

プロセス・コントロールにおける 2線トランスミッタ

小さい信号を大きなノイズ環境で扱う時、データ収集および制御に関わる設計者は、可能な限りの対策が必要になります。これを手助けするのが、ノイズ対策をしつつコストを低減する、小さなモノリシック IC です。本アプリケーション・ノートでは VTR101 を用いた 2 線トランスミッタの原理とアプリケーション例について解説しています。

哀れなるはプロセス制御の設計者。彼はノイズにあふれる悪環境の中を、長い距離に渡る小さな信号の高信頼伝送を要求され、そしていつも、簡単でかつ可能な限り安価に行うよう求められます。これらの要求は大変なことではありますが、幸いなことに実現が可能です。

解決の手法となるコンポーネントの鎖（部品などが次々に連結している状態）における古典的なリンクは、信号トランスミッタです。伝送ラインの環境は伝送形式を左右し、結局はシステムの総合的な耐ノイズ性で決まります。

この件に関する最良の選択手段として、電流モードの 2 線式信号トランスミッタがあります。その名前が示すように、ツイステッド・ペアの信号線を伝送先のシステムへ接続する方法です。この方法は信号と電源を一對の線で共用するので、高価な伝送ケーブルを使用しないで済みます（後述する伝送システムの選択を参照）。

モノリシック回路により提供される最近の 2 線式トランスミッタは、昔に比べ飛躍的な性能を示しています。XTR101 は、低いレベルの信号を標準規格である 4mA から 20mA の出力へ変換する安価なシグナル・コンディショナであり、小型パッケージで設計者に提供されます。小さな信号を増幅す

るだけではなく、ストレイン・ゲージのブリッジ、RTD およびサーミスタなどに対するエキサイテーションも用意されています。

そしてループ電圧 11.6VDC から 40VDC、周囲温度範囲 -40℃ から +85℃ の間において、高い精度が発揮されます。パッケージの寸法は、多くのトランスデューサのケース内側へ充分組み込めるよう、小さいものとなっています（約 0.7" × 0.3" × 0.15"）。

センサの近くに XTR101 を配置することにより、電気的悪環境下における誤差を軽減し、高価なセンサ用シールド線の使用量を最小に押さえることができます。

信号伝送に電圧レベルの信号ではなく電流レベルの信号を用いる理由は、伝送される信号が電圧性ノイズや接触電位の影響を受けないためです。電流モードの伝送は、たとえワイヤが一緒に結ばれていてもクロストークを同じように排除し、そしてまた高い信号レベルは、シールドされていない安価な銅線の使用を可能にします。電圧の代わりに電流での伝送はまた、線間抵抗による電圧降下が計測誤差になり得ません。XTR101 とその 2 系統のエキサイテーション用 1mA 電流源に対する、電源としての 4mA の最小電流は、電線の破断による 0mA との識別に利用できます。たとえ電流性の誤差を誘導しても、簡単なツイスト・ペア線を用いることにより、それを抑圧することができます。

動作上、A1 と A2 は、共に電流源 A3 と Q1（図 1 参照）を制御するインストゥルメンテーション・アンプ（以下計測アンプ）として作動します。1 個の外部抵抗により完成される内部フィードバック・ループは、動作点を設定します。3 番ピンに加えられた入力電圧 e_1 は 5 番ピンに現れ、そして 4 番ピンに加えられた e_2 は 6 番ピンに現れます。スパン用抵抗 R_s における前述の電圧による電流は、 $I_s = (e_2 - e_1) / R_s = e_{in} / R_s$ となり、ここで e_{in} は差動入力電圧です。この電流は内部抵抗と A1 による I_3 に加わり、合計された I_1 は、1kΩ と 52.6Ω との比により 19 倍に設定された I_2 を制御します。

4mA から 20mA の電流ループにおいて、4mA の出力電流の下限値は、 $e_{in} = e_2 - e_1 = 0V$ の時に生じます。コンポーネントにおける 4mA の電流は、7 番ピンからの無信号時電流 2mA と、両方の電流源より引き出される 2mA です。

出力電流20mAである上限値は、 e_{in} の上限値をもとに適切に選択した R_s により設定されます。この場合 R_s は16mAの出力電流スパンが与えられるように選ばれるか、または $[(0.016\text{mA/mV}) + 40/R_s] e_{in}$ (フルスケール) = 16mAになります。尚、出力電流 I_{out} がユニポーラであることから、 e_2 は常に e_1 に対し正の値である必要があり、 $R_s = \infty \Omega$ (オープン) の場合、 I_{out} を20mAかそれ以下に保つため、 e_{in} は1Vより小さく、そして R_s の大きさに比例して減小させなければなりません。

16mAの大半の電流は図1に示すごとく、外部トランジスタに引き受けさせることができます。この方法でのXTR101の残存自己発熱は、熱的ドリフトの自己増加を25分の1以下のファクタに減小させます。

XTR101に内蔵されたデュアル電流源の目的の一つは、温度測定の一簡便化にあります。0°Cの時100 Ω で266°Cの時200 Ω の抵抗値であるプラチナRTDの応用を考えた時、25°Cの時4mAで150°Cの時20mAの伝送が要求されます (図2)。ここでRTDは1mAの電流源の一つにより励起状態にあり、一方他の電流源は入力バイアス手法によりゼロの抑制に使用されます。

電流源の使用

始めにフィードバック抵抗 R_s を、意図される温度スパンに対し、フルスケール電流の振幅が得られるよう選びます。まずRTDの感度 $\Delta R / \Delta T$ が100 $\Omega / 266^\circ\text{C}$ であるとし、これを1mAの電流源で励起し、25°Cから150°Cの温度範囲にさらした時、 e_{in} のスパンは以下のようになります。

$$1\text{mA} \times (100\Omega / 266^\circ\text{C}) \times 125^\circ\text{C} = 47\text{mV}$$

R_s に関する公式は、負荷電流 I_L の変化を得るためにこの伝達関数を変形することにより求められます。 e_{in} の変化分により割った I_L 、すなわち $\Delta I_L / \Delta e_{in}$ と R_s の関係は、

$$R_s = \frac{40}{(\Delta I_{out} / \Delta e_{in}) - (0.16\text{mA/mV})}$$

抵抗値の選択

$\Delta I_{out} = 16\text{mA}$ と $e_{in} = 47\text{mV}$ に関し、 R_s は123.3 Ω となります。この R_s の値は、RTDのフルスケール入力電圧変化で

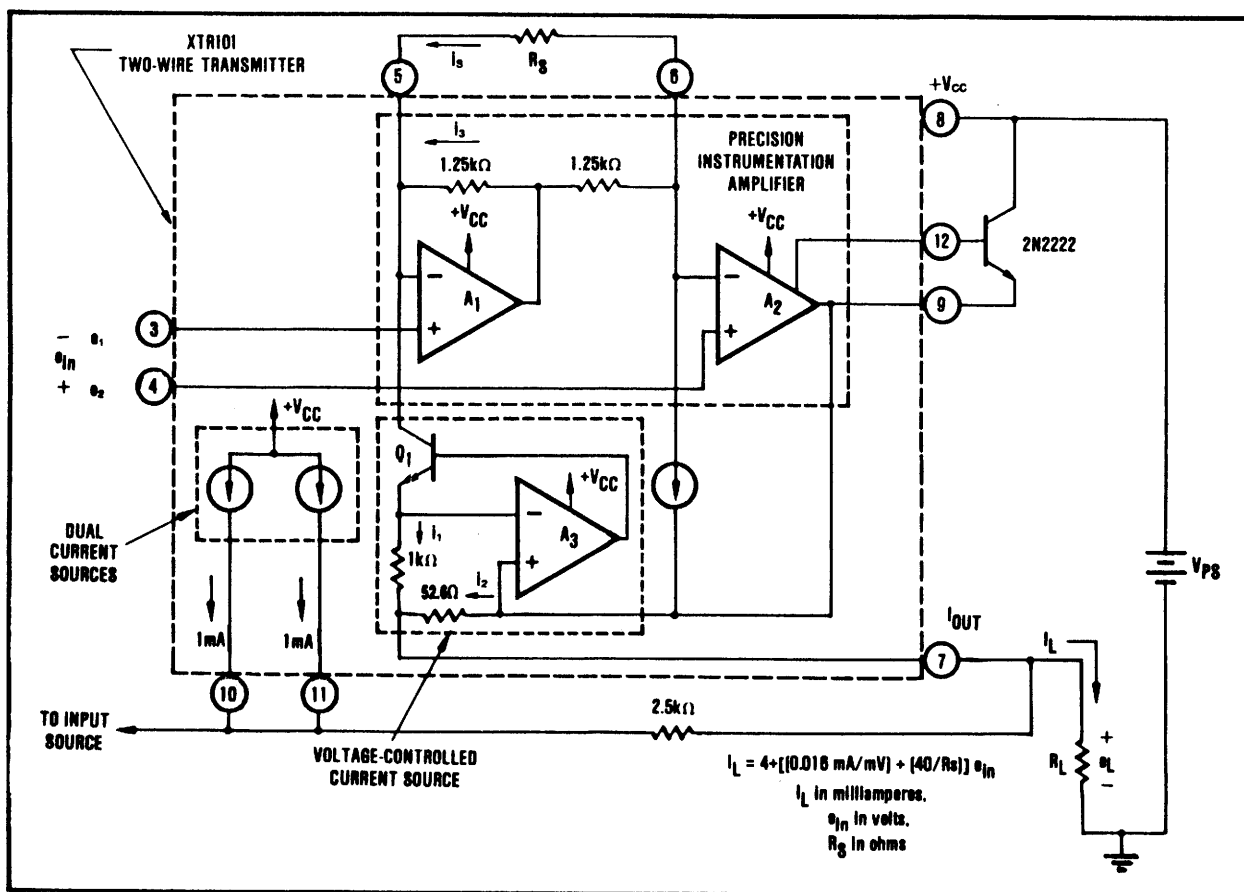


図1. このブロック図はXTR101の内部構成を示し、3番ピンと4番ピンに加わる入力電圧 e_{in} により、その電源電流が変調されます。更にセンサの電源として、デュアル高精度電流源(1mA×2)が内蔵されています。

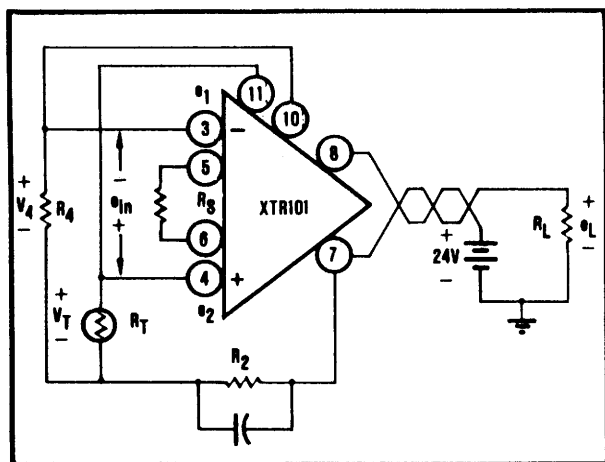


図2. XTR101の温度測定回路への応用例で、動作点はスパン抵抗 R_S 、 R_4 両端のゼロ抑止電圧、 R_2 両端の入力バイアス電圧および、RTDの抵抗値により決定されます。

ある47mVに対し、フルスケールの出力電流変化が16mAになるよう計測アンプのゲインを設定します。次にR4は、16mAの出力スパンが4mAから16mAの間になるよう選ばれます。の場合 $e_{in}=0V$ の時 $I_L=4mA$ です。4番ピンと3番ピンとによるループ電圧の分析は、 $e_{in}=V_T-V_4$ から行います。前述の $e_{in}=0V$ の時 $V_4=V_T$ ならば、 V_T は以下のように与えられます。

$$V_{T25} = 1\text{mA} \times \left[100 + \left(\frac{100\Omega}{266^\circ\text{C}} \times 25^\circ\text{C} \right) \right]$$

$$= 109.4\text{mV}$$

R₄には2番目の電流源から1mAが与えられていることから

$$R_4 = 109.4\text{mV} / 1\text{mA}$$
$$= 109.4\Omega$$

XTR101の用法において、7番ピンがグランドで8番ピンがVCCであるような単一電源の計測アンプでは、これらは便利でありまた考えやすくもあります。どのような単一電源のアンプについても、入力電圧は入力トランジスタの直線範囲を保つために、コモンモード電圧に対しバイアスを加えねばなりません。XTR101の場合は、3番ピンと4番ピンの電圧を、7番ピンよりも4Vから6Vの範囲内で高くしておく必要があります。7番ピンと各入力に配置された R_2 にこの2つの電流が流れることによりそれは達成され、 $R_2 = 2.5k\Omega$ とすることで5Vの電圧降下がつくれます。7番ピンに対して生じる入力電圧は、故に

$$e_1 = 5V + 0.1094V$$

$$e_2 \text{ (min)} = 5V + 0.1094V \text{ (25}^\circ\text{C 時)}$$

$$e_2(\text{max}) = 5V + 0.1564V \text{ (150}^\circ\text{C時)}$$

これで、前述の要求4Vから6Vは満たされます。

トランスミッタからRTDを大変遠くに配置する必要がある

場合でも、RTDとトランスミッタ間の接続ケーブルの抵抗分による測定誤差は解消することができます。このようなケースでは、XTR101の2つの電流源とRTDの3線式接続が有効的な解決手段になります（図3参照）。ここで $R_1=R_2$ （線長が等しいことを意味する）であり $I_1=I_2$ であるならば、等しい各々の側の電圧（ V_1 と V_2 ）はRTDの電圧に対し直列に発生し、線の抵抗分による誤差は打ち消されます。

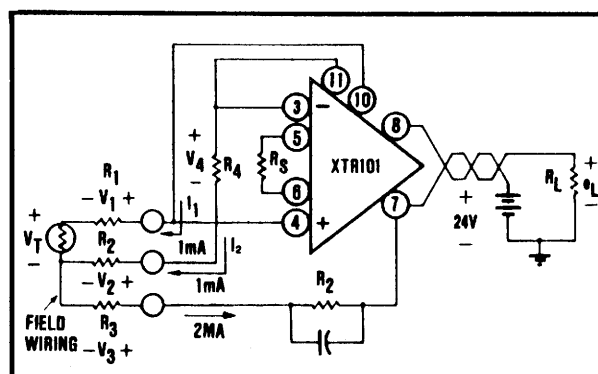


図3. トランスミッタとRTDとの間を長くする必要がある時、線長によって生ずる誤差は、トランスミッタに対する3線式接続により改善できます。 V_1 と V_2 の電圧降下はRTDの両側で等しいため、キャンセルされます。

熱電対の信号処理

XTR101は、最も一般的な温度センサである熱電対に大変よく適合します。-40℃から+85℃の仕様温度範囲は熱電対の近くに配置できることを意味し、高価な熱電対用拡張ワイヤの節約になる点に留意してください。2つの基準電流源を使用して、熱電対の補正機能、バーンアウトの表示、およびゼロの抑制や上げ下げなどをすべて簡単に行うことができます。熱電対の標準的な応用では、0℃から1000℃までのプロセス温度範囲を扱うかも知れません。J型熱電対は、この温度レンジにおいて58mVの電圧スパンを発生させ、熱電対の感度は、基準熱電対の表から25℃において52 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ となります。

R_S を求めるため前の式を再度活用し、

$$R_s = \frac{40}{(\Delta I_L / \Delta e_{in}) - (0.016 \text{mA/mV})}$$

I_L のスパンを16mAにするため(4mAから20mA)、 e_{in} の変化が58mVの時(0℃から1000℃の温度レンジに対し)
 R_s は123.3 Ω と計算することができます。

冷接点補償

熱電対は2つの接点間の温度差に対し、比例した電圧が発生することを思い起こしてください。例に基づき簡単に解説すると、1つの接点はプロセス側であり、他のもう一方は基準

点となる信号トランスマッタに接続された熱電対ワイヤです。プロセス温度に比例したXTR101への入力電圧を発生させるためには、基準接点の温度に比例した電圧を作る必要があります。温度基準点の確立に関わるこの手法は、冷接点補正と呼ばれています。

熱電対回路の実用的な補正方法は、熱電対のループにおいて、基準接点の温度に追従する既知の電圧を作ることです。主要な2つの方法として、ダイオードおよびRTDの使用が挙げられます。図4に示すダイオードでの補正法では、補正された e_{in} は3番ピンと4番ピンに加わり、以下ようになります。

$$e_{in} = V_{TC} + V_4 - V_6$$

ここで V_{TC} は温度補正すべき電圧であり、 V_6 はダイオードの電圧から作ったもので、 V_4 は V_{TC} に対し直列の電圧です。 R_5 と R_6 からなる電圧分器は、ダイオード電圧の温度傾斜を整合し、熱電対の電圧ループに対し直列に配置されます(ループの構成は R_4 、 T_c 、4番ピン、3番ピン、ダイオードによる補正回路)。

補正を正しく行うために、電圧分器は2つの条件に添う必要があります。1番目として、 $\Delta V_6 / \Delta T$ の傾斜を熱電対が発生する電圧の傾斜(25℃において $52 \mu V / ^\circ C \rightarrow$ 標準熱電対の表による)に一致させなければなりません。2番目として、分器のインピーダンス・レベルを、ダイオード電圧に対し負担にならないよう、ダイオードのインピーダンスより

高く設定することです。

1 番目の条件に関しては、

$$\begin{aligned} \Delta V_{TC} / \Delta T &= \Delta V_6 / \Delta T \\ &= \Delta V_D / \Delta T [R_6 / (R_5 + R_6)] \\ 52 \mu V / ^\circ C &= 2000 \mu V / ^\circ C [R_6 / (R_5 + R_6)] \end{aligned}$$

2 番目の条件に関しては、 R_5 を $2k \Omega$ に選べば R_6 は最後の公式から 51Ω の値を算出します。

V_4 の目的は、 e_{in} が0となるような熱電対電圧 V_{TC} が発生した時、4mAの出力電流を供給する事です。簡便化のため $V_4 = R_4 \times 1mA$ とし、基準接点が25℃でプロセス温度が0℃である時、 e_{in} を0Vとします。

e_{in} を与える公式の移項を行い

$$V_4 = e_{in} - V_{TC} + V_6$$

したがって前述のことから、 $T_2 = 25^\circ C$ 、 $V_6 = 600mV \times (51 / 2051) = 14.9mV$ 。また $T_{TC} = 0^\circ C$ 、 $V_{TC} = -1.28mV$ (熱電対の表より)。故に $e_{in} = 0$ である時(4mA出力) $V_4 = 16.18mV$ で、 R_4 に1mAを流せば 16.18Ω と算出されます。更に R_4 を変換することにより、必要ならゼロの抑制や上げ下げが行え、ゼロとスパンとの相互干渉のない調整ができます。

熱電対は高温、腐食性雰囲気のような劣悪な環境下でしばしば使われ、よくバーンアウトを起こします。バーンアウトが生じた場合の便利な判定手段として、2線式トランスマッタ

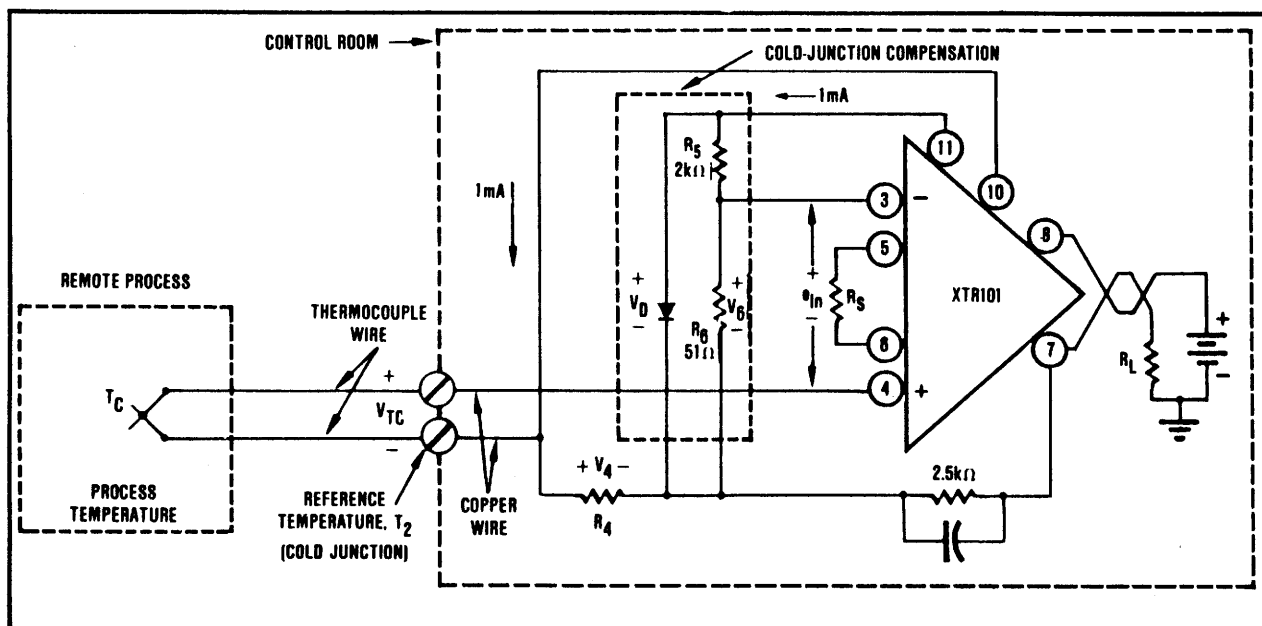


図4. 温度測定において一般的な熱電対は、絶対値出力を得るために冷点補正が必要になります。基準ダイオード電圧 V_D は、周囲温度に応じた補正を行います。

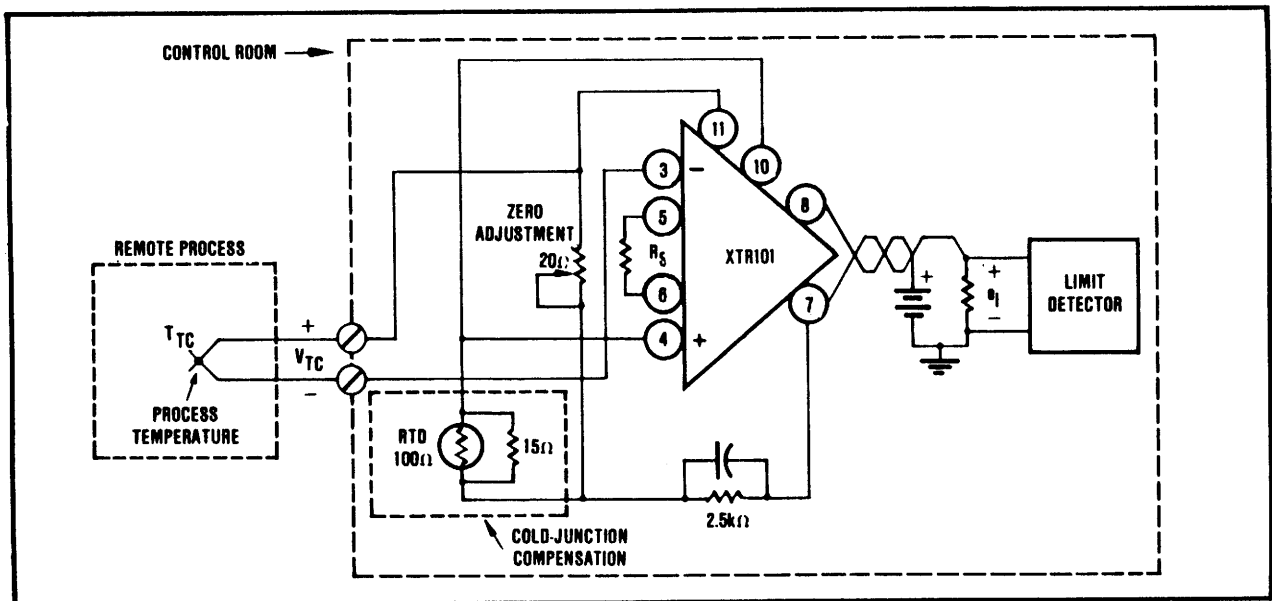


図5. 苛酷な環境下での熱電対の使用は、バーンアウトのモニタが必要です。ここに示す例は、熱電対がバーンアウト(オープン)した時、トランスミッタの出力が38mAにオーバ・スケールし故障表示を行います。

の通常の電流範囲を起す出力を強制的に出力させ、リミットまたはレベル・ディテクタを用いて、アブノーマルな状態を検出する方法があります。

バーンアウトの検出

XTR101の出力を強制的にレンジ以上または以下とするには、入力バイアス電流を利用できるので余分な部品を必要としません。熱電対がバーンアウトした時、オープン状態になりインピーダンスが非常に高くなります。入力バイアス電流が正の入力(4番ピン)へ流れ込み、そのためアンダー・レンジである約3.8mAに I_L が降下します。オーバ・スケールでの表示が必要な場合は、熱電対がオープンした時に、出力が約38mAになるよう回路を構成することができます(図5参照)。

ブリッジ・トランスデューサへの対応

2線式トランスミッタの最もポピュラーな使用方法の一つとして、ブリッジ回路への応用があります。これらの回路には、圧力測定用トランスデューサ、圧力や重さ測定用ロードセル、および振動や加速度の測定用ストレイン・ゲージが含まれます。しかしながら、2線式4mAから20mAトランスミッタは、ブリッジを選択する上でいくつかの特別な制約を課します。トランスミッタとセンサ・ブリッジに対し供給可能な電流は4mAであり、センサの種類によってはしばしばエキサイテーション電流が不足するからです。たとえば350Ωの薄膜抵抗に10Vのエキサイテーションを加えた場合、30mVのフルスケール信号が発生し、28.6mAの電流を消費します。一方2mAのエキサイテーションでは、発生する信号はわずかに2.1mVとなります。

このような制限から、半導体の拡散抵抗によるストレイン・ゲージが4mAから20mAのトランスミッタに最も多く用いられ、それはこの種のユニットでは、1.5mAのエキサイテーション電流により100mVのフルスケール出力が標準的に得られるからです。

伝送システムの選択

信号の伝送について、どのような方法が考えられるでしょうか？まず図6Aに示すような方法が考えられますが、多くの問題を生じます。たとえば図中の3本のワイヤについては、線の抵抗分による影響を極力抑える必要があります。また、信号を電圧モードで伝送すると、電圧性ノイズに対する影響を受けやすくなります。

2番目の図6Bで示す方法は、センサ部にアンプを配置したものです。この例における優位点はその信号レベルが高いことで、通常10Vフルスケールまでの伝送が可能です。しかしながら、これには信号線が2本、電源ラインに2本の合計4本のワイヤが必要となり、何らかのシールドはやはり必要です。その上、線の抵抗分とコントロール装置の入力抵抗とにより電圧分割器が形成されるので、それを防ぐためにコントロール装置の入力インピーダンスを高くする必要が生じ、結果としてノイズを拾いやすくなります。

最後の図6Cは2線式のトランスミッタで、電源と信号線を共用しているため2本の線で充分です。その上、電流モードでの伝送はシールド線を必要としません。簡単な銅線によるツイストペア線で充分であり、電流の計測は電圧の場合とは異なり、ワイヤの抵抗分も誤差にはならず済みます。

IC形式の2線式トランスミッタ

XTR101は2線式4mAから20mAトランスミッタで、高精度計測アンプ、電圧対電流変換器および、特性のそろった高精度デュアル電流源を内蔵しています。これらの特色は、熱電対、RTD（感熱抵抗素子）、サーミスタおよびストレイン・ゲージのブリッジなどの広い範囲にわたる遠隔信号処理に適します。

2線式トランスミッタは、信号とパワーをシングル・ワイヤのペアによりやりとりして、信号は入力電圧により変調される電源電流の変化として表されます。この伝送方法では、長い伝送路による電圧降下の影響を受けず、同様にモータ、リレー、アクチュエータおよび他の工業用装置の影響も受けにくい点が挙げられます。

XTR101の入力段は純粋な計測アンプであり、その特長は以下のとおりです。

高入力抵抗	400M Ω
低オフセット電圧	30 μ V (max)
高CMR	90dB (min)
低非直線性	0.01% (max)

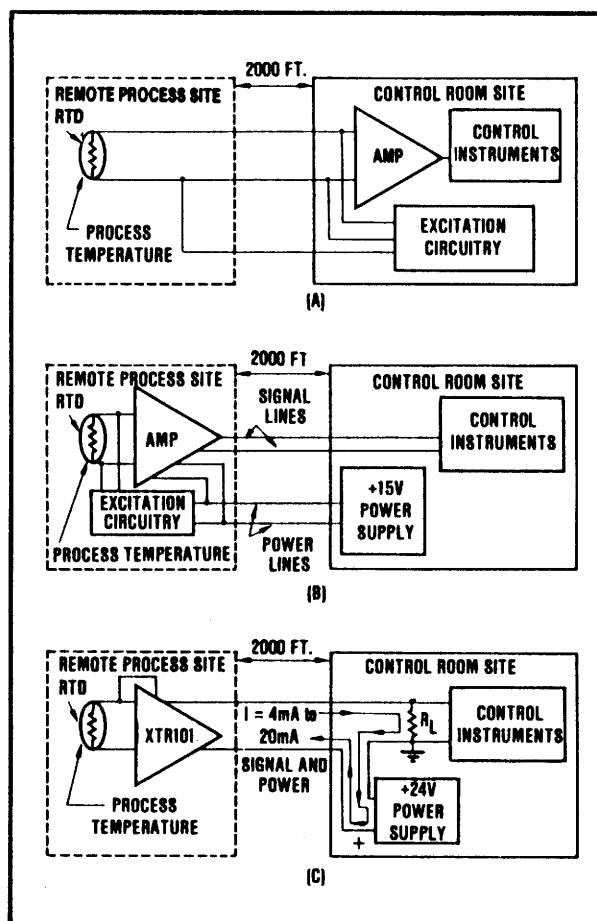


図6. 伝送方法の選択

日本バー・ブラウン株式会社

本社 〒107 東京都港区赤坂7-10-20 アカサセブンスアヴェニュービル ☎03 3586 8141
 大阪営業所 〒532 大阪市淀川区西中島4-5-1 新栄ビル ☎06 305 3287
 名古屋営業所 〒465 名古屋市中東区本郷2-175 サニーホワイト藤 ☎052 775 6761

フリーダイヤル ホットラインFAX

東京 ☎フリーダイヤル FAX.01 20-068801

大阪 ☎フリーダイヤル FAX.01 20-068805

回路設計およびデータ収集・コントロールシステムの構築のあらゆるご相談をいつでも承ります。