 \Omega$, $C_L = 300 \text{ pF}$ ならば、

$$f_p = \frac{1}{2 \pi R C} = \frac{1}{6.28 \times 200 \times 3 \times 10^{-10}} \dots (2.1)$$

2.65 MHz

となります。汎用OPアンプのオープン・ループ位相は抵抗負荷時でも1 M ~ 10 MHzの領域では - 100 ~ - 150 $^\circ$ ぐらい遅れるため、ケーブル容量による位相遅れが加わると安定性に深刻な影響がおよびます。

対策

安定性の低下を防ぐには、図2.2(a)のようにOPアンプの出力ピンとケーブルの間に直列抵抗 R_s を入れます。 R_s の値はオープン・ループ出力抵抗の1 ~ 4 倍ぐらいにします。

図2.2(a)の回路は R_s のぶんだけ閉ループ出力インピーダンス Z_o が増加します。 Z_o を小さくしたいときは図

(b)のように R_s の後から負帰還をかけます。 C_f は位相補償容量で、次式を満たせねばなりません。

$$C_f R_2 > C_L R_s \dots (2.1)$$

図2.2(b)の回路には閉ループ利得が + 1 倍で安定性の保証されたOPアンプを使う必要があります。

高速広帯域OPアンプやエミッタ・フォロウなども、容量負荷時は安定性が大きく低下するので、ケーブルを接続するときは、必ず直列抵抗 R_s を挿入します。

黒田 徹



図2.1 ケーブル容量 C_L とオープン・ループ出力抵抗 R_o によってLPFが形成される

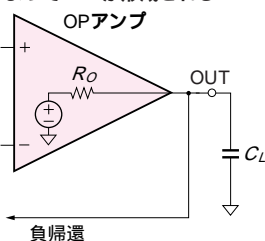
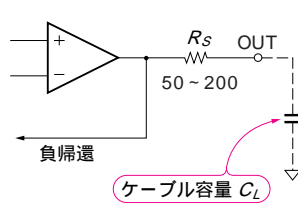
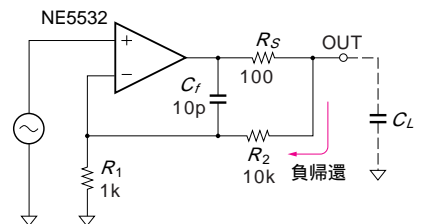


図2.2 ケーブル容量による発振を防ぐ対策



(a) R_s を挿入すると任意の負荷容量に対して安定にできる



(b) R_s の後から負帰還を戻すと出力インピーダンスを小さくできる。 C_f は位相補償容量であり、省略できない