

压缩扩展器

UTC571N/M是一个多功能低成本的双增益控制电路，片内的每一个通道都可用作动态压缩器和扩展器。每个通道都有一个全波整流器用来检测信号的平均值，一个线性化的温度补偿增益可变单元，和一个运算放大器。

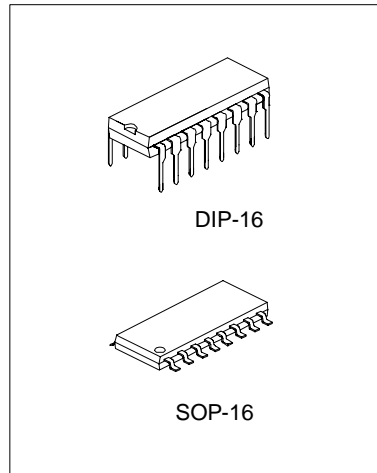
UTC571N/M是一款专用于蜂窝式无线电台和无线通信系统，调制器，电话和卫星广播/音频接收系统，无线话筒等。

主要特点

- 片内完整地压缩器和扩展器
- 温度补偿
- 大于110dB的动态范围
- 工作电压低至 6V DC
- 系统电平可通过外部器件调整
- 修正失真
- 动态噪声减少系统
- 电压控制放大器

应用

- 蜂窝式无线电台
- 高电平限幅器
- 低电平扩器—噪声门限
- 动态滤波播放器



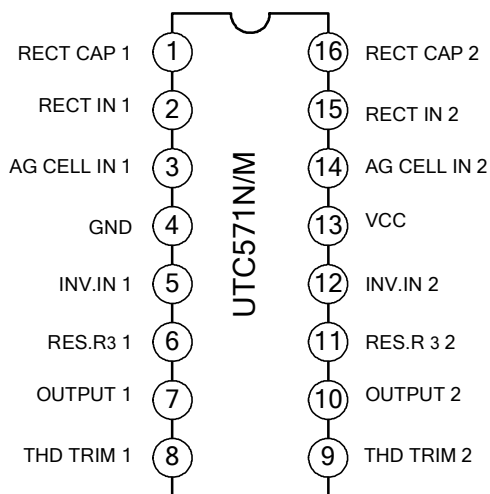
产品规格分类

产品型号	封装形式
UTC571N	DIP-16-300-2.54
UTC571M	SOP-16-375-1.27

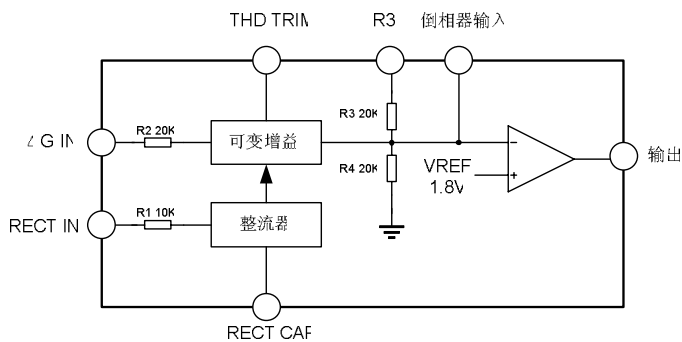
UTC571NM

双极型线性集成电路

管脚排列图



内部框图



极限参数 (Tamb=25°C)

参 数	符 号	参 数 范 围	单 位
最大工作电压	VCC	18	V
工作温度	TA	0~70	°C
功率消耗	PD	400	mW

交流电气特性 (除非特别指定, $T_{amb}=25^{\circ}\text{C}$, $V_{cc}=+6\text{V}$)

参 数	符 号	测 试 条 件	最小值	典型值	最大值	单 位
工作电压	VCC		6		18	V
工作电流	ICC	无信号		3.2	4.8	mA
输出电流	IOUT		± 20			mA
输出回转率	SR			± 5		V/ μs
Gsin单元失真		未修整 修整		0.5 0.1	2.0	%
电阻容差				± 5	± 15	%
内部基准电压			1.7	1.85	2.0	V
输出DC Shift		未修整		± 30	± 150	mV
扩展器输出噪声		无信号, 15Hz-20kHz		20	60	μV
单位增益电平		1kHz	-1.5	0	+1.5	dBm
增益改变量				± 0.1		dB
基准偏差				+2,-25	+20, -50	mV
电阻偏差				+8,-0		%
寻迹误差 (测量相关的单位增益值), 等效于 $[VO-VO(\text{单位增益})]\text{dB}-V2\text{dBm}$		整流器输入 $V2=+6\text{dBm}$, $V1=0\text{dB}$ $V2=-30\text{dBm}$, $V1=0\text{dB}$		+0.2 +0.2	-1,+1.5	dB
通道分离度				60		dB

- 注: 1. 输入到V 1和V 2接地端
 2. 在0dBm, 1kHz时测量
 3. 扩展器 AC输入改变, 从无信号到0dBm.
 4. 相关的值在 $T_A = \pm 25^{\circ}\text{C}$
 5. 此处测得的电气特性参数温度范围为 $-40 \sim +8^{\circ}\text{C}$
 6. 0dBm = 775mV RMS .

功能描述

电路描述

UTC571NM压扩器的内部电路见内部框图，是由一个全波整流器，一个可变的增益网络，一个运算放大器和一个偏置系统。这些内部电路的排列会导致电路外围器件的多少和性能的好坏，因此可以根据需要采用不同的排列。

全幅整流器修正输入电流，输入到内部求和节点（偏置电压VREF）。这个整流电流在连接于CRECT端子上的外部滤波电容上平均，控制可变增益单元的增益，因此可变增益和耦合电压输入信号成正比，见下面的公式。注意，这里的电容耦合输入没有偏移电压，也不会产生增益误差。唯一的误差是来自整流器偏置电流，这个电流小于0.1μA。

$$G \propto \frac{|V_{IN} - V_{REF}|_{avg}}{R1} \quad \text{或}$$

$$G \propto \frac{|V_{IN}|_{avg}}{R1}$$

输入信号电平中，增益改变的速度由整流器滤波器电容决定。一个小电容可以产生快速响应，但是不能完全滤除低频信号。增益控制信号上的纹波都可以解调通过可变增益网络的信号，在一个扩展器或压缩器上，这种情况将导致三次谐波失真，因此需要权衡快速启动，延迟时间和失真之间的关系。增益随时间改变的具体情况可参考下面的公式：

$$G(t) = (G_{initial} - G_{final})e^{-t/\tau} + G_{final}; \quad \tau = 10k \times CRECT$$

不同增益网络都有一个输入电流和输出电流，这个电流的比率IOUT / IIN 由整流器控制。IIN 输入电流是指从DG输入到内部求和节点的电流。下面的公式就是应用于电容耦合输入的电流。输出电流，输入到求和节点的运算放大器。

$$I_{IN} = \frac{V_{IN} - V_{REF}}{R2} = \frac{V_{IN}}{R2}$$

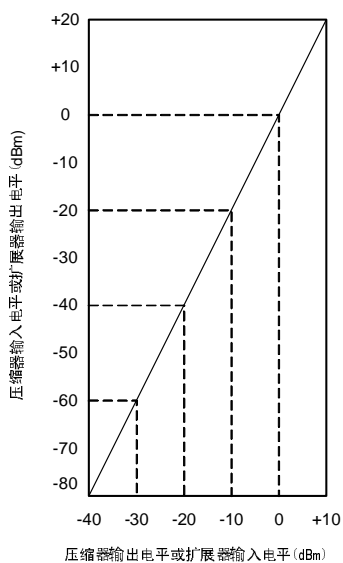
DG单元内置温度补偿电路，这个电路还可以去掉奇次谐波失真。唯一保留的失真是偶次谐波，并且是由于内部漂移电压而存在。THD端子可以在低失真时调整内部偏移。

运算放大器(内部补偿)有一个正相输入到VREF，倒相输入连接到DG网络输出端。R3是从求和节点引出的电阻，并且允许压缩器或扩展器的增益由内部器件决定。

输出级可以承受±20mA的输出电流。这就允许+13dBm (3.5V RMS)输出到一个300W的负载，这个负载有一个串联电路和变压器，会导致一个+13dBm，600Ω 的输出阻抗。

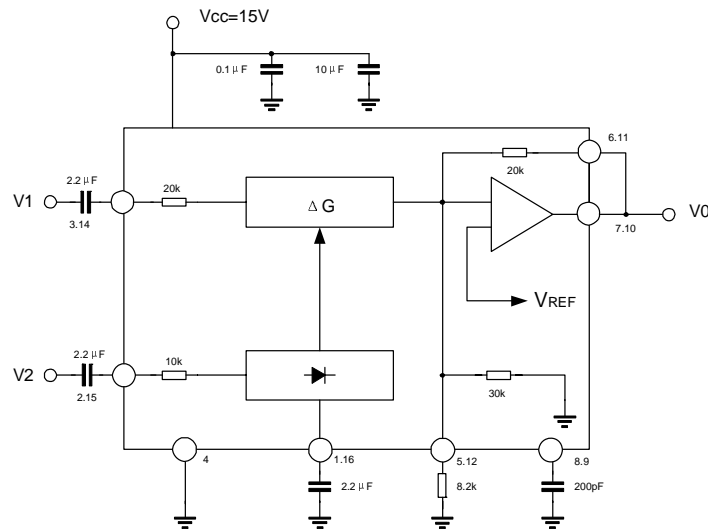
一个带隙基准给所有的求和节点提供了一个基准电压，给整流器和DG网络提供了一个可调的工作电压，给DG网络提供了一个偏置电流。此外这个基准提供的低温独特性可以在一个范围很宽的温度内保持稳定。

典型特性见下面的所示：基本压缩器和扩展器的输入-输出传输曲线



基本的输入-输出曲线

典型测试图



介绍

这个电路最令人感兴趣的莫过于高性能的增益控制电路。对一个无可挑剔的应用电路，可以采用一个集成的互导运算放大器，但是当需要高性能特性时，需要一些复杂的，很昂贵的，匹配很好的器件。

但是我们的电路，UTC571N/M，是一个高性能的增益控制压缩扩展器，失真小(<0.1%)，信噪比高(90dB)，动态范围广(110dB)。

电路背景

UTC571N/M压扩器最初是根据电话系统的需要设计的。当几个电话信道复合到一条公共线上时，信噪比很差，压缩扩展使得信道的动态范围很宽。图1示出了压扩器控制的动态信道的信噪比。输入电平范围+20 ~ -80dB以2比1的比例压缩，一个2dB的输入电平通过压缩器压缩为一个1dB的输出电平。通过受限的动态范围信道时，原来100dB的动态范围就压缩为50dB。在接收端，一个补充的扩展器可以恢复原信号电平，并可以把信道噪声减少到45dB。

图2示出了一半芯片的框图（一个IC中有两个一样的信道）。图中全幅平均整流器为可变增益单元提供了一个增益控制电流 I_G 。DG网络输出电流输入到运放的求和节点。电阻是用来建立电路增益和设置输出DC偏置的。

电路采用单电源供电，因此内部求和节点偏置电压必须高于接地端。内部带隙电压基准提供了一个稳定的，低噪声的1.8V的指示电压 V_{REF} 。运放的正相输入连接 V_{REF} ，整流器的求和节点和 ΔG 网络（在 R_1 和 R_2 左边的电路）都有相同的电势。THD修正管脚也和 V_{REF} 电势相等。

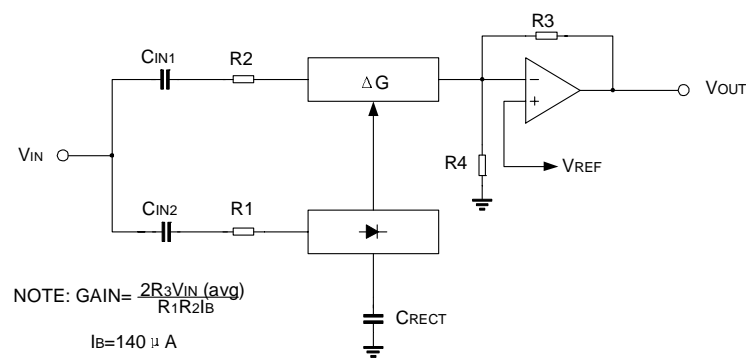


图 3. 基本扩展器

图3示出了电路是如何连接实现一个扩展器的。输入信号 V_{IN} 输入到整流器和 ΔG 网络。当输入信号减少6dB时，增益控制电路会减少6dB，输出电平 V_{OUT} 减少12dB，这样就实现了2: 1的扩展。

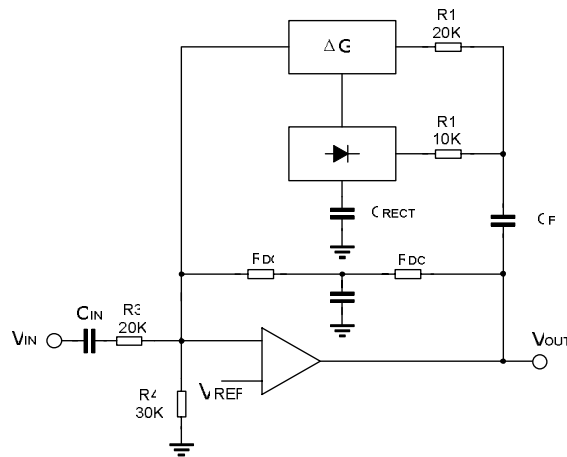


图 4. 基本压缩器

图4示出了一个压缩器的连接。这个电路其实是把一个扩展器放在运放的反馈回路来实现。 ΔC 网络只是用来提供交流反馈，因此要通过RDC和CDC提供一个独立的直流反馈回路。RDC的值将决定运放输出的直流偏置。输出偏置见下面的公式：

$$V_{OUT\ DC} = 1 + \frac{R_{DC1} + R_{DC2}}{R_4}$$

$$V_{REF} = \left(1 + \frac{R_{DC\ TOT}}{30K}\right) 1.8V$$

扩展器的输出偏置：

$$V_{OUT\ DC} = 1 + \frac{R_3}{R_4} V_{REF}$$

$$V_{REF} = \left(1 + \frac{20K}{30K}\right) 1.8V = 3.0V$$

当时用内部电阻时，输出偏置电压为3.0V。外部电阻可以用串联R3来代替（影响增益），或者并联R4使直流偏置的值上升到需要的值。

详细电路描述—整流器

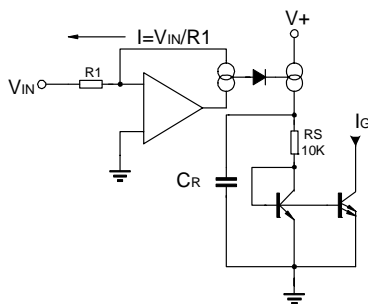


图 5. 整流器原理

图5示出了全幅平均整流器的原理。输入到运放求和节点的电流 V_{IN}/R_1 ，是由运放的输出端提供的。如果我们能把运放的反射为单极电流，我们就有一个理想的整流器了。输出电流通过 R_5 ， C_R 平均，通过这两个器件可以设置平均时间常数，然后通过2:1的反射，变为增益控制电流 I_G 。

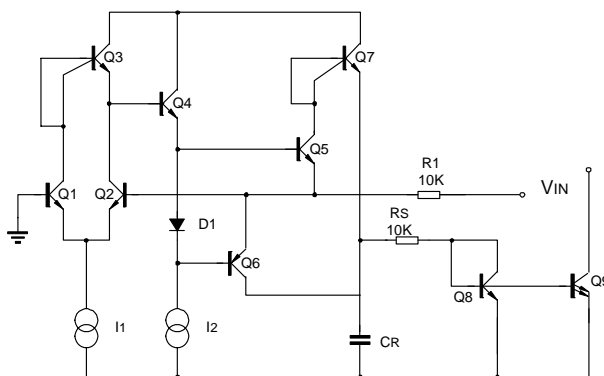


图 6. 简单的整流器示意图

图6详细的示出了整流器的原理。运放是第一级运放，一次只有一个输出装置。正相输入（Q1的基极）接地，实际上是连接内部1.8V V_{REF} 。倒相输入连接在运放的输出（Q5和Q6发射极），并输入到求和电阻 R_1 。连接于Q5和Q6基极的信号二极管确保了在同一时间，只能有一个输出装置。我们可以通过输出装置Q5和Q6的集电极电流，检测运放的输出电流。当输入漂移电压是正极性时，Q6导通；当输入漂移电压是负极性时，Q5导通。由于Q5和Q6的正负信号漂移，使得集电极电流产生误差。这样的电路NPN及PNP的 B_s 典型值分别为200和40。0.995和0.975的电流放大倍数在负半周会产生0.5%的误差，正半周时会产生2.5%的误差。1.5%的平均误差会产生至少0.13dB的增益误差。

当Q2的偏置电流有很低的输入信号时（典型值50nA），由于这个电流是由Q5提供的，因此就变得很重要。另一个低电平误差是由直流耦合到整流器产生的。如果在VIN输入管脚和Q2基极之间有一个偏移电压，那么会产生一个VOS/R1的误差电流。一个1mV的偏移电压会引起一个100nA的输入电流，这个电流会产生一个两倍于输入偏置电流的误差电流。因此为了有更高的精确度，整流器必须采用一个耦合电容。在高电平输入时，PNP Q6的要开始损失，然后会有一个误差知道电路饱和。通过限制输入到整流器的电流可以避免饱和现象产生，如果需要，也可以通过在外部串联一个电阻R1来限制电流值。图7示出了整流器精确度和输入电平（1KHz）之间的关系。

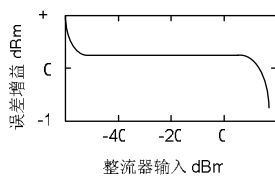


图7. 整流器精确度

当频率很高时，整流器的响应很快就下降。在低电平输入时，由于要在Q5或Q6之间转换，增益增加，所以衰减更明显。输入电平为0dBm，-20dBm，和-40dBm时，整流器的频响见图8。这三个电平的响应在音频范围内都是很平坦的。

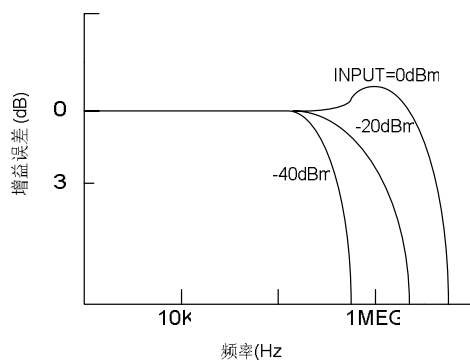


图8. 简单的ΔG网络原理图

可变增益网络

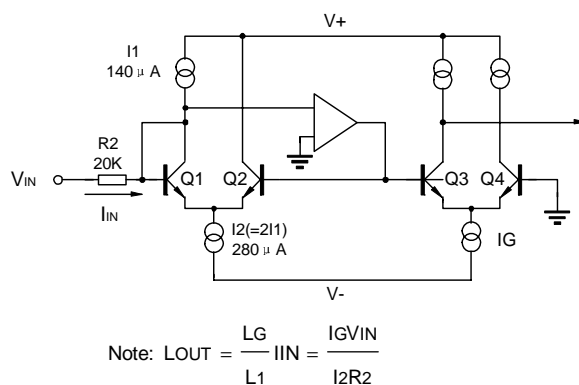
图 9.简单的 ΔG 网络原理图

图9是可变增益网络的框图。这是一个线性化的二象限互导乘法器。Q1, Q2和运放为增益控制对, Q3 和Q4提供了一个前置补偿驱动信号。这个增益由IG控制, 电流反射提供输出电流。

通过控制Q2的基极, 运算放大器还包含Q1的基极和集电极。输入电流 $I_{IN} (=V_{IN} / R_2)$ 和电流 I_1 流过Q1, 因此 $I_{C1} = I_1 + I_{IN}$ 。由于 I_2 的值是 I_1 的两倍, 流过Q2的电流是:

$$I_2 - (I_1 + I_{IN}) = I_1 - I_{IN} = I_{C2}.$$

运算放大器通过适当的驱动Q2的基极强制线性电流在也Q1和Q2之间漂移。这个驱动信号对小信号是线性的, 对大信号是非线性的。因此在大信号条件下, 这个驱动信号补偿非线性的微分对Q1和Q2。

这个电路最关键的是要用一样的前置补偿器驱动信号输入到增益控制对Q3和Q4。当两个晶体管微分对有一样的信号输入时, 他们的集电极电流比率也相同(忽略电流幅度)。因此我们得出:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{I_{C4}}{I_{C3}} = \frac{I_1 + I_{IN}}{I_1 - I_{IN}}$$

加上 $I_G = I_{C3} + I_{C4}$ 和 $I_{OUT} = I_{C4} - I_{C3}$ 的关系, 会产生乘法器传输功能,

$$I_{OUT} = \frac{I_G}{I_1} I_{IN} = \frac{V_{IN} I_G}{R_2 I_1}$$

这个公式也是线性的, 对温度不敏感, 但是是一个理想的晶体管。

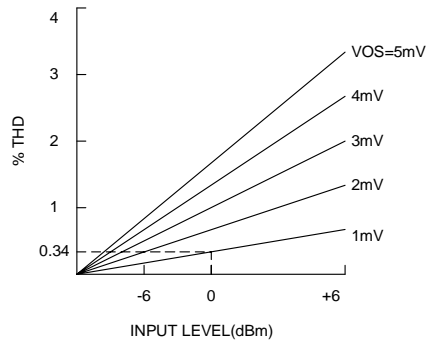


图 10. ΔG 网络失真和偏移电压

如果晶体管不是非常匹配，比如，产生了一个非线性的，会导致二次谐波失真。图10示出有输入电平和偏移电压引起的失真幅度。这个失真和偏移电压和输入电平的幅度成正比。增益网络在+8dBm电平时饱和，在工作电平标称值为0dBm时，1mV的偏移电压产生0.34%的二次谐波失真。大多数的电路都会比这种情况要好，也就意味着我们的偏移电压典型值为1mV。这个失真不会受增益控制电流幅度影响，也不会随着增益改变而增加。这个二次谐波失真可以通过采用更好的晶体管消除，但是很难做到，所以我们要采取别的办法。这里用一个可调的管脚来调节内部偏移，使内部偏移为零，因而有效的消除二次谐波失真。图11示出了简单的修正网络。

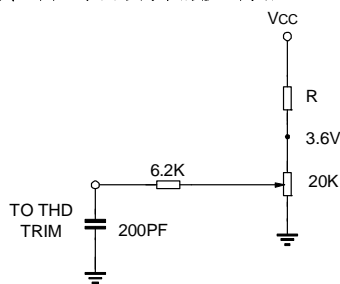


图11. THD 修正网络

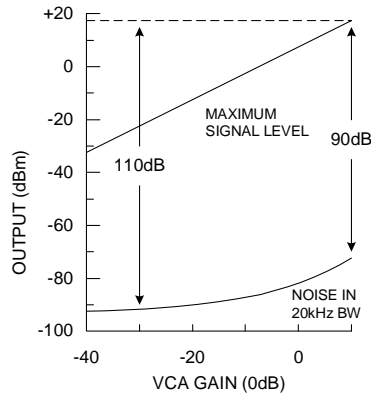


图 12. UTC571N/M动态范围

图12示出了DG网络的噪声特性。在增益单元中，在增益网络，消波发生前的最大输出电平 and 输出噪声在一个20kHz的带宽内。注意，噪声随着增益的减少而下降，在高增益时，信噪比是90dB，从最大信号到最小信号的总动态范围是110dB。

控制信号馈通在增益网络通过装置匹配和电流源I1和I2不匹配产生。当没有输入信号时，改变IG会产生一个小的输出信号。在任何控制信号馈通时，零位调整对失真调节非常有效，但是，一般情况下最小馈通的零位调整和失真调节时不同。控制信号的馈通可以通过一个电流源输入到DG管脚来调节失真，这样调整也非常有效。图13示出了这个可调网络。

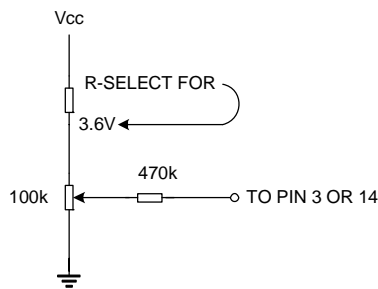


图 13. 控制信号馈通

运算放大器

芯片框图内最主要的运算放大器相当于一个1MHz 带宽的741。图14示出了基本的电路，输入对使用分瓣式集电极减少GM，因此需要使用一个10pF的小电容来补偿。输出级，尽管输出电流可以超过20mA，但是在低静态电流偏置。当驱动一个大负载时，会产生一些交叉失真。

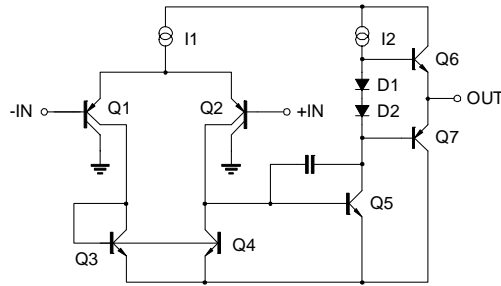


图 14. 运算放大器

电阻

从图3和图4的增益公式中可以看出，基本的压缩器和扩展器增益完全可以通过电阻和内部电压基准来设置。这样，任何形式的匹配电阻都可以满足电路的要求，并且精确度，温度系数都不重要。然而，当试图通过外部电阻可改变增益公式时，内部电阻精确度和温度特性变得非常重要。图15示出了温度对扩散电阻的影响，这些电阻一般都应用在集成电路中，和对应用在此电路中的离子注入电阻的影响。当温度超过临界温度0°C to +70°C内，离散电阻有一个10:1改进，附加电阻有一个0.5%的改变。这个插入电阻有另外一个优点是，它可以根据高电阻系数确定离散电阻的尺寸。这大大节省了芯片的尺寸。

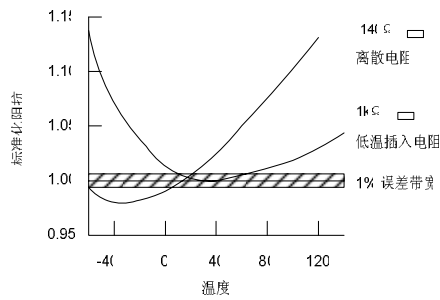
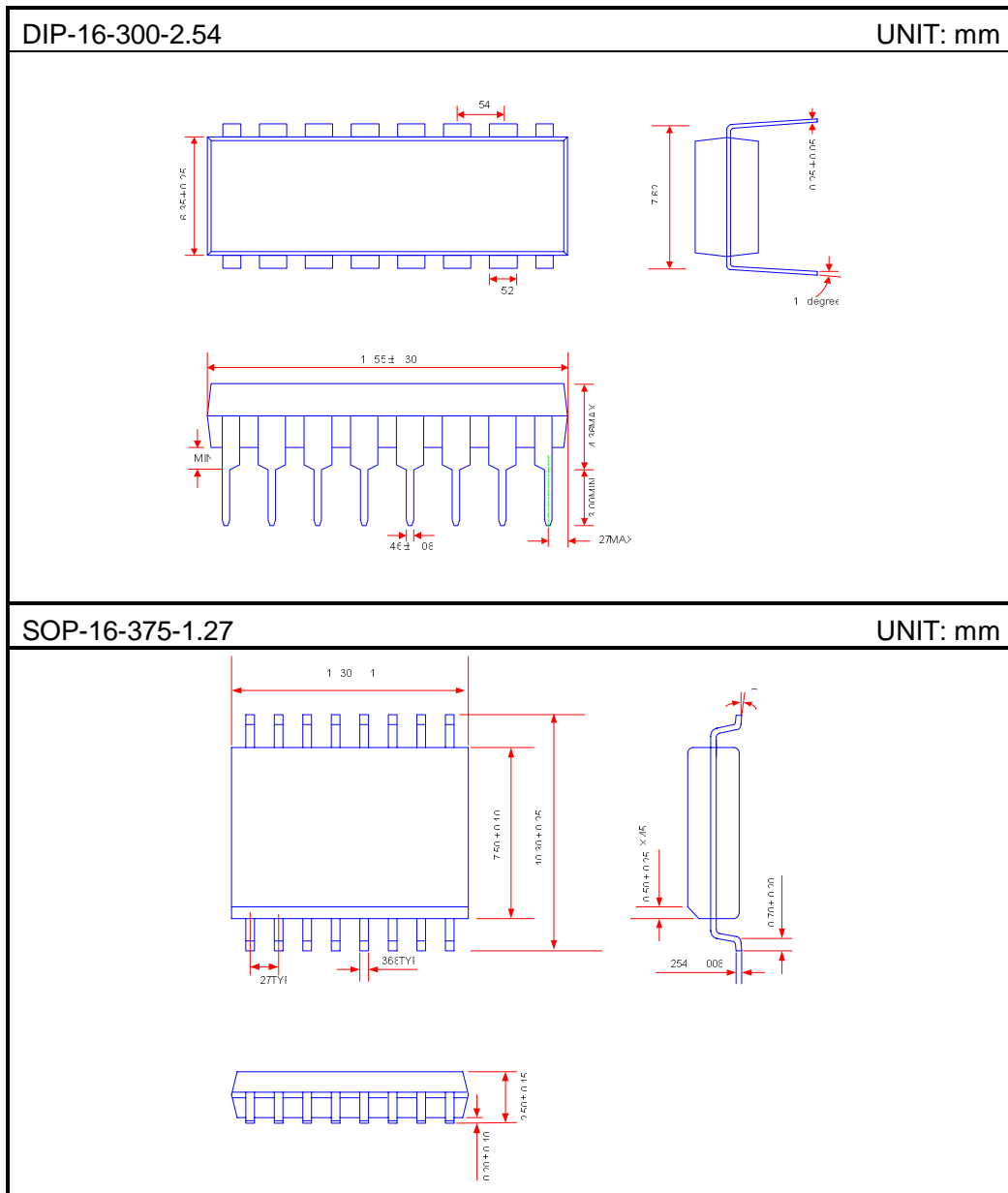


图 15. 电阻和温度

封装外形图



附:

修改记录

日期	版本号	修改内容	页码
	1.0	原版	
2005.03.23	1.1	修改“DIP-16-300的封装外形图”	16
2005.12.01	1.2	增加“SOP-16-375-1.27的封装外形图”	16