文章编号：2095-4980(2026)01-0065-08

传输线负载瞬态响应的改进LOD-FDTD分析法

苏　敏[1,2]，刘培国[2]

(1.中南财经政法大学 资产管理部，湖北 武汉 430073；2.国防科技大学 电子科学学院，湖南 长沙 410073)

摘　要：传输线常用在复杂的金属屏蔽腔体中，利用数值算法仿真时占用大量内存资源，计算效率较低。本文提出一种仿真计算传输线负载耦合问题电磁瞬态响应的新方法，即基于一维坐标的改进时域有限差分(LOD-FDTD)方法与改进节点法(MNA)相结合，能更高效准确地解决细微结构缝隙处的场-线-路电磁问题。将缝隙和线缆作为电磁结构，利用改进的LOD-FDTD求解场分布；根据电路置换原理，采用MNA分析电路模块端口电压电流，完成整个场-线-路耦合问题的瞬态电磁响应混合计算。仿真结果表明，该方法与其他分析方法相比，在保证数值精确度合理的基础上大幅提高了计算效率。

关键词：改进LOD-FDTD法；传输线负载；耦合问题；瞬态响应

中图分类号：TN811　　**文献标志码：**A　　**DOI：**10.11805/TKYDA2024598

Transient response analysis of transmission line loads problems based on the improved LOD-FDTD method

SU Min[1,2]，LIU Peiguo[2]

(1.Asset Management Department，Zhongnan University of Economics and Law，Wuhan Hubei 430073，China；
2.College of Electronic Science and Engineering，National University of Defense Technology，Changsha Hunan 410073，China)

Abstract: Transmission lines are often employed in complex metal shielded cavities, where numerical algorithm-based simulations are memory-intensive and computationally inefficient. This paper proposes a novel method for simulating the electromagnetic transient response of transmission line load coupling problems, which combines an improved Locally One-Dimensional Finite-Difference Time-Domain(LOD-FDTD) method with Modified Nodal Analysis(MNA) to more efficiently and accurately solve field-line-circuit electromagnetic problems at fine structural gaps. Gaps and cables are treated as electromagnetic structures, and the improved LOD-FDTD method is employed to solve the field distribution; based on the circuit substitution principle, MNA is employed to analyze the port voltages and currents of circuit modules, thereby completing the hybrid calculation of transient electromagnetic response for the entire field-line-circuit coupling problem. Simulation results demonstrate that, compared to other analysis methods, the proposed approach substantially enhances computational efficiency while maintaining reasonable numerical accuracy.

Keywords: optimized Locally One-Dimensional Finite-Difference Time-Domain(LOD-FDTD); transmission line loads; coupling issues; transient response

无线电用频设备或系统的几何尺寸越来越小，常会遇到场-线-路耦合问题，如基片处理系统和集成电路模块的耦合求解，既有集成电路、线缆，又有屏蔽腔体。在分析此类系统的电磁兼容特性时，使用单一的数值仿真方法耗时长，内存占用大，必须发展高效、高精确度的、有机结合电磁场和电路的分析方法[1-2]。

收稿日期：2024-11-19；**修回日期：**2025-02-16

基金项目：中南财经政法大学中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2722023DG005)

引用格式：苏敏,刘培国. 传输线负载瞬态响应的改进LOD-FDTD分析法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2026,24(1):65-72.DOI:10.11805/TKYDA2024598.

Citation format: SU Min,LIU Peiguo. Transient response analysis of transmission line loads problems based on the improved LOD-FDTD method[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2026,24(1):65-72. DOI:1011805/TKYDA2024598.

线缆网络耦合计算的常用方法为有限差分方程法，原因是有限差分法稳定性强，容易与集成电路分析方法结合。但随着研究的深入，时域方法在求解精确度和计算效率方面表现更佳。目前常用时域有限差分(FDTD)法[3]分析求解耦合问题，但FDTD方法在仿真计算复杂微型器件的电磁问题时，空间步长受条件稳定数(Courant Friedrichs Levy Number，CFLN)的限制，取值非常小；而为保证计算稳定性，时间步长取值也要足够小，导致计算占据内存空间大，耗时长，计算效率降低。为提升计算效率，学者们做了很多尝试和研究，文献[4]中介绍了一种高阶FDTD方法；文献[5]提出了网络并行FDTD方法等，这些改进方法从各个角度消除条件稳定数的限制，但并没有从本质上解决效率低下的问题。为彻底解决条件稳定数带来的限制，提高FDTD算法的计算效率，LOD-FDTD方法[6-7]应运而生，该方法既能保证计算精确度，又能减少计算时间的无条件稳定，在仿真计算微型器件的电磁响应时表现出色。最近几年，随着LOD-FDTD研究的深入，将其与传输线和电路分析方法混合分析场-线-路耦合问题成为可能[8-9]，但LOD-FDTD方法的色散特性比FDTD要高。

本文对LOD-FDTD方法进行改进，在时间推进方向加入一个控制因子[6]控制色散误差值。首先分析了改进后LOD-FDTD算法的稳定性及各参数对其数值色散误差的影响；然后将传输线当成电磁结构，基于“耦合电流”的思想，给出了改进LOD-FDTD在缝隙和传输线上的计算迭代式；之后介绍了改进节点法(MNA)的原理，根据广义基尔霍夫电压和电流定律实现场-路混合仿真；最后用算例给出了混合算法在场-线-路耦合问题中的应用。结果表明，所提算法与其他方法相比，在保证精确度的前提下，计算速度更快。

1 改进LOD-FDTD算法的基本原理

考虑一无源区域空间，各向均匀、线性、无耗的媒质，麦克斯韦旋度方程为：

$$\nabla\times\boldsymbol{H}=\varepsilon\frac{\partial\boldsymbol{E}}{\partial t};\ \nabla\times\boldsymbol{E}=-\mu\frac{\partial\boldsymbol{H}}{\partial t} \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{E}$为电场强度；$\boldsymbol{H}$为磁场强度；ε为介质介电系数；μ为磁导系数。

将上述方程组的左右部分分别归纳整理，可得如下形式：

$$\frac{\partial\boldsymbol{\phi}}{\partial t}=[\boldsymbol{A}]\boldsymbol{\phi}+[\boldsymbol{B}]\boldsymbol{\phi}+[\boldsymbol{C}]\boldsymbol{\phi} \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{\phi}=\left[\boldsymbol{E}_x,\boldsymbol{E}_y,\boldsymbol{E}_z,\boldsymbol{H}_x,\boldsymbol{H}_y,\boldsymbol{H}_z\right]^{\mathrm{T}}$；$[\boldsymbol{A}]$、$[\boldsymbol{B}]$、$[\boldsymbol{C}]$为沿坐标方向的系数矩阵：

$$[\boldsymbol{A}]=\begin{bmatrix}0&0&0&0&0&0\\0&0&0&0&0&-\frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial}{\partial x}\\0&0&0&0&\frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial}{\partial x}&0\\0&0&0&0&0&0\\0&0&\frac{1}{\mu}\frac{\partial}{\partial x}&0&0&0\\0&-\frac{1}{\mu}\frac{\partial}{\partial x}&0&0&0&0\end{bmatrix};[\boldsymbol{B}]=\begin{bmatrix}0&0&0&0&0&\frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial}{\partial y}\\0&0&0&0&0&0\\0&0&0&-\frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial}{\partial y}&0&0\\0&0&-\frac{1}{\mu}\frac{\partial}{\partial y}&0&0&0\\0&0&0&0&0&0\\\frac{1}{\mu}\frac{\partial}{\partial y}&0&0&0&0&0\end{bmatrix};[\boldsymbol{C}]=\begin{bmatrix}0&0&0&0&-\frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial}{\partial z}&0\\0&0&0&\frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial}{\partial z}&0&0\\0&0&0&0&0&0\\0&\frac{1}{\mu}\frac{\partial}{\partial z}&0&0&0&0\\-\frac{1}{\mu}\frac{\partial}{\partial z}&0&0&0&0&0\\0&0&0&0&0&0\end{bmatrix}。$$

基于分步方案，考虑将式(2)右边矩阵$\boldsymbol{\phi}$分裂成3个子矩阵，并在每个时间推进方向上加入控制因子$[C_x]$、$[C_y]$、$[C_z]$，即在一个时间步长$n\to n+1$内，时间步长被等分成3个子时间步长，即$n\to n+1/3$，$n+1/3\to n+2/3$，$n+2/3\to n+1$，式(2)分3步计算：

子时间步1：

$$\boldsymbol{\phi}^{n+1/3}=\frac{\left[[\boldsymbol{I}]+\frac{\Delta t}{2}C_x[\boldsymbol{A}]\right]}{\left[[\boldsymbol{I}]-\frac{\Delta t}{2}C_x[\boldsymbol{A}]\right]}\boldsymbol{\phi}^{n}=\left[\boldsymbol{\Lambda}_1\right]\boldsymbol{\phi}^{n} \tag{3}$$

子时间步2：

$$\boldsymbol{\phi}^{n+2/3}=\frac{\left[[\boldsymbol{I}]+\frac{\Delta t}{2}C_y[\boldsymbol{B}]\right]}{\left[[\boldsymbol{I}]-\frac{\Delta t}{2}C_y[\boldsymbol{B}]\right]}\boldsymbol{\phi}^{n+1/3}=\left[\boldsymbol{\Lambda}_2\right]\boldsymbol{\phi}^{n+1/3} \tag{4}$$

子时间步3：

$$\boldsymbol{\phi}^{n+1}=\frac{\left[[\boldsymbol{I}]+\frac{\Delta t}{2}C_z[\boldsymbol{C}]\right]}{\left[[\boldsymbol{I}]-\frac{\Delta t}{2}C_z[\boldsymbol{C}]\right]}\boldsymbol{\phi}^{n+2/3}=[\boldsymbol{\Lambda}_3]\boldsymbol{\phi}^{n+2/3} \tag{5}$$

式中：Δt为时间步长，$t=n\Delta t$；$[\boldsymbol{I}]$为单位阵。

令

$$[\boldsymbol{\Lambda}]=[\boldsymbol{\Lambda}_3][\boldsymbol{\Lambda}_2][\boldsymbol{\Lambda}_1]=\begin{bmatrix} \frac{G_y}{Q_y}\frac{G_z}{Q_z} & \frac{-4}{\mu\varepsilon}\frac{P_x}{Q_x}\frac{P_y}{Q_y}\frac{G_z}{Q_z} & \frac{4}{\mu\varepsilon}\frac{P_x}{Q_x}\frac{P_z}{Q_z} & 0 & \frac{2i}{\varepsilon}\frac{G_x}{Q_x}\frac{P_z}{Q_z} & \frac{2i}{\varepsilon}\frac{G_x}{Q_x}\frac{P_y}{Q_y}\frac{G_z}{Q_z} \\ 0 & \frac{G_x}{Q_x}\frac{G_z}{Q_z} & \frac{-4}{\mu\varepsilon}\frac{G_x}{Q_x}\frac{P_y}{Q_y}\frac{P_z}{Q_z} & \frac{-2i}{\varepsilon}\frac{G_y}{Q_y}\frac{P_z}{Q_z} & \frac{8i}{\mu\varepsilon^2}\frac{P_x}{Q_x}\frac{P_y}{Q_y}\frac{P_z}{Q_z} & \frac{2i}{\varepsilon}\frac{P_x}{Q_x}\frac{Q_z}{Q_z} \\ 0 & 0 & \frac{G_x}{Q_x}\frac{G_y}{Q_y} & \frac{-2i}{\varepsilon}\frac{P_y}{Q_z} & \frac{-2i}{\varepsilon}\frac{P_x}{Q_x}\frac{G_y}{Q_y} & 0 \\ 0 & \frac{-2i}{\mu}\frac{G_x}{Q_x}\frac{P_z}{Q_z} & \frac{-2i}{\mu}\frac{G_x}{Q_x}\frac{P_y}{Q_y}\frac{G_z}{Q_z} & \frac{G_y}{Q_y}\frac{G_z}{Q_z} & \frac{-4}{\mu\varepsilon}\frac{P_x}{Q_x}\frac{P_y}{Q_y}\frac{G_z}{Q_z} & \frac{4}{\mu\varepsilon}\frac{P_x}{Q_x}\frac{P_z}{Q_z} \\ \frac{2i}{\mu}\frac{G_y}{Q_y}\frac{P_z}{Q_z} & \frac{-8i}{\mu^2\varepsilon}\frac{P_x}{Q_x}\frac{P_y}{Q_y}\frac{P_z}{Q_z} & -\frac{2i}{\mu}\frac{P_x}{Q_x}\frac{G_z}{Q_z} & 0 & \frac{G_x}{Q_x}\frac{G_z}{Q_z} & \frac{-4}{\mu\varepsilon}\frac{Q_x}{Q_x}\frac{P_y}{Q_y}\frac{P_z}{Q_z} \\ \frac{2i}{\mu}\frac{P_y}{Q_y} & \frac{2i}{\mu}\frac{P_x}{Q_x}\frac{G_y}{Q_y} & 0 & 0 & 0 & \frac{G_x}{Q_x}\frac{G_y}{Q_y} \end{bmatrix} \tag{6}$$

式中：$P_\alpha=\frac{\Delta t}{\Delta x}\sin\left(\frac{k_\alpha\Delta\alpha}{2}\right)(\alpha=x,y,z)$，$k_\alpha$为电磁波的传播方向，$k=\frac{2\pi}{\lambda}$，$\lambda$为波长；$G_\alpha=1-\frac{P_\alpha^2}{\mu\varepsilon}$，真空中$\varepsilon=8.85\times10^{-12}$ F/m，$\mu=4\pi\times10^{-7}$ H/m；$Q_\alpha=1+\frac{P_\alpha^2}{\mu\varepsilon}$；$i$为沿$x$方向的离散变量。

求出$[\boldsymbol{\Lambda}]$的特征值：

$$\lambda_1=\lambda_2=1,\ \lambda_3=x_1+\mathrm{i}y_1,\ \lambda_4=x_1-\mathrm{i}y_1,\ \lambda_5=x_2+\mathrm{i}y_2,\ \lambda_6=x_2-\mathrm{i}y_2 \tag{7}$$

式中：

$x_1=-\frac{2\left(Q_xQ_y+Q_xQ_z+Q_yQ_z-Q_x-Q_y-Q_z\right)}{Q_xQ_yQ_z}+1-\frac{4\sqrt{R_xR_yR_z}}{Q_xQ_yQ_z}$；$x_2=-\frac{2\left(Q_xQ_y+Q_xQ_z+Q_yQ_z-Q_x-Q_y-Q_z\right)}{Q_xQ_yQ_z}+1+\frac{4\sqrt{R_xR_yR_z}}{Q_xQ_yQ_z}$；

$y_1=\sqrt{1-x_1^2}$；$y_2=\sqrt{1-x_2^2}$；$R_\alpha=\frac{P_\alpha^2}{\mu\varepsilon}$。

特别地，当$C_x=C_y=C_z=1$时，改进的LOD-FDTD法即是传统的LOD-FDTD法。计算式(7)得知$[\boldsymbol{\Lambda}]$的6个特征值的模等于1，即$|\lambda_1|=|\lambda_2|=|\lambda_3|=|\lambda_4|=|\lambda_5|=|\lambda_6|=1$，表明改进后的方法是无条件稳定的。

2　改进LOD-FDTD数值色散分析

数值色散特性受条件稳定数(CFLN，公式中用N_{CFL}表示)、每波长网格数(Cell Per Wavelength，CPW，公式中用C_{PW}表示)、入射角度等多因素影响，其中$N_{\mathrm{CFL}}=\frac{\Delta t}{\Delta t_{\mathrm{CFLN}}}$；$C_{\mathrm{PW}}=\frac{\lambda}{\Delta x}$，$\Delta x$为网格大小。本节讨论以上因素对数值色散特性的影响。设置激励源为高斯脉冲激励源：$E(t)=\exp\left(-\frac{4\pi\left(t-t_0\right)^2}{\tau^2}\right)$，$\tau=0.4$ ns，$t_0=2$ ns，迭代步数为2 000步。

图1仿真的是入射角度对数值稳定性的影响，设N_{CFL}=5，C_{PW}=20，$\theta=45°$，φ=45°(θ、φ为入射角)，由模拟火算法[10]计算出参数C_x=C_y=C_z=1.032。由图可知，相比传统的LOD-FDTD法，改进的LOD-FDTD法的色散在各入射角都有所改善。特别地，改进前最大误差为6.494%，而改进后的最大误差为3.542 7%，色散误差改善了约50%。图中：SA为Simulated Annealing；NPE为Numerical Phase Velocity Error。

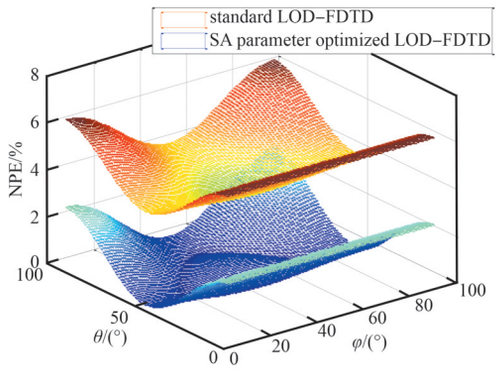

Fig.1 NPE versus arbitrary incident wave angles of SA parameter optimized LOD-FDTD method
图1 改进前后的LOD-FDTD法的色散对比图

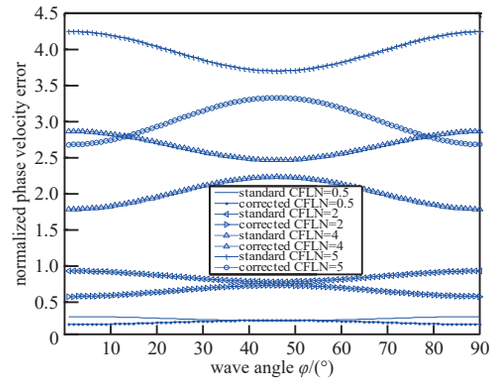

Fig.2 Normalized phase velocity error versus wave angles for different CFLNs
图2 不同CFLN对色散特性的影响

图2为入射波θ=45°，C_{PW}=20，C_x=C_y=C_z=1.032时，参数CFLN对数值色散特性的影响。从图2可以得出，数值色散随着条件稳定数值的增加而增加，详细数据见表1。条件稳定数值越大，改进的LOD-FDTD色散特性相比标准LOD-FDTD效果越好。当N_{CFL}=5时，改进后方法的色散值比改进前至少减少10%。一般来说，只要色散误差与计算机资源相比是可以接受的，最大CFLN就没有限制。

表1 不同CFLN的色散误差最值

Table1 Extreme values for different CFLNs

CFLN	0.5	2	4	5
maximum value of LOD-FDTD	0.293 4	0.924 0	2.862 2	4.241 4
minimum value of LOD-FDTD	0.235 7	0.775 1	2.463 8	3.695 8
maximum value of optimized LOD-FDTD	0.242 8	0.725 1	2.230 5	3.324 4
minimum value of optimized LOD-FDTD	0.184 8	0.571 0	1.780 8	2.674 5

表2 不同CPW的色散误差最值

Table 2 Extreme values for different CPWs

CPW	20	40	60	80
maximum value of LOD-FDTD	4.241 4	1.147 3	0.539 9	0.324 5
minimum value of LOD-FDTD	3.695 8	0.983 8	0.464 8	0.281 8
maximum value of optimized LOD-FDTD	3.324 4	0.814 1	0.334 9	0.174 8
minimum value of optimized LOD-FDTD	2.674 5	0.642 2	0.258 1	0.131 5

图3为N_{CFL}=5，θ=45°，C_x=C_y=C_z=1.032的条件下，划分单元网格大小对色散特性的影响，数值色散的最值详见表2。网格划分越小，网格密度越大，色散越小；网格划分越大，色散越大，且不成等比例增加(理论上，平面波在无耗空间中传播时相速与频率无关，即不会有相速误差。但用数值计算方法模拟空间电磁场时，相速v_φ可能不同于光速c，会产生误差(即数值色散))。从数据可以看出，改进后的方法明显改善了色散特性。此外，参数CPW越大，网格越密，改进效果越明显。

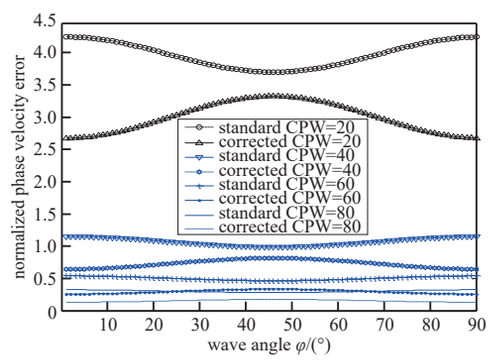

Fig.3 Normalized phase velocity error versus wave angles for different CPWs
图3 不同CPW对色散特性的影响

3 改进LOD-FDTD算法与改进节点法在传输线耦合系统中的应用

3.1 改进LOD-FDTD在传输线路中的迭代方程

设无激励源情况下，传输线轴线方向沿着x方向，传输线满足如下时域波动方程：

$$\begin{cases} \dfrac{\partial U(x,t)}{\partial x}+L(x)\dfrac{\partial I(x,t)}{\partial t}+R(x)I(x,t)=0 \\ \dfrac{\partial I(x,t)}{\partial x}+C(x)\dfrac{\partial U(x,t)}{\partial t}+G(x)U(x,t)=0 \end{cases} \tag{8}$$

式中：$I(x,t)$、$U(x,t)$表示传输线上x处t时刻的电流、电压；L、R、C、G分别为传输线上单位长度的电感、电阻、电容和电导参数。

采用改进的LOD-FDTD法离散式(8)，空间采取四阶中心差分，整理得$m\Delta t$时刻、$n\Delta x$空间点处的电压向量$\boldsymbol{U}_n^m$和在$\left(m+\frac{1}{2}\right)\Delta t$时刻、$\left(n+\frac{1}{2}\right)\Delta x$空间点处的电流向量$\boldsymbol{I}_n^m$的迭代方程式：

$$\boldsymbol{U}_n^m=\left[24\Delta x\left(\frac{C(x)}{\Delta t}+\frac{G(x)}{2}\right)\right]^{-1}\left[24\Delta x\left(\frac{C(x)}{\Delta t}-\frac{G(x)}{2}\right)\boldsymbol{U}_n^{m-1}-\left(\boldsymbol{I}_{n-2}^{m-1}-27\boldsymbol{I}_{n-1}^{m-1}+27\boldsymbol{I}_n^{m-1}-\boldsymbol{I}_{n+1}^{m-1}\right)\right],\ n=3,4,\cdots,N-1 \tag{9}$$

$$\boldsymbol{I}_n^m=\left[24\Delta x\left(\frac{L(x)}{\Delta t}+\frac{R(x)}{2}\right)\right]^{-1}\left[24\Delta x\left(\frac{L(x)}{\Delta t}-\frac{R(x)}{2}\right)\boldsymbol{I}_n^{m-1}-\left(\boldsymbol{U}_{n-1}^{m-1}-27\boldsymbol{U}_n^{m-1}+27\boldsymbol{U}_{n+1}^{m-1}-\boldsymbol{U}_{n+2}^{m-1}\right)\right],\ n=2,3,\cdots,N-1 \tag{10}$$

n从2开始取值，电压电流对应的系数矩阵为三对角系数矩阵，可用Thomas算法求解，得到对应步数的电压电流值。

3.2 改进节点电压分析法的基本思想

分析无线电系统的电路特性时，由于系统各种的子系统或电路子模块是由传输线缆网络连接的，故需先建立等效电路，协同仿真分析线缆网络与电路模块。求解此类问题的边界条件时，传统的等效电路模型效能低下，尤其是在分析含有电感支路和独立电压源时。为此人们提出了改进节点法(MNA)[11]，MNA是一种分析电路模块的有效方法，基本思想是在节点电压法的基础上加以扩展，将电路变量由节点电位扩展至包含电感支路电流和独立电压源的电流[10,12]。MNA法可计算复杂电路，对于一个线性电阻元器件以及独立电压源/电流源构成的线性系统，考虑一个由电导G、电容C、电感L元件以及电源E构成的典型集总参数网络，如图4所示。

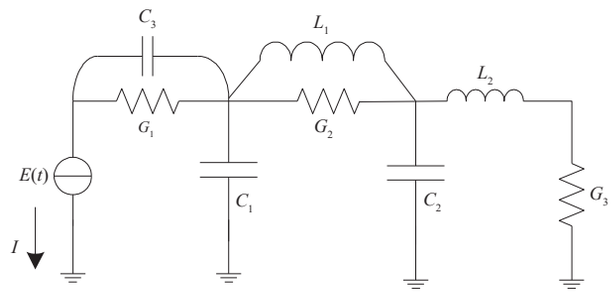

Fig.4 Network of the lumped parameter
图4 集总参数网路

根据基尔霍夫定律，图4的电路方程为：

$$\begin{cases}G_1(U_1-U_2)+sC_3(U_1-U_2)=I\\-G_1(U_1-U_2)+G_2(U_2-U_3)-sC_3(U_1-U_2)+sC_1U_2=-I_{L1}\\-G_2(U_2-U_3)+sC_2U_3=I_{L1}-I_{L2}\\G_3U_4=I_{L2}\\sL_2I_{L2}=U_3-U_4\\U_1=E\end{cases} \tag{11}$$

MNA法可写成：

$$\boldsymbol{AX}=\boldsymbol{Y} \tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{X}$为节点处的电压或电流的矢量矩阵；$\boldsymbol{Y}$为独立电压源或独立电流源构成的常数矩阵；$\boldsymbol{A}$为由电阻、电容或电感组成的系数矩阵，$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}G_1+sC_3 & -G_1-sC_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1\\-G_1-sC_3 & G_1+G_2+sC_1+sC_3 & -G_2 & 0 & 1 & 0 & 0\\0 & -G_2 & G_2+sG_2 & 0 & -1 & 1 & 0\\0 & 0 & 0 & G_3 & 0 & -1 & 0\\0 & -1 & 1 & 0 & sL_1 & 0 & 0\\0 & 0 & -1 & 1 & 0 & sL_2 & 0\\1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\end{bmatrix}$。

对于线性元器件，$\boldsymbol{A}$通常是对称系数矩阵，采用Gauss-Jordan消元法迭代求解。对于电路中有非线性元器件，方程采用Newton-Raphson法求解。

3.3 传输线问题的边界条件

改进的LOD-FDTD法求解传输线瞬态响应问题时需要考虑终端的边界条件。对于传输线场-路耦合问题的终端，本文提出基于等电路置换原理的电路模型，采用拓扑分解集总电路模块，用改进节点分析法，求解终端电路的电压、电流等。

以双端口传输线系统为例，根据置换原理，电路系统用电流源置换，传输线系统用电压源置换。端口的等效连接模型如图5所示。

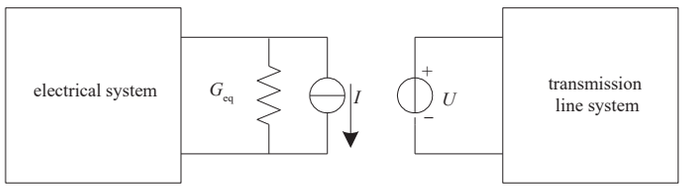

Fig.5 Equivalent circuit diagram of the transmission line port
图5 传输线端口的等效电路图

用改进的LOD-FDTD法计算各点实时的电压$\boldsymbol{U}_n^m$、电流$\boldsymbol{I}_n^m$值，而端口处的等效电导为：$G_{eq}=\frac{N\Delta x}{2\Delta t}C+\frac{\Delta x}{2}G$，代入式(12)中，完成节点处电压的更新。通过上述方式，实现了改进LOD-FDTD法和MNA法的有效链接，有效解决传输线系统场-路耦合系统的电磁瞬态响应。

4 算例分析

首先使用改进LOD-FDTD方法分析计算带缝隙的金属屏蔽箱的屏蔽效能；然后用改进LOD-FDTD方法和MNA计算了双导体传输线系统的瞬态电压响应；最后计算了场-路耦合问题的瞬态电压响应。

4.1 带缝隙金属屏蔽箱的屏蔽效能分析

一个带缝隙的金属屏蔽箱结构，腔体尺寸为300 mm×300 mm×120 mm，在金属腔体顶部正中间开一个尺寸为20 mm×3 mm的窄缝隙，如图6所示。入射波为高斯脉冲，垂直入射到窄缝隙中，电源$E(t)=\exp\left(\frac{-4\pi t^2}{\tau^2}\right)$，其中，$\tau=0.67$ ns。激励源的入射方向$k=-z$，极化方向$e=z$。

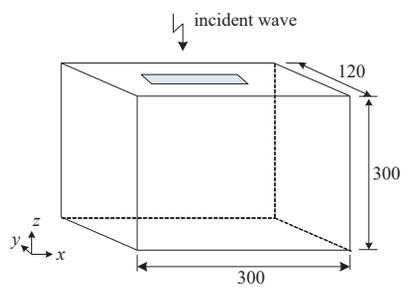

Fig.6 Rectangular metallic shielding case with slot
图6 带狭长缝隙的矩形金属屏蔽箱

图7为带缝隙的金属箱屏蔽效能仿真结果图，频扫范围0.05~1.00 GHz。与文献[13]方法对比，二者的仿真结果基本一致，最大误差在5%以内。

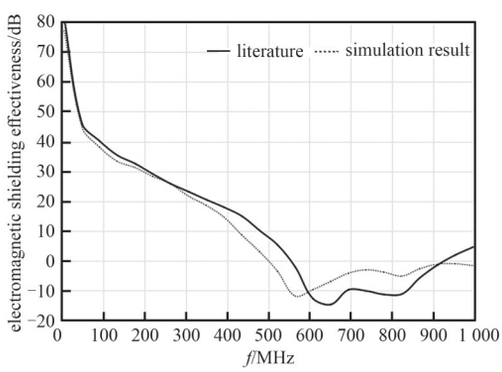

Fig.7 Electric shielding effectiveness of the rectangular metallic shielding case with slot
图7 带缝隙的金属屏蔽箱电磁屏蔽效能

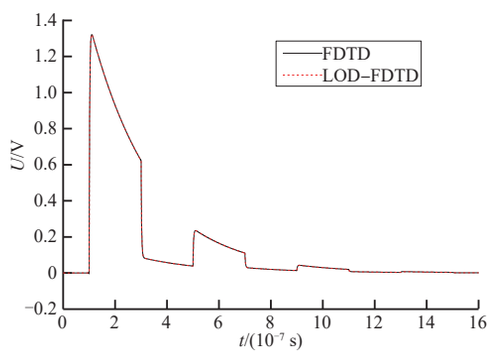

Fig.8 Curves of single load voltage
图8 传输线负载电压变化曲线

4.2 传输线负载系统的电压

考虑一个典型的传输线系统：传输线直径为3 mm，长30 m，离理想大地0.1 m，传输线左端接一个内阻为50 Ω的电源，右端接一个1 000 Ω负载。设定集总源为双指数脉冲电源：$E(t)=1.05\left(\mathrm{e}^{-4t\times10^{6}}-\mathrm{e}^{-4.76t\times10^{8}}\right)$，空间步长取0.3 m，时间步长取1 ns。

图8为右端传输线负载电压的变化曲线。与传统FDTD方法计算结果比对，可以看出本文方法和FDTD法计算的电压瞬态响应基本一致，验证了本方法的准确性。但在相同的计算机配置条件下(Intel i5处理器，16 G内存，C语言编程实现)，本文方法计算耗时0.235 s，同样的精确度要求下，FDTD方法+MNA耗时0.783 s，证明了本文方法的高效性。

4.3 传输线负载与金属屏蔽腔系统的瞬态响应分析

考虑一个典型的金属屏蔽腔，尺寸为100 mm×100 mm×8 mm，在腔体顶部开一个20 mm×5 mm的窄矩形条缝。金属屏蔽腔体左侧连接一穿透了屏蔽腔的传输线系统。传输线系统由一根传输线(线长100 mm)、2个负载为50 Ω的电阻(连接在传输线的左右两端)和1个电源组成，如图9所示。

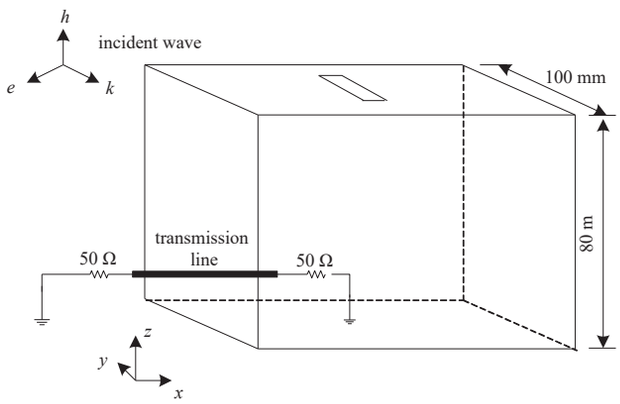

Fig.9 Rectangular metallic shielding case coupling transmission line and electrical loads

图9 金属屏蔽腔耦合传输线及负载

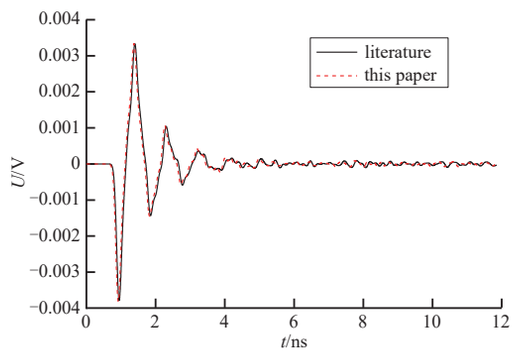

Fig.10 Induced voltage of the right port load

图10 右端负载的感应电压

电源采用高斯脉冲激励源：$E(t)=\exp\left(-\dfrac{4\pi\left(t-t_0\right)^2}{\left(0.4\times10^{-9}\right)^2}\right)$。激励源的入射方向$k=\dfrac{\sqrt{2}}{2}x-\dfrac{\sqrt{2}}{2}z$，极化方向$e=-\dfrac{\sqrt{2}}{2}x+\dfrac{\sqrt{2}}{2}z$。

图10为本文计算传输线右端负载的瞬时响应电压曲线图，通过和文献[14]的结果对比，证明了本文结果精确度的可靠性。

5 结论

本文的理论和数值仿真结果说明，将改进的LOD-FDTD方法和MNA方法结合计算场-线-路耦合问题的瞬态响应是完全可行的。场强和传输线、缝隙等的处理仅需用LOD-FDTD方法，而路的处理则采用了改进节点电压法。通过分析3个算例，验证了本文所提出的混合算法在保证精确度的前提下，计算速度更快，是一种高效的数值解决方案。

参考文献：

[1] YANG C Y, JANDHYALA V. A time-domain surface integral technique for mixed electromagnetic and circuit simulation[J]. IEEE Transactions on Advanced Packaging, 2005,28(4):745-753. DOI:10.1109/TADVP.2005.848389.

[2] 刘英洲,张长青,冯进军. 基于交错双栅结构的混合电路模型[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2023,21(10):1204-1210, 1229. (LIU Yingzhou, ZHANG Changqing, FENG Jinjun. A hybrid circuit model based on staggered double-vane structure[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2023,21(10):1204-1210,1229.) DOI:10.11805/TKYDA2023199.

[3] BAGCI H, YILMAZ A E, JIN Jianming, et al. Fast and rigorous analysis of EMC/EMI phenomena on electrically large and

complex cable-loaded structures[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2007,49(2):361-381. DOI:10.1109/TEMC.2007.897159.

[4] YILMAZ A E,JIN J M,MICHIELSSEN E. A TDIE-based asynchronous electromagnetic-circuit simulator[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2006,16(3):122-124. DOI:10.1109/LMWC.2006.869861.

[5] 范凯航,陈娟,牟春晖. 高功率微波天线电磁仿真方法研究进展[J]. 电波科学学报, 2024,39(5):836-845. (FAN Kaihang, CHEN Juan, MU Chunhui. Research progress on electromagnetic simulation methods for high-power microwave antennas[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2024,39(5):836-845.) DOI:10.12265/j.cjors.2024140.

[6] RUI Pingliang, CHEN Rushan, WANG Daoxiang, et al. A spectral multigrid method combined with MLFMM for solving electromagnetic wave scattering problems[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007,55(9):2571-2577. DOI:10.1109/TAP.2007.904131.

[7] 王为,周东明,刘培国,等. 端接任意负载传输线的分步CN-FDTD分析方法[J]. 电子与信息学报, 2013,35(1):209-214. (WANG Wei,ZHOU Dongming,LIU Peiguo,et al. Transient analysis of transmission line with arbitrary loads based on the split-step CN-FDTD method[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013,35(1):209-214.) DOI:10.3724/SP.J.1146.2012.00658.

[8] LEE J,ZHANG J. Precoditioned iterative methods for solving defence linear systems from electromagnetic scattering applications[D]. Lexington,KY,United States:University of Kentucky, 2004.

[9] SMITH G D. Numerical solution of partial differential equations: finite difference methods(Oxford applied mathematics and computing science series[M]. Clarendon:Clarendon Press, 1986.

[10] TAY W C,TAN E L. Mur absorbing boundary condition for efficient fundamental 3-D LOD-FDTD[J]. IEEE Microwave and Wireless Compoments Letters, 2010,20(2):61-63.

[11] REIS T. Circuit synthesis of passive descriptor systems—a modified nodal approach[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2010,38(1):44-68. DOI:10.1002/cta.532.

[12] 苏敏. 无条件稳定的LOD-FDTD算法研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2016. (SU Min. Research on unconditionally stable LOD-FDTD algorithm[D]. Changsha,China:National University of Defense Technology, 2016.)

[13] RANA M M,MOHAN A S. Segmented-locally-one-dimensional-FDTD method for EM propagation inside large complex tunnel environments[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012,48(2):223-226. DOI:10.1109/TMAG.2011.2177075.

[14] LIU Guosheng,ZHANG Guoji,HU Binjie. Numerical analysis for an improved ADI-FDTD method[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2008,18(9):569-571. DOI:10.1109/LMWC.2008.2002441.

作者简介：

苏　敏(1984-)，女，博士，工程师，主要研究方向为电子信息工程.email:158748062@qq.com.

刘培国(1969-)，男，博士，教授，博士生导师，主要研究方向为电磁兼容、电磁防护、生物电磁、目标与环境特性等.