

# マッチィ先生と生徒2人の 楽しい勉強会



## センサー用回路について考える 作:松井邦彦

昨年のクリスマスのお話です。我が家の上の子3人はすでにサンタクロースの正体を知ってしまい、一昨年末で「サンタさんがくる、サンタさんがくる」と言っていた次女も「サンタさんはお父さん」と言うようになってしまいました。残りは小学1年の次男坊だけです。「サンタさんは今年もくるかな」と聞くので、意地悪して「今年はサンタさんは風邪引いたので、日本には来られないみたいだよ」と言うと寂しそうな顔をするので、「でもサンタさんの弟のヨンタさんがくることになったよ」と安心させました。

それから、サンタさんのお母さんがニタさんで、お父さんがイッタさん、弟がヨンタさんで、その後にはゴタさん、ロクタさん、ナナタさん、ハッタさん、キュウタさん、ジュッタさんと続くのだと話す、「ヨンタさんでも来てくれるといいな」とすっかり信じ込んでしまいました。

朝がたおもちゃを置いとくと、「お父さん、ヨンタさんが来たよ。でもデパートで買ったみたいだよ」と言われたときは、来年は気づいてしまおうかなと寂しい気持ちでいっぱいになりました。

4人の子にはローラースケートをプレゼント(バーゲンで買った)し、近くの空き地で練習させたところ、意外に下の子2人がうまく滑れます。これならと、アイス・スケートに2人を連れていくと、転びながらもけっこう滑れます。私も30年ぶりのアイス・スケートでしたが、意外に

まく滑ることができて驚いています。

しかし良く見てみると、ローラースケートでは一番うまく滑った次男坊よりは次女のほうがうまく滑っています。あとで気が付いたのですが、次男坊のローラースケートの滑りは良くなく、スピードも出ないようにしていました。小さい子の遊び道具はけがをしないようになっているんですね。

先日湯布院に用事があって、運転代行を家内に頼み家族で出かけました。いろいろあって、けっこう遅く着いてしまいました。泊まる予定はなかったのですが、さすがに疲れてしまい安宿を探すことに。

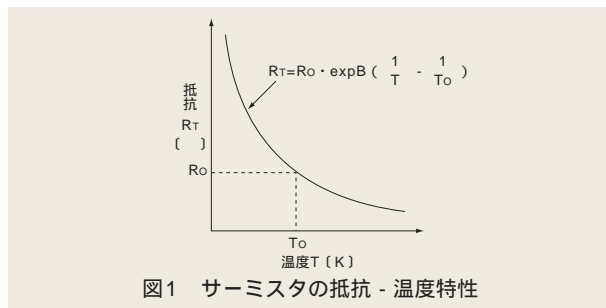
何件か安価な順に電話をかけると、「夕食なしで格安でよし」というところが見つかりました。大部屋三つ程度の小さな宿でしたが、次男坊に「おねしょしないように寝る前におしっこに行って」と言うと、気になったのか10回ほど行ったり来たりして寝付きました。さすがに朝はおねしょはありませんでした。

ところが大きな長男のふとんが半分濡れているではありませんか。なんとも大きな世界地図です。体がでかいだけに半端な量ではありません。帰るとき謝りましたが、気の毒なのは宿屋さんです。

災害は思いも着かない所から出ることを、改めて思いしらされた出来事でした。

### センサー用回路について考える

**アラン:** マッチィ先生、サーミスタを使った温度測定回路を考えているんですが、リニアライズについて教えてください。



**マッチィ先生:** サーミスタは図1のように温度 - 抵抗特性が直線ではないので、通常はリニアライズ(直線化)して使用します。リニアライズは簡単で、抵抗1本で簡単に済みます。

**アラン:** どうするのですか。

**マッチィ先生:** 図2のように、サーミスタと直列に抵抗R1をつなぎます。アランさん、この回路の出力電圧はどうなりますか?

**アラン:** サーミスタの抵抗値をRTとすると出力電圧Voutは、

$$V_{out} = V_{ref} * R_1 / (R_1 + RT) \quad \dots (1)$$

**マッチィ先生:** そのとおりです。ここで使用する上限温度をTH(そのときの出力をVoutTH)、下限温度をTL(そのときの出力をVoutTL)、そしてその中間をTM(そのときの出力をVoutTM)とすると、

$R_{TH}$ : 使用温度上限 $T_H$ でのサーミスタ抵抗値  
 $R_{TM}$ :  $\frac{T_H + T_L}{2}$  でのサーミスタ抵抗値  
 $R_{TL}$ : 使用温度下限 $T_L$ でのサーミスタ抵抗値

$$\frac{R_1}{R_1 + R_{TH}} V_{REF} - \frac{R_1}{R_1 + R_{TM}} V_{REF} = \frac{R_1}{R_1 + R_{TM}} V_{REF} - \frac{R_1}{R_1 + R_{TL}} V_{REF}$$
 になるように $R_1$ を選ばばよい。これより、

$$R_1 = \frac{2R_{TL} \cdot R_{TH} - R_{TM} (R_{TL} + R_{TH})}{2R_{TM} - (R_{TL} + R_{TH})}$$

(例)  $R_{TH} = 0.974k (100)$   
 $R_{TM} = 4.16k (50)$   
 $R_{TL} = 27.3k (0)$ 
 より、 $R_1 = 3.23k$

図2 R1の選び方

センサー用回路について考える

$$V_{outTH} - V_{outTM} = V_{outTM} - V_{outTL} \dots (2)$$

になるようにすればよいわけですから、

$$V_{ref} \cdot R1 / (R1 + RTH) - V_{ref} \cdot R1 / (R1 + RTM) \\ = V_{ref} \cdot R1 / (R1 + RTM) - V_{ref} \cdot R1 / (R1 + RTL) \dots (3)$$

となります。ドリーさん、これからR1を求めてください。

ドリー：はい、(3)式よりR1を求めると、次のようになります。

$$R1 = \{2RTL \cdot RTH - RTM(RTL + RTH)\} / \{2RTM - \\ (RTL + RTM)\} \dots (4)$$

マッチィ先生：そうですね。たとえば、図2のような特性のサーミスタを使おうとすると、

$$RTH = 0.974k \quad (100)$$

$$RTM = 4.16k \quad (50)$$

$$RTL = 27.3k \quad (0)$$

ですから、(4)式よりR1 = 3.23k が求められます。ドリーさん、図2の特性を計算してみてください。

ドリー：はい、図3のようになります。

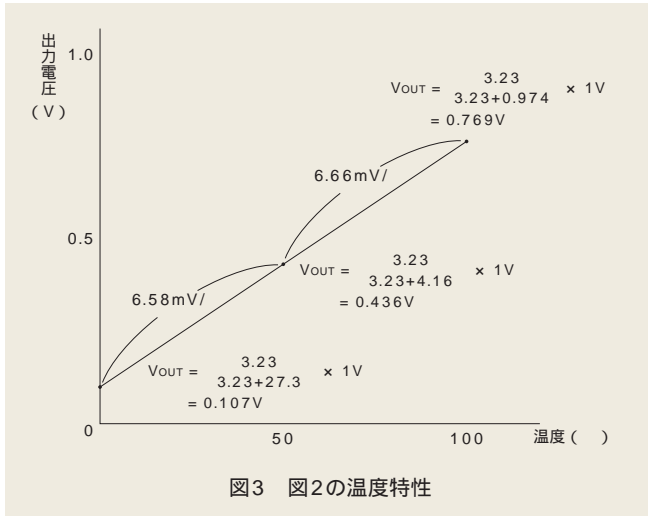


図3 図2の温度特性

マッチィ先生：図3を見るときれいに直線化ができていことが分かります。0~50 と50~100 の感度はそれぞれ、

$$0 \sim 50 \text{ の感度} = 6.58 \text{ mV/}$$

$$50 \sim 100 \text{ の感度} = 6.66 \text{ mV/}$$

と若干違いますから、0~100 では±4 程度の直線化誤差になります。

ドリー：誤差を小さくするにはどうするんですか？

マッチィ先生：リニアライズする温度範囲を小さくすることが一番です。たとえば100 の温度スパンを0~50 にします。こうすることで、直線化誤差を±1 程度にすることが可能です。

ただしこの誤差は直線化したことによる誤差ですから、実際にはサーミスタのパラッキによる誤差が追加されます。最近では高精度サーミスタが簡単に入手できますから、精度が必要な用途では

高精度サーミスタを使うとよいでしょう。

アラン：分かりました。

ドリー：マッチィ先生、高速のトランスインピーダンス・アンプを作りたいのですが、なかなかうまくいきません。S/Nも必要なんです。

マッチィ先生：トランスインピーダンス・アンプ(電流-電圧変換回路)は光センサーのように、電流出力のセンサーではなくてはならない回路ですね。以前(セクションNo.6)にも紹介しましたが、ここではもう工夫した回路を考えてみましょうか。でもその前に、電流-電圧変換回路について復習してみましょう。

アランさん、電流-電圧変換回路にはどのようなものがありますか。

アランさん：図4が一番簡単な抵抗を使った電流-電圧変換回路です。

マッチィ先生：この回路の特徴は何ですか、ドリーさん。

ドリー：抵抗1本ですむので大変簡単な回路ですが、S/Nと応答性を両立できません。

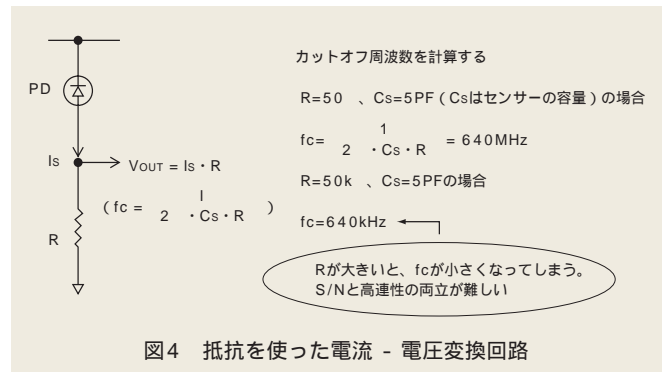


図4 抵抗を使った電流-電圧変換回路

マッチィ先生：そのとおりですね。図4のように、抵抗R = 50 のときの電流感度は、1mA当たり50 \* 1mA = 50mV/mAですが、このときのカットオフ周波数fcはセンサーの容量をCSとすると、

$$f_c = 1 / (2 \cdot CS \cdot R) \dots (5) \\ = 640 \text{ MHz}$$

になります。ところがセンサーの出力電流が小さいので、R = 50k と大きくしたとします。このときの電流感度は50V/mAと先ほどの1000倍になります。もちろんS/Nもそれだけ改善されます。しかし応答特性が問題です。

ドリーさん、この場合のカットオフ周波数を計算してみてください。

ドリー：はい、(5)式に代入して、fc = 640kHzになります。

マッチィ先生：あれあれ、S/Nは1000倍良くなったのに、応答性は逆に1000倍悪くなってしまったのですね。この回路ではS/Nと応答性の両立は難しいようですね。

アラン：そのためにオペアンプを使った電流-電圧変換回路、いわゆるトランスインピーダンス・アンプ回路があるんですね。

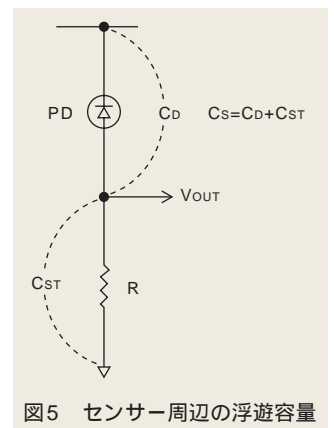
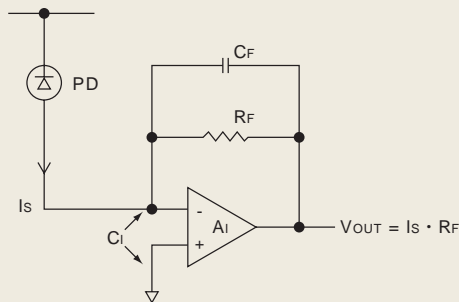


図5 センサー周辺の浮遊容量



オペアンプのユニティ・ゲイン周波数を $f_u$ とすると、

$$F_u = (1/2) \cdot f_u / 2 \cdot C_i \cdot R_f = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{C_f \cdot R_f} \dots (1)$$

このとき位相余裕 $60^\circ$ を確保するために必要な $C_f$ は、

$$C_f = 2 \cdot C_i / 2 \cdot R_f \cdot f_u \dots (2)$$

となる。

(2)より、 $C_f$ の値は $f_u$ の大きなオペアンプを使うことでコントロールできるため、S/Nと高連性の両立が可能。

図6 S/Nと高連性を両立できるトランスインピーダンス・アンプ回路

**マッチ先生:** そのとおりです。図4の回路では応答性を良くするには、センサーの容量(周囲の浮遊容量も含む)を小さくする以外にこれだという方法がありません。図5のようにセンサー容量 $C_D$ 以外に抵抗 $R$ にも容量がありますから、なかなか $C_S$ を小さくすることはたいへんですね。

ところがトランスインピーダンス・アンプはなかなかおもしろい回路で、S/Nと高連性の両立が可能ですので覚えておいて損はありません。アランさん、トランスインピーダンス・アンプについて教えてください。

**アラン:** トランスインピーダンス・アンプの基本回路は図6のよう

になります。この回路のカットオフ周波数 $F_u$ は、使用するオペアンプのユニティ・ゲイン周波数を $f_u$ とすると、

$$F_u = (1/2) \cdot f_u / 2 \cdot C_i \cdot R_f = 1/2 \cdot C_f \cdot R_f \dots (6)$$

になります。

また、回路が発振しないように位相余裕 $60^\circ$ を確保するための帰還容量 $C_f$ の値は、

$$C_f = 2 \cdot C_i / 2 \cdot R_f \cdot f_u \dots (7)$$

になります。

**マッチ先生:** そのとおりです。(7)式から分かることは、 $C_f$ を小さくするためには、

- ① 容量の小さなセンサーを使用する
- ②  $R_f$ を小さくする
- ③  $f_u$ の大きなオペアンプを使用する

ことです。③は非常に重要なことで、高速オペアンプを使用することで大きな $R_f$ (S/N改善)でも高速応答が可能になります。

フォト・ダイオードを利用した高速光通信分野ではトランスインピーダンス・アンプが広く使われています。また、このための専用アンプも市販されています。セクションNo.7ではトランスインピーダンス・アンプICのAD8015を紹介していますので参考にしてください。

ところで、大きな電流感度が必要な場合は電流が小さいわけですから、当然ながら帰還抵抗 $R_f$ が大きくなってしまいます。そのようなときは、オペアンプに入力バイアス電流が小さなFET入力型のオペアンプを使用します。表1にFET入力型オペアンプの仕様例を示しておきます。

**ドリー:** でも先生、FET入力型オペアンプに適切なものがないときはどうすればよいですか。

**マッチ先生:** それでドリーさんは困っていたんですね。そんなときはFET素子+オペアンプ構成を考えてみましょう。

**ドリー、アラン:** ???

	-3dB周波数 (MHz)	スルーレート (V/ $\mu$ s)	0.1%セトリング時間 (ns)	入力オフセット電圧 (mV)	ドリフト ( $\mu$ V/ )	入力バイアス電流 (pA)	入力雑音電圧 (nV/ Hz)	入力雑音電流 (fA/ Hz)	電源電圧/電流 (V/mA)	備考
AD8065	145 / G=1	180 / G=2	55 / G=2	0.4 (1.5max)	1 (17max)	2	7	0.6	5~24/6.4	2回路入りはAD8066
AD8033	80 / G=1	80 / G=2	95 / G=2	1 (2max)	4 (27max)	1.5	11	0.7	5~24/3.3	2回路入りはAD8034
AD8067	54 / G=10	640 / G=10	27 / G=10	0.2 (1max)	1 (15max)	0.6	6.6	0.6	5~24/6.5	G=2.8以上で使用
AD8610A	25 (GB積)	50	350 (0.01%)	0.045 (0.1max)	0.8 (3.5max)	20	6	5	$\pm 5 \sim \pm 13/2.5$	高精度
AD8512A	8 (GB積)	20	400	0.1 (0.9max)	1.7 (10max)	21	8		$\pm 5 \sim \pm 15/1.8$	高精度
AD8627	5 (GB積)	5		0.05 (0.5max)	2.5	0.25	17.5	0.4	5~26/0.63	レールtoレール出力、2回路はAD8626、3回路はAD8625

表1 高速オペアンプ (FET入力) の仕様

センサー用回路について考える

	ゲート・ドレイン 間電圧 (V)	許容損失 (mW)	ドレイン電流 (mA)	ゲート・ソース間 遮断電圧 (V)	gm (mS)	Ciss (pF)	Crss (pF)	備 考
2SK192A	18	100	3~24	-3 (-1.2min)	7	3.5	(0.65max)	JFET
3SK103	15	200	10	-1	15	2	0.02	デュアルゲートMOS FET

表2 実験に使用したFET

	-3dB周波数 (MHz)	スルーレート (V/μs)	0.1%セトリング 時間(ns)	入力オフセット 電圧(mV)	ドリフト (μV/ )	入力バイアス 電流(μA)	入力雑音電圧 (nV/ Hz)	入力雑音電流 (pA/ Hz)	電源電圧/電流 (V/mA)	備 考
AD8099	510 / G=5	1350 / G=10	18 / G=2	0.1 (0.5max)	2.3	-6	0.95	2.6	±5 / 15	電圧帰還型、特殊ピン配置、 G=-1、2~10で使用、 ディスプレイ付き
AD8021	490 / G=1	120 / G=1	23 / G=2	0.4 (1max)	0.5	7.5	2.1	2.1	±5 / 7	2回路入りはAD8022、 電圧帰還型
AD8009	1000 / G=1	5500 / G=2	10 / G=2	2 (5max)	4	50	1.9	46(+入力) 41(-入力)	±5 / 14	電流帰還型、超高速
AD8007	650 / G=1	1000 / G=1	18 / G=2	0.5 (4max)	3	2(+入力) 0.2(-入力)	2.7	2(+入力) 22.5(-入力)	5~12 / 9	電流帰還型、 2回路入りはAD8008
AD8023A	125 / G=3	1200	30	2 (5max)	2	5(+入力) 15(-入力)	2	14	4.2~15 / 6.2	3回路入り、出力電流が大きい、 ビデオ用、電流帰還型
AD8001	440 / G=2 880 / G=1	1000 / G=2	10 / G=-1	2 (5.5max)	10	3(+入力) 5(-入力)	2	2(+入力) 18(-入力)	±3~±6 /5	電流帰還型、 2回路入りはAD8002
AD8671	10(GB積)	4		0.02 (0.075max)	0.3 (0.5max)	3	2.8	0.3	±5~±15 /3	高精度、 2回路はAD8672、 4回路はAD8674

表3 高速オペアンプ(バイポーラ入力)の仕様

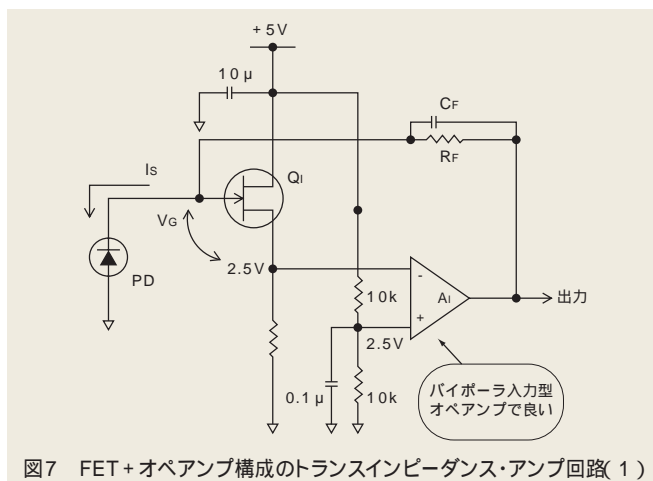


図7 FET+オペアンプ構成のトランスインピーダンス・アンプ回路(1)

マッチィ先生: 図7に基本回路を紹介します。当然FET素子には、容量が小さくてノイズが小さいものが必要です。実験に使用したFETを表2に紹介しておきます。

初段にFETを使用したので、オペアンプA1は通常のバイポーラ入力型が使用できます。ただしQ1はソース・フォロワですので、初段でのゲインはほぼ1です。そのため、オペアンプA1のノイズがこの回路のS/Nを決定します。

参考に低ノイズの高速オペアンプの仕様を表3に示しておきます。

ドリー: でもマッチィ先生、この回路では出力がゼロ基準にはなりませんよ。

マッチィ先生: そうなんです。図7の回路はQ1のソース電圧が2.5Vですから、ゼロ電流出力がゲート電圧VGだけ小さく(2.5V - VG)になってしまいます。これで別段問題ない応用も多いのですが、ここではもう工夫してみましょう。

図8に一工夫したトランスインピーダンス・アンプ回路を示します。図7ではQ1のゲート電圧が問題でしたので、図8ではオペアンプA2でQ1のゲート電圧をモニタしています。オペアンプA1には入力バイアス電流の小さな高精度オペアンプが必要ですので、ここではOP97を使用しています。

オペアンプA2には高速応答ということから、AD8055を使用しています。

帰還抵抗をRF = 100k、容量C1をC1 = 5pFとすると(6)式よりカットオフ周波数Fuは、

$$Fu = (1/2) \sqrt{300\text{MHz}/2 \cdot 100\text{k} \cdot 5\text{pF}} = 4.9\text{MHz}$$

となります。

図4の回路では、fC = 0.32MHzですから、10倍以上の差があります。

同様に、(7)式より帰還容量CFを計算すると、

$$CF = 2 \sqrt{5\text{pF}/2 \cdot 100\text{k} \cdot 300\text{MHz}} = 0.33\text{pF}$$

になります。

念のために、回路のノイズを計算しておきましょう。図9に計算方法を示しておきますので参考にしてください。図の中で一番大きなノイズがオペアンプA1のノイズであるのがわかると思います。

なお、回路のカットオフ周波数Fuが4.9MHzですから、トランスインピーダンス・アンプの後段にLPFを入れて、少しでもS/N改善に努めて下さい。

図10は入力容量のより小さなデュアル・ゲートMOSを使用した回路です。使い方は図7とほとんど同じです。

**アラン：**回路のゲインをさらに大きくするにはどうするんですか。

**マッチ先生：**後段に別のアンプを用意してもよいのですが、図11のような回路があります。これだとオペアンプの追加なしに、ゲインの増加が可能です。ただし、ゲインを大きくしすぎると応答性が悪化するので、特性を確認しながら最適のゲインを見つけるようにしてください。

ところで、図8の回路にはすばらしい特徴が追加されています。それは何でしょうか。

**アラン、ドリー：**????

**マッチ先生：**それは閥電流（リーク電流）が非常に小さいので、DC特性がばつぐんに良いということです。図12のように、通常はセンサーには逆バイアス電圧をかけて使います。それはセンサーの容量が小さくなるからです（応答特性が良くなる）。ところが、その代わりに閥電流が増えてしまい、DC特性が悪化してしまいます。

図8の回路はセンサーをゼロ・バイアスで使用するため、リーク電流が非常に小さく（バイアス電圧が本当にゼロならリーク電流もゼロ）なります。すなわちS/N的には一番すぐれた方法と言えます。

セレクションNo.6より、  
 $R_F = 100k$   
 $C_i = C_d + C_{in} \quad 5pF$  とする

$$F_u = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{f_u}{R_F C_i}}$$

$$= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{200 \times 10^6}{6.28 \times 10^5 \times 5 \times 10^{-12}}}$$

$$= 4.9MHz$$

$$C_F = 2 \sqrt{\frac{C_i}{2 R_F f_u}}$$

$$= 2 \sqrt{\frac{5 \times 10^{-12}}{6.28 \times 10^5 \times 300 \times 10^6}}$$

$$= 0.33PF$$

図8 FET + オペアンプ構成のトランスインピーダンス・アンプ回路(2)

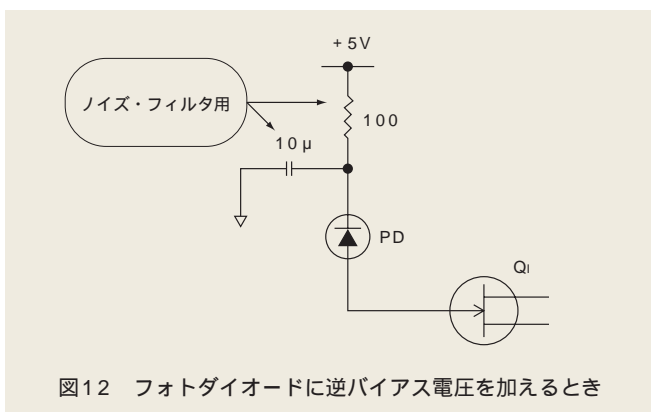
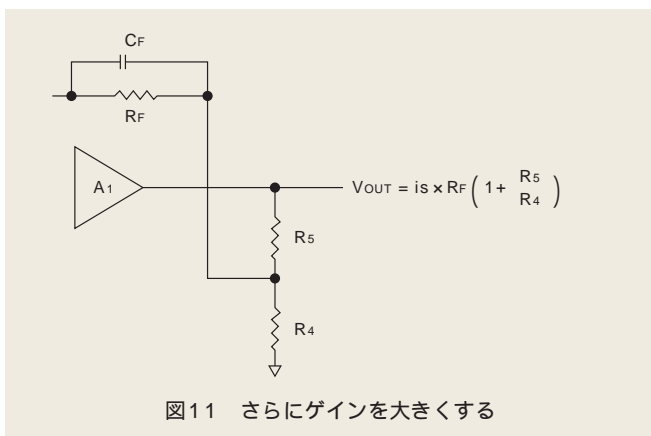
	ノイズ電圧 (nV/Hz)	帯域幅 (MHz)	出力ノイズ ( $\mu V_{RMS}$ )
$V_N$	6	0.3	3.3
	$6 \cdot 4.9 / 0.3 = 24.2$		24.2
	$6 \cdot (1 + \frac{C_{IN}}{C_F}) = 97$	$(18.5 - 4.9) \times 1.57 = 21.4$	448
$R$	40	$4.9 \times 1.57 = 7.7$	111
		合計	462

出力に適当なLPFを追加することでS/Nを改善できる

図9 ノイズ電圧の計算

図10 FET + オペアンプ構成のトランスインピーダンス・アンプ回路(3)

センサー用回路について考える

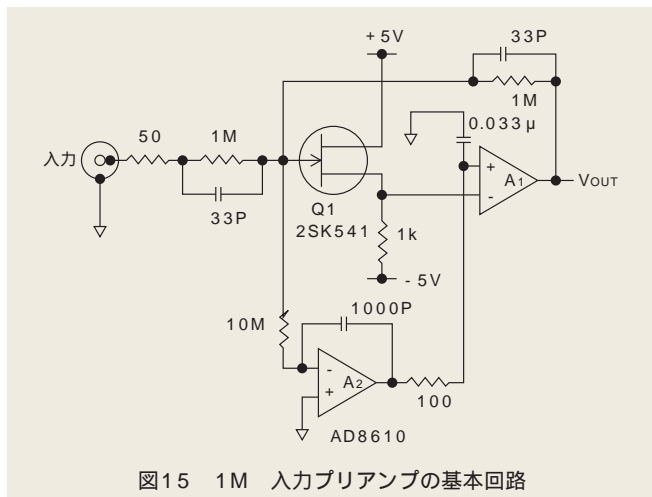
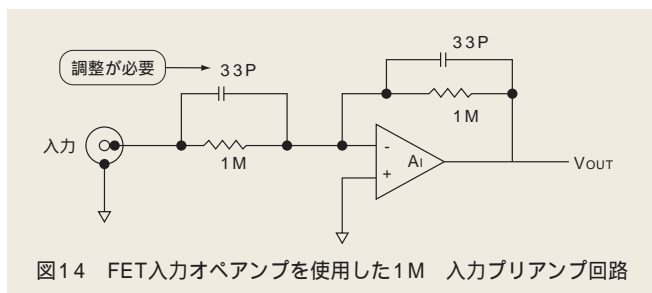
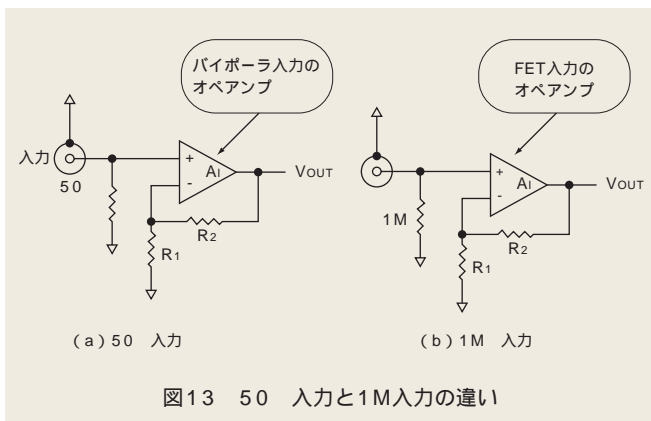


1M 入力アンプを設計する

アラン：マッチィ先生、1M 入力のアンプの作り方を教えてください。

マッチィ先生：図13のように、高速回路に必要な50 入力アンプ回路ならバイポーラ入力型高速オペアンプが使用できるので比較的簡単なのですが、1M 入力というFET入力型になってしまいます。FET入力型高速オペアンプはまだ品種も少なく、高速性やノイズ特性などもバイポーラ型に比べると見劣りしてしまいます。図14に基本的な1M 入力アンプ回路を示します。これは反転アンプ構成になっていますが、この回路を参考にして応用回路を考えてみましょう。

図15にFET+高速オペアンプ構成の1M 入力アンプの基本回路を示します。

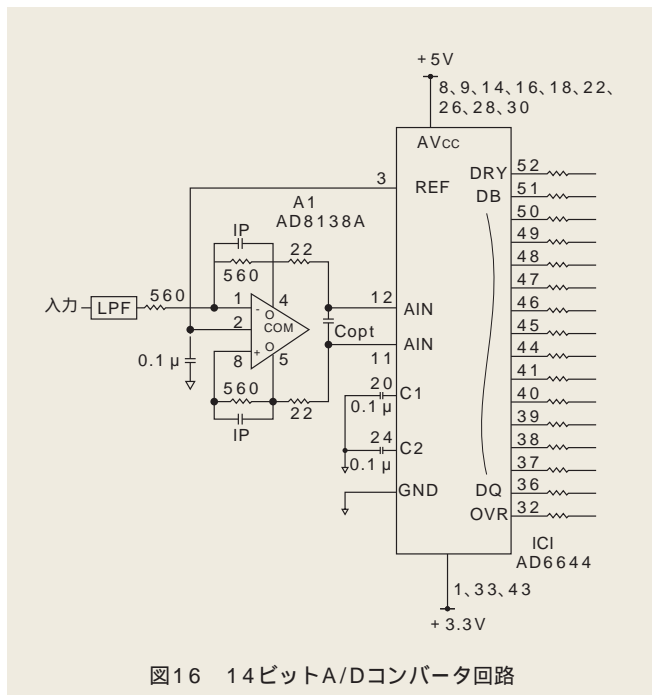


ドリー：あれっ、さっきの回路と似ていますね。

マッチィ先生：そうです、基本構成さえ考えれば応用は無限にあります。基本は同じですので、細かな説明は省きます。

アラン：マッチィ先生、ついでに高速A/Dコンバータ用の入力回路を教えてください。

マッチィ先生：図16に14ビット高速A/Dコンバータの基本回路を示します。以前も紹介しましたが、高速A/Dコンバータ用の入力



( a ) DC特性 (AV<sub>CC</sub> = 5 V, DV<sub>CC</sub> = 3.3 V; T<sub>MIN</sub> = -25 °C, T<sub>MAX</sub> = +85 °C)

Parameter	Temp	Test Level	AD6644AST-40			AD6644AST-65			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
RESOLUTION			14			14			Bits
ACCURACY			Guaranteed			Guaranteed			
No Missing Codes	Full	II							
Offset Error	Full	II	-10	3	+10	-10	3	+10	mV
Gain Error	Full	II	-10	-6	+10	-10	-6	+10	% FS
Differential Nonlinearity (DNL)	Full	II	-1.0	±0.25	+1.5	-1.0	±0.25	+1.5	LSB
Integral Nonlinearity (INL)	Full	V	±0.50			±0.50			LSB
TEMPERATURE DRIFT									
Offset Error	Full	V	10			10			ppm/°C
Gain Error	Full	V	95			95			ppm/°C
POWER SUPPLY REJECTION (PSRR)	Full	V	±1.0			±1.0			mV/V
REFERENCE OUT (V <sub>REF</sub> )	Full	V	2.4			2.4			V
ANALOG INPUTS (AIN, AIN)									
Differential Input Voltage Range	Full	V	2.2			2.2			V p-p
Differential Input Resistance	Full	V	1			1			kΩ
Differential Input Capacitance	25 °C	V	1.5			1.5			pF
POWER SUPPLY									
Supply Voltage									
AV <sub>CC</sub>	Full	II	4.85	5.0	5.25	4.85	5.0	5.25	V
DV <sub>CC</sub>	Full	II	3.0	3.3	3.6	3.0	3.3	3.6	V
Supply Current									
IA <sub>VCC</sub> (AV <sub>CC</sub> = 5.0 V)	Full	II	245		276	245		276	mA
ID <sub>VCC</sub> (DV <sub>CC</sub> = 3.3 V)	Full	II	30		36	30		36	mA
Rise Time									
AV <sub>CC</sub>	Full	IV				15			ms
POWER CONSUMPTION	Full	II	1.3		1.5	1.3		1.5	W

( b ) AC特性 (AV<sub>CC</sub> = 5 V, DV<sub>CC</sub> = 3.3 V; ENCODE and ENCODE = Maximum Conversion Rate MSPS; T<sub>MIN</sub> = -25 °C, T<sub>MAX</sub> = +85 °C)

Parameter	Temp	Test Level	AD6644AST-40			AD6644AST-65			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SNR									
Analog Input	2.2 MHz	25 °C	74.5			72	74.5		dB
@ -1 dBFS	15.5 MHz	25 °C	74.0			72	74.0		dB
	30.5 MHz	25 °C	73.5			72	73.5		dB
SINAD <sup>2</sup>									
Analog Input	2.2 MHz	25 °C	74.5			72	74.5		dB
@ -1 dBFS	15.5 MHz	25 °C	74.0			72	74.0		dB
	30.5 MHz	25 °C	73.0			73.0		dB	
WORST HARMONIC (2 <sup>ND</sup> or 3 <sup>RD</sup> )									
Analog Input	2.2 MHz	25 °C	92			83	92		dBc
@ -1 dBFS	15.5 MHz	25 °C	90			83	90		dBc
	30.5 MHz	25 °C	85			85		dBc	
WORST HARMONIC (4 <sup>TH</sup> or Higher)									
Analog Input	2.2 MHz	25 °C	93			85	93		dBc
@ -1 dBFS	15.5 MHz	25 °C	92			85	92		dBc
	30.5 MHz	25 °C	92			92		dBc	
TWO-TONE SFDR	Full	V	100			100			dBFS
TWO-TONE IMD REJECTION									
F1, F2 @ -7 dBFS	Full	V	90			90			dBc
ANALOG INPUT BANDWIDTH	25 °C	V	250			250			MHz

表4 AD6644の仕様例

センサー用回路について考える

アンプとしてはAD8138が非常に使いやすいです。表4はAD6644の仕様です。

**アラン**：入力にLPF（ローパス・フィルタ）が付いていますね。

**マッチ先生**：用途によってはこれが必要になります。周波数が高いと通常はLCフィルタになりますが、終端型のLCフィルタではゲインが1/2になるので少しもったいない気がします。しかし終端しないと反射が気になるし…。気休めかもしれませんが、帯域制限用LPFとして図17を紹介しておきます。このフィルタは $L = CR^2$  に選ぶとインピーダンスZが抵抗Rに見えるおもしろいフィルタです。ただし減衰特性は良くありませんが、その代わりにベッセル特性に近いので位相特性が良好です。

入力と出力の終端抵抗が違うときに思い出してください。なお、ここでは $R = 50$  にしていますが、これにこだわる必要はありません。任意の値で設計できます。

最後に、REF(基準)電圧が内蔵されていないA/DコンバータICではREF ICが必要です。表5に高精度REF ICの一例を紹介しておくので参考にしてください。

**アラン、ドリー**：ありがとうございました。

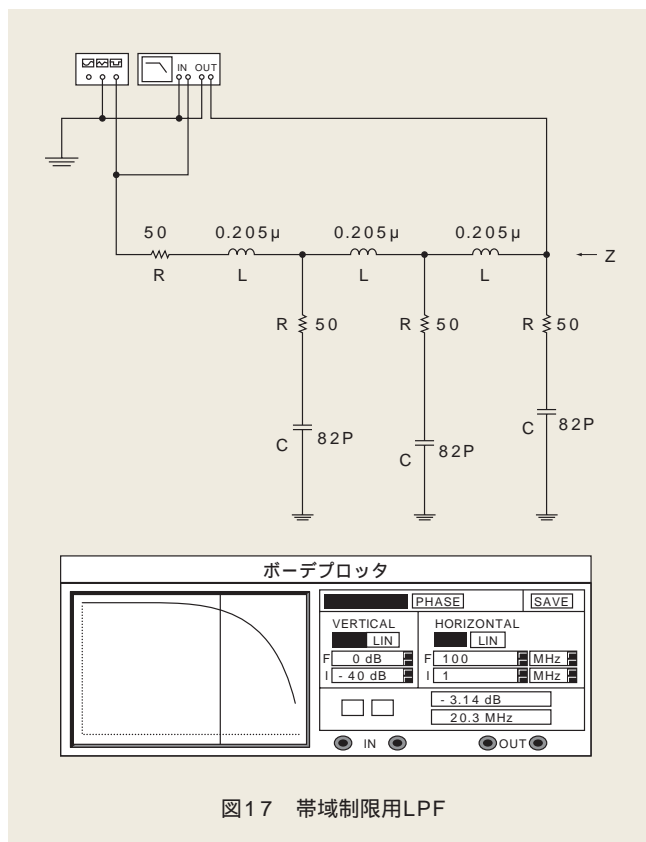


図17 帯域制限用LPF

	出力電圧 (V)	許容誤差 (%)	温度係数 (ppm/ )	長期安定性 (ppm)	ノイズ電圧 (0.1=10Hz, $\mu$ Vp-p)	入力電圧電流 (V/mA)	備考
ADR420 A B	2.048	0.15 0.05	2 (10max) 1 (3max)	50/1000H	1.75	4 ~ 18/0.39	低ノイズ、調整用端子付き
ADR421 A B	2.500	0.12 0.04	2 (10max) 1 (3max)		1.75	4.5 ~ 18/0.39	
ADR423 A B	3.000	0.13 0.04	2 (10max) 1 (3max)		2	5 ~ 18/0.39	
ADR425 A B	5.000	0.12 0.04	2 (10max) 1 (3max)		3.4	7 ~ 18/0.39	
REF191 E F G	2.048	2mV 5mV 10mV	2 (5max) 5 (10max) 10 (25max)	1.2mV/1000H @125	20	3.3 ~ 15/ 0.045 (max)	低消費電流、スリープ・モード付き、 この他にREF192/193/194/195/196/ 198がある。REF電圧はそれぞれ2.5V/ 3.0V/4.5V/5.0V/3.3V/4.096V

表5 高精度リファレンスICの仕様