

耦合微带线的散射参数特性分析

李丽平 李玉山 贾琛 潘健 张木水
(西安电子科技大学电路CAD研究所 西安 710071)

摘要: 针对耦合微带线的散射参数在一些频率点处呈现出波峰、波谷现象, 该文根据微波网络理论, 从两根平行微带线的奇模和偶模的散射参数出发, 推导出四端口网络散射参数的波峰、波谷处频率与并行长度和线间距的关系。同时分别在频域和时域研究了两根平行微带结构的插入损耗对信号传输的影响。经分析发现, 由于微带线间的耦合, 波峰、波谷处的频率随线间距增大而提高, 随长度增大而降低; 而且在串扰产生的同时, 所传输的信号也有一定程度的衰减。

关键词: 微带线; 散射参数(S参数); 奇模; 偶模

中图分类号: TN817

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)11-2755-04

Analysis of Characteristic of Scattering Parameter for the Coupled Microstrip Lines

Li Li-ping Li Yu-shan Jia Chen Pan Jian Zhang Mu-shui
(Institute of Electronic CAD, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: For crests and troughs existing in the scattering parameters of the coupled microstrip lines, the relation between the frequencies where crests and troughs occur and the parallel length, space between lines for the four-port network is deduced from scattering parameters of the odd mode and even mode based on microwave network principle. Effect on the transmitted signal by the insertion loss for the structure of two parallel microstrip lines is also studied in frequency domain and time domain respectively. Due to the coupling between microstrip lines, it is shown that the frequencies where crests and troughs occur increase with the space between lines but reduce with the parallel length, and the transmitted signal is attenuated when crosstalk is induced.

Key words: Microstrip line; Scattering parameter (S parameter); Odd mode; Even mode

1 引言

随着电子系统向着高速度、高密度和低功耗发展, 电路设计中的损耗、反射、串扰等信号完整性问题日益严重, 互连线上的信号质量是影响电路性能和稳定性的主要因素。在PCB(Printed Circuit Board)上, 存在着大量相距很近的平行互连线, 线间的耦合会引起很多问题, 如互连线上的串扰、互连线的特性阻抗和传播延时产生畸变^[1-3]。无论是平行的和非平行的(如垂直或有一定的夹角)临近多根互连线, 它们之间都存在着耦合^[4, 5]。目前, 对这些问题已有大量的研究, 提出了许多改善信号质量的方法, 如互连线间的距离应尽量远、地平面尽量完整^[1-3], 使用嵌入微带线^[6], 在互连线间加入过孔防护^[7, 8]等。对于高速电路中相距很近的多根互连线, 无论是动态线还是静态线, 每根线上的信号都是关注的对象。目前的研究重点大多数集中在串扰、互连的特性阻抗和传播速度等问题及其改善措施, 而对散射参数中的插入损耗对微带线线上信号传输的影响则关注很少。本文从两

条耦合平行互连线的奇模和偶模这两种驱动模式入手, 由它们的传输矩阵(ABCD矩阵)得到四端口网络的S参数, 分析了并行长度、线间距对平行微带线网络的散射参数特性的影响。在此基础上, 根据数字电路中常用的梯形脉冲波的频谱, 进一步分析了插入损耗对互连线上传输信号的影响。

2 四端口网络的散射矩阵

图1为两根平行互连线, 端口设置如图所示, 物理长度均为 l , 无耦合时单根互连线的特性阻抗为 Z_0 。为了简化分析, 假设这两根互连线结构相同, 奇模、偶模特性阻抗分别为 Z_{0o} , Z_{0e} , 复传播常数分别为 γ_o , γ_e , 则对应的传输矩阵(ABCD矩阵)分别为^[9]

$$\mathbf{A}_o = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_o l) & z_{0o} \sinh(\gamma_o l) \\ \frac{\sinh(\gamma_o l)}{z_{0o}} & \cosh(\gamma_o l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^o & B^o \\ C^o & D^o \end{bmatrix} \quad (1a)$$

$$\mathbf{A}_e = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_e l) & z_{0e} \sinh(\gamma_e l) \\ \frac{\sinh(\gamma_e l)}{z_{0e}} & \cosh(\gamma_e l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^e & B^e \\ C^e & D^e \end{bmatrix} \quad (1b)$$

根据微波网络理论^[9], 奇模和偶模对应的散射矩阵可以

2007-05-21 收到, 2007-10-18 改回

国家自然科学基金(60672027), 教育部博士点基金(20050701002)和西安电子科技大学研究生创新基金(05002)资助课题

分别从以上两个传输矩阵转化得到。取端口处的参考阻抗为 Z_0 ，奇模模式对应的散射矩阵 S^o ，如下：

$$\mathbf{S}^o = \begin{bmatrix} S_{11}^o & S_{12}^o \\ S_{21}^o & S_{22}^o \end{bmatrix} \quad (2a)$$

$$S_{11}^o = S_{22}^o = \frac{B^o/Z_0 - C^o Z_0}{A^o + B^o/Z_0 + C^o Z_0 + D^o} \quad (2b)$$

$$S_{21}^o = S_{12}^o = \frac{2}{A^o + B^o/Z_0 + C^o Z_0 + D^o} \quad (2c)$$

偶模模式下对应的散射矩阵 S^e 与以上 3 式类似。

图 1 中的四端口网络对应的散射矩阵 \mathbf{S} 由 S^o ， S^e 合成得到，根据散射矩阵中元素的对称性， \mathbf{S} 中各元素可表示如下：

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = \frac{1}{2}(S_{11}^e + S_{11}^o) \quad (3a)$$

$$S_{21} = S_{12} = S_{43} = S_{34} = \frac{1}{2}(S_{21}^e + S_{21}^o) \quad (3b)$$

$$S_{31} = S_{13} = S_{42} = S_{24} = \frac{1}{2}(S_{11}^e - S_{11}^o) \quad (3c)$$

$$S_{41} = S_{14} = S_{32} = S_{23} = \frac{1}{2}(S_{21}^e - S_{21}^o) \quad (3d)$$

3 互连线结构对 S 参数的影响

以横截面结构如图 2 所示的有损微带线为例进行分析，其中介质为普通 FR4，相对介电常数为 4.2，耗散因子为 0.022。平行微带线结构的端口设置如图 1 所示，单根微带线结构取其中的线 1。线长 l 和线间距 s 为变量，介质厚度 h 和线宽 w 固定不变，分别为 279.4 μm 和 508 μm ，此结构对应于单根导线的特性阻抗为 50 Ω 。在以下的分析中，计算方法为：在 Ansoft 2D Extractor 中得到相应结构的 RLGC 矩阵，在 MATLAB 中，根据这些矩阵得出互连线的一些参数^[2, 3, 9]：如特性阻抗(Z_0 , Z_{0o} , Z_{0e})，复传播常数(γ , γ_o , γ_e)，传播速度(v_o , v_e)和单位传播时延(TD_o , TD_e)等，最后根据式(1)–式(3)进行计算得到最终结果。

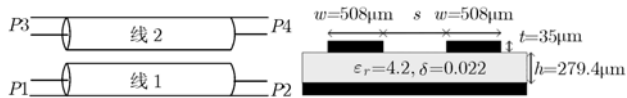


图 1 一对平行互连线的端口设置

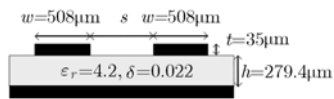


图 2 有损微带线的横截面结构

3.1 S 参数特性与传播模式的关系

对间距 $s=508\mu\text{m}$ ，长度 $l=30\text{cm}$ 的平行微带线结构和 $l=30\text{cm}$ 的单根微带线结构进行数值计算。图 3 为相应的 S 参数曲线： S_{11} ，即回波损耗，反射部分； S_{21} ，即插入损耗，传输部分； S_{31} ，近端串扰； S_{41} ，远端串扰； S_{21-s} ，单根导线结构的插入损耗(即导线附近无其它导线或导线间距足够远，可以忽略它们之间的耦合影响)。在这些参数中，以下将重点关注 S_{21} 和 S_{41} 曲线。在 S_{21} ， S_{41} 曲线中，很明显可以

看出存在多个波峰(crest)和波谷(trough)频率点，而且呈周期现象。设 S_{21} 曲线上的第一个波谷点频率为 f_0 ，则 S_{21} 曲线上的波峰频率 f_C 为 f_0 的偶数倍，波谷频率 f_T 为 f_0 的奇数倍：

$$f_C = 2N \times f_0, \quad N = 0, 1, 2, \dots \quad (4a)$$

$$f_T = (2N + 1) \times f_0, \quad N = 0, 1, 2, \dots \quad (4b)$$

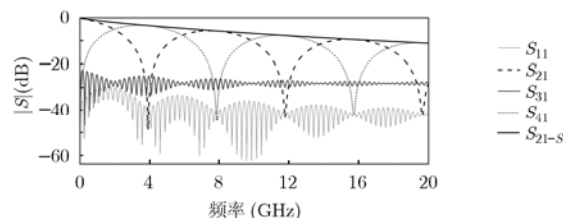


图 3 $s=508\mu\text{m}$ ， $l=30\text{cm}$ 时，S 参数的幅度曲线 (S_{21-s} ：不存在耦合时的单根微带线结构的 S_{21} 曲线)

S_{41} 与 S_{21} 幅度曲线的波峰、波谷位置正好相反， S_{41} 曲线上的波峰频率 f_C 为 f_0 的奇数倍，波谷频率 f_T 为 f_0 的偶数倍。

在 S_{21} 曲线的波峰处， S_{11} 包络和 S_{41} 为波谷， S_{31} 的包络虽为波峰，但其幅度相对与 S_{21} 来说很小，此时耦合到线 2 的能量比较小，而且 S_{21} 的波峰与 S_{21-s} 在该点值吻合，说明耦合线在该频率点达到了与单根微带线同样的传输性能，耦合的部分可以忽略不计，绝大部分能量被传输到目的端。而在 S_{21} 波谷处， S_{11} 的包络出现波谷， S_{31} 和 S_{41} 均为波峰；此时，线 1 呈现出带阻特性，反射、传输的能量都非常小，而绝大多数能量耦合到线 2 上。

S 参数幅度曲线出现波峰、波谷点，可以从平行微带线的奇模、偶模这两种传输模式来说明。奇模和偶模是相互独立的模式，在传输线上均是无畸变传输^[2]，它们的 S 参数特性类似于单根传输线。但对于微带线结构来说，奇模和偶模对应的传播速度不同，即相位常数 $\beta_o \neq \beta_e$ ，所以 S_{21}^e 和 S_{21}^o 的相位变化呈现不同的规律。根据矢量的运算性质，如果两个矢量的幅度不变，其夹角越小，则这两个矢量相加后对应的矢量幅度也就越大，当夹角 θ 为 0° 时达到极大值；反之，若夹角越大，则相加后的矢量幅度越小，当夹角为 180° 时达到极小值。对于间距 $s=508\mu\text{m}$ ，长度 $l=30\text{cm}$ 的微带线结构，图 4 为 S_{21}^e 和 S_{21}^o 的幅度和相位曲线以及矢量 S_{21}^e 与 S_{21}^o 之间的夹角 θ 随频率的变化曲线。可以看出， S_{21}^e 和 S_{21}^o 的幅度变化趋势几乎一致，但相位各自随频率而周期性变化。

设奇模、偶模的单位传播时延分别为 TD_o ， TD_e 。当导线长度 l 等于一个完整波长，其相应的频率为

$$F_o = 1/(l \times \text{TD}_o) = v_o/l \quad (5a)$$

$$F_e = 1/(l \times \text{TD}_e) = v_e/l \quad (5b)$$

根据 S 参数的定义，这两个频率分别是 S_{21}^o 和 S_{21}^e 的相位曲线的频域周期。由于在奇模模式下，空气中的电力线比较

多,而在偶模模式下,介质材料中的电力线则比较多,所以奇模等效介电常数比偶模等效介电常数低,奇模模式的传播速度大于偶模模式的传播速度^[2],所以 $F_o > F_e$ 。由于两条相位曲线均是周期性的,所以它们之间的夹角也呈现周期性。设两条曲线在频率点 $F_{同相}$ 处相交,而且在 F' 处首次相交,则满足以下关系:

$$F' = x \times F_o = (x + 1) \times F_e = \frac{F_o F_e}{F_o - F_e} \quad (6a)$$

$$F_{同相} = N \times F', N = 0, 1, 2, \dots \quad (6b)$$

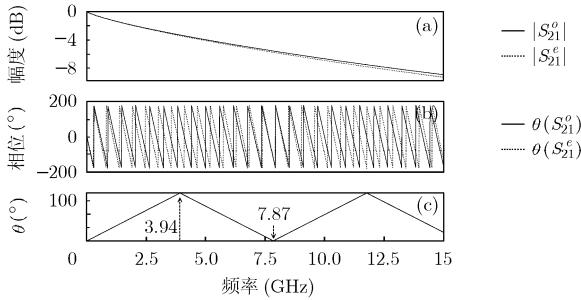


图 4 $s=508\mu\text{m}$, $l=30\text{cm}$ 时, S_{21}^e 和 S_{21}^o 的幅度曲线(a), 相位曲线(b), 两矢量间的夹角 θ 曲线 (c)

其中 x 表示为当两个相位曲线第 1 次相交时(除去直流处的相交),所包含 F_o 的个数。在 F' 的整数倍频率点 $F_{同相}$ 处, S_{21}^e 和 S_{21}^o 的矢量夹角 θ 为 0° 。这时 $|S_{21}^e + S_{21}^o|$ 达到最大,而 $|S_{21}^e - S_{21}^o|$ 达到最小,也就是对应于 S_{21} 幅度的波峰和 S_{41} 幅度的波谷。

在以下频率点处,两个矢量之间夹角 θ 最大:

$$F_{反相} = \frac{2N + 1}{2} \times F', N = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

这时 $|S_{21}^e + S_{21}^o|$ 达到最小, $|S_{21}^e - S_{21}^o|$ 达到最大,对应于 S_{21} 幅度的波谷和 S_{41} 幅度的波峰。

由此, S_{21} 曲线上的第 1 个波谷点频率:

$$f_0 = F'/2 = \frac{F_o F_e}{2(F_o - F_e)} \quad (8)$$

对于间距 $s=508\mu\text{m}$, 长度 $l=30\text{cm}$ 的微带线结构, $l \times \text{TD}_o = 1.685\text{ns}$, $l \times \text{TD}_e = 1.812\text{ns}$; 故 $F_o = 593.47\text{MHz}$, $F_e = 551.87\text{MHz}$ 。根据式(6), $F_{同相} = 0, 7.872\text{GHz}, 15.744\text{GHz}, \dots$; 根据式(7), $F_{反相} = 3.936\text{GHz}, 11.8\text{GHz}, \dots$ 。

3.2 并行长度 l 和间距 s 对 S_{21} 的影响

图 5 和图 6 说明 S_{21} 与长度 l 和线间距 s 的关系。图 5 中, $s=508\mu\text{m}$, $l=10\text{cm}, 20\text{cm}, 40\text{cm}$ 。 S_{21} 的第 1 个波谷点 f_0 分别为 $11.72\text{GHz}, 5.86\text{GHz}, 2.93\text{GHz}$ 。由于横截面结构没有变化,奇模和偶模模式的单位传播时延亦不变,根据式(5)和式(8), f_0 与长度 l 成反比关系,所以随着长度增加, f_0 线性递减。图 6 中, $l=40\text{cm}$, $s=508\mu\text{m}, 1016\mu\text{m}, 1524\mu\text{m}$ 。第 1 个波谷点 f_0 分别为 $2.93\text{GHz}, 5.54\text{GHz}, 9.45\text{GHz}$ 。可以看出, f_0 随着间距 s 增大而提高,但它们之间并不是线性

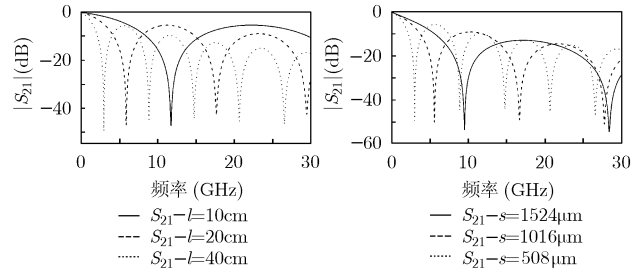


图 5 $s=508\mu\text{m}$, $l=10\text{cm}, 20\text{cm}, 40\text{cm}$ 时, S_{21} 幅度曲线
图 6 $l=40\text{cm}$, $s=508\mu\text{m}, 1016\mu\text{m}, 1524\mu\text{m}$ 时, S_{21} 幅度曲线

关系。

4 插入损耗对信号传输的影响

时域梯形脉冲信号是数字电路中常用的激励方式,其频谱与脉冲宽度、边沿速率均有关系^[10],图 7(a)为两个梯形脉冲信号的频谱, Sig1: 上升沿和下降沿为 60ps ,脉宽为 65ps ; Sig2: 上升沿和下降沿为 60ps ,脉宽为 440ps 。如果激励信号的能量集中在低频区域,或远小于 S_{21} 幅度曲线上的第 1 个波谷频率 f_0 ,则大部分信号能量就可以传送到接收端。而对于高频能量较大的信号,将受到严重影响。对应 $l=30\text{cm}$, $s=508\mu\text{m}$,这种平行微带线结构,在端口 $P1$ 分别设置这两个激励信号,并串连 50Ω 电阻,其它端口端接 50Ω 电阻,图 7(b)为激励信号和端口 $P2$ 接收的时域波形比较。

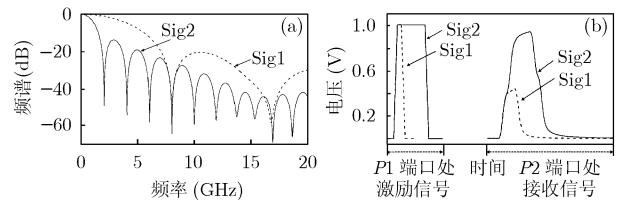


图 7 $l=30\text{cm}$, $s=508\mu\text{m}$ 时, $P1$ 端口处激励信号 Sig1, Sig2 的频谱比较(a)和 $P1, P2$ 端口的时域信号比较(b)

从图 7 可以看出,对于 $l=30\text{cm}$, $s=508\mu\text{m}$ 这种结构,由于激励信号 Sig2 的能量大多集中在 1.5GHz 以下,而 Sig1 的能量大多集中在 5.5GHz 以下, S_{21} 幅度曲线上第一个波谷频率 f_0 附近的 -10dB 阻带为 $2.8\text{GHz} \sim 5.3\text{GHz}$,所以 Sig1 在通过互连线时,有相当一部分能量被衰减。从图 7(b)中接收端的时域波形可以看出, Sig1 的幅度仅有 0.44V ,而 Sig2 的幅度达到 0.94V 。

对于这种情况,要改善接收信号质量,需要改变互连结构,从两方面入手: (1) 缩短并行长度 l ; (2) 增大互连线间的距离 s , 改变 S_{21} 曲线的波谷点频率,将其移到信号能量集中的频率区域之外,减小对信号高频能量的衰减。图 8 为 $l=30\text{cm}$, $s=508\mu\text{m}, 1016\mu\text{m}$ 这两种存在耦合的结构和单根互连结构,分别在 $P1$ 端口设置 Sig1 激励信号,并比较在

$P2$ 端口处接收的时域波形。当 $s=1016\mu\text{m}$, S_{21} 幅度曲线上第 1 个波谷频率 f_0 附近的 -10dB 阻带为 $4.9\text{GHz}\sim 11.3\text{GHz}$, 相对于 $s=508\mu\text{m}$ 结构, 它对信号高频分量的衰减要小的多, 所以信号幅度提高到 0.67V , 但其仍低于无耦合的单根互连结构上的信号幅度 0.78V 。

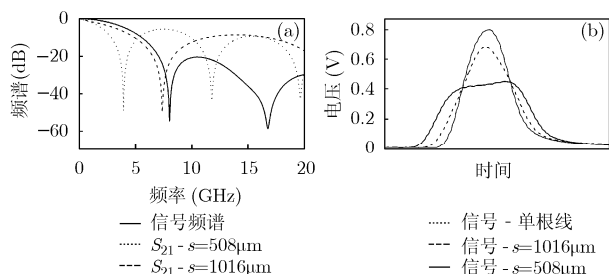


图8 $l=30\text{cm}$, $s=508\mu\text{m}$, $1016\mu\text{m}$ 时, 激励信号频谱与插入损耗的频域分布比较(a)和 $P2$ 端接收的时域波形比较(b)

5 结束语

当互连线附近有其它平行导线时, 串扰的确是要关注的对象, 但微带线间的耦合对传输信号的影响也不容忽视。通过分析两根平行微带线的散射参数发现, 线间的耦合导致散射参数呈现出波峰和波谷现象, 其中插入损耗和远端串扰的幅度变化尤其明显; 波峰、波谷点的频率随并行长度增加而降低, 随间距增大而提高。由于导线间的耦合致使微带线本身的传输系数在一些频率点处出现低谷现象, 即在这些频率点处呈现了带阻性质, 当传输信号的一些频率分量处于这些阻带内时, 它们就无法传输到接收端, 从而使接收的信号质量下降。为保证信号质量, 在高速电路设计中, 应根据互连线上所传输信号的频谱分布特性来综合考虑临近多根微带线的设计结构, 要仔细设计线间距和并行长度, 使插入损耗的波谷频率远离所关注的传输信号的最大有效频率分量, 减小对信号高频分量的衰减, 提高微带线的传输性能。

参考文献

- [1] Howard Johnson and Martin Graham. High-Speed Digital Design. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1993: 189-211.
- [2] Eric Bogatin. Signal Integrity-Simplified. New Jersey:

Prentice Hall PTR, 2003: 401-408.

- [3] Stephen H Hall, Garrett W Hall, and James A McCall 著, 伍薇等译. 高速数字系统设计. 北京: 机械工业出版社, 2005, 29-49.
- [4] Song Zhan-hai, Liu Yuan-an, and Li Shu-lan. Crosstalk analysis for TLs in special directions. Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics, Hangzhou, China, 2003: 419-421.
- [5] Han Jae Kwon and Park Dong Chul. Crosstalk analysis between non-parallel coupled lines connected with vias in a 4-layer PCB. Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics, Dalian, China, 2006: 728-731.
- [6] 刘博, 陈如山. 降低耦合微带线间串扰问题——FDTD 分析. 微波学报, 2003, 19(3): 7-9.
- Liu Bo and Chen Ru-shan. Crosstalk reduction on coupled microstrip line structures: An FDTD approach. *Journal of Microwaves*, 2003, 19(3): 7-9.
- [7] Novak I, Eged B, and Hatvani L. Measurement by vector-network analyzer and simulation of crosstalk reduction on printed circuit boards with additional center traces. Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology (IMTC), Irvine, CA, 1993: 269-274.
- [8] Suntives A, Khajooeizadeh A, and Abhari R. Using via fences for crosstalk reduction in PCB circuits. IEEE International Symposium on EMC, Portland, 2006: 34-37.
- [9] David M Pozar 著, 张肇仪, 周乐柱, 吴德明等译. 微波工程. 北京: 电子工业出版社, 2006: 138-183.
- [10] 周佩白等著. 电磁兼容问题的计算机模拟与仿真技术. 北京: 中国电力出版社, 2006: 10-18.

李丽平: 女, 1980 年生, 博士生, 研究方向为信号完整性分析和高速串行通道中的抖动分析。

李玉山: 男, 1945 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电子自动化设计、视频视觉处理电路与系统设计、高速系统设计与信号完整性分析。

贾琛: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为 DSM 和 SOP 设计中的信号完整性分析。