

# LED表示 デジタル温度計キット

3・1/2桁LED「 ± 1999 」表示  
IC温度センサS8100を使用し - 40 ~ 100 の測定  
が可能(最小分解能0.1 )  
(マニュアルは電圧計・温度計 兼用になっています)



HARRIS

ICL7137CPL

# デジタル電圧計 デジタル温度計

kit 3-1/2digit  
LED-Display  
Low-Power A/D Converter

---

## 総合マニュアル (電圧計・温度計 兼用)

- ★ICL7137を使用した液晶表示電圧計/温度計キットです。
- ★ICL7137は3-1/2桁ローパワーA/Dコンバータで、電源電圧DC±5Vで動作します。
- ★専用ボード(72×95mm)を使用し、電圧計・温度計いずれも製作できるようにになっています。

### §電圧計

- ★±200.0mV(DC)フルスケール、最小分解能0.1mVです。
- ★外付アッテネータ(オプション)を使用すれば、±200.0mV以上の測定も可能です。

### §温度計

- ★IC温度センサS8100(SEIKO I)を使用し、-40℃~100℃の測定が可能。(最小分解能0.1℃)
- ★温度センサにダイオードを使用することにより、120~150℃までの測定が可能。

■ご指定のセットが組立られるようパーツが入っています。

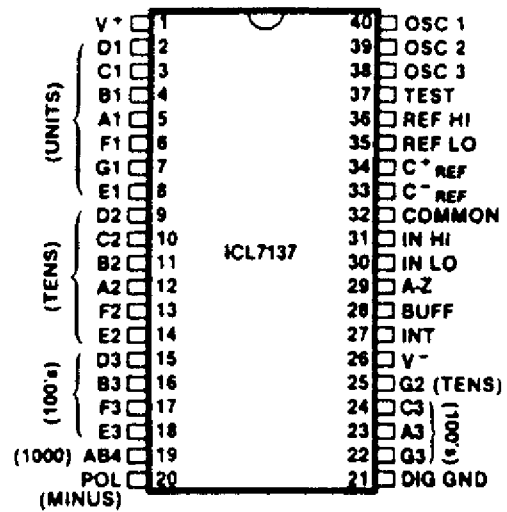
①

■このキットはICL7137を使用した電圧計  
又は温度計のいずれかが組めるようセットされ  
ています。両用又は別の物を組むことはできま  
せんので予めご承知ください。

■ICL7137はハリス社(インターシ社はハリス社と合併  
した)の3・1/2桁LED表示、二重積分型A/D  
コンバータで、外付け部品も少なく簡単に電圧  
表示が可能です。又IC本体は非常に低消費で  
電源電流のほとんどはLEDを発光させるため  
に流れています。

■このセットでは、基本的回路である電圧計、又は  
応用的回路である温度計が組めます。それぞ  
れ該当するセクションに従って製作してくださ  
い。なお、部品点数は少ないものの、非常に類  
似したものが多く、値を間違えたり、取付けミ  
スをするとまず正常には動作しませんので、製  
作には十二分に注意し、一度仮組をしてみることをお勧めします。基板上のシルク印刷  
は、電圧計・温度計の両方が組めるよう印刷されおり、取り付けない部品もありますの  
で各セクションをよく参照してください。

■パーツには万全を期しておりますが万一不足、間違いなどありましたら製作前にお申し  
出ください。



### ★負電圧発生回路について

■ICL7137は本来DC±5Vで動作するように設計されています。+5Vについては規定が  
厳密ですが、-5Vについては-3.5~5.5V程度であればよく、またほとんど電流消費  
がないので、外部に±5Vの電源を用意する手間を省くために、基板上で独自に-5V  
を作り出しています。この部分については、電圧計・温度計共通ですのでいずれの場合  
も製作してください。

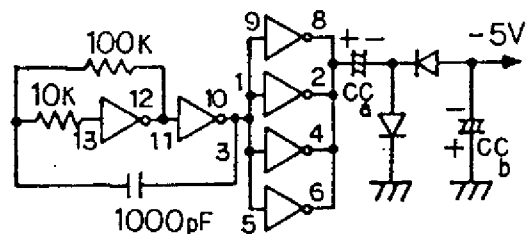
■-5Vは4069とスイッチングダイオード2本及び電解コンデンサ2本によりコック  
クロフト・ウォルトン回路(変形の倍圧整流回路)を構成して発生させています。発振  
周波数は約5kHzで、4069の4個のインバータを並列接続で電流増幅させた後、  
-5VをICL7137の26番ピンへ供給しています。+5Vと-5Vは製作終了後、ICを  
ソケットに挿入する前に必ずテストで確認してください(-5Vは実測で-3.5~-5.5V  
ならOKです)。

### ■-5V発生回路パーツリスト

- 4069 × 1 (CMOSインバータ)
- 14ピンICソケット × 1 (4069用)
- 1S1588 × 2 (汎用スイッチングダイオード)
- 10kΩ × 1 (黒緑金、カーボン抵抗)
- 100kΩ × 1 (黒緑金、カーボン抵抗)
- 1000pF × 1 (102、セラミック)
- 10μF × 2 (1~22μF、タンタル電解)

### ■+5V部分パーツ

- 78(M)05 × 1 (三端子レギュレータIC)
  - 0.1μF × 2 ([104]積層セラミック)
- ②



※4069は14ピンがVccで  
7ピンがGNDです

※CCは1~22μFの  
タンタルコンデンサ

## § デジタル電圧計

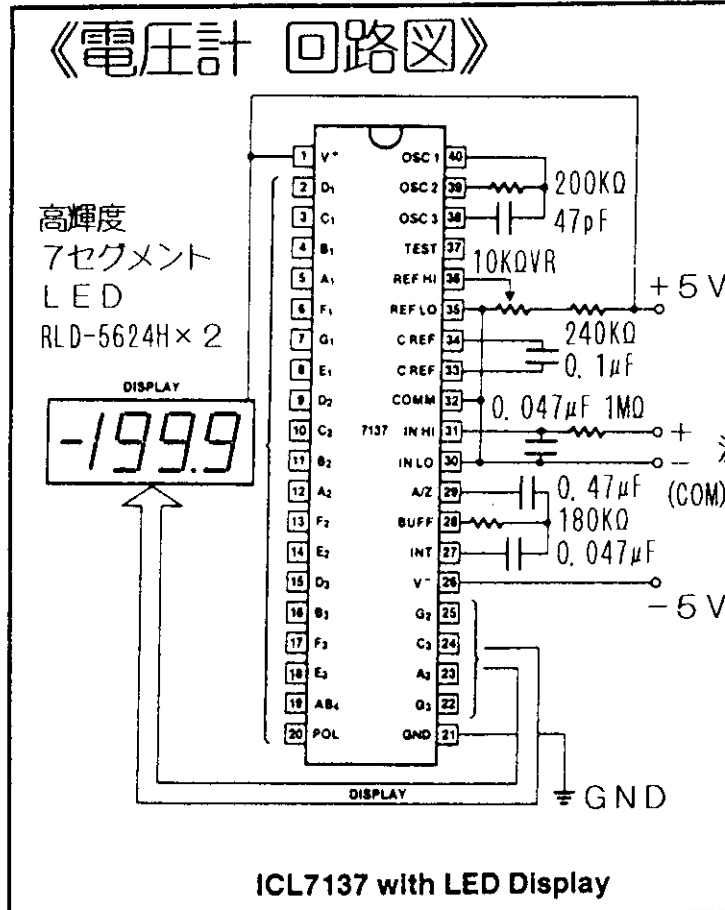
### ★基本機能

- ▷測定範囲  $\pm 200.0\text{mV}$  (最大表示 $\pm 1999$ )
- ▷最小分解能  $100\mu\text{V}$
- ▷計測時間 2.5回/毎秒 (50/60Hz地域共通)
- ▷電源電圧 DC5V単一 (外部入力はDC8V, 200mA以上)
- ▷入力バイアス電流  $1\text{pA}$  (typ)
- ▷入力インピーダンス 実測不能 ( $\infty$ ) (推定 $10\text{G}\Omega$ )
- ▷基準電圧温度係数  $80\text{ppm}/^\circ\text{C}$
- ▷オーバーフロー表示 1又は-1
- ▷自動極性表示 (オートポラリティ)

パーツリスト	数量	用途 表示 代替品 等
ICL7137CPL	1	3-1/2桁A/Dコンバータ [HARRIS/INTERFIL]
RLD-5624H	2	2桁7セグメントLED (アノードコモン)
40ピンICソケット	1	7137用
コンデンサ 47pF	1	「47」セラミック
0.047 $\mu\text{F}$	2	「473」フィルム (0.047~0.068 $\mu\text{F}$ )
0.1 $\mu\text{F}$	1	「104」フィルム、青色肉厚胴体
0.47 $\mu\text{F}$	1	「474」フィルム (0.33~0.47 $\mu\text{F}$ )
半固定抵抗 10K $\Omega$	1	「103」多回転型半固定VR
抵抗 180K $\Omega$	1	「茶灰黒橙金」1/4W金属皮膜抵抗 $\pm 1\%$ (50ppm)
200K $\Omega$	1	「赤黒黒橙金」1/4W金属皮膜抵抗 $\pm 1\%$ (50ppm)
240K $\Omega$	1	「赤黄黒橙金」1/4W金属皮膜抵抗 $\pm 1\%$ (50ppm)
1M $\Omega$	1	「茶黒黒黄金」1/4W金属皮膜抵抗 $\pm 1\%$ (50ppm)
専用基板	1	AE-7137/LED-6610 (72 $\times$ 95mm)

※この他に+5V用部品と-5V発生回路部品を使用します。

### 《電圧計 回路図》



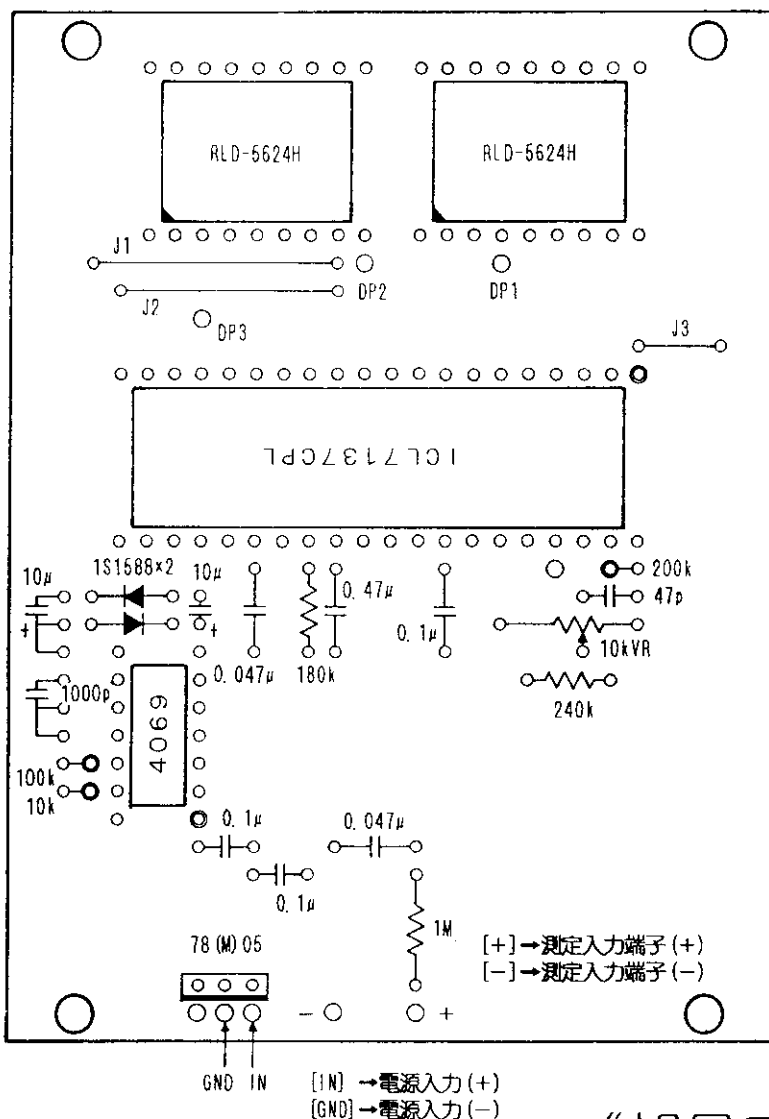
◇ディスプレイ部分の結線については、12ページを参考にしてください。

測定入力端子

★電圧計の製作

回路図と部品配置図をよく参照しどの部品がどこに付くかを確認します。

- ①ジャンパー線（ジャンプする線）からハンダ付けしていきます。まずメッキ線や抵抗の余りリードを使用し基板を電氣的にジャンプします。ジャンパー線は全部で3本あります（J1～3）。
- ②ICソケットを取り付けます。7137用に40ピン、4069用に14ピンの2個をそれぞれ該当位置に取り付けます。
- ③-5V発生回路を組み立てます。基板のシルク印刷で「CC」2個が tantalum（極性に注意）、「CP」2個が0.1μF積層セラミック、何も表示されていないコンデンサが1000pFです。この他にダイオード2本とカーボン抵抗2本を取り付けます。
- ④7137周辺の抵抗（4本）・コンデンサ（5個）・VR（1個）を取り付けます。基板ではわかりにくいので、実装図を参考にしてください。
- ⑤LED表示器2個を取り付けます。
- ⑥最後に三端子レギュレータ78(M)05を取り付けます。方向に注意してください。
- ⑦以上で製作は終了です。



④

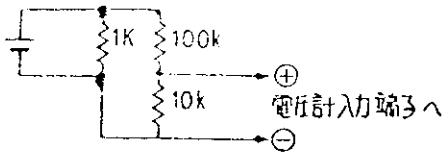
《部品実装図》

★調整

VR1により7137の35pin-36pin間を100.00mVに調整します。部品面からでは表示部のためピンに触れないので、半田面より調整端子をとります。

もっとも確実な方法は4桁以上のデジタル電圧計にて100.00mVに校正する方法ですが、この電圧計と同程度(3・1/2桁)の物で校正してもよいでしょう。

電圧計がない場合、以下に示す方法が校正の一応の目安となります。



抵抗は全て±1%の物を使い、電池には新品(製造から1年以内)の水銀電池(公称起電力1.35V)を使用します。これにより表示が「1227」となるように調整します。

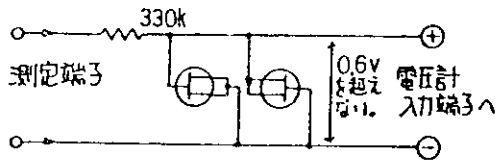
★アプリケーション

▷測定端子はIN-COM間です。INを測定端子「+」、COMを測定端子「-」とします。

▷LSIの入力バイアス電流が低いので、完成後はなるべく金属ケースに入れ、COM端子をケースに接地(接続)してください。金属ケースに入れられない場合でも、最低限基板下側はシールド板(生基板など)をおき、COM端子と接続してください。これを行わない場合最下位桁が不安定となります。

▷小数点を点灯するときはDP1~DP3のいずれかを470~1kΩの抵抗を介してGNDに接続すればOKです。

▷入力保護 測定端子にIC最大入力レベル電圧以上の電圧がかかる可能性がある場合に取り付けます。FETはなるべくリーク電流の少ない物を使用します(I<sub>gss</sub>10nA以下のもの2SK30Aなど)。FETに0.6Vを越えて電圧が印加されると、電流が流れはじめ、過大電圧をシャットアウトします。



取り付けます。FETはなるべくリーク電流の少ない物を使用します(I<sub>gss</sub>10nA以下のもの2SK30Aなど)。FETに0.6Vを越えて電圧が印加されると、電流が流れはじめ、過大電圧をシャットアウトします。

▷参考分圧器、分流器例

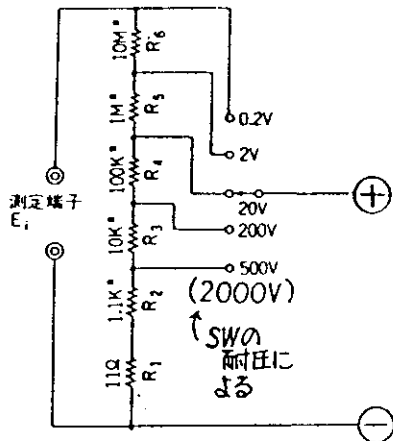
オプション扱いです。当社では取り扱っていません。ご容赦ください。

■分圧器

■分流器

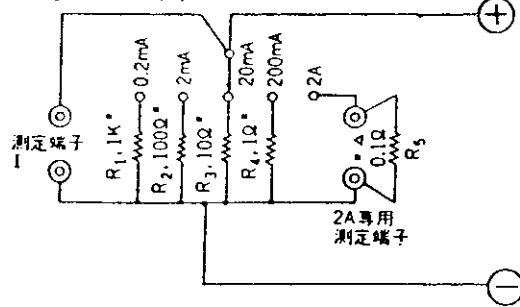
例. 20Vレンジのとき

$$E = \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 + R_6} E_i = \frac{E_i}{100}$$



●印は0.5%または1%の抵抗器  
▲印は1Ωの抵抗器を10本並列

$E = I \times R_{1-5}$   
例. 2A端子でI=1Aなら  
 $E = 1 \times 0.1 = 0.1V$   
従ってLCDの表示は1.000A



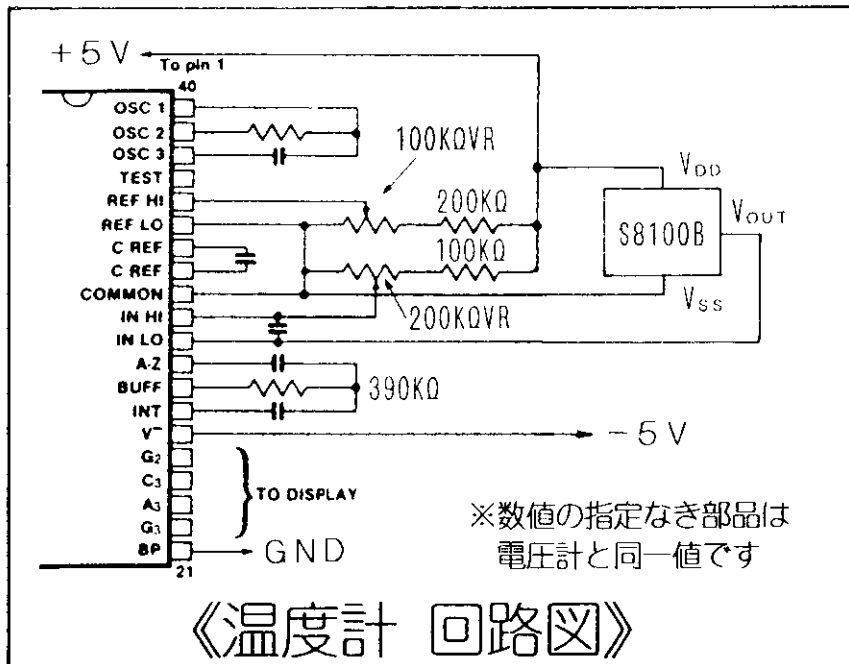
## § デジタル温度計

### ★基本機能

- ▷ 温度測定部 IC温度センサS8100B
- ▷ 測定温度範囲  $-40 \sim +100^{\circ}\text{C}$
- ▷ 最小分解能  $0.1^{\circ}\text{C}$
- ▷ 計測時間 2.5回/毎秒 (50/60Hz地域共通)
- ▷ 電源電圧 DC5V単一 (外部入力はDC8V, 200mA以上)
- ▷ 自動極性表示 (オートポラリティ)

パーツリスト	数量	用途 表示 代替品 等
I CL 7137CPL	1	3-1/2桁A/Dコンバータ [HARRIS/INTERFIL]
S8100B	1	CMOS三端子温度センサIC [SEIKO I.]
☆1S1588	1	シリコンスイッチダイオード (温度センサ)
RLD-5624H	2	2桁7セグメントLED (アノード共通)
40ピンICソケット	1	7137用
コンデンサ 47pF	1	「47」セラミック
0.047 $\mu\text{F}$	2	「473」フィルム
0.1 $\mu\text{F}$	1	「104」フィルム、青色肉厚胴体
0.47 $\mu\text{F}$	1	「474」フィルム (0.33~0.47 $\mu\text{f}$ )
半固定抵抗 100K $\Omega$	1	「104」多回転型半固定VR
半固定抵抗 200K $\Omega$	1	「204」多回転型半固定VR
抵抗 100K $\Omega$	1	「茶黒黒橙金」1/4W金属皮膜抵抗 $\pm 1\%$ (50ppm)
180K $\Omega$	1	「茶灰黒橙金」1/4W金属皮膜抵抗 $\pm 1\%$ (50ppm)
200K $\Omega$	1	「赤黒黒橙金」1/4W金属皮膜抵抗 $\pm 1\%$ (50ppm)
390K $\Omega$	1	「橙白黒橙金」1/4W金属皮膜抵抗 $\pm 1\%$ (50ppm)
☆470K $\Omega$	1	「黄紫黒橙金」1/4W金属皮膜抵抗 $\pm 1\%$ (50ppm)
☆1M $\Omega$	1	「茶黒黒黄金」1/4W金属皮膜抵抗 $\pm 1\%$ (50ppm)
専用基板	1	AE-7137/LED-6610 (72 $\times$ 95mm)

※☆印は $100^{\circ}\text{C}$ 以上を測定する場合のみ使用するオプション部品です。  
 ※この他に+5V用部品と-5V発生回路部品を使用します。



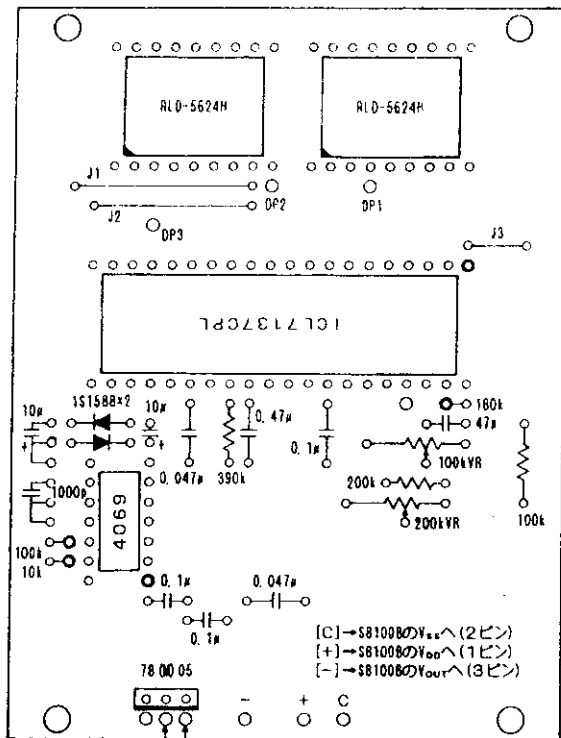
◇ディスプレイ部分の結線については、12ページを参考にしてください。

★温度計の製作

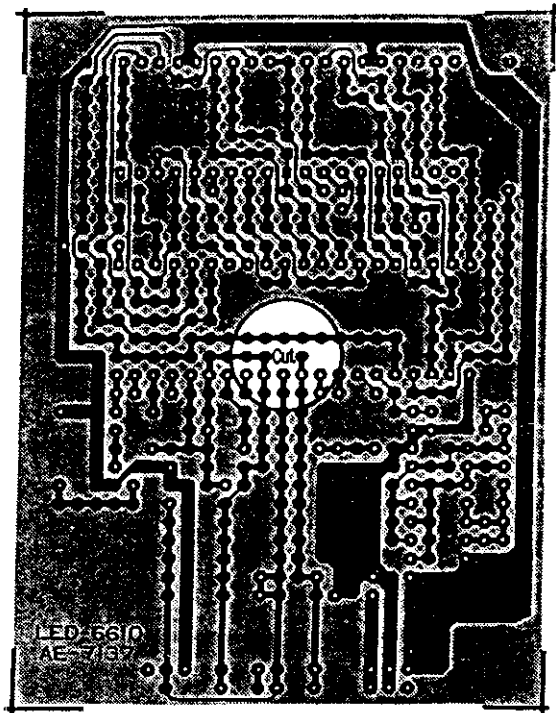
回路図と部品配置図をよく参照しどの部品がどこにつくかを調べます。

- ①基板裏面にパターンカットが1箇所あります。カッターナイフでパターンを切ってください。
- ②ジャンパー線（ジャンプする線）からハンタ付けしていきます。まずメッキ線や抵抗の余りリードを使用し基板を電氣的にジャンプします。ジャンパー線は全部で3本あります（J1～3）。
- ③ICソケットを取り付けます。7137用に40ピン、4069用に14ピンの2個をそれぞれ該当位置に取り付けます。
- ④-5V発生回路を組み立てます。基板のシルク印刷で「CC」2個がタンタル（極性に注意）、「CP」2個が0.1μF積層セラミック、何も表示されていないコンデンサが1000pFです。この他にダイオード2本とカーボン抵抗2本を取り付けます。
- ⑤7137周辺の抵抗（4本）・コンデンサ（5個）・VR（2個）を取り付けます。基板ではわかりにくいので、実装図を参考にしてください。
- ⑥LED表示器2個を取り付けます。
- ⑦S8100Bを取り付けます。基板上にはちょうどよい位置がありませんので適当なところ（C・+・-の周辺）に工夫して取り付けてください。リード線で引き出してもよいでしょう。完全調整する場合は、後述の調整の項の防水加工を施してから取付けます。
- ⑧最後に三端子レギュレータ78(M)05を取り付けます。方向に注意してください。
- ⑨以上で製作は終了です。

基板側	センサ側
-	⇔ V <sub>OUT</sub>
C	⇔ V <sub>SS</sub>
+	⇔ V <sub>DD</sub>



《部品実装図》



《基板裏面》  
パターンカット位置



### ★調整

▷簡易的調整法。VR1により7137の35pin-36pin間を800mVに調整。(REF HI⇄REF LO電圧)  
VR2により35pin-31pin間を1748mVに調整します(IN HI⇄COMMON(REF LO))。部品面から  
では表示部によりICピンに触れられないので、半田面より調整端子をとります。この簡  
易的調整法でも十分実用になります。

▷完全調整法。氷点と沸点を利用し校正します。そのためセンサは防水加工を施します。

①0℃を作る：氷を細かく砕き(かき氷が最適)ポットに入れる。この時は氷だけをポ  
ット8分目位迄入れる。ポットの蓋を閉めて、内部の温度が安定するまで30分以上放  
置する。この間、温度計はセンサをつないだまま電源をONにし動作を安定させる。

②ポットの中にセンサを入れ、ポットの蓋にタオルか綿で栓をして再び30分放置。

③200kΩVRで、0℃になるよう調整する。

④100℃を作る：水を沸騰させてセンサを入れ5～6分。

⑤100kΩVRで、表示が99℃になるよう調整する。ふつうは水を沸騰させても、正確な100  
℃にはなりません(水質、気圧の関係で)。

⑥これを2～3度繰り返す。

▷100kΩVR：スケール・アジャスト

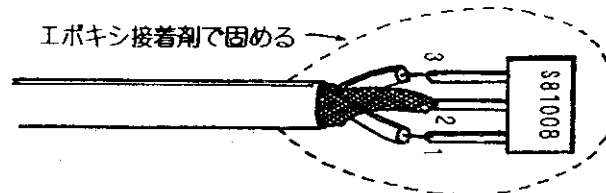
センサーは、一個一個多少特性が異なる

▷200kΩVR：ゼロ・アジャスト

ので、センサーを変えた時はその都度調  
整してください。

▷センサの防水加工法

センサの引き回しにはかならずシールド線を使用してください。7137の入力インピータ  
ンスが高いので、ノイズの影響を受けやすくなります。



2芯シールド線が手に入らない場合でも、信号線(3pin)はシールドしてください。

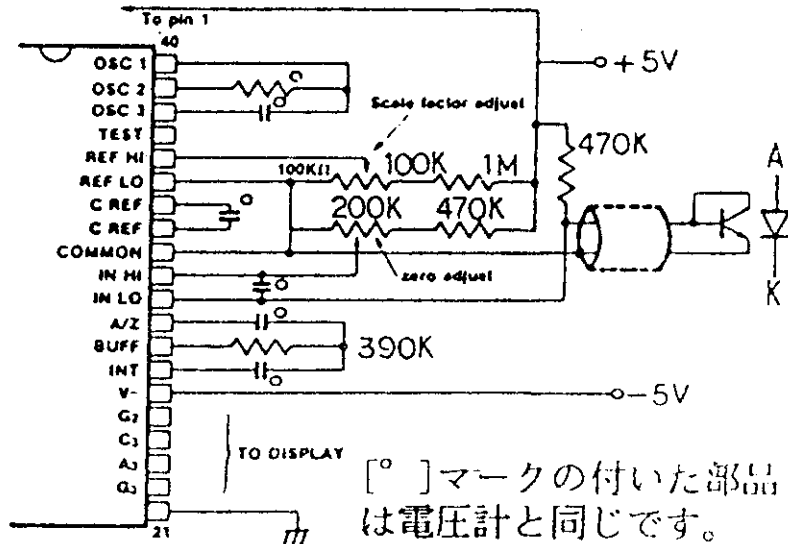
### ★アプリケーション

▷LSIの入力バイアス電流が低いので、完成後はなるべく金属ケースに入れ、COM端子をケ  
ースに接地(接続)してください。金属ケースに入れられない場合でも、最低限基板下  
側はシールド板(生基板など)をおき、COM端子と接続してください。これを行わない  
場合最下位桁が不安定となります。

▷小数点点灯はDP1~DP3のいずれかを500~1kΩの抵抗を介してGNDに接続することにより  
点灯可能です。

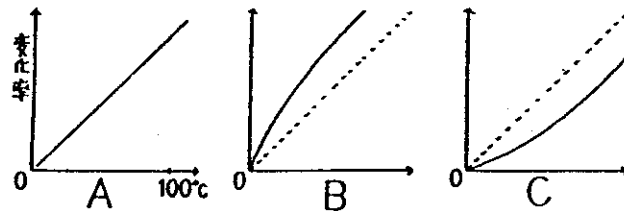
▷100℃以上測定の場合はモデルチェンジ前のキット回路で、シリコンダイオードをセン  
サとしていた物の記載がありますので、こちらを参考にしてください。この場合、120~  
150℃までの測定が可能です。こちらの回路も組めるよう部品は含まれています。

# 参考



## 《作動原理について》

P-N接合の半導体(シリコン製のもの)は、順方向電圧降下の温度特性が $-2\text{mV/K}$ の変化率をもっています。通常は $20^\circ\text{C}$ で約 $0.6\text{V}$ の順方向電圧降下があり、これが例えば $120^\circ\text{C}$ になった場合では、 $100^\circ\text{C}$ の温度差は $[2\text{mV} \times 100 = 200\text{mV}]$ の変化となって順方向電圧降下を変化させ、 $[600\text{mV} - 200\text{mV} = 400\text{mV}]$ で $0.4\text{V}$ となります。この順方向電圧降下の温度変化特性を利用して温度を測定することができます。



温度計用としての理想的な半導体はAで示すようなリニアリティ(直線性)をもったものが望まれますが、実際にはBやCに示す特性になってしまいます。この為、Aに極力近い特性をもった半導体が温度計用としては優れています。

また、温度計の測定範囲は上記の特性とは別に、半導体としての作動温度範囲を越えるとリニアリティが極端に悪くなり、実質的には、下限が $-20\sim 30^\circ\text{C}$ 、上限が $+120\sim 150^\circ\text{C}$ 程度に制約されます。更に上限温度を越えると半導体の永久破壊につながる恐れがあり要注意です。

# 参考

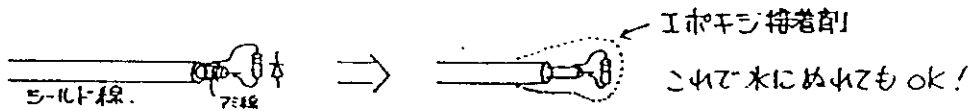
(続き)

## 《応用例として》

特定の温度との誤差を測定する。(ex. 写真現像用の薬品液温の測定など)  
前述の調整を完全に行なったのち、例えば、設定温度を20℃とします。20℃の水の中にセンサを入れ、200kVRで表示を「20」から「0」に合わせます(予めオフセットを与える)。すると、25℃は5℃、17℃は-3℃と表示されます。

## 《センサの作り方》

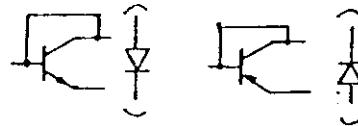
センサを延長する場合は必ずシールド線を使用し、長さは最長1m程度までに止めてください。



## 《センサについて》

センサはキットに入っているダイオードだけでなく、P-N接合のシリコン半導体のものならば何でも使用できます。例えば、ダイオードの他にトランジスタも使用できます。

☆トランジスタの中には150℃程度まで使えるものがあるので、高温測定(油温)などに適しています。



センサ用のトランジスタとしては小型金属パッケージのものが、熱伝導性の点で適しています。

※但しトランジスタの金属ケースとE C Bのいずれかがつながっているものは不可です。

## ■電圧計・温度計共通トラブルシューティング■

いくつかの例を示します。完成後の動作に問題がある場合の参考にしてください。

◎表示はするが「1666」を表示した後薄く消えていく。

「1666」は7137の内部オシレータが発振していない警告表示です。7137 38~40ピンのコンデンサと抵抗の値を調べ直すほか半田不良を探ってください。

◎1セグメントだけどうしても点灯しない。

基板パターンがかなり細くなっていますので、思わぬところでパターンが剥離してしまいがちです。7137とLED表示器のピントウピンで導通チェックを行なってください。

◎「1」表示又は「-1」表示のまま何も変動しない。

7137のリファレンス電圧と入力電圧の比が1:2を越えると表示するオーバーフロー表示です。ほとんどの場合、リファレンス電圧がなんらかの理由で0mVである場合に発生します。7137の35-36ピン間と30-31ピン間との電圧の比が1:2を越えていないことをテストで確認してみてください。もし1-2間が0mVなら10kΩVRと240kΩの周辺を調べてみます。

◎最下位桁が安定しない。

ほとんどの場合が外遊ノイズの影響です。前述してあるシールド対策を完全に行なってください。また内部オシレータの大幅なずれもこの現象が起こります。内部発振周波数は、商用電源ノイズの影響を最小にする周波数を選択しなければなりません。日本では50/60Hz両地域で使えるよう40kHzを選択していますが、これが大幅にずれると安定度が悪くなります。

◎同じ値の正負電圧を入力しても同じ値にならない。

積分コンデンサには使用に耐えうるものを選択し同梱していますが、もしリーク電流が多いとこの現象が発生します。積分コンデンサである0.047μF(7137 27ピン)を良質のものと交換してください。

◎他の回路を外付けしたら動作が異常になった。

外付け回路との電源が共通になっていませんか。7137のV+、V-、COMはそれぞれ独立した電圧をもっています。とくにV+~COM間はリファレンス電圧として2.9Vの固定電位がありますので、外付け回路との電源共通化にはできません。

◎とにかく動かない。

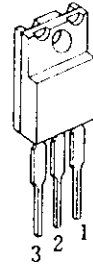
-5V発生回路の出力電圧(7137のV-~COM間)をチェックしてください。実測値で-3.5~-5.5V程度出ていれば問題なく動作するはずですが、これよりも大幅にずれている場合は4069周辺の部品の取り付けミス調べます。

また、もう一度部品の取り付けミスや半田ショート・不良などを探ってみてください。またプリントパターンが非常に細いので、うっかりしたところで隣とくっついていませんか。じっくりと時間をかけて点検してください。

《補足》

**7805** 5V, 1A出力三端子レギュレータ  
 →代替品として78M05 (5V, 500mA出力) の場合があります。

絶対最大定格：入力電圧=35V  
 (推奨8~15V)  
 消費電力=16W



ピン配置  
 1. OUT  
 2. GND  
 3. IN

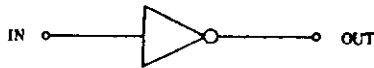
※本キットを電池動作させる場合は、7805出力側から6Vを供給してください(単3電池4本で連続約3時間使用できます)。

(注) 放熱フィン は 2ピンに接続されています。

**4069** 6回路入CMOSインバータ

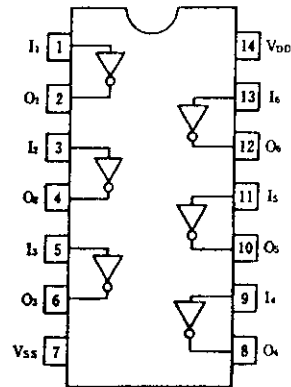
絶対最大定格：電源電圧=20V  
 (推奨3~18V)

■回路構成



■端子接続

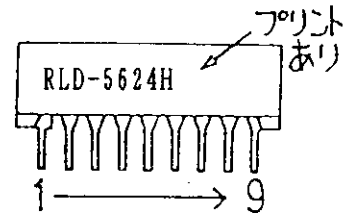
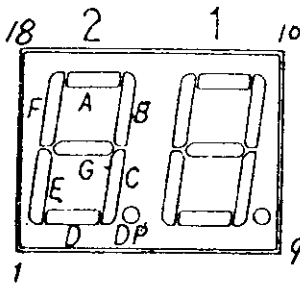
(Top View) 14 Lead Plastic DIP



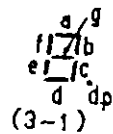
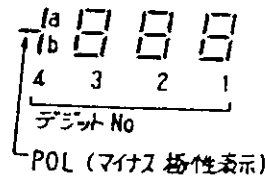
**RLD5624H** 高輝度赤色発光アノードコモン  
 2桁入7セグメント表示器  
 →都合により同等品に変更になる場合があります。

ピン番号とセグメントの対応

1桁目	2桁目
14 コモン	13
16 A	11
15 B	10
3 C	8
2 D	6
1 E	5
18 F	12
17 G	7
4 DP	9



7137-LED間の配線はデジットとセグメントで表現されます。例えば、1桁目のeセグメントは[E1]となります。



▶ AB4は 7137 19Pinへ となる。

# ICL7137

## 3½-Digit LED Low Power Single-Chip A/D Converter

### GENERAL DESCRIPTION

The Intersil ICL7137 is a high performance, very low power 3½-digit A/D converter. All the necessary active devices are contained on a single CMOS IC, including seven-segment decoders, display drivers, reference, and clock. The 7137 is designed to interface with a light emitting diode (LED) display. The supply current (exclusive of display) is under 200µA, ideally suited for battery operation.

The 7137 brings together an unprecedented combination of high accuracy, versatility, and true economy. The device features auto-zero to less than 10µV, zero drift of less than 1µV/°C, input bias current of 10pA max., and rollover error of less than one count. The versatility of true differential input and reference is useful in all systems, but gives the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge-type transducers. And finally the true economy of the ICL7137 allows a high performance panel meter to be built with the addition of only 10 passive components and a display.

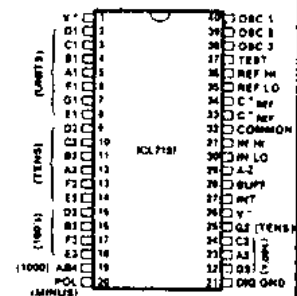
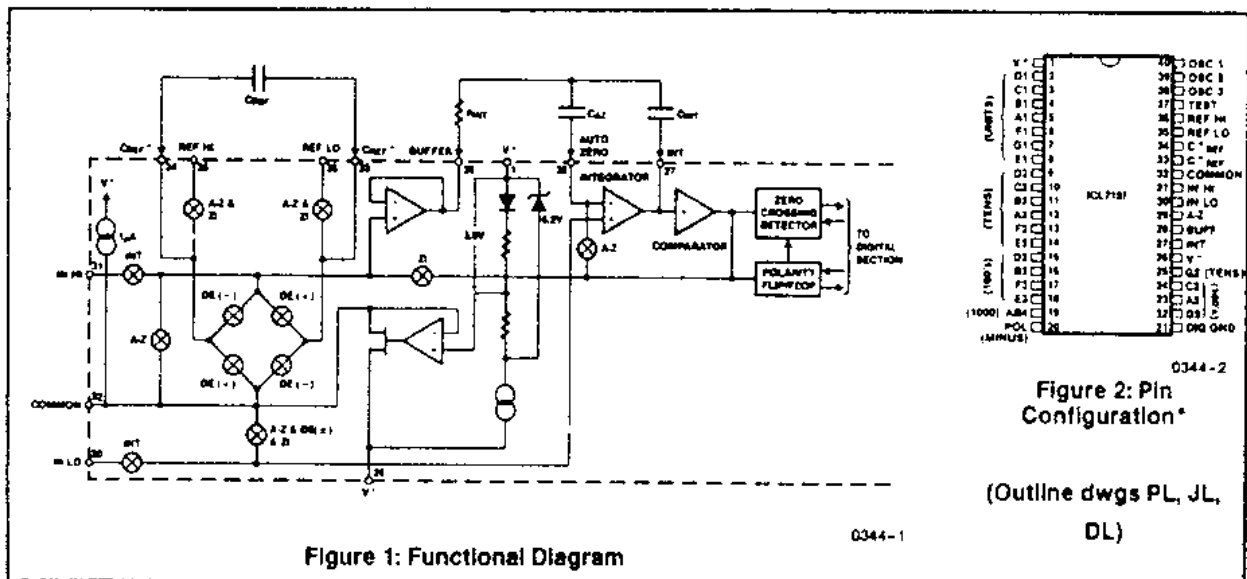
The ICL7137 is an improved version of the ICL7107, eliminating the overrange hangover and hysteresis effects, and should be used in its place in all applications, changing only the passive component values.

### FEATURES

- First-Reading Recovery From Overrange allows immediate "OHMS" Measurement
- Guaranteed Zero Reading for 3V Input
- True Polarity at Zero for Precise Null Detection
- 1pA Typical Input Current
- True Differential Input and Reference
- Direct LED Display Drive — No External Components Required
- Pin Compatible With The ICL7107
- Low Noise — 15µVp-p Without Hysteresis or Overrange Hangover
- On-Chip Clock and Reference
- Improved Rejection of Voltage On COMMON Pin
- No Additional Active Circuits Required
- Evaluation Kit Available ICL7137EV/KIT

### ORDERING INFORMATION\*

Part Number	Temperature Range	Package
ICL7137CPL	0°C to +70°C	40-Pin Plastic
ICL7137RCPL	0°C to +70°C	40-Pin Plastic
ICL7137EV/KIT		EVALUATION KIT



## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage $V^+$ .....	+6V
$V^-$ .....	-8V
Analog Input Voltage (either input)(Note 1) .....	$V^+$ to $V^-$
Reference Input Voltage (either input) .....	$V^+$ to $V^-$
Clock Input .....	GND to $V^+$

### Power Dissipation (Note 2)

Ceramic Package .....	1000mW
Plastic Package .....	800mW
Operating Temperature .....	0°C to +70°C
Storage Temperature .....	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10sec) .....	300°C

Note 1: Input voltages may exceed the supply voltages, provided the input current is limited to  $\pm 100\mu\text{A}$ .

Note 2: Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.

NOTE: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Zero Input Reading	$V_{IN} = 0.0V$ Full-Scale = 200.0mV	-000.0	$\pm 000.0$	+000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	$V_{IN} = V_{REF}$ , $V_{REF} = 100mV$	998	999/1000	1000	Digital Reading
Roll-Over Error (Difference in reading for equal positive and negative reading near full-scale)	$-V_{IN} = +V_{IN} = 200.0mV$	-1	$\pm 0.2$	+1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full-scale = 200mV or Full-Scale = 2.000V	-1	$\pm 0.02$	+1	Counts
Common-Mode Rejection Ratio (Note 4)	$V_{CM} = \pm 1V$ , $V_{IN} = 0V$ Full-Scale = 200.0mV		30		$\mu\text{V/V}$
Noise (Pk-Pk value not exceeded 95% of time)	$V_{IN} = 0V$ , Full-Scale = 200.0mV		15		$\mu\text{V}$
Leakage Current @ Input	$V_{IN} = 0V$		1	10	pA
Zero Reading Drift	$V_{IN} = 0V$ , $0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C}$		0.2	1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Scale Factor Temperature Coefficient	$V_{IN} = 199.0mV$ , $0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C}$ (Ext. Ref. Oppm/ $^\circ\text{C}$ )		1	5	ppm/ $^\circ\text{C}$
$V^+$ Supply Current (Does not include LED current)	$V_{IN} = 0V$ (Note 5)		70	200	$\mu\text{A}$
$V^-$ Supply current			40		
Analog COMMON Voltage (With respect to positive supply)	250k $\Omega$ between Common and Positive Supply	2.4	2.8	3.2	V
Temp. Coeff. of Analog COMMON (With respect to positive supply)	250k $\Omega$ between Common and Positive Supply		150		ppm/ $^\circ\text{C}$
Segment Sinking Current (Except Pins 19 & 20) (Pin 19 only) (Pin 20 only)	$V^+ = 5.0V$ Segment Voltage = 3V	5 10 4	8.0 16 7		mA
Power Dissipation Capacitance	vs. Clock Frequency		40		pF

NOTES: 3. Unless otherwise noted, specifications apply at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $f_{clock} = 16\text{kHz}$  and are tested in the circuit of Figure 4.

4. Refer to "Differential Input" discussion.

5. 48kHz oscillator, Figure 5, increases current by 35 $\mu\text{A}$  (typ).

6. Extra capacitance of CERDIP package changes oscillator resistor value to 470k $\Omega$  or 150k $\Omega$  (1 reading/sec or 3 readings/sec).

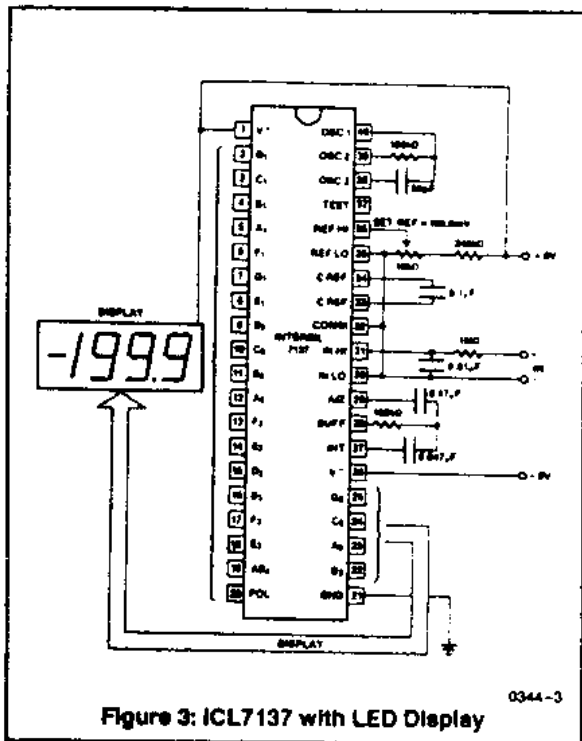


Figure 3: ICL7137 with LED Display

## TEST CIRCUITS

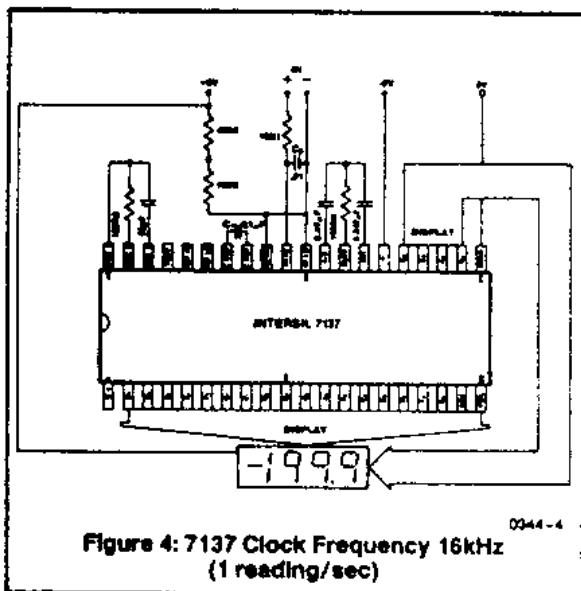


Figure 4: 7137 Clock Frequency 16kHz  
(1 reading/sec)

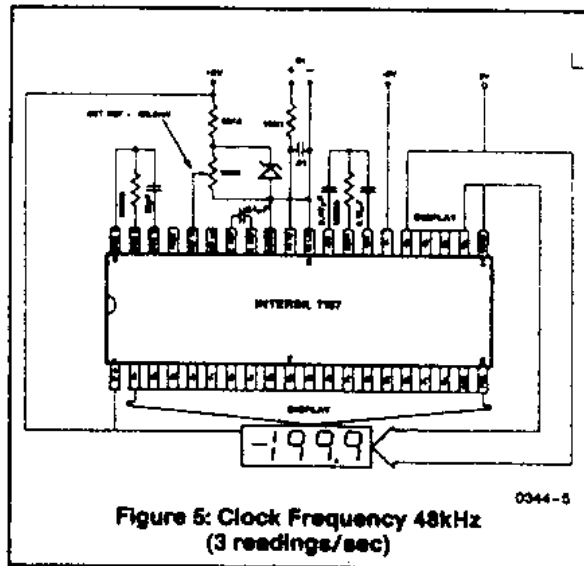


Figure 5: Clock Frequency 48kHz  
(3 readings/sec)

## DETAILED DESCRIPTION (Analog Section)

Figure 1 shows the Functional Diagram of the Analog Section for the ICL7137. Each measurement cycle is divided into four phases. They are 1) auto-zero (A-Z), 2) signal integrate (INT), 3) de-integrate (DE) and 4) zero-integrator (ZI).

### AUTO-ZERO PHASE

During auto-zero three things happen. First, input high and low are disconnected from the pins and internally shorted to analog COMMON. Second, the reference capacitor is charged to the reference voltage. Third, a feedback loop is closed around the system to charge the auto-zero capacitor,  $C_{AZ}$ , to compensate for offset voltages in the buffer amplifier, integrator, and comparator. Since the comparator is included in the loop, the A-Z accuracy is limited only by the noise of the system. In any case, the offset referred to the input is less than  $10\mu\text{V}$ .

### SIGNAL INTEGRATE PHASE

During signal integrate, the auto-zero loop is opened, the internal short is removed, and the internal input high and low are connected to the external pins. The converter then integrates the differential voltage between IN HI and IN LO for a fixed time. This differential voltage can be within a wide common-mode range; within 1V of either supply. If, on the other hand, the input signal has no return with respect to the converter power supply, IN LO can be tied to analog COMMON to establish the correct common-mode voltage. At the end of this phase, the polarity of the integrated signal is determined.



## DE-INTEGRATE PHASE

The next phase is de-integrate, or reference integrate. Input low is internally connected to analog COMMON and input high is connected across the previously charged reference capacitor. Circuitry within the chip ensures that the capacitor will be connected with the correct polarity to cause the integrator output to return to zero. The time required for the output to return to zero is proportional to the input signal. Specifically, the digital reading displayed is  $1000(V_{IN}/V_{REF})$ .

## ZERO INTEGRATOR PHASE

The final phase is zero integrator. First, input low is shorted to analog COMMON. Second, the reference capacitor is charged to the reference voltage. Finally, a feedback loop is closed around the system to input high to cause the integrator output to return to zero. Under normal conditions, this phase lasts for between 11 to 140 clock pulses, but after a "heavy" overrange conversion, it is extended to 740 clock pulses.

## Differential Input

The input can accept differential voltages anywhere within the common-mode range of the input amplifier; or specifically from 0.5V below the positive supply to 1.0V above the negative supply. In this range the system has a CMRR of 90dB typical. However, since the integrator also swings with the common-mode voltage, care must be exercised to assure the integrator output does not saturate. A worst case condition would be a large positive common-mode voltage with a near full-scale negative differential input voltage. The negative input signal drives the integrator positive when most of its swing has been used up by the positive common-mode voltage. For these critical applications the integrator swing can be reduced to less than the recommended 2V full-scale swing with little loss of accuracy. The integrator output can swing within 0.3V of either supply without loss of linearity.

## Differential Reference

The reference voltage can be generated anywhere within the power supply voltage of the converter. The main source of common-mode error is a roll-over voltage caused by the reference capacitance losing or gaining charge to stray capacity on its nodes. If there is a large common-mode voltage, the reference capacitor can gain charge (increase voltage) when called up to de-integrate a positive signal but lose charge (decrease voltage) when called up to de-integrate a negative input signal. This difference in reference for (+) or (-) input voltage will give a roll-over error. However, by selecting the reference capacitor large enough in comparison to the stray capacitance, this error can be held to less than 0.5 count for the worst case condition (see Component Value Selection).

## Analog Common

This pin is included primarily to set the common-mode voltage for battery operation or for any system where the input signals are floating with respect to the power supply. The COMMON pin sets a voltage that is approximately 3.0V more negative than the positive supply. This is selected to give a minimum end-of-life battery voltage of about 6V.

However, analog COMMON has some of the attributes of a reference voltage. When the total supply voltage is large enough to cause the zener to regulate ( $> 7V$ ), the COMMON voltage will have a low voltage coefficient (0.001%/%), low output impedance ( $\approx 35\Omega$ ), and a temperature coefficient typically less than 150ppm/ $^{\circ}C$ .

The limitations of the on-chip reference should also be recognized, however. The reference temperature coefficient (TC) can cause some degradation in performance. Temperature changes of  $2^{\circ}C$  to  $8^{\circ}C$ , typical for instruments, can give a scale factor error of a count or more. Also, the COMMON voltage will have a poor voltage coefficient when the total supply voltage is less than that which will cause the zener to regulate ( $< 7V$ ). These problems are eliminated if an external reference is used, as shown in Figure 6.

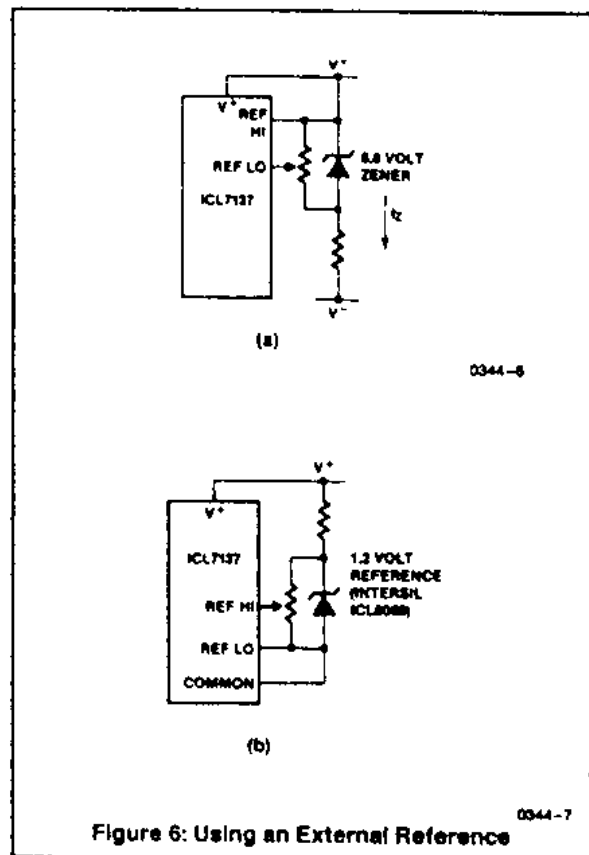


Figure 6: Using an External Reference

Analog COMMON is also used as the input low return during auto-zero and de-integrate. If IN LO is different from analog COMMON, a common-mode voltage exists in the system and is taken care of by the excellent CMRR of the converter. However, in some applications IN LO will be set at a fixed known voltage (power supply common for instance). In this application, analog COMMON should be tied to the same point, thus removing the common-mode voltage from the converter. The same holds true for the reference voltage. If the reference can be conveniently referred to analog COMMON, it should be since this removes the common-mode voltage from the reference system.

Within the IC, analog COMMON is tied to an N channel FET which can sink  $100\mu\text{A}$  or more of current to hold the voltage  $3.0\text{V}$  below the positive supply (when a load is trying to pull the common line positive). However, there is only  $1\mu\text{A}$  of source current, so COMMON may easily be tied to a more negative voltage, thus overriding the internal reference.

## TEST

The TEST pin is coupled to the internal digital supply through a  $500\Omega$  resistor, and functions as a "lamp test." When TEST is pulled high (to  $V^+$ ) all segments will be turned on and the display should read — 1888. The TEST pin will sink about  $10\text{mA}$  under these conditions.

## DISPLAY FONT

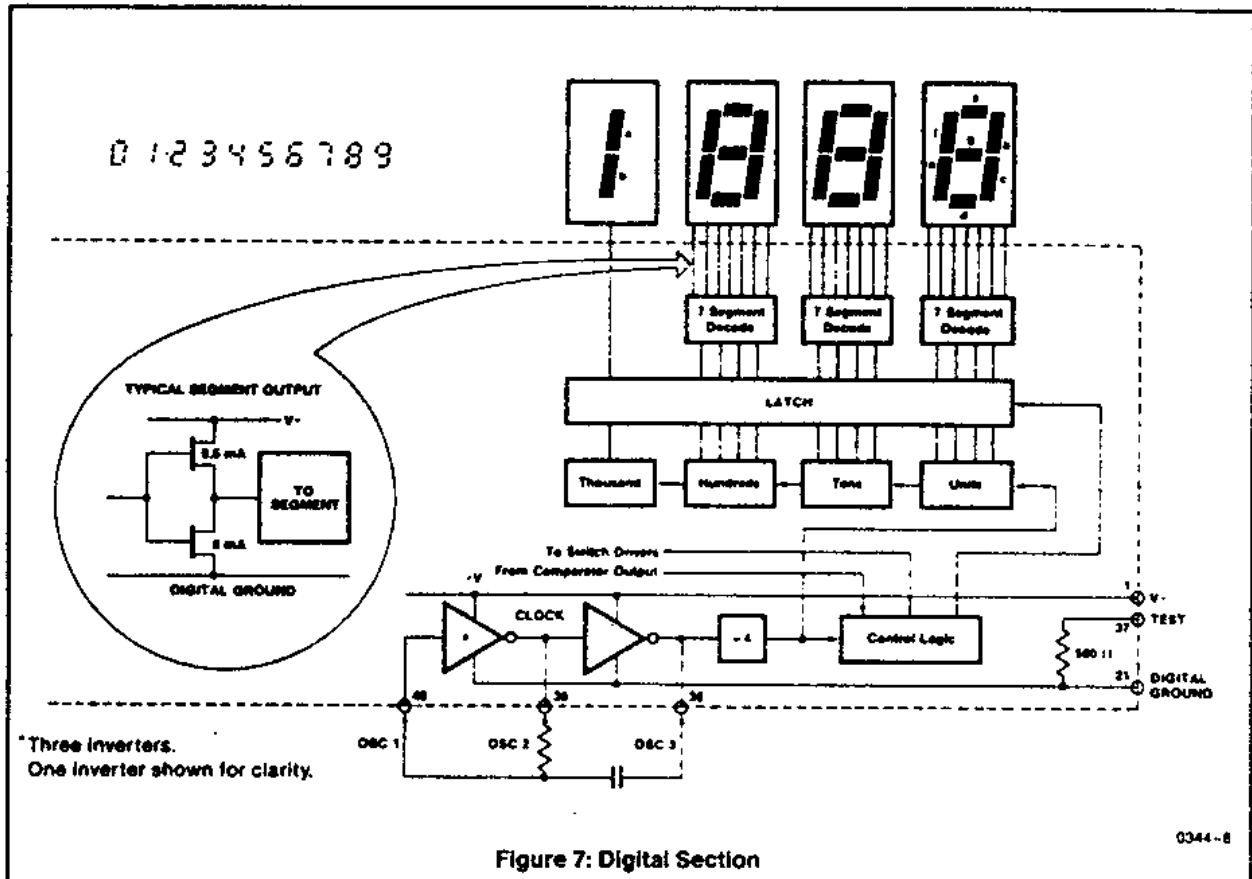


Figure 7: Digital Section

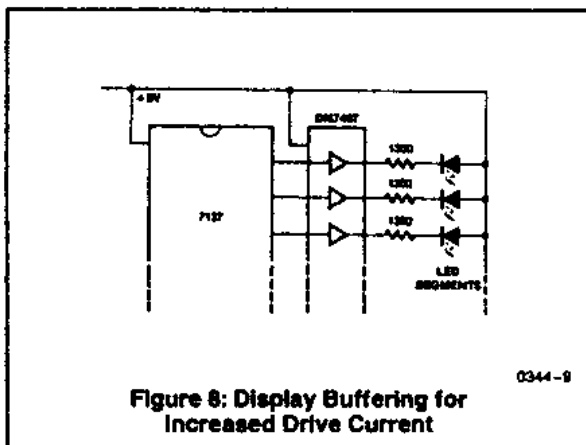


Figure 8: Display Buffering for Increased Drive Current

## DETAILED DESCRIPTION (Digital Section)

Figure 7 shows the digital section for the 7137. The segments are driven at  $8\text{mA}$ , suitable for instrument size common anode LED displays. Since the 1000 output (pin 19) must sink current from two LED segments, it has twice the drive capability or  $16\text{mA}$ . The polarity indication is "ON" for negative analog inputs. If IN LO and IN HI are reversed, this indication can be reversed also, if desired.

Figure 8 shows a method of increasing the output drive current, using four DM7407 Hex Buffers. Each buffer is capable of sinking  $40\text{mA}$ .

## System Timing

Figure 9 shows the clock oscillator provided in the 7137. Three basic clocking arrangements can be used:

1. An external oscillator connected to pin 40.
2. A crystal between pins 39 and 40.
3. An RC oscillator using all three pins.

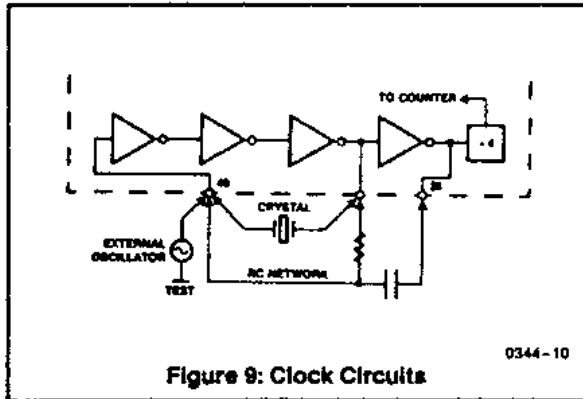


Figure 9: Clock Circuits

The oscillator frequency is divided by four before it clocks the decade counters. It is then further divided to form the four convert-cycle phases. These are signal integrate (1000 counts), reference de-integrate (0 counts to 2000 counts), zero integrator (11 counts to 140 counts\*) and auto-zero (910 counts to 2900 counts). For signals less than full-scale, auto-zero gets the unused portion of reference de-integrate and zero integrator. This makes a complete measure cycle of 4000 (16,000 clock pulses) independent of input voltage. For three readings/second, an oscillator frequency of 48kHz would be used.

To achieve maximum rejection of 60Hz pickup, the signal integrate cycle should be a multiple of the 60Hz period. Oscillator frequencies of 60kHz, 48kHz, 40kHz, 33 $\frac{1}{3}$ kHz, etc. should be selected. For 50Hz rejection, oscillator frequencies of 66 $\frac{2}{3}$ kHz, 50kHz, 40kHz, etc. would be suitable. Note that 40kHz (2.5 readings/second) will reject both 50Hz and 60Hz (also 400Hz and 440Hz.) See also A052.

\*After an overranged conversion of more than 2060 counts, the zero integrator phase will last 740 counts, and auto-zero will last 260 counts.

## COMPONENT VALUE SELECTION

(See Application Note A052)

### Integrating Resistor

Both the buffer amplifier and the integrator have a class A output stage with 6 $\mu$ A of quiescent current. They can supply  $\sim$ 1 $\mu$ A of drive current with negligible non-linearity. The integrating resistor should be large enough to remain in this very linear region over the input voltage range, but small enough that undue leakage requirements are not placed on the PC board. For 2V full-scale, 1.8M $\Omega$  is near optimum, and similarly 180k $\Omega$  for a 200.0mV scale.

### Integrating Capacitor

The integrating capacitor should be selected to give the maximum voltage swing that ensures tolerance build-up will not saturate the integrator swing (approx. 0.3V from either

supply). When the analog COMMON is used as a reference, a nominal  $\pm$ 2V full-scale integrator swing is fine. For three readings/second (48kHz clock) nominal values for  $C_{INT}$  are 0.047 $\mu$ F, for 1 reading/second (16kHz) 0.15 $\mu$ F. Of course, if different oscillator frequencies are used, these values should be changed in inverse proportion to maintain the same output swing.

The integrating capacitor should have low dielectric absorption to prevent roll-over errors. While other types may be adequate for this application, polypropylene capacitors give undetectable errors at reasonable cost.

### Auto-Zero Capacitor

The size of the auto-zero capacitor has some influence on the noise of the system. For 200mV full-scale where noise is very important, a 0.47 $\mu$ F capacitor is recommended. The ZI phase allows a large auto-zero capacitor to be used without causing the hysteresis or overrange hangover problems that can occur with the ICL7107 or ICL7117 (See Application Note A032).

### Reference Capacitor

A 0.1 $\mu$ F capacitor gives good results in most applications. However, where a large common-mode voltage exists (i.e., the REF LO pin is not at analog COMMON) and a 200mV scale is used, a larger value is required to prevent roll-over error. Generally, 1.0 $\mu$ F will hold the roll-over error to 0.5 count in this instance.

### Oscillator Components

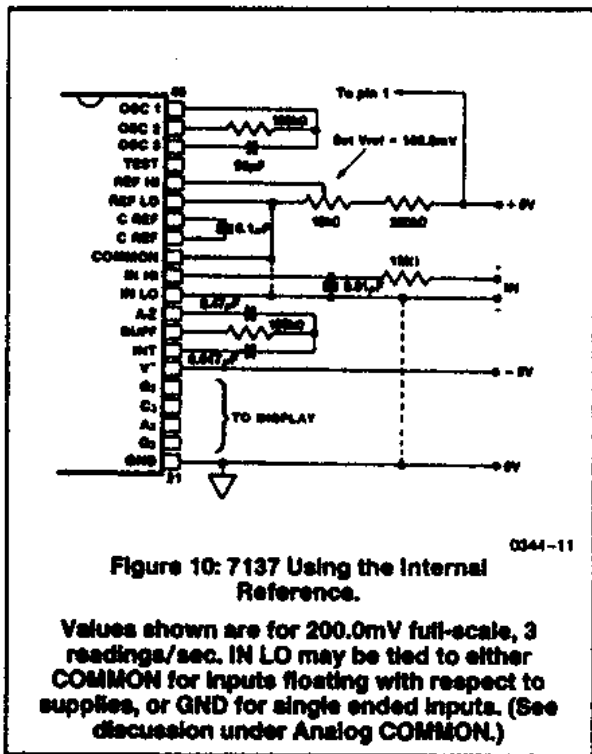
For all ranges of frequency a 50pF capacitor is recommended and the resistor is selected from the approximate equation  $f \approx 0.45/RC$ . For 48kHz clock (3 readings/second),  $R = 180k\Omega$ , while for 16kHz (1 reading/sec),  $R = 560k\Omega$ .

### Reference Voltage

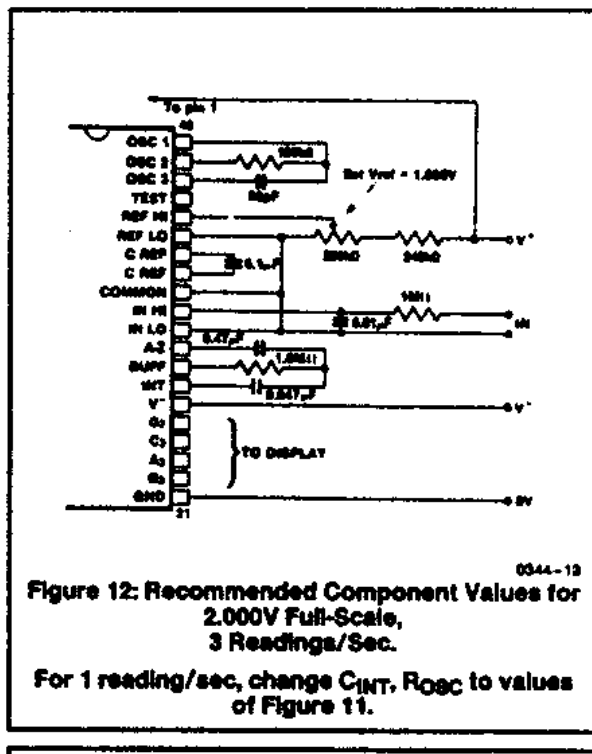
The analog input required to generate full-scale output (2000 counts) is:  $V_{IN} = 2V_{REF}$ . Thus, for the 200.0mV and 2.000V scale,  $V_{REF}$  should equal 100.0mV and 1.000V, respectively. However, in many applications where the A/D is connected to a transducer, there will exist a scale factor other than unity between the input voltage and the digital reading. For instance, in a weighing system, the designer might like to have a full-scale reading when the voltage from the transducer is 0.662V. Instead of dividing the input down to 200.0mV, the designer should use the input voltage directly and select  $V_{REF} = 0.341V$ . A suitable value for the integrating resistor would be 330k $\Omega$ . This makes the system slightly quieter and also avoids the necessity of a divider network on the input. Another advantage of this system occurs when a digital reading of zero is desired for  $V_{IN} \neq 0$ . Temperature and weighing systems with a variable tare are examples. This offset reading can be conveniently generated by connecting the voltage transducer between IN HI and COMMON and the variable (or fixed) offset voltage between COMMON and IN LO.

## TYPICAL APPLICATIONS

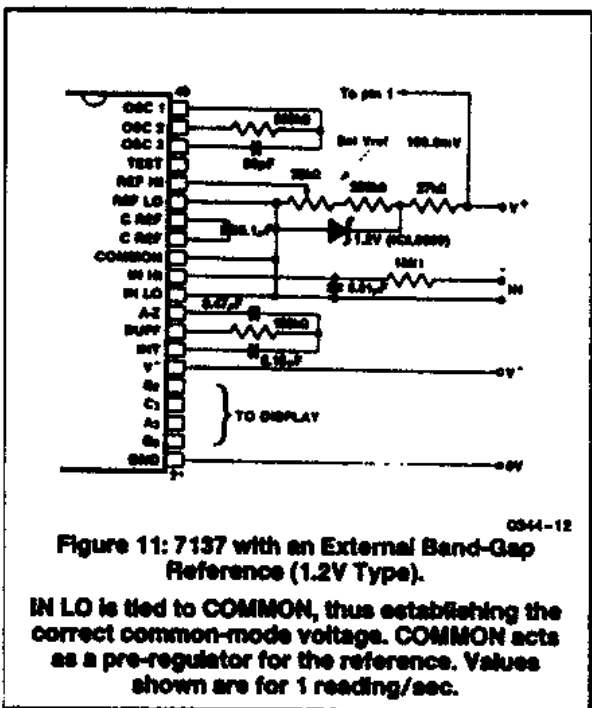
The 7137 may be used in a wide variety of configurations. The circuits which follow show some of the possibilities, and serve to illustrate the exceptional versatility of these A/D converters.



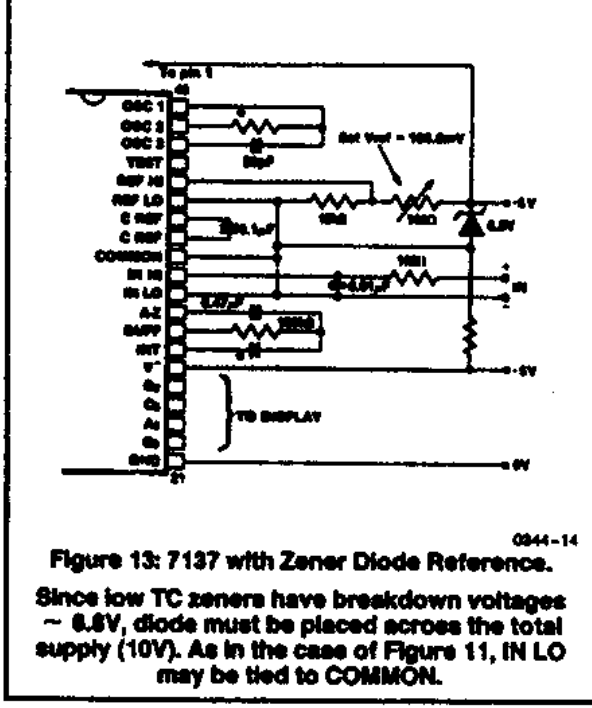
**Figure 10: 7137 Using the Internal Reference.**  
 Values shown are for 200.0mV full-scale, 3 readings/sec. IN LO may be tied to either COMMON for inputs floating with respect to supplies, or GND for single ended inputs. (See discussion under Analog COMMON.)



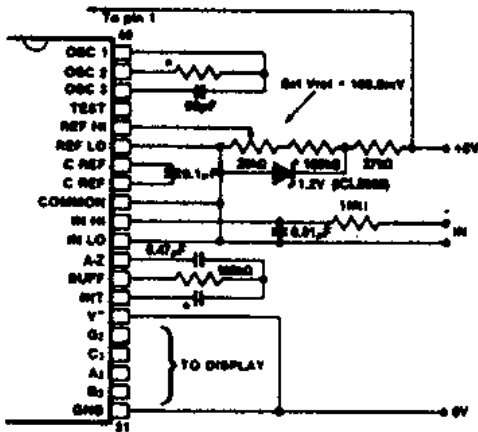
**Figure 12: Recommended Component Values for 2.000V Full-Scale, 3 Readings/Sec.**  
 For 1 reading/sec, change C<sub>INT</sub>, R<sub>osc</sub> to values of Figure 11.



**Figure 11: 7137 with an External Band-Gap Reference (1.2V Type).**  
 IN LO is tied to COMMON, thus establishing the correct common-mode voltage. COMMON acts as a pre-regulator for the reference. Values shown are for 1 reading/sec.



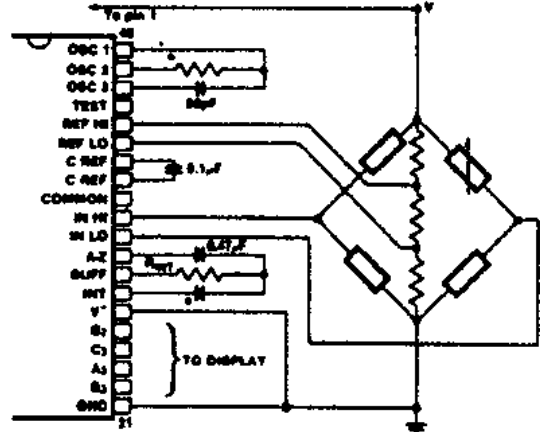
**Figure 13: 7137 with Zener Diode Reference.**  
 Since low TC zeners have breakdown voltages ~ 6.8V, diode must be placed across the total supply (10V). As in the case of Figure 11, IN LO may be tied to COMMON.



0344-15

Figure 14: 7137 Operated from Single +5V Supply.

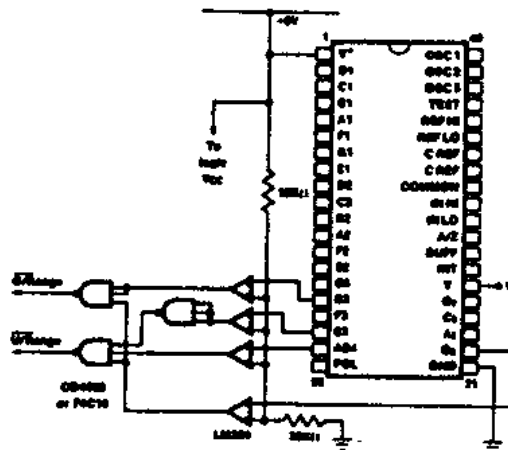
An external reference must be used in this application, since the voltage between V+ and V- is insufficient for correct operation of the internal reference.



0344-16

Figure 15: Measuring Ratimetric Values of Quad Load Cell.

The resistor values within the bridge are determined by the desired sensitivity.



0344-17

Figure 16: Circuit for developing Underrange and Overrange signals from outputs.

The LM339 is required to ensure logic compatibility with heavy display loading.

### ■ 概要

S-8100Bは、 $-8.0\text{mV}/^\circ\text{K}$ の温度係数を持つ出力電圧が得られる高精度の温度センサコントローラです。同一チップ内に、温度センサ・定電流回路・オペアンプが集積されています。温度範囲は $-40^\circ\text{C} \sim +100^\circ\text{C}$ であり、又、従来のサーミスタなどの温度センサに比べリニアリティに優れているので、温度制御に関する広範囲な応用が可能です。

### ■ 特長

- リニア出力電圧： $-8.0\text{mV}/^\circ\text{K}$  ( $-8.0\text{mV}/^\circ\text{C}$ )
  - $T_a = -20^\circ\text{C}$  :  $1.908\text{V}$
  - $T_a = +30^\circ\text{C}$  :  $1.508\text{V}$
  - $T_a = +80^\circ\text{C}$  :  $1.095\text{V}$
- リニアリティ： $\pm 1.0\%$  ( $-20^\circ\text{C} \sim +80^\circ\text{C}$ )
- 再現性： $\pm 0.3\%$
- $V_{SS}$ を基準とした温度電圧出力
- オペアンプ内蔵
- 低消費電流： $10\mu\text{A}$  ( $25^\circ\text{C}$ )
- コンパクトな3 pin プラスチックパッケージ

### ■ ブロック図

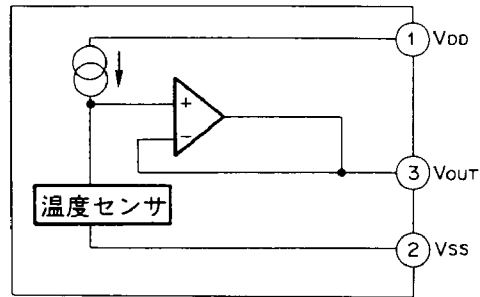
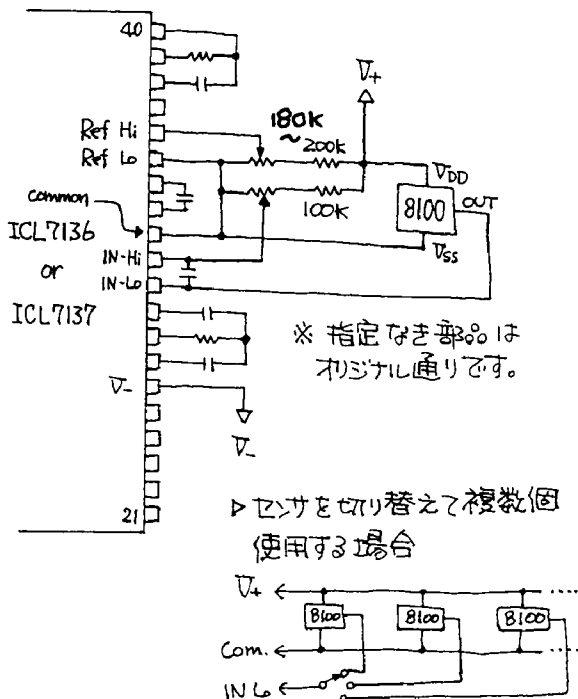


図 1

### [ アプリケーション ]

◎ 当社の ICL7136/7137 使用. 温度計キットにこのセンサを利用する場合。



### < 動作原理 >

7136/7137のリアレンス電圧を利用して S-8100B に電圧を供給します。  
7136/7137の内部リアレンス電圧は3V.  
精度は80ppmです。S-8100Bを最高の状態で使用することができます。

### < 調整 >

だいたいの目安としては、Common に対する電圧値が

{	Ref Hi ...	800 mV
	IN Hi ...	1,748 mV

ですが、正確な校正はキット付属のマニュアルに従って下さい。  
(0℃ 氷水と、100℃ 沸騰水を使用します)

⇐ 個々の素子のバラツキで  
0.1~0.3℃程度の誤差が生じます。

# S-8100B

## ■ S-8100B 応用温度スイッチ

### ● ブロック図

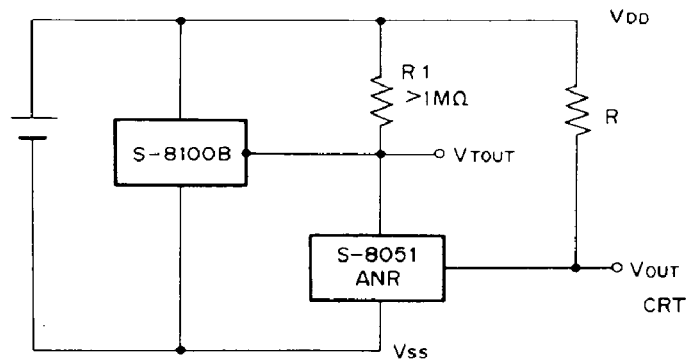


図 6

- 当社ボルテージディテクタと組み合わせて、温度センサの動作温度範囲内で、所望の温度を検出することができます。

### ● 出力波形

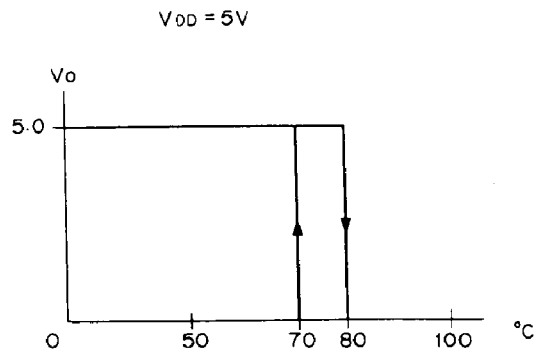


図 7 S-8051で80°Cの温度スイッチとなります。

### \* 注意事項

S-8100B は、CMOS 出力バッファの出力インピーダンスが高いため、外部回路との接続によっては、出力電圧が低下することがあります。その場合は図8のように、プルアップ抵抗を付加してください。

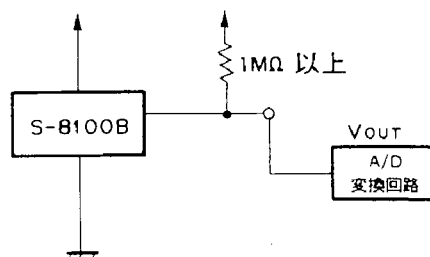


図 8

# S-8100B

## ■ 外形寸法図

(1) SIP

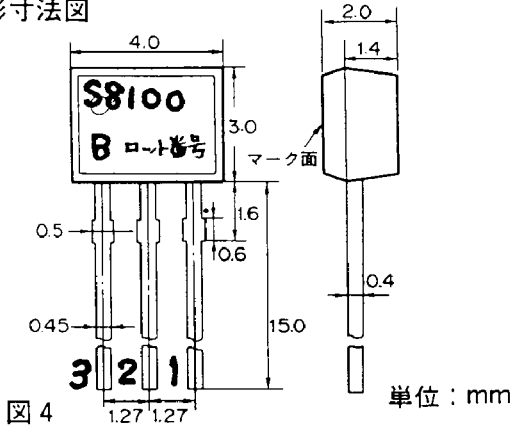
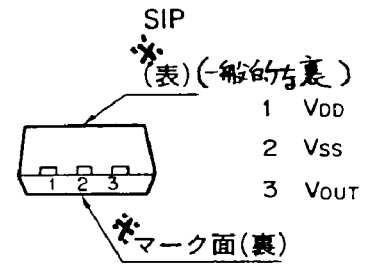


図 4

## ■ ピン配置図



(Bottom view)

\* 一般的にマーク面を  
表と考えることが多いので  
図2 要注意!

## ■ 絶対最大定格

表 1

項目	記号	規格
電源電圧 ( $V_{SS} = 0V$ )	$V_{DD}$	6 V
入出力電圧範囲	$V_{IN}, V_{OUT}$	$V_{SS} \sim V_{DD}$
動作温度範囲	$T_{opr}$	$-40^{\circ}C \sim +100^{\circ}C$
保存温度範囲	$T_{stg}$	$-55^{\circ}C \sim +125^{\circ}C$
ハンダ付温度 (10 秒)		260 $^{\circ}C$

## ■ 電気的特性

表 2

( $-40^{\circ}C \leq T_a \leq +100^{\circ}C, V_{DD} = 3.0V$ )

項目	記号	条件	Min.	Typ.	Max.	単位
入力電圧	$V_{DD}$		3.0	5.0	5.5	V
出力電圧*1	$V_{OUT}$	$T_a = -20^{\circ}C$	1.884	1.908	1.932	V
		$T_a = +30^{\circ}C$	1.484	1.508	1.532	V
		$T_a = +80^{\circ}C$	1.071	1.095	1.119	V
リニアリティ*2	$\Delta NL$	$-20^{\circ}C \sim +80^{\circ}C$			$\pm 1.0$	%
再現性*3	$\Delta VO$				$\pm 0.3$	%
使用温度範囲		$\Delta NL \leq \pm 2.0\%$	-40		100	$^{\circ}C$
消費電流	$I_{DD}$	25 $^{\circ}C$	5	10	20	$\mu A$

\* 1 出力電圧は温度計基本回路 (入力と出力を接続したボルテージホロワ回路) で、負荷抵抗は 21.0 M $\Omega$  です。この時の出力電圧にはセンサとオペアンプの誤差が含まれます。

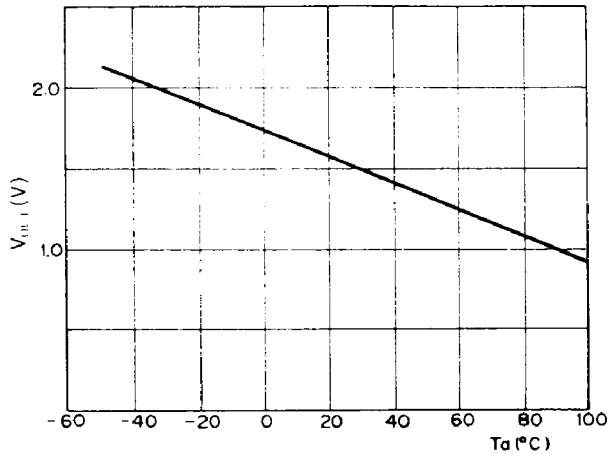
\* 2 最適近似値線からの最大偏差から動作範囲における出力変化を除いた値

\* 3 同一温度における出力電圧の変動幅から動作範囲における出力変化を除いた値

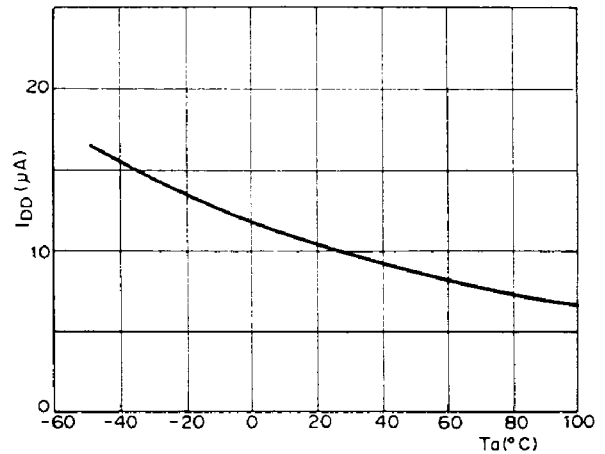


## ■ 諸特性

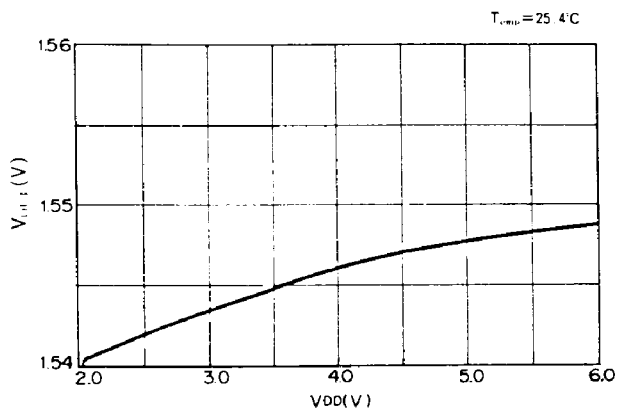
### 1. 温度 $T_a$ - 出力電圧 ( $V_{OUT}$ )



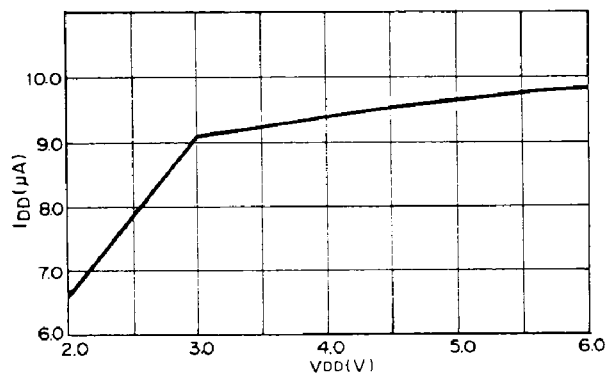
### 2. 温度 $T_a$ - 消費電流 ( $I_{DD}$ )



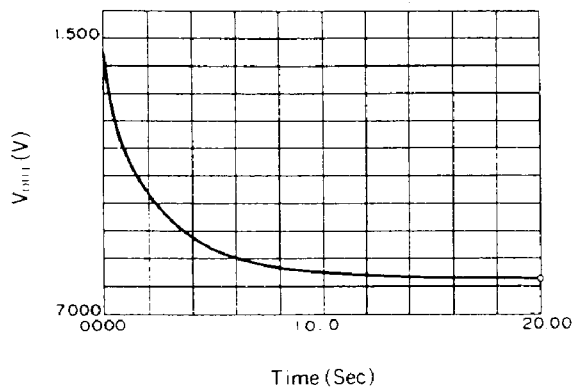
### 3. 電源電圧 ( $V_{DD}$ ) - 出力電圧 ( $V_{OUT}$ )



### 4. 電源電圧 ( $V_{DD}$ ) - 消費電流 ( $I_{DD}$ )



### 5. 熱応答性



25°C → 100°C

$T_1 = 8\text{SEC}$

$T_2 = 2\text{SEC}$

$T_1$ : 到達電圧が出力電圧変化高の95%になるまでにかかる時間

$T_2$ : 到達電圧が出力電圧変化高の65%になるまでにかかる時間