

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

孙亚秀 卓庆坤 姜庆辉 李千

New differential-mode-source cable bundle crosstalk model based on multiconductor transmission lines theory

Sun Ya-Xiu Zhuo Qing-Kun Jiang Qing-Hui Li Qian

引用信息 Citation: [Acta Physica Sinica](#), 64, 044102 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.044102

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.044102>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I4>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

磁电耦合超材料本构矩阵获取方法的研究

[A method of retrieving the constitutive parameter matrix of magnetoelectric coupling metamaterial](#)

物理学报.2015, 64(4): 044101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.044101>

基于双三角形金属条的二维可衍生超材料性能分析

[Performance analysis of double incidence derivative metamaterial based on double-triangular structure](#)

物理学报.2015, 64(3): 034101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.34101>

热防护层覆盖弹体目标雷达散射截面的修正的等效电流近似法和图形计算电磁学法分析

[Modified equivalent current approximation and graphical electromagnetic computing method of analyzing radar cross section of missile target scatterer covered with thermal protection layer](#)

物理学报.2014, 63(24): 244101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.244101>

一种新型宽带定向性贴片天线设计

[Design of a novel wideband directivity patch antenna](#)

物理学报.2014, 63(24): 244102 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.244102>

同轴交错圆盘加载波导慢波结构高频特性的研究

[Dispersion characteristics of the coaxial interlaced disk-loaded waveguide slow-wave structure](#)

物理学报.2014, 63(22): 224101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.224101>

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*

孙亚秀[†] 卓庆坤 姜庆辉 李千

(哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 哈尔滨 150001)

(2014年6月18日收到; 2014年9月19日收到修改稿)

传统的线束串扰模型只是在系统内共模激励的基础上建立的, 没有考虑系统间差模激励下线束串扰的情况. 针对差模激励下系统独立回路间线束串扰的物理问题, 提出了一种基于多导体传输线理论的差模激励新型线束串扰的计算方法. 该方法根据差模激励下线间的耦合机理, 利用传输线传播横向电磁模式得到新型三导体传输线寄生参数电路及数学矩阵模型, 通过镜像法以及诺埃曼公式推导出寄生参数的计算公式, 并在频域内得到新型线束串扰的链参数矩阵方程, 根据新型差模串扰模型始端、终端边界条件最终得到串扰电压的频域解. 以差模激励下平行双线回路对其他回路受扰线的串扰为例, 通过仿真受扰线不同布置情况下的串扰电压, 得到了差模激励源的线束间串扰的物理规律, 即受扰线位于差模回路之间时所受的串扰要远大于位于回路外时所受的串扰, 并验证所提出的模型及方法可以计算不同频率差模激励引起的干扰. 利用解析的方法解决了线束串扰中差模激励下的导线串扰问题, 为实际中如大量导线的捆扎以及导线干扰的预测等电磁兼容问题提供了理论依据, 具有指导意义, 完善了多导体传输线理论在线束串扰中的应用.

关键词: 多导体传输线理论, 线束串扰模型, 差模激励, 镜像法

PACS: 41.20.Jb, 94.30.Tz, 84.37.+q

DOI: 10.7498/aps.64.044102

1 引言

多导体传输线 (multiconductor transmission line, MTL) 理论作为一种准确高效的求解传输线之间串扰的基本方法, 已被广泛应用到各种电磁兼容问题的分析中^[1-6].

英国物理学家 Heaviside 第一次完整地提出了描述线缆传播分析的模型, 并被后人广泛应用和发展^[7-11]. 在此基础上, 美国学者 Paul 进一步总结拓展并提出了系统的 MTL 模型, 研究了 MTL 方程的时域及频域解^[12,13]. 此后, 各国学者将 MTL 模型广泛应用在辐射发射、辐射敏感度以及串扰等问题的研究中.

在辐射发射和辐射敏感度问题上, 法国学者

Andrieu 等在 MTL 模型的基础上提出了等效线束模型, 并把该模型用于解决辐射发射^[14]及辐射敏感度等^[15]问题. 文献^[15]根据传输线特性阻抗与每根传输线端阻抗之间的关系将传输线分组, 达到减少传输线数目的目的, 但其求解方法还是 MTL 方程的求解方法, 只是方程略变简单. 德国学者 Rumold 和 Ter Haseborg^[16]基于 MTL 理论, 建立了带屏蔽层的 MTL 模型, 并研究在外部辐射情况下, 传输线弯曲时的辐射敏感度问题, 求解此种情况下传输线的电流, 为求解带有屏蔽层且弯曲的传输线辐射敏感度问题建立了模型. 西安电子科技大学的陈晋吉等^[17]基于时域有限差分 (FDTD)/MTL 的混合算法求解了飞行器线束辐射敏感度问题, 该算法应用 FDTD 方法求得空间电磁场在线束屏蔽层上产生的电流, 并将其作为 MTL

* 国家自然科学基金 (批准号: 51209055)、航空科学基金 (飞行器控制一体化技术重点实验室) (批准号: 201207P6001)、中国博士后科学基金 (批准号: 3236310246) 和中央高校基本科研业务费专项资金 (批准号: HEUCF140810) 资助的课题.

[†] 通信作者. E-mail: sunyaxiu@hrbeu.edu.cn

的激励源, 计算其电磁脉冲响应. 实现了电大尺寸线束敏感度问题的高效求解.

在串扰问题上, 摩洛哥学者 Mejdoub 等^[18] 基于 MTL 模型提出了有耗 MTL 的频域解法, 实现了在频域中对有耗传输线串扰的计算, 该方法在特征值法的基础上, 通过把传输线等效为端口网络, 从而使其模型应用范围更广泛. 美国学者 Nobakht 等^[19] 基于 MTL 理论提出了耦合传输线网络串扰电压的计算机解法, 该方法通过把传输线网络等效为递归的数据树结构, 借助计算机编程来求得每个节点的阻抗电压电流, 从而进一步得到传输线上的串扰电压, 对于有多个分支的传输线网络该方法尤其适合.

清华大学的谢彦召等^[20] 研究了地面电子设备之间的 MTL 受高空核电磁脉冲的影响所产生的瞬态电磁响应, 并建立了考虑有耗地面影响等因素的 MTL 模型, 给出了“状态转移矩阵”表达的方程解的形式, 并以相模变换的方法推导了解的具体形式, 实现了 MTL 对瞬态电磁脉冲响应的求解. 哈尔滨工业大学的康玉欣等^[21] 在 MTL 模型的基础上, 结合弱耦合串扰理论, 分析了共模电流的传播途径, 建立了求解开关电源输入输出线间串扰的模型, 并给出了单位长度参数和串扰求解方法, 为 EMI 滤波器的设计提供了参考依据.

上述方法均是基于 MTL 理论针对不同的个性问题所做的求解, 其模型建立和求解方法与 MTL 方法相似. 但上述 MTL 模型均是针对独立系统内线束在共模激励源的基础上建立的, 而对于实际工程应用中无论是车辆、飞机还是舰船等大型装备, 在线束的捆扎时, 经常会有独立系统间属于不同回路导线被捆扎在差模线束回路中的情况. 传统的 MTL 理论, 每根传输线所加的激励都是对于同一根参考线的共模激励, 系统内各回路电流返回路径相同. 而对于这种有差模激励源的线束对其他回路导线的干扰问题, 由于施扰导线与受扰导线分属于不同回路, 电流返回路径不同, 此种情况下建立线束间的寄生参数模型、串扰模型以及串扰求解过程均与以往以共模激励源为激励时的情况不同, 因此传统的 MTL 理论不再适合求解此类差模激励线束串扰问题. 需要重新建立差模激励下线束间的新型串扰模型, 该模型对解决系统内和系统间的电磁兼容问题十分重要.

由于现有理论不能直接用于此类新型串扰模型的建立, 所以对于带差模激励的线束串扰和辐

射问题国内外研究较少, 目前对于差模激励线束串扰的研究, 国内主要有清华大学的朱丹阳和石长生^[22] 结合传输线理论和矩量法, 求解了带差模激励的平行双线辐射电场值, 但是对双线回路间的串扰问题没有求解. 国外主要有日本的 Toki 和 Sato^[23] 通过分析差分传输线噪声产生机理, 假设共模电流全部流经公共地线, 建立了新的三导体传输线模型, 提出公共地线的辐射效应是产生电磁干扰的主要原因, 其余导线都是作为受扰线存在的观点, 并在不同模式下推导了受扰线串扰电压方程. 该模型虽然在 MTL 理论的基础上对串扰机理做出了新的解释, 但是其假设和推导也都是在共模激励和共模电流的基础上提出的, 也没有考虑差模激励的情况.

基于此, 本文针对差模激励源独立回路间线束串扰的物理问题, 建立了求解此类物理问题的新型 MTL 差模串扰模型, 并推导出独立回路间差模传输线方程, 通过诺埃曼公式以及镜像法得到线间的寄生参数. 求解线束不同布置时差模回路中受扰导线的串扰电压, 得到差模激励源的线束间串扰的物理规律, 完善了 MTL 理论在线束串扰中的应用.

2 新型差模线束串扰模型的建立

2.1 新型差模线束寄生参数电路模型

本文所解决的问题为差模激励下线束回路对其他回路线束的串扰. 为了表示更一般的情况, 本文以差模双线回路对回路中接地导线串扰为例, 建立如图 1 所示的线束分布, 其中线 1、线 2 为施扰线且导线之间接有差模激励源 V_s , 线 3 为受扰线. 显然受扰回路与施扰回路中的电流返回路径不同. 此处令差模回路终端接有差模负载 R_3 、共模负载 R_4 , R_5 , 受扰导线两端同时接有共模负载 R_1 , R_2 , 其中 R_s 为信号源内阻.

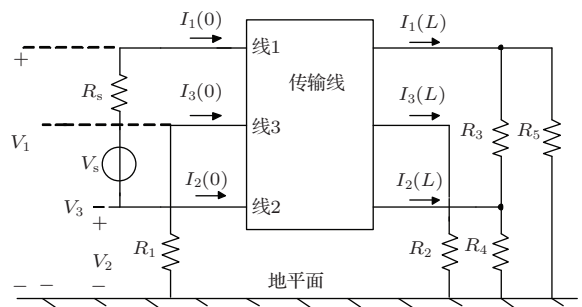


图 1 新型差模激励三导体传输线实际电路模型

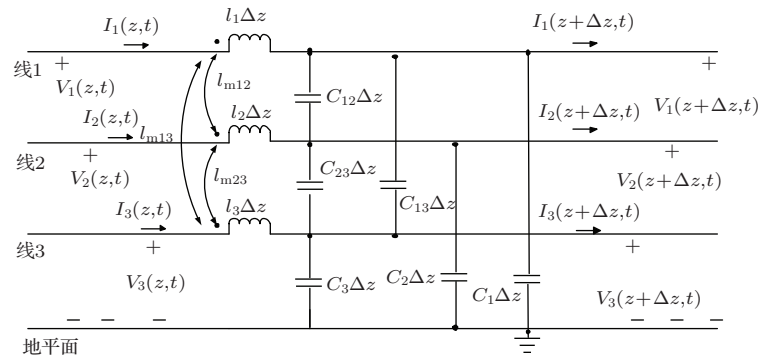


图2 新型差模激励三导体传输线等效电路模型

此处假设传输线为均匀裸导线，且传输线的横截面为电小尺寸，即横截面尺寸远小于最高频率所对应的波长。导体周围介质为均匀无耗介质。由于传输线横截面的电小尺寸，当电压、电流频率逐渐增高时，电场、磁场依旧可以保持横向结构，所以假定传输线上的传播模式为横向电磁 (transverse electromagnetic, TEM) 模式，并忽略临近效应。根据TEM模的假设，传输线上的电压和电流可以惟一确定，用长度为 Δz 的传输线微元建立寄生参数电路模型，并确定寄生参数。

图2为求解图1所示差模线束间串扰问题所建立的长为 Δz 新型三导体传输线寄生参数电路模型，与传统MTL模型相比，解决该问题的难点在于施扰和受扰电流返回路径不同的处理，此处把受扰线返回路径，即大地抽象为一条导线，它既作为导线3的电流返回路径，同时作为导线1, 2共模串扰电流的通路，导线1, 2, 3可以通过线间的寄生参数联系起来。

在此模型中，利用自感和互感分别表示导线内部以及邻近导线电流变化时引起的回路感应电动势变化，导线的自电感分别为 l_1, l_2, l_3 ，线间的互感分别为 $l_{m12}, l_{m13}, l_{m23}$ 。利用自容、互容分别表示导线自身以及导线之间的位移电流变化。导线的自容分别为 c_1, c_2, c_3 ，线间互容分别为 c_{12}, c_{13}, c_{23} 。确定上述寄生参数之后，即建立了长度为 Δz 的新型差模激励三导体传输线等效电路模型。

2.2 新型差模线束寄生参数数学模型

本节建立差模线束串扰的寄生参数数学模型。由图2所示寄生参数电路模型可以看出，传输线始端电流一部分由终端流出，另一部分由寄生电容支路分得。同时由分压关系传输线终端电压由始端电压和传输线间的寄生电容及电感分得，由此列出传

输线终端、始端以及各寄生参数之间的电流、电压关系式如下：

$$\left\{ \begin{aligned} & V_1(z + \Delta z, t) - V_1(z, t) \\ &= -l_1 \Delta z \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial t} - l_{m12} \Delta z \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial t} \\ &\quad - l_{m13} \Delta z \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial t}, \\ & V_2(z + \Delta z, t) - V_2(z, t) \\ &= -l_{m12} \Delta z \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial t} - l_2 \Delta z \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial t} \\ &\quad - l_{m23} \Delta z \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial t}, \\ & V_3(z + \Delta z, t) - V_3(z, t) \\ &= -l_{m13} \Delta z \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial t} - l_{m23} \Delta z \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial t} \\ &\quad - l_3 \Delta z \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial t}, \end{aligned} \right. \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{aligned} & I_1(z + \Delta z, t) - I_1(z, t) \\ &= -(c_1 + c_{12} + c_{13}) \Delta z \frac{\partial V_1(z, t)}{\partial t} \\ &\quad + c_{12} \Delta z \frac{\partial V_2(z, t)}{\partial t} + c_{13} \Delta z \frac{\partial V_3(z, t)}{\partial t}, \\ & I_2(z + \Delta z, t) - I_2(z, t) \\ &= c_{12} \Delta z \frac{\partial V_1(z, t)}{\partial t} \\ &\quad - (c_2 + c_{12} + c_{23}) \Delta z \frac{\partial V_2(z, t)}{\partial t} \\ &\quad + c_{23} \Delta z \frac{\partial V_3(z, t)}{\partial t}, \\ & I_3(z + \Delta z, t) - I_3(z, t) \\ &= c_{13} \Delta z \frac{\partial V_1(z, t)}{\partial t} + c_{23} \Delta z \frac{\partial V_2(z, t)}{\partial t} \\ &\quad - (c_3 + c_{13} + c_{23}) \Delta z \frac{\partial V_3(z, t)}{\partial t}, \end{aligned} \right. \quad (2)$$

其中, $V_i(z, t)$ ($i = 1, 2, 3$), $I_i(z, t)$ ($i = 1, 2, 3$) 和 $V_i(z + \Delta z, t)$ ($i = 1, 2, 3$), $I_i(z + \Delta z, t)$ ($i = 1, 2, 3$) 分别为长度为 Δz 导线 1, 2, 3 两端的电压、电流值. 此处推导的新型传输线方程与传统的基于共模激励源得到的 MTL 方程差异较大, 各方程之间通过寄生参数相联系. 令该段传输线的长度 Δz 趋于 0, 由方程组 (1), (2) 得到考虑不同参考线的新型传输线方程为

$$\left\{ \begin{aligned} & \frac{\partial V_1(z, t)}{\partial z} \\ &= -l_1 \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial t} - l_{m12} \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial t} \\ & \quad - l_{m13} \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial t}, \\ & \frac{\partial V_2(z, t)}{\partial z} \\ &= -l_{m12} \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial t} - l_2 \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial t} \\ & \quad - l_{m23} \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial t}, \\ & \frac{\partial V_3(z, t)}{\partial z} \\ &= -l_{m13} \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial t} - l_{m23} \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial t} \\ & \quad - l_3 \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial t}, \\ & \frac{\partial I_1(z, t)}{\partial z} \\ &= -(c_1 + c_{12} + c_{13}) \frac{\partial V_1(z, t)}{\partial t} \\ & \quad + c_{12} \frac{\partial V_2(z, t)}{\partial t} + c_{13} \frac{\partial V_3(z, t)}{\partial t}, \\ & \frac{\partial I_2(z, t)}{\partial z} \\ &= c_{12} \frac{\partial V_1(z, t)}{\partial t} \\ & \quad - (c_2 + c_{12} + c_{23}) \frac{\partial V_2(z, t)}{\partial t} \\ & \quad + c_{23} \frac{\partial V_3(z, t)}{\partial t}, \\ & \frac{\partial I_3(z, t)}{\partial z} \\ &= c_{13} \frac{\partial V_1(z, t)}{\partial t} + c_{23} \frac{\partial V_2(z, t)}{\partial t} \\ & \quad - (c_3 + c_{13} + c_{23}) \frac{\partial V_3(z, t)}{\partial t}. \end{aligned} \right. \quad (3)$$

将偏微分方程组 (3) 和 (4) 写成矩阵形式分别为

$$\frac{\partial \mathbf{V}(z, t)}{\partial z} = -\mathbf{L} \frac{\partial \mathbf{I}(z, t)}{\partial t}, \quad (5)$$

$$\frac{\partial \mathbf{I}(z, t)}{\partial z} = -\mathbf{C} \frac{\partial \mathbf{V}(z, t)}{\partial t}, \quad (6)$$

其中,

$$\mathbf{V}(z, t) = \begin{bmatrix} V_1(z, t) \\ V_2(z, t) \\ V_3(z, t) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$\mathbf{I}(z, t) = \begin{bmatrix} I_1(z, t) \\ I_2(z, t) \\ I_3(z, t) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

差模激励源可表示为

$$V_S = V_1(z, t) - V_2(z, t),$$

单位长度电容矩阵:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_1 + c_{12} + c_{13} & -c_{12} & -c_{13} \\ -c_{12} & c_2 + c_{12} + c_{23} & -c_{23} \\ -c_{13} & -c_{23} & c_3 + c_{13} + c_{23} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

单位长度电感矩阵:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_1 & l_{m12} & l_{m13} \\ l_{m12} & l_2 & l_{m23} \\ l_{m13} & l_{m23} & l_3 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

由单位长度寄生参数矩阵可以看出, 由于考虑了不同的参考线, 寄生参数矩阵维数变成三维, 其中差模回路与受扰线 3 之间, 通过寄生参数 l_{m13} , l_{m23} , c_{13} , c_{23} 相联系.

2.3 基于镜像法求取寄生参数

前面已建立了带差模激励源回路导线对线间其他回路受扰导线的串扰模型, 并列出了串扰求解方程, 提取了寄生参数矩阵. 下面由镜像法求解单位长度寄生参数的解析解. 此处先假设导体均为金属良导体, 且导体周围的介质均匀无耗, 此处假设导体处于真空中, 导体上的电磁波都以 TEM 波模式传播并且忽略临近效应. 导线 1, 2, 3 的截面以及它们的镜像法原理如图 3 所示.

由电磁学理论, 单位长度寄生电感与穿过导线所在回路磁通量以及回路上的电流有关, 任意导线 i, j 之间磁通量与寄生电感和电路电流关系可表示为

$$\begin{cases} \Phi_1 = I_1 l_1 + I_2 l_{m12} + I_3 l_{m13}, \\ \Phi_2 = I_1 l_{m12} + I_2 l_2 + I_3 l_{m23}, \\ \Phi_3 = I_1 l_{m13} + I_2 l_{m23} + I_3 l_3, \end{cases} \quad (11)$$

其中, Φ_1, Φ_2, Φ_3 分别表示穿过导线 1, 2, 3 回路的磁通量; $l_{mij}(i, j = 1, 2, 3)$ 表示导线 1, 2, 3 之间的互电感; $l_i(i = 1, 2, 3)$ 表示导线 1, 2, 3 的自电感; $I_i(i = 1, 2, 3)$ 表示导线 1, 2, 3 上的电流.

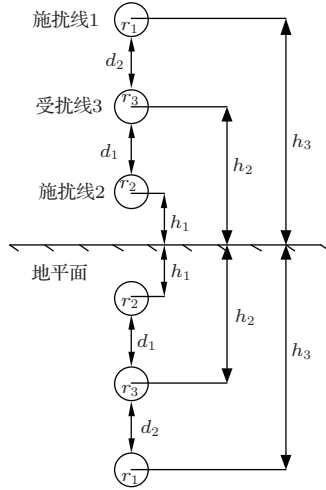


图3 三导体传输线镜像原理

磁通量 Φ 可由矢量磁位 \mathbf{A} 表示为

$$\Phi = \oint_l \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln\left(\frac{1}{r}\right), \quad (12)$$

其中 r 为导线中心到目标的距离. 由诺埃曼公式, 单位长度电感可由如下公式推导, 其中单位长度自电感为

$$l_1 = \frac{\Phi_1}{I_1} \Big|_{(I_2=0, I_3=0)} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h_3}{r_1}\right), \quad (13)$$

$$l_2 = \frac{\Phi_2}{I_2} \Big|_{(I_1=0, I_3=0)} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h_1}{r_2}\right), \quad (14)$$

$$l_3 = \frac{\Phi_3}{I_3} \Big|_{(I_1=0, I_2=0)} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h_3}{r_3}\right). \quad (15)$$

由于本文中讨论的线束布置的特殊性, 三根导线位于同一平面且垂直于地平面, 对于特定导线, 其余导线在该导线回路产生的磁通量方向相反, 求取每根导线回路互磁通量时, 要考虑其余导线电流对该导线回路磁通量的矢量和, 这是与线束其他布置时所不同的地方. 因此单位长度互电感为

$$\begin{aligned} l_{m13} &= \frac{\Phi_3}{I_1} \Big|_{(I_2=0, I_3=0)} \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{h_3}{h_2}\right) \end{aligned}$$

$$+ \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{h_2 + h_3 - r_1}{h_3}\right), \quad (16)$$

$$\begin{aligned} l_{m23} &= \frac{\Phi_3}{I_2} \Big|_{(I_1=0, I_3=0)} \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{h_1}{r_2}\right) + \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h_1 + d_1 + r_2}{h_1}\right) \\ &\quad - \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{d_1 + r_2}{r_2}\right), \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} l_{m12} &= \frac{\Phi_2}{I_1} \Big|_{(I_2=0, I_3=0)} \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{h_3 - r_1}{h_1}\right) + \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{h_1}{r_2}\right) \\ &\quad - \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{h_3 - h_2 - r_1}{r_2}\right), \end{aligned} \quad (18)$$

其中, h_1, h_2, h_3 分别为导线 1, 2, 3 距地面的高度; d_1, d_2 分别为导线 1 与 3, 导线 2 与 3 之间的距离; r_1, r_2, r_3 分别为导线 1, 2, 3 的半径; I_1, I_2, I_3 分别为导线 1, 2, 3 上的电流.

至此, 得到了差模激励下独立回路间新型的线束串扰模型. 下面求解受扰线的串扰电压.

3 新型差模线束串扰电压的求解

3.1 传输线链参数矩阵方程建立

对于均匀介质所包围的无耗三导体传输线, 首先将方程 (5), (6) 写成频域形式:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{V}(z)}{dz} = -j\omega \mathbf{L}\mathbf{I}(z), \\ \frac{d\mathbf{I}(z)}{dz} = -j\omega \mathbf{C}\mathbf{V}(z), \end{cases} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{V}(z), \mathbf{I}(z)$ 分别为电压、电流矩阵的频域形式. 在频域中通过对方程组 (19) 在不同频率下做正弦稳态求解得到传输线始端电压、电流矩阵、终端电压、电流矩阵和传输线的链参数矩阵之间的关系如下:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}(L) \\ \mathbf{I}(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{11} & \varphi_{12} \\ \varphi_{21} & \varphi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{I}(0) \end{bmatrix}, \quad (20)$$

其中, $\mathbf{V}(0)$ 和 $\mathbf{V}(L)$ 分别为传输线始端电压矩阵和终端电压矩阵,

$$\mathbf{V}(0) = \begin{bmatrix} V_1(0) \\ V_2(0) \\ V_3(0) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}(L) = \begin{bmatrix} V_1(L) \\ V_2(L) \\ V_3(L) \end{bmatrix};$$

$\mathbf{I}(0)$ 和 $\mathbf{I}(L)$ 分别为传输线始端电流矩阵和终端电流矩阵,

$$\mathbf{I}(0) = \begin{bmatrix} I_1(0) \\ I_2(0) \\ I_3(0) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}(L) = \begin{bmatrix} I_1(L) \\ I_2(L) \\ I_3(L) \end{bmatrix};$$

链参数矩阵元素

$$\varphi_{11} = \cos \beta l \mathbf{E}(3), \quad (21)$$

$$\varphi_{12} = -jv \sin \beta l \mathbf{L} = -j\omega l \left(\frac{\sin \beta l}{\beta l} \right) \mathbf{L}, \quad (22)$$

$$\varphi_{21} = -jv \sin \beta l \mathbf{C} = -j\omega l \left(\frac{\sin \beta l}{\beta l} \right) \mathbf{C}, \quad (23)$$

$$\varphi_{22} = \cos \beta l \mathbf{E}(3). \quad (24)$$

此处 β 表示介质的相位常数,

$$\beta = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}, \quad (25)$$

其中, $\omega = 2\pi f$, f 为激励源频率; $\mathbf{E}(3)$ 为单位矩阵; l 为导线长度; \mathbf{C} , \mathbf{L} 分别为单位长度电容矩阵、电感矩阵.

对于链参数矩阵方程 (20), 由于方程中未知参量有四个 $\mathbf{V}(0)$, $\mathbf{V}(L)$, $\mathbf{I}(0)$, $\mathbf{I}(L)$, 而方程的个数只有两个, 因此要求解方程 (20), 原则上还应该有两个矢量限定方程作为已知条件, 这些方程可由新型差模线束串扰模型的始端、终端边界条件来确定. 下面就确定新型差模串扰模型始端、终端边界条件, 并代入 (20) 式求解链参数矩阵方程.

3.2 新型差模串扰模型始端边界条件的确定

图 4 为新型差模激励线束串扰模型始端边界, 图中 V_s 为差模回路所加的差模激励源, R_s 为激励源负载, R_1 为其他回路受扰导线的始端负载, 各导线始端电压、电流如图 4 所示. 由于导线加的激励源为差模激励, 这里对差模激励做如下处理, 令

$$V_s = V_1(0) - V_2(0), \quad (26)$$

即把激励源用导线 1, 2 始端的电压差来表示. 由此得到始端边界条件方程:

$$V_1(0) = V_2(0) + V_s - I_1(0)R_s, \quad (27)$$

$$I_2(0) = -I_1(0), \quad (28)$$

$$I_3(0) = -\frac{V_3(0)}{R_1}. \quad (29)$$

写成矩阵形式

$$\mathbf{I}(0) = \mathbf{P}\mathbf{V}(0) + \mathbf{I}_s, \quad (30)$$

其中,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s} & \frac{1}{R_s} & 0 \\ \frac{1}{R_s} & -\frac{1}{R_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_1} \end{bmatrix}, \quad (31)$$

$$\mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} \frac{V_s}{R_s} \\ -\frac{V_s}{R_s} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (32)$$

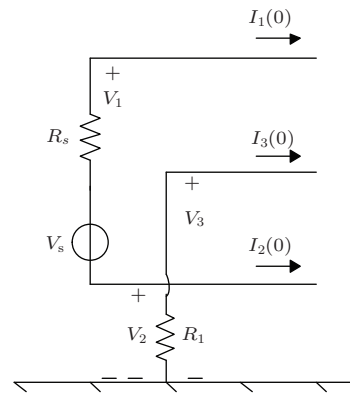


图 4 新型差模串扰模型始端边界条件

3.3 新型差模串扰模型终端边界条件的确定

图 5 为新型差模激励线束串扰模型的终端边界, 在终端同时存在差模电阻 R_3 , 共模电阻 R_4 , R_5 , 差模电流 i_{1D} , 共模电流 i_{1C} . 其中差模电流 i_{1D} 流经差模电阻 R_3 之后经过 2 线与激励源构成交流回路; 对于共模电流 i_{1C} , 由于共模电流会流经大地, 此处规定共模电流 i_{1C} 流经共模负载和地形成回路, 如图 5 所示. 因此, 终端边界条件方程:

$$V_1(L) - V_2(L) = I_{1D}R_3 = I_{1C}(R_4 + R_5), \quad (33)$$

从而得到

$$\frac{I_{1C}}{I_{1D}} = \frac{R_3}{R_4 + R_5}. \quad (34)$$

又因为

$$I_{1C} + I_{1D} = I_1(L), \quad (35)$$

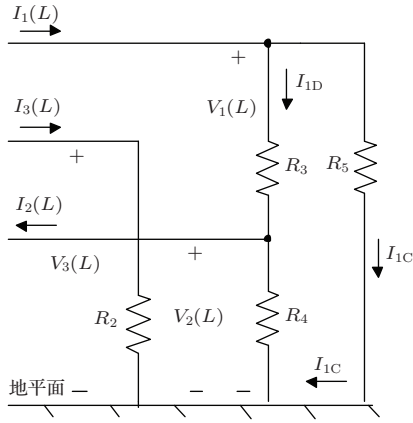


图5 新型差模串扰模型终端边界条件

所以得到

$$I_{1D} = \frac{R_4 R_5}{R_3 + R_4 + R_5} I_1(L), \quad (36)$$

$$I_{1C} = \frac{R_3}{R_3 + R_4 + R_5} I_1(L). \quad (37)$$

由图5可得

$$\begin{aligned} V_1(L) &= R_5 I_{1C} \\ &= \frac{R_5 R_3}{R_3 + R_4 + R_5} I_1(L), \end{aligned} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} V_2(L) &= -R_4 I_{1C} \\ &= \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4 + R_5} I_2(L), \end{aligned} \quad (39)$$

$$V_3(L) = R_2 I_3(L). \quad (40)$$

写成矩阵的形式为

$$\mathbf{V}(L) = \mathbf{Z}_L \mathbf{I}(L), \quad (41)$$

其中

$$\mathbf{Z}_L = \begin{bmatrix} \frac{R_5 R_3}{R_3 + R_4 + R_5} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4 + R_5} & 0 \\ 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix}, \quad (42)$$

\mathbf{Z}_L 为负载矩阵. 至此传输线始端、终端的边界条件均已确定. 将(20)式写成方程组的形式

$$\begin{cases} \varphi_{11} \mathbf{V}(0) + \varphi_{12} \mathbf{I}(0) = \mathbf{V}(L), \\ \varphi_{21} \mathbf{V}(0) + \varphi_{22} \mathbf{I}(0) = \mathbf{I}(L). \end{cases} \quad (43)$$

将(30), (41)式代入(43)式中解方程得

$$\begin{cases} \mathbf{V}(0) = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{I}_S, \\ \mathbf{V}(L) = [(\varphi_{11} + \varphi_{12} \mathbf{P}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \varphi_{12}] \mathbf{I}_S, \end{cases} \quad (44)$$

其中,

$$\mathbf{A} = (\varphi_{11} + \varphi_{12} \mathbf{P}) - (\mathbf{Z}_L \varphi_{21} + \mathbf{Z}_L \varphi_{22} \mathbf{P}), \quad (45)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{Z}_L \varphi_{22} - \varphi_{12}. \quad (46)$$

至此即可得到传输线的近端电压、远端电压, 其中 $V_3(0)$, $V_3(L)$ 的值即为所求的受扰导线近端、远端串扰电压值.

4 仿真验证

为了验证本文所建立模型方法的正确性, 以三根导线为例, 仿真了线束三种不同布置情况下差模回路对受扰导线的串扰电压大小, 第一种布置为三根导线位于同一平面内且垂直于地面, 其镜像图如图3所示; 第二种布置为三根导线位于同一平面内且与地平面成一定倾斜角度, 其镜像图如图8和图11所示; 第三种布置为三根导线不在同一平面内, 成一般的位置关系, 镜像图如图12和图15所示. 其中分别针对这三种布置, 比较了受扰线在不同位置处其串扰电压的大小, 一种是如图1、图8、图12所示的受扰导线位于差模回路之间时, 另一种是如图11、图15所示的受扰导线在差模回路外一定距离处. 这里各种布置下的导线都是平行放置的. 由于前面已经以图3为例详细介绍了线束如图1所示布置时导线之间的寄生参数的求解过程, 当线束呈倾斜或者一般的布置状态时, 其寄生参数的求解过程与前面类似, 这里不再详细介绍, 而是直接给出寄生参数的结果.

4.1 导线在同一平面内且垂直于地平面

此种布置情况下, 先仿真受扰线3放置在差模回路内的情况, 具体参数如下: 导线1, 2, 3长度 l 均为0.7 m, 导线半径 $r_1 = r_2 = r_3 = 0.5$ mm, 线间距 $d_1 = 0.9$ cm, $d_2 = 0.9$ cm, 导线距地面的垂直高度 $h_1 = 1$ cm, $h_2 = 2$ cm, $h_3 = 3$ cm, 导线3始端负载 $R_1 = 4$ k Ω , 终端负载 $R_2 = 2$ k Ω , 导线1, 2终端负载 $R_3 = 500$ Ω , $R_4 = 1000$ Ω , $R_5 = 100$ Ω . 为了更好地说明问题, 选取激励源为幅值是10 V的单频信号, 从1 kHz到1000 MHz一次选取33个频点且频率逐渐增高, 激励源内阻 $R_S = 10$ Ω .

此时求得受扰线3放置在差模回路内时的单位电感矩阵 \mathbf{L} , 单位电容矩阵 \mathbf{C} 分别为

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 957.5 & 226.6 & 181.2 \\ 226.6 & 737.8 & 226.6 \\ 181.2 & 226.6 & 876.4 \end{bmatrix} \text{ nH/m},$$

$$C = \begin{bmatrix} 12.74 & -3.37 & -1.76 \\ -3.37 & 17.25 & -3.76 \\ -1.76 & -3.76 & 14.02 \end{bmatrix} \text{ pF/m,}$$

此种情况下近端和远端的串扰电压如图6和图7中的虚线部分.

同样激励源条件下将受扰线3放置在差模回路外, 且与回路导线2距离 $d_1 = 3 \text{ cm}$, 导线1, 2间距 $d_2 = 0.9 \text{ cm}$, 导线1, 2, 3位于同一平面, 且所在平面垂直于地面. 此时得到的单位电感矩阵 L , 单位电容矩阵 C 分别为

$$L = \begin{bmatrix} 1060 & 449 & 77 \\ 449 & 1015 & 97 \\ 77 & 97 & 738 \end{bmatrix} \text{ nH/m,}$$

$$C = \begin{bmatrix} 12.92 & -5.65 & -0.61 \\ -5.65 & 13.56 & -1.19 \\ -0.61 & -1.19 & 15.28 \end{bmatrix} \text{ pF/m,}$$

此种情况下近端和远端的串扰电压情况如图6和图7中的实线部分.

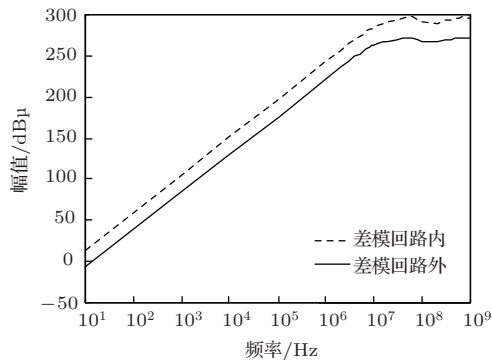


图6 垂直布置时近端串扰电压幅值

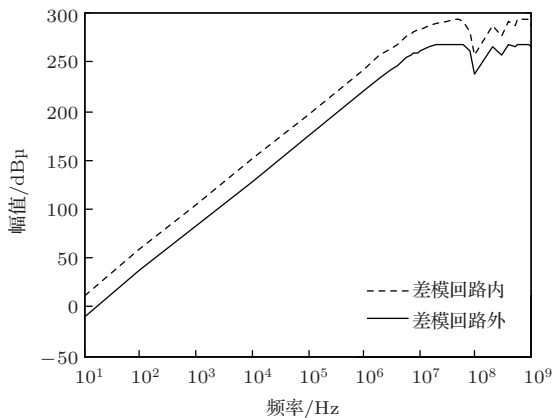


图7 垂直布置时远端串扰电压幅值

比较图6和图7可以看出, 无论导线位于什么位置, 其串扰电压大小都随着频率的升高而增加, 但是当导线位于差模回路之间时, 差模回路对回路中受扰导线的串扰明显大于受扰导线位于差模回路外时, 前者串扰电压最大达到 $300 \text{ dB}\mu$, 后者最大串扰电压只有 $250 \text{ dB}\mu$ 左右. 且在 $1 \text{ kHz} - 10 \text{ MHz}$ 频率范围内受扰导线位于差模回路内部时比位于差模回路外所受的串扰电压要高 $15 - 20 \text{ dB}\mu$ 左右, 在 $10 - 1000 \text{ MHz}$ 频率范围内, 由于串扰趋近饱和, 无论近端还是远端串扰电压值上升幅度趋于平缓, 串扰值在最大值附近波动, 但是当受扰线位于差模回路内时所受的串扰电压大小仍然要比位于回路外时要高 $15 - 20 \text{ dB}\mu$ 左右.

4.2 导线位于同一平面内且与地平面成一定倾斜角度

图8为线束倾斜布置、受扰线位于差模回路内时的导线截面镜像图, 这里导线长度、半径、导线各端负载以及激励源形式都不变, 线束平面与地平面夹角为 45° . 当受扰线3位于差模回路内时, 设导线间距 $d_1 = 2.4 \text{ cm}$, $d_2 = 2.4 \text{ cm}$, 则导线离地高度分别为 $h_1 = 1 \text{ cm}$, $h_2 = 1.77 \text{ cm}$, $h_3 = 3.54 \text{ cm}$. 求得受扰线3位于差模回路内时的单位电感矩阵 L , 单位电容矩阵 C 为

$$L = \begin{bmatrix} 1040 & 55 & 220 \\ 55 & 738 & 102 \\ 220 & 102 & 941 \end{bmatrix} \text{ nH/m,}$$

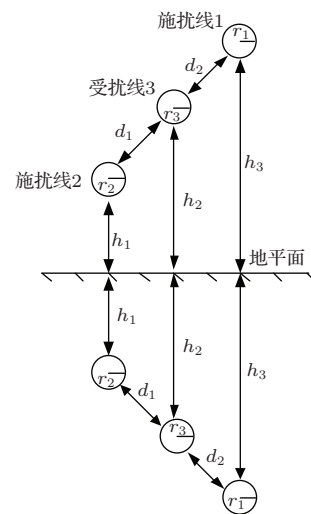


图8 倾斜布置受扰线位于差模回路内

$$C = \begin{bmatrix} 11.25 & -0.48 & -2.58 \\ -0.48 & 15.31 & -1.55 \\ -2.58 & -1.55 & 12.57 \end{bmatrix} \text{ pF/m,}$$

仿真得到的近端和远端的串扰电压情况如图9和图10中的虚线部分.

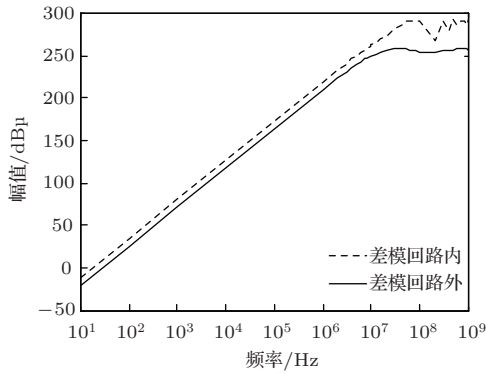


图9 倾斜布置时近端串扰电压幅值

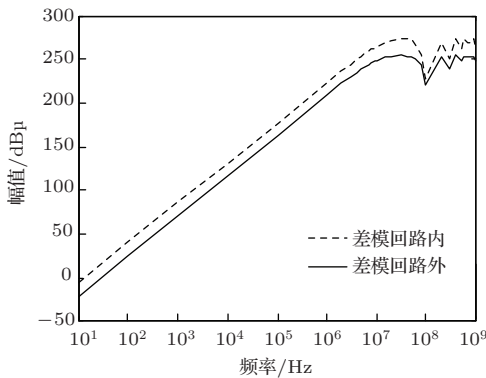


图10 倾斜布置时远端串扰电压幅值

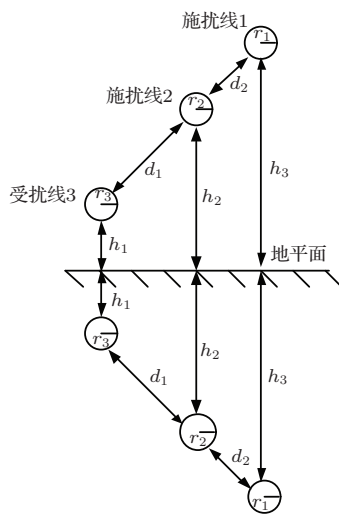


图11 倾斜布置受扰线位于差模回路外

同样的激励源条件下,把受扰线3置于差模回路外,仍取线束所在平面与地平面夹角为45°,其截面的镜像图如图11所示.设导线间距 $d_1 = 5 \text{ cm}$, $d_2 = 2 \text{ cm}$,此时导线离地高度分别为 $h_1 = 1 \text{ cm}$, $h_2 = 3.12 \text{ cm}$, $h_3 = 3.54 \text{ cm}$.求得受扰线3置于差模回路外时的单位电感矩阵 L ,单位电容矩阵 C 为

$$L = \begin{bmatrix} 1094 & 171 & 40 \\ 171 & 1040 & 55 \\ 40 & 55 & 738 \end{bmatrix} \text{ nH/m,}$$

$$C = \begin{bmatrix} 10.43 & -1.69 & -0.43 \\ -1.69 & 11.0 & -0.72 \\ -0.43 & -0.72 & 15.14 \end{bmatrix} \text{ pF/m,}$$

此种情况下近端和远端的串扰电压情况如图9和图10中的实线部分.

结果表明,对于线束倾斜布置的情况,激励源信号频率从低频段到高频段(1 kHz—1000 MHz),受扰导线位于差模回路内时所受的干扰总是比其位于差模激励外部时所受的干扰要大,两者之间的差值在10—15 dBμ之间.

4.3 导线一般布置情况串扰电压大小验证

图12为当受扰线3位于差模回路内时导线截面镜像图,此时设导线间距 $d_1 = 2 \text{ cm}$, $d_2 = 2 \text{ cm}$,导线离地高度分别为 $h_1 = 1 \text{ cm}$, $h_2 = 2 \text{ cm}$, $h_3 = 3 \text{ cm}$.求得受扰线3位于差模回路内的单位电感矩阵 L ,单位电容矩阵 C 为

$$L = \begin{bmatrix} 957.5 & 59.9 & 179.5 \\ 171 & 737.8 & 100.6 \\ 179.5 & 100.6 & 818.8 \end{bmatrix} \text{ nH/m,}$$

$$C = \begin{bmatrix} 12.13 & -0.063 & -2.58 \\ -0.63 & 15.35 & -1.75 \\ -2.58 & -1.75 & 14.35 \end{bmatrix} \text{ pF/m,}$$

仿真得到的近端和远端的串扰电压情况如图13和图14中的虚线部分.

当受扰线3位于差模回路外时,截面镜像图如图15所示,此时设导线间距 $d_1 = 2 \text{ cm}$, $d_2 = 2 \text{ cm}$,导线离地高度分别为 $h_1 = 1 \text{ cm}$, $h_2 = 2 \text{ cm}$, $h_3 = 3 \text{ cm}$.求得受扰线3位于差模回路内时的单位电感矩阵 L ,单位电容矩阵 C 为

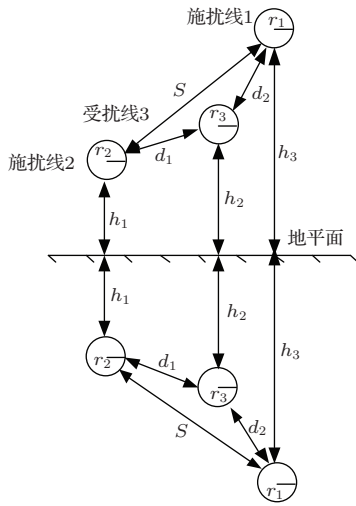


图 12 一般布置受扰线位于差模回路内

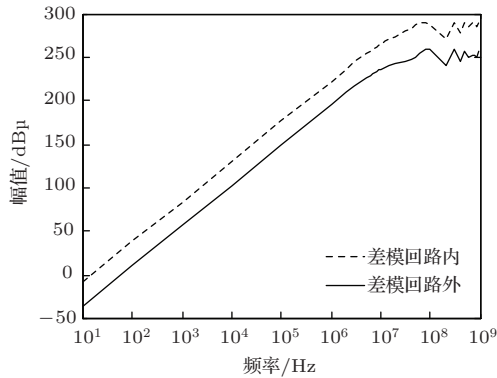


图 13 一般布置时近端串扰电压幅值

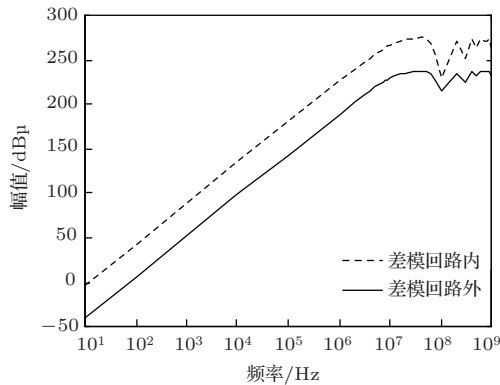


图 14 一般布置时远端串扰电压幅值

$$L = \begin{bmatrix} 957.5 & 189.5 & 35.7 \\ 171 & 737.8 & 5.1 \\ 35.7 & 5.1 & 737.8 \end{bmatrix} \text{ nH/m,}$$

$$C = \begin{bmatrix} 12.15 & -2.63 & -0.61 \\ -2.63 & 13.25 & -0.22 \\ -0.61 & -0.22 & 15.09 \end{bmatrix} \text{ pF/m,}$$

此种情况下近端和远端的串扰电压情况如图 13 和图 14 中的实线部分.

比较图 13 和图 14 可以看出, 当受扰线距离差模回路较近 (这里是指受扰线可以与差模回路在同一平面, 但在回路范围之间) 时, 受扰线所受的串扰电压要大于受扰线距差模回路较远的情况. 从图中可以看出, 在 1 kHz—1000 MHz 频率范围内, 前者串扰电压比后者要高 30 dBμ 左右, 且前者近端串扰电压最大值达到 300 dBμ, 远端串扰电压也达到 270 dBμ, 而后的近端串扰电压最大值仅为 250 dBμ, 远端串扰电压最大值还稍小于 250 dBμ.

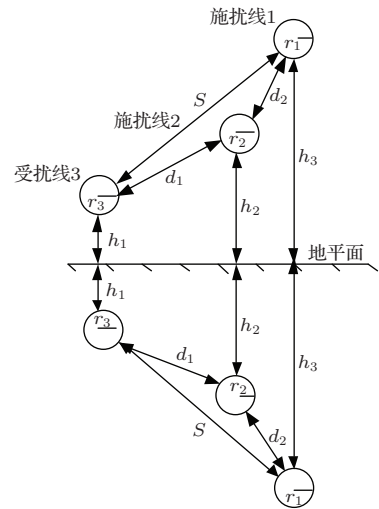


图 15 一般布置受扰线位于差模回路外

最后以第一种线束布置情况为例, 比较线束加差模激励时串扰电压值与加共模激励时串扰电压值的大小. 这里规定三条导线的位置关系以及间距都不变, 惟一不同的是, 在导线 1, 2 两端加上接地的共模正弦激励, 同样选取激励源为幅值是 10 V 的单频信号, 从 1 kHz—1000 MHz 一次选取 33 个频点且频率逐渐增高, 激励源内阻同样为 10 Ω. 得到两种激励模式下受扰线 3 近端、远端串扰电压如图 16—图 19 所示.

图 16 和图 17 为受扰线 3 位于施扰导线 1, 2 之间时导线 1, 2 分别加差模激励和共模激励的情况, 图 18 和图 19 为受扰线 3 位于施扰导线 2 外一定距离时分别加差模激励和共模激励的情况. 由于线束所加两种激励形式分别是对实际中的两种不同的串扰问题做的建模求解, 求解两种模型得到的串扰电压不可直接拿来比较, 两者互为补充. 比较图 16 和图 18 或者图 17 和图 19 所示的串扰电压值可以看出, 受扰线位于施扰导线之间布置时所受的

串扰电压要比位于差模回路外布置时大些. 但是比较两者的串扰电压值发现, 当有受扰线位于差模回路内时所受的串扰电压值只比加共模激励时串扰电压值小 30 dB μ 左右, 在实际情况中这是绝对不可以忽略的. 而此种情况的串扰电压计算是传统的 MTL 理论所不能涉及的, 所以建立新型的差模激励线束串扰模型很有必要.

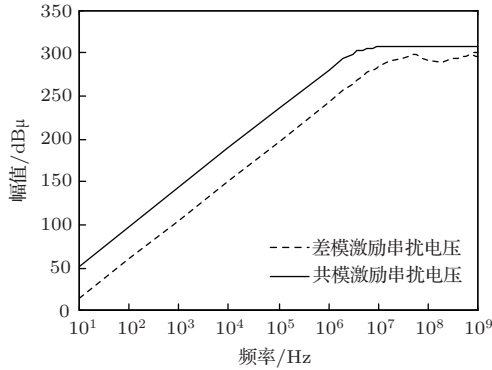


图 16 受扰线位于施扰线之间时近端串扰电压幅值

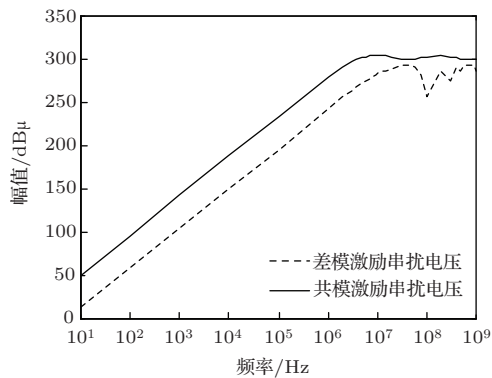


图 17 受扰线位于施扰线之间时远端串扰电压幅值

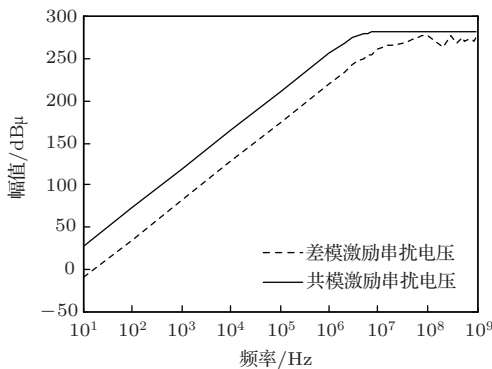


图 18 受扰线位于距施扰线一定距离处时近端串扰电压

比较三种情况都可得出如下物理规律: 不管线束如何布置, 激励源频率范围为多大, 当受扰线位于差模激励回路内或者距差模激励回路较近时, 其

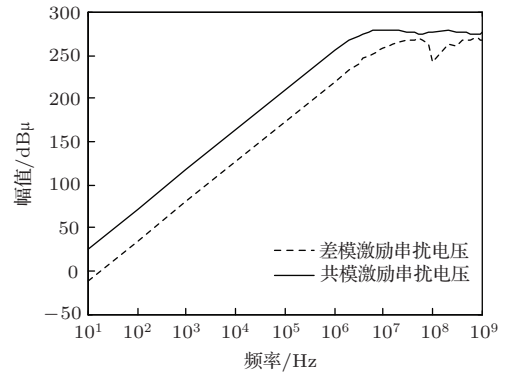


图 19 受扰线位于距施扰线一定距离处时远端串扰电压

所受到的干扰比在差模回路外所受的干扰电压要大很多. 这是由于受扰线位于差模回路外一定距离处时, 两根导线产生的磁通量相互抵消, 对回路外导线的串扰大幅减小, 当距离足够远时差模回路引起的串扰电压甚至可以忽略. 然而当受扰线位于差模回路之间时, 差模回路的两根导线穿过回路中区域的磁通量相互叠加, 这对回路中受扰线的影响也相互叠加, 这是不可忽略的. 我国电磁兼容标准 GB14023-2000 中规定, 在机动船等由火花点火发动机驱动的装置中, 对于高压点火系统产生的脉冲点火噪声骚扰, 用 120 kHz 准峰值检波器测量时, 在频率 $f = 150$ MHz 处的骚扰限值为 38.55 dB μ , 若本文研究的差模线束端接发动机火花点火系统, 在 $f = 150$ MHz 处对差模回路中的导线串扰值可以达到 200 dB μ , 这远大于标准规定的限值. 因此实际线束布置问题中, 类似此种情况, 即由差模激励回路所引起的串扰不可忽略. 对该类型串扰模型的研究意义重大.

5 结 论

本文提出了线束扎捆时带差模激励源的线束回路对线间其他回路导线的串扰问题解决办法. 建立了解决线束此类布置时新型差模传输线串扰模型, 并推导了传输线方程以及求解寄生参数的解析公式. 通过本模型可以简单直接地计算差模导线回路对线间其他回路导线的串扰问题, 所得到串扰电压结果可以用来预测类似差模激励源回路对其他回路传输线的串扰大小. 文中最后以差模双线回路对回路中接地导线的串扰为例仿真了几种不同布置时导线的串扰情况: 一种是三根导线平行放置在同一平面内且垂直于大地; 第二种是三根导线平行

放置在同一平面内且与大地呈一定的倾斜角度; 第三种是三根导线一般布置情况. 并对于线束每种布置, 分别仿真了受扰线位于差模回路内以及位于差模回路外两种情况. 仿真结果表明, 当受扰线位于差模回路内时, 线上的串扰电压幅值要比位于差模回路外时大 20 dB μ 左右. 这在实际线束布置问题中是不可忽略的. 仿真结果验证了当受扰线位于差模回路内时其所受的串扰电压幅值要远大于受扰线位于差模回路外时的物理规律, 反映了串扰电压随频率的变化趋势, 并可以得到准确的串扰电压值. 该模型的建立, 为线束扎捆问题中此类串扰问题的预测与求解提供了理论支撑.

参考文献

- [1] Lu T B, Cui X 2000 *Chin. J. Radio* **15** 269 (in Chinese) [卢铁兵, 崔翔 2000 电波科学学报 **15** 269]
- [2] Ni G Y, Yan L, Yuan N C 2008 *Chin. Phys. B* **17** 3629
- [3] Rudolph S M, Grbic A 2010 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **58** 1144
- [4] Elfadel I M, Deutsch A, Smith H H, Rubin R J, Kopcsay G V 2004 *IEEE Trans. Adv. Packag.* **27** 71
- [5] Zhang H, Siebert K, Frei S, Wenzel T, Mickisch W 2008 *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility* Detroit, USA, August 18–22, 2008 p1
- [6] Sarto M S, Tamburrano A 2006 *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility* Portland, USA, August 14–18, 2006 p466
- [7] Agrawal A K, Price H J 1980 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **22** 119
- [8] Wan J R, Liu Y P, Zhou H L 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 2948 (in Chinese) [万健如, 刘英培, 周海亮 2010 物理学报 **59** 2948]
- [9] Li Y Q, Fu Y Q, Zhang H, Yuan N C 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 3949 (in Chinese) [李有权, 付云起, 张辉, 袁乃昌 2009 物理学报 **58** 3949]
- [10] Gao R J, Shi P F, Liu S T, Duan Y P, Tang Z A 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 8566 (in Chinese) [高仁璟, 史鹏飞, 刘书田, 段玉平, 唐祯安 2010 物理学报 **59** 8566]
- [11] Orlandi A, Paul C R 2000 *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.* **48** 466
- [12] Antonini G, Orlandi A, Pignari S A 2013 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **55** 639
- [13] Paul C R 1992 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **34** 433
- [14] Andrieu G, Koné L, Bocquet F, Démoulin B, Parmantier J P 2008 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **50** 175
- [15] Andrieu G, Reineix A, Bunlon X, Parmantier J P, Koné L, Démoulin B 2009 *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* **51** 108
- [16] Rumold J, Ter Haseborg J L 2000 *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility* Washington, USA, August 21–25, 2000 p185
- [17] Chen J J, Lei Z Y, Wu S X, Li P J 2012 *J. Microwaves* **S3** 17 (in Chinese) [陈晋吉, 雷振亚, 吴仕喜, 李鹏杰 2012 微波学报 **S3** 17]
- [18] Mejdoub Y, Rouijaa H, Ghammaz A 2009 *IEEE International Conference on Microelectronics* Marrakech, The Kingdom of Morocco, December 19–22, 2009 p320
- [19] Nobakht R A, Ardalan S H, Shuey K 1989 *IEEE International Conference on Communication* Boston, USA, June 11–14, 1989 p1462
- [20] Xie Y Z, Wang Z J, Wang Q S, Zhou H 2006 *J. Tsinghua Univ.* **46** 499 (in Chinese) [谢彦召, 王赞基, 王群书, 周辉 2006 清华大学学报 **46** 499]
- [21] Lian Y X, Li H Y, Wu J Q, Yang S Y 2010 *Trans. China Electrotech. Soc.* **25** 1 (in Chinese) [廉玉欣, 李浩昱, 吴建强, 杨世彦 2010 电工技术学报 **25** 1]
- [22] Zhu D Y, Shi C S 2001 *China Nationwide Conference on Electromagnetic Compatibility* Guangzhou, China, November 1, 1989 p38
- [23] Toki H, Sato K 2009 *J. Phys. Soc. Jpn.* **78** 4201

New differential-mode-source cable bundle crosstalk model based on multiconductor transmission lines theory*

Sun Ya-Xiu[†] Zhuo Qing-Kun Jiang Qing-Hui Li Qian

(College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

(Received 18 June 2014; revised manuscript received 19 September 2014)

Abstract

The traditional cable bundle crosstalk model is established based on an intra-system common mode source, without considering the crosstalk of cable bundles stimulated by a differential-mode source between different systems. To solve the physical problem of crosstalk between independent circuit cable bundles which is stimulated by a differential-mode source, in this article we propose a new differential-mode source cable bundle crosstalk calculation method based on the multiconductor transmission line theory. According to the mechanism of the differential-mode-stimulated transmission line coupling, using this method we obtain a new three-conductor transmission line parasitic parameter circuit model and mathematic matrix model through using the transmission line propagating transverse electro magnetic mode. We deduce the parasitic parameter calculation formula by an image method and Neumann formula, and then obtain the new cable bundle crosstalk chain parameter array equations in frequency domain. By using the top and end boundary conditions of the new differential-mode cable bundle crosstalk model, we finally work out the crosstalk voltage in frequency domain. In this article, we take the crosstalk between differential-mode parallel double culprit cables and the victim cable from other independent circuit for example. By simulating the crosstalk voltage of victim cable in different position arrangements, we obtain the crosstalk physical law between cable bundles under the differential-mode source condition, that is, the crosstalk of the victim cable located between differential-mode circuits is much larger than that situated outside the differential-mode circuit. We can also verify that this model can be used to calculate the crosstalk caused by differential-mode source at different frequencies. In this article, we analytically calculate the crosstalk problems caused by differential-mode source cable bundles for the first time, which provides theoretical basis for solving some practical electromagnetic compatibility problems such as the bundling of a large quantity of wires and the predicting of cable bundle crosstalk. Therefore it perfects the application of multiconductor transmission line model to cable bundle crosstalk problem, and has strong guiding significance.

Keywords: multiconductor transmission line theory, cable bundle crosstalk model, differential-mode source, image method

PACS: 41.20.Jb, 94.30.Tz, 84.37.+q

DOI: [10.7498/aps.64.044102](https://doi.org/10.7498/aps.64.044102)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51209055), the Aeronautic Science Foundation, China (the Science and Technology on Aircraft Control Laboratory) (Grant No. 201207P6001), the China Post-doctoral Science Foundation (Grant No. 3236310246), and the Fundamental Research Funds for the Central Universities, China (Grant No. HEUCF140810).

† Corresponding author. E-mail: sunyaxiu@hrbeu.edu.cn