传感器应用技巧

何希才　刘洪梅　编著

机械工业出版社

73.274
307

传感器应用接口电路

何希才　刘洪梅　编著

2100215

1991.9.8

机械工业出版社

本书介绍了常用半导体传感器的基本应用电路，着重介绍了传感器与微型计算机、执行部件、显示部件等的接口电路，这些接口电路设计合理、结构新颖，性能优良，实用性强。

本书适用于高等院校有关专业师生，电子工程技术人员，电子爱好者使用。

图书在版编目（CIP）数据

传感器应用接口电路/何希才，刘洪梅编著. —北京：机械工业出版社，1997. 2

ISBN 7-111-05342-7

Ⅰ. 传… Ⅱ. ①何…②刘… Ⅲ. 传感器-接口电路

Ⅳ. TP212

中国版图本书馆 CIP 数据核定（96）第 16805 号

出 版 人：马九荣（北京市百万庄南街 1 号　邮政编码 100037）

责任编辑：蒋　克　版式设计：王　颖　责任校对：宁秀娥

封面设计：郭景云　责任印制：王国光

机械工业出版社京丰印刷厂印刷·新华书店北京发行所发行

1997 年 4 月第 1 版第 1 次印刷

787×1092mm$^{1}/_{32}$·7.625 印张·163 千字

0 001-3 500 册

定价：14.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

前　言

传感器的应用极其广泛，各种类型传感器已开发成功，容易买到。但是，作为产品开发人员如何把传感器与自己设计的电子装置连接起来，构成性能优良的监控系统，这就需要解决各种电子装置的接口问题。本书介绍了湿敏、热敏、温敏、磁敏、光敏、压敏等常用半导体传感器的特性、基本应用电路。着重介绍这些传感器与微型计算机、执行部件、显示部件的接口电路。这些电路设计合理，结构新颖，性能优良，实用性强。它为电子产品开发人员提供了有益的参考。采用这些电路把传感器与电子装置或微型计算机连接起来，就可构成性能优良的监测与控制系统。

我们从实用角度出发，精选国外杂志上发表的以及编者实践的传感器接口电路 200 多例提供给读者。由于编者水平有限，书中会有错误与不妥之处，请广大读者批评指正。

作者

1996 年 4 月

43842

目　录

第一章　概论 …… 1

第一节　传感器的定义及作用 …… 1

一、传感器的定义 …… 1

二、传感器的作用及分类 …… 1

三、传感器系统 …… 6

第二节　传感器的选用 …… 6

一、测量条件 …… 6

二、传感器的性能 …… 7

三、传感器的使用条件 …… 7

第三节　传感器的特性 …… 7

一、静态特性 …… 7

二、动态特性 …… 9

第四节　信号传输方式 …… 10

一、电线 …… 10

二、光纤 …… 11

三、机械结构 …… 11

第五节　信号处理方式 …… 12

一、特性补偿 …… 13

二、运算处理 …… 14

三、格式化处理 …… 15

四、组编适合于控制装置的信息 …… 15

第二章　热电偶应用接口电路 …… 16

第一节　热电偶的原理 …… 16

一、塞贝克效应 …… 16
二、热电偶的最高使用温度与线径 …… 17
三、热电偶的使用寿命 …… 19
四、补偿导线 …… 20
第二节 热电偶的基本应用电路 …… 21
一、热电偶的放大电路 …… 21
二、非线性校正电路 …… 23
三、AD538 平方运算的专用集成电路 …… 24
四、基准接点的补偿电路 …… 26
五、二端集成温度传感器 …… 27
六、热电偶的实用前置放大电路 …… 29
第三节 热电偶测温实用电路 …… 32
一、热电偶的精度 …… 32
二、热电偶近似表达式的求解 …… 32
三、RMS-DC 转换电路 …… 33
四、J 型热电偶的温度计 …… 38
五、采用热电偶的数字温度计 …… 47
第三章 铂热电阻应用接口电路 …… 48
第一节 概述 …… 48
第二节 铂热电阻应用的基本电路 …… 49
一、恒流工作电路 …… 49
二、恒压工作电路 …… 52
三、铂热电阻的前置放大电路 …… 54
第三节 采用铂热电阻的温度测量电路 …… 56
一、铂热电阻测温接口电路（一） …… 56
二、铂热电阻测温接口电路（二） …… 58
三、电流环电路（测温范围 0～600℃） …… 59
四、线性化电流环电路（测温范围 0～600℃） …… 63
五、采用铂热电阻的温度计 …… 65

六、采用 A/D 转换器比例工作的温度测量电路 …… 72
第四节　铂热电阻应用技术 …… 74
一、采用三线接线方式延长传感器连线 …… 74
二、电阻的散热常数与测量误差 …… 75
第四章　热敏电阻应用接口电路 …… 77
第一节　概述 …… 77
一、热敏电阻的分类 …… 77
二、热敏电阻的结构 …… 77
三、热敏电阻的特性及有关常数 …… 78
第二节　热敏电阻所构成的温度传感器 …… 78
一、热敏电阻在电路中的基本连接方式 …… 78
二、串联方式 …… 79
三、桥接方式 …… 81
四、热敏电阻的驱动电路 …… 82
第三节　热敏电阻应用实例 …… 83
一、温度检测电路 …… 83
二、温度控制电路 …… 84
三、温度上下限报警电路 …… 84
四、利用对数二极管构成的温度计 …… 85
五、采用 BC100B 热敏电阻的数字温度计 …… 86
六、热敏电阻在温度补偿电路中的应用 …… 86
七、功率热敏电阻应用电路 …… 88
八、应用热敏电阻时的注意事项 …… 90
第五章　其它温度传感器应用接口电路 …… 92
第一节　集成温度传感器应用接口电路 …… 92
一、LM35 测温接口电路 …… 92
二、μPC616A 测温接口电路 …… 93
三、AD590M 测温接口电路 …… 94
第二节　热敏三极管传感器接口电路 …… 96

一、硅三极管温度传感器接口电路 …… 96
二、LM194 对管温度传感器接口电路 …… 97
第三节　热敏二极管测温接口电路 …… 98
一、热敏二极管测温接口电路 …… 98
二、利用二极管温度特性构成的温度计接口电路 …… 100
三、微机控制温度检测接口电路 …… 101
第四节　温度/频率转换电路 …… 103
第六章　湿敏传感器应用接口电路 …… 105
第一节　湿度测量方法 …… 105
一、湿度计分类 …… 105
二、湿敏传感器的种类及特性 …… 106
第二节　湿敏传感器在电路中的连接方式 …… 107
一、湿敏传感器的连接方式 …… 107
二、信号源与信号处理 …… 109
第三节　湿度测量应用电路实例 …… 110
一、湿度测量电路原理 …… 110
二、湿敏传感器通过 A/D 转换器与微型计算机连接 …… 113
第四节　湿度/电压与湿度/频率转换实用电路 …… 113
第七章　光电传感器应用接口电路 …… 118
第一节　光电传感器的种类与特点 …… 118
一、光电二极管 …… 118
二、光电晶体管 …… 120
三、CdS 元件 …… 121
第二节　光电传感器的基本应用电路 …… 122
一、光电二极管的基本应用电路 …… 122
二、光电晶体管的基本应用电路 …… 124
三、CdS 的基本应用电路 …… 128
第三节　光电传感器应用电路实例 …… 130

一、便携式照度计 …… 130
二、CdS 应用电路实例 …… 131
三、非接触式温度计的设计 …… 135
第八章　霍尔传感器应用接口电路 …… 142
第一节　霍尔传感器工作原理及其特性 …… 142
一、霍尔传感器的结构 …… 142
二、霍尔传感器的输出电压与磁场强度的关系 …… 142
三、霍尔传感器的特性 …… 143
第二节　霍尔传感器的基本应用电路 …… 145
一、基本应用电路 …… 145
二、恒压工作电路 …… 147
三、恒流工作电路 …… 148
四、霍尔传感器的放大电路 …… 149
五、变压器漏磁通的测量电路 …… 151
第三节　霍尔传感器应用实例 …… 152
一、通用高斯计 …… 152
二、磁极判别电路 …… 154
三、便携式高斯计 …… 155
四、磁平衡式交流电流表 …… 156
第四节　霍尔集成传感器 …… 158
一、霍尔集成传感器的结构与特性 …… 158
二、电动机驱动电路 …… 159
三、数字转速仪 …… 160
第五节　霍尔传感器的失调电压 …… 163
第九章　磁敏电阻应用接口电路 …… 165
第一节　磁敏电阻的工作原理与特性 …… 165
一、半导体磁敏电阻的特征 …… 165
二、强磁性体磁敏电阻的特征 …… 167
第二节　磁敏电阻基本应用电路 …… 168

一、半导体磁敏电阻基本应用电路 …… 168
二、强磁性体磁敏电阻基本应用电路 …… 171
第三节　磁敏电阻应用电路实例 …… 177
一、非接触式交流电流监视器 …… 177
二、电机转换测量电路 …… 179
第十章　压力传感器应用接口电路 …… 180
第一节　压力传感器的工作方式 …… 180
一、概述 …… 180
二、工作方式 …… 180
三、零点的温度补偿 …… 182
第二节　半导体压力传感器的基本应用电路 …… 182
一、压力传感器实用放大电路 …… 182
二、压力传感器恒流工作的基本应用电路 …… 185
三、压力传感器恒压工作的基本应用电路 …… 188
四、半导体压力传感器的补偿、调整技术 …… 190
第三节　半导体压力传感器应用电路实例 …… 193
一、数字式压力计 …… 193
二、模拟压力计 …… 195
三、汽车压力监视器 …… 196
四、采用绝对压力传感器的气压计 …… 198
五、高度计 …… 199
六、简易压力计 …… 200
第四节　半导体压力传感器应用接口电路 …… 201
一、压力传感器的激励源 …… 201
二、压力传感器接口电路 …… 201
第十一章　电流互感器应用接口电路 …… 207
第一节　电流互感器原理与电流测量方法 …… 207
一、利用电阻上的压降来测量电流 …… 207
二、电流互感器 CT …… 207

第二节　电流互感器的基本应用电路 …… 208
一、用电阻把电流转换成电压 …… 208
二、电流互感器的输出波形 …… 209
三、互感器负载电阻值的选择 …… 209
四、采用集成运算放大器的电流-电压转换电路 …… 211
第三节　使用电流互感器时的注意事项 …… 211
一、电流互感器的灵敏度 …… 211
二、使用时的注意事项 …… 212
第四节　电流互感器应用电路实例 …… 212
一、计算机的交流电源监视器 …… 212
二、台式瓦特表 …… 214
第十二章　超声波传感器应用接口电路 …… 216
第一节　超声波传感器的工作原理与种类 …… 216
一、超声波传感器的结构 …… 216
二、超声波传感器的等效电路 …… 217
三、超声波传感器的类型 …… 219
第二节　超声波传感器的基本应用电路 …… 223
一、超声波传感器的驱动电路 …… 223
二、超声波传感器的接收电路 …… 225
第三节　超声波传感器应用电路实例 …… 228
一、超声波传感器探测物体的方式 …… 228
二、直接探测方式的探测电路 …… 228
三、反射探测方式的物体探测电路 …… 232

第一章　概　　论

第一节　传感器的定义及作用

一、传感器的定义

人们通常将能把被测物理量或化学量转换为与之有确定对应关系的电学量输出的装置称为传感器。传感器也叫做变换器、换能器或探测器。传感器输出的信号有不同形式，如电压、电流、频率、脉冲等，以满足信息的传输、处理、记录、显示和控制等要求。

传感器是测量装置和控制系统的首要环节。如果没有传感器对原始参数进行精确可靠的测量，那么，无论是信号转换或信息处理，或者最佳数据的显示和控制，都将成为一句空话。可以说，没有精确可靠的传感器，就没有精确可靠的自动检测和控制系统。现代电子技术和电子计算机为信息转换与处理提供了极其完善的手段，使检测与控制技术发展到崭新阶段。但是如果没有各种精确可靠的传感器去检测各原始数据并提供真实的信息，那么，电子计算机也无法发挥其应有的作用。如果把计算机比喻为人的大脑。传感器则为人的五官。

二、传感器的作用及分类

1. 传感器的作用

（1）信息的收集　科学研究中的计量测试，产品制造与销售中所需的计量等都要由测量而获得准确的定量数据。

对某种特定要求，需检测目标物的存在状态，把某状态信息转换为数据。

对系统或装置的运行状态进行监测，也由传感器来实现，发现异常情况时，发出告警信号并启动保护电路工作。这样可以对系统或装置进行正常运行与安全管理。

判断产品是否合格，或人体各部位的异常诊断等都需由传感器的测量来完成。

(2) 信息数据的交换　把以文字、符号、代码、图形等多种形式记录在纸或胶片上的信号数据转换成计算机、传真机等易处理的信号数据。或者读出记录在各种媒介体上的信息并进行转换。例如，磁盘与光盘的信息读出磁头就是一种传感器。

(3) 控制信息的采集　检测控制系统处于某种状态的信息，并由此控制系统的状态，或者跟踪系统变化的目标值。

2. 传感器的分类

传感器千差万别，种类繁多，有不同的分类方式。这里只介绍一些基本类型。

(1) 按构成分类　分为基本型传感器、组合型传感器、应用型传感器。

基本型传感器是一种最基本的单个变换装置；组合型传感器是由不同单个变换装置组合而构成的传感器；应用型传感器是基本型传感器或组合型传感器与其它机构组合而构成的传感器。例如，热电偶是基本型传感器，把它与将红外线辐射转换为热量的热吸收体组合而构成的红外线辐射传感器就是一种组合传感器。如果这种组合传感器应用于红外线扫描机构中就是一种应用传感器。

(2) 按机理分类　分为结构型传感器、物性型传感器、混

合型传感器以及生物型传感器。

结构型传感器是基于某种结构体的结构发生变化而进行变换的一种传感器。例如，电容压力传感器就属于这种传感器，当外加压力改变时，电容极板发生位移，电容量发生变化，如果谐振装置中采用这种电容，其谐振频率就随电容量发生变化，检测谐振频率的变化就能测量压力的大小。

物性型传感器是一种利用物质具有物理或化学特性而构成的传感器，它对应力、温度、电场、磁场等有一定依赖关系，并能进行变换。这种传感器一般没有可动结构部分，易小型化，构成一种所谓固态传感器。

混合型传感器是由结构型与物性型传感器组合而成的一种传感器。

生物型传感器是利用微生物或生物组织中生命体的活动现象作为变换结构的一部分。这可为生物、医学范围内提供一种有用的传感器。

（3）按作用形式分类　分为主动型和被动型传感器。

主动型传感器有作用型和反作用型，此种传感器对被测对象能提供一定探测信号，能检测探测信号在被测对象中所产生的变化，或者由探测信号在被测对象中产生某种效应而形成信号。检测探测信号变化方式的称为作用型，检测产生响应而形成信号方式的称为反作用型。雷达与无线电频率范围探测器是作用型实例，而光声效应分析装置与激光分析器是反作用型实例。

被动型传感器只是接收被测对象本身产生的信号。例如，红外辐射温度计，红外摄象装置等。

（4）按变换工作能量供给形式分类　分为能量变换型与能量控制型传感器。

能量变换型传感器在进行信号转换时不需要另外提供能量，把输入信号能量变换为与其不同的另一种形式的能量而输出。例如，太阳能电池和压电加速度传感器就属于这类传感器。能量变换型传感器在进行信号转换时，需要先供给能量，由输入信号控制供给的能量，并检测能量的变化作为输出信号。电阻应变传感器与光电管等是其实例。

（5）按输出信号形式分类　分为模拟信号与数字信号传感器。

模拟信号传感器的输出是连续的模拟信号。而输出为周期性信号的传感器实质上也属于模拟信号输出类型的传感器。但周期性信号容易变为脉冲信号而可作为准数字信号使用，因此它也可称为准数字信号传感器。例如，利用振动的传感器就是这种类型。

数字信号输出的传感器是输出“1”与“0”两种信号的传感器，应用极广。两种信号可由电路的通断、信号的有无、绝对值的大小、极性的正负等来实现。双金属温度开关等是其实例。

数字传感器是一种获得代码信号输出的传感器，敏感元件本身能转换的数字量为数极少，一般要和编译码器组合而成。如旋转编码器能检测旋转角，线性编码器能检测位置、距离等。一般要经过模/数转换器转换为数字信号。

（6）按传感器的特殊性分类　上面介绍的五种分类是传感器的基本类型。按特殊性分有下列类型。

按检测功能可分为检测温度、压力、湿度、流量、流速、加速度、磁场、光通量等，其中最常用的是温度传感器，其次是压力、流量传感器。

按转换现象可分为电化学传感器、电磁传感器、力学传

感器、光转换传感器。

按材料分为陶瓷传感器、有机高分子材料传感器、半导体传感器、气体传感器等。

按用途分为工业、民用、科研、医疗、农用、军用等传感器。还有汽车、宇宙飞船、防灾等采用的传感器。

按功能用途分为计测用、监视用、检查用、诊断用、控

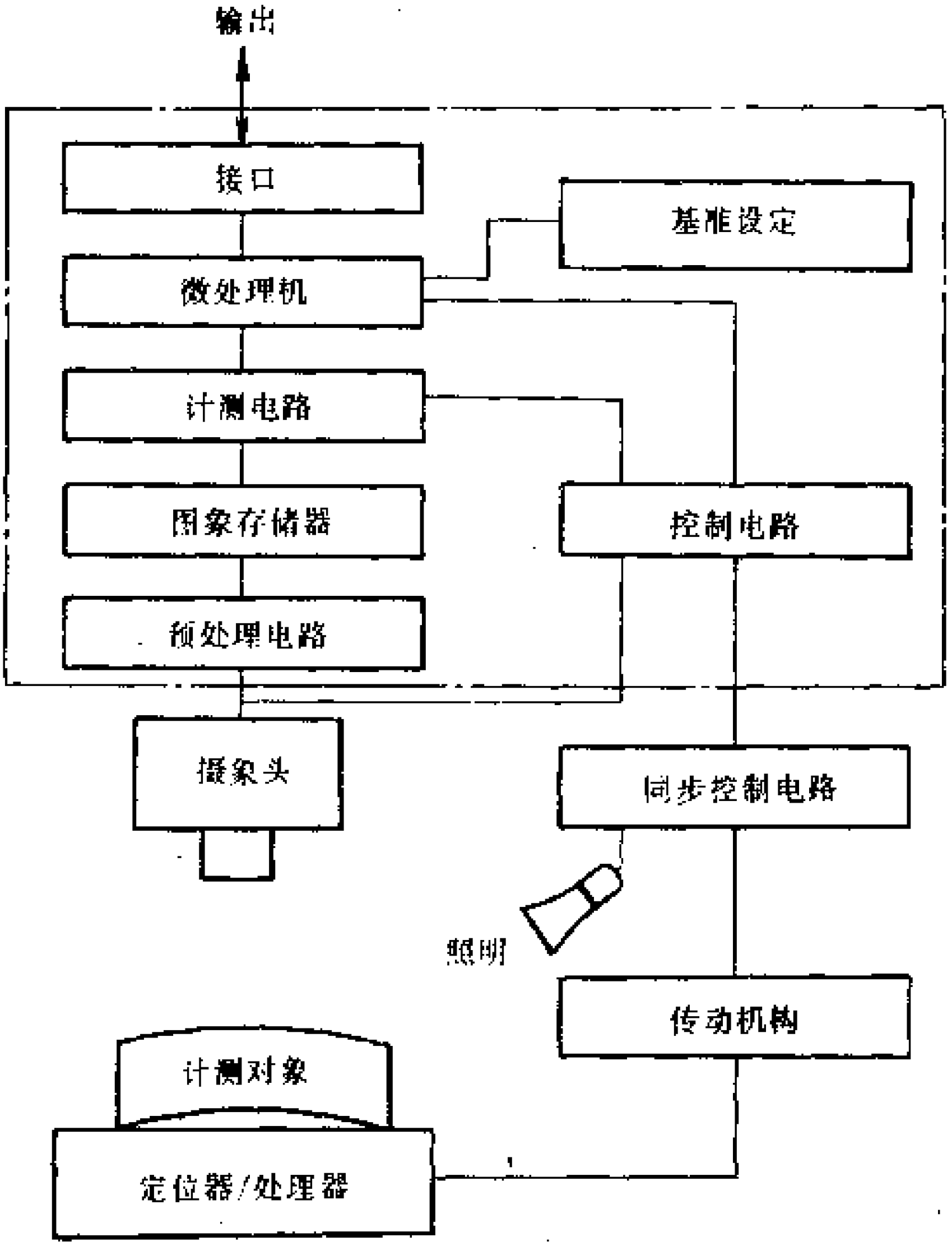


图 1-1　视觉传感器系统

制用、分析用等传感器。

三、传感器系统

传感器系统是由检测部分、信号处理部分、数据规格化处理部分组成。

检测部分是由信号源、采样电路、信号预处理电路、敏感元件组成。

信号处理部分能放大检测信号，消除噪声，进行温度等各种类型的补偿，与设定值进行比较，能变换成精确的数据。必要时要进行模/数转换，转换成为易处理的数字信号。远距离传输时，还要进行信号传输处理。

数据规格化处理是由计算机把获得的数据进行加工整理成规格化数据，便于对结果进行分析与判断。

图 1-1 为视觉传感器系统实例。摄象部分把计测对象的图象变换成电信号，经预处理电路存入图象存储器，依次读出其数据，由给定的算法测量对象的形状、面积等，并与预先设定的基准值进行比较，对其特征进行抽样与判断。由定位器/处理器来控制对象的位置与状态。

第二节　传感器的选用

传感器千差万别，即使对于相同种类的测定量也可采用不同工作原理的传感器，因此，要根据需要选用最适宜的传感器。

一、测量条件

如果误选传感器，就会降低系统的可靠性。为此，要从系统总体考虑，明确使用的目的以及采用传感器的必要性，绝对不要采用不适宜的传感器与不必要的传感器。测量条件列举如下：

（1）测量目的；（2）测量量的选定；（3）测量的范围；（4）输入信号的带宽；（5）要求的精度；（6）测量所需的时间；（7）过大输入发生的频繁程度。

二、传感器的性能

选用传感器时，要考虑传感器的下述性能：

（1）精度；（2）稳定性；（3）响应速度；（4）模拟信号或者数字信号；（5）输出量及其电平；（6）被测对象特性的影响；（7）校准周期；（8）过大输入保护。

三、传感器的使用条件

对传感器的使用条件列举如下：

（1）设置的场所；（2）环境（湿度、温度、振动等）；（3）测量的时间；（4）与显示器之间的信号传输距离；（5）与外设的连接方式；（6）供电电源容量。

第三节　传感器的特性

一、静态特性

对传感器静态特性的基本要求有：输入为 0 时，输出也应为 0；输出相对于输入应保持一定的对应关系。例如图 1-2 所示，若传感器的输入量为（x），输出量为（y），则 $y=f\ (x)$，最好 x/y 为恒定的比例关系。

1. 灵敏度与信噪比（S/N）

选用传感器首要考虑的是灵敏度。如果达不到测量时所必须的灵敏度，这种传感器不能采用。但灵敏度高的传感器不一定是最好的传感器。这是因为它易受噪声的影响。除环境噪声外，还有来自传感器本身输出的噪声。必须用信号与噪声的相互关系全面来衡量传感器。

传感器输出信号中的信号分量与噪声分量二次方的平均

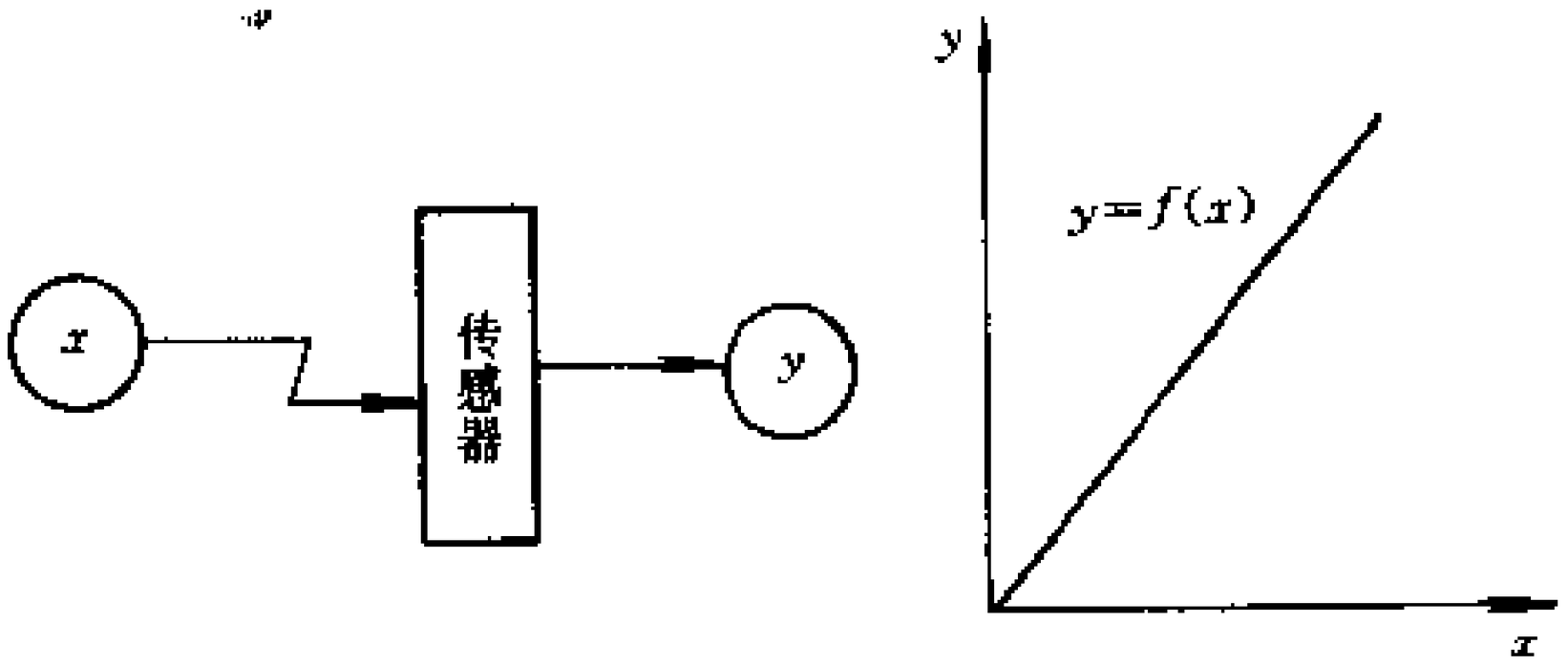


图 1-2　输入/输出的关系

值之比，称为信噪比（S/N）。S/N 小，信号与噪声就难以分清，若 S/N＝1，就完全辨不出信号与噪声。因此，S/N 至少也要大于 10。

2. 线性

输入与输出量之间为直线性比例关系，称为线性关系。然而理想线性关系的传感器极少，实际上大都为非线性关系。采用电子电路也不能使其完全线性化。此外，还有补偿电路、放大器、运算电路等引起的非线性。

3. 时滞

输入量增加到 x_1，如果输出量为 y_1，再继续增加输入量然后减少到 x_1，这时其输出量为 y_2。实际上输出量 y_1 和 y_2 不相等，有一定的差值，即为时滞（回差）。这样，输入与输出不是一一对应的关系。因此，要尽量选用时滞小的传感器。

4. 环境特性

周围环境对传感器影响最大的是温度。目前，很多传感器材料采用灵敏度高，而信号易处理的半导体。然而，半导体对温度最敏感，实际应用时要特别注意。

除温度之外，还有气压、湿度、振动、电源电压及频率

等都影响传感器的特性。

5. 稳定性

理想特性的传感器是加相同大小输入量时，输出量总是大小相同。然而，实际上传感器特性随着时间而变化，因此，对于相同大小的输入量，其输出量是变化的。连续工作时，即使输入量恒定，传感器输出量也会朝着一个方向偏移，这种现象称为温漂。需要注意的是，除传感器本身的温漂外，还有安装传感器元件的机构的温漂，以及电子电路的温漂。

6. 精度

精度是评价系统优良程度的。精度分为准确度和精密度。所谓准确度就是测量值与真值偏离的程度，为修正这种偏差需要进行校正，完全校正是很麻烦的。因此，使用时尽可能地减小误差。

所谓精密度就是即使测量相同对象，每次测量也会得到不同测量值，即离散偏差。

二、动态特性

传感器要检测的输入信号是随时间而变化的，传感器的特性应能跟踪这输入信号的变化，这样可以获得准确的输出信号。如果变化太快，就可能跟踪不上。这就是响应特性，即动态特性。动态特性是传感器的重要特性之一。传感器输入与响应的关系如图 1-3 所示。

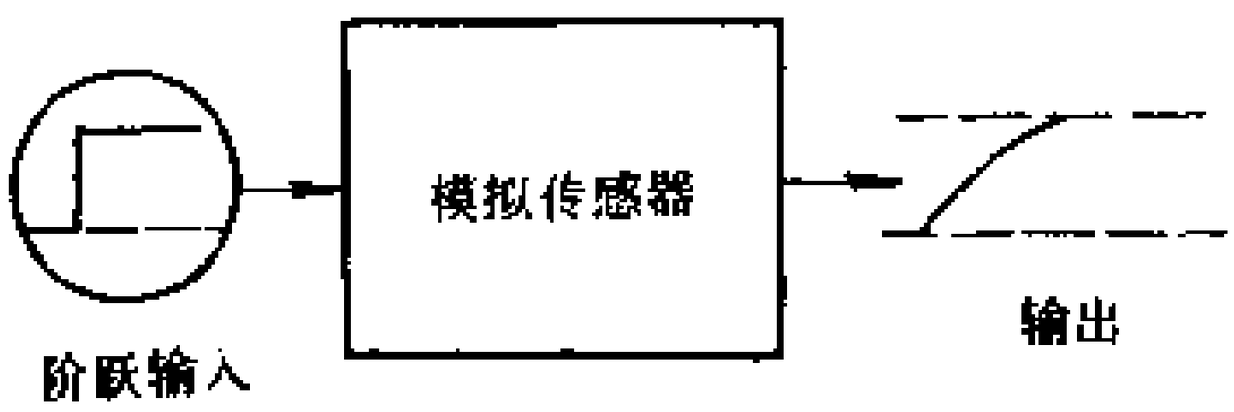


图 1-3　输入与响应的关系

第四节　信号传输方式

传感器把检测到的信号传输到控制器时有用电缆与不用电缆的两种方式。电缆包括传输电信号的电线与传输光信号的光纤。不用电缆时，可以采用微波、调频波、电磁波等进行传输。

一、电线

传感器传输信号最常用的是传输电信号的电线。然而，用电线传输信号时，在传输途中易受噪声的干扰，降低传输可靠性。为此，采用抗噪声能力强的材料，另外还要采取相应措施，尽可能地防止噪声的串入，或者采用适当手段消除已混入的噪声。

最好的办法是隔离，即考虑屏蔽与接地等。抗噪声能力强的电线的种类如图 1-4 所示。

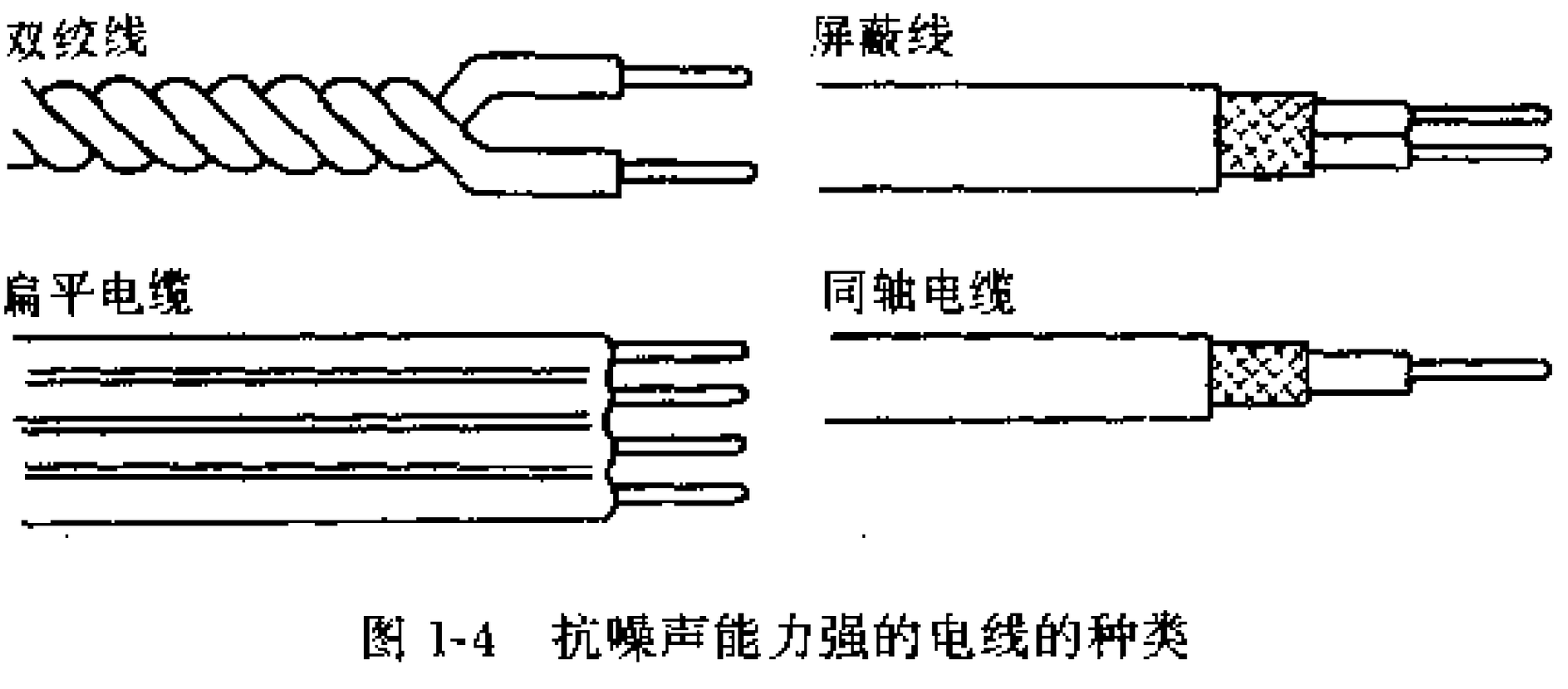


图 1-4　抗噪声能力强的电线的种类

双绞线中流过电流而产生的电磁场是均匀的，另外构成双绞线的二根线接受相同的噪声，因此，线间不会有压差。扁平电缆也属于这一种。屏蔽线是用金属网裹住芯线，对外来的噪声有很强的抗干扰能力。单层屏蔽达不到要求时，可采

用双层屏蔽线或同轴电缆等。

二、光纤

光纤对电气噪声有很强的抗干扰能力。它有如下优点：

1. 光可以自由传输。

2. 信号衰减小（不放大也可以传送 10km）；

3. 传输信息量大；

4. 直径细（约 125μm），重量轻；

5. 材料是玻璃。因此，电气绝缘性好，对电磁感应有很强的抗干扰能力。

另外，光纤还作为光计测中的传感器，应用极广。光传感器与电气传感器相比，响应速度快，可远控，也可用于有爆炸危险的环境中。

光纤的种类如表 1-1 所示。

表 1-1 光纤的种类

名　　称	主 要 成 分	损 耗 (dB/km)	特　　征
石英玻璃	SiO_2	2～4	损耗低，价高
多成分玻璃	SiO_2、Ne_2O、其它	5～8	线粗、适应性弱
PCF	SiO_2、硅树脂	5～8	线粗、损耗中等
塑　料	丙烯基、有机材料	500～1000	损耗大、价廉

三、机械结构

传感器与被测对象之间还需要机械结构的连接。机械结构的功能是把被测对象的变化准确地传送到传感器，传感器进行检测变换。机械结构设计时须注意以下几方面：

1. 结构上的偏斜与间隙尽可能地小，这样可消除不需要的传输信号及其误差。

2. 对于控制杆与环形结构，要注意减少信号的非线性与

温度等的影响。

第五节　信号处理方式

传感器测量控制系统框图如图 1-5 所示。传感器检测变换的信号送往计算机，由计算机进行处理，然后，计算机根据指令把处理结果送至控制、显示及记录装置等。

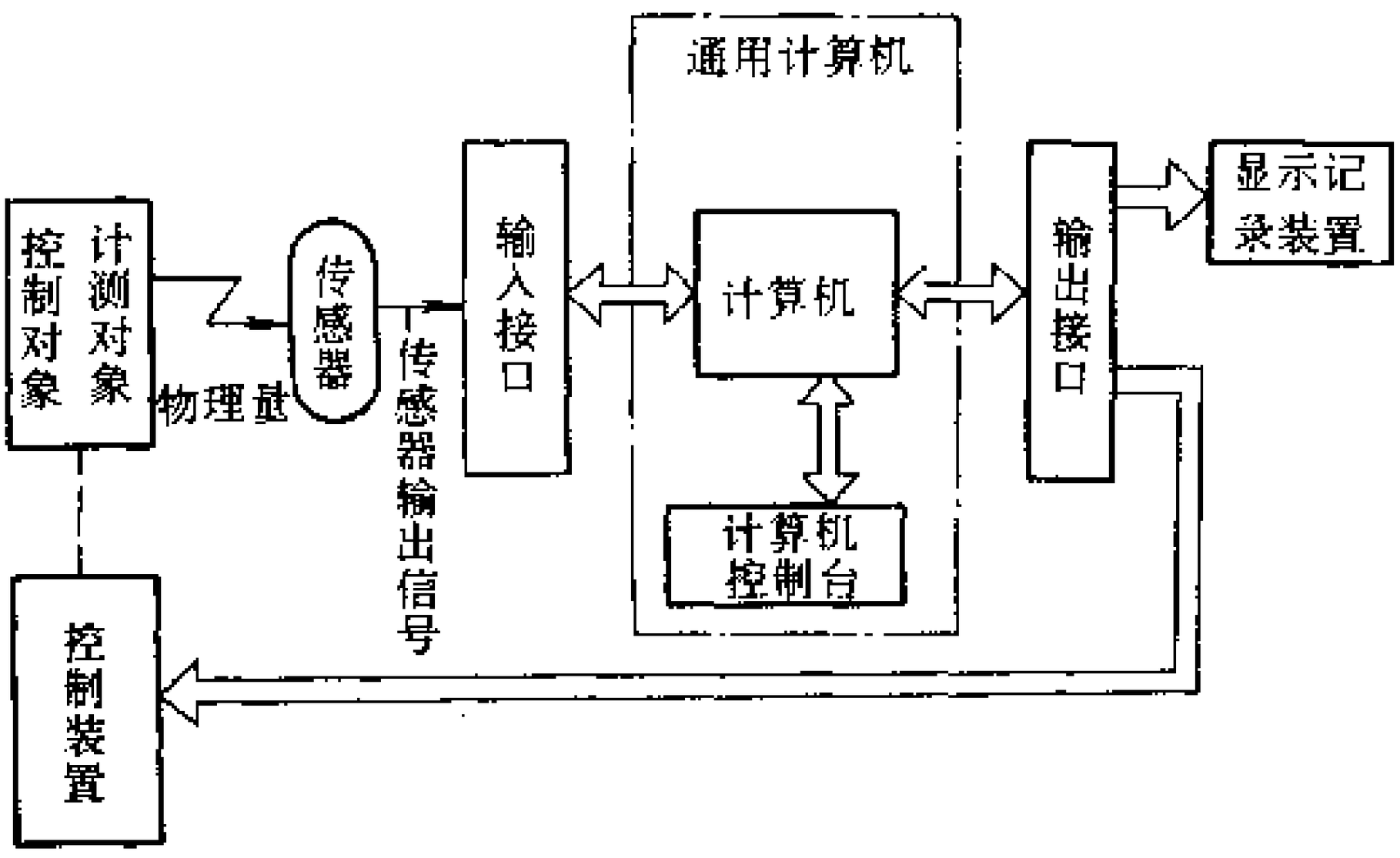


图 1-5　测量控制系统框图

该系统的信息处理流程如图 1-6 所示。传感器输出信号通过输入接口电路变换为计算机易处理的数字信号，然后输入到计算机，计算机把该信号处理为控制等装置所要求的信号格式，通过输出接口电路输出，驱动控制装置，并显示与记录。

计算机对传感器输入的数据要进行特性补偿，运算处理，格式化以及组编成适合于控制的数据，根据控制指令输送到外设。

一、特性补偿

1. 输入输出特性补偿

一般来说，传感器的输入输出特性是非线性的，不能直接显示与记录，必须进行非线性校正，即补偿。模拟信号输出传感器的典型输入输出特性如图 1-7 所示。

图 1-7a 表示通过原点的直线，线性度好。输出值乘以系数即可直接显示其真值。图 1-7b 表示不通过原点的直线，需要进行减去 B 值处理。图 1-7c 是平方特性，需要求二次方根运算以及系数补偿。图 1-7d 是指数形式的特性，需要对数变换处理。

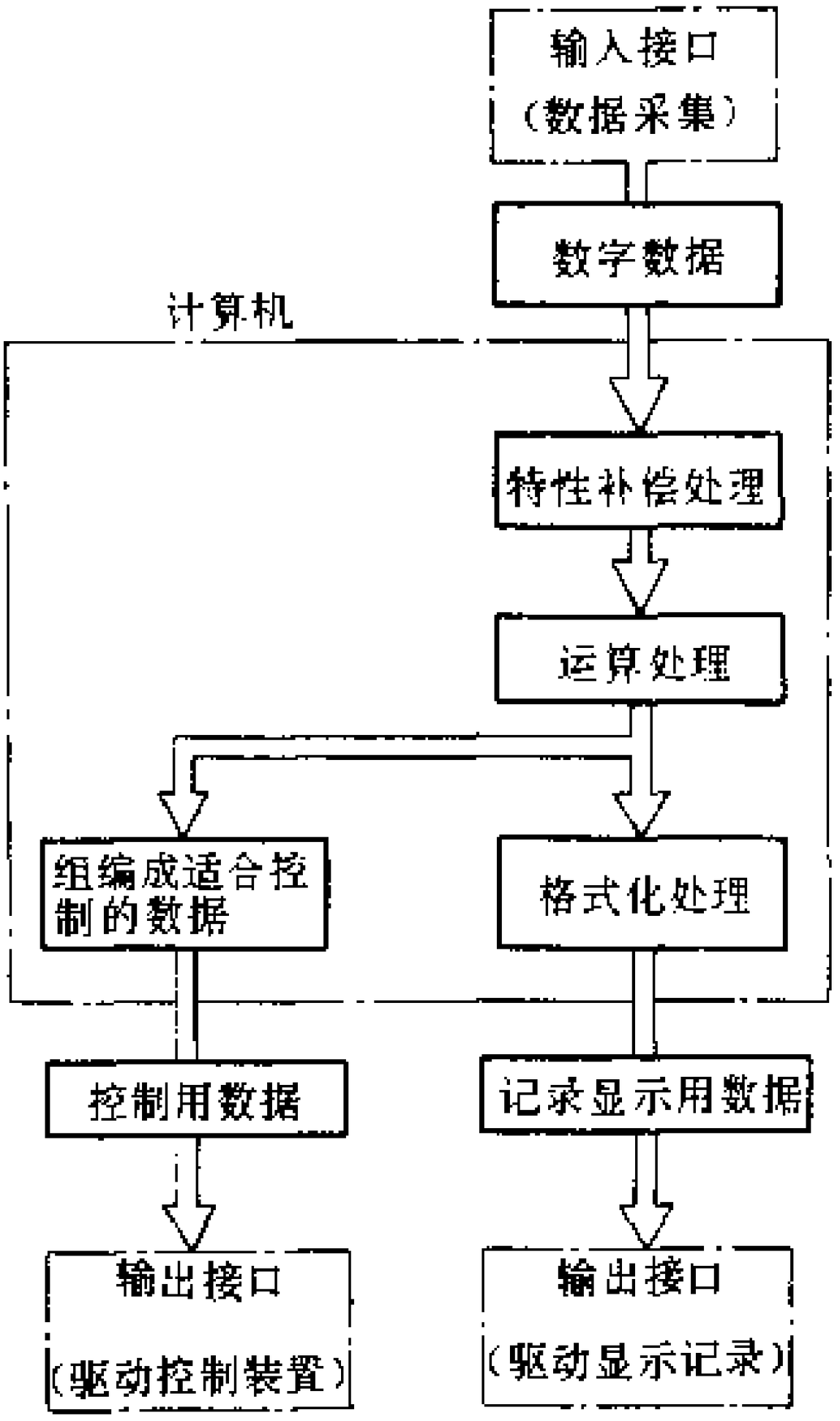


图 1-6　测量控制系统信号处理流程图

以外还有各种形式的输入输出特性。因此，需要进行相应的处理，运用计算机软件极易实现。

2. 有效输出量获取

有时要消除传感器输出量中的无效物理量。例如，为了

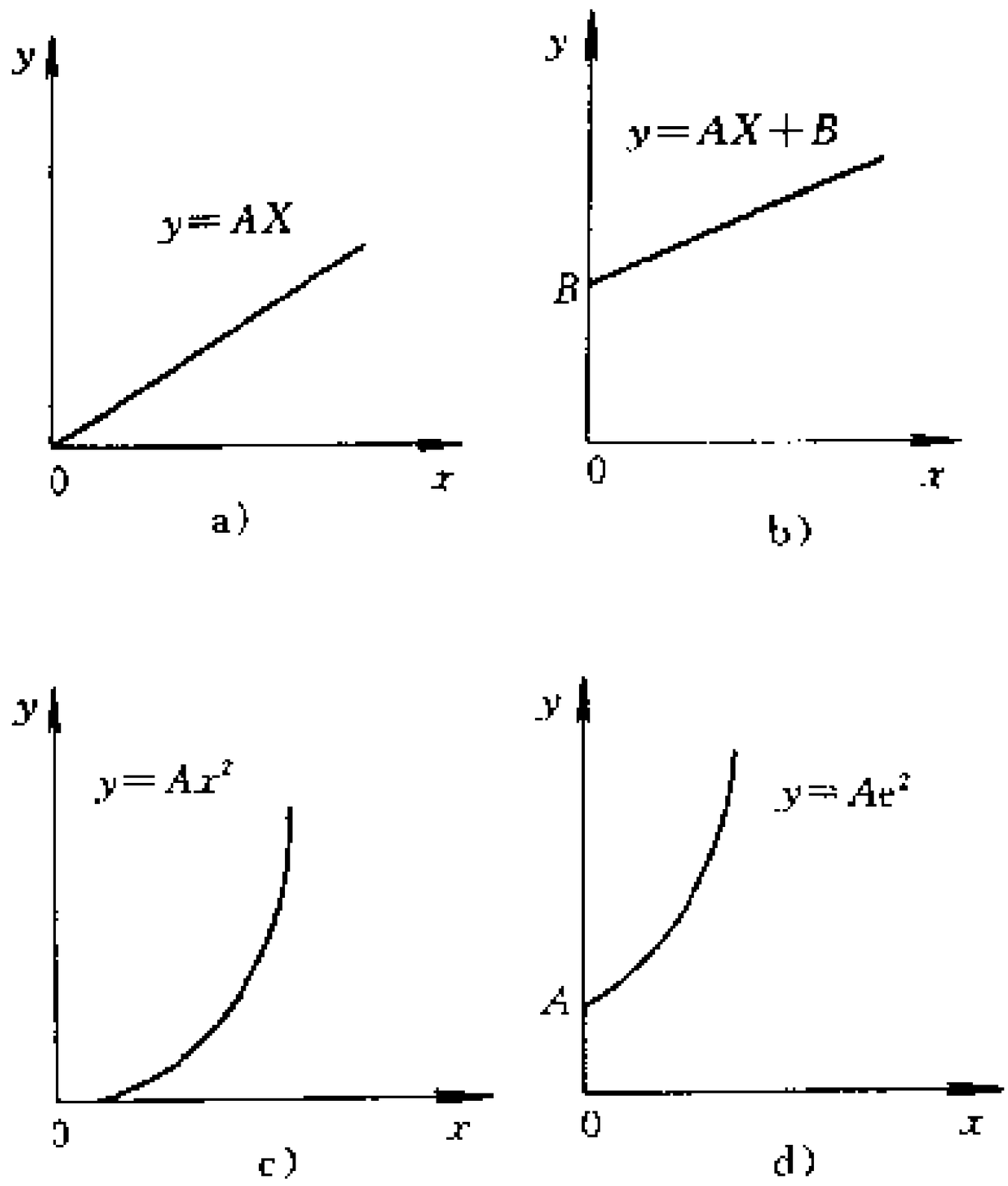


图 1-7　模拟传感器的输入输出特性

能在很宽温度范围内测量物体的应变时就要采用应变传感器，而应变传感器输出量中就有因温度变化而引起的输出量，这种输出量是无效的，但往往又不能消除。因此，就要把温度传感器与应变传感器组合在一起，测量其温度，基于此值补偿应变传感器的输出值。输出量只是有效的物理量。

二、运算处理

传感器的输出信号要经过各种运算处理，变成有效信号。

传感器输出信号送入计算机，成为计算机的输入信号，使用运算处理的信号有两种方式。

一种方式是输入计算机信号（传感器输出信号）仅某个

时刻使用有效。例如：根据输入信号挑选产品的优劣，即仅到某设定值时（例如产品合格参数）输入信号有效。

另一种方式是记录输入数据，综合利用积累的信息。典型形式有采用直方图、数字记录、暂存记录、取平均值等形式。

直方图形式是根据传感器输出数据信息，来了解产品加工精度的分布情况。它用于大批量生产管理与大量实验数据处理。

数字记录形式是以一系列的时效数据形式存储传感器输出的数据，用于以后检查生产产品的状态。

暂存记录形式是把传感器输出数据作为周期性时效数据，用于推断与预测事故。

取平均方式是把传感器检测次数累加，取平均数据，用于提高测量精度。

三、格式化处理

格式化处理是把传感器检测的数据进行处理，易于显示与记录。例如：行打印机、CRT 显示器、$x-y$ 绘图仪等装置都需要易于辨认的数据。

四、组编适合于控制装置的信息

经过特性补偿与运算处理的数据要组编成适合于控制装置的信号，以便于进行控制。

第二章　热电偶应用接口电路

第一节　热电偶的原理

一、塞贝克效应

热电偶作为工业用温度传感器占有极其重要的地位，它的测量温度范围广，测量可靠性高。自身能产生电压，不需要外加驱动电源，使用方便。

两种不同类金属 A 和 B 接触在一起，如图 2-1 所示，若触点间有温度差，则产生热感应电动势 E。这种现象称为塞贝克(Seebeck)效应。

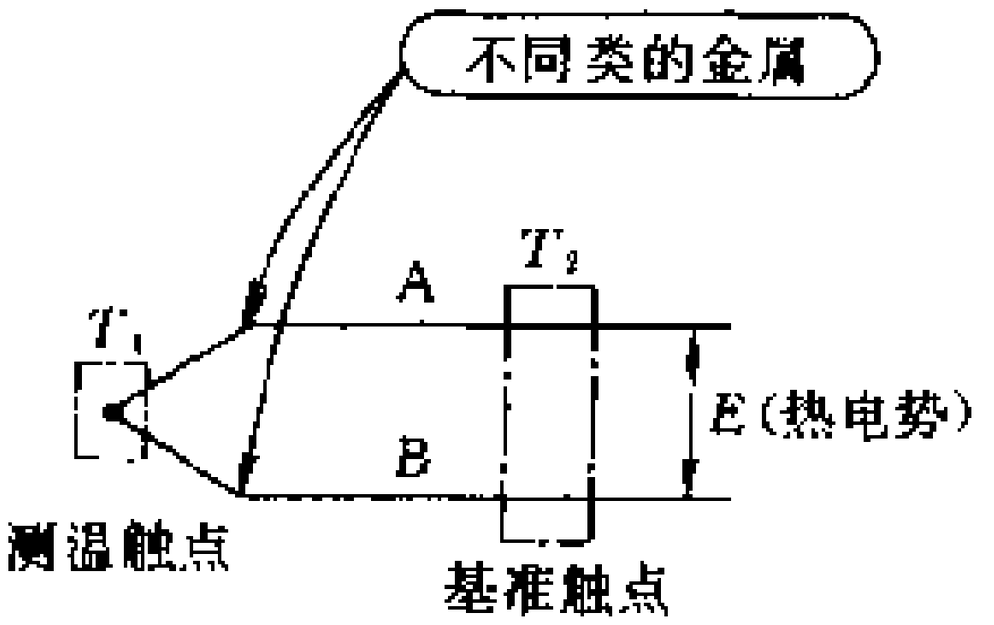


图 2-1　两种不同类金属接触会产生热电势

热电势 E 的大小仅由金属种类以及触点间温度差所决定，因此，大小是有差别的，但若有温度，任何金属都会产生热电势。例如，焊锡与印制敷铜板以及继电器触点间都会产生热电动势。

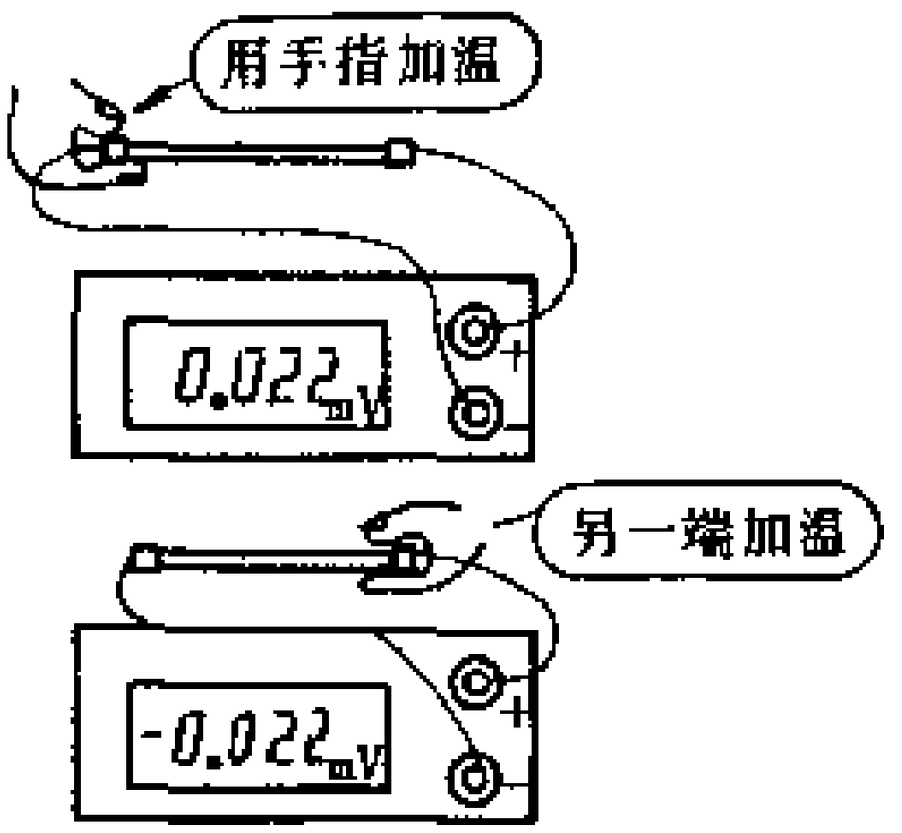


图 2-2　简易热电偶

简易热电偶如图 2-2 所示。若用手指捏住二极管引线与铜线的接触处，这相当于在一端给二极管加温，则万用表显示 22μV 或－22μV，“－”表示基准点不同。这 22μV 电压就是测温触点产生的输出电压，即相当于测出手指的温度。

这只是简易热电偶，但实用热电偶必须满足以下条件：（1）灵敏度高，线性好，测温范围广；（2）再现性好，稳定性好，时效变化小；（3）质量偏差小。7 种规格的热电偶如表 2-1 所示。

表 2-1　热电偶的种类

适用范围		测量范围（℃）	热电势（mV）	优点
高温	(K)	－200～＋1200	－5.981/－200℃ ＋48.828/＋1200℃	工业用最多 适应氧化性环境 线性度好
中温	(E)	－200～＋800	－8.821/－200℃ ＋61.02/＋800℃	热电势大
	(J)	－200～＋750	－7.89/－200℃ ＋42.28/＋750℃	热电势大 适应还原性环境
低温	(T)	－200～＋350	－5.603/－200℃ ＋17.816/＋350℃	最适用于－200～＋100℃ 适应弱氧化性环境
超高温	(B)	＋500～＋1700	＋1.241/＋500℃ ＋12.426/＋1700℃	可用到高温 适应氧化、还原性环境
	(R)	0～＋1600	0/0℃ ＋18.842/＋1600℃	
	(S)	0～＋1600	0/0℃ ＋16.771/＋1600℃	

二、热电偶的最高使用温度与线径

热电偶使用时有两种温度，一种是常用使用温度，另一

种是过热使用温度。常用使用温度是在空气中连续使用时的温度，过热使用温度是短时间使用的温度。当然常用温度比过热温度低。

热电偶使用温度与线径有关，线径越粗使用温度越高。表2-2示出热电偶使用温度与线径之间的关系。

表 2-2　热电偶使用的温度与线径的关系

热电偶种类	线　　径（mm）	常用温度（℃）	过热温度（℃）
K	0.65	650	850
	1.00	750	950
	1.60	850	1050
	2.30	900	1100
	3.20	1000	1200
E	0.65	450	500
	1.00	500	550
	1.60	550	650
	2.30	600	750
	3.20	700	800
J	0.65	400	500
	1.00	450	550
	1.60	500	650
	2.30	550	750
	3.20	600	750
T	0.32	200	250
	0.65	200	250
	1.00	250	300
	1.60	300	350
B	0.5	1500	1700
R S	0.5	1400	1600

三、热电偶的使用寿命

热电偶一般装入保护管内使用。保护管有以下几种形式。

1. 金属套管热电偶

热电偶使用时，如不加金属保护套管，热电偶寿命就会缩短。因此，热电偶的双金属线要装入用绝缘管进行电气隔离的保护套管里使用。保护套管有金属与非金属两种，而材料也不同。应根据环境与测量温度进行最佳选择。

2. 铠装热电偶

铠装热电偶的结构如图 2-3 所示，有接地型、非接地型和裸露型。它是把热电偶的双金属线装入金属管内，用无机物进行电气隔离的一种热电偶。其优点为：（1）外径细、响应速度快；（2）柔软性强、可进行一定程度的弯曲；（3）耐热、耐压、耐冲击性强。

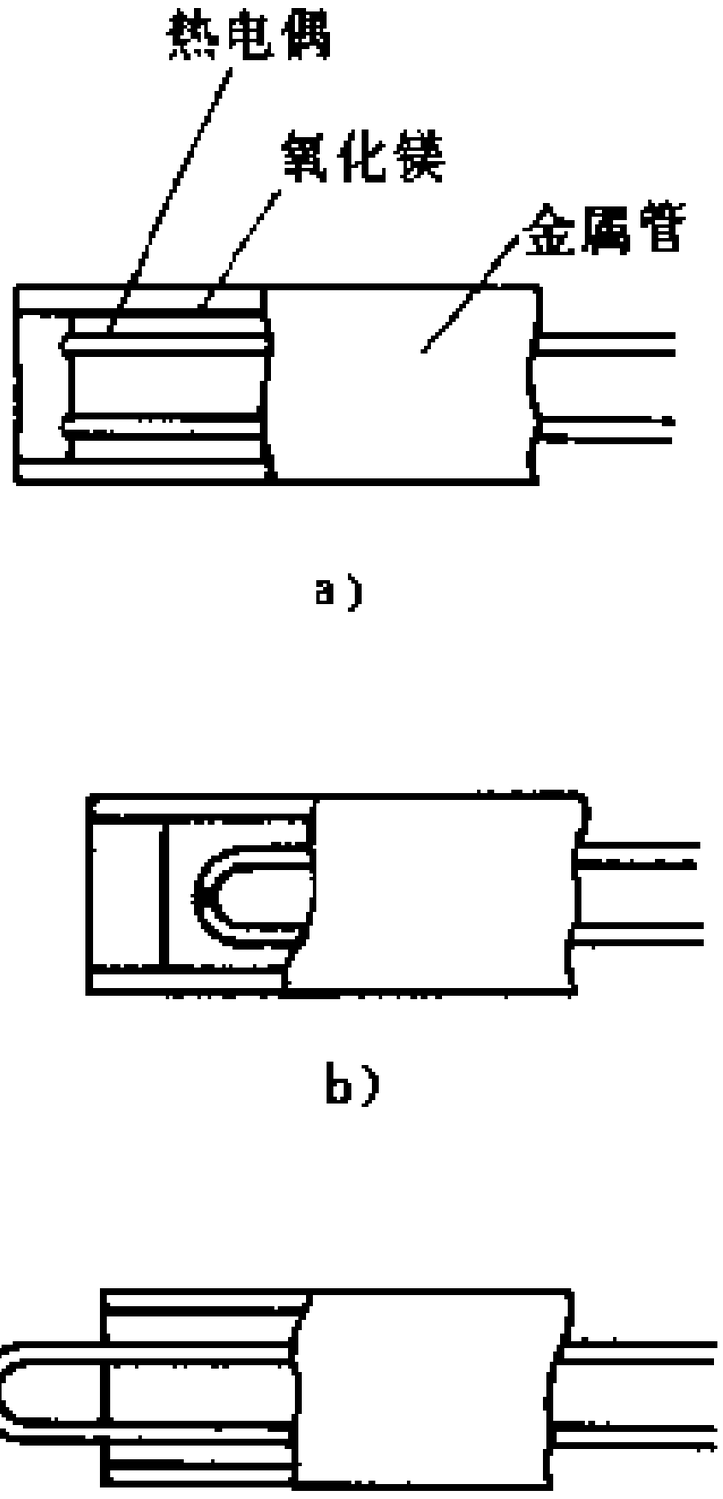


图 2-3　铠装热电偶的结构
a）接地型　b）非接地型　c）裸露型

3. 绝缘物封装热电偶

用各类绝缘物封装的热电偶有如下特点：（1）热电偶金属线可任意截断，头部可焊接使用；（2）可弯曲，也可密封；（3）价廉；（4）不能在高温下使用。

这种热电偶封装的绝缘材料有耐热乙烯基，使用温度为 −10～100℃，线径有 0.32mm、0.65mm 和 1.0mm。

四、补偿导线

热电偶远离温度测量器时，不用导线连接是非常理想的，但是，这种热电偶价格高。如果采用廉价的热电偶，就要用导线连接，称为补偿导线。

作为补偿导线有两类，一类是采用与热电偶相同材料的伸长型，另一类是利用与热电偶的热电势类似特性合金材料的补偿型。

伸长型精度高，而补偿型价廉。不言而喻，K 型热电偶必须采用 K 型热电偶用的补偿导线。

采用补偿导线要注意以下几点：（1）热电偶的长度由补偿接点的温度决定。热电偶长度与补偿导线长度要最佳配合，例如：热电偶长 50cm，补偿导线 5m 为宜。

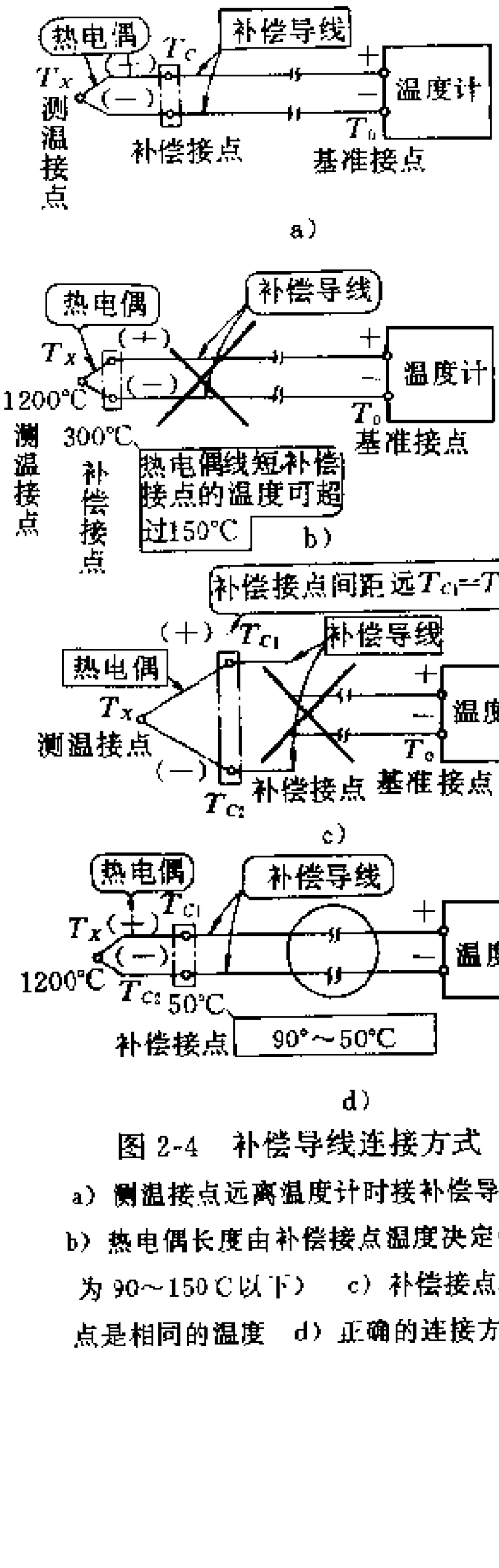


图 2-4　补偿导线连接方式

a）测温接点远离温度计时接补偿导线　b）热电偶长度由补偿接点温度决定（设为 90～150℃以下）　c）补偿接点端点是相同的温度　d）正确的连接方法

补偿导线使用温度为 90～150℃。它与热电偶的连接如图 2-4 所示。热电偶与补偿导线接点（这点称为补偿接点）的温度不能超过补偿导线的使用温度，如图 2-4b 所示。

热电偶变冷，如图 2-4d 所示，需要把热电偶延长到补偿导线的使用温度范围。因此，测温接点温度高，热电偶可长，温度低，热电偶可短。补偿接点间做到没有温差。

(2) 热电偶与温度计之间增加一个温度接点（补偿接点），误差要尽可能地小。为此，补偿接点要紧靠，做到不产生温差。

第二节　热电偶的基本应用电路

一、热电偶的放大电路

热电偶的输出电压极小，其值为几十 μV/℃。因此，要采用低失调电压运放进行放大。目前运放种类很多，而且价格便宜，可以选择到合适的运放作为热电偶的放大电路。但不太容易选择到最佳元件。

图 2-5 是 K 型热电偶的放大电路。电路中的 R_1～R_3 是 1/4W 的金属膜电阻，精度为 20%，RP_1 和 RP_2 是 10 圈线绕电位器，C_1 是滤波电容，采用精度为 20%，耐压为 50V 的漏电小的电解电容。因为热电偶的热电势很小，如果电容漏电大，就会产生漂移电压。

例如，C_1 漏电流为 0.1μA，在电阻 R_3 上会产生 0.1μA×1kΩ＝100μV 的漂移电压。所以，必要采用漏电极小的电容。

热电偶的热电势与温度的关系如表 2-3 所示。由表可知，K 型热电偶在 0℃时产生热电势为 0mV，600℃时产生热电势为 24.902mV。如果用 RP_1 设置运放的增益为 240.9445，则 0℃时运放输出电压为 0V，600℃时运放输出电压为 6.000V。

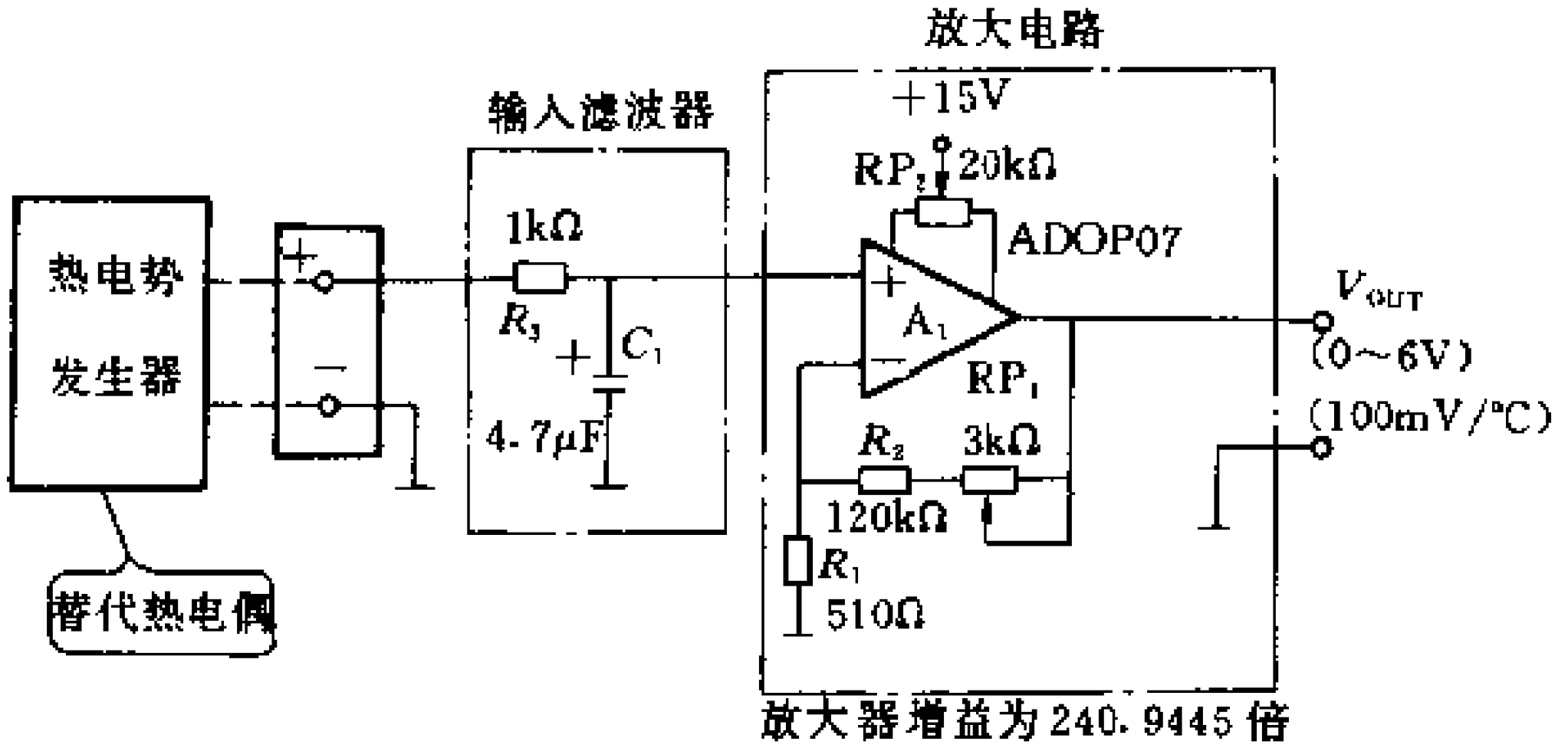


图 2-5　K 型热电偶的放大电路

表 2-3　热电势与温度的关系

温　度 (℃)	K 型热电偶 (mV)	J 型热电偶 (mV)	E 型热电偶 (mV)	T 型热电偶 (mV)
−200	−5.891	−7.890	−8.824	−5.603
−100	3.553	−4.632	−5.237	−3.378
0	0	0	0	0
100	4.095	5.268	6.327	4.277
200	8.137	10.777	13.419	9.286
300	12.207	16.325	21.033	14.860
400	16.395	21.846	28.943	20.869
500	20.640	27.388	36.999	—
600	24.902	33.096	45.085	—
700	29.128	39.130	53.110	—
800	33.277	45.498	61.022	—
900	37.325	51.875	68.783	—
1000	41.269	57.942	76.358	—
1100	45.108	63.777	—	—
1200	48.828	69.536	—	—
1300	52.398	—	—	—

热电偶的热电势与温度的关系为非线性关系。图 2-6 表示 K 型热电偶的热电势与温度的关系曲线，温度为 0～600℃时，最大非线性误差为 1%，而 K 型热电偶在各类热电偶中

还是线性最好的一种，因此，应用时，都要进行非线性校正。

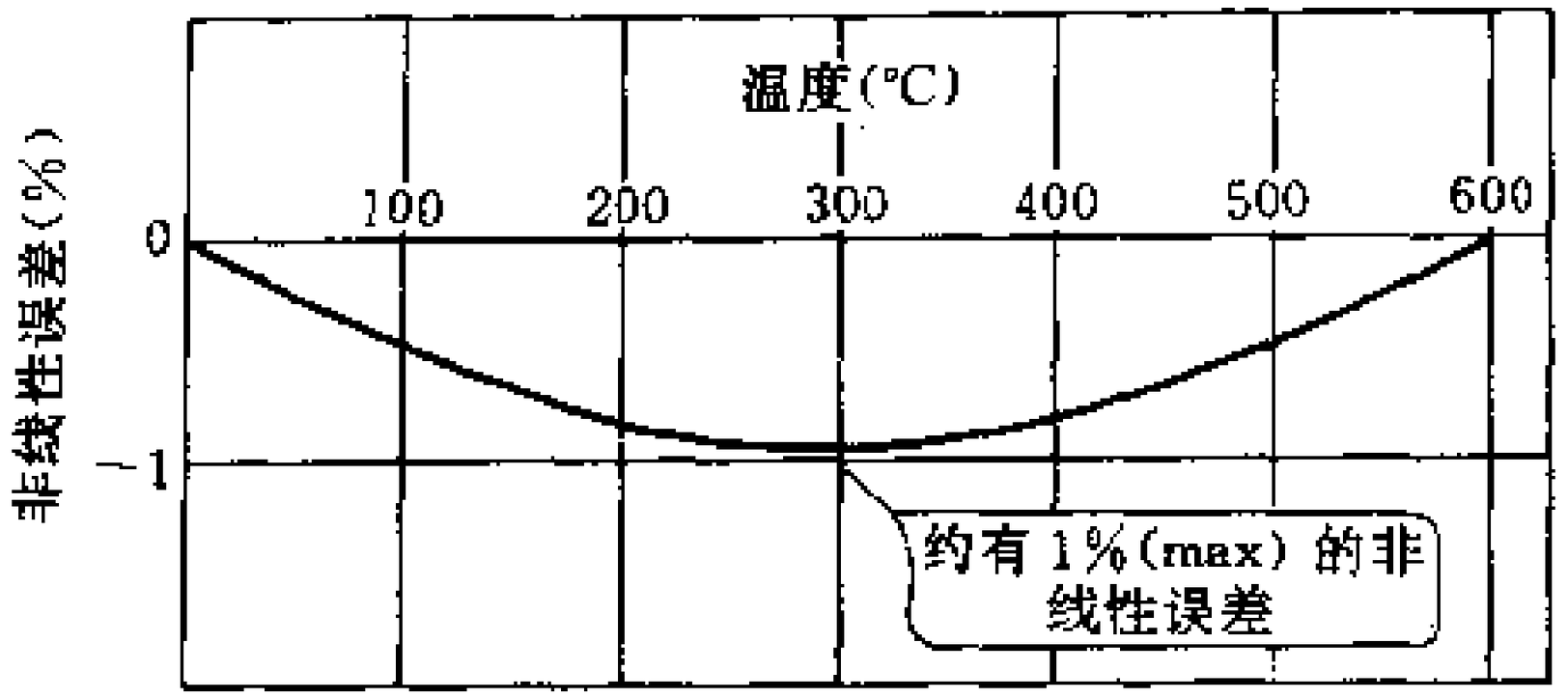


图 2-6　K 型热电偶的非线性特性曲线

二、非线性校正电路

非线性校正也称线性化，其方法很多。这里根据多项式线性化的方法。设温度为 T，各项系数为 a_0，a_1，…，a_N，则热电偶的热电势 E 可表示为

$$E = a_0 + a_1T + a_2T^2 + \cdots + a_NT^N \qquad (2\text{-}1)$$

如果获得高次幂级数的函数，就可构成线性电路。幂次越高，精度越高，但电路复杂。实际上只要取到 2 次幂就可以获得足够的精度。

K 型热电偶的热电势近似表达式为：

$$V_{OUT} = -0.776 + 24.9952V_{IN} - 0.0347332V_{IN}^2 \qquad (2\text{-}2)$$

当温度为 600℃，热电势为 24.902mV 时，根据式（2-2），可得 $V_{OUT}=600mV$。

若要获得 6000mV 输出电压，把式（2-2）乘以 10 即可，那么，

$$V_{OUT} = -7.776 + 249.952V_{IN} - 0.347332V_{IN}^2 \qquad (2\text{-}3)$$

由式(2-3)，可知温度为 300℃，热电势为 12.207mV 时，可得：

$$V_{OUT} = 2991.6\text{mV}(\text{相当于 } 299.2℃)$$

而温度为 600℃，热电势为 24.902mV 时，

$$V_{OUT} = 6001.2\text{mV}(\text{相当于 } 600.1℃)$$

由上述可知：温度与输出电压为良好的线性关系。

三、AD538 平方运算的专用集成电路

如前所述，线性化电路的关键是求平方的运算，而集成电路 AD538 是最适宜进行平方运算的芯片。

AD538 的内部电路如图 2-7 所示。精度为 0.5%，动态范围宽，片内设有高精度的基准电压源。有三个输入 V_X，V_Y，V_Z，可组成 $V_{OUT}=V_Y\ (V_Z/V_X)^m$ 的函数关系。不用外接元件，即可构成平方运算的电路。

应用电路如图 2-8 所示。运放 A_2 的 $R_1 \sim R_4$ 决定多项式中的 1 次幂系数与 2 次幂系数的增益。

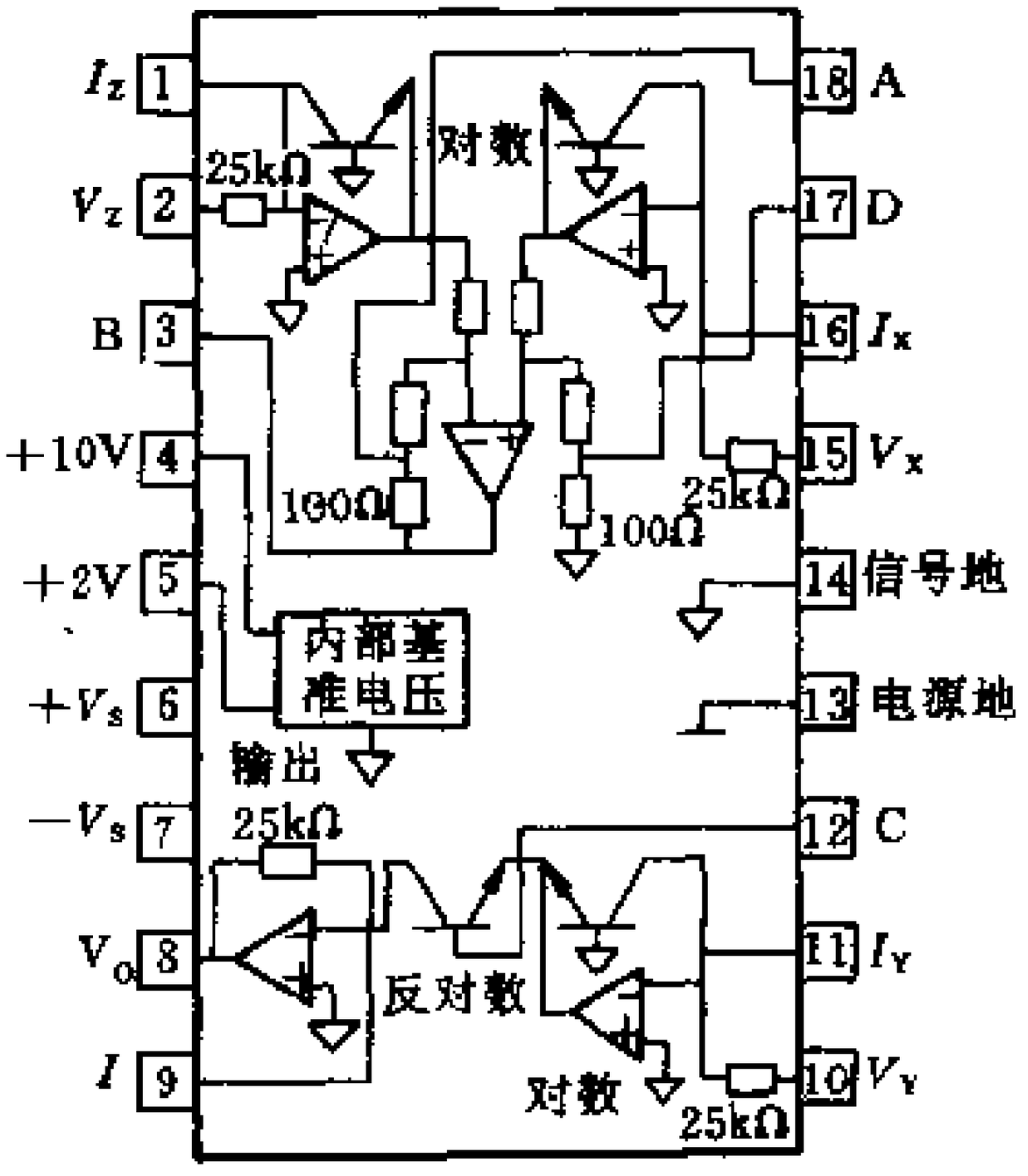


图 2-7　AD538 的内部电路

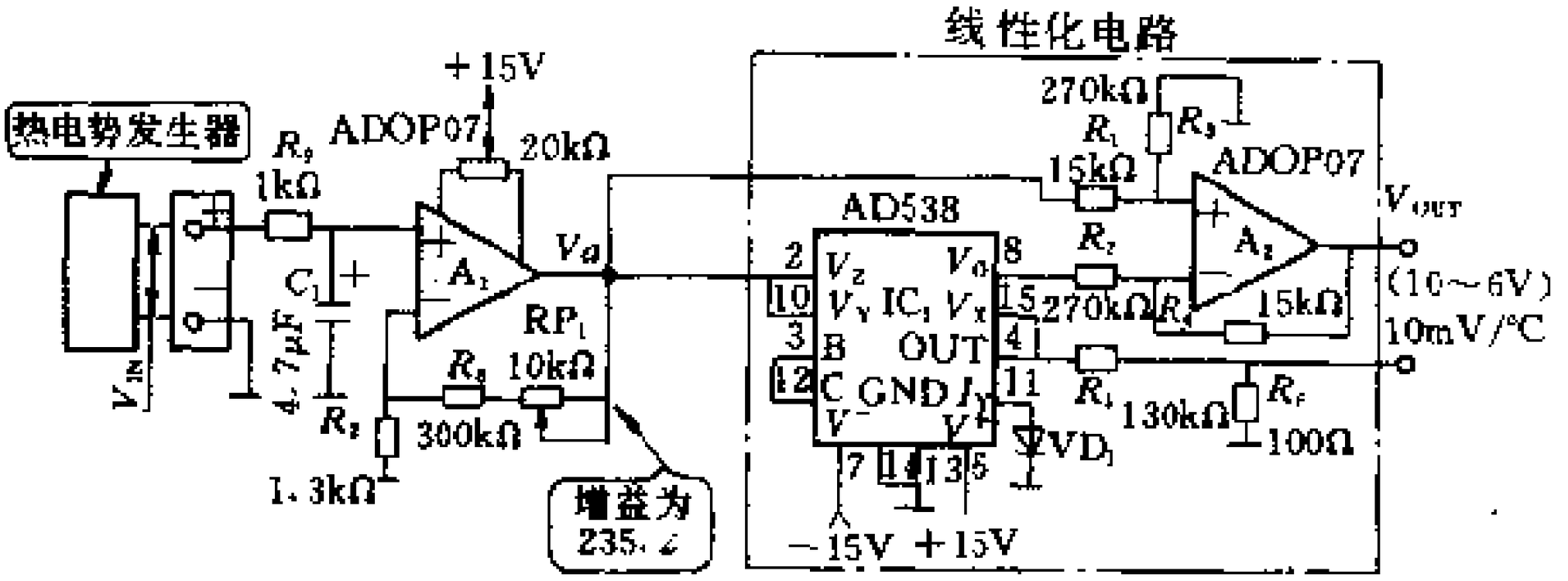


图 2-8　应用电路

现将式（2-3）改写为

$$V_{OUT} = -7.76 + (249.952V_{IN}) - 5.56 \times 10^{-6}(249.952V_{IN})^2$$

$$= -7.76 + V_a - 5.56 \times 10^{-6}V_a^2 \qquad (2\text{-}4)$$

式中　$V_a = 249.952V_{IN}$。

AD538 若按图 2-8 那样连接，则 8 脚输出电压 V_o 为

$$V_o = V_a^2/10000$$

代入式（2-4）得

$$V_{OUT} = -7.76 + V_a - 0.0556V_o^2 \qquad (2\text{-}5)$$

由式（2-5）可见，2 次幂系数为

$$R_4/R_2 = 0.0556$$

所以，$R_4 = 15k\Omega$，$R_2 = 270k\Omega$。

1 次幂系数为$[(1+R_4/R_2)R_3]/(R_1+R_3)=1$，所以，$R_1 = 15k\Omega$，$R_3 = 270k\Omega$。

另外，式(2-5)中的−7.76mV 的偏置电压用 R_5 和 R_6 获得。

K型热电偶的温度特性如图2-9所示。不校正时，有约1%的非线性误差，校正后大为改善，误差减小到 0.1%～0.2%。

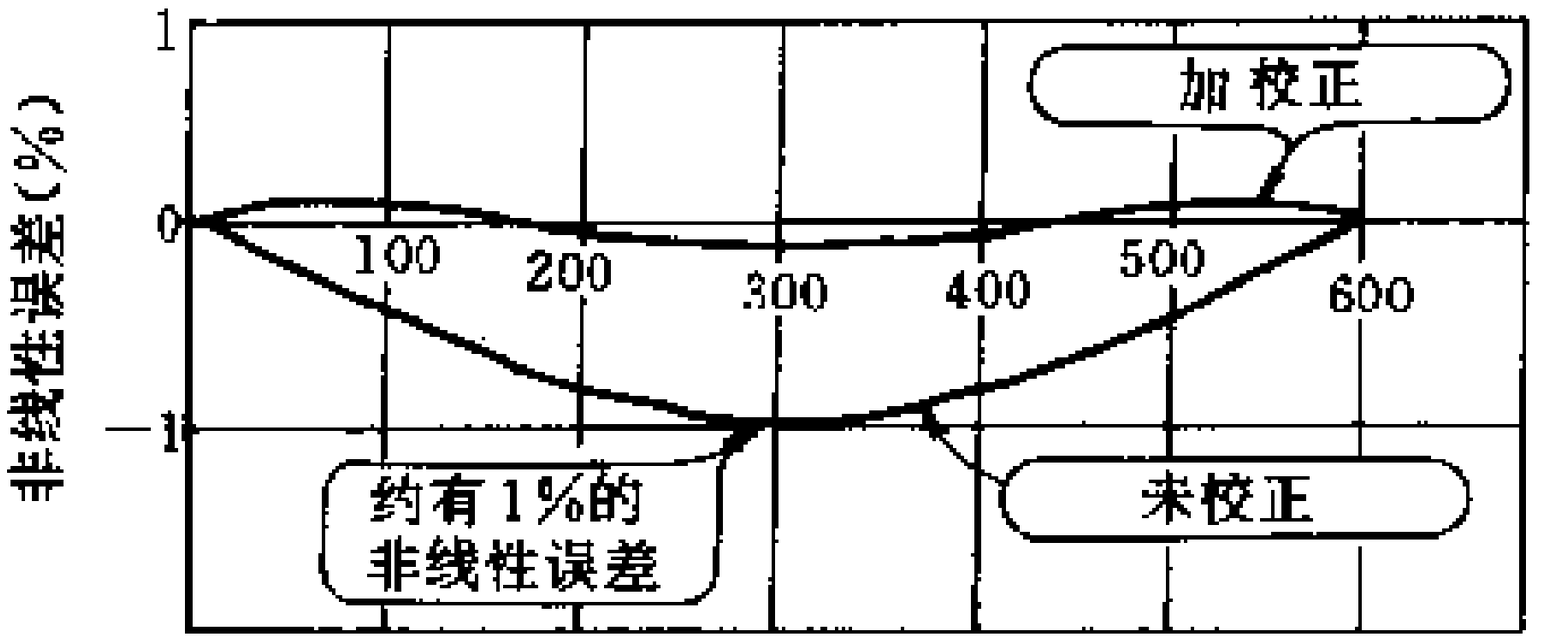


图 2-9　K 型热电偶的温度特性

四、基准接点的补偿电路

热电偶的热电势与测温接点和基准接点（冷接点）的温度必须保持恒定。标准中规定基准接点的热电势为 0℃时的热电势。而基准接点保持为 0℃是很容易的，如图 2-10 所示。但这样使用极其不方便。

因此，基准接点温度不为 0℃时，需要等效地加上相当于 0℃时的基准接点温度的热电势。

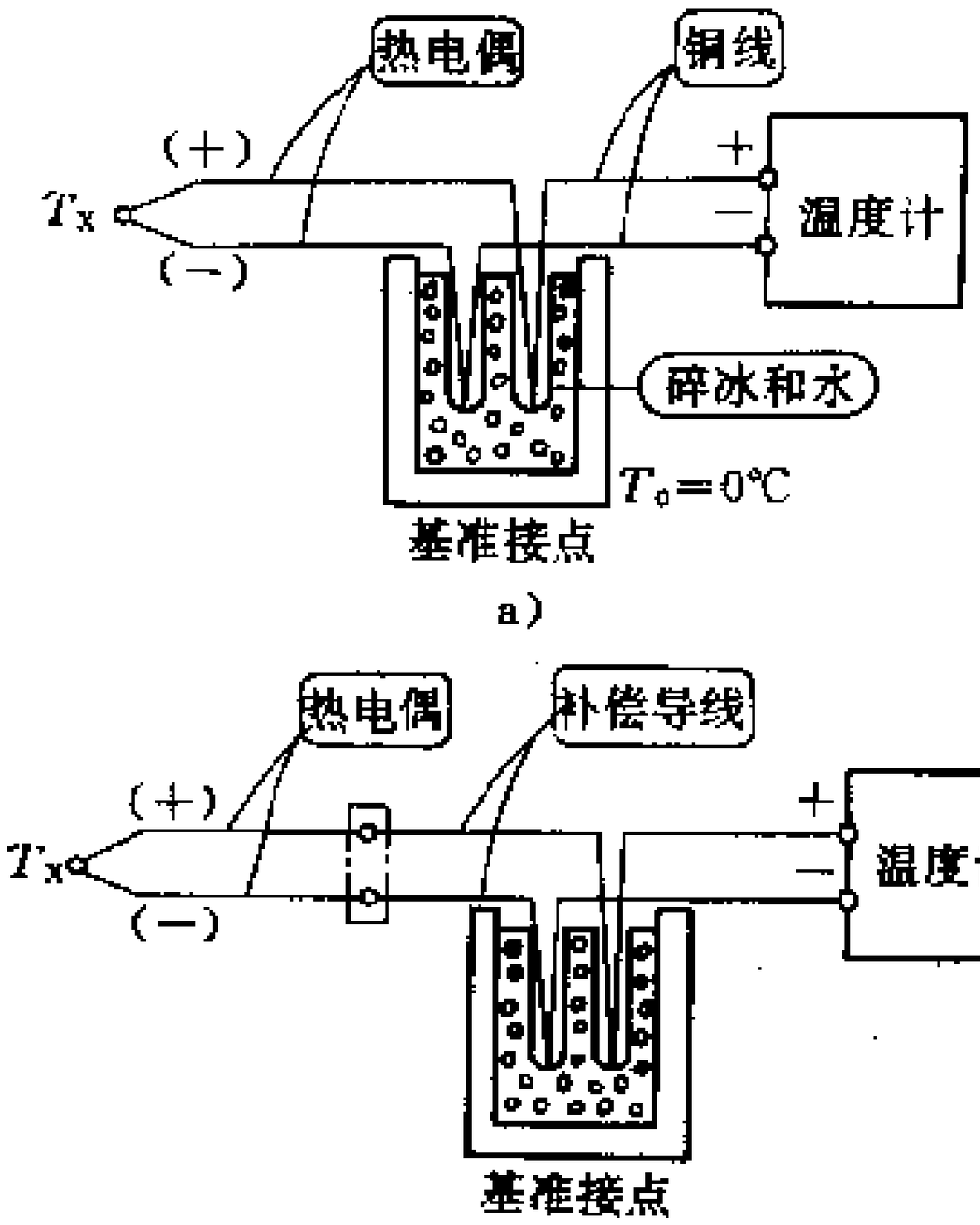


图 2-10　热电偶与测温器的连接方式

a）热电偶　b）热电偶＋补偿导线

K 型热电偶在常温时的输出特性

如图 2-11 所示。以 25℃为中心，温度系数为 40.44μV/℃。因此，要采用另外一个温度传感器产生相当于该温度系数的电压，此电压与 K 型热电偶的热电势相加。图 2-11 所示特性不是良好的直线特性，但在常温±10～±20℃范围内可看作线性关系。

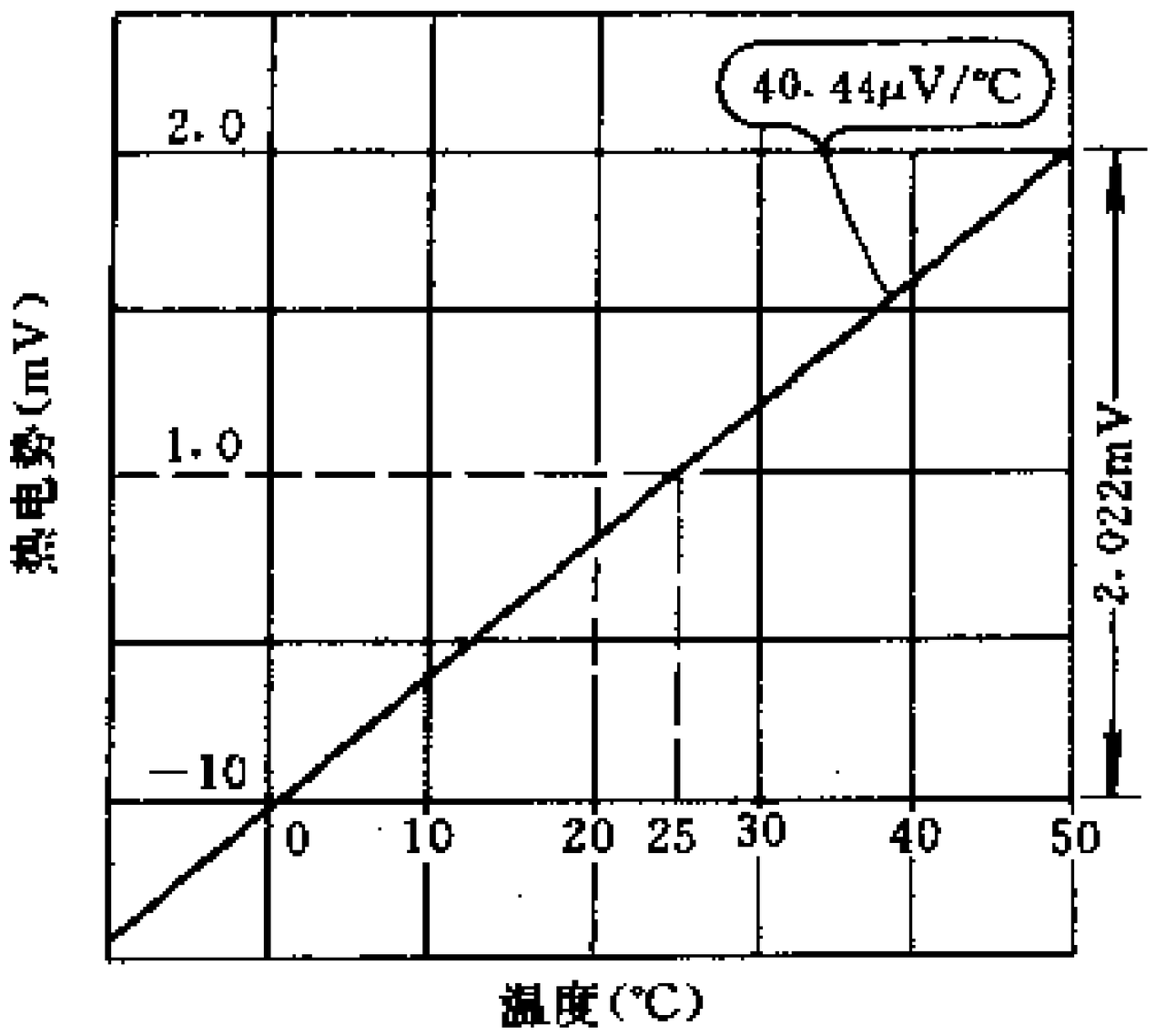


图 2-11　K 型热电偶在常温时输出特性

五、二端集成温度传感器

图 2-12 是基准接点补偿电路，它采用 AD592 温度传感器测量基准接点温度。只要对 AD592 提供 4～30V 电压，就可获得与绝对温度成比例的输出电压。

AD592 的＋端可直接接到＋15V。但为了降低 AD592 功耗，从而降低温度误差，本电路是把＋15V 通过 78L05 降为＋5V 供给 AD592。

R_R 基准电阻是把 AD592 的输出电流转换成电压。AD592在0℃时输出电流为273.2μA，灵敏度为1μA/℃。

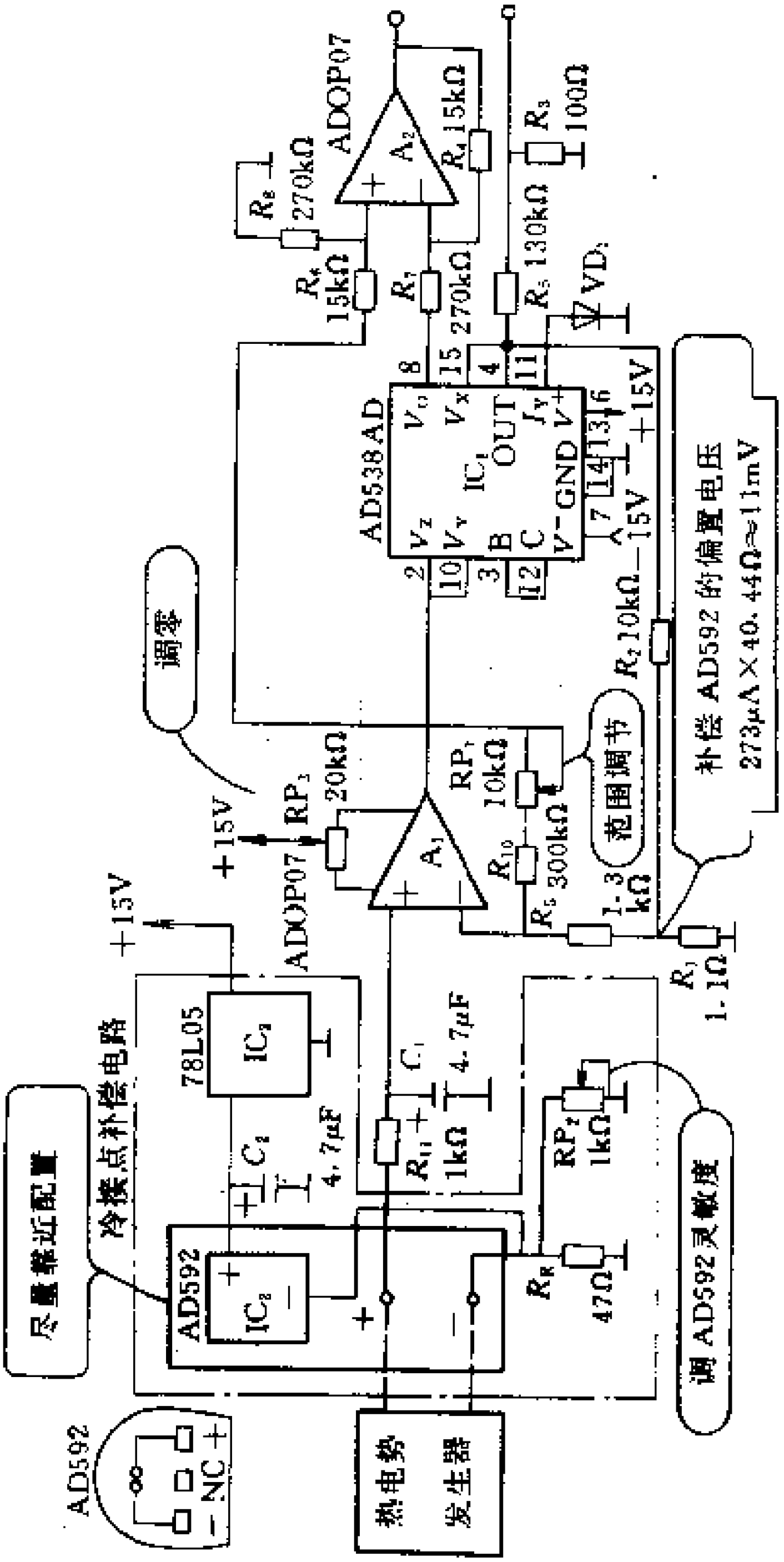


图 2-12 K 型热电偶的基准接点补偿电路

因此，环境温度为 T 时，用 RP_2 调节 R_R 上的压降，使其为（273.2μA＋1μA/℃×T℃）×40.44Ω即可。

AD592 的灵敏度为 1μA/℃，因此，可对温度系数为 40.44μV/℃的基准接点进行补偿。但有 273.2μA×40.44Ω＝11.05mV 的误差电压。为此，用 R_1 和 R_2 来消除。但实用电路还需加上断线检测电路。

六、热电偶的实用前置放大电路

图 2-13 是采用 LM121A 和 LM108A 组成的热电偶前置放大电路，它可以分别用 LM321A 和 LM308A 替代。电路巧妙地对冷接点进行补偿。

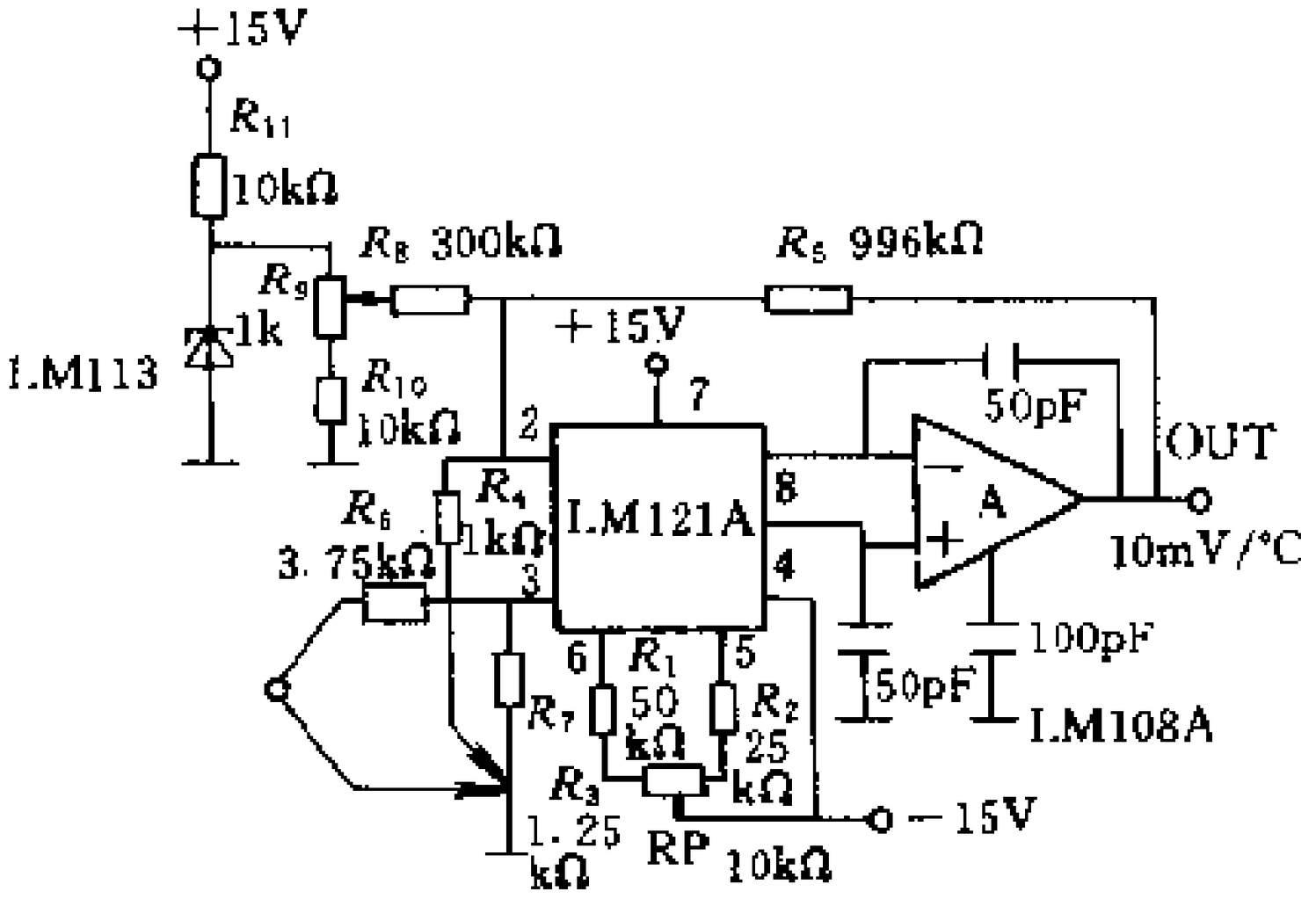


图 2-13　采用 LM121A、LM108A 组成的热电偶前置放大电路

图 2-14 是简单的冷接点补偿的前置放大电路。冷接点补偿采用二极管正向压降进行。为保证电路稳定，要采用稳压二极管。运放采用 LM308A。

图 2-15 是更精密用途的冷接点补偿的前置放大电路，它采用 LM308A 和 LM321A 组成，环境温度变化 20℃，温度误

差小于 0.2℃。

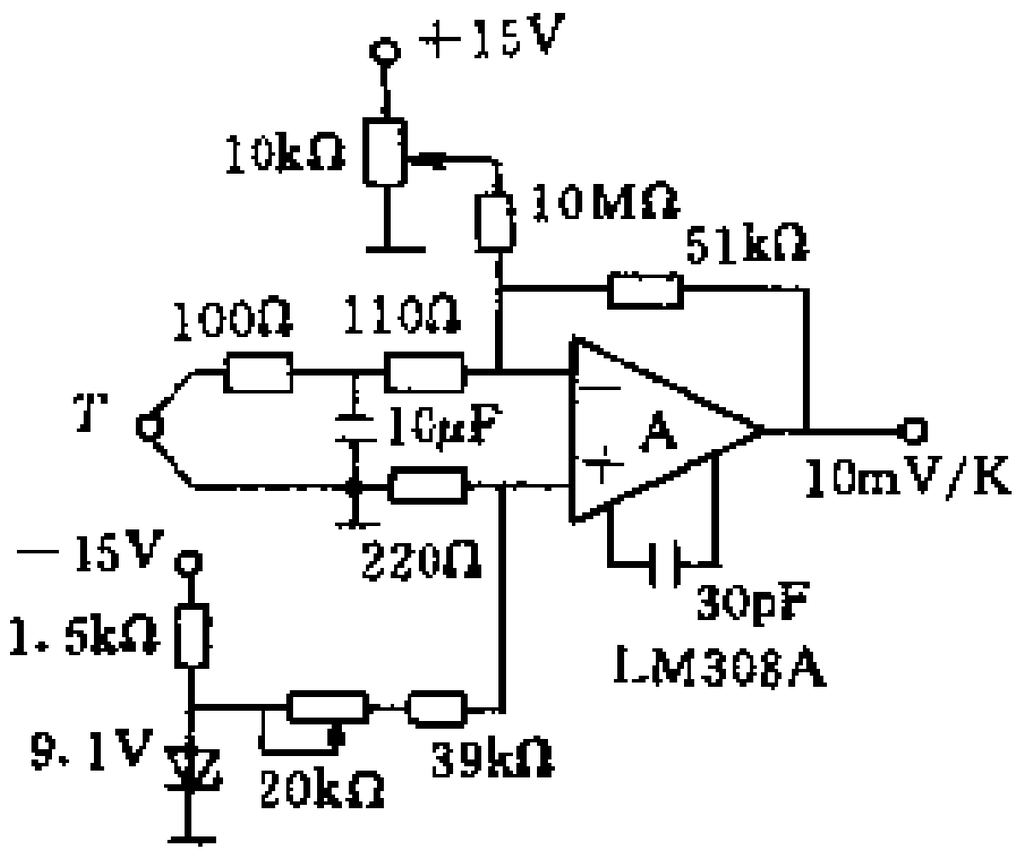


图 2-14　简单的冷接点补偿的前置放大电路

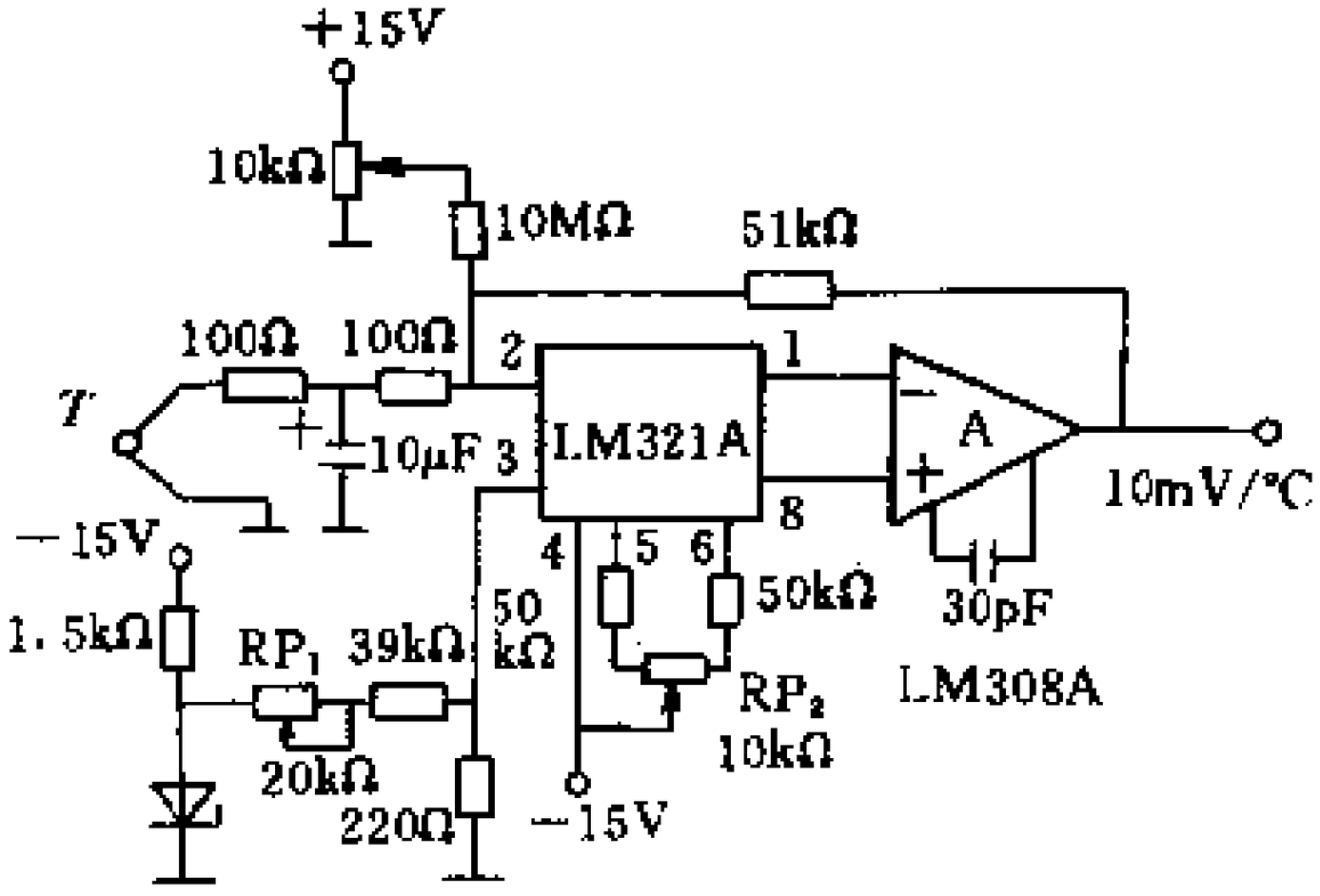


图 2-15　更精密用途的前置放大电路

图 2-16 是采用二极管折线近似热电偶线性电路。电路中 R_t 是冷接点补偿用测温电阻，B 是决定折线点的电压设定电路，A_1 为前置放大器，A_9 为加法器，C_{10}是使输出稳定的除噪声电容器。

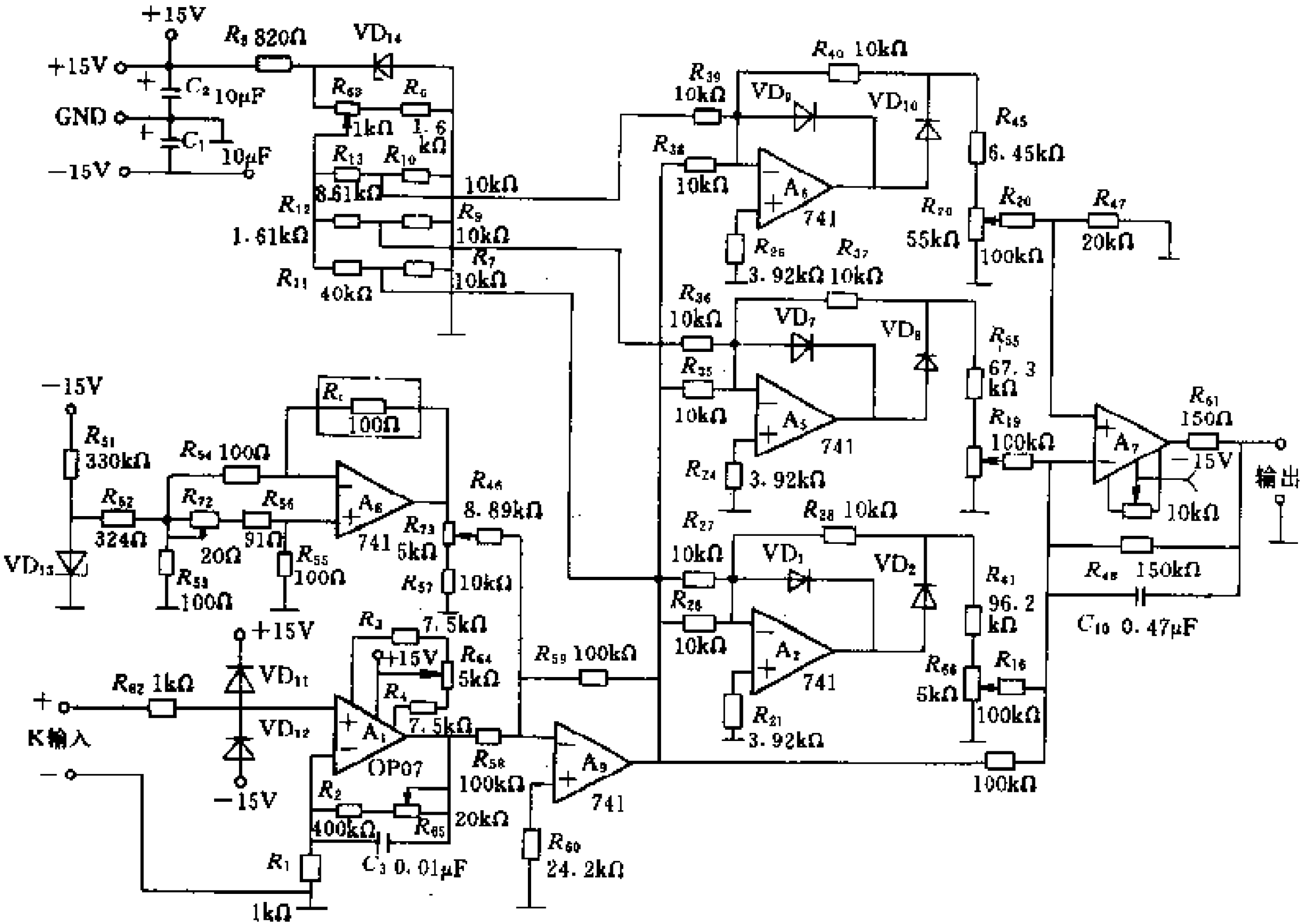


图 2-16　热电偶的线性电路

第三节　热电偶测温实用电路

一、热电偶的精度

用热电偶测温时有下述一些误差；

（1）热电偶的误差；

（2）基准接点温度或基准接点温度补偿所产生的误差；

（3）补偿导线产生的误差；

（4）电路误差；

（5）其它误差（噪声、绝缘电阻、热电阻等产生的误差）

（1）项误差是热电偶自身的误差，按其精度可分为几等。例如：K 型热电偶分为 0.4 级、0.75 级和 1.5 级，其误差分别为±1.5℃（0～1000℃）、±2.5℃（0～1200℃）和±2.5℃（−250～0℃）。

二、热电偶近似表达式的求解

热电偶线性化电路设计时，需要求出线性化近似表达式。由切比雪夫展开式而求得的近似表达式如表 2-4 所示。

表 2-4　热电偶的近似表达式

热电偶类型	温度范围（℃）	V_{OUT}的近似式（V_{IN}→mV，V_{OUT}→℃）
K	0～600	$-0.77633+24.995196V_{IN}-0.0347332V_{IN}^2$
	600～1200	$74.59714+19.119498V_{IN}+0.0802607V_{IN}^2$
T	0～300	$1.43573+23.895704V_{IN}-0.2604214V_{IN}^2$
J	0～300	$0.66545+18.989782V_{IN}-0.0417416V_{IN}^2$
	300～600	$-7.404594+19.244782V_{IN}-0.0265208V_{IN}^2$
E	0～400	$1.933234+15.668695V_{IN}-0.0678589V_{IN}^2$
	400～800	$48.674217+12.007865V_{IN}+0.0049158V_{IN}^2$

可编制切比雪夫近似表达式的相应计算程序求得相应的数据。

三、RMS-DC 转换电路

温度传感器除测温外，还有多种用途。本节介绍采用温度传感器的 RMS-DC 转换电路。所谓 RMS-DC 转换电路就是把交流电压（有效值）转换为直流电压。

1. 交流电压的平均值与有效值

表示交流电压大小有交流电压峰值，交流电压平均值（整流后电压的平均值）以及交流电压的有效值。通常多用有效值表示。日常中称交流电 220V 就是指交流电压的有效值。

为了用仪表测量交流电压有效值，就要把交流电压转换为直流电压，一般采用 RMS-DC 转换器。

（1）平均响应式 RMS-DC 转换器　交流电压的平均值 V_{MEAV} 用式（2-6）表示。

$$V_{MEAV} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} V(t)\mathrm{d}t \qquad (2\text{-}6)$$

设交流电压为正弦波电压 $V(t) = V_m \sin\omega t$（见图 2-17），则式（2-6）变为

$$V_{MEAV} = (2/\pi)V_m \qquad (2\text{-}7)$$

这种方式只是用绝对值电压把交流电压转换为直流电压，电路简单。平均值与有效值之比为 $(2/\pi)V_m/(V_m/\sqrt{2}) = 1/1.11$，即把平均值换算为有效值，要乘以系数 1.11。

（2）热转换型 RMS-DC 转换器　交流电压有效值可用式（2-8）表示：

$$V_{RMS} = \sqrt{(1/T)\int_0^T V(t)^2\mathrm{d}t} \qquad (2\text{-}8)$$

热转换型 RMS-DC 转换器基本原理如图 2-18 所示。它

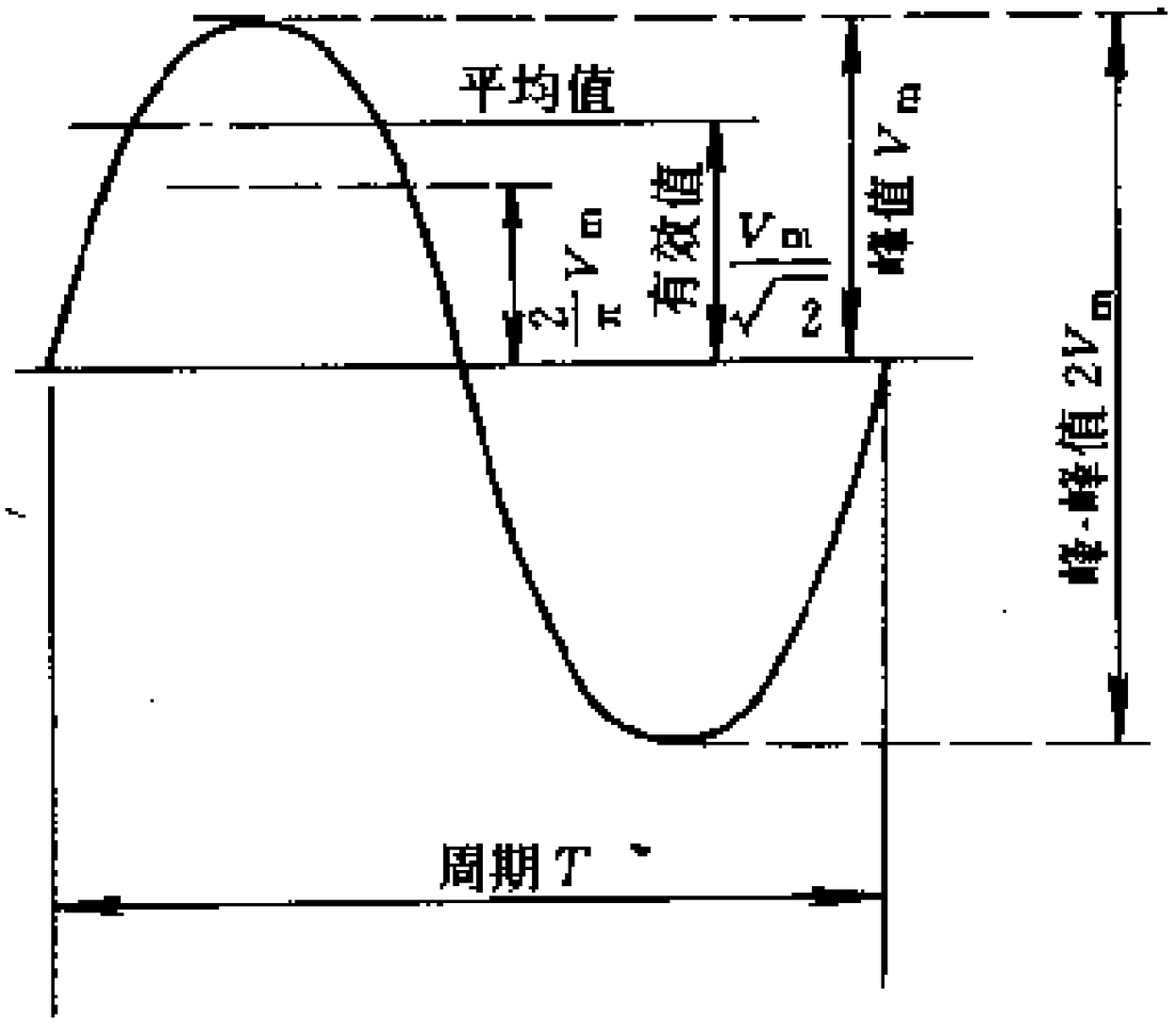
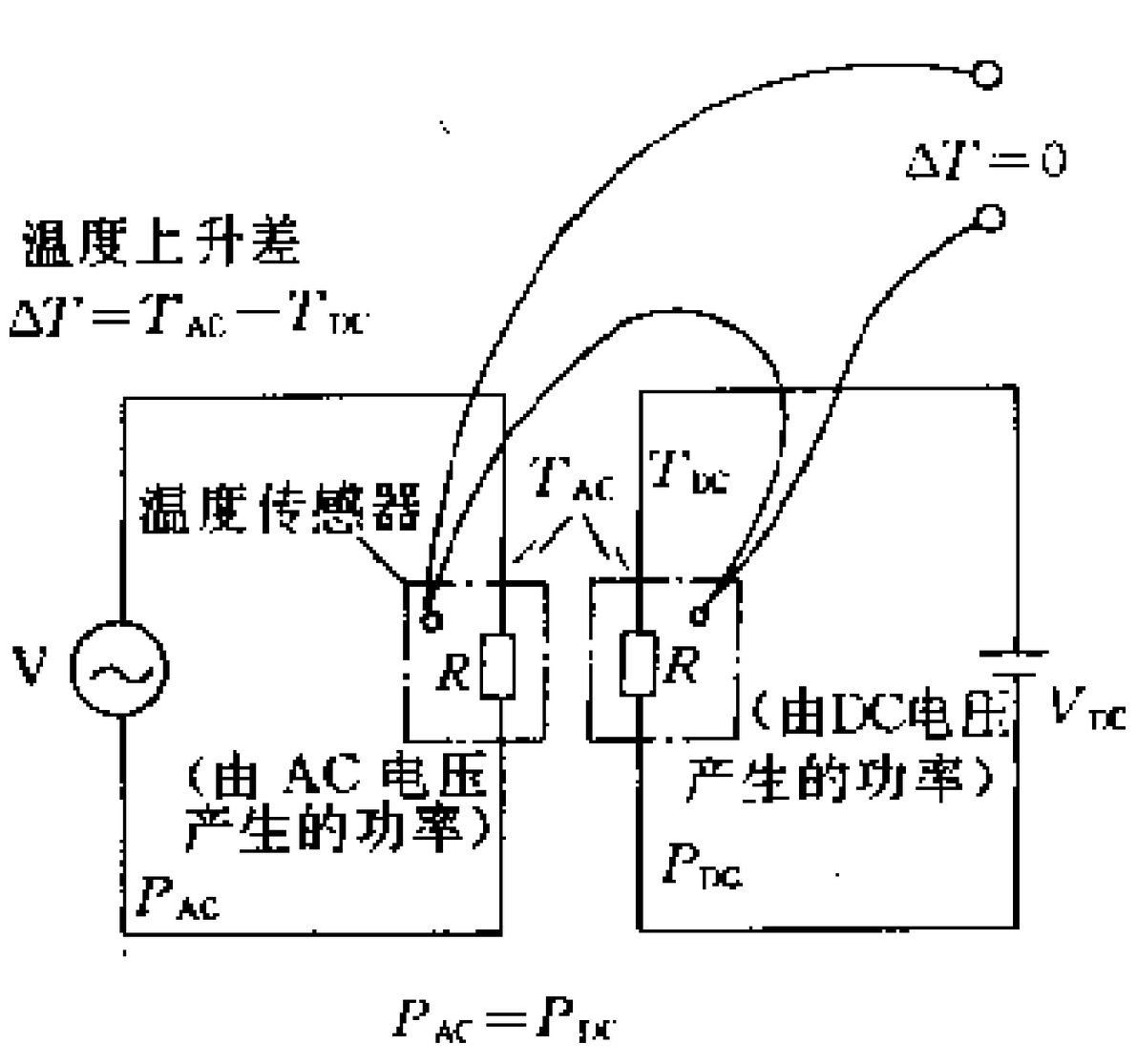


图 2-17　正弦波电压有效值与平均值之间的关系



$$P_{AC}=P_{DC}$$

图 2-18　热转换型 RMS-DC 转换器基本原理

是用直流电压产生的热量与交流电压产生热量相同原则，用温度传感器检测其热量之差，若交流电压产生热量与直流电

压产生的热量相等，则该直流电压就表示此交流电压的有效值。

热转换型 RMS-DC 转换器对于非正弦交流电压也能准确转换，不会产生误差。

2. 热转换型 RMS-DC 集成芯片 LT1088 管脚如图 2-19 所示。LT1088 有 300MHz 的频带范围，1%的精度（DC～50MHz）和 2%的精度（DC～100MHz）。

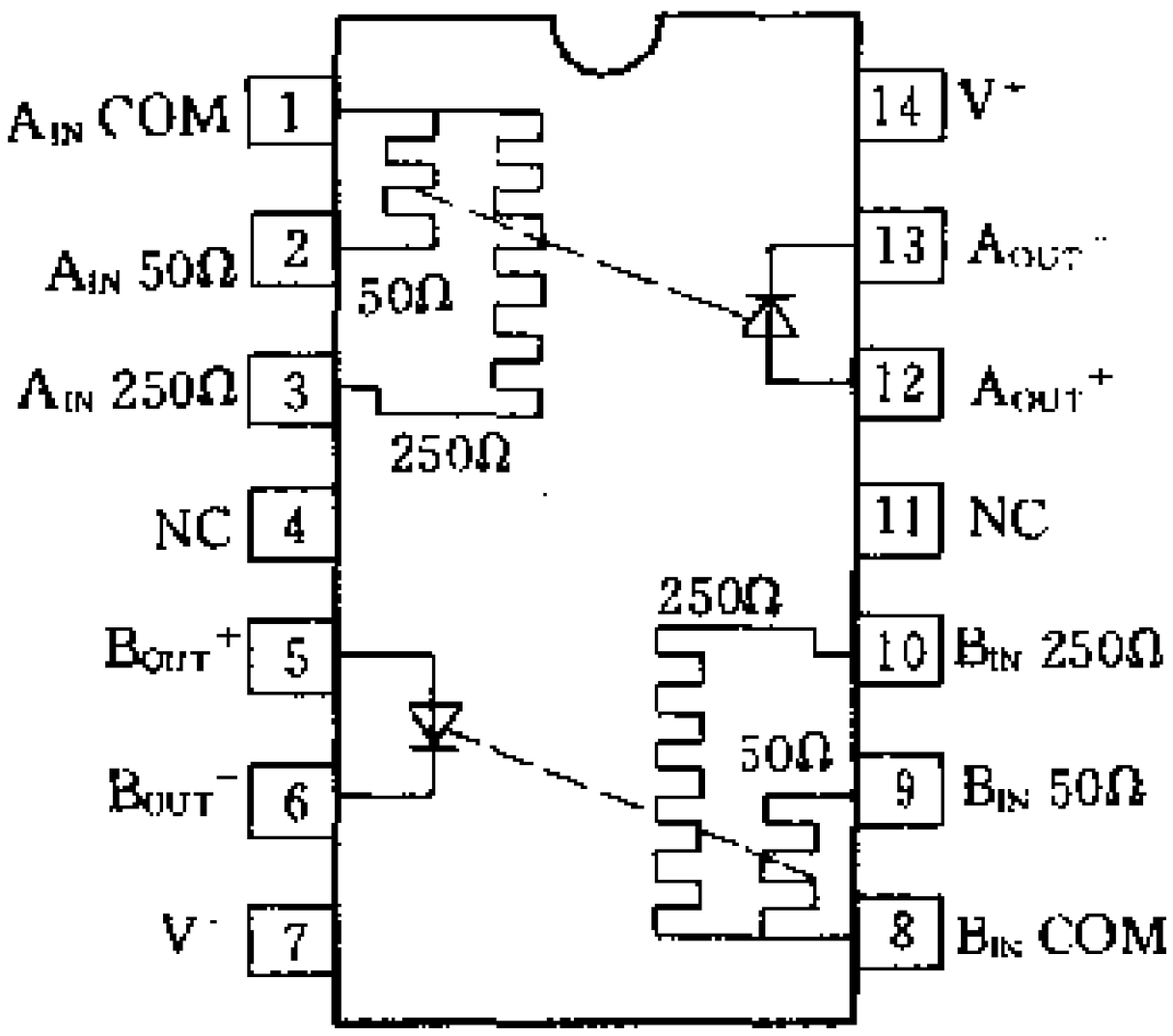


图 2-19　LT1088 的管脚图

（1）温度传感器采用二极管　由图 2-19 可知，LT1088 的温度传感器采用二极管，加热器采用电阻，片内设有两组这样的电路。一组用于交流电压，另一组用于直流电压。两组可替换使用。温度传感器采用的二极管的温度系数为-1.75mV/℃（5mA 时）。

（2）温度传感器的匹配　片内的两个温度传感器是否匹配决定着 RMS-DC 转换器的精度。它是利用温度传感器采用

的二极管的正向压降 V_F 达到匹配，二个二极管的正向压降 V_F 的典型值为 5mV。该电压与电路的漂移电压同时调整。

（3）加热电阻的匹配　LT1088 的加热电阻有 50Ω 和 250Ω 两种，用任一种均可，但高频时采用 50Ω。

最大输入功率为 0.375W（25℃）时，因此，电阻采用 50Ω 时，输入电压最大值为 4.25V，电阻采用 250Ω 时，输入电压最大值为 9.5V。

LT1088 集成芯片的热阻为 300℃/W，因此最大输入时，温度上升为 300℃/W×0.375W≈113℃。为了不损坏集成芯片，在环境温度超过 25℃时，应以 3mV/℃的比率降额使用。

电阻间匹配也很重要，LT1088 的电阻匹配值为 2%（典型值）和 10%（最大值）。

3. RMS-DC 转换的基本电路

（1）伺服电路　RMS-DC 转换的基本电路如图 2-20 所示。交流输入接 2 脚的 50Ω 加热电阻，直流输出电压 V_{DC} 接 9 脚的 50Ω 加热电阻。用各自的温度传感器中二极管 VD_1 和 VD_2 检测其产生的热量。

运算放大器 A_1 放大 VD_1 和 VD_2 的正向电压差，使 $\Delta V_F=0$。A_1 的增益为 1000 倍以上，C_1 是防振电容。

输入为 4V 时，9 脚 50Ω 电阻流过 4V/50Ω=80mA 的电流，用作晶体管 VT 的缓冲电流。VD_3 的作用是防止 A_1 的输出摆到负侧，以免 VT 反偏置。

（2）减少二极管的自身发热　任何温度传感器都会自身发热而增大测量误差。由上所述，输入为 4V 时，加热电阻自身发热上升到 100℃，如果降低输入电压，发热量就会减少。例如，输入为 0.2V 时，温度上升不到 1℃。

因此，低电平测量时，二极管自身发热小。若二极管的

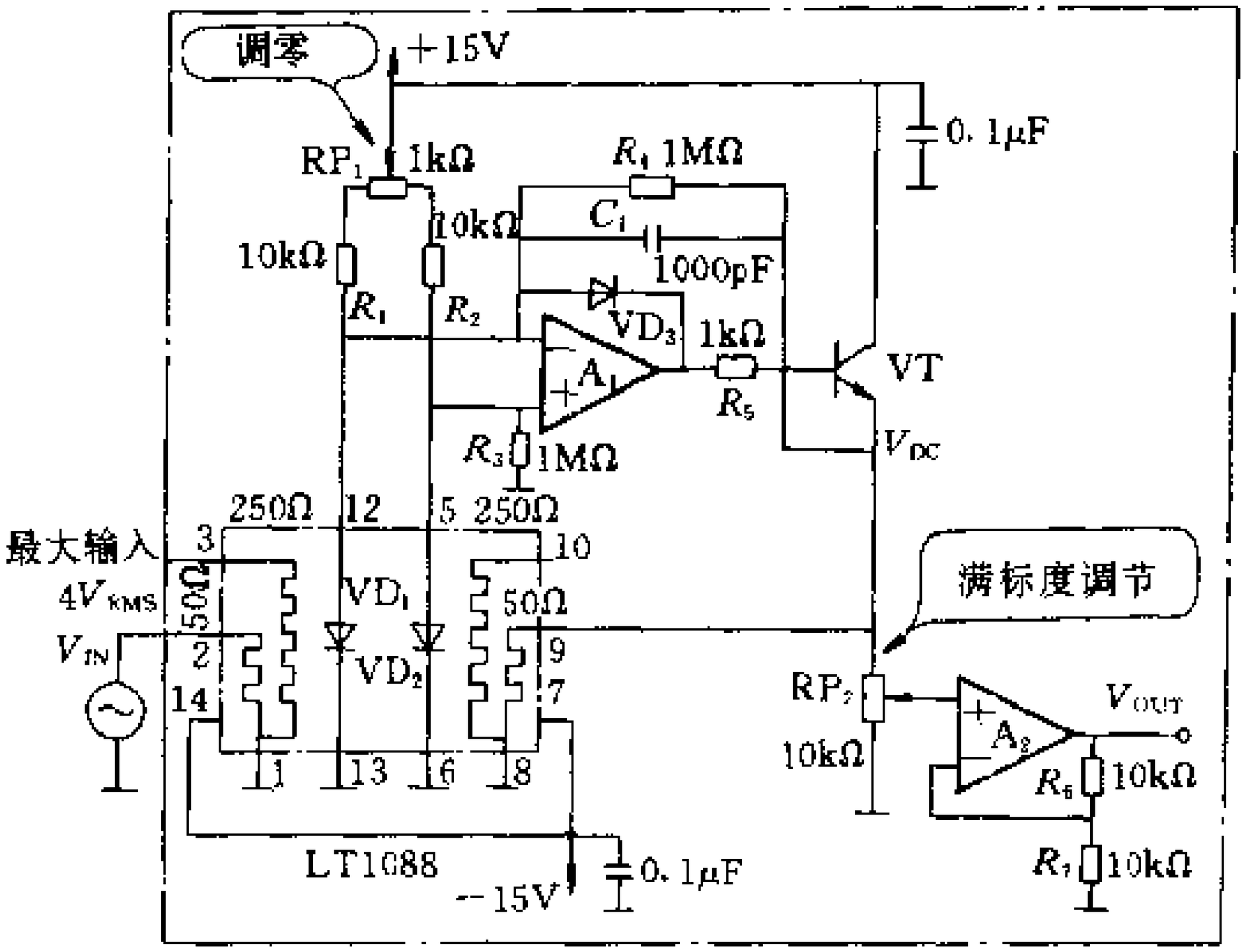


图 2-20　RMS-DC 转换的基本电路

电流为 5mA 时，自耗功率至少有 5mA×0.7V＝3.5mW，其值是相当大的。图 2-20 所示电路中 R_1＝10kΩ. 可减少二极管中的电流，使其损耗功率降为 1mW。

（3）输入电压较小时，要提高伺服电路的增益　二极管的温度变化约为－1.7mV/℃。通常加热电阻的热阻为 300℃/W，因此，在满标度 4V 左右，输入变化为 10mV，就要产生

$$(4^2/50) \times 300 - (4.01^2/50) \times 300 = 0.5℃$$

的温度变化。这时，二极管的正向压降 V_F 的变化为－1.7×0.5＝－0.85mV，而 A_1 的增益为 1000 倍，显然能满足要求。

然而，当输入电压为 0.2V 时，10mV 的电压变化使温度

仅上升 0.03℃，二极管正向压降 V_F 的变化为 50μV，则 A_1 的增益要增大。

增大 A_1 的增益，易受运放漂移与外围电路噪声的影响，工作不稳定。LT1088 的动态工作范围为 20∶1（4～0.2V），因此，图 2-20 中的元器件参数选择较合适。

另外，交流电压直接输入到 LT1088 只限于信号源阻值为恒定时，因此，一般需要接缓冲放大器，如图 2-21 所示，电路中缓冲放大器采用 EL2003。

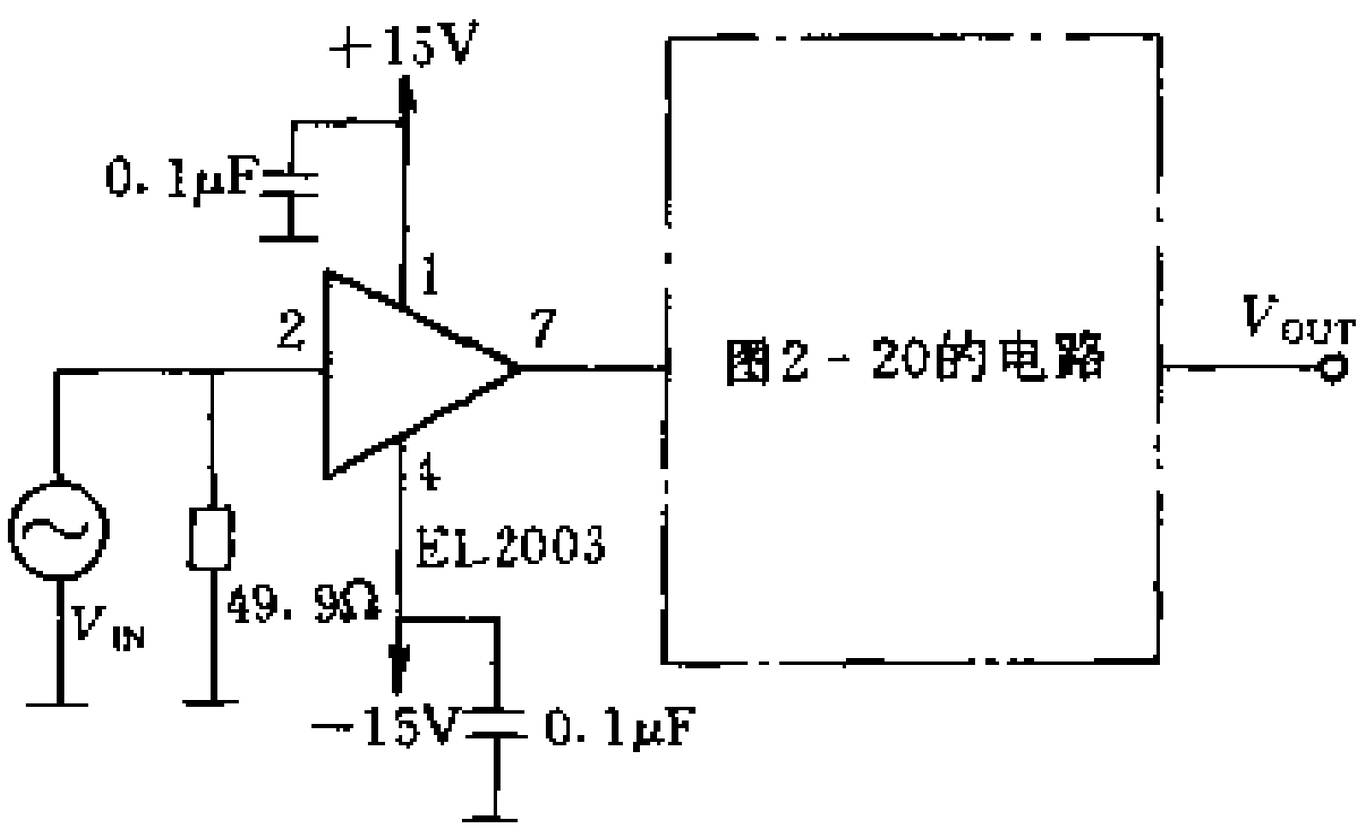


图 2-21　输入接缓冲放大器的电路

（4）电路调整　调整方法很简单。$V_{IN}=0.2V$ 时，调节 RP_1 电位器，使 $V_{OUT}=0.2V$。$V_{IN}=4V$ 时，调节 RP_2 电位器，使 $V_{OUT}=4V$，即调整完毕。

四、J 型热电偶的温度计

用 J 型热电偶构成的温度计有两个量程，一个量程的温度测量范围为 0～300℃，另一个为 300～600℃。分两个量程的目的，是使非线性误差减小，这样，在 0～600℃范围内，非线性误差只有 1～2℃。

（1）热电偶专用集成电路　热电偶专用集成电路 AD594 只限用于 J 型热电偶，管脚如图 2-22 所示。片内设有热电势放大与基准接点温度补偿电路以及断线检测电路，但无线性化电路，因此，必须外加线性化电路。AD594 的输出电压为

$$V_{OUT} = (\text{J 型热电偶的热电势} + 16\mu V) \times 193.4 \quad (2\text{-}9)$$

这样可使 AD594 在 25℃时误差最小。AD 594A 的校准误差为±3℃，高精度的 AD594C 的校准误差为±1℃。

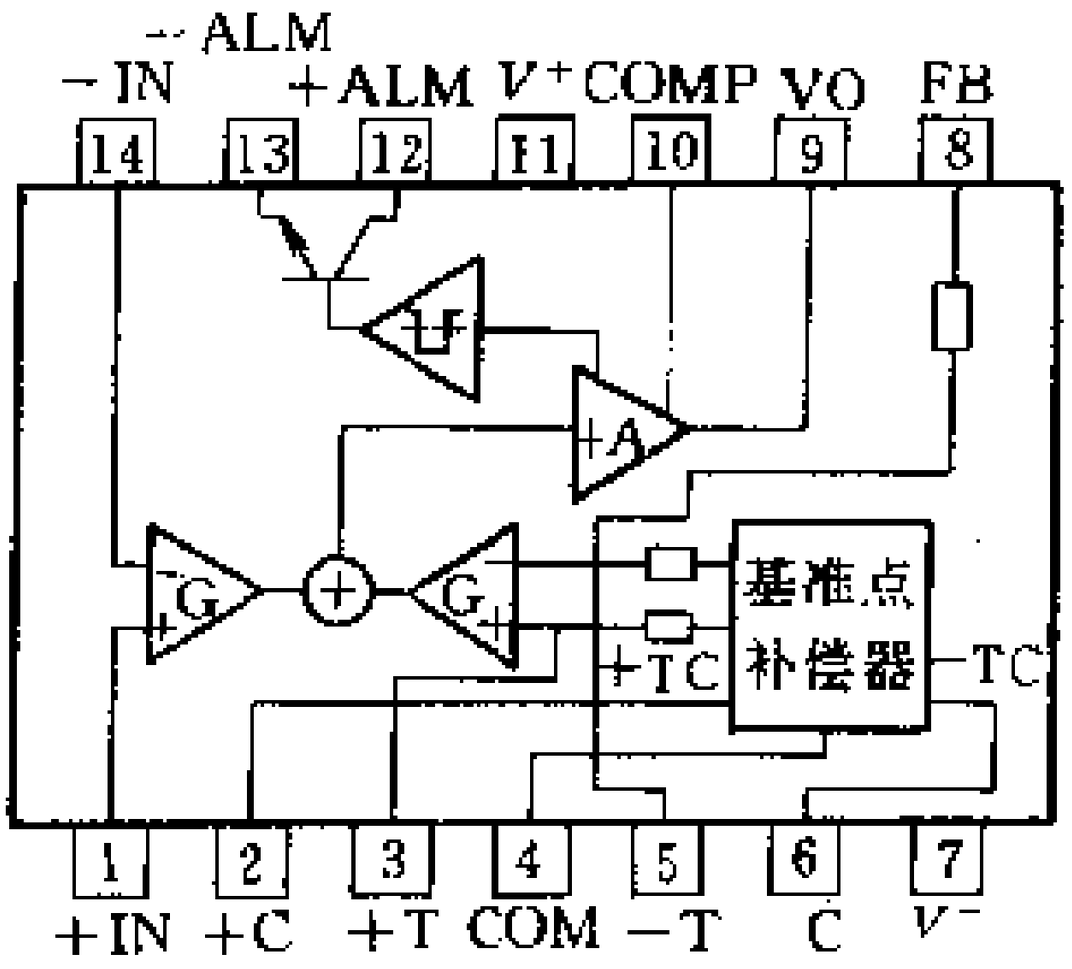


图 2-22　AD594 的管脚图（AD595）

（2）非线性校正与断线检测电路　AD594 的温度与电压特性为非线性，必须加非线性校正电路，即线性化电路。由前述，求得近似公式为

$$V_{OUT} = 3.724 + 0.981958V_a - 11.203725 \times 10^{-6} \times V_a^2 \quad (2\text{-}10)$$

线性化电路如图 2-23 所示。式（2-10）中的系数由电阻 $R_1 \sim R_4$ 决定。

图 2-24 示出图 2-23 的电路特性。在 0～300℃范围，15℃

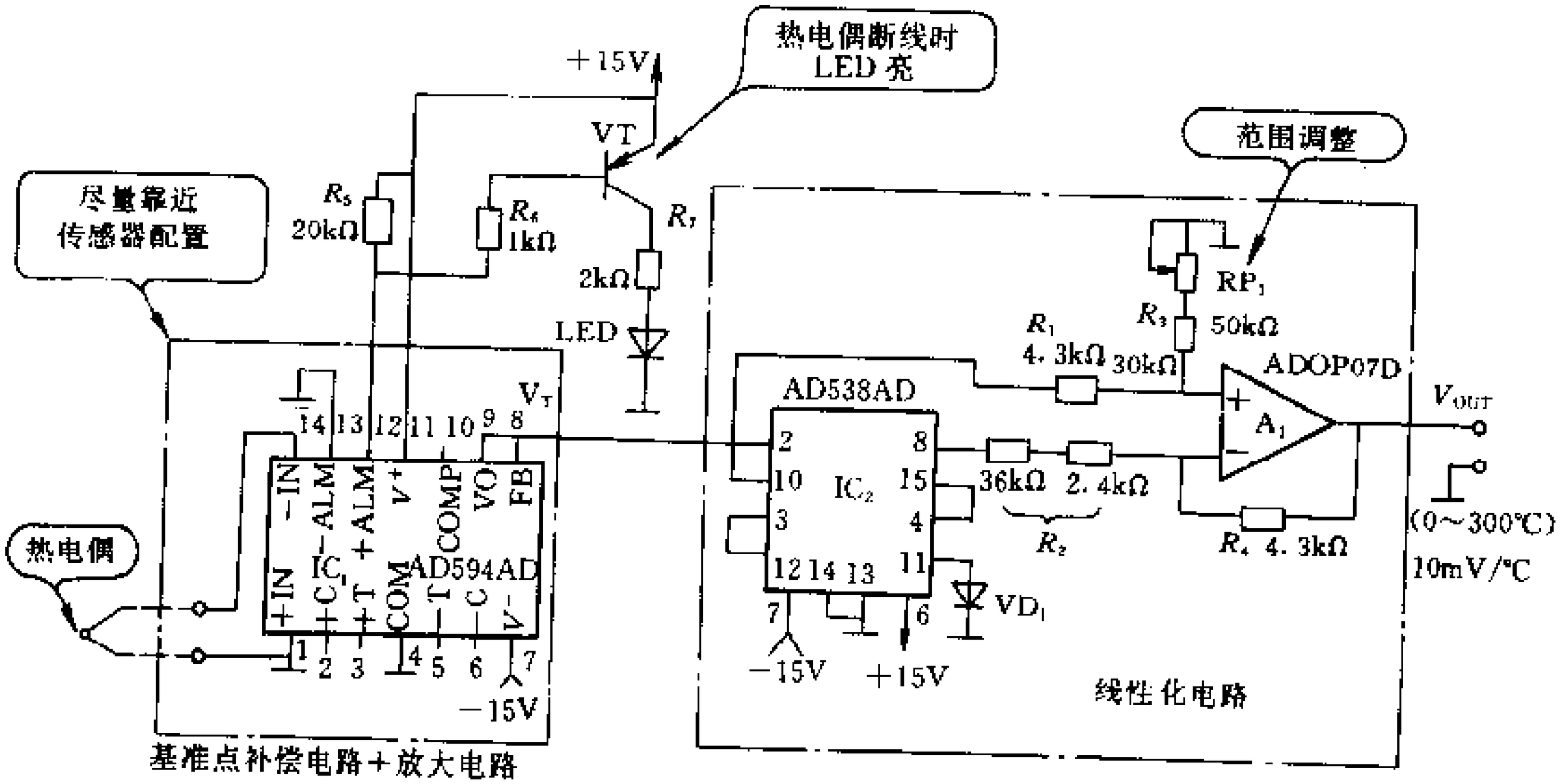


图 2-23　J 型热电偶 0~300℃的测温电路

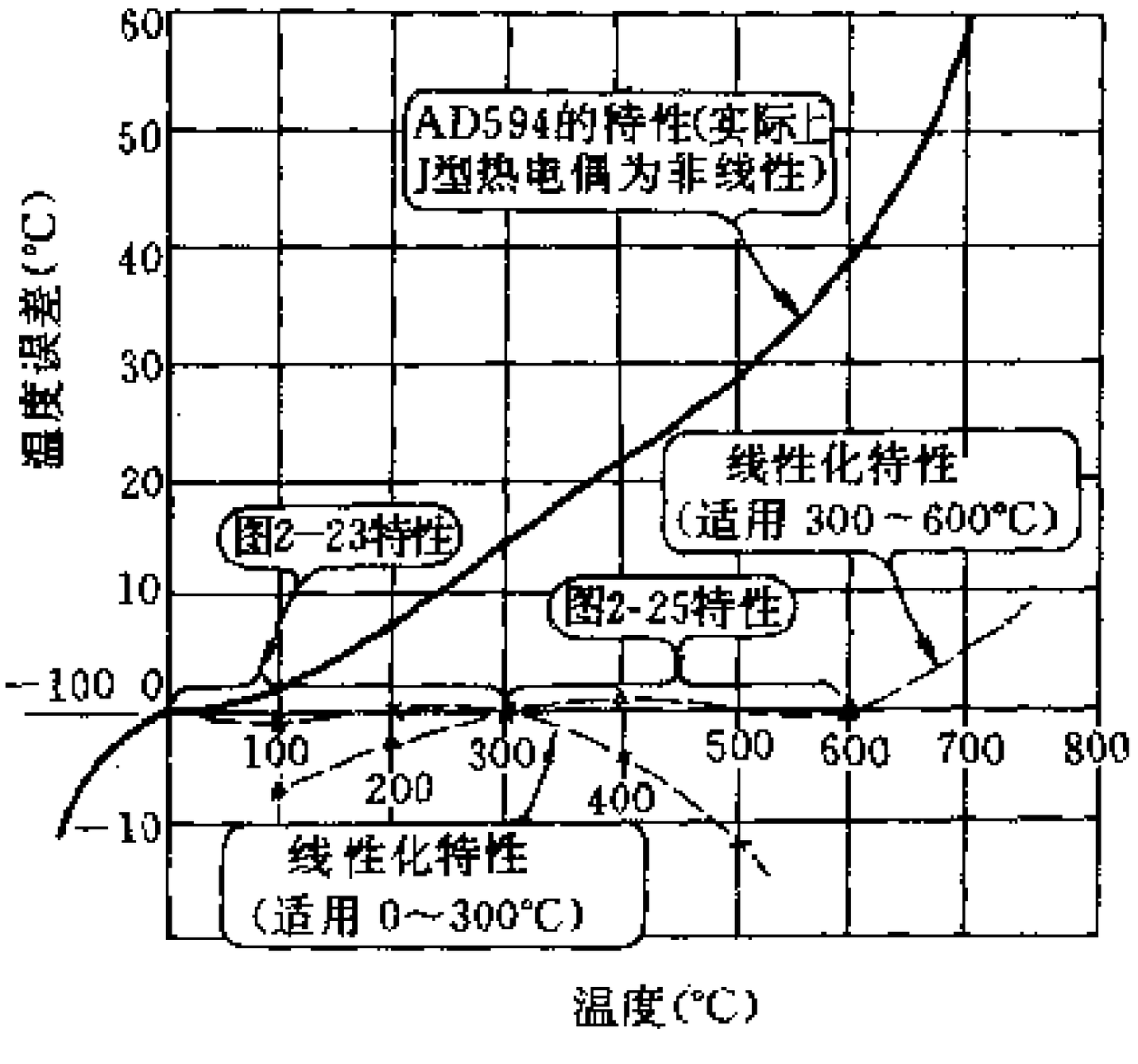


图 2-24　AD594 与 J 型热电偶组合电路的温度误差曲线

的误差降到 1℃，当然超过 300℃不在最佳线性范围内。

AD594 片内设有热电偶断线检测电路。若 12 脚直接接 LED，因 LED 电流使集成芯片发热而产生温度误差，所以要接缓冲电路。

（3）300～600℃范围的线性化电路　300～600℃范围测温电路如图 2-25 所示。线性化电路与图 2-23 电路相同，近似表达式为

$$V_{OUT} = -76.31 + 0.995 \times V_a - 7.12 \times 10^{-6} \times V_a^2 \tag{2-11}$$

温度误差如图 2-24 所示，40℃时误差可改善到约 1℃。

用转换开关转换测量量程电路如图 2-26 所示，实际电路如图 2-27 所示（0～600℃）和图 2-28（0～1000℃）所示。图

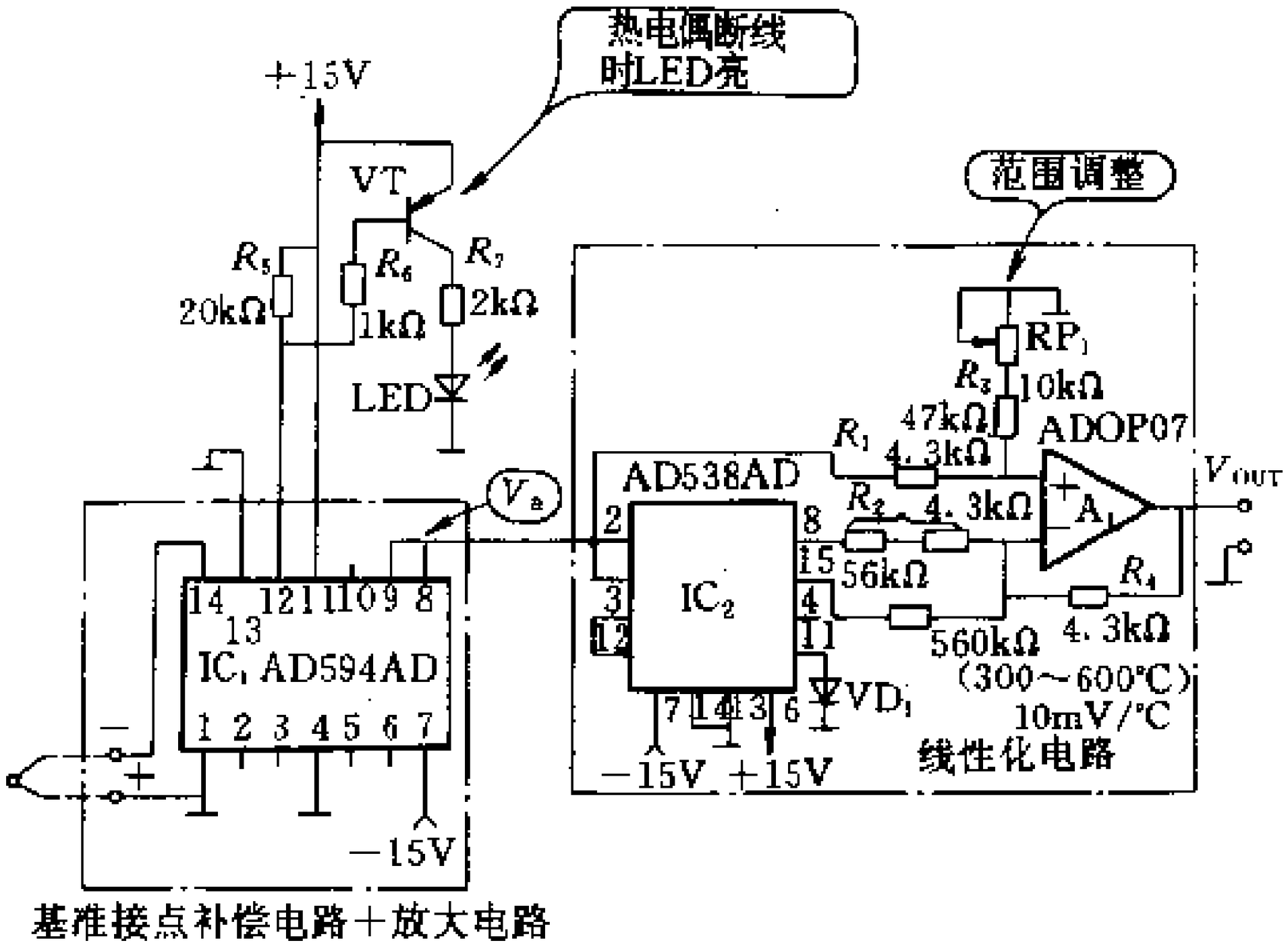


图 2-25　J 型热电偶的测温电路（300～600℃）

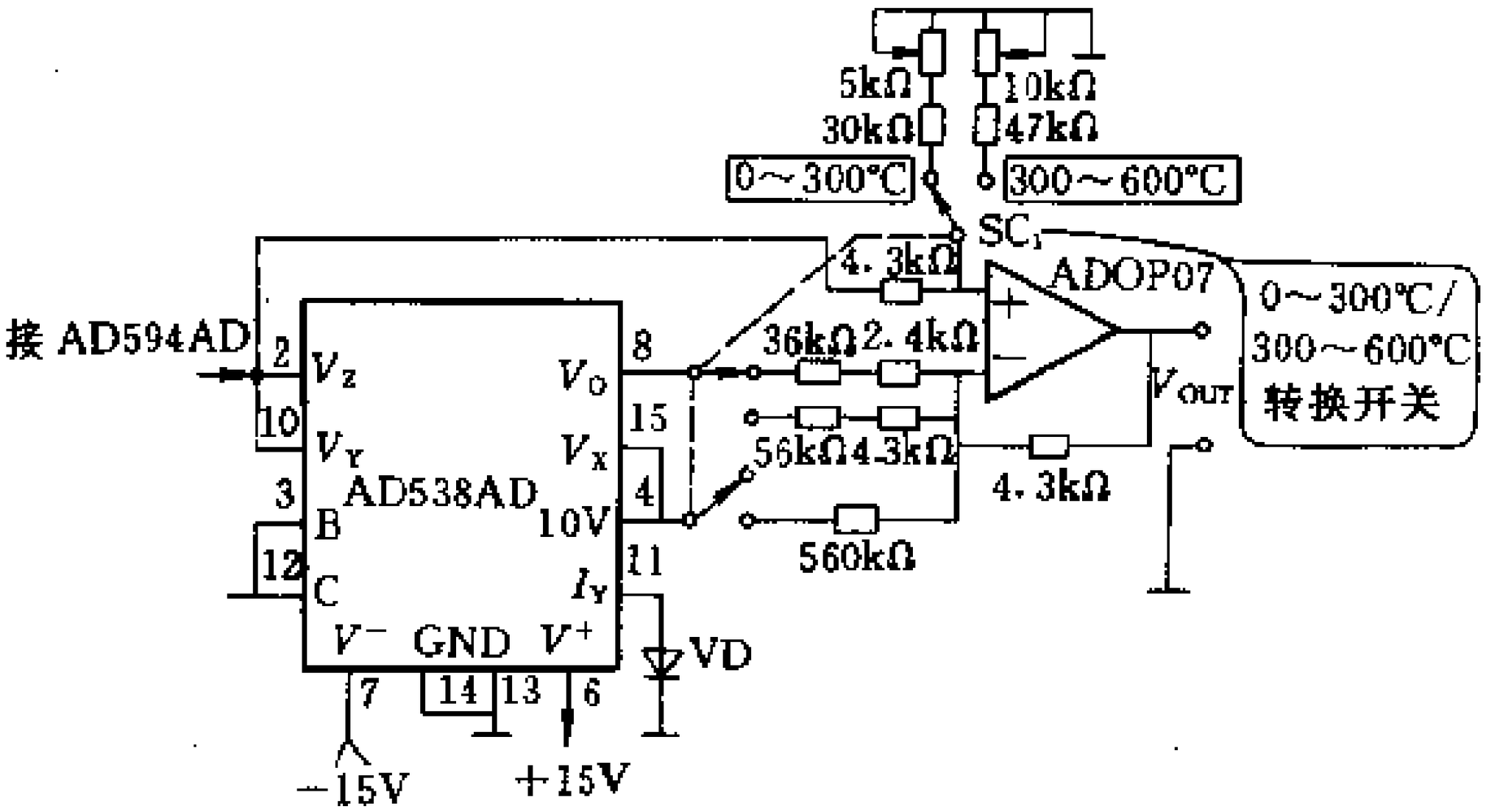
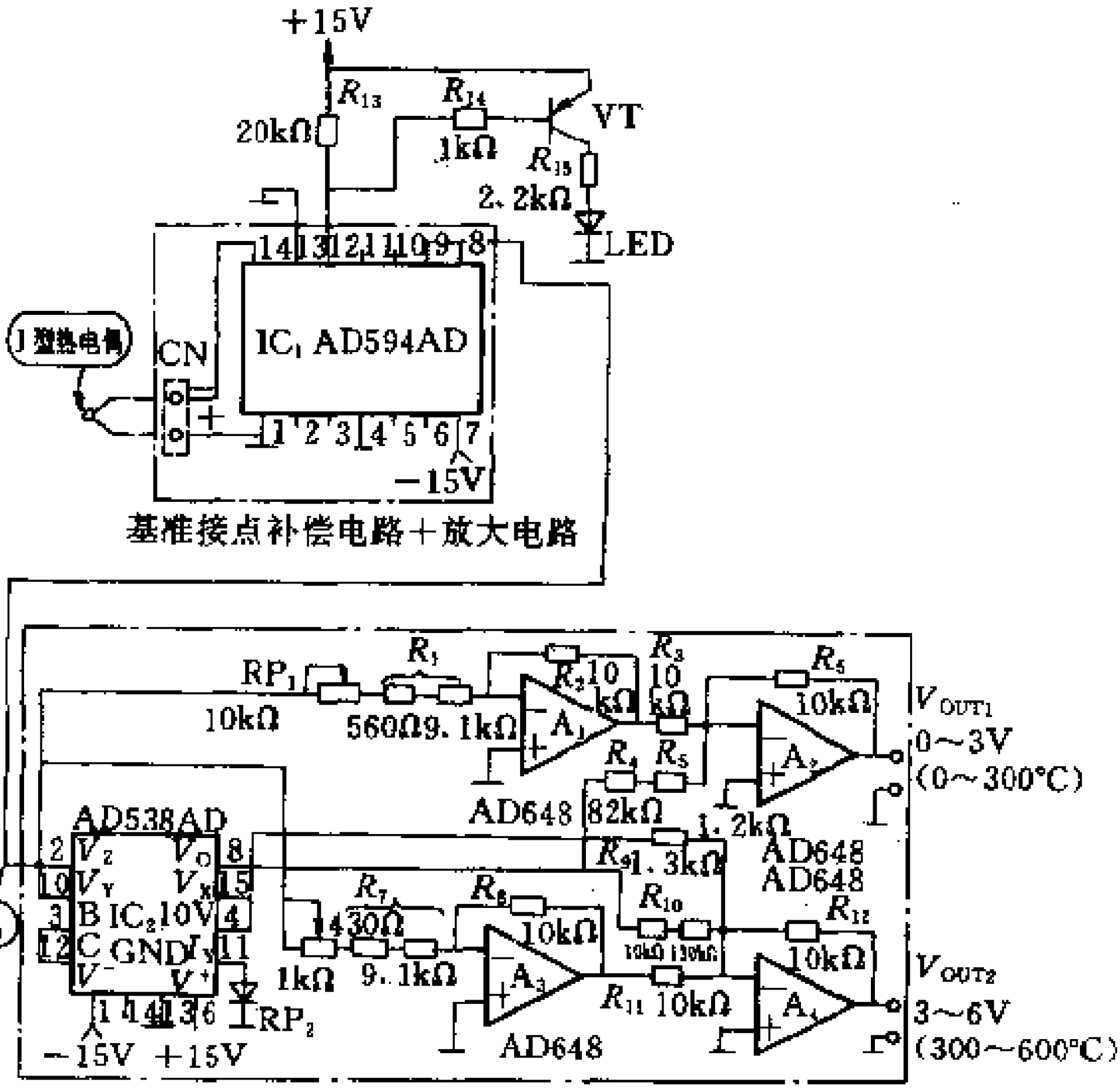


图 2-26　用转换开关转换量程的电路



基准接点补偿电路+放大电路

线性化电路

图 2-27　J 型热电偶的测温电路（0～600℃）

2-29 为 AD594 的非线性误差曲线。

（4）组装时的注意事项　通常，热电偶用接插件连接，因此，接插件应与 AD594 尽量靠近，这是因为接插件是基准接点。

另外，AD594 附近不要配置发热元件。若 AD594 靠近热源，会使基准接点的温度发生变化，影响测量精度。

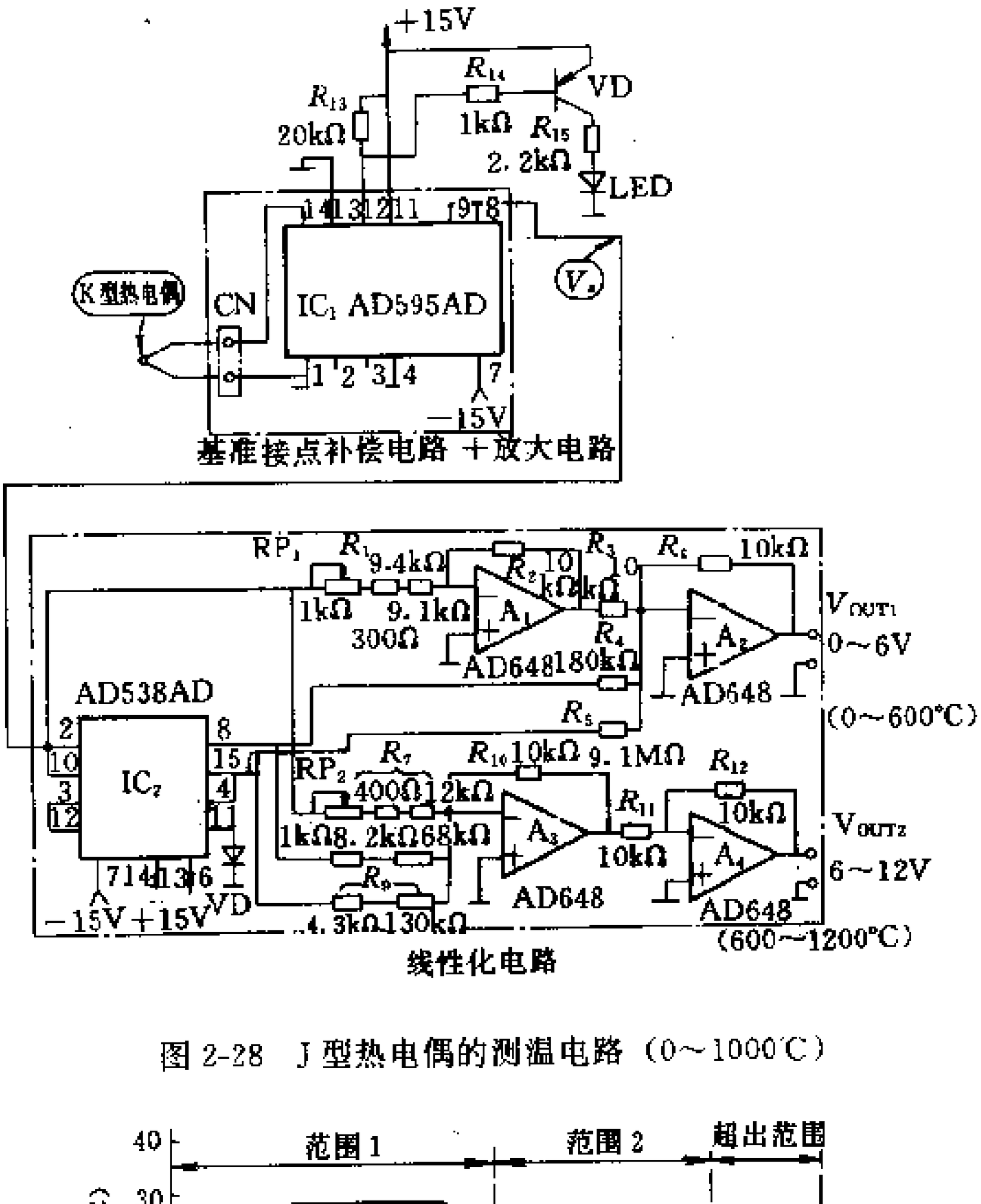


图 2-28　J 型热电偶的测温电路（0～1000℃）

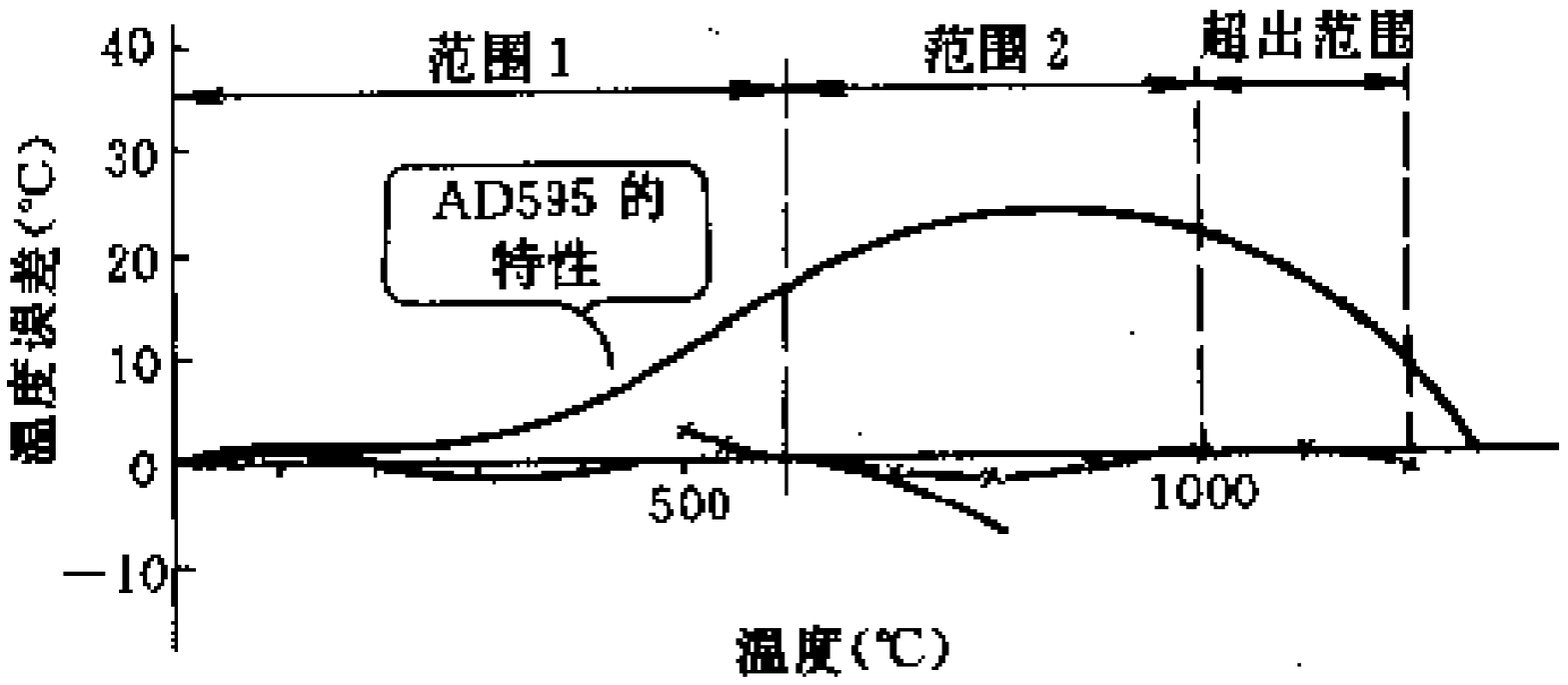


图 2-29　AD594 的非线性误差

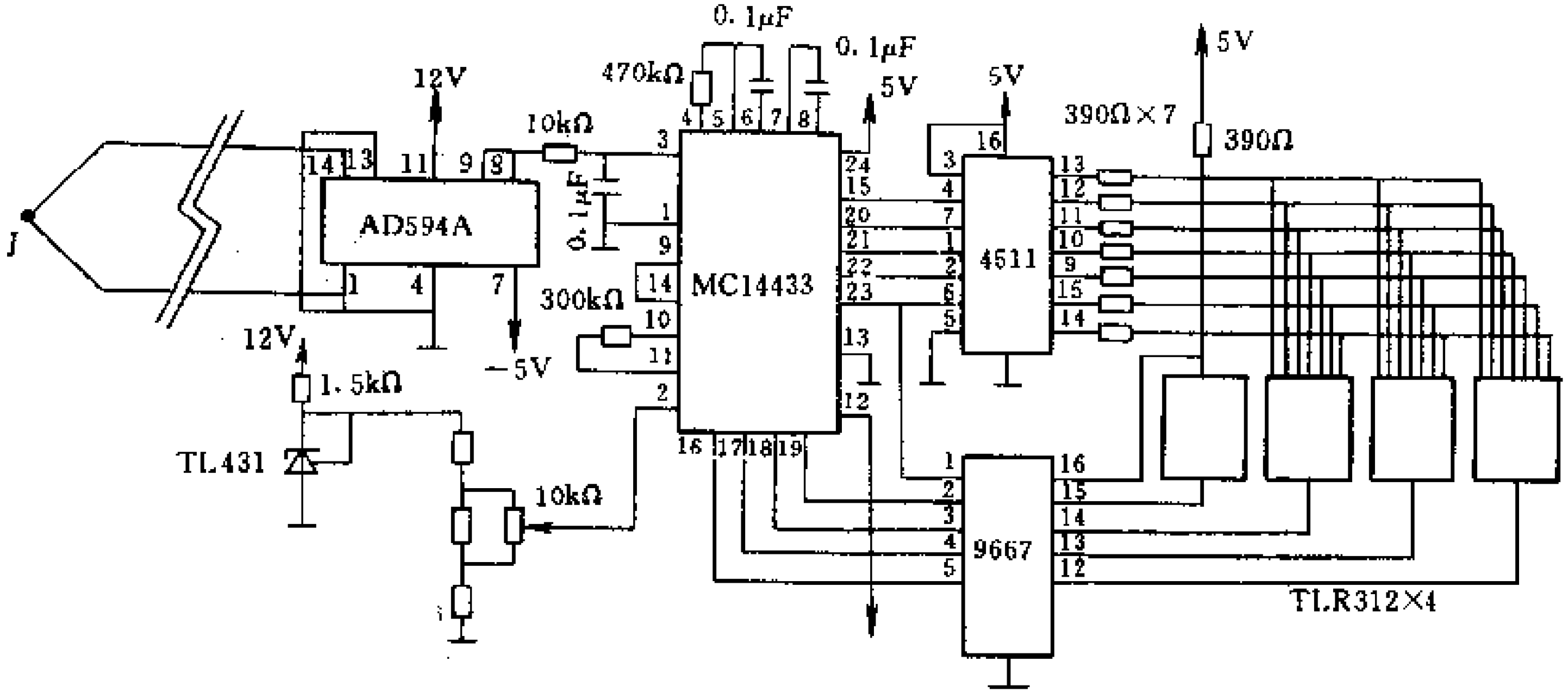


图 2-30　数字温度计电路

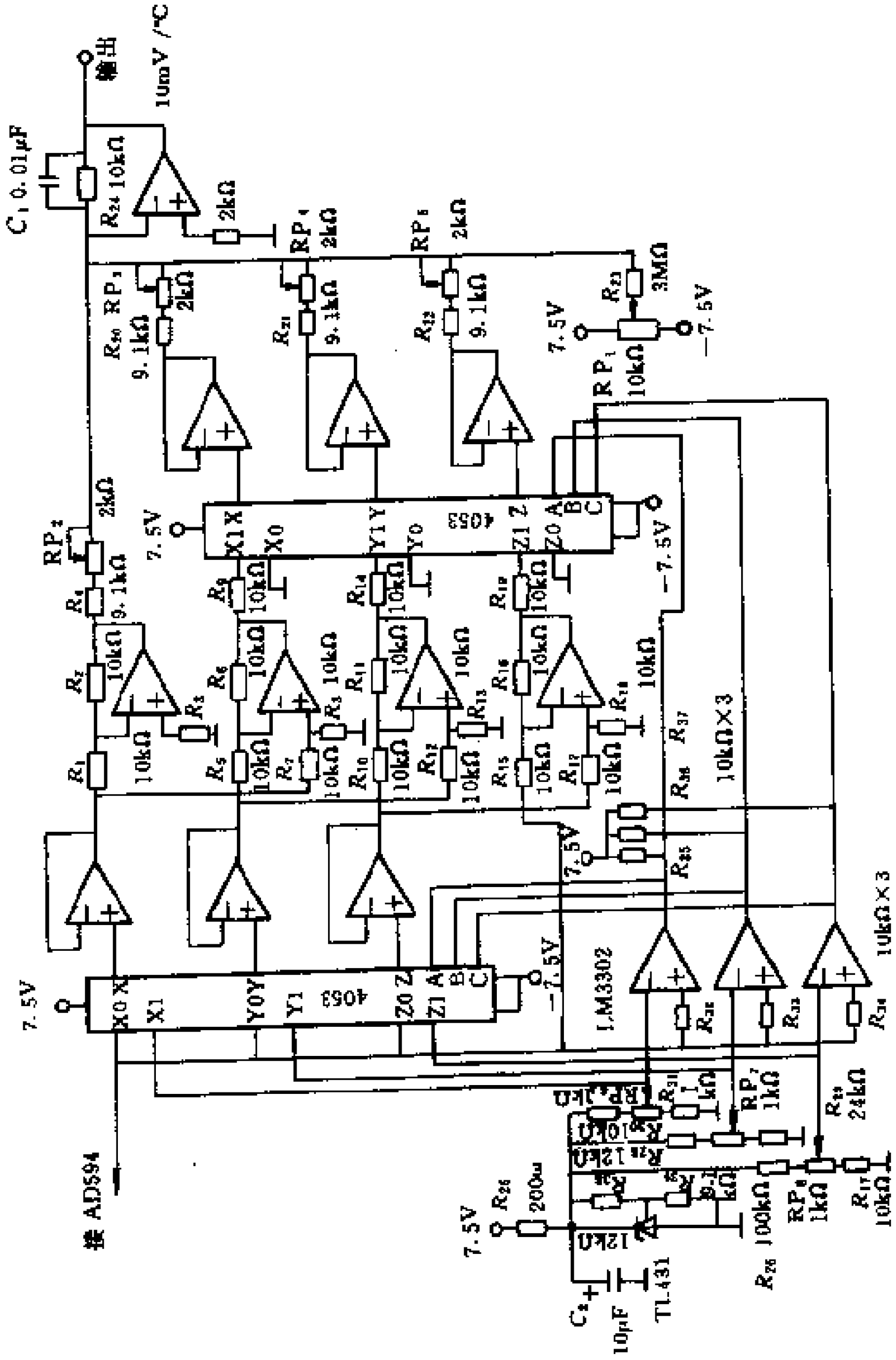

4053
LM3302
AD594
7.5V
-7.5V
1uV/℃
2kΩ
10kΩ
9.1kΩ
9.3kΩ
3MΩ
1kΩ
24kΩ
200Ω
12kΩ
100kΩ
10μF
TL431

图 2.31 线性化电路

五、采用热电偶的数字温度计

数字温度计电路如图 2-30 所示，热电偶前置放大器采用 AD594，A/D 转换器采用 MC14433。传感器采用 J 型或 K 型热电偶时，在 0～400℃的温度测量范围内可以获得±1LSB（最低有效位）的显示精度。

为了提高测量精度，需要线性化，线性化电路实例如图 3-31 所示。它采用 C-MOS 模拟多路开关，设定时，使折线近似特性的转折点与增益不相互影响。

用 RP_6～RP_8 顺次设定转折点。各折线增益由 RP_2～RP_5 进行调整。RP_1 是用于调整运放与 AD594 的漂移。采用 J 型热电偶时，转折点设为 70℃、110℃、520℃三点，在 0～600℃温度范围用线性化电路可以获得±0.5℃的精度。需要更高精度或采用多个热电偶时，可采用计算机进行线性化。

第三章　铂热电阻应用接口电路

第一节　概　　述

铂热电阻特性稳定，测温范围宽（－250～＋640℃），它是一种典型的温度传感器。金属一般是正温度系数（3000～7000）×$10^{-8}℃^{-1}$，即金属电阻随温度上升而增大。因此，检测出电阻变化，就可测量温度。

测温电阻除铂以外，还有铜、镍等金属，但铂的纯度最高为99.999%以上。纯度越高，电阻-温度特性越稳定，电阻温度系数越大。

铂热电阻是采用高纯度铂丝制成的温度传感器，电阻-温度特性线性度好，因此，是一种使用极为方便的传感器。

铂热电阻除用铂丝以外，还有厚膜与薄膜或薄片等构成的电阻体的测温电阻。由于其产量大，成本低，是一种廉价的温度传感器，目前使用的几乎都是这种传感器。

标称电阻值产生的误差只形成漂移电压，而温度系数产生的误差会影响增益。因此，温度变化范围越宽，温度误差也越大。例如100℃的温度变化范围其误差为0.2℃，而500℃的温度变化范围误差达1℃。另外，标称电阻值产生的误差在0℃的一点处就可进行调整，而温度系数产生的误差，必须在整个温度范围的两点处进行调整。

因此，在选用测温电阻传感器时，要采用温度系数一致的传感器，这样调整比较方便。

第二节　铂热电阻应用的基本电路

一、恒流工作电路

恒流工作电路如图 3-1 所示。铂热电阻采用标称值为 1kΩ 的 TRRA102B 作为温度传感器。因其阻值大，所以受接线电阻的影响小。流经测温电阻的电流值规定为 1mA。设基准电压 $V_R=2V$，运放 A_1 的反相输入端电压为 e_1，则流过测温电阻传感器的电流

$$I_{IN}=(V_R-e_1)/R_1 \tag{3-1}$$

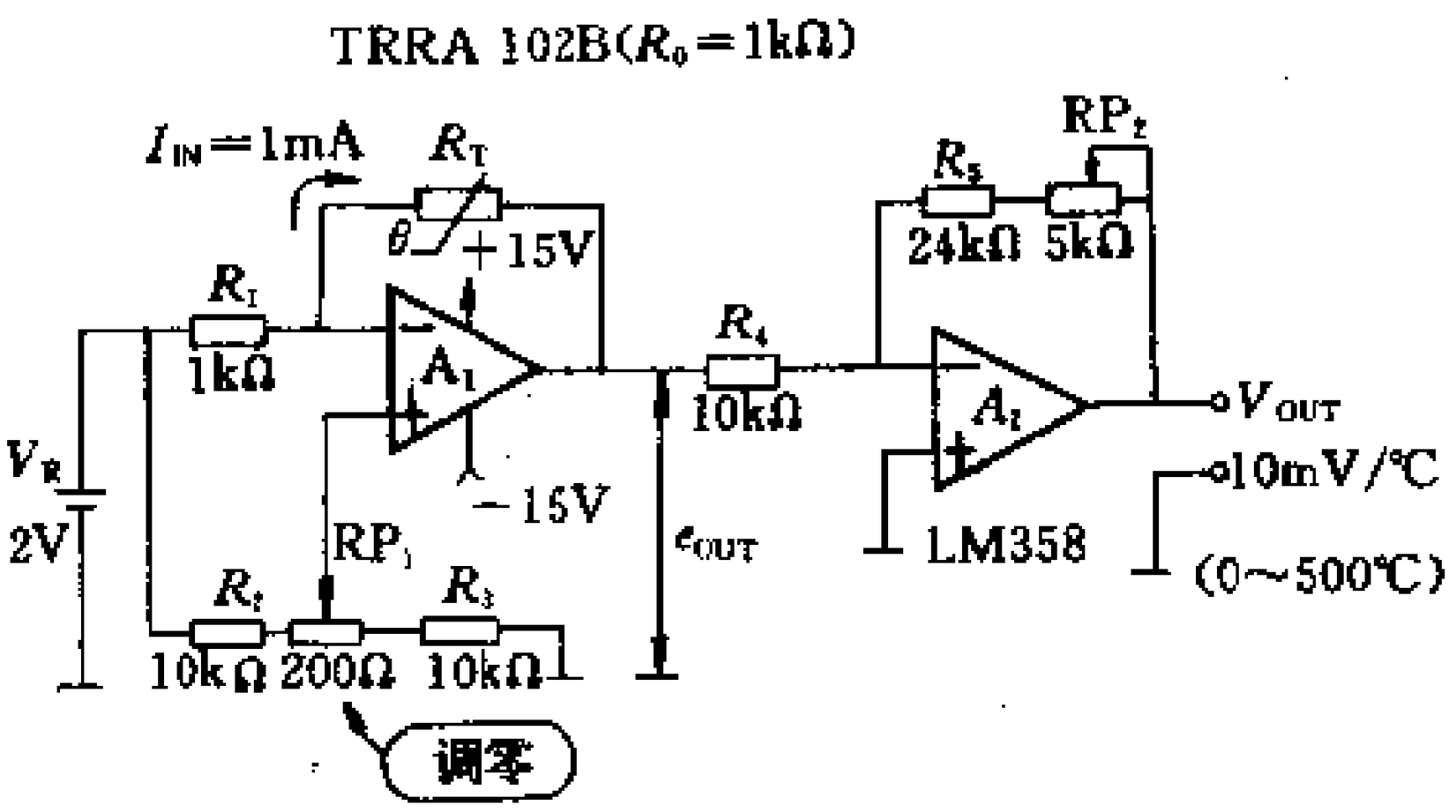


图 3-1　铂热电阻的恒流工作电路

运放正常工作时，反相输入端与同相输入端近似同电位，即 $e_2=e_1$，e_2 是基准电压 V_R 通过 R_2、RP_1 和 R_3 的分压电路而获得的电压，假设为 1V，把这些参数代入式（3-1），则有

$$I_{IN}=(2V-1V)/1k\Omega=1mA$$

这样，流经传感器的电流为 1mA。当温度为 0℃时，传感器的电压降为 1mA×1kΩ=1V，这电压为传感器的偏置电压，它是输出电压 e_{OUT} 的一部分，使传感器的输出实际不为

0。为此，要消除这 1V 的偏置电压，可在 A_1 的同相输入端加 1V 的 e_2 电压来实现。这时

$$e_{OUT} = e_2 - (V_R - e_1) \times R_T/R_1$$
$$= 1V - (2V - 1V) \times R_T/1k\Omega$$

式中，R_T 为铂热电阻 TRRA102B 的电阻。

$$R_T = 1000(1 + 3.90802 \times 10^{-3} \times T$$
$$- 5.80195 \times 10^{-6} \times T^2)(\Omega)$$

则

$$e_{OUT} = -(3.90802 \times 10^{-3} \times T$$
$$- 0.580195 \times 10^{-6} \times T^2) \qquad (3\text{-}2)$$

因为输出电压较小，并为负电压，电路中用运放 A_2 改变电压极性，并放大到所必需的电压值。

由式（3-2）可得，在 0～100℃温度变化范围，e_{OUT} 有 3.850mV/℃的温度灵敏度；在 0～500℃温度变化范围内有 3.618mV/℃的温度灵敏度，其值为热电偶的 50 倍以上。为此，采用通用运放可以达到要求，图 3-1 所示电路采用两个 LM358 通用运放。

图 3-1 所示电路要求运放 A_2 输出 V_{OUT} 具有 10mV/℃的灵敏度，则在 0～100℃变化范围内，A_2 的增益要求为 10/3.85＝2.597 倍；在 0～500℃变化范围内，A_2 的增益要求为 10/3.618＝2.764 倍。电路中用 24kΩ 电阻 R_5 和 5kΩ 电位器 RP_2 调整 A_2 的增益为 2.764 倍。

铂热电阻特性为非线性。计算出铂热电阻在 100℃变化范围内非线性误差为 0.4%（0.4℃），200℃变化范围内为 0.7%（1.4℃），500℃变化范围内为 2%（10℃）。

这样，500℃变化范围内就有 10℃的温度误差，因此，要用铂热电阻进行高精度测量，需要进行非线性校正，即线性

化。

线性化电路很多，这里采用正反馈来实现线性化，如图3-2所示。该电路是把传感器输出电压 e_{OUT} 馈送到输入端。因通过运放 A_3 改变电压极性，所以为正反馈电路。

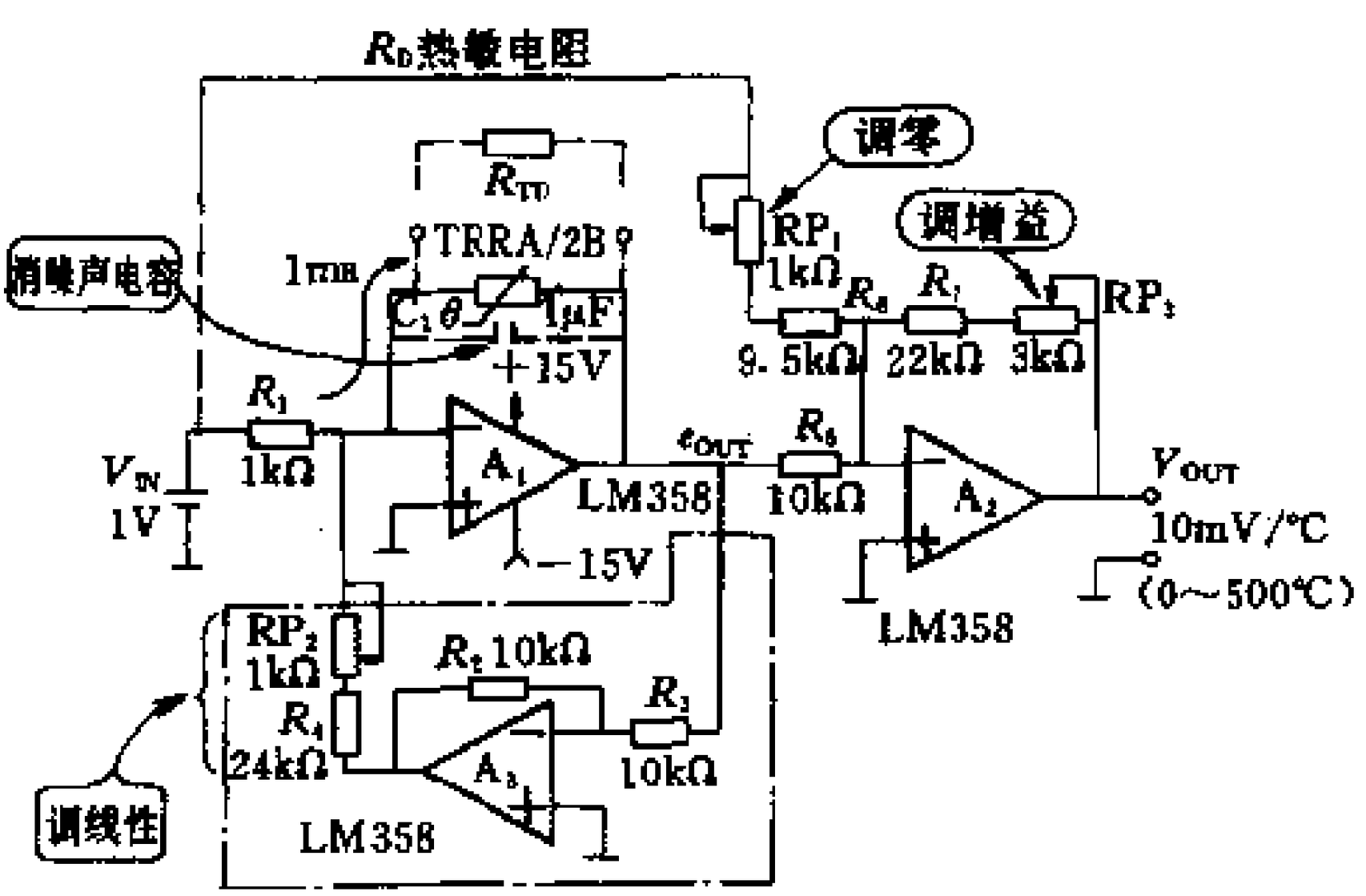


图 3-2　铂热电阻的线性化电路

此电路可提高500℃附近的饱和输出电压。因是正反馈电路，所以在温度范围内输出电压也抬高得很多，这样，就变成了线性度好的直线关系。线性化电路输出为：

$$e_{OUT} = -\ 1\text{mA} \times R_T + K \times R_T \times e_{OUT}$$

即：

$$e_{OUT} = -\ 1\text{mA} \times R_T/(1 - K \times R_T) \qquad (3\text{-}3)$$

铂热电阻采用 TRRA102B 时，设 K＝0.041/kΩ，可以把2%的误差降到 0.1%。

电路调整方法如下(用普通电阻替代 TRRA102B 测温电阻进行调整)：

(1) 接入相当于 0℃的 1kΩ 电阻，用 RP_1 调零。

(2) 接入相当于 100℃的 1.385kΩ 电阻，用 RP_3 调整增益。

(3) 接入相当于 500℃的 2.809kΩ 电阻，用 RP_2 调整线性。

(4) 反复调整多次，在 0～500℃温度范围内适宜为止。

二、恒压工作电路

铂热电阻的恒压工作电路如图 3-3 所示。该电路的输出电压为：

$$e_{OUT} = \frac{R_1 \Delta R V_{IN}}{(R_1 + R_0 + \Delta R)(R_1 + R_C)} \tag{3-4}$$

因分母中有 ΔR 项，恒压工作时除传感器自身非线性特性所引起的误差以外，还有恒压电路产生较大的误差。为此，与恒流工作电路一样，需要加非线性校正电路。

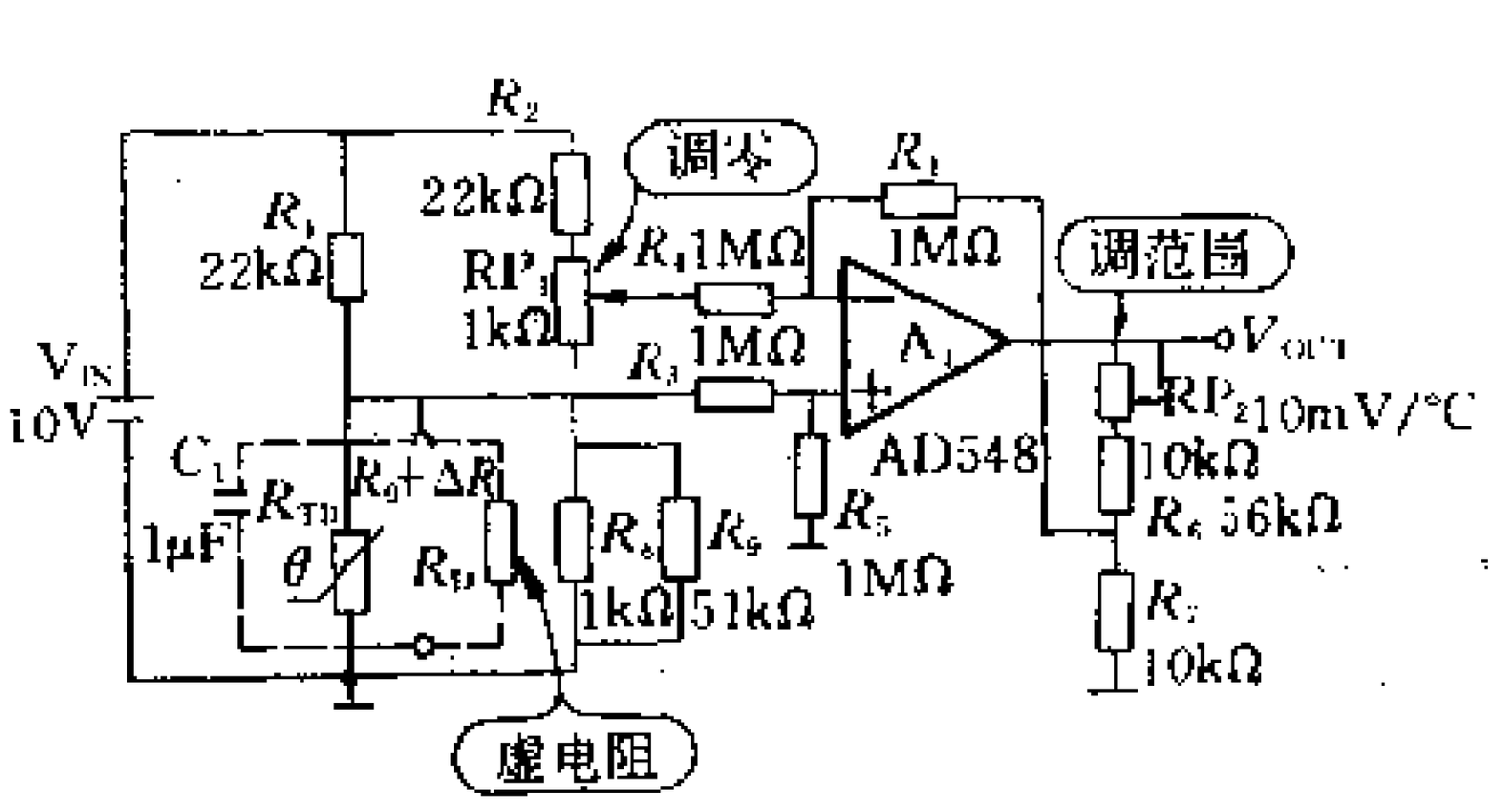


图 3-3　恒压工作电路

由式 (3-4) 可知，输出电压 e_{OUT} 与 R_1 和 V_{IN} 有关，当 R_1 = 22kΩ，在 V_{IN} = 10V 时，0～100℃温度范围内输出灵敏度为 1.575mV/℃；0～500℃温度范围内输出灵敏度为 1.395mV/℃。

因此，要获得10mV/℃的输出电压灵敏度，要求运放 A_1 的增益为6.349倍（0～100℃）以及7.168倍（0～500℃）。

恒压工作时非线性误差比恒流工作时大。因为恒压工作时除传感器自身非线性所引起的误差外，还要加上恒压工作电路产生的误差。因此，要求高精度测量时需要线性化。

线性化的恒压工作电路如图3-4所示，它是采用正反馈

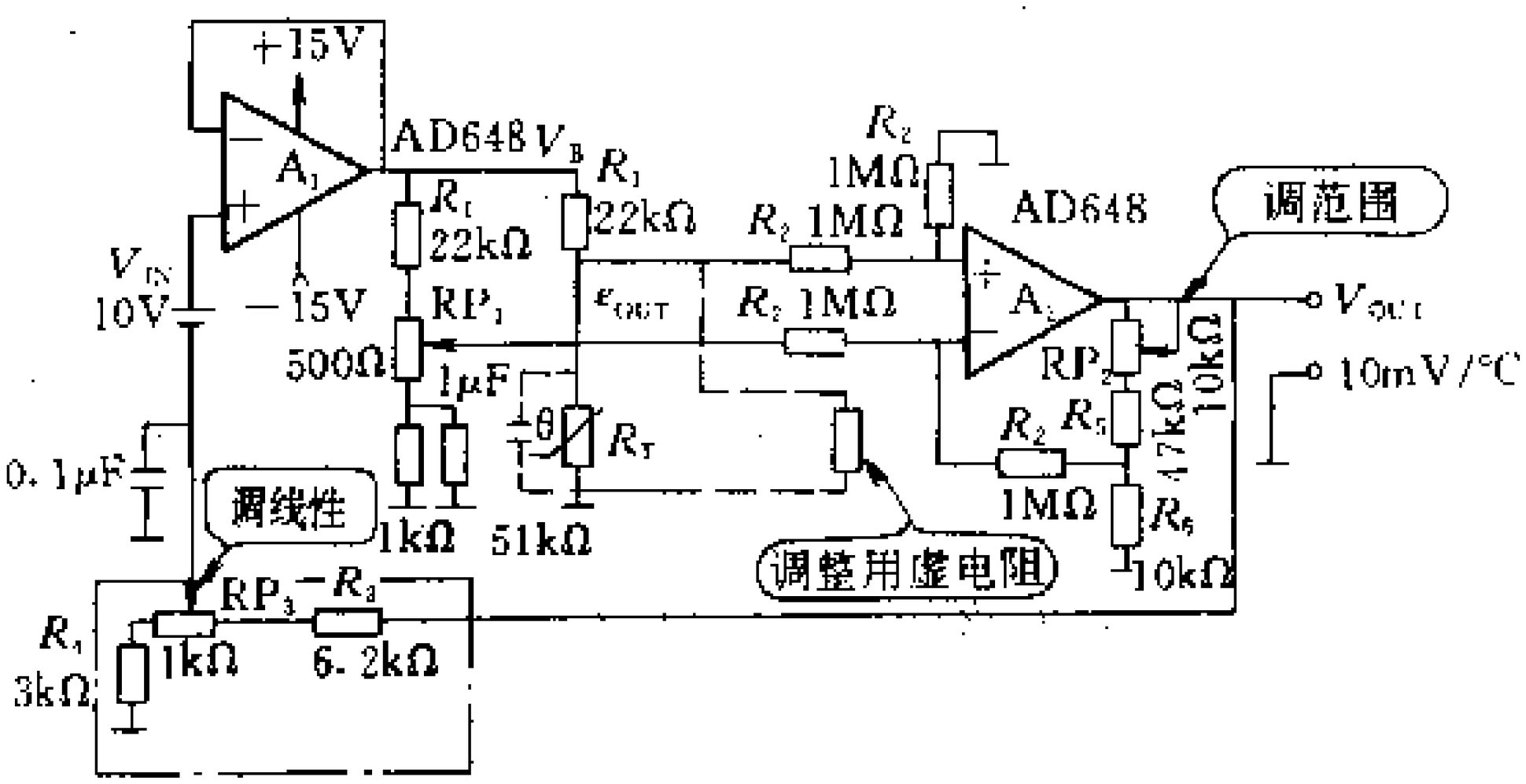


图3-4　线性化的恒压工作电路

电路。该电路中运放 A_2 的输出电压 V_{OUT} 反馈到输入端（输入电压为 V_{IN}），反馈量由 R_3、RP_3 和 R_4 决定；输出反馈电压与输入电压 V_{IN} 相加，为正反馈。这就是说，V_{OUT} 增加，加到传感器的电压 V_B 也增加，由此达到线性化的目的。

输出电压为

$$V_{OUT}=\frac{AR_1\Delta R(V_{IN}+KV_{OUT})}{(R_1+\Delta R+R_0)(R_1+\Delta R)} \tag{3-5}$$

这里，设

$$V'_{OUT}=\frac{AR_1\Delta RV_{IN}}{(R_1+\Delta R+R_0)(R_1+\Delta R)}$$

则式（3-5）可改写为

$$V_{OUT} = \frac{V'_{OUT}}{1 - \dfrac{K \cdot V'_{OUT}}{V_{IN}}} \tag{3-6}$$

式（3-6）与式（3-3）的形式完全相同。经实验可知线性化后，误差由原来的 4%降为 0.1%。

三、铂热电阻的前置放大电路

铂热电阻的前置放大电路如图 3-5 所示。它由三部分电路组成，运放 A_1 和温度补偿稳压二极管 VD 等构成基准电源，提供 10V 基准电压；运放 A_2 采用正反馈的线性化电路，输出电压 E_O 的 4%电压反馈到 A_3 的输入端，这样，在 0～500℃的测温范围内有较好的线性度，RP_2 用于调整线性；A_4 为放大电路，RP_3 用于调零，RP_4 用于调整输出电压范围。A_1～A_4 采用低漂移运放 OP07C 或 AM430A 等。

采用开关电容网络的铂热电阻前置放大电路如图 3-6 所

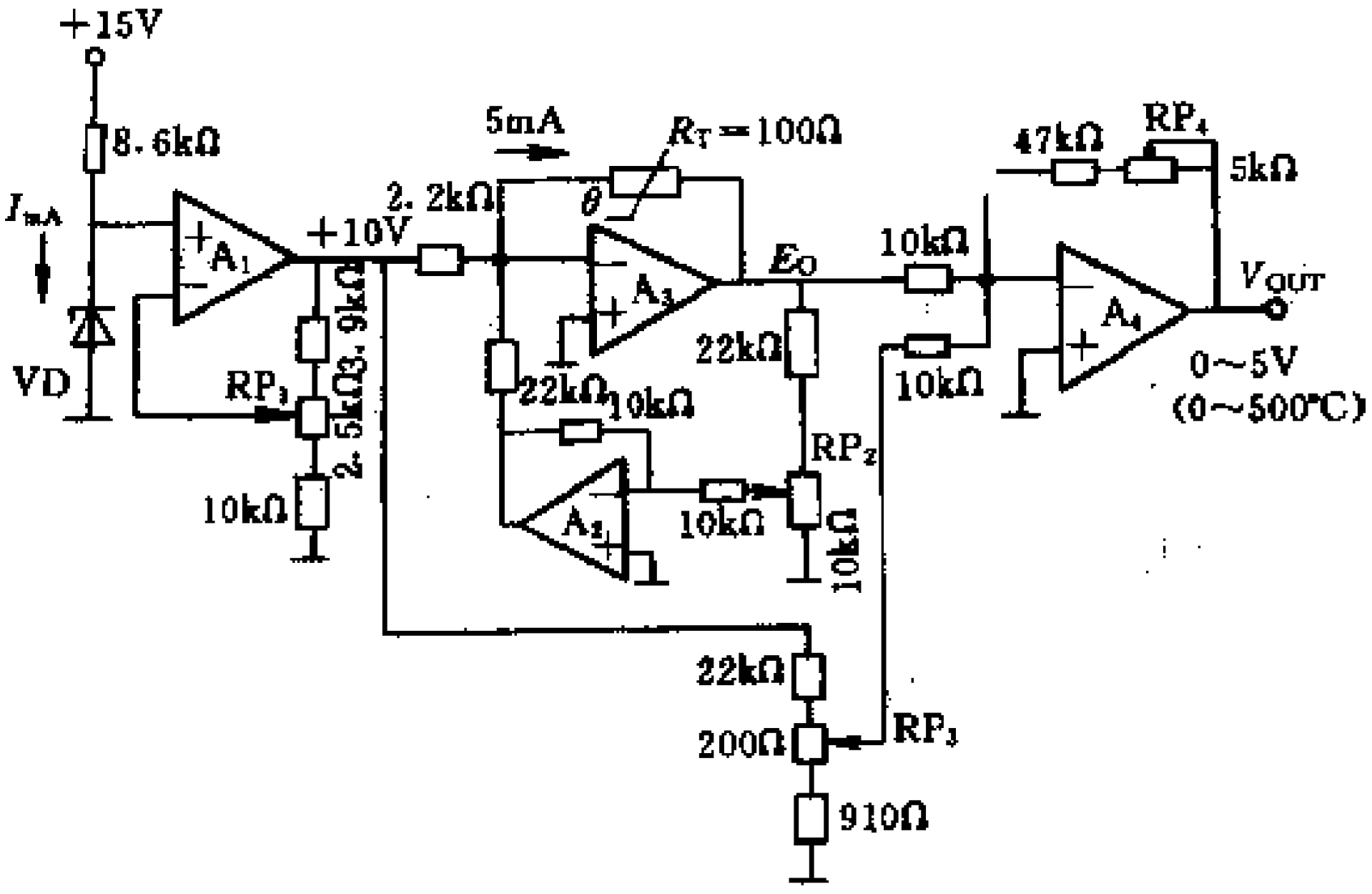


图 3-5　铂热电阻的前置放大电路

示。A_1 和 B_1 等构成恒流源，检测出电阻 R_5 两端电压，把它变换为单端电压信号，再通过加速电容输入到 A_1 的反相输入端。这一电压与 A_1 的同相输入端电压相等，使其 A_1 处于恒流工作状态。

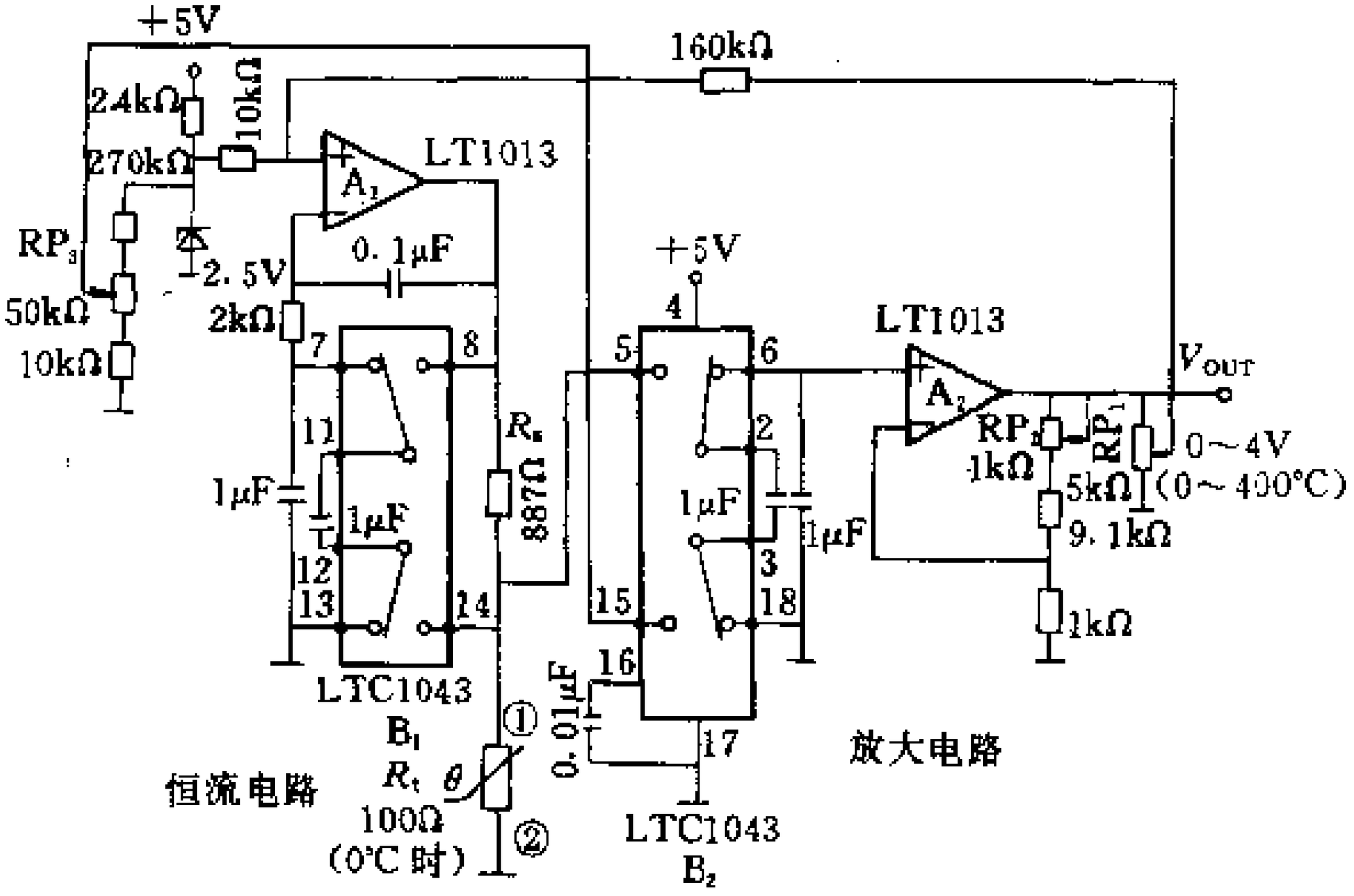


图 3-6　采用开关电容网络的铂热电阻前置放大器

A_2 与 B_2 等构成放大电路。电路中 RP_1 用于线性化调整，它把输出一部分通过 160kΩ 电阻正反馈到 A_1 的同相输入端，提高线性度。另外，RP_2 用于调增益，RP_3 用于调零。电路中全部电阻采用精度为 1%的金属膜电阻。

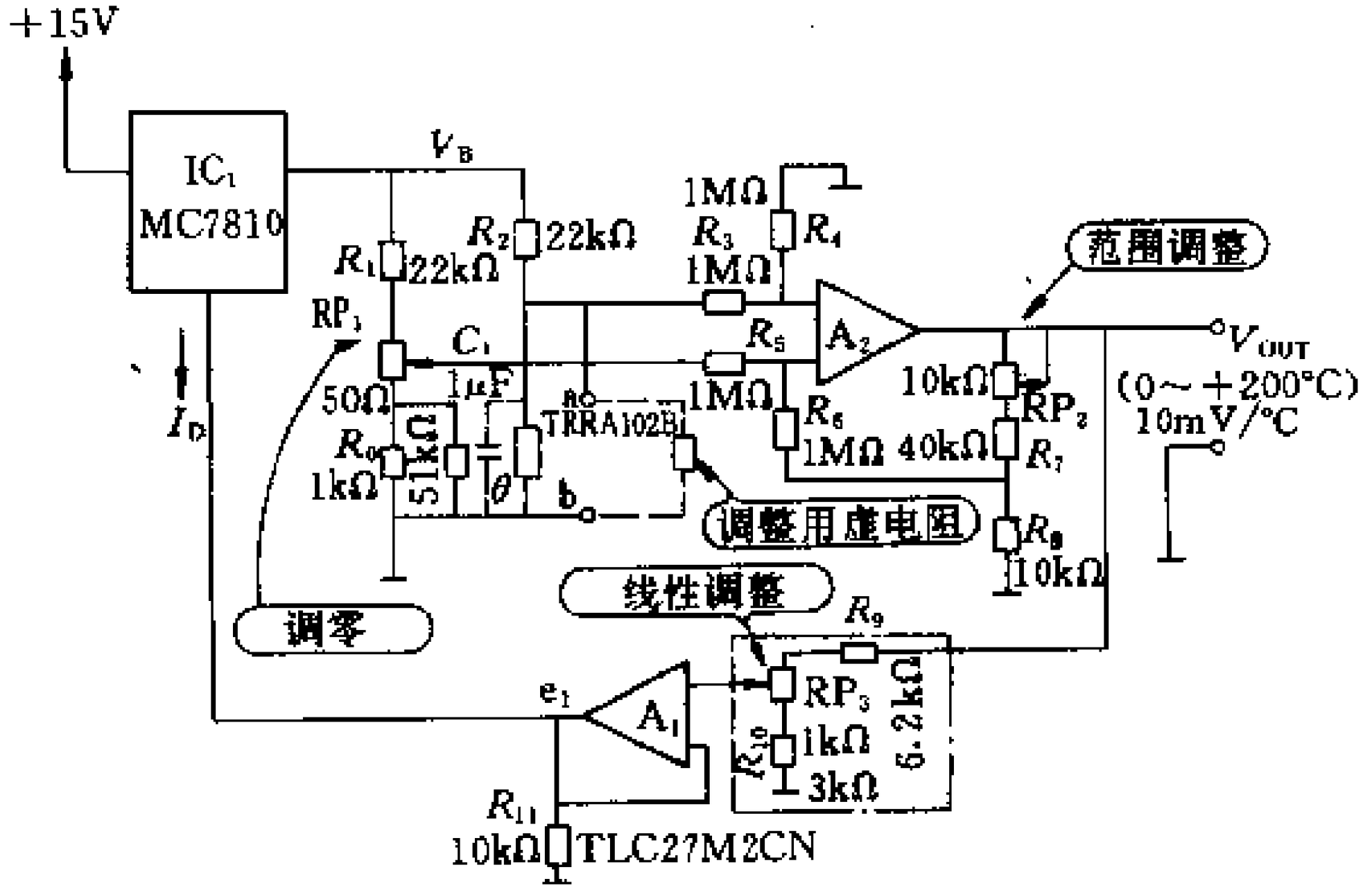
基准电压由 LT1009C 产生，其电压值为 2.5V±5mV，温度系数为±0.0015%℃$^{-1}$。调整时，把相当于 0℃时铂热电阻值的 100Ω 电阻接入①～②间，进行调零。再把相当于 100℃时铂热电阻值的 139.16Ω 电阻接入①～②间，调线性。反复

调整多次，直到在 0～400℃温度范围内满意为止。

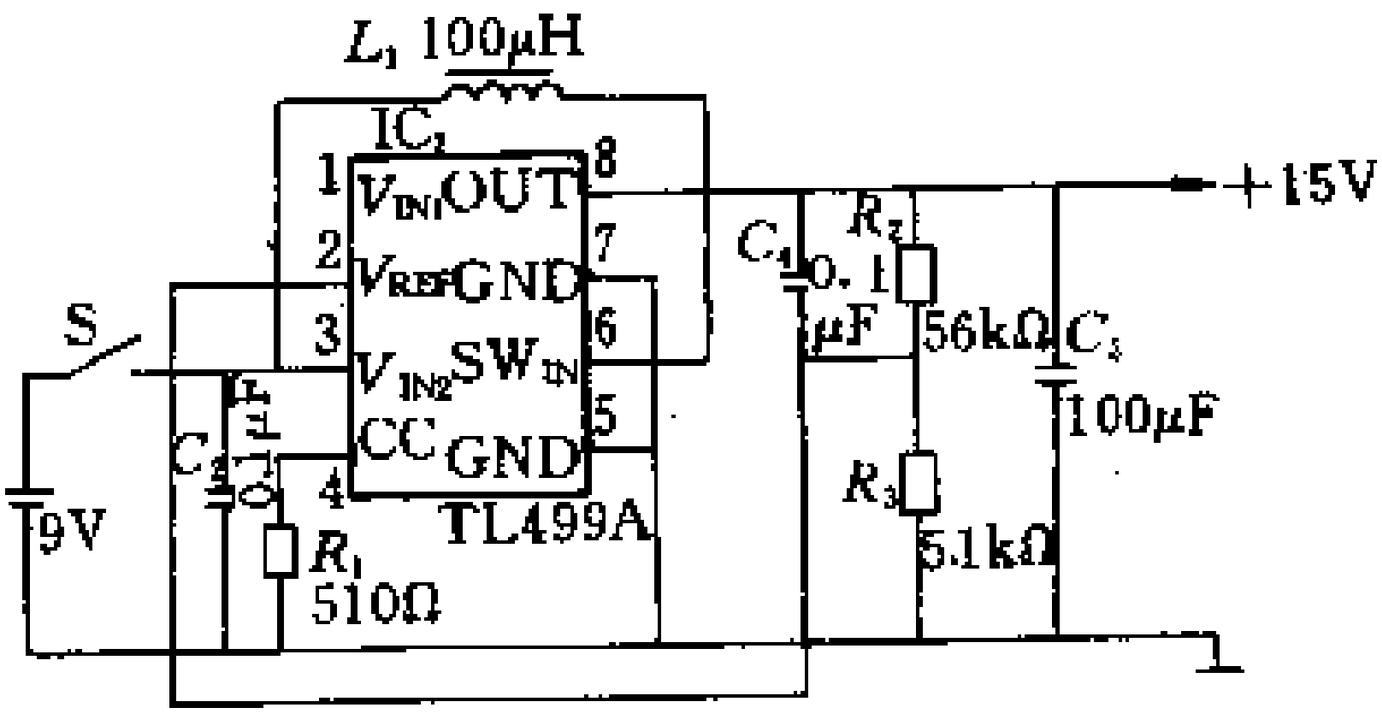
第三节　采用铂热电阻的温度测量电路

一、铂热电阻测温接口电路（一）

铂热电阻测温接口电路如图 3-7a 所示，测温范围为 0～200℃，温度传感器采用 TRRA102B。



a)



b)

图 3-7　铂热电阻测温接口电路（一）

a）测温接口电路　b）直流/直流变换器电路

电路中，三端集成稳压器采用 MC7810，它的输出电压为 10V，温度系数为 0.01%℃$^{-1}$（典型值）。如果采用 9V 电池供电，则采用图 3-7b 所示的直流/直流变换器提供+15V 电压。在 100℃温度变化范围内温度系数只变化 0.1%。温度系数最大值没有规定，但在常温下工作已满足要求。MC7810 的公共端与运放 A_1 输出端相连。A_1 的输入端加非线性校正电路的电压。传感器电压 V_B 为（10V+e_i），而且加的是正反馈。另外，运放 A_1 只要 MC7810 提供数毫安的电流。

在 0～200℃范围内，运放 A_2 输出为 0～2V，不输出负电压，因此，可采用单电源工作的 TLC27M2CN 运放，采用+15V 电源即可。

TLC27M2CN 的输入失调电压温漂为 2μV/℃（典型值），此值与传感器 1mV/℃的灵敏度相比是足够小的。10℃温度变化范围只产生 2μV×10/1mV≈0.02℃的误差。

低温漂的运放 TLC27L2CN 的输入失调电压温漂只有 0.7μV/℃，输出电流小，因此，在不需要 MC7810 提供电流的情况下采用。所以，电路中还是采用 TLC27M2CN 运放。

该电路的调整方法如下：

先不接传感器进行下述调整：

（1）零点调整　在图 3-7 所示电路的 a～b 间接入相当于 0℃的 1kΩ 电阻。调节 RP_1，使 V_{OUT}为 0 即可。

（2）增益调整　在 a～b 间接入相当于 50℃的 1.194kΩ 电阻，用 RP_2 调整增益，使输出 V_{OUT}为 0.5V。

（3）线性度调整　在 a～b 间接入相当于 200℃的 1.758kΩ 电阻，用 RP_3 调整线性度，使输出 V_{OUT}为 2V。

（4）反复调整多次，直到满意为止。

最后，接入传感器，只要上述调整好后，电路接入显示

单元即可。

二：铂热电阻测温接口电路（二）

恒流工作的 0～500℃温度测量范围的测温接口电路如图 3-8 所示。传感器采用测温电阻 TRRA102B。

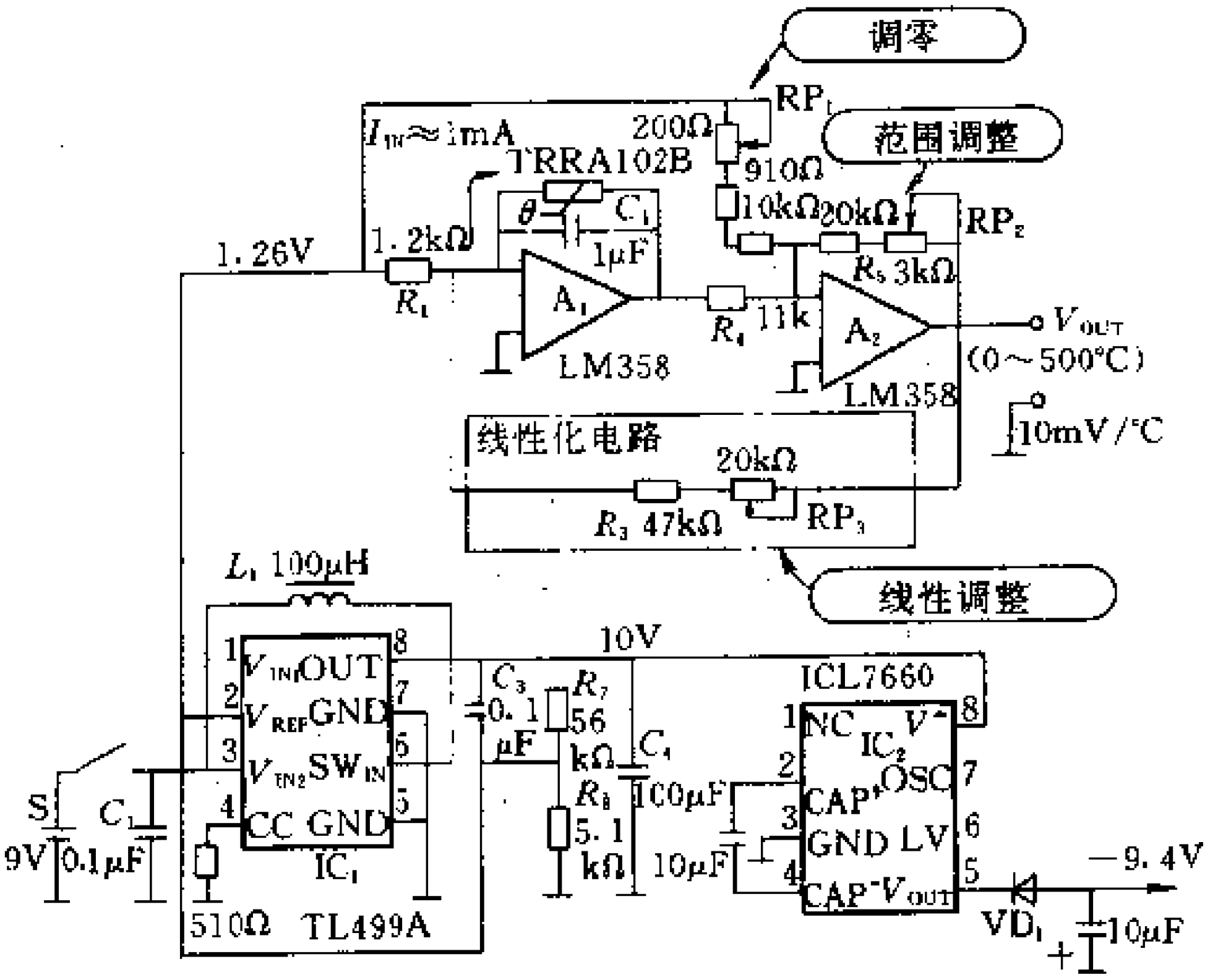


图 3-8　测温接口电路（二）

恒流工作时传感器的灵敏度约为 3mV/℃，通用运放都可胜任。该电路采用 LM358 通用运放。LM358 的输入失调电压温漂为 10μV/℃（典型值），10℃温度变化范围也只有 10μV/℃× 10℃/3000μV/℃ = 0.033℃的温度误差。除 LM358 以外，采用 AD648、LF442、TL062 等低功耗运放均可。

基准电压从电源集成电路 TL499A 的 V_{REF} = 1.26V 获

得。V_{REF}的温度系数为 0.01%℃$^{-1}$，完全满足要求。因此，流入传感器的电流 I_{IN}为

$$I_{IN} = V_{REF}/R_1 = 1.26V/1.2k\Omega = 1mA$$

0℃时输出不为零，因此要进行补偿，该电路是由 V_{REF}在电阻 R_2 上形成电流，用运放 A_2 来进行补偿。放大电路与图 3-2 相同。

非线性校正电路也可以采用图 3-2 所示电路，但要加一级运放来改变电压极性，而图 3-8 中，不是从 A_1 而是从 A_2 输出进行正反馈。这样，可以减少一级运放，使电路简单，能获得与图 3-4 所示电路完全相同的特性。

电源电压需要±10V，用 9V 电池供电时，要采用 TL499A 升压到+10V，负电压由 ICL7660 获得。

三、电流环电路（测温范围 0～600℃）

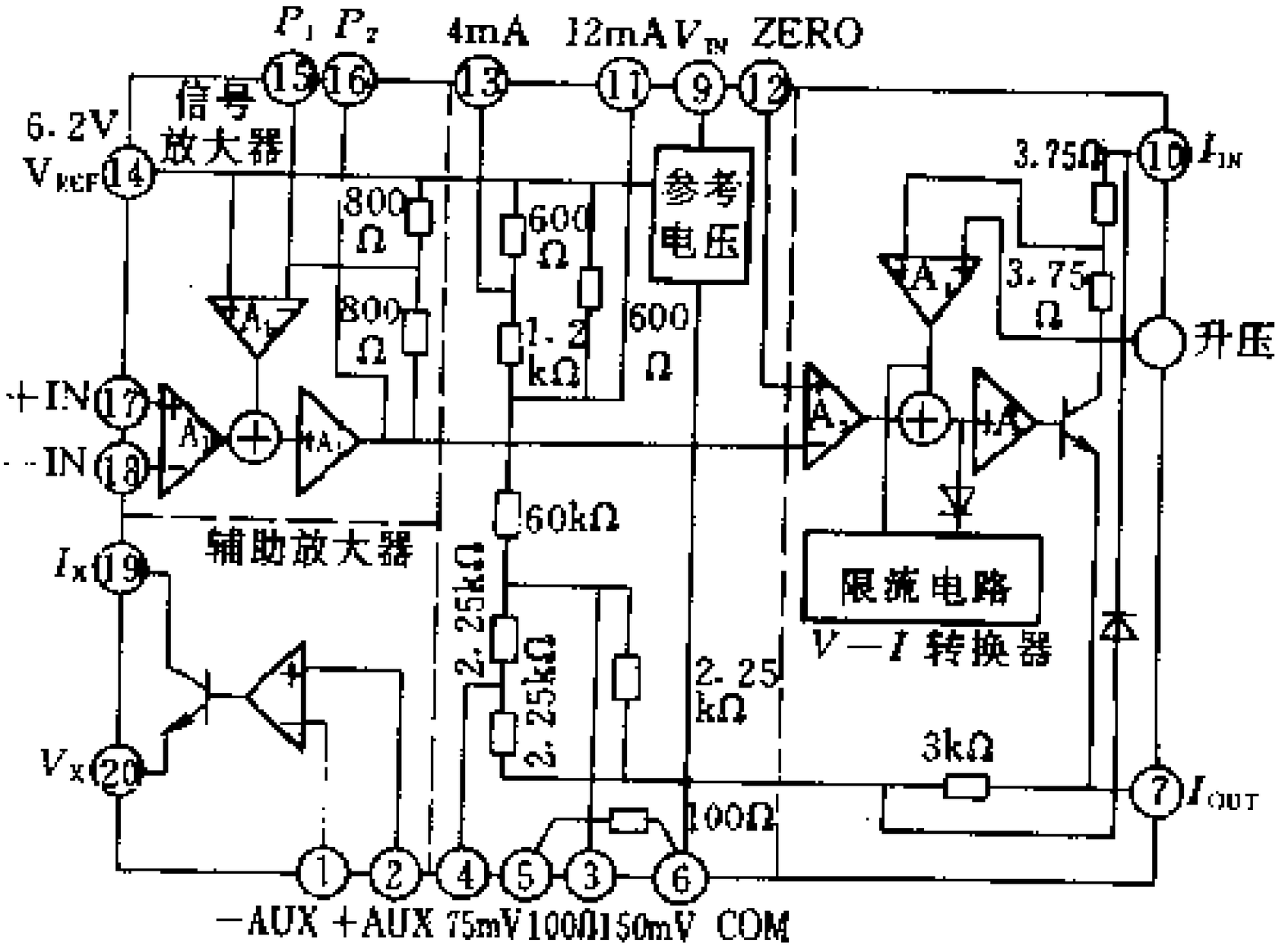
当测温点远离测温装置时，用电流环输出的温度测量电路是很方便的。即使传输线很长，电阻很大，但因是电流传输，不受影响。

一般来说，采用 4～20mA 的输出电流。4mA 用于电路所需要的电流，16mA 电流用于信号传输。

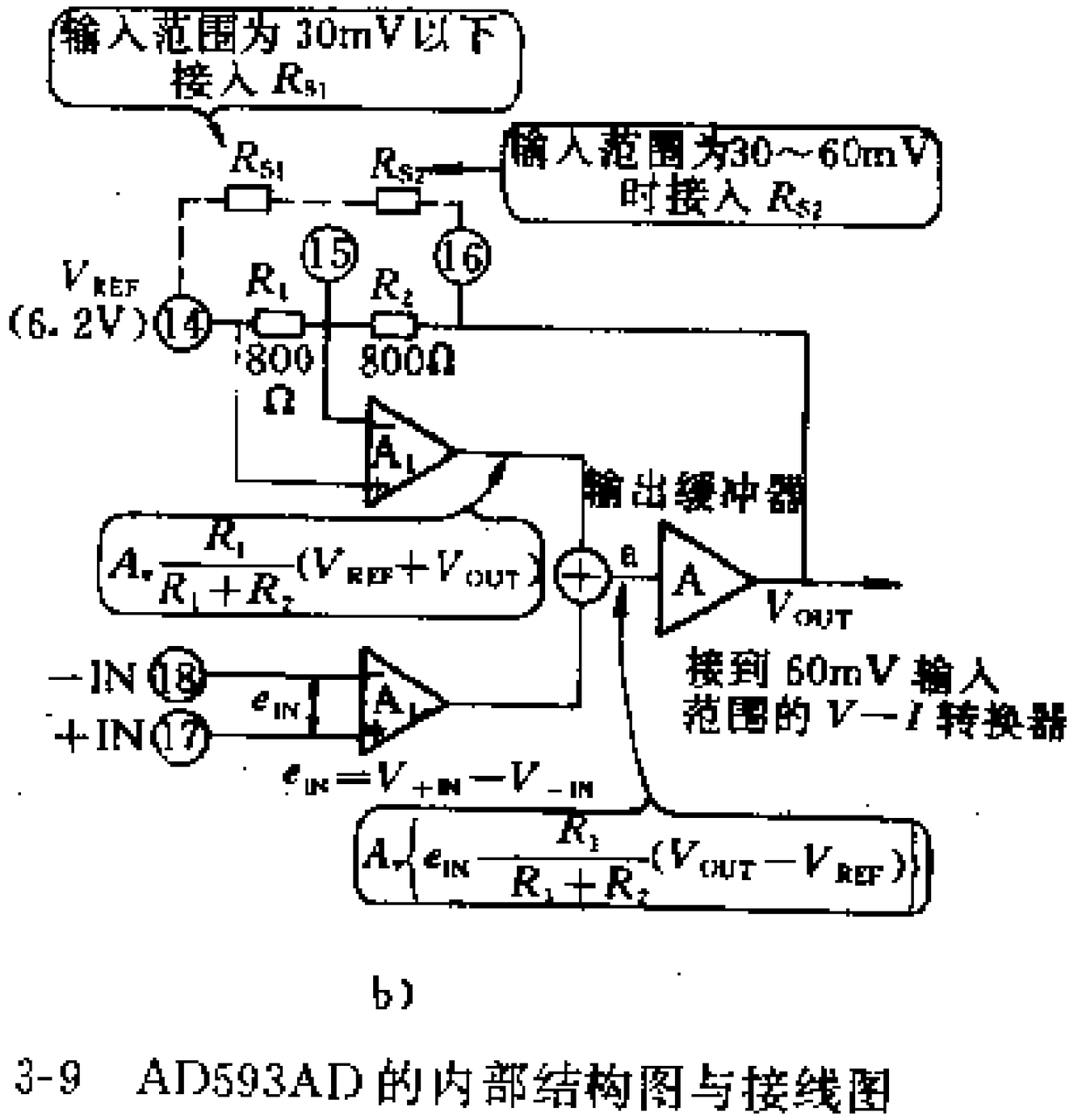
传感器输出电路采用专用集成芯片 AD693AD，其内部结构图与接线如图 3-9 所示。

由图 3-9a 可知，AD693AD 片内设有放大器、基准电压源、V-I 转换器等。因此，用一片 AD693AD 就可构成 4～20mA 输出电流的电路。AD693AD 片内放大器的失调电压为 40μV（典型值）和 200μV（最大值），温漂为 1μV/℃（典型值）和 2.5μV/℃（最大值）。

AD693AD 与铂热电阻构成的基本电路如图 3-10 所示。因 AD693AD 片内设有 100Ω 的基准电阻，因此，片内辅助放



a)



b)

图 3-9　AD593AD 的内部结构图与接线图

a) 结构图　b) 接线图

注：A_v 为 A_1 的增益

大器作为恒流电路使用，外电路接法如图 3-10 所示。恒定电流 $I_N=75\text{mV}/100\Omega=0.75\text{mA}$，则传感器输出电压

$$V_S = I_{IN} \times R_T = 0.75\text{mA} \times R_T \qquad (3\text{-}7)$$

在式（3-7）中，0℃时传感器 100Ω 电阻上的 150mV 电压降必须消除。因此，在 AD693AD 片内放大用的放大器的－SIG 端输入 150mV 的电压进行补偿，使其在 0℃时传感器输出为 0V。

然而，片内放大用的放大器输入电压范围为 30mV，所以，传感器输出电压为 30mV，相应温度为 104℃。如果将 P_1 和 P_2 连在一起，输入电压范围为 60mV，温度测量范围可以扩大。

当零点与测温范围都不调整时，图 3-10 所示电路的特性如表 3-1 所示。用 250Ω 电阻把输出电流变为电压，可用数字万用表测量其电压值，即为测量的温度。

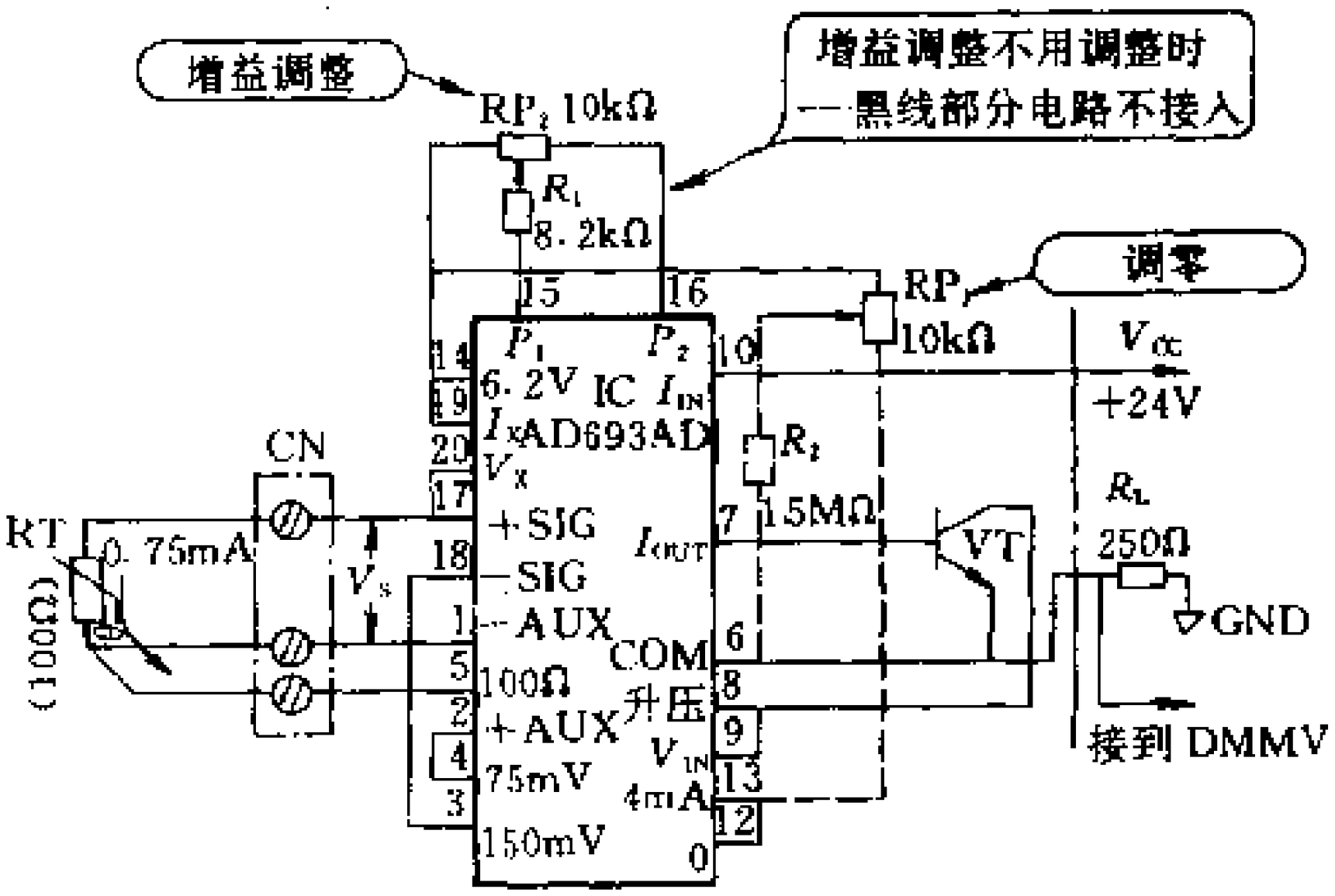


图 3-10　AD693AD 与铂热电阻构成的基本电路（0～104℃）

表 3-1　AD693AD 开环特性

	No. 1		No. 2		No. 3	
V_{CC} (V)	V_{OUT} (0) (V)	V_{OUT} (FS) (V)	V_{OUT} (0) (V)	V_{OUT} (FS) (V)	V_{OUT} (0) (V)	V_{OUT} (FS) (V)
16	0.9969	5.001	0.9918	4.990	0.9953	4.983
24	1.0026	5.000	0.9970	4.994	0.9970	4.906
32	1.0210	5.015	1.0092	5.002	1.0101	4.996

因为测温范围为102℃，则每1℃输出电压为39.2mV/℃（[5V－1V]/102℃＝39.2mV/℃）。对三只 AD 693AD 进行测试，当电源电压为 24V 时，温度误差小于 0.6℃。

AD693AD 的零点和测温范围都需要调整，这时接线应按图 3-10 的粗线连接，RP_1 是调零电位器，RP_2 是调节测温范围的电位器。可以把零点与测温范围内的误差调为零，但因传感器为非线性特性。所以，还有约 0.4℃的非线性误差。

如果测温电阻采用三线式接法，如图 3-11 所示，接线电阻影响就可以减小。

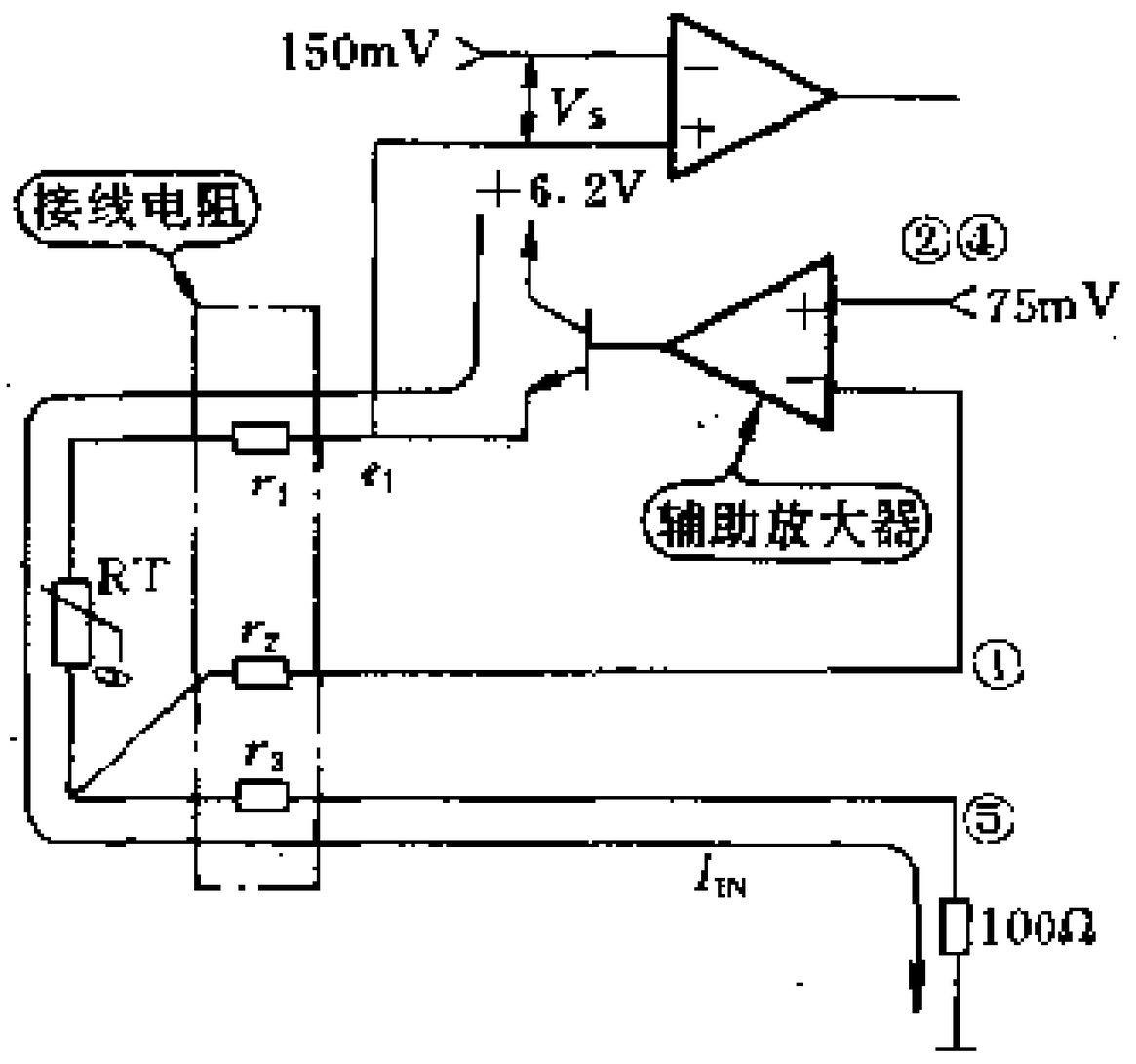


图 3-11　AD693AD 的三线式接法

在图 3-11 所示电路中：

$$e_1 = 75\text{mV} + I_{IN}(R_T + r_1)$$

$$V_s = e_1 - 150\text{mV}$$

$$= 75\text{mV} + \frac{75\text{mV}}{100 + r_2}(R_T + r_1) - 150\text{mV}$$

若　　$R_T = 100 + \Delta R$　　$r_1 = r_2 = r_3 = r$

则

$$V_s = \frac{75\text{mV}}{100 + r}(100 + \Delta R + r) - 75\text{mV}$$

$$= \frac{75 \times \Delta R}{100 + r}(\text{mV})$$

如果电阻 r 误差恒定，调节增益就可进行补偿。

四、线性化电流环电路（测温范围 0～600℃）

因传感器为非线性特性，存在着非线性误差。本节介绍进行非线性校正的电流环电路。

AD693AD 的输入电压范围为 30mV（P_1—P_2 间短接为 60mV），因此，对于各种测温范围恒压工作是极其方便的。

AD693AD 片内的 6.2V 基准电压源用作传感器的驱动电源。电路如图 3-12 所示（有关恒压工作原理参见图 3-3）。电路的输出电压为

$$V_s = \frac{R_1 \Delta R V_R}{(R_1 + R_0 + \Delta R)(R_1 + R_0)} \tag{3-8}$$

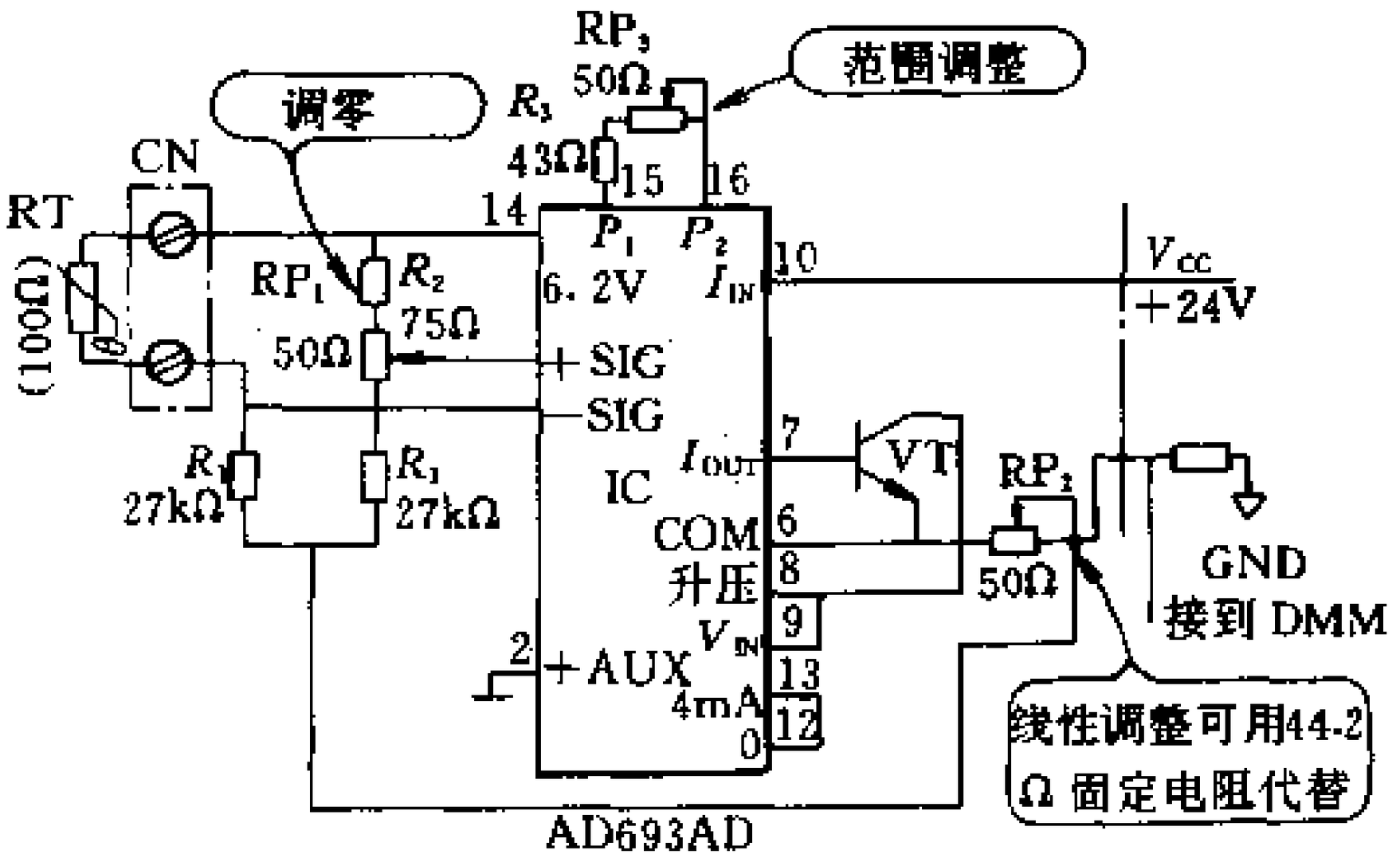


图 3-12　线性化电流环电路（0～600℃）

若将 0℃时传感器 100Ω 电阻值，600℃时传感器电阻变化值 $\Delta R=317.28-100=217.28\Omega$，代入式 (3-8)，则 600℃时输出电压 $V_s=50mV$。因此，即使考虑线性化电路中的正反馈分量，AD693AD 的输入电压范围为 60mV 时也足够。

由图 3-12 可见，仅在 AD693AD 的 COM 端接一个电阻，就可简单地进行非线性校正。

非线性校正原理很简单，线性化电阻 RP_2 上的压降与传感器驱动电压 6.2V 是串联叠加的，因此，传感器实际驱动电压在 0℃时为 6.2V＋（$RP_2\times4mA$），在 600℃时为 6.2V＋($RP_2\times20mA$)。所以，温度越高，传感器的驱动电压也越大，这样就补偿了传感器的非线性特性。在 0～600℃的测温范围内 RP_2 约为 43Ω。

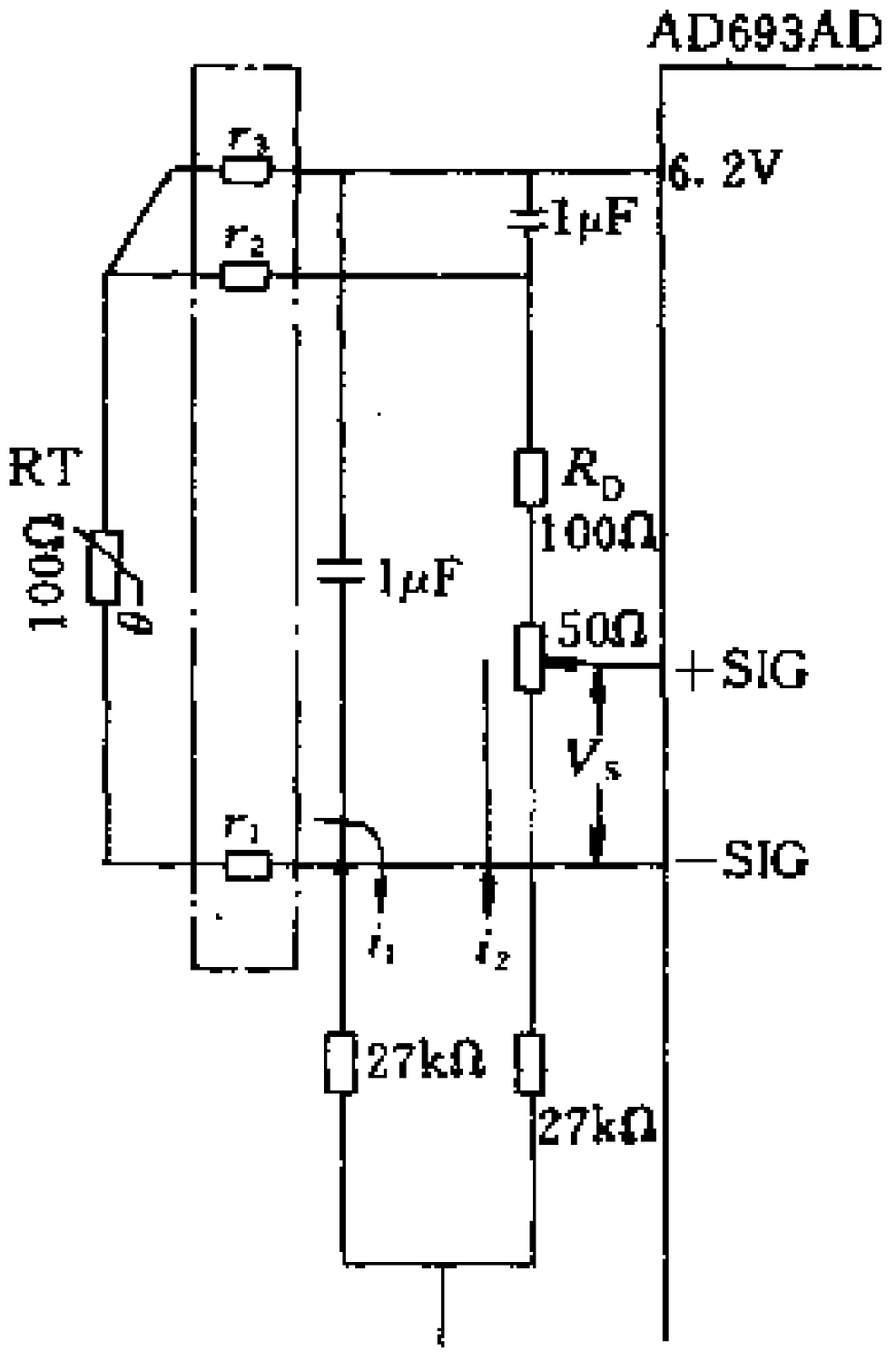


图 3-13　测温电阻的三线式接法

该电路中传感器和基准电阻 R_1 接在电路中的位置与图 3-3 中相反。若传感器接在图 3-3 所示位置时，非线性校正电压分量使 AD693AD 的输入电压变负，原因是所加电压超过了放大器的最大输入电压范围。

按照图 3-12 的接线，因为用 6.2V 作为基准电压，所以不会出现问题。但考虑到接线电阻的影响，采用图 3-13 所示

的三线接线方式更为方便，有关三线接线方式使误差减少的分析见后述。

电路调整方法如下：

（1）接入相当于 0℃时的 100Ω 电阻替代传感器，用 RP_1 调零，使输出电流为 4mA。

（2）接入相当于 100℃时的 139.16Ω 电阻，用 RP_3 调增益，使输出电流为 4＋16×（1/6）＝6.667mA。

（3）接入相当于 600℃时的 317.28Ω 电阻，用 RP_2 调线性，使输出电流为 20mA。

（4）反复调整几次，直到满意为止。

改变电源电压时，图 3-13 所示的特性如表 3-2 所示。

只改变此电路中的基准电阻 R_1，就可用于各种温度范围的测量，表 3-3 示出其实例。表中示出的基准电阻 R_1 值都是满度范围时的电阻值，使传感器输出电压为 50～60mV。

表 3-2　图 3-13 所示电路的特性值

V_{CC} (V)	V_{OUT} (0) (V)	V_{OUT} (FS) (V)
16	0.9990	5.000
24	1.0000	5.000
32	1.0010	5.001

表 3-3　各种测温范围的基准电阻 R_1、RP_2 值

测温范围 (℃)	R_1 值 (kΩ)	RP_2 值 (Ω)
0～100	4.3	10
0～200	8.66	15.4
0～500	22	37.4
0～600	27	44.3

五、采用铂热电阻的温度计

1. 采用 TRRA102B 铂热电阻的数字温度计

在采用 TRRA102B 铂热电阻的数字温度计电路中，A/D 转换器采用三位半 MAX138，它与 ICL7106 等相比，增加了下述功能。

（1）片内设有负电源转换器，因此，可以单电源供电。

（2）工作电源电压范围宽，为2.5～7V。

（3）片内设有振荡电路。

MAX138的管脚配置如图3-14所示，内部结构图如图3-15所示。A/D转换器大都为差动输入方式，而铂热电阻、霍尔传感器、磁阻元件、压力传感器等大都是差动输出方式。因此，这些传感器最适宜与A/D转换器连接。

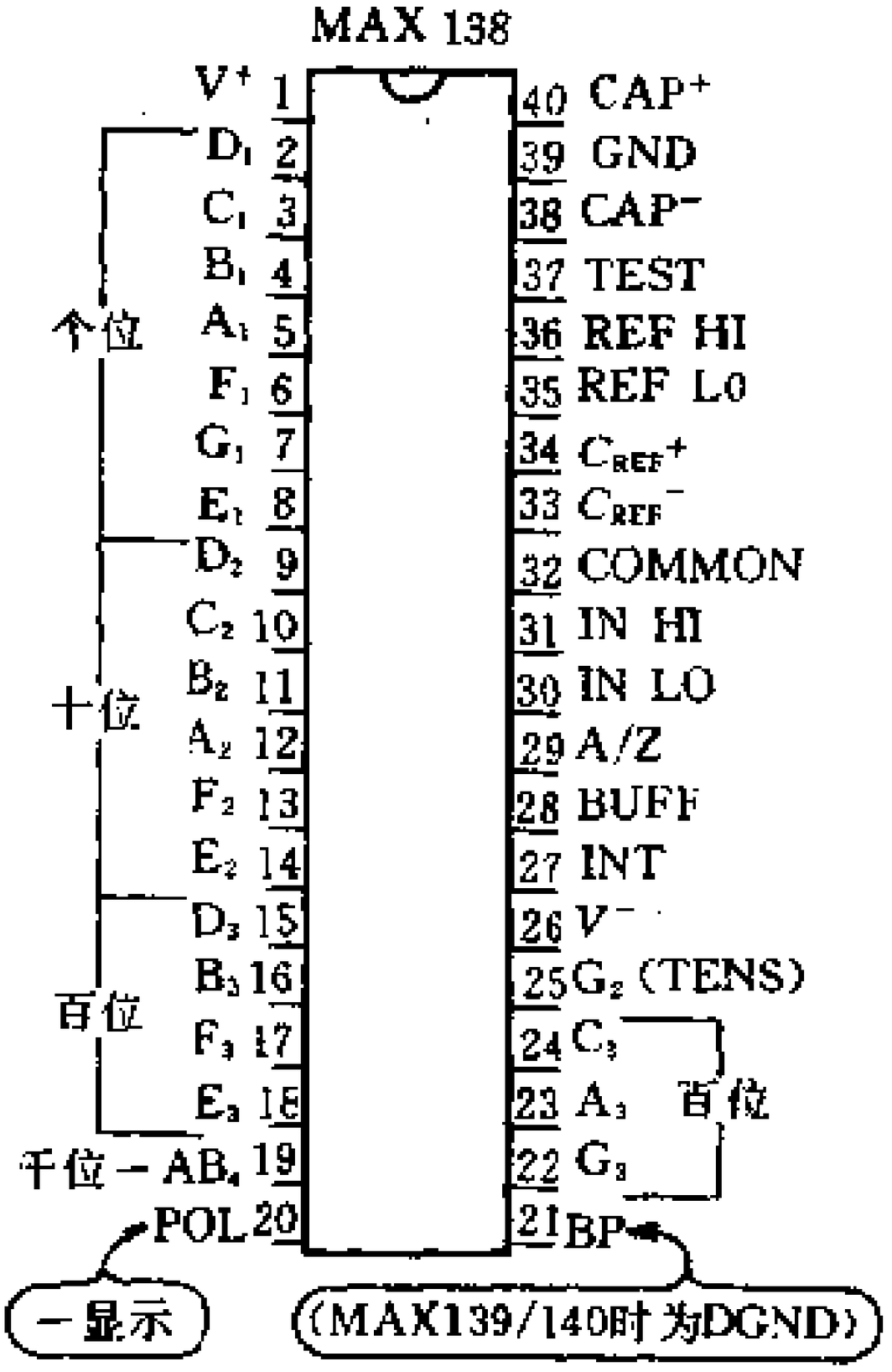


图 3-14　MAX138的管脚配置图

温度计总电路如图3-16所示。其中传感器部分电路如图3-17所示。在图3-17中，V_{REF}为A/D转换器的基准电压，V_{IN}为A/D转换器的输入电压。

$$V_{REF} = V^+ R_1/(R_1 + R_2 + R_T) = V^+ R_1/(R_3 + R_T)$$

$$V_{IN} = V^+ [R_T/(R_1 + R_2 + R_T) - R_0(R_1 + R_2 + R_0)]$$

$$= V^+ \{R_3(R_T - R_0)/[(R_0 + R_T)(R_3 + R_0)]\} \quad (3\text{-}9)$$

A/D转换器显示输出DIS为

$$DIS = 1000 \times (V_{IN}/V_{REF}) \quad (3\text{-}10)$$

把式（3-9）中V_{IN}和V_{REF}代入式（3-10）得

$$DIS = 1000 \times [R_3(R_T - R_0)/R_1(R_3 + R_0)] \quad (3\text{-}11)$$

注意到式（3-11）中无V^+项，因此，显示精度仅由电阻决定。

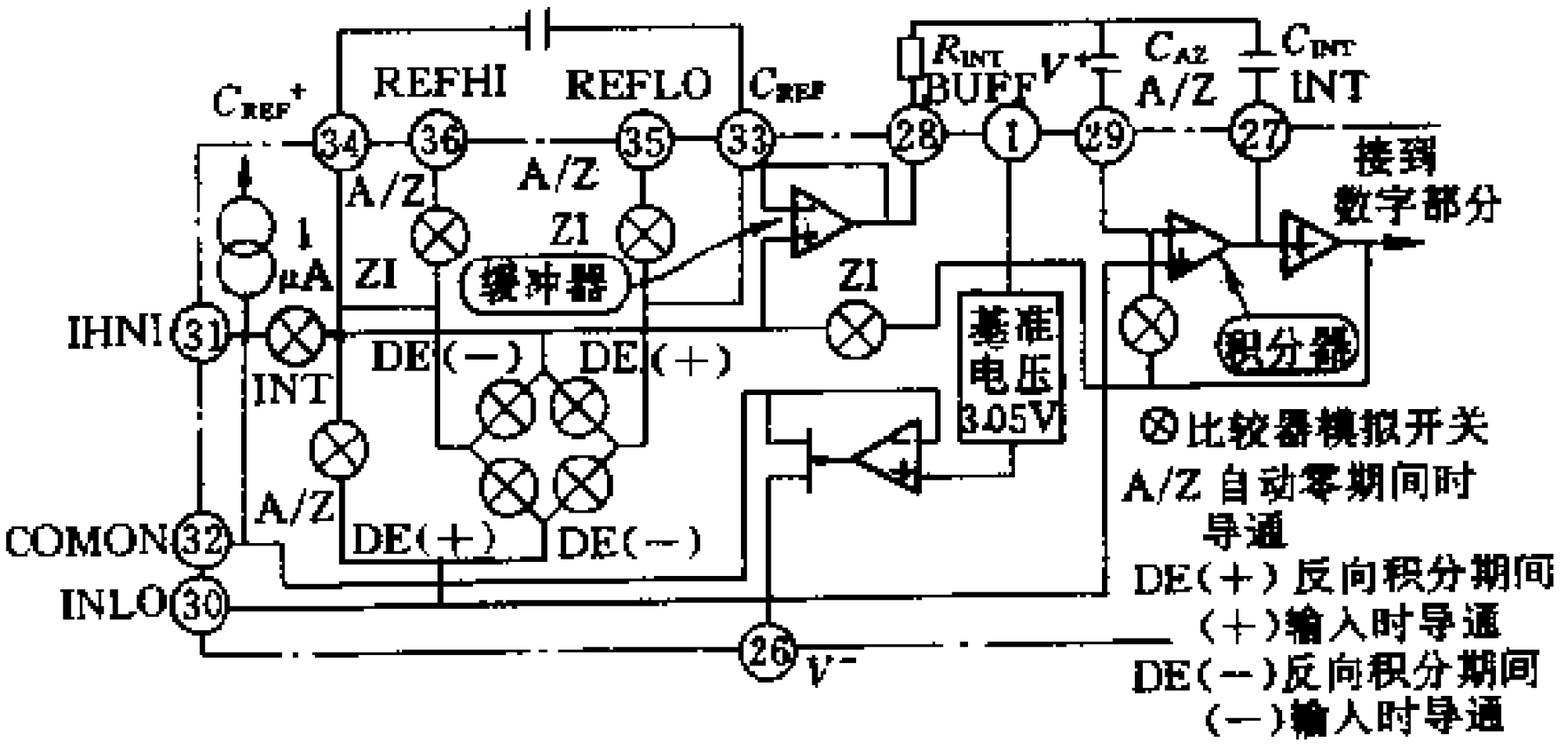


图 3-15　MAX138 内部结构图

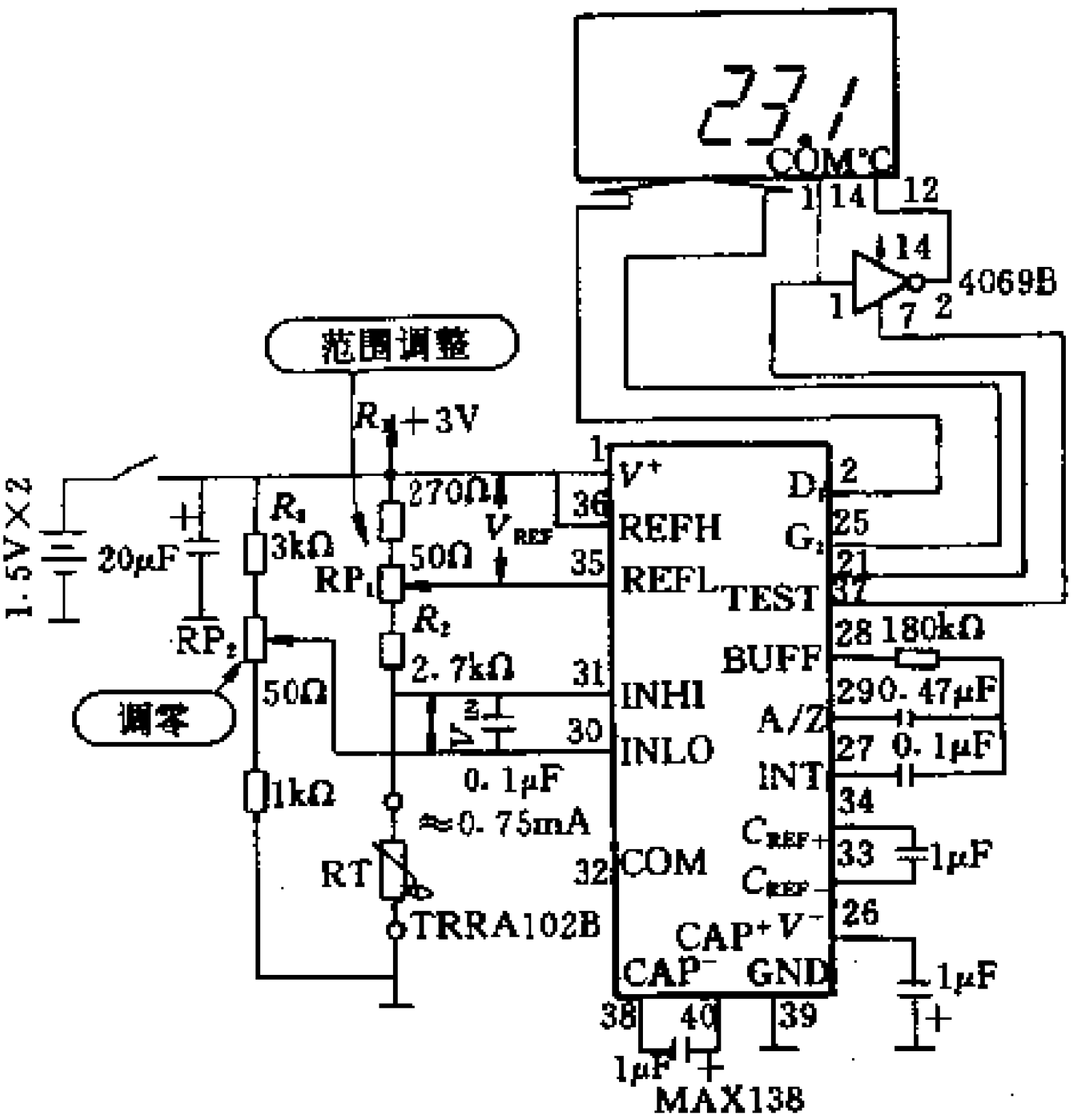


图 3-16　温度计电路（0～100℃）

调整方法如下：

(1) 接入 1kΩ 电阻（相当于 0℃时传感器的电阻）替代传感器。调节 RP_2 使显示为 0。

(2)接入 1.365kΩ 电阻(相当于 100℃时传感器的电阻)，调节 RP_1 使显示为 100。

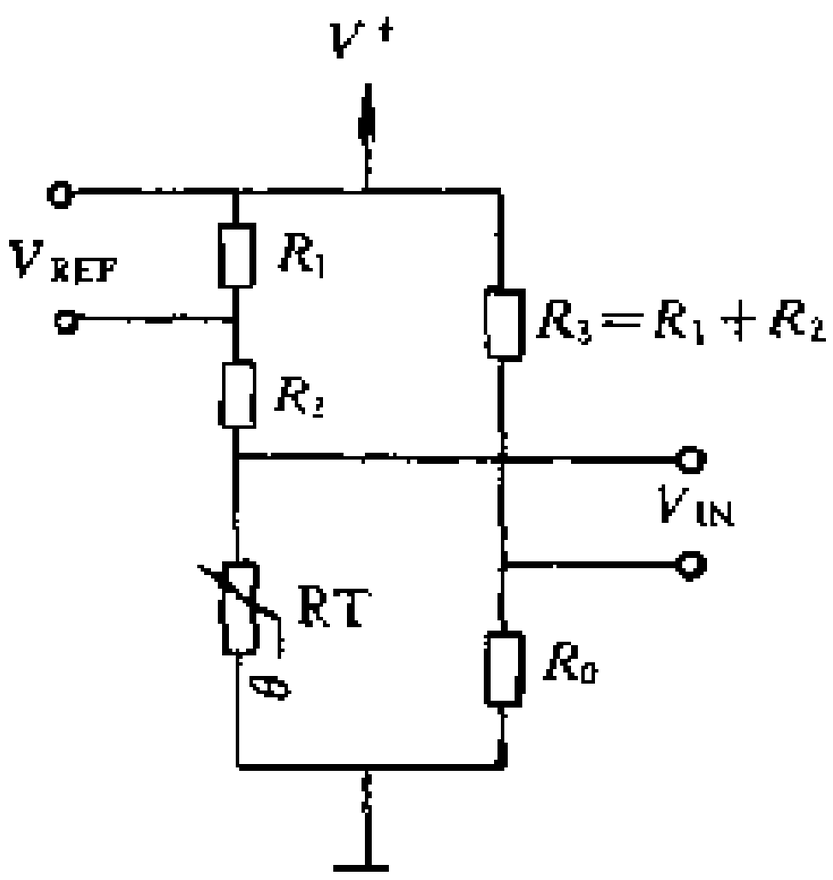


图 3-17　传感器部分电路

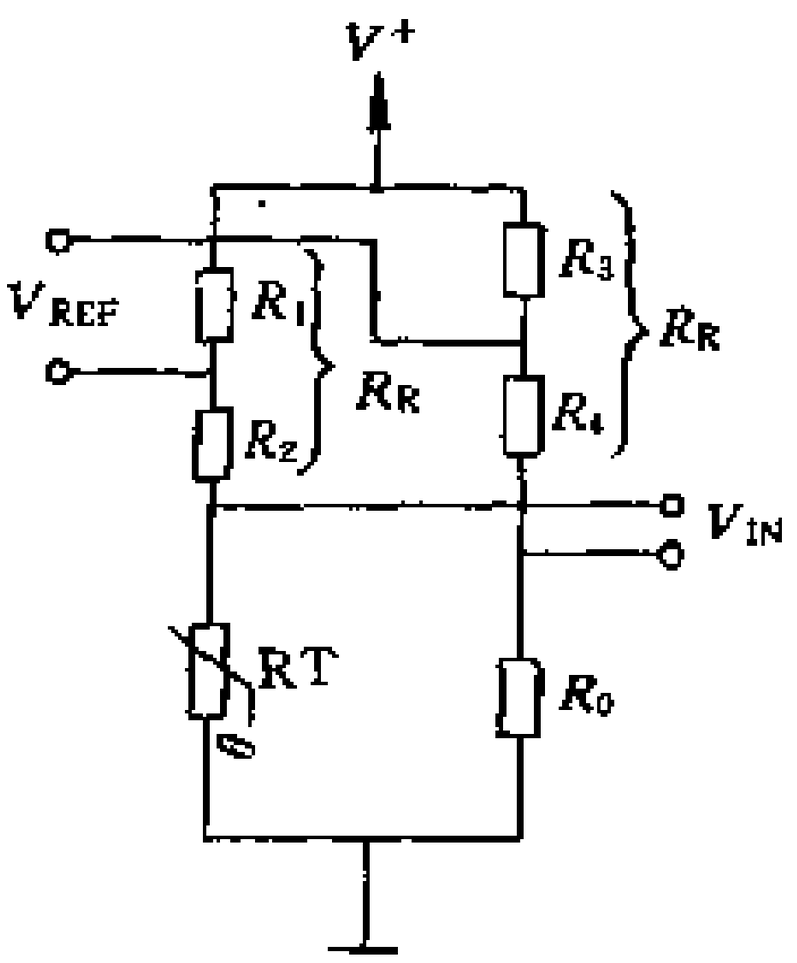


图 3-18　传感器线性化部分电路

(3) 调好后，接入传感器即可。

显示分辨率为 0.1℃，然而，由式 (3-11) 可知，A/D 转换器显示 DIS 与 $(R_T - R_0)$ 成比例，因此，这种电路仍有非线性误差。

显示温度为－199.9～＋199.9℃，但不进行非线性校正，则 100℃测温范围有 0.3～0.4℃的非线性差，200℃测温范围约为 2℃误差。因此，必须加非线性校正电路，使其线性化。图 3-18 为传感器线性化部分电路，若计算 V_{REF} 与 V_{IN}，则有

$$V_{REF} = V^+ \left[R_1/(R_1 + R_2 + R_T) - R_3/(R_3 + R_4 + R_0)\right]$$

$$V_{IN} = V^+ \left[R_T/(R_1 + R_2 + R_T) - R_0/(R_3 + R_4 + R_0)\right] \tag{3-12}$$

由式（3-10），A/D 转换器显示的 DIS 值为

$$\mathrm{DIS}=1000\times\{R_R(R_T-R_0)/[R_1(R_R+R_0)-R_3(R_R+R_T)]\} \tag{3-13}$$

式（3-13）与式（3-11）相比，在式（3-13）中分母有 $[R_3(R_R+R_T)]$ 项，它可在满度附近补偿传感器灵敏度的下降。

线性化测温电路如图 3-19 所示。非线性校正后，0～200℃时测量精度为 0.2℃，一般用途已足够。

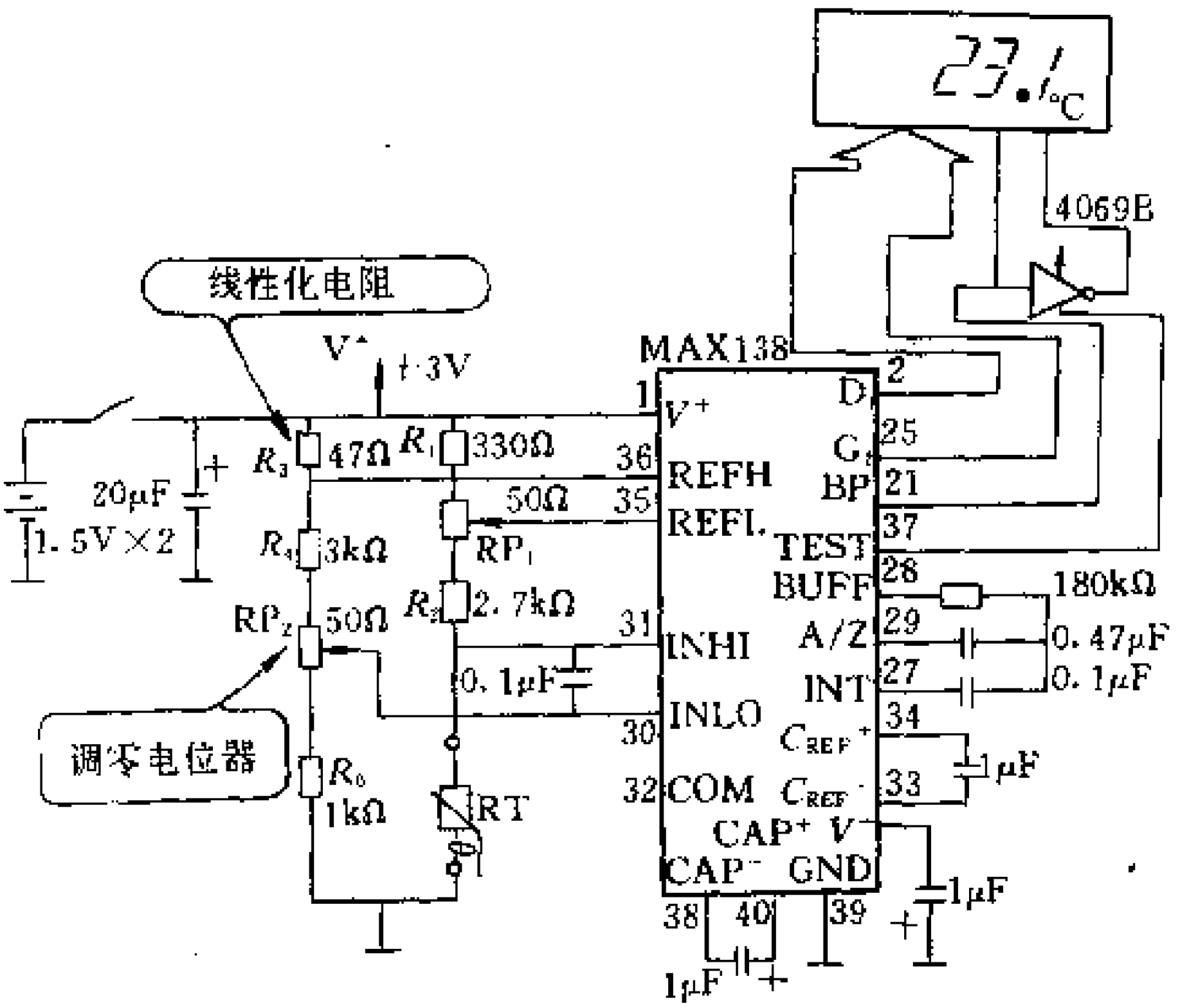


图 3-19　线性化测温电路

2. 采用 SDT101A 铂热电阻的数字温度计

采用 SDT101A 铂热电阻的数字温度计电路如图 3-20 所

示，它由恒压源电路、恒流源电路和显示电路组成。

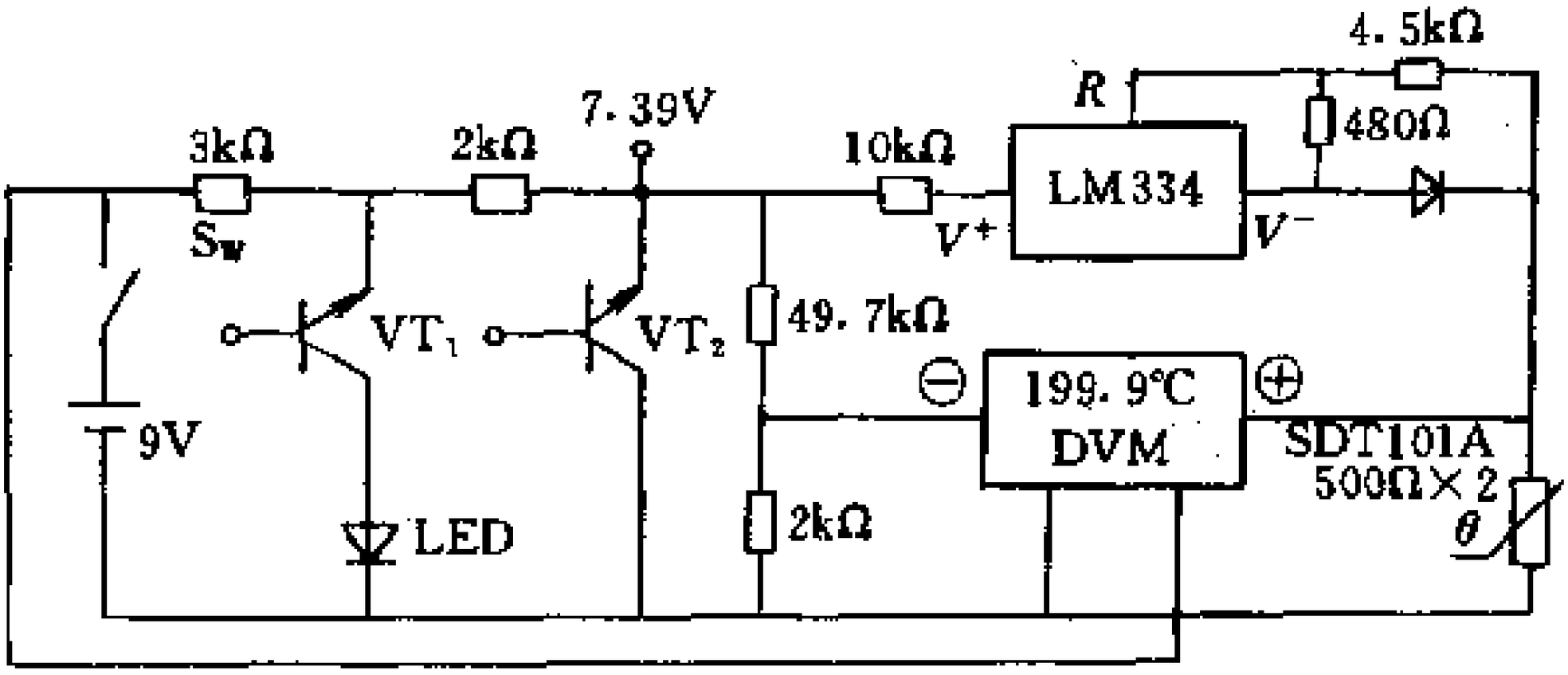


图 3-20　数字温度计电路

电源电路有用于电平移动的恒压源电路和供给传感器的恒流源电路。恒压源电路

如图 3-21所示，它采用两个晶体管，工作时基极开路，发射极接正电压，集电极接负电压，当转折电压为 7V 左右时，在 0～100℃期间温度特性约为 0.1mV/℃。

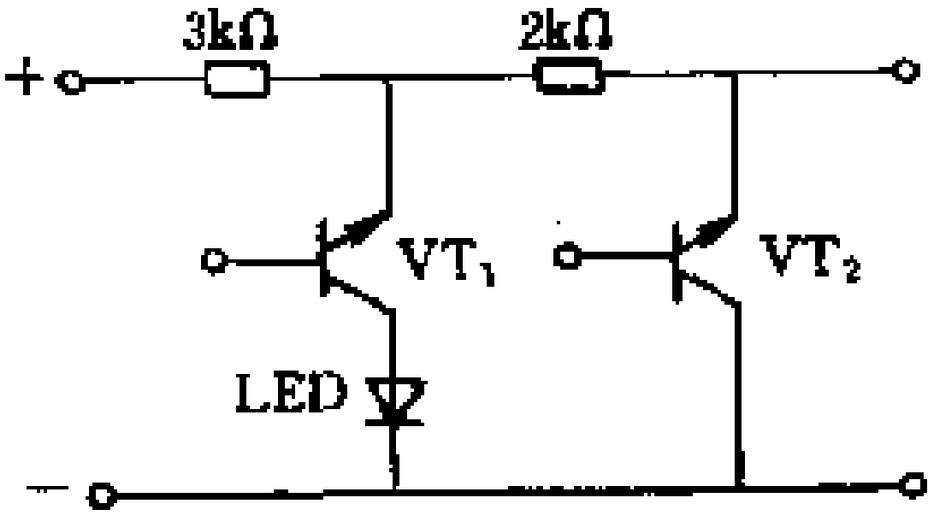


图 3-21　恒压源电路

一般晶体管的温度系数为 2.0mV/℃，而发光二极管 LED 的温度系数为−2.0mV/℃，因此，电路中晶体管与发光二极管 LED 串联连接，这样，温度影响可以互相抵消，极大地改善了它的温度特性。

在图 3-21 电路中，与 LED 串联的晶体管 VT_1 作为前级，晶体管 VT_2 作为后级，构成恒压源电路，这样，构成的恒压源电路对电压与温度变动都能获得稳定的电压。

恒流源电路如图 3-22 所示，它采用集成电路 LM334，外接两只电阻和一个二极管构成，温度系数为±0。

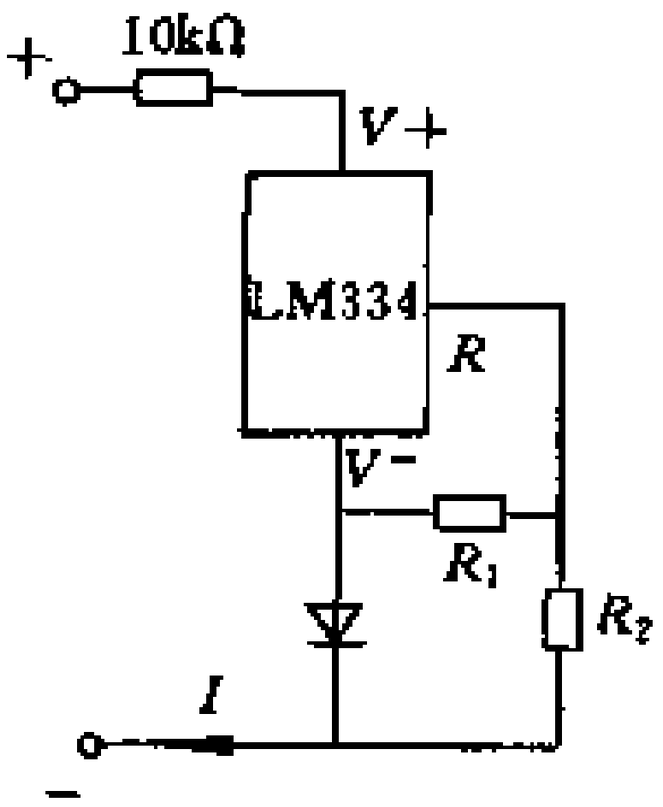


图 3-22　恒流源电路

显示电路如图 3-23 所示，它采用三位半 A/D 转换器 ICL7126，其消耗最大电流为 0.1mA。改变加在 36 脚上的电压就可以调整灵敏度。36 脚上电压为 1V 时，显示满量程为 1.999V，电压为 0.1V 时，显示满量程为 199.9mV。

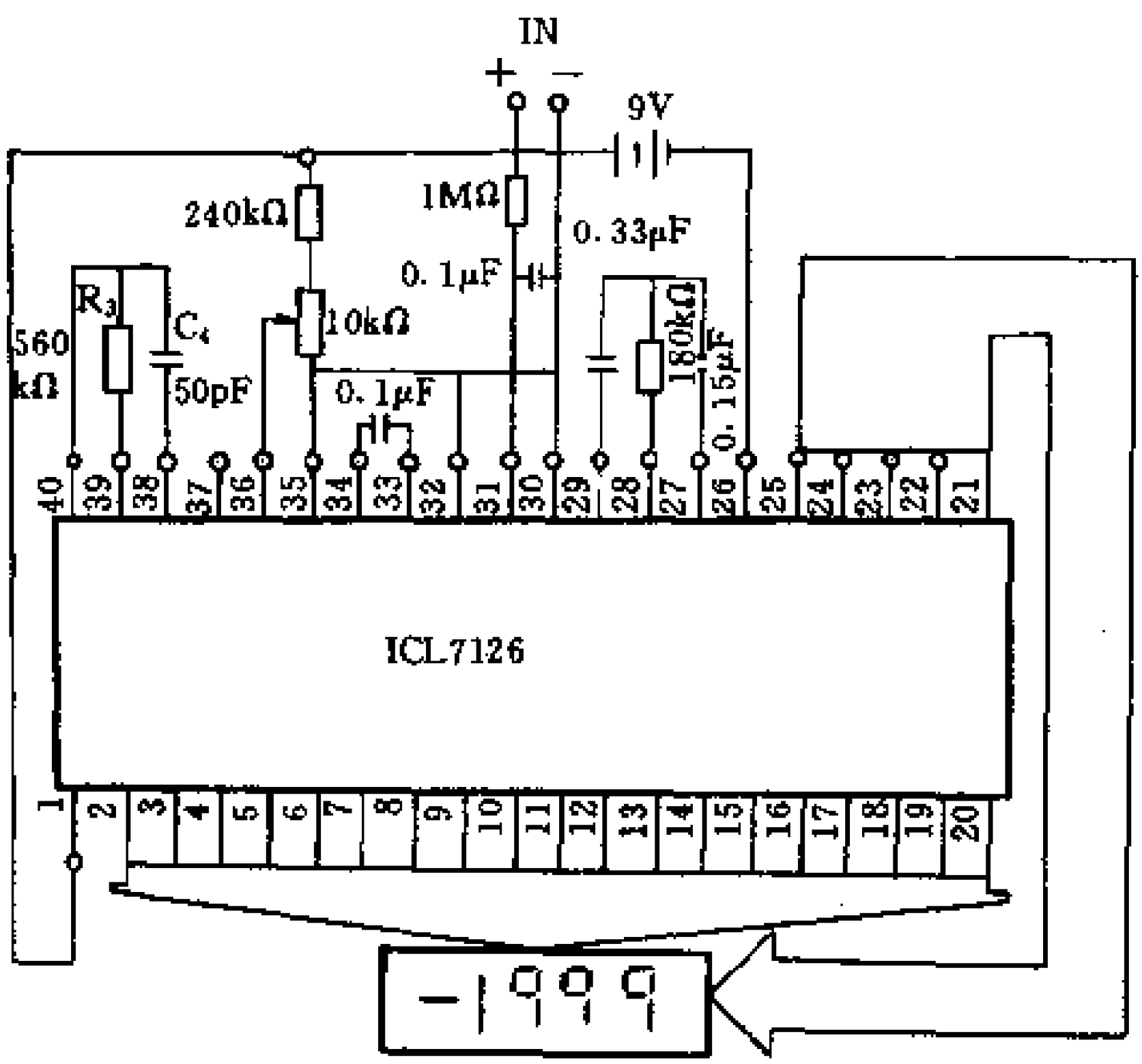


图 3-23　显示电路

六、采用A/D转换器比例工作的温度测量电路

A/D转换器比例工作电路如图3-24所示。A/D转换器ADC0808的输入端电压是由＋5V电源电压通过电位器RP_1和RP_2分压后加入的，这样，当电源电压增减时，A/D转换器的输入端电压也按相同比例增减，其输入差值不变，因此，电源电压（参考电压）变动不影响其输入。

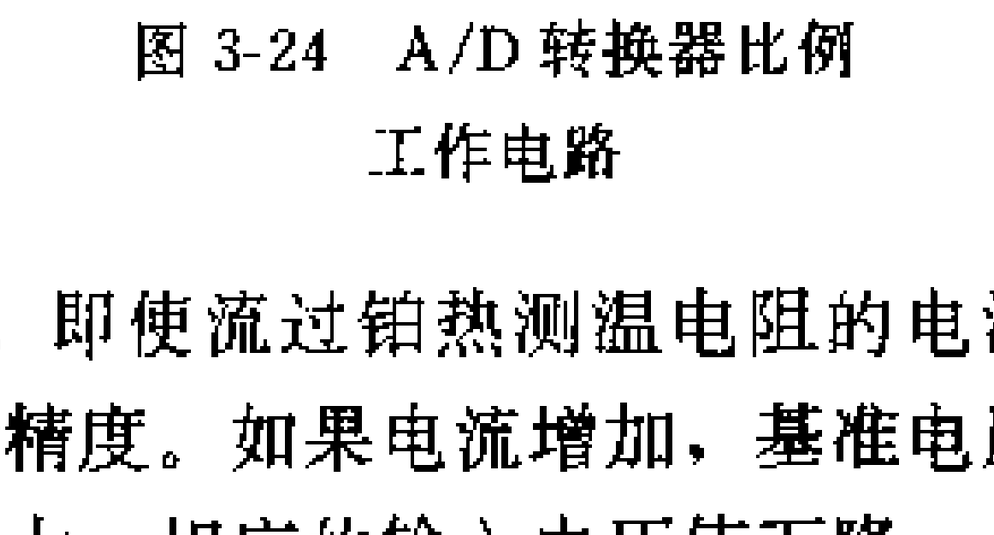


图3-24　A/D转换器比例工作电路

采用铂热电阻的A/D转换电路如图3-25所示。即使流过铂热测温电阻的电流是变化的，也不会影响测量精度。如果电流增加，基准电压增加，测温电阻满标度值增大，相应的输入电压值下降，从

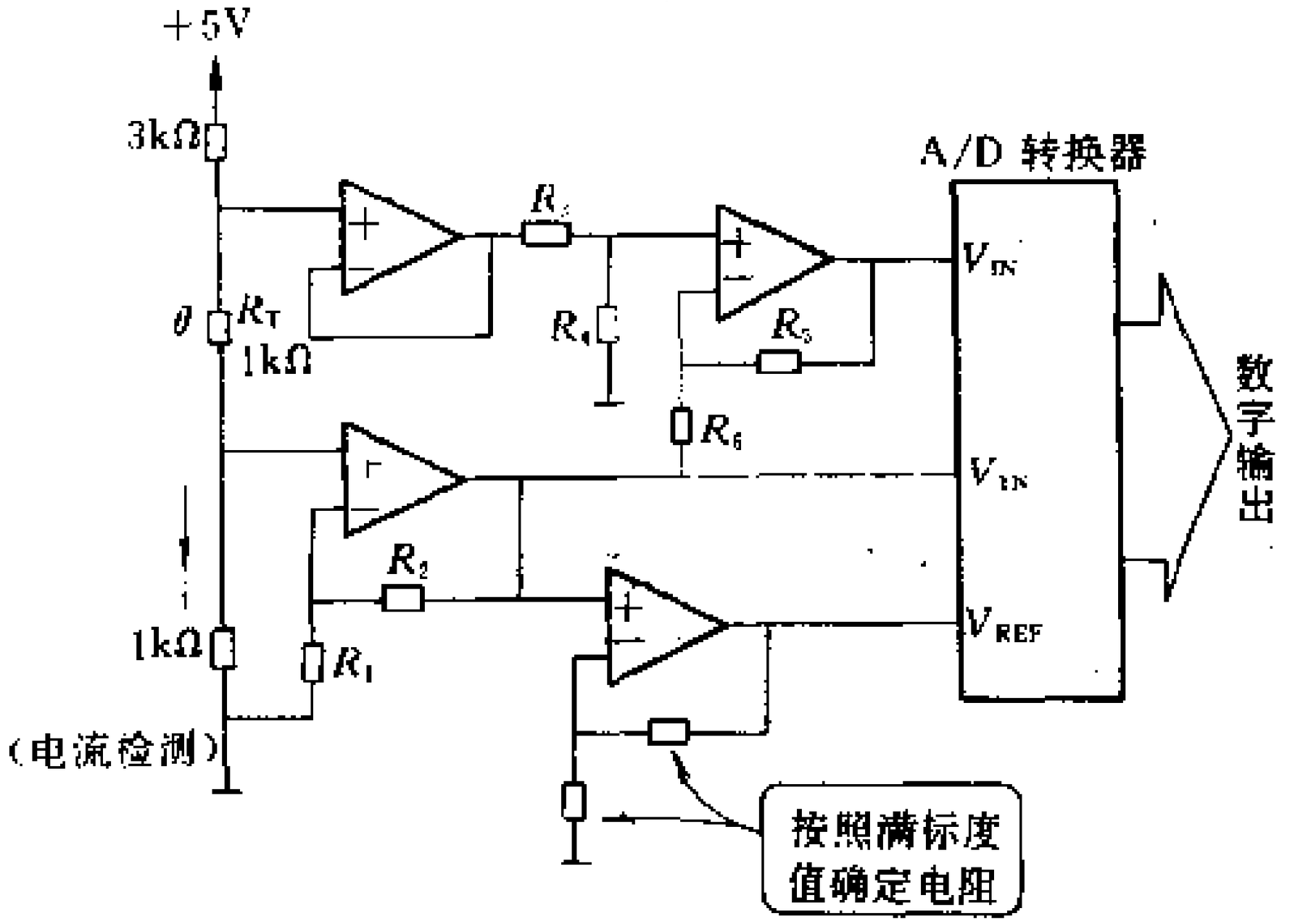


图3-25　采用铂热电阻的A/D转换电路

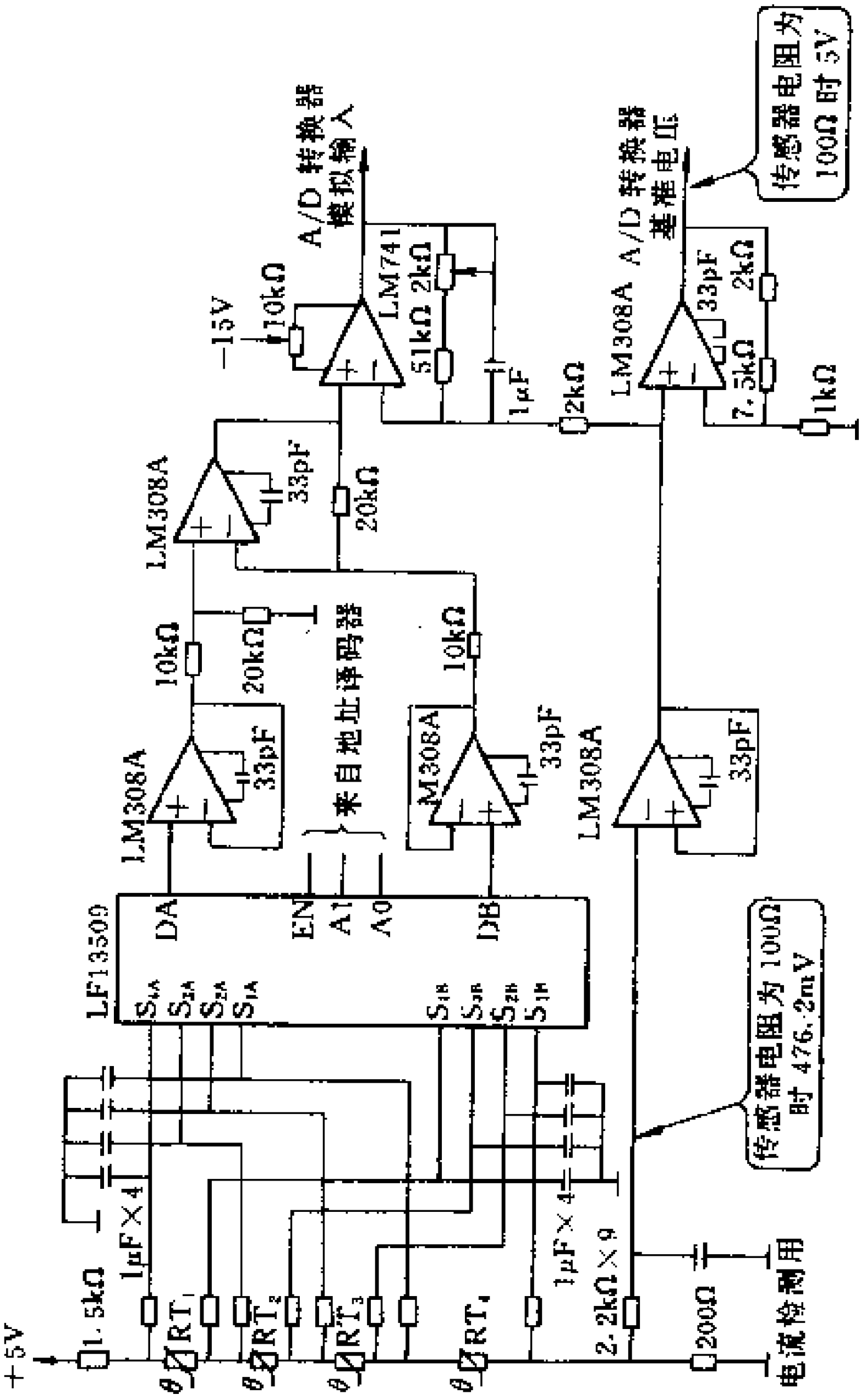


图 3-26 采用多个铂热电阻的测温电路

而抵消了电流值的增加，因而不需要 R_T（1kΩ）侧恒流源与A/D转换器的基准电压源。测量精度主要由放大电路的电阻分压比决定，这样，一次调整好电阻分压比，就可保持长期稳定测量。

如果A/D转换器有多余的通道，为了消除0℃时的电压，可以把运放的输出接入这一通道。在电路正常工作范围内，数字转换值恒定，因此，能用于电路自诊断。

采用多个铂热电阻的测温电路如图3-26所示，电流环路中接4个铂热电阻，用4通道×2模拟开关进行切换，从而取出各铂热电阻两端电压。理想条件下，流经各测温电阻的电流相等，既使有较小的温度差，也可进行高精度的测量。

然而，实际上有模拟开关的漏电流和通过电缆的漏电流加进运放的输入电流里，在室外使用时，要特别注意这些电流的影响。

在图3-26所示电路中铂热电阻接线为四线式，它采用两组电缆，一组为电流检测用电缆，一组为电压检测用电缆。

第四节　铂热电阻应用技术

一、采用三线接线方式延长传感器连线

三线接线方式如图3-27所示，其中

$$V_s = e_1 - e_2$$

设

$$i_1 = i_2 = i$$

则

$$e_1 = i_1(r_1 + R_T + r_3) = i(r_1 + R_T + r_3)$$

$$e_2 = i_2(r_2 + R_D + r_3) = i(r_2 + R_D + r_3)$$

若导线采用相同材料，即 $r_1 = r_2 = r_3$

$$V_s = i(R_T - R_D) \tag{3-14}$$

很明显，由式（3-14）可知，没有导线电阻产生的误差电压，即导线电阻相同时误差为0，但由于 i_1 随RT的温度而变化，则 $i_1=i_2$ 的条件随温度上升而产生偏移。

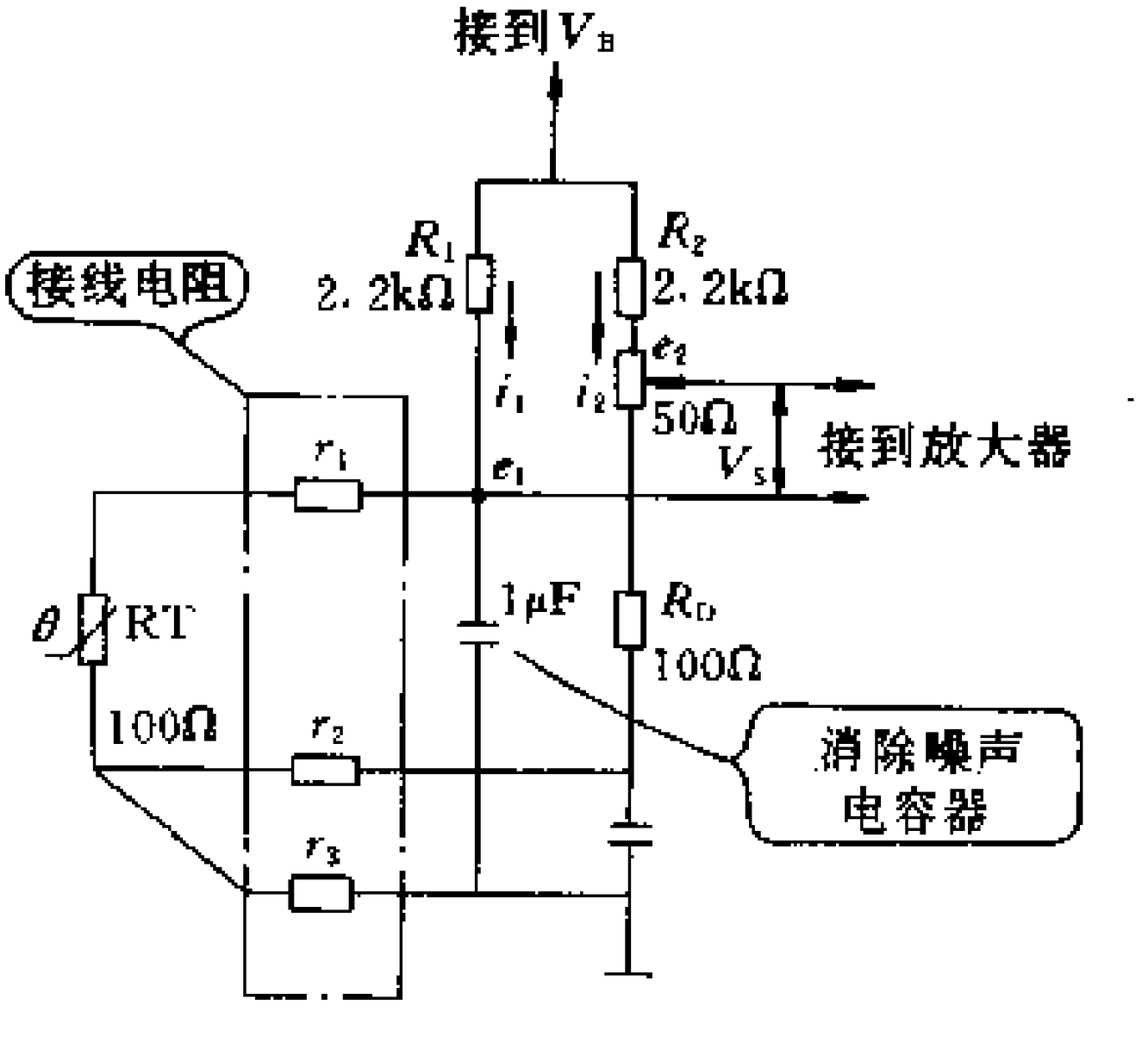


图 3-27　三线式接线方法

即使这样，采用三线接线方式在满度范围内误差也不会为0。目前虽已有高阻抗的铂热电阻，可以降低导线电阻的影响。但若进行更高精度测量时，大都采用图 3-28 所示的四线接线方式，这种方式虽增加接线数目，但导线电阻的影响可大为减小。

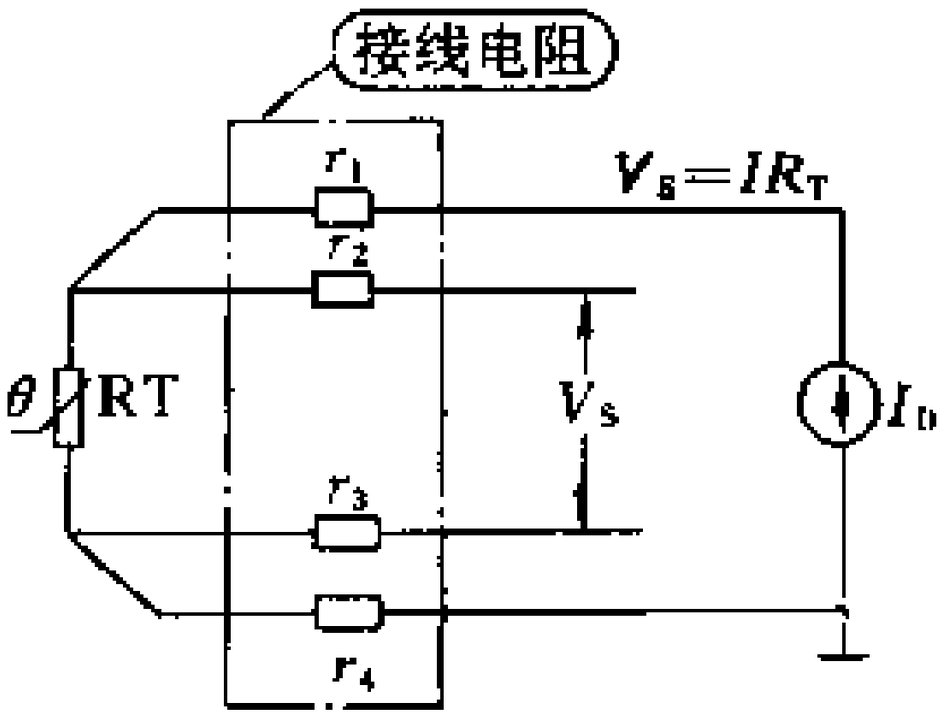


图 3-28　四线接线方式

二、电阻的散热常数与测量误差

流过铂热电阻的电流越大，输出电压也越大。若原来流过 1mA 电流，现流

过 10mA 电流，则灵敏度要提高 10 倍。然而，铂热电阻流经电流时要产生热量，这点必须注意。

例如：TRRA102B 的散热常数为 9.1mW/℃，这就意味着：当铂热电阻消耗 9.1mW 功率时，铂热电阻的温度就要上升 1℃。

TRRA102B 电阻在 0℃时的阻值为 1kΩ，流过 1mA 电流就要消耗 1mW 功率，产生约 0.1℃的误差，流经 10mA 的电流就要消耗 100mW 的功率，产生约 11℃的误差，这样，铂热电阻消耗功率与电流平方成正比例，因此，要根据需要的精度选择最佳值。通常，按照铂热电阻规定电流进行设定，就不会出问题。

第四章　热敏电阻应用接口电路

第一节　概　　述

一、热敏电阻的分类

热敏电阻（Thermistor）是一种对温度敏感的元件。从特性上它可分为三类：一类是负温度系数的热敏电阻（NTC—Negative Temperature Coefficient Thermistor），它的阻值随温度上升而减小，使用温度范围为－50～＋400℃，应用于温度测量；另一类是正温度系数的热敏电阻（PTC—Positive Temperature Coefficient Thermistor），它的阻值随温度上升而增大，具有开关特性，使用温度范围为－50～＋150℃，应用于温度开关；还有一类是临界温度热敏电阻（CTR—Critical Temperature Resistor），也具有开关特性，使用温度范围为0～＋150℃，应用于温度报警。总之，它们都是热敏电阻，都是利用其阻值随温度变化的特性。

热敏电阻作为温度传感器，测温范围很广，从绝对零度（－273℃）到数百万度以上。

二、热敏电阻的结构

热敏电阻一般用作温度传感器，其结构随被测对象不同而异。目前市场上销售的热敏电阻大致有三种：（1）垫圈式热敏电阻，这种热敏电阻是用玻璃将热敏元件罩在里边，可靠性高，但价格贵；（2）圆片式热敏电阻，它做成圆片形，价廉，主要用作电路的温度补偿元件；（3）单片热敏电阻。

三、热敏电阻的特性及有关常数

热敏电阻的阻值 R 随温度而变，它与温度之间关系可表示为

$$R=R_0 \exp B\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right) \tag{4-1}$$

$$B=\frac{\ln \frac{R}{R_0}}{\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}}$$

式中，B 为基准温度 T_0（K）与任意温度 T（K）时求得的常数，它与温度有关；R 为任意温度 T（K）时的电阻值；T 为任意温度（K）；R_0 为基准温度 T_0（K）时的电阻值；T_0 为基准温度（K）。

此外，热敏电阻还有散热常数 δ（mW/K），它表示热敏电阻自身发热而引起温度上升 1K 时需要的功率。热时间常数 τ（s），它表示热敏电阻的温度从 T_0（K）变到 T_0（℃），其温度差达到 63%所需要的时间。

第二节　热敏电阻所构成的温度传感器

一、热敏电阻在电路中的基本连接方式

热敏电阻在电路中的基本连接方式如图 4-1 所示。图 4-1a 表示单个热敏电阻在电路中的连接方式，这种方式能发挥热敏电阻自身特性。它在电路中连接灵活，所以容易获得较好的线性特性。图 4-1b、c 是热敏电阻的串并联方式，其特性与图 4-1a 的相同。图 4-1d、e 是与普通电阻的混联方式，组成合成电阻，其温度系数小，而且与温度范围无关，可获得较高的精度，适用于测温仪器中。但是，合成电阻较难发挥热敏电阻自身的特性。图 4-1f 是比率式连接方式，这种方式

连接灵活，可获得较好的线性。

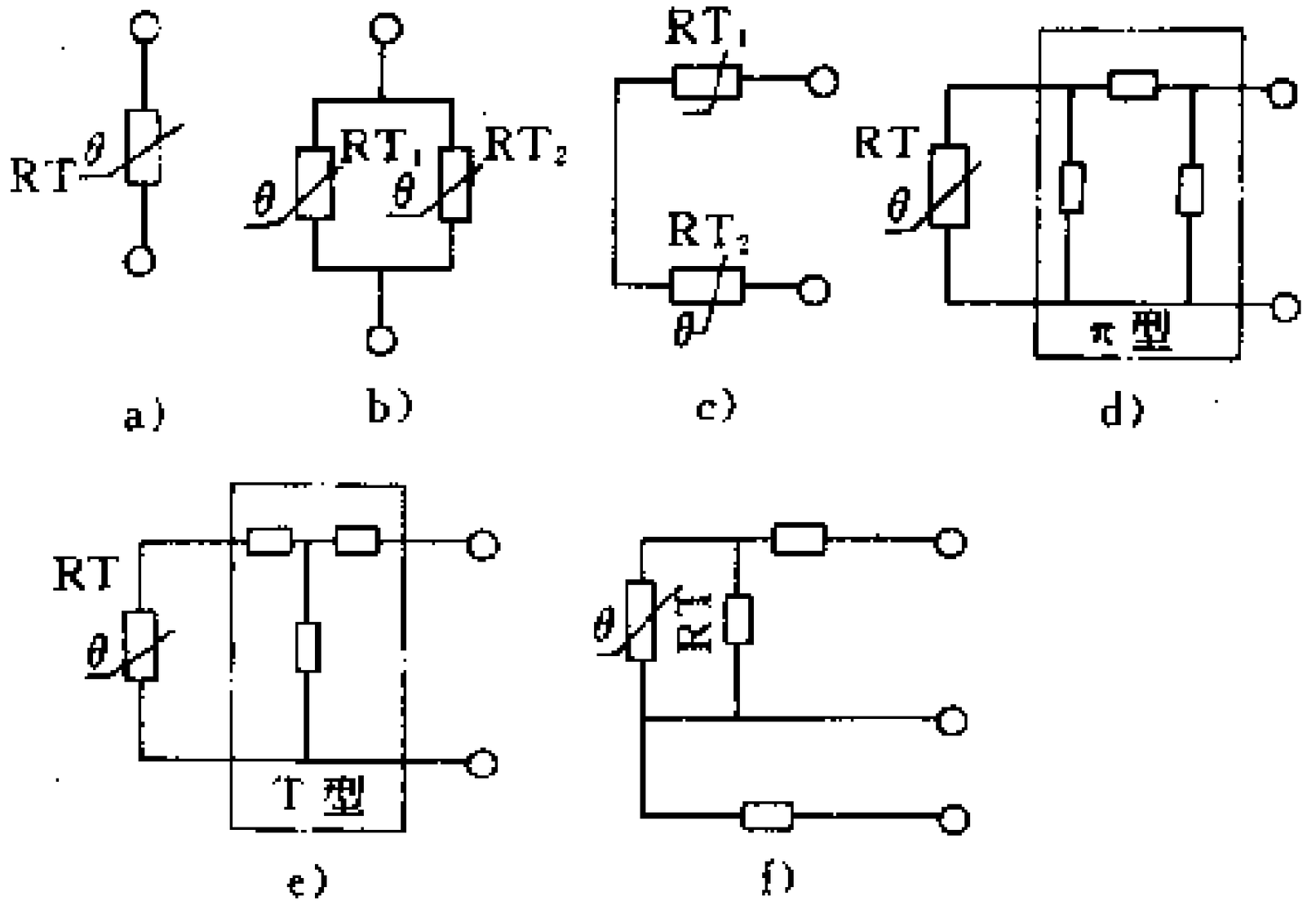


图 4-1　热敏电阻在电路中的基本连接方式

二、串联方式

图 4-2 是温度检测基本电路。温度传感器采用热敏电阻 RT 与普通电阻 R_A 串联连接，因此，输出电压 V_{OUR} 为

$$V_{OUR} = \frac{R_A}{R_T + R_A} E_C \tag{4-2}$$

式中，R_T 为热敏电阻的电阻值。

这种电路虽简单，但特性不稳定，不实用。特别是外加电压变动时会直接影响输出。

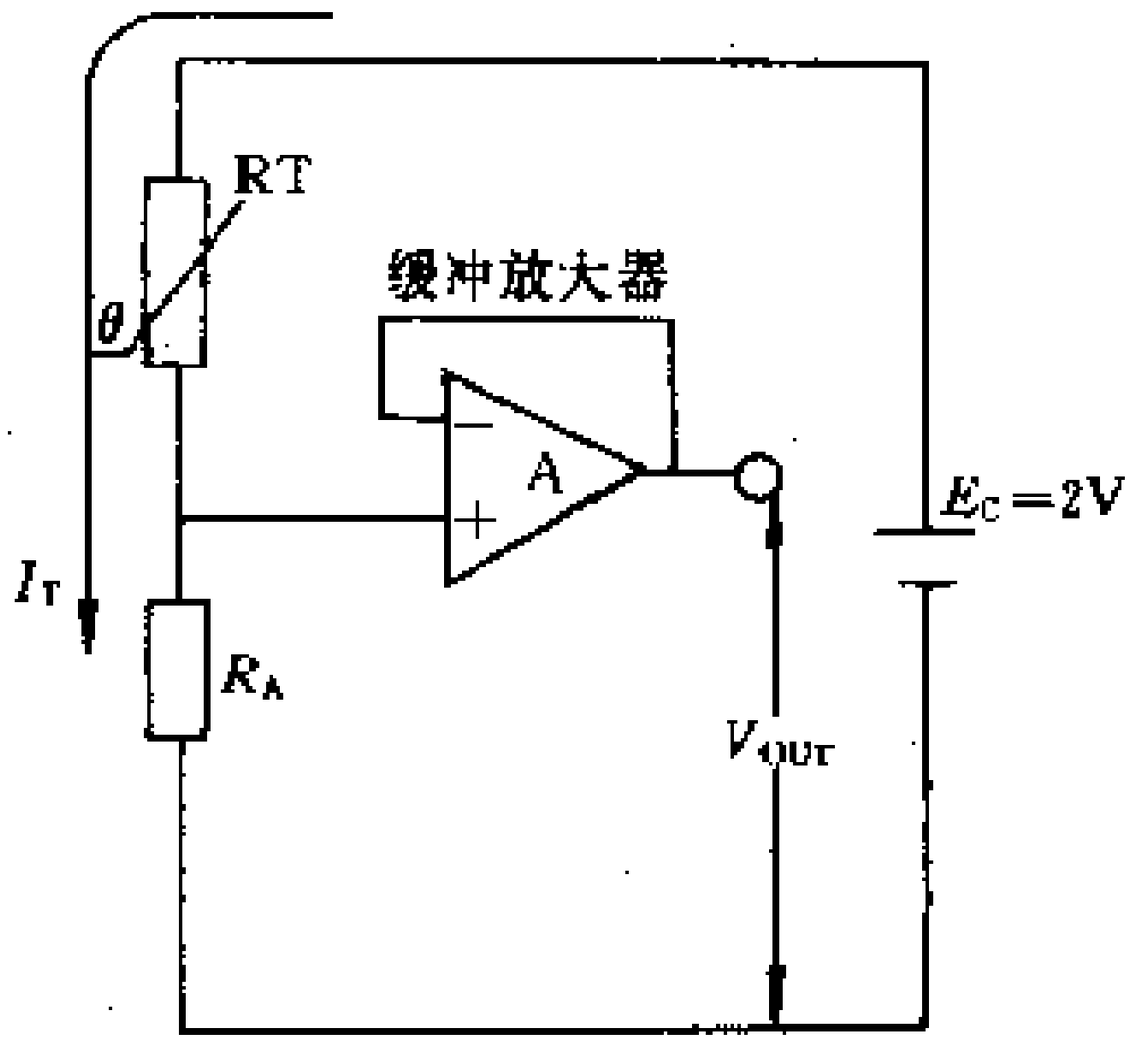


图 4-2　串联连接方式

图 4-3 是串联

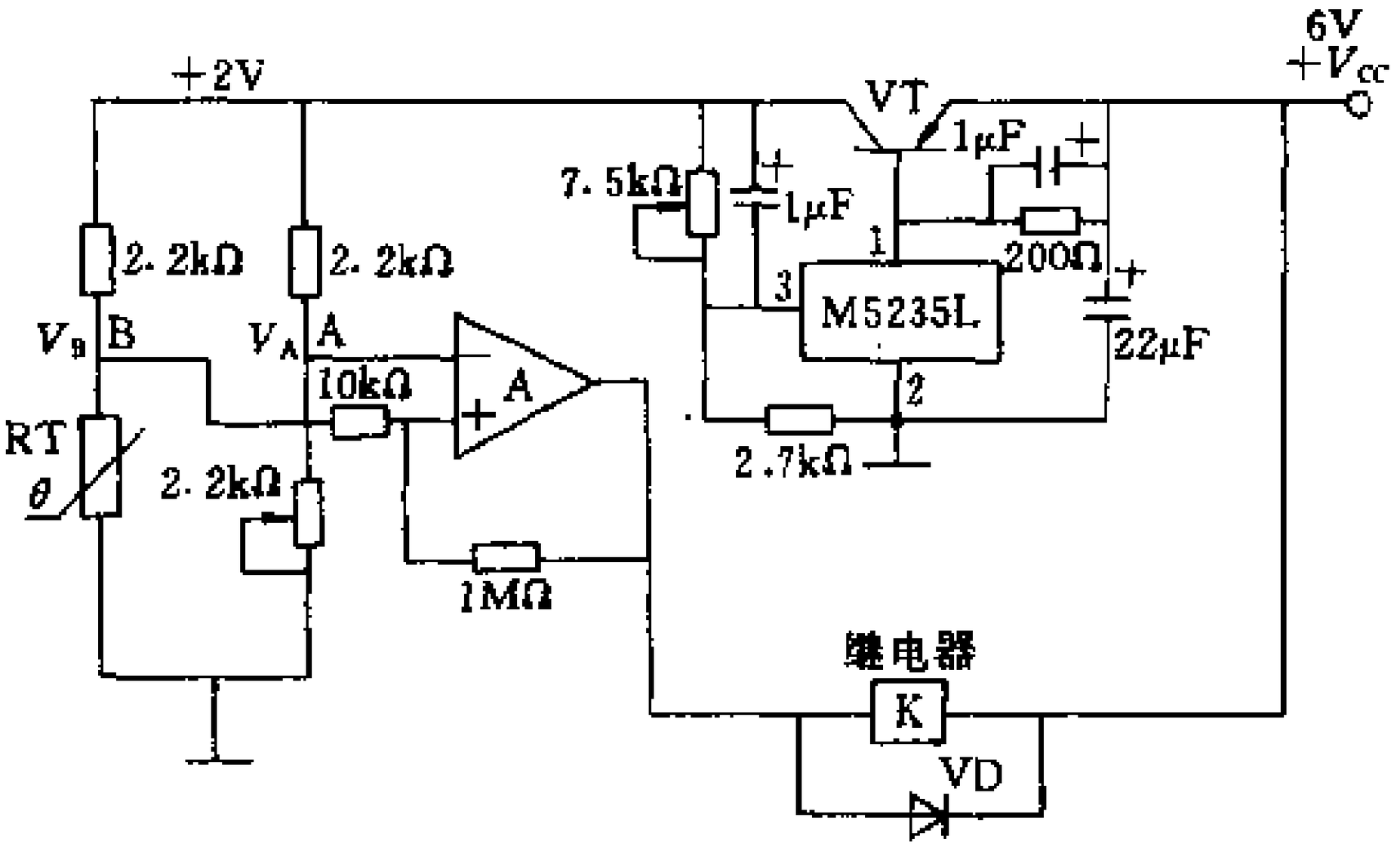


图 4-3　温度控制电路实例

连接方式的实用电路。此电路中有一个可变基准电压源，它由晶体管 VT 和 M5235L 集成稳压器构成。基准电压 V_A 与热敏电阻的输出电压 V_B 进行比较，当 $V_A > V_B$ 时，比较器 A 输出低电平，继电器线圈中有电流流过。也就是说，当超过热敏电阻的设定温度时，继电器接通，从而进行控制。

图 4-4 是用运放来改善开关特性的电路。运放加正反馈，因此，具有时滞特性。为此，达到设定温度时，具有良好的开关特性。时滞电压 V_H 为

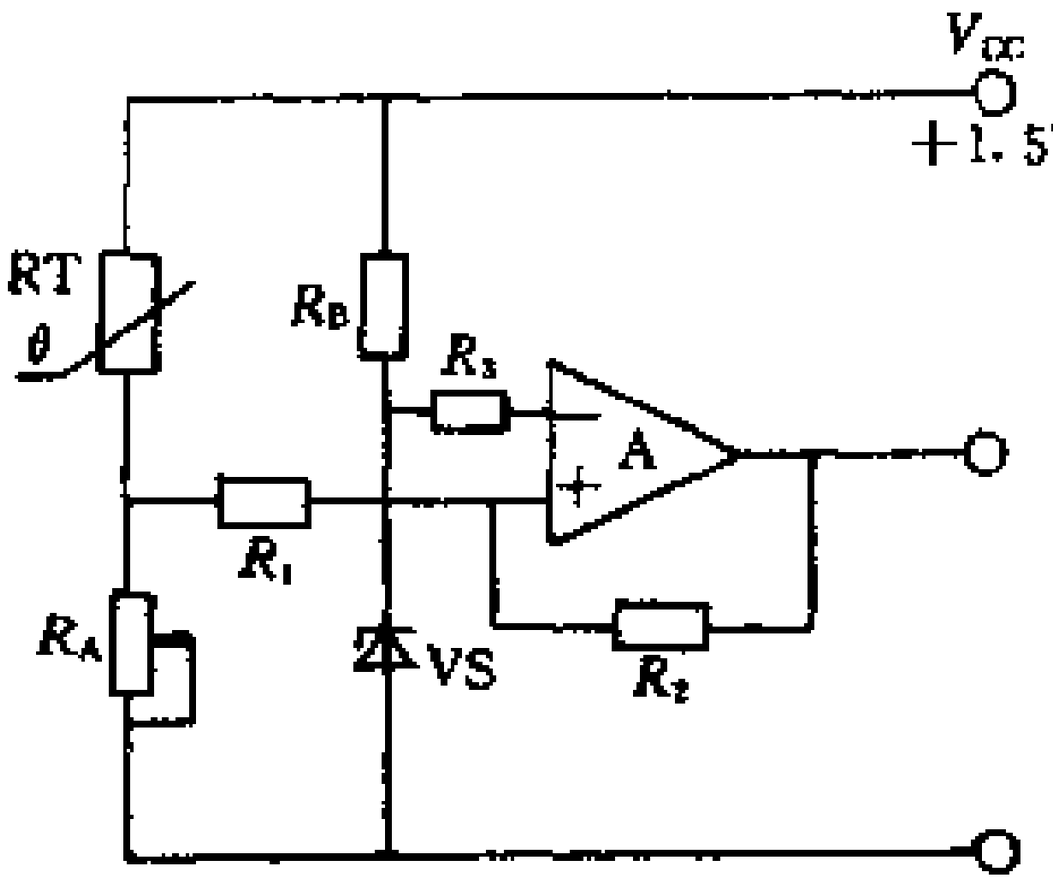


图 4-4　具有时滞特性的电路

$$V_H \approx V_{CC} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{4-3}$$

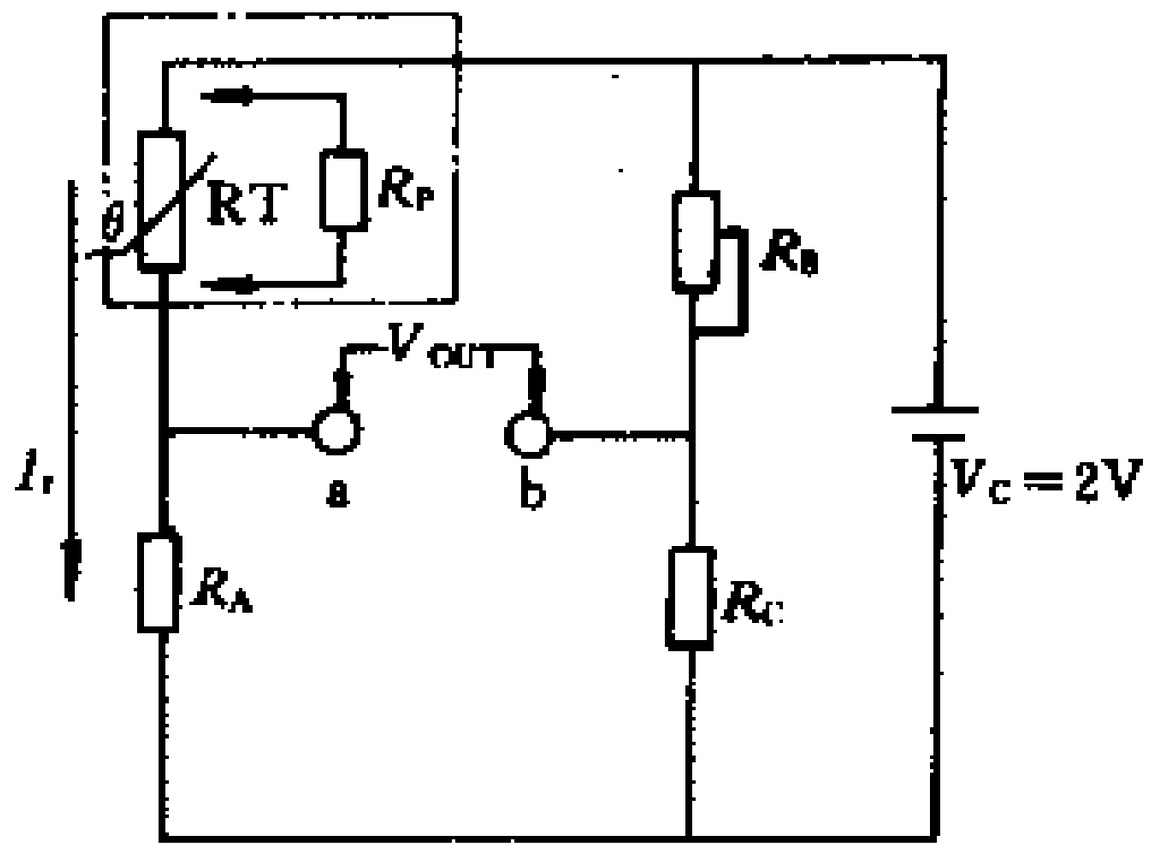
图 4-2 和图 4-4 所示电路都不能自由设定温度。要进行任意温度设定时，必须改变与热敏电阻串联的电阻。

三、桥接方式

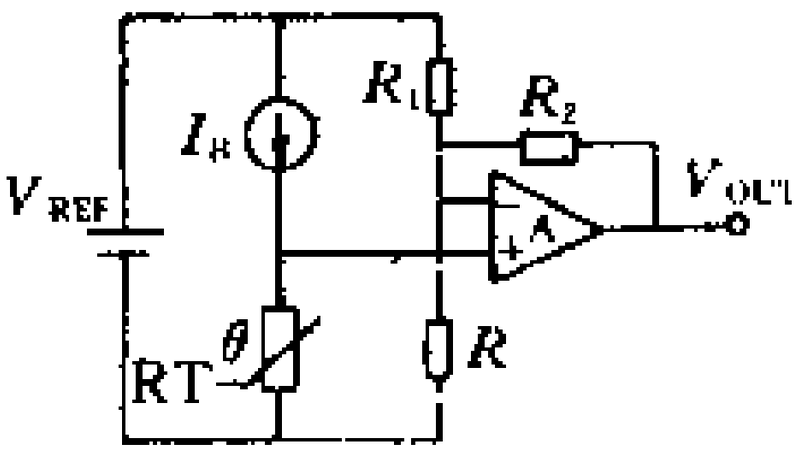
图 4-5a 是典型的桥接方式，热敏电阻作为桥路一臂。输出电压为 a 与 b 之间的差动电压，即 V_{OUR} 为

$$V_{OUR} = V_C \left[R_A / (R_T + R_A) - R_C / (R_B + R_C) \right] \tag{4-4}$$

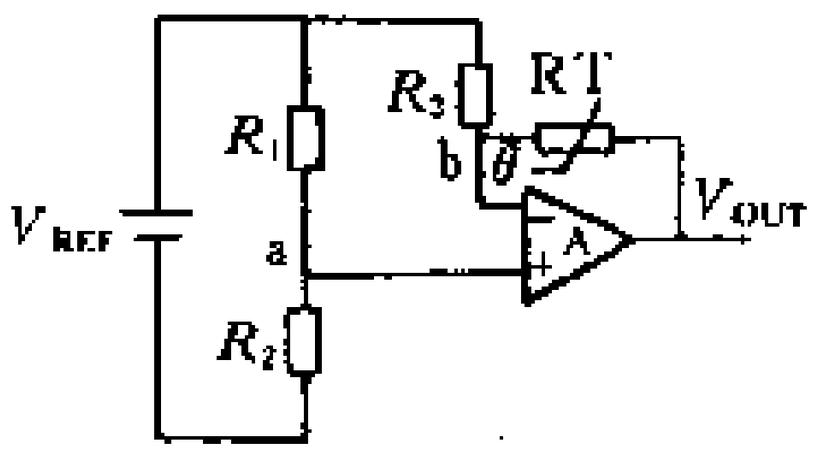
当 $R_T/R_C = R_A/R_B$ 时，电桥平衡，$V_a = V_b$，$V_{OUR} = 0$。



a)



b)



c)

$$R_t = R_0(1 + \alpha t)$$

图 4-5　桥接方式

a）典型桥接方式　b）桥臂接有恒流源桥接方式　c）有源桥接方式

当被测量的温度降低时，热敏电阻值显著增加，这样，桥臂 R_T 和 R_A 侧阻抗增大，对输出电路影响很大。为此，在热敏电阻两端并联普通电阻 R_P，抑制热敏电阻增加太大。这样，也可以改善热敏电阻的温度线性特性。

于是，式（4-4）可改写为

$$V_{OUR}=V_C\cdot[R_A/R_T//R_P)\ -R_C/\ (R_B+R_C)] \quad (4\text{-}5)$$

图 4-5b 是桥的一臂接有恒流源的桥接方式，I_B 为恒定电流，输出 V_{OUR} 与 R_T 变化量成比例。图 4-5c 是有源桥接方式，为获得较大的输出电压，要减小 R_3，增加流往 R_T 中的恒流值。图 4-5c 中的 a 与 b 点是同电位，恒定电流通过 R_3 流经 RT。若 $R_1=R_2=KR_0$（K 为常数，R_0 为 0℃时热敏电阻的电阻值），输出 V_{OUT} 与 R_T 变化量成比例。

四、热敏电阻的驱动电路

热敏电阻作为温度传感器用于电路中自身也会发热，即使是 5mW 左右的功率，热敏电阻自身发热也会使温度增高 3～5℃，这样就会影响温度测量精度。为减小这种影响，一般

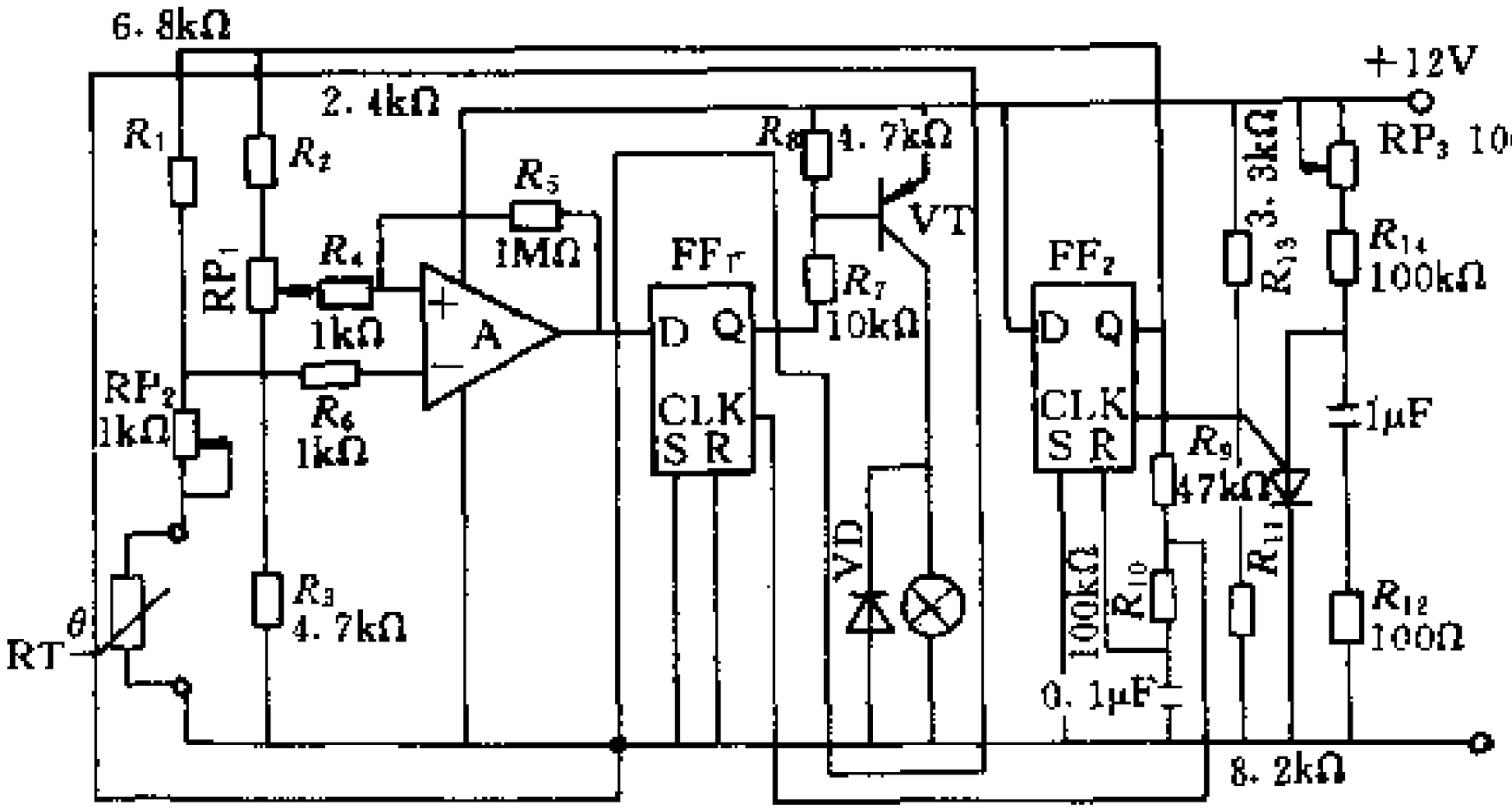


图 4-6　热敏电阻驱动电路

采用三种方法，即降低外加电压，增大热敏电阻体积以及间隙供电。这里只介绍间隙供电的方法。

间隙供电电路如图 4-6 所示。热敏电阻断续（间隔）供电期间用锁存比较器 FF 的输出信号。在不要求实时监视温度时，这种方法是极其有效的，采样间隔按使用的实际要求而定。

第三节　热敏电阻应用实例

一、温度检测电路

图 4-7 是桥接方式的温度检测电路，热敏电阻作为一个桥臂。如果温度超过设定温度时，LED 发光。电路工作原理是：用电位器 RP 预先设定 b 点电压为 V_S，此电压与预先设定温度相对应，如果 a 点电压为 V_L，当 $V_L > V_S$ 时，晶体管 VT_1 导通；VT_2 也导通，则发光二极管 LED 导通发光。反之，若 $V_L < V_S$ 时，VT_1 和 VT_2 都截止，LED 截止而熄灭。这样，若超过预先设定温度时，LED 就发光显示。

此电路中二极管 VD_1 和 VD_2 是为了减小电源电压 E_C 变

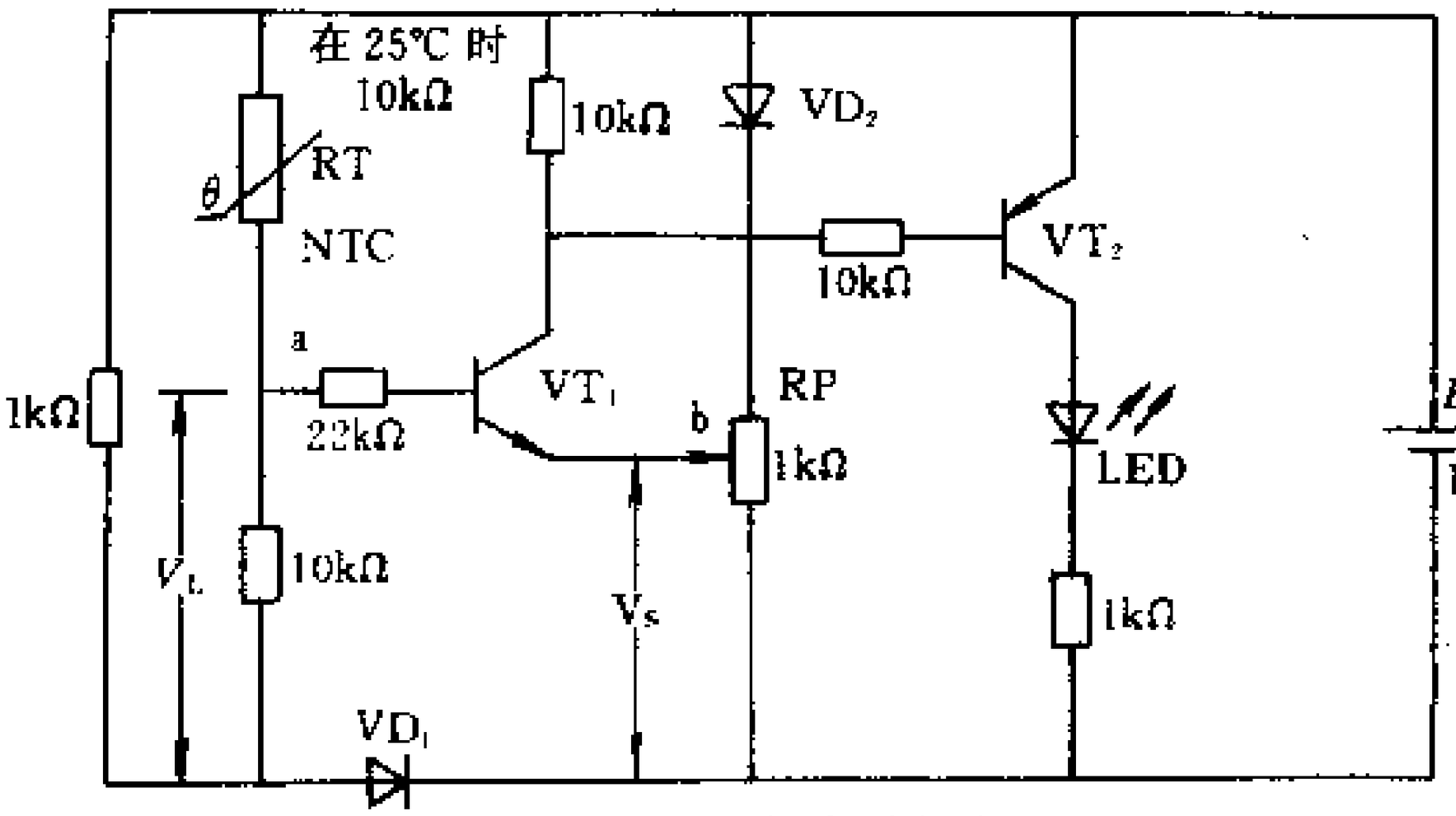


图 4-7　温度检测电路

动所引起的电压漂移。

二、温度控制电路

图 4-8 是温度控制电路实例。它是通断控制加热装置，使温度保持恒定。工作原理是：把现场温度 a 点相对应的电压与预先设定温度 b 点相对应的电压进行比较，如果 $V_a > V_b$，即 $T_a > T_b$，晶体管 VT_1 导通，VT_2 也导通。于是 VT_2 使继电器 K 接通，继电器的常闭触点 K 断开，加热器断电。如果 $V_a < V_b$，即 $T_a < T_b$，过程与上述相反，继电器触点闭合，加热装置通电加热。这样，根据现场温度的高低，反复通 V 断加热装置，使现场温度保持恒定。

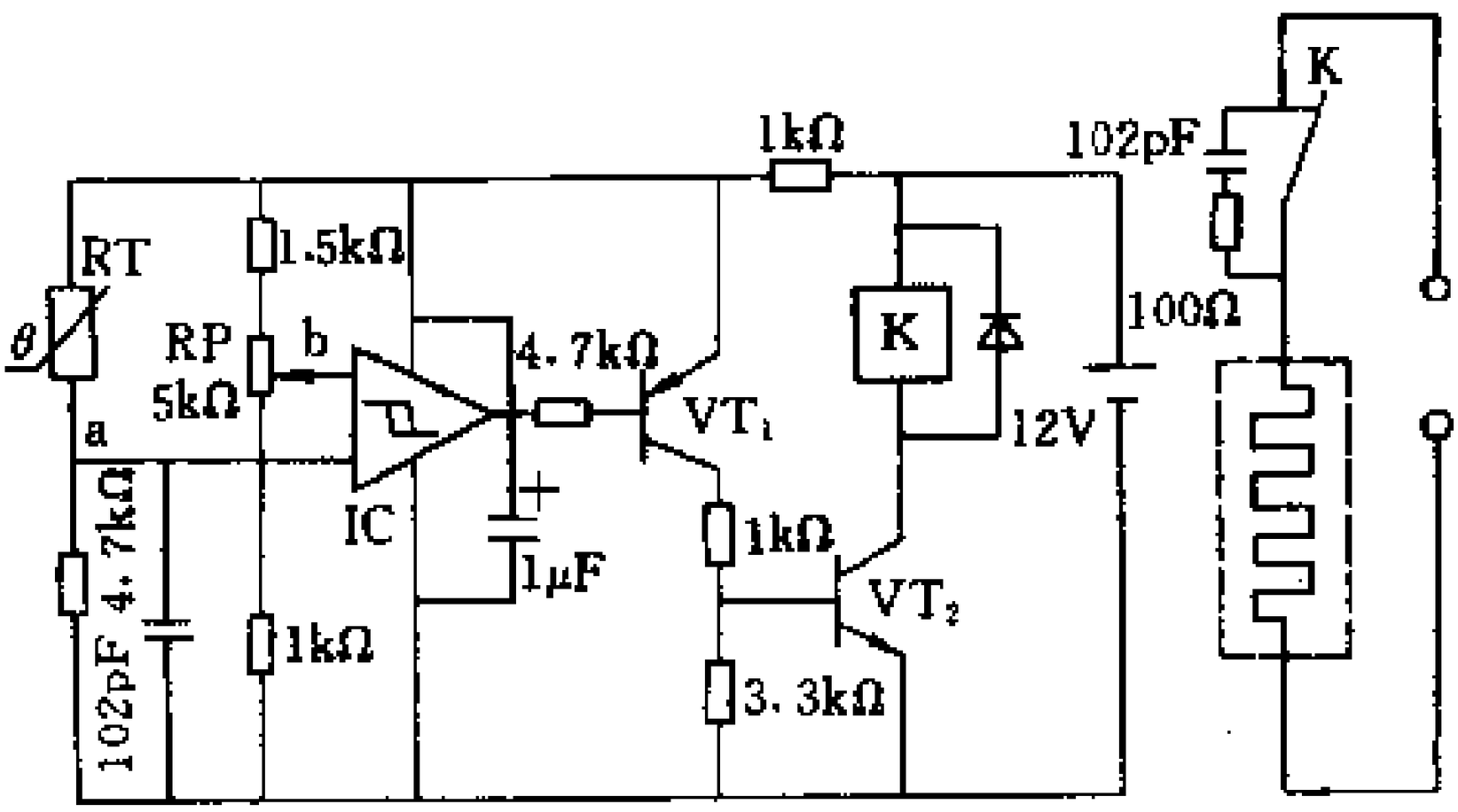


图 4-8　温度控制电路实例

三、温度上下限报警电路

温度上下限报警电路如图 4-9 所示。此电路中采用运放放大 a 与 b 间电压差，晶体管 VT_1 和 VT_2 根据运放输出状态导通或截止。如果 $V_a > V_b$，VT_1 导通，LED_1 发光告警。$V_a < V_b$ 时，VT_2 导通，LED_2 发光告警。$V_a = V_b$ 时，VT_1 和 VT_2 都截止，LED_1 和 LED_2 都不发光。

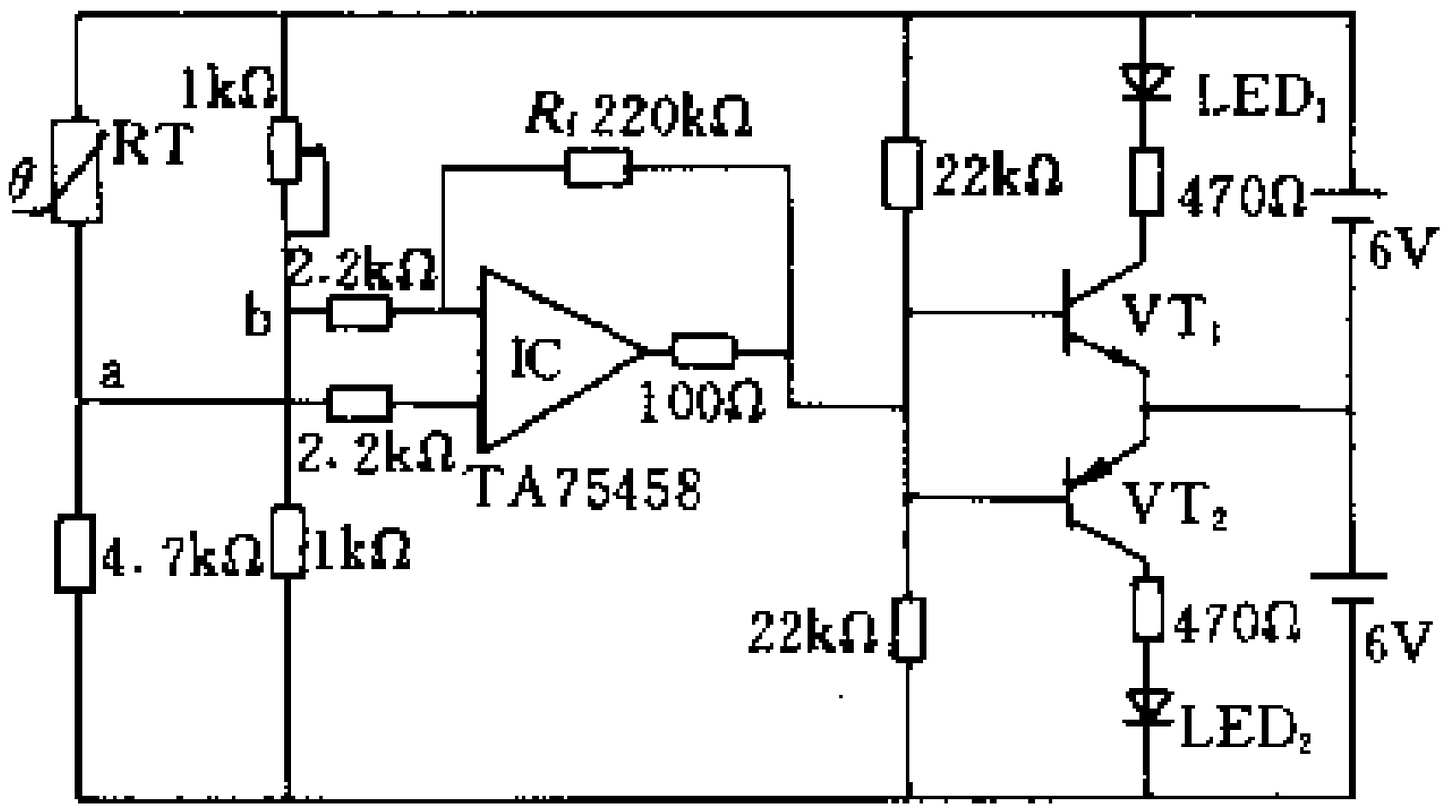


图 4-9　温度上下限报警电路

四、利用对数二极管构成的温度计

图 4-10 是采用对数二极管构成的温度计。它利用对数二极管把热敏电阻的阻值变化（电流变化）变换为等间隔的信号。经运放放大器压缩的等间隔信号，其输出接到电压表，就可显示相应的温度。

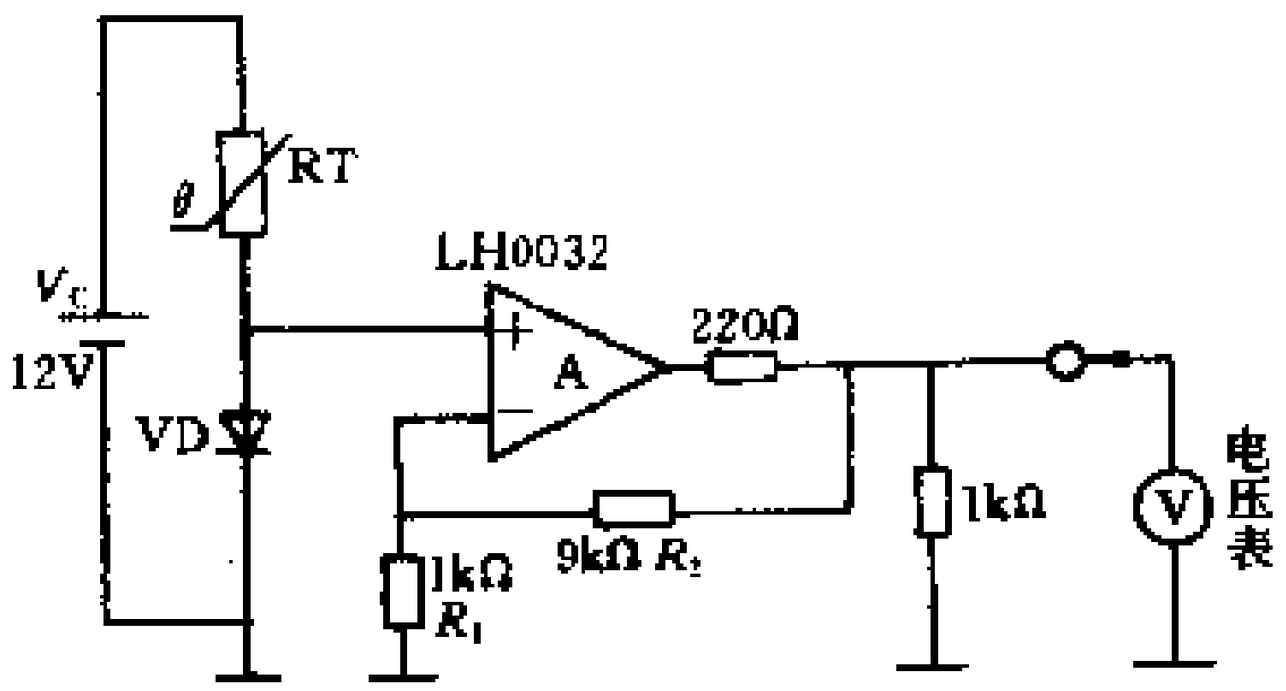


图 4-10　对数二极管温度计

热敏电阻的阻值随温度变化的曲线如图 4-11 所示。由曲线可知，电阻值相对温度变化是对数关系。因此，如果把热敏电阻与对数二极管串联连接，对数二极管两端的电压就为

线性变化。有效地利用此特性，就可构成等间隔刻度的温度计。

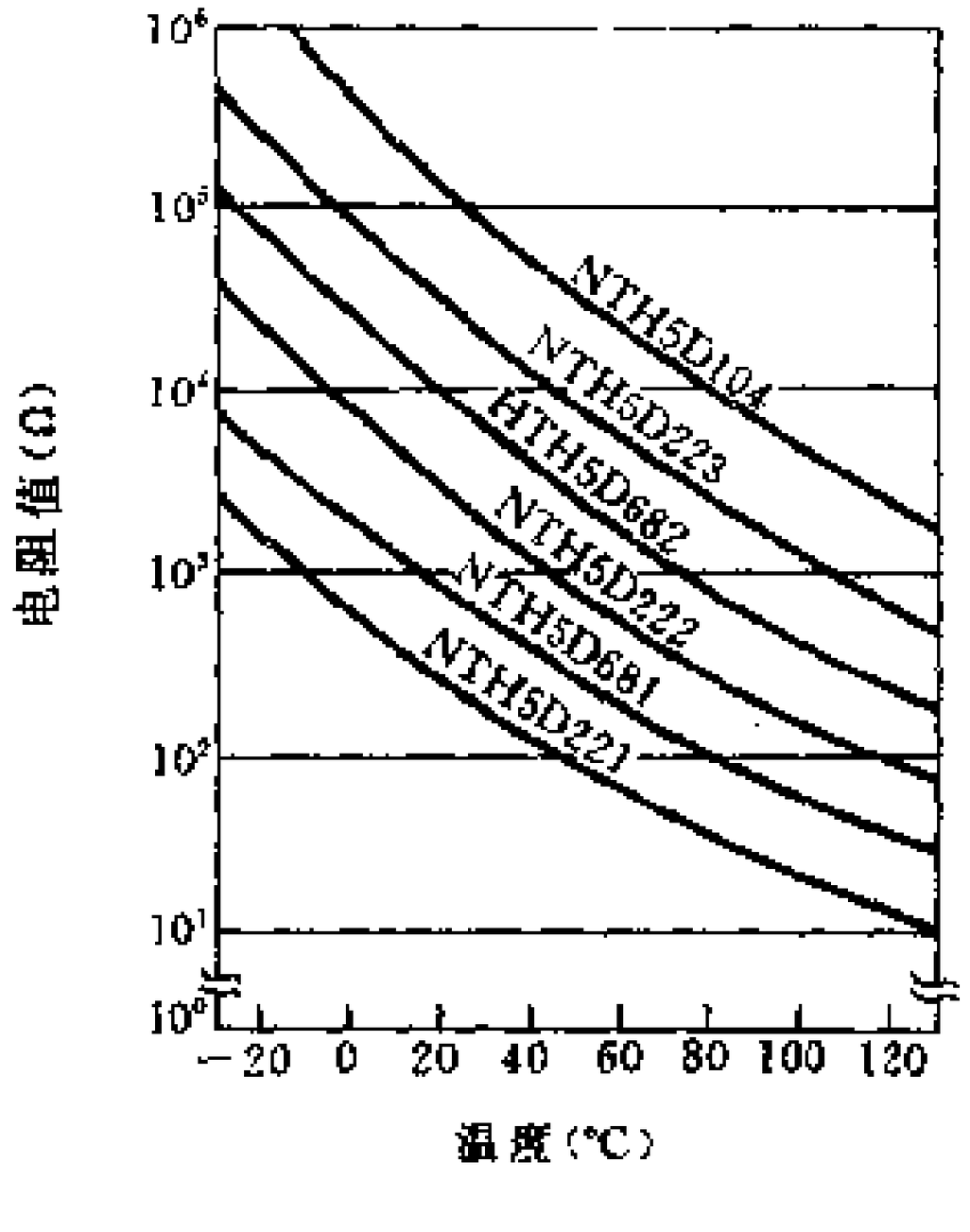


图 4-11　热敏电阻的电阻-温度特性

五、采用 BC100B 热敏电阻的数字温度计

数字温度计电路如图 4-12 所示，显示器采用 SC61。热敏电阻采用 BC100B，它的温度系数为+4240×$10^{-6}℃^{-1}$，其偏差为±1%。0℃时电阻值为 100Ω，其偏差为±0.1%。热敏电阻采用有源桥接方式，这样，相对于热敏电阻的温度变化获得无失真的线性输出，电路简单。

六、热敏电阻在温度补偿电路中的应用

用热敏电阻进行温度补偿的实用电路如图 4-13a 所示，图 4-13b 是其输出特性。

在此电路中，晶体管为互补对称连接，两个晶体管的 V_{BE} 使晶体管的开关特性变差。因此，一般加上低于晶体管 VT_1

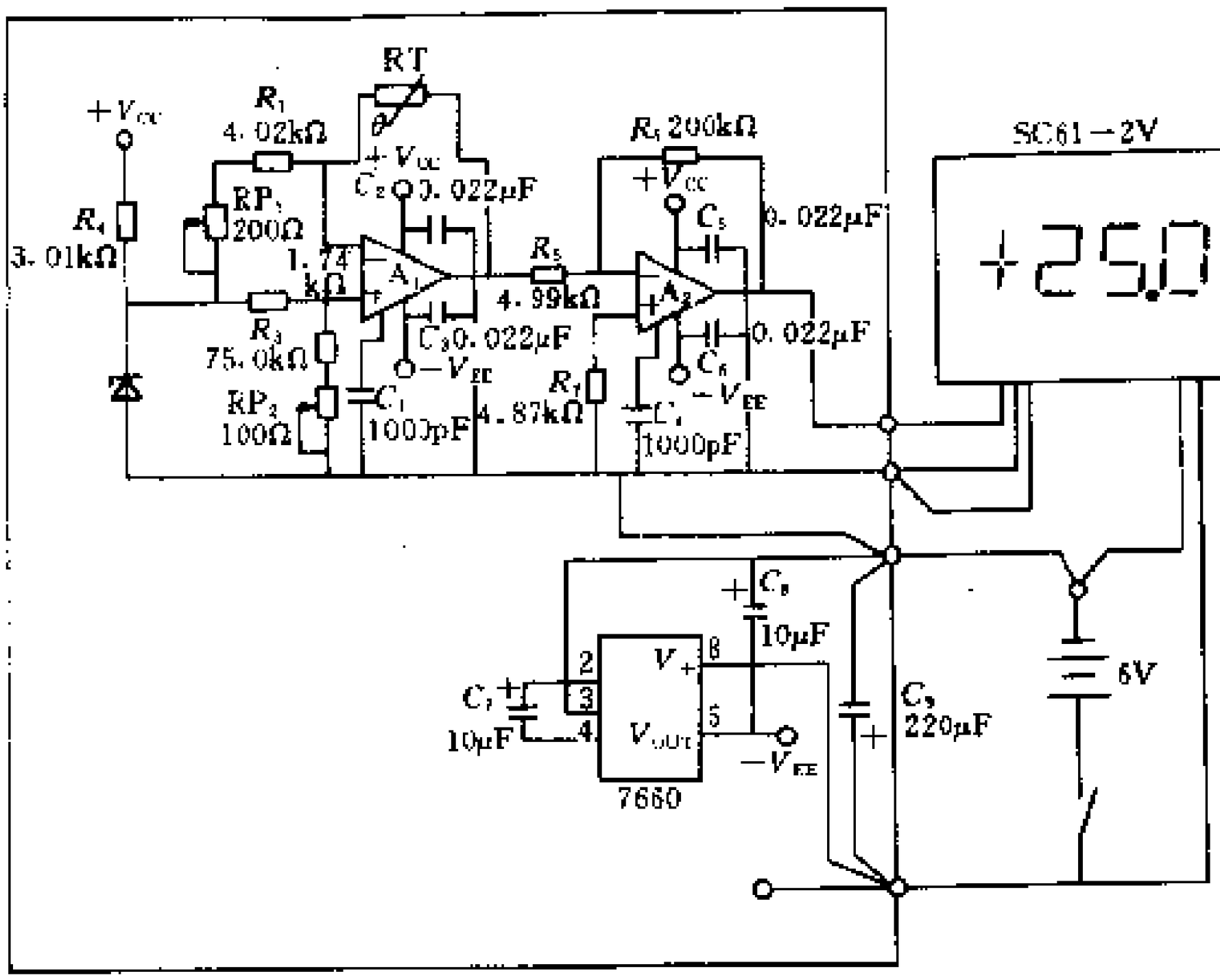
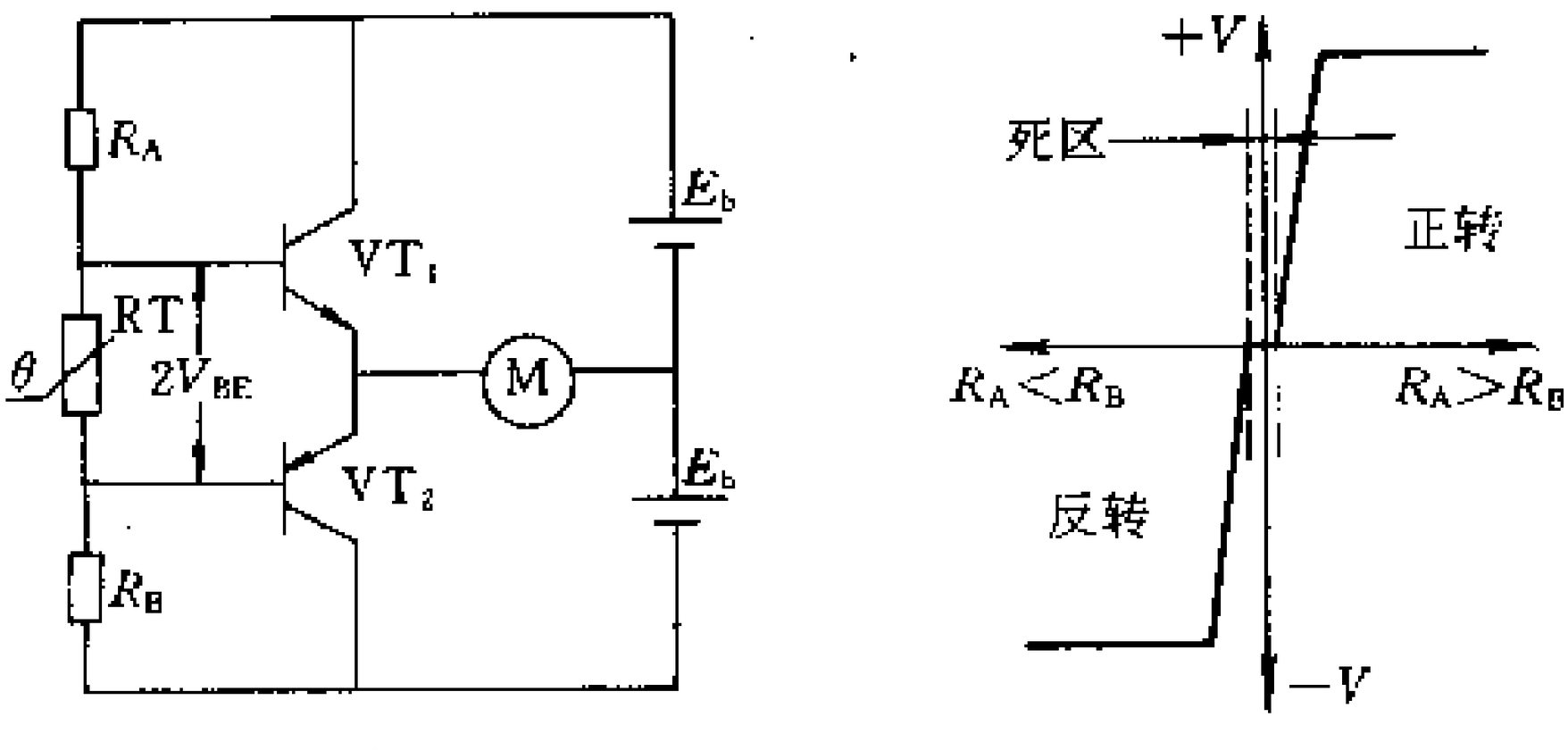


图 4-12　数字温度计电路



a)　　b)

图 4-13　温度补偿电路

a）温度补偿电路　b）输出特性

和 VT_2 的 $2V_{BE}$ 的偏置电压。然而，因晶体管 V_{BE} 具有 $-2.2mV/℃$ 的温度特性，仅加固定偏置电压解决不了温度变化的影响。若偏置电路采用热敏电阻，对温度变化进行补偿，可获得良好的特性。偏置电路的温度补偿元件若采用二极管、压敏电阻等非线性元件也是有效的。

图 4-14 是晶体管的温度补偿电路又一实例。在晶体管、集成电路及其它半导体电路里进行温度补偿时，可采用具有线性的正温度系数的热敏电阻。如果只用热敏电阻得不到合适的温度特性时，可在热敏电阻上串联或并联一个固定电阻。根据不同热敏电阻值的变化，能选择最佳的基极偏置。

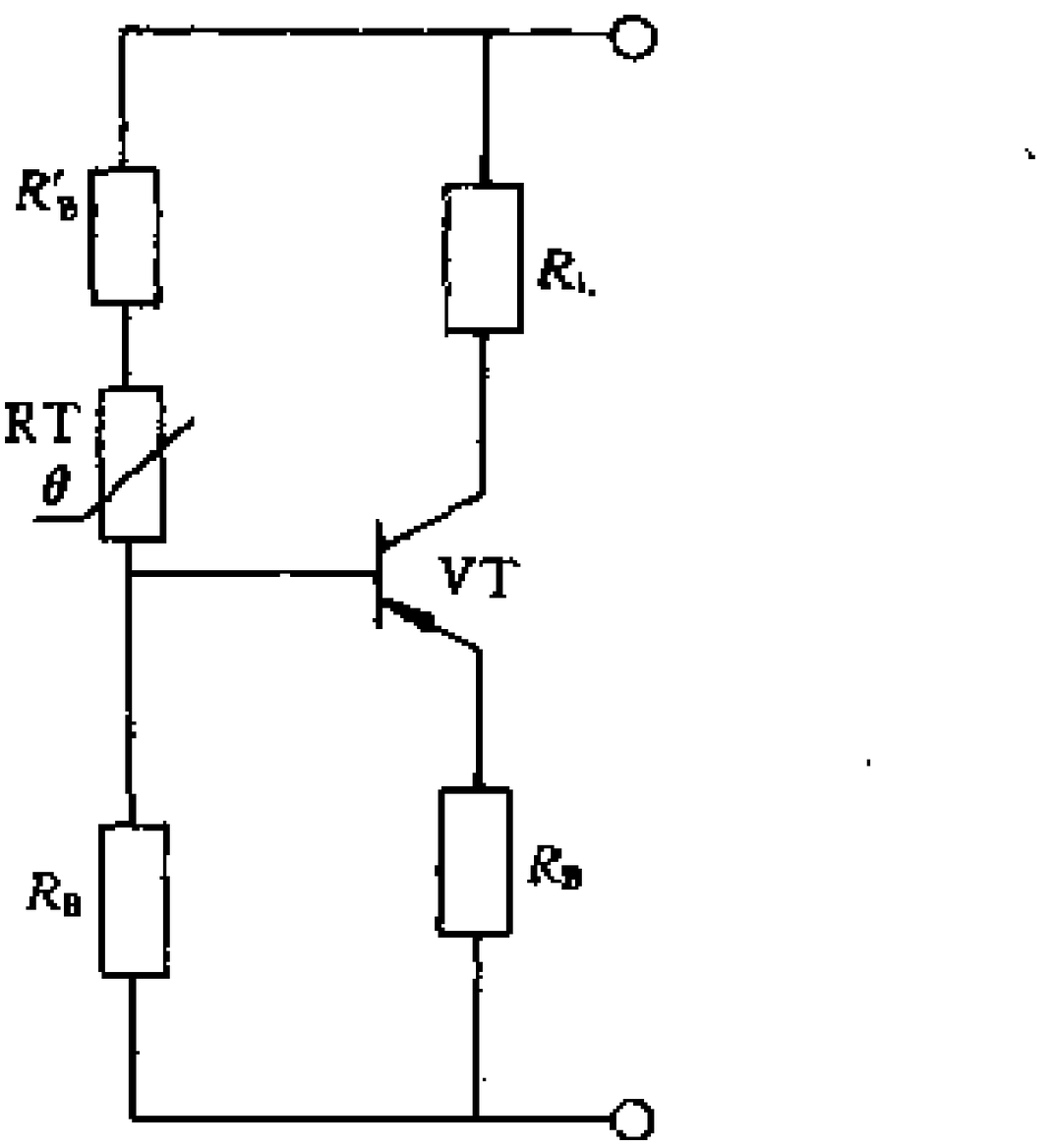


图 4-14　晶体管的温度补偿电路

七、功率热敏电阻应用电路

热敏电阻一般功率较小，但现在已开发出特殊用途的大功率热敏电阻，它的电流容量与体积比普通热敏电阻大得多。

功率热敏电阻主要用于限制电流，因此，多用于各种电

子装置的过电流保护。从这点来讲，它本质上与普通热敏电阻相同。

过电流保护电路实例如图 4-15 所示。电路中功率热敏电阻串联在灯泡与开关之间。

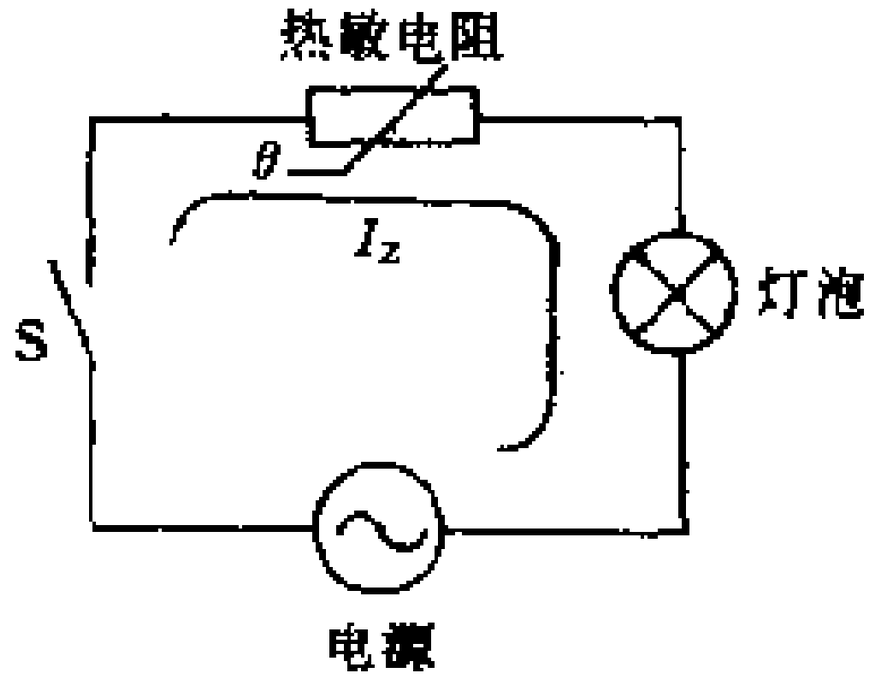


图 4-15　过电流保护电路

从所周知，灯泡的寿命取决于灯丝是否熔断，但灯丝熔断与冲击电流有直接关系。如果抑制灯泡的冲击电流，可防止灯丝熔断，延长灯泡寿命。

在图 4-15 所示电路中，热敏电阻串联在电路中，它无极性之分，因此很方便用于交流电路中。电源接通时，热敏电阻阻值很大，可抑制负载中的冲击电流，但随着通电时间增长，热敏电阻自身发热，阻值显著地减小，使负载电流达到额定值。这样，就抑制了电源接通时的冲击电流，达到保护灯泡的目的。

图 4-16 也是采用热敏电阻防止电源接通时的冲击电流电路。功率热敏电阻接在整流桥输出端与输出电容之间，电源接通时，热敏电阻阻值较大，抑制冲击电流，随着时间变长，热敏电阻自身发热而阻值降低，对负载正常供电。热敏电阻的功耗通常可忽略。

如果热敏电阻接在图 4-16 所示电路的 A 处，也可以获

得同样的效果。

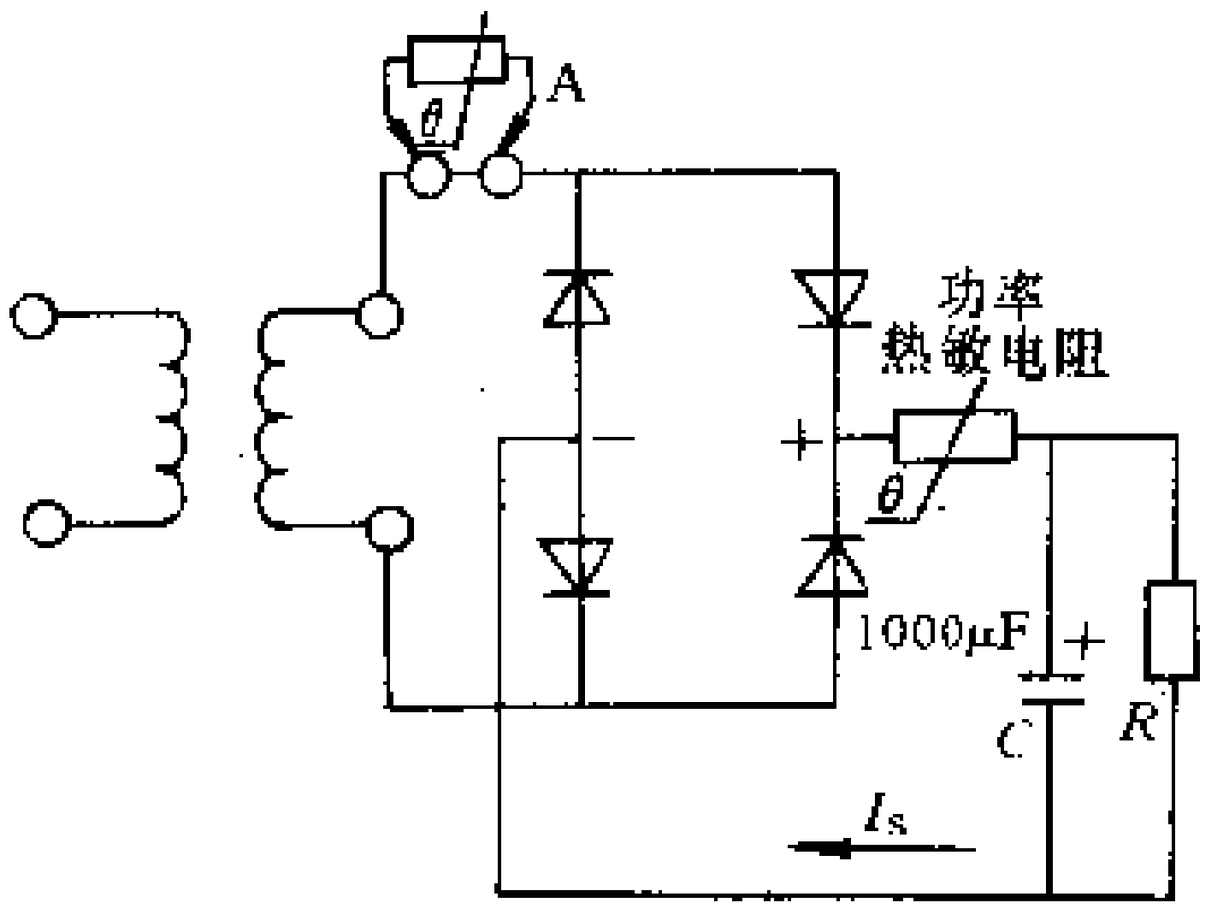


图 4 16　防止电源接通时的冲击电流电路

八、应用热敏电阻时的注意事项

热敏电阻是广泛采用的一种温度传感器。实际应用时应注意以下几点：

（1）热敏电阻是纯电阻性质，使用时无极性之分。

（2）热敏电阻自身要发热，因此，有微功率损耗。

（3）热敏电阻有正温度系数、负温度系数和临界温度系数三种。

（4）NTC 的热敏电阻相对于温度变化表示为对数阻值变化。

（5）PTC 和 CTR 的热敏电阻表示随居里温度急剧变化特性。

（6）热敏电阻有直热式与旁热式两种。

（7）热敏电阻有垫圈式、圆片式和单片式等多种结构。

（8）小型热敏电阻响应速度快。

（9）电路中温度补偿采用廉价的圆片、单片结构最佳。

（10）热敏电阻的常数 B 不是恒定的，它与温度系数有

关。如果热敏电阻的常数 B 变大，其电阻的温度系数也变大。

（11）防止冲击电流采用功率热敏电阻最佳。

（12）测量仪器中采用热敏电阻时，自身发热要小。

（13）大型热敏电阻不适用于温度急剧变化的情况。

（14）热敏电阻因特性分散，电路设计时要考虑最坏情况。

（15）热敏电阻与铂热电阻相比内阻高，导线电阻影响小。

（16）测温电路中采用热敏电阻时，对于热敏电阻自身发热与非线性特性要采取相应措施。

（17）热敏电阻的测温范围约为－150～1200℃。

第五章　其它温度传感器应用接口电路

第一节　集成温度传感器应用接口电路

一、LM35 测温接口电路

集成温度传感器 LM35 的灵敏度为 1mV/℃，即温度为 10℃时，输出电压为 10mV。常温下测温精度为±0.5℃，消耗电流最大也只有 70μA，自身发热对测量精度影响也只在 0.1℃以内。采用＋4V 以上的单电源供电时，测量温度范围为 2～150℃；而采用双电源供电时，测量温度范围为－55～＋150℃（金属壳封装）和－40～＋110℃（TO92 封装），无需进行调整。

采用 LM35 和 ICL7107 构成的数字温度计电路如图 5-1 所示。

此电路调整很简单。首先把 LM35 放入冰水中，调整 RP_1 使显示器显示 0.0℃。再把 LM35 放入 100℃的开水中，调整 RP_2，使显示器显示 100℃。重复调整多次即可。但要注意从冰水中取出的 LM35 要等待一段时间再放入开水中，以免损坏传感器 LM35。

图 5-2 是二线式接法的 LM35 测温接口电路。这种电路是用二线式（信号线与电源线共用）测量温度，以电流形式取出信号，因此，无导线电阻损耗引起的误差。

电路中 RP_2 用于调零，RP_1 用于满度调整。电阻采用精度为 1%的 0.25W 金属膜电阻，运放采用低漂移运放 OP07，

RP_1 和 RP_2 采用温度系数为 0.01%℃$^{-1}$的金属陶瓷电位器。

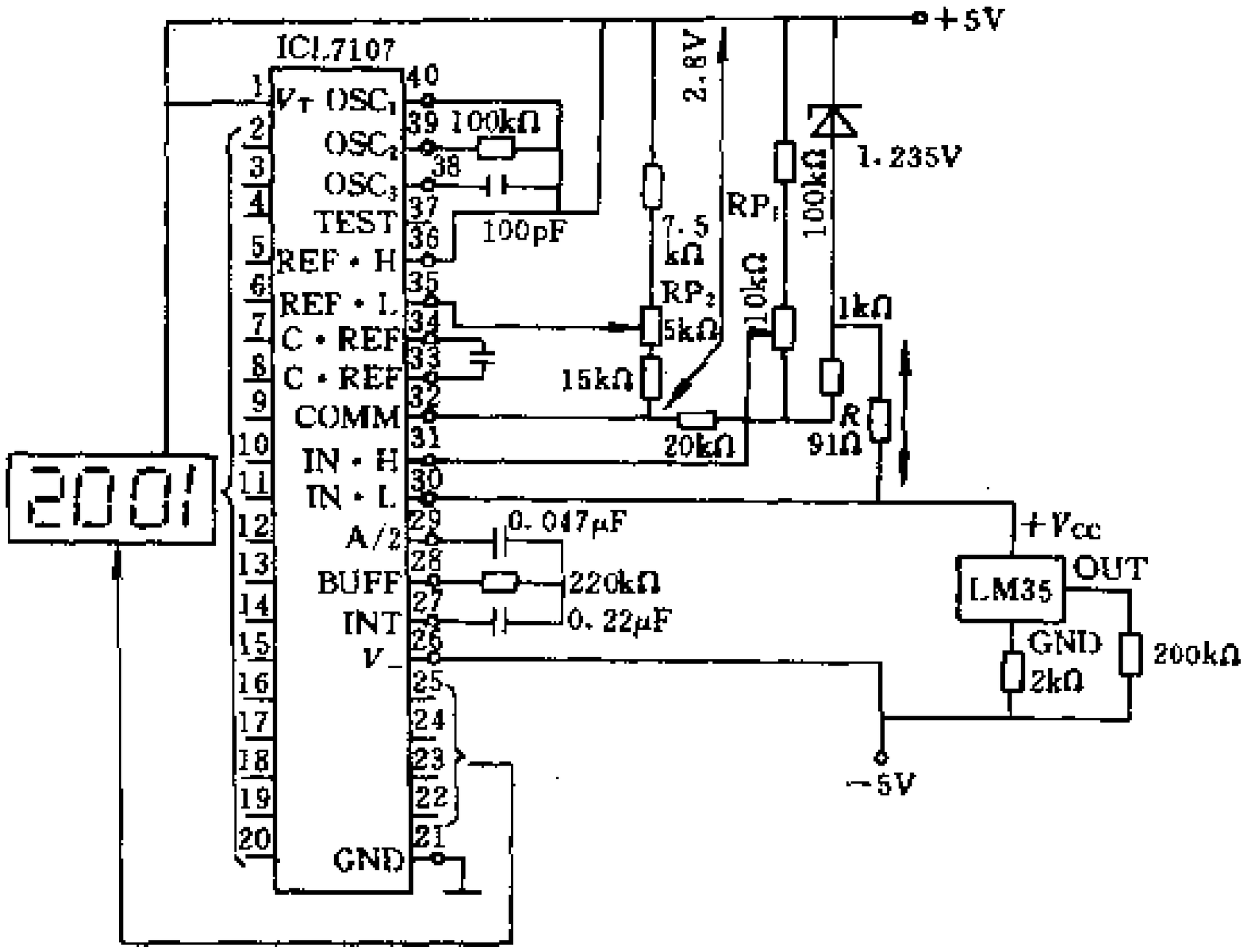


图 5-1　数字温度计电路

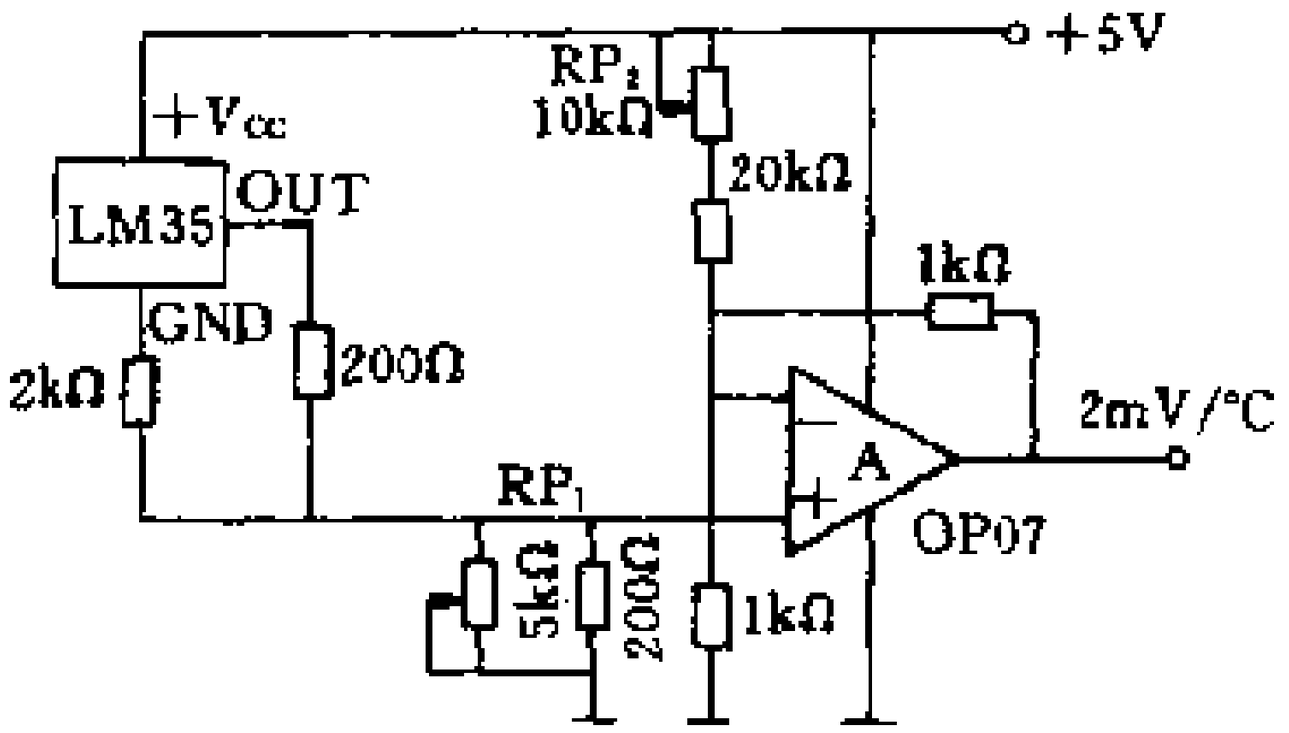


图 5-2　二线式接法的 LM35 测温接口电路

二、μPC616A 测温接口电路

μPC616A 测温接口电路如图 5-3a 所示，μPC616A 的输

出电压与绝对温度成比例，灵敏度为 10mV/K。输出端接模拟电压表或数字电压表（直流档时），就可以构成绝对温度测量仪，10mV 处读出的温度为 1K。

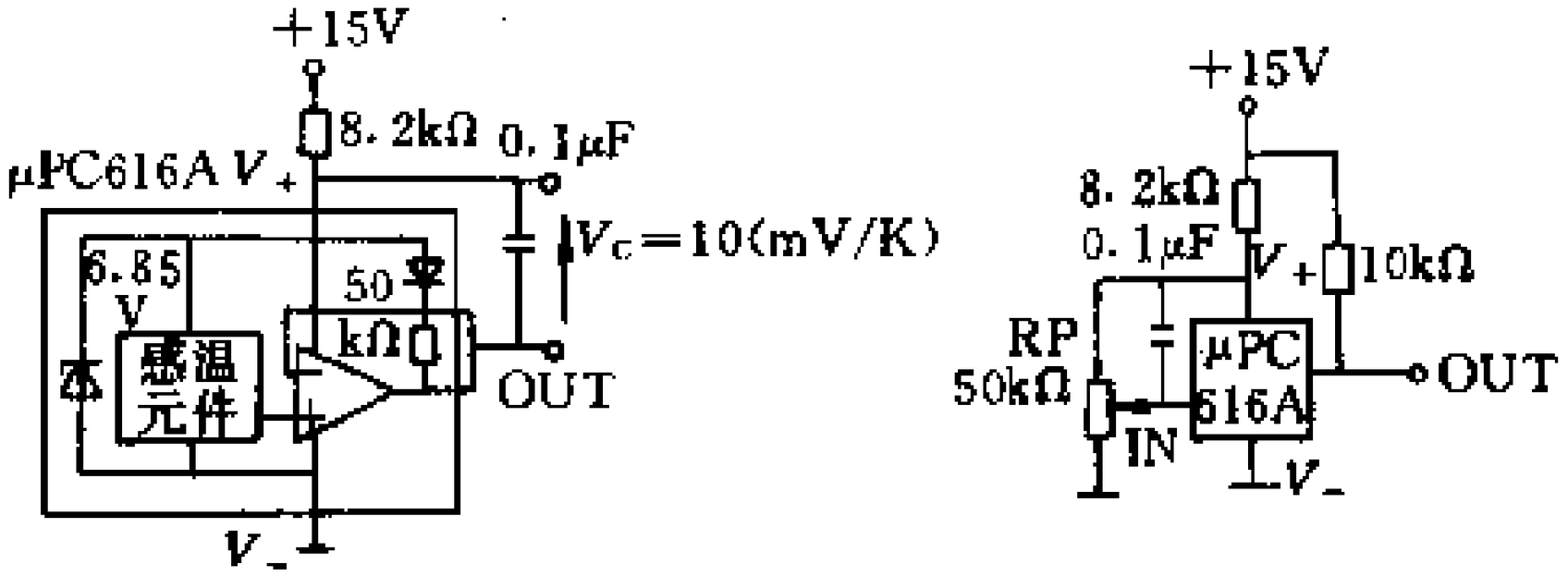


图 5-3　μPC616A 测温接口电路

a）绝对温度测量电路　b）温度判定电路

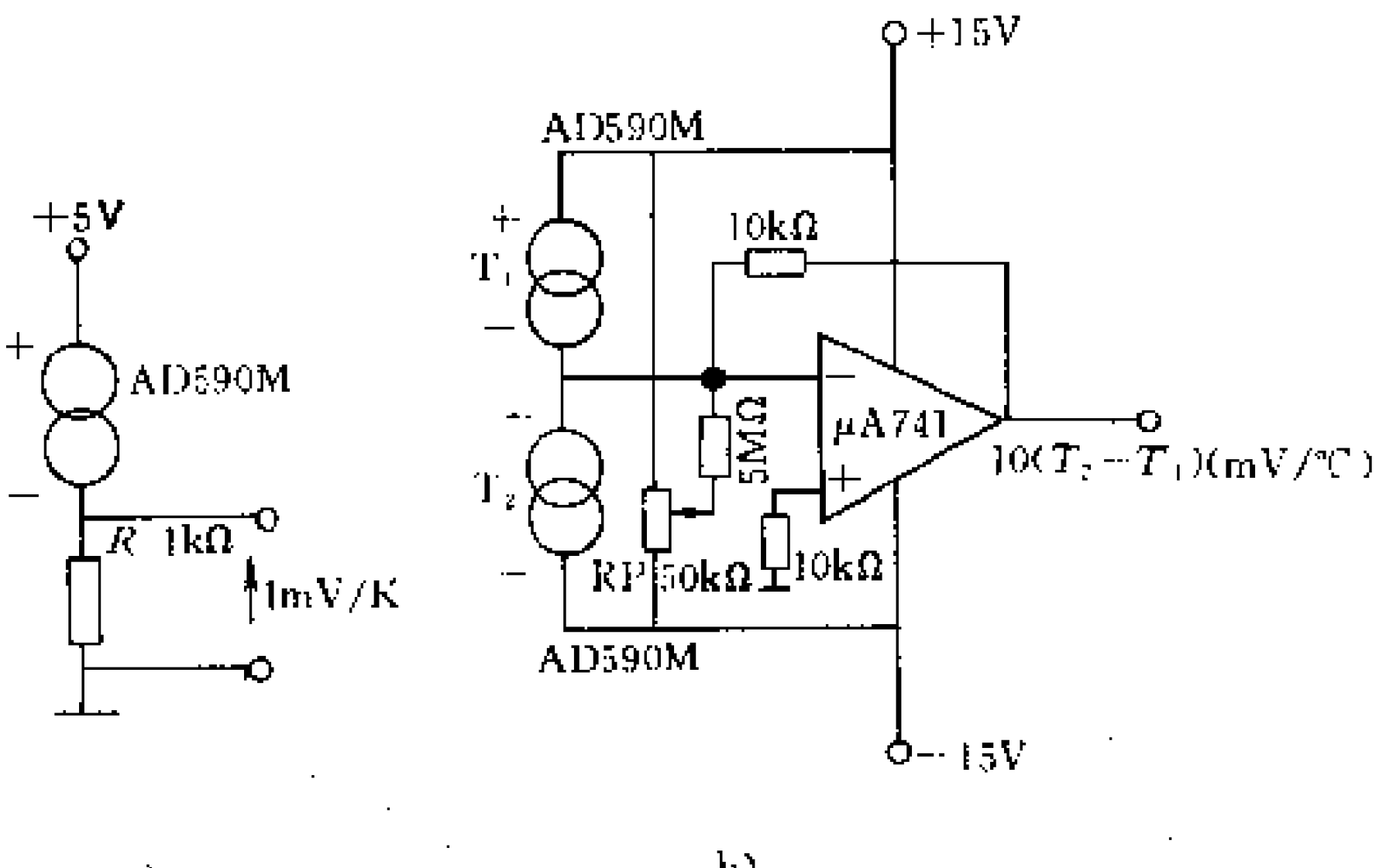
μPC616A 的温度测量范围为 233～398K，即－40～＋125℃。直线性平均为 0.5%，长期稳定度与再现性平均为 0.3%。与热电偶和铂热电阻相比，使用方便，但温度测量范围窄，精度也较低。

μPC616A 还可以用于精度高的温度补偿与热电偶的基准接点补偿。如果片内运放工作于比较器状态，则可构成温度判定电路，如图 5-3b 所示。在图 5-3b 所示电路中，当温度低于由 RP 设定的温度时，μPC616A 输出高电平，反之，输出低电平。若用这一输出电压去通断加热器就可构成简单的温度调节器。

三、AD590M 测温接口电路

图 5-4a 是采用 AD590M 构成的简单的温度测量电路。每 1K 温度时，输出电流为 1μA，因此，每 1K 温度时负载 R 两端电压为 1mV，温度测量范围为－55～＋150℃。校准时精

度为±1.0℃；不校准时精度为±1.7℃。把950Ω电阻与100Ω可变电阻串联连接替代负载电阻 R，在某温度时调节100Ω可变电阻获得与某温度相对应精度的输出电压，则校准完毕。即使远离负载电阻，电流输出型温度传感器也不会产生引线压降误差，为此，适合于遥测。



a) b)

图 5-4 AD590M 测温接口电路

a) 简单的温度测量电路 b) 温差测量电路

采用 AD590M 构成的温差测量电路如图 5-4b 所示。电路中用运放 μA741 把两个 AD590M 的输出电流差变换为电压。输出电压为 10（T_2-T_1）（mV/℃）。电位器 RP 用于调零。调整时，使两个 AD590M 保持在同一温度中，调整电位器 RP，使其输出电压为 0 即可。

高温环境中使用集成温度传感器时，为防止端子间漏电流产生误差以及端子被腐蚀，需要采用环氧窗格玻璃防潮湿，或把传感器放入不生锈的材料管内。为了减少测量误差，采

用环氧粘着剂与焊料把被测物体与温度传感器粘在一起，使两者间无温度差。

第二节　热敏三极管传感器接口电路

一、硅三极管温度传感器接口电路

硅三极管温度传感器接口电路如图 5-5 所示。放大器输出灵敏度为 1mV/℃，众所周知，硅三极管的基极与发射极间电压 V_{BE} 与温度成比例，它的温度系数为 −2.3mV/℃。V_{BE} 电压输入到电压跟随器 A_1 的同相输入端，由基准电源提供电流，使 0℃时输出为 0mV。

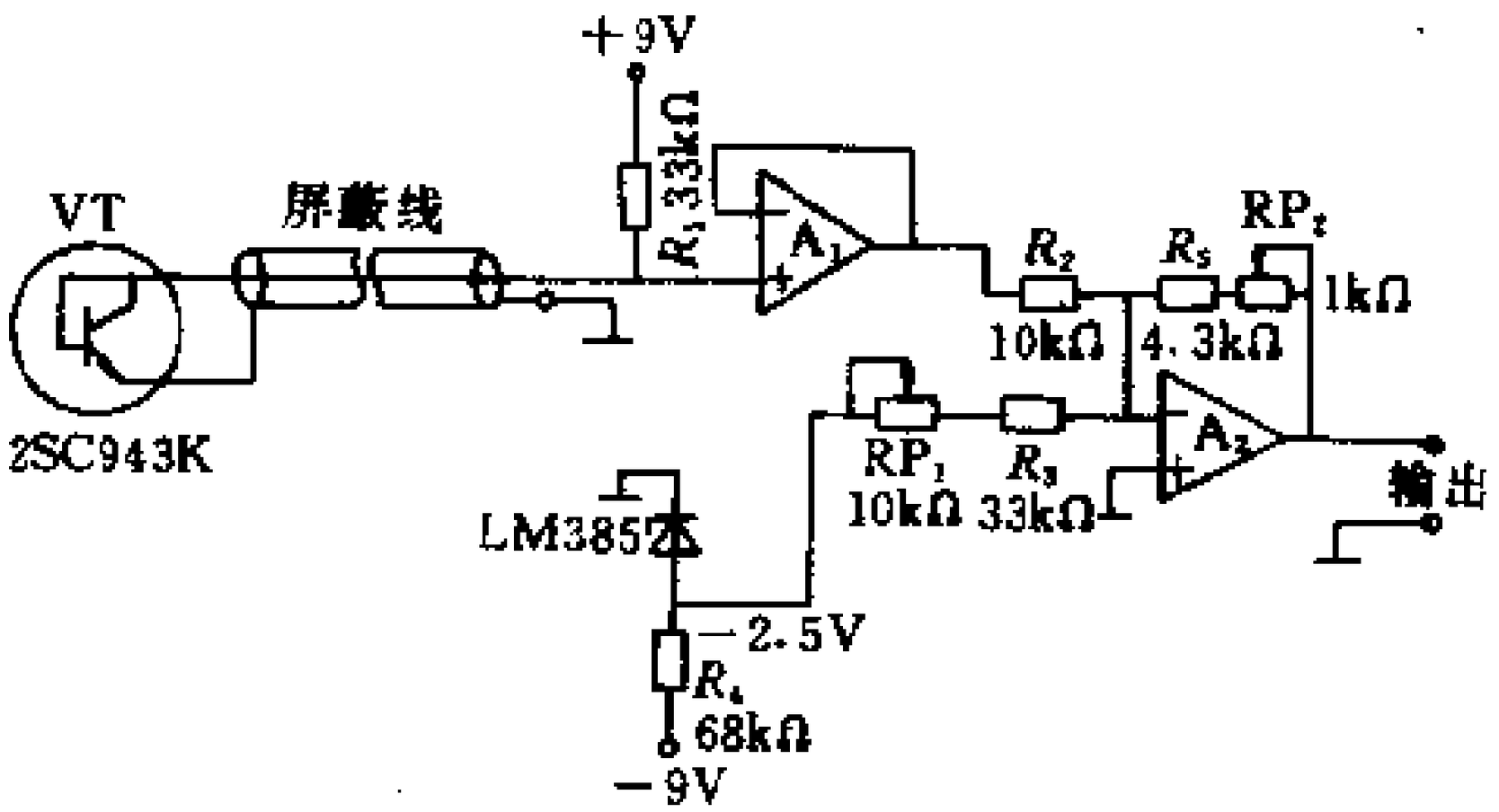


图 5-5　硅三极管温度传感器接口电路

为了在低电平时使用，功放采用低漂移 OP07。基准电源采用 LM385。温度传感器采用 2SC943K 型三极管，也可采用其它类型的硅三极管。

调整时，首先把温度传感器放入 0℃的冰水中，调节 RP_1，使输出电压为 0V。再把温度传感器放入 100℃的开水中，调节 RP_2，使输出电压为 100mV。

R_1 是为三极管的 $B-E$ 极提供恒流的电阻，需要调整。另外，更换三极管时，要重新调整。

二、LM194 对管温度传感器接口电路

LM194 对管温度传感器接口电路如图 5-6 所示。温度传感器采用 LM194 对管，温度范围为 0～100℃。晶体管 VT_1 和 VT_2 构成恒流源，保持 I_{C1}/I_{C2} 比值恒定，但 I_{C1}/I_{C2} 的绝对值可以改变，此例中 $I_{C1}=20\mu A$，$I_{C2}=10\mu A$。输出电压为

$$V_O = (1 + R_F/R_i)\Delta V_{BE} = (R_F/R_Z)V_{REF}$$

式中　ΔV_{BE} 为传感器的输出电压；V_{REF} 为基准电压。

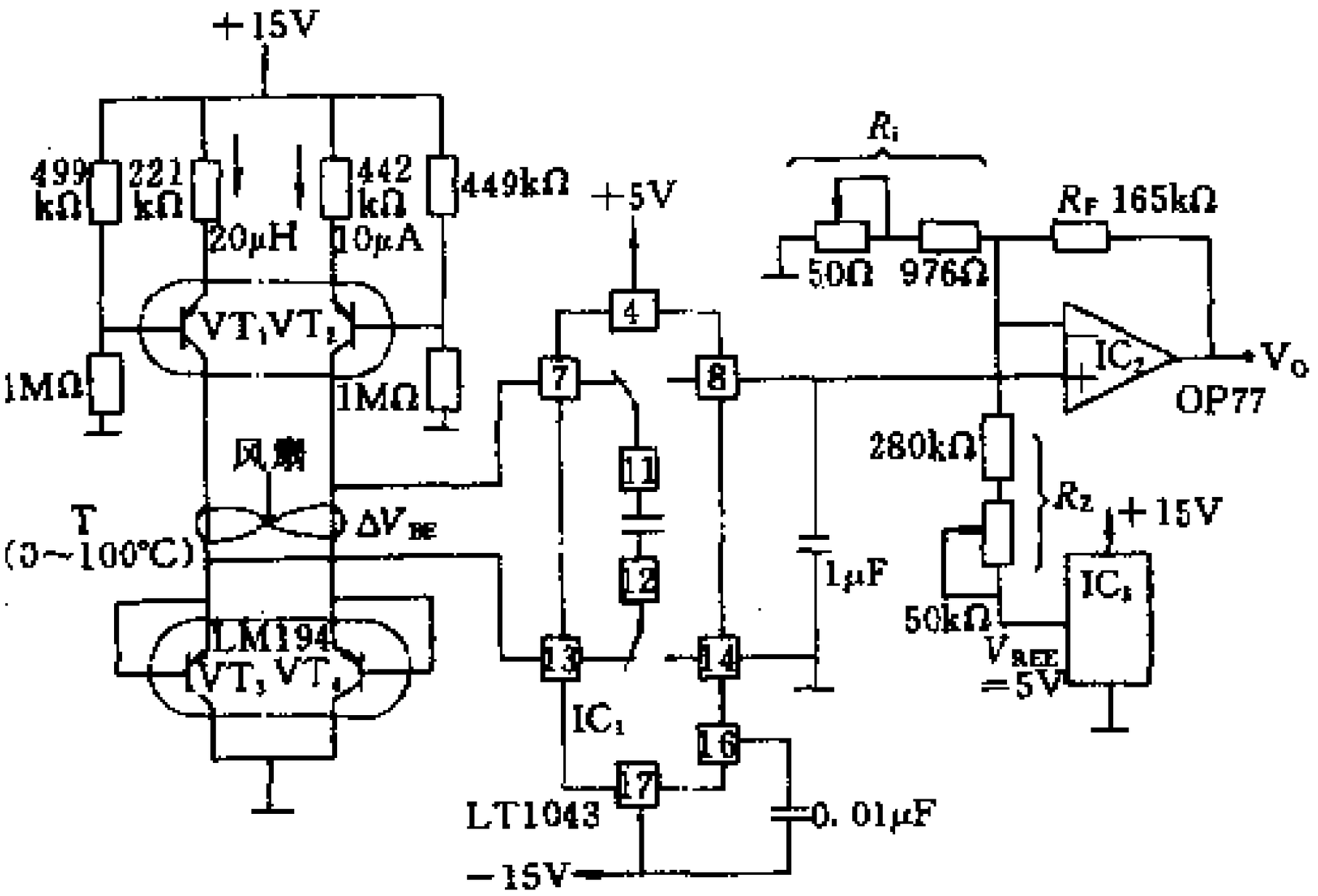


图 5-6　LM194 对管温度传感器接口电路

IC_1 把传感器差动输入信号 ΔV_{BE} 变换为单端输出信号。IC_2 为同相放大器，增益为 167.45，调整电阻 R_i 可改变增益。IC_3 用于补偿，调整电阻 R_Z，提供 2.732V 补偿电压。

电路调整比较简单，先把传感器差动输出端短路，调整

电阻 R_2，使输出电压 V_C 为－2.732V。再把温度传感器置于已知温度（如室温）处，调整电阻 R_1，使其输出为相应温度电压值即可。如果把 IC_2 输出 V_O 接到模拟电压表或数字电压表，就可构成模拟或数字温度计；若接到计算机，就可构成温度监控系统。

第三节　热敏二极管测温接口电路

一、热敏二极管测温接口电路

大多数硅二极管都可以作为温度测量变换器，若采用适当测量方法，硅二极管可有约－2mV/℃的温度系数。这里介绍的热敏二极管 MTS102 作为温度传感器应用很广，在－40～＋150℃范围内能提供±2℃的测量精度。基本应用电路如图 5-7 所示。电路中 REF200 为双恒流源的集成芯片，它提供两路 100μA 的恒定电流。一路作为热敏二极管 MTS102 的激励电流，一路作为运放的偏置电流。该电路的输出电压为

$$V_O = V_{BE}(1 + R_{P_2}/R_{P_1}) - 100 \times R_{P_2}$$

式中，V_{BE}为二极管 MTS102 两端电压（MTS102 为三极管结构，连成二极管使用）；R_{P_1}为调零电位器的电阻值；R_{P_2}为调灵敏度电位器的电阻值。

该电路虽简单，但有两个缺陷，即零点与灵敏度调节之间相互影响和输出随温度增高而减少。

在图 5-8 所示电路中，采用电位器 RP_1 独立调零，这样灵敏度与零点调节之间无影响。该电路的输出电压为

$$V_O = (V_{BE} + 100 \times R_{P_1})(1 + R_{P_2}/R_1) - 100 \times R_{P_2}$$

先用 RP_2 调节灵敏度，然后用 RP_0 调零。

上述的电路还有另外一个缺点，即温度与输出电压是反相关系。

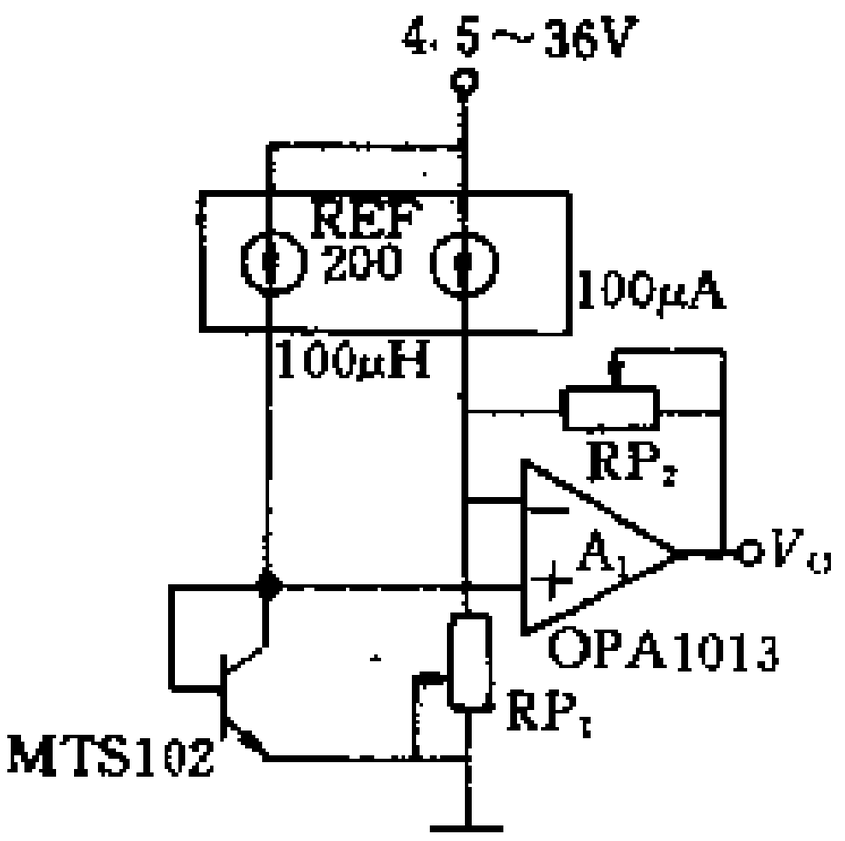


图 5-7　基本应用电路

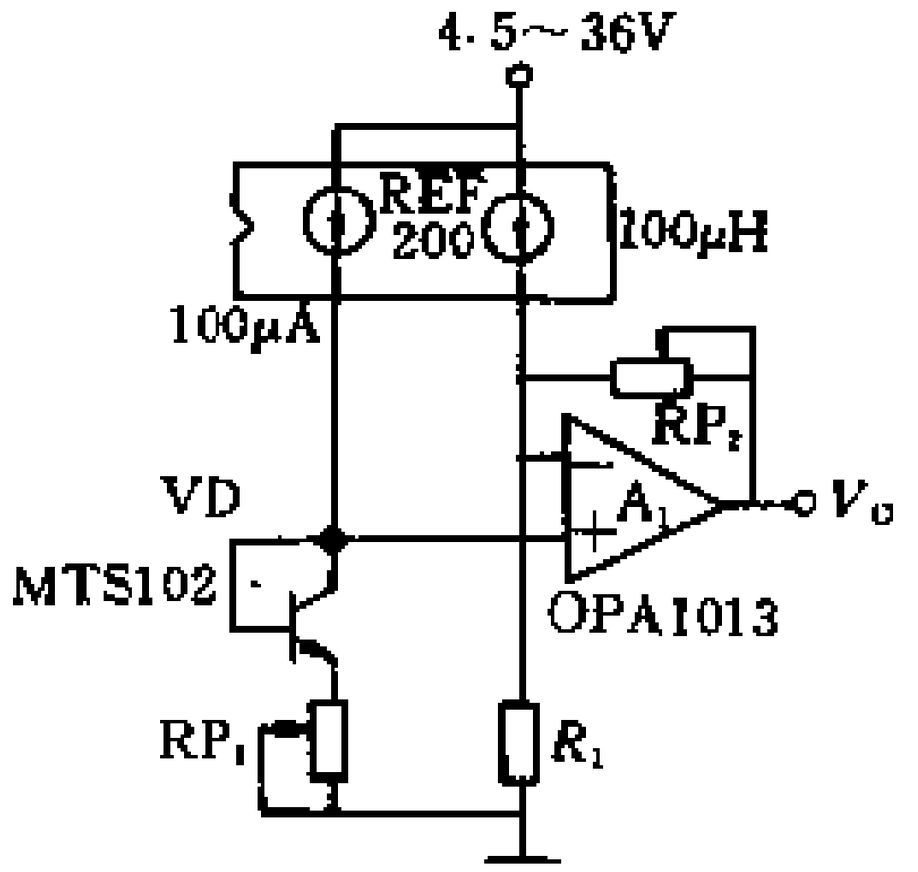


图 5-8　零点与灵敏度独立调节的应用电路

在图 5-9 所示电路中温度与电压变换为同相的，虽然需要加负电源，但电路与图 5-8 所示电路完全一样，只是二极管与恒流源位置颠倒了一下。该电路的输出电压为

$$V_O = (-V_{BE} - 100 \times R_{P_1})(1 + R_{P_2}/R_1) - 100 \times R_{P_2}$$

图 5-10 所示电路是采用热敏二极管实用测量电路，热敏二极管输出接到反相放大运放的输入端，而 A_1 用于阻抗变

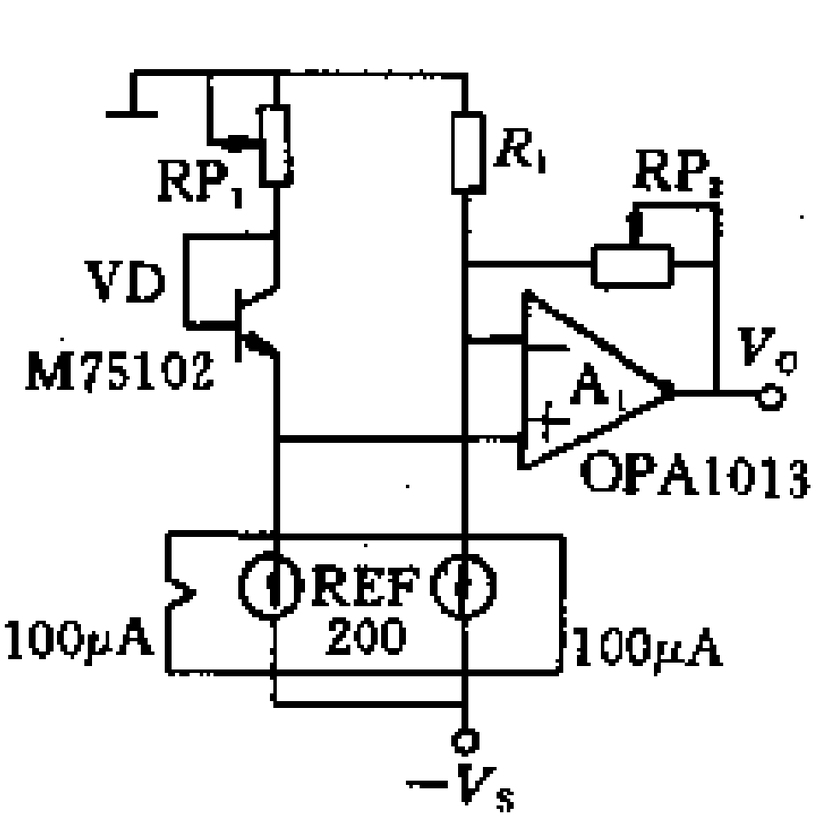


图 5-9　温度与电压变换为正相的应用电路

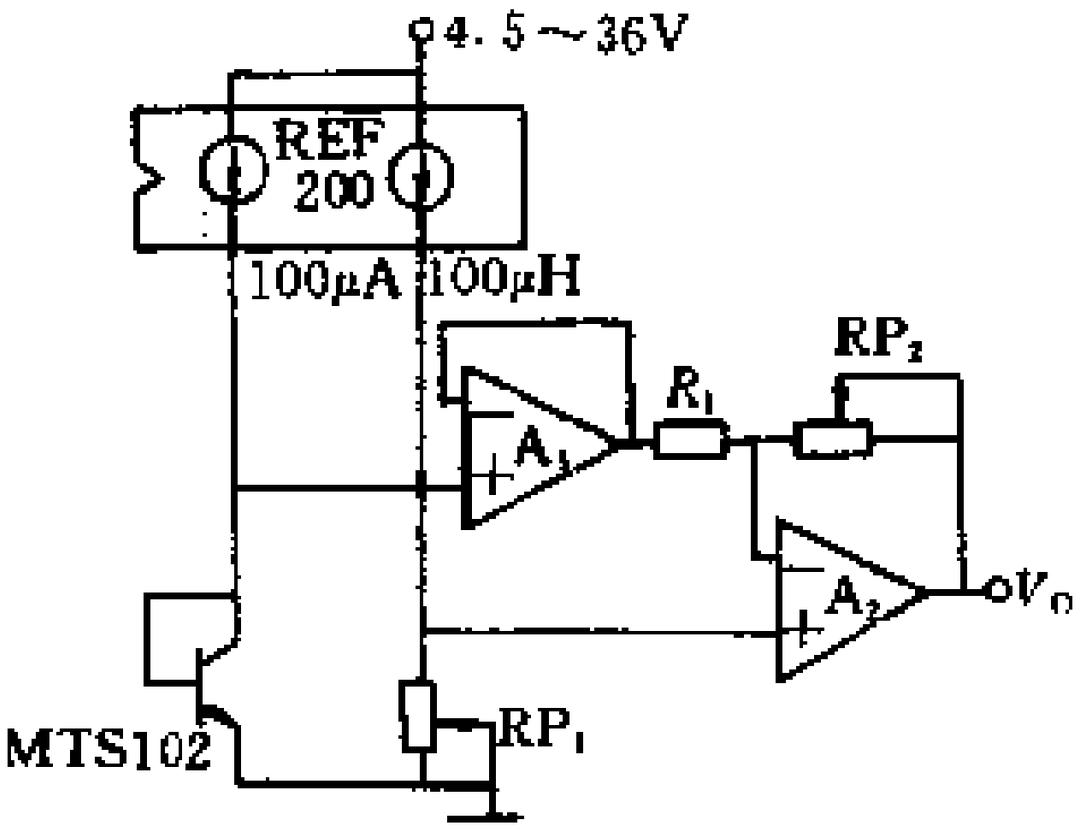


图 5-10　采用热敏二极管实用测量电路

换。该电路的输出电压为

$$V_O = 100 \times R_{P_1}(1 + R_{P_2}/R_1) - V_{BE}R_{P_2}/R_1$$

图 5-11 所示电路是温度差测量电路。该电路的输出电压为

$$V_O = [(V_{BE2} + 100R_{P_1}) - (V_{BE1} + 100R_{P_1})] \cdot (2 + R_1/R_{P_2})$$

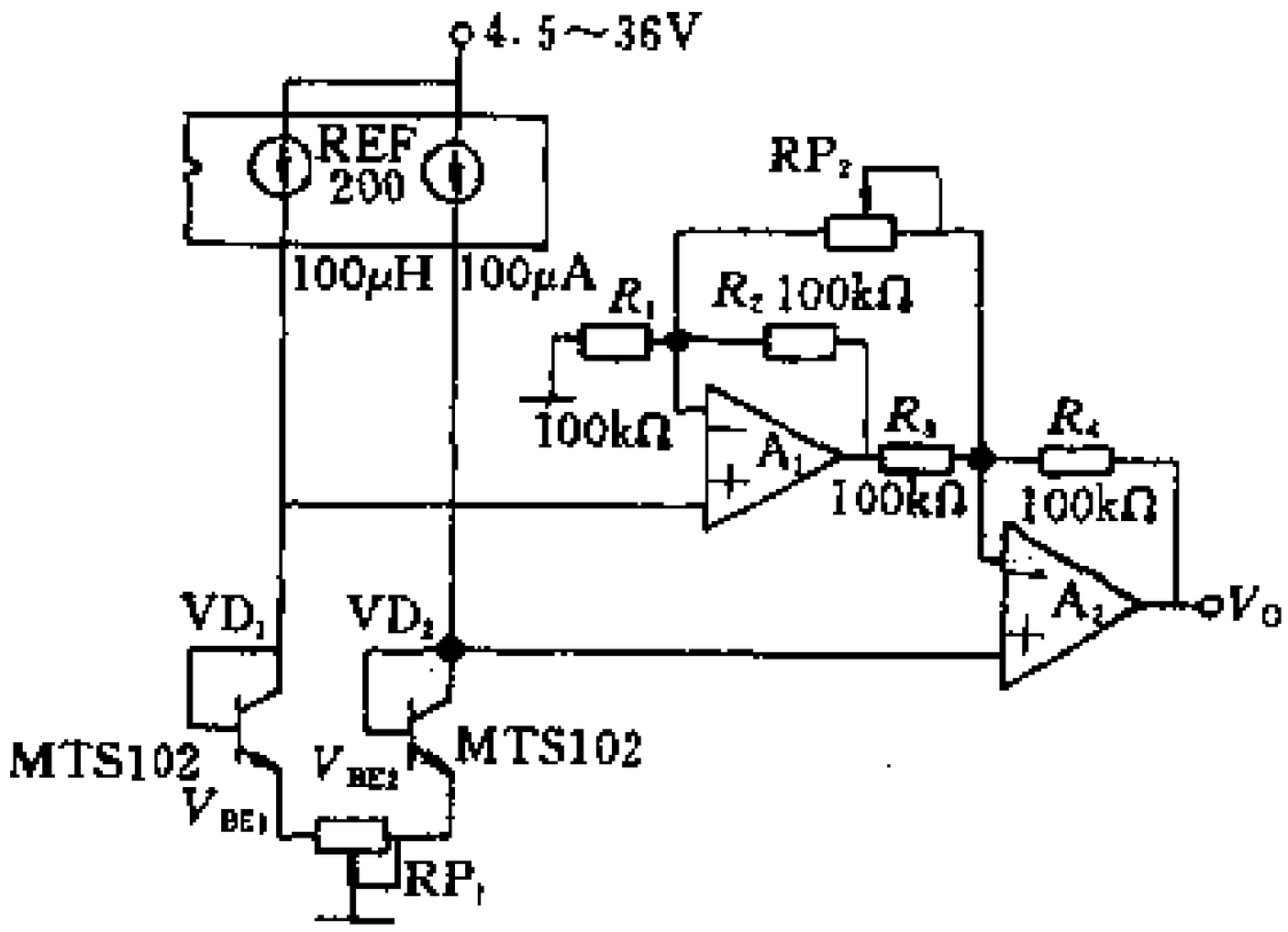


图 5-11　温度差测量电路

二、利用二极管温度特性构成的温度计接口电路

图 5-12 所示电路是利用二极管温度特性构成的温度计接口电路。温度传感器由硅二极管 VD_1 和 VD_2 构成。硅二极管约有 $-2.2\mu V/^{\circ}C$ 的特性。利用此特性可以制成性能良好的温度计。

为了提高传感器的输出灵敏度，温度传感器采用两个二极管串联连接。用电位器 RP_1 调整二极管的正向电流，即改变温度特性。

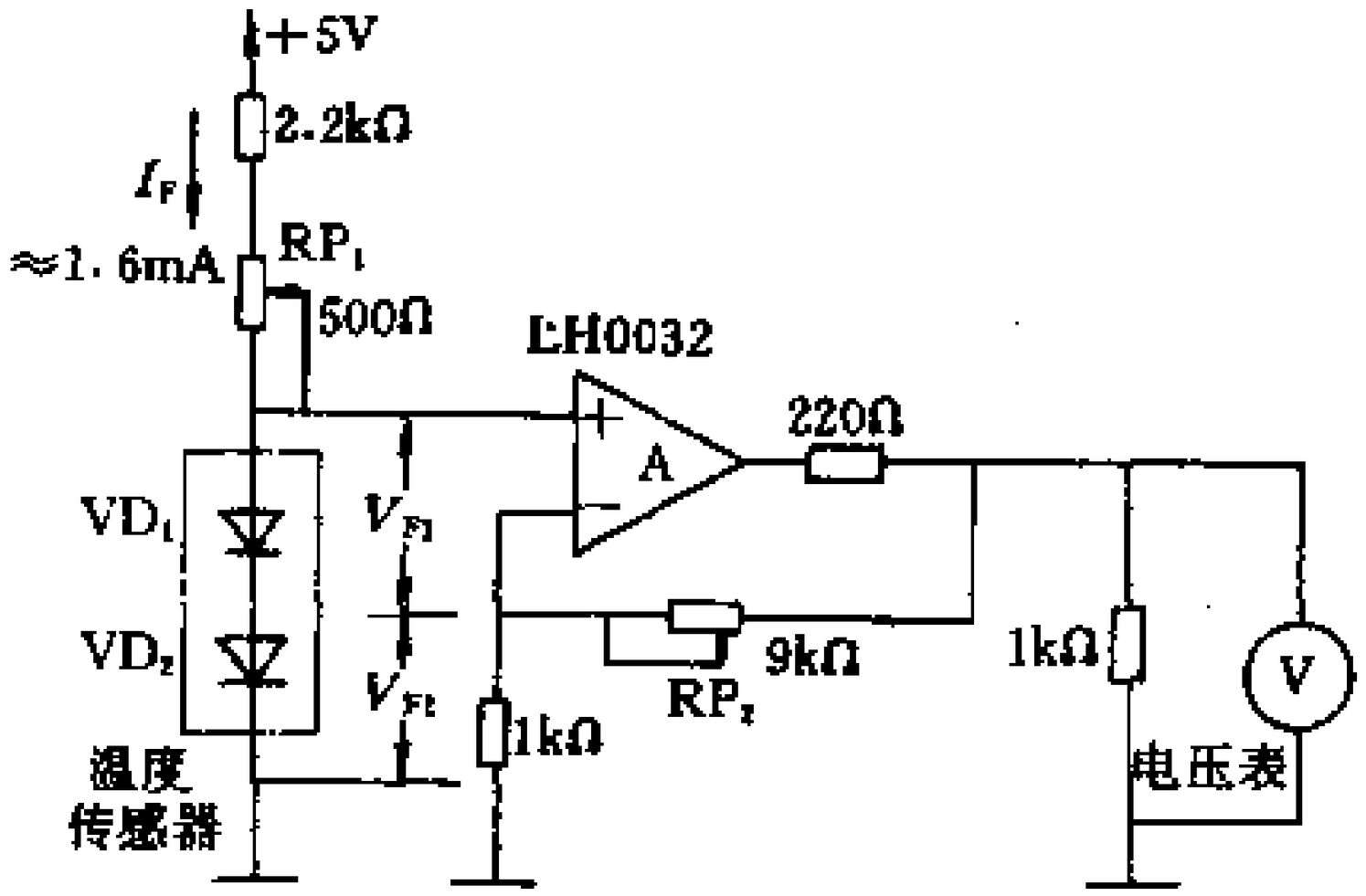


图 5-12　利用二极管温度特性构成的温度计接口电路

三、微机控制温度检测接口电路

微机控制温度检测接口电路如图 5-13 所示，它自动测量与记录室内温度。温度传感器采用硅二极管，与温度相对应的电压经运放放大，再经 8 位 A/D 转换器转换为数字信号输入微机，检测温度范围为 0～51℃。

温度/电压变换电路如图 5-14 所示，采用运放 LM324，+5V 单电源供电。温度/电压变换电路输出接到 ADC0808C 的输入端，这样就组成了微机温度监测系统。

图 5-14 的电路调整方法如下：

首先把温度传感器硅二极管放入冰水中，调整电位器 RP_1，使输出为相应值，因为实际冰水约为 2～4℃，所以要边用温度计测量冰水实际温度，边进行调整。调整时要通电一小时，使稳压二极管 VD 温度恒定时再进行。再把传感器放入与室温相同的水中，调整电位器 RP_2，使其输出相应值，重复调整多次，直到满足要求为止。

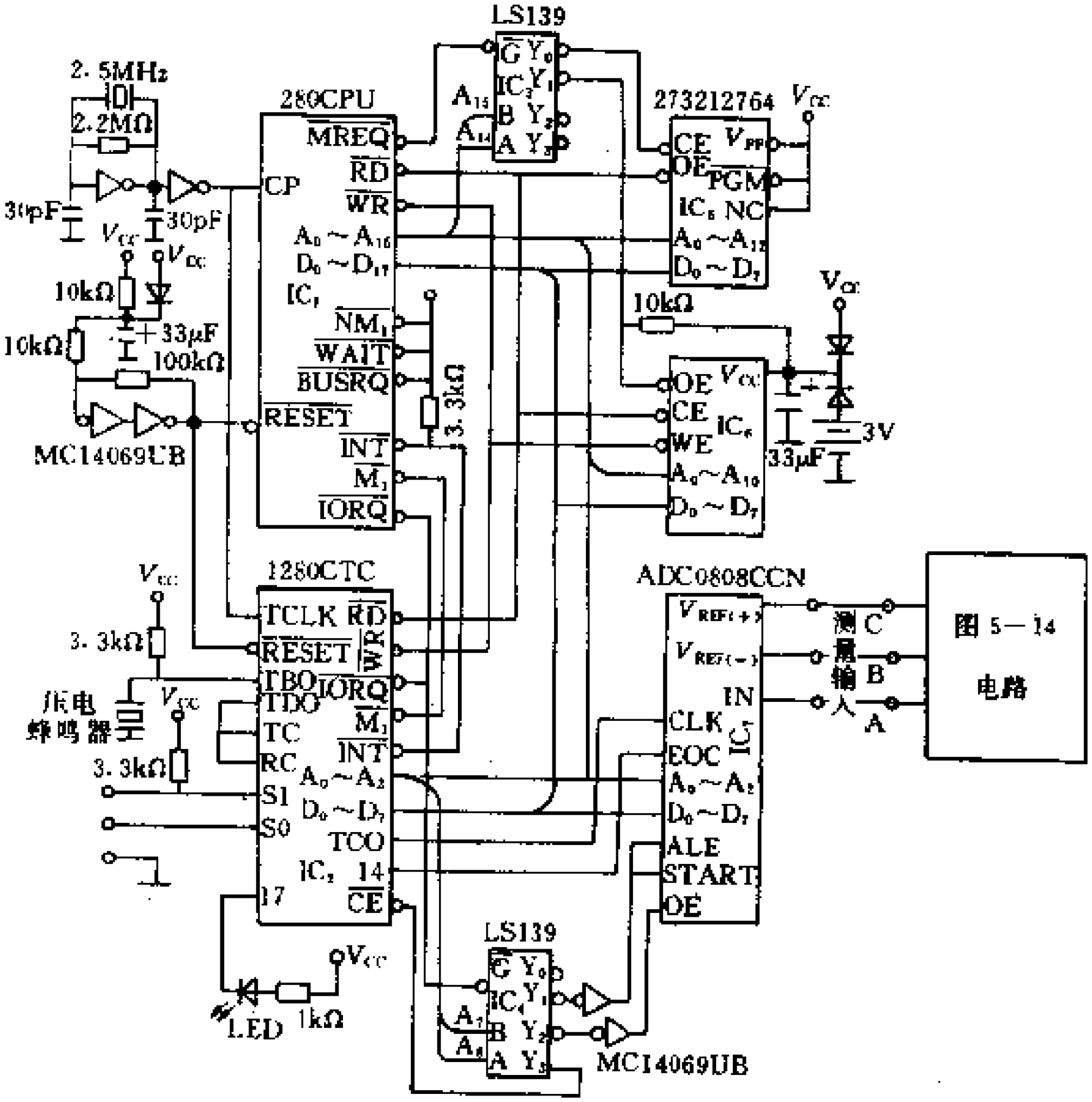


图 5-13 微机控制温度检测接口电路

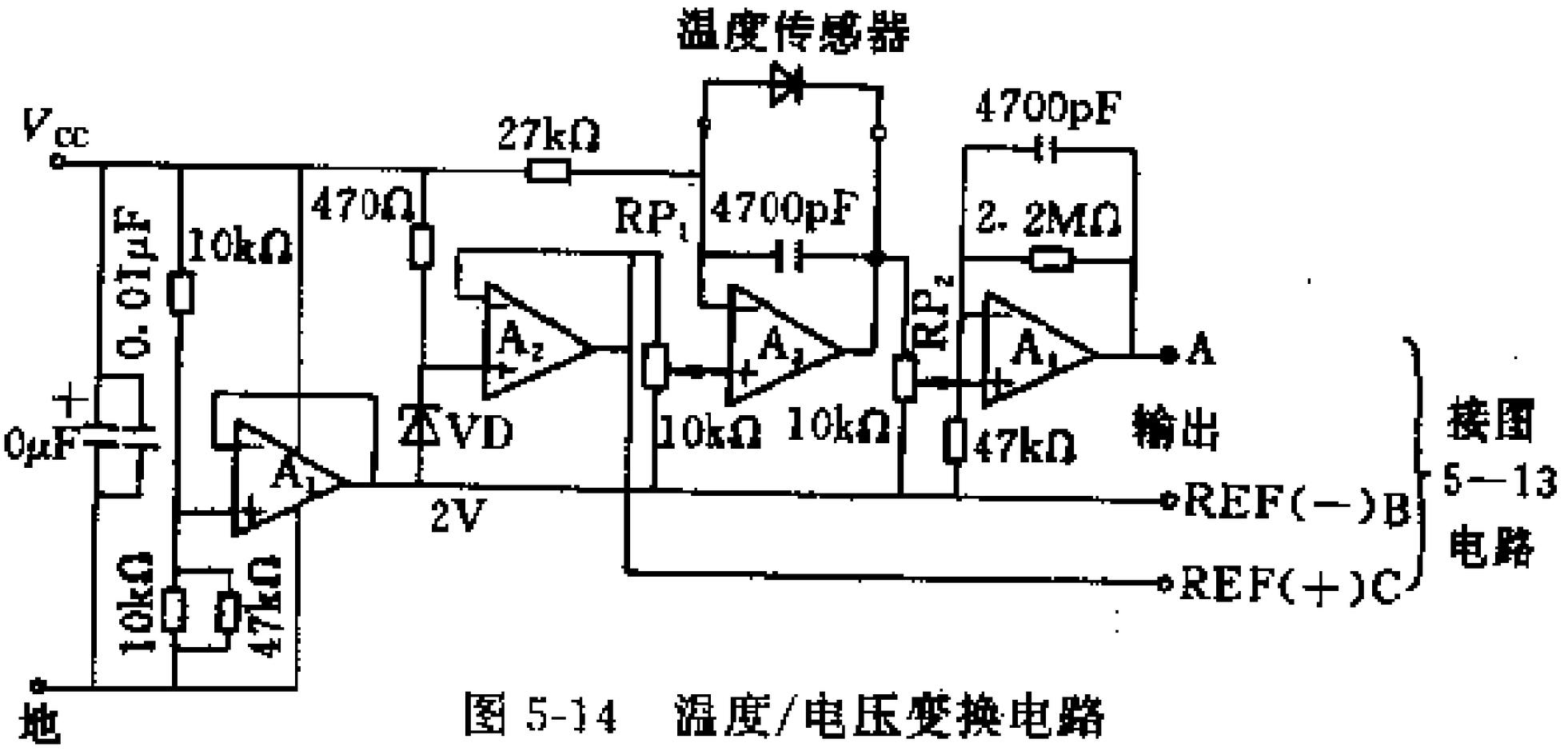


图 5-14 温度/电压变换电路

第四节　温度/频率转换电路

LM334 是三端电流输出型温度传感器，其输出电流对于环境温度为线性变化。用外加电阻在 2μA～5mA 的范围内自由选择初始设定的电流。如果外加电阻为 R_S，则 25℃时设定电流为 $I_S=67.7mV/R_S$。

工作电压范围较宽，为 0.8～40V，但工作电压高时，自身发热大，因此建议低电压使用。采用 LM334 的温度/频率转换电路如图 5-15 所示。接在 LM334 的 137Ω 电阻为 R_S，由上述公式求得 25℃时，输出电流为 494mA。因 R_S 为基准电阻，所以必须选用温度系数小的电阻。

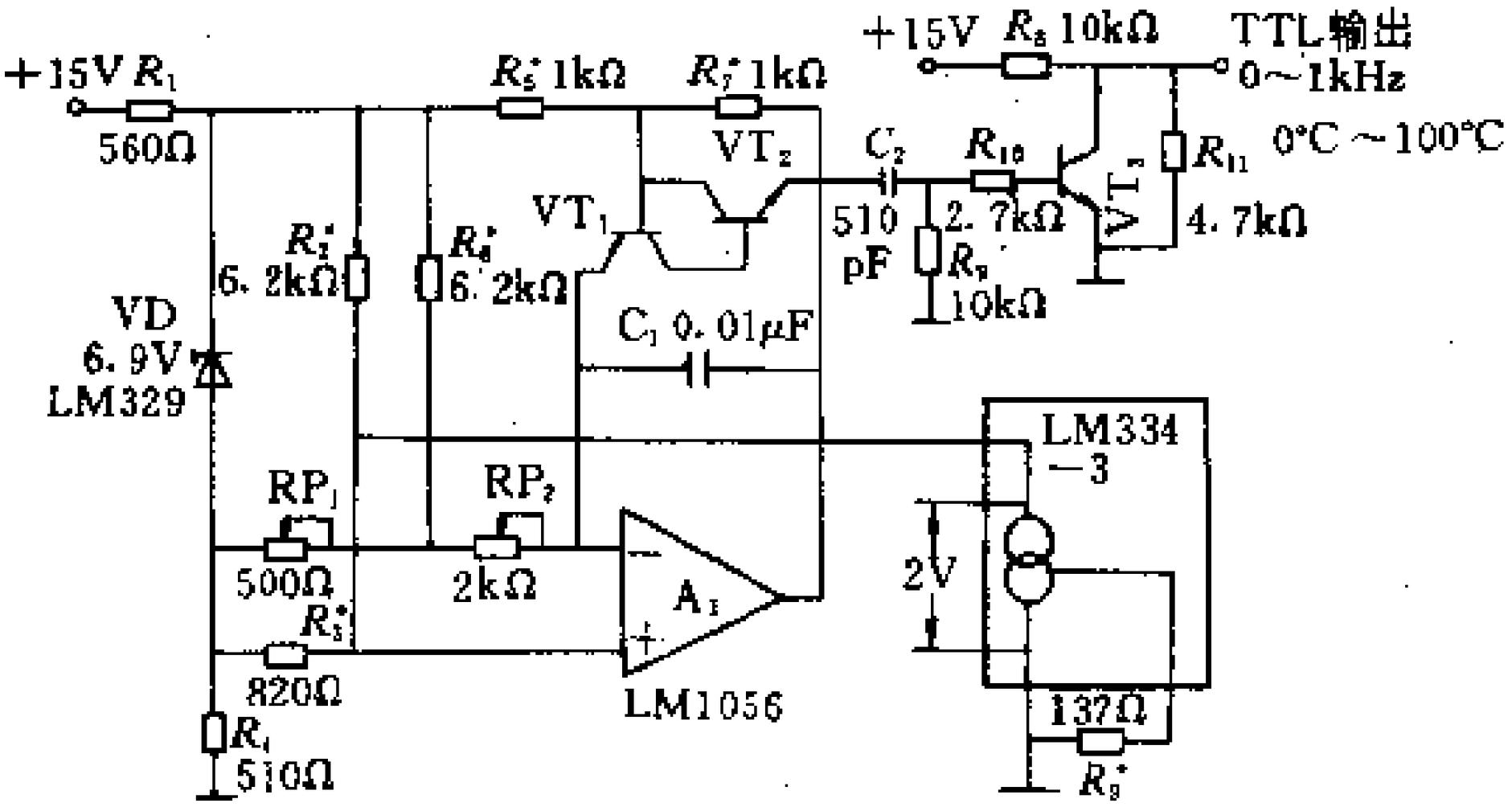


图 5-15　温度/频率转换电路

A_1 的同相输入端电压是对 VD 电压进行分压，在这点上引出 LM334 与温度有关的电流，变为下拉电压，约 2V，低于 VD 的阳极电位。

A_1 的反相输入侧的 R_6 与 RP_1 连接点电位比同相输入端高，另外，接在 A_1 反相输入端的 RP_2 与 C_1 构成积分电路。为此，C_1 负向充电，结果 A_1 的输出电位随时间增长逐渐降低。

电路中，VT_1 的基极接到 A_1 输出与恒定电位（VD 阴级）用电阻分压之点，发射极为恒定电位，若 A_1 输出电位下降，则 VT_1 的 V_{BE}增大到 0.6V 左右，VT_1 和 VT_2 导通，但因 VT_1 和 VT_2 互为触发连接，因此 VT_1 和 VT_2 截止之前，C_1 电荷通过其放电。

重复以上动作，A_1 输出为锯齿波，但若 LM334 的输出电流因温度而变化，A_1 的同相输入端电压也变化，它等于积分电路输入电压变化，因此，锯齿波的频率也改变。变化率为 1：1，由此，可进行温度/频率转换。

用 VT_3 把 A_1 输出的锯齿波变为 TTL 电平的方波时，对 A_1 输出的锯齿波的上升沿进行微分，由此微分脉冲信号使 VT_3 通断而变为方波。

调整时，首先使 LM334 位于 0℃处，调整电位器 RP_1，使 A_1 输出为 0Hz，即不振荡。再使 LM334 位于 100℃处，调整电位器 RP_2，使 A_1 输出为 1kHz。反复调整多次，使两点都合乎要求，即调整完毕。此电路的分辨率为 0.1℃，精度为土 1.0℃。

第六章　湿敏传感器应用接口电路

第一节　湿度测量方法

一、湿度计分类

湿度计大致分为4类：伸缩式湿度计、干湿球湿度计、露点计和阻抗式湿度计。

1. 伸缩式湿度计

这种湿度计是利用毛发、纤维素等物质随湿度变化而伸缩的性质，以前多用于自动记录仪、空调的自动控制等。目前用于家庭设备的是把纤维素与约50μm的金属箔粘合在一起，卷成螺旋状的传感器。不需要进行温度补偿，但不能转换为电气信号。

2. 干湿球湿度计

这是用于气象的湿度计，根据湿球的通风情况测量湿度，精度高。为把干湿球的温度差换算成湿度，采用微机进行处理，使其达到最佳状态。这种干湿球传感器已有各种类型，但缺点是要给湿球供水。

3. 露点计

它用于电子冷却系统的冷却，还用于测量镜面结露的温度。露点计也可以用来作为标准湿度的校正计，这与干湿球湿度计相同。但装置复杂，为保证镜面结露温度，需要进行控制。

4. 阻抗式湿度计

它是根据湿敏元件的阻抗值变化而求得湿度的一种湿度计，由于能简单地转换为电信号，因此，它是广泛采用的一种方法。

二、湿敏传感器的种类及特性

1. 电阻湿敏传感器

这种传感器种类很多，而且广泛使用。它是利用物质吸收水分而导电率增加的性质来检测湿度的。电阻湿敏传感器用的材料是多孔陶瓷，其粒子表面吸收水份，而使表面电阻降低。它的最大缺点是陶瓷吸水时，一部分水与陶瓷发生化学反应，因而不稳定，但近年来有很大改善。陶瓷传感器能加热清洗，加交直流电均能进行电解。

还有一种湿敏材料是高分子，采用高分子固态电解质的湿敏膜，低湿度时可以获得一定灵敏度。高分子传感器元件特性分散，相对于湿度变化的周期时滞小。

2. 电容湿敏传感器

这种传感器是根据一对电极中的物质吸湿时电极间电容量增加的原理而制成的。电极间物质与电极的透湿性是这种湿敏传感器的关键。电极间的物质可用有机高分子和陶瓷两种。现在高分子大都采用酪酸乙酸纤维素。

静电电容传感器的响应速度快，为秒级，而且时滞小，是被广泛采用的一种湿敏传感器。采用信号源频率为 0.5～20MHz，因此使用频率较高。

3. 浓差电池式湿敏传感器

以 $SrCeO_3$ 为主要成分的陶瓷具有质子导电性，如果采用它作为电解质隔层，可构成水蒸汽浓差电池。若已知一个电极壁内的水蒸汽浓度，就可求出另一个电极壁内的未知水蒸汽浓度，即可求出湿度。目前作为已知水蒸汽标准浓度物质

采用 $SrCe_{0.95}Yb_{0.05}O_3$ 的浓差电池式湿敏传感器已研制成功。

4. 锆临界电流型湿敏传感器

它是采用 ZrO_2-Y_2O_3 作为电解隔层的传感器，阳极上水蒸汽分解而生成的 O_2 可形成电流，测量其数值而制成的湿敏传感器，就是电流型湿敏传感器。因为被测空气是通过小孔进行扩散而进入阳极的，所以，可测量临界电流值。这种湿敏传感器可在高温情况下使用。

5. 二极管湿敏传感器

它是利用 Pd-ZnO 二极管的单向导电性随湿度变化的性质制成的湿敏传感器。同样，也可以采用 Ni_1-xLi_xO-ZnO 结二极管的湿敏传感器。

6. 晶振式湿敏传感器

利用晶体表面附着适当的吸湿体，振子重量随吸湿体的吸水量而增加，谐振频率降低的性质制成的传感器。传感器特性由吸湿体物质的性质决定，现作为吸湿体物质有乙酸纤维、环氧树脂CY221-HY956、SiO_2 等，还有干燥的氧化铝膜。

7. SAW 传感器

采用涂敷聚合物簿膜表面弹性波（SAW）延迟线振子制成的传感器称为SAW 传感器。聚合物吸收水份，弹性波的传播速度就要改变，由此变化能检测湿度。涂敷聚合物有聚酰亚胺、酪酸乙酸纤维、聚乙烯醇纤维磷酸等。

第二节　湿敏传感器在电路中的连接方式

一、湿敏传感器的连接方式

1. 对数变换电路

传感器的电阻阻值变化与相对湿度的变化呈指数函数关系，因此，可用二极管的电压电流特性进行对数变换。图 6-

1 是对实际对数变换电路的实测数据。图中运放 TLC272 的输出端接 1kΩ 电阻用于防振。输出电压较小时，线性变坏，这是由噪声影响而造成的。

这种电路适用于幅度变化范围较大的传感器，例如高分子湿敏传感器，此处是二极管温度特性与湿敏传感器的温度特性相互补偿的情况，若温度补偿不适宜时，一般是先变换为直流，然后再进行补偿。

2. 用电阻进行非线性校正

对于电阻值变化幅度较小的传感器，可用电阻来监控电流，进行非线性校正。传感器与电阻串联连接，常采用热敏电阻兼作温度补偿。

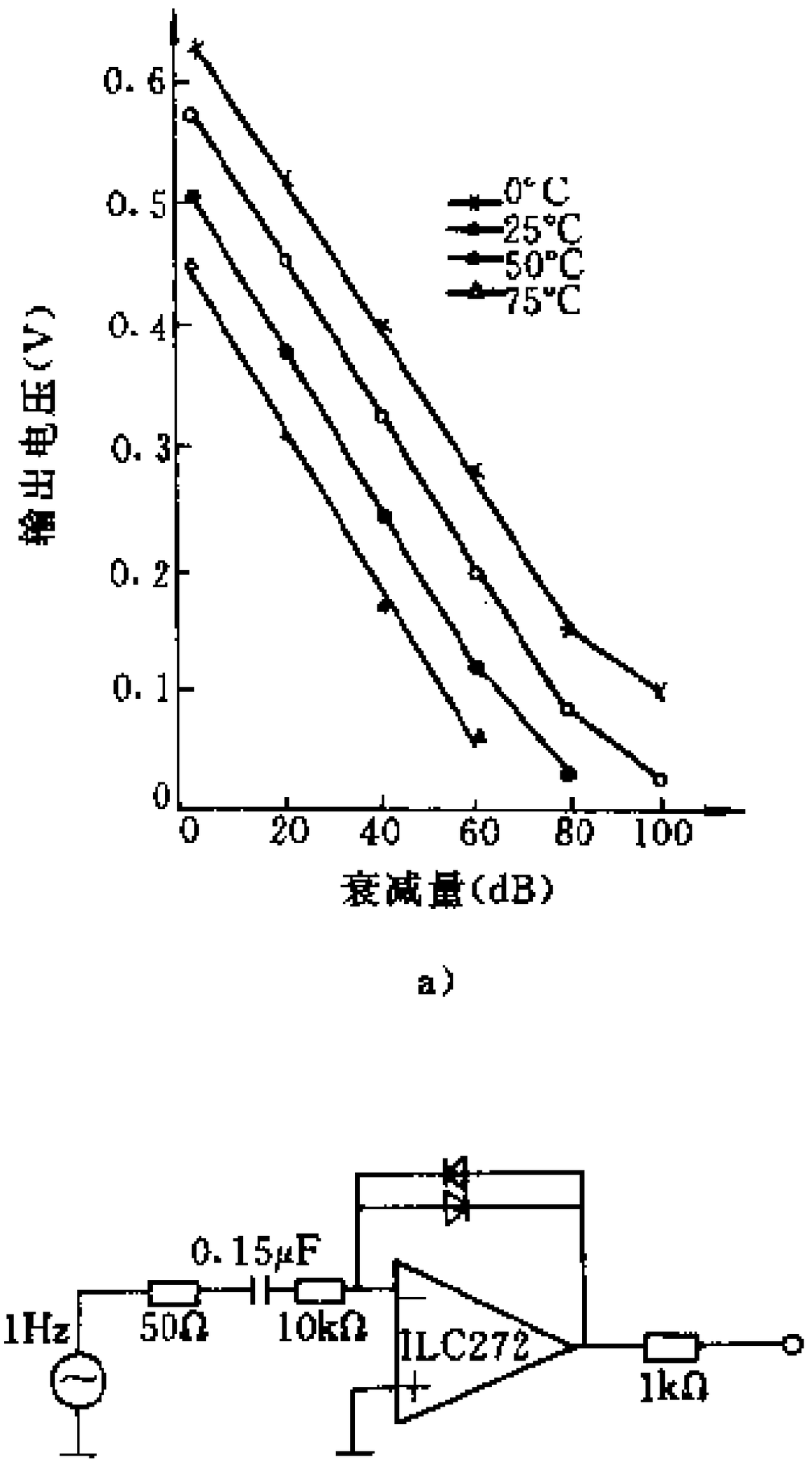


图 6-1　对数变换电路及其特性

a）对数变换电路的特性　b）对数变换电路

图 6-2 是用电阻来进行非线性校正的方法。湿敏传感器电阻 R_x 的变化所产生的输出电压 V_{OUT} 变化可用电阻 R_A、R_B 和 R_C 使其线性化。

3. 其它方式

用相位检波方式可减少噪声，扩大动态工作范围，把电阻值变化转换为电压。用计算机可很方便地将电压值转换为相应的湿度。

另外，将湿敏传感器作为振荡电路中的一个元件，根据有无振荡与频率变化，可求得相应的湿度。当电路停振时，要采取相应措施，避免直流电压直接加到传感器上。

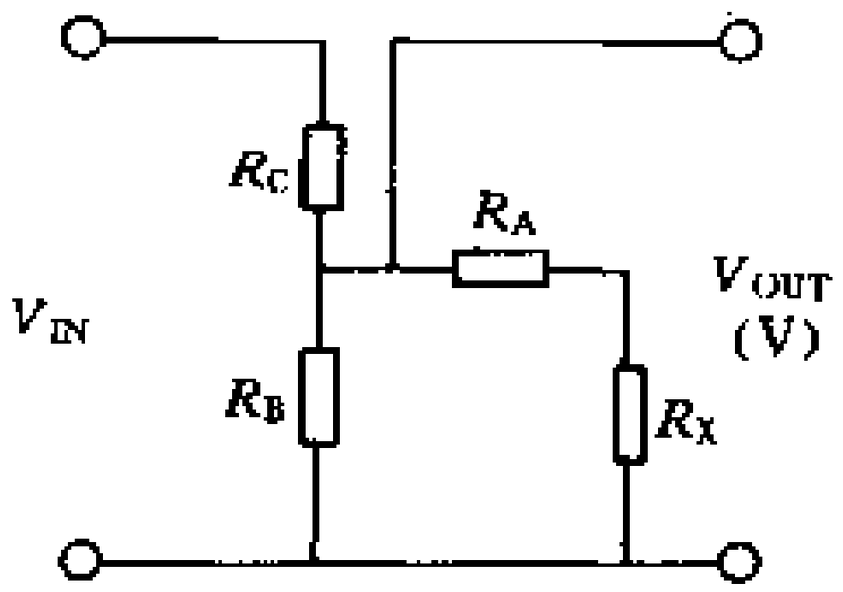


图 6-2　用电阻来改善线性

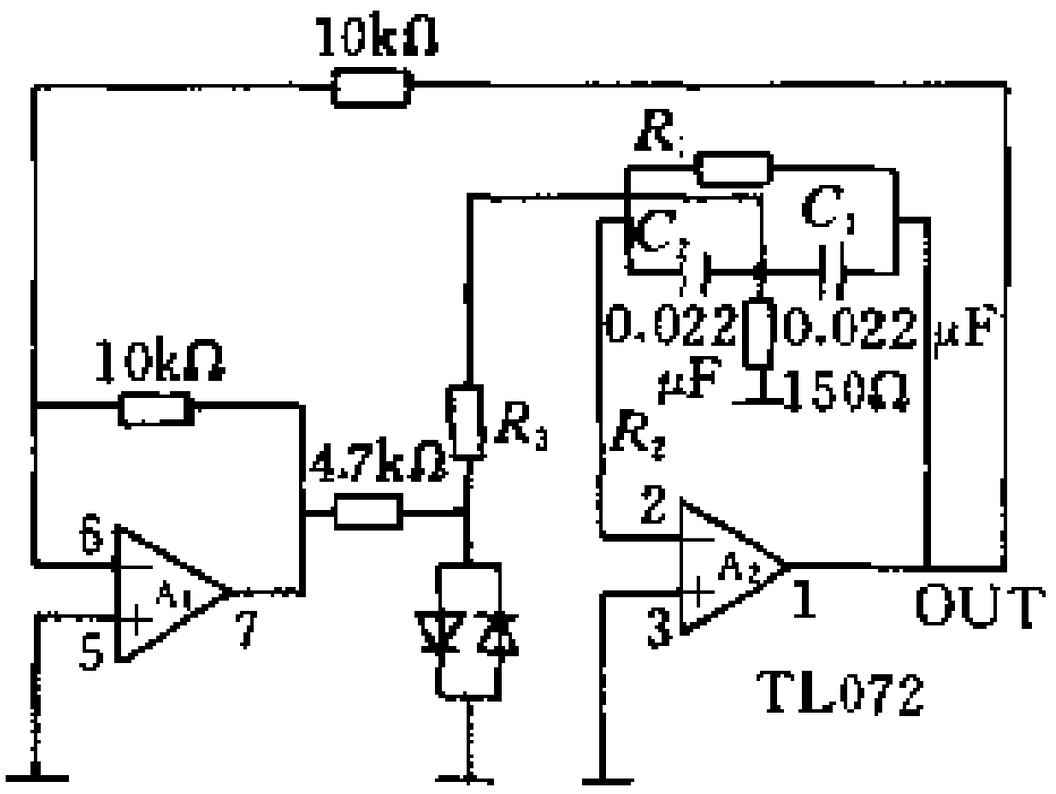


图 6-3　双 T 振荡电路

二、信号源与信号处理

1. 信号源

图 6-3 是双 T 型振荡电路，改变电路中的 R_2 或 C_1 与 C_2，就可改变振荡频率，R_3 用于改变振幅。另外，也可采用相移振荡电路等。

2. 交直流变换电路

图 6-4 是采用理想二极管的整流电路。减小电路中的 R_3，就可成为峰值保持电路，但噪声易混入。为了显示平均值，也有利用运放积分电路的实例。由于相位检波可减小噪声，它是最佳的交直流转换电路。

3. 折线近似电路

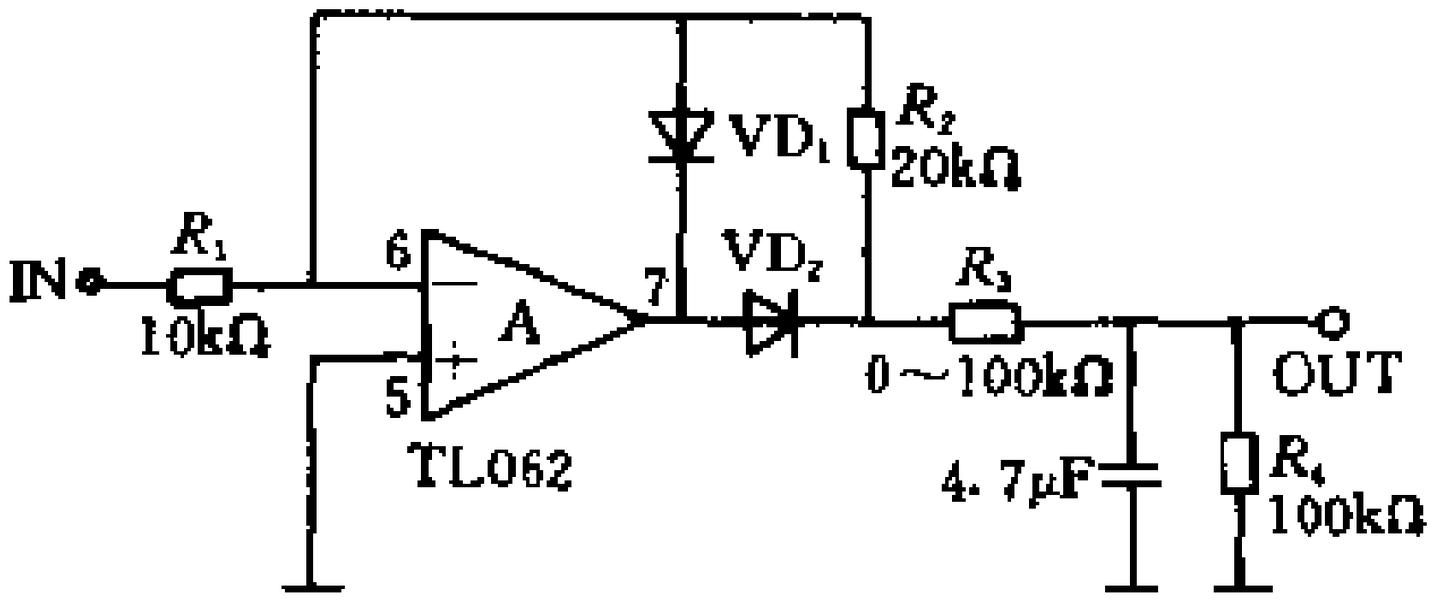


图 6-4　整流电路

采用交直流变换电路可把湿度变化转换为相应的直流输出电压，它适用于中等湿度范围，其输出与湿度为直线关系，但在较低湿度或较高湿度时，就不合适。在低湿度时，其变化率较小，而在高湿度时会出现饱和状态，这显然不是线性关系。为此，要采取放大倍数随输入值变化的放大电路，使其输出与输入关系为线性关系，这就是所谓折线近似电路，如图 6-5 所示。

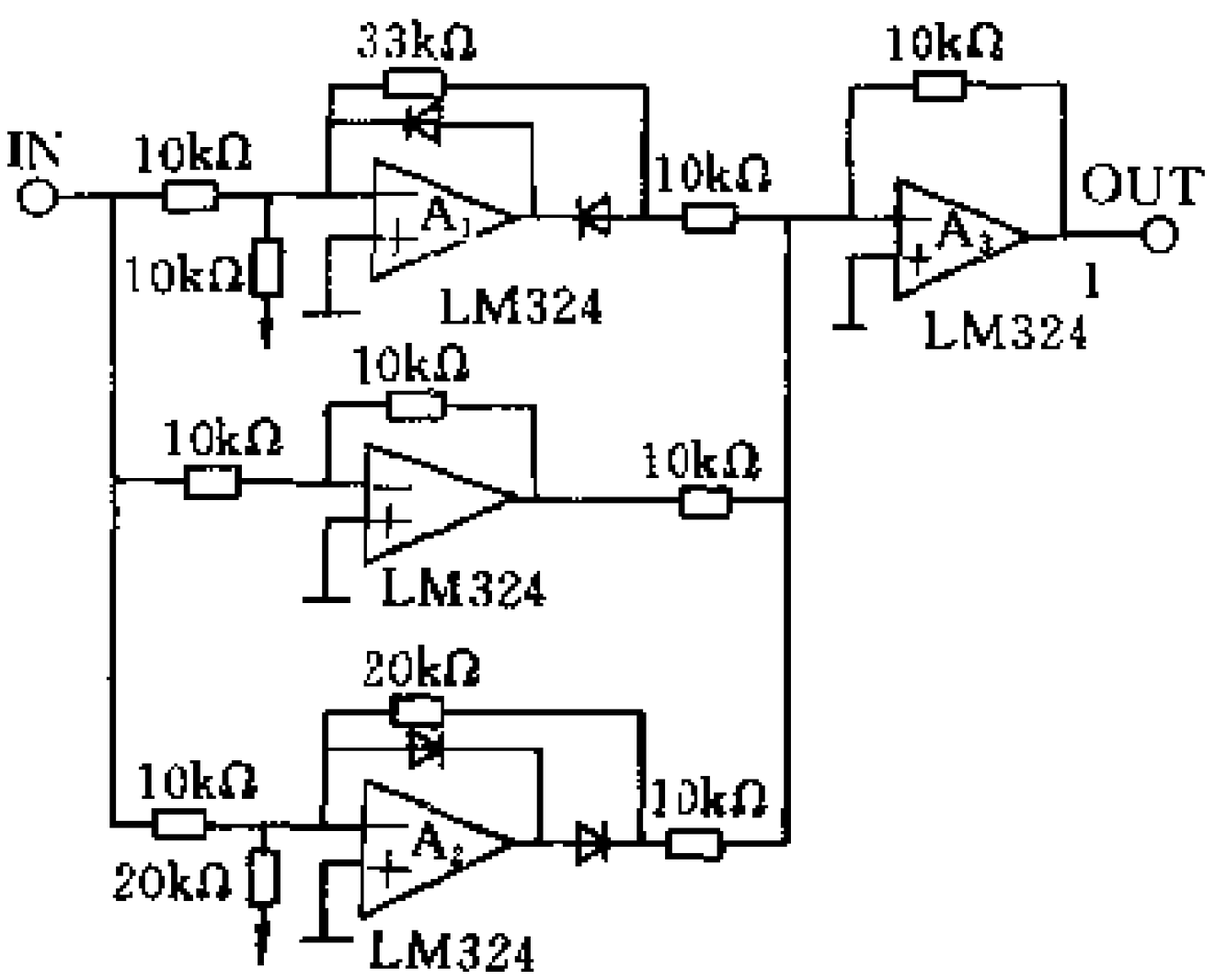


图 6-5　折线近似电路

第三节　湿度测量应用电路实例

一、湿度测量电路原理

图 6-6 是湿度测量总电路图。湿敏传感器的电源采用正

交振荡电路，交直流变换采用 AD630 进行同步整流，其输出作为 A/D 转换器的输入。

1. 正交振荡器

正交振荡器的振荡频率为

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

（令 $C_1 = C_2 = C$，$R_1 = R_2 = R_3 = R$，实际上 R_3 比 R 大 10% 左右）

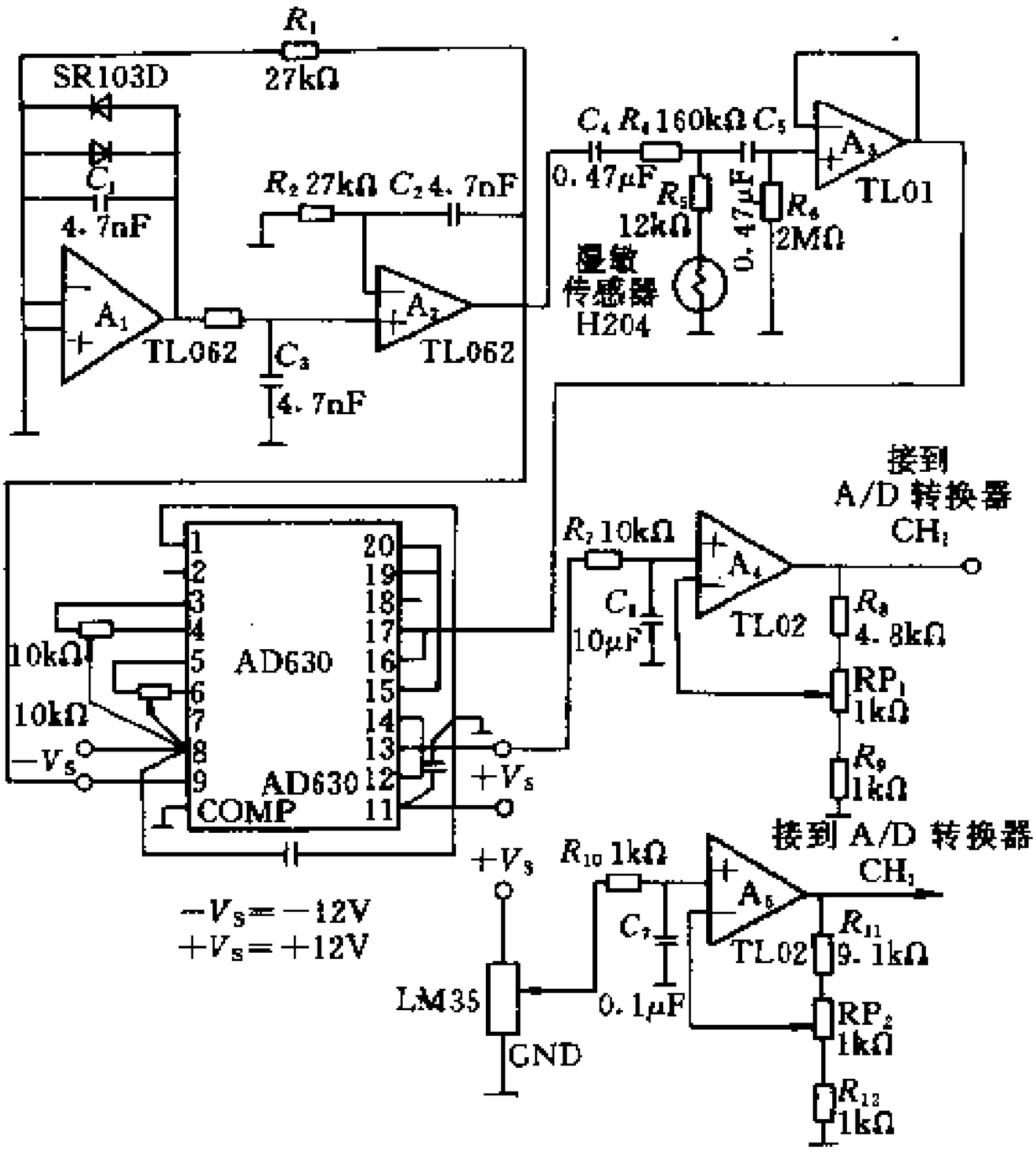


图 6-6　湿度测量总电路图

图 6-6 所示电路的实测振荡频率为 122Hz。用发光二极管进行钳位的振幅实测值为 3.3V (P-P)，用普通二极管钳位的实测值为 0.5V (P-P)，若加到湿敏传感器的电压小于 1V，则传感器特性变坏。

2. 湿敏传感器的非线性校正

非线性校正采用图 6-2 的电阻网络。传感器采用陶瓷传感器 H204。

3. 交直流变换电路

变换器采用 AD630，在电阻网络阻抗较大时，要加缓冲器电路。

AD630 是交流桥式输出、差动变压器同步解调、相位比较器等广泛采用的集成芯片，可以减少外来噪声与零漂电压。

AD630 的输出级带有 0.1s 时间常数的平滑电路，输出级把交直流变换的直流电压放大到 5V，供给湿敏传感器。图

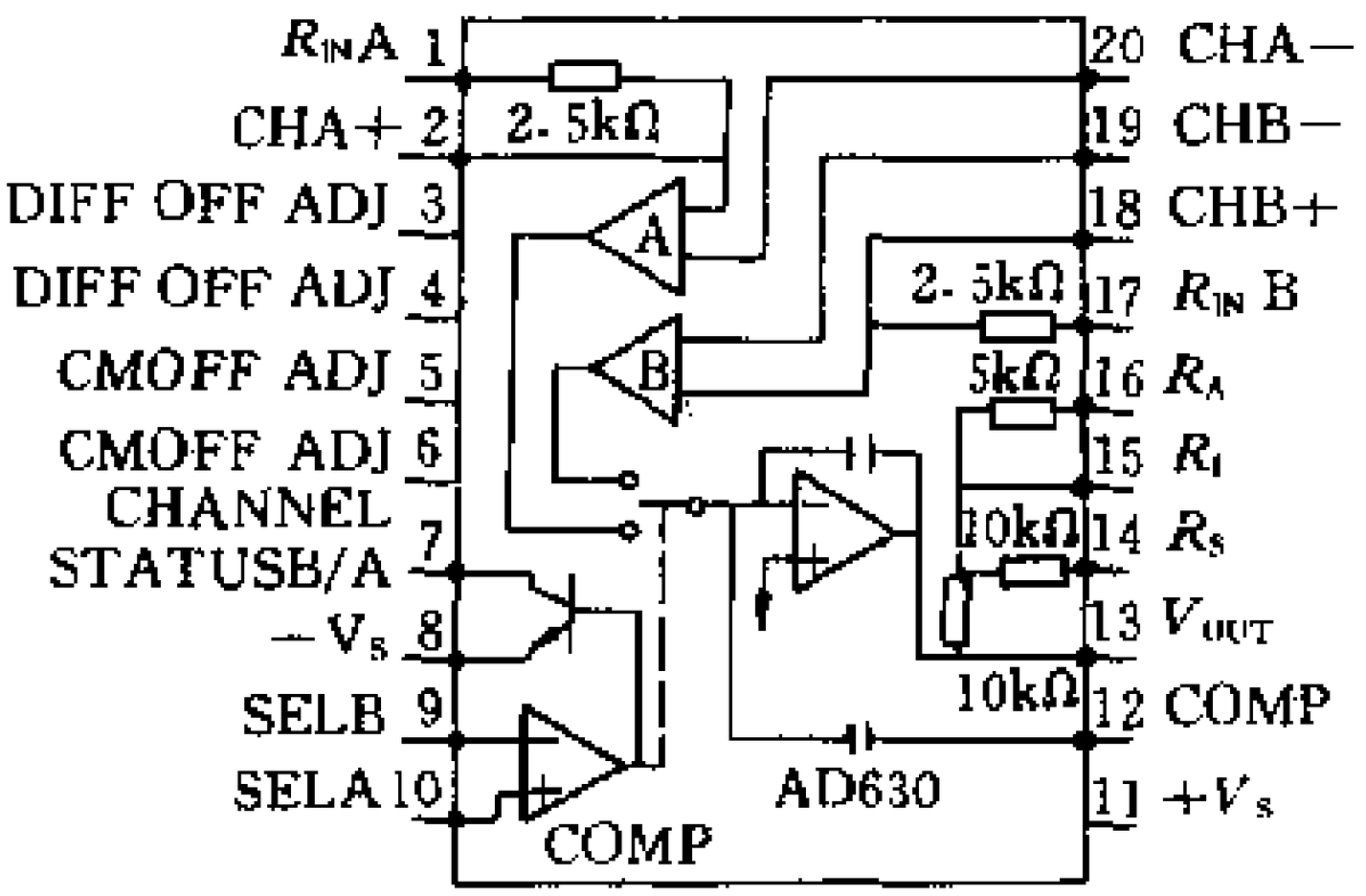
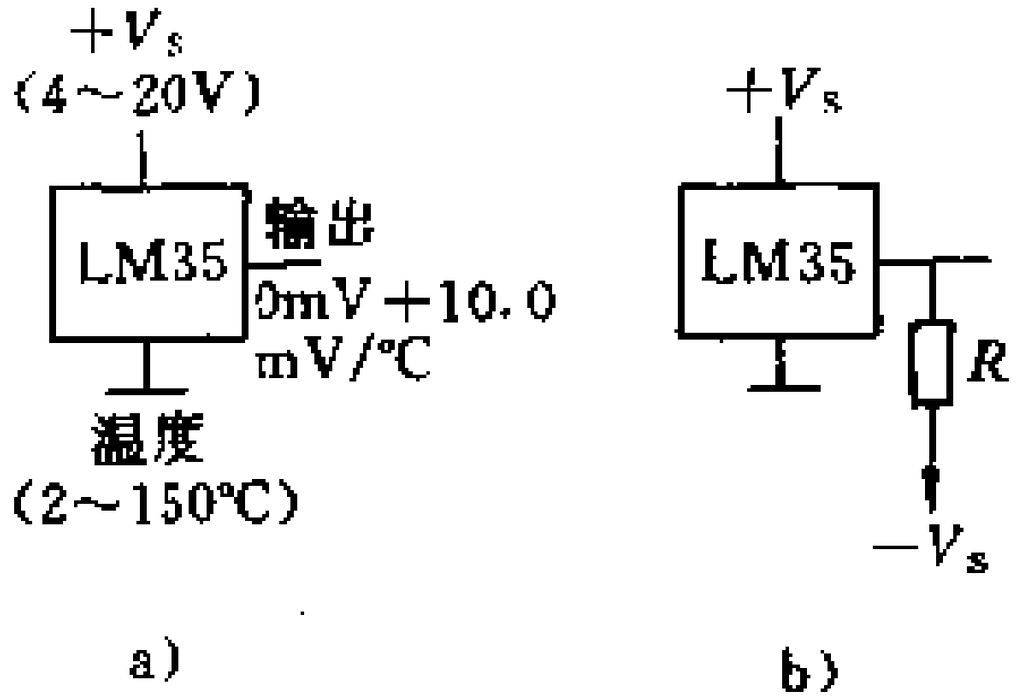


图 6-7　AD630 内部结构框图

6-7 为 AD630 的内部框图，电源电压为 18V，内部消耗功率为 600mW，带宽为 2MHz，能从+100dB 的噪声里还原信号，转换速率为 45V/μs。

4. 温度传感器

温度传感器采用 LM35。LM35 在－55～＋150℃的温度范围内获得线性输出电压。它的工作电源电压为 4～30V，输出阻抗低。温度测量范围是－55～＋150℃。



a) b)

图 6-8 LM35 的标准连接方式

二、湿敏传感器通过 A/D 转换器与微型计算机连接

A/D 转换器采用 12 位逐次比较式 AB98－05A，该转换器有 8 个模拟输入通道，输入阻抗为 2MΩ，转换时间为 25μs，模拟输入电压为±5V。

第四节 湿度/电压与湿度/频率转换实用电路

这节介绍湿度/电压和湿度/频率两种转换电路，采用湿敏电容检测湿度。电路中的关键是采用开关电容网络，因此电路简单。这里采用的湿敏电容相对湿度为 76%RH 时，电容容量为 500pF，而斜率为 1.7pF/%RH。因此，相对湿度为 0%

RH 时，电容容量应为 371pF，湿度为 100%RH 时，电容容量应为 541pF。

湿度/电压转换原理电路如图 6-9 所示，实际上为一反相器，电路中的电阻 R_1、R_2、R_3 用开关电容替代，则等效电阻与时钟频率 f 和电容 C 乘积的倒数成比例，即为 $1/fC$。如果 $f_1=f_2=f_3=f$，$C_1=C_3$，则输出电压 V_O 为

$$V_O=-\frac{R_3}{R_1}V_1+\frac{R_3}{R_2}V_2=-V_1+\frac{C_2}{C_3}V_2$$

若用湿敏电容替代 C_2，则 V_O 为 C_2 的单值增加函数。适当设定 V_1 值，当湿度为 0%RH 时，可使 $V_O=0$。

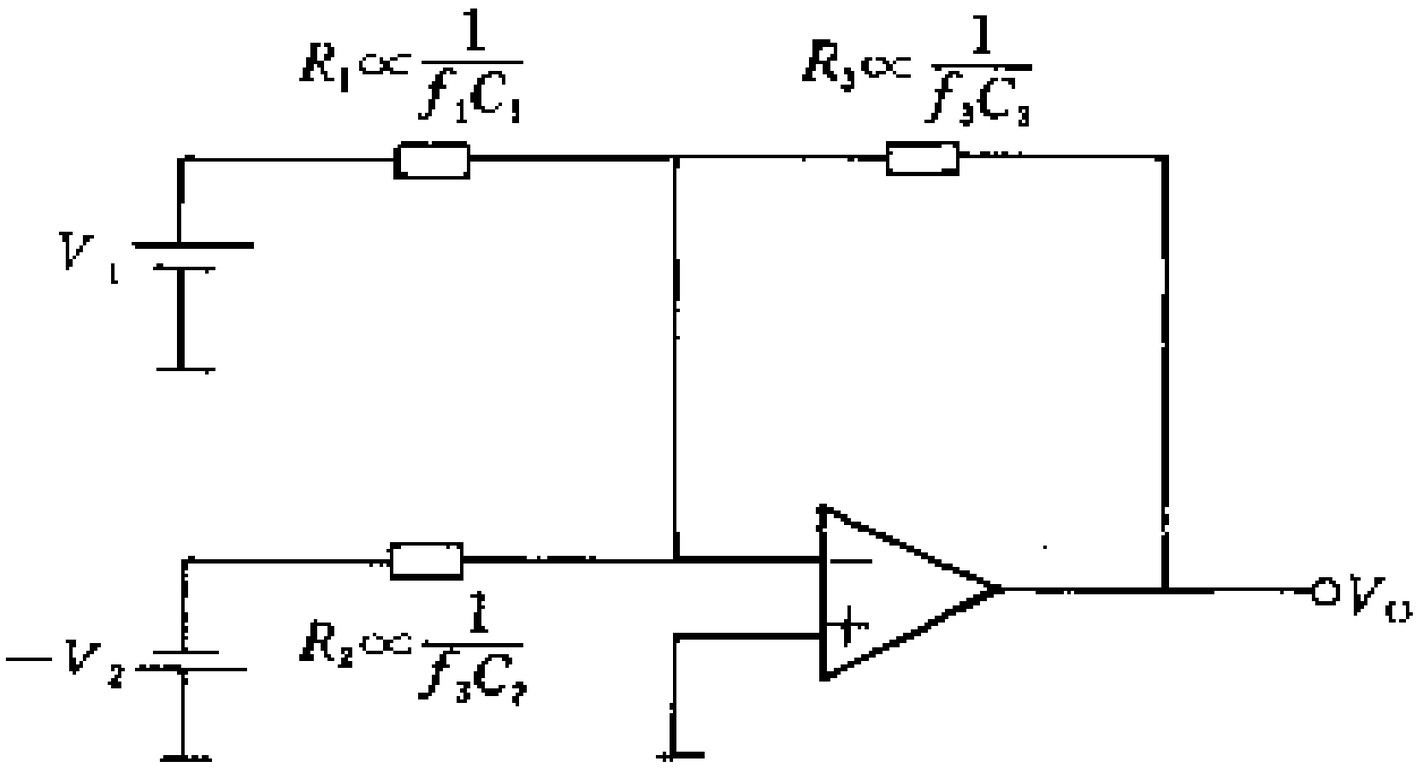


图 6-9　湿度/电压转换原理电路

湿度/电压转换实用电路如图 6-10 所示，用 VD 获得 2.5V 的基准电压，用电阻分压获得相当于图 6-9 中的电压 V_1，用 A 获得相当于图 6-9 中的负电压 $-V_2$。当 7A 与 11A，12A 与 13A 脚短接时，电容 C_2 进行充电，而 8A 与 11A，12A 与 14A 脚短接时，C_2 中充电电荷转移到 C_3 中，可获得相当于 $-V_O$ 的电压。

相当于图 6-9 中的 $R_1\sim R_3$ 为 7B、8B、11B 脚与 12B、13B、

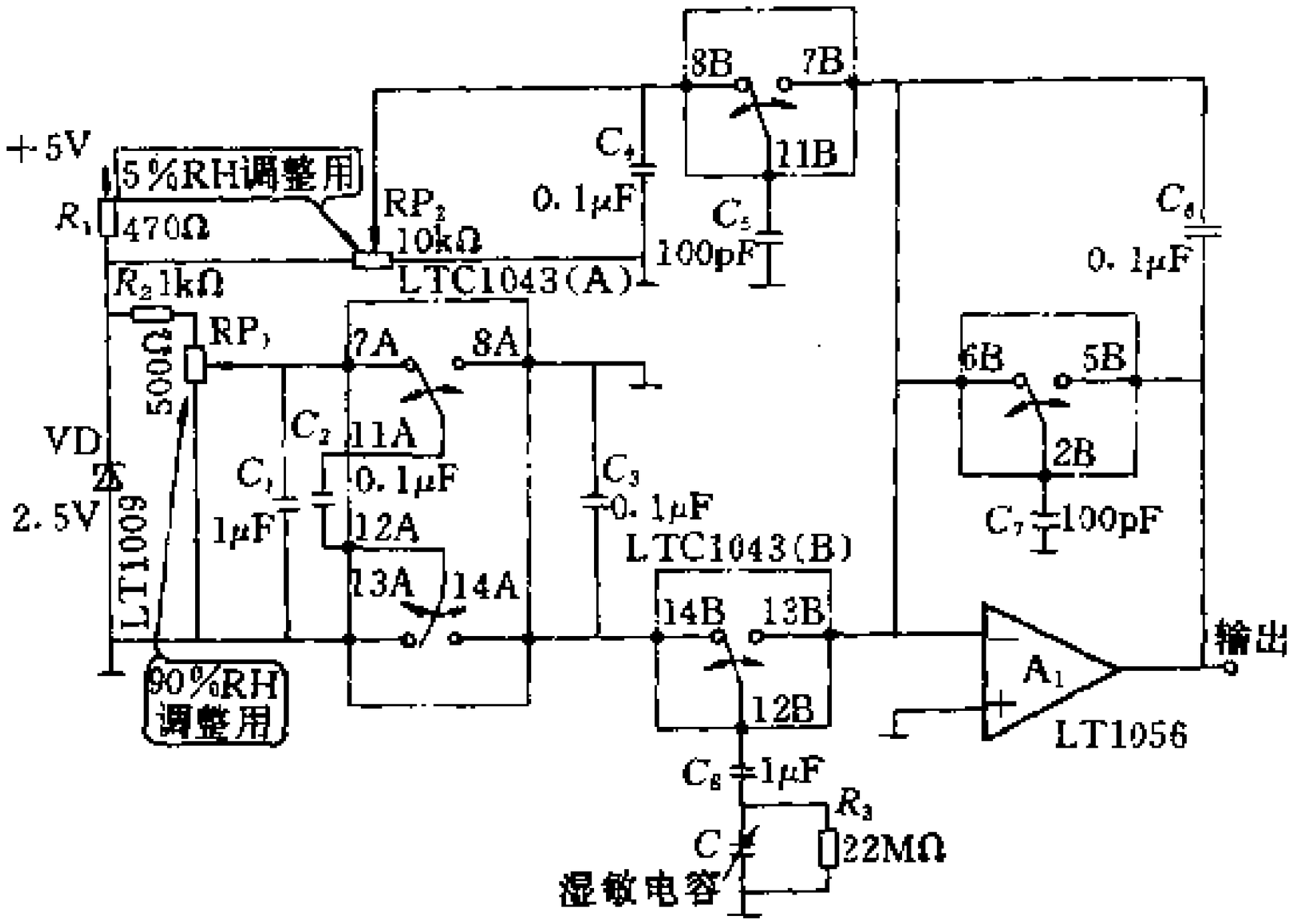


图 6-10　湿度/电压转换实用电路

14B 脚以及 2B、5B、6B 脚的各部分。相当于图 6-9 中的 C_1 是 $C_5=100\text{pF}$，C_3 是 $C_7=100\text{pF}$，C_2 是湿敏电容 C，因为采用同一组件，$f_1\sim f_3$ 都为 150kHz。

电容 C_8 为隔直电容，电阻 R_3 为放电电阻，电容 C_6 为积分电容。输出端可获得与相对湿度一一对应的直流电压。

调整方法如下：反复调整 RP_2，使湿度为 5%RH 时，输出电压为 0.05V，调整 RP_1，使湿度为 90%RH 时，输出电压为 0.9V。这样，湿度/电压转换电路对于湿度为 0%～100% RH 时，输出电压为 0～1V，而精度为 2%以上。

图 6-11 是湿度/频率转换电路。采用与上述相同的湿敏电容，A_1 为积分电路，其积分电流与湿度成比例，A_2 为产生基准电压的电路，A_3 为比较器。

A_4的 16 脚断开时，内时钟电路工作，工作频率约为 150kHz。2 脚与 6 脚短接时，湿敏电容 C 以负电压充电。当 2 脚与 5 脚短接时，电流流入 A_1 的反相输入端，其输出电压上升。重复以上过程，A_1 输出为阶梯波电压。

实际上，当湿度为 0%RH 时，湿敏电容的容量不为 0，为此，要进行补偿而 7、8 脚与 11 脚以及 12、13 与 14 脚的开关电容就是为此而设置的。

由于 A_2 的反相作用，正的电压加到 A_3 的反相输入端。相当于 A_2 的反相输入电阻采用开关电容，进行温度补偿。由于电容 C_6（330pF），电容 C_4（470pF），以及电容 C_5（0.01μF）的温度系数相同，不受温度变化的影响。再有，湿敏电容的容量也不受温度变化的影响。

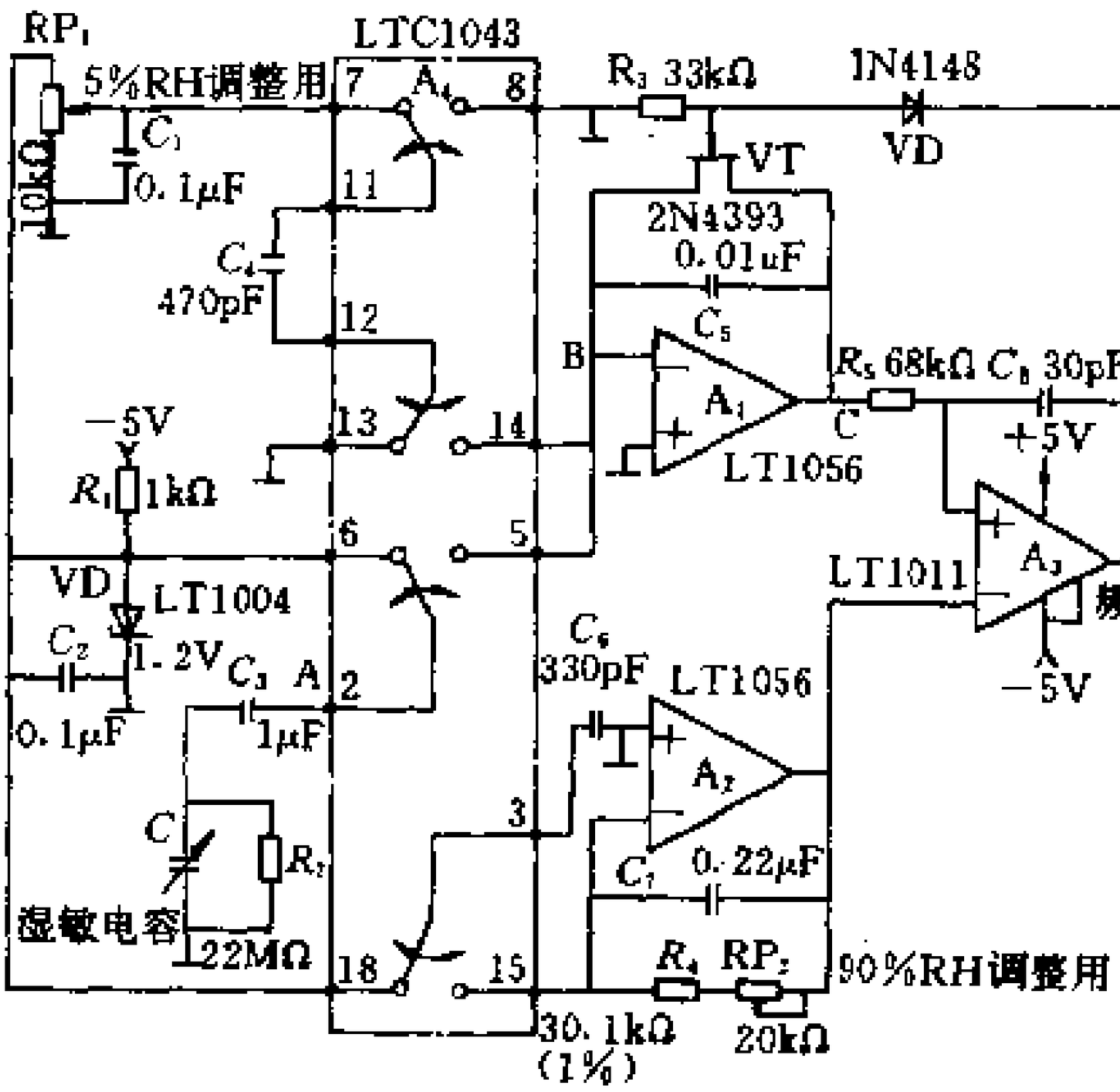


图 6-11　湿度/频率转换电路

因 A_3 的反相输入端电压恒定，A_1 输出阶梯波电压低于反相输入端电压，则 A_3 输出为低电平。若高于反相输入端电压，A_3 输出为高电平，则 VT 导通，C_5 通过 VT 放电，从开始状态到 C_5 放电终了的时间与阶梯的每一步电压增加的大小成反比。这就相当于 1 个时钟脉冲在湿敏电容中蓄积的电荷成比例，即与电容容量成反比。重复以上过程，A_1 输出的阶梯波电压等于 A_3 的反相输入端电压，A_3 输出为脉冲波。脉冲周期与湿敏电容容量成反比，即频率与电容量成正比。

调整 RP_1（10kΩ），使湿度为 5%RH 时，输出信号频率为 50Hz；再调整 RP_2（20kΩ），使湿度为 90%RH 时，输出信号频率为 900Hz。全部都调整好后，湿度为 0～100%RH 时，输出信号频率为 0～1000Hz，精度为 2%。

第七章　光电传感器应用接口电路

第一节　光电传感器的种类与特点

光电传感器有光电二极管、光电晶体管和CdS（硫化镉）光电元件。此外，图象传感器、颜色传感器等也是一种光电传感器。

一、光电二极管

1. 光电二极管的开路电压与短路电流

光电二极管是利用光电效应的传感器，它通常是由半导体PN结所构成，因此，基本上与二极管相同。

PN结两端开路时，其电压称为开路电压V_{oc}，短路时的电流称为短路电流I_{sc}。

光电二极管有如下特点：

（1）入射光通量与输出电流之间有良好的线性关系；（2）响应速度快；（3）输出偏差小；（4）输出电流随温度变化小。因此，是一种应用范围很广的传感器。

若光电二极管短路，则流过二极管的电流I_{sc}（短路电流）与照度成比例。设照度为E，比例常数为K，则$I_{sc}=KE$。

光电二极管在较宽范围内具有良好的线性关系。短路电流的温度系数很小，例如：BS500B的温度系数为$+0.02\%℃^{-1}$。

光电二极管的短路电流与二极管感光有效面积成比例，即有效面积越大，短路电流也越大，但是暗电流也随之增加。

若光电二极管输出开路，则开路输出电压V_{oc}与光通量的对数成比例，即

$$V_{oc} = (kT/q)\ln(KE/I_0)$$

式中 k为波尔兹曼常数（1.4×10^{-23}J/K）；T为绝对温度(K)；q为电子电荷量（1.6×10^{-19}C）；I_0为反向饱和电流(A)。

由上式可知，V_{oc}的温度系数很大，例如：硅光电二极管的温度系数为-2mV/℃（约$-0.3\%℃^{-1}$）。它约为短路电流温度系数的10倍以上。因此，用于测量精度不高的场合。

2. 光电二极管的暗电流

光电二极管的输出电流在理想情况下，应等于光电流，但实际上，即使光通量为0时，还有很小的输出电流，此电流称为暗电流。

暗电流决定了低照度时的测量界限，并随温度与反偏压而变化，变化幅度很大。

一般地说，GaAsP光电二极管的能量间隙Eg较大，暗电流小于硅光电二极管，但因有管壳与结晶表面的漏电流，实际暗电流比理想值大得多。但漏电流也只是硅二极管的1/10。

3. 光电二极管的光谱灵敏度特性

(1) 硅光电二极管的光谱灵敏度特性

如果发光二极管的入射光波长为λ，吸收一个光子就要产生光电流的一对载流子。为此，光子能量（hC/λ）必须大于传感器材料的能量间隙E_g。

对于硅光电二极管，波长大于1100nm的光几乎不产生电流。也就是说，硅光电二极管不吸收波长大于1100nm的光。

（2）GaAsP 光电二极管的光谱灵敏度特性

GaAsP 光电二极管的能量间隙比硅大，因此，光谱灵敏度特性靠近可见光。另外，改变 GaAsP 的混晶比，可以改变能量间隙大小。

GaAsP 光电二极管有如下特点：峰值波长在可见光范围内，因此，检测可见光时，不用加紫外线截止滤光器；暗电流小；开路电压大。

4. 光电二极管的响应特性

光电二极管的响应特性基本上是由 PN 结的结电容 C_j 与负载电阻 R_L 决定。若设响应特性的上升时间与下降时间分别为 t_R 和 t_F，则有

$$t_R(t_F) = 2.2C_jR_L$$

二极管的反偏压越大，PN 结电容 C_j 越小。因此，用于高速响应电路中，必须加反偏压使用，但暗电流也增大。

二、光电晶体管

1. 光电晶体管的特征

光电晶体管有 PNP 型和 NPN 型，其中 NPN 型光电晶体管等效电路如图 7-1 所示。当光照射到晶体管基极时，晶体管有输出电流，其大小与光通量成比例。假设集电极与基极间光电二极管的光电流为 I_P，输出电流（集电极电流）为 I_C，则

$$I_C = h_{FE}I_P$$

因此，光电晶体管的灵敏度比光电二极管高 h_{FE} 倍（为光电二极管的几

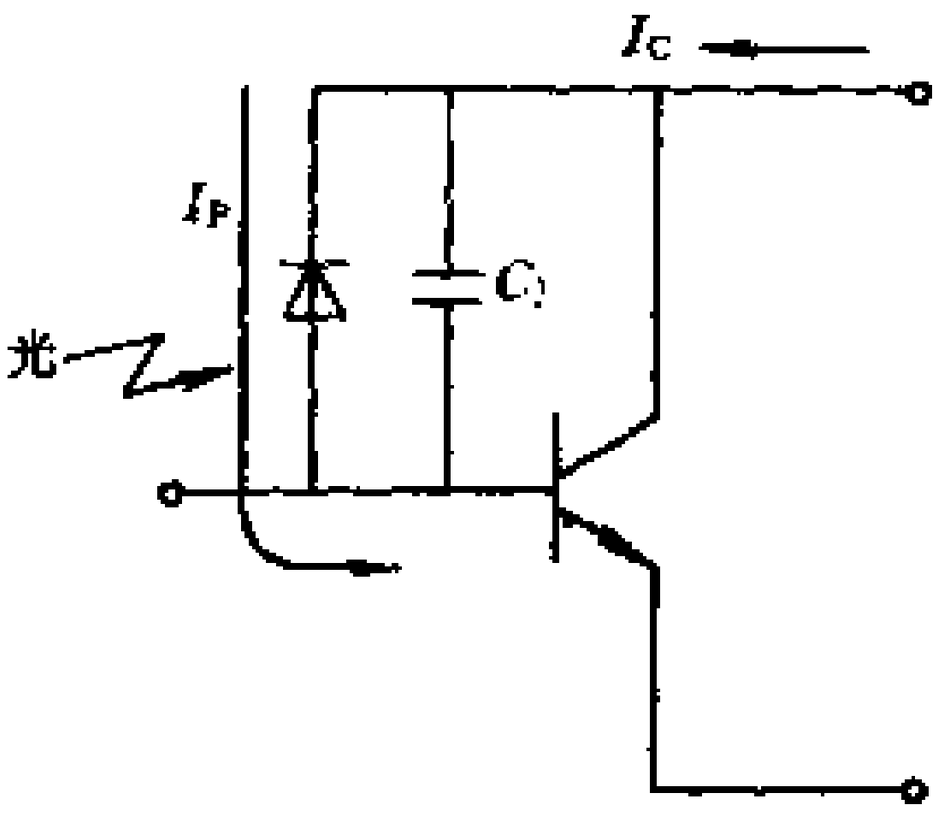


图 7-1　光电晶体管的等效电路

百～几千倍)。但 h_{FE} 易受温度变化的影响（通常约为 $1\%\,^{\circ}C^{-1}$)，因此，灵敏度随温度变化较大。

2. 光电晶体管的光谱灵敏度特性与响应特性

(1) 适合于光电晶体管的光源

作为硅光电晶体管的光源，应该是使光电晶体管灵敏度高的那些波长的光，这种光源效率高。因此，钨丝灯泡光，GaAsLED（红外光)、GaPLED（红光)、GaAsPLED（黄红光）作为光电晶体管光源是适宜的。

(2) 响应特性

光电晶体管与普通晶体管一样，由于密勒效应，基极与集电极间电容 C_j 增大 h_{FE} 倍，因此，光电晶体管的响应时间为

$$t_R(t_F) = 2.2C_jR_Lh_{FE}$$

由此可知，灵敏度越高，响应特性越坏。

光电晶体管的暗电流就是无光照射时的漏电流。基极开路使用时，它与一般晶体管发射极接地时的集电极截止电流 I_{CBO} 相同。即为

$$I_{CEO} = h_{FE}I_{CBO}$$

可见，暗电流也增大。

三、CdS 元件

1. CdS 的结构

所谓 CdS，就是以硫化镉为主要成分的光电元件。在电路中具有纯电阻特性。图 7-2 是 CdS 的一般结构，左右电极作成螺纹齿状，两者要较好啮合。图中两电极之间的很多小点表示光电导体。

2. CdS 的特性

CdS 的基本特性是内阻随着入射光通量增加而减小。CdS 元件的照度指数随材料性质不同而异，电阻值有较大变

化。一般用 γ 表示此关系，即为

$$\gamma = \frac{\log(R_{10}/R_{100})}{\log(100/10)}$$

式中，R_{10} 为 10lx 照度时的 CdS 电阻值；R_{100} 为 100lx 照度时的 CdS 电阻值。

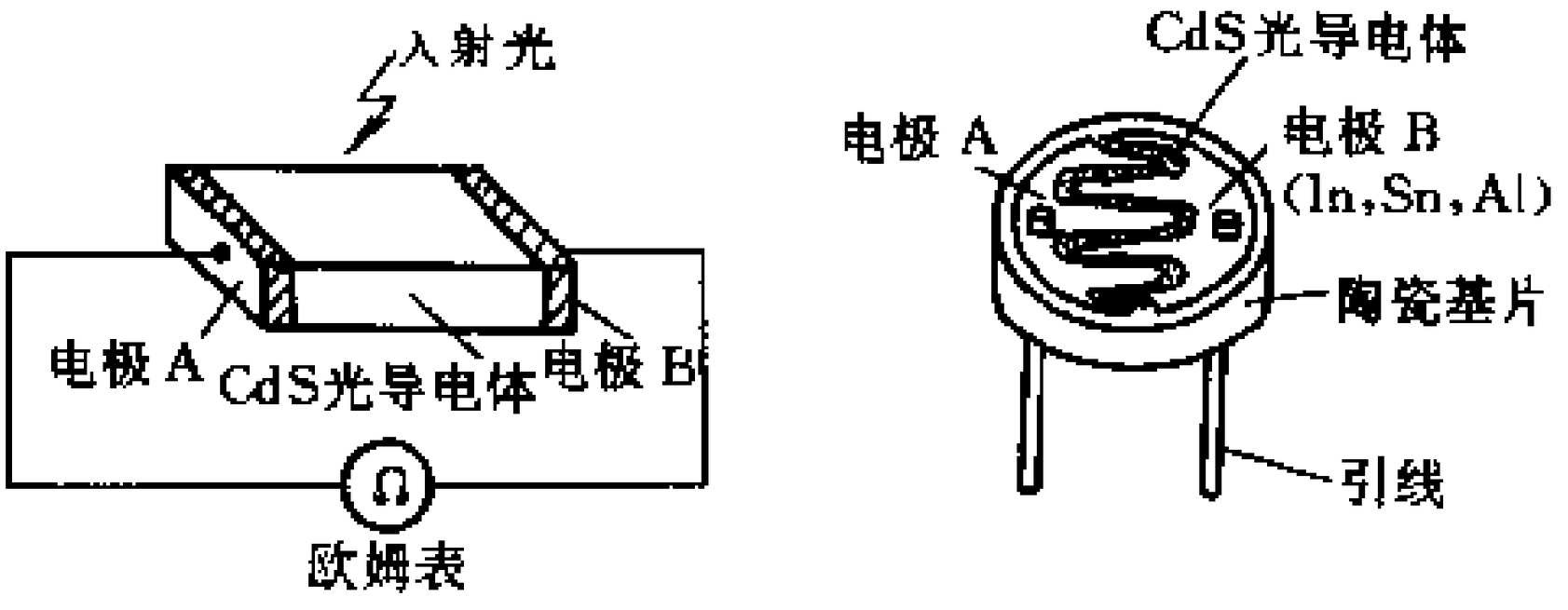


图 7-2　CdS 的结构

a）等效电路　b）结构

所谓 CdS 的 γ，一般是表示照度为 100lx 与 10lx 间的 γ。γ 一般为 0.5～1。但在光通量反馈系统中，γ 多用 0.6～0.7。而在摄象暴光计等场合，γ 最佳值为 1。CdS 的响应速度非常慢，比光电晶体管低几个数量级，因此，用途有限。

第二节　光电传感器的基本应用电路

一、光电二极管的基本应用电路

光电二极管的输出与照度（光流量/感光面积）成比例。因此，可构成照度计。其它光度值测量都可以采取相应办法将其变换为感光面的照度进行测量。

照度计的实验电路如图 7-3 所示。采用通用运放进行电

流-电压转换。传感器采用 BS500B 型光电二极管。

BS500B 型光电二极管输出电流为 0.55μA/100lx。如果运放 A_1 反馈电阻为 180kΩ，则输出灵敏度为 1mV/lx。但因灵敏度分散性大，要用电位器 RP_1 进行调整。

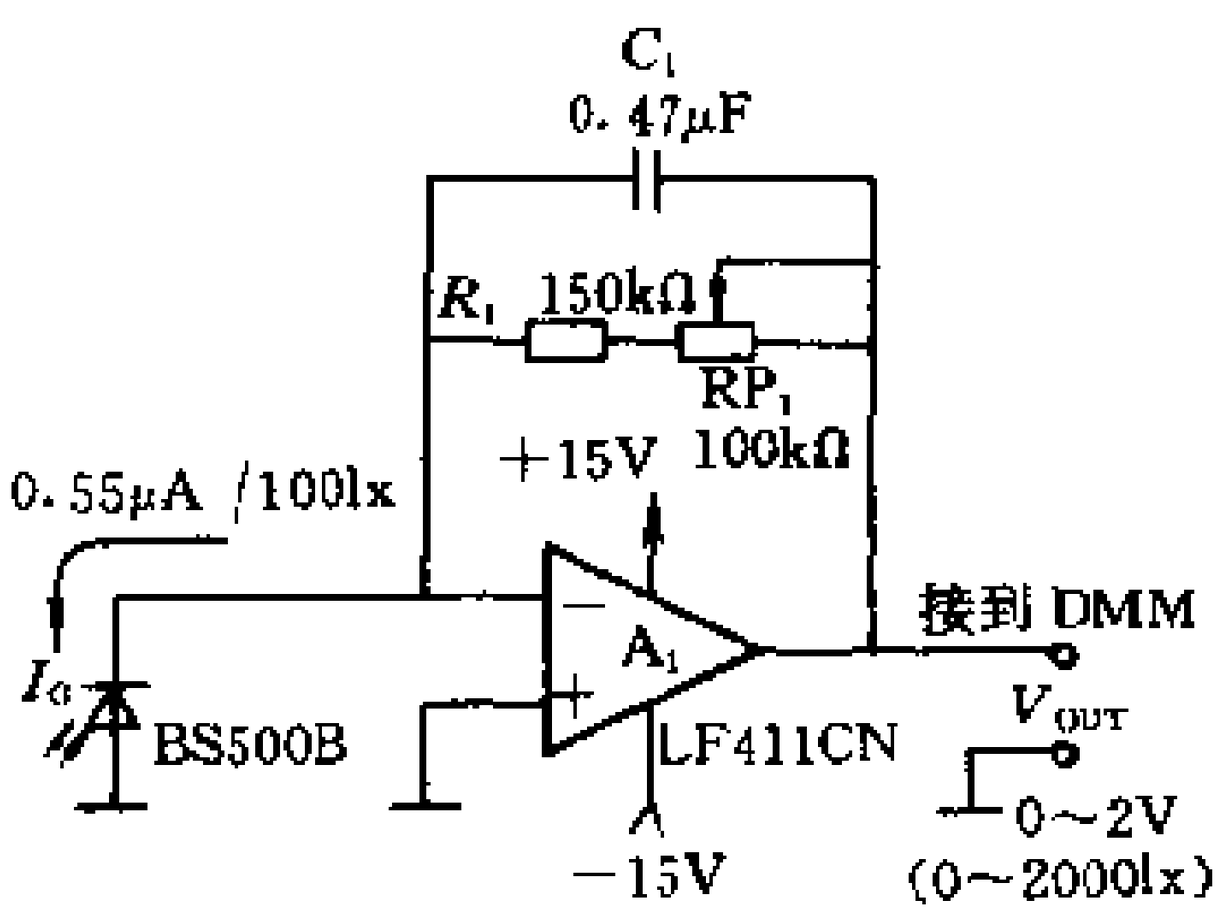


图 7-3　照度计的实验电路

BS500B 的低照度特性由暗电流决定。它的暗电流一般为 10pA（max），使用时不受影响。因此，用 BS500B 从 0.0025lx 低照度开始测量，动态范围也有 112dB 以上。这么宽测量范围一般采用对数放大器，其电路如图 7-4 所示。对数放大器采用 ICL8048。

采用对数放大器时，其电流输入方式较电压输入方式受失调电压影响小。所以，光电二极管可采用短路电流输出方式。

由于光电二极管的输出电流很小，为 1nA～1mA，直接输入到运放 ICL8048，不能获得良好的性能。为此，用运放 A_3 把光电二极管的输出电流放大 100 倍，再输入至 ICL8048。ICL8048 的输入电流为

$$I_{IN} = (R_1/R_2)I_{SC}$$

用图 7-4 所示电路参数，$R_1=1M\Omega$，$R_2=10k\Omega$ 代入上式，则 $I_{IN}=100I_{SC}$。

ICL8048 的输出为负斜率特性。因此，此电路中接入运放 A_4 进行极性转换。另外，也起到调整电平的作用。

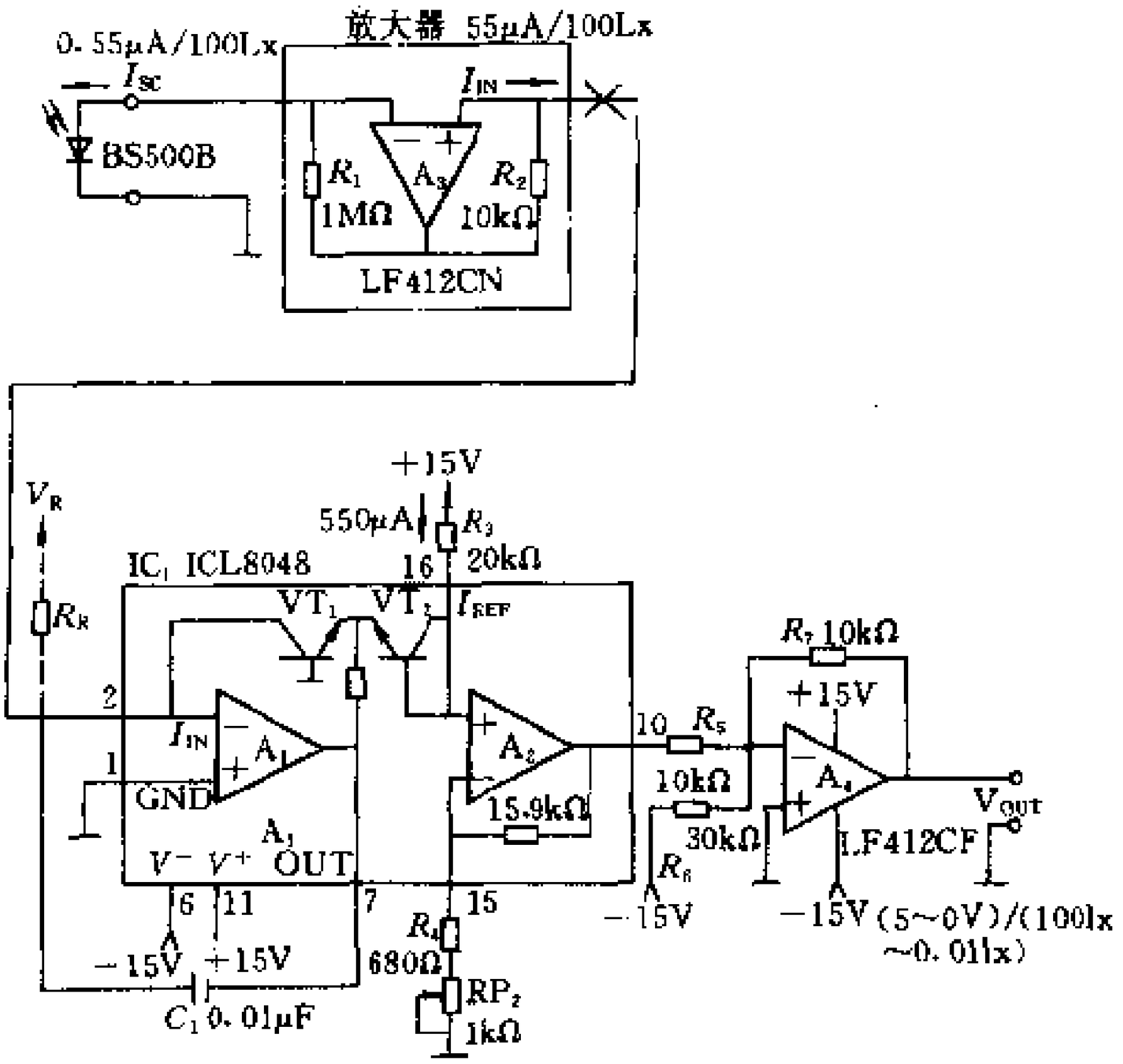


图 7-4　用对数放大器扩大动态范围的实验电路

二、光电晶体管的基本应用电路

1. 较大输出功率的光电传感器电路

图 7-5 是较大输出功率的光电传感器电路实例。光电晶体管 VT_1 的集电极连接着晶体管 VT_2 的基极，用功率晶体管 VT_3 放大 VT_2 的输出信号。工作原理说明如下：

如果按图中所示箭头方向移动挡光板 S，光电晶体管 VT_1 的集电极电位下降，VT_2 导通，VT_2 的集电极电流流入 VT_3 的基极，VT_3 也导通，继电器通电。反之，若挡光板挡住光线时，VT_1、VT_2 和 VT_3 都截止，继电器断电。这样，有光照射时，负载通电，无光照射时，负载断电。

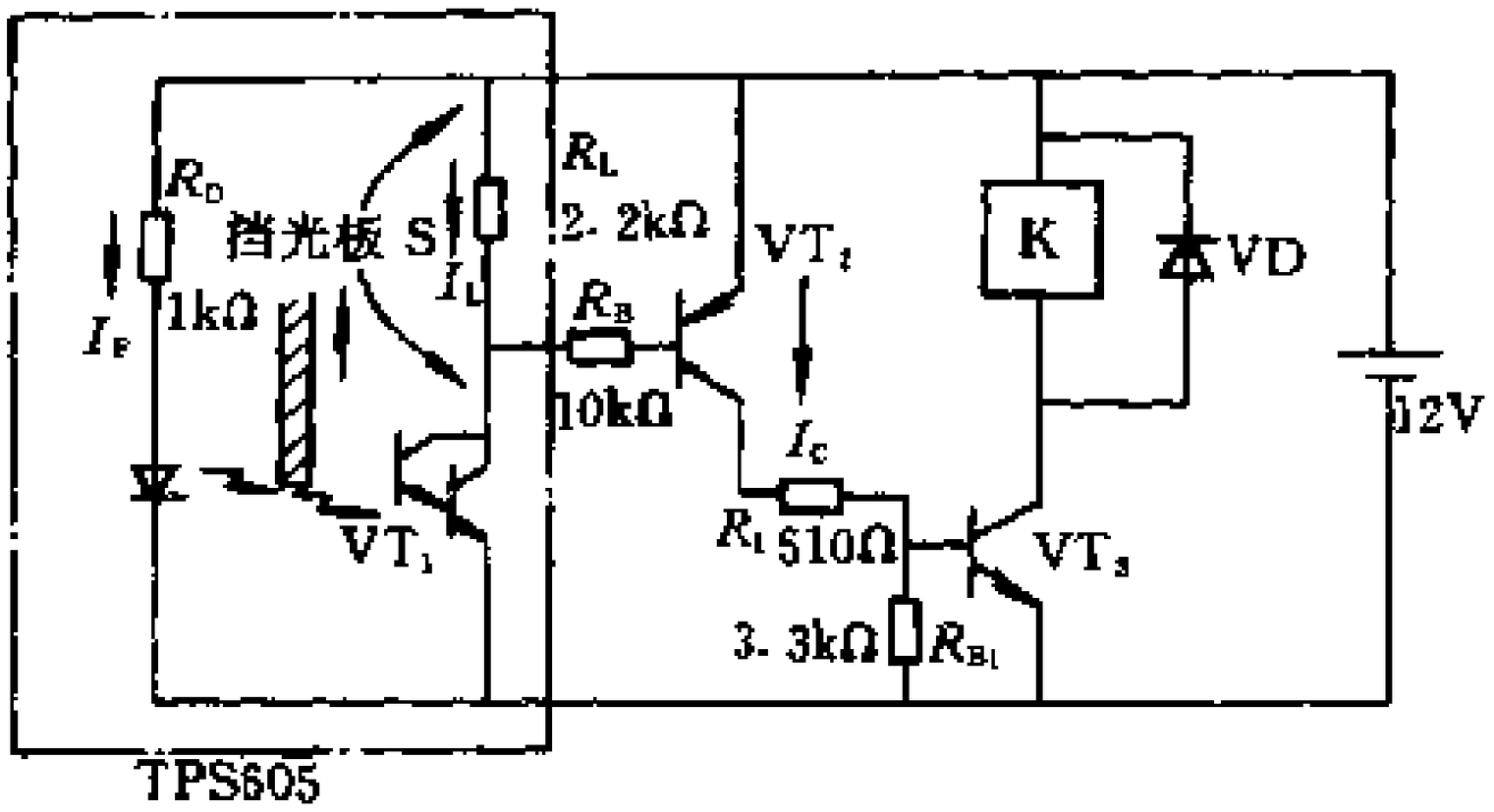


图 7-5　较大输出的光电传感器电路

2. 采用光电断续器的转速检测电路

光电断续器是一种发光元件与受光元件组合为一体的一种光电耦合器。

采用这种光电耦合器的转速检测电路如图 7-6 所示。此电路的感光频率为 1kHz，输出电压为 1V (P-P) 以上。光电断续器采用 GP-IS03。

3. 光电模块传感器的应用电路

光电模块传感器相当于集成电路。它是把光电二极管、放大器、施密特电路及稳压源组合成一个模块，其内部结构如图 7-7 所示。

图 7-8 是采用光电模块传感器应用于电动机的通断控制电路。光电模块传感器采用 SD5600。电路工作原理：如果有

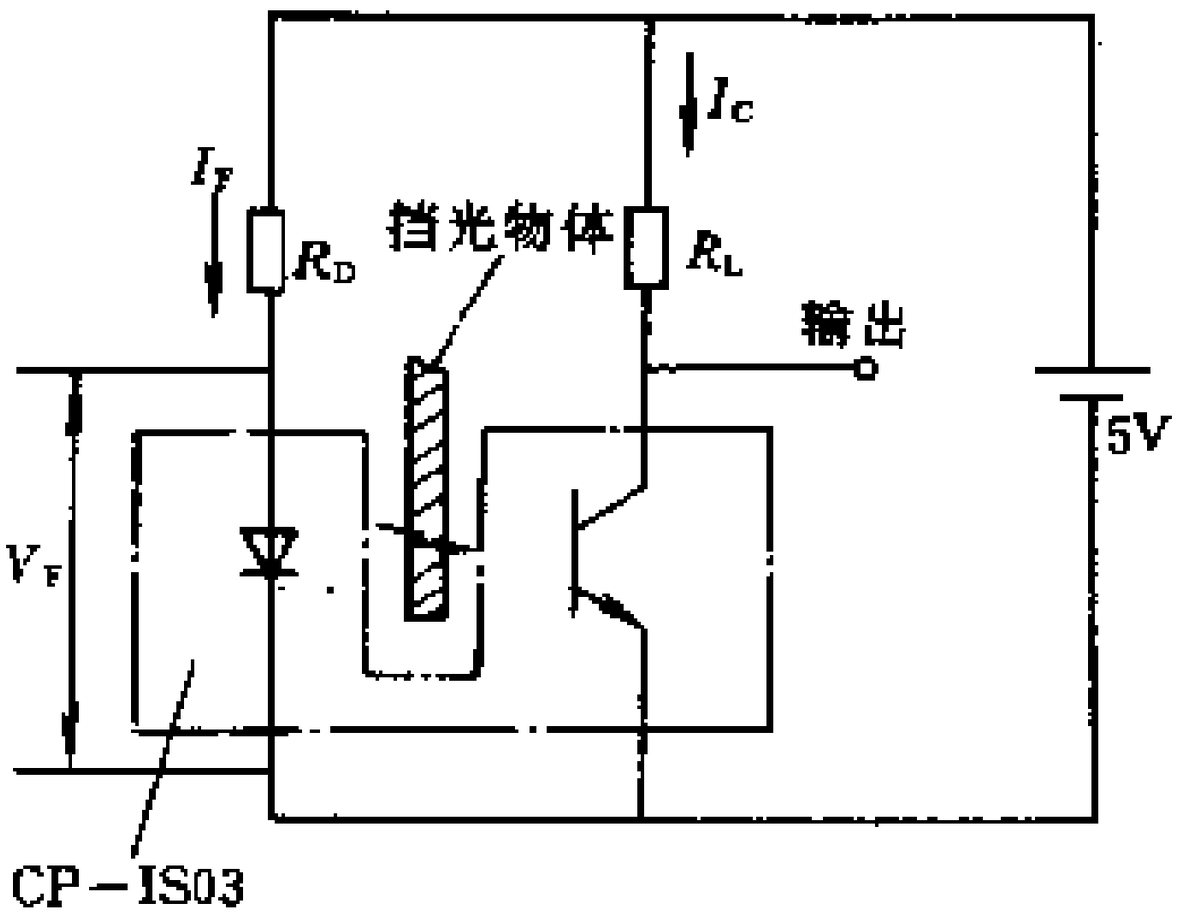


图 7-6　转速检测电路

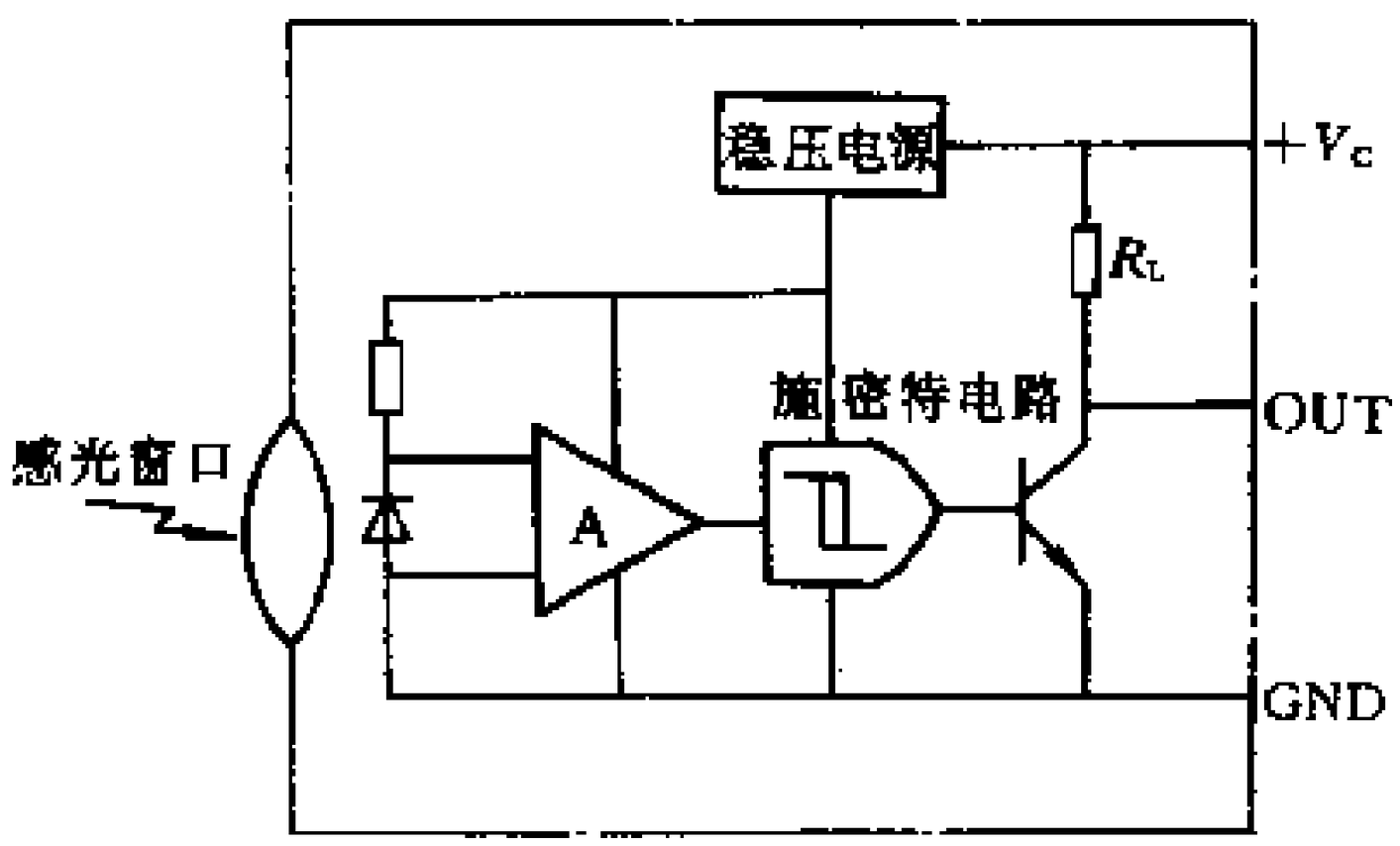


图 7-7　光电模块传感器内部结构

光能量照射到 SD5600 型光传感器上，输出端 OUT 输出低电平，即模块内晶体管导通。这时，接在输出端的晶体管 VT，导通，VT_1 的集电极电流流经 VT_2 基极，VT_2 导通。VT_2 的集电极电流驱动电动机运转。

如果采用内阻为 10Ω 的电动机，则起动电流为 1.2A (12V/10Ω) 或 2.4A (24V/10Ω)，正常运转时的电流比起动时电流小得多。

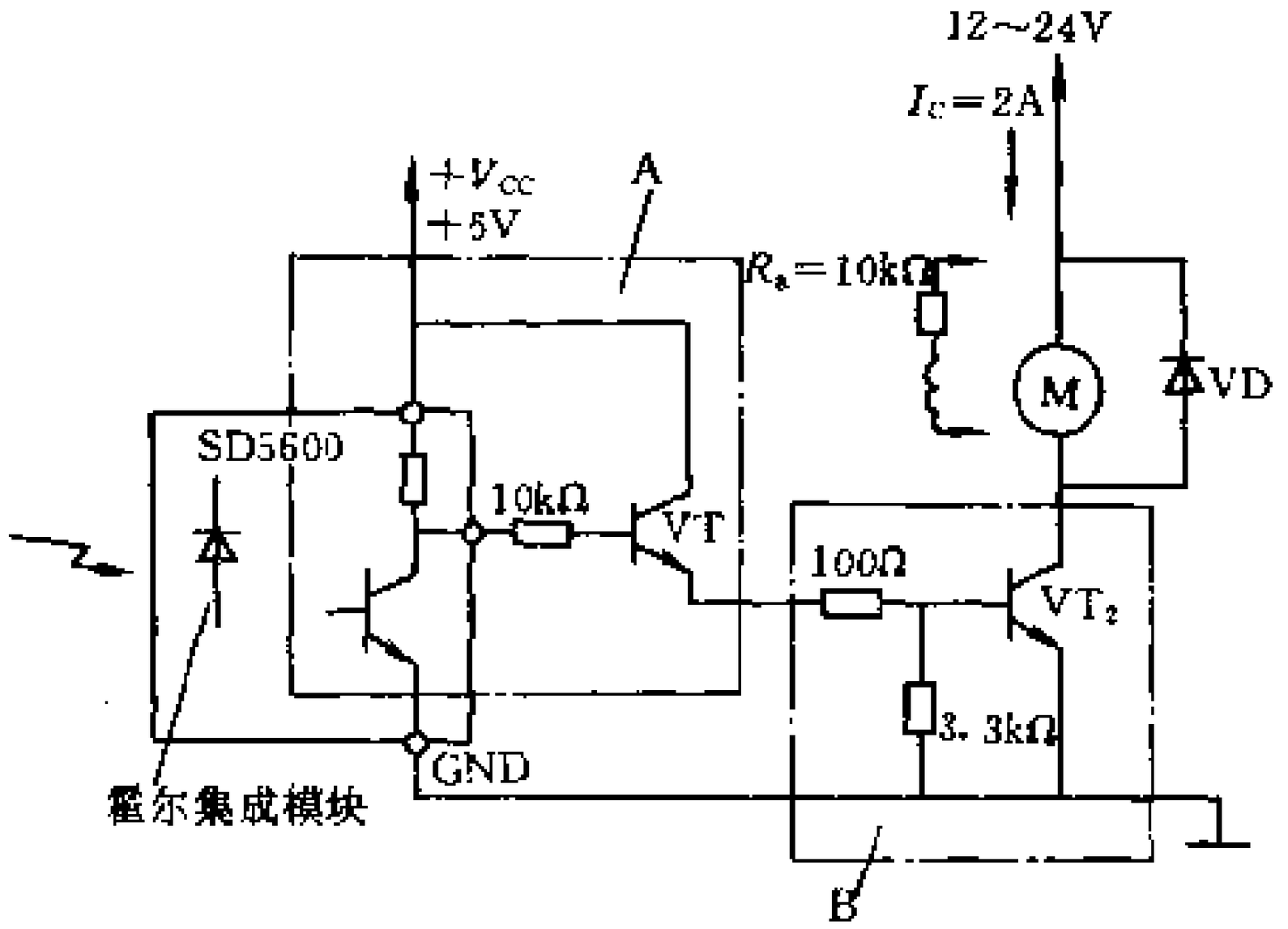


图 7-8　电动机通断控制电路

4. 光电耦合器与集成电路的接口

多数情况下是光电耦合器与集成电路连接。图 7-9 是光电耦合器与 CMOS 与非门电路的连接。光电耦合器的集电极输出接入由 IC_1 和 IC_2 构成的施密特电路，可获得上升较陡的脉冲波形。IC_3 是缓冲器，即使不接也不会影响电路的基本工作。

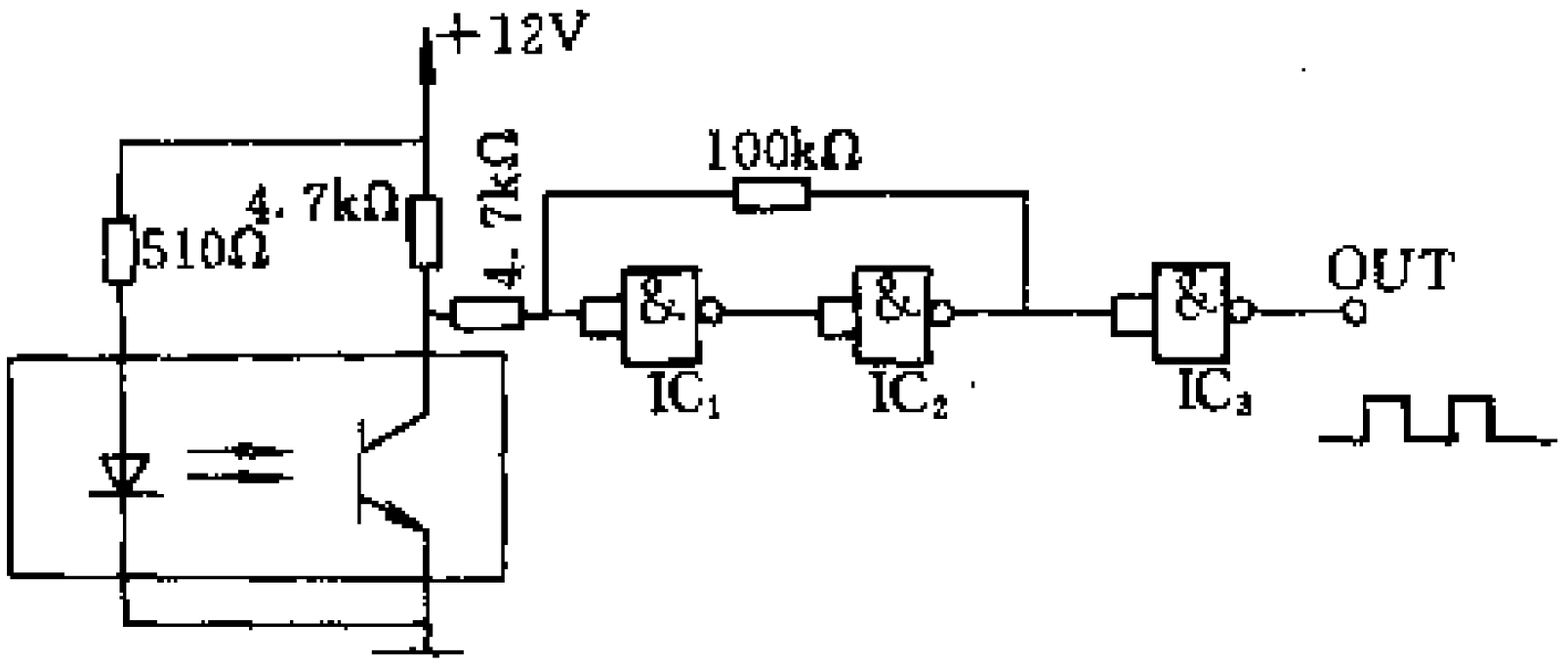


图 7-9　光电耦合器与 CMOS 与非门电路的连接

图 7-10 为光电耦合器与 TTL 与非门电路的连接。光电耦合器为射级输出，用 VT 把射极输出电压变为电源电压。即光电耦合器的通断信号变为 TTL 的高低电平。这样，可直接与 TTL 集成电路连接。

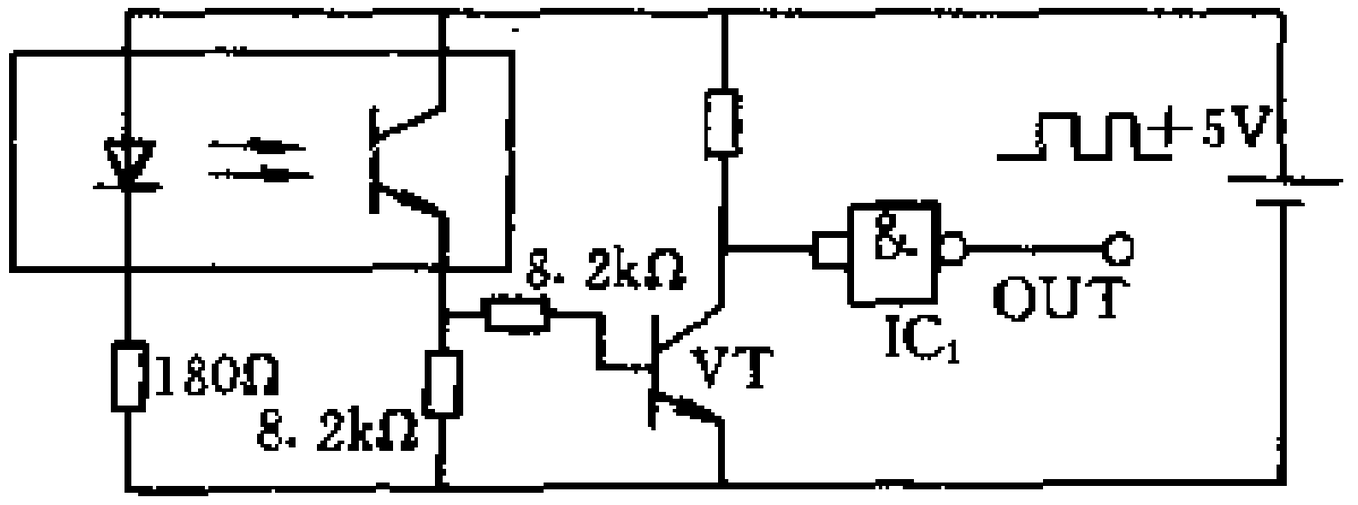


图 7-10　光电耦合器与 TTL 与非门连接

图 7-11 是光电耦合器与运放的连接电路。光电晶体管采用射极输出形式，其输出与比较器 A 预先设定的 b 点电位进行比较。如果 a 点电位高于 b 点电位时，A 输出为低电平，反之输出为高电平。

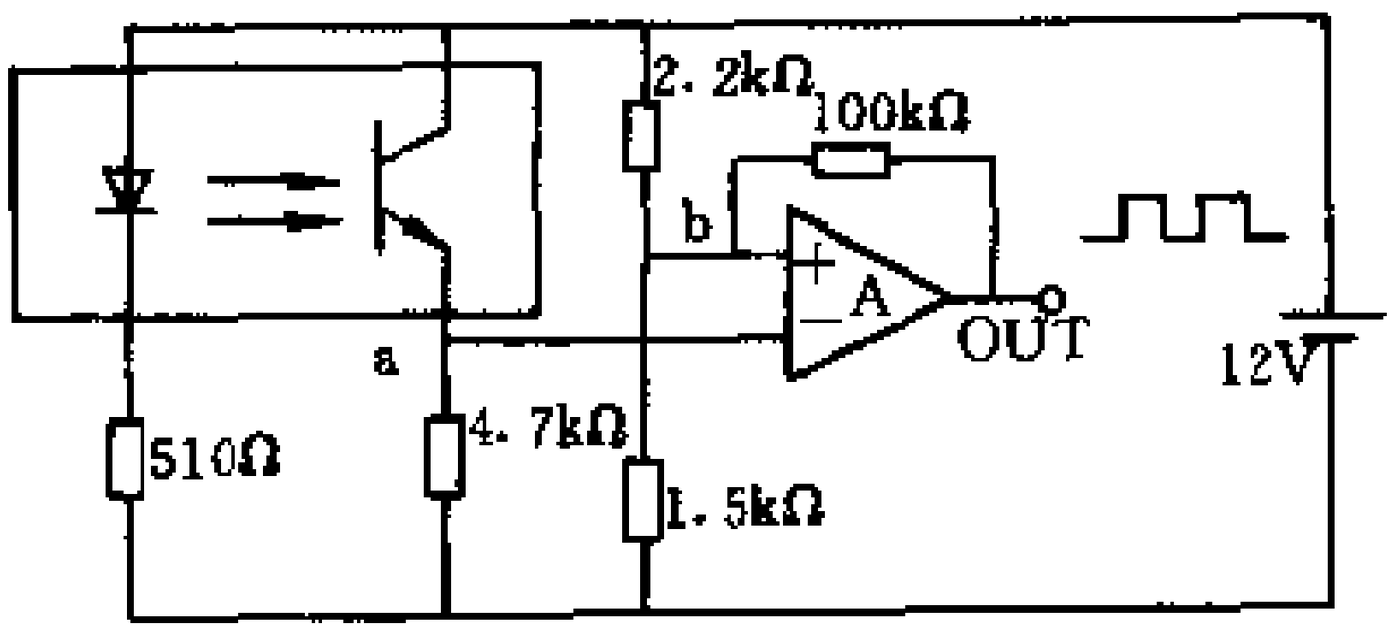


图 7-11　光电耦合器与运放的连接

三、CdS 的基本应用电路

图 7-12 是 CdS 作为电桥一臂的电路实例。电桥平衡条件是 $R'_{CdS}R_C=R_AR_B$，即 $V_a=V_b$。检测灵敏度由 R_B/R_C 决定。R_B

$=R_C$ 时灵敏度最高。若要增大输出电压，可考虑增加电源电压。

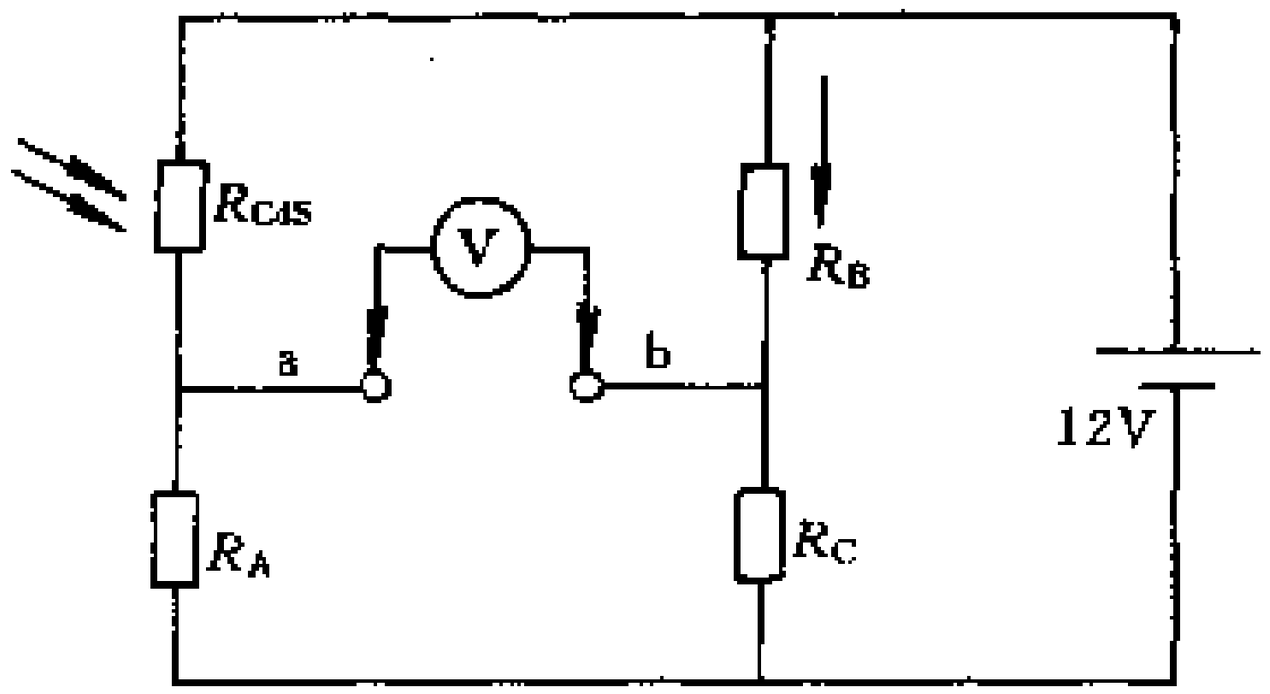


图 7-12　由 CdS 构成的桥路

图 7-13 是 CdS 电阻与负载电阻 R_A 都较大时的电路。用晶体管 VT 进行阻抗变换，从射极取出信号是便于后级电路处理。

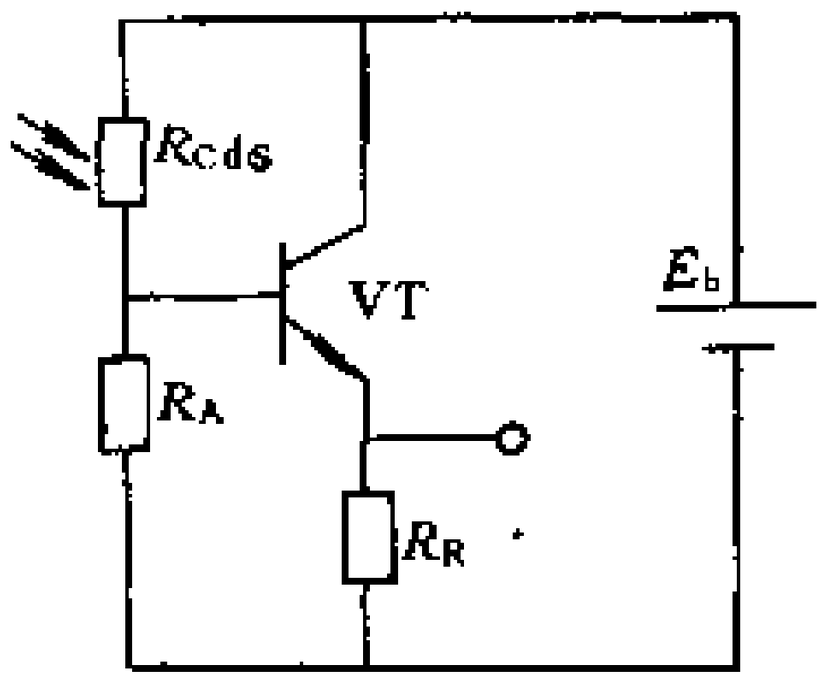


图 7-13　CdS 与电阻 R_A 的阻抗变换

图 7-14 是电桥变形电路，多用于宽照度范围。工作原理与图 7-12 所示电路基本相同。但本电路 R_{CdS} 与 R_A 间各自为并联电路，可压缩输出信号，平衡条件为

$$(R_{CdS} \;//\; R'_{CdS})R_C = (R_A \;//\; R'_A)R_B$$

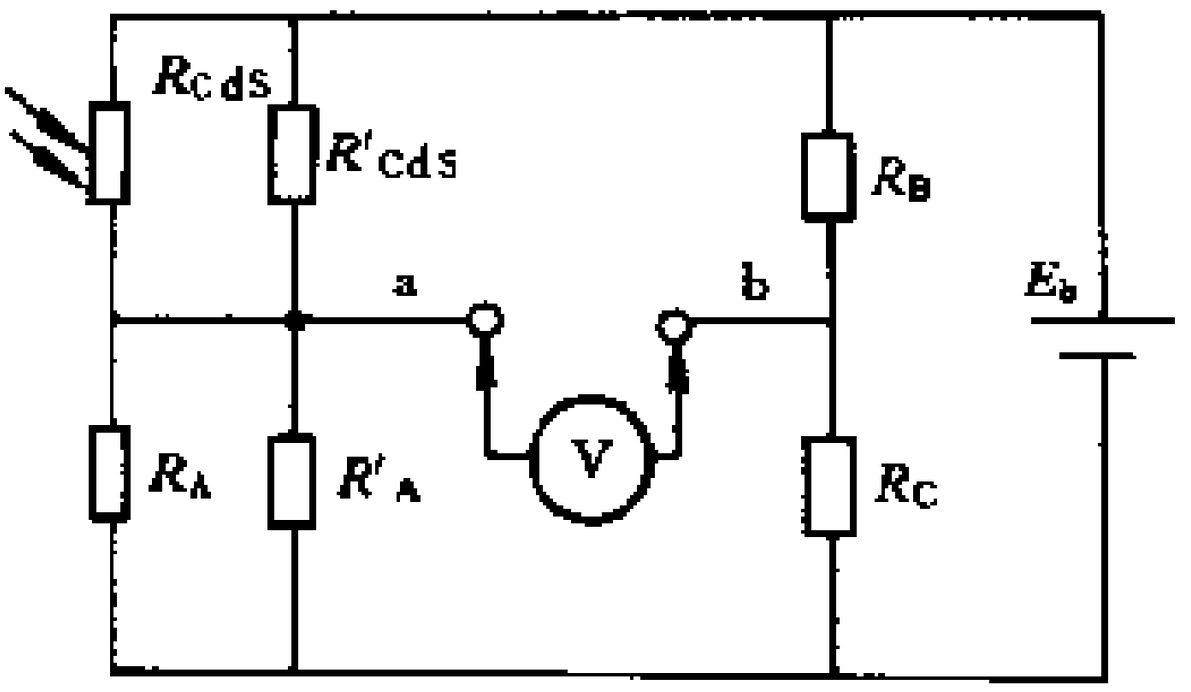


图 7-14　用并联电阻压缩输出信号

图 7-15 是 CdS 与具有对数特性二极管串联连接的电路，对数压缩 R_{Cds}的光电流可获得等间隔的输出信号。

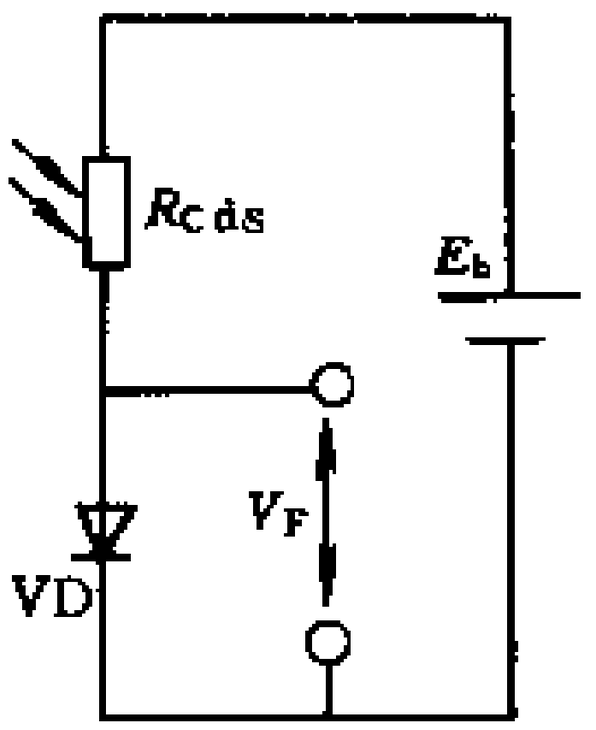


图 7-15　对数压缩输出信号电路

自然界中照度范围很广，制作这样宽范围的照度计较困难。因此，采用对数二极管对电流信号进行对数压缩，可制成宽范围照度相对应的等间隔标度照度计。

此电路中的对数二极管也可用一般整流二极管代替，可获得一定程度的特性。但实用范围的光电流大于 100pA。

第三节　光电传感器应用电路实例

一、便携式照度计

便携式照度计电路如图 7-16 所示。光电传感器采用 TFA1001W。TFA1001W 的工作电压为 2.5～15V，此电路采用 9V 电池供电。TFA1001W 片内设有光电二极管与放大器，灵敏度为 5μA/lx。接 200Ω 负载电阻，可获得 5μA/lx×200Ω

= 1mV/lx 的输出电压。因此，5000lx 时的输出电压为 5000mV。

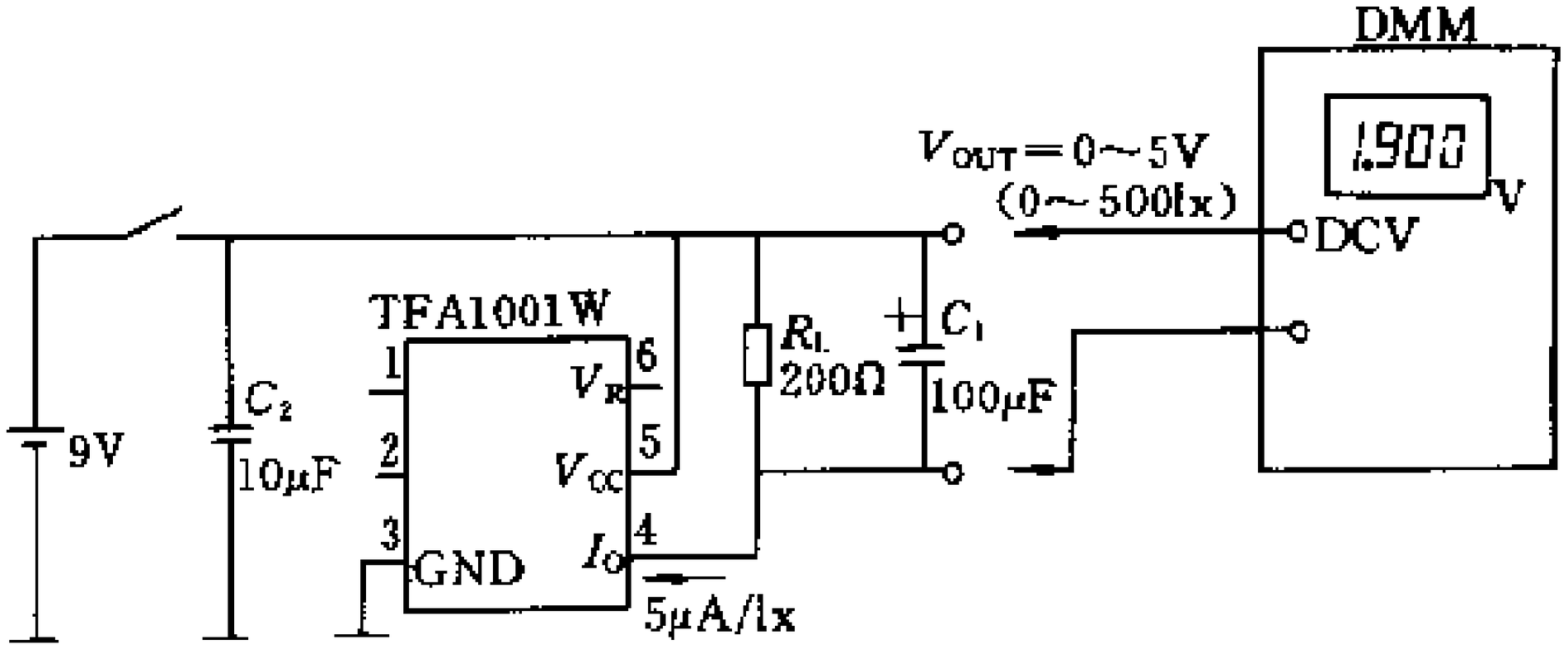


图 7-16　便携式照度计电路

TFA1001W 的输出是线性的，测量范围（动态范围）约为 1～5000lx。这样宽测量范围采用线性输出是不合适的，也要把输出信号压缩为对数输出。因此，可采用片内设有对数放大器的光电转换模块 MHA200 和 PH401。MHA200 和 PH402 的内部结构图分别如图 7-17a 和 b 所示。

这两种集成模块输出 V_O 均为

$$V_O = V_S - \frac{kT}{q}\ln(I_R/I_{PC})$$

由上式可知，输出 V_O 与光电流 I_{PC} 是对数关系。但此式中含有温度 T 项，因此，与一般对数放大器一样，必须进行温度补偿。

二、CdS 应用电路实例

图 7-18 是简单的自动控制照明装置电路。CdS 的电阻 R_{Cds} 随光线明暗而变化，在电路中的 a 点处检测出电阻变化量相应的电压。如果超过设定电平，施密特电路翻转，其输

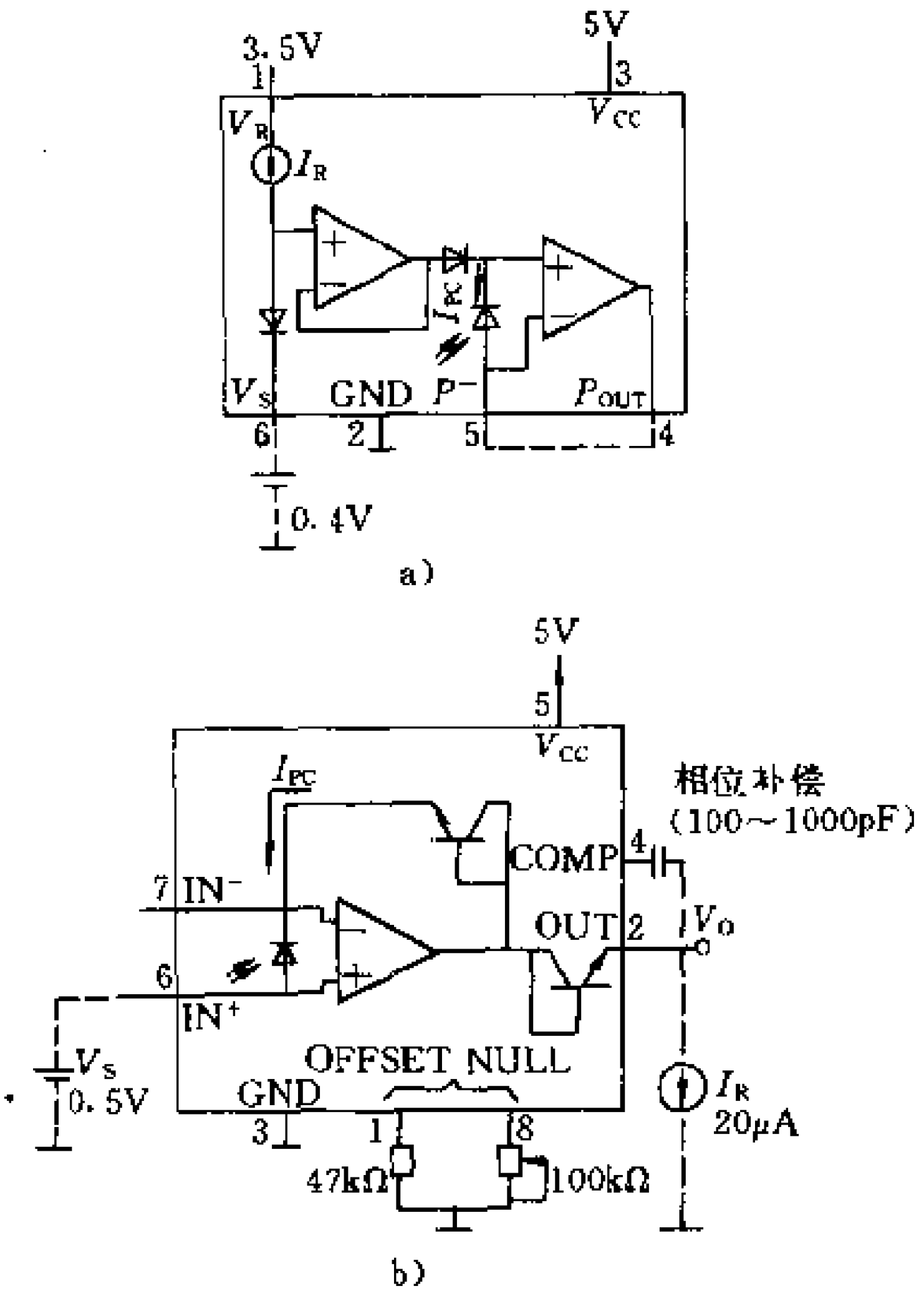


图 7-17　MHA200 和 PH401 的内部结构图

a) MHA200　b) PH401

出信号经 VT_3 放大，供给晶体管 VT_4 从而控制灯泡的亮灭。

图 7-19 是用运放 A 替代图 7-18 中有关晶体管的电路，CdS 作为桥路一臂。因此，可以与很宽范围内的光源相对应。电路中运放加有正反馈，具有一定滞后特性。这样可以改善电路的开关特性。电路中的二极管作为运放与 VT_1 的接口使 VT_1 平滑开关动作。

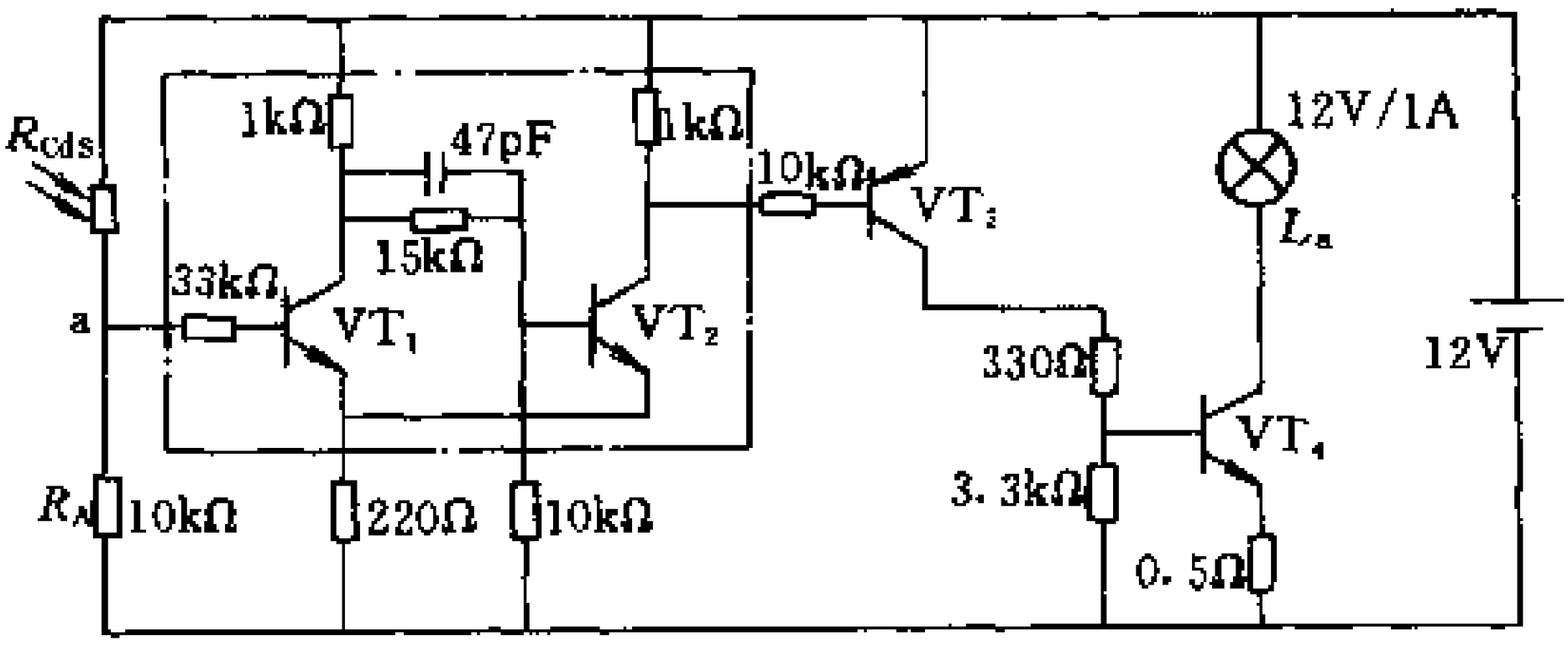


图 7-18　自动控制照明装置（一）

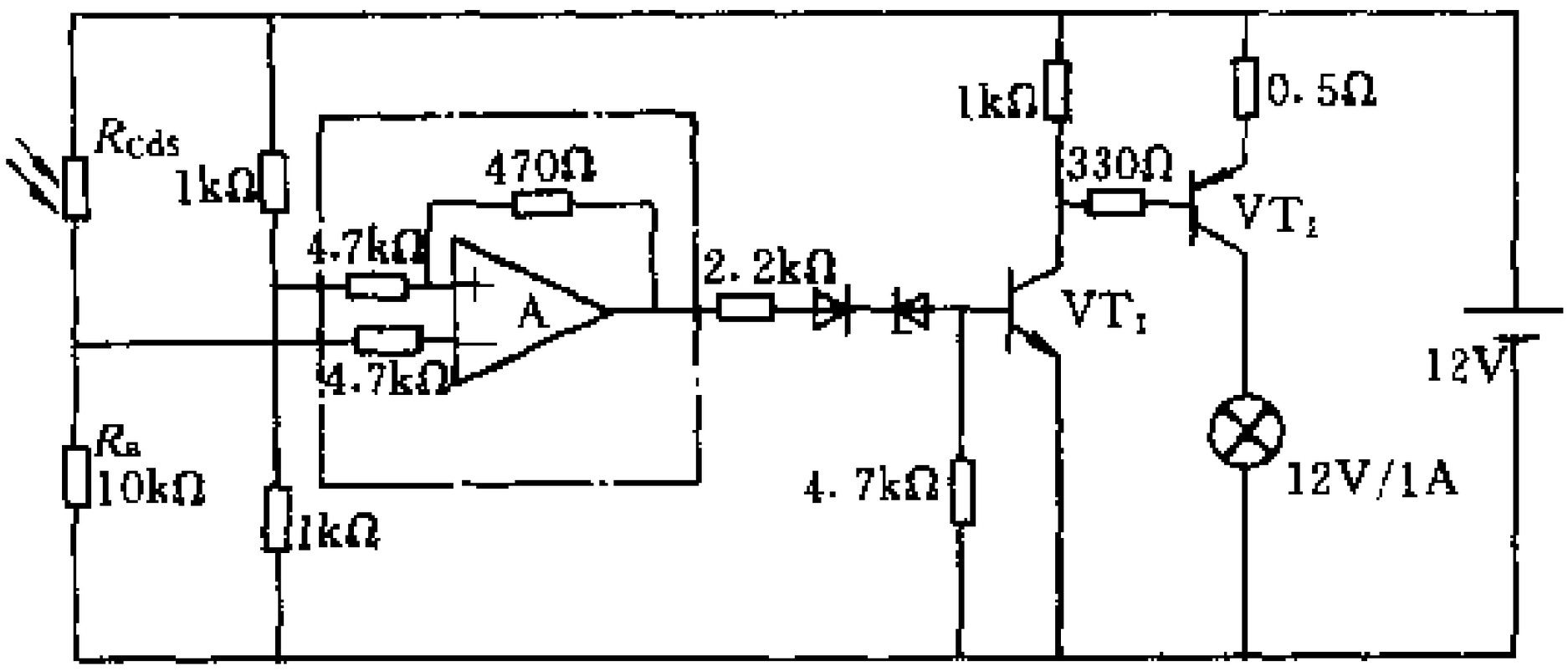


图 7-19　自动控制照明装置（二）

图 7-20 是单脉冲发生电路。如果用 $\gamma=1$ 的 CdS，则暴光时间与亮度有准确的对应关系，所以，可用作洗印工作等的定时器。

工作原理说明如下：CdS 的阻值随外部光源变化，时间常数由 $R_{cds}C$ 决定。用接在 VT_1 发射极的电位器 RP_1 对设定值进行设置，控制 VT_1 的通断时间，形成具有设定时间宽度的单稳脉冲。

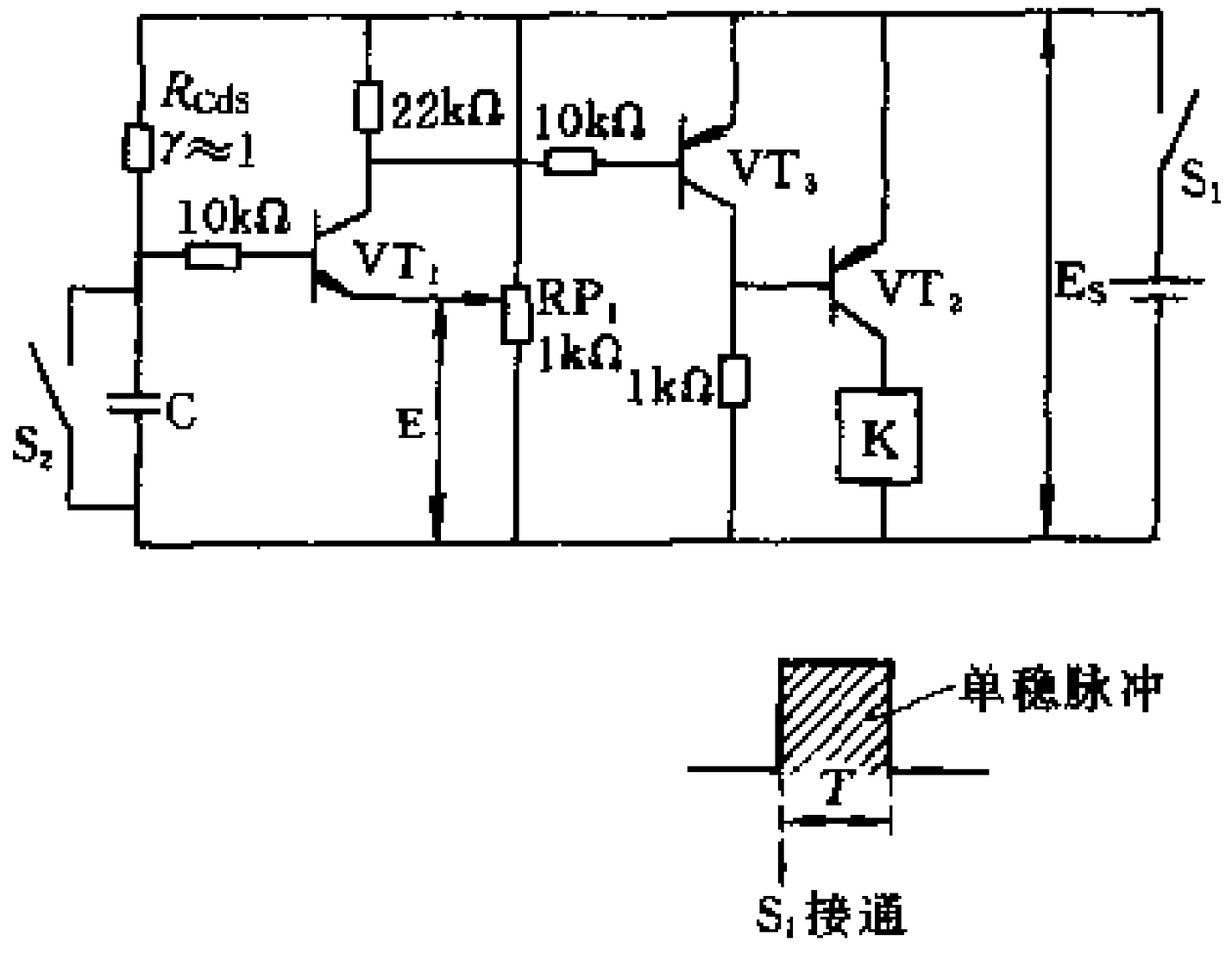


图 7-20　暴光时间定时器

电路中 VT_2 起放大作用，VT_3 起倒相作用。单稳脉冲由 VT_3 集电极输出，脉冲开始时刻由开关 S_1 确定，结束时刻由电路时间常数确定。

图 7-21 是光通量反馈控制电路。CdS 作为桥路的一臂，其输出经晶体管接到互补对称连接的 DC 伺服电路。当 $R_{CdS}R_3 = R_1R_2$ 时，电桥平衡，正反两个方向都不产生不平衡电压，晶体管 VT_5、VT_6 均截止，伺服电动机 M 停转。

当电桥的输出 a 端电压高于 b 端电压时，晶体管 VT_1、VT_3、VT_5 均导通，伺服电动机 M 按图中实线所示箭头方向旋转。反之，VT_2、VT_4、VT_6 均导通，伺服电动机 M 按图中所示虚线箭头方向旋转，转动方向正好与原来方向相反。这样，控制与电动机联动的机构动作，使 CdS 的入射光通量保持恒定。

这种反馈控制装置常用于照相等自动暴光装置，也适用

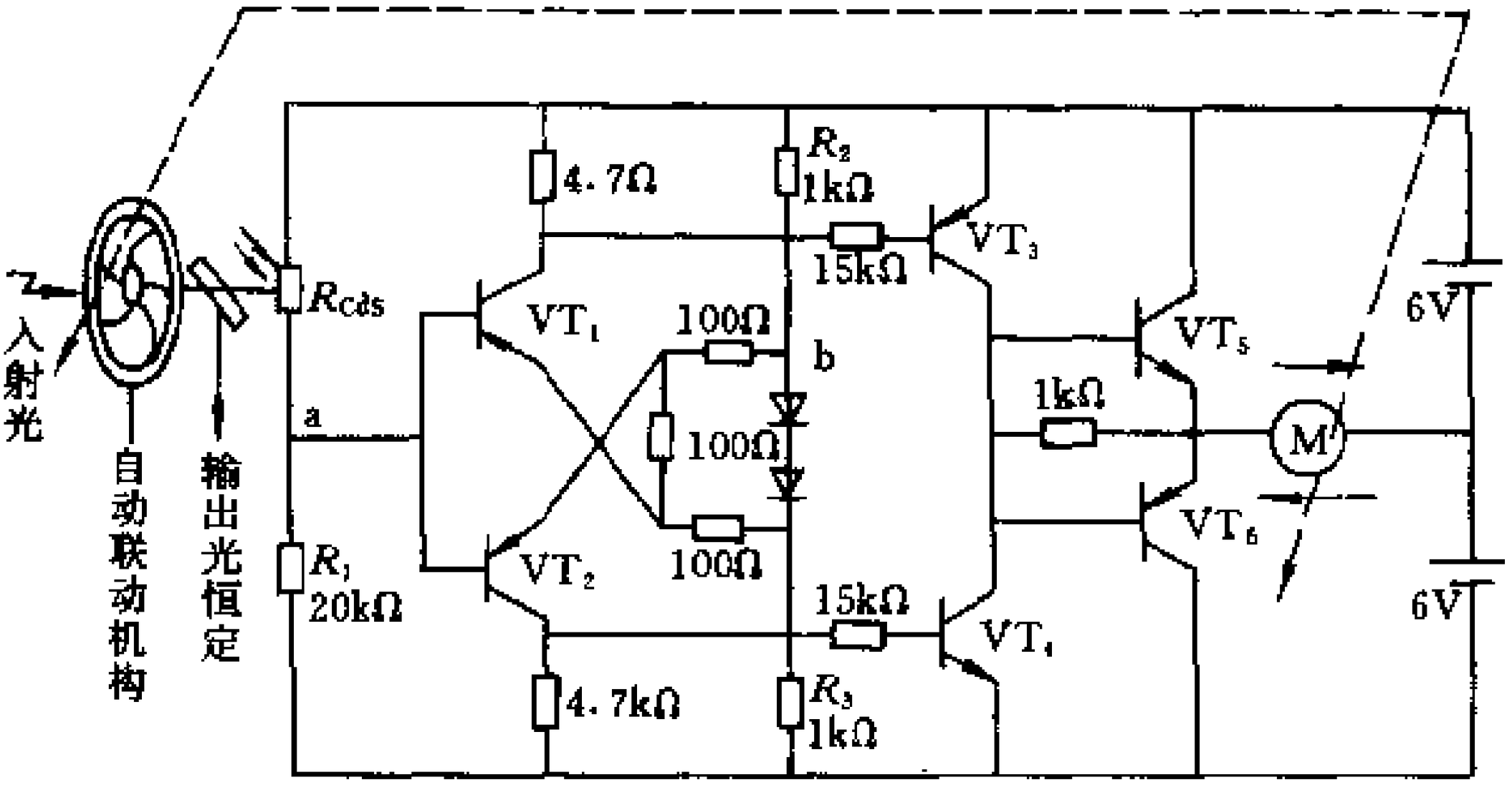


图 7-21　光通量反馈控制电路

于需要恒定照度的情况。

三、非接触式温度计的设计

自然界中存在的物体，无论大小都能辐射红外线。根据著名的斯蒂芬-波尔茨曼（Stefan Boltzmanls）定律可知，从绝对温度 T 的黑体辐射的能量 P 为

$$P = \eta\sigma T^4 (\mathrm{W/m^2})$$

式中，η 为物质能量辐射率；σ 为斯蒂芬-波尔茨曼常数（$5.673 \times 10^{-12} \mathrm{W/cm^2K^{-4}}$）。

若用热电偶堆积起来的热电堆接受物体的辐射能量时，感光部分的温度一旦发生变化，感光周围的热电偶就能检测其温度变化。因为输出电压很小，所以要把多个热电偶串联连接，这样，可使输出电压增大。

由上式可知，热电堆的输出电压与绝对温度 T 的 4 次方成比例。要求得到绝对温度 T，必须进行 4 次方运算。

另外，与热电偶一样，热电堆也要进行基准端的温度补偿。现设基准端温度为 T_0，由上式可得：

$$P = \eta\sigma T^4 - \sigma T_0^4$$

热电堆输出电压与温度为非线性关系，不能直接使用。如果只限于很小范围，可看作是线性关系。

热电堆专用集成模块有 MAC4050，其内部结构如图 7-22 所示。MAC4050 的参数如下：电源为 5V/1.6mA，测温范围为 −20～+50℃，输出电压为 2.0～3.75V（0℃时为 2.5V），灵敏度为 25mA/℃，精度为±0.4℃。

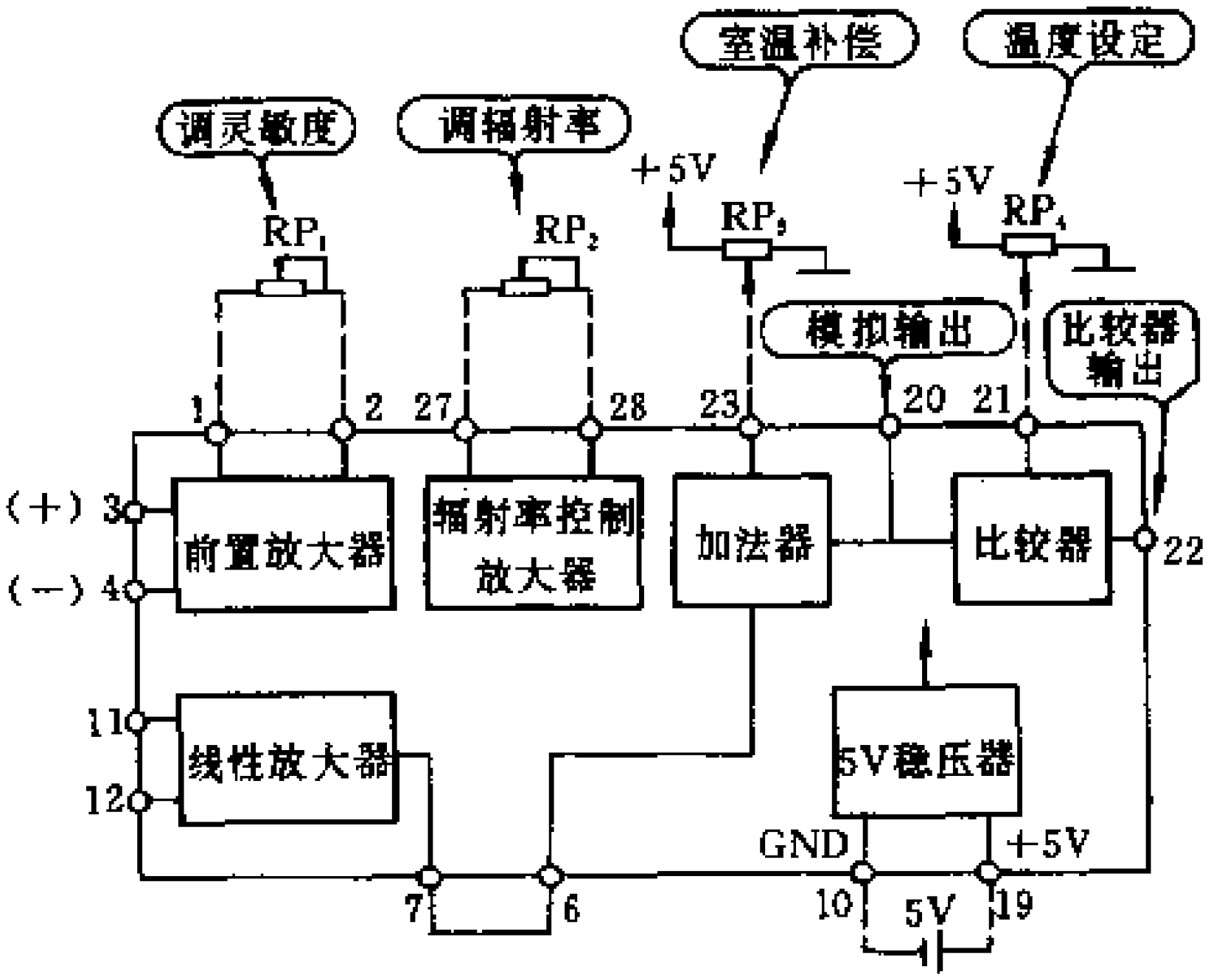


图 7-22　MAC4050 内部结构图

非接触式温度计电路如图 7-23 所示。热电堆采用 MIR100，基准端温度补偿采用热敏电阻 103AT。实装时，热电堆与热敏电阻尽量靠近。

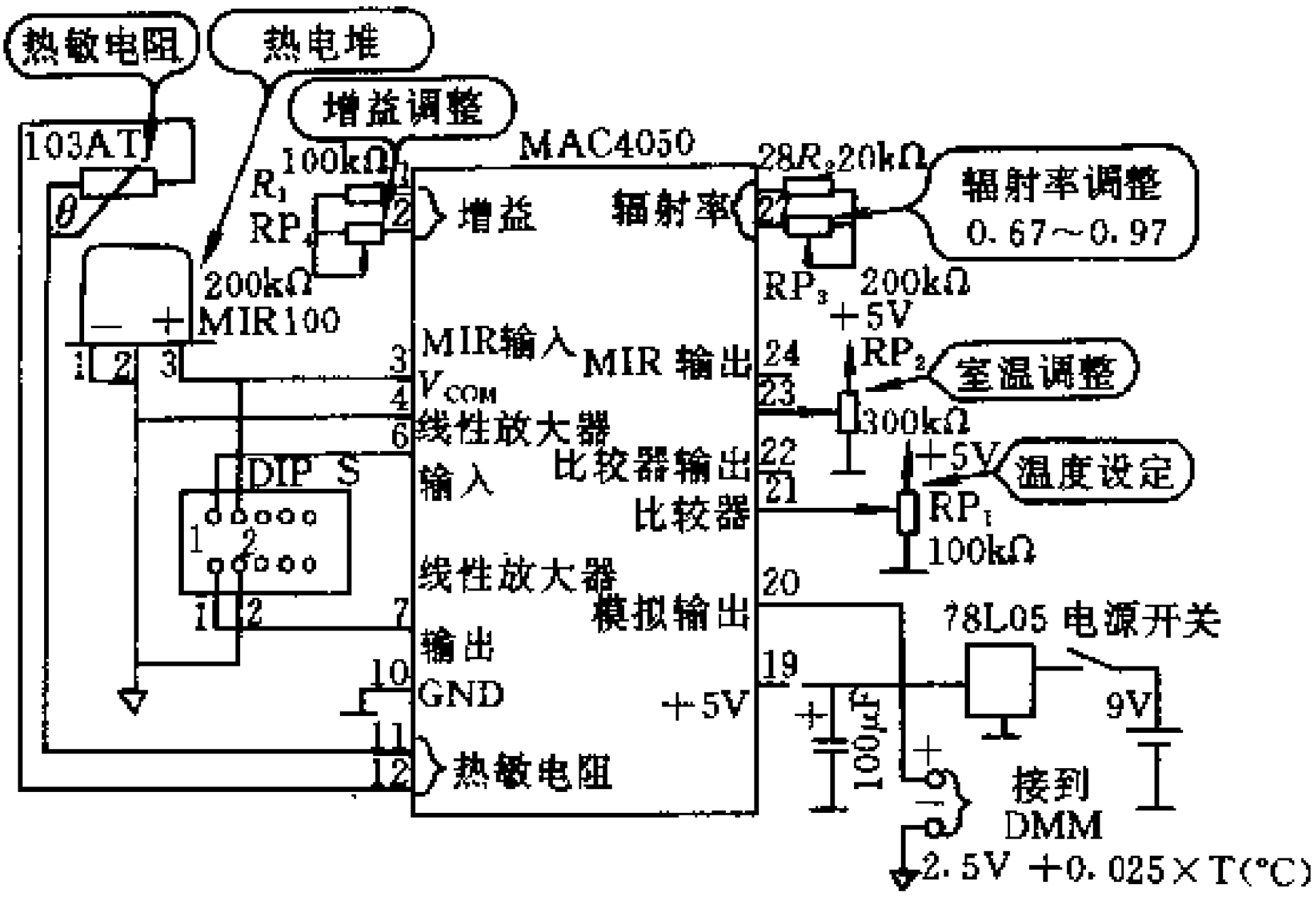


图 7-23　非接触温度计电路

电路调整如下：

（1）零点调整

接通 $DIPS_{1-1}$和 S_{2-2}，把 MAC4050 的输入（3-4 脚）短路，即输入为 0，这时，调整电位器 RP_2，使 V_{OUT}为相应的室温电压。

例如：室温为 20℃时，V_{OUT}为 25mV/℃×20℃＝500mV。

（2）增益调整

断开 $DIPS_{2-2}$，MIR100 的输出接到 MAC4050 的输入端。这时，把辐射率调整电位器 RP_3 调到最大，进行增益调整。

（3）辐射率调整

此时可进行温度测量，但不要忘记辐射率的调整。各种

物质的辐射率如表 7-1 所示。

表 7-1　各种物质的辐射率

名　　称	辐　射　率	名　　称	辐　射　率
沥青	0.90～0.98	玻璃	0.90～0.95
混凝土	0.94	陶瓷	0.90～0.94
水泥	0.96	大理石	0.94
砂	0.90	萤石	0.30～0.40
土	0.92～0.96	石膏	0.80～0.90
水	0.92～0.96	灰泥	0.89～0.91
冰	0.96～0.98	纤维	0.90
雪	0.83	布（黑色）	0.98
皮肤（人）	0.98	涂料漆	0.80～0.95
鞣革皮	0.75～0.80	涂料漆（无光时）	0.97
木碳（粉）	0.96	塑料	0.85
镍氧化物	0.90	木材	0.90
钍氧化物	0.40～0.60	钒氧化物	0.76
锡氧化物	0.11～0.28	铬氧化物	0.81
黄铜氧化物	0.56～0.64	铜氧化物	0.78
青铜凹凸面	0.55	铁氧化物	0.78～0.82
不锈钢	0.45		

由上述可知，用热电堆来测量绝对温度 T 时，必须进行 4 次方运算。

4 次方运算可采用模拟乘法器，但很多乘法器精度都达不到要求。

这里采用 AD538，它有各种功能，此处只用平方功能。

AD538 的输出电压 $V_{OUT}=V_Y\ (V_Z/V_X)^M$。

因此，改变上式中 M 值可进行乘法、除法、累乘（0.2～5 任意值）的运算。这里采用累乘功能。

采用 AD538 进行 4 次方运算的电路如图 7-24 所示。只要外接用于设定指数 M 的电阻 R_1 和 R_2 即可。4 次方运算时，选用 $R_1=150\Omega$，$R_2=49.4\Omega$。把 $V_X=V_Y=10V$（V_{REF}）代入上式，则输出 V_{OUT}为

$$V_{OUT}=10(V_{IN}/10)^{0.25}$$

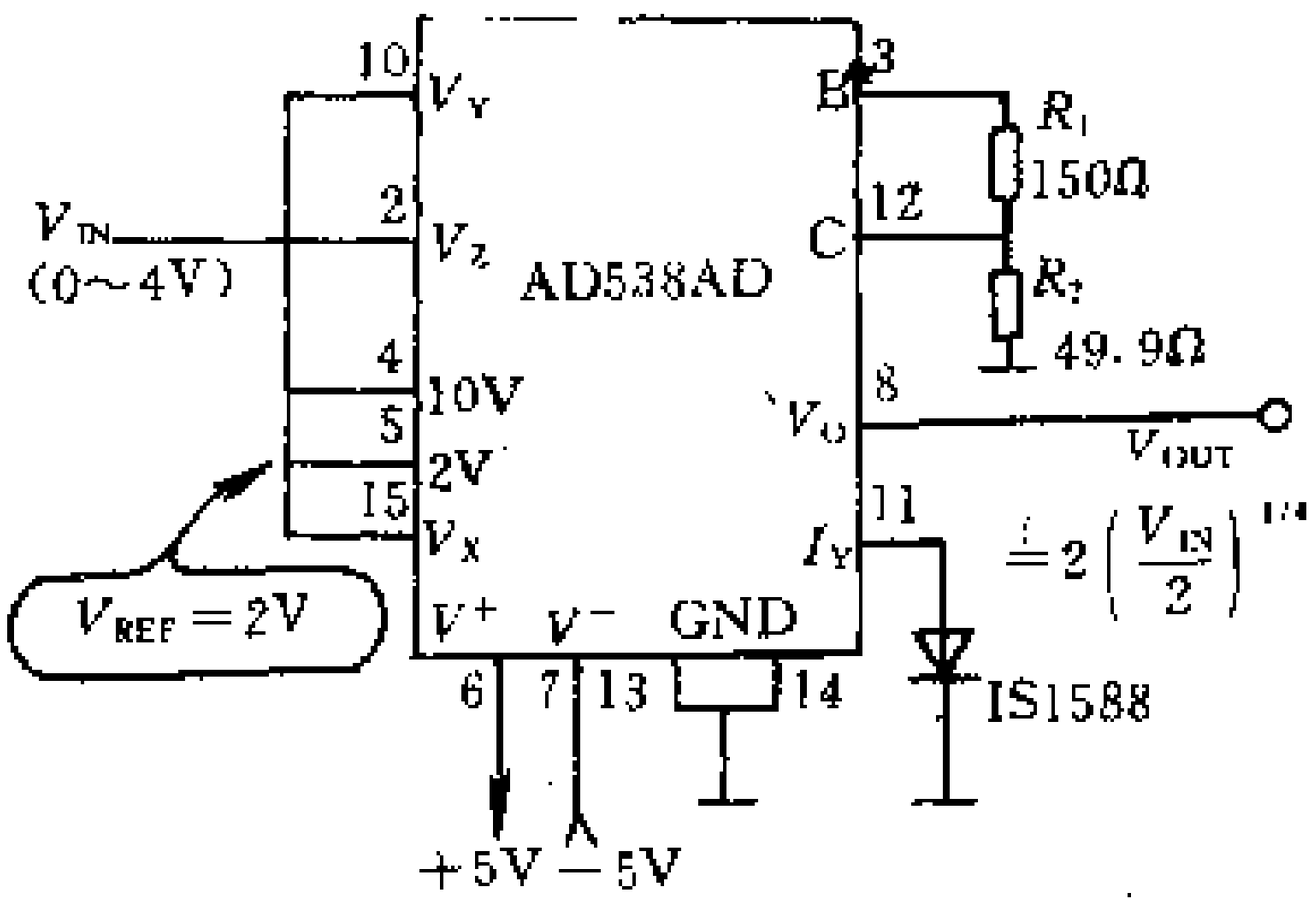


图 7-24　4 次方运算电路（±15V）

需要进行平方、3 次方以及 5 次方运算时，R_1 和 R_2 阻值选择如表 7-2 所示。R_1 和 R_2 需要用高精度的金属膜电阻，此电路中选用精度为 2%，温度系数为 $50\times10^{-6}/℃$的金属膜电阻，可获得 0.1%的运算精度。

表 7-2　不同次幂运算时 R_1 和 R_2 的阻值

次　　幂	R_1（Ω）	R_2（Ω）
平方运算	100	100
3 次方运算	100	49.9
5 次方运算	162	40.2

若在图 7-24 所示电路中输入不同直流电压，测得的不同

输出电压如表 7-3 所示。在 1mV～10V 内有 80dB 的动态范围，偏离理想值约 10mV，相当于误差为 1%。

表 7-3　输入与输出电压的关系

V_{IN} (V)	V_{OUT} (V)	理 想 值 (V)	偏离理想值 (mV)	备　　注
10	9.989	10.000	−11	
5	0.402	0.409	−7	
1	5.623 *	5.623	0	
0.5	4.729	4.729	0	可在 1mV～10V 范围使用
0.1	3.164	3.162	2	
0.05	2.661	2.659	2	
0.01	1.7779	1.7783	0.4	
0.005	1.4920	1.4954	−3.4	
0.001	0.9906	1.000	−9.4	
0	0.4907	0	0.4907	

如果采用±5V 电源，则电路如图 7-25 所示。这时，

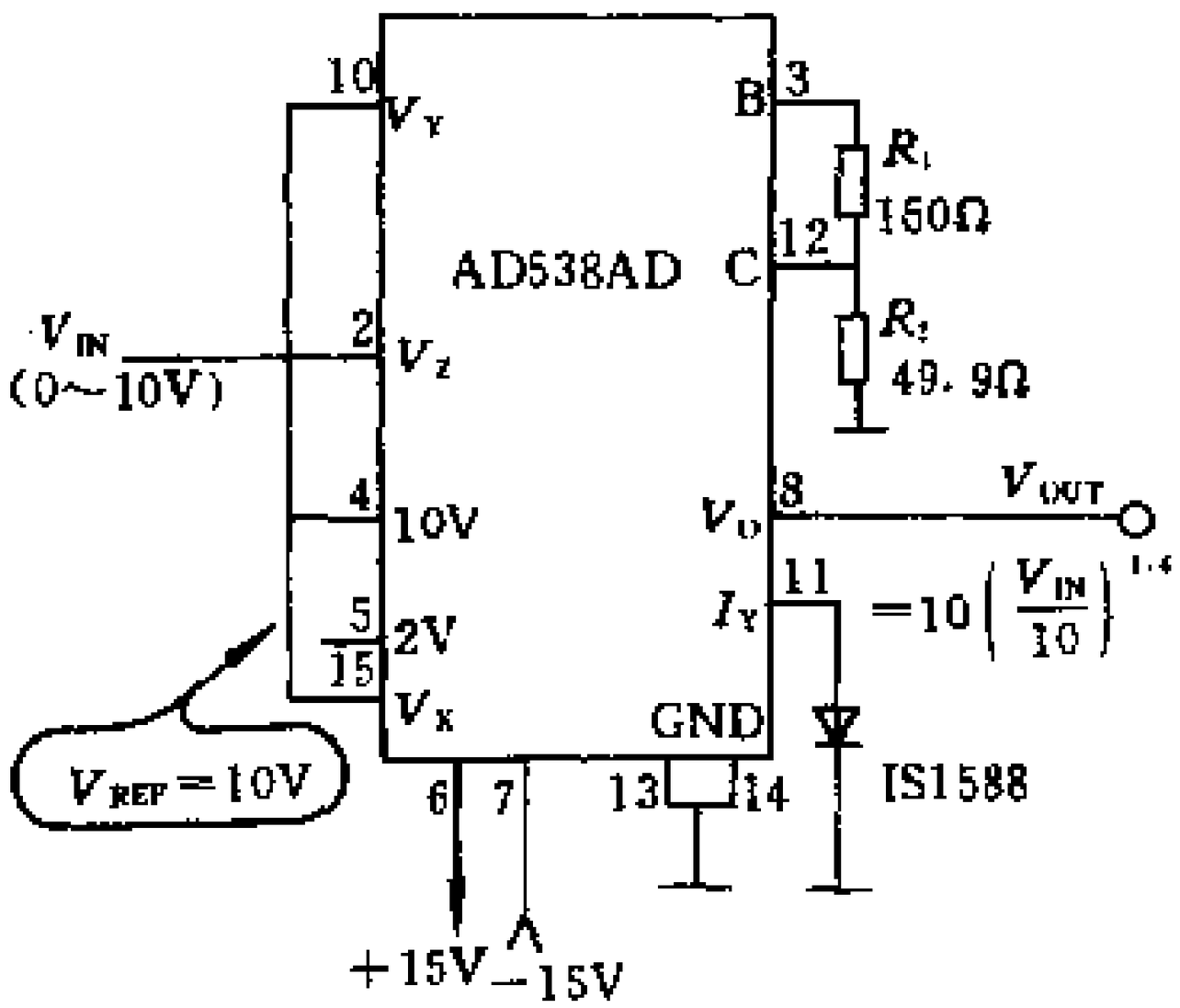


图 7-25　4 次方运算电路（±5V）

AD538 的 2V 端（5 脚）接到 10V 端（4 脚）。于是基准电压不是 10V 而是 2V。输出电压 V_{OUT} 为

$$V_{OUT} = 2(V_{IN}/2)^{0.25}$$

采用±5V 供电与采用±15V 供电电路相比，输入电压较小时误差较大。基准电压从 10V 变到 2V，易受 AD538 的失调电压影响。偏离 1mV 输入的理想值误差约为 4%。因此，要求精度较高时，宜采用±15V 供电电路。

图 7-26 是采用 AD538 的 2～5 次方运算电路，相应电阻 R_3 之值如表 7-4 所示。输出电压 V_{OUT} 为

$$V_{OUT} = V_Y(V_{IN}/V_X)^M = 10(V_{IN}/10)^M$$

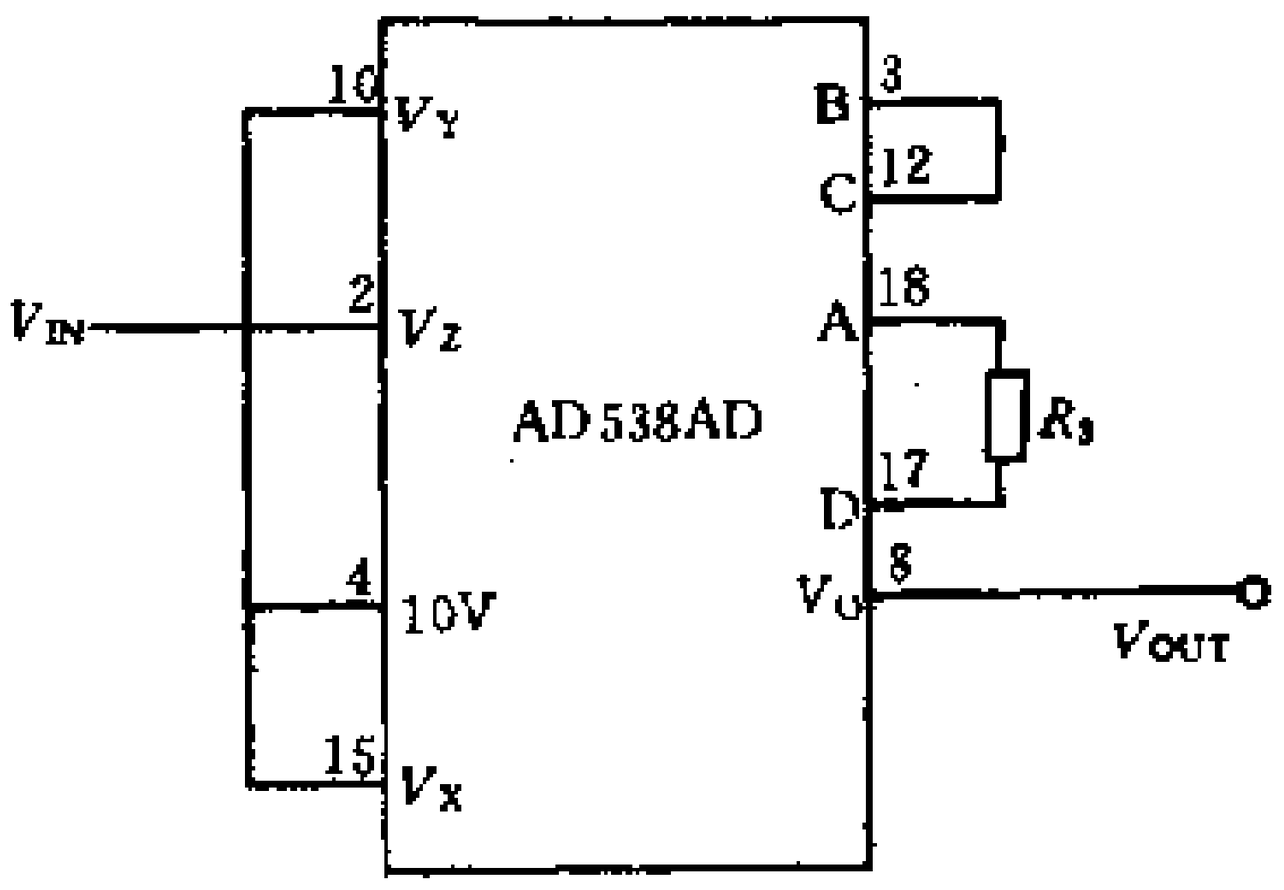


图 7-26　采用 AD538 的 2～5 次运算基本电路

表 7-4　M 值与 R_3 的关系

M	R_3 (Ω)	M	R_3 (Ω)
2	196	4	64.9
3	97.6	5	46.7

第八章　霍尔传感器应用接口电路

第一节　霍尔传感器工作原理及其特性

一、霍尔传感器的结构

采用半导体的磁性传感器有多种，霍尔传感器是其典型代表。它不仅能检测磁场的强弱，而且能判别磁极。

霍尔传感器是四端子元件，有两个输入端和两个输出端。如果输入端流入电流（称为霍尔电流），并加入磁场，则输出端能输出霍尔电压。

霍尔传感器的原理图如图 8-1 所示，一般为十字形。以前采用对称结构，现在多为不对称结构。为此，输入与输出不能颠倒使用。

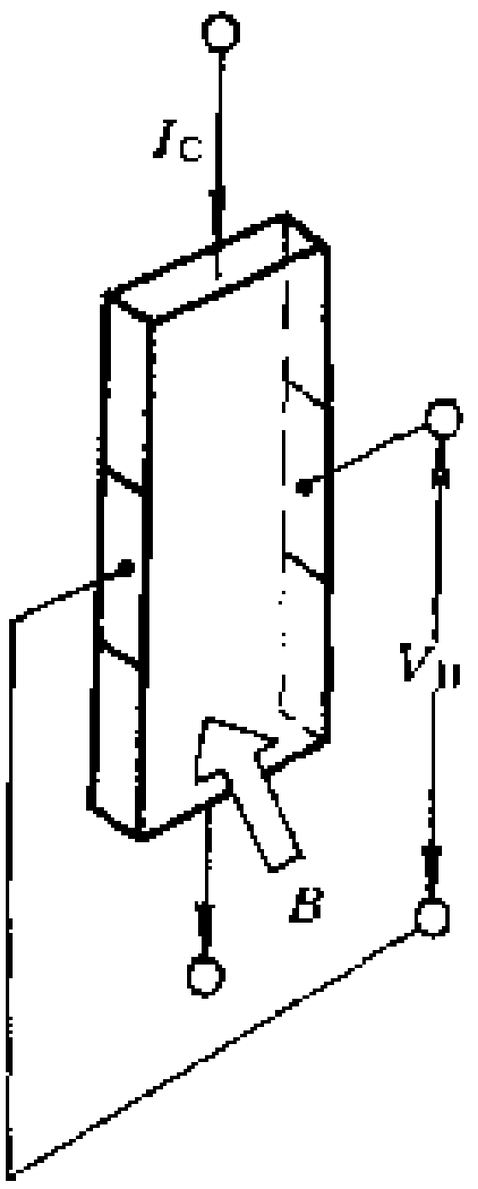


图 8-1　霍尔传感器的原理图

二、霍尔传感器的输出电压与磁场强度的关系

霍尔传感器的输出电压（霍尔电压）V_H 可表示为

$$V_H = KI_CB \tag{8-1}$$

式（8-1）是表示传感器受磁面与所加的磁场成直角的情况。如果受磁面与所加磁场的夹角为 θ，则式（8-1）改为

$$V_H = KI_CB\cos\theta \tag{8-2}$$

式中，I_C 是流过霍尔传感器的电流，称为霍尔电流，通常为几 mA 到几十 mA；B 是霍尔传感器测量时的磁场强度（磁通密度），单位为高斯（G）或特斯拉（T），1 特斯拉（T）$=10^4$ 高斯（G）；K 为霍尔传感器的灵敏度，通常表示电流为 1mA，磁场为 1kG 时的输出电压，单位为 mV/（mA·kG）。这仅作为电路设计时的参考，因在产品目录中霍尔传感器的输出电压已给定。

三、霍尔传感器的特性

图 8-2 表示霍尔传感器的典型特性。图中示出 A 和 B 两种特性，A 表示线性特性，此特性一般在计算磁通时用。B 是较低磁场时的饱和特性，此特性多用于无刷电动机的控制中。

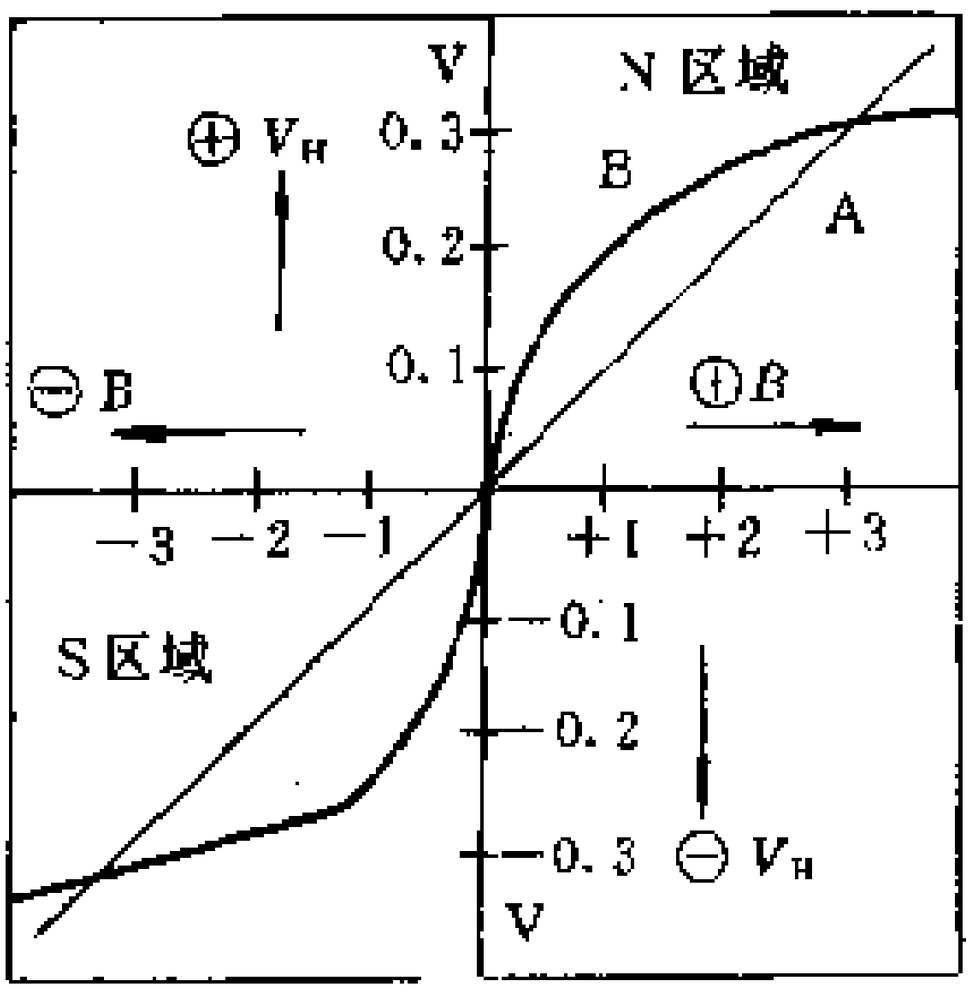


图 8-2　霍尔传感器的典型特性

图 8-3 示出 GaAs（砷化镓）和 InSb（锑化铟）材料的霍尔传感器特性。从图中可见，两者都具有良好的线性特性。

以前 InSb 材料霍尔传感器用得较多，目前使用的霍尔传感器材料主要是 GaAs。除此之外，还有 Ge（锗）和 InAs（砷化铟）材料的霍尔传感器。

GaAs 材料霍尔传感器有如下特点：

1. 霍尔电压的温度系数较小

霍尔电压温度系数的最大值为 0.06%℃$^{-1}$，当温度变化 10℃时，霍尔电压仅变化−0.6%（max）。温度系数的典型值

为（0.003%～0.04%）℃$^{-1}$。

2. 线性好

1kG 时霍尔电压相对于 5kG 时霍尔电压的最大误差只有 2%，即线性好，已满足一般用途的要求。

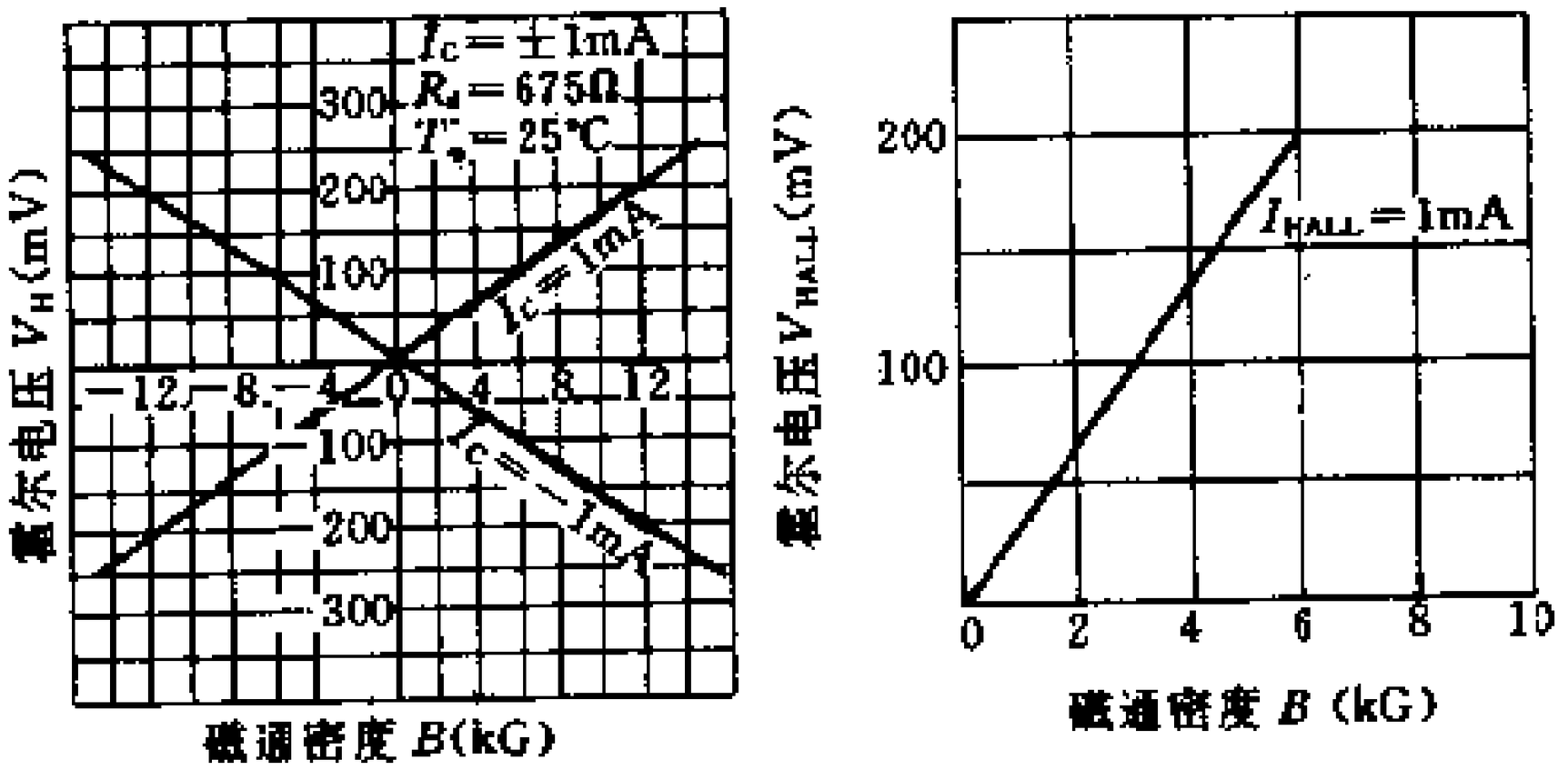


图 8-3　霍尔传感器的实际特性

a）GaAs　b）InSb

3. 灵敏度低

这是 GaAs 霍尔传感器不足之处，使用时要注意。

InSb 材料霍尔传感器有如下特点：

1. 稳定性好，受漂移电压的影响较小

稳压工作时，受漂移电压影响小，稳定性好，这是此种材料传感器的最大优点。并且噪声也小。因此，当磁场较低时，也有较高的 S/N 比。

2. 霍尔电压受温度变化影响较大

这是此种材料传感器的不足之处。输出电压的温度特性较差。恒流工作时其温度系数为 0.2%℃$^{-1}$，它是 GaAs 传感器温度系数的 3～4 倍。

为了改善温度特性，采用稳压工作方式，可使温度系数

降到 1/10。

3. 频率特性较差

这种材料传感器的频率特性也较差，带宽为几 kHz 到几十 kHz。而 GaAs 材料传感器，理论上的带宽为 MHz 以上。但是，频率较高时有 di/dt 效应的影响，不能进行精确的测量。

第二节　霍尔传感器的基本应用电路

一、基本应用电路

图 8-4 是霍尔传感器的基本应用电路。通过传感器的电流 I_C 为

$$I_C = E_b/(R_A + R_B + R_H) \tag{8-3}$$

此式也可以写成

$$[R_A + R_B] = [E_b - I_C R_H]/I_C \tag{8-4}$$

现假设 $I_C = 5\text{mA}$，$R_H = 200\Omega$，$E_b = 12\text{V}$，则可求得：

$$R_A + R_B = \frac{12\text{V} - 5 \times 10^{-3}\text{A} \times 200\Omega}{5 \times 10^{-3}\text{A}} = 2200\Omega$$

由于霍尔传感器的电阻 R_H 是变化的，由此要引起电流变化，可能使霍尔电压失真。为此，外接电阻（$R_A + R_B$）要大于 R_H，这样，可以抑制 I_C 电流的变化。这里选用的（$R_A + R_B$）为 2200Ω，其阻值为 R_H（200Ω）的 11 倍，可以消除霍尔传感器电阻变化的影响。

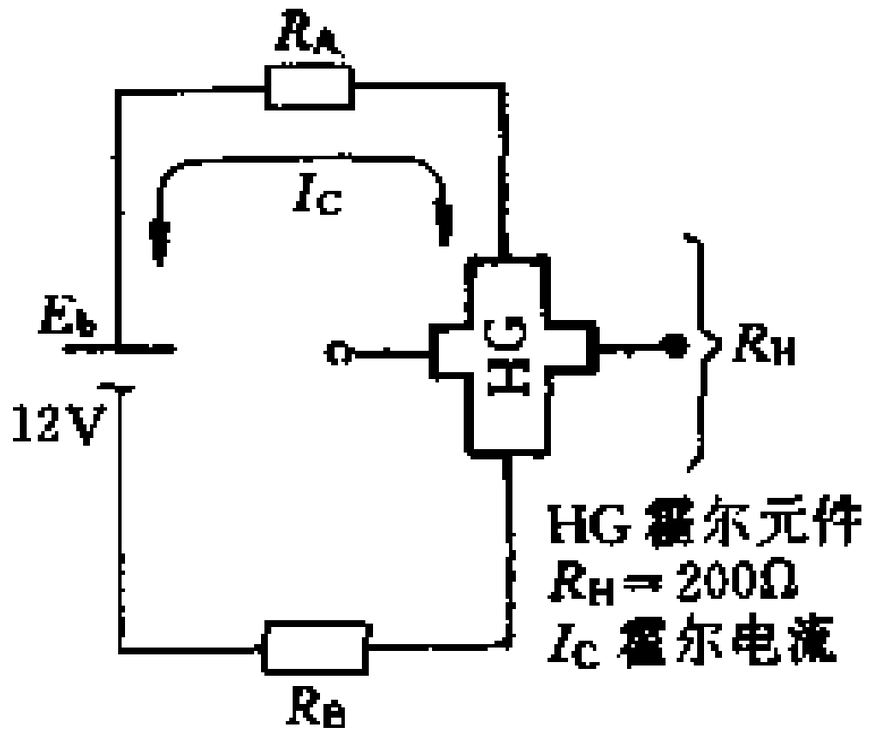


图 8-4　霍尔传感器的基本应用电路

图 8-5 示出霍尔传感器的几种偏置电路。图 8-5a 是没有

外接偏置电阻的电路，这种电路有如下特点：

1）适用于 R_H 较大的霍尔传感器。

2）霍尔电流 $I_C = E_b / R_H$。

3）磁阻效应影响较大。

4）用于 InSb 材料传感器，其温度特性好。

图 8-5b 是在电源正端与传感器之间外接偏置电阻 R 的电路。这种电路有如下特点：

1）R_H 较小时使用。

2）如果 $R \gg R_H$ 时，则磁阻效应影响小。

3）$R \gg R_H$ 时，恒流驱动，霍尔电流 $I_C = E_b / (R + R_H)$。

4）V_H 较小，$V_H = (1/2) R_H I_C$。

图 8-5c 是在电源负端与传感器之间外接电阻 R 的电路。这种电路有如下特点：

1）R_H 较小时使用。

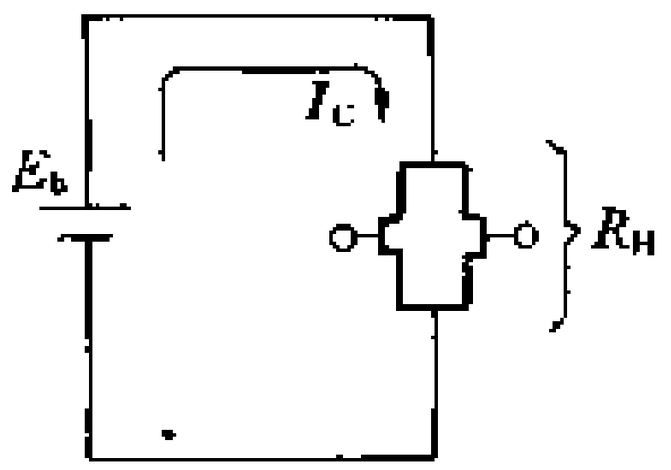
2）如果 $R \gg R_H$，磁阻效应影响小。

3）$R \gg R_H$ 时，恒流驱动。

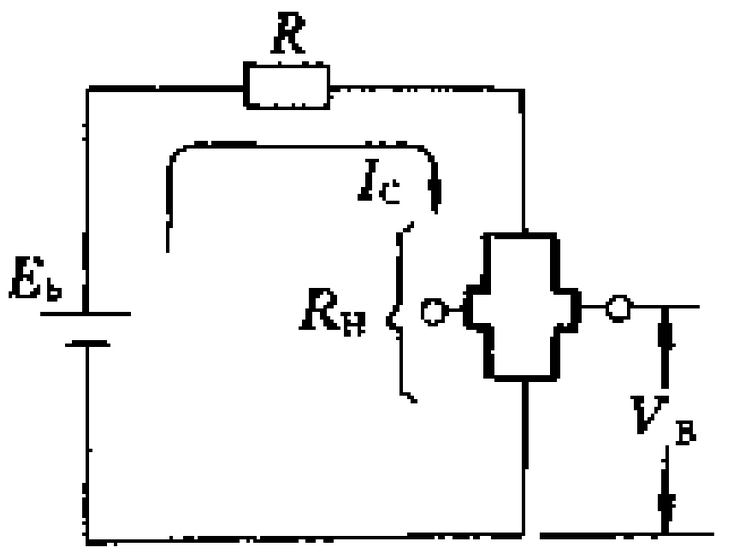
4）霍尔电流 $I_C = E_b / (R + R_H)$。

5）V_H 较大，$V_H = [(1/2) R_H + R] I_C$。

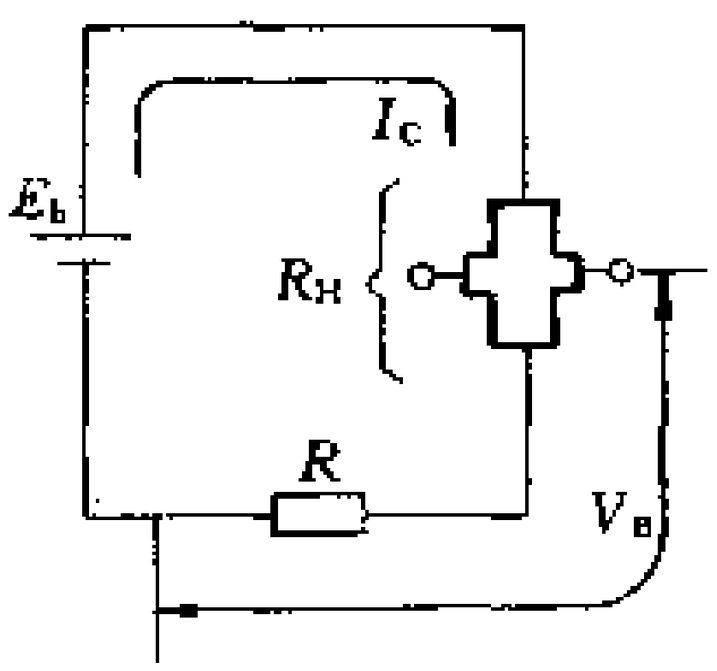
6）用于 InSb 材料传感器



a)



b)



c)

图 8-5　霍尔传感器的偏置电路

时，温度特性变坏。

二、恒压工作电路

恒压工作电路如图 8-6 所示。图 a 是采用 SHS210 的电路，图 b 是采用 OH002 的电路。它与恒流工作电路相比，其特性较差。适用于测量精度要求不高的场合。

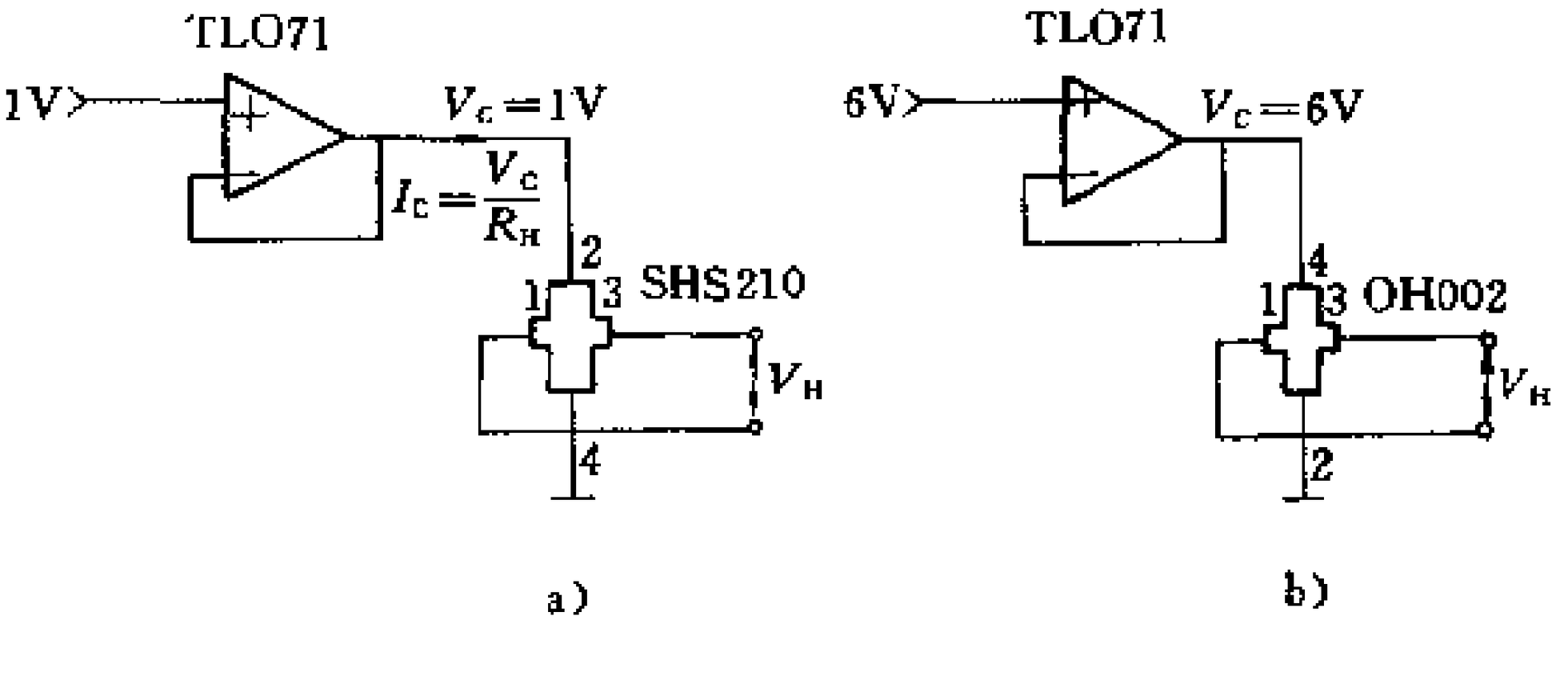


图 8-6　恒压工作电路

a）采用 SHS210　b）采用 OH002

图 8-6a 所示电路中的传感器采用 SHS210。当电源电压为 1V，磁场为 1kG 时，SHS210 的输出电压为 21～55mV。这时，漂移电压为 1.47～3.85mV。即使磁场为 0 时，漂移电压也不会减小，因此，低磁场测量时会产生一些问题。为此，必须采取相应措施，可以把漂移电压调到 0，但失调电压所造成的温漂不能消除。

恒压工作时，影响工作特性的主要因素是霍尔传感器的输入电阻的温度系数及磁阻效应。

GaAs 传感器的输入电阻的温度系数为 $+0.3\%℃^{-1}$ (max)，InSb 传感器的温度系数为 $-2\%℃^{-1}$ (max)。

设霍尔传感器的电阻为 R_H，则恒压工作时电流

$$I_C = V_C/R_H \tag{8-5}$$

对于GaAs霍尔传感器来说，温度上升，其电阻值R_H增大，因此，电流I_C降低，其温度系数约为$-0.3\%\,℃^{-1}$。恒流工作时的温度系数为$-0.06\%\,℃^{-1}$，加上电阻变化的$-0.3\%\,℃^{-1}$，总的温度特性较差。

对于InSb霍尔传感器，恒流工作时温度系数为$-2\%\,℃^{-1}$与电阻变化的$+2\%\,℃^{-1}$相互抵消，温度特性较好。恒压工作时，温度系数很小，为$-0.2\%\,℃^{-1}$。

磁阻效应对工作特性也有影响。半导体都有磁阻效应，可以利用这个磁阻效应制作磁敏元件。对于霍尔传感器这种磁阻效应很小，可以不考虑。

三、恒流工作电路

恒流工作电路如图8-7所示，它适用于高精度测量。恒流工作时没有输入电阻变化与磁阻效应的影响，但电路较复杂。

恒流工作时对于漂移电压的稳定性比恒压工作时差，特别是InSb霍尔传感器，输入电阻的温度系数较大，漂移电压的影响较显著。

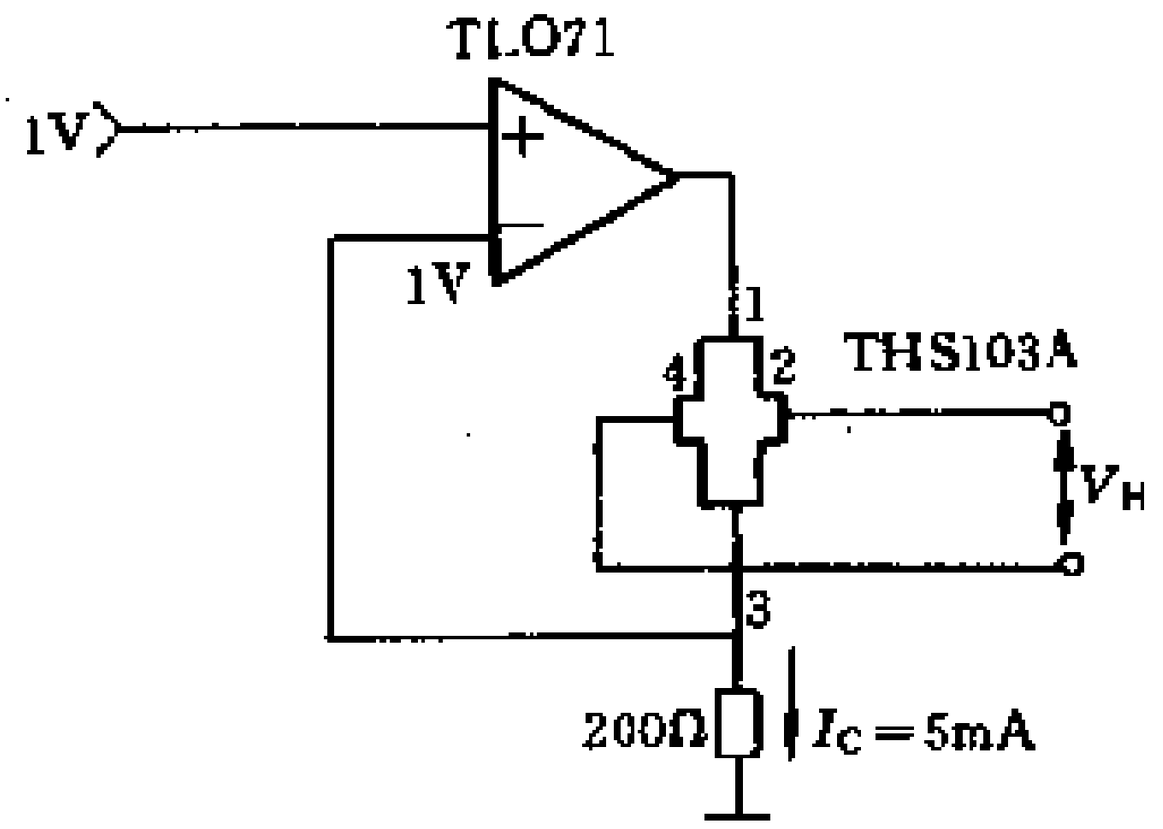


图8-7　恒流工作电路

GaAs霍尔传感器的输入电阻温度系数较小，有漂移电压时稳定性不如恒压工作电路，但变化不太大。

图8-7所示电路中，霍尔传感器采用THS103A。电流为

5mA，磁场为 1k 高斯时，THS103A 的输出电压为 50～120mV。漂移电压为 5～12mV（±10%）。

四、霍尔传感器的放大电路

霍尔传感器的输出电压一般为几 mV 到几百 mV，应用时必须接入放大器把此电压放大。放大电路基本形式是差动放大电路。图 8-8 是霍尔传感器的放大电路实例。图 8-8a 是用一个运放，而图 8-8b 是用三个运放组成的放大电路。

采用一个运放的放大电路时，运放输入阻抗与霍尔传感器阻抗相差不大，会产生误差。而三个运放组成的放大电路没有此问题。

图 8-8 所示电路中传感器输出电压是交直流都可使用。如果仅为交流输出时，采用图 8-9 所示电路，用电容隔掉直流成分即可。

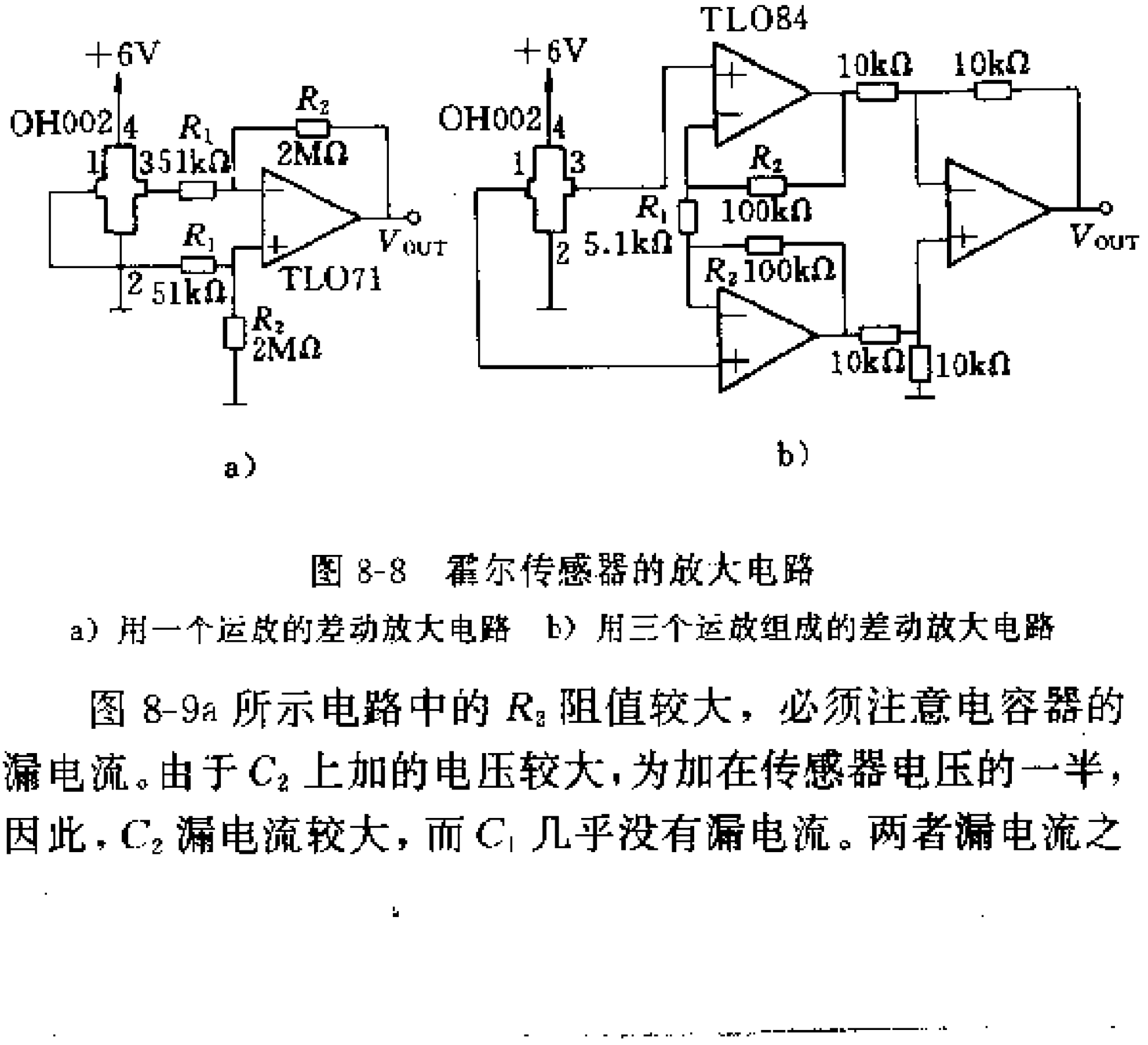
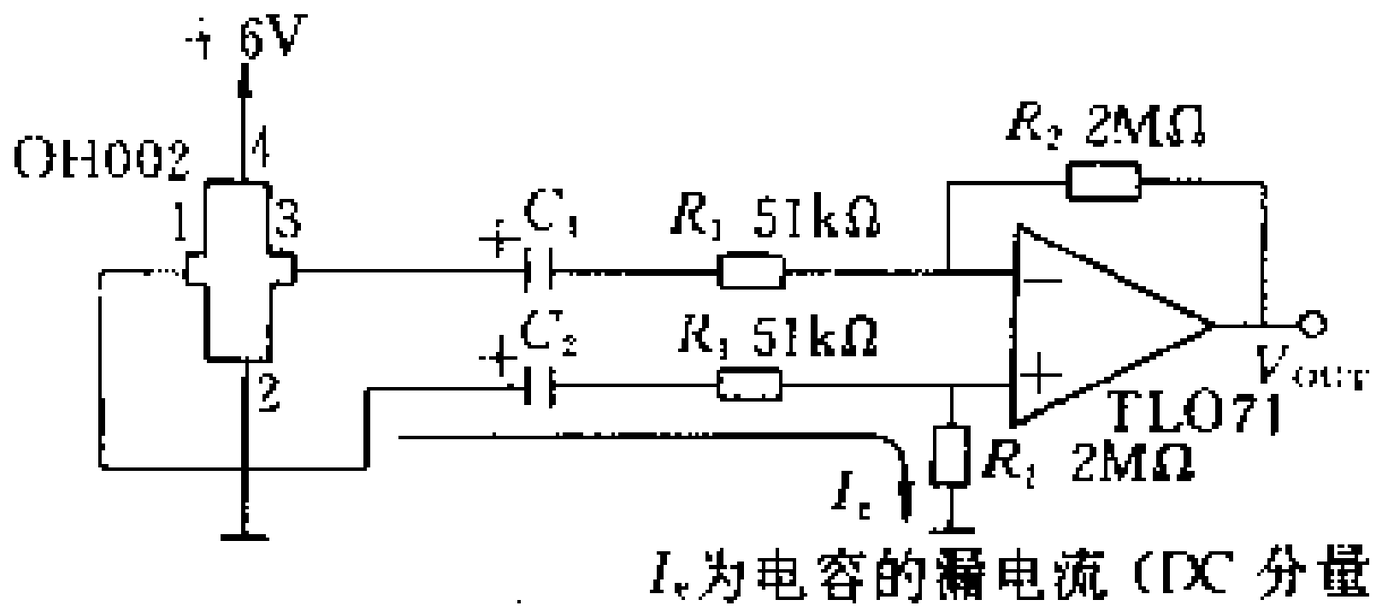


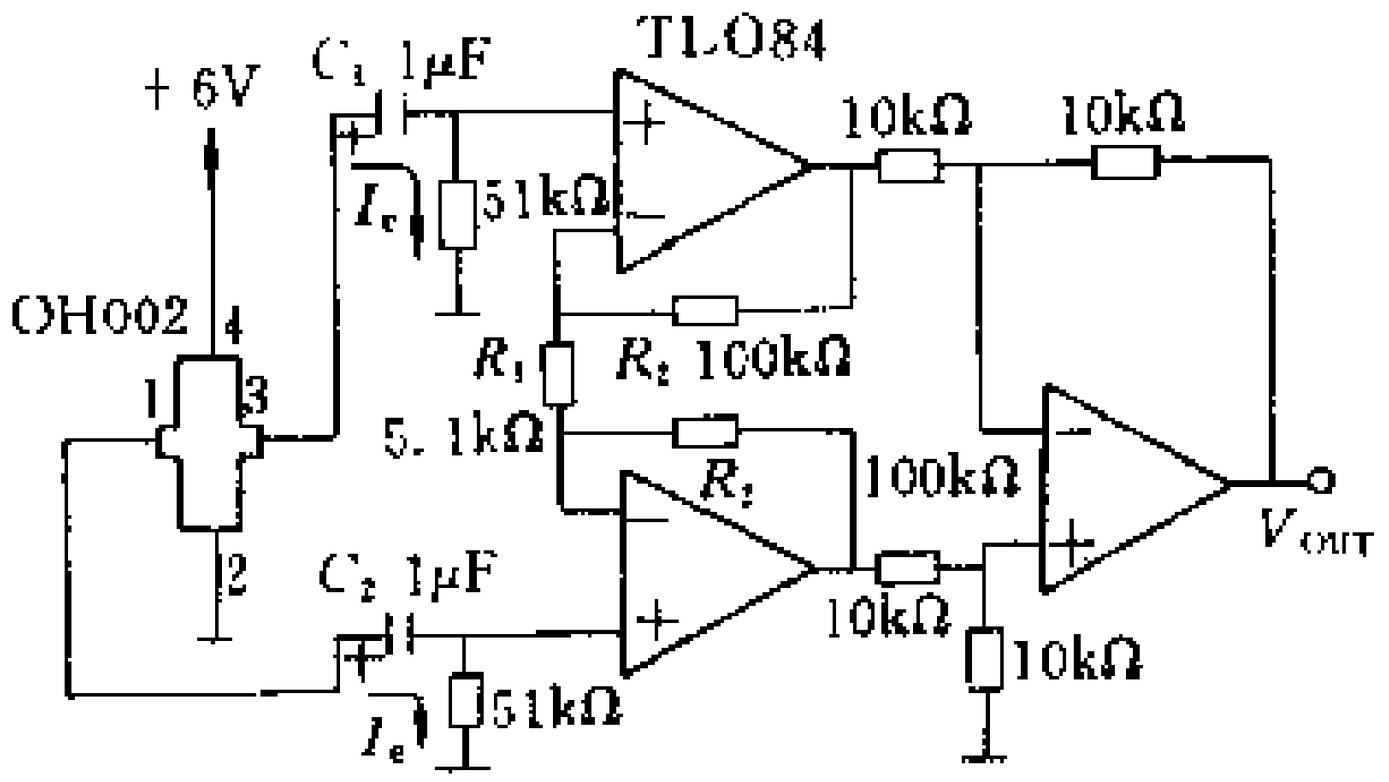
图 8-8　霍尔传感器的放大电路

a）用一个运放的差动放大电路　b）用三个运放组成的差动放大电路

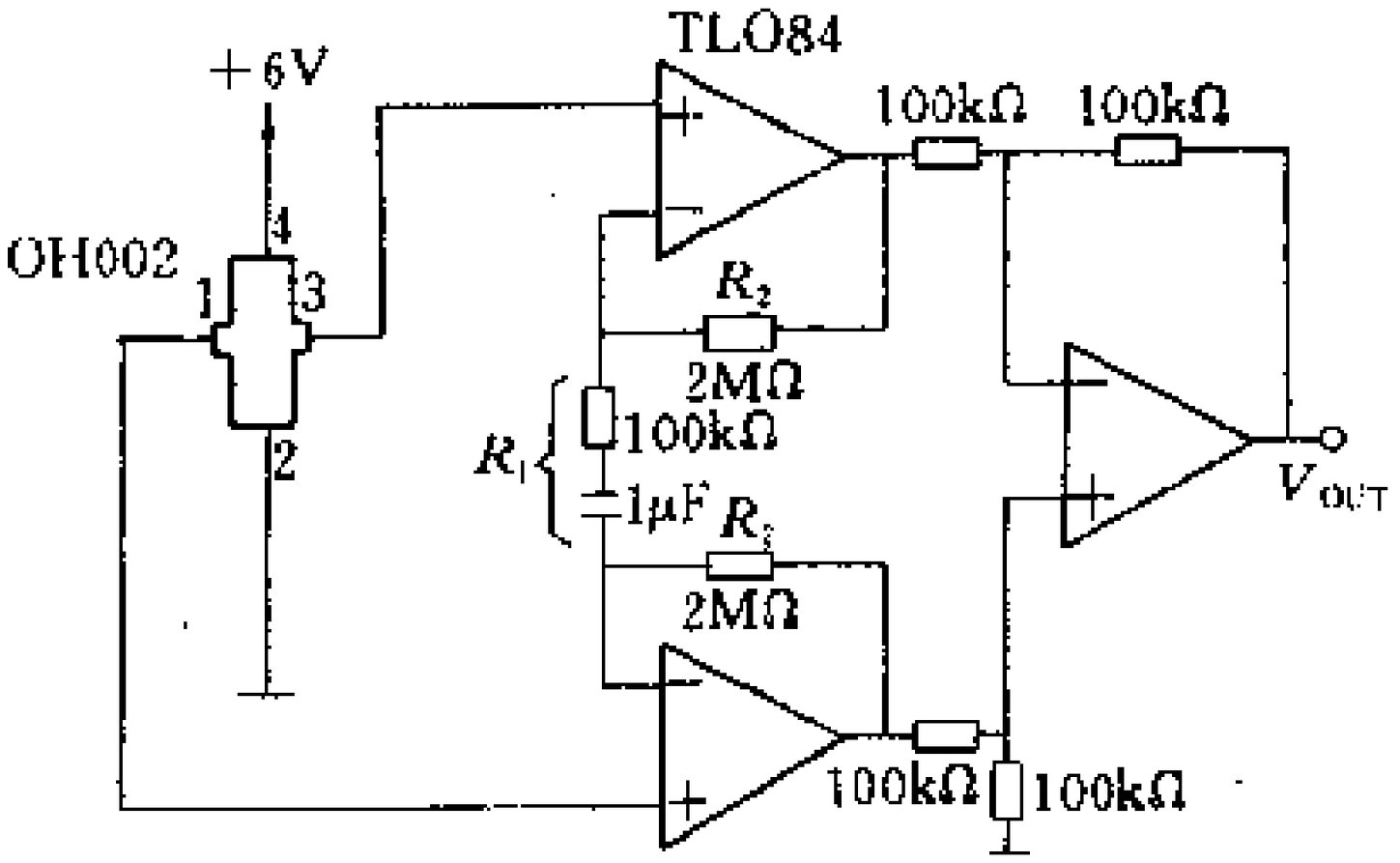
图 8-9a 所示电路中的 R_2 阻值较大，必须注意电容器的漏电流。由于 C_2 上加的电压较大，为加在传感器电压的一半，因此，C_2 漏电流较大，而 C_1 几乎没有漏电流。两者漏电流之



a)



b)



c)

图 8-9　霍尔传感器输出为交流时的放大电路

a）受电路漏电流影响的电路　b）三个运放构成的差动放大电路（一）　c）三个运放构成的差动放大电路（二）

差就作为漂移电压形式表现出来。而在图 8-9b 所示的电路中，C_1 和 C_2 漏电流相同，则漏电流对电路影响极小。图 8-9c 所示电路的电容上几乎没有加直流电压（传感器的输出电压仅为几 mV 到几百 mV），因此，漏电流极小。另外，放大器的输入阻抗也非常高，漏电流对电路工作影响小。

五、变压器漏磁通的测量电路

图 8-10a 是变压器漏磁通的测量电路，传感器采用 GaAs 材料的 THS103A，恒压工作。因是测量交流磁场，则用一个运放 A_1 构成差动放大器。图 8-10b 是电池供电时获得±5V 电压的电源电路。

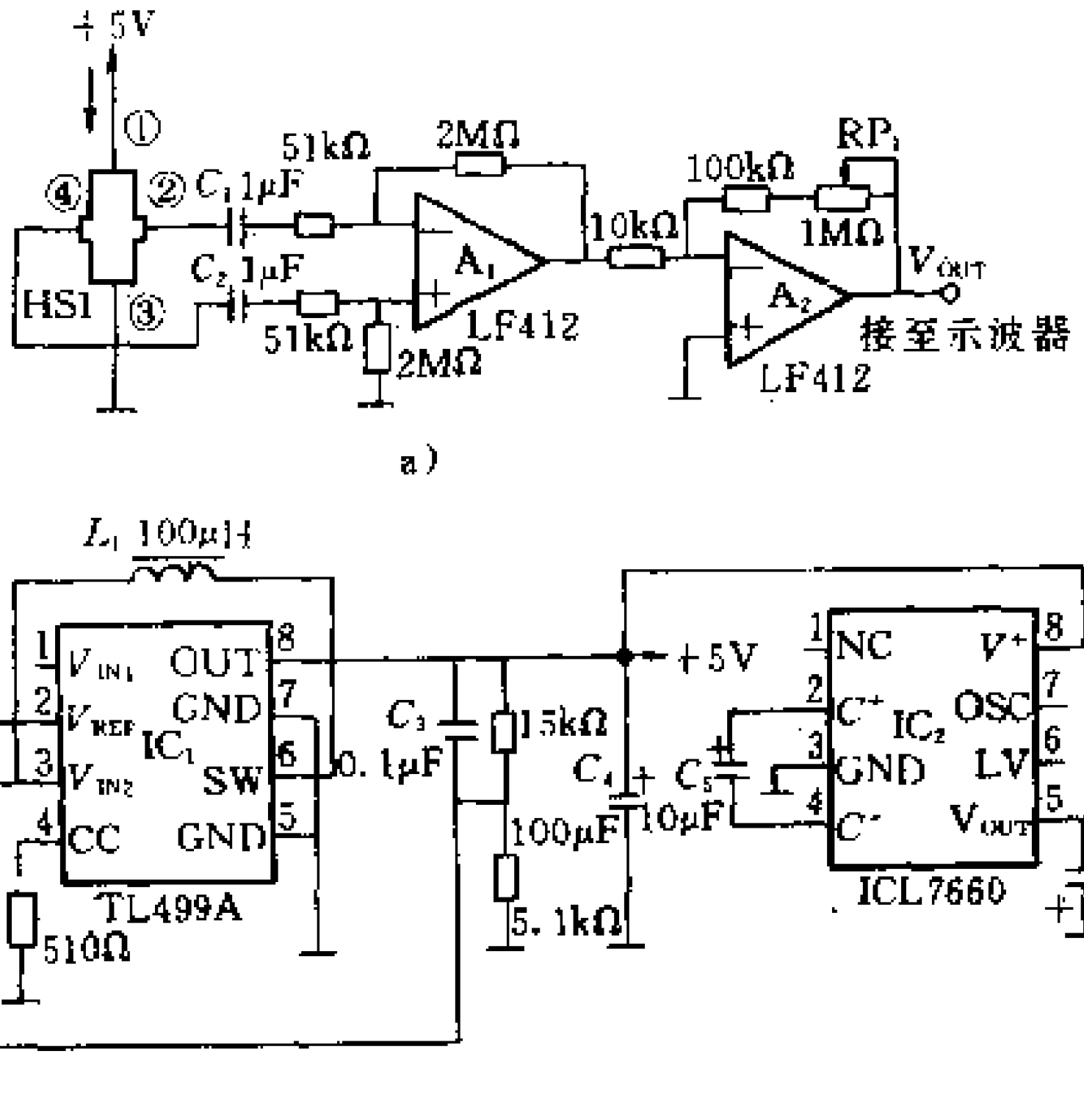


图 8-10　变压器漏磁通的测量电路

a）测量电路　b）电池供电电源电路

第三节　霍尔传感器应用实例

一、通用高斯计

市售测量磁通密度的高斯计比较昂贵，本节介绍的高斯计价廉，易于制作，测量范围为0～20kG，有2kG/20kG量程进行切换。

高斯计电路如图8-11所示，传感器采用GaAs材料的THS103A，恒流工作。满度范围温度系数可做到$-0.06\%℃^{-1}$（max），典型值为$-(0.03\sim0.04\%)℃^{-1}$。

加到A_1的同相输入端的基准电压为1.26V，基准电压是从可变输出的开关集成稳压器TL499A中获得。

如果接到A_1运放电阻R_1为250Ω，则霍尔电流I_C为

$$I_C = 1.26V/250\Omega \approx 5mA$$

因为基准电压有偏差，用调增益电位器RP_1进行调整。

当$I_C=5mA$，$B=1kG$时，THS103A的输出电压$V_H=80mV$，若$B=2kG$时，则$V_H=160mV$；$B=20kG$时，$V_H=1.6V$。放大器增益应为12.5（2kG时）与1.25（20kG时）。由于V_H值分散在50～120mV范围内，所以，用调增益电位器RP_1进行调整。

传感器用放大器采用图8-8b所示的差动放大电路。A_2和A_3的增益为$A_V=1+2R_3/R_2$。

当$R_2=60k\Omega$时，$A_V=60$；R_2断开时，$A_V=1$。A_4的增益为1～2，用电位器RP_1进行调整。

于是增益转换放在A_2与A_3侧，不放在A_4侧，则用RP_1调整一次即可。

RP_2是调零电位器。实际应用中，要选用漂移电压小而稳定性好的霍尔传感器。

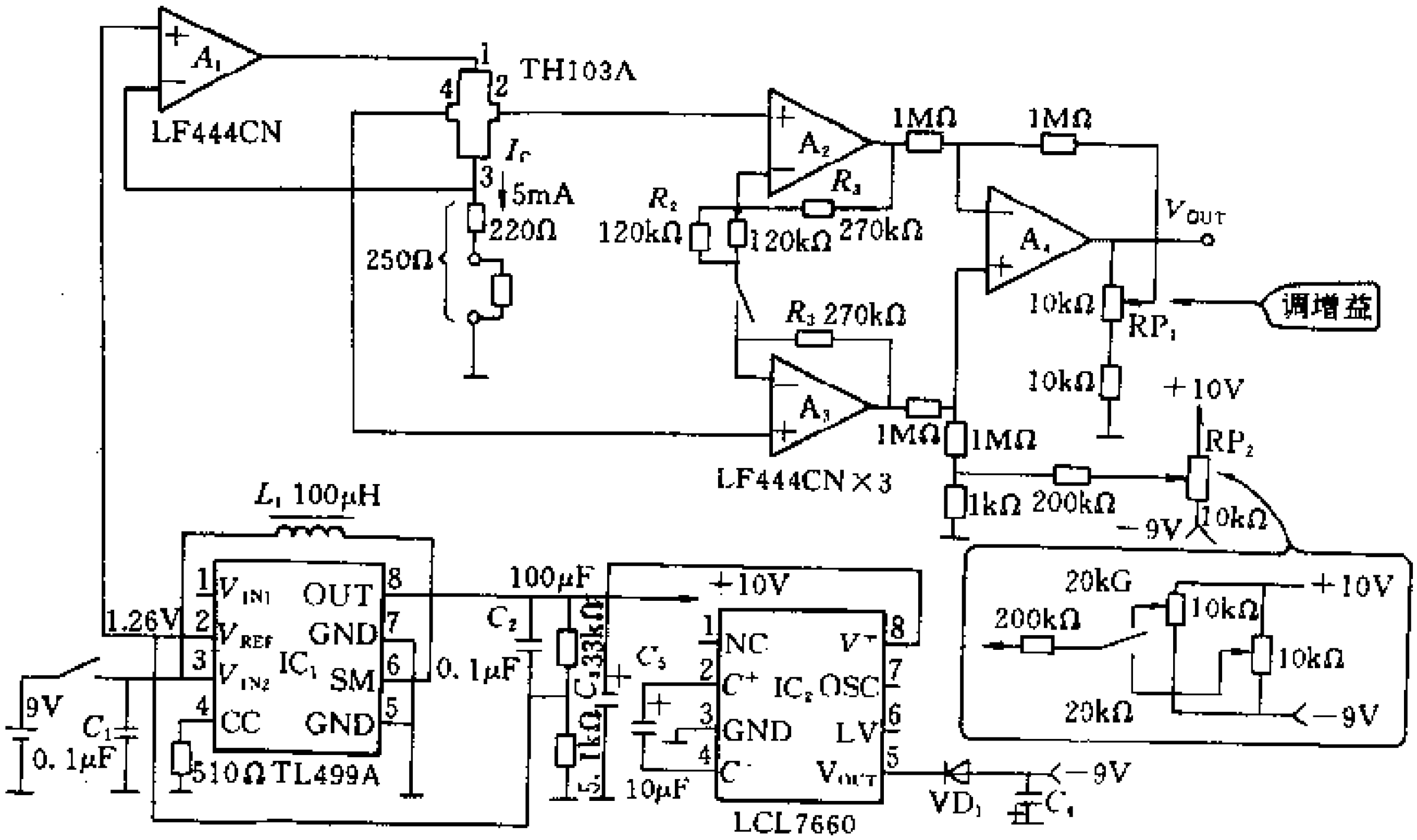


图 8-11　通用高斯计电路

二、磁极判别电路

磁极判别电路如图 8-12 所示，它可以判别磁铁的极性。传感器采用输出电压较大的 InSb 传感器 HI。电路为恒压工作方式。R_1 为限流电阻，阻值为 330Ω。LED 是电源指示灯。

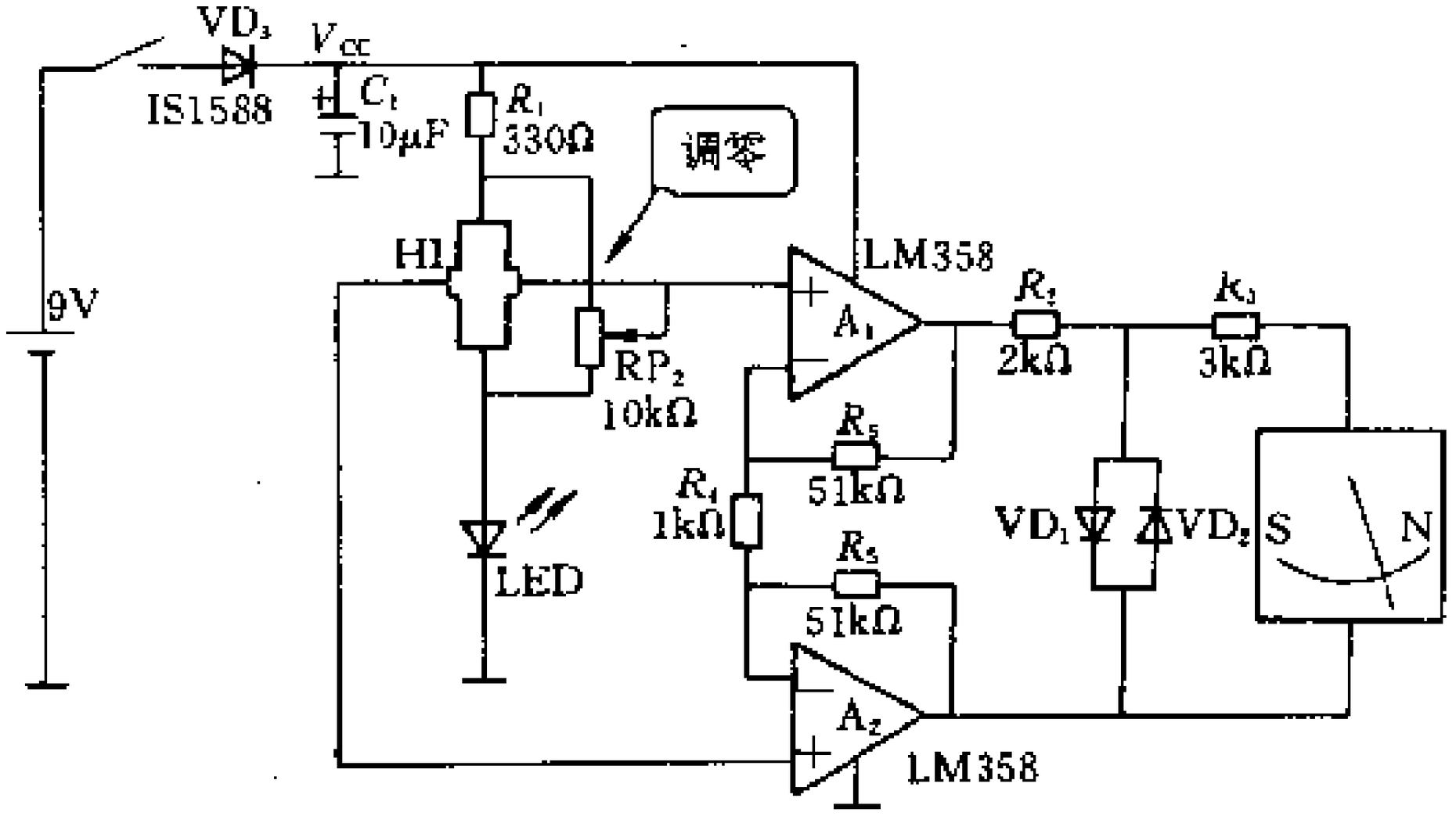


图 8-12　磁极判别电路

流经霍尔传感器的电流 I_C 为

$$I_C = (V_{CC} - V_{LED})/(R_1 + R_H) \qquad (8\text{-}6)$$

式中，V_{CC}为电源电压；V_{LED}为 LED 的正向压降（约 2V）；R_H 为霍尔传感器的电阻。

把电路中 $V_{CC}=9V$，$R_1=330\Omega$，$R_H=300\Omega$ 等参数代入式（8-6）中，得 $I_C=10mA$。采用运放 A_1 和 A_2，把霍尔电压 V_H 放大 100 倍。用模拟电压表指示磁铁的 N 极与 S 极。这里接的模拟电压表头满度为 0.2V（或 0.2mA），用它来指示磁极。

如果被测磁铁磁场较强时，为防止超过表头的量程，电路中采用二极管 VD_1 和 VD_2 进行限幅，把电压限制在 0.6～0.7V。流经表头电流为 0.2mA，所以，限流电阻 R_3 为 3kΩ。

R_2 用来限制二极管的电流，把二极管的电流限制到 4mA。

测量时，只要把被判断的磁铁靠近霍尔传感器，模拟电压表指针就会左右摆动。如果摆到 N 极侧，则靠近霍尔传感器的一头为 N 极。

用电位器 RP 调整电表指针位置，当没有磁铁靠近传感器时，将模拟表指针调到中间位置即可。

三、便携式高斯计

便携式高斯计电路如图 8-13 所示。A/D 转换器采用 MAX138（有关 MAX138 原理前面已有介绍），传感器采用 THS103A。

当 I_C=5mA 时，V_{IN}=50～120mV (1kG)，因此，当 V_{REF}

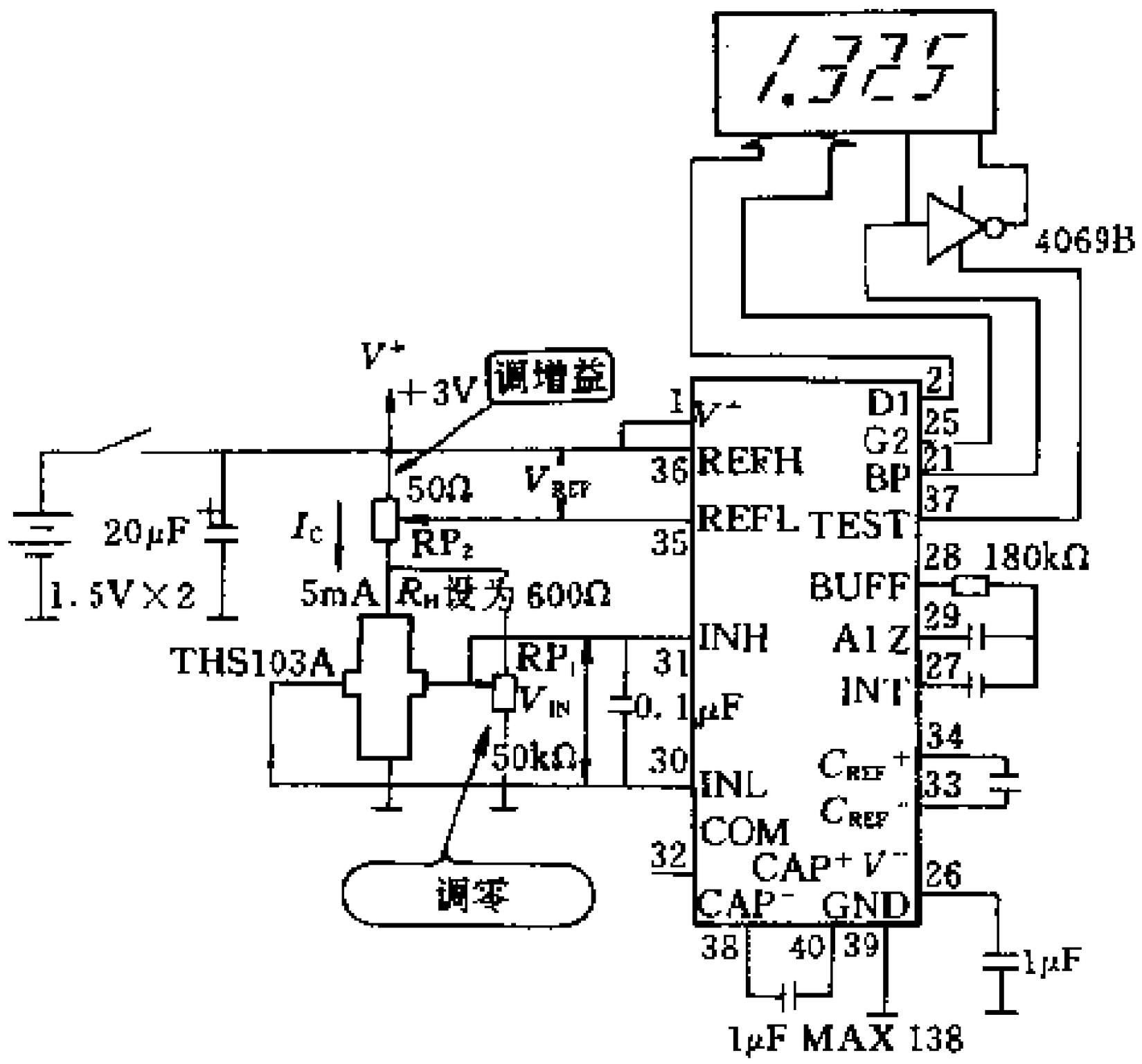


图 8-13　便携式高斯计电路

=50～120mV 时，1kG 磁场显示为 1000。

四、磁平衡式交流电流表

采用霍尔元件构成的磁平衡式交流电流表的原理如图 8-14 所示。设被测电流 i_1 产生的磁场为 B_1，则 B_t 就在霍尔元件上产生霍尔电压，若这个电压经运放放大形成电流 i_2 供给反馈线圈 N_2，则在霍尔电压 $V_H=0$ 时，磁势平衡，即

$$i_2 = (N_1/N_2)i_1 \tag{8-7}$$

如果通过电阻 R 测量 i_2，就可以获得与 i_1 成比例的电流值。因 i_2 只与 N_1/N_2 成比例，温度与磁场对霍尔元件的影响就比较小。

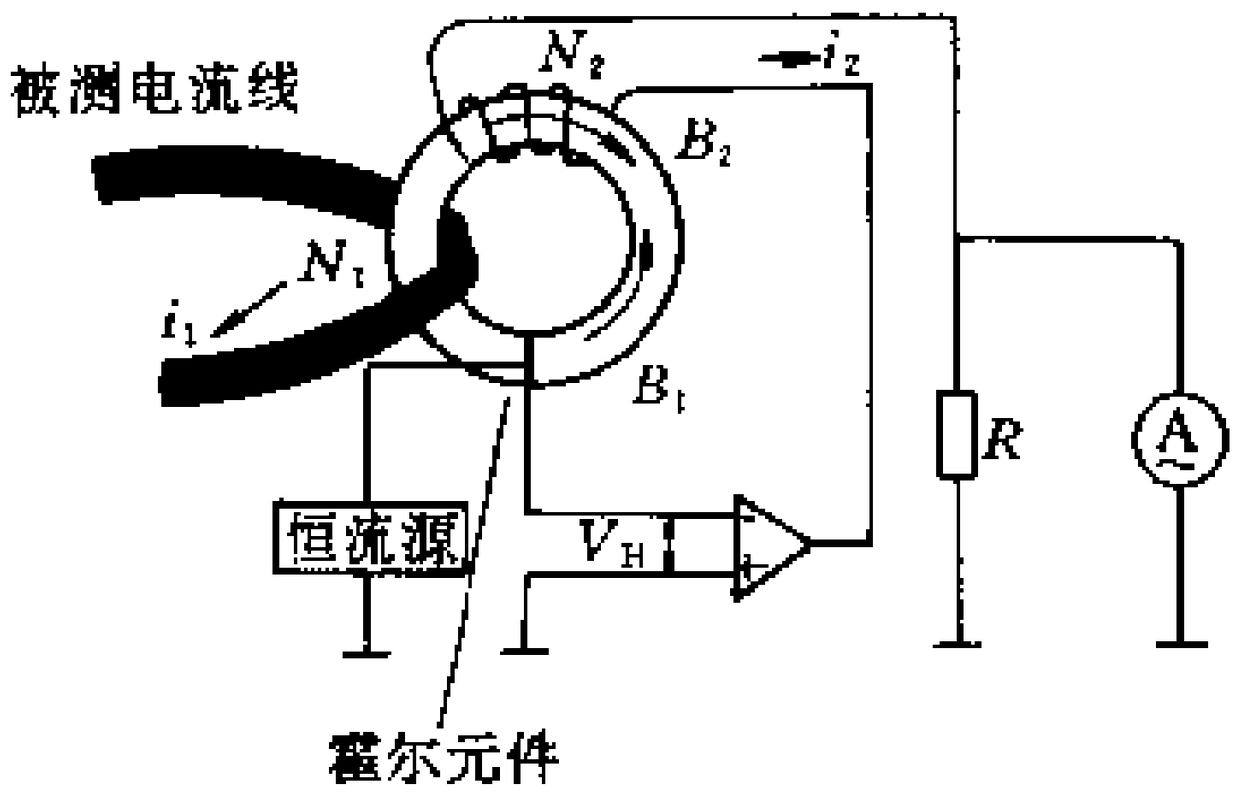


图 8-14　磁平衡式电流测量电路

磁平衡式交流电流表的温度特性和线性好。图 8-15 是采用 InSb 材料霍尔元件 KH-400A 的交流电流表电路。

KH-400A 中流经来自 AD580 提供的 5mA 恒定控制电流。而 KH-400A 厚为 2.0mm，铁心空隙为 2.2mm。这样，输入电流为 50A 时，磁通密度 B_1 约为 1kG。

因霍尔元件 KH-400A 固定在基板上，实际上铁心空隙小于 2.2mm，所以由式（8-1）可得霍尔电压 V_H 为

$$V_H = KI_CB = 80\text{mV}/(\text{mA} \cdot \text{kG}) \times 5\text{mA} \times 1\text{kG} = 400\text{mV}$$

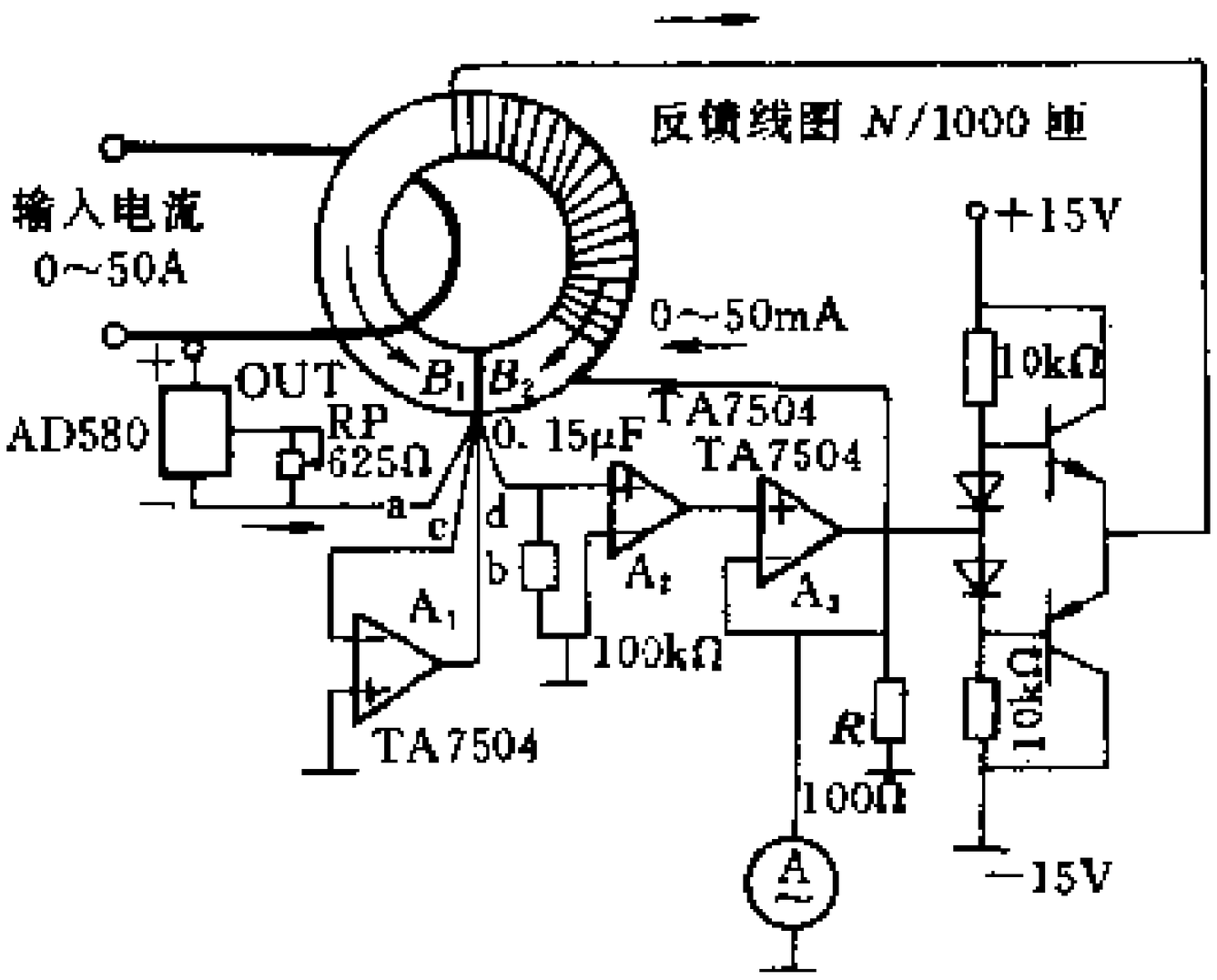


图 8-15　磁平衡式交流电流表

这时，反馈线圈上加的是负反馈（霍尔电压 $V_H=0$），因此，流经的电流为 50mA（50A/N＝50A/1000 匝，反馈线圈 N 为 1000 匝）。那末，要加足够的负反馈，运放 A_2 开环使用。反馈线圈为 1000 匝，由 V-I 变换器把电压变换为电流，因此，即使反馈线圈电阻变化，电流也不变。

运放的输出电流小于 20mA。因此，要在运放 A_3 后接电流缓冲电路，如果接有缓冲电路，线圈为 5000 匝，额定电流也可以为 10mA。R 上的电压降就是获得的输出电压。

磁平衡式的优点是输入电流产生的磁通密度 B_1 与反馈线圈电流产生的磁通密度 B_2 的总和通常为零。因此，铁心几乎不饱和。这样，铁心体积可以减小。另外，工作状态是霍尔电压 V_H 为零的状态，不受电阻等的温度变化的影响，其温度特性与线性都比较好。

第四节　霍尔集成传感器

一、霍尔集成传感器的结构与特性

霍尔集成传感器就是敏感元件与放大器集成于单片上所构成的传感器。此种集成传感器有线性与开关两种。图 8-16 表示为线性集成传感器的基本结构与特性。

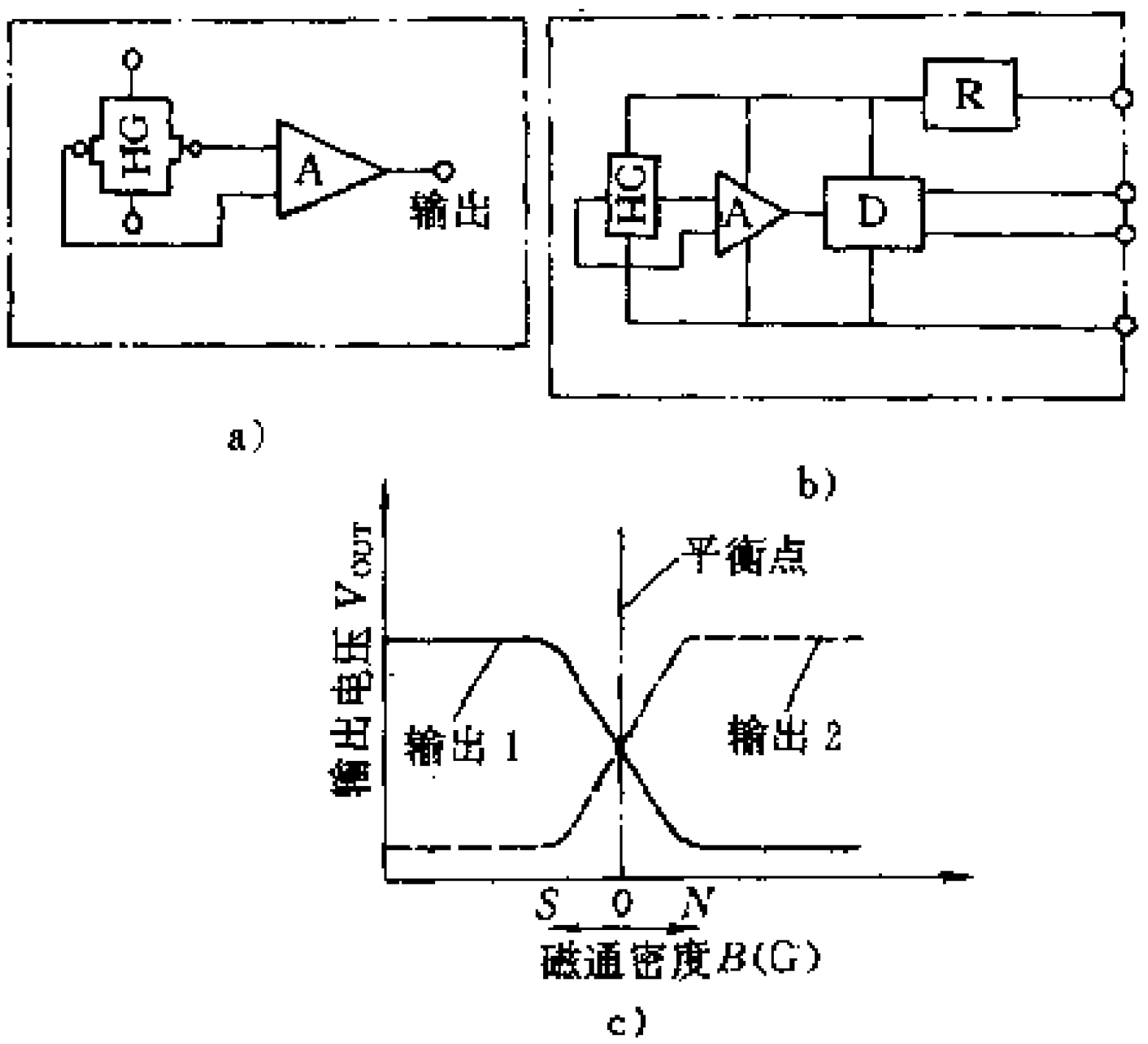


图 8-16　线性霍尔集成传感器结构与特性

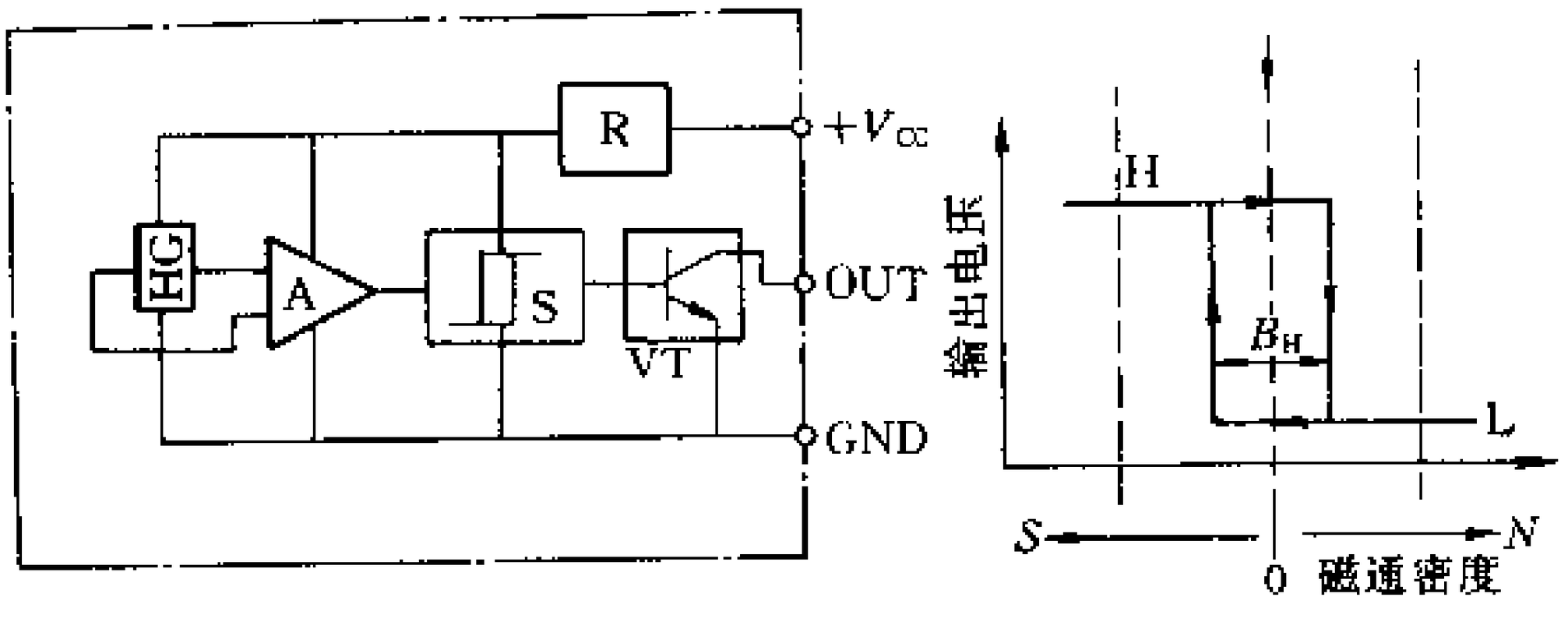
a）基本结构　b）实际结构　c）输出特性

HG—霍尔元件　D—差动输出电路　R—稳压电路

图 8-16a 为基本结构，为了增加集成传感器的功能，实际结构如图 8-16b 所示，在片内设有稳压电路等。从图 8-16c 的特性曲线可见，在某一范围内输出为线性特性。所谓平衡点就是两输出的平衡点，即相当于 N、S 极的平衡点。

图 8-17a 是开关霍尔集成传感器的结构框图，它与线性集成传感器不同点就是片内设有施密特电路 S，通过晶体管 VT 的集电极输出信号。

图 8-17b 是开关传感器的特性。从特性可见，这种传感器具有时滞特性，此特性可以防止噪声干扰。



a)　　b)

图 8-17　开关霍尔集成传感器结构与特性

a）结构　b）特性

集成传感器一般片内设有稳压电路，因此，电源电压范围较宽，从 3V 到 16V。

二、电动机驱动电路

图 8-18 是采用两个霍尔集成传感器的无刷电动机驱动电路实例。该电路为 4 相半波通电方式。

此种用途的传感器，除霍尔传感器外，还可以采用光电传感器等。

电路中霍尔传感器 IC_1 和 IC_2 用于检测电机电刷的磁极信号，A 点与 B 点输出相位差 90°的信号，输出信号经 TC4070 和 TC4081 逻辑合成为 4 相信号。这样，把相位差 90°

的两个信号变为4通道的输出信号，再经晶体管放大，激励线圈 L_1～L_4。

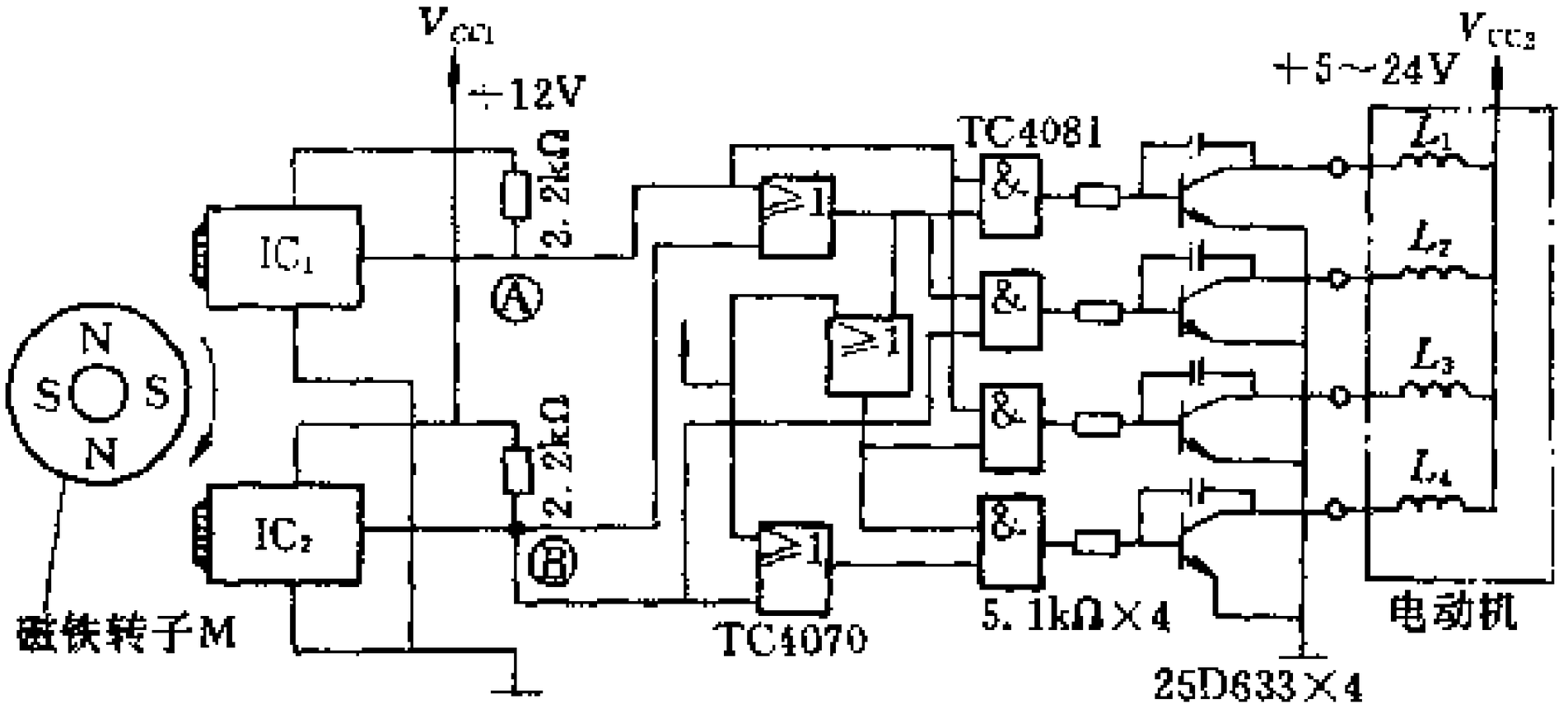


图 8-18　电动机的驱动电路

该电路中的 V_{CC1} 为 12V，而 V_{CC2} 可在 5～24V 范围内任意改变。

三、数字转速仪

采用霍尔集成传感器的数字转速仪电路如图 8-19 所示。转速信号检测点采用霍尔集成传感器。在被测转速的主轴上安装一个非金属圆形薄片，将磁钢嵌在圆片圆周上。主轴转动一圈，霍尔传感器发出一次检测信号。当磁钢与霍尔传感器重合时，霍尔传感器输出低电平，信号经非门整形后输出高电平，并送给信号控制与门；当磁钢离开霍尔元件时，输出高电平，经反相后为低电平，则信号不能通过信号控制与门。

定时部分采用 MC14541 可编程定时集成电路。该器件的特点是功能强、外围元件少。从图 8-19 可知，当 12 脚和 13 脚均取高电平时，电路总的延迟时间 $t=2^{16-1}\times 2.3R_{tc}C_{tc}$。外

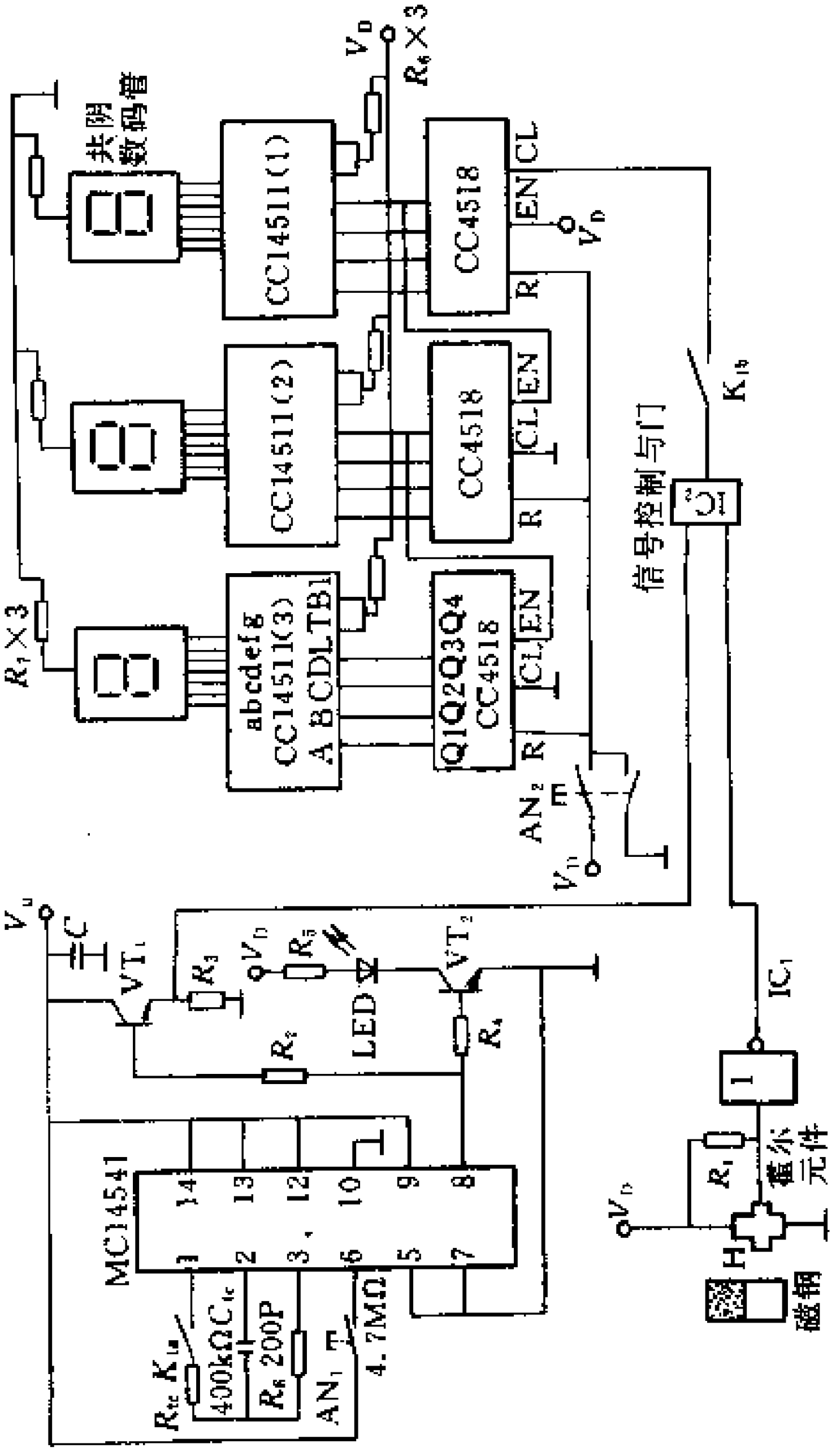

共阴数码管
CC14511(1)
CC14511(2)
abcdefg
CC14511(3)
A B C D LT BI
CC4518
CL
EN
R
Q1Q2Q3Q4
V_D
$R_1 \times 3$
$R_2 \times 3$
信号控制与门
K_{1b}
IC
AN_2
E
V_{TT}
V_{DD}
C
VT_1
R_3
R_{5a}
LED
VT_2
R_4
R_5
MC14541
1
2
3
6
5
7
14
13
12
10
9
8
R_{tc} K_{1a}
400kΩ C_{tc}
R_6 200P
AN_1
4.7MΩ
IC_1
R_7
霍尔元件
H
磁钢

图 8-10 数字转速仪

接阻容元件 R_tC_t的值确定后，即确定了 MC14541 内部振荡器的振荡频率。本电路的 $t=62.29s$。5 脚是自动复位端 AR，当 AR 端设定为低电平时，电路在通电后即自动复位，使 MC14541 内部各级计数器清零。6 脚是手动复位端，高电平有效。10 脚是“单定时/循环输出”方式选择端 M，这里选择单定时方式，即当延迟时间到，定时输出端 Q（8 脚）的电平跳变后始终保持不变，直至下一次复位信号的到来。9 脚是输出端 Q/$\overline{Q}$ 的选择端，这里选择输出端 Q 的初始电平状态为高电平。

信号控制部分用了与门 IC_2，合上电源开关后，主转速脉冲信号就输入给控制与门 IC_2。开关 K_{1a}、K_{1b}是 2×2 钮子开关，将 K_{1a}、K_{1b}闭合，定时器开始计时，此时 MC14541 的输出端 Q 为高电平，晶体管 VT_1 导通，打开了与门 IC_2，由检测头来的转速计数脉冲通过与门 IC_2，送到计数器，开始计数，并在数码管上显示。同时 VT_2 也导通，发光二极管 LED 发光，作计数器定时指示之用。只要定时时间来到，MC14541 的 Q 端就保持为“1”，信号控制与门 IC_2 也一直保持开门状态。当定时电路达到规定的一分钟时，MC14541 输出端 Q 由高电平跳变到低电平，且一直保持不变，VT_1、VT_2 同时截止，信号控制与门被关闭，检测脉冲信号不能通过 IC_2 计数器停止计数、这样转速测定过程结束，LED 同时熄灭。

如果要再一次测定转速，开始前，先按手动复位按钮 AN_1、AN_2，使 MC14541 内部各级计数器和转速计数器复位，MC14541 的输出端也恢复到高电平状态，此时可再次测定转速。

计数显示部分由 CC4518BCD 加法计数器、CC14511 BCD-7 级译码器/驱动器和共阴数码管组成。

第五节　霍尔传感器的失调电压

当测量精度要求较高时，霍尔传感器的失调电压或称漂移电压就得小。控制电流为直流时，传感器输出交流，或者控制电流为交流时，传感器输出直流，失调电压都不会引起误差，如图 8-20 所示。

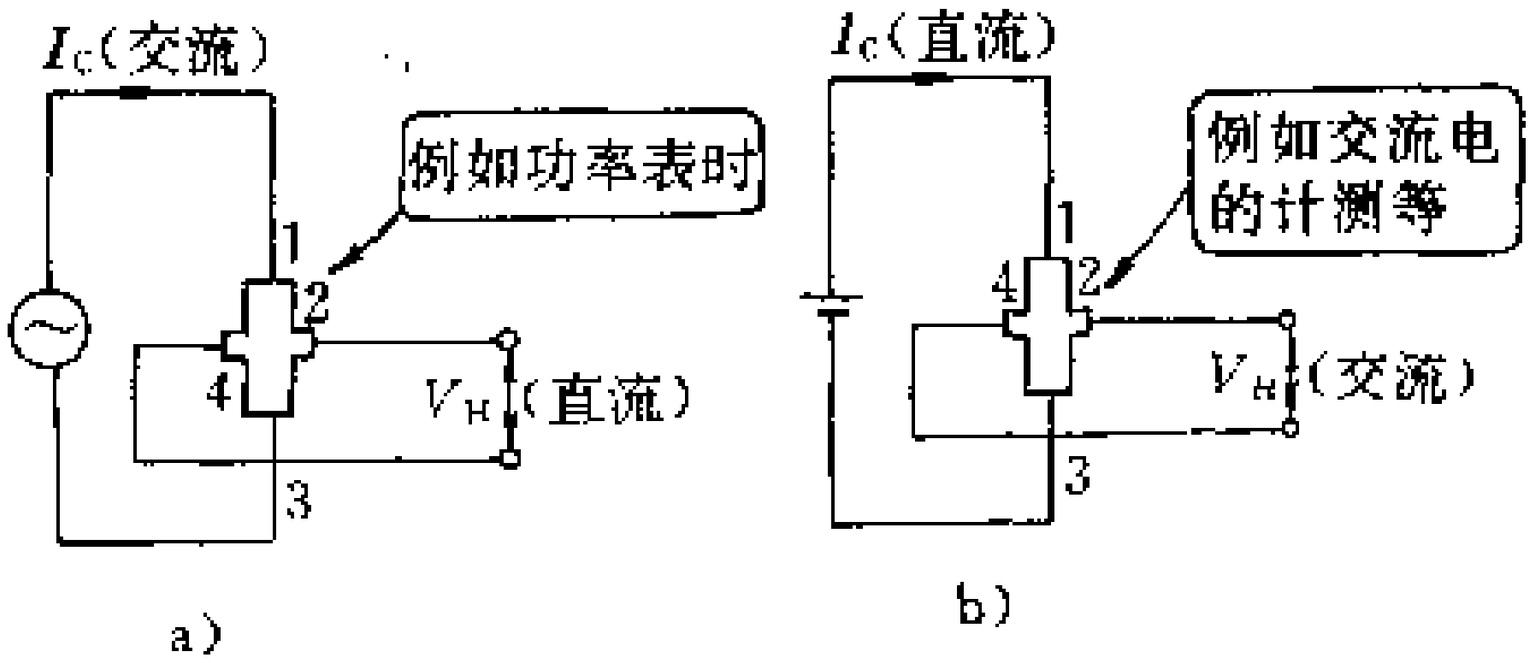


图 8-20　失调电压不会引起误差

a）控制电流为交流，输出为直流　b）控制电流为直流，输出为交流

然而，通常失调电压与信号电压不能分离，那么如何减少失调电压就是个问题。尽管失调电压的初始值可以调到零，但失调电压温漂还会引起误差。因此，实际使用时，要选用失调尽可能小的传感器。

如果对失调电压多次调整无效时，多半是霍尔传感器的热感应电动势较大的缘故，热感应电动势也称为整流性电压，如图 8-21 所示，但这种电压与失调电压有本质的不同。

消除热感应电势的方法之一是控制电流采用交流。为了完全消除热感应电势，从电路设计上考虑，频率为几百 Hz 到几 kHz 较适宜。

霍尔传感器具有电阻性质，会产生噪声。这种噪声有两

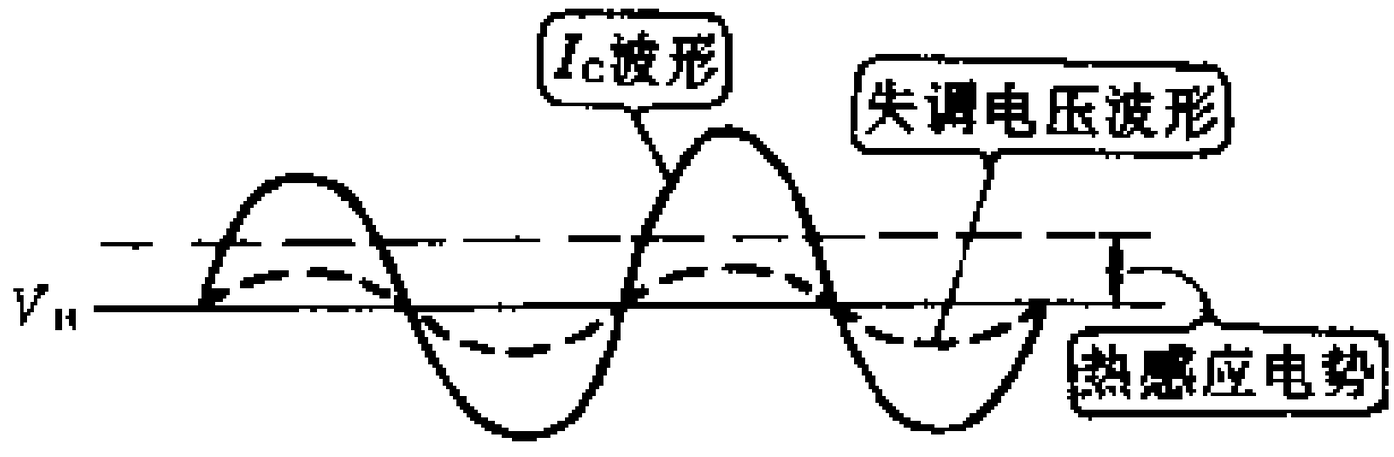


图 8-21　不平衡电压与热感应电势

类，一类是与频率无关而噪声密度恒定的噪声，另一类是噪声密度与频率成反比的噪声。

从噪声观点来看，InSb 霍尔传感器的 S/N 优于 GaAs 霍尔传感器。

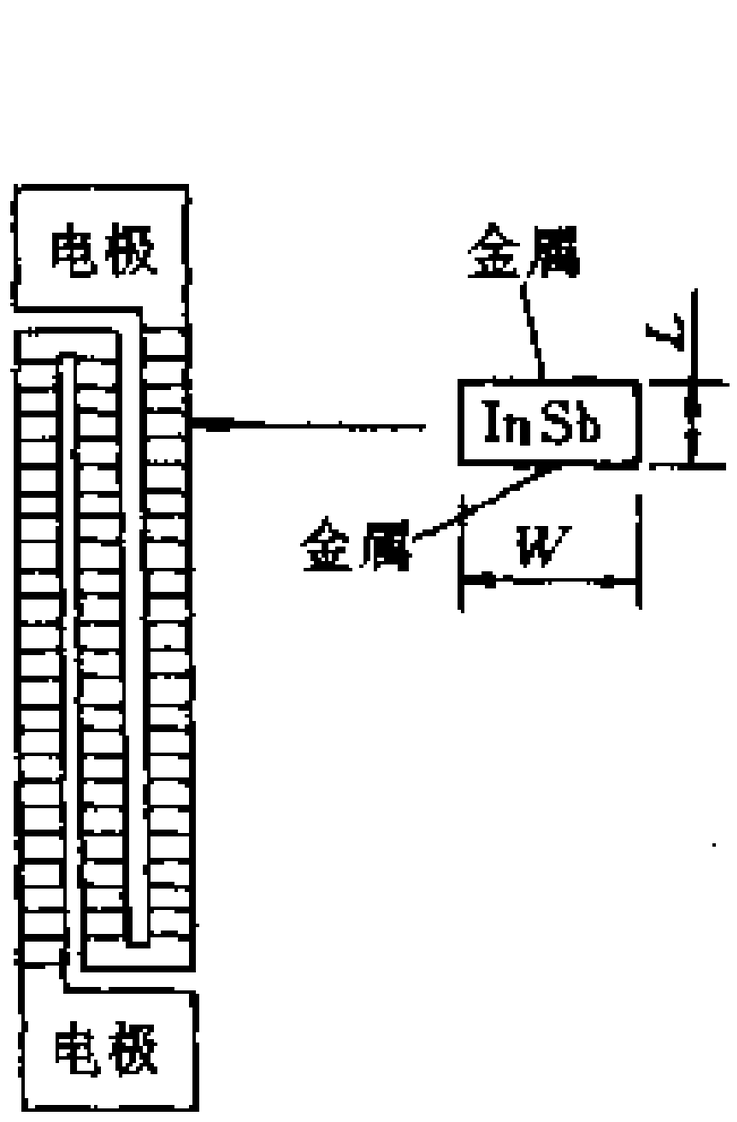
第九章　磁敏电阻应用接口电路

第一节　磁敏电阻的工作原理与特性

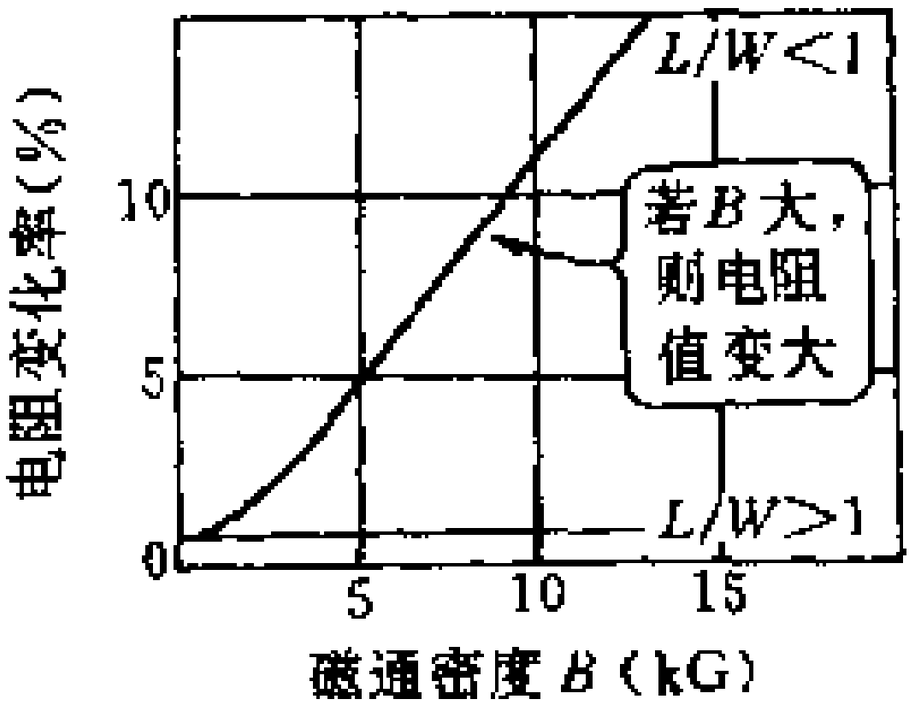
磁敏电阻（MR）也是一种磁性传感器，它的电阻值随磁场强弱而变化。磁敏电阻有 InSb 受磁材料的半导体磁敏电阻和 CoNi（镍化钴）强磁性体的磁敏电阻。

一、半导体磁敏电阻的特征

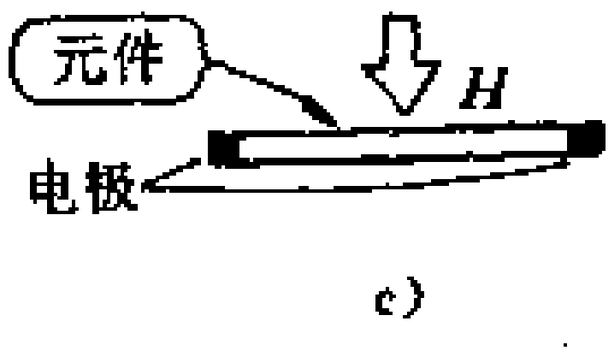
半导体磁敏电阻的结构如图 9-1 所示，它是把几个 InSb



a）



b）



c）

图 9-1　半导体磁敏电阻结构及其特性

a）结构　b）电阻变化率与磁通密度之间的关系　c）提供磁场的方法

材料的矩形体串联连接而成。磁敏电阻是利用磁阻效应的磁性传感器，为提高灵敏度，必须采取相应措施。图 9-1b 表示不同形状磁敏电阻的电阻变化率与磁通密度之间的关系。$L/W<1$ 形状的磁敏电阻比 $L/W>1$ 形状的磁敏电阻的灵敏度高，其中 L 为矩形体长度，W 为矩形体宽度。用改进形状来提高灵敏度的办法会使电阻值降低，因而，一般采用多个矩形体串联连接可获得几百到几千欧姆的实用电阻值。

霍尔传感器也有磁阻效应，但霍尔传感器的 $L/W>1$，因而磁阻效应影响小。提供给半导体磁敏电阻的磁场方向应与磁阻表面垂直，如图 9-1c 所示。在弱磁场附近，灵敏度非常低，因此，对半导体磁敏电阻要加偏磁，加偏磁的方法如图 9-2 所示。通常由永久磁铁提供偏磁，从而提高弱磁时磁敏电阻的灵敏度。

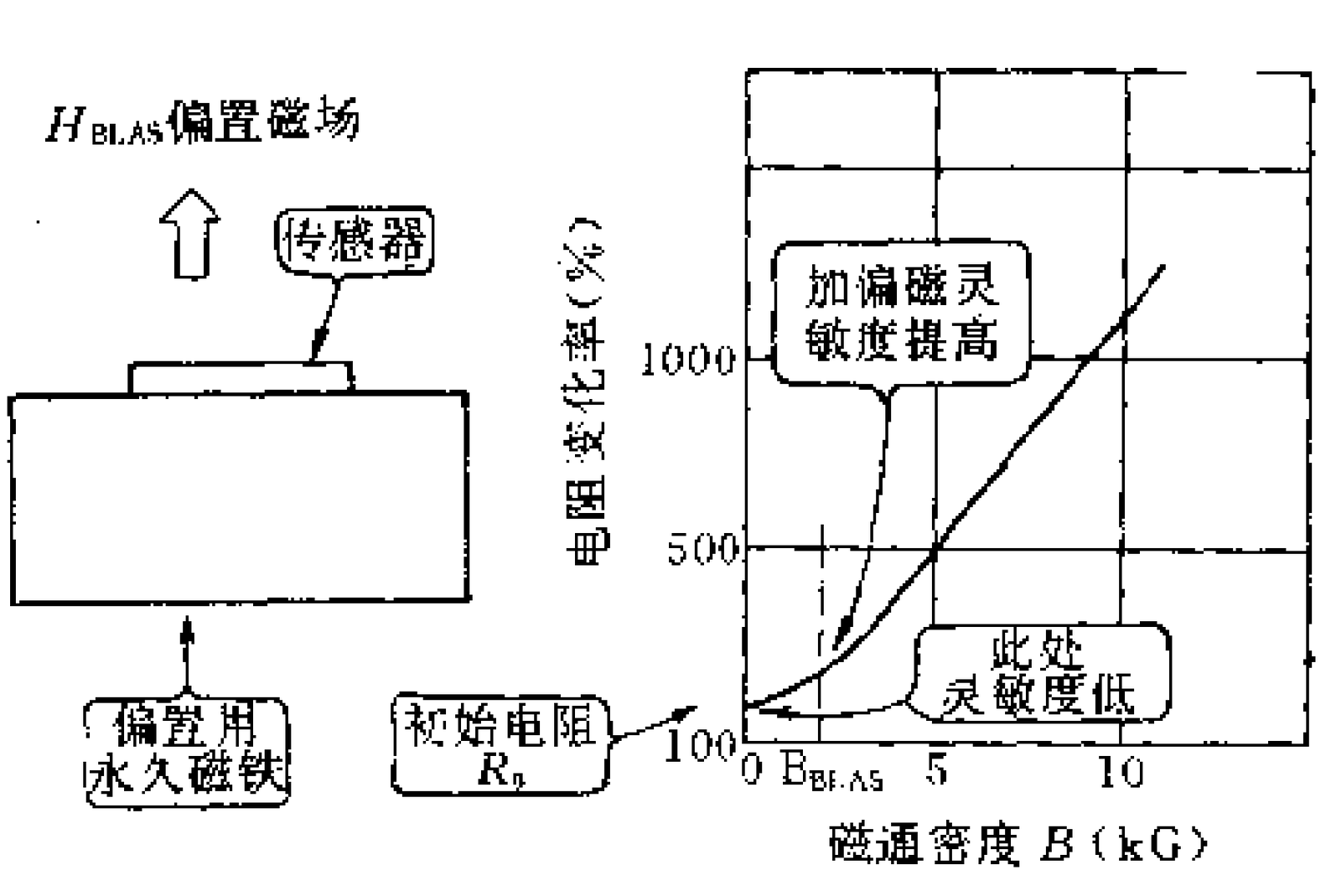


图 9-2　对半导体磁敏电阻提供偏磁的方法

如果永久磁铁磁性太强，不仅体积大，而且价格昂贵，所以，一般选用约 500G 到几千 G 的永久磁铁提供偏磁。

二、强磁性体磁敏电阻的特征

强磁性体磁敏电阻的磁阻效应与半导体磁敏电阻不同，其电阻值与磁场大小成反比例变化，如图 9-3 所示。

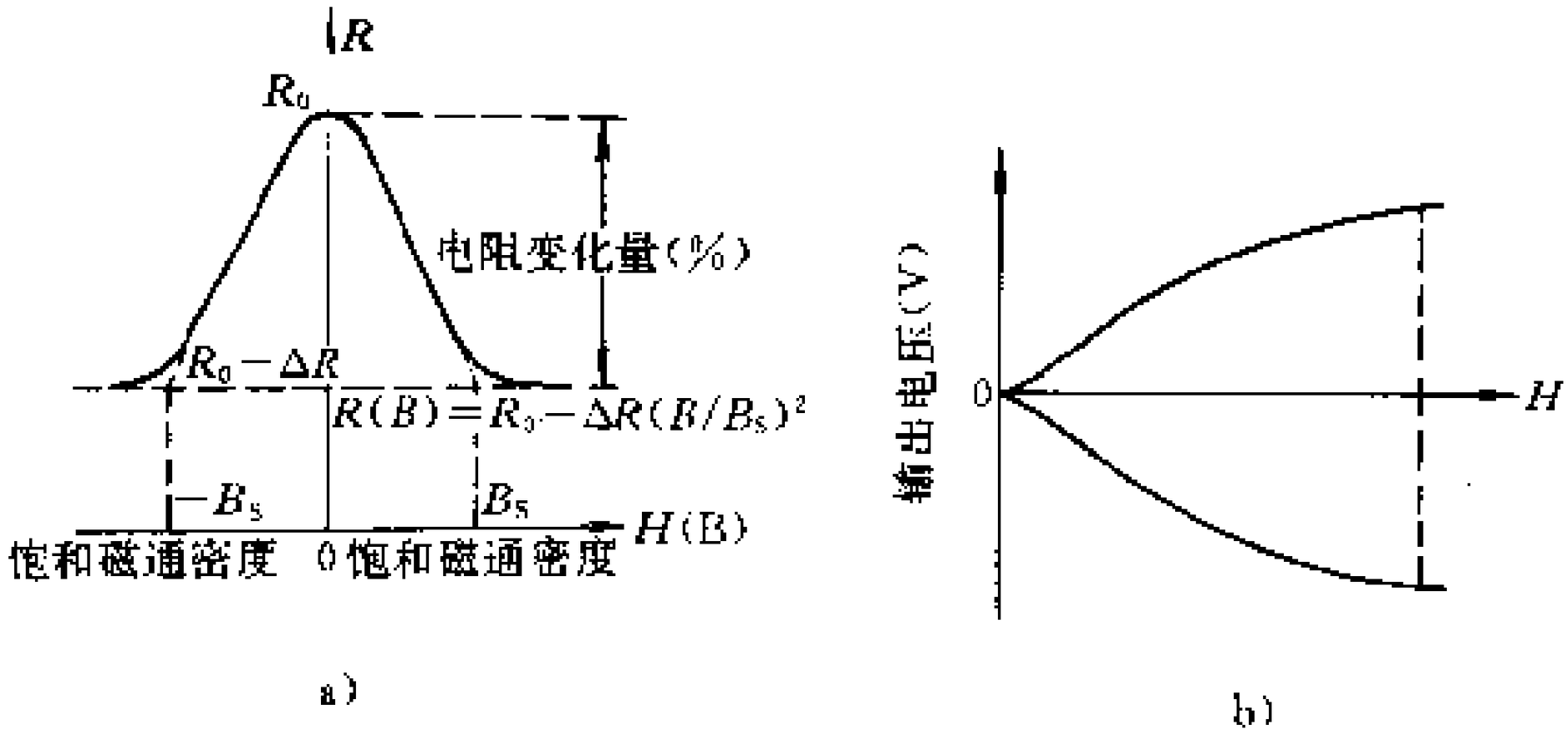


图 9-3　强磁性体磁敏电阻的特征

a）电阻与磁场特性　b）磁场与输出特性

这种磁敏电阻不仅电阻值较小，而且磁通密度为几十高斯到几百高斯就进入饱和状态。因此，只有百分之几的电阻变化量范围。

图 9-4 表示强磁性体磁敏电阻的结构。它是用真空镀敷的方法在受磁部分镀上 NiCo 金属强磁性体而构成的。它与半导体磁敏电阻不同，提供的磁场方向与电流方向平行，而半导体磁敏电阻提供的磁场方向与电流方向垂直。

另外，当磁场方向与电流方向不平行时，如图 9-4b 和 c 所示，电阻值计算如下：

$$R_\theta = R_\perp \sin^2\theta + R_{/\!/} \cos^2\theta \qquad (9\text{-}1)$$

式中，$R_\perp$ 为 $\theta=90°$时的电阻；$R_{/\!/}$ 为 $\theta=0°$时电阻；θ 为磁场与电流之间的夹角。

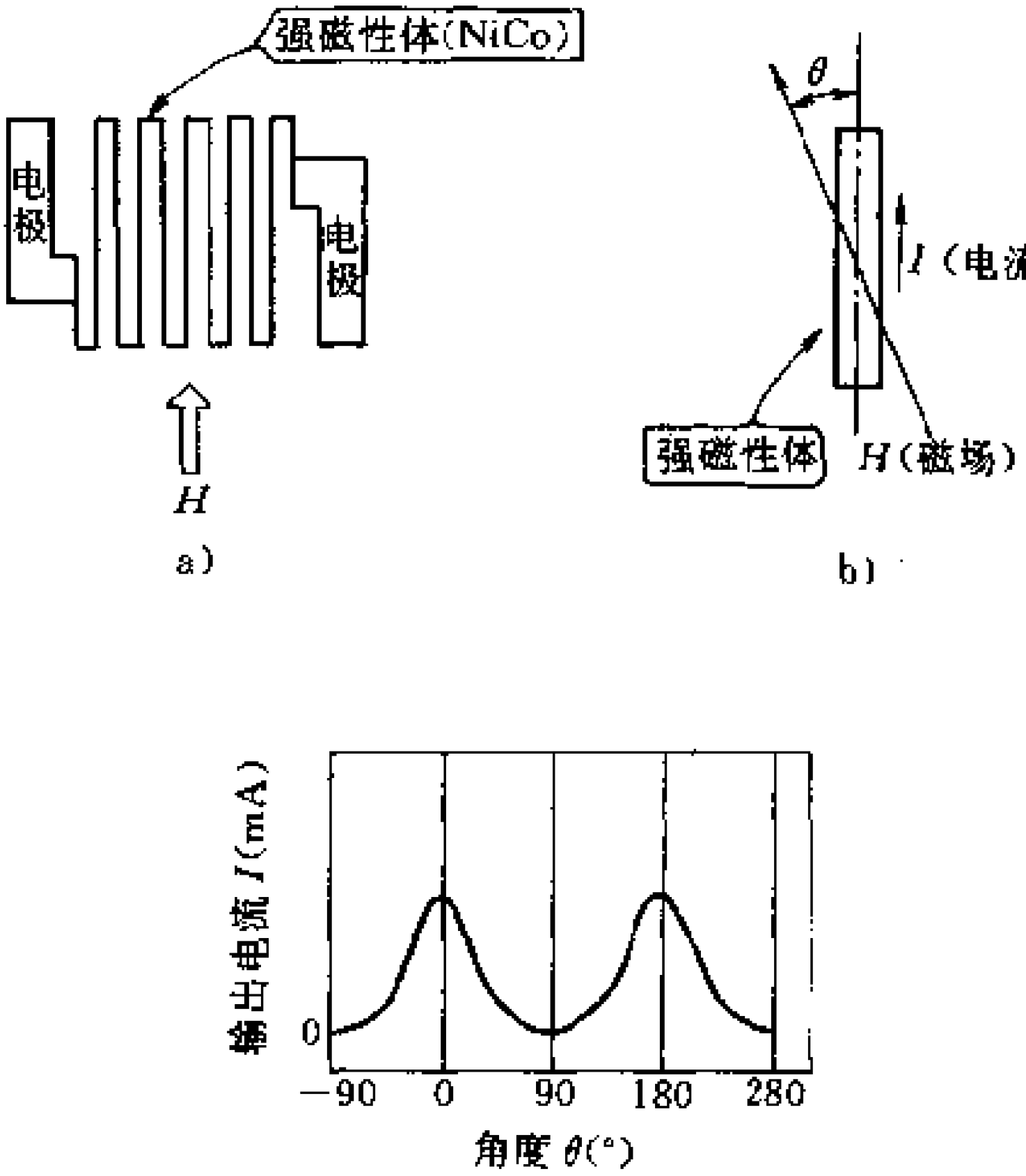


图 9-4　强磁性体磁敏电阻的结构

a）结构与磁场提供的方法　b）电流与磁场的方向　c）磁敏电阻的方向

强磁性体磁敏电阻一般不加偏磁，但为了改善线性，有时也加偏磁。

第二节　磁敏电阻基本应用电路

一、半导体磁敏电阻基本应用电路

InSb 材料半导体磁敏电阻的温度特性较差，实际使用

时，采用两个磁敏电阻的串联方式，进行温度补偿，电路如图 9-5 所示。

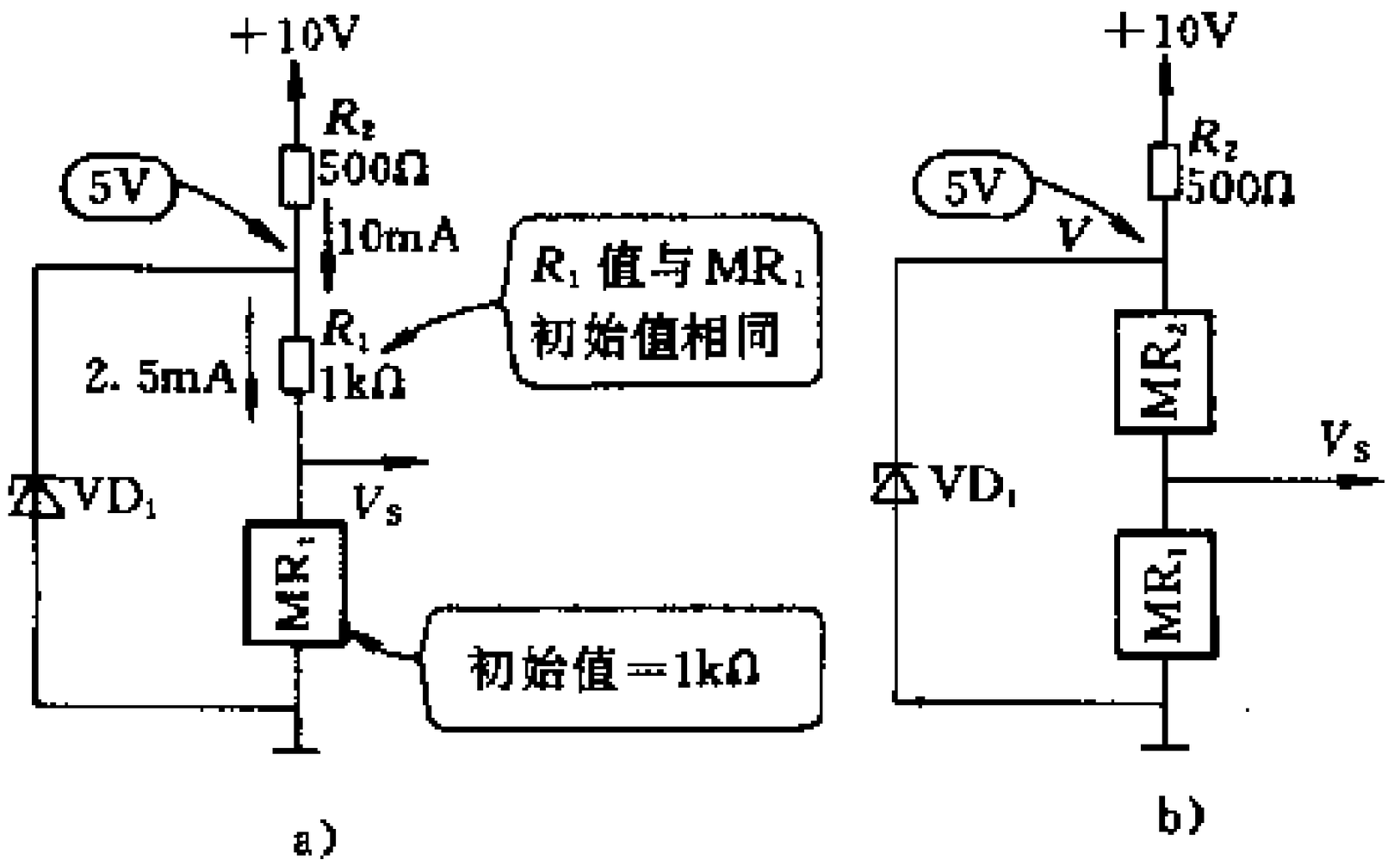


图 9-5　磁敏电阻的串联方式

a）温度特性较差的电路　b）两个磁敏电阻的串联方式

下面计算图 9-5b 所示电路的输出电压，磁敏电阻（MR）采用 MS-F06。MS-F06 磁敏电阻的阻值与磁通密度关系如图 9-6 所示。当磁场为 0 时，电阻值 $R_0=800\Omega$。加有 750G(max)的偏磁，由图 9-6 可知，$R_{0.7kG}=1k\Omega$，$R_{1.7kG}=1.5k\Omega$，每 1kΩ 磁场时电阻值增加 1.5 倍。

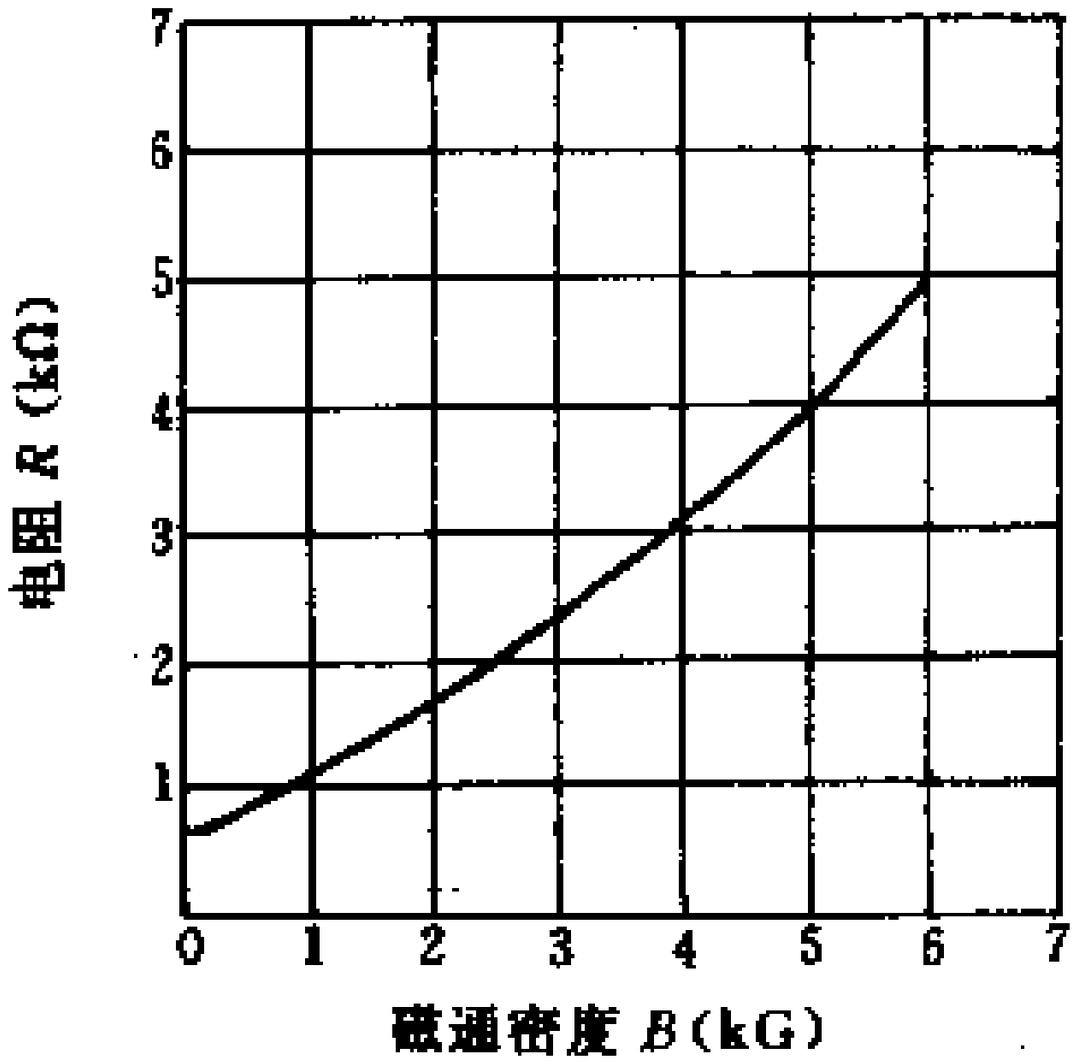


图 9-6　MS-F06 的磁特性

由图 9-5b 可知：

$$V_S = \frac{V}{MR_1 + MR_2} \cdot MR_1 \qquad (9\text{-}2)$$

式中，MR_1，MR_2 分别为磁敏电阻 MR_1 和 MR_2 的电阻值；V 为加到 MR_1 和 MR_2 上的电压。

因为式（9-2）的分母（MR_1+MR_2）和分子 MR_1 有相同的温度系数，可以相互抵消。这样，采用两个磁敏电阻串联方式，就可以改善温度特性。

当磁敏电阻加 5V 电压时，若磁敏电阻 MR_1 的阻值增加（$MR_1=1.5\text{k}\Omega$，$MR_2=1\text{k}\Omega$），则：

$$V_{S1} = 5\text{V} \times 1.5\text{k}\Omega/(1.5\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega) = 3\text{V}$$

如果磁敏电阻 MR_2 的阻值增加（$MR_1=1\text{k}\Omega$，$MR_2=1.5\text{k}\Omega$），则：

$$V_{S2} = \frac{5\text{V}}{1.5\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega} \times 1\text{k}\Omega = 2\text{V}$$

电路输出电压增量为 5V（1.5－1）/2.5＝1V。其值相当于霍尔传感器输出电压的 10 倍。

MS-F06 传感器内有永久磁铁，对于被测物体不是强性磁体也可以识别，其典型应用实例是卡片阅读器。图 9-7 给出

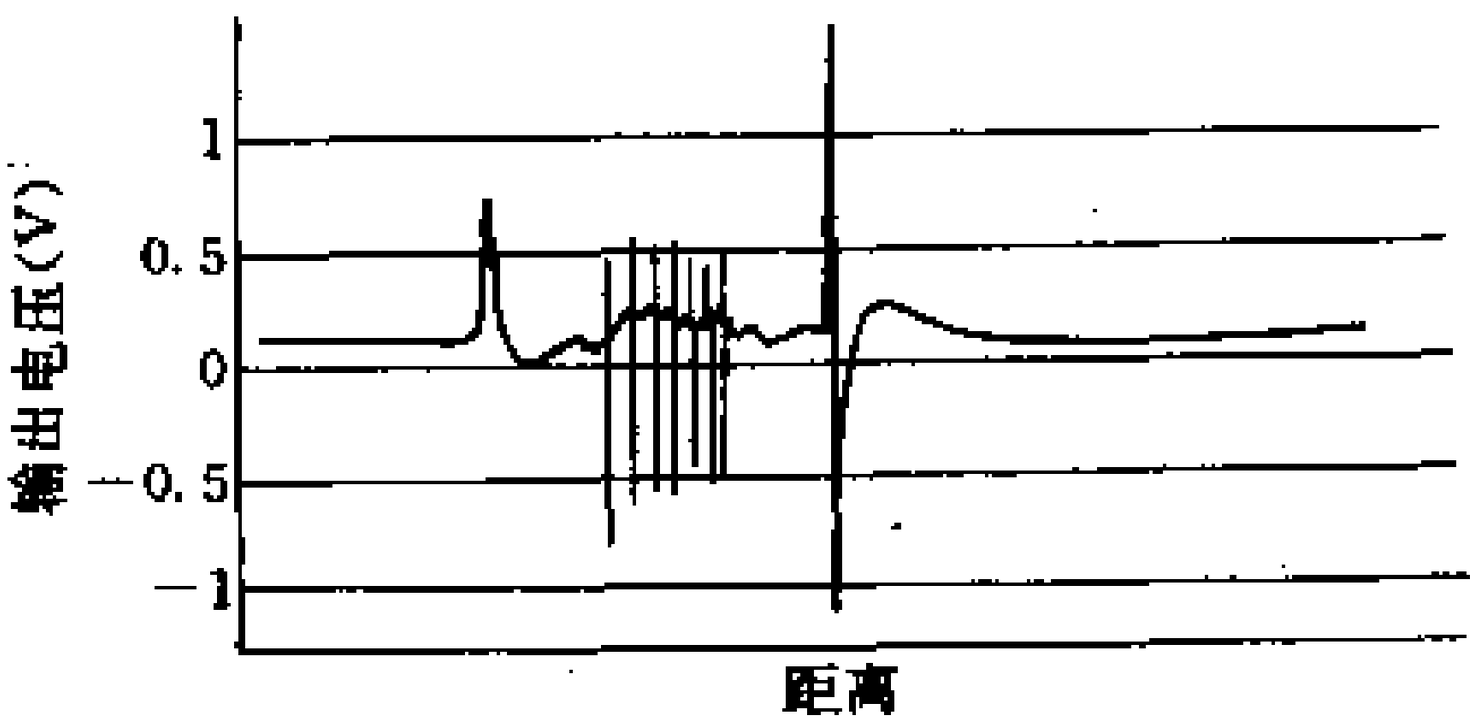


图 9-7　电话卡片的磁性波形

了用 MS-F06 传感器检测磁性电话卡片表面的波形。检测电路如图 9-8 所示。

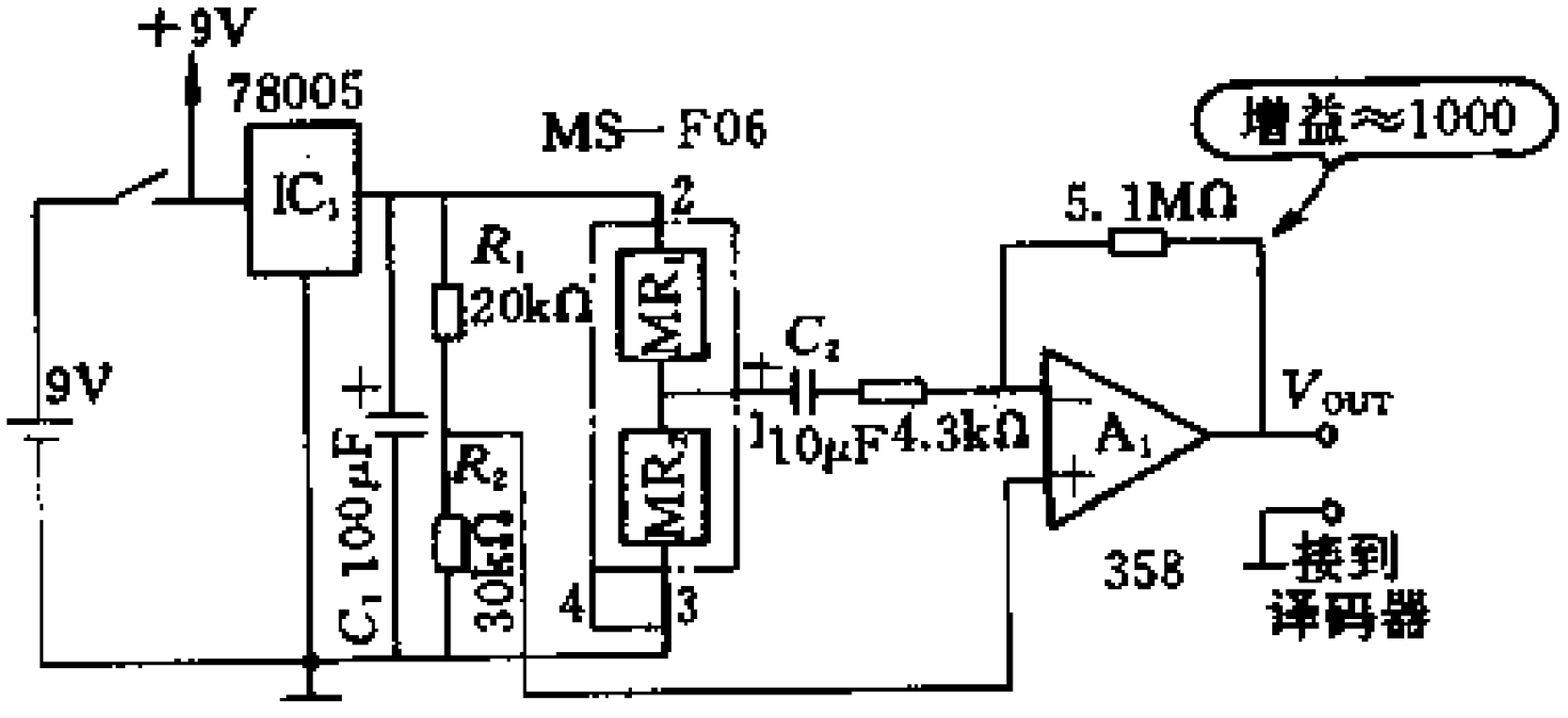


图 9-8　检测电路

二、强磁性体磁敏电阻基本应用电路

强磁性体传感器内没有永久磁铁，因此被检测物体只限于磁铁。

图 9-9a 表示 OR4101M 型磁敏电阻输出电压与磁场的关系。磁场达到 50×10^{-4}T 以上，输出电压就达到饱和。如果在空气中采用 100×10^{-4}T 以上的磁铁，由磁场分散性引起的输出电压变动较小。

在低于饱和磁通密度 B_S 时，出现如图 9-10 所示的磁滞特性，这种特性是不利的。这类似于强磁性体的 B-H 特性。为此，被测物体要采用高于强磁性体磁敏电阻饱和磁通密度 B_S 的磁铁，这一点是很重要的。

工作方式有两种，即恒压工作方式与恒流工作方式。恒流工作时，具有较好的温度特性，温度系数为 $-0.05\%\,℃^{-1}$，图 9-11 给出了强磁性体磁敏电阻的温度特性。一般应用多是

通/断状态，因此，恒压工作方式较好。

在 $H=100$Oe（1Oe=79.6A/m）时，OR4101M 的 2—4 脚间输出电压为 170mV。但 OR4101M 的输出与磁场方向有关，如图 9-9b 所示。在 $H=100$Oe 的磁场中，$\theta=45°$时，输出电压为 +75mV，$\theta=-45°$时，输出电压为 −75mV。输出为优质的正弦波形。

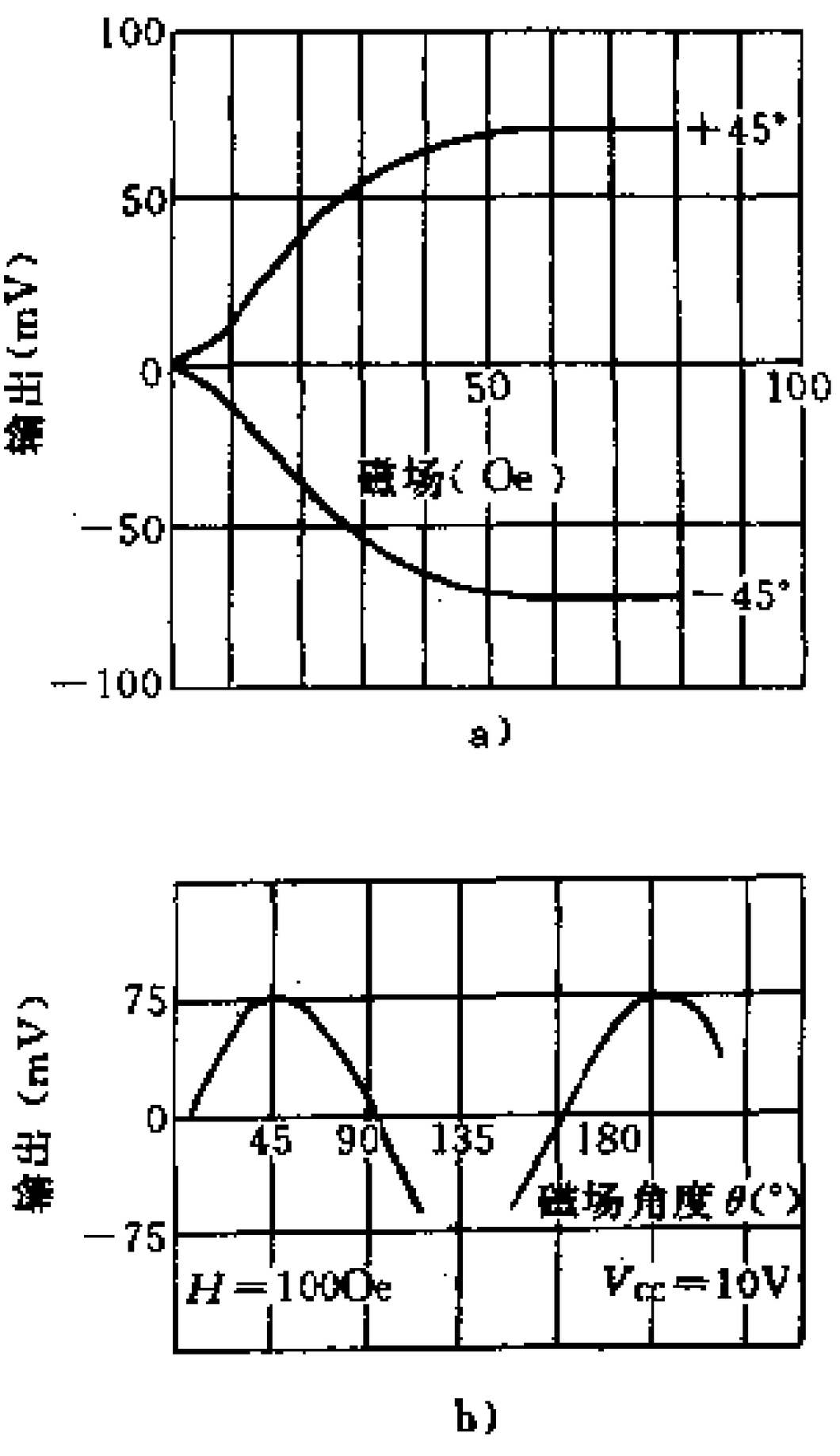


图 9-9 OR4101M 的输出特性

a）磁场-输出特性

b）磁场方向-输出特性

传感器的配置如图 9-12 所示。在图 9-12 中箭头所指方向时，传感器输出最大。

如果把市售的单块磁铁（表面磁通密度为 300G）切成 2mm 宽的小条，其表面装上磁敏传感器，测量其传感器输出波形如图 9-13 所示，输出电压约 73mV，具体测量电路如图 9-14 所示。

如果为传感器提供的磁场采用 N 与 S 极的磁铁，这时传感器的输出波形如图 9-15 所示。由波形可知，其频率约为图 9-13 所示波形的 2 倍。因此用于检测齿轮等装置转速时，其频率分辨率也为 2 倍。

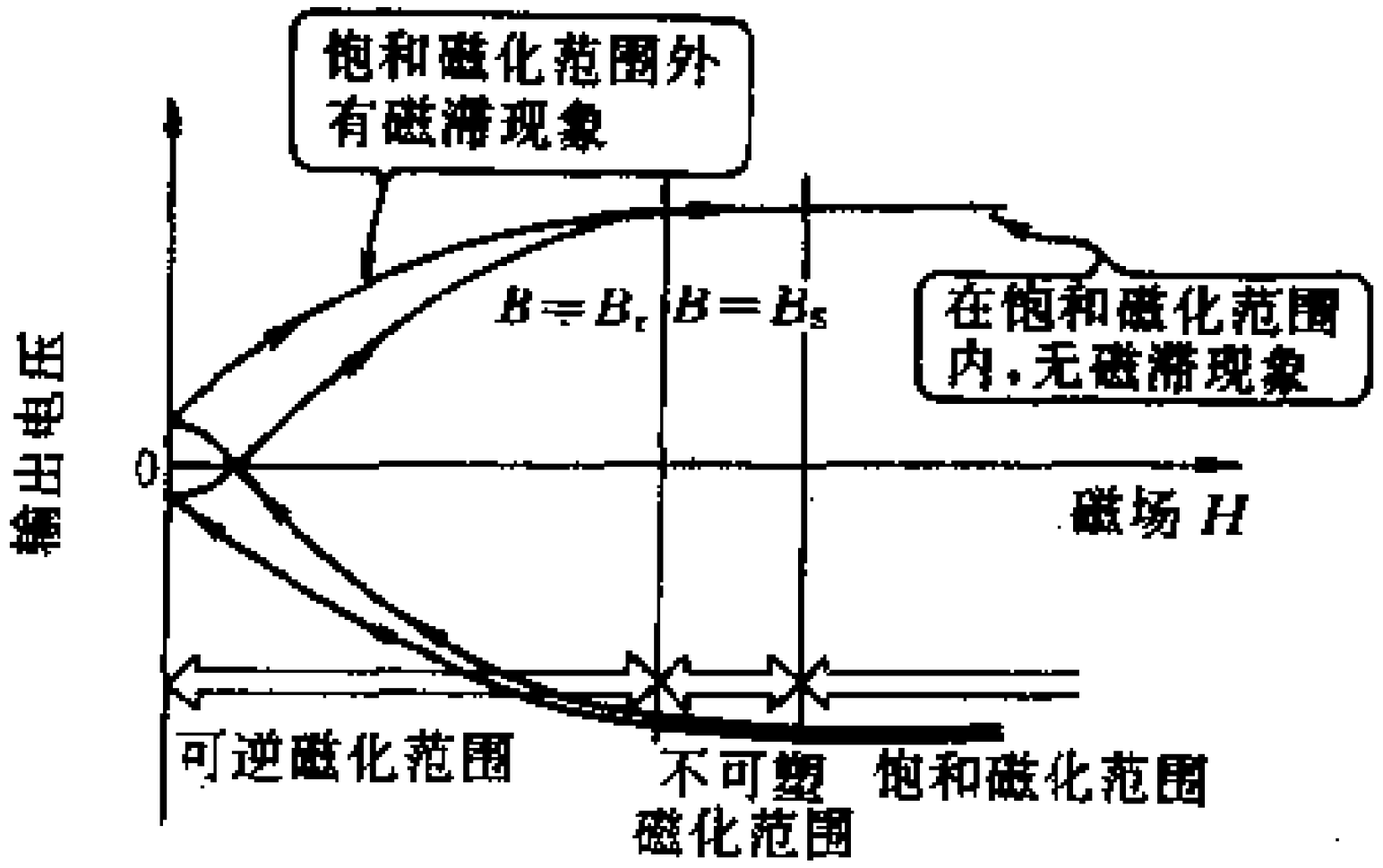


图 9-10　强磁性体磁敏电阻的磁滞现象

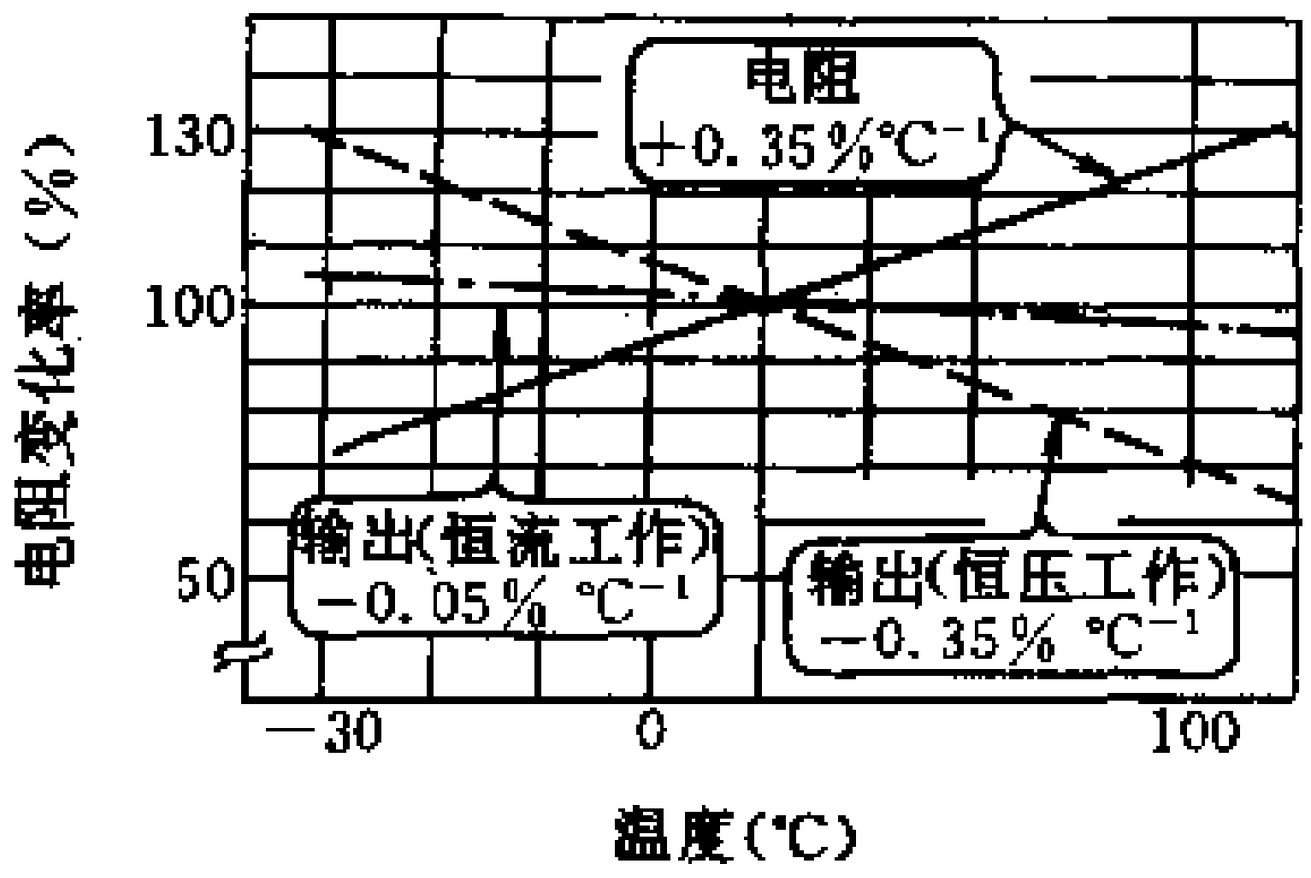


图 9-11　强磁性体磁敏电阻的温度特性

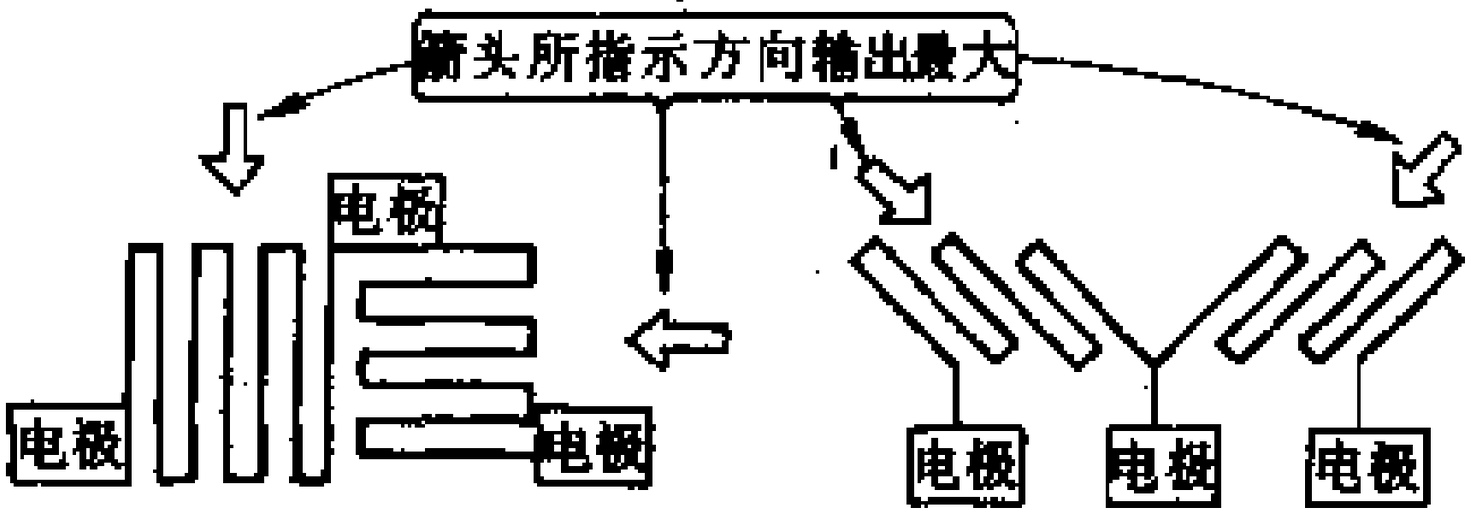


图 9-12　传感器的配置

如果像 OR4102M 传感器那样等间隔配置磁敏元件，可以获得 90°相位移的输出波形，如图 9-16 所示。但是，如果采用磁铁的间隔 λ 为 $4P$(P=1.13mm)，其中 P 为 MR_4 与 MR_3 或 MR_1 与 MR_2 之间间隔，可获得 90°相位移波形。

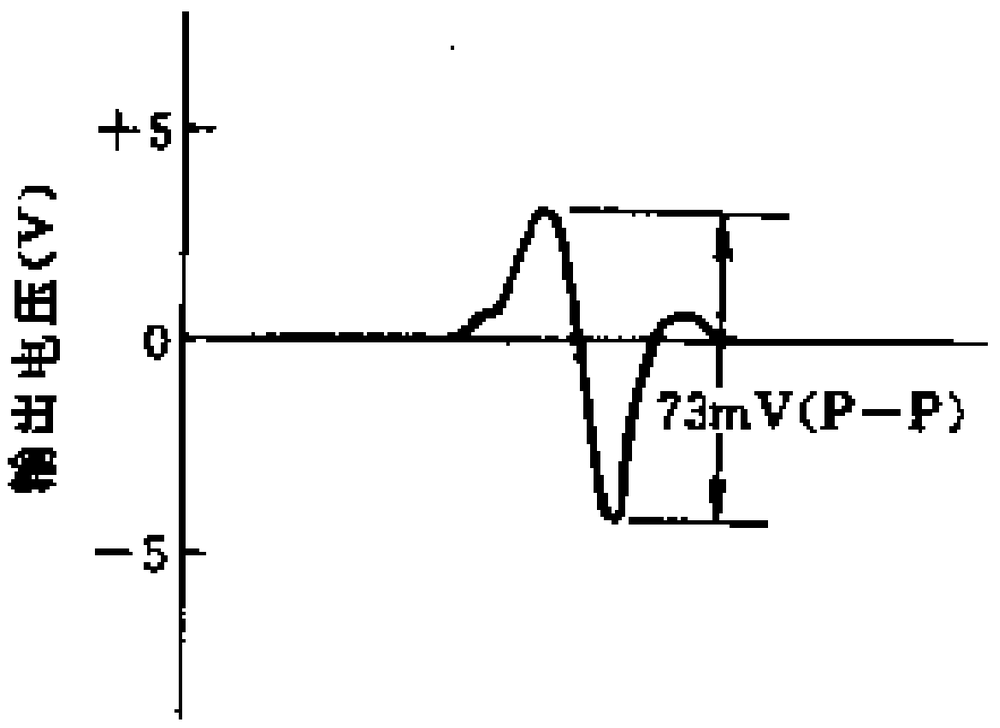


图 9-13　单磁片时输出波形

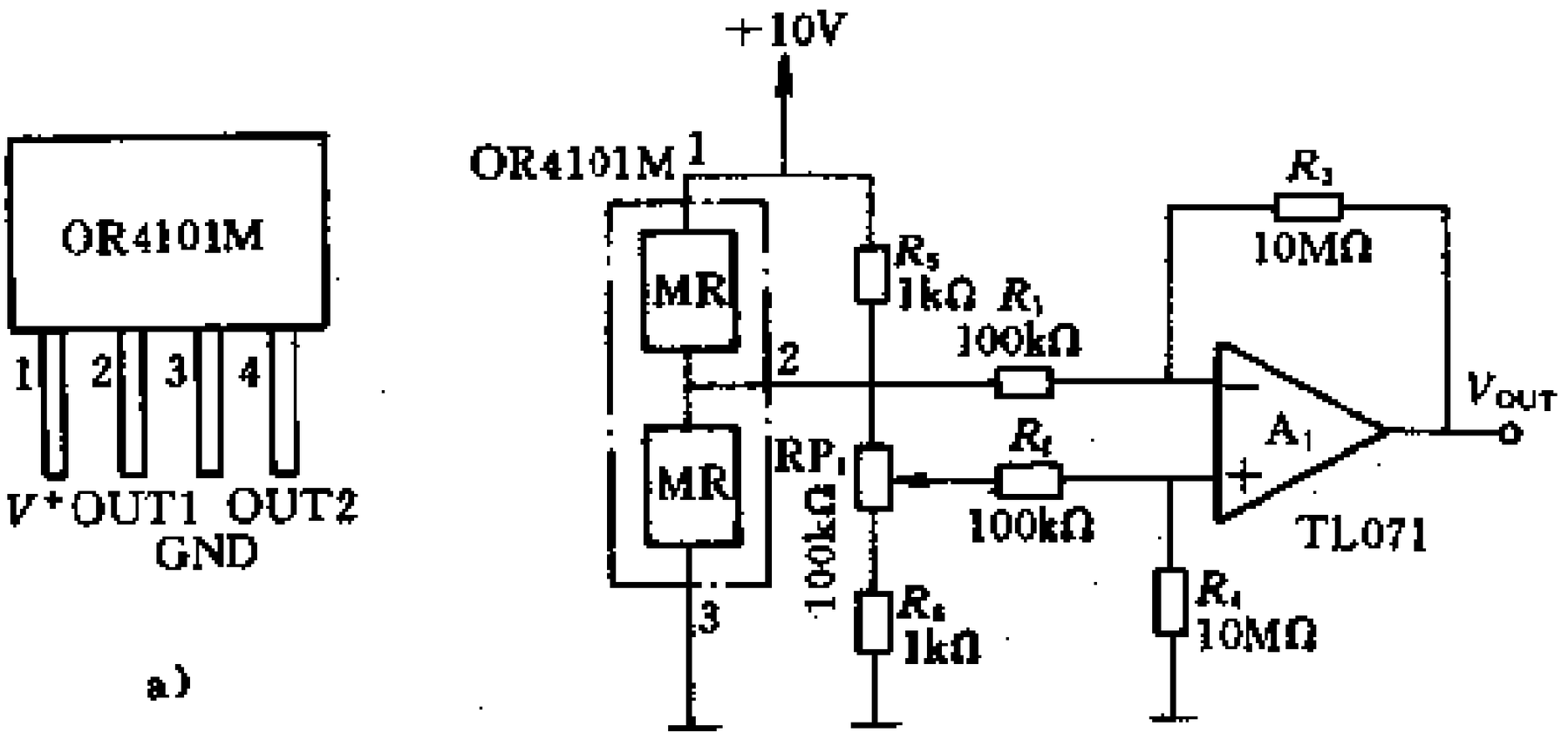


图 9-14　测量电路

a) OR4101M 的管脚图　b) 电路图

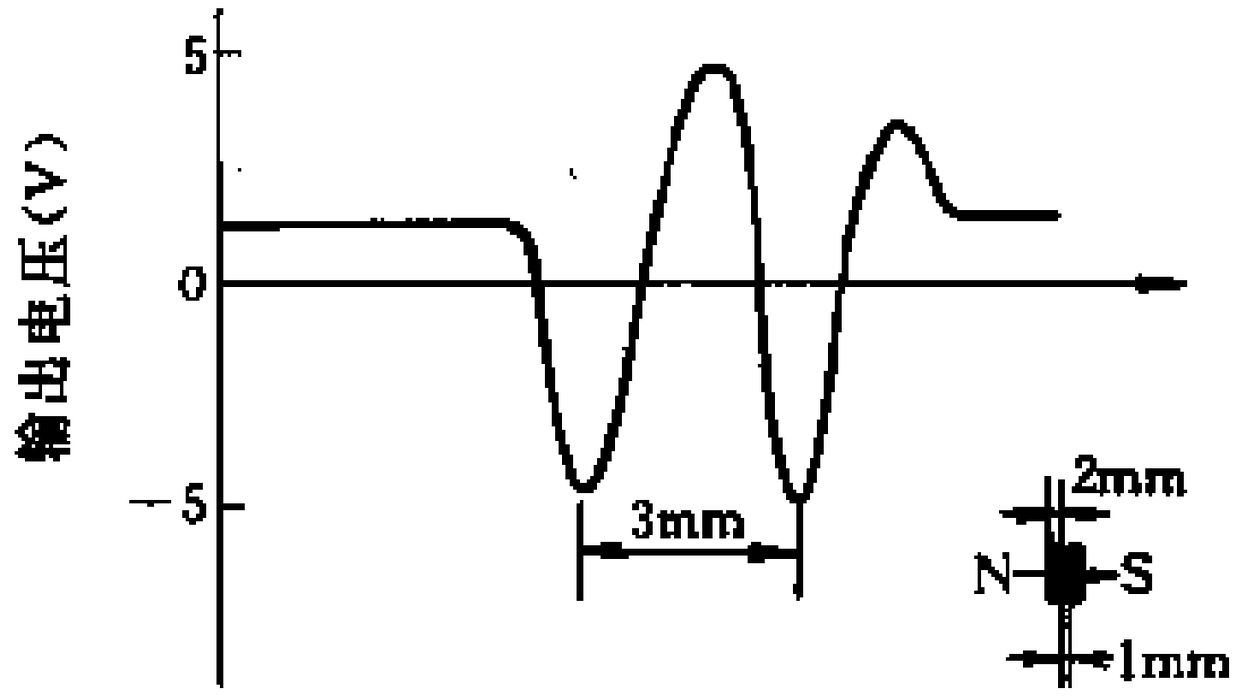
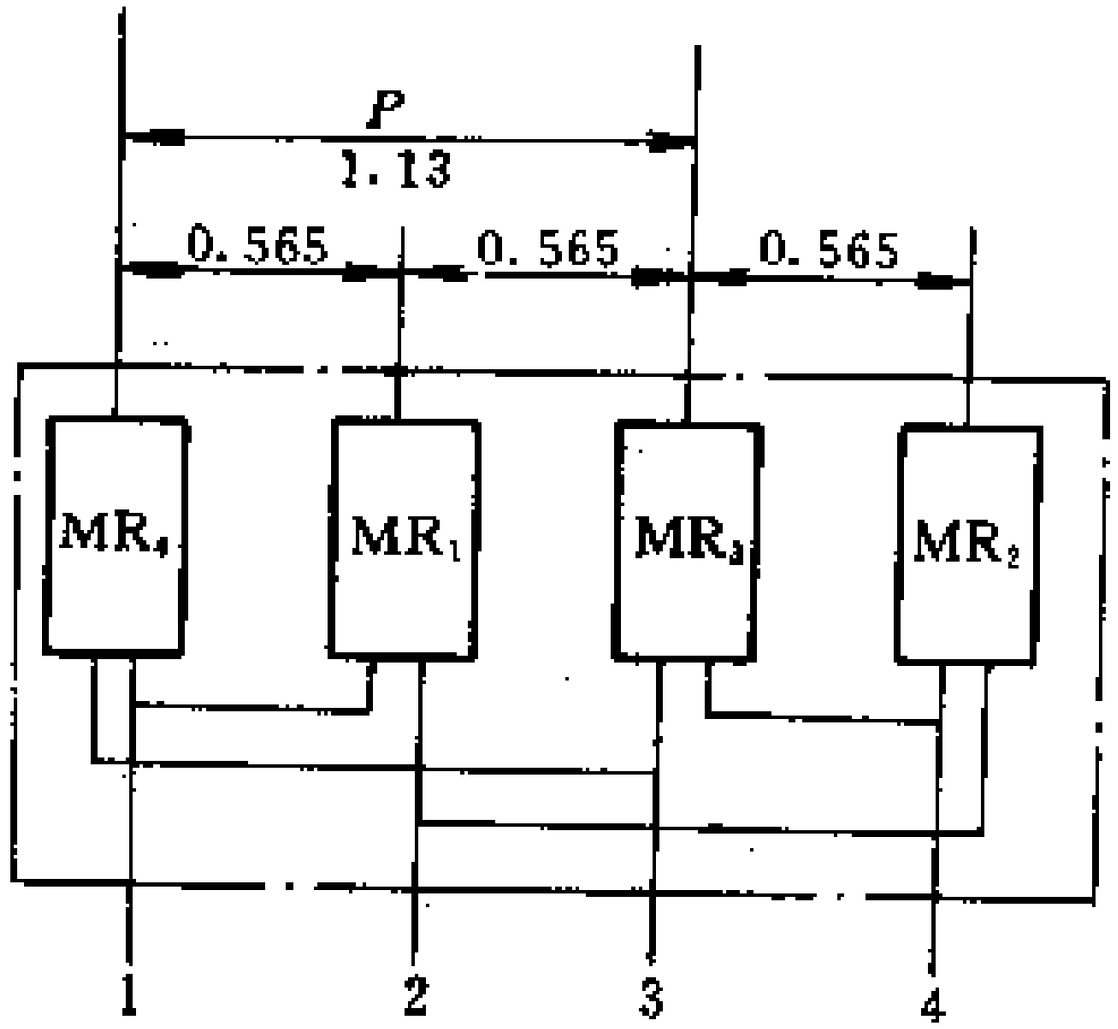
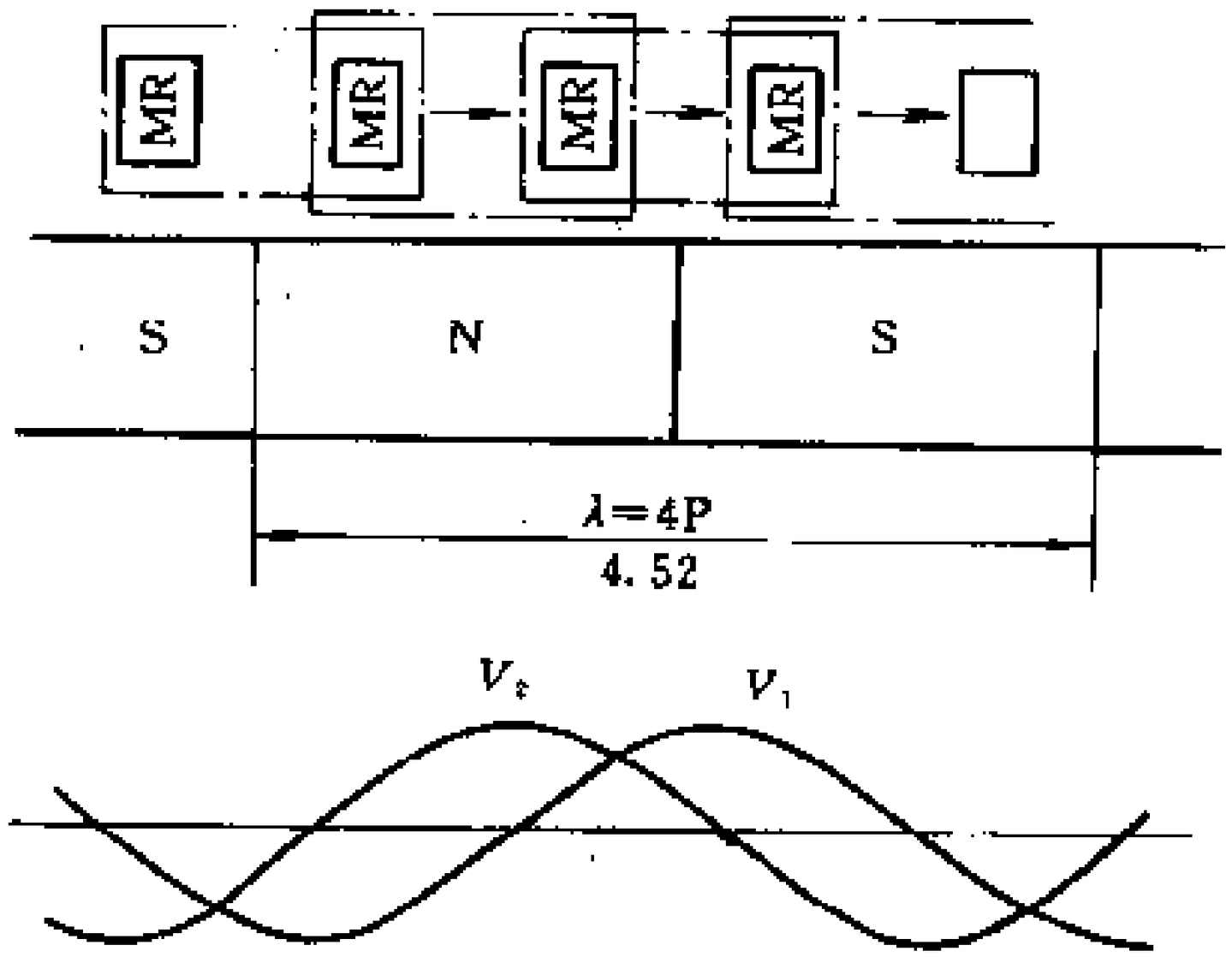


图 9-15　N、S 极磁铁时输出波形





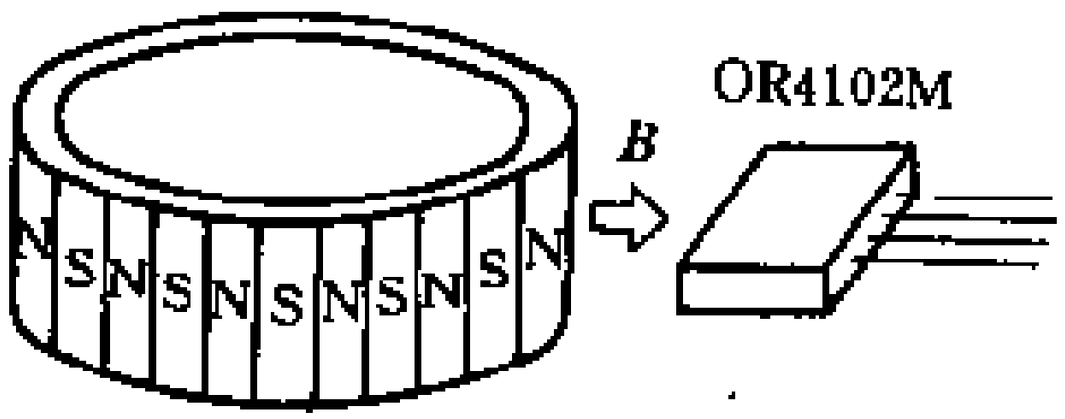


图 9-16　获得两相输出时磁敏元件的配置

图 9-17 是获得两相输出波形的实验电路，传感器采用 OR4101M，输出波形如图 9-18 所示。因此，为要获得精确的 90°相位移输出波形，应采用 OR4102M 传感器。

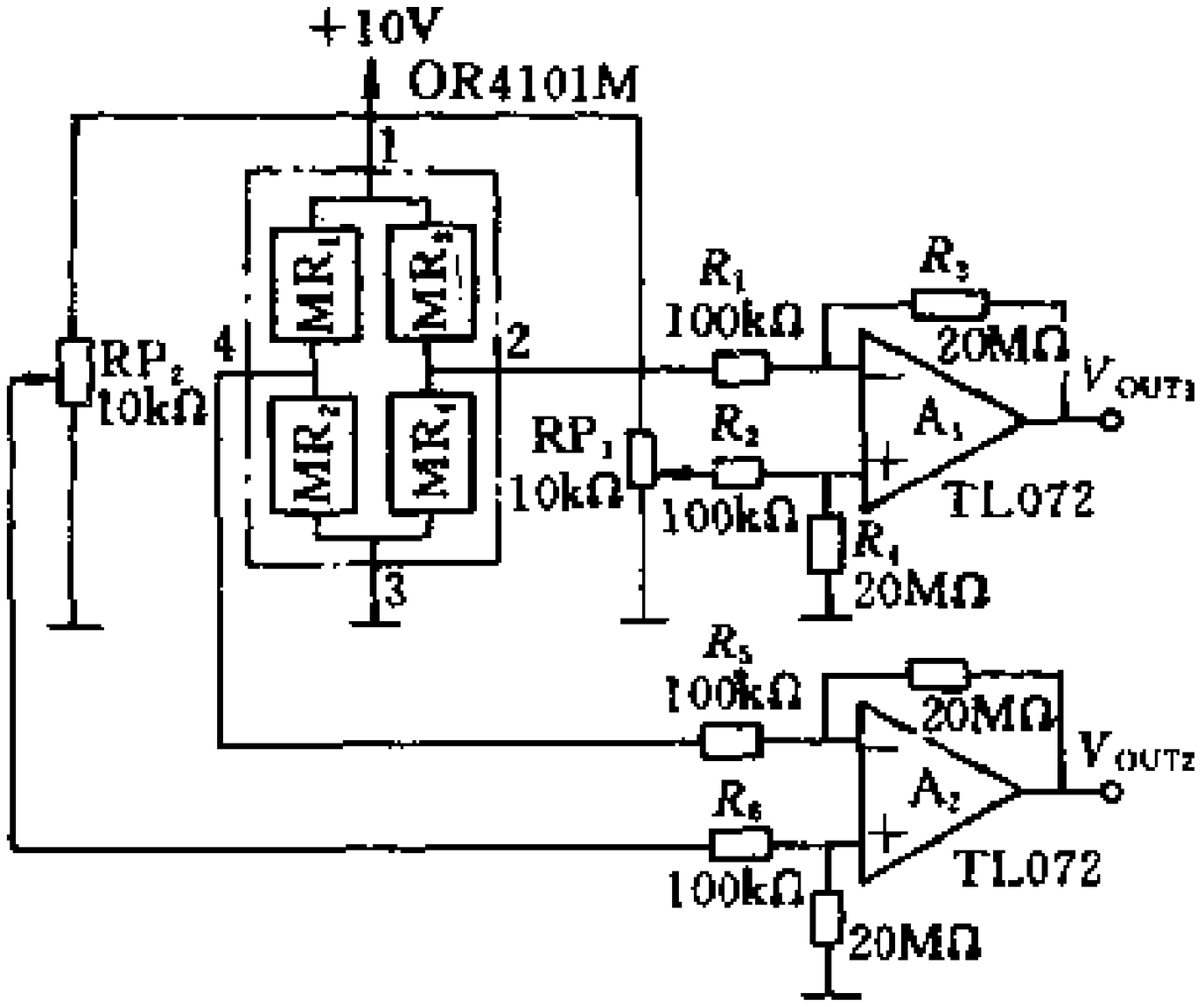


图 9-17　两相输出波形实验电路

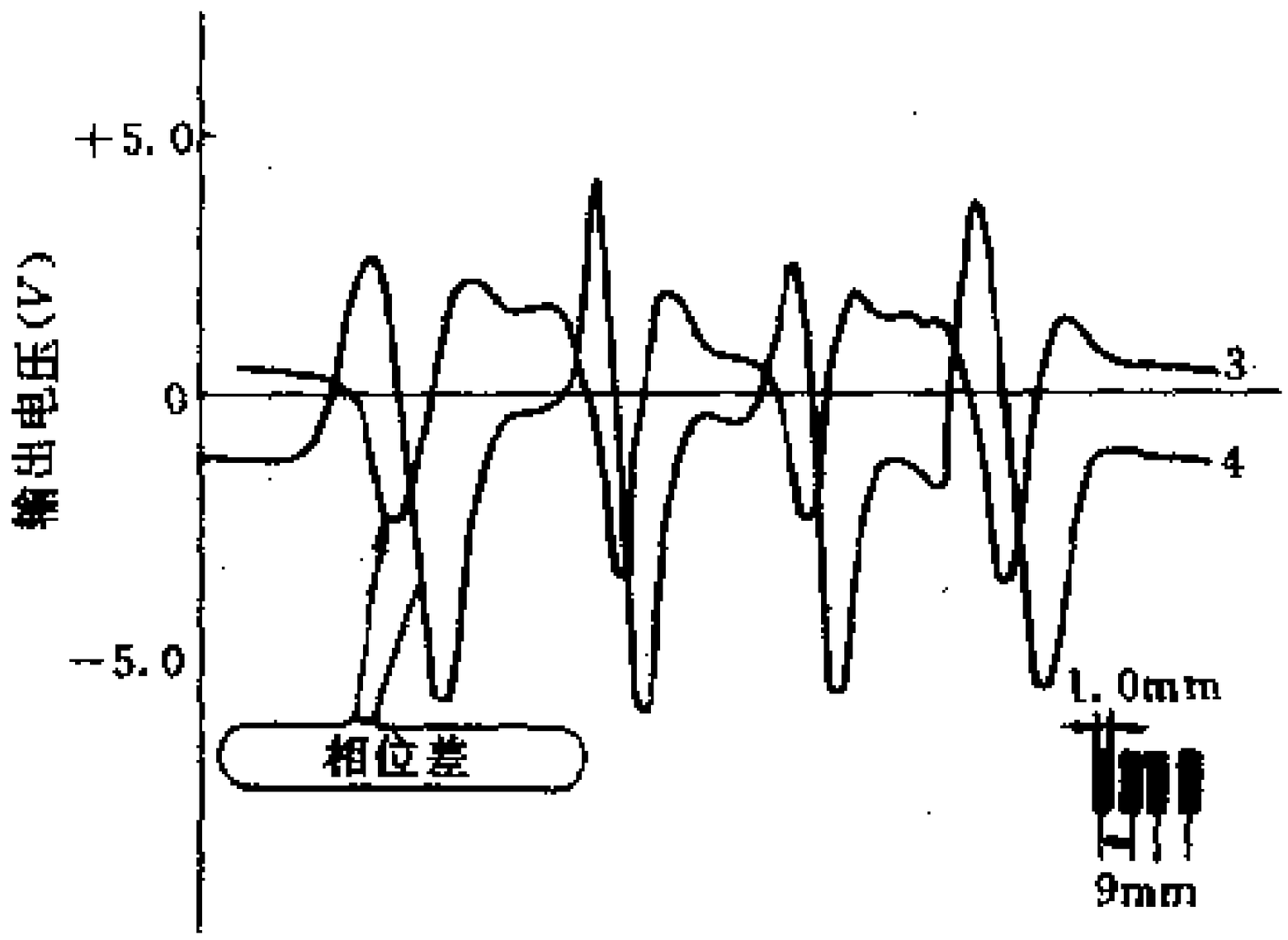


图 9-18　两相输出波形

第三节　磁敏电阻应用电路实例

一、非接触式交流电流监视器

非接触式交流电流监视器电路如图 9-19 所示。交流电流检测传感器采用半导体磁敏电阻 MS-F06。只要把传感器靠近被检测的交流电源线，则传感器就会输出与其交流大小成比例的电压，其接法如图 9-20 所示。

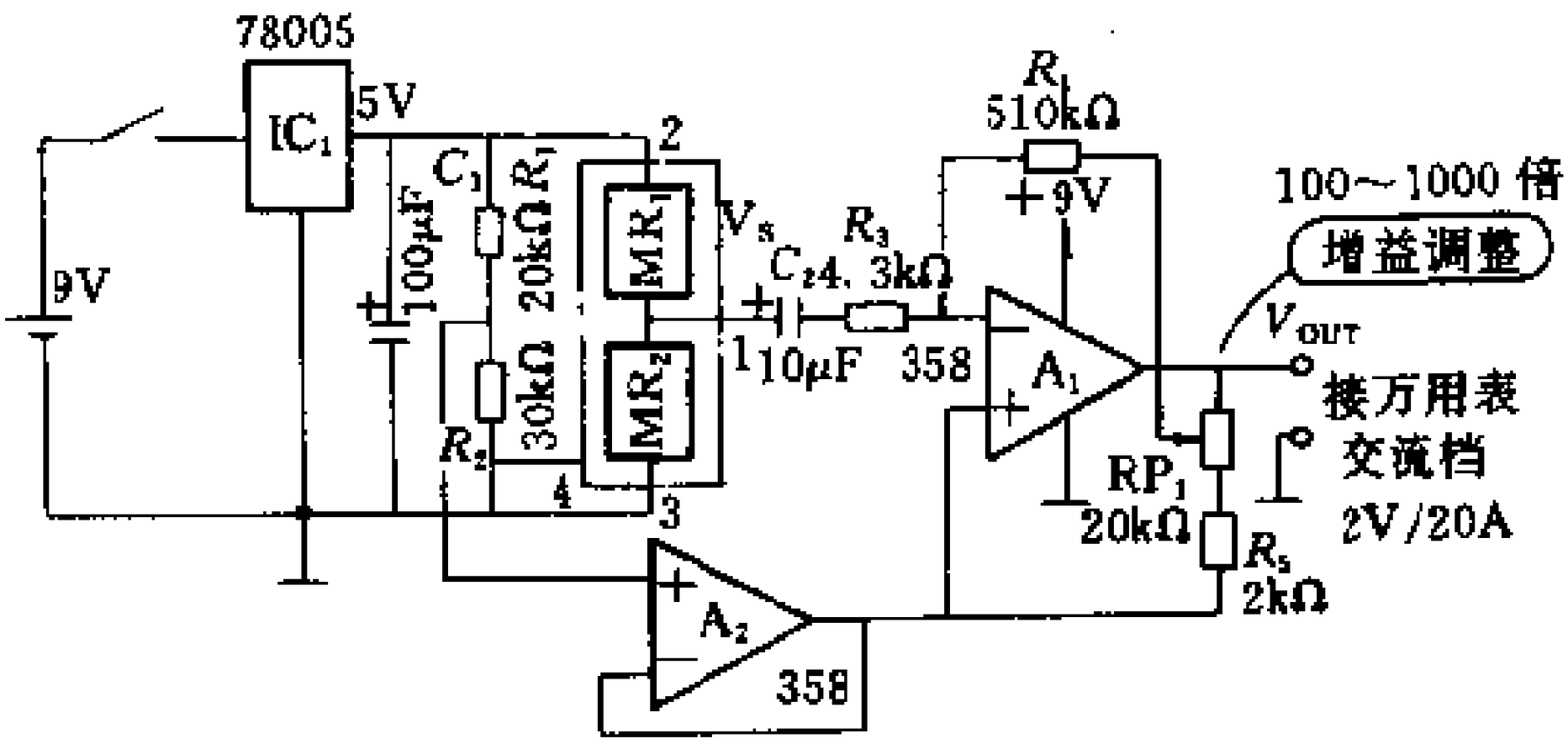


图 9-19　非接触式交流电流监视器

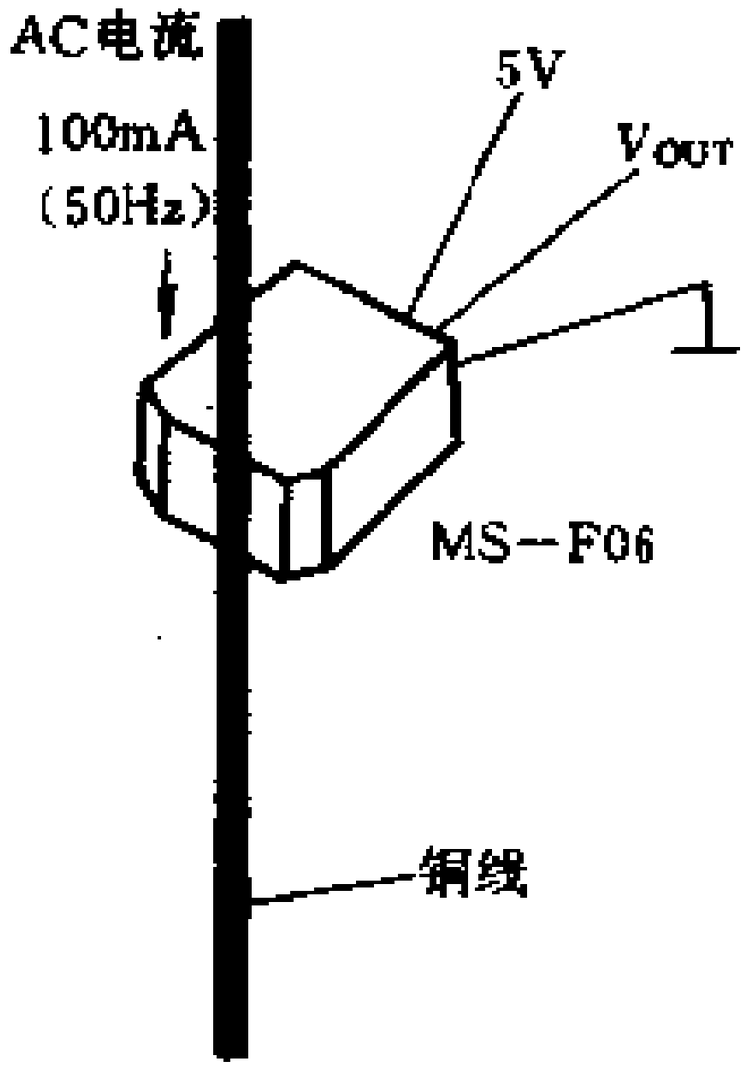


图 9-20　用 MS-F06 测量交流电流

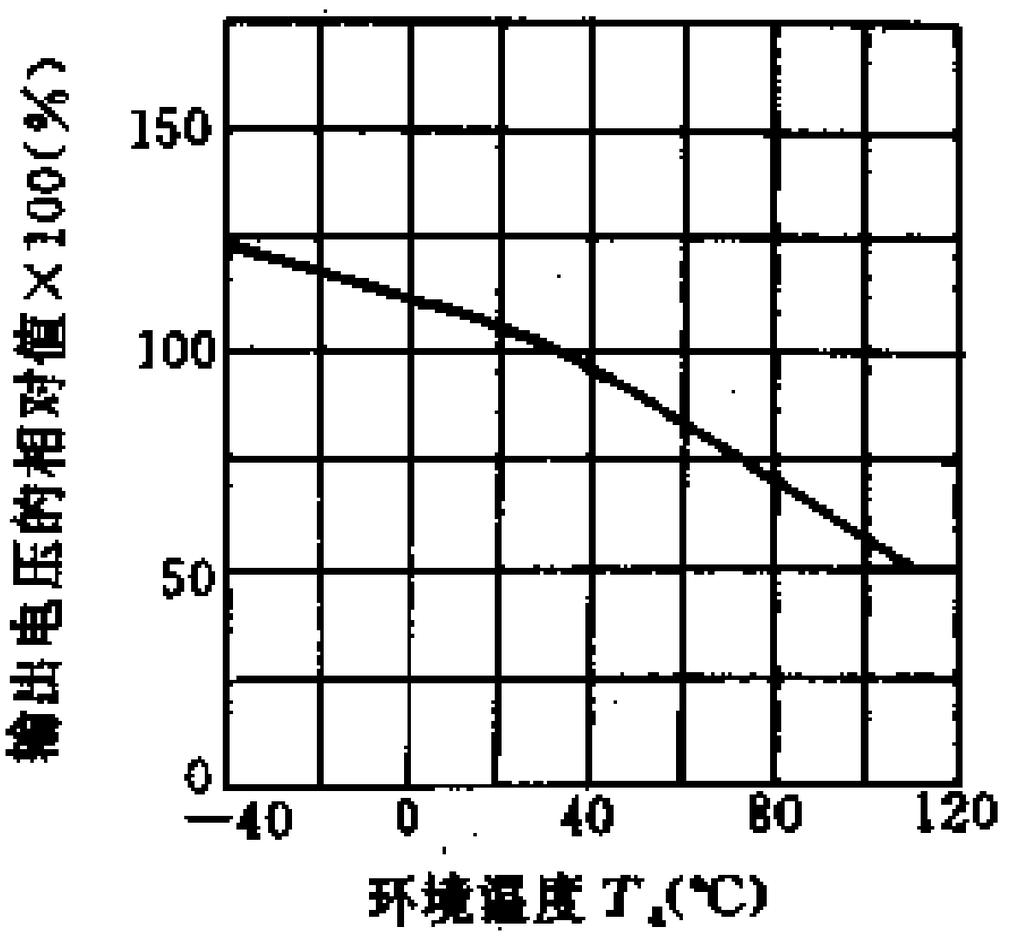


图 9-21　MS-F06 的温度特性

图 9-21 表示 MS-F06 的温度特性，图 9-22 表示传感器远离导线的距离与输出电压之间的关系。紧贴铜导线(ϕ0.1mm)时，传感器输出电压有效值为 0.27mV，如果导线采用软导线，则传感器输出电压只有 0.27mV 的 1/2～1/10。

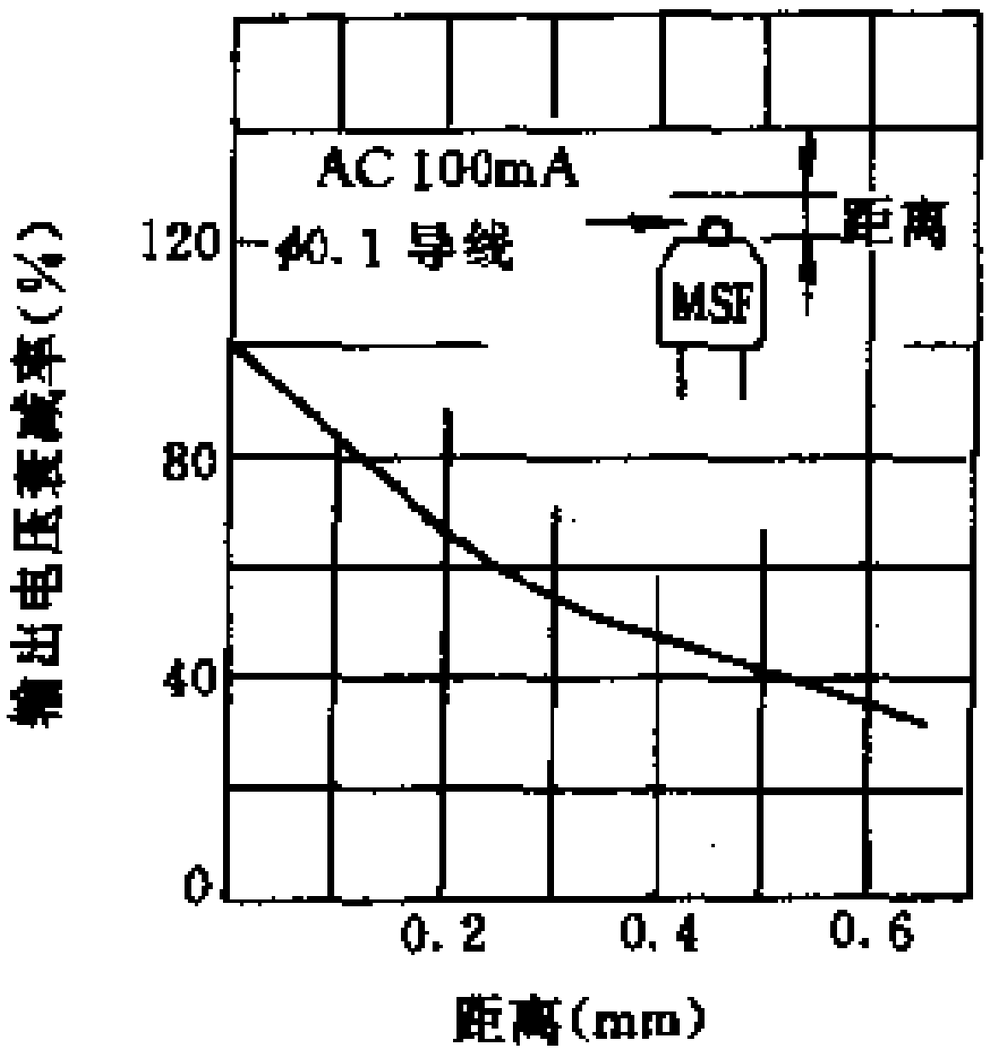


图 9-22 MS-F06 远离导线的距离与输出电压之间的关系

在图 9-19 所示电路中，如果被测电流为 20A，则传感器的输出电压为

$$V_S = (0.27mV/0.1A) \times 20A = 54mV$$

当被测电流的导线为软导线时，输出电压 V_S 只有 54mV×1/5 = 10mV。

因此，如果被测电流为 20A，而相应输出电压要达到 2V，A_1 的增益就需要 200 倍，电路中的增益是在 100～1000 倍之间可调。图 9-23 表示被测交流电流与传感器输出电压之间的关系。

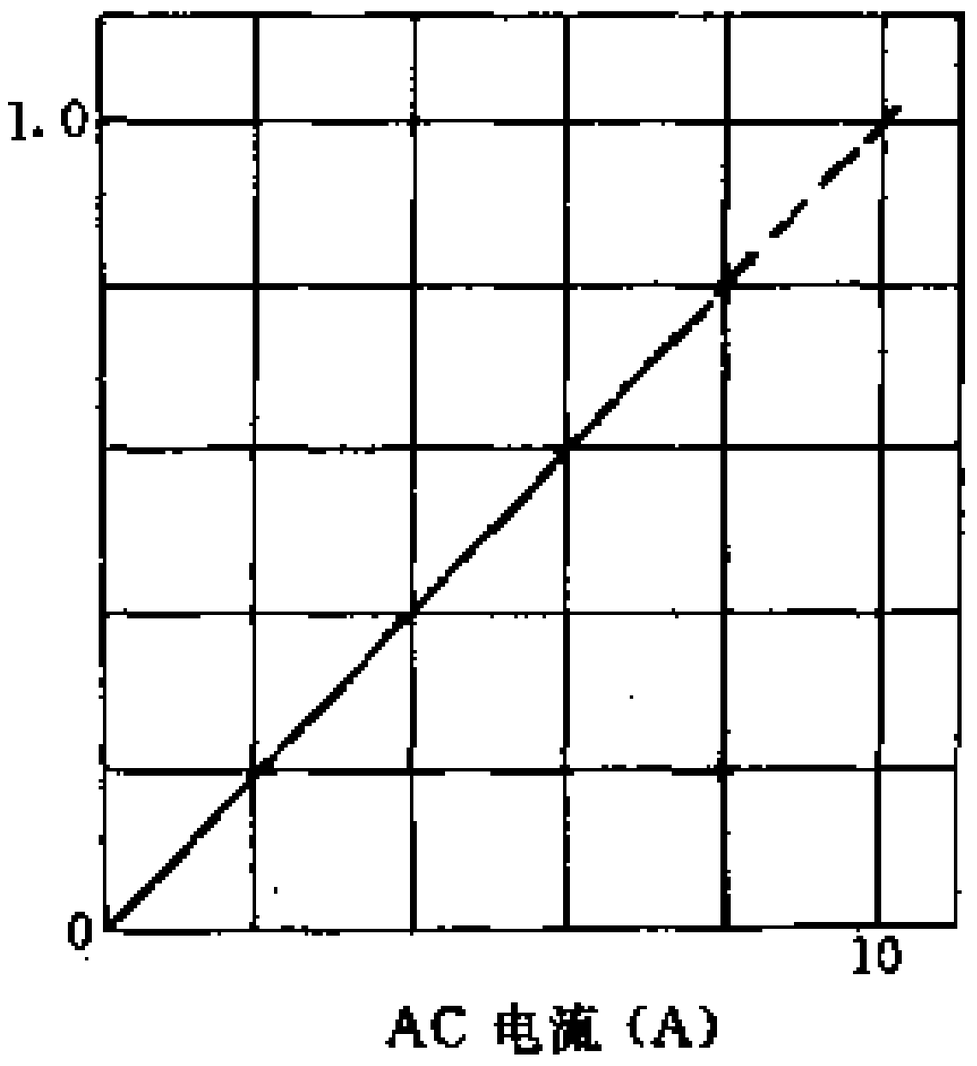


图 9-23 交流电流与输出电压之间的关系曲线

由上述可知，被测电流导线形状不同，传感器输出电压就不同。此处是监视电流，精度要求不高，使用磁敏电阻检测电流是很方便的。

二、电机转速测量电路

图 9-24 是采用磁敏电阻测量电机转速电路实例。电路中 a 点电压随转速而改变，用运放放大 a 点的变化电压。这里采用交流放大器，目的是减小放大器的零点漂移。另外，因磁敏电阻工作时加有偏磁，可获得与转速为 1：1 关系的信号。在运放的输出端接入电压表，就可测量电机的转速。

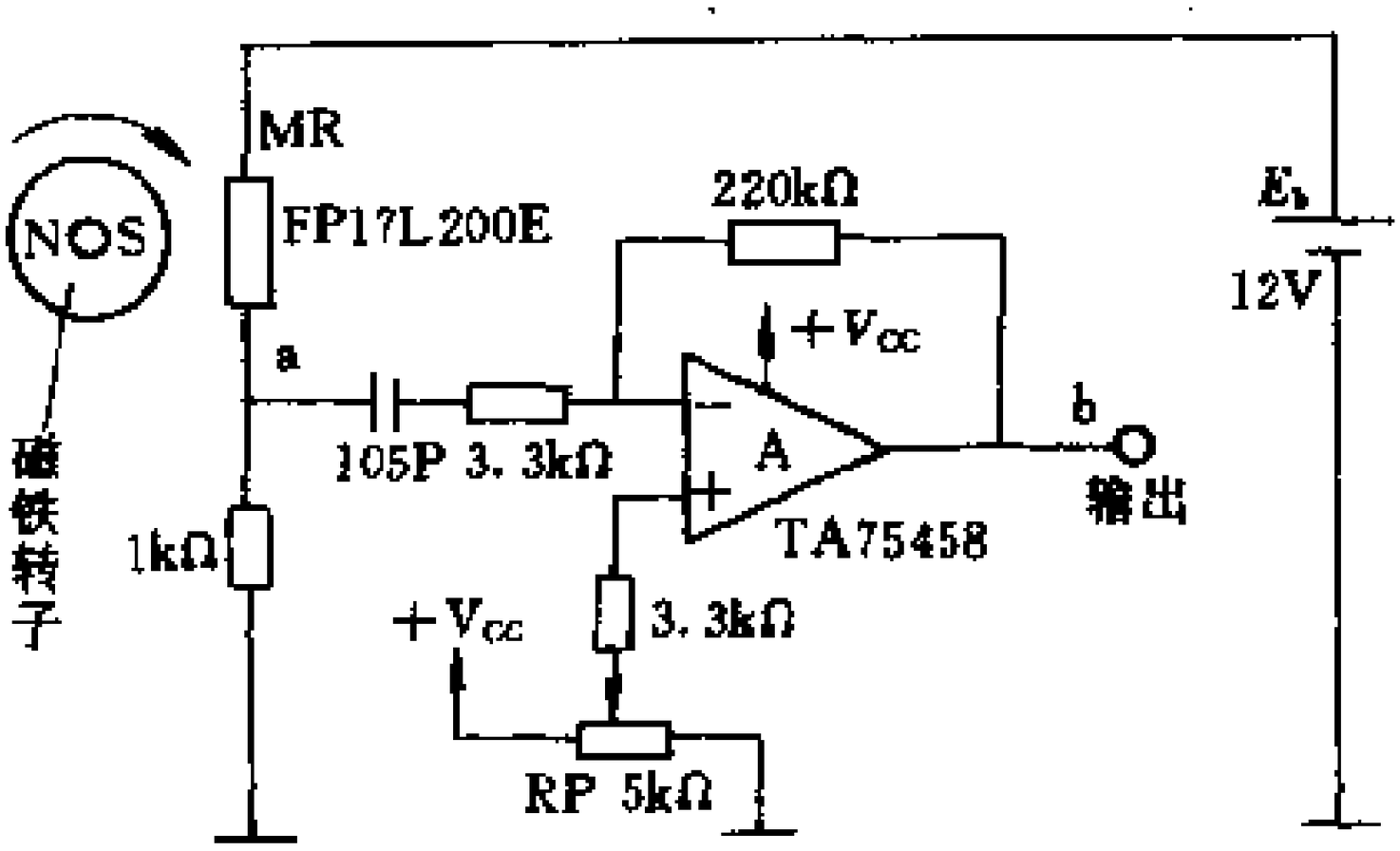


图 9-24　采用磁敏电阻的电机转速测量电路

第十章　压力传感器应用接口电路

第一节　压力传感器的工作方式

一、概述

物体的应变片有金属和半导体两类。因近来半导体压力传感器价廉而且使用方便，所以受到使用者重视。本书只介绍半导体压力传感器。

用半导体应变片构成的压力传感器的结构如图 10-1 所示。若外加压力 P，则应变片就要变形，相应的电阻发生变化，从而使桥路失去平衡，产生与压力成比例的电压，取出此电压并加以放大，就可以测量压力。

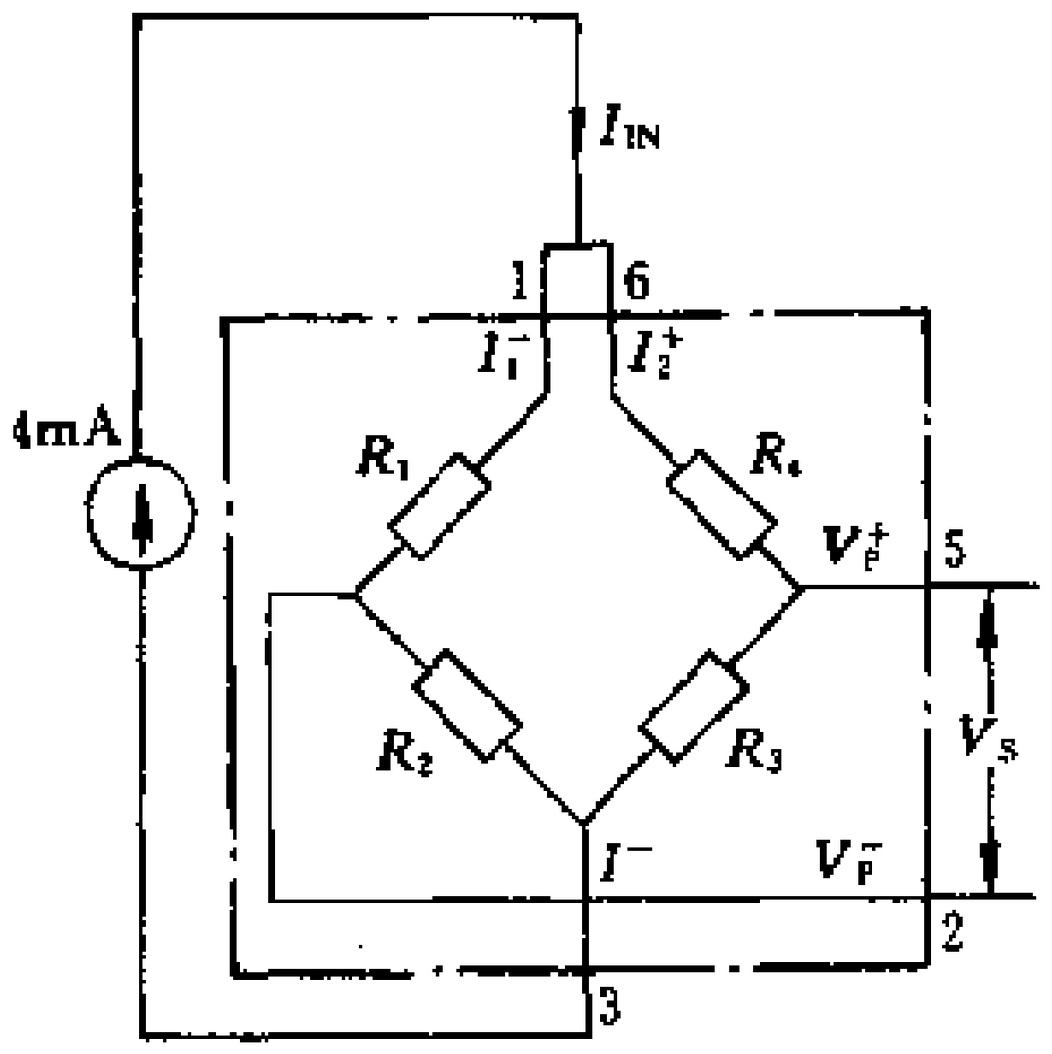


图 10-1　半导体压力传感器的结构

二、工作方式

1. 恒流工作方式

恒流工作时，假设半导体应变片电阻的温度系数为 α，灵敏度 K 的温度系数为 β，流经传感器电流为 I_{IN}，则图 10-1 所示桥路输出电压为

$$V_S = I_{IN}\Delta R = I_{IN}R(\Delta R/R) \qquad (10\text{-}1)$$

$$R = R_0(1 + \alpha T), (\Delta R/R) = K\epsilon = K_0(1 + \beta T)\epsilon$$

$$V_S = R_0(1 + \alpha T)K_0(1 + \beta T)\epsilon I_{IN}$$

$$\approx R_0K_0[1 + (\alpha + \beta)T]\epsilon I_{IN} \quad (10\text{-}2)$$

式中，R_0 为基准温度时传感器的电阻值（初始值）；ΔR 为压力引起的电阻变化；K_0 为基准温度时灵敏度；ϵ 为应变系数。

由式（10-2）可知，恒流工作时，V_S 的温度系数为（$\alpha+\beta$）。因此，可选择应变片电阻的杂质浓度使（$\alpha+\beta$）$=0$，则 V_S 的温度系数最小。

2. 恒压工作方式

恒压工作时，若加在传感器电压为 V_{IN}，则传感器输出电压为

$$V_S = (\Delta R/R)V_{IN} = K\epsilon V_{IN} = K_0(1 + \beta T)\epsilon V_{IN} \quad (10\text{-}3)$$

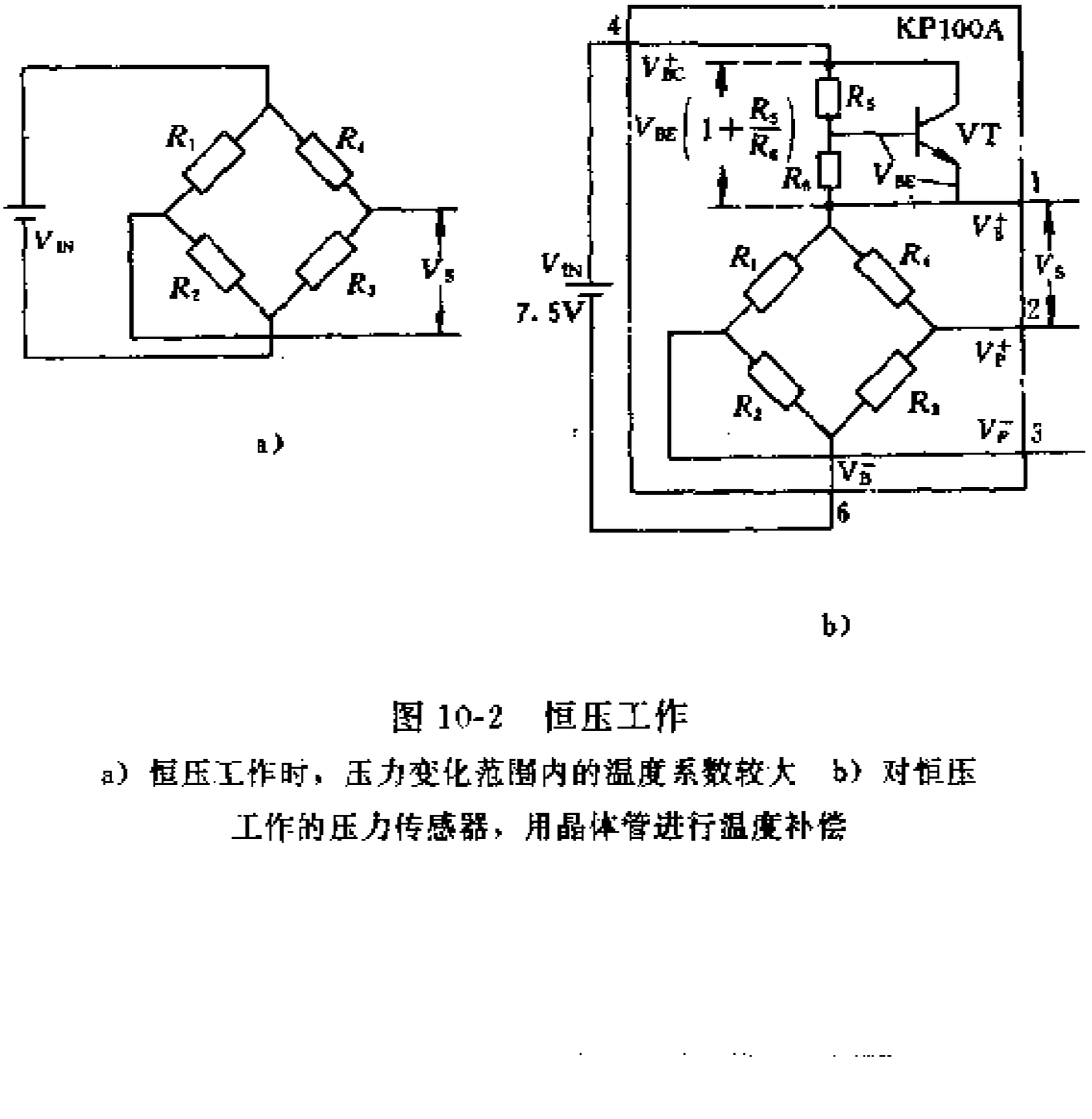


图 10-2　恒压工作

a）恒压工作时，压力变化范围内的温度系数较大　b）对恒压工作的压力传感器，用晶体管进行温度补偿

由式（10-3）可知，恒压工作时，压力变化范围内的温度变化与 β 的温度变化相同（β 的温度系数为 $-0.2\%℃^{-1}$～$-0.3\%℃^{-1}$），具有较大的负温度系数。恒流工作时，可用 α 的温度系数抵消它。而恒压工作时，用晶体管基极发射极间电压 V_{BE} 随温度变化（约 $-1.8mV/℃$）抵消它。这时

$$V_S = \frac{\Delta R}{R}V_B = K_0(1 + \beta T)\varepsilon[V_{IN} - V_{BE}(1 + \frac{R_5}{R_6})]$$

三、零点的温度补偿

半导体压力传感器的应变片电阻的温度系数约为 $+0.3\%℃^{-1}$，如果应变片是理想匹配，则不会产生漂移电压。但实际上不可能完全匹配，因此，会有漂移电压。另外，作用于应变片上的残余应力与装片时产生的热变形应力，也会产生漂移电压。

血压计用的传感器 2S5M，初始漂移电压约为 $-10mV$，可采用各种办法对漂移电压进行相互补偿，使总的漂移电压为 0，即零点温度补偿。

这种补偿方法很简单，但对于 P3000S 系列压力传感器，是采用激光整修的厚膜电阻进行温度补偿，成本较高。

第二节　半导体压力传感器的基本应用电路

一、压力传感器实用放大电路

图 10-3 是压力传感器实用放大电路。传感器采用绝对压力传感器 P3000S-102A，恒流驱动，电流为 1.5mA，灵敏度为 60～180（$mV/kgf/cm^2$），额定压力范围为 0～$1kgf/cm^2$。

电路中 VD_1 采用 LM385，其稳定电压为 2.5V，作为传感器提供 1.5mA 恒流源的基准电压。因为电源电压为 +15V，所以电阻 R_1 压降为 12.5V。因 VD_1 的电流范围是

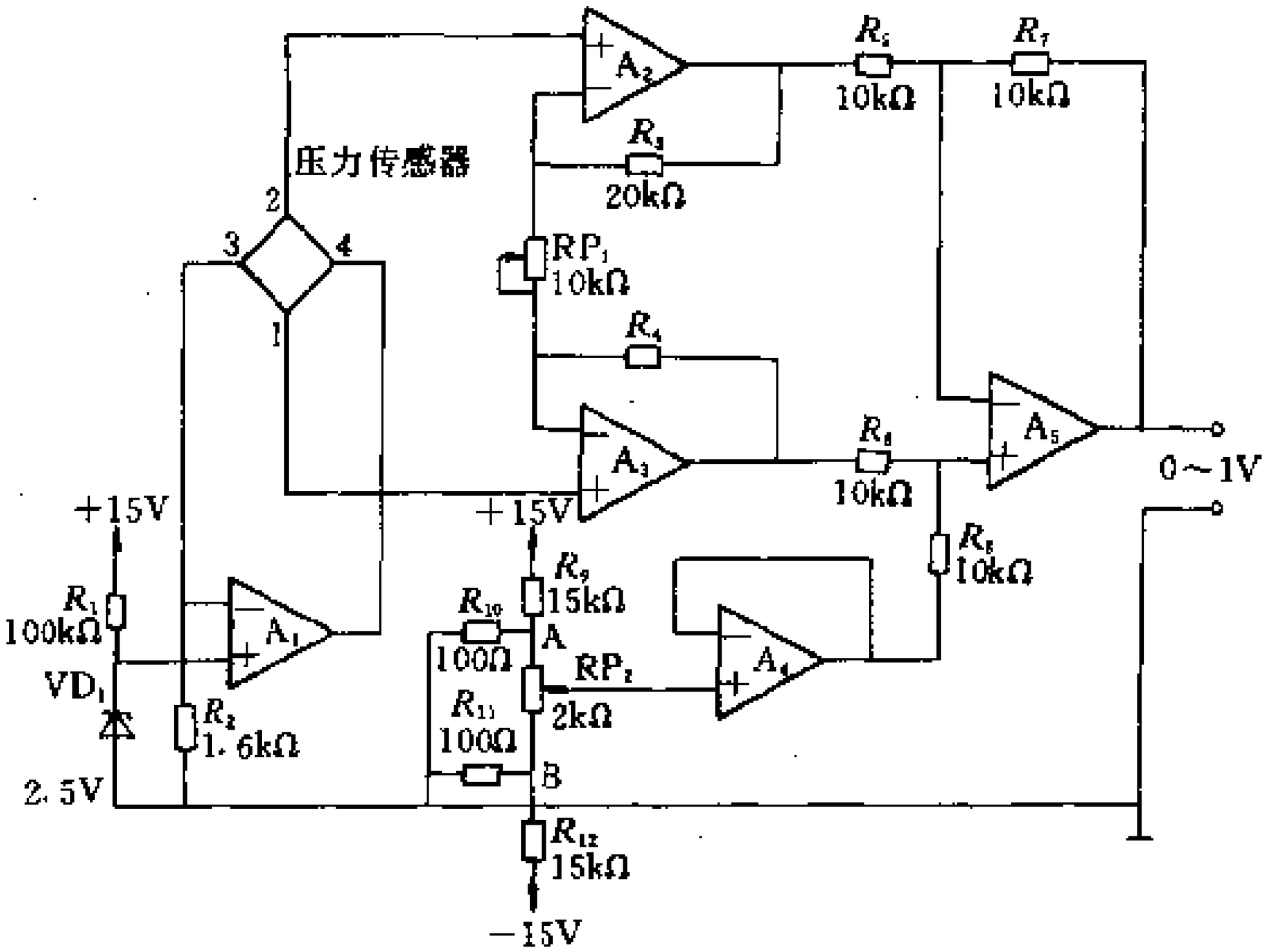


图 10-3　压力传感器实用放大电路

20μA 到 20mA。这样，电阻 R_1 范围为 625kΩ（12.5V/20μA）到 625Ω（12.5V/20mA）。

如果 VD_1 电流选为 20mA，R_1 应选为 625Ω，则 R_1 要消耗 250mW 功率，VD_1 要消耗 50mW 功率，可见消耗太大。如果 VD_1 电流选得过小，VD_1 阻抗变大，易受噪声影响。因此，实际电路中 R_1 选为 100kΩ，VD_1 电流为 125μA。

电阻 R_2 上的电压与 VD_1 电压相同，也为 2.5V，而传感器电流也流经 R_2，为使传感器电流为 1.5mA，则 R_2 阻值为 1.67kΩ(2.5V/1.5mA)，电路中选 R_2=1.6kΩ。恒流驱动传感

器的运放 A_1 的输出电流为 1.5mA，采用通用运放 LM324。

压力传感器的应变电阻为桥式连接，从传感器输出端取出的电流要变换为差动电压输出。因此，要采用输入阻抗高，仅放大差动电压的放大电路。这里选用通用运放 LM324（A_2 和 A_3）构成差动输入与差动输出的放大电路。但传感器输出电压很低，为 60～180mV，因此，如果要求测量精度很高时，必须选用失调电压极小的运放。

因为压力传感器输出为 60～180mV，如果要求放大电路输出电压为 1V，则要求放大电路增益为 5.5～17 倍可调。此电路增益 A_V 可表示为

$$A_V = 1 + \frac{R_3 + R_4}{R_{P_1}} \tag{10-4}$$

式中，R_{P_1} 为电位器 RP_1 的阻值。

电路中 R_3 与 R_4 选用相同的阻值，R_{P_1} 采用 10kΩ 电位器。

由式（10-4）可见，R_{P_1} 值最大时，增益最小，这时增益为 5.5 倍较好。因此，设 R_{P_1} 为 10kΩ，将 $A_V=5.5$ 代入式（10-4），可计算 R_3 和 R_4 的阻值，即 $R_3=R_4=22.5k\Omega$。电路中选 $R_3=R_4=20k\Omega$。

A_2 与 A_3 的输出是电压差信号，需要变换成对地输出信号，因此，采用 A_5 构成差动输入，单端输出的放大电路，该电路仅放大差动电压，必须满足 $R_5/R_7=R_6/R_8$。

最后一级 A_5 为单端输出，输出电压为 0～1V，而 A_5 的差动输入电压也为 0～1V，因此，A_5 的增益设为 1，R_5、R_6、R_7 和 R_8 都采用 10kΩ 相同阻值的电阻。电路中 A_5 采用通用运放 LM324，输出可接 2kΩ 负载电阻。

当压力为 0 时，传感器输出应为 0。但实际上，压力为 0 时，传感器桥路不平衡，有约±5mV 电压。如果 A_2 和 A_3 差

动放大器的增益为 17 倍，就要把桥路不平衡的±5mV 电压放大 17 倍，即为±80mV 电压。若 A_5 增益为 1，则输出就有±80mV 的电压，因此，要进行补偿。

电路中 A 点电位 $V_A=[15V/(R_{10}+R_9)]\times R_{10}=[15V/(15k\Omega+100\Omega)]\times 100\Omega=100mV$，B 点电位 $V_B=[-15V/(R_{12}+R_{11})]\times R_{11}=[-15V/(15k\Omega+100\Omega)]\times 100\Omega=-100mV$。

如果接入 2kΩ 电位器 RP_2，则 RP_2 两端的电压约为±90mV。R_9、R_{10}、R_{11}、R_{12}和 RP_1 这些阻值变动的比率相同，若阻值小，消耗电流就要增大，若阻值大，A_4 偏置电流会产生影响。影响程度可用 A_4，同相输入端与地之间电阻 R_{10}、R_{11}和 RP_2 的合成电阻来计算。按图中参数，合成电阻最大值为 550Ω，而 A_4(LM324)的偏置电流最大值为 250nA，产生最大的电压为 0.14mV，因此，采用的电阻值可稍大于图中的电阻值。

因 A_4 电压跟随器的输入是不平衡的，所以不用失调电流而用偏置电流来计算其影响。

为补偿传感器桥路不平衡所产生的电压，将电位器 RP_2 所形成的电压经 A_4 进行阻抗变换，再通过 R_8 加到 A_5 的同相输入端，就可起到补偿作用。A_4 似乎没有必要，但用流经 R_8 的电流转换成电压对桥路不平衡的电压进行补偿。因流经 R_8 电流不恒定，转换的电压也不恒定，所以，必须接入跟随器 A_4。

二、压力传感器恒流工作的基本应用电路

恒流工作的基本电路如图 10-4 所示。压力传感器采用 P3000-410G，I^+与 I^-输入端流经 1.5mA 电流，恒流工作电路有多种形式，图 10-4 是最简单的恒流工作电路。

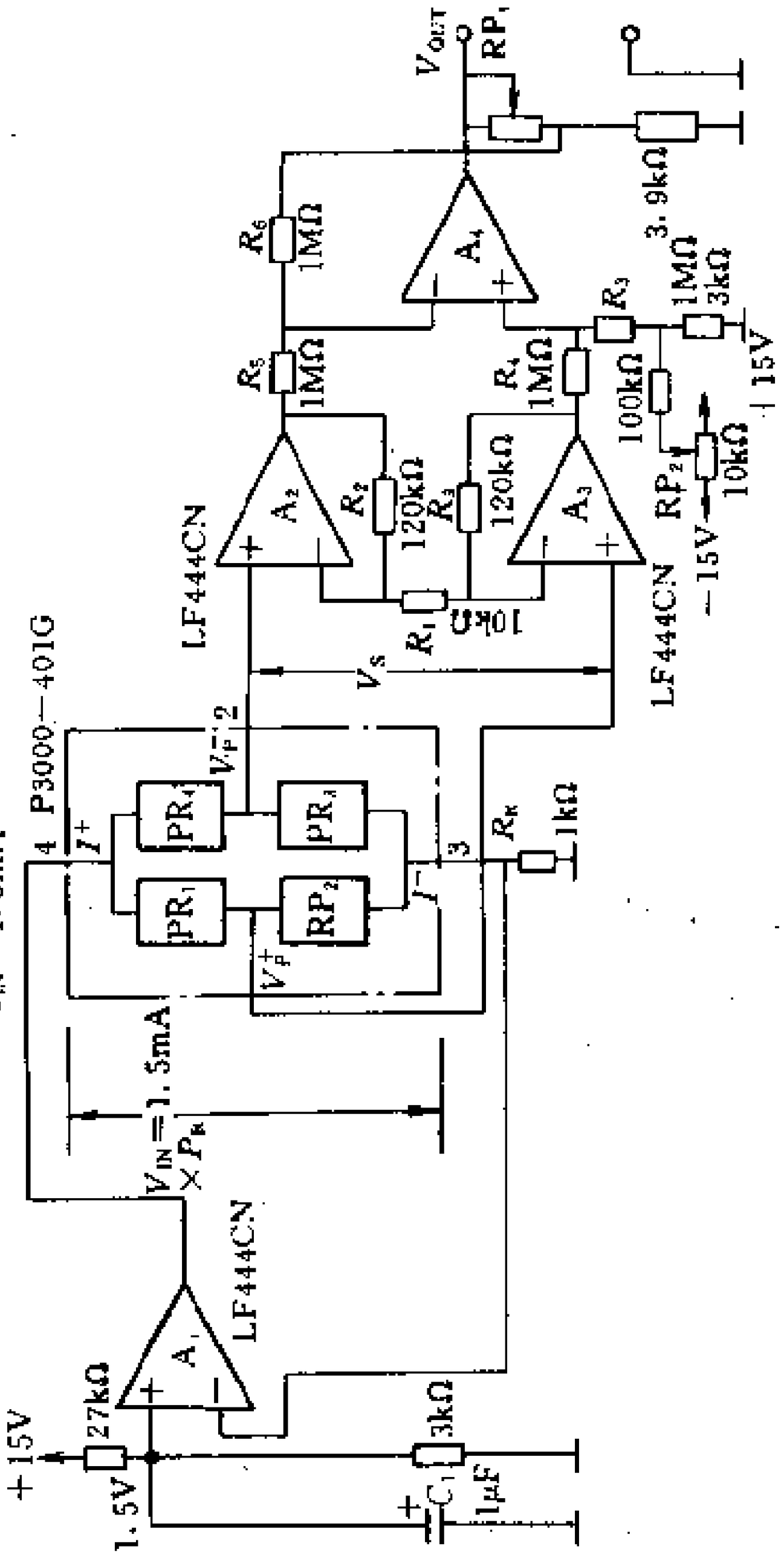


图 10-4　恒流工作的基本电路

如果运放 A_1 的同相输入端加 1.5V 电压，反相输入端接电阻 R_R（1kΩ），则传感器中的电流为

$$I_{IN} = V_R/R_R = 1.5V/1k\Omega = 1.5mA$$

压力传感器输入阻抗很高，虽只有 1.5mA 的电流，但输入电压 V_{IN}很大，P3000-410G 的桥路输入电阻为 4.7kΩ，最大为 6.6kΩ，因此，最大输入电压 V_{IN}＝1.5mA×6.6kΩ＝9.9V。考虑 R_R 上电压 V_R＝1.5V（1kΩ×1.5mA＝1.5V），再加上因温度影响桥路电阻变化所产生的电压，则 A_1 输出电压必需大于 12V。为此，采用±15V 的电源。

下面计算传感器输出电压。P3000-401G 传感器电流为 1.5mA，压力为 0.4MPa 时，输出电压 V_S 为 70±50mV，即最低为 20mV，最高为 120mV，偏差较大，用多圈电位器 RP_1 进行调整。

P3000-401G 的额定压力为 0.4MPa，在较大压力范围内甚至到负压力都可以测量。半导体压力传感器的应变片都是桥式连接，因此，传感器的放大电路一般采用差动放大电路。由于传感器阻抗高达 4.7kΩ，因此，要采用如图 10-4 所示的高输入阻抗的差动放大器。

压力传感器灵敏度相差较大，因此，差动放大器必要的增益范围为 25～150 倍（0.4MPa 时，V_{OUT}＝3V）。电路中 A_2 与 A_3 的增益设为 25 倍，A_4 的增益可变（1～6 倍）。电位器 RP_1 用于调整增益，因调整范围较大，要采用 10 圈电位器。电位器 RP_2 用于调整失调电压。

图 10-5 是采用 2S5M 传感器的压力测量电路。运放 A_1 构成恒流电路，流入传感器的电流为 4mA。这时，输出电压 V_S 为 12～39mV，因此，运放增益需要 77～250 倍。A_{V1}＝73 倍，A_{V2}＝1～3.5 倍即可。

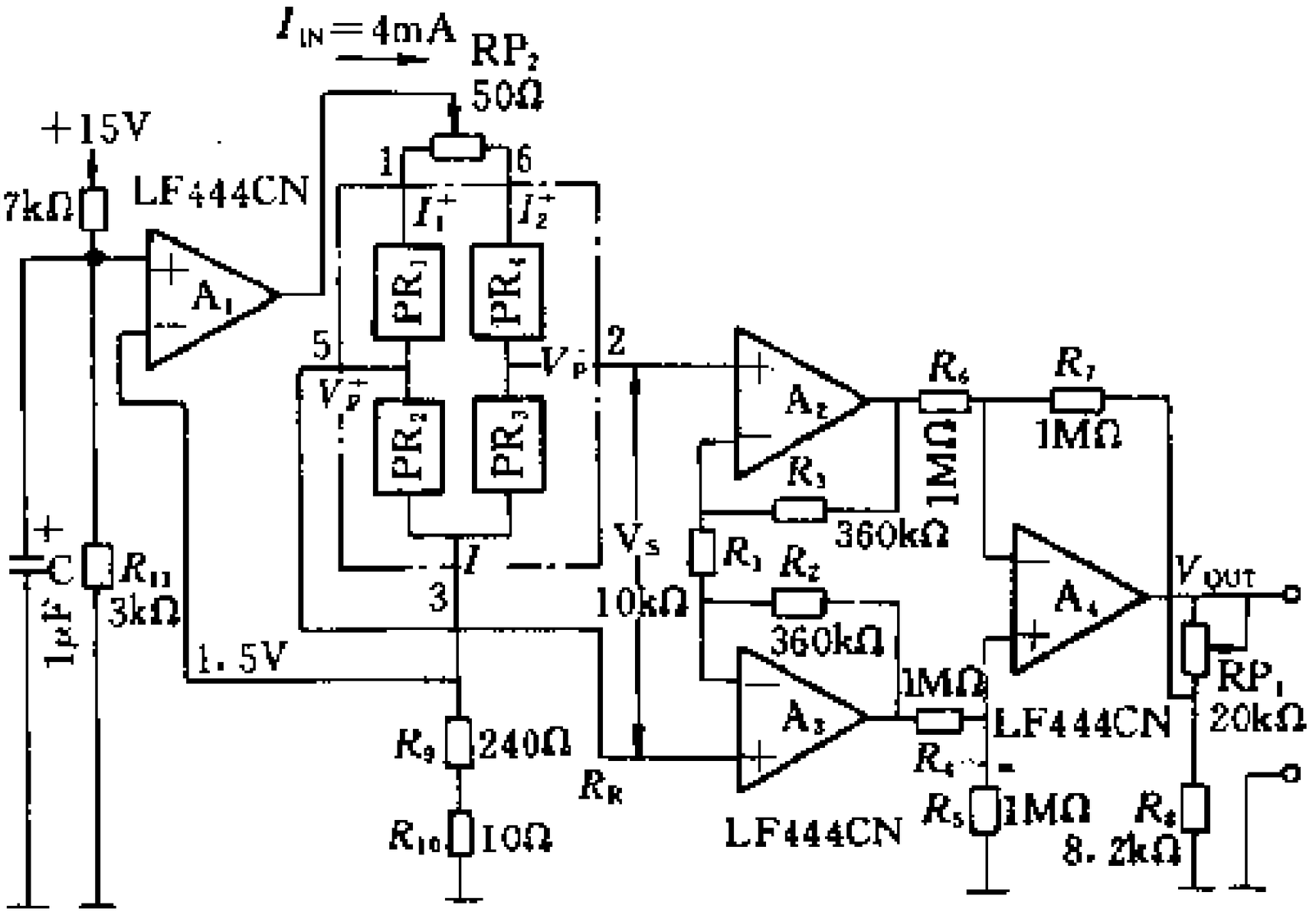


图 10-5　采用 2S5M 的压力测量电路（恒流工作）

2S5M 传感器的输出电压范围为 30.3mV，失调电压为 −7.8mV。可在 2S5M 的 1 与 6 脚间接 50Ω 电位器调失调电压。如果失调电压偏到负侧（−10mV），在 6 脚接 10Ω 电阻即可。

三、压力传感器恒压工作的基本应用电路

恒压工作的基本电路如图 10-6 所示。传感器采用绝对压力传感器 KP100A。因传感器内部温度补偿用晶体管在额定输入电压范围内起温度补偿作用，所以由运放的电源为晶体管提供 7.5V 电压。如果需要温度补偿电路，可在 V_B（1 脚）处加 5V 电压。

下面计算传感器 KP100A 的输出电压。KP100A 的灵敏度为 13mV/（V·bar）（1bar＝10^5Pa，下同）。假设 V_B 为 5V，则电源电压为 7.5V，压力为 1bar 时，输出电压 V_S 为

$$V_S = 13mV/(V \cdot bar) \times 5V \times 1bar = 65mV$$

因此，压力为1bar，输出电压为1V时，放大器增益为

$$A_V = 1/0.097 = 10.3$$

考虑到传感器特性的分散性，A_V在5～21范围内可变，用电位器RP_2进行调整。KP100A的失调电压为±5mV/V(max)，最大为5mV/V×5V＝25mV。用电位器RP_1进行调整。

另外，完全真空时，输出电压为0V，但实际上存在失调电压，约为10mV。

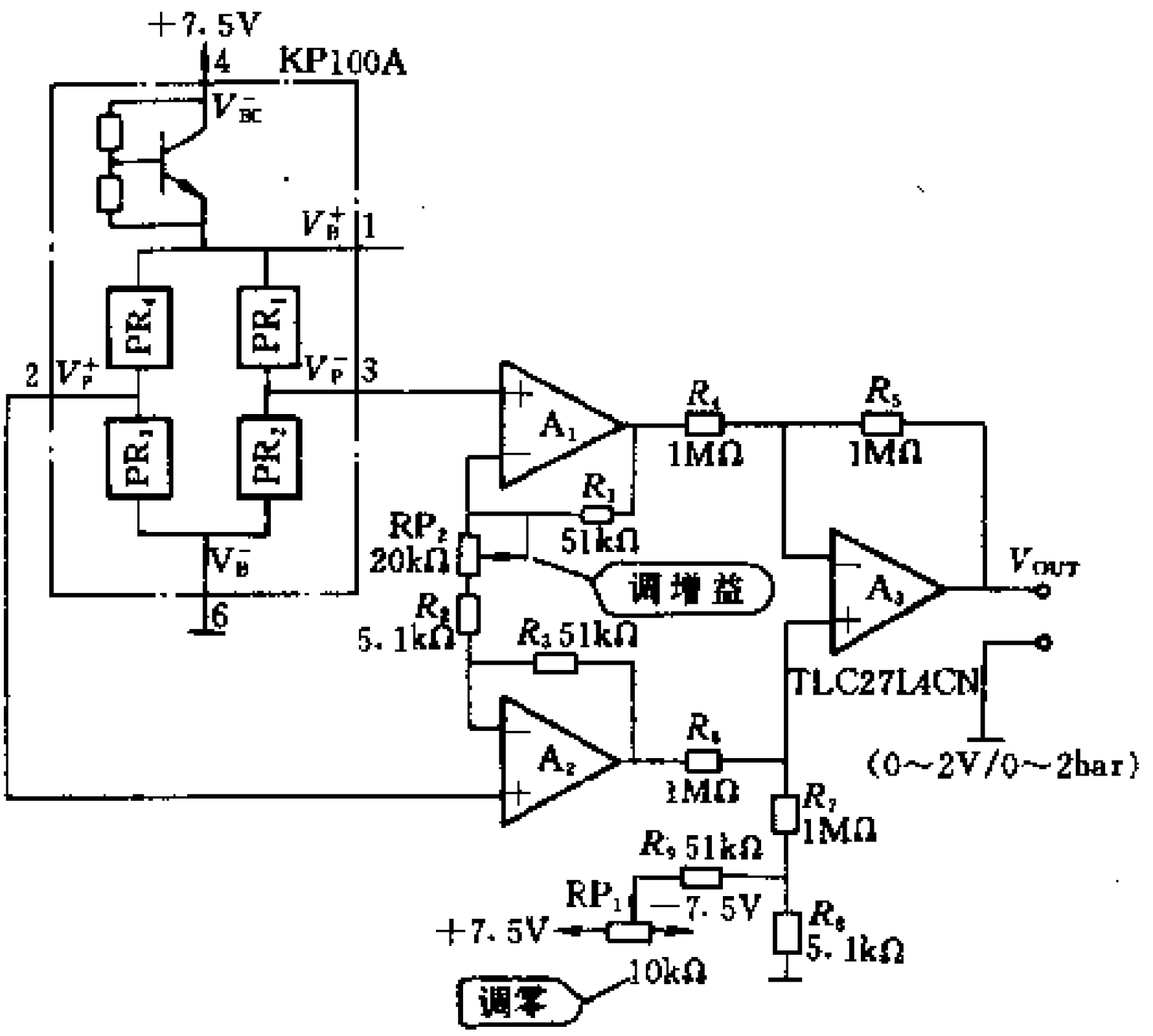


图10-6　恒压工作的基本电路

然而，对于绝对压力传感器，完全真空时，输入压力为0，失调电压与信号电压可以分离。但做到完全真空是比较困

难的，因此，加入相对于大气压的±0.5bar 压力，再根据其斜率可以推断失调电压的大小。

对于计示压力传感器，大气压时输出信号电压为 0V，失调电压容易调整，从这点看，绝对压力传感器使用不太方便。

四、半导体压力传感器的补偿、调整技术

半导体压力传感器实际使用时，需要进行灵敏度调整、灵敏度温度特性补偿、零点调整和零点温度特性补偿。

1. 对补偿调整电路的要求

1）调整与补偿是互为独立的，后级调整不影响前级调整。

2）宽温度范围内要求高精度测量时，要对温度特性的非线性进行补偿。

3）元件少，电路简单。

补偿调整电路实例如图 10-7、图 10-8 和图 10-9 所示。

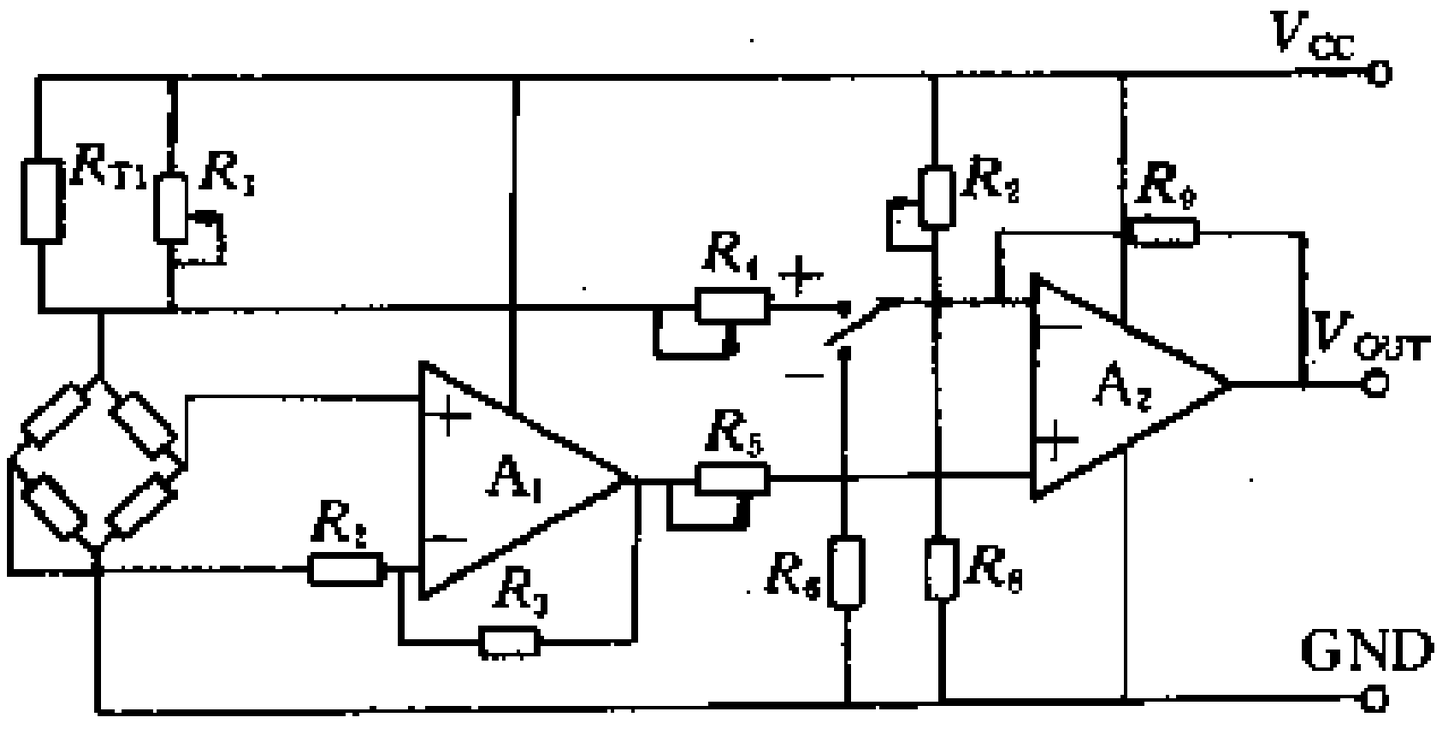


图 10-7　电路实例 1

2. 补偿调整方法

1）灵敏度调整　灵敏度调整一般是调整电路的增益。在电路实例 1 中改变 R_5 阻值，实例 2 中改变 R_{10}阻值，以达到

调整电路增益的目的。而在电路实例 3 中，是改变 R_{29}的阻值，它调节流经输出运放 A_{10}反馈电阻 R_{32}中的电流，达到调整增益的目的。

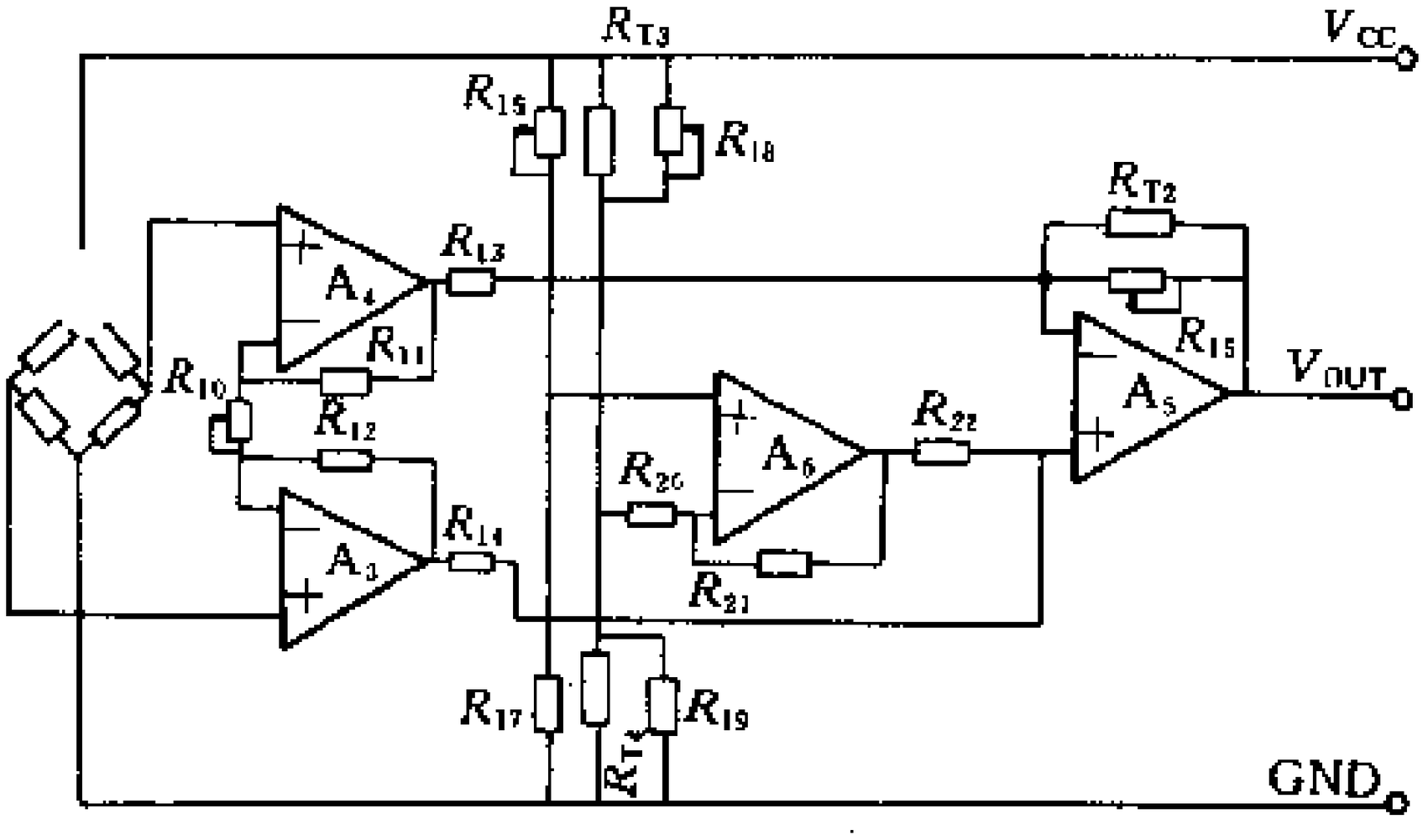


图 10-8　电路实例 2

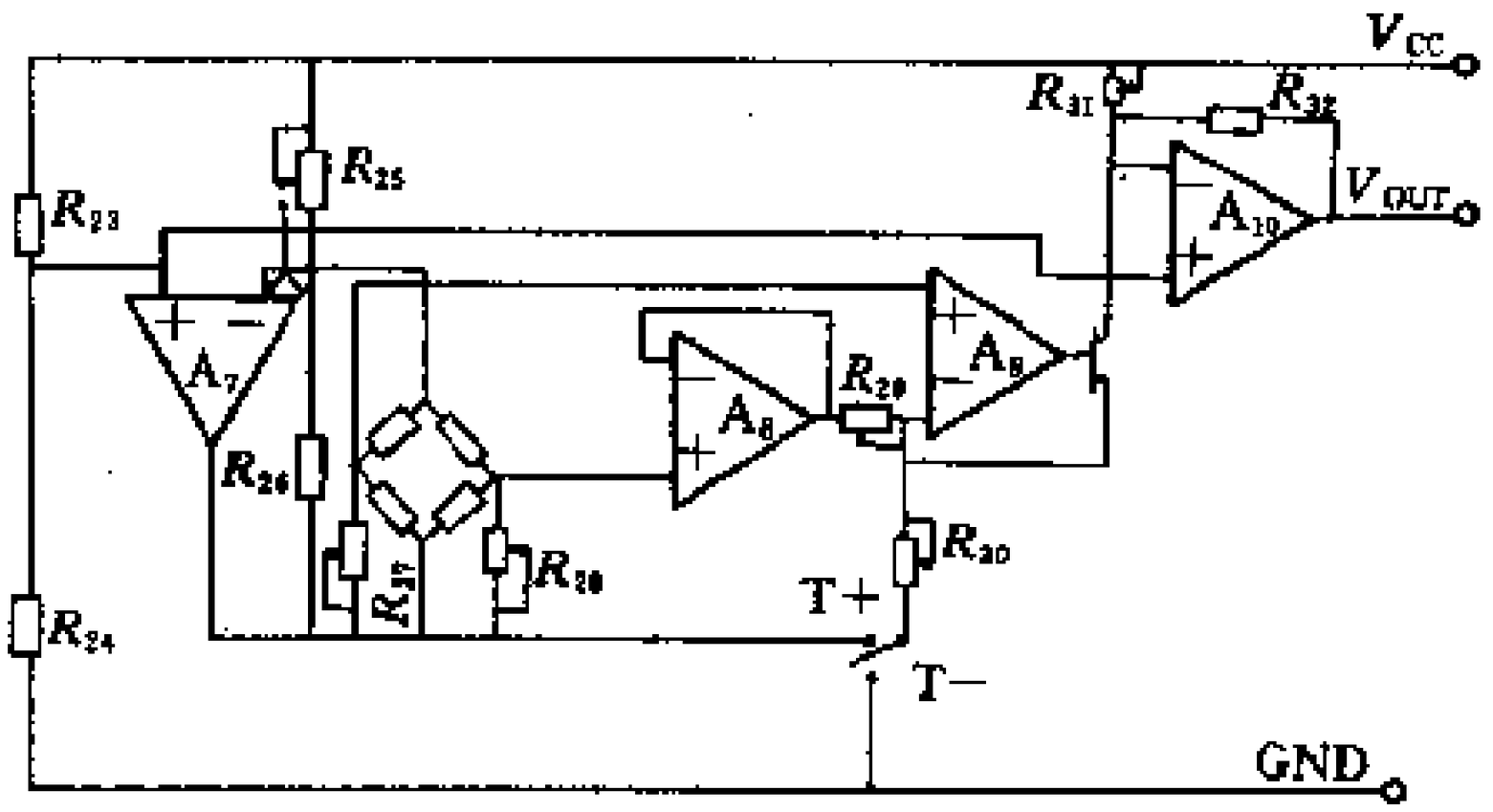


图 10-9　电路实例 3

2)灵敏度温度特性补偿　灵敏度温度特性补偿对于不同电路有不同的方法。在电路实例 1 中，在应变电阻桥与电源

之间接有配对电阻（包括 R_{T1}），这配对电阻具有较小的温度系数或负温度特性，用应变电阻桥两端驱动电压的正温度特性来补偿压力检测部分灵敏度的负温度特性。

在电路实例 2 中，与电路增益有关的电阻采用正温度特性电阻 R_{T2}，用增益有关电阻的正温度特性来补偿检测部分灵敏度的负温度特性。

在电路实例 3 中，采用恒流源驱动应变电阻桥，用电阻的正温度特性来补偿压力检测灵敏度的负温度特性。为补偿温度特性使其线性化，在实例 3 中与应变电阻桥并联电阻 R_{26}。

3）零点调整　在电路实例 1 中，改变末级放大器输入端接的电阻 R_7 和 R_8 的对称性，可以进行零点调整。在电路实例 2 中，用电阻 R_{16}和 R_{17}对电源电压进行分压，用差动放大器放大其电压，放大的电压与末级的输入信号电压相加，改变分压实现零点调整。

在电路实例 3 中，直接改变输入应变电阻桥路的电阻 R_{27} 和 R_{28}的对称性进行调零，也可以由电阻 R_{31}调零。

4）零点温度特性补偿　在电路实例 1 中，电阻 R_{T1}和 R_1 与应变电阻桥路接点处的电位通过电阻 R_4 加到末级放大器的同相输入端或反相输入端，可进行正或负的温度特性补偿。在电路实例 2 中，A_6 的输入端接入温度系数较大的电阻 R_{T3} 和 R_{T4}，改变与 R_{T3}和 R_{T4}并联的电阻 R_{18}和 R_{19}的对称性，可进行零点温度特性补偿。在电路实例 3 中，选择具有较大负温度系数的应变桥路一端电压，或者地电位，通过可调电阻 R_{30}加到 A_9 的反相输入端，与压力相对应的信号电压通过 A_8 也加到 A_9 的反相输入端，这两种电压在 A_9 的反相输入端叠加，从而进行正负方向的温度特性补偿。

第三节　半导体压力传感器应用电路实例

一、数字式压力计

数字式压力计电路如图 10-10 所示，压力传感器采用 P3000-401G，测量精度约为 2%～3%，测量范围为－1～＋1kgf/cm²。如果要求较高测量精度，可采用经激光修整的 P3000S 系列压力传感器。

图 10-10 所示电路中的运放 A_1 和晶体管 VT_1 构成恒流源电路。A_1 的同相输入端与负电源（－7.5V）之间电压为

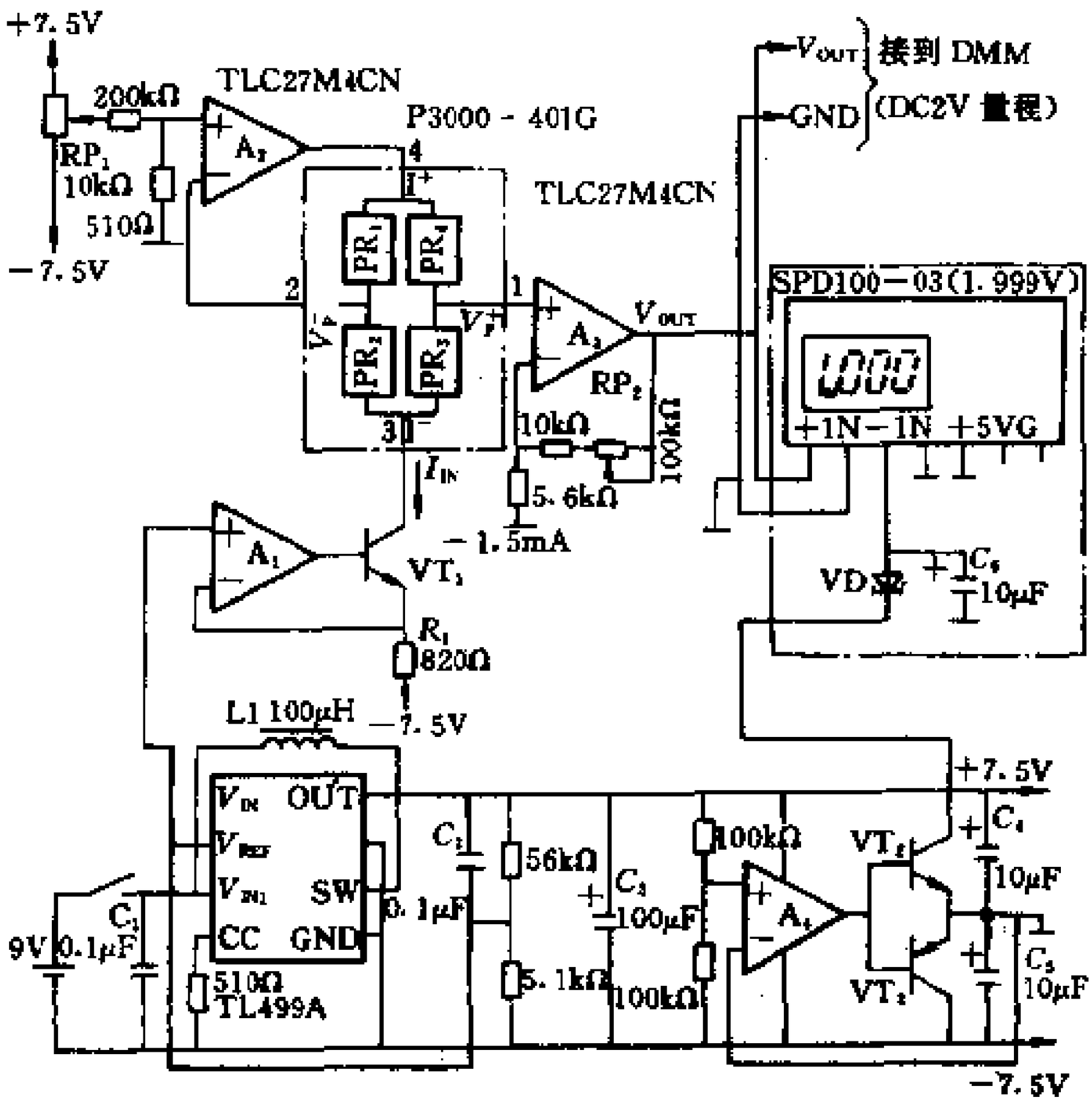


图 10-10　数字式压力计

1.26V，因此，传感器电流为 1.26V/820Ω＝1.5mA （R_1＝820Ω）。

传感器放大电路不采用差动放大器，而采用稍有变形的放大器 A_2。A_2 的同相输入端接地，反相输入端接到压力传感器的 2 脚 （V_P^-）。

A_2 工作于传感器 2 脚通常接地（0V）的状态，因此，输出电压是从压力传感器 1 脚 （V_P^+） 与地 （0V） 之间取出的。运放 A_3 仅是作为同相放大器。

另外，在运放 A_2 的同相输入端接入了电位器 RP_1，用它调整传感器与运放的失调电压。

传感器 P3000-401G 的额定压力范围为 0～300mmHg，输出电压为（70±50）mV。此压力计的压力测量范围为 1kgf/cm^2，经单位核算，1kgf/cm^2＝735.6mmHg。因此，传感器输出电压 V_S 为

$$V_S = 70mV \times (735mmHg/300mmHg) = 171.5mV$$

由于数字电压表显示为 1V/1 （kgf/cm^2），则放大器增益要求为 6 （即 171.5mV×6＝1V）。又因为传感器灵敏度的分散性，用电位器 RP_2 来调整增益，使增益在 3～21 范围可调。

压力传感器 P3000-401G 的线性为 0.3%（max），温漂也为 0.3%℃$^{-1}$ （max）。工作温度为 25±5℃时，最大温漂为 0.3%℃$^{-1}$×5℃＝1.5%。

传感器满标度时输出电压最小为 50mV，必须采用失调电压温漂小于 50mV×0.3×10^{-2}×0.1＝15μV/℃的运放。该电路采用 4 运放 TLC27M4CN，它的失调电压温漂典型值为 2μV/℃，完全满足要求。

电源采用 9V 电池，用 TL499A 将 9V 电压升到 15V，再经运放 A_4 变为±7.5V。

恒流电路的 1.26V 电压由 TL499A 的基准电压 V_{REF} 获得，其温度系数约为 0.015%℃$^{-1}$（max），满足要求。

显示器采用三位半液晶显示，也可以接到数字万用表（2V 档）进行显示。

另外，此电路中压力传感器采用 P3000S102G 时，可测量的最大压力为 2kgf/cm^2。

二、模拟压力计

模拟压力计用电流计指示压力值，电路如图 10-11 所示。流经压力传感器的电流为 1.5mA。按照前述方法计算，传感器的输出电压 V_S=171.5mV。

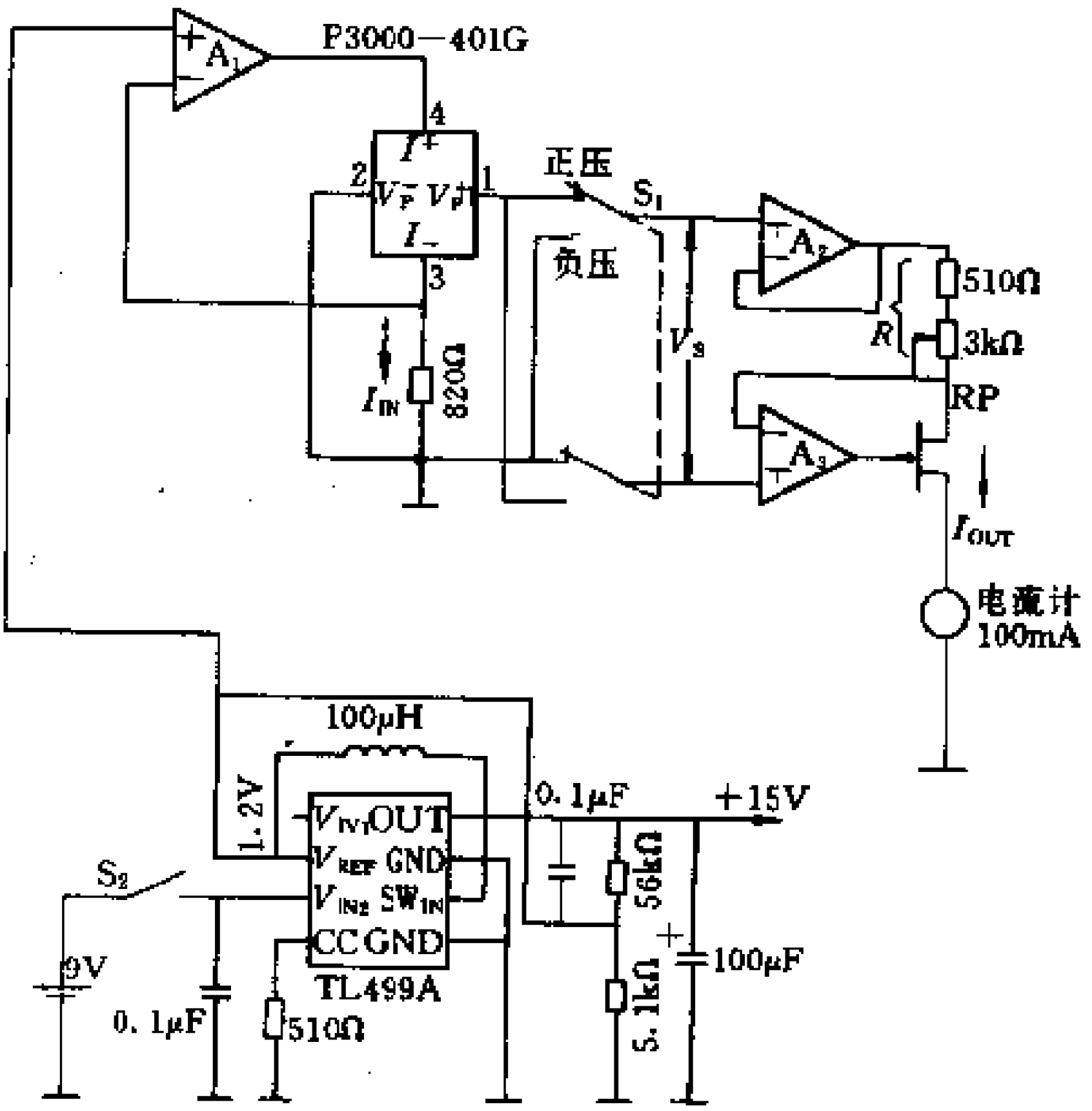


图 10-11　模拟压力计

电路的输出电流 I_{OUT} 可按下式计算：

$$I_{OUT} = V_S/R \qquad (10\text{-}5)$$

如果采用满标度为 100μA 的电流计，由式（10-5）计算 $R=V_S/I_{OUT}=171.5\text{mV}/100\mu\text{A}=1.7\text{k}\Omega$。考虑到压力传感器灵敏度的分散性，接入 510Ω 电阻和 3kΩ 电位器 RP 进行调整。S 为正负压力测量切换开关，使电流计的指针向一个方向偏转。

三、汽车压力监视器

汽车压力监视器电路如图 10-12 所示，它是监视汽车发动机的吸气压力。KPZ20G 压力传感器恒压工作时电源电压为 7.5V，这时灵敏度为 78.75mV/1bar，测量范围内的温度系数为 $-0.15\%\,℃^{-1}$，零压力时温度系数为 $\pm0.05\%\,℃^{-1}$，失调电压为 ±37.5mV，线性为 ±0.7%（max）。

KPZ20G 的输出电压为 78.75±26.25mV/1bar，经单位核算成 1kgf/cm^2，即为 77.2±25.7mV。如果压力监视器输出 $V_{OUT}=3\text{V}$，则运放增益必须为 29～58 倍。

稳压二极管提供 7.5V 稳定电压，它的温度系数为 $\pm0.05\%\,℃^{-1}$，可对传感器作一些温度补偿。用运放 A_1 把传感器输出电压变成以地为参考点（零点）的电压。运放 A_1 中要流经 10mA 以上的电流，因此，采用 VT_1 作为缓冲器。传感器输出电压是以地作为参考点的，可采用同相放大器进行放大，用电位器 RP_2 调整增益。

显示驱动器采用专用集成芯片 TA7612AP。它的工作电压为 6～15V，可以驱动 10 个 LED。

图 10-12 所示电路中驱动器之所以采用两个 TA7612AP，是因为测量的正压力和负压力单位不同，正压力单位为 0.1kgf/cm^2，负压力单位为 100mmHg。这样，要对

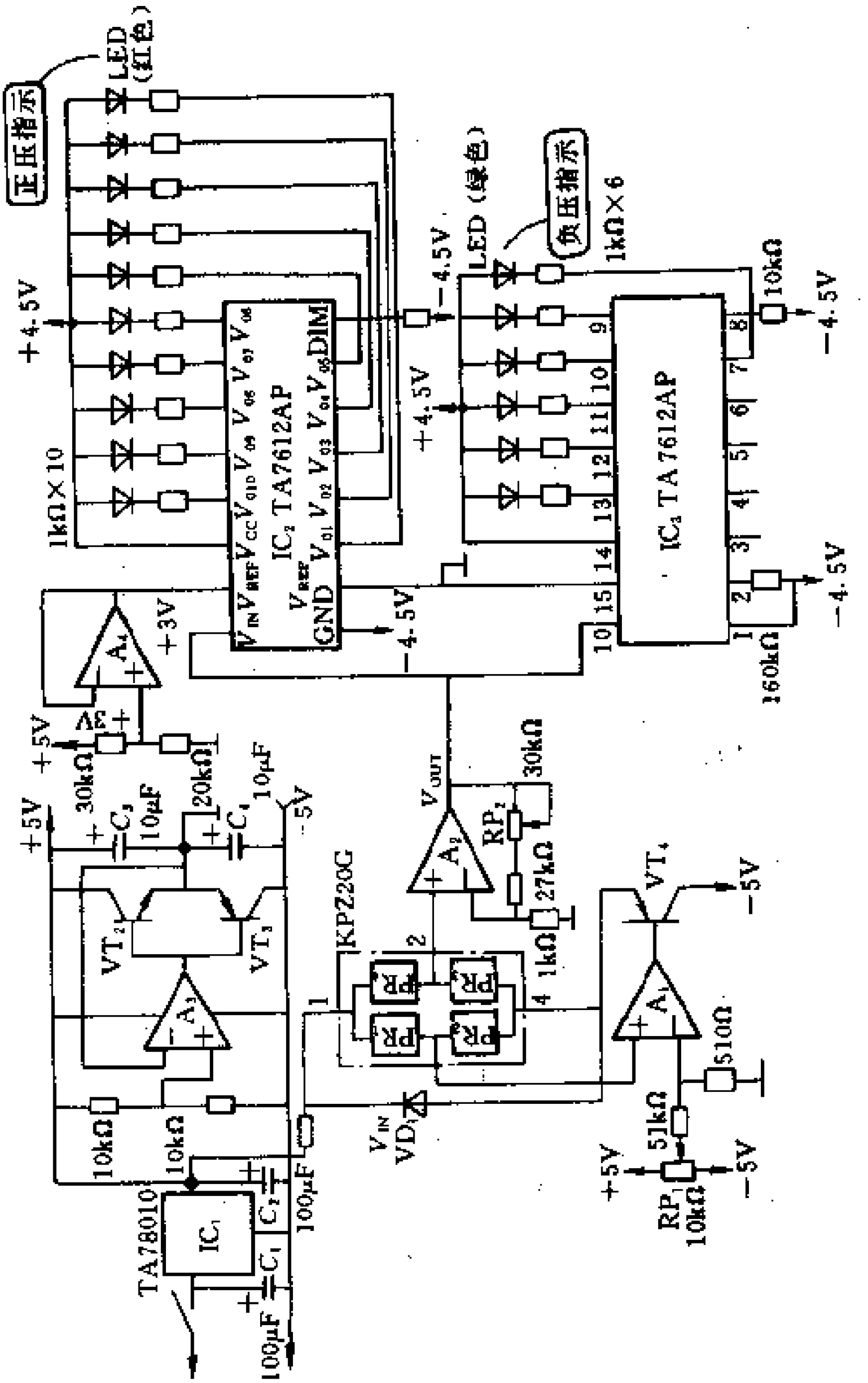


图 10-12 汽车压力监视器电路图

TA7612AP 提供不同的基准电压。正压力用红色 LED 显示，负压力用绿色 LED 显示，以示区别。

四、采用绝对压力传感器的气压计

采用绝对压力传感器的气压计电路如图 10-13 所示。压力传感器采用 KP100A。在零压力及压力测量范围内的温漂为 0.1%℃$^{-1}$。在 25±5℃的室温内使用时，产生的温漂为 0.5%。这就意味着，实际上 1000mbar 的压力显示为 1005mbar。要使温漂减小，应选用 P3000S-102A 压力传感器。

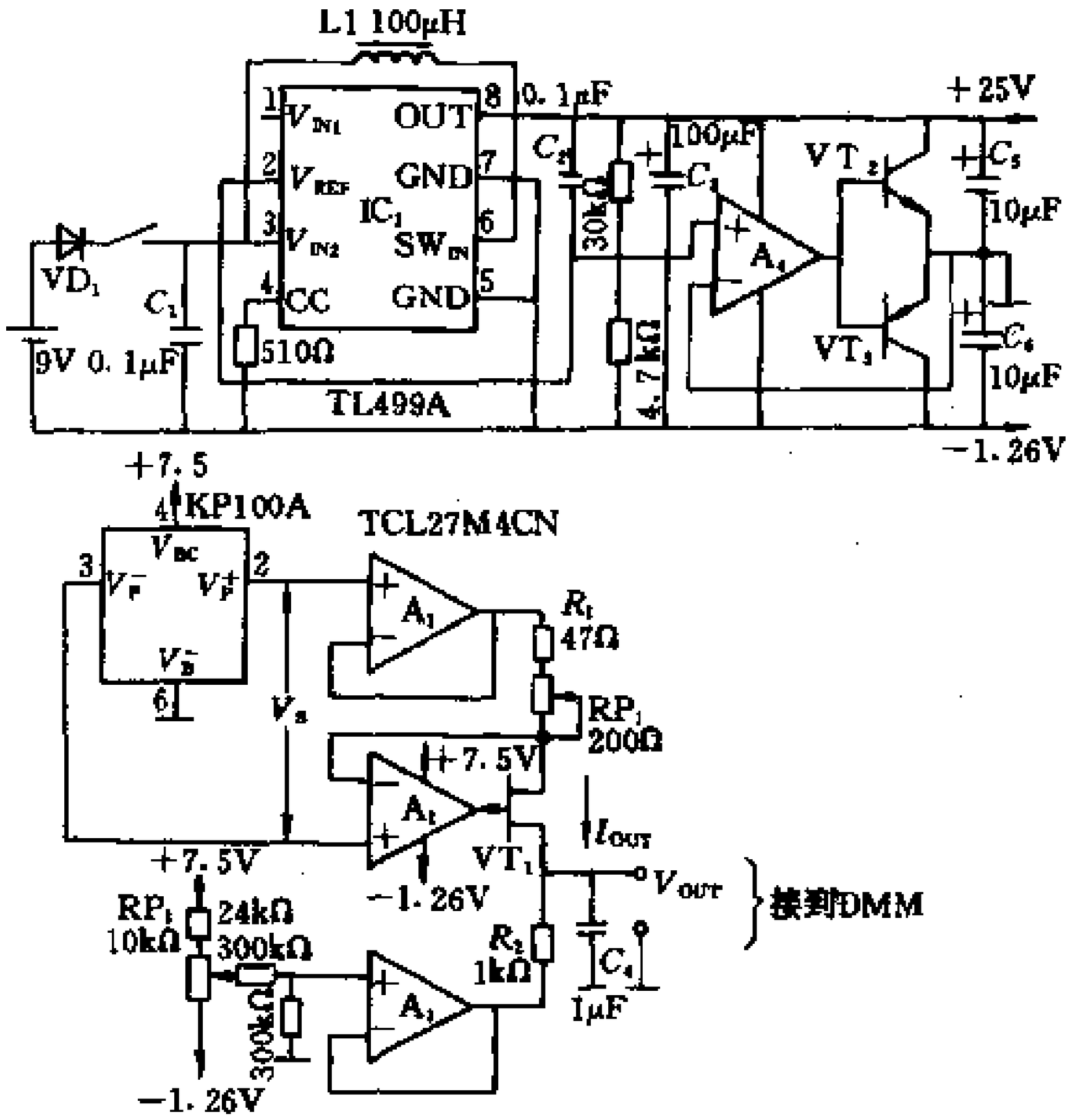


图 10-13　采用绝对压力传感器的气压计

KP100A 采用恒压工作方式。传感器电源的 7.5V 与 −1.26V由 TL499A 提供。电路中采用 9V 电池供电，也可采用交流变换成直流供电。

用运放 A_1 和 A_2 把传感器输出电压变换成电流 I_{OUT}。输出电流 $I_{OUT}=V_S/(R_1+R_{P_1})$，再经电阻 R_2 把该电流变换成电压 V_{OUT}。输出电压 $V_{OUT}=I_{OUT}R_2$。因此，电路增益 $A_V=V_{OUT}/V_S=R_2/(R_1+R_{P_1})$。用电位器 RP_1 调增益，用电位器 RP_2 调零。

五、高度计

将图 10-13 所示电路稍加改变，就可以构成简易的高度

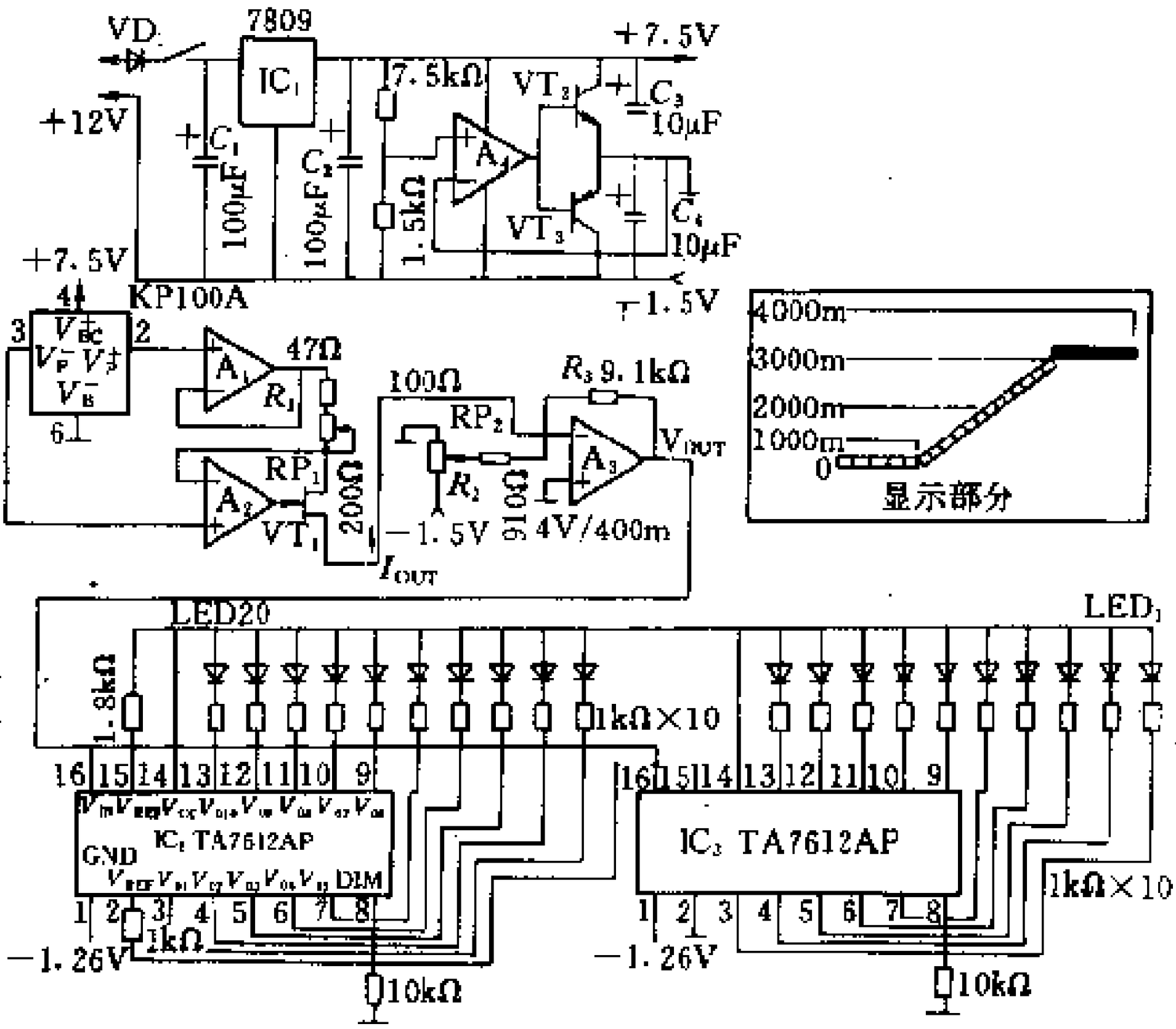


图 10-14　高度计电路

计。其电路如图 10-14 所示。

高度计测量高度原理如下：大气压力 P 与高度 H 间的关系为

$$H = 18400(\log P_0 - \log P) \times (1 + \alpha T) \quad (10\text{-}6)$$

式中，H 为高度（m）；P_0 为低处大气压（mbar）；P 为高处大气压（mbar）；α 为空气的膨胀系数（0.00367）；T 为高处的平均温度（℃）。

式（10-6）的可变参数太多，电路结构复杂，不太实用，现只用作监视高度，电路设计上可以这样估算：即升高 100m，气压下降 11.1mbar。此值是在 200m 高度计算的平均值。高度 H 可表示如下：

$$H = 100/11.1(1013\text{mbar} - P)$$

$$= 9 \times (1013 - P)(\text{m}) \quad (10\text{-}7)$$

电路中采用绝对压力传感器测量气压 P。A_1 和 A_2 作为放大器。A_3 作为极性转换之用，可将 $+P$ 变为 $-P$。RP_2 用于调整 1013mbar，R_3 相当于式（10-7）中的系数 9。这样，高度计算较简单，电路也不复杂。

电源电压为 12V，采用三端集成稳压器 LM7809 进行稳压。

六、简易压力计

简易压力计电路如图 10-15 所示。压力传感器采用 2S5M，它带有调零端，因此，调零较方便。A/D 转换器的显示量为 kgf/cm^2，显示分辨率为 $1mgf/cm^2$。A/D 转换器采用 MAX138。

电路调整如下：压力为 0 时，调节电位器 RP_1，使显示为 0。压力为 $0.5kgf/cm^2$ 时，调节电位器 RP_2，使显示为 0.500，即调整完毕。

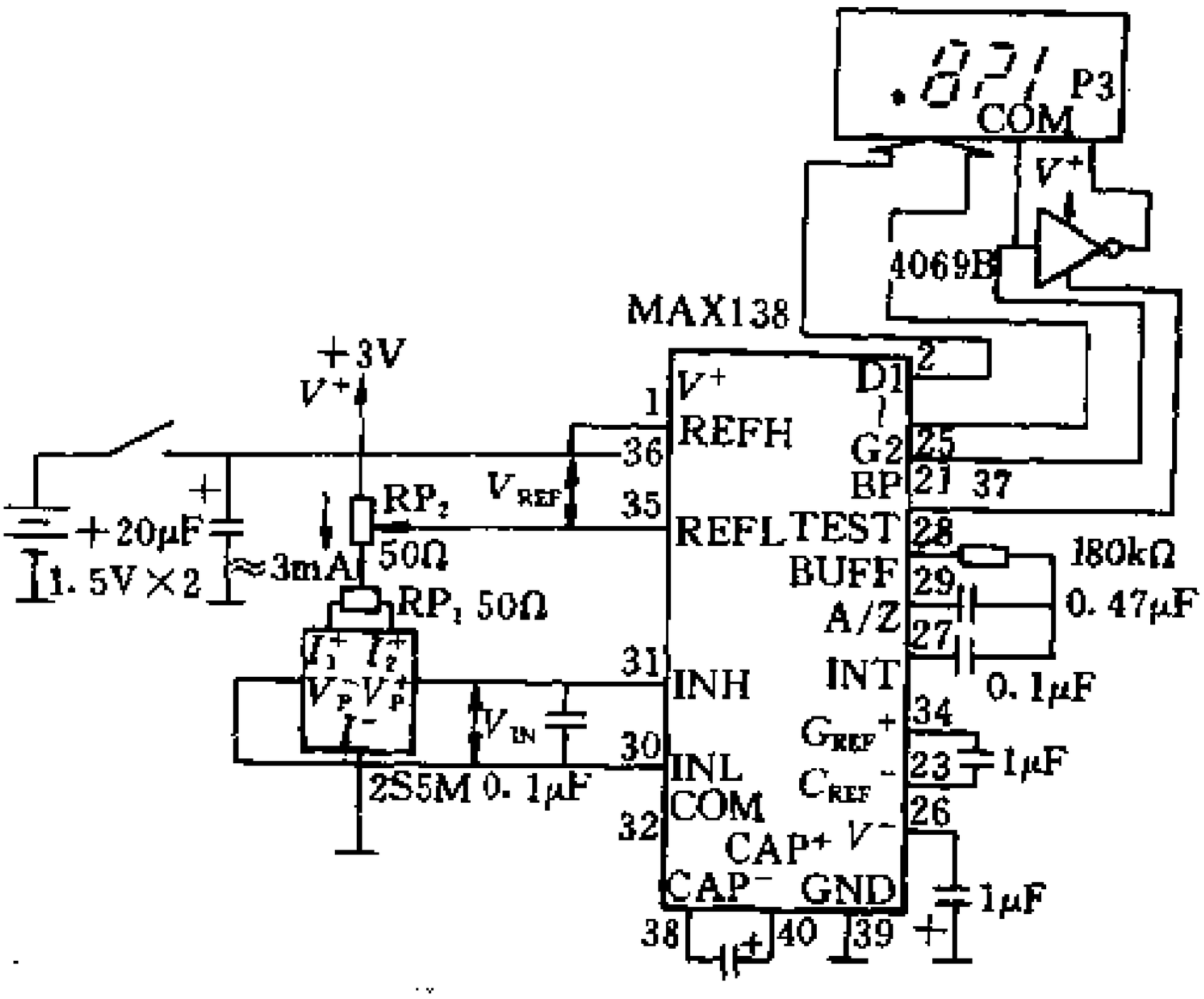


图 10-15　简易压力计电路

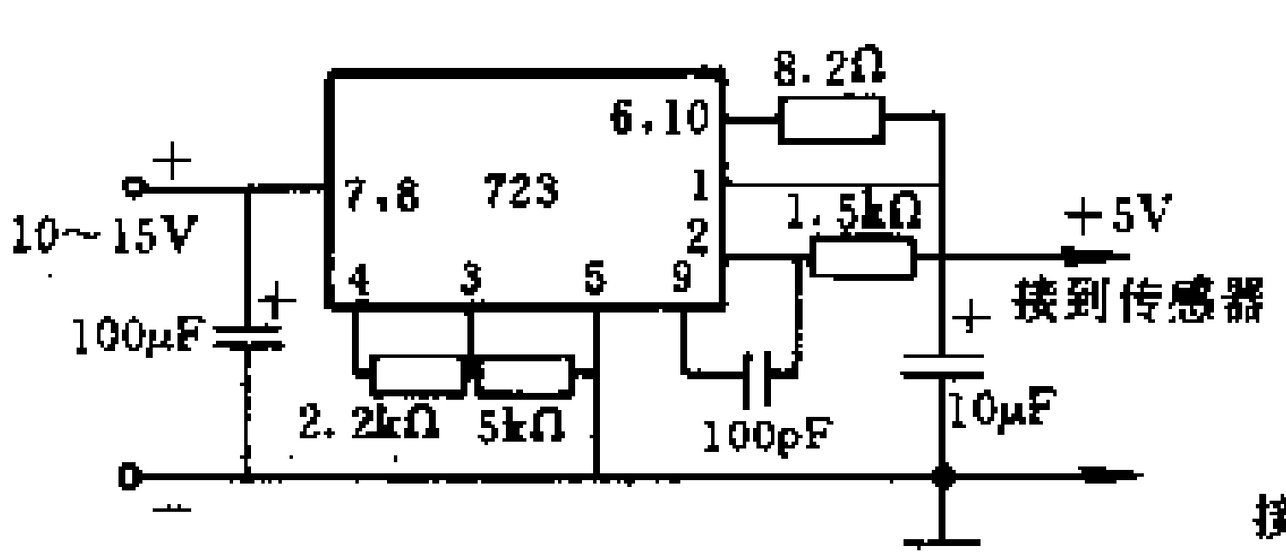
第四节　半导体压力传感器应用接口电路

一、压力传感器的激励源

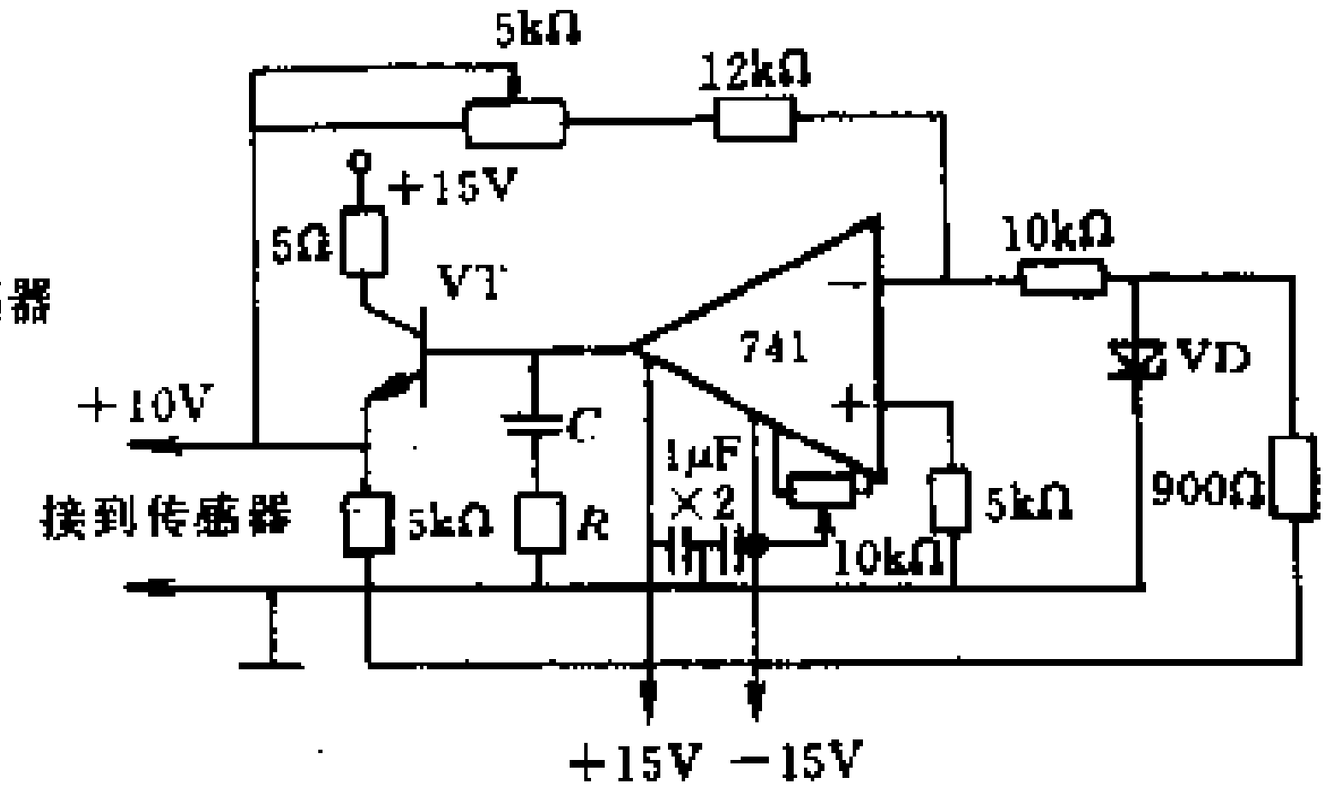
压力传感器的激励源电路如图 10-16 所示。图 10-16a 是采用集成电路构成的激励源，输出 5V 电压，它是通常使用的激励源。图 10-16b 是采用稳压二极管 IS2459 和运放 741 构成的恒压源，它也是常用的一种激励源。而图 10-16c 为恒流源，电流的稳定度由 R_1、R_2 决定，要采用温度系数小的电阻。

二、压力传感器接口电路

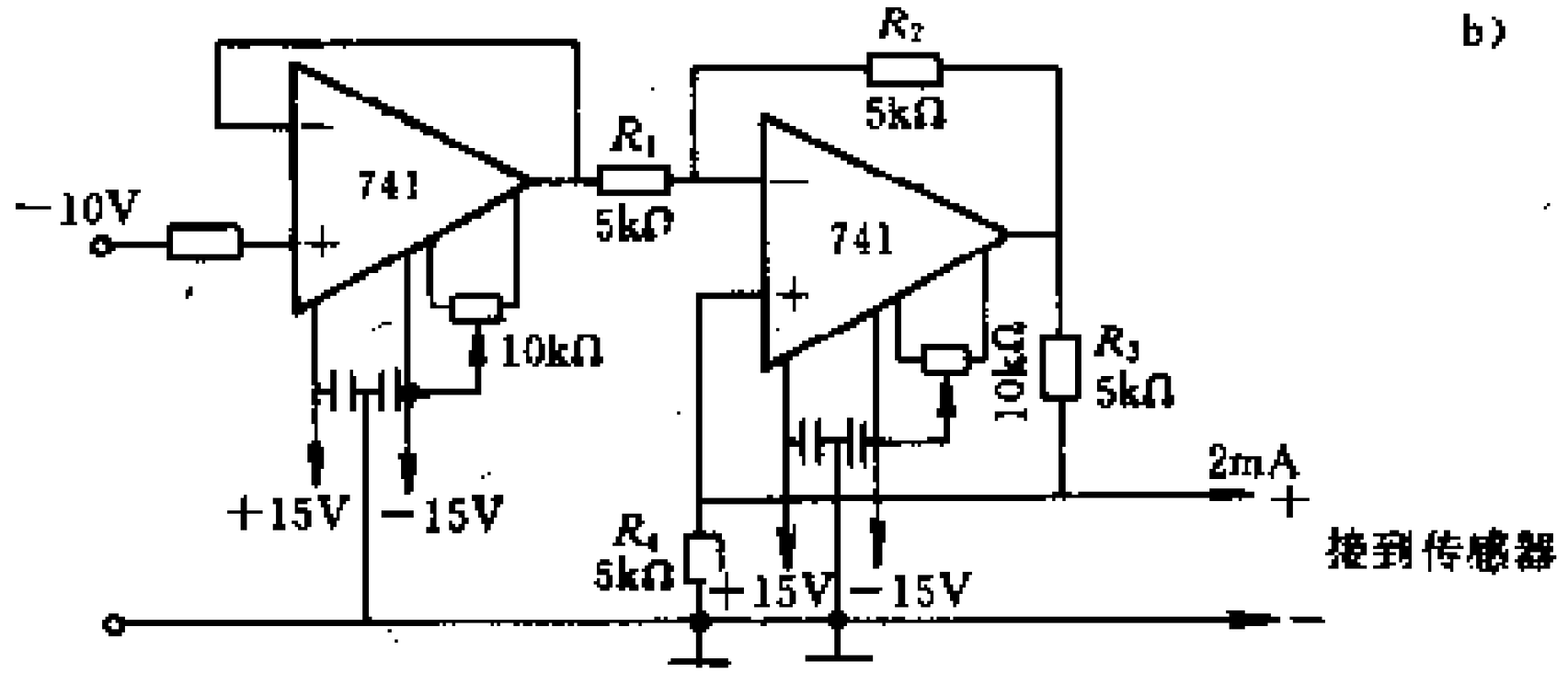
图 10-17 是最简单的接口电路，采用一个运放 OP05A，它用于精度较低的传感器。放大器的增益限于 100，增益表达式为



a)



b)



c)

图 10-16　压力传感器的激励源

a）激励源　b）高稳定性激励源　c）恒流源

$$A_V = 2(1 + 1/K)(R_2/R_1)$$

式中，$K = R_0/R_2$。

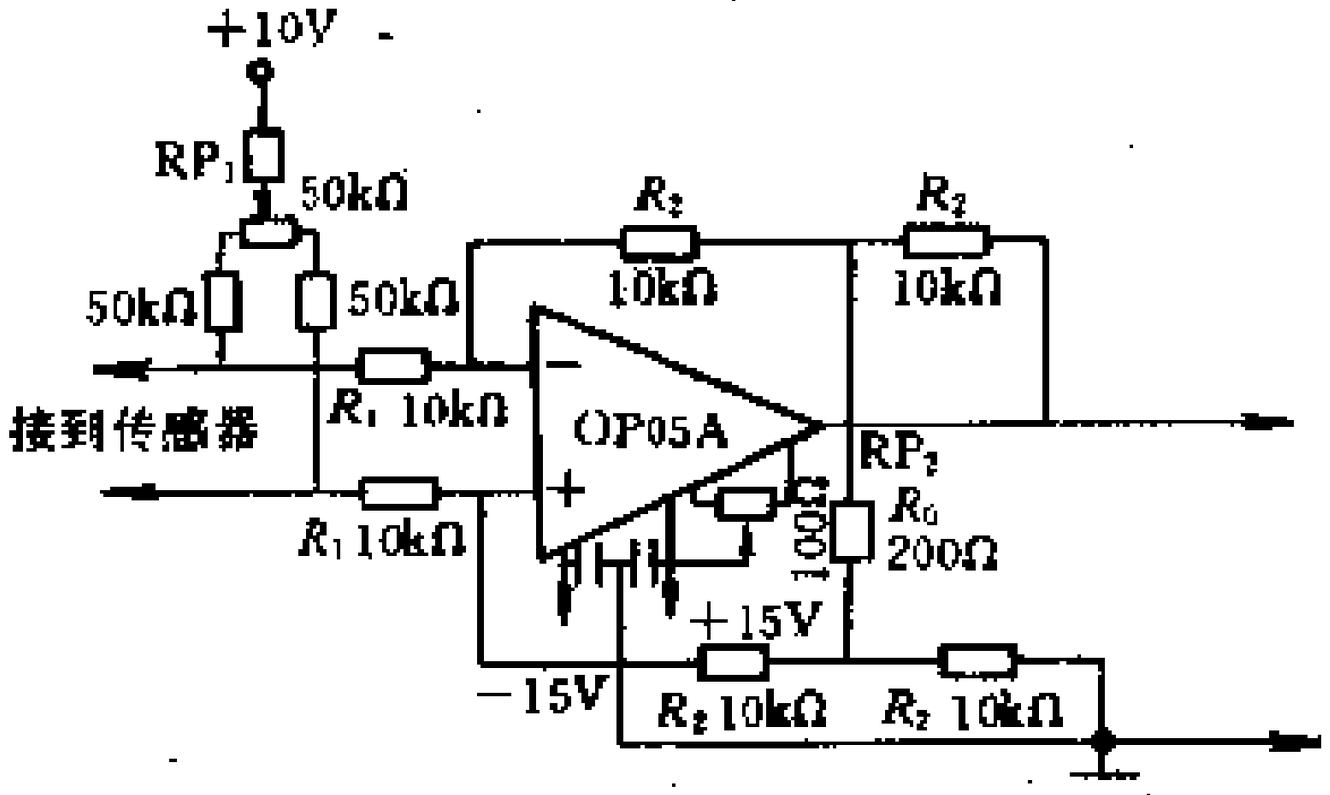


图 10-17　简单接口电路

图 10-18 是采用三个运放构成的高输入阻抗的接口电路。增益与 CMRR 由 R_1 和 R_2 决定，增益 $A_V = (1+2R_2/R_1)$。

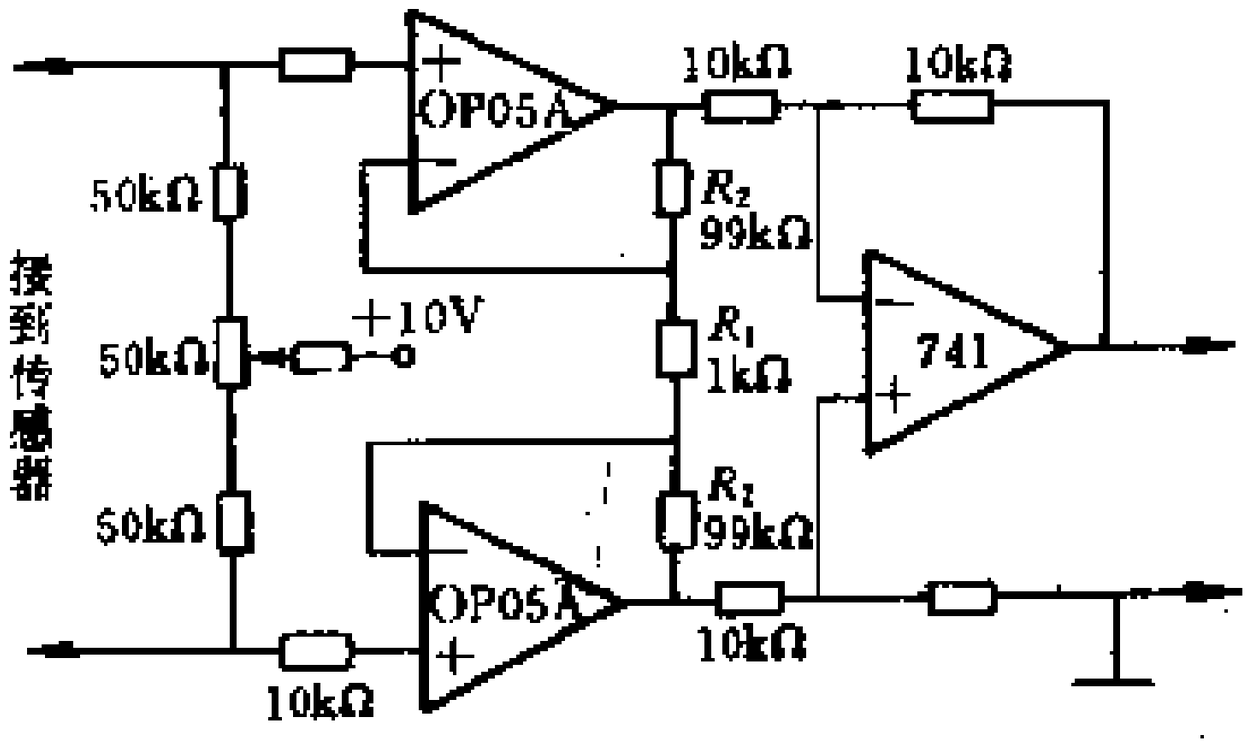


图 10-18　高精度压力传感器接口电路

图 10-19 是采用仪用放大器的接口电路，电路中的温漂，CMRR，噪声与增益等特性都由仪用放大器决定，电路简单，但价格贵。

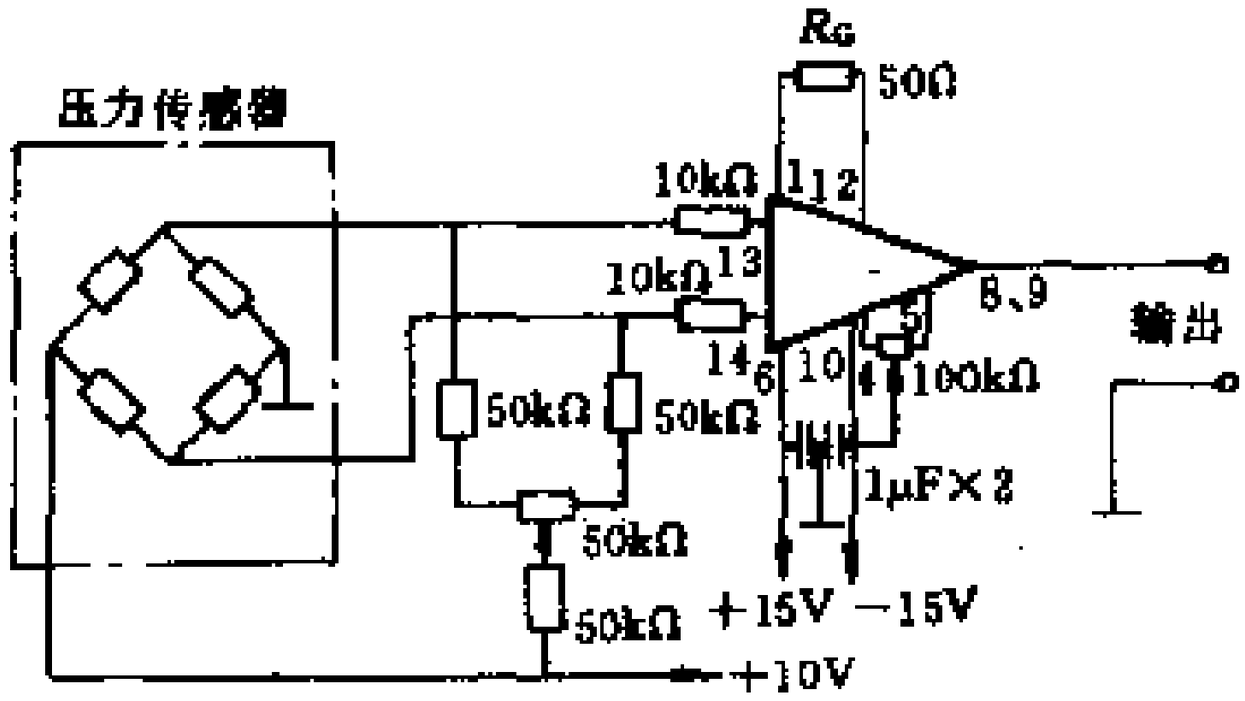


图 10-19　采用仪用放大器的接口电路

图 10-20 是采用平衡差动放大器与正负激励源分开的外加电源电路构成的接口电路，前置放大器采用 U20。

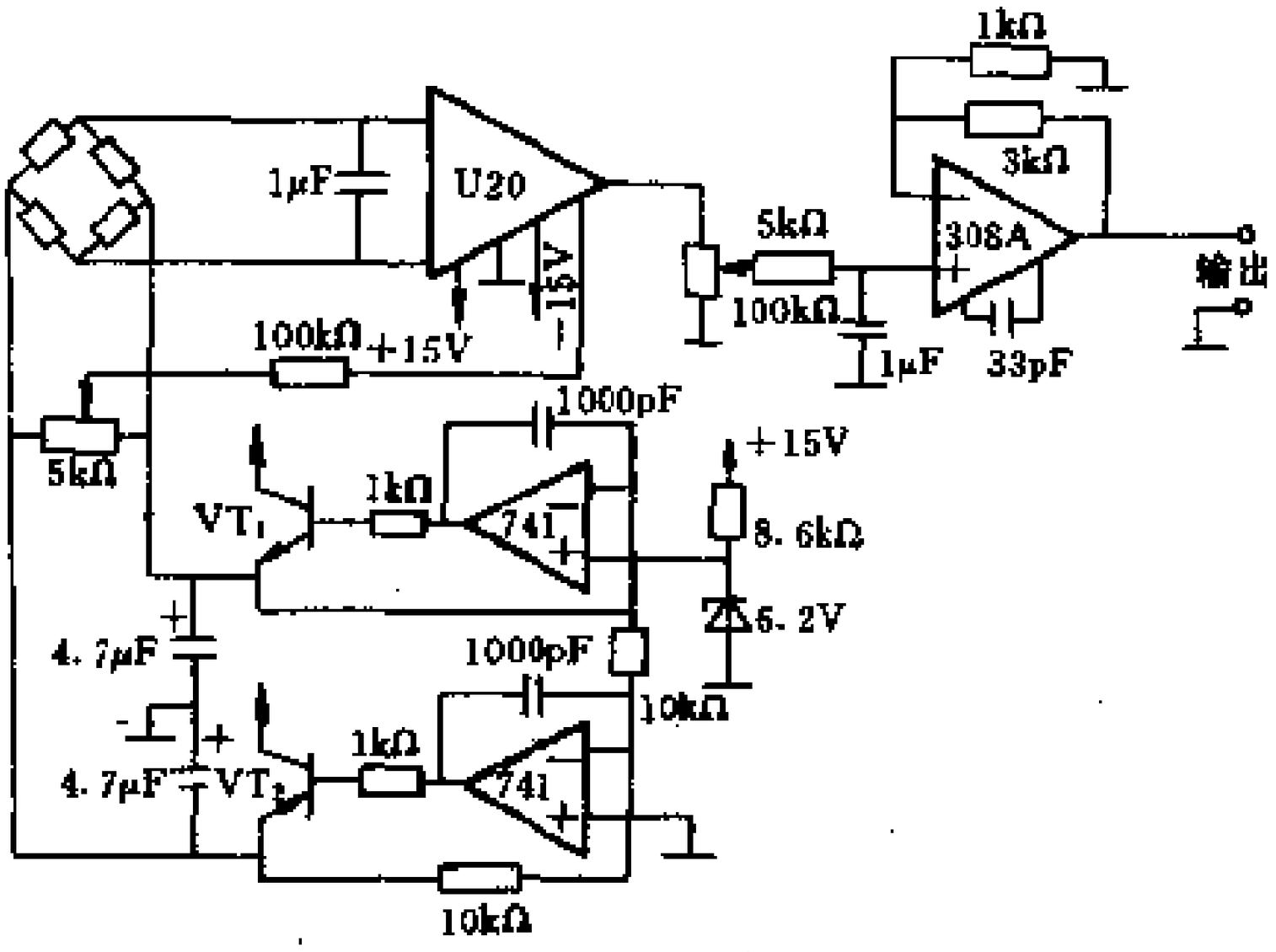


图 10-20　传感器接口电路

图 10-21、图 10-22 和图 10-23 是压力传感器实用接口电路，这些电路简单，性能优良，供使用者参考。

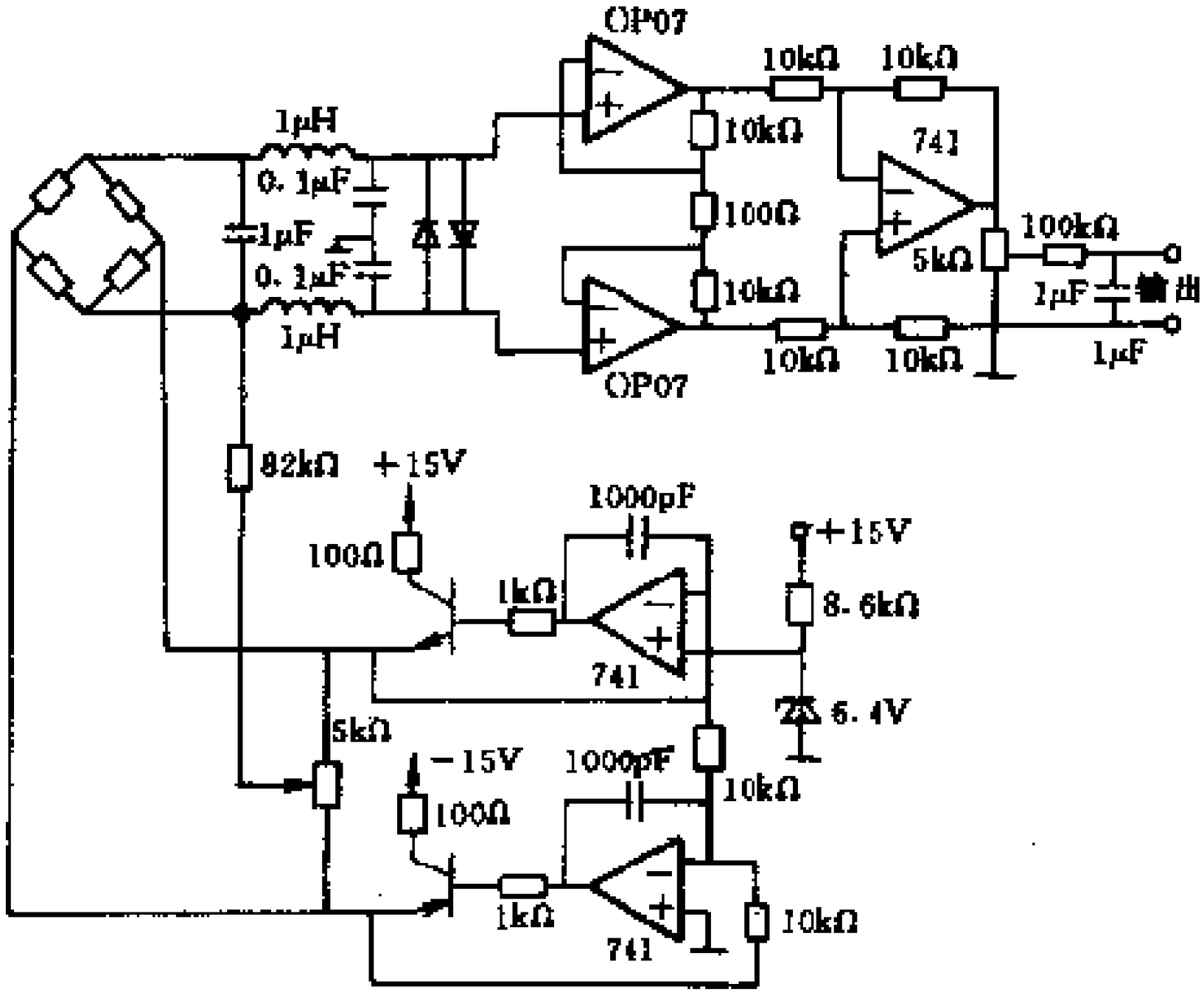


图 10-21　实用接口电路（一）

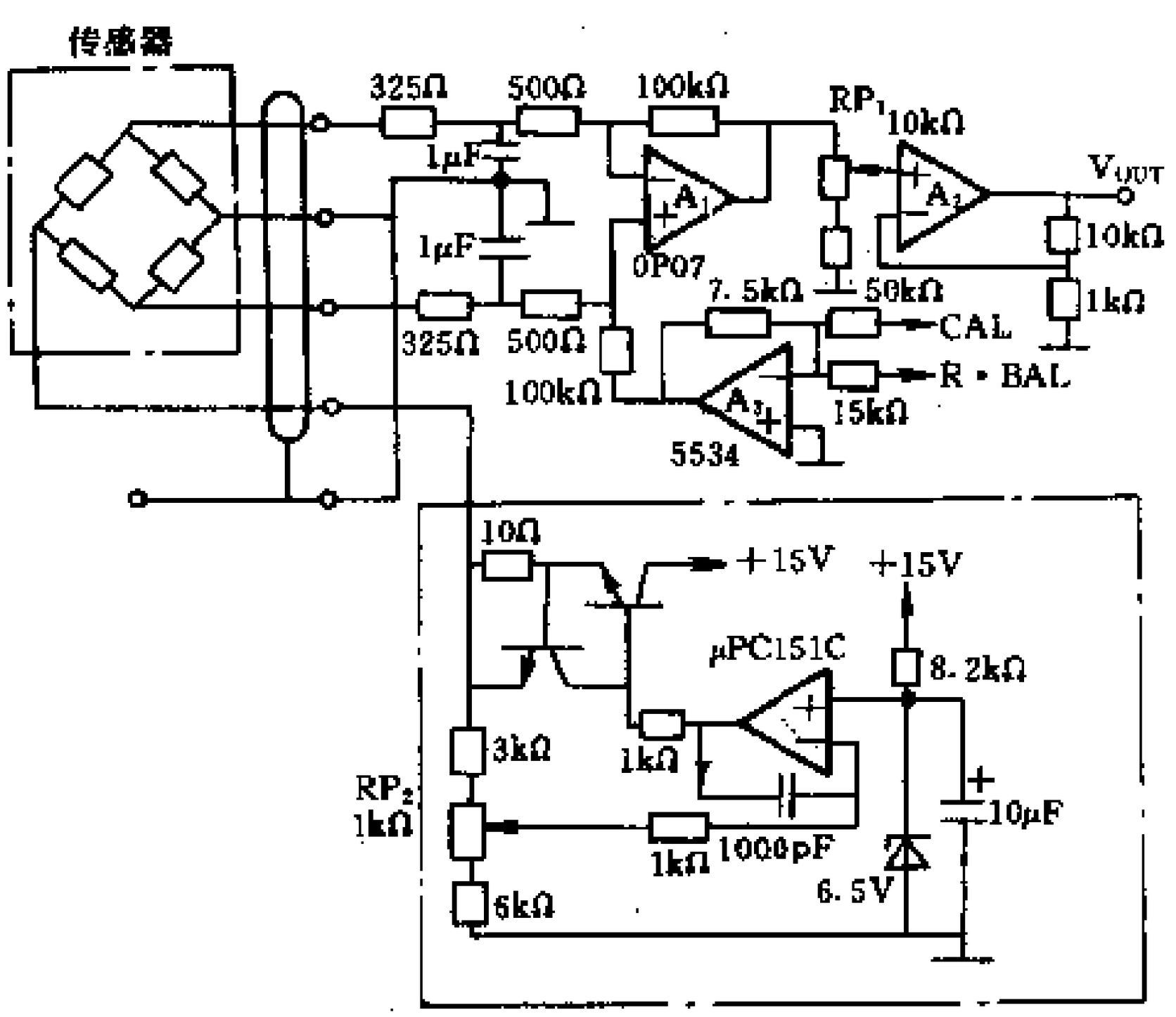


图 10-22　实用接口电路（二）

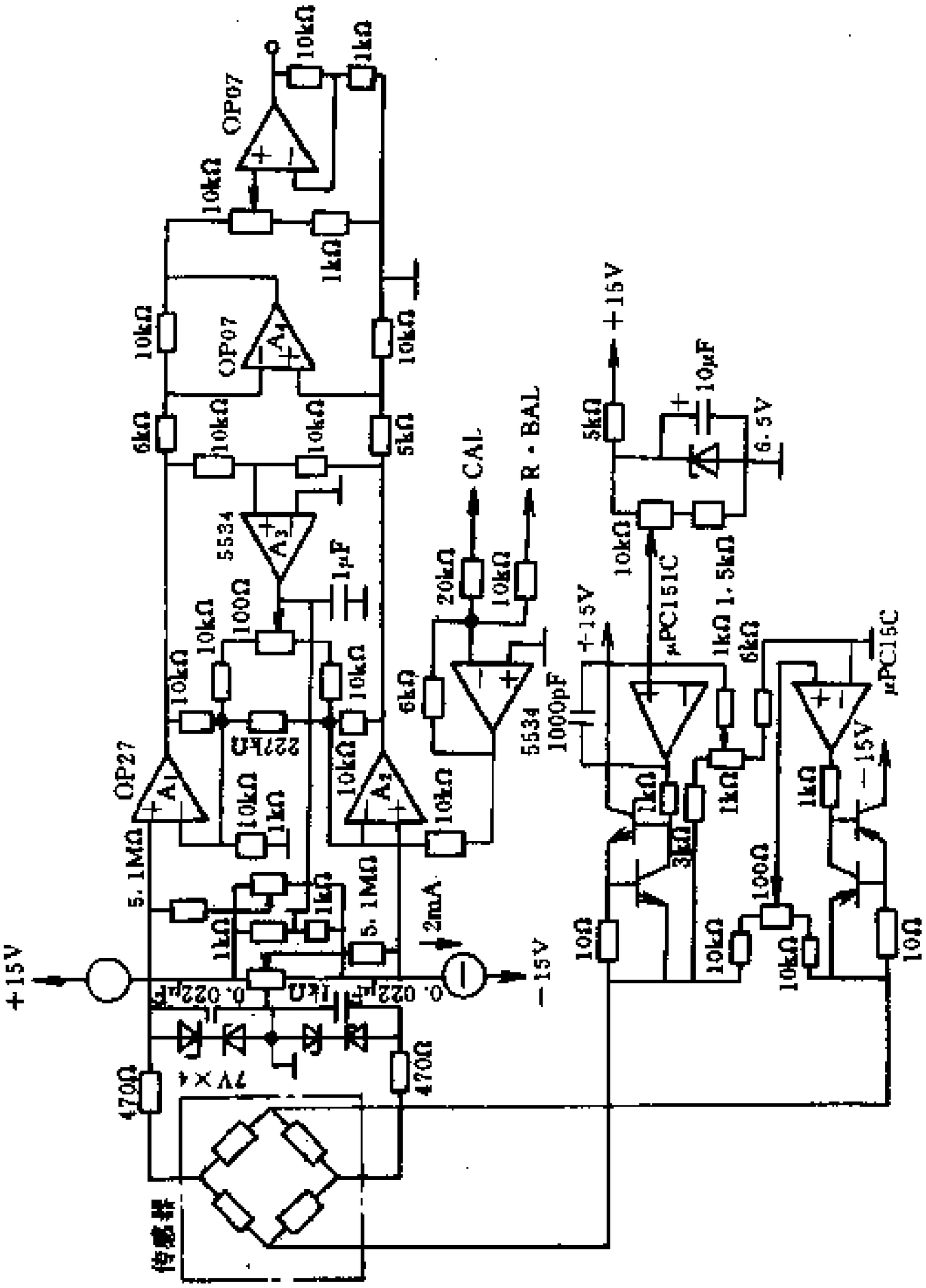


图 10-23 实用接口电路 (一)

第十一章　电流互感器应用接口电路

第一节　电流互感器原理与电流测量方法

一、利用电阻上的压降来测量电流

测量电流的最简便方法是利用电阻压降来间接测量电流。电路如图 11-1 所示。如果被测电流为 I_S，标准电阻为 R_R，则 R_R 上的压降为

$$V_R = I_S R_R \tag{11-1}$$

用电压表测得 R_R 上的压降 V_R，就可得知电流 I_S。

如果采用高精度的电阻，用这种方法可获得良好的特性。但用此方法采用的电阻 R_R 作为被测电路负载的一部分，要消耗功率，特别是被测电流较大时，需采用较大功率的电阻。

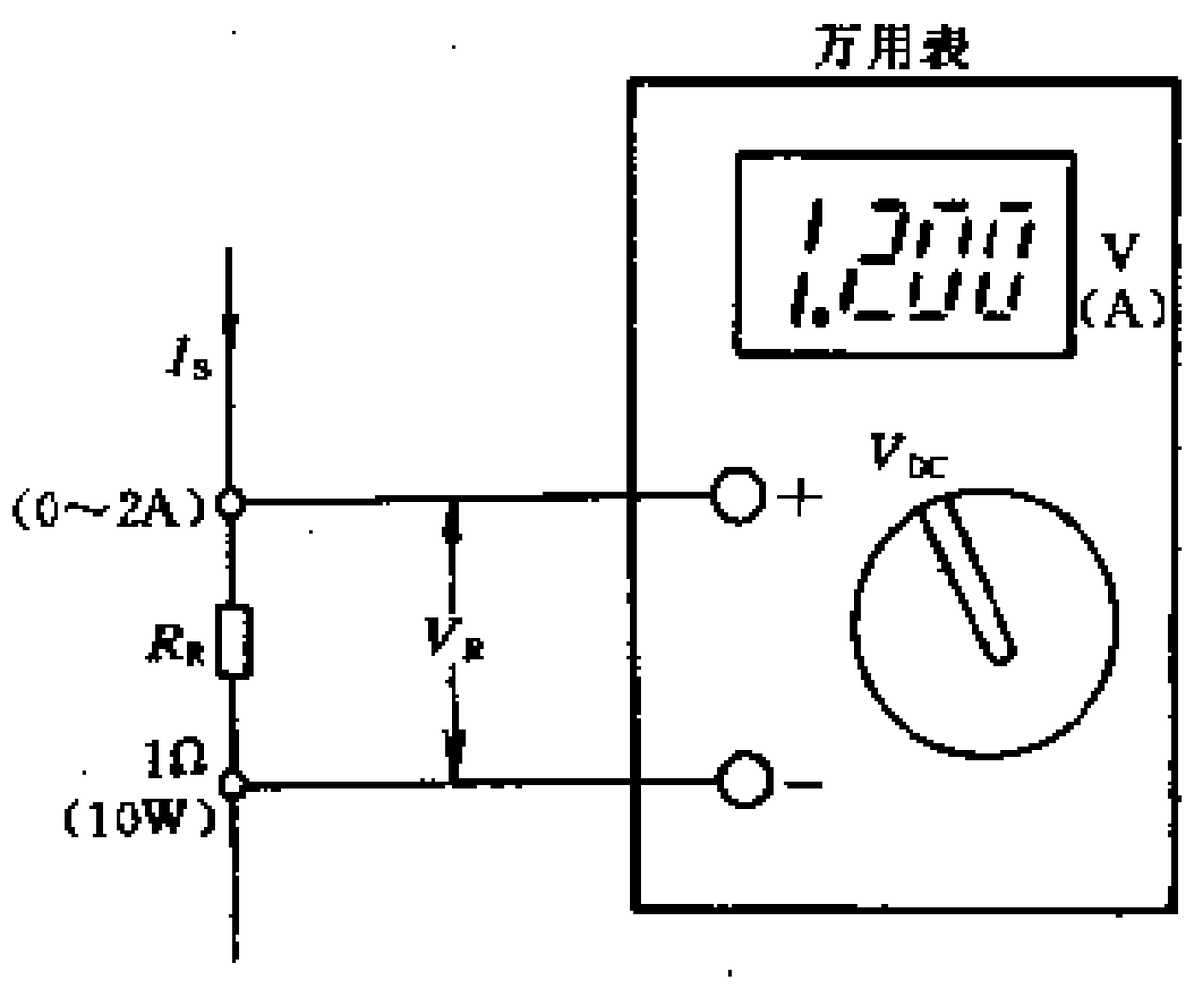


图 11-1　采用电阻压降来测量电流

二、电流互感器 CT

测量交流电流都采用电流互感器 CT，CT 结构如图 11-2 所示。它是在磁环上绕一些线圈而构成的，类似于变压器。

假设被测电流（一次电流）为 i_1，二次线圈匝数为 N_2，则二次电流（因初级匝数为 1）为

$$i_2 = i_1/N_2 \quad (11\text{-}2)$$

由式（11-2）可知，CT 二次电流与被测电流成正比例关系。这样，测得 CT 的二次电流 i_2 就可得知被测电流的大小。用这种方法测量交流时，只要把被测电流流经的导线穿过互感器磁心即可。不用切断电路，就很方便地测得电路中电流。

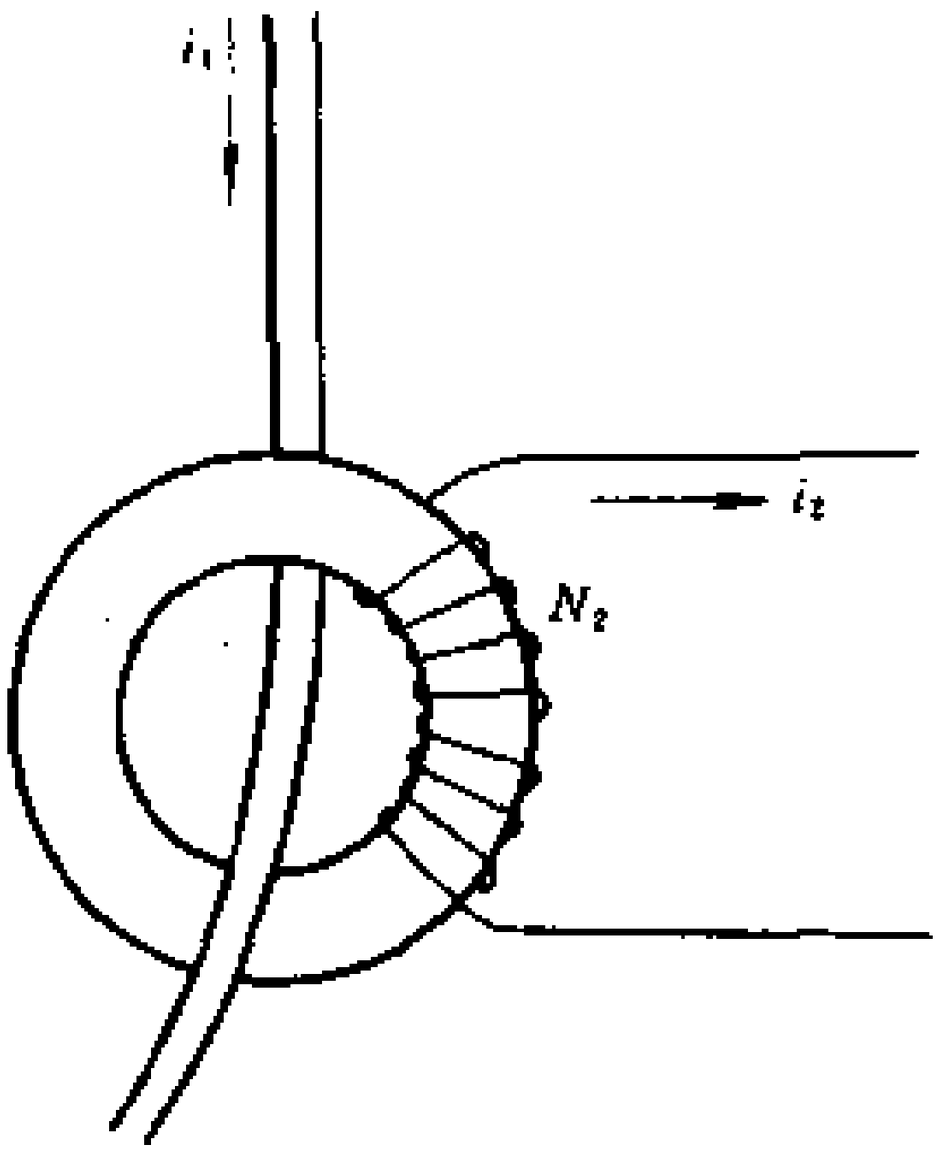


图 11-2　CT 结构

第二节　电流互感器的基本应用电路

电流互感器输出是交流电流，一般需要把电流转换成电压，电流-电压转换有多种方式，这里介绍两种。

一、用电阻把电流转换成电压

把电流转换成电压的最简单的方法是采用电阻，如图 11-3 所示。只要在电流互感器输出端接一只电阻即可，这个电阻也作为互感器的负载电阻。设电阻为 R_R，则输出电压为

$$V_2 = i_2 R_R = (i_1/N_2)R_R \quad (11\text{-}3)$$

若电流互感器采用 CTL6P，N_2 为 800 匝。$i_1=20A$（满度电流）时，可选择电阻 R_R 阻值，使 $V_2=0.2V$。由式（11-3）得 $R_R=8\Omega$。

然而，实际上由于磁心的损耗与漏磁的影响，输出电压低于由式（11-3）计算之值，因此，要获得 0.2V 的电压，必

须选用 $R_R=8.08\Omega$。

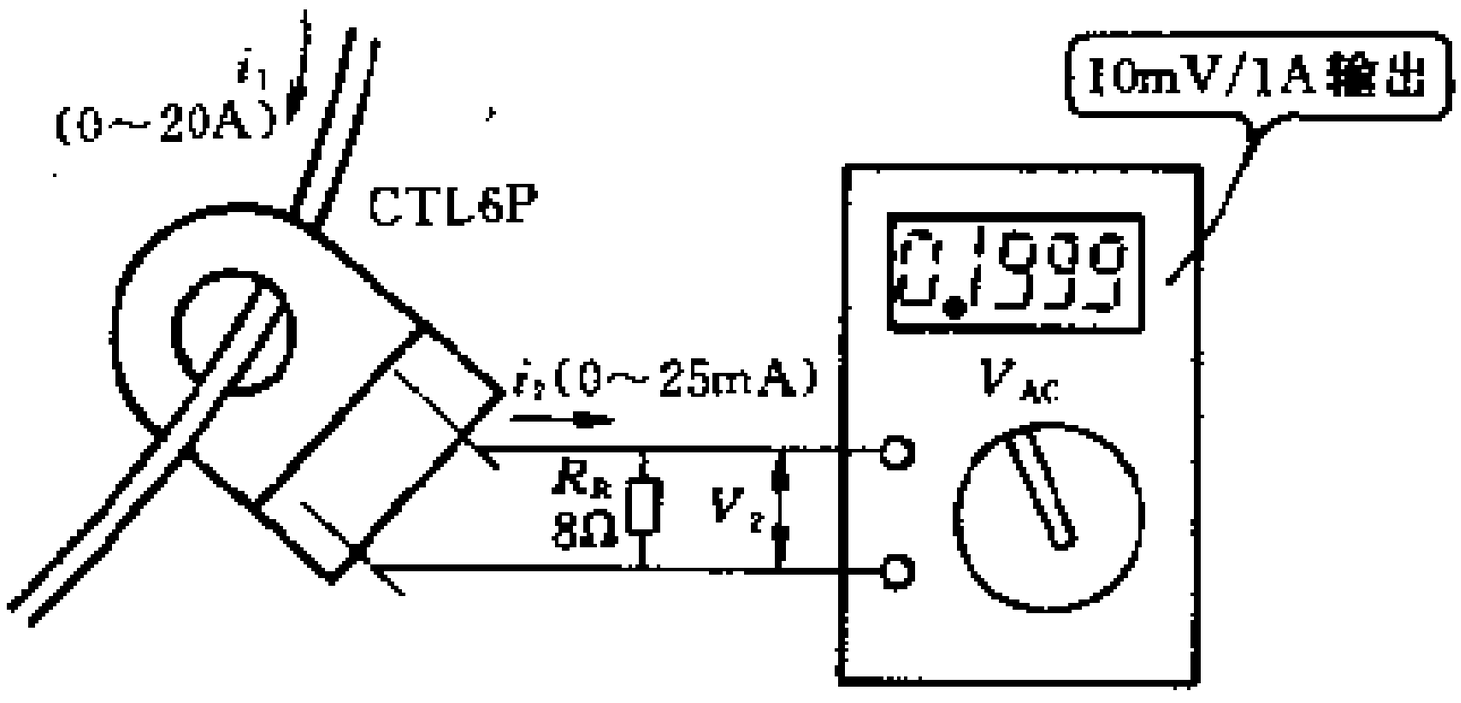


图 11-3　用电阻把电流转换成电压

二、电流互感器的输出波形

电流互感器输出波形如图 11-4 所示。这是用示波器观测负载电阻 R_R 上电压 V_2 的波形。为便于进行比较，在一次侧接 5W 的 0.1Ω 电阻，这样，也可以观察到一次侧电流波形。

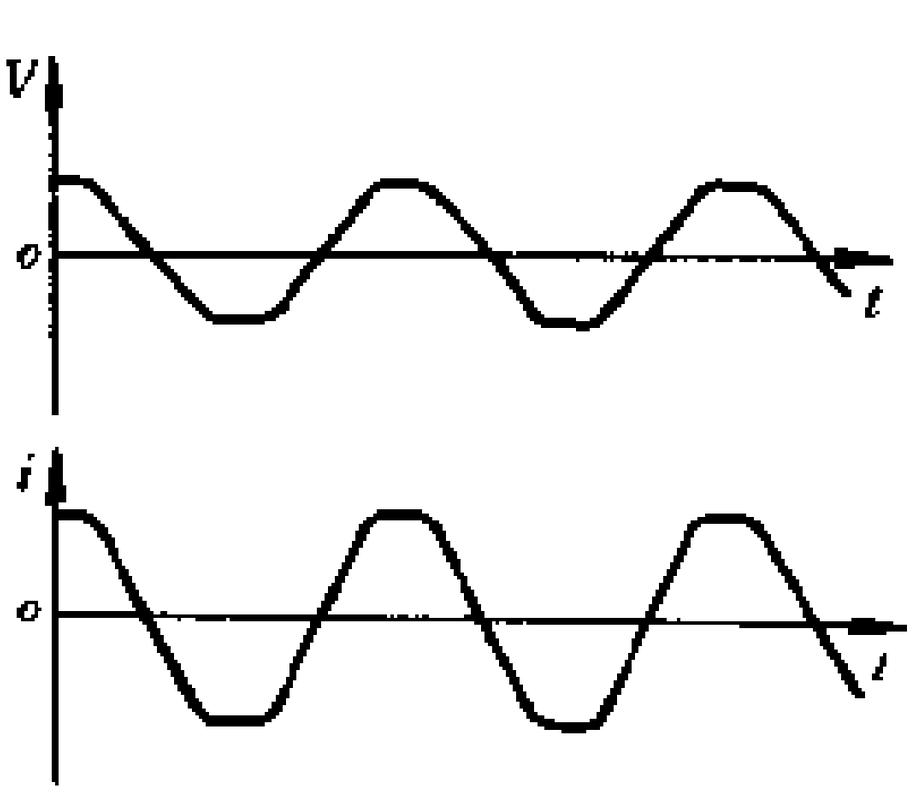


图 11-4　互感器的输出波形

现若用万用表测试此互感器的二次侧电压 V_2 为 0.034V 时，就可知一次侧电流为 3.4A。由上述可知，$V_2/i_1=0.2V/20A=10mV/A$，所以 0.034V 电压 V_2 就相当于 3.4A 电流（$0.034V/10\times10^{-3}V/A=3.4A$）。

三、互感器负载电阻值的选择

互感器的负载电阻值要适当选择。图 11-5 表示不同负载电阻值时互感器 CTL6P 的输出电压与一次侧电流之间的关

系。负载电阻越大，一次侧电流相同时，输出电压越大，但从线性考虑，电阻 R_R 越小越好。也就是说，要求高精度测量时，电阻值选得小些，精度要求不高时，电阻值选得大些。

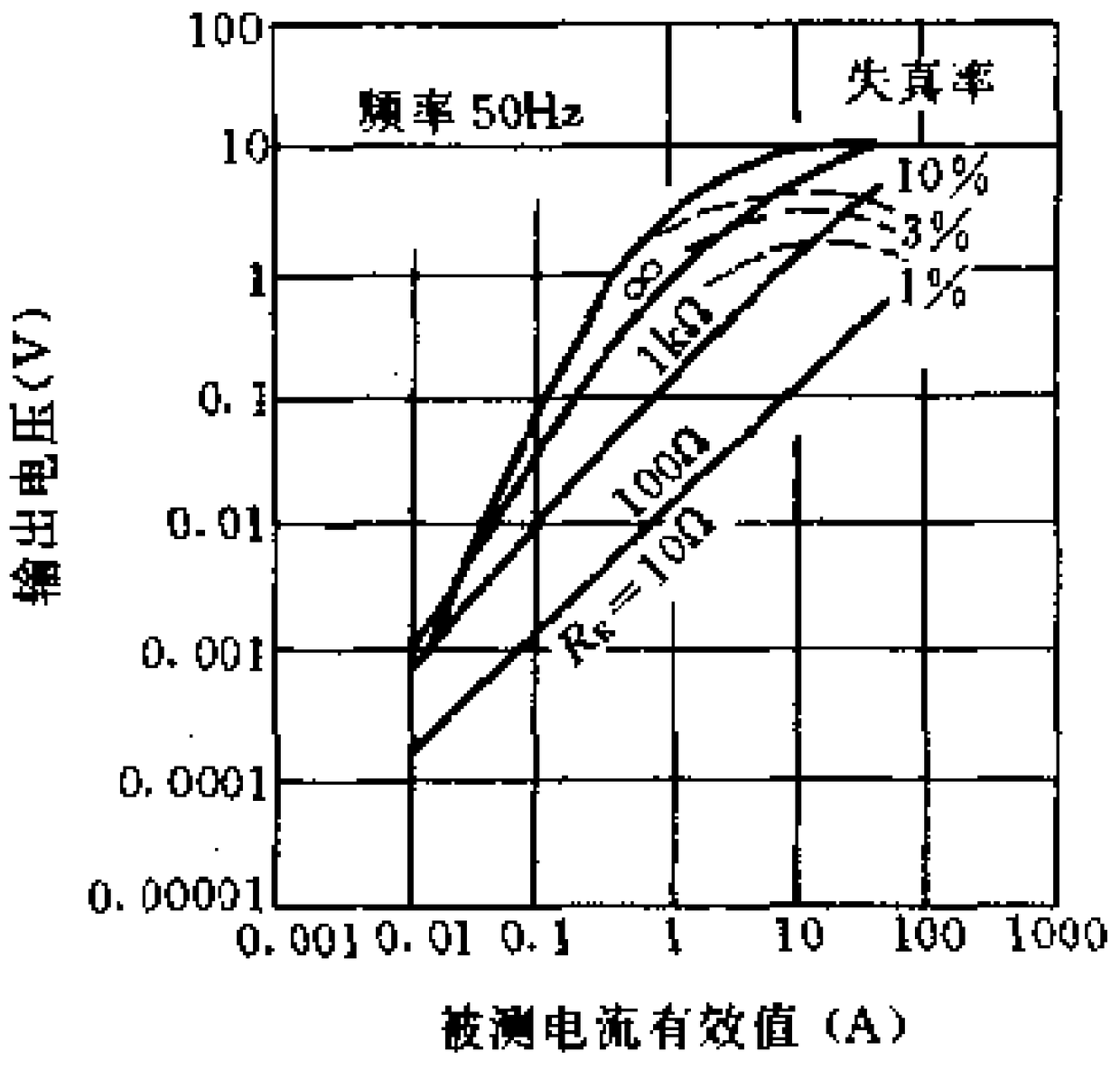


图 11-5　CTL6P 的电压与电流之间的关系

根据被测电流值大小与失真率关系选择电阻值。图 11-5 中失真率为曲线关系，一般认为失真率为 1%，线性误差也为 1%。

如果需要较大输出电压，要用运放进行放大，电路如图 11-6 所示。或者采用大功率互感器 CTL12。

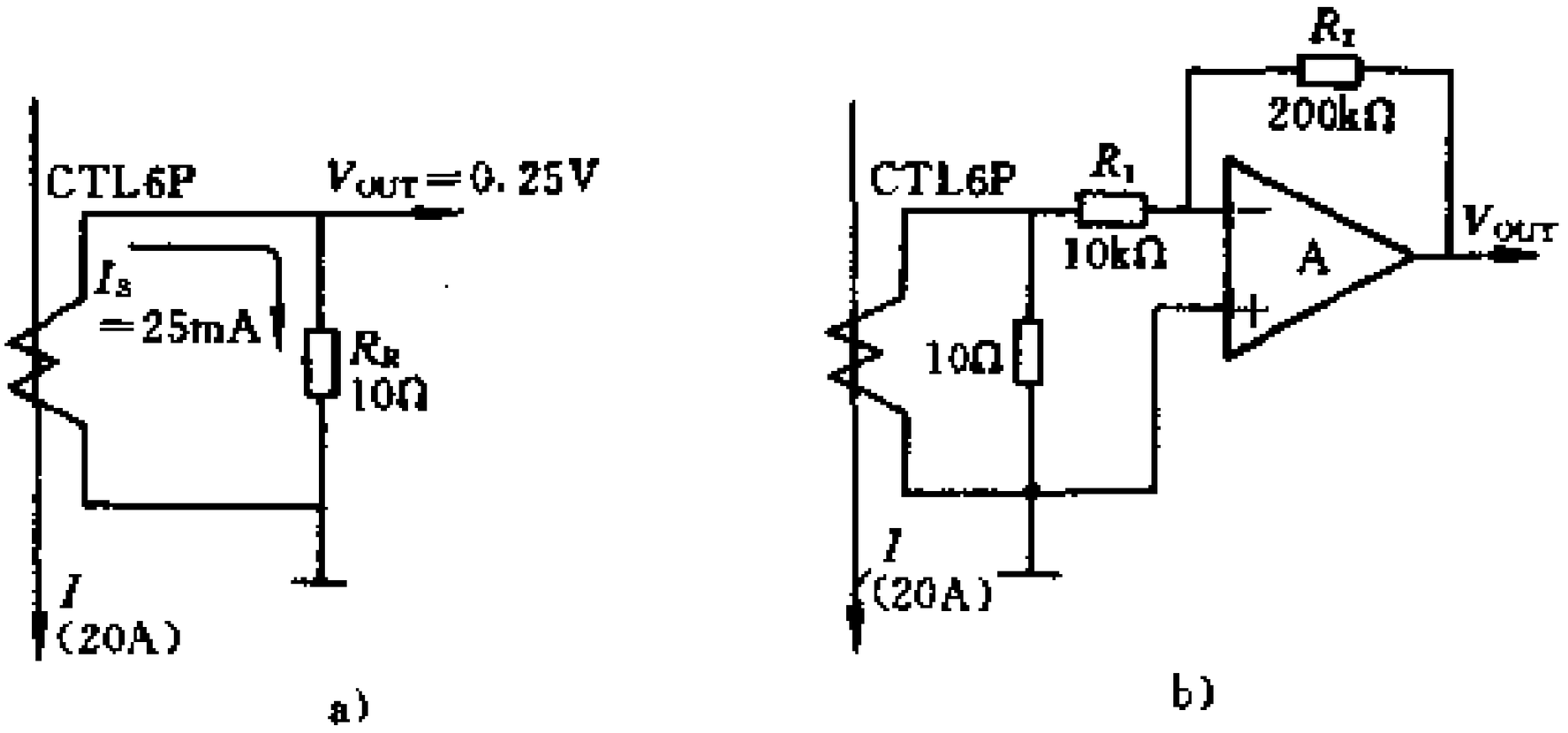


图 11-6　放大电路

a）采用电阻把电流转换为电压的方法　b）电压放大到 5V 的电路

四、采用集成运算放大器的电流-电压转换电路

采用运放的电流-电压转换电路如图 11-7 所示。电流互感器 CTL6P 的输出直接加到运放的输入端，CTL6P 等效负载电流近似为 0。图 11-7a 所示电路的缺点是失调电压也被放大，如果 CTL6P 的直流电阻为 30Ω，失调电压就被放大 67 倍。在图 11-7b 所示电路中，如果在输入端用电容 C_{IN}隔直流来消除运放的失调电压，则 C_{IN}要采用较大容量的电容，例如 100～1000μF。因此，可在输出端接电容 C_{OUT}，这样可减少电容容量。图 11-7 电路所采用的方法已满足一般用途。

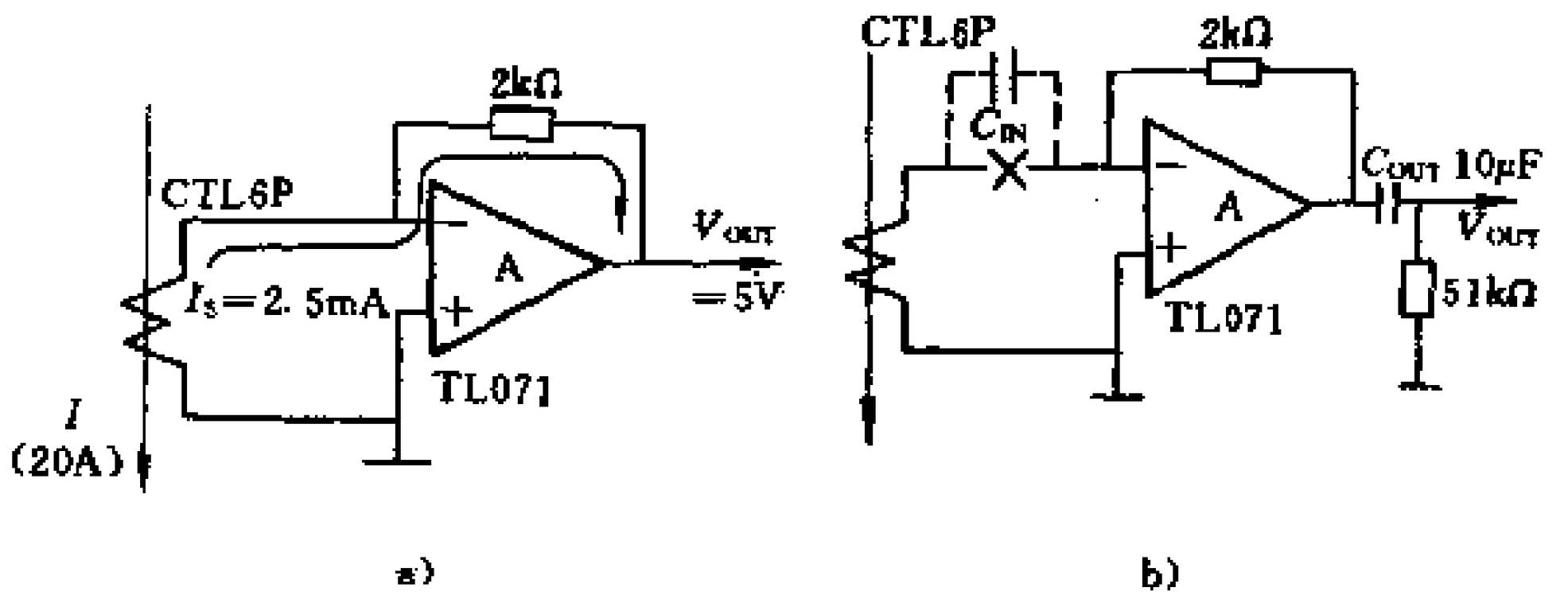


图 11-7　电流-电压转换电路

a）CTL6P 电流较小时用运放放大　b）用电容消除失调电压的影响

第三节　使用电流互感器时的注意事项

一、电流互感器的灵敏度

如前所述，电流互感器使用时是被测电流导线穿过磁环（1 匝），这样，当被测电流较小时，线性差。如果被测电流较小（0.1A 以下），而且测量精度有一定要求，可把被测电流导线在磁环上多绕几圈，结构如图 11-8 所示。假设一次侧匝

数为 N_1，二次侧匝数为 N_2，则有

$$i_2 = i_1(N_1/N_2) \tag{11-4}$$

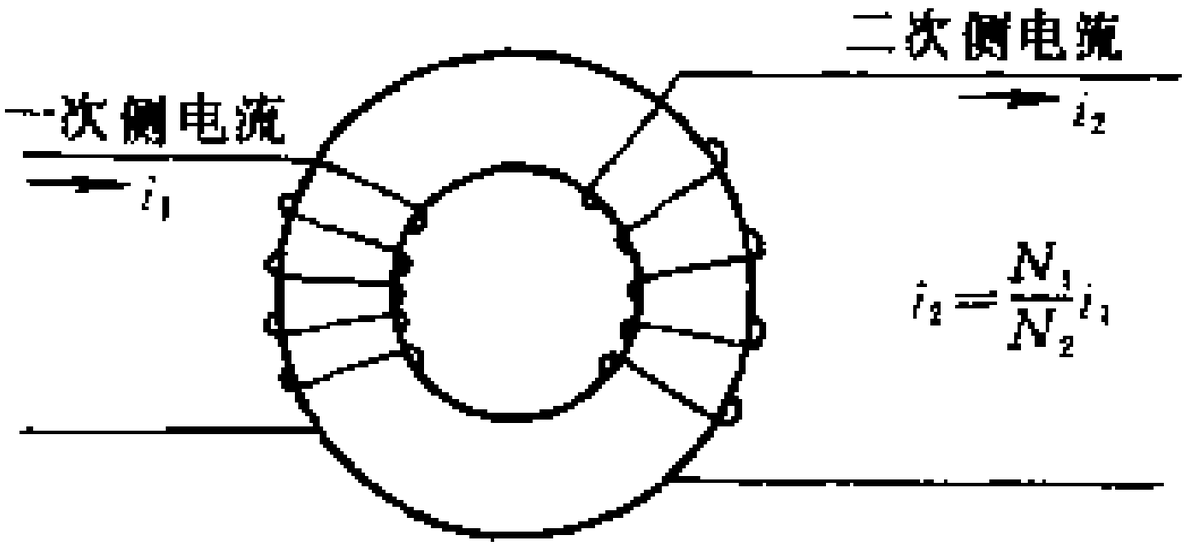


图 11-8　增加初级线圈匝数提高灵敏度

这样，可提高互感器的灵敏度，当被测电流较小时，也可以获得较高的精度。

二、使用时的注意事项

如果电流互感器输出不接负载(开路)，就会产生高电压。CTL6P 互感器开路时相对地讲电压不太高，但对于 CTL12S56-20 互感器，如果开路，会产生约 100V 的高压。因此，在量程转换时必须注意，以免触电。

第四节　电流互感器应用电路实例

一、计算机的交流电源监视器

计算机等交流电源的负载较大，这时要采用电流互感器检测电流。计算机的交流电源监视器电路如图 11-9 所示。互感器采用 CTL6P，用它来检测电源线是否有电流，决定其电路工作状态。因为对精度没有太高的要求，互感器可接 300Ω 较大的负载电阻。

当电源线上的电流为 0.1A（10W）时，电流互感器输出

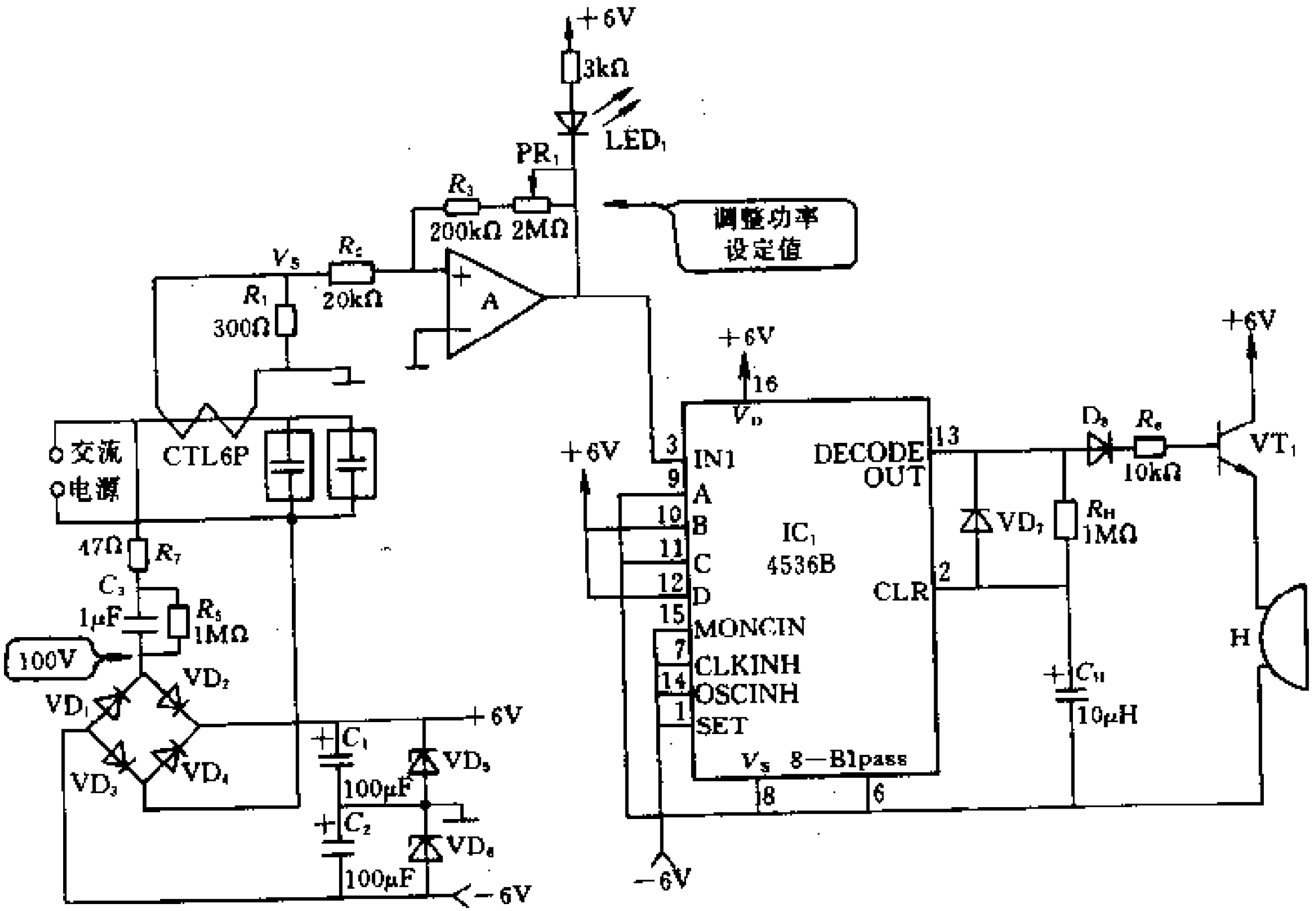


图 11-9　计算机的交流电源监视器

电压为(0.1A/800)×300Ω=0.0375V(CTL6P 二次侧为 800 匝)，电压峰-峰值为 0.0375V×2.8=0.1V。如果电源线电流为 1A（100W）时，则输出电压峰-峰值为 1V。

用电位器可对负载(例如计算机)功率在 10～100W 范围内进行设定。

A 构成施密特电路(比较器 LM393)，当电流互感器输出电压超过 A 的比较电平时，施密特电路输出方波，若改变时滞电压的宽度，就可以设定应接的负载的功率。

电源接通后，报警时间间隔的设定由 IC_1 完成。

当输入（A、B、C、D）端输入二进制代码时，IC_1 的时间间隔就可设定。在图 11-9 中，B 和 D 设定为高电平，A 和 C 设定为低电平。这样，IC_1 对输入的电源频率进行 $1/2^{18}$分频。如果电源频率为 50Hz，约经 87min，而电源频率为 60Hz 时，约经 73min，译码输出端（DECODE OUT）输出高电平，VT_1 导通，蜂鸣器 H 发声，声响时间由 R_H、C_H 决定。根据电路中所示参数，声响时间约为 7～8s。

二、台式瓦特表

台式瓦特表电路如图 11-10 所示。输入交流电压为 100V，电流为 20A，电流互感器采用 CTL6P。

电流互感器的负载电阻为 10Ω 时，输出电压为

$$V_S = (20A/800\ 匝) \times 10\Omega = 0.25V$$

用 A_1（LF444CN）把 V_S 放大 20 倍，A_1 输出为 5V。考虑到相位特性的补偿，交流 100V 电压经电阻 R_6 和 R_8 分压，经 A_2（LF444CN）放大 20 倍，A_2 输出电压也为 5V。请注意电流互感器的接法，避免控制电流流经互感器。

乘法器采用 NJM4200，RP_1 用于调零，RP_2 用于调增益，即调整测量范围。NJM4200 输出接有平滑电容器 C_7。

显示器采用三位半表头，如要求低功耗，最好采用液晶显示。

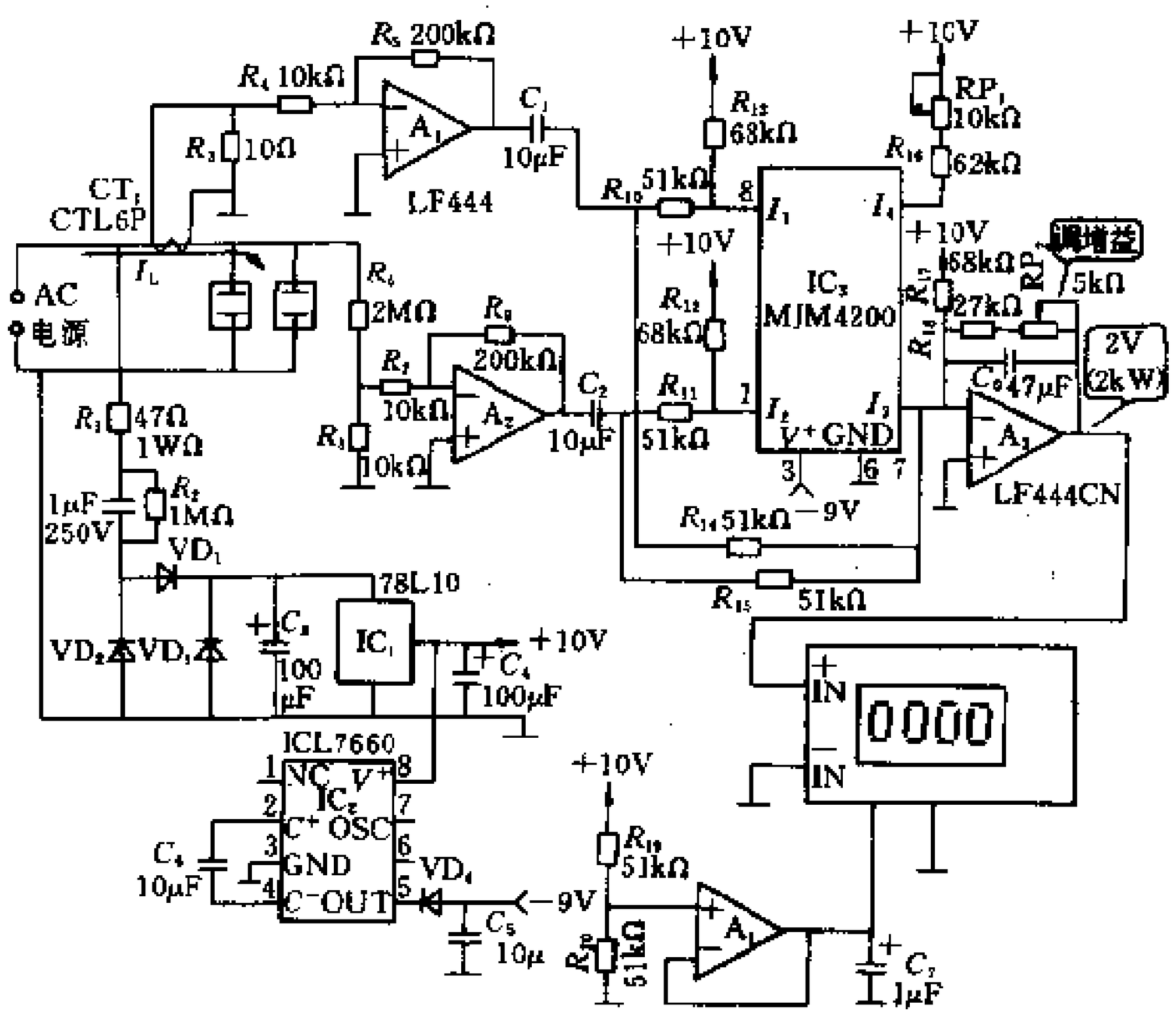


图 11-10　台式瓦特表电路

第十二章　超声波传感器应用接口电路

第一节　超声波传感器的工作原理与种类

一、超声波传感器的结构

超声波一般是指超过可听声范围频率（约 16kHz）的声波。超声波传感器有多种类型。这里主要介绍的是压电陶瓷振子的超声波传感器。

超声波传感器结构如图 12-1 所示。它是由两个压电元件（或一个压电元件和金属片）叠合在一起而构成的。两个压电元件结构的称为双压电晶片，一个压电元件结构称为单压电晶片。

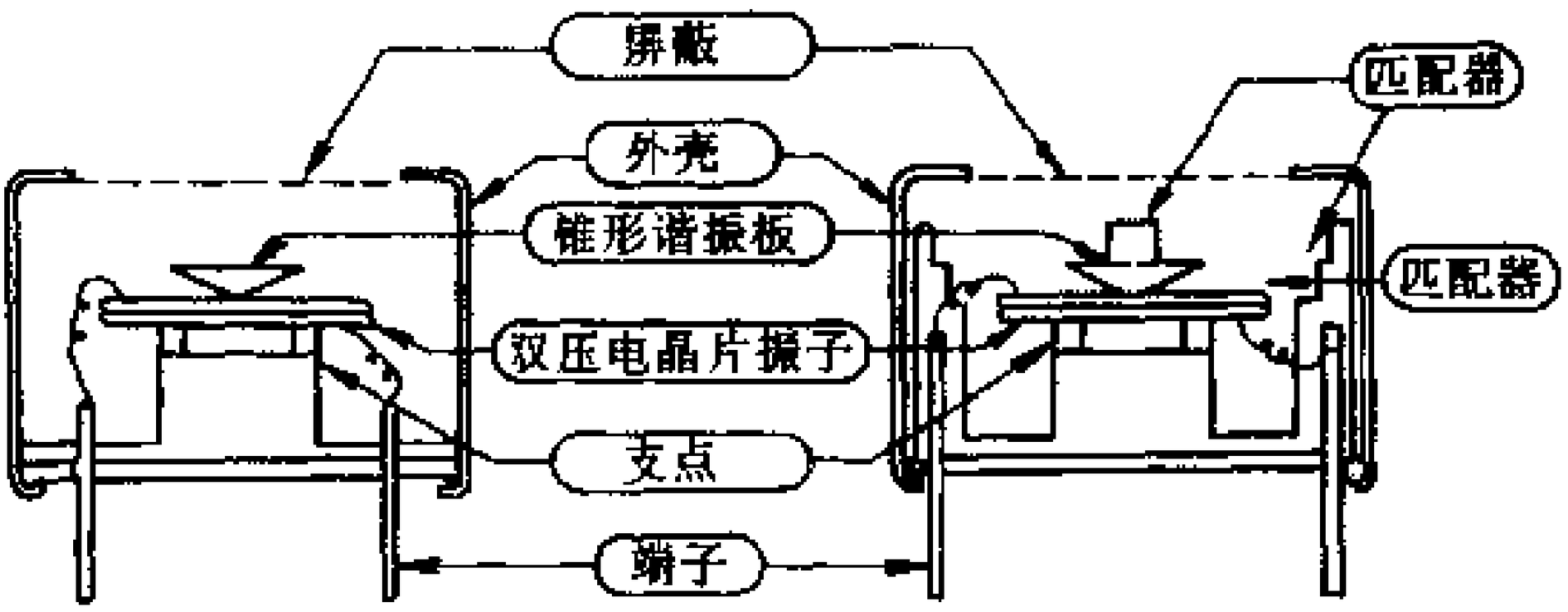


图 12-1　超声波传感器的结构

如果超声波入射到压电晶片上，压电元件就会振动而产生电压。反之，把电压加到压电元件上也会产生超声波。

二、超声波传感器的等效电路

超声波传感器的等效电路与电抗特性如图 12-2 所示。图 12-2a 是等效的 LCR 串并联谐振电路。图 12-2b 是超声波传感器的电抗特性，图的下半部分表示容性，可看作电容，而上半部分是感性，可看作电感。这种元件与晶体振子和陶瓷振子相似，具有较高的 Q 值。利用此特性，可构成超声波传感器的特有电路。超声波传感器有两种谐振频率，低端谐振频率称为串联谐振频率 f_r，它是 LRC 串联电路的谐振频率，此处传感器的阻抗最低，如图 12-3 所示。

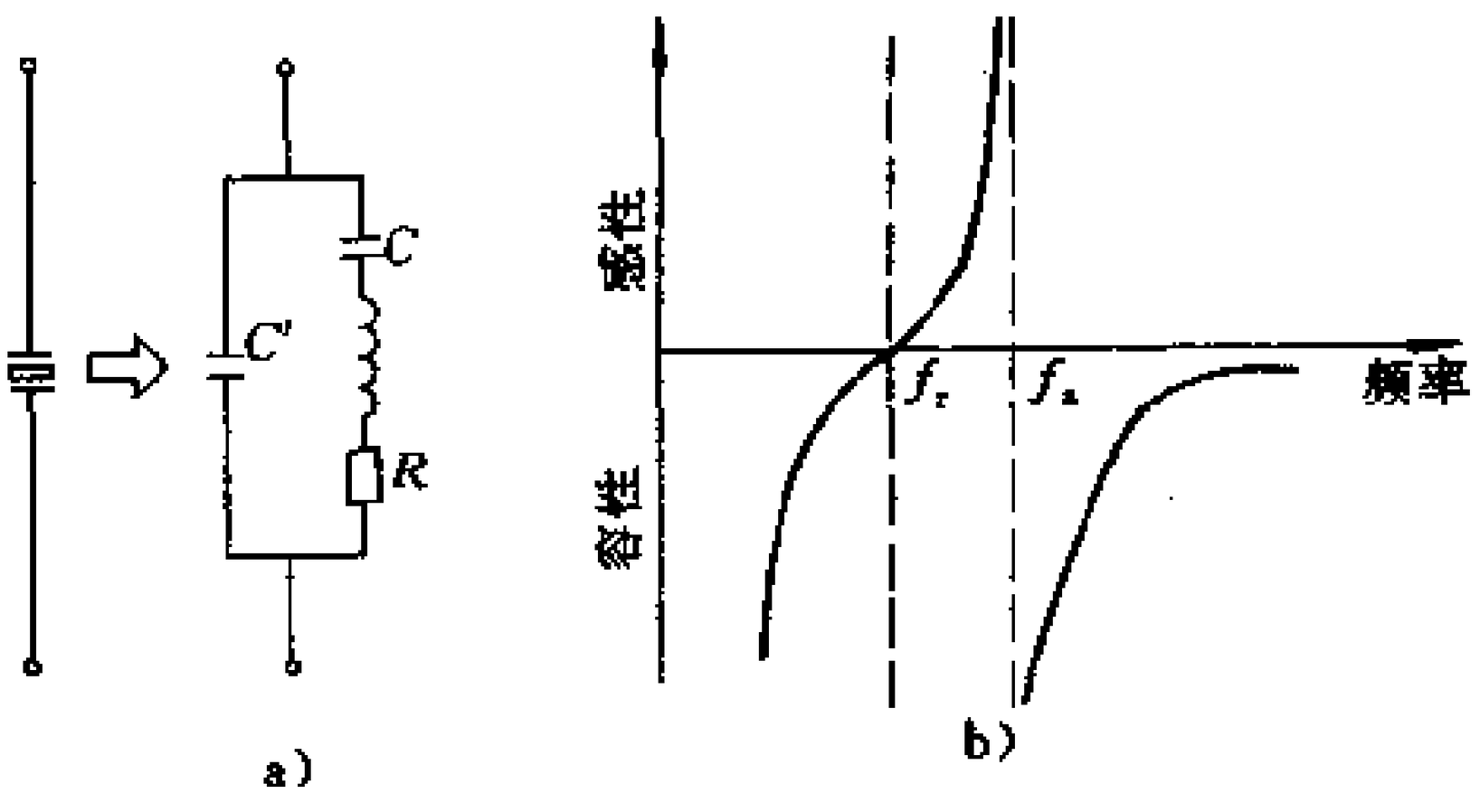


图 12-2　超声波传感器的等效电路与电抗特性

a）等效电路　b）电抗特性

高端谐振频率称为并联谐振频率 f_a，它是 LCC′ 并联电路的谐振频率。

通常，超声波发送传感器和发送灵敏度是用串联谐振频率 f_r 来表示的。

MA40A3S 超声波发送传感器的串联谐振频率 f_r 为 41.25kHz，并联谐振频率 f_a 为 44.875kHz。而标称频率为 40kHz，它是指串联谐振频率 f_r，在串联谐振频率 f_r 处发送

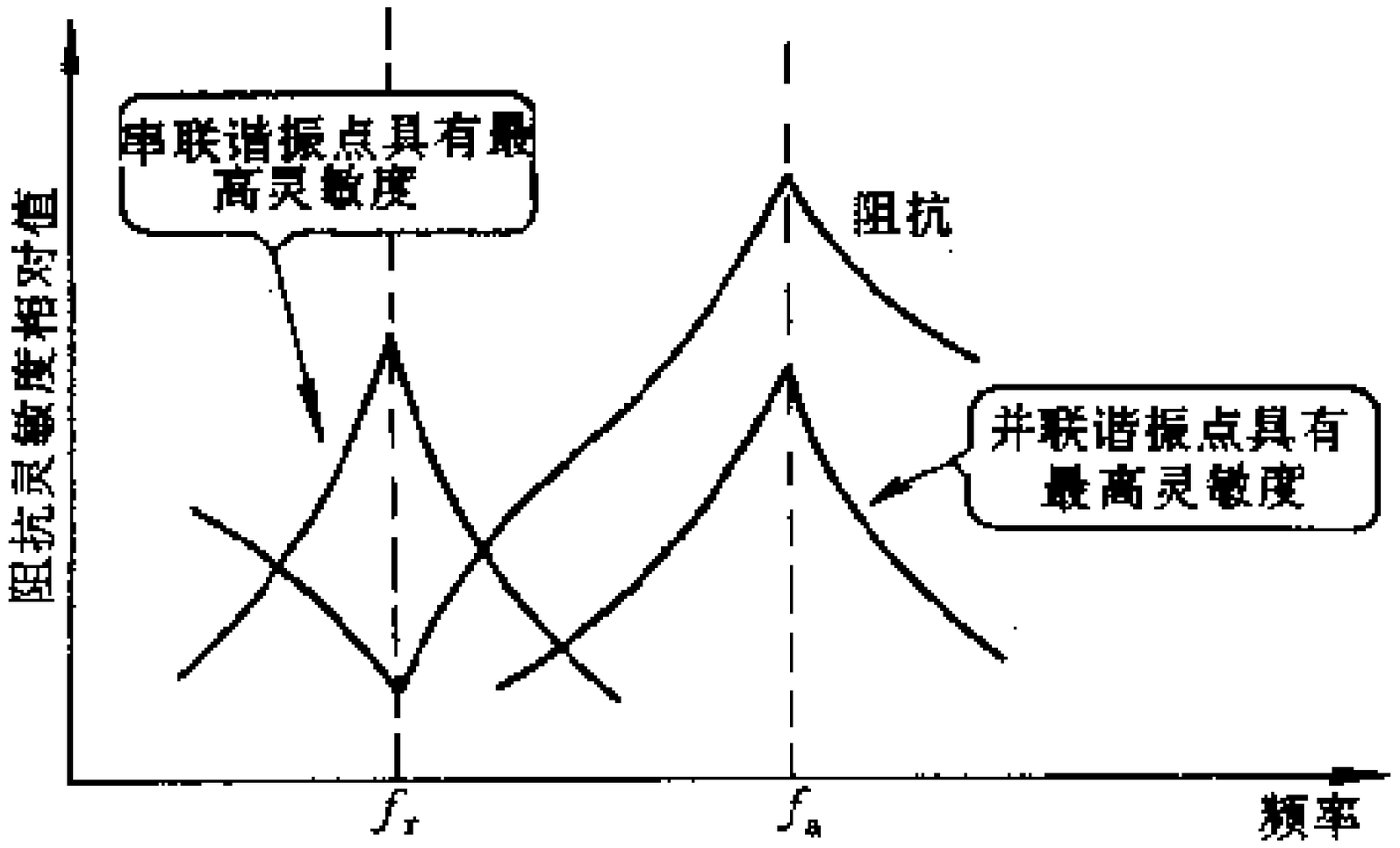


图 12-3　阻抗特性与灵敏度曲线

灵敏度最高。

MA40A3R 超声波传感器的串联谐振频率 f_r 为 37.625kHz，而并联谐振频率 f_a 为 40.875kHz。标称频率为 40kHz，它是指并联谐振频率 f_a，在并联谐振频率 f_a 处接收灵敏度最高。

由于超声波传感器具有谐振特性。因此，即使超声波发送传感器的输入是方波，接收传感器的输出仍为正弦波。

在 MA40A3R 超声波传感器的等效电路中，各元件参数的求法如下：

已知：$f_r=37.625\text{kHz}$。$f_a=40.875\text{kHz}$。

$$f_r = 1/(2\pi\sqrt{LC}) \tag{12-1}$$

$$f_a \approx f_r(1 + C/2C') \tag{12-2}$$

$$f_r/f_a = 1/(1 + C/2C') = 37.625\text{kHz}/40.875\text{kHz} = 0.92$$

设 $C'=1300\text{pF}$，则 $C\approx 230\text{pF}$。

由式（12-1）求得 L 为

$$L = 1/(2\pi f_r)^2 C \approx 78\text{mH}$$

则 MA40A3R 等效电路元件参数为

$$C' = 1300\text{pF}, C = 230\text{pF}, L = 78\text{mH}$$

三、超声波传感器的类型

1. 通用型超声波传感器

超声波传感器的带宽一般为几 kHz，并具有选频特性。图 12-4 示出 MA40A3R（接收传感器）与 MA40A3S（发送传感器）的频率特性。

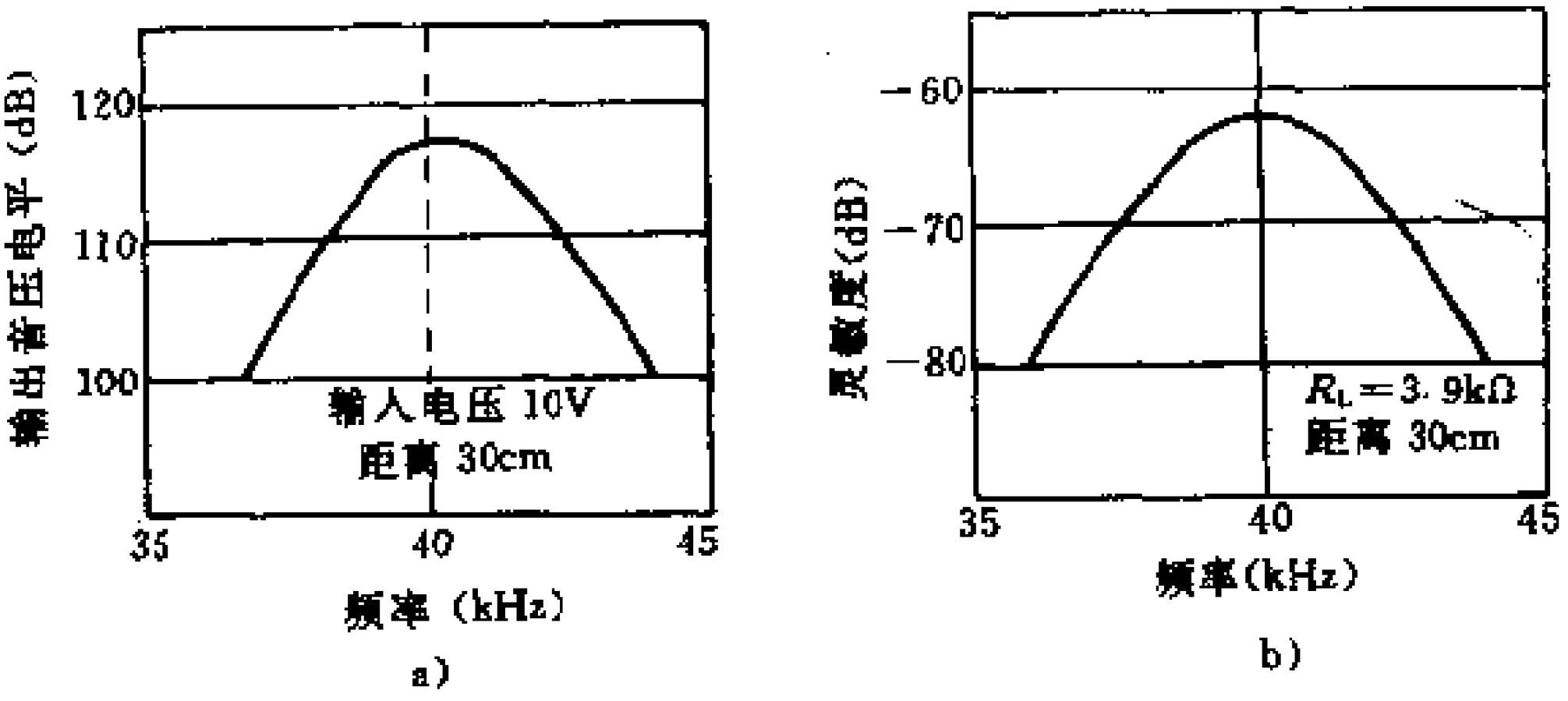


图 12-4　MA40A3S 和 MA40A3R 的频率特性

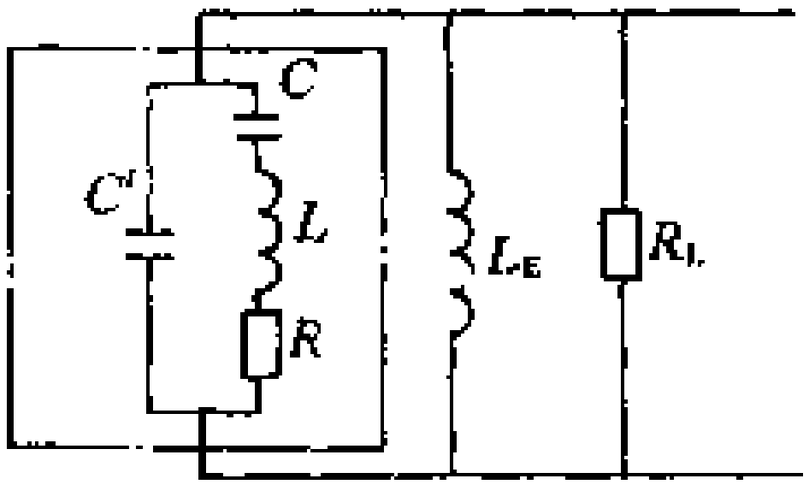
传感器输出开路时，其输出电压较高，但阻抗也高，易受噪声的影响，通常要接入几 kΩ 到几百 kΩ 的电阻。

通用型超声波传感器的频带窄，但灵敏度较高，抗干扰能力强，而在多通道通信使用时，采用宽频带传感器较为方便。

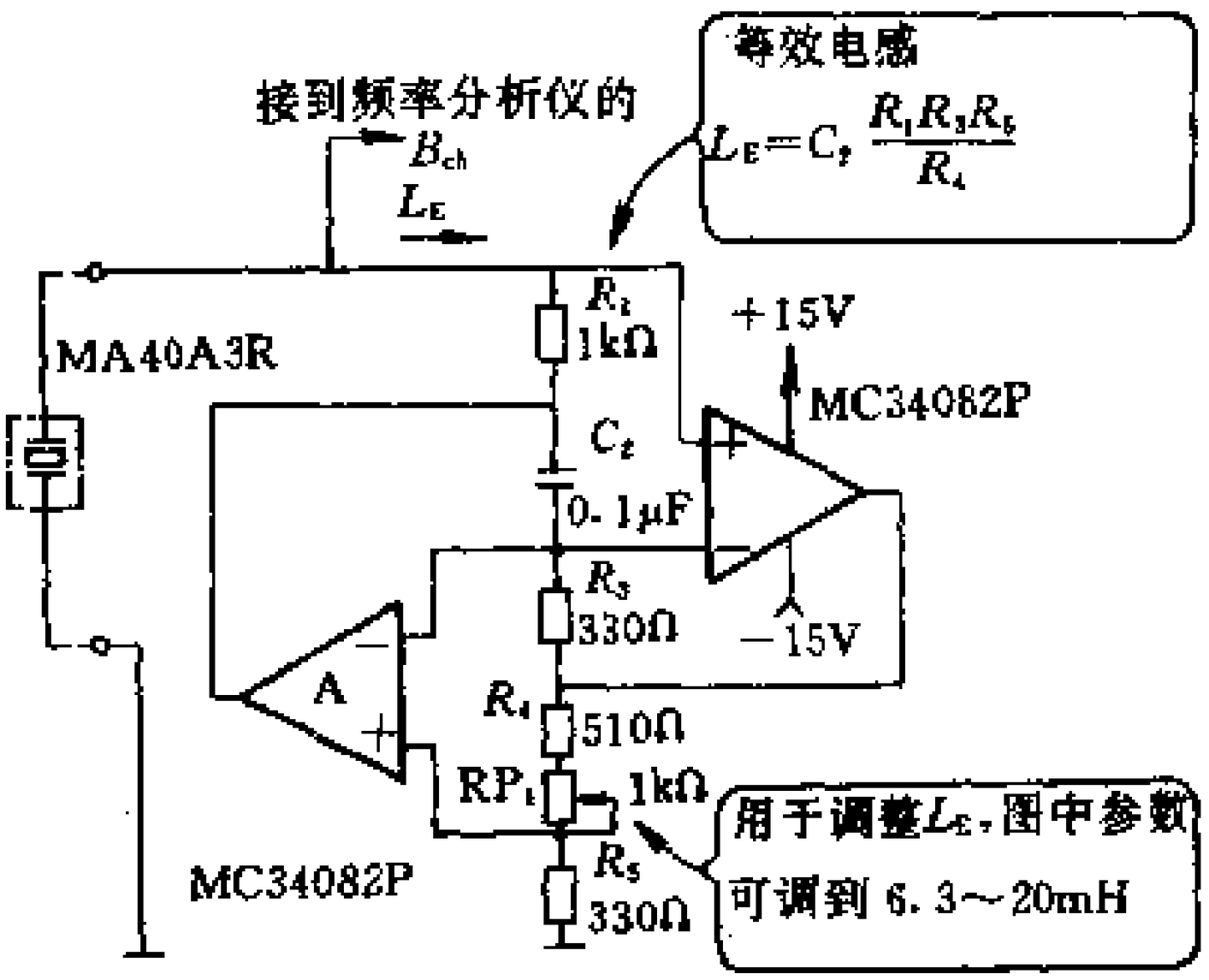
扩展传感器带宽的简单方法是在传感器中接入电感负载 L_E，如图 12-5 所示。由于 L_E 的接入，新的谐振频率 f_1 为

$$f_L = 1/[2\pi\sqrt{L_E(C/C')}] < f_r \qquad (12\text{-}3)$$

则新的谐振频率 f_L 低于 f_r。在图 12-5a 所示电路中，R_L 值要远大于 R。



a)



b)

图 12-5　扩展传感器带宽的方法

a) 负载接入电感　b) 实验电路

通用型接收传感器与发送传感器是分开使用的。由上述可知，发送灵敏度与接收灵敏度分别在频率为 f_r 和 f_a 处最高。

因为宽带传感器具有两个谐振点，所以，一个传感器可兼作接收传感器与发送传感器。

2. 宽带型超声波传感器

宽带型超声波传感器在工作带宽内具有两个谐振频率。图 12-6 表示 MA23L3（发送接收共用）传感器的频率特性。

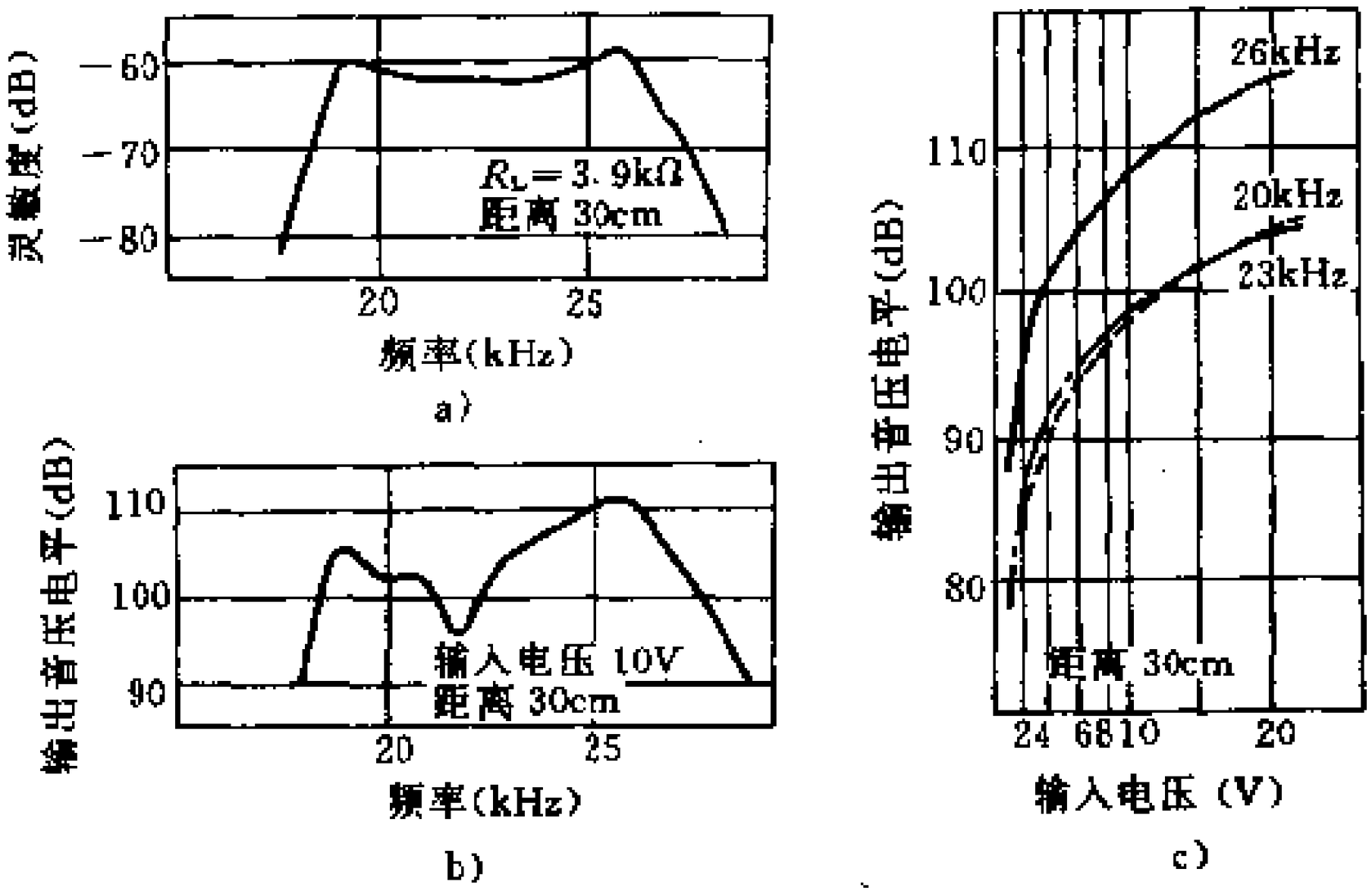


图 12-6 MA23L3 的频率特性

a) 接收特性 b) 发送特性 c) 输入电压与输出声压电平特性

宽带传感器具有两个谐振频率，其频率特性相当于两种传感器的组合。因此，在很宽频带范围内，具有较高的灵敏度。

3. 密封型超声波传感器

密封型超声波传感器对环境的适应性较强，可应用于汽车后方检测物体的装置及待时计算器等。

图 12-7 示出 MA40E1S（发送）与 MA40E1R（接收）传感器的频率特性。

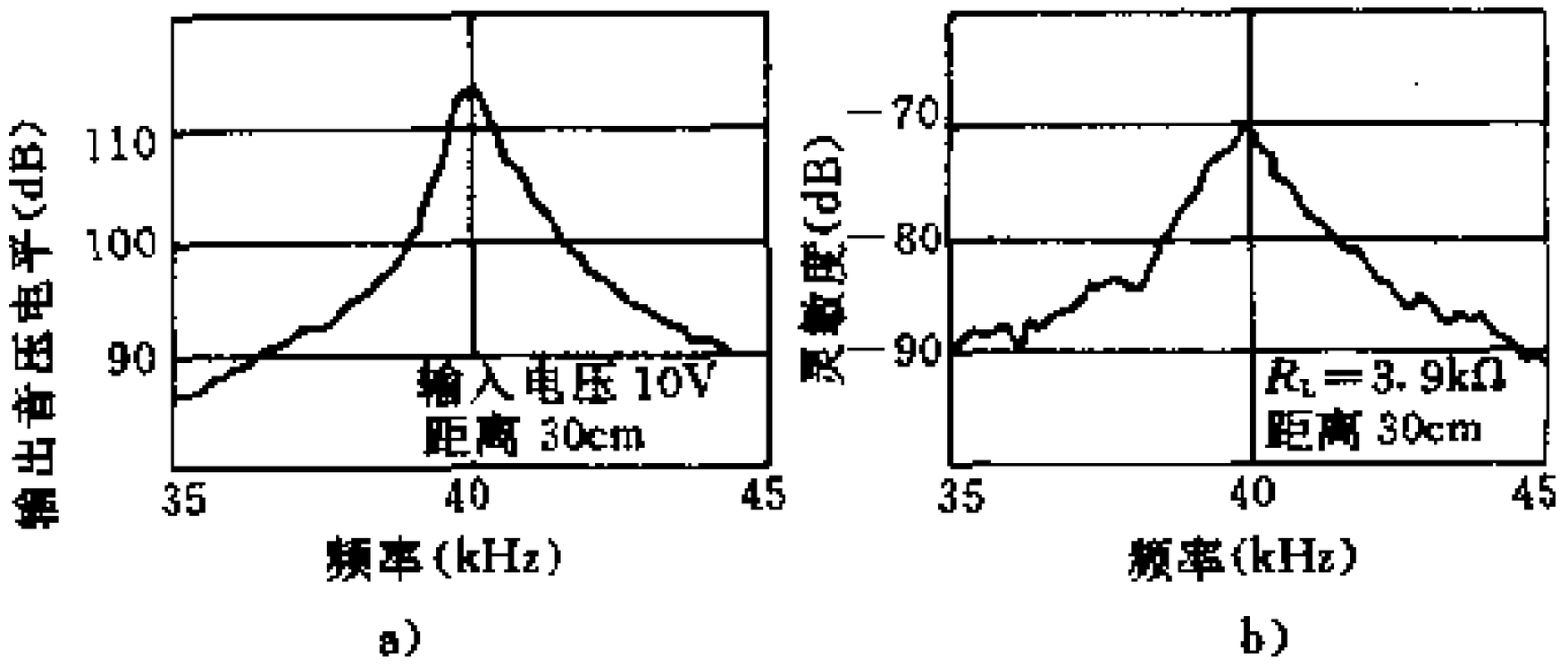


图 12-7　MA40E1S 与 MA40E1R 的频率特性

a) MA40E1S　b) MA40E1R

4. 高频型超声波传感器

上述各种类型传感器的中心频率只有数十 kHz，但中心频率高于 100kHz 的传感器近来也有销售。表 12-1 所示为 MA200A1(发送与接收共用)的特性，中心频率高达 200kHz，可以进行较高分辨率的测量。图 12-8 表示 MA200AL 传感器的方向性，它的方向性较窄。

表 12-1　MA200A1 的特性

中心频率	200±10kHz
收发灵敏度	−54dB 以上 〔距离 20cm，0dB=20V (P−P)〕
可能检测的范围	20～100cm
方向性	7°以下

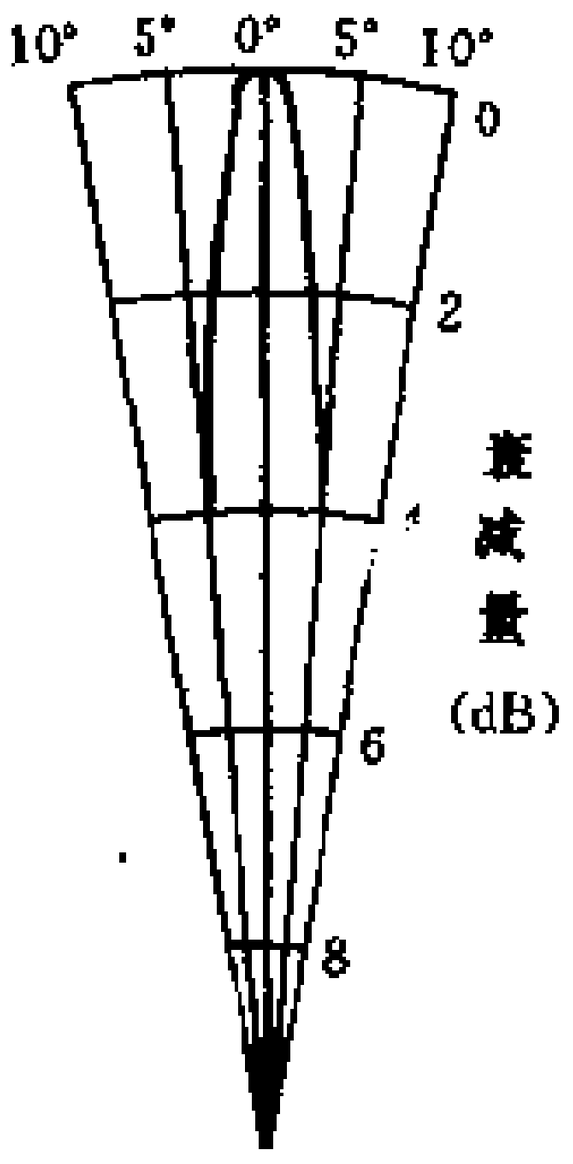


图 12-8　MA200AL 的方向性

第二节　超声波传感器的基本应用电路

一、超声波传感器的驱动电路

1. 自励式振荡驱动电路

发送传感器的驱动方式有自励式振荡和他励式振荡两种。

自励式振荡电路与晶体振荡一样，它是利用传感器本身的谐振特性在谐振频率附近产生振荡的电路。

图 12-9 是采用晶体管的振荡电路。图 12-9a 是科耳皮兹振荡电路。超声波传感器如图 12-2 所示，以感性时的频率进行振荡，因此，振荡电路的振荡频率与串联谐振频率不一致。同时，又远离并联谐振频率（调整 C_1 和 C_2 远离串联谐振频率 f_r）。因此，发送灵敏度远离最大灵敏度，效率较差。

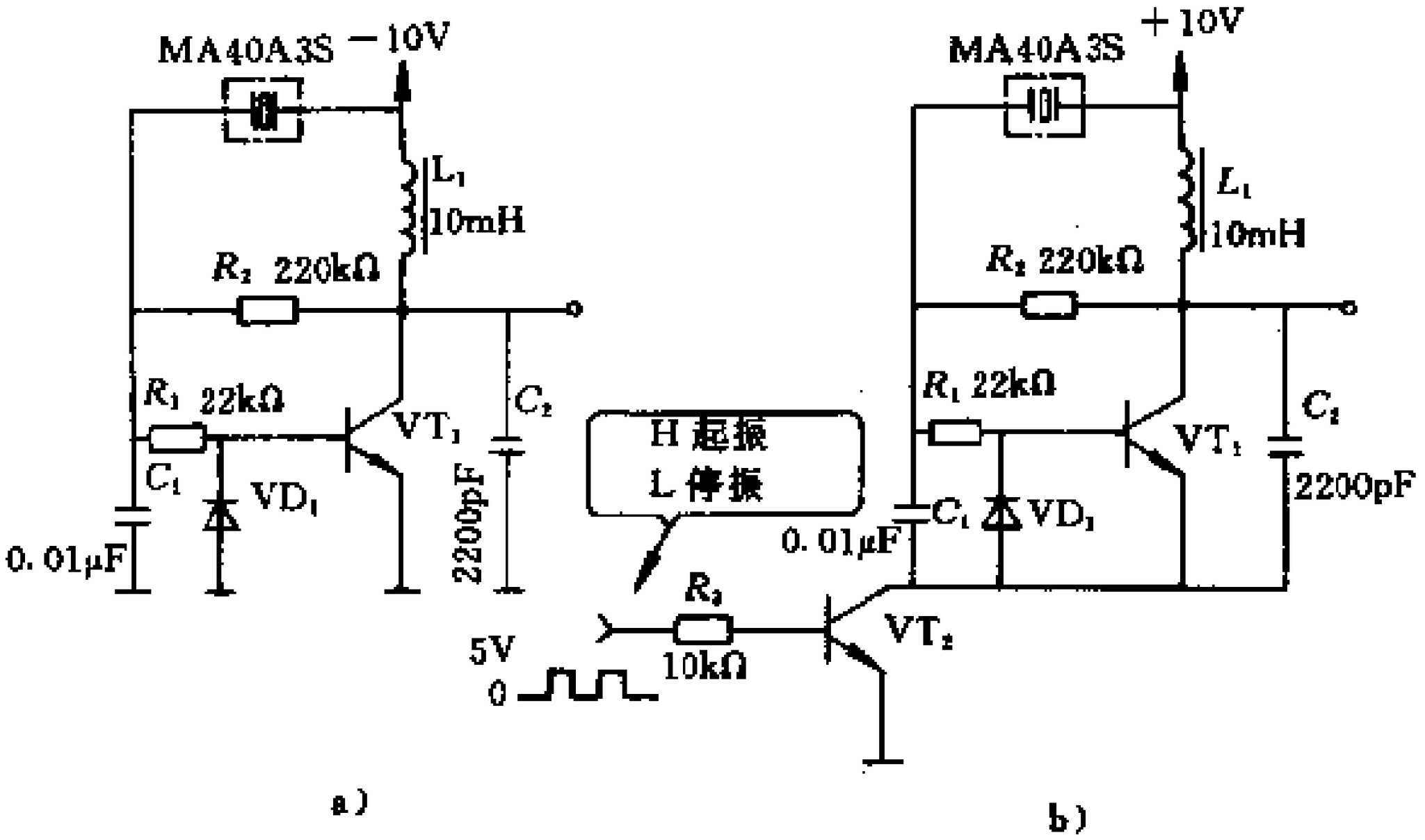


图 12-9　采用晶体管的自励式振荡电路

a）基本振荡电路　b）可控振荡电路

图 12-9b 是带有振荡控制端的电路。它是把图 12-9a 电路的地接到晶体管 VT_2 的集电极。这样，VT_2 截止时，不会产生振荡。采用控制端可控制振荡，但到振荡稳定需要一段时间。

图 12-10 是采用运放构成的振荡电路。电路振荡频率接近于串联谐振频率，效率很高。电路中采用 MC34082 运放。也可采用其他型号的运放（转换速率约为 10V/μs）。

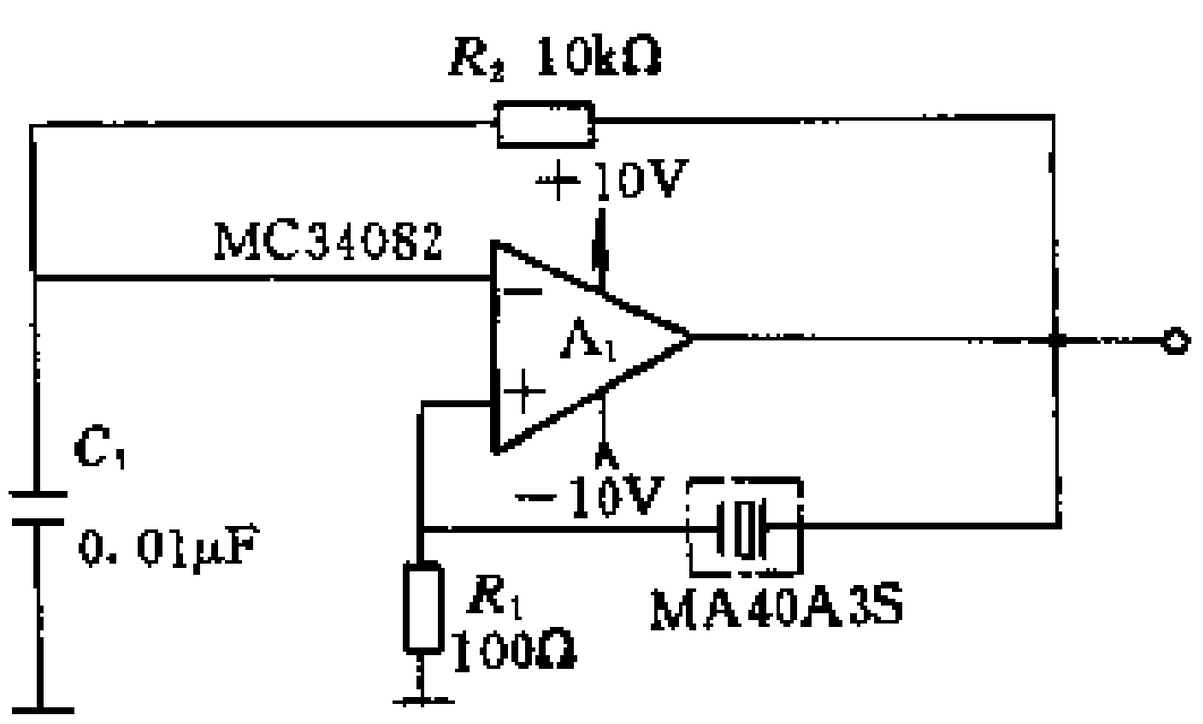


图 12-10　采用运放的自励式振荡电路

2. 他励式振荡驱动电路

图 12-11 是采用 NE555 定时器的他励式振荡电路，这种振荡电路的频率可自由选择，但频率稳定性较差。

NE555 振荡频率的温度系数为 0.005%℃$^{-1}$（10kHz 以下），频率越高，温度系数越差。40kHz 时温度系数约为（0.01

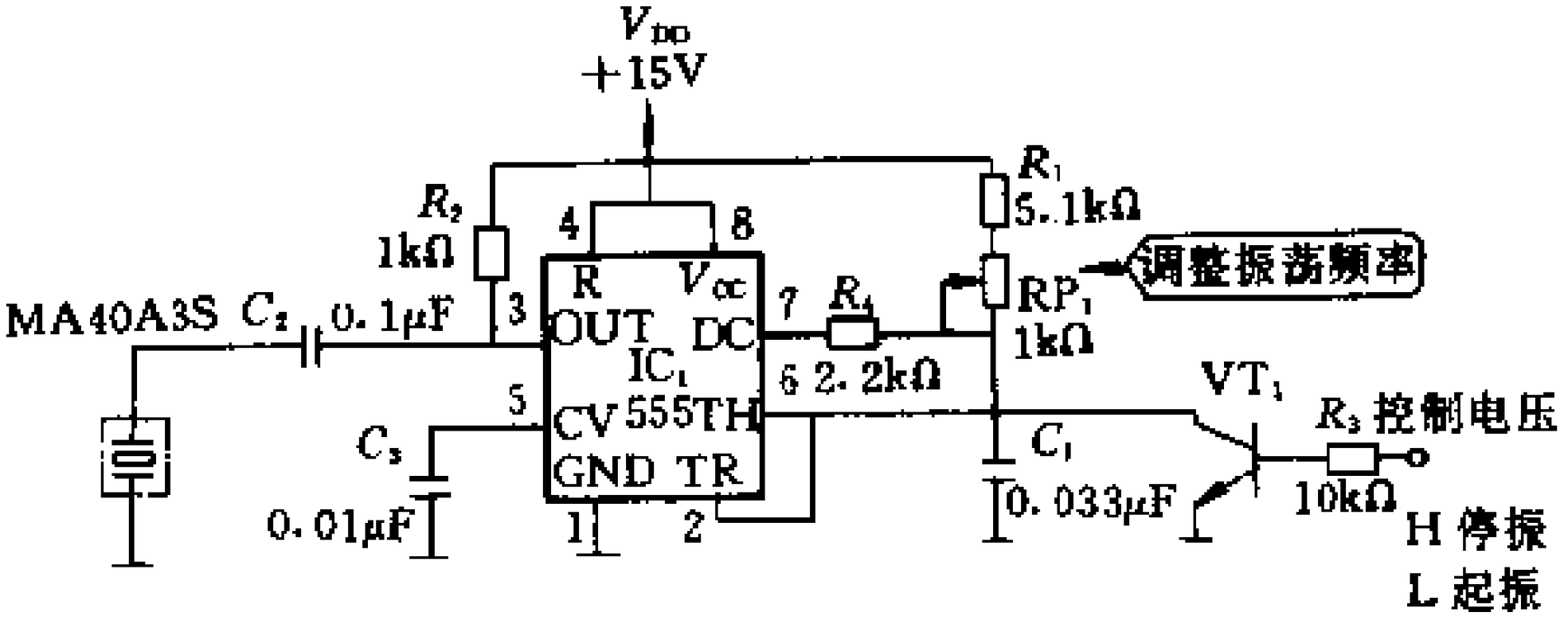


图 12-11　采用 NE555 的他励式振荡电路

～0.02%)℃$^{-1}$。NE555 的温度特性如图 12-12 所示。对于 10℃的温度变化，其频率变化约为 100Hz。

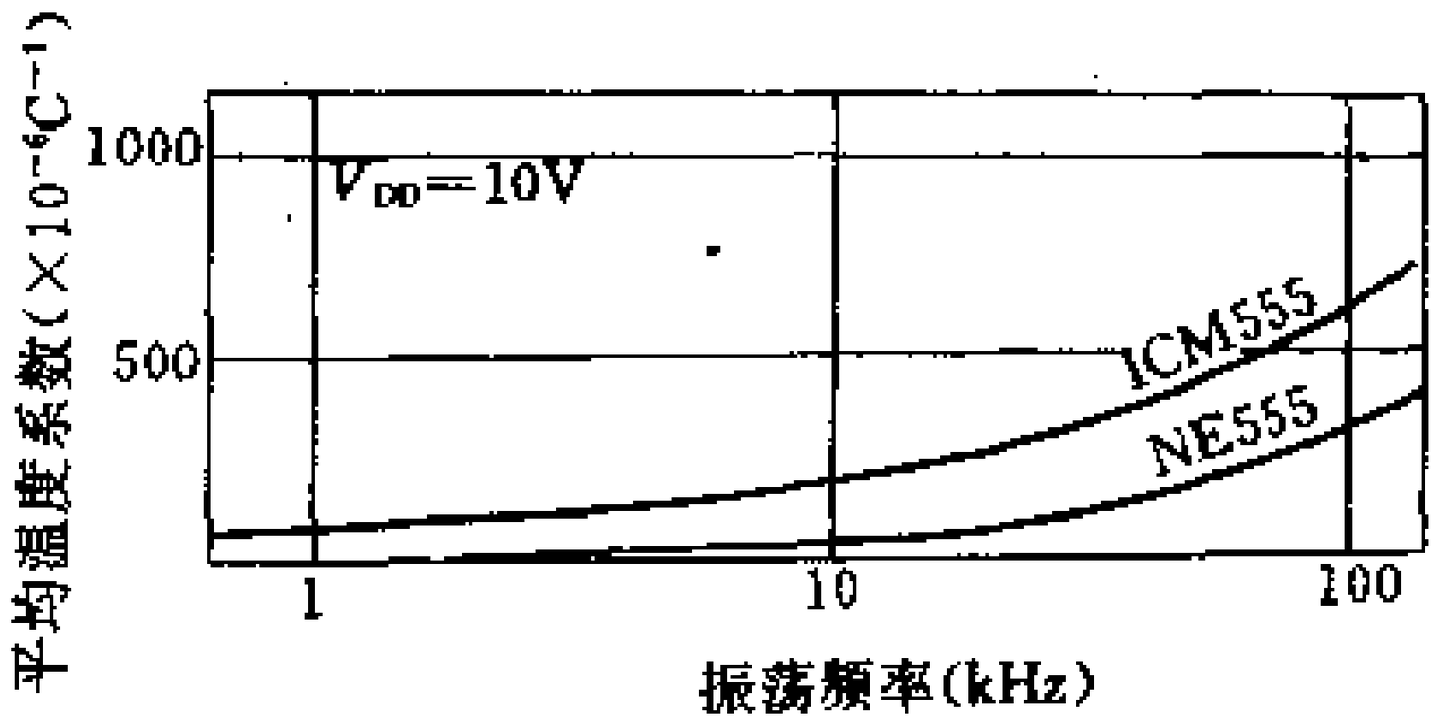


图 12-12　NE555 的温度特性

考虑到外接元件的温度系数，则 R_1 和 R_3 要采用金属膜电阻，C_1 采用聚丙烯或聚苯乙烯电容等温度系数小的元件。宽带型超声波传感器的频带较宽，也可以采用聚酯电容。

图 12-13 是由门电路构成的振荡电路。图 12-13a 是振荡电路，采用 6 个 4049B 反相器，其中 2 个反相器构成振荡电路，4 个反相器构成驱动电路。图 12-13b 是可控振荡电路，用 4011B 构成振荡电路，用与非门电路来控制振荡，只有在控制电压为高电平时，电路才起振。用 4049B 驱动传感器。

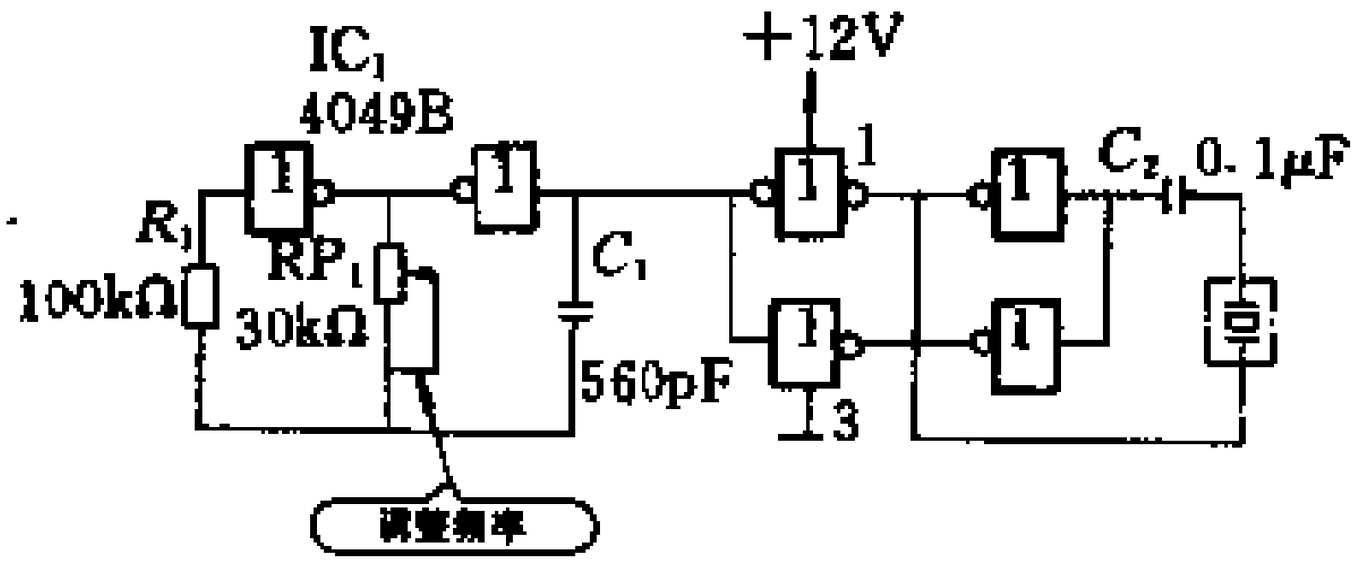
二、超声波传感器的接收电路

1. 采用运放的接收电路

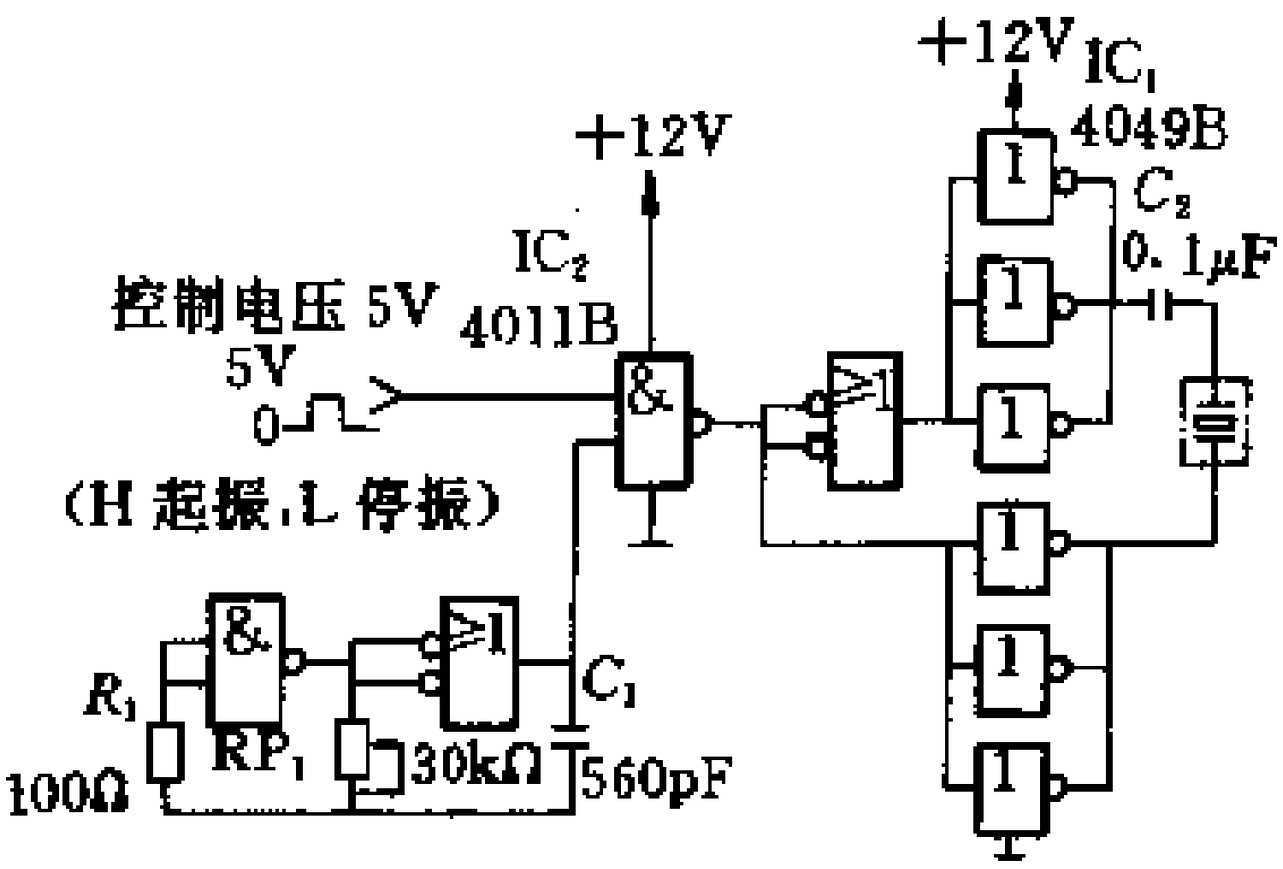
超声波传感器的接受信号，最大约为 1V，最小约为 1mV。因此，要把此信号放大到易处理的信号幅度，放大器的放大倍数至少也要在 100 倍以上。

图 12-14 是采用运放的放大电路，频率高达 40kHz，因此，必须采用高速运放，精度与失真度也要有一定的要求。选用一般的 TL080、LF356、LF357、MC34080 系列运放也可。

如果一级运放的增益不够，可再增加一级运放，每级运



a)



b)

图 12-13　门电路构成的振荡电路

a）基本振荡电路　b）可控振荡电路

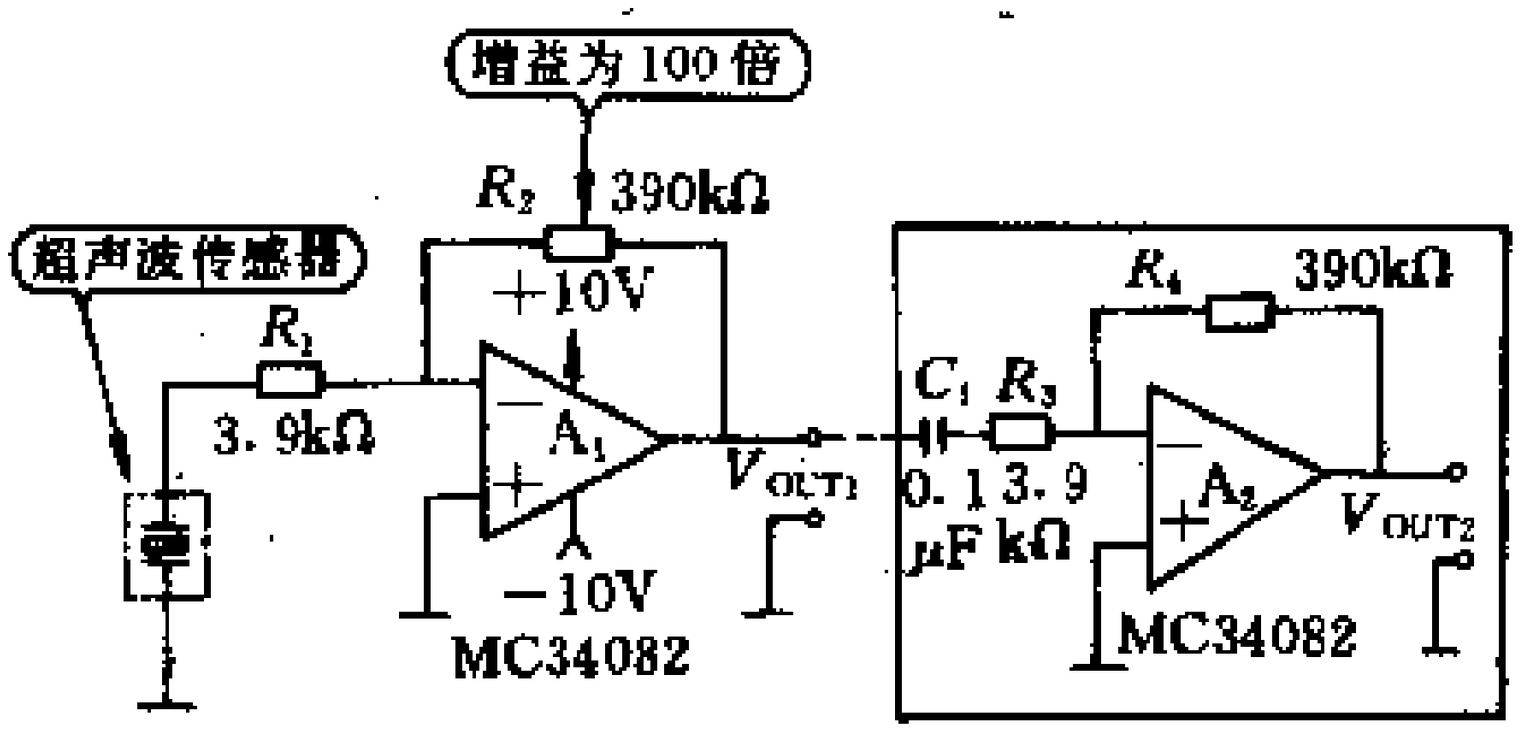


图 12-14　采用运放的放大电路

放的增益小于 100 倍即可。

2. 采用视频放大器的接收电路

图 12-15 是采用 LM733 视频放大器的接收电路。LM733 的增益可设定为 10 倍、100 倍和 400 倍。但增益越高，输入阻抗越低。因此，使用时一般设为 100 倍。

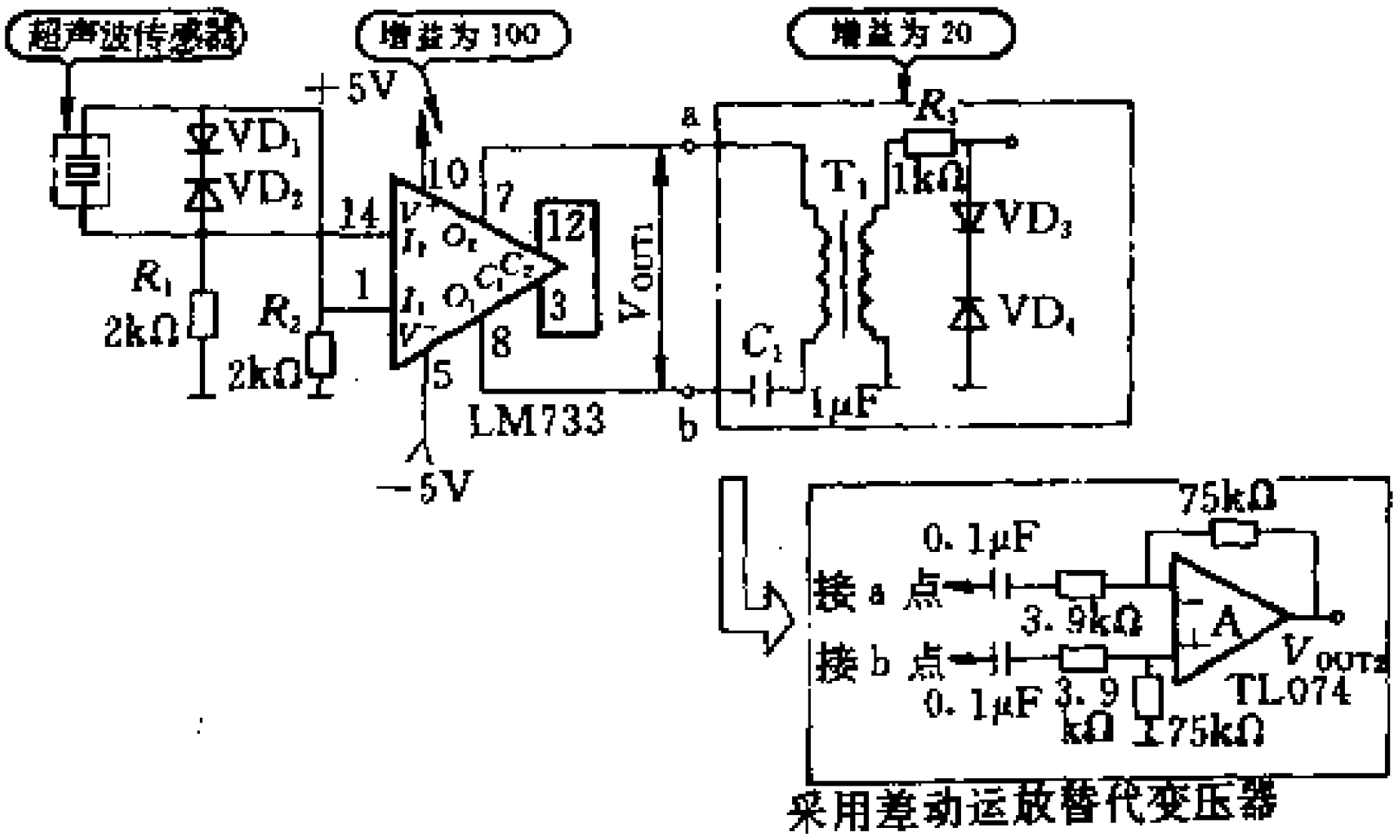


图 12-15　采用视频放大器的接收电路

LM733 的输入和输出都为差动式，为把差动输出电压变为单端输出电压，采用图 12-15 电路中变压器 T_1，其增益为 20 倍。

电路中 VD_1 和 VD_2 以及稳压管 VD_3 和 VD_4 用于保护。也可以用运放替代变压器 T_1。

3. 采用比较器的接收电路

图 12-16 是采用比较器 LM393 的接收电路。比较器不用相位补偿，工作速度可以很高。因是作为比较器工作，输出电压只有 +5V 和 −5V 两种。这样易与数字电路接口。另外，

加有正反馈，电路具有时滞特性，可提高抗干扰性能。

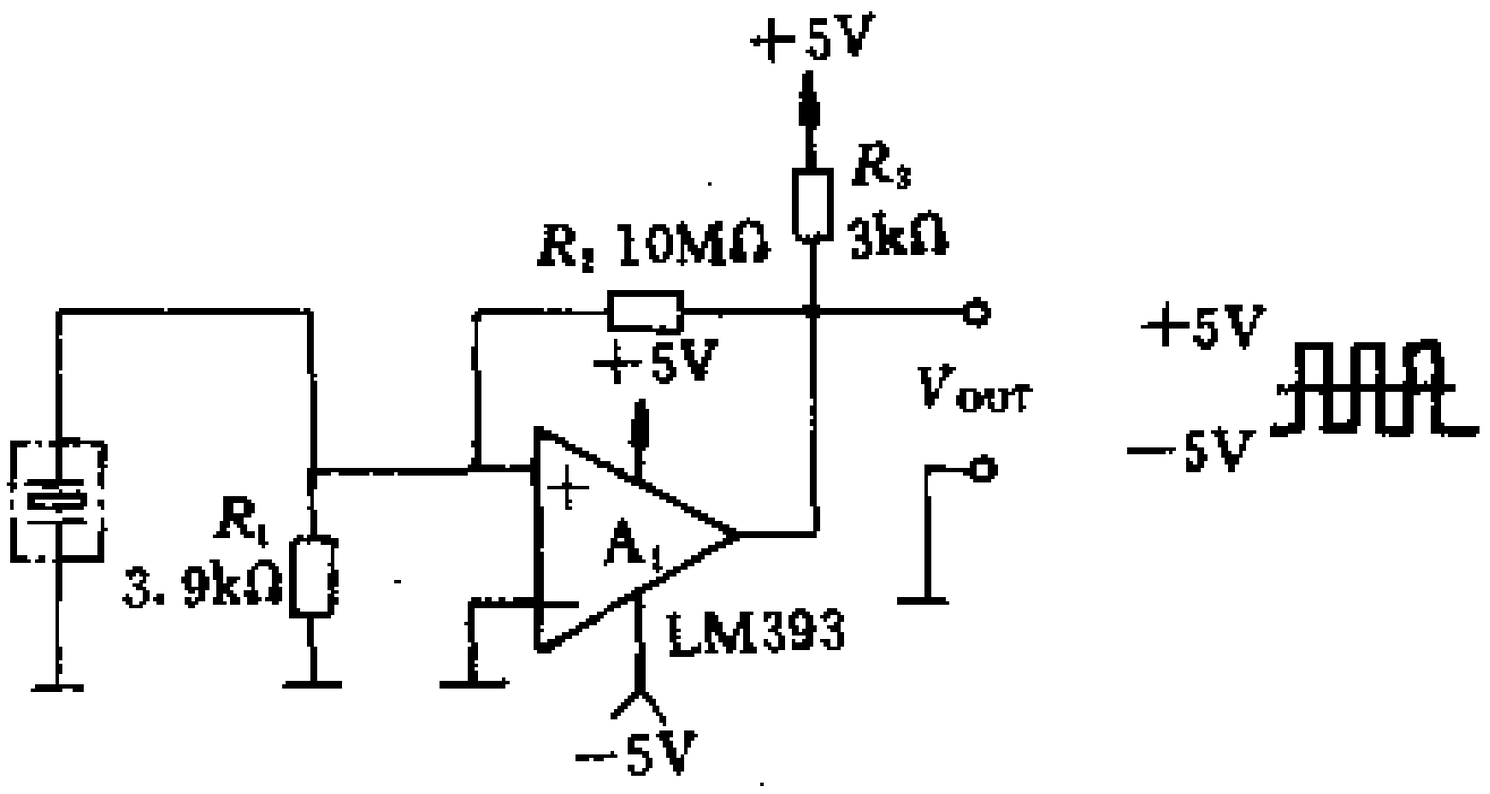


图 12-16　采用比较器的接收电路

第三节　超声波传感器应用电路实例

一、超声波传感器探测物体的方式

超声波传感器探测物体有直接探测方式与反射探测方式两种。

直接探测方式的接收/发送器要相对配置。如果接收到超声波（有信号电压）时，说明接收/发送器中间没有被测物体。反之，接收不到超声波（无信号电压）时，则中间有被测物体。

反射探测方式的接收/发送器可以较近配置，有反射波时，说明存在被测物体。反射探测方式的接收/发送器有单独使用与共用两种方式，共用方式就是一个超声波传感器即用作接收器，也用作发送器，但需要收发切换电路。

二、直接探测方式的探测电路

直接探测方式的探测电路如图 12-17 所示。发送超声波传感器的驱动电路采用 NE555 构成的他励式振荡电路。调整电位器 RP_1 使接受超声波传感器的输出电压最大。

用 LM393 比较器放大 MA40A3R 超声波传感器的输出

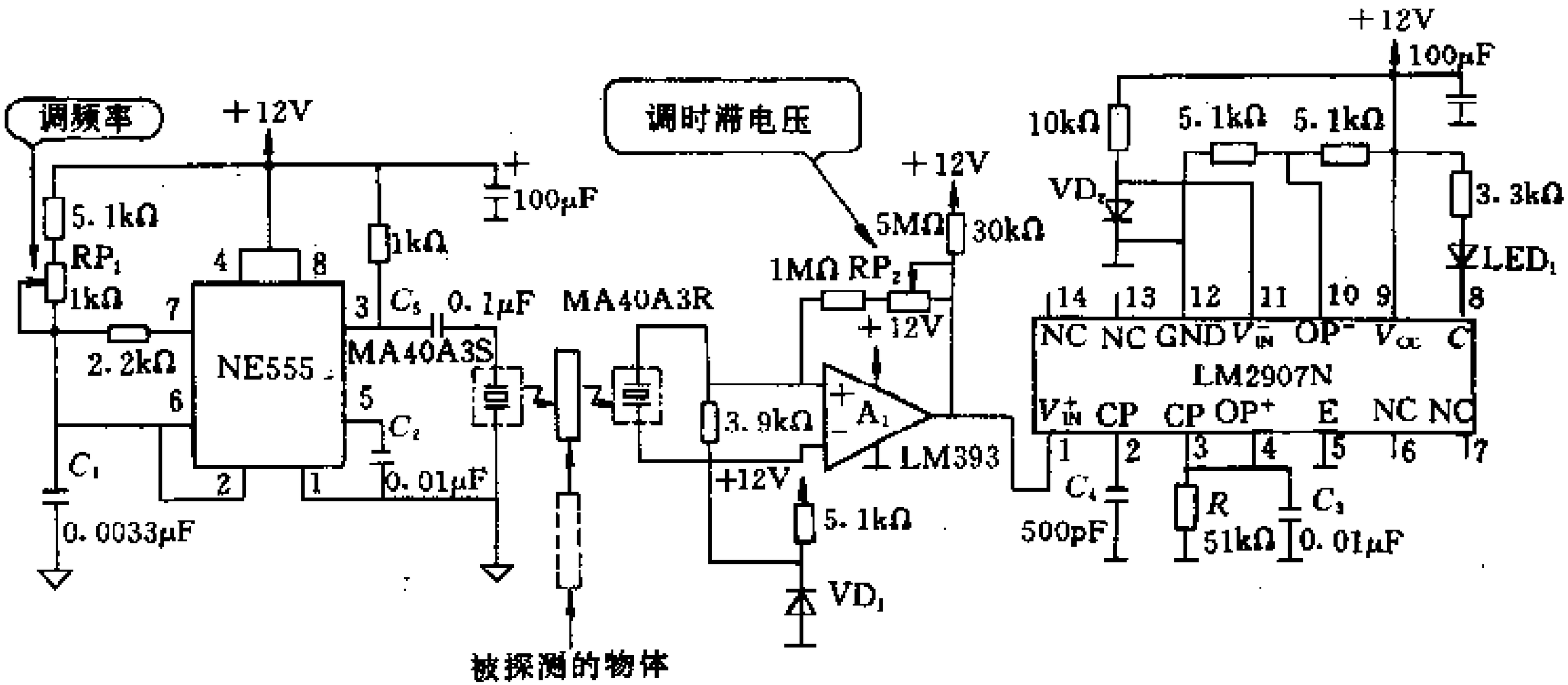


图 12-17　直接探测方式的探测电路

信号，因此，LM393 的输出是方波信号。

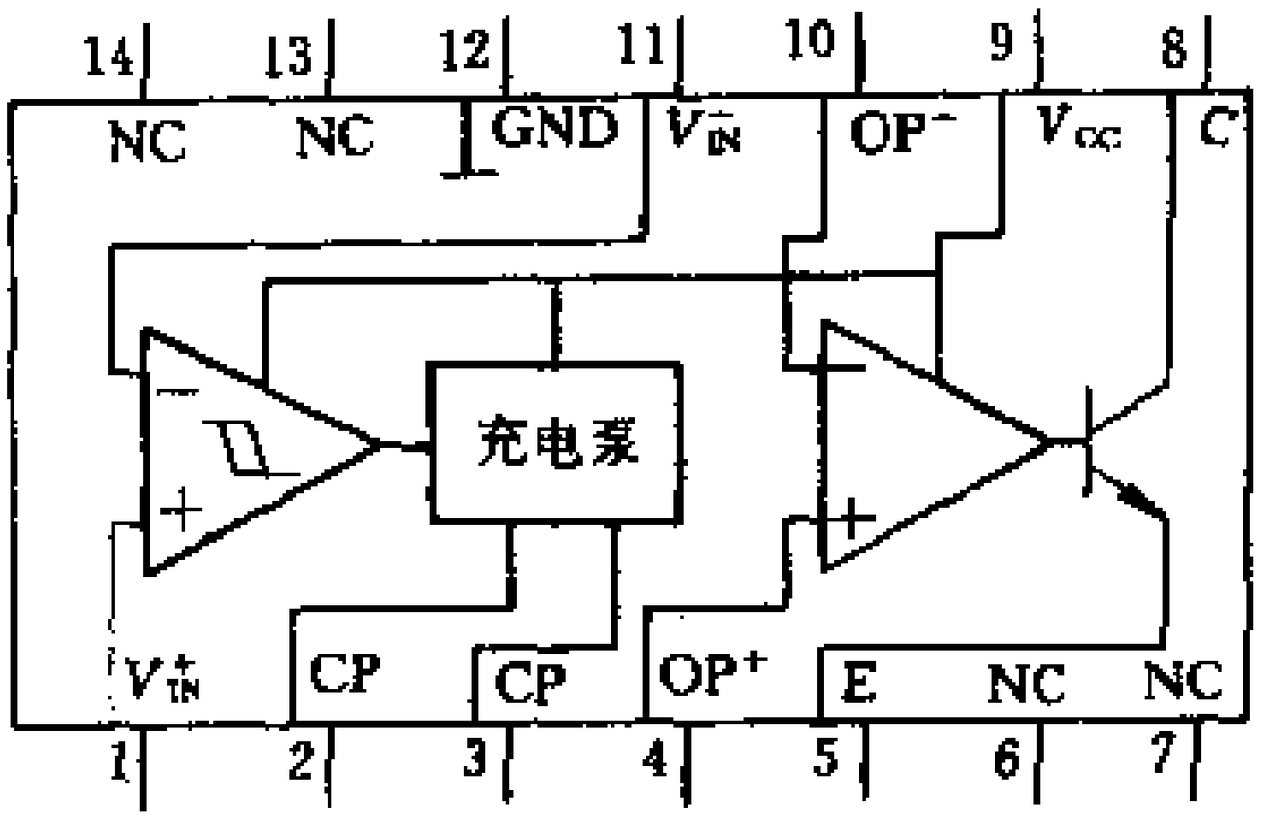


图 12-18　LM2907N 的内部结构图

LM393 的输出接到转速表专用 LM2907N 集成芯片上。LM2907N 片内设有频率/电压转换电路和比较电路，LM2907N 的输入要求脉冲信号。此要求与 LM393 的输出方波信号相适应。

LM2907N 内部结构如图 12-18 所示。因 LM393 的输出电压不够低电平，所以 LM2907N 的 V_{IN}（11 脚）要加上二极管的正向偏置电压（0.6V），叠加在 LM393 的电压振幅上。

LM2907N 的 F-V 转换电压为

$$V_{OUT} = V_{CC} f_{IN} C_1 R_1 \tag{12-4}$$

该电压与片内比较

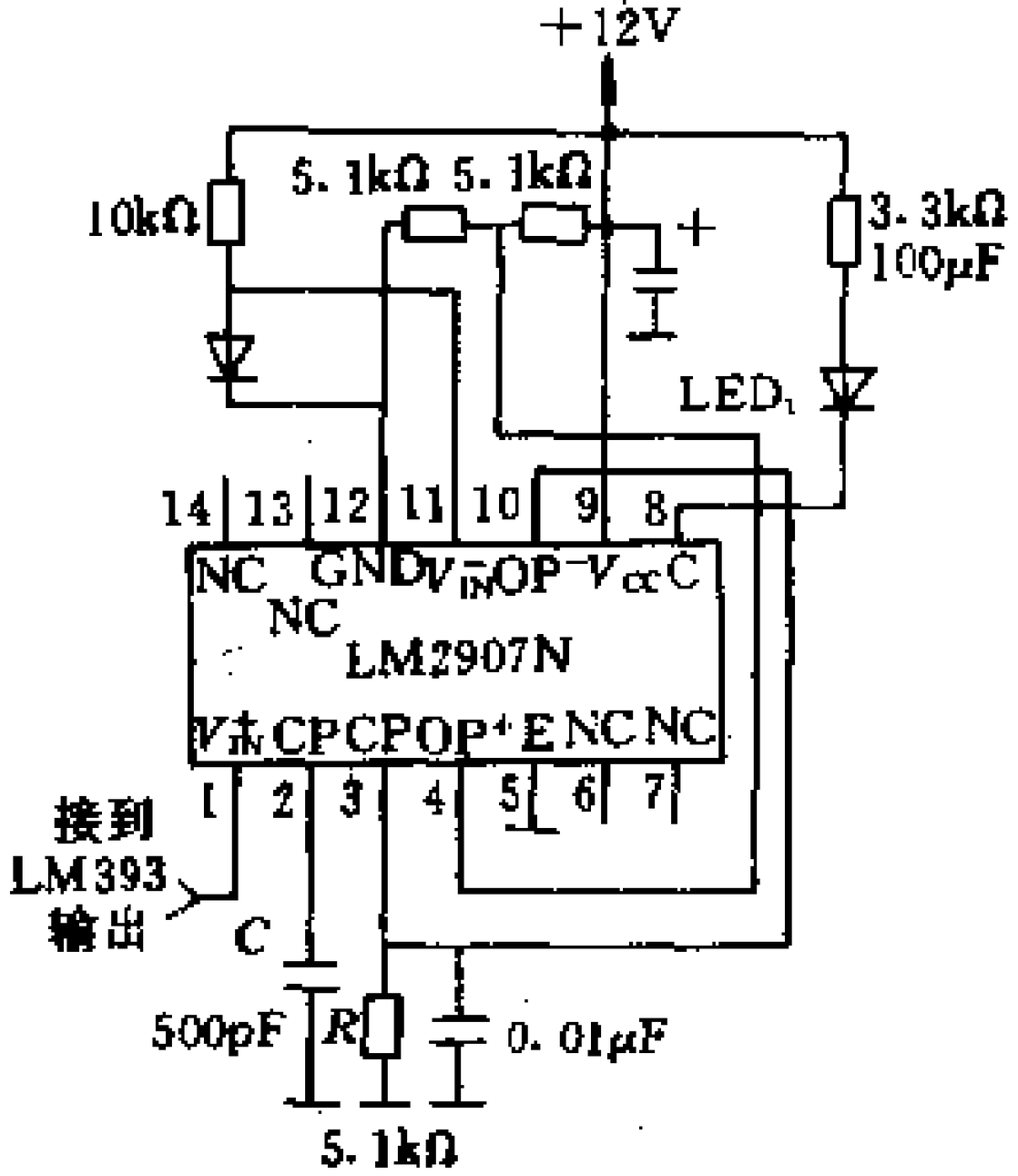


图 12-19　探测到物体时 LED 发光显示电路

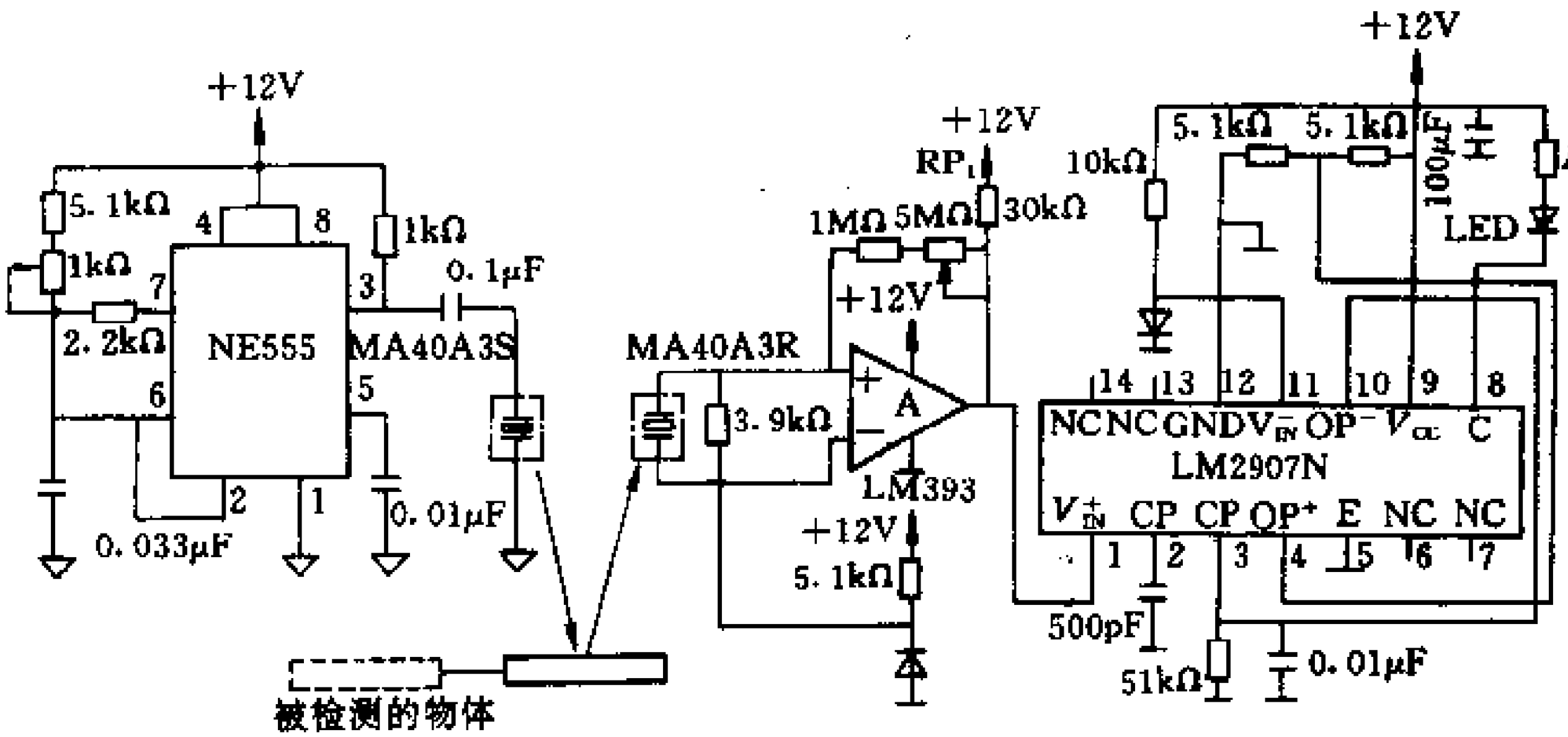


图 12-20　反射探测方式的物体探测电路

器电压进行比较，并输出。根据图 12-17 的电路参数，当 f_{IN} =40kHz 时，满度转换输出电压为 12V。如果比较器（10 脚）加入 $V_{CC}/2=12V/2=6V$ 的比较电压时，则高于 20kHz 时，比较器的输出高电平，晶体管导通，LED 发光。即平时无物体挡住超声波时，输入频率为 40kHz。

如果有物体挡住超声波，MA40A3R 接收不到信号，LM2907N 比较器输出低电平，片内晶体管截止，LED 熄灭。

如果要求平时 LED 熄灭，探测到物体时使 LED 发光，可采用图 12-19 所示电路。

三、反射探测方式的物体探测电路

图 12-20 是反射探测方式的物体探测电路。它与上述电路不同之处是平时 MA40A3R 接收不到信号，仅有物体反射超声波时才接收到信号。因此，LM2907N 的比较器接法与图 12-17 相反。这样，对于图 12-20 所示电路，平时 LED 发光，有物体反射时，LED 熄灭。

[General Information]
书名=传感器应用接口电路
作者=
页数=232
SS号=0
出版日期=