

摘要

各向异性磁阻(AMR)传感器一般是以称为惠斯顿电桥的四元件形式工作的。这种电桥传感器能提供许多需要的特性, 但一个不需要的特性是检测不到任何传感器激励的输出电压, 被称为偏置电压。如果不对这种偏置电压进行补偿则可能降低传感器系统的性能。此应用说明将详细阐述电桥偏置的特性, 对传感器电路的影响并采取的几种补偿偏置的方法。

AMR 传感器电桥

因为 AMR 传感器能设计用在惠斯顿电桥配置中, 所以制造目标是创建四个电气性能上相同的磁阻元件, 其对角上的一对元件可对附近磁场起到相同物理影响。

惠斯顿电桥的原理是产生两个分压器元件(半个电桥), 每一个元件通常在“零点”或传感器没有激励时都具有相同的电抗。当每个半桥均在其零点时, 每个分压器上的预计电压应当是总电桥供电电压(Vb)的一半。因此, 惠斯顿电桥输出节点(Vo+, Vo-)应当相同。图 1 示意了一个典型的 AMR 惠斯顿电桥电路。

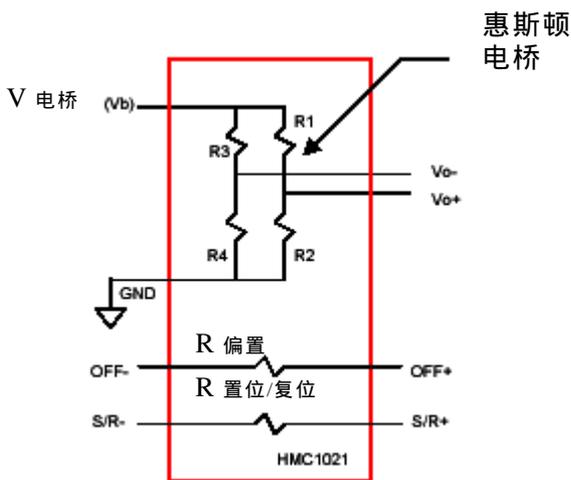


图 1  
电桥电路

什么是电桥偏置?

电桥偏置电压是输出节点 Vo+和 Vo-的电压差(单位: 伏特)的结果。惠斯顿电桥上的电压在输出节点上输出, 但是, 如果传感器供电改变就会输出不需要的偏置电压(其值或极性不变)。图 2 图示了施加在一个 HMC1001 灵敏度图上的典型电桥偏置电压。

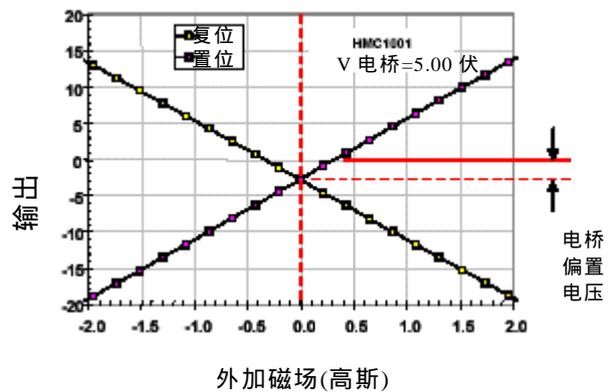


图 1  
偏置/灵敏度图

使用 AMR 传感器时, 电桥偏置电压主要是由每个传感器元件的精确电阻值引起的。虽然霍尼韦尔公司的制造过程使用了半导体制造设备, 可获得精度匹配的 AMR 元件, 但在坡莫合金(NiFe)薄膜熔敷到平板印刷控制区域时的公差会导致一些电阻值失配。即使用数百至数千欧姆的电阻元件, 微小的电阻误差也能产生相当大的电桥偏置电压。

以图 1 为例, 使用一个 HMC1021, 电桥电阻元件 R1, R2, R3, 和 R4 的额定值各为 1100 欧姆。因此, 正向电桥输出节点电压(Vo+)将为:

$$V_{o+} = V_b [R_2 / (R_1 + R_2)]$$

而负向电桥输出节点电压(Vo-)将为:

$$V_{o-} = V_b [R_4 / (R_3 + R_4)]$$

因此, 合成电桥偏置电压将为:

$$V_{off} = (V_{o+}) - (V_{o-})$$

$$V_{off} = V_b \{ [R_2 / (R_1 + R_2)] - [R_4 / (R_3 + R_4)] \}$$

如果示例中的 R1 和 R4 均为 1101 欧姆, 且 R2 和 R3 仍为 1100 欧姆, 如  $V_b = 5$  伏, 则  $V_{off}$  等于 -0.00227 伏或 -2.27 毫伏。是不是微不足道? 如果必须用 HMC1021 测量 100 毫高斯的地磁场矢量, 由于  $V_b$  为 5 伏, 传感器电桥输出电压为 0.50 毫伏; 这是一个比偏置电压小得多的电压。

好的一面是: 这些电桥偏置电压可以在传感器的整个有效寿命期间保持相同。因此, 补偿每个传感器电桥的偏置电压是在产品制造时一次就可以完成的例行程序。其他优点是: 偏置电压与电桥电压成正比, 并随电桥的灵敏度规格而按比例增加或缩小。因此, 既可用一个已知的偏置电压来规定电桥偏置电压, 也可将电桥偏置电压规定为一个标准化值, 例如每伏电桥供电电压允许 +1.25mV/V 或 1.25 毫伏的电桥偏置电压。

#### 对传感器设计的影响

电桥偏置电压对 AMR 传感器系统的设计具有一定的影响, 不仅仅只是偏置了输出电压。电桥偏置电压规格有一定的公差, 这表明随传感器的不同, 偏置电压是一个变量, 并且一个晶片或一批产品内部也不稳定。因此, 在传感器电桥后设计连续的电压放大级时, 必须将该偏置电压公差, 添加到磁场激励的 AMR 电桥所期望的输出电压范围中。

例如, 在汽车用两轴罗盘定向方案中采用 HMC1022 产品, 并在传感器电桥上使用 5 伏稳压电源。通常, 半桥上的 2.5 伏输出端子具有从 -10mV 至 +11.25mV ( $V_{o+}$  至  $V_{o-}$  所测定的) 的电桥偏置电压。这一电桥偏置电压范围可标准化为 -2mV/V 至 +2.25mV/V。对于罗盘定向应用而言, 在任一传感器电桥上测得的最大地磁场值约为 625 毫高斯。因此, HMC1022 的灵敏度规格为 0.8 至 1.25mV/V/高斯时, 任一电桥上最大可能的地磁场激励可能为 +/-3.9mV。

当把 +/-3.9mV 加到可能的电桥偏置电压 -10mV 至 +11.25mV 上时会产生问题。在输出信号的磁分量仅为总变量的 25% 时, 偏置却变为 -13.9mV 至 +15.15mV。因此, 要将这个电桥输出电压进一步放大至模拟-数字转换器(ADC)的 0.5 至 4.5 伏输入范围, 就必须在 2 伏的信号摆动峰值范围内获得 15.15mV 的最大值, 或  $2/0.01515$ , 即 132 的增益级。图 3 和图 4 示出了这些偏置公差区和与地球磁场灵敏度的相互作用。

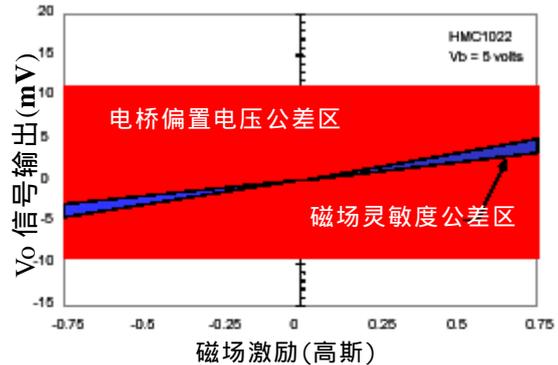


图 3  
偏置与灵敏度

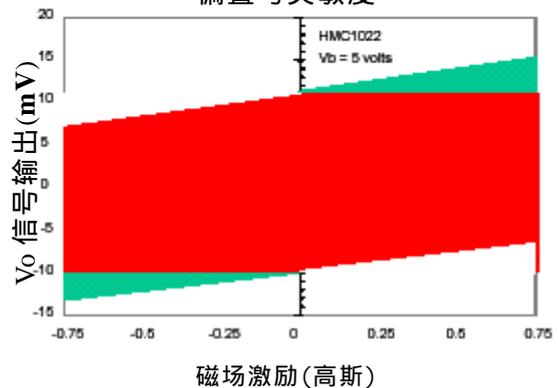


图 4  
组合输出公差

使你感到为难的是罗盘定向时的分辨率, 因为 0.5 至 4.5 伏的 ADC 范围仅涉及罗盘信号摆动的 1.03 伏。如果 ADC 是十位型转换器, 则 1024 个可能的计数将分布在整个 0.5 至 4.5 伏输入范围内并且仅有约四分之一的计数 (~256) 可有助于罗盘方向的计算。在最佳条件下, 可以获得约 0.5° 分辨率, 并可在北美的大多数地区获得约 1° 的分辨率。

如果相同的 10 位 ADC 在转换之前, 具有所有校正过的电桥偏置电压, 则所有的 1024 个计数都可用于罗盘方向的计算, 其分辨率可能为 0.1°, 或在大多数北美地区分辨率为 0.2°。



## 控制传感器电桥偏置

Honeywell

通过触发置位/复位带,可获得方波电桥输出电压,使用了一个不会对触发做出反应的慢响应电路,但对各峰值作了均分,并产生了一个清除电桥偏置电压的反向信号。图8示出了一个切换反馈电路的典型原理图。

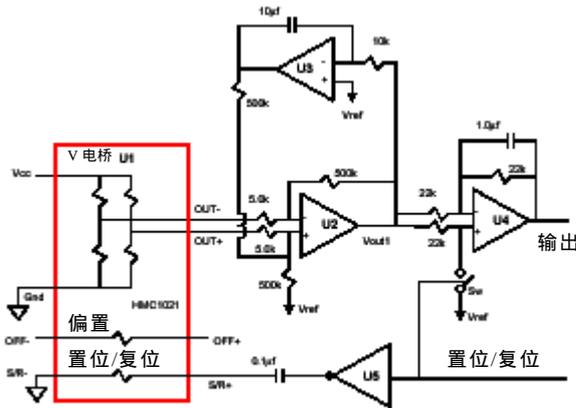


图 8

切换反馈法

由图8可知,第一级放大器执行正常放大功能,其输出称为  $V_{out1}$ 。第二级放大器(U2)实际上起积分器的作用,它可以“反馈”用来执行零点补偿的大部分触发波形的输出信号,以消除电桥偏置电压。第三级放大器(U3)执行“消除触发”功能,以去除  $V_{out1}$  反向的极性,从而仅剩放大过的磁场输出(H 外加)作为结果。

这种方法“调制”传感输出信号,然后“解调”该信号并消除电桥偏置。通过选择一个足够快的积分响应时间,和比之快一百倍的置位/复位触发时间,或更短的时间,上述电路就能产生平滑的输出信号。电阻和电容值要仔细选择。

### 偏置带电流法

霍尼韦尔公司的AMR传感器上的专利偏置带,允许采用附加方法来补偿电桥偏置电压。这种偏置带由放置在电桥附近的一个金属化弹簧组成,以耦合流经偏置带的电流所感应的磁场。这种偏置带不仅是一种良好的电流传感器,而且所产生的磁场还可以与外部传感磁场叠加,以消除偏置电压。偏置带的电阻和偏置系数(mA/高斯)根据AMR设计而变化较大,但一般需要数毫安的电流流过电阻值较低的带,以执行偏置置零功能。对于低电流而言,带一个适

中的串联电阻的运算放大器,就能恰当地执行该功能。对于带电流超过10毫安或更多,图9中的电路示出了一种用于增加输出电流的缓冲放大器。

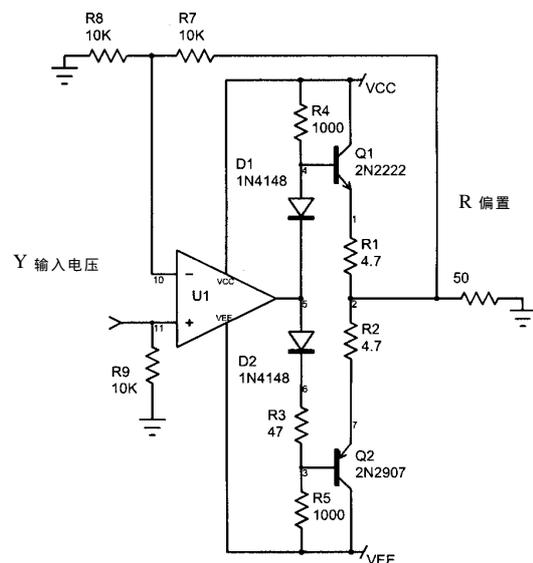


图 9

大电流放大器电路

### 数字相减法

这种方法是最普及的方法,因为它不需要改动硬件。但是,正如本应用说明前面所提到的那样,是通过降低ADC分辨率来调节传感器电桥偏置的动态范围的。作为一种说明这种数学方法的方法,介绍下面的示例。

在普通消费(0至+70°C)应用中,HMC1052双传感器电桥元件可用作一种罗盘。HMC数据表给出了 $\pm 1.25\text{mV/V}$ 的电桥偏置电压值和 $1.0 \pm 0.2\text{mV/V/高斯}$ 的灵敏度。将每一个值乘以温度系数,得出的电桥偏置变化量可忽略不计,并附加了额定的 $\pm 0.135\text{mV/V/高斯}$ 。因此,最差情况下获得的将是最高灵敏度( $1.335\text{mV/V/高斯}$ ),和范围最宽的电桥偏置。附加变量是任一桥路上的3.0伏直流供电电压和625毫高斯的地球最大地球磁场强度。

然后，合成电桥偏置电压可能为：

$$V_{off}=(3.0V)*(\pm 1.25mV/V)$$

$$V_{off}=\pm 3.75mV$$

最大磁场摆幅将为：

$$V_{\text{磁场}}=(3.0V)*(\pm 1.335mV/V/\text{高斯})*(0.625\text{高斯})$$

$$V_{\text{磁场}}=\pm 2.5mV$$

因此电桥输出的总摆幅为：

$$V_o=V_{off}+V_{\text{磁场}}=(\pm 3.75mV)+(\pm 2.5mV)$$

$$V_o=\pm 6.25mV$$

现在我们可以用一个向微控制器馈送信号的双运算放大器来进行的设计基本电路，以进行数字换算和偏置减法运算。图 10 示出了一种典型实施方案。

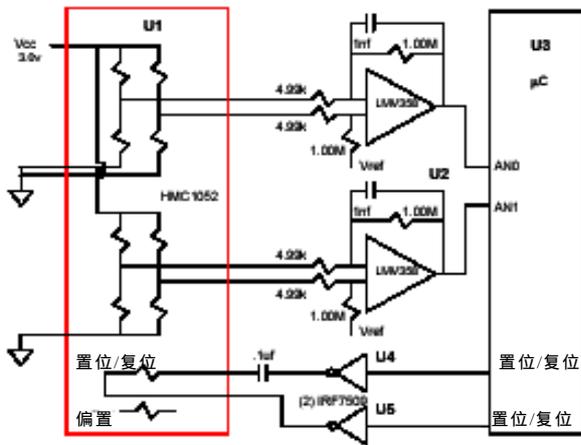


图 10  
HMC1052 罗盘电路

假定微控制器上的 AD 转换器要消耗与运算放大器和传感器电桥相同的 3.0V DC 电源。为作一点保守考虑，我们将进一步假定 AD 的压力降为 200mV。在本例中，最大动态输入范围为 0.2 至 2.8V 或  $1.5V \pm 1.3V$ 。这样就允许运算放大器调整其增益，以将  $\pm 6.25mV$  的信号放大至  $\pm 1.3V$  的 ADC 范围。因此，放大器增益级为：

$$\text{增益} = (\pm 1.3V)/(\pm 0.00625V)=208$$

在上面的原理图中，求出的增益 208 可化整为 200。增益 200 允许选择 4.99 千欧和 1 兆欧的金属膜增益调整电阻。选择 4.99 千欧，来自 1000 欧姆的额定电桥电阻，并且这个放大器输入阻抗应当为“桥接”型，其阻抗应当为源(桥路)阻抗的 4 至 10 倍或更大。因此 1 兆欧的电阻就是 4.99 千欧输入电阻大小的 1/200。

使用 ADC 可能的  $\pm 1.3V$  范围来处理地磁场输入信号和放大后的电桥偏置，然后开始进行数字处理。另一个假设是，微控制器含有一个在其  $\pm 1.3V(2.6V)$  范围内，可用于 1024 数字电平的多路复用输入 10 位 ADC。

每一个 1024 ADC 电平或“计数”，现在已成为输入电压的数字表示形式。因此，第 512 个计数将成为 1.5V 或零输入基准电压，而远离 512 的每一个计数都与基准电压偏离约 2.5mV。

为了在本例中加一些“真实的”电压和计数，我们不妨假定施加在 HMC1052 传感器电桥 A-127 毫高斯，并有 +3.00mV 的电桥偏置电压和 3.0V 的供电电压。在这种情况下，-127 毫高斯可产生 -0.381mV；然后将其加到 +3.00mV 上，得到 2.619 mV。它通过几个放大器，被放大 200 倍并加到 1.5V 的基准电压中从而得出：

$$V_{adc}=(1.5V)+(2.619mV)*(200)=2.024V$$

当把  $V_{adc}$  转换为它的数字表示形式时，就成为超出 512 基准约 206，即 718。那么，如何进行电桥偏置的减法运算呢？至少有两种方法。

第一种方法是，在不施加任何磁场的情况下，在制造厂通过在屏蔽器具或亥姆霍兹线圈中进行测试，以抵消地磁场的方法确定自然电桥偏置。因此，+3.00mV 仍将存在在电桥 A 上并在放大 200 倍后将超出 1.5V 的基准 600mV，即 2.10V。这等于超出 512 基准 236，即 748。然后，制造厂将为电桥 A 上执行的每一个磁场读数预置位一个计数校正系数 -236。同样的步骤也适用于电桥 B。

第二种方法与本应用说明中前面所述的切换反馈法相似。其差别是，不需要附加电路，并且置位/复位切换可在单触发基础上完成，或以更慢的速度完成。在上例中，如果置位/复位带接收到一个与前一时刻极性状态相反的电，则 -127 毫高斯磁场输入就会突然换成 +127 毫高

斯输入，并导致+0.381mV的输出。3.00mV电桥A的偏置电压保持不变，传感器电桥节点的输出电压将为合成值，即+3.381mV。

在增益后，输出将会超出1.5V的基准676mV，即2.18V。这等于超出512基准266，即778。

因此，使用一个置位/复位极性，会得到超过基准206的读数，而相反的极性则会产生超过基准266的读数。如果将这两个读数计算在一起，你会发现电桥偏置部分导致的读数将增加一倍，而磁场分量导致的读数则被取消。因此，将206与266加起来可得472，然后将总和的一半规定为校正系数236。

置位/复位触发法的优点是，可以在相对于地磁场的任一方向中无需使用专用器具，就可以操作。许多罗盘制造商每当通过周期置位/复位程序进行触发时，总要重新计算这些校正系数，即使计算结果在整个产品的使用寿命中都保持不变也如此。在工作温度摆动范围较大时，具有清除偏置的最末位的优点。

注意，±127毫高斯摆动范围可以呈现206至266摆动，或仅有60的差值。因此，应知道较小位ADC(8或10位)上的弱磁场不能提供极高分辨率的罗盘方案。在本例中，±625毫高斯的最大地磁场范围将提供±1.875mV的电桥信号，增益至±0.375V或，全部1024计数范围中的±148。这将为本设计产生约0.4°的最佳情况的分辨率。

## 总结

控制磁场传感器电桥偏置电压是一个必须克服的问题。本文中所述的方法表明，可以采用各种方法来消除偏置或校正的工作。选择哪种方法按你的规格优先级和生产成本确定。如果高分辨率性能优先于所有其它要求，则采用模拟元件方法就可保持最高分辨率。如果低成本、适中性能是首要要求，则应优先采用数字相减法。