



·电源控制技术 & 电磁兼容技术·

双差模非屏蔽线缆回路的电磁串扰研究^{*}

彭 宁¹, 杨 勇¹, 张 明¹, 饶 波¹, 张正卿²

(1. 华中科技大学 电气与电子工程学院 磁约束聚变与等离子体国际合作联合实验室, 强电磁技术全国重点实验室, 武汉 430074;

2. 武汉第二船舶设计研究所, 武汉 430205)

摘 要: 随着电气化的发展, 电气与电子系统中的电磁兼容问题越来越被重视, 为了消除或抑制电磁耦合的影响, 实现设备或元件电磁兼容的工作, 有必要对线缆间的串扰进行研究。但目前少有相关研究关注独立的发射回路 & 接收回路构成的双差模回路间的电磁串扰问题。提出了一种基于多导体传输线理论的五导体传输线模型, 并基于此研究了双差模非屏蔽线缆回路间的串扰问题。该方法根据耦合机理, 首先建立单位长度五导体传输线等效模型, 然后根据有限差分的方法列写基尔霍夫方程组, 最后补充边界条件后求解得到串扰的频域解。将串扰计算结果与 CST 软件仿真结果进行对比, 验证了该模型和计算方法的可行性与有效性, 经计算分别研究了感性耦合与容性耦合, 分析得到了不同因素对线束间串扰的影响规律, 可为实际工程中采取措施抑制线缆间串扰提供指导, 体现出该模型的先进性。

关键词: 传输线理论; 五导体; 双差模回路; 串扰; 有限差分法

中图分类号: TM552

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202436.230228

Research on electromagnetic crosstalk in double differential mode unshielded cable loop

Peng Ning¹, Yang Yong¹, Zhang Ming¹, Rao Bo¹, Zhang Zhengqing²

(1. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology, International Joint Research Laboratory of Magnetic Confinement Fusion and Plasma Physics,

School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, 430074, China;

2. Wuhan Second Ship Design and Research Institute, Wuhan 430205, China)

Abstract: With the development of electrification, it has been paid more and more attention to the electromagnetic compatibility in electrical and electronic systems. To suppress the effects of electromagnetic interference and achieve electromagnetic compatible operation of equipment or components, it is necessary to research the crosstalk between cables. However, few researches have focused on the electromagnetic crosstalk between double differential mode loops consisting of a generator loop, a receptor loop, and the ground. In this paper, a five-conductor transmission line model based on the multi-conductor transmission line theory is proposed, and the crosstalk between double differential mode unshielded cable loops is researched based on it. According to the coupling mechanism, the method firstly establishes the equivalent model of unit-length five-conductor transmission line, then writes the system of Kirchhoff equations according to the method of finite difference, and finally solves the equations after supplementing the boundary conditions to obtain the crosstalk in the frequency domain. The crosstalk calculation results are compared with the simulation results of CST software to verify the feasibility and validity of the model and calculation method. The inductive coupling and capacitive coupling are studied respectively by the calculation, and the influence laws of different factors on the cable crosstalk are obtained by calculation and analysis, which can provide guidance for taking measures to suppress cable crosstalk in practical engineering.

Key words: transmission line theory, five conductors, double differential mode loop, crosstalk, finite difference method

* 收稿日期: 2023-07-25; 修订日期: 2023-09-24

基金项目: 国家自然科学基金项目 (62201217、51821005); 国家重点研发计划项目 (2017YFE0301803)

联系方式: 彭 宁, 2434324799@qq.com。

通信作者: 张正卿, zhangzhengq219@163.com。

电磁串扰作为电磁干扰的一种,它是当信号在线缆上传输时,因电容性耦合和电感性耦合对相邻的传输线产生的不期望的电压噪声^[1]。串扰的存在会影响信号的正常传输,严重的可能造成系统运行故障,进而对运行设备甚至人身安全造成危害。因此,开展电磁串扰研究并探究抑制电磁串扰的方法非常必要。

目前常见的研究电缆串扰的模型有下面三种:集总参数模型、场路耦合分析模型和多导体传输线模型。Paul 利用集总参数模型分析了单线对带有软辫线的屏蔽线缆的串扰问题^[2],但到了高频段,波的传播特性愈发明显,该方法不再具有适用性。场路耦合分析法包括时域有限差分法^[3-5]、有限元法^[6]、矩量法^[7-8]等,虽然计算更加准确可靠但计算繁琐,占用的计算机内存更多。多导体传输线模型能够满足高频信号的分析,通过计算传输线的分布参数,确定多导体传输线方程的通解,最后结合终端条件求出通解中的待定系数,从而得到相应的电磁串扰^[9-11]。

目前大部分研究聚焦在传统三导体系统中发射电缆对接收电缆的串扰问题^[12-16],该系统中发射回路和接收回路都将大地作为回流路径,且最后分析的串扰电压是接收线相对于大地的电压。文献^[17]研究了差模激励下的线缆串扰模型,但其接收回路仍以大地为回流路径。然而在目前的实际工程中,为了减小发射与接收回路面积,同时降低不同回路间的共地阻抗干扰,一般采用独立的回路而不是共地回路,这就使得发射与接收回路都应该是差模回路,形成一个双差模回路间的电磁串扰问题。

在对电缆串扰进行分析时,还需要考虑不同参数带来的影响。在三导体传输线系统下,文献^[18]分析了信号频率、电缆长度以及终端阻抗对电缆间串扰的影响,文献^[19]对终端为电阻、电抗、电阻电抗组合和短路四种情况进行分析,分析了不同的端接阻抗对平行线间串扰的影响,文献^[20]从距地高度、线间距和频率几个方面总结了影响串扰大小的几个因素。这些研究揭示了三导体系统中不同参数对电缆串扰的影响规律,为三导体系统的电缆敷设提供了参考。然而,双差模回路系统相对于三导体系统更加复杂,三导体系统下得到的影响因素以及影响规律在双差模回路系统中是否仍然成立有待验证,双差模回路系统中不同因素对串扰的影响规律还有待研究。

本文以双差模回路中最简单的五导体系统的电磁串扰为研究对象,基于传输线理论建立五导体传输线等效模型,利用该模型对双差模非屏蔽线缆回路电磁串扰进行了研究,并探究了影响串扰的相关因素及其影响规律,得到了抑制串扰的方法,为五导体系统实现低串扰电缆敷设提供了参考。

1 模型建立与仿真实验

1.1 五导体系统传输线方程推导

五导体传输线系统线缆分布如图 1 所示,其中上回路为功率发射回路,由导线 1、导线 2 构成,接有激励 V_s 及负载电阻 R_L ;下回路为信号接收回路,由导线 3、导线 4 构成,分别接有近端负载 R_N 及远端负载 R_F ,大地为导体 5,各平行线缆长度均为 L_C 。

在传输线理论分析中,忽略临近效应的影响,横向电磁场结构与相应传播模式作为基本假设,使得即使电磁场随时间变化,传输线导体间的电压和电流也能被唯一地定义^[9],用长度为 Δz 的传输线微元建立含有分布参数的等效电路模型。图 2 为求解双差模线缆回路间串扰问题时建立的五导体传输线系统等效电路模型,其将大地抽象为一根导体,用分布参数将导体 1 至导体 5 联系起来。其中 l_{ij} 、 r_{ij} 、 c_{ij} 、 g_{ij} ($i=1, 2, 3, 4; j=1, 2, 3, 4$) 分别代表单位长度线间的互(自)电感、互(自)电阻、互(自)电容和互(自)电导, $V_i(z, t)$ ($i=1, 2, 3, 4$), $I_i(z, t)$ ($i=1, 2, 3, 4$) 和 $V_i(z+\Delta z, t)$ ($i=1, 2, 3, 4$), $I_i(z+\Delta z, t)$ ($i=1, 2, 3, 4$) 分别是长度为 Δz 各导线的两端电压、电流值。

在图 2 等效电路模型的基础上,需要基于基尔霍夫电压和电流定律推导五导体系统的传输线方程,并利用有限差分法得到其离散形式,再补充边界条件,最后进行电路求解得到电磁串扰结果。

对于导线 1 忽略导线间的互电阻,由基尔霍夫电压定律和电流定律可以得到

$$V_1(z, t) - l_{11}\Delta z \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial t} - r_{11}\Delta z I_1(z, t) - l_{12}\Delta z \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial t} - l_{13}\Delta z \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial t} - l_{14}\Delta z \frac{\partial I_4(z, t)}{\partial t} = V_1(z + \Delta z, t) \quad (1)$$

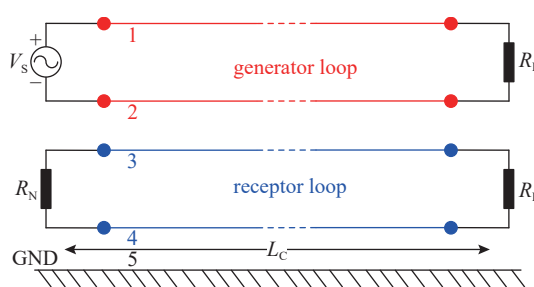


Fig. 1 Diagram of cable distribution in five-conductor transmission line system

图 1 五导体传输线系统线缆分布示意图

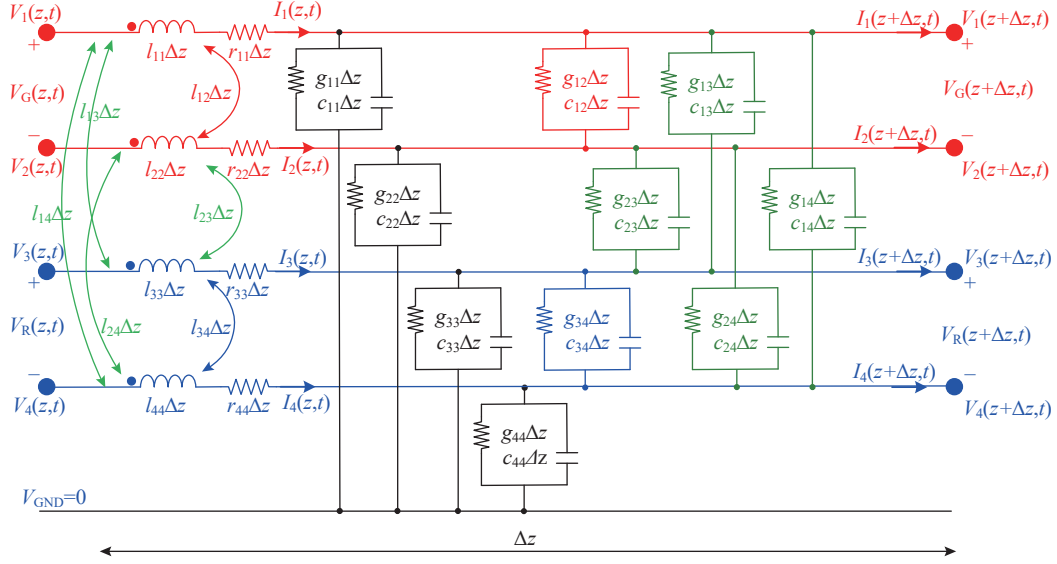


Fig. 2 Equivalent circuit model of a five-conductor transmission line system

图2 五导体传输线系统等效电路模型

$$\begin{aligned}
 I_1(z, t) = & I_1(z + \Delta z, t) + g_{11}\Delta z V_1(z + \Delta z, t) + c_{11}\Delta z \frac{\partial V_1(z + \Delta z, t)}{\partial t} + \\
 & g_{12}\Delta z [V_1(z + \Delta z, t) - V_2(z + \Delta z, t)] + c_{12}\Delta z \frac{\partial [V_1(z + \Delta z, t) - V_2(z + \Delta z, t)]}{\partial t} + \\
 & g_{13}\Delta z [V_1(z + \Delta z, t) - V_3(z + \Delta z, t)] + c_{13}\Delta z \frac{\partial [V_1(z + \Delta z, t) - V_3(z + \Delta z, t)]}{\partial t} + \\
 & g_{14}\Delta z [V_1(z + \Delta z, t) - V_4(z + \Delta z, t)] + c_{14}\Delta z \frac{\partial [V_1(z + \Delta z, t) - V_4(z + \Delta z, t)]}{\partial t}
 \end{aligned} \quad (2)$$

令该段传输线长度 Δz 趋于 0, 则方程 (1) 与 (2) 可以写为

$$\frac{\partial V_1(z, t)}{\partial z} = -l_{11} \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial t} - r_{11} I_1(z, t) - l_{12} \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial t} - l_{13} \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial t} - l_{14} \frac{\partial I_4(z, t)}{\partial t} \quad (3)$$

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial z} = & -(g_{11} + g_{12} + g_{13} + g_{14}) V_1(z, t) + g_{12} V_2(z, t) + g_{13} V_3(z, t) + g_{14} V_4(z, t) - \\
 & (c_{11} + c_{12} + c_{13} + c_{14}) \frac{\partial V_1(z, t)}{\partial t} + c_{12} \frac{\partial V_2(z, t)}{\partial t} + c_{13} \frac{\partial V_3(z, t)}{\partial t} + c_{14} \frac{\partial V_4(z, t)}{\partial t}
 \end{aligned} \quad (4)$$

同理, 对于导线 2、3、4, 也可以列写相应的方程, 即

$$\begin{cases}
 \frac{\partial V_2(z, t)}{\partial z} = -l_{21} \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial t} - l_{22} \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial t} - r_{22} I_2(z, t) - l_{23} \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial t} - l_{24} \frac{\partial I_4(z, t)}{\partial t} \\
 \frac{\partial V_3(z, t)}{\partial z} = -l_{31} \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial t} - l_{32} \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial t} - l_{33} \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial t} - r_{33} I_3(z, t) - l_{34} \frac{\partial I_4(z, t)}{\partial t} \\
 \frac{\partial V_4(z, t)}{\partial z} = -l_{41} \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial t} - l_{42} \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial t} - l_{43} \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial t} - l_{44} \frac{\partial I_4(z, t)}{\partial t} - r_{44} I_4(z, t)
 \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases}
 \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial z} = -(g_{21} + g_{22} + g_{23} + g_{24}) V_2(z, t) + g_{21} V_1(z, t) + g_{23} V_3(z, t) + g_{24} V_4(z, t) - \\
 \quad (c_{21} + c_{22} + c_{23} + c_{24}) \frac{\partial V_2(z, t)}{\partial t} + c_{21} \frac{\partial V_1(z, t)}{\partial t} + c_{23} \frac{\partial V_3(z, t)}{\partial t} + c_{24} \frac{\partial V_4(z, t)}{\partial t} \\
 \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial z} = -(g_{31} + g_{32} + g_{33} + g_{34}) V_3(z, t) + g_{31} V_1(z, t) + g_{32} V_2(z, t) + g_{34} V_4(z, t) - \\
 \quad (c_{31} + c_{32} + c_{33} + c_{34}) \frac{\partial V_3(z, t)}{\partial t} + c_{31} \frac{\partial V_1(z, t)}{\partial t} + c_{32} \frac{\partial V_2(z, t)}{\partial t} + c_{34} \frac{\partial V_4(z, t)}{\partial t} \\
 \frac{\partial I_4(z, t)}{\partial z} = -(g_{41} + g_{42} + g_{43} + g_{44}) V_4(z, t) + g_{41} V_1(z, t) + g_{42} V_2(z, t) + g_{43} V_3(z, t) - \\
 \quad (c_{41} + c_{42} + c_{43} + c_{44}) \frac{\partial V_4(z, t)}{\partial t} + c_{41} \frac{\partial V_1(z, t)}{\partial t} + c_{42} \frac{\partial V_2(z, t)}{\partial t} + c_{43} \frac{\partial V_3(z, t)}{\partial t}
 \end{cases} \quad (6)$$

将偏微分方程(组)(3)~(6)写成矩阵形式为

$$\begin{cases} \frac{\partial \mathbf{I}(z,t)}{\partial z} = -\mathbf{g}\mathbf{V}(z,t) - \mathbf{c} \frac{\partial \mathbf{V}(z,t)}{\partial t} \\ \frac{\partial \mathbf{V}(z,t)}{\partial z} = -\mathbf{r}\mathbf{I}(z,t) - \mathbf{l} \frac{\partial \mathbf{I}(z,t)}{\partial t} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{I} = [I_1, I_2, I_3, I_4]^T$ 和 $\mathbf{V} = [V_1, V_2, V_3, V_4]^T$ 分别是 4 根线缆的电流和电势构成的向量, \mathbf{g} 、 \mathbf{c} 、 \mathbf{r} 、 \mathbf{l} 则分别为单位长度电导、电容、电阻和电感矩阵

$$\mathbf{g} = \begin{bmatrix} g_{11} + g_{12} + g_{13} + g_{14} & -g_{12} & -g_{13} & -g_{14} \\ -g_{21} & g_{21} + g_{22} + g_{23} + g_{24} & -g_{23} & -g_{24} \\ -g_{31} & -g_{32} & g_{31} + g_{32} + g_{33} + g_{34} & -g_{34} \\ -g_{41} & -g_{42} & -g_{43} & g_{41} + g_{42} + g_{43} + g_{44} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} c_{11} + c_{12} + c_{13} + c_{14} & -c_{12} & -c_{13} & -c_{14} \\ -c_{21} & c_{21} + c_{22} + c_{23} + c_{24} & -c_{23} & -c_{24} \\ -c_{31} & -c_{32} & c_{31} + c_{32} + c_{33} + c_{34} & -c_{34} \\ -c_{41} & -c_{42} & -c_{43} & c_{41} + c_{42} + c_{43} + c_{44} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{l} = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} & l_{13} & l_{14} \\ l_{21} & l_{22} & l_{23} & l_{24} \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} & l_{34} \\ l_{41} & l_{42} & l_{43} & l_{44} \end{bmatrix} \quad (11)$$

由单位长度的分布参数矩阵可以看出, 由于考虑了双差模回路, 分布参数矩阵变成了四维, 各导体间通过这些分布参数相联系。

式(7)的一阶耦合方程组形式也可以转换为二阶解耦的形式^[9]

$$\begin{cases} \frac{\partial^2}{\partial z^2} \mathbf{V}(z,t) = [\mathbf{r}\mathbf{g}]\mathbf{V}(z,t) + [\mathbf{r}\mathbf{c} + \mathbf{l}\mathbf{g}] \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{V}(z,t) + \mathbf{l}\mathbf{c} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{V}(z,t) \\ \frac{\partial^2}{\partial z^2} \mathbf{I}(z,t) = [\mathbf{g}\mathbf{r}]\mathbf{I}(z,t) + [\mathbf{c}\mathbf{r} + \mathbf{g}\mathbf{l}] \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{I}(z,t) + \mathbf{c}\mathbf{l} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mathbf{I}(z,t) \end{cases} \quad (12)$$

式中: 各个矩阵的乘积不具备互异性, 因此必须保证矩阵乘积的正确顺序。

1.2 有限差分法求解方程

对于图 1 所示的五导体传输线系统, 可以利用有限差分法构建离散模型。考虑到方程组(12)相较于方程组(7)的形式更复杂, 本文采用方程组(7)进行求解, 此时建立的离散模型如图 3 所示, 每根导线被等长离散为 $n-1$ 段, 每段两 endpoint 定义为电压节点, 即每根导线包含 n 个用实心点表示的电压节点, 将各段导体的电流定义在两电压节点的中间, 则每根导线有 $n-1$ 个用空心点表示的电流节点。定义各电压节点的电位为 $V_{i,j}$, 其中, i 为导线编号, 取值为 1、2、3、4; j 为节点编号, 取值为 1~ n 。并定义各电流节点的电流为 $I_{i,j+1/2}$, 其中 i 为导线编号, 取值为 1、2、3、4; j 为导体段编号, 取值为 1~ $n-1$ 。

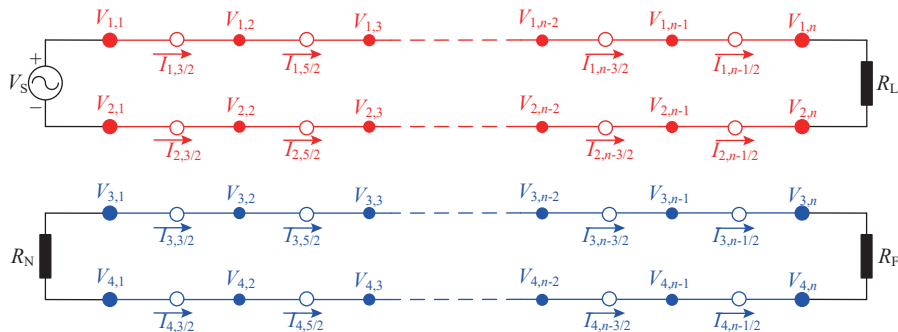


Fig. 3 Discrete model of a five-conductor transmission line system

图 3 五导体传输线系统的离散模型

在图3离散模型中可以定义发射回路对接收回路的串扰电压

$$\begin{cases} U_N = V_{3,1} - V_{4,1} \\ U_F = V_{3,n} - V_{4,n} \end{cases} \quad (13)$$

其中 U_N 表示近端串扰电压, U_F 为远端串扰电压。考虑方程的频域离散, 则方程组(7)可以离散为

$$\begin{cases} \mathbf{V}_k - \mathbf{V}_{k-1} + (\mathbf{r} + j\omega\mathbf{l})\Delta z\mathbf{I}_{k-1/2} = 0 \\ \mathbf{I}_{k+1/2} - \mathbf{I}_{k-1/2} + (\mathbf{g} + j\omega\mathbf{c})\Delta z\mathbf{V}_k = 0 \end{cases} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{I}_{k+1/2}$ 、 $\mathbf{I}_{k-1/2}$ 、 \mathbf{V}_k 均为向量, 包含了4根导线上的电流与电压信息, j 是虚数单位。图3中包含 $4n$ 个电压变量和 $4(n-1)$ 个电流变量, 而方程组(14)中包含 $4(n-1)$ 个电压方程和 $4(n-2)$ 个电流方程, 总方程数较总变量数少8个, 还需要补充额外的方程。对于两回路的端部, 认为往返导线上流过同一电流, 考虑正方向后可得

$$\begin{cases} I_{1,3/2} + I_{2,3/2} = 0 \\ I_{1,n-1/2} + I_{2,n-1/2} = 0 \\ I_{3,3/2} + I_{4,3/2} = 0 \\ I_{3,n-1/2} + I_{4,n-1/2} = 0 \end{cases} \quad (15)$$

此外, 可根据回路电源或负载情况列写方程, 即

$$\begin{cases} V_{1,1} - V_{2,1} = V_S \\ V_{1,n} - V_{2,n} = R_L I_{1,n-1/2} \\ V_{3,1} - V_{4,1} = -R_N I_{3,3/2} \\ V_{3,n} - V_{4,n} = R_F I_{3,n-1/2} \end{cases} \quad (16)$$

式中: 第一个方程可以根据功率回路电源的实际情况进行改写, 以引入参考电位。如可以取 $V_{1,1}=V_S$, $V_{2,1}=0$ 或者 $V_{1,1}=V_S/2$, $V_{2,1}=-V_S/2$ 以分别表示电源单端接地或中心点接地。此时得到了满足定解条件的方程组, 能够求解图3中各电压、电流变量。

1.3 仿真验证

对于图1五导体传输线系统, 取线缆长度 $L_C=10$ m, 假设电源电压 $V_S=1$ V, 频率范围为 10 kHz~100 MHz, 相位为 0, 电源中心点接地(即 $V_{1,1}=V_S/2$, $V_{2,1}=-V_S/2$), 功率电缆的负载电阻取 $R_L=100$ Ω , 信号电缆近端负载取 $R_N=1$ M Ω 以模拟高阻状态, 远端负载取 $R_F=50$ Ω 以模拟标准阻抗。

假设四根导线的布局如图4所示, 分为两组电缆, 截面较大的为功率电缆(干扰发射端/G), 较小的为信号电缆(干扰接收端/R)。功率电缆的导体半径为 r_{wG} , 考虑绝缘层后的总外半径为 r_1 , 信号电缆的导体半径为 r_{wR} , 考虑绝缘层后的总外半径为 r_2 。功率电缆中心距地 h_1 , 信号电缆中心距地 h_2 , 两功率电缆之间的中心距为 s_1 , 两信号电缆之间的中心距为 s_2 , 信号电缆与功率电缆的轴间距为 s_0 。

对两个算例进行串扰计算分析, 电缆尺寸参数取 $r_{wG}=9.2$ mm, $r_1=16$ mm, $r_{wR}=0.5$ mm, $r_2=0.8$ mm, 而对于位置参数, 算例1取 $h_1=40$ mm, $h_2=30$ mm, $s_1=40$ mm, $s_0=30$ mm, $s_2=3$ mm, 算例2取 $h_1=70$ mm, $h_2=60$ mm, $s_1=80$ mm, $s_0=200$ mm, $s_2=10$ mm。为考虑功率电缆对信号电缆串扰的频谱特性, 定义信号电缆近端和远端的串扰系数分别为 S_N 、 S_F , 则有

$$\begin{cases} S_N = 20\lg(U_N/V_S) + 60 \text{ dBm} \\ S_F = 20\lg(U_F/V_S) + 60 \text{ dBm} \end{cases} \quad (17)$$

将本文模型计算的串扰结果与 CST Cable Studio 软件仿真串扰结果进行对比, 结果如图5所示。分析可得, 在 $f < 3$ MHz 的低频段, 两种仿真结果相吻合, 串扰系数随频率增加近似以 20 dB/10 倍频程增加; 在高频时, 特别是在 10 MHz 以上, 因受分布电容和电感所导致的高频谐振的影响, 线缆串扰结果存在一定的误差。在实际应用中, 高频串扰很容易通过滤波消除, 一般重点关注 1 MHz 以下的串扰, 所以该模型符合实际应用要求。

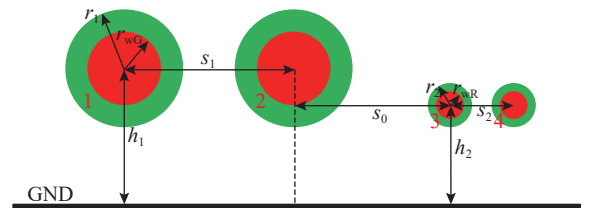


Fig. 4 Cross-sectional distribution of cables for a five-conductor transmission line system

图4 五导体传输线系统线缆的截面分布

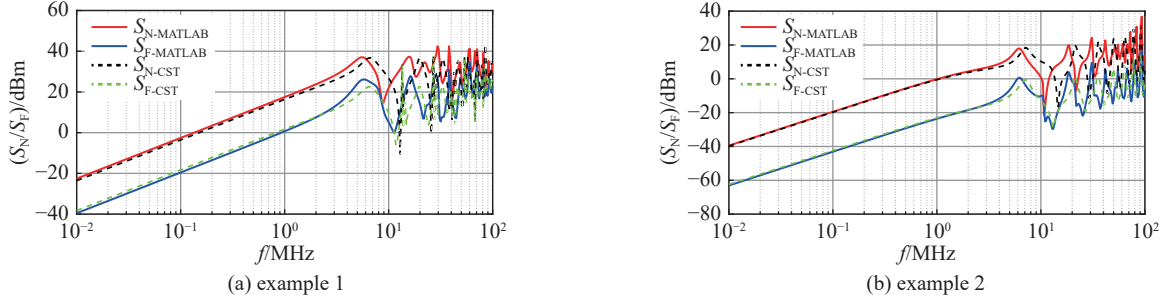


Fig. 5 Comparison of MATLAB and CST simulation results

图 5 MATLAB 与 CST 仿真结果对比

2 不同因素对线缆串扰的影响

2.1 功率回路负载电阻对线缆串扰的影响

依据控制变量法, 仅以功率回路负载电阻 R_L 为变量, 其余的条件均保持与 1.3 节算例 1 一致, 分别使用 1000 Ω 、100 Ω 和 10 Ω 的功率回路负载 R_L 进行仿真, 以信号回路近端串扰作为研究对象, 为了分别研究感性耦合和容性耦合, 定义近端感性耦合系数 S_N^L 和容性耦合系数 S_N^C , 则有

$$\begin{cases} S_N^L = 20\lg(U_N^L/V_s) + 60 \text{ dBm} \\ S_N^C = 20\lg(U_N^C/V_s) + 60 \text{ dBm} \end{cases} \quad (18)$$

式中: U_N^L 与 U_N^C 分别是仅考虑感性耦合或容性耦合时信号回路近端电压。仿真对比结果如图 6 所示, 其中图 6(a) 为不同功率回路负载下总串扰系数的频谱特性曲线, 图 6(b) 为感性耦合系数频谱特性曲线, 图 6(c) 为容性耦合系数频谱特性曲线。由图 6(b) 和图 6(c) 可以发现, 功率负载对容性耦合几乎没有影响, 而 1 MHz 范围内, 感性耦合随负载减小而增大, 这是由于负载减小, 功率回路电流变大, 因而感性耦合增强。又由图 6(a) 可以发现, 在 1 MHz 范围内, 串扰系数会随负载电阻的增加而减小, 这其中的变化主要是由感性耦合造成的。因此, 对于功率回路负载较低的系统需格外关注其线缆间串扰, 并需采取一定措施来抑制其感性耦合。

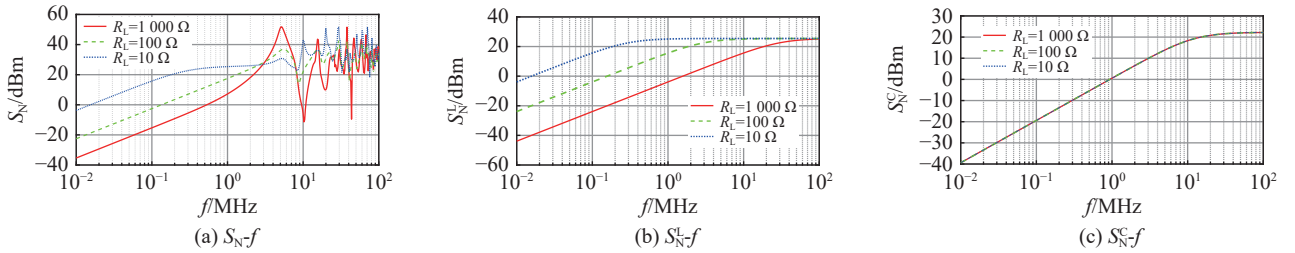


Fig. 6 Crosstalk coefficients at different power circuit load resistance

图 6 不同功率回路负载电阻下的串扰系数

2.2 电缆距地高度对线缆串扰的影响

仅以电缆距地高度为变量, 并令 $h_1=h_2+10 \text{ mm}$, 为了尽可能避免高频下电容电感谐振的影响, 选取电源频率为 $f=100 \text{ kHz}$, 其他条件保持与 1.3 节算例 1 一致, 探究电缆距地高度 h_2 对串扰的影响, 仿真结果如图 7 所示。分析可得: 电缆距地高度 h_2 在 10~30 mm 范围内, 端部串扰会随高度增加而增大; 在 30~200 mm 范围内, 端部串扰会随高度增加而减小; 大于 200 mm 时, 串扰基本保持不变, 感性耦合和容性耦合近似满足同样的规律, 这与文献 [20] 中的三导体系统下, 线缆串扰随线缆距地高度的增加而增加的规律不同。这是因为三导体系统中线缆距地高度增大, 发射和接收回路面积都会变大, 从而感性耦合变大, 线缆总串扰也会增大, 而五导体系统中, 发射回路和接收回路面积不会随线缆距地高度变化而变化, 但由于地平面存在屏蔽作用, 所以线缆距地较近时, 距地高度越小串扰越小, 当距地较远时, 地的屏蔽作用微弱, 串扰对线缆距地高度变化不再敏感。所以在五导体系统中, 为了充分利用地平面的屏蔽作用, 应当尽可能使线缆贴近地面, 以达到抑制串扰的目的。

2.3 信号电缆间距离对线缆串扰的影响

仅以信号电缆间距离为变量, 选取电源频率为 $f=100 \text{ kHz}$, 其他条件保持与 1.3 节算例 1 一致, 探究信号电缆间距离 s_2 对串扰的影响, 仿真结果如图 8 所示。分析可得: 容性耦合对 s_2 变化不敏感, 而感性耦合在 s_2 为 3~150 mm

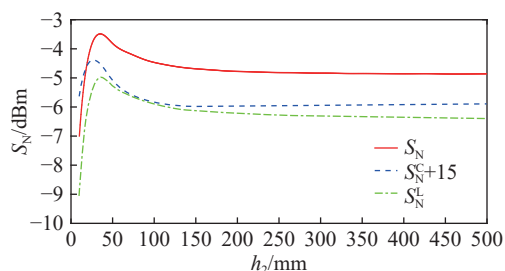


Fig. 7 Crosstalk coefficient at different cable height

图7 不同电缆距地高度的串扰系数

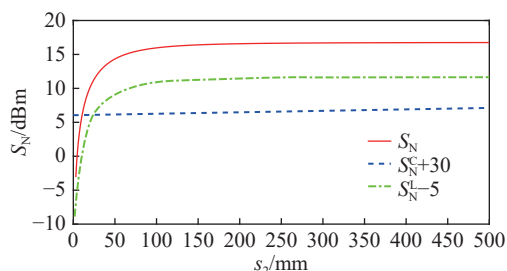


Fig. 8 Crosstalk coefficient at different distance between signal cables

图8 不同信号电缆间距离的串扰系数

范围内, 随信号电缆间距的增加而增加且增加幅度越来越小, 当达到 150 mm 后, 感性耦合基本不再变化, 线缆总串扰与感性耦合具有相同变化规律。这是因为信号电缆间距增加时, 接收回路面积增大使得互电感变大, 从而感性耦合变大, 线缆总串扰也变大; 而当信号电缆间距增大到 150 mm 后, 互电感几乎不再变化, 所以感性耦合与线缆总串扰基本保持不变。因此在实际应用中, 应根据空间尽可能缩小信号电缆间距离, 这样可以将串扰抑制在较小的水平。

2.4 功率电缆间距离对线缆串扰的影响

仅以功率电缆间距离为变量, 选取电源频率为 $f=100$ kHz, 其他条件保持与 1.3 节算例 1 一致, 探究功率电缆间距离 s_1 对串扰的影响, 仿真结果如图 9 所示。分析可以得到: 容性耦合随 s_1 的增加而略有减小, 感性耦合随 s_1 的增加而增大, 且增大速度越来越慢, 直至大约 300 mm 后感性耦合几乎不再变化, 线缆总串扰与感性耦合具有相同变化规律。这是因为功率电缆间距增加时, 发射回路面积增大使得互电感变大, 从而感性耦合变大, 线缆总串扰也变大, 而当功率电缆间距增大到 150 mm 后, 互电感几乎不再变化, 所以感性耦合和线缆总串扰不再变化。因此, 可以考虑让功率回路电缆挨得足够近, 来减小低频串扰。

2.5 功率回路与信号回路间距对线缆串扰的影响

仅以功率回路与信号回路间距为变量, 选取电源频率为 $f=100$ kHz, 其他条件保持与 1.3 节算例 1 一致, 探究功率回路与信号回路间距 s_0 对串扰的影响, 仿真结果如图 10 所示。分析可得: 感性耦合、容性耦合和线缆总串扰都随两回路间距的增大而快速减小, 且减小速度越来越慢, 当距离大到一定程度时(大于 2 m), 串扰就已经变得很小几乎可以忽略了。这与文献 [20] 在三导体系统下得到的发射线与接收线间距对串扰的影响规律近似是一致的。这是因为互电感和互电容都会随着两回路间距离的变大而变小, 从而导致感性耦合和容性耦合都变小, 进而线缆总串扰变小。因此, 可以在实际空间允许范围内适当的加大功率回路与信号回路间距, 来抑制线缆间的串扰。

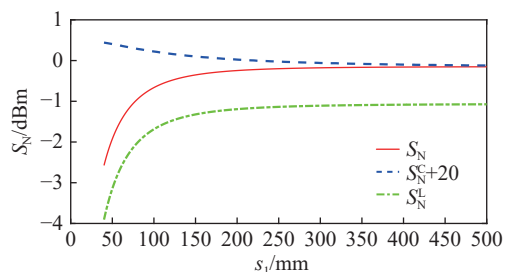


Fig. 9 Crosstalk coefficient at different distance between power cables

图9 不同功率电缆间距离的串扰系数

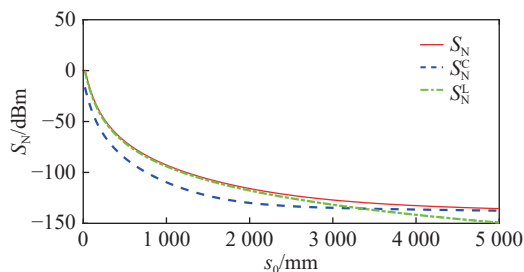


Fig. 10 Crosstalk coefficient at different spacing between power loop and signal loop

图10 不同功率回路与信号回路间距的串扰系数

3 结论

本文应用五导体传输线模型研究了双差模非屏蔽线缆回路的串扰问题, 通过与 CST 仿真结果进行比较验证了模型的有效性, 分别对感性耦合和容性耦合进行研究体现了模型的先进性, 并基于该模型研究了低频范围下(1 MHz 以下)影响双差模非屏蔽线缆回路串扰的因素, 包括功率回路负载电阻、电缆距地高度、信号电缆间距、功率电缆间距以及功率回路和信号回路间距等。得到的主要结论有:

- 1) 双差模非屏蔽线缆回路的串扰随频率的增加而增加, 频率小于 3 MHz 范围内, 串扰大小与频率呈线性关系,

当频率大于 3 MHz 时, 由于分布电容、电感的存在, 会引起谐振;

2) 双差模非屏蔽线缆回路的串扰大小与功率回路负载有关, 负载越大, 线缆串扰越小;

3) 五导体系统下电缆距地高度对串扰的影响与三导体系统不同, 当电缆距地高度较小时, 串扰会随高度增大而增大, 线缆铺设时应当尽量贴近地面;

4) 双差模非屏蔽线缆回路的串扰随功率电缆间距的增大而增大, 随信号电缆间距的增大而增大, 但是随功率回路与信号回路间距的增大而减小。合理地布置功率电缆与信号电缆的位置, 可以达到抑制串扰的目的。

目前在电子设备间常用电缆进行信号传输、处理, 且差模回路应用广泛。本文的研究对于电缆敷设方案的设计, 抑制差模回路线缆间的串扰具有很好的指导意义和实际价值。

参考文献:

- [1] 陈钰羽, 周凌霄. 短波监测机房传导性耦合干扰防护研究[J]. *数字通信世界*, 2021(6): 64-66. (Chen Yuyu, Zhou Lingxiao. Research on protection of conducted interference in HF monitoring room[J]. *Digital Communication World*, 2021(6): 64-66)
- [2] Paul C R. Introduction to electromagnetic compatibility[M]. 2nd ed. Hoboken: Wiley, 2006.
- [3] 方举昊, 陈健, 颜伟, 等. 基于时域有限差分的传输线串扰方法研究[J]. *南京师范大学学报(工程技术版)*, 2020, 20(3): 22-26,70. (Fang Juhao, Chen Jian, Yan Wei, et al. Research on transmission crosstalk method based on finite difference time domain method[J]. *Journal of Nanjing Normal University (Engineering and Technology Edition)*, 2020, 20(3): 22-26,70)
- [4] Sridevi R, Chandra Sekhar P, Madhavi B K, et al. FDTD modeling for crosstalk reduction in coupled RLC interconnects with active shielding[J]. *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering*, 2019, 8(11): 1038-1042.
- [5] 杨承潘. 基于 FDTD 算法的多导体传输线串扰研究[D]. 南京: 南京师范大学, 2020. (Yang Chengpan. Research on multi-conductor transmission line crosstalk based on FDTD[D]. Nanjing: Nanjing Normal University, 2020)
- [6] 赵斌, 贾智, 王东, 等. 电气化铁路轨道电路钢轨互阻抗计算研究[J]. *铁道学报*, 2021, 43(8): 54-61. (Zhao Bin, Jia Zhi, Wang Dong, et al. Research on calculation of mutual impedance of rails in electrified railway track circuits[J]. *Journal of the China Railway Society*, 2021, 43(8): 54-61)
- [7] 崔勇, 黄鑫, 杨晓凡. 基于多端口网络理论及矩量法的电缆串扰研究[J]. *铁道学报*, 2022, 44(2): 49-55. (Cui Yong, Huang Xin, Yang Xiaofan. Research on cable crosstalk based on multiport network theory and MoM[J]. *Journal of the China Railway Society*, 2022, 44(2): 49-55)
- [8] Zhang Dan, Wen Yinghong, Wang Yansheng, et al. Coupling analysis for wires in a cable tray using circuit extraction based on mixed-potential integral equation formulation[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2017, 59(3): 862-872.
- [9] Paul C R. Analysis of multiconductor transmission lines[M]. 2nd ed. Hoboken: Wiley, 2008.
- [10] Paul C R, Bowles B A. Symbolic solution of the multiconductor transmission-line equations for lines containing shielded wires[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1991, 33(3): 149-162.
- [11] 李世文, 王贵. 多导体传输线间的串扰分析与仿真[J]. *声学及电子工程*, 2009(2): 31-33,48. (Li Shiwen, Wang Gui. Analysis and simulation of crosstalk between multi-conductor transmission lines[J]. *Acoustics and Electronics Engineering*, 2009(2): 31-33,48)
- [12] Paul C R. Solution of the transmission-line equations for three-conductor lines in homogeneous media[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1978, EMC-20(1): 216-222.
- [13] Rotgerink J L, Schippers H, Leferink F. Low-frequency analysis of multiconductor transmission lines for crosstalk design rules[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2019, 61(5): 1612-1620.
- [14] 崔勇, 谢路雨. 非屏蔽电缆束的串扰抑制措施研究[J]. *北京交通大学学报*, 2022, 46(5): 142-148,158. (Cui Yong, Xie Luyu. Research on crosstalk suppression measures for unshielded cables[J]. *Journal of Beijing Jiaotong University*, 2022, 46(5): 142-148,158)
- [15] 王强, 沙斐. 平行双线串扰的分析[J]. *电子测量与仪器学报*, 2008, 22(6): 75-77,86. (Wang Qiang, Sha Fei. Analysis of crosstalk of two parallel transmission lines[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2008, 22(6): 75-77,86)
- [16] 梅梦蓉. 铁路信号电缆串扰的理论分析及测试[D]. 北京: 北京交通大学, 2017. (Mei Mengrong. Theoretical analysis and test of crosstalk of railway signal cables[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2017)
- [17] 孙亚秀, 卓庆坤, 姜庆辉, 等. 基于多导体传输线理论的差模激励新型线束串扰模型研究[J]. *物理学报*, 2015, 64: 044102. (Sun Yaxiu, Zhuo Qingkun, Jiang Qinghui, et al. New differential-mode-source cable bundle crosstalk model based on multiconductor transmission lines theory[J]. *Acta Physica Sinica*, 2015, 64: 044102)
- [18] 段建晋, 阎毓杰. 基于传输线方法的电缆耦合预测技术[J]. *舰船电子工程*, 2008(8): 157-161. (Duan Jianjin, Yan Yujie. Coupling prediction technology based on the transmission line approach[J]. *Ship Electronic Engineering*, 2008(8): 157-161)
- [19] 张博, 罗映红. 端阻抗对抗传输线间耦合的影响分析[J]. *自动化技术与应用*, 2009, 28(11): 58-60,74. (Zhang Bo, Luo Yinghong. The impact of terminal impedance on the coupling effect of the transmission line[J]. *Techniques of Automation and Applications*, 2009, 28(11): 58-60,74)
- [20] 张璐. 动车组屏蔽电缆串扰机理的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2012. (Zhang Lu. The research of crosstalk between shielded cables of electrical multiple units[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2012)