

电磁组竞赛车模 路径检测设计参考方案

(竞赛秘书处 2010-1, 版本 1.0)

一、前言

第五届全国大学生智能汽车竞赛新增加了电磁组比赛。竞赛车模需要能够通过自动识别赛道中心线位置处由通有 100mA 交变电流的导线所产生的电磁场进行路径检测。除此之外在赛道的起跑线处还有永磁铁标志起跑线的位置。具体要求请参阅《第五届智能汽车竞赛细则》技术文档。

本文给出了一种简便的交变磁场的检测方案,目的是使得部分初次参加比赛队伍能够尽快有一个设计方案,开始制作和调试自己的车模。本方案通过微型车模实际运行,证明了它的可行性。微型车模运行录像参见竞赛网站上视频文件。

二、设计原理

1、导线周围的电磁场

根据麦克斯韦电磁场理论,交变电流会在周围产生交变的电磁场。智能汽车竞赛使用路径导航的交流电流频率为 20kHz,产生的电磁波属于甚低频(VLF)电磁波。甚低频频率范围处于工频和低频电磁波中间,为 3kHz~30kHz,波长为 100km~10km。如下图所示:

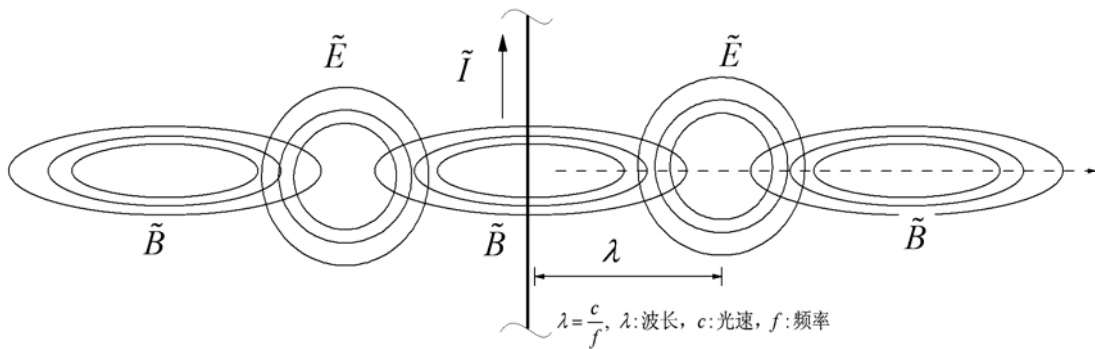


图 1: 电流周围的电磁场示意图

导线周围的电场和磁场,按照一定规律分布。通过检测相应的电磁场的强度和方向可以反过来获得距离导线的空间位置,这正是我们进行电磁导航的目的。

由于赛道导航电线和小车尺寸 l 远远小于电磁波的波长 λ ,电磁场辐射能量很小(如果天线的长度 l 远小于电磁波长,在施加交变电压后,电磁波辐射功率正比于天线长度的四次方),所以能够感应到电磁波的能量非常小。为此,我们将导线周围变化的磁场近似缓变的磁场,按照检测静态磁场的方法获取导线周围的磁场分布,从而进行位置检测。

由毕奥-萨伐尔定律知:通有稳恒电流 I 长度为 L 的直导线周围会产生磁场,距离导线距离为 r 处 P 点的磁感应强度为:

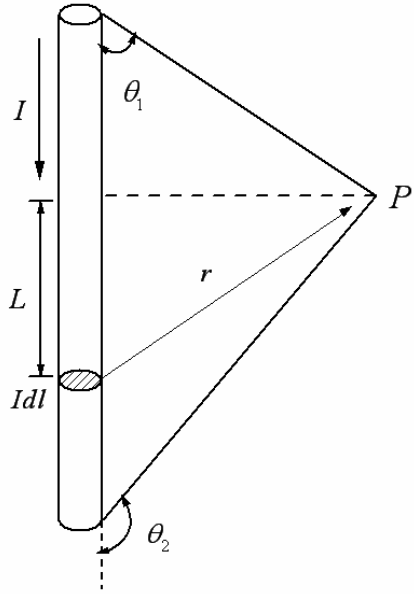


图 2 直线电流的磁场

$$B = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{\mu_0 I}{4\pi r} \sin \theta d\theta \quad (\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{TmA}^{-1}) \quad (1)$$

由此得: $B = \frac{\mu_0 I}{4\pi r} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2)$ 。

对于无限长直电流来说, 上式中 $\theta_1 = 0$, $\theta_2 = \pi$, 则有 $B = \frac{\mu_0 I}{4\pi r}$ 。

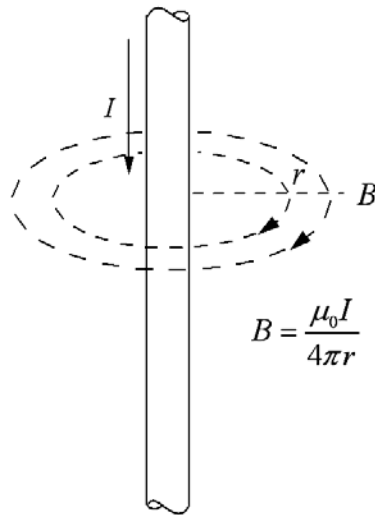


图 3: 无限长导线周围的磁场强度

在上面示意图中, 感应磁场的分布是以导线为轴的一系列的同心圆。圆上的磁场强度大小相同, 并随着距离导线的半径 r 增加成反比下降。

2、磁场检测方法:

人类对于磁场的认识和检测起源很早, 我国古代人民很早就通过天然磁铁来

感知地球磁场的方向，从而发明了指南针。但是对于磁场定量精确的测量以及更多测量方法的发现还是在二十世纪初期才得到了突飞猛进的进展。

现在有很多测量磁场的方法，磁场传感器利用了物质与磁场之间的各种物理效应：磁电效应（电磁感应、霍尔效应、磁致电阻效应）、磁机械效应、磁光效应、核磁共振、超导体与电子自旋量子力学效应。下面列出了一些测量原理以及相应的传感器：

- (1) 电磁感应磁场测量方法：电磁线磁场传感器，磁通门磁场传感器，磁阻抗磁场传感器。
- (2) 霍尔效应磁场测量方法：半导体霍尔传感器、磁敏二极管，磁敏三极管。
- (3) 各向异性电阻效应（AMR）磁场测量方法。
- (4) 载流子自旋相互作用磁场测量方法：自旋阀巨磁效应磁敏电阻、自旋阀三极管磁场传感器、隧道磁致电阻效应磁敏电阻。
- (5) 超导量子干涉（SQUID）磁场测量方法：SQUID 薄膜磁敏元件。
- (6) 光泵磁场测量方法：光泵磁场传感器。
- (7) 质子磁进动磁场测量方法。
- (8) 光导纤维磁场测量方法。

以上各种磁场测量方法所依据的原理各不相同，测量的磁场精度和范围相差也很大， 10^{-11} - 10^7 G。我们需要选择适合车模竞赛的检测方法，除了检测磁场的精度之外，还需要对于检测磁场的传感器的频率响应、尺寸、价格、功耗以及实现的难易程度进行考虑。

在下面所介绍的检测方法中，我们选取最为传统的电磁感应线圈的方案。它具有原理简单、价格便宜、体积小（相对小）、频率响应快、电路实现简单等特点，适应于初学者快速实现路径检测的方案。

通电导线周围的磁场是一个矢量场，场的分布如图四所示。如果在通电直导线两边的周围竖直放置两个轴线相互垂直并位于与导线相垂直平面内的线圈，则可以感应磁场向量的两个垂直分量，进而可以获得磁场的强度和方向。

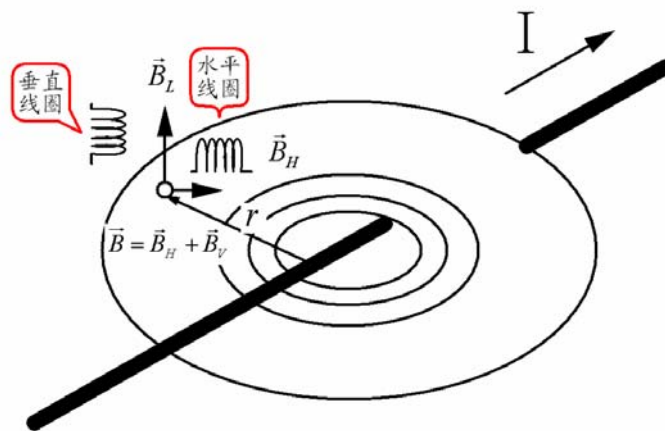


图 4：导线周围的感应电磁场

导线中的电流按一定规律变化时，导线周围的磁场也将发生变化，则线圈中将感应出一定的电动势。根据法拉第定律，线圈磁场传感器的内部感应电压 E 与磁场 $B(t)$ 、电磁线圈的圈数 N 、截面积 A 的关系有：

$$E = (NA) \times (\mu_0 \mu_r) \frac{dB(t)}{dt} = - \frac{d\Phi(t)}{dt}$$

感应电动势的方向可以用楞次定律来确定。

由于本设计中导线中通过的电流频率较低，为 20kHz，且线圈较小，令线圈中心到导线的距离为 \bar{r} ，认为小范围内磁场分布是均匀的。再根据图 3 所示的导线周围磁场分布规律，则线圈中感应电动势可近似为：

$$E = - \frac{d\Phi(t)}{dt} = \frac{k dI}{\bar{r}} = \frac{K}{\bar{r}} \quad (2)$$

即线圈中感应电动势的大小正比于电流的变化率，反比于线圈中心到导线的距离。其中常量 K 为与线圈摆放方法、线圈面积和一些物理常量有关的一个量，具体的感应电动势常量须实际测定来确定。

3、双水平线圈检测方案

不同的线圈轴线摆放方向，可以感应不同的磁场分量。我们先讨论一种最简单的线圈设置方案：双水平线圈检测方案。在车模前上方水平方向固定两个相距 L 的线圈，两个线圈的轴线为水平，高度为 h ，如下图所示：

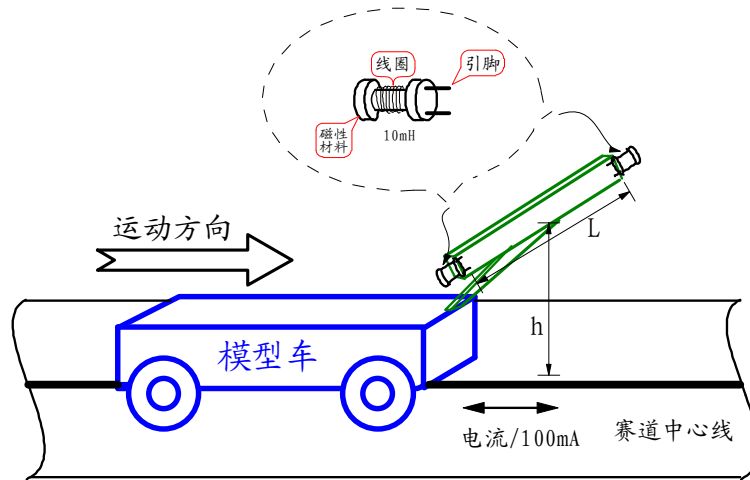


图5 双水平线圈检测方案

为了讨论方便，我们在跑道上建立如下的坐标系，假设沿着跑道前进的方向为 z 轴，垂直跑道往上为 y 轴，在跑道平面内垂直于跑到中心线为 x 轴。xyz 轴满足右手方向。

假设在车模前方安装两个水平的线圈。这两个线圈的间隔为 L ，线圈的高度为 h ，参见下图 5 所示。左边的线圈的坐标为 (x, h, z) ，右边的线圈的位置 $(x-L, h, z)$ 。由于磁场分布是以 z 轴为中心的同心圆，所以在计算磁场强度的时候我们仅仅考虑坐标 (x, y) 。

由于线圈的轴线是水平的，所以感应电动势反映了磁场的水平分量。根据公式 (2) 可以知道感应电动势大小与 $\frac{h}{x^2 + h^2}$ 成正比。

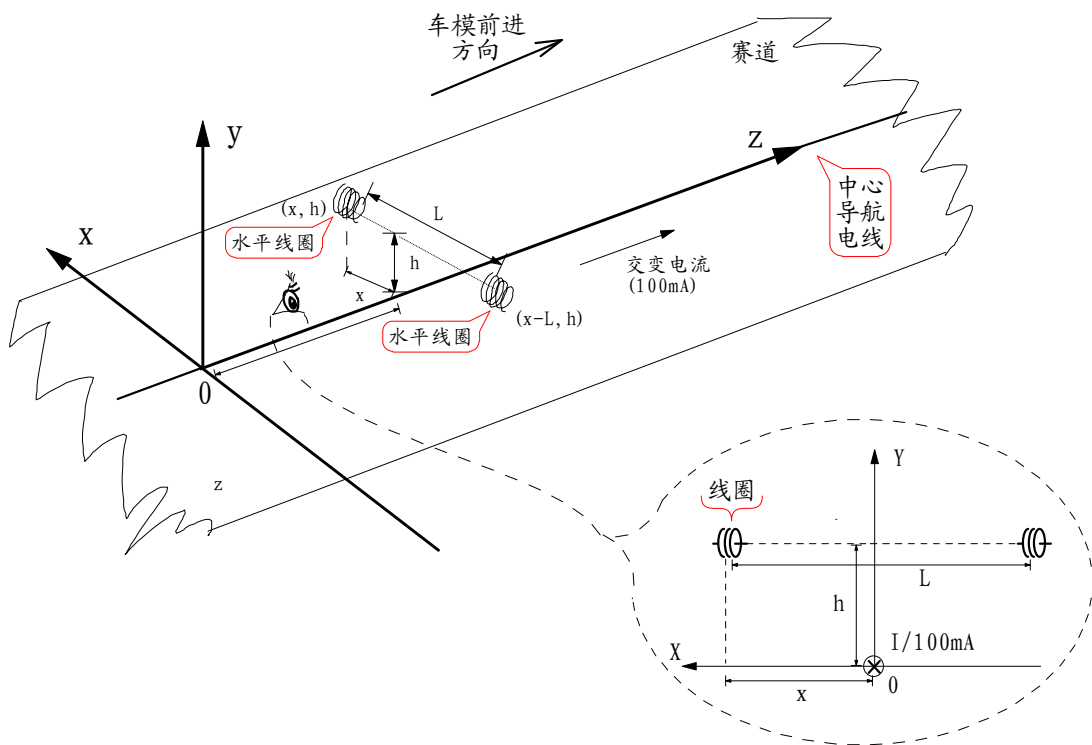


图6 感应线圈的布置方案

假设 $h = 5\text{cm}$, $x \in (-15, +15)\text{cm}$, 计算感应电动势 $E = \frac{h}{h^2 + x^2}$ 随着线圈水平位置 x 的变化取值, 如下图所示:

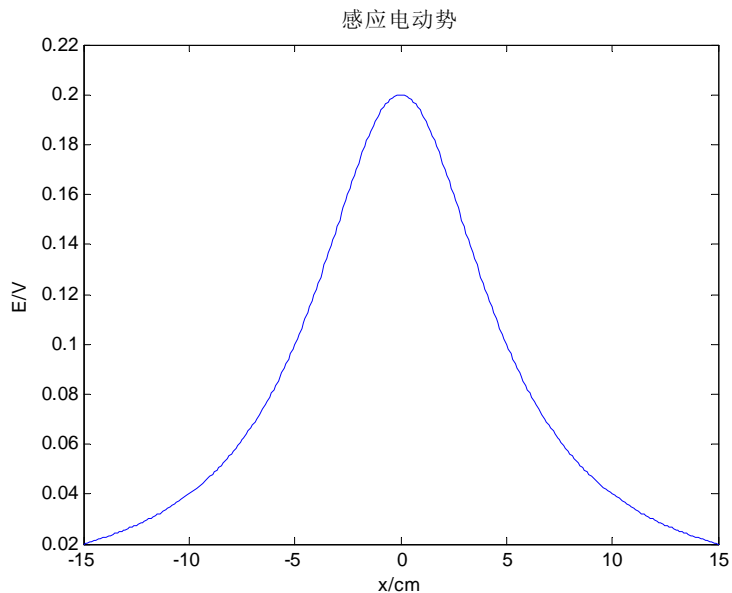


图7 线圈中感应电动势与它距导线水平位置 x 的函数

如果只使用一个线圈, 感应电动势 E 是位置 x 的偶函数, 只能够反映到水平位置的绝对值 $|x|$ 的大小, 无法分辨左右。为此, 我们可以使用相距长度为 L 的两

个感应线圈，计算两个线圈感应电动势的差值：

$$E_d = E_1 - E_2 = \frac{h}{h^2 + x^2} - \frac{h}{h^2 + (x-L)^2}$$

下面假设 $L = 30\text{cm}$ ，计算两个线圈电动势差值 E_d 如下图所示：

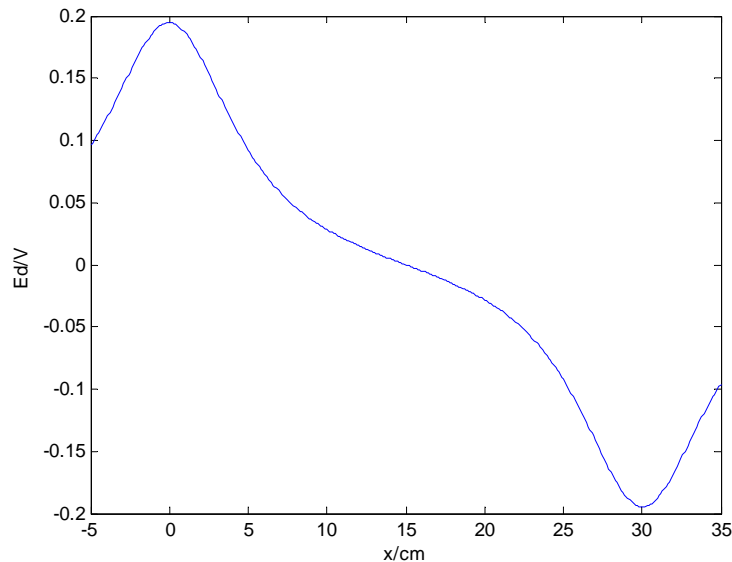


图 8 感应电动势差值 E_d 与距离 x 之间的函数

从上图可以看出，当左边线圈的位置 $x = 15\text{cm}$ 的时候，此时两个线圈的中心恰好处于跑道中央，感应电动势差值 E_d 为 0。当线圈往左偏移， $x \in (15, 30)$ ，感应电动势差值小于零；反之，当线圈往右偏移， $x \in (0, 15)$ ，感应电动势大于零。因此在位移 $0 \sim 30\text{cm}$ 之间，电动势差值 E_d 与位移 x 是一个单调函数。可以使用这个量对于小车转向进行负反馈控制，从而保证两个线圈的中心位置跟踪赛道的中心线。通过改变线圈高度 h ，线圈之间距离 L 可以调整位置检测范围以及感应电动势的大小。

三、电路设计原理

从上面检测原理可以知道，测量磁场核心是检测线圈的感应电动势 E 的幅值。下面将从感应线圈、信号选频放大、整流与检测等几个方面讨论电路设计的问题，最后给出电路设计系统框图和实际电路。

1、感应磁场线圈：

检测线圈可以自行绕制，也可以使用市场上能够比较方便购买的工字型 10mH 的电感。如下图所示。

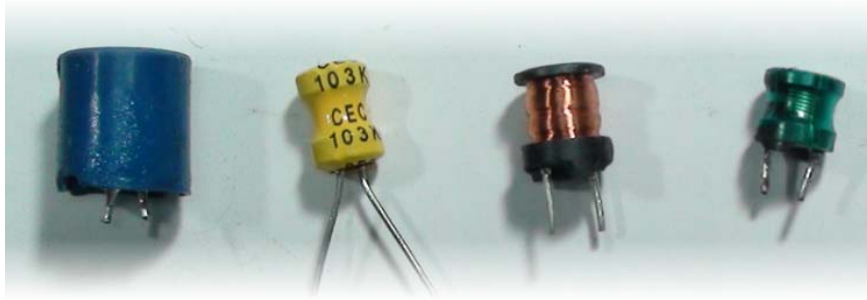


图9 几种 10mH 电感

这类电感体积小，Q 值高，具有开放的磁芯，可以感应周围交变的磁场。如下图所示：

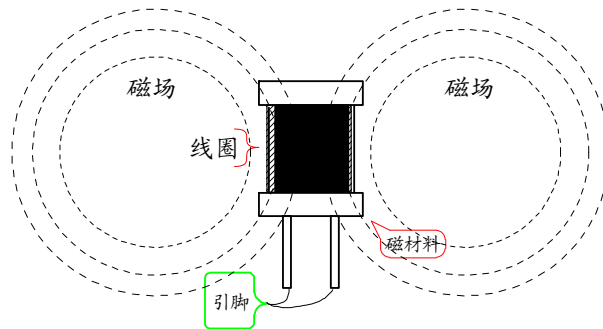


图 10 工字磁材电感

2、信号选频放大

使用电感线圈可以对其周围的交变磁场感应出响应感应电动势。这个感应电动势信号具有以下特点：

- (1) 信号弱：感应电压只有几十个毫伏。在检测幅值之前必须进行有效的放大，放大倍数一般要大于 100 倍（40db）。
- (2) 噪声多：一般环境下，周围存在着不同来源、不同变化频率的磁场。如下表所示：

表 1：典型的环境磁场强度范围

磁场环境	磁场性质	磁场强度（高斯）
家用电器周围一米范围	50Hz	10^{-3} - 10^{-2}
地表面地球磁场	恒定	0.2-0.5
工业电机和电缆周围十米范围	50Hz	1-100
长波通讯	> 30kHz	10^{-6} - 10^{-3}
赛道中心导线周围 0.5 米范围	20kHz	10^{-4} - 10^{-2}

比赛选择 20kHz 的交变磁场作为路径导航信号，在频谱上可以有效地避开周围其它磁场的干扰，因此信号放大需要进行选频放大，使得 20kHz 的信号能够有效的放大，并且去除其它干扰信号的影响。

可以使用 LC 串并联电路来实现选频电路（带通电路），如下图所示：

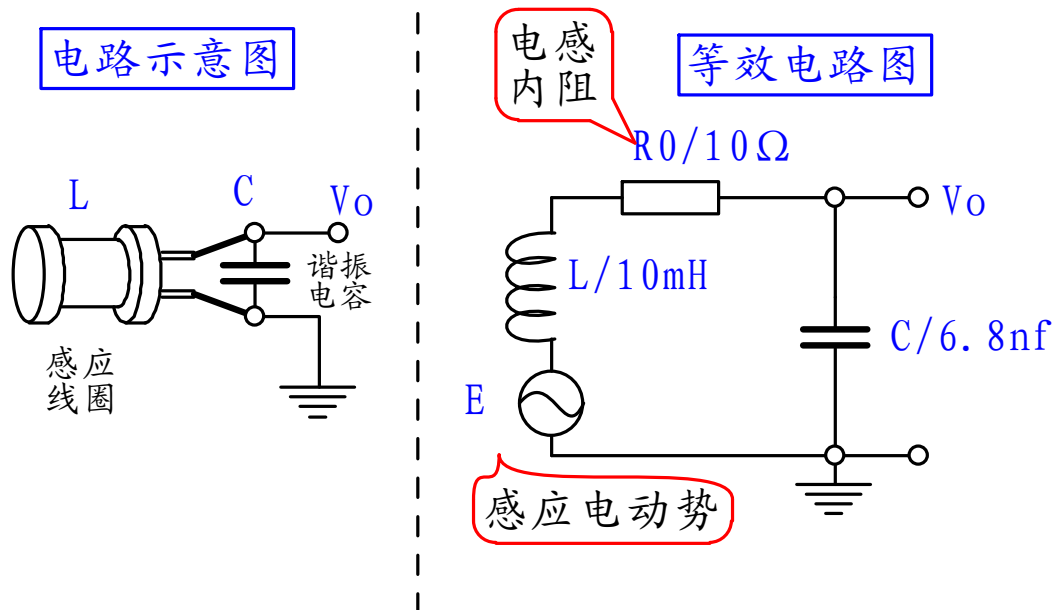


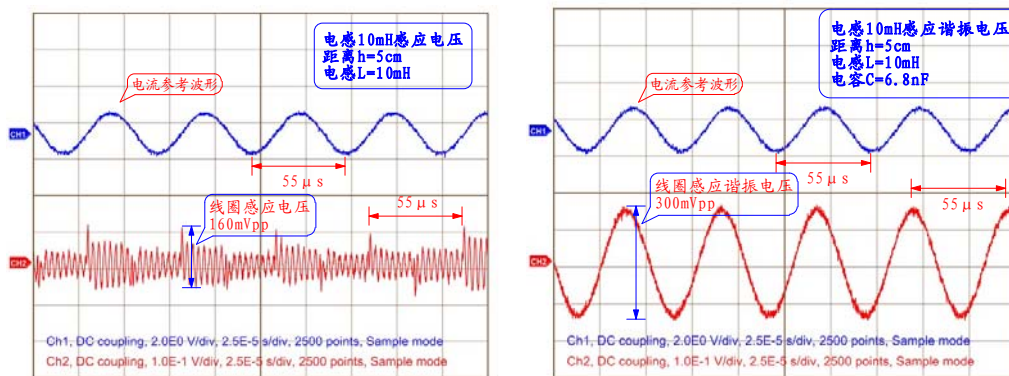
图 11: RLC 并联谐振电路

上述电路中，E 是感应线圈中的感应电动势，L 是感应线圈的电感量，R0 是电感的内阻，C 是并联谐振电容。上述电路谐振频率为： $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。已知感应电动势的频率 $f_0 = 20kHz$ ，感应线圈电感为 $L = 10mH$ ，可以计算出谐振电容的容量为：

$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 20 \times 10^3)^2 \times 10 \times 10^{-3}} = 6.33 \times 10^{-9} (F)$$

通常在市场上可以购买到的标称电容与上述容值最为接近的电容为 6.8nF，所以在实际电路中我们选用 6.8nF 的电容作为谐振电容。

为了验证 RLC 选频电路的效果，我们对比了在有和没有谐振电容两种情况下的电感输出的感应电压。在导线中通有 20kHz 左右，100mA 左右方波电流，在距离导线 50mm 的上方放置垂直于导线的 10mH 电感，使用示波器测量输出电压波形。如下图 12 所示。



(A)没有谐振电容时感应电压输出 (B)有谐振电容时感应电压输出
 图 12: 测量感应线圈两端的感应电压。

从上面结果可以看出, 增加有谐振电容之后, 感应线圈两端输出感应 20KHz 电压信号不仅幅度增加了, 而且其它干扰信号也非常小。这样无论导线中的电流波形是否为正弦波, 由于本身增加了谐振电容, 所以除了基波信号之外的高次谐波均被滤波除掉, 只有基波 20kHz 信号能够发生谐振, 输出总是 20KHz 正弦波。

为了能够更加准确测量感应电容式的电压, 还需要将上述感应电压进一步放大, 一般情况下将电压峰峰值放大到 1-5V 左右, 就可以进行幅度检测, 所以需要放大电路具有 100 倍左右的电压增益 (40db)。最简单的设计可以只是用一阶共射三极管放大电路就可以满足要求, 如下图所示:

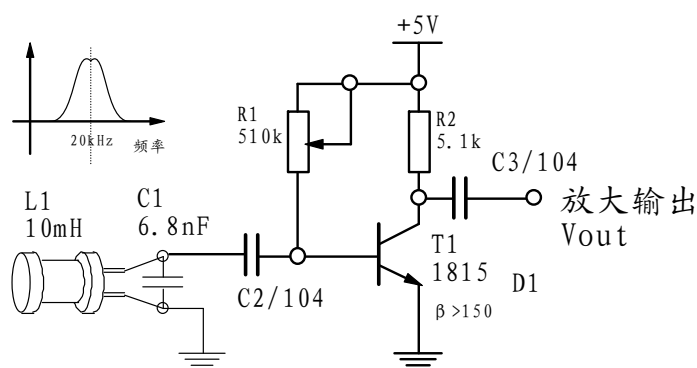


图 13: 单管共射交流放大电路

当然, 也可以选用运算放大器进行电压放大。但是需要选择单电源、低噪声、动态范围达、高速运放不太容易, 所示不太推荐使用运算放大器进行信号放大。

3、幅度测量

测量放大后的感应电动势的幅值 E 可以有多种方法。最简单的方法就是使用二极管检波电路将交变的电压信号检波形成直流信号, 然后再通过单片机的 AD 采集获得正比于感应电压幅值的数值。如下图所示:

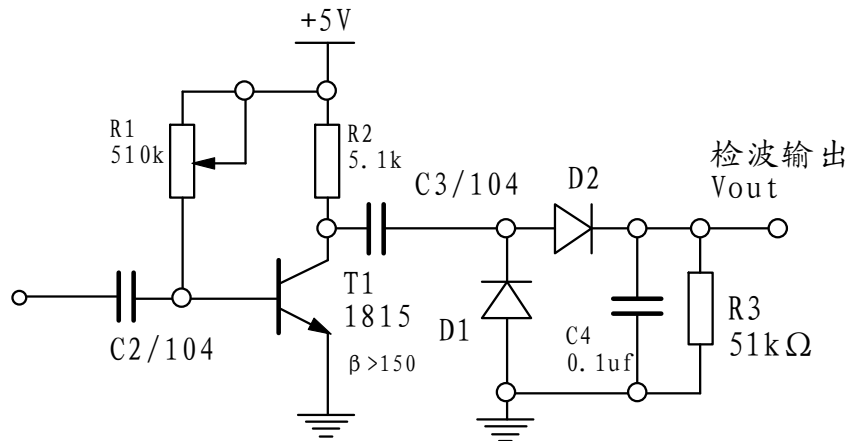


图 14: 倍压检波电路

上图给出了倍压检波电路可以获得正比于交流电压信号峰峰值的直流信号。为了能够获得更大的动态范围，倍压检波电路中的二极管推荐使用肖特基二极管或者锗二极管。由于这类二极管的开启电压一般在 0.1-0.3V 左右，小于普通的硅二极管 (0.7V)，可以增加输出信号动态范围和增加整体电路的灵敏度。

实际上，可以不使用检波电路，而直接将上述单管放大电路中，三极管集电极电压接入单片机的 AD 端口，使用单片机直接采样交变电压信号，如下图所示：

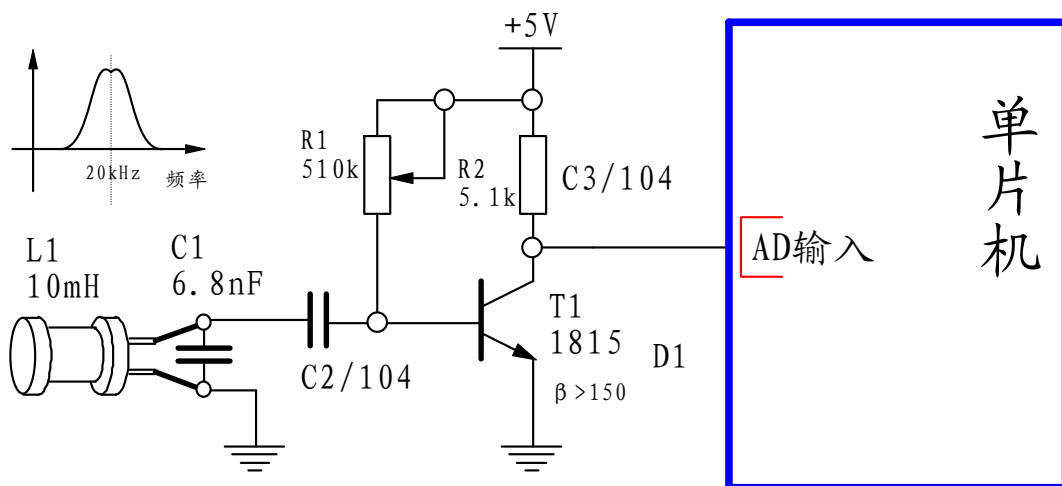


图 15: 直接采集放大信号

只要保证单片机的 AD 采集速率大于 20kHz 的 5-10 倍，连续采集 5-10 个周期的电压信号（大约 100 数据左右），就可以直接从采集的数据中最大值减去最小值获得信号的峰峰值。假设采集了 128 个数据： $x_i, i=1,2,\dots,128$ ，计算信号的峰峰值 V_{p-p} 可以有下式计算：

的峰峰值 V_{p-p} 可以有下式计算：

$$x_{\max} = \max(x_i, i = 1, 2, \dots, 128)$$

$$x_{\min} = \min(x_i, i = 1, 2, \dots, 128)$$

$$V_{p-p} = x_{\max} - x_{\min}$$

上面计算方法由于只应用了数据的最大值、最小值，所得结果容易受到噪声的影响，所以还可以通过计算数据交流信号的平均值、有效值反映信号的幅值：

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^{128} x_i}{128}, \quad x_{ave} = \frac{\sum_{i=1}^{128} |x_i - \bar{x}|}{128}, \quad x_e = \frac{\sum_{i=1}^{128} (x_i - \bar{x})^2}{128}$$

上面所计算得到的 x_{ave} , x_e 等都与信号的峰峰值成单调关系，所以也可以用来进行计算位置差值信号。

根据上面介绍，检测电路框图如下图所示：

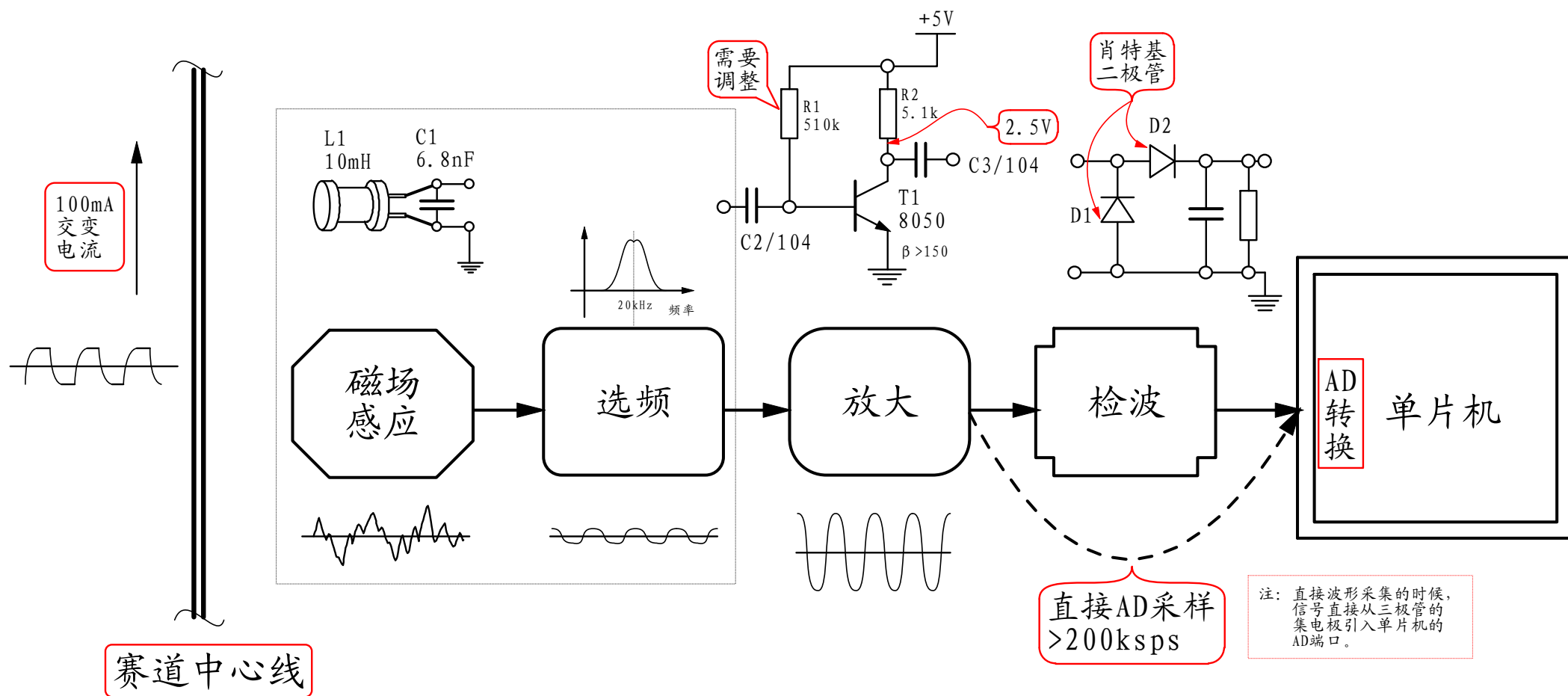


图 16：检测电路系统框

四、实际电路与调试

1、直接信号放大电路：如下图所示：

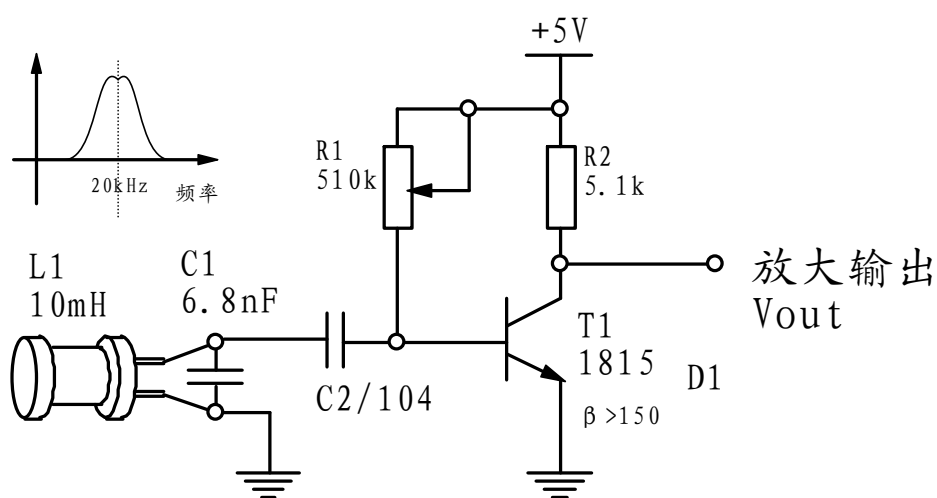
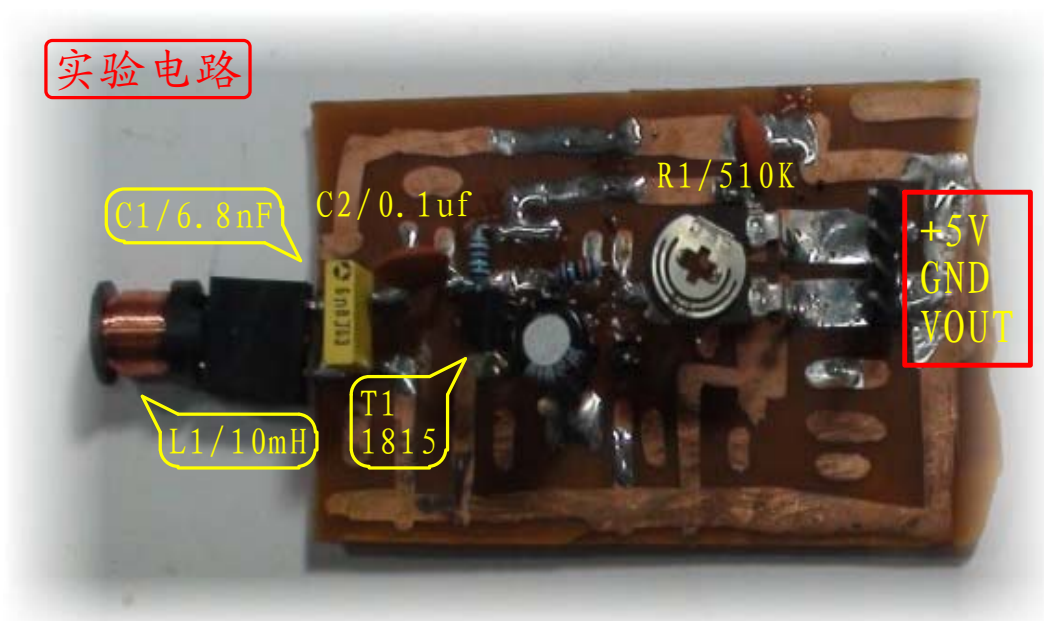


图 17：直接放大电路

电路焊接完毕后，只要调节可调电阻 R1，使得三极管集电极电压处于 2.5V 左右即可。

将上述放大电路的感应电感放在通有 100mA、20kHz 导线周围，使用示波器观察电路的输出与输入信号，如下图所示：

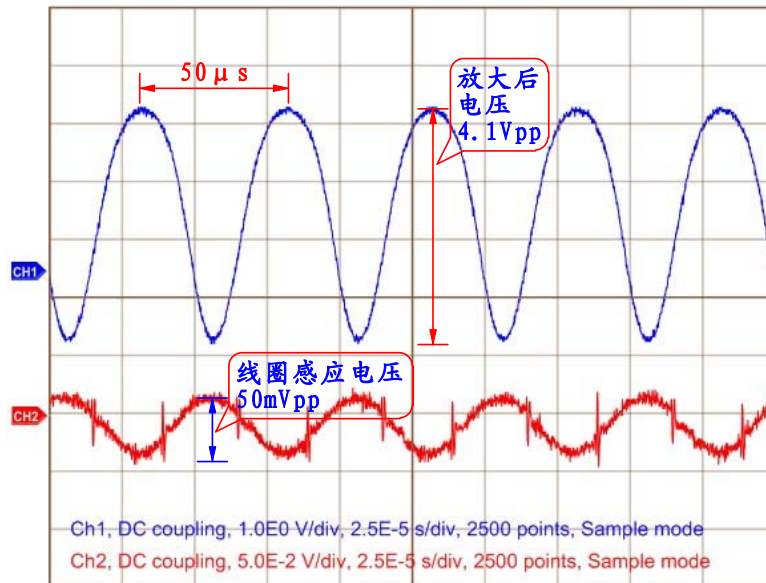


图 18: 放大电路的输入、输出波形

通过上图可以看出，放大电路的放大倍数大约为： $A = \frac{4.1}{0.05} = 82$ 倍左右。所得的电压信号可以直接连入单片机的 AD 转换接口进行采集就可以。在接入单片机时，输出隔直电容 C3 需要去掉，这样 AD 输入的交流信号的平均值在 2.5V，变化范围在 0-5V，满足单片机 AD 转换的需要。

2、放大检波电路：如下图所示：

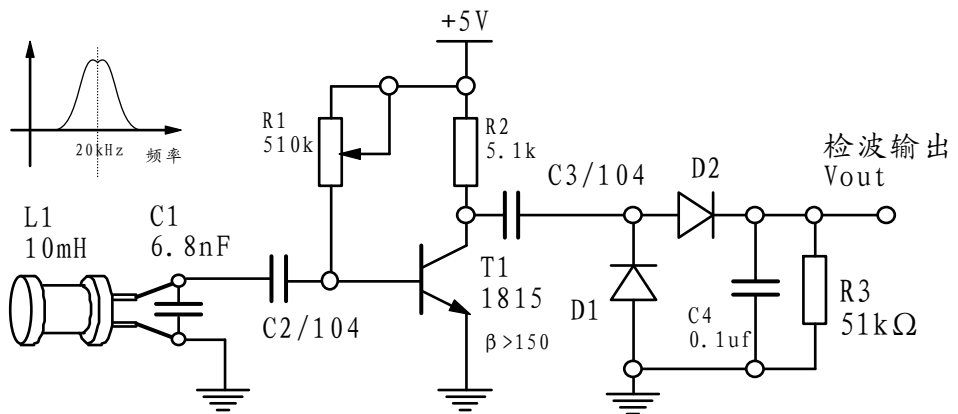
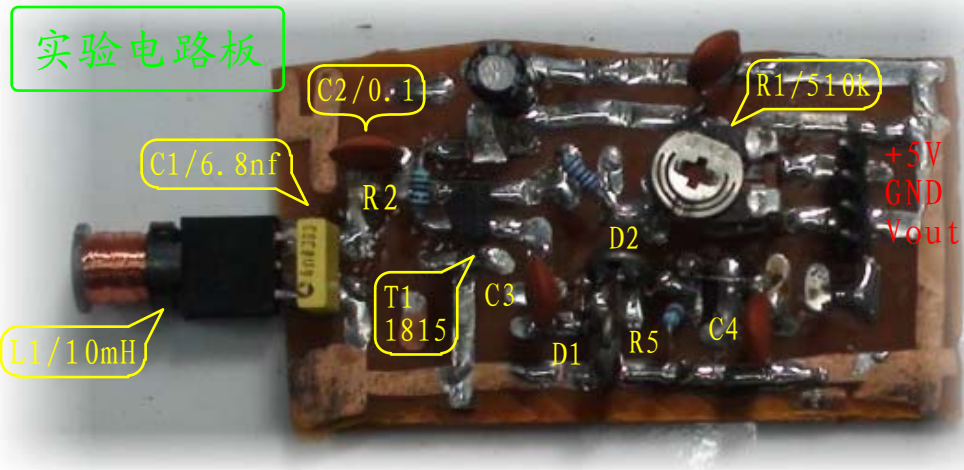
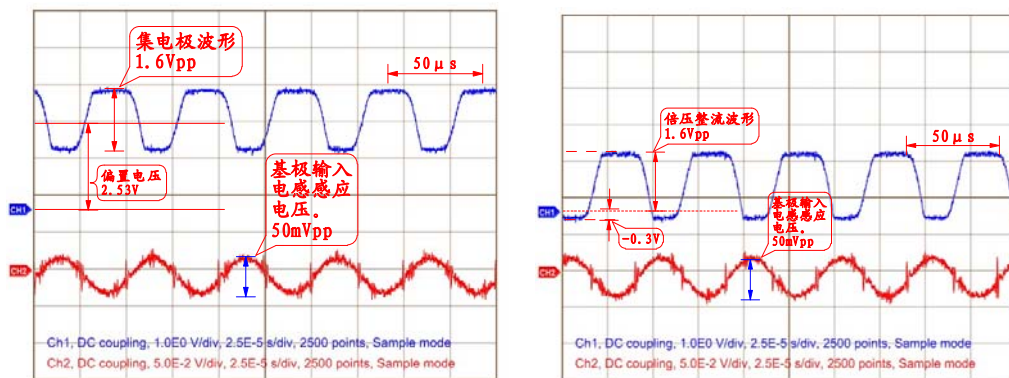


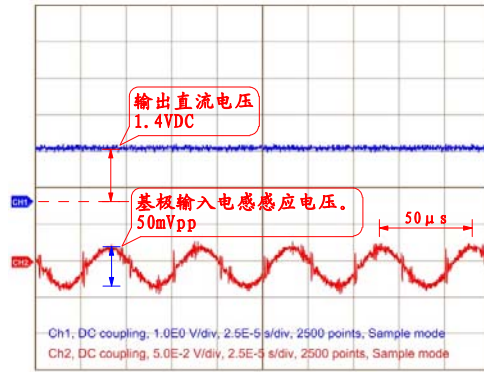
图 19: 放大检波电路

实际上，上述电路就是在直接放大电路的基础上增加了倍压检波电路，可以得到与交流信号峰峰值成正比的直流信号。电路的焊接完毕后，调整 R1 电位器，使得三极管集电极电压处于 2.5V 左右，即可。下图给出了电路各部分的波形：



(A) 三极管集电极电压波形

(B) 倍压整流二极管 D1 上的电压波形



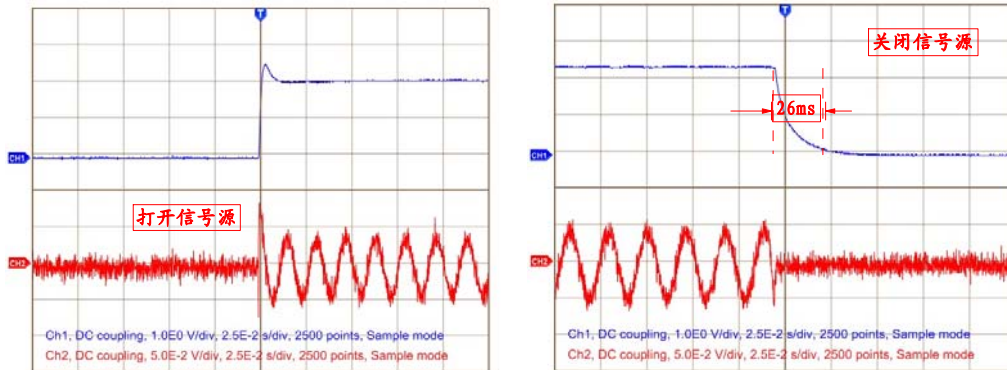
(C) 电路输出电压波形

图 20: 放大检波电路各部分的电压波形

从上图可以看出，电路的输出电压基本上与交流信号的峰峰值相等。

在上面电路输出部分 C4, R3 是进行检波滤波作用，它们的数值乘积对应滤波时间常数，增加滤波时间常数可以减少输出信号的波纹，提高信号的信噪比，但是会带来检波电路响应速度变慢。如果滤波时间常数减少，虽然会提高电路的响应速度，但是输出信号的波纹会增加。因此上，需要合理选择滤波时间常数。如果一阶滤波电路无法满足需要，也可以再增加一级 RC 滤波来取得速度和滤波效果的折中。

下图给出了突加交流信号和突减交流信号时，上述检波电路的输出信号。



(A) 突加信号时电路输出

(B) 突减信号时电路输出

图 21: 检波电路的单位阶跃函数响应

可以看出，检波电路在信号突增时向响应速度要比信号下降沿的速度快得多，因此此正常调试的时候，需要综合这两个时间确定电路的平均响应速度。

五、问题讨论:

1、如何减小分布电容的影响?

谐振回路的谐振频率与感应线圈的电感量、谐振电容以及引线的分布电容有关系，为了减少分布电容的影响，可以采用以下几个方式:

- (1) 减小电感容量，比如使用 4.7mH 电感，这样可以增加谐振电容的容量，从而使得分布电容对于谐振频率影响减小。但是这样做会

- 降低谐振回路的 Q 值，减小系统的灵敏度。
- (2) 减少引线的长度。可以将谐振回路与放大电路做在一起，如下图所示：



图 22：两个检测电路

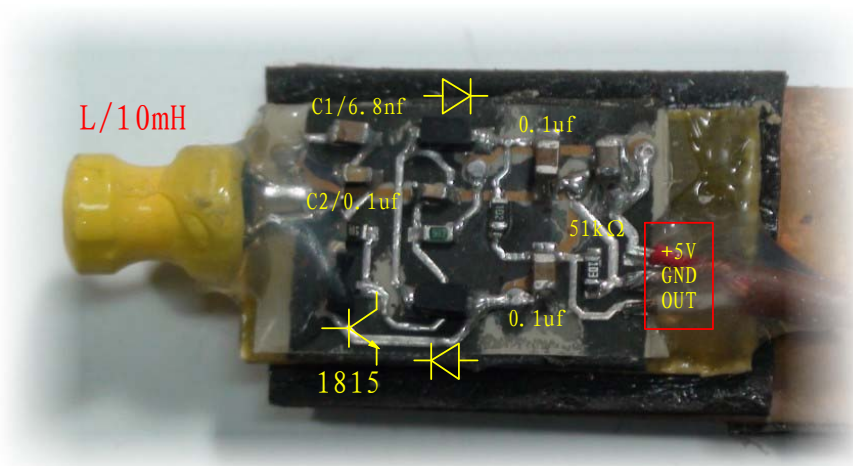


图 23：感应线圈与选频放大电路

上面给出电路制作方法，可以避免分布电容的影响，电路输出信号直接就是检波后的直流信号，可以通过引线送到单片机的 AD 转换端口，而不必考虑引线的分布电容了。

下图是本方案最初进行验证时，组装的微型车模的情况。通过车模的运行，验证了本方案的可行性。

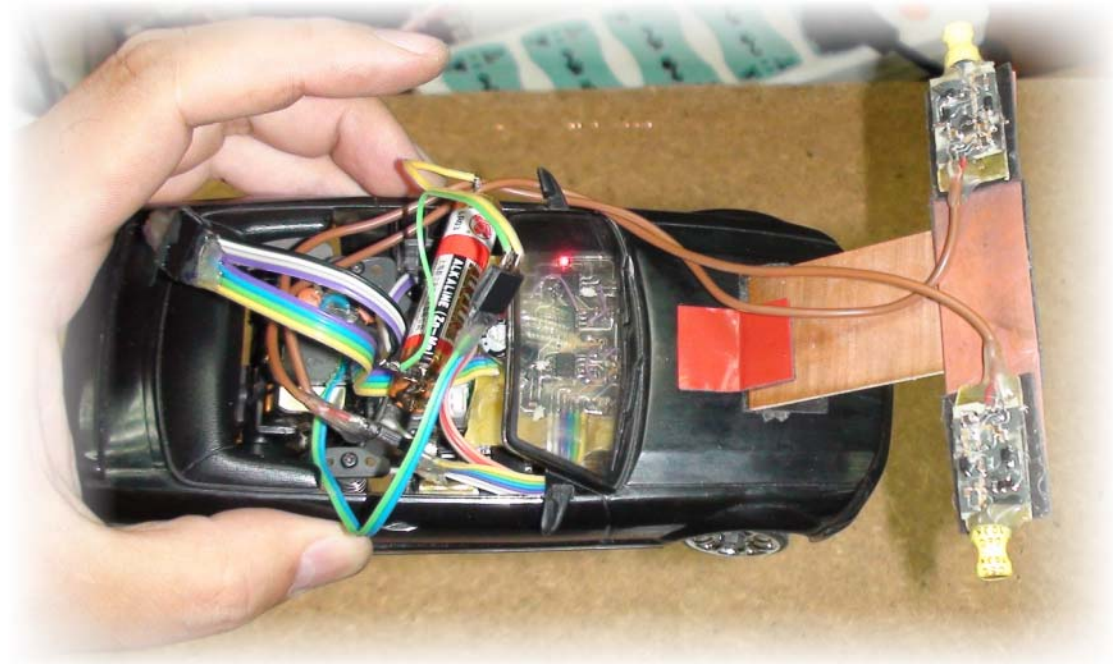


图 24： 安装有水平感应线圈的车模

2、如何设计三极管放大电路的静态工作点？

三极管放大电路的静态工作点，包括静态工作电压和静态工作电流。一般为了获得最大的放大动态范围，静态工作电压（三极管的集电极电压）设定为电源电压的一半。

在保证上述静态电压情况下，静态工作电流 I_c （三极管集电极电流）取决于集电极电阻。集电极电阻越大，静态工作电流越小。反之，集电极电阻越小，静态工作电流越大。同时，集电极大小取决于基极偏置电流 I_b ，它们之间的比值就是三极管的电流放大倍数。

一般情况下，电路的放大倍数取决于三极管的电流放大倍数 β ，三极管的输入电阻 r_b 以及集电极电阻等因素都与静态电流有关系，最终电路的放大倍数在一定范围内与静态工作电流无关，在这儿不做更多的讨论。

影响电路最大的因素是静态工作电流所对应的电路的输入输出阻抗。一般情况下，静态工作电流越小，电路的输入、输出阻抗越大，反之，静态工作电流越大，输入、输出阻抗越小。我们一般希望电路的输入阻抗大、输出阻抗小，从而保证电路对于前后级的影响小。但是三极管的静态工作电流对于输入、输出阻抗影响是同时增加、或者同时减小。所以选择静态电流需要兼顾这两方面的指标。

在本电路中，输入阻抗会影响 LC 谐振电路的 Q 值，继而影响电路的选频特性。但是考虑到实际竞赛所提供的交变电源频率是在一个很宽的范围内（18-22kHz），所以 Q 值也不能够太高，一般建议在 10 左右。如果太高了，当信号频率变化时，会对电路增益产生较大的影响。所以调整电路的 Q 值，实际上可以通过调整放大电路的静态电流而达到。

输出阻抗会影响到后面的检波和 AD 转换电路。一般情况下设置在 2k-20k 范围内都能够满足要求。

一般情况下，为了保证放大电路的增益，在选择三极管的时候，需要它的电流放大倍数最好大于 150。如果一级放大电路增益不过，还可以级联一级三极管放大电路。

3、为何不使用运算放大器？

在前面介绍的参考电路中，我们没有使用运算放大器进行信号的放大，这主要由于常用到的运算放大器（op07, uF741, NJM4580, NJM072B, JNM2904 等等）在工作电源、输出范围、频率响应等方面不能够满足我们的要求。

（1）工作电源：一般运放需要正负供电电源，在车模电路设计中，往往无法直接提供正负电源。

（2）输出范围：运放输出电压范围往往要比工作电源电压小 1-2V，这样就大大限制了信号的范围。也有部分 CMOS 运放可以实现满工作电源的输出（Rail to Rail 输出），但是这类运放的频率响应不够。

（3）频率响应：普通的运放的频率响应特性由增益带宽乘积参数决定。该参数一般在 1-5Mhz 左右，除了高速运放外。我们的信号频率为 20kHz，如果使用增益带宽乘积参数为 1Mhz 的运放，它对于 20kHz 的最大增益已经减少到 50 倍左右了。此时，它的最大输出电压范围也会更加减少（主要受到输出电压转换速率参数的影响）。此时运放电路增益已经不能够满足我们的需要。

如果使用运放进行信号的放大，需要仔细选择运放，使得它的工作参数能够满足我们电路的需要。

综上所述，实际上直接使用三极管放大电路将会更加的简便。

4、如何识别起跑线上的永磁铁？

上面介绍的磁场检测电路尚不能够直接用于检测起跑线的永磁铁，所以可以使用普通的干簧管检测起跑线。

5、如何选择、制作感应线圈？

（1）容量的选择：电感容量选择要综合电感的 Q 值、体积、重量（决定了感应电动势系数）、谐振电容的容量、购买是否方便等因素考虑。

（2）材料的选择：电感磁芯材料的磁导率 μ_r 影响了电感的大小、Q 值、价格等。一般情况下，选择的磁性材料的 μ_r 越大，越有利于减少电感的体积，提高感应信号的强度。

（3）线圈个数的选择：上面方法中只是介绍了使用两个水平线圈的方案，这个方案只能检测车模当前相对于中心线的偏移量。为了提高车模的速度，需要增加检测的前瞻性。可以通过增加检测线圈的数量，合理的布局来提高检测的前瞻性。

（4）特制线圈：由于传感器的个数限制，可以通过绕制特殊形状、尺寸的感应线圈，提高系统的灵敏度和检测的前瞻性。

6、还可以使用什么电磁场传感器？

在导线周围存在着交变的磁场、电场。除了线圈之外，还可以利用集成的霍尔器件检测磁场强度和方向。这样器件可供选择也比较多，但一般情况下，高灵敏度的磁场霍尔器件价格都比较贵。

六、总结：

本文通过使用最简单的感应线圈的方式检测导线周围的交变磁场，只是用了两个水平放置的感应线圈就可以检测到车模相对于中心线的偏移量，从而控制车

模沿着道路行驶。

检测磁场、电场的方法多种多样，合理选择不同类型的传感器、通过不同的布局增加车模的检测路径的前瞻性和稳定性，将会在车模竞赛中取得换大的优势。