

非平行线缆结构电磁耦合建模与准确性验证*

刘强¹⁾²⁾† 周海京¹⁾ 董志伟¹⁾

1) (北京应用物理与计算数学研究所, 北京 100094)

2) (中国工程物理研究院研究生院, 北京 100088)

(2022年1月25日收到; 2022年4月28日收到修改稿)

针对实际多导体传输线结构中不同线缆导体之间处于非平行分布状态的几何特征, 讨论了基于传输线模型和分布参数模型构建的线缆电磁耦合模型, 通过对每个线缆网格分别进行分布参数提取和代入到传输线模型中计算, 实现将线缆电磁耦合模型应用到非平行线缆结构电磁耦合计算. 以实际线缆单元结构为对象, 将所提模型的计算结果分别与全波算法计算结果和实验结果对比, 完成了非平行线缆电磁耦合模型的准确性验证. 在完成准确性验证的基础上, 对比分析了平行线缆和非平行线缆两种结构的电磁耦合响应结果, 展示了线缆非平行结构特征对实际线缆电磁耦合响应的显著影响, 证实了在实际线缆电磁耦合仿真中必须考虑非平行线缆结构特征的影响.

关键词: 线缆束结构, 传输线模型, 分布参数, 矩量法

PACS: 07.05.Tp, 41.20.Jb, 41.90.+e

DOI: 10.7498/aps.71.20220185

1 引言

实际工程中所用的多导体传输线结构具有多导体、随机捆扎的结构特征. 外部电磁场对这种多导体传输线的耦合分析多建立在传输线模型和分布参数模型基础上. 这两种模型可以用来表征外部电磁场对多导体传输线的影响, 以及构建多导体传输线对应的等效电路, 在电路层面实现高效求解多导体传输线的电磁耦合响应, 避免了直接采用全波算法离散求解会遇到的多尺度计算难题^[1-4]. 在这个技术基础上, 近年来研究人员开展了大量的研究工作来认识实际多导体传输线结构的电磁耦合响应特性. 国内外研究人员在研究多导体传输线结构的串扰特性和共模辐射特性时, 首先基于插值算法构建了具有随机捆扎结构特征的多导体传输线几何结构模型, 但这个模型要求不同线缆导体之间形

状、尺寸以及间距相同, 沿线不同位置处的截面结构相同且排列规则, 发生变化的仅仅是不同线缆导体在不同线缆截面结构上的相对分布位置. 如此, 即使在面对复杂多导体传输线的分布参数求解时可以避免对每个截面分别计算分布参数, 仅需根据任意一个截面的几何结构信息来求解线缆分布参数矩阵; 而对于不同截面的分布参数, 只需在这个分布参数矩阵的基础上根据排列位置的信息进行变化即可^[5-10].

基于上述模型, 对实际多导体传输线结构电磁耦合求解的一个难点是多导体传输线由于随机捆扎, 内部不同线缆导体之间呈现出非平行分布的结构特征, 这个结构特征导致沿线不同位置处的截面结构不同, 即不同导体之间的间距、距地高度产生变化, 从而引起了分布参数的变化^[11-15]. 这就要求在对多导体传输线电磁耦合进行求解时, 需要对多导体传输线沿线剖分成多个网格段, 根据不同网格

* 国家自然科学基金 (批准号: 61771061) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: liu_qiang@iapcm.ac.cn

段位置处的截面几何结构信息分别计算分布参数. 对于该难点的认识和解决思路, 在近年来的研究工作中得到了不少研究人员的认可, 但较少有研究工作者讨论非平行线缆结构电磁耦合的建模与计算^[16,17].

从实际多导体传输线结构的非平行分布几何特征出发, 本文将在传输线模型和分布参数模型完成集成的基础上, 实现根据线缆不同网格段截面结构分别计算不同网格段的分布参数, 并将分布参数代入网格段对应的传输线模型求解, 从而建立适用于非平行线缆结构的电磁耦合模型. 为验证该模型的准确性, 设计了具有非平行分布特征的线缆单元结构, 通过建立时域有限差分法 (FDTD) 计算模型和实验测试完成所提模型的验证^[18–20]. 为了进一步认识线缆非平行结构特征对线缆电磁耦合响应的影响, 应用非平行线缆电磁耦合模型对比分析了平行线缆和非平行线缆的电磁耦合响应, 所得结果对于实际工程应用具有重要指导意义.

2 线缆电磁耦合模型

2.1 多导体传输线模型

多导体传输线方程可以表示为

$$\frac{\partial}{\partial z} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(z, t) \\ \mathbf{I}(z, t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{R} \\ \mathbf{G} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(z, t) \\ \mathbf{I}(z, t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{L} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(z, t) \\ \mathbf{I}(z, t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_F(z, t) \\ \mathbf{I}_F(z, t) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中, \mathbf{R} 为电阻分布参数矩阵, \mathbf{G} 为电导分布参数矩阵, \mathbf{L} 为电感分布参数矩阵, \mathbf{C} 为电容分布参数矩阵, \mathbf{V} 为节点电压向量, \mathbf{I} 为节点电流向量, $\mathbf{V}_F(z, t)$ 为分布电压源, $\mathbf{I}_F(z, t)$ 为分布电流源. 分布电压源和分布电流源表征的是外部电磁场的激励作用, 若在没有外部激励场的情况下则退化为常规的传输线方程. 基于多导体传输线方程建立的线缆传输线模型被广泛应用于复杂线缆的电磁传输问题及场-线耦合问题的数值模拟, 该模型的主要优势是将复杂的场-线耦合多尺度计算问题等效为简单、高效的电路计算问题, 只需通过 FDTD 对该模型离散, 并求解一维波动方程, 可得到线缆的时域响应. 在传输线方程 (1) 中还加入了分布电压源和分布电流源项, 这是将传输线模型的适用范围拓展到有外部电磁场作用的情况. 由于已有关于多导体传输线

模型较为成熟的研究工作^[1–3], 在此不再详述.

2.2 分布参数模型

当多导体传输线是由多根截面结构不同的导体随机捆扎而成时, 无法建立基于解析公式的线缆分布参数模型. 因此本文建立基于矩量法的线缆分布参数模型, 采用线性插值基函数对线缆导体表面的电荷密度进行展开.

首先给出自由空间中理想导体的法向边界条件:

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{E} = \rho / \epsilon_0, \quad (2)$$

式中, 总场 \mathbf{E} 可表示为入射电场 \mathbf{E}_i 和导体上感应电荷所产生的散射电场 \mathbf{E}_s 之和,

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{E} = \mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_i + \mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_s. \quad (3)$$

将 (3) 式代入 (2) 式, 可得

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_i = \frac{\rho}{\epsilon_0} - \mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_s. \quad (4)$$

用积分的形式给出感应电荷产生的电场, 同时使用主值积分, 消除奇异性积分可得

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_s = \frac{\rho(\mathbf{r})}{2\epsilon_0} + \mathbf{n} \cdot \mathbf{P} \cdot V \int_c \frac{(\mathbf{r} - \mathbf{r}')}{2\pi \epsilon_0 |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^2} \rho(\mathbf{r}') d\mathbf{r}', \quad (5)$$

式中, $\rho(\mathbf{r})$ 为导体表面电荷密度分布, \mathbf{r} 为空间中任意点. 将 $\mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_s$ 的积分形式代入 (4) 式, 可建立外加电场与感应电荷之间的积分方程:

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_i = \frac{\rho(\mathbf{r})}{2\epsilon_0} - \mathbf{n} \cdot \mathbf{P} \cdot V \int_c \frac{\mathbf{R}}{2\pi \epsilon_0 |\mathbf{R}|^2} \rho(\mathbf{r}') d\mathbf{r}'. \quad (6)$$

将线缆导体表面电荷的分布函数使用局域基函数的累加近似表示为

$$\rho(\mathbf{r}) = \sum_n \alpha_n f_n(\mathbf{r}), \quad (7)$$

式中, α_n 为基函数系数; 局域的基函数 $f_n(\mathbf{r})$ 选取为线性插值基函数,

$$f_n(\mathbf{r}) = \pm(\mathbf{r} - \mathbf{r}^\pm) / l_n^\pm, \quad \mathbf{r} \in l_n^\pm, \quad (8)$$

其中 l_n^\pm 分别代表线性插值基函数正负线段的长度. 同时, 称线段对的非公共节点为自由节点, \mathbf{r}^\pm 为正负线段的自由节点.

该基函数在形式上较脉冲基函数稍复杂一些, 但能获得更高的拟合精度, 在保证精度的前提下, 显著降低离散所需的未知量个数. 由于电容是相对量, 故可使用归一化的激励电压对线缆进行激励, 设其激励电场为

$$\mathbf{E}_i = \frac{r}{2\pi \epsilon_0 |\mathbf{r}|^2}, \quad |\mathbf{r}| > a_0, \quad (9)$$

其中, a_0 为导体半径. 通过与测试函数内积可得激励向量的表达形式

$$\langle \mathbf{E}_i, f_n(\mathbf{r}) \rangle = \int_s \hat{\mathbf{n}} \cdot \frac{\mathbf{r}}{2\pi \varepsilon_0 |\mathbf{r}|^2} \frac{1}{l_n} dl = \int_s \frac{1}{2\pi \varepsilon_0 |\mathbf{r}| l_n} dl. \quad (10)$$

最终形成矩阵方程:

$$\mathbf{Z} \cdot \mathbf{I} = \mathbf{V}. \quad (11)$$

求解该线性方程组可最终求得感应电荷的分布. 根据感应电荷不难求出最终的电位分布:

$$\phi_{\text{sca}}(\mathbf{r}) = \sum_n \alpha_n \int_l \frac{f_n(\mathbf{r}') \ln(|\mathbf{r}' - \mathbf{r}|)}{2\pi \varepsilon_0} d\mathbf{r}', \quad (12)$$

其中, $\phi_{\text{sca}}(\mathbf{r})$ 为空间电位. 在得到电位分布之后, 通过电位与电荷之间的关系求解出电容分布参数. 可以认为电磁场在多导体传输线上是以 TEM 波进行传播, 电容、电感及电导参量之间可导出如下关系:

$$\mathbf{L} = \mu \varepsilon \mathbf{C}^{-1}, \quad \mathbf{G} = \frac{\sigma}{\varepsilon} \mathbf{C}, \quad (13)$$

式中, \mathbf{R} 为分布电阻矩阵, \mathbf{G} 为分布电导矩阵, \mathbf{L} 为分布电感矩阵, \mathbf{C} 为分布电容矩阵; ε 为介电常数, μ 为磁导率, σ 为电导率. 根据分布参数的本构关系和得到的分布电容, 即可建立完整的线缆分布参数模型.

2.3 对线缆结构电磁耦合的计算

在完成建立多导体传输线模型和分布参数模型的基础上, 下面分别给出了平行线缆结构和非平行线缆结构的电磁耦合模型计算步骤.

图 1(a) 展示了平行线缆结构的等效传输线电路模型, 此时的电磁耦合计算步骤包括: 1) 对线缆进行网格剖分; 2) 选择第 i 网格截面的几何结构信息和建立的分布参数模型即可获得分布参数; 3) 在每个网格中, 将第 i 组分布参数代入到传输线模型中进行离散求解; 4) 将每个网格端口上的电压电流完成迭代计算.

非平行线缆结构的等效传输线电路模型如图 1(b) 所示, 此时的电磁耦合计算步骤: 1) 对线缆进行网格剖分; 2) 根据每个网格截面的几何结构信息和建立的分布参数模型分别计算每个网格的分布参数; 3) 在每个网格中, 将各自网格对应的分布参数代入到传输线模型中进行离散求解; 4) 将每个网格端口上的电压电流完成迭代计算.

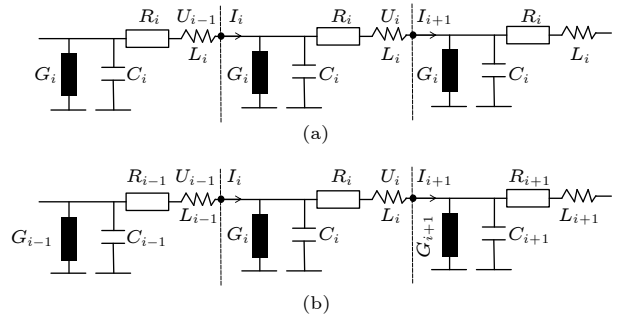


图 1 线缆等效传输线电路模型示意图 (a) 平行线缆; (b) 非平行线缆

Fig. 1. Equivalent transmission line model of the cable: (a) Parallel cable; (b) non-parallel cable.

3 线缆电磁耦合模型准确性验证

为了验证线缆电磁耦合模型的准确性, 分别设计了由 3 根导线和 6 根导线构成的非平行线缆串扰模型, 并采用全波分析算法——FDTD 的计算结果和实验结果对线缆电磁耦合模型进行对比验证. 串扰实验测试系统详见文献 [21], 同时采用该文献中的方法对所制导线和导线固定方法进行了一致性分析, 以降低不确定因素对串扰测试带来的影响.

算例 1 理想导电板上非平行 3 导线

理想导电板上非平行 3 导线的串扰计算模型和实验测试系统如图 2(a) 和图 2(b) 所示. 3 根导线的半径均为 0.4 mm, 其端点坐标分别为: 1 线 (20, 0, 10) mm 和 (40, 300, 10) mm, 2 线 (0, 0, 10) mm 和 (0, 300, 10) mm, 3 线 (-20, 0, 10) mm 和 (-20, 300, 30) mm. 由此可见, 该算例线束的结构特点为: 1 线与 2 线高度相同 (即在 yo z 面上的投影重合), 但在 xoy 面上的投影不平行, 3 线与 2 线在 xoy 面上的投影平行, 但 yo z 面上的投影不平行. 2 线一端接集总电压源, 电压源波形为高斯脉冲, 幅度为 1 V, 内阻抗为 50 Ω , 其余所有传输线端口负载均为 50 Ω .

本文所提模型串扰的计算结果与 FDTD 全波分析结果和实验结果的对比如图 3 所示, 其中图 3(a) 和图 3(c) 为近端串扰 (NEXT), 图 3(b) 和图 3(c) 为远端串扰 (FEXT). 由图 3 可知, 所提模型计算结果与 FDTD 全波分析结果和实验测试结果相吻合, 证明了所提模型的有效性. 对比图 3(a) 和图 3(c) 可知, 由于 1、2 线与地构成的传输线结构和 2、3 线与地构成的传输线结构不同, 因此沿

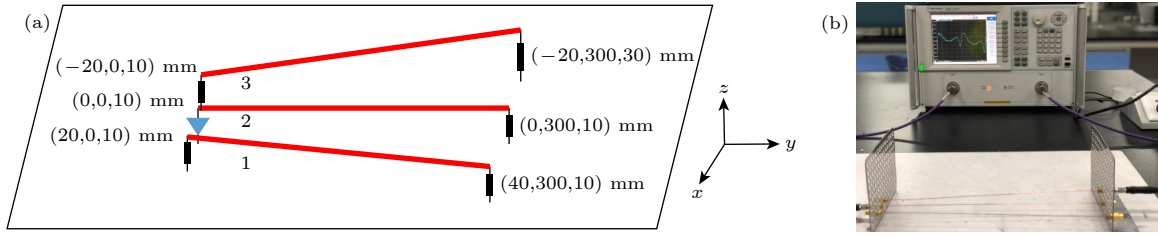


图 2 理想导电板上非平行 3 导线串扰 (a) 计算模型; (b) 实验测试系统图

Fig. 2. Crosstalk of non-parallel three-conductor above perfect conducting ground: (a) Calculation model; (b) measurement setup.

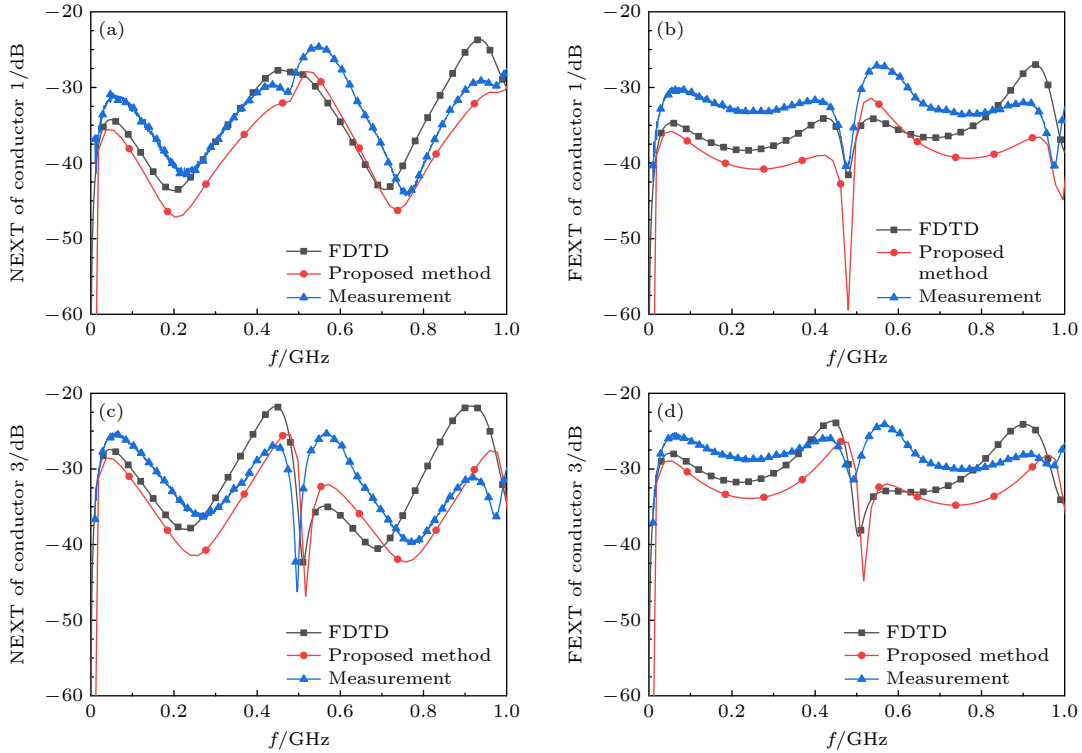


图 3 理想导电板上 3 导线计算模型串扰结果对比 (a) 1 线近端串扰; (b) 1 线远端串扰; (c) 3 线近端串扰; (d) 3 线远端串扰
Fig. 3. Comparison of three-conductor crosstalk results: (a) NEXT of conductor 1; (b) FEXT of conductor 1; (c) NEXT of conductor 3; (d) FEXT of conductor 3.

线分布参数不同, 导致 1 线和 3 线上的 NEXT 随频率的变化规律完全不同, 但计算结果与实验测试结果基本一致, 验证了本文所提的计算模型. 注意, 图 2 中实际测试系统的终端连接方式与计算模型不同, 因此导致该处的分布参数不同, 计算结果与测试结果之间出现偏差. 此外, 实验系统中导线之间的间距和高度与计算模型之间的微小差异也会带来测试结果和计算结果之间的微小差异, 且偏差随着频率的增加而增加.

算例 2 理想导电板上非平行 6 导线

理想导电板上非平行 6 导线的串扰计算模型和实验测试系统如图 4 所示. 6 根导线的半径均为 0.4 mm, 其中 1、2、3 线相互平行, 距地高度为

15 mm. 4、5、6 线相互平行, 距地高度为 25 mm, 且两组导线相互交叉, 见图 4(a). 3 线一端接集总电压源, 电压源波形为高斯脉冲, 幅度为 1 V, 内阻抗为 50 Ω , 其余传输线端口负载均为 50 Ω .

不同计算模型和实验测试获得的非平行 6 导线串扰结果对比如图 5 所示. 可以看出整体上所提模型计算结果与 FDTD 全波分析结果和实验测试结果整体上展示出一致的串扰规律, 这再次证明了所提模型在多导线构成的复杂横截面情况下仍具有较好的适用性. 对比图 5(a) 和图 5(c), 可以看出 1 线上的 NEXT 水平远低于 2 线上的 NEXT 水平, 这是由于 1 线相比于 2 线远离 3 线 (馈电线) 造成的. 同时由于导线间距不同, 使得沿线分布参

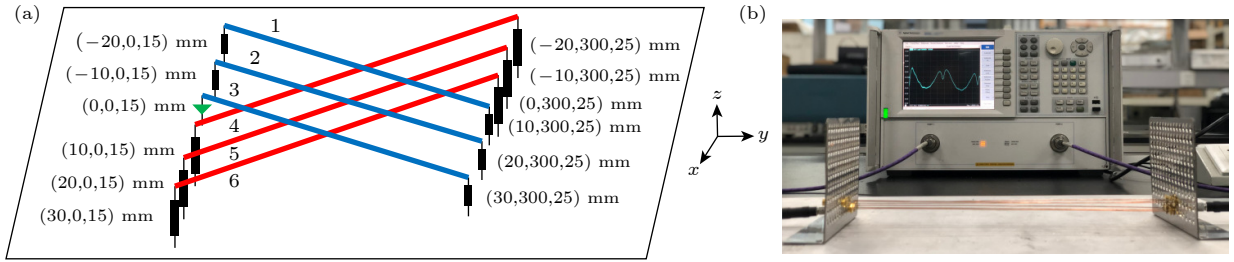


图 4 理想导电板上非平行 6 导线串扰 (a) 计算模型; (b) 实验测试系统

Fig. 4. Crosstalk of non-parallel six-conductor above perfect conducting ground: (a) Calculation model; (b) measurement setup.

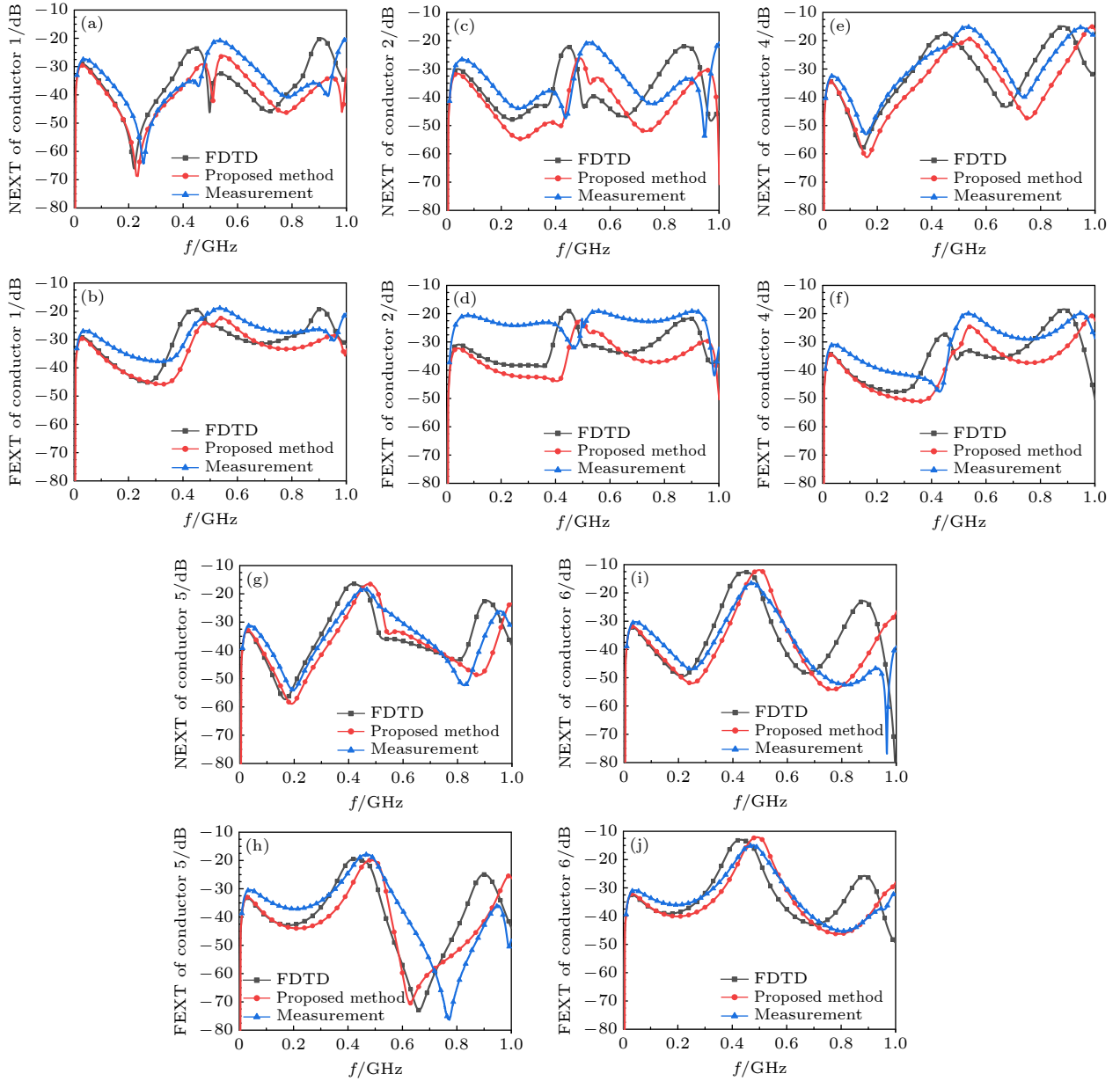


图 5 理想导电板上 6 导线计算模型串扰结果对比 (a) 1 线近端串扰; (b) 1 线远端串扰; (c) 2 线近端串扰; (d) 2 线远端串扰; (e) 4 线近端串扰; (f) 4 线远端串扰; (g) 5 线近端串扰; (h) 5 线远端串扰; (i) 6 线近端串扰; (j) 6 线远端串扰

Fig. 5. Comparison of six-conductor crosstalk results: (a) NEXT of conductor 1; (b) FEXT of conductor 1; (c) NEXT of conductor 2; (d) FEXT of conductor 2; (e) NEXT of conductor 4; (f) FEXT of conductor 4; (g) NEXT of conductor 5; (h) FEXT of conductor 5; (i) NEXT of conductor 6; (j) FEXT of conductor 6.

数不同, 因此 1 线和 2 线上的串扰随频率的变化规律也不相同. 4、5、6 线与 3 线均有交叉, 因此这组导线上的 NEXT 水平基本相差不大.

通过将所提方法在上述两个算例中的计算结果分别与 FDTD 计算结果和实验结果进行对比, 验证了所提方法的准确性. 在此基础上, 表 1 列出

表 1 不同线缆电磁耦合计算方法的计算时间对比
Table 1. Comparison of the cable coupling computation time with different methods.

算例	线缆电磁耦合模型/s	FDTD算法/s
算例1: 非平行3导线	12	30
算例2: 非平行6导线	13	35

了所提方法和 FDTD 方法在相同计算条件下的计算时间对比. 从两个算例的计算时间对比来看, 所提线缆电磁耦合模型的计算时间都显著优于直接采用 FDTD 算法的计算时间.

4 线缆非平行结构的影响

为了更清楚认识到非平行线缆结构对电磁耦合的影响, 对理想导电板上的 3 导线设计了两种不同的线缆结构模型, 如图 6 所示. 在图 6(a) 所示的平行线缆结构中, 3 根导线水平方向投影长度均为 $L = 300$ mm, 距地高度为 $H = 10$ mm, 半径为 0.4 mm. 与图 6(a) 相比, 在图 6(b) 给出的非平行

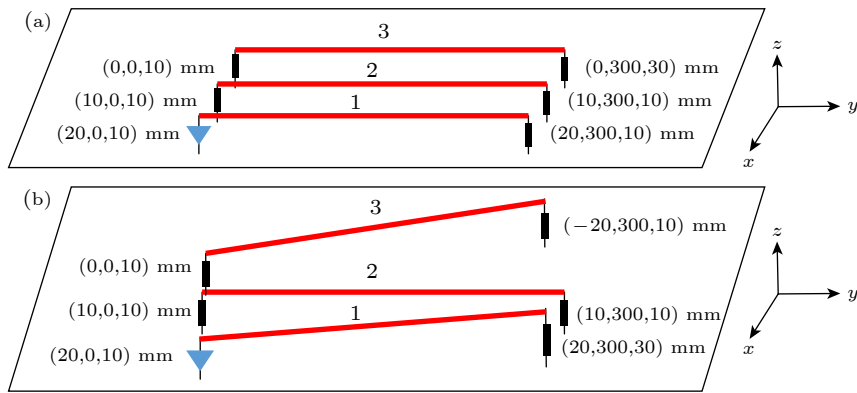


图 6 理想导电板上 3 导线传输线串扰模型 (a) 平行分布; (b) 非平行分布

Fig. 6. Crosstalk model of three-conductor transmission line above perfect conducting ground: (a) Parallel; (b) non-parallel.

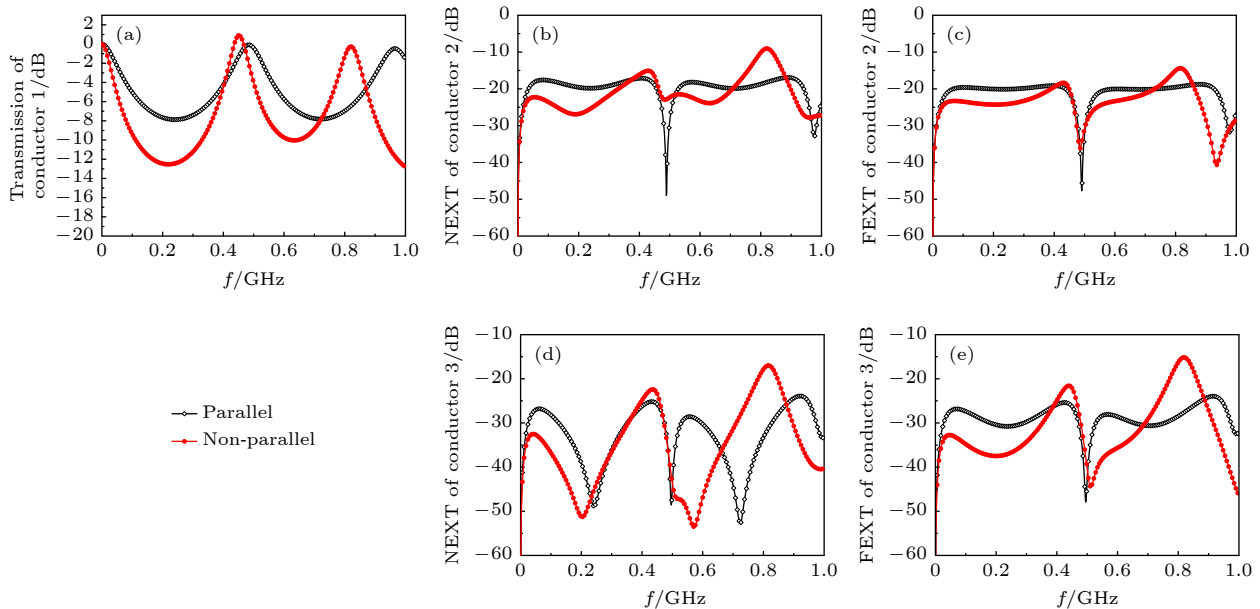


图 7 理想导电板上 3 导线计算模型串扰结果对比 (a) 1 线负载端口; (b) 2 线近端串扰; (c) 2 线远端串扰; (d) 3 线近端串扰; (e) 3 线远端串扰

Fig. 7. Comparison of three-conductor crosstalk results: (a) Response of conductor 1; (b) NEXT of conductor 2; (c) FEXT of conductor 2; (d) NEXT of conductor 3; (e) FEXT of conductor 3.

线缆结构中, 2 线保持不变, 1 线的负载端与平行结构中的 1 线相比在高度上有变化, 而 3 线的负载端与平行结构中的 3 线相比在水平方向上有偏移, 由此形成 3 条线在水平方向和垂直方向相互不平行的结构特征. 在两个计算模型中, 1 线端接集总电压源, 电压源波形为高斯脉冲, 幅度为 1 V, 内阻抗为 50 Ω , 传输线其他端口负载均为 50 Ω .

图 7 给出了各端口的响应结果. 从计算结果可以看出, 即使是在只考虑实际线缆单元结构的情况下, 无论是 1 线的负载端, 还是 2 线或 3 线的近端和远端, 平行线缆结构和非平行线缆结构对电磁串扰的响应都展示出显著的差异. 可以推测, 非平行结构特征将对实际线缆结构的电磁耦合响应结果产生更为显著的影响.

5 结 论

本文围绕非平行线缆结构的电磁耦合建模工作讨论了传输线模型、分布参数模型及非平行线缆电磁耦合的计算方案, 并以真实线缆结构的单元结构为例, 分别与全波算法和实验结果对比, 验证了非平行线缆电磁耦合模型的准确性. 在此基础上, 进一步设计了平行线缆和非平行线缆两种结构模型, 通过计算发现两种结构模型的电磁响应结果差异显著, 证实了在真实线缆结构电磁耦合分析中, 非平行结构特征的影响不可忽略.

参考文献

- [1] Taylor C D, Satterwhite R, Harrison C W 1965 *IEEE Trans. Antennas Propagat.* **13** 987
- [2] Agrawal A K, Price H J, Gurbaxani S H 1980 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **22** 119
- [3] Rachidi F 1993 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **35** 404
- [4] Ye Z H, Zhang J, Zhou J J, Gou D 2020 *Acta Phys. Sin.* **69** 060701 (in Chinese) [叶志红, 张杰, 周健健, 苟胆 2020 物理学报 **69** 060701]
- [5] Xiao P, Li J W, He J G, Li J X, Liu Z, Li G S 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 100702 (in Chinese) [肖培, 李佳维, 贺佳港, 李锦新, 刘柱, 李高升 2021 物理学报 **70** 100702]
- [6] Wu Z J, Wang L F, Liao C L 2009 *Acta Phys. Sin.* **59** 6146 (in Chinese) [吴振军, 王丽芳, 廖承林 2009 物理学报 **59** 6146]
- [7] Sun Y X, Zhuo Q K, Jiang Q H, Li Q 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 044102 (in Chinese) [孙亚秀, 卓庆坤, 姜庆辉, 李千 2015 物理学报 **64** 044102]
- [8] Spadacini G, Grassi F, Pignari S A 2013 *China Commun.* **10** 119
- [9] Spadacini G, Grassi F, Pignari S A 2015 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **57** 1246
- [10] Wu M L, Beetner D G, Hubing T H, Ke H X, Sun S H 2009 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **51** 842
- [11] Li X, Wu M L, Beetner D, Hubing T 2010 *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Florida, USA, July 25–30, 2010* p614
- [12] Clements J C, Paul C R, Adams A T 1975 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **10** 238
- [13] Giri D V, Tesche F M, Chang S K 1979 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **21** 220
- [14] Savage J S, Smith W T 1995 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **37** 131
- [15] Li G H, Hess G, Hoeckele R, Davidson S, Jalbert P, Victor V 2015 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **57** 827
- [16] Sun S S, Liu G P, Drewniak J L, Pommerenke D J 2007 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **49** 708
- [17] Pignari S A, Spadacini G, Grassi F 2017 *IEEE Electromagn. Compat. Magazine* **6** 85
- [18] Wei B, Li X Y, Wang F, Ge D B 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 6174 (in Chinese) [魏兵, 李小勇, 王飞, 葛德彪 2009 物理学报 **58** 6174]
- [19] Wei B, Ge D B, Wang F 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 6290 (in Chinese) [魏兵, 葛德彪, 王飞 2008 物理学报 **57** 6290]
- [20] Ge D B, Yan Y B 2005 *Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetic Waves* (2nd Ed) (Xi'an: Xidian University Press) pp11–13 (in Chinese) [葛德彪, 闫玉波 2005 电磁波时域有限差分方法 (第二版) (西安: 西安电子科技大学出版社) 第11–13页]
- [21] Deng L T, Zhong L Q, Liu Q, Sun Z H, Yan L P, Zhao X 2021 *High Power Laser and Particle Beams* **33** 083002 (in Chinese) [邓莉亭, 钟龙权, 刘强, 孙子涵, 闫丽萍, 赵翔 2021 强激光与粒子束 **33** 083002]

Electromagnetic coupling modeling and accuracy verification of non-parallel cable structure*

Liu Qiang^{1)2)†} Zhou Hai-Jing¹⁾ Dong Zhi-Wei¹⁾

1) (*Institute of Applied Physics and Computational Mathematics, Beijing 100094, China*)

2) (*Graduate School of China Academy of Engineering Physics, Beijing 100088, China*)

(Received 25 January 2022; revised manuscript received 28 April 2022)

Abstract

Owing to the random bundling of the cable bundle, the different conductors within the cable present non-parallel distribution structural features. Such a structural feature leads to different cross-sectional structures at different positions along the line. The variations of spacing between different conductors and the height from the ground can lead the distribution parameters to change. This requires that when solving the electromagnetic coupling of the cable bundle, the cable bundle should be divided into multiple grid segments along the line, and the distribution parameters should be calculated according to the cross-sectional geometry information at different grid segment positions.

On the basis of the integration of the transmission line model and the distributed parameter model, the distribution parameters of different mesh segments are calculated according to the cross-sectional structure of different mesh segments of the cable in this paper. When the parameters are brought into the transmission line model, an electromagnetic coupling model suitable for non-parallel cable structures is established. In order to verify the accuracy of the model, a unit cable structure from real cable with non-parallel distribution characteristics is designed. The calculation results from the proposed model are compared with the calculation results from the full-wave algorithm and the experimental results, showing they are in good agreement with each other.

In order to understand the influence of the cable non-parallel structure characteristics on the response of electromagnetic coupling to cable, the comparison of electromagnetic coupling response results between the parallel cable and non-parallel cable structures are made and analyzed, showing that the non-parallel structure characteristics of the cable have a significant effect on the electromagnetic coupling. It is confirmed that the influence of the non-parallel cable structure characteristics must be considered in the electromagnetic coupling simulation of the real cable.

Keywords: cable bundle, transmission line model, distribution parameter, method of moment

PACS: 07.05.Tp, 41.20.Jb, 41.90.+e

DOI: [10.7498/aps.71.20220185](https://doi.org/10.7498/aps.71.20220185)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61771061).

† Corresponding author. E-mail: liu_qiang@iapcm.ac.cn



非平行线缆结构电磁耦合建模与准确性验证

刘强 周海京 董志伟

Electromagnetic coupling modeling and accuracy verification of non-parallel cable structure

Liu Qiang Zhou Hai-Jing Dong Zhi-Wei

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 71, 180701 (2022) DOI: 10.7498/aps.71.20220185

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.71.20220185>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

一种不确定性捆扎线束电磁耦合效应的广义等效建模方法

A generalized simplified modeling method for electromagnetic coupling effects of uncertainty strapping cable harness

物理学报. 2021, 70(10): 100702 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20201723>

有耗介质层上多导体传输线的电磁耦合时域分析方法

Time domain hybrid method for coupling analysis of multi-conductor transmission lines on the lossy dielectric layer excited by ambient wave

物理学报. 2020, 69(6): 060701 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20191214>

一种基于压缩感知的三维导体目标电磁散射问题的快速求解方法

Compressed sensing based fast method of solving the electromagnetic scattering problems for threedimensional conductor targets

物理学报. 2018, 67(10): 100201 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20172543>

同轴传输线微放电的统计理论稳态建模及敏感区域计算

Multipactor susceptibility chart of coaxial transmission lines with stationary statistical modeling

物理学报. 2018, 67(22): 227901 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20181341>

介质部分填充平行平板传输线微放电过程分析

Multipactor in parallel-plate transmission line partially filled with dielectric material

物理学报. 2018, 67(15): 157901 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20180351>

周期与非周期传输线网络的物理与拓扑性质

Physics and topological properties of periodic and aperiodic transmission line networks

物理学报. 2020, 69(15): 150301 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200258>