

LM34/LM35

高精度モノリシック温度センサ

National Semiconductor
Application Note 460
October 1986



概要

電氣的温度センサは、最も一般的に使用されているものでも応用が容易ではありません。例えば、熱電対の出力レベルは低く、低接合部温度補償が必要です。サーミスタや抵抗センサは非線形です。さらに、これらのセンサ出力は、どの温度スケールにも直線的に比例しません。初期のモノリシック・センサ (LM3911, LM134, LM135 など) は、これらの問題の多くを解決しましたが、センサ出力は一般的な $^{\circ}\text{F}$ スケールではなく、 $^{\circ}\text{K}$ に対応したスケールでした。幸いにも、1983年に2つのIC、LM34 高精度華氏温度センサ ($^{\circ}\text{F}$ 対応) と LM35 高精度摂氏温度センサ ($^{\circ}\text{C}$ 対応) が登場しました。このアプリケーションノートでは、LM34 について説明しますが、適切なスケールリングを行えば容易に LM35 に応用することができます。

LM34 は、 $-50^{\circ}\text{F} \sim +300^{\circ}\text{F}$ の温度範囲にわたり、僅か $\pm 0.35^{\circ}\text{F}$ の標準的な非直線性で $10\text{mV}/^{\circ}\text{F}$ の割合で出力し、室温 (77°F) にて $\pm 0.4^{\circ}\text{F}$ 以内 (代表値) の精度を備えています。

また、LM34 は低出力インピーダンスと直線性の出力特性を備えているため、検出/制御回路とのインタフェースが容易に行えます。

現在入手可能な他の温度センサに対する LM34 の利点として、低レベルの漏れ電流による大きな出力誤差が生じにくいことが挙げられます。例えば、多くのモノリシック温度センサの出力電流は僅か $1\mu\text{A}/^{\circ}\text{K}$ です。これは、 $1\mu\text{A}$ の漏れ電流で 1°K の誤差を引き起こします。一方、LM34 は $20\mu\text{A}/^{\circ}\text{F}$ の出力電流を供給する電流モード・デバイスとして動作します。同じ $1\mu\text{A}$ の漏れ電流でも、電流モードの LM34 では 0.05°F (または、スケールリングにより 0.03°K) の出力誤差だけで済みます。

ウエハ・レベルで微調整や校正処理を行うことで、低コスト・高精度が実現されています。LM34 は単一電源または両電源のどちらでも動作可能です。 $70\mu\text{A}$ 以下の消費電流で、自己発熱は非常に少なく (静止空気 0.2°F 以下)、TO-46 メタルキャン・パッケージ、SO-8 スモールアウトライン・パッケージ、および TO-92 プラスチック・パッケージに収納されています。

LM34 登場以前

温度センサを作るためには、温度係数が変化するいくつかの物質特性を活用します。この温度係数は必要な温度範囲に対してできる限り直線的であることが望まれます。シリコン NPN トランジスタのベース・エミッタ電圧 (V_{BE}) は、狭い温度範囲においてそのような直線的な温度特性を持っています。

しかし残念ながら、 V_{BE} の値は製造時に変動するので、製造時に室温での校正誤差を特定したり保証することが困難となっています。また、製造時には負の温度係数 (約 $-2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$) も生じ、許容されてしまいます。さらに、温度係数は狭い温度範囲で直線になり、 $-55 \sim +150$ の全温度範囲で 3 から 4 の誤差で非直線になります。

異なる電流密度で動作する2つのトランジスタのベース・エミッタ電

圧差を、温度測定に使用するもう1つの方法があります。2つのトランジスタ Q1 と Q2 が異なるエミッタ電流密度で動作するとき、ベース・エミッタ電圧差 ΔV_{BE} は次式から求められます。

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{J_{E1}}{J_{E2}} \right) \quad (1)$$

ここで k はボルツマン定数、 q は電子の電荷、 T はケルビン絶対温度、 J_{E1} と J_{E2} は各々 Q1 と Q2 のエミッタ電流密度です。この関数を実現する回路を Fig. 1 に示します。

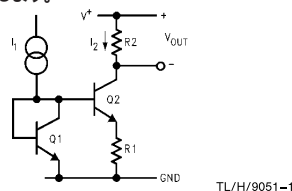


FIGURE 1

式 (1) は J_{E1} と J_{E2} の比が一定に保たれている間、 ΔV_{BE} は温度の対数関数であることを意味します (これは、全温度範囲に対しては適用されず、 V_{BE1} と V_{BE2} の非直線性補正回路については後述します)。この ΔV_{BE} で十分な温度の直線性が得られるので、今日のモノリシック温度センサの大半は、この原理に基づいています。

Fig. 2 に、上記の原理による初期のモノリシック温度センサを示します。このセンサは、 $10\text{mV}/^{\circ}\text{K}$ の係数による絶対温度スケールに基づく電圧を出力し、LM135 として知られています。

この回路の ΔV_{BE} は、およそ $(0.2\text{mV}/^{\circ}\text{K}) \times (T)$ で、抵抗 R を経て出力されます。アンプはこの状態を制御するサーボアンプとして動作します。抵抗 R を経て現われる ΔV_{BE} は、 R と2つの抵抗 ($26R$ と $23R$) からなる抵抗列を経て倍化され、 $(10\text{mV}/^{\circ}\text{K}) \times (T)$ の電圧を出力します。

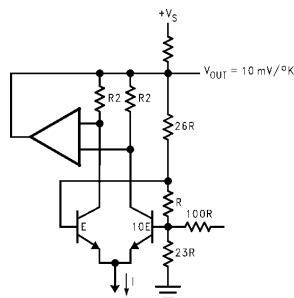


FIGURE 2

TL/H/9051-2

100R抵抗はオフセット微調整のために使用されます。この回路は広く使われていますが、この種のケルビン温度センサの欠点として2.73Vといった大きな一定出力電圧があり、摂氏()温度センサとして使用するためには、この大きな電圧を取り除く必要があります。

これまで、摂氏温度スケールに比例する出力を持つ種々のセンサが開発されてきましたが、それらは高価で多くの校正ステップを踏まえる必要があるため、校正を行うこと自体が困難です。Gerard C.M. Meijer⁽⁴⁾は、ある一定温度で正確な調整を行えば、デバイス固有の特性により校正が可能な回路を開発しました。Fig. 3にMeijer回路の基本的な構成を示します。出力電流の温度係数は $1\mu\text{A}/^\circ\text{C}$ です。この回路は次のように動作します。絶対温度に比例する電流 I_{PTAT} が電流ソースにより生成されます。次いで、トランジスタQ4の V_{BE} 降下分に比例する電流が I_{PTAT} から差し引かれ、出力電流 I_o が生成されます。トランジスタQ4はPNP電流ミラーと、フィードバック・アンプとして使用されるトランジスタQ3によってバイアスされます。Meijerの論文によると、校正手順は簡単で、トリム抵抗R4の感度を dI_o/dT に調整した後、PTAT電流ソースの抵抗を微調整し、校正を行ううで選択した温度に対し正確な出力電流値を得るだけで、どの温度でも校正が行えます。

Meijerの摂氏温度センサには、その小出力信号に起因するいくつかの問題点(例えば、漏れ電流による出力誤差など)があります。また、このトリム回路では2つの抵抗の高度な微調整も必要とされます。これらの問題点を解決するために、Fig. 4(LM34華氏温度センサ)とFig. 5(LM35摂氏温度センサ)の各回路が開発されました。これらの回路は校正処理がより簡単で、出力電圧の温度係数が比較的大きく、 ΔV_{BE} 対温度の非直線特性を校正するために曲率補償回路が組み込まれています。基本的に、これらの回路はトランジスタQ1とQ2から抵抗R1を経て ΔV_{BE} を出力します。この電圧は抵抗 $nR1$ を経て倍化されます。

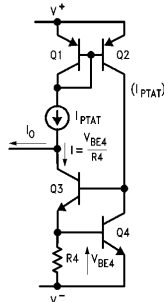


FIGURE 3

TL/H/9051-3

したがって、アンプA2の非反転入力に加わる電圧は、 $nR1$ を経る電圧よりも2ダイオード降下分低いものとなります。次いで、この電圧はアンプA2により増幅され、 $10\text{mV}/^\circ\text{C}$ の係数で任意の温度スケールに比例する出力が生成されます。

回路動作

Fig. 4とFig. 5の2つの回路は非常に類似しているため、LM34華氏温度センサの動作についてのみ詳しく説明します。この回路は次のように動作します。

トランジスタQ1にはQ2の10倍のエミッタ領域があり、したがって電流密度は1/10になります。Fig. 4から分かるように、Q1とQ2の電流密度差により抵抗 R_1 を経て絶対温度に比例する電圧が発生します。この電圧は 77°F で 60mV になります。

ケルビン温度センサの場合と同様に、アンプA1は、トランジスタQ1のベースを $\Delta V_{BE} \times n$ の電圧レベル(V_{PTAT})に制御するサーボアンプとして使用されます。デバイスの校正中に n 値を微調整し、どの温度に対しても正しい出力を得るようにできます。

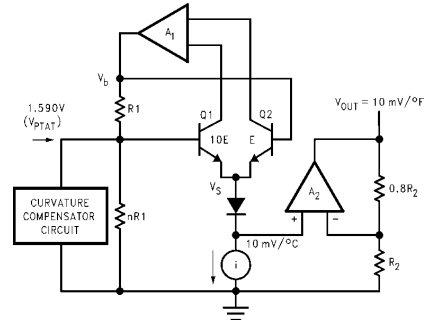


FIGURE 4

TL/H/9051-4

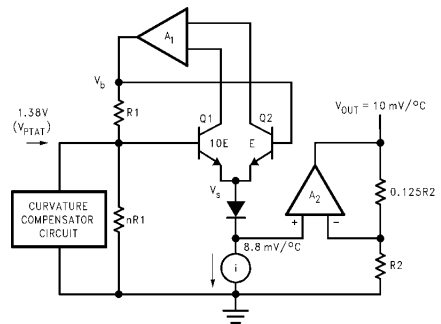


FIGURE 5

TL/H/9051-5

具体例として、 V_{PTAT} の値 1.59V は 77°F で正確な 770mV 出力を与えることを考えてみます。n は $V_{PTAT}/\Delta V_{BE}$ と等しく、1.59V/60mV = 26.5、そして V_{PTAT} の温度係数は以下ようになります。

$$\frac{nk}{q} \ln \frac{I_1}{I_2} = 5.3 \text{ mV}/^\circ\text{C}.$$

ここで、ダイオードの順方向電圧及び V_{BE} は 581mV (77°F)、温度係数は -2.35mV/°C ですので、「2つのダイオード」の電圧降下分は $0.581 \times 2 = 1.162\text{V}$ で、アンプ A2 の非反転入力電圧は $1.59 - 1.162 = 0.428\text{V}$ = 428mV となり、温度係数は $5.3\text{mV}/^\circ\text{C} - (-2.35\text{mV}/^\circ\text{C} \times 2) = 10\text{mV}/^\circ\text{C}$ となります。アンプ A2 は、77°F (25 °C) 770mV に変換するために 1.8 の利得を持っています。この利得によって °F = 1.8 () + 32 が導かれ、1.8 は定数となります。実証すると、もし温度が 32F (0 °C) ならば、A2 入力での電圧は $428\text{mV} - (10\text{mV}/^\circ\text{C}) [25] = 0.178\text{V}$ 、これは $V_{OUT} = (0.178) (1.8) = 320\text{mV}$ になり、この温度に対する正しい値です。

簡単な較正処理

回路抵抗比率 n の値を調整することにより、どの温度においても較正できます。n は出力に正しい電圧を与えるために調整され、PTAT の理論上の値ではないので、n の値が 2 個のダイオードからの実際の電圧降下分に関連がないことに注意して下さい。Fig. 6 に示すように、疑似バイナリ微調整ネットワークの接続部をオープンまたはショートさせると較正処理が容易になります。接続部をオープンしてアルミヒューズを吹き付けることで抵抗を付加することができます。

または「ツェナーザップ」することにより、抵抗回路をショートさせることもできます。次のセクションでは、任意の温度にて回路を較正するとき、回路は全温度範囲にわたり正確に動作することを示します。

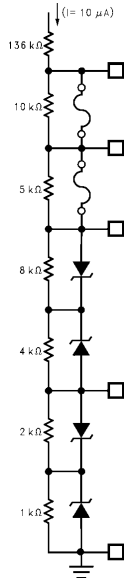


FIGURE 6

TL/H/9051-6

較正処理の解析

Widlar のトランジスタのベース・エミッタ電圧の概算方法を以下に示します。

$$V_{BE} = V_{G0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{beo} \left(\frac{T}{T_0}\right) + \quad (1)$$

$$\frac{nkT}{q} \ln \left(\frac{T_0}{T}\right) + \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_{CO}}$$

ここで T はケルビン温度 (°K)、 T_0 は基準温度、 V_{G0} はシリコンのバンドギャップ電圧 (代表値 1.22V)、そして V_{beo} は基準温度 T_0 のベース・エミッタ電圧です。上の式は、以下のように置き換えられます。

$$V_{BE} = (\text{リニア温度項の和}) + (\text{ノンリニア温度項の和}) \quad (2)$$

ここで式 1 の最初の 2 項はリニアで、最後の 2 項はノンリニアです。ノンリニア項は相対的に小さくなるのが Widlar によって示されていますが、それは後述します。

リニア温度特性のあるベース電圧 V_b を定義すると、 $V_b = C_1 \cdot T$ です。この電圧は Fig. 1 の回路で示されています。

エミッタ電圧は $V_e = V_b - V_{be}$ になり、これは以下のようになります。

$$V_e = C_1 T - V_{G0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) - V_{beo} \left(\frac{T}{T_0}\right).$$

もし V_e が $T = T_0$ で C_2 と等しいならば、上式は、

$$C_1 = \frac{V_{beo} + C_2}{T_0} \quad (3)$$

C_1 をこの値で使用すると V_e の式は以下ようになります。

$$V_e = C_2 \frac{T}{T_0} + V_{G0} \left(\frac{T - T_0}{T_0}\right) \quad (4)$$

V_e を温度 T に関して微分すると、式 4 は

$$dV_e/dT = (C_2 + V_{G0})/T_0 \text{ になります。}$$

この式は、 V_e を与えるために V_b を T_0 で調整すると、温度に関する V_e の変化率は一定になり、トランジスタのベータ V_b 、または V_{be} は温度の影響を受けません。

さらに、 $T_0 = 0$ で $V_e = C_2 = 0$ の場合を考えてみると、

$$\frac{dV_e}{dT} = \frac{V_{G0}}{273.7} = 4.47 \text{ mV}/^\circ\text{C} \text{ になります。}$$

それ故、0 から変化する各温度に対して (4.47mV) T () に等しくなるように V_e を微調整すると、微調整は周囲温度で行うことができます。

実際には式 (1) の 2 つのノンリニア項は正温度の二次方程式になります。Tsividis⁽⁶⁾ はバンドギャップ電圧 V_0 が温度に関してリニアではなく、負の温度 (0 以下) で大きくなるノンリニア項の要因となることを実証しました。これらの誤差の和は、ほぼ 2 乗特性を持つ 1 つの誤差項の要因になり、Fig. 7 の曲率補正回路により補償されます。

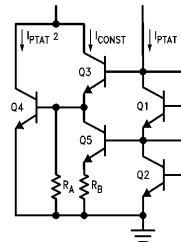


FIGURE 7

TL/H/9051-7

補正回路の特長

前述のようにエミッタ・ベース電圧 V_{BE} は、温度に関してはリニアではありません。実際に、この非直線性は2乗特性に近いものになります。したがって、トランジスタとダイオードの固有の非直線性は、2乗特性を持った電流をFig. 4に示されるノードに導くことにより、修正されます。回路がどのように動作するかをここに示します。

Fig. 7のトランジスタとQ1とQ2は、他の3個のトランジスタの電流を作るために使用されます。Q1とQ2を通る電流は、トランジスタQ5と抵抗 R_B を通る電流 I_{PTAT} として、絶対温度に比例します。抵抗 R_A を通る電流は、トランジスタQ4の V_{BE} に比例するので、温度の減数関数になります。

Q3のエミッタ電流は、Q5と R_A を通る電流の和に等しく、Q3のコレクタ電流は温度に関して一定です。トランジスタQ4を通る電流 I_{C4} は、 V_{BE} の非直線性の補償のために使用され、以下の式で表されます。

$$I_{C4} = I_S \left(e^{\frac{qV_{BE4}}{KT}} - 1 \right) \approx I_S e^{\frac{qV_{BE4}}{KT}}$$

ここで $V_{BE4} = V_{BE1} + V_{BE2} - V_{BE3}$ です。

上記の対数の関係から、 I_{C4} は明らかに以下ようになります。

$$I_{C4} = \frac{I_{C1} I_{C2}}{I_{C3}} = \frac{I_{PTAT}^2}{I_{CONST}}$$

このように、2乗特性を持ち、PTATである電流は、曲率修正という用途のために使われます。

プロセスと回路レイアウト

このセンサは、既存のバイポーラ・エピタキシャル・リニアプロセスにより製造されています。SiC薄膜抵抗は、温度追従型抵抗の重要な要素である温度係数のマッチングに優れているので、拡散抵抗の代わりに使用されます。この種の抵抗として、バンドギャップ回路の $R1$ と $nR1$ があります。

デバイス製造における重要なもう1つのポイントは、Fig. 4のQ1とQ2です。温度に対し回路の精度を維持するためには、各トランジスタの漏れ電流を等しくさせ(特に高温時に重要)、トランジスタ相互の影響を打ち消す必要があります。2つのトランジスタの形状が等しければ漏れ電流も等しくなりますが、Q1にはQ2の10倍のエミッタ領域があるので、デバイスの精度は悪くなります。この問題を是正するために、Q1とQ2のトランジスタを各々Q1とQ2のペアからなるトランジスタ・グループに置き換えた回路にします。これらのトランジスタ・グループの形状は等しいので、漏れ電流が打ち消されますが、各グループのうち1つのトランジスタ(すなわち、1グループのQ1と他のグループのQ2)のみが、温度センサ回路で使用されます。Fig. 8に、この理論の回路図を示します。

LM34の使用法

LM34は、オープン・コントローラリモート温度センシングなど多方面で使用されるデバイスです。このデバイスは使い易く(3端子のみ)、 0.02°F 以内の接着剤/セメント付け表面温度精度が保証されます。

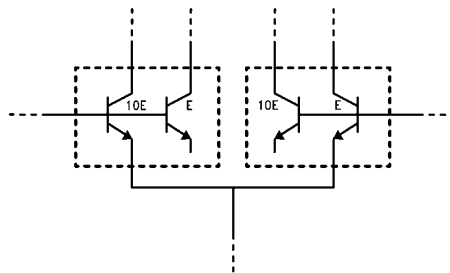


FIGURE 8

TL/H/9051-8

TO-46パッケージを使用すれば、メタル面にセンサをハンダ付けすることもできますが、そうするとGND端子はメタルと同位になります。温度変化が僅かでも安定した読み取りを必要とするアプリケーションの場合、TO-46パッケージを発熱体にハンダ付けすることができます。すなわち、センサを小さな放熱フィンにハンダ付けすることで、熱時定数が減少し、応答時間が加速します。

華氏(°K)温度センサ

前述したように、LM34は使い易く、単一電源または両電源のいずれかで動作します。Fig. 9aに、単一電源を使用した簡単な華氏温度センサを示します。当然、この構成の出力は正(+)温度に制限されます。Fig. 9bに示すように、出力端子とグランド間に抵抗を挿入し、GND端子と回路グランド間にダイオード2個を直列接続し、差分を読み取るだけで、 $-50^\circ\text{F} \sim +300^\circ\text{F}$ の全温度範囲にわたり単一電源によるセンサの使用が可能になります。この場合、LM34には負(-)の温度に必要なシンク電流が流れます。両電源の使用が可能ならば、Fig. 9cに示すように、出力と負電源間にプルダウン抵抗を付加するだけで全温度範囲にわたりセンサの使用が可能となります。この抵抗値は $| -V_S | / 50\mu\text{A}$ となります。

センサを読み取り回路から離れた位置に配置しなければならないようなアプリケーションの場合、標準の3線式接続を用いると、高価で不便なものになります。この問題を解決するために、LM34を2線式リモート温度センサとして接続することができます。この2種類の回路例をFig. 10aとFig. 10bに示します。リモート温度センサとして接続した場合は、LM34を温度依存型電流源として考えることができます。両構成における電流は、

$$(20\mu\text{A}/^\circ\text{F}) \times (T_A + 3^\circ\text{F})$$

といった比較的に大きな値になり、オフセットは他のセンサと比べて少なくなります。実際に、この電流 μF は、配線の漏れ電流を出力で比較的に無視できる程十分に大きな値です。

温度 - デジタル・コンバータ

デジタル・システムとのインタフェースにおいては、Fig. 11とFig. 12に示すようにLM34の出力はA/Dコンバータ(ADC)を介して送られ、シリアルまたはパラレル・データ形式のいずれかで出力されます。両回路は $0 \sim +128^\circ\text{F}$ の温度スケールを備えています。スケール設定は、各ADCの外部基準電圧を1.28Vに調整して行います。

Basic Fahrenheit Temperature Sensor
(+5°F to +300°F)

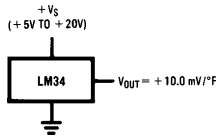


FIGURE 9a

TL/H/9051-9

Temperature Sensor, Single Supply,
-50°F to +300°F

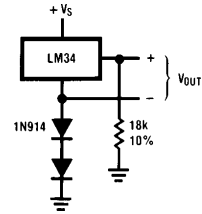


FIGURE 9b

TL/H/9051-10

Full-Range Fahrenheit Temperature Sensor

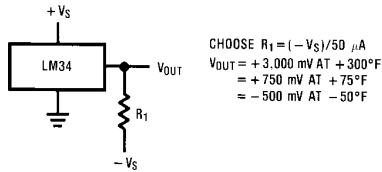


FIGURE 9c

TL/H/9051-11

Two-Wire Remote Temperature Sensor
(Grounded Sensor)

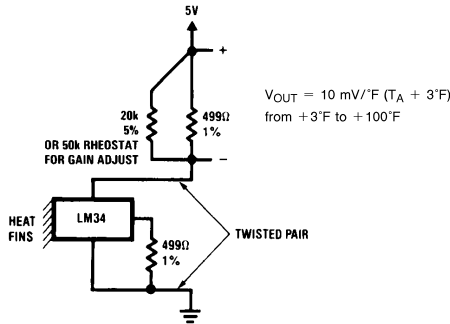


FIGURE 10a

TL/H/9051-12

Two-Wire Temperature Sensor
(Output Referred to Ground)

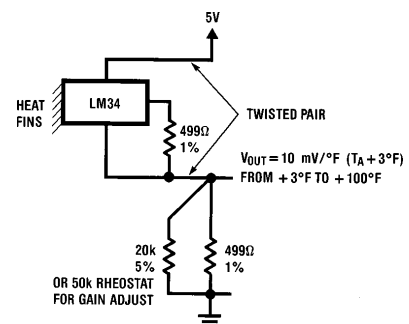


FIGURE 10b

TL/H/9051-13

Temperature-to-Digital Converter (Serial Output, +128°F Full Scale)

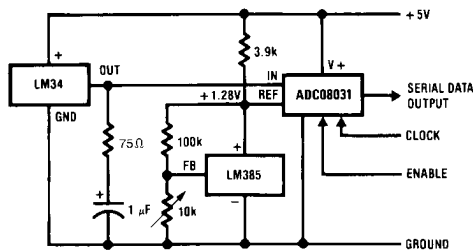


FIGURE 11

TL/H/9051-14

その結果、分解能のフル8ビットはADCの基準電圧によって設定される電圧範囲ではなく、この減少したアナログ入力範囲で使われます。シリアル出力ADCはLM385（マイクロパワー基準電圧ダイオード）を使用し、その V_{REF} （スケール調整）端子の電圧を1.28Vに調整することによりスケールを設定します。一方、パラレル出力ADCは電圧フォロワとして構成されるLM358（ローパワー・デュアル・オペンアップ）の半分を使用し、 $V_{REF}/2$ 端子を0.64Vに設定します。両回路とも標準の5V電源で動作します。

リモートセンシング式温度 - 周波数コンバータ

もし、温度に比例する周波数が必要ならば、LM34とLM131（電圧 - 周波数コンバータ）を組み合わせ、温度から周波数への任意の変換を行うことができます。Fig. 13に、 $+3^{\circ}\text{F} \sim +300^{\circ}\text{F}$ の範囲にわたり変換を行う比較的単純なコンバータ回路を示します。この回路の出力周波数は、次式から求められます。

$$f_{\text{OUT}} = \left(\frac{V_{\text{IN}}}{2.09\text{V}} \right) \left(\frac{R_{\text{S}}}{R_{\text{L}}} \right) \left(\frac{1}{R_{\text{T}} C_{\text{T}}} \right)$$

ここで、抵抗 R_{S} はLM131の利得を調整するために使用されます。 R_{S} を約14.2k Ω に設定すれば、10Hz/ $^{\circ}\text{F}$ の出力周波数が得られます。この出力周波数は、フォトアイソレータに通すことで高同相レベルからの絶縁が行われます。この回路は、長距離伝送路を介して温度情報を送り、その情報を受信局でデコードするアプリケーションにも有用です。

温度読み取りが容易なLEDディスプレイ

温度表示用にLEDアレイを使用すると、いくつかの利点があります。このアプリケーションの場合、LM34とLM3914（ドット/ディスプレイ・ドライバ）を組み合わせます。温度はバーグラフ表示か1個のLEDが点滅するドット表示のどちらかで表示されます。Fig. 14に示すように複数のLM3914をカスケード接続することにより、瞬時に広範な温度表示が可能になります。

LM3914ドライバの内部動作が不明でも、 V_{A} 、 V_{B} 、 V_{C} の各値を以下のように求めることができます。

V_{A} は2つの成分、0.085Vと(40mV/ $^{\circ}\text{F}$) (T_{A})から構成されるLM34の出力端子電圧です。

最初の項は、 R_{A} に直列の1k Ω 抵抗に流れるLM34のバイアス電流(約70 μA)から求められます。2番目の項はLM34の出力を R_{L} 、 R_{S} 、 R_{A} の抵抗列で乗じて得た数値です。ここで、 R_{A} はLM34の利得を4倍(40mV/ $^{\circ}\text{F}$)にするために調整されます。

V_{B} は最高表示温度を表わし、 $V_{\text{B}} = 0.085\text{V} + (40\text{mV}/^{\circ}\text{F}) (T_{\text{HIGH}})$ の式で与えられます。Fig. 14の回路では、 $V_{\text{B}} = 0.085\text{V} + (40\text{mV}/^{\circ}\text{F}) (86^{\circ}\text{F}) = 3.525\text{V}$ になります。

V_{C} は最低表示温度 - 1°F を表わします。すなわち、 $V_{\text{C}} = 0.085\text{V} + (T_{\text{LOW}} - 1^{\circ}\text{F}) (40\text{mV}/^{\circ}\text{F})$ であり、この場合、 $V_{\text{C}} = 0.085\text{V} + (67^{\circ}\text{F} - 1^{\circ}\text{F}) (40\text{mV}/^{\circ}\text{F}) = 2.725\text{V}$ 。

少ない外付け部品のこの回路は、感知温度が選択されたりリミットに達したとき、ドットからバー・モードに、またはLEDバーの点滅に変化します (LM3914のデータシート参照)。

室内 / 室外温度計

Fig. 15に、 -50°F まで温度表示可能な室内/屋外温度計を示します。2つのセンサ出力は、CD4066クワッド・バイラテラル・スイッチで切り換えられ、TexmateのPM-35XなどのDVM上に一度に1出力ずつ表示されます。LMC555タイマは0.2Hzで非安定マルチバイブレータとして動作し、各読み取り温度は約2.5秒で表示されます。各センサの出力部にあるRCフィルタで、ケーブルの容量性負荷を補償しています。LMC7660を使用すれば、回路に負電源電圧を供給することができます。

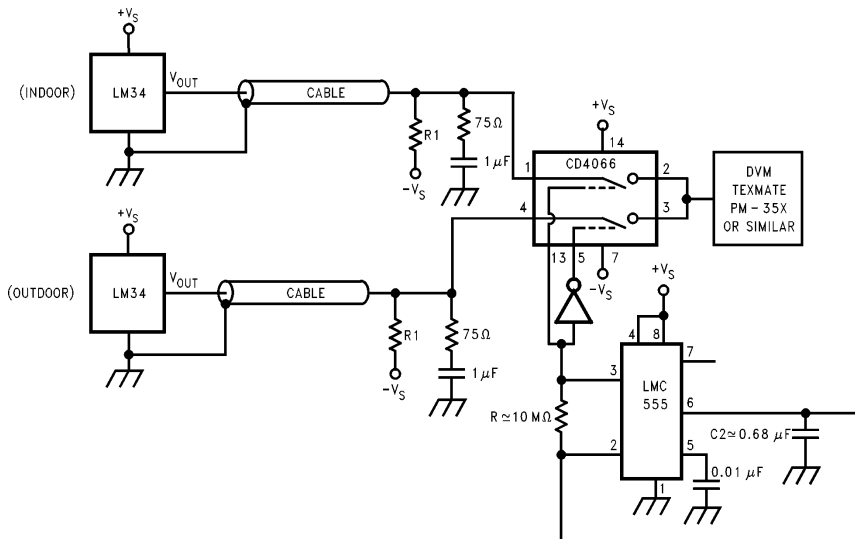


FIGURE 15

TL/H/9051-18

温度コントローラ

LM34といくつかの追加部品を組み合わせ、バランスのとれた温度コントローラを作ることができます。Fig. 16に、この温度コントローラの完全な回路を示します。この回路のLM10は温度設定用デバイスとヒータリング・ユニット (LM395パワートランジスタ)のドライバとして使用されています。オプション部のランプは、LP395のトランジスタでドライブされ、ヒータに電力が供給されているかどうかを表示します。

温度を変える場合は、基準設定用ポテンショメータを調整するだけで、オーバーシュートやリングングを極力抑さえながら、回路はスムーズに温度変化します。回路はR2、R3、C2の調整により、最小のオーバーシュートで較正されます。コンデンサC2により、DCオフセット誤差を取り除きます。

R1とC1は、セットポイントのリングングを最小にするために追加されています。最適な性能を引き出すためには、温度センサをできるだけヒータの近くに配置し、ヒータ部とセンサ間の時間遅れを最小にして下さい。長期安定性と再現性は 0.5°F 以下と優れています。

差動温度計

Fig. 17の差動温度計は、2つのセンサの温度差に比例する出力電圧を作り出します。この場合、差動アンプを用いて互いのセンサ出力を減算し、次いで、その差分を10倍して温度差 $100\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ のシングルエンド出力を供給します。

Temperature Controller

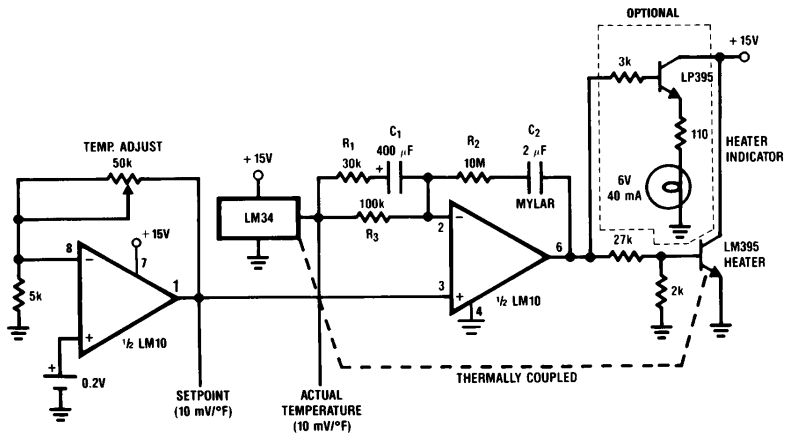


FIGURE 16

TL/H/9051-19

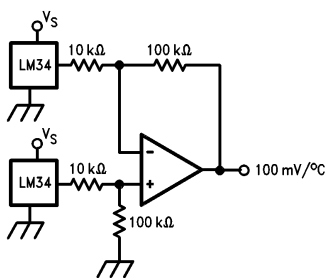


FIGURE 17

TL/H/9051-20

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