

# 高速数字电路设计教材

拟制: \_\_\_\_\_  
审核: \_\_\_\_\_  
审核: \_\_\_\_\_  
批准: \_\_\_\_\_

日期: yyyy-mm-dd  
日期: yyyy-mm-dd  
日期: yyyy-mm-dd  
日期: yyyy-mm-dd



华为技术有限公司

版权所有 侵权必究

## 目 录

第 1 章 带状电缆 .....	2
10.1 带状电缆信号传播 .....	3
10.1.1 带状电缆频率响应 .....	4
10.1.2 带状电缆的上升时间 .....	6
10.1.3 测量上升时间 .....	7
10.2 带状电缆的串扰 .....	8
10.2.1 串扰的基本计算方法 .....	8
10.2.2 多根地线的效果 .....	9
10.2.3 扭绞的效果 .....	10
10.2.4 测量串扰 .....	11
10.2.5 带状电缆的堆叠 .....	13
10.3 带状电缆连接器 .....	13
10.3.1 连接器电感 .....	14
10.3.2 连接器电容 .....	14
10.3.3 交错连接以降低寄生效应 .....	15
10.4 带状电缆电磁干扰 .....	15
10.4.1 扁平金属片包装 .....	15
10.4.2 一边扁平屏蔽 .....	16
10.4.3 折叠（圆形）屏蔽电缆 .....	16

## 第 1 章 带状电缆

### 摘要:

本章主要介绍了带状电缆的一些特性。首先分析了信号的传输特性包括频率响应、上升时间、以及上升时间的测量，接着研究了带状电缆的串扰问题包括串扰的基本计算、多点接地的效果、扭绞的效果以及串扰的测量、带状电缆的堆叠等，然后又分析了带状电缆连接器的一些特性包括连接器自感、寄生电容以及连接器的交错降低寄生效应等，最后介绍了带状电缆的电磁干扰问题以及用于消除电磁干扰的各种屏蔽方式等。

带状电缆这个名词意指任何这样的电缆：具有多根用一根扁平的宽带子绑在一起的导线。带状电缆的概念很简单，但是它的实现各不相同。

最初的3-M带状电缆(如图10.1所示)是在一根粗大而突出的灰色塑料绝缘媒质中嵌入多跟电线。后来的彩色电缆，类似绑在一起的单独的圆形电线。最终，某些带状电缆在一跟坚硬的塑料绝缘带的表面支持它们的电线。每种绝缘体配制具有不同的高频特性。

无论绝缘体装配是怎样的，带状电缆线总是在精确控制隔离的情况下彼此平行排列。统一的隔离便于制作多端连接器，在一次快速的操作中同时将每跟线卷曲进带中。这个同时卷曲的过程是一种连接到多线电缆的并不昂贵的方式。今天带状电缆的广泛应用是因为它可连接多端口使得造价低廉。

幸运的是，带状电缆线的统一隔离产生了一个有用的副作用：带状电缆成为优质的传输线。

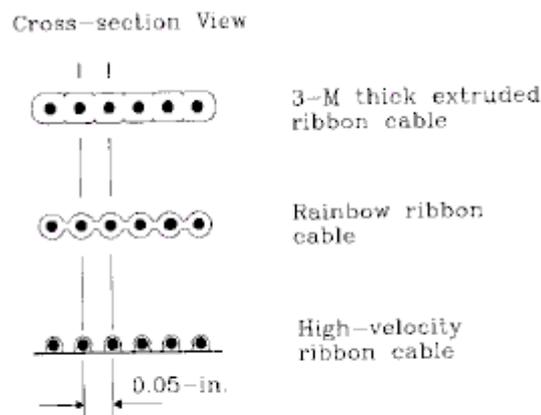


Figure 10.1 Types of ribbon cables.

### 10.1 带状电缆信号传播

带状电缆的上升时间随其长度的平方而改变:

$$T_{10-90} = \frac{(L)^2}{K} \quad [10.1]$$

这里， $T_{10-90}$  = 10~90%的上升时间，单位ns;

$K$  = 电缆的相关系数，单位 $\text{ft}^2$ -GHz;

$L$  = 长度，单位ft。

长度的平方是一个快速变化函数，如果我们将电缆的长度减半，则其上升时间变为原来的四分之一。电缆长度如果为原来的十分之一，那么其上升时间将缩小100倍。

这个关系只适用于带状电缆还是对所有的电缆都适用呢？答案是它适用于所有的同轴、扭绞线以及带状电缆。下述解释说明了其原因。

在不考虑电缆类型的情况下，其频率响应只由单位长度电缆的电感、电容及电感值决定。对于数字频率，响应曲线的波形受趋肤效应支配。所有的电缆，无论同轴、扭绞还是带状的，具有与等式10.2所描述基本频率响应曲线同样的形状。对于数字系统，唯一显著的差异在于常数K，它同时出现在等式10.1和等式10.2中。

$$|H(f)| = e^{-0.546 \left[ \frac{(\text{length}^2)(f)}{K} \right]^{1/2}} \quad [10.2]$$

这里， $|H(f)|$  = 频率相应幅度；

$f$  = 频率，单位GHz；

$K$  = 电缆的相关系数，单位ft<sup>2</sup>-GHz；

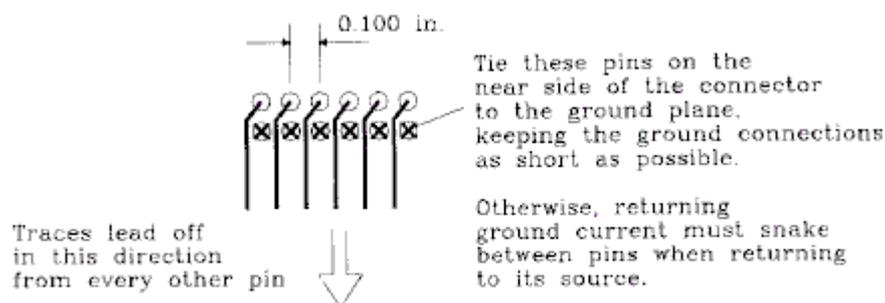
length = 长度，单位ft。

RG-59U同轴电缆的每英尺阻抗值比AWG 30带状电缆的低，因而它的K值较大，相应的每英尺衰减率也低一些。在任何特定的频率，对于这两种电缆我们得到不同的衰减，但是它们的对数频率响应曲线的形状是相同的。

这种形状不变性将导致什么结果呢？参照等式10.2，如果我们改变K或电缆长度，响应曲线将会移动。如果我们改变K，但是同时通过改变长度来进行补偿，那么L的平方比K的总比率将保持不变，频率响应也不会发生变化。这是理解电缆率减的关键。对于一跟较长的同轴或一跟稍短一些的带状电缆我们会得到相同的频率响应。

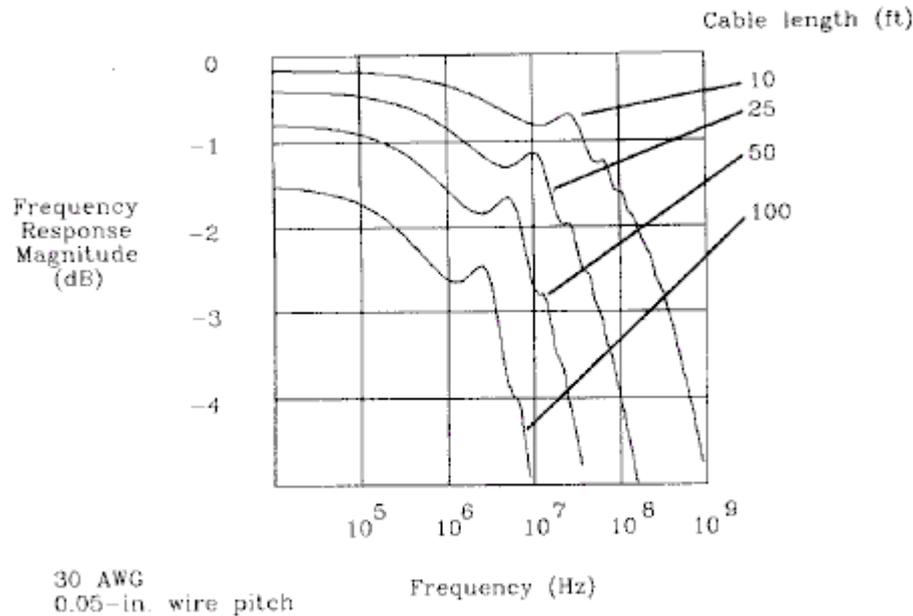
### 10.1.1 带状电缆频率响应

带状电缆在很短的情况下工作的很好真令人惊奇。当然，频率响应取决于我们如何接地。这儿我们假定使用G-S-G连接模式，如图10.2所描述的那样。这种模式给了我们一个80和100欧之间的特性阻抗，具体大小取决于电介质。



**Figure 10.2** Ground-signal-ground configuration for a dual-row ribbon cable connector.

参考图10.3，在10英尺长的电缆工作在高达500MHz时率减不超过3.3dB。下一节将说明这个率减图如何为我们提供1ns的上升时间。



**Figure 10.3** Frequency response of a ribbon cable.

有效带宽随距离平方的倒数而变化，对于短于10英尺的连接，带状电缆的性能是令人恐怖的。

长于10英尺的带状电缆的性能显著恶化。100英尺长的情况下，3.3dB的衰减点出现在5MHz处，上升时间为100ns。

图10.3的响应图分别展示了长度为10、25、50、100英尺的电缆的频率响应。在各种情况下响应曲线的形状是相同的，只是有所偏移。这些图是使用MathCad计算的，假定电缆终结于一个阻值近似于其特性阻抗的电阻。由于所有实际的传输线都具有复合阻抗，电阻并非一个精确的终端匹配。因而在频率响应曲线上在3到30M频率间我们得到一些小反射点，它们在曲线上以小突起的形式显现出来。这些小突起只有0.25dB大小，因而对规则的阶跃响应几乎没有什么影响。

某些理论家在画响应曲线的时候假定理想终结的情况，因而没有反射点。这儿我们使用一个电阻，也就是实际数字电路中最常用的的终结。

除了反射点，纯阻性终结的另一个缺陷是电缆阻抗引入了直流衰减。在长距离情况下，你的逻辑信号可能永远都上升不到满高度。例如图10.3中100英尺电缆的响应曲线，在低频段有1.5dB的衰减。最终的值永远不会上升到超过满高度的84%。这是一个严重的电压边缘恶化的原因，它会影响具有精确中心开关门限的线性收发器。这种收发器与普通的逻辑门相比对电压边缘监测更不灵敏。

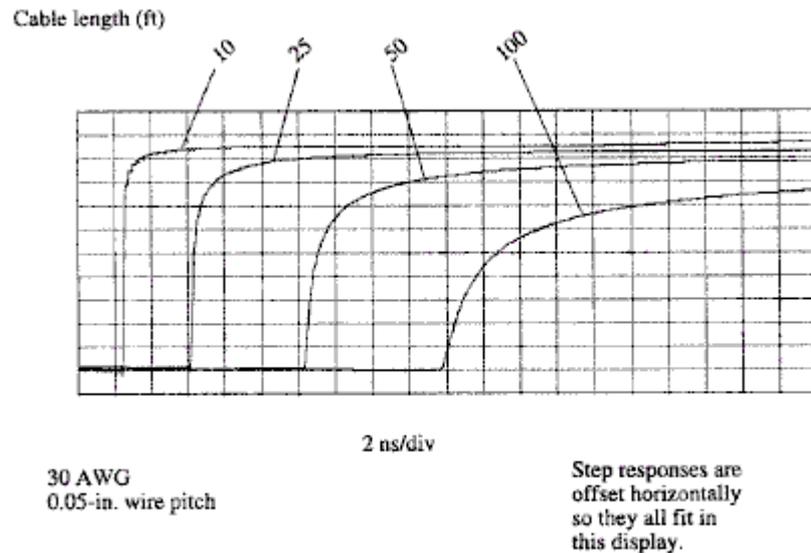
电缆的电介质配置影响性能主要体现在两个方面。它控制信号传输速度及衰减。传输速度，用ft/ns表示，与介电常数的平方根成反比。在电缆中电线完全被电介质材料包裹起来，具有较高的介电常数，从而会得到较低的传输速度。把电线包裹在薄塑料片中的电缆，其电场大部分在空气中，因而可以获得低介电常数及高速度。

衰减取决于于串联电阻与电缆阻抗之比。在高频时，趋肤效应导致串联阻抗随着频率的平方跟增大而增大。这使得衰减也相应的增大了。电介质配置通过改变电缆的特性阻抗来影响其衰

减。电缆的电线用电介质材料完全包裹起来，具有较高的有效介电常数，从而导致较低的阻抗及较大的衰减。用细长而薄的塑料片做成的电缆具有高速度、低衰减、较快的上升时间。

### 10.1.2 带状电缆的上升时间

我们可以通过计算电缆频率响应的傅立叶反变换来估算其上升时间。对四种不同长度的电缆的相关计算示于图10.4。



**Figure 10.4** Step response of a ribbon cable.

随着电缆长度的增加，上升时间也相应的延伸的更长。上升时间正比于长度的平方根。在长度很长的情况下，上升信号永远都不会达到满高度。这种效应是由电缆阻抗导致的支流衰减所造成的。这些电缆波形不同于一般的逻辑门或复合系统产生的高斯上升曲线。电缆的波形是其独特的频率平方根的倒数频率响应的结果。每个脉冲的中段上升的很快，而在之前和之后都伴以长长的缓慢移动的尾巴。这种特性适用于所有的传导型电缆（但是不适用于光纤）。

在很长的时候，当电缆回复RC操作模式，响应变得更加不对称。曲线的前段缩短，但是后端的缓慢上升的尾部变得更差。在长距离传输系统中，这些长尾巴会引入显著的符号间干扰。对于一般的数字应用，你应该保持系统时钟比电缆的上升时间的10%到90%慢的多，以避免脉冲之间的交迭。

有时我们会被要求根据电缆的说明书估计其上升时间。如果我们有该电缆的一个完整的频率响应曲线，这项任务将很容易完成。首先求得K的值，它使得等式10.2非常近似于你的电缆的频率上升曲线特性。在特定长度和频率下，只要给定一个衰减值，我们就可以将等式10.2转化，从而得到K。

$$K = \frac{L_0^2 F_0(22.5)}{A_0^2} \quad [10.3]$$

这里,  $K$  = 电缆的相关系数, 单位 $\text{ft}^2\text{-GHz}$ ;

$L_0$  = 特定电缆长度, 单位 $\text{ft}$ ;

$F_0$  = 特定频率, 单位 $\text{Ghz}$ ;

$A_0$  = 衰减值, 单位 $\text{dB}$ 。

目录项通常列出在特定频率和长度时的几个衰减值。在几个不同的点处计算 $K$ 的值。它通常在不同的频率点处有点偏差。这是由于电介质的非理想性使得介电常数作为频率的函数发生轻微的改变。在接近意指工作频率的特定点处将得到最好的结果。

了解了 $K$ , 我们便可以利用等式10.1来求上升时间。

$$T_{10-90} = \frac{(L)^2}{K} \quad [10.4]$$

这里,  $T_{10-90}$  = 10~90%的上升时间, 单位 $\text{ns}$ ;

$K$  = 电缆的相关系数, 单位 $\text{ft}^2\text{-GHz}$ ;

$L$  = 长度, 单位 $\text{ft}$ 。

### 10.1.3 测量上升时间

在下列条件下测量电缆传输:

(1) 在电缆的远端由一个电阻终结。源阻抗必须低于电缆的特性阻抗。如果源阻抗不低, 那么至少要确定它是纯阻性的。另外在你的电路中还可以使用驱动器。

(2) 终结电阻的值等于 $L$ 比 $C$ 的平方跟, 这儿 $L$ 和 $C$ 是每英尺电缆的电感和电容。这是最好的阻性终结。它得到一个小的但并非零反射。

(3) 这个输入必须是一个上升时间比电缆上升时间短的多的阶跃函数。你的示波器也应该比电缆的要快。如果示波器和脉冲发生器或(驱动器)不比电缆快的多, 那么请从你的测量中减去示波器和脉冲上升时间的效应。首先将示波器直接连接到脉冲发生器并测量驱动上升时间。然后装上电缆再次测量上升时间。

$$t_{\text{cable}} = \left[ (t_{\text{measured}})^2 - (t_{\text{drive}})^2 \right]^{1/2} \quad [10.5]$$

这里,  $t_{\text{cable}}$  = 电缆实际上升时间, 单位 $\text{s}$ ;

$t_{\text{measured}}$  = 电缆测量上升时间, 单位 $\text{s}$ ;

$t_{\text{drive}}$  = 示波器和脉冲发生器(或驱动器)的测量上升时间, 单位 $\text{s}$ 。

(4) 使用一个不增加额外负载的探头测量输出。大多数的商业用的10: 1的示波器探头不满足这一要求。为了这个测量, 要制作一个特制的10: 1探头或买一个特定的低容性有源高频示波器。普通的10 $\text{pf}$ 探头在500 $\text{MHz}$ 时阻抗为 $-j31\Omega$ 。这样的探头将严重影响你的测量。

#### 本节要点:

- 任何带状电缆的上升时间都随着其长度的平方的变化而变化。
- 所有的电缆, 不管是同轴电缆、扭绞电缆还是带状电缆, 都具有相同的基本频率响应特性。它们的频率响应, 用分贝表示时, 与频率的平方跟成反比。
- 带状电缆的绝缘配置会同时影响信号的速率和衰减。

## 10.2 带状电缆的串扰

带状电缆的串扰随着信号导线的接地情况而异。给定足够的低，我们可以获得任何水平的串扰衰减。那么，究竟多少个接地点才足够呢？

### 10.2.1 串扰的基本计算方法

带状电缆的串扰来源于感性和容性耦合。如5.7节所描述的那样，容性和感性串扰成分在剧烈程度上是差不多相等的。它们的近乎相等性使得反向耦合系数很大而几乎没有前向耦合。

由于前向耦合在两个大的耦合机构中差别很小，使得对其进行分析性的计算几乎是不可能的。直接测量是最好的方法。当测量前向串扰时，要意识到围绕在带状电缆周围的场延伸到了电缆周围的空间。如果其他具有传导性或磁渗透性的材料处于带状电缆的表面，测试结果将会发生变化。进行这种测量的时候，要将带状电缆置于任何导体或绝缘体的上方几英寸高的地方。

反向耦合是相当大的，易于进行简单的几何计算。因为感性和容性成分近乎平衡，所以你只需计算感性耦合，然后将结果乘以2。感性反向耦合的计算有三个步骤。首先建立从信号线放射出的磁场模式的模型，然后进行综合以获得电线间所捕获的总的流量。最后，将每单位时间流量的变化率转化为电压。

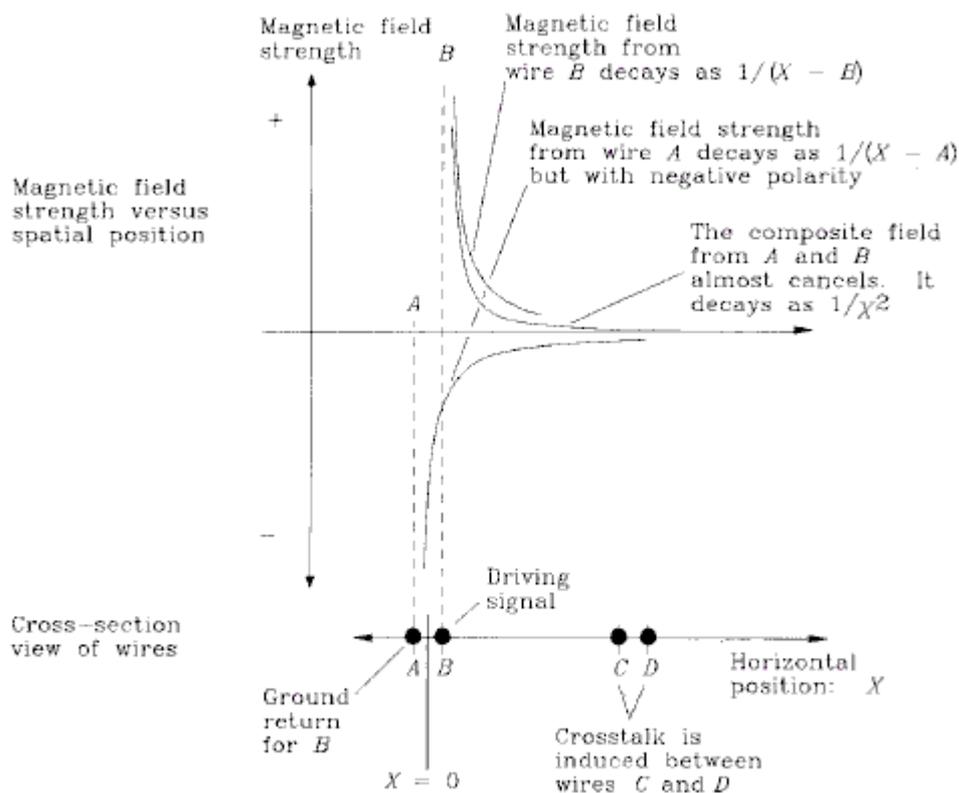


Figure 10.5 Simple crosstalk configuration.

计算串扰的最简单的几何计算是示于图10.5的四线实例。

图10.5中的线B携带着发射信号。我们假定所有沿着线B流出的信号流都沿着线A返回到其源端。因而线A和线B中的电流是大小相等、方向相反的。我们有兴趣计算出线C和线D间感应的串扰。

让我们来利用我们直觉的知识来看一下是否能演绎出最终结果的某些特性。在我们的处理中有如下几点：

- 磁场密度，是离导线的距离的一个函数，随 $1/R$ 的改变而改变。
- 信号线周围的磁场及其回流通路部分抵消。总的磁场剖面正比于 $1/R^2$ ，它是 $1/R$ 的派生物。远离A端和B端的任何小面积上通过的总的流量将随 $1/R^2$ 的变化而改变。
- 信号和回流线周围的磁场的部分抵消正比于它们之间的间隔，称之为 $\Delta_1$ 。
- 两条接受线间捕获的总流量正比于它们之间的距离，称作 $\Delta_2$ 。

从这四点可以推导出如下关于线对 (A,B)到线对 (C,D)的耦合公式：

$$\text{Coupling is roughly proportional to } \frac{\Delta_1 \Delta_2}{R^2} \quad [10.6]$$

比例常数是电缆特性阻抗及延迟的函数。等式10.7列出了两个线对间的总的反向耦合系数。

$$K_r \approx 2538 (\text{delay}) \frac{1}{Z_0} \frac{\Delta_1 \Delta_2}{X^2} \quad [10.7]$$

这里， $K_r$  = 反向耦合系数；

delay = 线延迟，单位ps/in.；

$Z_0$  = 传输线特性阻抗，单位欧；

$X$  = 线对间间距，单位in.；

$\Delta_1$  = 线对1的线间距离，单位in.；

$\Delta_2$  = 线对2的线间距离，单位in.；

机敏的读者也许会看出等式10.7中的 $K_r$ 是线对间的互感与信号回路的自感的比率的一半。我们可以通过使用一个低频感应表来测量互感和自感然后取其比率的一半来获得反向耦合系数。

在一跟具有多根地线的电缆中，等式10.7中的耦合比率至少减小了一半并可能会减小到只有原来的1/4。

### 10.2.2 多根地线的效果

前面的一节中我们假定信号线B的所有回流都沿着地线A返回。实际的带状电缆通常具有多跟地线。返回的信号流总是依据每条路线的电感在所有的地线中分离。更多的回流流经离信号线较近的低感通路，而较少流经远离信号线的通路。

设想在一条电缆中有N跟地线，标记位1到N。让 $X_0$ 等于驱动信号线和其最近的地线间的距离。如果驱动信号线恰好位于两条地线的正中间，则 $X_0$ 等于信号线和两者之一的任何一根地线的距离。任何地线n中的回流严格的由下式确定：

$$I_x \approx \frac{K_1}{1 + \left( \frac{X_n^2}{X_0^2} \right)} \quad [10.8]$$

这里， $X_0$  = 信号线与第1根地线间距离，单位in.；

$X_n$  = 信号线与第n根地线间距离，单位in.；

$I_n$  = 地线n的回路电流，单位A；

$K_1$  = 所有回路电流等于信号电流时的常数。

任何信号线中的串扰由导线附近的地线回流量决定。在地-信号-地，或G-S-G模式中，配置通常使用带状电缆，地线和信号线互相交替。每根信号线位于两根地线中间。一根地-信号-地模式的电缆中的串扰，作为到驱动信号线的物理距离 $x$ 的一个函数，紧密的遵循地线信号流的分配：

$$V_r = \frac{K_2}{1 + \left( \frac{X^2}{X_0^2} \right)} \quad [10.9]$$

这里， $X_0$  = 驱动信号线与第1根地线间距离，单位in.；

$X_n$  = 驱动信号线与测试信号线间距离，单位in.；

$V_r$  = 反向耦合系数；

$K_2$  = 电缆结构所决定的常数。

在等式10.9中系数 $K_2$ 的范围大约在1/10到1/4之间。这符合最近的邻居之间的反向串扰的2-5%的范围。

对于具有较少地线的电缆，其串扰大些但是仍然沿着 $1/x^2$ 曲线衰减。它也同发射线与其最近的地线之间的间隔 $\Delta_1$ 以及接受线与其最近的地线之间的间隔 $\Delta_2$ 成正比。

在一根稀疏接地的电缆中，使接地点增加一倍，这将使 $\Delta_1$ 和 $\Delta_2$ 同时减半，从而可以使相隔较远的线间的串扰变为原来的1/4。相邻线减的串扰只有很小的变化，除非我们在它们之间插入地线。

### 10.2.3 扭绞的效果

当使用正确时扭绞电缆具有独特的优点。将每根信号线同离其最近的回路紧紧的扭绞在一起。这使得电线在物理上紧紧的靠在一起，减小了它们之间的间隔 $\Delta_1$ 。扭绞电缆中的每根信号线都应该具有其自身独立的扭绞回流地线。

当信号沿扭绞线 $X$ 传输时，每次电线互相扭绞时线对散发出的磁场便翻转极性。两根线产生的磁场极性相反差不多可以互相抵消。某一处的磁场的极性视其离哪跟线更近而定。当线互相扭绞在一起时，其中的这根或那根便离该点更近些，从而导致其磁场极性翻转。

结果便是一根扭绞线对一对直的平行线对的串扰实际上近乎为零。极性正负交替的耦合产生的净串扰互相抵消了。

只要线对是沿同一个方向扭绞的，则两根相邻的扭绞线之间的净串扰也为零。实现这一效果的前提是线均匀的放置并以恒定的速率扭绞。

实际的扭绞电缆在每个线对中混合了不同的扭绞速率，这可以抵偿在扭绞过程中由于轻微的不对称所引起的某些干扰。如果两个线对的扭绞速率同步，则扭绞机的一个轻微的抖动也许会引入一个恒定的干扰效果。高质量的扭绞电缆或者使用不同的全局扭绞速率，或者对于每个线对随机的改变扭绞速率。除非上升沿的长度延伸到多个扭绞线，否则不能期望利用扭绞来获得很多抵消。用于保证具有抵消效果所需要的扭绞线的数量并非取决于扭绞速率而是取决于电缆中线对间的扭绞速率的最小差。

在一跟单跟电缆中给定两个扭绞线对，求出线对A比线对B多扭绞一圈的长度。我们把这个长度称作两个线对的Precession length。一个Precession length上的总的耦合为零。非整数倍Precession length长度上的耦合非零。要获得完全的扭绞益处，在十亿分之一秒的上升时间上，我们需要英寸

级的Precession length。这要求每英寸上大量的总的扭绞以确保一英寸长或更短的所有线对间的Precession length为1。

幸运的是，扭绞很少出现损伤，所以试一试总比不试要好一些。

扭绞一对通信电线的另外的一个好处是减小了电磁辐射。每个信号的回流的大部分都流入与其扭绞的地线，它们的交替消除了辐射场。

当与不同的传输协同使用时，扭绞电缆真的很有用。不同的信令实际上包含在正信号和负信号之间的微小的回路面积上所有的回流。这使得辐射比单终端传输的辐射级降低了20~30dB。当区分使用时扭绞线对电缆的相邻线对间的串扰是非常低的。

注意当使用扭绞线对电缆适当分配连接器的管脚时，一个偶然的错误可能会导致信号线对的扭绞而非每根信号线与它们的地线进行扭绞。结果是很滑稽的，但是你的上司不会喜欢这样。

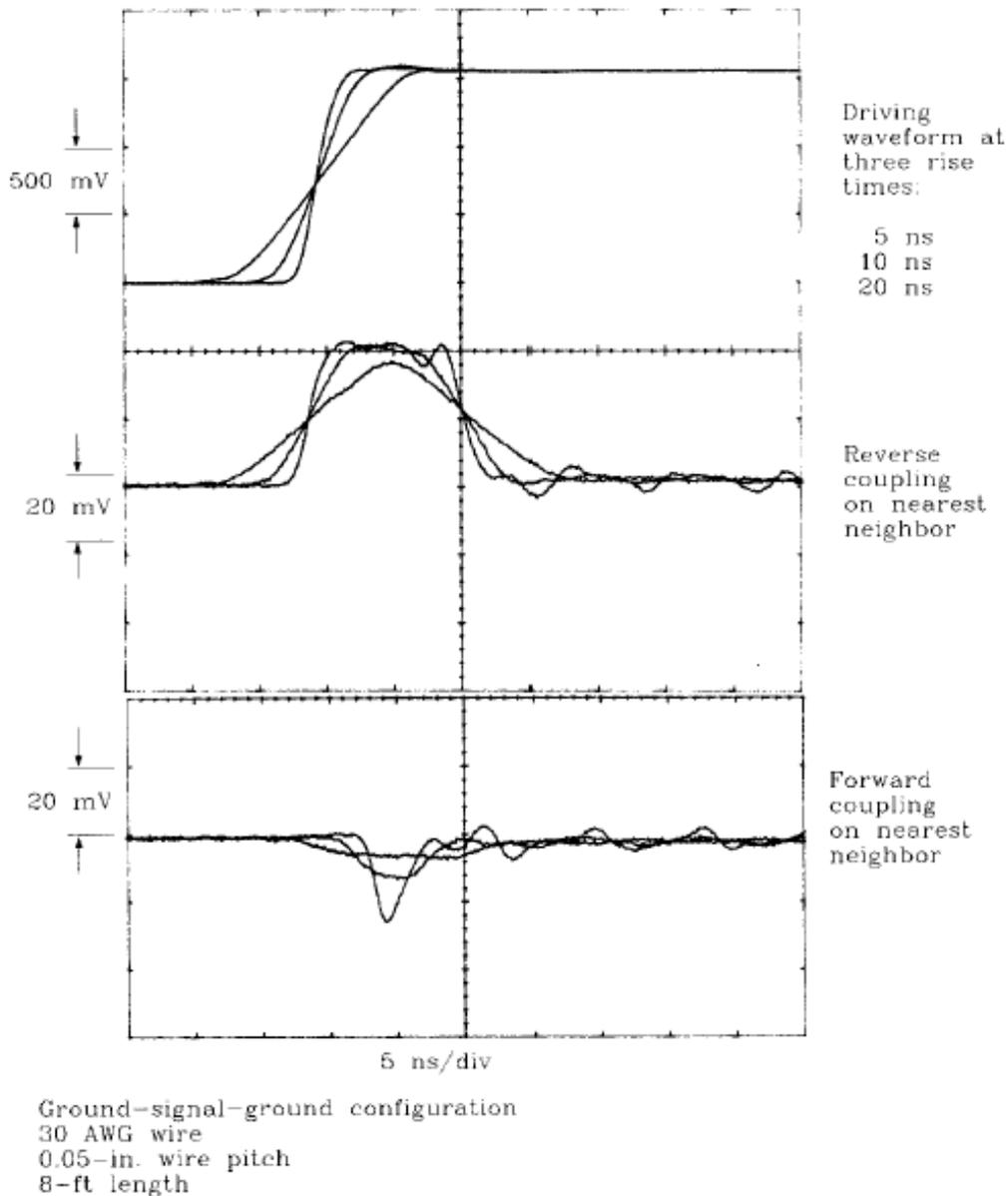
扭绞线对电缆通常是配置为扁平的带状。这种电缆一般称作Twist N Flat,它包含大量绑成带状结构的单独的扭绞线对。每几英尺的扭绞线对被制成普通的带有可预测的输出引脚的扁平电缆段，它可以提供大量的终端连接器。因为扁平电缆段同一般的扁平带状电缆的耦合类似，我们不能充分获得扭绞的好处，而是某些有益的结果。这个好处就是我们可以廉价的连上连接器。

#### 10.2.4 测量串扰

图10.6展示了一根带状电缆的标准样本中的远端(前向)和近端(反向)串扰。这根电缆长8英尺，线径为0.05英寸。线型为AGW30，直径为0.01英寸。

电缆始端的驱动波形示于图10.6的顶部。这个波形是在三个不同的上升时间5，10，和20ns上纪录的。不同的响应是用Tektronix 11403数字示波器纪录的，添加在图10.6中。

该电缆有10跟与其他线一起配置两端接地的电线。这是一种地-信号-地式的配置方式。驱动信号穿过6号线，其串扰从8号线上显现出来。8号线的两端，同6号线的远端一样，都是终结于电缆的特性阻抗100欧。



**Figure 10.6** Forward and reverse coupling on a ribbon cable.

图10.6的第二部分展示了8号线上的近端（反向）串扰。近端噪声波形的垂直刻度比驱动信号放大了25倍，以便我们可以看到串扰。串扰与信号的比率大约为2.5%。对于G-S-G类电缆2—5%范围内的值都是很正常的。

近端串扰脉冲紧紧跟在驱动信号波形的后面，其上升和下降沿与驱动波形的上升和下降沿相匹配。串扰形成了一个延长的脉冲，这个脉冲长度等于22ns，是电缆单通道延迟时间的两倍（见图5.7）。因而单通道延迟时间一定是11ns。这跟长8英尺长的电缆的每寸延迟时间为：

$$D = \frac{11 \text{ ns}}{96 \text{ in.}} = 114 \text{ ps/in.} \quad [10.10]$$

电缆的有效相对介电常数一定为：

$$\epsilon_r = \left(\frac{D}{C}\right)^2 = \left(\frac{114}{85}\right)^2 = 1.8 \quad [10.11]$$

如果我们大大减缓驱动信号的上升时间，近端串扰将没有时间爬升到它的满幅度。G-SG电缆中单独的线间的近端串扰在满幅度的2-5%处有一个跳跃。

每跟信号线上的串扰在电缆中的每跟线上累积。假定8号线两边的每跟线产生相同的串扰，然后从远端的线按照 $1/(1+n^2)$ 串扰定律增加更多的串扰，我们可以获得2-20%范围内的近端串扰的累积值。

图10.6的第三部分展示了远端串扰。远端串扰波形的比例也比驱动信号放大了25倍。远端串扰是一个短的尖脉冲，而不是近端串扰那样的延长的脉冲。达到最大幅值的1.6%时，这种配置的远端串扰比近端串扰产生更小的麻烦。而且，由于远端串扰延迟很快，我们可以在只有很短的延迟后安全的测试这些数据线。近端串扰保持两个满电缆延迟，当使用低阻抗驱动器时，近端串扰将如5.7.4节所讨论的那样转化为远端串扰，使远端串扰的快速衰减的性能变糟。快速衰减的性能只对有源终结线起作用。

当我们缩短驱动信号时间时，远端串扰将在上升的过程中没有跳跃。图10.6中1ns的上升时间将在这跟电缆中产生8%的串扰。100ps的上升时间可能不会产生80%的串扰，因为那样大的串扰将与驱动信号产生严重的相互影响。我们的串扰计算假定为小的串扰，使我们免于计算这种互相影响。无论如何，我们都怀疑100ps的上升时间将产生那样大的串扰。如果我们用两到三个地把信号分开，则远端串扰将大幅下降。

远端串扰在其沿电缆传输时累积。较短的电缆中的远端串扰要比较长电缆中的小。

近端串扰随电缆长度的增加保持幅度不变，但是会随电缆的伸长而时间上有所延长。

### 10.2.5 带状电缆的堆叠

当线紧紧靠在一起的时候串扰会显著增加。这不但适用于带状电缆，也适用于其他类型的电缆。

两跟带状电缆彼此顶部紧紧的堆叠在一起比同一跟电缆中的线间显示出更多的串扰。当使用带状电缆时，总是使用电缆分离器以保持电缆分离。

当把电缆折叠放入一个圆形区域时，将看到串扰有类似的增加。

#### 本节要点：

- 给定足够的地线可以获得任何程度的串扰衰减。
- 串扰沿  $1 / X^2$  规律衰减，它与每跟发射线同其最近的回流线间的间隔 $\Delta 1$ 以及接受线与其最近的地线之间的间隔 $\Delta 2$ 成正比。
- 在地-信号-地或G-S-G模式中，配置最近的相邻线间的反向串扰系数大约为2-5%。
- 在扭绞电缆中，如果上升沿在扭绞周期的N个岁差中展开，则其耦合将为一般的平行线电缆中的 $1/N$ 。
- 远端串扰在传输过程中累积。
- 近端串扰随电缆长度的增加保持幅度不变，但是会随电缆的伸长而时间上有所延长。

## 10.3 带状电缆连接器

在一次快速的敲击中多端连接器同时连到带状电缆的所有线上。当压入扁平电缆中时，多端连接器的引脚穿过电缆绝缘层，与内部连接器接触，并在每根线上形成一个永久的气封。这些连接器，也称作 **Insulation displacement connectors**，只能一次性插入。不要试图移动它打算重用。在插入过程中引脚永久压紧，第二次插入时将不能适当的安装。

多端连接器在带状电缆的一端卷入，另一端接其他的接线端。另一端的接线端可能是凸的或凹的引脚用与其他类型的连接器进行互连。某些多端连接器具有焊接引脚用于永久性的直接焊接到印制电路板上。

无论机械方案为何，带状电缆连接器总会引入寄生电感和寄生电容。同任何其他连接器一样，你的数字信号环路的性能会因为这些寄生效果而下降。

### 10.3.1 连接器电感

等式10.12估算了一个环路的自感，该环路由一个单跟信号引脚和一组引脚组成。

$$L = 10.16x \ln\left(\frac{H}{r}\right) \quad [10.12]$$

这里， $L$  = 电感，单位nH；

$H$  = 引脚间隔，单位in.；

$x$  = 连接器引脚长度，单位in.；

$r$  = 连接器引脚半径，单位in.。

使用典型值 $r=0.0125$ ， $x=0.4$ ， $H=0.1$ ，一对引脚上可以得到0.8nH的电感。在如图10.2所示的G-S-G电缆中，由于增加了一倍的地，所以这个近似值要取半。

一个L亨的电感，与 $Z_0$ 欧姆的传输线串联，引入上升时间的性能下降：

$$T_{10-90} = 2.2 \frac{L}{2Z_0} \quad [10.13]$$

我们的8nH单引脚电感与阻值为100欧的线串联产生100ps的上升时间。在G-S-G中，性能下降很小。

### 10.3.2 连接器电容

等式10.14用于估量单跟信号引脚与一组引脚之间的寄生电容。

$$C = 0.7065 \frac{x}{\ln(H/r)} \quad [10.14]$$

这里， $C$  = 电容，单位pF；

$H$  = 引脚间隔，单位in.；

$x$  = 连接器引脚长度，单位in.；

$r$  = 连接器引脚半径，单位in.；

使用典型值 $R=0.0125$ ， $x=0.4$ ， $H=0.1$ ，每对引脚间可以得到0.136pF的电容。在如图10.2所示的G-S-G电缆中，由于增加了一倍的地，所以这个近似值要增加不止一倍。

电容为C法，旁路一跟电阻为 $Z_0$ 欧的传输线，将引入上升时间的degradation：

$$T_{10-90} = 2.2C \frac{Z_0}{2} \quad [10.15]$$

0.136pF的单引脚电容，当旁路一根100欧线时，产生15ps的上升时间。在G-S-G配置中，degradation将更大。

### 10.3.3 交错连接以降低寄生效应

当工作在亚纳秒级速度时，寄生效应起到很重要的作用。任何可以降低其影响的方法都是有用的。

AMP制作的一种多端带状电缆连接器，对于高速电路工作的特别好。他们的连接器型号为：AMP 1-111037-1。这种连接器在一端提供了绝缘移置引脚用于压入带状电缆。另一端提供了焊接引脚用于永久性的直接固定到印制电路板上。不具备分离特性缩短了引脚，减小了总的寄生效应。

AMP 1-111037-1连接器还交错其管脚配置，如图10.7所示。交错效应增加了串联电感而减小了旁路电容。对多点总线连接器而言，交错管脚是一种很好的折衷方案。

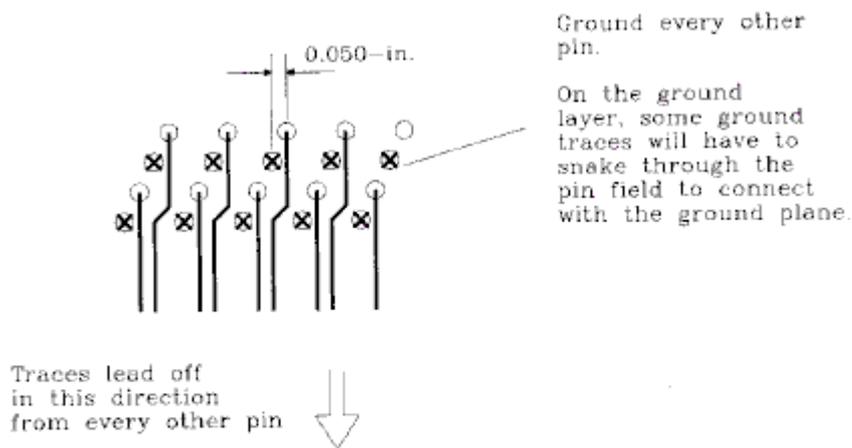


Figure 10.7 Staggered ribbon cable connector pins reduce parasitic capacitance.

#### 本节要点：

- 今天带状电缆的增生扩展是因为与多端连接器配合使用，使得其相当便宜。
- 无论连接器是怎样设计的，总要引入寄生电感和寄生电容。

## 10.4 带状电缆电磁干扰

当在机柜间使用时带状电缆会遇到严重的电磁干扰问题。为了适应这个问题，这些电缆的制造商们制造了几种类型的屏蔽带状电缆。

屏蔽为信号电流提供了低感回路。由于回流沿着最小感性回路传输，屏蔽趋向于将回流集中在屏蔽区中。这减小了流入其他更远路线的电流。

### 10.4.1 扁平金属片包装

长的带状金属薄片包裹或螺旋式包裹带状电缆形成了一个连续的可靠屏蔽。对于螺旋式包裹，要确认交叠螺旋层间的每个接合点都同前一层具有坚固的电气连接。否则回流将不得不沿着信号线迂回到其源端。

将扁平的遮蔽物接地到产品的底盘是一种很笨拙的方法。连接器不能以一种综合的方式同时处理薄金属片遮蔽和信号连接的问题。要避免9.7节所讨论的消耗效应，必须首先在机框内部使用

屏蔽，然后沿着它的两边切开屏蔽并将其从带状电缆的两面剥掉。顶层和底层的屏蔽部分都必须在入口点电气连接到底盘。

#### 10.4.2 一边扁平屏蔽

扁平带状电缆的一边绑上一个扁平的铜网可以提供几个好处。首先紧密靠在一起的铜网如同一个接地层，降低了电缆中各个单独的线间的串扰。结合铜网比薄金属片包裹更为统一，可以提供更好的传输线特性。第二，铜网为返回信号流提供了一个低感通路。

铜网通常有一跟接地线连接，用于电气连接到地。接地线是这个系统中的不牢固点。如果你可以找到一种可以直接将铜网连接到接地层的方法，则将更为有效。

一些灵活电路的制造商们现在已经可以生产两面弯曲的电缆，一面接地，另一面走信号。这些弯曲电缆可以有镀金的过孔，将所有的信号和地线放到电缆的一侧以便焊接或用于其他方式的连接。

#### 10.4.3 折叠（圆形）屏蔽电缆

制造商可以将带状电缆折叠或卷曲成圆形，适合普通的圆形屏蔽外壳。在这种形式下带状屏蔽电缆看上去就象一个一般的多线屏蔽电缆。

这些电缆具有多端连接器和屏蔽的双重优点。然而屏蔽，也只是同该屏蔽层与一个很好的地相连时的连接一样好。

#### **本节要点：**

- 屏蔽为信号流提供了很低的感性回路。
- 对于螺旋式包裹，要确认交叠螺旋层间的每个接合点都同前一层具有坚固的电气连接。
- 在任何屏蔽中消耗线是一个不牢固点。