

Universal Transducer Interface(UTI)

通用传感器接口芯片

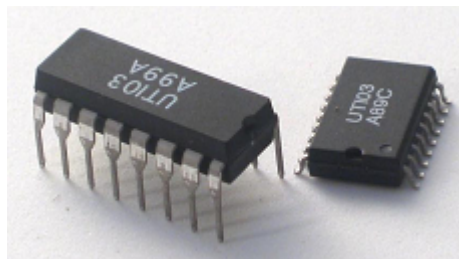
特征

*为各种型号的传感器提供接口电路:

容性器件 铂电阻 热敏电阻 电阻电桥

电位差计

- *测量多种传感器件
- *单电源供电 2.9V-5.5V, 工作电流低于 2.5mA
- *线性和分辨率可达二进制的 13 位~14 位
- *能够连续自动校准偏移量和增益误差
- *兼容微处理器输出信号
- *三态输出
- *典型测量时间是 10ms 或 100ms
- *2 路或 3 路或者 4 路测量方式
- *交流激励电压信号
- *能够抑制 50HZ~60HZ 的交流干涉
- *掉电模式
- *DIL 工作温度范围-40°C~80°C
- *裸片工作温度范围是-40°C~180°C



应用

自动化领域 工业领域和医疗领域

- *容性标准传感
- *位置定位传感
- *精确温度测量
- *压力阻桥传感, 军事等其他领域

1. 概况描述

通用传感器接口芯片(UTI)

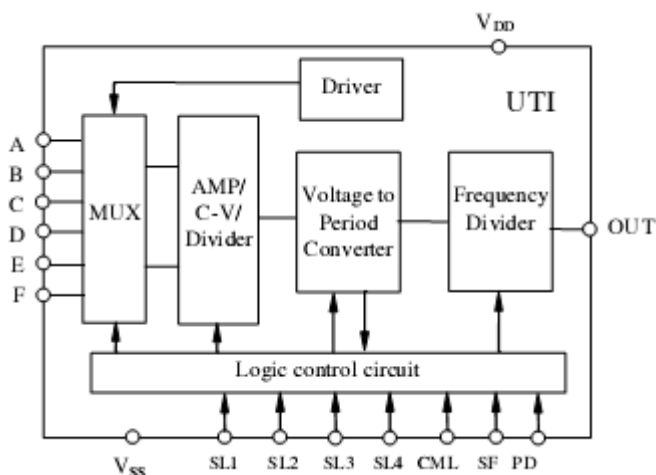
通用传感器接口芯片是一个完整的应用于低频测量的模拟前端, 基于周期性调制晶振. 传感器可以直接和 UTI 通信而无需额外的电路, 仅需要一个单一的和传感器类型相同的参考器件. UTI 输出微处理器兼容的周期调制信号, UTI 能为以下器件提供接口电路:

- *容性传感器 0 - 2 pF, 0 -12 pF, 变化范围到 300 pF
- *铂电阻型号 Pt100, Pt1000
- *电热调节器 1 k Ω - 25 k Ω
- *电阻桥 250 Ω - 10 k Ω 最大不平衡为+/- 4% or +/- 0.25%
- *以上所列器件组合

UTI 在基于智能微处理器系统中有很好的运用. 所有的数据都可以以单一的微处理器兼容信

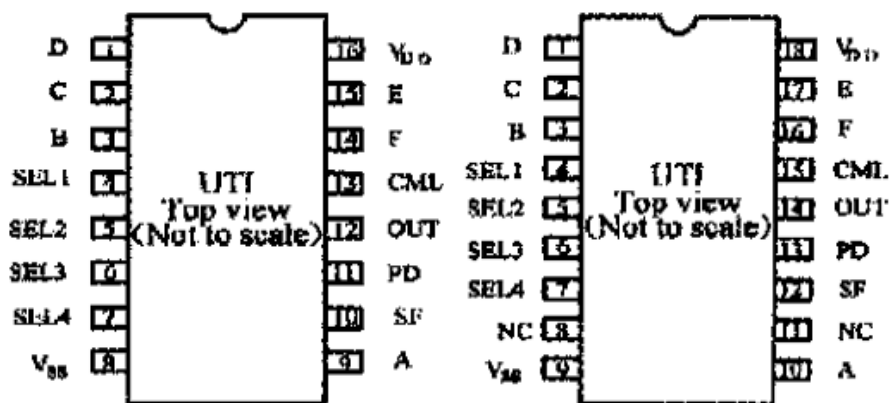
号输出，这样就可以减少连接线的数量以及减少绝缘系统中耦合器的数量。有关绝缘 UTI 的应用，请参阅我公司网站有关应用支持的相关资料。整个系统中连续自动校正偏移量和增益量通过三信号技术实现。低频率的干扰可以通过先进的的截断技术去除掉。任意 16 个工作模式的选择通过设置 4 模式位产生。

原理框图



2. 引脚说明

UTI 在 DIP 封装中有 16 个引脚在 SOIC 封装中有 18 个引脚，图 1 为 DIP 和 SOIC 两种封装结构，表 1 列出了引脚的功能



图一

管脚名	管脚功能
V _{DD} , V _{SS}	电源
A, B, C, D, E, F	传感器连接端
SEL1 ~SEL4	工作方式选择 (见表 2)
OUT	输出到微控制器
SF	慢速/快速运行方式选择
CML	CMUX02/CMUX12 方式选择
PD	掉电 (三态)

表一

3. 最大绝对额定值

T_A=25°

Power supply voltage	-0.3 V to +7 V
Power supply current (excluding connection to the sensor)	3 mA @ 5 V
Power dissipation	21 mW
Power dissipation at power down	7 μW
Output voltage	-0.3 V to V _{DD} +0.3 V
Output driving current (A,F)	8 mA
Output impedance	60 Ω
Input voltage ref. to V _{SS}	-0.3 V to V _{DD} +0.3 V
Input current on each pin	±20 mA
ESD rating	> 4000 V
Storage temperature range	-65°C to +150°C
Operating temperature range	-40°C to +85°C
Lead temperature (soldering, 10 sec)	+300°C
电源电压	-0.3V —+7V
电源电流 (除去连接传感器的)	3mA (电压为 5V 时)
功率消耗	21mW
功率消耗 (掉电模式下)	7 μ W
输出电压	-0.3v—v _{DD} +0.3V
输出驱动电流	8mA
阻抗输出	60 Ω
输入电压	-0.3v—v _{DD} +0.3V
每个引脚的输入电流	±20mA
ESD 等级	>4000V
存储温度范围	-65°C—150°C
工作温度范围	-40°C—+85°C
导线温度 (焊接, 10 秒)	+300°C

4.说明

4.0 功能说明

SEL 1	SEL 2	SEL 3	SEL 4	Mode	No. of Phases	Name	Mode No.
0	0	0	0	5 Capacitors, 0-2pF	5	C25	0
0	0	0	1	3 Capacitors, 0-2pF	3	C23	1
0	0	1	0	5 Capacitors, 0-12pF	5	C12	2
0	0	1	1	Capacitors, 0-2pF, external MUX CML=0 Capacitors, 0-12pF, external MUX CML=1	-	CMUX	3
0	1	0	0	3 Capacitors, variable range to 300pF	3	C300	4
0	1	0	1	Platinum resistor Pt100-Pt1000, 4-wire	4	Pt	5
0	1	1	0	Thermistor 1k Ω -25k Ω , 4-wire	4	Ther	6
0	1	1	1	2 or 3 platinum resistors Pt100-Pt1000	5	Pt2	7
1	0	0	0	2 or 3 thermistors, 1k Ω -25k Ω ,	5	Ther2	8
1	0	0	1	Resistive bridge, ref. is V_{bridge} , +/- 200mV	3	Ub2	9
1	0	1	0	Resistive bridge, ref. is V_{bridge} , +/- 12.5mV	3	Ub1	10
1	0	1	1	Resistive bridge, ref. is I_{bridge} , +/- 200mV	3	Ib2	11
1	1	0	0	Resistive bridge, ref. is I_{bridge} , +/- 12.5mV	3	Ib1	12
1	1	0	1	Res. bridge and two resistors, +/- 200mV	5	Brg2	13
1	1	1	0	Res. bridge and two resistors, +/- 12.5mV	5	Brg1	14
1	1	1	1	3 Potentiometers 1k Ω -50k Ω	5	Potm	15

表二

4.1 输出

UT 输出微处理器兼容的周期调制信号并通过激励信号来驱动传感元件。表 3 列出了一些 UTI 输出的说明。所有 UTI 数据都以单一的数字信号表示，仅四线需要做一个通用的绝缘前端。如果需要了解关于 UTI 的隔绝应用，请访问我们的网站查阅相关技术资料。

$V_{DD} = 5\text{ V}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$

Parameter	Value	Unit	Conditions/Comments
V_{OL} , Output low voltage	0.4	V max	
V_{OH} , Output high voltage	$V_{DD}-0.6$	V min	
Output resistance at OUT	60	Ω	
Maximum load at OUT	8	mA	$V_{DD} = 5\text{ V}$
Output resistance at pins B, C, D, E and F	800	Ω	The pins B – F are used as output in the capacitive modes, 0 – 4.
Maximum output current from E and F	20	mA	For resistive and resistive-bridge modes
Rise time Fast mode	14	ns	
Slow mode	14	ns	
Fall time Fast mode	13	ns	
Slow mode	13	ns	
Intrinsic propagation delay time (PD-OUT)	t_{PLH} 30 t_{PHL} 30	ms	For the fast mode, these values are 8 times smaller.
Intrinsic propagation delay time (SELI-OUT)	t_{PLH} 30 t_{PHL} 30	ms	For the fast mode, these values are 8 times smaller.

表三

4.2 模拟输入

不同的传感器可以与 UTI 的输入端直接相连。传感器与 UT 的各种连接的不同模式在第 8 节有详细介绍。表四列出了 UTI 的一些输入说明

$V_{DD} = 5V, T_A = +25^{\circ}C$

Parameter	Value	Unit	Conditions/Comments
Input capacitance	20	pF	
Capacitance leakage between A to B, C, D, E, F	30×10^{-3}	pF	DIP package
Suppression of 50/60 Hz	60	dB	

表四

参数	值	单位	条件/注释
输入电容	20	pF	
A B C D E F 之间的电容泄漏	30×10^{-3}	pF	DIP 封装
	60	dB	

4.3

在 4.1 节中介绍到 UTI 有 16 种工作模式，这些模式由 SEL1 SEL2 SEL3 和 SEL4 四个选择引脚组合而成。在表 2 中，“1”对应电源“0”表示地。还有一些特殊的功能，比如快/慢模式和掉电模式，分别由 SF 和 PD 设置。

SF 引脚是用来设置测量速度。当 SF=1 时，UTI 工作在快速模式，在这种模式下输出信号的一个周期的时间是 10ms。当 SF=0 时，UTI 工作在慢速模式，输出信号的周期时间是 100ms PD 引脚在 UTI 中是用来设置掉电模式。当 PD=0，UTI 处于掉电模式，输出节点会不稳定（高阻抗）。也可以选择连接几个 UTI 输出到单一的输出总线，表示仅选择单一的 UTI（PD=1）。

CML 引脚总是接地的（除了在 CMUX 模式下）。在 CMUX 模式下，CML 引脚是用来选择测量范围。这些范围分别是 0 - 2 pF（CML = 0）和 0 - 12 pF（CML = 1）。

不允许有浮点输入，除非有特殊要求。

在下一节，将详细介绍 UTI 的所有工作模式。这些模式的名称和表 2 是的一样的。在这节中，CML=0 和 SF=0 除非另有规定。要详细说明的重要参数是：

- * 精确度
- * 分辨率
- * 相数
- * 各种状态中的指定信号

5. 一些传感器测量的理论

5.1 关于三信号测量技术及校准

三信号技术是一种在线形系统中消除未知偏置及未知增益的技术。为了应用这种技术，除测量传感器信号外，还需要同等的测量两种参考信号，假设系统有这样一个线性函数：

$$M_i = kE_i + M_{off}$$

我们给系统赋予 3 个不同的输入值：

$$\begin{aligned} E_1 &= 0 \\ E_2 &= E_{ref} \\ E_3 &= E_x \end{aligned}$$

这三种标准的信号输出值是：

$$\begin{aligned} M_1 &= M_{off} \\ M_2 &= M_{ref} = k * E_{ref} + M_{off} \\ M_3 &= M_x = k * E_x + M_{off} \end{aligned}$$

然后计算得：

$$M = \frac{M_3 - M_1}{M_2 - M_1} = \frac{M_x - M_{off}}{M_{ref} - M_{off}} = \frac{E_x}{E_{ref}}$$

当系统呈线性时，且在这个比率时，测量系统中未知偏置 M_{off} 和未知增益 K 的影响将被消除， M 的计算值表示在未知传感元件值和已知标准元件值之间的比率。这种技术叫做三变量技术或者三信号技术。偏移量和增益的大小可能会随时间改变，但是他们对最后的结果没有任何影响，因为 UTI 是基于自校准测量系统。

执行三信号技术需要一个微处理器，微处理器是用来数字化周期调制信号和对数据进行存储以及进行运算。这样系统结合了传感器，成了一个信号处理电路。例如 UTI 这样，加一个微处理器后又叫做基于微处理器的智能传感系统。有自动校准功能使 UTI 系统不受温度的影响。

5.2 传感器的测量

UTI 输出信号是周期性调制信号。例如，图 2 可以看到 UTI 两个完整周期的输出信号，每个周期由三个状态组成

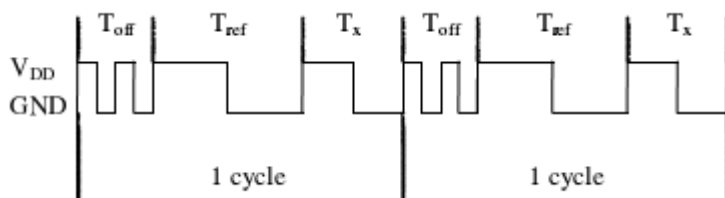


图 2. UTI 的 3 个状态模式的输出信号

按照上面关于三信号技术的理论，在测量线性系统的内部偏移量的第一状态时，UTI 的内部输入交换到三或者更多。（一般情况下没有外部的元件连接相应的引脚）。在第二状态时 UTI 通过切换到相应连接引脚，来测量相关的参数。

在随后的一个状态时，UTI 测量一个或者更多传感器参数。图 2 中输出信号应用于测量仅一个未知的传感器参数的情形。这几个状态之间的转换完全由 UTI 控制，而不需要微控制器干涉。在第一个状态 T_{off} 时，测量全部线性系统的偏移量。在第二个状态 T_{ref} ，测量基准信号的同时第三状态 T_x 测量实际的传感器信号。每个状态周期从测量时与信号成比例。这三个状态的时间是

For capacitive measurement:	For resistive measurement:
$T_{off} = NK_1 C_0$	$T_{off} = NK_2 V_0$
$T_{ref} = NK_1 (C_{ref} + C_0)$	$T_{ref} = NK_2 (V_{ref} + V_0)$
$T_x = NK_1 (C_x + C_0)$	$T_x = NK_2 (V_x + V_0)$

C_x 和 V_x 是测量的传感信号, C_{REF} 和 V_{REF} 是基准信号, c_0 和 v_0 是不变部分(包括电压偏移量等) k_1 和 k_2 是增益. 参数 N 表示一个状态中的内部振荡周期数. 在慢速模式, $N=1024$, 在快速模式 $N=128$, 电压 V_x 和 V_{ref} , 例如: 电压分别通过传感器电阻和涉及电阻, 另一种模式 V_x 和 V_{ref} 分别表示桥输出电压和桥供应电压. UTI 将输出信号通过计算相应状态下的微控制器的脉冲周期值数字化, 结果就是 N_{off} , N_{ref} 和 N_x . C_x / C_{REF} 和 V_x / V_{REF} 的比值可以通过微控制器计算出来.

$$M = \frac{N_x - N_{off}}{N_{ref} - N_{off}} = \frac{C_x}{C_{ref}} \quad or \quad (1)$$

$$M = \frac{N_x - N_{off}}{N_{ref} - N_{off}} = \frac{V_x}{V_{ref}}$$

因为这个比值既与系统的偏移量无关, 也与增益无关. 系统校正偏移量和增益称为自动校正. 即使在偏移量和增益浮点变化或者缓慢变化情况下, 也能保持最大精确度.

三种状态属于时分复用, 在图 2 中可以看出. 偏移状态由两个半周期组成(输出频率是临时的两倍. 正因为这样, 微控制器能根据公式(1)识别各个状态并且进行正确的计算. 因为偏移状态总是最短的, 这个情况也可以用来辨别状态. 一个完整周期的状态数目在 3 到 5 之间变化, 这个值由 UTI 的模式来定. 每个模式都有固定的周期. 始终有一个偏移测量法, 一个标准测度和一个或者多个未知测量值.

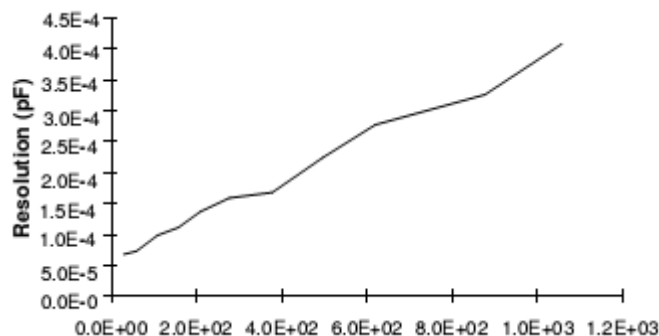
5.3

UTI 的输出信号通过微控制器变成数字信号. 这种取样带入了量子噪声, 也是一种限定的结论. 任何测量中的量子噪声中, 相对标准偏差 σ_q 总计:

$$\sigma_q = \frac{1}{\sqrt{6}} \frac{t_s}{T_{phase}} \quad (2)$$

t_s 是取样时间, T_{phase} 是状态持续时间, 例如: 取样时间是 $1 \mu s$, 态周期时间是 $20 \mu s$ (慢速模式) 状态偏移的标准偏差是 $1/45,000$, 导致最大结果 15.5 bits . 在快速模式下这个结果将是 12.5 bits . 为了进一步改进结果可以取 $M_1 \dots$ 到 M_p , 来计算出 M 的平均值, σ_q 的值减少了 $P^{1/2}$

除了量子化噪声, 另外限制结果的还有震荡器本身的热噪声以及电容的影响 c_p , 在 CMUX 模式下, 关于寄生电容 c_p (见图 7) 的结果函数由图 4 可以看出.



5.4 线性

特别的, UTI 的线性值是根据不同的模式在 11bit 和 14bit 之间。比如在 CMUX 模式中, 寄生电容 (见图 7) 的非线性函数见图 5。

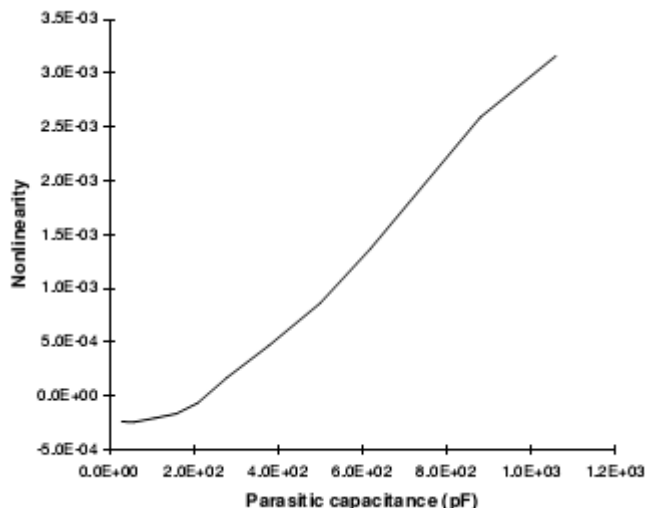
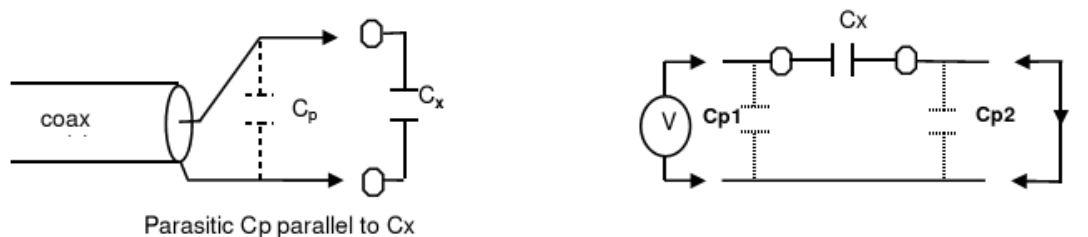


图 5

5.5 UTI 的容性测量

一般测量电容的方法是进行并联, UTI 的容性值测量方法相对更特殊。见图 (a) (b)



(a) 典型测量电容的方法

(b) UTI 测量电容的方法

在典型测量电容的方法中, 电路电容并联被测电容。避免测量小电容与长电缆的影响是比较难的。在 UTI 中通过四个电极测量 C_x 得一解决。电容激励来自电源电压。这意味着 C_{p1} 是并联电源电压, 所以它不是测量电路的一部分。通过 C_x 的电荷被接地的电荷放大器吸收, 这意味着寄生电容 C_{p2} 短路。用这种四极测量技术测量的电容可能小到 aF, 而电路电容的值可能是几百个 PF。

在图 5 中可以看出精确度与 C_p 之间的关系, 从曲线我们可以看出 线性为 $1.0E-3$ 时, 电缆电容是 500 pF

当测量多个电容时, 每个节点 (B, C, D, E, F) 在 UTI 接通下一个节点后都是随时间变化的。节点不是主动接地的, 所以对测量没有影响。节点的选择是由 UTI 控制的。在 CMUX 模式下电容的数量是不受约束的。全部的电容连接到不同的电压电源并且一起集结到点 A。更多的关于 CMUX 的应用在 CMUX 说明书中。如果需要更多关于 UTI 测量电容的信息请访问我们的网站点击相关的技术支持文章。

注意:

大多数电容在输入应用测量处于第一个状态 (偏移状态) 时与左相连的, 在这种环境情况

下只有设计内部电容来进行测量（模块中的电容加上引导焊接电容），在第二个状态的时候测量标准电容。通过这种方法一直向前推理来应用的三个不同方法，对消除偏移量和增益比较有效。通过这种方法，在三电容模式下（模式 1 或者模式 4），位置电容可以测量出来。

然而，在这种情况下，它要合理连接外部成分（ C_0 ），并且要当偏移值已知时和一有关的组成部分都已知时，三信号方法才能应用。

6. 电容模式（模式 0 到 4）

6.1 模式 0 C25: 5 个 0 到 2pF 的电容

在该模式下，可以测量到 5 个电极相同的电容值为 0 到 2pF 的电容值。为了更好的理解在实际应用中的意义，请查阅注意事项的第 5.5 段。图 6 给出了电容的连接方式。所有被测电容都应该以同样的接收极性同结点 A 相连。在传输电极（B 到 F）中的传输信号应该具有 V_{DD} 的振幅的方波。当某个电容没有测量时，与该电容相连的结点即为接地。表 5 给出了在 C25 模式下每个周期测量出的 5 次相位的电容。

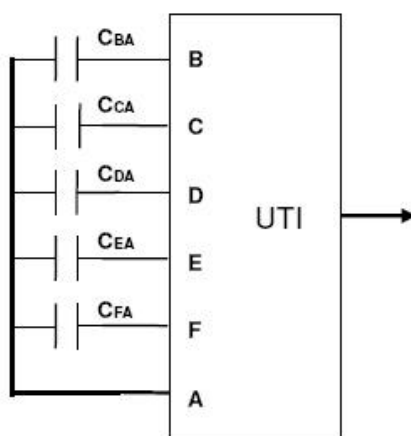


图 6 电容与 UTI 的连接

相位	被测电容	输出周期
1	$C_{BA}+C_0$	$T_{BA}=NK_1 (C_{BA}+C)$
2	$C_{CA}+C_0$	$T_{CA}=NK_1 (C_{CA}+C)$
3	$C_{DA}+C_0$	$T_{DA}=NK_1 (C_{DA}+C)$
4	$C_{EA}+C_0$	$T_{EA}=NK_1 (C_{EA}+C)$
5	$C_{FA}+C_0$	$T_{FA}=NK_1 (C_{FA}+C)$

表 5 各相位测量的电容值

参数	典型值
K_1	10 us/pF
C_0	2pF
最大容值 C_{iA}	2pF
线性	13 位
分辨率 (SF=0, $C_p=30pF$)	14 位
残留偏移量	$<15*10^{-3}pF$

表 6 C25 和 C23 模式的规格说明书

在相位 1 的时候，测量了输入电容 $C_{BA}+C_0$ 。该相位时，输出频率是双倍的，所以产生了两个短周期。这确保了它与微控制器的同步。在直接应用中，电容连接在 A 和 B 之间，段落 5.5 中给出了详细说明。关于模式 C25（即模式 0）的详细说明在表 6 中给出。

电容值的残留偏移量是在焊接电线，结合区以及 IC 的时候产生的。如果这个偏移量太大的话，就应该使用 CMUX 模式了。这种情况下，使用外部复合器可以是偏移量降到 $20 \times 10^{-6} \text{pF}$ 。

6.2 模式 1 C23: 3 个 0 到 2pF 的电容

在该模式下，可以测量到 3 个电极相同的电容值为 0 到 2pF 的电容值。为了更好的理解在实际应用中的意义，请查阅注意事项的第 5.5 段。它与 C25 模式的区别在于一个周期只有三个相位。图 6 给出了 C_{EA} 和 C_{FA} 忽略时电容的连接方式。表 7 给出了在 C25 模式下每个周期测量出的相位的电容。表 6 给出了详细说明。

相位	被测电容	输出周期
1	$C_{BA}+C_0$	$T_{BA}=NK_1 (C_{BA}+C)$
2	$C_{CA}+C_0$	$T_{CA}=NK_1 (C_{CA}+C)$
3	$C_{DA}+C_0$	$T_{DA}=NK_1 (C_{DA}+C)$

表 7 各相位测量的电容值

6.3 模式 2 C12: 5 个 0 到 12pF 的电容

在该模式下，可以测量到 5 个电极相同的电容值为 0 到 12pF 的电容值。为了更好的理解在实际应用中的意义，请查阅注意事项的第 5.5 段。图 6 给出了电容的连接方式。最大电容值 C_{iA} (i 为 B, C, D 或者 E) 为 12pF。相位数为 5。表 8 给出了详细说明。表 5 给出了在 C25 模式下每个周期测量出的 5 次相位的电容。它与模式 0 的主要区别在于最大测量容值为 12pF。

参数	典型值
K_1	1.7us/pF
C_0	12pF
最大容值 C_{iA}	12pF
线性	13 位
分辨率 (SF=0, $C_p=30\text{pF}$)	14 位
残留偏移量	$<15 \times 10^{-3} \text{pF}$

表 8 C12 模式的规格说明书

电容值的残留偏移量是在焊接电线，结合区以及 IC 的时候产生的。如果这个偏移量太大的话，就应该使用 CMUX 模式了。这种情况下，使用外部复合器可以是偏移量降到 $20 \times 10^{-6} \text{pF}$ 。

6.4 模式 3 CMUX: X 0-2pF/0-12 pF 的电容，外接 MUX 复合器

在该模式下，在 0-2pF 或者 0-12 pF 范围内的任何一个电极的任何一个电容值都可以测得。由于 UTI 并不进行相位选择，所以使用外接复合器。Smartec 专门为此应用研制了一个新型的复合器 MUX。它有 9 个输出管脚和 4 个输入管脚。关于 CMUX 的详细说明在表 9 中给出。

参数	典型值 (CML=0)	典型值 (CML=1)
K_1	10us/pF	1.7us/pF
C_0	2pF	12pF
最大容值 C_{iA}	2pF	12pF
线性 ($C_p < 300\text{pF}$)	13 位	13 位
残留偏移量	$2 \times 10^{-5} \text{pF}$	$2 \times 10^{-5} \text{pF}$
分辨率 (SF=0, $C_p < 30\text{pF}$)	14 位	14 位

表 9 CMUX 模式的规格说明书

图 7 给出了一种可以实现测量装置。一个外部复合器，它在微控制器控制下在结点 B 处将信号复合到一个（或多个）电容上去。UTI 的信号在“output”处输出。在偏移测量时（没有选择任何一个电容）输出信号的频率定义为 6kHz (SF=1) 或 50Hz (SF=0)。你可以在复合器的说明书中看到关于该 UTI 模式的更多的信息。

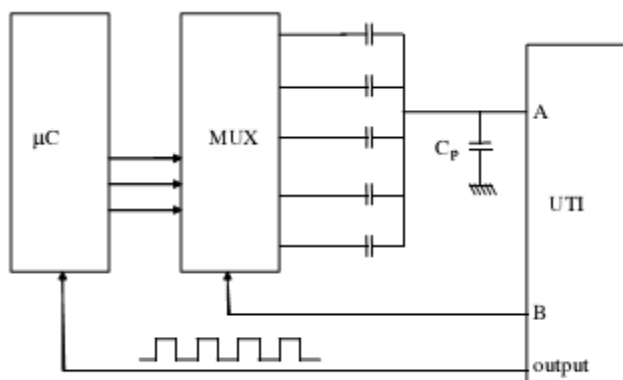


Figure 7. Possible measurement setup in the CMUX mode to measure multiple capacitors

图 7

6.5 模式 4

在这种模式下，通过普通的电路可以测出 3 个电容的变化范围是 300PF。为了明白这意味着什么在实际的条件下，请阅读 5.5 节中的注意事项。传感器和外部电阻的关系请看图 8。这些电阻设置电压摆动在发射电极 C_{IA} 上。

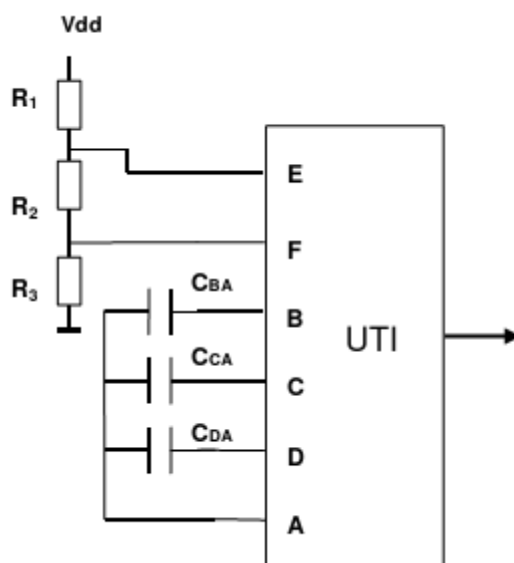


图 8 在 C300 模式下 UTI 的传感器连接

为了保持非线性值低于 10^{-3} ，在 A 节点的总电容限于 500PF。设置发射电极的外部电压摆动等于 V_{EF} 导致三个错误电阻 R_1, R_2, R_3 为 0。直流电压 V_{EF} 必须满足以下条件： $V_{EF} < K_V / C_{MAX}$
 $K_V = 60V * PF$ C_{MAX} 是 C_{BA} 的最大值。要这样设置电阻值，才能使电容和电阻的总时间数少于

500nS。

例如：当 $C_{VA}=300PF$, $C_{DA}=200PF$, $C_{BA}=0$ 和 $V_{DD}=5V$, 电阻的实际值是 $R_1=25K$, $R_2=1K$, $R_3=0$, 在发射电极的电压摆动 V_{EF} 总计 0.2V, 当 $C_{tot}=C_{BA}+C_{CA}+C_{DA}+C_P$ 时, 系统包括两个时间衡量

$C_{tot} \cdot (\bar{R}_3 // (\bar{R}_1 + R_2))$ and $C_{tot} \cdot (\bar{R}_2 // (R_2 + R_3))$, 两个时间衡量都小于 500nS, 在慢速模式下非线性值和结果值请看表 10, 在这里 $C_{DA}=0PF$, $C_P=30PF$, V_{EF} 为最大值 K_V/C_{MAX} , 测量每个状态的电容请看表 11

Capacitors	Nonlinearity	Resolution (pF)
$C_{BA}=C_{CA}=33$ pF	1.4×10^{-4}	1.2×10^{-3}
$C_{BA}=C_{CA}=150$ pF	1.9×10^{-4}	6.6×10^{-3}
$C_{BA}=C_{CA}=270$ pF	9.0×10^{-4}	17×10^{-3}
$C_{BA}=C_{CA}=330$ pF	2.6×10^{-3}	20×10^{-3}
$C_{BA}=C_{CA}=560$ pF	6.3×10^{-3}	46×10^{-3}

表 10. 在 C300 模式下不同电容的非线性值和结果值

Phase	Capacitor	Output periods
1	$C_{BA} + C_0$	$T_{BA} = NK_1(C_{BA} + C_0)$
2	$C_{CA} + C_0$	$T_{CA} = NK_1(C_{CA} + C_0)$
3	$C_{DA} + C_0$	$T_{DA} = NK_1(C_{DA} + C_0)$

表 11. 在 C300 模式下每个状态的电容值

7 阻抗模式 (模式 5-15)

7.1 模式 5 Pt: 1 铂电阻器 Pt100/Pt1000, 4 线

这种模式可测量一个铂电阻器和一个参考电阻器。UTI 电阻器的连接如图 9 描述。由于使用驱动/感测线, R_x 和 R_{ref} 的测量均采用四线装置, 因此可完全消除电阻的影响。驱动电压 V_{ef} 是频率为内部晶振频率幅度为 $1/4V_{DD}$ 的方波。电阻器 R_{bias} 是用于使电流流向主通道。Pt100 的测量精度为 $\pm 40m\Omega$ 。这 $40m\Omega$ 可以认为是芯片内部设计引起的系统错误。

测量的激励为 AC 电压。电缆电容对测量精度有一定的影响。由于屏蔽电缆长度的应用, 特殊的接口生产出来。相关的应用可到我们网站支持店查找, 你可以看到长达 200 米的电缆是怎么样不降低精度而实现的。SMARTEC 推荐这个解决方法给所有的阻抗应用, 当感测器件与 UTI 差别大时。

一个测量周期包括四个阶段。这些阶段包含二线, 三线, 四线的信息。

Phase	Measured voltages	Output periods
1	V_0	$T_{off} = NK_2 V_0$
2	$V_{AB} + V_0$	$T_{AB} = NK_2 (V_{AB} + V_0)$
3	$V_{CD} + V_0$	$T_{CD} = NK_2 (V_{CD} + V_0)$
4	$V_{BC} + V_0$	$T_{BC} = NK_2 (V_{BC} + V_0)$

测量铂电阻器时的测量电压

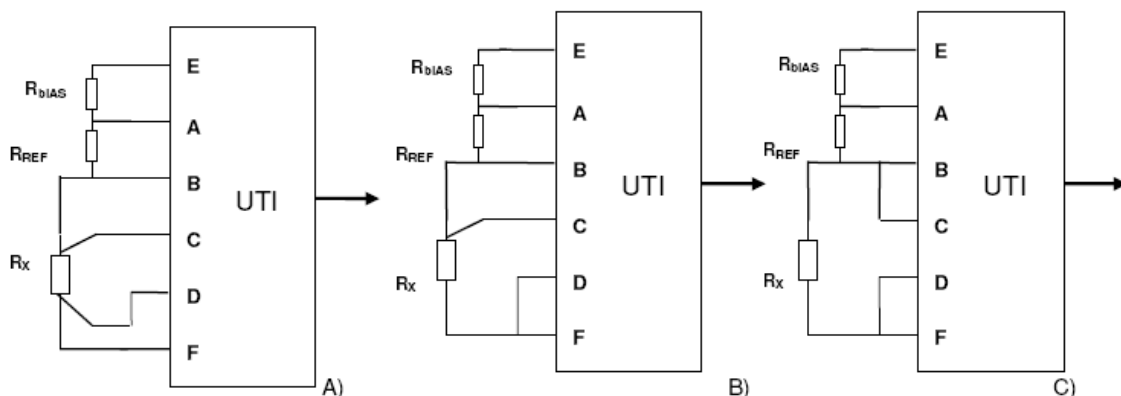


Figure 9. Connection of platinum resistors to the UTI in a 4-wire (a), 3-wire (b) and a 2-wire (c) connection

为了计算 (1) 的比率，我们必须对二线，三线，四线测量进行不同的计算。

$$M_{2-4\text{-wire}} = \frac{T_{\text{phase3}} - T_{\text{phase1}}}{T_{\text{phase2}} - T_{\text{phase1}}} = \frac{R_x}{R_{\text{ref}}} \quad (3)$$

$$M_{3\text{-wire}} = \frac{T_{\text{phase3}} - T_{\text{phase4}}}{T_{\text{phase2}} - T_{\text{phase1}}} = \frac{R_x}{R_{\text{ref}}}$$

若当 V_{DD}=5V，电压 V_{ab} 和 V_{cd} 的振幅低于 0.7V 时，其线性度比 13 位的要好。当 V_{DD}=3.3V 时，这些电压应小于 0.4V。这样就限制了通过铂电阻器的电流。

限制因自热而产生的错误同样要求电流限制。例如，在 V_{cd}=0.7V，0°C 时，一个 200K/W 的热电阻（在空气中），一个 Pt100 的自热效应可引起 1K 的错误。如果自热错误太大，R_{bias} 就会增大，限制流过 Pt100 的电流。当 V_{cd}=0.2V 时，因自热而产生的温度错误为 80mK。这两次的结果均小于一种 Pt100 的初始错误。在这种情况下，通过 Pt100 的电流为 2mA，R_{bias}=2.2KΩ。

Pt100 的相对敏感性为 3.9×10⁻³/K。当通过 Pt100 的电流为 2mA 时，相应的敏感度为 780 μV/K。这种模式下，UTI 的分辨率为 7 μV；在慢模式下，测量的分辨率为 9mK。表 13 列举了 Pt 模式下 UTI 的一些规格。

Parameter (V _{DD} = 5 V)	Typical value
K ₂	56 μs/V
V ₀	0.36 V
R _{BIAS} (Pt100, self-heating for 200K/W = 80 mK)	2.2 kΩ (5%), I = 2 mA
R _{BIAS} (Pt1000, self-heating for 200K/W = 80 mK)	6.2 kΩ (5%), I = 600 μA
Excitation current from E and F	20 mA
Offset	10 μV
Linearity	13 bits
Resolution (SF = 0) (Pt100, 2 mA)	14 bits (9 mK)

Table 13. Specifications of the Pt mode

V_{cd} 和 V_{ab} 的峰峰值振幅达 2.5V 允许时，可获得非常好的分辨率，但是自热效应和非线性必须考虑在内。然而，峰峰值振幅在 0.7-2.5V 范围内，线性度将下降 8 位。

用模式 11 也可测量铂电阻器。

7. 2 模式 6. Ther: 1 个电热调节器, 四线

在这种模式下, 可测量一个电热调节器和一个参考电阻。电热调节器的连接和参考电阻如图 10 所示。

驱动电压 V_{ef} 是一个 $V_{dd}/12.5$ 振幅的突变电压和 $V_{dd}/2$ 的 DC 值。

电热调节器和参考电阻的比率由 (3) 给出。表 12 列出了不同阶段所测量的信号。电压 V_{ab} 不是常数, 但是有与 V_{cd} 一样的温度信息, 传感器线性的特性。

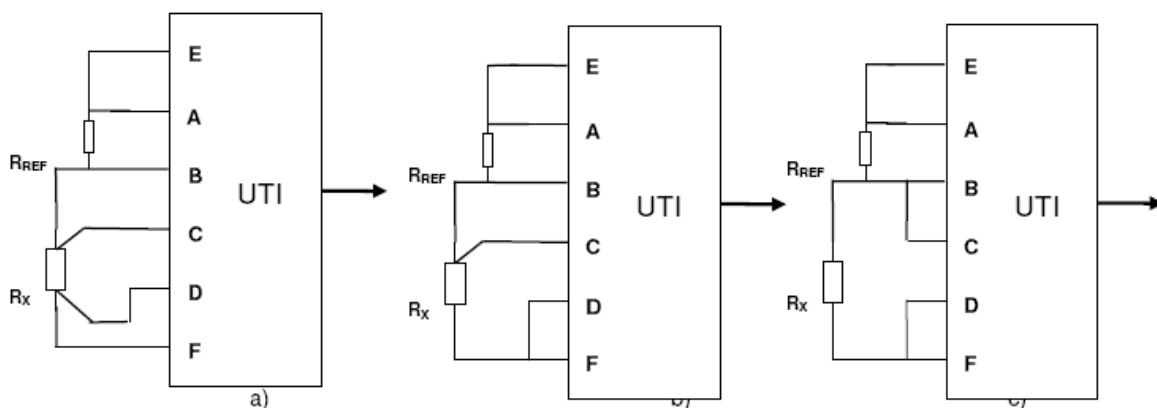


Figure 10. Connection of the thermistor to the UTI in a 4-wire (a), 3-wire (b) and 2-wire (c) connection

Parameter ($V_{DD} = 5\text{ V}$)	Typical value
K_2	56 $\mu\text{S/V}$
V_0	0.36 V
R_{ref}/R_x	<5 k Ω
$R_{ref}+R_x$	>1 k Ω
Offset	10 μV
Linearity	13 bits
Resolution (SF = 0)	7 μV (1 mK)

Table 14. Specifications of the Ther mode

电热调节器模式的详细说明如表 14。 R_x (10 倍或者 0.1 倍 R_{ref}) 的大值和小值, 分辨率, 在电压保持一样, 但在温度上, 分辨率下降了。这是由于线性化的方法。

当电热调节器的灵敏度为 4%K, $V_{dd}=5\text{V}$ 时, 分辨率为 1mK。

7. 3 模式 7. Pt2: 2 个或 3 个铂电阻器

在这种模式下, 可测量 2 个或 3 个的铂电阻器。UTI 电阻器的连接如图 11。电压 V_{ef} 与 Pt 模式的一样。

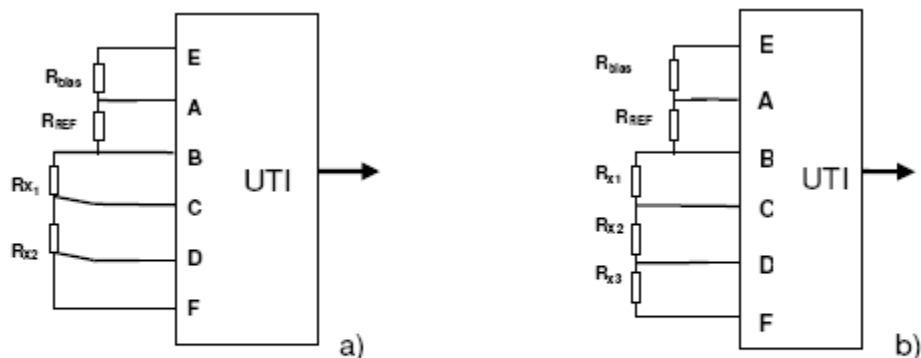


Figure 11. Connection of 2 (a) or 3 (b) platinum resistors for the Pt2 mode

通过电阻器的电流与 Pt 模式应用的限制一样。详细说明见表 13。Rx2 可用一个四线装置测量。阶段 5 可用于测量一个引线电阻或是 Rx3。与 Pt 模式主要的区别为一个测量周期有 5 个阶段，如表 15。

Phase	Measured voltages	Output periods
1	V_0	$T_{off} = NK_2 V_0$
2	$V_{AB} + V_0$	$T_{AB} = NK_2 (V_{AB} + V_0)$
3	$V_{CD} + V_0$	$T_{CD} = NK_2 (V_{CD} + V_0)$
4	$V_{BC} + V_0$	$T_{BC} = NK_2 (V_{BC} + V_0)$
5	$V_{DF} + V_0$	$T_{DF} = NK_2 (V_{DF} + V_0)$

Table 15 Measured voltages during the phases of the Pt2 mode

如图 11 (b) 所示的连接，引线电阻的影响不能被消除。尤其用图 11 (b) 所示的连接测量 Rx3 时，UTI 内部连接线会分别引起 Pt100 0.9Ω 的错误，Pt1000 3Ω 的错误。这些测量错误由铂电阻的供电电流和温度决定，但是它是稳定的、系统的。

7. 4 模式 8. Ther: 2 个或 3 个电热调节器

在这种模式下，可测量 2 个或 3 个别电热调节器。其连接如图 12。其阶段同样有 5 个，如表 15。表 14 所列的说明同样适合这种模式。如图 12 (a) 所示的连接，引线电阻的影响不能被消除。尤其用图 12 (b) 所示的连接测量 Rx3 时，UTI 内部连接线会分别引起电阻 Rx3 (Rx3= 2.5KΩ) 11.5Ω 的错误。这个测量错误由电热调节器的供电电流和温度决定。

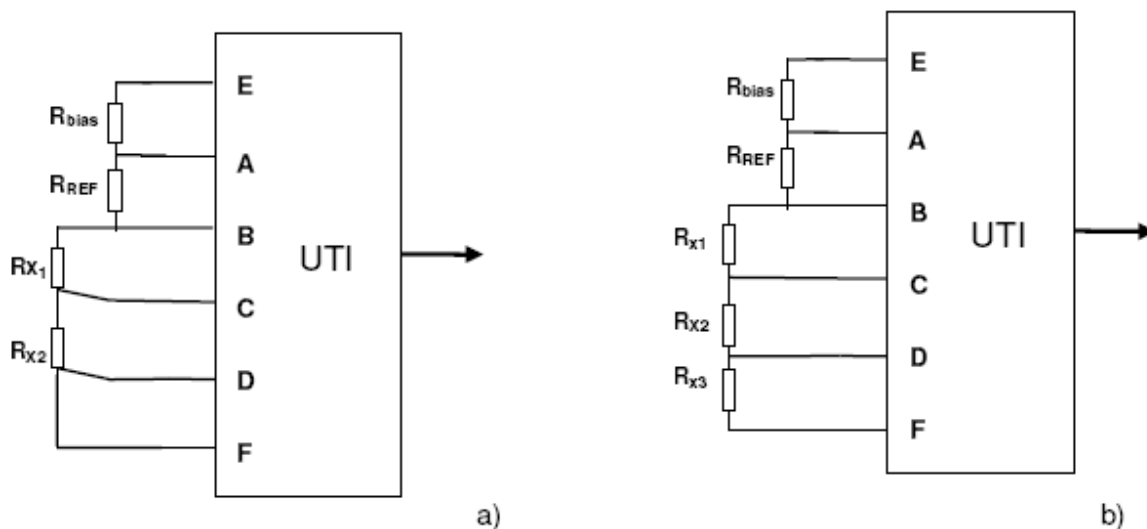


Figure 12. Connections of 2 (a) and 3 (b) thermistors to the UTI

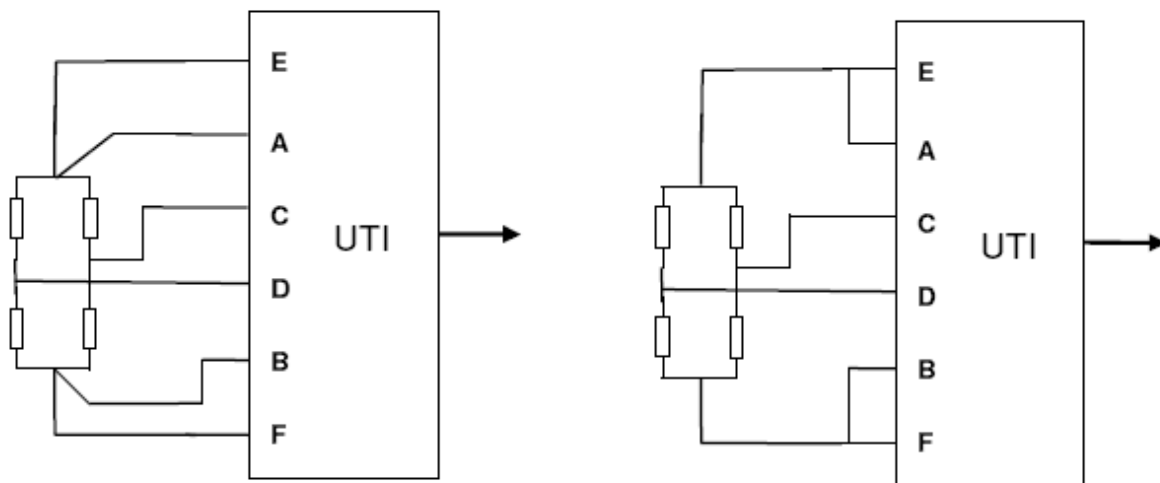
8 阻桥模式（模式 9-14）

8.1 模式 9. Ub2: 阻桥, ref. Vbridge, ±4%不均衡。

在这种模式下, 当桥输出电压 V_{cd} 和桥输入电压 V_{ab} 的比率表示物理信号时, 可测量阻桥。

这种模式阻桥不均衡的测量范围为 ±4%。

UTI 电桥的连接如图 13。电桥的驱动电压 V_{ef} 是一个振幅为 V_{dd} 的方波信号。信号频率为 1/4 内部晶振频率。由于使用驱动/感测线, 电桥的测量均采用四线装置, 如图 13 (a)。信号测量的各个阶段如表 16。



在第二阶段, 可测量电桥 V_{ab} 的电压。一个高精度的电压分割器把这个电压分成 32 份。这个分割器不需要校准。分割以后, V_{ab} 可以和 V_{cd} 进行同样的处理。

Phase	Measured voltages	Output periods
1	V_0	$T_{off} = NK_2 V_0$
2	$V_{AB}/32 + V_0$	$T_{AB} = NK_2 (V_{AB} / 32 + V_0)$
3	$V_{CD} + V_0$	$T_{CD} = NK_2 (V_{CD} + V_0)$

Table 16. Measurement phases of the Ub2 mode

为了找出电桥的不均衡，微机控制器的计算如下：

$$M = \frac{1}{32} \frac{T_{phase3} - T_{phase1}}{T_{phase2} - T_{phase1}} = \frac{V_{CD}}{V_{AB}} \quad (4)$$

详细说明如表 17

参数	典型值
K_2	56 us/V
V_0	0.54V
激励电桥	AC V_{DD}
E 与 F 的激励电流	20mA
桥电阻 R_b	$250 \Omega < R_b < 10K \Omega$
电桥输出电压	最大值 +/-0.2V
精度	11 位
偏移量	10uV
分辨率 (SF=0)	7uV

表 17. Ub2 模式下的规格说明书

8.2 模式 10 Ub1: res. 桥电阻, ref. 电桥电压 V_{bridge} , 非均衡率为 +/-0.25%

在该模式下, 如果电桥输出电压和电桥供应电压的比率被描绘成物理量的话, 那么就可以测得桥电阻。该模式与 Ub2 模式的主要区别在于它的电桥平衡的测量范围为 0.25% ($V_{CD}=12.5mV$, $V_{DD}=5V$)。

电桥与 UT1 的连接方式与 Ub2 模式下相同。在微小的电压输出信号通过电桥将经过与分离信号同样的处理之间, 先经过一个单片 15 倍放大的电压放大器。放大器和分离器都不需要校准。考虑到电桥平衡, 可以使用等式(7), 但 32 需要换成 480。由于使用了 [force/sense wires](#), 我们使用四线装置类测量电桥。每一个相位点上的测量电压已经在表 18 中给出了。表 19 则列出了详细的说明。

相位	测量电压	输出周期
1	V_0	$T_{off}=NK_2 V_0$
2	$V_{AB}/32+V_0$	$T_{AB}=NK_2 (V_{AB}/32+V_0)$
3	$15V_{CD}+V_0$	$T_{CD}=NK_2 (15V_{CD}+V_0)$

表 18 Ub1 模式下各相位对应测得的输出电压

参数	典型值
K_2	56 us/V
V_0	0.54V
激励电桥	AC V_{DD}
E 与 F 的激励电流	20mA

桥电阻 R_b	$250 \Omega < R_b < 10K \Omega$
电桥输出电压	最大值 $\pm 12.5V$
精度	10 位
偏移量	10uV
分辨率 (SF=0)	700nV

表 19. Ub1 模式下的规格说明书

8.3 模式 11 Ib2: 电阻桥, ref. 电桥电流 I_{bridge} , 非均衡值为 $\pm 4\%$

当用电桥输出电压和通过电桥的电流来描绘物理量的话, 我们可以在该模式下测得电阻电桥。电流将会转化为参考电压。电桥与参考条件之间的关系在 14 (a) 的演算中给出。 R_{ref} 的值应该取在 V_{AB} 在 0.1V 到 0.2V 之间时。该模式同样可以用于四脚装置的铂金电阻测量。在 14 (b) 的演算中已经给出了这些。与 Pt 模式相比较, 它的优点在于目前只有三个相位已经测量了。

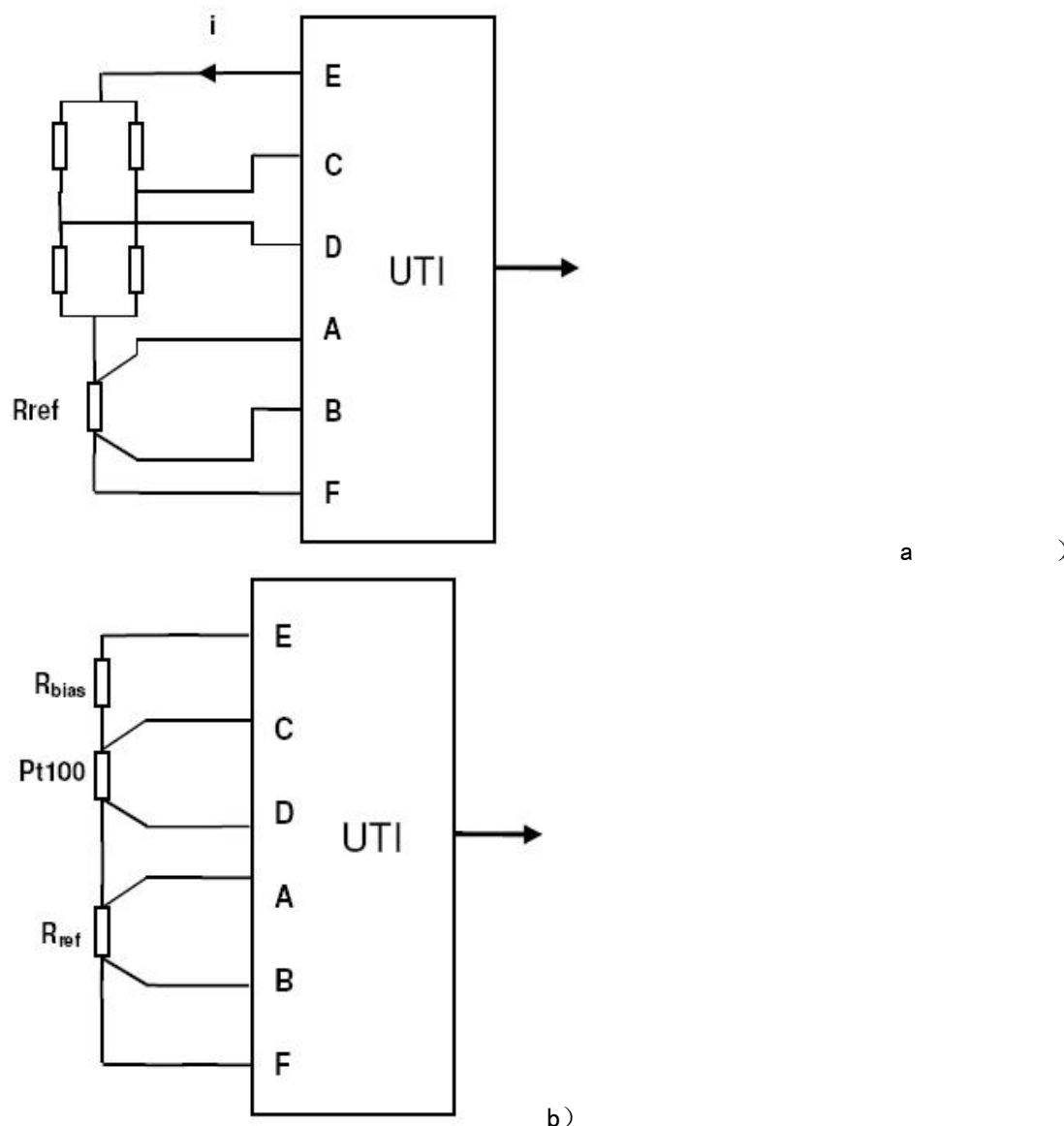


Figure 14 电阻桥与 UTI 的参考电阻之间的连接 (a) 四脚装置上铂金电阻器的连接

相位	测量电压	输出周期
1	V_0	$T_{off} = NK_2V_0$

2	$V_{AB}+V_0$	$T_{AB}=NK_2 (V_{AB}+V_0)$
3	$V_{CD}+V_0$	$T_{CD}=NK_2 (V_{CD}+V_0)$

表 20 Ib2 模式下各相位对应测得的输出电压

参数	典型值
K_2	56 us/V
V_0	0.54V
激励电桥	AC V_{DD}
E 与 F 的激励电流	20mA
桥电阻 R_b	$250 \Omega < R_b < 10K \Omega$
电桥输出电压	最大值 $\pm 0.2V$
精度	12 位
偏移量	10uV
分辨率 (SF=0)	7uV

表 21. Ib2 模式下的规格说明书

8.4 模式 12 Ib1: 电阻桥, ref. 电桥电流 I_{bridge} , 非均衡值为 $\pm 0.25\%$
该模式与模式 11 相似。电桥与电阻的连接已经在 14 中给出。

与模式 11 的区别在于电桥的不平衡范围是 $\pm 0.25\%$ 。与模式 11 相同的是, 通过参考电阻的电压值应该在 0.1V 到 0.2V 之间。

在电桥输出电压被以处理参考电压的方式处理之前, 将它放大 15 倍。各相位所测得的电压值在表 22 中给出, 模式 Ib1 的说明在表 23 中给出。

相位	测量电压	输出周期
1	V_0	$T_{off}=NK_2V_0$
2	$V_{AB}+V_0$	$T_{AB}=NK_2 (V_{AB}+V_0)$
3	$15V_{CD}+V_0$	$T_{CD}=NK_2 (15V_{CD}+V_0)$

表 22 Ib1 模式下各相位对应测得的输出电压

参数	典型值
K_2	56 us/V
V_0	0.54V
激励电桥	AC V_{DD}
E 与 F 的激励电流	20mA
桥电阻 R_b	$250 \Omega < R_b < 10K \Omega$
电桥输出电压	最大值 $\pm 12.5V$
精度	10 位
偏移量	10uV
分辨率 (SF=0)	700nV

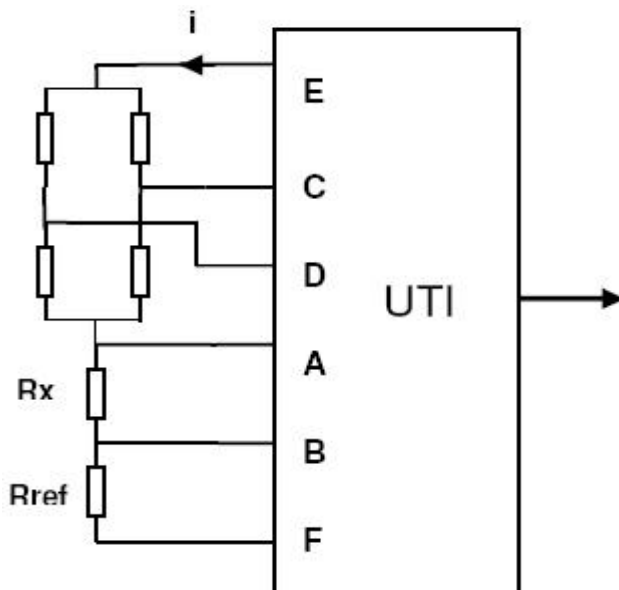
表 23. Ib1 模式下的规格说明书

8.5 模式 13 Brg2: 电阻桥, $\pm 4\%$ 及 2 电阻器

在该模式下, 可以测得一个带有最大不平衡值 $\pm 4\%$ 的电阻桥和两个电阻值。其中一个电阻有温度决定, 所以电桥的输出可以通过温度影响来校正。电桥上的电压和电流都要测量。与 UTI 连接的元件在 15 中给出。

电压值 V_{EF} 是一个具有 V_{DD} 的振幅和振荡器的 1/4 频率的方波。加在 R_{ref} 上的电压值应该在 0.1V 到 0.2V 之间。

测量电压在表 24 中给出。



15 传感器与 UTI 的连接

相位	测量电压	输出周期
1	V_0	$T_{off} = NK_2 V_0$
2	$V_{AB} + V_0$	$T_{AB} = NK_2 (V_{AB} + V_0)$
3	$V_{CD} + V_0$	$T_{CD} = NK_2 (V_{CD} + V_0)$
4	$V_{BF} + V_0$	$T_{BF} = NK_2 (V_{BF} + V_0)$
5	$V_{EA}/32 + V_0$	$T_{EA} = NK_2 (V_{EA}/32 + V_0)$

表 24. 模式 Brg2 下各个相位时的信号

通过电桥的电压 V_{EA} 在经过与其他测量电压同样的处理之前，先除以 32。电桥非均衡 V_{CD}/V_{EA} 如下得出：

$$M = \frac{1}{32} \frac{T_{phase3} - T_{phase1}}{T_{phase5} - T_{phase1}} = \frac{V_{CD}}{V_{EA}} \quad (6)$$

该模式的说明书在表 25 中给出：

参数	典型值
K_2	56 us/V
V_0	0.54V
激励 V_{EF}	AC V_{DD}
E 与 F 的激励电流	20mA
桥电阻 R_b	$250 \Omega < R_b < 10K \Omega$
电桥输出电压	最大值 +/-0.2V
精度 V_{CD}/V_{EA}	11 位
线性 V_{AB}/V_{BF}	12 位
偏移量 V_{CD} 或 V_{AB}	10uV

分辨率 (SF=0)	7 μ V
------------	-----------

表 25 Brg2 模式下的规格说明书

在对信号 V_{BF} 进行测量时，由于 UTI 的内部接线对测量有影响，所以 V_{AB}/V_{BF} 的结果会有 1.2% 左右的误差。这个测量误差取决于电阻桥的供应电流和温度。

8.6 模式 14 Brg1: 电阻桥, +/-0.25%及 2 电阻器

该模式与模式 13 相似。15 给出了连接方式。他与模式 13 的区别在于它的电桥非均衡的测量范围是 0.25%。电桥输出电压在被处理之前 将会被放大 15 倍。每个相位测得的电压在表 26 中给出。说明书在表 27 中列出。在对信号 V_{BF} 测量是，在对信号 V_{BF} 进行测量时，由于 UTI 的内部接线对测量有影响，所以 V_{AB}/V_{BF} 的结果会有 1.2%左右的误差。这个测量误差取决于电阻桥的供应电流和温度。

相位	测量电压	输出周期
1	V_0	$T_{off}=NK_2V_0$
2	$V_{AB}+V_0$	$T_{AB}=NK_2 (V_{AB}+V_0)$
3	$15V_{CD}+V_0$	$T_{CD}=NK_2 (15V_{CD}+V_0)$
4	$V_{BF}+V_0$	$T_{BF}=NK_2 (V_{BF}+V_0)$
5	$V_{EA}/32+V_0$	$T_{EA}=NK_2 (V_{EA}/32+V_0)$

表 26 模式 Brg1 下各个相位时的信号

参数	典型值
K_2	56 us/V
V_0	0.54V
激励 V_{EF}	AC V_{DD}
E 与 F 的激励电流	20mA
桥电阻 R_0	$250 \Omega < R_0 < 10K \Omega$
电桥输出电压	最大值 +/-12.5V
精度 V_{CD}/V_{EA}	10 位
线性 V_{AB}/V_{BF}	12 位
偏移量 V_{CD}	10 μ V
偏移量 V_{AB}	10 μ V
分辨率 V_{CD} (SF=0)	700nV
分辨率 V_{AB} (SF=0)	7 μ V

表 27 Brg1 模式下的规格说明书

8.7 模式 15 Potm: 3 分压计, 1K Ω 到 25 K Ω

在该模式下，将测量三个量程为 1KW 到 50KW 的分压计。分压计的连接在图 16 中给出。例如，当一路信号连接到分压计的一端测量时，结点 B, C 和 D 都应该与结点 F 相连。分压计上面的电压是一个具有 V_{DD} 的振幅和内部振荡器 1/4 频率的方波。

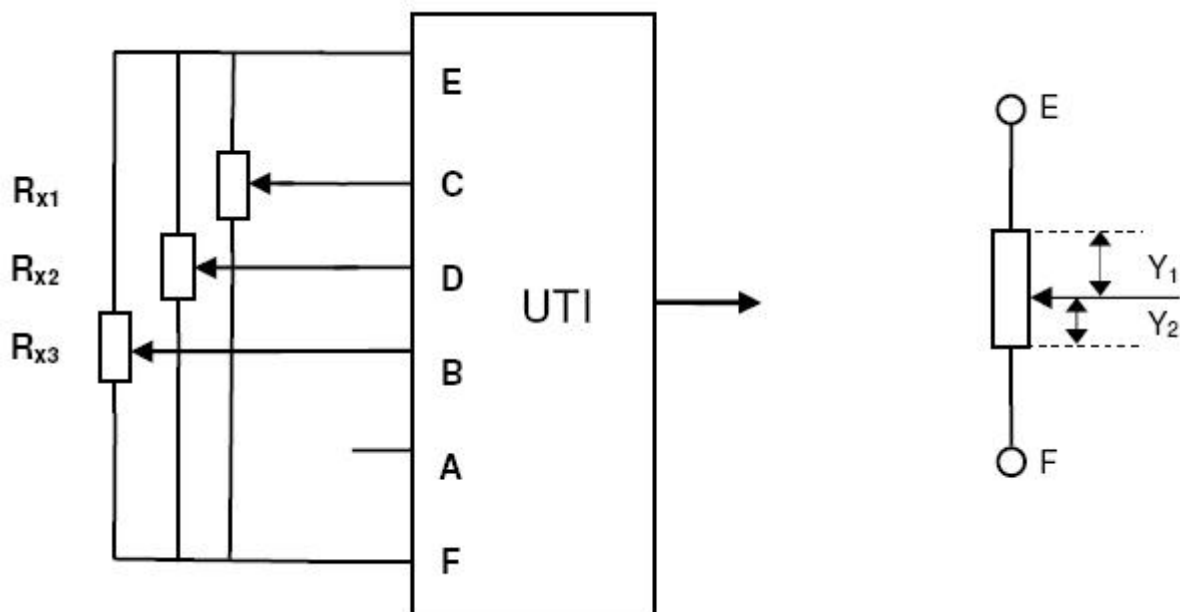


图 16 分压计与 UTI 的连接

在该模式下，无法对内部引线造成的影响进行补偿。因此，应避免使用低阻值的分压计。表 28 给出了不同相位时测得的电压。说明在表 29 中给出。每个分压计的相关数 M 给出如下：

$$M = \frac{T_{phase\ 3,4,5} - T_{phase\ 1}}{T_{phase\ 2} - T_{phase\ 1}} = \frac{y_2}{y_1 + y_2} \quad (7)$$

相位	测量电压	输出周期
1	V_0	$T_{off} = NK_2 V_0$
2	$V_{EF} + V_0$	$T_{AB} = NK_2 (V_{EF} + V_0)$
3	$V_{CF} + V_0$	$T_{CD} = NK_2 (V_{CF} + V_0)$
4	$V_{BF} + V_0$	$T_{BF} = NK_2 (V_{BF} + V_0)$
5	$V_{DF} + V_0$	$T_{EA} = NK_2 (V_{DF} + V_0)$

表 28 分压计各个相位时的信号

参数	典型值
K_2	4 $\mu s/V$
V_0	5 V
分压计电阻 R_{xi}	$1K \Omega < R_{xi} < 25K \Omega$
精度	10^{-3}
分辨率 (SF=0)	14 位

表 29 分压计模式下的规格说明书

11. 封装

图 17 给出了 UTI 冲模及 X01C 封装的底部结构。冲模的大小总计为 31mm*21mm。

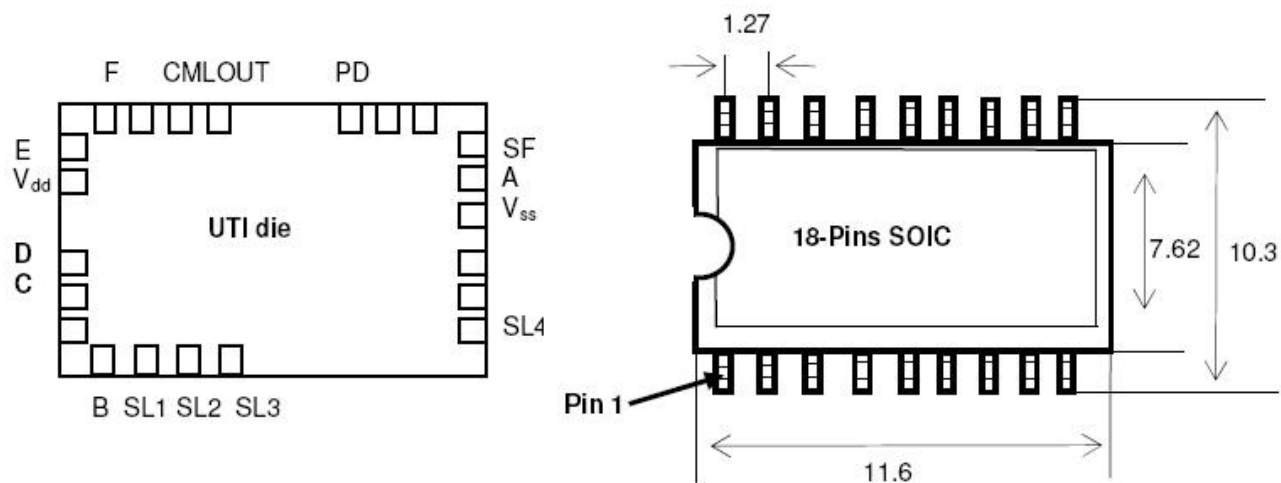


图 17 UTI SOIC 封装/冲模的底部结构 (单位均为 mm)

12.

为得到实际的进展, 发展用具是有需要的。该工具可以同个人电脑直接相连。其他附加的使用信息可以到公司网站的 UTI 应用注解中查寻。