
73级微电子专业毕业实践 总 结 资 料

(下)

复旦大学物理系微电子专业

一九七七年一月

抗干扰传输线界面电路 长线驱动器和长线接收器试制小结

随着我国社会主义建设的蓬勃发展，计算机在工业控制和数字处理方面的应用日益广泛。随着计算机应用范围的扩大，计算机外围设备增多，外围设备与主机的距离也不断加大，目前许多地方还在进行建立计算机网络的工作，这些发展都提出了在较长距离上传送数据的要求。

我们知道目前应用最广的一般是TTL电路，TTL电路的信号传送距离是很有限的。它存在两个问题，一个是传输线的反射干扰问题，另一个问题是抗共模干扰能力很差，因此即使采取了匹配技术和箝位阻尼等措施，传送距离也很难超过20米，在传输线长度超过20米的时候，就采用每隔20米设一个中转整形站进行“接力”办法，这种办法当然是很麻烦的，另外采用“调制—解调”的方法，当然可以解决数据长距离传送的问题，但调制—解调法设备复杂成本高，一般适应于传送距离超过几千米的地方。

我们这次到十九厂毕业实践的一个课题就是根据使用单位的要求，试制一种与传输线的介面电路，用于几米到上千米距离的数据传送，以简化计算机与较远的终端间或小型的计算网络内部的数据传送问题。

我们从76年三月到厂后。在厂领导，技术组与三、五车间领导的支持和领导下，先后在三车间和五车间302组和503组与工人老师付，技术人员共同战斗，设计和试制了长线驱动器Q05和长线接收器Q06电路并进行了一些工艺试验和电路测试，

由于条件限制，实地应用试验工作做得很初步，尚待应用单位进一步深入。

一、长线传输电路的原理：

1、TTL电路信号传送距离短的原因：

① 输出阻抗和输入阻抗较高而不是固定的，无法与传输线特性阻抗很好匹配。在线较长时，传输线反射问题严重。

② 输入阈值电压高（约1.4V）因此在经过一定距离后，信号幅度下降到接近阈值电压时，就不能正确传送数据。

③ 信号是单线传送的，它的抗干扰能力差，地线压差也形成干扰。

2、采用双端传送方法及其优点

长线传送方式种类不少，根据总参56部队的推荐，我们试制的是采用双线传送方式的电路。

双线传送方式如图一所示：

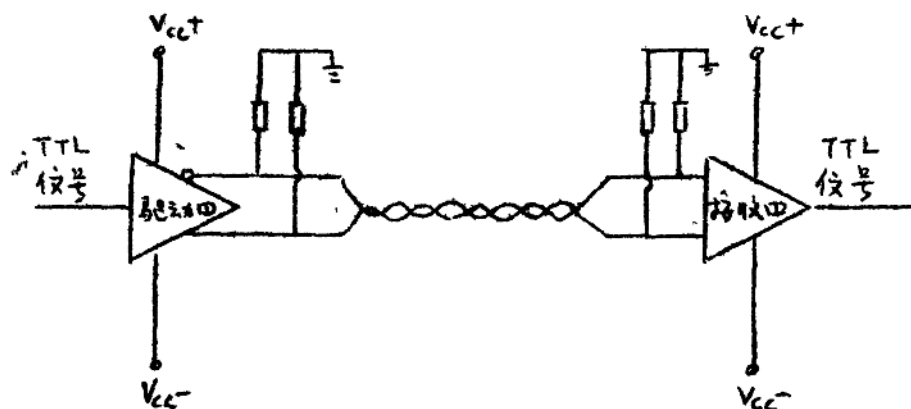


图 一

为实现双线端传送方式，发送端的TTL信号先经过长线驱动器转换成分差信号，分差信号在传输线上长距离传送，到接收

器端的分差信号再由长线接收器检出并转换成TTL信号送入数字机器的接收端。

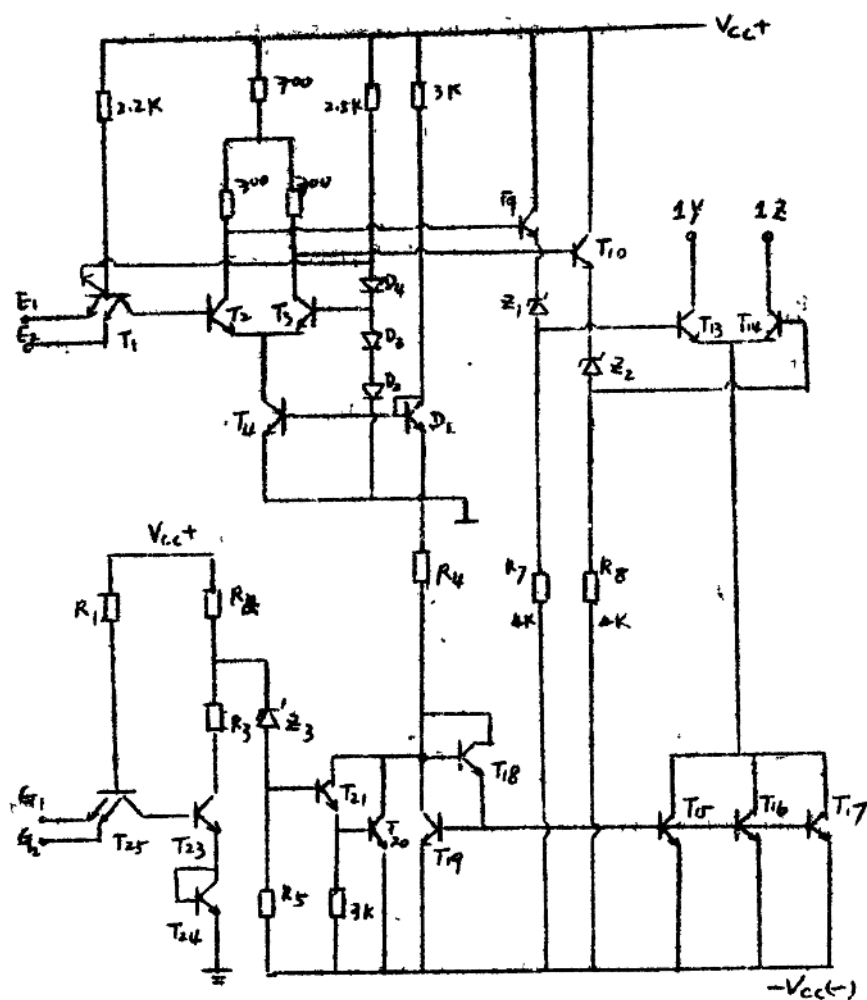
由于驱动器的分差输出的负载电阻是外接的，因此可以根据传输线的特性阻抗选择始端和终端电阻，（如双绞线特性阻抗为 200Ω 左右电话大约 300Ω 左右等）这样就可以达到匹配消除长线反射引起的干扰。

由于双线分差传送，接收器是分差接收，有较高的共模抑制能力，而双线上受到的外来干扰主要是共模干扰，因此抗干扰能力就大大提高。

由于长线接收器采用分差接收，灵敏度可做得很高（一般20毫伏）因此信号经过远距离传送衰减后仍能由接收器检出。

3、长线驱动器的参考电路及其工作原理

长线驱动器的作用是将TTL信号转换成分差信号，参考电路为SN75109和SN75110，二者线路基本相同，主要差异在于输出电流不同，因此只有一些电阻阻值略有差异，其电路图如图二所示。



	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5
SN55109	4K	1.5K	440Ω	1.75K	2.74K
SN55110	2.2K	820	240	815	1.5K

图 二

工作原理

长线驱动器是将输入的 TTL 信号变成分差信号的电路，
• 256 •

入信号经 $T_1 - T_8$ 等元件转换成分差信号，其中 T_2 、 T_3 是分差管，它的工作电流由电流源 T_4 、 D_1 、 R_6 提供，当输入 E_1 、 E_2 为高电平时， T_2 导通，集电极输出为低电平， T_3 截止，集电极输出为高电平，当输入 E_1 或 E_2 有一为低电平时， T_2 截止，集电极输出高电平， T_3 导通，集电极输出低电平，因此输入 TTL 信号通过 $T_1 \sim T_4$ 组成的电路后就转换成 T_2 、 T_3 集电极输出的分差信号了，由于 T_2 、 T_3 集电极输出的分差信号电平较高，就要经过射极跟随器 T_9 、 T_{10} 和电平位移稳压管 Z_1 、 Z_2 后再驱动输出的分差管 T_{13} 、和 T_{14} 分差管 T_{13} 、 T_{14} 的电流源由 R_9 和 $T_{15} \sim T_{18}$ 组成，分差管 T_{13} 、 T_{14} 输出的分差电流是由电流源决定的，输出电压则和外接负载电阻有关，外接负载的上端接在地电位上，其阻值根据所用的长线的特性阻抗选择，以达到阻抗匹配防止长线反射干扰的目的。

为了多个驱动电路可以公用一组长线起见，电路还附有禁止电路，禁止电路的作用是在必要时关闭输出管 T_{13} 、 T_{14} 的电流源停止电流输出禁止电路由 $T_{19} \sim T_{22}$ 及有关元件构成，当禁止输入端 G_1 、 G_2 中有一个为低电平时， T_{22} 截止，使 T_{19} 和 T_{21} 导通并进入饱和 T_{19} 和 T_{21} 饱和又使 T_{15} 、 T_{16} 截止，而 $T_{15} \sim T_{17}$ 的射极电流是由 T_{19} 决定的， T_{19} 截止， $T_{15} \sim T_{17}$ 也截止，使输出分差管 T_{13} 、 T_{14} 的电流源关闭。

原电路 SN75109 和 SN75110 的区别是输出电流不同，75109 输出电流额定值为 6mA，而 75110 为 12mA，为简化电路品种和降低对工艺控制的要求，我们将二个电路合并成一种电流源，可由外接电阻调节以适应不同用户的需要。

我们把 SN75109 和 SN75110 综合为一个电路——Q05

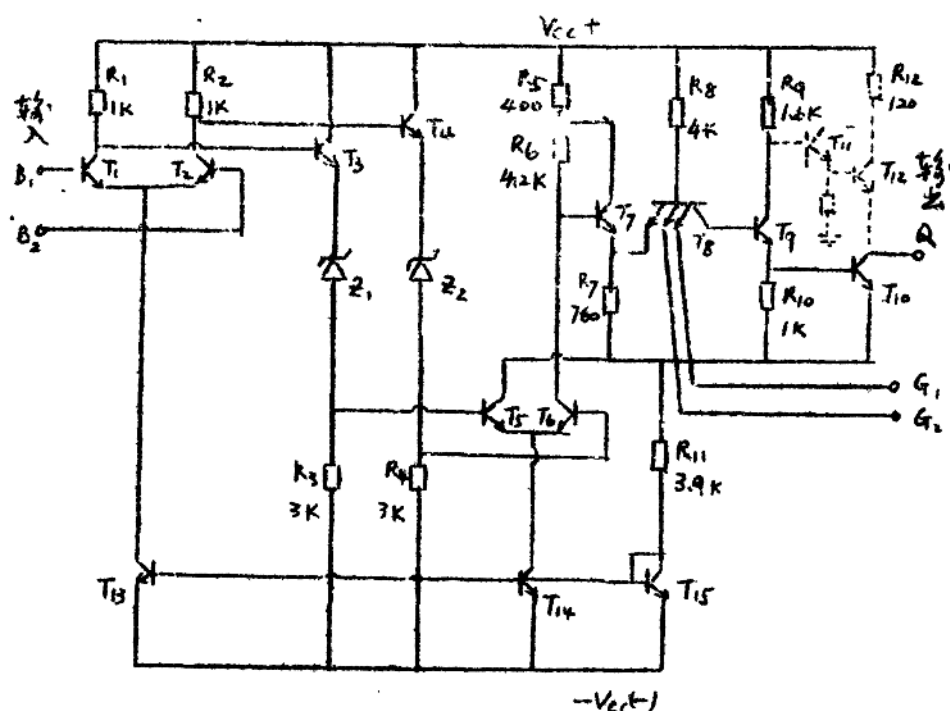
Q05 电路的主要变化

- ① 输入电流在一定范围内可调。
- ② 增加禁止端输入头，使用中可构成译码。
- ③ 为增加电源电压变化范围，改变了部分电阻值（详见后）

4、长线接收器参考电路及其工作原理

长线接收器的作用是灵敏的检出分差信号并把它转换成标准的 TTL 信号。参考电路为 SN25107 和 SN75108，二者区别在于输出形式不同。

电路图如图所示。



注：虚线部分仅在 SN55107 和 75107 中有，为标准 TTL 输出。
258. 出，不接虚线部分开集电极输出。

电路工作原理

线接收器是将长线传到的分差信号转换成 TTL 信号，它由分差接收，分差放大级和与 TTL 具有相同特性的输出级组成，为了提高抗噪声能力输出级还附加了选通端。

输入的分差信号由分差管 T_1 、 T_2 接收放大，放大后经射极跟随器 T_3 、 T_4 和电平位移二极管（稳压管） Z_1 和 Z_2 后驱动分差放大级 T_5 和 T_6 、 T_5 和 T_6 的分差输出再经输出级转换成 TTL 电平输出，当 T_5 导通， T_6 截止时， T_7 导通 T_7 的射极为高电平，TTL 输入高电平，输出低电平，当 T_5 截止， T_6 导通时， T_7 截止由于 R_7 很小只有 700Ω ，因此输出就为高电平，显然选通端有低电平出现时，输出则恒为高电平，只有当选通端为高电平时，电路才能接收分差信号并输出高低电平的两种可能状态。

SN75107 和 SN75108 的区别在于输出形式不同，SN75107 是标准 TTL 输出而 SN75108 是开集电极输出的，为了减少品种而又要满足不同的需要，我们将输出端 T_{11} 集电极和 T_{11} 射极断开，分两个端子输出，把这二端短路输出就是标准 TTL 输出，否则仅从 T_{11} 集电极输出就是开集电极输出。

我们把 SN75107 和 SN75108 综合为一个电路为 Q06。

二、驱动器 Q05 电路的分析与设计

1、对参考电路改进的考虑

对一个驱动器电路我们总希望其允许的工作电源电压范围要大，允许输出的电压范围也要大，对工艺要求宽，这三者往往是互相矛盾的，电路的设计就是要很好的解决这些矛盾。从我们目前的工艺情况来看，参考电路在这一方面是存在着一定缺点的，特别是电源电压的允许变化范围与对稳压管击穿电压控制要求的矛

后，为此我们考虑对原电路进行一定修改。

①禁止电路对电源电压的要求：（参见图4）。

原电路在禁止端输入高电平时， T_{23} 饱和， T_{23} 集电极输出电压约为1V。A点电压近似为

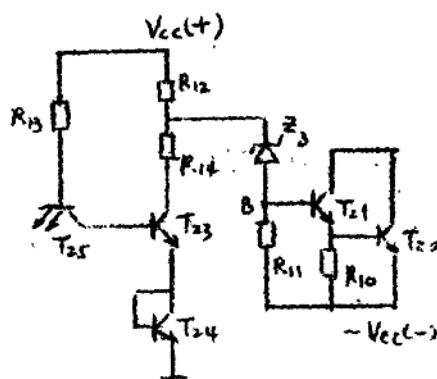


图 四

$$V_A = \frac{V_{cc(+)} - V_{ces23} - V_{be24}}{R_{12} + R_{14}} R_{14} + V_{be24} + V_{ces23}$$

当 $V_A + V_{cc(-)}$ 小于 $V_Z + V_{be20} + V_{be21}$ 时， T_{20} 和 T_{21} 截止，驱动器处于工作状态，若 $V_A + V_{cc(-)}$ 达到 $V_Z + V_{be20} + V_{be21}$ 以上时驱动器处于恒禁止状态，因此禁止电路正常工作的一个条件为

$$V_A + V_{cc(-)} \leq V_Z + V_{be20} + V_{be21}$$

即

$$V_{cc(-)} + \frac{V_{cc(+)} - V_{ces23} - V_{be24}}{R_{12} + R_{14}} R_{14} + V_{ces23} + V_{be24} \leq V_Z + V_{be20} + V_{be21}$$

$$V_{cc(-)} + \frac{R_{14}}{R_{12} + R_{14}} V_{cc(+)} + \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} (V_{ces23} + V_{be24}) \leq V_Z + V_{be20} + V_{be21}$$

或

$$V_{cc(-)} + \frac{R_{14}}{R_{12} + R_{14}} V_{cc(+)} \leq V_Z + V_{be20} + V_{be21} + \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} (V_{ces23} + V_{be24}) \dots (1)$$

式(1)即为禁止输入端为高电平时，驱动电路正常工作的必要条件之一。

这个条件限制电源向大的方向变动范围。

可见 V_Z 越大，允许 $V_{cc(+)}$ 和 $V_{cc(-)}$ 上限也越大，而在 V_Z 一定时 R_{14} 越小， $V_{cc(+)}$ 就可以越大，在 $R_{14} = 0$ 极限情况下， $V_{cc(+)}$ 上限不受限制，这时对 $V_{cc(+)}$ 要求是小于 $V_Z + 2V_{be} - V_{be} - V_{ces2}$ 即 $V_{cc(-)} \leq V_Z + V_{be} - V_{ces2}$ (2)

另外禁止端输入低电平时， T_{20} 截止，B点电压由下式决定

$$V_B + V_{cc(-)} = \frac{V_{cc(+)} + V_{be} - V_Z - I_{b21} R_{12}}{R_{12} + R_{11}} R_{11}$$

如 $V_B + V_{cc(-)} \geq V_{be20} + V_{be21}$ 则 T_{20} 、 T_{21} 导通，禁止功能起作用否则禁止失效，即对 $V_{cc(+)}$ 和 $V_{cc(-)}$ 的下限要求由下式决定。

$$\frac{V_{cc(+)} + V_{cc(-)} V_Z - I_{b21} R_{12}}{R_{12} + R_{11}} R_{11} \geq V_{be20} + V_{be21}$$

$$\text{即: } V_{cc(+)} + V_{cc(-)} \geq (V_{be20} + V_{be21}) \frac{R_{12} + R_{11}}{R_{11}} + V_Z + I_{b21} R_{12} \dots\dots\dots(3)$$

可见 V_Z 越大则 $V_{cc(+)}$ 和 $V_{cc(-)}$ 的负向变化范围越小，在一定 V_Z 条件下， R_{11} 越大 R_{12} 越小，则 $V_{cc(+)}$ 和 $V_{cc(-)}$ 的负向变化范围较大。

为了检验上述分析的正确性，我们在模拟电路上进行试验，因为不同击穿电压的稳压管较难选取，所以我们就选取用固定的 6.2V 稳压管，而在进行试验时加大电源电压的幅度，试验情况

如下:

参考电路在 $V_{cc(+)}$, $V_{cc(-)}$ 都降到 4V 时, 禁止功能失效, 说明这时输入接地仍无法使 T_{20} 、 T_{21} 充分导通, 但若把 R_{11} 从原来 2.7K 加大到 3.9K 则禁止功能又恢复了。

$V_{cc(+)}$, $V_{cc(-)}$ 都升到 6V 则即使在禁止输入端处于高电平时电路也处于禁止状态, 这时说明 T_{23} 导通已不能使 T_{21} 、 T_{20} 截止了, 但只要把 R_{11} 从 440Ω 减小到 90Ω 则禁止功能又恢复了。

由以上分析和实验可见, 减小 R_{14} 加大 R_{22} 和减小 R_{12} 可以使驱动器禁止电路的电源电压变化范围扩大。

②驱动电路部分对电源电压要求, 参见图五。

电源电压负向变动时要保证电路正常工作, 要求

$$V_{cc(+)} + V_{cc(-)} \geq I_o R_2 + V_{be} + V_Z + V_{be} + V_{ces}$$

可见 V_Z 越小可

允许电源电压负向变化范围也越大, 而且在 V_Z 一定的条件下 $I_o R_2$ 越小越好, 因此可考虑减小 R_2 的阻值使电源负向变化范围加大。

电源电压正向

变动时, 电路工作

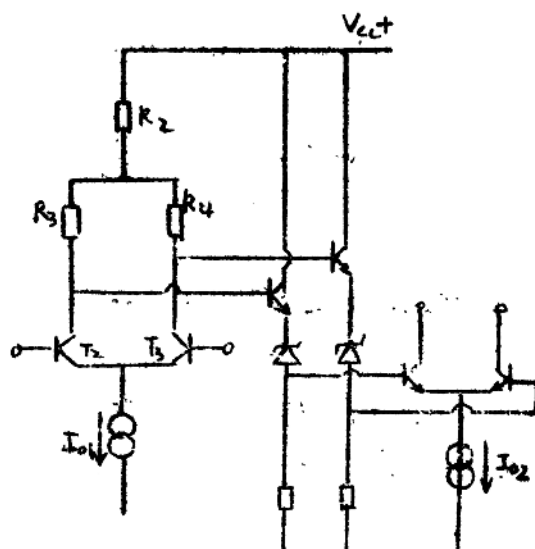


图 五

一般不成问题, 但是电源电压高了最大输出电压幅度会减小, 因为输出管基极的高电位绝对值为 $|V_{cc(+)} - (I_{o1} R_2 + V_{be} + V_Z)| = V_Z$

$$+V_{be} + I_{O1}R_2 - V_{ce(+)} .$$

因为输出管在浅饱和时仍能工作，因此这个数值加上 0.4 V 基本上反映了最大输出电压幅度，输出电压幅度大于此值，输出管就要进入饱和，因此从加大输出电压幅度的角度要求 V_{ce} ，不可过大， $V_Z + I_{O1}R_2$ 则要大一些好。

模拟电路试验证明了以上分析，当把电源电压降到 ± 4 V 时，驱动电路无输出，但只要把 R_2 从 700 Ω 减小到 100 Ω 则输出恢复正常，而电源正向变化时，电路工作始终正常的，当然最大输出电压幅度减小了。

③电路参数的设计选择

从上面分析，我们可以初步看到 V_Z 及一些电阻阻值与电路的电源电压范围，最大输出电压幅度有很大关系，我们希望电源电压变化范围要大，最大输出电压幅度也要大，而对 V_Z 的要求又要适应当前工艺的情况，不能定得太低，这些要求之间是有矛盾的，必须综合考虑全面兼顾，为此我们在设定电源电压 ± 5 V 允许变化为 $\pm 10\%$ 的基础上考虑参数选择。

A、禁止电路对 V_Z 的要求。由式(1)和式(3)可知：

$$V_Z \geq V_{ce(+)} + \frac{R_{14}}{R_{12} + R_{14}} V_{ce(+)} + \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{14}} (V_{ce(+)} + V_{be(24)}) - V_{be(21)} - V_{be(20)}$$

$$\text{和 } V_Z \leq V_{ce(+)} + V_{ce(-)} - (V_{be(21)} + V_{be(20)}) \frac{R_{12} + R_{11}}{R_{11}} - I_{b(21)} R_{12}$$

在 $R_{12} = 1$ K, $R_{11} = 2.5$ K 时，可得不同电源电压和 R_{14} 阻值条件下对 V_Z 的要求：

电源电压 范围	5.5V	5V	4.5V	总要求
$R_{14} = 440\Omega$	$8.8 > V_Z > 6.4$	$7.8 > V_Z > 5.7$	$6.8 > V_Z > 5.0$	$6.8 > V_Z > 6.4$
$R_{14} = 200\Omega$	$8.8 > V_Z > 5.9$	$7.8 > V_Z > 5.3$	$6.8 > V_Z > 4.7$	$6.8 > V_Z > 5.9$
$R_{14} = 0\Omega$	$8.8 > V_Z > 5.0$	$7.8 > V_Z > 4.5$	$6.8 > V_Z > 4.0$	$6.8 > V_Z > 5$

可见在 $R_{14} = 0$ 时, 在 $\pm 10\%$ 电源变化范围内, 禁止电路对 V_Z 的允许范围为: $6.8V > V_Z > 5.0V$

B、电平位移级对 R_2 的要求:

该电流源正常工作要求 $V_{be} > 0.4V$, 则要求:

$$V_Z \leq V_{cc(s)} + V_{ce(s)} - 2V_{be} - 0.4V - I_{O1} \cdot R_2$$

在 $V_{ce(s)} = V_{cc(s)} = 4.5V$ $V_{be} = 0.75V$ 时

如 V_Z 按前面要求取 $6.8V$, $I_{O1} = 1.4mA$ 则要求 $I_{O1} \cdot R_2 \leq 0.3V$

即要求 $R_2 \leq 214\Omega$, 可取 $R_2 = 200\Omega$

C、最大输出电压幅度对 V_Z 的要求:

最大输出电压幅度为 $V_{om} = V_Z + V_{be} + I_{O1} \cdot R_2 - V_{ce(s)} + 0.4V$

在 $R_2 = 200\Omega$ 和不同 V_{om} 要求时, 对 V_Z 的要求可列出如下:

$V_Z \backslash V_{om}$	± 5.5	$\pm 5V$	$\pm 4.5V$
$> 7.1V$	$> 5.0V$	$> 4.5V$	$> 4.0V$
$> 2V$	$> 6.0V$	$> 5.5V$	$> 5.0V$
$> 3V$	$> 7.0V$	$> 6.5V$	$> 6.0V$

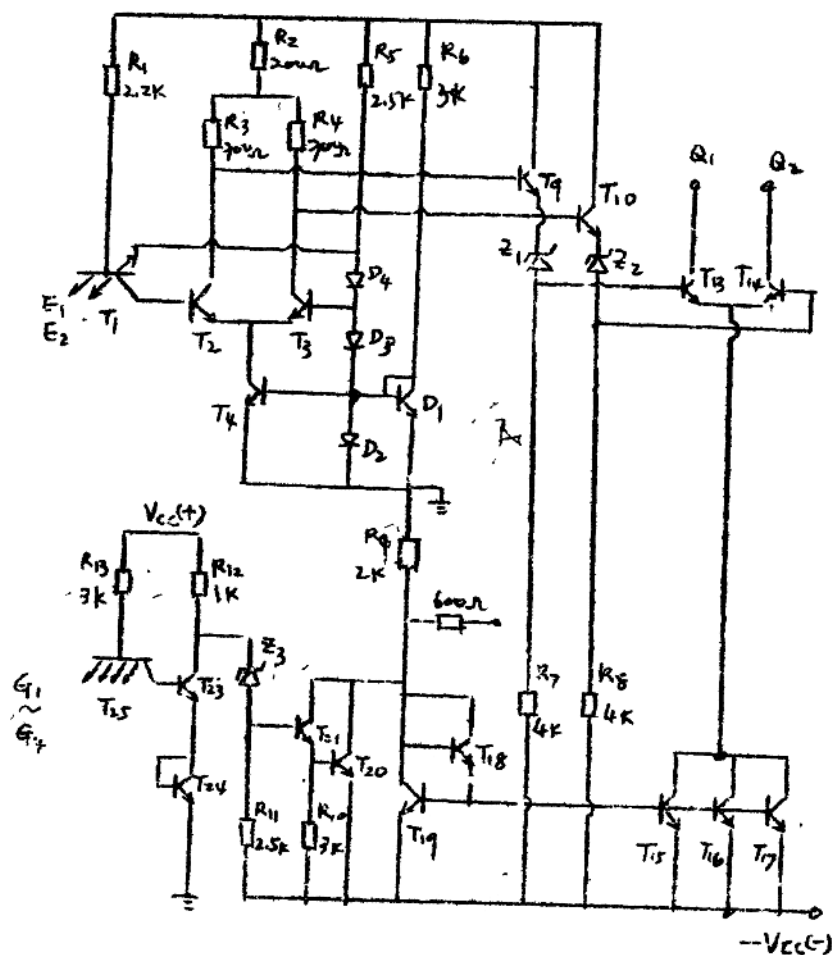
可见 $V_Z > 6.0V$ 时, 有 $V_{om} > 2V$. 即在输出 $10mA$ 电流时可在

电源电压变化 $\pm 10\%$ 条件下使用 200Ω 的匹配电阻。

综合上述，修改的禁止电路部分阻值为 $R_{12} = 1K$ ， $R_{13} = 0$ ， $R_{11} = 2.5K$ ，驱动电路取 $R_3 = 200\Omega$ 。

在上述阻值条件下，只要控制 $V_Z < 6.8V$ ，电路可在电源电压 $\pm 5V$ 变化 $\pm 10\%$ 范围内作用，只要 $V_Z > 6.0V$ ，则 V_{01} 仍可在 $2V$ 以上。

上述电路参数的变化经过模拟电路试验，其交流特性也没有



图六

明显的变化，因此就作为第一版的电路定了下来，线路图见图六。

三、接收器电路的分析与设计：

线接收器是由共模抑制特性较好的分差放大对恒流源和 TTL 门所组成，因而能在 $\pm 3V$ 的共模噪声电平下输出 $20mV$ 的分差信号进行工作与驱动器相比它对稳压管击穿电压 V_Z 的要求较低，抗干扰能力较强，但在电路模拟测试中发现 TTL 门电路的输出电平容易偏低，稳定性不够理想，为此我们作了一些修改。现将该电路对 V_Z 的要求及对输出电路的修改说明如下：

1、对稳压管击穿电压 V_Z 的要求（图七）

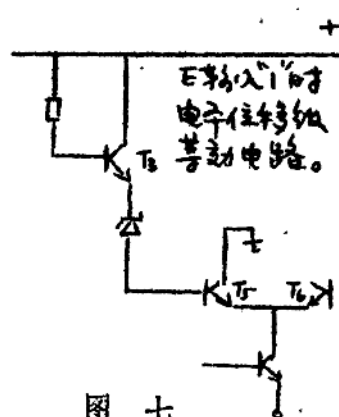


图 七

在驱动电路中对 V_Z 的偏差要求较严格，而从下列计算中能看出接收器对 V_Z 允许范围较宽。

① 当 $V_{cc} = 4.5V$ 时，电流源正常工作条件为

$$V_{b5} > V_{be5} + V_{ccs22} - V_{cc(-)} \approx -3.3V$$

为此要求：

$$V_Z < V_{cc(+)} + V_{cc(-)} - V_{be5} - V_{be7} = 7V$$

② 当 $V_{cc} = \pm 5.5V$ 时要保证 T_5 管的正常工作， V_{be5} 的正偏不能大于 $0.4V$ 。 $\therefore V_Z > V_{cc(+)} - V_{be5} - 0.4V = 4.3V$ 由此可见： V_Z 在 $4.3V \sim 7V$ 之间均能正常工作，比驱动器的要求 ($6.0V \sim 6.8V$) 更宽。

2、TTL 门电路输出高电平的不稳定性及改进：（图八）

① T_5 导通， T_6 截止对 T_7 导通， V_{o7} 为高电平：

$$I_{b7}(1+\beta)R_5 + I_{b7}R_6 + V_{be7} + I_{b7}(1+\beta)R_7 = V_{cc}$$

$$I_{b7}(1+\beta)\left(R_5 + \frac{R_6}{1+\beta} + R_7\right) = V_{cc} - V_{be7}$$

$$V_{ce} = 5V \text{ 时, } (1+\beta)I_{b7} = I_{e7} = 3.15\text{mA}$$

$$V_{e7} = 2.4V$$

$$V_{ce} = 4.5V \text{ 时, } (1+\beta)I_{b7} = I_{e7} = 2.65\text{mA} \quad V_{e7} = 1.9V$$

即 V_{e7} 都在门电路开门电平之上。

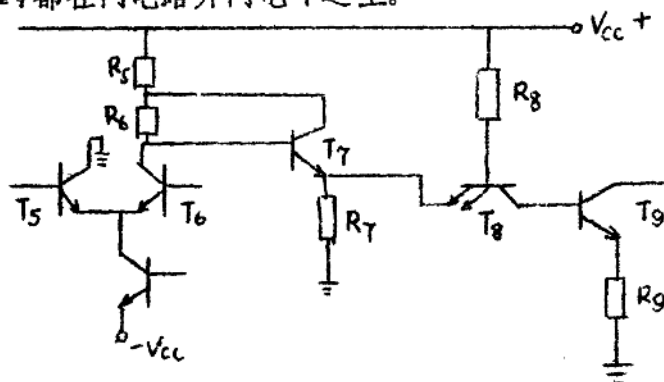


图 八

② T_5 截止, T_6 导通, V_{b7} 下降使 T_7 截止

$$V_{ce} = 5V \text{ 时, } V_{b8} = (V_{ce} - V_{be8}) \frac{R_7}{R_7 + R_8} \approx 0.68V$$

$$V_{ce} = 4.5V \text{ 时, } V_{b8} = 0.75V$$

对电阻泄放的 TTL 门, 在输入电压 0.7V 左右时, 已处于电压传输特性的线性区, 输出高电平已开始下降, 为了提高高电平输出电压的稳定性, 我们将它改为带有源泄放的 TTL, 使 TTL 的输出转移特性得到改进, 以提高高电平输出的稳定性。

四、模拟电路测试:

在上述分析及试验决定的电路, 我们进行了一些模拟电路的测试工作, 简要情况如下:

1. 交流特性测试:

在测交流特性时模拟电路采用图九接法:

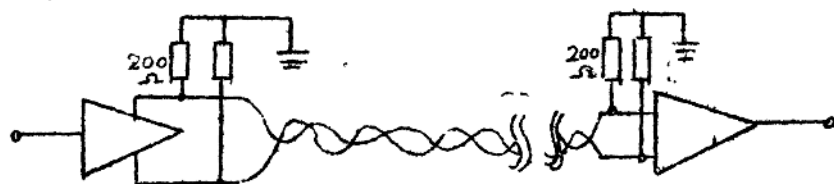


图 九

①在频率为1MC, 驱动器输出电流为6mA, 传输线为8m双绞线。

(脚标说明: D驱动器 R接收器 in输入 SC输出, r上升 f下降)。

驱动器上升延迟时间	同相端	15ns
	异相端	20ns
下降延迟时间	同相端	22ns
	异相端	15ns

接收器上升延迟时间	46ns
下降延迟时间	40ns

8m双绞线的上升, 下降延迟时间45ns

四、在频率是1μc输出电流为12mA, 8m双绞线传输线。

驱动器上升延迟时间	同相端	13ns
	异相端	15ns
下降延迟时间	同相端	16ns
	异相端	20ns

接收器上升延迟时间	50ns
-----------	------