

# AD603 及其在 AGC 电路中的应用

· 陈永刚 刘立国 ·

AGC 电路常用于 RF 和 IF 电路系统中, AGC 电路的优劣直接影响着系统的性能。笔者设计了由 AD603 和 AD590 构成的 3 ~ 75dB AGC 电路, 并应用于低压载波扩频通信系统中的数据集中器。

## AD603 的特点、内部结构和工作原理

**AD603 的特点** AD603 是美国 AD(Analog Devices) 公司继 AD600 后推出的宽频带、低噪声、低畸变、高增益精度的压控 VGA 芯片。可用于 RF/IF 系统中的 AGC 电路、视频增益控制、A/D 范围扩展和信号测量等系统中。

**AD603 的内部结构** AD603 内部结构框图如图 1 所示。AD603 由一个可通过外部反馈电路设置固定增益 GF(31.07

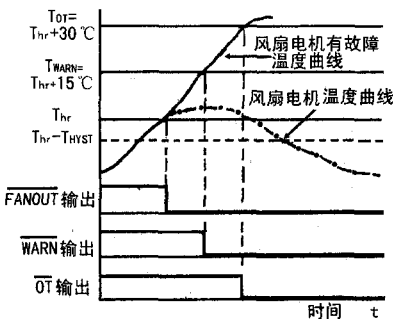
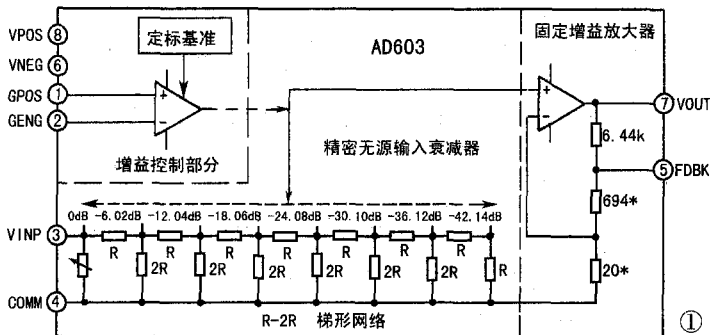
~ 51.07dB) 的放大器、0 ~ -42.14dB 的宽带压控精密无源衰减器和 40dB/V 的线性增益控制电路构成。

AD603 利用了 X-AMP 拓扑结构, X-AMP 由一个 0 ~ -42.14dB 的可变衰减器及一个固定增益放大器构成。其中, 可变衰减器由一个七级 R-2R 梯形网络构成, 每级的衰减量为 6.02dB, 可对输入信号提供 0 ~ -42.14dB 的衰减。X-AMP 结构的一个重要优点是其优越的噪声特性, 在 1MHz 带宽, 最大不失真输出为  $1V_{rms}$  时, 输出信噪比 S/N 为 86.6dB。

**工作原理概述** 信号从精密无源梯形网络的输入端输入, 对输入信号的衰减量由高阻(50MΩ)低偏流差分输入的增益控制电路的控制电压 VG (VGPOS - VGNEG) 决定, 即由 VG 控制梯形网络的“滑动触点”至相应的“节点”处, 可实现 0 ~ -42.14dB 的衰减。

固定增益放大器的增益 GF 通过 VOUT 与 FDBK 端的连接形式确定, 当 VOUT 与 FDBK 端短路连接时,  $GF = 31.07dB$ ; 当 VOUT 与 FDBK 之间开路时,  $GF = 51.07dB$ ; 在 VOUT 与 FDBK 之间外接一个电阻  $R_{EXT}$ , 可将 GF 设置为 31.07 ~ 51.07dB 之间的任意值。值得注意的是, 在该模式下其增益精度有所降低, 当外接电阻为 2kΩ 左右时, 增益误差最大。若在 FDBK 与 COMM 端连接一个电阻可获得稍高的增益, 最大增益约 60dB。

用户可利用反馈网络 (VOUT 与 FDBK 端的连接方



超过  $T_{Thr}+30^{\circ}C$  时, OT 端输出低电平 (过热关闭信号)。图 9 中 WARN 信号及 OT 信号都输入微控制器  $\mu C$  中。其温度特性与输出特性如图 10 所示。图 9 中的 FANON 为风扇开控制端, 当此端加

低电平时, 不管温度是多少, 风扇被打开 (一般正常工作时, 此端接 Vdd)。VT1 可驱动 12V 直流无刷电机, 工作电流可达 250mA。

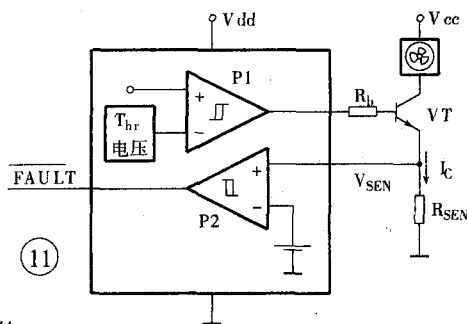
**4. 带风扇故障检测的风扇控制器** 带风扇故障检测的风扇控制器的工作原理图如图 11 所示。当温度超过阈值温度  $T_{Thr}$  时, 比较器 P1 输出高电平, VT 导通, 风扇工作。VT 的集电极电流  $I_c$  通过检测电阻  $R_{SEN}$  到地, 在  $R_{SEN}$  上端的电压  $V_{SEN} = I_c \times R_{SEN}$ 。当电机正常时,  $V_{SEN}$  电压大于 P2 的基准电压, P2 输出高电平; 当电机绕组断线 (或 VT 损坏),  $V_{SEN} = 0$ , P2 的基准电压大于  $V_{SEN}$ , P2 输出低电平, 表示电机有故障 (或 VT 坏了), 此信号一般送至  $\mu C$ 。

## 计算机需要更高的控制精度

中央处理器需要高达  $\pm 1^{\circ}C$  的精度测量技术才能使系统控制的温度精度由以往的  $\pm 6^{\circ}C$  提高到  $\pm 3^{\circ}C$ , 这样也可缩小上下限控制温度范围, 使中央处理器的工作性能更好。

这对于便携式计算机来说, 上下限控制范围越小, 不仅性能更好, 而开动散热风扇所消耗的电能量也越少, 这点是十分重要的。

为了满足这个要求, 各半导体器件公司纷纷推出各种新型风扇控制器, 如 AD 公司开发的 ADM1030/ADM1031, NS 公司开发的 LM86, MAXIM 公司开发的 MAX6654 及 MICROCHIP 公司的 TC652/653 等, 这些器件在 70 ~ 100°C 或 60 ~ 100°C 范围内远程温度测量精度都可达到  $\pm 1^{\circ}C$  范围, 满足 Intel 公司提出的要求, 它们采用 11 位 A/D 变换器, 其分辨率可达  $0.125^{\circ}C$ 。



式)设计 AD603 的增益,可设置为三种模式。

**模式一:**将 VOUT 与 FDBK 短路,即为宽频带模式(90MHz 带宽),AD603 的增益被设置为  $-11.07\text{dB} \sim +31.07\text{dB}$ 。

**模式二:**VOUT 与 FDBK 之间外接一个电阻 REXT, FDBK 与 COMM 端之间接一个  $5.6\text{pF}$  的电容用于频率补偿。根据放大器的增益关系式,选取合适的 REXT,可获得所需要的模式一与模式三之间的增益值。当  $R_{EXT} = 2.15\text{k}\Omega$  时,增益范围为  $-1 \sim +41\text{dB}$ 。

**模式三:**VOUT 与 FDBK 之间开路, FDBK 对 COMM 连接一个  $18\text{pF}$  的电容用于扩展频率响应,该模式为高增益模式,其增益范围为  $+8.93 \sim +51.07\text{dB}$ ,带宽为  $9\text{MHz}$ 。

在以上三种模式中,增益  $G(\text{dB})$  与控制电压  $V_G$  的关系曲线如图 2 所示。当  $V_G$  在  $-500\text{mV} \sim +500\text{mV}$  范围内以

$40\text{dB}/\text{V}$ (即  $25\text{mV}/\text{dB}$ ) 进行线性增益控制,增益  $G(\text{dB})$  与控制电压  $V_G$  之间的关系为: $G(\text{dB}) = 40V_G + G_0i$ ( $i = 1, 2, 3$ ),其中  $V_G = V_{GPOS} - V_{GNEG}$ (单位为伏特), $G_0i$  分别为三种不同模式下的增益常量: $G_01 = 10\text{dB}$ ,  $G_02 = 10 \sim 30\text{dB}$ (由 REXT 决定,当  $R_{EXT} = 2.15\text{k}\Omega$  时,  $G_02 = 20\text{dB}$ ),  $G_03 = 30\text{dB}$ 。

当  $V_G < -500\text{mV}$  或  $V_G > +500\text{mV}$  时,增益  $G(\text{dB})$  与控制电压  $V_G$  之间不满足线性关系,当  $V_G = -526\text{mV}$  时,  $G_{\min}(\text{dB}) = G_F - 42.14$ ;  $V_G = +526\text{mV}$  时,  $G_{\max}(\text{dB}) = G_F$ 。

### 高增益要求下 AD603 级联应用

在要求高增益的场合,可采用两片或多片 AD603 级联的形式,级间通常采用电容耦合。两片 AD603 级联时,总增益控制范围为  $84.28\text{dB}(42.14 \times 2)$ 。在级联应用中,有两种增益控制连接方式,即顺序控制方式和并联控制方式。可根据实际应用情况选择,其选择取决于是要获得最高即时信噪比还是优化增益误差波动。

**顺序控制方式(优化 S/N)** 两片 AD603 级联的顺序控制方式是将两片 AD603 的两个正增益控制输入端(GPOS)以并联形式由一个正电压  $V_C$ (GPOS 对地的电压)驱动,而两级的负增益控制输入端(GNEG)分别加一个稳定的电压,使  $V_{G1}$  和  $V_{G2}$  之间满足  $2 \times 0.526\text{V}$  的电位差时,则第一级的增益达到最大值时,第二级的增益才从最小值开始提高。在顺序控制方式中,  $ISNR$ (即时信噪比)在增益控制范围内维持可能的最高水平。

**并联控制方式** 两片 AD603 级联的并联控制方式是将两级的正增益控制输入端(GPOS)以并联形式由一个正电压  $V_C$  驱动,而两级的负增益控制输入端(GNEG)以并联形式接地或加一个稳定的电压,即  $V_{G1} = V_{G2}$ ,于是两级的增益同步变化,并联控制方式在线性范围内的控制能力为  $80\text{dB}/\text{V}(40\text{dB}/\text{V} \times 2)$ ,即在较小的控制电压下便可获得较高的增益,其总增

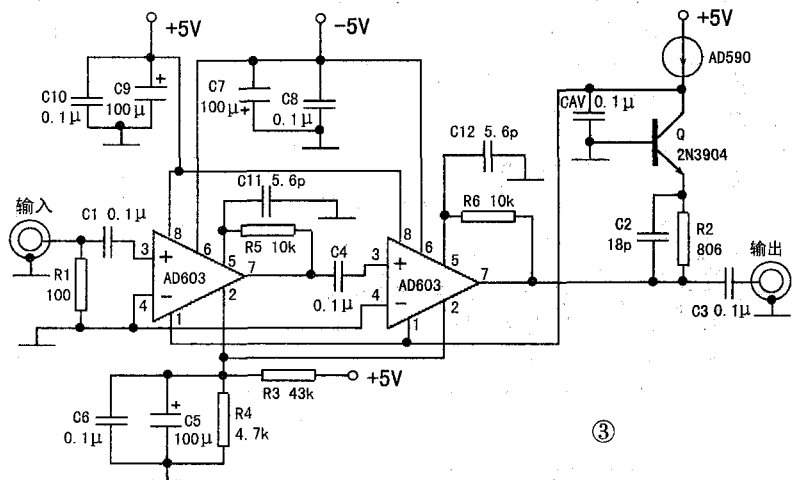
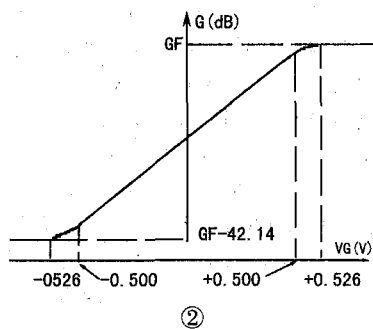
益是单片 AD603 的两倍。但在并联方式工作时其增益误差是顺序控制方式的两倍,输出信噪比随着增益的提高而线性降低。

**低增益波动方式(最小增益误差方式)** 由于即使在增益稳定状态下也存在一定的增益误差,且呈现周期性的纹波状态,若设置两片 AD603 级联时所对应的  $V_{G1}$  和  $V_{G2}$  间存在合适的电位差(约  $93.75\text{mV}$ ),便可使两级的增益误差相互抵消,以实现在所需增益范围内总增益误差最小。

### AGC 实用电路

AD603 的原理可知,其增益控制电压  $V_G$  若与输入信号成反比,便可实现 AGC 功能,获得 AGC 电路的增益控制电压,通常采用半波检测电路或 RMS(有效值)电路。本文结合实际应用给出了一种利用 AD590 与一只三极管等组成宽范围温度补偿的半波检测电路和两片 AD603 级联而构成的 AGC 实用电路,如图 3 所示。

宽范围温度补偿的半波检测电路由温度传感器 AD590



(典型值为  $1\text{A}/^\circ\text{C}$ )、 $Q$ 、 $R_2$  和  $CAV$  构成,基本原理为:在  $V_{OUT}$  为正半周时  $Q$  截止,在  $V_{OUT}$  为负半周时  $Q$  导通,流入  $CAV$  的平均电流  $I_{CAV} = I_{AD590} - I_{QC}$ (温度在  $300\text{K}$  时,  $I_{AD590} = 300\mu\text{A}$ ),当增益控制电压  $V_{CAV}$  处于稳定状态时,在一个周期内  $Q$  中的整流电流的平均值必须与  $I_{AD590}$  保持平衡,如果 AD603 的输出幅度太小以致于不满足该条件,则  $V_{CAV}$  将迅速上升,引起增益提高,最终使  $Q$  充分导通。 $R_2$  的选取由带隙基准原理所确定,适当选择  $R_2$  使之满足  $V_{OUT} = V_{BE} + V_{R2} = 1.2\text{V}$ (即  $V_{R2} = 500\text{mV}$ )时,  $V_{OUT}$  在较宽的温度范围内将是稳定的。对方波而言,在输入信号的幅度稳定时,  $V_{CAV}$  应保持恒定,则  $Q$  在导通的半个周期内发射极电流应为  $600\mu\text{A}$ ,于是得  $R_2 = 833\Omega$ ,实际应用中是正弦波并非方波,  $R_2$  的推荐值为  $806\Omega$ 。由于 AD590、 $R_2$  和  $Q$  的配合使用,在很宽的温度范围内将使  $V_{OUT}$  保持稳定。 $C_2$  用于改善频率特性。另外,改变  $CAV$  的值可改变 AGC 的时间常数,  $CAV$  的取值一般在  $0.1 \sim 1\mu\text{F}$  之间。

两片 AD603 以并联控制方式连接,两级的 GNEG 端并联接于  $0.5\text{V}$  的电平上, GPOS 端并联,由半波检测电路的输出控制。两级的  $V_{OUT}$  与  $FDBK$  之间均接  $10\text{k}\Omega$  电阻,即为模式二工作方式,其输出幅度为  $1.2\text{V}_{\text{rms}}$ ,增益范围为  $+3 \sim +75\text{dB}$ 。频带不小于  $20\text{MHz}$ 。

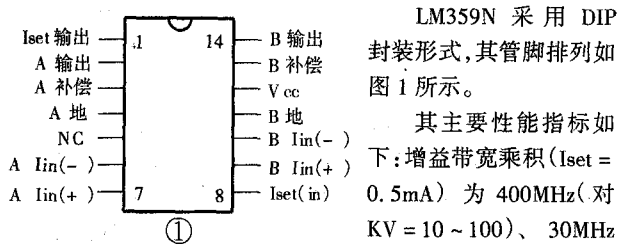




# 电流型运算放大器 LM359 的一种特殊应用

· 司朝良 ·

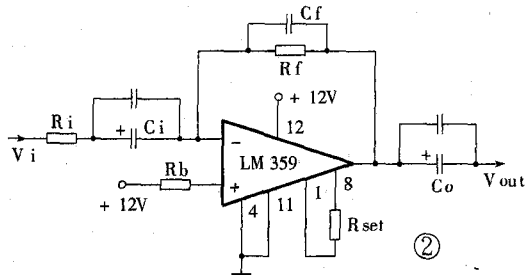
LM359N 是一款单电源工作的高速、宽频带、可编程电流型双运算放大器，它的显著特点是噪声低、增益带宽乘积高、转换速率快，而且用户可根据需要对增益带宽乘积、输入偏置电流、输出偏置电流等进行不同的设定，设计使用非常灵活，被广泛应用于各类视频放大器的制作。



LM359N 采用 DIP 封装形式，其管脚排列如图 1 所示。

其主要性能指标如下：增益带宽乘积 ( $I_{set} = 0.5\text{mA}$ ) 为  $400\text{MHz}$  (对  $KV = 10 \sim 100$ )、 $30\text{MHz}$  (对  $KV = 1$ )；转换速率

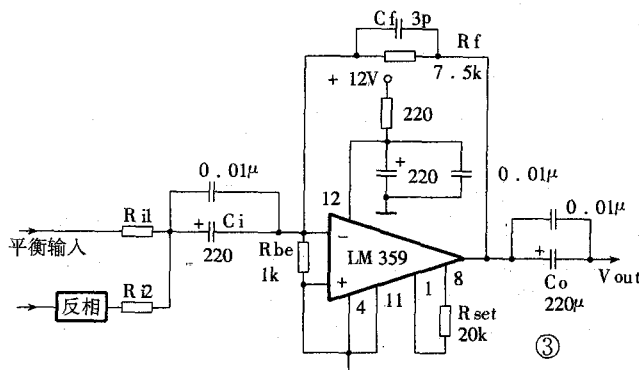
( $I_{set} = 0.5\text{mA}$ ) 为  $60\text{V}/\mu\text{s}$  (对  $KV = 10 \sim 100$ )、 $30\text{V}/\mu\text{s}$  (对  $KV = 1$ )；输出电压摆幅为  $2\text{mV} \sim (V_{cc} - 2\text{V})$ ；噪声电压为  $6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (对  $f > 1\text{kHz}$ )；电源电压为  $+5 \sim +22\text{V}$ ；功耗为  $750\text{mW}$ 。图 2 是其典型应用电路。



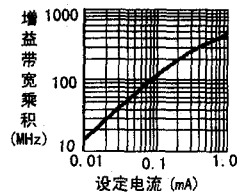
但上述电路不能充分发挥 LM359 的低噪声特性，其噪声电压最低只能达到  $14\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。在实践中，我们采用了加法器电路，将 LM359 应用于一个频率范围  $10\text{Hz} \sim 6\text{MHz}$ 、电平测量范围为  $-128 \sim +20\text{dB}$  的选频电平表的输入级 (电路如图 3)，既完成了对输入信号由平衡到不平衡的转换，又达到了输入级低噪声的目的。通过试验发现，这种形式的电路，不但频响平坦，而且其本级引入的噪声比图 2 电路的噪声低近  $10\text{dB}$ ，这就充分发挥了 LM359 的低噪声特性，大大提高了整机的信噪比。

图 3 所示的电路由于将 LM359 的输入偏置电流  $I_{in(+)}$  设计为 0，使其内部作为同相输入端的镜像电流源关断，减小

了放大器的噪声，同时使放大器输入阻抗降低。该电路中各元件值的选取按以下的最佳原则进行设计：



1. 根据增益带宽乘积 - 设定电流关系曲线 (见图 4) 确定  $I_{set}$ 。考虑到放大器的稳定性，增益带宽乘积的选取要有足够的富裕量。
2. 由公式  $R_{set} = \frac{V_{cc} - 1.2}{I_{set}} - 1 (\text{k}\Omega)$  确定  $R_{set}$ 。



3. 确定  $R_f$  的最大值以提供稳定的直流偏置， $R_{f(\text{max})} = \frac{V_o(\text{DC}) - 0.6}{I_{f(\text{min})}}$ ，上式中， $I_{f(\text{min})}$  是流过反馈电阻  $R_f$  的电流最小值 (一般取为  $I_{set}/5$ )， $V_o(\text{DC})$  是 LM359 输出端的最佳直流工作电压，其值为： $V_o(\text{DC}) = \frac{(V_{cc} - 2\text{V}) - 2\text{mV}}{2}$

4. 输入偏置电阻  $R_{be}$  的选取： $R_{be} = \frac{V_o(\text{DC}) - 0.6}{0.6R_f}$

5. 超前反馈电容  $C_f$  是用来补偿高频响应的，一般选用  $1 \sim 5\text{pF}$  的低电感高频瓷片电容，输入电容  $C_i$  和输出电容  $C_o$  通常都是在一个大电容 (如  $220\mu\text{F}$ ) 上并接一个低电感的小瓷片电容 (如  $0.01\mu\text{F}$ )，以保证高频增益精度。

该放大器的增益高，频率覆盖系数大，在实际调试过程中极易产生自激。在设计印制板时，应避免输入元件与输出信号线、输出元件与输入信号线在空间上形成交叉；同时，对电源严格滤波，并尽量缩短信号线和元件引脚，从而确保放大器工作稳定、可靠。

另外，建议在选取元件时， $C_5$ 、 $C_7$  和  $C_9$  选用铝电容，其它电容选用瓷片电容。当需要提高输出幅度时，可在 Q 的发射极对地之间连接一个电阻，使之与  $R_2$  的并联值为  $806\Omega$ 。PCB 要合理布局，AD590 与 Q 尽量靠近。在高精度和高灵敏度应用场合， $R_3$  和  $R_4$  采用精密电阻，并将整个 AGC 电路进行屏蔽。

本文所给出的由 AD603 和 AD590 构成的 AGC 电路，具有性能优良和电路简单等特点，实际测试结果与其理论值相吻合。若用单片 AD603 和图 3 中的半波检测电路，可实现  $40\text{dB}$  线性增益范围的 AGC 电路，如使单片 AD603 工作于模式三，可得到  $10 \sim 50\text{dB}$  的线性增益。

