

量热式集成传感器的热电模拟及实验研究*

黄金彪 童勤义

(东南大学微电子中心、南京, 210018)

1990年10月22日收到, 次年4月30日修改定稿

本文把量热式传感器中的热传输看成行波, 利用热电模拟及传输线分析方法, 计算了热传输函数并得到了实验的验证, 在此基础上进一步计算了传感器的增益稳定裕度、相对不平衡度和闭环增益等性能, 为传感器的设计提供了重要的依据。该方法具有准确、直观、求解方便等优点。最后本文给出了上述理论计算为基础设计的集成温度传感器的实验结果。

一、引言

由于传感器的性能/价格比远远落后于信号处理电路, 因而有关传感器的研究与开发受到了愈来愈多的重视。目前已研制成了多种以热传输为基础的硅集成传感器, 包括温度传感器、流量传感器、真空度传感器等^[1-3]。除此之外还有不少传感器要求工作在一定的加热状态下, 如气敏传感器等。对于这些传感器的热性能及其与电特性关系等的研究还很缺乏^[4], 本文把热电模拟首次应用于量热式集成传感器的计算分析中, 获得了直观的结果, 为传感器的设计提供了指导和依据, 并得到了实验的验证。

二、量热式集成传感器及热传输函数

传感器在用于测量非电量时总是配上相应的测量电路以组成一个相对完整的测量子系统。根据这个子系统的构成可将其分成两类: 1. 直接变换式, 从传感器的输入到最终输出的各级之间的连接是串联的, 不存在总输出对总输入的反馈。2. 平衡变换式, 它是采用反馈技术构成的子系统。在电子技术及控制理论中将开环系统接成闭环系统后可大大改善系统的性能, 提高系统的稳定性, 同时扩展工作频率范围。同样将反馈技术引入到检测技术中来, 不仅可以提高测量精度, 改善测量系统性能, 而且能使某些用直接变换法无法解决的问题得以解决^[5]。作者以平衡变换式测量子系统为基础开发了恒定芯片温度(CCT)工作的量热式集成传感器。

图1(a)是CCT传感器的电路结构示意图(实线部分), 它由四部分组成: 温敏级、放大级、加热级和衬底热通路。图中 T_e 表示被测环境温度, T_s 表示反馈(β)支路输出

* 国家自然科学基金资助课题。

的平衡温度, T_c 表示平衡后的温度, 温敏级的输出为 V_1 , 放大级的输出 V_2 , P_h 为加热级的加热功率, 相对于加热级而言, 传感器其它部分的功耗认为很小可以忽略不计. 很显然, 输入量 T_c 的变化将引起功率输出的变化, 而传感器的芯片温度基本保持恒定 (即为 $T_c \rightarrow 0$). 这里有值得注意的两点是: ①上述各参数均表示相应的变化量, 变化量 $T_c \rightarrow 0$ 并不意味着其静态值 T_{c0} 为零. 由于芯片中有静态加热功率的存在, 所以 T_{c0} 高于 T_{e0} (它表示环境温度的静态值), 而 T_c 可小于 T_{e0} . ②实际的芯片温度是随位置变化的函数, 一般需用平均值表示芯片温度的高低, 而平均值将正比于芯片中某点的温度值, 所以可用芯片中某些位置 (如温敏元件处) 的温度 (T_s) 表示芯片温度. 在被测环境温度为定值时 (即 $T_e = 0$), $T_c = T_c - T_s = -T_s$, $|T_c| = |T_s|$, 所以 T_c 也反映了芯片温度的大小. 而且 T_c 除了能反映加热功率对芯片温度的影响 (通过 T_s) 外, 还能反映输入环境温度变化的影响. 因此下面在本文中均用 T_c 表示芯片温度.

图 1(a) 所示的传感器结构是闭环负反馈结构. 这种结构可使芯片温度维持恒定 (即 T_{c0} 恒定, $T_c \rightarrow 0$), 而反映加热功率大小的输出将随环境温度的变化而变化. 除环境温度可作为该传感器的输入外, 其它一些环境参量如风速、压强等的变化也会引起环境与传感器间换热的变化, 这种变化同样会引起输出的变化. 为分析方便起见, 可把这些环境参量的输入等效成被测环境温度的输入, 如图 1(a) 中的虚线部分所示, 图中的等效变换器是实现其它非电量 (环境参量) 向温度转换的一个假想变换器. 根据不同的输入非电量与输出之间的变化关系, 就可以设计出测量相应非电量的传感器.

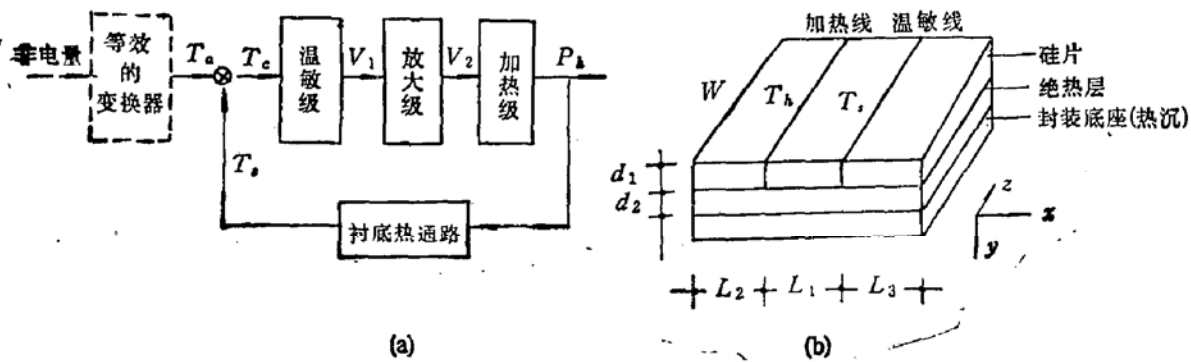


图 1 CCT 传感器的电路结构 (a) 和芯片结构 (b) 示意图

传感器的芯片结构示意图如图 1(b)所示, 图 1(a) 中的放大级没有画在芯片内, 对于实际的传感器而言, 根据需要可把其设计在芯片内, 也可设计在芯片外. 当温敏元件和加热元件在 z 方向的线度远比它们间距离大时, 可以不考虑 z 方向的温度变化; 另一方面从图 1(a) 可看出, 衬底热通路主要是指加热级与温敏级之间的热通路, 因此我们在图 1(b) 中把加热级与温敏级等效成线状结构, 即加热线和温敏线结构. 为分析方便起见, 做如下进一步假定^[6]: ①在硅片中只有 x 方向的热流. ②在绝热层中只有 y 方向的热流. ③热辐射的影响可以忽略. ④封装底座可看成理想的热沉, 即其中的温度与位置无关, 其热质量很大以致于其温度不随热源的频率而变. ⑤引入的热功率随厚度 d_1 和宽度 W 的分布是均匀的. ⑥ x 方向的两个边界为绝热边界. ⑦封装底座的温度定为零.

在上述假定的基础上, 考虑硅片中 x 轴上任意一点 x , 由傅里叶定律得^[7-9]:

$$\frac{\partial \tau}{\partial x} = -\frac{1}{k_i F_1} Q_x \quad (1)$$

式中 k_i 为硅片的导热系数, τ 为温度变量, Q_x 为沿 x 方向的热流, $F_1 = d_1 W$ 为硅片的截面积. 考虑 x 处的微元体 Δx , 由能量守恒定律得:

$$Q_x(x + \Delta x) - Q(x) = -c_i \rho_i F_1 \Delta x \frac{\partial \tau}{\partial t} - k_i W \Delta x \frac{\tau}{d_2} - \frac{\tau}{R_m} \frac{\Delta x}{L}$$

式中右边第一项代表硅片中 Δx 内存贮的热能, 第二项为通过绝热层散失的热量, 第三项为通过其它途径(设热阻为 R_m) 散失的热量. 式中 $L = L_1 + L_2 + L_3$, c 为比热, ρ 为密度, 下标 s 和 i 分别表示硅片和绝热体. Δx 很小时可把上式改写成如下形式

$$\frac{\partial Q_x}{\partial x} = -c_i \rho_i F_1 \frac{\partial \tau}{\partial t} - \left(k_i \frac{W}{d_2} + \frac{1}{R_m L} \right) \tau \quad (2)$$

利用相量法令 $Q_x = \text{Im}[Q e^{j\omega t}] = Q \sin \omega t$, $\tau = \text{Im}[T e^{j\omega t}] = T \sin \omega t$, 则(1)(2)两式变为

$$\frac{\partial T}{\partial x} = -\frac{1}{k_i F_1} Q \quad (3)$$

$$\frac{\partial Q}{\partial x} = -\left(c_i \rho_i F_1 j\omega + \frac{k_i W}{d_2} + \frac{1}{R_m L} \right) T \quad (4)$$

(3)(4)两式的形式与传输线中的电报方程^[7]完全相同. 由此可建立热学量与电学量之间的模拟关系: 温度 \leftrightarrow 电压, 热流 \leftrightarrow 电流, 热阻 \leftrightarrow 电阻, 热容 \leftrightarrow 电容, 热导 \leftrightarrow 电导. 建立了这些关系后, 借用传输线中的分析方法, 把热的传输看成是一种波的传输. 把(3)(4)两式改写成如下形式:

$$\frac{\partial T}{\partial x} = -R_T Q \quad (5)$$

$$\frac{\partial Q}{\partial x} = -(j\omega C_T + G_T) T \quad (6)$$

式中 $R_T = 1/(k_i F_1)$, 为硅片沿 x 方向单位长度的热阻, $C_T = c_i \rho_i F_1$ 为硅片单位长度上的热容, $G_T = k_i W/d_2 + 1/(R_m L)$, 为单位长度的热导. (5)和(6)式是描述芯片中热特性的基本方程, 由此可画出对应的热等效电路如图 2 所示.

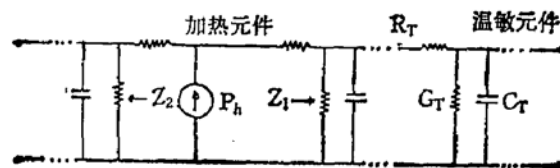


图 2 传感器芯片系统的热等效电路

采用传输线中的计算分析方法可获得(5)(6)两式的解为

$$T = B(e^{-rx} + e^{rx}), \quad (7)$$

$$Q = \frac{B}{Z_0}(e^{-rx} - e^{rx}). \quad (8)$$

式中 $r = \sqrt{R_T(j\omega C_T + G_T)}$; $Z_0 = R_T/r$ 对应于传输线中的特征阻抗, 这里称为特征热阻; B 为常数. 上述第⑥条假设对应于传输线中的开路线. 由开路线的阻抗可求得从加热线向右和左两侧看进去的阻抗(如图 2 所示)分别为

$$Z_1 = Z_0 \coth[r(L_1 + L_3)], \quad (9)$$

$$Z_2 = Z_0 \coth(rL_2), \quad (10)$$

总阻抗为 Z_1 与 Z_2 的并联

$$Z = Z_1 // Z_2 = \frac{Z_0 \operatorname{ch}[r(L_1 + L_3)] \operatorname{ch}(rL_2)}{\operatorname{sh}(rL)}. \quad (11)$$

从加热元件(此处温度设为 T_h)到温敏元件(此处温度为 T_s)的温度传输系数为:

$$\varphi = \frac{T_s}{T_h} = \frac{e^{rL_3} + e^{-rL_3}}{e^{r(L_1+L_3)} + e^{-r(L_1+L_3)}} = \frac{\operatorname{ch}(rL_3)}{\operatorname{ch}[r(L_1 + L_3)]}. \quad (12)$$

而由加热元件到温敏元件间的热传输函数定义为:

$$\beta(\omega) = \frac{T_s}{P_h} = \frac{T_s}{T_h} \frac{T_h}{P_h} = \varphi \cdot Z,$$

把(11)(12)代入上式得

$$\beta(\omega) = \frac{Z_0 \operatorname{ch}(rL_2) \operatorname{ch}(rL_3)}{\operatorname{sh}(rL)}. \quad (13)$$

由图 1 可知, $\beta(\omega)$ 即为传感器中的反馈系数, 它的性能对整个传感器的性能有着决定性的影响. 从式中可看出, 它的大小只取决于传感器的几何结构参数, 据此可计算不同结构下的热传输性能.

为验证(13)式, 以图 1(a) 为基础设计实验. 断开放大电路部分, 在给加热级提供恒定加热功率的基础上叠加一小的交变量, 然后在温敏级的输出端测量温度的响应. 设在加热电阻 R 两端的交流小信号电压为 V_h , 加热电流为 I , 则加热级中的加热功率为 $P_h = IV_{dd}$ (V_{dd} 为电源电压), $I = V_h/R$, 而温敏级的输出为 $V_1 = A_1 T_s$ (A_1 为温敏级的灵敏度; 此时假定环境参量没有变化, 即 $T_e = 0$). 据此定义由加热级到温敏级热传输函数的电学表达式为

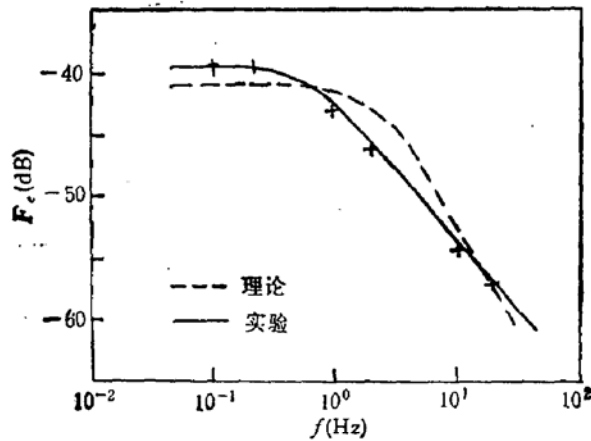
$$F_e = V_1/V_h \quad (14)$$

把 V_1 及 V_h 的具体表达式代入(14)式中即可得出 F_e 与 β 的关系如下:

$$F_e = \frac{A_1 T_s}{IR} = \frac{A_1 V_{dd} T_s}{R P_h} = \frac{A_1 V_{dd}}{R} \beta(\omega) \quad (15)$$

式中 A_1 可通过实验确定, 因此 β 前的系数很易确定. 通过测量 V_1 及 V_h , 并结合(14)式就可得出 F_e 的实验结果. 而由(13)和(15)式可得 F_e 的理论值. 图 3 给出了不同频率下 F_e 的理论及实验比较. 从图中可看出理论与实验基本一致.

上面给出了一定几何结构下 β 的计算结果及实验验证(通过 F_e), 下面将以此为基础分析传感器的性能.

图 3 热传输函数 F_c 的理论计算和实验结果随频率的变化

三、传感器的性能计算及实验结果

把图 1(a) 中放大级反相放大部分 180° 相移等效到图中的比较端, 则有

$$T_c = T_o - T_i, \quad T_i = \beta P_h, \quad P_h = AT_c, \quad A = A_1 A_2 A_3 \quad (16)$$

式中 A 为正向电路的变换系数, 即开环增益。传感器的相对不平衡度定义为:

$$u = \frac{T_c}{T_o} = \frac{T_c}{T_c + T_i} = \frac{1}{1 + A\beta} \quad (17)$$

它的大小反映了芯片温度的不恒定程度。当 $u \rightarrow 0$ 时, 则 $T_c \rightarrow 0$, 即芯片温度处于理想的恒定状态。该传感器的闭环增益为:

$$G = \frac{P_h}{T_o} = \frac{AuT_o}{T_o} = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (18)$$

根据反馈控制理论, 可由(18)式判断传感器工作的稳定与否及稳定程度, 其稳定条件为: $|1 + A\beta| \approx 0$, 即 $TR1 = 20 \lg |A\beta| = 0$ 时, 其相移 $|PTR| = |\arg(A\beta)|$ 应小于 180° 。其幅度稳定裕度为 $GM = 0 - 20 \lg(A\beta)|_{\omega=\omega_c}$ (ω_c 为相位穿越频率)。相位稳定裕度为 $PM = 180^\circ - |PTR|_{\omega=\omega_0}$ (ω_0 为幅值穿越频率)。工程上一般要求 $GM \geq 10$ dB, $PM \geq 45^\circ$ 。

图 4 是判定传感器工作稳定与否以及计算 GM 和 PM 的程序框图, 其中 SUB 表示计算 $TR1$ 和 PTR 的子程序。以此为基础可编写计算传感器稳态小信号性能 u 、 G 和 PM 、 GM 等的程序。程序中与硅片对应的各常数选取为 $k_s = 83.5$ (W/m \cdot °C), $c_s = 677$ (J/kg \cdot °C), $\rho_s = 2.33 \times 10^3$ (kg/m 3)。选绝热层为玻璃, 相应的常数为 $k_i = 0.76$ (W/m \cdot °C)。

表 1—4 给出了传感器的性能随不同参数变化的计算结果。由于 L_1 在 (13) 式中与 L_2 具有完全等价的地位, 因此表 3 也同样反映了 L_1 的影响。根据这些结果和工程上对稳定裕度的要求可得出如下结论: ① 由表 1 中的 PM 和 GM 方面考虑, A 应小于 500, 但从相对不平衡度 u 和闭环增益 G 方面考虑应选取尽量大的 A , 因此对 A 参数的设计应综合考虑。② 从表 2—4 可看出各几何参数在较大范围内变化均能满足相位裕度和增

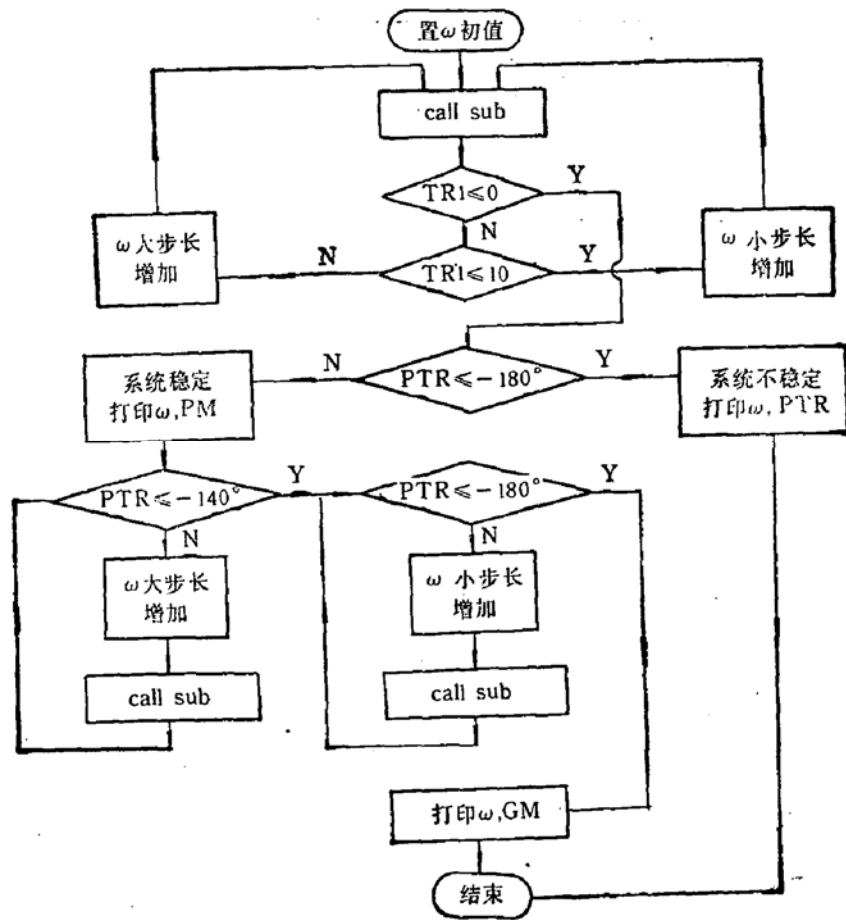


图 4

益裕度的要求，因而几何参数的选取只需考虑其它性能的要求。从表中又可看出各几何参数对 μ 和 G 的影响均是互相矛盾的，因此对它们的选取也应折衷考虑。③ 在保证足够的闭环增益 G (通过增大 A 和 L_2 等实现) 的情形下，尽量选取较小的 L_1 ，以保证低的相对不平衡度。④ L_2 在较宽范围内尽管随 L_2 的增加 μ 增加，但增加的幅度不是很大，而 G 指标变好，因此可设计较大的 L_2 。同理也可设计较大的 L_3 。这个结论说明 CCT 传感器集成化的易实现性和优越性，即可设计较多的信号处理电路在 L_2 (或 L_3) 区域。⑤ d_2 的选取应是在保证高的 G 指标情形下尽量选取大的值，以保证低的 μ 指标和减少向封装底座的热损失。

表 1 传感器性能随静态变换系数 A 的变化

A (mW/°C)	10	50	10^2	5×10^2	10^3	5×10^3	10^4
PM (度)	132	90.5	78.4	37.5	24.8	2.77	不 稳 定
GM (dB)	56.3	42.3	36.3	22.3	16.3	2.27	
μ (%)	41	12	6.4	1.3	0.68	0.14	
G (mW/°C)	4.8	7.2	7.6	8.0	8.0	8.0	

表 2 传感器性能随 L_1 的变化

L_1 (mm)	0.05	0.15	0.25	0.35	0.45	0.55	0.65	0.75
PM(度)	84.3	81.0	78.4	75.3	73.3	70.8	68.7	66.5
GM(dB)	74.5	48.4	36.3	28.3	24.6	21.9	19.7	18.9
u(%)	5.6	6.0	6.4	6.7	7.1	7.5	7.9	8.2
G(mW/°C)	6.8	7.2	7.6	8.0	8.4	8.8	9.6	10

表 3 传感器性能随 L_2 (或 L_3) 的变化

L_2 (mm)	0.05	0.25	0.45	0.65	0.85	1.05	1.25	1.45
PM(度)	50.6	53.7	60.2	67.2	73.9	79.5	83.4	86.0
GM(dB)	27.2	26.6	36.6	36.5	36.2	36.3	36.3	36.3
u(%)	3.2	3.9	4.6	5.3	5.9	6.5	7.1	7.6
G(mW/°C)	3.8	4.8	5.6	6.4	7.2	8.0	8.4	9.2

表 4 传感器性能随绝热层厚度 d_2 的变化

d_2 (mm)	0.05	0.25	0.45	0.65	0.85	1.05	1.25	1.45
PM(度)	89.3	76.3	80.2	83.1	85.4	87.3	88.3	89.9
GM(dB)	40.0	36.7	35.8	35.3	34.8	34.6	34.1	33.8
u(%)	29	8.4	5.2	3.9	3.2	2.8	2.5	2.2
G(mW/°C)	34	10	6.4	4.8	3.8	3.3	3.0	2.7

这些结论是传感器设计和实验的重要依据。以此为基础设计了 CCT 集成温度传感器,并经 CMOS 工艺流水试制。图 5 是该传感器的温度敏感试验结果,测试是在传感器的静态芯片温度为 30°C 时进行的。从图中可看出,当被测环境温度升到 30°C 时,由于此时传感器芯片与环境间没有温度差存在,因而没有换热,所以此时加热功率为零。根据所设计的具体结构和上述理论算得的理论值如图中的虚线所示。由两者的斜率大小比较可看出:实验值略高于理论值。这是由于理论中没有考虑热辐射、边界热损失等原因引起的。

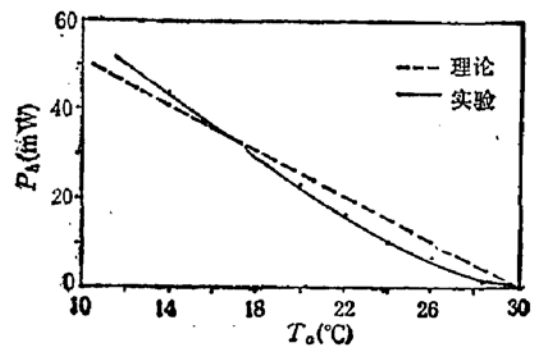


图 5 CCT 集成温度传感器的理论与实验结果

四、结 论

本文开发了针对恒定芯片温度 (CCT) 传感器工作的热电耦合理论,该理论把传感

器看成一个热学分布参数系统,利用传输线分析方法,把器件的几何结构参数、电路结构参数与传感器的性能相联系。它不仅可用于 CCT 传感器,还可推广至要求工作在一定温度的其它传感器,具有一定的普遍意义,而且得到了实验的验证。以此为基础设计的 CCT 集成温度传感器打破了以往集成温度传感器工作方式(一般工作在与环境温度相同的芯片温度,随环境温度的变化而变化)的束缚,芯片温度恒定,不随环境而变,因而具有稳定性高、灵敏度高,与信号处理电路兼容性强等优点。

参 考 文 献

- [1] G. De Haan and G. C. M. Meijer, *IEEE J. of Solid State Circuits*, SC-15 (6), 1090 (1980).
- [2] Q. Y. Tong and J. B. Huang, *Sensors and Actuators*, 12, 9, (1987),
- [3] J. B. Huang and Q. Y. Tong, *Electronics Letters*, 24, (23), 1429 (1988).
- [4] S. B. Crary, *Sensors and Actuators*, 12, (4), 303 (1987).
- [5] 王绍纯,自动检测技术,冶金工业出版社,1985,347.
- [6] W. T. Matzen, *et al.*, *Proc. of the IEEE*, 1964,52 1496.
- [7] R. K. Moore, *Traveling-wave Engineering*, McGraw-Hill Book Co. Inc., New York, 1960,62.
- [8] W. T. Matzen, *et al.*, *Electronics*, July 27, 1964, 54.

Heat-Electricity Analogy and Experimental Investigation of Thermal Integrated Sensors

Huang Jinbiao and Tong Qinyi

(Microelectronics Center, Southeast University, Nanjing, 210018)

Abstract

This paper treats the heat transmission in thermal sensors as a travelling wave. The heat-electricity analogy and transmission-line method have been adopted. The thermal transfer function has been calculated and verified experiment. The gain margin relative non-equilibrium constant, and closedloop gain of the sensors are also calculated. These features can direct the design of the sensors. The analysis method has the advantage of high accuracy, audio-visual, convenience for solving, etc.. Finally, an integrated temperature sensor has been designed and manufactured by CMOS technology on the basis of above theoretic calculation.