

横切窄缝屏蔽双绞线的电磁泄漏

田方^{①②} 龚中麟^①

^①(北京大学信息科学技术学院电子学系 北京 100871)

^②(中国人民公安大学理科基础部 北京 100038)

摘要: 本文对屏蔽层横切窄缝的屏蔽双绞线的电磁泄漏进行了定量研究。分析了切缝屏蔽双绞线的电磁泄漏机制, 并把其等效为级联网络。采用混合方法, 即传输线链参方法、有限元方法和亚网格 FDTD 方法相结合, 对切缝屏蔽双绞线的电磁泄漏进行了模拟分析。结果表明, 在 500MHz 以下的频率内, 即使屏蔽层被切断, 屏蔽双绞线泄漏的能量最多不超过 1%。

关键词: 电磁泄漏; 屏蔽双绞线; 亚网格 FDTD 方法; 混合方法

中图分类号: TN811, TM154.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)05-1243-04

The Electromagnetic Leakage of Shielded-Twist-pair with a Transverse Slot

Tian Fang^{①②} Gong Zhong-lin^①

^①(School of Electronics Engineering & Computer Science, Peking University, Beijing 100871, China)

^②(Division of Mathematics and Physics, Chinese People's Public Security University, Beijing 100038, China)

Abstract: This paper propose a quantitative analysis on the electromagnetic leakage from a shielded-twist-pair with a transverse slot. The mechanism of electromagnetic leakage is analyzed, and then the slotted shielded-twist-pair is regarded as a cascaded network. By applying the hybrid-method, which is the combination of the chain-parameter-equation, the finite-element-method and the subcell-FDTD-method, the electromagnetic leakage from the transverse slot on the shield of the twist-pair are simulated. The results show that, below the frequency of 500MHz, the leaked energy from the slotted shielded-twist-pair is no more than 1% even if the shield layer is cut off.

Key words: Electromagnetic leakage; Shielded-twist-pair; Subcell-FDTD-method; Hybrid-method

1 引言

计算机局域网中, 双绞线电缆是被广泛使用的一种传输媒质, 其双绞结构用来增加传输线的抗扰性以及阻止传输信号的外泄。为了进一步提高双绞线电缆的性能, 可在其外部包上屏蔽层, 这就成为屏蔽双绞线。双绞线的铝箔屏蔽层对于较高频率的电磁场有较好的屏蔽作用, 而双绞线的互绞结构对低频电磁场的泄漏或干扰有较好的抑制作用, 因此屏蔽双绞线有很好的抗电磁泄漏或抗干扰特性。然而从理论上分析, 当屏蔽层断裂或破损后, 电磁泄漏会有所增强, 传输线本身的抗扰性会降低, 还可能引起传输信息的泄漏。虽然有些学者曾指出屏蔽层断裂时, 屏蔽双绞线会产生电磁泄漏, 但没有对这种电磁泄漏形式进行定量的研究。本文假设在屏蔽双绞线的屏蔽层上横切窄缝并把屏蔽层切断, 来代表屏蔽层发生断裂的一种简单情况, 通过传输线链参方法^[1]、有限元方法和亚网格 FDTD 方法^[2]相结合的混合方法^[3,4], 对横切窄缝屏蔽双绞线的电磁泄漏进行了定量的研究。

2 横切窄缝屏蔽双绞线电磁泄漏机制的分析

以目前通常使用的五类 4 对 24AWG100Ω 屏蔽电缆为例, 分析其电磁泄漏机制。为了便于分析, 先对屏蔽双绞线作简化处理, 即去掉电缆中的 3 个线对, 只保留其中的一个线对, 电缆的其它尺寸不变, 如图 1 所示。图中 d 为屏蔽层内双绞线对称轴与屏蔽层中心轴的间距, 称为偏心距离。偏心距离 d 和角度 θ 决定了在某一截面处双绞线与屏蔽层的相对位置。

设屏蔽双绞线长为 L , 电压源 V_g 为双绞线的输入电压, 双绞线的差模终端负载为 Z_L , 环绕屏蔽层把屏蔽层完全切断, 并假设屏蔽层为理想导体, 如图 2 所示。

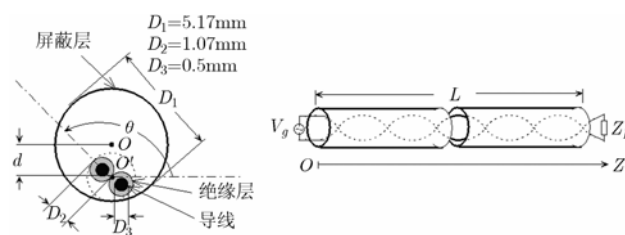


图 1 屏蔽双绞线的简化模型 图 2 屏蔽层横切窄缝的屏蔽双绞线

由于整个屏蔽双绞线被视为非均匀传输线，而被分割成的传输线单元被视为均匀传输线，因此相邻的两个传输线单元具有不同的 θ 角，它们的传输线参数是不同的，这样可以把双绞线看作许多段参数不同的传输线的链接。文献[5]指出，当两段不同传输线搭接时，在搭接处将产生共模线激励电压，从而产生差模线与共模线的耦合。这种耦合会导致屏蔽层有电流存在，如果把屏蔽层破坏，将对屏蔽层电流产生阻碍，这时将会有电磁场从屏蔽层的破损处向外泄漏。如果屏蔽层的破损为图 2 所示的形式，屏蔽层外表面可以等效为以切缝处为馈点的偶极天线，偶极天线的输入阻抗以集总参数负载的形式串联在屏蔽层上。根据以上电磁泄漏机制的分析，屏蔽双绞线的电磁泄漏可以称为二次共模泄漏，第一次泄漏是由双绞线的差模电路向以屏蔽层为参考导体的共模(传输模)电路泄漏，第二次泄漏是在屏蔽层切缝处从该共模(传输模)电路向以大地(或更远的导体)为参考导体的共模(辐射模)电路泄漏。两次泄漏中包含两种耦合机制，第一种耦合机制是不同传输线相互搭接时的差模线与共模线的耦合^[5]，而第二种耦合机制是传输线链接集总参数负载时的差模线与共模线的耦合^[3]。

3 横切窄缝屏蔽双绞线的等效电路及其参数的计算

把图 2 所示的横切窄缝屏蔽双绞线等效为图 3(a)所示的级联网络，并且把切缝的屏蔽层等效为图 3(b)所示的偶极天线， Z_{in} 为等效偶极天线的输入阻抗。

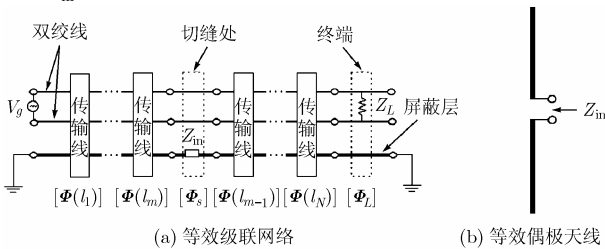


图 3 横切窄缝屏蔽双绞线的等效电路

传输线单元的链参矩阵为 $[\Phi(l_i)]$ ，其中 l_i 为传输线单元的长度。 $[\Phi(l_i)]$ 的具体表达式见文献[6]，其数值由 ANSYS 有限元仿真软件获得。把等效偶极天线视为细导体，用亚网格 FDTD 方法^[2]求出天线的输入阻抗 Z_{in} ，最后获得图 3 所示切缝处的链参矩阵 $[\Phi_s]$ 为

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & Z_{in} & Z_{in} \\ 0 & 1 & Z_{in} & Z_{in} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

而终端负载处的链参矩阵为

$$[\Phi_L] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1/Z_L & -1/Z_L & 1 & 0 \\ -1/Z_L & 1/Z_L & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

4 完好屏蔽层的内侧电流分布

沿双绞线纵向的位置与 θ 角之间是一一对应的，同时 θ 角还是决定双绞线截面结构的因素之一，因此下面将分析完好的屏蔽层内侧电流随 θ 角的变化规律。令图 3 中的等效偶极天线的输入阻抗 $Z_{in} = 0$ (即屏蔽层未切缝)，用求解链参方程的方法得到屏蔽层内侧的电流分布及其相位特点。在计算过程中，总假设双绞线输入端的 θ 角为零。在屏蔽双绞线的两端，双绞线与屏蔽层是断路的，因此两端处的屏蔽层电流为零。下面分别考察双绞线互绞周期数(沿线的纵向， θ 角变化 360° 的次数)、终端负载和信号源频率对屏蔽层内侧电流的影响。

4.1 互绞周期数对屏蔽层电流分布的影响

设双绞线的信号源电压幅值为 $V_g = 1V$ ，频率为 $f = 10MHz$ ，差模线终端连接匹配负载 $Z_L = 100\Omega$ ，双绞线与屏蔽层的偏心距离取最大值为 $d = 1.515mm$ ，双绞线的互绞周期长度(θ 角改变 360° 所对应的双绞线长度变化)为 $p = 0.1m$ 。取互绞周期数 N 分别为 4, 4.5 时，得到屏蔽层内侧电流及其相位随 θ 角的变化规律，如图 4 所示。

由图 4 可看出，虽然屏蔽层内侧电流分布是不均匀的，且具有区域分布性，但是电流的变化有一定的规律性。如图 4(a)所示，当双绞线的互绞周期数为整数时，电流随 θ 角的变化有严格的周期性，周期大小为 360° ，与双绞线的互绞周期相同，并且电流在每个周期的峰值是相等的。从相位的变化规律看，当双绞线有完整的互绞周期个数时，屏蔽层上几乎所有点的电流是同相位的，如图 4(b)所示。

如图 4(c)所示，当双绞线的互绞周期数为半整数时，虽然电流随 θ 角也有微弱的交替变化，但电流变化周期不一样。另外从图 4(c)还可看出，每个区域的最大电流位置的间隔都为 180° 。从其相位的变化规律看，相邻区域的电流相位相反，如图 4(d)所示。

应该指出，由于电压源的频率仅为 10MHz，使得电缆传

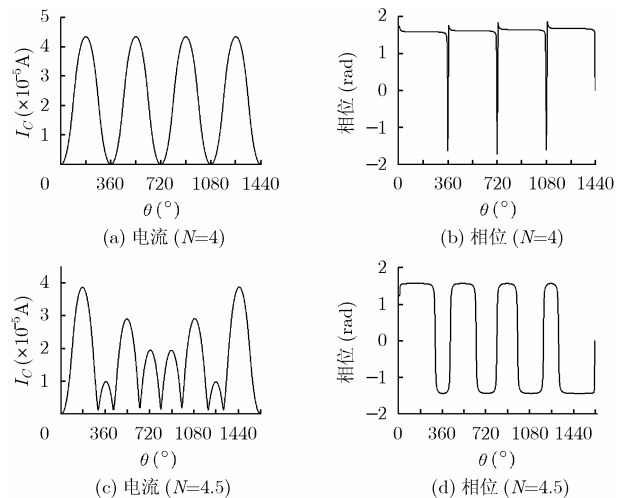


图 4 终端负载匹配且互绞周期数不同时的屏蔽层电流分布和相位变化

传输的 TEM 波的波长远大于传输线的总长度，因此屏蔽层内侧的电流不是驻波电流，其分布规律与双绞线的互绞周期是相关的。

4.2 终端负载对屏蔽层电流的影响

当把终端负载短路 ($Z_L = 0$)，互绞周期数 N 分别为 4.5、5 时，其它参数与上面的相同，通过模拟得到双绞线屏蔽层内侧的电流分布，如图 5 所示。

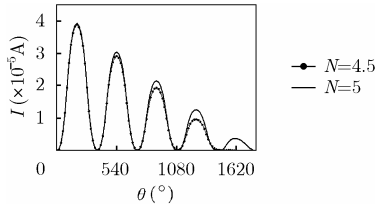


图 5 终端负载阻抗为零且互绞周期数不同时的屏蔽层电流分布

由图 5 可见，除了互绞周期对电流分布有影响外，终端负载的大小也对电流有影响。图中显示了从信号源到负载，屏蔽层电流是以波动形式减弱的。此时，互绞周期为整数与半整数的电流分布规律相近。电流分布的波动特点仍然是互绞周期引起的，而电流的减弱是由于当 $Z_L = 0$ 时，差模电压从信号源到负载的减弱引起的，这说明差模电压是屏蔽层电流的源。

4.3 信号源频率对屏蔽层电流的影响

当终端为匹配负载，信号源频率分别取 50MHz 和 100MHz，其它参数与上面相同时，通过模拟得到屏蔽层内侧电流分布，如图 6 所示。

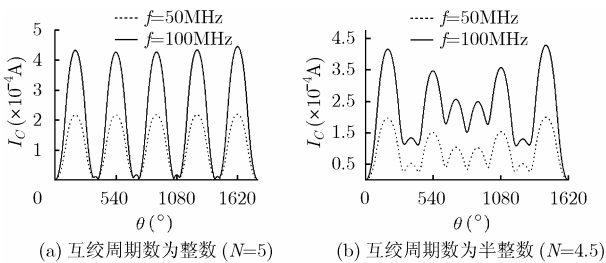


图 6 不同频率时的屏蔽层电流分布

图 6(a)和图 6(b)的共同特点为，当频率升高时，电流峰值会增大。图中频率为 100MHz 时的屏蔽层电流大约为 50MHz 的两倍。图 6(a)和图 6(b)的不同点为，当互绞周期数为半整数 ($N = 4.5$) 时，在屏蔽层内侧会出现较大的背景电流，并且背景电流随着频率的升高而增大，而互绞周期为整数 ($N = 5$) 时的背景电流几乎为零。

5 横切窄缝屏蔽双绞线的电磁泄漏

设图 2 所示的屏蔽双绞线长 $L = 1\text{m}$ ，互绞周期 $p = 0.1\text{m}$ ，双绞线与屏蔽层的偏心距离取最大值为 $d = 1.515\text{mm}$ ，缝隙的位置坐标分别为 $z = 0.5\text{m}$ 和 0.55m 。通过计算得到电磁辐射功率与信号源入射功率的比值，如图 7 所示。

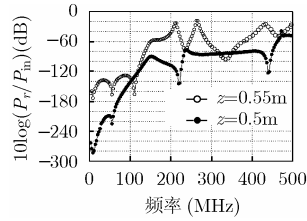


图 7 偏心距离不变而切缝位置改变时的电磁泄漏

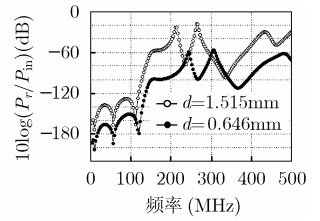


图 8 切缝位置不变而偏心距离改变时的电磁泄漏

当互绞周期为 0.1m 时，1m 长的屏蔽双绞线有 10 个完整互绞周期，当没有切缝存在时， $z = 0.55\text{m}$ 的位置恰好是电流最大处，而 $z = 0.5\text{m}$ 处的电流非常微弱。特别指出， $z = 0.5\text{m}$ 处电流不完全为零，随着频率的上升，背景电流也越来越明显，如图 6(a)所示。从图 7 总体上看，屏蔽层在电流较大的位置被截断时，电磁泄漏较大。另外还可看出，泄漏的能量随频率的变化是剧烈的。一般的局域网络信号频谱在 100MHz 以内，在这个频谱范围内，泄漏的能量在 -120dB 以下，泄漏极其微弱。图中的曲线随频率波动没有一定规律，这是由多个原因引起的，如切缝对传输线的影响、双绞线与屏蔽层组成的共模电路的谐振以及等效偶极天线的谐振都会引起曲线的波动。

下面保持切缝位置在屏蔽层的最大电流处，来考察偏心距离 d 对电磁泄漏的影响。如图 8 所示，双绞线与屏蔽层的偏心距离 d 取不同值时，电磁泄漏的强弱有很大差别。总体上看，偏心距离为 $d = 1.515\text{mm}$ (最大值) 时的泄漏比 $d = 0.646\text{mm}$ 时的泄漏大 2 到 3 个数量级以上，这是因为双绞线与屏蔽层的偏心距离越大，就越靠近屏蔽层，受屏蔽层的影响越大，导致传输线的不均匀性越强，引起的共模线激励电压越大。另外还可看出，在所观察的频率范围内，即使偏心距离最大时的泄漏，其最高峰值(260MHz 附近)也只在 1% 左右，绝大多数频率点对应的泄漏都在千分之一以下，可见屏蔽双绞线的电磁泄漏是非常小的。

还需要说明，以上横切窄缝屏蔽双绞线的电磁泄漏结果是在忽略切缝的缝隙电容的前提下得出的。如果考虑缝隙电容的旁路作用，电磁泄漏还要在一定程度上减少。

6 结束语

本文分析了切缝屏蔽双绞线的电磁泄漏机制，把电磁泄漏的原因归结为双绞线的互绞结构和偏心引起的传输线不均匀性而导致的一次耦合，以及切缝导致的二次耦合。应用混合方法模拟分析了屏蔽双绞线的屏蔽层完好时的屏蔽层内侧电流分布规律以及屏蔽层横切窄缝时的电磁泄漏特点。最后的结论是，即使屏蔽双绞线的屏蔽层被切断，电磁泄漏仍然是很微弱的，在 0 到 500MHz 的频率范围内，其泄漏的能量不超过 1%。本文中所采用的分析方法及分析结果对电磁兼容领域和信息电磁泄漏领域都有比较重要的意义。

参 考 文 献

- [1] Hamada S, Kawashima T, and Ochura J. Influence of balance-unbalance conversion factor on radiated emission characteristics of balanced cables. *IEEE International Symp. on Electromagnetic Compat.*, 2001: 31-36.
- [2] Taflove A, Umashankar K R, and Beker B, *et al.* Detailed FD-TD analysis of electromagnetic fields penetrating narrow slots and lapped joints in thick conducting screens. *IEEE Trans. on Antennas Propagat.*, 1988, 36(2): 247-257.
- [3] 田方, 龚中麟. 混合方法模拟差模传输线的共模电磁泄漏. *电子与信息学报*, 2005, 27(12): 2000-2004.
- Tianfang and GongZhonglin. Simulating the Common Mode Electromagnetic Leakage of Differential Mode Cables by a Hybrid Method. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(12): 2000-2004.
- [4] 田方, 龚中麟. 基于混合方法模拟纵向长切缝同轴线的电磁泄漏. *高技术通讯(增刊)*, 2004: 204-208.
- [5] Watanabe T, Wada O, and Toyota Y. Estimation of common-mode EMI caused by a signal line in the vicinity of ground edge on a PCB. *IEEE International Symp. on Electromagnetic Compat.*, Minneapolis, Minnesota, USA, 2002: 113-118.
- [6] Paul C R. Useful matrix chain parameter identities for the analysis of multiconductor transmission lines. *IEEE Trans. on MTT.*, 1975, 23(9): 756-760.
- 田方: 男, 1969年生, 博士生, 研究方向为 FDTD 算法、天线以及计算机网络信息电磁泄漏.
- 龚中麟: 男, 1940年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电磁场理论、天线与电波传播、微波电子学等.