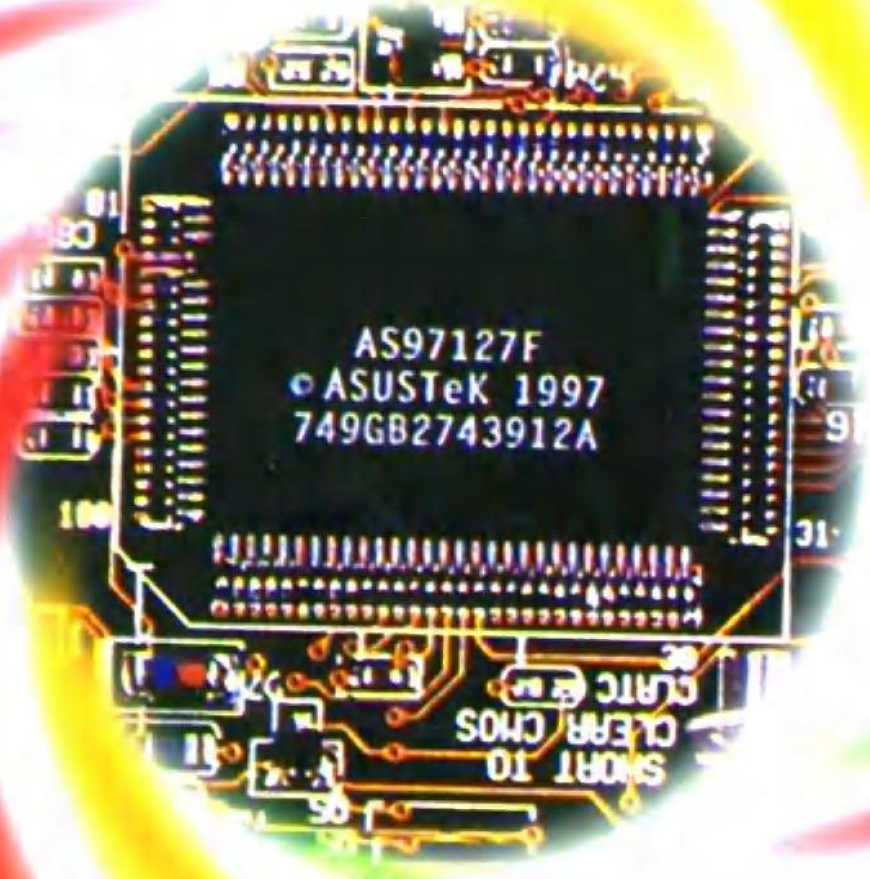
新型集成电路

使用指南与典型应用

杨振江　蔡德芳　编著



西安电子科技大学出版社

757507

新型集成电路

使用指南与典型应用

杨振江　蔡德芳　编著

YD05/14





西安电子科技大学出版社
1998

内 容 简 介

本书从应用角度出发，优选了国内外最新的常用集成电路200多种，主要包括：仪器放大器，隔离放大器，运算放大器，比较器，变送器，滤波器，A/D、D/A转换器，V/F、F/V变换器，采样/保持器，PWM控制器，调制解调器，遥控器，基准电源，计算机接口等20多类。每种器件除阐述其基本功能、电路特点、性能参数和管脚说明之外，还着重介绍了每一器件的基本接法和典型应用。有些例子是直接来自科学研究和生产实践，实用性很强。有些例子稍加修改就可解决工作中的实际问题。

本书对从事电子线路设计、数据采集、自动控制、数字通信、计算机硬件接口和家电遥控的科技人员和广大电子技术爱好者都具有很高的参考和保存价值，也可作为工科大专院校有关课程的教学参考书。

图书在版编目(CIP)数据

新型集成电路使用指南与典型应用/杨振江，蔡德芳编著. —西安：西安电子科技大学出版社，1998.10
ISBN 7-5606-0619-9

Ⅰ.新… Ⅱ.①杨…②蔡… Ⅲ.集成电路—基本知识 Ⅳ.TN4

中国版本图书馆CIP数据核字(98)第11841号

责任编辑 杨 兵 叶德福
出版发行 西安电子科技大学出版社
（西安市太白南路2号）
邮 编 710071
电 话 (029)8227828
经 销 新华书店
印 刷 西安长青印刷厂
版 次 1998年10月第1版
1998年10月第1次印刷
开 本 787×1092毫米 1/16 印张 33.375
字 数 795千字
印 数 1～4 000册
定 价 43.50元

ISBN 7-5606-0619-9/TN·0122

* * * 如有印制问题可调换 * * *

前　言

随着电子技术的发展及集成电路的不断改进，新技术、新器件不断涌现，电路的更新换代速度之快令人应接不暇。过去人们在设计某些应用电路时，往往需要用数片集成电路和元件进行精心装调。这些“散件”式组合设计，在当时可称得上“最优”，但现在可能只需要一片集成电路就可取而代之，而且免去了装调、匹配的麻烦，降低了成本，提高了系统可靠性。因此只有及时了解最新集成电路的功能及特点，才能用最少的器件设计出性能最优、功能最强的应用电路系统。

编写本书的主要目的就是为了帮助那些从事电子线路设计、自动化控制、数字通信、计算机硬件接口和家用电器设计的科技人员和其他电子技术爱好者很快掌握近年来国内外最新集成电路的主要特点、基本性能、基本接法和典型应用，使其更好地为科学研究、生产实践服务。

本书共分 9 章，主要内容包括：仪器放大器，隔离放大器，运算放大器与比较器，变送器/变换器与滤波器，A/D、D/A 转换器，V/F、F/V 变换器，采样/保持器，遥控系统集成电路和 PWM 控制电路，计算机接口，调制、解调器等。可供优选的有国外 BB、AD 、MAXIM、Philips、National Semiconductor、MOTOROLA、FUJITSU 等公司和国内上海无线电七厂等 14 家公司(厂)的 20 多类 200 多种器件。每一种器件除阐述其性能参数、基本功能、电路特点、管脚说明之外，还着重介绍了每一种器件的基本接法、典型应用和实例。

全书的编写尽可能遵循准确性和实用性。对所介绍的应用电路大多进行了分析、计算，并对原文的错误之处给予更正，从而提高了线路的实用性和可靠性。有些例子是直接来自于科学研究和生产实践，有些例子稍加修改就可解决工作中的实际问题。

本书的第 1、2、5、9 章和 3.1～3.3 节由杨振江编写，第 4、6、7、8 章和 3.4、3.5 节由蔡德芳编写。在编写过程中，始终得到了杨兵、云立实和叶德福编辑的大力支持；王曙梅同志为部分章节的录入和编排作了大量工作；创兴电子科技有限公司(BB 公司西北总代理)余进先生、虹飞科技有限公司(AD 公司西北总代理)滕峰先生，在技术资料等方面给予了支持和帮助。在此，笔者谨向他们表示由衷的感谢。

另外，书中所收集的电路图符号与原厂家(公司)资料一致，但与最新规定有所差异，请读者注意。

由于笔者水平有限，书中错误或不妥之处在所难免，恳请读者批评指正。

编著者

1998 年 1 月

于西安电子科技大学

目　录

第 1 章　仪器放大器 …… 1
1.1　通用型放大器 …… 1
1.1.1　INA110 高速 FFT 输入放大器 …… 1
1.1.2　INA114/115 放大器 …… 6
1.1.3　INA131 放大器 …… 12
1.2　高精度型放大器 …… 16
1.2.1　AD522 数据采集放大器 …… 16
1.2.2　AD524 放大器 …… 19
1.2.3　AD624 放大器 …… 25
1.2.4　AD625 放大器 …… 31
1.2.5　INA101 放大器 …… 35
1.2.6　INA105 单位增益差动放大器 …… 36
1.2.7　INA106 10 倍差动放大器 …… 43
1.2.8　INA120 放大器 …… 50
1.3　低噪声低功耗放大器 …… 52
1.3.1　INA102 放大器 …… 52
1.3.2　INA103 放大器 …… 56
1.3.3　INA118 放大器 …… 60
1.3.4　INA2128/2141 放大器 …… 64
1.4　可编程型放大器 …… 70
1.4.1　AD526 放大器 …… 70
1.4.2　PGA102 放大器 …… 75
1.4.3　PGA103 放大器 …… 79
1.4.4　PGA202/203 放大器 …… 83
1.4.5　PGA204/205 放大器 …… 87

第 2 章　隔离放大器 …… 94
2.1　变压器耦合型放大器 …… 94
2.1.1　AD202/204 低成本小型化放大器 …… 94
2.1.2　AD206 100 kHz 带宽放大器 …… 101
2.1.3　AD208 高精度低失调放大器 …… 106
2.1.4　ISO212P 低成本小型化放大器 …… 111
2.2　光电耦合型放大器 …… 116
2.2.1　ISO100 小型廉价放大器 …… 116

2.2.2 ISO130 高隔离低成本放大器 …… 125
2.2.3 3652 放大器 …… 129
2.3 电容耦合型放大器 …… 133
2.3.1 ISO102/106 放大器 …… 133
2.3.2 ISO120/121 高精度低成本放大器 …… 139
2.3.3 ISO122 精密低成本放大器 …… 144

第 3 章 运算放大器与比较器 …… 149
3.1 低成本运算放大器 …… 149
3.1.1 OPA27/37 精密运算放大器 …… 149
3.1.2 OPA121/602 低偏压电流运算放大器 …… 154
3.1.3 TL081/082/084 JFET 输入运算放大器 …… 159
3.1.4 AD711/712/713 精密高速运算放大器 …… 162
3.1.5 AD642/517 精密通用运算放大器 …… 166
3.1.6 MXL1013/1014 精密通用运算放大器 …… 170
3.1.7 MAX4123/25/26/27/28/29 单电源宽带运算放大器 …… 173
3.1.8 MB3614/3615 单(双)电源通用运算放大器 …… 175
3.2 低噪声低功耗运算放大器 …… 179
3.2.1 OPA77/177 精密低噪声运算放大器 …… 179
3.2.2 OPA131/2131/4131 FET 输入低噪声运算放大器 …… 184
3.2.3 AD548/648 精密低功耗运算放大器 …… 186
3.2.4 AD848/849 高速低功耗运算放大器 …… 189
3.2.5 MAX402/403/438/439 高速微功耗运算放大器 …… 193
3.2.6 MAX407/417/418/419 低功耗运算放大器 …… 197
3.2.7 MAX410/412/414 高速低噪声运算放大器 …… 199
3.3 低漂移低失调运算放大器 …… 203
3.3.1 OPA604 输入高保真运算放大器 …… 203
3.3.2 OPA606 低失调宽带运算放大器 …… 206
3.3.3 OPA627/637 低漂移运算放大器 …… 210
3.3.4 MAX400/480 低失调低漂移运算放大器 …… 213
3.3.5 AD647/707 超低漂移运算放大器 …… 217
3.4 特殊功能运算放大器 …… 221
3.4.1 OPA675/676 宽带双通道运算放大器 …… 221
3.4.2 OPA541/2541 大功率运算放大器 …… 226
3.4.3 LH0101 大功率运算放大器 …… 231
3.4.4 3583 高压大电流运算放大器 …… 234
3.4.5 VCA610 宽带电压控制放大器 …… 238
3.5 比较器 …… 241
3.5.1 MB4204 低功耗四比较器 …… 241
3.5.2 AD96685/96687 超高速比较器 …… 244
3.5.3 MC3405/3505 双比较器加双运算放大器 …… 247
3.5.4 MAX907 系列高速低功耗比较器 …… 250
3.5.5 MAX931 系列低成本超低功耗比较器 …… 253

第 4 章　变送器/变换器与滤波器 …… 257
4.1　精密电流变送器 …… 257
4.1.1　XTR101 低漂移 4～20 mA 二线变送器 …… 257
4.1.2　XTR103 铂电阻 4～20 mA 线性变送器 …… 264
4.1.3　XTR104 电桥 4～20 mA 线性变送器 …… 269
4.1.4　AD693 4～20 mA 传感器变送器 …… 272
4.2　精密 I/U、U/I 变换器 …… 276
4.2.1　RCV420 精密 I/U 变换器 …… 276
4.2.2　XTR110 精密 U/I 变换器 …… 280
4.2.3　AD694 高精度 U/I 变换器 …… 284
4.3　精密 T/I、T/U 变换器 …… 288
4.3.1　AD590 绝对温度/电流变换器 …… 288
4.3.2　AD592 低成本绝对温度/电流变换器 …… 292
4.3.3　LM35/45 摄氏温度/电压变换器 …… 294
4.3.4　LM135/235/335 绝对温度/电压变换器 …… 297
4.4　有源滤波器. …… 300
4.4.1　UAF42 多用途有源滤波器 …… 300
4.4.2　MAX265/266 管脚/电阻可编程切换通用滤波器 …… 306
4.4.3　MAX263/64/67/68 管脚可编程切换通用开关电容滤波器 …… 315

第 5 章　A/D 转换器 …… 327
5.1　双积分式 A/D 转换器 …… 327
5.1.1　ICL7135 4 $\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器 …… 327
5.1.2　AD7555 5 $\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器 …… 332
5.1.3　ICL7109 12 bit 输出 A/D 转换器 …… 336
5.2　逐次逼近式 A/D 转换器 …… 342
5.2.1　ADC0816/0817 8 bit 16 输入 A/D 转换器 …… 342
5.2.2　ADC1210/11 12 bit A/D 转换器 …… 345
5.2.3　AD1674 12 bit 100 kHz A/D 转换器 …… 348
5.2.4　ADS774 12 bit CMOS 采样/保持 A/D 转换器 …… 351
5.2.5　ADS7805 16 bit CMOS 采样/保持 A/D 转换器 …… 358
5.2.6　AD7703 20 bit 单片串行 A/D 转换器 …… 364
5.2.7　ADS1212/13 22 bit 增益可编程串行输出 A/D 转换器 …… 368

第 6 章　D/A 转换器 …… 374
6.1　串行输入 D/A 转换器 …… 374
6.1.1　MAX512/513 低成本 3 通道 8 bit D/A 转换器 …… 374
6.1.2　MB88347L 低电压 8 通道 8 bit D/A 转换器 …… 378
6.1.3　MAX531/38/39 通用 12 bit D/A 转换器 …… 381
6.1.4　AD7543 通用 12 bit D/A 转换器 …… 385
6.1.5　DAC714 高精度 16 bit D/A 转换器 …… 387
6.2　并行输入 D/A 转换器 …… 390

6.2.1 AD7520 通用 10 位 D/A 转换器 …… 390
6.2.2 DAC1210 通用 12 位 D/A 转换器 …… 392
6.2.3 HDAC7542 通用 12 bit 低功耗 D/A 转换器 …… 394
6.2.4 MAX530 低功耗 12 bit D/A 转换器 …… 397
6.2.5 DAC813 与微处理器兼容的通用 12 位 D/A 转换器 …… 401
6.2.6 AD7546 16 位高精度 D/A 转换器 …… 404
6.2.7 DAC713 具有 8 位双缓冲接口 16 位 D/A 转换器 …… 406

第 7 章 V/F F/V 变换与采样/保持器 …… 409
7.1 V/F、F/V 变换器 …… 409
7.1.1 VFC100 同步型 V/F、F/V 变换器 …… 409
7.1.2 VFC110 高频 V/F、F/V 变换器 …… 411
7.1.3 VFC121 精密单电源 V/F 变换器 …… 415
7.1.4 VFC320 通用 V/F、F/V 变换器 …… 418
7.1.5 AD651 同步 V/F、F/V 变换器 …… 421
7.1.6 LMx31 系列 V/F、F/V 转换器 …… 424
7.2 采样/保持器 …… 428
7.2.1 SHC298/LF398 通用采样/保持器 …… 428
7.2.2 AD582 通用采样/保持器 …… 431
7.2.3 SHC5320 高速双极性采样/保持器 …… 433

第 8 章 遥控系统集成电路 …… 436
8.1 遥控发射电路 …… 436
8.1.1 M58480P/4P 30 功能红外遥控发射电路 …… 436
8.1.2 SAA3010 红外遥控发射电路 …… 439
8.1.3 μPD6102G 红外遥控发射电路 …… 441
8.1.4 LC2190 红外、超声和无线电遥控发射电路 …… 443
8.1.5 YN5103/IR 无线或红外遥控编码电路 …… 444
8.2 遥控接收电路 …… 446
8.2.1 CX20106/A 红外遥控接收前置放大电路 …… 446
8.2.2 TDA3047/48 红外遥控接收电路 …… 448
8.2.3 M58481P 30 功能红外遥控接收电路 …… 450
8.2.4 LC2200 红外、超声和无线电遥控解码控制电路 …… 452
8.2.5 YN5203 无线电或红外遥控译码电路 …… 454
8.3 遥控控制电路 …… 456
8.3.1 TMP47C837N 遥控微处理器 …… 456
8.3.2 M50436－560SP 红外遥控接收微处理器 …… 461
8.3.3 MN15287KWEB 红外遥控微处理器 …… 463
8.3.4 CTV222S.PRC1(PCA84C444/641) 红外遥控微处理器 …… 466

第 9 章 其它类型集成电路 …… 472
9.1 脉宽调制(PWM)控制电路 …… 472

9.1.1 MB3759 通用 PWM 控制器 …… 472
9.1.2 MB3776A 低功耗开关调整控制器 …… 474
9.1.3 UC1840 可编程、隔离式 PWM 控制器 …… 476
9.1.4 SG3525A 型 PWM 控制器 …… 479
9.2 调制解调器集成电路 …… 481
9.2.1 SC11064 低成本通用调制解调器 …… 481
9.2.2 SC11031/40 高性能调制解调器 …… 483
9.3 微处理器监控与接口电路 …… 487
9.3.1 MAX690A/692A 微处理器监控电路 …… 487
9.3.2 MAX214 可编程(DTE/DCE)RS－232 接口电路 …… 490
9.3.3 MAX253 RS－485 驱动接口电路 …… 494
9.4 基准源电路. …… 496
9.4.1 REF02 ＋5 V 精密电压基准 …… 496
9.4.2 REF102 ＋10 V 精密电压基准 …… 497
9.4.3 SW431 精密可调电压基准源 …… 498
9.4.4 SW5010 精密低压(1.22 V)基准源 …… 499
9.5 语音处理集成电路. …… 500
9.5.1 ISD1200/1400 系列语音处理集成电路 …… 500
9.5.2 MSSA003 正点报时语音集成电路 …… 503
9.5.3 T8950 语音处理集成电路 …… 504

附录 A 器件型号索引* …… 507
附录 B 部分器件引脚排列图 …… 513
主要参考资料 …… 523

第1章

仪器放大器

1.1 通用型放大器

1.1.1 INA110高速FFT输入放大器

INA110是一种多用途FET输入仪器放大器。内部电阻经激光修正，使该器件具有极好的动态响应及精度。由于它建立时间快，是高速或多路输入数据采集系统的理想放大器。内部增益电阻可提供1、10、100、200、300、500、600、700及800等九种不同的增益及任意增益，对差模输入及共模输入电压均有保护电路。该器件有极高的输入阻抗、极低的输入偏置电流，使它适用于有输入滤波器或输入保护的电路。

INA110适用于多路输入数据采集系统、快速差模脉冲放大器、高速增益模块、高阻抗放大器和信号源内阻很高(如电容、晶体、光电二极管等传感器)及输入级有低通滤波器的电路。

INA110有16脚DIP及SOIC封装两种形式，外引脚与AD524/624相似。其引脚排列请见附录B图25。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 输入阻抗高：大于$5\times10^{12}\ \Omega$(差模)；

(2) 偏置电流小：典型值为50 pA(INA110BG/SG)；

(3) 共模抑制比高：最高可达116 dB；

(4) 内部设定增益：1、10、100、200、500；

(5) 增益漂移低：$(10\sim50)\times10^{-6}/℃$；

(6) 失调电压漂移小：不大于2 μV/℃。

2. 主要参数

INA110的主要电参数如表1.1所示。

表 1.1 INA110 的主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝±15 V，负载阻抗：R_L＝2 kΩ

参数		条件	INA110AG			INA110BG/SG			INA110KP/KU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	范围		1		800	*		*	*		*	
	温度系数	G＝1		±3	±20		*	±10		*		10^{-6}/℃
		G＝10		±4	±20		±2	±10		*		10^{-6}/℃
		G＝100		±6	±40		±3	±20		*		10^{-6}/℃
		G＝200		±10	±60		±5	±30		*		10^{-6}/℃
		G＝500		±25	±100		±10	±50		*		10^{-6}/℃
输出	电压	额定温度范围内	±10	±12.7		*	*		*	*		V
	电流	额定温度范围内	±5	±25		*	*		*	*		mA
	短路电流			±25			*			*		mA
	电容负载	稳定		5 000			*			*		pF
输入	失调电压			±(100＋1 000/G)	±(500＋5 000/G)		±(50＋600/G)	±(250＋3 000/G)		*	*	μV
	失调电压电源系数	U_s＝6～±18 V		±(4＋60/G)	±(30＋300/G)		±(2＋30/G)	±(10＋180/G)		*	*	μV/V
	失调电压温度系数			±(2＋20/G)	±(5＋100/G)		±(1＋10/G)	±(2＋50/G)		*		μV/℃
偏置、失调电流	偏置电流	每个输入		20	100		10	50		*	*	pA
	失调电流			2	50		1	25		*	*	pA
	差模阻抗			5×10^{12}‖6			*			*		Ω‖pF
	共模阻抗			2×10^{12}‖1			*			*		Ω‖pF
电压	线性响应范围		±10	±12					*	*		V
输入噪声	电压（峰峰值）	f_o＝10 kHz		10			*			*		fA/$\sqrt{\text{Hz}}$
		f_o＝0.1～10 Hz		1			*			*		μV
	电流（峰峰值）	f_o＝10 kHz		1.8			*			*		fA/$\sqrt{\text{Hz}}$
输出噪声	电压（峰峰值）	f_o＝10 kHz		65			*			*		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
		f_s＝0.1～10 Hz		8			*			*		μV

续表

参数		条件	INA110AG			INA110BG/SG			INA110KP/KU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
动态响应	小信号（−3 dB）	G=1		2.5			*			*		MHz
		G=10		2.5			*			*		MHz
		G=100		470			*			*		kHz
		G=200		240			*			*		kHz
		G=500		100			*			*		kHz
	全功率	U_o=±10 V G=2～100	190	270		*	*			*		kHz
	压摆率	G=2～100	12	17		*	*			*		V/μs
	建立时间	G=100，0.1%		3			*			*		μs
	过载恢复	50%过载		1			*			*		μs
电源	电压范围		±6		±18	*		*	*		*	V
	静态电流	U_i=0		±3	±4.5		*	*		*	*	mA
温度	规范范围		−25		+85	*		*	0		+70	C
	工作范围		−55		+125	*		*	−25		+85	

注：* 表示参数与 INA110AG 相同。

二、内部结构与基本接法

INA110 的内部电路结构如图 1.1(a)所示。它主要由 N1、N2、N3 三个运放及若干个高精度电阻组成，具有输入、输出失调电压调整端。其基本接法如图 1.1(b)所示。增益值的选择是根据 3 脚与其它引脚的不同连接完成的。表 1.2 示出了不同增益的连接方法及其增益误差、增益漂移的情况。

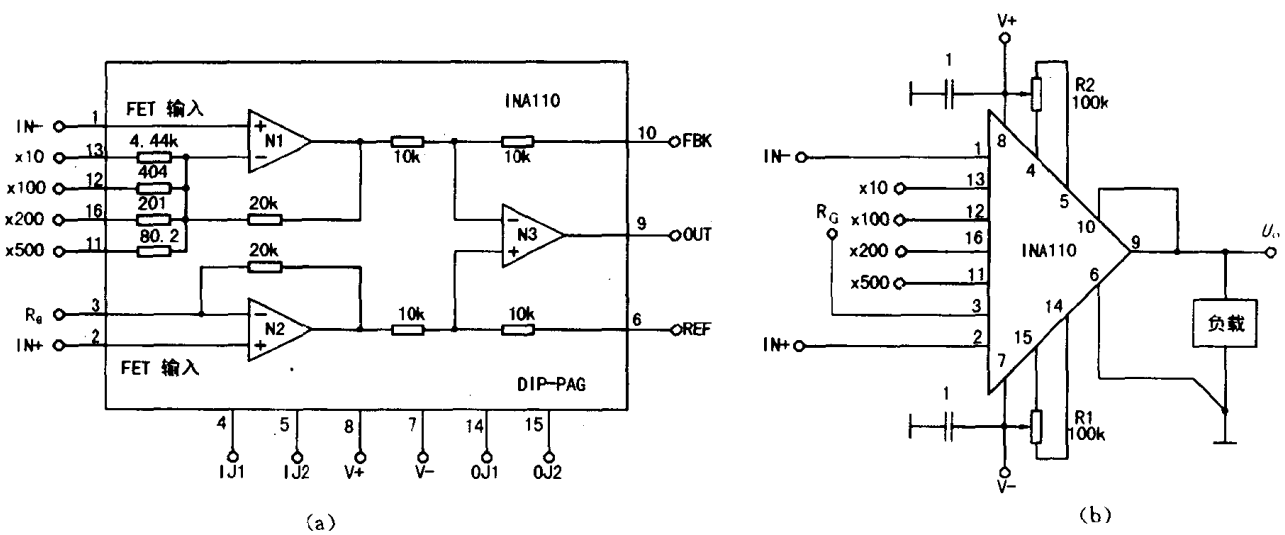


图 1.1 INA110 内部结构与基本接法；
(a) 内部结构；(b) 基本接法

表 1.2　INA110 不同增益连接关系表

增　　益	3 脚连接	增益误差(%)	增益漂移(10^{-6}/℃)	备　　注
1	不接	0.02	±10	增益精度保证值
10	13	0.05	±10	
100	12	0.1	±20	
200	16	0.2	±30	
500	11	0.5	±50	
300	12、16	0.25	±10	增益误差较大
600	11、12	0.25	±40	
700	11、16	2	±40	
800	11、12、16	2	±80	

若需要任意增益，可在 3 脚与 12、16、11 脚之间外接一只电阻 R_G 实现，R_G 与要求的增益 G 由(1－1)式决定。

$$G = 1 + \frac{40\ k\Omega}{50\ \Omega + R_G} \qquad (1-1)$$

INA110 在一般应用时不需要外接调整电路，若需要调整其失调电压时，通常只要调整 R1 与 R2 其中之一即可：在高增益时(G＞100)，调输入失调电阻 R2；在低增益时调输出失调电阻 R1。失调电压的调整会增加漂移。在调整输入失调电压时，每调节 100 μV 将使漂移增加0.33 μV/℃左右。

三、典型应用

INA110 既可应用于单端输入也可应用于双动端输入，由于其优良的特性，特别适用于需获得高输入阻抗及不同增益的场合。图 1.2(a)示出了双绞线连接的单端输入电路，图 1.2(b)为典型的双端输入电路，其输入端可直接接入温度、应变、压力等不同的传感器。

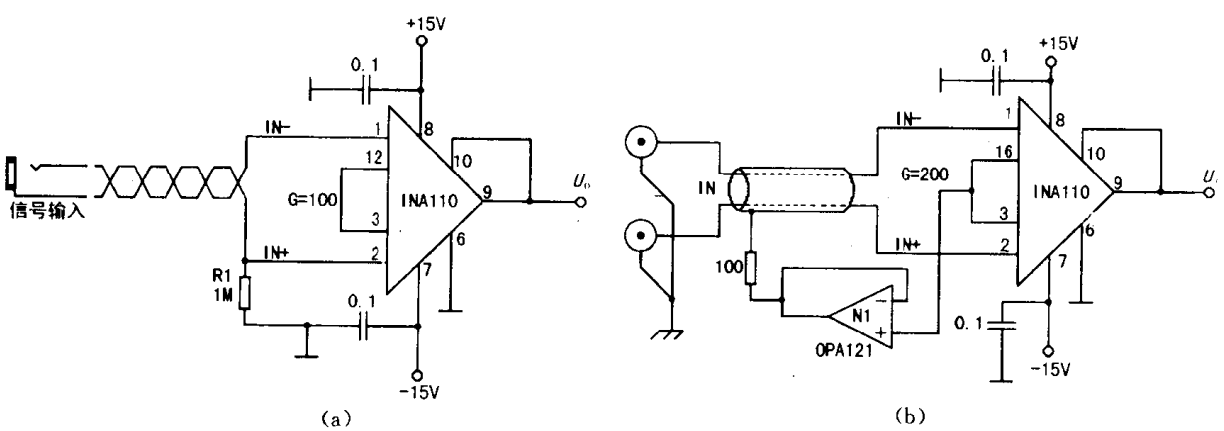


图 1.2　典型接法

(a) 单端输入；(b) 双端输入

对于图 1.2(b)电路，由于引入了 N1 反馈网络，使得共模抑制比可大大提高，适合于测量微弱信号。

有时需要得到不同的测量增益时，可在 INA110 的增益端接入多路模拟开关。模拟开关的控制既可采用手动式，也可采用自动式。这种电路尤其适合具有 CPU 控制的智能测量电路。图 1.3 示出了这种接法。其模拟开关为 CD4052，通过选择 A0～A2 的逻辑电平可获得×10、×100、×200、×500 的增益。

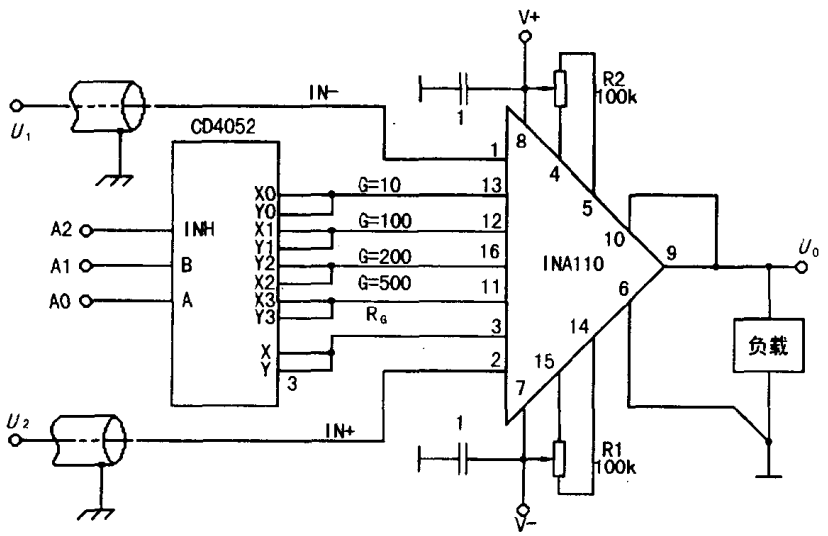


图 1.3　增益可控的放大电路

在复杂场合，为了增加 INA110 的保护，可采用图 1.4(a)与 1.4(b)的接法。图 1.4(a)为输入保护电路，当输入电压超过电源电压时，通过输入电阻 R1、R2 及二极管加以保护。电阻 R1 与 R2 可由所限电流大小确定。图 1.4(b)为高压保护电路，当输入电压过高时，通过电阻分压可大大减小共模电压。图中参数共模电压范围可达±1 000 V。

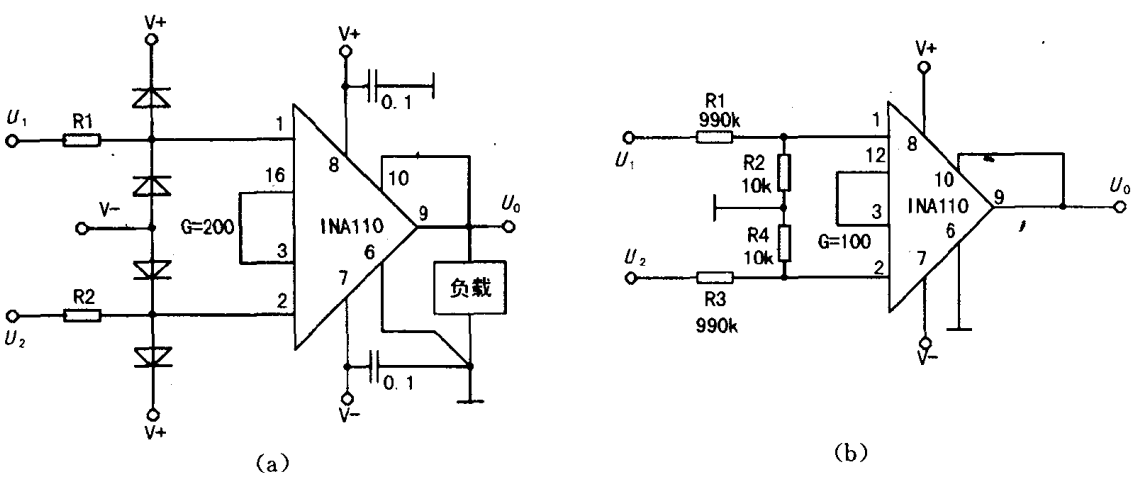


图 1.4　保护电路

(a) 输入保护电路；(b) 高共模保护电路

1.1.2 INA114/115 放大器

INA114/115 是一个低成本的普通仪用放大器，不需要外接失调电路就可获得很高的精度。用户在一般应用时只需外接一只普通电阻 R_G 就可得到任意增益，其增益范围从 1～1×10^4 可变，正负输入端具有内部过压保护电路，其保护范围可达±40 V，具有很高的共模抑制比和很低的失调电压及漂移电压。它能在±2.25 V 的电源下工作，适合电池供电及单一+5 V 供电系统使用。

INA114/115 可广泛应用于桥式放大器、热电偶测量放大器、医用放大器及数据采集放大器。

INA114 具有 8 脚 DIP 及 16 脚 SOL 两种封装形式。8 脚封装便于设计便携式放大器，16 脚封装适合具有反馈输出且获得更高增益的系统中。INA115 为 16 脚 SOL 封装，该封装设计对提高共模抑制极为方便。其封装引脚见附录 B 图 28。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 低失调电压：最大值为 50 μV；

(2) 低漂移：最大值为 0.25 μV/℃；

(3) 低输入偏置电流：最大值为 2 nA；

(4) 高共模抑制比：最小值为 115 dB(G=1 000)；

(5) 输入过载保护：±40 V；

(6) 电压范围宽：±2.25～±18 V；

(7) 静态电流低：最大值为 3 mA。

2. 主要参数

INA114/115 的主要电参数如表 1.3 所示。

表 1.3 INA114/115 的主要电性能参数

室温：T_A=+25 ℃，电源电压：U_s=±15 V，负载阻抗：R_L=2 kΩ

参数		条件	INA114BP/BG/BU (INA115BU)			INA114AP/AG/AU (INA115AU)			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入	失调电压	T_A=+25 ℃		±10+20/G	±50+100/G		±25+30/G	±125+500/G	μV
	失调电压温度系数	$T_A=T_{min}$～T_{max}		±0.1+0.5/G	±0.25+5/G		±0.25+5/G	±1+10/G	μV/℃
	长期稳定性			±0.2+0.5/G			*		μV/月

续表

参数		条件	INA114BP/BG/BU (INA115BU)			INA114AP/AG/AU (INA115AU)			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入	差模阻抗			$10^6 \parallel 6$			*		Ω‖pF
	共模阻抗			$10^{10} \parallel 6$			*		Ω‖pF
	共模范围		±11	±13.5		*	*		V
	安全电压				±40			*	V
	共模抑制比（共模电压为±10 V）	G=1 G=10 G=100 G=1 000	80 96 110 115	96 115 120 120		75 90 106 106	90 106 110 110		dB dB dB dB
偏置、失调电流	偏置电流			±0.5	±2		*	±5	nA
	温度系数			±8			*		pA/℃
	失调电流			±0.5	±2		*	±5	nA
	温度系数			±8			*		pA/℃
噪声	电压（峰峰值）	G=1 000 f_B=0.1～10 Hz		0.4			*		μV
	电流（峰峰值）			18			*		pA
增益	范围		1		10 000	*		*	
	误差	G=1 G=10 G=100 G=1 000		±0.01 ±0.02 ±0.05 ±0.5	±0.05 ±0.4 ±0.5 ±1		* * * *	* ±0.5 ±0.7 ±2	% % % %
	温度系数	G=1		±2	±10		*	±10	10^{-6}/℃
输出	电压	I_o=5 mA T_{min}～T_{max}	±13.5	±13.7		*	*		V
		U_s=±11.4 V R_L=2 kΩ	±10	±10.5		*	*		
		U_s=±2.25 V R_L=2 kΩ	±1	±1.5		*	*		
	容性负载稳定性			1 000			*		pF
	短路电流			+20/−15			*		mA

续表

参数		条件	INA114BP/BG/BU (INA115BU)			INA114AP/AG/AU (INA115AU)			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
频率响应	带宽 (−3 dB)	G=1 G=10 G=100 G=1 000		1 100 10 1			* * * *		MHz kHz kHz kHz
	过载恢复	50%过载		20			*		μs
电源	电压范围		±2.25	±15	±18	*	*	*	V
	电流	U_i=0		±2.2	±3		*	*	mA
温度	规范温度		−40		+85	*		*	℃
	工作温度		−40		+125	*		*	
注：*表示参数与 INA114BP/BU(INA115BU)相同。									

二、内部结构与基本接法

INA114 的内部结构如图 1.5(a)、(c)所示，内部设有过压保护电路，采用 N1、N2 及 N3 三个运放组合结构。图 1.5(b)、(d)为其基本接法。增益 G 通过外接电阻 R_G 获得，并由下式确定：

$$G = 1 + \frac{50\ \text{k}\Omega}{R_G} \tag{1-2}$$

表 1.4 列出了不同 R_G 值与增益的关系。从 INA114 的内部结构可以看出 16 脚封装有 FBK 反馈引脚，而 8 脚无此引脚，这可使用户设计具体电路时有一定的灵活性。

表 1.4 INA114/115 外接 R_G 与增益 G 的关系

增益 G	R_G/Ω	1%标称值 R_G/Ω
1	不接	不接
2	50.00×10^3	49.9×10^3
5	12.50×10^3	12.4×10^3
10	5.556×10^3	5.62×10^3
20	2.632×10^3	2.61×10^3
50	1.02×10^3	1.02×10^3
100	505.1	511
200	251.3	249
500	100.2	100
1 000	50.05	49.9
2 000	25.01	24.9
5 000	10.00	10
10 000	5.001	4.99

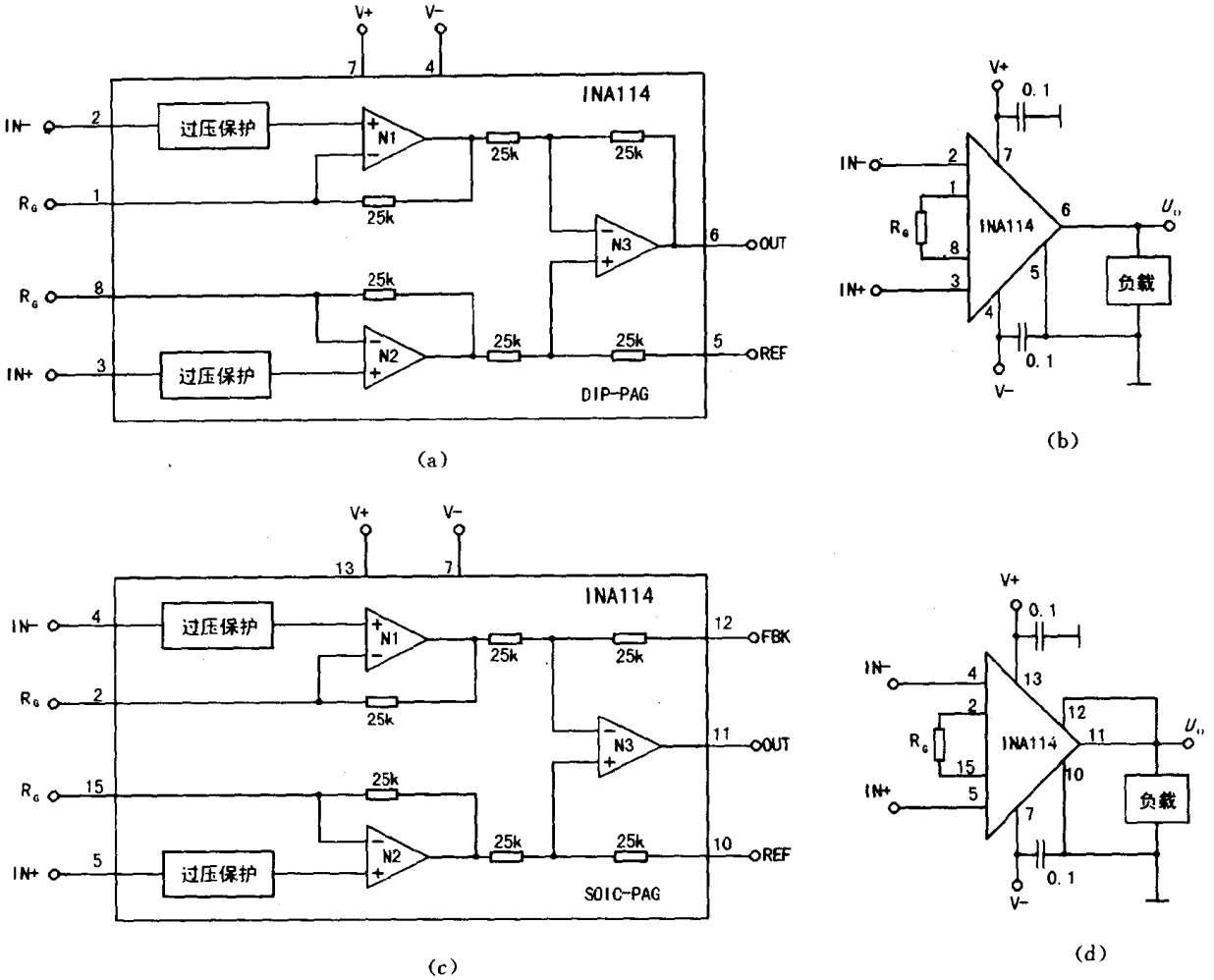


图 1.5　INA114 电路结构与基本接法

(a) 8 脚封装电路结构；(b) 8 脚封装基本接法；

(c) 16 脚封装电路结构；(d) 16 脚封装基本接法

INA115 内部结构与基本接法如图 1.6(a)和图 1.6(b)所示。从电路结构上看，它与 INA114 无多大差别，只是引脚增加了 GSE1 与 GSE2 输入端，及 N1 OUT 与 N2 OUT 输出端。对一般使用来说，这两个引端可以空着不用。但对于获得更高性能与高增益时，可利用其输入与输出端进行灵活设计。

INA115 增益电阻 R_G 的确定关系与(1 - 2)式相同，其关系如表 1.4 所示。

三、典型应用

INA114 的电路设计灵活。图 1.7(a)是一种典型的拾音传感器输入放大电路。R1 与 R2 一般取 47 kΩ，若传感器 M 内阻过高时，R1 与 R2 可取 100 kΩ 左右，增益的选择不宜太高，一般设计在 100 倍以内为宜。图 1.7(b)为热电偶输入的应用电路，对于测量点 T 过远时，应增加输入低通滤波电路，以免因噪声电压损坏器件。增益的确定要根据具体所选热电偶的类型而定。

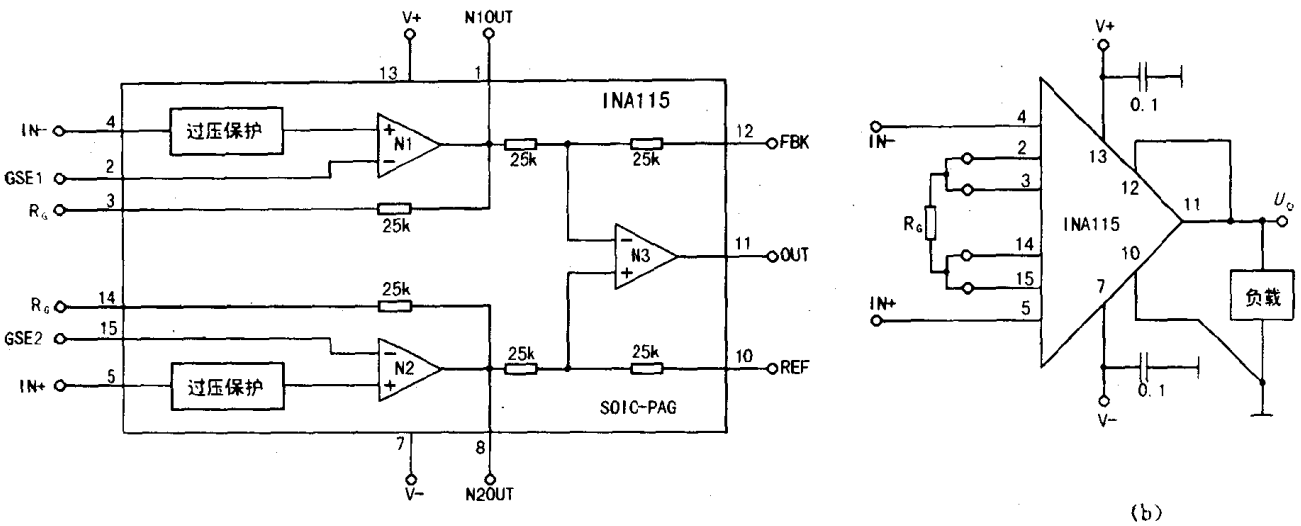


图 1.6　INA115 电路结构与基本接法

(a) 电路结构；(b) 基本接法

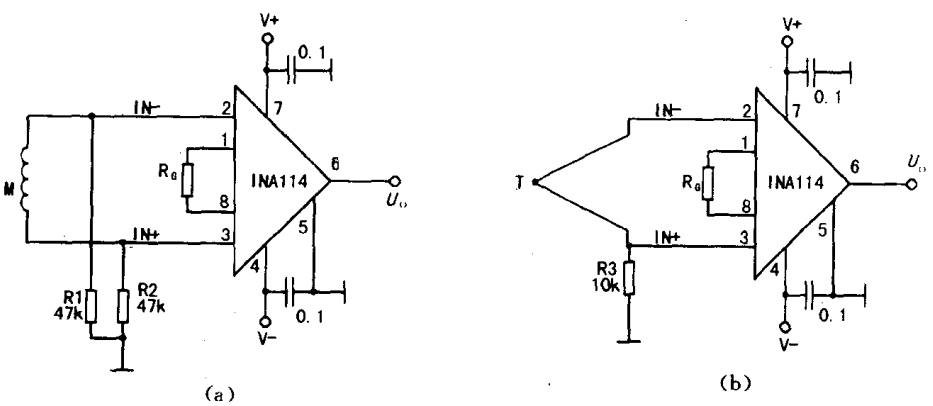


图 1.7　基本测量电路

(a) 拾音传感器放大电路；(b) 热电偶传感器放大电路

图 1.8 是由 INA114 构成的具有共模抑制驱动能力的典型差分电路。其放大倍数为 10，输出电压 U_o 等于 $10\times(U_2-U_1)$。该电路可直接用于压力、应变、温度、生物电等模拟量的测量。N1 运放除可用 OPA602 外也可选用 OP07 等器件。这种电路对电源的共模干扰有较强的抑制能力，适用于测量微弱信号。

图 1.9 是由 INA114、N1、C1、R1 所构成的高通滤波放大电路。其增益大小由(1－2)式确定。对于图中，高通截止频率 $f_{-3\,dB}$ 为 1.59 Hz。截止频率由下式确定：

$$f_{-3\,dB}=\frac{1}{2\pi R1C1} \qquad (1-3)$$

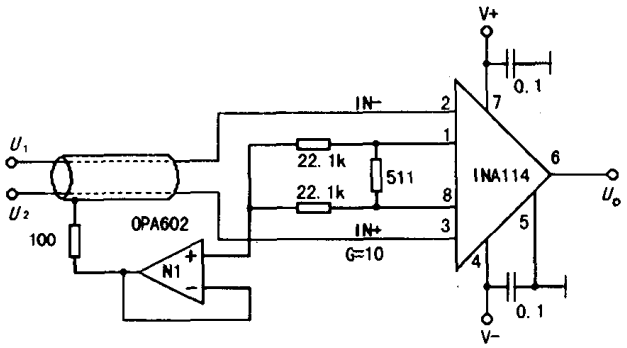


图 1.8　由 INA114 构成的弱信号测量电路

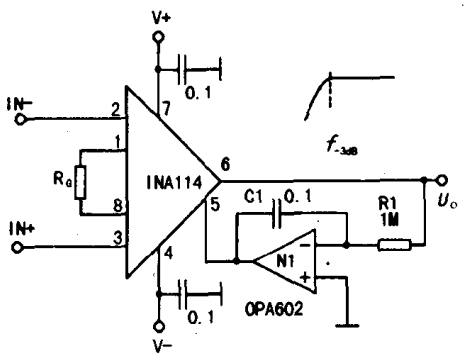


图 1.9　由 INA114 构成的高通滤波放大电路

图 1.10 为多路模拟开关 HI－509 与 INA115 所构成的开关增益放大电路。R1～R4 为增益电阻，通过计算与选择不同的增益电阻值，就可获得不同档位的增益大小，其计算公式与 (1－2)式相同。模拟开关的控制由 A0、A1 逻辑电平决定。表 1.5 列出了不同的逻辑电平和不同的电阻所得到的不同增益。

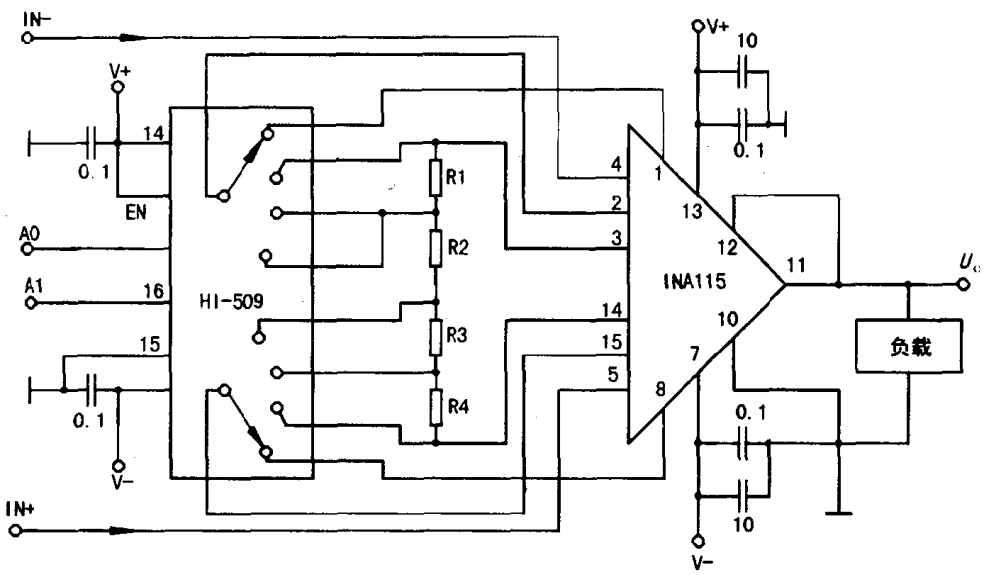


图 1.10　开关增益放大器

表 1.5　逻辑电平、增益与增益电阻的关系

逻辑电平	A1 A0				R1/Ω	R2/Ω	R3/Ω	R4/Ω
	00	01	10	11				
增益大小(倍数)	1	10	100	1 000	5.2 k	55.6	500	2.5 k
	1	2	4	8	12.5 k	12.5 k	12.5 k	12.5 k
	1	2	5	10	15 k	10 k	10 k	15 k
	0	+3	+6	+9 dB	17.7 k	60.3 k	25 k	17.7 k

图 1.11 是 INA115 在心电检测中的实用电路。放大器的正负输入通过心电传感器分别接到人体的左臂与右臂上，与运放 N 和电阻 R1～R4 组成的驱动网络接到人体的右腿上，构成“浮地”。由于生物电信号很弱，加之有极化电位，所以该级的放大倍数不宜太高，一般取在 10～100 之间，并只能作为前置放大。为了检测安全，后级应采用隔离放大，且该级的电源电压最好由隔离电源提供。

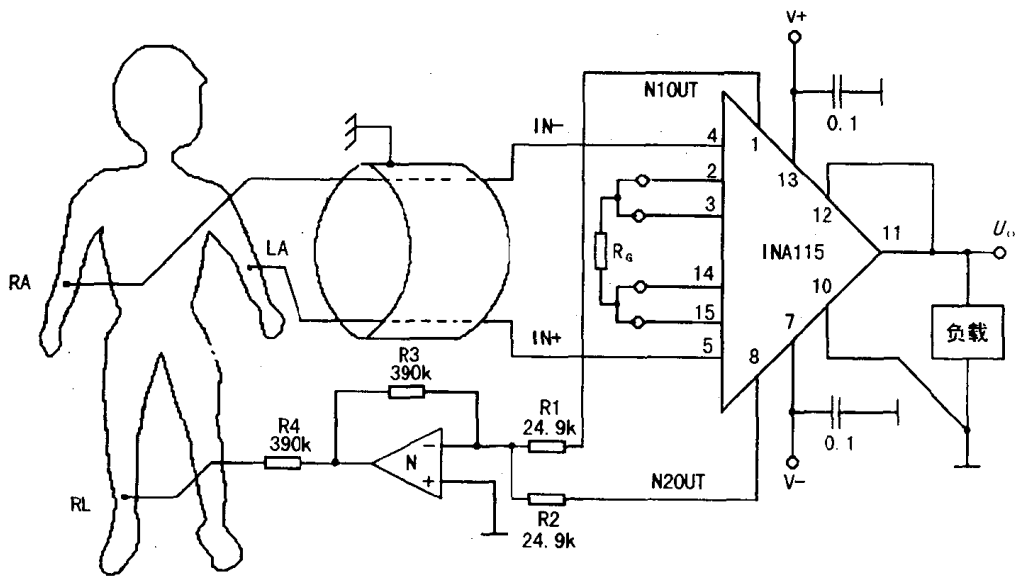


图 1.11　由 INA115 构成的心电检测电路

1.1.3　INA131 放大器

INA131 是一个低成本的通用放大器。由于内部的增益电阻经过激光修正，使得增益误差很小，本身可提供标准的 100 倍增益，温度漂移低于 50 μV，共模抑制比最高可达 110 dB，输入保护电压达±40 V。该器件使用方便，电路设计灵活，可广泛应用于各种桥式放大器，温度、湿度、应变测量放大器，生物信号检测放大器及多种数据采集放大器。

INA131 提供了 8 脚 DIP 及 16 脚 SOL 两种封装形式。其引脚排列请见附录 B 图 26、27。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 失调电压最大值：50 μV(INA131BP/BU)；

(2) 最大失调电压温度漂移：0.25 μV/℃；

(3) 输入偏置电流最大：2 nA；

(4) 共模抑制比最小：110 dB；

(5) 输入过压保护：±40 V；

(6) 电源范围：±2.25～±18 V；

(7) 静态电流小于 3 mA。

2. 主要参数

INA131 的主要电性能参数如表 1.6 所示。

表 1.6 INA131 的主要电性能参数

室温：T_A=+25 ℃，电源电压：U_s=±15 V，负载阻抗：R_L=2 kΩ

参数		条件	INA131BP/BU			INA131AP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入	失调电压	T_A=+25 ℃		±10	±50		±25	±125	μV
	失调电压电源系数	U_s=±2.25 ～±18 V		0.5	3		*	*	μV/V
	失调电压温度系数	$T_A=T_{min}\sim T_{max}$		±0.1	±0.25		±0.25	±1	μV/℃
	稳定性			0.2			*		μV/月
	差模阻抗			$10^{10}\|\|6$			*		Ω‖pF
	共模阻抗			$10^{10}\|\|6$					Ω‖pF
	共模范围		±11	±13.5		*	*		V
	安全电压				±40			*	V
	共模抑制比	U_{CM}=±10 V	110	120		106	110		dB
偏置和失调电流	偏置电流			±0.5	±2		*	±5	nA
	温度系数			±8			*		pA/℃
	失调电流			±0.5	±2		*	±5	nA
	温度系数			±8			*		pA/℃
噪声	电压（峰峰值）	G=1 000 f_B=0.1～10 Hz		0.4			*		μV
	电流（峰峰值）			18			*		pA
增益	非线性			±0.000 3	±0.002		*	±0.004	%
	误差	R_L=10 kΩ		±0.01	±0.024		*	±0.1	%
	温度系数			±5	±10		*	±20	10^{-6}/℃
输出	电压	I_o=5 mA $T_{min}\sim T_{max}$	±13.5	±13.7		*	*		V
		U_s=±11.4 V R_L=2 kΩ	±10	10.5		*	*		
		U_s=±2.25 V R_L=2 kΩ	±1	1.5		*	*		
	短路电流			+20/−15			*		mA

续表

参数		条件	INA131BP/BU			INA131AP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
频率响应	带宽	−3 dB		70			*		kHz
	过载恢复	50%过载		20			*		μs
	压摆率	U_o=±10 V	0.3	0.7		*	*		V/μs
	建立时间	0.01%		100			*		μs
电源	电压范围		±2.25	±15	±18	*	*	*	V
	电流	U_i=0		±2.2	±3		*	*	mA
温度	规范范围		−40		85	*		*	℃
	工作范围		−40		125	*		*	
注：* 表示参数与 INA131BP/BU 相同。									

二、内部结构与基本接法

INA131 的 DIP 与 SOL 封装的内部结构如图 1.12(a)与 1.12(c)所示。它主要是由三个运放、若干个精密电阻及输入保护电路等组成。两种封装仅在 FBK 引脚上，图 1.12(a)无此引脚，但对设计便携式放大器时较为简单。而 SOL 封装却可以利用此引脚进行更复杂的电路设计。图 1.12(b)与 1.12(d)为其两种封装下的基本放大器接法。当 R_G 脚电阻不接时，基本放大器的增益为 100，当接有 R_G 时，任意增益与 R_G 的关系由下式确定：

$$G = 100 + \frac{250\ k\Omega}{R_G} \qquad (1-4)$$

三、典型应用电路

图 1.13(a)是 SOL 封装结构在远距离测量放大中的典型接法。R1、R2、R3 分别代表 12 脚、11 脚、10 脚到负载电阻 R_L 的引线电阻。由于采用这种等长度的导线连接，使得电阻具有很好的对称性，这样可以保证整个测量放大电路的共模抑制能力。图中增加 C1 是为了消除高频噪声。如果放大器的负载 R_L 较重或者引线较长时，也可以在 11 脚与 R_L 之间接入缓冲器，以增加电路驱动能力。图 1.13(b)示出了这种电路接法。

INA131 在高精度测量放大器中的接法如图 1.14 所示。图中输入信号来自电桥式传感器(如应变称重传感器、位移测量传感器等等)。这种接法对 50 Hz 电源干扰以及高的共模干扰有极高的抑制能力。图中放大倍数为 100，若需要更高增益，可以在 1、8 脚之间接入增益电阻，其大小由(1 − 4)式确定。为了保证测量精度，供桥电压必须采用较精密的电源(如干电池、精密基准电源等)。

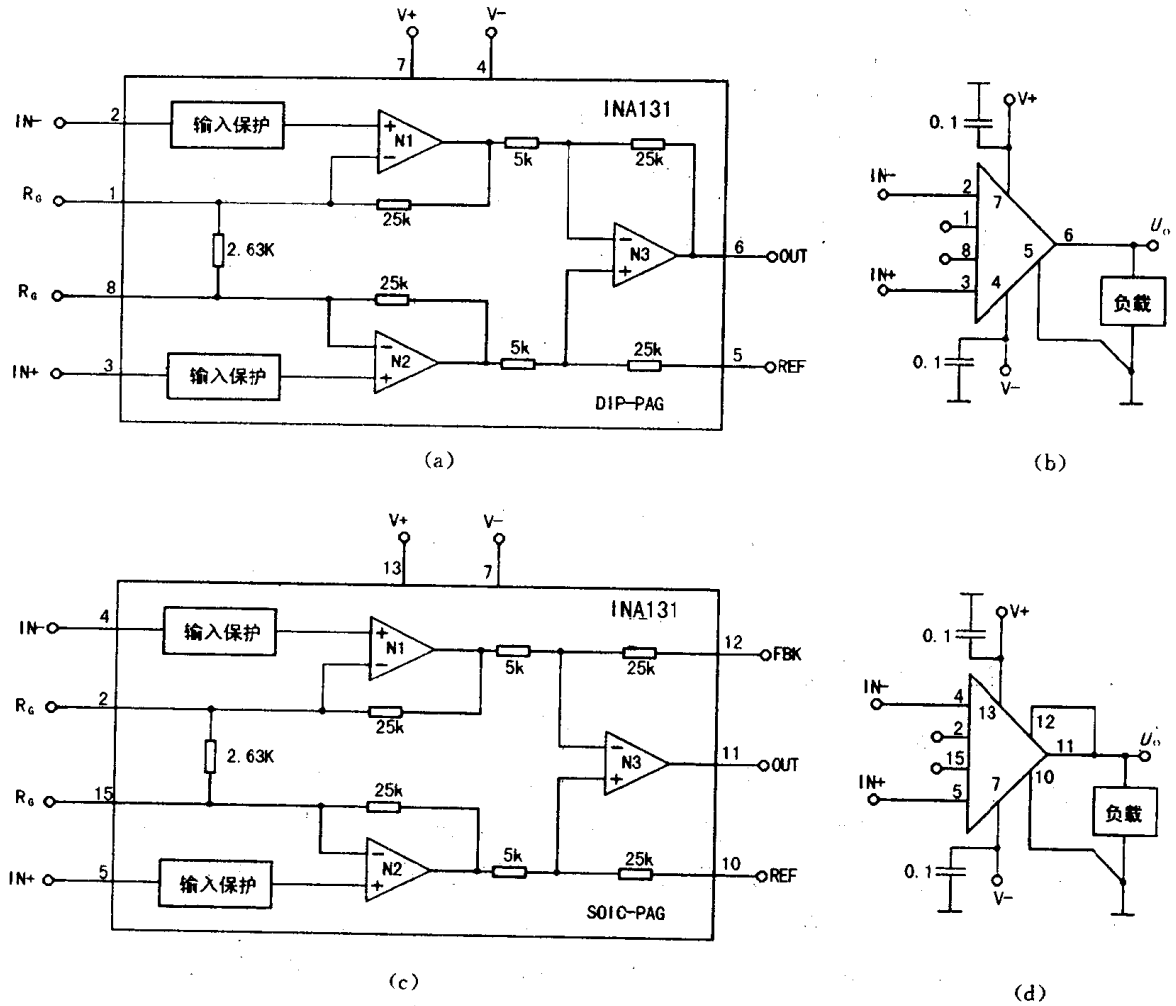


图 1.12　INA131 内部结构与基本接法

(a) DIP 封装内部电路结构；(b) DIP 封装基本接法

(c) SOL 封装内部电路结构；(d) SOL 封装基本接法

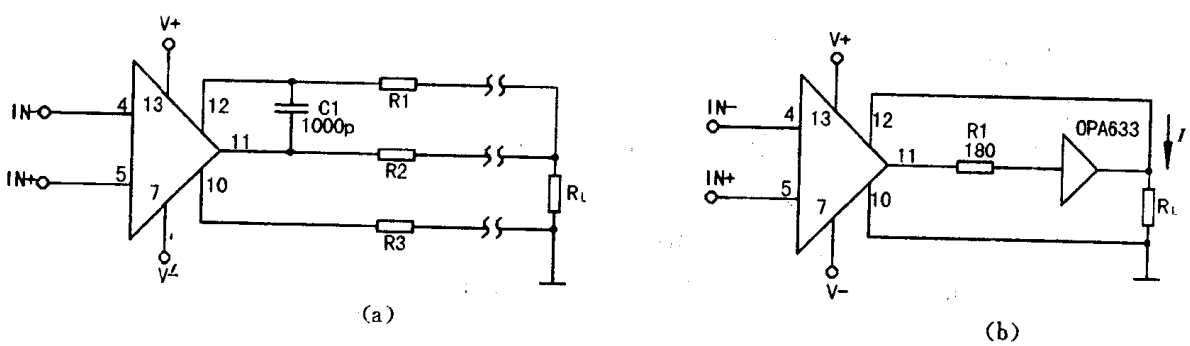


图 1.13　远距离测量放大器的接法

(a) 三引线连接；(b) 增加缓冲连接

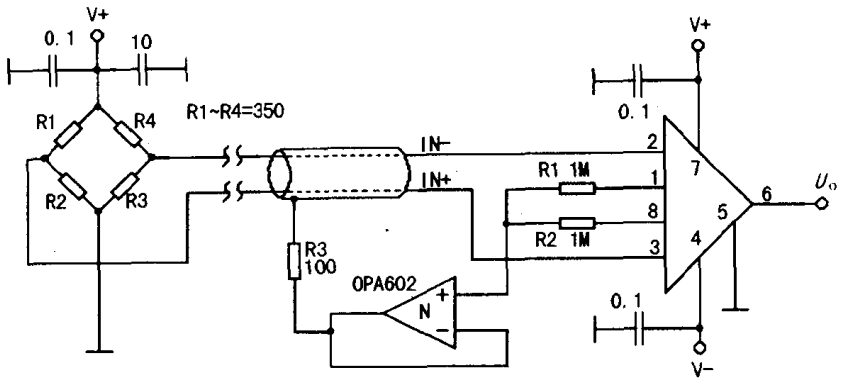


图 1.14　高精度测量放大器

1.2　高精度型放大器

1.2.1　AD522 数据采集放大器

AD522 是低成本、小尺寸、高可靠的仪用精密放大器，它可在恶劣的工作条件下获得高精度的信号放大。由于高度的线性、高共模抑制比、低电压漂移和低噪声，使 AD522 可在许多领域中得到广泛的应用，尤其是在信噪比低、温度波动范围大、非平衡输入阻抗等条件下的使用，如 12 位以上数据采集系统、弱信号放大及医学信号的检测等。

AD522 在恶劣的工作条件下可提供高精度的信号放大，其输出信号失调电压小于 2.0 μV/℃、全增益范围共模抑制比大于 80 dB(增益为 1 000 时，共模抑制比为 110 dB)、最大增益非线性为 0.001%(增益为 1)，典型输入阻抗为 10^9 Ω。

AD522 具有不同精度和工作温度范围的 A、B、S 三个系列，并都采用 14 脚 DIP 封装形式。其引脚排列请见附录 B 图 7。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 低漂移：典型值为 5.0 μV/℃(AD522BD)；

(2) 非线性小：不大于 0.005%(G=100)；

(3) 共模抑制比高：不小于 110 dB(G=1 000)；

(4) 低噪声：峰峰值不大于 1.5 μV(0.1～100 Hz)；

(5) 低失调电压：典型值为 100 μV(AD522BD)；

(6) 除了增益电阻外，无需外接其它元件；

(7) 接入数据保护端，可改善共模抑制比；

(8) 增益调整范围：1～1 000。

2. 主要参数

AD522 的主要电参数如表 1.7 所示。

表 1.7 AD522 的主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝±15 V，负载电阻：R_L＝2 kΩ

参数		条件	AD522AD			AD522BD			AD522SD			单位
			常规	典型	最大	常规	典型	最大	常规	典型	最大	
增益	范围		1		1 000	*		*	*		*	
	温度系数	G＝1		1	2		*	*		*	*	10^{-6}/℃
		G＝1000		25	50		*	*		*	*	10^{-6}/℃
	非线性	G＝1			0.005			0.001			*	%
		G＝1 000			0.01			0.005			*	%
输出	额定电压		±10			*			*			V
	额定电流		5			*			*			mA
动态响应	小信号带宽(－3 dB)	G＝1	300			*			*			kHz
		G＝100	3			*			*			kHz
	全功率带宽		1.5			*			*			kHz
	压摆率		0.1			*			*			V/μs
失调	电压(初始值)	G＝1		±200	±400		±100	±200		±100	±200	μV
	电压电源系数	G＝1	±20			*			*			μV/V
		G＝1 000	1.0			0.5			* *			μV/V
	电压温度系数	G＝1	±50	±10		±25	±5		±100	±10		μV/℃
		G＝1 000	±6			±2			±6			μV/℃
输入	偏置电流	初始值			±25			*			*	nA
	失调电流	＋25℃			±20			*			*	nA
	差模阻抗		10^9			*			*			Ω
	共模阻抗		10^9			*			*			Ω
	电压线性响应范围	差模			±10			*			*	V
		共模			±10			*			*	
	电压安全响应范围	差模			±20			*			*	V
		共模			±15			*			*	
	共模抑制	G＝1	75	90		80	100		75	90		dB
	U_s＝±10 V	G＝100	100	110		100	120		100	120		dB
	R_s＝1 kΩ	G＝1 000	100	120		110	>120		100	>120		dB
噪声	噪声电压(峰峰值) 1～100 Hz	G＝1	15			*			*			μV
		G＝1 000	1.5			*			*			μV
电源	电压范围		±5～±18			±5～±18			±5～±18			V
	静态电流	U_s＝±15 V	±10			±8			* *	±2.7	±4	mA

续表

参数		条件	AD522AD			AD522BD			AD522SD			单位
			常规	典型	最大	常规	典型	最大	常规	典型	最大	
温度	规范范围		−25～+18			−25～+18			−55～+125			℃
	工作范围		−55～+125			−55～+125			−55～+125			
注：*表示参数与 AD522AD 相同；**表示参数与 AD522BD 相同。												

二、内部结构与基本接法

AD522 内部结构框图与基本接法分别如图 1.15(a)与 1.15(b)所示。其内部结构除采用运放与电阻的组合之外，其关键是设计了数据保护端(DGND)。有了这个引脚，在设计微弱信号放大器或在恶劣环境下的检测时，就非常有用。另外还有反馈输出端、参考输出端及失调电压调整端，这些为灵活设计各种目的的放大器提供了便利。图中 R_P 是用来调整失调电压的电位器，若一般应用或测量交流信号可以不用。一般应用只要选择合适的 R_G，就可作为较理想的放大器。基本放大器放大倍数的计算可用下式进行：

$$G = 1 + \frac{200\ \text{k}\Omega}{R_G} \tag{1-5}$$

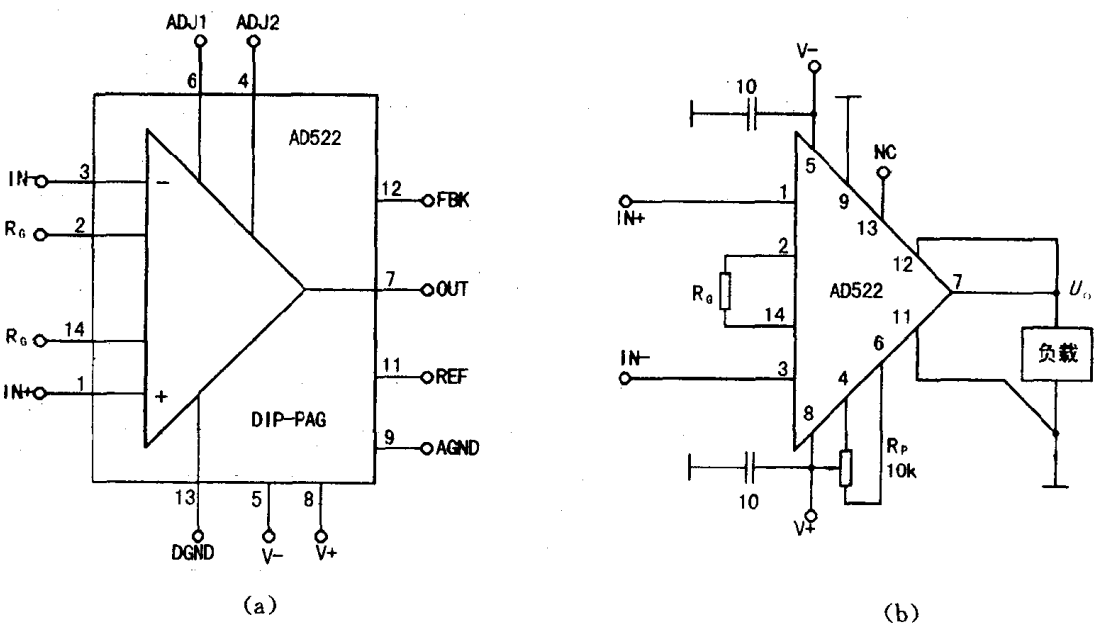


图 1.15 AD522 内部结构与基本接法

(a) 内部结构；(b) 基本接法

三、典型应用

AD522 由于其优良的性能，特别适合于测量高噪声下的微弱信号。图 1.16 是典型的桥式放大器应用实例。数据保护端 13 分别接至外屏蔽与内屏蔽线上，且可以接大地也可

以浮地。但不要与模拟地 9 脚相连。输出电压 U_o 的表达式为

$$U_o = G \times \left[(U_1 - U_2) - \left(\frac{U_1 + U_2}{2} \times \frac{1}{CMR} \right) \right]$$

其中：G 为放大倍数；U_1、U_2 为电桥输出信号电压；CMR 为共模抑制比(不同的增益有不同的 CMR，参见表 1.7)。

在图 1.16 的应用中，由于电桥的一端与负载构成了共地，这就可以保证 AD522 的输入偏置电流。若在其它的应用中没有将输入信号与负载共地，至少应在输入信号端与地之间接入 1 MΩ 的电阻，以保证正常的信号通路。

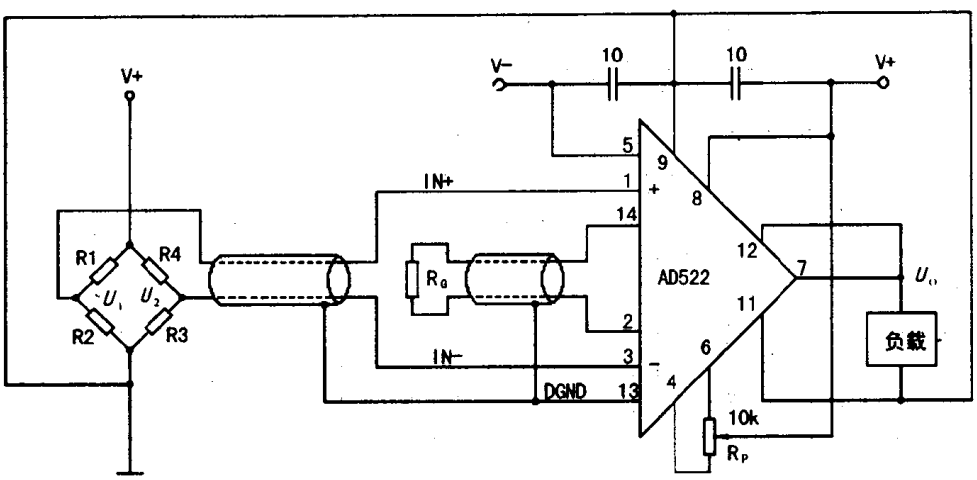


图 1.16　典型的桥式放大器

1.2.2　AD524 放大器

AD524 是高精度单片式仪用放大器，它可以使用在恶劣的工作条件下需要获得高精度的数据采集系统中。它的输出失调电压漂移小于 25μV/℃，输入失调电压漂移小于 0.5 μV/℃，在全增益范围内，共模抑制比可高达 120 dB，最大非线性仅为 0.003%。该器件不需任何外接元件就能实现 1、10、100 和 1 000 倍的信号增益，而对于 1～1 000 范围内的其它增益值，只需外接一只电阻即可实现所需要的增益值。由于线性度好、共模抑制比高、低漂移和低噪声，使 AD524 在许多领域中得到广泛应用。

AD524 具有 A、B、C、S 等四种不同精度和温度范围的系列器件；A 级为民品；B 级为低漂移器件；C 级为低漂移高度线性化器件，可用作工业品，温度范围为－25～＋85 ℃；S 级温度范围达－55～＋125 ℃。它的封装采用 16 脚 DIP 陶瓷封装结构(引脚排列请见附录 B 图 8)与 20 脚的 LCC 封装结构。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 低噪声：峰峰值不大于 0.3 μV(0.1～10 Hz)；

(2) 非线性小：不大于 0.003%(G＝1)；

表 1.8　AD524 的主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝±15 V，负载电阻：R_L＝2 kΩ

参数		条件	AD524A			AD524B			AD524C			AD524S			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	范围		1		1 000	1		1 000	1		1 000	1		1 000	
	误差	G＝1			±0.05			±0.03			±0.02			±0.05	%
		G＝10			±0.25			±0.15			±0.1			±0.25	%
		G＝100			±0.5			±0.35			±0.25			±0.5	%
		G＝1 000			±2.0			±1.0			±0.5			±2.0	%
	非线性	G＝1			±0.01			±0.005			±0.003			±0.01	%
		G＝10,100			±0.01			±0.005			±0.003			±0.01	%
		G＝1 000			±0.01			±0.01			±0.01			±0.01	%
	温度系数	G＝1			5			5			5			5	10^{-6}/℃
		G＝10			15			10			10			10	10^{-6}/℃
		G＝100			35			25			25			25	10^{-6}/℃
		G＝1 000			100			50			50			50	10^{-6}/℃
失调电压	输入				250			100			50			100	μV
	温度系数	（输入）			2			0.75			0.5			2	μV/℃
	输出				5			3			2			3	mV
	温度系数	（输出）			100			50			25			50	μV/℃
输入电流	偏置电流				±50			±25			±15			±50	nA
	温度系数	（偏置）		±100			±100			±100			±100		pA/℃
	失调电流				±35			±15			±10			±35	nA
	温度系数	（失调）		±100			±100			±100			±100		pA/℃

续表

参数		条件	AD524A			AD524B			AD524C			AD524S			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入	阻抗	差模电阻		10^9			10^9			10^9			10^9		Ω
		差模电容		10			10			10			10		pF
		共模电阻		10^9			10^9			10^9			10^9		Ω
		共模电容		10			10			10			10		pF
	电压范围	(差模)			±10			±10			±10			±10	V
	共模抑制比 (0～60 Hz, R_s = 1 kΩ 非平衡)	G=1	70			75			80			70			dB
		G=10	90			95			100			90			dB
		G=100	100			105			110			100			dB
		G=1 000	110			115			120			110			dB
输出	额定输出电压	R_L=2 kΩ		±10			±10			±10			±10		V
噪声	电压 (峰峰值)	G=100 f_B=0.01～10 Hz		0.3			0.3			0.3			0.3		μV
	电流 (峰峰值)			60			60			60			60		pA
动态响应	小信号 (−3 dB)	G=1		1			1			1			1		MHz
		G=10		400			400			400			400		kHz
		G=100		150			150			150			150		kHz
		G=1 000		25			25			25			25		kHz
	压摆率			5.0			5.0			5.0			5.0		V/μs
电源	电压范围		±6	±15	±18	±6	±15	±18	±6	±15	±18	±6	±15	±18	V
	静态电流			3.5	5.0		3.5	5.0		3.5	5.0		3.5	5.0	mA
温度	规范范围		−25		+85	−25		+85	−25		+85	−55		+125	℃
	工作范围		−65		+150	−65		+150	−65		+150	−65		+150	

(3) 共模抑制比高：不小于 110 dB(G=1 000)；

(4) 失调电压小：不大于 50 μV；

(5) 失调电压漂移小：不大于 0.5 μV/℃；

(6) 增益带宽：25 MHz；

(7) 引脚编程增益：1、10、100、1 000；

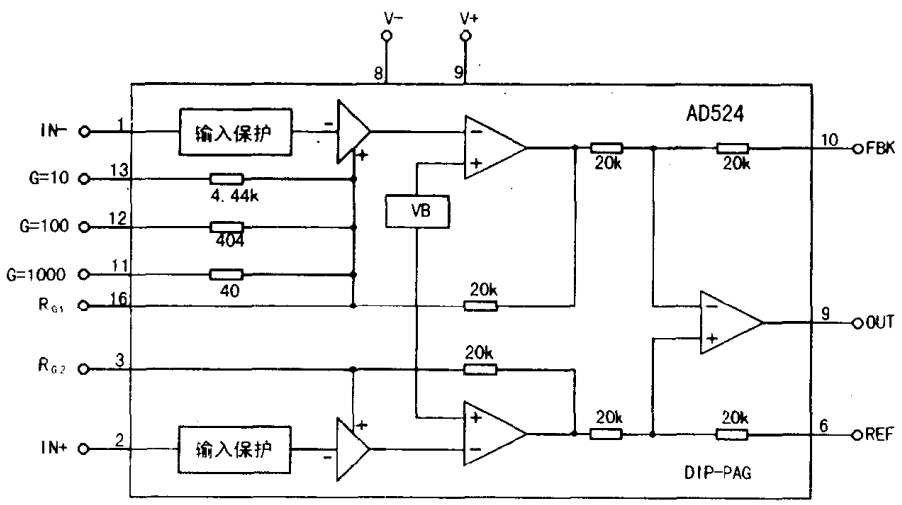
(8) 具有输入保护、失调电压调整等功能。

2. 主要参数

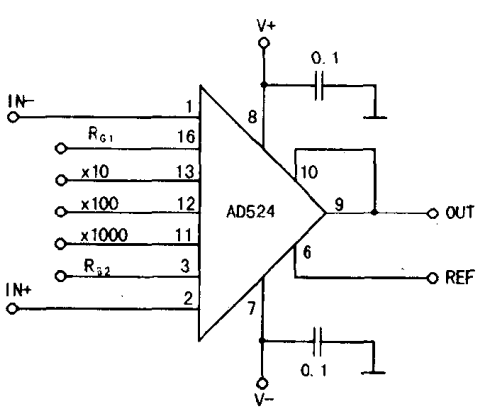
AD524 的主要电参数如表 1.8 所示。

二、内部结构与基本接法

图 1.17(a)是 AD524 内部电路结构。其中有基本的精密增益电阻、输入保护电路、三运放偏置电阻及精密运算放大器。图 1.17(b)是其基本接法。增益选择端×10、×100、×1 000分别表示放大倍数为 10、100 与 1 000，当 R_{G2}选择端与其一相连时，就可设置成所



(a)



(b)

图 1.17　AD524 内部结构与基本接法

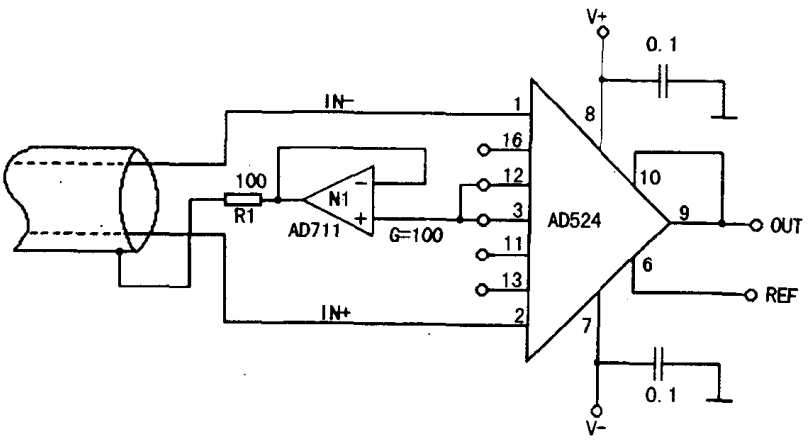
(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

需要的增益值。例如将 R_{G2} 与×1 000 相连时，增益值就是 1 000。当要设置任意增益时，在 R_{G1} 与 R_{G2} 之间接入一只增益电阻 R_G 即可。若需要调节失调电压时，在 4、5 脚之间接入 10 kΩ 电位器，电位器的中心头接正电源即可。R_G 与增益的关系由下式确定：

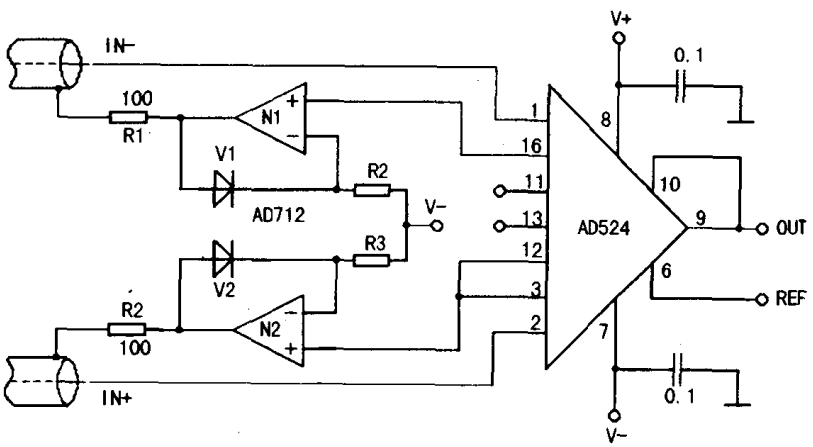
$$G = 1 + \frac{40\ \text{k}\Omega}{R_G} \tag{1-6}$$

三、典型应用

AD524 使用最多的场合是在微弱信号的检测中。为此应采取有效的屏蔽驱动措施以便提高共模抑制比。图 1.18(a)为增益等于 100 并通过 N1 与 R1 的驱动网络对正负输入信号进行同时屏蔽驱动。图 1.18(b)是另一种驱动电路，它采用正负输入(差分输入) 分别驱动的办法来改善共模抑制能力。两种电路使得整个放大电路共模抑制比大于 100 dB。



(a)



(b)

图 1.18　屏蔽驱动电路

(a) 正负输入同时驱动；(b) 正负输入分别驱动

由于 AD524 具有 FBK 及 REF 输出端，所以可以利用其设计 AD524 的输出增益。图 1.19 就是这种接法。输入端 R_{G2}(3 脚)与×1 000 端(11 脚)相连(见图 1.17(b))，构成的基本增益为 1 000。输出端分别与 R1、R2 及 R3 相连，构成输出增益。输出增益的计算可由

下式确定：

$$G_o = \frac{(R_2 \,/\!/\, 40\ k\Omega) + R1 + R3}{(R2 \,/\!/\, 40\ k\Omega)}$$

因此总增益就等于基本增益与输出增益相乘。按图中参数，$G_o=2$，基本增益 G=1 000，此时总增益为 2 000。

图 1.20 是由 AD524 所构成的从电压到电流的典型转换电路。这种电路主要是利用参考输入端 REF 将 N1 运放所得到的负载电压进行反馈运算，从而实现从电压到电流的转换。其转换电流 I 可由下式表示：

$$I = \frac{U_x}{R1} = \frac{U_i}{R1} G$$

其中，U_x 为 R1 上的压降；U_i 为放大器的输入电压，G 为放大器的增益(图中 G=10)。

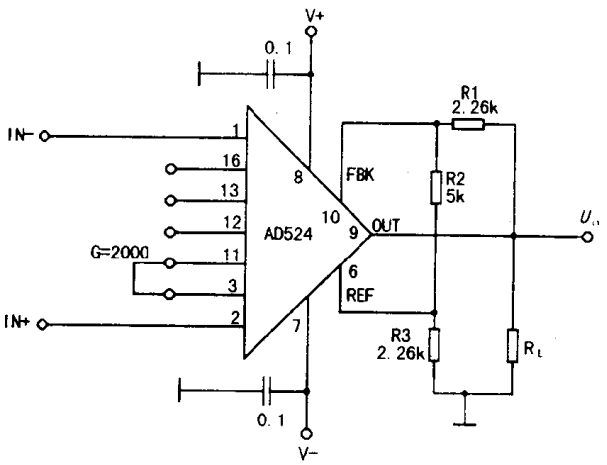


图 1.19　基本放大器增加输出增益

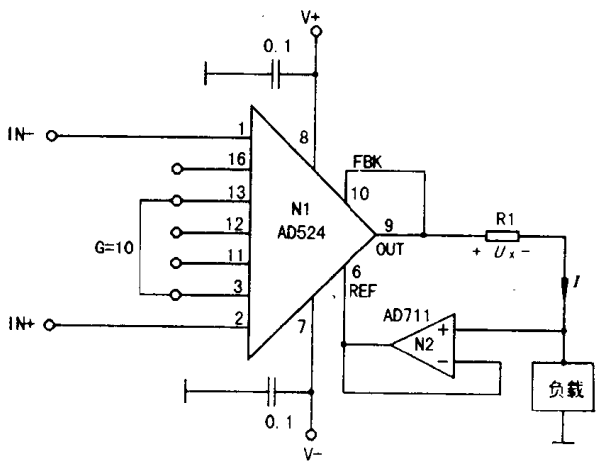


图 1.20　从电压到电流的转换电路

图 1.21 是 AD524 在称重系统中实用的放大电路接法。输入信号是典型的桥式传感器

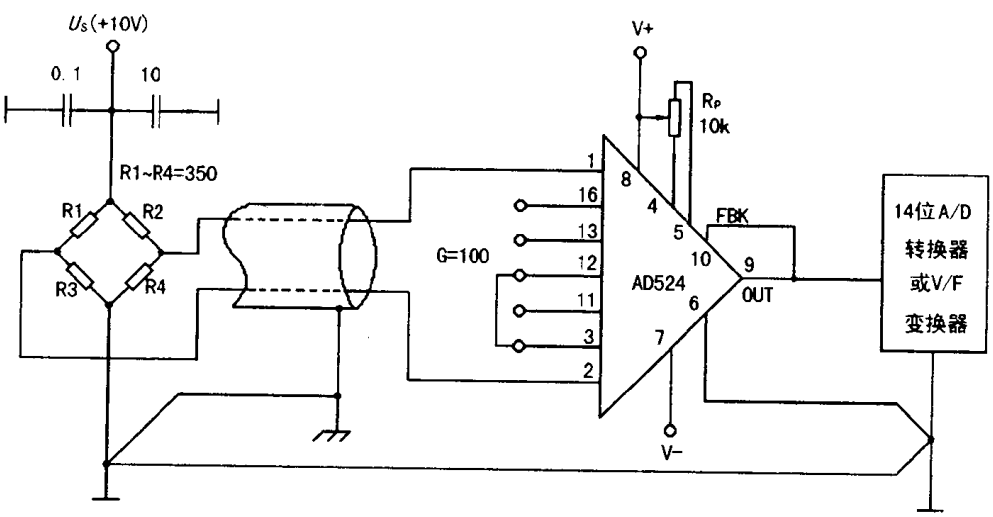


图 1.21　实用的称重放大电路

信号，信号线采用与图 1.18(a)驱动相同的屏蔽方式，放大倍数为 100。输出端可直接与 14 位 A/D 转换器相连。这种应用最好通过 R_P 进行失调电压的调整。传感器的供桥电压应采用高精度的基准电源。

1.2.3 AD624 放大器

AD624 是高精度低噪声仪用放大器，它可以用在传感器输出信号小的放大系统中，如光电池传感器、应变片传感器以及压力传感器等。由于它具有低噪声、增益精度高、增益温度系数小和高线性度等优良性能，在高分辨率的数据采集系统中使用 AD624 放大器是非常理想的。它的输入失调电压小于 25 μV，输入失调电压漂移小于 0.25 μV/℃，共模抑制比最小高达 130 dB，最大非线性仅为 0.001%。该器件不需任何外接元件就能实现 1、10、100 和 1 000 倍的信号增益，而对于 1～1 000 范围内的其它增益值，只需组合连接不同的引脚，即可得到所需要的增益值。若外接一只增益电阻，可得到 1～10 000 之间的任意增益值，其误差小于 1%。由于 AD624 的建立时间只有 15 μs，所以它也非常适宜在高速数据采集系统中使用。

AD624 具有 A、B、C、S 四种不同精度和温度范围的系列器件，A、B 和 C 级温度范围为－25～＋85 ℃，S 级温度范围达－55～＋125 ℃。它的封装采用 16 脚 DIP 陶瓷封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 13。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 噪声低：峰峰值不大于 0.3 μV(0.1～10 Hz)；

(2) 温度系数小：最大为 5×10^{-6}/℃(G＝1)；

(3) 非线性小：最大为 0.001%(G＝1～200)；

(4) 共模抑制比高：不小于 130 dB(G＝500～1 000)；

(5) 输入失调电压低：不大于 25 μV；

(6) 输入失调电压漂移小：最大为 0.25 μV/℃；

(7) 增益带宽：25 MHz；

(8) 具有固定的五档增益编程引脚：1、100、200、500、1 000。

2. 主要参数

AD624 的主要电性能参数如表 1.9 所示。

二、内部结构与基本接法

图 1.22(a)是 AD624 的内部电路结构。它主要由激光修正的精密增益电阻、输入保护电阻、三个运放组合等电路组成，具有固定增益选择端，失调电压调整端，反馈、参考引出端。这些为灵活设计各种精密放大器提供了方便。图 1.22(b)是其基本接法。固定增益的选择是靠 3 脚 R_{G2} 与 13、12、11 各脚相连实现的。例如将 3 脚与 11 脚相连，放大倍数为 500 等等。任意增益的设定是靠 16 脚 R_{G1} 与 3 脚 R_{G2} 之间接一只增益电阻得到的，如图 1.22(c)所示，图中参数 G＝20。失调电压的调整与 AD524 相同。外接电阻 R_G 与增益 G 的

表 1.9　AD624 的主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝±15 V，负载电阻：R_L＝2 kΩ

参数		条件	AD624A			AD624B			AD624C			AD624S			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	范围		1		1 000	1		1 000	1		1 000	1		1 000	
	误差	G＝1			±0.05			±0.03			±0.02			±0.05	%
		G＝100			±0.25			±0.15			±0.1			±0.25	%
		G＝200,500			±0.5			±0.35			±0.25			±0.5	%
		G＝1 000			±1.0			±1.0			±1.0			±1.0	%
	非线性	G＝1			±0.005			±0.003			±0.001			±0.005	%
		G＝100,200			±0.005			±0.003			±0.001			±0.005	%
		G＝500,1 000			±0.005			±0.005			±0.005			±0.005	%
	温度系数	G＝1			5			5			5			5	10^{-6}/℃
		G＝100,200			10			10			10			10	10^{-6}/℃
		G＝500,1 000			25			15			15			15	10^{-6}/℃
失调电压	输入				200			75			25			75	μV
	温度系数	（输入）			2			0.5			0.25			2	μV/℃
	输出				5			3			2			3	mV
	温度系数	（输出）			50			25			10			50	μV/℃

续表

参数		条件	AD624A			AD624B			AD624C			AD624S			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入电流	偏置电流				±50			±25			±15			±50	nA
	温度系数	(偏置)		±50			±50			±50			±50		pA/℃
	失调电流				±35			±15			±10			±35	nA
	温度系数	(失调)		±20			±20			±20			±20		pA/℃
输入	阻抗	差模电阻		10^9			10^9			10^9			10^9		Ω
		差模电容		10			10			10			10		pF
		共模电阻		10^9			10^9			10^9			10^9		Ω
		共模电容		10			10			10			10		pF
	电压范围	最大差模			±10			±10			±10			±10	V
	共模抑制比	G=1	70			75			80			70			dB
	(0～60 Hz,	G=100,200	100			105			110			100			dB
	R_s = 1 kΩ	G=500	110			120			130			110			dB
	非平衡)	G=1 000	110			120			130			110			dB
输出	额定输出电压	R_L=2 kΩ		±10			±10			±10			±10		V
噪声	电压(峰峰值)	G=100 f_B=0.1～10 Hz		0.3			0.3			0.3			0.3		μV
	电流(峰峰值)			60			60			60			60		pA

续表

参数		条件	AD624A			AD624B			AD624C			AD624S			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
动态响应	小信号（−3 dB）	G=1		1			1			1			1		MHz
		G=100		150			150			150			150		kHz
		G=200		100			100			100			100		kHz
		G=500		50			50			50			50		kHz
		G=1 000		25			25			25			25		kHz
	压摆率			5.0			5.0			5.0			5.0		V/μs
电源	电压范围		±6	±15	±18	±6	±15	±18	±6	±15	±18	±6	±15	±18	V
	静态电流			3.5	5.0		3.5	5.0		3.5	5.0		3.5	5.0	mA
温度	规范范围		−25		+85	−25		+85	−25		+85	−55		+125	℃
	工作范围		−65		+150	65		+150	−65		+150	−65		+150	

关系可由(1－6)式确定。

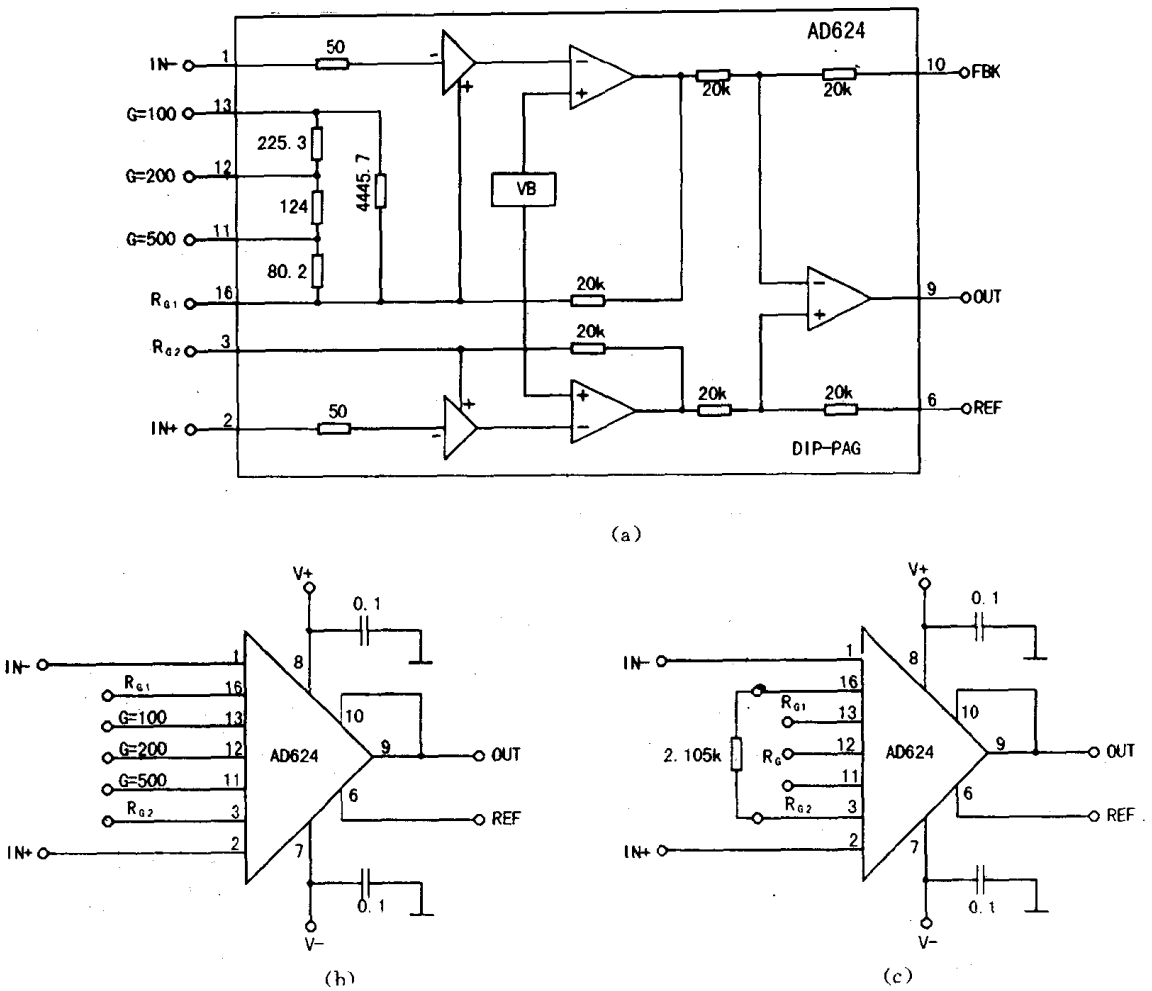


图 1.22　AD624 内部电路结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法；(c) 任意增益接法

AD624 除给定 100、200 及 500 的固定增益外，还可将 3 脚 R_{G2}与其它引脚相连得到不同的固定增益值。表 1.10 列出了这种连接关系及温度漂移情况。

表 1.10　不同固定增益的连接及温度漂移

增　　益	温度系数(10^{-6}/℃)	3 脚连接	其它脚的连接
1	－ 0	不接	不接
100	－ 1.5	13	不接
125	－ 5	13	11 接 16
137	－ 5.5	13	11 接 12
186.5	－ 6.5	13	11 接 12 接 16
200	－ 3.5	12	不接
250	－ 5.5	12	11 接 13

续表

增　益	温度系数(10^{-6}/℃)	3脚连接	其它脚的连接
333	−15	12	11接16
375	− 0.5	12	13接16
500	−10	11	不接
624	− 5	11	13接16
688	− 1.5	11	11接12,13接16
831	+ 4	11	16接12
1 000	0	11	16接12,13接11

三、典型应用

AD624的应用与AD524基本相同，所述电路可以互换。为了更清楚地了解AD624的耦合方法。图1.23示出了几种常用的电路。其中，图1.23(a)为输入采用变压器耦合的接法。变压器次级中心抽头应和负载共地。放大倍数G=100，若信号过大可以选择其它低的增益。图1.23(b)为热电偶测温传感器与AD624的连接。从图可以看出，该电路是典型的单端输入接法。图1.23(c)为交流输入的耦合方式。电路中的C1、C2、R1与R2是常用的RC高通滤波电路。其大小要根据输入信号的频率而定。通常不能省去RC元件。

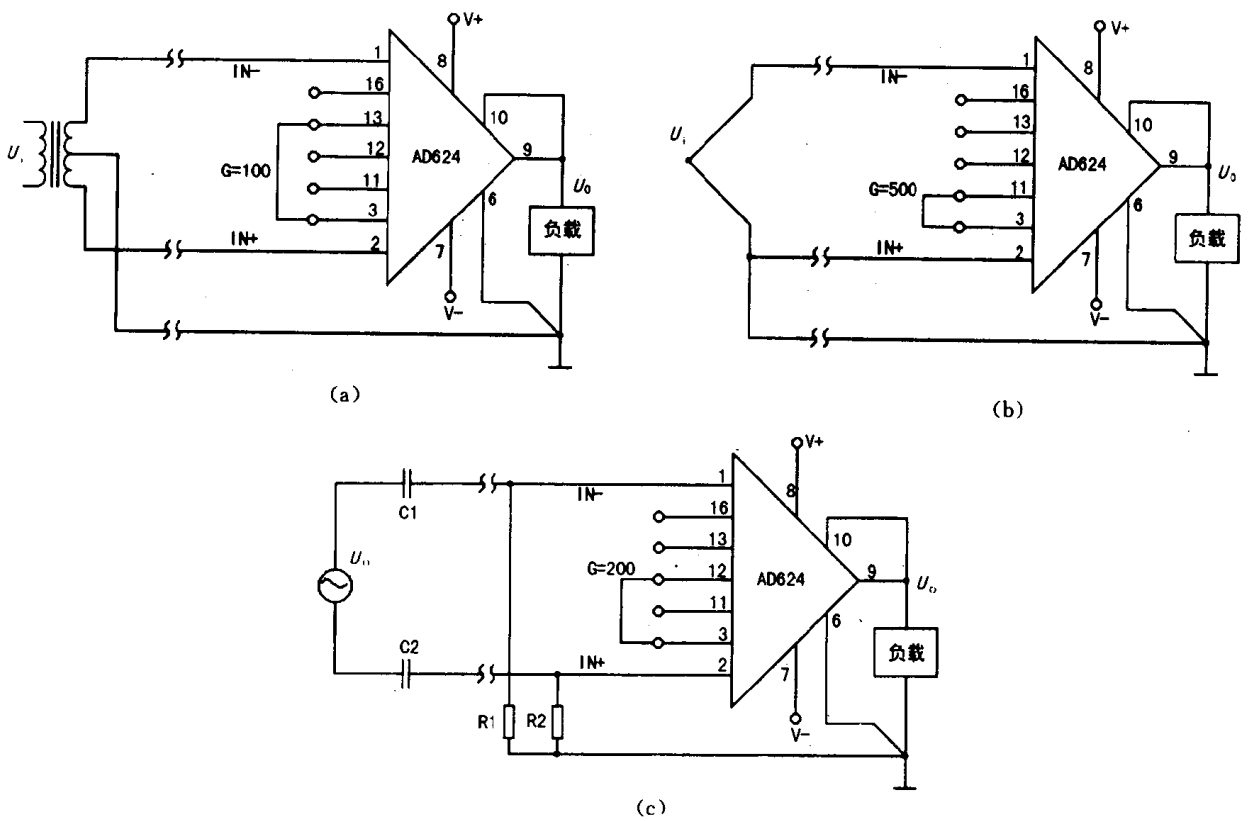


图1.23　AD624常见的耦合电路

(a) 变压器耦合；(b) 热电偶输入耦合；(c) 交流输入RC耦合

图 1.24 是与 AD624 所构成的高精度压力测量电路。传感器是标准的电阻应变式电桥传感器。供桥电压采用+9.00 V，电位器 R8 与 R6 是用来调零的。其中 R6 为粗调，R8 为细调。放大器的输入线采用屏蔽线，且屏蔽层应接到传感器的地线上。放大器的输出可以直接与高精度的 A/D 转换器(如 4 $\frac{1}{2}$位、5 $\frac{1}{2}$位双积分 A/D 转换器)相连。图中放大倍数为 500，通过一片 AD624 就可以完成压力信号的放大。

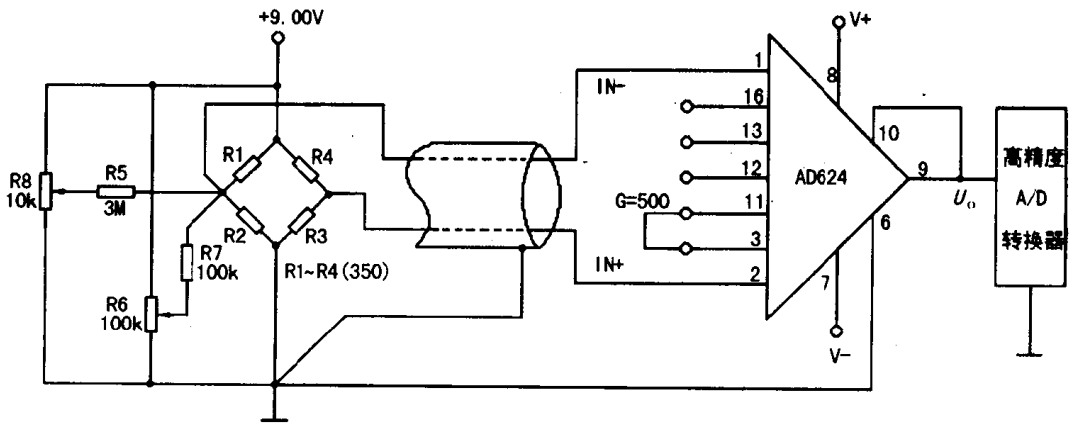


图 1.24　高精度压力放大器

1.2.4　AD625 放大器

AD625 是经特殊设计的低成本精密仪用放大器，它主要用于两个领域：

(1) 不需要标准增益的电路(不像 AD524/624 具有固定的标准增益)；

(2) 要求成本低但又要求放大器能进行精密软件编程增益的电路；

用户通过三个外加电阻，可在 1～ 1 000 倍的增益范围内任意调整信号的增益值。在 5×10^{-6}/℃的增益温度系数的条件下，增益误差小于 0.05%。器件的性能主要取决于外加电阻。共模抑制比则主要取决于所配接的反馈电阻。

AD625 通过配加 CMOS 多路模拟开关和增益电阻可用软件进行增益编程，且在 1～1 000倍的增益范围内完全由用户自行选择任意的信号增益值。

AD625C 精度最高，其输入失调电压漂移最大小于 0.25 μV/℃，输出失调电压漂移最大小于 15 μV/℃，最大非线性为 0.001%。AD625 系列的所有器件都显示出优良的交流特性：增益带宽为 25 MHz，压摆率为 5 V/μs，建立时间为 15 μs 等等。

AD625A/B/C 三个精度级别的器件均属于工业品，温度范围为－25～＋85 ℃；AD625J/K 为民用品，温度范围为 0～＋70 ℃；AD625 S 的温度范围为－55～＋125 ℃。其中 AD625JN 成本最低。

AD625 外型采用 16 脚 DIP 封装(引脚排列请见附录 B 图 14)及 20 脚 LCC 封装。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 用户设计增益：1～1 000；

(2) 低增益误差：最大 0.02%；

(3) 低增益温度系数：最大 5×10^{-6}/℃；

(4) 低非线性：最大 0.001%；

(5) 低失调电压：不大于 25 μV；

(6) 增益带宽：25 MHz；

(7) 成本低、电路设计灵活；

2. 主要参数

AD625 的主要电性能参数如表 1.11 所示。

表 1.11 AD625 的主要电性能参数

室温：$T_A=+25$ ℃，电源电压：$U_s=\pm15$ V，负载电阻：$R_L=2$ kΩ

参数		条件	AD625/J/S			AD625B/K			AD625C			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	范围		1		10 000	1		10 000	1		10 000	
	温度系数	G<1 000			5			5			5	10^{-6}/℃
	误差			±0.035	±0.05		±0.02	±0.03		±0.01	±0.02	%
	非线性	G=1～256			±0.005			±0.002			±0.001	%
		G>256			±0.01			±0.008			±0.005	%
失调电压	输入			50	200		25	50		10	25	μV
	温度系数	(输入)		1	2/2		0.25	0.5/1		0.1	0.25	μV/℃
	输出			4	5		2	3		1	2	mV
	温度系数	(输出)		20	50/50		10	25/40		10	15	μV/℃
输入电流	偏置电流			±30	±50		±20	±25		±10	±15	nA
	温度系数	(偏置)		±50			±50			±50		pA/℃
	失调电流			±2	±35		±1	±15		±1	±5	nA
	温度系数	(失调)		±20			±20			±20		pA/℃
输入	阻抗	差模电阻		1			1			1		GΩ
		差模电容		4			4			4		pF
		共模电阻		1			1			1		GΩ
		共模电容		4			4			4		pF
	电压范围	(差模)			±10			±10			±10	V
	共模抑制比	G=1	70	75		75	85		80	90		dB
	(0～60 Hz,	G=10	90	95		95	105		100	115		dB
	$R_s=1$ kΩ	G=100	100	105		105	115		110	125		dB
	非平衡)	G=1 000	110	115		115	125		120	140		dB
输出	额定电压			±10			±10			±10		V
	额定电流			±10			±10			±10		mA

续表

参数		条件	AD625/J/S			AD625B/K			AD625C			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
噪声	电压(峰峰值)	G=100 f_B=0.01 ~10 Hz		0.3			0.3			0.3		μV
	电流(峰峰值)			60			60			60		pA
动态响应	小信号(−3 dB)	G=1		650			650			650		kHz
		G=10		400			400			400		kHz
		G=100		150			150			150		kHz
		G=1 000		25			25			25		kHz
	压摆率			5.0			5.0			5.0		V/μs
电源	电压范围		±6~±18			±6~±18			±6~±18			V
	静态电流			3.5	5.0		3.5	5.0		3.5	5.0	mA
温度范围	规范范围	(J/K)	0		+70	0		+70				C
	给定性能	(A/B/C)	−25		+85	−25		+85	−25		+85	
	工作范围	(S)	−55		+150	−65		+150				

二、内部结构与基本接法

图 1.25(a)示出了内部电路结构。内部除设计有输入保护电阻、精密组合电阻及五个运放外，与增益有关的电路全部有外引脚，像 GS−、GV−、GS+、GV+等。这种设计主要是为解决使用者进行软件增益编程的问题。图 1.25(b)是其基本放大器接法。图中外加的三个电阻 R_F、R_G 都与增益有关。其中 R_F 是放大器内部所需的反馈电阻，R_G 是增益电阻。通过选择不同的 R_F 与 R_G 就可以得到不同的增益值。表 1.12 列出了不同的 R_F、R_G 所得到的不同的增益值。若需要其它增益可由下式计算得到：

$$G = 1 + \frac{2R_F}{R_G} \tag{1-7}$$

另外，R1 与 R2 电位器是用来调整输入与输出失调电压的。一般场合可以不用。

表 1.12 不同 R_F、R_G 与 G 的关系

增益	R_F/Ω	R_G/Ω	增益	R_F/Ω	R_G/Ω
1	20 k	∞	200	20.5 k	205
2	19.6 k	39.2 k	500	19.6 k	78.7
5	20 k	10 k	1 000	19.6 k	39.2
10	20 k	4.42 k	4	20 k	13.3 k
20	20 k	2.1 k	8	19.6 k	5.62 k
50	19.6 k	806	16	20 k	2.67 k
100	20 k	402	32	19.6 k	1.27 k

续表

增益	R_F/Ω	R_G/Ω	增益	R_F/Ω	R_G/Ω
64	20 k	634	512	19.6 k	76.8
128	20 k	316	1 024	19.6 k	38.3
256	19.6 k	154			

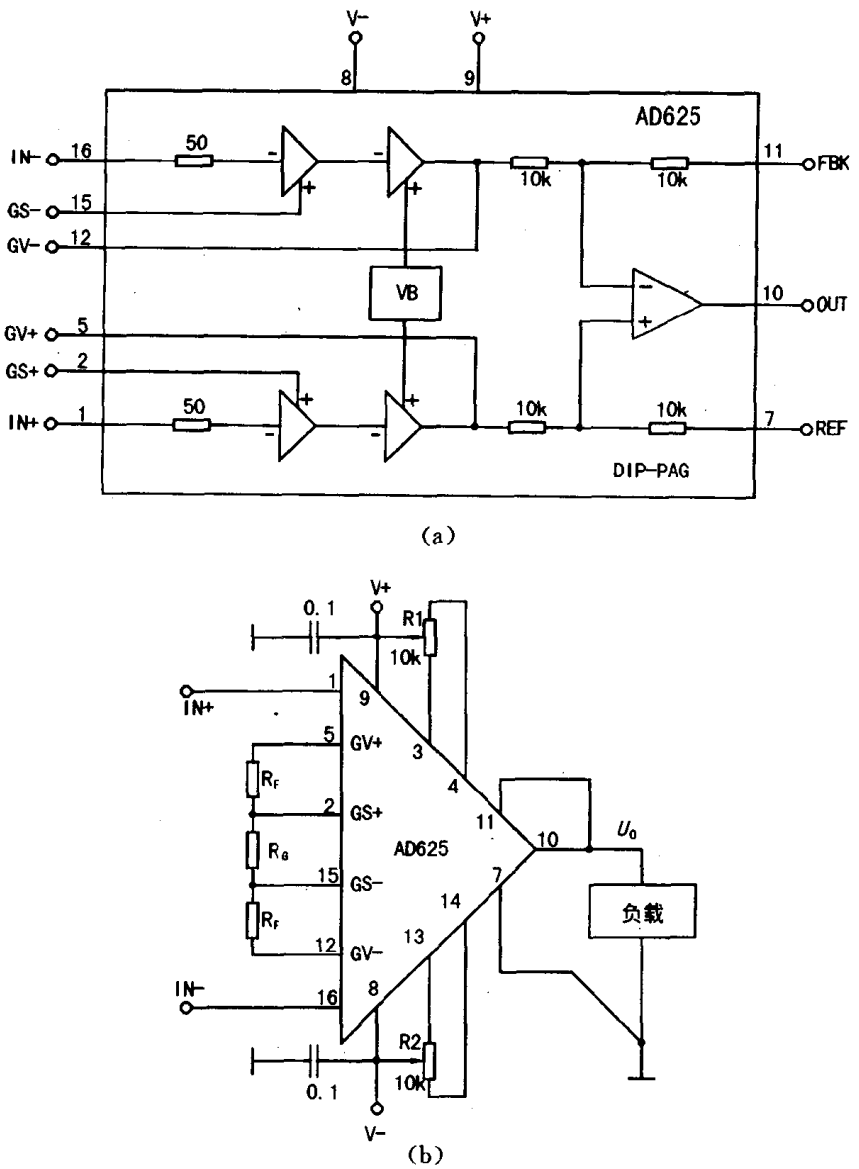


图 1.25　AD625 内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

三、典型应用

AD625 可以设计成任何的测量放大器。图 1.26 是具有输入端屏蔽驱动的典型接法。

这种接法可以通过调整 R_G 电位器的阻值来改善共模抑制能力。而对其放大增益无影响。它可应用于压力、温度、位移、应变等模拟量的测量中。

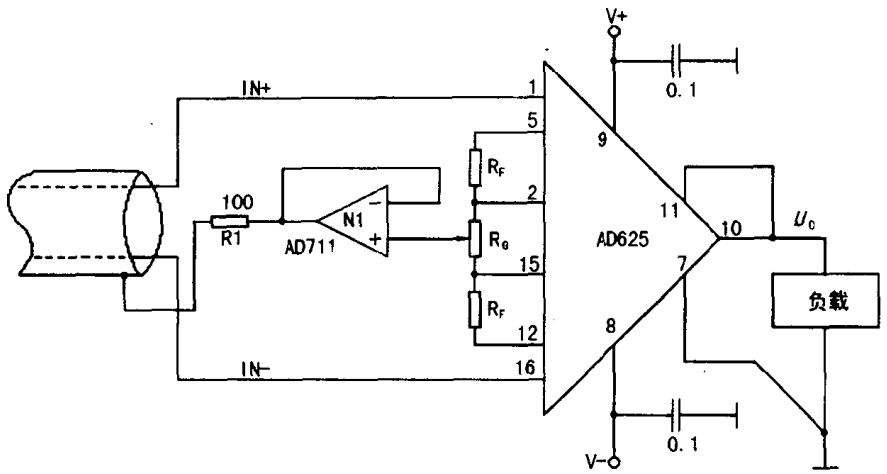


图 1.26　高共模抑制的测量放大器

图 1.27 是前面曾叙述过的利用 CMOS 多路模拟开关与 AD625 及不同的 R_F 与 R_G 所构成的增益可编程的放大器。这里的 CMOS 开关采用 AD7502 双 8 选 1 模拟开关。R8 与 R9 为 R_F 反馈电阻，R1～R7 为不同档位的 R_G 电阻。其取值可参考表 1.12 所列之值或用(1－7)式计算得到。模拟开关的控制通过软件对 A0、A1、A2 编程。就可得到不同的增益。

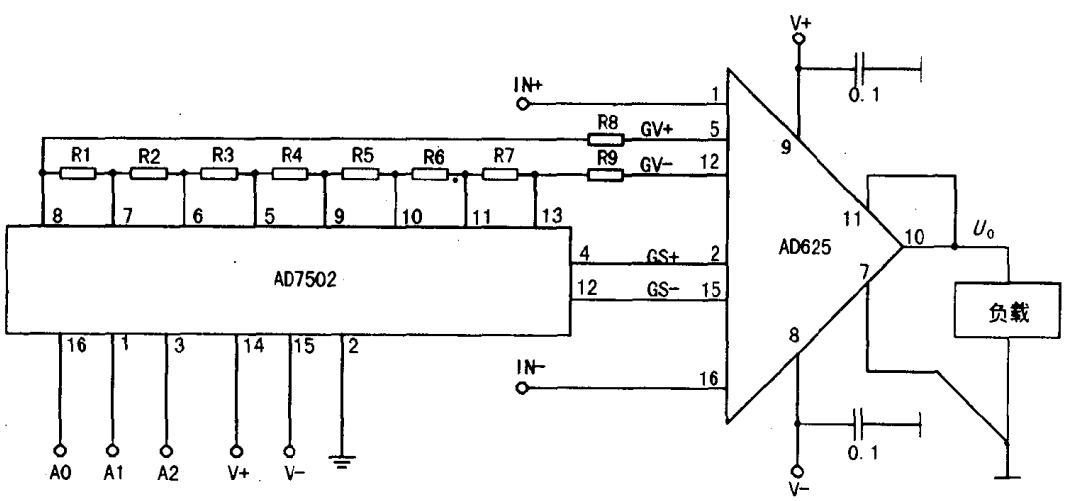


图 1.27　增益可编程的放大电路

1.2.5　INA101 放大器

INA101 是用于弱信号放大和通用数据采集系统的高精度单片仪用放大器。该器件失调电压低，温度漂移小，输入阻抗高，具有输入保护电路，非线性误差最大仅为 0.002 %。芯片设计引脚灵活。可广泛用于应变式称重传感器的信号放大、热电偶温度传感器的信号

放大、微弱信号检测系统的信号放大、医用传感器的信号放大及远距离传感器的信号放大等电路中。

INA101 有 TO—100 金属封装、14 脚的塑料及陶瓷 DIP 封装(引脚排列见附录 B 图)和 SOL—16 表面粘贴式扁平封装结构。INA101 的工作温度范围有民用品、工业用品和军用品之分。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 低漂移：最大值为 0.25 μV/℃；

(2) 低失调电压：最大值为 25 μV；

(3) 低噪声：峰峰值不大于 0.8 μV(0.01～10 Hz)；

(4) 高共模抑制比：最高可达 110 dB(在 50 Hz 时为 106 dB)；

(5) 非线性误差小：最小可达 0.001%；

(6) 输入阻抗高：最大值为 10^{10} Ω。

2. 主要参数

INA101 的主要电性能参数如表 1.13 所示。

二、内部结构与基本接法

INA101 的两种内部结构分别如图 1.28(a)与 1.28(b)所示。其中前者为 TO—100 封装结构，后者为 DIP 封装结构。两种封装的内部电路基本相同，不同之处仅在线路引脚上。它们的内部都有三个精密运放及激光修正的组合电阻。输入部分有 1 kΩ 电阻和二极管保护电路。图 1.28(c)和 1.28(d)分别为两种封装结构时的基本接线图。电位器 R_P 是用来调整失调电压的。增益电阻 R_G 除与增益有关外，还直接影响放大器的稳定性和温度漂移。若要求放大精度较高时，应采用低温度系数的精密电阻。R_G 的取值可由(1－6)式确定。

三、典型应用

图 1.29 是由 INA101AG(DIP 封装)与 N2 运放所构成的消除交流干扰(50 Hz 交流电)的测量放大器。输入信号可来自生物电信号或其它模拟微弱信号。N2 运放的输入信号由 N1 OUT 与 N2 OUT 输出端通过 100 kΩ 电阻提取。N2 运放的输出通过 100 Ω 电阻接至输入屏蔽线上。这种电路实际上是加强电路的共模抑制能力。从某种意义上讲也可以消除电源交流声。

1.2.6 INA105 单位增益差动放大器

INA105 是一种增益为 1 的差动放大器，对称性好，具有很高的共模抑制能力。它可广泛用于差模放大器、仪器放大器中的输出级、单位增益反向放大器、平均值放大器、绝对值放大器、总和放大器、同步检波 4～20 mA 变送器、电压/电流变换器等系统中。

INA105 外形采用 8 脚塑料 DIP、8 脚金属 TO—99(引脚排列请见附录 B 图 23、24)封装和 8 脚 SOIC 封装结构。

表 1.13　INA101 的主要电性能参数

室温：T_A=+25 ℃，电源电压：U_s=±15 V

参数		条件	INA101AM/AG			INA101SM/SG			INA101CM/CG			INA101HP/KU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	范围		1		1000	*		*	*		*	*		*	
	温度系数	G=1		2	5		*	*		*	*		*	*	10^{-6}/℃
		G=10		20	100		*	*		10	*		*	*	10^{-6}/℃
		G=100		22	110		*	*		11	*		*	*	10^{-6}/℃
		G=1 000		22	110		*	*		11	*		*	*	10^{-6}/℃
额定输出	电压		±10	±12.5		*	*		*	*		*	*		V
	电流		±5	±10		*	*		*	*		*	*		mA
	输出阻抗			0.2			*			*			*		Ω
	电容负载			1 000			*			*			*		pF
输入失调电压	电压（初始值）	±25 ℃ 每个输入		±(25+200/G)	±(50+400/G)		±(10+100/G)	±(25+200/G)		±(10+100/G)	±(25+200/G)		±(125+400/G)	±(250+900/G)	μV
	电源系数			±(1+20/G)			*			*			*		μV/V
	温度系数				±(2+20/G)			±(0.75+10/G)			±(0.25+10/G)		±(2+20/G)		μV/℃
	时间系数			±(1+20/G)			*			*			*		μV/月
输入偏置电流	电流	（初始值）		±15	±30		±10	*		±5	±20		*	*	nA
	电源系数			±0.1			*			*			*		nA/V
	温度系数			±0.2			*			*			*		nA/℃
	失调电流	（初始值）		±15	±30		±10	*		±5	±20		*	*	nA

续表

参数		条件	INA101AM/AG			INA101SM/SG			INA101CM/CG			INA101HP/KU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入阻抗	差模阻抗			$3 \parallel 1\times 10^{10}$			*			*			*		pF ‖ Ω
	共模阻抗			$3 \parallel 1\times 10^{10}$			*			*			*		pF ‖ Ω
输入电压范围	线性响应		±10	±12		*	*		*	*		*	*		V
	CMR（R_s = 1 kΩ，非平衡输入，0～60 Hz）	G=1	80	90		*	*		*	*		65	85		dB
		G=10	96	106		*	*		*	*		90	95		dB
		G=100～1 000	106	110		*	*		*	*		100	105		dB
输入噪声	电压（峰峰值）	f_B=0.01～10 Hz		0.8			*			*			*		μV
	电流（峰峰值）			50			*			*			*		pA
动态响应	小信号（−3 dB 平滑性）	G=1		300			*			*			*		kHz
		G=10		140			*			*			*		kHz
		G=100		25			*			*			*		kHz
		G=1 000		2.5			*			*			*		kHz
	全功率	G=1～100		6.4			*			*			*		kHz
	压摆率		0.2	0.4		*	*		*	*		*	*		V/μs
电源	额定电压			±15			*			*			*		V
	电压范围		±5		±20	*		*	*		*	*		*	V
	静态电流			±6.7	±8.5		*	*		*	*		*	*	mA
温度	规范范围		−25		+85	−55		+125	*		+700	0		+70	℃
	工作范围		−55		+125	*		*	*		*	−25		+85	℃

注：* 表示参数与 INA101AM/AG 相同。

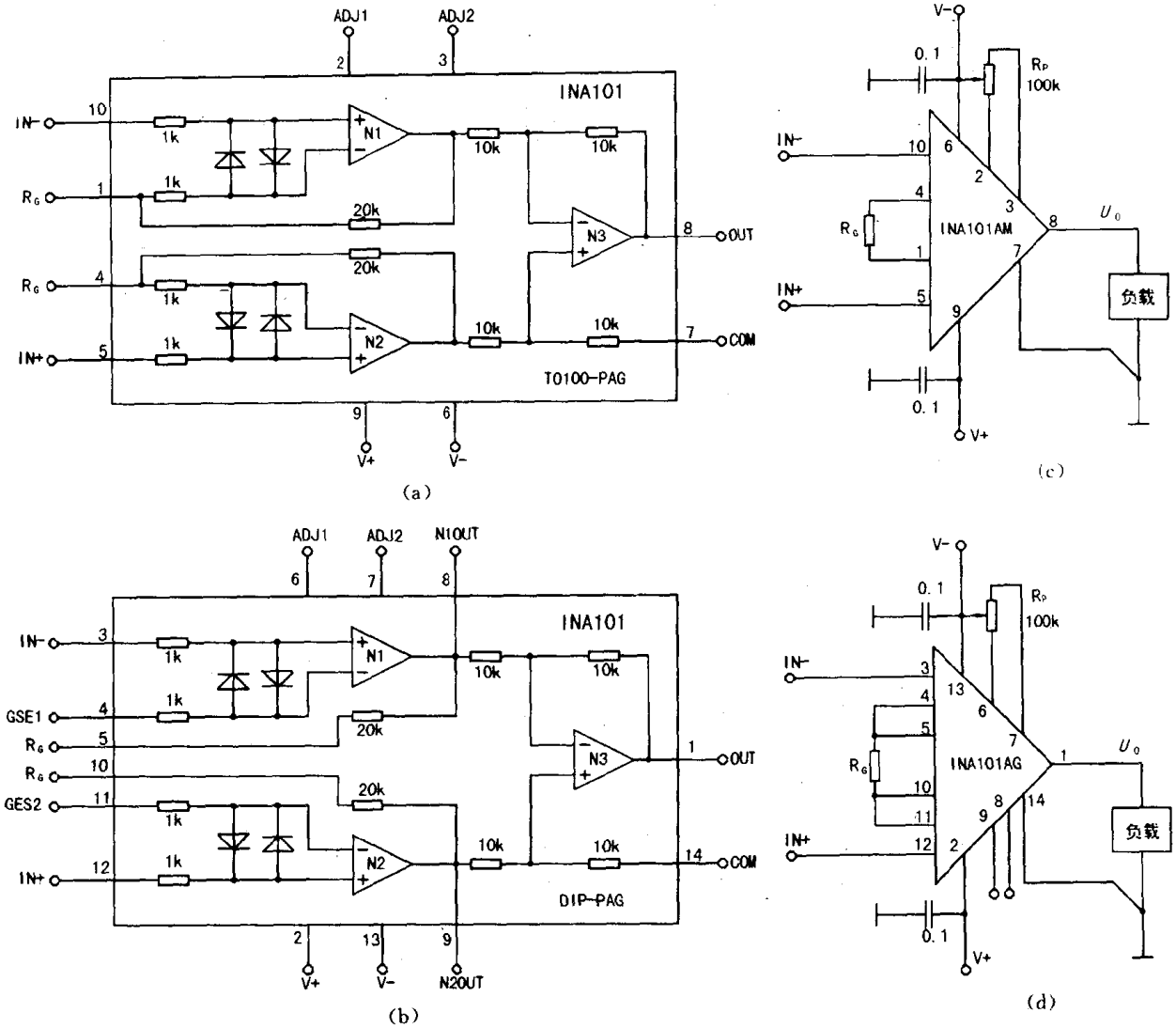


图 1.28　INA101 内部结构与基本接法

(a) TO－100 封装电路结构；(b) DIP 封装电路结构；

(c) TO－100 封装基本接法；(d) DIP 封装基本接法

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 共模抑制比高：最小值为 86 dB(在整个温度范围内)；

(2) 增益误差小：最大值为 0.01%；

(3) 非线性误差小：最大误差仅为 0.001%；

(4) 无外围调整元件，使用方便。

2. 主要参数

INA105 主要电性能参数如表 1.14 所示。

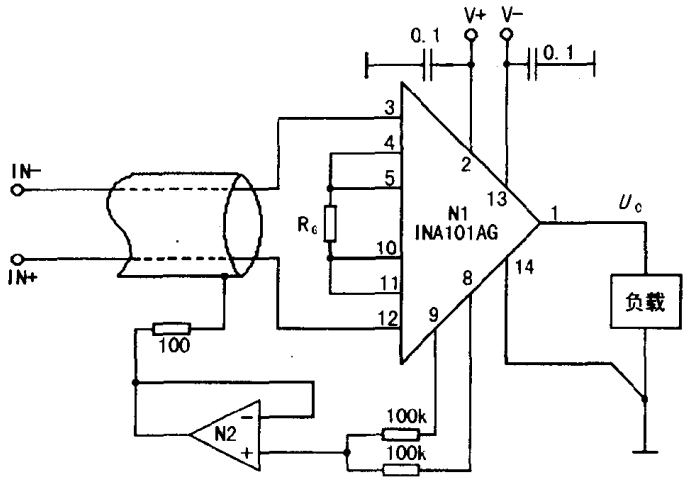


图 1.29　由 INA101 构成的高精度放大器

表 1.14　INA105 的主要电性能参数

室温：$T_A=+25$ ℃，电源电压：$U_s=\pm15$ V

参数		条件	INA105AM			INA105BM			INA105KP/KU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	初始值			1			*			*		
	误差			0.005	0.01		*	*		0.01	0.025	%
	温度系数			1	5		*	*		*		10^{-6}/℃
	非线性			0.000 2	0.001		*	*		*	*	%
输出	额定电压	$I_o=+20$ mA，-5 mA	10	12		*	*		*	*		V
	额定电流	$U_o=10$ V	+20，-5			*			*			mA
	阻抗			0.01			*			*		Ω
	容性负载	稳定工作		1 000			*			*		pF
	噪声电压（峰峰值）	$f_B=0.01$ ～10 Hz		2.4			*			*		μV
		$f_o=10$ kHz		60			*			*		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
输入	电压范围	差模	±10			*			*			V
		共模	±20			*			*			
	阻抗	差模		50			*			*		kΩ
		共模		50			*			*		
	共模抑制比	$T_A=T_{min}$ ～T_{max}	80	90		86	100		72	*		dB

续表

参数		条件	INA105AM			INA105BM			INA105KP/KU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
失调电压	电压	(初始值)		50	250		*	*		*	500	μV
	温度系数			5	20		5	10		*		μV/℃
	电源系数	$\pm U_s$= 6～18 V		1	25		*	15		*	*	μV/V
	时间系数			20			*			*		μV/月
动态响应	小信号带宽	−3 dB		1			*			*		MHz
	全功率带宽	U_o=20 V (峰峰值)	30	50		*	*		*	*		kHz
	压摆率		2	3		*	*		*	*		V/μs
电源	额定电压			±15			*			*		V
	电压范围		±5		±18	*		*	*		*	V
	静态电流	U_o=0		±1.5	±2		*	*		*	*	mA
温度	规范范围		−40		+85	*		*	*		*	℃
	工作范围		−55		+125	*		*	−40		+85	

注：* 表示参数与 INA105AM 相同。

二、内部结构与基本接法

图 1.30(a)是 INA105 的内部电路结构。它是由单一运放及 4 只 25 kΩ 精密电阻组成的标准差动电路。这种器件具有多种基本的接法。图 1.30(b)是缓冲器，$U_o=U_i$。图 1.30(c)是反相器，$U_o=-U_i$。图 1.30(d)是放大倍数为 2 的同相放大器，$U_o=2U_i$。图 1.30(e)是差分器，$U_o=U_2-U_1$。

三、典型应用

INA105 的电路简单，用其作为基本单元进行复杂放大器的设计却非常灵活方便。图 1.31 是利用 INA105 作差分器，它通过 N1 与 N2 运放组合设计成仪用放大器。其放大倍数为 1+2(R2/R1)。

这种电路若对 N1 与 N2 进行不同选择可适合各种测量电路。例如对于测量极微弱的生物信号，N1 与 N2 应选择 OPA128，输入阻抗可高达 10^{15} Ω，输入偏置电流小于 0.1 pA，适合针电极及高阻抗电极，R2 可取配对的 5 kΩ 精密电阻，R1 取 204 Ω，电路增益为 50，共模抑制比可达 110 dB。

图 1.32(a)是一个输入电压等分器，$U_o=U_i/2$。图 1.32(b)是一个无增益的输入电压加法器，$U_o=U_1+U_2$。图 1.32(c)是具有增益输出的输入电压加法器，其输出电压为

$$U_o = 1 + \frac{R2}{R1} \times \frac{(U_1 + U_2)}{2}$$

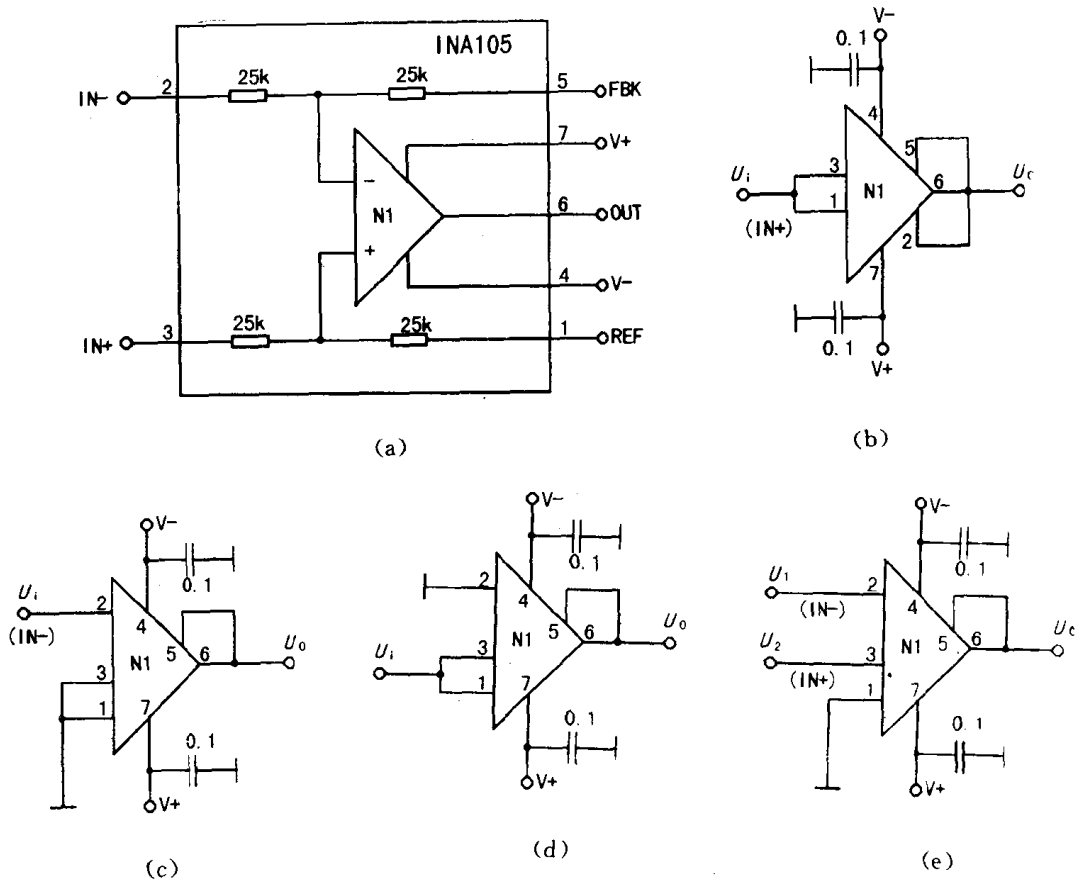


图 1.30　INA105 内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 缓冲器；(c) 反相器；

(d) 同相放大器；　(e) 差分器

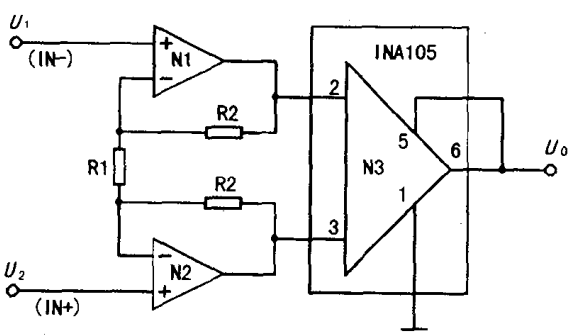


图 1.31　用 INA105 构成的组合仪用放大器

图 1.33 是由 INA105 所构成的差分输入电压到输出电流的转换电路。流过负载的转换电流 $I_o=(U_2-U_1)/R$。R 不宜太小，也就是说 I_o 是一个小电流。

图 1.34 电路是由 INA105 所构成的精密绝对值电路。OPA111 是一个低噪声精密运算放大器。当输入信号为正时，二极管 V1 截止，V2 导通，R1 的设置是保证 V2 在导通时有一定的工作电流。INA105 接成差动放大形式。当 V2 导通时，来自 OPA111 输出端的信号经 INA105 同相输入放大 2 倍；来自 OPA111 的反相端的信号(即为输入信号 U_i)经

INA105 反相输入倒相输出，增益为－1，两个输入信号在输出端叠加，使 $U_o=U_i$。

当输入信号 U_i 为负值时，V1 导通，V2 截止。相当于 INA105 同相输入端通过内部电阻接地，仅保留反相输入信号，经反相后输出端使 $U_o=U_i$。图中 C1 是为了保证电路工作稳定而设置的。该电路输出电流可达 40 mA。

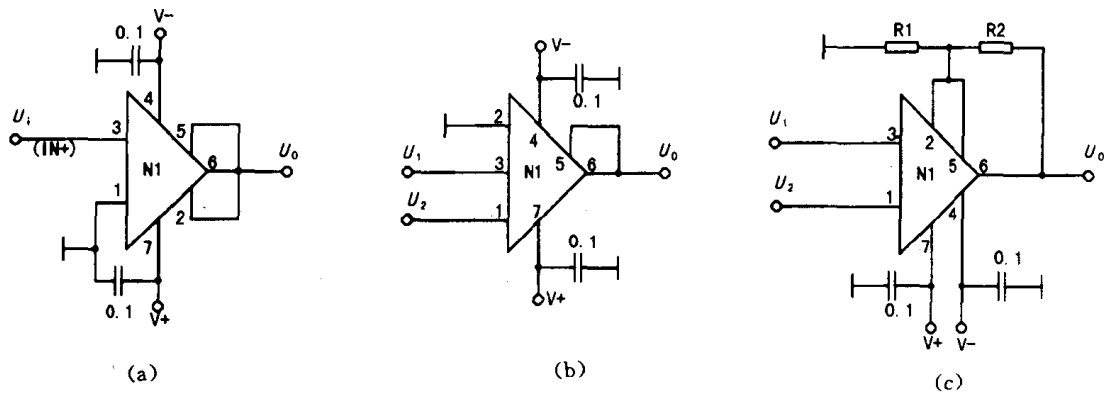


图 1.32　由 INA105 构成的几种实用电路
(a) 输入电压等分器；(b)无增益的输入电压加法器；
(c) 有增益的输入电压加法器

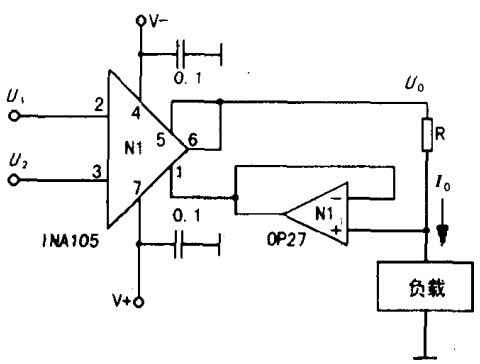


图 1.33　由差分电压到电流的转换电路

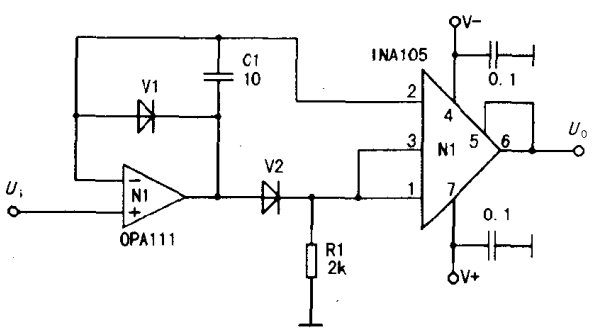


图 1.34　精密绝对值电路

1.2.7　INA106 10 倍增益差动放大器

INA106 是一个单片精密 10 倍增益的差动放大器。内部薄膜电阻经激光修正，具有很高的增益精度和共模抑制比。因薄膜电阻具有良好的温度系数，能在整个温度范围内都保持很高的增益精度。它可广泛用于增益为 10 的差动放大器、增益为＋10 或－10 的放大器、增益为 11 的放大器以及仪用放大器。

INA106 外形采用 8 脚 DIP 塑封及 8 脚 SO 封装。其引脚排列请见附录 B 图 23。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 增益精度：最大为±0.025%；

(2) 共模抑制比高：最小值为 80 dB；

(3) 非线性小：最大为 0.001%；

(4) 使用方便。

2. 主要参数

INA106 的主要电性能参数如表 1.15 所示。

表 1.15 INA106 的主要电性能参数

室温：T_A=+25 ℃，电源电压：U_s=±15 V

参数		条件	INA106KP/U			单位
			最小	典型	最大	
增益	初始值			10		
	误差			0.01	0.025	%
	温度系数			−4		10^{-6}/℃
	非线性			0.000 2	0.001	%
输出	额定电压	I_o=+20 mA，−5 mA	10	12		V
	额定电流	U_o=10 V	+20，−5			mA
	阻抗			0.01		Ω
	电流限制	对地		+40/−10		mA
	容性负载	稳定工作		1 000		pF
输入	电压范围	差模	±1			V
		共模	±11			
	阻抗	差模		10		kΩ
		共模		110		
	共模抑制比	$T_A=T_{min}\sim T_{max}$	80	90		dB
失调电压	电压	(初始值)		50	200	μV
	温度系数			0.2		μV/℃
	电源系数	$\pm U_s$=6～18 V		1	10	μV/V
	时间系数			10		μV/月
噪声	电压(峰峰值)	f_B=0.01～10 Hz		1		μV
		f_o=10 kHz		30		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$

续表

参数		条件	INA106KP/U			单位
			最小	典型	最大	
动态响应	小信号带宽	−3 dB		5		MHz
	全功率带宽	U_o=20 V(峰峰值)	30	50		kHz
	压摆率		2	3		V/μs
电源	额定电压			5		V
	电压范围		±5		±18	V
	静态电流	U_o=0		±1.5	±2	mA
温度	规范温度范围		0		+70	℃
	工作温度范围		−40		+85	

二、内部结构与基本接法

INA106 的内部电路结构如图 1.35(a)所示。图 1.35(b)是其基本接法，$U_o=10(U_2-U_1)$。在连接此电路时，靠近管脚的正负电源处应各接一个 1 μF 的旁路电容，以保证电源的稳定性。图 1.35(c)是失调电压的调整电路，通过调节 R4 可使输出有±3 mV 的变化范围。

应该指出，连接到 INA106 输入端的信号源阻抗必须匹配，若源阻抗有 5 Ω 以上的失配将会使共模抑制比降低。如已知源阻抗有失配，可在器件输入端串接附加电阻加以补

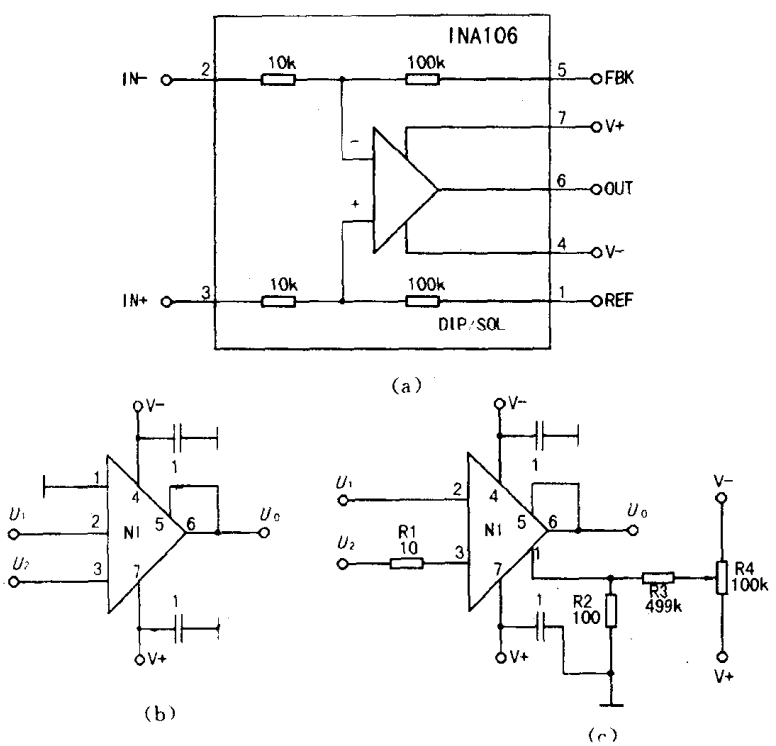


图 1.35　INA106 内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法；(c) 失调电压的调整

偿，以便获得良好的共模抑制能力。

三、典型应用

在要求较高的场合，若需要高的共模抑制比和准确的 10 倍增益，可通过图 1.36(a) 电路来实现。图中 R3 是用来调整增益的，R4 是用来调整共模抑制比的。图 1.36(b) 电路是允许输入信号过载到±100 V 的电压跟随器。这种电路的输入电压加在 1 脚上，由 R4、R3 组成的分压器使输入电压为(1/11)U_i，放大器接成相对同相端的增益为 11，所以输出电压 $U_o=11(1/11)U_i=U_i$。这种跟随器输入电压可达±100 V，而对放大器是安全的，因为真正加到运放同相输入端的信号电压不会超过±10 V。

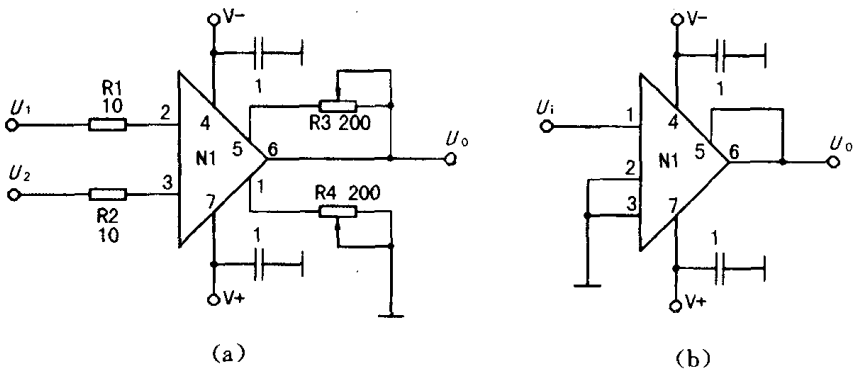


图 1.36　特殊场合应用电路

(a) 可校准的 10 倍增益放大器；(b) 可过载到±100 V 的跟随器

若要得到更高增益和更高性能的测量放大器，可采用具有输入屏蔽驱动和放大倍数可变的图 1.37 这种电路。$U_o=10(1+2R2/R1)$。这种电路同图 1.31 一样，通过选择不同的 N1 与 N2 可得到不同目的的放大器。

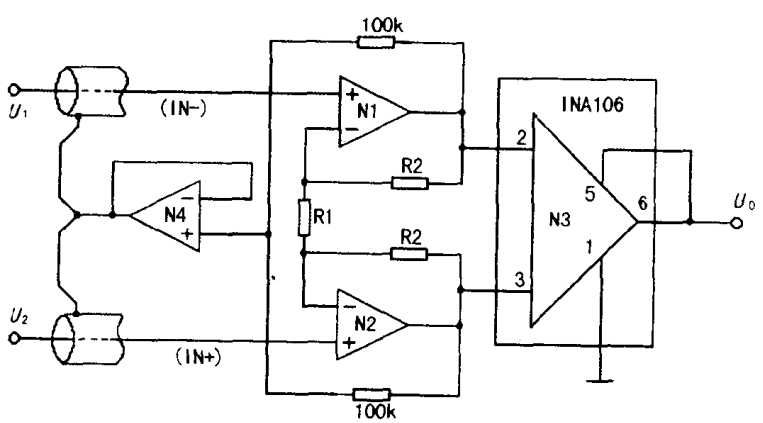


图 1.37　由 INA106 构成的高性能测量放大器

表 1.16　INA120 的主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝±15 V

参数		条件	INA120CG			INA120BG/BP			INA120AP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	范围		1		1 000	1		1 000	1		1 000	
	温度系数	G＝1		4	10		4	20		6	20	10^{-6}/℃
		G＝10		4	10		4	20		8	40	10^{-6}/℃
		G＝100		6	30		6	40		10	60	10^{-6}/℃
		G＝1 000		22	50		22	50		40	100	10^{-6}/℃
	非线性	G＝1		0.001	0.005		0.001	0.01		0.001	0.01	%
		G＝10		0.002	0.005		0.002	0.01		0.002	0.01	%
		G＝100		0.004	0.01		0.004	0.02		0.004	0.02	%
		G＝1 000		0.008	0.05		0.008	0.1		0.008	0.1	%
输出	电　压	温度范围内	±10	±12.7		*	*		*	*		V
	电　流	温度范围内	±5	±25		*	*		*	*		mA
	短路电流			±25			*			*		mA
	电容负载	稳　定		5 000			*			*		pF
失调	电　压			10＋300/G	25＋600/G		50＋300/G	100＋1 000/G		50＋600/G	200＋2 000/G	μV
	电　压 电源系数	U_s＝±6 ～±18 V		1＋20/G	10＋150/G		1＋20/G	20＋250/G		1＋20/G	40＋300/G	μV/V
	电　压 温度系数				0.25＋10/G			1＋20/G		2＋20/G		μV/℃

续表

参数		条件	INA120CG			INA120BG/BP			INA120AP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入	偏置电流			±7	±20		±7	±20		±20	±50	nA
	失调电流			±5	±10		±5	±20		±10	±50	nA
	差模阻抗			$10^{10} \parallel 3$			$10^{10} \parallel 3$			$10^{10} \parallel 3$		Ω ‖ pF
	共模阻抗			$10^{10} \parallel 3$			$10^{10} \parallel 3$			$10^{10} \parallel 3$		Ω ‖ pF
	电压线性响应范围		±10	±12.5		±10	±12.5		±10	±12.5		V
噪声	输入噪声电压（峰峰值）	f_B=0.1～10 Hz，G=1 000		0.7			0.7			0.7		μV
	输入噪声电流（峰峰值）	f_B=0.1～10 Hz		50			50			50		pA
	输出噪声电压（峰峰值）	f_B=0.1～10 Hz		8			8			8		μV
动态响应	小信号带宽（−3 dB）	G=1 G=10 G=100 G=1 000		2 200 20 2			2 200 20 2			2 200 20 2		MHz kHz kHz kHz
	全功率带宽，G<200	U_o=±10 V R_L=2 kΩ		9			9			9		kHz
	压摆率		0.4	0.6		0.4	0.6		0.4	0.6		V/μs
	建立时间	G=100，0.01%		50			50			50		μs
	过载恢复	50%过载		2			2			2		μs

续表

参数		条件	INA120CG			INA120BG/BP			INA120AP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输出	电压	温度范围内 $R_L=2\ k\Omega$	±10.5	±12.8		±10.5	±12.8		±10.5		±12.8	V
	电流	温度范围内	5	15		5	15		5		15	mA
	短路电流			24			24			24		mA
	容性负载	稳定工作		4 000			4 000			4 000		pF
电源	电压范围		±6		±18	±6		±18	±6		±18	V
	电流	$U_o=0$		±2.7	±4		±2.7	±4		±2.7	±4	mA
温度	规范范围		−25		+85	−25		+85	−25		+85	℃
	工作范围	(AP/BP)				−40		+85	−40		+85	
		(BG/CG)	−55		+125	−55		+125				

1.2.8 INA120 放大器

INA120 是一个较理想的精密仪用放大器。其芯片设计有输入保护电路、失调电压调整电路和固定增益电阻。由于对片内电阻采用了激光修正技术，使得电路具有很高的共模抑制比和很低的失调电压。器件本身提供了标准的×1、×10、×100、×1 000 四档增益值。若外加增益电阻还可得到 1～5 000 以内的任意增益。它可广泛应用于桥式放大器、医用放大器、开关增益放大器和高精度的数据采集放大器中。

INA120 的外形采用 18 脚 DIP 陶瓷与塑料封装。其引脚排列请见附录 B 图 29。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 失调电压低：最大为 25 μV；

(2) 失调电压漂移小：最大为 0.25 μV/℃；

(3) 增益漂移小：最大为 30×10^{-6}/℃(G=100)；

(4) 共模抑制比高：不小于 106 dB(50 Hz，G=100)；

(5) 标准增益：×1、×10、×100、×1 000 四档。

2. 主要参数

INA120 主要电性能参数如表 1.16 所示。

二、内部结构与基本接法

图 1.38(a)是 INA120 的内部结构电路。它采用基本的三个运放组合电路，内设输入保护电路及固定增益电阻，具有 GSE1、GSE2、GST1、GST2、N1 OUT、N2 OUT 等不同目的的引脚。图 1.38(b)是其基本接法。增益的选择是靠 4、5、8、9、10、11、14、15 脚各引脚的组合连接得到。表 1.17 示出了这种连接关系。例如选择增益×10 时，4、5 脚相连，11、14、15 脚相连。

表 1.17 固定增益的连接关系

增益	引 脚 连 接	增益	引 脚 连 接
1	4—5 14—15	100	4—8 11—14 10—15
10	4—5 11—14—15	1 000	4—8 11—14 9—15

三、典型应用

图 1.39 是 INA120 放大器增加输入保护电路的典型接法。图中二极管 V1～V4 可以选择 1N4148，或其它型号的二极管。R_s 是用来限制输入电流的。当输入电压超过所加电源电压时，通过 R_s 及二极管可以将输入电流限制在 100 mA 以内。

INA120 由于其封装特点，特别适合作为开关增益放大器。图 1.40 就是这种接法。HI—509 是 CMOS 多路模拟开关，通过对模拟开关 A0、A1 的数字控制可获得×1、×10、×100 及×1 000 的四种增益。

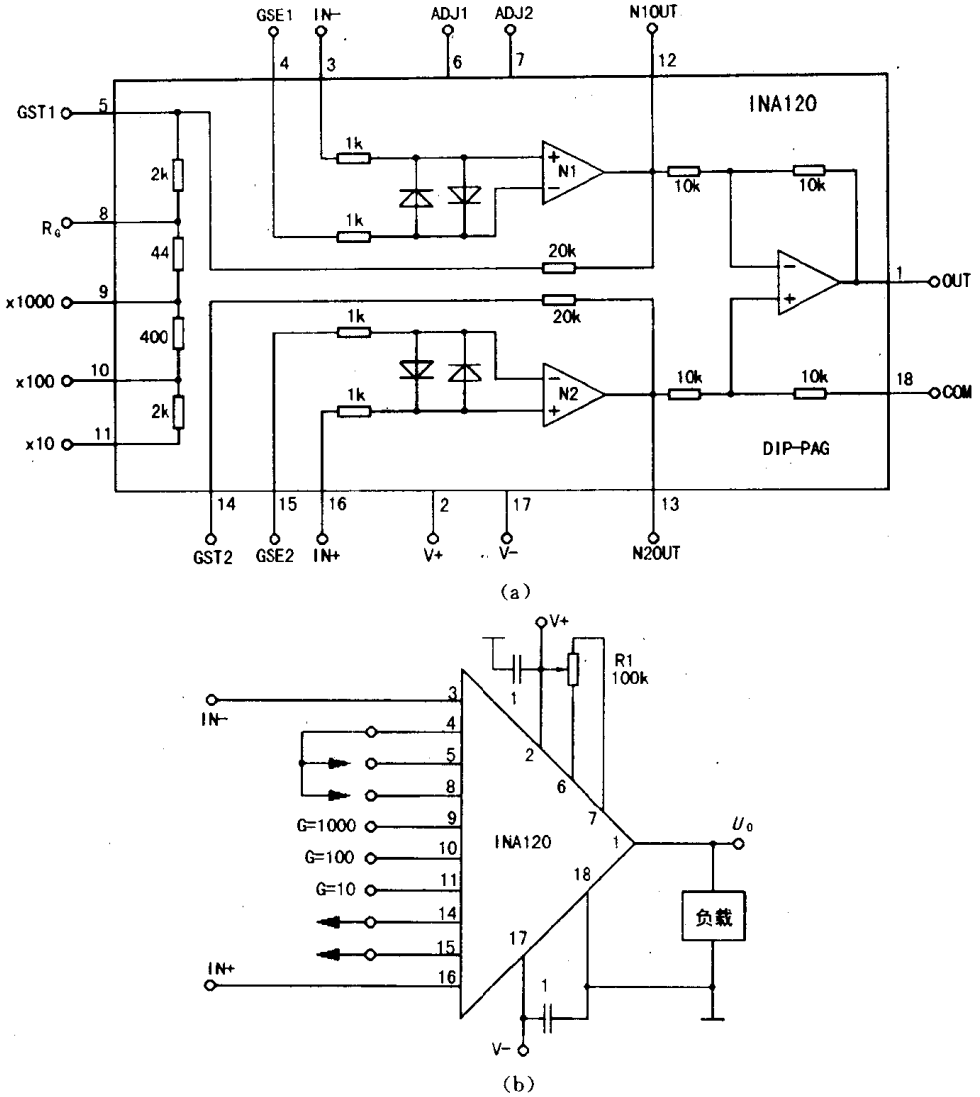


图 1.38　INA120 内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

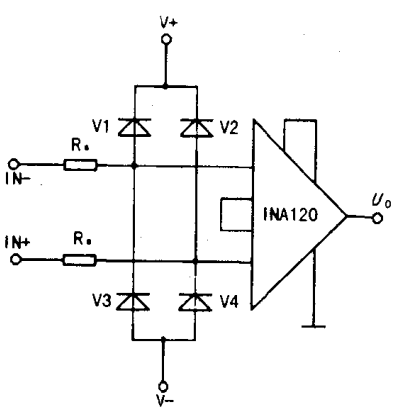


图 1.39　给 INA120 增加输入保护电路

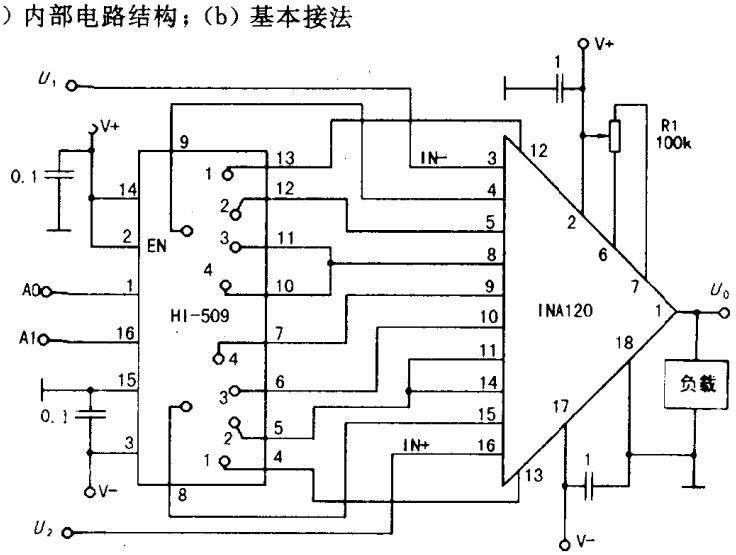


图 1.40　开关增益放大器

1.3 低噪声低功耗放大器

1.3.1 INA102 放大器

INA102 是一个高精度、低功耗的单片仪用放大器。在同一芯片上的薄膜电阻有极好的温度性能及工作稳定性，经激光修正的增益电阻具有很高的增益精度。它的最大设计特点就是低功耗，所以适合于电池供电。它能满足对微弱信号放大所需要的共模抑制比、输入阻抗、失调电压、温度漂移、线性度等一系列指标。

由于 INA102 优良的特性，它可广泛应用于称重传感器放大、热电偶信号放大、生物信号放大及各种便携式电子产品信号放大等系统。INA102 外形采用 16 脚塑料与陶瓷封装及 16 脚 SOIC 贴片式封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 21。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 静态电流小：最大为 750 μA；

(2) 输入阻抗高：不小于 $10^{10}\ \Omega$；

(3) 增益漂移小：最大为 $5\times10^{-6}/℃$；

(4) 失调电压漂移小：最大为 2 μV/℃；

(5) 共模抑制比高：最小为 90 dB；

(6) 失调电压低：最大为 100 μV；

(7) 非线性小：最大为 0.01%；

(8) 有固定编程增益：1、10、100 和 1 000。

2. 主要参数

INA102 主要电性能参数如表 1.18 所示。

表 1.18 INA102 的主要电性能参数

室温：$T_A=+25$ ℃，电源电压：$U_s=\pm15$ V，负载阻抗：$R_L=2$ kΩ

参数		条件	INA102AG			INA102CG			INA102KP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	范围		1		1 000	*		*	*		*	
	温度系数	G=1			10			5			*	$10^{-6}/℃$
		G=10			15			10			*	$10^{-6}/℃$
		G=100			20			15			*	$10^{-6}/℃$
		G=1 000			30			20			*	$10^{-6}/℃$
	增益误差	G=1			0.1			0.05			0.15	%
		G=10			0.1			0.05			0.35	%
		G=100			0.25			0.15			0.4	%
		G=1 000			0.75			0.5			0.9	%

续表

参数		条件	INA102AG			INA102CG			INA102KP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
额定输出	电压	$R_L=10\ k\Omega$	$\pm(\lvert U_s\rvert-2.5)$			*			*			V
	电流		±1			*			*			mA
	短路电流			2			*			*		mA
	输出阻抗			0.1			*			*		Ω
输入	失调电压	（初值）$T_A=+25$ ℃			±(300+300/G)			±(100+200/G)			*	μV
	失调电压电源系数				±(40+50/G)			±(10+20/G)			*	μV/V
	失调电压温度系数				±(5+10/G)			±(2+5/G)			*	μV/℃
	时间漂移				±(20+30/G)		*			*		μV/月
电流	偏置电流	（初值）		25	50		6	30		*	*	nA
	失调电流			±2.5	±15		±2.5	±10		*	*	
	温度系数 $T_A=T_{min}\sim T_{max}$	偏置电流		±0.1			*			*		nA/℃
		失调电流		±0.1			*			*		
输入阻抗	差模阻抗			$10^{10}\parallel 2$			*			*		Ω ∥ pF
	共模阻抗			$10^{10}\parallel 2$			*			*		Ω ∥ pF
电压范围	线性响应范围	$T_A=T_{min}\sim T_{max}$	$\pm(\lvert U_s\rvert-4.5)$			*			*			V
	$R_s=1\ k\Omega$ 非平衡输入源 CMR 0～60 Hz	G=1	80	94		90	*		75	*		dB
		G=10	80	100		90	*		*	*		dB
		G=10 ～1 000	80	100		90	*		*	*		dB
输入噪声	电压	$f_o=1$ kHz		25			*			*		nV/$\sqrt{Hz}$
	电流			0.15			*			*		pA/$\sqrt{Hz}$
	电压（峰峰值）	$f_B=0.01\sim 10$ Hz		1			*			*		μV
	电流（峰峰值）			25			*			*		pA

续表

参数		条件	INA102AG			INA102CG			INA102KP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
动态响应	小信号(−3 dB,平滑性,U_o=0.02 V)	G=1		300			*			*		kHz
		G=10		30			*			*		kHz
		G=100		3			*			*		kHz
		G=1 000		0.3			*			*		kHz
	全功率	U_o=±10 V R_L=10 kΩ	1.7	2.5		*	*		*	*		kHz
	压摆率	G=1～100	0.1	0.15		*	*		*	*		V/μs
电源	额定电压			±15			*			*		V
	电压范围		±3.5		±18	*		*	*		*	V
	静态电流	U_i=0		±500	±750		*	*		*	*	μA
温度	规范温度		−25		+85	*		*	0		+70	℃
	工作范围		−25		+85	*		*	−25		+85	
注：*表示参数与 INA102AG 相同。												

二、内部结构与基本接法

INA102 的内部结构如图 1.41(a)所示。它是由高精度的固定增益电阻、低通滤波电容、反馈电阻、三个运放等部分组成，具有滤波输出端、失调电压调整端、固定增益输出端等引脚。图 1.41(b)是通过外接电位器及运放构成的输入与输出失调电压的调整电路基本接法。R_P 是用来调整输入失调的，R3 是用来调整输出失调的。调整范围为±15 mV。图 1.41(c)是构成放大器的基本接法。固定增益的选择是靠 GS 与 2、3、4 脚的不同连接来实现的。例如将 GS 与 3 脚相连，增益就是 100。表 1.19 列出了这种连接关系。若需要 1～1 000 之间的任意增益，也可以在 GS 与 4 脚之间接入增益电阻得到。其关系可由下式确定：

$$G = 1 + \frac{40\ \text{k}\Omega}{40.04\ \Omega + R_G} \tag{1-8}$$

表 1.19 固定增益连接关系

增益	引脚连接
1	6-7
10	2-6-7
100	3-6-7
1 000	4-5-6-7

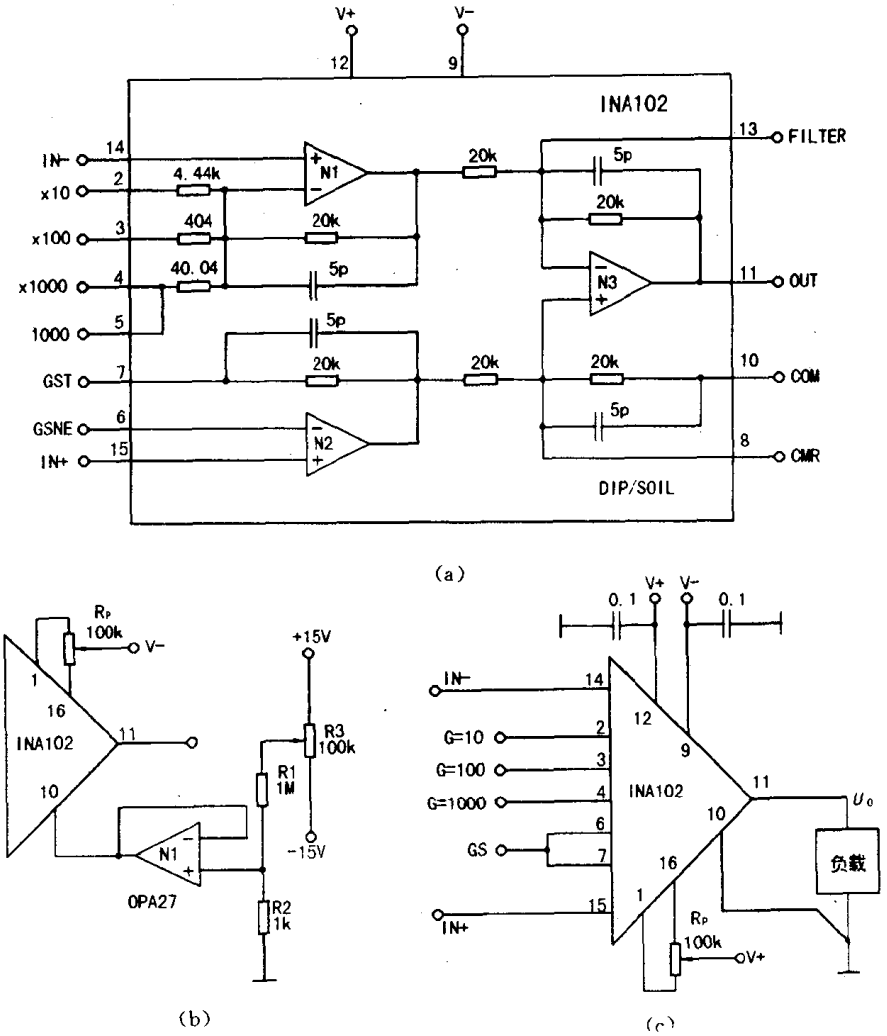


图 1.41 INA102 内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 失调电压调整；(c) 放大器接法

三、典型应用

利用 INA102 进行低功耗的仪用放大器设计是灵活方便的。特别是选用固定增益(×1、×10、×100、×1 000)设计开关增益放大器或单增益放大器时更是如此。图 1.42 是选用 G=100 的变压器耦合输入隔离放大器。输入信号通过变压器耦合加到 INA102 的输入端，特别适应测量人体生物电信号，使人体避免了触电的危险。当然，这种电路也适合于放大其它交流信号。该电路由于是对称放大，故其共模抑制比很高，对消除 50 Hz 交流干扰十分有用。

对于 INA102 的其它应用，请参考有关电路，这里不再叙述。

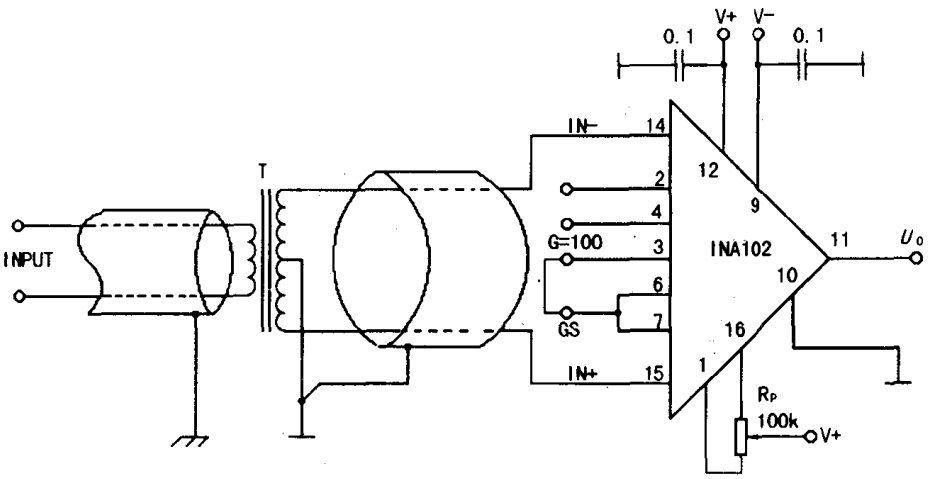


图 1.42　变压器耦合隔离放大器

1.3.2　INA103 放大器

INA103 是一个噪声很低、失真很小的单片仪用放大器，它的电流反馈电路提供了很宽的带宽和动态响应，很适合放大微弱信号及要求带宽高的场合。在高增益下输出失真很小，对设计高保真度的音频放大器和专用拾音放大设备非常有用。

该器件本身提供了标准的 100 倍固定增益选择端、任意增益连接端、为改善共模抑制的驱动端和失调电压调整端。它具有很宽的电源电压范围(±9～±25 V) 和很高的输出电流，允许在放大电路的末级使用。

INA103 外形采用 16 脚塑料 DIP 与 SOIC 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 22。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 噪声低：典型值为 1 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$(1 kHz)；

(2) 失真小：不大于 0.000 9%(1 kHz，G=100)；

(3) 高的增益带宽：100 MHz(G=1 000)；

(4) 宽的电源范围：±9～±25 V；

(5) 共模抑制比高：大于 110 dB；

(6) 固定增益：×1，×100。

2. 主要参数

INA103 的主要电性能参数如表 1.20 所示。

表 1.20　INA103 的主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝±15 V，负载阻抗：R_L＝2 kΩ

参数		条件	INA103AG			INA103BG			INA103KP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	范　围		1		1 000	*		*	*		*	
	温度系数 ±10 V (输出电压)	G＝1 G＝100 等效误差		10 25 25			* * *			* * *		10^{-6}/℃ 10^{-6}/℃ 10^{-6}/℃
	增益误差 (直流) ±10 V (输出电压)	G＝1 G＝100 等效误差		0.005 0.05 0.5	0.05 0.25		0.003 0.04 0.1	0.01 0.1		* 0.07 *	* *	% % %
输出	电　压	R_L＝600 Ω	±11.5	±12		*	*		*	*		V
	电　流		±40			*			*			mA
	短路电流			±70			*			*		mA
	电容负载	稳定性		10			*			*		nF
输入	失调电压	(初值)		20＋ 700/G	(100＋ 5 000/G)		20＋ 320/G	(50＋ 2 000/G)		30＋ 1200 /G		μV
	电源系数	±9～±25 V		0.2＋ 8/G	4＋ 60/G＋		*	2＋ 30/G		*	*	μV/V
	失调电压 温度系数	G＝1～ 1 000 G＝1000		1＋ 20/G 1	 2		0.75＋ 10/G *	 *		1＋ 20/G		μV/℃ μV/℃
输入电流	偏置电流	(初值)		2.5	12		*	8		*	*	μA
	失调电流			0.04	1		0.03	0.5		*	*	
	温度系数 $T_A=T_{min}$ ～T_{max}	偏置电流		15			*	40		*		nA/℃
		失调电流		0.5			*	2.5		*		
输入阻抗	差模阻抗			60‖2			*			*		MΩ‖pF
	共模阻抗			60‖5			*			*		MΩ‖pF
输入电压	共模范围		±11	±12		*	*		*	*		V
	CMR 0～60 Hz	G＝1 G＝100	72 100	86 125		80 110	91 129		*	*		dB dB
输入噪声	电　压 R_s＝0	10 Hz 100 Hz 1 kHz		2 1.2 1			* * *	 1.4		* * *		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$ nV/$\sqrt{\text{Hz}}$ nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
	电　流	1 kHz		2			*			*		pA/$\sqrt{\text{Hz}}$
输出噪声	电　压	1 kHz		65			*			*		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
	加　载	20 Hz～20 kHz		−100			*			*		dB

续表

参数		条件	INA103AG			INA103BG			INA103KP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
动态响应	小信号带宽(−3 dB)	G=1		6			*			*		MHz
		G=100		800			*			*		kHz
	全功率 G=1	R_L=600 Ω U_o=±10 V		240			*			*		kHz
	压摆率	G=1～500		15			*			*		V/μs
	过载恢复	50%过载		1			*			*		μs
电源	额定电压			±15			*			*		V
	电压范围		±9		±25	*		*	*		*	V
	静态电流			9	12.5		*	*		*	*	mA
温度	规范温度		−25		+85	*		*	0		+70	℃
	工作范围		−55		+125	*		*	−45		+85	

注：*表示参数与 INA103AG 相同。

二、内部结构与基本接法

图 1.43(a)是 INA103 的内部结构。它是典型的三个运放的仪用放大器的结构，内设有标准的×100 增益电阻，具有 N1 OUT、N2 OUT、GS−、GS+、RG−、RG+等外引脚。图 1.43(b) 是外加增益电阻的基本接法。R_G 与 G 的关系可由下式确定：

$$G = 1 + \frac{6\ k\Omega}{R_G} \tag{1-9}$$

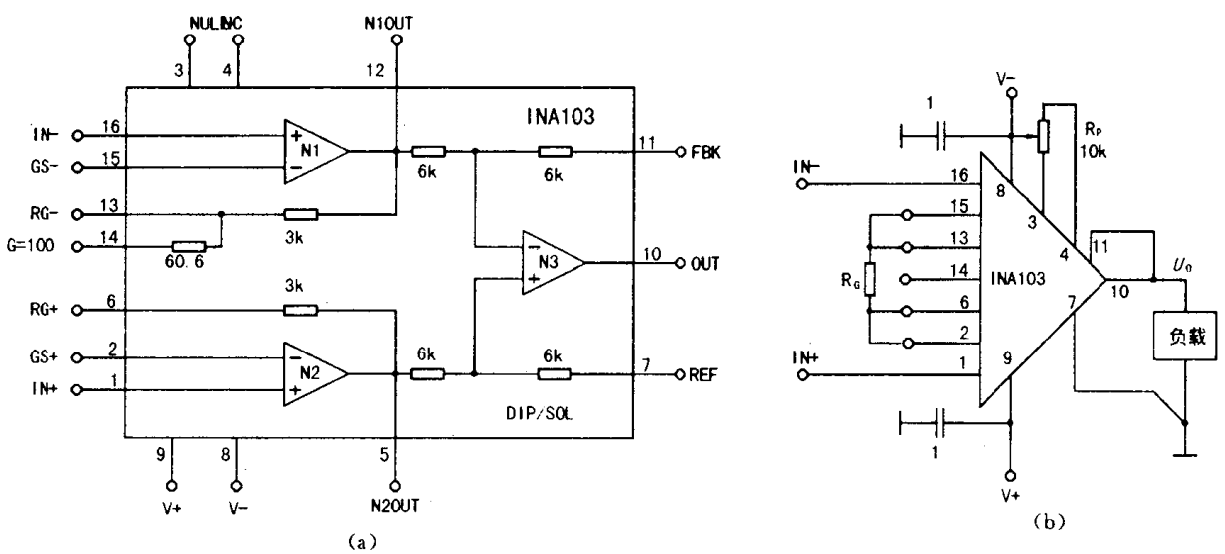


图 1.43 INA103 的内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

表 1.21 给出了有关参考值。若要×100 的固定增益可将脚 2、6、14 相连及 13、15 相连即可。

表 1.21　不同的 RG 与 G 参考值

增益	增益/dB	R_G/Ω
1	0	∞
3.16	10	2 774
10	20	667
31.6	30	196
100	40	60.6
316	50	19
1 000	60	6

三、典型应用

由于 INA103 有 FBK、REF、N1 OUT 和 N2 OUT 的引脚，所以在有些应用场合可以利用这些引脚设计不同用途的放大器。图 1.44(a)是基本放大倍数为 1，而能够改变输出增益 G_o 的接法。输出增益完全由 R1、R2 及 R3 确定。其关系是：

$$G_o = \frac{(R2 \,//\, 12\ k\Omega) + R1 + R2}{R2 \,//\, 12\ k\Omega}$$

图 1.44(b)是外接两个反馈电阻 R_F 且增益可变的放大电路。其关系与(1－7)式相同。该电路若 R_F＞10 kΩ 时，会增加噪声并且带宽也将减小。

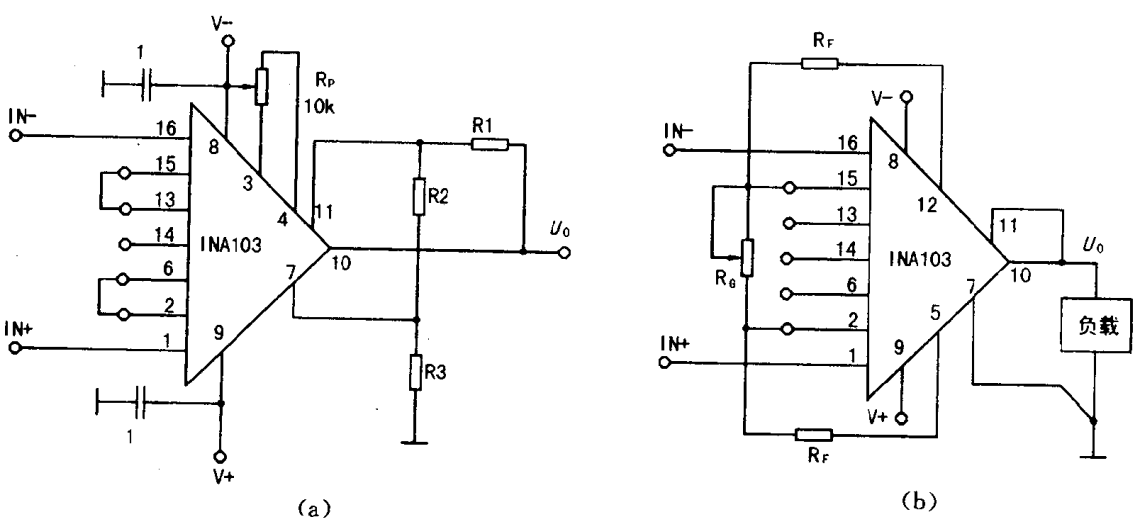


图 1.44　INA103 的特殊接法

(a) 增加放大器的输出增益；(b) 增加放大器的反馈电阻

图 1.45(a)是在 INA103 的输入端增加 FFT 缓冲器使整个电路的输入阻抗得到提高。

该电路可应用于需要输入阻抗高的场合。图 1.45(b) 是具有输入屏蔽驱动能力的高性能测量放大电路，可用于测量微弱信号。

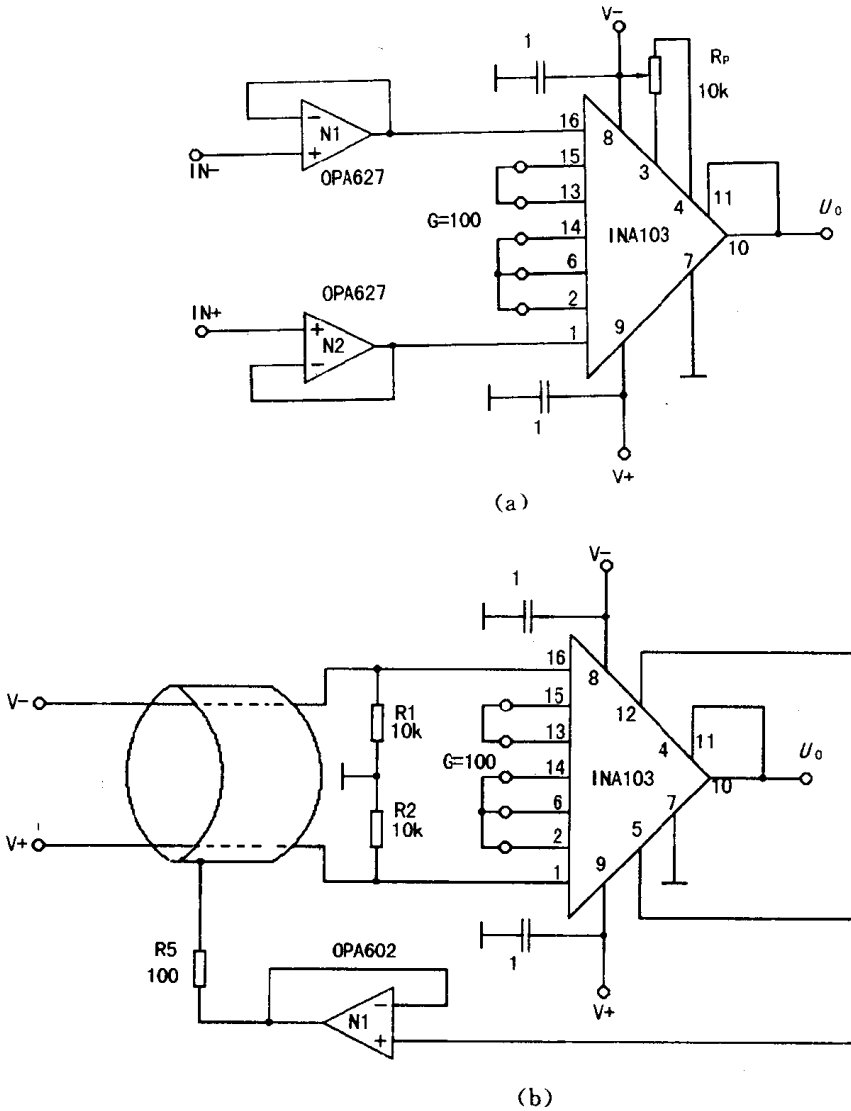


图 1.45　两种高性能放大器

(a) 输入增加 FFT 缓冲电路；(b) 高共模抑制放大电路

1.3.3　INA118 放大器

INA118 是一个低功耗、低成本的通用仪用放大器。其内设计的电流反馈电路提供了宽的信号带宽(达 70 kHz(G=100))，经激光修正后的电路，具有很低的失调电压和很高的共模抑制比。器件可以在只有±1.25 V 的电源下工作，而且静态电流仅为 350 μA。很适合于干电池供电。使用时只需外接一只增益电阻，就可实现 1～10 000 之间的任意增益，而且有±40 V 的输入保护电压。

它可广泛应用于：便携式放大器，热电偶、热电阻测量放大器，数据采集放大器和医

用放大器等电路。

INA118外形采用8脚塑料DIP和SO封装。其引脚排列请见附录B图26。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 失调电压低：不大于50 μV；

(2) 失调电压漂移小：不大于0.5 μV/℃；

(3) 输入偏置电流小：不大于5 nA；

(4) 共模抑制比高：不小于110 dB(G=1 000)；

(5) 输入保护电压：达±40 V；

(6) 静态电流小：典型值为350 μA；

(7) 电源电压范围宽：±1.35～±18 V。

2. 主要参数

INA118的主要电性能参数如表1.22所示。

表1.22 INA118的主要电性能参数

室温：T_A=+25 ℃，电源电压：U_s=±15 V，负载阻抗：R_L=10 kΩ

参数		条件	INA118PB/UB			INA118P/U			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入	失调电压	T_A=+25℃（初值）		±(10+50/G)	±(50+500/G)		±(25+100/G)	±(125+1 000/G)	μV
	失调电压电源系数	U_s=±1.35～±18 V		±(1+10/G)	±(5+100/G)		*	±(10+100/G)	μV/V
	失调电压温度系数	$T_A=T_{min}$～T_{max}		±(0.2+2/G)	±(0.5+20/G)		±(0.2+5/G)	±(1+20/G)	μV/℃
	长期稳定性			±(0.4+5/G)			*		μV/月
	差模阻抗			10^{10} ‖ 1			*		Ω ‖ pF
	共模阻抗			10^{10} ‖ 4					Ω ‖ pF
	线性输入电压范围		V_+ −1 V_- +1.1	V_+ −0.65 V_- +0.95		* *	* *		V V
	安全电压				±40			*	V
	共模抑制比(共模电压为±10 V	G=1 G=10 G=100 G=1 000	80 97 107 110	90 110 120 125		73 89 98 100	* * * *		dB dB dB dB

续表

参数		条件	INA118PB/UB			INA118P/U			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
偏置、失调电流	偏置电流			±1	±5		*	±10	nA
	温度系数	(偏置)		±40			*		pA/℃
	失调电流			±1	±5		*	±10	nA
	温度系数	(失调)		±40			*		pA/℃
噪声	电压(峰峰值)	G=1 000 f_B=0.1 ~ 10 Hz,R_s=0		0.28			*		μV
	电流(峰峰值)			80			*		pA
增益	范围		1		10 000	*		*	
	误差	G=1 G=10 G=100 G=1 000		±0.01 ±0.02 ±0.05 ±0.5	±0.024 ±0.4 ±0.5 ±1		* * * *	±0.1 ±0.5 ±0.7 ±2	% % % %
	温度系数	G=1		±1	±10		*	±10	10^{-6}/℃
输出	电压	(正向)	V_+ −1	V_+ +0.8		*	*		V
		(反向)	V_- +0.35	V_- +0.2		*	*		
	电容负载	稳定工作		1 000			*		pF
	短路电流			+5/−12			*		mA
频率响应	带宽(−3 dB)	G=1 G=10 G=100 G=1 000		800 500 70 7			* * * *		kHz kHz kHz kHz
	过载恢复	50%过载		20			*		μs
	压摆率	U_o=±10 V G=10		0.9			*		V/μs
电源	电压范围		±1.35	±15	±18	*	*	*	V
	电流	U_i=0		±350	±385		*	*	μA
温度	规范范围		−40		+85	*		*	℃
	工作范围		−40		+125	*		*	

注：* 表示参数与 INA118PB/UB 相同。

二、内部结构与基本接法

INA118 内部电路结构如图 1.46(a)所示。它是一个典型的三个运放的组合电路结构，内设有过压保护及高精度偏置与反馈电阻。图 1.46(b)是其基本接法。电源脚 7、4 与地之间应接入 1～10 μF 的电容。增益电阻 R_G 的确定在增益范围 1～10 000 之间，可由(1 - 2)式得到。也可参考表 1.4 所给的阻值。

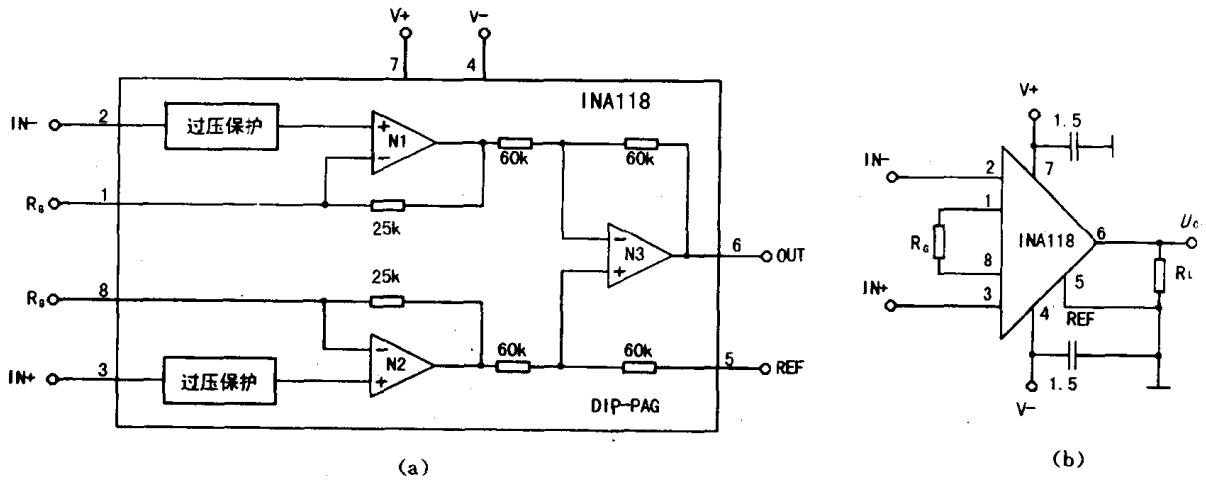


图 1.46　内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

三、典型应用

INA118 的应用和其它仪用放大器一样，因输入阻抗很高(约 10^{10} Ω)，其在作为前置放大器时，应注意：输入回路应给器件提供必要的偏置电流(约 5 nA)。在用其设计各类放大器时，可采用干电池供电。尤其在医用放大器的设计和便携式放大器的设计中特别有用。图 1.47 是用 INA118 设计的检测人体心电(ECG)信号的实际电路。电路采用“浮地”设计，通过取 R_G 上的共模信号，由 N1、N2 两级放大去驱动人体的右腿(R_L)和屏蔽层，使电路具有很强的对于 50 Hz 交流电源的干扰消除能力。输入信号分别取自人体的右臂(R_A)和左臂(L_A)，是典型的差分放大结构。由于检测电极(表面 Ag/AgCl)具有极化电位，所以前置放大增益不宜太高(G=10)。

该电路是检测 ECG 的一部分，若整个检测仪器是干电池供电，则不需要考虑隔离，若是交流供电，前置放大电源应由隔离电源提供，而后级还需增加隔离电路，以防人体触电。

关于 INA118 其它方面的应用请参考其它器件的应用电路。

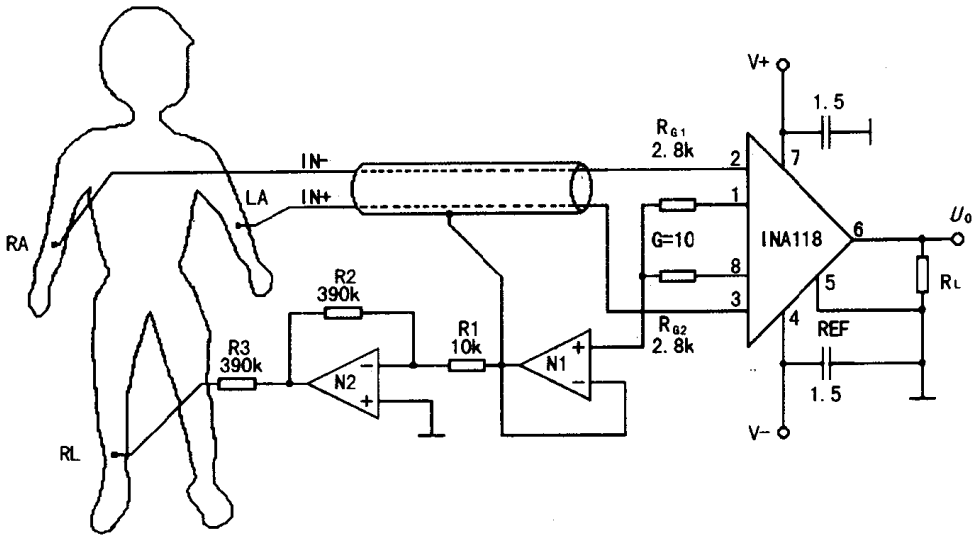


图 1.47　实用的 ECG 检测电路

1.3.4　INA2128/2141 放大器

INA2128/2141 是一个低功耗通用双仪用放大器。增益带宽达 200 kHz(G＝100)，经激光修正的电路具有很低的失调电压、很低的失调电压漂移及很高的共模抑制比。供电电源电压很低，仅为±2.25 V，静态电流只有 500 μA 左右，是一种理想的电池供电器件。内部的保护电路可在±40 V 过压输入下不会损坏器件。该器件可广泛应用于便携式测量仪器、桥式信号放大器、热电偶信号放大器及多路数据采集系统中。

INA2128/2141 外形采用 16 脚 DIP 及 SOL 塑料封装结构。其引脚排列请见附图 30。

一、性能特点及主要参数

1. 性能特点

(1) 失调电压低：不大于 75 μV(2141 为 80 μV)；

(2) 失调电压漂移小：不大于 0.75 μV/℃(2141 为 1 μV/℃)；

(3) 输入偏置电流小：不大于 2 nA；

(4) 共模抑制比高：不小于 107 dB(G＝100)；

(5) 电源电压范围宽：±2.25～±18 V；

(6) 静态电流小：不大于 1 mA；

(7) 输入保护电压：±40 V。

2. 主要参数

INA2128/2141 两种器件的主要电性能参数分别如表 1.23 与表 1.24 所示。

表 1.23 INA2128 的主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝±15 V，负载阻抗：R_L＝10 kΩ

参数		条件	INA2128P/U			INA2128PA/UA			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入	失调电压	T_A＝＋25 ℃（初值）		±(10＋50/G)	±(75＋750/G)		±(25＋100/G)	±(125＋1 000/G)	μV
	失调电压电源系数	U_s＝±2.25～±18 V		±(1＋10/G)	±(5＋100/G)		*	±(10＋100/G)	μV/V
	失调电压温度系数	T_A＝T_{min}～T_{max}		±(0.2＋2/G)	±(0.75＋20/G)		±(0.2＋5/G)	±(1＋20/G)	μV/℃
	长期稳定性			±(0.4＋5/G)			*		μV/月
	差模阻抗			10^{10} ‖ 1			*		Ω ‖ pF
	共模阻抗			10^{10} ‖ 4			*		Ω ‖ pF
	线性输入电压范围	U_o＝0	V_+－2 V_-＋2			* *			V V
	安全电压				±40			*	V
	共模抑制比(共模电压为±12.5 V	G＝1 G＝10 G＝100 G＝1 000	80 97 107 110	90 110 120 125		73 89 98 100	* * * *		dB dB dB dB
偏置、失调电流	偏置电流			±1	2		*	±5	nA
	温度系数	(偏置)		±80			*		pA/℃
	失调电流			±1	2		*	±5	nA
	温度系数	(失调)		±80			*		pA/℃
噪声	电压(峰峰值)	G＝1 000 f_B＝0.1～10 Hz，R_s＝0		0.3			*		μV
	电流(峰峰值)			25			*		pA
增益	范围		1		10 000	*		*	
	误差	G＝1 G＝10 G＝100 G＝1 000		±0.01 ±0.02 ±0.05 ±0.5	±0.024 ±0.4 ±0.5 ±1		* * * *	±0.1 ±0.5 ±0.7 ±2	% % % %
	温度系数	G＝1		±1	±10		*	±10	10^{-6}/℃

续表

参数		条件	INA2128P/U			INA2128PA/UA			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输出	电压	（正向）	V_+-1	$V_--0.8$		*	*		V
		（负向）	V_-+1	$V_-+0.8$		*	*		
	电容负载	稳定工作		1 000			*		pF
	短路电流			+5/−12			*		mA
频率响应	带宽（−3 dB）	G=1		700			*		kHz
		G=10		700			*		kHz
		G=100		200			*		kHz
		G=1 000		20			*		kHz
	过载恢复	50%过载		4			*		μs
	压摆率	U_o=±10 V G=10		4.5			*		V/μs
电源	电压范围		±2.25	±15	±18	*	*	*	V
	前置放大电流	U_i=0		±500			*	*	μA
温度	规范范围		−40		+85	*		*	℃
	工作范围		−40		+125	*		*	
注：* 表示参数与 INA2128P/U 相同。									

表 1.24　INA2141 的主要电性能参数

室温：T_A=+25 ℃，电源电压：U_s=±15 V，负载阻抗：R_L=10 kΩ

参数		条件	INA2141P/U			INA2141PA/UA			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入	失调电压			±20	±150		±50	±250	μV
				±15	±80		±25	±150	μV
	失调电压电源系数			2	15		*	20	μV/V
				1	5		*	10	μV/V
	失调电压温度系数	G=10		0.5	3		*	5	μV/℃
		G=100		0.2	1		*	2	μV/℃
	长期稳定性			1			*		μV/月
				0.5			*		μV/月
	CMR(U_{CM}=±12.5 V)		97	110		89	*		dB
			107	120		98	*		dB

续表

参数		条件	INA2141P/U			INA2141PA/UA			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入	差模阻抗			$10^{10} \parallel 1$			*		Ω ‖ pF
	共模阻抗			$10^{10} \parallel 4$			*		Ω ‖ pF
	线性输入电压范围	$U_o=0$		$V_+ -2$ $V_- +2$			* *		V V
	安全电压				±40			*	V
偏置、失调电流	偏置电流			±1	±2		*	±5	nA
	温度系数	(偏置)		±80			*		pA/℃
	失调电流			±1	±2		*	±5	nA
	温度系数	(失调)		±80			*		pA/℃
噪声	电压(峰峰值)	G=100 $f_B=0.1\sim$ 10 Hz, $R_s=0$		0.3			*		μV
	电流(峰峰值)			25			*		pA
增益	非线性	G=10 G=100		±0.000 5 ±0.000 5	±0.002 ±0.002		* *	±0.004 ±0.004	% %
	误差			0.01 ±0.02	0.025 ±0.15		* *	0.05 *	% %
	温度系数	G=10,100		±1	±10		*	*	10^{-6}/℃
输出	电压	(正向)	V_+-1	$V_+-0.8$		*	*		V
		(负向)	V_-+1	$V_-+0.8$		*	*		
	电容负载	稳定工作		1 000			*		pF
	短路电流			+5/−12			*		mA
频率响应	带宽(−3 dB)	G=10 G=100		700 200			* *		kHz kHz
	过载恢复	50%过载		4			*		μs
	压摆率	$U_o=\pm10$ V G=10		4.5			*		V/μs
电源	电压范围		±2.25	±15	±18	*	*	*	V
	前置放大电流	$U_i=0$		±500			*	*	μA

续表

参数		条件	INA2141P/U			INA2141PA/UA			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
温度	规范范围		−40		85	*		*	℃
	工作范围		−40		125	*		*	
注：* 表示参数与 INA2141P/U 相同。									

二、内部结构与基本接法

图 1.48(a)和图 1.49(a)分别是 INA2128 和 INA2141 的内部电路结构。从结构看它完全是两个独立的仪用放大器。其中 INA2128 必须外加增益电阻才能构成基本放大器，图 1.48(b)、图 1.48(c)是其基本接法。外加 R_G 与 G 的关系同(1－2)式，其值可参考表 1.4 所给之值。INA2141 内部电路与 INA2128 的主要差别在于增设了固定的增益电阻。图 1.49(b)、图 1.49(c)是其基本接法。当不外加 R_G 时，固定增益是 10，当将增益电阻端短接时，固定增益是 100。对 INA2141 若要实现 10～100 之间任意增益，可接入 R_G 电阻，此时 R_G 与 G 的关系由下式确定：

$$G = 1 + \frac{50\ \text{k}\Omega}{504\ \Omega + R_G\ //\ 5\ 050\ \Omega} \tag{1-10}$$

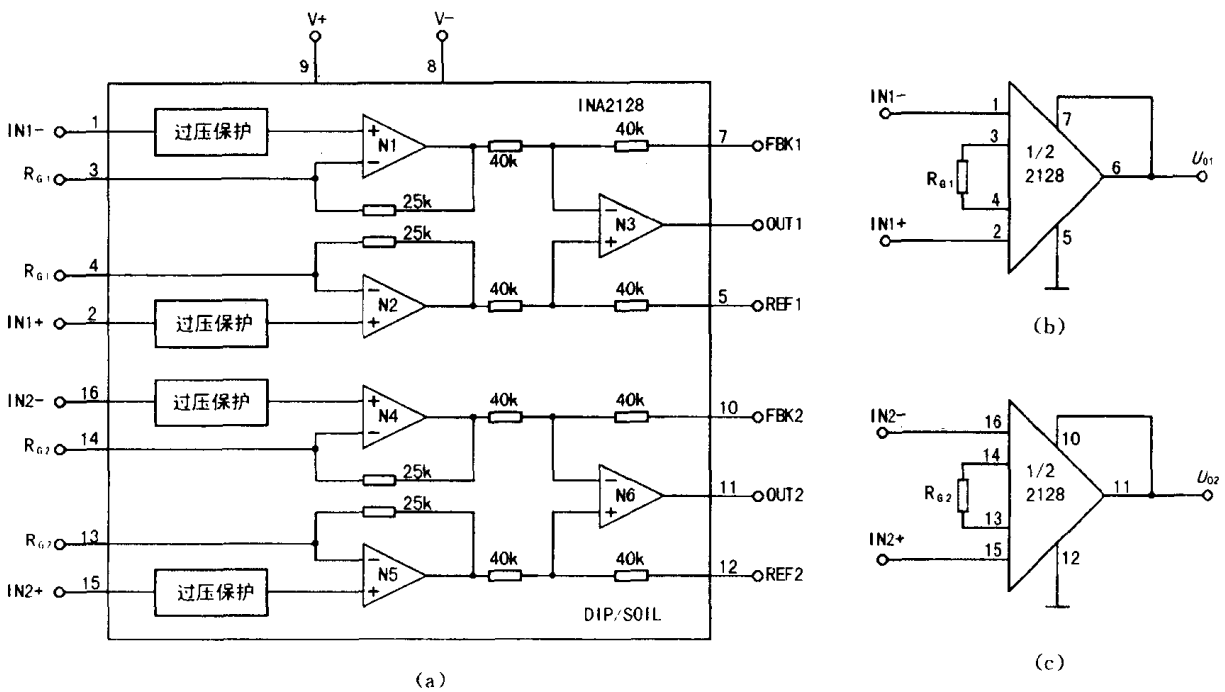


图 1.48　INA2128 内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b)、(c) 基本接法

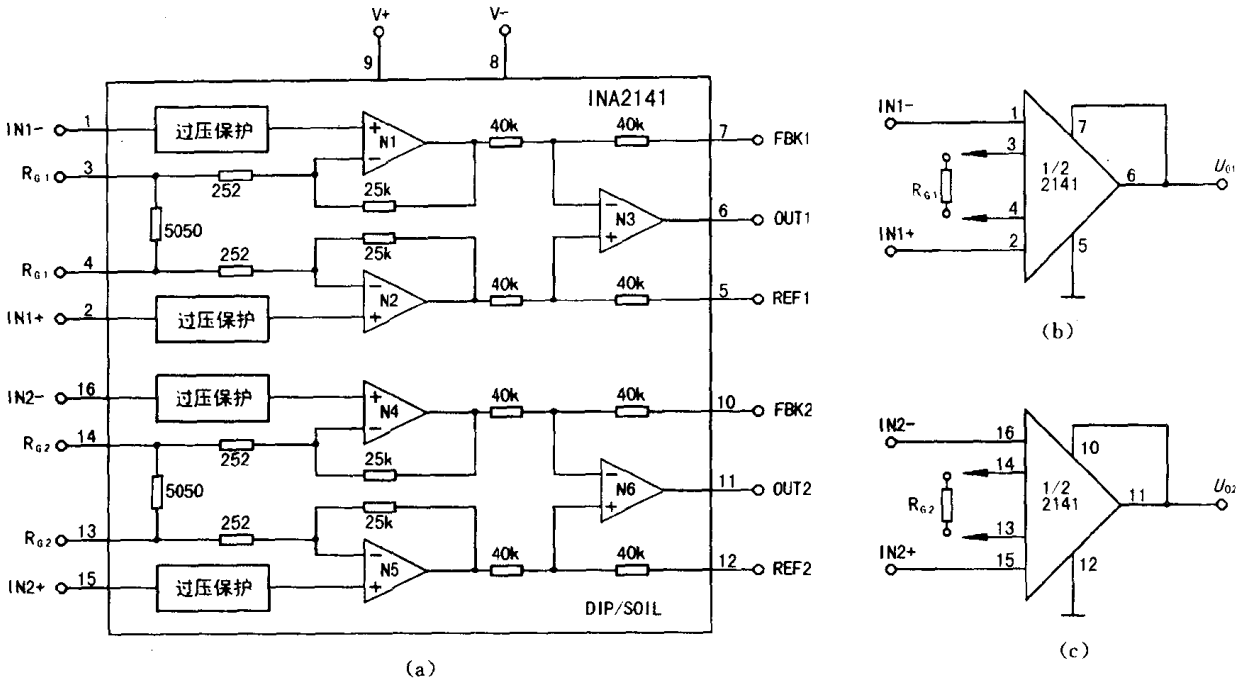


图 1.49　INA2141 内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b)、(c) 基本接法

三、典型应用

INA2128/2141 的应用类同于 INA114/115 等器件。用其作为测量放大器或医用放大器的设计，可用其中一个放大器作为前置放大(最好是差分使用)，另一放大器作为后级放大，或作为其它放大器，如滤波器等。图 1.50 是用 INA2128 作为多路前置放大使用的例子。来自于传感器的信号经屏蔽驱动后分别加到每个放大器的输入端。每一前置放大后的

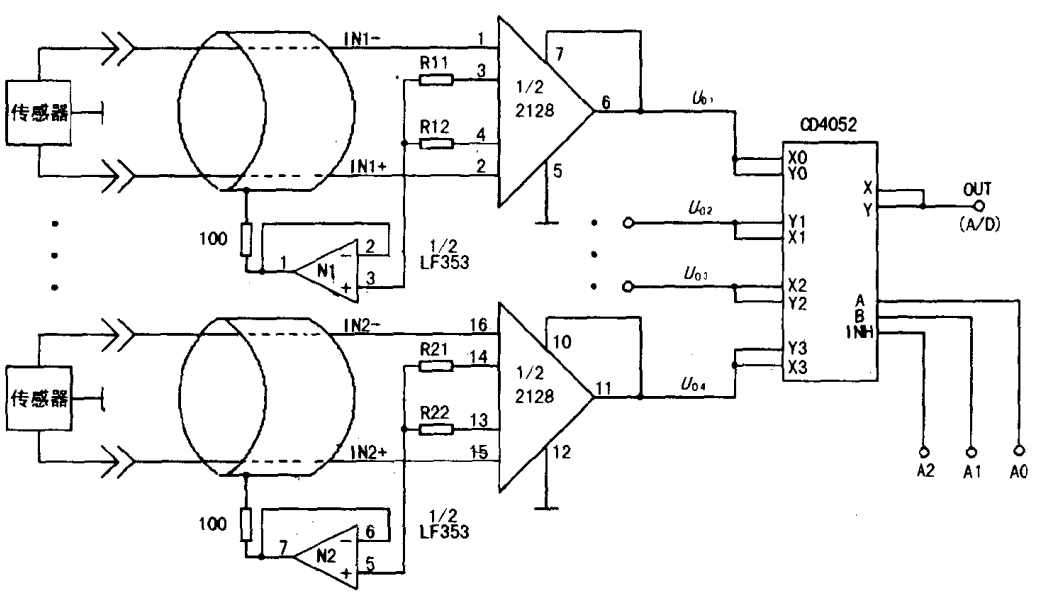


图 1.50　多路信号放大器

信号再经CMOS多路模拟开关选择后送至后级放大电路或A/D转换器。这种电路特别适合测量多个微弱信号，而且有CPU控制的仪器，例如，多参数智能测温仪，多参数智能监护仪等。

1.4 可编程型放大器

1.4.1 AD526放大器

AD526是可通过软件对增益进行编程的单端输入的仪用放大器。器件本身所提供的增益是×1、×2、×4、×8、×16等五档。它是一个完整的包括放大器、电阻网络和TTL数字逻辑电路的器件，使用时不需外加任何元件就可工作。

器件经激光修正后的电路，具有很低的增益误差和很低的非线性。在增益G=16时，小信号带宽为35 kHz，输入偏置电流小于50 pA，输入失调电压小于0.5 mV。在增益为1、2、4时，增益误差仅为0.01%。这些性能使得AD526可广泛应用于需要软件编程的任何放大电路中。

AD526提供了不同精度、不同温度范围的A、B、C、J、S五种系列器件。J为民品器件，温度范围为0～70 ℃；A/B/C为工业品，温度范围为－40～＋85 ℃；S为军品，温度范围为－55～＋125 ℃。AD526的外形采用16脚DIP塑封和陶瓷封装结构，其引脚排列请见附录B图9。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 增益误差小：不大于0.01%(G=1、2、4)；

(2) 增益漂移小：不大于0.5×10^{-6}/℃(全温度范围内)；

(3) 非线性小：不大于±0.001%；

(4) 失调电压低：不大于0.5 mV；

(5) 失调电压漂移小：典型值为3 μV/ ℃；

(6) 器件编程增益：×1、×2、×4、×8和×16；

(7) 数字逻辑与TTL电平完全兼容。

2. 主要参数

AD526的主要电性能参数如表1.25所示。

二、内部结构与基本接法

AD526内部电路结构如图1.51(a)所示。其内部主要由逻辑与锁存电路、增益电阻网络、CMOS模拟开关和单端输入放大器等电路组成，它具有失调电压调整端、数字逻辑控制端和数字地、模拟地。图1.51(b)是其基本接法。AD526可以在透明与锁存两种模式下工作。透明模式是13脚CLK端接地。锁存模式是CLK由逻辑信号提供。在透明模式下，

表 1.25　AD526 的主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝±15 V，负载电阻：R_L＝2 kΩ

参数		条件	AD526J			AD526A			AD526B/S			AD526C			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	范围	（可编程）	1,2,4,8,16			1,2,4,8,16			1,2,4,8,16			1,2,4,8,16			
	误差漂移（在额定温度范围内）	G＝1		0.5	2.0		0.5	2.0		0.5	2.0		0.5	2.0	10^{-6}/℃
		G＝2		0.5	2.0		0.5	2.0		0.5	2.0		0.5	2.0	10^{-6}/℃
		G＝4		0.5	3.0		0.5	3.0		0.5	3.0		0.5	3.0	10^{-6}/℃
		G＝8		0.5	5.0		0.5	5.0		0.5	5.0		0.5	5.0	10^{-6}/℃
		G＝16		1.0	5.0		1.0	5.0		1.0	5.0		1.0	5.0	10^{-6}/℃
	非线性（T_{min}～T_{max}，FSR）	G＝1			0.01			0.01			0.01			0.01	%
		G＝2			0.001			0.001			0.001			0.001	%
		G＝4			0.001			0.001			0.001			0.001	%
		G＝8			0.001			0.001			0.001			0.001	%
		G＝16			0.001			0.001			0.001			0.001	%
失调电压	输入	所有增益（在额定温度范围内）		0.4	1.5		0.25	0.7		0.25	0.5		0.25	0.5	mV
	温度漂移			5	20		3	10		3	10		3	10	μV/℃
	输入	T_{min}～T_{max}			2.0			1.0			0.8			0.8	mV
偏置	输入偏置电流温度系数	输入电压范围内（±10 V）		50	150		50	150		50	150		50	150	pA

续表

参数		条件	AD526J			AD526A			AD526B/S			AD526C			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
模拟输入	电压范围	线性工作	±10	±12		±10	±12		±10	±12		±10	±12		V
	电容			5			5			5			5		pF
额定输出	电压		±10	±12		±10	±12		±10	±12		±10	±12		V
	电流	U_o=±10 V	±5	±10		±5	±10		±5	±10		±5	±10		mA
	短路电流		15	30		15	30		15	30		15	30		mA
	输出阻抗	(直流)		0.002			0.002			0.002			0.002		Ω
	负载电容	稳定工作		700			700			700			700		pF
噪声	电压噪声(峰峰值)	全部增益 f_B=0.1 ~10 Hz		3			3			3			3		μV
动态响应	小信号带宽(−3 dB)	G=1		4.0			4.0			4.0			4.0		MHz
		G=2		2.0			2.0			2.0			2.0		MHz
		G=4		1.5			1.5			1.5			1.5		MHz
		G=8		0.65			0.65			0.65			0.65		MHz
		G=16		0.35			0.35			0.35			0.35		MHz
	全功率带宽	G=1,2,4		0.10			0.10			0.10			0.10		MHz
		G=8,16		0.35			0.35			0.35			0.35		MHz
	压摆率	G=1,2,4	4	6		4	6		4	6		4	6		V/μs
		G=8,16	18	24		18	24		18	24		18	24		V/μs

续表

参数		条件	AD526J			AD526A			AD526B/S			AD526C			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
数字输入	输入电流	U_H=5 V	60	100	140	60	100	140	60	100	140	60	100	140	μA
	逻辑“1”		2		6	2		6	2		6	2		6	V
	逻辑“0”		0		0.8	0		0.8	0		0.8	0		0.8	V
电源	工作范围		±4.5		±16.5	±4.5		±16.5	±4.5		±16.5	±4.5		±16.5	V
	工作电流	（正电源） （负电源）		10 10	14 13		10 10	14 13		10 10	14 13		10 10	14 13	mA mA
温度	给定性能		0		+70	−40		+85	−40/ −55		+85/ +125	−40 −65		+85 +125	℃
	储藏温度		−65		+125	−65		+150	−65		+150	−65		+150	

输入模拟信号在 A2、A1、A0 逻辑电平到来时增益立即响应。在锁存模式下，当 CS 或 CLK 变为逻辑“1”时，增益码(A2、A1、A0、B)被锁存到内部寄存器中。直到 CS 或 CLK “1”电平回到“0”时才消除。通常，A0、A1、A2、CLK、CS 和 B 由 CPU 提供。表 1.26 列出了透明、锁存与增益的关系。

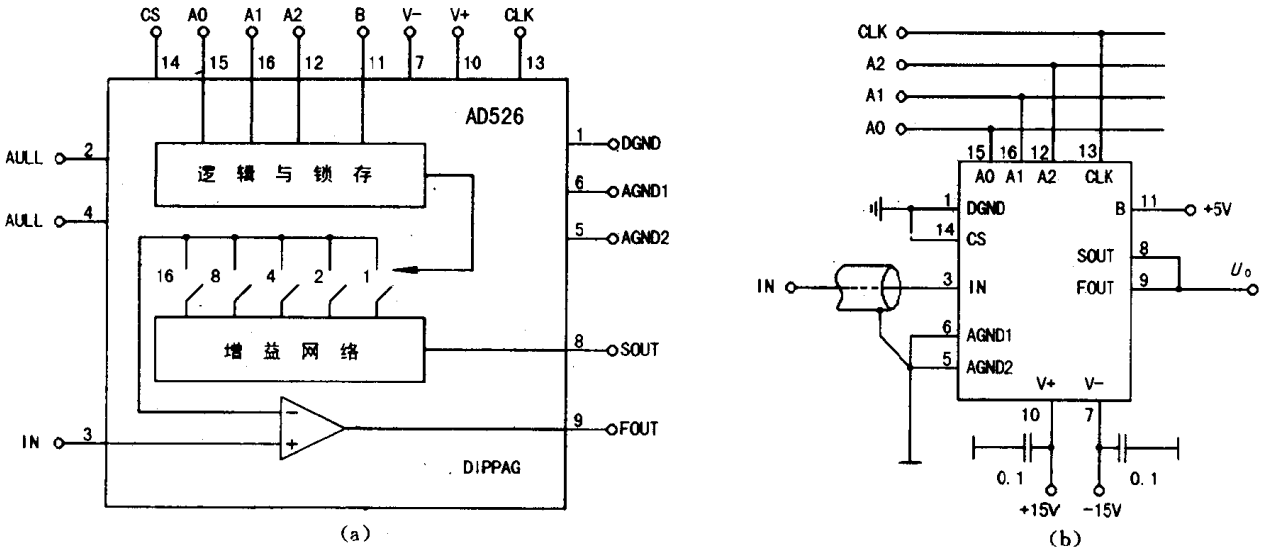


图 1.51　AD526 内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

表 1.26　透明、锁存与增益的关系

增益码				控制	状态		增益码				控制	状态	
A2	A1	A0	B	CLK(CS=0)	增益	模式	×	×	×	0	0	1	透明
×	×	×	×	1	前状态	锁存	×	×	×	0	1	1	锁存
0	0	0	1	0	1	透明	0	0	0	1	1	1	锁存
0	0	1	1	0	2	透明	0	0	1	1	1	2	锁存
0	1	0	1	0	4	透明	0	1	0	1	1	4	锁存
0	1	1	1	0	8	透明	0	1	1	1	1	8	锁存
1	×	×	1	0	16	透明	1	×	×	1	1	16	锁存

注：×表示为任意状态。

三、典型应用

利用 AD526 进行放大器的设计既可采用透明模式，也可以采用锁存模式。若采用透明模式，用户必须另行解决 A0、A1、A2 的锁存问题，例如利用 I/O 口中的锁存器，74LS174、74LS74 等等。否则增益的大小将会随 A0、A1、A2 的变化而变化。

由于 AD526 是一个单端输入放大器，比较适宜作为整个测量放大器的中间级或后级

或 A/D 转换前级使用。图 1.52 是用二片 AD526 串接实现的增益从 1 变到 128 的放大接法。可以看出，该电路是采用锁存模式。模拟输入信号从第一片 3 脚加入，8、9 脚输出并加到第二片的 3 脚。最后从第二片的 8、9 脚输出。这种电路在多增益智能测量仪器中非常有用。表 1.27 列出了数字逻辑 A0、A1、A2 与增益的关系(表中增益值为锁存后的结果)。

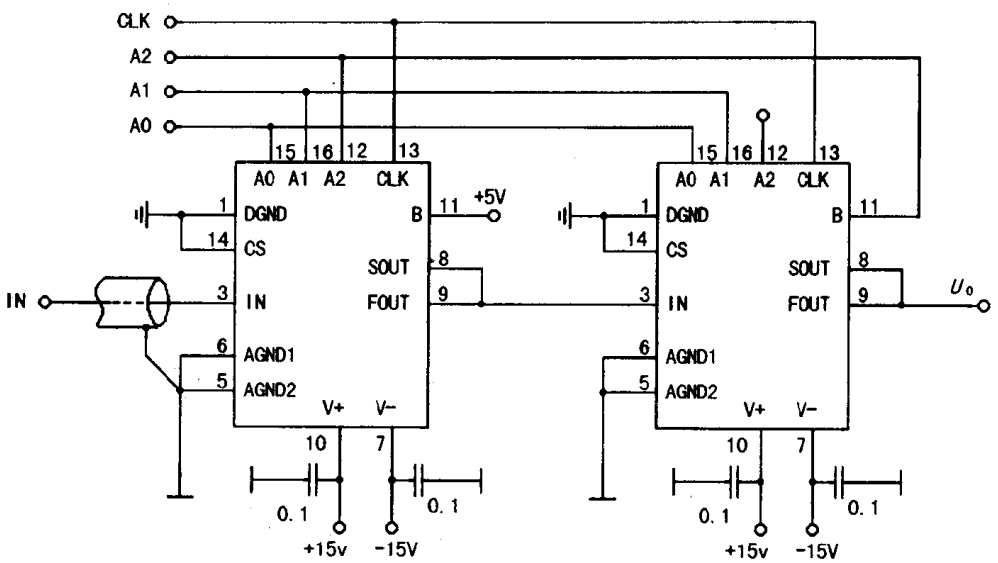


图 1.52　编程增益为 1～128 的放大器

表 1.27　数字逻辑与增益的关系

增益	A2	A1	A0	增益	A2	A1	A0
1	0	0	0	16	1	0	0
2	0	0	1	32	1	0	1
4	0	1	0	64	1	1	0
8	0	1	1	128	1	1	1

1.4.2　PGA102 放大器

PGA102 是一种高速、数控增益放大器。由 CMOS/TTL 电平所控增益为 1、10 和 100。每一增益有独立的信号输入端，并提供了输入多路器功能。经激光修正后的增益电阻，具有极高的精度和很低的温度系数。它可广泛地应用于数据采集系统，增益可控放大系统等领域。

PGA102 有民品、工业品和军品温度范围的系列器件。外形采用 16 脚 DIP 塑料和陶瓷封装结构，其引脚排列请见附录 B 图 72。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 数控增益：有×1、×10 和×100 等三档；

(2) 增益误差小：不大于 0.025%；

(3) 建立时间短：不大于 2.8 μs(到 0.01%)；

(4) 输入失调电压小：不大于±200 μV(G=1)；

(5) 输入偏置电流小：不大于±60 nA(全温度范围)；

(6) 动态响应：典型值为 750 kHz(G=10)；

(7) 数字逻辑电平：与 CMOS/TTL 完全兼容。

2. 主要参数

PGA102 的主要电性能参数如表 1.28 所示。

表 1.28 PGA102 的主要电性能参数

室温：$T_A=+25$ ℃，电源电压：$U_s=\pm15$ V，负载阻抗：$R_L=2$ kΩ

参数		条件	PGA102AG			PGA102BG/SG			PGA102KP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	增益误差	G=1		±0.007	±0.02		±0.003	±0.01		*	*	%
		G=10		±0.015	±0.03		±0.01	±0.02		*	±0.05	%
		G=100		±0.02	±0.05		±0.015	±0.025		*	±0.06	%
	温度系数	G=1		±0.4	±5		*	*		*	*	10^{-6}/℃
		G=10		±2	±7		*	*		*	*	10^{-6}/℃
		G=100		±7	±20		*	*		±9	*	10^{-6}/℃
额定输出	电压		±10	±12.5		*	*		*	*		V
	电流	$U_o=10$ V	±5	±10		*	*		*	*		mA
	短路电流		±10	±25		*	*		*	*		mA
	输出阻抗			0.01			*			*		Ω
	负载电容	稳定工作		2000			*			*		pF
输入失调电压	(初值)	G=1		±200	±500		±100	±250		*	±1 500	μV
		G=10		±70	±200		±50	±100		*	±600	μV
		G=100		±70	±200		±50	±100		*	±600	μV
	温度系数	G=1		±5	±20		*	*		±7	±50	μV/℃
		G=10		±1	±7		*	*		±3	±10	μV/℃
		G=100		±0.5	±3		*	*		±2	±7	μV/℃
	电源系数			±30	±70		*	*		*	*	μV/V
	±5<U_s<±18 V			±8	±30		*	*		*	*	μV/V
				±8	±30		*	*		*	*	μV/V
输入偏置	偏置电流	(初值)		±20	±50		*	*		*	*	nA
	温度范围	$T_A=T_{min}\sim T_{max}$		±25	±60		*	*		*	*	nA

续表

参数		条件	PGA102AG			PGA102BG/SG			PGA102KP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
模拟输入特性	电阻			7×10^8			*			*		Ω
	电容			4			*			*		pF
	电压范围	线性工作	±10	±12		*	*		*	*		V
输入噪声	噪声电压（峰峰值）f_B=0.1～10 Hz	G=1		4.5			*			*		μV
		G=10		1.5			*			*		μV
		G=100		0.6			*			*		μV
	噪声电流（峰峰值）	f_D=0.1～10 Hz		76			*			*		pA pA
动态响应	小信号带宽（±3 dB）	G=1		1 500			*			*		kHz
		G=10		750			*			*		kHz
		G=100		250			*			*		kHz
	全功率	U_o=±10		160			*			*		kHz
	压摆率		6	9		*	*		*	*		V/μs
电源	额定电压			±15			*			*		V
	电压范围		±5		±18	*		*	*		*	V
	静态电流	U_o=0		±2.4	±3.3		*	*		*	*	mA
温度	规范温度		−25		+85	*		*	0		+70	℃
	工作范围		−55		+125	*		*	−55		+125	

注：* 表示参数与 PGA102AG 相同。

二、内部结构与基本接法

PGA102 的内部电路结构如图 1.53(a)所示。它主要由输入电阻网络、N1、N2、N3 基本放大器和增益/通道逻辑选择电路等组成。它具有×1、×10 和×100 的独立模拟信号输入端和失调电压调整端。图 1.53(b)是其基本接法。其中 A0、A1 分别代表×10、×100 增益端。调整 R1 可以细调失调电压。增益的选择是改变 A0、A1 的逻辑电平来实现的。表 1.29 表示了这种逻辑关系。图中输入端的虚线表示可以将三个输入端全部连起来使用，当然也可以分开使用。

表 1.29　逻辑电平与增益的关系

输入	增益	1 脚	2 脚
		A0(×10)	A1(×100)
U_{i1}(IN1)	G=1	0	0
U_{i2}(IN2)	G=10	1	0
U_{i3}(IN3)	G=100	0	1
无效	无效	1	1

注：逻辑“0”：0 V<U<0.8 V；逻辑“1”：2 V<U<U_s；
逻辑电平是相对于 3 脚的电位。

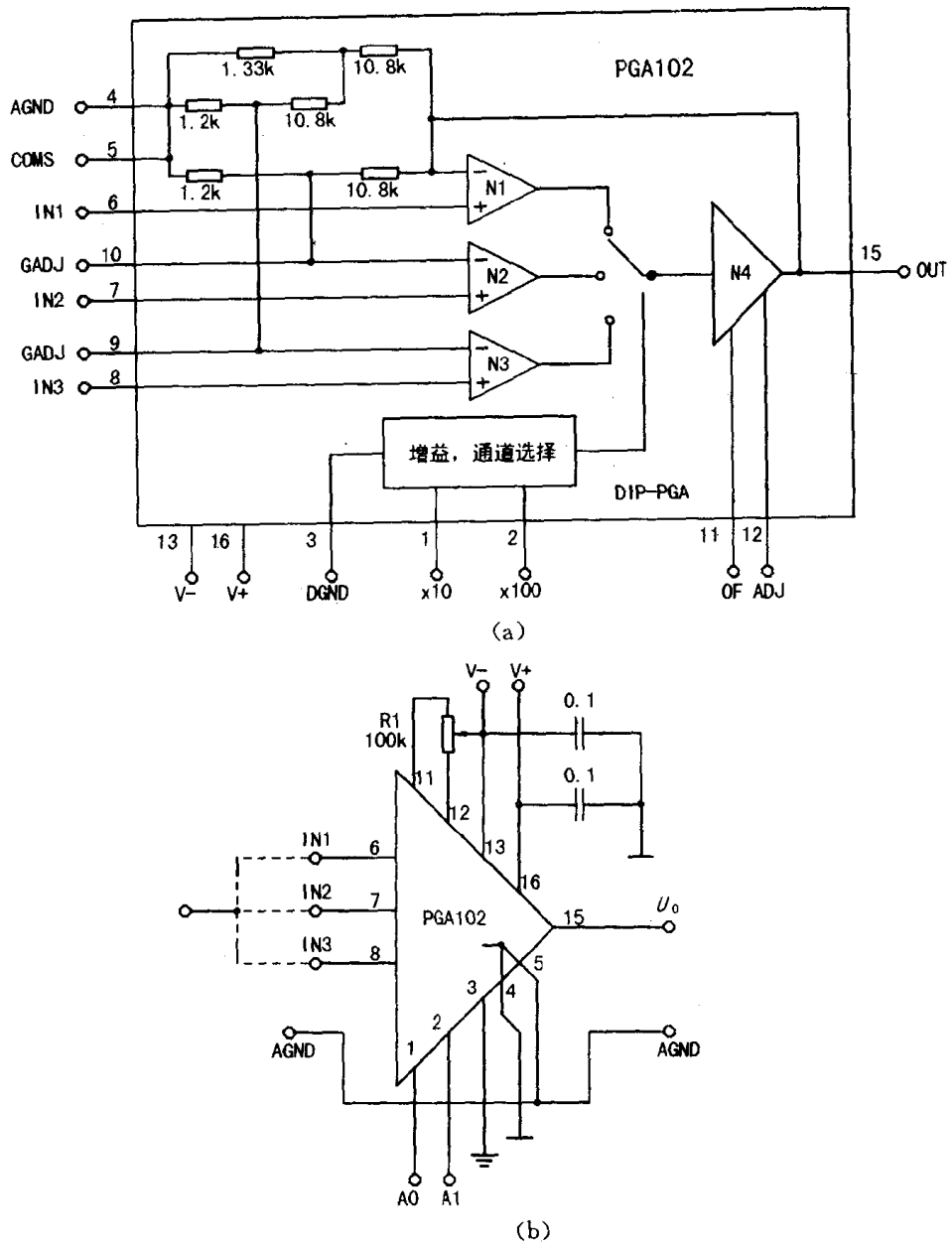


图 1.53　内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

三、典型应用

PGA102 的增益精度是较高的。在一般应用时无需对其进行调整。若对增益精度要求较高时，可采用图 1.54(a)的电路进行细调。其中 R4 是用来调整×100 增益的，R1 是用来调整×10 增益的。这种电路对外接电阻 R1～R6 的温度系数要求较高，若不注意，会直接影响整个增益精度。

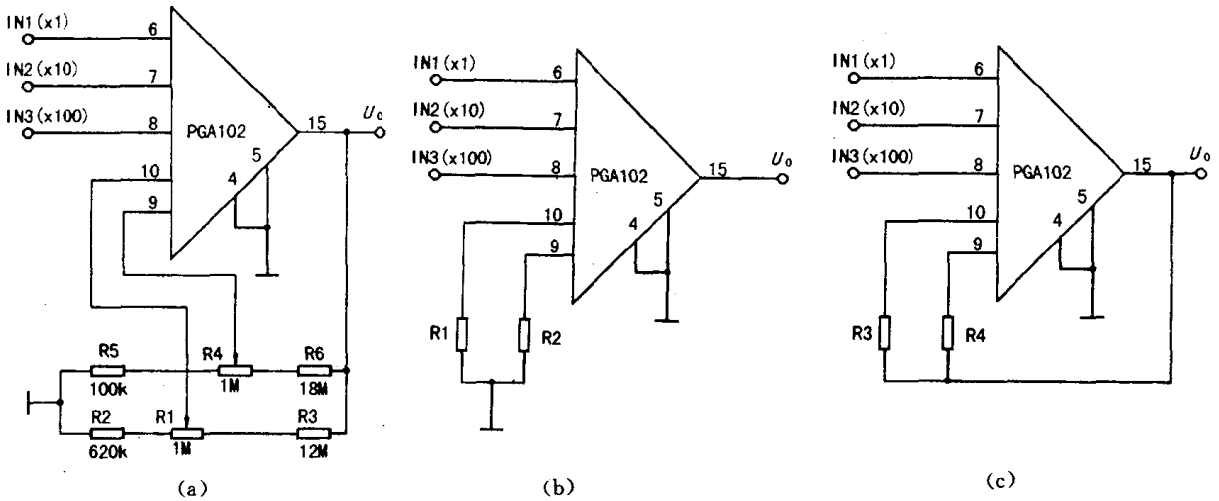


图 1.54　改变基本增益的接法

(a) 基本增益细调；(b) 增大基本增益；(c) 减小基本增益

若需要对增益的大小进行更改时，可采用图 1.54(b)和图 1.54(c)的接法。图 1.54(c)是将固定增益变大的接法，其方法是将 10 和 9 脚对地接入 R1 和 R2 两个电阻。其大小由下式确定：

$$R1 = \frac{10.8\ \text{k}\Omega}{G_{\times 10UP} - 10}, \qquad R2 = \frac{108\ \text{k}\Omega}{G_{\times 100UP} - 100}$$

例如，R1=1.08 kΩ 和 R2=1.08 kΩ 时，增益为 1、20 和 200。

图 1.54(c)是将固定增益变小的接法，其方法是将 9 和 10 脚对 15 脚接入 R3 和 R4 两个反馈电阻。其大小由下式确定：

$$R3 = -\left(\frac{97.2\ \text{k}\Omega}{G_{\times 10DN} - 10} + 10.8\ \text{k}\Omega\right), \qquad R4 = 100\left(\frac{108\ \text{k}\Omega}{100 - G_{\times 100DN}} - 1.09\ \text{k}\Omega\right)$$

例如，R3=8.64 kΩ 和 R4=107 kΩ 时，增益为 1、5 和 50。

上式中，$G_{\times 10UP}$、$G_{\times 100UP}$、$G_{\times 10DN}$和 $G_{\times 100DN}$分别代表所改变后的增大和减小×10 与×100增益值。

图 1.55 是利用PGA102 与 N2、N3 运放组合实现的高速、增益可控的差分仪用放大器(图中省去了×10、×100 数控引线)。输入信号 U_i 同时加到 N1 的 6、7、8 脚，输出电压 $U_o=G(U_2-U_1)$。其中，G=1、10、100，由数控完成。

1.4.3　PGA103 放大器

PGA103 是增益可控的单端输入通用仪用放大器。通过数字电平直接选择的基本编程增益为 1、10、100。它是一个高速器件，动态响应很好，本身所提供的建立时间仅为 8 μs。在增益为 100 时，带宽达 250 kHz。在±4.5 V 的电源电压下器件可可靠工作，而静态电流仅为 2.6 mA。

该器件可广泛应用于数据采集系统、多增益模拟放大系统和医用仪器当中。

PGA103 外形采用 8 脚 DIP 与 SO 塑料封装。其引脚排列请见附录 B 图 73。

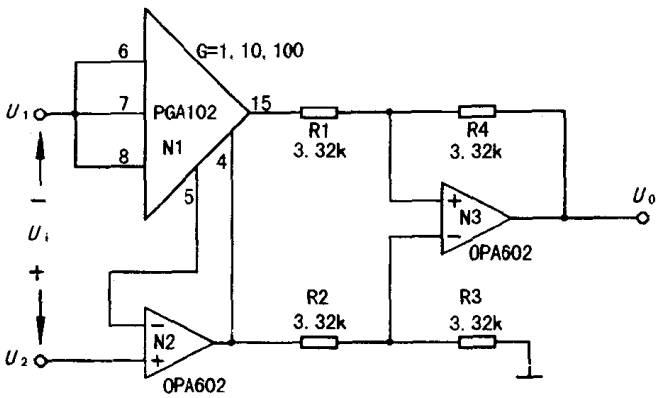


图 1.55　高速、增益可控的差分放大器

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 数字编程增益：有×1、×10 和×100 等三档；

(2) 增益误差小：不大于±0.05%(G=10)；

(3) 失调电压漂移小：不大于 2 μV/ ℃；

(4) 非线性小：不大于±0.001%；

(5) 噪声电压小：峰峰值不大于 0.6 μV(0.1～10 Hz)；

(6) 数字逻辑电平：完全兼容 CMOS 与 TTL 电平；

(7) 成本低。

2. 主要参数

PGA103 的主要电性能参数如表 1.30 所示。

表 1.30　PGA103 的主要电性能参数

室温：T_A=+25 ℃，电源电压：U_s=±15 V，负载阻抗：R_L=2 kΩ

参数		条件	PGA103P/U			单位
			最小	典型	最大	
增益	误差	G=1		±0.005	±0.02	%
		G=10		±0.02	±0.05	%
		G=100		±0.04	±0.2	%
	温度系数			±2		10^{-6}/℃
				±10		10^{-6}/℃
				±30		10^{-6}/℃

续表

参数		条件	PGA103P/U			单位
			最小	典型	最大	
输出	电压	（正向） （负向）	$V_+-3.5$ $V_-+3.5$	$V_+-2.5$ $V_-+2.5$		V V
	短路电流		+20			mA
	容性负载	（最大）		1 000		pF
输入	偏置电流	（初值）		±50	±150	nA
	偏流温度系数			±100		pA/℃
	失调电压			±200 ±100 ±100	±1 500 ±500 ±500	μV μV μV
	温度线性 $T_A=T_{min}\sim T_{max}$	G=1 G=10 G=100		±5 ±2 ±2		μV/℃ μV/℃ μV/℃
	电源系数 $U_s=\pm4.5\sim\pm18$ V			30 10 10	70 35 35	μV/V μV/V μV/V
	输入阻抗			$10^8 \parallel 2$		Ω ‖ pF
噪声	电压(峰峰值)	$f_B=0.1\sim10$ Hz		0.6		μV
	电流(峰峰值)			76		pA
动态响应	带宽 (−3 dB)	G=1 G=10 G=100		1.5 750 250		MHz kHz kHz
	过载恢复	过载 50%		2.5		μs
	压摆率	$U_o=\pm10$ V		9		V/μs
逻辑输入	低电平		−5.6		0.8	V
	电流			1		μA
	高电平		2		V_+	V
电源	电压范围		±4.5	±15	±18	V
	静态电流	$U_i=0$		±2.6	±3.5	mA
温度	规范温度范围		−40		+85	℃
	工作温度范围		−40		+125	

二、基本接法

图 1.56 是其基本放大器的接法。8、6 电源引脚应接入 0.1 μF 的旁路电容。输入信号从 4 脚加入，增益控制通过改变 A0、A1 数字电平得到。表 1.31 给出了增益与 A0、A1 的逻辑关系。

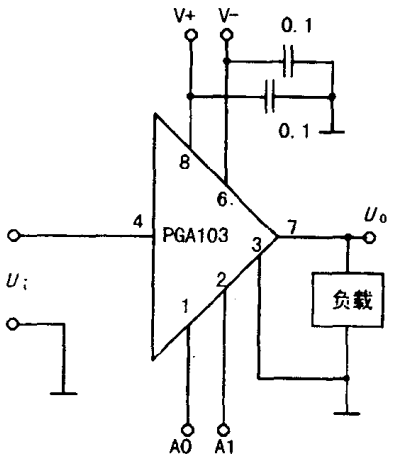


图 1.56　基本放大器连接

表 1.31　增益与数字连接的关系

增益(倍数)	2 脚	1 脚
	A1	A0
1	0	0
10	0	1
100	1	0
无效	1	1
注：逻辑 0：(−5.6 V)<U<0.8 V； 逻辑 1：2 V<U<(+V)； 逻辑电平是相对于 3 脚的电位。		

三、典型应用

在应用 PGA103 作为增益可控放大器时，既可采用自动控制(由 CPU 等自动设置)，也可采用手动方式。图 1.57(a)是利用手动开关进行设置的典型电路。对 S1、S0 接通与断开的组合，就可设置不同的增益。图 1.57(b)是展宽输入模拟范围的放大接法(或者称减小基本增益的接法)。模拟输入信号 U_i 经分压电阻 R1、R2 和保护二极管 V1 与 V2 加到输入

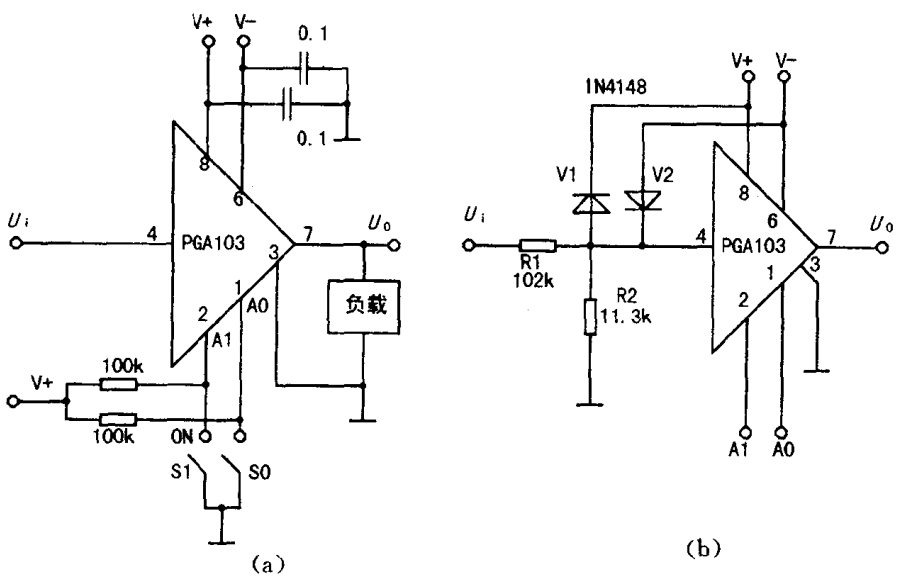


图 1.57　两种常用的放大接法

(a) 手控增益放大器；(b) 展宽输入范围放大器

端 4 脚。其输出电压 U_o 就可展宽。图中参数输入范围可达±120 V。

由于 PGA103 是一个单端输入放大器，所以最适宜在前置放大器之后使用。图 1.58 就是一个典型的接法。其中，前置放大器是由 INA114 所构成的差分输入放大器，前置放大器增益电阻的大小由(1－2)式确定。C1、R1 是一个 RC 高通滤波器，截止频率可由输入信号的频率来定。PGA103 跟在其后，作为增益可控的放大电路。其中 A0、A1 可由 CPU 来自动设置。这种接法在智能测量仪中是很有用的。

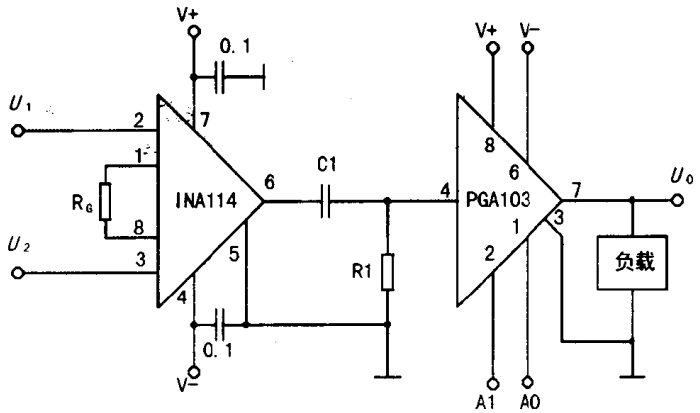


图 1.58　增益可控的仪用放大电路

1.4.4　PGA202/203 放大器

PGA202/203 是一个单片增益可控的双端输入仪用放大器。其中 PGA202 编程增益为×1、×10、×100 和×1 000，PGA203 编程增益为×1、×2、×4 和×8。二者都可通过 CMOS/TTL 逻辑电平选择控制，很容易和单片机接口。这两种器件均是 FFT 输入，并包含跨导电路，在不同的增益时，带宽几乎是一致的。由于采用激光修正技术，使增益失调无需用外接元件调整。

该器件可广泛应用于自动量程可控电路、数据采集系统、动态范围扩展系统和远距离测量仪器当中。

PGA202/203 外形采用 14 脚 DIP 陶瓷和塑料封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 74。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 建立时间短：不大于 2 μs(到 0.01%)；

(2) 偏置电流小：不大于 50 pA；

(3) 非线性误差小：不大于 0.012%；

(4) 共模抑制比高：不小于 80 dB；

(5) 具有四种可控增益：×1、×10、×100 和×1 000(或×1、×2、×4 和×8。)；

(6) 数字逻辑电平：完全兼容 CMOS/TTL 逻辑电平；

(7) 使用方便。

2. 主要参数

PGA202/203 的主要电性能参数如表 1.32 所示。

表 1.32 PGA202/203 的主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝±15 V

参数		条件	PGA202/203AG			PGA202/203BG			PGA202/203KP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	增益误差	G<1 000		0.05	0.25		*	0.15		*	*	%
		G=1 000		0.1	1		0.08	0.5		*	*	%
	非线性	G<1 000		0.002	0.015		*	0.012		*	*	%
		G=1 000		0.02	0.06		*	0.04		*	*	%
	温度系数	G<100		3	25		*	15		*		10^{-6}/℃
		G=100		40	120		*	60		*		10^{-6}/℃
		G=1 000		100	300		*	150		*		10^{-6}/℃
额定输出	电压	$|I_o|\leqslant$5 mA	±10	±12		*	*		*	*		V
	电流	$|U_o|\leqslant$10 V	±5	±10		*	*		*	*		mA
	输出阻抗			0.5			*			*		Ω
模拟输入	共模范围		±10	±13		*	*		*	*		V
	电压	最大绝对值			$\pm U_s$			*			*	V
	阻抗	差模		10 ‖ 3			*			*		GΩ ‖ pF
		共模		10 ‖ 1			*			*		GΩ ‖ pF
失调电压	(初值)			±(0.5+5/G)	±(2+24/G)		*	±(1+12/G)		*	*	mV
	温度系数			±(3+50/G)	±(24+240/G)		*	±(12+120/G)		*		μV/℃
	电源系数	$10\leqslant U_s\leqslant 15$		10+250/G	100+900/G		*	50+450/G		*	*	μV/V
	时间系数			50			*			*		μV/月
输入电流	偏置电流(初值)	T_A=25 ℃		10	50		*	*		*	*	pA
		T_A=85 ℃		640	3 200		*	*		*	*	pA
	失调电流(初值)	T_A=25 ℃		5	25		*	*		*	*	pA
		T_A=85 ℃		320	1 600		*	*		*	*	pA
噪声电压	输入电压	f_B=0.1～10 Hz		1.7			*			*		μV
	输出电压	(峰峰值电压)		32			*			*		μV

续表

参数		条件	PGA202/203AG			PGA202/203BG			PGA202/203KP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
动态响应	频率响应			1 000			*			*		kHz
	带宽			250			*			*		kHz
	全功率带宽	G<1 000		400			*			*		kHz
		G=1 000		100			*			*		kHz
	过载恢复时间			5			*			*		μs
				10			*			*		μs
	压摆率		10	20		15	*		*	*		V/μs
数字输入	低电平	(阈值电压)			0.8			*			*	V
		(电流)			10			*			*	μA
	高电平	(电压)	2.4			*			*			V
		(电流)			10			*			*	μA
电源	额定电压			±15			*			*		V
	电压范围		±6		±18	*		*	*		*	V
	静态电流			6.5			*			*		mA
温度	规范温度		−25		+85	*		*	0		+70	℃
	工作范围		−55		+125	*		*	−25		+85	

注：* 表示参数与 PGA202/203AG 相同。

二、内部结构与基本接法

图 1.59(a)是 PGA202/203 的内部电路结构。它主要由前端与逻辑电路、基本差分放大电路和高通滤波电路等组成，具有失调电压调整端、滤波器输出端、反馈输出和参考输出端，能够灵活组成各类放大电路。图 1.59(b)是其基本放大接法。为了避免影响共模抑制，最好将所有地线一点接地。增益的选择是靠改变 A0、A1 的逻辑电平实现的。表 1.33 列出了这种关系。图 1.59(c)是交流输入电容耦合的基本放大接法，R1、R2 是为了给放大器的输入增加偏置回路而设定的，不能省去。

表 1.33　软件编程增益的逻辑关系

逻辑输入		PGA202		PGA203	
A1	A0	增益	误差(%)	增益	误差(%)
0	0	1	0.05	1	0.05
0	1	10	0.05	2	0.05
1	0	100	0.05	4	0.05
1	1	1 000	0.10	8	0.05

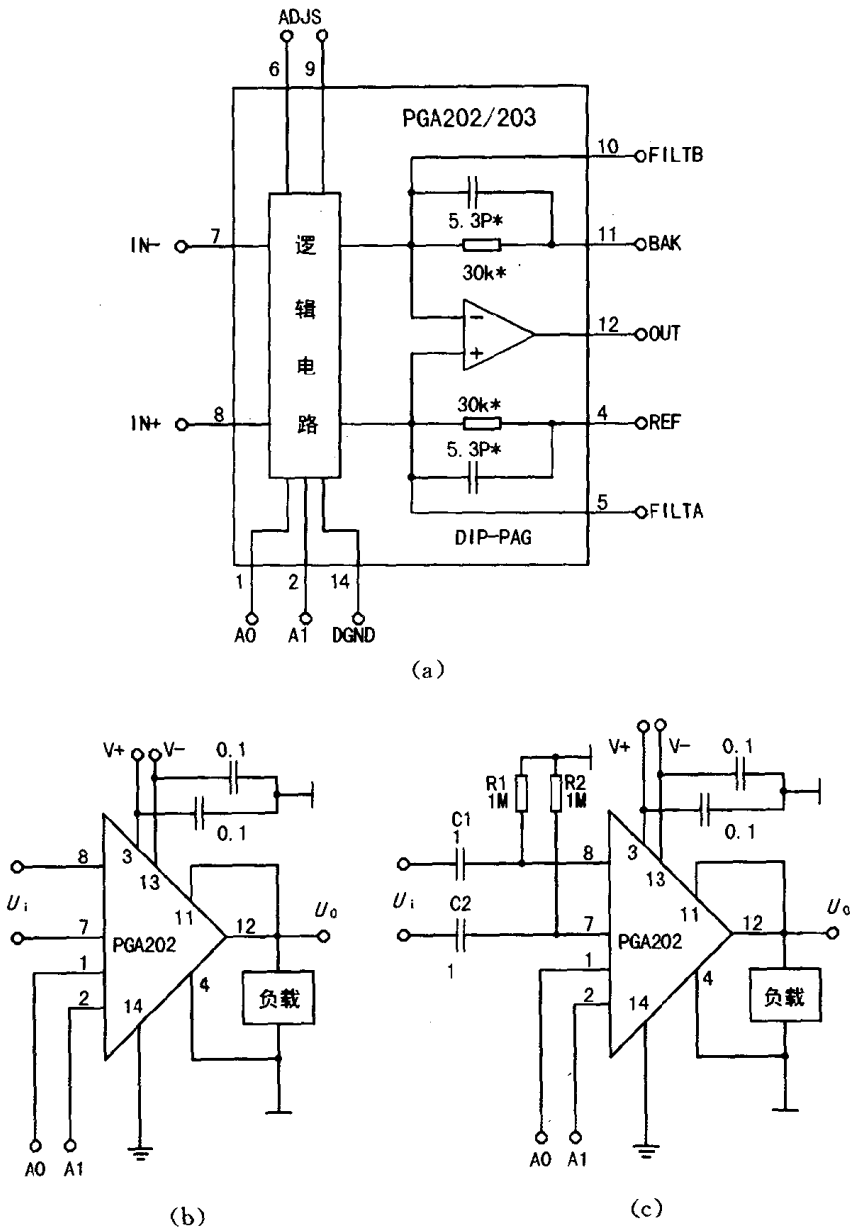


图 1.59　内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法；(c) 交流耦合基本接法

三、典型应用

因 PGA202/203 是双端输入放大器，所以既可以用作前置放大器，也可以用作后级放大电路，设计非常灵活。图 1.60(a)是用 2 片噪声很低的 OP27 和 PGA203 所构成的仪用差分放大电路，前级 N1、N2 的总放大倍数为：100、200、400 和 800。这种电路适应作微弱信号测量放大。图 1.60(b)是用 PGA202 和 PGA203 串接实现的增益从 1 至 800 的典型接法。表 1.34 列出了其增益与逻辑的关系。

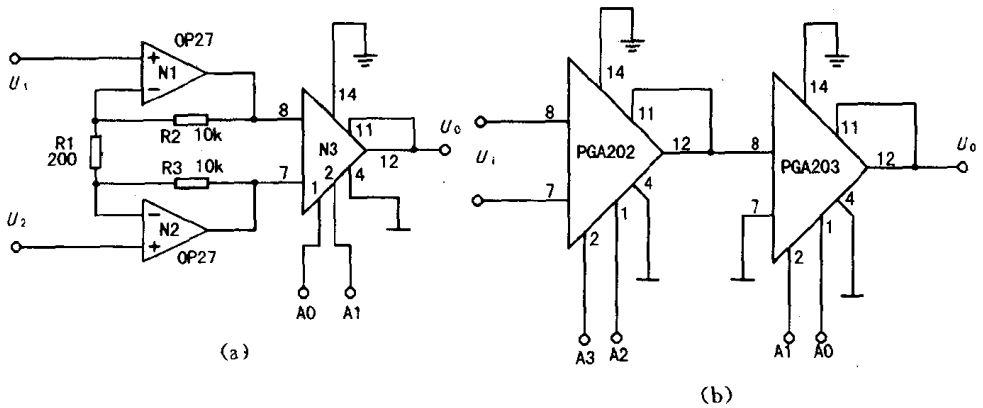


图 1.60　PGA202/203 的典型接法

(a) 构成标准的仪用放大器；(b) 串联放大器

表 1.34　增益与逻辑的关系

A3	A2	A1	A0	增益	A3	A2	A1	A0	增益
0	0	0	0	1	1	0	0	0	100
0	0	0	1	2	1	0	0	1	200
0	0	1	0	4	1	0	1	0	400
0	0	1	1	8	1	0	1	1	800
0	1	0	0	10	1	1	0	0	1 000
0	1	0	1	20	1	1	0	1	2 000
0	1	1	0	40	1	1	1	0	4 000
0	1	1	1	80	1	1	1	1	8 000

PGA202/203 的另一种典型应用是利用其滤波输出进行高通滤波器的设计。图 1.61 是其典型接法。经并接 C1 与 C2 可实现不同的截止频率。表 1.35 给出了几种 C1、C2 与截止频率的关系。

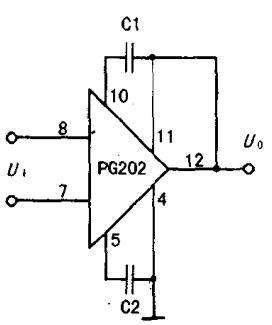


图 1.61　高通滤波器

表 1.35　C1、C2 与截止频率

截止频率	C1 和 C2
1 MHz	不接
100 kHz	47 pF
10 kHz	525 pF

1.4.5　PGA204/205 放大器

PGA204/205 是一个低成本、通用型可控仪用放大器。PGA204 的编程增益为 1、10、100 和 1 000。PGA205 的编程增益为 1、2、4 和 8。PGA204/205 的高精度、低成本使它可在许多领域得到广泛应用。

该器件的输入保护电压达±40 V，经激光修正的增益电阻，具有十分低的失调电压、失调漂移和很高的共模抑制比，电源电压在±4.5 V时，器件仍能可靠工作，静态电流仅为5 mA，适合用干电池供电。

PGA204/205外形采用16脚DIP与SOL塑料封装结构。其引脚排列请见附录B图75。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 失调电压低：不大于50 μV；

(2) 失调电压漂移小：不大于0.25 μV/℃；

(3) 输入偏置电流小：不大于2 nA；

(4) 电源范围宽：±4.5～±18 V；

(5) 静态电流小：5.2 mA左右；

(6) 增益误差小：不大于±0.024%；

(7) 动态响应快：400 kHz(G=2)；

(8) 数字编程增益：PGA204：G=1，10，100和1 000；

PGA205：G=1，2，4和8；

(9) 数字逻辑电平：完全兼容CMOS/TTL逻辑电平。

2. 主要参数

PGA204、PGA205的主要电性能参数分别如表1.36与表1.37所示。

表1.36 PGA204的主要电性能参数

室温：T_A=+25 ℃，电源电压：U_s=±15 V，负载阻抗：R_L=2 kΩ；G=1，10，100，1 000

参数		条件	PGA204BP/BU			PGA204AP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入	失调电压	T_A=+25 ℃		±10+20/G	±50+100/G		±25+30/G	±125+500/G	μV
	失调电压电源系数	U_s=±4.5 V～±18 V		0.5+2/G	3+10/G		*	*	μV/V
	失调电压温度系数	$T_A=T_{min}$～T_{max}		±0.1+0.5/G	±0.25+5/G		±0.25+5/G	±1+10/G	μV/℃
	长期稳定性			±0.2+0.5/G			*		μV/月
	CMR(U_{CM}=±10 V，ΔR_s=1 kΩ)	G=1	80	99		75	90		dB
		G=10	96	114		90	106		dB
		G=100	110	123		106	110		dB
		G=1 000	115	123		106	110		dB

续表

参数		条件	PGA204BP/BU			PGA204AP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入	差模阻抗			$10^{10} \parallel 6$			*		Ω ‖ pF
	共模阻抗			$10^{10} \parallel 6$			*		Ω ‖ pF
	共模输入	$U_o=0$	±10.5	±12.7		*	*		V
	安全电压				±40			*	V
偏置和失调电流	偏置电流			±0.5	±2		*	±5	nA
	温度系数	(偏置)		±8			*		pA/℃
	失调电流			±0.5	±2		*	*	nA
	温度系数	(失调)		±8			*		pA/℃
噪声	电压(峰峰值)	G≥100,$R_s=0$ $f_B=0.1\sim10$ Hz		0.4			*		μV
	电流(峰峰值)			18			*		pA
增益	非线性	G=1		±0.4×10⁻³	±0.001		*	±0.002	%
		G=10		±0.4×10⁻³	±0.002		*	±0.004	%
		G=100		±0.4×10⁻³	±0.002		*	±0.004	%
		G=1 000		±0.8×10⁻³	±0.01		*	±0.02	%
	误差	G=1		±0.005	±0.024		*	±0.05	%
		G=10		±0.01	±0.024		*	±0.05	%
		G=100		±0.01	±0.024		*	±0.05	%
		G=1 000		±0.02	±0.05		*	±0.1	%
	温度系数	G=10~1 000		±2.5	±10		*	*	10^{-6}/℃
输出	电压	正:$I_o=5$ mA	$V_+-1.5$	$V_+-1.3$		*	*		V
		负:$I_o=-5$ mA	$V_-+1.5$	$V_-+1.3$		*	*		
	电容负载	稳定工作		1 000			*		pF
	短路电流			+23/−17			*		mA
频率响应	带宽(−3 dB)	G=1		1			*		MHz
		G=10		80			*		kHz
		G=100		10			*		kHz
		G=1 000		1			*		kHz
	过载恢复	过载 50%		70			*		μs
	压摆率	$U_o=\pm10$ V G=10	0.3	0.7		*	*		V/μs

续表

参数		条件	PGA204BP/BU			PGA204AP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
数字输入	低电平		V_-		$U_{DG}+0.8$ V	*		*	V
	输入电流			1			*		μA
	高电平		$U_{DG}+2$		V_+	*		*	V
	地电位	(U_{DG})	V_-		V_+-4	*		*	V
电源	电压		±4.5	±15	±18	*	*	*	V
	电流	$U_i=0$		+5.2/ −4.2	±6.5		*	±7.5	mA
温度	规范范围		−40		85	*		*	C
	工作范围		−40		125	*		*	
注：*表示参数与 PGA204BP/BU 相同。									

表 1.37 PGA205 的主要电性能参数

室温：$T_A=+25$ ℃，电源电压：$U_s=\pm15$ V，负载阻抗：$R_L=2$ kΩ；G=1，2，4，8

参数		条件	PGA205BP/BU			PGA205AP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入	失调电压	$T_A=+25$ ℃		±10+ 20/G	±50+ 100/G		±25+ 30/G	±125+ 500/G	μV
	失调电压 电源系数	$U_s=\pm4.5$ ～±18 V		0.5+ 2/G	3+ 10/G		*	*	μV/V
	失调电压 温度系数	$T_A=T_{min}$ ～T_{max}		±0.1+ 0.5/G	±0.25+ 5/G		±0.25+ 5/G	±1+ 10/G	μV/℃
	长期 稳定性			±0.2+ 0.5/G			*		μV/月
	CMR($U_{CM}=$ ±10 V， $\Delta R_s=1$ kΩ)	G=1 G=2 G=4 G=8	80 85 90 95	94 100 106 112		75 80 85 89	88 94 100 106		dB dB dB dB
	差模阻抗			$10^{10}\|\|6$			*		Ω‖pF
	共模阻抗			$10^{10}\|\|6$			*		Ω‖pF
	共模输入	$U_o=0$	±10.5	±12.7		*	*		V
	安全电压				±40			*	V

续表

参数		条件	PGA205BP/BU			PGA205AP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
偏置、失调电流	偏置电流			±0.5	±2		*	±5	nA
	温度系数	(偏置)		±8			*		pA/℃
	失调电流			±0.5	±2		*	*	nA
	温度系数	(失调)		±8			*		pA/℃
噪声	电压(峰峰值)	G=8,R_s=0 f_B=0.1～10 Hz		0.5			*		μV
	电流(峰峰值)			18			*		pA
增益	非线性	G=1		±2.4×10⁻⁴	±0.001		*	±0.002	%
		G=2		±2.4×10⁻⁴	±0.002		*	±0.004	%
		G=4		±2.4×10⁻⁴	±0.002		*	±0.004	%
		G=8		±2.4×10⁻⁴	±0.002		*	±0.004	%
	误差	G=1		±0.005	±0.024		*	±0.05	%
		G=2		±0.01	±0.024		*	±0.05	%
		G=4		±0.01	±0.024		*	±0.05	%
		G=8		±0.01	±0.024		*	±0.05	%
	温度系数	G=1～8		±2.5	±10		*	*	10^{-6}/℃
输出	电压	正:I_o=5 mA	V_+−1.5	V_+−1.3		*	*		V
		负:I_o=−5 mA	V_-+1.5	V_-+1.3		*	*		
	电容负载	稳定工作		1 000			*		pF
	短路电流			+23/−17			*		mA
频率响应	带宽(−3 dB)	G=1		1			*		MHz
		G=2		400			*		kHz
		G=4		200			*		kHz
		G=8		100			*		kHz
	过载恢复	过载 50%		70			*		μs
	压摆率	U_o=±10 V G=8	0.3	0.7		*	*		V/μs
数字输入	低电平	(电压)	V_-		U_{DG}+0.8 V	*		*	V
		(电流)		1			*		μA
	高电平		U_{DG}+2		V_+	*		*	V
	地电位	(U_{DG})	V_-		V_+−4	*		*	V

续表

参数		条件	PGA205BP/BU			PGA205AP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
电源	电压		±4.5	±15	±18	*	*	*	V
	电流	$U_i=0$		±5.2/−4.2	±6.5		*	±7.5	mA
温度	规范范围		−40		85	*		*	℃
	工作范围		−40		125	*		*	
注：* 表示参数与 PGA205BP/BU 相同。									

二、内部结构与基本接法

PGA204/205 的内部电路结构如图 1.62(a)所示。除了有三个运放组合放大电路之外，还有数字选择、反馈网络及输入保护电路。它是一个典型的差分输入仪用放大器。图 1.62(b)是其基本接法。R1 是用来调整失调电压的。增益的选择是靠 A0、A1 的逻辑电平完成的。表 1.38 给出了逻辑电平与增益的关系。

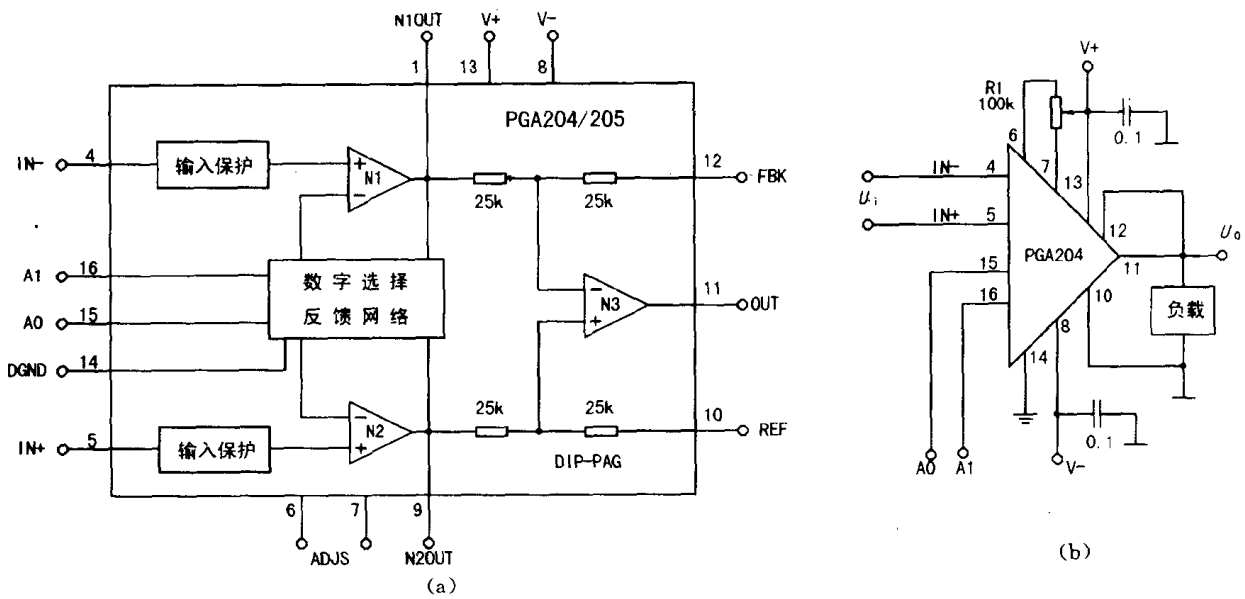


图 1.62　内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

表 1.38　逻辑电平与增益的关系

数字逻辑		增　益	
A1	A0	PGA204	PGA205
0	0	1	1
0	1	10	2
1	0	100	4
1	1	1 000	8

三、典型应用

由于 PGA204/205 是一个双端输入增益可控的通用放大器，因此它既可在测量仪器的前端使用，也可工作在后级。图 1.63(a)是用其作为微弱信号的前置放大器使用的例子。由 1、9 脚输出的共模电压经 N1 运放驱动输入屏蔽层，增强共模抑制能力。通过改变 A0、A1 的数字电平控制前置放大的放大倍数。图 1.63(b)是由二片 PGA205 串接实现的增益从 1 变到 64 的差分放大电路。表 1.39 列出了增益与逻辑的关系。根据需要也可用一片 PGA204，一片 PGA205 串接构成增益从 1 变到 8 000 的放大器。

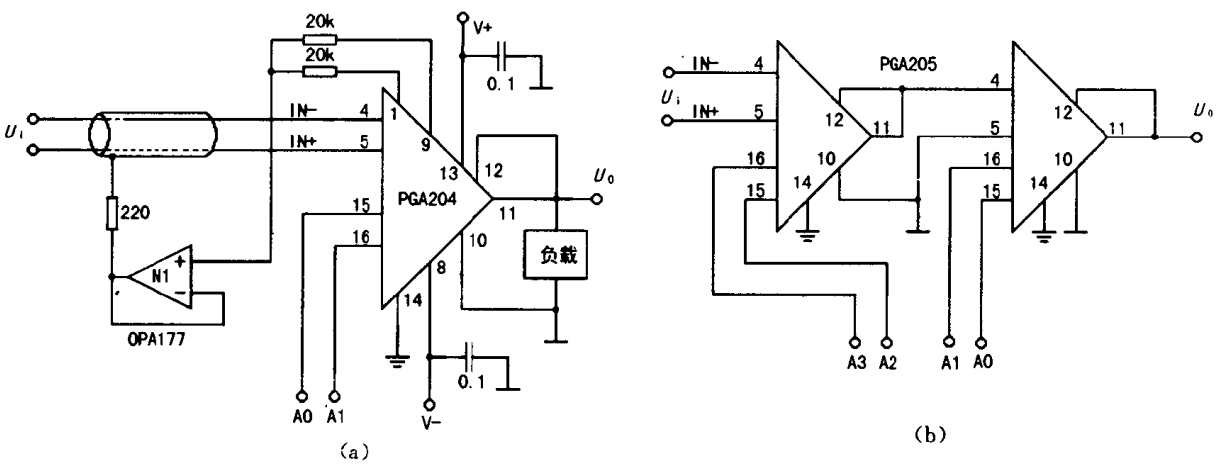


图 1.63　PGA204/205 典型用法

(a) 增益可控的前置放大器；(b) 增益为二进制递增(2^6)关系的放大器

表 1.39　增益与逻辑关系

数字逻辑				增益	数字逻辑				增益
A3	A2	A1	A0		A3	A2	A1	A0	
0	0	0	0	1	1	1	0	1	16
0	1	0	0	2	1	1	1	0	32
1	0	0	0	4	1	1	1	1	64
1	1	0	0	8					

第2章

隔离放大器

2.1 变压器耦合型放大器

2.1.1 AD202/204低成本小型化放大器

AD202/204是一种低成本，小体积的高性能隔离放大器。芯片采用调制与解调技术、变压器高频耦合技术等独特的电路设计，使器件具有很高的精度、极好的共模抑制和高性能的传输特性。它可广泛地应用在多路数据采集、电位测量、高压测量和电机控制等许多领域中。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 高的绝缘电压：最大±2 000 V(K级)；

(2) 高精度：最大非线性小于±0.05%(K级)；

(3) 高共模抑制：典型值为130 dB(G=10)；

(4) 频率带宽：典型值为5 kHz(在额定电源下)；

(5) 小体积：4通道/英寸；

(6) 低功耗：不大于35 mW(AD204)；

(7) 具有隔离电源输出(±7.5 V，2 mA)；

(8) 具有信号输入放大器；

(9) 成本低。

2. 主要参数

AD202/204的主要电性能参数如表2.1所示。

二、内部结构与基本接法

AD202/204的内部电路结构分别如图2.1(a)、2.1(b)所示。它主要由输入运算放大器、调制器、解调器、隔离变压器、电源转换、整流滤波等部分组成。AD202与AD204仅相差在电源转化电路上。前者电源由31脚+15 V直流提供，通过内部振荡器将直流转换成25 kHz的方波，经高频变压器耦合、整流与滤波得到所需的电源电压。后者则由33脚15 V时钟提供，并经转换得到所需电压。二者均有隔离后的电压输出。两种器件在基本接

表 2.1　AD202/204 的主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝±15 V

参　数		AD204J			AD204K			AD202J			AD202K			单位
		最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	范围	1～100				*			*			*		
	误差		±0.5	±4		*	*		*	*		*	*	%
	温度系数		±20	±45		*	*		*	*		*	*	10^{-6}/℃
	时间系数		±36			*			*			*		10^{-6}/月
	电源系数		±0.01			*			*			*		%/V
	非线性(G＝1)			±0.05			±0.05			±0.05			±0.05	%
输入额定电压	线性差分范围		±5			*			*			*		V
	安全差分输入			±7.5			*			*			*	V
	输入到输出承受电压(AC 和 DC、峰值)			±1 000			±2 000			±1 000			±2 000	V
	共模抑制比(60 Hz，R_s≤100 Ω，G＝100)		130			130			130			130		dB
	输入到输出的漏电流(240 V，60 Hz)			2			*			*			*	μA
阻抗	差分输入阻抗(G＝1)		10^{12}			*			*			*		Ω
	共模输入阻抗		2 ‖ 4.5			*			*			*		GΩ ‖ pF

续表

参数			AD204J			AD204K			AD202J			AD202K			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
额定输出	电压(输出由高到低)			±5			*			*			*		V
	输出阻抗			3			3			7			7		kΩ
	波纹	100 kHz 带宽(U_{p-p})		10			*			*			*		mV
		5 kHz 带宽(U_{rms})		0.5			*			*			*		mV
输入偏置电流	初值(+25 ℃)			±30			*			*			*		pA
	温度系数(0～70 ℃)			±10			*			*			*		nA/℃
输入差分电流	初值(+25 ℃)			±5			*			*			*		pA
	温度系数(0～70 ℃)			±2			*			*			*		nA/℃
输入噪声电压	0.1～100 Hz(U_{p-p})			4			*			*			*		μV
	f>200 Hz			50			*			*			*		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
频率响应	带宽($U_{o\,p-p}$≤10 V, G=1～50)			5			5			2			2		kHz
	建立时间(到 10 mV)			1			*			*			*		ms
失调电压	初值(+25 ℃)				±(15+(15/G))			±(5+(5/G))			±(15+(15/G))			±(5+(5/G))	mV mV
	温度系数(0～70 ℃)		±10±10/G			*			*			*			μV/℃
隔离电源输出	电压(空载)			±7.5			*			*			*		V
	电流			2			2			0.4			0.4		mA
	精度			±10			*			*			*		%
	调整(空载到满载)			5			*			*			*		%
	波纹(U_{p-p})			100			*			*			*		mV

续表

参数			AD204J			AD204K			AD202J			AD202K			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
振荡驱动	输入电压	AC		15			15								kHz
		DC								15			15		V
	输入频率	AC		25			25								kHz
		DC								15			15		V
电源	额定电压								+15±5%			+15±5%			V
	工作电压								+15±10%			+15±10%			V
	空载电流									5			5		mA
温度	额定温度		0～+70			*			*			*			℃
	工作温度		−40～+85			*			*			*			

注：* 表示参数与 AD204J 相同。

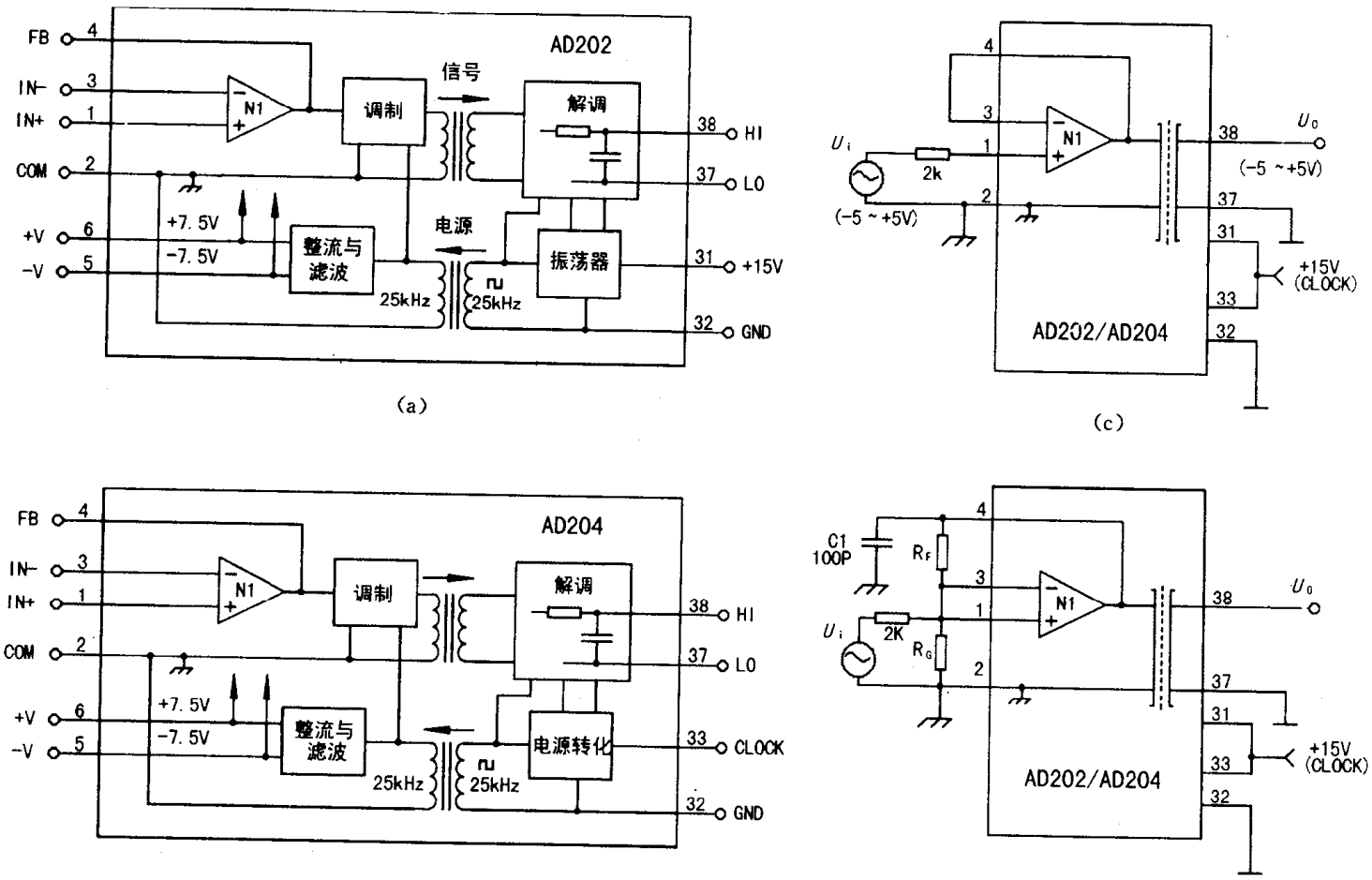


图 2.1　AD202/204 内部结构与基本接法

(a) AD202 内部电路结构；(b) AD204 内部电路结构；

(c) 单增益的基本接法；(d) 增益大于 1 的基本接法

法上无多大差别。图 2.1(c)、2.1(d)示出了单增益和具有增益的两种基本电路。输入信号均以放大器的“+”端输入。图 2.1(c)输入信号 V_i 与输出信号 V_o 范围均是−5～+5 V，放大倍数是 1。图 2.1(d)放大倍数可由下式确定(在选择 R_F 电阻时最好大于 20 kΩ)：

$$G = 1 + \frac{R_F}{R_G} \qquad (2-1)$$

应该明确隔离放大器的接地点很重要。输入回路和输出回路应各自接“地”，原则上不应相通，只有这样才能起到“隔离”效果。

三、电源的获取与基本调整

上面曾提到 AD202、AD204 的区别在于所加电源不同。对于 AD202 只要外加+15 V 电源即可工作。而对 AD204 来说，要得到峰峰值电压 15 V/25 kHz 时钟，还需专门的时钟驱动电路。AD246 是一个廉价的时钟输出集成芯片。它可以同时驱动多达 32 个 AD204。只要在 AD246 的 1 脚加进+15 V 电源，就可在 2 脚得到所需的时钟。图 2.2(a)示出了由 CD4047 等构成的另一时钟驱动电路。这种电路的时钟振荡部分由 CD4047 完成，输出驱动由 TSC426 的两个反相门完成。+15 V 电源和地之间应接入 1 μF 电容。图 2.2(b)是通过调整输出回路 R3 电阻，使输出电压 U_o 为零的基本方法，这种电路主要是改变 37 脚“地”电位来实现调零的。图 2.2(c)、2.2(d)是采用输入回路提取±7.5 V 隔离电源的办法来调整零输出和增益的基本电路。其中，调整 R1 是改变增益，调整 R6 是改变零输出。

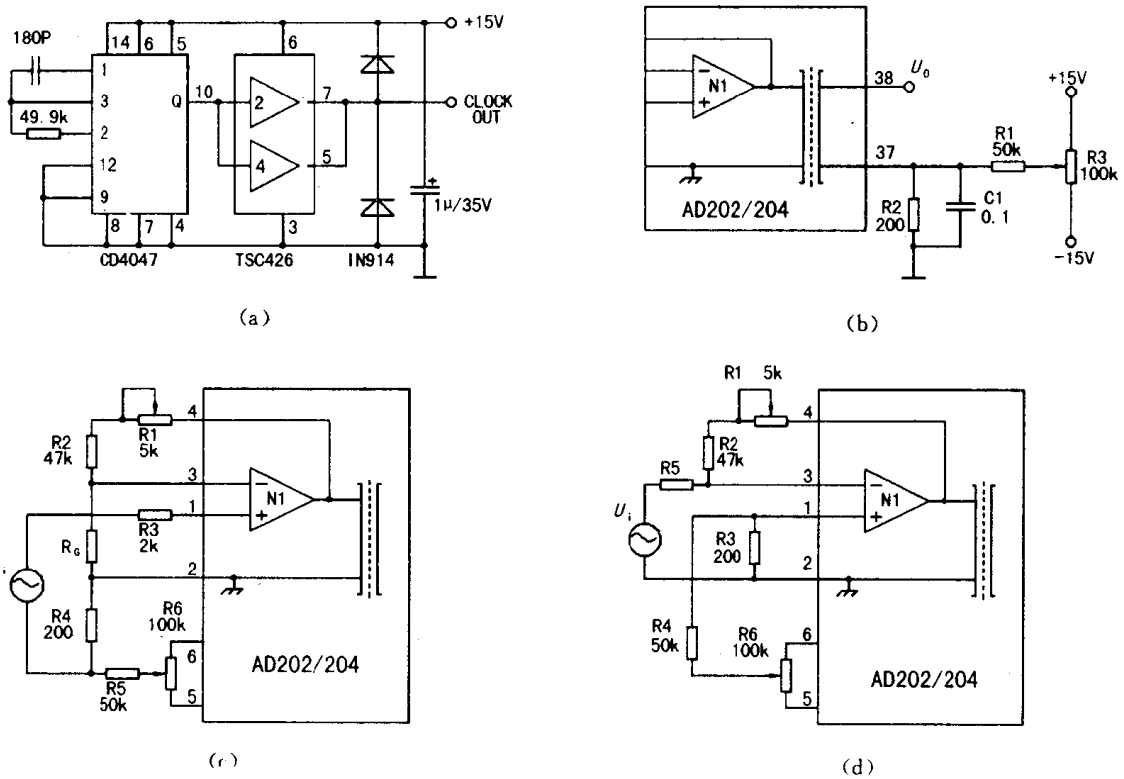


图 2.2　时钟驱动与基本调整

(a) 时钟驱动电路；(b) 输出回路调整电路；

(c) 同相调整电路输入回路；(d) 反相调整电路输入回路

四、典型应用

图 2.3 是 AD204 在微弱信号检测中的典型接法。前置放大由低噪声、低功耗 ADOP--07 构成。其中 R1 和 C1 构成了 RC 低通滤波器，前置放大的增益为(1＋R3/R_G)。AD204 的输入回路是一个三极点有源低通流波器，本身增益为 1。这种接法对增强共模抑制，特别是对抑制交流电源的干扰大有好处。为了提供±7.5 V 隔离电源的通路，C4、C5(1 μF)电容必不可少。

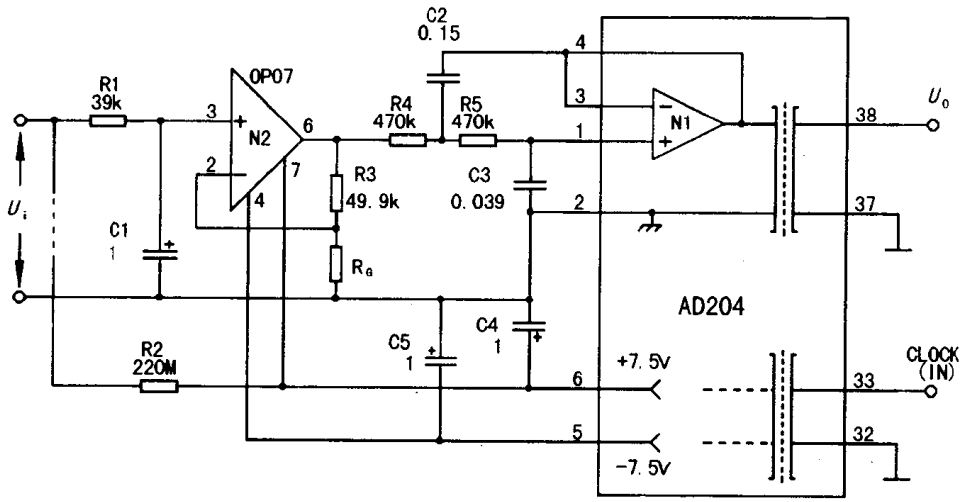


图 2.3　AD204 在微弱信号检测中的应用

在实际应用图 2.3 电路时，应注意以下四点：

(1) 前放电路需选用低功耗的器件；

(2) 失调电压的调整最好采用调节 OP－07 本身的失调电压解决；

(3) 增益的改变通过调节 R4 完成，且前放增益应在 10 到 50 之间为宜；

(4) 若需垫高 V_i 的电位时，可接入 R2。

图 2.4 是 AD202/204 在 I/U 变换中的应用。4～20 mA 输入电流经 R1 产生压降后，可在 38 脚线性地得到 1～5 V 的直流电压，并经输出放大器变换得到 0～＋10 V 的电压输

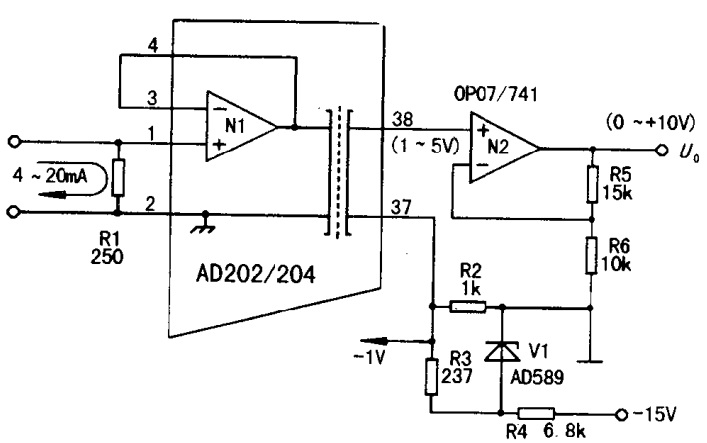


图 2.4　AD202/204 在 I/U 变换中的应用

出。图中 37 脚的－1 V 电压可作其它电路的辅助电源。若需将 4～20 mA 变到其它范围的电压输出，可通过调整 R5、R6、R2、R3 和 R4 等元件参数解决。

2.1.2 AD206 100 kHz 带宽放大器

AD206 是一个高速、高精度变压器耦合的模拟信号隔离放大器。新的电路设计保证了 AD206 具有 100 kHz 的动态特性。电源变压器和信号变压器的耦合使信号输入和放大输出具有绝对的“电气”绝缘。共模保护电压达 1.5 kV。在输入非平衡的条件下共模抑制比高达 105 dB；在 240 V 高压下，漏电流仅为 2.0 μA；非线性误差在全温度范围内小于 ±0.005%；高速的传输性能允许放大高频信号，其建立时间达 12 μs。输出缓冲允许驱动低阻抗的负载。在工业环境中它是一个理想的隔离放大器件。

该器件可广泛地应用在高速数据采集系统、瞬态监控系统、高压电力监控系统、电机控制和振动分析等领域。

AD206 外形采用 44 脚 SIP 封装结构，最大外矩形为 62.9 mm×8.3 mm×21.3 mm，温度范围为－40～＋85 ℃。其引线排列请见附录 B 图 5。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 带宽：不小于 100 kHz；

(2) 压摆率：典型值为 6 V/μs；

(3) 建立时间：不大于 12 μs；

(4) 动态失真：典型值为－80 dB(1 kHz)；

(5) 非线性：典型值为±0.005%；

(6) 输出电压范围：±10 V；

(7) 绝缘电压：不小于 1.5 kV；

(8) 具有隔离电源输出、输入放大和输出缓冲；

(9) 带负载能力强。

2. 主要参数

AD206 的主要电性能参数如表 2.2 所示。

表 2.2 主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝±15 V，负载电阻：R_L＝2 kΩ

参数		条件	AD206A			AD206B			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	范围			1～10			*		
	误差			－0.5	±2		*	*	%
	温度系数	0～＋85 ℃		＋15	＋55		*	*	10^{-6}/℃
		－40～0 ℃		＋50	＋100		*	*	

续表

参数		条件	AD206A			AD206B			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	电源系数	±(14.5～16.5 V,DC)		100			*		10^{-6}/V
	非线性(±10 V输出摆幅)	G=1		±.005	±0.15		*	*	%
		G=10		±0.01			*		
	传输延迟时间			2.2			*		μs
	压摆率			6			*		V/μs
	上升时间	10%～90%		3			*		μs
	过冲			0.5			*		%
	谐波失真量	1 kHz		−80			*		dB
		10 kHz		−65			*		
	增益过载恢复时间	±15 V 驱动		5			*		μs
	输出过载恢复时间	G>5		10			*		
输入额定电压	线性差分范围		±10			*			V
	安全输入电压				±15			*	V
	输入到输出持续承受电压	AC 和 DC(峰值)			±1 000			±2 000	V
	共模抑制比	1 kHz,G=1,R_s≤100 Ω		100			*		dB
	输入到输出的漏电流	240 V,60 Hz			2			*	μA
阻抗	差分输入阻抗(G=1)			16			*		MΩ
	共模输入阻抗			2‖4.5			*		GΩ‖pF
额定输出	电压(输出由高到低)			±10			*		V
	电流	2 kΩ 负载	±5			*			mA
	输出阻抗				1			*	Ω
	输出波纹电压(峰峰值)	1 MHz 带宽		10			*		mV
		50 kHz 带宽		2.5			*		

续表

参数		条件	AD206A			AD206B			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入偏置电流	初值	+25 ℃		300	650		*	*	nA
	温度系数	−40～+85℃			±800			*	nA/℃
输入差分电流	初值	+25 ℃		3	±65		*	*	nA
	温度系数	−40～+85℃			300			*	nA/℃
噪声	输入噪声电压	f>200 Hz		20			*		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
频率响应	全信号带宽 ($U_{s\,p-p}$=20 V)	3 dB, G=1	100	110		*	*		kHz
	小信号带宽 ($U_{s\,p-p}$=0.1 V)	G=1, 3 dB		115			*		
失调电压	输入失调电压初值	+25 ℃		±0.4	±2		*	*	mV
	温度系数（输入）	0～+85 ℃		±2	±15		*	*	μV/℃
		−40～0 ℃		±20			*		
	输出失调电压初值	+25 ℃		−35	0～65		*	*	mV
	温度系数（输出）	0～+85 ℃		±30	±65		*	*	μV/℃
		−40～0 ℃		±80			*		
	电源系数（输出）			±350			*		μV/V
	隔离电源负载系数			−35			*		μV/mA
隔离电源输出	电压	空载		±15			*		V
	温度系数	0～+85 ℃		+20			*		μV/℃
		−40～0 ℃		+25			*		
	电流			±10			*		mA
	精度			−5, +10			*		%
	调整(空载到满载)			−90			*		mV/mA
	波纹(空载)	1 MHz 带宽		50			*		mV
	效率			75			*		%

续表

参数		条件	AD206A			AD206B			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
电源	额定电压		±14.5～±16.5			*			V
	工作电压		±14.25～±17			*			V
	静态电流		+40/−15			*			mA
温度	额定温度		−40～+85			*			℃
	储藏温度		−40～+85			*			
注：*表示参数与 AD206A 相同。									

二、内部结构与基本接法

图 2.5(a)是 AD206 的内部电路结构。它主要由 430 kHz 电源转换振荡器、整流滤波器、输入信号调制与解调器、高频隔离变压器、信号输出低通滤波器和输入放大、输出缓冲等部分组成。具有隔离电源输出端、±15 V 电源输入端、调整输出端等引脚。图 2.5(b)和图 2.5(c)是其基本接法。其中，图 2.5(b)为单增益输入隔离电路，放大倍数为 1。图 2.5(c)具有增益，输入端 C1 与 R_F 组成一阶有源低通滤波放大器，截止频率为 $1/(2\pi R_F C1)$，放大倍数可由(2－1)式计算。

AD206 失调电压最大为 35 mV，在大信号放大或一般场合不需调整，若要调整可在输出回路通过 36 脚 TRIM 端进行。其方法是在 36 脚与 37、42 脚之间接入 100 kΩ 电位器，电位器的中心头接 36 脚，另二头分别接 37 与 42 脚。通过调整使输出有 73 mV 的调节范围。输入回路增益与零电位的调整与图 2.2(c)、2.2(d)基本相同，可作参考。

AD206 6、5 脚提供了±15 V 直流和±10 mA 的隔离电源输出。在设计前置放大电路时可优先考虑使用。使用时要注意在 6、5 与 2 脚之间分别并接 6.8 μF 的钽电容和串入电源保护电阻，而且只能选择低功耗的器件作为负载。总功耗不得超过 0.6 W。

三、典型应用

图 2.6 是 AD206 在直流电机控制中的应用例子。该电路是利用 AD206 的宽频带和极好的相位特性实现的理想接法。输入放大倍数设为 1，直流输入范围为±10 V，经隔离后，去控制电机和控制电路。电机的轴所转动的部分可以是其它设备，但所提取的闭环控制编码是由光电转换传感器或转速表得到，从而实现对电机的转速控制。

图 2.7 是 AD206 在多路高速数据采集系统中的应用。快速压摆率，宽的带宽和高速的建立时间使它在这类小信号多路测量系统中非常有用。该电路输入级的放大倍数设计为 10，模拟开关可选用高速的双刀式低噪声电控开关。在输出级后，设计有 N2、R_G、R_F 和 C_F 组成的有源低通滤波器，其放大倍数可由(2－1)式确定。信号的输出可直接显示，也可送到 A/D 转换器或 CPU 处理。

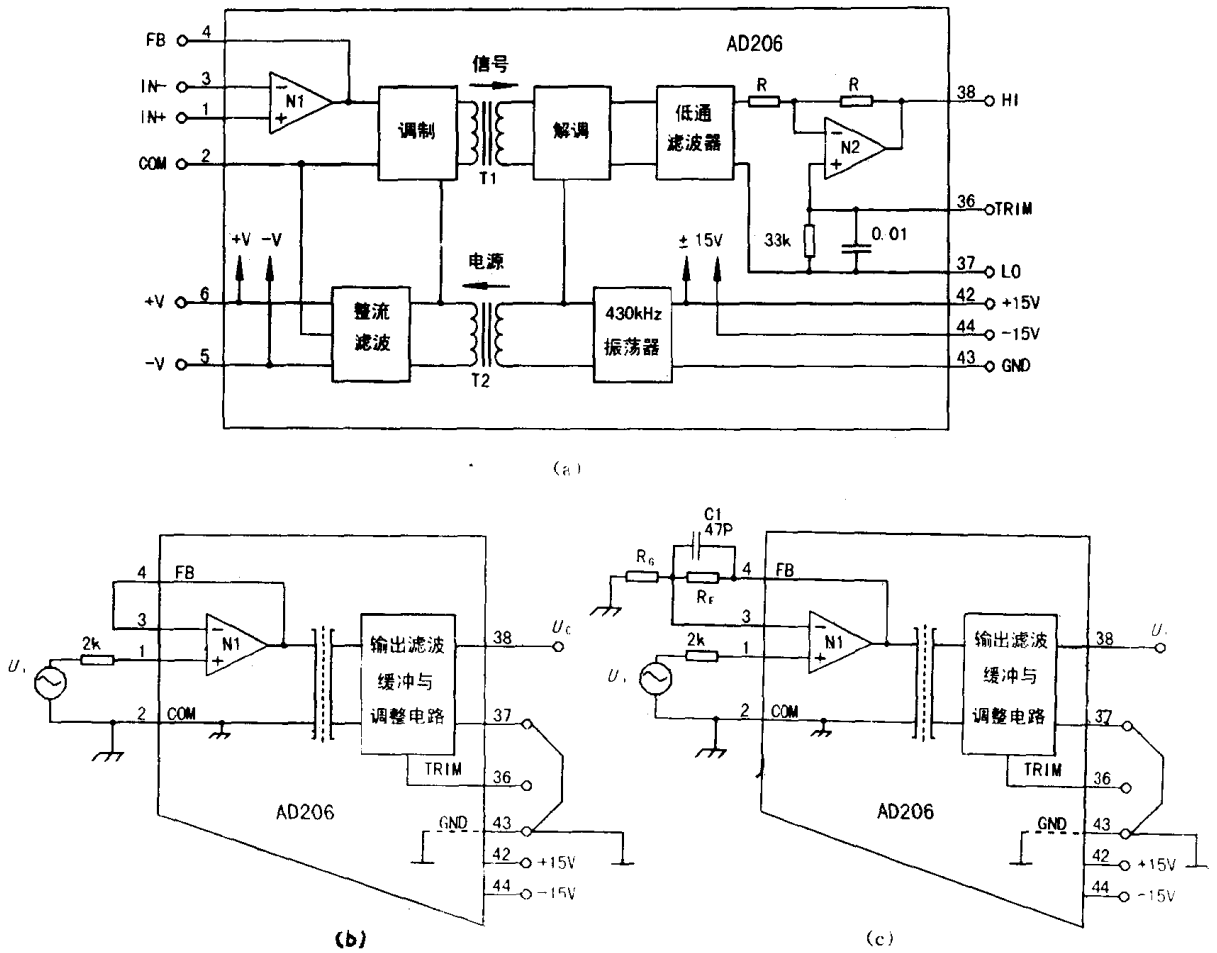


图 2.5　内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 单增益连接；(c) 具有增益连接

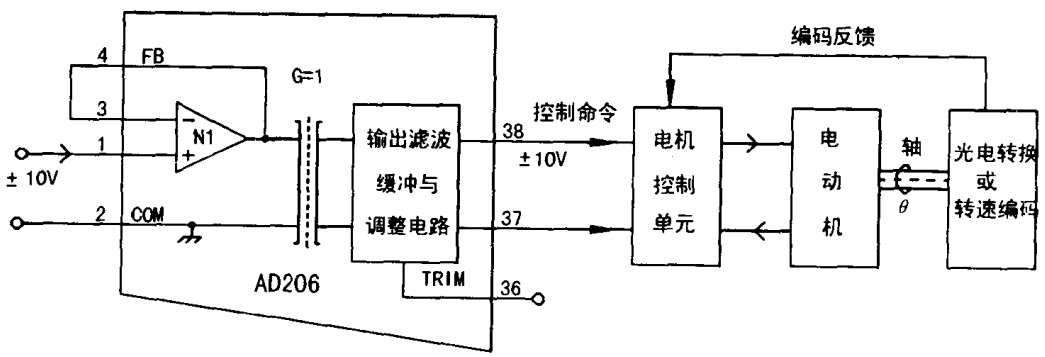


图 2.6　AD206 在直流电机控制中的应用

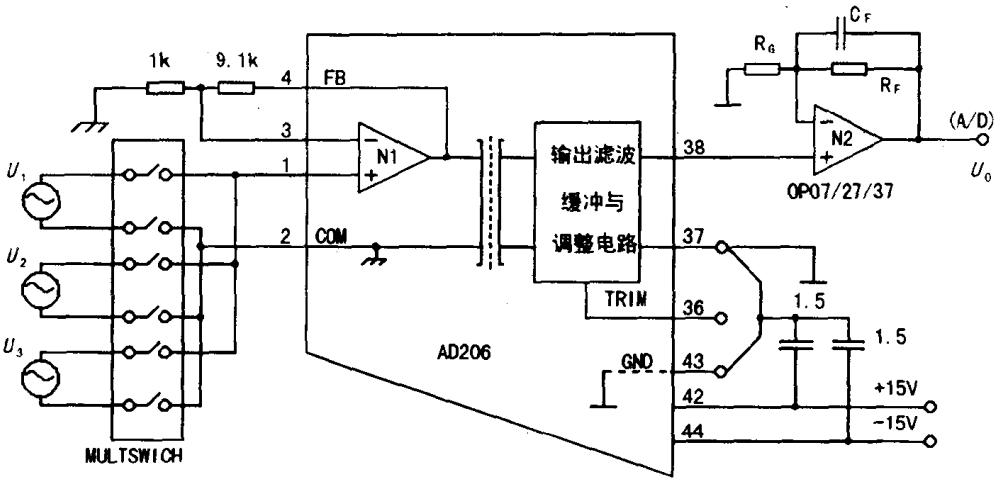


图 2.7　由 AD206 组成的多路数据采集放大器

2.1.3　AD208 高精度低失调放大器

AD208 是一个高精度、低失调变压器耦合的隔离放大器。高性能的设计使得它可使用在需要放大和隔离的任何信号检测系统中。尤其是它的低失调和高稳定的增益特性使它在微弱信号放大中更为有用。

AD208 提供了输入与输出级的高度“电气”绝缘，包括信号传输和电源的转换。它是一个较完整，功能较齐全的单片集成电路。外加电源只需单－15 V(峰峰值)，25 kHz 的时钟驱动。内部通过电源转换将其变换成所需的电压。该电压除供器件本身使用外，还引到片外供其它电路使用。这种设计提高了整个系统的可靠性，大大减小了成本。

AD208 具有±5 V 的输出范围、1 到 100 倍的增益范围和±8 V(±5 mA)的隔离电源输出。芯片使用灵活方便。它可广泛地应用在热电阻和热电偶测温电路中，微弱信号检测系统中，多路数据采集系统、高压检测和控制系统中。

AD208 外形采用 38 脚 SIP 封装，温度范围：－40～＋85 ℃，适应工业环境。其引脚排列请见附录 B 图 6。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 非线性小：典型值为±0.012 5%；

(2) 失调电压低：不大于±0.27 mV(G＝1 000)；

(3) 失调电压漂移小：不大于±1.5 μV/℃(G＝1 000)；

(4) 隔离电压高；不小于 1.5 kV(B 级)；

(5) 增益范围宽：1 到 1 000；

(6) 具有±8 V，±5 mA 的隔离电源输出；

(7) 管脚排列与 AD204 相同，可以互换；

(8) 体积小，使用方便。

2. 主要参数

AD208 的主要电性能参数如表 2.3 所示。

表 2.3 主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，输出负载：R_L≥1 MΩ，电源电压：$U_{s\cdot p\text{-}p}$＝15 V，25 kHz 方波

参数		条件	AD208AY			AD208BY			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	范围			1～1 000			*		
	误差			−1.0	±2.5		*	*	%
	温度系数	0～＋85 ℃			±20			*	10^{-6}/℃
		−40～0 ℃			±60			*	
	电源系数	±(14.5～16.5 V,DC)		±100			*		10^{-6}/V
	非线性(±5 V输出摆幅)	G＝1～1 000		±.012 5			*		%
		G＝1			±0.03			±.015	
输入额定电压	线性差分范围		±5			*			V
	安全差分输入范围				±6			*	V
	输入到输出持续承受电压	AC 和 DC（峰值）			±1 000			±2 000	V
	共模抑制比（高和低输入）	60 Hz，G＝1 000，R_s≤100 Ω		120			*		dB
	输入到输出的漏电流	240 V,60 Hz			2			*	μA
阻抗	差分输入阻抗(G＝1)			15			*		MΩ
	共模隔离阻抗			2‖5			*		GΩ‖pF
额定输出	电压(输出由高到低)			±5			*		V
	输出端与地端的压差				±6.5			*	V
	输出阻抗			3				*	kΩ
	输出波纹电压（峰峰值）	100 kHz 带宽		10			*		mV
		5 kHz 带宽		0.8			*		

续表

参数		条件	AD208AY			AD208BY			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入偏置电流	初值	+25 ℃			±10			*	nA
	温度系数	−40～+85 ℃			±100			*	pA/℃
	电源系数			±1			*		nA/V
	噪声电流（峰峰值）	0.1～100 Hz		50			*		pA
差分电流	输入差分电流初值	+25 ℃		6			*		nA
	温度系数	−40～+85℃		±60			*		pA/℃
频率响应	全信号带宽（$U_{o\,p-p}$ ≤10 V）	G=1		4			*		kHz
		G=1 000		0.4			*		
	压摆率			0.1			*		V/μs
	建立时间（到±0.1%）	G=1		2			*		ms
	过载恢复时间	G=1 000		5			*		ms
失调电压	失调电压初值	+25 ℃			±(0.25+15/G)			*	mV
	温度系数	−40～+85℃			±(1.5+20/G)			*	μV/℃
	电源系数			±(50+150/G)			*		μV/V
	噪声电压（峰峰值）	0.1～100 Hz		1.0			*		μV
隔离电源输出	电压	空载		±8			*		V
	温度系数	−40～+85℃		±.025			*		%/℃
	精度			±10			*		%
	额定负载电流		±2			*			mA
	调整（空载到额定负载）			10			*		%
	线性调整			±10			*		%/V
	波纹（额定负载，峰峰值）	100 kHz 带宽		100			*		mV

续表

参数		条件	AD208AY			AD208BY			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入驱动时钟	输入电压（峰峰值）		15±5%（方波）			*			V
	输入电流（峰值）	隔离电源空载	±10			*			mA
	频率		25±5%			*			kHz
	占空比		47.5～52.5			*			%
温度	额定温度		−40～+85			*			℃
	储藏温度		−40～+85			*			
注：* 表示参数与 AD208AY 相同。									

二、内部结构与基本接法

AD208 的内部电路结构如图 2.8(a)所示。它主要由输入放大器，调制、解调器，隔离变压器和 DC/DC 电源变换器等电路组成。其基本接法可参考图 2.1(c)、2.1(d)电路。图 2.8(b)示出了在 AD208 的输出端设计二阶有源低通滤波器的方法。运放 N2 可选用低噪声的 AD711 或 OP27。时钟输入(33 脚)由 AD246 专用集成芯片提供，整个系统由±15 V 直流电源供电。这种电路还避免了时钟噪声对其它电路的影响。

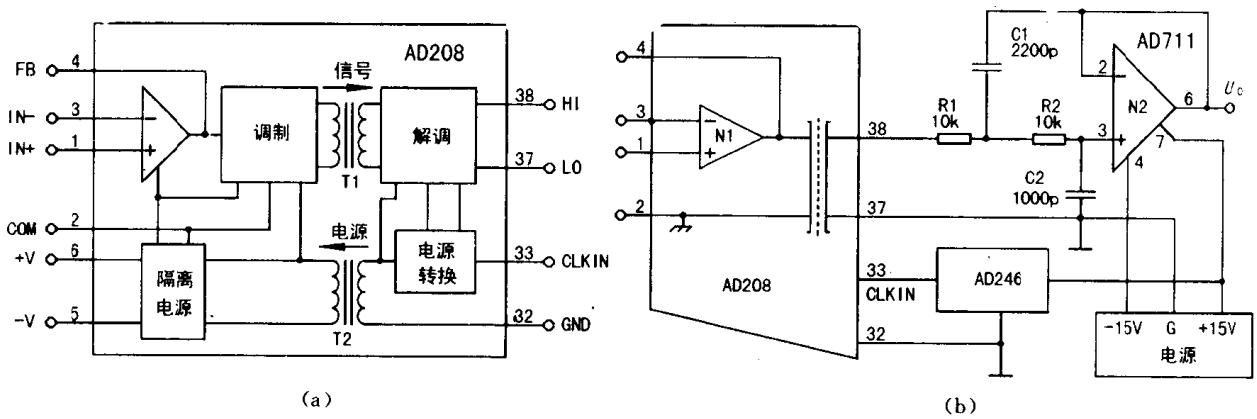


图 2.8 AD208 内部结构与输出滤波

(a) 内部电路结构；(b) 输出滤波器

用 AD208 设计隔离放大系统时，应注意以下几点：

(1) 输入与输出回路应采用各自的局部地，且每一局部地最好一点共地；

(2) 正负电源(包括隔离电源)与局部地之间接入 0.1～1 μF 的电容；

(3) 隔离电源的负载(其它电路)不能过重；

(4) 时钟驱动最好采用专用芯片(如 AD246)；

(5) 失调电压和增益的调整最好在隔离放大器输入回路进行(参考图 2.2(c)、2.2(d))；

(6) 为了确保增益和失调调整的可靠程度，电位器最好在调完后锁定；

(7) 由于±8 V 隔离电源的输出无短路保护电路，建议在使用时串入小阻值的保护电阻。

三、典型应用

AD208 的应用范围很广。图 2.9 示出了其中的两种典型应用。其中图 2.9(a)是 AD208 在热电偶测量中的应用。R1 和 R2 是增益反馈绩电阻，改变 R1 的值可调整整个放大倍数。T 是热电偶测量端，不同的热电偶可以测量不同的温度范围。表 2.4 列出了几种类型的热电偶与放大器的关系。AC1226 是热电偶冷端补偿器件，在 0 ℃时输出为 0 V，适合多种热电偶补偿。

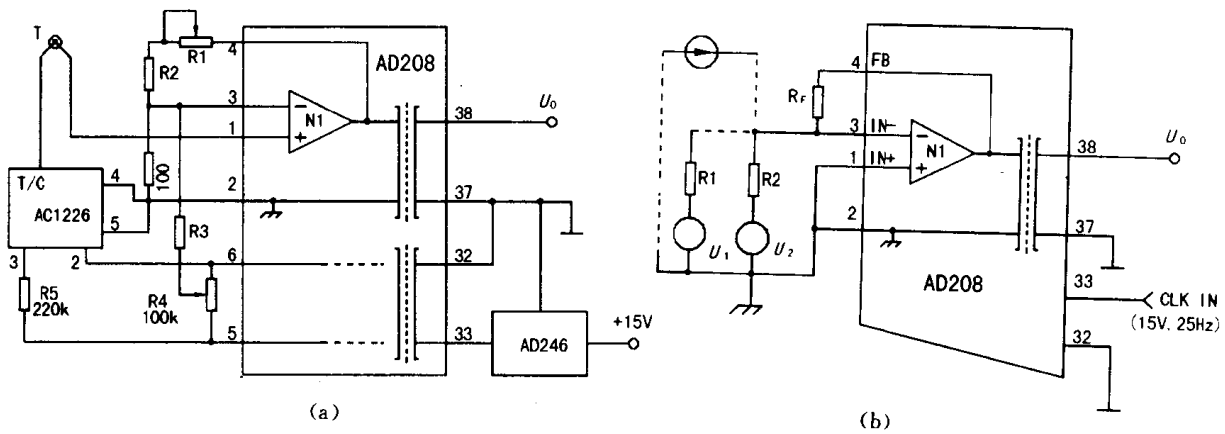


图 2.9 两种典型应用电路

(a) 热电偶测温电路；(b) 电流求和电路

表 2.4 热电偶与放大器有关电阻参数

热电偶类型	最大温度/℃	最大输入电压/mV	AD208 增益	外接电阻值/kΩ		
				R2	R1	R3
E	900	68.783	72.69	6.98	0.5	2.0
J	750	42.283	118.25	11.5	1.0	2.0
K	1 250	50.633	98.75	9.53	1.0	2.0
R	1 450	16.741	298.6	28.7	2.0	2.0
S	1 450	14.973	333.9	32.4	2.0	2.0
T	350	17.816	280.6	27.4	2.0	2.0

图 2.9(b)是 AD208 在电流求和电路中的应用电路。电流 I(恒流源)，或 U_1/R1，或 U_2/R2 经 N1 的反相端叠加(虚地接法)，流过 R_F 的电流是所有贡献电流之代数和。对于图中参数，输出电压为

$$U_0 = -R_F\left(I + \frac{U_1}{R1} + \frac{U_2}{R2} + \cdots\right)$$

2.1.4 ISO212P 低成本小型化放大器

ISO212P 是低成本小型化变压器耦合的隔离放大器。其片内采用两个高效率小型环形变压器，在信号和电源两通路之间提供高可靠的隔离。输入部分有独立的放大器，可对输入信号进行放大或缓冲，放大倍数可通过外接反馈网络加以控制。放大器的小信号带宽为 1 kHz，全信号带宽约为 200 Hz，适合作缓慢变化的信号检测或监控。

ISO212P 具有非常高的精度，在输出电压由－5～＋5 V 范围内，其非线性不大于 0.025%，相当于 12 位分辨率系统的精度。

ISO212P 隔离电源的输出，在输入为＋15 V 时，为±8 V，可提供总计为 5 mA 的负载电流。它除去为输入放大器供电外，还可供外部电路或传感器，使大多数应用电路的输入接口或调整电路对隔离电源的要求均得到满足。它可广泛地应用在工业过程控制、4～20 mA信号回路隔离、马达和可控硅控制电路、分析测量电路、电源设备监控和数据检测/测试设备中。

ISO212P 外形采用 SIP 塑料封装，大小为 57 mm×8 mm×11 mm，输入部分和输出部分分别安置在两端，微型环形变压器被封在高绝缘强度材料中，存在高电场的部分被置于壳体的中间，这就使器件的绝缘强度超过 3 kV。其引脚排列请见附录 B 图 39。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 非线性小：不大于 0.025%(相当于 12 bit 精度)；

(2) 功耗低；典型值为 75 mW；

(3) 单一工作电源：10～15 V 直流；

(4) 小型化：57 mm×8 mm×11 mm，标准 2.54 mm 管脚间距；

(5) 具有±8 V，5 mA 隔离电源输出；

(6) 具有“控制/伺服”同步能力；

(7) 具有输入失调调节能力。

2. 主要参数

ISO212P 主要电性能参数如表 2.5 所示。

表 2.5 主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝15 V

参数		条件	ISO212JP			ISO212KP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
隔离特性	持续额定电压（T_{min}～T_{max}）	AC，60 Hz	750			*			V
		DC	1 060			*			V
	检测电压	AC，60 Hz	1 200			*			V
	隔离共模抑制比（U_{iso}＝额定电压，60 Hz）	AC		115			*		dB
		DC		160			*		
	隔离电阻			10^{10}			*		Ω
	隔离电容			12			*		pF
	漏电流（U_{iso}＝240 V）	AC，50 Hz			1.6				μA
增益	初始误差（FSR）			±1	±2		*	*	%
	温度系数			20	50		*	*	10^{-6}/℃
	非线性（FSR）	U_o＝－5～＋5 V		0.04	0.05		0.015	0.025	%
输入失调电压	失调电压初值	U_i＝0			±（10＋10/G）			±（7.5＋7.5/G）	mV
	温度系数			±（30＋30/G）			*		μV/℃
	电源系数	U_s＝14～16 V		±1.5			*		μV/V
	调整范围		±20			*			mV
输入电流	输入偏置电流				50			*	nA
	输入失调电流				4			*	nA
输入	额定电压范围	G＝1	±5			*			V
	输入电阻			10^{12}			*		Ω
输出	输出阻抗			3			*		kΩ
	电压（输出由高到低）	R_L＝1 MΩ	±5			*			V
	波纹电压（峰峰值）	0～100 kHz		8			*		mV
		f＝0～5 kHz		0.4			*		V
	输出一致性	输出高或低		7.5			*		V

续表

参数		条件	ISO212JP			ISO212KP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
频率响应	全信号带宽 (IN_+=1 V(峰峰值))	G=1 (−3 dB)		1			*		kHz
	全信号带宽 (IN_+=10 V (峰峰值))	G=1		200			*		Hz
		G=10 (−3 dB)		1.8			*		kHz
隔离电源输出	电压输出	空载	±7.5	±8		*	*		V
	温度系数			−8			*		mV/℃
	负载系数			90			*		mV/mA
	额定负载电流	双端输出			5			*	mA
		单端输出			8			*	
电源	额定电压			15			*		V
	电压范围		11.4		16	*		*	V
	静态电流	空载		4.3	7		*	*	mA
温度	额定温度		0		+70	*		*	℃
	储藏温度		−25		+85	*		*	
注：* 表示参数与 ISO212JP 相同。									

二、电路结构与基本接法

图 2.10(a)示出了 ISO212P 的内部电路结构。它主要采用调制与解调技术、DC/DC 变换技术(对输入与输出信号进行隔离)。信号经输入放大器缓冲放大后，送入内部调制器将模拟信号斩波成交流。调制器的时钟信号由内部振荡器提供，接通电源，振荡器即产生 50 kHz的方波时钟，作为调制器和解调器的同步信号。

被调制的信号经隔离变压器传输到 ISO212P 的输出部分，并送入内部解调器将已被斩波成的交流模拟信号解调，恢复为与输入信号成比例的输出信号。输出信号精确地等于输入信号乘以输入放大器的增益。由于输出电路采用了特殊的差动电路形式，输出端 HI 和 LO 两脚中的任何一个均可与输出端公共地连接，输出相对于输入信号可随意接成同相或反相关系，使电路设计更加灵活、方便。例如，不管对输入、输出极性如何要求，输入放大器均可接成同相输入方式，以获得高输入阻抗特性。图 2.10(b)是组成放大器的基本接法。R1 是调零电位器。在基本接法中，要采用恰当的去耦电路以获得最佳的性能。供电电源 +15 V经 LC 去耦网络送入 31 脚，去耦电容采用 10 μF 钽电容，所有引线要尽可能地短。

用 ISO212P 设计隔离放大器时应注意以下几点：

(1) 在用片内运放时，可以像其它运放一样使用，但不能使 FB 端电压 4 脚超过±5 V，且反馈电阻不应小于 10 kΩ；

(2) 若用在多路系统中，应对电源分配仔细设计，使各路供电从一个去耦结点上引出；

(3) 从 38、37 脚输出的信号可能会加杂着载波的残余分量，这可在输出端设计一个有源低通滤波器来解决(参照图 2.8(b)电路)；

(4) 在供电电源端并入去耦电容和串入去耦电感，并采用输入、输出分别一点接地的方式。

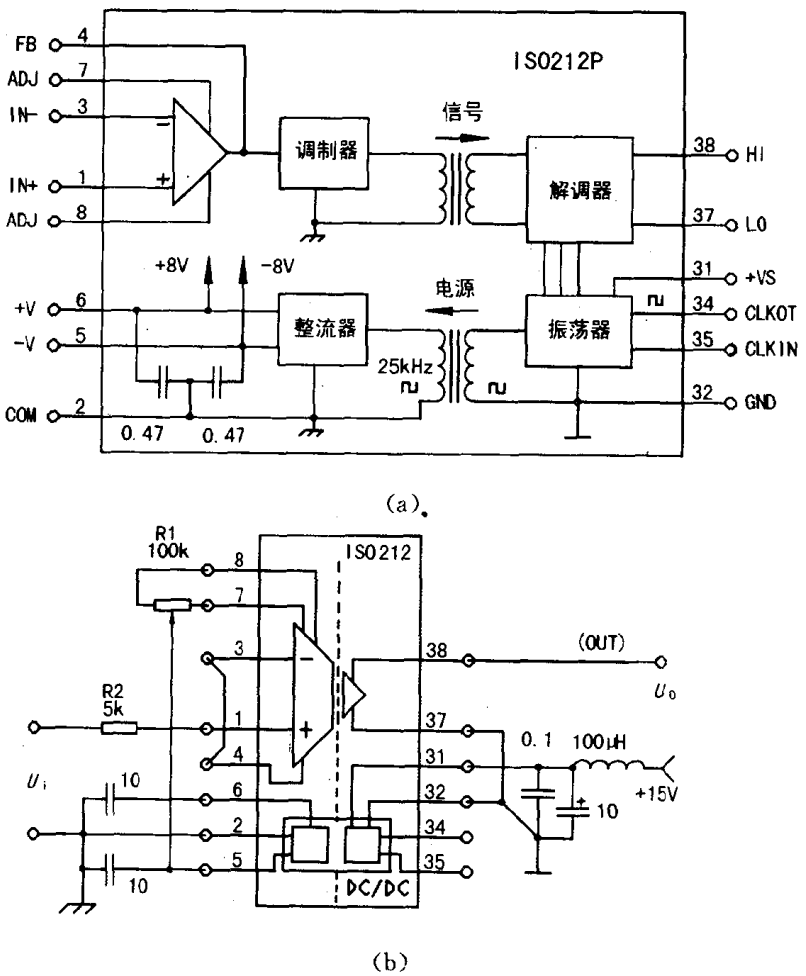


图 2.10 内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

三、典型应用

在检测应变、压力、瓦斯等桥式传感器的信号时，往往需要隔离放大，以获得高的精度。图 2.11 示出了这类应用的典型接法。

信号传感部分由电桥、基准电压和运放组成，这部分的电源由 ISO212P 的内部隔离电源(+V、−V)供给。OPA1013 的输出与电桥相连提供−2.5 V 基准，使电桥在平衡状态时输出信号为零。OPA177 是一个同相输入放大器，以提供极高的输入电阻。ISO212P(N3)采用同相输入并与 N2 组成两级闭环。两级间的反馈网络电阻为 91 kΩ 和 1 kΩ 的分压比，确定了 100 倍的增益。

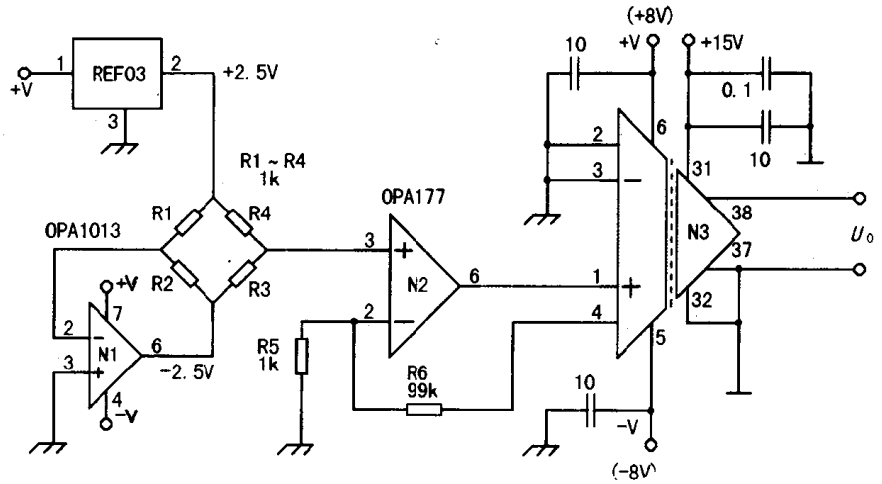


图 2.11　电桥传感隔离放大器

在图 2.11 电路中，REF03、电桥、两个远放和 ISO212P 内部运放的总电流应小于 5 mA。

图 2.12 是 ISO212P 在光电检测中的典型应用。光电二极管 BPW21 并在 OPA128(N1)的两个输入端，组成 I/U 变换电路。为获得较大的 I/U 电阻增益，故选用了较大的反馈电阻。这里采用高阻抗、低偏流运放是为了减小运放偏流对光电检测精度的影响。OPA128 由隔离放大器 ISO212P 内部的±V 隔离电源供电，I/U 变换后的电压信号通过 100 kΩ 电阻送入 ISO212P 的输入放大器反相端，因反馈电阻 R3 也是 100 kΩ，故其增益为−1。

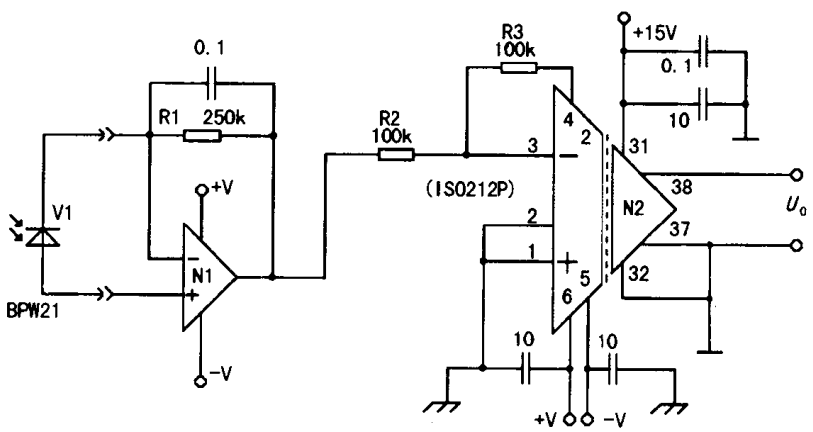


图 2.12　光电二极管隔离放大器

在图 2.12 接法中，输入级接成了反相器，即输出电压极性与 I/U 变换极性相反，光照射越强输出电压越负。为了得到正电压输出，可将 ISO212P 的输出端对调，即 38 脚与 32 脚相连接地，37 脚输出。

图 2.13 是 ISO212P 在铂电阻测温电路中的应用。R1 是铂电阻(PT100)，REF200 是基准电流源。按照图示接法可组成 200 μA 电流源，为铂电阻供电，以产生随环境温度变化

的信号电压。在 0 ℃时，信号电压为 20 mV，在－200 ℃时约为 4.6 mV，在＋850 ℃时约为 85.4 mV。隔离放大的增益(由反馈网络电阻 7.87 kΩ、150 Ω 确定)约为 53.47 倍。为保证在－200～＋850 ℃的测温范围内，隔离放大器输出标准的 1～5 V 的电压。ISO212P 的负端引入了由 REF200 提供的 100 μA 电流，经隔离放大器提供初始偏置，使在－200℃时能输出 1 V、在＋850 ℃时能输出 5 V 的电压。

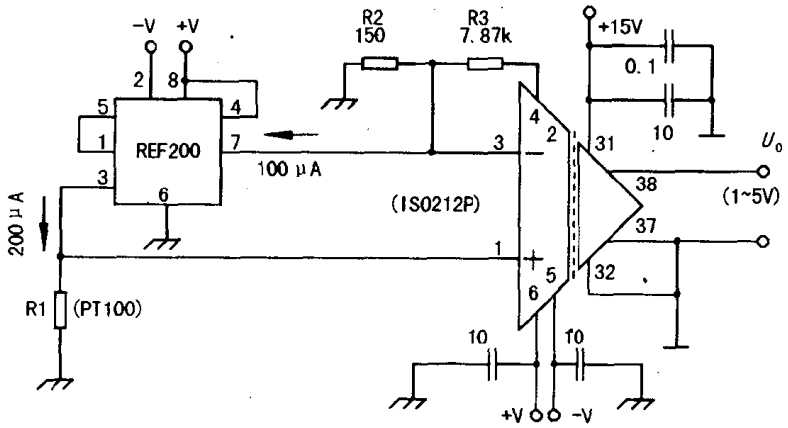


图 2.13　铂电阻隔离测温电路

2.2　光电耦合型放大器

2.2.1　ISO100 小型廉价放大器

ISO100 是一种小型廉价的光电隔离放大器。其内部通过 LED 发光激励，光电接收管接收传输，实现输入和输出间的电气隔离。隔离电压高达 750 V。在 240 V/50 Hz 时，输入、输出回路的漏电流小于 0.3 μA。

ISO100 基本上是一种单位增益电流放大器，由于输入回路和输出回路间通过光电耦合传送信号，因而具有高压隔离性能。它既可工作在单极性模式，也可工作在双极性模式；既可工作在输出电流模式，也可工作在输出电压模式。使用非常方便。由于其体积小、失调电压低、漂移小、频带宽、漏电流小和价格低，因此它很适合用于各种输入、输出间需隔离的应用场合。特别在工业过程控制、电机和 SCR 控制、生物医学测量、测试设备、数据采集和电流变换等领域得到了广泛的应用。

ISO100 的外形采用 18 脚 DIP 封装，有 AP、BP、CP 三种系列。其管脚排列请见附录 B 图 31。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 应用方法与普通运放类似，既可电流输入，也可电压输入；

(2) 耐压高达 750 V 以上；

(3) 漏电流极小，240 V/50 Hz 时，小于 0.3 μA；

(4) 频带不小于 60 kHz；

(5) 体积小，失调电压低；

(6) 价格便宜。

2. 主要参数

ISO100 的主要电性能参数如表 2.6 所示。

二、内部结构与基本接法

ISO100 的内部电路结构如图 2.14(a)所示。输入电路由运放 N1 和恒流源 I_1 组成，输出电路由运放 N2 和恒流源(I_2)组成，输入、输出间的信号耦合是通过由 N1 输出激励的发光管 LED 和光电管 V2 通过光传输实现的。光电管 V1 将 N1 的输出信号反向送回 N1 输入端、通过这个负反馈作用提高了放大器的精度、线性度和温度稳定性。电路中的光组件经仔细匹配，放大器经激光微调，保证有极好的跟踪性能和很小的偏移误差。

ISO100 的基本接线有单极性和双极性两种接法。图 2.14(b) 是单极性同相放大组态的具体接线图。在这种方式中，由于输入、输出级的两个恒流源是无用的，故分别接输入地和输出地。需要时，恒流源(I_1 和 I_2)可作为独立的精密恒流源使用。在图示电路中，若是电流输入，$U_o=I_i\times R_F$。若是电压输入，$U_o=U_i\times(R_F/R_S)$。但不管怎样，输入信号只能是单极性的负信号。

对于输入可能是正的也可能是负的信号，必须保证在输入正、负信号时，运放 N1 的输出始终能为发光管 LED 提供激励的电流。为此，可将 I_1、I_2 恒流源各自接到 N1 与 N2 的反相端即可(参见图 2.14(d))。为保证双极性时的线性状态，输入电流的变化范围应在 ±10 μA 以内。

图 2.14(c)是 ISO100 为单极性反相工作时的接线图。这种接法输入信号只能是正的(与图 2.14(b)相反)。图 2.14(d)为双极性反相工作时的接线图。与图 2.14(c)不同之处是 I_1 与 I_2 两个恒流源电流分别接到 N1 与 N2 的反相输入端。输入信号可以是正的，也可以是负的。

在用 ISO100 设计应用电路时应注意以下几点：

(1) 因管脚 18 可能流过较大的直流电流，故输入回路公共端引脚 17 应通过独立的引线接到输入地线，而不应与 18 脚就近短接共用地线，以免引入干扰；

(2) 信号如通过长线引入，应选用有屏蔽的电缆或双绞线电缆；

(3) 设计印制板时应注意减少输入、输出间的分布电容；

(4) 输入、输出两部分的外部元件和导线之间的距离应尽量远，以减少漏电流和高压击穿。

(5) 必须采用隔离电源供电，即输入、输出正负电源的地线必须是相互隔离的，不能采用同组电源供电。

表 2.6　ISO 100 的主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：U_s＝±15 V

参　数		条件	ISO100AP			ISO100BP			ISO100CP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
隔离特性	持续额定电压	AC 或 DC	750			*			*			V
	击穿测试	DC，10 s	2 500			*			*			V
	隔离共模抑制比	DC		5			*			*		pA/V
		AC，R_F＝1 MΩ 60 Hz，480 V		400			*			*		
		DC，G＝100，R_i＝10 kΩ		146			*			*		dB
		AC，G＝100 R_i＝10 kΩ		108			*			*		
	隔离电阻			10^{12}			*			*		Ω
	隔离电容			2.5			*			*		pF
	漏电流(I)	240 V，60 Hz			0.3							μA

续表

参数		条件	ISO100AP			ISO100BP			ISO100CP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
失调电压	失调电压初值	输入			500			300			200	μV
		输出			500			300			200	
	温度系数	输入			5			2			2	μV/℃
		输出			5			2			2	
	电源系数	输入			105			*			*	μV/V
		输出			105			*			*	
	时间系数	输入		1			*			*		μV/kH
		输出		1			*			*		
	共模抑制比	60 Hz R_F=1 MΩ		3			*			*		nA/V
		R_i=10 kΩ G=100		90			*			*		dB
	共模范围		±10			*			*			V
参考电流源	电流值		10.5	12	12.5	*	*	*	*	*	*	μA
	温度系数				300			*			150	10^{-6}/℃
	电源系数			0.3	3		*	*		*	*	nA/V
	匹配电流			50			*			*		nA
	匹配电流温度系数			150			*			*		10^{-6}/℃
	匹配电流电源系数			0.3			*			*		nA/V
	电压一致性		−10		+15	*		*	*		*	V
	输出电阻			2×10^9			*			*		Ω

续表

参数		条件	ISO100AP			ISO100BP			ISO100CP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
频率响应	小信号带宽	G=1 V/μA		60			*			*		kHz
	全功率带宽(U_o=±10 V)			5			*			*		
	压摆率		0.22	0.31		*	*		*	*		V/μs
	建立时间	0.1%		100			*			*		μs
温度	额定温度		−25		+85	*		*	*		*	℃
	工作温度		−40		+100	*		*	*		*	
单极性工作												
一般参数	输入电流范围	线性工作	−20		−0.02	*		*	*		*	μA
		安全工作	−1		+1	*		*	*		*	mA
	输入阻抗			0.1			*			*		Ω
	输出摆幅(R_F=1 MΩ)	R_L=2 kΩ	−10		0	*		*	*		*	V
	输出阻抗	DC,开环		1 200			*			*		Ω
增益	初始误差(FSR)	$U_o=R_F\times I_i$		2	5		1	2		1	2	%
	温度系数			0.03	0.07		0.01	0.05		0.005	0.03	%/℃
	时间系数			0.05			*			*		%/kH
	非线性			0.1	0.4		0.03	0.1		0.02	0.07	%
电流噪声	0.01～10 Hz(I_{p-p})	I_i=0.2 μA		20			*			*		pA
	10 Hz			1			*			*		pA/$\sqrt{\text{Hz}}$
	100 Hz			0.7			*			*		
	1 kHz			0.65			*			*		

续表

参数		条件	ISO100AP			ISO100BP			ISO100CP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入失调电流	初始失调			1	10		*	*		*	*	nA
	温度系数			0.05			*			*		nA/℃
	电源系数			0.1			*			*		nA/V
	时间系数			100			*			*		pA/kH
电源	额定电压(输入级)			±15			*			*		V
	额定压降(输入级)		±7		±18	*		*	*		*	V
	电流(输入级)	$I_i=-0.02\ \mu A$		±1.1	±2		*	*		*	*	mA
		$I_i=-20\ \mu A$		+8,−1.1	+13,−2		*	*		*	*	mA
	额定电压(输出级)			±15			*			*		V
	额定压降(输出级)		±7		±18	*		*	*		*	V
	电流(输出级)	U_o-0		±1.1	±2		*	*		*	*	mA
	输出短路电流限				±40			*			*	mA
双极性工作												
一般参数	输入电流范围	线性工作	−10		+10	*		*	*		*	μA
		安全工作	−1		+1	*		*	*		*	mA
	输入阻抗			0.1			*			*		Ω
	输出摆幅($R_F=1\ M\Omega$)	$R_L=2\ k\Omega$	−10		+10	*		*	*		*	V
	输出阻抗			1 200			*			*		Ω

续表

参数		条件	ISO100AP			ISO100BP			ISO100CP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	初始误差(FSR)	$U_o=R_F\times(I_i)$		2	5		1	2		1	2	%
	温度系数			0.03	0.07		0.01	0.05		0.005	0.03	%/℃
	时间系数			0.05			*			*		%/kH
	非线性			0.1	0.4		0.03	0.1		0.02	0.07	%
噪声电流	0.01 Hz～10 Hz(I_{p-p})	$I_i=0.2\ \mu A$		1.5			*			*		pA
	10 Hz			17			*			*		pA/$\sqrt{Hz}$
	100 Hz			7			*			*		
	1 kHz			6			*			*		
输入失调电流	初始失调			40	200		20	70		10	35	nA
	温度系数				3			2			1	nA/℃
	电源系数				0.7			*			*	nA/V
	时间系数			250			*			*		pA/kH
电源	额定电压(输入级)			±15			*			*		V
	额定压降(输入级)		±7		±18	*		*	*		*	V
	电流(输入级)	$I_i=+10\ \mu A$		+2,−1.1	+3,−2		*	*		*	*	mA
		$I_i=-10\ \mu A$		+8,−1.1	+13,−2		*	*		*	*	mA
	额定电压(输出级)			±15			*			*		V
	额定压降(输出级)		±7		±18	*		*	*		*	V
	电流(输出级)	$U_o=0$		±1.1	±2		*	*		*	*	mA
	输出短路电流限				±40			*			*	mA

注：* 表示参数与 ISO100AP 相同。

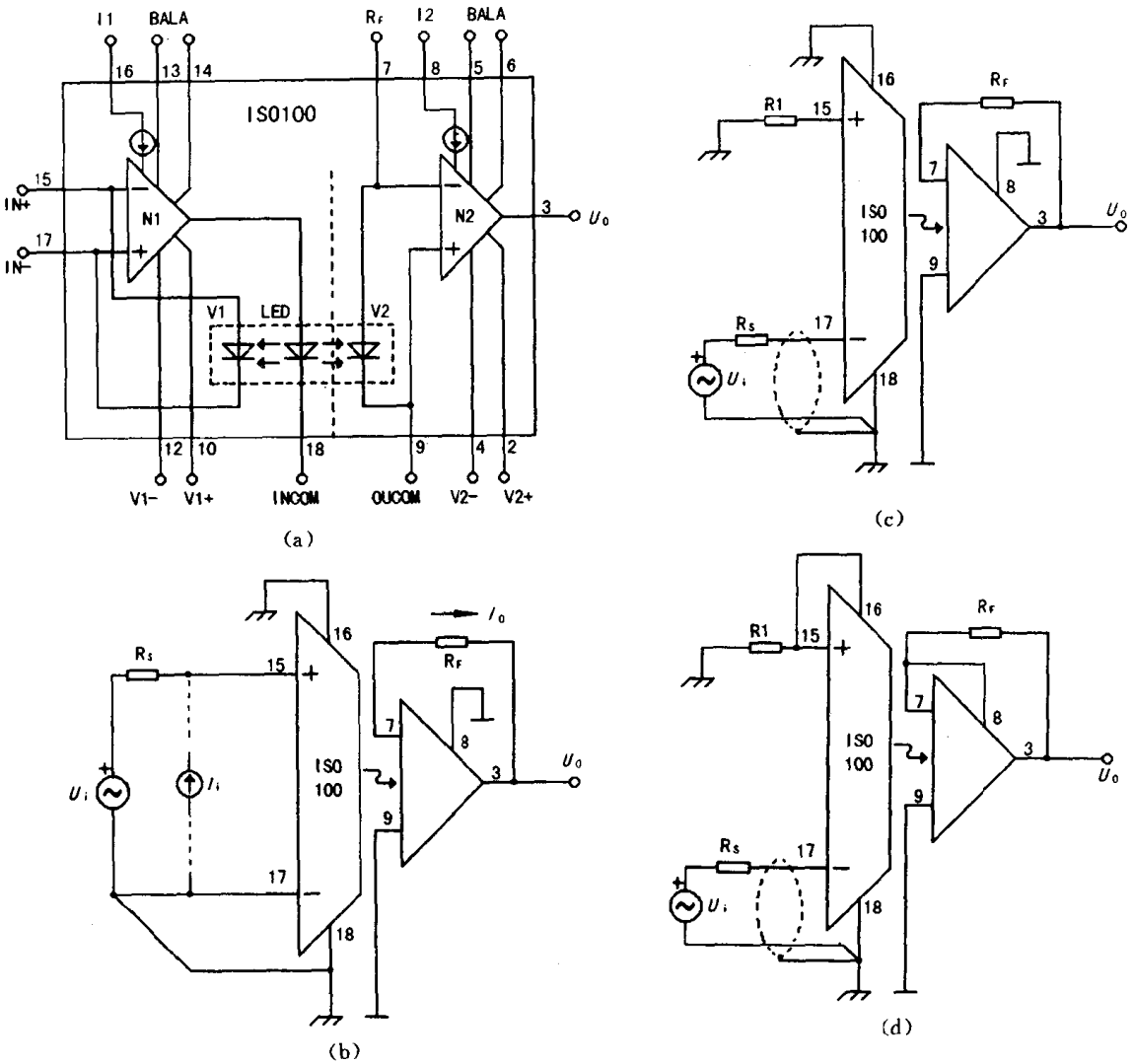


图 2.14　ISO100 内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 同相单极性接法；

(c) 反相单极性接法；(d) 反相双极性接法

三、典型应用

利用 ISO100 组成的光电二极管隔离放大器如图 2.15(a)所示。光电二极管作为传感器，因其信号电流是单极性的，可采用与图 2.14(b)方式相同的电路。电路由隔离电源 722 供电，输入级和输出级的电源是独立的。C_F 用于改变放大器的频率特性。R_F 可取 1 MΩ 的电阻，输出电压 $U_o=I_i\times R_F$，变化范围为 0～－10 V。

图 2.15(b)是 ISO100 在热电偶测温电路中的应用。电路采用双极性工作方式，整个电源由 722 提供。热电偶的测量端温度变化时，热电偶能给出＋10 mV 的信号，通过 1 kΩ 的输入电阻 R1 可将电压信号转为±10 μA 的电流信号。在输出端可得到与温度成正比的电压信号 U_o。该电路输出电压变化范围为 0～±10 V。

图 2.16 是 ISO100 在 U/I 变换中的应用。它可将－5～0 V 的电压信号变成标准 4～

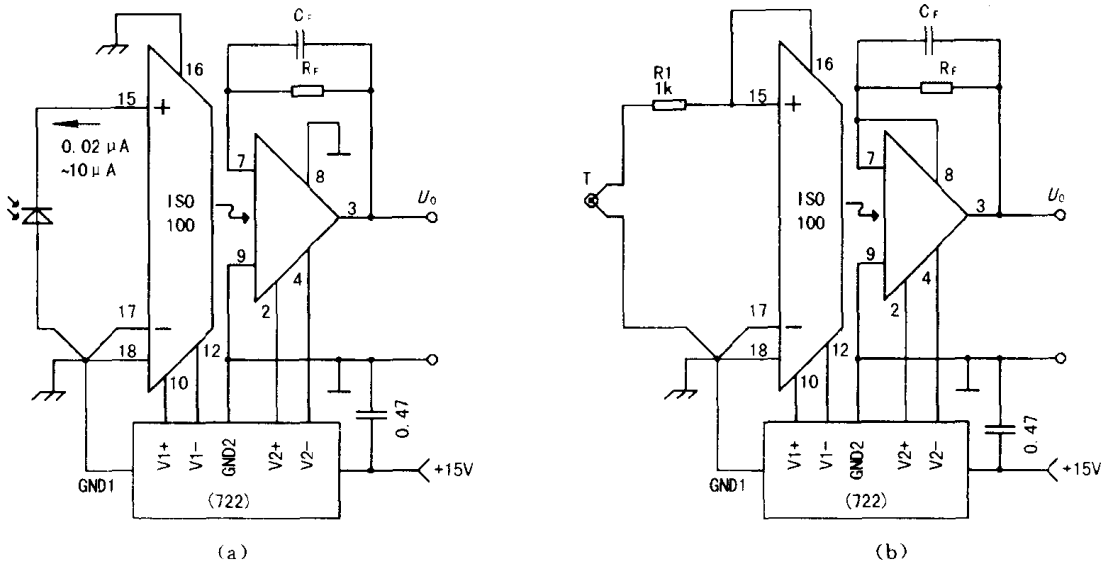


图 2.15　两种典型的隔离放大电路

(a) 光电转换放大电路；(b) 热电偶测温放大电路

20 mA 的电流信号。16 脚基准电流源通过 500 kΩ 电位器接输入地，中心头通过 1 MΩ 电阻接到输入级运放的反相输入端，调电位器可改变自反相端流入 16 脚电流的大小，可用以调整器件的失调及输入信号为 0 V 时将输出电位调到 20 mA。输出端基准电流源 8 脚接到 7 脚来吸收输入电压(−5 V)在光电二极管的电流。3 脚接 MOS 管，并通过 R4、R5 组成输出级。改变 R1 可调节输出满量程。

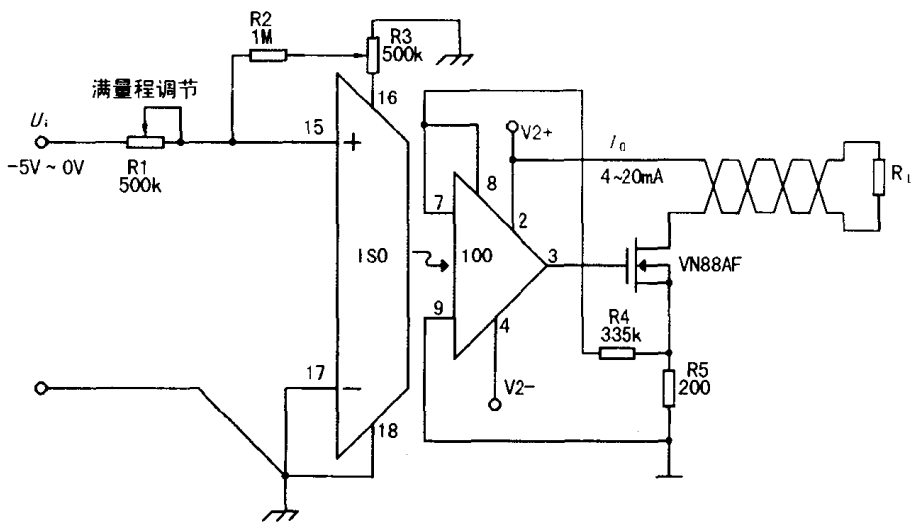


图 2.16　4～20 mA 隔离变送电路

图 2.17 是 ISO100 在精密电桥隔离主放大器中的应用。电桥输出 0～−10 mV 的单极性信号，先经 INA101 高精度仪表放大器(参见 1.2.5 节)放大 100 倍，然后经 100 kΩ 电阻 R1 送至 ISO100 的单极性输入端。为保证 ISO100 的线性工作，仪表放大器 INA101 的输出

必须低于－2 mV 的负值。由于 ISO100 处于单极性放大组态，故其内部的恒流源对放大信号是无用的，这里 8 脚接输出地，16 脚通过精密运放 OPA177 组成 I/U 变换电路，在输出端 6 脚给出＋1 V 的电压基准，为电桥供电。由于 R_F 为 1 MΩ，所以 ISO100 的放大倍数是 10，而总电路的放大倍数为 1 000。这种电路对称重、测压系统等非常有用。

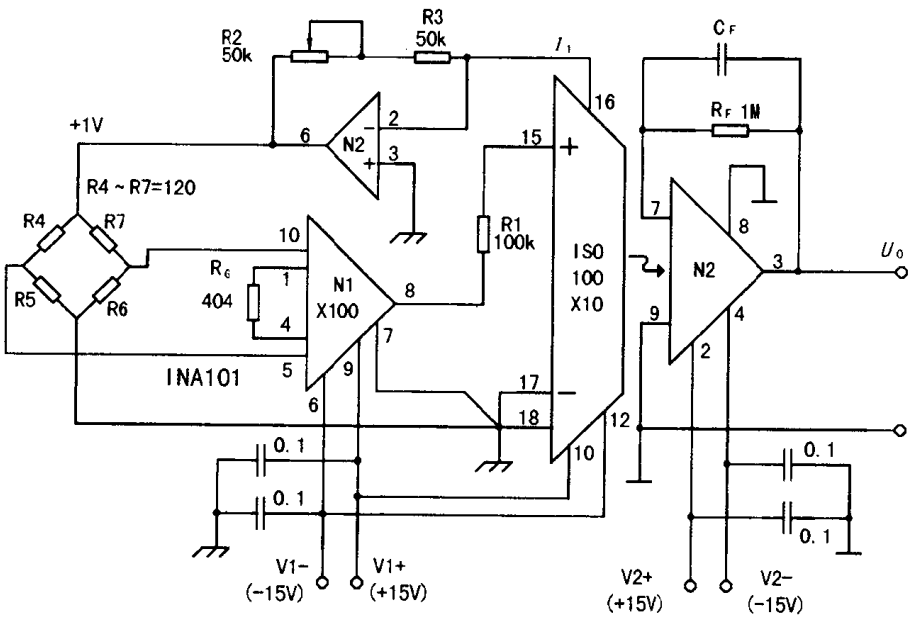


图 2.17　精密电桥隔离放大器

2.2.2　ISO130 高隔离低成本放大器

ISO130 是一个高共模抑制、低成本的光耦合型隔离放大器。它具有很高的精度和抗干扰能力，可在恶劣环境下，获得满意的隔离效果。特别是在强噪声电机控制系统中更是如此。

IS130 是一个模拟变数字、数字变模拟，中间通过光电耦合隔离的器件。它有高速的 A/D、D/A 转换单元，光电转换单元，也有双端输入(差动输入)和双端输出。它的大信号带宽高达 85 kHz，失调电压漂移小于 4.6 μV/℃，隔离电压有效值大于 3 750 V，漏电流小于 5 μA，是一个较理想的高性能隔离放大器。

ISO130 可广泛地应用在电机和 SCR 的控制，电机相位电流的检测、工业过程的控制、模拟信号的隔离和电力线的监视等领域。

该器件外形采用 8 脚塑料 DIP 和 SOIC 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 38。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 瞬态隔离抑制：不小于 10 kV/μs；

(2) 大信号带宽：不小于 50 kHz；

(3) 低失调漂移：典型值为 4.6 μV/℃；

(4) 失调电压：不大于 1.8 mV；

(5) 非线性：不大于 0.25%；

(6) 差分输入，双端输出；

(7) 单一工作电源。

2. 主要参数

ISO130 的主要电性能参数如表 2.7 所示。

表 2.7 主要电性能参数

室温：T_A=+25 ℃，电源电压：$V_{i+}=V_{i-}=0$，$V_{1+}=V_{2+}=5$ V

参数		条件	ISO130P/PB,ISO130U/UP			单位
			最小	典型	最大	
隔离特性	工作隔离电压				600	V
	允许过压(峰值)	瞬时过压，t_{TR}=10 s			6 000	V
	输入功率			80		mW
	输出功率			250		
	额定持续隔离电压		3 750			V
	击穿电压检测	1 s，漏电流<5 μA	4 500			
	隔离电阻	U_{iso}=500 V		10^{13}		Ω
	隔离电容	f=1 MHz		0.7		pF
	隔离共模抑制比	AC，50 Hz		>140		dB
输入特性	输入电压范围		−200		200	mV
	最大输入电压范围	输出未被限幅		±300		mV
	失调电压初值		−1.8	−0.9		mV
	温度系数(失调)			4.6		μV/℃
	噪声	0.1 Hz～100 kHz		300		μV
	输入偏置电流初值			−670		nA
	温度系数(偏置)			3		nA/℃
	输入电阻			530		kΩ
	温度系数(电阻)			0.38		%/℃
	共模抑制比			72		dB
输出特性	电压范围	高：V_{i+}=+500 mV		3.61		V
		低：V_{i+}=−500 mV		1.18		
	共模电压	−40℃<T_A<+85 ℃ 4.5 V<U_1<5.5 V	2.2	2.39	2.6	V

续表

参数			条件	ISO130P/PB,ISO130U/UP			单位
				最小	典型	最大	
输出特性	短路电流		$U_o=0$ 或 $U_o=U_2$		9.3		mA
	驱动电流		输出高或低		1		mA
	输出电阻				11		Ω
	温度系数(电阻)				0.6		%/℃
频率响应	带宽		−3 dB,−40～+85 ℃	50	85		kHz
			−45°		35		
	上升/下降时间(10%～90%)		−40～+85℃		4.3	6.6	μs
	延迟时间	到 10%	−40～+85℃		2.0	3.3	μs
		到 50%			3.4	5.6	μs
		到 90%			6.3	9.9	μs
电源	额定电压				5		V
	电压范围			4.5		5.5	V
	静态电流				10.7	15.5	mA
温度	额定温度			−40		+85	℃
	工作温度			−40		+100	

二、内部结构与基本接法

ISO130 高隔离低成本放大器由 LED 驱动电路、光电转换电路、光检测电路、解码和 D/A 转换及输出滤波器组成，如图 2.18(a)所示。它从输入到输出是一个模/数、光耦、数/模的转换过程。图 2.18(b)是其基本接法。输入既可采用双端(差动)也可采用单端，输入边电源 V_{1+}可由干电池供电(或专用隔离电源模块供电)，输入信号范围在 0～5 V 之间。输出端最好接到下一级双端输入电路上。V_{2+}既可采用干电池也可采用其它电源供电。

为了正确地使用 ISO130，应注意以下几点：

(1) 在 V_{1+}和 V_{2+}电源端接入 0.1 μF 旁路电容；

(2) 在一些应用中，可以在输入端 2 脚或 3 脚与 1 脚之间并接 0.01 μF 电容，以减小失调电压和噪声；

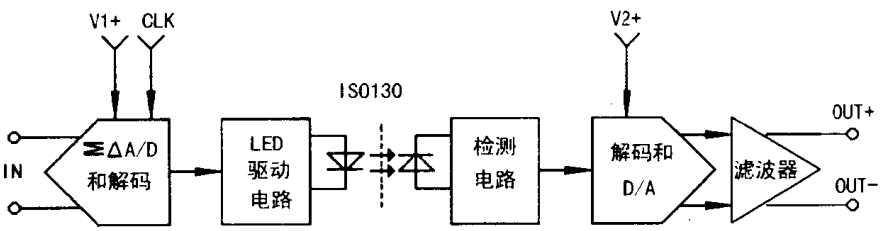
(3) 输入信号线应尽可能地短，若较长，可使用屏蔽线或双交线，以减小干扰；

(4) PCB 的布线不能将输入元件与输出元件串布，以免影响隔离效果。

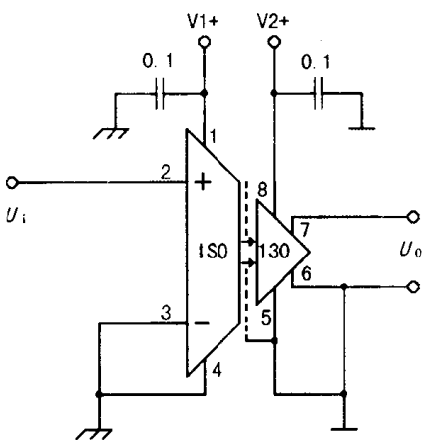
三、典型应用

ISO130 隔离放大器很适合在强噪声强干扰下使用。图 2.19 就是在电机控制电路中，为了监测电机的电流(工作状态)而采用的典型接法。电机的一端可能来自其它控制电路，

另一端通过取样电阻 R_S(R_S 不能选得过大)接到 MOS 控制管上。R_S 上的电压送到 ISO130 的 2 脚。输出端 7、6 脚接至由 N2 等元件组成的差分滤波放大电路上，放大倍数为 5 倍。目的是将双端变成单端输出。V_+的供电可由 +9 V 干电池提供，通过 78L05 变成所需的 +5 V电源加到 1 脚上，1 脚与输入地接有 0.1 μF 旁路电容。从结构看，这种电路是一个典型的输入浮动接法。隔离放大器所传输的只是 2 脚与 3 脚之间的差信号。由于 ISO130 具有瞬态的抗干扰能力 (10 kV/μs)和对射频噪声有极好的抑制能力，所以它完全隔离了高压对后级电路的影响。



(a)



(b)

图 2.18　内部电路结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

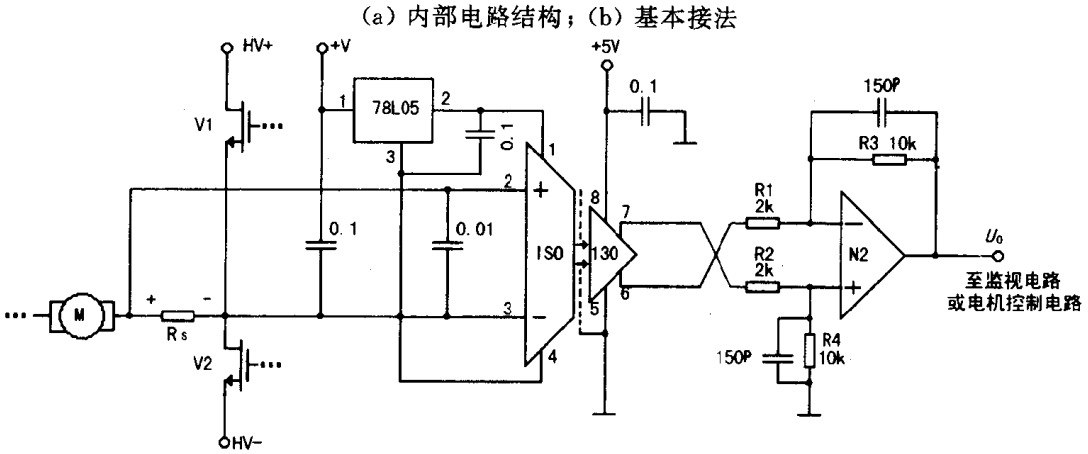


图 2.19　监视电机电流隔离电路

2.2.3 3652 放大器

3652 是一种光耦合集成隔离放大器。它是 3650 型隔离放大器的改进型，具有体积小成本低、频带较宽以及可靠性高等特点。由于 3652 采用了光耦合直流模拟调制技术，解决了普通隔离放大器所存在的发射和接收电磁干扰问题。

3652 的后半部分与 3650 完全相同，只是在输入级增加了由 FET 缓冲放大器组成的前置差分电路，输入阻抗高达 $10^{11}\ \Omega$，输入偏置电流只有 50 pA 左右。输入信号既可以直接送入缓冲器，也可以通过保护电路送入缓冲器。它的输入级可以承受 10 ms、6 000 V 差动和 3 000 V共模脉冲电压。缓冲放大器的加入也将 3650 的电流输入模式变为电压输入、电压输出。总增益则由外接前级和后级间的增益电阻确定，使用方便、灵活。

3652 可广泛地应用在生物医学测量、病人监护、数据采集、电流分流测量、工业过程控制和 SCR 控制等领域。

3652 采用非标准的 32 脚 DIP 封装。其引脚排列请见附录 B 图 2。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 共模电压高：连续±2 000 V；

(2) 共模抑制：不小于 80 dB；

(3) 漏电流小：小于 0.35 μA(240 V/60 Hz)；

(4) 频带宽：典型值为 15 kHz；

(5) 标准的差模输入；

(6) 极高的增益精度和线性度；

(7) 长时间的稳定性。

2. 主要参数

3652 的主要性能参数如表 2.8 所示。

表 2.8 3652 的主要电性能参数

室温：T_A=+25 ℃，电源电压：U_s=±15 V，V_{i+}=V_{i-}=±15 V

参数		条件	3652MG/HG			3652JG			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
隔离特性	持续额定电压（峰值）	AC，60 Hz	2 000			*			V
		DC	2 000			*			V
	检测电压（峰值）	t=10 s	5 000			*			V
	隔离电阻			10^{12}			*		Ω
	隔离电容			1.8			*		pF
	漏电流	240 V/60 Hz			0.35			*	μA

续表

参数		条件	3652MG/HG			3652JG			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
增益	输入电阻				25			*	Ω
	缓冲器输出电阻			90±30			*		Ω
	温度系数			300			200		10^{-6}/℃
	非线性			±0.05	±0.2		±0.02	±0.1	%
频率响应	压摆率		0.7	1.2		*	*		V/μs
	带宽	±3 dB		15			*		kHz
	建立时间	到±0.01%		400			*		μs
		到±0.1%		200			*		
失调电压	输入失调电压				±25			±2	mV
	温度系数			±50			±25		μV/℃
	电源系数			100			*		μV/V
	时间系数			100			*		μV/kH
偏置电流	输入偏置电流			10	50		*	*	pA
	温度系数			10			*		%/℃
	电源系数			1			*		pA/V
失调电流	输入失调电流			10			*		pA
	温度系数			10			*		%/℃
	电源系数			1			*		pA/V
输入特性	差模输入电阻			10^{11}			*		Ω
	共模输入电阻			10^{11}			*		
	输入噪声电压 峰峰值	0.05～100 Hz		8			*		μV
	输入噪声电压 有效值	10 Hz～10 kHz		5			*		μV
	输入共模电压范围	线性工作		±(|U|−5)			*		V
	±I 端承受脉冲电压	10 ms		±300			*		V
	$\pm I_R$ 端承受脉冲电压	10 ms		±3 000			*		V
	±I 端差动脉冲电压	10 ms		±600			*		V
	$\pm I_R$ 端差动脉冲电压	10 ms		±6 000			*		V
	共模抑制比(60 Hz)	5 kΩ 非平衡	80			*			dB
	电源电压(V_{1+},V_{1-})		±8～±18			*			V
	静态电源电流			±1.2			*		mA
	静态电流	±10 V 输出		±8.5	±16		*	*	mA

续表

参数			条件	3652MG/HG			3652JG			单位
				最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输出特性	输出电压			±10			*			V
	输出电流			±5			*			mA
	输出失调电压					±25			±10	mV
	输出失调电压温漂				±900			±450		μV
	电源系数				500			*		μV/V
	时间系数				±1			*		mV/kH
	输出噪声电压	峰峰值	0.05～100 Hz		50			*		μV
		有效值	10 Hz～1 kHz		65			*		μV
	电源电压(V_{2+},V_{2-})			±8～±18			*			V
	静态电源电流				±2.3	±6		*	*	mA
	静态电流		±5 mA 输出		±11			*		mA
温度	额定温度			0		+85	*		*	℃
	工作温度			−40		+100	*		*	
	储藏温度			−55		+125	*		*	
注：* 表示参数与 3652MG/HG 相同。										

二、内部结构与基本接法

3652 的内部电路结构如图 2.20(a)所示。从结构图看，3652 具有前后两大部分，后半

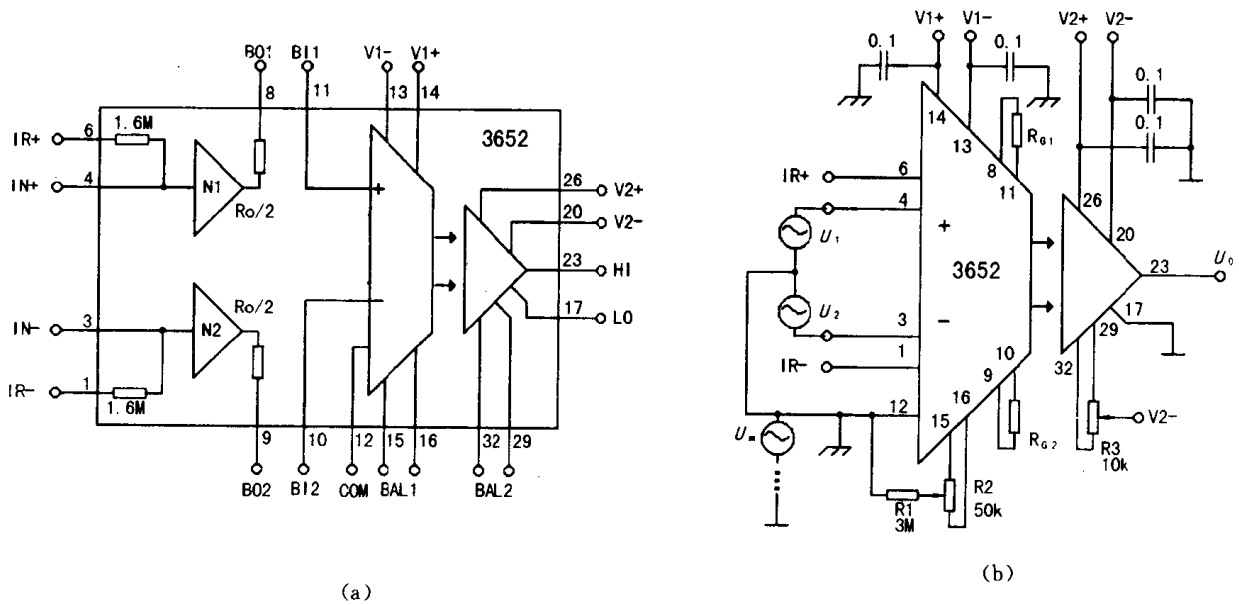


图 2.20　内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

部分的结构与 3650 完全相同，属电压输入型光电隔离器件，前半部分是由 N1、N2 组成的 FET 输入缓冲器。其中 IN＋、IN－是直接输入信号端，IR＋、IR－ 是输入保护端。两个 $R_c/2$ 电阻是 N1 与 N2 的输出电阻(大约为 50 Ω)。图 2.20(b)是其基本接法。U_1、U_2 是差模电压，U_m 是共模电压(被隔离的电压)。电路的增益由外加电阻 R_{G1}和 R_{G2}确定，约为 106 Ω/(R_{G1}＋R_{G2})Ω。在图示电路接法时，输出电压 U_o表达式为

$$U_o = (U_1 - U_2)\frac{10^6\ \Omega}{R_{G1} + R_{G2} + 100\ \Omega}$$

电路的零电位一般不调，需要调整时，可调节 R2 或 R3。图示接法具有较高的共模和差模输入阻抗，以及非常好的共模抑制和隔离抑制能力。它组成了一个真正的被隔离的仪表用放大器，尤其在源阻抗不平衡时，对于噪声抑制是非常有利的。如果需要输入保护，可将信号接到 IR＋、IR－端。但由于 1.6 MΩ 电阻的引入，输入噪声会相应增大。

为保持 3652 优异的隔离特性，在特殊使用时应注意以下几点：

(1) 正确选择供电电源，不能在隔离的两边使用同一组电源供电，正确接地。电源线上应设计去耦电容和去耦电感；

(2) 输入信号线最好选用屏蔽线或双扭线电缆，且尽可能地短；

(3) 在设计印制板时，应将隔离两边的元件尽亮离远，减少隔离之间的分布电容，元件布局和走线应仔细排列，不得串布，以免高压击穿或影响共模抑制能力。

三、典型应用

3652 的应用非常广泛，这里以病人监护为背景加以说明。我们知道，在设计医疗仪器，特别是设计直接与病人相连接的仪器时，除对仪器本身的性能有要求之外，对病人的安全也必须考虑，也就是说不能因使用仪器而对病人有触电的危险。图 2.21 是 3652 在病人 ECG 监护系统中的一个应用。图示电路是一个平衡输入的接法，共模和差模输入阻抗

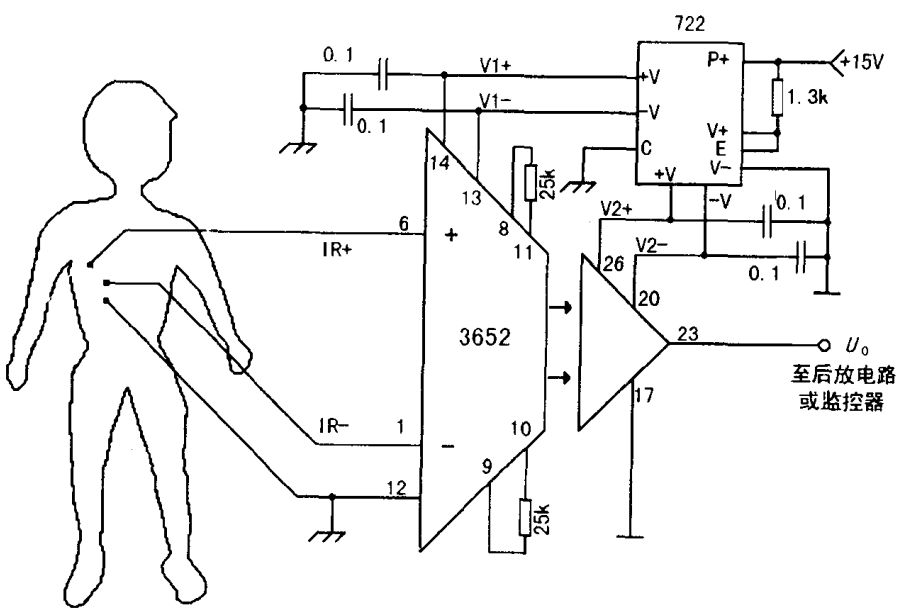


图 2.21　理想的病人监护电路

都很高，这可大大减少在监护设备中经常遇到的引线阻抗干扰不平衡所引起的共模噪声干扰问题。由于使用 DC/DC 变换器 722，使得 3652 与病人相触的地线与输入电源线真正断开了。除此之外，由于 3652 在输入和输出之间允许连续隔离电压为 2 000 V，允许隔离非周期脉冲电压达 5 000 V，这样就可以保护病人的安全。除此，还将所检测到的 ECG 信号送到后置电路或监控系统。这种电路可以做到在 240 V/50 Hz 高压下，两个通道的总漏电电流小于 2 μA。

2.3 电容耦合型放大器

2.3.1 ISO102/106 放大器

ISO102/106 是电容耦合式缓冲隔离放大器。ISO102 和 106 在电性能上基本相同，只是在有些指标上有所区别。ISO102 隔离电压有效值 1 500 V 左右，而 ISO106 隔离电压有效值高达 3 500 V。两者内部都具有振荡器、信号检测放大器、相位检测器和滤波器。还有 +5 V 的基准电压输出，无需外加元件就可方便使用。

ISO102/106 可广泛地应用在工业过程控制、4～20 mA 环流隔离、电机和 SCR 控制、生物信号分析测量、电力线监视和数据采集等领域。

该器件外形采用工业标准封装，其中 ISO102 为 24 脚、ISO106 为 40 脚 DIP 双列直插。其引脚排列请见附录 B 图 32、33。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 高的瞬态隔离抑制：ISO102，4 000 V/10 s，1 500 V/1 min；
ISO106，8 000 V/10 s，3 500 V/1 min；

(2) 精度高：具有 14 位的线性精度；

(3) 带宽：不小于 40 kHz；

(4) 输出基准电压：+5 V；

(5) 输入电压范围：−10～+10 V；

(6) 共模抑制：不小于 125 dB(ISO106)；

(7) 工作电源：±10～±20 V；

(8) 成本低，使用方便。

2. 主要参数

ISO102/106 的主要电性能参数如表 2.9 所示。

表 2.9 主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：$V_{1+}=V_{2+}=\pm15$ V

参数			条件	ISO102/102B,ISO106/106B			单位
				最小	典型	最大	
隔离特性	隔离电压		AC,60 Hz 持续工作,额定值 $T_{min}\sim T_{max}$	1 500 (ISO102)			V
				3 500 (ISO106)			V
			DC 持续工作,额定值 $T_{min}\sim T_{max}$	2 121 (ISO102)			V
				4 950 (ISO106)			V
	漏电流		U_{iso}＝240 V,60 Hz		0.5	1	μA
	击穿电压检测	U_{rms}	AC,60 Hz,10 s	4 000 (ISO102)			V
		U_p		8 000 (ISO106)			V
	隔离电阻				10^{14}		Ω
	隔离电容				6		pF
	隔离模抑制	AC	U_{iso}＝持续额定电压值,60 Hz	115 (SIO102)	120 (ISO102)		dB
		AC		125 (ISO106)	130 (ISO106)		dB
		DC		140	160		dB
输入特性	输入电压范围		额定工作	−10		＋10	V
	输入电阻			75	100		kΩ
	输入电容				5		pF
输出特性	电压范围		额定工作	−10		＋10	V
			非额定工作	−12		＋12	
	波纹电压(峰峰值)		f＝0.5～1.5 MHz		3		mV

续表

参数			条件	ISO102/102B,ISO106/106B			单位
				最小	典型	最大	
输出特性	短路电流			9	20	50	mA
	驱动电流			±5			mA
	输出电阻				0.3	1	Ω
	驱动容性负载能力			10 000			pF
	过载恢复时间		$\|U_o\|>12$ V		30		μs
	输出噪声电压(峰峰值)		$f=0.1\sim10$ Hz		300		μV
			$f=0.1\sim70$ kHz		16		μV/$\sqrt{\text{Hz}}$
	动态范围	$f=0.1\sim70$ kHz	12 位分辨率,20 V		74		dB
		$f=0.1\sim280$ Hz	16 位分辨率,20 V		96		
频率响应	小信号带宽			40	70		kHz
	全功率带宽(0.1%THD)		$U_o=\pm10$ V		5		
	建立时间(0.1%)		$U_o=-10\sim+10$ V		100		μs
	压摆率		$U_o=\pm10$ V		0.5		V/μS
	过冲量(小信号)		C1=C2=0		40		%
参考电压	电压输出(Ref1,Ref2)		空载	+4.975	+5	+5.025	V
	温度系数				±5	20	10^{-6}/℃
	电源系数				10		μV/V
	负载系数				400	1 000	μV/mA
	输出电流			−0.1		+5	mA
	短路电流			6	14	30	mA
电源	额定电压(±V1,±V2)				±15		V
	电压范围			±10		±20	V
	静态电流		V_{1+}(空载)		+11	+15	mA
			V_{1-}		−9	−12	mA
			V_{2+}		+25	+33	mA
			V_{2-}		−15	−20	mA
	功耗 V_{1+},V_{1-}				300	400	mW
	V_{2+},V_{2-}				600	800	mW
温度	额定温度			−25		+85	℃
	工作温度			−55		+125	

二、内部结构与基本接法

ISO102/106 的内部电路结构如图 2.22(a)所示。输入信号 V_i 通过内部高频振荡器调制，并由 3 pF 隔离电容耦合到输出放大器、频率检测器和环形滤波器，最后由低通滤波器输出被隔离放大后的信号。实际上前端是压控振荡器，后端是锁相环放大器。ISO 102/106 放大器具有增益、失调电压调整端、自给基准稳压输出端和频率滤波控制端。图 2.22(b)

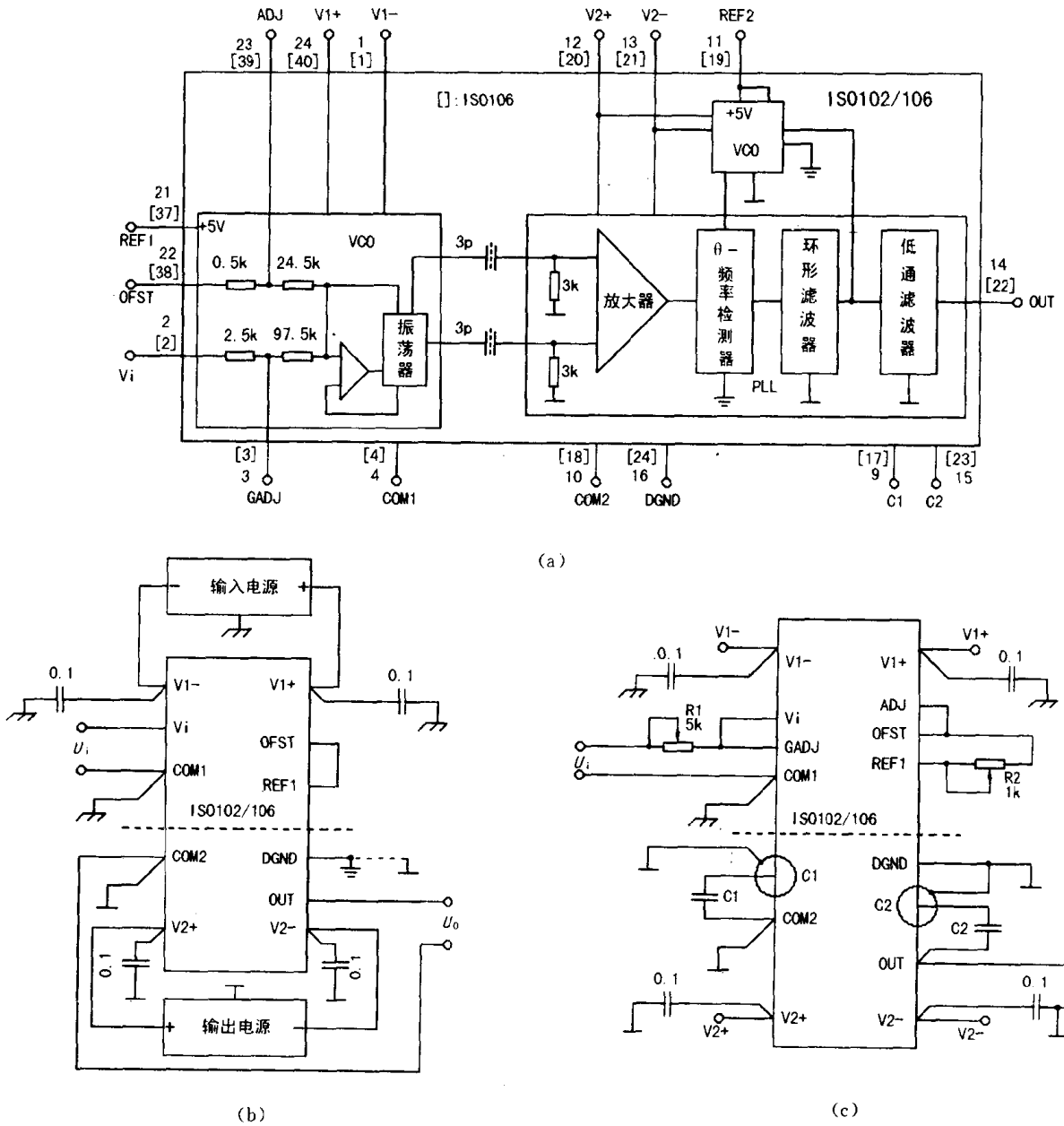


图 2.22 内部电路结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 信号与电源的连接；

(c) 增益与失调的调整及带宽的控制

是信号输入、输出及电源连接图。数字地 DGND 和 COM2 相差约±1 V 的电位，可分开接地，也可共地。输入、输出电源可由 DC/DC 变换模块提供。图 2.22(c)是增益调整、失调调节、滤波电容连接图。其中调整 R1 可增加增益，调整 R2 可改变输出失调。连接 C1 与 C2 是低通滤波器内部电路的需要。电路内部锁相环频率是 70 kHz，滤波器的频率设定为 100 kHz，通过选择 C1 与 C2 可适当地控制带宽。图(c)中的两个小圈，表示 PCB 板上的高压区域环。

三、典型应用

ISO102/106 隔离放大器主要应用在以下三个方面：

(1) 在高压地电位中实现精确的信号隔离；

(2) 在恶劣的地噪声中实现精确的信号隔离；

(3) 在高压环境中，实现对模拟测量系统的保护。

图 2.23 是 ISO106 在 RTD 热电阻测温放大器中的应用。前置放大电路是由 N1(LM358)R1～R4 和 RTD 传感器组成的同相输入放大器，所用电源可由 ISO106＋5 V 基准提供。N1 的“＋”输入端电位是＋5 V 基准在 RTD 与 R1 的分压，“－”输入端是＋5 V 基准在 R4 与 R2 中的分压，合理选择 R1～R4 的外接电阻，可将 RTD 的温度变化所引起的信号变化量提出。通过 ISO106 隔离放大后，从输出端就可实现温度信号的复现。图的左下角示出了 U_o 与 T 的曲线图。

图 2.24 是 ISO102 与 PGA102 组成的增益可变的隔离仪用放大器。PGA102 可通过数字逻辑 A0、A1 的选择来设定 1、10、100 增益值(详细见 1.4.2 节内容)。它与 ISO102 的组合可实现增益可变的隔离放大器。图中的电源和地不能用同组电源。必须通过 DC/DC 变换提供。PGA102 的电源和地与 ISO102 的 24、1 脚及 4 脚应用同组供电。

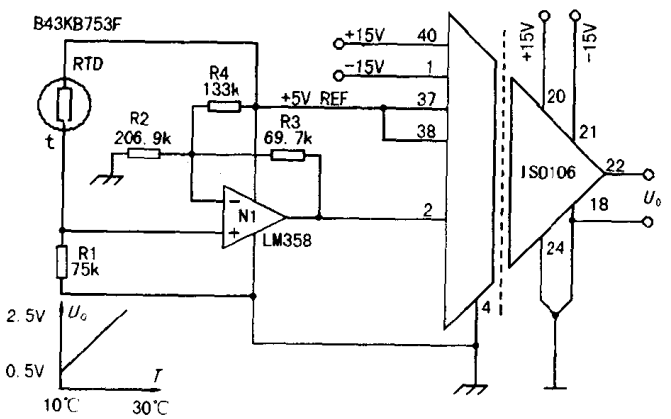


图 2.23 隔离的热电阻测温放大器

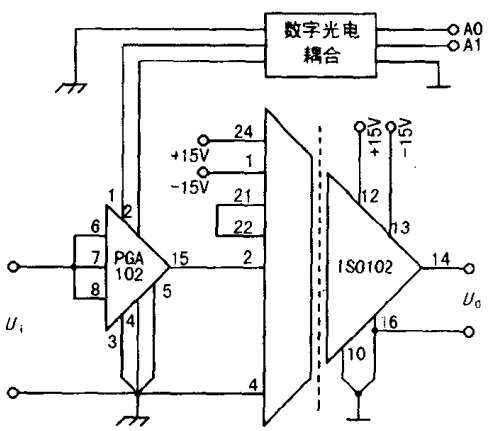


图 2.24 增益可编程的隔离放大器

图 2.25 是 ISO102 与低噪声低功耗 INA102 所组成的电桥测量隔离放大器。INA102 的增益设定为 1 000，主要放大 300 Ω 电桥信号(关于 INA102 的详细内容可参看 1.3.1 节)。电桥的供电由两部分完成：一部分是由源端(INA102 的 12 脚)通过 680 Ω 电阻提供 14 mA 电流；另一部分由 ISO102 的＋5 V 基准激励，提供 2.7 mA 电流，二者之和为

16.7 mA，对电桥供电。电桥的变化信号直接输入到 INA102 的差分输入端。实现电桥信号与输出电压 U_o 的隔离放大。整个测量电路的电源由 PWS725A 或 PWS726A 等 DC/DC 变换器件提供，实现所隔离的部分不共地、不共电源。该电路可直接用来精确测量压力、重量和应变等物理量。

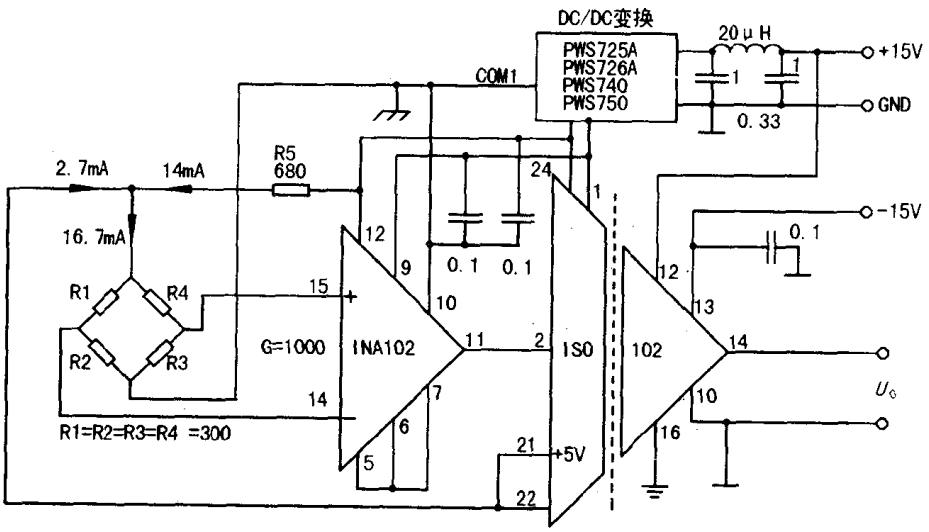


图 2.25　精密电桥隔离测量放大器

图 2.26 是 ISO102 在高压电机分流测量中的典型应用。图中 R2 是取样电阻（取值不能过大），+500 V 的直流加在电机上，通过 R2 和取样得到 U_D 电压。用 OP27 来放大取样电压 U_D，设计在满量程输出(10 V)。即在电机电流变化时可变为最大 10 V 的电压输出，并送到单增益隔离放大器 ISO102 的输入端，实现电机和电流隔离测量。图中，R5、R6 电位器是用来校正增益和零输出，R4 是用来调整失调电压的。电路中的工作电源应是由 DC/DC 所提供的隔离电压。

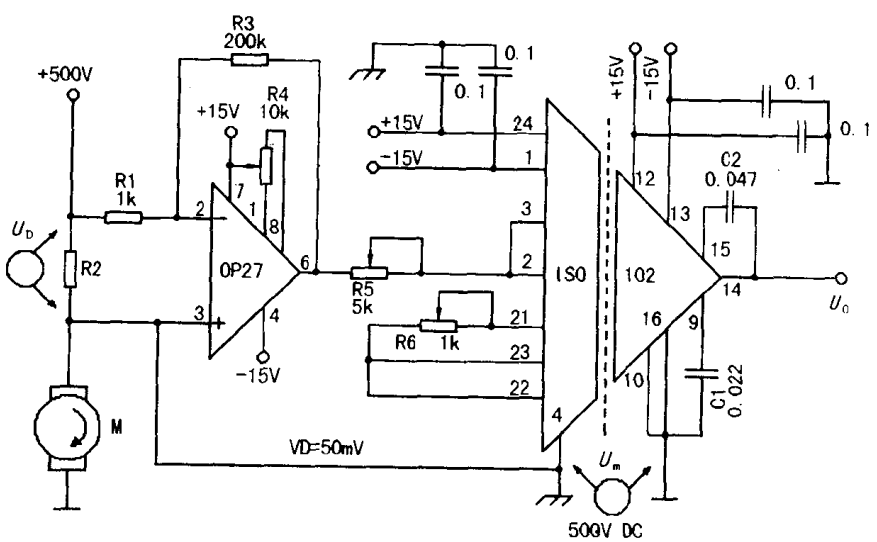


图 2.26　高压电机的电流隔离测量

2.3.2 ISO120/121 高精度低成本放大器

ISO120/121 是通过占空系数调制/解调技术所设计的一种新颖精确的隔离放大器。隔离层是 2 个匹配的 1 pF 差分电容器，它传输的是数字信号。数字信号的传输不会因隔离元件的特性影响信号的完整性，而且具有较好的高频暂态性能。ISO120 与 ISO121 的唯一差别仅在外形封装的尺寸和额定隔离电压上。该器件无外接元件时，带宽为 60 kHz。它具有两个附加的外接电容器和外接同步信号输入端。其非线性小于 0.01%，最大温漂不超过 150 μV/℃，静态电流小，电源可从±4.5 V 到±18 V 之间任意选定，是一个理想的隔离放大器件。

它可被广泛地应用在工业过程控制、地环电流消除、电力线监控、数据采集、电机和 SCR 控制等领域。

ISO120 外形采用 24 脚 DIP 封装，ISO121 外形采用 40 脚 DIP 封装。其引脚排列请见附录 B 图 34、35。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 隔离电压：有效值 ISO120 为 1 500 V；ISO121 为 3 500 V；

(2) 共模抑制：典型值为 115 dB(60 Hz 时)；

(3) 非线性：不大于±0.01%；

(4) 双极性输出范围：±10 V；

(5) 载频可以外控制；

(6) 具有外同步能力；

(7) 温度范围宽：－55～＋125 ℃(ISO121)；

(8) 使用方便。

2. 主要参数

ISO120/121 的主要电性能参数如表 2.10 所示。

表 2.10 ISO120/121 的主要电性能参数

室温：T_A＝＋25 ℃，电源电压：V1＝V2＝±15 V，负载电阻：R_L＝2 kΩ

参数		条件	ISO120BG,ISO121BG			ISO120G/SG,ISO121G			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
隔离特性	额定电压	T_{min}～T_{max} AC,60 Hz (U)	1 500 min(ISO120)			*			V
			3 500 min(ISO121)			*			
		T_{min}～T_{max} DC	2 121 min(ISO120)			*			V
			4 950 min(ISO121)			*			

续表

参数		条件	ISO120GB,ISO121GB			ISO120G/SG,ISO121G			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
隔离特性	隔离模抑制	AC,60 Hz 1 500 V		115 (ISO120) 160			*		dB
		DC					*		
		AC,60 Hz 3 500 V		115 (ISO121) 160			*		
		DC					*		
	隔离电阻			10^{14}			*		Ω
	隔离电容			2			*		pF
	漏电流(U_{iso}=240 V)	AC,60 Hz		0.18	0.5		*	*	μA
增益	常规增益 (U_o=±10 V)	C1=C2 =1 000 pF		1			1		
	误差(FSR)			±0.04	±0.1		±0.05	±0.25	%
	温度系数			±5	±20		±10	±40	10^{-6}/℃
	非线性(FSR)			±0.005	±0.01		±0.01	±0.05	%
	常规增益 (U_o=±10 V)	C1=C2=0		1			1		
	误差(FSR)			±0.04	±0.25		±0.05	±0.25	%
	温度系数			±40			±40		10^{-6}/℃
	非线性(FSR)			±0.02	±0.1		±0.04	±0.1	%
输入特性	输入失调电压初值	C1=C2 =1 000 pF		±5	±25		±10	±50.5	mV
	失调电压温度系数			±100	±150		±150	±400	μV/℃
	输入失调电压初值	C1=C2=0		±25	±100		±40	±100	mV
	失调电压温度系数			±250			±500		μV/℃
	输入失调电压电源系数	±V1 或±V2 ±4.5～±18 V		±2			±2		mV/V
	输入电压范围		±10	±15		*	*		V
	输入电阻			200			*		kΩ

续表

参数			条件	ISO120BG,ISO121BG			ISO120G/SG,ISO121G			单位
				最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输出特性	电压范围			±10	±12.5		*	*		V
	驱动电流			±5	±15		*	*		mA
	驱动容性负载				0.1			*		μF
	波纹电压(峰峰值)				10			*		mV
频率响应	小信号带宽		C1=C2=0		60			*		kHz
			C1=C2=1 000 pF		6			*		
	压摆率				2			*		V/μs
	过载恢复时间(50%)		C1=C2=0		150			*		μs
	建立时间(U_o=±10 V)	0.1%	C2=100 pF		50			*		μs
		0.01%	C1=C2=1 000 pF		350			*		
电源	额定电压				15			*		V
	电压范围			±4.5		±18	*		*	V
	静态电流		(V1)		±4.0	±5.5		*	*	mA
			(V2)		±5.0	±6.5		*	*	
温度	额定温度		BG 和 G	−25		+85	−25		+85	℃
			SG	−25		+85	−55		+125	
	工作温度			−55		+125	−55		+125	
注：* 表示参数与 ISO120BG、ISO121BG 相同。										

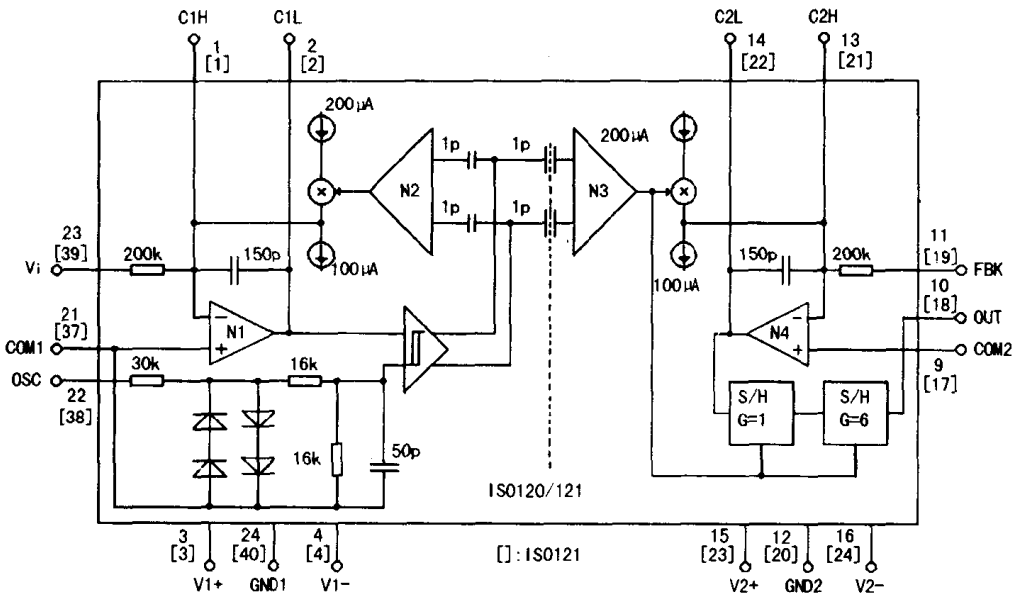
二、内部结构与基本接法

1. 内部结构与同步驱动

ISO120/121 的内部电路结构如图 2.27(a)所示。它是由 2 个 1 pF 电容作为电隔离层所分隔的输入与输出两部分组成。输入部分主要作用是占空系数调制和通过隔离层发送数字信号。输出部分主要作用是接收检测调制波，并解调出模拟信号。输入和输出部分通过激光修正技术使两部分完全匹配，从而精确实现信号的复现。

图中 N1 和 N4 是两个性能相同的积分器，N2 和 N3 是两个检测器。器件的工作有自由运行和同步两种工作模式。自由工作模式是积分器 N1 对输入电流(U_i/200 kΩ)和±100 μA 恒流源，通过内部 150 pF 电容积分，来控制比较器的输出实现占空系数调制，以及在输出反积分解调还原输入信号。而同步工作模式是通过在 OSC 端引入外加时钟信号来同步调制过程。这种模式对消除整个系统中的差频干扰非常有用。为了实现这种模式

必须外接C1和C2两个电容(见下面将介绍的图2.28(a))来改变自由工作模式时的载频。并用OSC端(图2.27(a))所输入的信号来迫使内部电流源开关与其同步。最后完成调制/解调过程，消除差拍影响。



(a)

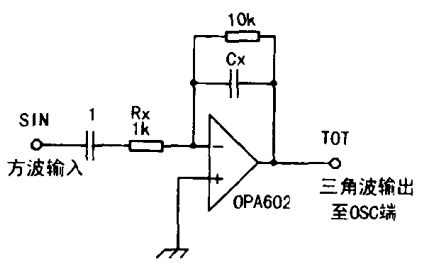


图2.27　内部结构与时钟驱动

(a) ISO120/121内部电路结构；(b) 三角波驱动电路

表2.11示出了外加时钟频率范围与C1、C2的关系。外加解调电容C2的值取决于外加调制电容C1的值。为了确保稳定性，C2必须大于0.8倍的C1。C2增大将减小带宽，但改善了稳定性。增加C2后带宽频率可由下式确定：

$$f = \frac{1.2}{200\ \text{k}\Omega(150\ \text{pF} + C2)} \qquad (2-2)$$

例如，C2=0.01 μF时，ISO120/121的频率带宽约600 Hz。

外加时钟同步信号可以是方波也可以是三角波。若输入的是方波，频率范围具有25%到75%的占空系数和±3 V到±20 V电平要求。若输入的是三角波可以通过方波到三角波的变换电路实现。如图2.27(b)所示，这种电路对方波来说具有10%到90%的占空系数，可以是TTL电平。表2.11列出了外加Cx与时钟频率范围的情况。

表 2.11　外接时钟范围与 C1、C2 及 C_x 的关系

外接时钟频率范围/kHz	外接 C1、C2 调制/解调电容/pF	三角波变换电容 C_x/pF
400～700	不接	30
200～400	500	180
100～200	1 000	680
50～100	2 200	1 800
20～50	4 700	3 300
10～20	10 000	10 000
5～10	22 000	22 000

2. 基本接法

信号与电源的基本连接如图 2.28(a)所示。这里如果不需要外同步可将 OSC 端接到输入地上，C1 和 C2 也可不接。电源引脚处应接入 1 μF 旁路电容，输入、输出接地点应遵循各自的通路原则，一点共地。图 2.28(b)和图 2.28(c)是改变增益的两种接法。其中图(b)是采用调节输出反馈电阻的办法来改变增益。图(c) 是在输出端增加两个电阻分压及反馈比来设置增益。其中，R3=R1//R2，增益为 1+(R1/R2)+(R1/200 kΩ)。图 2.28(d) 是调整失调电压的基本接法。图中给的只是 ISO120/121 输入部分的调节电路。若对输出调节，

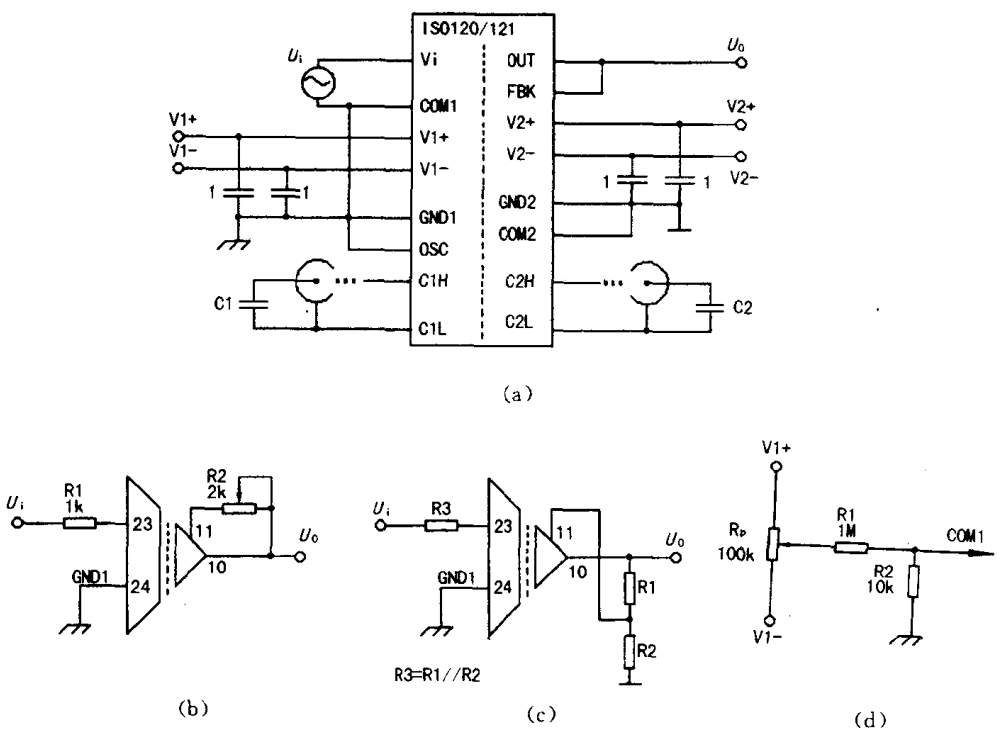


图 2.28　ISO120/121 基本接法

(a) 信号与电源基本连接；(b) 增益调整；

(c) 增益设置；(d) 失调电压调整

电源应是 V_{2+}和 V_{2-}，调节输出接 COM2 即可。

三、典型应用

ISO120/121 隔离放大器主要应用在下面三个方面：

(1) 从恶劣的环境中实现对信号的隔离；

(2) 从强噪声高压地电位中实现对信号的隔离；

(3) 在模拟信号测量和监控系统中对设备的保护。

图 2.29 是由 ISO120 与 XTR101 构成的精密测温电路。其中 XTR101 是低漂移 4～20 mA 变送器，RTD 是热电阻。电路参数可以保证在温度低端输出电流为 4 mA，在温度高端输出电流为 20 mA。通过双交线将变换后的电流送至 INA105 变成电压信号，再通过 ISO120 隔离输出。这种电路适合远距离测温传输。由于是电流传输，所以干扰较小，加之通过隔离器，测温精度很高，而且可以在强噪声中测量。

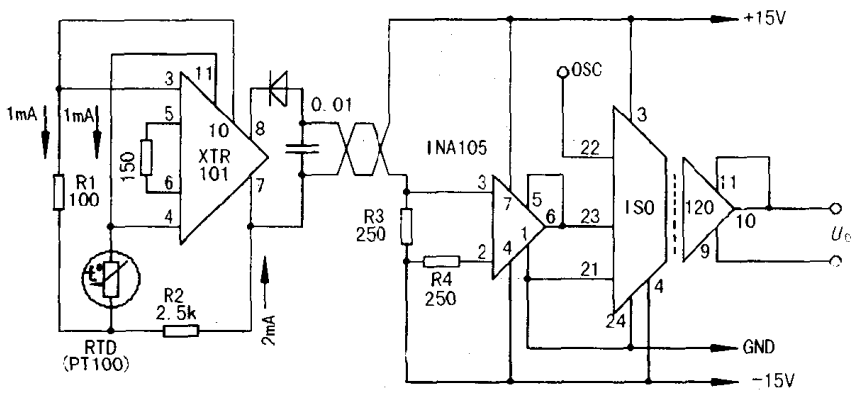


图 2.29　高精度远距离测温电路

2.3.3　ISO122 精密低成本放大器

ISO122 是采用新颖的滞回调制/解调技术所设计的低成本电容隔离放大器。在壳体的两边分别放置输入和输出部分，中间是两个匹配的 1 pF 隔离电容所形成的电气隔离层，实现输入、输出的隔离放大。因为输入部分和输出部分的电路完全对称，制造时又采用激光调整工艺使两部分完全匹配，因此，在输出端能得到高精度复现输入信号的能力。这种电路与光耦隔离放大器、变压器耦合隔离放大器不同的是，这里通过隔离电容传输的不是模拟信号，而是通过滞回调制/解调技术产生数字调制信号进行传输。隔离元件的特性不会影响信号的完整性，而且具有较好的高频暂态性能。对于 ISO122P/U，其非线性保证小于 ±0.02%，信号带宽可达 50 kHz。

ISO122 使用非常方便，只需在器件的输入和输出部分分别接入 ±4.5～±18 V 的隔离电源，不用任何外部元件即可工作。这时的隔离放大器将 1∶1 地传输信号，其增益误差小于 ±0.5%。

该器件可广泛地应用在传感器隔离、热电偶、势电阻隔离、4～20 mA 回路隔离、电机和 SCR 控制及电源监控等领域。

ISO122 有 4 种系列产品，其中 ISO122P/JP 为 16 脚塑料 DIP 封装，ISO122U/JV 为 28 脚塑料 SOIC 封装。其引线排列请见附录 B 图 36、37。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 隔离电压额定有效值达 1 500 V；

(2) 隔离抑制比：典型值为 140 dB；

(3) 非线性：不大于 0.02%；

(4) 双极性工作输出范围：±10 V；

(5) 电源电压范围：±4.5～±18 V；

(6) 固定的单位增益组态。

2. 主要参数

ISO122 的主要电性能参数如表 2.12 所示。

表 2.12 ISO122 的主要电性能参数

室温：$T_A=+25$ ℃，电源电压：$U_s=\pm15$ V，$V_{1+}=V_{1-}=\pm15$ V，负载电阻：$R_L=2$ kΩ

参数		条件	ISO122P/U			ISO122JP/JU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
隔离特性	额定持续隔离电压	AC,60 Hz	1 500			*			V
	隔离模抑制比	60 Hz		140			*		dB
	隔离电阻			10^{14}			*		Ω
	隔离电容			2			*		pF
	漏电流	240 V/60 Hz		0.18	0.5		*	*	μA
增益	增益值	$U_o=\pm10$ V		1			*		
	误差(FSR)			±0.05	±0.5		*	*	%
	温度系数			±10			*		10^{-6}/℃
	非线性(FSR)			±0.016	±0.02		±0.025	±0.05	%
频率响应	小信号带宽			50			*		kHz
	压摆率			2			*		V/μs
	建立时间 ($U_o=\pm10$ V)	到±0.01%		350			*		μs
		到±0.1%		50			*		
	过载恢复时间			150			*		μs
失调电压	输入失调电压			±20	±50		*	*	mV
	温度系数			±200			*		μV/℃
	电源系数			±2			*		mV/V
	噪声			4			*		μV/$\sqrt{\text{Hz}}$

续表

参数		条件	ISO122P/U			ISO122JP/JU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入输出特性	输入电压范围		±10	±12.5		*	*		V
	输入电阻			200			*		kΩ
	输出电压范围		±10	±12.5		*	*		V
	输出电流		±5	±15		*	*		mA
	容性负载			0.1			*		μF
	波纹电压(峰峰值)			20			*		mV
电源	额定电压			±15			*		V
	电源电压范围		±4.5		±18	*		*	V
	静态电流	$\pm U_1$		±5	±7		*	*	mA
		$\pm U_2$		±5.5	±7		*	*	
温度	工作温度		−25		+85	*		*	℃
	储藏温度		−40		+85	*		*	
注：*表示参数与 ISO122P/U 相同。									

二、内部结构与基本接法

ISO122 的内部电路结构如图 2.30(a)所示。输入部分由输入积分器 N1、检测放大器 N2 所控制的±100 μA 电流源、滞回比较器等组成滞回调制电路。积分器 N1 对输入电流(U_i/200 kΩ)和正或负的 100 μA 恒流的差值电流进行积分。±100 μA 恒流是由一个 200 μA 的电流阱和检测放大器控制的开关组成。当开关接通时，200 μA 恒流流入 N1 反相输入端节点，100 μA 恒流流出该节点，使流入 150 pF 积分电容的电流为(U_i/200 kΩ)+100 μA；当开关断开时，只有 100 μA 的阱电流流出该节点，使积分电流变成(U_i/200 kΩ)−100 μA。因此，当输入信号 $U_i=0$ 时，N1 输出端将出现由+100 μA 或−100 μA 恒流对 150 pF 充电所形成的线性斜波，当斜波信号达到滞回比较器的阀值电压时，比较器翻转输出一组互补的方波信号，并通过两个匹配的 1 pF 电容耦合至 N2 检测器，最终控制电流开关的通断，改变送入积分器的 100 μA 恒流方向。因此，这时 N1 输出的是对称的三角波，而滞回比较器输出的是占空比为 0.5 的对称方波。滞回比较器的振荡频率由内部振荡器控制，为 500 kHz。当 $U_i\neq0$ 时，除去±100 μA 恒流外，另有与 U_i 成比例的电流注入积分器，使 N1 输出的三角波上升的和下降的速率不同，通过滞回比较器输出方波的占空比变化，使电流开关的通、断时间相应变化。这时，滞回比较器输出的是占空比与输入信号的大小和极性成比例的方波信号，将输入模拟量调制成数字信号。

来自输入滞回比较器的互补方波信号同时送到两个匹配的 1 pF 电容，经电容耦合过来的 500 kHz 方波又送入输出部分的检测放大器 N3，N3 也控制一组与输入电路相同的电流开关等电路，最后解调出输入信号。接在 200 kΩ 上的(S/H)采样/保持器是用与消除解

调过程中的波纹电压来实现将数字信号解调为模拟信号的。

图 2.30(b)是 ISO122 的基本接法，为了抑制来自电源的噪声，应在 1、9、2 和 10 脚上并接 1 μF 的钽电容去耦。如果隔离电源来自 DC/DC 变换，为使 ISO122 内部 500 kHz 振荡频率与 DC/DC 变化的差拍频率噪声最小，隔离电源应通过 π 形滤波器再送入器件。为抑制由内部调制/解调传递信号而在输出端形成的 500 kHz 干扰波，可在 ISO122 输出端串接一级简单的二阶低通滤波器，其截止频率可取 100 kHz。如图 2.30(c)所示。

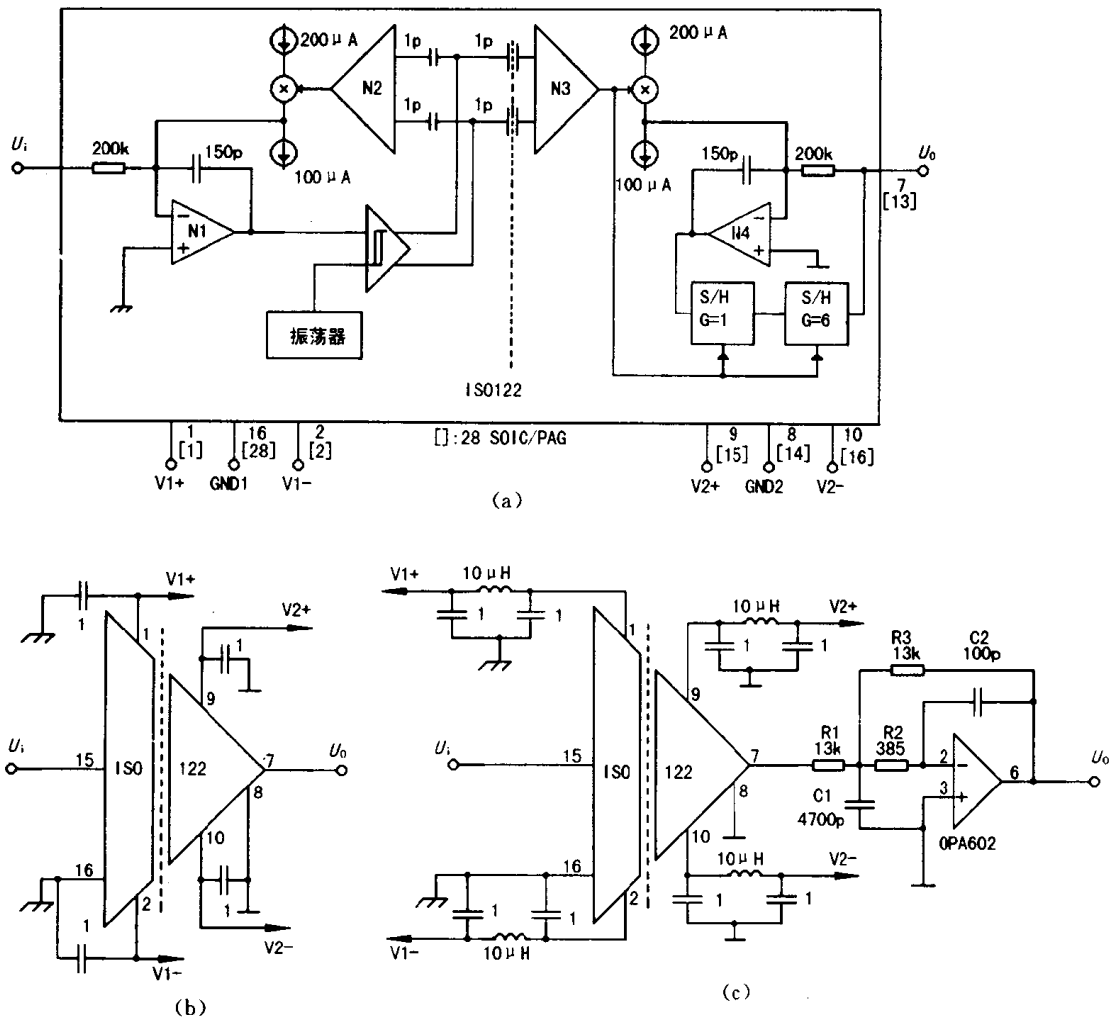


图 2.30　内部电路结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法；(c) 带有滤波的基本电路

三、典型应用

图 2.31 是 ISO122 与具有隔离性能的双向数字耦合器 ISO150 和高速可编程增益放大器 PGA102 组成的数控增益隔离仪用放大器。输入增益由数字电平 A0、A1 控制，增益大小为×1、×10 和×100。整个电路的电源可由 DC/DC 变换器提供。其输入与输出不能使用同组电源。该放大器只要正确接地和使用隔离的两组±15 V 电源供电，可以使该电路具有良好的隔离性能。

图 2.32 是由 INA118、HPR117 和 ISO122 组成的实用仪用放大器。其中 INA118 是低功耗高性能放大器(详见 1.3.3 节)，用来作为前置放大。HPR117 是高性能 DC/DC 变换器，在 1 脚输入+15 V 可在 6、4 输出±15 V 电压(±20 mA 电流)。R1 和 C1 是一个标准的 RC 低通滤波器，其参数可由具体使用的频率而定。这种电路可在多种高精度微弱信号检测中使用。

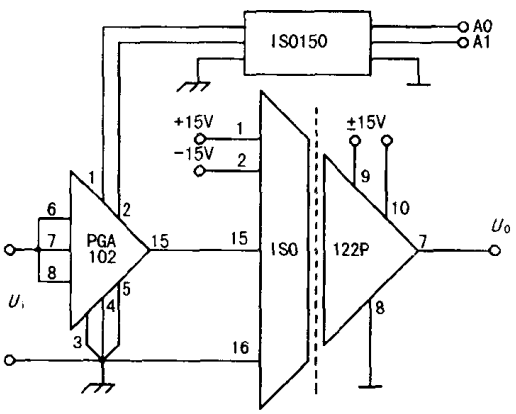


图 2.31 增益可控的隔离放大器

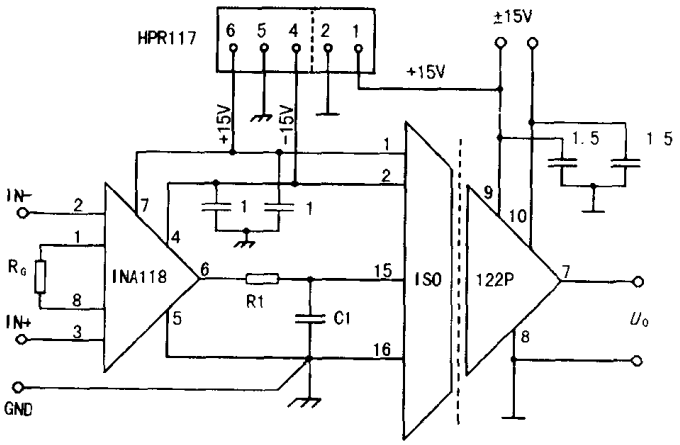


图 2.32 具有隔离的前置放大器

图 2.33 是由 ISO122 与 INA115 等组成的人体心电检测电路。该电路完全可达到医疗器械使用要求，即，输入阻抗高、漏电流小、检测精度高和人体安全等指标。该电路可作为前置放大电路，器件直接与人体接触，并拾取心电信号。考虑到心电电极的极化电位，INA115 的放大倍数设为 20 倍，并采用浮地共模右腿驱动。输出信号由 ISO122 隔离传输到后置放大电路，实现人体信号与输出及电源的隔离放大。

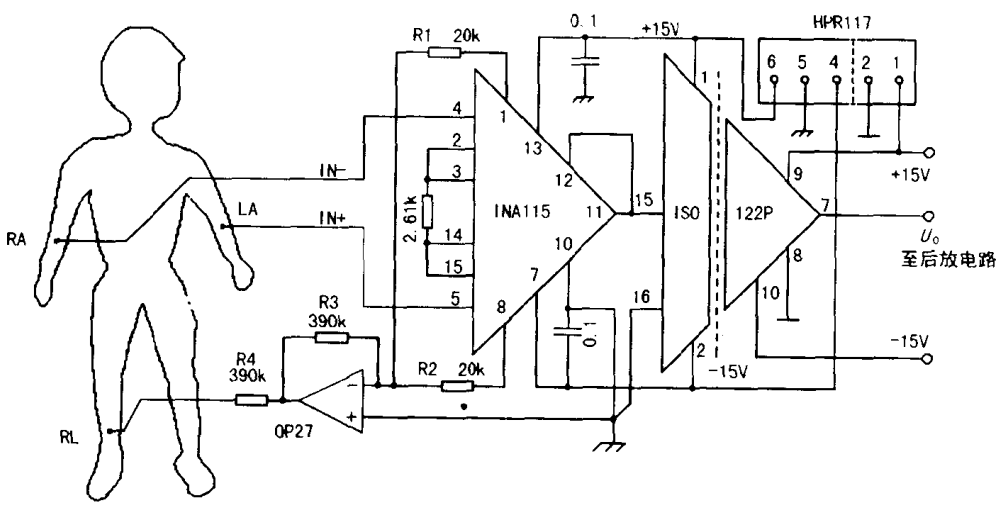


图 2.33 隔离的心电检测前置放大电路

第3章

运算放大器与比较器

3.1 低成本运算放大器

3.1.1 OPA27/37 精密运算放大器

OPA27/37 是一种超低噪声、高精度单片运算放大器，是精密 OP27/37 的改进型产品。芯片内部经激光修正，电压偏置保持长时间稳定，具有极好的电源噪声抑制，共模抑制和低失调、低噪声特性。

OPA27 内部已补偿到单位增益稳定；OPA37 无补偿，需要闭环增益大于 5 时才能保持稳定。这两种改进产品可以完全代替工业标准的 OP27/37。

OPA27/37 可广泛地应用于专业级音响设备、精密仪表放大器、传感器放大器、数据采集、测试设备和高性能射线仪器等领域。

OPA27/37 外形采用金属圆壳、双列直插和微形表面贴封装结构，其引脚排列请见附录 B 图 65、66。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 低噪声：不大于 3.8 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$(在 1 kHz)；

(2) 低失调：不大于 25 μV；

(3) 低漂移：0.6 μV/℃(OPA27/37A)；

(4) 高开环增益：不小于 120 dB；

(5) 高共模抑制比：不小于 114 dB；

(6) 高电源抑制比：不小于 100 dB；

(7) 适合 OP07/05，AD510/517 等插座。

2. 主要参数

OPA27/37 的主要电性能参数如表 3.1 所示。

二、内部结构与基本接法

OPA27/37 的内部电路结构如图 3.1(a)所示，其输入具有保护电路。它是双极型晶体管运算放大器，不管在源阻抗低和高时，输出噪声都较低。图 3.1(b)和(c) 是器件本身调

表 3.1　OPA27/37 主要电性能参数

电源电压：U_s＝±15 V，常温：T_A＝＋25 ℃

参数		条件	OPA27/37A,OPA27/37E			OPA27/37B,OPA27/37F			OPA27/37C,OPA27/37G			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			±6	±25		±12	±60		±25	±100	μV
	失调电压时间系数			0.2	1.0		0.3	1.5		0.4	2.0	μV/月
	失调电压平均漂移	T_{min}～T_{max}		±0.2	±0.6		±0.3	±1.3		±0.4	±1.8	μV/℃
	失调电压电源抑制	±U_s＝4～18 V	100	134		100	125		94	120		dB
				±0.2	±10		±0.6	±10		±1	±20	μV/V
	失调电流			6	35		8	50		10	75	nA
	偏置电流			±11	±40		±13	±55		±15	±80	
	共模输入阻抗	电阻		3			2.5			2		GΩ
		电容		2.5			2.5			2.5		pF
	共模输入电压范围		±11	±12.3		±11	±12.3		±11	±12.3		V
	共模抑制比	U_i＝±11 V	114	128		106	125		100	122		dB
	噪声电压（峰峰值）	f_B＝0.1～10 Hz		0.07	0.18		0.08	0.18		0.09	0.25	μV

续表

参数		条件	OPA27/37A,OPA27/37E			OPA27/37B,OPA27/37F			OPA27/37C,OPA27/37G			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	开环电压增益	$R_L \geqslant 2\ k\Omega$	120	126		120	125		117	124		dB
		$R_L \geqslant 1\ k\Omega$	118	125		118	125			124		
	输出电压	$R_L \geqslant 2\ k\Omega$	±12	±13.8		±12	±13.8		±12	±13.8		V
		$R_L \geqslant 600\ \Omega$	±10	±12.8		±10	±12.8		±10	±12.8		
	输出电阻	DC,开环		70			70			70		Ω
	短路输出电流	$R_L=0$		25	60		25	60		25	60	mA
	增益带宽	OPA27	5	8		5	8		5	8		MHz
		OPA37	45	63		45	63		45	63		
	压摆率	$U_o=\pm 10$ V $R_L=2\ k\Omega$ OPA27,G=+1 OPA37,G=+5	 1.7 11	 1.9 11.9		 1.7 11	 1.9 11.9		 1.7 11	 1.9 11.9		 V/μs V/μs
	额定电源电压			±15			±15			±15		V
	电源电压范围		±4		±22	±4		±22	±4		±22	
	静态电流	DC,$I_o=0$		3	4.7		3	4.7		3.3	5.7	mA

零电路。其中图(b)的调整范围为±4 mV，范围较大，而图(c)的调整范围为±200 μV，是精密细调电路。OPA27/37 的基本电路(如，同相放大、反相放大、差分电路等) 与其它运放一样。只是 OPA27/37 在有些性能上比普通的运放高得多。

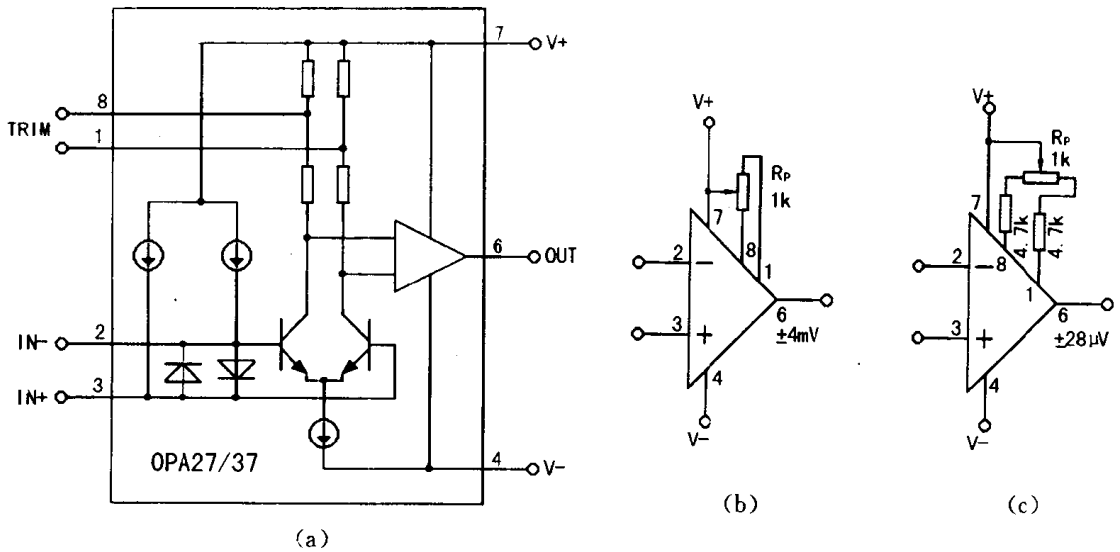


图 3.1　内部结构与调零

(a) 内部电路结构；(b) 初调；(c) 细调

图 3.2(a)、(b)、(c)、(d)是 OPA27/37 的四种单位增益放大器基本接法。其中图 3.2(a)是单位增益反相放大器；图 3.2(b)是具有高速压摆率的单位增益反相放大器；图 3.2(c)是单位增益缓冲器，R1(1 kΩ)电阻不能省去；图 3.2(d)是具有高速压摆率的单位增益

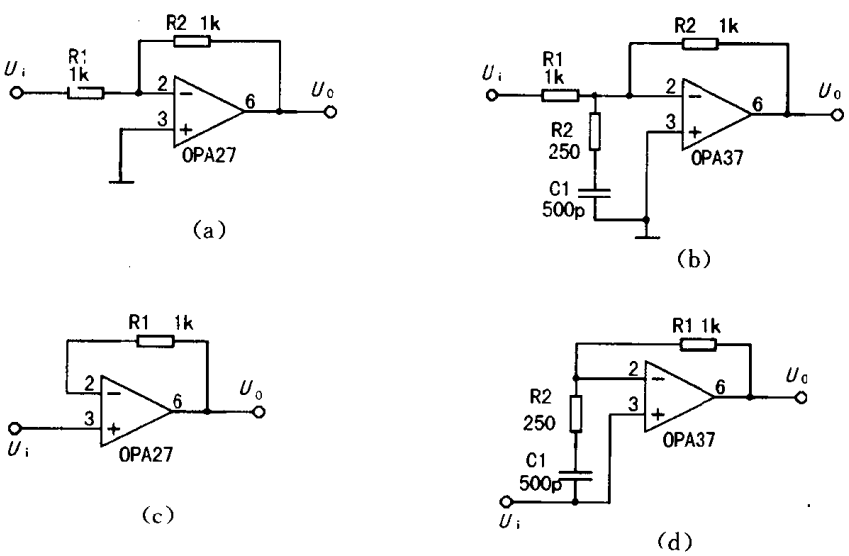


图 3.2　四种单位增益放大器

(a) 单位增益反相器；(b) 具有高速压摆率的单位增益反相器；

(c) 单位增益缓冲器；(d) 具有高速压摆率的单位增益缓冲器

缓冲器。在图 3.2 中 R1 和 C1 不能取得过大，否则会影响速度和波形质量。

三、典型应用

OPA27/37 和其它运放一样具有许多用途，特别是在低噪声、高性能仪器系统设计中，往往将其用作前置放大。图 3.3(a)就是在高性能盒式磁带机中的应用。其中，TPH 是磁带，它的转动感应在线圈(磁头)上的电信号经 OPA37 滤波放大输出。该电路在 1 kHz 频率时，放大增益约 40 dB。图 3.3(b)是高性能长波红外检测前置放大电路。红外光照射在探测光二极管上，形成微弱电位，经 OPA27 滤波放大输出电信号。在图 3.3 电路中，为了获得高性能，其电阻应选用金属膜电阻器，电容应选用云母或钽电容。只有这样才能显示出 OPA27/37 的低噪声特性。

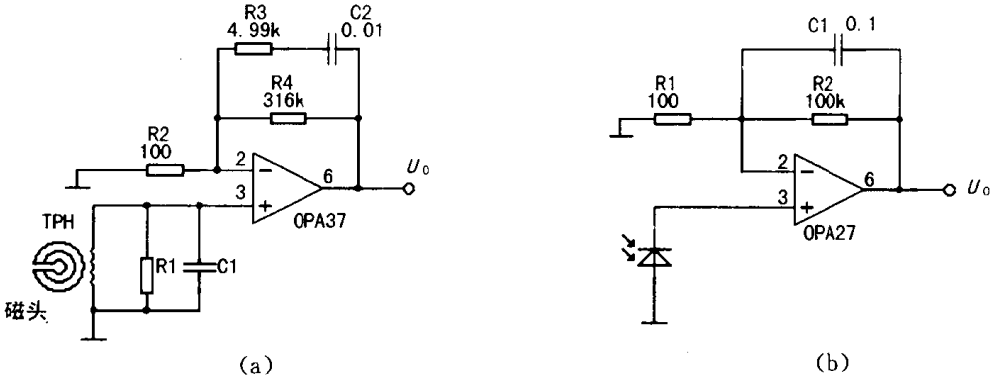


图 3.3 两种高性能低噪声前放电路

(a) 盒式磁带机前放电路；(b) 红外光检测前置放大电路

利用超低噪声精密运算放大器，OPA37 与模拟开关配合，可组成高性能同步解调器，如图 3.4 所示。同步调制信号送至解调器输入端，一路信号经反相输入 OPA37，增益为 −1，另一路经模拟开关同步送至 OPA37 的同相端，增益为 +2。对输入的交流调制信号，某一半周期同时从反相、同相端送入运放，增益分别为 −1 和 +2。两者综合的结果相当于射极输出器，增益为 +1。另一半周期只从反相端输入，增益为 −1。这样在输出端就得到“全波整流”的效果，即输出的是根据输入交流信号的相位变化而为正或负的相敏信号。电路中的 1 kΩ 电位器用来调零位，500 Ω 电位器用于调节正负两半周期的平衡，以确保解调器的精度。

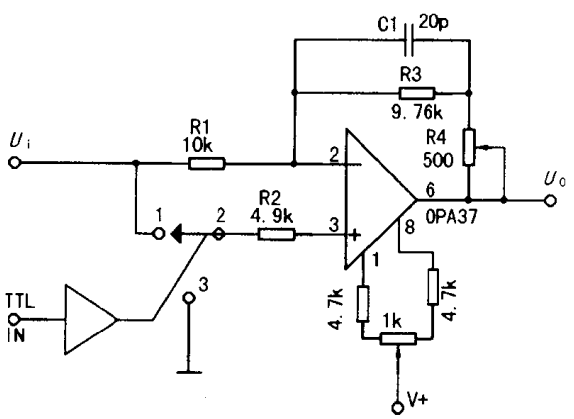


图 3.4 高性能同步解调器

模拟开关由 TTL 电平控制，当输入高电平“1”时，解调器增益为 +1，当输入低电平

"0"时，解调器增益为－1。

3.1.2 OPA121/602 低偏压电流运算放大器

OPA121/602 是低成本高速 FET 输入精密运算放大器。OPA121 与 OPA602 不同之处主要是后者频带较宽，单位增益稳定。二者内部经激光修正、电解质绝缘防护和新的电路设计(专利技术)使芯片获得了极低的偏流、极小的噪声和很低的漂移。尤其是 OPA602，由于输入采用了独特的共射共基电路，除可以维持低的输入偏流外，还可使输入电压允许超过共模电压范围。

由于其优良的特性，它们可广泛地应用在精密仪器放大、光电转换放大、数据采集、医疗设备、数据转换和专业音响设备等领域。

OPA121/602 外形采用 8 脚金属圆壳和 8 脚 DIP(SOIC)封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 63、69。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 低噪声：不大于 6 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$(OPA121，在 10 kHz)

(2) 低偏流：不大于 5 pA(OPA121)，不大于±10 pA(OPA602)；

(3) 低失调：不大于 2 mV(OPA121)，不大于±250 μV(OPA602)；

(4) 低漂移：不大于 10 μV/℃(OPA121)；

(5) 高开环增益：不小于 110 dB(OPA121)；

(6) 高共模抑制比：不小于 86 dB(OPA121)；

(7) 宽频带：不小于 6.5 MHz(OPA602)；

(8) 单位增益稳定(OPA602)。

2. 主要参数

OPA121/602 的主要电性参数分别如表 3.2 和表 3.3 所示。

表 3.2 OPA121 主要电性能参数

电源电压：U_s＝±15 V，常温：T_A＝＋25 ℃

参数		条件	OPA121KM			OPA121KP/KU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	DC，U_{CM}＝0		±0.5	±2		±0.5	±3	mV
	失调电压平均漂移	T_{min}～T_{max}		±3	±10		±3	±10	μV/℃
	失调电压电源抑制		86	104		86	104		dB
				±6	±50		±6	±50	μV/V
	失调电流	DC，U_{CM}＝0		±0.7	±4		±0.7	±8	pA
	偏置电流			±1	±5		±1	±10	
	输入阻抗	差模		$10^{13}\|\|1$			$10^{13}\|\|1$		Ω‖pF
		共模		$10^{14}\|\|3$			$10^{14}\|\|3$		

续表

参数		条件	OPA121KM			OPA121KP/KU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	共模输入电压范围		±10	±11		±10	±11		V
	共模抑制比	DC,U_i=±10 V	86	104		82	100		dB
	噪声电压	10 Hz~10 kHz		0.7			0.8		μV
	噪声电压(峰峰值)	f_B=0.1~10 Hz		1.6			2		
	噪声电流(峰峰值)			15			21		fA
其它参数	直流电压开环增益	R_L≥2 kΩ	110	120		106	114		dB
	输出电压	R_L=2 kΩ	±11	±12		±11	±12		V
	输出电流	DC,U_o=±10 V	±5.5	±10		±5.5	±10		mA
	输出电阻	DC,开环		100			100		Ω
	短路输出电流		10	40		10	40		mA
	驱动容性负载能力	G=+1		1 000			1 000		pF
	单位增益带宽	小信号		2			2		MHz
	全功率响应	20 V,R_L=2 kΩ		32			32		kHz
	压摆率	U_o=±10 V R_L=2 kΩ		2			2		V/μs
	过载恢复	过载:50% G=−1		5			5		μs
	额定电源电压			±15			±15		V
	电源电压范围		±5		±18	±5		±18	
	静态电流	DC,I_o=0		2.5	4		2.5	4.5	mA

二、内部结构与基本接法

OPA121/602 的内部电路结构如图 3.5(a)、3.5(b)所示。二者电路结构基本相同，输入为 FET 场效应管差分输入，差模和共模阻抗都很高。偏置采用共射共基电路，具有很低的输入偏流。有调零输出端。OPA121 的 8 脚为芯片基底连接。而 OPA602 的 8 脚为空脚。在实际应用时，一般不需要调零，若要调零可采用图 3.5(c)的连接电路。即 1、5 脚与负电源接入 10 kΩ 多圈电位器进行调整。调整范围约为±10 mV。

OPA121/602 是一个高输入阻抗类精密运放。所以在应用时要对输入端适当进行保护，否则就会失去运放的固有特性。图 3.6 示出了 OPA121 的基本连接电路。这里的 8(芯片基底)与保护环(在做 PCB 板时，将 3、2 脚围起来的线圈)相连，作为输入保护。其中图 3.6(a)是同相放大输入接法，放大倍数为 1+(R2/R1)；图 3.6(b)是单位增益缓冲器接法；图 3.6(c)是反相放大输入接法，放大倍数为 R2/R1。与图 3.6 对应的图 3.7 为 OPA602 的同相、缓冲、反相接法。其中 8 脚空着不用。

表 3.3　OPA602 主要电性能参数

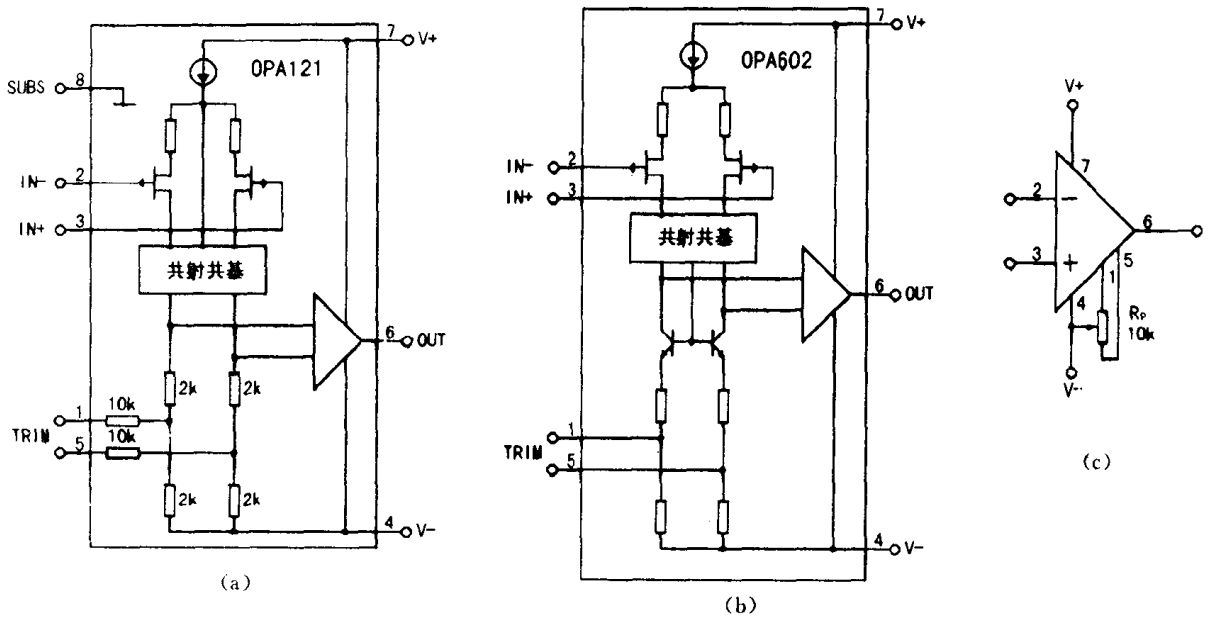
电源电压：$U_s=\pm15$ V，常温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	OPA602AM/AP/AU			OPA602BM/SM/BP			OPA602CM			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	DC，$U_{CM}=0$ M 封装 P 封装 U 封装		 ±300 1 1	 ±1 000 2 3		 ±150 0.5	 ±500 1		 ±100	 ±250	 μV mV mV
	失调电压平均漂移	$T_{min}\sim T_{max}$		*	±15		±3	±5		*	±2	μV/℃
	失调电压电源抑制	$\pm U_s=$ 12～18 V	70	*		80	100		86	*		dB
	失调电流	DC，$U_{CM}=0$		1	10		0.5	2		0.5	1	pA
	偏置电流			±2	±10		±1	±2		±0.5	±1	
	输入阻抗	差模		*			$10^{13}\parallel 1$			*		Ω ‖ pF
		共模		*			$10^{14}\parallel 3$			*		
	共模输入电压范围		*	*		±10.2	−11～ +13		*	*		V
	共模抑制比	DC，$U_i=\pm10$ V	75	*		88	100		92	*		dB
	噪声电压(额定值)	10 Hz～10 kHz		*			1.4			*		μV
	噪声电压(峰峰值)	$f_B=0.1\sim$ 10 Hz		*			0.95			*		
	噪声电流(峰峰值)						12					fA

续表

参数		条件	OPA602AM/AP/AU			OPA602BM/SM/BP			OPA602CM			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	直流电压开环增益	$R_L \geqslant 1\ k\Omega$	75	*		88	100		92	*		dB
	输出电压	$R_L = 1\ k\Omega$	±11	*		±11.5	−13.8 ~12.9		*	*		V
	输出电流	DC，$U_o = \pm 10$ V	*	*		±15	±20		*	*		mA
	输出电阻	1 MHz，开环		*			80			*		Ω
	短路输出电流		±25	*		±30	±50		*	*		mA
	驱动容性负载能力	G = +1		*			1 500			*		pF
	增益带宽	G = 100	3.5	*		4	6.5		5	*		MHz
	全功率响应	20 V，$R_L = 1\ k\Omega$		*			570			*		kHz
	压摆率	$U_o = \pm 10$ V $R_L = 1\ k\Omega$	20	*		24	35		28	*		V/μs
	额定电源电压			*			±15			*		V
	电源电压范围		*		*	±5		±18	*		*	
	静态电流	$I_o = 0$		*	*		3.5	4.5		*	*	mA

注：* 表示参数与 OPA602BM/SM/BP 相同。



3.5　内部电路结构与调零

(a) OPA121 内部电路结构；(b) OPA602 内部电路结构；(c) 调零接法

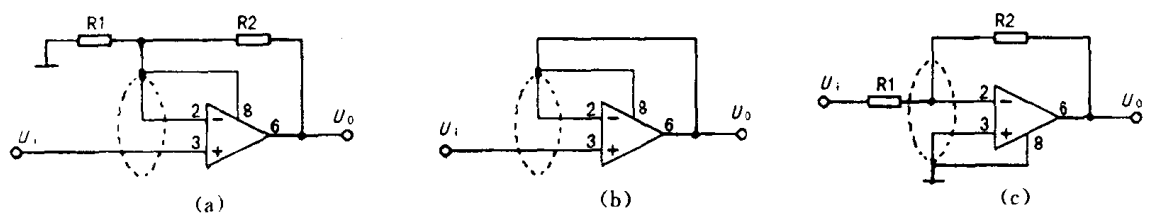


图 3.6　OPA121 基本接法

(a) 同相放大器；(b) 缓冲器；(c) 反相放大器

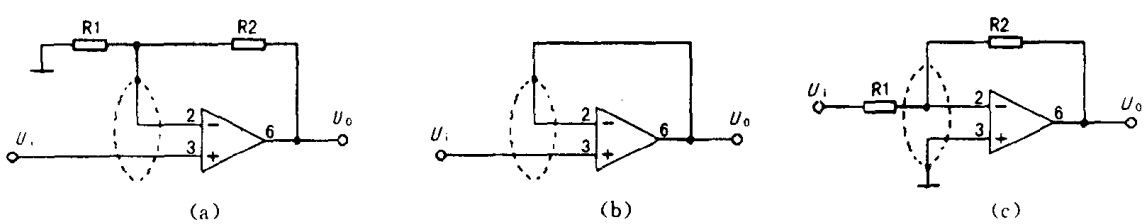


图 3.7　OPA602 基本接法

(a) 同相放大器；(b) 缓冲器；(c) 反相放大器

三、典型应用

OPA121/OPA602 有很多用途。其中图 3.8 是在滤波方面的典型用法。图 3.8(a)为二

阶有源低通滤波器。设计时往往取 R1＝R2＝R，C1＝C2＝C 并使增益大于 1。截止频率的表达式为 $f_{-3\,dB}=1/(2\pi RC)$，增益表达式为 G＝1＋(R3/R4)。图中参数：截止频率为 10 MHz，增益为 1.6。图 3.8(b)为二阶高通有源滤波器。设计时取 C1＝C2＝C，R1＝R2＝R。截止频率的表达式和增益表达式与二阶低通相同。图中参数：高通截止频率为 1 MHz。图 3.8(c)是二阶有源带通滤波器。设计时，取 C1＝C2＝C，R1＝R3＝1/(2R2)。带通频率的表达式为 $f=1/(2\sqrt{2}\pi RC)$。图中参数：带通频率为 10 MHz，增益为 70。

在进行以上三种滤波器的设计时，若需要其它频率，可根据各自的表达式进行设计。但要注意的是：电容不宜取得过大，并用云母或钽电容；电阻应取 1%精度的金属膜电阻器。

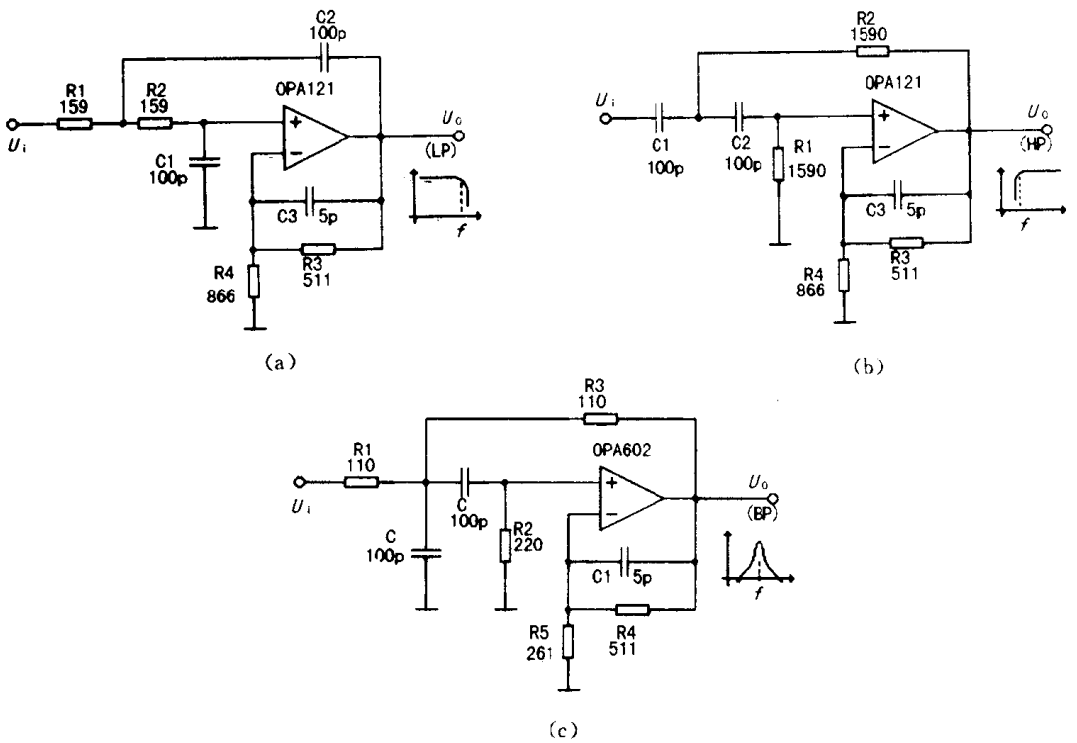


图 3.8　低通、高通、带通滤波器

(a) 二阶有源低通滤波器；(b) 二阶有源高通滤波器；(c) 二阶有源带通滤波器

3.1.3　TL081/082/084 JFET 输入运算放大器

TL081/082/084 是一种价格低廉的通用 JFET 输入的运算放大器。其中 TL081 为单运放，TL082 为双运放，TL084 为四运放。由于采用高压 JFET 管作为输入级，因而具有高阻抗、低偏置电流的特点，先进的电路设计使运放具有较宽的带宽和较高的压摆率。

该器件可广泛地应用在高阻抗放大、定时、采样/保持、峰值检测、D/A 转换和隔离容性负载等领域。

TL081 系列运放的管脚排列与双极型通用运放 MC1741、MC1458、MC3403/LM324 等兼容。具有“M”后辍的器件为军品，工作温度范围为－55～＋125 ℃；带有“C”后辍的器

件为民品，工作温度范围为 0～70 ℃。其引脚排列请见附录 B 图 65、59、77。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 输入阻抗：典型值为 $10^{12}\ \Omega$；

(2) 增益带宽：典型值为 4 MHz；

(3) 压摆率：不小于 8 V/μs；

(4) 输入偏置电流：典型值为 30 pA；

(5) 输入失调电流：典型值为 5 pA；

(6) 静态电源电流：不大于 2.8 mA；

(7) 低价格。

2. 主要参数

TL081/082/084 的主要电性能参数如表 3.4 所示。

表 3.4 TL081/082/084 主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，室温：$T_A=+25$ ℃，负载：$R_L=2$ kΩ

参数		条件	TL081M/082M/084M			TL081/082/084C/AC			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	$U_{CM}=0$		3 (081/2)	6 (081/2)		5 (081/2(	15 (081/2)	mV
				3 (084)	9 (084)		5 (084)	15 (084)	
	失调电压温漂			10			10		μV/℃
	失调电流	$U_{CM}=0$		5	100		5	200	pA
	偏置电流			30	200		30	400	
	输入电阻			10^{12}			10^{12}		Ω
	共模输入电压范围		−11～+11	−12～+15		−10～+10	−12～+15		V
其它参数	大信号电压增益	$U_o=\pm10$ V	25	150		25	150		V/mV
	输出电压摆幅(峰峰值)	$R_L=10$ kΩ	24	28		24	28		V
	共模抑制比		80	100		70	100		dB
	电源电压抑制比		80	100		70	100		
	电源电流	(对每个放大器)		1.4	2.8		1.4	2.8	mA
	单位增益带宽			4			4		MHz
	压摆率	$U_i=10$ V $C_L=100$ pF	8	13			13		V/μs
	信道隔离			120			120		dB

二、基本接法与典型应用

TL081/082/084 的基本接法(如反相放大、同相放大、差分放大等)与其它运放一样，这里不再重复。不同之处在于它的高输入阻抗。在 TL081 系列中，只有 TL081 单运放有调零端。一般不需要调零，若要调零可在 1、5 脚之间与负电源接入几十千欧电位器即可。调零电路可参见图 3.5(c)。

图 3.9 是 TL082 在正峰值检测器中的典型应用。双运放中一个组成正向。缓冲器，其输出端接一个 1 μF 电容作为存储记忆电容，二极管 1N914 的引入使输入信号电压增大时，能通过它向电容 C 充电直至电容两端电压 $U_c=U_i$。当输入信号变小而代于 U_c 时，二极管阻断了存储在电容 C 上的电荷反向灌回运放输出端，此时，运放将立即跳变为低电平使二极管反偏截止，直至 U_i 重新增大到超过 U_c，缓冲器重新工作继续向电容充电。

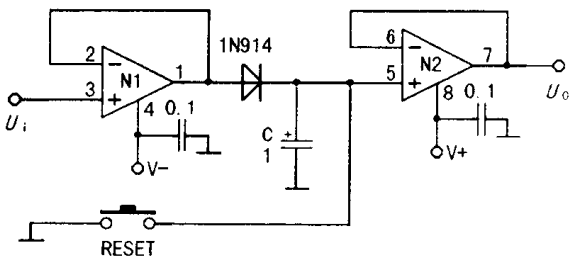


图 3.9　由 TL082 组成的正峰值检测电路

为保证存储在记忆电容上的电荷不流失，用双运放中的第二个运放组成高阻抗缓冲器，将记忆电容与负载隔离，由于 TL082 具有极高的输入电阻和极低的输入偏置电流，故只要选用聚碳酸酯或聚苯乙烯等高质量、低漏电的存储电容，就能保证有比较高的峰值检测精度。

另外，图中接有复位开关，当复位开关接通时，存储在 C 上的电荷就会迅速泄放掉，并为下次检测峰值作好准备。

图 3.10 是利用 TL084 四运放及高输入阻抗的特性而设计的仪器用放大器。四运放中

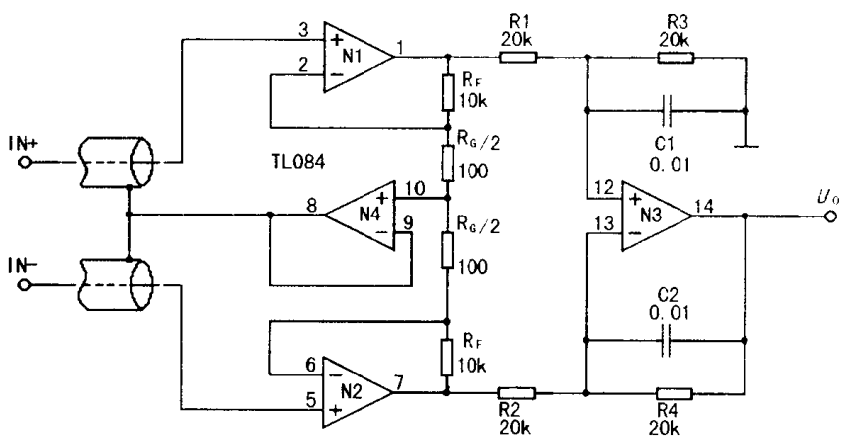


图 3.10　由 TL084 组成的仪用放大器

的 N1 与 N2 作为输入级，N3 作为差分放大级，N4 作为共模抑制驱动级。外围元件 R_F 与 R_G 决定放大倍数，其表达式为 $1+(2R_F/R_G)$。R1～R4 为差分匹配电阻。C1、C2 是与 R3、R4 组成的低通滤波器，改变其大小可调节截止频率。该电路可应用在微弱信号检测电路、医疗仪器等前置放大电路中。

3.1.4 AD711/712/713 精密高速运算放大器

AD711/712/713 是高速精密单片运算放大器。通过激光修正技术使它们具有十分低的失调电压和温度漂移。器件的交流和直流特性很适合在有源滤波器中应用；16 V/μs 的压摆率和 1 μs 的建立时间，在 12 位 D/A 和 A/D 转换系统中可作为理想的缓冲器；极低的噪声和输入电流使该运放在光接收前置放大电路中也非常有用；88 dB 的共模抑制和 400 倍的开环增益可以确保有极好的缓冲跟随作用。

AD711/712/713 的不同之处在于片内运放的个数不同。其中 AD711 为单运放，具有调零端，AD712 为双运放，AD713 为四运放。它们的外形采用标准的 TO－99 或 DIP 封装结构，有民品、工业品和军品。其引脚排列请见附录 B 图 10、17、77。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 失调电压：不大于 0.25 mV(C 级)；

(2) 失调电压漂移：不大于 3 μV/℃；

(3) 噪声电压：不大于 4 μV(峰峰值)(0.1～10 Hz，C 级)；

(4) 动态建立时间：不大于(1＋0.000 1) μs；

(5) 压摆率：不小于 16 V/μs(J 级)；

(6) 带宽：不小于 3 MHz(单位增益，J 级)；

(7) 可完全替代 LF411 与 TL081 系列运放。

2. 主要参数

AD711/712/713 的主要电性能参数分别如表 3.5、3.6、3.7 所示。

二、基本接法与典型应用

为了获得 AD711/712/713 三种运放的高精度，在接法上应注意以下几点：

(1) 在运放的电源脚上(负电源或正电源)应接入 0.1～1 μF 的去耦电容；

(2) 在放大器的输入与输出应加入合适的滤波器；

(3) 在用作单增益(射极输出器或缓冲器)放大器时，可根据需要引入压摆率高的 RC 网络(参照图 3.2)。

(4) 在放大微弱信号，如热电偶、热电阻等直流信号时，可增加调零电路。能直接调零的运放只有 AD711(与图 3.5(c)接法一样)，其它运放，需要时另加外调零电路。

表 3.5 AD711 主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，常温：$T_A=+25$ ℃，负载：$R_L=2$ kΩ

参数		条件	AD711J/A/S			AD711K/B/T			AD711C			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			0.3	2/1/1		0.2	0.5		0.1	0.25	mV
	温度系数	（失调电压）		7	20		5	10		2	3	μV/℃
	时间稳定性			15			15			15		μV/月
	偏置电流	$U_{CM}=+10$ V		20	100		20	100		20	50	pA
		$U_{CM}=0$		15	50		15	50		15	25	
	失调电流			10	25		5	25		5	10	
	输入阻抗	差模	$3\times10^{12}\parallel5.5$			$3\times10^{12}\parallel5.5$			$3\times10^{12}\parallel5.5$			Ω∥pF
		共模	$3\times10^{12}\parallel5.5$			$3\times10^{12}\parallel5.5$			$3\times10^{12}\parallel5.5$			
	输入电压范围	差模		±20			±20			±20		V
		共模		−11.5～+14.5			−11.5～+14.5			−11.5～14.5		
	共模抑制比	$U_{CM}=\pm10$ V	76	88		80	88		86	94		dB
	噪声电压(峰峰值)	0.1～10 Hz		2			2			2	4.0	μV
其它参数	开环增益	$U_o=\pm10$ V	150	400		200	400		200	400		V/mV
	小信号带宽	单位增益	3.0	4		3.4	4		3.4	4		MHz
	全功率响应			200			200			200		kHz
	输出电压	$R_L\geqslant2$ kΩ	−12.5～+13	−13.3～+13.9		−12.5～+13	−13.3～+13.9		−12.5～+13	−13.3～+13.9		V
	输出短路电流			25			25			25		mA
	额定电源电压			±15			±15			±15		V
	工作电压范围		±4.5		+18	±4.5		+18	±4.5		+18	
	静态电流			2.5	3.4		2.5	3.0		2.5	2.8	mA

表 3.6 AD712 主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，常温：$T_A=+25$ ℃，负载：$R_L=2$ kΩ

参数		条件	AD712J/A/S			AD712K/B/T			AD712C			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			0.3	3/1/1		0.2	1/0.7/0.7		0.1	0.3	mV
	温度系数	（失调电压）		7	20		7	10		3	5	μV/℃
	时间稳定性			15			15			15		μV/月
	偏置电流	$U_{CM}=+10$ V			100			100			75	pA
		$U_{CM}=0$		25	75		20	75		20	75	
	失调电流			10	25		5	25		5	10	
	输入阻抗	差模	$3\times10^{12}\parallel5.5$			$3\times10^{12}\parallel5.5$			$3\times10^{12}\parallel5.5$			Ω∥pF
		共模	$3\times10^{12}\parallel5.5$			$3\times10^{12}\parallel5.5$			$3\times10^{12}\parallel5.5$			
	输入电压范围	差模		±20			±20			±20		V
		共模		−11.5～+14.5			−11.5～+14.5			−11.5～14.5		
	共模抑制比	$U_{CM}=\pm10$ V	76	88		80	88		86	94		dB
	噪声电压(峰峰值)	0.1～10 Hz		2			2			2	4.0	μV
其它参数	开环增益	$U_o=\pm10$ V	150	400		200	400		200	400		V/mV
	小信号带宽	单位增益	3.0	4		3.4	4		3.4	4		MHz
	全功率响应			200			200			200		kHz
	输出电压	$R_L\geqslant2$ kΩ	−12.5～+13	−13.3～+13.9		−12.5～+13	−13.3～+13.9		−12.5～+13	−13.3～+13.9		V
	输出短路电流			25			25			25		mA
	额定电源电压		／	±15			±15			±15		V
	工作电压范围		±1.5		±18	±4.5		±18	±4.5		±18	
	静态电流	（双运放）		5	6.8		5	6.0		5	5.6	mA

表 3.7　AD713 主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，室温：$T_A=+25$ ℃，负载：$R_L=2$ kΩ

参数		条件	AD713J/A/S			AD713K/B/T			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	$T_{min}\sim T_{max}$		0.5	2		0.4	0.7/0.7/1	mV
	温度系数	（失调电压）		5			5	20/20/15	μV/℃
	时间稳定性			15			15		μV/月
	偏置电流	$U_{CM}=+10$ V		55	200		55	120	pA
	失调电流	$U_{CM}=0$		10	75		10	35	
	输入阻抗	差模	$3\times10^{12}\parallel5.5$			$3\times10^{12}\parallel5.5$			Ω∥pF
		共模	$3\times10^{12}\parallel5.5$			$3\times10^{12}\parallel5.5$			
	输入电压范围	差模		±20			±20		V
		共模		−11.5～+14.5			−11.5～+14.5		
	共模抑制比	$U_{CM}=\pm10$ V	78	88		84	94		dB
	噪声电压（峰峰值）	0.1～10 Hz		2			2		μV
其它参数	开环增益	$U_o=\pm10$ V	150	400		200	400		V/mV
	增益带宽	小信号 G=−1	3.0	4		3.4	4		MHz
	全功率响应	$U_{op-p}=20$ V		200			200		kHz
	输出电压	$R_L\geqslant2$ kΩ	−12.5～+13	−13.3～+13.9		−12.5～+13	−13.3～+13.9		V
	输出短路电流			25			25		mA
	额定电源电压			±15			±15		V
	工作电压范围		±4.5		±18	±4.5		±18	
	静态电流			10	13.5		10	12	mA

图 3.11 是 AD711 在 A/D 转换器中作输入缓冲器的典型应用。图中因 AD574(12 bit) A/D转换器本身输入阻抗较低(只有几十千欧)，若将信号直接引入将大大影响转换精度，若采用图示缓冲接法，可利用 AD711 作为隔离大大增强转换精度。

图 3.12 是 AD712 在 D/A 转换器中的典型接法。12 bit D/A 转换 AD7545 是一种电流双端输出型器件，采用图示接法可以将电流变成电压输出。图中 U_r 是精密基准电压源，调整 R1 可调节输出模拟量的大小。N1 第一级运放输出的是单极性信号，通过 R3、R4 分压平衡从 N2 运放输出的是双极性信号。整个电路采用的是±15 V 电源。

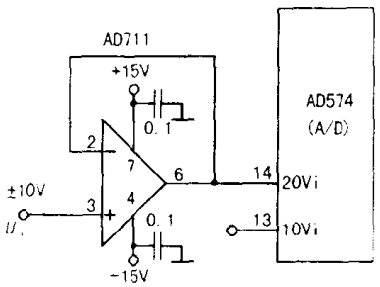


图 3.11　AD711 在 A/D 转换中作输入缓冲器

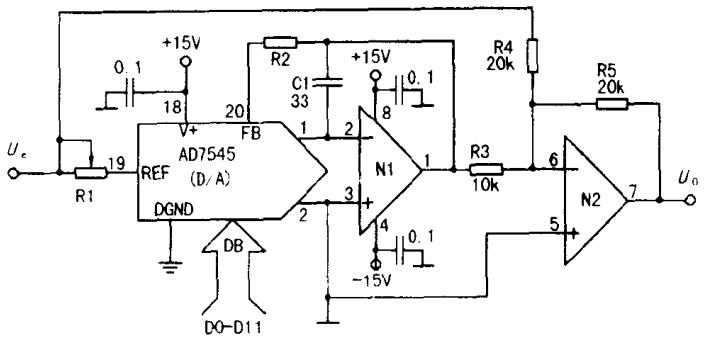


图 3.12　AD712 在 D/A 转换器中的应用

3.1.5　AD642/517 精密通用运算放大器

AD642/517 是高精度单片运算放大器。其中 AD642 是高速配对的 BiFET 双运放，AD517 是单运放。它们通过激光修正，可获得很低的失调电压和漂移。AD517 失调电压不超过 2 μV，漂移小于 1.3 μV/℃；AD624 失调电压小于 0.5 mV，输入偏流小于 75 pA。AD517 的开环增益超过 10^6 倍，适合很宽的负载电阻范围，并有全范围输入保护，允许差模输入到电源电压。输出有电流短路保护电路，并能驱动 1 000 pF 以上的容性负载。

AD642 严格的运放配对及高速特性，使它很适合在仪表放大器中作为前置放大电路，以及在要求交流特性好的场合使用(例如：高频放大器、多路对称放大器、仪用放大器等)。

AD517 很适合在要求精密并需要长时间稳定的场合使用(例如，射极输出器、电桥放大器、模拟比较器等)。

AD642/517 的外形采用金属壳封装结构，并有不同的工作温度范围系列器件。其引脚排列请见附录 B 图 17、66。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 失调电压：不大于 150 μV(AD642)；不大于 2 μV(AD517)；

(2) 失调漂移：不大于 1.3 μV/℃(AD517)；

(3) 输入偏流：不大于 75 pA(AD642)；不大于 1 nA(AD517J)；

(4) 输入噪声电压：不大于 2 μV(峰峰值，AD642)；

(5) 具有高的开环增益；

(6) 成本低。

2. 主要参数

AD642/517 的主要电性能参数分别如表 3.8 与 3.9 所示。

二、基本接法与典型应用

AD642/517 在一般应用时不需要调零。若在弱信号直流放大器中需要调零时，可通过外加调节电路来实现。AD517 的 1、8 脚为调零端，调整电路与图 3.1(b)、3.1(c)完全相

表 3.8 AD642 主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，室温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	AD642J			AD642K			AD642L			AD642S			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	（初始值）			150			75			50			75	μV
	失调电流			5			2			2			2		pA
	偏置电流	（双端输入）		10	75		10	35		10	35		10	35	pA
	输入阻抗	差模		$10^{12}\parallel6$			$10^{12}\parallel6$			$10^{12}\parallel6$			$10^{12}\parallel6$		Ω ‖ pF
		共模		$10^{12}\parallel6$			$10^{12}\parallel6$			$10^{12}\parallel6$			$10^{12}\parallel6$		Ω ‖ pF
	输入电压范围	差模		±20			±20			±20			±20		V
		共模	±10	±12		±10	±12		±10	±12		±10	±12		V
	共模抑制比		76			80			80			80			dB
	噪声电压（峰峰值）	0.1～10 Hz		2			2			2			2		μV
其它参数	开环增益	$R_L\geqslant2$ kΩ $U_o=\pm10$ V $T_{min}\sim T_{max}$	100 000 100 000			250 000 250 000			250 000 250 000			250 000 250 000			
	单位增益带宽	小信号		1.0			1.0			1.0			1.0		MHz
	全功率响应			50			50			50			50		kHz
	压摆率	单位增益	2.0	3.0		2.0	3.0		2.0	3.0		2.0	3.0		V/μs
	输出电压	$T_{min}\sim T_{max}$ $R_L=2$ kΩ $R_L=10$ kΩ	±10 ±12	±12 ±13		±10 ±12	±12 ±13		±10 ±12	±12 ±13		±10 ±12	±12 ±13		V V
	输出短路电流			25			25			25			25		mA
	额定电源电压			±15			±15			±15			±15		V
	工作电压范围		±5		±18	±5		±15	±5		±15	±5		±15	V
	静态电流		−65		+150	−65		+150	−65		+150	−65		+150	mA

表 3.9　AD517 主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，室温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	AD517J			AD517K			AD517L			AD517S			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	（初始值）			2.0			1.0			0.5			1.0	μV
	失调电流	（初始值）			1.0			0.75			0.25			2.0	nA
		$T_{min}\sim T_{max}$			1.5			1.25			0.4			10	
	输入阻抗	差模		15 ‖ 1.5			20 ‖ 1.5			20 ‖ 1.5			20 ‖ 1.5		MΩ ‖ pF
		共模		2×10^{11}			2×10^{11}			2×10^{11}			2×10^{11}		Ω
	输入电压范围	差模		$\pm U_s$			$\pm U_s$			$\pm U_s$			$\pm U_s$		V
	共模抑制比		94			110			110			110			dB
	噪声电压（峰峰值）	0.1～10 Hz		2			2			2			2		μV
其它参数	开环增益	$R_L\geqslant2$ kΩ $U_o=\pm10$ V $T_{min}\sim T_{max}$	10^6 5×10^5			10^6 5×10^5			10^6 5×10^5			10^6 2.5×10^5			
	单位增益带宽	小信号		250			250			250			250		kHz
	全功率响应			1.5			1.5			1.5			1.5		kHz
	压摆率	单位增益		0.1			0.1			0.1			0.1		V/μs
	输出电压	$R_L=2$ kΩ $T_{min}\sim T_{max}$	±10			±10			±10			±10			V
	输出电流		10			10			10			10			mA
	输出短路电流			25			25			25			25		
	容性负载			1 000			1 000			1 000			1 000		pF
	额定电源电压			±15			±15			±15			±15		V
	工作电压范围		±5		±18	±5		±18	±5		±18	±5		±18	
	静态电流				4			3			3			3	mA

同，电位器 R_P 的值可在 1～100 kΩ 之间选取。

图 3.13 是 AD642 在精密限幅放大器中的基本接法。在常见的限幅器中，限幅特性曲线是由线性到饱和逐渐变化的，这是二极管固有的非线性特性所引起的。而图示电路可以把这种影响减到最小。

电路中运算放大器 N2 并联在主运算放大器 N1 的反馈通道上，这样可以加强二极管 V1 的箝位作用。

限幅电压 U_z 是用来确定饱和电平的。如果 U_z 大于输出电压 U_o，则 N2 的输出大约为 −10 V，二极管 V1 被反向偏置，这时 N1 是增益为 1 的倒相器；如果 U_o 大于 U_z，则二极管 V1 被正向偏置，并供给足够的电流去维持 U_o 等于 U_z。电路处于限幅状态时其增益是非常低的，故有很好的限幅特性。电容器在限幅状态下起频率补偿作用。

如果再加一个运算放大器和一个反接的二极管可以构成双向限幅放大器，限幅电平可以分别调节。

图 3.14 是 AD517 在稳定的仪用放大器中的典型接法。输入信号经 R1、R2 分压加到运放的同相端。放大倍数由运放的反相端与输出间的档位电阻确定。放大倍数的基本表达式为 $1+(R_F/R_f)$，这里的 R_F 是运放 2 与 6 脚之间的等效电阻，R_f 是 2 脚与地之间的等效电阻。图中，增益可从 1 到 1 000 之间分四档选择。R3、R4、R5 是精密调零电阻网络。

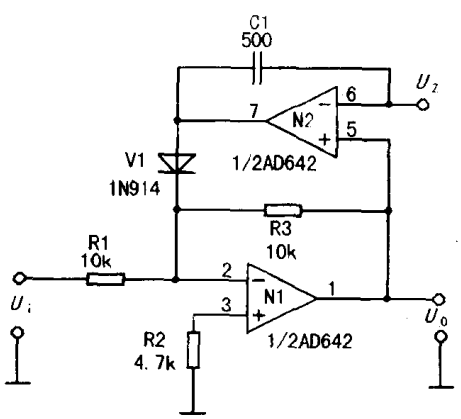


图 3.13　精密限幅放大器

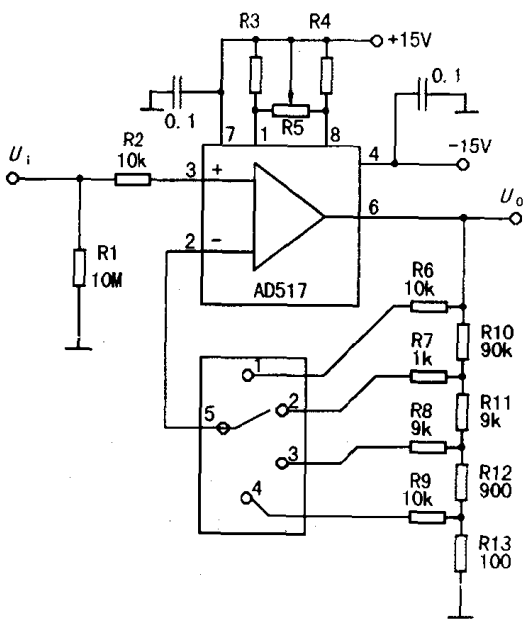


图 3.14　稳定的仪用输入放大器

图 3.15 是由 AD642 组成的二阶带通滤波器。一般在放大器的应用中，若信号频率大于 10 Hz 时，可利用高通滤波器滤除 10 Hz 以下的由于器件本身引起的低频噪声。但若信号频率正好是 10 Hz 以下时，要获得高增益放大是比较困难的。图示电路就是为了抑制低频噪声而设计的 0.1 Hz 到 10 Hz 的带通滤波器。该电路也可用在测试器件本身噪声设备中。

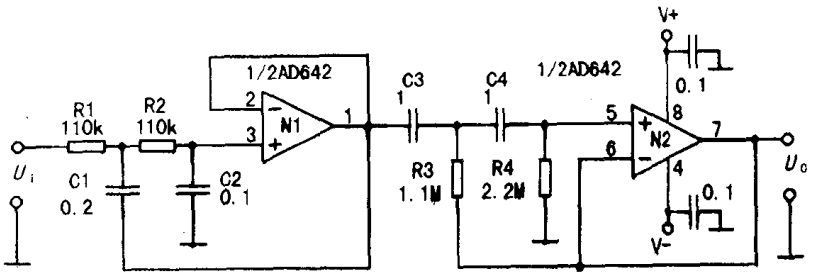


图 3.15　0.1 Hz 到 10 Hz 带通滤波器

3.1.6　MXL1013/1014 精密通用运算放大器

MXL1013 是精密双运算放大器，其性能要比同类器件 MC1458/1558、LM158 和 OP221 等好。MXL1014 是精密四运算放大器，在性能上高于同类器件。它们的失调电压低、漂移小，共模抑制比和电源抑制比都很高。静态耗电小，输出吸收电流可达 20 mA。它们既可双电源工作，也可单电源工作，单电源工作时只需+5 V 电压，适应干电池供电。

它可广泛应用在仪用放大器、4～20 mA 电流环放大器、多路检测器、有源滤波器和多增益转换器等领域。

MXL1013/1014 外形采用 8 脚/14 脚 DIP 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 60、61。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 失调电压：不大于 150 μV；

(2) 失调电压漂移：典型值为 0.4 μV/月；

(3) 失调电流：不大于 0.8 nA；

(4) 高增益：5 mA 负载时，不小于 1.5×10^6，17 mA 负载时，不小于 0.8×10^6；

(5) 耗电电流：不大于 500 μA/每个放大器；

(6) 噪声电压：0.1～10 Hz 时，小于 0.55 μV(峰峰值)；

(7) 噪声电流：小于 0.07 pA/$\sqrt{\text{Hz}}$(类同于 OP07)。

2. 主要参数

MXL1013/1014 的主要电性能参数如表 3.10 所示。

表 3.10　主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，常温：$T_A=+25$ ℃，共模电压：$U_{CM}=0$

参数		条件	MXL1013(1014)AM			MXL1013(1014)C/D/I/M			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	(MXL1013) (MXL1014) (1013/4)D/I		40 50	150 180		60 60 200	300 300 800	μV
	失调电压漂移			0.4			0.5		μV/月
	偏置电流			12	20		15	30	nA
	失调电流			0.15	0.80		0.20	1.50	nA
	输入电阻	差模	100	400		70	300		MΩ
		共模		5			4		GΩ
	输入电压范围		+13.5	+13.8		+13.5	+13.8		V
			−15.0	−15.3		−15.0	−15.3		
	共模抑制比	$U_{CM}=+13.5$ V $U_{CM}=-15.0$ V	100	117		97	114		dB
	噪声电压(峰峰值)	0.1～10 Hz		0.55			0.55		μV
	噪声电压密度	$f_o=10$ Hz		24			24		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_o=1\,000$ Hz		22			22		
	噪声电流密度	$f_o=10$ Hz		0.07			0.07		pA/$\sqrt{\text{Hz}}$
其它参数	电源抑制比	$U_s=\pm2$～±18 V	103	120		100	117		dB
	大信号电压增益	$R_L=2$ kΩ $U_o=\pm10$ V	1.5	8.0		1.2	7.0		V/μV
		$R_L=600$ Ω $U_o=\pm10$ V	0.8	2.5		0.5	2.0		
	输出电压摆幅	$R_L=2$ kΩ	±13	±14		±12.5	±14		V
	压摆率		0.2	0.4		0.2	0.4		V/μs
	通道隔离	$U_o=\pm10$ V $R_L=2$ kΩ	123	140		120	137		dB
	电源电流	每个放大器		0.35	0.5		0.35	0.55	mA

二、典型应用

图 3.16 是 MXL1013 在箝位放大器中的应用。在运算放大器的负反馈电阻上并联两只

稳压二极管，就构成了箝位放大器。当运算放大器的输出电压达到稳压二极管的稳定电压 U_z 时，稳压二极管将使反馈电阻失去作用，因此运算放大器的输出被 U_z 限制，为了得到双极性限幅，一般采用两只稳压二极管串联，然后并接在反馈电阻上，如图 3.16(a)。这种箝位方法有一定的局限性。由于稳压二极管本身有较大的寄生电容，使电路的工作频率受到限制，这种电路的接通特性较差，漏电流和漂移都比较大。

在图 3.16(b)电路中，稳压二极管通过 R3 和 R4 被偏置在稳压工作状态，当正输入信号达到箝位电平时，V1 和 V3 导通。这相当于在反馈通道中并联了稳压二极管，故正极性信号被稳压二极管箝制。同理，当负输入信号达到箝位电平时，V2、V4 导通，负极性信号被稳压二极管箝制。由于信号的两个极性都是采用同一个稳压二极管箝位，所以输出箝位点是对称的。

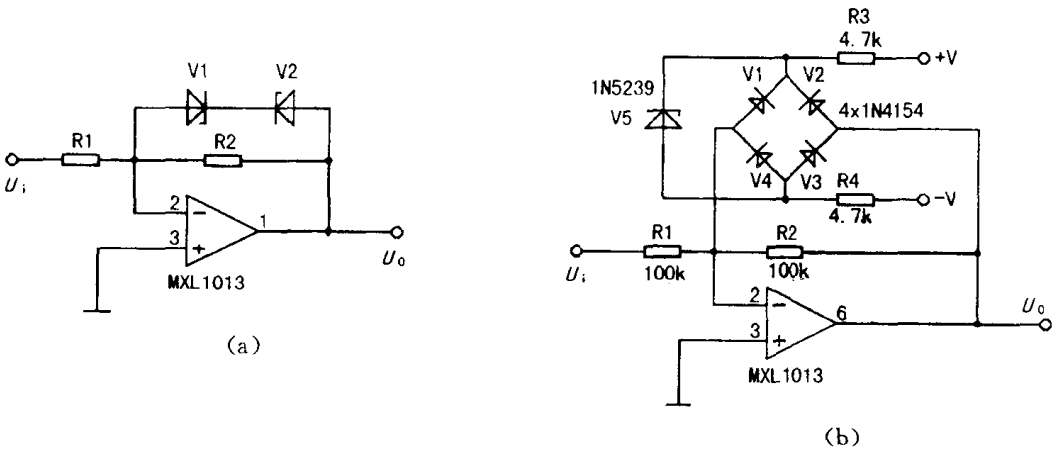


图 3.16　箝位放大器

(a) 一般型箝位放大器；(b) 改进型箝位放大器

这种连续偏置稳压二极管的方法，将会显著减小箝位的并联电容，加快了箝位的响应速度，频带可以扩展 100 倍，而且只有较低的热漂移。为了减小热漂移，应适当选择电阻 R3 的值，使得稳压二极管的热漂移正好和二极管桥路的热漂移相抵消。箝位时，稳压二极管的电流为

$$I_z \approx \frac{+U + U_F}{R3}$$

式中，U_F 是二极管的正向压降；$+U$ 是电源电压。

采用图 3.16(b)中所标的元件值，频带是 3～400 kHz，箝位电压误差可减小到 0.1 V，箝位漏电流减小到 7 nA，箝位电平漂移可降低到 0.6 mV/℃。

图 3.17 是另一个箝位特性很好的电路，输出箝位电压为 U_R。当正输入信号达到箝位电平 U_R 时，放大器的输出端出现箝位，而负输入信号将不受箝位电压的限制。

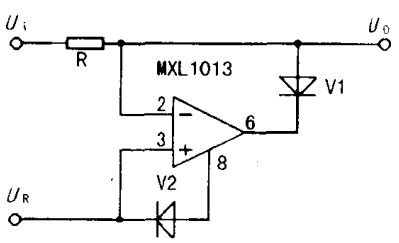


图 3.17　精密箝位电路

箝位电压源的阻抗，要求低于 200 Ω。

当正输入信号还没有达到箝位电压时，运算放大器正饱和，二极管 V1 被反向偏置。这时输出阻抗等于信号源阻抗和 R 之和。

3.1.7 MAX4123/25/26/27/28/29 单电源宽带运算放大器

MAX4123 系列器件是单电源、宽频带、低功耗运算放大器，具有很好的动态和直流特性。每个运放仅耗电 650 μA，既可单电源(2.7 V 到 6.5 V)工作，也可双电源(±1.35 V 到 ±3.25 V)工作。输入允许共模电压超过电源电压，输出能够驱动 250 Ω 的负载，带宽不小于 5 MHz。尤其是输出空载或高阻态时，每个运放耗电只有 25 μA，很适合于电池供电。

MAX4123/25/26/27/28/29 各个器件性能基本相同，惟一差别在于片内运放个数不同。其中，MAX4123/25 为单运放封装，MAX4126/27/28 为双运放封装，MAX4129 为四运放封装。其引脚排列请见附图 48、49、50、51。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 工作电源：+2.5～+6.5 V；

(2) 增益带宽：不小于 5 MHz(MAX4123/26/27)，不小于 25 MHz(MAX4125/28)；

(3) 静态电流：不大于 750 μA/单运放；

(4) 失调电压：不大于 600 μV；

(5) 驱动能力：可驱动 250 Ω 负载；

(6) 单增益稳定。

2. 主要参数

MAX4123/25/26/27/28 的主要电性能参数如表 3.11 所示。

表 3.11 主要电性能参数

电源电压：V_+=+2.7～+6.5 V、V_-=0，　常温：T_A=+25 ℃，共模电压：U_{CM}=0

参数		条件	MAX4123 (25/26/27/28)ESA			MAX4123 (25/26/27/28)EUA			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	$U_{CM}=V_+\sim V_-$ MAX4123/25 MAX4126/27/28 MAX4126/28		±0.2 ±0.25	±0.6 ±0.75		±0.35 ±0.40	±1.2 ±1.5	mV
	偏置电流	$U_{CM}=V_+\sim V_-$		±50	±150		±50	±150	nA
	失调电流			±1	±12		±1	±12	
	差模输入电阻	−1.5 V<U_D<1.5 V		500			500		kΩ
	输入电压范围	共模	V_+−0.25		V_-+0.25	V_+−0.25		V_-+0.25	V

续表

参数		条件	MAX4123 (25/26/27/28)ESA			MAX4123 (25/26/27/28)EUA			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	共模抑制比	$(V_+-2.5\ V)<U_{CM}<(V_-+0.25\ V)$							
		MAX4123/25	78	98		68	88		dB
		MAX4126/27/28	74	94					
		MAX4126/28				66	86		
其它参数	电源抑制比	$U_s=2.7\sim\pm6.5\ V$	78	100		78	100		dB
	大信号电压增益	$V_+=2.70\ V$							dB
		$R_L=100\ k\Omega$	92	104		92	104		
		$R_L=250\ \Omega$	72	80		72	80		
		$V_+=5\ V$							
		$R_L=100\ k\Omega$	94	106		94	106		
		$R_L=250\ \Omega$	75	84		75	84		
	输出电阻			0.1			0.1		Ω
	漏电流			±0.1	±1		±0.1	±1	μA
	输出短路电流			50			50		mA
	电源电流	$V_-=2.7\ V$		650	750		650	750	μA
		$V_-=5\ V$		725	825		725	825	

二、内部保护与基本接法

MAX4123～4128 系列运放内部有输入保护电路，如图 3.18(a)所示。两只 1 kΩ 电阻用来限制输入电流，六只二极管用来限制过载电压。图 3.18(b)是采用单电源供电时的同相放大器，放大倍数为 1＋(R2/R1)。图 3.18(c)是反相比例放大器，放大倍数为 R2/R1。

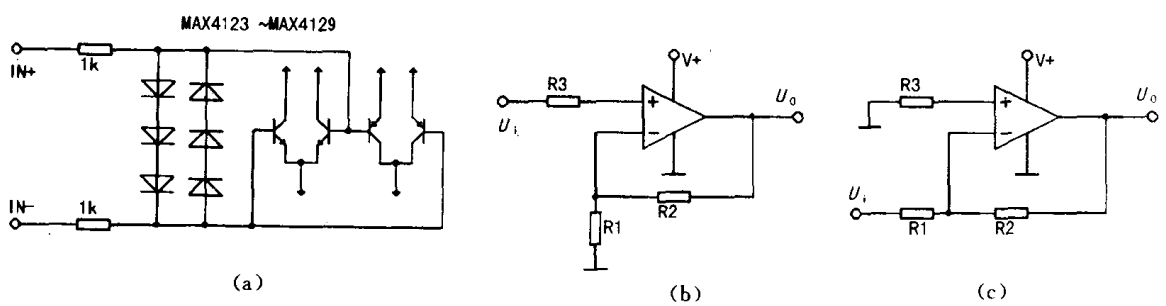


图 3.18　内部保护与基本接法

(a) 内部保护电路；(b) 同相放大器；(c) 反相放大器

两种接法的 R3 均为

$$R3 = R2 \,//\, R1$$

三、典型应用

图 3.19(a)是一个不易受电源变化影响的光—电变换器。稳压二极管 V1 供给比较器

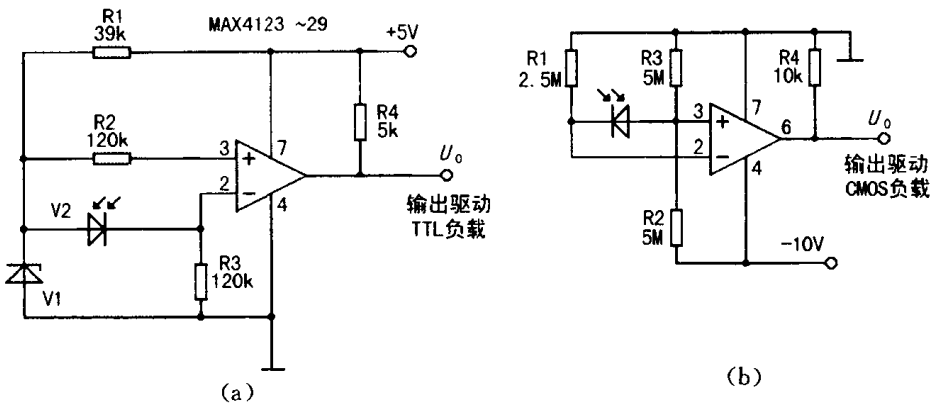


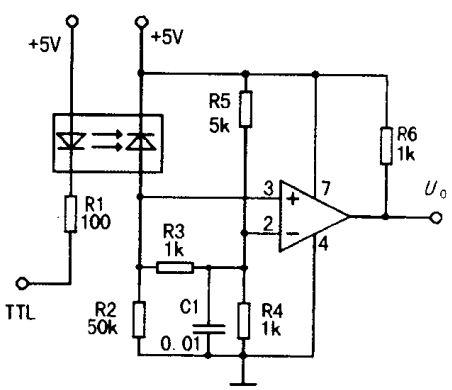
图 3.19　两种光—电变换电路

(a) 由 MAX4125 组成的高精度光—电变换电路；

(b) 由 MAX4123 组成的光—电变换电路

(MAX4125)的比较电压和光敏二极管 V2 的供电电压。光敏二极管的电流大于 10 μA 时，输出为低电平。电路可驱动 TTL 负载。

图 3.19(b)是采用光敏二极管(或光敏三极管)作传感元件的光—电变换器。由于光敏二极管是接在 MAX4123 的两个输入端之间，在开关瞬间外加在二极管上的电压大约为零。这样可减小暗电流的影响。该电路可驱动 CMOS 负载。



(c)

图 3.20　光耦合放大器

图 3.20 是一个使用了光隔离元件并有分立地线的 TTL 连接器。由于使用了光耦合器件，最高传输频率可高达 1 MHz。此外光耦合有非常好的隔离性能。传输频率在 200 kHz 以下时，R3 和 C1 可以去掉外界噪声。

3.1.8　MB3614/3615 单(双)电源通用四运算放大器

MB3614/3615 是通用四运算放大器，片内具有相位比较电路和放大电路，能够单电源(或双电源)工作。输入失调电压不大于 7 mV，失调电流不大于 50 nA，偏流小于 250 nA。通道之间的隔离高达 120 dB 以上，共模抑制和电源抑制分别大于 80 dB。用其作为普通放大器、滤波器、检测器等，不但性能能够满足要求，而且价格便宜。

MB3614/3615 外形采用 14 脚 DIP 和 SOIC 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 56。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 电源范围宽：单电源时，+3～+30 V，双电源时，±1.5～±15 V；

(2) 静态电流：不大于 4 mA；

(3) 失调小：典型值为 2 mV；

(4) 电压增益：大于 25 V/mV；

(5) 共模抑制比：典型值为 85 dB；

(6) 电源抑制比：典型值为 100 dB；

(7) 成本低。

2. 主要参数

MB3614/3615 的主要电性能参数如表 3.12 所示。

表 3.12　主要电性能参数

电源电压：U_s=5 V(MB3614)、V_+=+15 V(MB3615)、V_-=−15 V(MB3615)，

常温：T_A=+25 ℃

参数		条件	MB3614			MB3615			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			2	7		7	7	mV
	偏置电流			45	250		45	250	nA
	失调电流			5	50		5	50	
	输入电压范围	共模	0		U_s −1.5	V_-		V_+ −1.5	V
	共模抑制比		65	85		70	85		dB
	电源抑制比		65	100		65	100		
其它参数	输出电压	R_L=2 kΩ U_s=30 V	26	28		±12	±13		V
		R_L≤10 kΩ U_s=5 V		5	20				
	电压增益	R_L≥2 kΩ	25	100		20	100		V/mV
	输出电流	V_+=15 V V_{i+}=1 V V_{i-}=1 V	20 10	40 20					mA
						10 10	40 20		
	电源电流	R_L=∞		0.8	2.0		2.0	4.0	mA
	通道隔离			120			120		dB

二、内部结构与典型应用

MB3614/3615 的内部电路结构分别如图 3.21(a)、图 3.21(b)所示。二者电路形式基本相同，它们的差别仅在输出级。图中电路只是器件内部的一个运放结构。GND 端在单电源工作时，是接地端，在双电源工作时，是接负端电源。

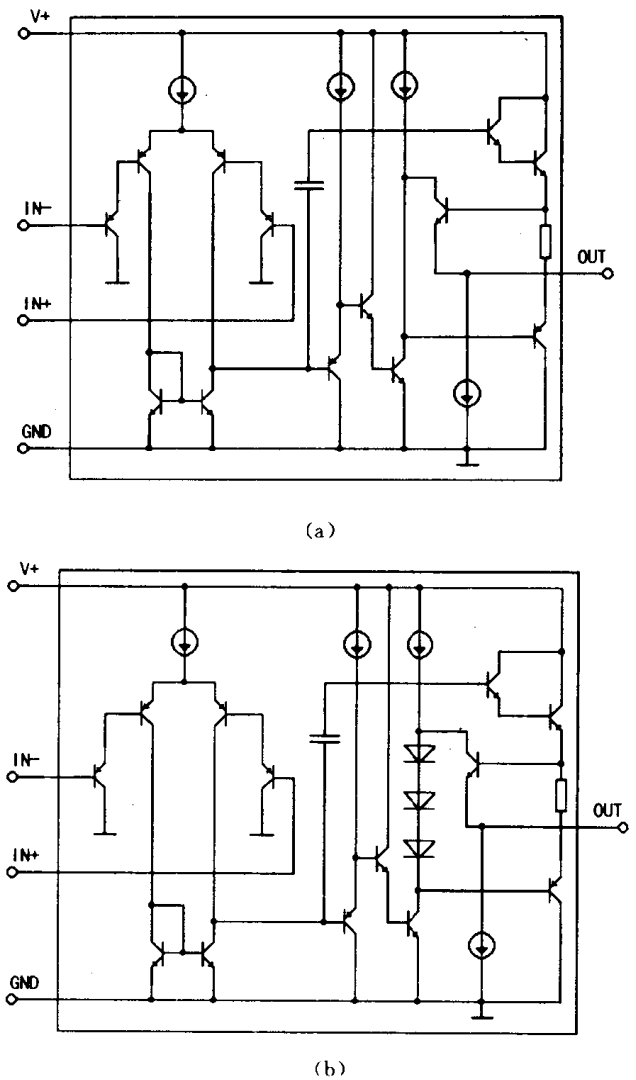


图 3.21　内部结构电路

(a) MB3614 内部结构；(b) MB3615 内部结构

图 3.22 是具有差分输入的压控振荡器，即电压/频率变换器。它可以应用于遥测系统。如果将该电路和计数器连接，还可以构成噪声抑制能力强的模/数变换器。

该电路由振荡器和压控恒流通道构成，它具有三倍频程(10 Hz～10 kHz 的)频率范围，线性优于 0.05%。输出脉冲信号的频率由差分输入电压控制，其输出适合驱动任何正逻辑系统(例如 TTL、CMOS 和 HTL 电平)。

电路基本工作原理是众所周知的“电流分配”技术的一个变种。所谓“电流分配”技术就

是一个正比于平均输入电压的电流对电容周期地充电到某一恒定值。

运算放大器N1和场效应管V3是一个恒流通道，通道电流和输入电压成正比，场效应管的电流，线性地使并联的C1、C2放电。当C2的端电压降到NE555触发电平以下时，NE555的3脚输出为高电平，于是二极管V1被反向偏置，使恒流通道去耦，这时3脚输出电压通过V2、R1对C2再充电；当C2充电到NE555的阈值电平时，NE555 3脚输出为低电平，这时V2被反向偏置，通过V1补充C1在C2的充电期间所引起的电荷损失，这种方法对C1、C2充电，电荷量为$C2\times U_c/2$。输出脉冲的频率

$$f=\frac{2U_i}{R_iC2U_c}$$

式中R_i是场效应管漏极和负输入端之间的电阻值，U_i是输入电压。采用图示的元件值，在频率超过15 kHz时，该式仍然成立。通过满度调节可把比例系数调节成10 kHz/V。

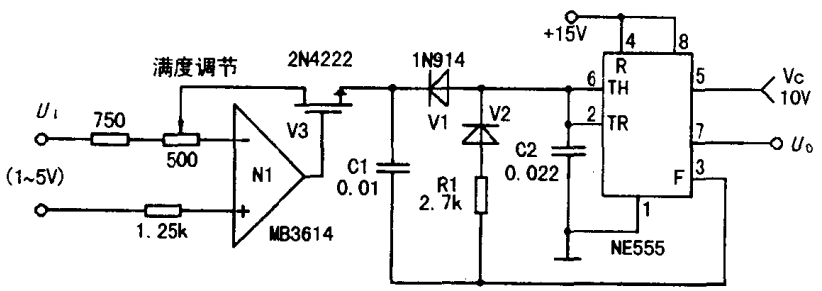


图3.22　具有差分输入的压控振荡器

输入失调取决于所采用的运算放大器。适当地选择放大器，并采用小值的输入电阻网络，则可达到毫伏级的满刻度灵敏度。精度可达0.1%。此外，共模抑制比主要取决于所用的运算放大器，与输入电阻的匹配无关。对于正信号(负输入接地)，电路的有效输入阻抗由运算放大器的输入阻抗决定，一般是几兆欧。

由于定时器NE555输出级(脚7)的集电极是开路的，所以它可以驱动10个TTL或HTL负载，也可以驱动遥测中的长电缆。

图3.23(a)是由两个运算放大器构成的压控振荡器，可以用作电压/频率变换。运算放大器N1、电阻R_{t1}、R_{t2}和电容C_t构成密勒积分器。N1输出三角波，三角波经施密特电路(由N2构成)整形，形成方波输出。

N2输出的低电平为−6 V，高电平为0.7 V。

因为施密特电路的触发电平是$(1/2)U_o$(即−3 V、+0.3 V)，所以密勒积分器输出的三角波幅度是从0.3 V到−3 V。N2的输出为低电平时，V1的栅极电压为负，故V1截止。这时积分电路如图3.23(b)，积分器对$(2/3)U_c$电压积分，时间常数为$(R_{t1}+R_{t2})C1$。N2的输出为高电平时，V1导通，这时积分电路如图3.23(c)，积分器对$(-1/3)U_c$电压积分，积分时间常数为$R_{t2}C1$。

积分时间是和控制电压U_c成反比，而振荡频率f_o是和U_c成正比。它们之间的关系是：

$$\frac{f_o}{U_c}=\frac{100\ \text{Hz}}{1\ \text{V}}$$

图中 R1、R_i 和 0.01 μF 电容构成无源滤波器，对控制电压 U_c 的交流分量滤波。

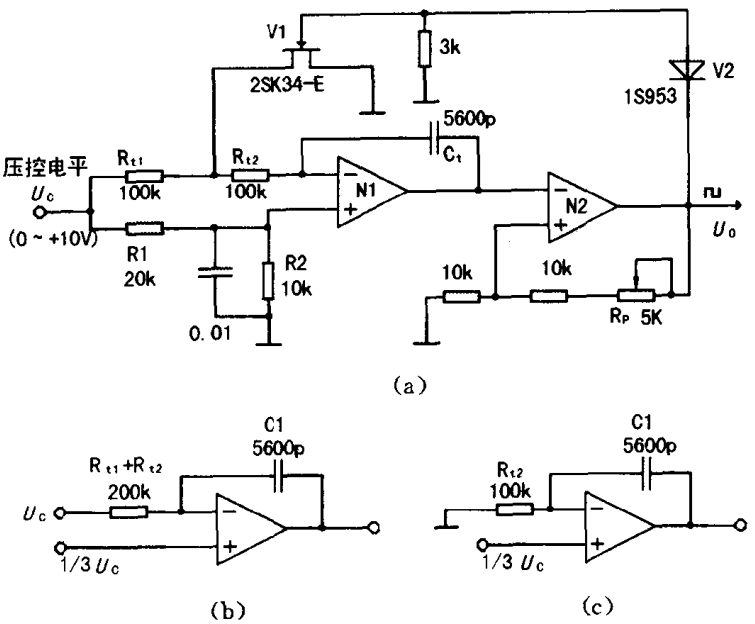


图 3.23　由运放构成的压控振荡器

(a) 实际电路；(b) 等效电路(一)；(c) 等效电路(二)

3.2　低噪声低功耗运算放大器

3.2.1　OPA77/177 精密低噪声运算放大器

OPA77/177 是精密双极性运算放大器。它有三大特点：其一，具有十分低的失调电压和失调漂移，失调电压最大不超过 100 μV，漂移最大不超过 0.1 μV/℃；其二，具有很低的噪声，在 1 Hz～100 kHz 频率范围内噪声电压不大于 150 nV，噪声电流不大于 4.5 pA；其三，具有很低的静态电流和偏流，静态电流最大不超过 2 mA，偏流小于 2.8 nA。

由于其优良的性能，它可广泛地应用在精密仪用放大器、数据采集、测试设备、弱信号放大等领域。

OPA77/177 外形采用 8 脚 DIP 塑料封装及 SO－8 表面贴封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 65。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 低的失调电压：不大于 100 μV；

(2) 低的温漂：不大于 0.1 μV/℃；

表 3.13 OPA77 主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，室温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	OPA77E			OPA77F			OPA77G			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			10	25		20	60		50	100	μV
	长期稳定性	（失调电压）		0.3			0.4			*		μV/月
	偏置电流			1.2	±2		*	±2.8		*	*	nA
	失调电流			0.3	1.5		*	2.8		*	*	
	输入电阻	差模	26	45		18.5	*		*	*		MΩ
		共模		200			*			*		GΩ
	输入电压范围	共模	±13	±14		*	*		*	*		V
	共模抑制比	$U_{CM}=\pm13$ V		0.1	1		*	1.6		*	*	μV/V
	噪声电压(峰峰值)	0.1～10 Hz		0.35	0.6		0.38	0.65		*	*	μV
	噪声电流(峰峰值)			35			*			*		pA
其它参数	电源抑制比	$U_s=\pm3\sim\pm18$ V		0.7	3		*	*		*	*	μV/V
	大信号开环电压增益	$U_o=\pm10$ V $R_L\geqslant2$ kΩ	5 000	12 000		2 000	6 000		*	*		V/mV
	闭环带宽		0.4	0.6		*	*		*	*		MHz
	压摆率	$R_L\geqslant2$ kΩ	0.1	0.3		*	*		*	*		V/μs
	输出电压	$R_L\geqslant10$ kΩ	±13.5	±14		*	*		*	*		V
		$R_L\geqslant2$ kΩ	±12.5	±13		*	*		*	*		V
		$R_L\geqslant1$ kΩ	±12	±12.5		*	*		*	*		V
	开环输出电阻			60			*			*		Ω
	空载功耗	$U_s=\pm15$ V	50	60		*	*		*	*		mW
		$U_s=\pm3$ V	3.5	4.5		*	*		*	*		

注：* 表示参数与其左边的器件相同。

表 3.14 OPA177 主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，室温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	OPA177E			OPA177F			OPA177G			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			4	10		10	25		20	60	μV
	长期稳定性	（失调电压）		0.2			0.3			0.4		μV/月
	偏置电流			0.5	±1.5		*	±2		*	±2.8	nA
	失调电流			0.3	1		*	1.5		*	2.8	
	输入电阻	差模	26	45		*	*		18.5	*		MΩ
		共模		200			*			*		GΩ
	输入电压范围	共模	±13	±14		*	*		*	*		V
	共模抑制比	$U_{CM}=\pm13$ V	130	140		*	*		115	*		dB
	噪声电压	1～100 Hz		85	150		*	*		*	*	nV
	噪声电流			4.5			*			*		pA
其它参数	电源抑制比	$U_s=\pm3$～±18 V	120	125		115	*		110	120		dB
	大信号开环电压增益	$U_o=\pm10$ V，$R_L\geqslant2$ kΩ	5 000	12 000		*	*		2 000	6 000		V/mV
	闭环带宽	G=+1	0.4	0.6		*	*		*	*		MHz
	压摆率	$R_L\geqslant2$ kΩ	0.1	0.3		*	*		*	*		V/μs
	输出电压	$R_L\geqslant10$ kΩ	±13.5	±14		*	*		*	*		V
		$R_L\geqslant2$ kΩ	±12.5	±13		*	*		*	*		V
		$R_L\geqslant1$ kΩ	±12	±12.5		*	*		*	*		V
	开环输出电阻			60			*			*		Ω
	电源电流			1.5	2		*	*		*	*	mA
	空载功耗	$U_s=\pm15$ V	40	60		*	*		*	*		mW
		$U_s=\pm3$ V	3.5	4.5		*	*		*	*		

注：* 表示参数与其左边的器件相同。

(3) 高的开环增益：不小于 130 dB；

(4) 低的静态电流：典型值为 1.5 mA；

(5) 输入阻抗：差模大于 26 MΩ，共模典型值为 200 GΩ；

(6) 共模抑制比：大于 115 dB；

(7) 功耗：典型值为 4.5 mW；

(8) 可完全替代 OP07、OP77、AD707 等运放。

2. 主要参数

OPA77/177 主要电性能参数分别如表 3.13、3.14 所示。

二、内部结构与典型应用

OPA77/177 内部电路结构如图 3.24 所示。它具有输入过载保护电路、失调电压调整电路和提高性能的恒流源电路。使用时一般不需要调零(调失调电压)，若要调整时，可在运放的 1、8 脚接入 20 kΩ 电位器，电位器中心头接正电源(运放 7 脚)即可。具体接法可参见图 3.1(b)和图 3.1(c)。

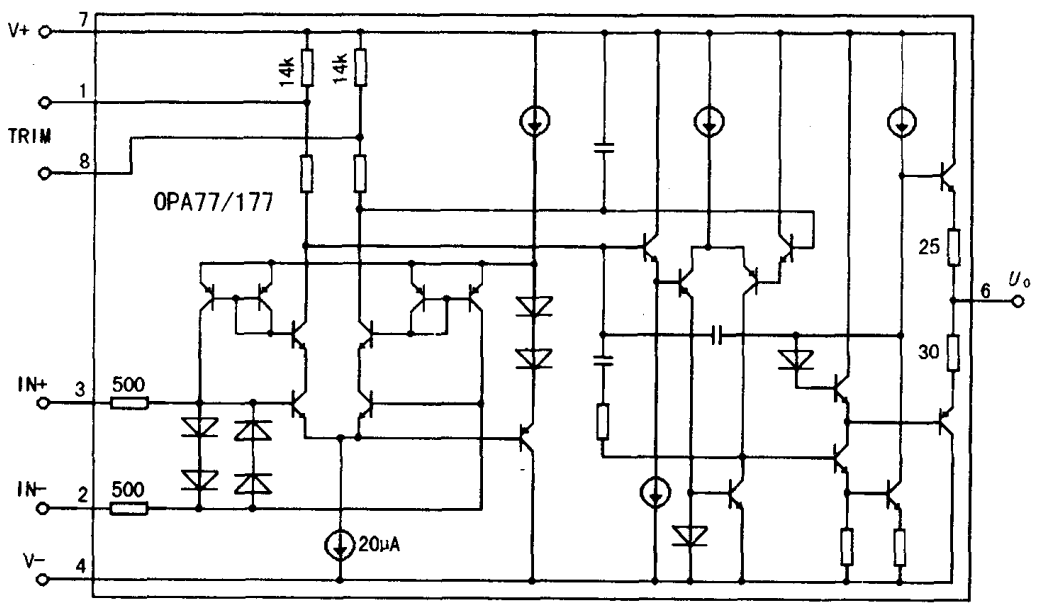


图 3.24　OPA77/177 内部电路结构

图 3.25 是 OPA77/177 在高性能复合放大器中的典型接法。将低漂移运算放大器 OPA77/177 和一个宽带运算放大器连接起来，可构成一个高性能的复合放大器。典型的宽带运算放大器容易产生较大的误差，这是由于失调电压漂移造成的。但是在复合放大器中，低漂移运算放大器可以补偿宽带运算放大器的输入失调电压，因此改善了放大器的稳定性。

图 3.25(a)中 OPA77(N1)构成积分器。宽带放大器 N2 的反相输入端和地之间的失调电压将通过 N1 积分，并输出一个失调补偿电压到 N2 的同相输入端，使复合放大器的失调电压和 N2 的失调电压相同。

图 3.25(b)是具有差分输入的复合放大器，N2 失调电压经 N1 放大后加至 N2 的调零

输入端，对N2的失调电压进行补偿，并使复合放大器的失调电压和低漂移放大器N1的失调电压基本相等。以上两种复合放大器的带宽为100 MHz，失调电压为200 μV，失调电压的漂移为1 μV/℃，开环增益大约为140 dB。

在低频运用时，差分输入复合放大器还提高了共模抑制比。

图3.25(a)电路中的二极管V1和V2可以防止N1的输出超过N2的共模电压范围。图3.25(b)中的两个低通滤波器(R1C1和R2C2)可以防止高频共模电压引起的电路失调。

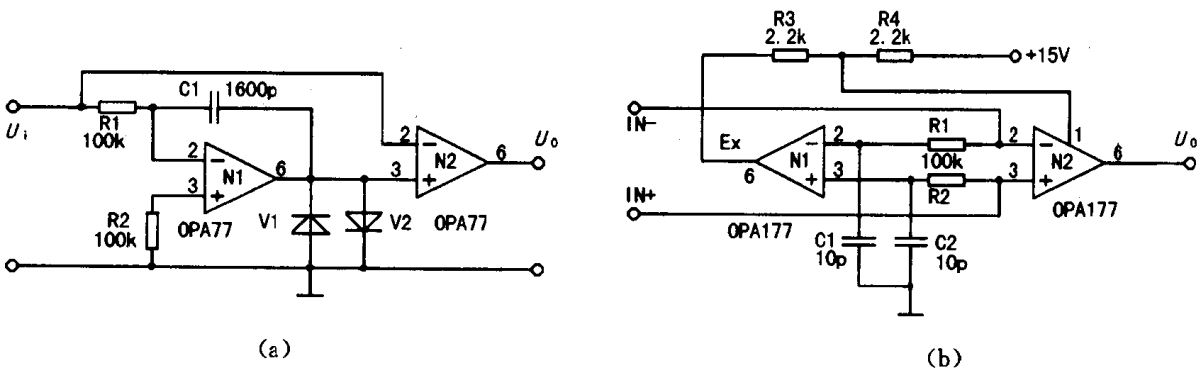


图3.25 高性能复合放大器

(a) 倒相复合放大器；(b) 差分复合放大器

图3.26是OPA77在双发射极输出放大器中的典型应用电路。图3.26(a)是一般电路，V3和V4的基极电流是分别通过R1和R2供给的，基极电流 $I_b=(15-U_{be}-U_o)/R1$，因此在输出信号 U_o 达到正式负峰值时基极驱动电流很小。

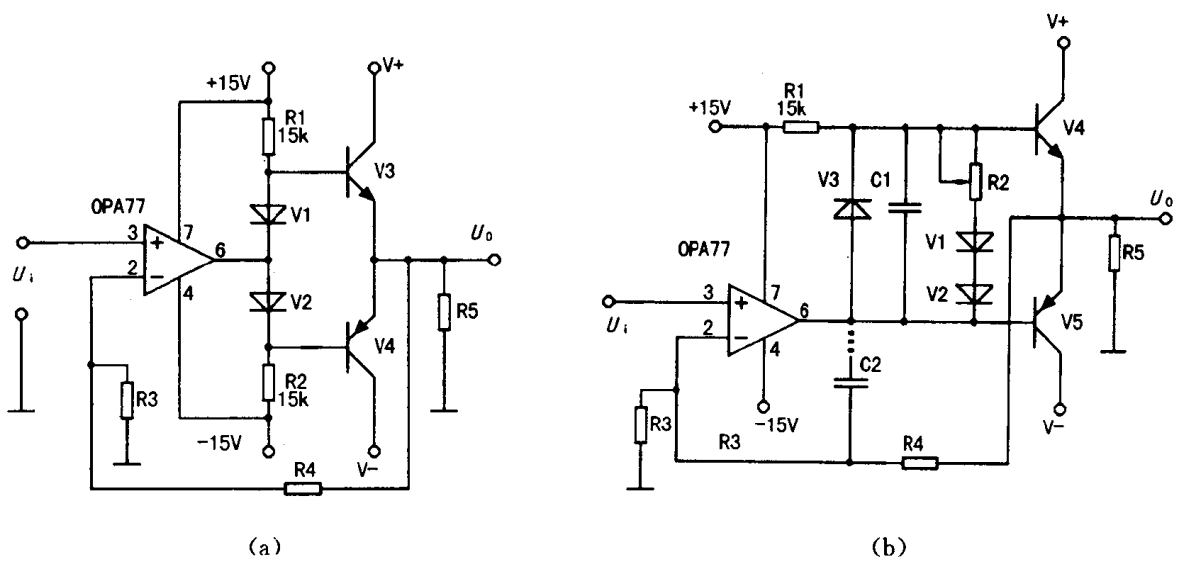


图3.26 由OPA77构成的双发射极输出放大器

(a) 一般电路形式；(b) 改进电路形式

图3.26(b)是改进后的电路。运算放大器输出为负时将直接驱动V5。当输出电压大于零和小于V3正向压降时，+15 V电源通过R1驱动V4。当输出高于V3的正向压降时，

运算放大器开始通过 V3 供给 V4 基极电流。V3 是锗二极管，正向压降较低，所以运算放大器能为 V4 提供 5～10 mA 的基极电流，但在 V3 开始供给 V4 基极电流的瞬间，会产生交越失真。如果采用运算放大器 OPA77，其工作频率低于 1 kHz 时交越失真是不显著的，在闭环增益较低的情况下更是如此。但在高频运用时，交越失真就比较严重，电容 C1(大约 0.1 μF)可以减小交越失真。对于较小的交越失真，可以通过硅二极管 V1、V2 和电位器 R2 供给一个所需要的正向压降来消除。

为了提高稳定性，二极管 V1 和 V2 应分别靠近 V4 和 V5。

如果电路不需要高的转换速率，可以加上 C2，以减慢响应速度，这样就不会产生交越失真。

3.2.2 OPA131/2131/4131 FET 输入低噪声运算放大器

OPA131/2131/4131 是 FET 输入式通用运算放大器。它们的不同之处在于片内封装的运放个数不同。其中 OPA131 是单运放封装，具有调零端。OPA2131 为双运放封装。OPA4131 为四运放封装。OPA131 系列器件的失调电压、漂移、阻抗、共模抑制等参数适中，且有较好的动态响应。

它们可广泛地应用在需要输入阻抗高，而且性能要求适中的场合。

OPA131 系列器件外形采用 8 脚、14 脚和 16 脚 DIP 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 10。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) FET 输入电流：典型值为 50 pA；

(2) 失调电压：不大于 2 mV；

(3) 电源范围：±4.5～±18 V；

(4) 压摆率：典型值为 10 V/μs；

(5) 带宽：典型值为 4 MHz；

(6) 低成本。

2. 主要参数

OPA131 系列器件的主要电性能参数如表 3.15 所示。

表 3.15 OPA131 系列主要电性能参数

电源电压：U_s＝±15 V，室温：T_A＝+25 ℃

参数		条件	OPA131/OPA2131/OPA4131			单位
			最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	OPA131		±0.5	±2	mV
		OPA2131		±0.5	±3	mV
		OPA4131		±0.5	±5	mV
	失调电压温度系数	工作温度范围内		±2		μV/℃

续表

参数		条件	OPA131/OPA2131/OPA4131			单位
			最小	典型	最大	
输入特性	失调电压电源系数	$U_s=\pm4.5\sim\pm18$ V		50	200	μV/V
	偏置电流	$U_{CM}=0$		±5	±50	pA
	失调电流			±3	±50	
	输入阻抗	差模		$10^{13}\parallel2$		Ω ∥ pF
		共模 $U_{CM}=-12\sim+12$ V		$10^{13}\parallel6$		
	共模抑制比	$U_{CM}=V_+-1\sim V_-+3$	70	80		dB
其它参数	开环电压增益	$U_o=-12\sim+12$ V	90	112		dB
	增益带宽			4		MHz
	压摆率			10		V/μs
	输出电压	正极性	V_+-3	$V_+-2.5$		V
		负极性	V_-+3	$V_-+2.5$		
	输出短路电流			±25		mA
	静态电流	每个放大器，$I_o=0$		±1.5	±1.75	mA
	额定电源电压			±15		V
	工作电压范围		±4.5		±18	

二、典型应用

OPA131 有调零端，需要时可参见图 3.5(c)电路调零。

图 3.27 是 OPA131 与功率三极管组成的具有功率输出的放大电路。当电路输出摆幅 60 V 时，峰值功率输出可达 22 W，放大器的电压增益为 10，频率响应的平坦部分是从直流到 30 kHz。

大多数运算放大器的电源电压不可能大于±18 V，而该放大器可以使用±30 V 电源供电。V1 的基极是偏置在 15 V，它是由两个 3 kΩ 电阻对 30 V 分压得到的。V1 的发射极电压 $U_{e1}=15-U_{be1}$，同理 V2 的发射极电压 $U_{be}=-(15-U_{be2})$。

运算放大器 OPA131 的输出通过 V1、V2 驱动输出级 V3、V4。由于功率输出级比运算放大器 OPA131 的频率响应宽，电容 C1 可保证输出级的频率截止特性和运算放大器相同。

电阻 R3 和 R2 决定放大器电压增益，如果运算放大器的失调电压为零，R2 和 R3 采用精度为±0.25%电阻，输出电压范围为−29.8～+28.8 V，线性误差小于 0.4%。

若采用更高反向击穿电压的晶体管和更高的电源电压，输出电压摆幅可以大于 60 V。

图 3.28 是具有限流特性的 U/I 变换放大器。图示电路的 U/I 变换器可以不串接输入电阻而把输出电流限制在 24～40 mA 范围内。为了驱动 0～1.3 kΩ 负载，电路将 0～1 V 的输入信号电压变成 4～20 mA 的电流。

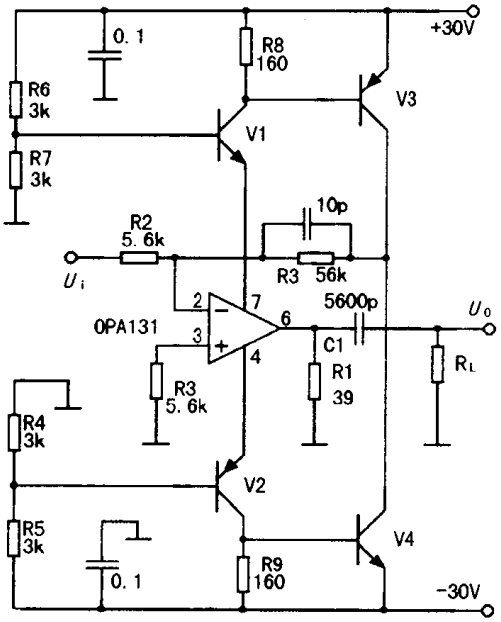


图 3.27　输出功率大的运放电路

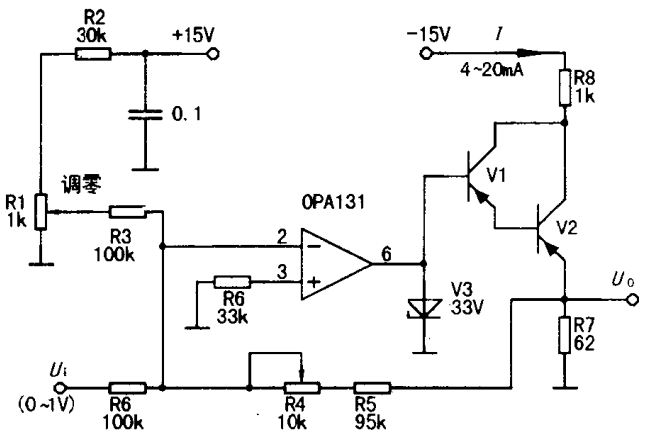


图 3.28　具有限流特性的 U/I 变换器

在正常工作条件下，稳压二极管是不导通的，运算放大器的晶体管 V1 和 V2 构成增益为 1 的倒相放大器，从 V2 的发射极输出，零点由电位器 R1 调节。增益由电位器 R4 调节。

输出电流 I 只取决于输入电压的大小，它和负载无关。如果需要更大的输出电流可以减小 R7 的阻值。

运算放大器 OPA131 的最大输出电流为 25 mA。当运算放大器的输出电压达到稳压二极管的稳定电压时，稳压二极管导通，这时运算放大器的输出电压被箝制在 3 V 左右，电路的输出电压将被限制在 1.5～2.5 V。因此，输出电流被限制在 24～40 mA。

3.2.3　AD548/648 精密低功耗运算放大器

AD548/648 是精密低功耗单片运算放大器。其中 AD548 是单运放，AD648 是双运放。二者均为 BiFET 输入型。输入阻抗差模为 $1\times10^{12}\ \Omega$ 以上，共模为 $3\times10^{12}\ \Omega$ 以上。输入偏流最大为 10 pA，静态电流每个运放都小于 200 μA，是理想的高性能放大器。

由于其输入阻抗高、耗电小，所以很适合作为 A/D、D/A 转换器的输入与输出缓冲器、微弱信号前置放大器等要求精度高的场合。

AD548/648 的外形采用 8 脚金属圆壳标准封装。其中 AD548 的管脚与 LF441 、TL061 和 AD542 等完全兼容，可以互换；AD648 的管脚与 AD642、LF442 和 TL062 等完全兼容，可以互换。AD548/648 的引脚排列请见附录 B 图 10、69、17。

表 3.16　AD548/648 主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，室温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	AD548(648)J/A/S			AD548(648)K/B/T			AD548(648)C			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	（初始值）		0.75	2.0		0.3	0.5		0.1	0.25	mV
	温度系数	（失调电压）			20			5			2	μV/℃
	时间稳定性			15			15			15		μV/月
	偏置电流	$U_{CM}=0$		5	20		3	10		3	10	pA
	失调电流			5	10		2	5		2	5	
	输入阻抗	差模	$1\times10^{12}\parallel3$			$1\times10^{12}\parallel3$			$1\times10^{12}\parallel3$			Ω ‖ pF
		共模	$3\times10^{12}\parallel3$			$3\times10^{12}\parallel3$			$3\times10^{12}\parallel3$			
	输入电压范围	差模		±20			±20			±20		V
		共模	±11	±12		±11	±12		±11	±12		
	共模抑制比	$U_{CM}=\pm10$ V	76	90		82	92		86	98		dB
	噪声电压(峰峰值)	0.1～10 Hz		2			2			2	4.0	μV
其它参数	开环增益	$U_o=\pm10$ V $R_L\geqslant10$ kΩ	300	1 000		300	1 000		300	1 000		V/mV
	小信号带宽	单位增益	0.8	1.0		0.8	1.0		0.8	1.0		MHz
	全功率响应			30			30			30		kHz
	压摆率	单位增益	1.0	1.8		1.0	1.8		1.0	1.8		V/μs
	输出电压	$R_L\geqslant10$ kΩ	±12	±13		±12	±13		±12	±13		V
	输出短路电流			15			15			15		mA
	额定电源电压			±15			±15			±15		V
	工作电压范围		±4.5		±18	±4.5		±18	±4.5		±18	
	静态电流	每个放大器		170	200		170	200		170	200	μA

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 静态电流：AD548 小于 200 μA；

(2) 输入偏流：AD548C/648C 小于 10 pA；

(3) 失调电压：AD548C/648C 小于 250 μV；

(4) 温漂：AD548C/648C 小于 2 μV/℃；

(5) 输入噪声：小于 4 μV(峰峰值)(0.1～10 Hz)；

(6) 压摆率：典型值为 1.8 V/μs；

(7) 单位增益带宽：典型值为 1 MHz；

(8) 共模抑制：不小于 76 dB。

2. 主要参数

AD548/648 的主要电性能参数如表 3.16 所示。

二、基本接法与典型应用

AD548 的调零电路与图 3.5(c)相同。即在 1、5 和 4 脚之间接入 10～100 kΩ 一只电位器即可。图 3.29 是 AD548 单位增益接法。其中图 3.29(a)是同相输入(缓冲器)，图 3.29(b)是反相输入(倒相器)。正负电源与地之间并接 0.1～1 μF 电容，输出接入 10 kΩ 电阻和 100 pF 电容负载。

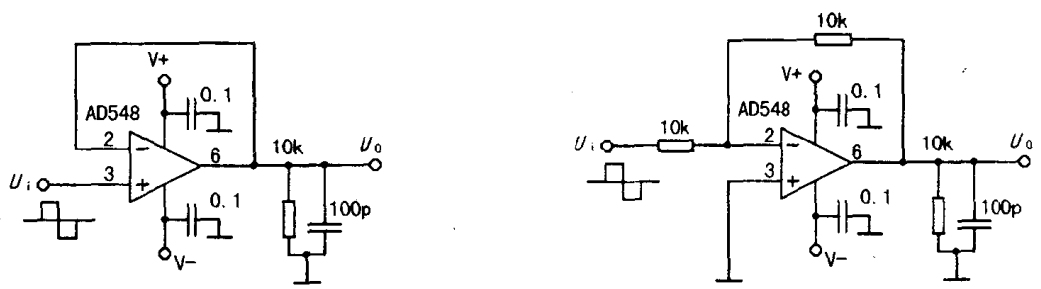


图 3.29 单位增益连接电路

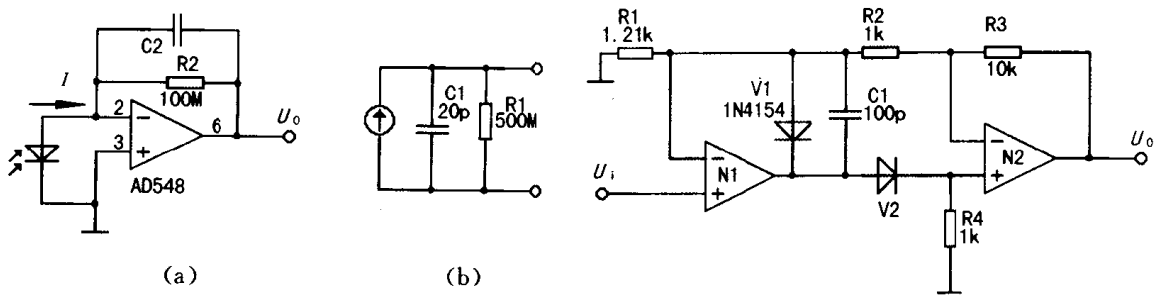
(a) 同相输入；(b) 反相输入

图 3.30 是 AD548 在光接收前置放大电路中的典型应用。图 3.30(a)是典型接法，由光电二极管接收到的光信号先变成电流 I，并在虚地(2 脚)流入反馈电阻 R2，最后转换成电压，其表达式为 U_o=R2×I。图 3.30(b)是光电二极管的等效电路，可以看出它是一个受光照射的恒流源电路。其中 R1 是光电二极管的分流电阻，环境温度的变化对 R1 的影响较大，温度越高，R1 越小。温度为＋25 ℃时，R1＝500 MΩ，温度为＋85 ℃时，R1＝7.8 MΩ。

图 3.31 是 AD648 在精密绝对值电路中的典型接法。由于 AD648 的输入阻抗高而不需要增加高输入阻抗缓冲级，仅需要精确选配三个电阻就能对毫伏级输入信号整流。大家知

道，采用一般晶体管输入级的运算放大器，其输入阻抗为 25 MΩ 左右；而 AD548 的输入阻抗为 10^{12} Ω 以上。

当输入信号为正时，二极管 V1 被反向偏置，V2 正向偏置，信号通过 V2 加到运算放大器 N2 的同相输入端，因此，N2 的输出为正。在这种情况下，电路增益是由三个反馈电阻来决定的。



(a)　　(b)

图 3.30　光电转换电路

(a) 典型接法；(b)光电二极管等效电路

图 3.31　精密绝对值变换电路

图中 C1 电容器作为相位补偿。

输入信号为负时，二极管 V2 反向偏置，V1 正向偏置。这时，N1 的输出通过 V1 加到 N2 的反相输入端，N2 的输出仍然是正信号。

在负信号输入时，N1 反馈通道相当于短路，这时 N1 成为一个电压输出器。

输入失调电压将会使电路在输入信号为零的附近有一个工作区，且产生一个残余电压输出。调节 N1 的失调电压可以消除这种工作区；调节 N2 的失调电压可以消除残余电压。因为，N1、N2 的失调电压是相互影响的，所以必须反复调节。运算放大器 N1 的转换速率和增益的局限以及在高频运用时二极管的结电容，也会出现不能工作的区域，因此工作频率有个上限。

电阻的任何失配都将引起增益误差，这种误差可以通过调节电阻 R2 或 R3 的阻值，既可以改变负信号的增益来消除，也可以调节电阻 R1 改变正信号增益来消除。

采用图 3.31 所示元件值，该电路允许最大输入信号电压的峰峰值为 2 V，最大输出信号的峰峰值为 10 V，电路增益为 10。

3.2.4　AD848/849 高速低功耗运算放大器

AD848/849 是高速低功耗单片运算放大器。其中 AD848 在闭环增益为 5 或更高时比较稳定，而 AD849 在闭环增益为 24 或更高时比较稳定。AD848/849 具有很好的直流与交流特性：输入偏流小于 6.6 μA，输入失调电流小于 300 nA，增益带宽大于 175 MHz，共模抑制比大于 92 dB，能够很好地满足音频或数据采集放大器的需要。

AD848 能完全替代 LM6161 系列器件，并且管脚与高速运放 HA2520/2/5 和 EL2020 等相同，可以互换。AD848/849 采用 8 脚 DIP 封装。其引脚排列请见附录 B 图 65。

表 3.17　AD848/849 主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm 15$ V，室温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	AD848J			AD848A/S			AD849J			AD849A/S			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	（初始值）		0.5	2.3		0.5	2.3		0.3	1		0.1	0.75	mV
	温度系数	（失调电压）		7			7			2			2		μV/℃
	偏置电流			3.3	6.6		3.3	6.6/5		3.3	6.6		3.3	6.6/5	μA
	失调电流			50	300		50	300		50	300		50	300	nA
	失调电流漂移			0.3			0.3			0.3			0.3		nA/℃
	输入阻抗	电阻		70			70			25			25		kΩ
		电容		1.5			1.5			1.5			1.5		pF
	输入电压范围	共模		−13.4～+14.3			−13.4～+14.3			−13.4～+14.3			−13.4～+14.3		V
	共模抑制比	$U_{CM}=\pm 12$ V	92	105		92	105		100	115		100	115		dB
	噪声电压	$f=10$ kHz		5			5			3			3		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
	噪声电流			1.5			1.5			1.5			1.5		nA/$\sqrt{\text{Hz}}$

续表

参数		条件	AD848J			AD848A/S			AD849J			AD849A/S			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	开环增益	$U_o=\pm10$ V $R_L=1$ kΩ	12	20		12	20		45	85		45	85		V/mV
	增益带宽			175			175			725			725		MHz
	全功率响应	$U_{o\,p-p}=20$ V $R_L=1$ kΩ		4.7			4.7			4.7			4.7		MHz
	压摆率	$R_L=1$ kΩ	225	300		225	300		225	300		225	300		V/μs
	电源抑制比	$U_s=\pm4.5$ $\sim\pm18$ V	85	98		85	98		98	120		98	120		dB
	输出电压	$R_L=1$ kΩ $R_L=500$ Ω	±12 ±10			±12 ±10			±12 ±10			±12 ±10			V V
	输出短路电流			32			32			32			32		mA
	输出电阻	开环		15			15			15			15		Ω
	工作电压范围		±4.5		±18	±4.5		±18	±4.5		±18	±4.5		±18	V
	静态电流			5.1	6.8		5.1	6.8		5.1	6.8		5.1	6.8	mA

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 增益带宽：AD848 典型值为 175 MHz，AD849 典型值为 725 MHz；

(2) 静态电流：小于 6.8 mA；

(3) 压摆率：典型值为 300 V/μs；

(4) 输入噪声电压：小于 3 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$(AD849)；

(5) 开环增益：典型值为 85 V/mV(1 kΩ 负载，AD849)；

(6) 输入失调电压：不大于 2.3 mV；

(7) 电源范围：±5～±15 V。

2. 主要参数

AD848/849 的主要电性能参数如表 3.17 所示。

二、典型应用

AD848/849 的调零电路如图 3.32 所示。即 1、8 与 4 脚之间接入 1 kΩ 电位器调零。

图 3.33 是其在视频信号线驱动中的典型接法。驱动阻抗为 50 Ω 或 75 Ω。R1 是输入信号的等效负载，R4、R5 是输出端电阻，它应等于屏蔽电缆的特性阻抗。将 R4 与 R5 放置在屏蔽电缆的两边主要是为了实现阻抗的匹配。R3 与 R2 是增益电阻，其放大倍数为 1+(R3/R2)。

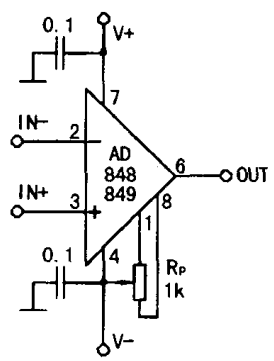


图 3.32 AD848/849 调零电路

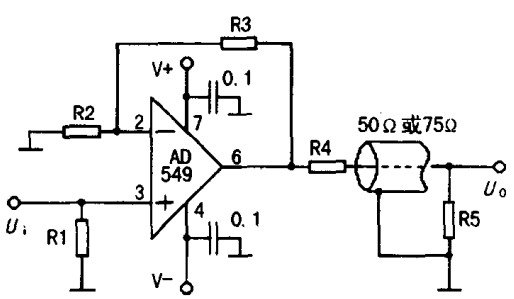


图 3.33 视频线驱动电路

图 3.34 是 AD849 在视频信号峰(谷)值取样保持电路中的应用。由于 AD849(N1)有非常低的输入偏置电流，在电路中作为增益为 1 的缓冲级。另一只 AD849(N2)作为比较输入和输出信号。如果输入信号大于输出信号，则电容 C1 充电。只有当输出信号和输入信号相等时充电才停止，并保持这个值。

通常利用串联二极管的反向截止特性来构成峰值检测。但是二极管有纳安级的反向漏电流，它是温度的函数，会使保持值下降。为了减小漏电流，该电路利用 PNP(V3)晶体管充电。因为晶体管的基极是和缓冲级的输出相连，基极—集电极电压几乎为零，所以集电极漏电流很小。

NPN(V4)晶体管提供电容 C1 的放电通路，当复位开关处于断开位置时，输出是跟踪输入信号。当复位开关处于闭合位置时，NPN 晶体管的基极和发射极短路，故 NPN 晶体管截止。因此，电容 C1 所保持的电压(也就是输出电压)为输入信号的峰值。

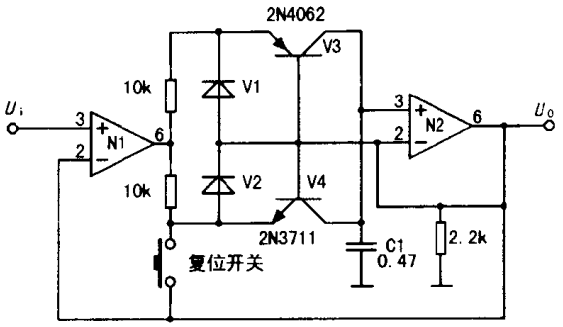


图 3.34　峰(谷)值取样保持电路

该电路的保持性能非常好，对于 3 V 的输入信号，10 分钟只下降 10 mV，这相当于总的漏电流低于 10 pA。

该电路的输入信号范围是 0～6 V，对于 6 V 的输入信号转换速率大约为 850 V/s。

如果复位开关用电控器件(如继电器或互补型 MOS 门 CD4016)代替，则电路变成取样—保持电路。

如果复位开关一端由 NPN 晶体管发射极移到 PNP 晶体管发射极，则电路构成了谷值保持电路。

如果用两个开关分别接在两晶体管的发射极，则电路有四种工作状态：

两个开关断开时，电路处于跟踪状态；

两个开关闭合时，电路处于保持状态；

一个开关闭合，另一个开关断开时，电路是峰值保持或谷值保持。

3.2.5　MAX402/403/438/439 高速微功耗运算放大器

MAX402/403/438/439 是高速微功耗单运算放大器。其中 MAX402/403 是单位增益稳定，而 MAX438/439 是在闭环增益为 5 或更高一些稳定。MAX402 系列耗电小，增益带宽大，速度高。很适合干电池供电。并能广泛地应用在便携式仪表放大器、遥控、遥测放大器和 I/U 转换等领域。

MAX402 系列器件外形采用 8 脚标准 DIP 和 SOIC 封装结构。有民品和工业品所需的温度范围。其引脚排列请见附录 B 图 10。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

MAX402：

(1) 单位增益带宽：典型值为 2 MHz；

(2) 压摆率：典型值为 6 V/μs；

(3) 耗电电流：不大于 75 μA。

MAX403：

(1) 单位增益带宽：典型值为 10 MHz；

(2) 压摆率：典型值为 40 V/μs；

(3) 耗电电流：不大于 375 μA。

MAX438：

(1) 增益带宽：典型值为 6 MHz(G≥5)；

(2) 压摆率：典型值为 10 V/μs；

(3) 耗电电流：不大于 75 μA。

MAX439：

(1) 增益带宽：典型值为 25 MHz(G≥5)；

(2) 压摆率：典型值为 48 V/μs；

(3) 耗电电流：不大于 375 μA。

2. 主要参数

MAX402/403/438/439 的主要电性能参数分别如表 3.18、表 3.19 所示。

表 3.18 MAX402/403 主要电性能参数

电源电压：$V_+=5$ V、$V_-=-5$ V，常温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	MAX402			MAX403			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			0.5	2.0		0.5	2.0	mV
	失调电压温度系数	$T_{min}\sim T_{max}$		25			25		μV/℃
	输入电压范围		±3.5	±3.8		±3.5	±3.8		V
	偏置电流			±2	±5		±10	±25	nA
	输入电阻	差模		90			18		MΩ
		共模		1			1		GΩ
	共模抑制比	$U_{CM}=$ ±3.5 V	75	95		66	80		dB
	噪声电压密度	0～10 Hz		43			33		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
		0～1 000 Hz		26			14		
	噪声电流密度	0～10 Hz		0.06			0.25		pA/$\sqrt{\text{Hz}}$
		0～1 000 Hz		0.03			0.07		
其它参数	电源抑制比	$U_s=$ ±4.5～±5.5 V	56	65		60	70		dB
	大信号增益	$R_L=20$ kΩ	68	75			80		dB
		$R_L=4$ kΩ				68	75		
	输出电压摆幅	$R_L=20$ kΩ	±3.6	±3.9		±3.6	±3.9		V
		$R_L=4$ kΩ				±3.3	±3.6		
	短路输出电流			3			5		mA
	增益带宽	负载：20 kΩ，20 pF	1.4	2		7	10		MHz
	压摆率		4.5	6		25	40		V/μs
	静态电流		40	60	75	200	250	375	μA

表 3.19　MAX438/439 主要电性能参数

电源电压：$V_+=5$ V、$V_-=-5$ V，常温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	MAX438			MAX439			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			0.5	2.0		0.5	2.0	mV
	失调电压温度系数	$T_{min}\sim T_{max}$		25			25		μV/℃
	输入电压范围		±3.5	±3.8		±3.5	±3.8		V
	偏置电流			±2	±5		±5	±25	nA
	输入电阻	差模		90			18		MΩ
		共模		1			1		GΩ
	共模抑制比	$U_{CM}=$ ±3.5 V	75	95		66	80		dB
	噪声电压密度	0～10 Hz		43			33		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
		0～1 000 Hz		26			14		
	噪声电流密度	0～10 Hz		0.06			0.25		pA/$\sqrt{\text{Hz}}$
		0～1 000 Hz		0.03			0.07		
其它参数	电源抑制比	$U_s=$ ±4.5～ ±5.5 V	56	65		60	70		dB
	大信号增益	$R_L=20$ kΩ	68	75			80		dB
		$R_L=4$ kΩ				68	75		
	输出电压摆幅	$R_L=20$ kΩ	±3.6	±3.9		±3.6	±3.9		V
		$R_L=4$ kΩ				±3.3	±3.6		
	短路输出电流			3			5		mA
	增益带宽	负载：20 kΩ，20 pF	4	6		18	25		MHz
	压摆率			10			48		V/μs
	静态电流		40	60	75	200	250	375	μA
	闭环增益		±5			±5			

二、典型应用

MAX402 系列调零电路与图 3.5(c)相同。

图 3.35 是由 MAX439 组成的数控增益放大器。它实际上是一个同相输入放大器结构。其增益表达式为 $1+(R_F/R_x)$，其中 R_x 是 R2、R3、R4 或 R2、R3、R4 到地的并联电阻值。增益控制端(A0 、A1、A2)可由手动开关组合，也可直接由数字电路提供。设置 A0、

A1 与 A2 的不同电平，就可改变运放负端到地的作用电阻，从而改变 R_x 之值，最后实现改变增益的目的。

图中二极管 V1、V2、V3 是用来隔离增益改变时的影响。反相器可以用三极管设计，也可直接使用 TTL(或 CMOS)门电路。若要增加控制增益的级数，相应增加反相门、二极管和 R_x 增益电阻即可。

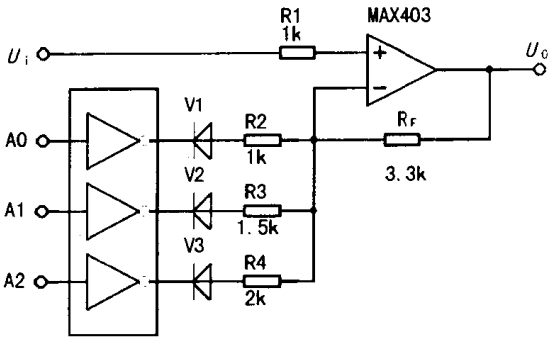


图 3.35　一种数控增益放大器

图 3.36 是由 MAX438/439 组成的精密阶梯波发生器电路。图示阶梯波发生器是在输入方波的负沿出现时，产生一个阶梯信号输出。它适用于时序控制和多电平测量。

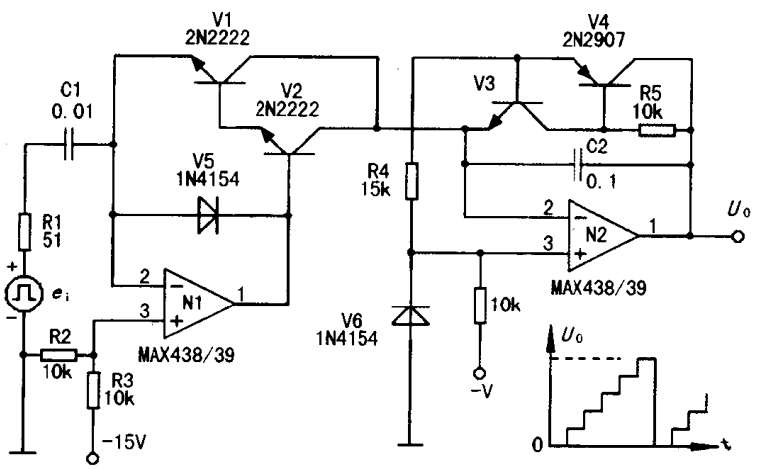


图 3.36　由 MAX438/439 组成的阶梯信号发生器

放大器 N1 对输入方波 e_i 进行微分检波。对应于输入信号的正沿，二极管 V5 导通，晶体管 V1、V2 截止；对应于输入信号的负沿，则晶体管 V1、V2 导通，于是一个负脉冲加至放大器 N2，晶体管 V1、V2 的偏置电压由 R2 和 R3 确定。

放大器 N2 是个积分器，C2 为积分电容。由于输入电压 e_i 是负值，所以对应于输入方波的每次负变，输出电压也升高一级，一直到输出电压达到由 V3、V4 确定的复位触发电平为止。

倒置晶体管 V4 的集电结，是正向偏置，它的压降和二极管的正向压降相等。这样可消除晶体管 b－e 间的温度影响，从而使输出电压 U_o 十分稳定。随着 V4 击穿，电容 C2 迅速放电。当 C2 的端电压下降到 0.7 V 左右时，箝位作用消除，下一个阶梯周期又开始了。

该发生器的非线性是和工作频率有关的。运算放大器的输入电流将会损失一部分微分电流脉冲，并且电容 C2 放电会引起输出电压下降。为了避免运算放大器的输入电流引起的这种误差，放大器应避免使用输入保护电路，否则在输入过负荷时将会出现大电流。

电路中转换速率和过载补偿电路 R2、R3，都会限制发生器工作频率范围。

V1 和 V2 接成达林顿电路是为了提高电流变换效率。电阻 R4 和 R5 可以减小电路的非线性。电路增益误差大约是 0.05%，非线性为 0.1%。

3.2.6 MAX407/417/418/419 低功耗运算放大器

MAX407/417/418/419 是低功耗单电源运算放大器。它们的主要差别在于片内封装的放大器个数不同。其中 MAX407/417 为双运放，而 MAX418/419 为四运放。每个运放的耗电电流小于 1.2 μA，工作电压范围为+2.5～+10 V，非常适合于电池供电。在 9 V 电池供电时，最大电流不超过 1.8 mA。其放大性能优于一般的微功耗运放。因此它可广泛地应用在干电池供电系统、微功耗放大器、便携式信号检测器和医疗仪器等放大领域。

MAX407/417/418/419 外形采用标准 8 脚、14 脚 DIP 和 SOIC 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 49、77。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 静态电流：不大于 1.2 μA/每运放；

(2) 失调电压：不大于 4 mV；

(3) 输入电流：典型值为 0.1 pA；

(4) 工作电源：+2.5～+10 V；

(5) 带宽：大于 150 kHz；

(6) 压摆率：大于 40 V/μs。

2. 主要参数

MAX407/417 系列器件主要电性能参数如表 3.20 所示。

表 3.20 MAX407/417 系列主要电性能参数

电源电压：$V_+=2.5$ V、$V_-=-2.5$ V，常温：$T_A=+25$℃

参数		条件	MAX407,MAX417			MAX418,MAX419			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			1.0	3.0		1.0	4.0	mV
	偏置电流	$U_{CM}=0$		0.1	10		0.1	10	pA
	输入电压范围	共模	V_-		V_+ −1.2	V_-		V_+ −1.2	V
	共模抑制比		60	80		60	80		dB
	噪声电压（峰峰值）	$f_o=1$ kHz		150			150		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
		0.1～10 Hz		6			6		μV

续表

参数		条件	MAX407,MAX417			MAX418,MAX419			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	电源抑制比	$U_i=0$ $V_+=2.5\sim7.5$ V		200	600		200	600	μV/V
	大信号电压增益	$R_L=1$ MΩ $U_o=\pm2$ V	100	1 000		100	1 000		V/mV
		$V_+=5$ V $V_-=-5$ V $R_L=1$ MΩ $U_o=\pm4$ V	10	23		10	23		V/mV
	输出电压摆幅	$R_L=1$ MΩ	±2.47	±2.49		±2.47	±2.49		V
	压摆率	MAX407/418	3	5		3	5		V/μs
		MAX417/419	40	80		40	80		V/μs
	输出电流源	$U_o=0$	300	600		300	600		μA
	电源电压	$V_+\sim V_-$	2.5		10	2.5		10	V
	电源电流	每个放大器		1.0	1.2		1.0	1.2	μA

二、典型应用

图 3.37 是 MAX407 在四通道同步采样/保持电路中的典型应用。S1～S4 是采样/保持开关。C1～C4 是保持电容。运放接成单增益缓冲方式。U_1～U_4 是四路模拟输入信号。当 S1～S4 开关闭合时，U_1～U_4 信号分别给 C1～C4 充电，当 S1～S4 开关断开后，所采样的 U_1～U_4 瞬时值就被保持在 C1～C4 上。由于 N1～N4 运放时同相输入阻抗很高，故保持时间很长。

图示电路的开关部分可以选用 CMOS 电控开关，这样可实现真正的同步采样/保持。电容 C1～C4 应选用高质量的电容器，即漏电流小、稳定性好的电容。这种电路若采用一路到多路的模拟开关，输入信号由一路 D/A 转换器提供，可以实现多路 D/A 转换输出。

图 3.38 是 MAX417 在三角波和矩形波振荡器中的应用。图示电路由密勒积分器 N2 和斯密特触发器 N1 构成。振荡频率是正比于密勒积分器的时间常数(R3+R4)·C1 和触发器的滞后电压 U_c(R1+R2)/(R1+R2+R5)，其中 U_c 是电源电压。

可变电阻 R3 可以改变振荡频率。改变电阻 R2，既可改变三角波的输出幅度，也可改变振荡频率。

N2 输出三角波，N1 输出矩形波，它们之间的相位差为 90°。

图 3.39 是 MAX419 在低频多种波形发生器中的典型接法。图中第一级是标准的积分器。第二级是增益为 1 的倒相器。第三级是具有滞后的比较器，滞后多少是由正反馈量确定的。

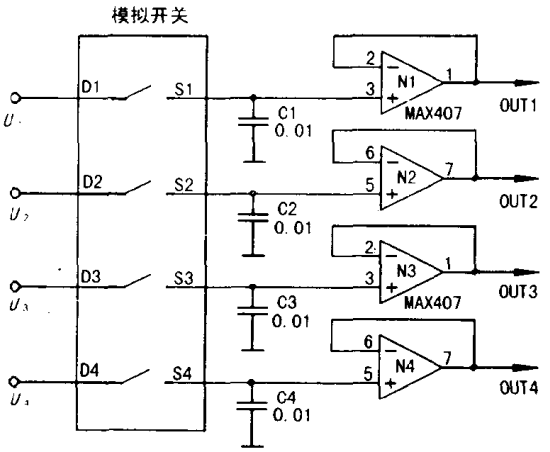


图 3.37　四通道同步采样/保持电路

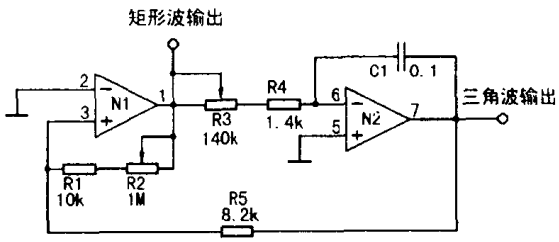


图 3.38　三角波与矩形波振荡器

在不加接二极管(虚线连接的二极管)的情况下，电路输出为正时，积分器的输出是一负向斜波，经倒相后变成正向斜波加至比较器。当斜波幅度达到比较器的阈值电平($U_o \times$ R1/(R2+R1))时，输出为负，故比较器的阈值电压也由正变为负。这时积分器的输出为正向斜波。当其幅度达到阈值电压时，电路又改变状态。于是电路第一级输出三角波，第三级输出方波。它们有 180°的相位差。在第三级的输出加上二极管以后，由于二极管的箝位作用，比较器的负输出为－0.7 V，这时电路输出锯齿波和脉冲波。

不管是否加接二极管，输出频率都由积分器的时间常数、电源电压和比较器的分压比决定，它的极限取决于运算放大器的转换速率。

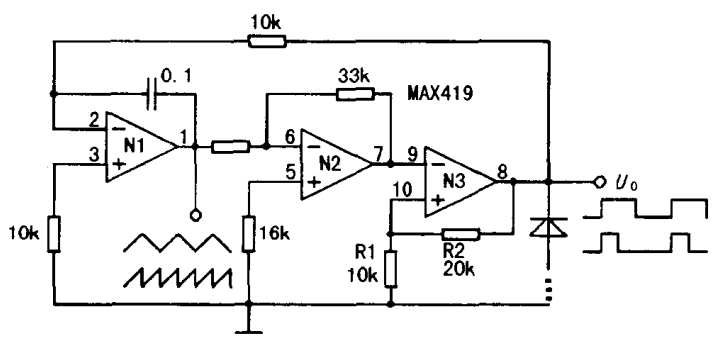


图 3.39　低频多种波形信号发生器

3.2.7　MAX410/412/414 高速低噪声运算放大器

MAX410/412/414 是高速低噪声单片运算放大器。它们的不同之处在于片内运放个数不同。其中 MAX410 为单运放，MAX412 是双运放，MAX414 是四运放。器件经 100%的测试，噪声在 1 kHz 时小于 2.4 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$，器件可以在±2.4 V 或+5 V 稳定地工作，属低压工作芯片。单位增益带宽达 28 MHz，有 4.5 V/μs 的压摆率。

它可以广泛地应用在高质量的音频信号放大器、低噪声的频率合成器、超低噪声的仪

用放大器和测量电桥等领域。

MAX410 系列外形采用标准的 8 脚、14 脚 DIP 和 SOIC 封装。其引脚排列请见附录 B 图 65、59、、77。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 噪声电压：小于 2.4 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$；

(2) 静态电流：小于 2.7 mA/每运放；

(3) 电源范围：±2.4～±5 V；

(4) 增益带宽：典型值为 28 MHz；

(5) 压摆率：典型值为 4.5 V/μs；

(6) 失调电压：不超过 250 μV(MAX410/412)；

(7) 电压增益：大于 115 dB。

2. 主要参数

MAX410/412/414 的主要电性能参数如表 3.21 所示。

表 3.21 MAX410/412/414 主要电性能参数

电源电压：V_+=5 V、V_-=−5 V，常温：T_A=+25 ℃

参数		条件	MAX410/410B，MAX412/412B			MAX414/414B			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			±120	±250		±150	±320	μV
	输入电容			4			4		pF
	偏置电流			±80	±150		±80	±150	nA
	失调电流			±40	±80		±40	±80	nA
	输入电阻	差模		20			20		kΩ
		共模		40			40		MΩ
	共模电压		±3.5	−3.8～+3.7		±3.5	−3.8～+3.7		V
	共模抑制比	U_{CM}=±3.5 V	115	130		115	130		dB
	噪声电压密度	10 Hz		7			7		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
		1 000 Hz		1.8 2.4(B)	2.4 4.0(B)		1.8 2.4(B)	2.4 4.0(B)	
	噪声电流密度	f_o=10 Hz		2.6			2.6		pA/$\sqrt{\text{Hz}}$
		f_o=1 000 Hz		1.2			1.2		

续表

参数		条件	MAX410/410B，MAX412/412B			MAX414/414B			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	电源抑制比	U_s=±2.4～±5.25 V	96	103		96	103		dB
	大信号增益	R_L=20 kΩ，U_o=3.6～−3.7 V	115	122		115	122		dB
		R_L=600 kΩ，U_o=±3.5 V	110	120		110	120		
	输出电压摆幅	R_L=2 kΩ	−3.7～+3.6	−3.8～+3.7		−3.7～+3.6	−3.8～+3.7		V
	短路输出电流			35			35		mA
	单位增益带宽	负载：10 kΩ，20 pF		28			28		MHz
	压摆率			4.5			4.5		V/μs
	通道隔离	f_o=1 kHz		135			135		dB
	工作电源电压范围		±2.4		±5.25	±2.4		±5.25	V
	电源电流	每个放大器		2.5	2.7		2.5	2.7	mA

二、典型应用

MAX410 的调零电路与图 3.1(b)、3.1(c)相同。

图 3.40 是 MAX412 在低噪声仪用放大器中的典型接法。从图中可以看出，这种接法是同相串联差动放大器的用法。信号输入为差分形式。它的输入差动阻抗为二运放共模输入阻抗之和。闭环增益(1＋(R5/R4))约等于 212。共模抑制比略小于单个运放的共模抑制比。

在图示电路中，若要提高共模抑制能力，应尽可能使 R1＝R5，R2＝R4，并采用精密电阻。

图 3.41 是 MAX410 在单稳态多谐振荡器中的应用。图示电路的单稳态多谐振荡器具有很好的温度稳定性。由于触发点与输入脉冲的上升时间无关，所以触发点是稳定的。该电路还可驱动场效应管开关或直接驱动继电器。

分压器 R1、R2、R3 和 R4 确定阈电压 U_t，当输入电压低于 U_t 时，输出处于正饱和状态。输入电压超过 U_t 时，由于 R3 的正反馈作用，使输出迅速地进入负饱和状态，于是电容 C 按指数充电。U_t 逐渐上升至“0 V”时，由于正反馈的作用，使输出迅速地又回到正饱

和状态。

因为运算放大器的反相输入端必须回到地电平，所以如果输入脉冲宽度太宽或输入脉冲的基准电平不是“0 V”时，可以附加 RC 微分网络。

输出脉冲宽度可以从微秒级变到秒级，它正比于电容 C 的值。当 C 为 0.005 μF 时输出脉宽为 1 ms。U_t 的大小可以由 R2 调节。

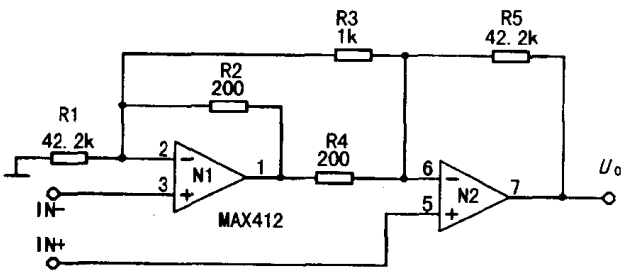


图 3.40　低噪声高输入阻抗仪用放大器

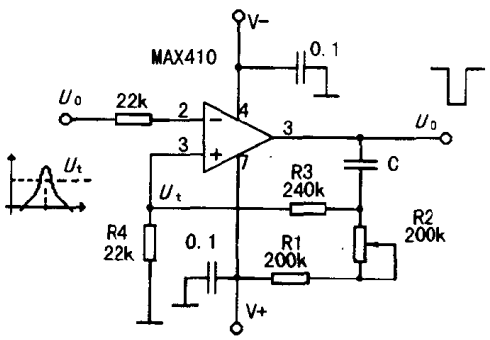


图 3.41　由 MAX410 构成的单稳态多谐振荡器

图 3.42 是由 MAX412 构成的它激斜波发生器。在图示电路中，运算放大器 N1 是一个比较器，N2 是积分器。当输入正触发脉冲时，N1 进入负饱和状态，并通过 R1 正反馈保持 N1 负饱和。放大器 N2 对 N1 的输出积分，于是 N2 产生线性的斜波输出。斜波的周期是由时间常数 R2C1 决定，可以从 25 μs 变到几秒。随着 N2 输出电压的不断升高，通过反馈网络 R3、V1 使 N1 的同相输入端电压升高；当 N1 的同相输入端电压略大于“0”时，N1 进入正饱和状态，C1 迅速地放电，于是电路进入等待触发状态。

如果利用该电路作为水平扫描发生器，则由 N2 输出扫描电压，由 N1 输出消隐脉冲信号。

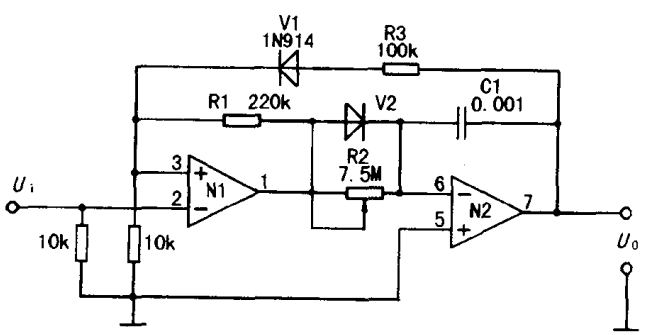


图 3.42　由 MAX412 构成的它激斜波发生器

3.3 低漂移低失调运算放大器

3.3.1 OPA604 输入高保真运算放大器

OPA604 是 FET 输入高保真运算放大器。片内有专门的失真抑制电路，采用了最新的电路技术和激光修正，以提高其动态特性，使该器件具有极低的谐波失真和低的失调。它非常适合用于高质量音响设备，以及需要极好动态特性的应用场合。

OPA604 的输入阻抗高达 $10^{12}\ \Omega$，对于高阻抗输出的信号源很容易实现接口。它在单位增益下工作仍有很好的稳定性，在环境干扰较强或长电源线供电时，仍能保持其优良的特性。

OPA604 的输出级设有限流保护电路，在 25 ℃时输出电流将限制在约±40 mA，环境温度高达 125℃时，短路电流将被限制在±25 mA。

它可广泛地应用在专业音响设备、I/U 变换、频谱分析仪、有源滤波器和数据检测等领域。

OPA604 的外形采用标准的 8 脚 DIP 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 10。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 极低的失真率：1 kHz 时小于 0.000 3%；

(2) 低噪声：小于 10 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$；

(3) 高压摆率：典型值为 25 V/μs；

(4) 增益带宽：典型值为 20 MHz；

(5) 具有单位增益工作稳定性；

(6) 宽电源电压范围：±4.5～±24 V；

(7) 能驱动 600 Ω 负载。

2. 主要参数

OPA604 的主要电性能参数如表 3.22 所示。

表 3.22 OPA604 的主要电性能参数

电源电压：U_s=±15 V，室温：T_A=+25 ℃

参数		条件	OPA604AP/AU			单位
			最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			±1	±3	mV
	失调电压温度系数			±8		μV/℃
	失调电压电源抑制	U_s=±5～±24 V	80	100		dB

续表

参数		条件	OPA604AP/AU			单位
			最小	典型	最大	
输入特性	偏置电流	$U_{CM}=0$		50		pA
	失调电流			±3		
	输入阻抗	差模		$10^{12}\parallel 8$		Ω ∥ pF
		共模		$10^{12}\parallel 10$		
	输入共模电压范围		±12	±13		V
	共模抑制比	$U_{CM}=\pm 12$ V	80	100		dB
其它参数	开环电压增益	$U_o=+10$ V，$R_L=1$ kΩ	80	100		dB
	增益带宽	G=100		20		MHz
	压摆率	20 V(峰峰值)，$R_L=1$ kΩ	15	25		V/μs
	输出电压	$R_L=600$ Ω	±11	±12		V
	输出电阻	开环		25		Ω
	输出电流	$U_o=\pm 12$ V		±35		mA
	输出短路电流			±40		mA
	额定工作电压			±15		V
	工作电压范围		±4.5		±24	
	工作电流			±5.3	±6	mA

二、内部电路结构与调零

OPA604 的内部电路结构如图 3.43 所示。它具有 FET 输入级、失真抑制电路、失调调整电路和输出级。它的失调电压已被激光调整至 1 mV 左右。对于多数应用场合不需要调零。若要调零，其连接方法与图 3.5(c)相同。调零电位器可选用 50 kΩ～1 MΩ，推荐选用 100 kΩ 阻值。值得注意的是，通过调零电路每补偿 100 μV 的失调电压，可以改善 0.3 μV/℃的温漂指标。

三、典型应用

图 3.44 是 OPA604 在三阶低通滤波器中的应用。图示电路利用一片 OPA604 和与 OPA604 性能相同的 OPA2604 组成三阶毕特沃斯低通滤波器。其输入阻抗高达 10^{12} Ω，失真仅为 0.000 3%。按图中参数截止频率 f_o 为 40 kHz。

图 3.45 是另一个三阶低通滤波器的应用电路。其截止频率为 20 kHz。

图 3.46 是具有低通滤波器的差动电路。前级由 OPA604 构成单增益低通滤波缓冲级，截止频率 $f=1/(2\pi RC)$，其中 R=2×7.87 kΩ，C=100 pF。图中参数 $f=$ 100 Hz。后级是

由 OPA604 组成的差分放大电路，其增益为 1。若需要获得高增益，可由 R3/R4 的关系将 R2 或 R3 作相应调整。

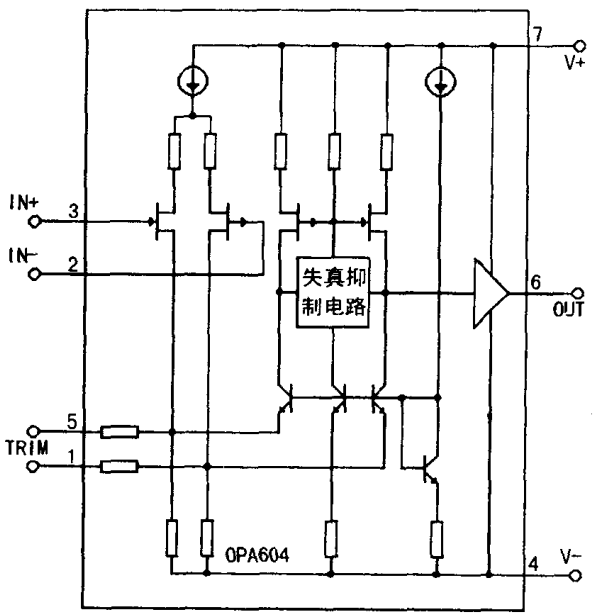


图 3.43　OPA604 内部电路结构

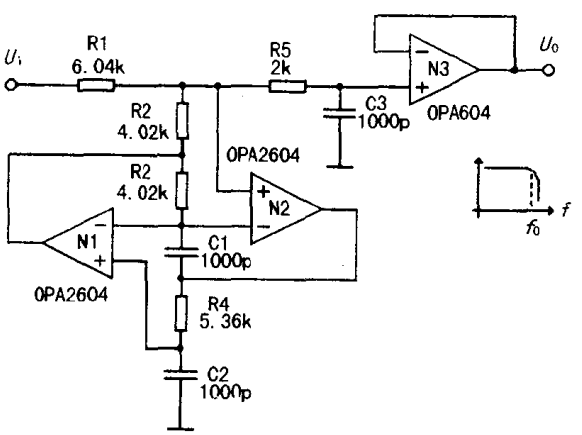


图 3.44　由 OPA604 构成的三阶低通滤波器

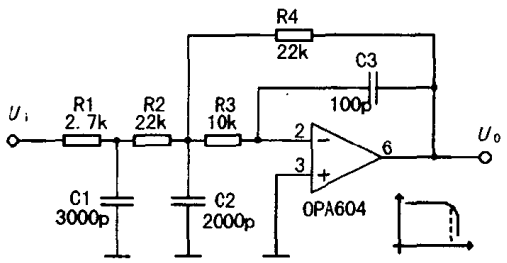


图 3.45　三阶低通滤波器应用电路

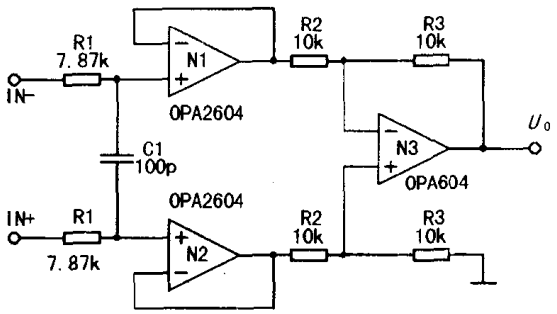


图 3.46　带有低通滤波器的差动电路

3.3.2　OPA606 低失调宽带运算放大器

OPA606 是一种宽带运算放大器。由于采用介质隔离工艺的 JFET 管作为输入级，因此它具有很低的输入偏置电流和很高的输入阻抗。激光调阻技术的应用，使 OPA606 更具有很低的输入失调电压和很低的噪声。它的失调电压小于 500 μV，典型值仅为 100 μV (OPA606LM)。

它可广泛地应用在光电子设备、数据采集、测试设备及音频放大器等领域。

OPA606 的外形采用标准的 8 脚 DIP 与 TO－99 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 10。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 带宽：不小于 11 MHz；

(2) 压摆率：不小于 25 V/μs(OPA606LM)；

(3) 偏置电流：小于 10 pAOPA606LM；

(4) 失调电压：不大于 500 μV；

(5) 失真小：不大于 0.0035%(10 kHz 时)；

(6) 输入阻抗：差模典型值为 10^{13} Ω，共模典型值为 10^{14} Ω；

(7) 温漂：不大于±10 μV/℃(全温度)。

2. 主要参数

OPA606 的主要电性能参数如表 3.23 所示。

二、内部结构与基本接法

OPA606 的内部结构如图 3.47(a)所示。它主要是场效应管与三极管及恒流源的组合体。输入部分采用 FET，以提高输入阻抗和减小噪声，输出级是三极管射极输出器，以减小输出阻抗和提高带负载的能力。

表 3.23 OPA606 的主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，常温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	OPA606KM			OPA606LM			OPA606KP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	DC，$U_{CM}=0$		±180	±1 500		±100	±500		±300	±3 000	μV
	失调电压平均漂移	$T_{min}\sim T_{max}$		±5			±3	±5		±10		μV/℃
	失调电压电源抑制	$U_s=\pm10\sim\pm18$ V	82	100 ±10	±79	90	104 ±6	±32	80	90 ±32	±100	dB μV/V
	失调电流	$U_{CM}=0$		±0.6	±10		±0.4	±5		±1	±15	pA
	偏置电流			±7	±15		±5	±10		±8	±25	
	输入电阻	差模		$10^{13}\parallel1$			$10^{13}\parallel1$			$10^{13}\parallel1$		Ω∥pF
		共模		$10^{14}\parallel3$			$10^{14}\parallel3$			$10^{14}\parallel3$		Ω∥pF
	共模输入电压范围		±10.5	±11.5		±11	±11.6		±10.2	±11		V
	共模抑制比	$U_i=\pm10$ V	80	95		85	96		78	90		dB
	噪声电压	$f_B=10$ Hz～10 kHz		1.3			1.2	1.5		1.3		μV

续表

参数		条件	OPA606KM			OPA606LM			OPA606KP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	开环电压增益	$R_L \geqslant 2\ k\Omega$	95	115		100	118		90	110		dB
	输出电压	$R_L = 2\ k\Omega$	±11	±12.2		±12	±12.6		±11	±12		V
	输出电流	$U_o = \pm 10\ V$	±5	±10		±5	±10		±5	±10		mA
	短路输出电流		10	20		10	20		10	20		
	输出电阻	直流，开环		40			40			40		Ω
	增益带宽	小信号	10	12.5		11	13		9	12		MHz
	全功率响应	20 V(峰峰值) $R_L = 2\ k\Omega$		515			550			470		kHz
	压摆率	$U_o = \pm 10\ V$ $R_L = 2\ k\Omega$	22	33		25	35		20	30		V/μs
	额定工作电压			±15			±15			±15		V
	工作电压范围		±5		±18	±5		±18	±5		±18	
	静态电流	DC，$I_o = 0$		6.5	9.5		6.2	9		6.5	10	mA

OPA606 一般不需要调零，若需要调零时，在 1、5 与 7 脚之间接入 100 kΩ 电位器，电位器中心头接正电源(7 脚)，如图 3.47(b)所示。

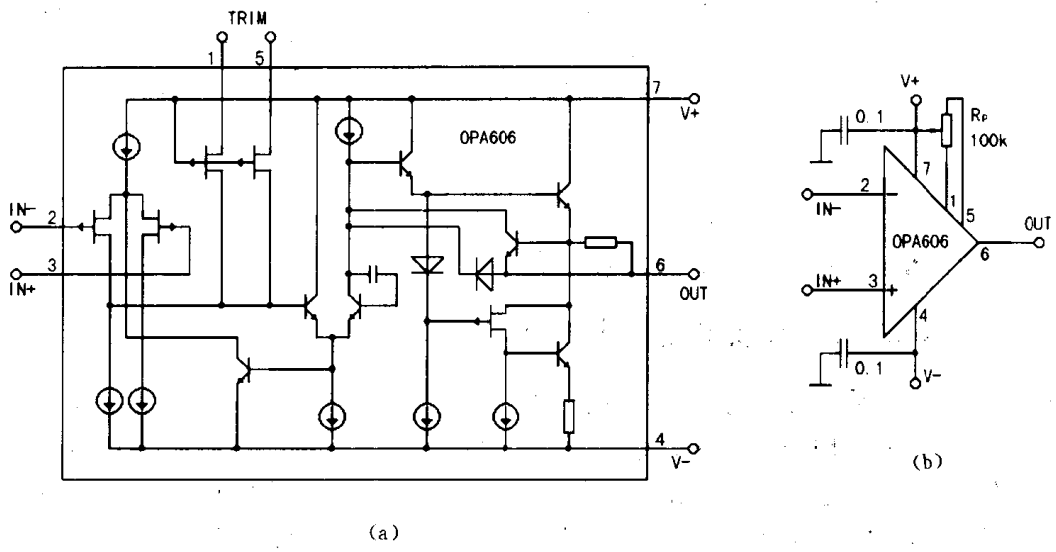


图 3.47　OPA606 内部电路结构及调零电路

(a) 内部电路结构；(b) 调零电路

在使用 OPA606 时应注意以下几点：

(1) 若输入电压低于负电源时，必须采用输入限流措施来保护器件。

(2) 若作宽带放大器时，应采用钽或陶瓷电容在靠近器件的电源端对地旁路去耦，并尽可能用短而直的连线以消除噪声干扰或振荡。

(3) 在高阻应用场合，为降低输入引线的“交流声”干扰，应采取必要的屏蔽措施。

(4) 为防止印制板漏电流对 OPA606 输入级的影响，在设计印制板布线时，可在运放的输入端用封闭的屏蔽环将其包围，并与处于输入信号电位的低阻抗点相连。此外，保护环还能减少输入端的寄生信号耦合。

三、典型应用

图 3.48 是利用 OPA606 的宽频带特性设计的缓冲器。大家知道，一般运放遇到比较特殊的负载条件，如容性负载时，不仅影响其稳定性，也影响其动态特性。利用 FET 输入宽带运放 OPA606 可组成隔离缓冲器，如图 3.48(a)所示。图中增加 C1 和 R1，使容性负载的动态响应达到最佳。图 3.48(b)电路也是利用 OPA606 的宽带及高输入阻抗设计的宽带缓冲器。

图 3.49 是利用 OPA606 设计的 I/U 绝对值变换电路。由于 OPA606 的输入偏置电流很低，所以在 I/U 变换中，可以组成弱电流到绝对值的变换。图中，输入电流小于 |±11 μA|，两个 1 MΩ 电阻应选用高精度的金属膜电阻，并精密匹配，方能保证变换精度。

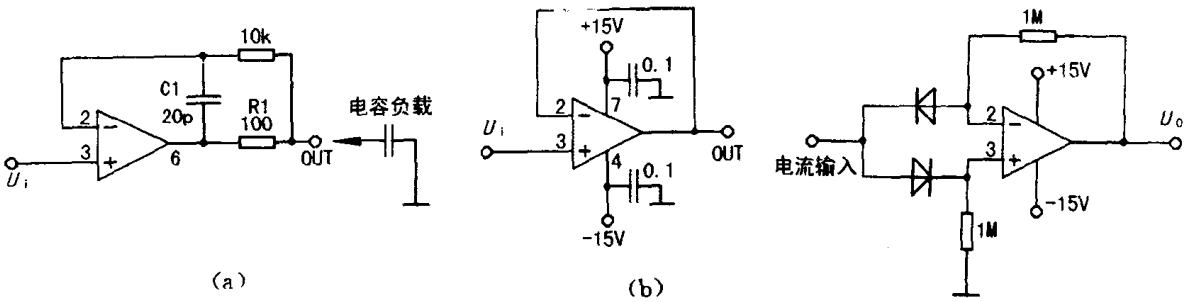


图 3.48　高性能缓冲器

(a) 隔离容性负载的缓冲器；(b) 宽带缓冲器

图 3.49　I/U 绝对值变换电路

3.3.3　OPA627/637 低漂移运算放大器

OPA627/637 是精密高速低漂移运算放大器。二者的主要差别在于，OPA627 单增益时稳定，而 OPA637 增益大于 5 时稳定。它们的建立时间都小于 500 ns，稳定漂移不会超过 0.8 μV/℃，电源电压可在±4.5～±18 V 之间任意选定。经激光修正处理过的输入电路，其精度、噪声(包括电压噪声和电流噪声)等指标完全可与最好的双极性运放相比。

它可广泛地应用在精密仪表放大器、快速数据采集器、D/A 转换输出缓冲器、高性能的音频放大器和高输入阻抗的传感放大器等领域。

OPA627/637 外形采用标准的 8 脚 DIP、SOIC 和 TO－99 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 65。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 低噪声：不大于 1.6 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$(在 10 kHz)；

(2) 快速建立时间：OPA627：不大于 550 ns，OPA637：不大于 450 ns；

(3) 低失调：不大于 100 μV；

(4) 低漂移：不大于 0.8 μV/℃；

(5) 低输入偏流：不大于 5 pA；

(6) 增益带宽：OPA627 的典型值为 16 MHz(G＝1)，OPA637 的典型值为 80 MHz(G＝10)；

(7) 输入阻抗：大于 10^{13} Ω。

2. 主要参数

OPA627/637 的主要电性能参数如表 3.24 所示。

表 3.24 OPA627/637 的主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，常温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	OPA627/637BM/BP/SM			OPA627/637AM/AP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			40	100		130	250	μV
	失调电压平均漂移			0.4	0.8		1.2	2	μV/℃
	失调电压电源抑制	$U_s=\pm4.5$ ～±18 V	106	120		100	116		dB
	失调电流	$U_{CM}=0$		0.5	5		1	10	pA
	偏置电流			1	5		2	10	
	输入阻抗	差模		$10^{13}\parallel8$			*		Ω ∥ pF
		共模		$10^{13}\parallel7$			*		Ω ∥ pF
	共模输入电压范围		±11	±11.5		*	*		V
	共模抑制比	$U_{CM}=\pm10.5$ V	106	116		100	110		dB
	噪声电压（峰峰值）	BW=0.1～10 Hz		0.6	1.6		0.8		μV
	噪声电流（峰峰值）	BW=0.1～10 Hz		30	60		48		fA
其它参数	开环电压增益	$U_o=\pm10$ V，$R_L=1$ kΩ	112	120		106	116		dB
	输出电压	$R_L=1$ kΩ	±11.5	±12.3		*	*		V
	输出电流	$U_o=\pm10$ V		±45			*		mA
	短路输出电流		±35	±70/−55	±100	*	*	*	
	输出电阻	1 MHz，开环		55			*		Ω
	增益带宽	OPA627，G=1		16			*		MHz
		OPA637，G=10		80			*		

续表

参数		条件	OPA627/637BM/BP/SM			OPA627/637AM/AP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	压摆率	OPA627 G=−1	40	55		*	*		V/μs
		OPA637 G=−4	100	135		*	*		
	额定工作电压			±15			*		V
	工作电压范围		±4.5		±18	*		*	
	工作电流			±7	±7.5		*	*	mA
注：* 表示参数与"B"档的相同。									

二、内部结构与基本接法

OPA627/637 的内部电路结构如图 3.50 所示。它的输入采用场效应管，输出是射极输出器，具有很高的输入阻抗和很强的带负载能力。

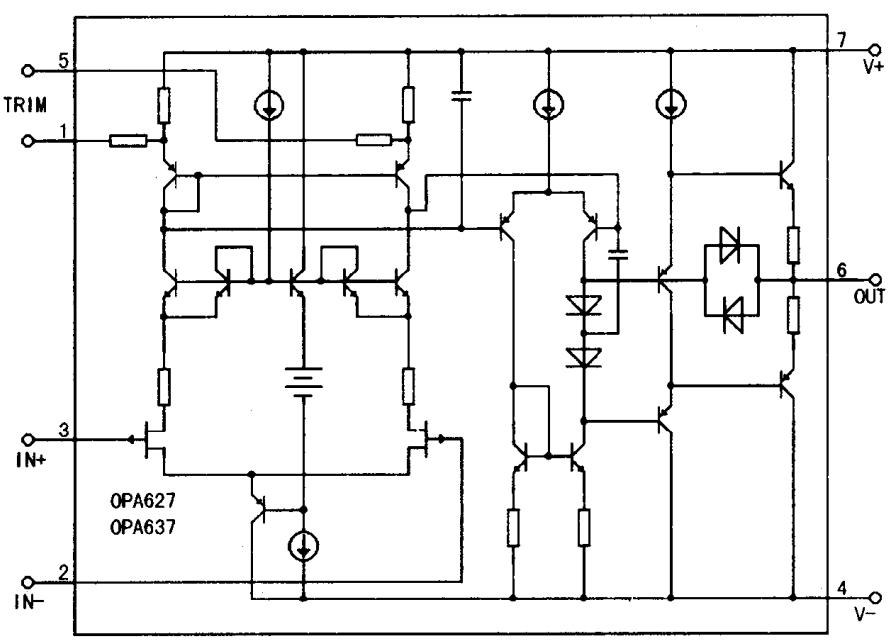


图 3.50　OPA627/637 内部电路结构

OPA627/637 的调零电路与图 3.47(b)完全相同。它的调节范围只有±10 mV。

图 3.51 示出了 OPA627 的基本连接方法。其目的主要是对输入信号进行保护。其中图 3.51(a)是缓冲器的连接法，图 3.51(b)是同相放大器的连接法，图 3.51(c)是反相放大器的连接法。对于 OPA637 器件来说，只是 8 脚不接，其它与图 3.51 相同。

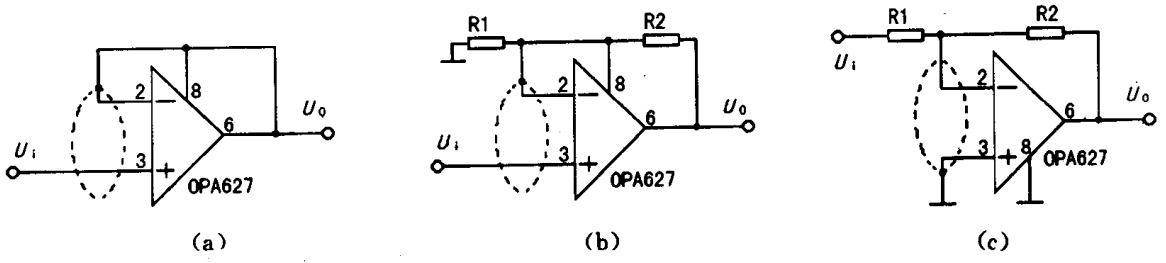


图 3.51　OPA627 基本接法

(a) 缓冲器；(b) 同相放大器；(c) 反相放大器

三、典型应用

图 3.52 是 OPA627 与除法器 DIV100 组成的自动增益控制电路。U_i 是除法器的分子电压，可能是正值或负值。除法器的输出被二极管 V1 半波整流，并由 R3、C2 组成的 RC 滤波器滤波。其直流电压与 DIV100 的内部基准电压比较。若二者存在着差值，由运算放大器 OPA627 组成的积分器输出控制信号到 DIV100 的分母输入端(D 端)来调整 DIV100 的输出。

图 3.53 是由 OPA627 与 FET 输入的 OPA606 组成的低噪声高保真电唱机前置放大电路。OPA627 作为低噪声前置放大，与电磁式拾音器配接构成性能优良的弱信号放大器，放大倍数约为 50。后级电路 OPA606 主要起音频大信号交流放大，放大倍数约为 20。整个放大器的中频段增益大约为 100 倍。由于 OPA627 和 OPA606 的高保真特性，保证了电唱机前置放大器具有极优的性能。

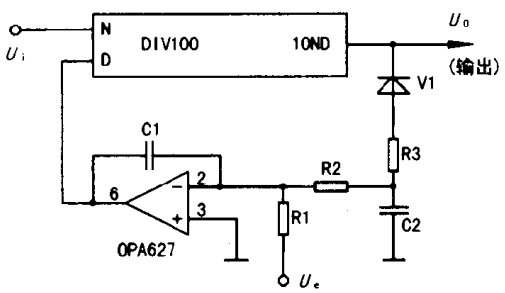


图 3.52　自动增益控制电路

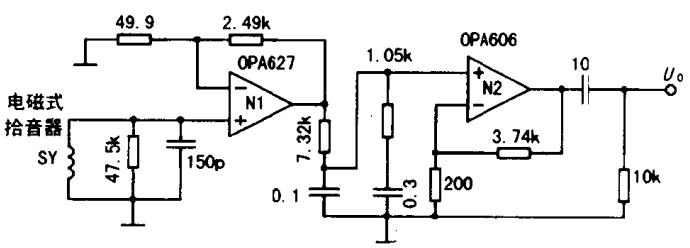


图 3.53　低噪声高保真电唱机前置放大电路

3.3.4　MAX400/480 低失调低漂移运算放大器

MAX400/480 是低失调低漂移运算放大器。其中，MAX400 失调电压非常低，在全温度范围不超过 15 μV；MAX480 除失调电压低之外，而且精度较高、耗电小、使用电压低。二者的输入阻抗是低漂移运放 OP－07 的 2.5 倍。在其它性能如温漂、失调等都优于 OP－07。尤其是 MAX400，是一只十分理想的低漂移、低失调器件。

MAX400/480 可广泛地应用在精密放大器、弱信号检测器、医疗仪器、高精度数据采

集和干电池供电系统等领域。

MAX400/480 的外形采用标准的 8 脚 DIP 和 TO－99 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 65、66、10。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 失调电压：不大于 15 μV(MAX400)，不大于 140 μV(MAX480)；

(2) 漂移：不大于 0.2 μV/℃(MAX400)，不大于 2 μV/℃(MAX480)；

(3) 稳定性：不大于 0.2 μV/℃(MAX400)；

(4) 输入偏流：不大于 3 nA(MAX480)；

(5) 噪声：峰峰值不大于 0.35 μV(MAX400)；

(6) 输出驱动电流：不小于 5 mA(MAX480)；

(7) 电源电压范围：±3～±18 V(MAX400)，±0.8～±18 V(MAX480)。

2. 主要参数

MAX400/480 的主要电性能参数分别如表 3.25 与表 3.26 所示。

表 3.25　MAX400 主要电性能参数

电源电压：V_+＝±15 V、V_-＝－15 V，常温：T_A＝＋25 ℃

参数		条件	MAX400M			MAX400C/E			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			4	10		10	15	μV
	失调电压时间系数			0.2	1.0		0.2	1.0	μV/月
	输入电压范围		±13	±14		±13	±14		V
	失调电流			0.3	2.0		0.3	2.0	nA
	偏置电流			±0.7	±2.0		±0.7	±2.0	
	输入电阻	差模	30	80		20	60		MΩ
		共模		200			200		GΩ
	共模抑制比	U_{CM}＝±13 V	114	126		114	126		dB
	噪声电压密度	f_o＝10 Hz		10.3	18.0		10.3	18.0	nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
		f_o＝100 Hz		10.0	13.0		10.0	13.0	nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
		f_o＝1 000 Hz		9.6	11.0		9.6	11.0	nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
	噪声电流(峰峰值)	0.1～10 Hz		14	30		14	30	pA
	噪声电流密度	f_o＝10 Hz		0.32	0.80		0.32	0.80	nA/$\sqrt{\text{Hz}}$
		f_o＝100 Hz		0.14	0.23		0.14	0.23	nA/$\sqrt{\text{Hz}}$
		f_o＝1 000 Hz		0.12	0.17		0.12	0.17	nA/$\sqrt{\text{Hz}}$

续表

参数		条件	MAX400M			MAX400C/E			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	电源抑制比	$U_s=\pm3\sim\pm18$ V		4	10		4	10	μV/V
	大信号电压增益	$R_L\geqslant2$ kΩ	500	1 000		500	1 000		V/mV
		$R_L\geqslant500$ Ω	150	400		150	400		
	输出电压摆幅	$R_L\geqslant10$ kΩ	±12.5	±13.0		±12.5	±13.0		V
		$R_L\geqslant2$ kΩ	±12.0	±12.8		±12.0	±12.8		V
		$R_L\geqslant1$ kΩ	±10.5	±12.0		±10.5	±12.0		V
	开环输出电阻	$U_o=0, I_o=0$		60			60		Ω
	闭环带宽	$A_{VCL}=+1$ V	0.4	0.6		0.4	0.6		MHz
	压摆率	$R_L\geqslant2$ kΩ	0.1	0.3		0.1	0.3		V/μs
	消耗功率	$U_s=\pm15$ V		75	120		75	120	mW
		$U_s=\pm3$ V		4	6		4	6	
	失调调节范围	$R_P=20$ kΩ		±4			±4		mV

表 3.26 MAX480 的主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm1.5\sim\pm15$ V，常温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	MAX480			单位
			最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			25	140	μV
	失调电流	$U_{CM}=0$		0.2	1	nA
	偏置电流			1	3	
	输入电压范围	$V_+=5$ V, $V_-=0$	0		4	V
		$U_s=\pm15$ V	−15		+13.5	
	共模抑制比	$V_+=5$ V, $V_-=0$ $0<U_{CM}<4$ V	90	110		dB
		$U_s=\pm15$ V -15 V$<U_{CM}<13.5$ V	100	130		
	输入电阻	差模，$U_s=\pm15$ V		30		MΩ
		共模，$U_s=\pm15$ V		20		GΩ
	输入噪声电压（峰峰值）	0.1～10 Hz，$U_s=\pm15$ V		3		μV

续表

参数		条件	MAX480			单位
			最小	典型	最大	
其它参数	大信号电压增益	$U_s=\pm15$ V $U_o=\pm10$ V $R_L=100$ kΩ $R_L=10$ kΩ $R_L=2$ kΩ	 700 300 100	 1200 600 250		V/mV
		$V_+=5$ V, $V_-=0$ 1 V$<U_o<$4 V $R_L=100$ kΩ $R_L=10$ kΩ	 200 100	 400 180		
	电源电流	$U_s=\pm1.5$ V		9	15	μV
		$U_s=\pm15$ V		14	20	
	压摆率	$U_s=\pm15$ V	5	12		V/ms
	容性负载	稳定工作	250	650		pF
	电源抑制比			1.0	5.6	μV/V

二、典型应用

MAX400 的调零电路与图 3.1(b)相同。MAX480 的调零电路与图 3.5(c)相同。调零电位器 R_P 最好选用 100 kΩ 多圈电位器。

图 3.54 是 MAX400 在高 Q 值陷波器中的典型接法。在双 T 滤波器的应用中，因截止频率只有远离双 T 型网络谐振频率 f_o 时才能有较好的衰减特性。换句话说一般双 T 型滤波器 Q 值不高。图示电路是它的改进型。

将滤波器的输出信号通过一个增益为 1 的电压输出器输出，并反馈到双 T 滤波器形成自举，则可以使 Q 值增加到 50 以上。

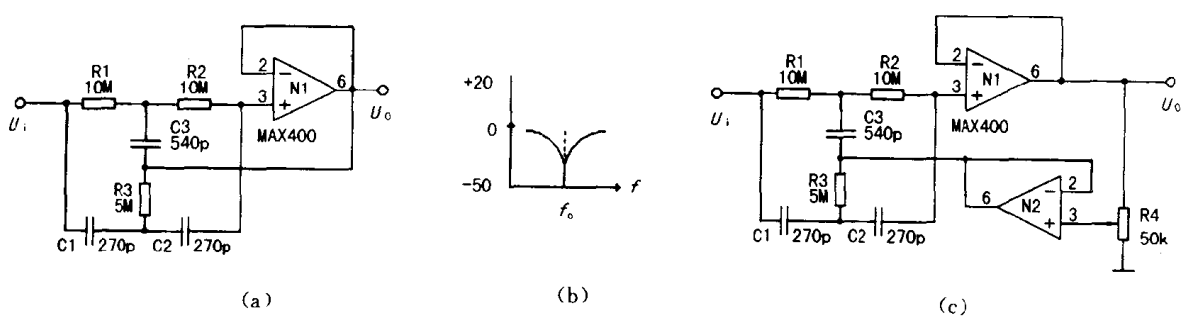


图 3.54 高 Q 值陷波器

(a) 基本电路；(b) 特性曲线；(c) Q 值可调电路

图 3.54(a)是根据这一原理构成的陷波频率 f_o=60 Hz 的滤波器。通常 R3C3 的连接点是接地点，现在接到运算放大器的输出端形成自举，Q 值随反馈量的增加而增加。

图 3.54(b)的特性曲线是具有自举电路的衰减特性。

在图 3.54(c)电路中，电位器 R4 可连续地改变电路 Q 值(从 0.3 变到 50)。陷波频率 $f_o=1/(2\pi R1C1)$。

为了防止陷波频率 f_o 漂移，要求使用镀银云母电容或碳酸盐电容和金属膜电阻。如果要求得到 60 dB 的衰减量，必需要求电阻误差小于 0.1%，电容误差小于 1%。

为了使 MAX400 稳定地工作，应加 0.01 μF 电容对电源滤波。

该电路如果加入一个倒相放大器形成负反馈，则可变成带通滤波器。

图 3.55 是由 MAX480 构成的频率可调带通滤波器。图中，R6 和 R8 是调节电位器，为了方便，可选用同轴电位器调节。在调节频率时，Q 值基本不变。图中的有源带通滤波器的 Q 值大约为 30，谐振频率可以从 150 Hz 变到 1.5 kHz，在上述频率变化范围内，Q 值变化低于 5%。

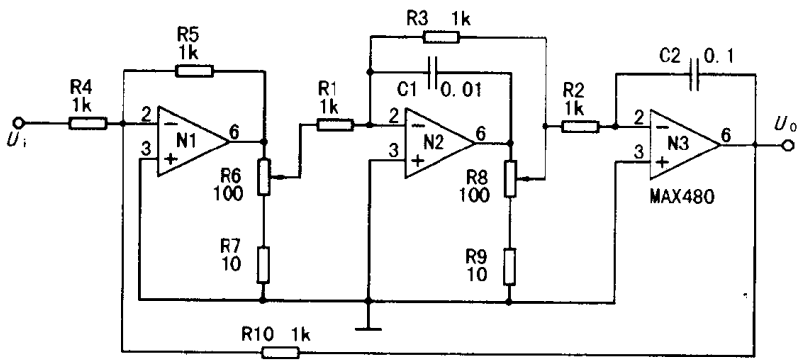


图 3.55 频率可调的带通滤波器

为了便于计算，将电位器旋至上端，这时滤波器的谐振频率 f_o 和带宽 B 分别为

$$f_o=\frac{1}{2\pi RC},\qquad B=\frac{1}{2\pi R3C}$$

式中，C=C1=C2，R=R1=R2。

因为 $$Q=\frac{f_o}{B}$$

所以 $$Q=\frac{R3}{R}$$

显然电路增益和电路 Q 值相等。

改变电位器的位置相当于加入一分压器，于是减小了通过 R1、R2 和 R3 的电流。因此可以认为等效地增加了 R1、R2 和 R3 的阻值。随着电位器的改变，滤波器的带宽和谐振频率将会改变，而电路 Q 值大致维持不变，这是因为 R1、R2 和 R3 变化相同所致。

改变电容 C1 的值，可以改变滤波器工作频率，但是带宽的可调范围不大。

3.3.5 AD647/707 超低漂移运算放大器

AD647/707 是超低漂移运算放大器。其中 AD647 是 JFET 输入双运算放大器，输入阻

抗较大。失调电压最大不超过 250 μV，温漂小于 2.5 μV/℃。而 AD707 是一种双极性通用型单运算放大器，成本较低。失调电压小于 15 μV，最大输入偏流 1.0 nA，电压温漂小于 0.1 μV/℃，电流温漂小于 25 pA/℃。二者都是较理想的低失调、低漂移放大器。

它们可广泛地应用在弱信号放大、传感器放大、I/U 变换和数据采集等许多领域。

AD647/707 的外形采用 8 脚 DIP 和 TO－99 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 17、65、66。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 失调电压：不大于 15 μV(AD707C/T)，不大于 250 μV(AD647L)；

(2) 温漂：不大于 0.1 μV/℃(AD707C/T)，不大于 2.5 μV/℃(AD647L)；

(3) 输入噪声：不大于 0.35 μV(AD707C/T，0.1～10 Hz)，不大于 4 μV(AD647，0.1～10 Hz)；

(4) 开环增益：不小于 108 dB(AD647)，不小于 120 dB(AD707)；

(5) 共模抑制比：不小于 130 dB(AD707)，不小于 80 dB(AD647)；

(6) 电源电压范围：±5～±18 V(AD647)，±3～±18 V(AD707)。

2. 主要参数

AD647/707 的主要电性能参数分别如表 3.27 和表 3.28 所示。

二、典型应用

AD707 的调零电路与图 3.1(b)、(c)相同。

图 3.56 是 AD647 双运放在 A/D 转换器中的典型接法。图中运放 N1 与 N2 组成 I/U 变换电路。由 D/A 输出的电流 I，通过 N1 的作用从 6 脚输出单极性信号，再经 R3 与 R2 及 N2 的作用，从 7 脚输出双极性电压信号，其中 R1 是用来调节满量程输出的。R6 是用来调整失调电压的(或零输出)。图中的电容 C1 和 C2 的作用是滤除高频噪声(或平滑 D/A 转换输出)。

图 3.57 是由 AD707 构成的斯密特触发器。运算放大器 AD707 是工作在开关状态。因为它没有外接补偿元件，所以具有十分短的前、后沿时间。其输出维持在±15 V。阈电平主要是由 R1 和 R2 确定。在 R5 上的电压降供给小量的正反馈以便产生所需要的滞后，并防止电路振荡。

该电路也适用于非常慢变化的输入信号。如果在放大器反相输入端和地之间加一电容器，则电路对宽脉冲或阶梯函数的输入信号具有固定的延迟时间。

图 3.58 是由 AD707 构成的典型三运放仪表放大器电路。R1 是增益电阻，电容 C1 与反馈电阻 R2 组成低通滤波器。前级 N1 与 N2 是标准的同相放大器，后级是增益为 1 的差分电路。整个电路的增益可表示为 1＋(2R2/R1)。若选 R1＝2 kΩ，增益为 101。R_P 是共模抑制调整电位器。若选用精密多圈电阻，可以达到 140 dB 的共模抑制能力。

表 3.27　AD647 的主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，室温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	AD647J			AD647K			AD647L			AD647S			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	（初始值）			1.0			0.5			0.25			0.5	μV
	温度系数	（失调电压）			10			5			2.5			5	μV/℃
	偏置电流	（双端输入）		10	75		10	35		10	35		10	35	pA
	失调电流			5			2			2			2		
	输入阻抗	差模		$10^{12}\parallel6$			$10^{12}\parallel6$			$10^{12}\parallel6$			$10^{12}\parallel6$		Ω ∥ pF
		共模		$10^{12}\parallel6$			$10^{12}\parallel6$			$10^{12}\parallel6$			$10^{12}\parallel6$		
	输入电压范围	差模		±20			±20			±20			±20		V
		共模	±10	±12		±10	±12		±10	±12		±10	±12		
	共模抑制比		76			80			80			80			dB
	噪声电压（峰峰值）	0.1～10 Hz		2				4			4			4	μV
其它参数	开环增益	$U_o=\pm10$ V $R_L\geqslant2$ kΩ	100 000			250 000			250 000			250 000			
	小信号带宽	单位增益		1.0			1.0			1.0			1.0		MHz
	全功率响应			50			50			50			50		kHz
	压摆率	单位增益	2.0	3.0		2.0	3.0		2.0	3.0		2.0	3.0		V/μs
	输出电压	$R_L=10$ kΩ $T_{min}\sim T_{max}$	±12	±13		±12	±13		±12	±13		±12	±13		V
	输出短路电流			25			25			25			25		mA
	额定电源电压			±15			±15			±15			±15		V
	工作电压范围		±5		±18	±5		±18	±5		±18	±5		±18	
	静态电流				2.8			2.8			2.8			2.8	mA

表 3.28　AD707 的主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，室温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	AD707J/A			AD707K/B/S			AD707C/T			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	（初始值）		30	90		10	25		5	15	μV
	温度系数	（失调电压）		0.3	1.0		0.1	0.3		0.03	0.1	μV/℃
	时间稳定性			0.3			0.3			0.2		μV/月
	偏置电流			1.0	2.5		0.5	1.5		0.5	1.0	nA
	失调电流	$U_{CM}=0$		0.5	2.0		0.3	1.5		0.1	1.0	nA
	输入电阻	差模	24	100		45	200		60	200		MΩ
		共模		200			300			400		GΩ
	共模抑制比	$U_{CM}=\pm13$ V	120	140		130	140		130	140		dB
	噪声电压(峰峰值)	0.1～10 Hz		0.23	0.6		0.23	0.6		0.23	0.35	μV
	噪声电流(峰峰值)	0.1～10 Hz		14	35		14	30		14	30	pA
其它参数	电源抑制比	$U_s=\pm3$～±18 V	110	130		115	130		120	130		dB
	开环增益	$U_o=\pm10$ V $R_L\geqslant1$ kΩ	3	13		5	13		8	13		V/μV
	闭环带宽		0.5	0.9		0.5	0.9		0.5	0.9		MHz
	压摆率		0.15	0.3		0.15	0.3		0.15	0.3		V/μs
	输出电压	$R_L\geqslant10$ kΩ $R_L\geqslant2$ kΩ $R_L\geqslant1$ kΩ	±13.5 ±12.5 ±12.0	±14 ±13 ±12.5		±13.5 ±12.5 ±12.0	±14 ±13 ±12.5		±13.5 ±12.5 ±12.0	±14 ±13.0 ±12.5		V V V
	开环输出电阻			60			60			60		Ω
	空载功耗	$U_s=\pm15$ V		75	90		75	90		75	90	mW
		$U_s=\pm3$ V		7.5	9.0		7.5	9.0		7.5	9.0	mW
	静态电流			2.5	3		2.5	3		2.5	3	mA

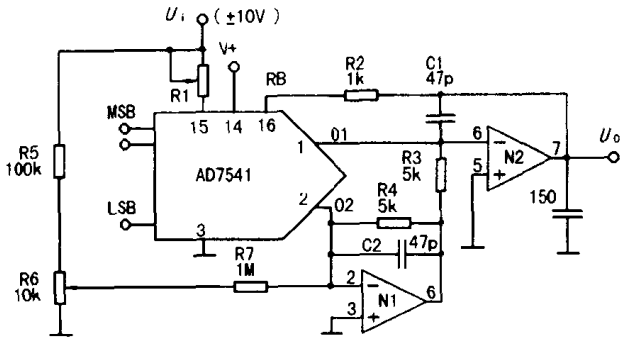


图 3.56　AD647 在 A/D 转换器中的典型接法

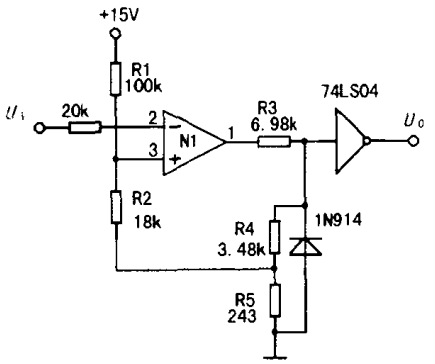


图 3.57　由 AD707 构成的斯密特触发器

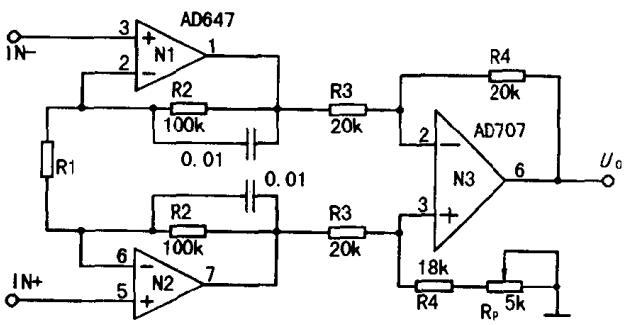


图 3.58　由 AD707 构成的三运放仪表放大器

3.4　特殊功能运算放大器

3.4.1　OPA675/676 宽带双通道运算放大器

OPA675/676 是一种与常规运算放大器既相似，又有很大差别的单片集成电路。说相似，是因为它是一个“经典的”高速运算放大器结构。其主要差别(特殊之处)在于，它内部包含有两路彼此完全独立、而特性又完全对称的差动输入级，这两个输入级可以被外部的 ECL(OPA675)逻辑电平或 TTL(OPA676)逻辑电平所选通。选通时间很快，对 ECL 约为 4 ns，对 TTL 约为 6 ns。由于这种特殊的结构和控制方式，使它具有比普通运放广阔得多的用途。尤其在调制与解调、射频和视频中应用广泛。

OPA675/676 的外形采用标准的 16 脚 DIP 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 70、71。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 快速建立时间：不大于 9 ns(1%)；

(2) 带宽：不小于 185 MHz(G=10)；

(3) 低失调：典型值为±250 μV(OPA675/676 KG)；

(4) 开关时间：不大于 8 ns(TTL 电平)；

(5) 具有双逻辑选通差动输入级。

2. 主要参数

OPA675/676 的主要电性能参数如表 3.29 所示。

表 3.29 OPA675/676 的主要电性能参数

电源电压：U_s=±5 V，常温：T_A=+25 ℃，负载：R_L=150 Ω

参数		条件	OPA675/676JG/SG			OPA675/676KG			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	DC，U_{CM}=0		±0.5	±2		±0.25	±1	μV
	失调电压平均漂移	T_{min}～T_{max}		±3	±10		±1	±5	μV/℃
	失调电压电源抑制	U_s=±4.5～±5.5 V	65	86		70	*		dB
	失调电流	DC，U_{CM}=0		0.8	5		*	*	μA
	偏置电流			23	35		*	30	
	输入阻抗	差模		4k ‖ 2			*		Ω ‖ pF
		共模		10^5 ‖ 5			*		
	输入共模电压范围		±1.25	±2.5		*	*		V
	共模抑制比	U_{CM}=±0.5 V，U_o=±1.25 V	75	100		85	*		dB
	噪声电压	10 Hz～10 MHz		7.9			*		μV
其它参数	开环电压增益	(直流)	65	70		*	*		dB
	输出电压		±2.1	±2.6		*	*		V
	输出电流			±30			*		mA
	输出电阻	1 MHz，开环		5			*		Ω
	短路输出电流			+45 −25			* *		mA mA

续表

参数		条件	OPA675/676JG/SG			OPA675/676KG			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	驱动容性负载能力	G=+2		50			*		pF
	闭环带宽	G=+5 G=+10 G=+50		145 185 60			* * *		MHz MHz MHz
	全功率响应	U_{op-p}=2.5 V G=+10	25	44		30	*		MHz
	压摆率	G=+10	200	350		240	*		V/μs
	额定电源电压			±5			*		V
	电源电压范围		±4.5		±6.5	*		*	
	静态电流	DC,I_o=0 mA		22	30		*	*	mA
注：* 表示参数与 OPA675JG/SG 相同。									

二、内部结构与应用说明

1. 内部结构

OPA675/676 简化的内部电路结构如图 3.59 所示。其中图 3.59(a)是 OPA675 与 OPA676 的相同部分，图 3.59(b)是 OPA675 的选通控制部分，它主要是 TTL/ECL 电平

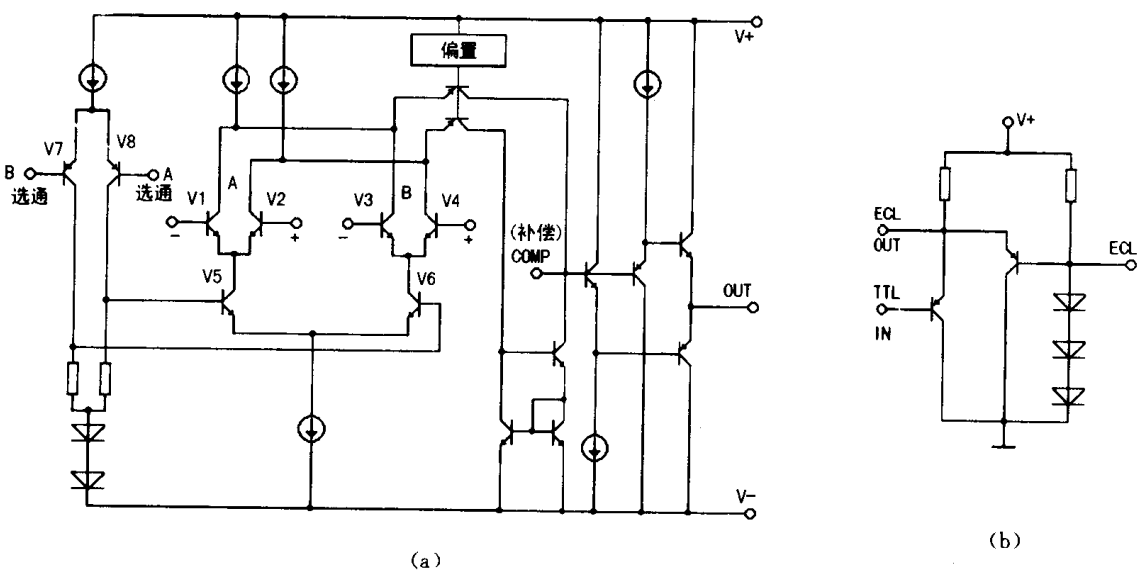


图 3.59 OPA675/676 内部电路结构

(a) OPA675/676 的共同部分；(b) OPA675/676 差别部分

移动电路。在图(a)中，选通部分 A 与 B 电路完全控制两个差分输入级 A 与 B，即通过对 V5、V6 两个三极管的控制来选通差动输入级。

OPA675/676 的中间级为双端输入、单端输出的共基极差动放大电路，并用镜像电流源作为有源负载以获得高增益。

2. 应用说明

为了保证 OPA675/676 的工作稳定性和良好的动态特性，在 5 脚和地之间加入一个小的补偿电容是有必要的。如果使用可调补偿电容，可以调节其大小来得到最佳的带宽和最小的建立时间。

对于一般的应用(如视频放大)，OPA675/676 的失调电压是足够小的。如果需要调零，可在 3、4 脚与正电源之间接入 10 kΩ 电位器来进行调整。这种调零方式将同时影响 A 和 B 两路。

由于 OPA675/676 主要应用在高频、高速电路，所以在使用时应注意以下几点：

(1) 使用 0.1～10 μF 的电容并接在器件电源脚上，进行去耦；

(2) 印制板上的信号通路应尽可能短和直，所有反馈电阻、补偿电容、负载电阻等引线长度不应超过 6 mm；

(3) 应尽可能选用片状电阻和电容，以减小寄生电感和电容对高频、高速电路的影响；

(4)在高频电路中，尽量不用线绕电阻；

(5)放大器所用电源是±5 V，若用±15 V 供电将导致器件损坏；

(6)对驱动容性负载时，要考虑负载与放大器之间的隔离。

三、典型应用

利用 OPA676 宽带开关输入运算放大器有两组特性完全相同而又互相独立的差动放大输入级，并具有由外部 TTL 逻辑电平控制分别选通的特点，可以非常方便地组成具有可选择增益的同步调制或解调器，如图 3.60 所示。若组成调制器，则模拟信号送入输入端，OPA676 上半部采用反相输入方式，增益由 R2/R1 确定。下半部采用同相输入方式，增益由 1+(R4/R3)确定，设计电路时使上、下两路增益绝对值相同。TTL 振荡时钟自 12 脚输入，使 OPA676 上、下两部分电路分别在 TTL 逻辑信号的高、低电平时工作，这样在输出端就得到与时钟同频率的正、负方波交变信号。放大器增益可通过选用不同的反馈网络电阻 R1、R2、R3、R4 确定。如将已调制的交变方波信号送入该电路输入端，并将与调制信号同步的 TTL 时钟信号送入 12 脚，即可组成同步解调器，将方波交变调制信号解调成直流模拟信号。电容 C 接在 5 脚与地之间，以抑制可能出现的高频自激。图中增益为±10，器件可工作于 185 MHz。电源电压为±5 V。

图 3.61 是 OPA676 组成的另一同步调制/解调器。由于 OPA676 有两组差动输入级，故可以分别组成反相放大(上半部分电路、增益为－5)和同相放大(下半部分电路，增益为+5)。上、下两半部分的工作或截止由外部 TTL 逻辑电平控制。当模拟信号送输入端时，在高频 TTL 时钟逻辑电平信号(送入 12 脚)控制下，输入模拟信号被斩波成与时钟同频率的正、负交变的脉冲调制信号。图中 R7(10 kΩ)电位器作电路的失调调节，使信号为零时保证输出为零，R5 (10 Ω) 电位器作调制信号正、负幅度对称度调节，保证上、下两部增益的平衡。OPA676 在增益为 5 时的带宽可达 145 MHz，16 pF 电容接在 5 脚对地以抑制可能

出现的高频自激。

当输入信号为已调制的交变脉冲信号时，将与调制信号同步的时钟脉冲(TTL 电平)送至 OPA676 的 12 脚，使上、下两部分电路交替地工作，即可将调制的高频方波解调为直流模拟信号。

该电路采用±5 V 供电，由于具有失调及均衡调节电路，因此可组成精密的同步调制、解调器。

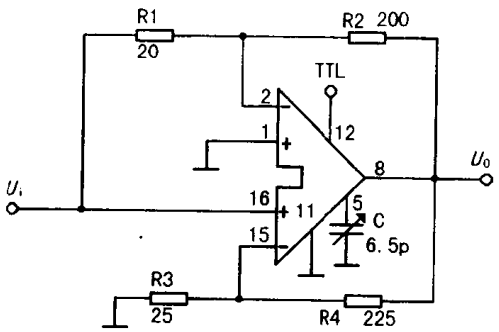


图 3.60　具有增益的同步调制/解调器

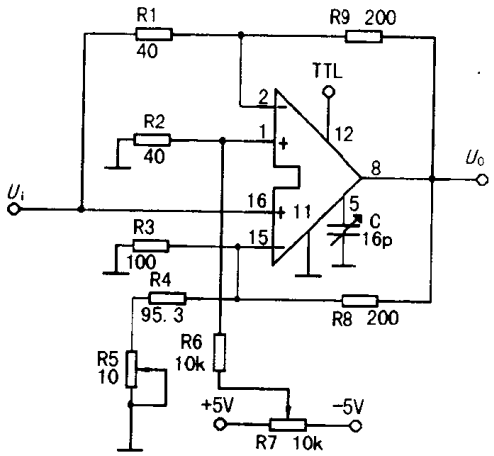


图 3.61　另一同步调制/解调器电路

图 3.62 是对音频信号调制为 455 kHz 的载波信号发生器。300 Hz～3 kHz 音频信号先经宽带精密运算放大器 OPA620(增益带宽 200 MHz、失调电压±100 μV、输出电流 100 mA)同相输入放大，增益为 2。宽带开关输入运算放大器 OPA675 组成载波发生器，经缓冲放大后的音频信号同时送到 OPA675 的 A、B 两差分输入通道。其中，A 路组成同相

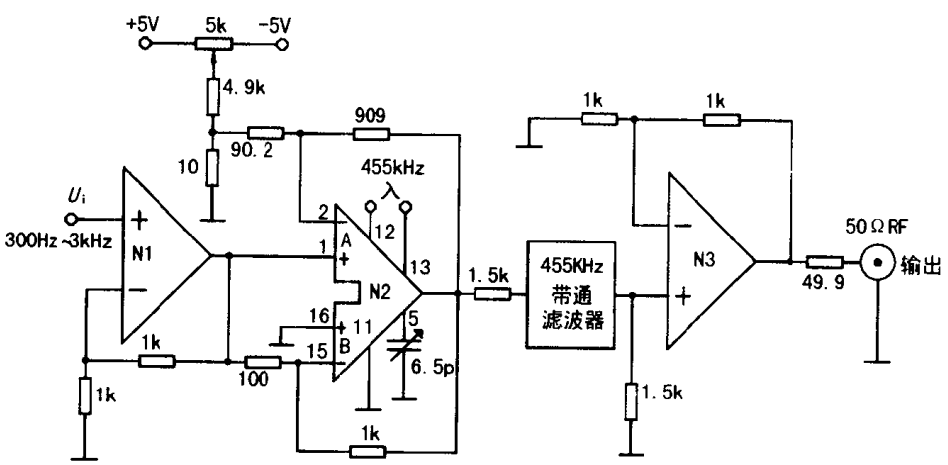


图 3.62　单边带抑制载波发生器

放大，增益为 10；B 路组成反相放大，增益为－10。接在 A 通道的 5 kΩ 电位器为调零电路，使音频信号为零时载波调制器输出为零。455 kHz 载波时钟信号(差动 ECL 逻辑电平)送入 OPA675 的 A(13 脚)和 $\overline{A}$(12 脚)，以控制 OPA675 的 A 通道或 B 通道选通。当 A 为高电平“1”、$\overline{A}$ 为低电平“0”时，B 通道选通、A 通道开路。当 A 为“0”、$\overline{A}$ 为“1”时，A 通道选通，B 通道截止。A、B 通道交替工作的结果，就将音频信号斩波成 455 kHz 的载波信号，斩波的同时将信号幅度放大 10 倍。经 OPA675 斩波调制后的方波载波信号，经 455 kHz带通滤波器选频，使输出变为正弦波，再经另一片宽带精密运放 OPA620 缓冲放大作隔离输出，输出级的增益为 2。

整个电路由±5 V 供电，接 OPA675 5 脚的 6.5 pF 电容为补偿电容，使 OPA675 有足够的稳定度。

3.4.2 OPA541/2541 大功率运算放大器

OPA541/2541 是采用双极型场效应管兼容工艺技术制造的功率型单片运算放大器。二者的最大区别在于 OPA541 是单运放，而 OPA2541 是双运放。电路结构基本相同。器件可以在±40 V 电源下工作，并连续输出 5 A 电流，还可通过一个外接电阻为运放限流或短路保护。

OPA541/2541 可在对称±40 V 下工作，也可在不对称的正负电源或单电源工作，只要总电源加起来不超过 80 V 即可。

OPA541/2541 可广泛地应用在电机驱动、伺服放大、同步激励、音频放大和数控直流电源等领域。

器件的外形采用 8 脚 TO－3 和 10 脚非标准 SIP 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 64、67、68。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 供电电源：±10～±40 V；

(2) 输出电流：10 A(峰值)；

(3) 场效应管输入：偏流小于 50 pA；

(4) 限流值可外设置；

(5) OPA541 的管脚与 OPA511、OPA512、3572 兼容，可互换使用。

2. 主要参数

OPA541/2541 的主要电性能参数分别如表 3.30 和表 3.31 所示。

表 3.30 OPA541 的主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm35$ V，常温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	OPA541AM/AP			OPA541BM/SM			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			±2	±10		±0.1	±1	mV
	失调电压漂移	$T_{min}\sim T_{max}$		±20	±40		±15	±30	μV/℃
	失调电流			±1	±30		*	*	pA
	偏置电流			4	50		*	*	
	输入阻抗	电阻		10^{12}			*		Ω
		电容		5			*		pF
	输入共模电压范围	$T_{min}\sim T_{max}$	±($\|U_s\|$−6)	±($\|U_s\|$−3)		*	*		V
	共模抑制比	U_{CM}=(±U_s−6 V)	95	113		*	*		dB
其它参数	开环电压增益	$R_L\geqslant6$ Ω，10 Hz	90	97		*	*		dB
	输出电压摆幅	$I_o=2$ A	±($\|U_s\|$−4.5)	±($\|U_s\|$−3.6)		*	*		V
		$I_o=0.5$ A	±($\|U_s\|$−4)	±($\|U_s\|$−3.2)		*	*		
	输出电流(峰值)		9	10		*	*		A
	增益带宽			1.6			*		MHz
	功率带宽	$R_L=8$ Ω，$U_o=20$ V	45	55		*	*		kHz
	容性负载	G=1，$T_{min}\sim T_{max}$	3.3			*			nF
	压摆率		6	10		*	*		V/μs
	电源电压范围	$T_{min}\sim T_{max}$	±10	±30	±35	*	±35	±40	V
	静态电流			20	25		*	*	mA

注：* 表示参数与 OPA541AM/AP 相同。

表 3.31 OPA2541 的主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm35$ V，常温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	OPA2541AM			OPA2541BM/SM			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			±2	±10		±0.25	±1	mV
	失调电压温度系数	$T_{min}\sim T_{max}$		±20	±40		±15	±30	μV/℃
	失调电流			±5	±30		*	*	pA
	偏置电流			15	50		*	*	
	共模输入阻抗	电阻		10^{12}			*		Ω
		电容		1			*		pF
	共模输入电压范围	$T_{min}\sim T_{max}$	±($\|U_s\|$−6)	±($\|U_s\|$−3)		*	*		V
	共模抑制比	$U_{CM}=\|\pm U_s\|-6$ V	95	106		*	*		dB
其它参数	开环电压增益	$R_L\geqslant6\ \Omega$，10 Hz	90	96		*	*		dB
	输出电压摆幅	$I_o=2$ A	±($\|U_s\|$−4.5)	±($\|U_s\|$−3.6)		*	*		V
		$I_o=0.5$ A	±($\|U_s\|$−4)	±($\|U_s\|$−3.2)		*	*		
	输出电流		5	7.0		*	*		A
	增益带宽			1.6			*		MHz
	功率带宽	$R_L=8\ \Omega$，$U_o=20$ V	45	55		*	*		kHz
	压摆率		6	10		*	*		V/μs
	容性负载	G=1，$T_{min}\sim T_{max}$			3.3			*	nF
	通道隔离	1 kHz，$R_L=6\ \Omega$		80				*	dB
	电源电压范围	$T_{min}\sim T_{max}$	±10	±30	±35	*	±35	±40	V
	静态电流	双放大器		40	50		*	*	mA

注：* 表示参数与 OPA2541AM 相同。

二、内部结构与应用说明

1. 内部结构

OPA541/2541 的内部电路结构如图 3.63(a)所示。其输入级是场效应管，输入阻抗很高，只需要 50 pA 以上电流就可驱动。输出级是大功率复合电路和过流检测电路。图 3.63(b)是基本接法，在这种接法中，要根据输出电流 I_L 计算 R 限流电阻。当输出电流增加到使器件内部保护晶体管的发射结导通时，片内大功率管就得到了保护。

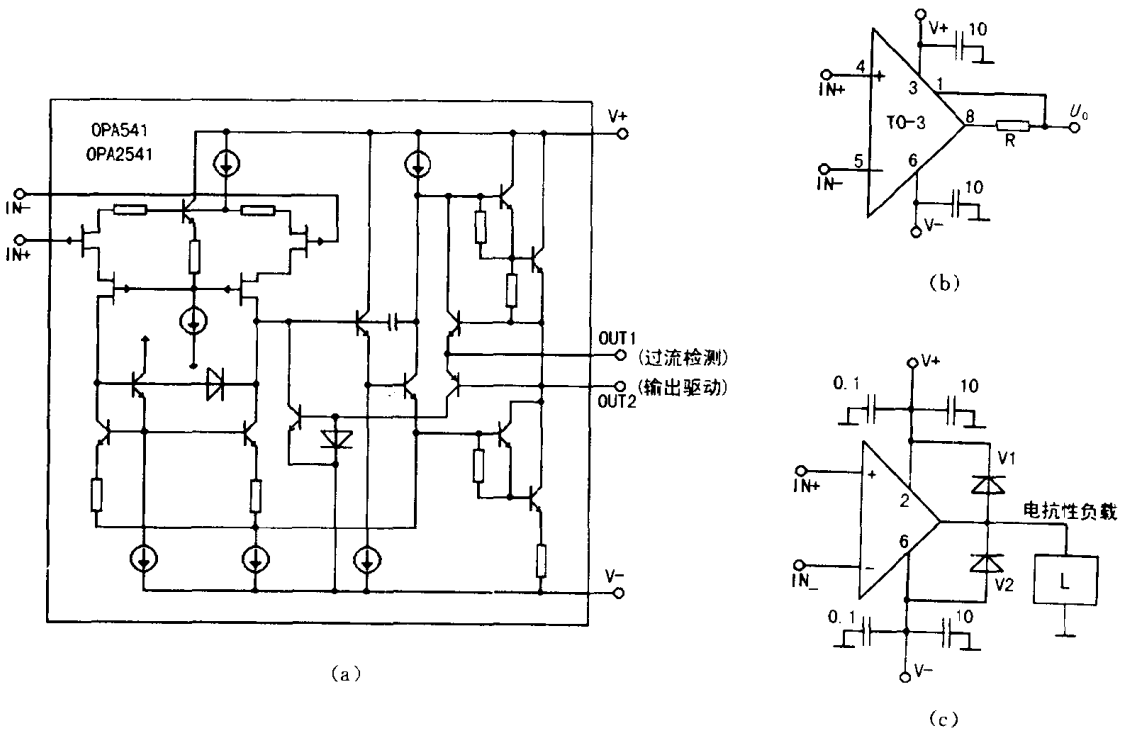


图 3.63　内部电路结构和基本接法

(a) 电路结构；(b) 基本接法；(c) 输出保护接法

对于 TO—3 封装限流电阻 R 可由下式计算：

$$R = \frac{0.809\ V}{|I_{LIM}|} - 0.057\ \Omega \tag{3-1}$$

对于 SIP 塑封限流电阻 R 可由下式计算：

$$R = \frac{0.813\ V}{|I_{LIM}|} - 0.02\ \Omega \tag{3-2}$$

式中，I_{LIM}表示运放输出最大电流，单位为安培，一般取最大输出电流的 90%。

2. 应用说明

在使用 OPA541/2541 作功率放大时，可利用限流电阻 R 为器件提供短路保护。安全的短路电流取决于使用的电源电压，因为当运放输出对地短路时，正负电源全部加到导通的输出级晶体管上，这时的限流值必须在晶体管的安全工作区内。例如对±35 V 电源，短

路保护电流值确定为 1.8 A 将是安全的。

对于负载是电抗型的，或是能产生感应电动势的应用场合，可利用图 3.63(c) 所示二极管箝位保护电路。当放大输出端出现大的感应电动势时，二极管 V1 或 V2 将导通，并将放大器输出端电压箝位在仅比正或负的电源电压绝对值高不过 2 V 的范围内，从而保护 OPA541/2541 的内部电路不被击穿。通常选用 1 A 的快速恢复二极管是实用的。

OPA541/2541 在大多应用中都需要加适当的散热片，以防止器件结温超过 150 ℃的最大额定值。

对直流输出情况，运放的功耗总是集中在上边或下边的达林顿功放管上。对交流输出，由于上、下两功率管同时交替工作，故两管的功率是平均分配的。因此，后者与前者相比其热阻较低。

在设计印制板时，应像对待高频电路一样认真，应避免流过大电流的电源线和输出通路靠近低电平输入电路，以防止出现波形失真和自激振荡。

为了电源去耦，应在器件电源脚上与地之间并接 10 μF 电容和 0.1 μF 电容。

三、典型应用

利用两只连续输出电流达 5 A 的大功率运放 OPA541 并联工作，可得到能连续输出 10 A 的功率放大器，如图 3.64 所示。N1 运放接成反相放大，电路增益由 R1 和 R2 确定。N2 运放接成单位增益缓冲器，并通过 10 kΩ 电阻接收来自增益级(N1)输出端的信号，N2 输出再与增益级输出 N1 并联后送至负载。两只 OPA541 通过外接两个 0.1 Ω 限流电阻，将 N1 与 N2 的输出电流限制在 5 A 以内。两只 20 pF 电容用于抑制高频自激。

图 3.65 是由 OPA541 和 D/A 转换器等器件组成的精密数控直流稳压电源。图中 N1 为 OPA541，N2 为 OPA27，D/A 为 DAC702。

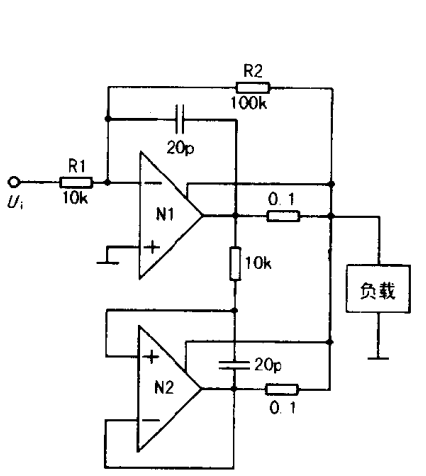


图 3.64 由两只 OPA541 构成的 10 A 功率放大器

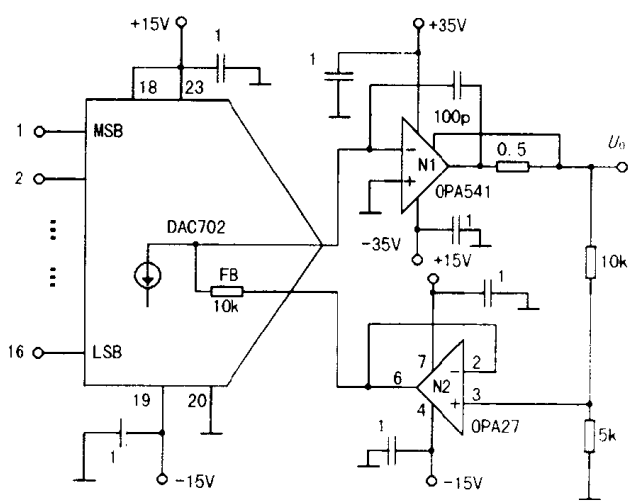


图 3.65 高精度数控电源

DAC702 在 16 位二进制控制下产生 ±1 mA 的数控电流，N1 接成 I/U 变换电路，将来自 D/A 的数控电流转换成输出电压。由于 DAC702 芯片内部的精密反馈电阻 R_F 只有

10 kΩ，利用它与 N1 结合只能输出±10 V 电压。图中利用 N1 的输出，经两个取样电阻对 N1 的输出电压采样，分压比为 1/3，再经精密运放 OPA27 隔离与反馈电阻的连通，使 I/U 变换增益比直接与 R_F 相连时增大三倍，即最大能输出±30 V 电压、1 A 电流。

图 3.66 是 OPA2541 在直流电机调速电路中的应用。该电路直流电机速度受输入直流信号控制，旋转方向与信号电压的极性相对应。图中，N1 与 N2 是 OPA2541，N3 是 INA105 单增益差动放大器，EMF 是直流电机。

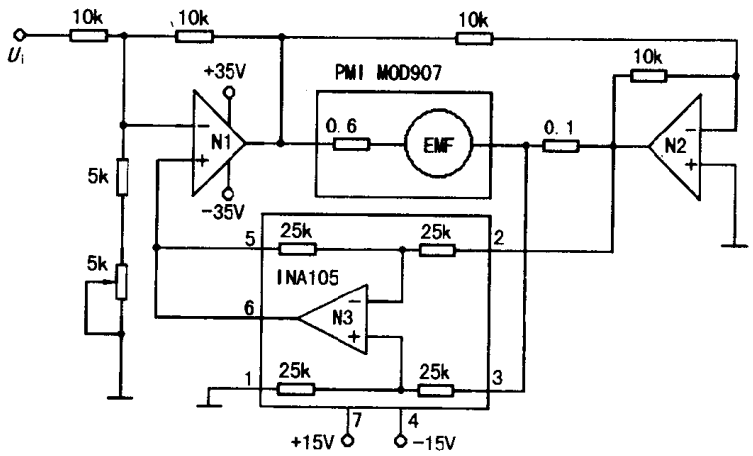


图 3.66　一种实用的直流电机调速电路

为了能充分利用电源电压作用于电机两端，用 OPA2541 二运放的单端输入、差动输出组成桥式电机驱动电路。N2 组成反相器，N1 组成反相比例放大器。N1 与 N2 的输出加到电机两端组成桥式差动功率驱动，使电机绕组上能得到约±60 V、5 A 的控制功率。为了实现稳速，调速系统采用了电流反馈，串在电机绕组回路的 0.1 Ω 电阻是取样电阻，对电流采样。采样信号经 INA105 差动输入(浮地信号)转换为单端对地输出的反馈信号送至 N2 的正输入端形成闭环控制。反馈深度可通过并接在 N1 负端 5 kΩ 电阻调节，以保证电机转速与控制信号间的对应关系。

3.4.3　LH0101 大功率运算放大器

LH0101 功率运放采用 FET 输入、功率输出，输出电流可达 5 A，有短路保护电路，可以直接驱动交流或直流电机、大电容负载和电磁负载。它的带宽在全功率范围内为 300 kHz，增益带宽 5 MHz，是较理想的大功率运放。

LH0101 大功率运放可广泛应用在直流和交流电机控制、功率激励、电缆驱动和数控电源等领域。

LH0101 外形采用标准 8 脚 TO－3 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 40。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 输出电流：5 A 的峰值电流，2 A 的连续电流；

(2) 功率带宽：典型值为 300 kHz；

(3) 输入偏流：小于 1 000 pA；

(4) 压摆率：典型值为 10 V/μs；

(5) 增益带宽：典型值为 5 MHz；

(6) 建立时间：不大于 2 μs；

(7) 具有电流保护电路。

2. 主要参数

LH0101 的主要电性能参数如表 3.32 所示。

表 3.32 LH0101 的主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，常温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	LH0101AC,LH0101A			LH0101C,LH0101			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			1	3		5	10	mV
	失调电压温度系数	$U_{CM}=0$		10			10		μV/℃
	偏置电流				300			1 000	pA
	失调电流				75			250	pA
	输入电容	$f=1$ MHz		3.0			3.0		pF
	共模抑制比	$\Delta U_i=\pm10$ V	85	100		85	100		dB
	等效输入噪声电压	$f=1$ kHz		25			25		nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
其它参数	电源抑制比	$U_s=\pm5\sim\pm15$ V	85	100		85	100		dB
	大信号电压增益	$U_o=\pm10$ V $R_L=10\ \Omega$	50	200		50	200		V/mV
	输出电压摆幅	$R_L=100\ \Omega$ $R_L=10\ \Omega$ $R_L=5\ \Omega$	±11.7 ±11 ±10.5	±12.5 ±11.6 ±11		±11.7 ±11 ±10.5	±12.5 ±11.6 ±11		V
	功率带宽(−3 dB)	$R_L=10\ \Omega$		300			300		kHz
	增益带宽	$R_L=\infty$	4.0	5.0			5.0		MHz
	压摆率	$R_L=10\ \Omega$	7.5	10			10		V/μs
	小信号上升或下降时间	$R_L=10\ \Omega$		200			200		ns
	静态电流			28	35		28	35	mA

二、内部结构与基本接法

LH0101 功率运放的内部电路结构如图 3.67(a)所示。输入是基本的 FET 放大器，输出是达林顿电路和输出保护电路。保护信号通过 SC+和 SC−引入。当过载或输出电流过

大(短路)时，通过适当的取样可使内部功率管得到保护。图 3.67(b)是其基本接法(也是一种射极输出器电路)。R1 和 R2 是保护偏置电阻，正常时内部 V1～V4 导通，其输出为达林顿电路提供偏流，若输出端短路或负载过重时，使 1、8 脚电平下降，控制 V1～V4 管子截止，最后起到保护输出管子的目的。图 3.67(c)是电源去耦电路的基本接法。加在器件的正负电源应与地之间接 0.1 μF、47 μF 的旁路电容。图 3.67(c)电路无输出保护作用，放大倍数为 R3/R1。

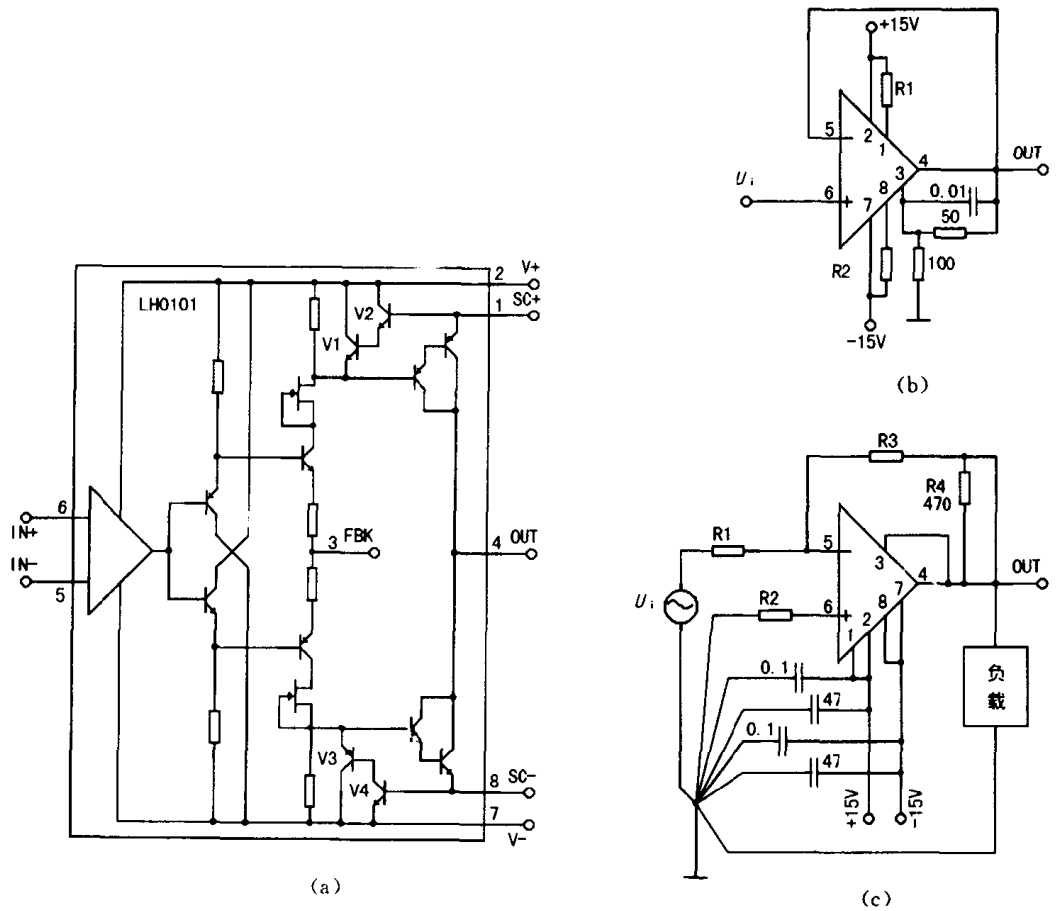


图 3.67　内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 保护电路基本接法；(c) 电源去耦接法

三、典型应用

图 3.68 是驱动电机的两种接线方法，保护电路的偏置电阻是 R1 与 R2，可以取零点几 Ω 电阻。其中图 3.68(a)是利用电机在 R6 上的压降，并通过 R5 与 R4 的反馈至 LH0101 的正输入端，与直流控制信号 U_i 至运放的负输入端，差分控制运放的输出电压，来完成闭环控制电机的目的。

图 3.68(b)是利用加在电机上的信号电压，经 R5 的反馈作用改变运放的输出，达到控制电机的目的。电路中并接在电机两端的 10 Ω 电阻与 0.01 μF 电容主要作用是防止运放

振荡。二只二极管是为了防止电机感应电势对运放的影响。

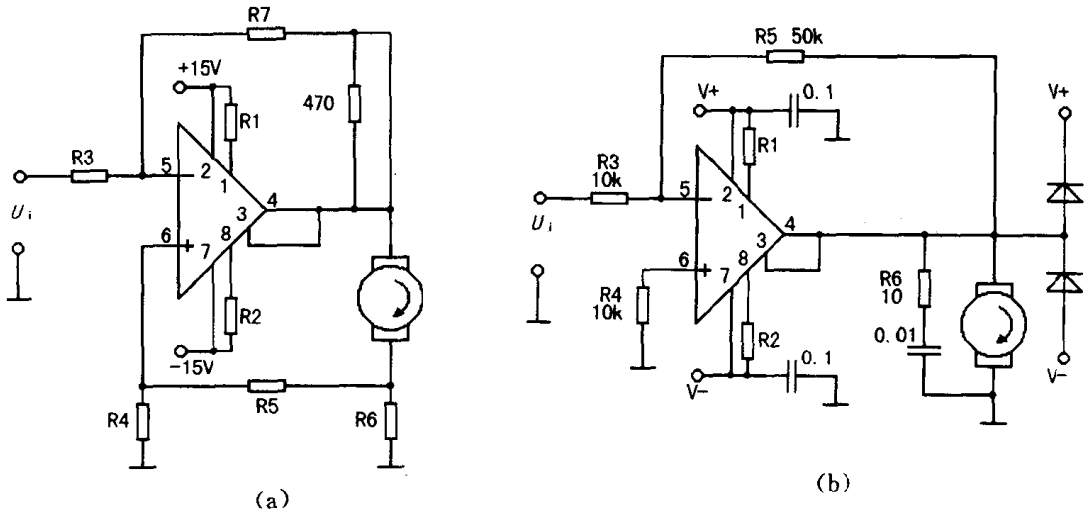


图 3.68　由 LH0101 驱动电机的两种电路

(a) 通过调节共模电压的驱动电路；(b) 通过电压负反馈的驱动电路

图 3.69 是 LH0101 在音频功率放大器中的典型应用。图中，N1 与 N2 是两片 LH0101 功放。N1 为音频正相放大，放大倍数由 R5、R7 确定。N2 为音频反相放大，放大倍数由 R6、R9 确定，正相与反相的合成由负载(扬声器)完成。

该电路电源电压为±18 V，R1～R4 为 0.15 Ω/2 W 电阻，R5 为 5 kΩ，R6 为 15 kΩ，R7～R10 为 10 kΩ。N1 与 N2 的电压放大倍数各为 1.5 倍。

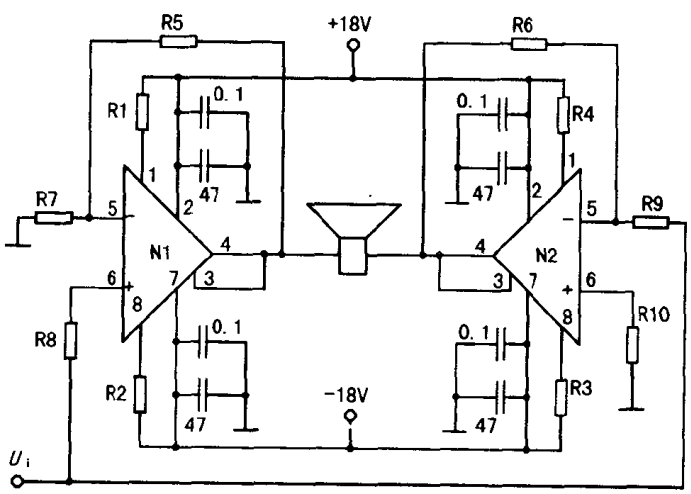


图 3.69　LH0101 在音频功放电路中的典型应用

3.4.4　3583 高压大电流运算放大器

3583 是一种由场效应管和双极型晶体管组合而成的集成电路。它可以在±50～±150 V 的高电源电压范围工作，并能给出 75 mA 的输出电流。输入级由 FET 管组成，具

有很高的输入阻抗，偏流小于 20 pA，由于采用激光修正技术，使输入级的失调电压小于±3 mV。输入端可承受高达 300 V 的差模电压和－150～＋150 V 的共模电压而不致损坏器件。

3583 可广泛应用在可编程电源电路、压电变换驱动器和高压电流源等领域。

器件外形采用标准的 TO－3 金属管壳封装结构，外壳与内部电路完全隔离。其引脚排列请见附录 B 图 1。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 宽电源电压范围：±50～±150 V；

(2) 输出电流：最小可达±75 mA；

(3) 压摆率：典型值为 30 V/μs；

(4) 输入偏流：小于 20 pA；

(5) 具有过热关断保护。

2. 主要参数

3583 的主要电性能参数如表 3.33 所示。

表 3.33　3583 的主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm150$ V，常温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	3583AM			3583JM			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压				±3			*	mV
	失调电压温度系数	$T_{min}\sim T_{max}$			±23			*	μV/℃
	失调电压时间漂移			50			*		μV/月
	失调电流	$U_{CM}=0$			±20			*	pA
	偏置电流				−20			*	
	输入阻抗	差　模		$10^{11}\parallel 10$			*		Ω ∥ pF
		共　模		10^{11}			*		Ω
	安全输入差模电压			$V_+ + \lvert V_-\rvert$			*		V
	安全输入共模电压			$V_-\sim V_+$			*		V
	共模输入电压范围	线性工作		U_s-10			*		V
	共模抑制比			110			*		dB
	噪声电压	0.01～10 Hz		5			*		μV
		10 Hz～1 kHz		1.7			*		
	噪声电流	0.01～10 Hz		0.3			*		pA

续表

参数		条件	3583AM			3583JM			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	开环电压增益	直流，空载		118			*		dB
		额定负载	94	105		*	*		
	输出电压		U_o-10			*			V
	输出电流		±75			*			mA
	输出短路电流			±100			*		mA
	单位增益带宽	小信号		5			*		MHz
	全功率带宽	$R_L=10\ k\Omega$		60			*		kHz
	压摆率			30			*		V/μs
	容性负载				10			*	nF
	工作电压范围		±50		±150	*			V
	静态电流	$I_o=0$			±8.5			*	mA
注：* 表示参数与 3583AM 相同。									

二、内部结构与基本接法

1. 内部结构

3583 的内部电路结构如图 3.70(a)所示。输入有保护电路，并采用 FET 高阻输入级。中间是三极管组合电路，有失调电压调整端，输出级是射极输出器。其内部有自动保护电路，对过热或超载均可保护。图 3.70(b)是调零电路，调零电位器 R_P 接在 4、3 脚与正电源端。

2. 基本接法与应用说明

图 3.70(c)是由 3583 构成的基本功放电路。电源电压为±50～±150 V，即 V_+接＋50～＋150 V 电压，V_-接－50～－150 V 电压。正、负电源端都并接入 0.1 μF 去耦电容。放大倍数由电阻 R1 和 R2 确定，若是同相输入，放大倍数为 1＋(R2/R1)。

为了更好地使用 3583 功放，应注意以下几点：

(1) 对于 3583 的保护，因内部设有过热保护电路，当管温升到超过 150 ℃时，过热保护电路开始起作用，并限制其输出电流。当管温降到 150 ℃以下时，电路将恢复正常工作。至于是否需要安装散热器，取决于负载和信号的具体条件。在电路输出端对地短路时，过热关断电路能有效地保护放大器，不致烧坏，但当出现对正、负电源端短路故障时，其过热关断电路就无能为力了。

(2) 参数中给出的 75 mA 输出电流并不是对任何电源电压和任何输出电压都是安全的。例如在最高电源电压下工作，在输出电压很低时，因电源电压几乎全部降在内部功率管上，75 mA 的输出电流有可能使输出级过载。

(3) 在一般使用时不需要增加输入保护电路，若在特殊情况下需要增加保护时，可在

输入端串入适当的限流电阻，并接箝位二极管。

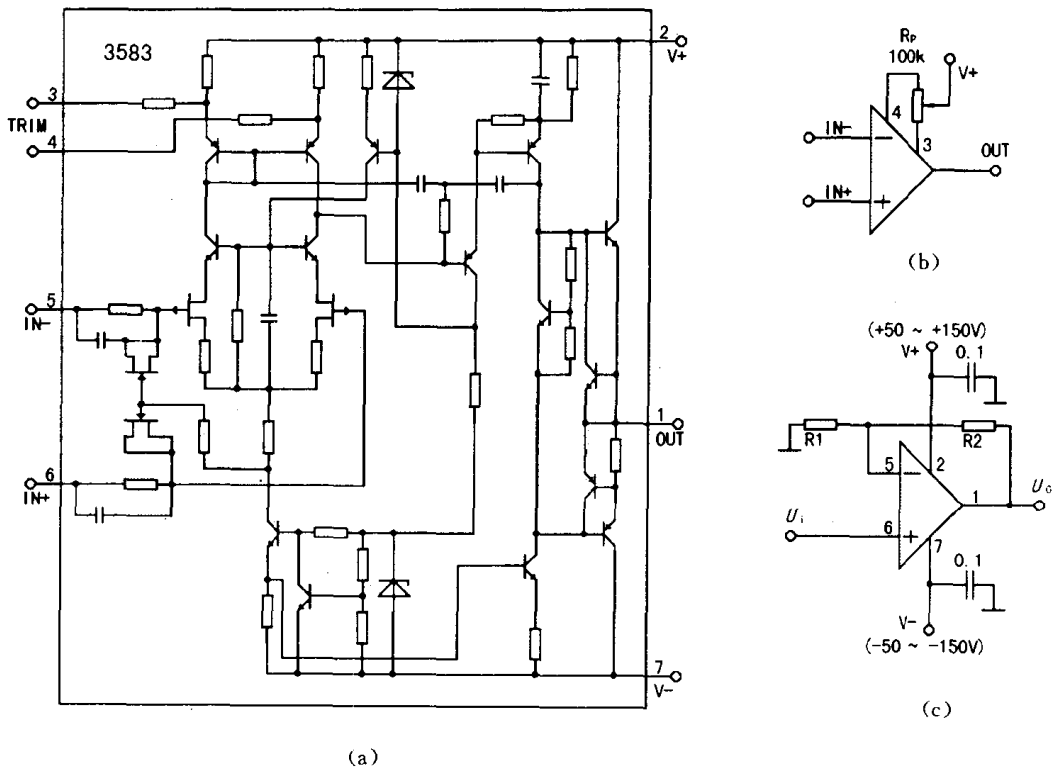


图 3.70　内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 调零电路；(c) 基本放大电路

三、典型应用

若利用超低噪声精密运算放大器 OPA27 作前置放大，用 3583 高压大电流功率运放作输入级，可以组成高保真音响的组合放大器，如图 3.71 所示。该电路最大输出功率可达几十 W 。在 20 kHz 时，其总谐波失真为 0.02%，在 1 kHz 时，总谐波失真仅为 0.002%。

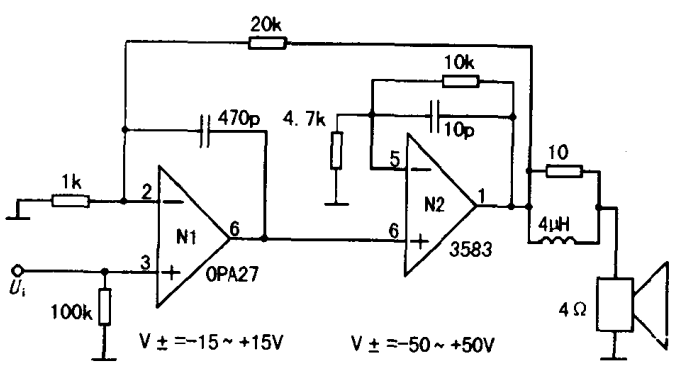


图 3.71　高保真音响组合放大器

OPA27 采用同相输入以提高输入阻抗，±15 V 供电可保证大于±12 V 的线性动态范围。3583 的同相输入增益略大于 3，±15 V 供电可保证输出有足够的动态范围。组合放大器的总增益为 20 左右。

3.4.5 VCA610 宽带电压控制运算放大器

VCA610 是宽带、连调、压控增益放大器。增益的控制是线性的，而且输入阻抗很高。它既可以设计成固定增益放大器，也可以设计成由各种电子系统控制的放大器。

VCA610 有 80 dB 的增益控制范围(从－40 dB 到＋40 dB)，增益延迟小于±2 ns，带宽达 30 MHz，噪声电压密度和电流密度分别为 2.2 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$和 1.4 pA/$\sqrt{\text{Hz}}$。输出动态范围为 70 dB，并可驱动 100 Ω 的负载，具有 200 ns 的过载恢复时间。

VCA610 可广泛地应用在超声系统、AGC 控制系统、分析仪表、有源滤波器、CCD 摄像机和声纳等领域。

VCA610 器件外形采用 8 脚标准的 DIP 和 SOIC 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 10。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 宽的增益控制范围：－40～＋40 dB；

(2) 宽的带宽：典型值为 30 MHz(小信号)；

(3) 低的噪声电压密度：不大于 2.2 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$；

(4) 快速增益压摆率：不小于 300 dB/μs；

(5) 容易使用。

2. 主要参数

VCA610 的主要电性能参数如表 3.34 所示。

表 3.34 VCA610 的主要电性能参数

电源电压：U_s＝±5 V，室温：T_A＝＋25 ℃，负载：R_L＝500 Ω

参数		条件	VCA610AP/AU			单位
			最小	典型	最大	
输入特性	输入阻抗	共模		$10^6 \parallel 1$	±2	Ω ∥ pF
	偏置电流	全增益		6		μA
	失调电流			2		
	输入电压范围	共模电压(峰峰值)	2	2.5		V
	共模抑制比			50		dB
其它参数	增益范围		－40		＋40	dB
	增益精度	－40 dB≤G≤＋40 dB		±0.5	±2	dB
	增益控制电压	G＝－40 dB(U_c＝0)～＋40 dB(U_c＝－2 V)	0		－2	V

续表

参数		条件	VCA610AP/AU			单位
			最小	典型	最大	
其它参数	小信号带宽	−3 dB，全增益		30		MHz
	大信号带宽	$U_{o\,p-p}=1$ V，G≥0		25		MHz
	压摆率	$U_{o\,p-p}=1$ V		60		V/μs
	过载恢复时间			200		ns
	输出电压摆幅（峰峰值）	G=+40 dB	2	3		V
		G=0	1	1.5		
	输出短路电流			±80		mA
	输出电阻	$f=1$ MHz，全增益		10		Ω
	额定电源电压		±4.5		±5.5	V
	工作电压范围		±4		±6	
	静态电流			26	32	mA

二、内部结构与基本接法

图 3.72(a)是 VCA610 的内部电路结构。它主要由三部分组成，N1 运放是基本的电压放大器，N2 运放是增益控制放大器，中间是增益控制电路。U_c 是增益控制电压。图 3.72(b)是等效的内部结构。电源电压为±5 V，U_c 控制电压从 0 到−2 V。对应的增益范围为−40～+40 dB。

图 3.72(c)是失调电压调整电路。输入信号从运放的负端加入，正端为调零输入。改变 R_P 之值可调节失调输出。

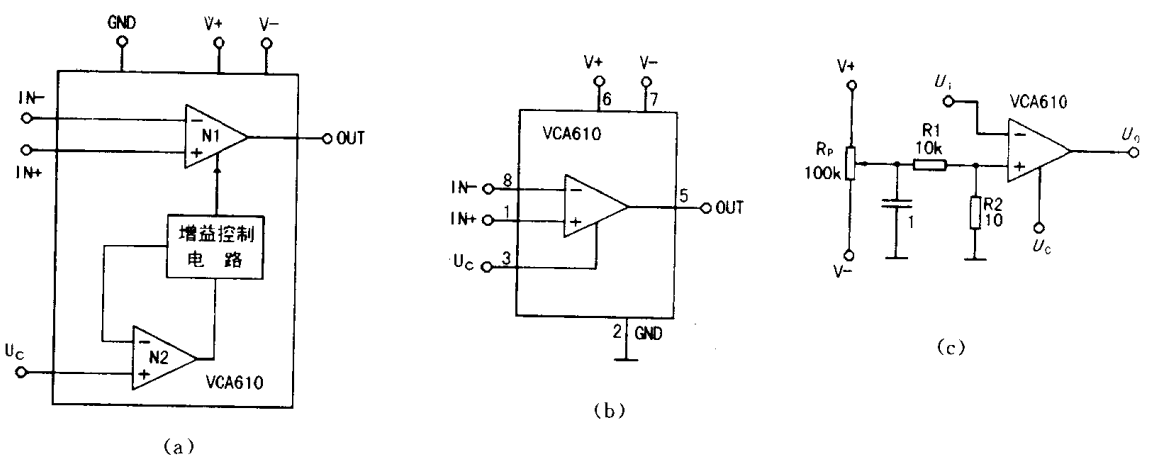


图 3.72　内部结构与基本电路

(a) 内部电路结构；(b) 内部等效结构；(c) 失调电压调整

三、典型应用

图 3.73 是 VCA610 在超声放大系统中的典型应用。图中换能器是压电陶瓷，T/R 开关用来控制发射与接收，VCA610 的输出可接 A/D 转换器，也可直接显示。VCA610 受 U_c 电压控制，U_c 波形如图下方所示。范围从－2～0 V。发射与接收应与 T/R 同步。可以看出发射时增益为－40 dB，接收时增益为＋40 dB。

图 3.74 是宽范围低噪声压控放大器。图中 N1 与 N2 为两个 VCA610，并受 U_{c1} 和 U_{c2} 的控制。表 3.35 示出了这种控制范围和增益大小。

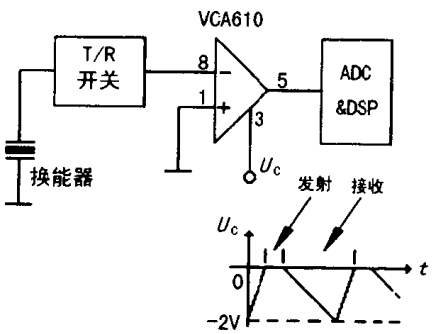


图 3.73　典型的超声应用框图

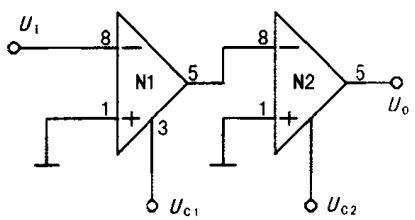
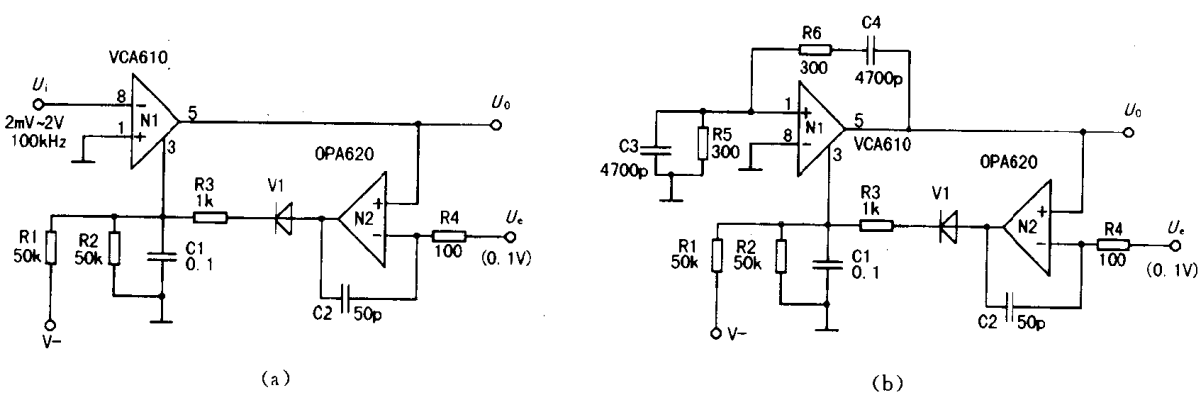


图 3.74　宽范围低噪声压控放大器

表 3.35　增益与控制电压的关系

放大器	控制电压		增　益	
	U_{c1}	U_{c2}	－80～0 dB	0～＋80 dB
N1	0～－2 V		－40～＋40 dB	
	－2 V			＋40 dB
N2		0	－40 dB	
		0～－2 V		－40～＋40 dB

图 3.75 是由 VCA610 构成的 AGC(自动增益控制)电路。其中图 3.75(a)是从输入



(a)　　(b)

图 3.75　自动增益控制电路

(a) 1 000∶1 的 AGC 电路；(b) 振荡器电路中的 AGC 电路

2 mV到 2 V 的 100 kHz 交流信号，通过 OPA620 取样放大，反馈控制 VCA610 的 3 脚，使输出可以维持一个常量。图中 U_c 是直流参考电压，一般取 0.1 V 直流。图 3.75(b)是在图 3.75(a)的基础上增加 VCA610 的正端反馈(文氏桥反馈)来稳定振荡器幅度的典型接法。图中 C3=C4=C，R5=R6=R，振荡器频率表达式为 $f=1/(2\pi RC)$。通过取样对 VCA610 增益的控制来减小振荡幅度达到稳幅的目的。

3.5 比 较 器

3.5.1 MB4204 低功耗四比较器

MB4204 是低功耗通用独立的四比较器。它可单电源或双电源工作，其输入特性与目前工业标准比较器等同。它适合作多路的比较以及干电池供电。每个比较器的输出是集电极开路输出。使用时需要外加上拉电阻。

它可广泛地应用在模拟电平到数字电平的转换、门限判断、报警设置等领域。

MB4204 的外形采用标准的 14 脚 DIP 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 57。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 宽的电源电压范围：+2～+36 V；

(2) 宽的输入共模范围：0～(U_s－1.5) V；

(3) 低的耗电电流：典型值为 0.8 mA；

(4) 低的输入偏流：典型值为 25 nA；

(5) 与 LM339 完全兼容。

2. 主要参数

MB4204 的主要电性能参数如表 3.36 所示。

表 3.36 MB4204 的主要电性能参数

电源电压：U_s=±5 V，常温：T_A=+25 ℃

参数		条件	MB4204			单位
			最小	典型	最大	
输入特性	失调电压	$U_o=U_{REF}=1.4$ V		2	5	mV
	偏置电流			25	250	nA
	失调电流			5	50	
	输入共模电压		0		U_s－1.5	V

续表

参数		条件	MB4204			单位
			最小	典型	最大	
其它参数	输出饱和电压	$U_{i-}=1\ V, U_{i+}=0$		250	400	mV
	电压增益	$R_L=15\ k\Omega$		200		V/mV
	输出漏电流	$U_{i-}=1\ V, U_{i+}=0$ $U_o=5\ V$ $U_o=30\ V$		0.1	 1	 nA μA
	大信号响应时间	$R_L=5.1\ k\Omega$		300		ns
	响应时间			1.3		μs
	电源电流	$R_L=\infty$		0.8	2	mA

二、内部结构与应用说明

MB4204 的内部电路结构如图 3.76(a)所示。该电路是MB4204 的一部分。由于其内部是独立的四个比较器，除电源与地有联系外，其它电路都是相互独立的。每个比较器由集电极输出，它是一个开路的 OC 输出。图 3.76(b)是其基本接法。在输出端应接入上拉电阻 R，R 的取值在 1～100 kΩ 之间，若输出驱动的是 TTL 电路，R 应选小一些，若输出驱动的是 CMOS 电路，R 可选大一些。它的比较方法是，当正输入端信号大于负输入端信号时，输出为高电平，否则为低电平。

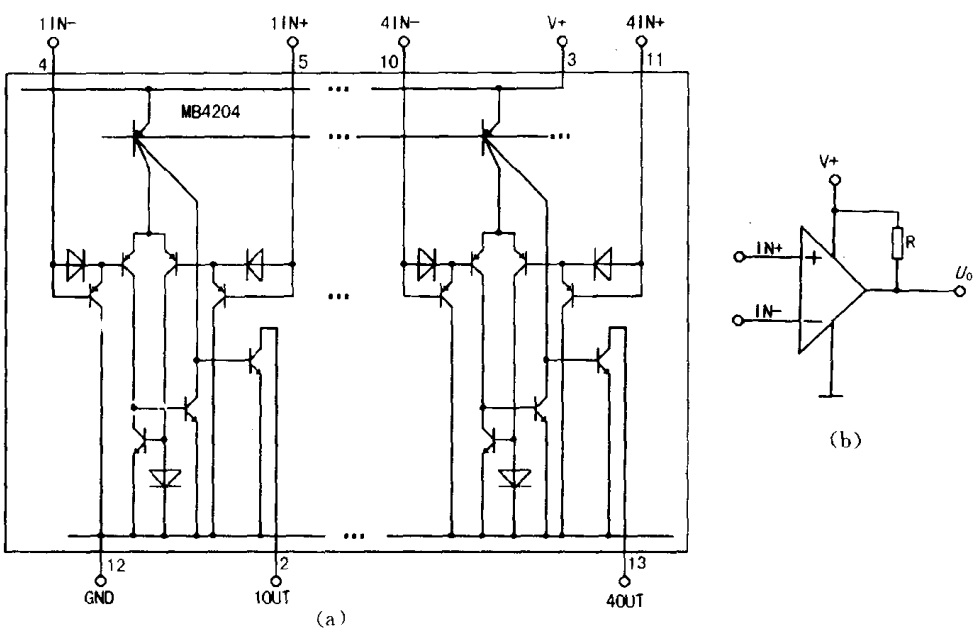


图 3.76　内部结构与基本接法

(a) MB4204 内部电路结构；(b) 基本接法

在使用 MB4204 比较器时，应注意以下几点：

(1) 在数字电路接口时，比较器的电源 V_+ 应与系统数字电路一致，GND 接地线，并接入上拉电阻；

(2) 在有些应用场合，为了逻辑低电平更低，可以将器件 GND 接入适当的负电源(例如－1.4 V 等)，正电源 V_+，可接入与使用系统相同的正电源；

(3) MB4204 四比较器与一般四运放均属 14 脚封装，但其内的器件输入、输出引脚完全不同，使用时不能接错。

三、典型应用

由于 MB4204 价格便宜，使用方便，所以用途很广。图 3.77 是由 MB4204 构成的四阶梯电平比较器。输入信号 U_i 接在 N1～N4 的正输入端。U_e 是基准电源，经 R1～R5 的分压电阻分压，给出 U_{R1}～U_{R4}四种阶梯电压。当输入信号到来时根据各自比较器输入端的信号比较输出。其关系是，当 $U_i<U_{R4}$时，N1～N4 输出均为低电平；当 $U_{R4}<U_i<U_{R3}$时，N4 输出高电平；当 $U_{R3}<U_i<U_{R2}$时，N4、N3 输出高电平；当 $U_{R2}<U_i<U_{R1}$时，N4、N3、N2 输出高电平；当 $U_{R1}<U_i$ 时，N1～N4 均输出高电平。若每个输出接发光二极管，就可通过发光二极管的发光个数来判断电平的高低。这种电路可作为电平指示器，例如收录机中的发光二极管指示等。

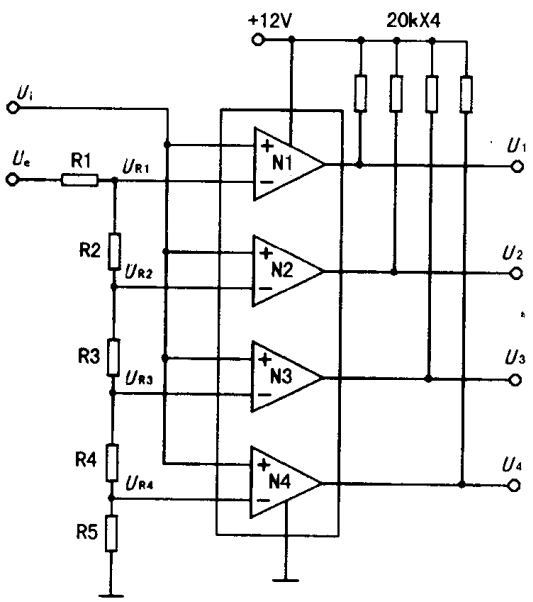


图 3.77　四阶梯电平指示电路

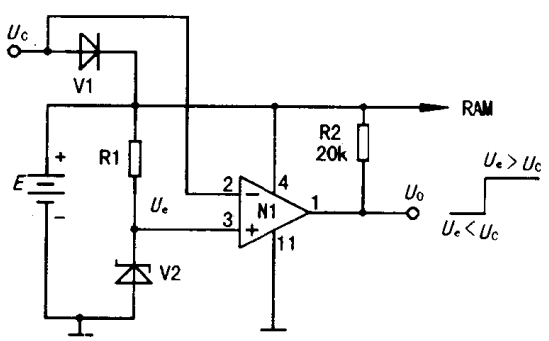


图 3.78　RAM 掉电保护电路

图 3.78 是 MB4204 在 RAM(存储器)掉电保护电路中的典型应用。图中 U_C 是 RAM 系统电源 (通常是+5 V)，它接到比较器的负端，E 是充电电池(一般为 3.6V)，V2 是稳压管(通常稳定在 2.4 V 即可)，比较器的输出接到 RAM 的封锁端。正常时因 $U_e<U_C$，输出为低电平，不封锁 RAM。但在出现故障时(突然掉电)，当 U_C 下降到小于 U_e 时，即 $U_C<U_e$，此时，比较器翻转，输出为高电平，就封锁了 RAM，使数据不被破坏。当电源 U_C 正常后，比较器又恢复到起始状态。

在这种电路应用中，电源U_C正常时可给E充电，E既给比较器供电，也必须给RAM供电。也就是说，在U_C为零时，RAM还加有电源。

3.5.2 AD96685/96687超高速比较器

AD96685/96687是超高速电压比较器。其中AD96685是单比较器，而AD96687是双比较器。它们的电路结构完全相同，只是封装引脚不同。比较延迟不超过2.5 ns，共模电压范围为−2.5～+5.0 V，比较输出能驱动50 Ω负载，能够给出30 mA电流。另外，器件有锁存输入允许控制，输出有正逻辑和负逻辑互补输出，而且有采样和保持工作模式。

两种器件可广泛地应用在高速触发器、高速传输线接收、峰值检测和门限检测等领域。

器件外形采用标准的16脚DIP和SOIC封装结构。其引脚排列请见附录B图18、54。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 比较延迟：典型值为2.5 ns；

(2) 锁存建立时间：典型值为0.5 ns；

(3) 共模抑制比：大于80 dB；

(4) 电源电压：+5 V，−5 V。

2. 主要参数

AD96685/96687的主要电性能参数如表3.37所示。

二、基本接法与典型应用

图3.79是AD96685/96687的基本接法。它与图3.76(b)的相同之处是同样具有正负比较输入端和上拉电阻输出端。不同之处是图3.79有锁存输入端LE(或$\overline{\text{LE}}$)及互补输出端Q(或$\overline{\text{Q}}$)。比较方法与图3.76(b)基本相同。只是在输入锁存信号后，可将输出保持。对于锁存信号LE(或$\overline{\text{LE}}$)的脉冲宽度有一定要求，不能随意输入(参见表3.37锁存参数)。

图3.79(a)是AD96685的基本接法，图3.79(b)是AD96687的基本接法。二者无多大差别，只是图(b)多了一个锁存信号$\overline{\text{LE}}$。在使用时，可使用LE或$\overline{\text{LE}}$其一即可。当比较信号被锁存以后，输入端变化不会影响输出，也就是所谓的保持模式。若是LE作为锁存控制，锁存的瞬间应是在LE的下降沿起作用。

图3.79中的U_T，一般接负电压，器件采用正负电源供电。

图3.80是AD96685/96687在高速采样电路中的典型应用。U_i是被采样的输入信号，U_e是参考电压。输入端与地接入50 Ω电阻，输出与−2.0 V电源接入50 Ω电阻，这是ECL电平所要求的。当输入信号$U_i > U_e$，且锁存信号LE有效时，输出就被保持为高电平。若$U_i < U_e$，且LE有效时，输出就被保持为低电平。在保持期间，若LE不是有效状态，输入的变化不会影响输出。这就实现了对输入信号的同步采样。

图3.81是AD96687在高速窗式比较电路中的典型接法。图中$+U_e$、$-U_e$是参考电压，分别接在N1的正输入端与N2的负输入端。输入信号U_i分别接至N1的负输入端与

表 3.37　AD96685/96687 的主要电性能参数

电源电压：$V_+ = +5$ V、$V_- = -5.2$ V，常温：$T_A = +25$ ℃

参数		条件	工业品温度范围：−25～+85 ℃						军用品温度范围：−55～+125 ℃						单位
			AD96685BH/BQ/BP/BR			AD96687BQ/BP/BR			ADD96685TE/TH/TQ/883			AD96687TE/TQ/883			
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			1	2		1	2		1	2		1	2	mV
	失调电压漂移	T_{min}～T_{max}		20			20			20			20		μV/℃
	偏置电流			7	10		7	10		7	10		7	10	μA
	失调电流			0.1	1.0		0.1	1.0		0.1	1.0		0.1	1.0	μA
	输入阻抗	电阻		200			200			200			200		kΩ
		电容		2			2			2			2		pF
	输入电压范围	T_{min}～T_{max}	−2.5		+5.0	−2.5		+5.0	−2.5		+5.0	−2.5		+5.0	V
	共模抑制比		80	90		80	90		80	90		80	90		dB
	输入允许	T_{min}～T_{max}													
		“1”电平	−1.1			−1.1			−1.1			−1.1			V
		“0”电平			−1.5			−1.5			−1.5			−1.5	V
		“1”电流			40			40			40			40	μA
		“0”电流			5			5			5			5	μA

续表

参数		条件	工业品温度范围：−25～+85 ℃						军用品温度范围：−55～+125 ℃						单位
			AD96685BH/BQ/BP/BR			AD96687BQ/BP/BR			ADD96685TE/TH/TQ/883			AD96687TE/TQ/883			
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	数字输出	T_{min}～T_{max} “1”电平 “0”电平	−1.1		 −1.5	−1.1		 −1.5	−1.1		 −1.5	−1.1		 −1.5	 V V
	输入到输出	“高”		2.5	3.5		2.5	3.5		2.5	3.5		2.5	3.5	ns
		“低”		2.5	3.5		2.5	3.5		2.5	3.5		2.5	3.5	
	锁存允许到输出	“高”		2.5	3.5		2.5	3.5		2.5	3.5		2.5	3.5	
		“低”		2.5	3.5		2.5	3.5		2.5	3.5		2.5	3.5	
	锁存允许	脉冲宽度 建立时间 保持时间		2.0 0.5 0.5	3.0 1.0 1.0		2.0 0.5 0.5	3.0 1.0 1.0		2.0 0.5 0.5	3.0 1.0 1.0		2.0 0.5 0.5	3.0 1.0 1.0	ns ns ns
	电源电流	T_{min}～T_{max} V_+=5 V V_-=−5.2 V		 8 15	 9 18		 15 31	 18 36		 8 15	 9 18		 15 31	 18 36	 mA mA
	电源抑制比	T_{min}～T_{max}	60	70		60	70		60	70		60	70		dB

N2 的正输入端。输出由 $\overline{Q}$ 端并通过 50 Ω 电阻接至 −2 V 电源上。该电路不接入锁存信号时，作为一般的比较器使用。需要时也可同步引入。

当 $+U_e<U_i<-U_e$ 时，输出为高电平，当 $-U_e<U_i<+U_e$ 时，输出为低电平，实现了窗式比较的功能。

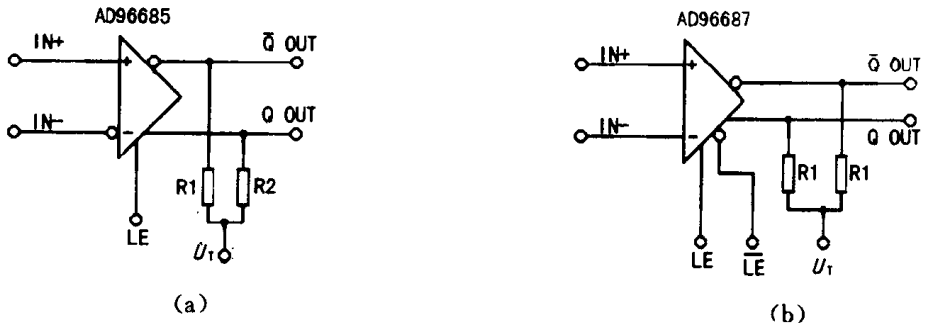


图 3.79　AD96685/96687 基本接法

(a) AD96685 的基本接法；(b) AD96687 的基本接法

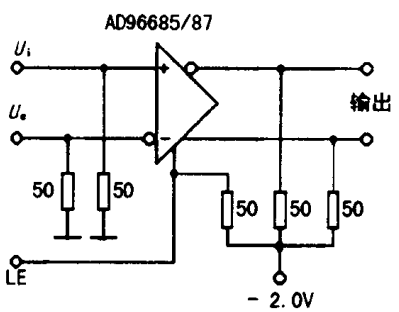


图 3.80　高速采样电路

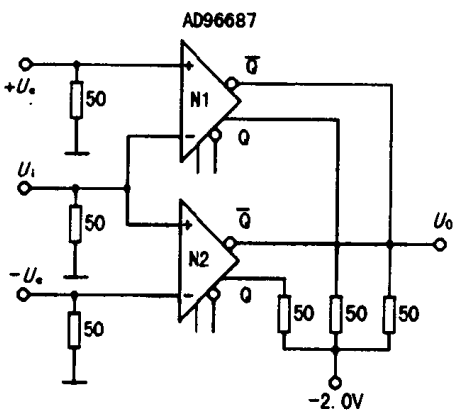


图 3.81　高速窗式比较电路

3.5.3　MC3405/3505 双比较器加双运算放大器

MC3405/3505 在一个管壳内封装了两个比较器和两个运算放大器。运算放大器的性能与 MC3403/3503 基本相同。比较器与 LM339/139 性能基本相同。器件可采用正、负电源或单电源工作。其中 MC3405 为民品，工作温度范围为 0～70 ℃，MC3505 为军品，工作温度范围为 −55～+125 ℃。

该器件由于片内既有运放，又有比较器，所以可广泛地应用在工业过程控制、门限报警、TTL/CMOS 接口和其它电平转换等领域。

MC3405/3505 的外形采用 14 脚 DIP 标准封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 58。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 片内比较器性能与 LM339/LM139 相同；

(2) 片内运放性能与 MC3403/3503 相同；

(3) 宽的电源电压范围：双电源工作为±1.5～±18 V，单电源工作为+3～+36 V；

(4) 比较器的输出与 TTL 或 CMOS 电平兼容；

(5) 耗电小，片内有频率补偿。

2. 主要参数

MC3405/3505 的主要电性能参数如表 3.38 所示。

表 3.38　MC3405/3505 的主要电性能参数

运　算　放　大　器										
电源电压：$V_+=5$ V、$V_-=0$，常温：$T_A=+25$ ℃										
参　数		条　件	MC3505			MC3405			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			2	5		2	10	mV
	失调电流			30	50		30	50	nA
	偏置电流			−200	−500		−200	−500	
其它参数	大信号开环电压增益	$R_L=2$ kΩ	20	200		20	200		V/mV
	输出电压范围	$V_+=5$ V $R_L=10$ kΩ $V_+=5\sim30$ V	3.3 V_+ −2	3.5 V_+ −1.7		3.3 V_+ −2	3.5 V_+ −1.7		V V
	通道隔离	$f=1\sim20$ kHz			120			120	dB
	电源抑制比				150			150	μV/V
	电源电流			2.5	4		2.5	4.5	mA
电源电压：$V_+=+15$ V、$V_-=-15$ V，常温：$T_A=+25$ ℃										
参　数		条　件	MC3505			MC3405			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			2	5		2	10	mV
	失调电压漂移			15			15		μV/℃
	失调电流				50			50	nA
	偏置电流			−200	−500		−200	−500	
	输入共模电压范围		$V_-\sim$ +13 V			$V_-\sim$ +13 V			V
	共模抑制比		70	90		70	90		dB

续表

参数		条件	MC3505			MC3405			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	大信号开环电压增益	$U_o=\pm10$ V, $R_L=2$ kΩ	50	200		20	200		V/mV
	输出电压	$R_L=10$ kΩ	±12	±13.5		±12	±13.5		V
	输出短路电流		±10	±30	±45	±10	±20	±45	mA
	电源抑制比			30	150		30	150	μV/V
	小信号带宽	$R_L=10$ kΩ, $U_o=50$ mV		1			1		MHz
	功率带宽	$R_L=2$ kΩ, $U_{op-p}=20$ V		9			9		kHz
	压摆率			0.6			0.6		V/μs
	电源电流			2.8	4		2.8	7	mA
比较器									
电源电压：$V_+=5$ V、$V_-=0$ V，常温：$T_A=+25$ ℃									
参数		条件	MC3505			MC3405			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			2	5		2	10	mV
	失调电压漂移			15			15		μV/℃
	失调电流			50	75		50	100	nA
	偏置电流			−125	−500		−125	−500	
	输入共模电压范围		0	V_+ −1.7	V_+ −1.5	0	V_+ −1.7	V_+ −1.5	V
	输入差模电压				36			36	
其它参数	大信号开环电压增益	$R_L\geqslant15$ kΩ		200			200		V/mV
	低电平输出电压	$I_o=-4$ mA		350	500		350	500	mV
	大信号响应时间			300			300		ns
	响应时间	$R_L=5.1$ kΩ		1.3			1.3		μs

二、典型应用

利用 MC3405 内部包含有两个运算放大器和两个比较器的特点，可以很方便地组成中心电位(U_C)和窗口宽度信号(ΔU)均能灵活调节的上、下限比较电路，如图 3.82 所示。运

放组成典型的减法器电路，同相端信号为比较器中心电位 U_C，通过电位器可在 V_+ 和 V_- 之间大范围调节，反相端信号为窗口宽度信号 ΔU，亦可通过电位器调节。因此，N1 的输出信号应为 $U_C-\Delta U$。运算放大器 N2 同相端接 U_C，反相端通过 10 kΩ 电阻接 N1 输出端，由电路可知，N2 的输出应为 $2U_C-(U_C-\Delta U)=U_C+\Delta U$。MC3405 中的两个比较器接成典型的窗口比较电路，输入信号由 U_i 端输入。上、下门限电压分别由 N2 和 N1 输出提供。由于 MC3405 中比较器输出级晶体管为集电极开路门输出，应用时需外接集电极负载电阻，并可接成公用形式。当比较器 N3 和 N4 均输出高电平时，输出端才为高电平。N3 和 N4 中只要有一个是低电平，输出就是低电平，由此可实现窗口比较。

图 3.83 是由 MC3405 构成的高低限报警电路。电路采用单电源 V_+ 供电，两个比较器 N1、N2 组成窗口比较器，阈值电压 U_{1H}、U_{1L} 由电阻 R1、R2、R3 的分压比确定，由于比较器为晶体管集电极开路门输出，故通过两个串接的 2 kΩ 电阻接到 V_+，组成与门输出。运算放大器 N3 组成多谐振荡器，在 R3=R4=R5=R 时，振荡频率 $f=0.72/R_FC$，对图示参数 $f=2.2$ kHz。运算放大器 N4 接成比较器。同相端接电容 C，为近似的三角波，反相端经 2 kΩ 电阻窗口比较器 U_C，当输入信号 U_i 在正常范围，即 $U_{1L}<U_i<U_{1H}$ 时，因 $U_C\approx V_+$ 使放大器 N4 输出近似为零的低电平，当 U_i 超过正常的高、低界限值，即 $U_i>U_{1H}$ 或 $U_i<U_{1L}$ 时，$U_C\approx 0$，放大器 N4 反相端电位近似为 $V_+/2$，而电容 C 两端压降将在 $V_+/3\sim 2V_+/3$ 之间变化，并使运放 N4 输出同频率的方波。如果在放大器 N4 输出端经缓冲电路接喇叭，这时即可发出报警声。

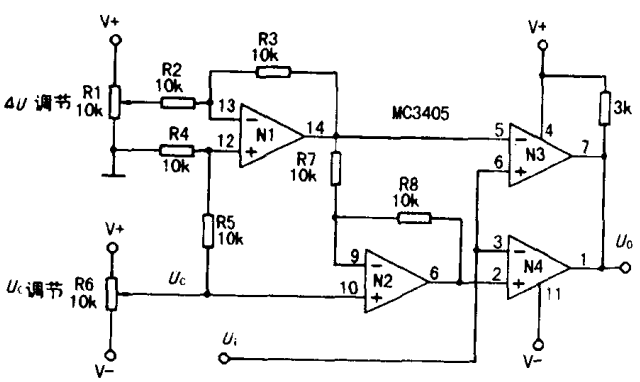


图 3.82　实用的窗口比较电路

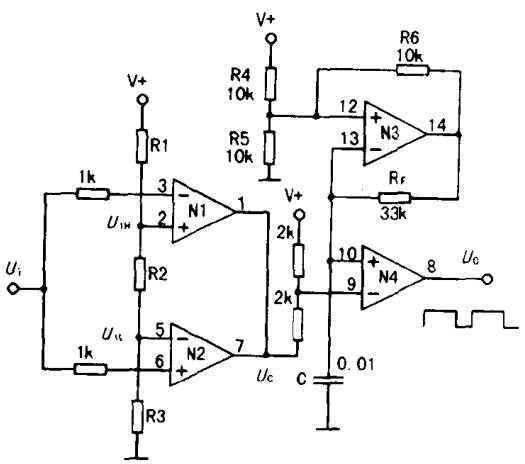


图 3.83　高低限报警电路

3.5.4　MAX907 系列高速低功耗比较器

MAX907/908/909 是高速超低功耗电压比较器。它们的不同之处在于片内封装比较器个数不同。其中 MAX908 是四比较器，MAX907 是双比较器，MAX909 是单比较器。它们的共同特点是每个运放仅需要 700 μA 的电源电流，耗电小于 3.5 mW。报警延迟仅为 40 ns。器件工作为单电源供电(MAX909 可±5 V 供电)，是比较理想的低成本器件。

它们可广泛地应用在干电池供电系统、高速的 A/D 转换系统、高速的 U/I 变换、门限

检测、高速采样和过零检测等领域。

MAX907 系列器件外形采用标准的 8 脚、14 脚 DIP 和 SOIC 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 52、53、10。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 延迟时间：不大于 50 ns；

(2) 耗电：每个比较器不大于 700 μA(3.5 mW)；

(3) 供电电源：单电源供电，+4.5～+5.5 V(只有 MAX909 为±5 V 供电)；

(4) 失调电压：典型值为 0.5 mV；

(5) 比较器输出与 TTL 逻辑电平兼容；

(6) 输入与输出具有短路保护；

(7) MAX909 内部有锁存。

2. 主要参数

MAX907 系列器件的主要电性能参数如表 3.39 所示。

表 3.39 MAX907 系列器件的主要电性能参数

电源电压：$V_+=5$ V、$V_-=0$(MAX909)，常温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	MAX907/908/909			单位
			最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			0.5	2.0	mV
	偏置电流	$U_{CM}=0$		100	300	nA
	失调电流			25	50	
	输入电压范围		−0.2		$V_+-1.5$	V
	共模抑制比			50	100	dB
	锁定输入电压	高电平	2.0			V
		低电平			0.8	
	锁定输入电流				20	μA
输出特性	输出高电平	$I_{SOURCE}=100$ μA	3.0	3.5		V
	输出低电平	$I_{SINK}=3.2$ mA		0.3	0.4	V
		$I_{SINK}=8$ mA		0.4		
	上升时间	$U_o=0.4$～2.4 V		12		ns
	下降时间	$U_o=2.4$～0.4 V		6		

续表

参数		条件	MAX907/908/909			单位
			最小	典型	最大	
其它参数	传输延迟时间	U_i=100 mV		40	50	ns
	差动传输延迟时间			1		
	电源抑制比			50	100	μV/V
	锁定建立时间			2		ns

二、典型应用

图 3.84 是由 MAX907 与 RS 触发器构成的从正弦波到方波的变换电路。电路中两个比较器有互补的性能，所以在输入信号幅度和温度变化很大时，均具有较好的抑制噪声干扰的性能，并能保证输出波形对称。

比较器 N1 的同相输入端接地，N2 的反相输入端接地，而输入信号加到 N1 的反相输入端和 N2 的同相输入端。因此，N1 和 N2 的输出在任何时候都是相反极性。当输入信号大于地电平时，N1 输出为负，N2 输出为正。这时，触发器置位，Q 端输出为“1”；当输入低于地电平时，N1 输出为正，N2 输出为负，故触发器复位，Q 端输出为“0”。

通过上述过程，当输入端加有正弦波时，在输出端 Q 或 $\overline{Q}$ 就可得到方波信号，方波信号的频率与输入正弦波的频率相同。MAX907 是高速器件，故可输入上百 kHz 的正弦波，并得到不失真的变换。

图 3.85 是由 MAX907 构成的斯密特触发器。图中 $-U_e$ 是负参考电压，U_i 是正逻辑输入，$-U_e$ 和 U_i 的作用结果去驱动比较器的负端。比较器的正端信号是由输出信号 U_o 通过 R5、R3、R4 反馈得到的。

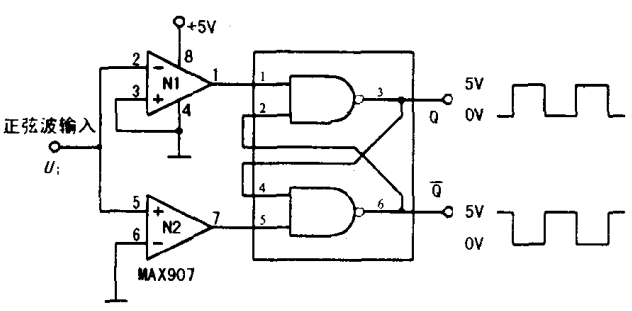


图 3.84 由 MAX907 构成的从正弦波到方波的变换电路

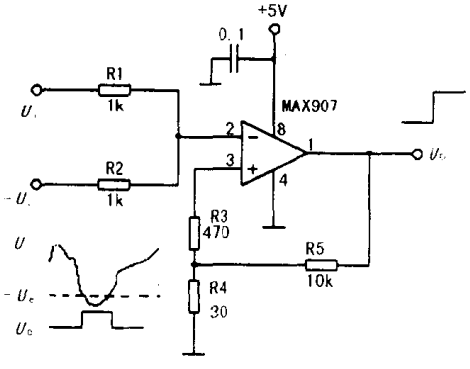


图 3.85 用 MAX907 比较器构成的斯密特触发器

为了减小失调电压，应保证 R3+R4=R1//R2，为了避免比较器在线性区产生振荡，应引入适当的滞后电压。滞后量可由 R4/(R4+R5)×U_o 计算。图中参数，其滞后量为

9 mV。图 3.85 的右下角示出了输入信号与输出信号的对应关系。

3.5.5 MAX931 系列低成本超低功耗比较器

MAX931/932/933/934 是低成本超低功耗比较器。它们的不同之处是：MAX931 为单比较器，MAX932/933 为双比较器，MAX934 为四比较器。其比较器的种类与上面介绍的比较器无多大差别，只是 MAX931 系列比较器在芯片内部封装有常用的稳压二极管。这就为设计者带来了极大的方便。尤其是 MAX932/933 已将稳压二极管在内部连接好了。

在 MAX931 系列比较器中，工作电源电压很宽。可以从＋2.5～＋11 V 之间选定。MAX931 和 MAX934 具有单独的地，允许从±1.25～±5.5 V 双电源工作。而且 MAX934 还可在＋1 V 的低电源下工作。

MAX931 系列比较器可广泛地应用在电池供电系统、窗式比较电路、振荡器电路和报警电路等领域。

MAX931 系列器件的外形采用标准的 8 脚、16 脚 DIP 和 SOIC 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 10、52、53。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 超低功耗：静态电流不大于 4 μA(MAX931)；

(2) 电源电压：单电源：＋2.5～＋11 V，双电源：±1.25～±5.5 V；

(3) 内部有：1.182(1±0.02) V 的基准；

(4) 比较器输出与 TTL/CMOS 电平兼容；

(5) 延迟时间：不大于 12 μs；

(6) 使用方便、成本低。

2. 主要参数

MAX931 系列比较器的主要电性能参数如表 3.40 所示。

表 3.40 MAX931 系列比较器的主要电性能参数

电源电压：$V_+=5$ V、$V_-=GND=0$，常温：$T_A=T_{min}\sim T_{max}$

参数		条件	MAX931/932/933/934			单位
			最小	典型	最大	
电源参数	电压范围		2.5		11	V
	电流	$IN_+=IN_-=+100$ mV $T_A=25$ ℃ MAX931 MAX932 MAX933 MAX934		 2.5 3.1 3.1 5.5	 3.2 4.5 4.5 6.5	μA

续表

参数		条件	MAX931/932/933/934			单位
			最小	典型	最大	
比较器特性	输入失调电压	$U_{CM}=2.5$ V			±10	V
	输入共模电压范围		V_-		$V_+-1.3$	V
	共模抑制比	$V_-\sim V_+-1.3$ V		0.1	1.0	mV/V
	电源抑制比	$V_+=2.5\sim11$ V		0.1	1.0	mV/V
	响应时间	$T_A=+25$ ℃,10 pF 10 mV 过压 100 mV 过压		 12 4		 μs μs
	噪声电压	100 Hz～100 kHz		20		μV
	输出高电平	$I_o=17$ mA	$V_+-0.4$			V
	输出低电平	$I_o=1.8$ mA MAX932/933 MAX931/934			$V_-+0.4$ GND+0.4	V V
参考电源	参考电压	$T_A=0\sim70$℃	1.158	1.182	1.206	V
		$T_A=-40\sim+85$ ℃	1.147		1.217	
	电流源	$T_A=+25$ ℃	15	25		μA
	噪声电压	100 Hz～100 kHz		100		μV

二、内部结构

图 3.86 示出了 MAX931/932/933/934 的内部结构与引脚关系。三种结构各有特点，MAX931/934 具有独立的地和正、负电源端，其内均有二极管，其中 MAX932/933 已将两比较器的负端与稳压基准接在一起，并有滞后输入控制端。在使用单电源供电时，对于图 3.86(a)和(c)应将负电源 V_- 接在地线上。

三、典型应用

图 3.87 是 MAX933 在电源检测窗式比较器中的应用。U_i 是电压输入信号（被检测的电源电压）。可以将其设计成当 $U_i<4.5$ V 时为欠压输出，低电压有效。当 $U_i>5.5$ V 时为过压输出，低电平有效，当 4.5 V$<U_i<$5.5 V 时为正常输出，高电平有效。

在设计该电路时，关键是计算 R1、R2 和 R3 之值以及确定滞后电压，即计算 R4 与 R5 的比值。

1. R1 的确定

R1 应根据比较器的漏电流(同相输入)小于 1 nA 的原则确定。R1 可在 100 kΩ～1 MΩ 之间选择。作为一个例子，可取 R1=294 kΩ。

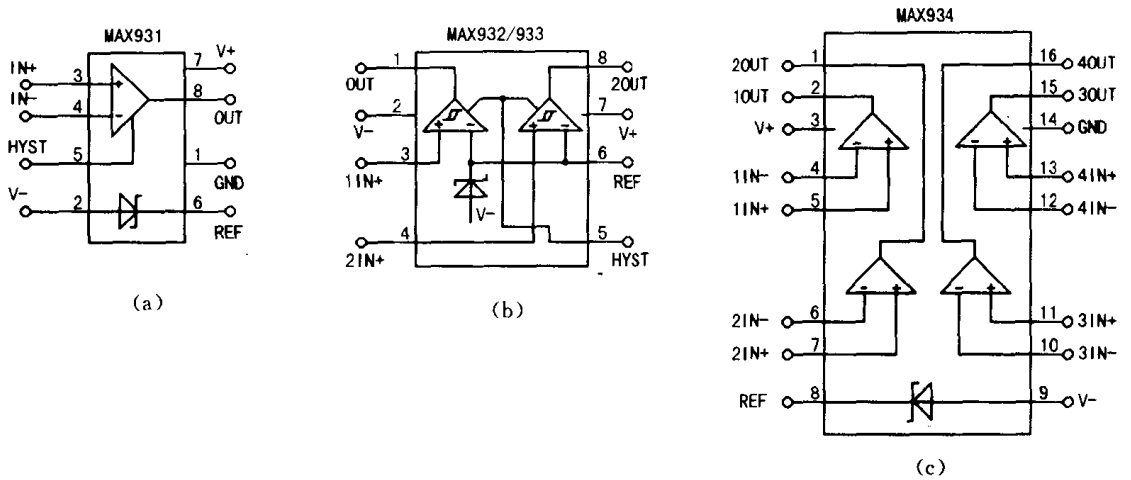


图 3.86　MAX931 系列内部结构

(a) MAX931 内部结构；(b) MAX932/933 内部结构；(c) MAX934 内部结构

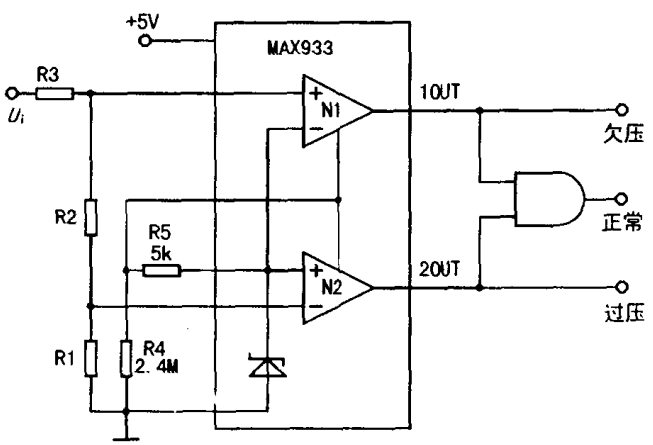


图 3.87　电源电压检测窗式比较器

2. 计算 R2+R3

根据过压的原则计算 R2+R3，其公式是

$$R2 + R3 = R1 \times \left(\frac{U_{OV}}{U_{RE} + U_H} - 1 \right)$$

式中，U_{OV}是过压电压(+5.5 V)；U_{RE}是基准电压(1.182 V)；U_H 是滞后电压(0.005 V)。可得：R2+R3=1.068 MΩ。

3. 计算 R2

根据欠压的原则计算 R2，其公式是

$$R2 = (R1 + R2 + R3) \times \frac{U_{RE} + U_H}{U_{UN}} - R1$$

其中，U_{UN}是欠压电压(+4.5 V)。

所以可得：R2=62.2 kΩ，可取 R2=61.9 kΩ(1%的精度)。

4. 计算 R3

R3=(R2+R3)−R2=1.068 MΩ−61.9 kΩ=1.006 MΩ，可取 1 MΩ 电阻(1%的精度)。

5. R5 的计算

R5 通常由滞后电压(U_H)和反馈电流(I_{REF})决定，并按下式计算：

$$R5 = \frac{U_H}{2 \times I_{REF}}$$

为了计算方便，可取 $I_{REF}=0.5\ \mu A$，这时可得 R5(kΩ)$=U_H$(mV)，对于本例，因为 $U_H=5$ mV，所以 R5=5 kΩ。

6. R4 的计算

R4 可由下式计算：

$$R4 = \frac{1.182 - \frac{U_H}{2}}{I_{REF}}$$

得 R4=2.359 MΩ，取标称值为 2.4 MΩ。

图 3.88 是 MAX933 在二级低压检测电路中的典型接法。U_i 是被监控的电压，当 U_i 高于设定门限电压时，输出为高，否则输出为低。根据这种设计思想，就可得到二级指示电压正常与否的检测电路。图中门限电压的设定，必须是窗式的，即有上限和下限。R1～R5 的计算及确定方法与图 3.87 基本相同。

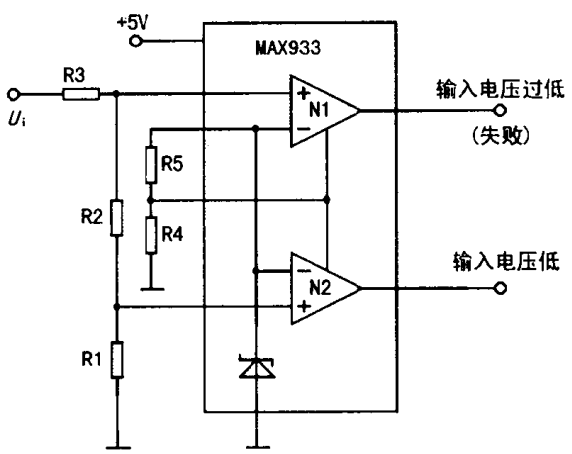


图 3.88　二级低压检测电路

第4章

变送器/变换器与滤波器

4.1 精密电流变送器

4.1.1 XTR101 低漂移 4～20 mA 二线变送器

XTR101 是包含有精密仪用放大器在内的二线 4～20 mA 变送器。它是用输入电压控制输出电流的一种集成电路。由于输出的是电流信号，所以可远距离传送。片内集成有精密的恒流源、匹配精密电阻和放大器。输入采用差分式，可以直接输入被传送的电压信号，也可通过芯片本身的结构设计，对热电偶、热电阻、压力、应变、电桥等传感信号直接放大变换。它是比较理想的一种变送器件。

XTR101 可广泛地应用在工业过程控制、电阻电桥输入、热电偶、远距离测量和动力系统监测等领域。

XTR101 的外形采用标准的 14 脚、16 脚 DIP 和 SOL 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 82。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 输入阻抗：差模典型值为 300 MΩ，共模典型值 10 GΩ；

(2) 失调电压：不大于 30 μV(XTR101BG)；

(3) 温漂：不大于 0.75 μV/℃(XTR101BG)；

(4) 非线性：不大于 0.01%；

(5) 电源电压范围：+11.6～+40 V；

(6) 二线制工作，输出 4～20 mA；

(7) 具有很高的抗干扰性。

2. 主要参数

XTR101 的主要电性能参数如表 4.1 所示。

二、内部结构与基本接法

XTR101 的内部简化电路结构如图 4.1 所示。N1、N2 运放作为仪用放大器，由 N3、V1、R1 和 R2 组成电流源。由于运算放大器在线性工作时其两输入端电位近似相等，当来

表 4.1 XTR101 的主要电性能参数

电源电压：$+U_s=24$ V，室温：$T_A=+25$ ℃，负载：$R_L=100$ Ω

参数		条件	XTR101AG			XTR101BG			XTR101AP			XTR101AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			±30	±60		±20	±30		*	±100		*	±100	μV
	失调电压温漂			±0.75	±1.5		±0.35	±0.75		*	*		*	*	μV/℃
	失调电流			10	±30		*	±20		*	*		*	*	nA
	失调电流温漂			0.1	0.3		*	*		*	*		*	*	nA/℃
	偏置电流			60	150		*	*		*	*		*	*	nA
	偏置电流温漂			0.30	1		*	*		*	*		*	*	nA/℃
	输入阻抗	差模		0.4 ‖ 3			*			*			*		GΩ ‖ pF
		共模		10 ‖ 6			*			*			*		
	输入电压范围	满量程	0		1	*		*	*		*	*		*	V
	共模抑制比	DC	90	100		*	*		*	*		*	*		dB
	电源抑制		110	125		*	*		*	122		110	122		
	共模电压范围		4		6	×		*	*		*	*		*	V
	工作电压范围		+11.6		±40	*		*	*		*	*		*	

续表

参数		条件	XTR101AG			XTR101BG			XTR101AP			XTR101AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输出特性	输出电流	线性工作	4		20	*		*	*		*	*		*	mA
		降低性能	3.8		22	*		*	*		*	*		*	
	电流限制			28	38		*	*		31	*		31	*	
	失调电流误差	I_{os}，I_o=4 mA		±3.9	±10		±2.5	±6		±8.5	±19		±8.5	±19	μA
	满量程电流误差	满量程 20 mA		±20	±40		±15	±30		±30	±60		±30	±60	
	负载电阻	I_o=20 mA			600			*			600			*	Ω
		$+U_s$=+40 V I_o=20 mA			1 400			*			1 400			*	
	电流源幅度			1			*			*			*		mA
	电流源输出阻抗		10	20		*	*		*	15		*	15		MΩ

注：* 表示参数与 XTR101AG 相同。

自输入端信号（IN－，IN＋）分别加在 N1、N2 运放的同相端时，根据运放的“虚通”原理，6、4 脚等电位，5、3 脚等电位。故量程调节端 5、6 脚电位差即为输入信号 U_i，并形成量程电流(U_i/R_s)。当 $U_i=0$ 时，内部电路与恒流源电流 I_1、I_2 一起使输出电流 $I_o=4$ mA(变送器的零位输出)。当 U_i 不为零时，则有电流 U_i/R_s 流过 V1，使输出电流 I_o 增大。为使在满量程输入，即 U_i 为最大时，I_o 达到 20 mA 的标准满量程电流，可以通过确定 R_s 量程电阻实现。R_s 可由下式计算，也可在实际使用时，通过调节 R_s(可用电位器)之值实际确定：

$$I_o=4\ \text{mA}+(0.016+\frac{40}{R_s})U_i \qquad (4-1)$$

在用(4－1)式计算 R_s 时，可取 $I_o=I_{o\,max}=20$ mA，$U_i=U_{i\,max}$，即可得 R_s 之值。

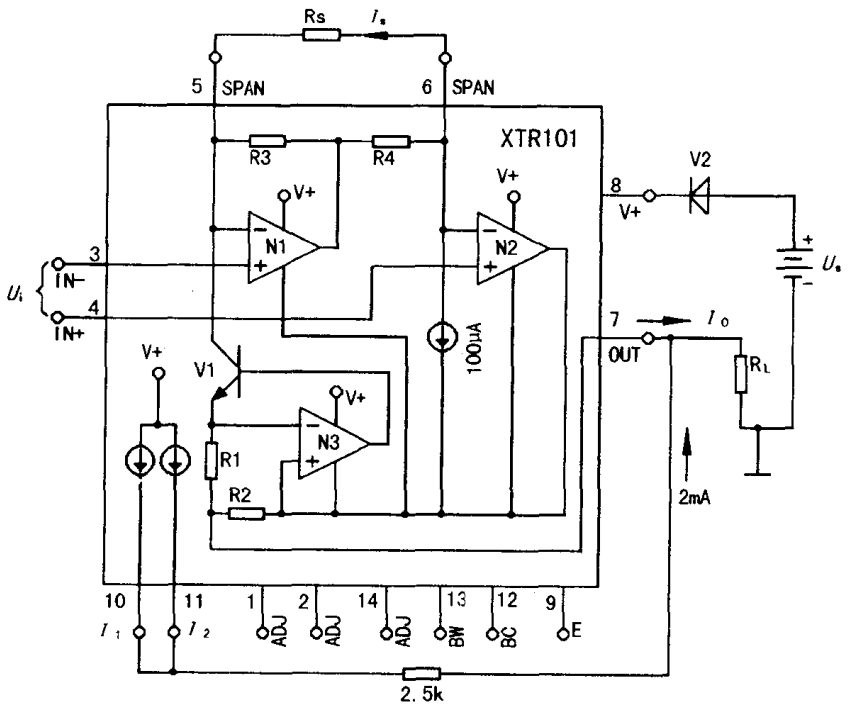


图 4.1　XTR101 内部简化电路结构图

为了帮助读者正确使用 XTR101，特作以下说明：

(1) 从图 4.1 可以看出，I_o 是单向(从 7 脚流出)的，所以加在 3、4 脚的电压 U_i 必须为正。即 4 脚(IN＋)电位必须大于 3 脚(IN－)电位；

(2) 为使 U_i 在 $R_s=\infty$ 时，I_o 输出电流上限不超过 20 mA，U_i 必须大于 1 V；

(3) 恒流源(分别为 1 mA)输出脚 10、11 不论是否接有电阻，都必须接到 7 脚；

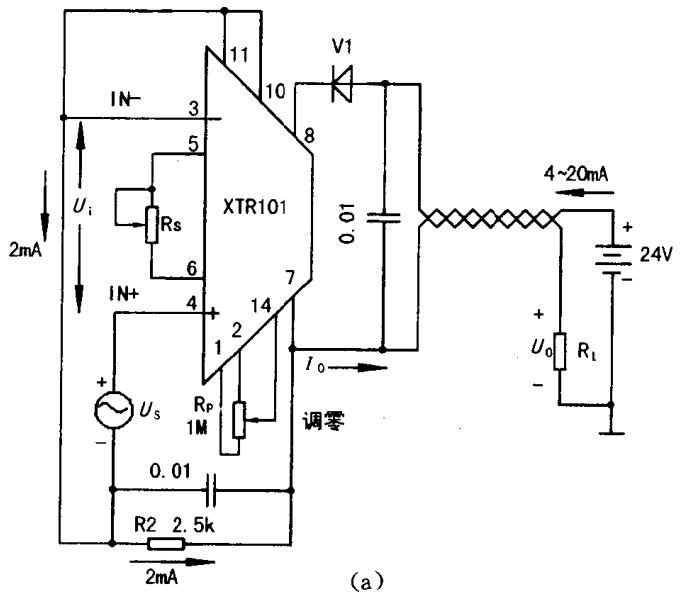
(4) 量程调节端(5、6 脚)根据实际需要可接入 R_s，也可不接；

(5) XTR101 具有极低的失调电压，在大多数场合无需再调零。若要调零，可在 1、2 脚接一只 1 MΩ 电位器，电位器中心头接 14 脚；

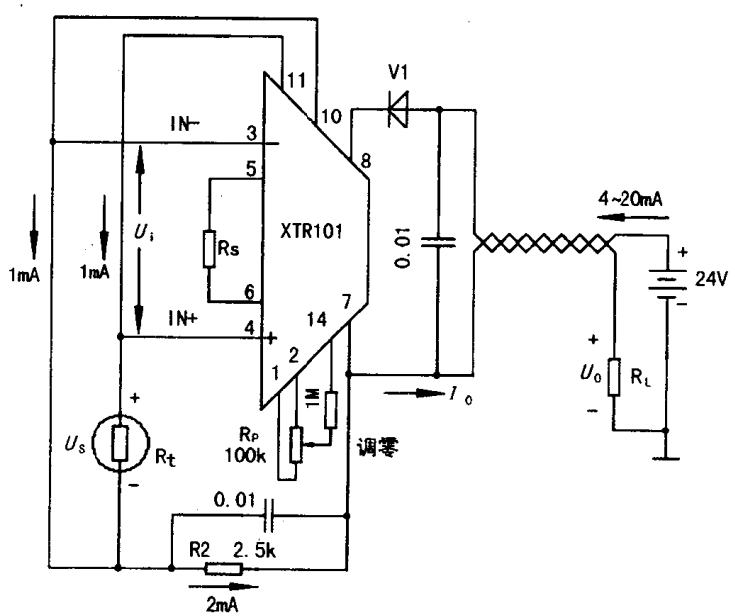
(6) 在一般应用场合，用 XTR101 内部晶体管的驱动就能有效地工作，在精度要求更高时，可在外部并接一只 NPN 三极管以减小芯片内部热影响。三极管的接法是：基极接 12 脚，发射极接 9 脚，集电极通过 750 Ω 电阻接 8 脚；

(7) 负载电阻 R_L 一般取 250 Ω，此时在 R_L 两端可获得 1～5 V 信号电压。

图 4.2 是 XTR101 的基本接法。其中，图 4.2(a)是浮动电压源接法。量程通过 R_s 调节，输入信号 U_s 加在(IN+)4 脚，(IN−)3 脚接浮地。R_P(1 MΩ)电位器是调零电阻，改变其值可适当调节输出量。V1 是电源极性保护二极管，不可省去(可防止电源接反时损坏器件)。图 4.2(b)是热电阻(可用铂电阻)测温接法。R_t 接到 4 脚与浮地之间，当 R_t 随温度升高而变化时，加在 R_t 上的 1 mA 恒流源，使温度 t 参数转换为电压信号，并通过 4 脚进入



(a)



(b)

图 4.2 XTR101 基本接法

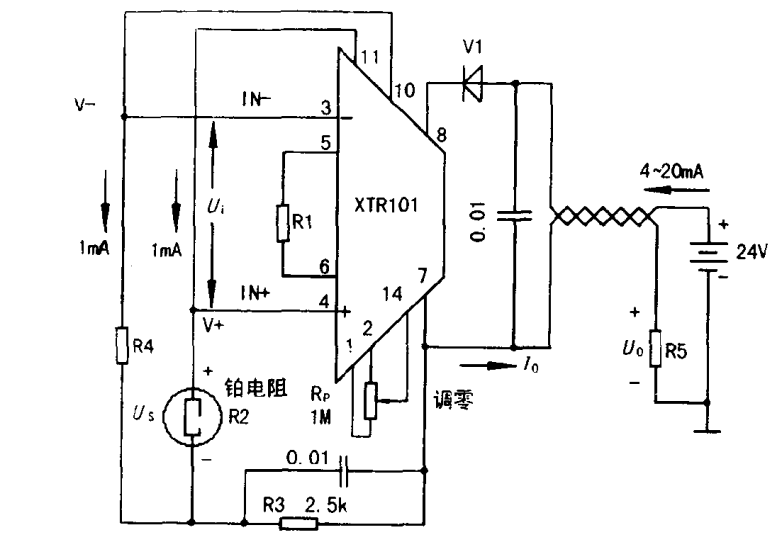
(a) 浮动电源接法；(b) 测温接法

同相放大。最后转换成 4～20 mA 电流输出。图中两个 0.1 μF 电容不可省去，目的是为了减小高频干扰。

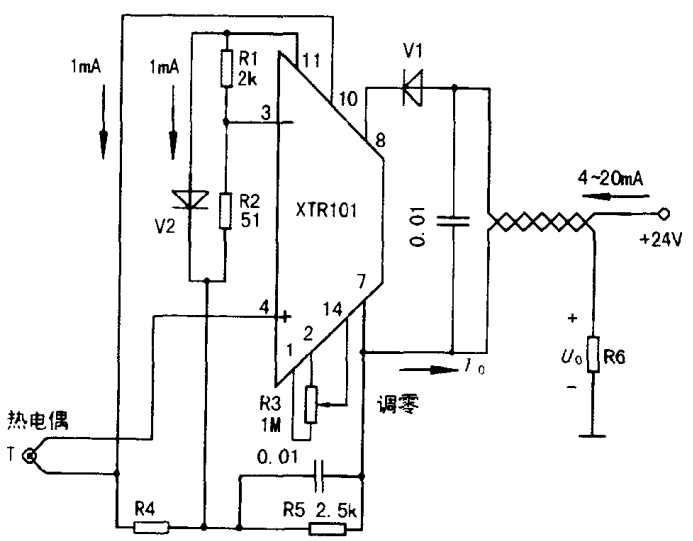
由于 XTR101 是单电源工作，为了保证变送器线性工作，3、4 脚相对于 7 脚要高 4 ～6 V 电压，图中串入 R2(2.5 kΩ)，可使 3、4 脚比 7 脚高 5 V 左右。

三、典型应用

图 4.3 是两种测温电路，其中图 4.3(a) 是由铂电阻作传感器设计的温度变送电路，图 4.3(b)是由热电偶作传感器设计的温度变送电路。两种电路在远距离测温传输系统中都非常有用。



(a)



(b)

图 4.3　由 XTR101 构成的两种测温电路

(a) 铂电阻测温电路；(b) 热电偶测量电路

在图 4.3(a)中，测量范围为+25～+150 ℃，输出电流为 4～20 mA。电路设计的关键是确定 R1、R4、R3 之值。

铂电阻在 0 ℃时的阻值为 100 Ω，在 266 ℃时为 200 Ω，也就是说，铂电阻的温度灵敏度为 100 Ω/266 ℃=0.376 Ω/℃。

1. 平衡电阻 R4 的确定

确定 R4 可根据测量温度范围的低端及 $U_i=0$ 的条件进行。

图中 11 脚、10 脚各自输出的 1 mA 恒流经 R4 及铂电阻 R2。测量的低端温度是+25 ℃，根据 XTR101 的特性，$U_i=(V_+)-(V_-)=0$ 时，$I_o=4$ mA，可以得出：R4 上的压降等于 R2 在 25 ℃时的压降，即 1 mA×R4=1 mA×(100 Ω+0.376 Ω/℃×25 ℃)才能保证 $U_i=0$。从而求得 R4=109.4 Ω。

2. 量程电阻 R1 的确定

确定量程电阻可根据测温范围的高端及(4-1)式进行。图中，在 150 ℃高端温度时，$U_{i\,max}$=1 mA×(100 Ω+0.376 Ω/℃×150 ℃)−109.4 Ω×1 mA=47 mV。则由(4-1)式得 R1=123.3 Ω。

3. 电阻 R3 的确定

R3 的确定原则是 R3 上的压降要高于输入电压 4～6 V。因流经 R3 上的电流为 2 mA，若取压降为 5 V 时，可得 R3=2.5 kΩ。在图 4.3(b)中，测温范围为 0～+1 000 ℃，输出电流是 4～20 mA。J 型热电偶在 0 ℃时，输出 0 V，在+1 000 ℃时，输出+58 mV，也就是说，在 0 ℃时输出 4 mA，在+1 000 ℃时，输出 20 mA。

在设计热电偶测温电路时，首先要解决热电偶的冷端补偿问题，为此，图中使用了半导体二极管 V2 及 R1=2 kΩ、R2=51 Ω 来补偿。可以得出二极管的温度压降满足 52 μV/℃=2 000 μV/℃(R2/(R1+R))。

其次是确定 R_s、R4 电阻值。

4. 量程电阻 R_s 的确定

R_s(图 4.3(b)中未画，与图 4.3(a)中的 R1 相同)可用(4-1)式计算。此时，U_{imax}=58 mV，$I_{o\,max}$=20 mA，可求得：R_s=153.9 Ω。

5. R4 的确定

R4 的确定是根据 0 ℃时，热电偶的输出电压，V2 的压降，使 $U_i=0$ 的条件进行。在常温+25 ℃时(冷端补偿)，二极管 V2 的结温电压为 600 mV，R2 上的压降是 600 mV×(51/2051)=14.9 mV。在+25 ℃时，热电偶输出 1.28 mV，将其补偿到 0 ℃时，应该取−1.28 mV计算。可得 R4 上的压降为 R2 上的压降和热电偶输出补偿到 0 ℃时的压降之代数和。即，14.9 mV−(−1.28 mV)=16.18 mV。由 1 mA×R4=16.18 mV 得 R4=16.18 Ω。

在传感器中，有不少是电阻应变式传感器，这种传感器在使用时，一般为电桥结构。图 4.4 就是一种压力变送电路。其传感器是电桥式压力传感器，臂电阻 R1～R4 阻值为 300 Ω，由应变式电阻器组成。电桥通过 1.8 kΩ 与 4.7 kΩ 电阻跨接 V1 稳压管(稳压值为 6.9 V)。经 2 mA 的恒流源在 A 点分流，稳压管支路为 0.985 2 mA，电桥支路为 1.014 7 mA。电桥的变化量输出 U_i 接到 3、4 脚上，为 XTR101 的输入信号。当压力变化时，U_i 就跟着变化，最后变成 4～20 mA 电流输出。

图中 R_s 的确定由(4－1)式计算。R5、R6 的值是通过 $U_i=0$ 来确定的。

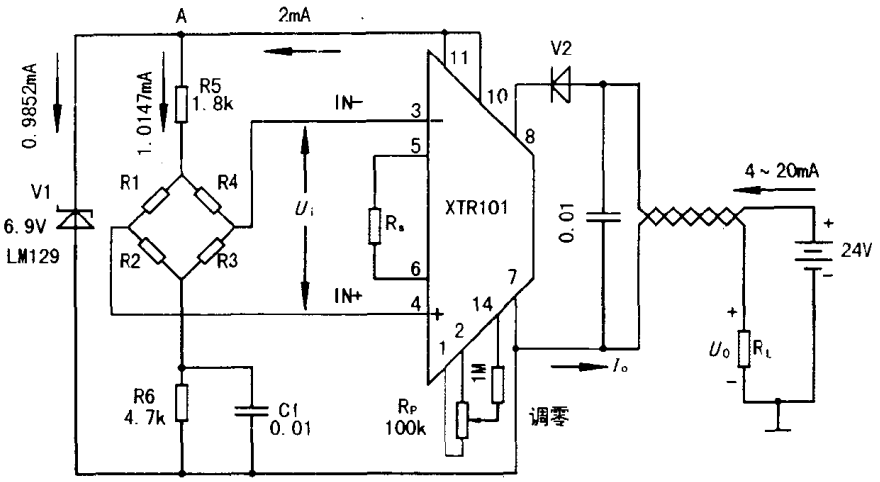


图 4.4　电桥式传感器在 XTR101 中的典型接法

4.1.2　XTR103 铂电阻 4～20 mA 线性变送器

XTR103 是单片铂电阻(热电阻)4～20 mA 线性化二线变送器。它可直接与铂电阻测温传感器配套构成精密的 T/I 变换。多功能的线性化电路对铂电阻这种非线性元件提供了二阶校正，可使测温线性得到极大提高。

器件中的放大器适合很宽的测量范围，在－40～＋85 ℃的工作(环境)温度内，传送电流的总误差(包括铂电阻线性化、零移漂调整、量程移漂调整等)不超过 1%。供电电源可小到＋9 V。

该器件可广泛地应用在工业过程控制、工厂生产自动化及高精度测温领域。

XTR103 的外形采用标准的 16 脚 DIP 与 SOL 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 83。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 校正后的总误差小于±1%(在－40～＋85 ℃)；

(2) 提供铂电阻的线性化校准；

(3) 可二线或三线输入方式工作；

(4) 工作电源电压：9～40 V；

(5) 共模抑制比：不小于 80 dB；

(6) 电源抑制比：不小于 110 dB；

(7) 使用方便。

2. 主要参数

XTR103 的主要电性能参数如表 4.2 所示。

表 4.2　XTR103 的主要电性能参数

电源电压：$V_+=24$ V，室温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	XTR103BP/BU			XTR103AP/AV			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			±0.5	±2.5		*	*	mV
	失调电压温漂			±1	±2.5		±2	±5	μV/℃
	失调电流			2	20		*	*	nA
	失调电流温漂			0.01	0.25		*	*	nA/℃
	偏置电流			100	250		*	*	nA
	偏置电流温漂			0.1	2		*	*	nA/℃
	输入阻抗	差模		3			*		GΩ
		共模		0.5			*		
	输入电压范围		2		4	*		*	V
	差模电压	$R_G=\infty$			1			*	
	共模抑制比	$U_i=2\sim4$ V	80	100		*	*		dB
	工作电压范围		9		40	*		*	V
输出特性	输出电流		4		20	*		*	mA
	超量程电流			34	40		*	*	
	欠量程电流			3.6	3.8		*	*	
	噪声电流（峰峰值）	0.1 Hz～1 kHz $R_G=40\ \Omega$		8			*		μA
	满量程电流误差	$U_i=1$ V，$R_G=\infty$		±15	±50		*	±100	
	电流源幅度			0.8			*		mA

注：* 表示参数与 XTR103BP/BU 相同。

二、基本接法

图 4.5(a)示出了 XTR103 与铂电阻的基本接法。铂电阻 RTD 与 12 脚 0.8 mA 恒流源相连，提供测温信号至 4 脚 IN＋端，量程最小值平衡电阻 R_z 与 13 脚 0.8 mA 恒流源相连，提供 4～ 20 mA 输出的最小平衡信号至 3 脚 IN－端。在温度低端，R_z 值与 RTD 的值相等，使 $U_i=0$，输出 4 mA 电流。满量程 20 mA 电流的输出，通过调整增益电阻 R_G 来实现。R_G 可由下式计算：

$$I_o=4\ \text{mA}+(0.016+\frac{40}{R_G})U_i \qquad (4-2)$$

在求 R_G 时，取 $I_o=20$ mA，$U_i=U_{i\,max}$。从(4－2)式可以求得，$R_G=\infty$时，输入 $U_i=0\sim1$ V，对应输出 $I_o=4\sim20$ mA。

R1 是线性化电阻，在不同的测温范围所选择的 R1 也有差异。R1 可由以下公式计算：

$$I_1=I_2=0.8+\frac{500\times U_i}{R1} \tag{4-3}$$

式中 I_1、I_2 是芯片的恒流源输出，通常为 0.8 mA，在实际电路中，其输出有微小变化，最大为 1 mA。为了计算 R_z、R_G 与 R1 的方便，表 4.3 列出了 R_t100 铂电阻对应这三个电阻与测温范围的关系。

例如，测量温度范围是－100 ℃～700 ℃，在表 4.3 中可查出 R_z、R_G 和 R1 的值分别为 60、746 和 1181，即，$R_z=60\ \Omega$，$R_G=746\ \Omega$，$R1=1\ 181\ \Omega$。又例如，测温范围是 200～400 ℃，在表 4.3 中可查到 R_z、R_G 和 R1 的值分别为 175、337 和 1 056，即 $R_z=175\ \Omega$，$R_G=337\ \Omega$，$R1=1\ 056\ \Omega$。

R2 是外接共模电阻。它的取值使 IN＋与 IN－端的电位相对 7 脚高出 2.4 V 即可。可以求得 R2＝1.5 kΩ。

图 4.5(a)是 RTD 基本测温电路。外接三极管 V1 可选用 2N4922、TIP30B 及 TIP31B 等型号。要求 $U_{ceo}\geqslant 45$ V，$\beta\geqslant 40$，$P_d\geqslant 800$ mW。

图 4.5(b)是不需要外接三极管 V1 时的连接图，输出驱动由内部三极管完成。

表 4.3　R1、R_z、R_G 与测温范围的关系

	R_z、R_G R1/Ω									
T_{min}	100 ℃	200 ℃	300 ℃	400 ℃	500 ℃	600 ℃	700 ℃	800 ℃	900 ℃	1 000 ℃
－200 ℃	18，90 653	18，185 838	18，286 996	18，396 1 087	18，515 1 131	18，645 1 152	18，788 1 159	18，946 1 158	18，1120 1 154	18，1317 1 140
－100 ℃	60，84 1 105	60，173 1 229	60，270 1 251	60，374 1 249	60，487 1 231	60，610 1 207	60，746 1 181	60，895 1 155	60，1061 1 128	
0 ℃	100，81 1 287	100，167 1 258	100，260 1 229	100，361 1 201	100，469 1 173	100，588 1 145	100，718 1 117	100，860 1 089		
100 ℃	138，78 1 211	138，162 1 183	138，252 1 155	138，349 1 127	138，453 1 100	138，567 1 073	138，691 1 046			
200 ℃	175，76 1 137	175，157 1 110	175，244 1 083	175，337 1 056	175，437 1 030	175，546 1 003				
300 ℃	212，73 1 066	212，152 1 039	212，235 1 013	212，325 987	212，422 962					
400 ℃	247，71 996	247，146 971	247，227 946	247，313 921						
500 ℃	280，68 930	280，141 905	280，219 881							
600 ℃	313，66 865	313，136 841								
700 ℃	345，64 803									
800 ℃	375，61 743									

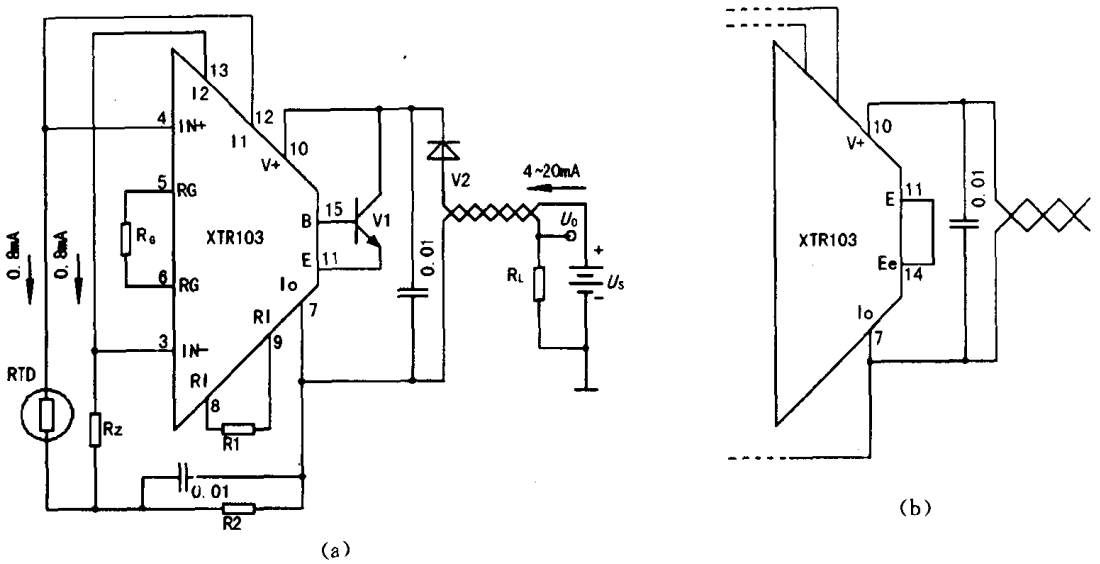


图 4.5　XTR103 基本接法

(a) RTD 基本测温电路；(b) 无外接三极管电路

在量程较小时，需要对 XTR103 的输出电流作以调整，调整电路如图 4.6 所示。其中图 4.6(a)是初调，其输出具有±500 μA 的调节范围。图 4.6(b)是细调电路，它的调节范围为±50 μA。

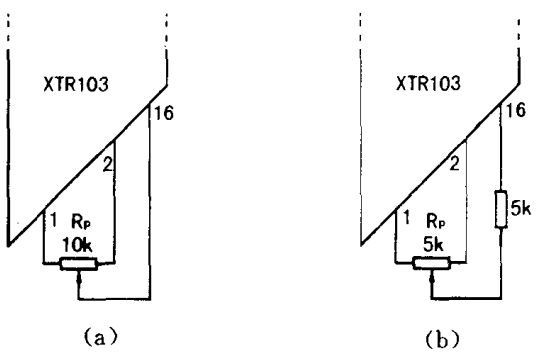


图 4.6　小量程输出电流的调节

(a) 初调电路；(b) 细调电路

三、典型应用

铂电阻与 XTR103 的连接既可采用二线连接(如图 4.5(a))，也可采用三线连接。三线制连接法的最大优点是可以消除因引线过长带来的误差。图 4.7 就是这种三线制电路。R3、R4 和 R5 是 RTD 连接等效电阻，当取三线等长度等型号时，R3＝R4＝R5，由此所产生的共模干扰，可由 XTR103 扣除。外接 V3 三极管是为了进一步驱动 RTD，以便使测量精度得到提高。如若不选用 V3 时可以省掉，但应在 V3 三个极的位置上与 7 脚并接 0.01

μF 的滤波电容，以防干扰。

电路中 R_z、R_G 与 R1 的确定与图 4.5 相同。

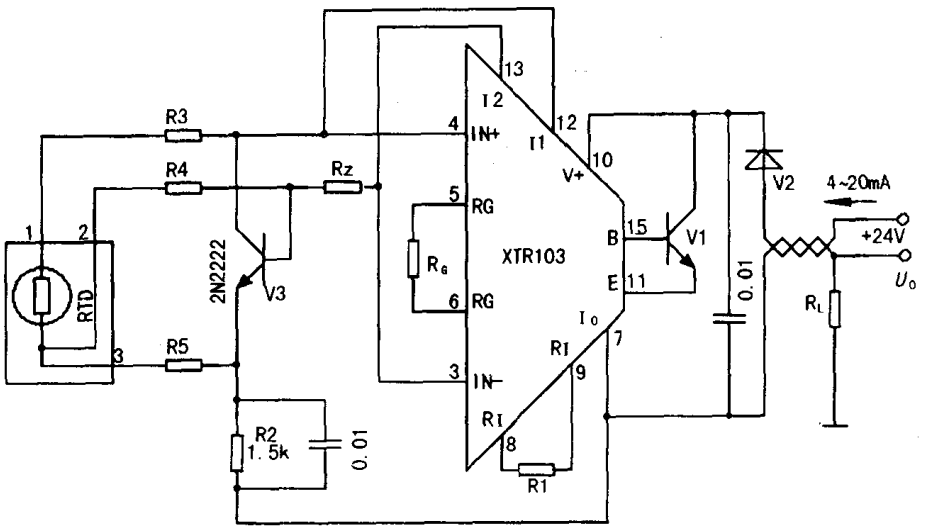


图 4.7　三线制铂电阻的测温电路

图 4.8 是铂电阻变送器与 RCV420 精密 I/U 变换器构成的测温电路。其中 RTD 与 XTR103 的连法与图 4.5(a)相同。从图中的参数可知，该电路的测温范围是 100～600 ℃。RCV420 是精密电流到电压的变换电路(参见 4.2.1 节)它可以将 4～20 mA 的电流变成 0～5 V的电压输出。

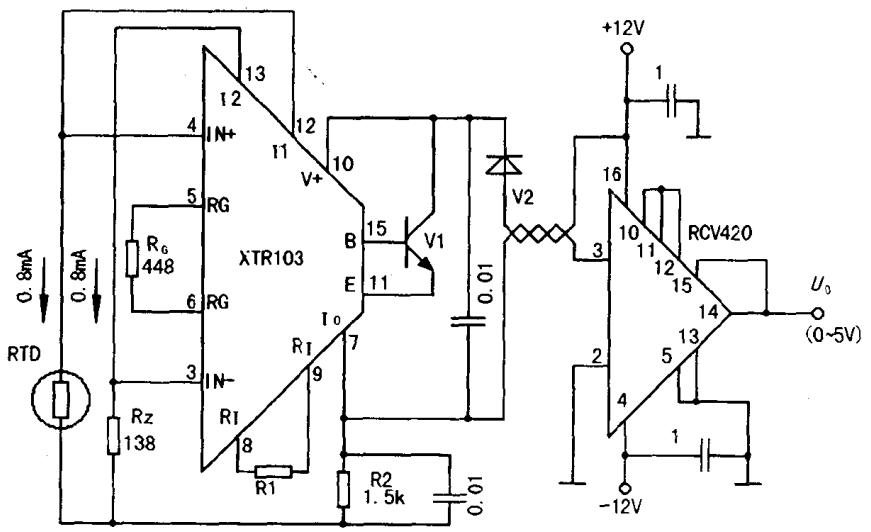


图 4.8　精密温度/电压变送电路

4.1.3 XTR104 电桥 4～20 mA 线性变送器

XTR104 是电桥信号输入式单片 4～20 mA 二线电流变送器。它具有电桥激励电路、信号放大电路、线性化校正电路和电流输出电路等部分。其中放大器具有很宽的增益范围，能适应各种桥式信号输入。整个变换误差包括电桥线性化在－40～＋85 ℃温度范围内小于±1%。整个温度漂移、增益漂移其输出只有 10 mV 左右。工作时环路电源可以小到 9 V。

XTR104 可广泛地应用于工业过程控制、生产自动化、称重系统和加速度计等领域。

该器件的外形采用标准的 16 脚 DIP 和 SOL 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 84。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 校准后的总误差：小于±1%(－40～＋85 ℃)；

(2) 芯片具有电桥线性化电路；

(3) 宽的电源电压范围：＋9～＋40 V；

(4) 低的量程漂移：不大于 50×10^{-6}/℃；

(5) 高电源抑制比：不小于 110 dB；

(6) 高共模抑制比：不小于 80 dB。

2. 主要参数

XTR104 的主要电性能参数如表 4.4 所示。

表 4.4 XTR104 的主要电性能参数

电源电压：$V_+=24$ V，室温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	XTR104BP/BU			XTR104AP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			±0.5	±2.5		*	*	mV
	失调电压温漂			1	2.5		2	5	μV/℃
	失调电流			2	20		*	*	nA
	失调电流温漂			0.01	0.25		*	*	nA/℃
	偏置电流			100	250		*	*	nA
	偏置电流温漂			0.1	2		*	*	nA/℃
	输入阻抗	差模		3			*		GΩ
		共模		0.5			*		
	输入电压范围		2		3	*		*	V
	差模电压				1			*	
	共模抑制比	$U_i=2\sim3$ V	80	100		*	*		dB
	工作电压范围		9		40	*		*	V

续表

参数		条件	XTR104BP/BU			XTR104AP/AU			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输出特性	输出电流		4		20	*		*	mA
	超量程电流			34	40		*	*	
	欠量程电流			3.6	3.8		*	*	
	噪声电流（峰峰值）	0.1 Hz～1 kHz R_G=40 Ω		8			*		μA
	满量程电流误差	U_i=1 V, R_G=∞		±15	±50		*	±100	
	电压源幅度			5			*		
注：* 表示参数与 XTR104BP 相同。									

二、基本接法

XTR104 的基本电路如图 4.9 所示。R1 为校准非线性电阻，R_G 为量程电阻，R2、R3 为电桥平衡电阻，电桥电源由 12 脚基准电源(5 V)提供。为了正确地将电桥信号变换成 4～ 20 mA电流输出，必须对图中有关电阻进行计算确定。

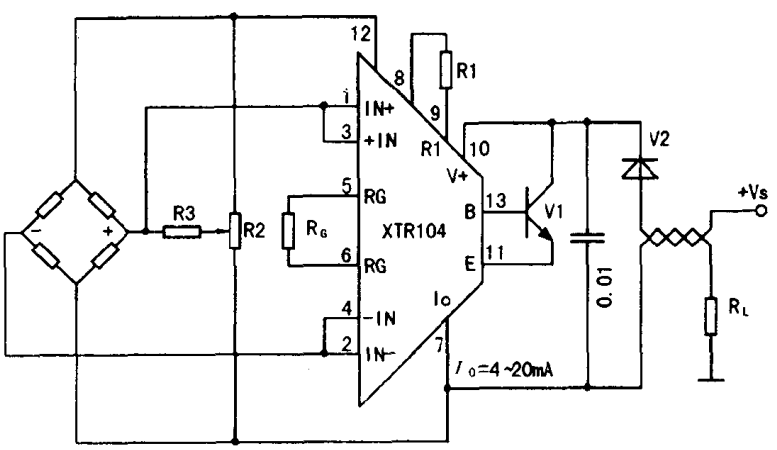


图 4.9 XTR104 基本接法

1. 量程电阻 R_G 的确定

R_G 的确定方法是：R_G=∞时，0～1 V 的输入信号应产生 4～20 mA 的输出电流；R_G=25 Ω时，0～10 mV 的输入信号也应产生 4～20 mA 的输出电流。为此对不同的满量程输入信号 $U_{i\,max}$，R_G 可由下式计算：

$$R_G=\frac{2\,500}{\frac{1}{U_{i\,max}}-1}\quad(\Omega)\qquad(4-4)$$

2. 非线性校准电阻 R1 的确定

R1 的取值直接影响对电桥非线性的校准。R1 既与量程电压 $U_{i\,max}$ 有关，也与校准深度

有关。通常它可由下式计算：

$$R1=\frac{K_{LIN}\times U_{i\,max}}{0.2\times B} \qquad (4-5)$$

式中，K_{LIN}是常数，约为 24 000；$U_{i\,max}$是满量程输入电压(即电桥满量程输出电压)；B 是满量程非线性误差(1%)，在正非线性时取+2.5%，在负非线性时取−1.9%。从(4－5)式中可以看出，当 B 取负值时，必须使$U_{i\,max}$为负才能使 R1 为正。此时图 4.9 的连接电路必须调整。即，将 4、3 脚位置进行调换。

3. 电桥平衡电阻 R3、R2 的确定

要确定 R3、R2，必须对电桥电阻进行限制：电桥电阻应大于 2 750 Ω，若所用电桥传感器的电阻小于 2 750 Ω 时，则需要在电桥两端串入电阻，使其满足≥2 750 Ω。调整 R2 值使在量程低端输出 4 mA，同时也调整了内部的失调电压。通常 R3 可由下式确定：

$$R3=\frac{5\ V\times R_B}{4\times U_{TR}} \qquad (4-6)$$

式中，R_B为电桥电阻值；U_{TR}为调整范围(单位为 V)。R2 的取值可略大于 R3。

图 4.10(a)、(b)是 XTR104 在低量程输出电流的调整接法。其中图(a)具有±500 μA 的调整范围；图(b)具有±50 μA 的调整范围。

在实际使用时，由于输出只有二线，其中一根是电源线，并且是双绞的，因而很容易将电源接反，并烧坏器件。图 4.10(c)是防止造成接反的常用电路。由于 V3、V2 二极管的存在，使 XTR104 得到了保护。

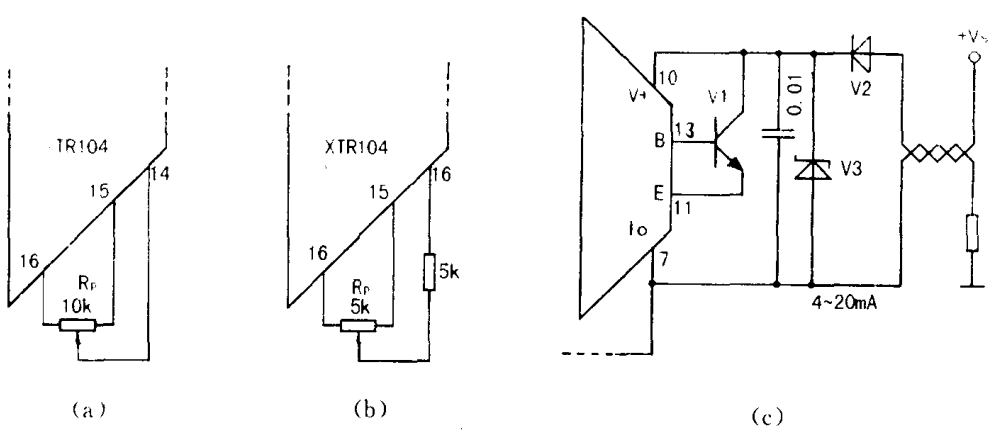


图 4.10　XTR104 的输出调整与保护

(a) 初调电路；(b) 细调电路；(c) 保护电路

三、典型应用

XTR104 的输入电桥电阻若大于 2 750 Ω 时，其接法与图 4.9 完全相同。但在实际应用中，350 Ω、120 Ω 等电桥很常用。因此必须加以变换才能接入。图 4.11 就是这种接法。其中电桥为 350 Ω，上下两端分别串入 1.65 kΩ 电阻。由于 1.65 kΩ 电阻的存在使电桥信号衰减很大，为此需要放大后方能接入 XTR104。图中 N1 就是担负放大作用(约 10 倍)的，

N1 可用 TL1049 等运放。量程电阻为 250 Ω，V1 晶体三极管可选用 2N4922、TIP29B 等器件。

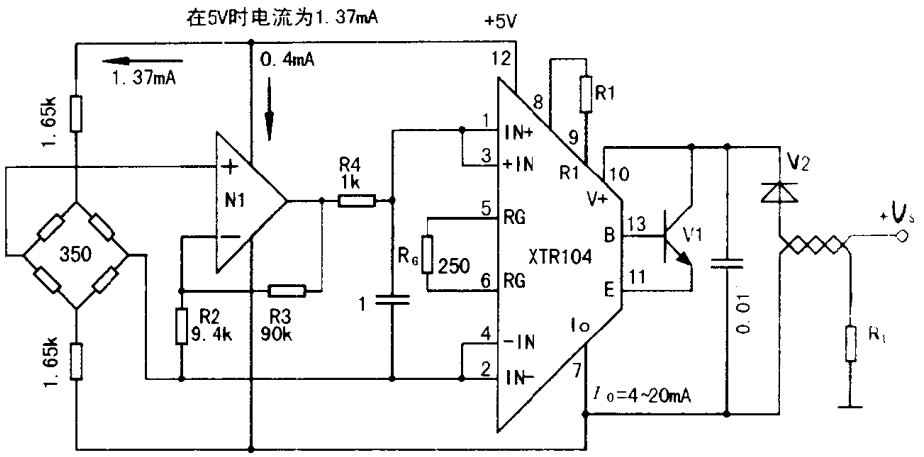


图 4.11　低阻电桥传感器变送电路

为了更清楚地了解应用电路的参数确定，以图 4.9 为例加以说明。

图 4.9 的接法是高阻电桥接法。若 R_B(电桥电阻)＝2 800 Ω，在满量程输入电压$U_{i\,max}$＝0.01 V，并经校正非线性误差 B 为＋2.5%，调整范围为 0.1 V 时，参数的确定如下：

1. R3、R2 的计算

由(4－6)式得

$$R3=\frac{5\times 2\,800}{4\times 0.1}=35\ \text{k}\Omega$$

可取 36 kΩ 电阻。

R2 的值可略小于 R3，可取 R2＝33 kΩ 电位器。

2. R_G 的计算

由(4－4)式得

$$R_G=\frac{2\,500}{\frac{1}{0.01}-1}=25\ \Omega$$

3. R1 的计算

由(4－5)式得

$$R1=\frac{2\,400\times 0.01}{0.2\times 2.5}=480\ \Omega$$

可取 500 Ω 多圈电位器，并调到 480 Ω。

4.1.4　AD693 4～20 mA 传感器变送器

AD693 是单片低信号输入 4～20 mA 变送器。器件本身具有电压基准、辅助放大、线性化校正和 U/I 变换等电路。既可以二线制工作，也可以三线制工作。通过简单的管脚连接使输入量程为 30 mV 或 60 mV；通过外接电阻可使输入量程从 1 mV 到 100 V 可变；通过辅助放大器和电压基准对铂电阻(100 Ω 型)提供 6 种范围；通过管脚的连接使输出有

4～20 mA、0～20 mA 等标准变换。

经激光修正，每一器件在 25 ℃时总误差小于0.5%，在全温度范围内总误差小于0.75%。该器件可广泛地应用于铂电阻(热电阻)测量电路、电桥传感器变换电路和压力传感变换电路。

AD693 外形采用标准的 20 脚 DIP 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 15。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 具有仪表放大器前端电路；

(2) 具有 30 mV 或 60 mV 输入量程；

(3) 具有 4～20 mA、0～20 mA 单极性输出和 12±8 mA 双极性输出；

(4) 可直接接铂电阻、电桥等传感器；

(5) 6.2 V 的电压基准可提供 3.5 mA 的电流输出。

2. 主要参数

AD693 的主要电性能参数如表 4.5 所示。

表 4.5 AD693 的主要电性能参数

电源电压：U_s＝＋24 V，室温：T_A＝＋25 ℃，

负载：R_L＝250 Ω，共模电压：U_{CM}＝3.1 V

参数		条件	AD693AD			单位
			最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			±40	±200	μV
	失调电压温漂			±1.0	±2.5	μV/℃
	失调电流	U_i＝0		±0.5	±3.0	nA
	偏置电流			＋5	＋20	nA
	信号放大电源抑制	12 V≤U_{op}≤36 V 0≤U_{CM}≤6.2 V		±3.0	±5.6	μV/V
	环流共模抑制比	0≤U_{CM}≤6.2 V		±10	±30	μV/V
	环流工作电源抑制	12 V≤U_{op}≤36 V		±3.0	±5.6	μV/V
	输入共模电压范围		0		($+U_{op}$) －4 V	V
	工作电压范围		＋12		＋36	V
	静态电流			＋500	＋700	μA

续表

参数		条件	AD693AD			单位
			最小	典型	最大	
辅助放大器特性	输入失调电压			±50	±200	μV
	电源抑制			105		dB
	输入失调电流			±0.5	±3.0	nA
	输入偏置电流			+5	+20	nA
	共模电压范围		0		($+U_{op}$) −4 V	V
	共模抑制比			90		dB
	输出电流范围		+0.01		+5	mA
	输出电流误差			±0.005		%
基准特性	输出电压误差			±3	±12	mV
	输出电压温漂			±20	±50	10^{-6}/℃
	线性调整	12 V≤U_{op}≤36 V		±200	±300	μV/V
	负载调整	0≤I_{REF}≤3 mA		±0.3	±0.75	mV/mA
	输出电流	环流工作模式	+3.0	+3.5		mA
		三线工作模式		+5.0		

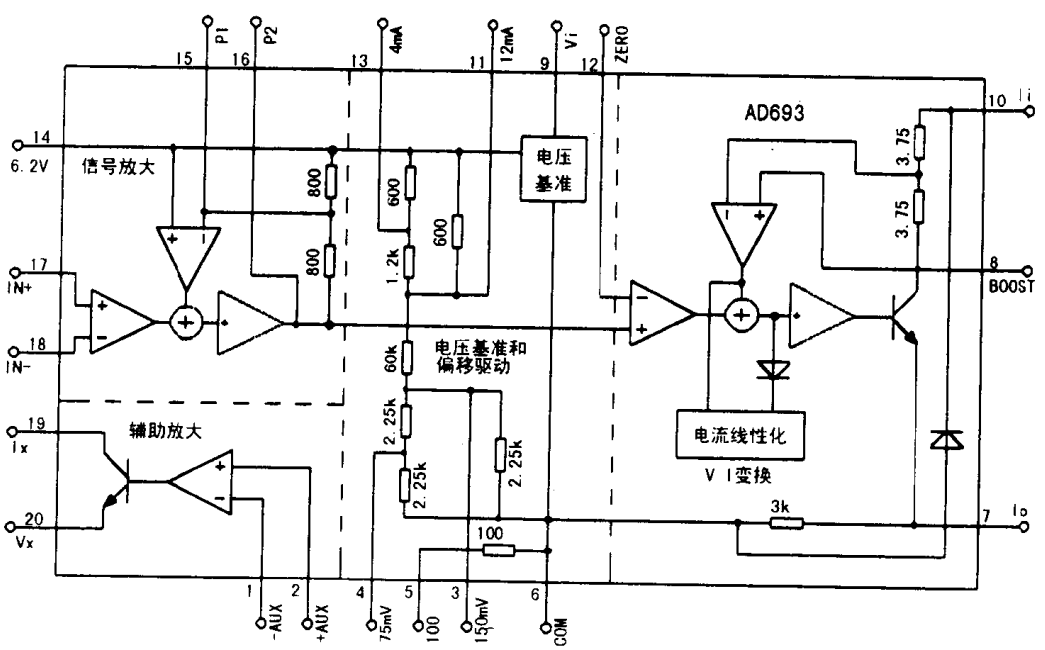


图 4.12　AD693 内部电路结构

二、内部结构与基本接法

AD693 的内部电路结构如图 4.12 所示。它主要由传感器放大、电压基准和偏移驱动、辅助放大和 U/I 变换等四大部分组成。它具有不同的输入、输出引线端。器件的供电既可通过 10 脚环流供电，也可通过 9 脚及 10 脚分别供电，输出为二线双绞传送形式。

图 4.13 是 AD693 的几种基本接法。其中图 4.13(a)内部基准部分由 9 脚外接电源 V_+ 供电，电源范围为＋12～＋36 V。U/I 变换及线性校正部分由环路电源(＋V)供电。其输出具有 0～20 mA 电流。图 4.13(b)是输入部分增加滤波器的接法，滤波电容 C1 与 C2 具体数据要根据选用的输入传感器内阻及输入频率来定。图 4.13(c)是一种标准接法。输入信号为单极性 0～30 mV，输出为 4～20 mA 电流，电源由(＋V)环路供电。图 4.13(d)是外接三极管驱动的基本接法。这种连接可减小器件本身带来的热误差。

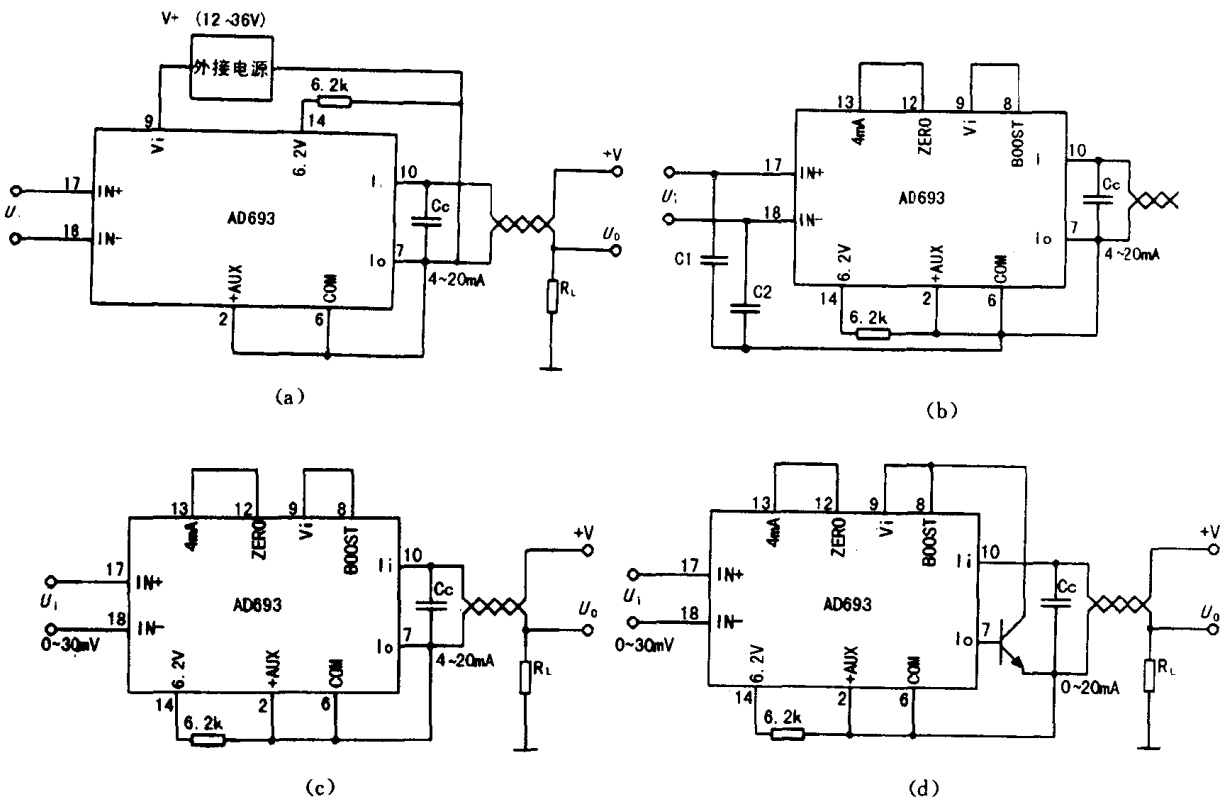


图 4.13　AD693 的基本接法

(a) 外接两种电源；(b) 输入增加滤波电路；

(c)标准接法；(d) 增加三极管驱动

除以上四种接法以外，根据传感器的类型还可利用器件提供的辅助放大器及其它引脚灵活设计。

三、典型应用

利用 AD693 进行传感器信号的 U/I 变换，非常方便。图 4.14 是铂电阻(RTD100)测

温传感器与 AD693 典型连接。输入采用三线制接法，利用器件提供的辅助放大器进行信号放大及 150 mV 输出偏移并通过 17 脚同相输入，将 0～104 ℃的温度变换成 4～20 mA 的电流输出。

这种接法 0 ℃由 150 mV 偏移驱动。通过 5、6 脚之间的 100 Ω 电阻使信号放大了 2 倍。对于其它温度范围，只要改变不同的管脚连接就可实现。表 4.6 示出了其它连接关系。

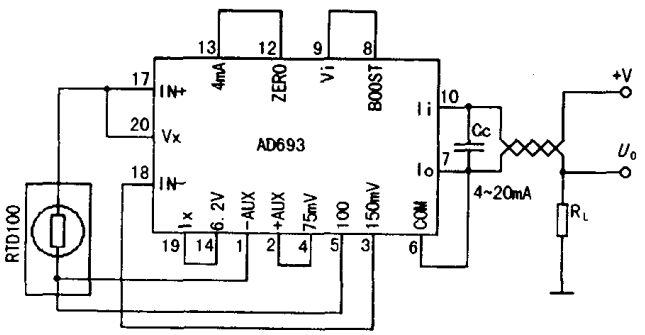


图 4.14　铂电阻测温典型接法

表 4.6　不同的温度范围管脚连接表

温度范围	管脚连接
0～＋104 ℃	12－13
0～＋211 ℃	12－13
	15－16
＋25～＋130 ℃	12－14
＋51～＋266 ℃	12－14
	15－16
－50～＋51 ℃	12－11
－100～＋104 ℃	12－11
	15－16

4.2　精密 I/U、U/I 变换器

4.2.1　RCV420 精密 I/U 变换器

RCV420 是一种精密电流、电压变换器。它能将 4～20 mA 的环路电流变换成 0～5 V 的电压输出。作为一种单片集成电路具有可靠的性能和很低的成本。除具有精密运放和电阻网络外，还集成有 10 V 基准电压源。在不需要外调整的情况下，可以获得 86 dB 的共模抑制比和 40 V 的共模电压输入。在全量程范围内输入阻抗仅有 1.5 V 的压降，对于环路电流具有很好的变换能力。

该器件可广泛地应用在过程控制、工业控制、工厂生产自动化、数据采集和信号变换等领域。

RCV420 外形采用 16 脚 DIP 封装结构，具有－25～＋85 ℃和 0～70 ℃的工作温度范围。其引脚排列请见附录 B 图 76。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 4～20 mA 的电流输入，0～5 V 的电压输出；

(2) 具有精密 10 V 电压基准，温漂小于 5×10^{-6}/℃；

(3) 具有±40 V 共模电压输入范围；

(4) 总的变换误差小于 0.1%；

(5) 具有 86 dB 的噪声抗干扰能力。

2. 主要参数

RCV420 的主要电性能参数如表 4.7 所示。

表 4.7 RCV420 的主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm15$ V，室温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	RCV420AG			RCV420BG			RCV420KP/JP			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压				1			*			*	mV
	失调电压温漂			10	50		*	25		*	*	μV/℃
	失调电压电源抑制	±11.4～±18V	74	90		80	* *	25	*	*		dB
	失调电压时漂			200			*			*		μV/月
	输入阻抗	共模		200			*			*		kΩ
	传感器电阻		74.25	75	75.75	*	*	*	*	*	*	Ω
	共模抑制比	DC	72	80		86	94		70	*		dB
		AC，60 Hz		80			94			*		
		DC $T_{min}\sim T_{max}$	66	76		80	90			*		
	共模电压				±40			*			*	V
	额定工作电压		±15				*			*	*	
	工作电压范围		−5，+11.4		±18	*		*	*		*	
	静态电流	$U_o=0$		3	4		*	*		*	*	mA
输出特性	额定输出电压	$I_o=+10$ mA，$I_o=5$ mA	10	12		*	*		* *	*		V
	额定输出电流	$U_o=10$ V	+10，−5			*			*			mA
	容性负载	稳定工作		1 000			*			*		Ω
	输出噪声电压	0.1～10 Hz		50			*			*		μV
	输出阻抗	差模		0.01			*			0.01		Ω
	基准源输出电压		9.995		10.005	*		*	9.99		10.01	V
	基准源输出电流		+10，−2			*			*			mA
动态响应	增益			0.312 5			*			*		V/mA
	增益温漂			15	50		*	25		*		10^{-6}/℃
	增益带宽			150			*			*		kHz
	全功率带宽			30			*			*		
	压摆率			1.5			*			*		V/μs
	建立时间	0.01%		10			*			*		μs

注：* 表示参数与 RCV420AG 相同。

二、内部结构与基本接法

RCV420 的内部电路结构如图 4.15(a)所示。它主要由精密运算放大器、电阻网络和 10 V 基准电源组成。其中 7 脚 RNR 为噪声抑制端，8 脚 RTRIM 为基准调整端，13 脚 COMV 为器件公共端，5 脚 COMR 为基准参考端。图 4.15(b)是其基本连接图。在一般使用时，10、11 和 12 脚相连，14 与 15 脚相连，5、2 和 13 脚相连接地，7 和 8 脚悬空，电源 16 和 4 脚与地之间接入 1 μF 电容。输入电流信号是连接 IN+或 IN−，取决于输入信号的极性。

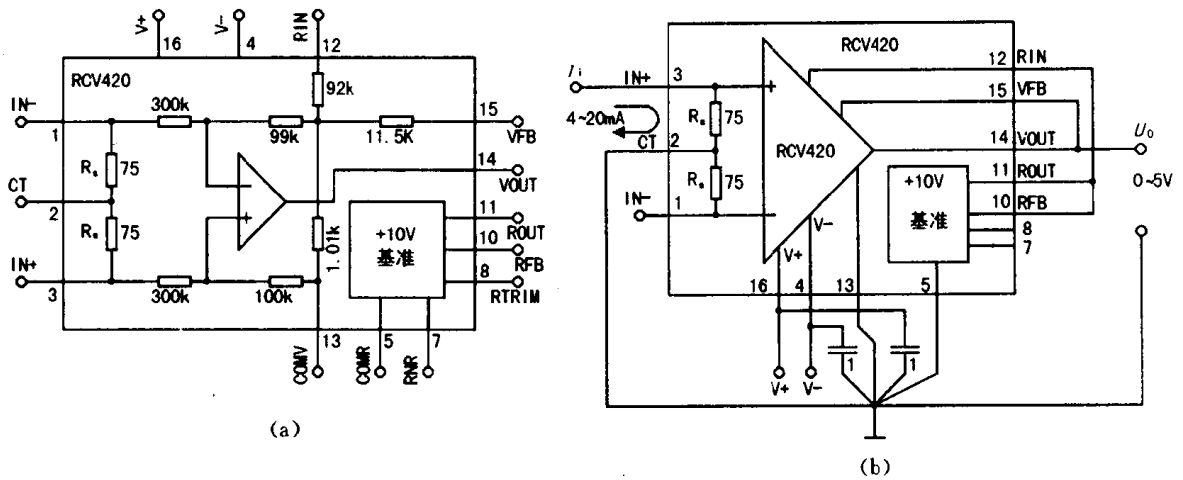


图 4.15　内部电路结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

RCV420 的增益校正是通过在放大器的反馈回路中增设电位器进行调整的，如图 4.16(a)所示。增益的增加将降低共模抑制比，所以增加量不宜过大。例如增益增加 1%，共模抑制比将减小 6 dB。如果要降低增益可在 1、2 和 3 脚间接入 R_x 使其与内部 R_s 电阻并联来

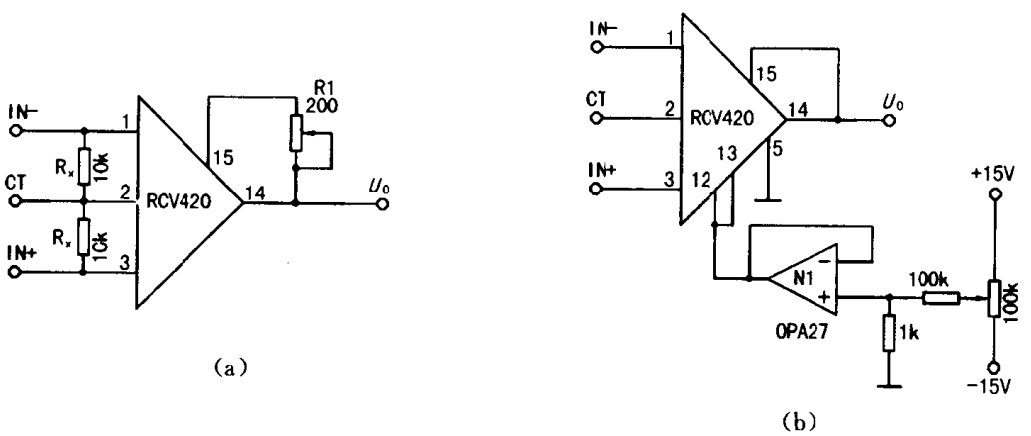


图 4.16　基本调整电路

(a) 增益调整；(b) 失调电压调整

减小输入电压。如图 4.16 中的 R_x 接法。例如要降低 1%的增益，并联电阻应为 7.5 kΩ。这两个电阻必须匹配，否则会引起误差。

RCV420 失调电压调整可通过外接射极输出器来完成，如图 4.16(b)所示。这种电路对失调电压可调整约±150 mV 的范围，并可保持高的共模抑制比。

三、典型应用

RCV420 是精密 I/U 变换器，可与 XTR101/103/104 等变换结合使用构成完整的远距离测温系统。图 4.17 就是这种电路的应用。其中变送器由 XTR101 构成，它将热电偶信号(温度信号)变送成 4 ～20 mA 的电流输出。经远距离传输后，再由电流/电压变换器 RCV420 将 4～20 mA 的电流信号变换成 0～5 V 的电压信号。0～5 V 的电压信号可直接与 A/D 转换器及智能仪表连接构成远距离测温系统。

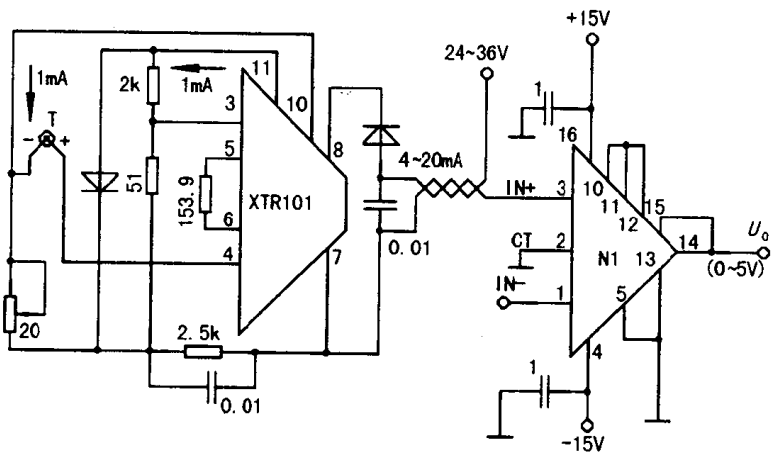


图 4.17　远距离高精度测温系统

图 4.18 是利用 RCV420(N1)与运放 OPA111(N2)组成的将 4～20 mA 电流变换为 0～10 V 电压的变换电路。由于 N1 可输出 0～5 V 电压信号，经 R1、R2、C1、C2 滤波及放大

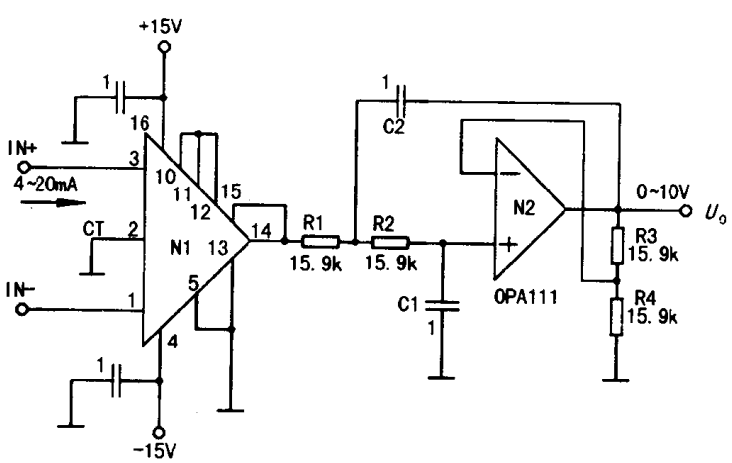


图 4.18　带滤波的电流/电压变换器

2 倍后，输出 0～10 V 信号。如果需要其它范围的电压输出，可调整 R3、R4 参数。R3、R4 参数的调整可由 N2 放大倍数 1＋(R3/R4)的关系确定。滤波频率(截止频率)可由 R1、R2、C1 和 C2 参数来调整。

4.2.2 XTR110 精密 U/I 变换器

XTR110 是精密电压/电流变换器。它可将 0～5 V 或 1～10 V 电压信号变换成 4～20 mA、0～20 mA 和 5～25 mA 电流输出或其它电流范围。芯片上的精密电阻网络提供了输入比例和电流偏移。内部 10 V 基准既可使用于本器件也可为其它电路提供参考。

该器件可广泛应用于压力、温度等信号变送、工业过程控制、测试设备的可编程电流源、数据采集和发电厂动力系统监测等领域。

XTR110 外形采用标准 16 脚 DIP 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 85。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 通过对管脚的不同连接实现不同的输入/输出范围；

(2) 最大非线性：不大于 0.005%(具有 14 bit 精度，XTR103BG)；

(3) 提供＋10 V 基准；

(4) 电源电压范围：13.5～40 V，并为单电源工作。

2. 主要参数

XTR110 的主要电性能参数如表 4.8 所示。

表 4.8 XTR110 的主要电性能参数

电源电压：U_s＝＋24 V，室温：T_A＝＋25 ℃，负载：R_L＝250 Ω

参数		条件	XTR110AG/KP/KU			XTR103BG			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
传输特性	输入电压范围	U_{i1}	0		＋10	*		*	V
		U_{i2}	0		＋5	*		*	
	输出电流	额定值	4		20	*		*	mA
		降低特性	0		40	*		*	
	非线性	16/4 mA 量程		0.01	0.025		0.002	0.005	满量程的%
	失调电流	I_o＝4 mA		0.2	0.4		0.02	0.1	
	量程误差	I_o＝20 mA		0.3	0.6		0.05	0.2	
	输出电阻	使用 FET		10			*		GΩ
	输入电阻	U_{i1}		27			*		kΩ
		U_{i2}		22			*		kΩ
		U_{ei}		19			*		kΩ
	建立时间	满量程的 0.1%		15			*		μs
		满量程的 0.01%		20			*		
	电流摆幅			1.3			*		mA/μs

续表

参数		条件	XTR110AG/KP/KU			XTR103BG			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
基准特性	输出电压		+9.95	−10	+10.05	+9.98	*	+10.02	V
	输出电压温漂			35	50		15	30	10^{-6}/C
	输出电压稳定性			72			*		10^{-6}/月
	调整范围		−0.100		+0.25	*		*	V
	额定输出电流		10			*			mA
	电流源幅度			0.8			*		mA
电源	工作电压范围		+13.5		+40	*		*	V
	静态电流			3	4.5		*	*	mA
注：* 表示参数与 XTR110AG/KP/KU 相同。									

二、内部结构与基本接法

XTR110 的内部电路结构如图 4.19(a)所示。它主要由输入放大器(N1)、U/I 变换器(N2)及+10 V 电压基准电路等组成。其中，10、9 脚为 4 mA 和 16 mA 量程控制端，6、7 脚为调零端，14、13 脚为信号输出和反馈端。图 4.19(b)是其基本接法。输入为 0～10 V 电压，输出为 4 ～20 mA 电流。这也是标准的变送电路。如果是其它输入电压或要求其它的输出电流，只要对某些管脚进行适当连接就可实现。表 4.9 示出了这种关系。

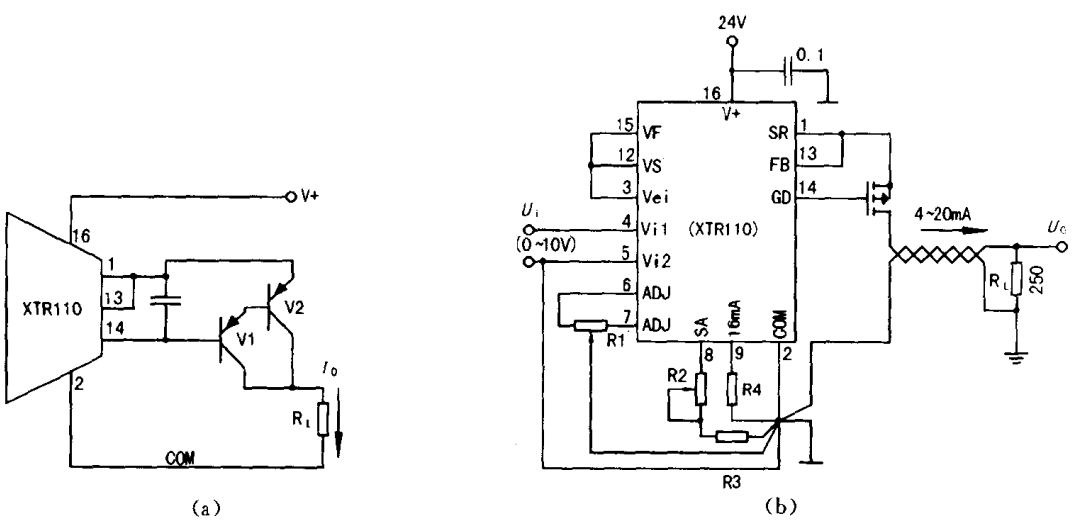


图 4.19　内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

表 4.9　不同的输入/输出范围与管脚的关系

输入范围/V	输出范围/mA	3 脚	4 脚	5 脚	9 脚	10 脚
0～10	0～20	2	输入	2	2	2
2～10	4～20	2	输入	2	2	2
0～10	4～20	15、12	输入	2	2	开路
0～10	5～25	15、12	输入	2	2	2
0～5	0～20	2	2	输入	2	2
1～5	4～20	2	2	输入	2	2
0～5	4～20	15、12	2	输入	2	开路
0～5	5～25	15、12	2	输入	2	2

在图 4.19 电路中，输出信号可由 MOSFET 管驱动，也可由三极管驱动。图 4.20(a)就是通过 V1 与 V2 三极管的复合来实现电流 I_o 输出的。图 4.20(b)是 XTR110 的调整电路。在输入为 0 V 时，调 R1，使输出为 4 mA。在输入为＋10 V 时，调 R2，使输出为 20 mA。满量程的调整与 R4、R3 及 R2 有关。应先选择 R4，在 10 V 输入时，其输出稍小于 20 mA，然后选择(调整)R2、R3，使输出稍大于 20 mA。其中，R1 为量程调整，阻值可选用 100 kΩ 多圈电位器，R2、R3 为失调电压调整，R2 阻值可选用 100 kΩ 电位器，R3 选用 50 Ω电阻。失调电压(零位)调整范围为±1. 8%，满量程调整范围为±0.45%。在图 4.20 和图 4.19 电路中，若将 9、10 脚相连，则可将输出低端拉到 0，以实现 0～10 V 输入，0～20 mA输出。

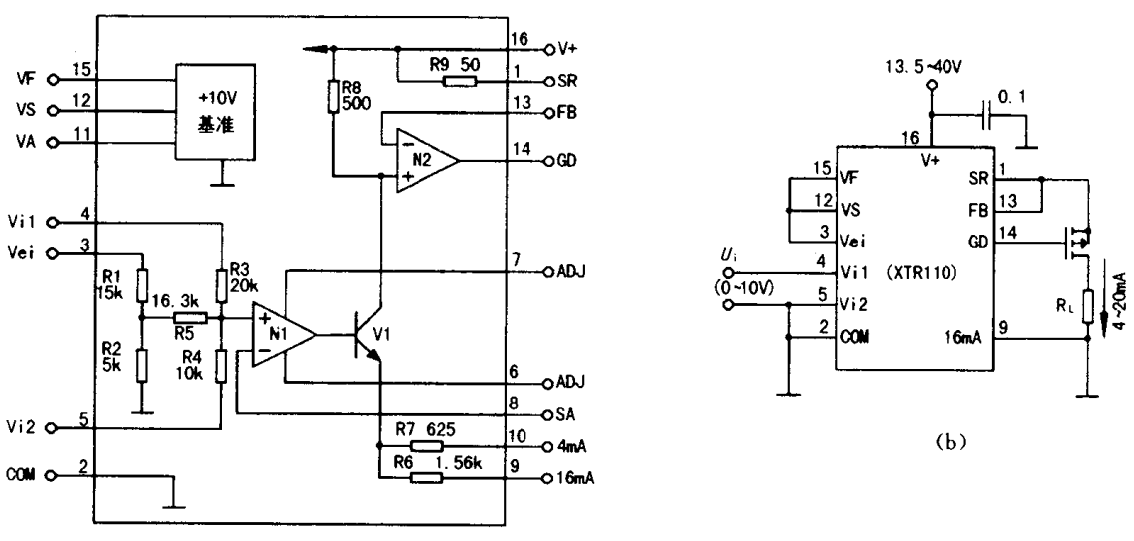


图 4.20　XTR110 驱动与调整电路

(a) 采用三极管复合驱动；(b) 调整电路

三、典型应用

XTR110 的基本应用之一是通过表 4.9 的关系进行管脚连接以实现不同范围的变换。图 4.21 电路为超出基本范围的一种接法。它可将 0～10 V 输入，变换成±200 mA 大电流输出。

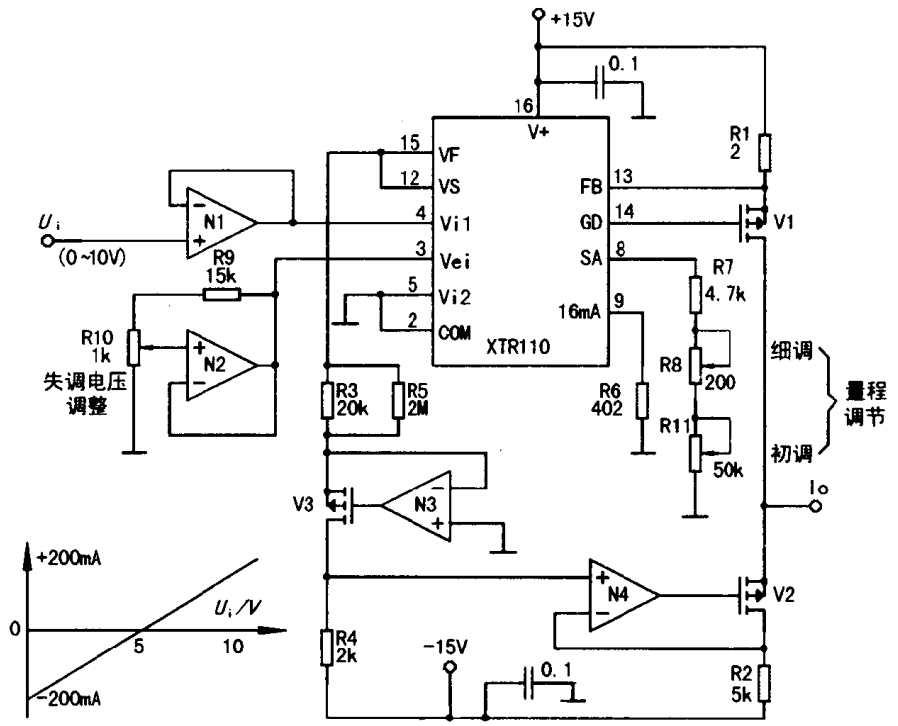


图 4.21　0～10 V 输入，±200 mA 大电流输出变换电路

XTR110 接成 0～10 V 输入、0～16 mA 输出形式。为保证精度，0～10 V 输入信号通过由 N1 运放组成的缓冲器接到 XTR110 的 4 脚，3 脚通过 N2 运放组成的缓冲调零电路接地，以保证在输入为零时使 XTR110 的 8 脚近似等于零电位，使流过 MOSFET 管 V1 的电流减去 V2 的电流恰好等于－200 mA。因为由 N3 和 V3 组成的 1 V 电压基准加到由运放 N4 和 V2 组成的恒流源电路上，使 V2 流过的电流稍大于 200 mA，并使 XTR110 的 13 脚电位稍低于＋15 V，并由 R1 确定 V1 的电流，使 $I_{V2}-I_{V1}=200$ mA。通过调节 R10，使电路在 $U_i=0$ V 时，$I_o=-200$ mA。

当输入信号增大到 10 V 时，经 XTR110 内部分压网络恰好使 8 脚电位达到 2.5 V 左右，通过 R8 及 R11 量程电位器的调节，使 V1 通过 400 mA 电流减去 V2 流过的 200 mA 电流，则可输出＋200 mA 电流。＋200 mA 的校正可在 $U_i=10$ V 时精确调节 R8 达到。图 4.21 的左下角是±200 mA 的校正曲线。

为保证精度，R1、R2 应选用 0.5 W 低温度系数金属膜电阻，R8、R10 和 R11 应选用多圈精密电位器，N1～N4 可选用 TL084 四运放，V1～V3 可选功率稍大一点的 MOS 管。

4.2.3 AD694 高精度 U/I 变换器

AD694 是单片大信号输入电压/电流变换器。电流输出可设计成标准的 4～20 mA 环路电流。其输入可通过对管脚的不同连接来实现 0～2 V、0～10 V 等范围的变换，允许双电源工作。内部电阻经激光修正具有很高的精度。输入电路可直接与 8、10 和 12 bit 的 CMOS 或双极性 D/A 转换器连接，构成数字到电流的变换输出。输出电流的低端(4 mA)可通过 TTL 电平控制实现 0 ～20 mA 输出。

该器件可直接受电压控制或通过温度、压力、应变等传感器进行不同物理量的变送。它可在工业过程控制、工厂自动化生产、监控系统及其它控制系统广泛应用。

AD694 外形采用标准的 16 脚 DIP 封装结构，有－40～＋85 ℃及 0～＋70 ℃的工作温度范围。其引脚排列请见附录 B 图 16。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 电流输出有 0～20 mA 和 4～20 mA 范围；

(2) 电压输入有 0～2 V 和 0～10 V 等范围；

(3) 具有 2.000 V 和 10.000 V 精确电压基准；

(4) 电源电压范围宽：4.5～36 V；

(5) 输入电路具有缓冲器，输出可外加晶体管驱动；

(6) 非线性小于 0.002%。

2. 主要参数

AD694 的主要电性能参数如表 4.10 所示。

表 4.10 AD694 的主要电性能参数

电源电压：U_s＝＋24 V，负载：R_L＝250 Ω，室温：T_A＝＋25 ℃

参数		条件	AD694JN/AQ			AD694BQ			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电流	T_{min}～T_{max}		±0.1	±1		±0.1	±1	nA
	失调电流温漂			±1.0	±5.0		±1.0	±5.0	pA/℃
	偏置电流	双端输入 T_{min}～T_{max}		1.5	5		1.5	5	nA
	输入阻抗		5			5			MΩ
	输入电压范围		－0.2	U_s－2.0	U_s－2.5	－0.2	U_s－2.0	U_s－2.5	V
	额定工作电压			24			24		
	静态电流			1.5	2.0		1.5	2.0	mA

续表

参数		条件	AD694JN/AQ			AD694BQ			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输出特性	输出电流范围		0		23	0		23	mA
	额定输出电流		4		20	4		20	
	输出电流限制		24		44	24		44	
	输出电压一致性		U_s-36		U_s-2	U_s-36		U_s-2	V
	输出阻抗	4～20 mA	40	50		40	50		MΩ
	电流摆幅			1.3			1.3		mA/μs
基准特性	输出电压	$U_{REF}=10$ V	9.960	10.000	10.040	9.980	10.000	10.020	V
		$U_{REF}=2$ V	1.992	2.000	2.008	1.996	2.000	2.004	
	输出电压温漂	$T_{min}\sim T_{max}$		30	50		20	30	10^{-6}/℃
	输出电流		5			5			mA
	输出电流漂移	$U_{REF}=2$ V 或 10 V		0.15	0.50		0.15	0.50	mV/mA
缓冲放大特性	输入失调电压	初值		±150	±500		±150	±500	μV
	失调电流温漂	$T_{min}\sim T_{max}$		±2	±3		±2	±3	μV/℃
	电源抑制比		80	90		80	90		dB
	共模抑制比		80	90		80	90		
	调整范围		±2.5	±4.0		±2.5	±4.0		mV
	输出电压一致性		U_s-36		U_s-2	U_s-36		U_s-2	V
	单位增益带宽	小信号		300			300		kHz
	开环增益	$U_o=10$ V $R_L>=10$ kΩ		50			50		V/ mV
	输出电压	U_{OL}		1.0	10		1.0	10	mV
		U_{OH}	$U_s-2.5$	U_s-2		$U_s-2.5$	U_s-2		V

二、内部结构与基本接法

AD694 的内部电路结构如图 4.22(a)所示。它主要由缓冲放大器、U/I 转换器、基准电压源、输出电路和 4 mA 设置五部分组成。其中缓冲器是单增益、单电源运算放大器，可直接与电流输出型 D/A 转换器相连。U/I 转换器将缓冲后的电压信号转换成 0～0.8 mA 的电流。该电流经 V2 放大和 N3、V3 的转换得到 20 倍增益从 11 脚输出。输出电流 I_o 的表达式为(20 $\times U_{in}$)/(R1+R2)。4 mA 的偏移产生由 200 μA 恒流源及 9 脚电流开关确定。图 4.22(b)是其基本接法。一般 1、2 脚相连，5、9 脚相连，信号从 3 脚同相端输入，当U_i=

0～10 V 时，输出 I_o=4～20 mA。供电电源从 13 脚加入，并与地接入 0.1 μF 去耦电容。

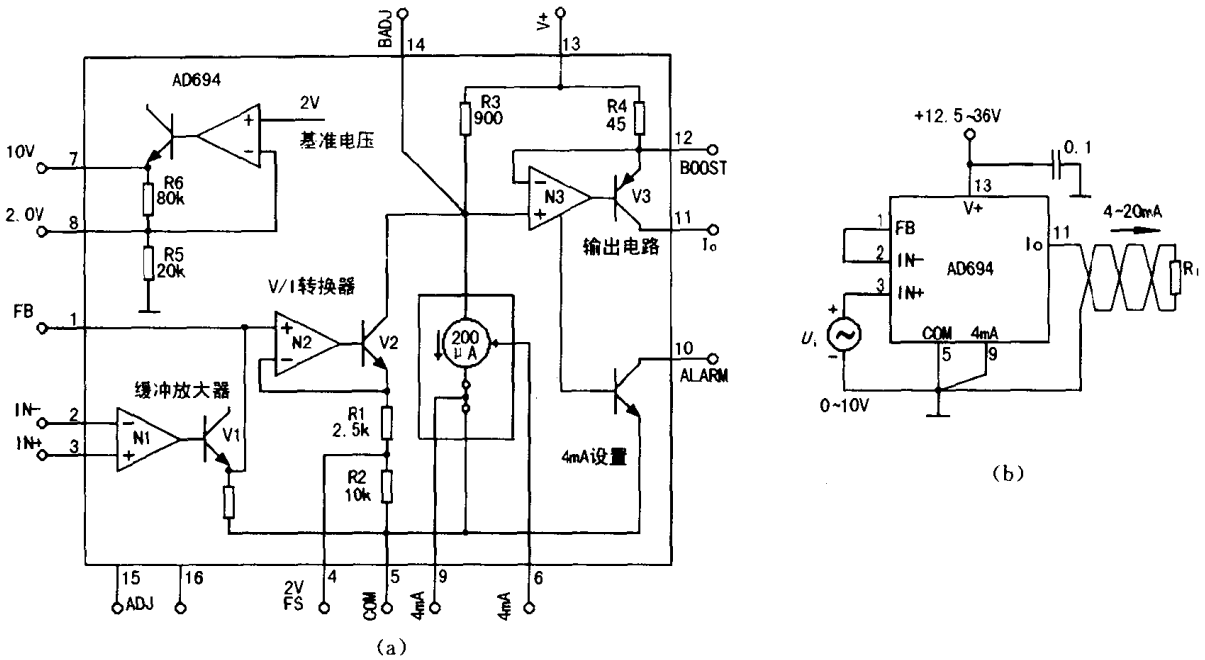


图 4.22　内部结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 基本接法

AD694 不同输入范围与不同输出范围是通过对管脚的不同连接来实现的。表 4.11 示出了这种连接关系。

表 4.11　不同输入/输出范围与管脚的连接关系

输入范围/V	输出范围/mA	参考电压/V	最小 V_+	9 脚	4 脚	8 脚
0～2	4～20	2	4.5	5	5	7
0～10	4～20	2	12.5	5	开路	7
0～2.5	0～20	2	5.0	≥2 V	5	7
0～12.5	0～20	2	13.0	≥2 V	开路	7
0～2	4～20	10	12.5	5	5	开路
1～10	4～20	10	12.5	5	开路	开路
0～2.5	0～20	10	12.5	≥2 V	5	开路
0～12.5	0～20	10	13.0	≥2 V	开路	开路

在具体应用 AD694 时，若驱动的负载不是纯电阻而是电感型的，就必须在电路中加以防护，以免反电势损坏器件。其接法如图 4.23(a)所示。图中 V1、V2 为防护二极管，可选用 1N4001 等整流型管子。在高精度的变换应用中，为了减小器件本身的热误差，可在 11 脚的输出端接入三极管驱动，如图 4.23(b)所示。

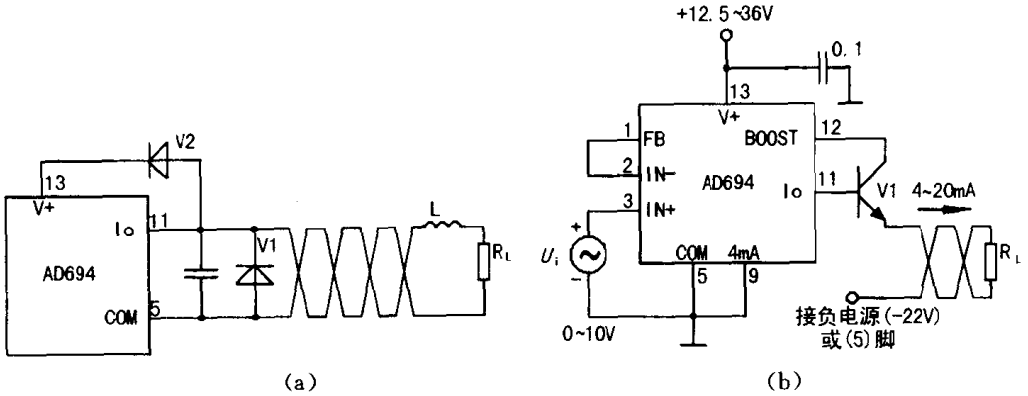


图 4.23　AD694 的防护与驱动电路

(a) 避免反电势对器件的损坏；(b) 增加三极管驱动

三、典型应用

图 4.24 是由 AD694 与 D/A 转换器构成的数控 U/I 变换电路。图中，D/A 转换器 AD7541A 是 12 bit，可受 CPU 或别的数字电路控制。D/A 转换器的输出电流信号送至 AD694 内部的缓冲器将其变成电压信号(0～10 V)，经 AD694 的基本连接变换可从 11 脚输出 4～20 mA 电流。整个操作过程是数字到电流的变换。这种接法很适合智能控制系统。

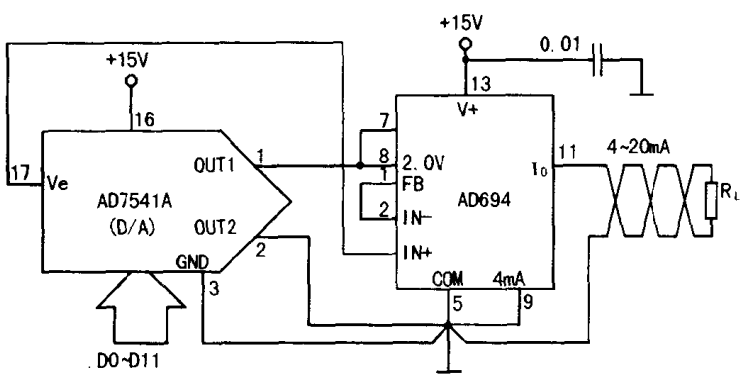


图 4.24　D/A 转换器与 AD694 的连接应用

图 4.25 是由电桥传感器(压力、应变或重力传感器等)与 AD694 构成的 4～20 mA 环流变换电路。从传感器输出的信号经 N1、N2 及 AD694 内部的运放差分放大(放大倍数位为 $1+2R_s/R_G$)，并变换成电流输出。

由于 AD694 属大信号变换，因此，对传感器的输出一般不宜直接与其连接变换。该电路增加 N1、N2 就是先对弱信号放大，再变换。前级的放大倍数可通过所选用的传感器输出情况而设定。

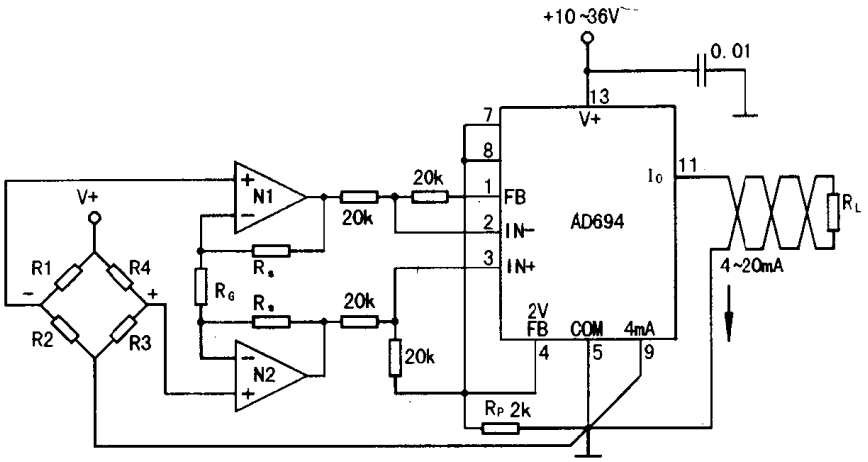


图 4.25　电桥信号变换电路

4.3　精密 T/I、T/U 变换器

4.3.1　AD590 绝对温度/电流变换器

AD590 是电流型温度变换器。这种器件以电流作为输出量指示温度，其典型的电流温度灵敏度是 1 μA/K。它是二端器件，使用非常方便。作为一种高阻电流源，对于它不需要考虑传输线上电压信号损失和噪声干扰问题，因此特别适合作远距离测量或控制应用。出于同样理由，AD590 也特别适用多点温度测量系统，而不必考虑选择开关或 CMOS 多路转换开关所引入的附加电阻造成的误差。由于采用了一种独特的电路结构，并利用最新的薄膜电阻激光微调技术作最后的定标，具有很高的精度。

AD590 外形采用 TO－52 金属圆壳封装结构。其引脚排列请见附录图 11。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 线性电流输出：1 μA/K；

(2) 宽的测温范围：－55～＋150 ℃；

(3) 二端器件：电压输入，电流输出；

(4) 激光微调使定标精度达±0.5 ℃(AD590M)；

(5) 极好的线性：在整个测温范围内非线性误差小于±0.3 ℃(AD590M)；

(6) 宽的工作电压范围：4～30 V；

(7) 器件本身与外壳绝缘；

(8) 成本低。

2. 主要参数

AD590 的主要电性能参数如表 4.12 所示。

表 4.12　AD590 的主要电性能参数

电源电压：U_s=5 V，室温：T_A=+25 ℃

参数		条件	AD590J/K/L/M			单位
			最小	典型	最大	
极限参数	正向电压	V_+～V_-			+44	V
	反向电压				−20	
	击穿电压	V_+或 V_-			±200	
	额定温度范围		−55		+150	℃
	焊接温度	10 s			+300	
	储藏温度		−65		+155	
输出特性	额定输出电流	+25 ℃(298.2 K)		298.2		μA
	额定温度系数			1		μA/K
	校准误差	AD590J AD590K AD590L AD590M			±5.0 ±2.5 ±1.0 ±0.5	℃
	绝对误差 (在额定温度范围内) AD590J AD590K AD590M	无外部调节校准 AD590J AD590K AD590L AD590M +25℃校准调零	AD590L		±10 ±5.5 ±3.0 ±1.7 ±3.0 ±2.0 ±1.6 ±1.0	℃
	非线性	AD590J AD590K AD590L AD590M			±1.5 ±0.8 ±0.4 ±0.3	℃
	重复性				±0.1	℃
	长期稳定性				±0.1	℃/月
	噪声电流密度			40		pA/$\sqrt{\text{Hz}}$
	电源抑制	+4 V≤U_s≤+5 V +5 V≤U_s≤+15 V +15 V≤U_s≤+30 V		0.5 0.2 0.1		μA/V
	反向偏置漏电流	反向电源=10 V		10		pA
	引脚与外壳绝缘电阻			10		GΩ
	旁路电容			100		pF
	打开时间			20		μs

二、内部结构与基本接法

AD590 的内部结构如图 4.26 所示。它是一种改进型电路，V1、V2 和 V3、V4 组成电流镜，V9 和 V11 组成差分对管，它们共同组成感温的 PTAT (proportional to absolute temperature)核心电路，在电阻 R6 上得到基本的温度信号。所有其它元件的引入都是为了使电路的工作更接近理想情况，由于 V7 和 V8 的作用，使得 V1、V2 和 V3、V4 的集电极电压一直相等，因此减小了热效应的影响。

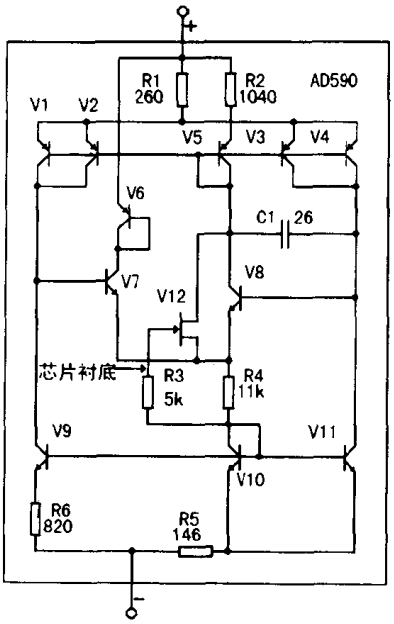


图 4.26　AD590 的内部电路结构

V10 不与衬底直接连接，而是接入电阻 R3，这样可以隔开某些衬底电容，否则这些电容可能对电路的频率稳定性产生不利的影响。R4 和 C1 决定了对主反馈回路的频率补偿，V6 的作用在于使 V7 和 V8 的集电极电压达到平衡，而且更重要的是，还可以在工作电压不慎加反时起到保护器件的作用。

图 4.27 是 AD590 的基本连接。其中图 4.27(a)是其简单接法，温度的变化引起电流 I 的变化，通过 R1 和 R2 的分压可得到 U_o=1 mV/K。适当调整 R2 可校准输出 U_o 的精度。图 4.27(b)是最低温度检测电路，图中将三个 AD590 串接(也可多于三个或少于三个 AD590) 并通过一只 10 kΩ 电阻取电压，由于是串联，所以流过电阻上的电流正好是由处于最低温度的那个 AD590 决定。因此从电阻反映的只是最低温度，其灵敏度为 10 mV/K。在这种应用中所加电源应保证每个传感器上的电压不低于 5 V。图 4.27(c)是检测平均温度的基本接法。将几个 AD590 并联，并通过一只电阻取样，可以得到不同 AD590 处的温度平均值。

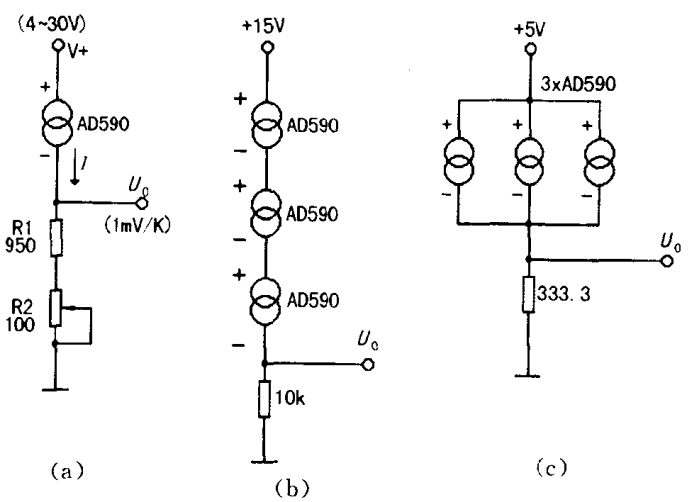


图 4.27　AD590 的基本接法

(a) 简单连接；(b) 最低温度检测；(c) 平均温度检测

在高精度测温电路中，必须保证AD590的输出电流不被分流影响。为此可采用图4.28所示电路进行变换测量。其中图4.28(a)是利用运放的同相输入阻抗很高的特点使流经R1的电流 I 未被分流，从而保证精度。图4.28(b)是利用运放的虚地，使AD590输出的电流 I 只能流过 R_F 反馈电阻，从而实现了I/U变换。

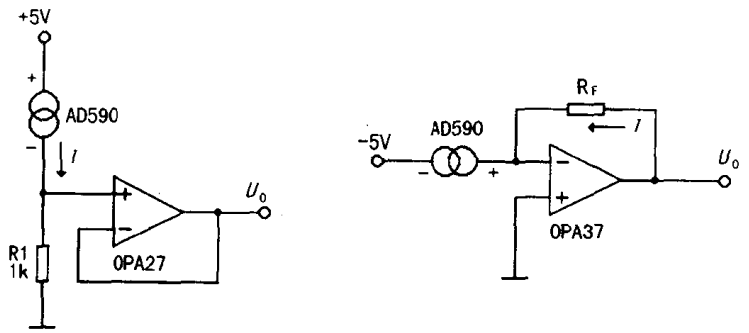


图 4.28　AD590的两种I/U变换电路

(a) 缓冲隔离变换；(b) 利用运放的虚地变换

在利用AD590测温时可从绝对温度K计算出摄氏温度 ℃，其关系由下式确定：

$$K = ℃ + 273.15 \text{ 或 } ℃ = K - 273.15 \qquad (4-7)$$

三、典型应用

由于AD590精度高，使用方便，所以可在许多测温场合都得到应用。图4.29是典型的摄氏温度(℃)检测电路。其设计思想是利用运算放大器的虚地概念，将AD590电流输出支路与产生273.15的常数支路在虚地点叠加变换开氏温度(见(4-7)式)为摄氏温度(℃)。图中MC1403输出2.5 V电压基准，通过R1和R2的和(9.157 kΩ)得到273.15 μA在运放"一端"与AD590在0 ℃时产生的273.15 μA相互抵消，从而得到灵敏度为100 mV/℃的摄氏温度输出。

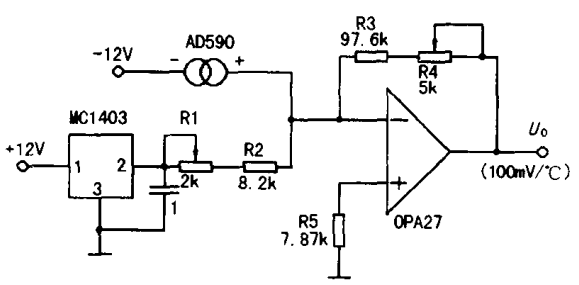


图 4.29　摄氏温度检测典型接法

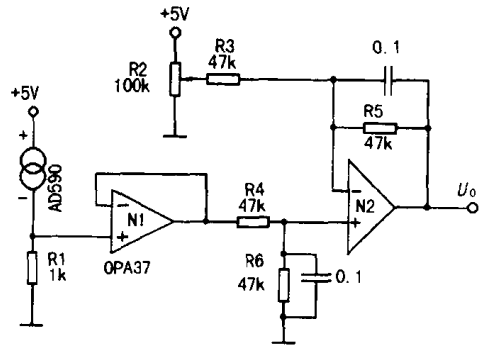


图 4.30　利用差分电路实现摄氏温度测量

图中调整 R1 在 0 ℃时，$U_o=0$，调整 R4 在 1 ℃时，$U_o=100$ mV。

图 4.30 是利用差分电路的特点将 R1 上得到的温度信号经 N1 缓冲隔离后，在 N2 的同相端和反相端进行相减，输出与摄氏温度成正比的电压。调整 R2 使 0 ℃时，$U_o=0$，可扣除 273.15 的常数项，从而实现摄氏温度的测量。

4.3.2 AD592 低成本绝对温度/电流变换器

AD592 是单片集成型温度/电流变换器，输出电流正比于绝对温度。它是二端器件，具有很宽的工作电源电压范围和很高的输入阻抗。其温度灵敏度为 1 μA/K。由于采用独特的电路结构，并利用最新的薄膜电阻激光微调技术，使 AD592 具有很高的精度和很小的非线性误差。利用 AD592 可方便地进行－25～＋105 ℃的温度测量，而不需要昂贵的非线性校准电路和精密的电压基准以及其它电路的补偿，就可获得高的精度。它可广泛地应用于高精度温度测量、HVAC(heating/ventilating/air/conditioning)系统监控、工业温度控制、热电偶冷端补偿、电路板的温度诊断和多点温度测控等领域。

AD592 的外形采用塑料 TO－92 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 12。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 精度高：最大误差小于 0.5 ℃(AD592CN 在 25 ℃时)；

(2) 极好的线性：0～70 ℃之间非线性误差小于 0.15 ℃(AD592CN)；

(3) 宽的感温范围：－25～105 ℃；

(4) 宽的电源电压范围：4～30 V；

(5) 极好的重复性和稳定性；

(6) 高的灵敏度：1 μA/K；

(7) 二端器件：电压进/电流出；

(8) 成本低。

2. 主要参数

AD592 的主要电性能参数如表 4.13 所示。

表 4.13 AD592 的主要电性能参数

电源电压：$U_s=5$ V，室温：$T_A=+25$ ℃

参数		条件	AD592AN			AD592BN			AD592CN			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
极限参数	工作温度		－25		＋105	－25		＋105	－25		＋105	℃
	封装温度		－45		＋125	－45		＋125	－45		＋125	
	正向电压	＋～－			44			44			44	V
	反向电压	－～＋			20			20			20	
	焊接温度	20 s			300			300			300	C

续表

参数		条件	AD592AN			AD592BN			AD592CN			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	最小	典型	最大	
精度	校准误差	+25 ℃		1.5	2.5		0.7	1.0		0.3	0.5	℃
		0～+70 ℃		1.8	3.0		0.8	1.5		0.4	0.8	
		−25～+105 ℃		2.0	3.5		0.9	2.0		0.5	1.0	
	非线性	0～+70 ℃		0.15	0.35		0.1	0.25		0.05	0.15	
		−25～+105 ℃		0.25	0.5		0.2	0.4		0.1	0.35	
输出特性	额定输出电流	25 ℃(298.2 K)		298.2			298.2			298.2		μA
	温度系数			1			1			1		μA/K
	重复性				0.1			0.1			0.1	℃
	长期稳定性				0.1			0.1			0.1	℃/月
电源	工作电压范围		4		30	4		30	4		30	V
	电源抑制比	+4 V<U_s<+5 V +5 V<U_s<15 V +15 V<U_s<30 V			0.5 0.2 0.1			0.5 0.2 0.1			0.5 0.2 0.1	℃/V

二、基本接法与典型应用

由于 AD592 属电流型温度变换器，所以它的基本接法与 AD590 基本相同。可参考图 4.27、图 4.28、图 4.29 和图 4.30 等电路。

图 4.31 是利用 AD592 进行温差测量的典型应用电路。其中两只 AD592 来自不同的温度检测点。当两处温度变化时，引起两只 AD592 的电流变化，经运放虚地叠加可将温差电流提出并经 R4(10 kΩ)电阻反馈，输出电压可得到 10 mV/℃的灵敏度。图中 R1 的调整可进行两个测温器件的零位校准。

图 4.32 是利用 AD592 进行多点温度测量的实用电路。图中将 AD592 排列成矩阵形式，矩阵的大小取决于选用的 CMOS 模拟开关。例如，CMOS 开关是 8 选 1(CD4051)，就可排出 8× 8=64 点的测温阵列。图中 CMOS 开关选用 4 选 1(CD4052B)，其测量点数为 4×4=16点。Y1、Y2 是列选择控制信号，X1、X2 是行选择控制信号。S1～S4 开关的公共端接 5 V(作为传感器的电源)，S′1～S′4 开关的公共端接取样电阻 R1，当某一传感器选中后，就可在 U_o端得到相应温度电压信号(R1=10 kΩ 时，灵敏度为 10 mV/K)。

这种通过数字信号进行选中的点阵电路很适合高精度多点温度的测量和 CPU 控制。表 4.14 示出了图 4.32 的数控关系。

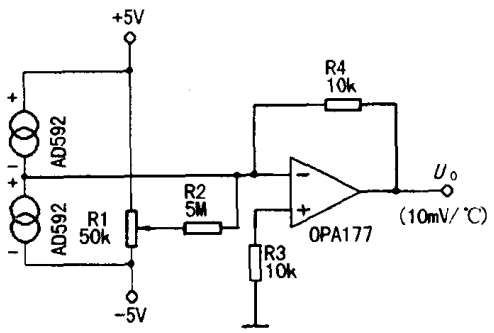


图 4.31　温差测量电路

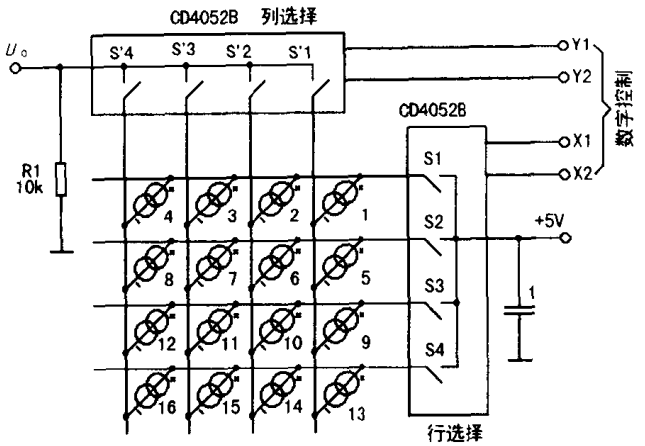


图 4.32　4×4 阵列测温电路

表 4.14　4×4 阵列测温数控关系

行控信号		列控信号		选中点	行控信号		列控信号		选中点
X2	X1	Y2	Y1		X2	X1	Y2	Y1	
0	0	0	0	1	1	0	0	0	9
0	0	0	1	2	1	0	0	1	10
0	0	1	0	3	1	0	1	0	11
0	0	1	1	4	1	0	1	1	12
0	1	0	0	5	1	1	0	0	13
0	1	0	1	6	1	1	0	1	14
0	1	1	0	7	1	1	1	0	15
0	1	1	1	8	1	1	1	1	16

4.3.3　LM35/45 摄氏温度/电压变换器

LM35/45 是精密摄氏温度/电压变换器。它的输出电压正比于摄氏温度，灵敏度为 10 mV/℃。由于芯片采用曲率补偿电路，其输出电压的线性得到了改善，在－45～＋150 ℃范围内最大非线性误差仅为±0.2 ℃，它的输出阻抗很低，又可采用单电源或双电源工作(电压范围为 5～20 V)，所以很容易地读出或控制电路接口。

LM34 与 LM45 的主要差别在于封装形式不同，它们的工作电流很小，低于 70 μA。在静止空气中自然升温不超过 0.1 ℃，精度高，成本低。它可广泛应用在工业生产过程控制、温度测量、便携式医疗仪器、充电器温度检测及计算机和复印机等感温领域。

LM35/45 外形采用 TO－46、TO－92 及 SOT－23 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 43、44。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 输出电压与摄氏温度成正比；

(2) 精度高：不需校准，在室温下典型值为±0.2 ℃，全量程范围内典型值为±0.4 ℃；

(3) 工作电压范围宽：5～20 V；

(4) 耗电小，造成自然升温小于 0.1 ℃；

(5) 测温范围宽：－45～＋150 ℃；

(6) 输出灵敏度：10 mV/℃；

(7) 三端器件，成本低。

2. 主要参数

LM35/45 的主要电性能参数如表 4.15 所示。

表 4.15　LM35/45 的主要电性能参数

电源电压：U_s=35 V(LM35，最高)、12 V(LM45，最高)

参　数	条　件	LM35A			LM45B			单位
		最小	典型	最大	最小	典型	最大	
精　度	T_A=25 ℃		±0.2			±2.0		℃
	T_{min}～T_{max}		±0.4			±3.0		
灵敏度	T_{min}～T_{max}		＋9.9			±9.7		mV/℃
	T_A=25 ℃		＋10.1			±10.3		
非线性	T_{min}～T_{max}		±0.18			±0.8		℃
长期稳定性	T_{max}		±0.08			±0.12		℃/kH
静态电流	T_A=25 ℃ U_s=5 V		56					μA
	T_A=25 ℃ U_s=30 V		56.2					
	T_{min}～T_{max} U_s=30 V		105.5					
	T_A=25 ℃ 4 V≤U_s≤10 V					120		
	T_{min}～T_{max} 4 V≤U_s≤10 V					160		
静态电流温漂			0.39			＋2.0		μA/℃

二、内部结构与基本接法

LM35/45 的内部电路结构如图 4.33(a)所示。它有曲率补偿电路——输出电压正比于摄氏温度的偏置电路和非线性校准电路等。图 4.33(b)是其基本接法。该电路只限于对正摄氏温度的检测。对于负摄氏温度的检测，可采用图 4.33(c)和图 4.33(d)所示电路。图(c) 中采用单电源，LM35 的负端通过一个电平转移二极管接地，使器件负端电压不为零，而为一正值。于是当温度低于 0 ℃时，在输出端和负端之间可以得到负的电压输出，从而实现了对负摄氏温度的检测。图(d)则使用了双电源工作。

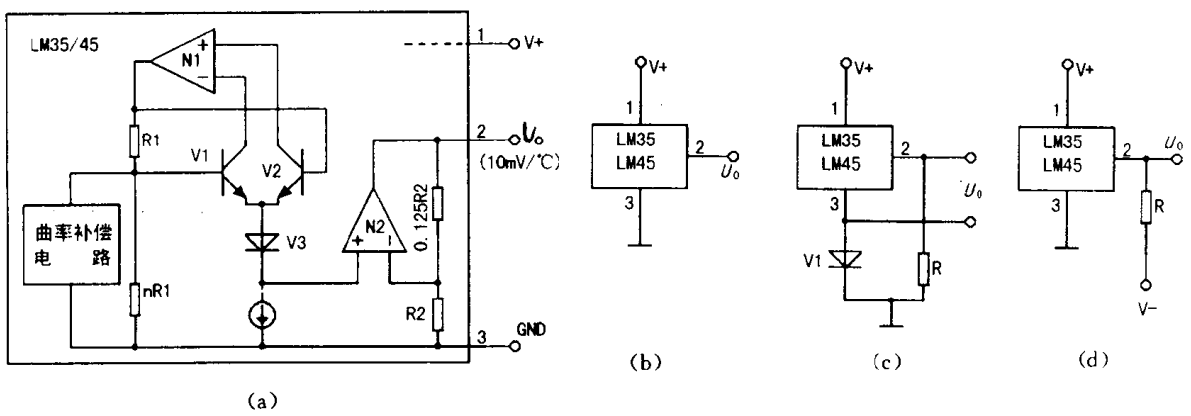


图 4.33　内部电路结构与基本接法

(a) 内部电路结构；(b) 正温度检测；

(c) 负温度检测(1)；(d) 负温度检测(2)

三、典型应用

作为一种温度/电压变换器，LM35/45 不宜作远距离测量或控制使用。如果需要远距离测控时，必须增加传输措施。图 4.34 就是这种电路的应用。把器件的输出通过一个 200 Ω 电阻与负端相接，并使用普通绞合双线进行温度遥测或遥控。因为这种接法实际上已经把 LM35/45 由 10 mV/℃的电压源变为 50 μA/ ℃的电流源了。负载电阻 R_L也可串接在电源和 LM35/45 正端之间，但这种情况下的输出不是对地的输出。200 Ω 负载电阻上的电压输出灵敏度变为 100 mV/℃，工作温度范围是 2～50 ℃。

对于远距离的精密温度检测，把温度变换为与温度成正比的频率信号进行传送，要比直接传送电压信号好得多。图 4.35 就是这种温度—频率转换电路。LM35 给出的电压信号经 LM131 变换为频率信号。频率信号经光电耦合放大输出。灵敏度为 10 Hz/℃，最高测量温度可达 150 ℃。

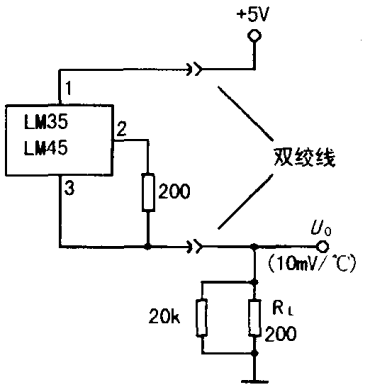


图 4.34　遥测或遥控温度电路

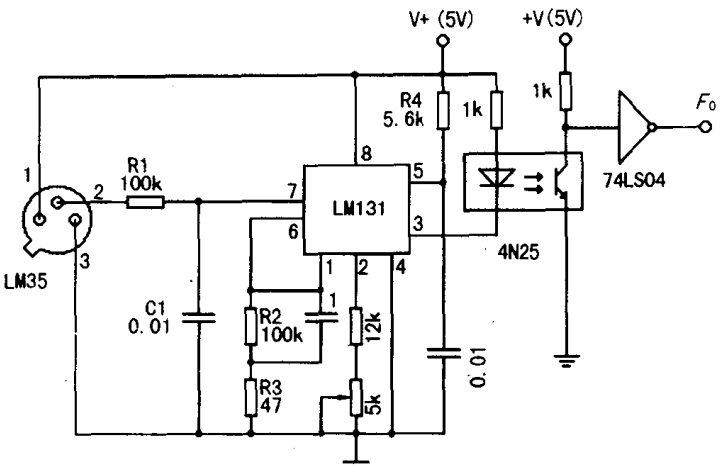


图 4.35　摄氏温度—频率转换器

4.3.4　LM135/235/335 绝对温度/电压变换器

LM135/235/335 是一种精密的、易于定标的三端电压输出型集成电路温度变换器。当它作为二端器件工作时，相当于一个齐纳二极管，其击穿电压正比于绝对温度，灵敏度为 10 mV/K。作为一个电压源，当工作电流在 0.4～5 mA 范围内变化时，并不影响器件的性能，因为它的动态电阻低于 1 Ω。如果在 25 ℃下定标，在 100 ℃宽的温度范围内误差小于 1 ℃，它具有良好的输出特性。

LM135 系列几乎可以用于－55～＋150 ℃范围内的任何温度测量中。它的低阻和线性输出使得它特别容易和其它电路接口。

LM135/235/335 的工作温度范围分别是－55～＋150 ℃，－40～＋125 ℃和－10～＋100 ℃，外形采用 TO－46 和 TO－92 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 41、42。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 输出电压与绝对温度成正比；

(2) 输出灵敏度：10 mV/K；

(3) 输出动态电阻：小于 1 Ω；

(4) 在整个测温范围内，误差小于 1 ℃(LM135A/235A)；

(5) 测温范围：－55～＋150 ℃(LM135)；

(6) 三端器件，成本低。

2. 主要参数

LM135/235/335 的主要电性能参数如表 4.16 所示。

表 4.16　LM135/235/335 的主要电性能参数

室温：T_A = +25 ℃

参数		条件	LM135/235/335			LM135A/235A/335A			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
极限参数	工作温度	连续工作 LM135/135A LM235/235A LM335/335A	 −55 −40 −40		 +150 +125 +100	 −55 −40 −40		 +150 +125 +100	℃
		间歇工作 LM135/135A LM235/235A LM335/335A	 150 125 100		 200 150 125	 150 125 100		 200 150 125	
	存储温度	TO−46 封装	−60		+180	−60		+180	℃
		TO−92 封装	−60		+150	−60		+150	
	正向电流				10			10	mA
	反向电流				15			15	
	焊接温度	10 s			300			300	℃
温度精度	用 25 ℃校准的温度误差	T_{min}～T_{max} I_R = 1 mA LM135/235/A LM335/A		 0.5 1	 1.5 2		 0.3 0.5	 1 1	℃
	在扩展温度下的校准误差	T_{max} 间歇工作		2			2		℃
	非线性	I_R = 1 mA LM135/235/A LM335/A		0.3 0.3	1 1.5		0.3 0.3	0.5 1.5	℃
	工作输出电压	I_R = 1 mA LM135/235/A LM335/A	2.95 2.92	2.98 2.98	3.01 3.04	2.97 2.95	2.98 2.98	2.99 3.01	V
	非校准温度误差	I_R = 1 mA LM135/235/A LM335/A		1 2	3 6		0.5 1	1 3	℃
		T_{min}～T_{max} I_R = 1 mA LM135/235/A LM335/A		2 4	5 9		1.3 2	2.7 5	℃
其它参数	工作输出电压随电流的变化	0.5 mA < I_R < 5 mA 恒定温度 LM135/235/A LM335/A		2.5 3	10 14		2.5 3	10 14	mV
	动态阻抗	I_R = 1 mA LM135/235/A LM335/A		0.5 0.6			0.5 0.6		Ω
	长期稳定性	125 ℃		0.2			0.2		℃/kHz
	输出电压温漂			+10			+10		mV/℃
	时间常数	静止空气		80			80		s

二、内部结构与基本接法

LM135 系列器件的内部电路结构如图 4.36 所示。它的基本部分是一个 PTAT 核心电路和一个运算放大器。V15 和 V16 是发射极面积之比为 10 的温敏差分对管，相同的集电极电阻 R5 和 R6 使两管的集电极电流相等，因此两管的电流密度比由面积比决定。于是在电阻 R8 上得到 PTAT 电压信号。这种电路的第三个端子为调整端，供外部定标使用。

图 4.37 是 LM135 系列器件的基本接法。其中图(a)是基本温度检测电路，U_o 输出灵敏度为 10 mV/K。R 是限流电阻，一般取几 kΩ。图(b)是定标电路，当器件工作在三端方式时，通过对 10 kΩ 电位器的调节，完成定标，以减小工艺偏差产生的误差。例如，在 25 ℃下调电位器，使输出电压 U_o=2.982 V。经过定标，LM135 系列器件的灵敏度达到设计值 10 mV/K，从而提高了测量的精度。

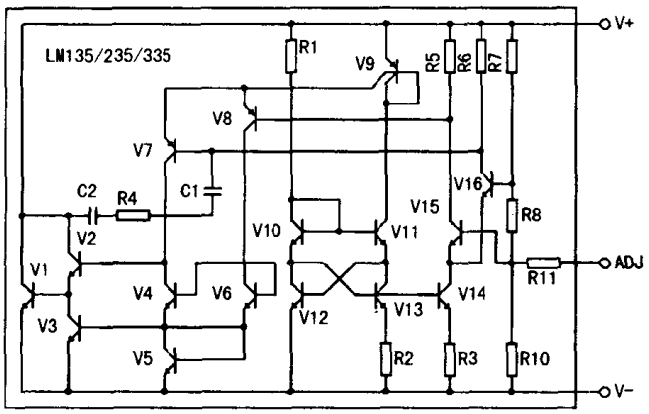


图 4.36　LM135 系列内部电路结构

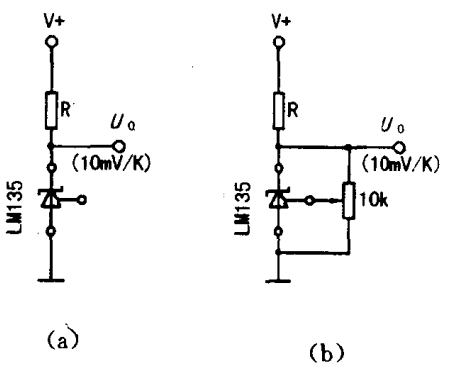


图 4.37　基本连接电路

(a) 基本温度检测电路；(b) 可定标的测温电路

三、典型应用

LM135 系列温度/电压变换器除直接测量温度外，还可使用于热电偶冷端补偿等应用。图 4.38 是双电源工作时的热电偶冷端补偿电路，图中，LM329B 是参考电压源与 LM135 共同作用下，在电阻 R3 上得到正比于摄氏温度的电压，只要适当选择 R3 的值，可使其温度系数刚好等于热电偶的 Seebeck 系数。这个电压加在电压表的正端。因此可以抵消由于冷端温度漂移引入的误差，从而实现了对热电偶冷端温度的补偿。由于不同型号的热电偶具有不同的 Seebeck 系数，因此 R3 应取不同的数值。表 4.17 示出了几种热电偶的 Seebeck 系数与 R3 的关系。

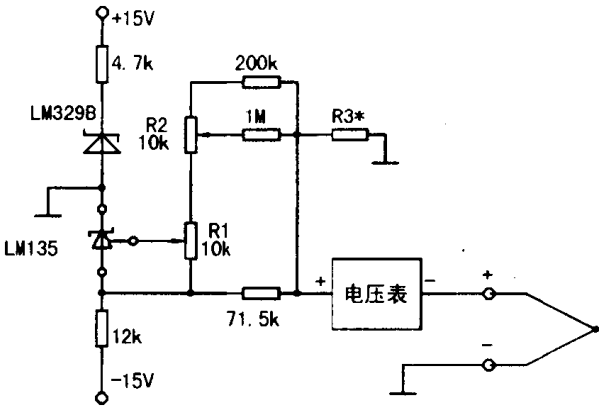


图 4.38　接地热电偶冷端补偿电路

表 4.17　几种热电偶的 Seebeck 系数与 R3 的关系

热电偶类型	Seebeck 系数/(μV/℃)	R3/Ω
J	52.3	377
T	42.8	308
K	40.8	293
S	6.4	45.8

图 4.39 是 LM335 在空气流速检测中的典型应用。如果使温度变换器在自然条件下工作，并通过较大电流，使其温度高于环境温度，那么在周围空气为静止或流动两种情况下，因为空气流动会加速器件的散热过程。空气流速越大，器件的热耗散能力就越强，温度就越低。根据这一过程就可实现空气流速的检测。图 4.39 中，上面的 LM335 工作在自然条件下，电流约为 10 mA。下面的 LM335 在小电流下工作，其自然升温可以忽略。零点定标一般在静止空气中进行，调 10 kΩ 电位器使放大器输出为零。当空气流速变化时，就可在运算放大器的输出端得到空气流速的电压信号。

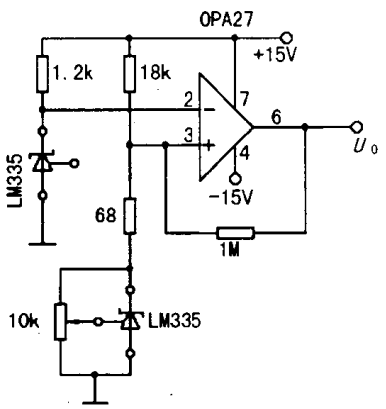


图 4.39　LM335 在空气流速检测电路中的应用

4.4　有源滤波器

4.4.1　UAF42 多用途有源滤波器

UAF42 是一种性能很好的通用型集成有源滤波器。通过它可方便地设计成高通(HP)、低通(LP)、带通(BP)和带阻(BR)滤波器。它被广泛地应用在各种精密测试设备、通信设备、医疗仪器和数据采集系统中。

由于该器件内部集成有所需的四级精密运算放大器、50(1±0.005) kΩ 的精密电阻和 1 000(1±0.005) pF 的精密电容器，这就解决了以往人们在有源滤波器的设计中，难以获得电容、电阻的匹配和低的损耗问题。使用者只要根据有关设计公式计算出合适的外接电阻，经过简单的连接就能很好地满足要求。

UAF42 外形采用标准的 14 脚 DIP 与 16 脚 SOL 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 78、79。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 具有高通、低通、带通和带阻滤波器的设计功能；

(2) 有源滤波器的构成仅需要外加几只电阻；

(3) 共模抑制比：典型值为 96 dB；

(4) 开环增益：典型值为 126 dB；

(5) 工作电源：±6～±18V，±6 mA；

(6) 输入电压：典型值为±11.5 V；

(7) 负载短路电流：典型值为±25 mA；

(8) 使用方便。

2. 主要参数

UAF42 的主要电性能参数如表 4.18 所示。

表 4.18 UAF42 的主要电性能参数

电源电压：U_s＝±15 V，室温：T_A＝+25 ℃

参数		条件	UAF42AP/AU			UAF42AG			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
滤波特性	频率范围			0～100			*		kHz
	频率精度	f＝1 kHz			1			2	%
	频率精度温漂			0.01			*		%/℃
	最大 Q 值			400			*		—
	Q 值温漂	$f_o \times Q < 10^2$		0.01			*		%/℃
		$f_o \times Q < 10^5$		0.025			*		
	$Q \times f$	最大		500			*		kHz
	Q 值重复性	$f_o \times Q < 10^5$		2			*		%
	失调电压	低通输出			±5			*	mV
	电阻精度			0.5	1		*	*	%

续表

参数		条件	UAF42AP/AU			UAF42AG			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输入特性	失调电压			±0.5	±5		*	*	mV
	失调电压温漂			±3			*		μV/℃
	失调电压电源抑制	U_s=±6～±18 V	80	96		*	*		dB
	失调电流	U_{CM}=0 V		5			*		pA
	偏置电流			10	50		*	*	
	输入阻抗	差模		$10^{13}\|\|2$			*		Ω‖pF
		共模		$10^{13}\|\|6$			*		
	输入电压范围	共模		±11.5			*		V
	共模抑制比	U_{CM}=±10 V	80	96		*	*		dB
	噪声电压(峰峰值)	0.1～10 Hz		2			*		μV
	额定工作电压			±15			*		V
	工作电压范围		±6		±18	*		*	
	电源电流			±6	±7		*	*	mA
动态响应	开环电压增益	U_o=±10 V, R_L=2 kΩ	90	126		*	*		dB
	增益带宽	G=1		4			*		MHz
	谐波失真	G=1, f=1 kHz		0.000 4			*		%
	压摆率			10			*		V/μs
输出	输出电压	R_L=2 kΩ	±11	±11.5		*	*		V
	短路输出电流			±25			*		mA
注：*表示参数与UAF42AP/AU相同。									

二、内部结构与输出关系

图4.40(a)是UAF42(DIP－14脚)内部电路结构。从图中可以看出，该器件有三个输入端(U_{i1}为反向输入端，U_{i2}和U_{i3}为同相输入端)和四个输出端(分别为高通HPO、低通LPO、带通BPO和带阻BRO)。内部有四个运放、50(1±0.005) kΩ及1 000(1±0.005) pF的电阻、电容。运用它可以灵活地设计成为不同用途的的滤波器。LP、HP、BP和BR的输出特性关系，如图4.40(b)所示。

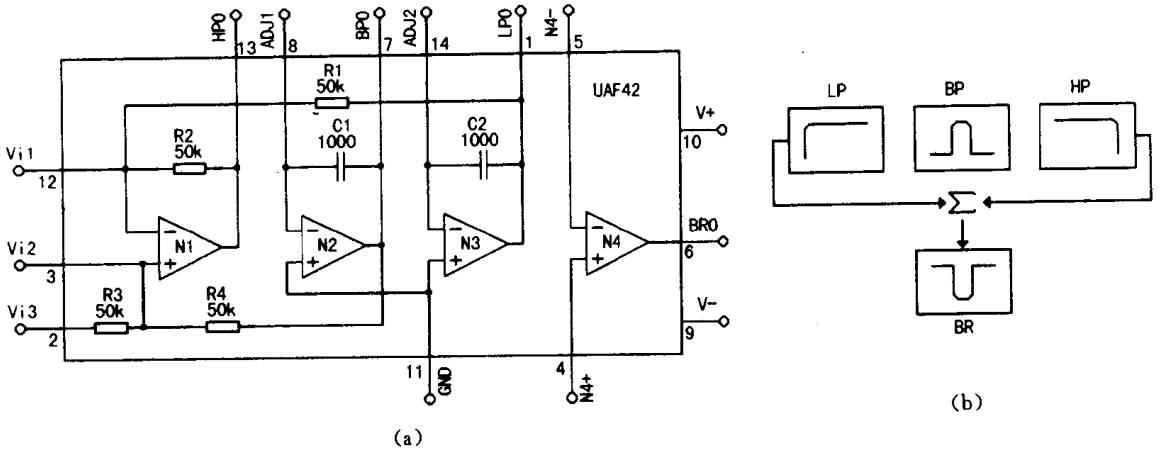


图 4.40　内部结构与输出关系

(a) 内部电路结构；(b) 滤波器输出关系

三、滤波器的设计

用 UAF42 设计滤波器一般有两种输入方式：一是同相输入；一是反向输入。所选择的输入方式不同，其设计公式也有差异。这两种方式相同的设计公式为

$$f_N = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{R2}{R1 \times R_{F1} \times R_{F2} \times C1 \times C2}} \tag{4-8}$$

$$Q_{ALP} = Q_{AHP}\left(\frac{R1}{R2}\right) = A_{BP}\sqrt{\frac{R1 \times R_{F1} \times C1}{R2 \times R_{F2} \times C2}} \tag{4-9}$$

$$BW_{-3\,dB} = f_H - f_L = \frac{f_0}{Q} \tag{4-10}$$

对于同相输入，其设计电路如图 4.41 所示，设计公式为

$$Q = \frac{1 + \dfrac{R4(R_G + R_Q)}{R_Q \times R_G}}{1 + \dfrac{R2}{R1}}\sqrt{\frac{R1 \times R_{F1} \times C1}{R2 \times R_{F2} \times C2}} \tag{4-11}$$

$$A_{LP} = \frac{1 + \dfrac{R1}{R2}}{R_G\left(\dfrac{1}{R_G} + \dfrac{1}{R_Q} + \dfrac{1}{R4}\right)} \tag{4-12}$$

$$A_{HP} = \frac{R2}{R1}A_{LP} \tag{4-13}$$

$$A_{BP} = \frac{R4}{R_G}$$

若 R_Q 取 50 kΩ，其输入可加到 2 脚上，并省去 R_G。

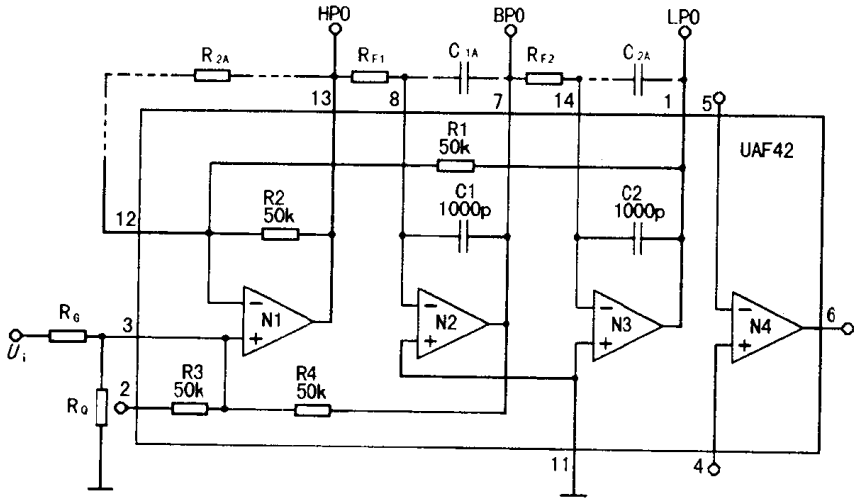


图 4.41　同相输入电路

对于反相输入，设计电路如图 4.42 所示，设计公式为

$$Q=\left(1+\frac{R4}{R_Q}\right)\times\frac{1}{\frac{1}{R1}+\frac{1}{R2}+\frac{1}{R_G}}\times\sqrt{\frac{R_{F1}\times C1}{R1\times R2\times R_{F2}\times C2}} \tag{4-14}$$

$$A_{LP}=\frac{R1}{R_G} \tag{4-15}$$

$$A_{HP}=\frac{R2}{R1}A_{LP} \tag{4-16}$$

$$A_{BP}=\left(1+\frac{R4}{R_Q}\right)\times\frac{1}{R_G\left(\frac{1}{R1}+\frac{1}{R2}+\frac{1}{R_G}\right)} \tag{4-17}$$

若 R_Q 为 50 kΩ，可利用 R3，并将 2 脚接地。

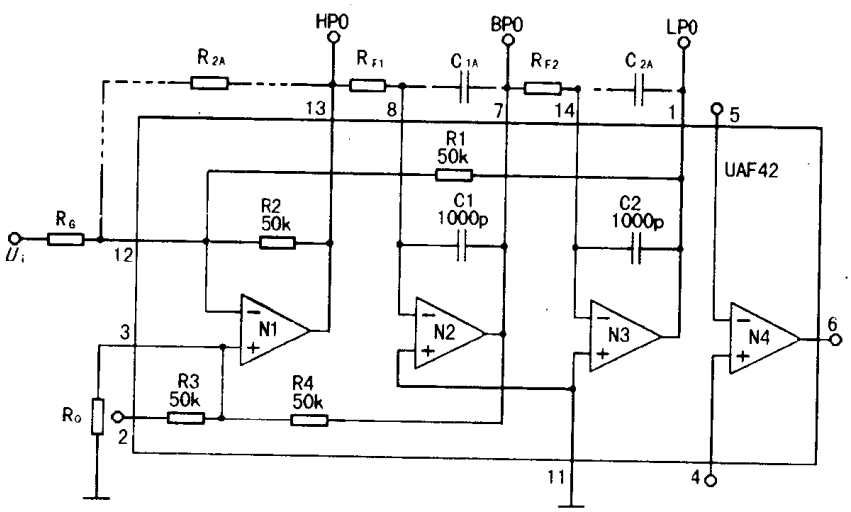


图 4.42　反相输入电路

对于带阻滤波器(陷波器)的设计，UAF42 主要利用 LP 和 HP 输出，通过 R_{Z2}、R_{Z1}、R_{Z3}及 N4 运算放大器求和得到(如图 4.40(b)与图 4.43 所示)。其相应计算公式为

$$Q = \frac{R_{Z3}}{R_{Z1}} - \frac{R_{Z3}}{R_{Z2}} \tag{4-18}$$

上述(4-8)～(4-18)各公式中，f_N 表示设计频率；Q 表示品质因数；A_{LP}、A_{HP}和 A_{BP} 分别表示低通、高通和带通滤波器的增益；BW_{-3dB}表示带宽，其中 f_H 为高端截止频率，f_L 为低端截止频率；f_o 为响应极点频率。

四、滤波器设计实例

在用 UAF42 设计滤波器时，若被确定频率 f_o 大于 10 Hz 而小于 100 kHz 时，不需要外接匹配电容；若 f_o 小于 10 Hz，需要外加 C_{1A}电容与 C_{2A}电容。当 f_o 在 10 Hz 到 32 Hz 范围时，最好增加外接电阻 R_{2A}(取值为 5.4 kΩ)，这样可以保证 R_{2A}与 R2 对滤波器稳定性能的改善(C_{1A}、C_{2A}与 R_{2A}见图 4.41、4.42 虚线部分)。

为了更清楚地说明 UAF42 的用法，这里设计一个在测量仪器中经常用到的 50 Hz 陷波器。

设计时可取 $R_F=R_{F1}=R_{F2}$，$C=C1=C2$，$Rz=R_{Z1}=R_{Z2}$，$R=R1=R2=R3=R4$，这样有关公式可大大简化。

作为一个例子，可取 $BW_{-3dB}=10$ Hz，由(4-10)式得，$Q=5$；由(4-8)式得，$R_F=1/(2\pi C f_N)\approx 3.18$ MΩ；由(4-11)式得，$R_Q=6.2$ kΩ；由(4-18)式可取 $R_{Z1}=R_{Z2}=2$ kΩ，得 $R_{Z3}=10$ kΩ；即完成 50 Hz 陷波器的设计。其电路如图 4.43(a)所示。图 4.43(b)是其频率响应曲线。从图中可以得出在 50 Hz 处增益为－22.71 dB。

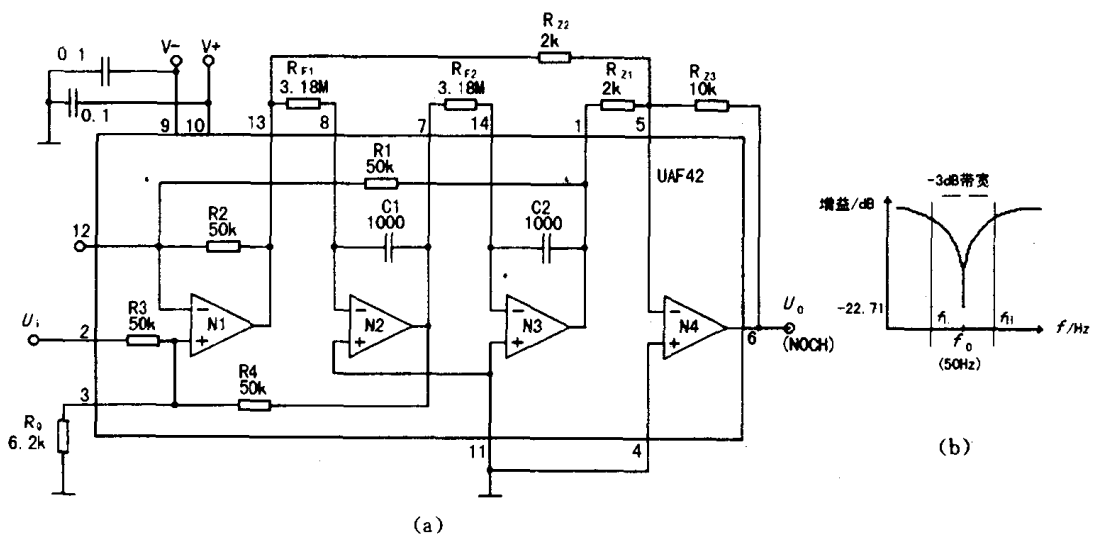


图 4.43　50 Hz 陷波器

(a) 电路图；(b) 频率响应

根据 UAF42 集成芯片的特性，在设计具体的滤波器时，可根据需要设计成二阶或多阶的滤波器。对于二阶的设计就是使用一片 UAF42。对于多阶的设计可以使用几片 UAF42 串接构成，这样就可使滤波器的截止频率成二阶的倍数关系衰减。

4.4.2 MAX265/266 管脚/电阻可编程切换通用滤波器

MAX265/266 是多功能开关电容滤波器。它具有低通(LP)、高通(HP)、带通(BP)、带阻 (BR)和全通(AP)功能。中心频率或截止频率 f_o 可以通过 6 个引脚及外围电阻设定。内部包含两个附加运放及其它控制电路。

MAX265 的中心频率/截止频率可到 40 kHz，而 MAX266 的中心频率/截止频率通过低的时钟比可以到 140 kHz。所需时钟可以通过晶振或外接时钟获得。工作电源电压可从 ±2.37～±6.3 V 之间使用或采用+5 V 单电源工作。

该滤波器可广泛地应用在声纳检测仪表、数字信号处理、振动与音频信号分析和信号检测设备等领域。

MAX265/266 的外形采用 28 脚 0.6 英寸①宽的 DIP 与 0.3 英寸宽的 SO 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 46。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 滤波器可通过软件设计；

(2) MAX256 级的中心频率(f_o)可以控制；

(3) 可通过电阻调整 Q 与 f_o；

(4) 具有 140 kHz 的中心频率范围(MAX266)；

(5) 可采用±5 V 或+5 V 工作电源。

2. 主要参数

MAX265/266 的主要电性能参数如表 4.19 所示。

表 4.19 MAX265/266 的主要电性能参数

电源电压：U_s=±5 V，室温：T_A=+25 ℃；$f_{CLKA}=f_{CLKB}$=1.5 MHz，滤波模式 1

参数		条件	MAX265A/266A			MAX265B/266B			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
滤波特性	中心频率范围		见表 4.20			见表 4.20			—
	最大时钟频率		见表 4.20			见表 4.20			—
	f_{CLK}/f_o	MAX265		199.49			199.49		—
		MAX266		139.80			139.80		
	f_{CLK}/f_o误差	T_{min}～T_{max}		±0.2	±1		±0.2	±2	%
	中心频率温漂			±7			±7		10^{-6}/℃
	Q 值精度	T_{min}～T_{max} Q=10		±1	±4		±1	±8	%
	Q 值温度系数	MAX265 MAX266		±75 ±20			±75 ±20		10^{-6}/℃
	低通增益精度	(DC)		±0.1	±125			±0.2	dB
	增益温度系数	低通(DC)		−10			−10		10^{-6}/℃

① 1 英寸=25.4 mm。

续表

参数		条件	MAX265A/266A			MAX265B/266B			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
内部放大器	输出信号摆幅	$T_{min}\sim T_{max}$ $R_L=10\ k\Omega$		±4.75			±4.75		V
	输出短路电流			50			50		mA
	电源抑制比	0～10 Hz		70			−70		dB
	增益带宽			2.5			2.5		MHz
	压摆率			6			6		V/μs
其它参数	谐波失真(f_o)	G=10,BP 输出 Q=10, U=0.75 V (峰峰值)		−60 −60			−60 −60		dB
	f_o 值编程输入 (F0～F5)	$T_{min}\sim T_{max}$ 高阈值 低阈值	$V_+-0.5$		$V_+-0.5$	$V_+-0.5$		$V_-+0.5$	V
	时钟输入 f_{CLKA}, f_{CLKB}	$T_{min}\sim T_{max}$ 高阈值 低阈值	2.4		0.8	2.4		0.8	V
	电源电压范围	$T_{min}\sim T_{max}$	±2.37	±5	±6.3	±2.37	±5	±6.3	V
	电源电流			24	29		24	29	mA

二、内部结构与基本接法

1. 内部结构

MAX265/266 的内部电路结构如图 4.44 所示。它是一个具有两个独立有源滤波器的电路结构。它包含时钟输入与控制部分、中心频率/截止频率控制部分及低通(LP)、高通(HP)、带通(BP)、带阻(BR)和全通(AP)输出部分等电路。

2. 时钟输入

滤波器的时钟输入连接如图 4.45 所示。其中图(a)为晶振连接图，时钟输出分别提供给滤波器 A 与 B。图(b)为 RC 振荡网络，外接电阻 R、电容 C 与时钟的关系是 $f_{CLK}=0.45/(RC)$。图(c)电路为外接时钟输入。

3. 模式设定

滤波器的级数控制与所选用模式有关，该滤波器的模式有 1、2、3、3A、4、5、6A 和 6B 几种。不管哪种模式对于低通(LP)、高通(HP)和带通(BP)都有其基本表达式和特性曲线。图 4.46 示出了这三种滤波器输出特性曲线。其中图(a)为带通曲线，H_{OPB}表示角频率 ω 等于谐振频率 ω_o 时的带宽增益；f_L、f_o 和 f_H 分别表示带宽的下限、中心与上限频率。图(b)为 低通曲线，H_{OLP}表示直流低通增益；f_p 和 f_c 分别表示增益为 H_{OP}和 $0.707\times H_{OLP}$时的对应频率。图(c)为高通曲线，H_{OHP}表示在 $f_{CLK}/4$ 时的高通增益；f_p 和 f_c 分别表示 H_{OHP}和 $0.707\times H_{OHP}$对应下的频率。

表 4.20 和 4.21 分别示出了时钟、中心频率及比值的关系。

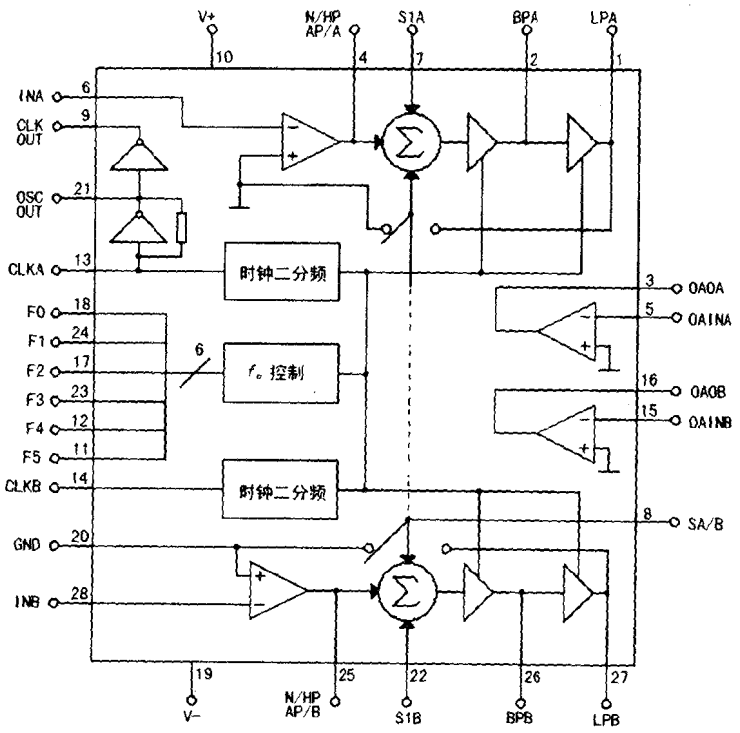


图 4.44　MAX265/266 内部电路结构

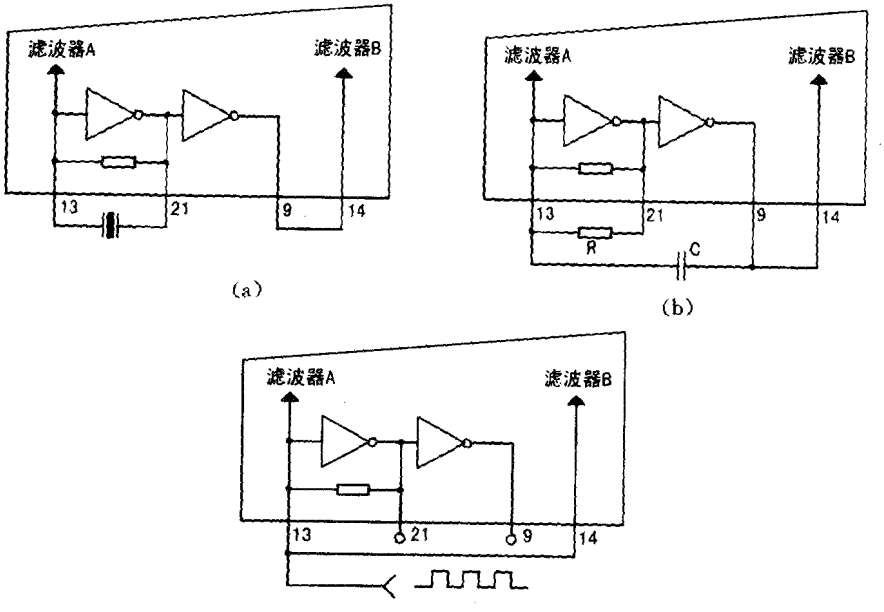


图 4.45　时钟输入连接图

(a) 晶振接法；(b) RC 电路接法；(c) 外输入法

表 4.20　典型时钟与中心频率的关系

器　件	Q 值	工作模式	时钟频率	中心频率	器　件	Q 值	工作模式	时钟频率	中心频率
MAX265	1	1	40 Hz～4.0 MHz	0.4 Hz～40 kHz	MAX266	1	1	40 Hz～4.0 MHz	0.4 Hz～100 kHz
	1	2	40 Hz～4.0 MHz	0.4 Hz～57 kHz		1	2	40 Hz～4.0 MHz	0.4 Hz～140 kHz
	1	3	40 Hz～4.0 MHz	0.4 Hz～40 kHz		1	3	40 Hz～4.0 MHz	0.4 Hz～100 kHz
	1	4	40 Hz～4.0 MHz	0.4 Hz～40 kHz		1	4	40 Hz～4.0 MHz	0.4 Hz～100 kHz
	8	1	40 Hz～3.0 MHz	0.4 Hz～30 kHz		8	1	40 Hz～2.5 MHz	0.4 Hz～60 kHz
	8	2	40 Hz～2.1 MHz	0.4 Hz～30 kHz		8	2	40 Hz～1.5 MHz	0.4 Hz～50 kHz
	8	3	40 Hz～2.1 MHz	0.4 Hz～21 kHz		8	3	40 Hz～1.5 MHz	0.4 Hz～37 kHz
	8	4	40 Hz～3.0 MHz	0.4 Hz～30 kHz		8	4	40 Hz～2.5 MHz	0.4 Hz～60 kHz
	64	1	40 Hz～2.5 MHz	0.4 Hz～25 kHz		64	1	40 Hz～1.4 MHz	0.4 Hz～35 kHz
	90	2	40 Hz～1.2 MHz	0.4 Hz～18 kHz		90	2	40 Hz～1.0 MHz	0.4 Hz～35 kHz
	64	3	40 Hz～1.2 MHz	0.4 Hz～12 kHz		64	3	40 Hz～1.0 MHz	0.4 Hz～30 kHz
	64	4	40 Hz～2.5 MHz	0.4 Hz～25 kHz		64	4	40 Hz～1.4 MHz	0.4 Hz～35 kHz

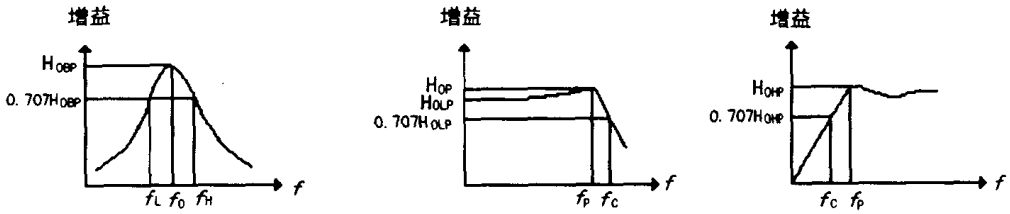


图 4.46　BP、LP 和 HP 特性曲线

(a) BP 特性曲线；(b) LP 特性曲线；(c) HP 特性曲线

表 4.21　时钟与中心频率的比值(f_{CLK}/f_0)

(工作模式为"1"，R1=R2=R4，R3=10×R2)

比值(f_{CLK}/f_0)		编程模式							比值(f_{CLK}/f_0)		编程模式						
MAX265	MAX266	N	F5	F4	F3	F2	F1	F0	MAX265	MAX266	N	F5	F4	F3	F2	F1	F0
100.53	40.84	0	0	0	0	0	0	0	150.80	91.11	32	1	0	0	0	0	0
102.10	42.41	1	0	0	0	0	0	1	152.37	92.68	33	1	0	0	0	0	1
103.67	43.96	2	0	0	0	0	1	0	153.95	94.25	34	1	0	0	0	1	0
105.24	46.55	3	0	0	0	0	1	1	155.51	95.62	35	1	0	0	0	1	1
106.81	47.12	4	0	0	0	1	0	0	157.08	97.39	36	1	0	0	1	0	0
108.38	48.69	5	0	0	0	1	0	1	158.65	98.96	37	1	0	0	1	0	1
109.96	50.27	6	0	0	0	1	1	0	160.22	100.53	38	1	0	0	1	1	0
111.53	51.84	7	0	0	0	1	1	1	161.78	102.10	39	1	0	0	1	1	1
113.10	53.41	8	0	0	1	0	0	0	163.36	102.67	40	1	0	1	0	0	0
114.67	54.98	9	0	0	1	0	0	1	164.93	105.24	41	1	0	1	0	0	1
116.24	56.55	10	0	0	1	0	1	0	166.60	106.81	42	1	0	1	0	1	0
117.81	58.12	11	0	0	1	0	1	1	168.08	108.38	43	1	0	1	0	1	1
119.38	59.69	12	0	0	1	1	0	0	169.65	109.96	44	1	0	1	1	0	0
120.95	61.26	13	0	0	1	1	0	1	171.22	111.53	45	1	0	1	1	0	1
122.52	62.83	14	0	0	1	1	1	0	172.79	113.10	46	1	0	1	1	1	0
124.09	64.40	15	0	0	1	1	1	1	174.36	114.66	47	1	0	1	1	1	1
125.66	65.97	16	0	1	0	0	0	0	175.93	116.24	48	1	1	0	0	0	0
127.23	67.54	17	0	1	0	0	0	1	177.60	117.81	49	1	1	0	0	0	1
128.81	69.12	18	0	1	0	0	1	0	179.07	119.38	50	1	1	0	0	1	0
130.36	70.69	19	0	1	0	0	1	1	180.64	120.95	51	1	1	0	0	1	1
131.95	72.26	20	0	1	0	1	0	0	182.21	122.52	52	1	1	0	1	0	0
133.52	73.83	21	0	1	0	1	0	1	183.76	124.09	53	1	1	0	1	0	1
135.06	75.40	22	0	1	0	1	1	0	185.35	125.66	54	1	1	0	1	1	0
136.88	76.97	23	0	1	0	1	1	1	186.92	127.23	55	1	1	0	1	1	1
138.23	78.53	24	0	1	1	0	0	0	188.49	128.81	56	1	1	1	0	0	0
139.60	80.11	25	0	1	1	0	0	1	190.07	130.35	57	1	1	1	0	0	1
141.37	81.68	26	0	1	1	0	1	0	191.64	131.95	58	1	1	1	0	1	0
142.94	83.25	27	0	1	1	0	1	1	193.21	133.52	59	1	1	1	0	1	1
144.51	84.62	28	0	1	1	1	0	0	194.76	135.06	60	1	1	1	1	0	0
146.08	88.39	29	0	1	1	1	0	1	196.35	136.66	61	1	1	1	1	0	1
147.65	87.96	30	0	1	1	1	1	0	197.92	138.23	62	1	1	1	1	1	0
149.29	89.54	31	0	1	1	1	1	1	199.49	139.80	63	1	1	1	1	1	1

1）模式 1

模式 1 设定接线如图 4.47 所示。其中图(a)是二阶滤波器，具有陷波(N)、带通和低通性能。其设计公式为

$$H_{ON} = -\frac{R2}{R1}; \qquad f_o = \frac{f_{CLK}}{CR}; \qquad H_{OBP} = \frac{R3}{R1}$$

$$Q = \frac{R3}{R2}; \qquad H_{OLP} = -\frac{R2}{R1}$$

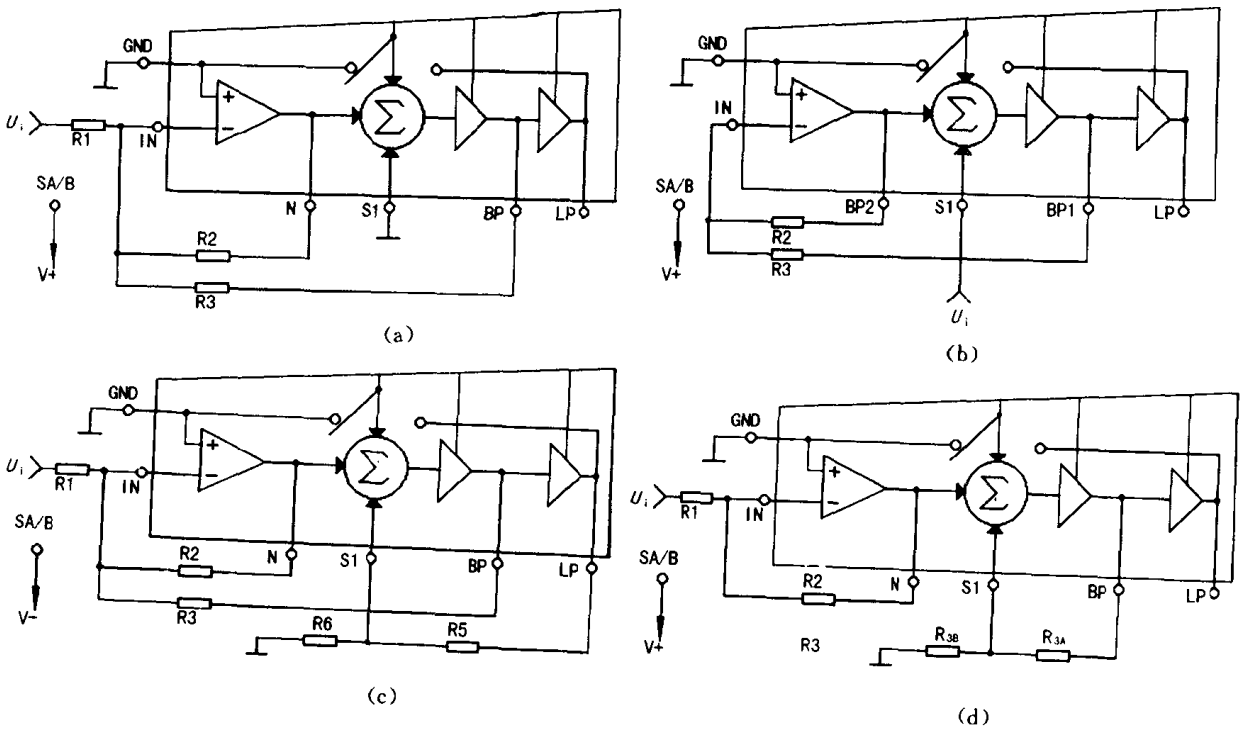


图 4.47　模式 1 连接图

(a)、(c) 为陷波、带通和低通输出；(b)、(d) 为带通和低通输出

其中 H_{ON} 为陷波器增益；Q 为品质因素(下同)。

图(b)是二阶滤波器，具有带通和低通性能。其设计公式为

$$H_{OLP} = -1; \qquad f_o = \frac{f_{CLK}}{CR}$$

$$H_{OBP} = -\frac{R3}{R2}; \qquad Q = \frac{R3}{R2}$$

图(c)是二阶滤波器，具有陷波、带通和低通性能。其设计公式为：

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{CR}\sqrt{\frac{R6}{R5+R6}}; \qquad H_{OLP} = \frac{\frac{R2}{R1}}{1+\frac{R6}{R5+R6}}$$

$$Q = \frac{R3}{R2}\sqrt{\frac{R6}{R5+R6}+1}; \qquad H_{OBP} = -\frac{R3}{R1}$$

$$H_{ON} = -\frac{R2}{R1};$$

其中，R5<5 kΩ。

图(d)为二阶滤波器，具有带通和低通性能。其设计公式为

$$H_{OBP} = -\frac{R2}{R1} \times Q; \quad f_o = \frac{f_{CLK}}{CR}$$

$$H_{OLP} = -\frac{R2}{R1}; \quad Q = 1 + \frac{R_{3A}}{R_{3B}}$$

2) 模式 2

模式 2 设定接线如图 4.48 所示。其中图(a)是二阶滤波，具有陷波、带通和低通性能。其设计公式为

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{CR}\sqrt{1 + \frac{R2}{R4}}; \quad H_{OLP} = -\frac{\frac{R2}{R1}}{1 + \frac{R2}{R4}}$$

$$Q = \frac{R2}{R3}\sqrt{1 + \frac{R2}{R4}}; \quad H_{OBP} = -\frac{R3}{R1}$$

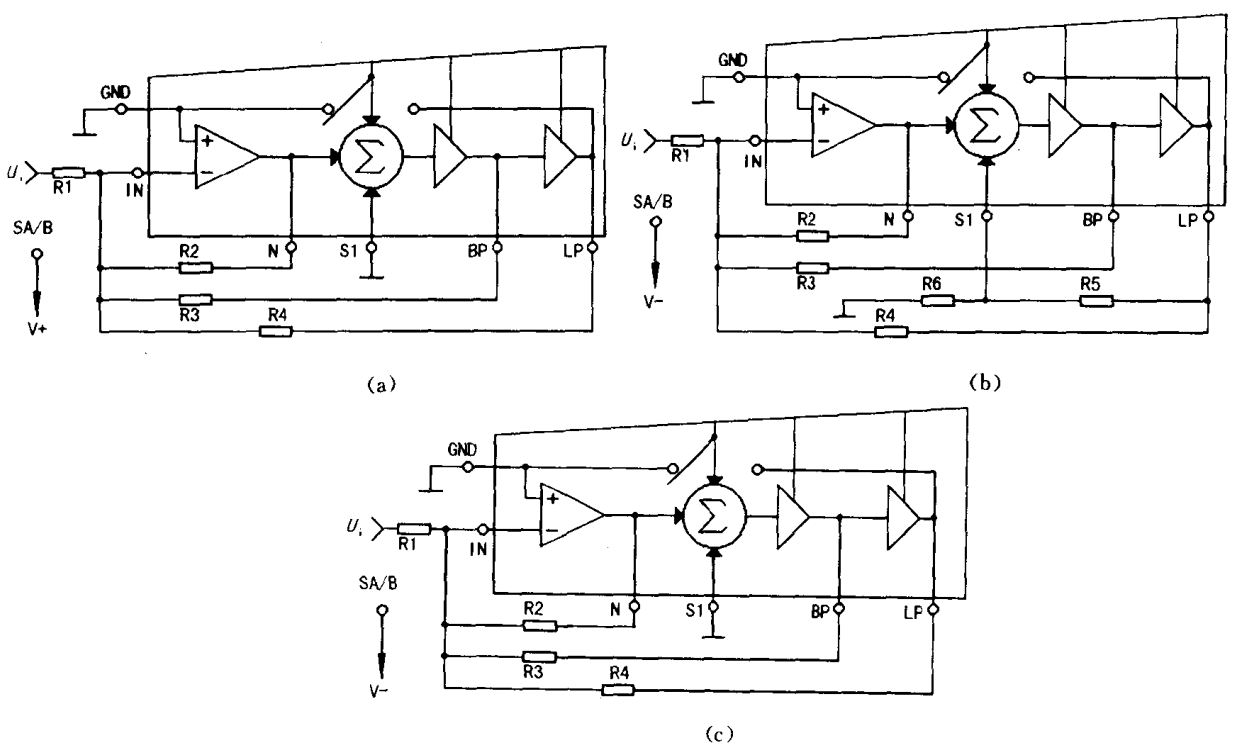


图 4.48 模式 2 连接图

(a)、(b) 为陷波、带通和低通输出；(c) 为高通、带通和低通输出

图(b)是二阶滤波器，具有陷波、带通和低通性能。其设计公式为

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{CR}\sqrt{\frac{R2}{R4}+\frac{R6}{R5+R6}}; \quad H_{ON} = -\frac{R2}{R1}$$

$$Q = \frac{R3}{R2}\sqrt{\frac{R2}{R4}+\frac{R6}{R5+R6}}; \quad H_{OBP} = -\frac{R3}{R1}$$

图(c)是二阶滤波器，具有高通、带通和低通性能。其设计公式为

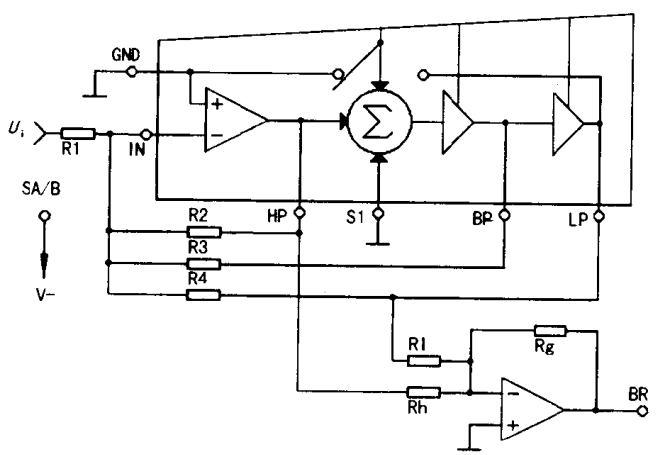
$$f_o = \frac{f_{CLK}}{CR}\sqrt{\frac{R2}{R4}}; \quad H_{OLP} = -\frac{R4}{R1}$$

$$Q = \frac{R3}{R2}\sqrt{\frac{R2}{R4}}; \quad H_{OBP} = -\frac{R3}{R1}$$

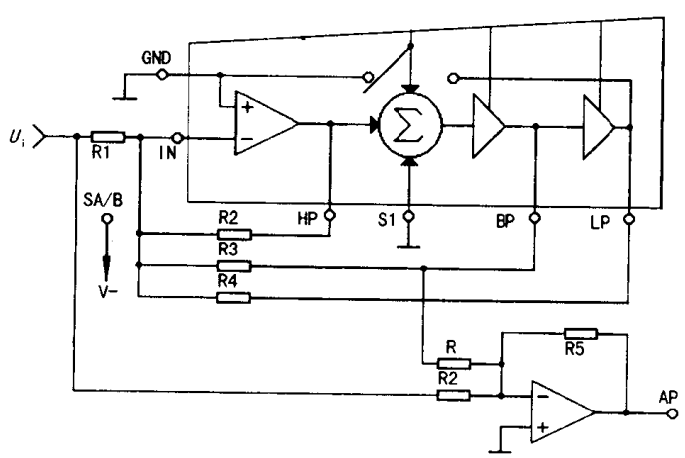
$$H_{OHP} = \frac{R2}{R1}$$

3) 模式 3 和模式 4

模式 3 和模式 4 的设定如图 4.49(a)和图 4.49(b)所示。图(a)为二阶滤波器，具有带通、低通和陷波性能。其设计公式为



(a)



(b)

图 4.49　模式 3 和模式 4 连接图

(a) 模式 3 可高通、带通、低通和陷波输出；(b) 模式 4 可高通、带通、低通和全通输出

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{CR}\sqrt{\frac{R2}{R4}}; \quad H_{OLP} = \frac{R4}{R1}$$

$$H_{OHP} = -\frac{R2}{R1}; \quad H_{ON} = -\frac{Rg}{Rh} \times \frac{R2}{R1}$$

$$H_{OBP} = -\frac{R3}{R1}$$

图(b)为二阶滤波器，具有高通、带通、低通和全通性能。其设计公式为

$$f_o = \frac{f_{CLK}}{CR}\sqrt{\frac{R2}{R4}}; \quad H_{OHP} = \frac{R2}{R1}$$

$$Q = \frac{R3}{R2}\sqrt{\frac{R2}{R4}}; \quad H_{OBP} = -\frac{R4}{R1}$$

$$H_{HOAP} = \frac{R5}{R2}; \quad H_{OLP} = \frac{R3}{R1}$$

因篇幅有限，其它模式可参阅参考资料[5]。

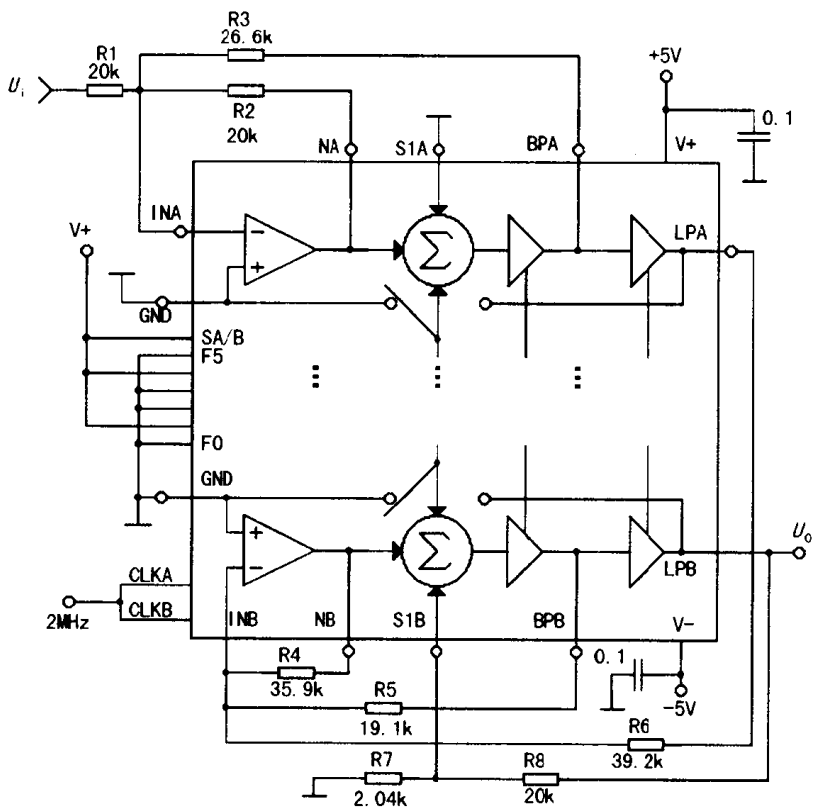


图 4.50　30 kHz 蝶值低通滤波器

三、应用实例

在利用 MAX265、266 进行不同目的的滤波器设计时，可参考表 4.20、表 4.21 有关参数，图 4.45～图 4.49 所示的连接电路及有关设计公式。

作为一个设计例子，可利用 MAX266 内部的两个独立二阶滤波器功能，设计一个四阶低通滤波器。

设：f_o=30 kHz，Q_A=1.307，Q_B=0.541，G=1。

根据要求可选用模式 1 连接。其中 A 滤波器按图 4.47(a)连接，B 滤波器按图 4.47(c)连接。可取 $f_{OA}=f_{OB}=f_o$=30 kHz。由表 4.20，取 f_{CLK}=2 MHz。由模式 1 图 4.47(a)及图 4.47(c)所给公式得，A 滤波器时钟比(CR)为 69.12，B 滤波器 CR 为 69.26，R1=20 kΩ，R2=20 kΩ，R3=26.8 kΩ，R_6=39.2 kΩ，R4=35.9 kΩ，R5=19.1 kΩ，R7=2.04 kΩ，R8=20 kΩ。设计电路如图 4.50 所示。

4.4.3 MAX263/64/67/68 管脚可编程切换通用开关电容滤波器

MAX263/64/67/68 是 CMOS 开关电容滤波器。其中 MAX263/64 既可设计成低通、高通、带通滤波器，也可设计成陷波器，而 MAX267/68 只能是带通滤波器。滤波器的中心频率、品质因素(Q)可通过对管脚的编程切换进行选择。MAX263/64 对于各种滤波功能的实现不需要外围元件。对于 MAX267/68 来说，内部电路多增加了运放电路。MAX263 系列滤波器的时钟既可采用晶振，也可由外时钟提供。Q 值可从 0.5 到 64 分 128 级设置。

该器件可广泛地应用在精密仪表电路、数字信号处理电路、振动和音频分析等领域。

MAX263/64 外形采用标准 28 脚 DIP 封装结构，MAX267/68 外形采用标准 24 脚 DIP 封装结构。其引脚排列请见附录 B 图 45、47。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 可采用软件设计；

(2) 32 级中心频率控制；

(3) 128 级 Q 值控制；

(4) Q 和 f_o 可编程；

(5) 中心频率为 75 kHz(MAX264/68)；

(6) 可采用+5 V 或±5 V 电源工作。

2. 主要参数

MAX263/64/67/68 的主要电性能参数如表 4.22 所示。

表 4.22　MAX263/64/67/68 的主要电性能参数

电源电压：$U_s=\pm5$ V，室温：$T_A=+25$ ℃　$f_{CLKA}=f_{CLKB}=1.5$ MHz，滤波模式 1

参数		条件	MAX26XA			MAX62XB			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
滤波特性	中心频率范围		见表 4.23			见表 4.23			—
	最大时钟频率		见表 4.23			见表 4.23			—
	f_{CLK}/f_o	MAX263/267		197.92			197.92		—
		MAX264/268		138.23			138.23		
	f_{CLK}/f_o 误差	$T_{min}\sim T_{max}$		±0.2	±1.0		±0.2	±2.0	%
	中心频率温漂			−5			−5		10^{-6}/℃
	Q 值精度	$T_{min}\sim T_{max}$ Q=0.5～16 Q=32 Q=64		=1 ±2 ±4	±6 ±10 ±15		±1 ±2 ±4	±10 ±15 ±22	%
	Q 值温度系数			±20			±20		10^{-6}/℃
	低通增益精度（直流）	MAX263/64A		±0.1	±0.25				dB
		MAX263/64B					±0.1	±0.5	
	增益温度系数	低通(DC)		−5			−5		10^{-6}/℃
		带通(f_o)		+20			+20		
内部放大器	输出信号摆幅	$T_{min}\sim T_{max}$ $R_L=10$ kΩ		±4.75			±4.75		V
	输出短路电流			50			50		mA
	电源抑制比	0～10 Hz		−70			−70		dB
	增益带宽			2.5			2.5		MHz
	压摆率			6			6		V/μs

续表

参数		条件	MAX26XA			MAX62B			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
其它参数	谐波失真(f_o)	Q=4 U_i=1.5 V (峰峰值)		−57			−57		dB
	f_o，Q 值编程输入(F0～F4，Q0～Q6)	T_{min}～T_{max} 高阈值 低阈值	V_+−0.5		V_-−0.5	V_+−0.5		V_+−0.5	V
	时钟输入(f_{CLKA}，f_{CLKB})	T_{min}～T_{max} 高阈值 低阈值	2.4		0.8	2.4		0.8	V
	电源电压范围	T_{min}～T_{max}	±2.37	±5	±6.3	±2.37	±5	±6.3	
	电源电流			14	20		14	20	mA

二、内部结构与基本接法

1. 内部结构

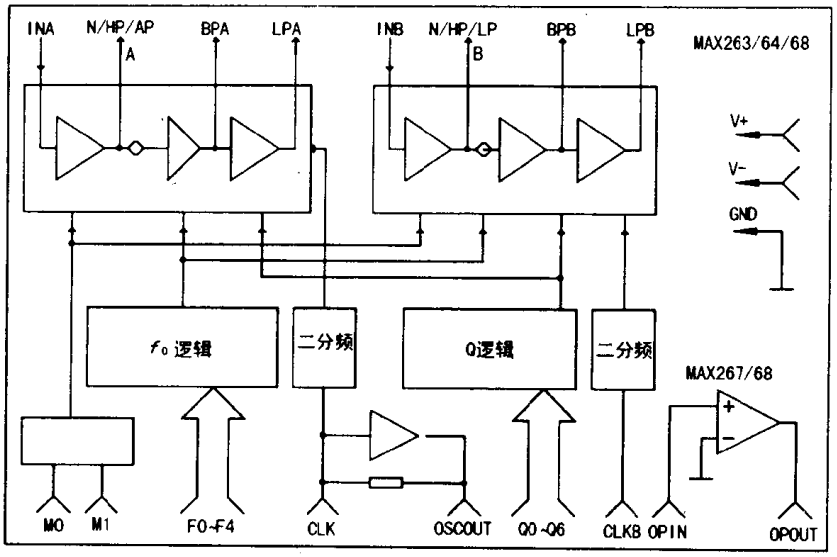
MAX263/64/67/68 的内部电路结构如图 4.51(a)所示。它主要由两个独立的二阶滤波器组成。其中有中心频率控制逻辑、Q 值控制逻辑、模式选择等部分。图 4.51(b)是二阶滤波电路框图。只有 MAX263/64 有 N/HP/LP/BP/AP 滤波输出，而 MAX267/68 仅有 BP 输出。

2. 时钟电路

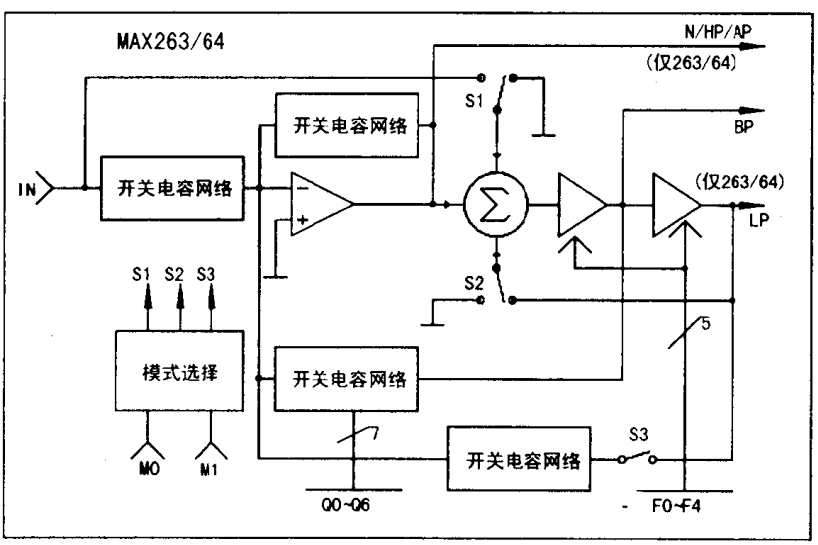
MAX263/64/67/68 的时钟获取电路如图 4.52 所示。其中图(a)为晶振电路，图(b) 是外接时钟输入电路。时钟分别提供给滤波器 A 与滤波器 B。

3. f_o与 Q 值控制

f_o与 Q 值的控制不仅与时钟有关，而且与模式的选择有关。表 4.23 示出了 MAX263/64/67/68 的时钟与滤波频率的关系。表 4.24 与表 4.25 分别示出了 f_o与 Q 值的控制模式。



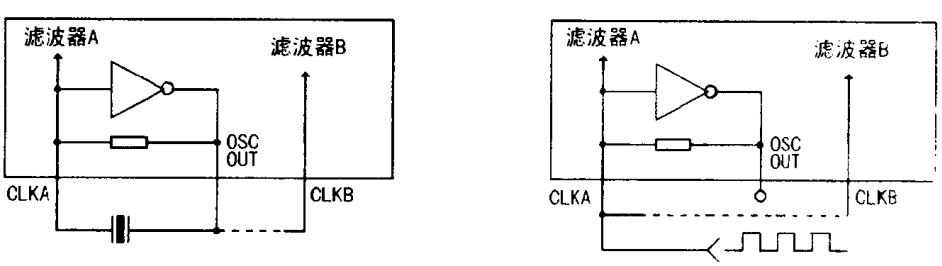
(a)



(b)

图 4.51　滤波器内部结构框图

(a) 内部电路结构；(b) 二阶滤波部分框图



(a)　　(b)

图 4.52　时钟电路

(a) 晶振电路；(b) 外接时钟输入

表 4.23　时钟与滤波频率的关系

器　件	Q 值	工作模式	时钟频率	中心频率	器　件	Q 值	工作模式	时钟频率	中心频率
MAX 263/267	1	1	40 Hz～4.0 MHz	0.4 Hz～40 kHz	MAX 264/268	1	1	40 Hz～4.0 MHz	1.0 Hz～100 kHz
	1	2	40 Hz～4.0 MHz	0.5 Hz～57 kHz		1	2	40 Hz～4.0 MHz	1.4 Hz～140 kHz
	1	3	40 Hz～4.0 MHz	0.4 Hz～40 kHz		1	3	40 Hz～4.0 MHz	1.0 Hz～100 kHz
	1	4	40 Hz～4.0 MHz	0.4 Hz～40 kHz		1	4	40 Hz～4.0 MHz	1.0 Hz～100 kHz
	8	1	40 Hz～2.7 MHz	0.4 Hz～27 kHz		8	1	40 Hz～2.5 MHz	1.0 Hz～60 kHz
	8	2	40 Hz～2.1 MHz	0.5 Hz～30 kHz		8	2	40 Hz～1.4 MHz	1.4 Hz～60 kHz
	8	3	40 Hz～1.7 MHz	0.4 Hz～17 kHz		8	3	40 Hz～1.4 MHz	1.0 Hz～35 kHz
	8	4	40 Hz～2.7 MHz	0.4 Hz～27 kHz		8	4	40 Hz～2.5 MHz	1.0 Hz～60 kHz
	64	1	40 Hz～2.0 MHz	0.4 Hz～20 kHz		64	1	40 Hz～1.5 MHz	1.0 Hz～37 kHz
	90	2	40 Hz～1.2 MHz	0.4 Hz～18 kHz		90	2	40 Hz～0.9 MHz	1.4 Hz～32 kHz
	64	3	40 Hz～1.2 MHz	0.4 Hz～12 kHz		64	3	40 Hz～0.9 MHz	1.0 Hz～22 kHz
	64	4	40 Hz～2.0 MHz	0.4 Hz～20 kHz		64	4	40 Hz～1.5 MHz	1.0 Hz～37 kHz

表 4.24　中心频率 f_o 的控制模式

f_{CLK}/f_o 值				编程模式
MAX263/267		MAX264/268		N F4 F3 F2 F1 F0
模式 1,3,4	模式 2	模式 1,3,4	模式 2	
100.53	71.09	40.84	28.88	0 0 0 0 0 0
103.67	73.31	43.96	31.10	1 0 0 0 0 1
106.81	75.35	47.12	33.32	2 0 0 0 1 0
109.96	77.75	50.27	35.54	3 0 0 0 1 1
113.10	79.97	53.41	37.76	4 0 0 1 0 0
116.24	82.19	56.55	39.99	5 0 0 1 0 1
119.38	84.42	59.69	42.21	6 0 0 1 1 0
122.52	86.64	62.83	44.43	7 0 0 1 1 1
125.66	88.86	65.97	46.65	8 0 1 0 0 0
128.81	91.80	69.12	48.67	9 0 1 0 0 1
131.95	93.30	72.26	51.10	10 0 1 0 1 0
135.06	95.52	75.40	53.31	11 0 1 0 1 1
138.23	97.74	76.53	55.54	12 0 1 1 0 0
141.37	99.97	81.68	57.76	13 0 1 1 0 1
144.51	102.89	84.82	59.96	14 0 1 1 1 0
147.65	104.41	87.96	62.20	15 0 1 1 1 1
150.80	106.63	91.11	64.42	16 1 0 0 0 0
153.98	108.85	94.25	66.64	17 1 0 0 0 1
157.06	111.07	97.39	68.86	18 1 0 0 1 0
160.22	113.29	100.53	71.09	19 1 0 0 1 1
163.36	115.52	102.67	73.31	20 1 0 1 0 0
166.50	117.74	106.81	76.83	21 1 0 1 0 1
169.65	119.96	109.96	77.75	22 1 0 1 1 0
172.79	122.18	113.10	79.97	23 1 0 1 1 1
175.93	124.40	116.24	82.19	24 1 1 0 0 0
179.07	126.62	119.38	84.81	25 1 1 0 0 1
182.21	128.84	122.52	86.64	26 1 1 0 1 0
185.35	131.07	125.66	88.86	27 1 1 0 1 1
188.49	133.29	126.81	91.06	28 1 1 1 0 0
191.64	135.51	131.95	93.30	29 1 1 1 0 1
194.78	137.73	135.09	95.52	30 1 1 1 1 0
197.92	139.95	138.23	97.74	31 1 1 1 1 1

表 4.25　品质因素 Q 值的控制模式

Q 值		编程模式								Q 值		编程模式							
模式 1,3,4	模式 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0	模式 1,3,4	模式 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
——	——	0	0	0	0	0	0	0	0	0.640	0.905	28	0	0	1	1	1	0	0
0.504	0.713	1	0	0	0	0	0	0	1	0.646	0.914	29	0	0	1	1	1	0	1
0.508	0.718	2	0	0	0	0	0	1	0	0.653	0.924	30	0	0	1	1	1	1	0
0.512	0.724	3	0	0	0	0	0	1	1	0.660	0.933	31	0	0	1	1	1	1	1
0.516	0.730	4	0	0	0	0	1	0	0	0.667	0.943	32	0	1	0	0	1	0	0
0.520	0.736	5	0	0	0	0	1	0	1	0.674	0.953	33	0	1	0	0	0	0	1
0.525	0.742	6	0	0	0	0	1	1	0	0.681	0.963	34	0	1	0	0	1	1	0
0.529	0.748	7	0	0	0	0	1	1	1	0.686	0.973	35	0	1	0	0	0	1	1
0.533	0.754	8	0	0	0	1	0	0	0	0.696	0.984	36	0	1	0	0	1	0	0
0.535	0.761	9	0	0	0	1	0	0	1	0.703	0.995	37	0	1	0	0	1	0	1
0.542	0.767	10	0	0	0	1	0	1	0	0.711	1.01	38	0	1	0	0	1	1	0
0.547	0.774	11	0	0	0	1	0	1	1	0.718	1.02	39	0	1	0	0	1	1	1
0.552	0.780	12	0	0	0	1	1	0	0	0.727	1.03	40	0	1	0	1	0	0	0
0.556	0.787	13	0	0	0	1	1	0	1	0.735	1.04	41	0	1	0	1	0	0	1
0.561	0.794	14	0	0	0	1	1	1	0	0.744	1.05	42	0	1	0	1	0	1	0
0.566	0.801	15	0	0	0	1	1	1	1	0.753	1.06	43	0	1	0	1	0	1	1
0.571	0.808	16	0	0	1	0	0	0	0	0.762	1.08	44	0	1	0	1	1	0	0
0.577	0.815	17	0	0	1	0	0	0	1	0.771	1.09	45	0	1	0	1	1	0	1
0.582	0.823	18	0	0	1	0	0	1	0	0.780	1.10	46	0	1	0	1	1	1	0
0.587	0.830	19	0	0	1	0	0	1	1	0.790	1.12	47	0	1	0	1	1	1	1
0.593	0.838	20	0	0	1	0	1	0	0	0.800	1.13	48	0	1	1	0	0	0	0
0.598	0.846	21	0	0	1	0	1	0	1	0.810	1.15	49	0	1	1	0	0	0	1
0.604	0.854	22	0	0	1	0	1	1	0	0.821	1.16	50	0	1	0	0	1	1	0
0.609	0.862	23	0	0	1	0	1	1	1	0.831	1.18	51	0	1	1	0	0	1	1
0.615	0.870	24	0	0	1	1	0	0	0	0.842	1.19	52	0	1	1	0	1	0	0
0.621	0.879	25	0	0	1	1	0	0	1	0.853	1.21	53	0	1	1	0	1	0	1
0.627	0.887	26	0	0	1	1	0	1	0	0.865	1.22	54	0	1	1	0	1	1	0
0.634	0.896	27	0	0	1	1	0	1	1	0.877	1.24	55	0	1	1	0	1	1	1

续表

Q 值		编程模式								Q 值		编程模式							
模式 1,3,4	模式 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0	模式 1,3,4	模式 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
0.889	1.26	56	0	1	1	1	0	0	0	1.45	2.06	84	1	0	1	0	1	0	0
0.901	1.27	57	0	1	1	1	0	0	1	1.49	2.10	85	1	0	1	0	1	0	1
0.914	1.29	58	0	1	1	1	0	1	0	1.52	2.16	86	1	0	1	0	1	1	0
0.928	1.31	59	0	1	1	1	0	1	1	1.56	2.21	87	1	0	1	0	1	1	1
0.941	1.33	60	0	1	1	1	1	0	0	1.60	2.26	88	1	0	1	1	0	0	0
0.955	1.35	61	0	1	1	1	1	0	1	1.64	2.32	89	1	0	1	1	0	0	1
0.969	1.37	62	0	1	1	1	1	1	0	1.68	2.40	90	1	0	1	1	0	1	0
0.985	1.39	63	0	1	1	1	1	1	1	1.73	2.45	91	1	0	1	1	0	1	1
1.00	1.41	64	1	0	0	0	0	0	0	1.78	2.51	92	1	0	1	1	1	0	0
1.02	1.44	65	1	0	0	0	0	0	1	1.83	2.59	93	1	0	1	1	1	0	1
1.03	1.46	66	1	0	0	0	0	1	0	1.88	2.65	94	1	0	1	1	1	1	0
1.05	1.48	67	1	0	0	0	0	1	1	1.94	2.74	95	1	0	1	1	1	1	1
1.07	1.51	68	1	0	0	0	1	0	0	2.00	2.83	96	1	1	0	0	0	0	0
1.08	1.53	69	1	0	0	0	1	0	1	2.06	2.92	97	1	1	0	0	0	0	1
1.10	1.56	70	1	0	0	0	1	1	0	2.13	3.02	98	1	1	0	0	0	1	0
1.12	1.59	71	1	0	0	0	1	1	1	2.21	3.12	99	1	1	0	0	0	1	1
1.14	1.62	72	1	0	0	1	0	0	0	2.29	3.23	100	1	1	0	0	1	0	0
1.16	1.65	73	1	0	0	1	0	0	1	2.37	3.35	101	1	1	0	0	1	0	1
1.19	1.68	74	1	0	0	1	0	1	0	2.46	3.48	102	1	1	0	0	1	1	0
1.21	1.71	75	1	0	0	1	0	1	1	2.56	3.62	103	1	1	0	0	1	1	1
1.23	1.74	76	1	0	0	1	1	0	0	2.67	3.77	104	1	1	0	1	0	0	0
1.25	1.77	77	1	0	0	1	1	0	1	2.78	3.96	105	1	1	0	1	0	0	1
1.28	1.81	78	1	0	0	1	1	1	0	2.91	4.11	106	1	1	0	1	0	1	0
1.31	1.85	79	1	0	1	1	1	1	1	3.05	4.31	107	1	1	0	1	0	1	1
1.33	1.89	80	1	0	1	0	0	0	0	3.20	4.53	108	1	1	0	1	1	0	0
1.36	1.93	81	1	0	1	0	0	0	1	3.37	4.76	109	1	1	0	1	1	0	1
1.39	1.97	82	1	0	1	0	0	1	0	3.56	5.03	110	1	1	0	1	1	1	0
1.42	2.01	83	1	0	1	0	0	1	1	3.78	5.32	111	1	1	0	1	1	1	1

续表

Q 值		编程模式								Q 值		编程模式							
模式 1,3,4	模式 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0	模式 1,3,4	模式 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
4.00	5.66	112	1	1	1	0	0	0	0	8.00	11.3	120	1	1	1	1	0	0	0
4.27	6.03	113	1	1	1	0	0	0	1	9.14	12.9	121	1	1	1	1	0	0	1
4.57	6.46	114	1	1	1	0	0	1	0	10.7	15.1	122	1	1	1	1	0	1	0
4.92	6.96	115	1	1	1	0	0	1	1	12.8	18.1	123	1	1	1	1	0	1	1
5.33	7.54	116	1	1	1	0	1	0	0	16.0	22.6	124	1	1	1	1	1	0	0
5.82	8.23	117	1	1	1	0	1	0	1	21.3	30.2	125	1	1	1	1	1	0	1
6.40	9.05	118	1	1	1	0	1	1	0	32.0	45.3	126	1	1	1	1	1	1	0
7.11	10.1	119	1	1	1	0	1	1	1	64.0	90.5	127	1	1	1	1	1	1	1

4. 滤波器模式选择

表4.26示出了MAX263/64/67/68的滤波模式关系。其中 f_N 为陷波频率；H_{OLP}为低通增益；H_{OBP}为带通增益；H_{OHP}为高通增益。

表4.26 滤波器模式选择关系

模式	M1，M0	滤波功能	f_o	Q	f_N	H_{OLP}	H_{OBP}	H_{ON1}	H_{ON2}	其它
1	0，0	LP，BP，N	见表4.24	见表4.25	f_o	−1	Q	−1	−1	
2	0，1	LP，BP，N			$f_o\sqrt{2}$	−0.5	$-Q/\sqrt{2}$	−0.5	−1	
3	1，0	LP，BP，HP				−1	−Q			$H_{OHP}=-1$
3A	1，0	LP，BP，HP，N			$f_o\times\sqrt{R_H/R_L}$	−1	−Q	R_G/R_L	R_G/R_H	$H_{OHP}=-1$
4	1，1	LP，BP，AP				−2	−2Q			$H_{DAP}=1$ $f_z=f_{01}$ $Q_z=Q$

1）模式 1

该模式具有 N、BP 和 LP 滤波输出，如图 4.53 所示。

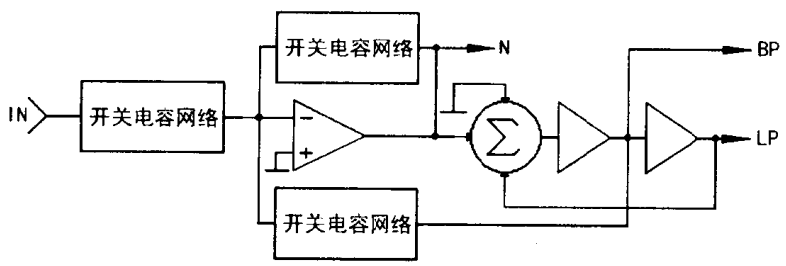


图 4.53 模式 1 输出形式

2）模式 2

该模式具有 N、BP 和 LP 输出，如图 4.54 所示。

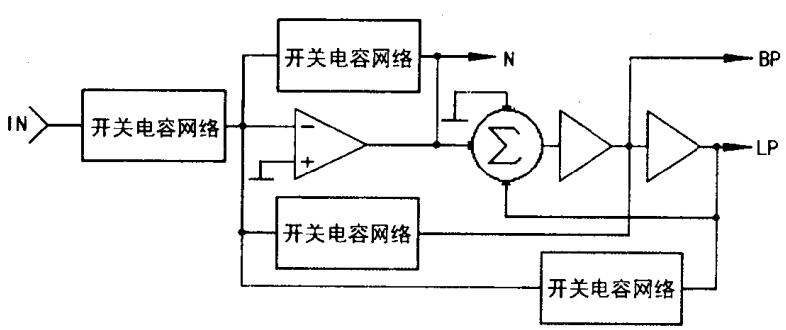


图 4.54 模式 2 输出形式

3）模式 3

该模式有两种形式：图4.55(a)具有 HP、BP 和 LP 输出；图4.55(b)具有 N、HP、BP 和 LP 输出。

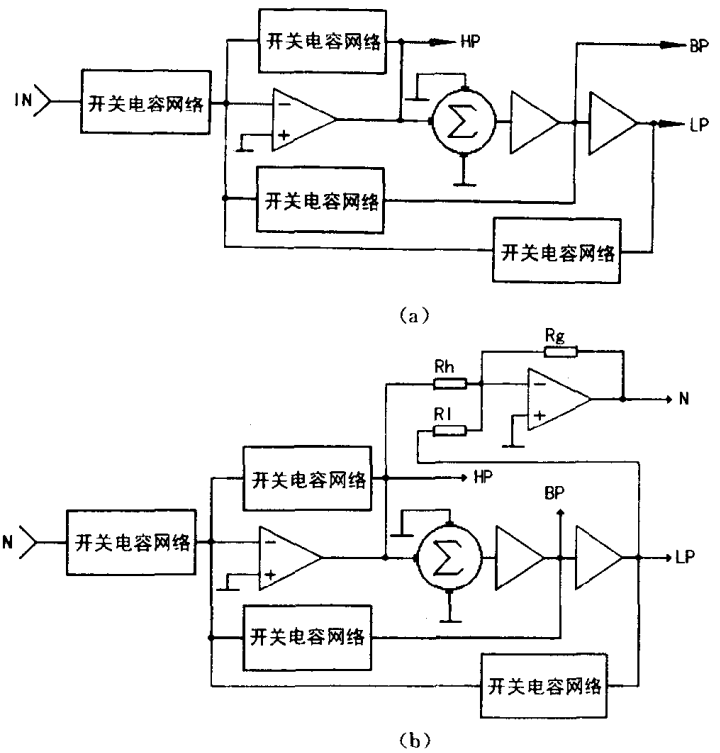


图 4.55　模式 3 输出形式

(a) 具有 HP、BP 和 LP 输出；(b) 具有 N、HP、BP 和 LP 输出

4) 模式 4

该模式具有 LP、BP 和 AP 输出，如图4.56所示。

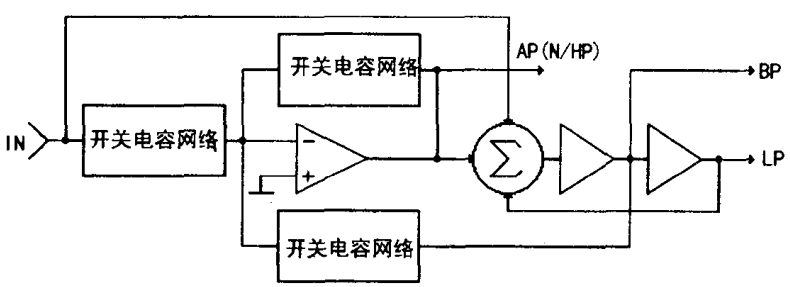


图 4.56　模式4输出形式

5. 滤波器频率响应

带通、低通、高通和陷波滤波输出的频率响应，如图4.57所示。

三、应用实例

利用 MAX263/64/67/68进行滤波器的设计时，可以使用单片设计成2阶或4 阶滤波器，也可使用多片设计成更高阶的滤波输出。无论哪一种都可由表4.23、表4.24、表4.25和表4.26所给参数来选择。图4.58示出了4阶50 Hz 带通滤波器连接图。其中图(a)采用MAX268内部的辅助运放作放大反馈及外时钟(2.5 MHz)来实现的滤波功能。图(b) 是不使用外接电阻实现的4阶50 kHz 带通滤波。

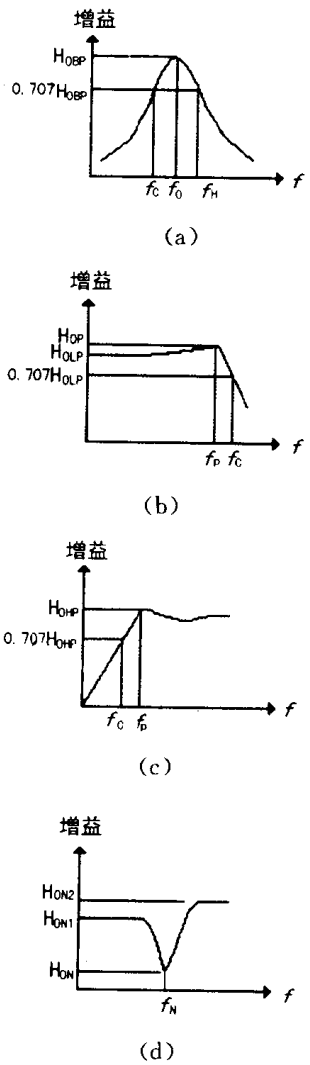


图 4.57　滤波器频率响应
(a) 带通；(b) 低通；(c) 高通；(d) 陷波

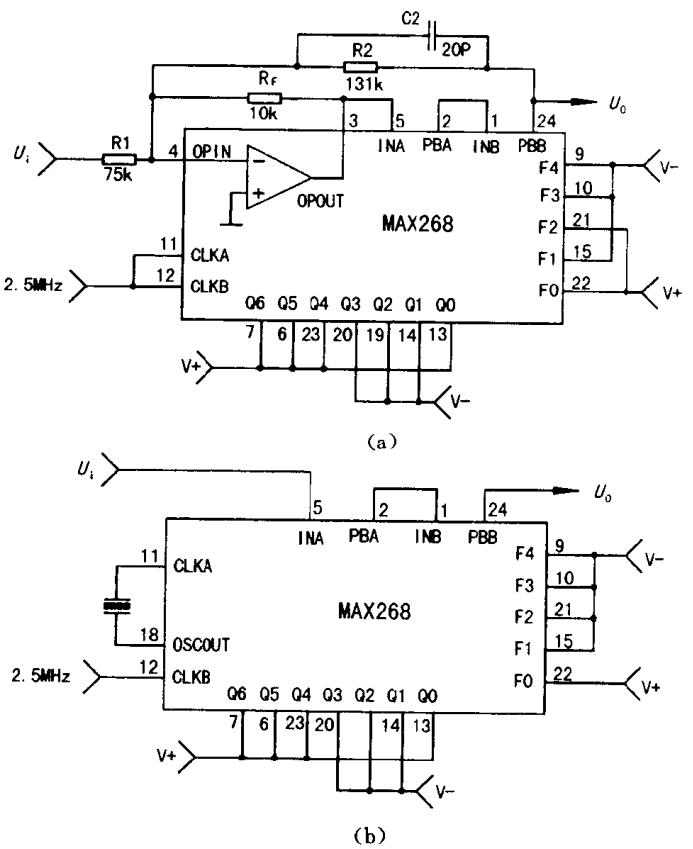


图 4.58　50 kHz 4 阶带通滤波器
(a) 使用反馈电阻；(b) 无外接电阻

第5章

A/D 转换器

5.1 双积分式 A/D 转换器

5.1.1 ICL7135 $4\frac{1}{2}$位 A/D 转换器

ICL7135 是专用 $4\frac{1}{2}$位数字电压表电路单片 A/D 转换器。它的精度高、适用面广，是数字电压表专用电路第二代的高性能产品。其性能如下：

(1) 总读数达±20 000 计数(满标电压 2.000 0 V)，精度达±1 计数；

(2) 自校零，保证零电压输入时读数为零；

(3) 输入阻抗大于 10^3 MΩ；

(4) 具有精确的差分输入；

(5) 自动判别信号极性，保证零读数附近极性准确；

(6) 只要求单一基准电压；

(7) 具有适用于自动量程能力的超量程和欠量程信号；

(8) 全部输出与 TTL 兼容；

(9) 用闪烁显示的方法直观地表明超量程状态；

(10) 设有 6 个 I/O 辅助信号，适用于多个通用异步收发机、微处理机或其它组合线路；

(11) 采用位扫描与 BCD 码输出。

一、ICL7135 内部电路组成与引脚说明

1. 内部电路的组成

ICL7135 的模拟部分电路结构如图 5.1(a)所示。图中参考电压存储电容 C_R，积分电阻 R_{INT}积分电容 C_{INT}以及校零存储电容 C_{AZ}是外接元件。单极性的参考电压需外加，一般情况下 VR=1 V。电源电压为±5 V。在 VR=1 V 时，可作为普通的数字显示表。

整个模拟电路在逻辑电路的控制下，由 12 个模拟开关的导通或截止状态的组合把一次转换周期分成四个阶段：自校零阶段(AZ)、对被测电压积分采样阶段(INT)、对参考电压回积阶段(DE)、积分器加零阶段(ZI)。各个阶段功能叙述如下：

AZ 阶段。在此阶段做三件事：第一，输入高、低端与外引线分离后，在芯片内部接模拟公共端；第二，让基准电容充电；第三，闭合反馈回路使自零电容 C_{AZ}充电，以补偿缓冲

放大器、积分器、比较器的失调电压。由于比较器包含在回路中，自零精度仅受系统噪声限制。在任何情况下，失调电压小于 16 μV。

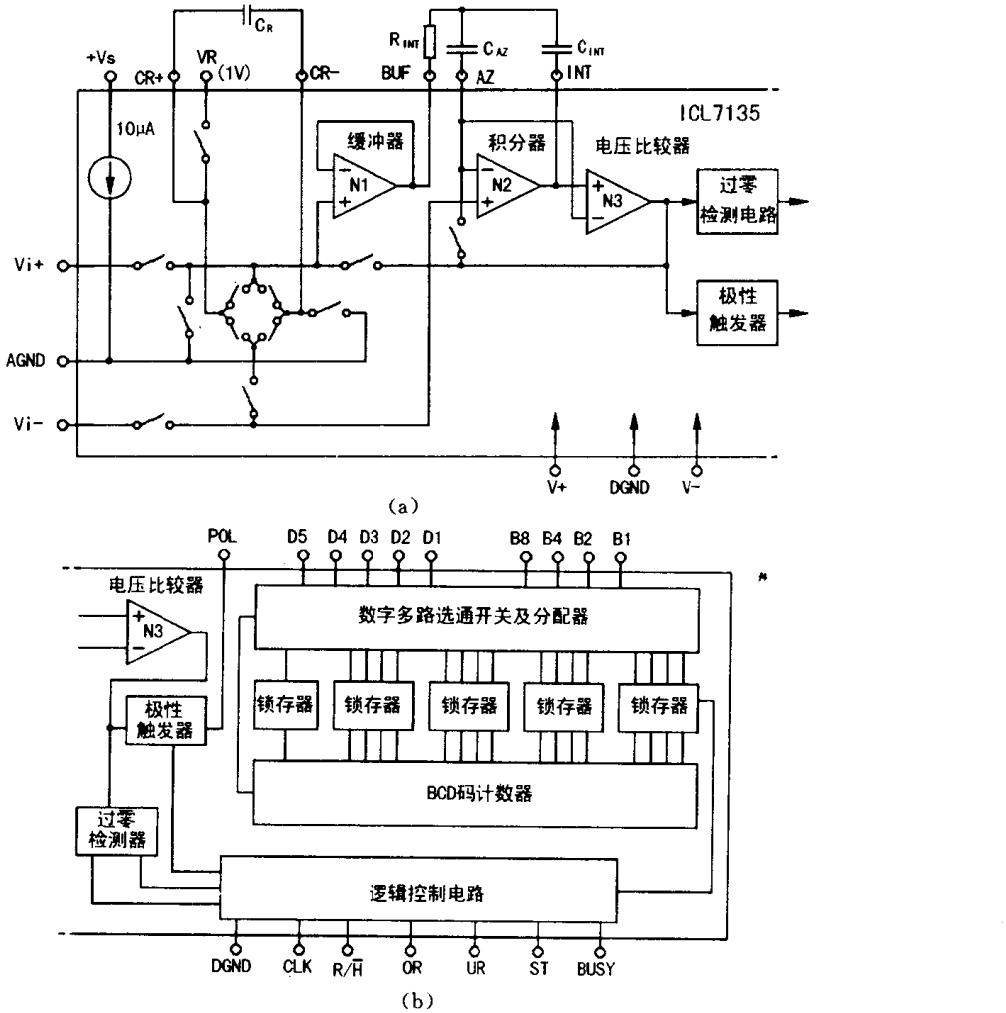


图 5.1　ICL7135 模拟与数字部分电路结构

(a) 模拟部分电路结构；(b) 数字部分电路结构

INT 阶段。在信号积分阶段，断开自零回路；输入高、低端的内部短路消失，而直接与外部引线相连；ICL7135 对输入高、低端之间的信号电压进行积分，积分电压可以具有很宽的共模范围，可在高正、负电源 1 V 范围之内。在某些场合，输入信号对 ICL7135 的电源不形成回路，这时输入低端 IN 可以连接到模拟公共端 COM，用确定的共模电压。在本阶段末，信号极性被锁入极性触发器。

DE 阶段。此阶段也叫基准积分，这时输入低端 Vi_- 在芯片内部与模拟公共端 COM 短路，而输入高端 Vi_+ 接到预先充电的基准电容 C_{REF} 上。芯片内的模拟开关确保基准电容以正确的极性与转换器相连接，使积分器的输出返回零，积分器输出返回零所需的时间与输入信号的大小成正比，相应的读数显示为 10 000(U_i/U_R)。

ZI 阶段。在此阶段，第一，输入低端 Vi_- 与模拟公共端 COM 短接；第二，反馈回路闭合，比较器的输出绕过系统与输入高端 Vi_+ 短接，使积分器返回零。一般的情况下，这个阶段用 100 至 200 个时钟完成，但是在超量程转换后将增至 6 200 个时钟脉冲。

ICL 7135 可以接收输入放大器共模电压范围内的任一差分电压，确切地说，可从低于正电源 0.5 V 到高于负电源 1 V。在这个范围内，系统具有 86 dB 的典型共模抑制比。由于积分器的输出随共模电压摆动，必须注意不要使积分器的输出饱和，最坏的情况是一个大的共模电压和一个接近于满标度的负差分输入电压。当负差分信号将正共模电压用完之后，将驱动积分器的负极性。对于这种临界的应用，积分器的摆幅可以减小至建议的 4 V 满标摆幅值，从而减小精度的损失。

模拟公共端 COM 作为输入低端，Vi_- 为自校零与消除积分期间的返回电位。如果输入低端 Vi_- 与 COM 分离而不同电位，系统就存在一个共模电压，因 ICL7135 具有良好的共模抑制比，故能满足这种要求。在大多数的应用中，输入低端将设定在一个已知的电位上(对电源公共的例子)，这时模拟公共端 COM 将连到同一点上，以消除转换器的共模电压。基准电压是以模拟公共端 COM 为参考的，COM 端也就是模拟地 AGND。

ICL7135 的基准电压必须相对 COM 端为正电压，基准电压的获取可以用齐纳基准、能隙基准，也可以通过 MC1403 等集成电路基准得到。

ICL7135 的数字部分电路结构如图 5.1(b)所示。就其逻辑功能来说，与前面所讨论的双积分 A/D 转换器逻辑控制并无多大区别。其主要电路包括：BCD 码计数器、锁存器、数字多路选通开关及分配器、极性触发器、过零检测器和逻辑控制电路等。

2. 引脚说明

ICL7135 封装图如图 5.2 所示，各引脚意义如下：

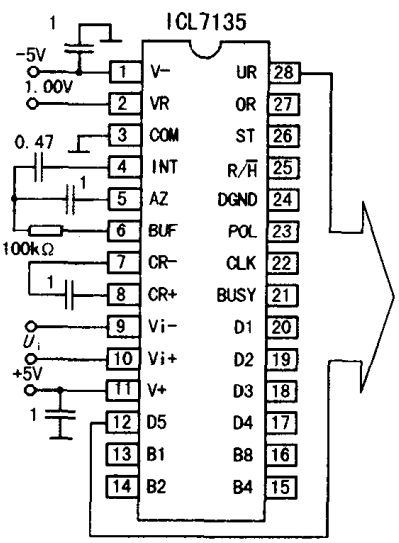


图 5.2 ICL7135 引脚

1 脚：V_-，负电源端。一般可用－3～－8 V，典型值为－5 V。

11 脚：V_+，正电源端。一般可用＋4～＋6 V，典型值为＋5 V。

2 脚：VR，参考电压输入端。一般可用较精密的 1 V 电压输入。

3 脚：COM，模拟输入参考端，即模拟地。

4 脚：INT，积分器输出端，同时也是积分电容 C_{INT} 的一个外接端，还可作为双积分波形的观察端。

5 脚：AZ，自校零端，也是自动调零电容 C_{AZ} 的一个外接端。

6 脚：BUF，缓冲放大器输出端，也是积分电阻 R_{INT} 的一个外接端。

7、8 脚：CR_-、CR_+，基准储存电容 C_R 的两个外接端，该电容用来寄存参考电压 U_R。

9、10 脚：Vi_+、Vi_-，模拟输入的两个差分输入端。其中 10 脚是正端，9 脚是负端。

13、14、15、16 脚：B1、B2、B4、B8，BCD 码输出端。其中 13(B1)是最低位，16(B8)

是最高位，它们用高电平“1”表示有数据。

12、17、18、19、20 脚：D5～D1，十进制位数输出区别端。该信号是宽度小于 200 个计数脉冲的正跳变信号，扫描顺序是：D5(最高位)、D4、D3、D2、D1(最低位)。这五个位驱动信号，除出现超量程状态外，将一直不断地进行扫描。

21 脚：BUSY，是一个 A/D 转换是否在执行的标志和控制信号。在信号积分开始时，BUSY 跳变到高电平“1”，这个高电平一直持续到“0”后的第一个脉冲(或在超量程的测试结束之后)。在 BUSY 跳变后的第一个计数脉冲里，内部锁存器进行操作，接受新的数据，锁存操作时间为一个脉冲的宽度。当 BUSY 跳回“0”后，内部线路自动转入自校零阶段。相应地可认为，BUSY 是一个$\overline{ZI+AZ}$信号。当数据从较远的锁存器沿信号线传送时，一个非常重要的方法是将 BUSY 与时钟信号进行逻辑“与”，从接收的脉冲数中减去 1 001 个计数脉冲。

22 脚：CLK，时钟输入端。从该端加入的外部时钟信号范围为 40 kHz～1 MHz。

23 脚：POL，极性输出端。当该端输出“1”信号时，表示 $U_i>0$，反之 $U_i<0$。换句话说，+0000 意味着这个信号是正的，但它小于最小的计数值。

24 脚：DGND，数字地端。

25 脚：R/$\overline{H}$，自动转换/保持控制端。当该端处于“1”电平或悬空时，ICL7135 以间隔为 40 000 个计数脉冲的相等测试周期自由运行。若将该端置于“0”电平，ICL7135 将继续进行 A/D 转换，但读数保持不变，读数保持的时间与 R/$\overline{H}$ 为“0”电平的维持时间一样长。当一个短暂的正脉冲(大于 300 ns)加到该端时，ICL7135 将立刻进入一个新的测试周期，它必须从自校零阶段的 00 001 至 10 001 个计数之间开始。如果此脉冲在一个完整的测试周期(40 002 计数)完成之前出现，ICL7135 将不予响应，而转换器仅完成测试。全测试周期完成的外表特征是在该周期结束后将出现 101 个计数宽度的第一个选通脉冲。于是，如果 R/$\overline{H}$ 是低电平，而且在最小的 101 个计数间是低电平，ICL7135 便进行读数保持操作；当该脉冲为高电平时，则准备启动一个新的测试周期。

26 脚：ST，选通信号。它是一个负跳变脉冲，辅助 BCD 数据传送到外部锁存器。有五个负跳变脉冲，它们出现在位驱动脉冲的中央。在全测试周期结束后，每一个测试周期仅发送一次 101 个脉冲宽的负脉冲。位五(最高位)在测试周期结束后，进入“1”状态，维持 201 个计数脉冲的时间。在位驱动脉冲的中央(避免变化的 BCD 数据与位脉冲之间的竞争状态)，第一个选通脉冲 ST 在 1/2 个计数脉冲的时间里跳变到低电平，即跳到“0 ”。位五之后，位四的驱动脉冲跳到高电平，即跳到“1”(维持 200 个计数脉冲)，延迟 100 个计数脉冲之后，ST 第二次跳变到“0”。这样，位驱动脉冲由第五位一直延续到第一位(最低位)，而选通脉冲也由第五位至第一位相继发送。位驱动采用连续扫描的形式输出，但是在新的测试周期生效之前，不发送任何一个选通脉冲 ST。

27 脚：OR，过量程输出端。当信号超过满标(2.000 0 V)电压时，OR 跳变到高电平“1”。该输出触发器在忙信号 BUSY 末置位，而在下一个测试周期的基准积分开始复零。

28 脚：UR，欠量程输出端。当 U_i 小于满值的 9%或更小时，它发生正跳变，输出“1”。

该触发器的输出在忙信号 BUSY 末置位(若新的读数为 1 800 或更小)，而在下一次读数的信号积分的开始清零。此信号与过量程信号一起可组成自动量程切换电路。

上述 21、23、25、26、27、28 六个脚信号主要用于与异步通信和微机等通信接口。

二、主要参数选择

1. 时钟频率 f_{cp}的选择

从 ICL7135 的设计上看，时钟频率范围可以很宽(一般为 40 kHz～1 MHz)，但若考虑到工频干扰问题，根据我国的交流电源频率为 50 Hz，选 $f_{cp}=125$ kHz 较合适。

2. 积分电阻 R_{INT}和积分电容 C_{INT}的选择

根据 ICL7135 内部电路的特点，积分运算放大器输出电流在 5～40 μA 范围内有较好的线性度，若考虑到输入电压满量程±2 V，则可取 $R_{INT}=2/(20\times10^{-6})=100$ kΩ。在 $f_{cp}=125$ kHz，T1＝80 ms 的情况下，考虑到积分放大器的最大幅值限制，在 $U_{INTmax}=3.5$ 的输入情况下，可取 $C_{INT}=0.47$ μF。

3. 基准电压 U_R 的选择

基准电压的选择一般按照 ICL7135 的输出读数 10 000 U_i/U_R 来选定。通常选 $U_R=1$ V，则当输入电压 $U_i=1$ V 时，显示 1.000 0；当 $U_i=1.999\ 9$ V 时，显示 1.999 9。

4. 基准电容 C_R 和校零电容 C_{AZ}的选择

C_{AZ}和 C_R 一般均取 1 μF。

三、数据输出方式

ICL7135 的输出为动态 BCD 码扫描形式。图 5.3 是其输出波形图，这种图形将 BCD 码数与字位数及 ST 信号相配合使用，可组成多种形式的数据输出电路，以供显示或计算机采集数据之用。

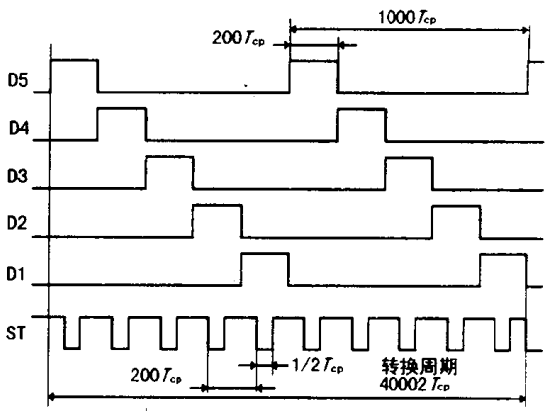


图 5.3 ICL 7135 数据输出波形图

当输入模拟量超过或者低于合适量程(即≥20 000 或＜1 800)时，OR 端或 UR 端就会出现图 5.4(a)或(b)所示的波形。在过量程情况下，显示数还会自动“闪光报警”。

四、基本接法与接口电路

ICL7135 常用作 4 $\frac{1}{2}$位数字电压表。在用作数字显示表时，对于 LED 显示器既可以作成共阳极(图 5.5)，也可作成共阴极。在这类应用中，ICL7135 的 B8、B4、B2、B1 各端送出的 BCD 码经过 BCD 码/七段(锁存)译码器，转换成控制共阳(阴)极 LED 数码管所需要的信号。图 5.5 中“万位”与“符号”可共用一只 LED 数码管，这些数码管分别由三极管 V1～V5 控制，三极管的信号来自 ICL7135 的位扫描，因此不同的 BCD 码输出和对应的位扫描输出相组合，就有一只 LED 数码管点亮。对于 $f_{cp}=125$ kHz 的情况，电路刷新速率达 125 Hz，所以在用作数显表时不会使人感到数在闪烁。

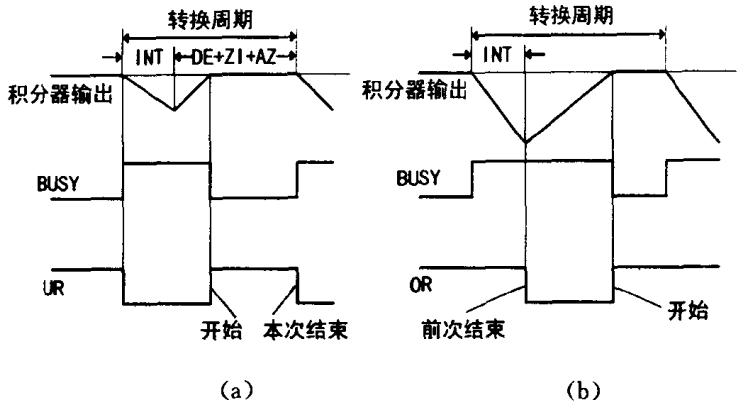


图 5.4 过量程与欠量程输出波形

(a) 欠量程输出波形；(b) 过量程输出波形

ICL7135 与 8031 的接口如图 5.6 所示。8031 P1 口输入 7135 的 BCD 数据及极性位，P3 口输入 7135 的位扫描信号。在读取数据时，从 D5 位开始逐次读到 D1 位。每一位扫描信号对应 BCD 码为该位数据。最后按各自的“权”合成为带符号的数据结果。

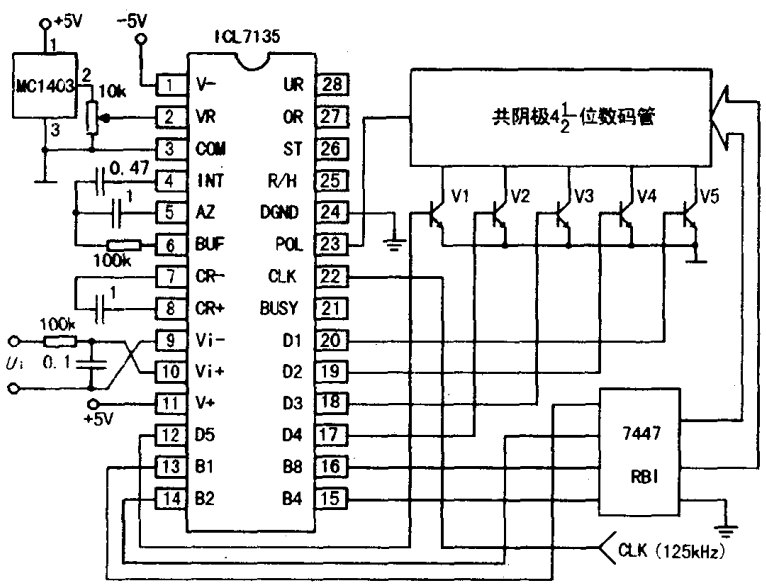


图 5.5 ICL7135 用作 LED 显示的 $4\frac{1}{2}$ 位数显表电路

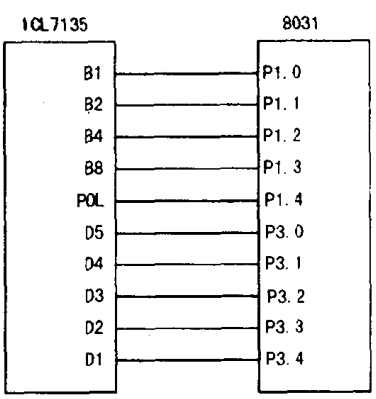


图 5.6 ICL7135 与 8031 的接口

5.1.2 AD7555 $5\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器

AD7555 是采用 CMOS 工艺制作的大规模单片集成电路，具有低功耗、高输入阻抗、高转换精度以及外接元件少等优点。由于它采用了模拟器件公司的四区间积分算法专利技术，可将整个系统的误差减至一个阶，故使用廉价的中等精度放大器可使整体漂移小于 0.2×10^{-6}。转换结果可以多路调制扫描 BCD 码输出，也可以串、并行输出方式和微机接口。该芯片的主要技术参数为：

(1) 分辨率：对 4 $\frac{1}{2}$位 BCD 码为±20 000 计数值；对 5 $\frac{1}{2}$位 BCD 码为±200 000 计数值；

(2) 相对精度：在 4 $\frac{1}{2}$位工作方式下，为±1 计数值(最大)；在 5 $\frac{1}{2}$位工作方式下，为±10 计数值(最大)；

(3) 误差：在 4 $\frac{1}{2}$位工作方式下，为±1/2 计数值(最大)；在 5 $\frac{1}{2}$ 位工作方式下，为±2计数值(最大)；

(4) 转换时间：在 4 $\frac{1}{2}$位工作方式下，为 610 ms(最大)；在 5 $\frac{1}{2}$位工作方式下，为 1 760 ms(最大)。

一、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

AD7555 内部结构如图 5.7 所示，它由电子模拟开关、控制逻辑、计数器、锁存器、缓冲器等电路组成。

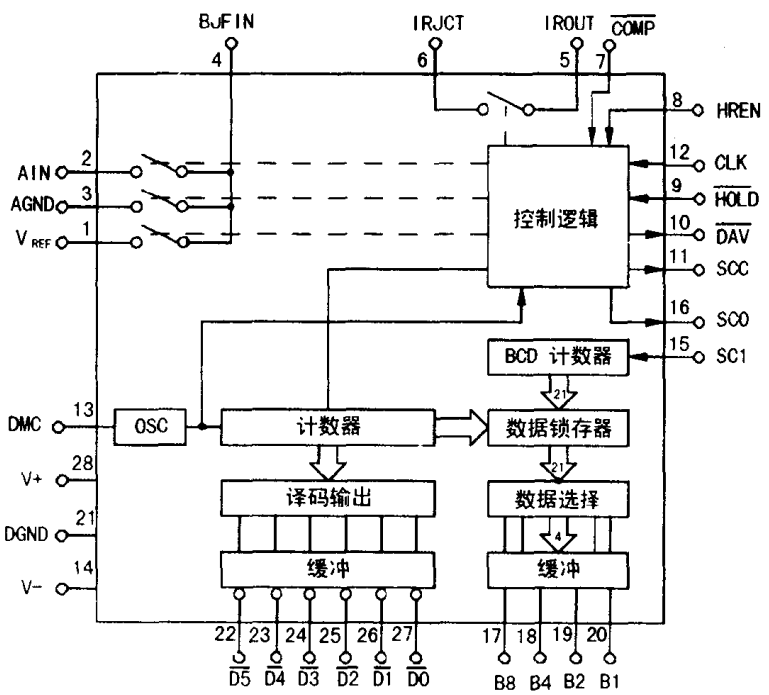


图 5.7　AD7555 内部结构框图

2. 引脚说明

AD7555 为 28 脚 DIP 封装，其引脚意义如下：

1 脚：V_{REF}，+4.096 V 参考电压输出端。

2 脚：AIN，模拟电压(满度为±2 V)输入端。

3 脚：AGND，模拟信号公共端，即模拟地。

4 脚：BUFIN，接外部缓冲放大器输入端。

5 脚：IROUT，外接积分放大器输出端。

6 脚：IRJCT，外接积分放大器输入端。

7 脚：$\overline{\text{COMP}}$，接外部电压比较器。

8 脚：HREN，高分辨率使能端，决定 A/D 转换的分辨率。低电平时满刻度为 ± 1.999 9 V(100 μV 分辨率)；高电平时满刻度为±1.999 99 V(10 μV 分辨率)。

9 脚：$\overline{\text{HOLD}}$，高电平时进行 A/D 转换，同时连续刷新经 A/D 转换后的显示数值；低电平时 A/D 转换停止，处于复位状态，A/D 转换的最后一次数值被显示。为保证瞬时数值能够不断显示，当$\overline{\text{DAV}}$为高时，不能使$\overline{\text{HOLD}}$为低。当$\overline{\text{HOLD}}$为高时，DMC 的下一个上升沿表示一个数的 A/D 转换开始。

12 脚：CLK，时钟输入端。

13 脚：DMC，多路显示时钟，可受一个外部逻辑源控制，也可外加一个电容，本身组成振荡器。若外接一个 0.01 μF 的电容，DMC 以约为 1.5 kHz(占空比为 5%～10%)的频率振荡，以用于显示。

15 脚：SC1，串行计数输入端。输入位于 AD7555 中的加法计数器，SCI 一般接 SCO 端。

16 脚：SC0，串行计数输出端。输出串行脉冲链的长度正比于 AIN 的幅值，当 $\overline{\text{DAV}}$为高时，SCO 保持高，以显示误差计数“n”(用于校准)。

10 脚：$\overline{\text{DAV}}$数据有效端口。当$\overline{\text{DAV}}$为低时，表示位于 BCD 数据总线上的数据有效。当一个 A/D 转换完成后，DMC 的第一个上升沿使$\overline{\text{DAV}}$变高，当两个 DMC 脉冲过去后，$\overline{\text{DAV}}$又变低，当$\overline{\text{DAV}}$变低时，数字计数器被复位，D0 有效，即自主复位。

11 脚：SCC，串行状态指示端。当 A/D 转换完成后变高，当复位完成后变低。

17～20 脚：B8～B1，BCD 码输出端，高有效。

22 脚：$\overline{\text{D5}}$，10^{-5}数字位选通输出端。在 $5\frac{1}{2}$位工作方式中，低有效，在 $4\frac{1}{2}$位工作方式中，高有效。

23～26 脚：$\overline{\text{D4}}$～$\overline{\text{D1}}$，10^{-4}～10^{-1}数字位选通输出端，低有效。

27 脚：$\overline{\text{D0}}$，10^{0} 数字位、溢出位、极性位选通输出端，低有效。

28 脚：V_+，正电源输入端，一般为+5 V。

14 脚：V_-，负电源输入端，一般为−5 V。

21 脚：DGND，数字信号地。

二、主要参数选择

1. 积分器元件 R1 和 C1 的选择

参见图 5.8。在积分器时间常数选择不当时，会使系统干扰增加，稳定性下降。若积分器输出电平太低，可引起大量干扰噪声；若积分器输出电压超过放大器额定输出电压，会产生非线性失真。积分器时间常数必须满足：

$$\frac{V_{REF}K_a}{f_{CLK}}\times 7 \geqslant R1 \quad C1 \geqslant \frac{V_{REF}K_a}{f_{CLK}}\times (V_{DD}-5)$$

式中，V_{DD}是积分放大器正电源电压；f_{CLK}是 12 脚的时钟脉冲频率；K_a＝8.2×19(4 $\frac{1}{2}$位工作方式)或 4.0×10^5(5 $\frac{1}{2}$位工作方式)。R1 的最大值(在两种工作方式中)是 750 kΩ，阻抗增大将会导致干扰增加。

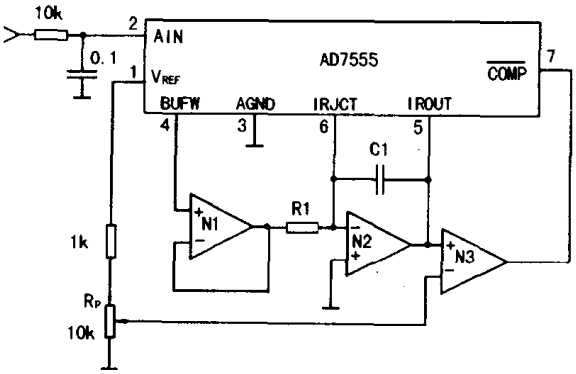


图 5.8　AD7555 模拟部分基本接线图

2. 转换时间 t 的确定

在 4 $\frac{1}{2}$位工作方式下，转换时间为 t＝325 760 t_{CLK}＋R1C1。

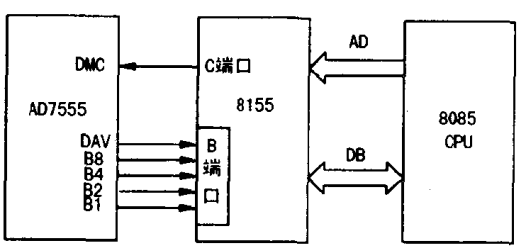
在 5 $\frac{1}{2}$位工作方式下，转换时间为 t＝1 628 800 t_{CLK}＋R1C1。

式中，t_{CLK}为 12 脚的时钟周期；R1C1 为积分器时间常数。

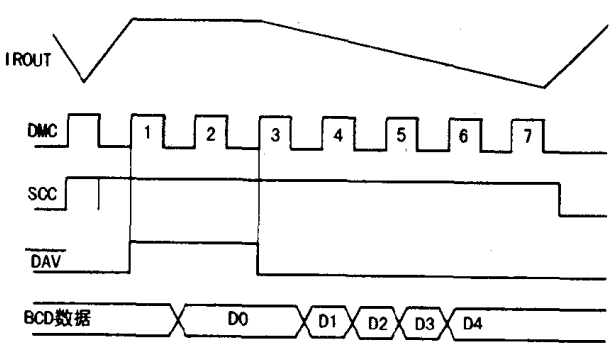
在选择时钟频率时，应考虑 50 Hz 电源频率干扰问题。

三、基本接法与接口电路

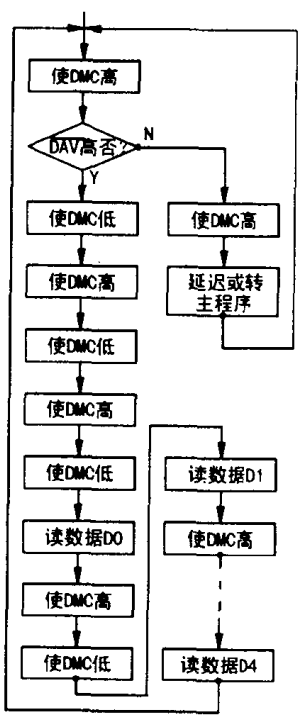
由 AD7555 内部结构和集成特点可知，在用作 4 $\frac{1}{2}$位或 5 $\frac{1}{2}$位 A/D 转换时，必须外接



(a)



(b)



(c)

图 5.9　AD7555 与 8085CPU 接口

(a) 原理图；(b) 工作波形图；(c) 设计子程序框图

部分元件，如积分器、缓冲器、积分电阻、电容、时钟等，才能正确工作。图 5.8 是构成这种电路模拟部分的基本接线图，图中调整 R_P 可改变输出满度幅值。

AD7555 在用作一般的数字显示仪表电路时，与 5.1.1 节叙述的 ICL7135 接法基本相似，这里不再重复。AD7555 与微机接口时方法很多，并行传输数据与 8085CPU 接线图如图 5.9(a)所示，图 5.9(b)是其工作波形图。

在 SCC 变高以后，在 DMC 的第一个脉冲的上升沿$\overline{\text{DAV}}$变高，在 DMC 的第三个脉冲的上升沿$\overline{\text{DAV}}$变低。此时，位于 B1、B2、B4、B8 端口上的 D0 数据有效。从 DMC 的第四个脉冲上升沿开始，在每个 DMC 上升沿，B1～B4 端口上的 D1～D4 数据依次出现。接口的 A/D 转换子程序框图如图 5.9(c)所示。

图 5.10 是 AD7555 与 8085CPU 串行传输数据的接口框图。该接口电路能提供一个远距离通信接口，同时有较好的相互隔离作用，能很好地防止共模干扰。

图中，8155 的定时/计数器(减法计数器)只有 14 位长，即最大计数范围只能达到 2^{14}。因此，AD7555 的 SC0 输出(满刻度计数值达 20×10^3)必须分为两次传输。

8155 的 B 端口为输入端口，如果需要传输符号，B 端口的定义是必需的。传输的数据信号通过查询 8155 的计数器值便可得到。$\overline{\text{DAV}}$的上升沿用于在 8085 的 RST7.5 端产生一个中断，此时 8155 中的计数值($2^{14}-|\text{SC0}/2)|$)应被读到。

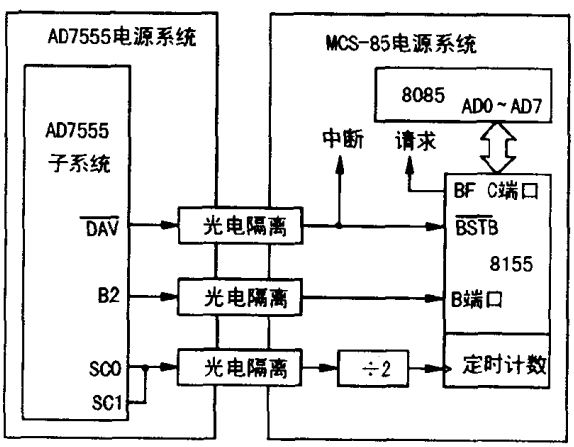


图 5.10 AD7555 与 8085CPU 串行数据连接框图

当$\overline{\text{DAV}}$转为低时，8155 的计数器复位成 FFH，此时因为 D0 的 BCD 数据出现并稳定在 BCD 总线上，故 8085 能读到符号位。

BCD 总线的 B2 线在$\overline{\text{DAV}}$的下降沿被送至端口 B(即$\overline{\text{DAV}}$的下降沿作为$\overline{\text{BSTB}}$的选通信号)，这时 BF 产生一个上升沿信号去请求 8085CPU 读取 B2 数据码，当数据为负时 B2 为高，当数据为正时 B2 为低。

5.1.3 ICL7109 12 bit 输出 A/D 转换器

ICL7109 的内部电路形式与外部连接与 ICL7135 相似，但其数据输出为 12 位二进制数，配有较强的接口电路，能方便地与各种微处理机连接。其主要特性为：

(1) 12 位二进制形式输出，并带有极性和溢出位；

(2) 与 TTL 兼容，具有三态控制输出；

(3) 具有通用控制信号端，能用来方便地监视和控制转换时间；

(4) 片内有振荡器，只需外接晶体或 RC 器件；

(5) 具有通用异步收发器(UART)数据交换制式，可通过简单的并行或串行接口与微机相接。

(6) 真正的差分输入和差分基准电压；

(7) 最大运行速度为每秒转换 30 次；

(8) 所有输入都具有防止静电的保护措施。

一、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

ICL7109 采用双积分原理来完成 A/D 转换。其内部模拟电路如图 5.11 所示。

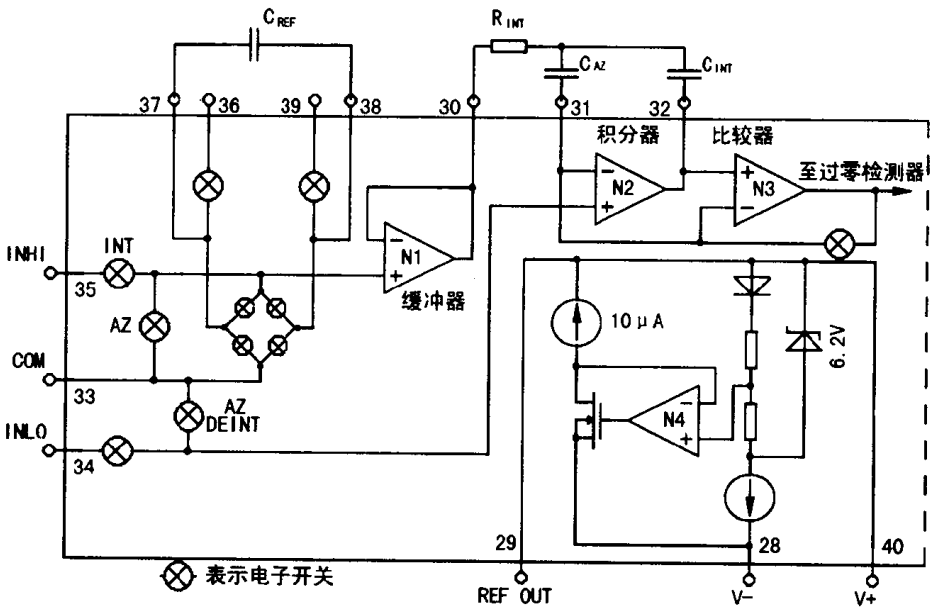


图 5.11 ICL7109 内部模拟电路

转换开始后，电路根据时钟频率以一定速度进行转换，一个转换周期为 8 192 个时钟。每个周期又分为自零、信号积分和退积分三个阶段。自零阶段为 2 048 个时钟数，积分阶段固定为 2 048 个时钟数，退积分阶段在满量程时为 4 096 个时钟数(12 位二进制数)，如图 5.12所示。当 RUN/$\overline{\text{HOLD}}$脚接高电平或开路时，电路将连续进行转换。在 RUN/$\overline{\text{HOLD}}$端加一次正脉冲，电路将进行一次单一的转换。应该注意，在加正脉冲之前，上一个

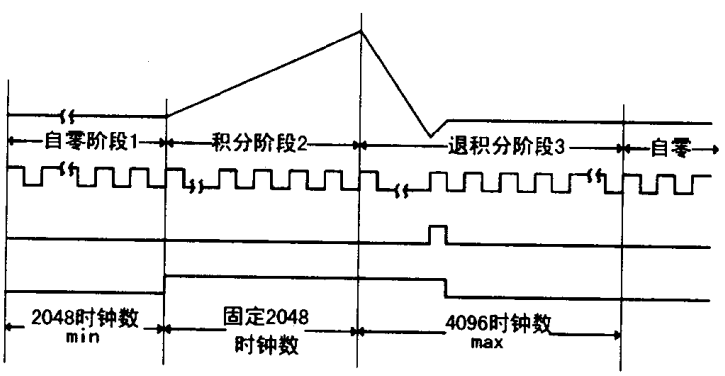


图 5.12 ICL7109 波形图

周期应结束，且自零阶段应完毕，等待积分阶段开始。

数字部分电路结构如图 5.13 所示。它包括时钟振荡器和分频电路、12 位计数器、一个具有输出锁存的 14 位三态输出驱动器、转换控制逻辑、通信口挂钩(握手)逻辑。退积分阶段结束时，控制逻辑即令锁存电路将计数器的最终数据进行锁存。

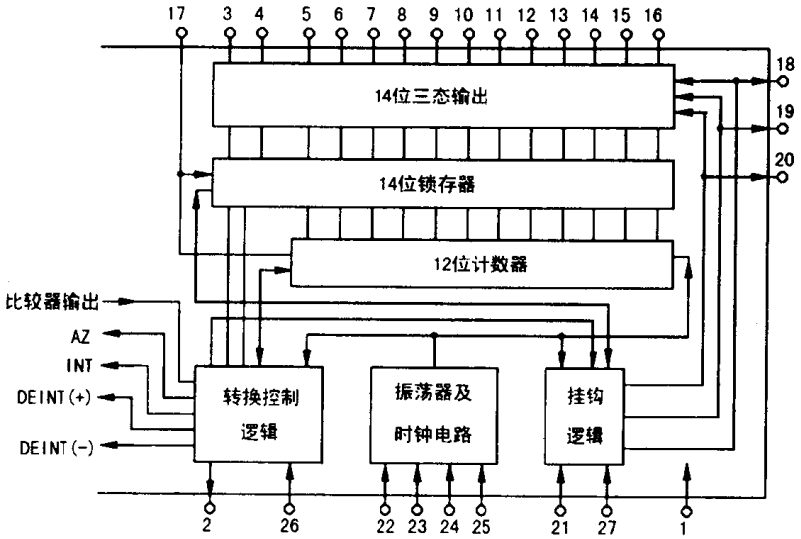


图 5.13　ICL7109 内部数字电路

2. 引脚说明

ICL7109 采用 40 脚封装，如图 5.14 所示。其各引脚意义如下：

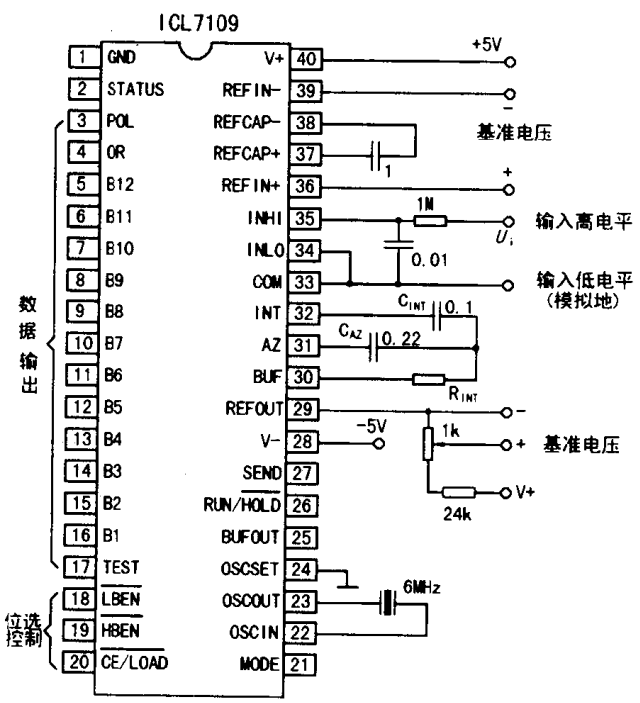


图 5.14　ICL7109 引脚与模拟连接图

1 脚：GND，逻辑地。

2 脚：STATUS，工作状态输出端。该信号为“1”时表示正在转换，为“0 ”时表示转换完毕。

3 脚：POL，极性输出端。为“1”时表示正信号输入，为“0”时表示负信号输入。

4 脚：OR，超量程输出端。为“1”时表示溢出，为“0”时表示正常。

5～16 脚：12 位二进制数据输出端。

17 脚：TEST，自身功能检测端。

18 脚：$\overline{\text{LBEN}}$，低 8 位数据输出选通端，低电平有效。

19 脚：$\overline{\text{HBEN}}$，高 4 位及极性位、溢出位选通端，低电平有效。

20 脚：$\overline{\text{CE}}/\overline{\text{LOAD}}$，片选端，低电平有效，并同时配合 21 脚 MODE 信号工作。

21 脚：MODE，工作方式选择端。低电平时转换器为直接输出方式，此时可在片选和字节使能的控制下直接读取数据；高电平脉冲时转换器处于 UART 方式，并在输出两个字节的数据后返回到直接输出方式。当输入高电平时，转换器将在信号交换方式的每一转换周期的结尾输出数据。

22、23 脚：OSCIN、OSCOUT，时钟输入、输出端。

24 脚：OSCSET，时钟振荡器方式选择端，高电平时采用 RC 振荡器工作方式，低电平时采用晶体振荡器工作方式。

25 脚：BUFOUT，时钟缓冲器输出端。

26 脚：RUN/$\overline{\text{HOLD}}$，转换控制端。高电平时，每经 8 192 个时钟完成一次转换；低电平时，转换器将立即结束消除积分阶段并跳至自动调零阶段，从而缩短了消除积分阶段，提高了转换速度。

27 脚：SEND，与外设进行数据交换控制端。

28、40 脚：V_-、V_+，电源负与电源正端。

29 脚：REF OUT，基准电压输出端，一般为+2.8 V，经电阻分压输出。

30 脚：BUF，缓冲放大器输出端，接积分电阻 R_{INT}。

31 脚：AZ，自零电容端，接自零电容 C_{AZ}。

32 脚：INT，积分器输出端，接积分电容 C_{INT}。

33 脚：COM，模拟公共端。

34、35 脚：INLO、INHI，差分输入低端与高端。

36、39 脚：REF IN+、REF IN−，基准电压输入正端与负端。

37、38 脚：REFCAP+、REFCAP−，基准电容输入端。

二、电路主要参数选择

1. 积分电阻 R_{INT}的选择

缓冲放大器和积分器能够提供 20 μA 的推动电流。积分电阻要足够大，以保证在输入电压范围内的线性(当然也不能无限制地大)，对于 4.096 V 满刻度输入电压，取 200 kΩ 比较合适。类似地，20 kΩ 电阻对应于 409.6 mV 满刻度输入电压。R_{INT}一般可以由下式选择：

$$R_{INT}=\frac{满度电压}{20\times10^{-6}}$$

2. 积分电容 C_{INT}的选择

积分电容根据积分器给出的最大输出摆幅电压来选择，这个电压应使积分器不饱和（大约为低于电源 0.3 V）。对 ICL7109 加±5 V 电源，模拟公共点接地，积分器输出摆幅一般为±3.5～±4 V。对于不同的时钟频率，电容值也要改变，以保持积分器输出电压的摆幅。C_{INT}通常由下式给出：

$C_{INT}=2\ 048\times$时钟周期$\times20\times10^{-6}$/积分输出摆幅

另外，要求积分电容具有低介质吸收，以防止滚动误差，一般选用聚丙烯电容。

3. 自零电容 C_{AZ}的选择

自零电容的大小与系统的噪声有关，电容越大，噪声越小。但电容不能无限制地增大，因为它和积分电容并联决定 RC 时间常数，该时间常数决定了恢复速度。对于 409.6 mV 的满刻度输入电压，C_{AZ}值选为 C_{INT}的两倍最佳。对于 4.096 V 的满刻刻度输入电压，C_{AZ}值应为 C_{INT}的一半。

4. 基准电容 C_{REF}的选择

在大多数应用场合，C_{REF}选为 1 μF 最合适，但系统如果存在着较大共模干扰时，对于 409.6 mV 的满刻度输入，可将 C_{REF}值选得大一些，例如取 4.7 μF。

5. 基准电压 V_{REF}的选择

对模拟输入要求满度输出 4 096 个时钟数时，应满足 $U_i=2V_{REF}$的关系。即对于满度输入 409.6 mV，$V_{REF}=204.8$ mV；对于满度输入 409.6 V，$V_{REF}=2.048$ V。但在有些应用场合，A/D 转换的输出不一定是满度量程，这时将 V_{REF}选为输入电压 U_i 的一半即可。

基准电压的来源，可以使用 29 脚输出的基准电压(2.8 V)分压得到，也可通过外接基准源得到。

6. 时钟频率 f_{cp}的选择

时钟频率的选择直接关系到 ICL7109 的转换速度和抗 50 Hz 电源电干扰的能力。ICL7109 本身提供了一个多功能的时钟振荡器，它既可选作 RC 振荡器，也可选作晶体振荡器。当 OSCS ET(24 脚)接高电平或开路时，振荡器将作为 RC 振荡器工作，这时内部时钟频率就等于振荡器的频率。图 5.15(a)是这种电路的连接方式图，其中振荡频率 $f_{cp}=$

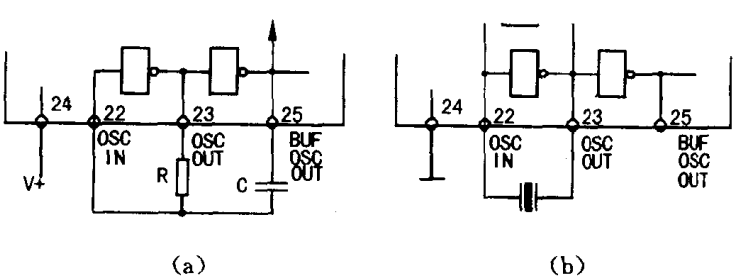


图 5.15 时钟频率选择

(a) RC 时钟电路；(b) 晶振电路

0.45/RC(注意电容不能小于 50 pF)。当 OSCSET(24 脚)接地时，振荡器作为晶体振荡器工作，这时内部时钟等于 58 分频后的振荡 f 器频率，如图 5.15(b)所示。

为了使电路具有 50 Hz 的串模抗干扰能力，应选择积分时间(2 048 个时钟数)等于 50 Hz 的整数倍。对于晶体振荡器频率，若取 $T1=0.02$ s，则有 $f_{cp}=(2\ 048/0.02)\times 58=5.939\ 2$ MHz；若取 $T1=0.04$ s，则有 $f_{cp}=(2\ 048/0.04)\times 58=2.969\ 6$ MHz。

对于 RC 振荡器频率，若取 $T1=0.02$ s，则有 $f_{cp}=(2\ 048/0.02)=102.4$ kHz；若取 $T1=0.04$ s，则有 $f_{cp}=(2\ 048/0.04)=51.2$ kHz。

根据 ICL7109 手册给定的参数(晶振频率为 1～5 MHz)及晶体元件的标称值，选取晶振频率为 3 MHz 最合适。RC 振荡器频率为 51.2 kHz。

三、ICL7109 与 CPU 的接口电路

ICL7109 的模拟基本电路接法如图 5.14 所示。对于它与 CPU 之间的接口，由于 ICL7109 提供了多种控制方法，既可直接与 CPU 连接也可通过接口芯片连接。

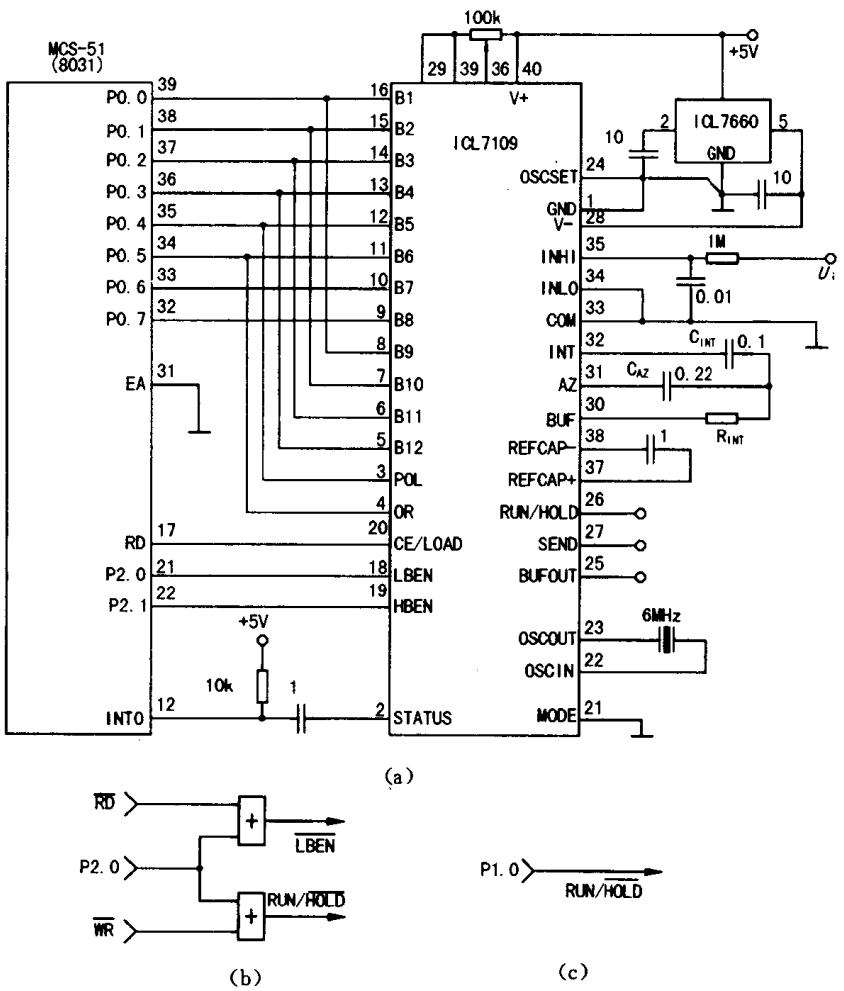


图 5.16 ICL7109 与 MCS—51 单片机的接口电路

(a) 连续转换；(b)、(c) 可控转换

图 5.16(a)是 ICL7109 与 MCS—51(8031)单片机的接口电路。图中 ICL7109 的负电源由 ICL7660 提供，基准电压则由 A/D 本身提供。该电路采用中断方式工作。由于 RUN/$\overline{\text{HOLD}}$接高电平，故 A/D 是进行连续转换的。如果需要转换控制，可将部分接线改成图 5.16(b)、(c)所示的形式。

5.2 逐次逼近式 A/D 转换器

5.2.1 ADC0816/0817 8 bit 16 输入 A/D 转换器

ADC0816/0817 在设计与性能上基本与 ADC0808/0809 相似，最大区别是 ADC0816/0817 的模拟输入增加到 16 路，并且有速度高、精度高、温度依存性最小、稳定时间长及功耗最低等特点。这些性能使得该器件能较好地适应于从数据处理、机器控制到人工控制等各个领域。

一、性能特点

(1) 分辨率：8 位；

(2) 总的失调误差：0816 为±1/2LSB，0817 为±1LSB；

(3) 转换时间：在时钟频率为 640 kHz 时需 100 μs；

(4) 单电源：+5 V，最大到+6.5 V；

(5) 输入模拟通道：16 路单端输入；

(6) 功耗：小于 15 mW；

(7) 温度范围：−40～+85 ℃或−55～+125 ℃。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

ADC0816/0817 的内部结构框图如图 5.17 所示。由图可以看出，其结构与 ADC0808/0809 基本一样，不同之处是：模拟开关的输出与比较器的输入是分开的，从而增加了使用的灵活性；模拟输入为 16 通道；地址锁存控制增加了扩展功能，为多重控制提供了方便。

2. 引脚说明

ADC0816/0817 为 40 脚双列直插式封装，如图 5.18 所示。其引脚意义说明如下：

1～12 脚：IN3～IN14，第 3 到第 14 路模拟输入端。

24～31 脚：D0～D7，转换数据输出端。

38～40 脚：IN0～IN2，第 0 到第 2 路模拟输入端。

14 脚：IN15，第 15 路模拟输入端。

13 脚：EOC，转换结束信号。EOC＝1 表示转换结束；EOC＝0 表示正在转换。该信号既可作为状态查询信号，也可作为中断请求信号。

15 脚：ACOM，多路开关公共输出端。正常情况下该端应与 18 脚相连，但有时若需要

外接多路模拟开关或单独输入模拟量时，ACOM 应悬空。

18 脚：ACOMIN，比较器输入端，作正常使用时与 ACOM 相连；又是用户灵活设计的模拟输入端。

16 脚：START，启动信号。该信号的上升沿使 A/D 复位，下降沿启动 A/D 转换。在正常转换的情况下，若接收到 START 信号，A/D 转换将重新开始。

19、23 脚：REF＋与 REF－，为参考电压的正输入端与负输入端。

21 脚：OE，输出使能控制。当 OE＝1 时，三态输出锁存器中的数据被送到数据总线上。

32 脚：ALE，地址锁存信号，在 ALE 的上升沿将地址信号锁存。

33～36 脚：ADDD～ADDA，地址输入端，即选择 16 道模拟开关控制信号。其中，ADDA 为最低位，ADDD 为最高位。

22 脚：CLOCK，时钟输入端。输入范围为 10～1 200 kHz，典型值为 640 kHz。

37 脚：EXTC，扩展控制端。在有些场合需要对 A/D 转换系统多重控制时，可使用此端。当 EXTC 为“1”时，A/D 可正常工作，为“0”时地址位将被禁止。

17、20 脚：V_+与 GND，正电源端与接地端。

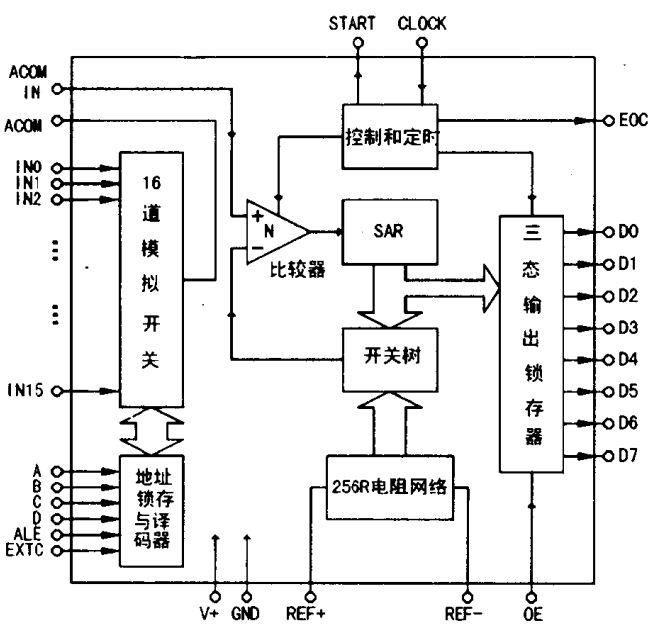


图 5.17　ADC0816/0817 内部结构框图

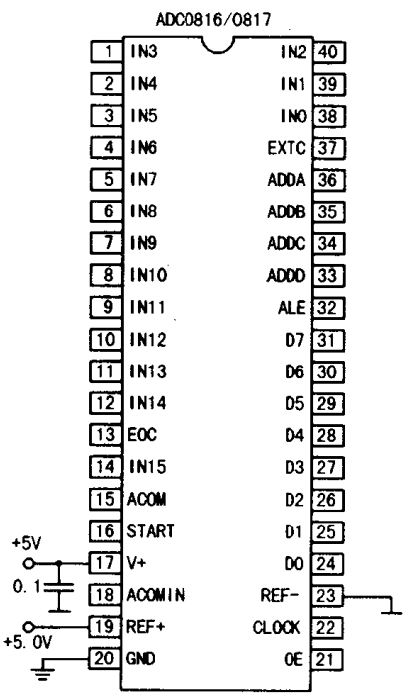


图 5.18　ADC0816/0817 引脚说明

三、ADC0816/0817 与微机接口

图 5.19 是 ADC0816 与 MCS—51 单片机的接口电路。其中，时钟直接取自 8031 的 ALE 信号，多路开关输出端 ACOM 与比较器输入端 ACOMIN 相连，扩展控制端 EXTC 通过电阻接至＋5 V 上，以便构成标准的 16 输入 8 位 A/D 转换系统。ADC0816 的地址锁存

端 ALE 与启动端 START 相连，并利用 P2.7(A15)和$\overline{WR}$、$\overline{RD}$来提供地址锁存，进行转换和读数操作。EOC 信号作为 A/D 转换结束的中断请求信号。图 5.20 是 ADC0816/0817 的工作时序图。

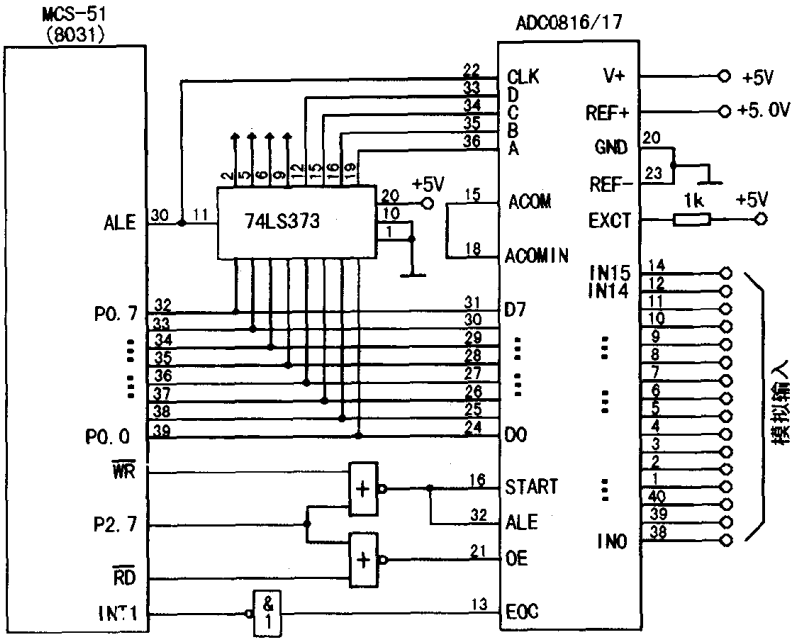


图 5.19　ADC0816/0817 与 8031 接口电路

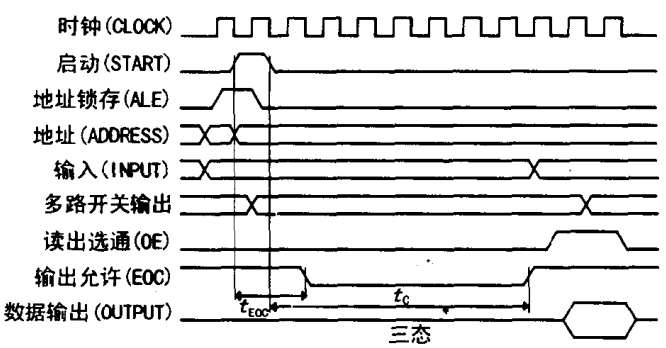


图 5.20　ADC0816/0817 工作时序图

由时序图可以看出，当送入启动信号后，EOC 有一段高电平保持时间，表示上一次转换结束，它容易引起误控。因此，在启动转换后应经一段时间延迟(延迟时间应大于 t_{EOC})再进行查询或开中断。

为了说明软件编程方法，用图 5.19 电路分别对 16 通道依次采样 256 个点，并将采集到的数据存放在外部 RAM 的 B000H～BFFFH 中。其中，B000H～ B0FFH 存放 IN0 通道的数据，B100H～B1FFH 存放 IN1 通道的数据，依此类推。按图中连线输入通道 IN0～IN15 的地址为 7FF0H～7FFFH。程序清单如下：

```
START: MOV   R0, #00H        ; RAM 缓冲区地址置初值
       MOV   R2, #0B0H       ;
       MOV   R7, #00H        ; 循环计数器置初值(256 个点)
       MOV   R5, #00H        ;
       MOV   R6, #10H        ; 通道计数器置初值(16 个通道)
       MOV   DPTR, #7FF0H    ; 通路地址寄存器置初值
ML0:   MOV   @DPTR, A        ; 启动 0816 转换
       MOV   30H, #0AH       ; 延迟
DL:    DJNZ  30H, DL
WEND:  JB    P3.3, WEND      ; 等待 A/D 结束
       MOV   A, @DPTR        ; 读取结果
       MOVX  @R0, A          ; 送入 B000H
       INC   DPTR            ; 指向下一通道
       INC   P2              ; 指向数据缓冲区下一地址
       DJNZ  R6, ML0         ; 判通道计数器减为"0"否
       DJNZ  R7, ML1         ; 判循环计数器减为"0"否
       ACALL PDATA           ; 调用数据处理程序
       AJMP  START
ML1:   INC   R5              ;
       MOV   P2, #0B0H       ; 返回 IN0 通道缓冲区
       MOV   A, R5           ;
       MOV   R0, A           ;
       MOV   R6, #10H        ; 16 个通道再循环一遍
       AJMP  ML0             ;
       END                   ;
```

5.2.2 ADC1210/11 12 bit A/D 转换器

ADC1210/1211 是一种低功耗、中速 12 位逐次逼近式 CMOS 型 A/D 转换器。ADC1210 和 ADC1211 完全兼容(包括引脚接法等)，仅精度不同，前者具有 12 位精度，而后者只有 10 位精度。

这两种芯片转换后的输出，一般为反相的二进制输出，也可在双电源供电时输出自然二进制码。其逻辑电平与 CMOS 逻辑电平兼容。

模拟电压可单极性输入(0～+15 V)，也可双极性输入(−15～+15 V)，这由基准电源电压 $V_+(V_{REF})$和负电源电压 V_-以不同的连接来实现。

两种器件的电源电压范围都较宽，V_+(正电源与基准电压输入端)可在+5～+15 V 范围内选择，V_-可在 0～−20 V 之间选择。12 位转换速度典型值为 100 μs，若接成 10 位，则速度可达 30 μs。

两种器件按工作温度范围分为两个档次，以适应不同的需要。其中，HCD 型使用温度范围为−25～+85 ℃，HD 型为−55～+125 ℃。

一、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

ADC1210/1211 的内部结构如图 5.21 所示，主要由比较器 N 和数/模转换片(包括 D/A 转换器、时序信号发生器、逻辑控制电路)组成。前者负责输入与比较，后者负责启动、转换与输出。

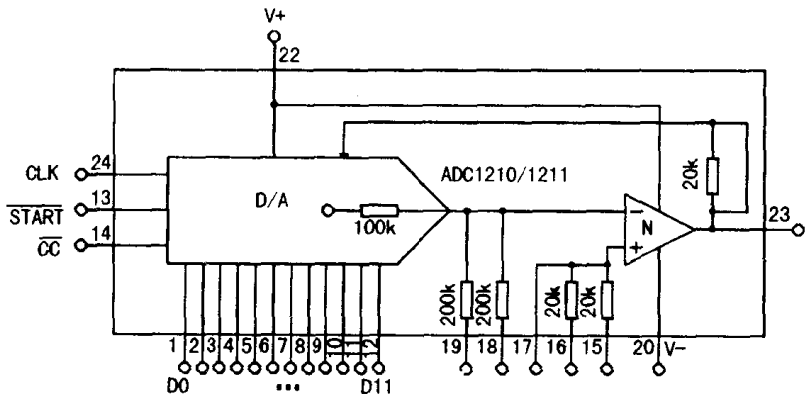


图 5.21　ADC1210/1211 内部结构框图

2. 引脚说明

ADC1210/1211 为 24 脚双列直插式封装，如图 5.22 所示。其引脚意义说明如下：

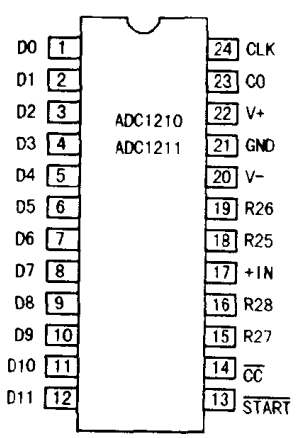


图 5.22　ADC1210/1211 引脚说明

1～12 脚：D0～D11，A/D 转换数字量输出端。它具有锁存功能，但并非三态门，故不能直接挂在微机的数据总线上，一般要加三态门缓冲或通过 PIO 进入微机。其输出数字量有正、负逻辑之分，取决于输入与比较部分引脚的接法。

13 脚：$\overline{\text{START}}$，启动信号。下降沿时，时钟的第一个上升沿使输出复位(D10～D0＝1，D11＝0)。当再出现上升沿后，时钟的第一个上升沿转换开始，此时每来一个时钟脉冲即从高位开始转换一位，其状态取决于比较器的输出。这样，当输入 12 个时钟脉冲后，转换就完成，完成后只要 $\overline{\text{START}}$ 保持高电平，输出数据就继续保存。引脚 $\overline{\text{START}}$ 的低电平要有足够的宽度，以保证使输出复位。

14 脚：$\overline{\text{CC}}$，转换完成信号。当正在转换时为高电平，转换完成时变为低电平。此信号可供查询或中断用。

15、16 脚：R27、R28，是连接到比较器同相输入端的两个电阻，标称值为 20 kΩ，可在各种工作方式下使用，用法见后。

17 脚：＋IN，模拟比较器同相输入端，可在不同的结构中用作环路补偿。

18、19 脚：R25、R26，是连接到比较器反相输入端的两个电阻，标称值为 200 kΩ，一般这两脚连接后作为信号的输入端。

20 脚：V_-，模拟比较器的负偏置电源电压输入端，其范围可在 0～－20 V 之间选择。

21 脚：GND，参考地。

22 脚：V_+(V_{REF})，设置最大满量程和输入/输出逻辑电平用的参考电压，可在＋5 ～＋15 V 之间选择。

23 脚：CO，比较器的输出端。在正常使用时，该端应通过 200 kΩ 与 1 kΩ 的分压电阻由 100 pF 瓷介电容反馈到 17 脚(比较器的正输入端)。其接法属微量正反馈，作用是使比较器响应速度加快，并使其输出具有恒定限幅特性，防止转换过程中 D/A 片的输出变化造成的不确定。

24 脚：CLK，转换时钟输入端。该端输入频率最高为 500 kHz，典型值为 130 kHz，常用微机晶振作适当分频来得到。

二、基本接法

ADC1210/1211 的模拟输入、数字量输出一般有三种连接方法，如图 5.23(a)、(b)、(c)所示。

图 5.23(a)中，模拟电压从 18(19)脚输入，范围为 0～15 V，输出数据为负逻辑。一般 $U_i \leqslant V_{REF}$，V_{REF}常取＋5 V。图 5.23(b)中，模拟电压从 15(16)脚输入，范围为 0～10 V，输出数据为正逻辑。图 5.23(c)中，模拟电压从 18(19)脚输入，范围为－5.12～＋5.12 V，输出数据为负逻辑。

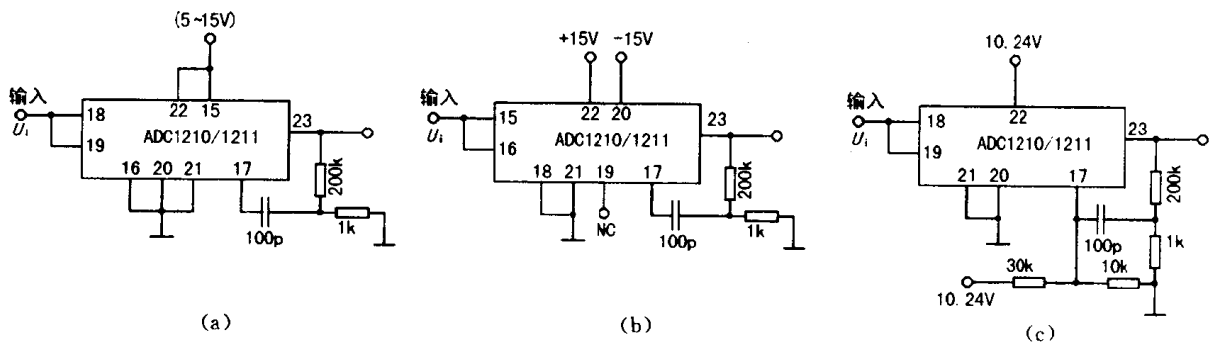


图 5.23　ADC1210/1211 模拟输入的基本接法

(a) 单电源工作；(b) 正负电源工作；(c) 负逻辑数据输出

三、注意事项

1. 电源的考虑及退耦

22 脚是 ADC1210/1211 的正电源和电压基准输入端，V_+的大小决定输入逻辑“1 ”的阈值和 CMOS SAR 的输出电压，器件工作于 V_+从 5 V 到 15 V 的范围。为了保证 12 位的精度，V_+必须达到 0.01%的精度，并免受外界开关瞬态效应的影响。正常情况是在 22 脚与地之间接入 4.7 μF 的钽电容和 0.1 μF 的瓷片电容。

V_-电源(20 脚)提供比较器负偏置。虽然在某些应用中 20 脚可以接地，但它必须比最负的模拟电压至少低 2 V。在用负电源时，也应接入 4.7 μF 的钽电容与 0.1 μF 的瓷片电容进行退耦。

2. 偏移和满量程调节

许多技术可用于调节 ADC1210/1211 的偏移和满量程。一种直接满量程调节方法是增量地改变 V_+(V_{REF})，以匹配模拟输入电压，图 5.24 示出了这种推荐技术。LM199 和低漂移运放(例如 OP－27)用来提供精密基准，13 脚和 14 脚短路置 ADC1210 和 ADC1211 于连续转换方式，等于 V_{REF}减 1 $\frac{1}{2}$LSB 的模拟电压(10.236 25 V)加到 18 脚和 19 脚，调节 R1 直到 LSB 均等地在逻辑“1”和逻辑“0”之间闪烁(所有其它输出必须是稳定的逻辑“0”)。然后，在 18 脚和 19 脚施加等于(1/2)LSB 的模拟输入电压，完成偏移零。调节 R2 直到 LSB 输出均等地在逻辑“1”和“0”之间闪烁(所有其它位都必须是稳定的)。

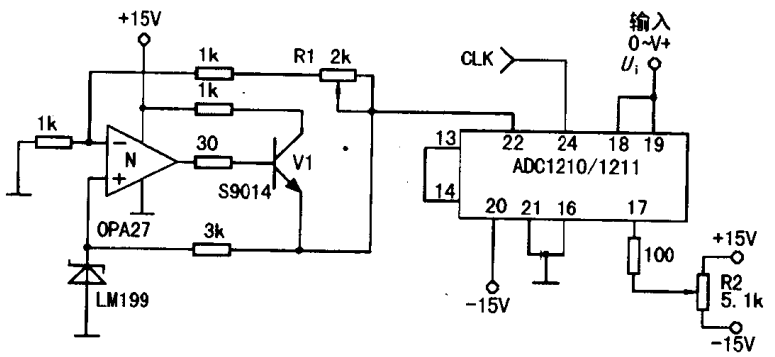


图 5.24　ADC1210/1211 偏移和满量程调节方法

3. 与微机接口

ADC1210/1211 与微机接口时，特别要注意下列问题：

(1) 使用的微机是否为 CMOS 型？若是，则可直接连接(例如 80C31 单片机)；若不是，则必须进行电平转换。

(2) 因 ADC1210/1211 的数据输出没有锁存功能，正常使用时应注意加入与其匹配的锁存器。

(3) ADC1210/1211 的启动信号必须与时钟同步。

(4) 转换系统采用几种电源供电？V_+是否与微机系统电平一致？V_+的精度是否满足要求？

(5) 数据输出是采用正逻辑还是负逻辑？注意输入模拟电平的范围。

5.2.3　AD1674 12 bit 100 kHz A/D 转换器

AD1674 从引脚到功能都与 AD574/674 完全兼容，可相互代用，只是 AD1674 内部增加了采样/保持电路，采样频率为 100 kHz，大大高于 AD574A，并且有全控模式和单一工作模式，其精度达 0.05%。

一、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

AD1674 是采用 BIMOS 工艺制成的转换器，主要由宽频带采样/保持器、10 V 基准电源、时钟电路、D/A 转换器、SAR 寄存器、比较器和三态输出缓冲器等组成。其结构如图 5.25 所示。当控制部分发出启动转换命令时，首先使采样/保持器工作在保持模式，并使 SAR 寄存器复零。一旦开始转换，就不能停止或重新启动 A/D 转换，此时输出缓冲器的数据输出无效。逐次逼近寄存器按时钟顺序从高位到低位顺序进行比较，以产生转换结果。只要转换结束，就返回一个转换结束标志给控制部分，控制部分立即禁止时钟输出，并使采样/ 保持器工作在采样模式。与此同时，延迟 STS 信号下跳的时间稳定转换数据，以满足 12 位的精度。

当 AD1674 工作在全控模式时，利用 CE、$\overline{CS}$和 R/$\overline{C}$ 来控制转换和读数。如果 CE＝1 且$\overline{CS}$＝0，则 R/$\overline{C}$＝1 时读数，反之启动 A/D 转换。这种模式适合用唯一地址总线或数据总线译码的多个设备的系统。

当 AD1674 工作在单一模式时，CE＝1，$\overline{CS}$＝0，12/$\overline{8}$、A0＝0，它是通过 R/$\overline{C}$ 来完成读数和转换功能的。这种模式适应于有足够输入口而无需扩充数据总线的系统，尤其适用于 16 位数据总线。

2. 引脚说明

AD1674 为标准 28 脚双列直插式封装，如图 5.26 所示。其引脚意义说明如下：

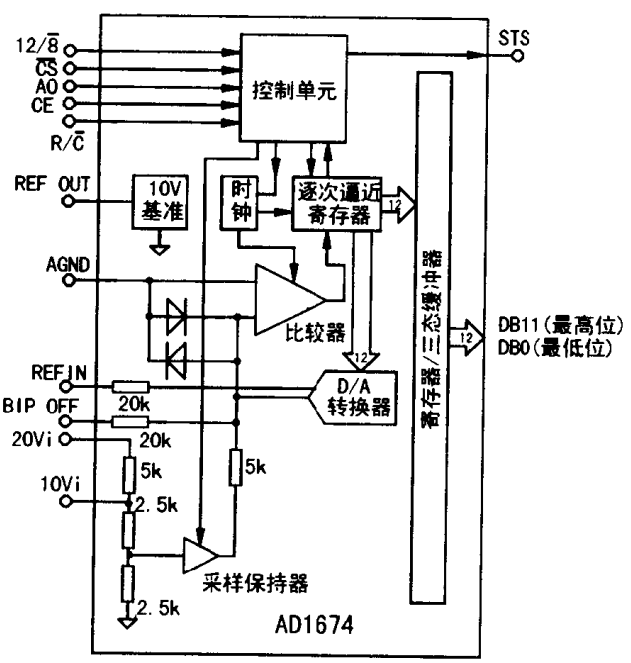


图 5.25　AD1674 内部结构框图

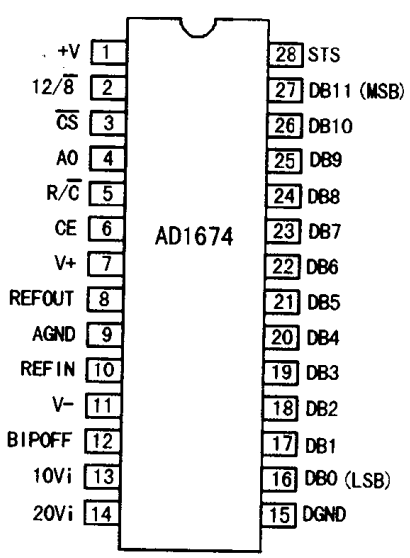


图 5.26　AD1674 引脚说明

1 脚：+V，+5 V 逻辑电源端。

2 脚：12/$\overline{8}$，数据格式选择端(注意：此信号是非逻辑电平)。当 12/$\overline{8}$ 为 1 时，输出数据为 12 位格式，反之输出数据为 8 位格式。

3 脚：$\overline{CS}$，片选端，低电平有效。

4 脚：A0，数据输出方式控制。当 A0 为低电平时，如果启动 A/D 转换，则为 12 位转换；当 A0 为高电平时，启动的是 8 位短周期转换。在 12/$\overline{8}$ 为 0，R/$\overline{C}$=1 期间，当 A0 为低电平时，允许高 8 位(DB4～DB11)输出；当 A0 为高电平时，允许低 4 位(DB0～DB3)输出，且 DB7～DB4=0。

5 脚：R/$\overline{C}$，读数/转换端。在全控模式下，R/$\overline{C}$ 为高电平时读数，反之启动 A/D 转换。在单一工作模式下，R/$\overline{C}$ 的下降沿启动 A/D 转换。

6 脚：CE，使能端。高电平有效，主要用于启动 A/D 转换和读操作。

7 脚：V_+，+12 V/+15 V 电源电压输入端。

8 脚：REFOUT，+10 V 基准电压输出端。

9 脚：AGND，模拟地。

10 脚：REFIN，A/D 基准电压输入端。正常使用时，可通过 50 Ω 左右的电阻与 REFOUT 相连。

11 脚：V_-，−12 V/−15 V 电源电压输入端。

12 脚：BIPOFF，极性偏移端，使用方法见 5.2.4 节有关叙述。

13 脚：10Vi，满 10 V 模拟电压输入端。单极性输入范围为 0～10 V，双极性输入范围为−5 V～+5 V。当 AD1674 满度为 20 V 时，此端应该悬空。

14 脚：20Vi，满 20 V 模拟电压输入端。单极性输入范围为 0～20 V，双级性输入范围为−10～+10 V。当 AD1674 满度为 10 V 时，此端应该悬空。

15 脚：DGND，数字地。

16～27 脚：DB0～DB11，A/D 转换数据输出端。

28 脚：STS，转换状态标志。当转换正在进行时，STS 为 1，转换结束时，STS 为 0。

二、AD1674 与 PC 总线接口

PC 总线是目前使用较多的一种微机总线。在 PC 总线上设计和开发数据采集板，是工业过程控制中必不可少的重要部分。PC 总线共有 62 条引出线，有 I/O 寻址与存储器寻址读写线和 8 位数据线与相应地址线。图 5.27 是 AD1674 通过 8255 接口芯片与 PC 总线的接口电路。图中，PC 总线的$\overline{IOR}$、$\overline{IOW}$、I/O 读写线与 8255 的$\overline{RD}$、$\overline{WR}$读写线相连，PC 总线上的 A2～A9 、AEN 与地址译码器相连。8255 的 A 口、B 口工作在输入方式，C 口工作在输出方式，AD1674 以 12 位转换方式独立工作。当 PC0 为低时启动 A/D，为高时允许读入数据。读数据时由 A 口输入的是 A/D 转换的低 8 位数据，B 口输入的是 A/D 的高 4 位数据与状态标志 STS 信号。

图 5.28 是 AD1674 与 PC 总线接口的另一电路框图。在这种接法中，AD1674 的 A0 直接与总线的 A0 相连接，R/$\overline{C}$ 与地址译码器产生的 Y0 相接。AD1674 的高 8 位 DB11～DB4 与 74LS244 的 A7～A0 相连，低 4 位 DB3～DB0 与 74LS244 的 A7～A4 相连。在启动 A/D 时 A0 设为 0，进行 12 位转换，在读数时先使 A0=0 读高 8 位数据，再使 A0=1 读低 4 位

数据。这种读法特别适应于双字节读数据指令的格式。

在图 5.27 与图 5.28 中，调整 R_{P1}可以校正满度值，调整 R_{P2}可以改变零电位。在电路中若加入多路模拟开关，很容易构成多路 A/D 转换器，但值得注意的是要选择高速的开关器件，否则 AD1674 的高速性能将失去意义。

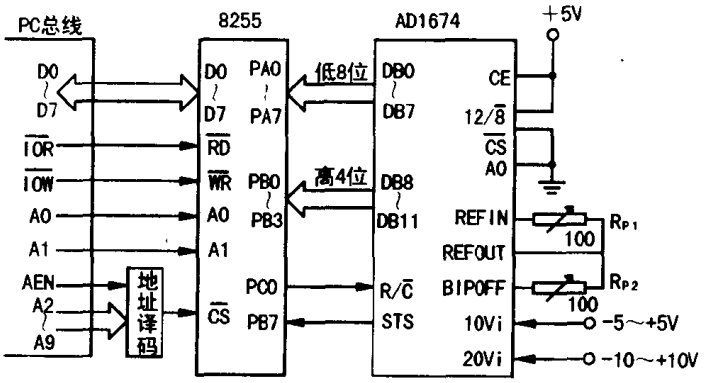


图 5.27　AD1674 通过 8255 与 PC 总线接口

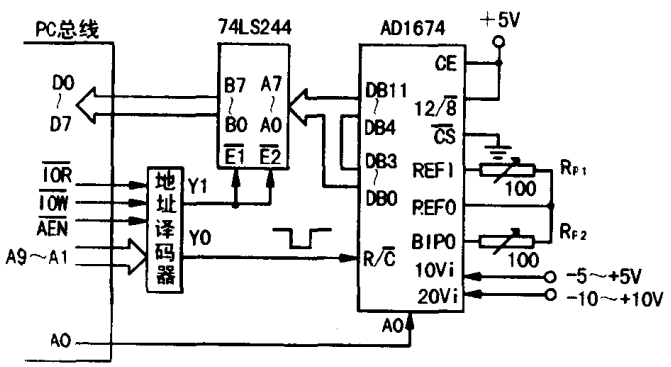


图 5.28　AD1674 通过 74LS244 与 PC 总线接口

5.2.4　ADS774 12 bit CMOS 采样/保持 A/D 转换器

ADS774 是一种具有采样/保持功能的 12 位 A/D 转换器。采用电荷重新分配技术进行逐次逼近实现 A/D 转换。可方便地与 8080、Z80、8088、8086、8031 等 CPU 系统相连。它是 ADC574、ADC674 和 ADC774 的换代产品。

ADS774 由内部时钟、微处理器接口、电容阵列、三态输出缓冲以及内部量程电阻等电路组成。模拟输入范围可以是 0～10 V、0～20 V、±5 V 或±10 V。最大转换时间不超过 8.5 μs。功耗小于 120 mW。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 可与 AD574A、ADC574、ADC674 等互换；

(2) 具有采样/保持电路；

(3) 具有内部基准、时钟和微机接口；

(4) 能够高速捕捉和转换，最大转换时间不超过 8.5 μs；

(5) 采用+5 V 单电源工作；

(6) 整个功耗小于 120 mW。

2. 主要参数

ADS774 的主要电性能参数如表 5.1 所示。

表 5.1 ADS774 的主要电性能参数

室温：$T_A=T_{min}\sim T_{max}$，电源电压：$V_+=+5$ V，$V_-=-15\sim+5$ V，采样速率=117 kHz，$f_{IN}=10$ kHz

参数		条件	ADS774JE/JH/JP/JU/SF/SH/D			ADS774KE/KH/KP/KU/TF/TH			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
分辨率					12			*	bit
输入特性	模拟输入电压范围	双极性	±5，±10						V
		单极性	0～+10 V，0～+20 V			*			
	输入阻抗	0～+10 V，±5	8.5	12		*	*		kΩ
		0～+10 V，±10	35	50		*	*		
	数字逻辑输入	逻辑“1”	+2		+5.5	*		*	V
		逻辑“0”	−0.5		+0.8	*		*	
	逻辑输入电流		−5	0.1	+5	*	*	*	μA
转换特性	线性误差	$T_A=25$ ℃			±1			±1/2	
	单极性失调误差	(调零) $T_A=25$ ℃	LSB		±2			*	
	双极性失调误差	(调零) $T_A=25$ ℃	LSB		±10			±4	
	不漏码分辨率	$T_A=25$ ℃	12			*			bit
	信噪比		68	71		70	*		dB
	转换时间	25 ℃，$+t_{AQ}$		7.5	8		*	*	μs
	采样速率	25 ℃	125			*			kHz
		$T_{min}\sim T_{max}$	117			*			

续表

参数		条件	ADS774JE/JH/JP/JU/SF/SH/D			ADS774KE/KH/KP/KU/TF/TH			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
输出特性	输出代码	单极性	标准二进制(USB)			*			
		双极性	偏移二进制(BOB)			*			
	逻辑电平	逻辑"1"	+2.4			*			V
		逻辑"0"			+0.4			*	
基准	基准电压		+2.4	+2.5	+2.6	*	*	*	V
	输出电流		0.5			*			mA
注：*表示参数与 ADS774JE/JH/JP/JU/SF/SH/D 相同。									

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

ADS774 的内部电路结构如图 5.29 所示。有采样/保持、D/A 转换、输入逻辑控制电路、内部时钟、2.5 V 参考、逐次逼近寄存器、三态缓冲控制电路等部分。

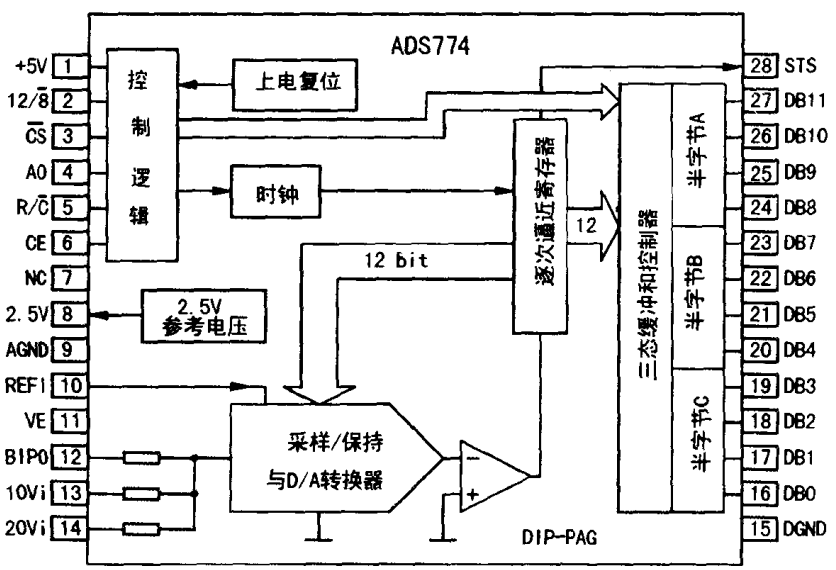


图 5.29　ADS774 内部电路结构

2. 引脚说明

ADS774 的外形采用 28 脚的 DIP 封装结构，引脚排列见图 5.30，其引脚意义说明如下：

1 脚：+5 V 逻辑电源输入端。

2 脚：12/$\overline{8}$，数据输出方式控制。12/$\overline{8}$=1 对应 12 位并行输出；12/$\overline{8}$=0 对应 8 位双字节输出，其中 A0=0 时，输出高 8 位、A0=1 时，输出低 4 位，并用零补足尾随的 4 位。

3 脚：$\overline{CS}$，芯片选择端，$\overline{CS}=0$ 选中，$\overline{CS}=1$ 未选中。

4 脚：A0，数据输出方式控制。当 A0＝0 时，启动转换，按完整的 12 位 A/D 转换方式工作。当 A0＝1 时，启动转换，按 8 位 A/D 转换方式工作。A0 的控制一般要和 12/$\overline{8}$ 的信号结合使用。

5 脚：R/$\overline{C}$，工作状态控制端。R/$\overline{C}=0$ 为启动转换命令，R/$\overline{C}=1$ 为数据读出命令。

6 脚：CE，芯片选择端，高电平有效。在正常使用时，只有$\overline{CE}=1$ 和$\overline{CS}=0$，芯片才能工作。

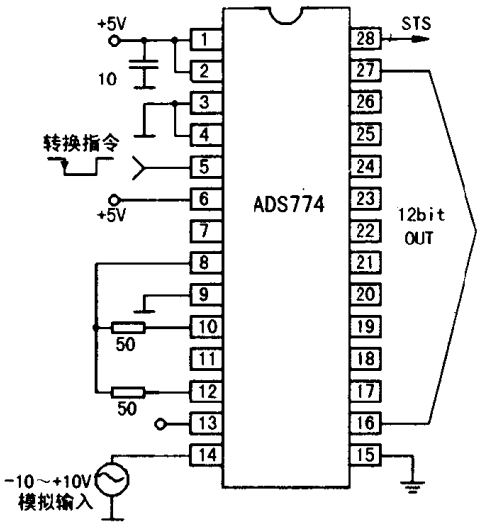


图 5.30　基本引脚排列与±10 V 模拟输入

7 脚：空脚。

8 脚：2.5 V 参考电压输出。

9 脚：AGND，模拟地。

10 脚：REFI，参考电压输入端；该电压可以外接，也可以直接使用 8 脚提供的基准。

11 脚：VE，对于仿效方式连接，可接地或接负电源，对于控制方式连接，可接＋5 V。

12 脚：BIPO，双极性偏置端。

13 脚：10Vi，0～10 V 模拟电压输入端。

14 脚：20Vi，0～20 V 模拟电压输入端。

15 脚：DGND，数字地。

16～27 脚：DB0～DB11，12 bit 数据输出端。

28 脚：STS，工作状态输出端。STS＝1 表示 A/D 转换正在进行，STS＝0 表示 A/D 转换完成，可以读出数据。它可以作为微机的中断请求信号或 A/D 转换状态查询信号。

三、基本接法与控制

1. 基本接法

图 5.30 是 ADS774 以控制方式工作在－10～＋10 V 输入范围的基本接法。启动转换命令的下降沿(负脉冲宽度最小为 25 ns)使 A/D 接通至保持状态，并启动转换。转换期间，STS(28 脚)输出高电平，转换完成以后下降至低电平，转换后所得数据被锁存到输出寄存器中，供 CPU 读取。此外，在转换期间，STS 信号使数据输出引脚处于高阻态并禁止输入 5 脚的启动信号。也就是说，在转换未结束前引脚 5 上的脉冲将不起作用，这就避免了干扰，使转换器开始一次新的转换。

ADS774 转换完成以后，甚至是 STS 信号变低之前，立即开始捕捉新的信号，并跟踪输入，为下一次转换作准备。

在图 5.30 中若将输入信号从 13 脚接入，输入信号范围为±5 V。

2. ADS774 的控制

ADS774 可容易和大多数微处理器或其它数字系统接口，微处理器可以对每次转换实

行全控制，也可使 A/D 按独立方式进行工作。完全控制方式由选择 8 或 12 位转换周期、启动转换、选定输出数据格式和读输出数据几个步骤完成。输出数据可以 12 位同时读出或以左对齐数据格式先读高 8 位，后读低 4 位。五个控制输入(12/$\overline{8}$、$\overline{CS}$、A0、R/$\overline{C}$ 和 CE)信号与 TTL/CMOS 逻辑电平兼容。控制输入信号的关系如表 5.2 所示。

表 5.2　ADS774 逻辑控制关系

CE	$\overline{CS}$	R/$\overline{C}$	12/$\overline{8}$	A0	操　作
0	*	*	*	*	无操作
*	1	*	*	*	无操作
↑	0	0	*	0	启动 12 位转换
↑	0	0	*	1	启动 8 位转换
1	↓	0	*	0	启动 12 位转换
1	↓	0	*	1	启动 8 位转换
1	0	↓	*	0	启动 12 位转换
1	0	↓	*	1	启动 8 位转换
1	0	1	1	*	启动 12 位转换
1	0	1	0	0	只使能高字节
1	0	1	0	1	使能 4 个低位尾随 4 个 0(低字节)
注：* 表示任意状态。					

3. 独立方式工作

独立方式工作是指转换器的控制只限于对 R/$\overline{C}$ 信号的操作。在这种方式中，$\overline{CS}$和 A0 接数字地，CE 和 12/$\overline{8}$ 接+5 V，输出数据以 12 位出现。

A/D 转换，由 R/$\overline{C}$ 信号的下降沿来启动，转换过程中，STS 信号为高电平。转换完成后 R/$\overline{C}$=1，STS 的下降沿使三态数据输出到缓冲。

图 5.31(a)是只用 R/$\overline{C}$ 信号控制 A/D 转换的数据读出时序。图 5.31(b)是利用 R/$\overline{C}$ 高电平选通前一次转换后的数据，R/$\overline{C}$ 的下降沿开始新的转换时序。

如果希望用单个输入来启动转换，那么其它信号应该在实际起作用的一个信号跳变之前至少稳定 50 ns，其时序如图 5.31(c)所示。

4. 采样/保持和仿效方式

这两种方式的基本区别在于对转换进行之前和转换进行中的输入信号状态的要求不同。图 5.31(d)示出了这种关系时序。表 5.3 为采样/保持与仿效方式的时间参数。在(S/H)控制方式中，要求在 1.4 μs 的捕捉时间内，输入信号的摆动快于 ADS774 的压摆率。转换命令到达以后，对于输入信号电平没有要求，因为转换命令到达后，输入信号已被采样，转换已立刻开始。

在仿效方式中，转换命令和转换开始之间应引入一个延迟时间，允许 ADS774 有足够

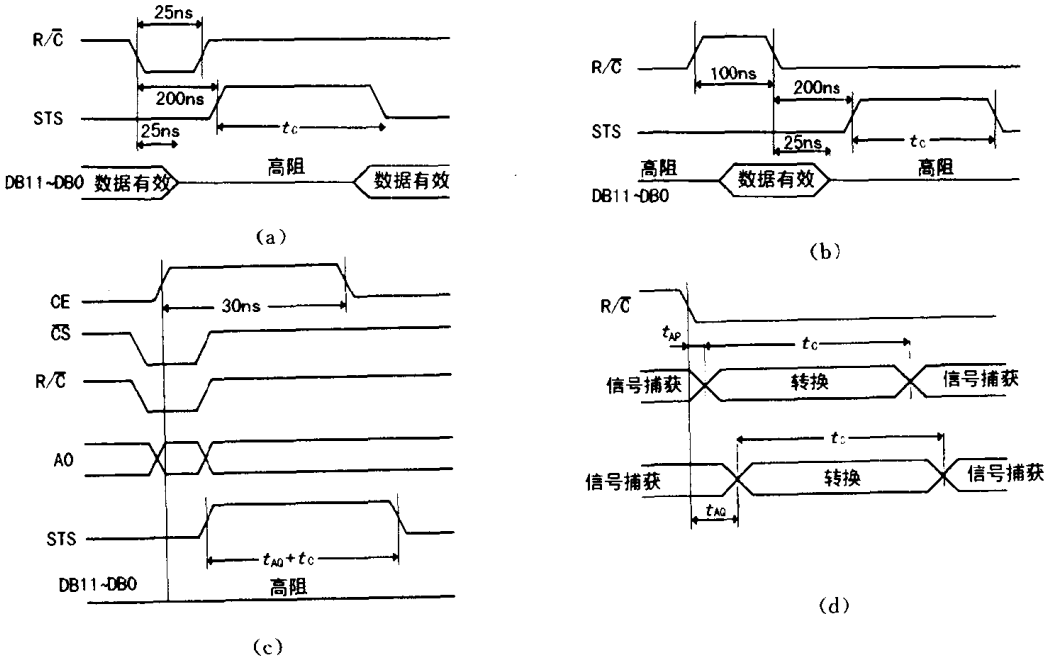


图 5.31　ADS774 基本运行时序图

(a) 由 R/C̄ 下降启动转换时序；(b) 由 R/C̄ 高电平选通转换时序；

(c) 由多个信号控制转换时序；(d) 控制与仿效时序

的时间在转换开始之前去捕捉输入信号。这个延迟增加了有效的孔径时间 0.02 μs 至 1.6 μs，但允许在大多数应用中可用 ADS774 代替 ADC774，AD574。

在上述两种方式中，一旦转换完成，内部采样/保持电路立即开始工作，以跟踪输入信号。

表 5.3　控制与仿效时的参数

符　号	参　数	S/H 控制方式(11 脚接+5 V)		仿效方式(11 接 0～−15 V)		单位
		典　型	最　大	典　型	最　大	
$t_{AQ}+t_C$ (吞吐时间)	12 位转换	8	8.5	8	8.5	μs
	8 位转换	6	8.3	6	8.6	
t_C (转换时间)	12 位转换	6.4		6.4		μs
	8 位转换	4.4		4.4		
t_{AQ}	捕捉时间	1.4		1.4		μs
t_{AP}	孔径时间	20		1 600		ns
t_j	孔径误差时间	0.3		10		

四、ADS774 基本应用与注意事项

由于 ADS774 的接口与操作考虑到了各种应用，所以在进行线路设计时，很方便。既

可接成8位输出，也可接成12位输出；既可采用全控方式，也可采用仿效方式。图5.32示出了通过对A0信号的控制并输出二字节的基本接法。当A0＝0时，读高字节；当A0＝1时，读低字节。表5.4示出了二字节输出格式。

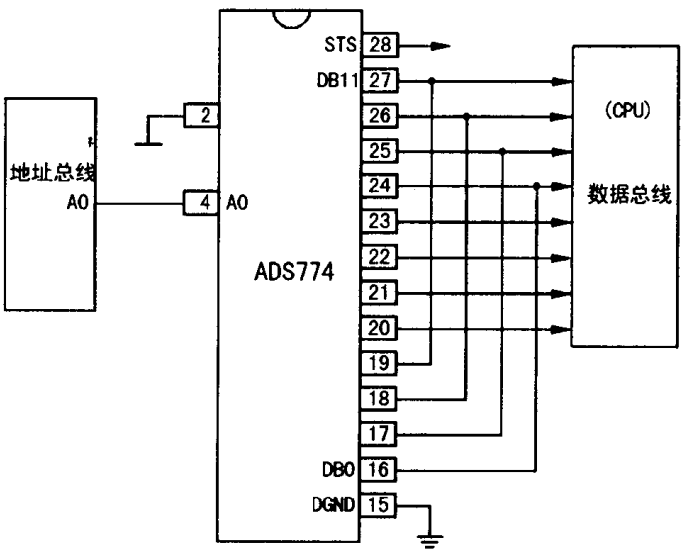


图 5.32　输出二字节的基本接法

表 5.4　高 8 位与低 4 位二字节格式

字节	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
高	DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4
低	DB3	DB2	DB1	DB0	0	0	0	0

在这种接法中，由于A0直接来自于地址总线的A0。这样可利用有些微机(如286、386等CPU)以字读取指令(一次读二个字节)，并可连续存放在内存中。

为了正确地使用ADS774，在具体设计电路时应注意以下几点：

(1) ADS774内部没有将模拟地与数字地连通，使用时可通过较宽的印制板线连通；

(2) 1脚，＋5 V电源应接入0.1 μF的去耦电容；

(3) 模拟信号均以9脚为基准，并通过粗线与摸拟电源地相连；

(4) 输入信号的范围选择如图5.33所示。其中图(a)是单极性输入，从14脚输入为0～20 V，从13脚输入为0～10 V。图(b)是双极性从14脚输入－10～＋10 V，从13脚输入－5～＋5 V；

(5) 零位与满量程的调节。在图5.33中，调R1是单极性零位调整，R2和R4是满量程调整电位器，而R5是双极性零位调整电位器；

(6) 由于ADS774的输入阻抗不高，在应用时，最好采用输入缓冲器连接。

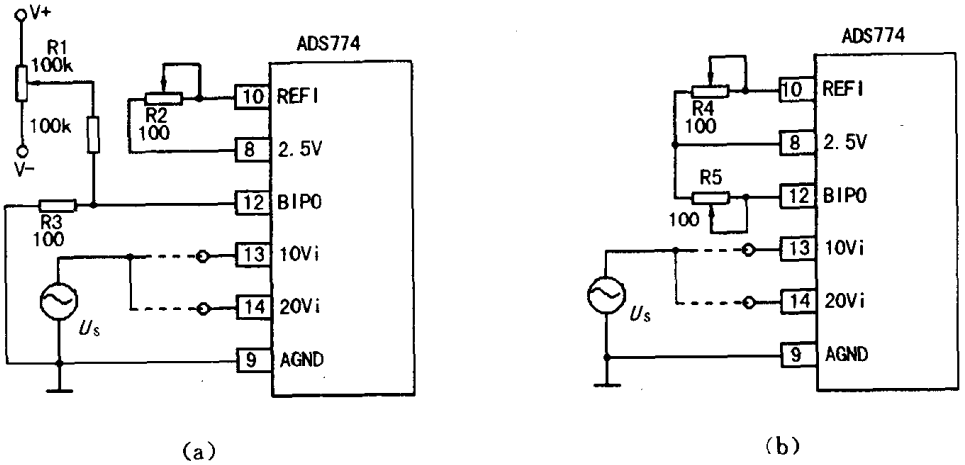


图 5.33　单极性与双极性的连接

(a) 单极性；(b) 双极性

5.2.5　ADS7805 16 bit CMOS 采样/保持 A/D 转换器

ADS7805 是一种利用现代 CMOS 工艺技术制造的完全 16 位采样 A/D 转换器。它采用电荷重新分配技术进行逐次逼近 A/D 转换，具有采样/保持功能。

该器件在额定温度范围(－40～＋85 ℃)保证 100 kHz 的采样速率。它具有±10 V 的模拟量输入范围，而且新技术的设计使 ADS7805 只需＋5 V 单电源。其功耗只有 100 mW 左右，是一种理想的高速、高精度、省电型 CMOS A/D 转换器件。

ADS7805 外形采用标准的 28 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 采样速率：不小于 100 kHz；

(2) 模拟输入：－10～＋10 V；

(3) 信噪比：大于 86 dB(45 kHz 时)；

(4) 线性误差：不大于±1.5LSB；

(5) 16 位不漏码；

(6) ＋5 V 电源供电；

(7) 可使用内部或外部时钟；

(8) 并行数据输出；

(9) 最大功耗仅为 100 mW；

(10) 可与 ADS7804 互换。

2. 主要参数

ADS7805 的主要电性能参数如表 5.5 所示。

表 5.5 ADS7805 主要电性能参数

T_A＝－40～＋85 ℃，电源电压：AV＋＝DV＋＝＋5 V，使用内部基准电压

参数		条件	ADS7805P/U			ADS7805PB/UB			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
分辨率					16			*	bit
输入特性	模拟输入电压范围			±10			*		V
	输入阻抗			23			*		kΩ
	数字逻辑输入电压	逻辑“1”	＋2.0		(DV_+) ＋0.3	*		*	V
		逻辑“0”	－0.3		＋0.8	*		*	
	数字逻辑输入电流	逻辑“1”			±10			*	μA
		逻辑“0”			±10			*	
转换特性	积分线性误差	LSB			±3			±1.5	
	微分线性误差	LSB			＋3，－2			＋1.5，－1	
	满量程误差				±0.5			±0.25	%
	满量程误差漂移				±7			±5	10^{-6}/ ℃
	双极性零位误差				±10			*	mV
	不漏码		15			16			bit
	信噪比	f_{IN}＝45 kHz	83			86			dB
	转换时间			7.6	8		*	*	μs
	完成周期	捕捉和转换			10			10	μs
	吞吐率		100			*			kHz
	全功率带宽			250			*		kHz
输出特性	数据格式与数据编码		并行 16 位二进制补码			*			
	逻辑电平	逻辑“1”	＋4			*			V
		逻辑“0”			＋0.4			*	
	漏电流	高阻			±5			*	μA

续表

参数		条件	ADS7805P/U			ADS7805PB/UB			单位
			最小	典型	最大	最小	典型	最大	
基准源	基准电压		2.48	2.5	2.52	*	*	*	V
	基准源电流			1			*		μA
	基准漂移			8			*		10^{-6}/℃
	外部基准电压范围		2.3	2.5	2.7	*	*	*	V
	外部基准源电流	2.500 V 基准			100			*	μA
注：* 表示参数与 ADS7805P/U 相同。									

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

ADS7805 的内部电路结构如图 5.34 所示。它主要由采样/保持器与 D/A 转换器、基准电源、时钟、微处理器接口和三态驱动等电路组成。

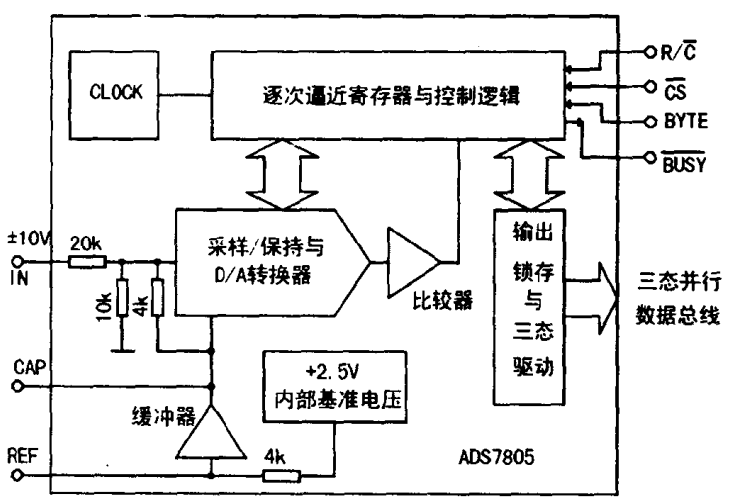


图 5.34　ADS7805 内部电路结构

2. 引脚说明

ADS7805 引脚排列如图 5.35。

1 脚：V_i，模拟电压输入。

2、5 脚：AGND1、AGND2 模拟地。

3 脚：REF，基准电压输入/输出，可通过 2.2 μF 钽电容，连接到地。

4 脚：CAP 基准缓冲电容接入端，可通过 2.2 μF 钽电容连接到地。

6～13 脚：D15～D8，数据三态输出端，其中，D15 为高位数据。

14 脚：DGND，数字地。

15～22 脚：D7～D0，数据三态输出端，其中，D0 为低位数据。

23 脚：BYTE，字节选择端。当 BYTE＝0 时，数据按上述顺序输出，即引脚 6(D15)输出最高位(MSB)，引脚 22(D0)输出最低位(LSB)。当 BYTE＝1 时，数据高字节和低字节交换引脚位置，即引脚 6 输出数据位 7，引脚 13 输出数据位 0(LSB)，引脚 15 输出数据位 15(MSB)，引脚 22 输出数据位 8。

24 脚：R/$\overline{C}$，读/转换输入端，当$\overline{CS}$＝0 时，R/$\overline{C}$ 的下降沿置内部采样/保持电路为保持状态并启动转换。当$\overline{CS}$＝0 时，R/$\overline{C}$ 的上升沿使能输出数据位。

25 脚：$\overline{CS}$，片选端。与内部 R/$\overline{C}$ 组成或逻辑。当 R/$\overline{C}$＝0 时，$\overline{CS}$的下降沿启动转换。当 R/$\overline{C}$＝1 时，$\overline{CS}$的下降沿使能输出数据位。

26 脚：$\overline{BUSY}$，忙线；开始转换数据时为低电平，转换结束后变为高电平。

27 脚：AV＋，模拟电源输入端。额定值为＋5 V。可与 28 脚直接相连并与地之间接入 10 μF 和 0.1 μF 钽电容。

28 脚：DV＋，数字电源输入端。额定值为＋5 V。可与模拟电源采用同组电源，一般 DV＋≤AV＋。

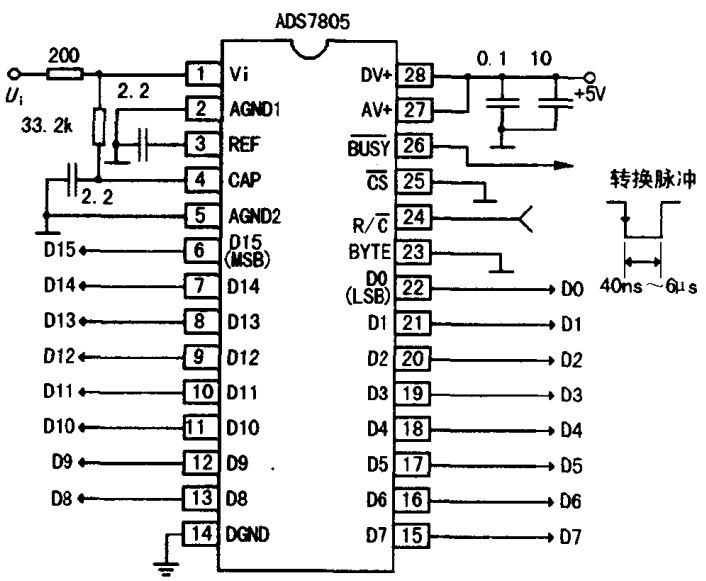


图 5.35　引脚排列与基本连接

三、工作时序与基本接法

1. 工作时序

ADS7805 的工作时序如图 5.36 所示。其中图(a)是由 R/$\overline{C}$ 信号所控制的转换与读出数据时序；图(b)是由 R/$\overline{C}$、$\overline{CS}$信号控制的转换与读出数据时序；图(c)是由 BYTE、R/$\overline{C}$和$\overline{CS}$信号控制的时序。表 5.6 为控制逻辑关系。

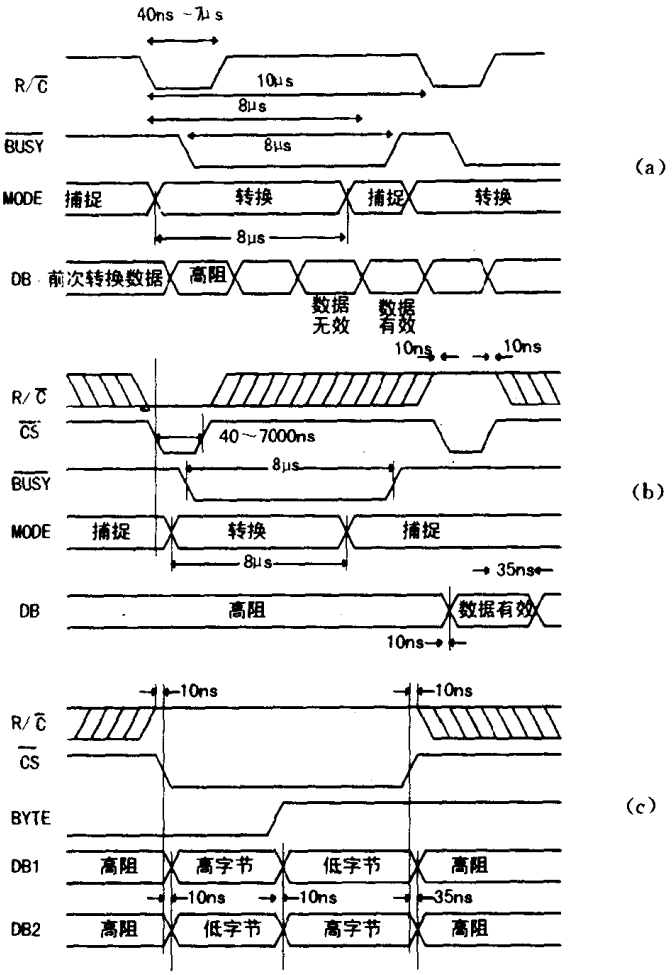


图 5.36　ADS7805 工作时序图

(a) 由 R/$\overline{C}$ 控制的时序；(b) 由 R/$\overline{C}$、$\overline{CS}$控制的时序；

(c) 由 BYTE、R/$\overline{C}$ 和$\overline{CS}$控制的时序

表 5.6　R/$\overline{C}$、$\overline{CS}$、$\overline{BUSY}$之间的关系

$\overline{CS}$	R/$\overline{C}$	$\overline{BUSY}$	操　作
1	*	*	无操作，数据总线处于高阻状态
↓	0	1	启动转换，数据总线仍保持高阻
0	↓	1	启动转换，数据总线仍保持高阻
0	1	↑	转换完成，有效数据送数据总线
↓	1	1	使能数据总线

续表

$\overline{CS}$	R/$\overline{C}$	$\overline{BUSY}$	操　作
↓	1	0	使能数据总线，并转换下一个数据
0	↑	0	使能数据总线，并转换下一个数据
0	0	↑	没有捕捉到信号，转换数据为无效，当$\overline{BUSY}$为高时，$\overline{CS}$或R/$\overline{C}$必须为高
*	*	0	正在转换，新的转换指令无效
注：*表示任意状态。			

2. 基本接法

ADS7805的基本接法如图5.35所示。图中BYTE与$\overline{CS}$接地，这意味着只由R/$\overline{C}$控制，模拟信号通过200 Ω输入，输出数据D0～D15可直接与16 bit CPU总线相连也可外接8 bit接口芯片，并分两次读到CPU中。

图5.37是ADS7805失调与增益调整电路。其中图(a)是无外接调整电阻的典型接法(与图5.36相同)。图(b)是带有外部调整电阻的基本连接。调整R1可改变失调输出(调零)，调整R2可改变增益。图中电阻均选用1%的金属膜电阻器。

为了正确地使用ADS7805，应注意以下几点：

(1) 由于ADS7805精度很高，一个很小的干扰都将影响转换精度，因此在设计印制电路板时应仔细走线，不允许将模拟地与数字地交错连接。

(2) 模拟输入应加适当的滤波器，防止电脉冲干扰。

(3) 在失调与增益的调整中，首先把失调调整到零，然后进行增益的调整。

(4) 由于16位数据输出有锁存和三态缓冲，在设计8位CPU读取数据时，应加入8位缓冲接口分时读取。

(5) 输出数据是二进制补码形式，理想输入和输出代码的关系如表5.7所示。

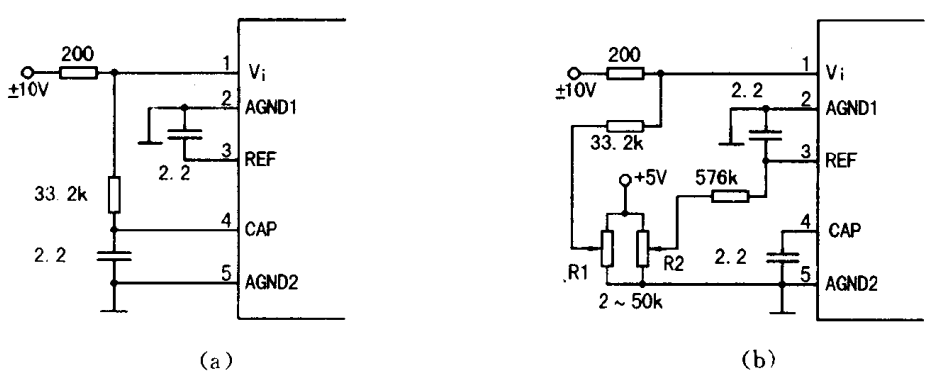


图5.37　ADS7805失调与增益调整电路

(a) 无外接调整电阻电路；(b) 可调整电路

表 5.7　理想输入电压和输出代码的关系

说　明	模拟输入	数字输出(补码)	
		二　进　制	十　六　进　制
满量程范围(FSR)	±10 V		
最低有效位(LSB)	305 μV		
正满量程(10V−1LSB)	9.999 695 V	0111　1111　1111　1111	7FFF
中间量程值	0 V	0000　0000　0000　0000	0000
低于中间量程值 1LSB	−305 μV	1111　1111　1111　1111	FFFF
负满量程(−FS)	−10 V	1000　0000　0000　0000	8000

5.2.6　AD7703 20 bit 单片串行 A/D 转换器

AD7703 由于内部采用过采样 ΣΔ 转换技术和片内自校准控制电路，不仅成本低，而且精度很高，抗干扰能力强，对现场噪声的抑制能力不亚于双积分式 A/D 转换器。它是用户在智能仪表设计和工业过程参数检测中的良好选择。

一、主要特点与性能参数

1. 主要特点

(1) 采用高质量的极低电容/电压系数的二氧化硅电容器，可获得优良的线性度；

(2) 片内自校准微控制器控制的数字校准技术，使失调和增益误差减为最小；

(3) 采用过采样 ΣΔ 转换技术，提高信噪比和简化芯片模拟电路结构；

(4) 输入级采用斩波自稳零技术，使 AD7703 获得极低的输入漂移；

(5) 有灵活的串行接口，可使 AD7703 很方便地与移位寄存器和工业微处理器接口；

(6) 在$\overline{\text{SLEEP}}$工作模式下，可使其功耗降到 10 μW；

(7) 宽的工作温度范围和低的电源工作模式，使 AD7703 非常适合于便携式仪器仪表。

2. 主要性能参数

(1) 分辨率为 20 位，串行输出；

(2) 线性误差为 0.000 3%，满量程误差为±4LSB，典型有效值噪声为 1.6LSB；

(3) 模拟输入范围为 0～+2.5 V 或±2.5 V；

(4) 达到±0.000 7%FS 的建立时间为 507 904/f_{CLK}(s)；

(5) 低通滤波器转折频率为 0.1～10 Hz；

(6) 最大输出数据速率为 4 kHz，最大采样速率为 16 kHz；

(7) 工作电源为±5 V。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

AD7703 采用 LC²MOS 工艺集成的单片 20 位 A/D 转换器。它由校准微控制器、校准静态 RAM、20 位 ΣΔA/D 转换器、模拟调制器、六极点高斯低通数字滤波器、时钟发生器

和串行接口逻辑等组成。其内部结构电路如图 5.38 所示。

AD7703 以一定的速率对模拟输入信号进行连续采样，采样速率由主时钟频率 f_{CLK} 决定。采样信号由 ΣΔA/D 转换器转换成数字脉冲序列，经六极点高斯低通数字滤波器处理后，以 4 kHz 的速率更新一个 20 位的输出寄存器。寄存器中的数据可从串行口采用同步内时钟或同步外时钟方式随机读取，或者从任意速率到 4 kHz 速率周期地读取。

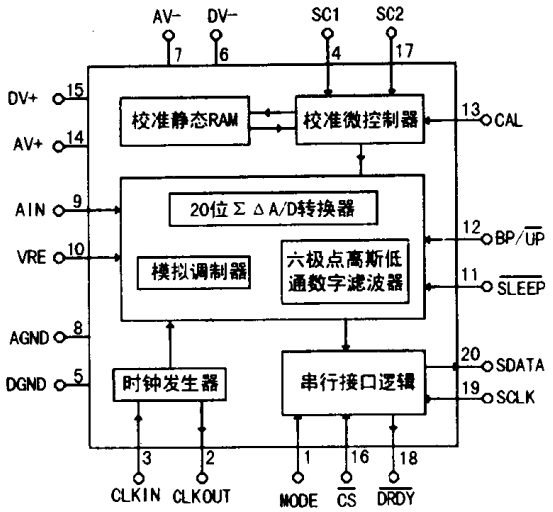


图 5.38　AD7703 内部结构电路框图

片内用微控制器来控制芯片的自校准，以消除芯片本身的零点误差和增益误差。片内还有系统校准，以消除输入通道的失调和增益误差。校准开始由外部输入的信号 CAL 控制，用户可在任意时刻施加 CAL 信号，启动 AD7703 校准。

ΣΔA/D 转换器的基本思想是：采用过采样技术把更多的量化噪声压缩到基本频带外边的高频区，并由数字低通滤波器滤除这些带外噪声。过采样 ΣΔA/D 转换技术有三个突出的优点：一是由于采用一位编码技术，故模拟电路少；二是 ADC 前面的抗混滤波器设计容易；三是能提高信噪比。

AD7703 以 16 kHz(最大)速率采样输入信号，量化噪声分布在 0～8 kHz 范围内。由于该芯片采用专用的 AD7701 模拟输入信号预处理电路，带宽为 0～10 Hz，因而在这一带宽内噪声仅为全部量化噪声的 1/800，所以 AD7703 能达到 20 位的分辨率。

2. 引脚说明

AD7703 为 20 脚双列直插式封装，如图 5.39 所示。其引脚意义说明如下：

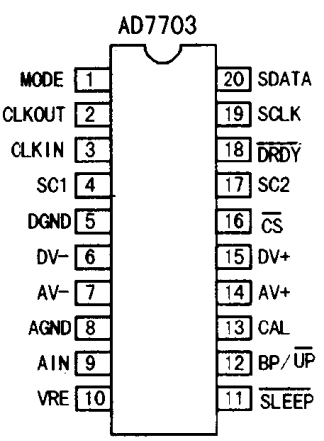


图 5.39　AD7703 引脚说明

1 脚：MODE，串行口方式选择(内同步还是外同步)；

2、3 脚：CLKOUT、CLKIN，时钟输出、输入端。其中，CLKIN 为外时钟输入端，CLKOUT 为内时钟输出端。

4、17 脚：SC1 和 SC2，系统校准端，决定校准类型；

5、8 脚：DGND、AGND，数字地与模拟地；

14、7 脚：AV＋、AV－，模拟正负电源，通常为±5 V；

15、6 脚：DV＋、DV－，数字正负电源，通常为±5 V；

9 脚：AIN，模拟信号输入端，范围为 0～＋2.5 V 或±2.5 V；

10 脚：VRE，参考电源电压输入端，通常接入＋2.5 V 基准；

11 脚：$\overline{\text{SLEEP}}$，睡眠工作方式端；

12 脚：BP/$\overline{UP}$，单、双极性输入方式选择端；

13 脚：CAL，校准控制端；

16 脚：$\overline{CS}$，片选端，当$\overline{CS}$=0 时发送数据；

18 脚：$\overline{DRDY}$，数据输出准备信号；

19 脚：SCLK，串行时钟输入/输出端；

20 脚：SDATA，串行数据输出端。

三、基本接法与数字接口

1. 时钟

AD7703 的时钟可由与 TTL、CMOS 兼容的外部引到 CLKIN 端(此时 CLKOUT 不用)获得，或用图 5.40(a)所示的接法获得。例如其晶振若用 4.096 MHz 晶体，外接电容 C1 和 C2 可省略；若用 3.579 MHz 晶体，C1=C2=20 pF；若用 2 MHz 晶体，C1=C2=30 pF。

2. 模拟输入与参考电源

AD7703 的模拟输入极性由 BP/$\overline{UP}$选择。当 BP/$\overline{UP}$=0 时，为单极性输入，其量程为 $V_{REF}-V_{AGND}$，输出为单极性二进制码；当 BP/$\overline{UP}$=1 时，为双极性输入，输入范围为$\pm V_{REF}$，输出为偏移二进制码。

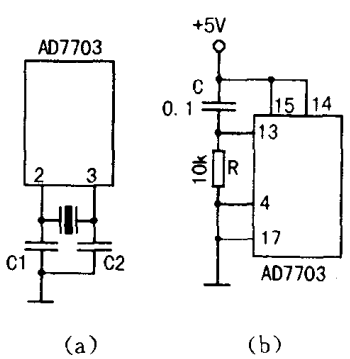
在双极性输入时，正、负满量程直接由 V_{REF}决定，与单量程的双极性设计相比，在正、负满量程跟踪和中程点稳定性方面有明显的优越性。AD7703 的参考源电压范围为 1～3 V，通常采用 2.5 V。根据 AD7703 的性能，其参考源应选择转折频率在 0.1～10 Hz 时噪声小的参考源。

3. 校准

AD7703 内包含有自校准和系统校准功能，即能消除 AD7703 本身的零点、增益和漂移误差以及系统输入通道的失调和增益误差。图 5.40(b)是 AD7703 上电时的自校零电路，它的作用是把自身恢复到初始状态和正确标度上。

4. 数字接口

AD7703 与外界接口时先要确定串行输出方式，即对 MODE 信号的选择。当 MODE=1 时，该 A/D 转换器工作在内时钟同步 SSC 方式，图 5.41(a)是其时序图，数据由片内产生的串行时钟脉冲 SCLK 同步控制输出。



(a)　　(b)

图 5.40　AD7703 时钟与上电自校准接法
(a) 时钟接法；(b)上电自校准接法

在这种方式下，AD7703 把每个采样时间间隔分成 16 个特殊的周期：8 个模拟周期，8 个数字周期。模拟周期用于模拟信号的建立，数字周期用于数字计算。

每一个数字周期的开始时刻，AD7703 查询$\overline{CS}$的状态。如果此时$\overline{CS}$为低电平，则 SCLK 被激活，AD7703 从 SDATA 端送出寄存器中的现行数据，先送 MSB，后送 LSB。在 LSB 送出后，$\overline{DRDY}$信号变为高电平，直到新的数据获得为止。图 5.41(b)示出了在 SSC 方式下发送数据的详细时序图。由图(b)可以看出，数据位在

SCLK 下降沿更新，在 SCLK 上升沿有效。

当 MODE＝0 时，AD7703 工作在外时钟同步 SEC 方式，图 5.41(c)是其时序图。由图可以看出，在$\overline{CS}$下降沿串行数据位的 MSB 首先有效而发送出去，其后的数据位在外部 SCLK 下降沿变更，上升沿有效。在 LSB 送出之后，$\overline{DRDY}$和$\overline{SDATA}$变为三态输出。如果$\overline{CS}$为低电平，并且 AD7703 还在发送数据，那么不论新的数据位是否获得，AD7703 仍继续发送旧的数据。

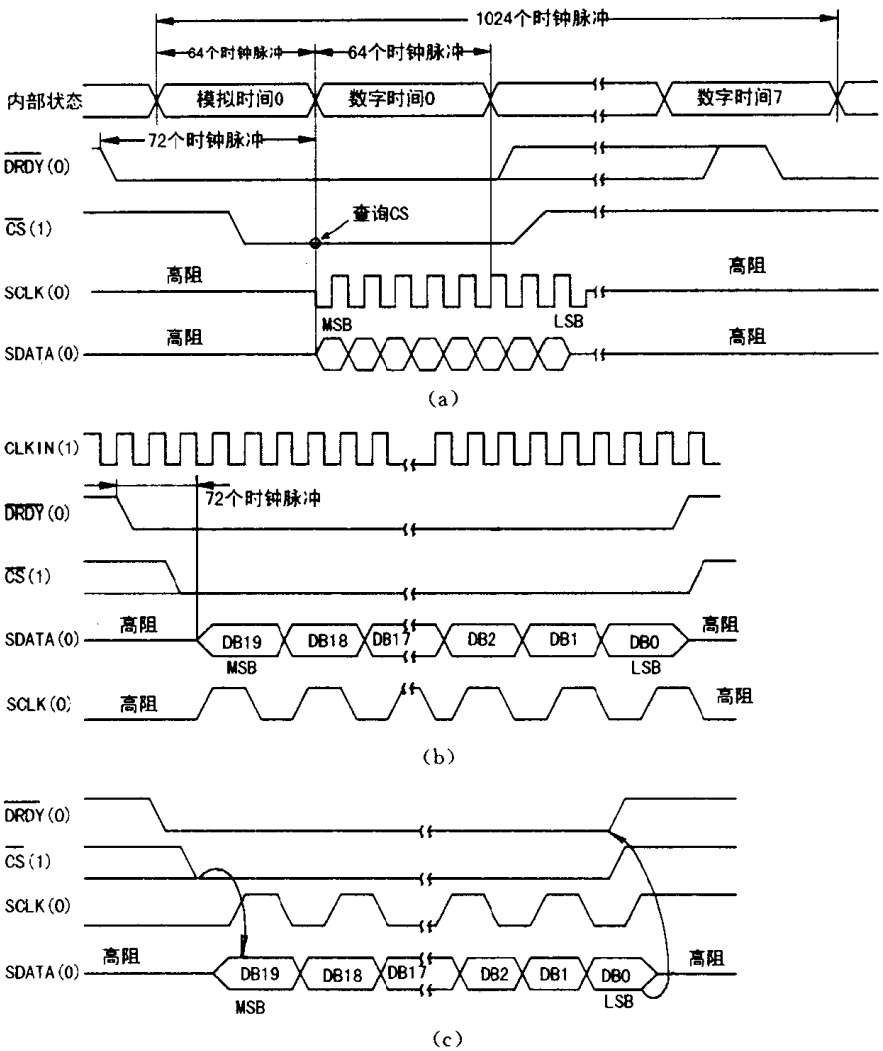


图 5.41　AD7703 工作时序图

(a) 同步 SSC 方式时序；(b) 在 SSC 方式下详细时序；(c) 在 SEC 方式下的时序

图 5.42 是 AD7703 工作在 SEC 方式下的一种典型连接图。图中，基准电压由 AD580 产生，它的输出电压 2.5 V 在 0.1～10 Hz 内噪声最小。模拟地、数字地和各自的电源采用独立供电，并且加入了 0.1 μF 的去耦电容。BP/$\overline{UP}$接高电平，为双极性输入，并且在模拟输入端加入了滤波电路，以防止模拟调制器和数字滤波器饱和。为了减少模拟电路与数字电路之间的串扰，SDATA、SCLK、$\overline{DRDY}$和$\overline{CS}$应该与 CMOS 器件相接。

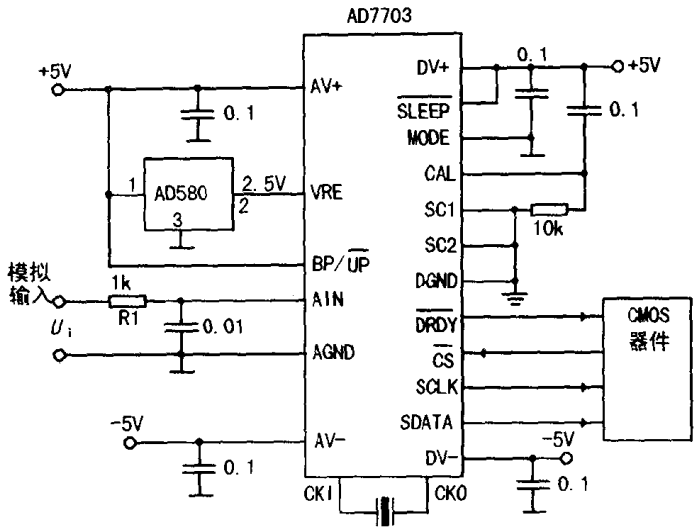


图 5.42　AD7703 工作在 SEC 方式下的一种典型接法

5.2.7　ADS1212/13 22 bit 增益可编程串行输出 A/D 转换器

ADS1212/13 是精密、宽带 ΣΔA/D 转换器，单 5 V 电源供电，具有 24 bit 的分辨力。其差分输入可直接与传感器或小电压信号连接。对于宽的动态范围，所使用的 ΣΔ 运算可保证 22 bit 的精度而无漏码。通过所使用的低噪声放大器，转换速率大于 10 Hz 时，有效分辨力达 20 bit。在 1 kHz 的采样速率以上可以维持 16 bit 的分辨力。通过器件所提供的 1～16 级增益编程放大器，其动态范围可大大提高。

ADS1212/13 可广泛地应用在高分辨力的测量仪器、工业过程控制、血液分析、信号传送、便携式仪表和称重系统等领域。

一、性能特点

(1) 采用 ΣΔA/D 转换；

(2) 22 bit 无漏码；

(3) 在 10 Hz 有 20 bit 的有效分辨率，在 1 kHz 有 16 bit 的有效分辨率；

(4) 功耗小于 1.4 mW；

(5) 差分输入；

(6) SPI 兼容 SSI 接口；

(7) 截止频率可编程；

(8) 有内/外参考；

(9) 本身有校准；

(10) 有 1～16 级编程增益；

(11) ADS1213 包含 4 通道多路开关。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

ADS1212/13 A/D 转换器的内部电路结构如图 5.43 所示。它由二阶 ΣΔ 调制器、三阶数字滤波器、微控器、增益可编程放大器(PGA)和基准与时钟发生器等部分组成。其中四输入双路模拟开关仅 ADS1213 有。器件的模拟输入采用差分结构，可通过编程改变增益。数据输出采用串行方式。

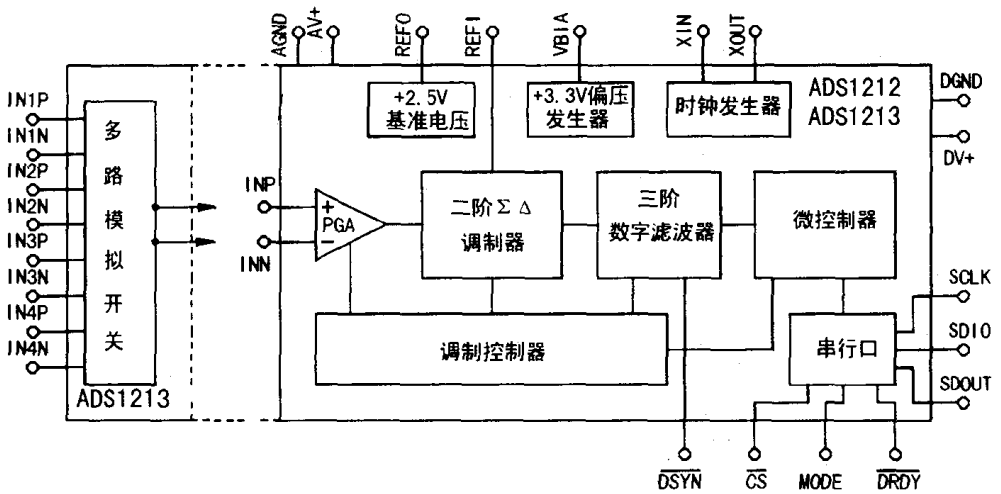


图 5.43　ADS1212/13 内部电路结构

2. 引脚说明

ADS1212/13 的引脚排列如图 5.44 所示。这里以 ADS1213 为主说明其引脚功能。

1～5，22～24 脚：IN1N～IN4N，IP1P～IN4P 差分模拟 1～4 输入端，其中 INXN 为反相输入端，INXP 为同相输入端；

6 脚：AGND，模拟地；

7 脚：VBIA，+3.3 V 偏压输出端；

8 脚：CS，选片输入端；

9 脚：$\overline{\text{DSYN}}$，同步串行输出数据控制输入端；

10 脚：XIN，系统时钟输入端；

11 脚：XOUT，系统时钟输出端，XIN 与 XOUT 两端应接入晶振；

12 脚：DGND，数字地；

13 脚：DV+，数字电源，+5 V 端；

14 脚：SCLK，串行数据时钟输入/输出端；

15 脚：SDIO，串行数据输入(也能作为串行数据输出)；

16 脚：SDOUT，串行数据输出；

17 脚：$\overline{\text{DRDY}}$，数据准备好；

18 脚：MODE，SCLK 控制输入端；

19 脚：AV+，模拟电源，+5 V 端；

20 脚：REFO，+2.5 V 参考电压输出端；

21 脚：REFI，参考电压输入端。

对于 ADS1212 来说，引脚除 INXP 和 INXN 之外，与 ADS1213 基本相同，只是 1 脚，INP 为同相输入端，2 脚，INN 为反相输入端。

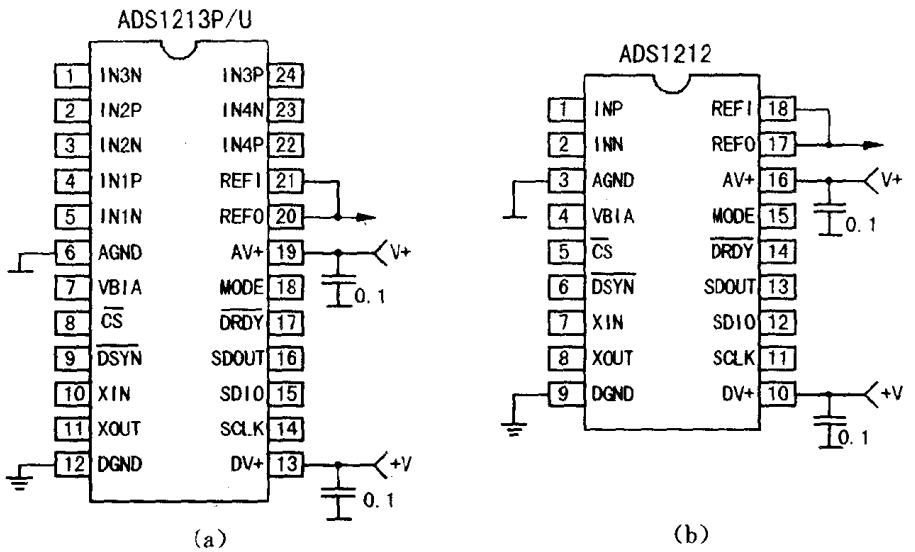


图 5.44　ADS1212/13 引脚图

(a) ADS1213 引脚；(b) ADS1212 引脚

三、ADS1212/13 基本工作描述

ADS1212/13 提供了很低的系统噪声，有 100 dB 共模抑制和极好的电源抑制能力。在 1 MHz 的时钟下，提供 7.8 kHz 的采样速率，通过编程命令寄存器，采样速率可增加到 15.6 kHz、31.2 kHz、62.5 kHz 和 125 kHz。每一采样速率的增加都将改变 A/D 转换速率的同样增加。

可编程放大器(PGA)所提供的增益为 1、2、4、8 和 16。增益设置与 TURBO 模式有关，见表 5.8。模拟输入范围与编程增益间的关系见表 5.9。

ADS1212/13 的 TURBO 模式与有效分辨力在增益为 1，时钟频率为 1 MHz 的关系见表 5.10。串行输入时钟与 TURBO 的关系见表 5.11。

在进行 ADS1212/13 的操作时，除对增益及截止频率设置之外，还应对不同的寄存器进行设置。这些寄存器是 INSR(指令寄存器)、DOR(数据输出寄存器)、CMR(命令寄存器)、OCR(失调校准寄存器)和 FCR(满幅校准寄存器)。这些寄存器的数据均通过 SDIO 串行输入 /输出线完成。图 5.45 示出了部分输入/输出数据波形。

表 5.8　TURBO 模式与 PGA 的关系

TURBO 模式速率	PGA 增益设置
1	1，2，4，8，16
2	1，2，4，8
4	1，2，4
8	1，2
16	1

表 5.9　模拟输入与增益之间的关系

增益设置	模拟输入		模拟输入（加偏置电压 V_{BIA}）	
	满量程范围/V	输入电压范围/V	满量程范围/V	输入电压范围/V
1	10	0～5	40	±10
2	5	1.25～3.75	20	±5
4	2.5	1.88～3.13	10	±2.5
8	1.25	2.19～2.81	5	±1.25
16	0.625	2.34～2.66	2.5	±0.625

表 5.10　TURBO 模式与有效分辨力的关系

数据速率/Hz	有效分辨率				
	TURBO 模式				
	速率 1	速率 2	速率 4	速率 8	速率 16
10	20	21	21		
20	19	20	21	21	
40	18	20	21	21	21
50	17	19	20	21	21
60	17	19	20	21	21
100	15	17	19	21	21
250	12	14	16	19	20
1 000			12	14	16

表 5.11　X_{IN}时钟与 TURBO 模式的关系

数据速率/Hz	X_{IN}时钟频率/MHz	TURBO 模式速率	有效分辨率
60	2	2	20
60	1	4	20
60	0.5	8	20
100	2	2	19
100	1	4	19
100	0.5	8	19

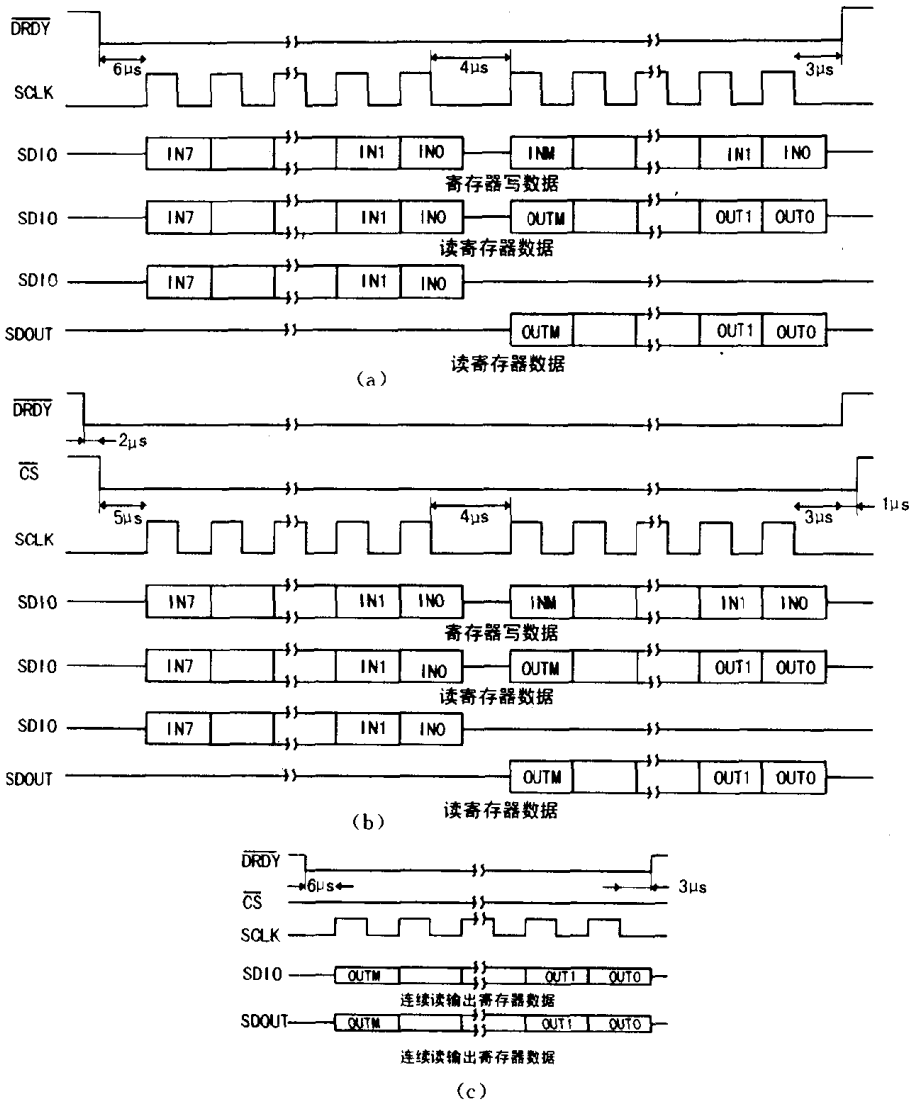


图 5.45　部分数据输入/输出波形

(a) $\overline{CS}$为低时的主模式波形；(b)、(c)使用$\overline{CS}$时的主模式波形

四、典型应用

ADS1212/13 的功能很强，应用很广。图 5.46 是电桥传感器与 ADS1212 所构成的测量电路。其中，电桥的供电电源由 ADS1212 的参考电源通过 OPA1013 提供。电桥小信号输出直接与 INP 和 INN 差分输入端相连。放大增益可通过软件设定到合适位置。输出可通过双绞线远距离传输。

图 5.47 是 4～20 mA 环形电流通过 RCV420 与 ADS1212 的连接电路。其中 RCV420 是精密 I/U 变换器，它可将 4～20 mA 电流变换成 0～5 V 的电压信号，该电压信号可直接输入到 A/D 转换器的同相端。并转换成数字量，通过串行口输出。

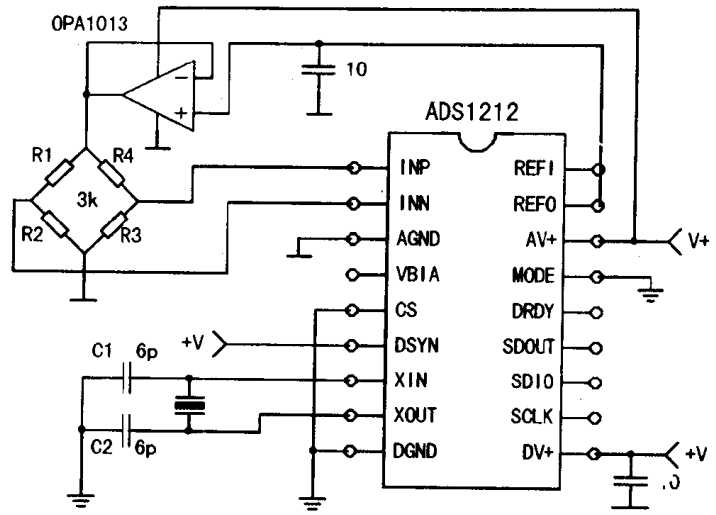


图 5.46　电桥传感器与 ADS1212 的典型接法

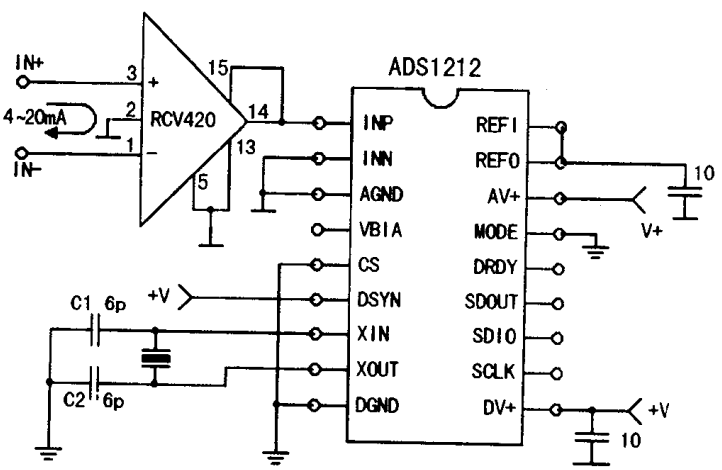


图 5.47　4～20 mA 电流 A/D 转换电路

第6章

D/A 转换器

6.1 串行输入D/A转换器

6.1.1 MAX512/513低成本3通道8 bit D/A转换器

MAX512/513包含三路8 bit电压输出D/A转换器(D/A－A、D/A－B、D/A－C)。其中D/A－A和D/A－B具有输出缓冲器并提供了有效的电压输出，因而减少了外部元件。D/A－A和D/A－B的缓冲输出可分别提供5 mA和0.5 mA的电流，而D/A－C无输出缓冲器，但可提供三种电压输出。MAX512可在单5(1＋0.1) V的电源下工作。MAX513可在＋2.7～＋3.6 V电源下工作。静态电流小于1 μA，工作电流仅为1 mA。MAX512/513均可在薄片电源下工作。

该器件在三线串联接口中具有5 MHz的工作频率。其串行输入寄存器是由8位D/A数据位和8位控制位组成的，并能通过锁存与选片信号加以控制成为独立的三路D/A转换器。该器件可广泛地应用在数字增益和失调调整电路、程控电流源、程控电压源、程控衰减器和压控振荡器等领域。

MAX512/513外形采用14脚DIP和SO封装结构。其引脚排列如图6.1所示。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 消耗电流：工作电流小于1 mA，静态电流小于1 μA；

(2) 输出：可单极性或双极性；

(3) 3线串行接口，输入频率高于5 MHz；

(4) 具有三路D/A转换输出；

(5) 具有独立的程控静态模式；

(6) 可程控复位。

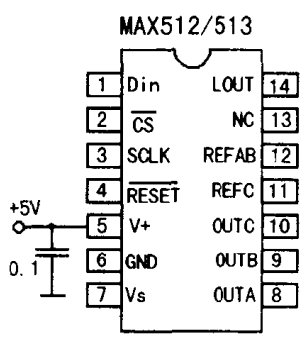


图6.1 MAX512/513引脚排列

2. 主要参数

(1) D/A转换输出电压范围：0 V～参考电压；

(2) 参考电压输入范围：REFAB为Vs～V_+；REFC为0 V～V_+；

(3) 参考端输入电阻：REFAB和REFC均为2 MΩ；

(4) D/A转换输出电阻：D/A－A为50 Ω、D/A－B为500 Ω、D/A－C为24 kΩ；

(5) 电源范围：MAX512：V_+为 4.5～5.5 V，Vs 为－5.5～－4.5 V；

MAX513：V_+为 2.7～3.6 V，Vs 为－3.6～－2.7 V；

(6) D/A 转换器建立时间：典型值为 70 μs。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

MAX512/513 的内部电路结构如图 6.2 所示。它主要由串行输入接口、16 位移位寄存器、三组 D/A 转换与 8 位数据锁存器等部分组成。其中 D/A－A 和 D/A－B 有输出缓冲器，对于单极性电压输出带来了方便。

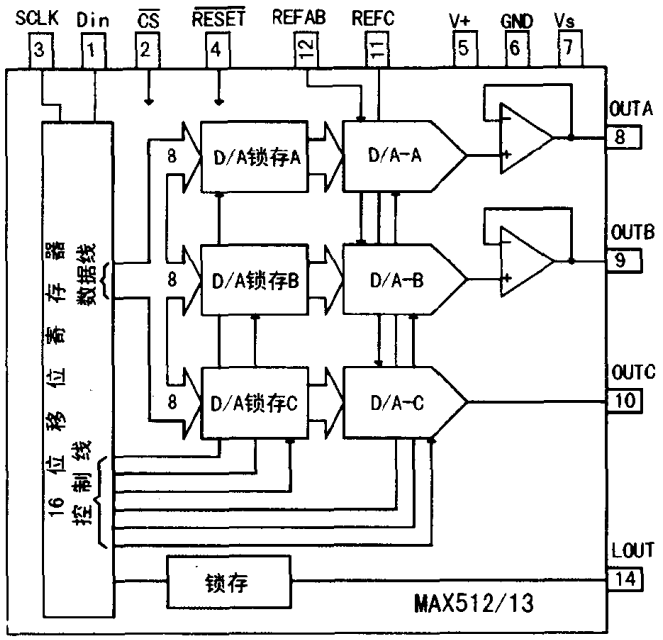


图 6.2　MAX512/513 内部电路结构

2. 引脚说明

MAX512/513 的引脚如图 6.1 所示。其引脚功能为：

1 脚：Din，16 位移位寄存器的串行数据输入端，数据通过 SCLK 串行输入时钟送入寄存器。

2 脚：$\overline{CS}$，选片端，低电平有效。

3 脚：SCLK，串行时钟输入端，与 Din 数据配合使用。

4 脚：$\overline{RESET}$，复位输入信号，低电平有效。清除所有的寄存器为“0”，包括 16 位输入移位寄存器。

5 脚：V_+正电源输入端，其范围从＋2.7～＋5.5 V，并与地接入 0.22 μF 旁路电容。

6 脚：GND，地。

7 脚：Vs，负电源输入端，范围从－1.5～－5.5 V，若是单电源供电时该脚接地，如果接负电源时，应与地之间接入 0.22 μF 旁路电容。

8 脚：OUTA，D/A－A 电压输出端，复位时到满量程。该脚与地应接入 0.22 μF 电容。

9 脚：OUTB，D/A－B 电压输出端，复位时到满量程。该脚与地应接入 0.22 μF 电容。

10 脚：OUTC，D/A－C 电压输出端，复位时到 0 V。

11 脚：REFC，D/A－C 参考电压端。

12 脚：REFAB，D/A－A 和 D/A－B 参考电压端。

13 脚：NC，空脚。

14 脚：LOUT，逻辑输出(锁存信号)。

三、基本操作与应用

1. 基本操作

1）静止模式

MAX512/513 在程控为静止模式时，D/A－A、D/A－B 输出均为高阻状态，D/A－C 输出为 0，静止模式过后，三个 D/A 转换器恢复为原来状态。

2）复位状态

MAX512/513 在复位时($\overline{\text{RESET}}=0$)，D/A－A、D/A－B 被设置成满量程，D/A－C 被设置成 0 ，16 位移位寄存器被设置成 0000H，LOUT 被置成 0。

3）串行数据与控制代码

MAX512/513 的数据输入是通过$\overline{\text{CS}}$、SCLK 和 Din 三线将数据分成数据码和控制码 2 个字节输入到 16 位寄存器完成的。其关系见表 6.1，串行输入波形如图 6.3 所示。

表 6.1　输入移位寄存器代码

字节 1 数据位	说　明	字节 2 控制位	功　能
D0	D/A 输入数据 0 位	LA	装入 D/A 寄存器 A，高电平有效
D1	D/A 输入数据 1 位	LB	装入 D/A 寄存器 B，高电平有效
D2	D/A 输入数据 2 位	LC	装入 D/A 寄存器 C，高电平有效
D3	D/A 输入数据 3 位	SA	D/A 寄存器 A 静态，高电平有效
D4	D/A 输入数据 4 位	SB	D/A 寄存器 B 静态，高电平有效
D5	D/A 输入数据 5 位	SC	D/A 寄存器 C 静态，高电平有效
D6	D/A 输入数据 6 位	Q1	逻辑输出
D7	D/A 输入数据 7 位	Q2	空操作(作为起始位)

对于串行输入数据(特别是控制字节)有一定的要求，不同的代码表示不同的操作命令。表 6.2 列出了这种关系。

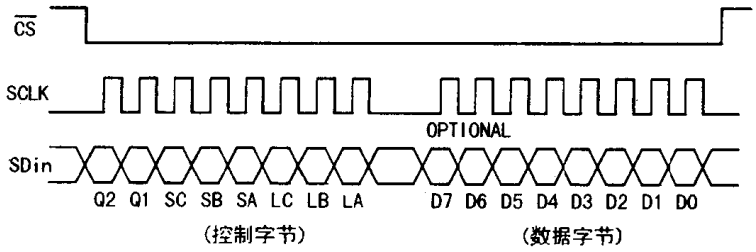


图 6.3　串行输入波形

表 6.2　串行口程控命令

控制位								数据位								功能
								MSB							LSB	
Q2	Q1	SC	SB	SA	LC	LB	LA	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
*	*	*	*	*	0	0	0	×	×	×	×	×	×	×	×	D/A 寄存器无操作
*	*	*	*	*	1	0	0	8 位 D/A 转换数据								装入 D/A 寄存器 C
*	*	*	*	*	0	1	0	8 位 D/A 转换数据								装入 D/A 寄存器 B
*	*	*	*	*	0	0	1	8 位 D/A 转换数据								装入 D/A 寄存器 A
*	*	*	*	*	1	1	1	8 位 D/A 转换数据								装入 3 个 D/A 寄存器
*	*	0	0	0	*	*	*	×	×	×	×	×	×	×	×	3 个 DAC 工作
*	*	1	0	0	*	*	*	×	×	×	×	×	×	×	×	D/A - C 静止
*	*	0	1	0	*	*	*	×	×	×	×	×	×	×	×	D/A - B 静止
*	*	0	0	1	*	*	*	×	×	×	×	×	×	×	×	D/A - A 静止
*	*	1	1	1	*	*	*	×	×	×	×	×	×	×	×	3 路 DAC 静止
×	0	*	*	*	*	*	*	×	×	×	×	×	×	×	×	LOUT 复位
×	1	*	*	*	*	*	*	×	×	×	×	×	×	×	×	LOUT 置位

注：* 表示 DAC 工作状态与输入逻辑有关；× 表示任意状态。

4) D/A 输出

MAX512/513 的模拟输出分单极性和双极性。表 6.3 和表 6.4 分别示出了这种情况。

表 6.3　单极性代码表

D/A 输 入								模拟输出
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
1	1	1	1	1	1	1	1	$+V_R\times(255/256)$
1	0	0	0	0	0	0	1	$+V_R\times(129/256)$
1	0	0	0	0	0	0	0	$+V_R\times(128/256)$ $=+V_R/2$
0	1	1	1	1	1	1	1	$+V_R\times(127/256)$
0	0	0	0	0	0	0	1	$+V_R\times(1/256)$
0	0	0	0	0	0	0	0	0
注：V_R 为参考电压。								

表 6.4　双极性代码表

D/A 输 入								模拟输出
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
1	1	1	1	1	1	1	1	$+V_R\times(127/128)$
1	0	0	0	0	0	0	1	$+V_R\times(1/128)$
0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	1	1	1	1	1	0	$-V_R\times(1/128)$
1	0	0	0	0	0	0	0	$-V_R\times(127/128)$
0	0	0	0	0	0	0	0	$-V_R\times(128/128)$ $=-V_R$
注：V_R 为参考电压。								

2. 基本应用

图 6.4 为 MAX512/513 双极性输出电路。其中$\overline{CS}$、Din 和 SCLK 信号由 CPU 提供，D/A 的输出直接从 8、9 和 11 脚输出为单极性。双极性输出必须增加 N1、N2 变换运放及外接电阻。图中，外接运放的信号输入由 OUTA、OUTC 提供，反馈参考由 REFAB 和 REFC 提供。输出电压范围与表 6.4 相同。

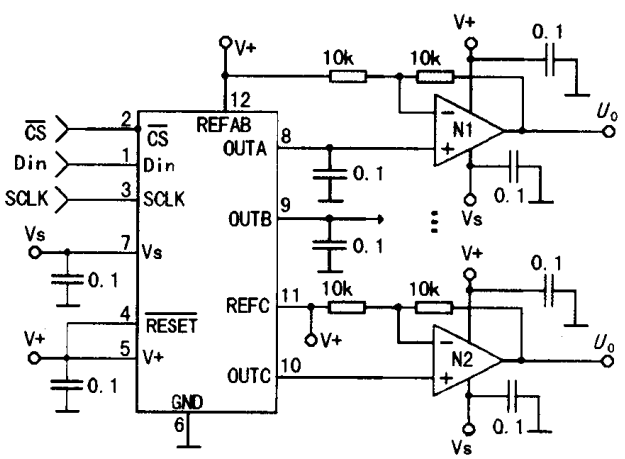


图 6.4　双极性输出电路

6.1.2　MB88347L 低电压 8 通道 8 bit D/A 转换器

MB88347L 是混合 8 通道 8 bit D/A 转换器。该器件的工作电压很低，可在 2.7～3.6 V的范围内正常工作。D/A 转换的输出具有缓冲器，允许驱动大电流。

由于其输入是串行的，所以仅需要 3 根控制线与其接口，使用方便。它可以替代 MB88347。使用该器件的最大优点是输出通道多、工作电压低，功耗小。尤其对于干电池

供电系统非常合适。

该器件外形采用 16 脚 DIP 封装结构，引脚排列见图 6.5 所示。

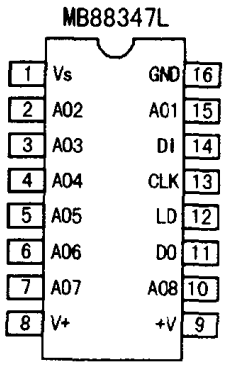


图 6.5 MB88347L 引脚

一、性能特点与主要参数

1、性能特点

(1) 超低功耗，每通道典型值为 0.5 mW；

(2) 工作电压低：2.7～3.6 V；

(3) 具有 8 通道 R－2R 型 8 位 D/A 转换器；

(4) 模拟输出电压范围：0～V_+；

(5) 串行数据输入，最大工作速率 2.5 MHz。

2. 主要参数

(1) 电源电压：V_+为 2.7～3.6 V，典型值为 3 V；＋V 为 2～V_+；Vs 为 0～1 V。

(2) 数字输入范围：00～FFH。

(3) 工作温度：－20～＋85 ℃。

(4) 非线性误差：不超过 1.5LSB。

(5) 时钟高低宽度：最小为 200 ns。

(6) D/A 输出延迟时间：典型值为 170 ns。

(7) D/A 输出建立时间：典型值为 200 μs。

二、内部电路结构与引脚说明

1. 内部结构

MB88347L 的内部电路结构如图 6.6 所示。它主要由串行输入 12 位移位寄存器、地址译码器、8 路 8 位锁存器和 8 路 D/A 转换器及输出缓冲器等部分组成。每一路的输出均为单极性电压信号。

2. 引脚说明

MB88347 的引脚如图 6.5 所示。其引脚功能为

1 脚：Vs，D/A 转换器参考电源低端输入脚；

15、2～7、10 脚：A01～A08，8 只 D/A 转换输出端；

8 脚：V_+，D/A 转换参考电源高端输入脚；

9 脚：＋VMCU 接口和运放电源输入脚；

16 脚：GND，MCU 接口和运放接地脚；

11 脚：DO，在时钟同步下，12 位移位寄存器数据输出端；

14 脚：DI，串行数据输入端，其数据长度为 12 bit 位；

12 脚：LD，锁存信号，当 LD＝“1”时，移位寄存器的值被装入译码器和 D/A 转换输出寄存器；

13 脚：CLK；移位时钟输入脚，该信号与 DI 配合输入 12 位数据。

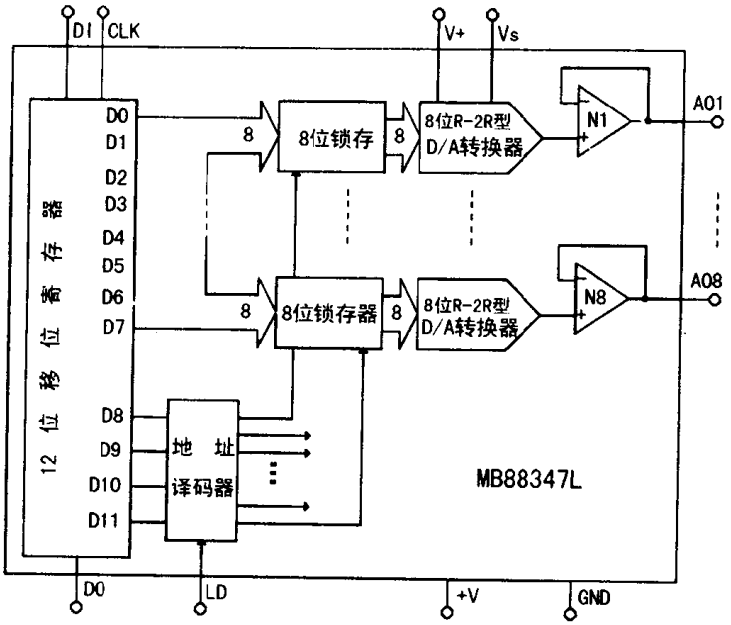


图 6.6　内部电路结构

三、基本操作与应用

1. 传送数据的排列

BM88347L 的数据输入是按图 6.7(a)格式传送的。它将数据分成地址选择位与 D/A 输出位。表 6.5 示出了数据码的控制信息。图 6.7(b)是串行数据时序。

表 6.5　D/A 输出位与选择位信息

D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D/A　输　出
0	0	0	0	0	0	0	0	$\approx U_s$
1	0	0	0	0	0	0	0	$\approx U_{LB}\times 1+U_s$
0	1	0	0	0	0	0	0	$\approx U_{LB}\times 2+U_s$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
0	1	1	1	1	1	1	1	$\approx U_{LB}\times 254+U_s$
1	1	1	1	1	1	1	1	$\approx U_{LB}\times 255+U_s$

D8	D9	D10	D11	地　址　选　择
0	0	0	0	任意状态
0	0	0	1	选择 A01
0	0	1	0	选择 A02

续表

D8	D9	D10	D11	地址选择
0	0	1	1	选择 A03
0	1	0	0	选择 A04
0	1	0	1	选择 A05
0	1	1	0	选择 A06
0	1	1	1	选择 A07
1	0	0	0	选择 A08
1	0	0	1	任意状态
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
1	1	1	1	任意状态
注：V_{LB}为最低二进制对应电压。				

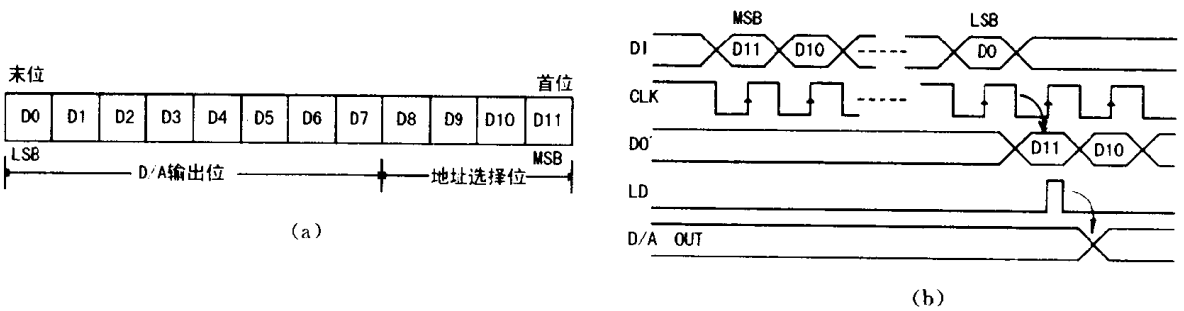


图 6.7　串行数据格式与工作时序

(a) 数据格式；(b) 串行数据时序

2. 基本应用

在使用 MB88347L 时，硬件连接非常简单。图 6.8 是一种典型接法。CPU 与 D/A 的连接只要通过三根线即可。D/A 的输出按表 6.5 示出的情况而定。若是 8 道分别输出，只要分时地输送不同的数据(D/A 数据与地址选择)即可。

6.1.3　MAX531/38/39 通用 12 bit D/A 转换器

MAX531/38/39 是低功耗，电压输出 12 bit D/A 转换器。它们的主要区别在于外引脚及所加电源不同。其中 MAX531 可用电源 ±5 V 供电，并采用 14 脚外封装，MAX538/39 可单电源 +5 V 供电，外形为 8 脚封装。MAX538/39 仅吸收 140 μA 的电流，是一种省电型器件。

MAX538 和 MAX539 的输出放大器可分别提供 1 和 2 的增益。而 MAX531 可通过外引脚设置成 1 或 2 的增益，

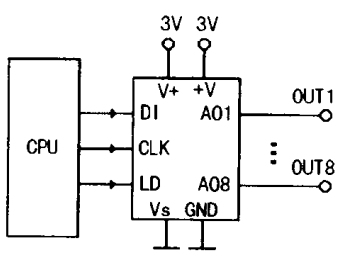


图 6.8　基本接法

并能输出单极性或双极性电压信号。MAX531 也能作为四象限乘法器而不外接任何元件。

该器件可广泛地应用在便携式测试仪器、程控增益放大器、工业过程控制、数字电话等领域。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) D/A 转换为电压输出；

(2) 内部有电压基准(MAX531 为 2.048 V)；

(3) 仅需 140 μA 的电源电流(MAX538/39)；

(4) 串行数据输入；

(5) 可单电源+5 V 工作。

2. 主要参数

(1) 参考电压输入范围：0～3 V；

(2) 参考端输入电阻：大于 40 kΩ；

(3) D/A 转换输出电压：0～V_+(MAX531/39)；

±4.5 V(MAX531)；

0～2.6 V(MAX531/38)；

(4) 增益误差：小于±2LSB；

(5) 电源抑制比：大于 300 μV/V；

(6) 噪声电压：小于 400 μV(峰峰值)；

(7) 输出电压建立时间：小于 25 μs。

二、内部电路结构与引脚说明

1. 内部结构

MAX531/38/39 内部电路结构如图 6.9 所示。它主要由控制逻辑、12 位移寄存器、D/A 转换寄存器、基准电源、上电复位等部分组成。

2. 引脚说明

MAX531/38/39 的引脚排列见图 6.10 所示。其引脚功能为(以 MAX531 为主)：

1 脚：BIPOFF，双极性偏置端；

2 脚：Din，串行数据输入端；

3 脚：$\overline{CLR}$，清除寄存器信号，低电平有效，清除后 D/A 寄存器为 000H；

4 脚：SCLK，串行时钟输入端与 Din 配合输入数据；

5 脚：$\overline{CS}$，选片端，低电平有效；

6 脚：DOUT，串行数据输出端；

7 脚：DGND，数字地；

8 脚：AGND，模拟地，可与 DGND 共地；

9 脚：REFIN，参考电压输入端；

10 脚：REROUT，2.048 V 参考电压输出端；

11 脚：Vs，负电源输入端，与地应接入 0.1 μF 电容；

12 脚：VOUT，D/A 电压输出端；

13 脚：V_+，正电源输入端，与地应接入 0.1 μF 电容；

14 脚：RFB，内部运放反馈电阻，一般与 VOUT 相接。

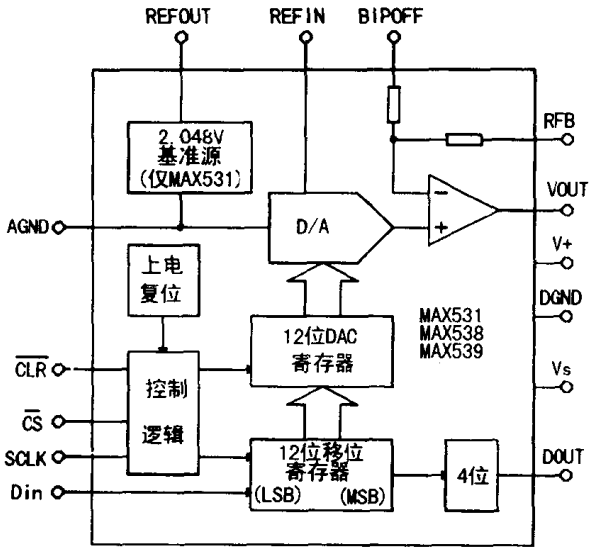


图 6.9　MAX531/38/39 内部电路结构

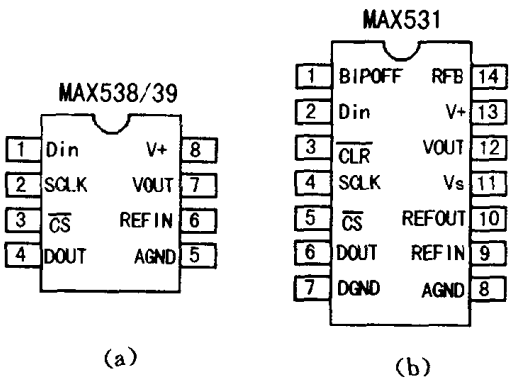


图 6.10　MAX531/38/39 引脚排列

(a) MAX538/39 引脚；(b) MAX531 引脚

三、基本连接与输出模式

1. 基本连接

1）输入接口

MAX531/38/39 与 CPU 接口时，仅需三根串行线，其输入波形如图 6.11 所示。在时钟频率为 877 kHz 时，传输 12 bit 的数据 D/A 转换输出仅需 25 μs 的建立时间。

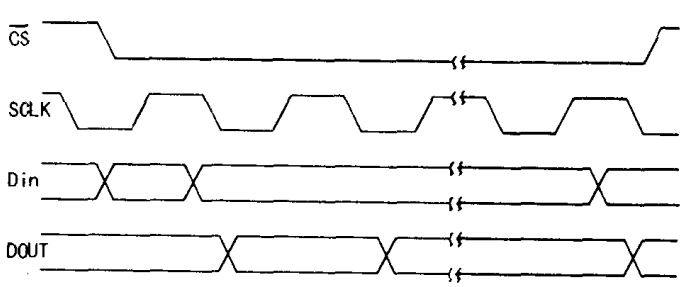


图 6.11　串行输入波形

2）典型接法

MAX531 系列的典型电路如图 6.12 所示。其中图(a)是MAX531 的连接图，参考电压使用内部 2.048 V 基准，模拟地与数字地共地连接。输出为单极性信号。图(b)是

MAX538/39 的基本连接。参考电压必须外接，输出为单极性信号。

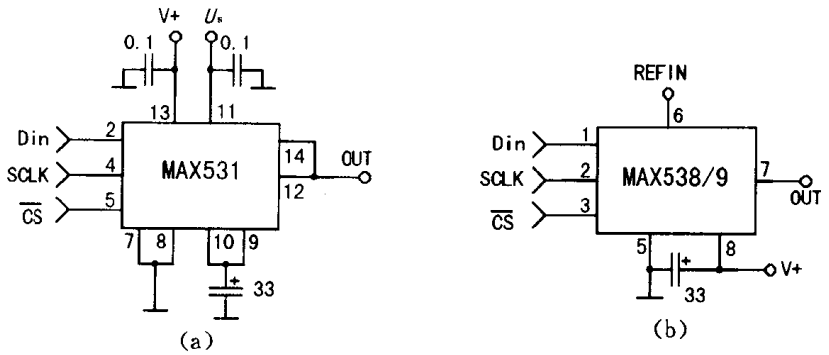


图 6.12　MAX531/38/39 典型接法

(a) MAX531 连接图；(b) MAX538/39 连接图

2. 输出模式

MAX531 可通过不同的引脚连接实现不同的输出模式。图 6.13 是它的几种连接方法。其中图(a)是增益 G＝1，输出 0～＋2.048 V 的模拟电压，其代码关系见表 6.6。图(b)是增益 G＝2，输出 0～＋4.096 V 的模拟电压，其代码关系见表 6.7。图(c)是双极性输出连法，其代码关系见表 6.8。

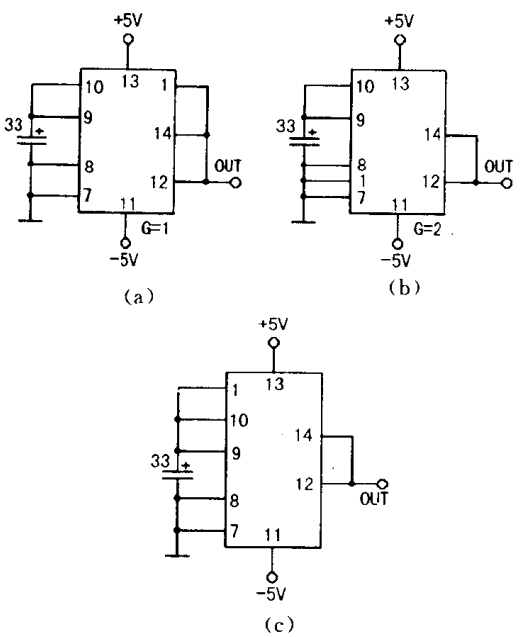


图 6.13 不同的输出电压连接图

(a) 0～2.048 V 输出；(b) 0～4.096 V 输出；

(c) －2.048～＋2.048 V 输出

表 6.6　0～＋2.048 V 输出代码关系

输　入	输　出
1111　1111　1111	$V_R \times (4095/4096)$
1000　0000　0001	$V_R \times (2049/4096)$
1000　0000　0000	$V_R \times (2048/4096) = +V_R/2$
0111　1111　1111	$V_R \times (2047/4096)$
0000　0000　0001	$V_R \times (1/4096)$
0000　0000　0000	0
注：V_R 为参考电压。	

表 6.7　0～+4.096 V 输出代码关系

输　入			输　出
1111	1111	1111	$+2(V_R)\times(4095/4096)$
1000	0000	0001	$+2(V_R)\times(2049/4096)$
1000	0000	0000	$+2(V_R)\times(2048/4096)=+V_R$
0111	1111	1111	$+2(V_R)\times(2047/4096)$
0000	0000	0001	$+2(V_R)\times(1/4096)$
0000	0000	0000	0
注：V_R 为参考电压。			

表 6.8　−2.048～+2.048 V 输出代码关系

输　入			输　出
1111	1111	1111	$(+V_R)\times(2047/2048)$
1000	0000	0001	$(+V_R)\times(1/2048)$
1000	0000	0000	0
0111	1111	1111	$(-V_R)\times(1/2048)$
0000	0000	0001	$(-V_R)\times(2047/2048)$
0000	0000	0000	$(-V_R)\times(2048/2048)=-V_R$
注：V_R 为参考电压。			

6.1.4　AD7543 通用 12 bit D/A 转换器

AD7543 是分辨率为 12 位的 CMOS 单片串行输入 D/A 转换电路，其数字量输入端仅有一条引线，12 位数字量由高位到低位逐次一位位输入。它的非线性度是±LSB/2，具有较低的增益，温度系数为(2～5)×$^{-6}$/℃，供电电源是±5 V。它由一个 12 位 D/A 转换电路、12 位输入寄存器 B 及 12 位串行输入并行输出的移位寄存器 A 组成，其内部结构框图见图 6.14，引脚排列如图 6.15 所示。图中，STB1、STB2、$\overline{\text{STB3}}$和 STB4 表示选通信号，其关系如表 6.9 所示；SRI 为数据输入端；$\overline{\text{CLR}}$为寄存器 B 复位端；$\overline{\text{LD1}}$和$\overline{\text{LD2}}$为 A 寄存器内容打入 B 寄存器控制信号；V_R 为参考电源；OUT1 和 OUT2 为 D/A 信号输出端；DGND 为数字地；AGND 为模拟地，V_+为供电电源端；RFB 为反馈电阻端。

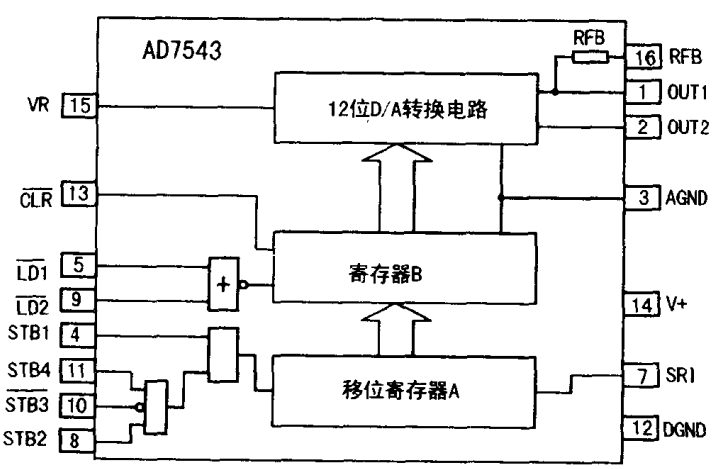


图 6.14　AD7543 内部结构框图

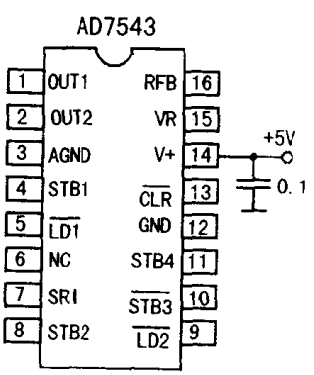


图 6.15　AD7543 引脚排列

表 6.9　选通信号与 AD7543 状态关系

AD7543 输入信号							AD7543 状态
A 寄存器选通				B 寄存器寄存			
STB4	$\overline{STB3}$	STB2	STB1	$\overline{CLR}$	$\overline{LD2}$	$\overline{LD1}$	
0	1	0	↑	×	×	×	在 SRI 输入端的数据移入 A 寄存器
0	1	↑	0	×	×	×	
0	↓	0	0	×	×	×	
↑	1	0	0	×	×	×	
1	×	×	×	×	×	×	寄存器 A 无操作
×	0	×	×	×	×	×	
×	×	1	×	×	×	×	
×	×	×	1	×	×	×	
×	×	×	×	0	×	×	清除 B 寄存器，使内容为 000H
×	×	×	×	1	1	×	寄存器 B 无操作
×	×	×	×	1	×	1	
×	×	×	×	1	0	0	寄存器 A 内容输入寄存器 B
注：×表示任意状态。							

从表 6.9 中可看到，串行输入的数据靠选通信号的上升沿或下降沿输入到 A 寄存器选通信号也是 A 寄存器的移位命令，当选通信号保持为高或低电平时，A 寄存器无操作。A 寄存器内容输入到 B 寄存器的命令是高或低电平形式，是通过$\overline{LD1}$、$\overline{LD2}$完成的。

一、AD7543 的基本接法

图 6.16 是 AD7543 单极性输出和双极性输出的基本电路。在该电路中可调整 R1 和

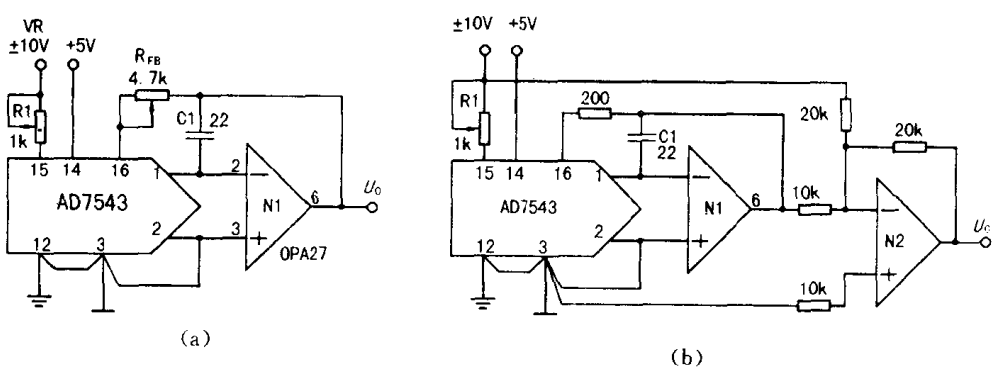


图 6.16　AD7543 的基本电路

(a) 单极性输出；(b) 双极性输出

R2(或 R_{FB})使其达到满刻度。

二、AD7543 与微处理器接口

如上所述，AD7543 是串行输入式 D/A 转换器，因此其传送速度较慢，但是由于其所接信号线很少，能较方便地与光电耦合器隔离，因此很适用于远距离数据传输。这种芯片容易和 MCS—51 或 MCS—96 等系列单片机相连接，图 6.17 是 AD7543 与 8085CPU 的接口电路。图中，$\overline{STB1}$和$\overline{LD2}$与译码器输出相接，SRI 与 8085 的串行口 SOD 相接。该电路的工作过程是：利用执行一条输出指令产生$\overline{STB1}$信号，并由程序判断串行输出的 12 位数是否送完，若送完再执行一条输出指令，产生$\overline{LD2}$信号后，将 AD7543 A 寄存器中的内容输入到 B 寄存器中，同时进行 D/A 转换。当然对于像 Z—80 等 CPU，因本身无串行输出接口，故在与 AD7543 相连接时，必须外加并口到串口的接口芯片方能使用。

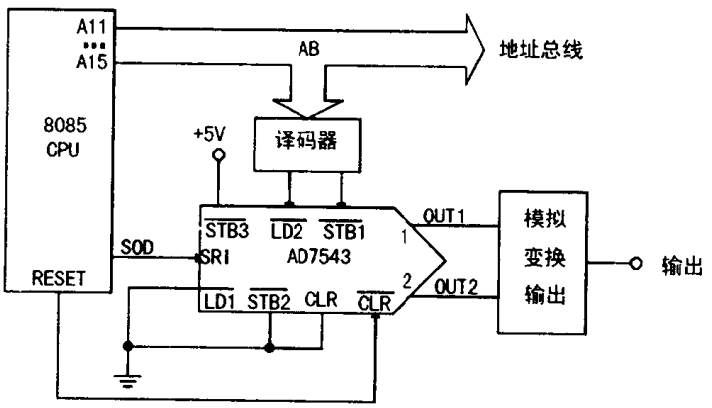


图 6.17　AD7543 与 8085CPU 的接口电路

6.1.5　DAC714 高精度 16 bit D/A 转换器

DAC714 是 16 bit 单片高精度 D/A 转换器，内有精密 10 V 参考电源，D/A 输出有三种形式。串行数据输入很快，最大不超过 60 ns，具有复位功能。该器件线性误差不超过±4LSB，电源电压可选用±12 V 或±15 V。

DAC714 外形采用 16 脚 DIP 和 SO 封装结构。其引脚排列请见图 6.18。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 串行输入接口；

(2) 电压输出：±10 V，±5 V 和 0～10 V；

(3) 耗电：不超过 600 mW；

(4) 有 13 bit 和 14 bit 线性度；

(5) 增益和失调可用外调整。

2. 主要参数

(1) 线性误差：不超过±4LSB；

(2) 增益误差：不超过±0.1%；

(3) D/A 建立时间：不大于 10 μs；

(4) 输出噪声电压：典型值为 120 nV/Hz；

(5) 输出阻抗：典型值为 0.1 Ω；

(6) 参考电压：+9.975～+10.025 V(典型值是 10.000 V)；

(7) 电源电压：±11.4～±16.5 V；

(8) 温度范围：−60～+150 ℃。

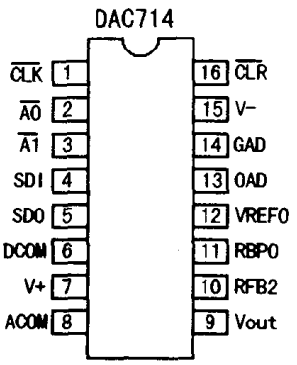


图 6.18 DAC714 引脚排列

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

DAC714 内部电路结构如图 6.19 所示。它有输入控制逻辑、输入移位寄存器、D/A 锁存器、基准电源、16 位 D/A 转换和输出缓冲等部分。

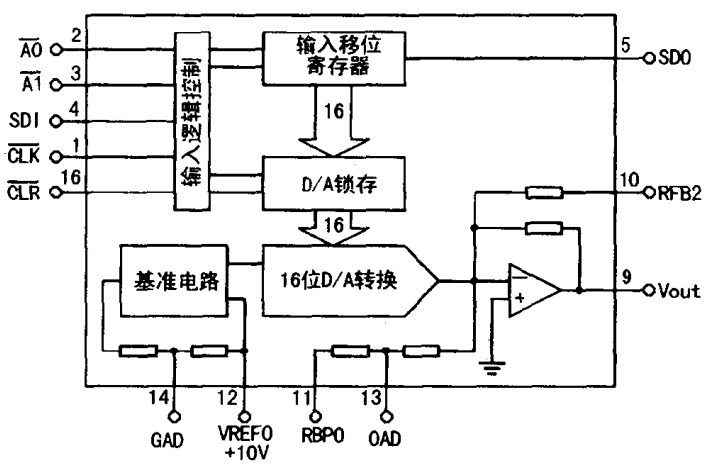


图 6.19 内部电路结构

2. 引脚说明

DAC714 的引脚排列如图 6.18 所示。其引脚功能为：

1 脚：$\overline{CLK}$，串行时钟输入端；

2、3 脚：$\overline{A0}$、$\overline{A1}$，串行输入功能选择端；

4 脚：SDI，串行数据输入端；

5 脚：SDO，串行数据输出端；

6 脚：DCOM，数字地；

7 脚：V_+，正电源输入端，该脚应与地接入 0.1 μF 电容；

8 脚：ACOM，模拟地，可与 DCOM 共地；

9 脚：V_{OUT}，D/A 转换模拟电压输出端；

10 脚：RFB2，内部输出放大器反馈电阻端，利用该脚可改变输出电压的大小；

11 脚：RBPO，D/A 转换输出电压偏置调整端；

12 脚：VREFO，内部基准(+10 V)输出端；

13 脚：OAD，失调电压调整端；

14 脚：GAD，内部增益调整端；

15 脚：V_-，负电源输入端，该脚应与地接入 0.1 μF 电容；

16 脚：$\overline{CLR}$，清除内部寄存器信号输入端，低电平有效。

三、基本操作

DAC714 与 CPU 的接口只通过$\overline{CLK}$、SDI、$\overline{A0}$和$\overline{A1}$四根线字即可实现。图 6.20(a)是其数据输入波形图，要求时钟的最小周期时间为 120ns，在时钟的下降沿将对应数据送入内部寄存器。数据的输入顺序是先送最高位 D15，最后送最低位 D0 位。图 6.20(b)是串行数据输出波形图。表 6.10 示出了 D/A 转换器控制逻辑关系及功能。

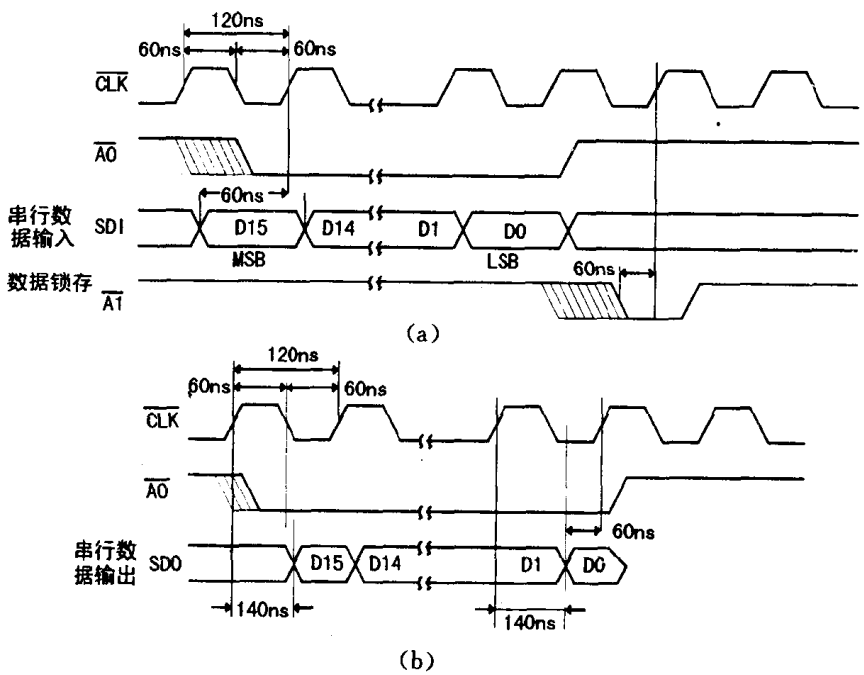


图 6.20　串行数据输入/输出波形

(a) 输入波形；(b) 输出波形

表 6.10　控制逻辑关系

$\overline{A0}$	$\overline{A1}$	$\overline{CLK}$	$\overline{CLR}$	说　明
0	1	1 → 0 → 1	1	串行数据移到 SDI
1	0	1 → 0 → 1	1	装入 D/A 锁存器
1	1	1 → 0 → 1	1	空操作

续表

$\overline{A0}$	$\overline{A1}$	$\overline{CLK}$	$\overline{CLR}$	说　明
0	0	1→0→1	1	二线工作
*	*	1	1	空操作
*	*	*	0	D/A 锁存器复位
注：* 表示任意状态				

6.2　并行输入 D/A 转换器

6.2.1　AD7520 通用 10 位 D/A 转换器

AD7520 D/A 转换芯片内部不带输入锁存器，无参考电压及电压输出电路。这种芯片在应用时，不能直接和微处理器的数据总线相连，必须通过具有输出锁存功能的 I/O 口或锁存器相连。

一、AD7520 的结构与应用特性

AD7520 是一种廉价的 D/A 转换芯片，由 CMOS 电流开关和 T 形电阻网络构成。它具有结构简单，通用性好等特点。图 6.21 是该芯片的引脚图。图中，D0～D9 为数据输入端；V_+为主电源输入端(5～15 V)；V_R 为参考电压输入端(－10～＋10 V)；RFB 为反馈输入端；GND 为数字地；IO1、IO2 为电流输出端。

由于 AD7520 本身带负载能力弱，因此其输出必须通过运算放大器将 IO1 和 IO2 转换成相应的电压输出，基本接法如图 6.22 所示。

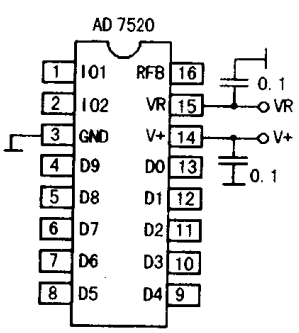


图 6.21　AD7520 引脚排列

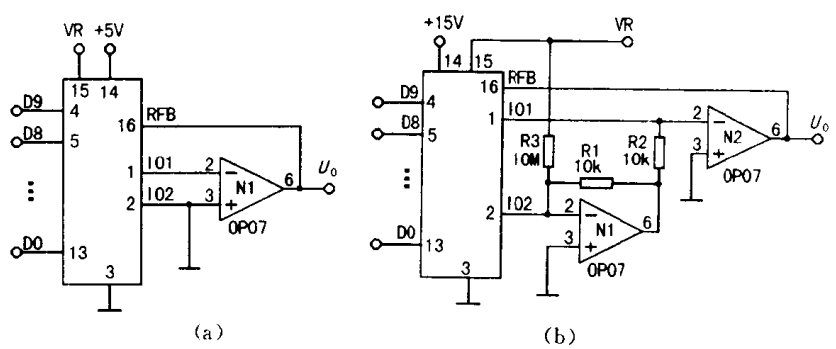


图 6.22　AD7520 基本接线
(a) 单极性输出；(b) 双极性输出

二、AD7520 与 MSC—51 单片机的接口方法

10 位 AD7520 D/A 转换器与 8 位 MCS—51 单片机总线接口时，数据必须分两次输入。图 6.23 是 8031 通过两个扩展输出口与 AD7520 的接口电路。按图中的连接方法，八

D 触发器 74LS377 的地址为 BFFFH，双 D 触发器 74LS74 的地址为 7FFFH。电路采用将 10 位 D/A 数据分两次从 P1 口输出，先把高 2 位数据送到 74LS74 中，然后再把低 8 位数据送到 74LS377 中。在这个接口电路中，虽然 P1 口有锁存能力，但要分两次送高 2 位和低 8 位，还必须外加锁存器。当然也可采用 P0 口送数来接口。

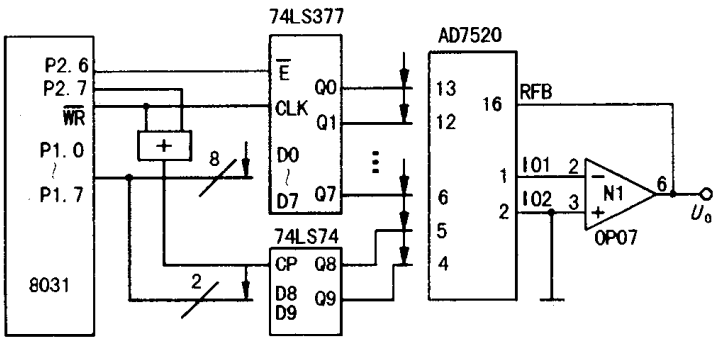


图 6.23　AD7520 与 8031P1 口的接口方法

下面是完成一次 D/A 转换的子程序清单：

```
MOV DPTR，#7FFFH          ；指向 74LS74
MOV A，#data1             ；装入高 2 位数据
MOV P1，A                 ；送高 2 位数据
MOVX @ DPTR，A            ；产生锁存与写信号
MOV DPTR，#0BFFFH         ；指向 74LS377
MOV A，#data2             ；装入低 8 位数据
MOV P1，A                 ；送低 8 位数据
MOVX @ DPTR，A            ；产生锁存与写信号
RET
```

图 6.23 所示的接口方法可能会使 D/A 的输出产生“毛刺”现象，这是由于 8031 所送的高 2 位和低 8 位数据不是同时送到 AD7520 的输入端造成的。为此，采用图 6.24 所示的双缓冲器接口方式，它可以消除“毛刺”现象。该接口的主要优点是 74LS74(2)和 74LS377 是同步锁存高 2 位和低 8 位数据的。这样，AD7520 可同时将二数转换输出，从而可解决“毛刺”问题。图中，74LS74(1)的口地址为 BFFFH，74LS74(2)和 74LS377 的口地址均为 7FFFH。8031 也是分两次操作，在将高 2 位数据输出到 74LS74(1)后，接着在将低 8 位数据送到 74LS377 的同时，把 74LS74(1)的内容送到 74LS74(2)上，因此 10 位数据是同时到达 AD7520 的数据输入端的。

D/A 转换的子程序如下：

```
MOV DPTR，#0BFFFH         ；指向 74LS74(1)
MOV A，#data1             ；装入高 2 位数据
MOVX @DPTR，A             ；产生 CP1 并锁存高 2 位数
MOV DPTR，#7FFFH          ；指向 74LS377 和 74LS74(2)
MOV A，#data2             ；装入低 8 位数据
```

```
MOVX @ DPTR, A                    ; 产生 CP2 和 CLK，并转换
RET
```

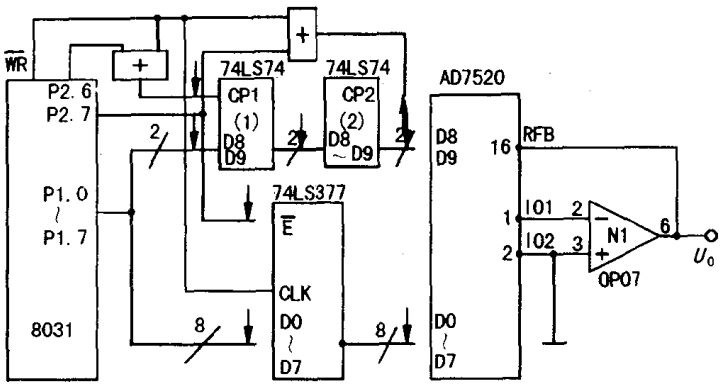


图 6.24　AD7520 通过 8031P0 口的双缓冲器接口方法

6.2.2　DAC1210 通用 12 位 D/A 转换器

DAC1210 是与微处理机完全兼容的 12 位 D/A 转换器，图 6.25 是该芯片的结构框图。DAC1210 的引脚排列见图 6.26 所示，其引脚信息意义叙述如下：

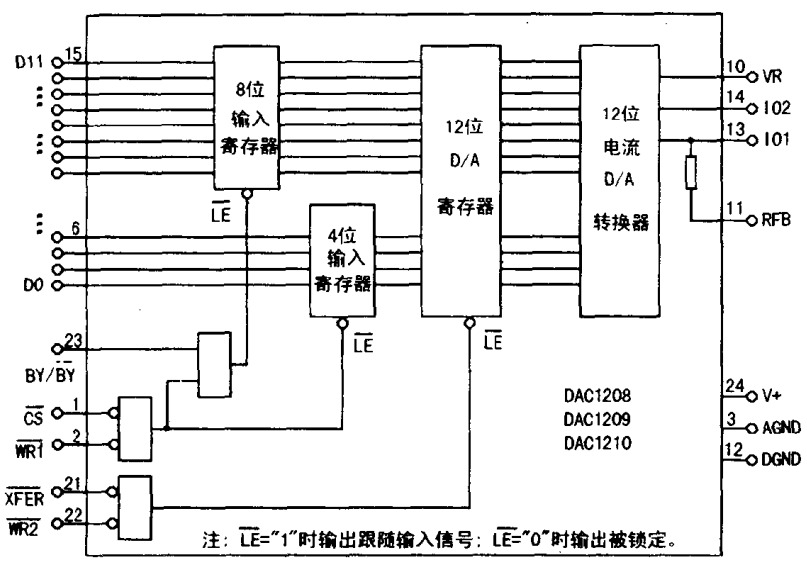


图 6.25　DAC1210 内部结构

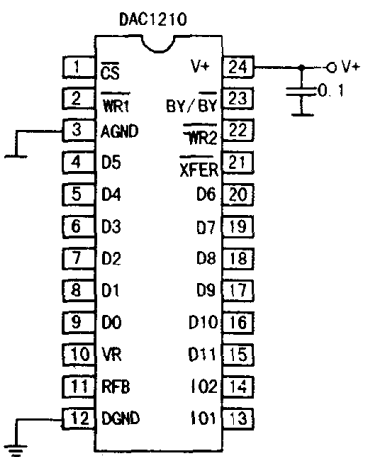


图 6.26　DAC1210 引脚排列

1 脚：$\overline{CS}$，片选信号(低电平有效)。

2 脚：$\overline{WR1}$，写信号(低电平有效)。

23 脚：BY/$\overline{BY}$，字节顺序控制信号。该信号为高电平时，开启 8 位和 4 位两个锁存器，将 12 位全部打入锁存器，该信号为低电平时，则开启 4 位输入锁存器。

22 脚：$\overline{WR2}$，辅助写信号(低电平有效)。该信号与$\overline{XFER}$相结合，当$\overline{XFER}$与 $\overline{WR2}$同时为低电平时，把锁存器中数据打入 D/A 寄存器。当$\overline{WR2}$为高电平时，D/A 寄存器中的

数据被锁存起来。

21 脚：$\overline{XFER}$，传送控制信号(低电平有效)。该信号与$\overline{WR2}$信号相结合，用于将输入锁存器中的 12 位数据送至 D/A 寄存器。

9～4、20 ～ 15 脚：D0～D11，12 位数据输入端。

13 脚：IO1，D/A 电流转换输出 1。当 D/A 寄存器全“1”时，输出电流最大，全“0 ”时输出为 0。

14 脚：IO2：D/A 电流转换输出 2，并满足 IO1＋IO2＝常数。

11 脚：RFB，反馈电阻。

10 脚：V_R，参考电源输入端(－10～＋10 V)。

24 脚：V_+，电源电压输入端(＋5～＋15 V)。

3、12 脚：DGND，AGND，分别为数字地和模拟地。

一、DAC1210 与 PC 机接口电路

该电路的模拟电路输出运算放大器采用 LF353，输入信号 D0～D11 来自 PCXT 总线(I/O 口)，参考电压由 2DW7C 稳压电路提供。口地址译码器译出$\overline{Y0}$、$\overline{Y1}$、$\overline{Y2}$ 三个信号，并设为 300H、301H、302H，这三个口地址信号控制 DAC1210 并进行 12 位转换。其电路如图 6.27 所示。

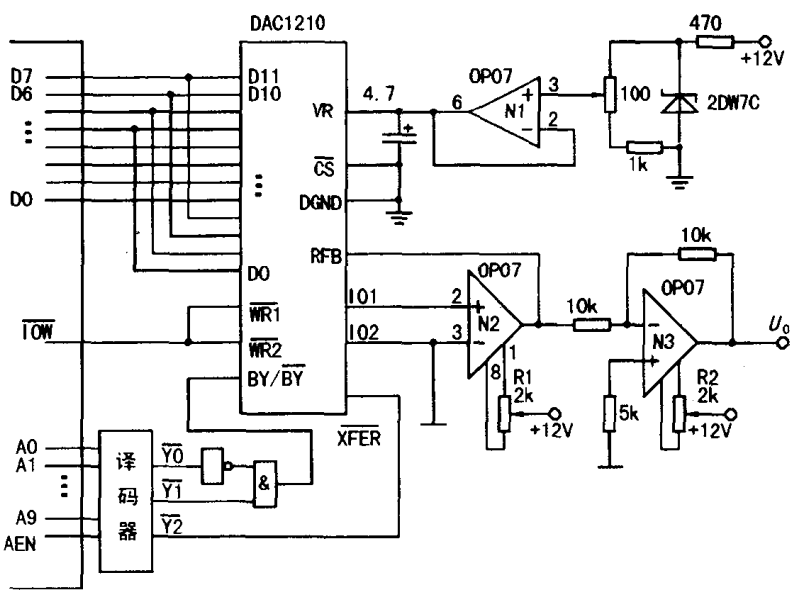


图 6.27　DAC1210 与 PCXT 总线接口电路

从图中可以看出，$\overline{CS}$片选信号接地，DAC1210 的低 4 位输入寄存器的数据线接至 PC 机数据总线的 D7、D6、D5 和 D4 上。

由于 DAC1210 为电流输出，因此接运放 N2 使之成为负向电压输出，再加运放 N3 进行极性变换，使之成为正向电压输出。

该电路转换的过程是：当送出口地址 Y0 信号时，BY/$\overline{BY}$为高电平，当$\overline{IOW}$信号来时，

高 8 位数据被写入 DAC1210 的高 8 位输入寄存器和低 4 位输入寄存器；当又一次 $\overline{IOW}$信号来且口地址$\overline{Y1}$信号也来时，由于 BY/$\overline{BY}$为低电位，高 8 位输入数据被锁存，低 4 位数据写入了低 4 位输入寄存器，原先写入的内容被冲掉；当$\overline{Y2}$和$\overline{IOW}$信号来时，DAC1210 内的 12 位 D/A 寄存器和高 8 位及低 4 位输入寄存器直通，因而这一新的数据由片内的 12 位 D/A 转换器开始转换；当$\overline{IOW}$或$\overline{Y2}$信号结束时，12 位 D/A 寄存器将锁存这一数据，直至下一次又送入新的数据为止。

二、电路的调试方法

在 DEBUG 下运行下面程序，用数字万用表检测运放 N2 和 N3 的输出端。若输出不为零，则分别调节 N2 或 N3 的调零电位器，调好后再将程序传送指令中的立即数 00 分别改为 FF 和 F0(它们是高 8 位和低 4 位数据，表示所能转换的最大数 4095)，运行程序，此时 N3 的输出为 V_R，否则调节参考电源的 100 Ω 电位器，使其达到满量程输出。其程序如下：

```
MOV DX, 300H                ;
MOV AL, 00                  ; 立即数 00
OUT DX, AL                  ; 送高 8 位数据
MOV DX, 301H                ;
MOV AL, 00                  ; 立即数
OUT DX, AL                  ; 送低 4 位数据
MOV DX 302H                 ;
OUT DX, AL                  ; 启动 D/A 进行 12 位数据转换
HLT
```

6.2.3 HDAC7542 通用 12 bit 低功耗 D/A 转换器

HDAC7542 是一种单片低功耗 12 位乘法 D/A 转换器，可直接与微处理器接口。它与工业标准的 AD7542 引脚兼容，而速度、增益等参数比 AD7542 有明显提高。

该器件数字信号的输入是通过 4 位(半个字节)分三次输入到内部寄存中。内部数据分二次缓冲写入 D/A 转换寄存中，并更新 D/A 输出。这种电路结构对于微机接口来说，使用引线少，而且速度比直接串行 D/A 器件快得多。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 分辨率：12 bit；

(2) 在整个工作温度范围内有 12 bit 线性度；

(3) 输入/输出与微处理器兼容；

(4) 低增益漂移：小于 3×10^{-6}/℃；

(5) 能够进行 4 象限乘法。

2. 主要参数

(1) 相对精度：±1LSB；

(2) 增益误差：±3LSB；

(3) 参考输入阻抗：12.5 kΩ；

(4) 输出电流建立时间：1μs；

(5) 电源电压：4.5～7V；

(6) 参考电压：+10 V。

二、内部电路结构与引脚说明

1. 内部结构

HDAC7542 内部电路结构如图 6.28 所示。它包含三组 4 位数据寄存器、12 位寄存器、地址译码逻辑和 D/A 转换等部分。

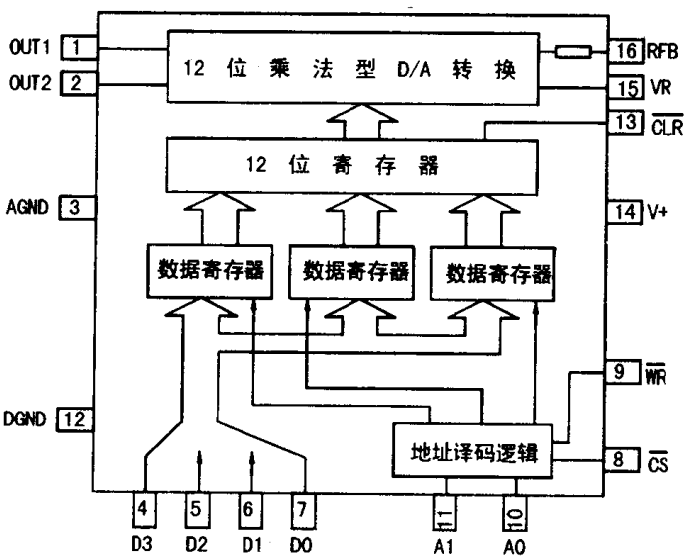


图 6.28 内部电路结构

2. 引脚说明

HDAC7542 的引脚排列如图 6.29 所示，其引脚功能为：

1、2 脚：OUT1、OUT2，D/A 转换电流输出端；该引脚一般外接运放 I/U 变换电路；

3、12 脚：AGND、DGND、模拟、数字地；

4～7 脚：D3～D0，数字输入端，12 位数字分三组通过该引脚输入；

8 脚：$\overline{CS}$，选片端，低电平有效；

9 脚：$\overline{WR}$，数字写信号输入端，一般接 CPU 的 WR 线；

10、11 脚：A0、A1，地址选择端，一般接 CPU 的 A0、A1 线；

13 脚：$\overline{CLR}$，内部寄存器清除信号，低电平有效；

14 脚：V_+，正电源输入端，该脚与地应接入 0.1 μF 电容；

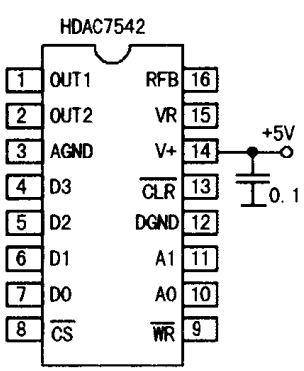


图 6.29 HDAC7542 引脚排列

15 脚：VR，参考电源输入端；

16 脚：RFB，反馈输入端，一般与外接运放相连。

三、基本连接与应用

HDAC7542 的数据输入时序如图 6.30 所示。在地址和片选有效期间，数据 D0～D3 配合$\overline{WR}$写信号将数据输入到相应寄存器中。表 6.11 是其输入逻辑关系。

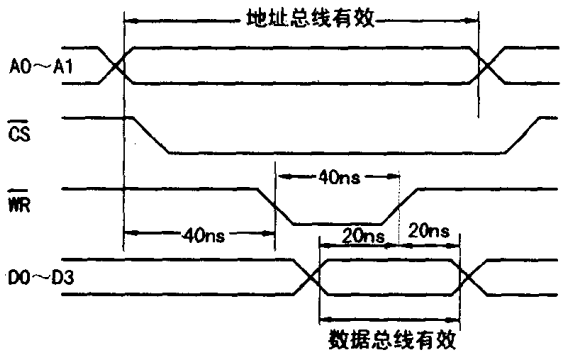


图 6.30　输入数据时序

表 6.11　输入逻辑关系

HDAC7542A 输入控制					功　能
A1	A0	$\overline{CS}$	$\overline{WR}$	$\overline{CLR}$	
*	*	*	*	0	D/A 寄存器复位
*	*	1	*	1	空操作
0	0	0	↑	1	D0～D3 装入低位数据寄存器
0	1	0	↑	1	D0～D3 装入中位数据寄存器
1	0	0	↑	1	D0～D3 装入高位数据寄存器
1	1	0	⊓	1	低、中、高位寄存器数据装入 D/A 寄存器
注：* 表示任意状态；↑表示上升沿触发；“⊓”表示低电平触发。					

HDAC7542 D/A 转换部分属 R－2R 梯形网络结构，它的模拟输出是电流。图 6.31 是将电流变换成电压(I/U)的典型接法。其中图(a)是单极性二进制二象限乘法形式。参考电压(U_i)加在 15 脚，R1 用来调整满刻度。通过选择代码 FFFH 并调整 R1，使电压输出为 U_i ×（4095/4096）。表 6.12 示出了这种关系。图 6.31(b)是双极性输出四象限乘法形式。调整 R5 或 R1 可进行输出满刻度调整。输入代码为 800H 时，通过调整 R1 使输出为零位，C1 电容的接入是为了补偿 OUT1 的输出，使非线性降到最小。表 6.13 是双极性代码与输出的关系。

在图 6.31 中，R1 与 R2 的取值与器件的级别有关。若是 A 级，R1、R2 分别取 20 Ω 和 6.8 Ω，若是 B 级，R1、R2 则分别取 100 Ω 和 33 Ω。

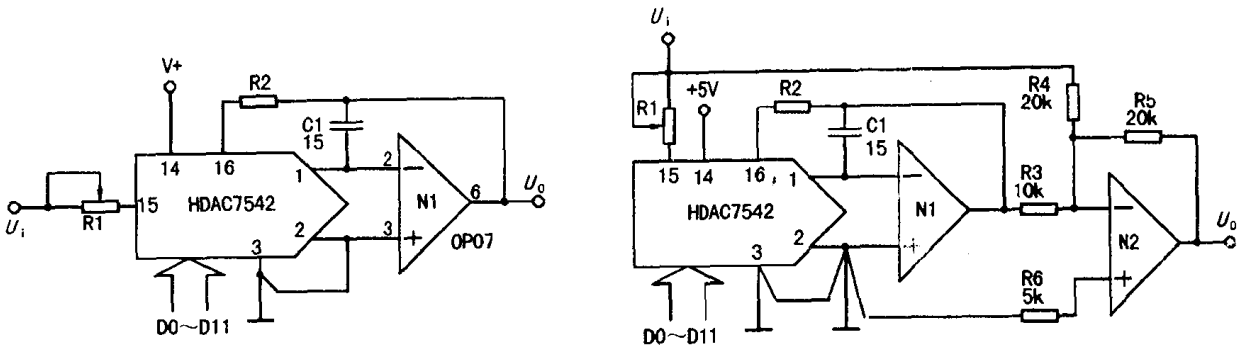


图 6.31　单极性与双极性典型接法

(a) 单极性接法；(b) 双极性接法

表 6.12　单极性输入代码与输出关系

二进制数据输入	模　拟　输　出
1111　1111　1111	$-V_R\times(4095/4096)$
1000　0000　0000	$-V_R\times(2048/4096)=-V_R/2$
0000　0000　0001	$-V_R\times(1/4096)$
0000　0000　0000	0

表 6.13　双极性输入代码与输出关系

二进制数据输入	模　拟　输　出
1111　1111　1111	$+V_R\times(2047/2048)$
1000　0000　0001	$+V_R\times(1/2048)$
1000　0000　0000	0
0111　1111　1111	$-V_R\times(1/2048)$
0000　0000　0000	$-V_R\times(2048/2048)=-V_R$
注：V_R 为参考电压。	

6.2.4　MAX530 低功耗 12 bit D/A 转换器

MAX530 是低功耗、12 位电压输出 D/A 转换器，可在+5 V 或±5 V 电源下工作。它有内部参考电源和输出缓冲器，在+5 V 供电时，仅吸收 250 μA 的电源电流，是便携式仪表或干电池供电系统的理想选择。

器件内部的增益电阻可设置 D/A 转换，其输出范围为 0～+2.048 V，0～+4.096 V 或±2.048 V。作为四象限乘法器时，也不需要外接任何电阻和运放。并行逻辑输入和双缓冲器使该器件与 4 bit、8 bit 或 16 bit 的 CPU 接口十分容易。

该器件外形采用 24 脚 DIP 封装结构。其引线排列如图 6.32 所示。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) D/A 输出为电压信号；

(2) 内部有 2.048 V 电压基准；

(3) 可在+5 V 或±5 V 电源下工作；

(4) 低功耗：工作时耗电 250 μA 电流，静态时耗电 40 μA 电流；

(5) 加电自动复位内部寄存器；

(6) 并行数据输入。

2. 主要参数

(1) 相对精度：±1LSB；

(2) 增益误差：±2LSB；

(3) 直流输出阻抗：0.2 Ω；

(4) 短路电流：20 mA；

(5) 参考电压输入范围：0～3 V；

(6) 参考电压输入电阻：40 kΩ；

(7) 电源抑制比：300 μV/V；

(8) 噪声电压：峰峰值为 400 μV(0.1 Hz～10 kHz)；

(9) D/A 电压输出建立时间：25μs。

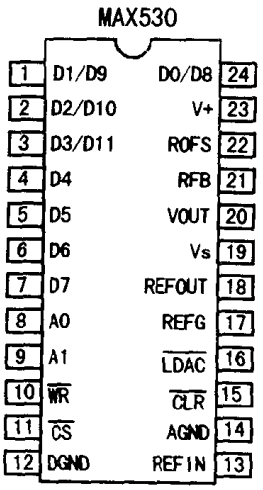


图 6.32 MAX530 引脚排列

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

MAX530 的内部电路结构如图 6.33 所示。它包含有输入控制逻辑，NBL、NBM 和 NBH 三组四位输入锁存器，12 位 D/A 锁存器、内部基准、D/A 转换和输出缓冲等部分。其中数据的输入是采用高 4 位与低 4 位复用形式。

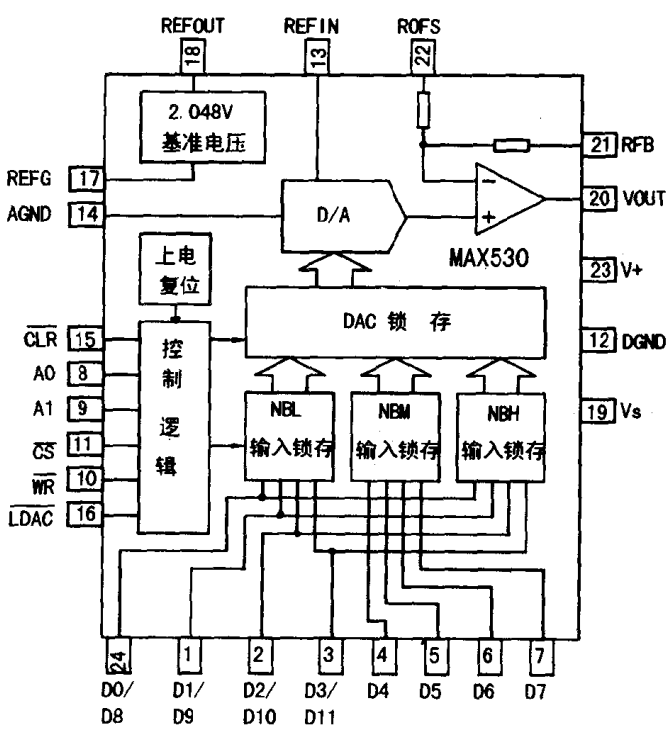


图 6.33 MAX530 内部电路结构

2. MAX530的引脚排列如图6.32所示，其引脚定义为：

1脚：D1/D9，数据位1和9输入端，当A0=0，A1=1时，输入D1；当A0=A1=1时，输入D9；

2脚：D2/D10，数据位2和10输入端，当A0=0，A1=1时，输入D2；当A0=A1=1时，输入D10；

3脚：D3/D11，数据位3和11输入端，当A0=0，A1=1时，输入D3；当A0=A1=1时，输入D11(最高位)；

4～7脚：D4～D7，数据位4～7输入端，当A0=1，A1=0时，同时输入；

8、9脚：A0、A1，地址输入端，不同的地址逻辑选择不同的数据位输入，参见表6.14；

10脚：$\overline{WR}$，写数据控制信号输入端；

11脚：$\overline{CS}$，选片输入端，与$\overline{WR}$、A0、A1配合使用；

12、14脚：DGND、AGND，数字地、模拟地；

13脚：REFIN，参考电压输入端，一般接18脚；

15脚：$\overline{CLR}$，清除信号输入端，低电平有效；

16脚：$\overline{LDAC}$，数据输入D/A寄存器控制端，低电平有效；

17脚：REFG，基准电压参考端；

18脚：REFOUT，内部+2.048 V基准电压输出端；

19、23脚：Vs、V_+，负、正电源输入端；

20脚：VOUT，D/A转换电压输出端，输出电压范围与增益有关；

21脚：RFB，内部运放电阻反馈端；

22脚：ROFS，失调电压调整端；

24脚：D0/D8，数据位0、8输入端，当A0=0，A1=1时，输入D0(最低位)；当A0=A1=1时，输入D8。

三、基本连接与应用

MAX530的数据输入和电压输出与控制信号的状态及内部增益的设置有关。控制信号的逻辑关系见表6.14。

表6.14 输入控制信号的逻辑关系

$\overline{CLR}$	$\overline{CS}$	$\overline{WR}$	$\overline{LDAC}$	A0	A1	功 能
L	*	*	*	*	*	D/A锁存器复位
H	H	*	H	*	*	空操作
H	*	H	H	*	*	空操作
H	L	L	H	H	H	NBH(D8～D11)
H	L	L	H	H	L	NBM(D4～D7)
H	L	L	H	L	H	NBL(D0～D3)
H	H	H	L	*	*	只改变D/A转换器

续表

$\overline{CLR}$	$\overline{CS}$	$\overline{WR}$	$\overline{LDAC}$	A0	A1	功　能
H	L	L	*	L	L	NBL 和 NBM(D0～D7)
H	L	L	L	H	H	NBH 和改变 D/A 转换器
注：* 表示任意状态。						

图 6.34 是 MC6809CPU 与 MAX530 的接口电路。D0～D7 数据总线接 MAX530 的 D0～D7 数据线，控制信号$\overline{WR}$、$\overline{CS}$、$\overline{LDAC}$、A0 和 A1 接 CPU 的 E 译码器输出和地址线。在控制信号与 A0、A1 的地址选择下，输入 D0～D11 的 12 位数据。图 6.35 是数据输入的时序图。

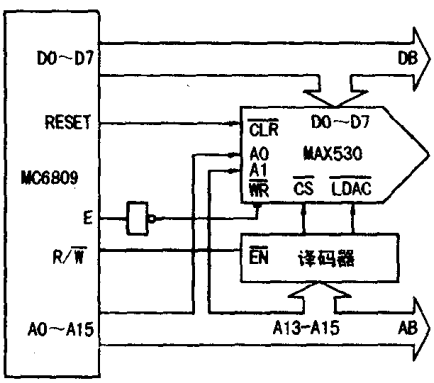


图 6.34　8 位或 16 位 CPU 与 MAX530 的接口

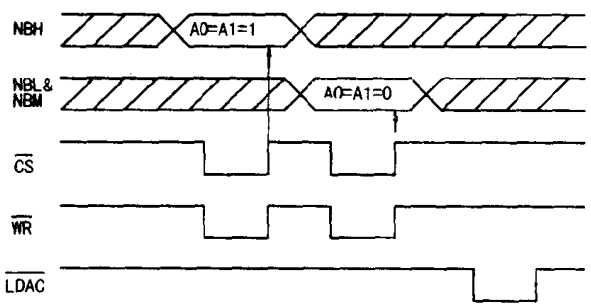


图 6.35　8 位 CPU 与 MAX530 的工作时序

图 6.36 是三种模拟输出连接电路。其中，图(a)是增益 G＝1，输出电压为 0～＋2.048 V(输入数字代码与输出的关系见表 6.6 所示)。图(b)是增益 G＝2，输出电压为 0～＋4.096 V(输入数字代码与输出的关系见表 6.7 所示)。图(c)是双极性接法，输入数字代码与输出的关系如表 6.8 所示。

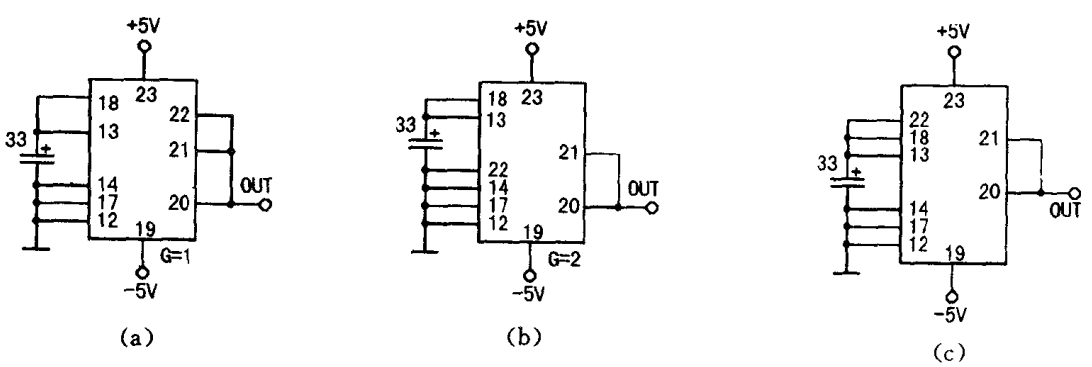


图 6.36　三种模拟输出连接电路
(a)、(b) 单极性输出；(c) 双极性输出

6.2.5 DAC813与微处理器兼容的通用12位D/A转换器

DAC813是完整的单片12位D/A转换器。它可直接与微处理器接口，内部有精密+10 V参考电压、双缓冲器和接口控制逻辑，D/A转换为电压输出，具有快速的电流开关和很高的转换精度。

DAC813的最大线性误差不超过±1/2 LSB，最大功耗不超过300 mW，D/A转换建立时间不超过6 μs。

该器件外形采用28脚DIP封装结构。其引脚排列如图6.37所示。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 在额定温度范围内非线性不大于±1/2 LSB；

(2) 低功耗：典型值为270 mW；

(3) 数字接口有12位、低8位和高4位；

(4) 电源范围：±12 V或±15 V；

(5) 内部有精密基准；

(6) 在额定温度范围内保证单调性。

2. 主要参数

(1) 增益误差：小于±0.2%；

(2) 增益漂移：小于$\pm 15\times 10^{-6}$/℃；

(3) 压摆率：大于10V/μs；

(4) 电压输出：单极性为0～+10 V，双极性为±5 V、±10 V；

(5) 输出电流：大于±5 mA；

(6) 参考电压：+9.95～+10.05 V(典型值为+10.00 V)；

(7) 温度范围：−65～+150 ℃(A、B级)。

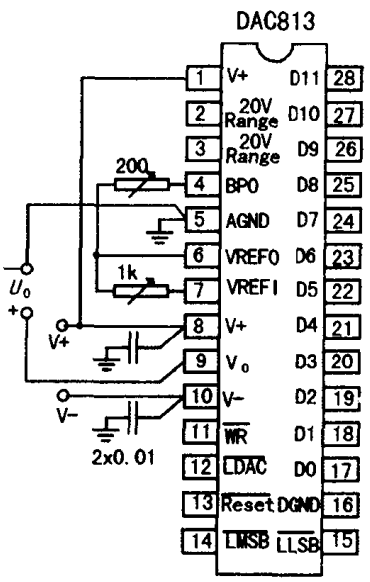


图6.37 DAC813引脚排列

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

DAC813的内部电路如图6.38所示。它有输入控制逻辑、双12位D/A锁存器、基准电源和D/A转换等部分。其中，数字输入有8位和4位锁存之分，其目的是既可直接与16 bit CPU连接，也可与8 bit CPU连接。

2. 引脚说明

DAC813引脚排列如图6.37所示，其引脚功能为：

1脚：+V，逻辑正电源输入端；

2、3脚：20 V Rang，20 V模拟电压输出端，一般，2、3脚都与9脚相连时为10 V输出，2、3脚分别与9脚相连时为20 V输出；

4脚：BPO，双极性偏置端，一般连接6脚，并通过100 Ω或200 Ω电位器进行双极性

对称调整；

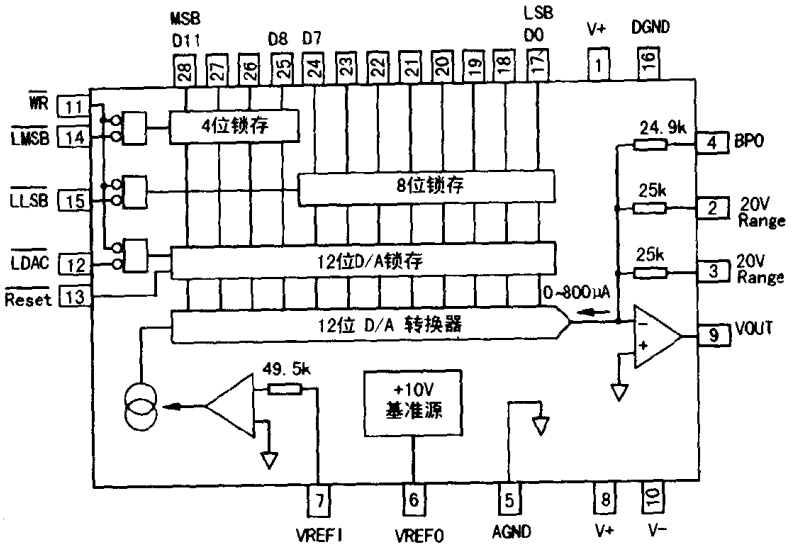


图 6.38　DAC813 内部电路结构

5、16 脚：AGND、DGND，模拟地、数字地；

6 脚：VREFO，+10 V 参考电压输入端；

7 脚：VREFI，参考电压输入端，一般通过 1 kΩ 或 500 Ω 电位器与 6 脚相连；

8 脚：V_+，模拟正电源输入端；

9 脚：V_o，D/A 转换电压输出端；

10 脚：V_-，模拟负电源输入端；

11 脚：$\overline{WR}$，写数据控制信号端，一般与$\overline{LDAC}$、$\overline{LLSB}$和$\overline{LMSB}$配合使用；

12 脚：$\overline{LDAC}$，装入 D/A 寄存器数据控制信号；

13 脚：Reset，复位信号输入端，低电平有效；

14 脚：$\overline{LMSB}$，D8～D11 高 4 位数据使能端；

15 脚：$\overline{LLSB}$，D0～D7 低 8 位数据使能端；

17～28 脚：D0～D11，12 位数据输入端，其中 D0 为最低位，D11 为最高位。

三、基本连接与应用

1. 工作时序

图 6.39 是 DAC813 的工作时序图。其中图(a)是$\overline{LDAC}$=1 时，写周期 1 的时序，也就是第一级装数据周期。图(b)是$\overline{LLSB}$、$\overline{LMSB}$=1 时，写周期 2 的时序，也就是由第一级装到第二级的周期。

表 6.15 为接口控制逻辑关系。

2. 基本连接

图 6.40 的外围元件为增益与失调调整电路，表 6.16 示出了数字输入与模拟输出的对应关系。

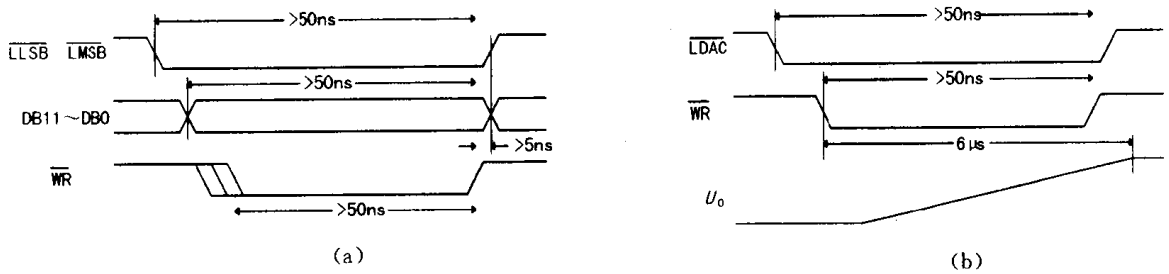


图 6.39　DAC813 工作时序

表 6.15　控制逻辑关系

$\overline{WR}$	$\overline{LLSB}$	$\overline{LMSB}$	$\overline{LDAC}$	$\overline{RESET}$	操　作
1	*	*	*	1	空操作
*	*	*	*	0	D/A 锁存器置位成 800H
0	1	0	1	1	高 4 位输入到锁存器
0	0	1	1	1	低 8 位输入到锁存器
0	1	1	0	1	从输入锁存器装入到 D/A 锁存器
0	0	0	0	1	使所有锁存器为透明状态
注：* 号表示任意状态。					

表 6.16　数字与模拟对应关系

数字输入 MSB～LSB (HEX)	模　拟　输　出		
	0～+10 V	±5 V	±10 V
FFF	+9.997 6 V	+4.997 6 V	+9.995 1 V
800	+5.000 0 V	0.000 0 V	0.000 0 V
7FF	+4.997 6 V	−0.002 4 V	−0.004 9 V
000	0.000 0 V	−5.000 0 V	−10.000 0 V
1LSB	2.440 0 mV	2.440 0 mV	4.880 0 mV

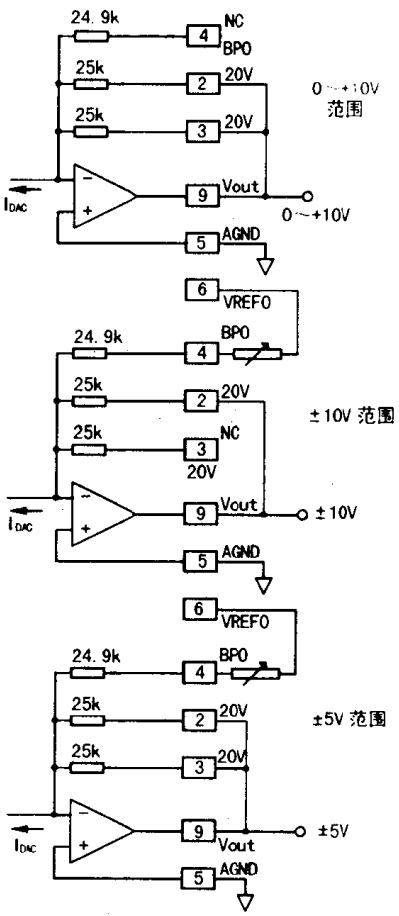


图 6.40　增益与失调调整电路

3. 典型应用

图 6.41 是 8 位微处理器与 DAC813 的典型接口。对于这种 12 bit 的 D/A 器件，因内部有 8 位和 4 位数据锁存器，所以可将 D0 与 D8、D1 与 D9、D2 与 D10 和 D3 与 D11 分别相连，并通过改变 A0、A1 的不同逻辑，输入 12 位数据。

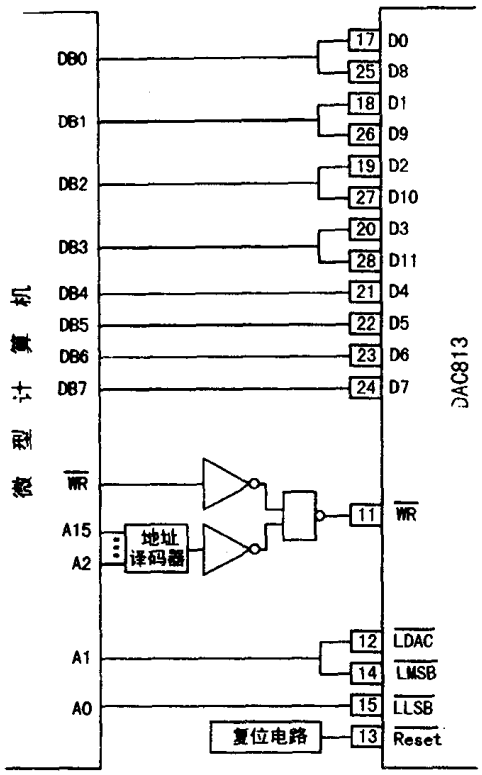


图 6.41　8 位 CPU 与 DAC813 的典型接口

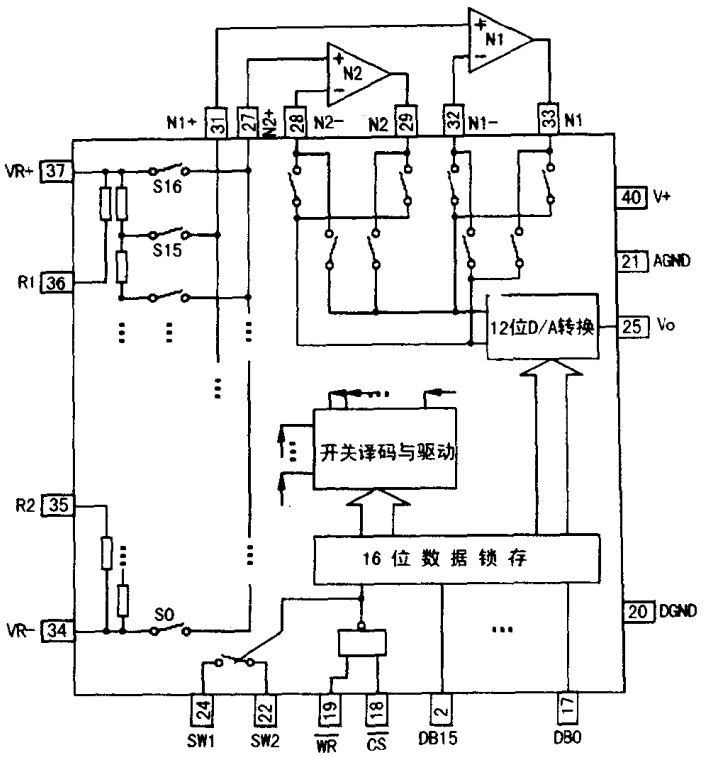


图 6.42　AD7546 的结构框图

6.2.6　AD7546 16 位高精度 D/A 转换器

AD7546 是 CMOS 单片 16 位 D/A 转换器，其输入数据与 TTL、CMOS 兼容，双极性工作时满足偏移二进制码，内部带有数据锁存器，很容易与微机接口。一般采用±15 V 电源工作，单 +15 V 电源也可工作，典型功耗只有 50 mW。

AD7546 采用专门的分段技术补偿 D/A 转换器，并具有去“毛刺”电路，使得它在数字音频系统中得到广泛的应用。

一、基本结构

图 6.42 是 AD7546 的结构框图。图中，16 位输入数据的高 4 位译码选择(借助于段开关)在电阻链上可以得到 1/16 的电压段，这个电压段($VR_+ - VR_-$)/16 用来作为电压参考送到一个 12 位 R－2R 型 D/A 转换器中，该 D/A 转换器工作在电压开关方式。参考电压在 U_X 与 U_Y 之间，并且总等于一个段电压。D/A 转换器的输出可以表示为

$$U_o = U_Y + D(U_X - U_Y)$$

式中，D 是低 12 位数字码；U_X 是高位段电压；U_Y 是低位段电压。12 位 D/A 转换器的参考输入(U_X 和 U_Y)被连接到电阻链的两个节点上，它决定被选取的段，并且 12 位 D/A 转换器就插到这两个节点之间。于是，16 位 D/A 转换器可以获得的 65536 个输出电平，由

16 组 4096 个台阶所构成。在分段 D/A 转换器中，电阻链的精度只决定线性误差。如果电阻链被调整得完全匹配，则由运算放大器失调电压所引起的线性误差将与 1LSB 的相邻段的增益误差相一致，对于带有调零端的运算放大器，该误差可以被调整到零。

二、应用注意事项

1. 运算放大器的选择

运算放大器 N1 和 N2 会影响 AD7546 的整个特性，因为它们都是从外部加到转换器上的。因此，用户必须进行适当选择，以使系统特性适合于所要求的精度。根据放大器的性能，可以选用低偏置电流的运算放大器(双极场效应或超 β 类型)，如 AD542K、AD544、AD517、TL071 和 TL081 等。需要指出，AD7546 的转换建立时间与所选用的运算放大器有关。

2. 参考电路

若缓冲放大器 N1 和 N2 是理想的，则 AD7546 的 25 脚输出电压为

$$V_o = VR_- + \frac{VR_+ - VR_-}{2^{16}} \times D'$$

式中，D'是 16 位数字输入的十进制表示，其范围为 0 到 65535；VR_+和 VR_-的极性可以是正或负，只要 VR_+比 VR_-更正一些即可，对于 $V_+ = +15$ V 和 $V_- = -5$ V，VR_+和 VR_-的最大值(建议)是+4 V 和−4 V，以便保证所需要的精度。

3. 实用电路

图 6.43 是 AD7546 应用的一种典型接线图。其中，参考电压 7.5 V 由 AD584 提供，并由齐纳二极管 V1 来偏移其值，以满足 VR+是+4 V 的最大值，同时 V1 还给 AD7546 提供 V_-电源。当然也可以使用比较小的参考电压，这时最大输出信号将按比例减小。

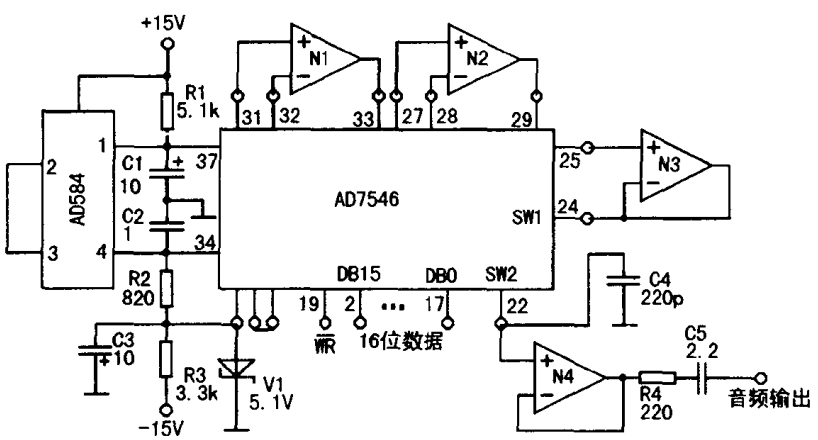


图 6.43　AD7546 的典型接线图

AD7546 中包含有单刀单掷低电荷注入的 CMOS 开关，这个开关(24 脚)与缓冲放大器 N3 和 N4、电容器 C4 一起完成去“毛刺”功能。

图 6.44 是 AD7546 在数字音频系统中的应用框图。从图中可以看出，D/A 转换器是数字音频系统中的关键部件。AD7546 是 16 位单片 D/A 转换器，精度高，微分线性好，可

以在高信噪比下工作，因此是数字音频系统的理想部件。

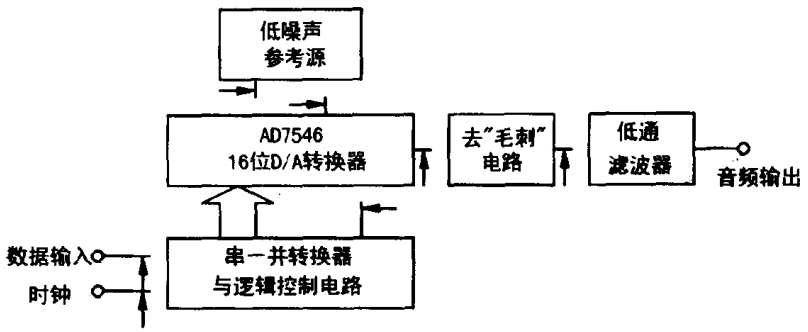


图 6.44　AD7546 在数字音频系统中的应用框图

数字音频系统中所存在的噪声一般有两种类型：一类噪声与信号相关，即量化噪声和内调制噪声，它依赖于完成 D/A 转换和去"毛刺"功能的器件；另一类噪声是由时钟、热噪声、参考噪声、电源和晃动引起的，这类噪声依赖于信号电平和电路设计。

6.2.7　DAC713 具有 8 位双缓冲接口 16 位 D/A 转换器

DAC713 是完整的 16 位单片 D/A 转换器。它有精密的温度补偿电压基准、电压输出放大器和 8 位微机接口。数字接口传输数据时间快，写脉冲仅需 60 ns 的宽度，有复位功能和增益及失调调整端。

DAC713 外形采用 24 脚 DIP 封装结构。其引脚排列如图 6.45 所示。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 高速的 8 位双缓冲接口；

(2) D/A 模拟电压输出；

(3) 有 13 位和 14 位线性度；

(4) 增益与失调可外调整；

(5) 精度高。

2. 主要参数

DAC713 的引脚如畔 6.4 所示。其引脚工能为：

(1) 线性误差：小于±4LSB；

(2) 增益误差：小于±0.25%；

(3) D/A 输出建立时间：小于 10 μs；

(4) 输出压摆率：大于 10 V/μs；

(5) 模拟输出电压范围：±10 V，±5 V；

(6) 参考电压：+9.975～+10.25 V(典型值为10.00 V)；

(7) 输出阻抗：0.1 Ω；

(8) 电源电压：±11.4～±16.5 V；

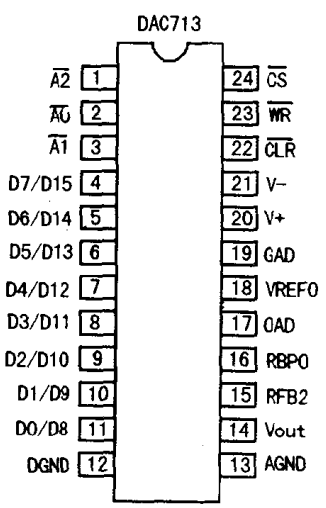


图 6.45　DAC713 引脚排列

(9) 温度范围：－60～＋150 ℃。

二、内部结构和引脚说明

1. 内部结构

DAC713 的内部电路结构如图 6.46 所示。它有输入逻辑控制、高低 8 位输入数字锁存器、16 位 D/A 转换和输出放大等部分。其中，数字的输入是通过二次 8 位传送实现 16 位 D/A 转换的。

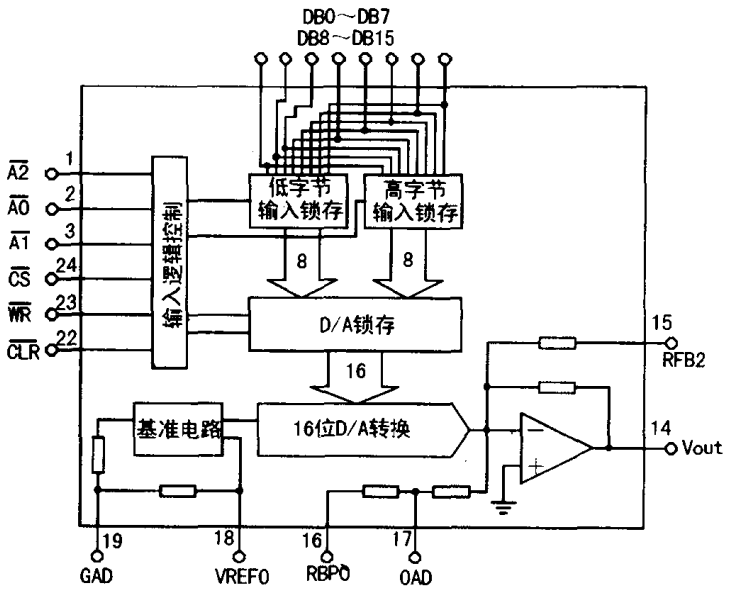


图 6.46 DAC713 内部结构

2. 引脚说明

1、2、3 脚：$\overline{A2}$、$\overline{A1}$和$\overline{A0}$，输入地址选择端；

4～11 脚：D7/D15～D0/D8，双 8 位数据输入端；

12、13 脚：DGND、AGND，数字地、模拟地；

14 脚：V_{out}，D/A 转换输出端；

15 脚：RFB2，内部放大器反馈电阻端，用其可改变输出电压范围；

16 脚：RBPO，双极性输出偏置端；

17 脚：OAD，失调电压调整端；

18 脚：VREFO，内部基准输出端；

19 脚：GAD，增益调整端；

20、21 脚：V_+、V_-，模拟电源正、负输入端；

22 脚：$\overline{CLR}$，内部数据清除端，低电平有效；

23 脚：$\overline{WR}$，数字写信号端，与$\overline{CS}$等配合使用；

24 脚：$\overline{CS}$，选片端，低电平有效。

三、基本操作

DAC713 的工作时序如图 6.47 所示。其逻辑关系见表 6.17。对于 DAC713 的基本连接非常简单，只要将控制信号$\overline{CS}$、$\overline{WR}$、$\overline{A2}$、$\overline{A1}$、$\overline{A0}$和$\overline{CLR}$与 CPU 的相应控制线对应连接，并将数据信号按高 8 位和低 8 位与 4～11 脚对应连接即可。

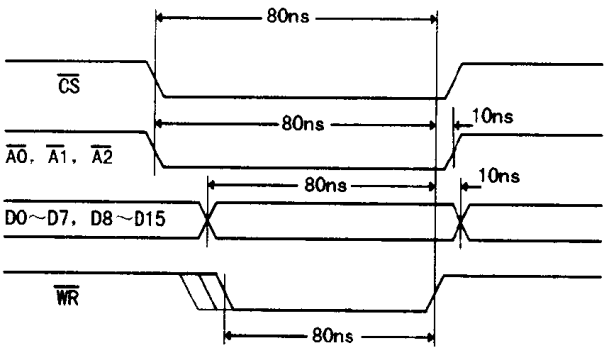


图 6.47　DAC713 工作时序

表 6.17　输入控制信号逻辑关系

$\overline{A0}$	$\overline{A1}$	$\overline{A2}$	$\overline{WR}$	$\overline{CS}$	$\overline{CLR}$	说　明
0	1	1	1 → 0 → 1	0	1	装入低字节
1	0	0	1 → 0 → 1	0	1	装入高字节
1	1	1	1 → 0 → 1	0	1	装入 D/A 锁存器
*	*	*	*	1	1	空操作
*	*	*	1	*	1	空操作
*	*	*	*	*	0	D/A 锁存器复位
注：* 表示任意状态。						

第7章

V/F F/V 变换与采样/保持器

7.1 V/F、F/V 变换器

7.1.1 VFC100 同步型 V/F、F/V 变换器

VFC100 同步型 V/F、F/V 变换器，是一种电荷平衡技术的应用。通过外时钟频率获得精密积分周期，实现 V/F 变换。外加同步频率可设置满量程频率输出，精密的输入电阻可提供 10 V 满量程输入电压。在许多应用中不需要外调整。

VFC100 的输出采用集电极开路输出，可方便地与 TTL 和 CMOS 电路接口。该器件可在模/数转换、过程控制、数据采集和电压隔离等领域得到广泛应用。

VFC100 外型采用 16 脚 DIP 封装结构。其引脚排列如图 7.1 所示。

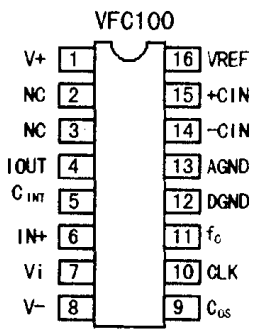


图 7.1 VFC100 引脚排列

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 满量程频率输出可通过外时钟(系统时钟)设置；

(2) 在精密满 10 V 电压输入时，增益误差不超过 0.5%；

(3) 内设精密 5 V 参考电源；

(4) 极好的线性，在 100 kHz 时，最大误差不超过 0.02%，在 1 MHz 时不超过 0.1%；

(5) 具有低的增益漂移：不超过 50×10^{-6}/℃。

2. 主要参数

(1) V/F、I/F 和 F/V 变换模式：增益误差不超过±1%，线性误差不超过±0.025%；

(2) 输入阻抗：大于 19.8 kΩ；

(3) 带宽：典型值为 14 MHz；

(4) 时钟最大输入：4 MHz；

(5) 集电极开路输出：最大电流 15 mA；

(6) 输出单稳，最大脉宽：2 μs；

(7) 参考电源：输出电压为 5±0.1 V，输出电流为 10 mA，输出电阻典型值为 0.5 Ω；

(8) 电源电压范围：±7.5～±28.5 V。

二、内部结构与基本接法

VFC100 的内部电路结构如图 7.2(a)所示。它包含有积分器、比较器、定时逻辑、输出单稳和基准电源等部分。其中外围元件为 V/F 变换基本接法。在 V/F 变换模式中，输出频率由下式确定。

$$f_o = \left(\frac{U_i}{20\ \mathrm{V}}\right) f_{CLK} \tag{7-1}$$

式中，U_i 为模拟输入电压；f_{CLK} 为同步输入时钟频率。

图 7.2(b)是 V/F 变换模式波形。输入电压通过积分器积分，经比较器比较并在同步时钟的触发下输出频率 f_o。

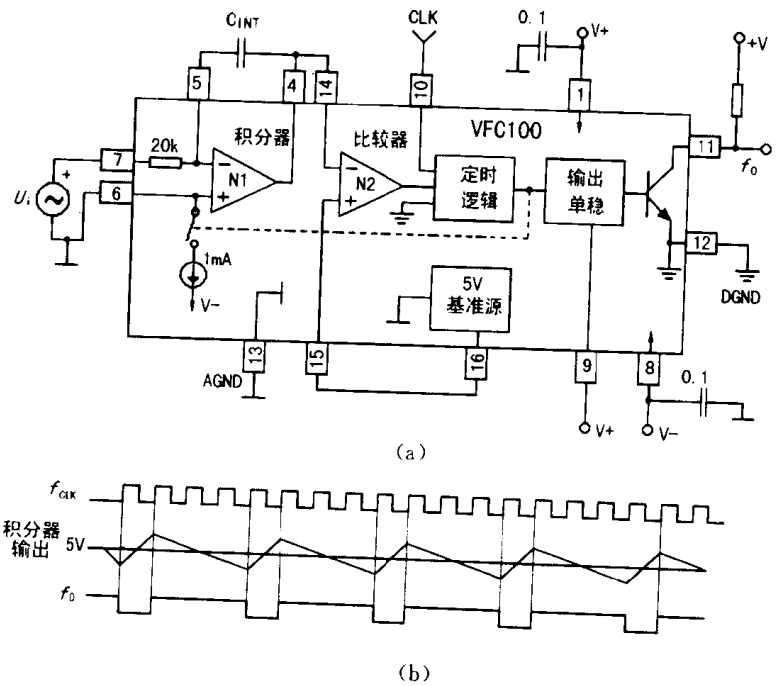


图 7.2　VFC100 内部结构与基本接法

(a) 内部结构与 V/F 变换模式；(b) V/F 变换波形

三、引脚说明

VFC100 的引脚排列如图 7.1 所示，其引脚的功能为：

1、8 脚：V_+、V_-，正、负电源输入端，应与地接入 0.1 μF 电容；

2、3 脚：NC，空脚；

4 脚：IOUT，内部积分器输出端，一般与 5 脚之间接入积分电容；

5 脚：C_{INT}，积分器负输入端，接积分电容；

6、7 脚：IN+、Vi，积分器同相输入与模拟电压输入端；

9 脚：C_{os}，输出单稳电容端；

10 脚：CLK，同步时钟输入端；

11 脚：f_o，V/F 变换频率输出端；

12、13 脚：DGND、AGND，数字地与模拟地；

14、15 脚：－CIN、＋CIN，内部比较器输入端；

16 脚：VREF，内部 5 V 参考电压输出端。

四、双极性输入与调整

VFC100 既可单极性输入(图 7.2(a))也可双极性输入。双极性输入如图 7.3 所示。积分电容为 0.01 μF，时钟输入为 1 MHz。R1(20 kΩ)电阻的接入可将单极性变为双极性。输入模拟电压为－5～＋5 V，输出频率为 0～500 kHz。

图 7.4 是失调电压与增益细调电路。其中，R1 为增益细调电阻，R4 是失调电压细调电阻，并有±3.75 mV 的调整范围。

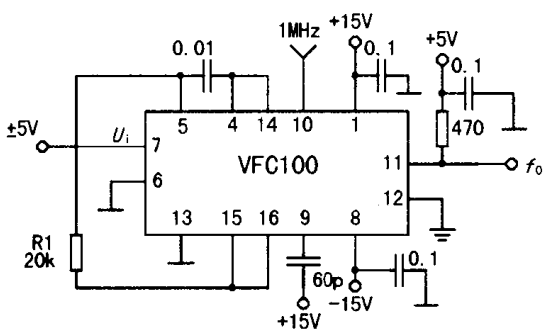


图 7.3　双极性 V/F 变换接法

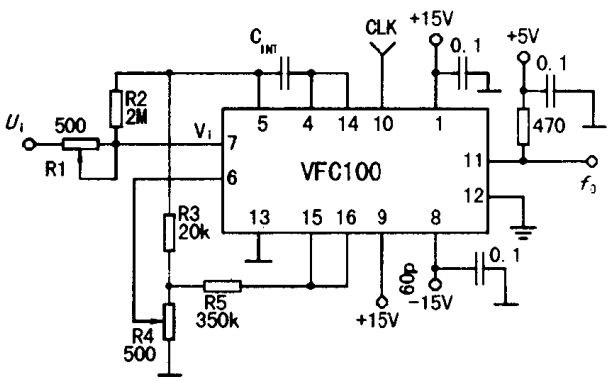


图 7.4　失调与增益调整电路

五、F/V 变换模式

VFC100 作为 F/V 变换器，其接法如图 7.5(a)所示。输入端 7 脚与积分输出端 4 脚相连作为电压输出端。频率从 14 脚输入。输出电压由下式确定：

$$U_o = \frac{f_i}{f_{CLK}} \cdot 20 \text{ (V)} \qquad (7-2)$$

式中，f_i 为输入频率，f_{CLK}为同步输入时钟频率。

图 7.5(b)是 F/V 变换波形。要求输入频率的最小脉宽为 200 ns。

7.1.2　VFC110 高频 V/F、F/V 变换器

VFC110 是高频 V/F、F/V 变换器。它包含高频放大器、精密 5 V 参考电源及高速比较器。其中，5 V 参考电压可供外接传感器及电桥使用。集电极开路输出可方便地与 TTL 和 CMOS 接口。并可与光电器件及脉冲变压器进行输出隔离。

VFC110 在 4 MHz 的满量程输出时，有 10 V 的模拟输入。对于大多数应用无需外接其它元件。它可广泛地应用在工业过程控制、电压隔离、压控振荡器和调频遥测等领域。

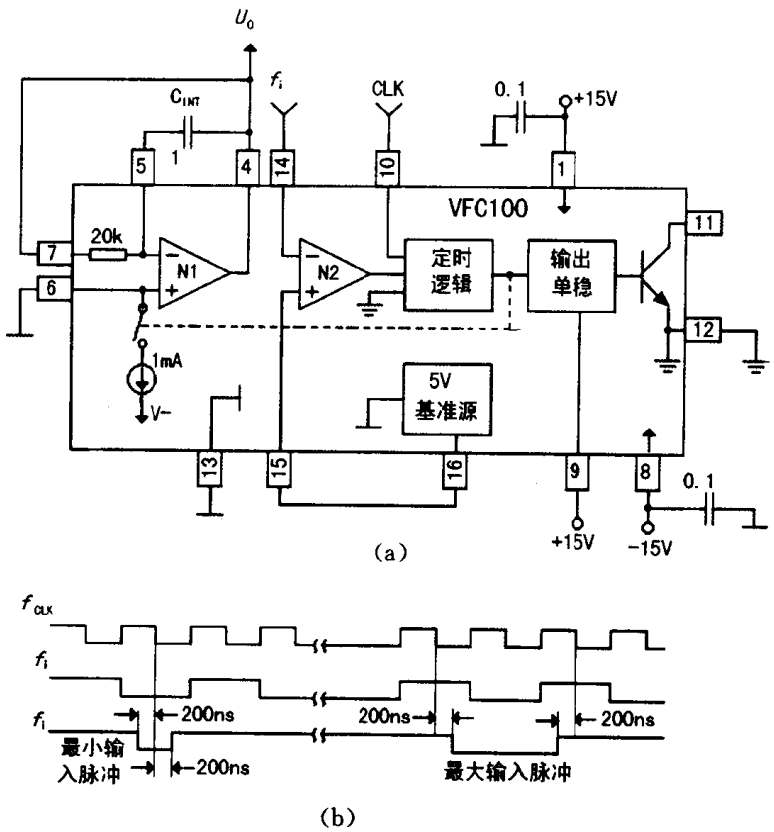


图 7.5　F/V 变换模式与波形

(a) F/V 变换基本接法；(b) F/V 变换波形

该器件外形采用 14 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 高频输出：典型值为 4 MHz；

(2) 极好的线性：典型值为±0.02%(在 2 MHz 时)；

(3) 精密 5 V 参考电压；

(4) 低抖动。

2. 主要参数

(1) 线性误差：典型值为 0.005%(f_o=100 kHz)；

(2) 增益误差：小于 5%；

(3) 输入电流：小于 500 μA；

(4) 参考电源输出电流：小于 20 mA；

(5) 使能输入：高电平为 2 V 以上，低电平为 0.4 V 以下；

(6) 电源电压：±8～±18 V；

(7) 温度范围：－40～＋125 ℃。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

图 7.6 是 VFC110 内部电路结构。它由输入积分器、精密比较器、输入单稳和电压基准等部分组成。其中输出为集电极开路型，可与不同电平的电路配接。

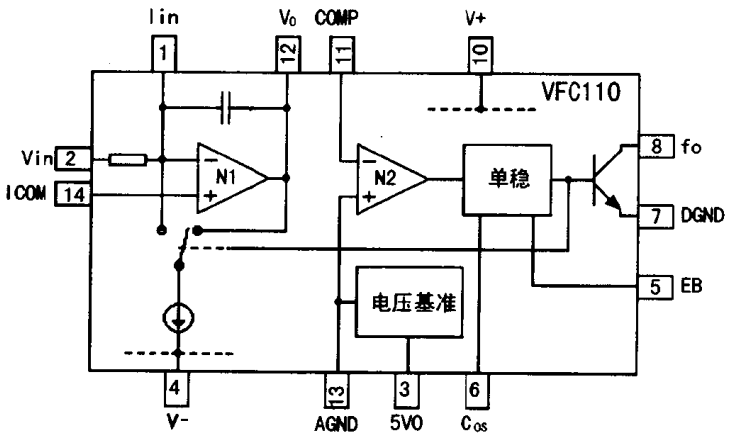


图 7.6　VFC110 内部结构

2. 引脚说明

VFC110 的引脚排列如图 7.7 所示。其引脚功能为：

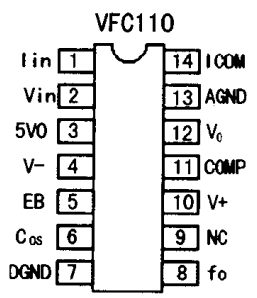


图 7.7　引脚排列

1 脚：I_{in}，外接积分电容端；

2 脚：V_{in}，模拟电压输入端；

3 脚：5VO，+5 V 参考电压输出端；

4、10 脚：V_-、V_+，负、正电源输入端，一般与地间接入 0.1 μF 电容；

5 脚：EB，输出单稳使能端，该脚为“1”允许输出，为“0”禁止输出；

6 脚：C_{os}，输出单稳电容端；

7、13 脚：DGND、AGND，数字地、模拟地；

8 脚：f_o，V/F 变换频率输出端；

9 脚：NC，空脚；

11 脚：COMP，比较器输入端，在 V/F 变换时接 12 脚；

12 脚：V_o，积分器电压输出端；

14 脚：ICOM，模拟输入参考端，一般与 13 脚相连。

三、基本接法

1. V/F 变换模式

VFC110 在作 V/F 变换时，既可单极性输入也可双极性输入。单极性输入电路如图

7.8 所示。输入电压为 0～10 V，输出频率为 0～100 kHz。R1(5 kΩ)为增益微调电阻，C_{INT} 为外接积分电容。不同的 R_{INT}、C_{INT}和 C_{os}可输出不同的频率。表 7.1 示出了这种关系。

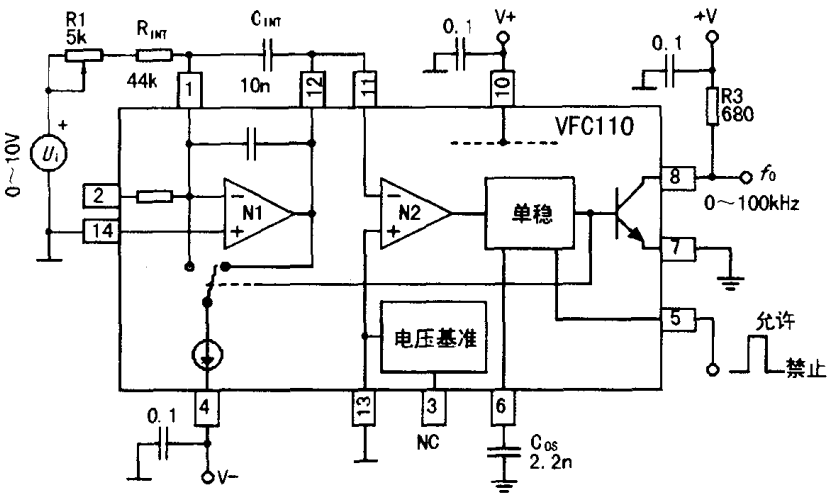


图 7.8　V/F 变换模式基本接法

表 7.1　外接元件与输出频率

满量程频率(f_{FS})	外　接　元　件		
	R_{INT}	C_{os}	C_{INT}
4 MHz	*	*	*
2 MHz	34 kΩ	56 pF	*
1 MHz	40 kΩ	150 pF	*
500 kHz	58 kΩ	330 pF	2 nF
100 kHz	44 kΩ	2.2 nF	10 nF
50 kHz	88 kΩ	2.2 nF	0.1 μF
10 kHz	44 kΩ	2.2 nF	0.1 μF
注：* 表示不外接该元件。			

对于 4 MHz 满量程频率的输出，不需要外接 R_{INT}、C_{INT}和 C_{os}(见表 7.1 第一行)。模拟输入(0～10 V)从 2 脚输入，0～4 MHz 频率从 8 脚输出。

对于 5 脚使能的控制，当为高电平时，允许输出；当为低电平时，禁止输出(中断信号通路)。

图 7.9 是通过参考电压的输出与 R2、R1 的连接来实现的双极性输入接法。

2. F/V 变换模式

图 7.10 是构成 F/V 变换的典型接法。输入频率信号可以是 TTL 电平，也可以是宽脉冲信号，并从 11 脚输入。电压从积分器的输出端 12 脚输出。其中，R_{INT}、C_{INT}、和 C_{os}的取值与表 7.1 相同。

通常，在 F/V 变换中，其电压输出有脉冲噪声，一般应接入低通滤波器进行滤除。

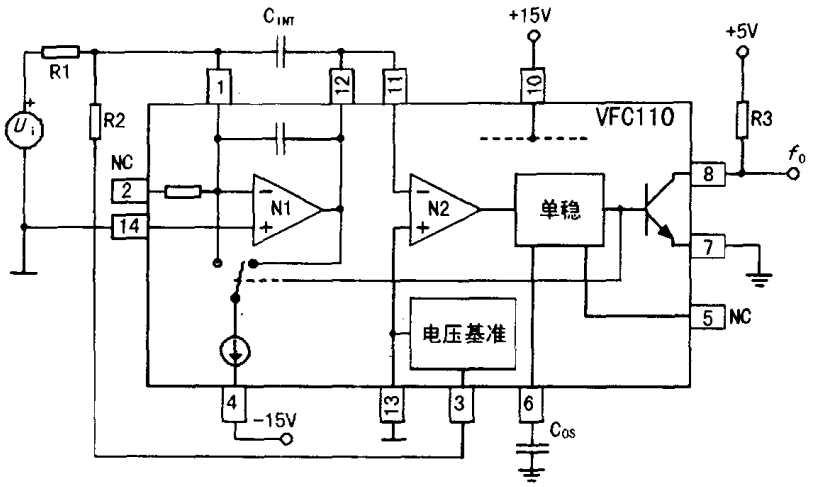


图 7.9　双极性输入接法

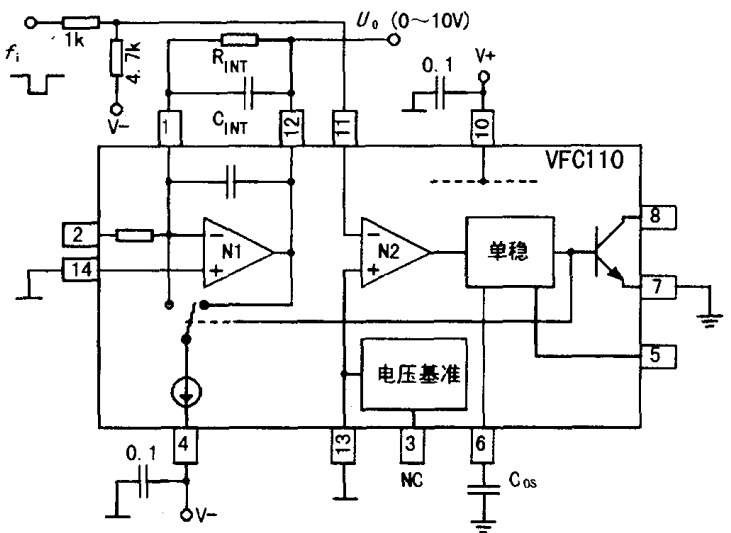


图 7.10　VFC110 作为 F/V 变换接法

7.1.3　VFC121 精密单电源 V/F 变换器

VFC121 是由积分放大器、参考电压、单稳电荷泵电路组成的单片 V/F 变换器。该器件采用高频比较 NPN/PNP 电荷平衡技术完成 V/F 变换。输入电压由高输入阻抗积分器感应，单电源供电，电源电压可在 4.5 V 到 36 V 之间任意选择。2.6 V 参考电压除提供本器件的偏置电路使用外，还可供给外传感器及其它电路。该器件具有与绝对温度成正比的电压输出，可作为系统环境测温使用。

该器件可广泛地应用于模/数转换、数据采集、电压信号传输和系统隔离等领域。

VFC121 外形采用 14 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 单电源供电：+4.5～+36 V；

(2) 输出频率：不低于 1.5 MHz；

(3) 低的非线性：小于 0.03%(在 100 kHz 时)；

(4) 高的输入阻抗：典型值为 100 MΩ；

(5) 有参考电压输出：典型值为 2.6 V；

(6) 有温度电压输出：1 mV/K。

2. 主要参数

(1) 增益误差：小于 10%(在 100 kHz 时)；

(2) 增益漂移：小于 80×10^{-6}/℃；

(3) 输入失调：小于 800 μV；

(4) 失调电压漂移：小于 10 μV/℃；

(5) 参考电压输出：2.59～2.61 V(典型值为 2.6 V)；

(6) 积分输出电压范围：0.8～2.9 V；

(7) 电源电压范围：4.5～36 V；

(8) 工作温度：−40～+125 ℃。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

VFC121 内部电路结构如图 7.11 所示。它由输入积分器、比较器、单稳电路和参考电源等部分组成。其中输出电路采用集电极开路输出，可与不同电平的器件接口。

2. 引脚说明

VFC121 引脚排列如图 7.12 所示。其引脚功能为：

1、7 脚：NC，空脚；

2 脚：DSB，输入逻辑控制使能端，高电平允许，低电平禁止；

3 脚：VT，温度电压端，该电压与绝对温度成正比，在室温(298 K)情况下，有 298 mV 电压输出，每变化(1 K)有 1 mV 输出；

4、8 脚：AGND、DGND，模拟地、数字地；

5 脚：C_{os}，单稳电容端，该脚与地之间接入 C_{os}电容可设置满量程频率输出；

6 脚：V_{REF}，2.6 V 参考电压输出端；

9 脚：COMI，比较器电容输入端；

10 脚：IOUT，积分器输出端；

11、12 脚：+Vi，−Vi，模拟电压正、负输入端；

13 脚：V_+，电源电压输入端，一般与地之间接入 0.22 μF 电容；

14 脚：f_{out}，V/F 转换频率输出端，由于是集电极开路输出，应接上拉电阻。

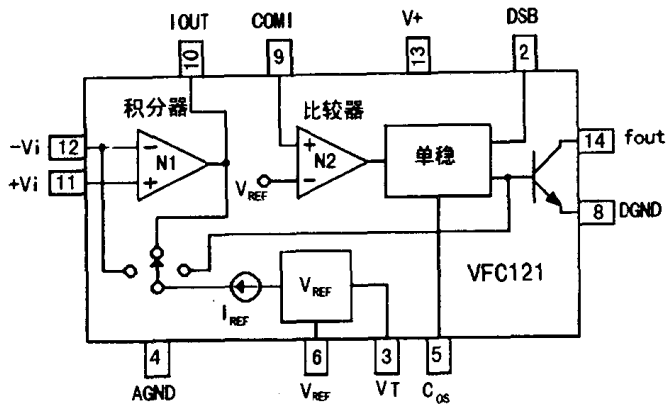


图 7.11　VFC121 内部电路结构

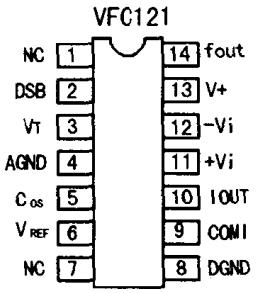


图 7.12 引脚排列

三、基本连接与应用

1. 基本连接

VFC121 的基本连接电路如图 7.13 所示。其中，R2 与 R3 之和可看作输入电阻 R_{IN}。在图示参数设定下，可满量程输入(0～2 V)，满量程输出(0～100 kHz)。为了使用方便，表 7.2 列出了不同 R_{IN}、C_{os}和 C_{INT}与输入/ 输出的关系。对于其它输入/ 输出范围的设定，可由下式确定：

$$f_o=\frac{U_i}{2(R_{IN})(C_{os}+60)} \qquad (7-3)$$

式中，U_i 为模拟输入电压，在计算满量程输出时，可取 U_i 为最大值。

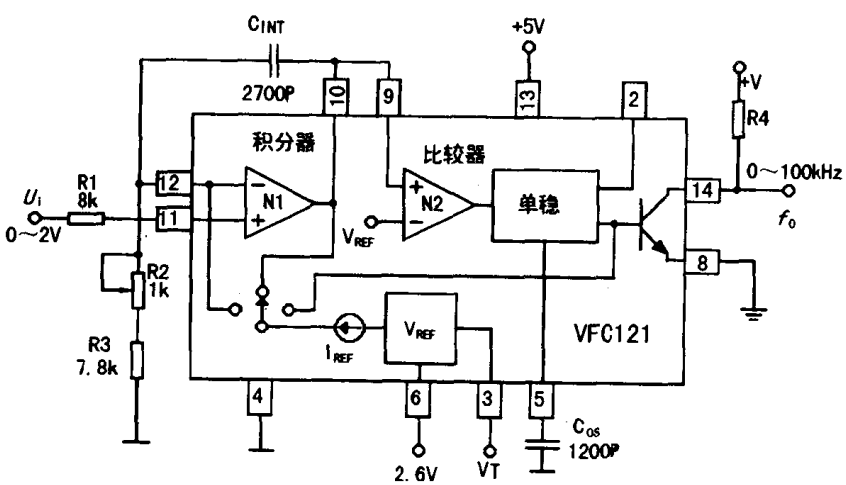


图 7.13　V/F 变换基本连接

表 7.2　外围参数与输入/输出满量程关系

满量程输出电压范围/V	$R2+R3=R_{IN}/k\Omega$	
2	8	
5	20	
10	40	
满量程输出频率/kHz	C_{os}/pF	C_{INT}/pF
1 500	22	150
1 000	68	270
500	180	470
250	470	1000
125	1 000	2 200
25	4 700	10 000

2. 应用

在实际应用时，若输入从 0 V 开始，输出也从 0 Hz 开始，则连接电路与图 7.13 相同。但有时输出频率不一定从 0 开始，而是从某值开始到最大值，例如，从 10 kHz 到 210 kHz 时，可由下式确定输入电压 U_i(图 7.14 是其连接图)：

$$U_i = \frac{f_o - 10\ \text{kHz}}{100\ \text{kHz}}\quad (\text{V}) \tag{7-4}$$

对于图 7.14 电路的调整，首先在输入端加 2 V 电压，调 R1 使输出为满量程 210 kHz。其次，在输入端加 0 V 电压，调 R2 使输出为 10 kHz。为了精确，可反复调 R1 与 R2，使输出为 10～210 kHz。

3. 使用内部温度电压

由于 VFC121 的 3 脚可输出与绝对温度成正比的(1 mV/K)的温度信号，所以可利用它作为系统测温。测温时，可将该信号从 VFC121 的同相端输入(与图 7.13 相同)实现器件环境温度的测量。

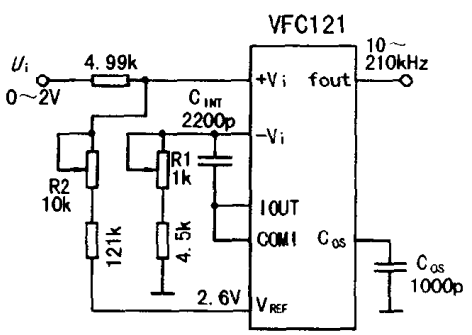


图 7.14　0～2 V 输入、10～210 kHz 输出的应用电路

7.1.4　VFC320 通用 V/F、F/V 变换器

VFC320 是低成本 V/F、F/V 变换器。输出频率与输入电压成正比，频率的输出可与 TTL 或 CMOS 电路接口。该器件具有很高的线性度，外加两个电阻和两个电容就可实现 V/F 变换。满量程输出频率和输入电压取决于负输入端串接的电阻。

该器件可广泛地应用于模/数、数/模转换、数字面板表、二线制数字传送、调频波调

制与解调、信号高度隔离和电机调速等领域。

VFC320 外形采用 14 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 高线性度：在 10 kHz 时，小于±0.005%；
在 100 kHz 时，小于±0.03%；
在 1 MHz 时，小于±0.1%；

(2) 可 V/F 变换和 F/V 变换；

(3) 频率输出可与 TTL 或 CMOS 接口。

2. 主要参数

(1) 输入电流范围：0.25～750 μA；

(2) 失调电压：小于±0.15 mV；

(3) 温漂：小于±5 μV/℃；

(4) 差模输入阻抗：大于 300 kΩ；

(5) 增益漂移：小于 20×10^{-6}/℃；

(6) 输出频率：小于 1 MHz；

(7) F/V 变换脉宽：大于 0.25 μs；

(8) 电源电压：±13～±20 V；

(9) 工作温度范围：－65～＋150 ℃。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

VFC320 内部电路结构如图 7.15 所示。它有输入放大器、双比较器、双稳振荡器和基准电压等部分。其中，两个恒流源由双稳输出控制。

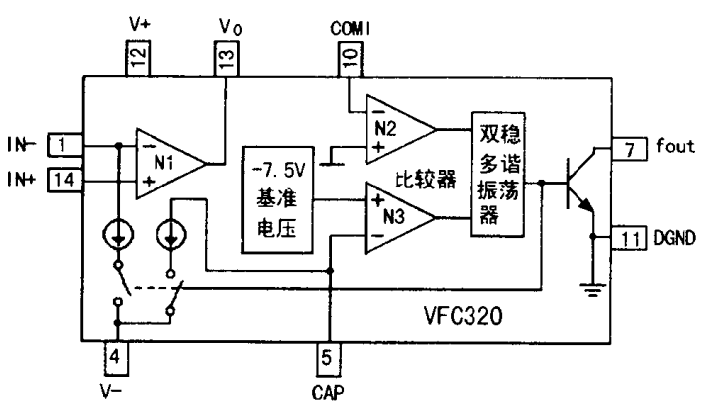


图 7.15　VFC320 内部电路结构

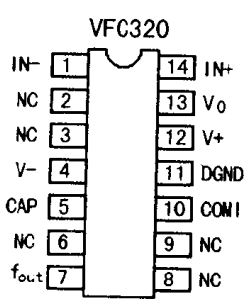


图 7.16　VFC320 引脚排列

2. 引脚说明

该器件的引脚排列如图 7.16 所示。其引脚功能为：

1、14 脚：IN－、IN＋，输入放大器负、正输入端；

2、3、6、8、9 脚：NC，空脚；

4、12 脚：V_-、V_+，电源电压负、正输入端；

5 脚：CAP，单稳电容端；

7 脚：f_{out}，V/F 变换频率输出端；

10 脚：COMI，内部比较器输入端，一般与 13 脚相连；

11 脚：DGND，数字地端；

13 脚：V_o，内部积分器输出端，或 F/V 变换电压输出端。

三、基本接法

1. V/F 变换模式

VFC320 作为 V/F 变换时，有正模拟输入和负模拟输入之分。图 7.17(a)为正模拟输入基本接法。R1 为增益调整，R5 为失调电压调整电阻，输入电压 U_i 通过输入电阻(R1＋R3)加到 1 脚上。实际上这是反相输入接法。图 7.17(b)是负模拟输入基本连接法，R1 与 R5 的调整与图 7.17(a)相同。模拟电压 U_i 加在 14 脚上。实际上这是同相输入连法。图 7.17中 R2 是输出上拉电阻。V_+电源应是与其接口的系统电源。

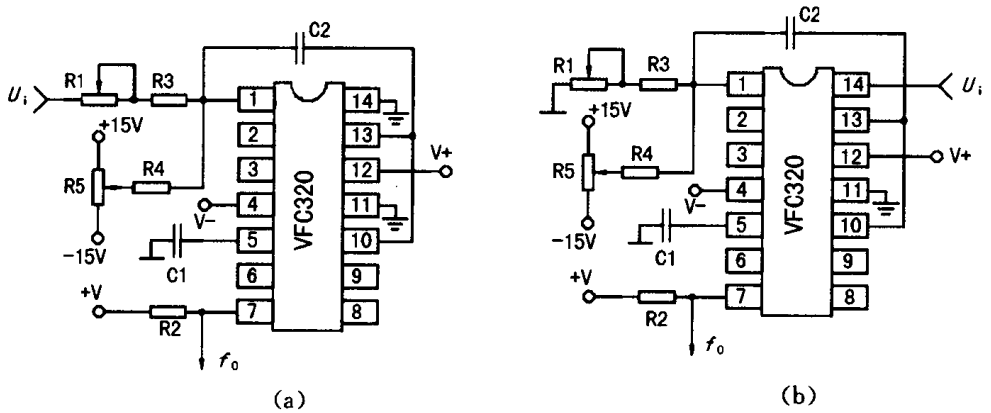


图 7.17　V/F 变换基本连接

(a) 负输入连接电路；(b) 正输入连接电路

在图 7.17 电路中，部分外围元件应按下列方法确定。

1) 输入电阻 R1 和 R3

R1 和 R3 是输入电阻，它的确定应根据满量程要求，一般可由下式计算：

$$R1 + R3 = \frac{U_{i\,max}}{0.25\ mA} \quad (k\Omega)$$

式中，$U_{i\,max}$为满量程最大输入电压。

2）单稳电容 C1

单稳电容 C1 与输入频率有关，一般可由下式计算：

$$C1=\frac{U_i}{7.5\,R_i f_o}$$

3)积分电容 C2

积电容 C2 与输出频率等参数有关，一般可由下式计算：

$$C2(\mu F)=\begin{cases}100/f_o(f_o\leqslant 100\ \text{kHz 时})\\0.001(f_o\ \text{在}\ 100\sim 500\ \text{kHz 时})\\0.000\,5(f_o>500\ \text{kHz 时})\end{cases}$$

4)输出上拉电阻 R2

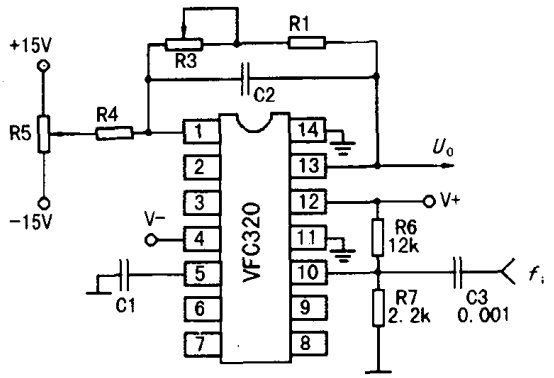


图 7.18　F/V 变换连接图

R2 的取值与 VFC320 内部开路三极管及输出负载有关，一般取 500 Ω～1 kΩ。

2. F/V 变换模式

VFC320 作为 F/V 变换时，基本连接电路如图 7.18 所示。输入频率通过 C3 加到 10 脚上，所变换的电压由 13 脚输出。图中参数的确定与 V/F 变换电路基本相同。

7.1.5　AD651 同步 V/F、F/V 变换器

AD651 是一种同步型 V/F 变换器。最大满度频率达 2 MHz，输出频率为 100 kHz，非线性误差为 0.002%。这种宽度范围的单调性与外接单稳电容的稳定性无关，从而保证了高分辨率，高稳定性与最佳的转换时间。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 采用外部时钟驱动和调节满度频率，因而转换的准确度与时钟频率变化无关。

(2) 不需要外配苛刻的元器件，用一个积分电容即可工作。除作 V/F 转换外，还可实现 F/V、A/D、分频及三角波调制等。

(3) 采用低漂移的齐纳标准，低温度系数定标电阻使增益漂移最小，整体漂移小于 25 $\times 10^{-6}$/℃。

(4) 时钟输入与 TTL，CMOS 兼容，输出级为宽范围的开路式集电极(OC)输出，可提供足够的电流使 TTL、CMOS、光电耦合器或脉冲变压器工作。

(5) 模拟输入可为电流或电压，供电电源可为单电源或双电源。

2. 主要参数

1) 静态参数

(1) 工作电压：±15 V，最小为±6 V，最大为±18 V；

(2) 单电源电压((V_)=0)：+12～+36 V；

(3) 静态电流：±9 mA，最大为±15 mA；

(4) 数字共地：最小为 V_-，最大为 V_+-4 V；

(5) 模拟共地：最小为 V_-，最大为 V_+；

2）动态参数(AD651BQ 在±15 V，25℃时)

(1) 转换误差：

V/F 转换时：

f_o=100～500 kHz，增益误差为±0.25%；

f_o=2 MHz，增益误差为±0.5%；

f_o=100～2 000 kHz，增益漂移为±15×10^{-6}/℃；

f_o=100～1 000 kHz，线性误差为±0.002%；

f_o=2 MHz，线性误差为±0.01%，失调电压为 1 mV，失调漂移为±10 μV/℃。

F/V 转换时：

f_i=100 kHz，增益误差为±0.25%，线性误差为±0.002%；

输入电阻为 20 kΩ，温度系数为 20×10^{-6}/℃。

(2) 时钟输入：最高频率为 5 MHz。

(3) 输出单稳脉宽：当 C_{os}=300 pF 时，脉宽为 1.5 μs；当 C_{os}=1 000 pF 时，脉宽为 5 μs。

(4) 基准输出：输出电压 6.8 V，漂移为 25×10^{-6}/℃。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

AD651 分为 AQ、BQ、SQ 三个等级，有陶瓷封装和双列直插式 16 脚封装两种形式。AQ、BQ 工作温度范围为－25～＋85 ℃，SQ 工作温度范围扩展为－55～＋125 ℃。其内部结构如图 7.19 所示。

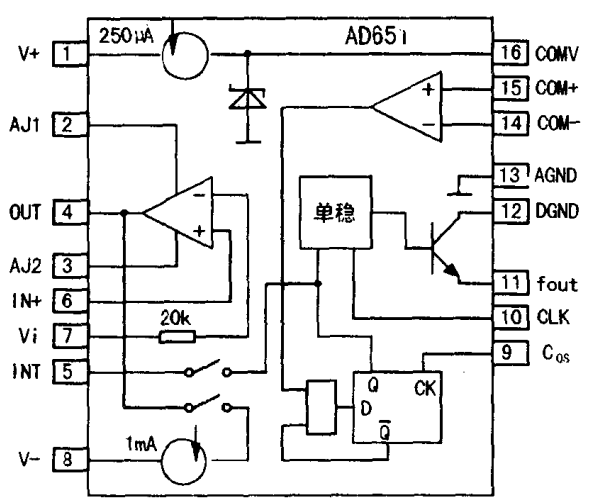


图 7.19　AD651 内部结构图

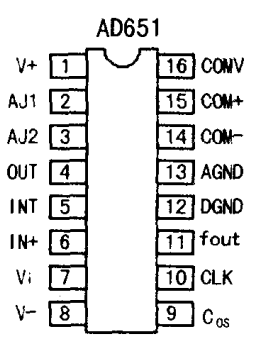


图 7.20　AD651 引脚排列

2. 引脚说明

AD651 引脚排列如图 7.20 所示。其引脚功能叙述如下：

1、8 脚：V_+、V_-，正、负电源输入端，分别与地之间接入 0.1 μF 去耦电容；

2、3 脚：AJ1、AJ2，调零输入端，一般 2、3 脚之间跨接一只 20 kΩ 的电位器，其中心头通过一个 250 kΩ 的电阻接到正电源(V_+)上；

4 脚：OUT，内部积分器输出端；

5 脚：INT，积分电容端，通常 5、4 脚之间接积分电容；

6、7 脚：IN+、V_i，内部积分器正、负输入端，6 脚通常接模拟地；

9 脚：C_{os}，输出单稳电容端，一般与数字地之间接 0.1 μF 电容；

10 脚：CLK，时钟脉冲输入端；

11 脚：f_{out}，V/F 变换频率输出，通常与数字地(12 脚)之间接一负载电阻；

12、13 脚：DGND、AGND，数字地、模拟地；

14、15 脚：内部比较器负、正输入端；

16 脚：COMV，内部比较器基准端。

三、AD651 的外部连接方法

1. 双电源和输入正负信号的外部连接

双电源正信号输入的外部连接如图 7.21(a)所示。图中，$V_\pm$为±6～±18 V，当 V_+低于 9 V 时，需将 13 脚接到 16 脚，以保持 16 脚相对 V_+有最小的+2 V 电压，在这两端间跨接电阻亦可，但要保证比较器的基准为 250 μA 电流。

输入正信号时，6 脚接模拟地，7 脚作信号端，输入阻抗为 20 kΩ，从信号源中注入 0.5 mA电流。输入负信号时，7 脚接模拟地，信号从 6 脚输入，输入电压可低到−4 V，放大器从信号源注入 40 nA 的偏置电流。

当输入为±5 V 时，在 5 脚要注入 250 μA 电流。这时，−5 V 信号在积分器相加点提供零电流，以保证输出频率为零；+5 V 信号给相加点提供 0.5 mA 电流，以产生满度输出频率。

2. 单电源时的外部连接方法

当 AD651 的数字地和模拟地同时接 V_-时，可使用单电源，这时 AD651 的外部接线如图 7.21(b)所示。单电源的电压范围为+12～+36 V。在 16 脚与 V_+之间应接入一个吸收电阻，使注入 16 脚的电流小于 0.5 mA。在输入负电压时，需用 5 kΩ 外电阻对内电阻 20 kΩ 进行分流，使等效电阻为 4 kΩ。

3. 数字地连接方法

数字地可在 V_-与 V_+−4 V 之间选定，由于 AD651 是固态逻辑基准，可以将数字地接在 V_-上。

4. 增益与失调的校准方法

AD651 的内部已将增益准确度精度用激光微调到±0.5%以内，如果需要更高的精度，则内电阻 20 kΩ 必须用 2 MΩ 电阻分流，这样产生的等效电阻比 20 kΩ 低 1%，调整满刻度时，用串联 500 Ω 电位器实现微调，其接法如图 7.21(c)所示。

该电路是一种正信号输入的接法。如果输入负信号，串联的 500 Ω 电位器必须接地，6

脚应作为输入端。增益的微调是在输入信号为 9 V 和输出频率波形准确调整到 45%时钟频率下进行的。用 20 kΩ 电位器跨接在 2、3 脚之间，中间抽头经 250 kΩ 电阻接到 V_+上，经过调整，放大器的失调电压可以补偿到零。

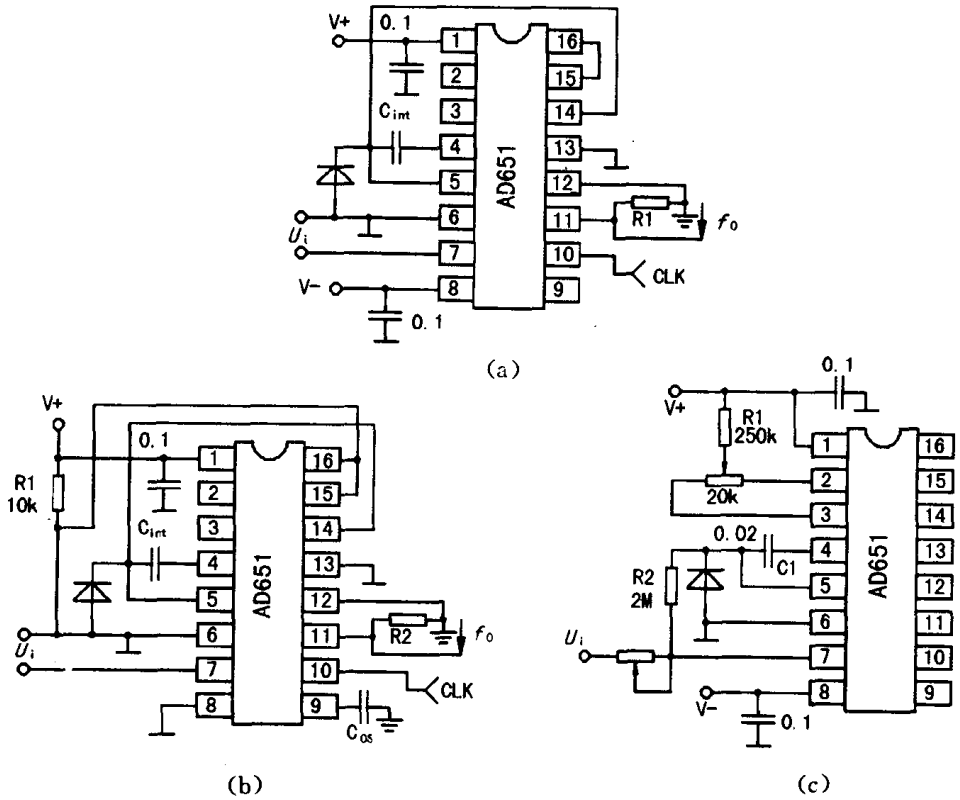


图 7.21　AD651 基本连接方法

(a)双电源正负输入；(b)单电源正输入；(c)增益和失调调整

5. 元件的选择

AD651 的积分电容一般为 0.02 μF，如果常态干扰大于 0.1 V 和时钟频率低于 500 kHz，可选择 0.1 μF 的积分电容。集电极开路吸收电阻应根据上升时间选择，低频(如 100 kHz)时用大电阻(如几千欧)，高频(如 1 MHz)时应选小阻值电阻，同时还要考虑驱动逻辑电路的负载。例如，要带动两个标准 TTL，则需给出 3.2 mA 电流；如果低电平维持在0.4 V，则此吸收电阻可给出 4.8 mA 电流，因此阻值应为(5−0.4)/(4.8×10−3)≈960 Ω(TTL 的电源电压为 5 V)。

单稳电容控制输出脉冲的宽度为 5 μs，该器件用时钟上升沿触发单稳，时钟上升沿与输出脉冲下降沿之间的延迟一般为 150 ns，在 9 脚悬空时最小宽度为 100 ns。如果单稳的周期偶而选择得大于时钟的周期，脉冲的宽度又不等于时钟周期，9 脚接 V_+，则单稳不能启动；如果输出脉冲宽度等于时钟周期，9 脚接电容后再接 V_+或 V_-或数字地，则单稳能启动(最好接 V_+)。

7.1.6　LMx31 系列 V/F、F/V 转换器

LMx31 系列包括 LM131A/LM131，LM231A/LM231，LM331A/LM331。这类器件是一种性能价格比较高的集成芯片，很适合用作 A/D 转换器、精密频率电压转换器、长时间

积分器、线性频率调制或解调及其它功能电路。LM131A/231A/331A 可得到只有昂贵的电压/ 频率转换才会具有的高水平精度—温度特性。另外，LM131 还十分适用于低电源电压的数字系统，在计算机应用系统中可作为廉价的 A/D 转换部件。用电池供电的 V/F 转换器输出的频率可方便地通过光电隔离，从而提供了良好的共模抑制能力。

LM131/231/331 使用了新的温度补偿能隙基准电路，在整个工作温度范围内和电源电压低到 4.0 V 时都有极高的精度。精密定时电路具有低的偏置电流，而且，100 kHz 的 V/F 转换所需要的高速响应也没有退化现象。输出可驱动三个 TTL 负载，高压输出可达 40 V，而且可以防止 V_+的短路。

LMx31 系列外形采用 8 脚 DIP 封装结构，其脚号与图 7.22(a)相同。

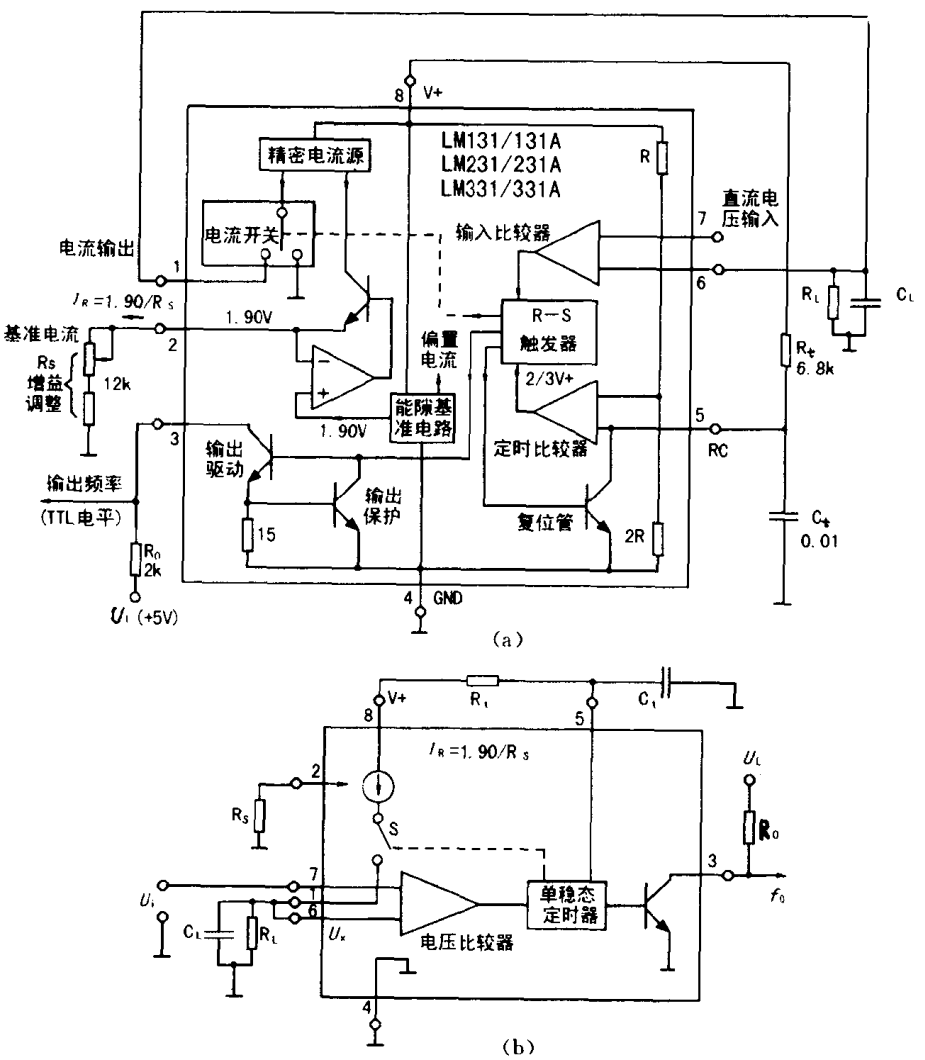


图 7.22 LMx31 内部结构与基本接法

(a) 内部结构；(b) 简化电路

一、性能特点

(1) 最大线性度：0.01%；

(2) 双电源或单电源工作(单电源可以在 5 V 以下工作)；

(3) 脉冲输出与所有逻辑形式兼容；

(4) 最佳温度稳定性：最大值为 $\pm 50\times 10^{-6}/℃$；

(5) 小功耗：5 V 以下典型值为 15 mW；

(6) 宽的动态范围：10 kHz 满量程频率下最小值为 100 dB；

(7) 满量程频率范围：1 Hz～100 kHz；

(8) 价廉。

二、内部结构与工作过程

LM131/231/331 的内部电路组成和外部典型接法如图 7.22(a)所示。将图(a) 作进一步简化，可变成图 7.22(b)所示电路。每当单稳态定时器触发产生一宽度为 t_o 的等宽度脉冲时，S 导通，使电容 C_L 充电。t_0 结束后，S 断开，C_L 对 R_L 放电，直至放电电压等于 U_i 时，再次触发单稳态定时器。如此反复循环，构成了自激振荡。内部电路从 1 脚流出的电流 I_R 虽是恒定的，但 C_L 充电电流却随着 U_i 的增加而减小。

若以某一段时间计算其充电电荷平均值 $\bar{Q}$，则

$$\bar{Q}=\left(I_R-\frac{U_x}{R_L}\right)t_o f_o$$

而放电电荷平均值 $\bar{Q}'$ 为

$$\bar{Q}'=\frac{U_x}{R_L}(T-t_0)f_o$$

根据充、放电电荷平衡准则，$\bar{Q}=\bar{Q}'$，从而可得

$$I_R t_0 f_o=\frac{U_x}{R_L} \tag{7-5}$$

实际上该电路的 U_x 在很小的区域(大约 10 mV)内波动，其平均值 $U_x\approx U_i$，若将式(7-5)中的 U_x 以 U_i 代入，可得出

$$f_o=\frac{U_i}{I_R R_L t_0} \tag{7-6}$$

式中，I_R 由内部基准电压源供给的 1.90 V 参考电压和外接电阻 R_s 决定，$I_R=1.90/R_s$。I_R 取值为 10～50 μA，通常取 100～150 μA。变更 R_s 值可调整转换增益。t_0 由单稳态定时器的外接电阻 R_t 和电容 C_t 决定，$t_0=1.1R_tC_t$，典型工作状态为 $R_t=6.8$ kΩ，$C_t=0.01$ μF，$t_0=7.5$ μs。

三、组成 V/F 转换器

图 7.22(a)外围电路是 LMx31 系列的 V/F 变换的一种基本接法，图 7.23 是另一种典型接法。

图中，2 脚的电阻 R_s 由 $R_{s1}=12$ kΩ 和 $R_{s2}=5$ kΩ 可变电阻组成。R_s 是用来调节 LMx31 的增益偏差和由 R_L，R_t，C_t 引起的偏差，以校正输出频率。7 脚上增加了由 R1=100 kΩ 和 C1=0.1 μF 组成的低通滤波电路，这使精度有所提高。该电路按图示元件值可获得 0～10 V 变成 10 Hz～10 kHz 的结果。

独立运用 LMx31 作 V/F 变换时，引起非线性误差的主要原因是 1 脚的输出阻抗使输出电流 i 随输入电压 U_i 变化而影响其精度，为此可采用图 7.24 所示的电路结构。该电路中主要是增加了积分器(由 C_F，N 等构成)，因为它为反相器，故要求输入电压为负值(极值为 -10 V，对应输出的频率为 10 kHz)。积分器运放 N 可选用 CA3140，LF351B，LF356，μA741 等，这里为 LM308。LM308 输出的 6 脚接到 LMx31 输入端(7 脚)上，当运放输出电压超过 LMx31 的 6 脚阈值电压，即前述的 U_x 时，开始定时周期。注入运放求和节点(2 脚)的平均电流 i 正好等于 U_i/R_t，两者平衡。在此电路中，LMx31 输入比较器的失调电压不影响 V/F 转换器的偏差或精度，这一点与它在图 7.23 电路中一样。同样，LMx31 的偏置电流和失调电流都不产生影响。因此，这一电路对小信号有极好的精度。此电路还具有对输入信号任何变化的快速响应(独立电路则达不到)能力，其输出频率能精确反映输入信号，快到两个输出脉冲的间隔亦可进行测量。

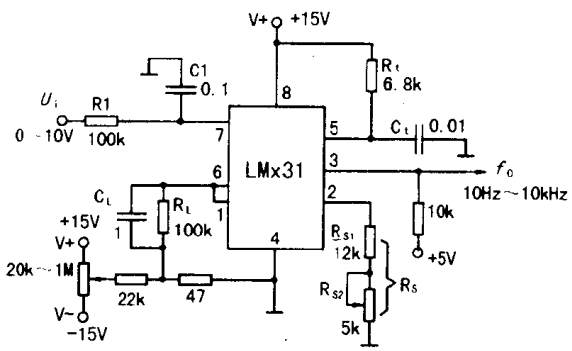


图 7.23 LMx31 组成的 V/F 转换基本电路

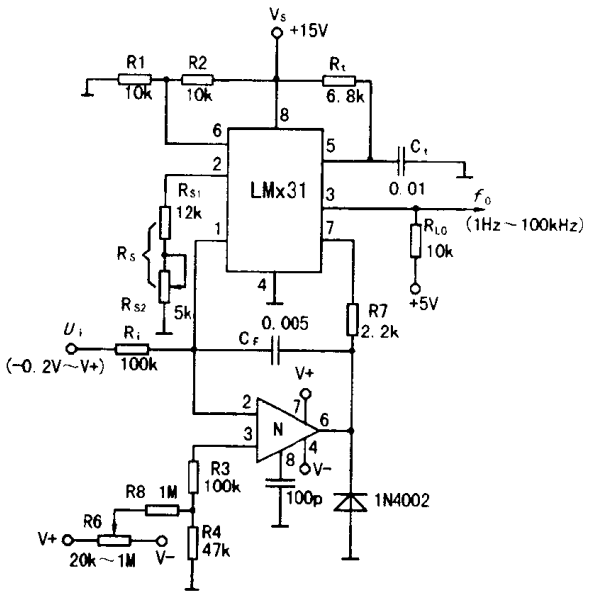


图 7.24 LMx31 组成的高精度 V/F 变换电路

应当特别指出，在精密 V/F 变换中，由于电流源(1 脚)总是保持地电位，(虚地点)电压也不随 U_i 或 f_o 变化，因此可以得到非常好的线性。此电路也必须使用低温度系数的高稳定元件，特别是积分电容 C_F 要求选用聚酯薄膜电容。电源电压 $V_+=8\sim22$ V，R2 选用 5 kΩ 或 10 kΩ，当 $V_+=4.5\sim8$ V 时，R2 必须选 10 kΩ。还应选用低失调电压和低失调电流的运放。

该电路误差小(优于 $\pm0.02\%$)，线性度好(优于 0.03%)，温度稳定性好 (最大 $\pm50\times10^{-6}/$C)；价廉，通用性好，功耗低($V_+=40$ V 时为 570 mW，5 V 以下时为 15 mW)；可以由单或双电源供电，电源范围宽(4.0～40 V)；量程范围宽(输入 -0.2 V～V_+，输出频率 1 Hz ～100 kHz)，且具有电源短路保护措施。

四、组成 F/V 转换器

图 7.25 是由 LM331 V/F 转换构成的两种F/V 转换电路。图(a)为简单的 F/V 转换电路，其输出关系可以表示为

$$U_o = f_i \times 2.09 \frac{R_L R_t C_t}{R_s}$$

图(b)是精密 F/V 转换电路，其输出关系可以表示为

$$U_o = -f_i \times 2.09 \frac{R_F R_t C_t}{R_s}$$

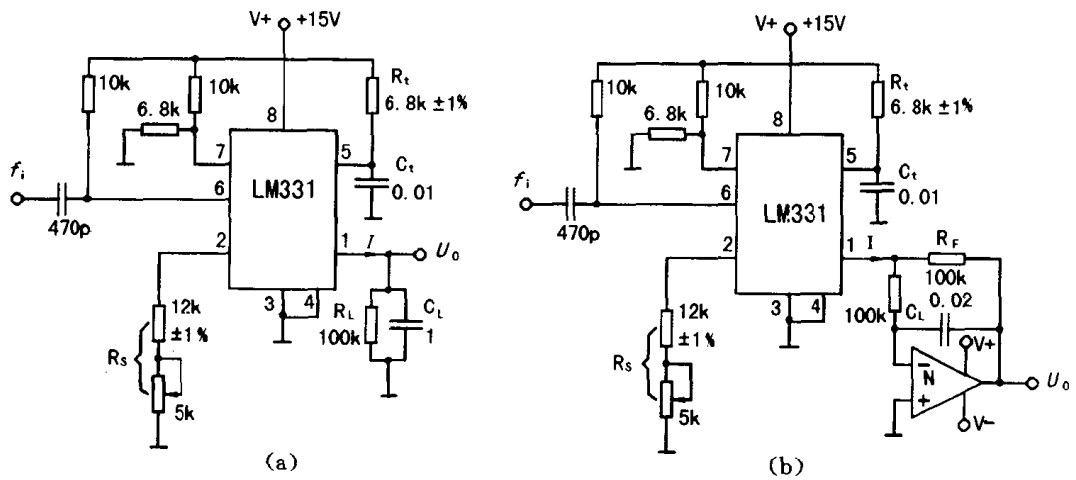


图 7.25　由 LM331 组成的 F/V 转换电路

(a)简单接法；(b)精密接法

由上面两个关系式都可看出，f_i 正比于 U_o，满足 F/V 转换关系。电路中，输入脉冲频率 f_i 经过 CR 网络接到电压比较器阈值端上，脉冲的下降沿使输入比较器触发定时电路。与 V/F 转换电路相同，1 脚流出的平均电流 $I = i(1.1R_tC_t)f_i$，将此电流经过 RC 网络滤波即可得到与 f_i 信号频率成正比的直流电压。在图(a)中，$R_L = 100\ k\Omega$，$C_L = 1\ \mu F$，对电流进行滤波的纹峰值小于 10 mV。在图(b)中，由于运算放大器的缓冲作用，实现了双极点的滤波功能，对于所有高于 1 kHz 的频率，纹峰值小于 5 mV，且响应时间要比图(a)快得多，但对于低于 200 Hz 的输入频率，电路的纹峰将要比图(a)更差。因此，使用时需进行调整，以满足响应时间和足够小的纹峰的需要。

7.2　采样/保持器

7.2.1　SHC298/LF398 通用采样/保持器

SHC298/LF398 是一种高性能单片采样/保持器。它具有很高的直流精度、很快的采样

时间和低的下降速度。器件的动态性能和保持性能可通过合适的外接保持电容达到最佳。例如选择 1 000 pF 的保持电容，具有 6 μs 的采样时间，可达到 12 bit 的精度。SHC298 和 LF398 的主要区别在于前者的精度较高，后者廉价。两种器件的电源电压可从±5～±18 V任意选择，其性能几乎无影响。采样/保持的逻辑控制可与 TTL 或 CMOS 电平接口。

SHC298/LF398 可广泛地应用于高速 A/D 转换系统、数据采集系统和要求同步采样的领域。

该器件外形采用 8 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 具有 12 bit 吞吐精度；

(2) 采样时间：小于 10 μs；

(3) 宽带噪声：小于 20 μV；

(4) 可靠的整体结构；

(5) 输入阻抗：大于 10^{10} Ω；

(6) TTL 和 CMOS 逻辑接口。

2. 主要参数

(1) 输入偏流：小于 50 nA；

(2) 增益：1；

(3) 增益误差：小于±0.01%；

(4) 输入失调：小于±7 mV；

(5) 下降速度：典型值为±30 μV/ms；

(6) 噪声：小于 20 μV；

(7) 电源抑制比：大于±25 μV/V；

(8) 温漂：小于 70 μV/℃；

(9) 压摆率：大于 10 V/μs(C_H=1 000 pF)；

(10) 输出阻抗：小于 0.5 Ω；

(11) 电源电压：±5～±18 V；

(12) 电源电流：±4.5～±6.5 mA。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

SHC289/LF398 内部电路结构如图 7.26 所示。N1 是输入缓冲放大器，N2 是高输入阻抗射极输出器。逻辑控制采样/保持开关：当开关 S 接通时，开始采样，当开关断开时，进行保持。

2. 引脚说明

SHC298/LF398 引脚排列如图 7.27 所示。其引脚功能为：

1、4 脚：V_+、V_-，正、负电源输入端，应与地之间接入 0.1 μF 电容；

2 脚：OFAD，失调电压调整端；

3 脚：V_i，模拟电压输入端；

5 脚：OUT，采样/保持输出端；

6 脚：HOC，采样/保持电容接入端；

7 脚：MREF，逻辑控制电平参考端，一般接地；

8 脚：MCTR，逻辑控制输入端，高电平为采样，低电平为保持。

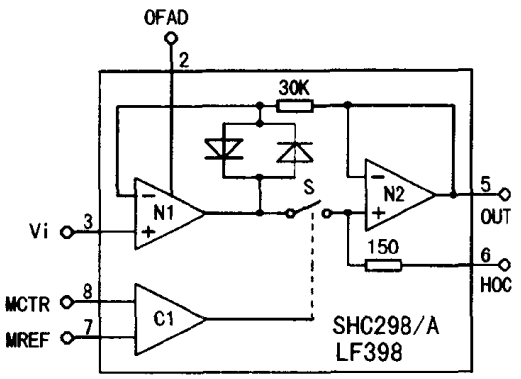


图 7.26　SHC298/LF398 内部电路结构

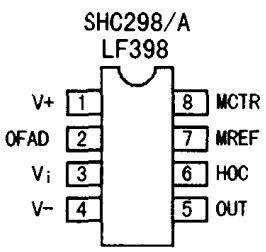


图 7.27　引脚排列

三、基本接法与应用

图 7.28(a)是 SHC298/LF398 的基本连接图。失调电压的调整是通过与 V_+的分压并调整 1 kΩ 电位器实现的。保持电容 C_H 应选用 300～1 000 pF 的高性能低漏电云母电容器。控制逻辑在高电平时为采样，在低电平时为保持。

图 7.28(b)四路模拟电压输入，通过多路开关，实现采样保持。采样保持电路的输出可接到 A/D 转换器的输入端，状态控制应与 A/D 的状态同步。

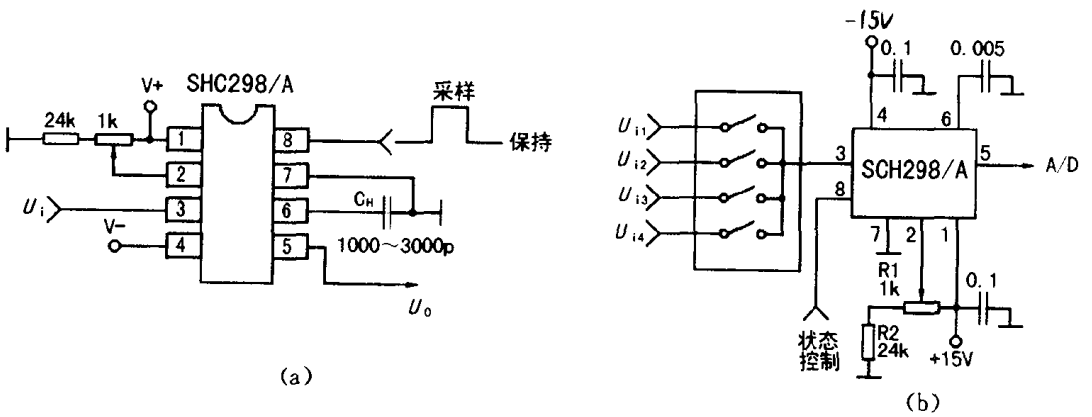


图 7.28　基本接法与应用

(a) 基本接法；(b)四路共用采样/保持器

7.2.2 AD582 通用采样/保持器

AD582 由一个高性能的运算放大器、低漏电的模拟开关和结型场效应管等电路组成，全部电路集成在一个芯片上，只是保持电容器是外接的。

该器件可广泛地应用于数/模转换、数据采集等领域。

AD582 外形采用 14 脚 DIP 封装结构，引脚排列如图 7.29 所示。

一、性能特点

(1) 有较短的捕捉时间，最短达 6 μs。该时间与所选择的保持电容值有关，电容值越大，捕捉时间越长，它影响采样频率。

(2) 有较高的采样/保持电流比，可达 10^7 量级。该值是保持电容器充电电流与保持模式时电容漏电电流的比值，是表征采样/保持器质量的标志。

(3) 电荷转移值较低，因此使采样/保持器产生的偏移误差较小，并且允许采用数值低的保持电容器，以提高捕捉信号的速度。

(4) 在采样和保持模式时有较高的输入阻抗，约 30 MΩ。

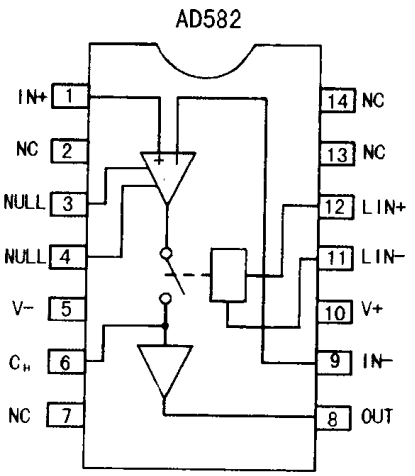


图 7.29 AD582 内部结构及引脚排列

(5) 输入信号电平可达电源电压 $V_{\pm}$，可适用于 12 位 A/D 转换电路。

(6) 提供了相互隔离的模拟地、数字地，从而提高了抗干扰能力。

(7) 具有差动的逻辑输入端。IN＋输入相对IN－的电压为－6 V 到＋0.8 V 时，处于采样模式；IN＋偏置在＋2 V 和 V_-－3 V 之间时，处于保持模式。采样与保持受控于差动逻辑输入的电压绝对值，任一个逻辑输入端的电压范围为 V_-到 V_-－3 V。利用差动的逻辑输入端 IN＋和 IN－可以由任意的逻辑电平控制其开关，例如高压 CMOS 的逻辑电平为 0 V和＋9 V 时，IN－接入＋ 5 V 后，0 V 输入时芯片处于采样模式；＋9 V 输入(在 IN＋端)时芯片工作在保持模式下。

(8) 可与任何独立的运算放大器相连接，以控制增益或频率响应，以及提供反相信号等。

保持电容器应选择聚苯乙烯电容(在环境温度＋85℃以下使用)或聚四氟乙烯电容。电容值的选择应综合考虑精度、下降误差、采样/保持偏差、馈送及采样频率等参数来确定。为了提高采样频率，保持电容值可小到 100 pF，但限制了精度。对于分辨率为 12 位的高精度输入信号，选择较大的电容值，这样，馈送、采样/保持的偏差和下降误差可以减少。值得注意的是，在印刷电路板布线时，应减小保持电容器和数字信号或输入信号间的耦合电容。在保持模式时，输出将随 V_-电源的变化而变化，因此供电电源应经过稳压和滤波。

二、内部结构与引脚说明

AD582 内部结构与引脚排列如图 7.29 所示。开关闭合时，AD582 的作用就像一个运

算放大器；开关打开时，而不管输入电压如何变化，保持电容器将保持开关断开时的值。该器件的引脚功能是：

1、9 脚：IN+、IN−，内部运放正、负输入端；

2、7、13、14 脚：NC，空脚；

3、4 脚：NULL，调零端，通常在 3、4 脚之间跨接一只 10 kΩ 电位器，中心抽头接负电源输入端(5 脚，V_-)；

5、10 脚：V_-、V_+，负、正电源输入端；

6 脚：C_H，保持电容接入端；

8 脚：OUT，采样/保持输出端；

11、12 脚：LIN−、LIN+，逻辑控制输入端，一般 LIN−接地。

三、典型接法

图 7.30 是两种常用接法。其中，图(a)是增益为 1、输出不反相的连接线路，在这个电路中只需外接保持电容 C_H 和电源的旁路电容，一般可增加调零电位器(10 kΩ)；图(b)的输出不反相，电路增益可由外接电阻来选择，增益 $G=1+(R_F/R1)$。

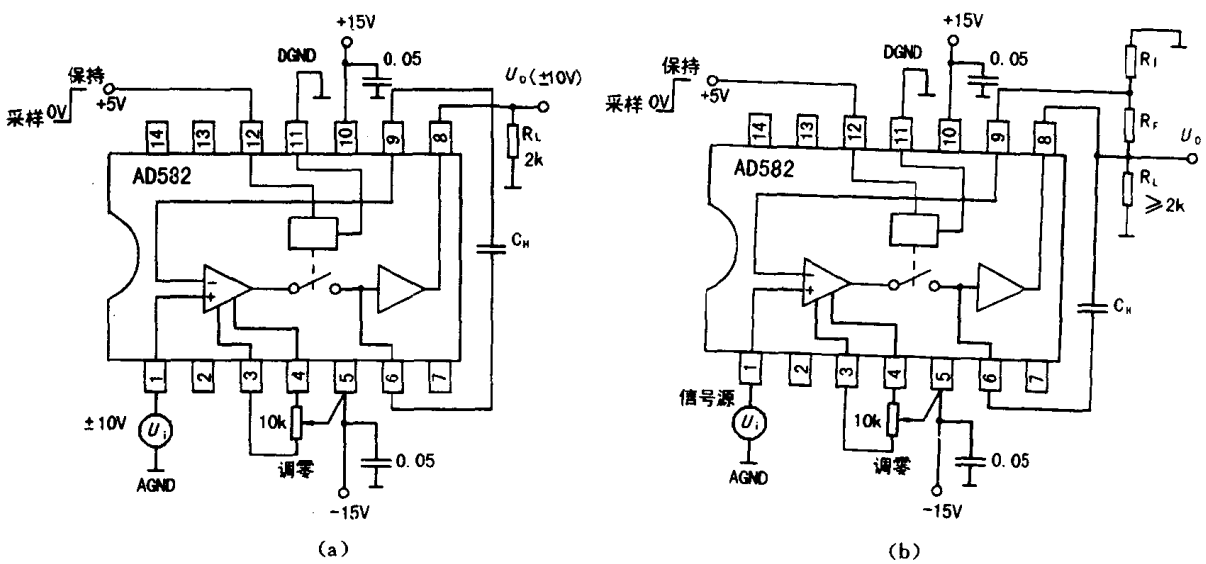


图 7.30　AD582 典型接法

(a) 单增益连法；(b) 具有增益的连法

7.2.3 SHC5320 高速双极性采样/保持器

SHC5320 是双极性单片采样/保持器。它具有很高的速度和很低的漏电特性。其内部输入放大器是跨导型运放，可提供大量的电荷到保持电容，有很快的采样时间。输出积分放大器具有最佳的偏置电流，确保低的下降速度。由于模拟开关总是在虚地驱动负载，所以电荷被注入到保持电容，并能很好地保持。保持电容既可使用内部的(100 pF)，也可外接，目的是改善输出电压的下降速度。

SHC5320 可广泛地应用于高精度数据采集系统、自动调零电路和 D/A 转换抗干扰等领域。

该器件外形采用 14 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 采样时间：小于 1.5 μs；

(2) 保持切换时间：小于 350 ns；

(3) 下降速率：典型值为 0.5 μV/ μs(在 25 ℃时)；

(4) 差分输入；

(5) TTL 逻辑接口。

2. 主要参数

(1) 模拟输入范围：−10～+10 V；

(2) 共模电压范围：−10～+10 V；

(3) 输入阻抗：大于 1 MΩ；

(4) 失调电流：小于±300 nA；

(5) 输出电压范围：−10～+10 V；

(6) 输出电流：大于±10 mA；

(7) 输出阻抗：小于 1 Ω；

(8) 输入漂移：小于±20 μV/℃；

(9) 共模抑制比：大于 72 dB；

(10) 电源抑制比：大于 65 dB；

(11) 压摆率：典型值为 45 V/μs；

(12) 从采样到保持的切换时间：165～350 ns。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

SHC5320 的内部电路结构如图 7.31 所示。保持电容集成在器件内部，而且是跨接在 N2 运放的负输入与输出端，实际上它是个积分元件。

2. 引脚说明

SHC5320 的引脚排列如图 7.32 所示。其引脚功能为：

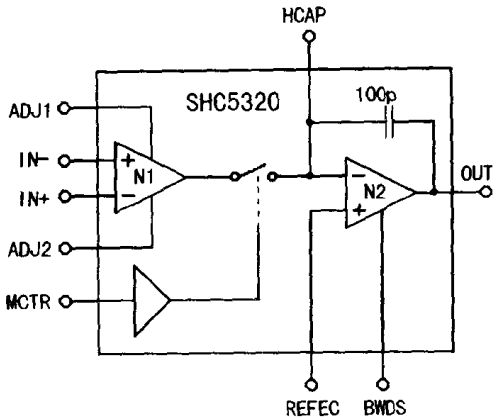


图 7.31　SHC5320 内部电路结构

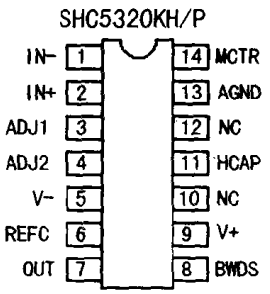


图 7.32　SHC5320 引脚排列

1、2 脚：IN－、IN＋，差分输入负、正端；

3、4 脚：ADJ1、ADJ2，失调电压调整端；

5、9 脚：V_-、V_+，电源电压负、正输入端；

6 脚：REFC，N2 运放同相端，一般接地；

7 脚：OUT，采样/保持输出端；

8 脚：BWDS，频率补偿端，一般接电容，其值大小应取 0.1 倍的保持电容值；

10、12 脚：NC，空脚；

11 脚：HCAP，外接保持电容端；

13 脚：AGND，模拟地；

14 脚：MCTR，逻辑电平控制端，高电平时为保持，低电平时为采样。

三、基本调整与典型接法

图 7.33 是失调电压调整电路。10 kΩ 电位器接在 3、4 脚与负电源间。通过调整可改变失调输出。

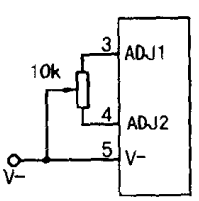


图 7.33　失调电压调整

图 7.34 是几种采样/保持电路的典型接法。其中，图(a)是同相输入单增益接法；图(b) 是具有增益为 1＋(R2/R1)的同相输入接法；图(c)是具有增益为－(R2/R1)的反相连接方法。

在图 7.34 中，虚线中的 C_H 是外接保持电容。根据实际情况可接入或悬空。另外，在实际应用中还可在差分输入端之间接入保护二极管等电路。

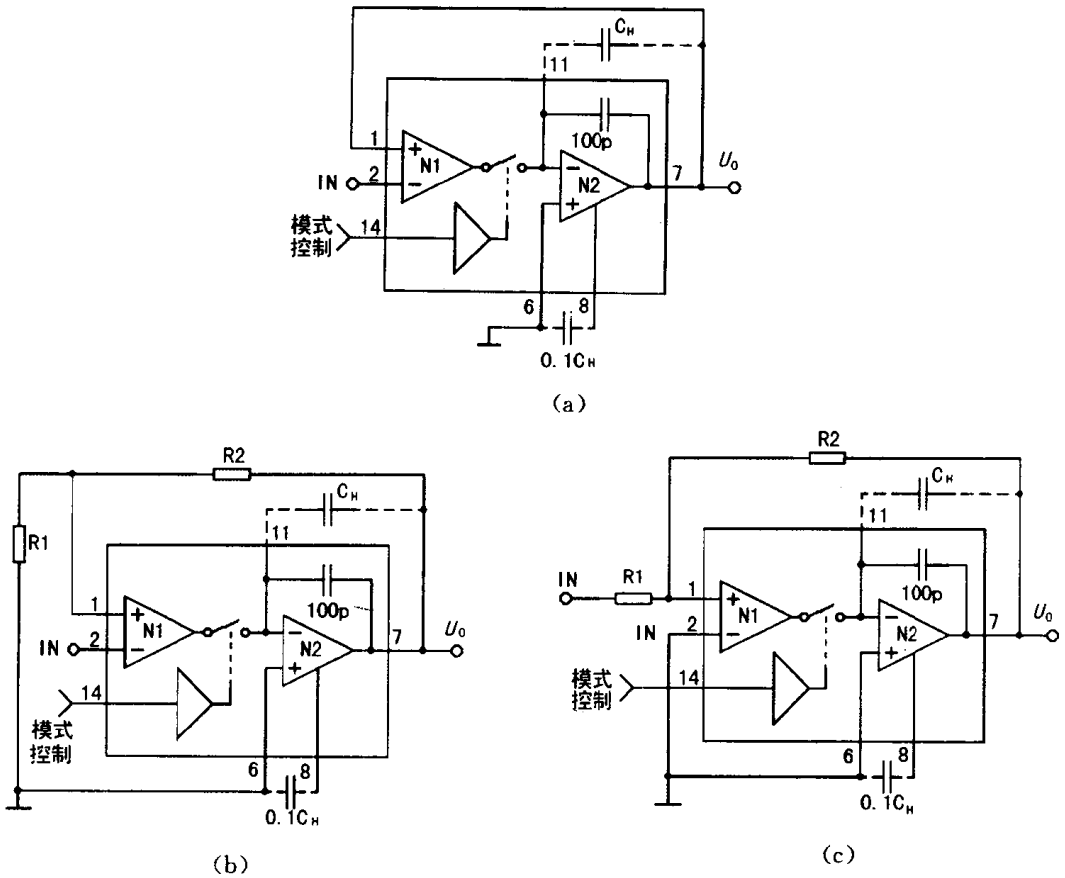


图 7.34　三种典型接法

(a) 单增益同相输入；(b) 具有增益的同相输入；(c) 具有增益的反相输入

第8章

遥控系统集成电路

8.1 遥控发射电路

8.1.1 M58480P/4P 30功能红外遥控发射电路

M58480P/4P是红外遥控发射集成芯片。二者的主要差别在于控制优先权不一样。它们适用于家用电器(彩电、音响等)遥控发射电路。它可组成5×6键(功能)，外接元件少，功耗小，能在3 V干电池供电条件下长时间工作。它的功能编码可与M58481P/5P/7P接收解码器配用。

该器件外形采用16脚DIP封装结构。

一、性能特点：

(1) 非工作功耗：典型值为3 nW，最大不超过3 μW(3 V电源)；

(2) 单电源供电：2.2～8 V，典型值为3 V；

(3) 采用铝栅CMOS工艺；

(4) 振荡频率：455/480 kHz；

(5) 脉冲占空比小：这种方式可有效地减小发光二极管的功耗；

(6) 可组成6×5按键；

(7) 工作温度：－30～＋70 ℃。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

M58480P/4P内部电路结构如图8.1(a)所示。它由键盘输入编码器、指令译码器、振荡器、定时信号发生器、扫描信号发生器、编码调制器和输出缓冲器等组成。

2. 引脚说明

图8.1(b)是其引脚排列。其引脚功能为：

1、16脚：GND、V_+，地与电源端，一般两脚之间接入10 μF电容；

2、3脚：OSCI、OSCO，外接晶振端，其中OSCI为振荡输入，OSCO为振荡输出；

4～8脚：SA～SE，键盘扫描输出；

9～14脚：I6～I1，键盘扫描输入，通常I1～I6与SA～SE组成6×5键盘矩阵电路；

15 脚：OUT，遥控信号输出(编码输出端)。

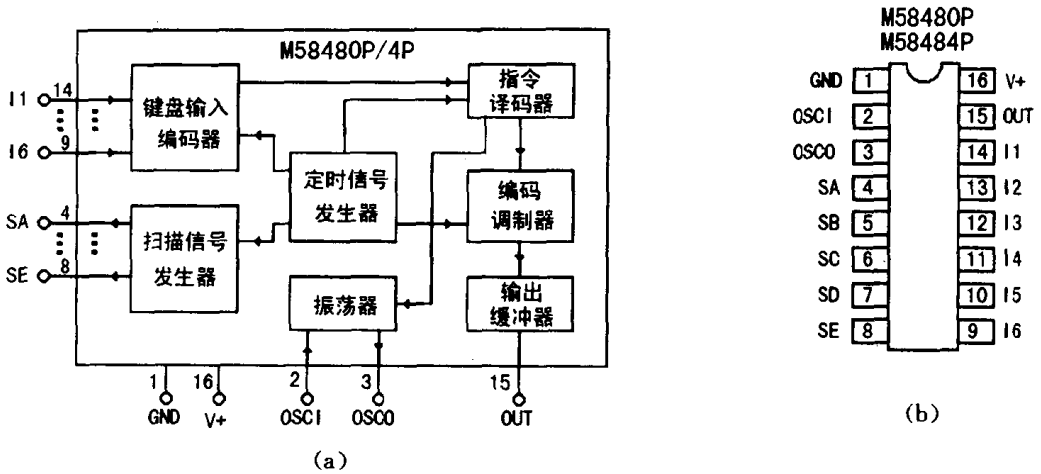


图 8.1　内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

三、基本功能与典型应用

1. 基本功能

M58480P/4P 的信号输出为串行码，并有优先权之分。其中，M58480P 的优先权给第一个按下的键，第一个键离开后再输入第二个键；而后者将优先权按顺序分配，即在先后按下两个键以上时，扫描输出优先顺序为 SA、SB、SC、SD、SE，同时键盘编码输入 I1～I6。若同时按下两个以上按键，则输出无效。

在组成的 6×5 键中，能发射 30 条不同的指令。每条指令都由 6 位二进制码 D1～D6 组成，用脉冲编码调制方式传送。并通过红外载波信号(频率为 40 kHz 或 38 kHz)发射。其编码可参见表 8.1。

表 8.1　键盘矩阵与 D1～D6 的对应关系

键盘扫描输入	键盘扫描输出	二进制码指令代码					
		D1	D2	D3	D4	D5	D6
I1	SA	0	1	1	1	0	0
	SB	1	1	0	0	1	0
	SC	0	1	0	0	1	0
	SD	1	0	0	0	1	0
	SE	0	0	0	0	1	0
I2	SA	1	0	0	0	0	0
	SB	1	1	1	0	1	0
	SC	0	1	1	0	1	0
	SD	1	0	1	0	1	0
	SE	0	0	1	0	1	0

续表

键盘扫描输入	键盘扫描输出	二进制码指令代码					
		D1	D2	D3	D4	D5	D6
I3	SA	0	1	0	0	0	0
	SB	1	1	0	1	1	0
	SC	0	1	0	1	1	0
	SD	1	0	0	1	1	0
	SE	0	0	0	1	1	0
I4	SA	1	1	0	0	0	0
	SB	1	1	1	1	1	0
	SC	0	1	1	1	1	0
	SD	1	0	1	1	1	0
	SE	0	0	1	1	1	0
I5	SA	0	0	1	0	0	0
	SB	1	0	0	1	0	0
	SC	1	1	0	1	0	0
	SD	0	1	1	0	0	0
	SE	1	0	1	0	0	0
I6	SA	0	1	0	1	0	0
	SB	1	0	1	1	0	0
	SC	0	0	1	1	0	0
	SD	0	0	0	1	0	0
	SE	1	1	1	0	0	0

2. 典型接法

图 8.2 是 M58480P/4P 的典型接法。晶振采用 455 kHz 晶体。经内部 12 分频后，遥控

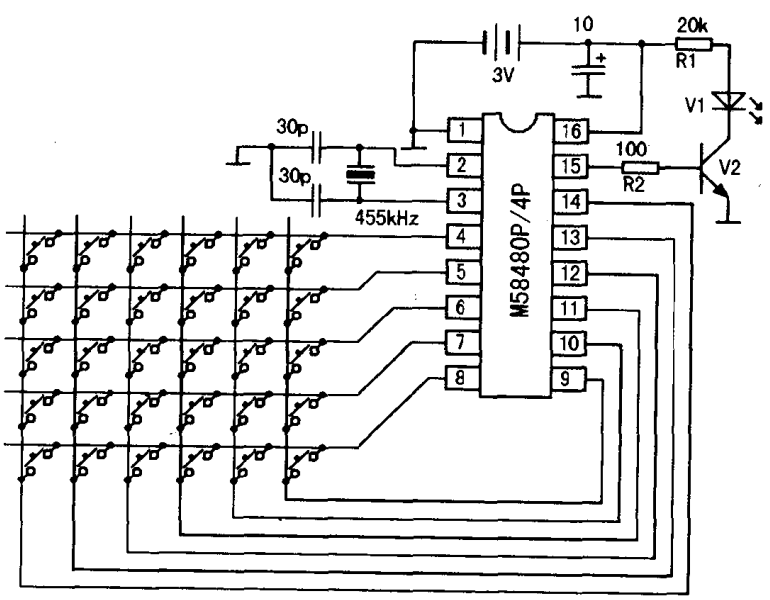


图 8.2　M58480P/4P 典型接法

载波为 38 kHz。由于静态时功耗极小，所以电路中无电源开关。图中 R1 为 20 kΩ，若将其变小可提高发射距离。但功耗将增大。

8.1.2 SAA3010 红外遥控发射电路

SAA3010 是常用红外遥控发射集成电路。它适用于电视机等家用电器。器件可发射控制 32 个子系统，每个子系统有 64 条指令，共有 2 048 条指令，并符合 RC－5 编码标准。它可与 TDA3048 等接收器件配合使用。

SAA3010 外形采用 28 脚 DIP 塑封或扁平小封装。

一、性能特点

(1) 低压供电：2～7 V，典型值为 3 V；

(2) 功耗低：工作电流小于 8 mA，“待机”电流小于 10μA；

(3) 时钟振荡频率：120～455 kHz，典型值为 455 kHz；

(4) 遥控信号为串行码，载波典型值为 38 kHz；

(5) 共有 2 048 条控制功能；

(6) 工作温度：－20～＋85 ℃。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

SAA3010 的内部电路结构如图 8.3(a)所示。主要由振荡器、测试模式、模式选择、键盘编码器、控制单元、译码器、键盘驱动译码器、指令与系统地址锁存器和分频器等组成。

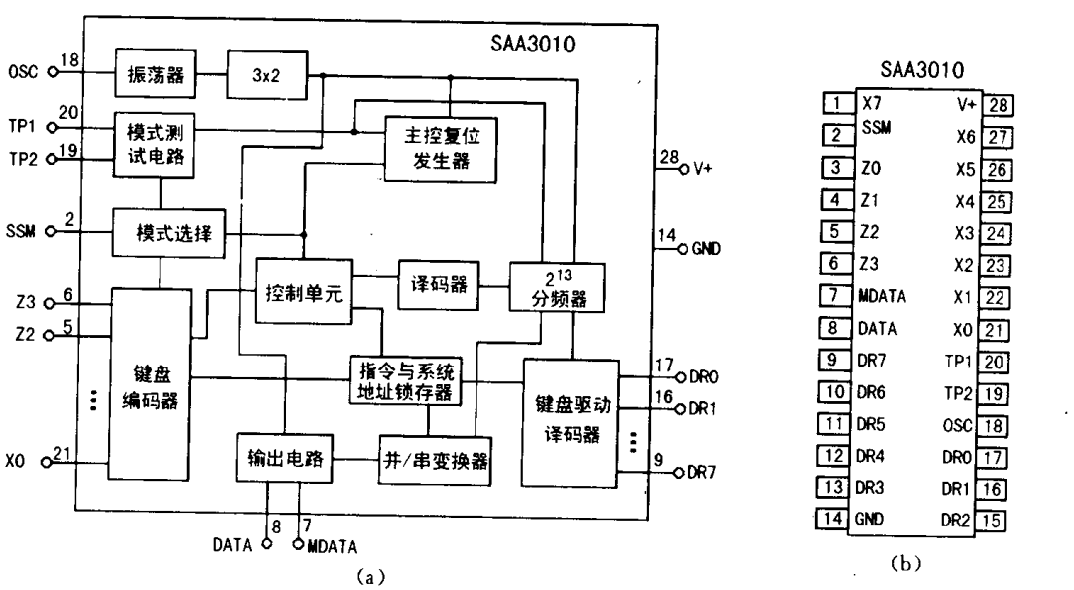


图 8.3 内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

2. 引脚说明

图 8.3(b)是其引脚排列，引脚功能为：

1、27～21 脚：X7～X0，8 根键盘输入端；

2 脚：SSM，系统模式选择输入端；

3～6 脚：Z0～Z3，键盘子系统输入端；

7 脚：MDATA，带载波遥控信号输出(三态)；

8 脚：DATA，不带载波遥控信号输出(三态)；

9～13、15～17 脚：DR7～DR0，键盘扫描驱动输出端，该端口与 Z0～Z3 组成 32(4×8)个子系统，与 X0～X7 组成 64(8×8)个功能键；

18 脚：OSC，振荡器输入端，一般接 455 kHz 晶振；

19、20 脚：TP2、TP1，测试模式输入 2 和 1；

14、28 脚：GND、V_+，地与正电源输入端。

三、基本功能与典型接法

1. 基本功能

该器件的编码由 14 位串行码组成。其中起始码 2 位，控制码 1 位，功能码 6 位。按键从最初按下到稳定接触要经数毫秒的抖动时间，防抖动时间为 10～40 ms。包括防抖动时间在内的编码如图 8.4(a)所示。

遥控编码脉冲采用双相调制方式，脉冲码位的“0”或“1”是以码的相位来确定的，如图 8.4(b)所示。编码脉冲传送的时间为 25 ms，传送一次遥控指令的时间为 114 ms(38 kHz 载波)。

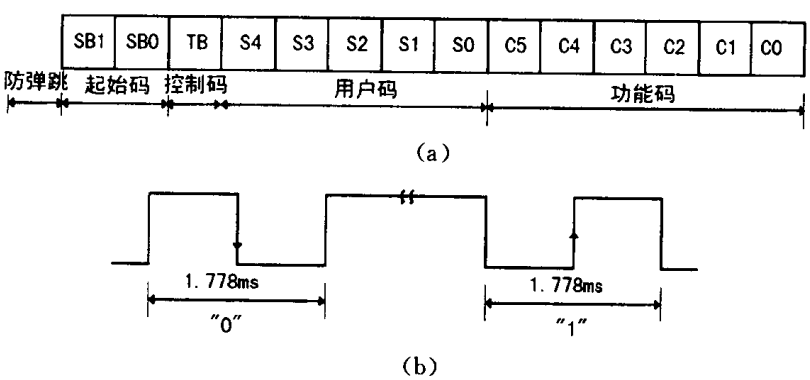


图 8.4　编码时序与相位

(a) 编码时序；(b) “0”和“1”相位

2. 典型接法

图 8.5 是 SAA3010 的典型接法。其中在 32 个子系统中只用了其中一种。即将 Z0 与 DR0 相接，DR0～DR7 和 X0～X7 组成 8×8 基本键。调制信号由 7 脚输出，经二级放大由 V3 红外发射管输出。

在图 8.5 中，可利用 DATA 端，作为发射指示用。方法是串接 350 Ω 电阻和发光二极管到地，这样当按键按下时，会通过该端作为发光指示。

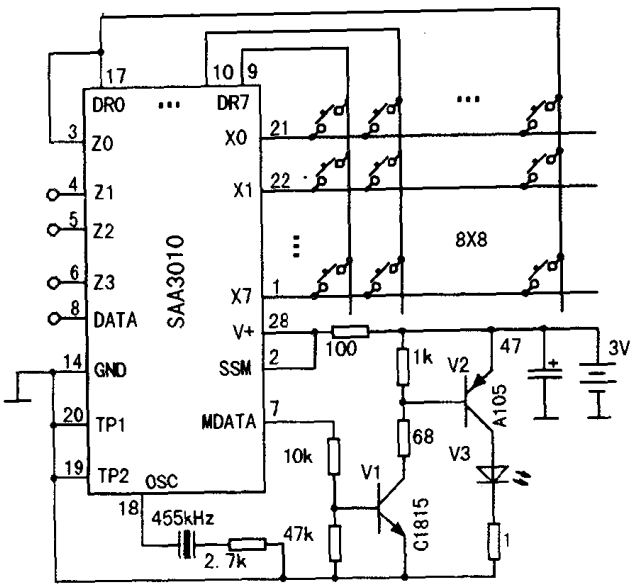


图 8.5　典型接法

8.1.3　μPD6102G 红外遥控发射电路

μPD6102G 是红外遥控集成电路，可与电视机、录像机、音响设备和空调器等家用电器配用。它可组成 8×8 个键并能发送多达 34 304 种控制指令，并能与 μPD1913C 、μPD1943G 编码兼容。可方便地对家电遥控。

μPD6102G 外形采用 24 脚扁平塑料封装。

一、性能特点

(1) 可发送 128 种数据代码；

(2) 单电源低压工作：2.0～3.3 V；

(3) 功耗：静态时小于 2 μW；

(4) 组成 8×8 按键；

(5) 振荡频率：典型值为 455 kHz；

(6) 工作温度：－40～＋125 ℃。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

μPD6102G 的内部电路结构如图 8.6(a)所示。它由定时信号发生器、数据寄存器、键盘输入电路、键盘输出电路、振荡器、分频器、输出电路和控制电路等组成。

2. 引脚说明

该器件引脚排列如图 8.6(b)所示。其引脚功能为：

23、24、1～6 脚：KI0～KI7，8 根键盘输入端；

7 脚：REM，遥控信号输出；

8 、12 脚：V_+、GND，电源正端与地；

9 脚：SEL，64/128 数据码选择；

10、11 脚：OSCO、OSCI，振荡器输入与输出端，一般外接晶振；

13 脚：LMP，发射输出指示；

14～21 脚：KO7～KO0，8 根键盘扫描输出；

22 脚：CCS，用户码选择输入端。

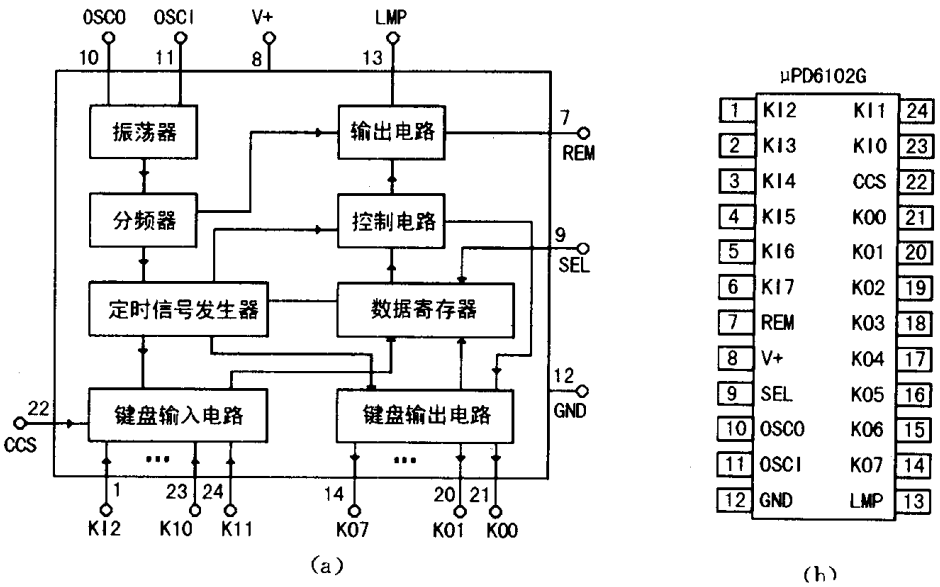


图 8.6　内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

三、典型接法

图 8.7 是 μPD6102G 的典型接法。它采用 8×8 按键。其中，用户码的选择是通过键盘

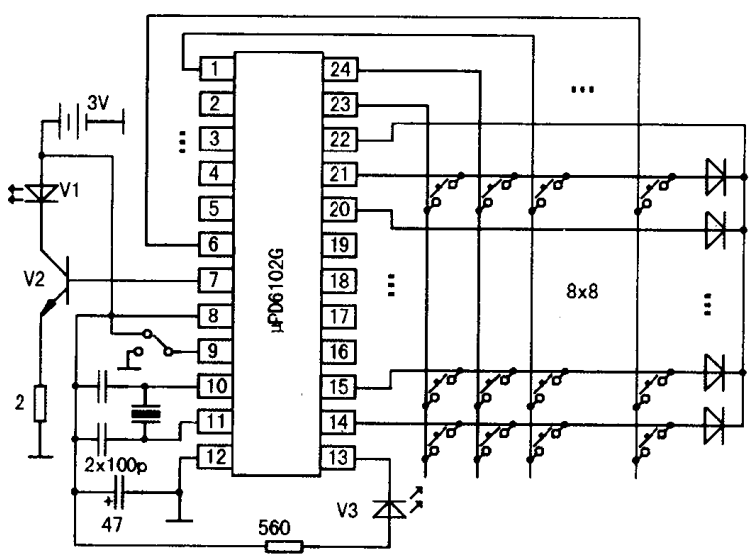


图 8.7　典型接法

扫描输出端之间接入不同组合的二极管与 CCS 端相连，以防止其他用户使用此器件时的相互干扰。

64 与 128 个数据码的选择是通过 9 脚相接的开关来确定的，当置“0”时为 64，当置“1 ”时为 128。晶振可采用 455 kHz 晶体。V1 为红外发射管，V3 为按键发光指示管。

8.1.4 LC2190 红外、超声和无线电遥控发射电路

LC2190 是红外、超声和无线电多功能遥控发射专用集成电路，适用于空调、电风扇、电视机和玩具等家用电器。它可发送 6 种功能指令，并可与 LC2200 集成电路配用，使用灵活方便，成本较低。

LC2190 外形采用 14 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 功耗低：静态电流小于 1 μA；
(2) 抗干扰性能好；
(3) 外围元件少；
(4) 电源电压：典型值为 3 V；
(5) 振荡频率：典型值为 80 kHz；
(6) 按键输入阻抗：大于 100 kΩ；
(7) 输出电流：大于 2 mA。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

LC2190 的内部结构如图 8.8(a)所示。它由可控振荡器、定时电路、编码脉冲产生器、输入锁存、优先排队电路和输出驱动电路等部分组成。

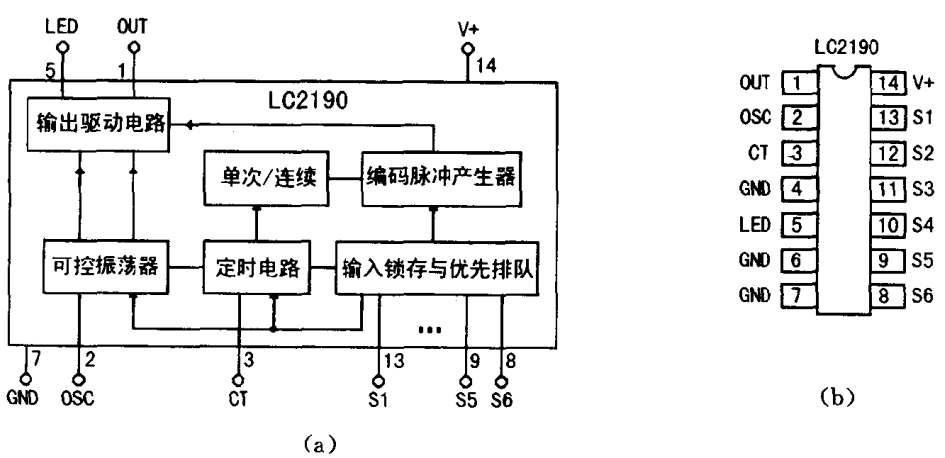


图 8.8 内部结构与引脚排列
(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

2. 引脚说明

LC2190 的引脚排列如图 8.8(b)所示。其引脚功能为：

1 脚：OUT，遥控信号输出；

2 脚：OSC，振荡信号输入，可接 RC 振荡元件；

3 脚：CT，定时控制端，可接脉冲间隔定时元件；

4、6、7 脚：GND，接地端；

5 脚：LED，外接发光二极管端；

8～13 脚：S6～S1，6 根按键输入端；

14 脚：V_+，外接电源端，一般与地之间接入 47 μF 电容。

三、基本功能与典型接法

LC2190 的调制信号输出具有“连续”与“单次”两种状态。若按一次“单次”按键，在输出端可有 3 串相同频率的脉冲调制信号；若按“连续”按键，则可在输出端连续不断地输出信号，直到松开按键时才停止。按键 S1～S6 设计为低位优先排队，即当几个按键同时按下时，低电平有效。按键输入端还设计有防触点跳动电路，使用时不需在按键上并接电容开关。

图 8.9 是 LC2190 的典型接法。其中，图(a)是红外发射电路；图(b)是超声发射电路。超声换能器件采用压电陶瓷。对于无线电发射，只要在 4 脚的输出接入发射天线即可。

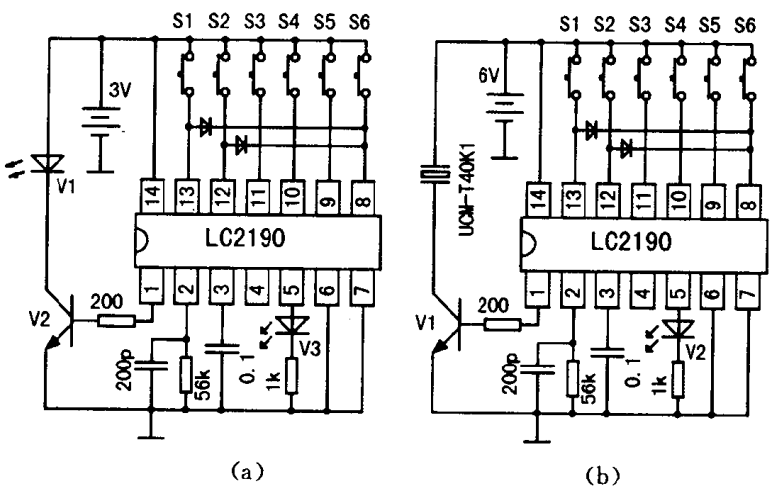


图 8.9 红外与超声发射典型接法

(a) 红外发射；(b) 超声发射

8.1.5 YN5103/IR 无线或红外遥控编码电路

YN5103/IR 是无线电或红外遥控编码 CMOS 集成电路。它的噪声抑制能力强，能提供 53 1441(3^{12})种编码，很适合于家电控制与报警等系统。它可与 YN5203 类接收译码电路配接。

YN5103/IR 外形采用 18 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 功耗小：静态电流小于 0.3 μA(12 V 电源)；

(2) 工作电源：3～15 V；

(3) 12 位三态地址编码，可提供 3^{12}种编码；

(4) 可提供 6 个数据位；

(5) 具有数据锁存和暂留选择控制；

(6) 工作温度：－40～＋125 ℃。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

该器件内部电路结构如图 8.10(a)。它由地址产生电路、振荡器与定时发生器、控制逻辑电路、编码产生电路等部分组成。其中，OSC1 和 OSC2 两端外接的电阻将决定振荡器的振荡频率。如果编码器 YN5103 的振荡频率为 f_{osc}，则译码器 YN5203 的振荡频率应为(2～5.8)f_{osc}。YN5103 的振荡频率是载波频率的 2 倍。若载波频率选用 38 kHz，则其振荡频率就为 76 kHz，相应的 OSC1 和 OSC2 所外接的电阻值应为 430～470 kΩ。

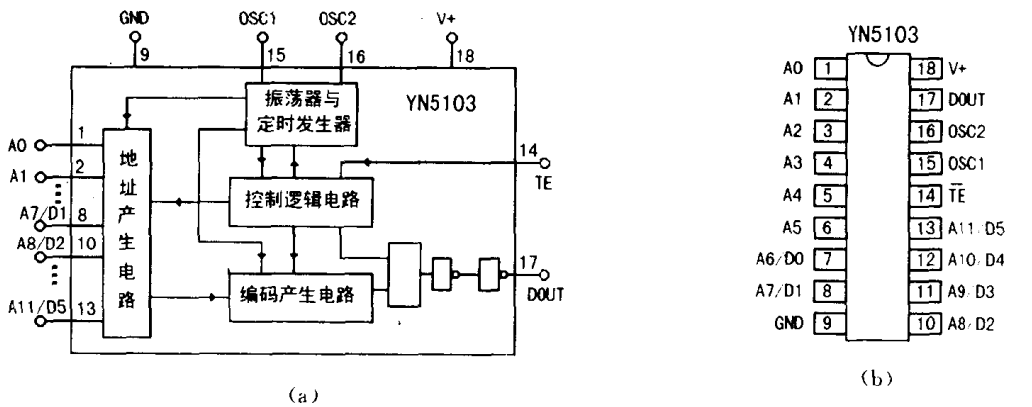


图 8.10　内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

2. 引脚说明

YN5103 的引脚排列如图 8.10(b)所示，引脚功能为：

1～6 脚：A0～A5，地址编码输入，三态选择端；

7、8、10～13 脚：A6/D0～A11/D5，地址编码输入/数据输出，三态选择端；

14 脚：$\overline{TE}$，编码输出触发端，低电平有效；

15、16 脚：OSC1、OSC2，时钟振荡输入端；

17 脚：DOUT，编码数据输出端；

9、18 脚：GND、V_+，地与电源输入端。

三、基本功能与典型接法

YN5103 的数据码由 12 位地址码和 4 位同步码串行组成。其中 12 位地址码最多可占 6 位数据码，例如：选择 9 位地址码和 3 位数据码，则传送次序为：A0、A1、A2、A3、A4 、A5、A6、D0、D1、D2 同步。若选择 6 位地址码和 6 位数据码，则传送次序为 A0～A5、D0～D5 同步。

图 8.11 是 YN5103 的两种典型接法。其中图(a)是 UHF 射频遥控发射电路。电路中加入了 4 位数据码。如果未按动四个按键，则 YN5103 处于断电状态；如果按动按键时，器件被加电，同时给数据位加高电平。图(b)是红外遥控发射电路，该电路加入了 6 位数据码，组成 6 个按键。调整 430 kΩ 电阻可得到 38 kHz 的载波频率。

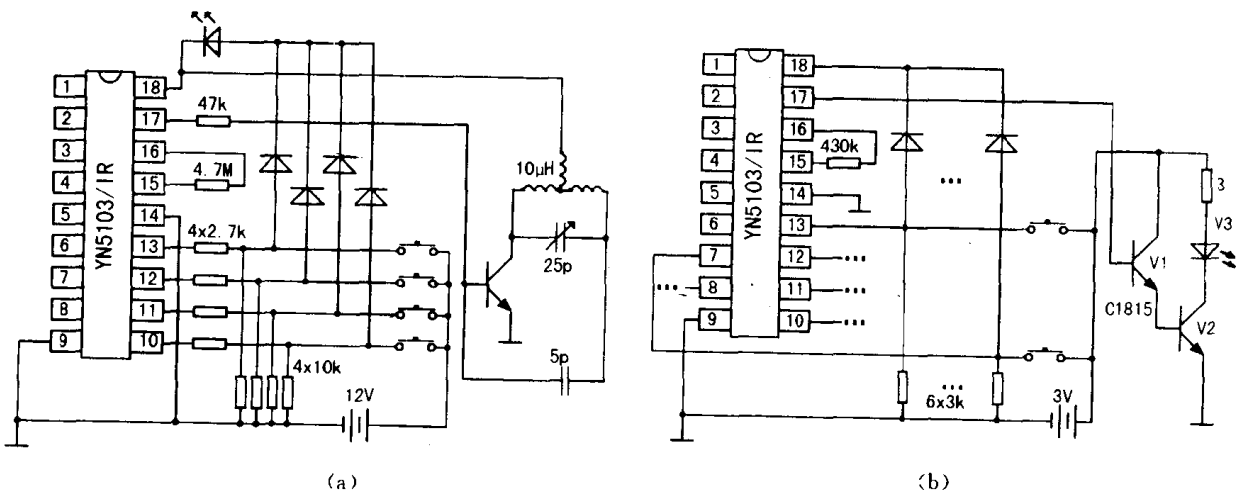


图 8.11　典型接法

(a) 无线发射电路；(b) 红外发射电路

8.2　遥控接收电路

8.2.1　CX20106/A 红外遥控接收前置放大电路

CX20106/CX20106A 是通用红外遥控接收前置放大集成电路。它是目前家用电器红外遥控系统中使用最多的前置放大电路之一。除家用电器遥控选用外，还可用作报警等接收电路。它可方便地与多种红外遥控解码器件配用(如 M50462A、PCA84C641、CTV222S.PRC1等)。

CX20106/A 外形采用 8 脚单列直插式封装结构。

一、性能特点

(1) 低电压供电($V_+=5$ V)、低功耗($V_+=5$ V 时，典型功耗为 9 mW)；

(2) 在集成电路内部设计有带通滤波器，其滤波特性由 5 脚和电源之间外接电阻的阻值来决定。带通滤波器的频率范围为 30～60 kHz；

(3) 可与红外光电二极管直接相连；

(4) 采用集电极开路输出，可与 TTL 或 CMOS 电路相兼容；

(5) 电压增益：大于 74 dB；

(6) 带通滤波特性：典型值为 9 dB；

(7) 输入阻抗：大于 27 kΩ。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

CX20106/A 的内部电路结构如图 8.12(a)所示。它由前置放大电路、限幅放大、带通滤波、检波、积分和比较等部分组成。它是典型的双极型集成电路，电压增益高、抗干扰能力强。

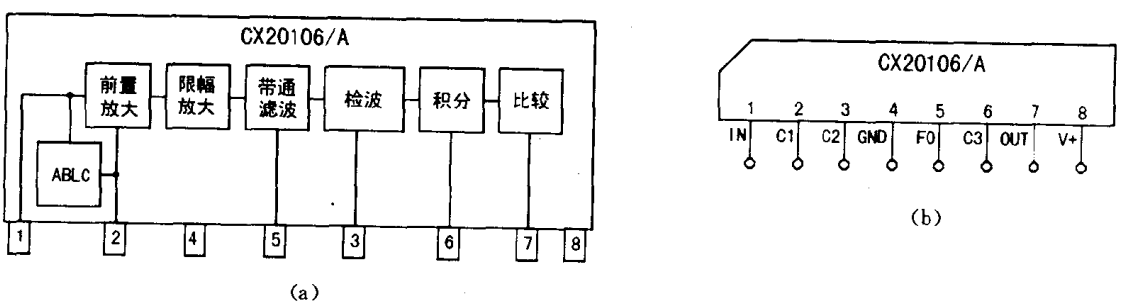


图 8.12 CX20106 内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

2. 引脚说明

CX20106/A 的引脚排列如图 8.12(b)所示。其引脚功能为：

1 脚：IN，遥控信号输入端，该脚和地之间连接光敏二极管。该脚输入阻抗约 40 kΩ，可在脚和地之间连接 RC 串联网络，用来确定前置放大器的频率特性和增益。

2 脚：C1，频率和增益设定端，一般接 RC。电阻越大，电容越小，则增益越低，反之增益越高。但电容不能过大，否则瞬态会降低该脚和地之间连接检波电容，电容量大，平均值检波瞬态相应灵敏度低。

3 脚：C2，检波电容端，一般接 3.3 μF 电容。若电容量小，则为峰值检波，瞬态相应灵敏度高，但检波输出脉冲的宽度变动大，易造成遥控误动作。

4 脚：GND，接地端。

5 脚：FO，带通虑波器中心频率 f_o 的设置端，与电源之间应接一电阻。例如，该电阻

为 200 kΩ 时，f_o 为 40 kHz；该电阻为 220 kΩ 时，f_o 为 38 kHz。

6 脚：C3，外接积分电容端，一般与地之间接积分电容，标准值为 330 pF。电容量大，则外部噪声干扰增加，而且输出脉冲的低电平持续时间增加，遥控距离变短。

7 脚：OUT，遥控指令输出端，输出形式是集电极开路输出，该脚与电源之间接 22 kΩ 上拉电阻，输出脉冲的低电平标准值为 0.2 V。

8 脚：V_+，外接电源输入端，电源电压要求为 5 V±0.3 V。

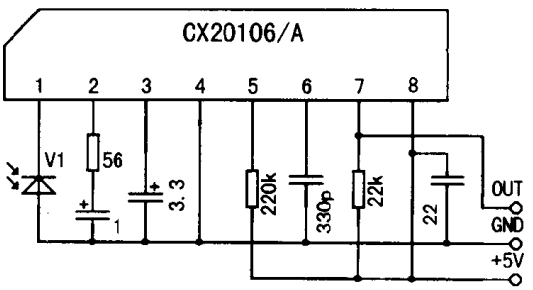


图 8.13 CX20106 前置放大典型接法

三、典型接法

图 8.13 是CX20106 作为遥控信号前置放大电路的典型接法。其中，V1 为 PIN 光电二极管，它将接收到的光信号转换为电信号，并送入 CX20106 的输入端。此信号经放大、处理后送至解码电路或微处理器等控制电路。

8.2.2 TDA3047/48 红外遥控接收电路

TDA3047/48 是低功耗红外遥控接收集成电路。可适用于彩电、音响、电风扇等家用电器。TDA3047 与 TDA3048 的主要区别在于输出信号的极性不同。它实际上是前置放大集成芯片，既可作为家电遥控前置放大器，还可应用于其它红外接收电路。

TDA3047/48 外形采用 16 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 功耗低：小于 8 mW；
(2) 最小输入信号峰值：7 μV；
(3) 输出电流：大于 10 mA；
(4) 输入电阻：大于 10 kΩ；
(5) 正向触发电平：小于 4 V；
(6) 负向触发电平：小于 3.7 V；
(7) 电源电压：4.65～5.35 V，典型值为 5 V。

二、内部电路结构与引脚说明

1. 内部结构

TDA3047/48 内部电路结构如图 8.14(a)所示。它主要由可控高频放大器（可控制范围为 66 dB）、同步解调器、基准放大器、自动增益检测控制器、输入电压限幅电路、脉冲成形电路和输出缓冲器等组成。

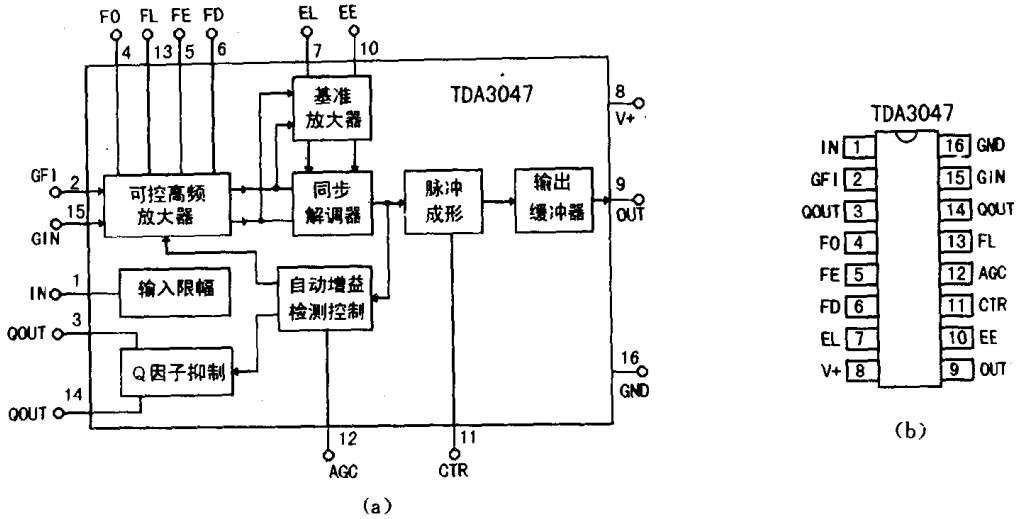


图 8.14　内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

2. 引脚说明

TDA3047 的引脚排列如图 8.14(b)所示。其引脚功能为：

1 脚：IN，限幅器输入端；

2 脚：GFI，增益可控高频放大器输入端；

3、14 脚：QOUT，Q 值限制器输出端；

4 脚：FO，反馈放大器输出端；

5、6、13 脚：FE、FD、FL，反馈外部连接端；

7、10 脚：EL、EE，基准放大器调谐电路外部连接端；

8、16 脚：V_+、GND，外接电源与接地端；

9 脚：OUT，信号输出端；

11 脚：CTR，脉冲成形控制端；

12 脚：AGC，AGC 检波外部连接端；

15 脚：GIN，高频放大增益可控输入端。

三、典型接法

TDA3047 的典型接法如图 8.15 所示。由红外接收管接收到的信号经 LC 网络选频(36 kHz)、高频放大等处理，最后从 9 脚

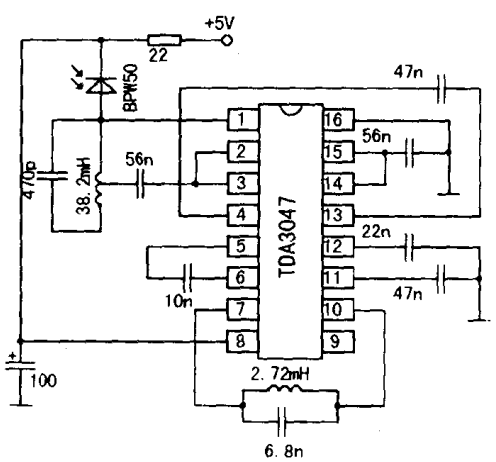


图 8.15　TDA3047 典型接法

输出。

8.2.3 M58481P 30 功能红外遥控接收电路

M58481P 是与 M58480P/84P 和 M51231P 等发射电路配接的红外遥控接收集成电路。它是一种既可接收又可解码的控制电路，适用于电视机和音响设备等遥控系统。

该器件外形采用 28 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 采用铝栅 CMOS 工艺制造，功耗低；

(2) 电源范围宽：4.5～8 V；

(3) 电源电流：小于 1 mA；

(4) 振荡频率：455/480 kHz；

(5) 输入电压峰值：大于 1.5 V；

(6) 抗噪能力强。

二、内部电路结构与引脚说明

1. 内部电路结构

M58481P 的内部电路结构如图 8.16(a)所示。它主要由输入电路、扫描器、解调器、上电复位电路、输入编码器、振荡器、定时信号发生器、指令译码器、频道控制器和 D/A 转换器等组成。

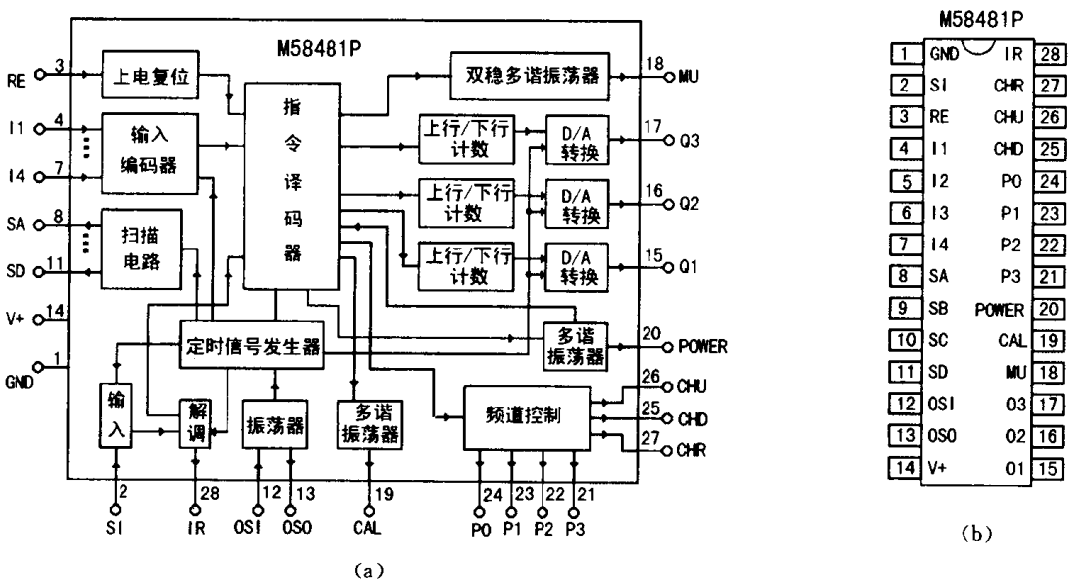


图 8.16 内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

2. 引脚说明

该器件的引脚排列如图 8.16(b)所示，引脚功能为：

1、14 脚：GND、V_+，地与外接电源输入端；

2 脚：SI，发射信号输入端；

3 脚：RE，通电复位输入端；

4～7 脚：I1～I4，按键信号输入端；

8～11 脚：SA～SD，按键扫描输出端；

12、13 脚：OSI、OSO，振荡器输入与输出端；

15～17 脚：Q1～Q3，数/模转换输出端，通常与所控模拟量电路连接(如：彩电中的音量、亮度、色度等)；

18 脚：MU，音频静噪指示输出端；

19 脚：CAL，控制输出端；

20 脚：POWER，电源通/断控制输出端；

21～24 脚：P3～P0，频道控制输出端；

25、26、27 脚：CHD、CHU、CHR 频道控制输出端；

28 脚：IR，接收指示输出端。

三、基本功能与典型接法

M58481P 可外接晶振或 LC 作为谐振元件。它的接收信息只有连续接收到 3 次或 3 次以上的相同码才执行动作指令。具有很好的抗噪能力。其载波可用单一的发射频率(40 kHz 或 38 kHz)，并能选择 16 个频道及 3 路模拟 64 级控制输出。在实现接收信号时，允许发射与接收之间的工作频率有较大的误差。

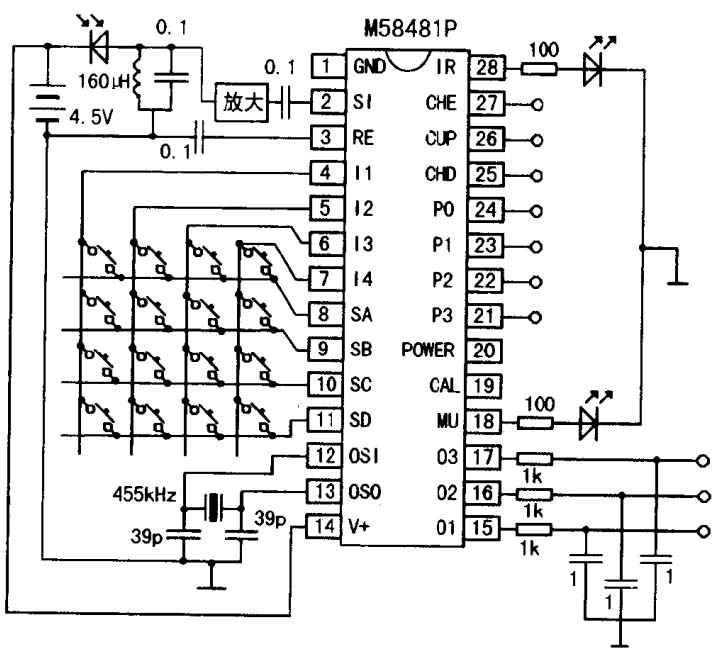


图 8.17　M58481P 典型接法

图 8.17 是该器件的典型接法。其中由红外接收二极管接收到的信号先经滤波放大并输入到 2 脚。所组成的 4×4 按键可定义 16 种控制功能。图中的两个发光二极管分别指示静音与接收状态。

8.2.4 LC2200 红外、超声和无线电遥控解码控制电路

LC2200 是红外、超声和无线电多功能遥控解码控制集成电路。它可与 LC2190 等器件配用，很适合空调器、电风扇、收录机、电视机、灯具、窗帘和玩具等遥控系统。该电路可同时实现遥控和手控功能，使用方便灵活。

LC2200 的外形采用 14 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 功耗低：静态电流小于 5 μA；
(2) 抗干扰性好；
(3) 外接元件少；
(4) 电源电压：3～9 V，典型值为 6 V；
(5) 输出驱动电流：大于 5 mA；
(6) 成本低。

二、内部电路结构与引脚说明

1. 内部电路结构

LC2200 的内部电路结构如图 8.18(a)所示。它主要由输入缓冲电路、故障检测电路、定时电路、解码器、开机清零与方式控制、锁存与输出驱动等部分组成。

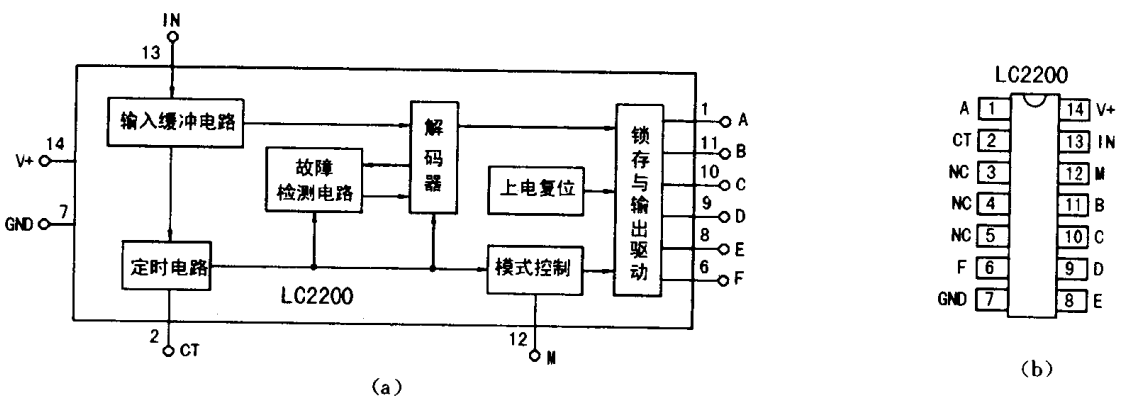


图 8.18 内部结构与引脚排列
(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

2. 引脚说明

1、11、10、9、8、6、脚：A～F，驱动输出端，它们之间呈互锁关系。任何时候 6 路输出中只有 1 路为高电平，并且发射电路最后按下的按键所对应的输出为优先，其余输出端

自动清零为低电平。但当 12 脚，M 端连接GND 时，A～F 端输出呈自锁关系，即各路输出独立、互无影响。此时 6 路中每路输出均可以是高电平或低电平，而且对每按动(发射电路按键)一次，输出状态改变一次；

2 脚：CT，外接定时元件端；

3、4、5 脚：NC，空脚；

7 脚：GND，接地端；

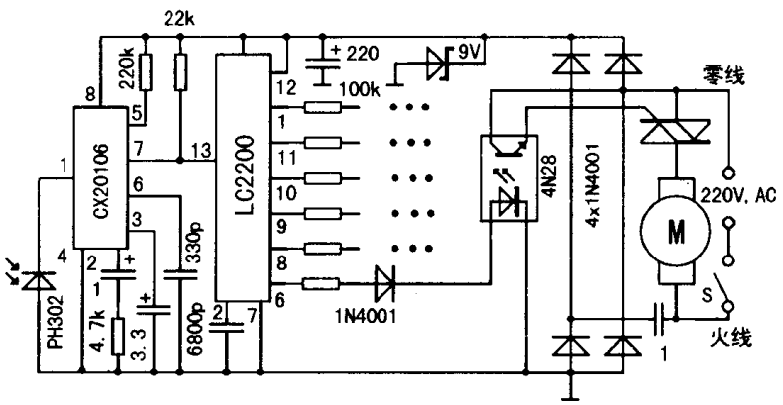
12 脚：M，控制输出方式选择端，若接地，控制 A～F 为自锁，若接高电平，控制 A～F 为互锁；

13 脚：IN，信号输入端；

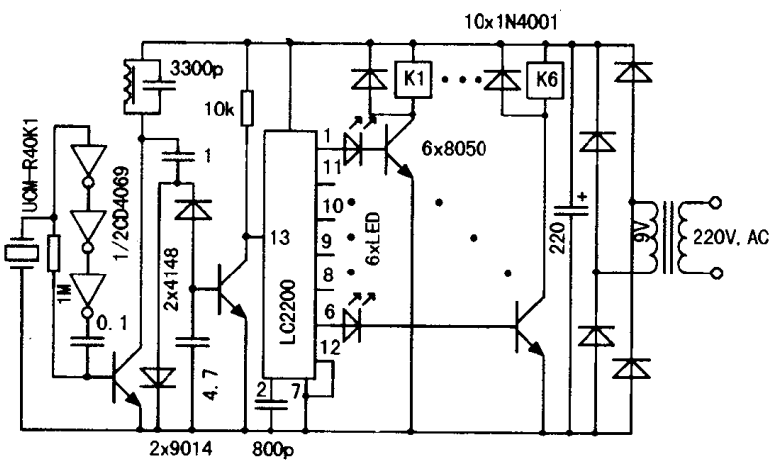
14 脚：V_+，外接电源端；

三、典型接法

LC2200 的使用是和 LC2190 发射器配套的。LC2190 的 S1～S6 的 6 个键可遥控控制



(a)



(b)

图 8.19　LC2200 的典型接法

(a) 红外接收电路；(b) 超声接收电路

LC2200 的 6 个动作。LC2200 的 6 个动作是自锁还是互锁由 12 脚确定。当发射是红外时，接收应是红外接收电路；当超声发射时，接收应是超声接收电路；当无线电发射时，接收应是无线电接收电路。

图 8.19 是 LC2200 的两种典型接法。其中图(a)是红外接收电路。接收的前置放大由 CX20106 完成，LC2200 担任解码与动作控制。由于 12 脚是接到高电平(电源端)，所以控制动作是互锁形式。每次只有一路电机是转动状态。图(b)是超声接收电路，图中为自锁状态，可分别控制输出继电器动作。

8.2.5 YN5203 无线电或红外遥控译码电路

YN5203 是与 YN5103 配套的遥控译码集成电路，适用于家电控制与防盗等系统。它是 CMOS 器件，功率消耗很小。可直接驱动晶体管或可控硅。可解 531 441 种编码，噪声抑制能力很强。

YN5203 外形采用 18 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 12 位三态地址编码，可提供 3^{12}种编码；
(2) 最多可提供 6 个数据位；
(3) 工作电压范围：3～5 V；
(4) 具有数据锁存和暂留选择；
(5) 具有可靠的数据识别能力。

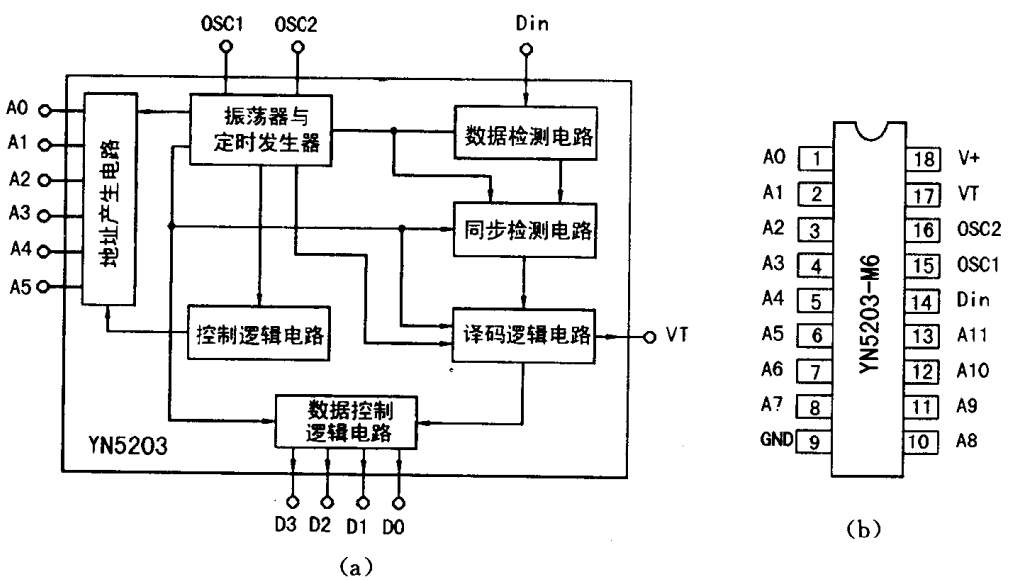


图 8.20　内部结构与引脚排列
(a) 内部电路结构；(b)引脚排列

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

YN5203 的内部电路结构如图 8.20(a)所示。它主要由地址产生电路、逻辑控制电路、数据控制电路、振荡与定时电路、同步检测电路和译码逻辑电路等部分组成。

2. 引脚说明

YN5203 的引脚排列如图 8.20(b)所示。其引脚功能为：

1～8、10～13 脚：A0～A11，地址与数据码，不同的芯片代表不同的数据意义。其关系如表 8.2 所示。

9 脚：GND，参考地，应接电源负端。

14 脚：Din，遥控信号输入端，通常与接收前置放大电路输出相连。

15、16 脚：OSC1、OSC2，振荡器输入端，通常外接电阻。

17 脚：VT，匹配信号指示端，接收到与地址匹配的信号时，输出变为高电平。

18 脚：V_+，外接电源正端。

表 8.2　YN5203 系列芯片所代表的数据码

引脚号	芯片型号						功能
	YN5203 YN5203	YN5203－L2 YN5203－M2	YN5203－L3 YN5203－M3	YN5203－L4 YN5203－M4	YN5203－L5 YN5203－M5	YN5203－L6 YN5203－M6	
1～6	A0～A5	A0～A5	A0～A5	A0～A5	A0～A5	A0～A5	输入(A)：地址码 输出(D)：数据码
7	A6	D0	A6	A6	D0	D0	
8	A7	D1	A7	A7	D1	D1	
10	A8	A6	A8	D0	A6	D2	
11	A9	A7	D0	D1	D2	D3	
12	A10	A8	D1	D2	D3	D4	
13	A11	A9	D2	D3	D4	D5	
数据位	0	2	3	4	5	6	
地址位	12	10	9	8	7	6	

注：① YN5203 既可以用作数据锁存，也可以用作数据暂留；
② YN 5203－L 系列为数据锁存型；
③ YN5203－M 系列为数据暂留型。

三、基本功能与典型接法

YN5203 的振荡频率应是发射(YN5103)振荡频率 f_{osc} 的 2～5.8 倍，在使用时应首先确定其频率。若载波频率选 38 kHz，则振荡频率就是 76 kHz，相应的 15、16 脚应接 430～470 kΩ 电阻。数据的输入是在连续收到两个字的正确信号时，各数据输出脚才被激活，同时输出对应的数据，且 VT 端由低变高。当数据输出脚为锁存型时，除非收到另一个不同的数据编码信号，否则它将保持某一状态不变；当数据输出脚为暂留型时，它将随 VT 脚变高而被激活，同时输出对应数据暂留约 2 个字宽。

图 8.21 是 YN5203 的两种典型接法。其中，图(a)是红外 接收电路，而且需要遥控前置放大电路进行接收并由 YN5203 译码外控。图(b)是无线电控制接收电路。经天线、高放

等电路处理后。输入到 YN5203 的输入端，并译码输出控制信号。

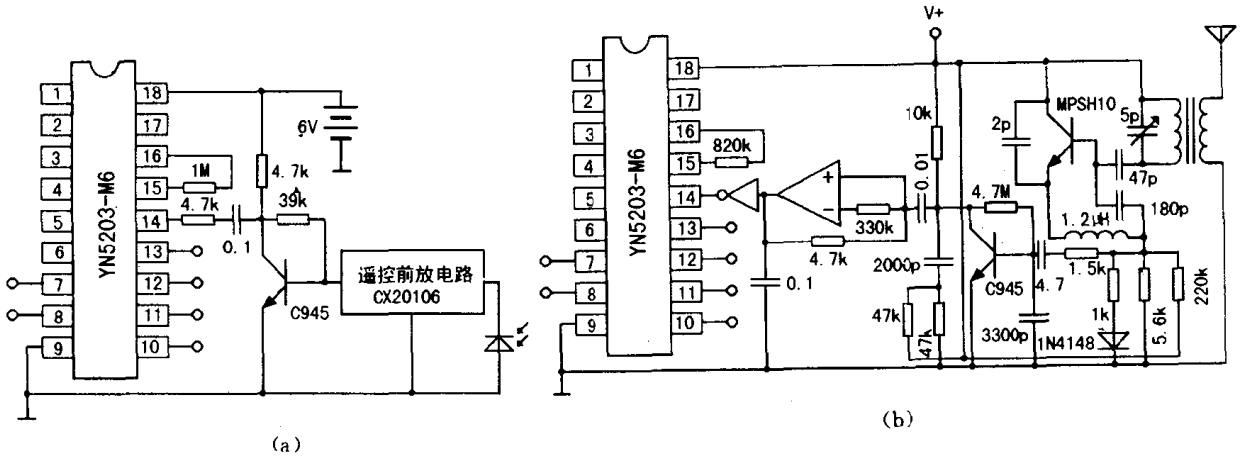


图 8.21　YN5203 的典型接法

(a) 红外接收电路；(b) 无线电接收电路

8.3　遥控控制电路

8.3.1　TMP47C837N 遥控微处理器

TMP47C837N 是专用于遥控译码与控制的 4 位微处理器，适用于彩色电视机等家用电器。它的功能很强，具有 A/D 输入、D/A 输出、鉴别控制等功能，是目前彩电系统中用得较多的一种控制器。它可与 TC9012、TA8141S 等器件配用。

TMP47C837N 外形采用 42 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 内部有：ROM4096×8 bit，RAM256×4 bit；

(2) 有 90 条基本指令，指令的执行时间为 1.9 μs(4.2 MHz 晶振时)；

(3) 有 5 种中断源：外部中断源 2 个，内部中断源 3 个；

(4) 有 2 个输入通道，2 个输出通道，6 个输入/输出通道；

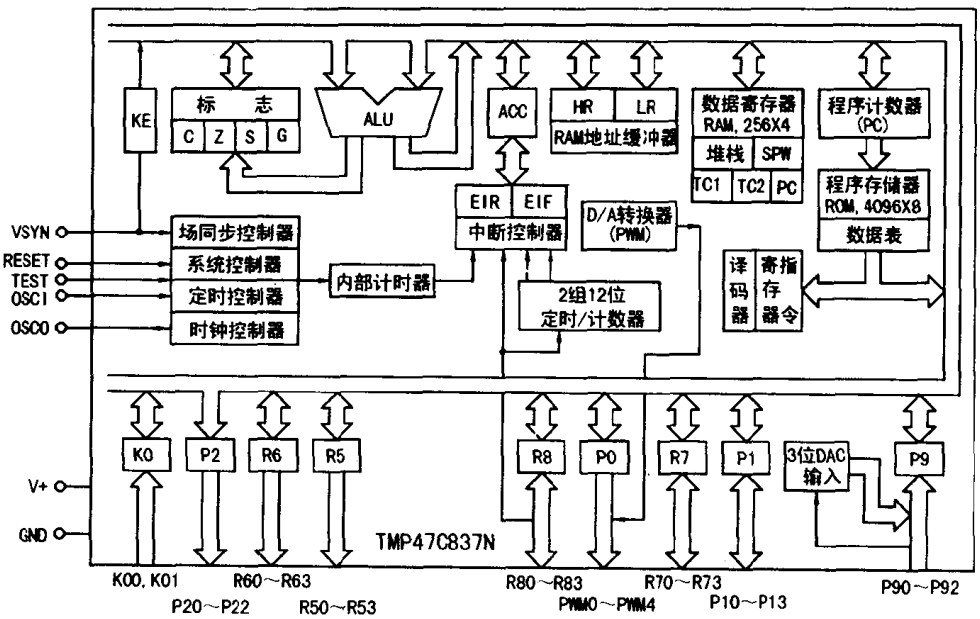
(5) 有 2 个 12 bit 的计时器/计数器；

(6) D/A 转换(PWM)输出有 14 bit 的 1 个和 6 bit 的 3 个。

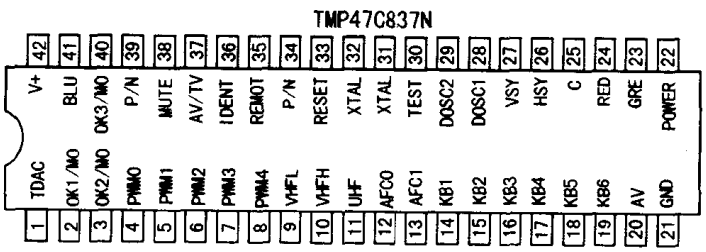
二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

TMP47C837N 的内部电路结构如图 8.22(a)所示。它是一个完整的 4 位 CPU，具有彩电控制所必需的多种控制接口。其中 A/D 输入可作为电视 AFC 信号输入，D/A 输出可作为高频头调谐、音量、色度、卡拉 OK 等模拟量控制信号。



(a)



(b)

图 8.22　TMP47C837N 内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

2. 引脚说明

TMP47C837N 的引脚排列如图 8.22(b)所示。其引脚功能为：

1 脚：TDAC，选台电压输出，属于频率及脉宽可变的脉冲串，经外电路放大和积分电路平滑后，输出 0～30 V 电压，作为高频调谐器的调谐电压。该脚的电压变化范围为 0～5 V。

2 脚：OK1/MO，卡拉 OK 混响声/多制式转换控制输出端。

3 脚：OK2/MO，卡拉 OK 传声器电平/多制式转换控制输出端。

4～8 脚：PWM0～PWM4，输出脉宽调制信号。经外电路积分平滑后，用于音量、对比度、亮度、色饱和度、色调等模拟量的控制。其控制电压的变化范围由外围电阻网络决定。该脚输出电压的变化范围是 0～5 V。

9～11 脚：VHFL、VHFH、UHF 频段选择控制输出端，其逻辑控制关系如表 8.3 所示。输出电压分别为 0 V 或 4.8 V。

表 8.3　TMP47C837N 芯片 9、10、11 脚逻辑关系

	9 脚	10 脚	11 脚
VHFL	1	0	0
VHFH	0	1	0
UHF	0	0	1

12、13 脚：AFC0、AFC1，AFC 信号输入端。其中当 13 脚电压为 2 V 时，1 脚输出的调谐电压不变。若该脚电压为 2 V±Δ V 时，1 脚输出的调谐电压也同步地发生变化，从而实现 AFC 功能。在自动搜索时，该脚电压在 5±0.2 V 之间变化，连续搜索完毕，电视节目被自动存储后该脚电压约为 2 V。

14～19 脚：KB1～KB6，本机手动键盘控制端。其中，17 脚为存储器输入/输出数据线；18 脚为时钟输入线；19 脚为存储选择控制端；14～16 脚电压为 3.8 V；17～19 脚电压为 4.5 V。

20 脚：AV，静音控制输出端。

21 脚：GND，接地端。

22 脚：POWER，电源开/关控制输出端。

23、24 脚：GRE、RED，红色和绿色屏幕显示字符输出端。其直流电压均为 4.9 V。

25 脚：C，C 型高频头专用控制端。

26 脚：HSY，屏幕显示定位用行逆程脉冲输入端，输入脉冲为负极性，幅度大于 3.5 V，小于 5 V。其直流电压约为 3.4 V。

27 脚：VSY，屏幕显示定位用场逆程脉冲输入端。输入脉冲为负极性，幅度大于 3.5 V，小于 5 V。其直流电压约为 4.2 V。

28、29 脚：DOSC1、DOSC2，与外围器件组成屏幕显示 LC 振荡器。其直流电压均为 4.6 V。

30 脚：TEST，测试端。

31、32 脚：XTAL，与外围器件组成微处理器的时钟振荡器。其直流电压分别为 0.5 V 和 2.2 V。

33 脚：RESET，复位信号输入端。

34 脚：P/N，PAL/NTSC 制式转换控制输出端。

35 脚：REMOT，遥控信号输入端。其静态直流电压为 4.2 V，接收遥控指令信号时为 3.8 V。

36 脚：IDENT，与外围器件构成信号识别电路。微处理器根据该脚在 1.02 ms 时间内是否收到 14～24 个脉冲来判别是否搜索到电视信号。在自动搜索状态时，该脚直流电压在 0.1～0.6 V 之间变化，电台出现时约为 0.6 V。连续搜索完毕，电视节目被自动存储后，该脚电压固定在 0.6 V 左右。

37 脚：AV/TV，视频/电视转换控制输出端。TV 状态时该脚电压为 3 V，AV 状态时该脚电压为 0 V。

38 脚：MUTE，AV 静音控制输出端。

39 脚：P/N，PAL/NTSC 制式转换控制输出端。

40 脚：OK3/MO，卡拉 OK 功能/多制式控制输出端。

41 脚：BLU，无电视信号时蓝色背景显示控制输出端。收到电台信号时电压为 3.9 V，无电视信号时电压为 0 V。

42 脚：V_+，+5 V 电源电压输入端。

三、典型接法与应用

在用 TMP47C837N 作为遥控系统控制器时，可根据所控制的规模进行组合设计。图 8.23 是构成遥控系统的典型框图。图 8.24 是其实际应用的电路。它可直接用于各种彩电系统中。

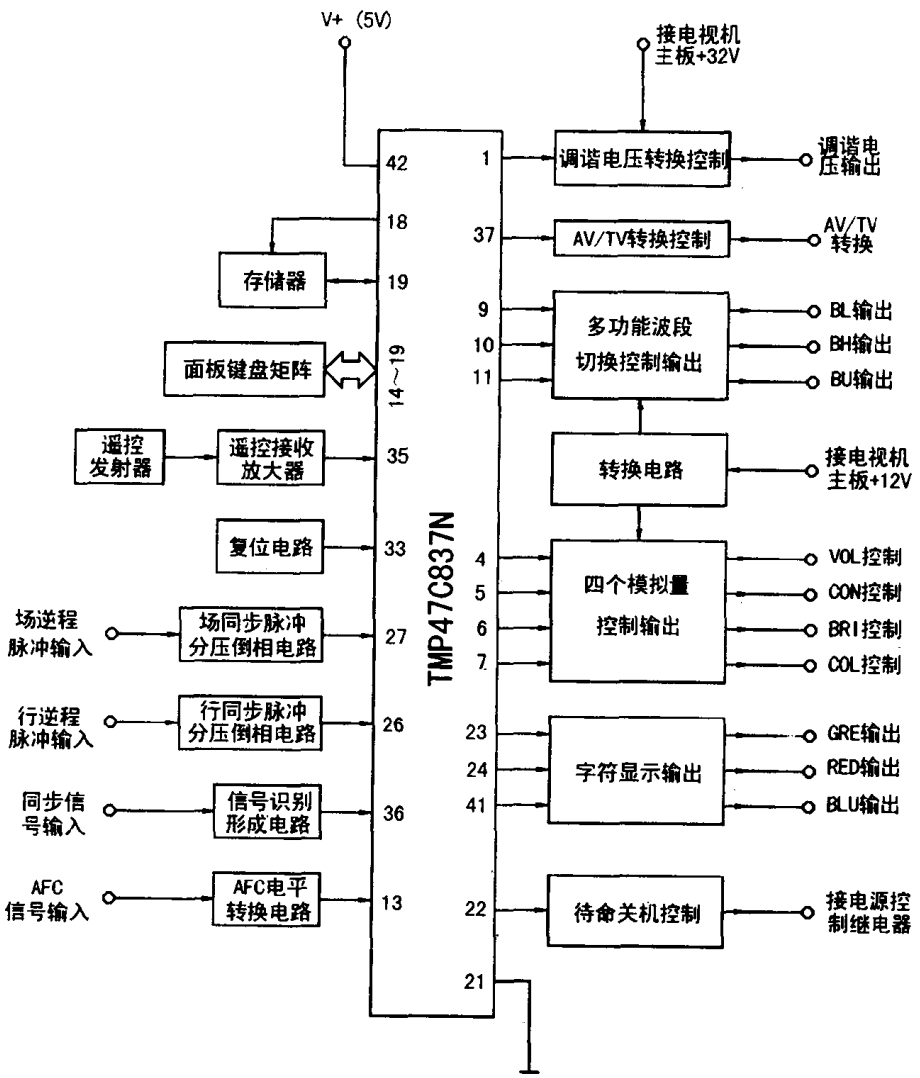


图 8.23　由 TMP47C837N 构成的遥控系统框图

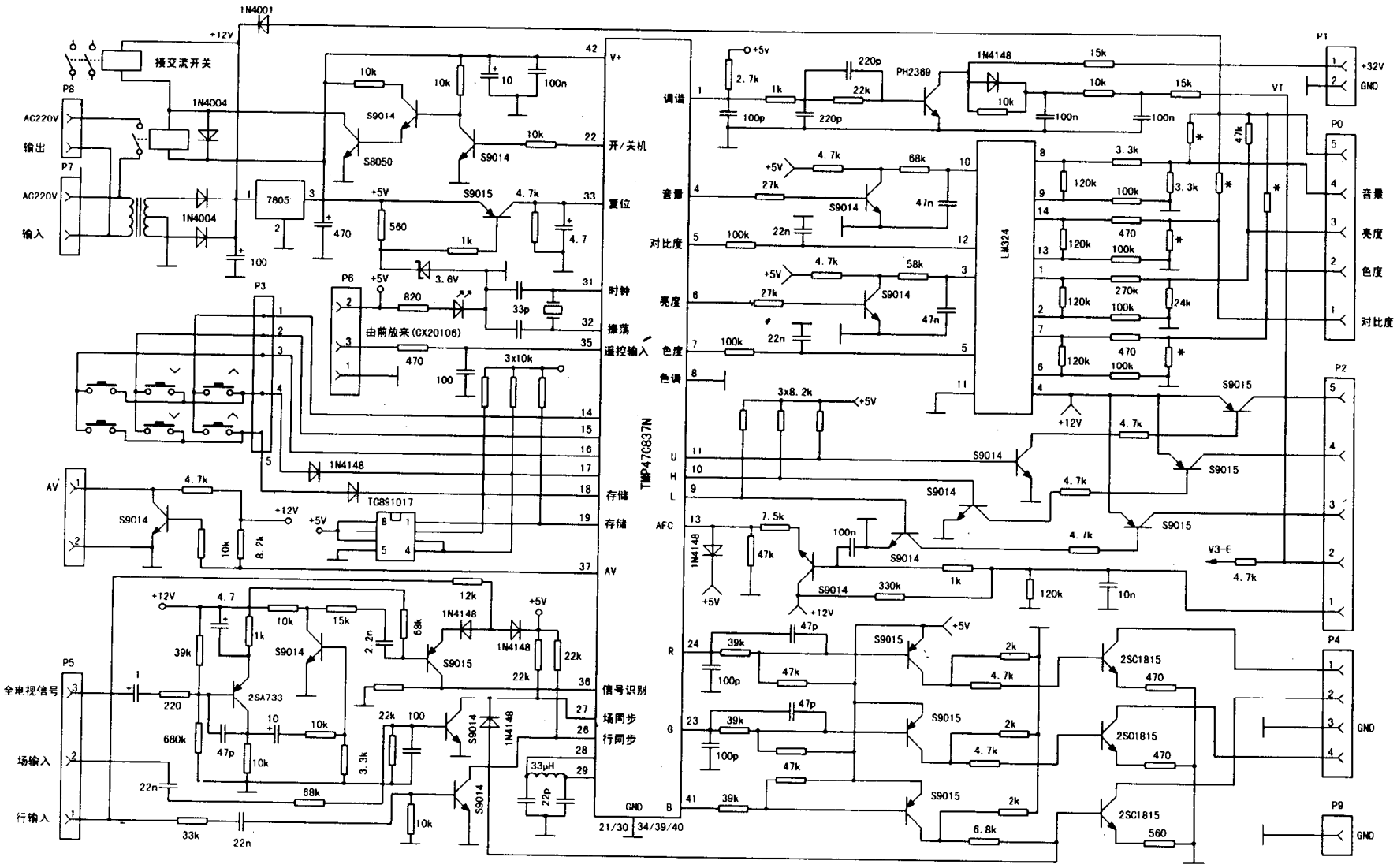


图 8.24　实际遥控系统电路图

8.3.2 M50436－560SP 红外遥控接收微处理器

M50436－560SP 是用于电压合成式数字调谐系统的 4 bit 微处理器。它适用于彩色电视机等家用电器的遥控系统。其内部电路由译码器、累加器、逻辑运算单元、存储器、寄存器、控制器、中断控制、时钟振荡和输入/输出总线等组成。它的主要功能是识别红外信号并进行处理控制。它可与 M50462、CX20106A 配用。

一、性能特点

(1) 功耗低：电流小于 4 mA；

(2) 外接陶瓷谐振器或晶体，振荡频率为 4 MHz；

(3) 单一电源供电：5(1±0.1) V；

(4) 基本指令 103 条，指令执行时间为 4 μs(1 个字的指令)；

(5) 有 5 115 字×8 bit 的 ROM 和 144 字×8 bit 的 RAM；

(6) 有 14 bit PWM 输出信号可作为数字信号的调谐电压；

(7) 有 3 个 7 bit PWM 模拟量输出；

(8) 有 9 个可编程 I/O 接口；

(9) 有 A/D 输入接口和 9 个输出接口；

(10) 有 8 bit 定时器等。

二、引脚说明

M50436－560SP 的外形采用 52 脚 DIP 封装结构，引脚排列如图 8.25 所示，引脚功能如表 8.4 所示。

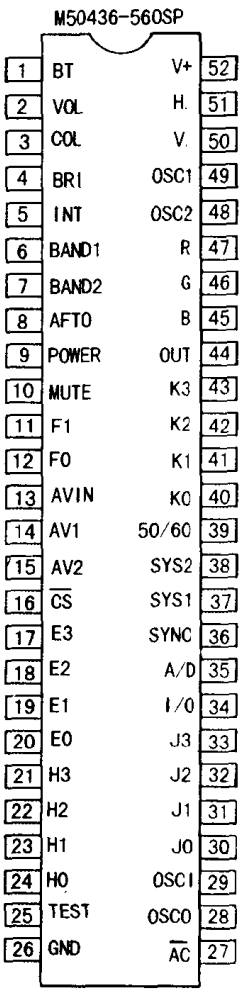


图 8.25 M50436－560SP 引脚排列

表 8.4 M50436－560SP 引脚功能

引脚	功　　能	参 考 电 位
1	BT，调谐控制 D/A 转换，输出 16384 级脉宽调制信号	0～4.8 V
2	VOL，音量控制 D/A 转换，输出 64 级脉宽调制信号	0～4.8 V
3	COL，色度控制 D/A 转换，输出 64 级脉宽调制信号	0～4.8 V
4	BRI，亮度控制 D/A 转换，输出 64 级脉宽调制信号	0～4.8 V
5	INT，遥控信号输入端(中断信号)	4.3 V(有信号时为 3.9 V)
6、7	BAND1、BAND2，频段选择控制输出端	0 或 4.8 V
8	AFTO，AFT/AFC 开关控制	0
9	POWER，直流开关(待机)控制	0(关机)/4.8 V(开机)

续表

引脚	功　　能	参 考 电 位
10	MUTE，瞬时静音输出端	
11	F1，选台扩展加载信号输入端	
12	F0，CALL1 信号输出(制式转换)	
13	AVIN，AV 输入控制端	4.8 V
14	AV1，SV/TV 转换控制端	
15	AV2，AV/TV 转换控制端	0(AV)/4.8 V(TV)
16	$\overline{CS}$，片选信号输出端，接存储器 CS 端	4 V
17～20	E3～E0，键盘扫描信号输入端	4.8 V
21～24	H3～H0，状态设定输出端	
25	TEST，测试端	接地
26	GND，接地端	接地
27	$\overline{AC}$，CPU 复位端，电压建立比 52 脚延迟 1 ms	4.8 V
28	OSCO，CPU 主时钟振荡输出端	2.1 V
29	OSCI，CPU 主时钟振荡输入端	2.3 V
30～33	J0～J3，键盘扫描信号输出端	4.8 V
34	I/O，数据输入/输出接口，接存储器 I/O 端	0～5 V
35	A/D，AFT/AFC 信号输入端	0～6 V(存台时为 2.1 V)
36	SYNC，复合同步信号输入端	0.5～4.5 V
37、38	SYS1、SYS2，制式选择输入端	4.5 V
39	50/60，50/60Hz 切换控制端	0
40～42	K0～K2，高耐压输出端(41 脚为交流关机端)	0(交流关机时 41 脚 4.5 V)
43	K3，同步广播，无信号静噪控制输出端	0/2～12 V(有同步信号)
44	OUT，屏幕显示字符脉冲输出	0
45～47	B、G、R 屏幕显示字符脉冲输出	45 脚 0，46 和 47 脚 0.1 V
48	OSC2，屏幕显示时钟振荡器基准控制输出端	0.5 V(预置状态)
49	OSC1，屏幕显示时钟振荡器基准控制输入端	0.3 V(预置状态)
50	V.，场同步脉冲输入端	0.1 V
51	H.，行同步脉冲输入端	0.1 V
52	V_+，+5 V 电源输入端	+5 V

三、基本接法

该芯片正常工作的基本条件有三个：一是 52 脚和 26 脚之间必须有＋5 V 电源供给；二是内部的时钟振荡器必须起振，其振荡频率取决于 28 脚和 29 脚外接的石英晶体和电容，典型值为 4 MHz；三是 27 脚必须接有正确的复位信号。

当 M50436－560SP 的 52 脚和 26 脚刚接上＋5 V 电源时，27 脚的外接电路必须使该脚处于低电平(0)状态，此时该芯片内部的复位电路工作，对内部的所有电路进行初始化，使其进入待命工作状态。大约在 1 ms 之后，27 脚变为高电平(≥0.9 V_+)状态，并一直保持该状态，于是复位作用解除，芯片转入正常工作状态，可以接收输入信号并进行功能控制。

为了防止复位电路发生误动作，27 脚的内部有一个施密特电路。若 27 脚从低电平向高电平过渡时，则只有当该脚电位的上升超过 0.9 V_+时，复位作用才能解除；反之，若该脚电平从高电平向下跌落时，则只有在此脚电位下降到低于 0.3 V_+时，才能使芯片复位。

图 8.26 是 M50436－560SP 的基本连接框图。其外围线路的组成可参考图 8.24。

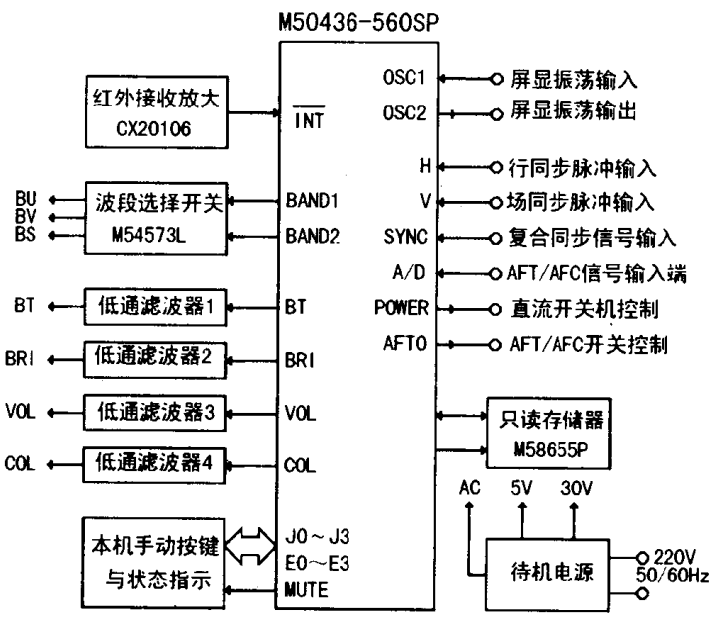


图 8.26　M50436－560SP 的基本连接框图

8.3.3　MN15287KWEB 红外遥控微处理器

MN15287KWEB 是目前彩电(松下)系统中使用最多的一种 4 位专用单片微处理器。其内部由算术逻辑单元、读写存储器(RAM)、只读存储器(ROM)、指令译码器和可编程逻辑阵列、数据锁存、解码器和输入/输出接口等部分组成。它的功能齐全，可方便地与 LC7462、CX20106A 等器件配用。

一、性能特点

(1) 有供多种彩电控制的输入、输出接口；

(2) 有 80 余条指令代码，执行一条指令最短时间为 1.9 μs；

(3) 有自动频率调整输出；

(4) 有多制式伴音状态控制逻辑；

(5) 有电视/录像、超视频转换控制；

(6) 有静噪、换台消隐控制；

(7) 可缓慢或快速检测与跟踪电视信号。

二、引脚说明与基本功能

MN15287KWEB 外形采用 52 脚 DIP 封装结构，引脚排列如图 8.27 所示。其引脚功能为：

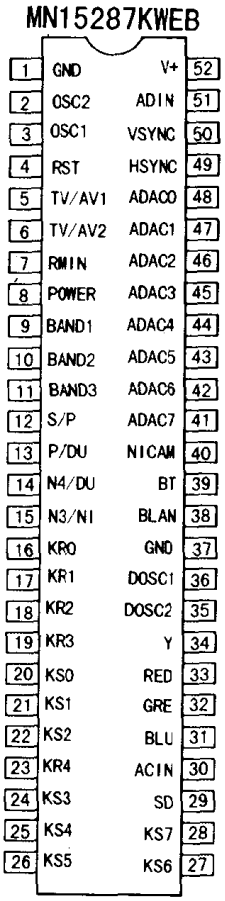


图 8.27 MN15287KWEB 引脚排列

1 脚：GND，接地端；

2 脚：OSC2，微处理器振荡器输出；

3 脚：OSC1，微处理器振荡器输入，该脚与 2 脚为外接 4 MHz晶体振荡器，形成 4 MHz 的振荡信号，为 CPU 提供工作时钟；

4 脚：RST，复位清零输入端，系统电源一接通，CPU 首先必须复位后才能正常工作；

5 脚：TV/AV1，电视/录像 1 转换控制输出；

6 脚：TV/AV2，电视/录像 2 转换控制输出，也是(TV/S—VIDEO) 电视/超视频转换控制输出端，转换状态见表 8.5；

表 8.5 TV/AV1/AV2/S—VIDEO 切换逻辑

模　式	5 脚	6 脚	屏 幕 显 示
TV	0	0	显示当前频道号
AV1	1	0	AV1
AV2	1	1	AV2
S—VIDEO	1	1	S—VIDEO

7 脚：RMIN，遥控信号输入端；

8 脚：POWER，电源开/关控制输出端，正常工作时该脚为高电平，待机状态时该脚为低电平；

9 脚：BAND1，BAND—VL，波段转换控制输出端；

10 脚：BAND2，BAND—VH，波段转换控制输出端；

11 脚：BAND3，BAND—UHF，波段转换控制输出端；

VL、VH、UHF 波段转换控制逻辑见表 8.6；

表 8.6　VL、VH、UHF 波段转换控制逻辑

模　式	9 脚	10 脚	11 脚
VL	0	12 V	12 V
VH	12 V	0	12 V
UHF	0	0	0

12 脚：S/P，SECAM 或 PAL I/D，强制控制信号输出端；

13 脚：P/DU，PAL 或 DUAL I，强制控制信号输出端；

14 脚：N4/DU，NTSC443 或 DUAL，强制控制信号输出端；

15 脚：N3/N1，NTSC358 或 NICAM，强制控制信号输出端；

12～15 脚既可作为制式选择控制信号，又可作为伴音功能选择控制信号。表 8.7 和表 8.8 功能选择状态表分别指多制式控制和伴音多功能选择控制情况。控制信号将分别送入中频制式转换或 NICAM 解码电路中去。

表 8.7　多制式选择状态逻辑

模式	12 脚	13 脚	14 脚	15 脚	屏幕显示
SECAM	1	0	0	0	SECAM
PAL	0	1	0	0	PAL
NTSC443	0	0	1	0	4.43NTSC
NTSC358	0	0	0	1	3.58NTSC
AUTO	0	0	0	0	AUTO

表 8.8　伴音多功能选择状态逻辑

模式	12 脚	13 脚	14 脚	15 脚	屏幕显示
调频	0	*	*	0	FM
立体声	0	1	1	1	STEREO
单声道	0	1	1	1	MONO
双语言	0	0	1	1	DUAL
语言 I	0	1	0	1	DUAL I
语言 II	0	0	0	1	DUAL II
注：* 表示任意状态。					

16～19、23 脚：KR0～KR4，按键矩阵输入端；

20～22 脚：KS0～KS2，开关矩阵和存储控制；

24～28 脚：KS3～KS7，按键扫描输出端和伴音控制输出端；

24～27 脚同时也可做伴音控制输出端。其状态选择见表 8.9。

表 8.9　多制式伴音状态控制逻辑

模式	24 脚	25 脚	26 脚	27 脚	屏幕显示
4.5 MHz	0	1	1	1	4.5 MHz
5.5 MHz	1	0	1	1	5.5 MHz
6.0 MHz	1	1	0	1	6.0 MHz
6.5 MHz	1	1	1	0	6.5 MHz
	1	1	1	1	无显示

29 脚：SD，电台识别信号输入端，电台识别信号高速微处理器是否已收到一个有效的电视信号，以减慢自动调谐的速度及无信号时的静噪控制；

30 脚：ACIN，时钟计数输入，输入 50 Hz 或 60 Hz 开关脉冲；

31 脚：BLU，屏幕显示蓝信号输出端；

32 脚：GRE，屏幕显示绿信号输出端；

33 脚：RED，屏幕显示红信号输出端；

34 脚：Y，屏幕显示亮度控制信号输出端；

32～34 脚均为高电平有效，输出为零时无屏幕显示。

35 脚：DOSC2，字符振荡器输出端；

36 脚：DOSC1，字符振荡器输入端；

35、36 脚外接 LC 振荡器，产生 5.5～6.5 MHz 的频率可调脉冲，用于字符显示。调节振荡频率，可以调整字符在屏幕中的相对位置。

37 脚：GND，接地端；

38 脚：BLAN，换台消隐控制信号输出端，即转台或无信号时输出控制信号可以达到静图静噪的作用；

39 脚：BT，调谐电压输出端，输出 14 位脉冲调宽型数字调谐电压，经外围器件平滑滤波后作为高频调谐器变容二极管的模拟调谐电压以获得最佳的调谐状态；

40 脚：NICAM，丽音系统控制输入，它可以确定在 PAL D/K 制式下是否有丽音控制功能；

41 脚：ADAC7，平衡控制信号输出端(左右声道平衡)；

42 脚：ADAC6，高音控制信号输出端；

43 脚：ADAC5，低音控制信号输出端；

44 脚：ADAC4，音量控制信号输出端；

45 脚：ADAC3，色调控制信号输出端；

46 脚：ADAC2，对比度控制信号输出端；

47 脚：ADAC1，色饱和度控制信号输出端；

48 脚：ADAC0，亮度控制信号输出端；

41～48 脚输出的脉宽调制信号，由外围积分电路平滑滤波，以达到最佳的控制状态。

49 脚：HSYNC，行同步脉冲输入端；

50 脚：VSYNC，场同步脉冲输入端；

49、50 脚用于屏幕显示定位，可分别取自主板扫描电路的行回扫脉冲和场回扫脉冲，输入极性要求为正极性脉冲，幅度不大于 5 V。

51 脚：ADIN，自动搜索用 AFC 输入端，输入的 AFC 信号仅在电台识别信号存在(高电平)时有效。显然 AFC 用来确定精确调谐高频头，而电台识别信号用来大致搜索到一个电视节目(频道)信号；

52 脚：V_+，+5 V 电源输入端。

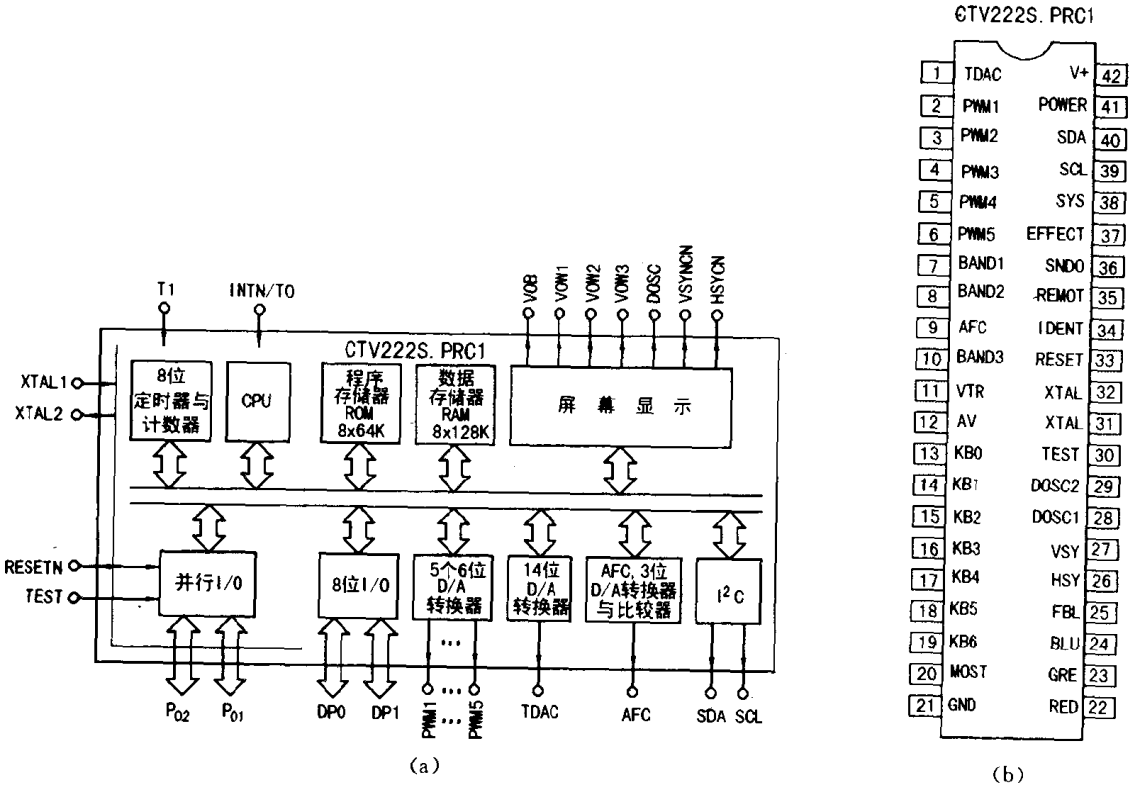
MN15287KWEB 的应用线路可参考图 8.24 或以后将要介绍的图 8.30。

8.3.4 CTV222S.PRC1(PCA84C444/641)红外遥控微处理器

CTV222S.PRC1(PCA84C444/641) 红外遥控微处理器是目前彩电系统中最流行的一

种控制器。其核心是带屏幕显示和电压合成调谐的CMOS单片8位微型计算机。它具有自动、手动搜索选台，存储90个不同节目，对音量、亮度、对比度等分别控制，8档定时关机，交流关机，电视制式，双语言选择，双伴音立体声转换及待开发的图文电视功能。

该器件可与SAA3010、TDA3048配用。其外形采用42脚DIP封装结构。其引脚排列如图8.28所示。



(a)　　(b)

图8.28　内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

一、性能特点

(1) 1个14位D/A转换输出，用于电压合成式调谐系统，可将调谐电压分为16384个电平级(电压分辨率为1.953 mV)，输出信号为脉宽调制(PWM)信号；

(2) 3个波段转换输出；

(3) 1个3位A/D转换输入，用于数字自动频率控制(AFC)；

(4) 5个6位D/A转换输出，用于伴音和图像模拟量控制，可将模拟量控制电压分为64个电平进行控制；

(5) 能显示两行，每行16个字符和能设置48种字符，4种大小，7种颜色的屏幕显示功能；

(6) 具有开机复位及低电压检测功能。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部电路结构

CTV222S. PRC1 系列器件的内部电路结构如图 8.28(a)所示。它主要由 8 位计时器/事件计数器、8 位中央处理器、6 k 字节掩膜程序存储器、128 字节数据存储器、多用户总线接口、外部中断、I^2C 总线、18 根通用的双向 I/O 线与 11 根双功能 I/O 线、屏幕显示电路、电压合成调谐系统的 14 位 D/A 转换与 A/D 转换等部分组成。

2. 引脚说明

CTV222S. PRC1 系列器件的引脚排列如图 8.28(b)所示，引脚功能见表 8.10。

表 8.10　CTV222S. PRC1(PCA84C444/641)引脚功能

引　脚	功　能
1	TDAC，14 位数/模转换器电压合成数字调谐选台电压输出端，再由外围放大、积分电路平滑后作为高频头的调谐电压
2～6	AWM1～AWM5，输出 5 路 6 位 D/A 步进控制电压，该电压经外围电路积分、放大后分别对彩电的伴音、亮度、色饱和度、对比度、音调等模拟量进行控制
7、8	BAND1、BAND2，波段选择控制输出端，并配合 41 脚实现交流关机，其对应的输出控制逻辑关系如表 8.11 所示
9	AFC，AFC 信号输入端，CPU 对输入的 AFC 信号的要求为：摆幅 2.5 ± 2.5 V；输入阻抗小于 5 kΩ；AFC 的 S 型曲线，在 1.3～3.8 V 范围内，其陡度应大于 200 kHz、小于 1 MHz。AFC 信号是用来确定精确的调谐点的
10	BAND3，蓝色背景接口
11	VTR，AV1、AV2 选择输出
12	AV，AV 选择控制端，输出低电平时，选择外接 AV 信号
13～19	KB0～KB6，本机键盘控制信号的输入端
20	MDST，系统功能模式选择输出端，此脚与有关脚结合在一起构成系统的功能选择硬件矩阵，用于选择不同的功能，可与 13～19、7、8、10、11、36、37 和 33 脚结合进行功能设定
21	GND，系统的接地端
22～24	RED、GRE、BLU，输出屏幕显示的红、绿、蓝三色信号。使各种操作功能、状态均显示在屏幕上
25	FBL，高速屏幕显示消隐信号输出端
26	HSY，屏幕显示定位用行同步信号输入端，取自主机板行回扫脉冲。输入极性要求为正极性，幅度小于 5 V，并应保证高电平大于 3.5 V，低电平小于 1.5 V
27	VSY，屏幕显示定位用场同步信号输入端，取自主机板场回扫脉冲。输入极性要求为正极性，幅度小于 5 V，并应保证高电平大于 3.5 V，低电平小于 1.5 V

续表

引　脚	功　能
28、29	DOSC1、DOSC2，屏幕显示电路的振荡器接线端，其内部电路和外接的电容、电感组成LC荡频器，振荡频率在10 MHz左右，振荡器频率决定屏幕显示字符的宽度
30	TEST，系统检测端，实际使用时该端接地
31、32	XTAL，外接10 MHz晶体振荡器，为系统提供时钟频率
33	RESET，复位电路，外接RC延迟电路，保证每次开启电源时对CPU准确复位
34	IDENT，“电台识别”信号输入端，“电台识别”信号由同步信号得到，CPU收到“电台识别”信号后，减慢自动调谐的速度。当无“电台识别”信号 时，实现无信号静音、延迟关机等功能
35	REMOT，遥控信号输入端，直接来自红外遥控信号接收电路的输出端
36	SNDO，伴音控制，根据遥控指令选择伴音模式
37	EFFECT，伴音效果控制，控制立体声扩展或模拟立体声扩展
38	SYS，电视制式选择控制端，可用于两种电视制式之间的转换选择。输出低电平时为PAL制式，高电平时为NTSC制式
39、40	SCL、SDA，串行数据总线，串行数据输入/输出及时钟输出
41	POWER，直流关机控制输出端，输出高电平时为关机状态，低电平时为开机状态。该脚还作为一个输入端，在主电源接通的一瞬间，检测到该端口是高电平则进入待机状态，当检测到该端口是低电平时，则直接输出低电平开机信号。该脚与地之间接一只30 μF左右的电解电容，则每次接通电源，该脚输出低电平开机信号
42	V_+，系统电源输入端，输入电压为5 V

三、基本功能与应用

CTV222S. PRC1的波段控制逻辑与其它控制逻辑的关系如表8. 11和8. 12所示。

表8. 11　CTV222S. PRC1波段控制逻辑关系

41脚	7脚	8脚	功　能
0	0	0	VHF－1
0	1	0	VHF－3
0	0	1	UHF
0	1	1	VHF－H
1	0	0	直流关机
1	1	1	交流关机

表 8.12　CTV222S.PRC1 有关控制脚逻辑关系

引　脚	输入/输出逻辑电平	控　制　功　能
10	0	所接收的伴音信号：单声道/立体声
	1	所接收的伴音信号：双伴音
11	0	有 VTR 功能
	1	无 VTR 功能
12	0	所选 AV：外接
	1	所选 AV：机内
34	0	电台识别：未接收到(视频)信号
	1	电台识别：已接收到(视频)信号
36	0	伴音控制：(手动)单音/语言 I
	1	伴音控制：立体声/语言 II
37	0	伴音效果：无
	1	伴音效果：有
38	0	所选制式：PAL
	1	所选制式：SECAM/NTSC
41	0	正常工作状态
	1	“待机”(STANDBY)状态

图 8.29 是由 CTV222S.PRC1 构成的遥控系统框图。其中每一小方框表示所要增加的外围电路。图 8.30 是实际线路图，可直接用于各种彩电遥控当中。

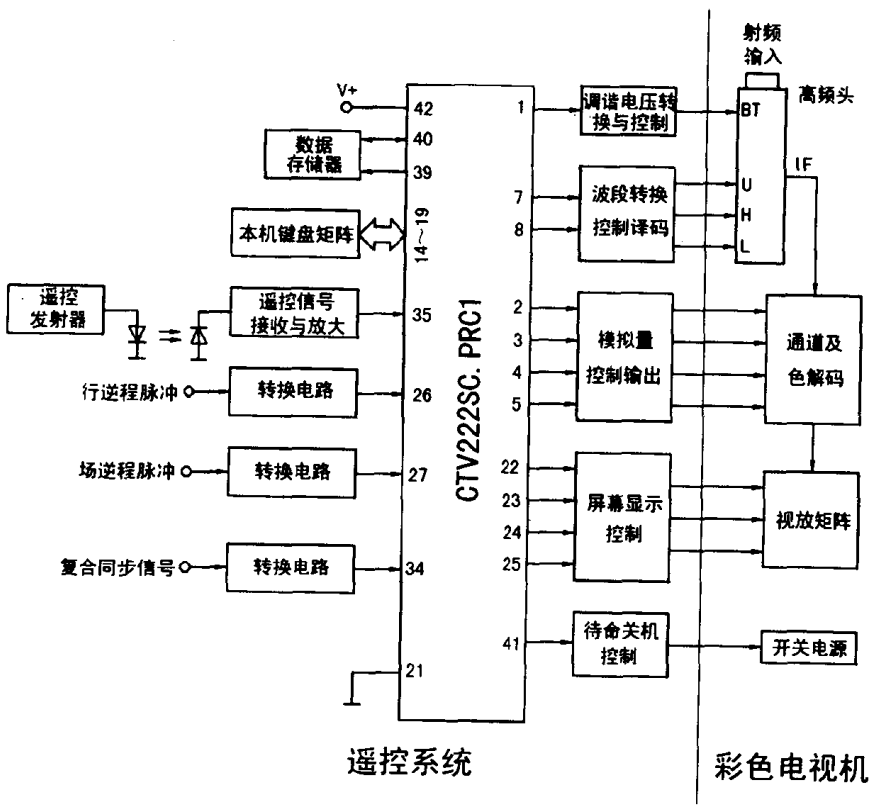


图 8.29　遥控系统框图

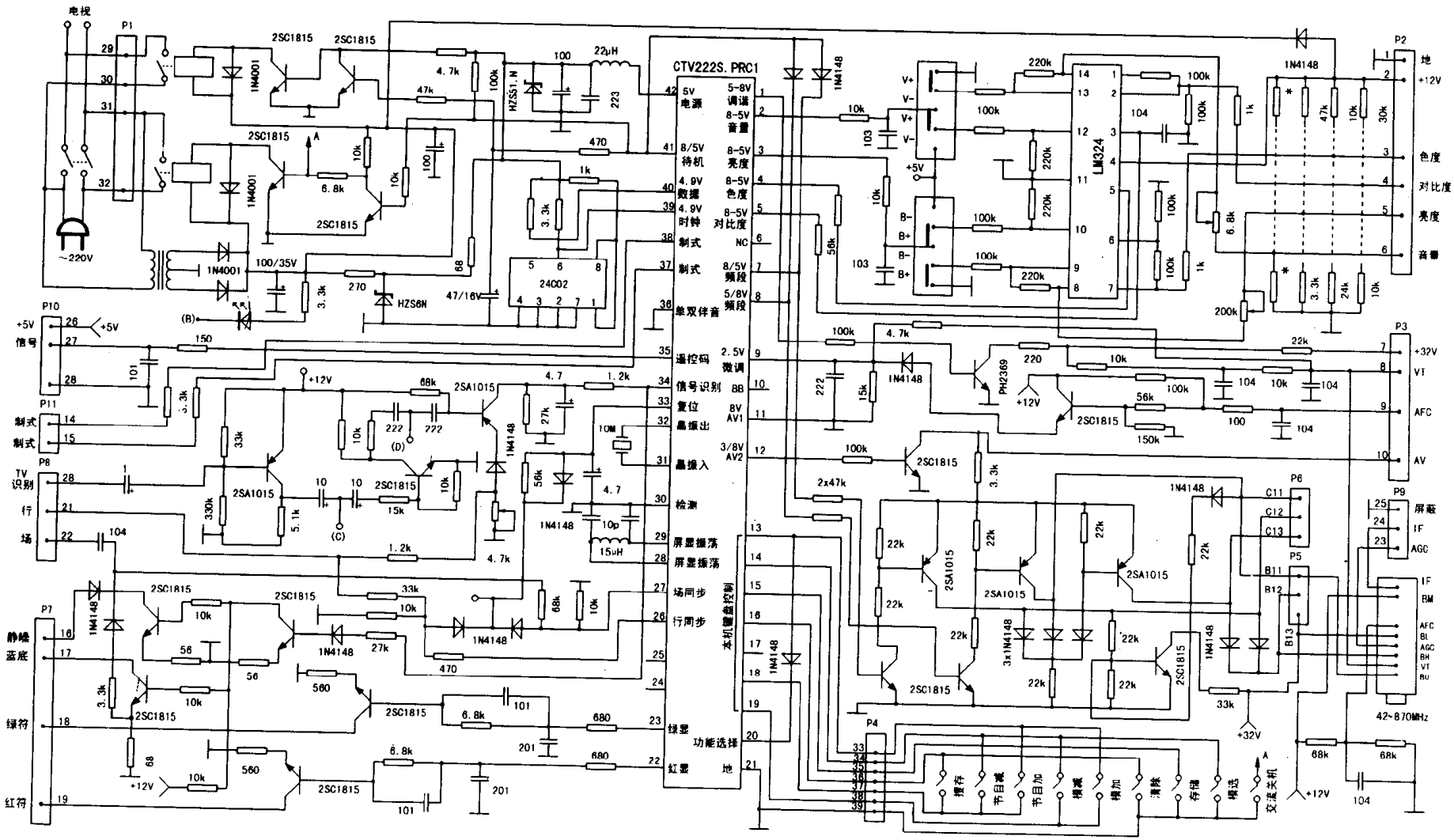


图 8.30　遥控系统实际线路

第9章

其它类型集成电路

9.1 脉宽调制(PWM)控制电路

9.1.1 MB3759 通用 PWM 控制器

MB3759 是早期摩托罗拉公司生产的 MC3420 和 SG 公司生产的 SG3524PWM 控制器的改进产品。它是一种通用型 PWM 控制器，是开关电源设计的中心部件，既可单端应用，也可双端应用，效果很好。特别是在调整死区的时间控制，输出拉、灌电流等方面有很好的性能。

MB3759 可与 UPC494、MST494、IR3M04 和 IR9494 及 TL494 等器件互换。其外形采用 16 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 完整的 PWM 控制电路；
(2) 发射极推挽输出模式；
(3) 有+5 V 参考电压；
(4) 有主从振荡控制；
(5) 有双误差放大器；
(6) 低压锁定输出；
(7) 死区时间调整。

二、内部结构与工作过程

MB3759 的内部电路结构与引脚排列如图 9.1(a)、(b)所示。

芯片内有一个线性锯齿波振荡器，振荡器的振荡频率可由外接电阻 R_T 和外接电容 C_T 进行调节(图 9.1 中未画)。R_T 和 C_T 分别与管脚 6、5 相连接，振荡频率 f_{osc} 由下式确定：

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T} \tag{9-1}$$

输出脉冲宽度调制是通过 C_T 电容产生的正向锯齿波和两个控制信号进行比较完成的。

从图示可以看出，对于输出的控制只有当触发器的输入是低电平时才会有输出。而且具有当锯齿波电压的幅值高于控制信号幅度值时，才会有输出脉冲。

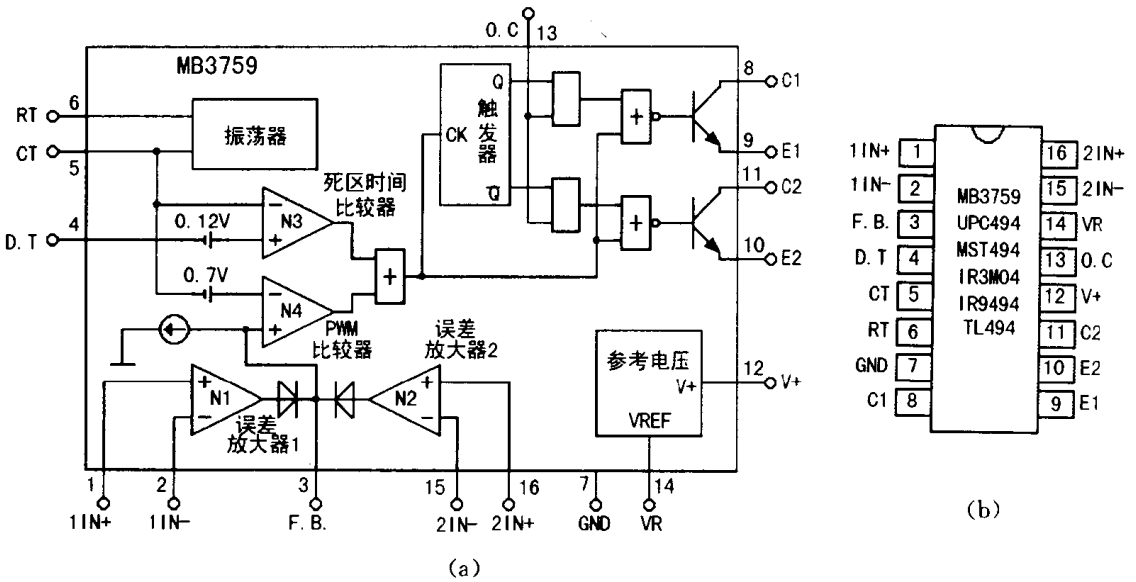


图 9.1　内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

控制信号是由外部输入的，其中 4 脚为死区时间控制输入端。而 1、2、15、16 脚为误差放大器的输入端，4 脚的偏置电压 120 mV 可将输出死区时间限制在最小，约为锯齿波周期时间的 4%，这就意味着，当输出方式控制 13 脚接地时，其内部触发器失去作用，两路输出同时由 PWM 比较器的或门输出控制，同步地工作，将使最大输出脉冲的占空比达到 96%，而当输出方式控制 13 脚接参考电压(高电平)，此时两路输出分别由 Q 和 $\overline{Q}$ 控制，最大输出脉冲的占空比为 48%，附加的死区时间可给 4 脚提供一个固定的电压值来进行设定，电压值的范围可取 0～3.3 V 之间。

PWM 比较器用来提供误差放大器的平均值，用以调节输出脉冲的宽度。输出脉冲宽度的范围一般就是由从占空比为 0 到由死区电压确定的最大占空比确定的。相应的反馈电压的输入幅度可在 0.5～3.5 V 之间。两个误差放大器分别用作控制开关电源输出电压的误差放大和控制输出过流的信号放大。

误差放大器(1，2)的输出是有效的高电平，它们通过或门连到 PWM 比较器的同相输入端。用这种连接方式，可使放大器控制整个闭合环路，但要求在时间域内误差放大器的输出要尽可能小。

当定时电容 C_T 放电时，在死区时间比较器的输出端就会产生一个正脉冲，这个脉冲引起触发器的翻转，并将确定输出晶体管由哪一个进行输出，当输出方式控制端 13 脚接参考电压时，由该脉冲控制两个输出晶体管作交替工作，这时输出的信号频率为振荡频率的一半。

在单端应用时，最大占空比小于 50%，同时要求有更大的输出驱动电流时，可将输出管并联使用，并将输出方式控制端良好地接地，以使内部触发器失去作用。这时，输出脉冲频率将等于振荡器的频率。

三、典型应用

MB3759 用作开关电源控制器的应用电路如图 9.2 所示。该电路是典型的推挽式驱动接法，并有过流保护措施。

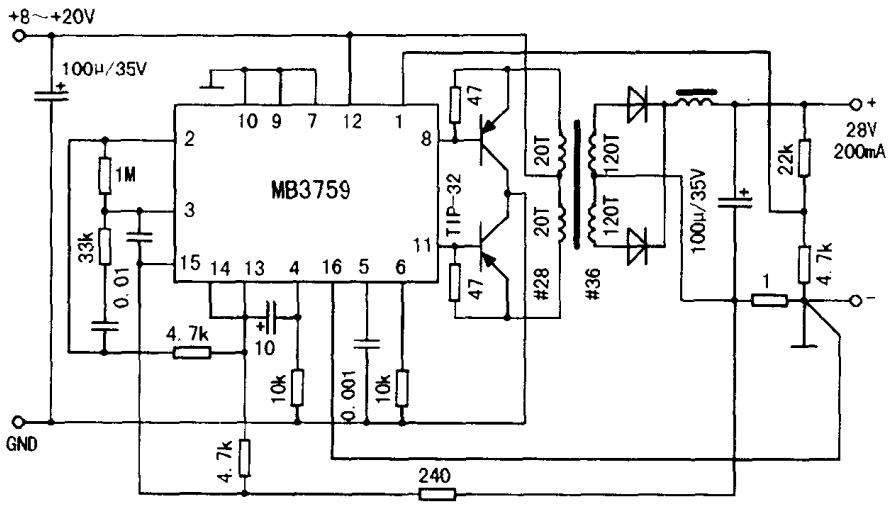


图 9.2　MB3759 的典型应用电路

四、MB3759 的应用要点

1. 故障判断

MB3759 内部设有参考电压产生器，可直接测量 14 脚的参考电源，如果测不到＋5 V 参考电源，则器件可能损坏。

在 MB3759 的外围电路连接良好的情况下，加电测试 CT 的引脚(5 脚)，应能测到锯齿波形，如果测不到波形，则可判断芯片已经损坏。

2. 输出级工作

MB3759 末级两只功率管在工作电压 7～40 V 范围内工作时，最大输出电流可达 250 mA 。既可按推挽方式工作，也可将两路输出并联工作。

3. 占空比调整

在高频开关电源中，输出方波必须对称。在其它一些应用中，又需要使方波人为地不对称，即需控制方波的占空比。通过对器件第 4 脚(死区时间控制端)的控制，即可控制占空比。

9.1.2　MB3776A 低功耗开关调整控制器

MB3776A 是开关调整控制器中的 PWM 控制器件。由于其具有低的工作电源和功耗，使得它在便携式仪表中作为 DC/DC 变换成为一种理想的器件。

MB3776A 外形采用 8 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 宽的电源范围：2～15 V；

(2) 宽的振荡频率范围，高的振荡频率：10～500 kHz；

(3) 推挽式输出，驱动电流由外电阻设置；

(4) 通过外接元件设置内部误差放大增益；

(5) 功耗低。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

MB3776A 的内部电路结构如图 9.3(a)所示。它主要由误差放大器、基准电源、PWM 比较器、锯齿波发生器、恒流源和输出驱动控制等部分组成。

2. 引脚说明

MB3776A 的引脚排列如图 9.3(b)所示。其引脚功能为：

1 脚：IN－，内部误差放大器的输入端，一般由开关变压器的输出端通过电阻反馈得到误差信号；

2 脚：CTL，内部基准电压控制端，一般可悬空；

3 脚：V_+，外加电源输入端；

4 脚：IB，输出驱动参考端，一般通过电阻接地；

5 脚：OUT，开关控制输出端；

6 脚：GND，参考地；

7 脚：OSC，振荡器输入端，一般接 RC 网络；

8 脚：FB，误差放大器反馈端，通常与地之间接入 0.1 μF 电容。

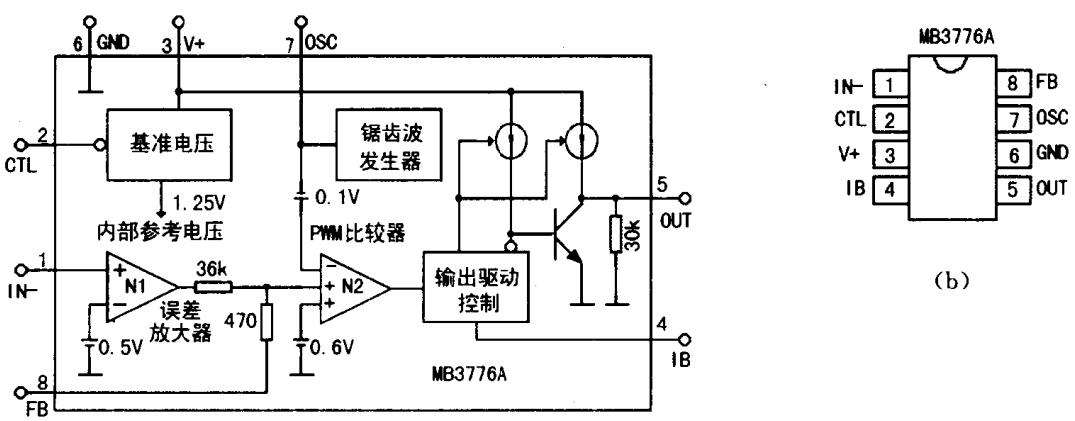


图 9.3　内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

三、典型接法与应用

MB3776A 的典型接法如图 9.4(a)所示。输入端加入＋3 V 电压，经 MB3776A 控制输出开关管，并由高频变压器隔离输出得到±5 V 电源。图中 1 脚与±5 V 输出间的 18 kΩ 电阻是误差电压的取样电阻，经器件内部误差放大、PWM 比较，实现稳幅作用。

图 9.4(b)是三只 MB3776A 实现同步输出的应用电路。其中每一只器件的 3 脚可用来分别控制其电源的开与关。振荡频率由外接 R_T、C_T 确定。R_T 最大可取 5 kΩ，C_T 最大可取 10 000 pF。典型参数是 C_T 为 1 000 pF，R_T 为 3 kΩ。

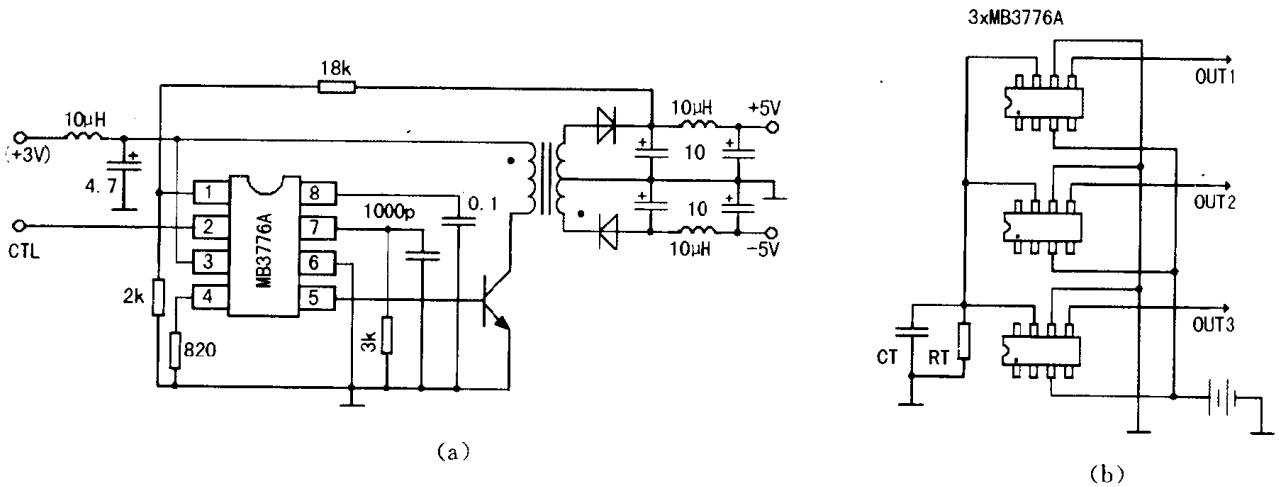


图 9.4　典型接法与应用电路

(a) 典型接法；(b) 同步输出应用电路

9.1.3　UC1840 可编程、隔离式 PWM 控制器

UC1840 是一种可编程型 PWM 控制器。它可用在单端反激式及单端正激式变换高效电路中，比一般用途的 PWM 控制器效率更高，是一个理想的、功能完善的脉冲宽度调制型控制电路，并具有各种完善措施，易于满足隔离的需要，还适宜于遥控供电。

UC1840 外形采用 16 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 采用固定频率方式工作，可通过调节 RC 电路达到理想的工作频率；

(2) 具有可变斜率的斜坡发生器电路，用以设定恒定的斜坡电平，提供开环的稳压效果，保证脉宽调制器的正常工作，防止二次击穿；

(3) 设有低电流启动开关，并具有直接隔离偏置；

(4) 设有精确的参考电源产生器，并且有内部过压保护措施；

(5) 具有完善的由程序控制的输入过压、欠压保护，输出过流保护功能；

(6) 具有大电流、快速驱动和快速关断外接开关管的功能，并十分适合构成单端的 PWM 控制电路；

(7) 可实现对直流电源序列的逻辑控制。

二、内部电路结构与应用

UC1840 的内部电路结构如图 9.5 所示。

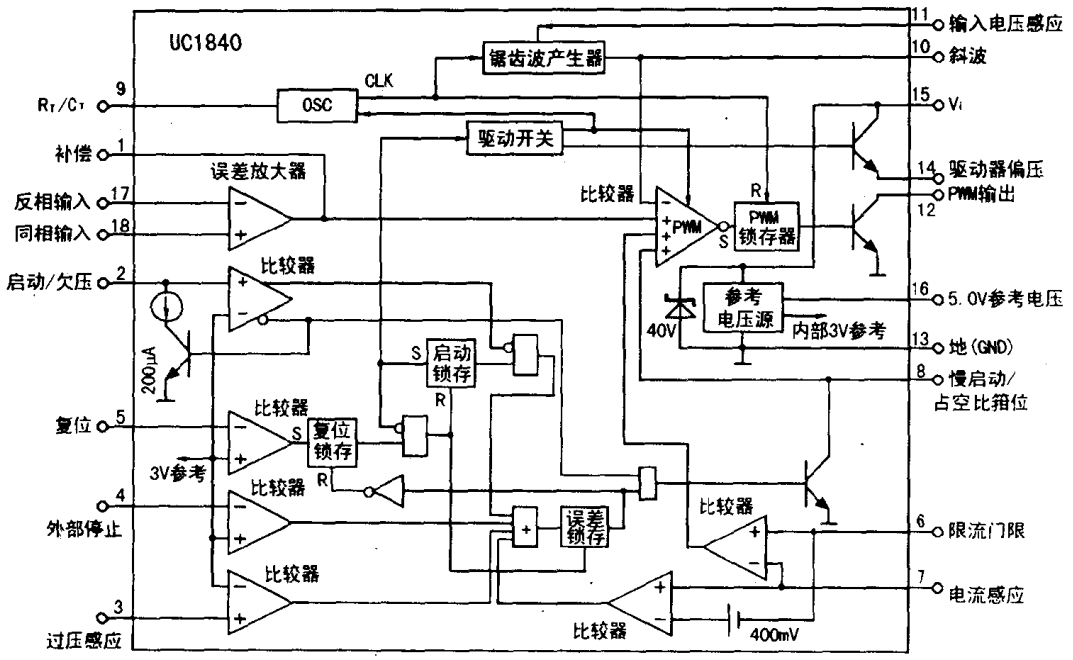


图 9.5 UC1840 内部电路结构

图 9.6 是 UC1840 PWM 控制器构成反激式隔离开关电源的应用实例。

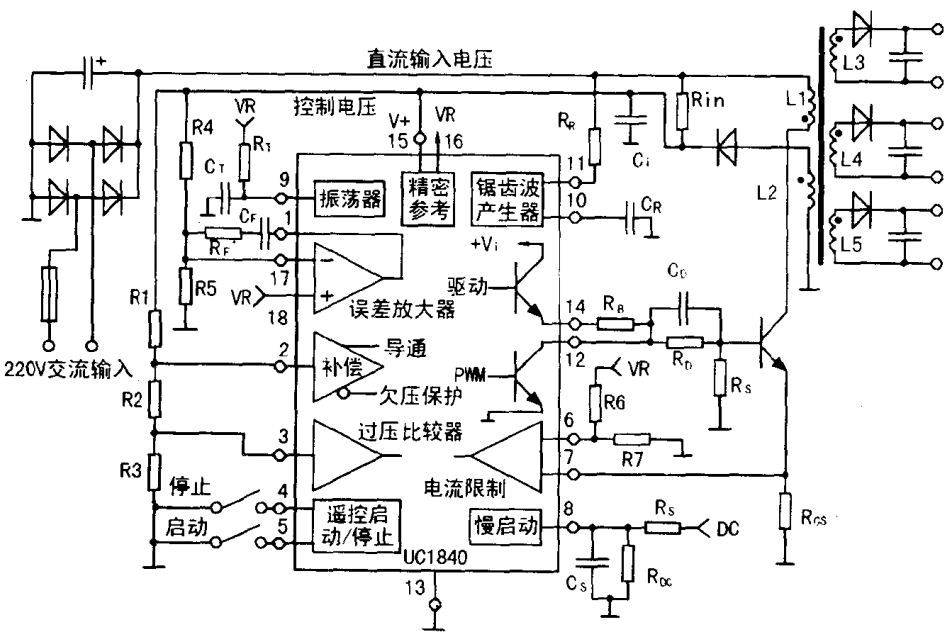


图 9.6 UC1840 应用电路

1. 供电和启动

在图 9.6 中初加交流电之后，经全波整流产生 300 V 的直流电压，经电阻 Rin 降压后加到 UC1840 的 15 端 V_+ 上。由于有 C_i 的作用，V_+ 电压是逐渐上升的，故 UC1840 的启动电流非常低。在第 2 脚上电压达到 3 V 之前，启动欠压比较器流过 200 μA 电流，该电流通过电阻 R4 又产生附加的电压降，同时，驱动开关电路，使驱动三极管关断，保证流过 Rin 的低电流为启动电流。同时使慢启动三极管导通，保持集成电路的 8 脚为低电平，并使外部电容 Cs 保持放电状态和 UC1840 的慢启动状态。

启动锁存器锁定在欠压故障状态，由于欠压比较器的翻转电平为 3 V，因此，启动电压 U_{cs} 由下式确定：

$$U_{cs} = 3 \times \frac{R1 + (R2 + R3)}{R2 + R3} + 200 \times 10^{-6} R1 \qquad (9-2)$$

当 V_+ 升高超过 U_{cs}（启动电压）值时，欠压比较器翻转，这时其反相输出端为低电平，使 200 μA 电流消失，慢启动三极管关闭，并由 UC1840 的 8 脚按 R_s，C_s 的时间常数产生电压，使芯片有规律地进行慢启动过程。

2. PWM 电路

UC1840 的 PWM 部分包括振荡器、锯齿波发生器、误差放大器、PWM 比较器和 PWM 锁定触发器等。

由 9 脚上连接的定时元件 R_T、C_T 来确定一个固定的工作频率；其中，R_T 连接在参考电压 5 V 和 9 脚之间，C_T 连接在 9 脚与地之间。

UC1840 的工作时钟频率 f 由下式确定：

$$f = \frac{1}{R_T C_T} \qquad (9-3)$$

式中，R_T 的取值范围为 1～100 kΩ，C_T 的取值范围为 300 pF～0.1 μF。

UC1840 的 8 脚可同时起两个作用，一个是作为慢启动开关，另一个是作为占空比限制器，并可以作为 PWM 的关断端口，占空比可在 0%～90%范围内进行变化，最大占空比是由 R_s 和 R_{DC} 的分压电路所提供的最大爬升电压来确定的，当采用固定斜率方式时，电阻 R_s 接＋5 V 参考电源端。采用恒压操作方式时，R_s 必须连接到直流电源的输入线（U_{DC}）上。

希望得到的最大占空比是由 8 脚的电压 U_8 确定的，U_8 可由下式进行计算：

$$U_8 = \frac{R_{DC}}{R_s + R_{DC}} U_{DC} \qquad (9-4)$$

误差放大器是一个电压型运算放大器，其共模输入电压范围是从 1～(Vin－2) V，因此，任何一个运算放大器的输入端都可直接连接到＋5 V 参考电源端，误差放大器的另一端作为输出电压或输入电压控制的平衡感应输入端。

锯齿波发生器的输出、误差放大器的输出、缓启动电路的输入及电流限制的输出均连接到 PWM 比较器上。PWM 比较器在误差放大器和锯齿波发生器作用下产生输出脉冲，此脉冲起始于时钟脉冲的终点，终止于锯齿波脉冲超过误差放大器的三个同向输入后的跌落点。时钟产生一个空脉冲用以保证占空比低于 100%。PWM 锁存触发器保证每个周期中只有一个脉冲输出，以消除比较器翻转时产生的振荡。

3. 输出电路

PWM 的输出脉冲由 UC1840 的 12 脚输出。由一个集电极开路晶体管构成输出电路，输出晶体管能提供 200 mA 的输出电流。因此，它可直接驱动双极性晶体管和 MOSFETS 管。如果需要更大的输出电流，可外扩一个输出缓冲放大器。

4. 保护电路

UC1840 PWM 控制器是目前保护功能最完善的集成电路。它具有输入过压、欠压保护和输出过流保护等功能。过流保护是用逐个脉冲限流保护方式与过流关闭保护方式共用。它们是由采用不同阈值的比较器实现的，当出现过载时，这些比较器将短路掉 PWM 输出脉冲，同时打开慢启动晶体管，为慢启动电容放电，保证故障消除之后，系统能够正确地重新启动。

9.1.4 SG3525A 型 PWM 控制器

SG3525A 是一种新型的 PWM 控制器。它既解决了 PWM 电路的集成化问题，也简化了开关电源的设计与制作，以更优良的性能实现更新颖的应用。它的工作频率可从 20 kHz 提高到 200 kHz 以上。器件的设计非常适合驱动高频功率 N 沟道 MOS 管。

SG3525A 外形采用 16 脚 DIP 封装结构。

一、内部结构与电路特点

SG3525A 的内部电路结构如图 9.7 所示。

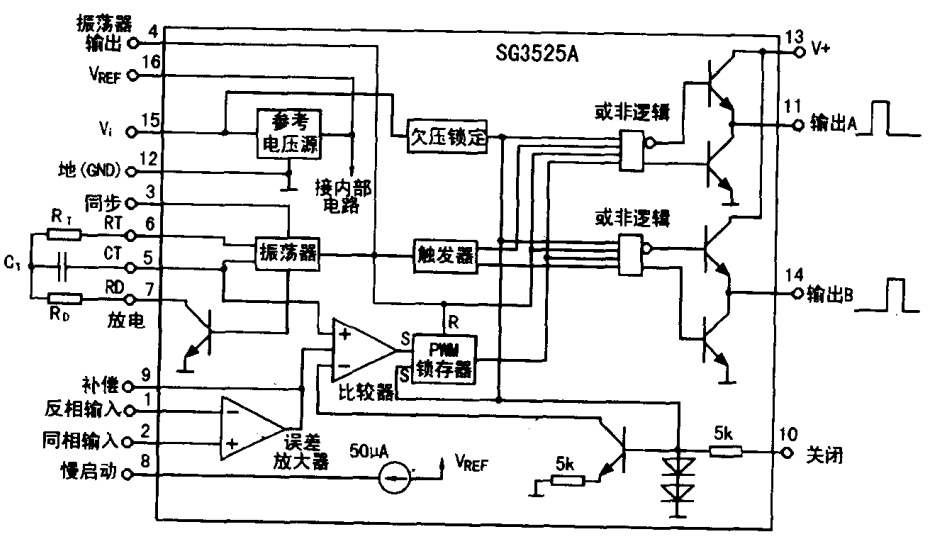


图 9.7 SG3525A 内部电路结构

该器件有以下电路特点：

1. 内部设置有欠压锁定电路和慢启动电路

为了使 PWM 电路在欠压状态下(U_i=<8 V)，有效地使输出保持关断状态，SG3525A 中设置了欠压锁定电路。当 U_i>2.5 V 时，欠压锁定电路即开始工作，直至 U_i=8 V。在 U_i 达到 8 V 之前，电路内部各部分都已建立了正常的工作状态，而当 U_i 从 8 V 降至 7.5 V

时，欠压锁定电路则又开始恢复工作，这里仅有 0.5 V 的固定滞后电压，以消除钳位电路在阈值处的振荡。

慢启动电路是由在 8 脚外接电容 C_s 并由内部的 50 μA 恒流源充电的，达到 50%输出占空比的时间 t 是

$$t = \frac{2.5}{50 \times 10^{-6}} C_s$$

2. 输出限流和关断电路

SG3525A 采用关断控制电路进行限流控制。它包括逐个脉冲电流限流控制和直流输出电流的限流控制。一般用法是将过流脉冲信号送至关闭控制端 10 脚，当 10 脚电压超过 0.7 V 时，芯片将进行限流操作，当 10 脚电压超过 1.4 V 时，将使 PWM 锁存器关断输出，直至下一个时钟周期才能恢复，如果 10 脚信号持续时间较长，则由慢启动电路重新启动电路工作。由于芯片内部速度极快，故通过 10 脚可达到逐个过流脉冲的限制功能。

3. 基准电压源与误差放大器

SG3525A 内部设有高精度基准电压源，精确度为 5(1±0.01) V，免除了放大器反馈中的电位器调整。误差放大器由输入电压 U 进行供电，从而扩大了该误差放大器的共模电压输入范围。

4. 脉宽调制比较器

脉宽调制比较器增加了一个反相输入端，误差放大器和关断电路各自送至比较器的信号采用不同的输入端，这样就避免了关断电路对误差放大器的影响，而且误差放大器的输出还原取决于补偿网络。

比较器的输出送到 PWM 锁存器，然后，再送到双路输出的或非门。该锁存器由关断电路置位，并由时钟脉冲复位。这样可保证每周期内只有 PWM 比较器送来的单脉冲，而将误差放大器上的噪音及系统所有的振荡除掉，当一个电流信号引起电路关断时，即便该信号消失，锁存器仍可维持在一个周期关断输出，直到下一周期的时钟信号使锁存器复位时为止，所以，关断电路能有效地控制输出。

5. 振荡器及可调节的死区时间

振荡器的时标电容 C_T 单独设有放电电路，电容 C_T 通过外接电阻 R_D 至 7 脚(见图 9.7)，改变 R_D 就可以改变 C_T 的放电时间，也改变了死区时间。而 C_T 的充电电流则是由 R_T 规定的电流源决定的，由于 3 脚专为外同步用，故为多个 SG3525A 的联用创造了十分方便的条件，同步脉冲的频率要求应比振荡器的固定频率低些，SG3525A 的振荡频率 f 由下式确定：

$$f = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_D)} \qquad (9-5)$$

6. 控制输出级

SG3525A 的输出是一种大电流驱动电路，它可使输出级更快地关断，用以驱动功率 MOS 器件。输出级允许流出或吸收电流超过 200 mA。

三、典型应用

1. 双端输出驱动 MOS 功率管

SG3525A 输出驱动 MOS 功率管的电路简单，半桥式变换器驱动 MOS 功率管的电路

如图 9.8(a)所示。其输出可直接接一个变压器，此变压器初级不用中心抽头，它既能使次级电平位移，又能与主变换器电路隔离。

2. 单端式输出

SG3525A 作单端输出应用时，如用二路输出中的一路，则变换器的最大占空比只有50%，当两路并用时，占空比可达 100%。两路并用的方法如图 9.8(b)所示。

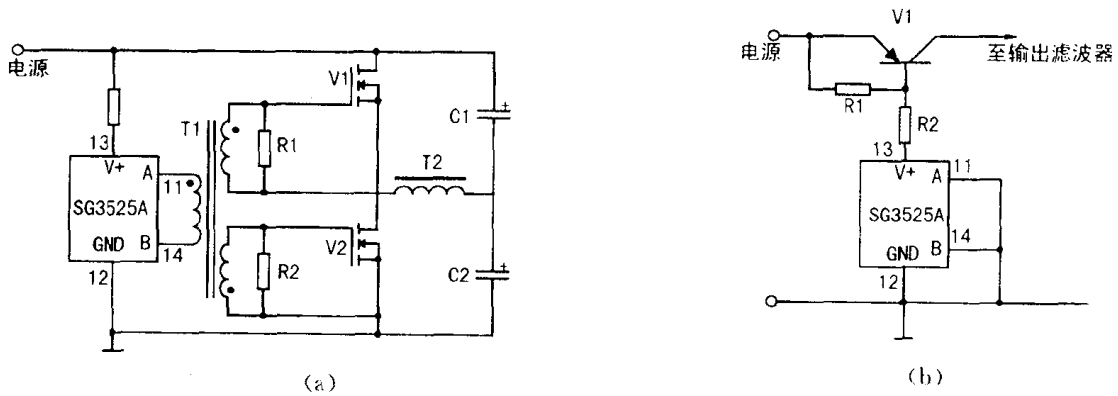


图 9.8 SG3525A 的典型应用电路

(a) 双端输出驱动 MOS 功率管；(b) 输出级两路并用

9.2 调制解调器集成电路

9.2.1 SC11064 低成本通用调制解调器

SC11064 是一只低成本、具有收发传真数据的调制解调器芯片。该调制解调器芯片使用单端+5 V 电源，具有除自适应均衡器以外的调制解调器所有功能，且包括高达9 600 bit/s 的发送传真能力和 4 800 bit/s 的接收传真能力。SC11064 传真/数据调制解调器芯片常与 SC11031 芯片一起构成具有 9 600 bit/s 传真发送和 4 800 bit/s 传真接收能力的串行或并行全双工数据传输(速率达 2 400 bit/s)调制解调器。

SC11064 外形采用 28 脚 DIP 封装形式、44 脚 PQFP 封装形式和 28 脚 PLCC 封装形式三种，可供不同需要选择。

一、SC11064 传真/数据调制解调器的特性

(1) 数据传输速率为 2 400 bit/s，发送传真速率为 9 600/7 200/4 800/2 400 bit/s，接收传真速率为 4 800/2 400 bit/s；

(2) 使用单端+5 V 电源供电，具有 10 mW 掉电模式；

(3) 管脚与 SC11024，SC11044，SC11054 调制解调器芯片兼容；

(4) 符合 CCITT V.29、V.27ter、V.22bis、V.22、V.21 和贝尔系统 212A、103 标准；

(5) 具有同步模式和异步模式；

(6) 片内集成有 DTMF 发生器、保护音发生器和呼叫过程监视器；

(7) 具有 2 225/2 100 Hz 单音检测器；

(8) 片内含有二/四线变换装置；

(9) 具有模拟环路、数字环路和远端数字环路功能；

(10) 与所有的 SERRA 公司 29 MHz 控制器兼容；

(11) 可编程音频输出；

(12) 采用 CMOS 生产制造技术。

二、引脚排列与功能

SC11064 传真/数据调制解调器芯片采用 DIP 封装。其引脚排列如图 9.9 所示。

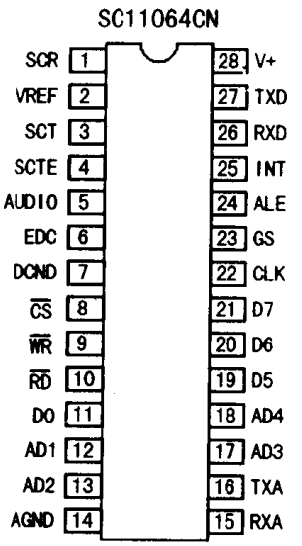


图 9.9 SC11064 引脚排列

该器件的引脚功能是：

12、13、17、18 脚：AD1～AD4，输入/输出端，TTL 电平，多路复用地址/数据总线(8 比特)，AD4～AD1(4 比特)用于内部寄存器多路寻址。

14 脚：AGND，模拟地。

24 脚：ALE，地址锁存输入使能端。此信号的下降沿将 AD4 ～ AD1 上的地址锁存到 SC11064 的地址译码器内。

5 脚：AUDIO，音频输出。二/四线变换装置的输出经过可编程衰减器连接到此模拟信号端。控制音频寄存器的 bit 0 和 bit 1 可调节四种不同的输出电平。

22 脚：CLK，时钟输入。从外部控制器输入 9.8 304 MHz 的时钟信号。

8 脚：$\overline{CS}$，片选信号输入端，低电平有效。

11、19～21 脚：D0、D5～D7，数据输入/输出端。

7 脚：DGND，数字地。

6 脚：EDC，能量检测电容接入端，此引脚与模拟地之间应连接一只 1.0 μF 的电容。

23 脚：GS，增益选择端，用于补偿线路耦合变压器的损耗。开路或连接至 AGND 时，补偿 0 dB，连接至 VREF 时，补偿 2 dB，连接至 V_+时，补偿 3 dB。

25 脚：INT，中断输出端。高电平有效，A/D 变换完成后输出一正脉冲(典型值为 13 μs)。

10 脚：$\overline{RD}$，读信号输入端。低电平有效，处理器在读脉冲的上升沿读取 AD0～AD7 上的数据。

15 脚：RXA，接收模拟信号输入端。

26 脚：RXD，接收数据输出端。

1 脚：SCR，同步接收输出端，仅用于比特同步模式。从远端 MODEM 提取的同步时钟上升沿时，RXD 上的数据有效。

3 脚：SCT，同步时钟发送输出端，仅用于同步模式。由 SC11064 内部时钟发生器产生时钟频率为 1 200(1±0.000 1) Hz 或者 2 400(1±0.000 1) Hz。

4 脚：SCTE，外部同步时钟发送输入端，仅用于同步模式。SC11064 在此时钟的上升沿

将 TXD 线上的数据锁存。时钟频率为 1 200(1±0.000 1) Hz 或者2 400(1±0.000 1) Hz。

16 脚：TXA，发送模拟信号输出端。

27 脚：TXD，发送数据输入端。

28 脚：V_+，+5 V 电源。

2 脚：VREF，参考电源端。一般应将 0.1 μF 的电容与 22 μF 的电容相并连接在 VREF 和 AGND 之间；

9 脚：$\overline{WR}$，写信号输入端，低电平有效。在此信号线上的脉冲上升沿时，AD7～AD0 数据线上的数据写入 SC11064 的寄存器中。

三、SC11064 调制解调器的构成与功能

1. 全发送器装置的构成

(1) 异步/同步变换器、扰码器、数据编码器；

(2) 在 V.22 模式中，75%升余弦平方根脉冲成形器；在 V.27ter 4 800/2 400 bit/s 模式中，50%/90%升余弦平方根脉冲成形器；在 V.29 9 600/7 200 bit/s 模式中，20%升余弦平方根脉冲成形器；

(3) 正交幅度和相位调制器、FSK(贝尔 103 和 CCITT V.21)调制器；

(4) 二/四线变换装置；

(5) 高通和低通滤波器、高通和低通平衡均衡器；

(6) V.22 标志滤波器(可选择在 550 或 1 800 Hz)、发送平滑滤波器；

(7) 用于调节发送电平的可编程衰减器；

(8) DTMF，426 Hz、550 Hz、1 100 Hz、1 300 Hz、1 800 Hz 和 2 100 Hz 单音发生器，用于 2 100 Hz/2 225 Hz 的单音检测器。

2. 接收器装置构成

(1) 64 步可编程增益控制器(PGC)、位于 PGC 输出端的能量检测器；

(2) 具有低通滤波器的正交幅度和相位解调器；

(3) 波特率定时提取电路(600 Hz 取样时钟)；

(4) FSK 解调器、同步/异步变换器；

(5) 双信道 8 bit 模拟到数字变换器(ADC)，在接收传真模式中，成为 8 bit 模拟到数字变换器(ADC)；

(6) 控制和状态寄存器；

(7) 具有中断和地址/数据多路复用的 8 位微处理器接口和输出电平可调的音频输出。

9.2.2 SC11031/40 高性能调制解调器

SC11031/40 系列芯片是专用调制解调控制器，能够完成数字信号处理和高达 9 600 bit/s 调制解调器的控制功能。此系列芯片能够完成差错控制和按照 MNP2－5、V.42 bit 和其它规定的压缩算法。此外还可用于语音、传真和数据的综合调制解调器。SC11031 片内设有 ROM，用于一般场合，而 SC11040 系列芯片有片内程序 ROM 区，可用于特殊应用场合。这些芯片还包含有一个 16C450 兼容的通用异步收发器(UART)，用它可提供串行或并行数据终端(DTE)的接口。在 RDY 模式中，MACII 提供一个为 I/O 通道准备好

(RDY)信号，以便在 PC 总线读/写周期中插入等待状态，实现与任何速率的总线进行数据交换。

SC11031/40 系列芯片外形采用 80 脚 PQFP 封装结构和 68 脚 PLCC 封装结构。

一、主要性能

(1) 支持 MNP2－5 和 CCITT V.42 bit、CCITT V.42 协议；
(2) 软件支持 SDLC、HDLC、双向同步、单向同步和异步规程；
(3) 串行传输比特；
(4) 能够寻址 128 K×8 ROM、31.25 K×8 RAM；
(5) 可选时钟频率；
(6) 2 μs 16×16 乘法；
(7) 掉电低功耗模式；
(8) 支持不平衡规程；
(9) 唤醒模式；
(10) 384 字节的内部 RAM；
(11) 引脚与 SERRA 公司的 SC11011、SC11021、SC11061、SC11091、SC11095 兼容。

二、引脚排列与功能

SC11031/40 系列的 PQFP 引脚排列如图 9.10 所示。

该器件的引脚功能是：

1. 并行系统接口(到 PC 总线)引脚功能

57、55、53 脚：A0～A2，选择 UART 寄存器的地址线输入端。

64 脚：$\overline{CS}$，片选信号线，低电平有效。

50、48、46、39、37、36、35、33 脚：D0～D7，8 位数据输入/输出端。

65 脚：$\overline{DIS}$，数据输入选通端(PC 从 UART 寄存器读数据)，低电平有效。

59 脚：$\overline{DOS}$，数据输出选通端(PC 向 UART 寄存器写数据)，低电平有效。

67 脚：INTO，中断信号输出端。

61 脚：RDY，漏极开路输出端，用于高速 PC 接口的准备好信号线。

2. RS－232(数据设备模式)和显示接口引脚功能

55 脚：$\overline{AA}$，自动应答使能指示器状态输出端，低电平有效。

59 脚：$\overline{CTS}$，清除发送信号输出端。

64 脚：$\overline{DSR}$，数据设备准备好信号输出端。

65 脚：$\overline{DTR}$，数据终端准备好信号输入端。

53 脚：$\overline{HS}$，高速指示器状态输出端。工作速率 2 400 bit/s 时为低电平，其它工作速率时为高电平。

67 脚：$\overline{MRDY}$，MODEM 准备好。

57 脚：$\overline{RLSD}$，载波检测输出端。

33 脚：$\overline{RTS}$，请求发送信号输入端。

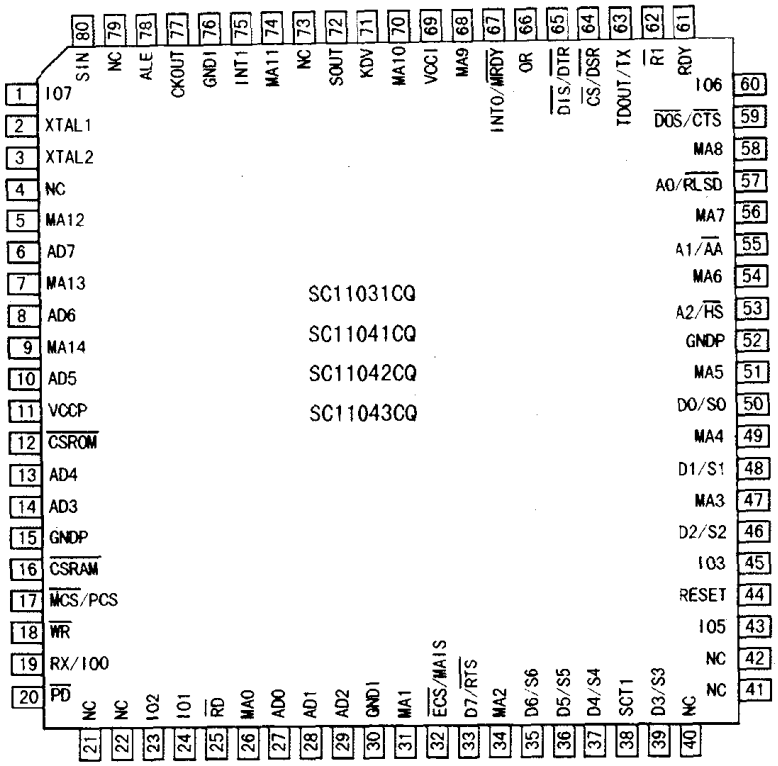


图 9.10　SC11031/40 引脚排列

3. 调制解调器高级外设(MAP)接口引脚功能

27～29、14、13、10、8、6 脚：AD0～AD7，8 比特双向分时复用地址/数据总线输入/输出端。

78 脚：ALE，地址锁存使能输出端，脉冲下降沿时，ECS、MCS、AD7～AD0 上的地址有效。

32 脚：$\overline{\text{ECS}}$/MA15，外部 E^2RAM 片选信号输出端，寻址空间为 280H～2FFH。当用于扩展 ROM 模式时，ECS 功能为 MA15。

75 脚：INT1，MAP 的中断信号输入端，此信号线由低到高且保持至少 200ns 高电平时，中断信号有效。

17 脚：$\overline{\text{MCS}}$/PCS，用于 MAP 接口的片选信号输出端。寻址空间为 200H～27FH。当用于扩展 ROM 模式时，寻址空间扩展为 200H～2FFH。此功能即为 PCS～外设片选功能。

25 脚：$\overline{\text{RD}}$，RAM 读信号输出端，低电平有效，此脉冲上升沿时，AD7～AD0 上的数据必须有效。

80 脚：SIN，接收数据输入端，从 DTE 接收串行数据。

72 脚：SOUT，发送数据输出端，将串行数据发送到 MODEM。

18 脚：$\overline{\text{WR}}$，外设写信号输出端，低电平有效，此脉冲上升沿时，AD7～AD0 上的数据必须有效。

4. 交换口(RS—232 模式)引脚功能

71 脚：KDV，数据/语音继电器控制输出端，高电平表明语音（电话）继电器闭合，MODEM 处于语音模式。

66 脚：OR，挂机指示输出端。高电平表明 DAA 为挂机状态。

50、48、46、39、37～35 脚：S0～S6，7 bit 比特输入端，只在串行模式中使用。

5. DAA 接口引脚功能

62 脚：$\overline{RI}$，振铃指示控制输入端。低电平时指示 MODEM 正在接收振铃信号。

6. 扩展 ROM/RAM 接口引脚功能

16 脚：$\overline{CSRAM}$，扩展 RAM 片选信号输出端，寻址为 300H～7FFFH。

12 脚：$\overline{CSROM}$，扩展 ROM 片选信号输出端，寻址为 8000H～FFFFH。

26、31、34、47、49、51、54、56、58、68、70、74、5、7、9 脚：MA0～MA14，外部程序/数据存取的 15 位地址总线输出端。

20 脚：$\overline{PD}$，内部漏极开路输出端，指示掉电模式，低电平有效。

63 脚：TDOUT/TX，数据输出端，MODEM 发送串行数据。

19 脚：RX，数据输入端，MODEM 接收串行数据。

7. 其它引脚功能

77 脚：CKOUT，时钟输出端。

44 脚：RESET，程序计数器复位输入端，高电平有效。当 RESET 为高电平时，MACII 程序计数器指向 2000H。

69 脚：VCCI，+5 V 电源输入端。

11 脚：VCCP，第二 VCC 引脚。

2 脚：XTAL1，与 XTAL2 一起用于晶体振荡器的输入(19.660 8 MHz 或 29.491 2 MHz)。

3 脚：XTAL2，晶体振荡器的输出(19.660 8 MHz 或 29.491 2 MHz)。

76 脚：GNDI，参考地。

30 脚：GNDI，第四地引脚。

15 脚：GNDP，第二地引脚。

52 脚：GNDP，第三地引脚。

8. STBR 模式引脚功能

38 脚：SCT1，同步时钟输出端。发送给 MAP 的数据在时钟的上升沿被选通。

63 脚：TX，数据输出端。

9. 大的 MAC 模式引脚功能

19、24、38、45、23、43、60、1 脚：IO0～IO7，通用 I/O，三态。在 GIO 寄存器的控制下，I/O 口的每一位可构造成输入或输出线。IO4～IO7 仅在 SC11031 的 PQFP 封装形式中有效。

10. 特殊引脚功能

MACII 可以构造成大的高级调制解调控制器(SC11021)。它附加有 4 条 I/O 引脚和 1 条 TDOUT 引脚。MACII 上电或复位时，这 5 条引脚的功能保留。当选择 STBR(串行发送比特寄存器)模式时，IO2 成为 SCT1，IO0 成为 RX，TDOUT 成为 TX。

三、典型应用

SC11031 系列器件在使用时往往与 SC11064 共同连用。既可以构成并行的数据传送，也可以构成串行的数据传送。加上电话线接口和适当计算机接口，就可构成数据传输速率为 2 400 bit/s、发送传真为 9 600 bit/s 接收传真为 4 800 bit/s 的调制解调器。调制解调器芯片 SC11064 只需要两个外部元件：一个是 600 Ω 的线匹配电阻；一个是从 ESC 引脚到地的 1.0 μF 的电容。如果需要驱动喇叭监视线路信号，可加上一个 LM386 放大器。图 9.11 电路为串行接口的调制解调器电路。

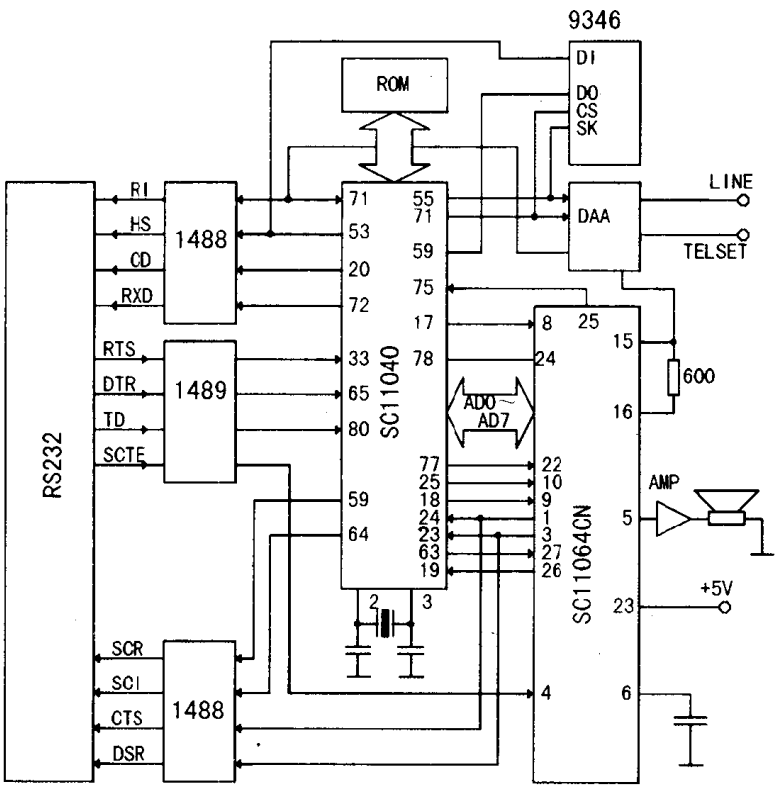


图 9.11　由 SC11064、SC11031 构成的串行调制解调器

9.3　微处理器监控与接口电路

9.3.1　MAX690A/692A 微处理器监控电路

MAX690A/692A 是微处理器电源监控电路。它不仅有所需元件少、结构简单的特点，而且能够有效地提高系统的可靠性及监控精度。MAX690A 与 MAX692A 的主要差别在于复位的阈值电压不同。MAX690A 阈值电压是 4.65 V，而 692A 的阈值电压是 4.4 V。

MAX690A/692A 可广泛地应用于电池供电的计算机及控制器、智能仪表、自动控制

系统和微处理器电源监控等领域。

该器件采用 8 脚 DIP 封装结构。

一、主要功能与特性特点

1. 主要功能

(1) 在微处理器上电、掉电及低电压供电时，输出一个复位信号；

(2) 备用电池可向 CMOSRAM、CMOS μP 或其它低功耗电路供电；

(3) 受控的微机若在 1.6 s 内未触发内部的看门狗电路(或程控定时器)，它将输出一个复位信号；

(4) 内部有一个阈值电压为 1.25 V 的比较器，用以检测电源电压或电池电压。

2. 性能特点

(1) 复位时间延迟：典型值为 200 ms；

(2) 看门狗定时时间：1.6 s；

(3) 静态电流：典型值为 200 μA；

(4) 精密电压监控：MAX690A 为 4.65 V，MAX692A 为 4.4 V。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

MAX690A/692A 的内部电路结构如图 9.12(a)所示。它主要由电池切换开关电路、复位发生器电路、看门狗电路及电压比较器等四部分组成。

1) 复位电路

微处理器在上电后必须将其复位。MAX690A/692A 在 V_+ 电压到 1 V 时，$\overline{\text{RESET}}$为低电平，V_+ 电压继续升高时，$\overline{\text{RESET}}$仍保持低电平；当 V_+ 电压高于复位电平时，$\overline{\text{RESET}}$并不马上变为高电平，而是延迟一段时间后再变为高电平，延迟的时间为一个复位脉冲宽度。

若 V_+ 电压低于复位阈值电压，$\overline{\text{RESET}}$输出低电平。若 V_+ 电压又升高到复位阈值电压以上，$\overline{\text{RESET}}$并不马上输出高电平，而要延迟约 200 ms 后再变为高电平。

掉电时，当 V_+ 低于复位阈值电压，RESET 立即变成低电平。

2) 看门狗电路

看门狗电路用来监控微处理器工作。若微处理器在 1.6 s 时间范围内未改变 WDI 端的电平，看门狗电路定时器溢出，触发复位发生器，使$\overline{\text{RESET}}$输出为低电平。与此同时看门狗定时器停止计数，直到 RESET 恢复高电平后，看门狗定时器又重新开始计数。但微处理器必须在 1.6 s 内改变 WDI 的电平，否则将再次输出复位信号。

若要使看门狗定时器不计数，可以使 WDI 脚悬空或接到具有三态输出的缓冲器上。

3) 电压检测比较器

电压检测比较器的同相端接 PFI，其反相端接基准电压 1.25 V。若电源与地之间接一个电阻分压器，将分压器接在 PFI 端，则可用作电源电压检测器。当 PFI 端的分压大于 1.25 V时，$\overline{\text{PFO}}$输出高电平。当 PFI 端的分压小于 1.25 V 时，则$\overline{\text{PFO}}$输出为低电平。

当电源电压发生电压跌落，$\overline{PFO}$输出低电平，中断微处理器，使之作好掉电准备。

4）备用电池切换电路

在电源电压跌落或电源发生掉电故障时，为保证 RAM 供电或某些电路供电，器件内部有切换开关自动接通备用电源电路。

2. 引脚说明

MAX690A/692A 引脚排列如图 9.12(b)所示，引脚功能为：

1 脚：Vo，供外电路电源输出端，该电压可作为 CMOSRAM 等备用电源；

2 脚：V_+，+5 V 电源输入端；

3 脚：GND，接地端；

4 脚：PFI，电源电压比较输入端，当 PFI 电位低于 1.25 V 时，$\overline{PFO}$输出低电平；

5 脚：$\overline{PFO}$，电源比较输出端，状态与 4 脚电压有关；

6 脚：WDI，看门狗输入端，功能与 2)叙述相同；

7 脚：$\overline{RESET}$，复位信号输出端，功能与 2)叙述相同；

8 脚：V_{BT}，备用电源输入端，一般接干电池。

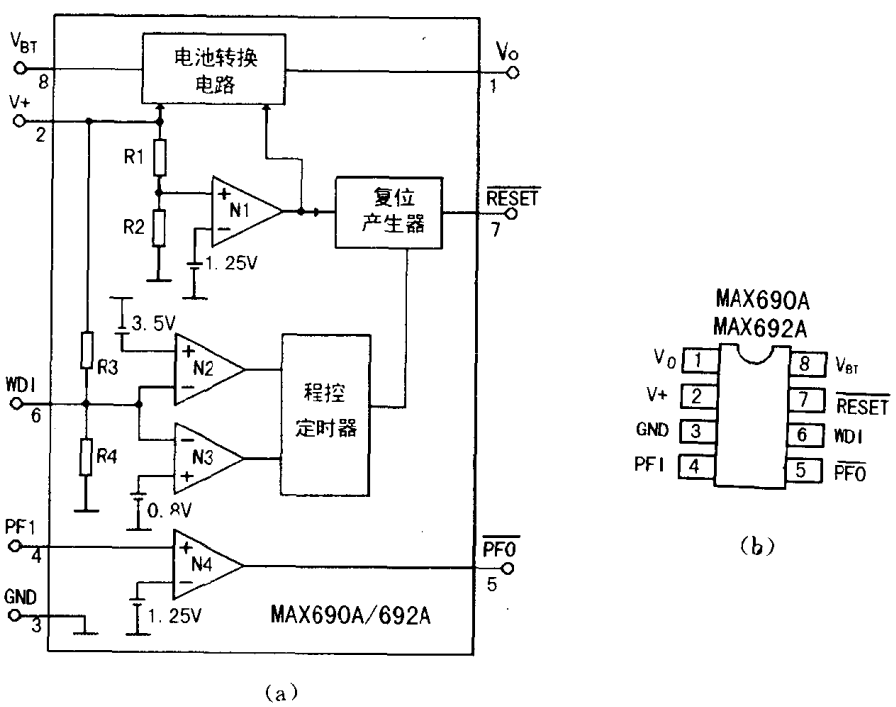


图 9.12　内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

三、典型接法

MAX690A/692A 的典型接法如图 9.13 所示。其中，图(a)是 MAX690A 通过使用 0.1 μF电容作为备用电源的简单接法。U_o到静态 RAM 电源端，$\overline{RESET}$到微处理器复位端。图(b) 是 MAX692A 通过使用 0.1 μF 电容作为备用电源的连接电路。图 9.13(c)是增

加滞后电压的电源比较电路。图(d)是$\overline{PFO}$端电压输出波形。U_{TR}和U_H可由下式确定：

$$U_{TR}=\frac{1.25}{\frac{R2}{R2+R1}}$$

$$U_H=\frac{1.25}{\frac{R2\ /\!/\ R3}{R1+R2\ /\!/\ R3}}$$

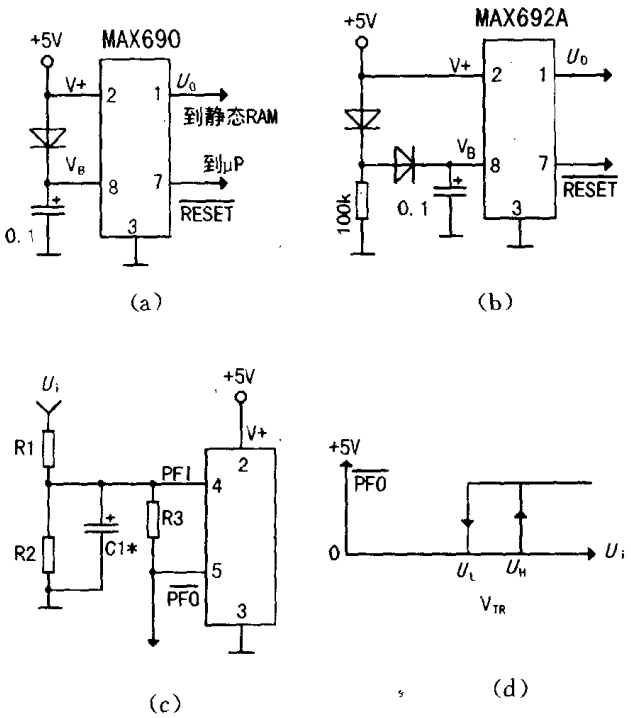


图 9.13　MAX690A/692A 典型接法

(a) MAX690A 用电容作备用电源；(b) MAX692A 用电容作备用电源；

(c)、(d) 增加滞后电压比较电路及其输出波形

9.3.2　MAX214 可编程(DTE/DCE)RS－232 接口电路

MAX214 是+5 V 供电的 RS－232 接口电路，其部分功能通过对 DTE 或 DCE 管脚的软件编程可实现不同方向的串行接口。它可广泛地应用于计算机串行接口、网络串行接口和其它目的的串行接口电路中。

MAX214 外形采用 28 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点与主要参数

1. 性能特点

(1) 消除了全电缆模式，只用部分引线；

(2) 对 DTE 或 DCE 模式可软件编程；

(3) 传输速率：116 Kbit/s；

(4) 20 μA 静态模式；

(5) 在静态模式下可接收数据。

2. 主要参数

(1) RS－232 发射逻辑低电平：0.8～1.4 V，典型值为 1.4 V；

(2) RS－232 发射逻辑高电平：1.4～2.0 V，典型值为 1.4 V；

(3) 输出电压摆幅：±5.0～±7.5 V；

(4) RS－232 接收输入电源范围：±15 V；

(5) RS－232 接收正逻辑低电平：0.8～1.3 V，典型值为 1.3 V；

(6) RS－232 接收正逻辑高电平：1.8～2.4 V，典型值为 1.3 V；

(7) RS－232 接收负逻辑低电平：－2.6～－1.9 V，典型值为－1.9 V；

(8) RS－232 接收负逻辑高电平：－1.5～－0.2 V，典型值为－1.5 V；

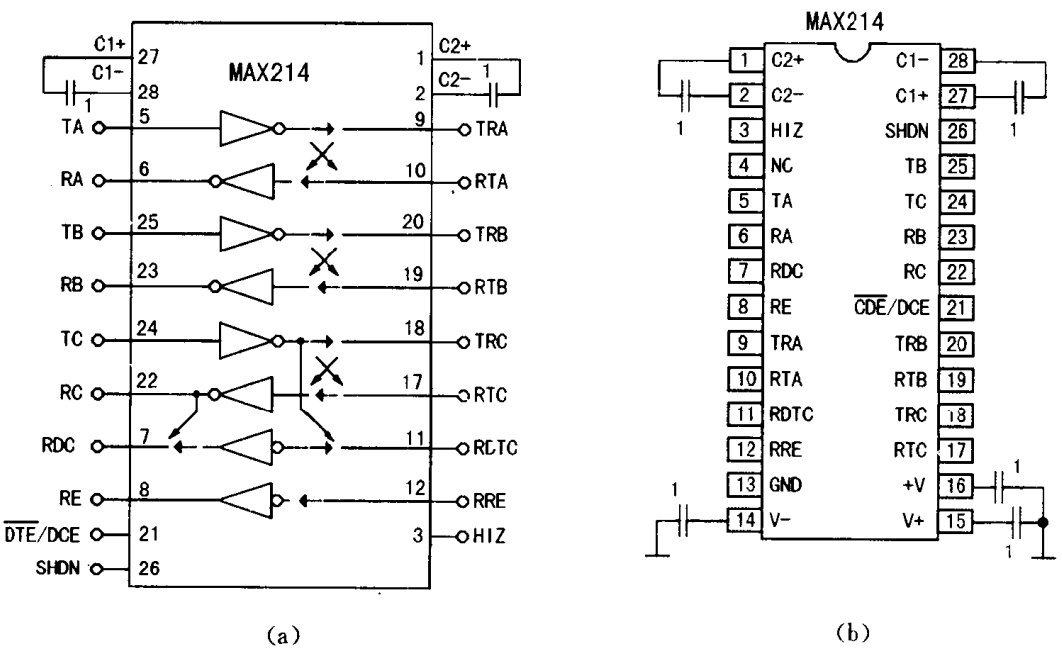
(9) V_+电源电流：9～20 mA；

(10) 传输速率：116～200 Kbit/s。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部电路结构

MAX214 的内部电路结构如图 9.14(a)所示。图中的箭头表示传输方向，并受$\overline{\text{DTE}}$/DCE 端电平的控制。当$\overline{\text{DTE}}$/DCE 是低电平时，为 DTE，其功能见表 9.1。当$\overline{\text{DTE}}$/DCE 是高电平时，为 DCE，其功能见表 9.2。



(a)　　(b)

图 9.14　内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

表 9.1 DTE 传输功能

输入/输出 (TTL/CMOS)	传输方向			RS232 输入/输出	DB25 引脚	输入阈值
	MAX214 引脚		MAX214 引脚			
发送器(TxD)	5	→	9	TxD	2	
接收器(RxD)	6	←	10	RxD	3	+
请求发送(RTS)	25	→	20	RTS	4	
清除发送(CTS)	23	←	19	CTS	5	−
数据端就绪(DTR)	24	→	18	DTR	6	
数据设置就绪(DSR)	22	←	17	DSR	20	−
接收数据检出(DCD)	7	←	11	DCD	8	+
振铃(RI)	8	←	12	RI	22	+

表 9.2 DCE 传输功能

传输方向			RS−232 输入/输出	DB25 引脚	输入阈值
MAX214 引脚		MAX214 引脚			
5	→	10	RxD	3	
6	←	9	TxD	2	+
25	→	19	CTS	5	
23	←	20	RTS	4	−
24	→	17	DSR	20	
	→	11	DCD	8	
22	←	18	DTR	6	−
7	←				
8	←	12	RI	22	+

2. 引脚说明

MAX214 的引脚排列如图 9.14(b)所示。其引脚功能说明如下：

1、2 脚：C2+、C2−，负电荷泵电容接入端，一般接入 1 μF 电容；

3 脚：HIZ，RS−232 接收阻抗控制端，接地或悬空；

4 脚：NC，空脚；

5、24、25 脚：TA、TC、TB，TTl/CMOS 驱动 A、C、B 输入端；

6、8、22、23 脚：RA、RE、RC、RB，TTL/CMOS 接收 A、E、C、B 输出端；

7 脚：RDC，对于$\overline{\text{DTE}}$/DCE=0 时，TTL/CMOS DTE 接收输出 D；对 $\overline{\text{DTE}}$/DCE= 5 V 时，TTL/CMOS DCE 接收输出 C；

9、18、20 脚：TRA、TRC、TRB，对于$\overline{\text{DTE}}$/DCE=0 时，RS−232 DTE 驱动输出；对于$\overline{\text{DTE}}$/DCE=+5 V 时，RS−232 DCE 接收输入；

10、17、19 脚：RTA、RTC、RTB，对于$\overline{DTE}$/DCE＝0 时，RS－232 DTE 接收输入；对于$\overline{DTE}$/DCE＝＋5 V 时，RS－232 DCE 驱动输出；

11 脚：RDTC，对于$\overline{DTE}$/DCE＝0 时，DTE 接收输入 D；对于$\overline{DTE}$/DCE＝＋5 V 时，DCE 驱动输出 C；

12 脚：RRE，RS－232 接收输入；

13 脚：GND，参考地；

15、14 脚：V_+、V_-，电荷泵正、负电压产生端，一般各自与地接 1 μF 电容；

16 脚：＋V，＋4.5～＋5.5 V 电源输入端；

21 脚：$\overline{DTE}$/DCE，DTE、DCE 功能控制端，见表 9.1、9.2；

26 脚：SHDN，静态控制端，在高电平时为静态，通常为低电平；

27、28 脚：C1＋、C1－，正电荷泵接入端，一般接 1 μF 电容。

三、典型应用

MAX214 用作普通串行接口电路如图 9.15 所示。其中，PC1 接口为 DTE 功能，PC2 接口为 DCE 功能。中间是标准的 RS－232 电缆。该电路可直接应用于计算机与计算机之间的串行数据传输。

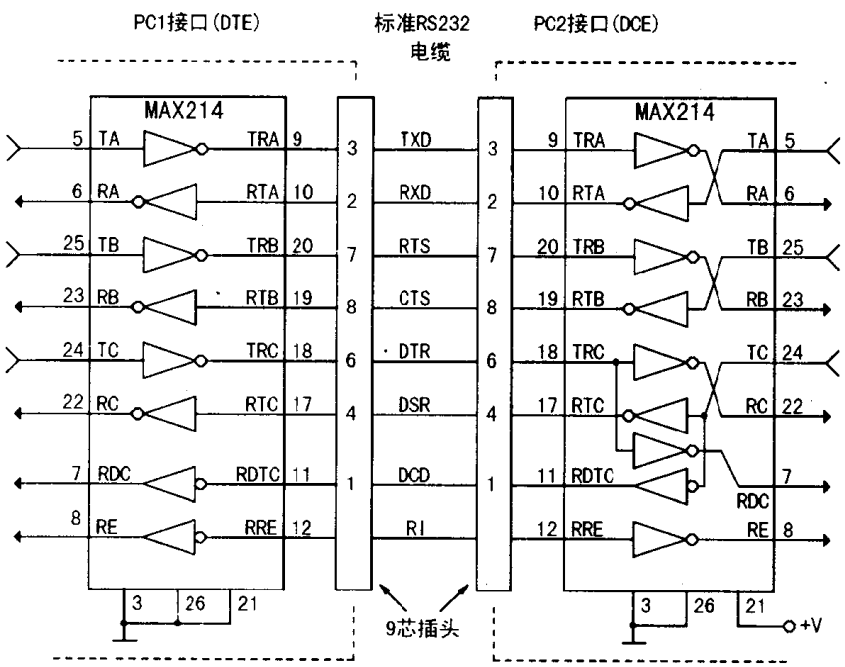


图 9.15　典型的收、发串行接口电路

在某些应用中，也可利用 26 脚(SHDN)与 3 脚(HIZ)的控制实现静态等功能。如表 9.3 所示。

表 9.3　控制脚的配置

控制输入			RS232 引脚		
关闭	HIZ	$\overline{\text{DTE}}$/DCE	TRA，TRB，TRC	RTA，RTB，RTC，RDTC	RRE
0	0	0	发送模式	接收模式/5 kΩ	接收模式/5 kΩ
0	0	1	接收模式/5 kΩ	发送模式	接收模式/5 kΩ
0	1	0	发送模式	接收模式/高阻	接收模式/高阻
0	1	1	接收模式/高阻	发送模式	接收模式/高阻
1	0	0	禁止/高阻	慢接收/高阻	慢接收/高阻
1	0	1	慢接收/高阻	禁止/高阻	慢接收/高阻
1	1	0	禁止/高阻	慢接收/高阻	接收/高阻
1	1	1	慢接收/高阻	禁止/高阻	慢接收/高阻

9.3.3　MAX253 RS－485 驱动接口电路

MAX253 是单片振荡器/电源驱动器。它可为 RS－485 或 RS－232 提供隔离电源。在 3.3 V 或 5 V 直流输入时，能隔离高达 1 W 的电源。

该器件除用于 RS－485 等串行接口器件之外，还可用作其它目的的隔离电源、电桥供电和医疗设备等领域。

MAX253 外形采用 8 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 单＋5 V 或＋3.3 V 电源供电；

(2) 静止模式电流：0.4 μA；

(3) 振荡频率：350 kHz 或 220 kHz；

(4) 电源驱动：通过隔离变压器用 RS－485 等接口。

二、内部电路结构与引脚说明

1. 内部电路结构

MAX253 的内部电路结构如图 9.16(a)所示。它主要由 400 kHz/700 kHz 振荡器、双稳态触发器、输出 MOS 管驱动器等电路组成。

2. 引脚说明

该器件的引脚排列如图 9.16(b)所示。其引脚功能说明如下：

1 脚：D1，N 沟道 MOS 管驱动输出 1；

2 脚：GND1，参考地；

3 脚：FS，频率开关，当 FS＝V_+或是开路时，开关频率为 350 kHz；当 FS＝0 时，开关频率为 200 kHz；

4 脚：SD，静态控制端，通常 SD 接地，当 SD 为高电平时，器件处于静态状态；

5 脚：NC，空脚；

6 脚：V_+，外加＋5 V 电源输入端；

7 脚：GND2，参考地；

8 脚：D2，N 沟道 MOS 管驱动输出 2。

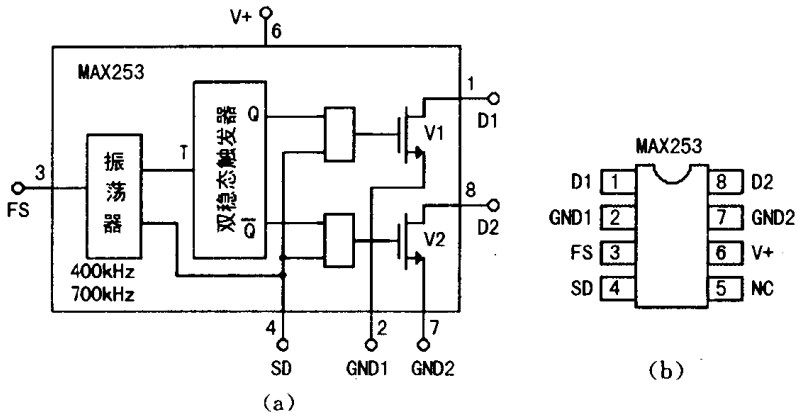


图 9.16　内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

三、典型应用

图 9.17 是 MAX253 用于驱动 RS－485 的接口电路。图中，MAX253 为隔离电源变换

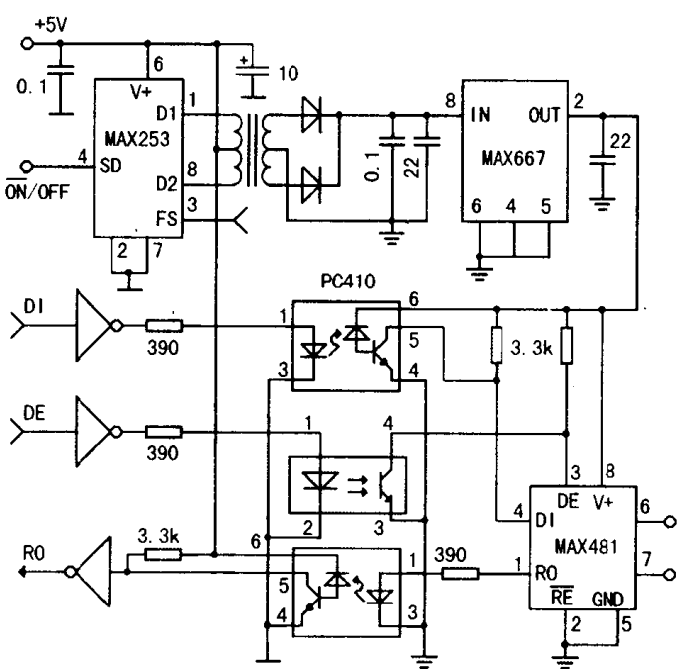


图 9.17　典型 RS－485 接口电路

电路，MAX667 是电压稳压器，目的是消除 MAX253 带来的噪声，并输出稳定的＋5 V 电压。MAX481 是 RS－485 接口芯片。通过隔离电源与光电耦合使 RS－485 完全与输入电路电隔离。

9.4 基准源电路

9.4.1 REF02 ＋5 V 精密电压基准

REF02 是精密＋5 V 电压基准源。在工业品和军品工作温度范围内最大漂移不超过 8.5×10^{-6}/ ℃，其电压输出可通过外电路进行±6%的调整。在 8～40 V 的输入范围内其耗电小于 1 mA，具有极好的温度稳定性、负载调节能力和电路短路保护能力。低噪声、低功耗和低成本使 REF02 可广泛地应用于精密电压基准、恒流源、数字电压表、V/F 变换、A/D、D/A 变换器和电压标定设备等领域。

REF02 外形采用 8 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 输出电压：5(1±0.001) V；

(2) 温度稳定性：≤8.5×10^{-6}/℃(－40～＋85 ℃)；

≤10×10^{-6}/℃(－55～＋125 ℃)；

(3) 低噪声：≤10 μV(在 0.1～10 Hz)；

(4) 线性调整率：≤0.008% /V；

(5) 负载调整率：≤0.005% /mA；

(6) 电源电压范围：8～40 V。

二、引脚说明与基本接法

1. 引脚说明

REF02 的引脚排列如图 9.18(b)所示。其引脚功能为：

1、7、8 脚：NC，空脚；

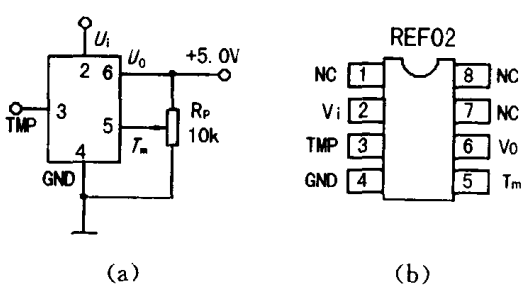
2 脚：V_i，电源输入端；

3 脚：TMP，温度电压输出端，在 0 ℃时，输出约 540 mV，在 100 ℃时，输出约 780 mV；

4 脚：GND，参考地；

5 脚：T_m，基准电压输出校准端；

6 脚：V_o，基准电压输出。



(a) (b)

图 9.18 基本接法与引脚排列

(a) 基本接法；(b) 引脚排列

2. 基本接法

REF02 的基本接法如图 9.18(a)所示。输入电压从 2 脚加入，基准电压从 6 脚输出。

通过 R_P(10 kΩ)电位器可校准输出电压的精度。

三、典型应用

REF02 作为恒流源的基本应用电路如图 9.19 所示。其中图(a)是外加正电压的恒流输出。图(b)是外加负电压的恒流输出。恒流 I_o 的输出与外加电阻 R 有关，其大小可由下式确定：

$$I_o = \frac{5.0\ \text{V}}{\text{R}} + 1\ \text{mA}$$

REF02 是精密的＋5 V 输出，若外接变换电路可得到±5 V 的输出，其电路如图 9.20 所示。

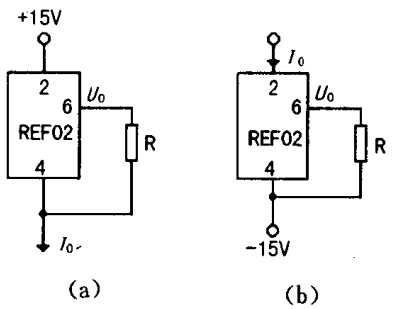


图 9.19　在恒流源电路中的应用
(a) 外加正压电路；(b) 外加负压电路

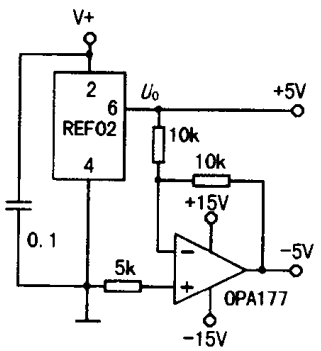


图 9.20　±5 V 电压基准输出

9.4.2　REF102 ＋10 V 精密电压基准

REF102 是精密＋10 V 基准电压源。它在工业品工作温度范围内漂移小于 2.5×10^{-6}/℃，在军品工作温度范围内漂移小于 5×10^{-6}/℃。其电压输出可通过外加电位器调整，具有极好的线性和温度特性。输入电压可以在 11.4 V 到 36 V 之间任选。它可广泛地应用于精密电压校准装置、精密恒流源、精密比较器阈值电路、测试设备和多种需要电压基准电路。

REF102 外形采用 8 脚 DIP 封装结构。

一、性能特点

(1) 输出基准电压：10±0.002 5 V；
(2) 极好的稳定性：典型值为 5×10^{-6}/100 0 小时；
(3) 漂移小于 2.5×10^{-6}/℃；
(4) 极好的线性调整率：典型值为 1×10^{-6}/V；
(5) 极好的负载调整率：典型值为 10×10^{-6}/mA；
(6) 噪声：小于 5 μV(在 0.1～10 Hz)；
(7) 宽的电源电压范围：11.4～36 V；
(8) 低的静态电流：小于 1.4 mA。

二、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

REF102 的内部电路结构如图 9.21(a)所示。它除有一个调整输出电压(Tm)外，还有一个降低噪声端(NRED)。

若在 NRED 端与地之间加 1 μF 电容器，可有效地降低高频噪声。

2. 引脚说明

REF102 的引脚排列如图 9.21(b)所示。其引脚功能说明如下：

1、3、7 脚：NC，空脚；

2 脚：V_+，外接电源输入端；

4 脚：COM，公共参考端；

5 脚：T_m，基准输出校准端；

6 脚：V_o，基准电压输出端；

8 脚：NRED，降噪端。

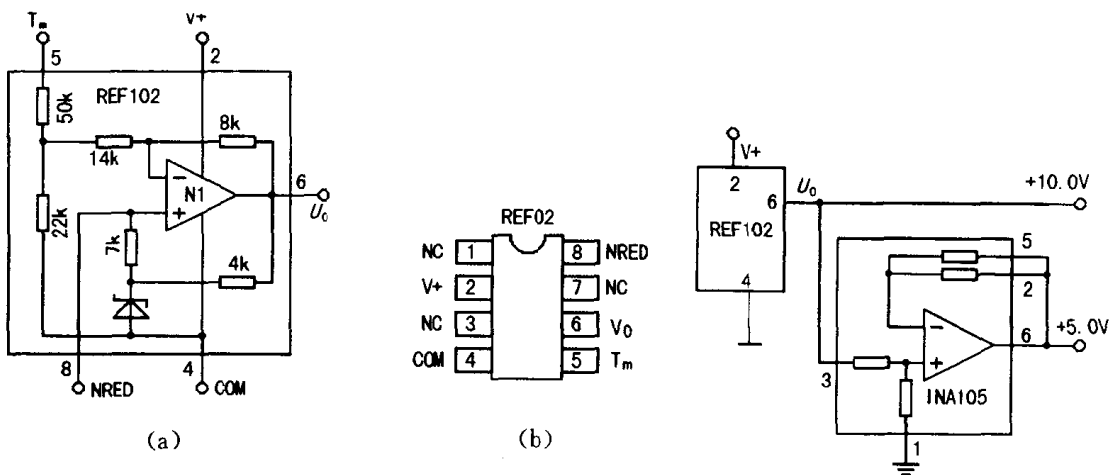


图 9.21　REF102 内部结构与引脚排列
(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

图 9.22　+10.0 V 与+5.0 V 的电压基准输出电压

三、基本接法与应用

REF102 的基本接法与图 9.18(a)基本相同，只是 REF102 可利用 8 脚去噪。

图 9.22 是 REF102 与 INA105(见 1.2.6 节)构成的+10.0 V 与+5.0 V 的电压基准输出应用电路。

9.4.3　SW431 精密可调电压基准源

SW431 是一种新颖精密可调基准电源。它具有输出电压可调范围宽(2.5～36 V)、输出电流大(100 mA)、温度特性好(50×10^{-6}/℃)、动态电阻小等特点，可广泛地应用于高精度基准电压源、稳压电源、高速比较器、过压保护器等多种场合。SW431 可与国外同类

产品 TL431、μA431 等直接互换使用。

一、主要参数与引脚说明

1. 主要参数

(1) 最大输出电压：37 V；

(2) 工作电流：－10～150 mA；

(3) 功耗：小于 700 mW；

(4) 工作温度：－55～＋150 ℃。

2. 引脚说明

SW431 外形有 TO－92 封装与 8 脚 DIP 封装两种形式，如图 9.23(a)、(b)所示。图中 K 为电源正端；A 为电源负端；R 为基准电压端。

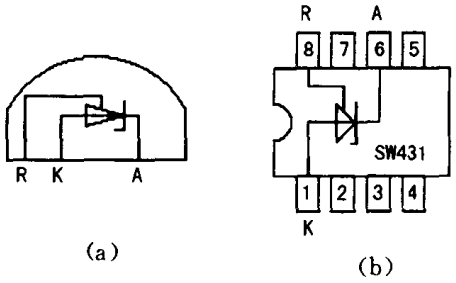


图 9.23 SW431 封装与引脚排列

(a) TO－92 封装；(b) 8 脚 DIP 封装

二、典型应用

SW431 集成电路应用范围很广，图 9.24 是其中的两种典型应用。

图(a)为 2.5 V 精密基准电压源。此电路具有良好的温度稳定性及较大的输出电流，非常适宜于 A/D 转换器及数字万用表中作基准电压电源。在连接容性负载时，应注意电容 C1 的取值，以避免自激。

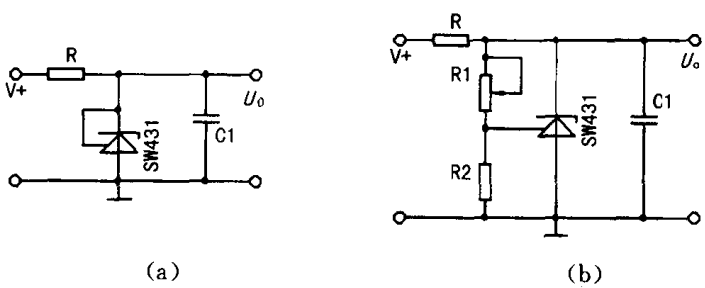


图 9.24 SW431 应用电路

(a) 2.5 V 精密基准电源；(b) 2.5～36 V 可调电源

图(b)为可调稳压源，输出电压 U_o 可在 2.5～36 V 之间连续可调。输出电压 U_o 由电阻 R1 与 R2 的分压比决定，即

$$U_o = U_R\left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

式中，U_R 为集成块基准电压，即 2.5 V。由于电阻 R 要承受输入与输出电压差，当压差很大时，R 功耗随之加大，使用时应注意。

9.4.4 SW5010 精密低压(1.22 V)基准源

SW5010 是一种能产生低压 1.22 V 基准的高稳定电压源。它适用于 A/D、D/A 转换器，数字电压表及高稳定度稳压器中的低压基准源，其作用相当于一般的稳压二极管。

一、封装形式与主要参数

1. 封装形式

SW5010 外形采用二端金属圆壳封装结构。其引脚如图 9.25 所示。

2. 主要参数

SW5010 的主要参数是：

(1) 最大正向电流：小于 5 mA；

(2) 最大反向电流：小于 5 μA；

(3) 基准电压输出：1.2～1.25 V，典型值为 1.22 V；

(4) 基准电流：50～500 μA，典型值为 100 μA；

(5) 动态输出电阻：小于 2 Ω；

(6) 均方根噪声电压：小于 5 μV；

(7) 工作温度：0～+70 ℃。

二、典型应用

SW5010 集成电路主要用于低压基准电路。图 9.26(a)是其基本应用电路，输入电压 U_i、限流电阻 R 与流进 SW5010 的电流 I_R(图中未标)之间满足以下关系：

$$I_R = \frac{U_i - 1.22\ \text{V}}{\text{R}}$$

若基准电压值太低，可用几个SW5010 串联使用，其输出电压是这几个稳压电压之和。图 9.26(b)示出了两个 SW5010 串联使用的典型接法。



图 9.25　SW5010 引脚封装

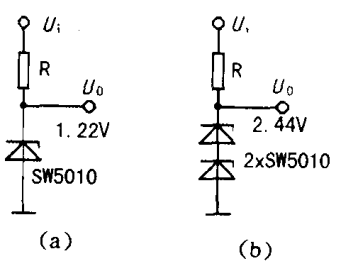


图 9.26　SW5010 应用电路

(a) 基本接法；(b) 串联使用

9.5　语音处理集成电路

9.5.1　ISD1200/1400 系列语音处理集成电路

ISD1200/1400 是一种新型语音处理集成电路。存储在芯片内的信息具有 100 年的保存能力，芯片录放音次数高达十万次。只需少量的外围元件就可组成一个完整的录放音单

元，录放音仅由单键钮式接口控制。片内自带基准时钟源，使用单一的+5 V 供电。具有音质高保真、低功耗等特点。

ISD1200/1400 外形采用 28 脚 DIP 封装结构。

一、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

图 9.27 示出了 ISD1200/1400 系列语音集成芯片的内部结构和引脚排列。它是由时钟电路、拾音放大器、自动增益控制电路、滤波器、差动功放、电源电路、E^2PROM、地址译码电路及其控制逻辑等多种电路组成。

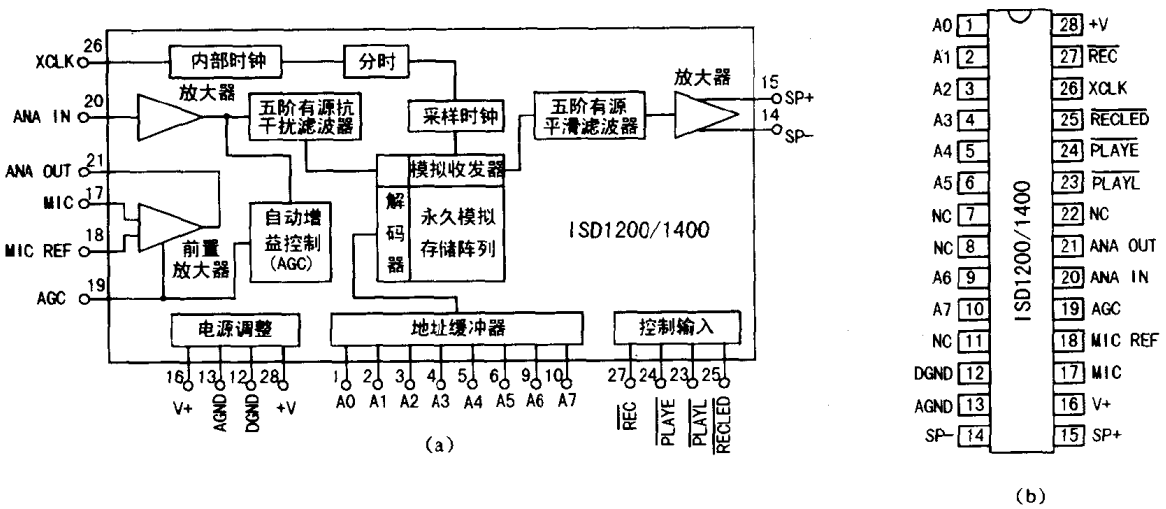


图 9.27　ISD1200/1400 内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

2. 引脚说明

ISD1200/1400 系列器件型号中的数字部分不仅表示序号，而且表示语音录放的时间长度。表 9.4 列出了不同型号的录放时间、采样频率等参数。

表 9.4　ISD1200/1400 系列器件主要参数

器件型号	录音时间/s	最大输入采样频率/kHz	通频带上限/kHz	分辨率/ms
ISD1210	10	6.4	2.7	125
ISD1212	12	5.3	2.3	150
ISD1416	16	8.0	3.4	100
ISD1420	20	6.4	2.7	125

ISD1200/1400 系列器件的引脚功能是：

1～6、9、10 脚：A0～A7，地址信号输入端，该信号表示录放音的起始地址或控制命令；

7、8、11、22 脚：NC，空脚；

12、13 脚：DGND、AGND，数字地、模拟地；

14、15 脚：SP－、SP＋，音频信号输出端，一般接扬声器；

16、28 脚：V_+、＋V，模拟与数字电源端，一般接＋5 V 电源；

17 脚：MIC，话筒输入端；

18 脚：MIC REF，话筒参考输入端；

19 脚：AGC，自动增益控制端；

20 脚：ANA IN，模拟信号输入端；

21 脚：ANA OUT，模拟信号输出端；

23 脚：$\overline{\text{PLAYL}}$，电平触发的放音控制端，当该脚为低电平时，器件进入一个放音周期，当该脚为高电平时放音停止；

24 脚：$\overline{\text{PLAYE}}$，脉冲触发的放音控制端，当该脚检测到一个向下的电平跳变时，就开始一个放音周期；

25 脚：$\overline{\text{RECLED}}$，录音指示输出端，一般接发光二极管；

26 脚：XCLK，时钟控制端；

27 脚：$\overline{\text{REC}}$，录音控制端，当该脚为低电平时，器件进入录音状态，在录音过程中该脚必须保持低电平。$\overline{\text{REC}}$的优先级高于任何一个放音信号$\overline{\text{PLAYL}}$和$\overline{\text{PLAYE}}$。

二、典型应用

ISD1200/1400 的典型应用电路如图 9.28 所示。其中，图(a)是一般的固定地址用法。A0～A7 接地，表示任何录放音操作都从存储器空间的起点开始，录放音由 S1～S3 按键控制。

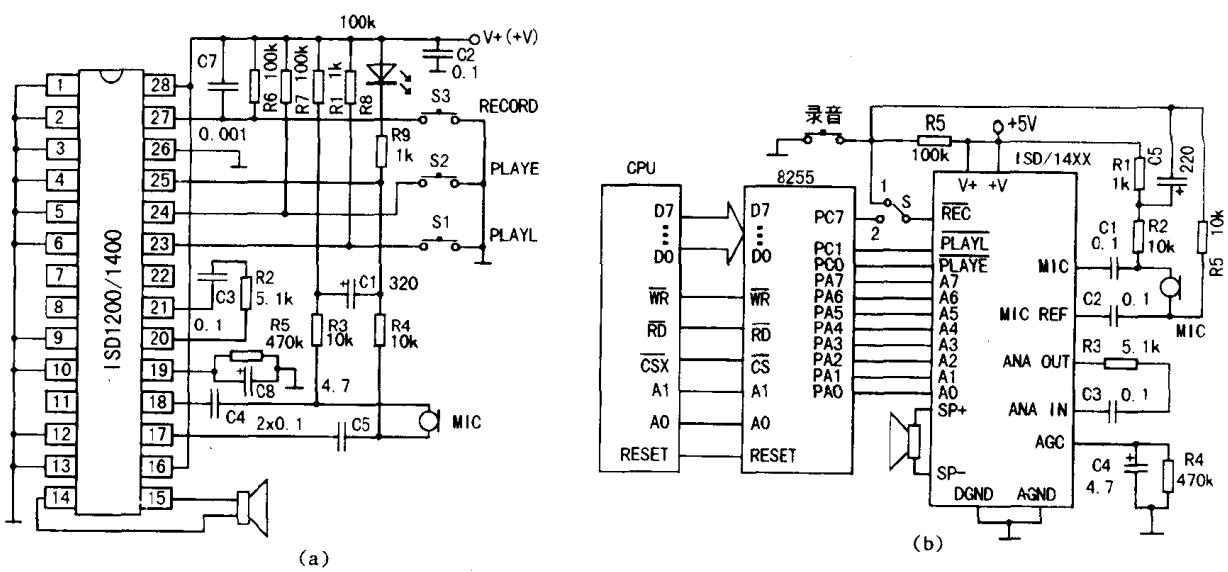


图 9.28　ISD1200/1400 应用电路

(a) 固定放音电路；(b) 与单片机接口电路

录音时只需按下 S3 键，$\overline{\text{REC}}$电平由高变低，声音由话筒输入。同时由于$\overline{\text{RECLED}}$端的电平降低，发光二极管发光，指示录音正在进行中。松开 S3，录音中止，发光二极管

熄灭。

放音可通过两种方式控制：第一种是电平触发控制，即按下 S1 键，此时 $\overline{\text{PLAYL}}$端电平由高变低，放音开始。在放音过程中如果松开 S1 键，$\overline{\text{PLAYL}}$端电平变高，放音立即中止，否则放音将持续下去，直至全部信息播完为止。第二种是脉冲触发方式，即按下 S2 键，此时在$\overline{\text{PLAYE}}$端产生一个由高到低的电平跳变，器件就进入放音状态，并一直进行直至全部信息播完，而不管中间是否松开 S2 键。

图 9.28(b)是单片机和其它模拟电路与 ISD1400 的接法。模拟语音信号从 MIC 和 MIC REF 两个端口输入，经拾音放大器放大又从 ANA OUT 端输出，然后通过外接耦合电容输入到 ANA IN 端，该信号再经适当放大后就可被时钟信号采样存储到 E^2PROM 中。AGC 端一般只接一个 RC 积分电容即可，它可使存储的语音具有良好的重放效果。A7～A0 端口具有地址编码和逻辑控制双重功能。

当 A7、A6 中有一个为低电平时，A7～A0 用作 E^2PROM 的地址编码。编址范围为 00H～9FH，共 160 个地址码，对应着 160 段语音存储单元。若芯片的录放时间为 T_m，则每段录放时间 $T_s=T_m/160$，称为分辨率。根据它可以估算出从录放开始算起的每段语音起始时间。

录放地址信息都是在有效录放控制命令下降沿时写入片内地址锁存器的，因此可以有选择地进行语音的存储录放，这一点在智能仪器设计中具有十分重要的意义。另外，实际应用时也可按仪器的语音要求，进行重新分段。

当 A7、A6 都取值为高电平时，A4、A3、A1、A0 各位用作芯片操作方式控制，其中 A0 用作信息检索控制。例如在放音时，如果不清楚每段语音的实际地址，可用 A0 控制检索过程，A0 每输入一个负脉冲，地址计数器就可跳过一段，指向下一段的起址。

A1 用作删除信息段结束标志的控制位，例如在录音期间可用 A1 删除每段信息中间的结束标志的插入，使全部录制内容只保留最后一个结束标志符，以便将来可以连续重放。

A3 可用来进行片内信息循环重放的控制，既可以循环重放一段，又可以循环重放全部。

A4 用于连续寻址控制，一般情况下芯片放完一段遇上结束标志就要停止，计数器会自动复位。用 A4＝0 就可制止这种复位过程，实现片内信息的连续播放。A1 若与 A0 联用，控制效果更好。

单片机对语音芯片的控制主要体现于对录放启动和寻址的控制，因此可用 8255 实现单片机对语音芯片的接口。图中 8255 的 PA 口用于输出段址信息，PC 口用于输出录放控制信号。8255 的选通信号为$\overline{\text{CSX}}$。

9.5.2 MSSA003 正点报时语音集成电路

MSSA003 是正点报时语音大规模 CMOS 集成电路。它具有功能强、控制灵活等特点。其输入通过按键操作，输出可驱动扬声器或压电陶瓷。

一、主要功能

(1) 有 30 段语音内容，若采用矩阵触发，可有 4×4 共 16 个触发键，每段语音＋静音，不可超过 24 s；

(2) 30 段语音内容在矩阵触发时，可排列组合成 16 串输出语音，但在单键触发时，可排列组合成 32 串输出语音，但 30 段语音内容重复之总数不可超过 128 次。

(3) 触发方式可分边沿触发与电平触发，边沿触发时语音立即停止，电平触发时，语音继续输出到完毕时停止。

(4) 单键触发功能分两种输出语音方式：一为每触发一次输出一段语音内容，依序输出各段语音；另一为一次触发后各段语音依次全部输出；

(5) 有语音中断功能，且可选择语音有后段盖前段功能，或无后段盖前段功能；

(6) 可利用光敏电阻来控制触发信号的输出；

(7) 有触发信号确定之功能，可避免误触发；

(8) 可配合 LED 使用，随语音输出时，固定每(1/6) s 闪烁一次；

(9) 语音结束后有一个停止信号，可推动其它控制电路；

(10) 可通过外接功放三极管推动扬声器发声(由 COUT 端输出)，或直接由 UOUT1、UOUT2 端驱动压电陶瓷片发声。

二、引脚排列

MSSA003 外形采样软包封装，引脚排列如图 9.29 所示。

三、典型应用

MSSA003 典型应用电路如图 9.30 所示。其中，按键为 4×4 矩阵，输出通过三极管驱动并接扬声器，且 11、12 脚间接压电陶瓷，可通过它发出声音。

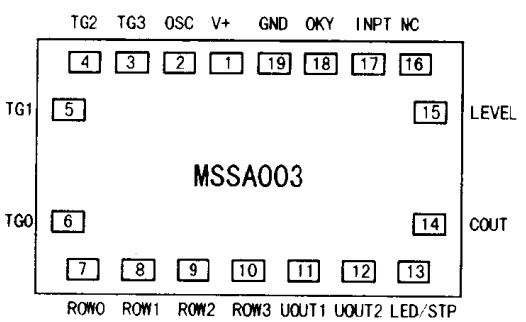


图 9.29 MSSA003 引脚排列

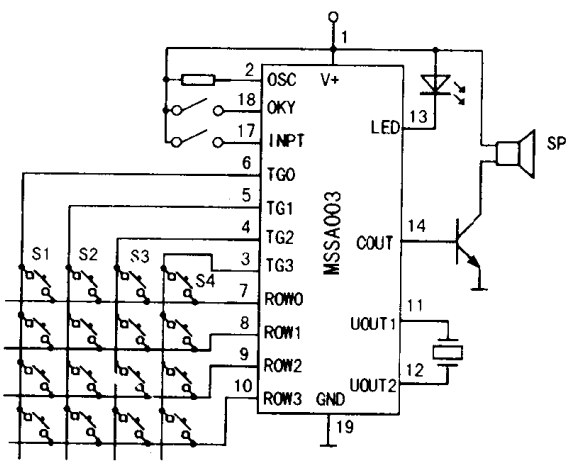


图 9.30 典型应用电路

9.5.3 T8950 语音处理集成电路

T8950 为专门用于声音变调的语音处理集成电路，它可将输入的正常声音变高或变低，具有 7 级阶梯变音，从而能产生戏剧般的放音效果。除此以外，它还具有颤音模式和机器人模式。前者可以在输入的信号中加入频率为 8 Hz 的低频，合成出 7 级带有颤音效果

的变调声。后者可使语音变成机器人的声音。该集成电路可广泛用于玩具、混音器、录音机、音响系统、语音系统及电话系统等领域。

一、内部结构与引脚说明

1. 内部结构

T8950 的内部电路结构如图 9.31(a)所示。它主要由话音放大器、内部偏压电路、8 位 A/D 转换器、内置 SRAM 和通用模式的 8 位 D/A 转换器等电路组成。其中采用 8 kHz 的取样速率，以保证其具有高音质输出和极优的信噪比。

2. 引脚说明

T8950 外形采用 18 脚 DIP 封装结构，引脚排列如图 9.31(b)所示。

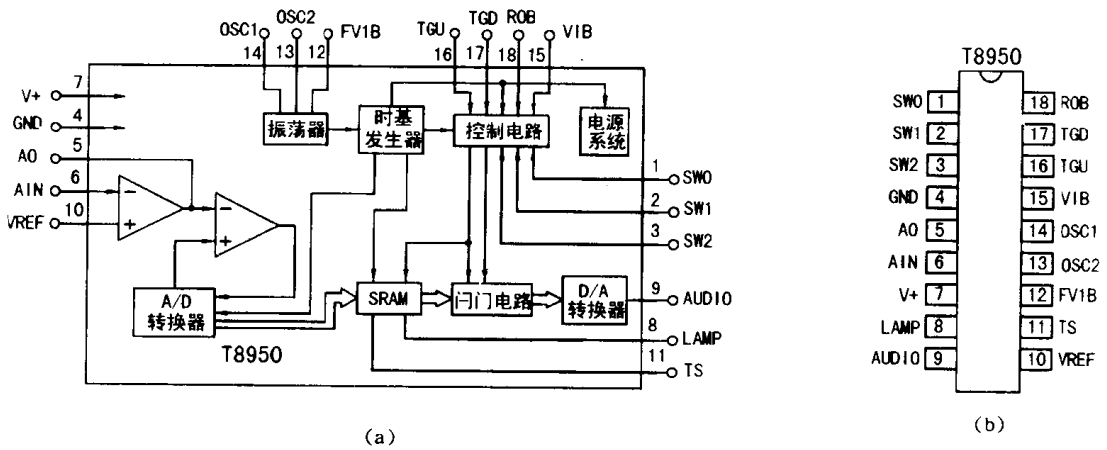


图 9.31　内部结构与引脚排列

(a) 内部电路结构；(b) 引脚排列

T8950 引脚功能是：

1、2、3 脚：SW0～SW2，功能选择端；

4 脚：GND，参考地；

5 脚：AO，运算放大器信号输出端；

6 脚：AIN，运算放大器信号反相输入端；

7 脚：V_+，外接电源输入端；

8 脚：LAMP，LED 指示器连接端；

9 脚：AUDIO，音频信号输出端；

10 脚：VREF，运算放大器基准电压输入端；

11 脚：TS，测试端；

12 脚：FV1B，颤音效果控制端；

13 脚：OSC2，振荡器输出端；

14 脚：OSC1，振荡器输入端；

15 脚：VIB，颤音效果模式端；

16 脚：TGU，升调控制端；

17 脚：TGD，降调控制端；

18 脚：ROB，机器人声音模式端。

二、典型应用

T8950 集成电路的典型应用电路如图 9.32 所示。它由语音电路、变音控制器、音频功率放大器及电源电路等构成。

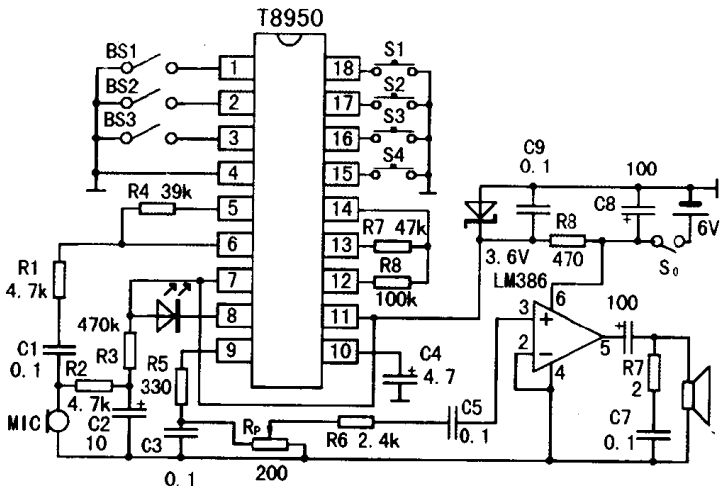


图 9.32　T8950 应用电路

语音通过话筒经 C1、R1、送到 T8950 的 AIN 端进行低噪声高增益放大，然后再通过 SW0 、SW1、SW2、ROB、TGD、TGU 及 VIB 七种方式的组合变调处理后，从 T8950 的 AUDIO 端输出音频信号。但该信号比较微弱，经电位器 R_P 进入 LM386 音频功率放大器放大，最后推动扬声器发出奇妙的音响效果。其中 SW0、SW1、SW2 采用电平控制，可接低电平(GND)和开路(高电平)，ROB、TGD、TGU、VIB 采用按钮控制。ROB 是机器人工作模式，是独立的。该模式工作时，其它功能均禁止。TGD 是降调按钮，按动此键，音调降低。TGU 是升调按钮，按动此键，音调将升高。VIB 是颤音按钮，按动此键，可以加入颤音效果。这七个引脚的控制功能详情如表 9.5 所示。该电路的连续操作次序为：电源接通，最初为 ROB 模式，分别操作“TGU 、TGD、ROB”。按动 TGU 和 TGD 为开，按动 ROB 为关。

表 9.5　T8950 控制功能

输　入			步　进　模　式	速率比例
SW2	SW1	SW0		
1	1	1	“TGU”与“TGD”控制	
1	1	0	UP3	2
1	0	1	UP2	8/5
1	0	0	UP1	4/3
0	1	1	普通	1
0	1	0	DN1	8/9
0	0	1	DN2	4/5
0	0	0	DN3	2/3

附录 A　器件型号索引*

器件型号	公司(厂家)	页码
3583	(BURR－BROWN)	234
3652	(BURR－BROWN)	129
AD1674	(ANALOG DEVICES)	348
AD202	(ANALOG DEVICES)	94
AD204	(ANALOG DEVICES)	94
AD206	(ANALOG DEVICES)	101
AD208	(ANALOG DEVICES)	106
AD517	(ANALOG DEVICES)	166
AD522	(ANALOG DEVICES)	16
AD524	(ANALOG DEVICES)	19
AD526	(ANALOG DEVICES)	70
AD548	(ANALOG DEVICES)	186
AD582	(ANALOG DEVICES)	431
AD590	(Philips and ANALOG EVICES)	288
AD592	(ANALOG DEVICES)	292
AD624	(ANALOG DEVICES)	25
AD625	(ANALOG DEVICES)	31
AD642	(ANALOG DEVICES)	166
AD647	(ANALOG DEVICES)	217
AD648	(ANALOG DEVICES)	186
AD651	(ANALOG DEVICES)	421
AD694	(ANALOG DEVICES)	284
AD707	(ANALOG DEVICES)	217
AD711	(ANALOG DEVICES)	162
AD712	(ANALOG DEVICES)	162
AD713	(ANALOG DEVICES)	162
AD7520	(National Semiconductor)	390
AD7543	(ANALOG DEVICES)	385
AD7546	(ANALOG DEVICES)	404
AD7555	(National Semiconductor)	332
AD7703	(ANALOG DEVICES)	364

* 器件的型号名称按英文字母顺序排列。

AD848 (ANALOG DEVICES) ····· 189
AD849 (ANALOG DEVICES) ····· 189
AD963 (ANALOG DEVICES) ····· 272
AD96685 (ANALOG DEVICES) ····· 244
AD96687 (ANALOG DEVICES) ····· 244
ADC0816 (National Semiconductor) ····· 342
ADC0817 (National Semiconductor) ····· 342
ADC1210 (National Semiconductor) ····· 345
ADC1211 (National Semiconductor) ····· 345
ADS1212 (National Semiconductor) ····· 368
ADS1213 (National Semiconductor) ····· 368
ADS774 (BURR—BROWN) ····· 351
ADS7805 (BURR—BROWN) ····· 358
CTV222S. PRC1 (Philips) ····· 466
CX20106 (SONY) ····· 446
CX20106A (SONY) ····· 446
DAC713 (BURR—BROWN and National Semiconductor) ····· 406
DAC714 (BURR—BROWN and National Semiconductor) ····· 387
DAC813 (BURR—BROWN) ····· 401
HDAC7542 (SPT) ····· 394
ICL7109 (Intersil and MAXIM) ····· 339
ICL7135 (Intersil and MAXIM) ····· 327
INA101 (BURR—BROWN) ····· 35
INA102 (BURR—BROWN) ····· 52
INA103 (BURR—BROWN) ····· 56
INA105 (BURR—BROWN) ····· 36
INA106 (BURR—BROWN) ····· 47
INA110 (BURR—BROWN) ····· 1
INA114 (BURR—BROWN) ····· 6
INA115 (BURR—BROWN) ····· 6
INA118 (BURR—BROWN) ····· 60
INA120 (BURR—BROWN) ····· 50
INA131 (BURR—BROWN) ····· 12
INA2128 (BURR—BROWN) ····· 64
INA2141 (BURR—BROWN) ····· 64
ISD1200 (Information Store Devices) ····· 500
ISD1400 (Information Store Devices) ····· 500
ISO100 (BURR—BROWN) ····· 116
ISO102 (BURR—BROWN) ····· 133

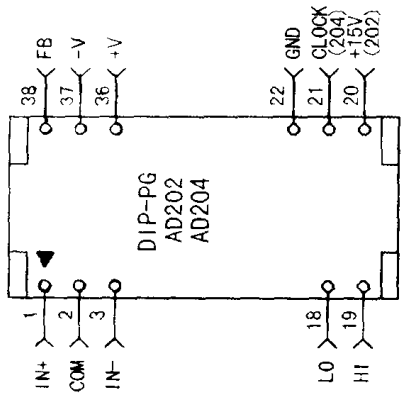
ISO103 (BURR－BROWN) …… 133
ISO120 (BURR－BROWN) …… 139
ISO121 (BURR－BROWN) …… 139
ISO122 (BURR－BROWN) …… 144
ISO130 (BURR－BROWN) …… 125
ISO212P (BURR－BROWN) …… 111
LC2190 (Sanyo) …… 443
LC2200 (Sanyo) …… 452
LF398 (National Semiconductor) …… 428
LH0101 (National Semiconductor and MAXIM) …… 231
LM131 (National Semiconductor and RCA) …… 424
LM135 (National Semiconductor and RCA) …… 297
LM231 (National Semiconductor and RCA) …… 424
LM235 (National Semiconductor and RCA) …… 297
LM331 (National Semiconductor and RCA) …… 424
LM335 (National Semiconductor and RCA) …… 297
LM35 (National Semiconductor and RCA) …… 294
LM45 (National Semiconductor and RCA) …… 294
M50436－560SP (Mitsubishi) …… 461
M58480P (Mitsubishi) …… 436
M58481P (Mitsubishi) …… 450
M58484P (Mitsubishi) …… 450
MAX214 (MAXIM) …… 490
MAX253 (MAXIM) …… 494
MAX263 (MAXIM) …… 315
MAX264 (MAXIM) …… 315
MAX265 (MAXIM) …… 306
MAX266 (MAXIM) …… 306
MAX267 (MAXIM) …… 315
MAX268 (MAXIM) …… 315
MAX400 (MAXIM) …… 213
MAX402 (MAXIM) …… 193
MAX403 (MAXIM) …… 193
MAX407 (MAXIM) …… 197
MAX410 (MAXIM) …… 199
MAX412 (MAXIM) …… 199
MAX4123 (MAXIM) …… 173
MAX4125 (MAXIM) …… 173
MAX4126 (MAXIM) …… 173

MAX4127 (MAXIM) ····· 173
MAX4128 (MAXIM) ····· 173
MAX414 (MAXIM) ····· 199
MAX417 (MAXIM) ····· 197
MAX418 (MAXIM) ····· 197
MAX419 (MAXIM) ····· 197
MAX438 (MAXIM) ····· 193
MAX439 (MAXIM) ····· 193
MAX480 (MAXIM) ····· 213
MAX512 (MAXIM) ····· 374
MAX513 (MAXIM) ····· 374
MAX530 (MAXIM) ····· 397
MAX531 (MAXIM) ····· 381
MAX538 (MAXIM) ····· 381
MAX539 (MAXIM) ····· 381
MAX690A (MAXIM) ····· 487
MAX692A (MAXIM) ····· 487
MAX907 (MAXIM) ····· 250
MAX908 (MAXIM) ····· 250
MAX909 (MAXIM) ····· 250
MAX931 (MAXIM) ····· 253
MAX932 (MAXIM) ····· 253
MAX933 (MAXIM) ····· 253
MAX934 (MAXIM) ····· 253
MB3614 (Fujitsu) ····· 175
MB3615 (Fujitsu) ····· 175
MB3759 (Fujitsu) ····· 472
MB3776A (Fujitsu) ····· 474
MB4204 (Fujitsu) ····· 241
MB88347L (Fujitsu) ····· 378
MC3405 (Motorola) ····· 247
MC3505 (Motorola) ····· 247
MN15287KWEB (Panasonic) ····· 463
MSSA003 (MSSA) ····· 503
MXL1013 (MAXIM) ····· 170
MXL1014 (MAXIM) ····· 170
OPA121 (BURR－BROWN) ····· 154
OPA131 (BURR－BROWN) ····· 184
OPA177 (BURR－BROWN) ····· 179

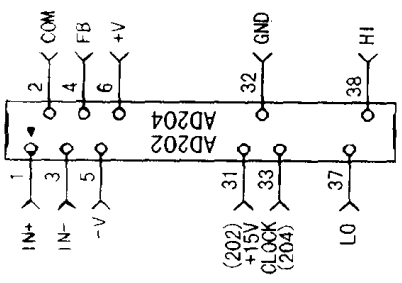
OPA2131 (BURR—BROWN) …… 184
OPA2541 (BURR—BROWN) …… 226
OPA27 (BURR—BROWN) …… 149
OPA37 (BURR—BROWN) …… 149
OPA4131 (BURR—BROWN) …… 184
OPA541 (BURR—BROWN) …… 226
OPA602 (BURR—BROWN) …… 154
OPA604 (BURR—BROWN) …… 203
OPA606 (BURR—BROWN) …… 206
OPA627 (BURR—BROWN) …… 210
OPA637 (BURR—BROWN) …… 210
OPA675 (BURR—BROWN) …… 221
OPA676 (BURR—BROWN) …… 221
OPA77 (BURR—BROWN) …… 179
PCA84C444 (Philips) …… 466
PCA84C641 (Philips) …… 466
PGA102 (BURR—BROWN) …… 75
PGA103 (BURR—BROWN) …… 79
PGA202 (BURR—BROWN) …… 83
PGA203 (BURR—BROWN) …… 83
PGA204 (BURR—BROWN) …… 87
PGA205 (BURR—BROWN) …… 87
RCV420 (BURR—BROWN) …… 276
REF02 (Precision Monolithics and BURR—BROWN) …… 496
REF102 (Precision Monolithics and BURR—BROWN) …… 497
SAA3010 (Philips) …… 439
SC11031 (SERRA Semiconductor) …… 483
SC11040 (SERRA Semiconductor) …… 483
SC11064 (SERRA Semiconductor) …… 481
SG3525A (Silicon General) …… 479
SHC298 (BURR—BROWN) …… 428
SHC5320 (BURR—BROWN) …… 433
SW431 (上海无线电七厂) …… 498
SW5010 (上海无线电七厂) …… 499
T8950 (Thomson and Simens) …… 504
TDA3047 (National Semiconductor and Plessey) …… 448
TDA3048 (National Semiconductor and Plessey) …… 448
TL081 (Motorola) …… 159
TL082 (Motorola) …… 159

TL084 (Motorola) …… 159
TMP47C837N (Toshiba) …… 456
UAF42AG (BURR－BROWN) …… 300
UAF42AP (BURR－BROWN) …… 300
UAF42AU (BURR－BROWN) …… 300
UC1840 (Unitrode) …… 476
VCA610 (BURR－BROWN) …… 238
VFC100 (BURR－BROWN) …… 409
VFC110 (BURR－BROWN) …… 411
VFC121 (BURR－BROWN) …… 415
VFC320 (BURR－BROWN) …… 418
XTR101 (BURR－BROWN) …… 257
XTR103 (BURR－BROWN) …… 264
XTR104 (BURR－BROWN) …… 269
XTR110 (BURR－BROWN) …… 280
YN5103 (苏州半导体器件总厂) …… 444
YN5103IR (苏州半导体器件总厂) …… 444
YN5203 (苏州半导体器件总厂) …… 454
μPD6102G (Hitachi) …… 441

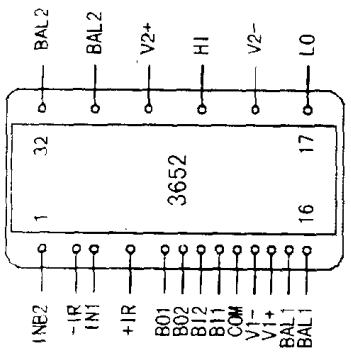
附录B　部分器件引脚排列图



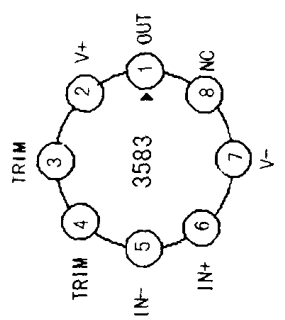
附图4



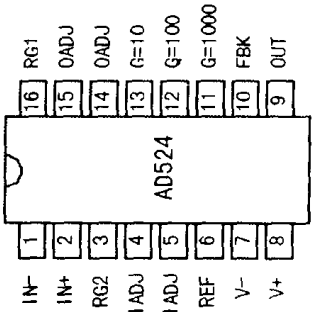
附图3



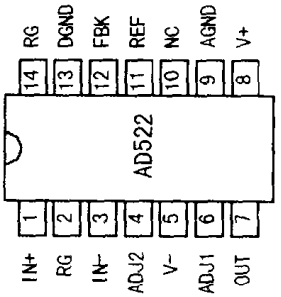
附图2



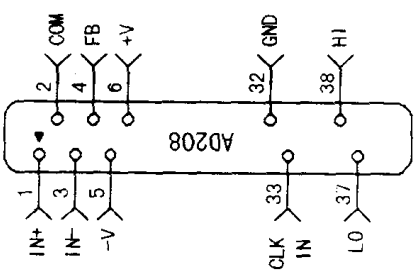
附图1



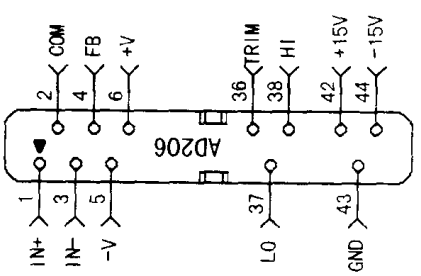
附图8



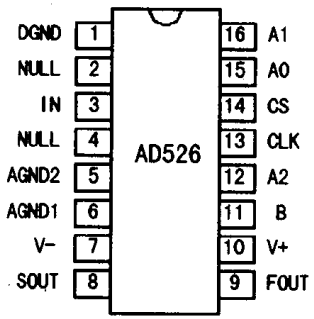
附图7



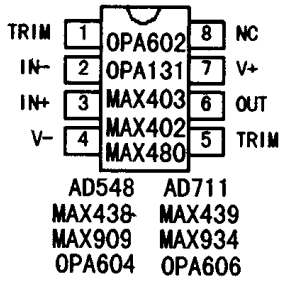
附图6



附图5



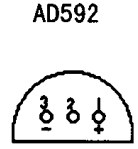
附图9



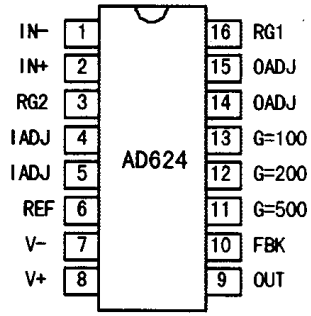
附图10



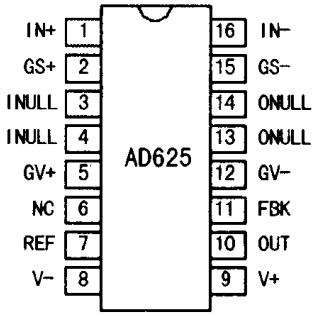
附图11



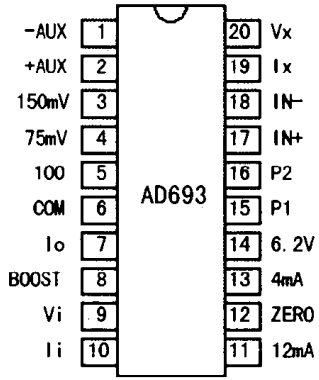
附图12



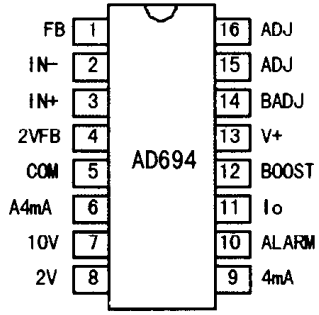
附图13



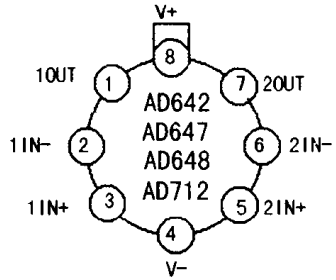
附图14



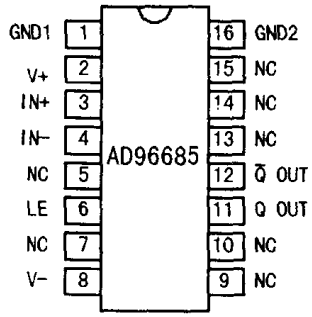
附图15



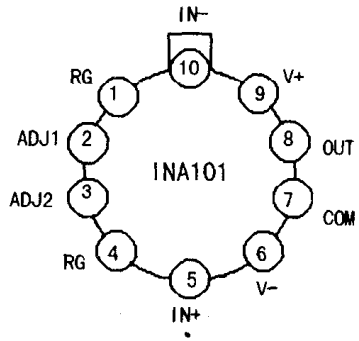
附图16



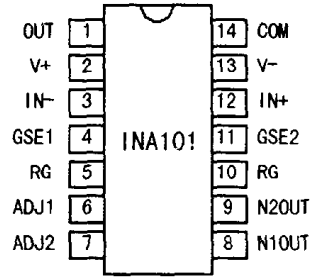
附图17



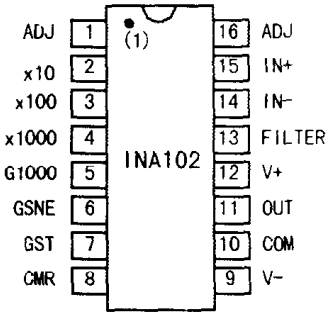
附图18



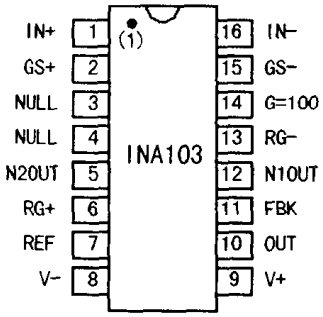
附图19



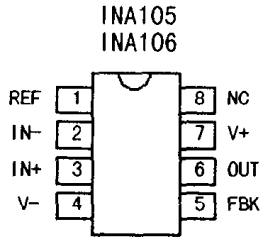
附图20



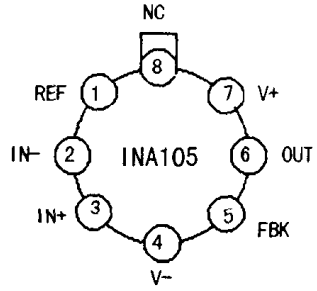
附图21



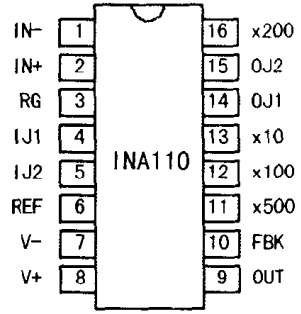
附图22



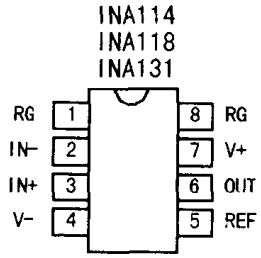
附图23



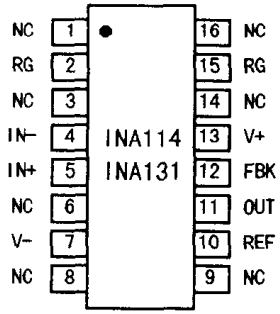
附图24



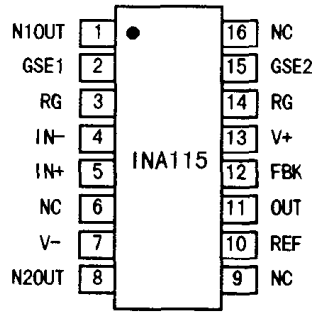
附图25



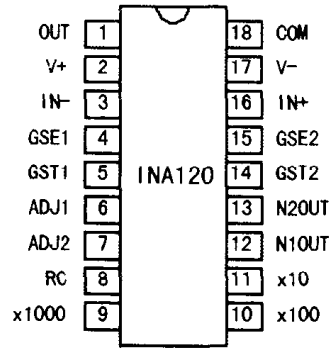
附图26



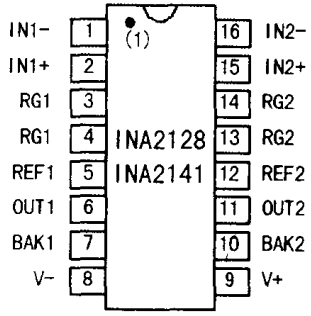
附图27



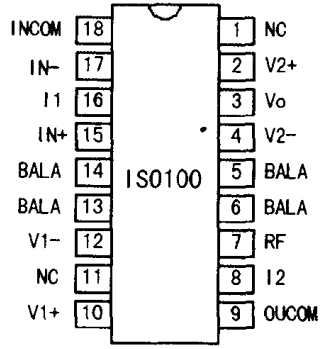
附图28



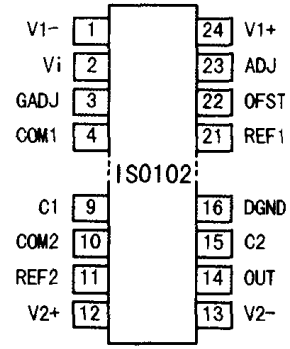
附图29



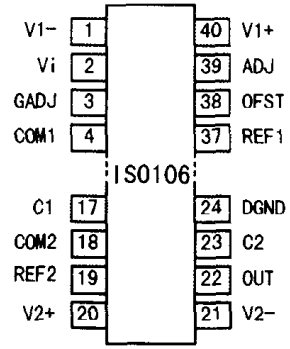
附图30



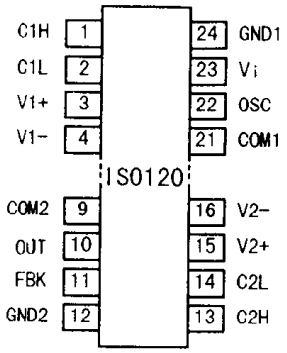
附图31



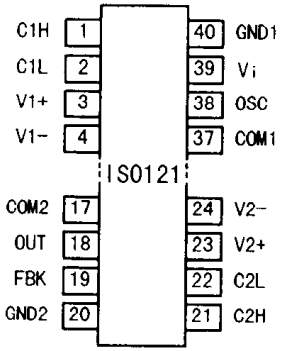
附图32



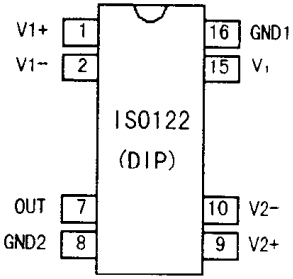
附图33



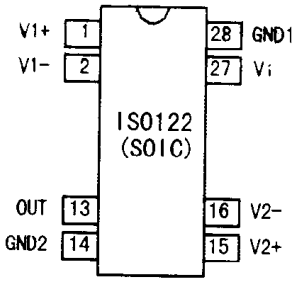
附图34



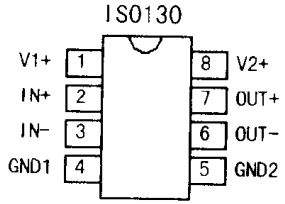
附图35



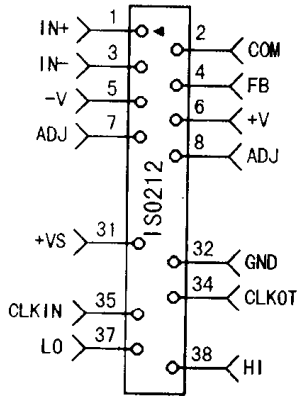
附图36



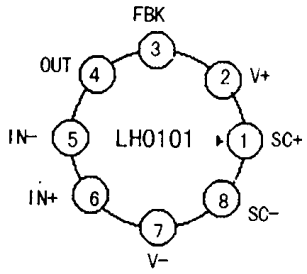
附图37



附图38



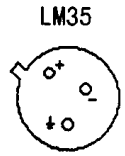
附图39



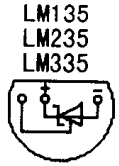
附图40



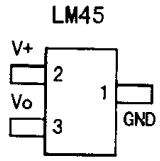
附图41



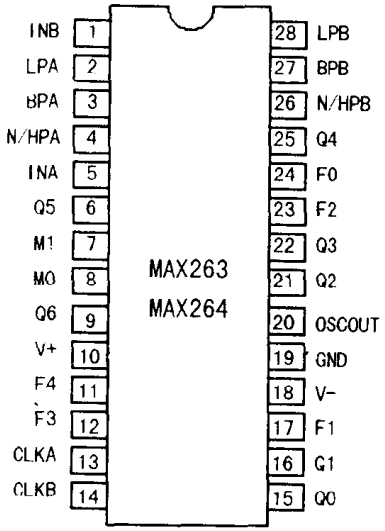
附图43



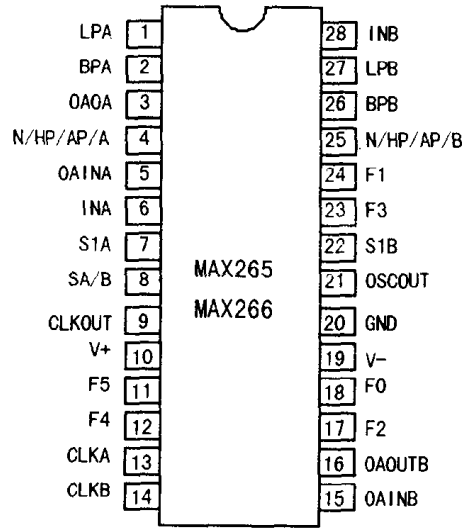
附图42



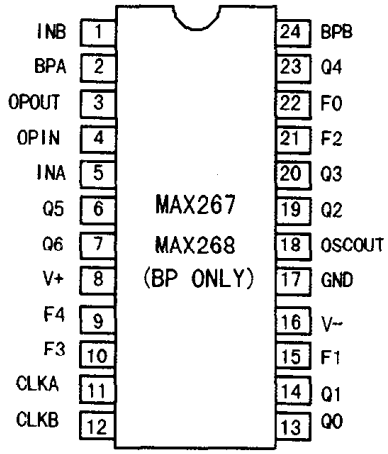
附图44



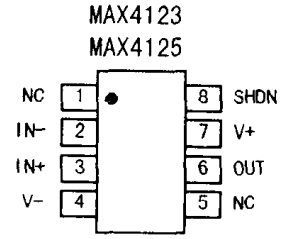
附图45



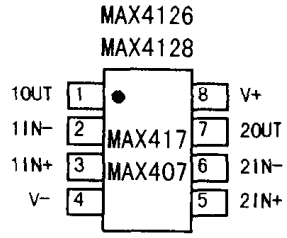
附图46



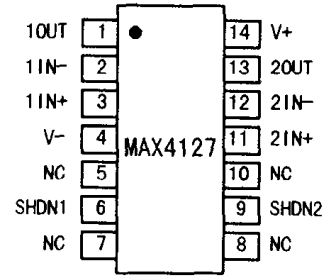
附图47



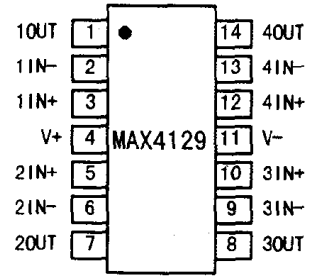
附图48



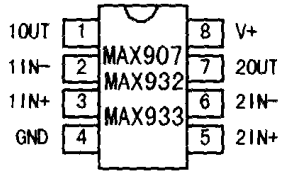
附图49



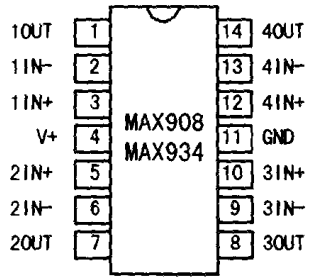
附图50



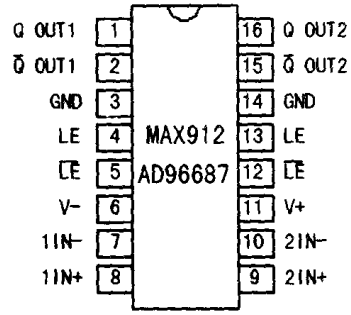
附图51



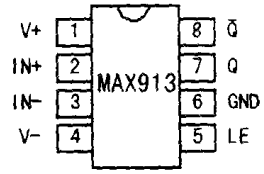
附图52



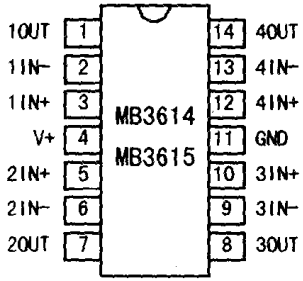
附图53



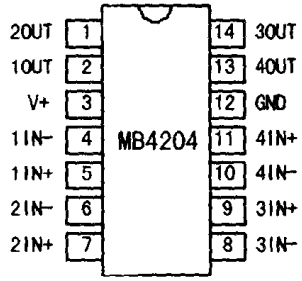
附图54



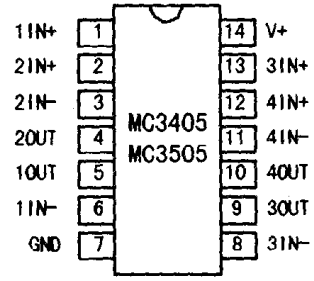
附图55



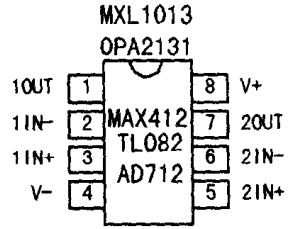
附图56



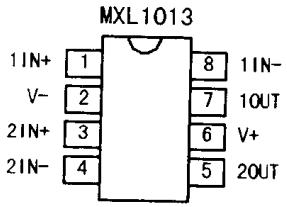
附图57



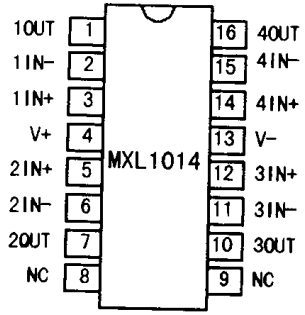
附图58



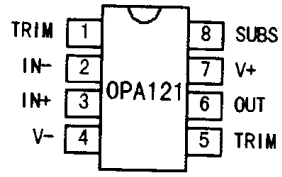
附图59



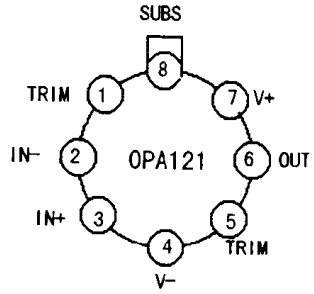
附图60



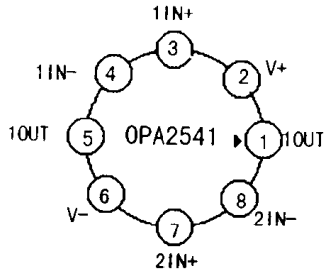
附图61



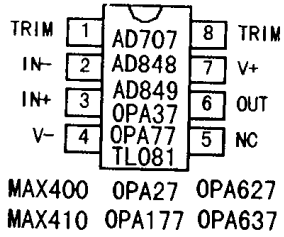
附图62



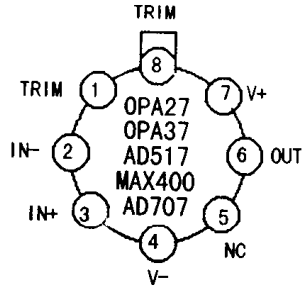
附图63



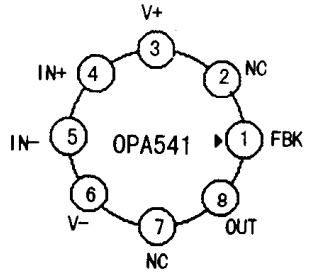
附图64



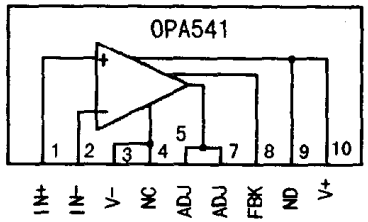
附图65



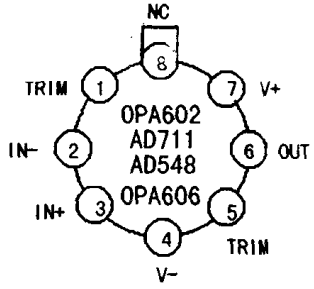
附图66



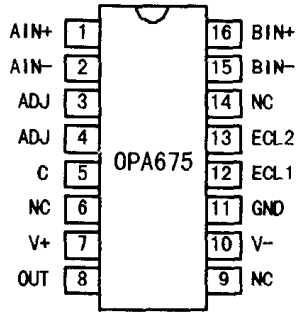
附图67



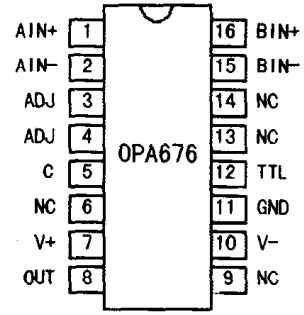
附图68



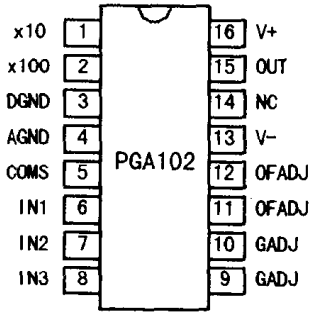
附图69



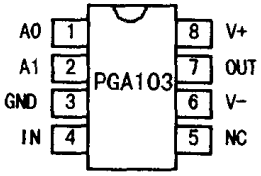
附图70



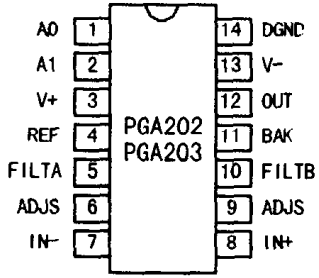
附图71



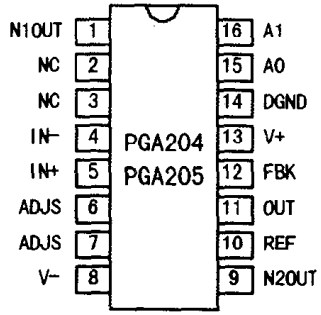
附图72



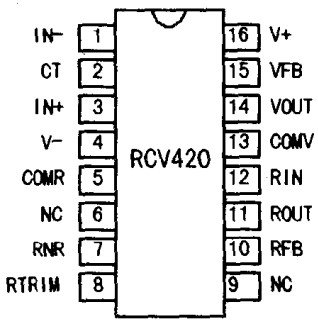
附图73



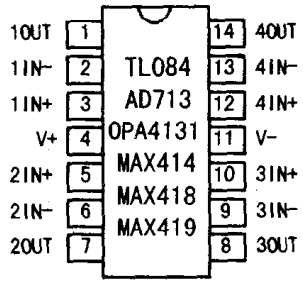
附图74



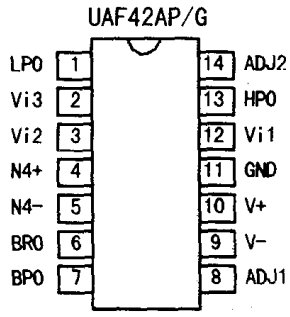
附图75



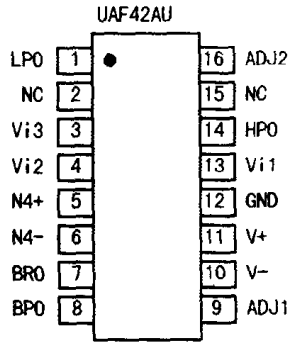
附图76



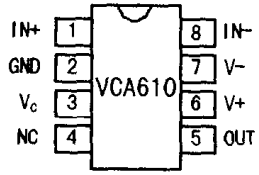
附图77



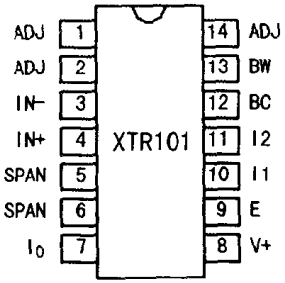
附图78



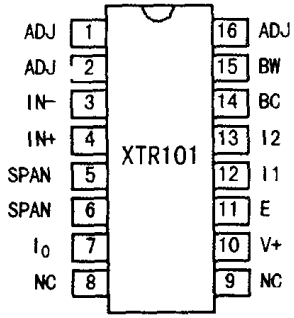
附图79



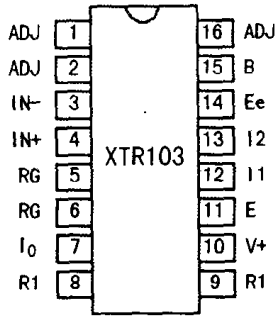
附图80



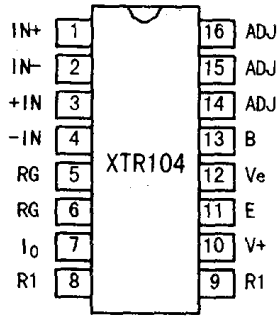
附图81



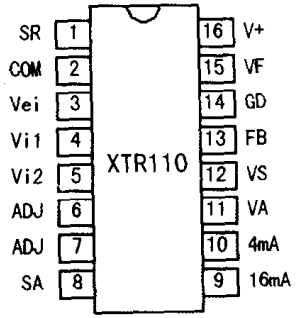
附图82



附图83



附图84



附图85

主要参考资料

[1] BURR—BROWN IC DATA BOOK, DATA CONVERSION PRODUCTS, 1995～1997

[2] BURR—BROWN IC DATA BOOK, LINEAR PRODUCTS, 1995～1997

[3] LINEAR PRODUCTS DATA BOOK, ANALOG DEVICES Ins., 1992～1994

[4] DATA CONVERSION PRODUCTS DATA BOOK, ANALOG DEVICES Inc., 1992～1994

[5] PRODUCTS DATA BOOK, MAXIM Inc., 1994～1996

[6] CD—ROM PRODUCTS DATA SHEETS,MAXIM Inc., 1997

[7] ASSP/Linear ICs DATA BOOK, FUJITSU Inc., 1997

[8] MOTOROLA IC DATA BOOK, 1995

[9] National Semiconductor DATA BOOK, 1992～1994

[10] ICs DATA BOOK, Philips Components Inc., 1994

[11] PRODUCTS DATA BOOK, Mitsubishi Electric Corp., 1992～1994

[12] LINEAR PRODUCTS DATA BOOK, Precision Monolithics, Inc., 1995

[13] BURR—BROWN APPLICATIONS HANDBOOK, 1994

[14] Telecom Data Book, SERRA Semiconductor Inc., 1992

[15] APPLICATIONS HANDBOOK, Information Store Devices Inc., 1994

[16] PRODUCTS DATA BOOK, Mitsubishi Inc., 1993