

713雷达回波信号实时数字 处理系统的硬件接口

赵 恒 轩

提 要

本文介绍的接口电路是为《713雷达回波信号实时数字处理系统》^[1]设计的。接口电路包括雷达触发脉冲、天线方位零度和仰角零度信号的波形与幅度变换电路以及雷达接收机输出的回波视频信号的幅度放大与底部钳位电平的平移电路。目的是通过它们向后级电路提供合适的输入信号。

713雷达回波信号实时处理系统以国产 Apple-Ⅰ Plus 型微计算机(或IBM-PC 型微计算机)为核心,通过适当的外围设备和软件设计,在雷达同步信号作用下,完成回波视频信号的模数转换、天线角信号的录取和回波数字信号的实时处理与伪彩色显示等。其系统硬件方框图如图1所示。图中 A/D 为

8 Bit模数转换器,它要求输入信号电压必须在-5V和+5V之间变化。但是,雷达接收机输出的对数视频信号和雷达模拟积分机(AVIP)输出的积分后的回波视频信号都是底部钳在0V的正电压信号。同样,引自雷达主控台JX15-1的雷达触发脉冲也是底部钳在0V的正脉冲信号。它们的波形与幅度分别如图2(a)、(b)和(c)所示。显然,为了满足A/D转换器对输入信号的要求,在雷达与A/D之间必须设置接口电路,以将回

波视频信号的幅度及其底部钳位电平作适当处理后再输给A/D转换器。此外,图1中的方位、仰角信号产生器都是用集成电路设计而成的,它要求输入的方位、仰角零度信号是底部钳在0V、幅度为4V左右的正脉冲信号。但引自雷达主控台JX1-2/ZK5和JX1-3/ZK5的方位零度和仰角零度信号都是幅度20V、宽度4ms的正方波,如图3中A点波形所示。因此,也必须通过接口电路加工后才能被角信号产生器所使用。

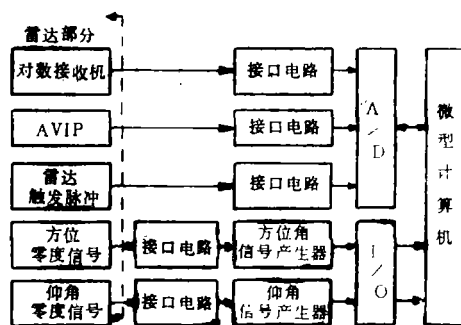


图1 系统硬件简化方框图

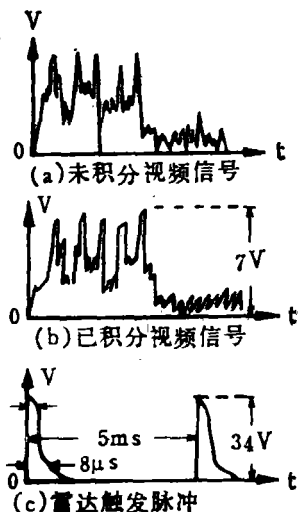


图 2

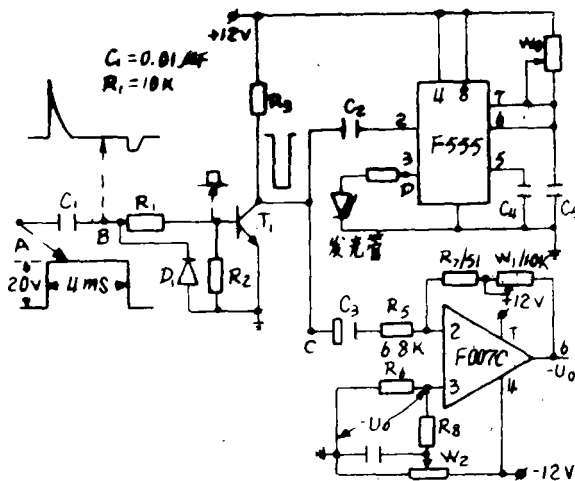


图 3

一、接口电路与分析

1. 同步信号的接口电路

实际上, 雷达触发信号、天线方位零度和仰角零度信号都是《雷达回波信号实时数字处理系统》的同步定时信号。因此, 同步信号的接口电路是这三种信号接口电路的总称。由于它们的电路结构和作用都基本相同, 现仅以方位零度信号的接口电路为例(见图 3), 说明其基本工作过程。

由图 3 可知, 晶体管 T_1 平时截止。当正的方位零度信号输入时, 它通过电阻 R_1 和 T_1 的发射结向电容器 C_1 迅速充电, 充电的时间常数 $\tau \approx C_1 R_1 = 0.1 \text{ ms} \ll 4 \text{ ms}$ (输入方波的宽度)。因此, 经过大约 3τ 的时间, C_1 充电结束时, 在 B 点得到一个正尖峰脉冲。它被 R_1 分压后, 在 T_1 基极上得到的是幅度 0.8 V 、宽度约 0.3 ms 的矩形脉冲。此脉冲经 T_1 倒相放大后, 从集电极得到幅度约 10 V 的负脉冲分两路输出。一路经 C_2 耦合, 加到 F555 的 2 脚。由 F555 等元件组成的单稳态电路在此负脉冲触发下, 从 3 脚输出宽度约 0.2 s 、幅度约 8 V 的正方波(调节 W_0 可改变其宽度)驱动发光二极管工作, 使得方位零度信号到来时, 发光管亮一次, 以指示天线扫描的正北位置和在一定程度上代表该接口电路工作正常。 T_1 集电极的另一路输出经电容 C_3 耦合, 加到 F007C 的 2 脚。由 F007C 等元件组成的反比例运算放大器对 2 脚输入的负脉冲倒相放大后, 从 6 脚输出幅度 4 V 的正脉冲送后级角信号产生电路。调整时, 调节 W_2 使输出脉冲的底部钳在 0 V 。调节 W_1 可改变输出脉冲的幅度。图 3 中 B 点的负脉冲是输入方波结束时, C_1 通过信号源内阻、二极管 D_1 放电的结果。

由于雷达触发脉冲是计算机从 A/D 转换器的数据输出通道读取雷达回波样本数据的定时信号, 即计算机软件一旦从 A/D 转换器输出触发脉冲的那个通道上读到触发脉

冲时,主程序首先转到一个延时子程序(延时约 $58\mu\text{s}$),然后返回到主程序,再以给定的采样间隔从A/D转换器的数据通道上依次读取回波信号的数字值并存入相应的内存单元。因此,必须确保计算机能可靠地查询到触发脉冲,以免丢失回波数据。在我们的处理系统中,输给A/D的触发脉冲是经接口电路倒相后的负脉冲,其底部的高电平对应A/D输出较大的数字值,顶部的低电平对应A/D输出较小的数字值。据此,当计算机从A/D转换器相邻两次读到的触发脉冲的采样转换值分别是 >200 和 <50 时,则判定触发脉冲已到。显然,输给A/D转换器的触发脉冲的宽度必须大于A/D相邻两次采样的时间间隔,即转换时间。在我们的系统中,所用的A/D转换器的转换时间为 $9\mu\text{s}$,雷达输出的触发脉冲的宽度 $\leq 8\mu\text{s}$,需要将它展宽。为此,我们把触发脉冲的接口电路在方位、仰角零度信号的接口电路基础上作了一些改动,即把图3中C点断开,把 C_3 左端改接到D点,使得触发脉冲宽度由单稳态电路决定。调整时,调节 W_0 使触发脉冲宽度为 1ms ,调节 W_1 使触发脉冲的底部为 4.5V 左右,调节 W_2 使触发脉冲的顶部为 -4.5V 左右。

2. 接口电路特点分析

由图3可见,由于电容器 C_3 的隔直作用,没有直流电流通过 C_3 。因此,对于放大器的直流通路, C_3 呈现开路。这时,放大器为一典型的直流电压跟随器,据文献[2]可知其闭环增益 $K_F = -U_0 / -U_3 = 1$ 。这就是说放大器输出直流电压只取决于 W_2 的中心抽头位置,与反馈电阻 W_1 无关,即调节 W_1 不会改变放大器输出端直流电平。当信号输入时, C_3 对输出信号呈现短路,放大器为一典型的反相比例运算放大器,其闭环增益 $K_F = -(R_7 + W_1') / R_5$ 。式中 W_1' 是 W_1 的一部分,大小取决于 W_1 的中心抽头位置。负号表示输出与输入反相。由该式可知,调节 W_1 可改变输出脉冲幅度,但不改变输出脉冲的底部钳位电平。反之,调节 W_2 可改变输出脉冲的底部钳位电平,但不影响输出脉冲的幅度。

3. 回波视频信号的接口电路

与图3的接口电路相比,回波视频信号的接口电路仅有一级由F007C等元件组成的放大器。并且将 C_3 左端改为接地, R_6 左端改为接电容 C_7 (图3中未画出), C_7 另一端接雷达视频信号输出端,即视频信号从放大器的同相端3输入。据上分析,视频放大器输出的直流负电压的大小也只取决于 W_2 的中心抽头位置,与 W_1 无关。当视频信号输入时, C_3 对输出视频呈现短路,放大器为一典型的同相比例运算放大器,其闭环增益 $K_F \approx 1 + (R_7 + W_1') / R_5 > 1$ 。调整时,调节 W_2 使输出视频信号的底部钳在 -5V ,然后转动雷达天线使之对准回波幅度最大的地物目标,再调节 W_1 使输出视频信号幅度的最大值为 $+5\text{V}$ 。

据上可知,通过电容器 C_3 的隔直作用,把调节输出放大器输出信号的底部钳位电平与调节输出信号的幅度相互隔离,是这些接口电路的一大特点。当调节 W_1 时,发现放大器输出端直流电平也随之变化,基本上可以肯定电容器 C_3 或是严重漏电、或是被击穿短路,应即时更换。

二、接口电路的外部干扰及其抑制

同步信号和视频信号的接口电路被安装在同一块印刷电路板上, 并被置于雷达操作室内一个专用机箱中。雷达工作时, 电磁继电器、交流接触器、电机、变压器、高频振荡器以及动力线等都将作为接口电路的干扰源, 通过导线传导、阻抗耦合、电磁耦合以及电磁辐射耦合等途径进入接口电路及后继电路, 直接影响雷达回波数字处理系统的工作质量。因此, 接口电路的抗干扰问题是设计电路时必须考虑的。虽然接口电路实际存在的外部干扰途径是多方面的, 但其中最主要的是接地电位差和电源共阻抗引入的干扰。现分述如下。

1. 接地电位差引入的干扰及其抑制

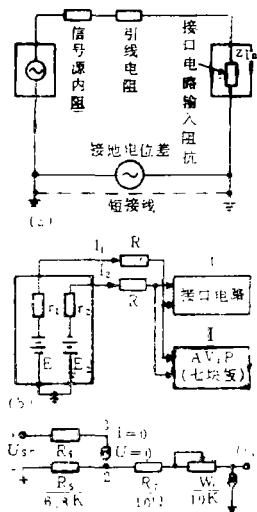
接口电路的输入信号均来自雷达有关电路的输出。这些输出电路的线路地都和雷达机壳相接, 但接口电路的线路地是和安装接口电路板的机箱相接。实测表明, 这两个接地机壳之间存在接地电位差, 其值为 2V 左右, 波形的频谱较复杂, 但主要是电源的频率。由图 4(a) 可见, 这种接地电位差将作为外部干扰, 几乎全部(因为 $(r+R) \ll Z_{ia}$) 加到接口电路的输入端。由于我们的接口电路很靠近信号源电路, 我们用多股粗铜线将两个机壳短接后, 干扰电压的幅度减小到 2mV 左右, 基本上可以忽略。当然, 如果信号源与接口电路相距很远, 则需要采取另外的措施, 这里不再赘述。

2. 电源共阻抗引入的干扰及其抑制

接口电路使用的电源($\pm 12V$)均引自雷达视频积分机的稳压电源输出。从图 4(b) 可知, 由于存在电源内阻 r 和电源引线电阻 R , 那么设备 II 电流的任何变化都将影响接口电路的电源电压, 这就是电源共阻抗对接口电路引入的干扰。为了抑制这种干扰, 我们一方面采用尽可能短的多股导线作接口电路电源引线, 以减小引线电阻; 另一方面是在接口电路插件板上设置去耦滤波电路。为了隔离信号与信号之间、信号与电源之间的相互干扰, 我们把触发脉冲和回波视频信号分别用同轴电缆传送并与电源引线分开。

3. 回波视频放大器共模干扰对输出信号电压的影响

前已述及, 回波视频信号的接口电路为一同相比例运算放大器。从图 4(c) 可知, 当信号从同相端 3 输入时, 反相端 2 也被加上近似等于同相端电压的信号电压, 这就形成了放大器的共模干扰(所谓共模干扰即指对放大器两输入端同相的干扰)。如果放大器的共模抑制比不高, 则共模信号将引起放大器较大的运算误差, 从而影响数字处理系统测量雷达回波的精度。从文献[2]可知, 共模信号在放大器输出端引起的误差电压 $U_{sc} \approx K_F U_{sr} / CMRR = U_{sc} / CMRR$ 。式中 U_{sc} 是放大器输出电压, $CMRR = 20 \lg K_0 / K_c$ 是放大器共模抑制比, 其中 K_0 和 K_c 分别是运算放大器对差模信号和共模信号的放大倍数。



(c) 同相比例放大器等效电路

图 4

已知F007C的 $CMRR \geq 80dB$, $U_{s,max} = |-5| + 5 = 10V$, 则 $U_{scc} = 10V/10^4 = 1mV$. 可见共模干扰在放大器输出端引起的误差电压很小, 与A/D转换器的分辨率 $10V/2^8 \approx 40mV$ 相比是可以忽略的。同理, 该运算放大器对随机输入的外部共模干扰(如前所述的接地电位差就是一种共模干扰)也具有较强的抑制能力, 这正是我们为什么选用F007C运算放大器作为信号输出级的缘故。

三、结 语

实践证明, 上述接口电路工作稳定, 两年多来从未发生任何故障。缺点是F007C的高频特性较差, 使输出信号的波形稍有失真。具体表现为输出波形的前后沿不陡(图略)。我们打算用高速运放(如F05系列)取代F007C, 以改善输出波形。

参 考 文 献

- [1] 顾松山、李鸿雁、刘晓阳、赵恒轩, 713天气雷达回波信号的实时数字处理系统, 南京气象学院学报, 1985, 2, 171—182。
- [2] 李清泉、黄吕宁编著, 集成运算放大器原理与应用, 153—155, 182—187, 189—192, 科学出版社, 1980。

THE INTERFACE OF THE REAL-TIME DIGITAL ECHO PROCESSING SYSTEM IN MODEL-713 RADAR

Zhao Hengxuan

ABSTRACT

The interface circuit presented in this paper is designed for the real-time echo processing system in Model-713 radar. The circuit is composed waveform and amplitude transforming circuit of triggering pulse and antenna 0° of azimuth-elevation, amplitude amplification of echo video signals from the receiver and translating circuit at the base level, through which suitable signals are supplied for the successor circuits.