



デジタルとアナログ信号間でのインタフェースは、デジタル信号処理関係の急増と共に一層重要性を帯びてきています。システムの精度は、しばしばコンバータの精度により制限され、そのコンバータの限界は基準電圧(リファレンス)によります。その基準電圧が外部的なものであれば、設計は難しいものになります。

どんなコンバータの精度も、たとえ変換直線性が完全であっても、基準電圧の温度ドリフトと経時ドリフトによって制限されます。基準電圧によってコンバータに1/2の最下位ビット(LSB)誤差が加わることを考えると、温度による変化がわずかであっても、いかに基準電圧の安定性が重要であるかが分かります。温度変化が大きい時、基準電圧の設計は重要な課題となります。Table I に各温度変化ごとのコンバータの基準電圧要件を示し、同様に、Table II にデジタル・パネルメータの基準電圧要件を示します。

基準電圧回路には、安定した出力を維持するためのいくつかの機能が要求されます。まず、基準電圧回路によって入力電源の変動を除去しなければなりません。次に、基準電圧に使用されるツェナーは当然バイアスされなければなりません。一方、他の回路部分は一般的なツェナーの電圧に基準化し、低インピーダンスの出力にします。最後に、基準電圧回路では周囲温度の変動を排除し、ツェナー・ドリフト+基準電圧回路の温度ドリフトが、理想のドリフト限度を超えないようにしなければなりません。

基準電圧の性能がツェナーの温度係数(TC)の影響を受けるのは明らかですが、基準電圧の温度ドリフトが20ppm/°Cであっても、ツェナーによるドリフトと同量のドリフトが他のソースから基準電圧に加わります。この場合、ツェナー・ドリフトとオペアンプ・ドリフトがドリフト誤差に直接加わりますが、抵抗誤差はスケール抵抗の追従性(トラッキング)を示すものに過ぎません。高いTCを持つ抵抗であっても、追従するものであれば使用することができます。

6.9Vのツェナーを持つ10V出力の場合、ドリフトによる抵抗の誤差(ミストラッキング)は、利得が1.4なので約0.4となります。Table Iに、6.9Vのツェナーから10Vの基準電圧を生成するために使用される各構成部品ごとの温度係数の誤差範囲を示します。もう一つの誤差ソースである入力電源の変動は、入力が1%に安定化されていれば、無視して良い程度のものであり、ツェナーに接続されている抵抗の誤差は1%に安定します。

極くまれに基準電圧回路のツェナーの誤差ソースとなるものとして、ヒステリシスと接合部ストレスが挙げられます。ツェナー ダイオード間接合部や直列温度補償接合部にストレスが加わると、電圧変動の原因となります。ディスクリートの軸リードを通じてパッケージの外側から内部の接合部にストレスが加わると、1mV ~ 5mVの電圧変動が生じます。

温度サイクルにより、ディスクリート・ツェナーで不可逆的な電圧変動が生じます。例えば、ツェナーを25°Cから100°Cに加熱した後25°Cに戻しても、ツェナー電圧は元の値に戻りません。これは、ダイのストレスが温度サイクルにより半永久的に変化して電圧が変わってしまうためです。このため、ダイオードのタイプによっては電圧が5mVまで変動してしまうものもあり、温度サイクルを重ねるごとに電圧変動が累積していきます。ストレスに強い新型のプレーナIC ツェナーとして、LM199(温度安定型)またはLM129が発売されています。これらのデバイスは、パッケージを介してシリコンチップにストレスが加わらず、温度サイクル150°Cでヒステリシスがわずか50µV程度です。

基準電圧回路の設計

20ppm/°C程の温度特性を必要とする場合、2通りの方法で基準電圧回路の設計が行えます。その1つは、温度ドリフト誤差をツェナーとアンプ(またはスケール抵抗)間で等分する方法です。この方法では、適度な低ドリフトのツェナーとオペアンプに加えて10ppmの抵抗が必要となります。

TABLE I. Maximum Allowable Reference Drift for 1/2 Least Significant Bits Error of Binary Coded Converter

TEMP CHANGE	BITS					
	6	8	10	12	14	
25°C	310	80	20	5	1.25	ppm/°C
50°C	160	40	10	2.5	0.6	ppm/°C
100°C	80	20	5	1.2	0.3	ppm/°C
125°C	63	16	3	1	0.2	ppm/°C

TABLE II. Maximum Allowable Reference Drift for 1/2 Digit Error of Digital Meters

TEMP CHANGE	DIGITS								
	2	2½	3	3½	4	4½	5	5½	
25°C	200	100	20	10	2	1	0.2	0.1	ppm/°C
5°C			100	50	10	5	1	0.5	ppm/°C

*0.01%/°C=100 ppm/°C, 0.001%/°C=10 ppm/°C, 0.0001%/°C=1 ppm/°C

TABLE III. Drift Error Contribution From Reference Components for a 10V Reference

DEVICE	ERROR	10V OUTPUT DRIFT
Zener		
LM199A	Zener Drift 0.5 ppm/°C	0.5 ppm/°C
LM199, LM399A	1 ppm/°C	1 ppm/°C
LM399	2 ppm/°C	2 ppm/°C
1N829, LM3999	5 ppm/°C	5 ppm/°C
LM129, 1N823A, 1N827A, LM329A	10–50 ppm/°C	10–50 ppm/°C
LM329, 1N821, 1N825	20–100 ppm/°C	20–100 ppm/°C
Op Amp		
LM725, LH0044, LM121	Offset Voltage Drift 1 μ V/°C	0.15 ppm/°C
LM108A, LM208A, LM308A	5 μ V/°C	0.7 ppm/°C
LM741, LM101A	15 μ V/°C	2 ppm/°C
LM741C, LM301A, LM308	30 μ V/°C	4 ppm/°C
Resistors		
1% (RN55D)	Resistance Ratio Drift 50–100 ppm	20–40 ppm/°C
0.1% (Wirewound)	5–10	2–4 ppm
Tracking 1 ppm Film or Wirewound	—	0.4 ppm/°C

2番目は、非常に低いドリフトのツェナーを用い、バッファ・アンプまたはスケール抵抗に大部分のドリフト誤差を生じさせる方法です。この方法による設計は、TCを持たない低価格の温度安定型ICツェナーが入手可能となったため、安価に行えます。さらに、この方法による基準電圧回路では、必要時に容易にTCを変更することができます。Fig. 1aとFig. 1bに、これら2通りの方法による基準電圧回路例を示します。

Fig. 1aの回路では、LM308のオペアンプを用いて標準的なツェナーの出力電圧を10Vに増大させ、同時にツェナーの温度係数10ppm/°Cに4ppm/°Cの最悪時ドリフトを付加しています。抵抗R3とR4は、総合誤差が18ppmまでになるように10ppm以内の精度で追従しなくてはなりません。出力を調整して初期のツェナー許容限度を排除するために、トリマ抵抗R5とR2が加えられています。R2側のトリマ抵抗の付加は小さいので、そのトリマ抵抗とR2間のトラッキングは必要ありません。ただし、R2は50ppm以内でR3とR4に追従する必要があります。

Fig. 1bの回路では、3ppm/°Cの抵抗を除き、低ドリフトの基準電圧とオペアンプで全ドリフト誤差を生じさせています。抵抗トラッキングの要件はおよそ50ppmに緩和されるので、通常の1%抵抗の使用が可能です。3ppm/°C ~ 5ppm/°Cの全ドリフトを必要とするアプリケーションにおいても、抵抗のトラッキングをタイトにすることにより、Fig. 1bの回路を容易に修正することができます。さらに精密なアプリケーションにおいては、出力とグランドの両方にKelvinセンシングを使用することが必要です。さらに低ドリフトを必要とする場合は、1 μ V/°Cのオペアンプ、1ppmのトラッキング抵抗やLM199Aツェナーを代わりに用いれば、全体のドリフトを1ppm/°Cとすることができます。両方の回路で重要なのは、最悪時に各抵抗のトラッキングがいずれかの抵抗の温度ドリフトの2倍になることです。

両回路のツェナーは、基準電圧出力からではなく、電源からの単一抵抗によりバイアスされています。これによりスタートアップ時の問題を排除し、ICツェナーのダイナミック・インピーダンスが1 Ω なので、約20 μ Vの誤差が加わるだけで済みます。

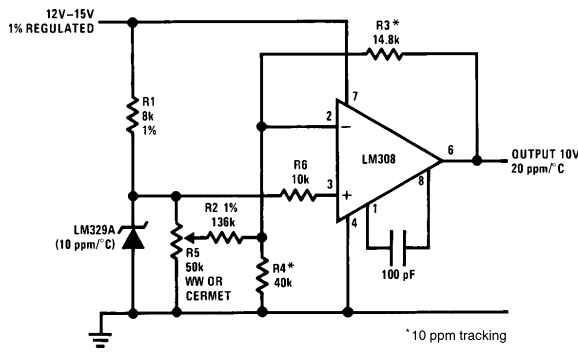


FIGURE 1a. 10V, 20 ppm Reference Using a Low Cost Zener and Low Drift Resistors

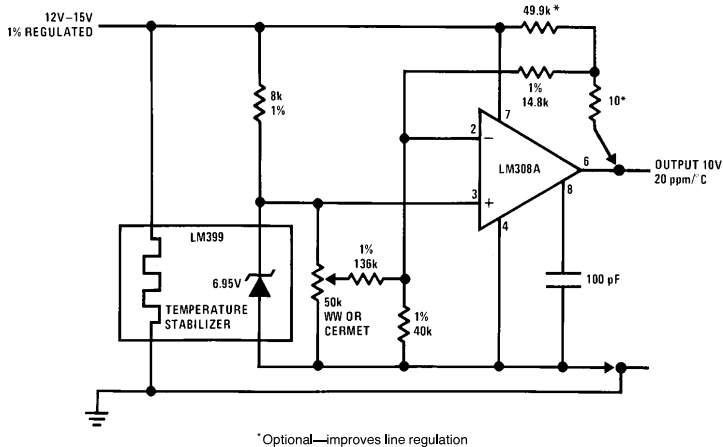


FIGURE 1b. 10V Reference has Low Drift Reference and Standard 1% Resistors. Kelvin Sensing is Shown with Compensation for Line Changes.

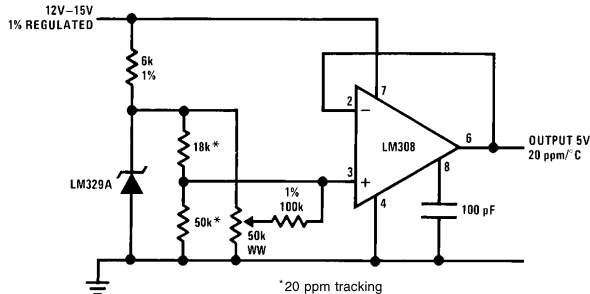


FIGURE 2. Low Voltage Reference

TL/H/5615-2

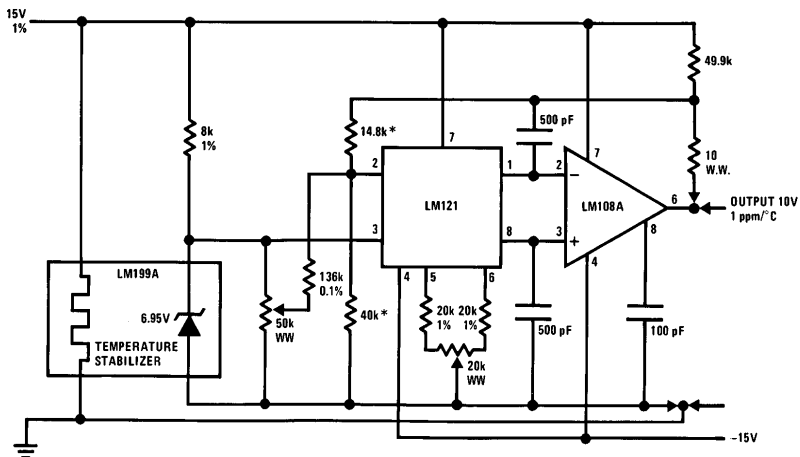
Fig. 1b は入力変化に対する補正方法を示しています。通常のツェナーは、このようなバイアスはできません。1N829 のツェナーのような通常の 5ppm の基準電圧は、約 15Ω のダイナミック・インピーダンスを持っています。1% に安定化した 15V 電源から抵抗を介してバイアスされると、動作電流は 1.7mA (127μA) まで変化します。これにより、ツェナーの電圧は 1.9mV (60ppm) まで変動します。1mA で IC ツェナーを動作させている場合は、1% の電源シフトにより基準電圧が 20μV (3ppm) まで変動します。さらに、この IC ツェナーでの消費電力は 7mW に過ぎず、7.5mA の IC ツェナーに比べてもウォームアップ時のドリフトは低いものとなっています。この IC ツェナーのバイアス抵抗は、電流とは独立に動作するので、普通の 1% 抵抗よりも高性能である必要はありません。

ツェナー電圧よりも低い出力電圧を必要とする場合は、バイアスをつけるための補助レギュレータが不要なので、IC ツェナーを用いて回路設計を大幅に単純化することができます。Fig. 2 に、15V 入力による 5V 基準電圧回路を示します。

この回路例では、オペアンプのオフセット・ドリフト率が大きくなるのに比例して、出力ドリフトにツェナー・ドリフトが加わります。オペアンプの 15μV/ より、10V の基準電圧では 2ppm/ のドリフトが加わりますが、5V の基準電圧では 3ppm/ のドリフトが加わります。したがって、出力電圧が低くなる程、オペアンプの選択が重要になってきます。もちろん、高出力インピーダンスを許容できるならば、オペアンプは不要です。

究極の低ドリフトを得るための方法

最低のドリフトを得るためには、TC の調整が必要です。ディスクリット・ツェナーの場合、時には動作電流の調整を行って基準電圧の TC を変えることができます。しかし、TC が常に直線的で予測できるものとは限りません。新型の IC ツェナーの場合、TC は動作電流から独立しているので、回路内のあらゆる箇所調整する必要があります。調整はドリフトの線形成分を取り除くだけなので、最低のドリフト特性を持つ構成部品を使用しなければなりません。



* 1 ppm tracking TL/H/5615-3

FIGURE 3. Ultra Low Drift Reference

高TCのデバイスは非直線性のドリフトが高く、調整が困難です。

Fig. 3 に調整が容易な回路を示します。この回路では、LM121 と LM108A のオペアンプを組み合わせ、0.5ppm/°C ドリフトの LM199A 基準電圧源を使用しています。また、1ppmのトラッキング抵抗を使用し、全体の未調整ドリフトを約0.9ppmに抑えています。LM121/108A は低ドリフトのオペアンプの組み合わせであり、ドリフトはオフセット電圧に比例します。この121/108Aの組み合わせでは、オフセット調整により1パスの測定ドリフトを打ち消しています。

調整手順は次の通りです。まず、ツェナーを非接続状態にし、オペアンプの入力を接地します。次に、オペアンプのオフセットをゼロに調整し、ツェナーを再接続して出力が丁度 10V になるように調整します。これにより、温度が変わりドリフトが生じます。オペアンプのドリフトは、オフセット 1mV ごとに 3.6μV/°C となるので、出力で 5μV/°C ドリフトすること、オペアンプのオフセットを反対方向に 1mV (出力における測定で 1.4mV) 調整して下さい。最後に、出力を 10V に再調整し、ドリフトをチェックして下さい。

この調整方法を選んだのは、通常たった 1 回の調整で済むからですが、必ずしも完全な補償が行われるわけではありません。ツェナーと同様に、抵抗やオペアンプにもヒステリシスの影響が現れます。データを取得する前に回路を数回温度サイクルにかけ、アセンブリ時に構成部品に加わったストレスを緩和すると、最適な調整結果が得られます。また、オープン試験は、50μV ~ 100μV の誤差原因ともなる温度変化を回路上に引き起こすこともあります。

上記の説明以外に、最終段階のレイアウトに入る前に 2 つの考慮事項があります。その 1 つは、最良の一点接地を行うことが重要です。プリント基板のパターン抵抗だけで容易に 0.1Ω になり、わずか 10mA の電流で 1mV の電圧変動が生じます。また、一般に、これらの基準電圧回路は高速デジタル回路の近くに配置されるので、オペアンプの入力部におけるノイズのピックアップを避けるために、確実なシールドが必要です。ノイズのピックアップや急激な負荷変動に対する過渡応答は、場合によっては容量の大きなコンデンサを用いることで改善できます。この場合、オペアンプの安定性を考慮して 1μF ~ 10μF のコンデンサをオペアンプの出力に直接接続します。

NOTE

生命維持装置への使用について

弊社の製品はナショナル セミコンダクター社の書面による許可なくしては、生命維持用の装置またはシステム内の重要な部品として使用することはできません。

1. 生命維持用の装置またはシステムとは(a)体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または(b)生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。
2. 重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本 社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300 <http://www.nsjk.co.jp/>

製品に関するお問い合わせはカスタマ・レスポンス・センタのフリーダイヤルまでご連絡ください。



0120-666-116



この紙は再生紙を使用しています