

等效环路有限差分算法及其在人工复合材料设计中的应用*

刘立国^{1)†} 吴微微¹⁾ 吴礼林²⁾ 莫锦军¹⁾ 付云起¹⁾ 袁乃昌¹⁾

1) (国防科技大学, 电子科学与工程学院, 长沙 410073)

2) (蚌埠汽车士官学校, 基础部, 蚌埠 233011)

(2012年12月24日收到; 2013年3月19日收到修改稿)

本文实现了一种新颖的等效环路有限差分算法, 这种算法借鉴传输线算法的思想, 在 Yee 氏网格中引入等效集总元件, 包括常规介质中的等效串联电感、并联电容和左手材料中的等效并联电感、串联电容等. 良好的物理思想使其可以提供适用色散介质计算的收敛性条件, 更加适合仿真计算频率选择表面和超材料等色散介质. 为了提高其计算效率, 研究了核内加速技术, 这种技术理论上可达到最高 4 倍的加速, 实际应用中得到 2 倍左右的加速效果. 使用该算法进行了超材料吸波体结构的设计, 通过单双环电阻加载实现宽带电磁波吸收功能. 隐身天线罩对于实现天线的带外隐身有着重要作用, 利用该算法设计了工作频率为 1 GHz, 隐身频带在 3 GHz 到 9 GHz 的天线罩. 并与两个加工样品的测量结果进行了比较, 对比的结果验证了算法的正确性. 同时核内加速技术的有效性也通过仿真时间比较得到了验证.

关键词: 等效环路有限差分算法, 核内加速, 超材料吸波体, 隐身天线罩

PACS: 02.70.Bf, 41.20.Jb, 42.25.Bs, 78.20.Ci

DOI: 10.7498/aps.62.130203

1 引言

由于时域有限差分 (FDTD) 算法的直接性和天然并行性使其成为解决电磁场计算和科学研究的有力工具^[1]. 到目前为止, 关于时域有限差分算法的改进研究集中在以下几个方面: 1) 计算网络的改进方面, 例如非均匀网格^[2] 和共形网格技术^[3-5] 等; 2) 算法加速方面的研究, 例如多核并行技术、高性能图形显卡 GPU 加速技术^[6] 等; 3) 算法的融合改进, 例如 ADI-FDTD, Laguerre-FDTD 技术等^[7]. 时域有限差分技术的直接性导致了高内存负载需求, 因而存在着计算速度慢、计算资源需求高的缺点.

通过在 Yee 氏网格^[8] 中引入等效集总元件的思想, Rennings 等^[9,10] 提出了一种新颖的等效环路有限差分算法 (EC-FDTD), 这种算法借鉴传输线

算法中的思想来减少迭代中的运算; 同时由于其迭代计算的变量为电流值和电压值, 更加利于其积分运算; 最重要的是这种算法易于扩展到色散材质的计算, 可以提供适用于色散介质的收敛性条件. 传统有限差分算法单机计算问题的能力不足, Intel 公司提出的单指令多数据流扩展技术 (Streaming Single instruction multiple data Extensions, SSE) 是一种核内加速技术, 能够有效增强 CPU 浮点运算能力^[11,12]. 将 SSE 技术应用到等效环路有限差分算法中, 在不改变硬件条件下, 理论上可达到最高 4 倍的加速.

人工复合材料是近年来学术领域研究的热点, 由于其具有天然存在物质无法比拟的优点, 如本构参数的双负特性等. 可利用其实现如完美透镜, 复合左/右手传输线等新型元器件^[13], 对于未来的通信、雷达、微电子、超声成像和微波成像等产生重要的影响. 人工复合材料普遍具有色散特性, 利

* 新世纪优秀人才支持计划 (批准号: NCET-10-0894) 和国家自然科学基金 (批准号: 60871069) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: liguoliu99@gmail.com

用传统的有限差分算法进行计算,存在着无收敛性条件的缺点,利用等效环路有限差分算法可以克服此缺点.本文利用该算法进行了两种超材料结构的设计,分别设计了宽带超材料吸波体和隐身天线罩.利用实验测量结果作为对比,验证了等效环路有限差分算法的正确性,同时其核内加速技术的有效性也得到了验证.

2 等效环路有限差分算法

2.1 非色散介质的等效环路有限差分算法

定义 F_d 为某矢量的分量值,下标 d 满足模 3 运算规则即 $F_0 \equiv F_x, F_1 \equiv F_y, F_2 \equiv F_z, F_3 \equiv F_x$, 以此类推. d 的有效集为 $\{0, 1, 2\}$. 定义位置平移算子 S_d 及其逆算子 S_d^{-1} , 下标平移算子 R 及其逆算子 R^{-1} :

$$S_d F(\mathbf{X}) = F(\mathbf{X} + \mathbf{E}_d), \quad (1)$$

$$(S_d^{-1} + S_{d+1})F(\mathbf{X}) = F(\mathbf{X} + \mathbf{E}_{d+1}) + F(\mathbf{X} - \mathbf{E}_d), \quad (2)$$

$$R F_d = F_{d+1}, \quad (3)$$

$$R^{-1} F_d = F_{d+1}, \quad (4)$$

其中 $\mathbf{E}_0 = (1, 0, 0)^T$, $\mathbf{E}_1 = (0, 1, 0)^T$ 和 $\mathbf{E}_2 = (0, 0, 1)^T$. 上述定义的算子加上 null 运算和单位不变运算构成了数学上一个完整的环. 从 Maxwell 积分方程 (5) 和 (6) 式出发, 其中 σ_e 和 σ_m 分别是电损耗和磁损耗, \mathbf{J}_{src} 是源电流密度, 此处 $(\varepsilon, \mu, \sigma_e, \sigma_m)$

$$\oint_{\partial A} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \frac{d}{dt} \left(\iint_A \varepsilon \mathbf{E} \cdot d\mathbf{A} + \iint_A \sigma_e \mathbf{E} \cdot d\mathbf{A} - \iint_A \mathbf{J}_{\text{src}} \cdot d\mathbf{A} \right), \quad (5)$$

$$\oint_{\partial A} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \frac{d}{dt} \left(\iint_A \mu \mathbf{H} \cdot d\mathbf{A} - \iint_A \sigma_m \mathbf{H} \cdot d\mathbf{A} \right) \quad (6)$$

是与频率无关的, 即为非色散介质. 根据定义的运算符号和如图 1 所示的关系, 容易推导得到

$$\begin{aligned} & \oint_{\partial A} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} \\ & \approx \{1 - S_{d+1}^{-1}\} H_{d+2} \bar{\Delta}_{d+2} - \{1 - S_{d+2}^{-1}\} H_{d+1} \bar{\Delta}_{d+1} \\ & \approx \left(\varepsilon_{d,\text{eff}} \frac{d}{dt} E_d + \sigma_{d,\text{eff}}^e E_d - J_d^{\text{src}} \right) \Delta_{d+1} \Delta_{d+2}, \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} & \oint_{\partial A} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} \\ & \approx \{S_{d+1} - 1\} E_{d+2} \Delta_{d+2} - \{S_{d+2}^{-1} 1\} E_{d+1} \Delta_{d+1} \\ & \approx - \left(\mu_{d,\text{eff}} \frac{d}{dt} H_d + \sigma_{d,\text{eff}}^m H_d \right) \Delta_{d+1} \Delta_{d+2}, \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $\bar{\Delta}_d = 1/2(S_d^{-1} \Delta_d + \Delta_d)$ 是磁场网格的长度, $(\varepsilon_{d,\text{eff}}, \mu_{d,\text{eff}}, \sigma_{d,\text{eff}}^e, \sigma_{d,\text{eff}}^m)$ 是电场和磁场中心点处的等效本构参数, 可由图 2 所示得到 (9) 和 (10) 式:

$$\varepsilon_{d,\text{eff}} = \frac{\{1 + S_{d+1}^{-1} + S_{d+2}^{-1} + S_{d+1}^{-1} S_{d+2}^{-1}\} [\varepsilon \Delta_{d+1} \Delta_{d+2}]}{\{1 + S_{d+1}^{-1} + S_{d+2}^{-1} + S_{d+1}^{-1} S_{d+2}^{-1}\} [\Delta_{d+1} \Delta_{d+2}]}, \quad (9)$$

$$\mu_{d,\text{eff}} = \frac{\{1 + S_d^{-1}\} [\Delta_d]}{\{1 + S_d^{-1}\} \left[\frac{\Delta_d}{\mu} \right]}. \quad (10)$$

通过引入 (11)—(14) 式的等效集总参数:

$$C_d = \frac{1}{4} \{1 + S_{d+1}^{-1} + S_{d+2}^{-1} + S_{d+1}^{-1} S_{d+2}^{-1}\} \times [\varepsilon \Delta_{d+1} \Delta_{d+2}] \frac{1}{\Delta_d}, \quad (11)$$

$$G_d = \frac{1}{4} \{1 + S_{d+1}^{-1} + S_{d+2}^{-1} + S_{d+1}^{-1} S_{d+2}^{-1}\} \times [\sigma_e \Delta_{d+1} \Delta_{d+2}] \frac{1}{\Delta_d}, \quad (12)$$

$$L_d = \frac{\Delta_{d+1} \Delta_{d+2}}{\frac{1}{2} \{1 + S_d^{-1}\} \left[\frac{\Delta_d}{\mu} \right]}, \quad (13)$$

$$R_d = \frac{\Delta_{d+1} \Delta_{d+2}}{\frac{1}{2} \{1 + S_d^{-1}\} \left[\frac{\Delta_d}{\sigma_m} \right]}. \quad (14)$$

并记 $E_d \Delta_d \doteq v_d$ 和 $H_d \bar{\Delta}_d \doteq i_d$ 可得到等效环路有限差分的迭代公式如下:

$$\{1 - S_{d+1}^{-1}\} i_{d+2} - \{1 - S_{d+2}^{-1}\} i_{d+1} + i_d^{\text{src}} = C_d \frac{d}{dt} v_d + G_d v_d, \quad (15)$$

$$\{S_{d+1} - 1\} v_{d+2} - \{S_{d+2} - 1\} v_{d+1} = -L_d \frac{d}{dt} i_d - R_d i_d, \quad (16)$$

其中

$$i_d^{\text{src}} = \frac{1}{4} \{1 + S_{d+1}^{-1} + S_{d+2}^{-1} + S_{d+1}^{-1} S_{d+2}^{-1}\} \times [\Delta_{d+1} \Delta_{d+2}] J_d^{\text{src}}. \quad (17)$$

对公式中的微分项离散差分得到最后的迭代公式为

$$v_d^n = \frac{1 - \frac{\Delta t G_d}{2C_d}}{1 + \frac{\Delta t G_d}{2C_d}} v_d^{n-1} + \frac{\Delta t}{C_d} \frac{\{1 - S_{d+1}^{-1}\} i_{d+2}^{n-1/2} - \{1 - S_{d+2}^{-1}\} i_{d+1}^{n-1/2} + i_{\text{src},d}^{n-1/2}}{1 + \frac{\Delta t G_d}{2C_d}}, \quad (18)$$

$$i_d^{n+1/2} = \frac{1 - \frac{\Delta t R_d}{2L_d}}{1 + \frac{\Delta t R_d}{2L_d}} i_d^{n-1/2} - \frac{\Delta t}{L_d} \frac{\{S_{d+1} - 1\} v_{d+2}^n - \{S_{d+2} - 1\} v_{d+1}^n}{1 + \frac{\Delta t R_d}{2L_d}}. \quad (19)$$

与普通 FDTD 相比, EC-FDTD 在迭代公式中迭代计算的不再是电场和磁场的数值, 而是电压和电流值. 同时在公式中通过构造等效集总元件, 网格点处的有限差分计算迭代公式变换为该点的基尔霍夫电压和电流公式. 若在频域表示其迭代计算公式, 通过 $\frac{d}{dt} \rightarrow j\omega$ 变换可得出形式简洁、物理意

义明确的频域公式

$$Y_d \doteq G_d + j\omega C_d, \quad (20)$$

$$Z_d \doteq R_d + j\omega L_d, \quad (21)$$

$$\{1 - S_{d+1}^{-1}\} i_{d+2} - \{1 - S_{d+2}^{-1}\} i_{d+1} + i_d^{\text{src}} = Y_d v_d, \quad (22)$$

$$\{S_{d+1} - 1\} v_{d+2} - \{S_{d+2} - 1\} v_{d+1} = -Z_d i_d. \quad (23)$$

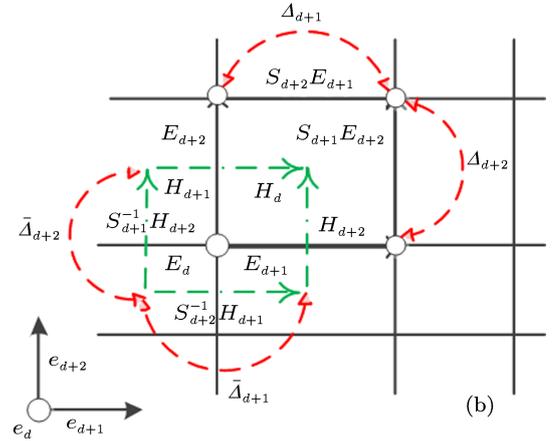
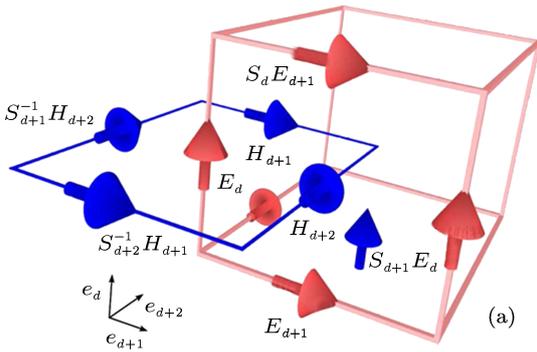


图1 场分量位置关系 (a) 三维关系; (b) 二维投影及其积分关系

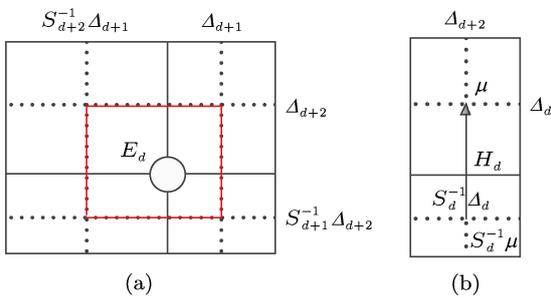


图2 等效本构参数提取 (a) 等效介电常数提取; (b) 等效磁导率提取

2.2 色散介质的等效环路有限差分算法

色散介质既有天然存在的如等离子体等, 也有人工合成的如超材料等. 而这类物质的本构关系与频率相关, 因而其有限差分算法的实现形式复杂,

且没有稳定性条件. 将非色散材质的等效环路有限差分算法扩展为更一般的形式, 使其适用于色散材质, 利用 (20)—(23) 式可以容易实现这种扩展. 以 Drude 型色散材质为例, 其等效电路图如图 3 所示. 与非色散介质的算法比较可发现: 在并联等效电路图 3(a) 中多出了由并联电感 (考虑损耗) 引起的电流附加项 $i_{L,d}$; 在串联等效电路图 3(b) 中出现了由串联电容 (考虑损耗) 引起的电压附加项 $v_{L,d}$. 综合考虑电感和电容与电压和电流的关系, 可以得到

$$\begin{aligned} & \{1 - S_{d+1}^{-1}\} i_{d+2} - \{1 - S_{d+2}^{-1}\} i_{d+1} + i_d^{\text{src}} \\ & = Y_d v_d + i_{L,d}, \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} & \{S_{d+1} - 1\} v_{d+2} - \{S_{d+2} - 1\} v_{d+1} \\ & = -Z_d i_d - v_{L,d}, \end{aligned} \quad (25)$$

$$v_d = L_{L,d} \frac{d}{dt} i_{L,d} + R_{L,d} i_{L,d}, \quad (26)$$

$$i_d = C_{L,d} \frac{d}{dt} v_{L,d} + G_{L,d} v_{L,d}. \quad (27)$$

最后用时间的离散微分即可得到 Drude 型

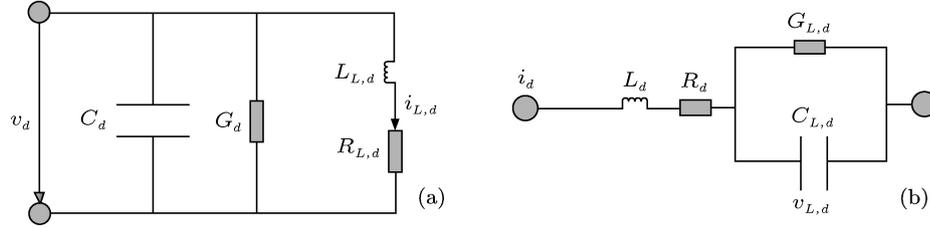


图3 Drude 型色散介质等效电路 (a) 并联电路; (b) 串联电路

在等效环路有限差分算法中, 把网络等效为包含集总元器件的电路从而达到简化计算、易于扩展的目的. 非色散介质情况下集总元器件参数的计算由介质参数和网络参数共同决定, 易于计算. 在计算色散介质的等效集总元器件参数 $L_{L,d}$ 和 $C_{L,d}$ 时, 应通过定义等效电路的串并联谐振频率 ω_{se} , ω_{sh} 来计算:

$$L_{L,d} = \frac{1}{\omega_{se} C_{R,d}}, \quad (28)$$

$$C_{L,d} = \frac{1}{\omega_{sh} L_{R,d}}. \quad (29)$$

2.3 等效环路有限差分算法收敛准则

利用坡印廷能流和李雅普诺夫稳定性条件可以得到色散介质和非色散介质的算法收敛准则. 根据 (24)—(27) 式可以得到坡印廷能流

$$\begin{aligned} & \sum_d \sum_d (v_d \{1 - S_{d+1}^{-1}\} i_{d+2} - v_d \{1 - S_{d+2}^{-1}\} i_{d+1} \\ & + v_d i_{L,d+2} - i_{d+1} \{S_{d+2}^{-1}\} v_d \\ & + i_{d+1} \{S_d - 1\} v_{d+2} + v_{L,d+1} i_{d+1}) \\ = & \sum_d \sum_d \left(C_d v_d \frac{d}{dt} v_d + G_d v_d^2 + v_d i_{L,d} \right. \\ & - v_d i_{src,d} + L_{L,d} i_{L,d} \frac{d}{dt} i_{L,d} + R_{L,d} i_{L,d}^2 \\ & + L_{d+1} i_{d+1} \frac{d}{dt} i_{d+1} + R_{d+1} i_{d+1}^2 + v_{L,d+1} i_{d+1} \\ & \left. + C_{L,d+1} v_{L,d+1} \frac{d}{dt} v_{L,d+1} + G_{L,d+1} v_{L,d+1}^2 \right), \quad (30) \end{aligned}$$

式中分别对下标和原胞求和. 将 (30) 式变换如下:

$$\sum_d \sum_d P_{src,d} = \sum_d \sum_d v_d i_{src,d}$$

色散介质的迭代计算公式. 同样的方法可推导 Lorentz 和 Debye 型色散介质的计算公式, 只需给出相应的等效电路即可. 因而等效环路有限差分算法具有易于扩展的优点.

$$\begin{aligned} = & \sum_d \sum_d (G_d v_d^2 + R_{L,d} i_{L,d}^2 \\ & + R_{d+1} i_{d+1}^2 + G_{L,d} v_{L,d}^2 \\ & + \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} C_d v_d^2 + \frac{1}{2} L_{L,d} i_{L,d}^2 \right. \\ & \left. + \frac{1}{2} L_{d+1} i_{d+1}^2 + \frac{1}{2} C_{L,d+1} v_{L,d+1}^2 \right] \\ & - v_d i_{d+2} + v_d S_{d+1}^{-1} i_{d+2} \\ & + v_d i_{d+1} - v_d S_{d+2}^{-1} i_{d+1} \\ & + S_{d+2} v_d i_{d+1} - v_d i_{d+1} \\ & - S_d v_{d+2} i_{d+1} + R^{-1} [v_d i_{d+2}]). \quad (31) \end{aligned}$$

上式中左边是系统的能流, 右边前四项是等效集总元件消耗的能量, 微分项是等效电容、电感存储的能量, 其他项是辐射的能量.

李雅普诺夫稳定性条件要求能流非负并且在无源情况下单调递减或者为常量. 根据 (31) 式和李雅普诺夫稳定性条件可以分别求得非色散介质和色散介质的收敛条件, 具体的推导过程可参考文献 [14].

3 人工复合材料设计及其算法验证

3.1 超材料吸波体的设计及其验证

超材料用于电磁波吸收 [15–20] 时存在着吸收频带窄、极化敏感等缺点. 方形环是一种常用的频率选择表面, 其反射透射特性得到了广泛的研究. 本节将分别将单方形环和双方形环进行电阻加载, 得到了宽频带的电磁波吸收效果.

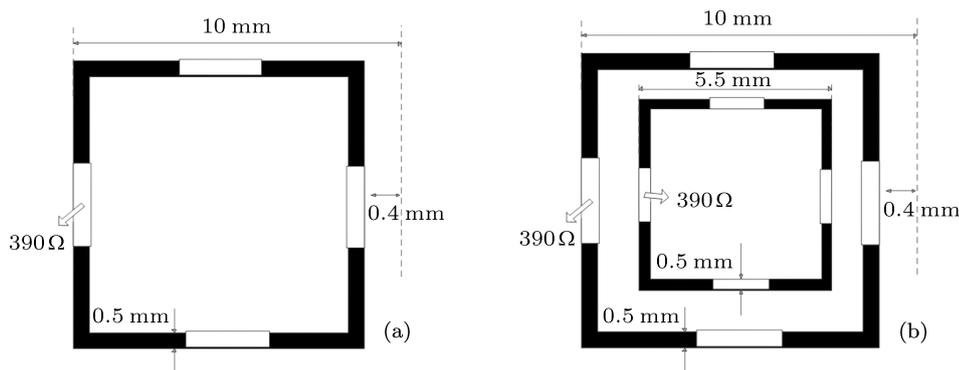


图4 样品结构示意图 (a) 单环参数; (b) 双环参数

样品的结构参数如图4所示, 单元尺寸都为10 mm, 远小于工作波长. 单环的加载电阻为390 Ω, 双环的内外环加载电阻都为390 Ω. 当电磁波垂直入射到周期排列的方形环表面时, 在方形环谐振频率上, 沿电场方向会形成表面电流. 通过在方形环结构中引入集总电阻, 吸收表面感应电流, 能够有效减少电磁波反射能量. 基于方形环的吸波材料与频率选择表面不同的是, 其底部为金属层, 在方形环四条边上均加上集总电阻是为了达到更好的吸收效果. 在电磁波垂直入射时, 在单元结构的周围分别设置PEC, PMC边界条件, 斜入射时需采用Floquet边界条件, 本文主要讨论垂直入射的情况. 在处理加载电阻元件时, 等效其为特定本构参数的介质, 这样避免计算时的特殊网格处理.

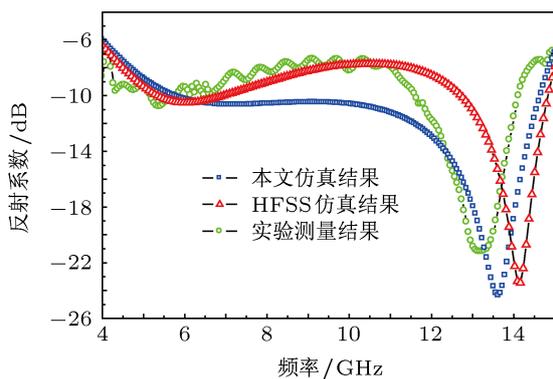


图5 单环吸波体吸收效果验证

采用EC-FDTD仿真结果、商业软件HFSS仿真结果和暗室测量结果对比, 如图5. 从图5中的实验测量结果可以看出在4—15 GHz范围内其表面反射系数均低于-8 dB, 13GHz时吸波效果最好, 达到了-22 dB. 仿真和测量结果说明在较宽的频带内电磁波都能够被有效吸收. 方形环吸波结构吸

波效果与其方形环周期、方形环边长、介质基板厚度、介电常数及加载电阻阻值均相关, 调节这些参数可以实现不同频段的吸波效果. 方形环吸波结构还可以通过不同尺寸的方形环重叠, 如采用双方形环加载结构实现宽带吸波, 结果如图6所示. 通过加载带有电阻的内环, 吸收频带在低频部分得到了扩展, 测量和仿真结果都表明在4.5—14 GHz具有良好的吸收效果(-10 dB). 同时通过与商业软件HFSS仿真结果和测量结果的对比, 验证了EC-FDTD算法的准确性. 在高频段结果差异增大的原因在于集总电阻在高频时表现出较强的容性特点, 而在仿真计算时设置单一的电阻值导致.

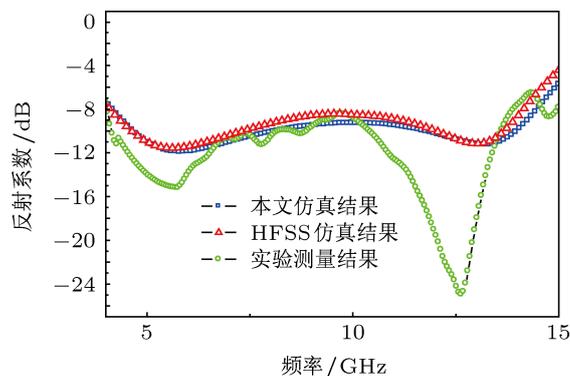


图6 双环吸波体吸收效果验证

3.2 隐身天线罩的设计及其验证

随着各种隐身技术的运用, 天线系统已成为整个平台的强散射源之一, 因此降低天线系统的雷达散射界面 (radar cross section, RCS) 对于降低整个平台的RCS具有重要意义. 天线带内RCS是由其形状和电磁反射特性决定的^[21]. 对于带外的RCS缩减, 可采用天线罩加载频率选择表面的方式实现^[22]. 然而, 这种方法只是将电磁波反射到其他方

向, 对于双站雷达不具有隐身效果. 本节通过加载电阻的双环实现天线的带外隐身, 通过折叠阵子实现工作频道的低插损透波.

天线罩的结构图如图 7 所示. 图 7(a) 是天线罩的外侧结构图, 图 7(b) 是天线罩的内侧结构图. 由于天线罩的结构在其剖面方向不具有对称性, 导致了其发射和接收模式的结果不同, 需要分别加以考虑. 图 8 是天线罩在天线发射工作模式状态下的 S 参数仿真与暗室测量结果, 在天线的工作频率 1 GHz 时, 天线罩的透波插损在 1 dB 以下, 保证了天线的工作效率. 图 9 是天线罩处于接收工作模式时的 S 参数仿真与测量结果对比. 可以看到,

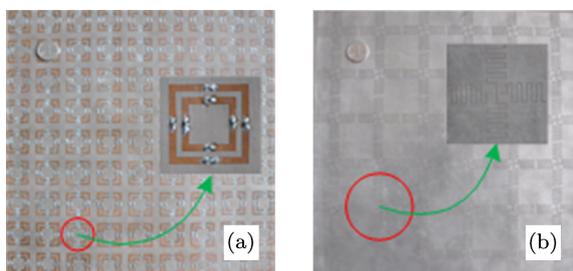


图 7 天线罩样品示意图 (a) 天线罩外侧结构; (b) 天线罩内侧结构

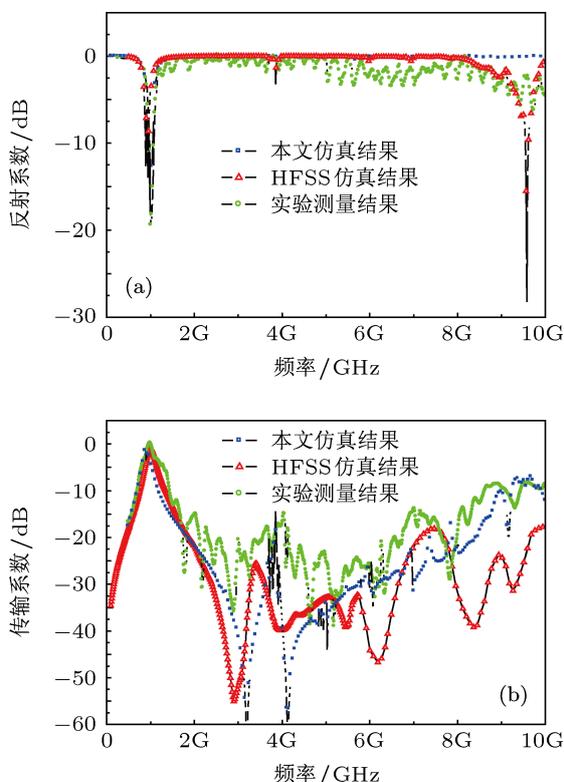


图 8 天线罩发射模式性能 (a) 反射系数特性; (b) 透射系数特性

在 3 GHz 到 9 GHz 的宽频带内, 反射系数均在

-10 dB 以下. 在 1 GHz 的通带, 其插损不大于 1 dB, 保证了天线的接收增益. 从上述两个结果对比中, 环路有限差分算法的仿真结果和真实测量结果接近, 考虑到实验的测量误差, 环路有限差分算法的仿真是准确的.

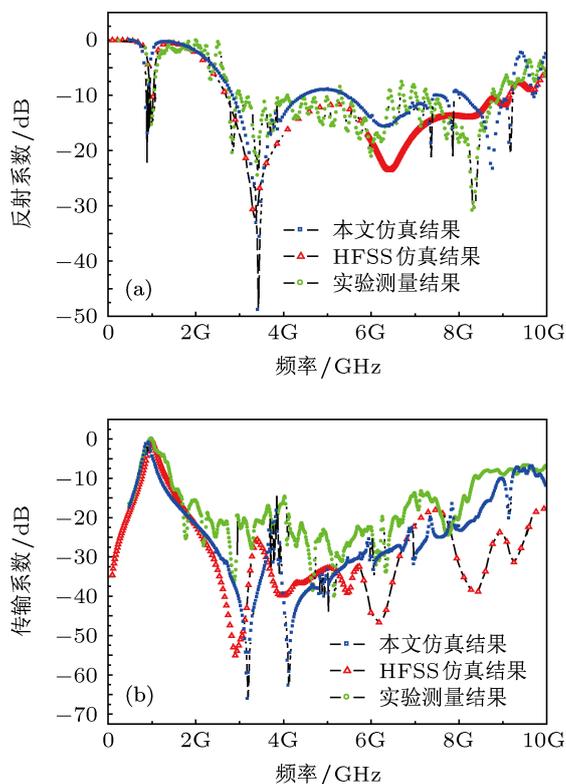


图 9 天线罩接收模式性能 (a) 反射系数特性; (b) 透射系数特性

3.3 核内加速技术及其验证

SSE 是一种较为新型的核内加速技术, 由于这种技术只需简单地改变程序的运行方式即可达到计算速度的提高, 具有投入成本低, 加速效果好的优点. 但是利用其进行有限差分算法的加速还比较少见, 余文华等^[12]实现了其传统有限差分的加速实现, 本节将这种技术应用到等效环路有限差分算法中.

在 CPU 中包含了一个浮点运算器和一个矢量逻辑计算单元如图 10. 浮点运算器是进行的串行运算方式, 而矢量逻辑计算单元是利用并行方式进行数据的处理和计算. 矢量逻辑计算单元拥有一个 128 位的寄存器长度, 对于 32 位的浮点数可同时运行四次运算, 如图 11.

虽然 SSE 从理论上来说比传统的浮点运算会快, 但是所受的限制也很多, 首先, 虽然它执行一次相

当于四次, 会比传统的浮点运算执行 4 次的速度要快, 利用 SSE 的优势, 必须有大数据量做前提, 这样才能发挥 SIMD 的强大作用. 其次, SSE 支持的数据类型是 4 个 32 位 (共计 128 位) 浮点数集合, 并且必须是以 16 位字节边界对齐的. 因此这也给输入和输出带来了不少的限制, 实际上主要影响 SSE 发挥性能的就是不停地对数据进行复制以适应它的数据格式. 通过数据预取技术, 即在本次计算时将下次计算用到数据放在缓冲中, 将大大减少数据的读取时间. 同时联合读写操作也能极大地提升计算速度, 防止计算效率过低.

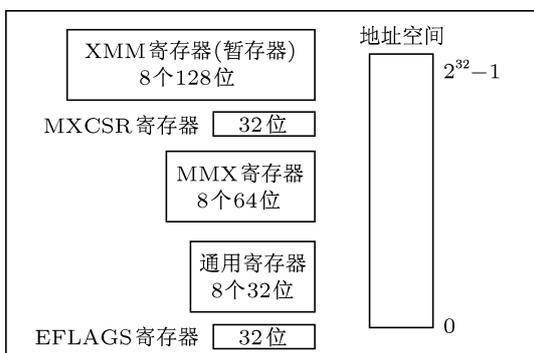


图 10 矢量逻辑计算单元结构

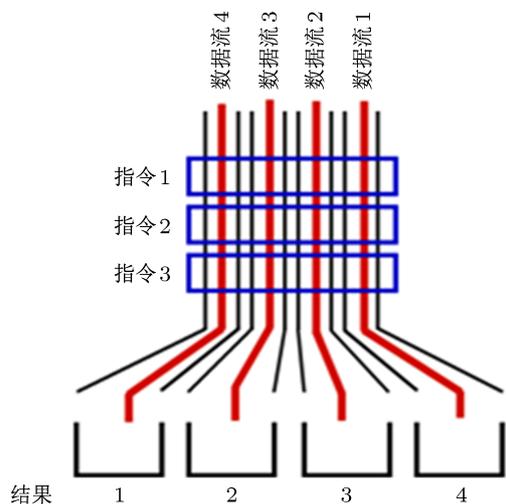


图 11 SSE 运行流程

本节利用配置为 Intel Core i5 2.53 GHz 双核处理器, 物理内存 (RAM) 8 Gbit 个人电脑分别计算

了单环加载电阻吸波体 (SSL)、双环加载电阻吸波体 (DSL)、天线罩发射工作模式 (Radome(t)) 和天线罩接收工作模式 (Radome(r)) 四个测试案例在常规仿真和使用 SSE 技术进行仿真的时间对比及其加速比, 结果如表 1. 通过四个案例的计算时间对比, 使用 SSE 技术可以在计算中得到 2 倍左右的加速比.

表 1 加速比测试

样本	常规仿真/s	SSE 仿真/s	加速比
SSL	104	54	1.93
DSL	169	89	1.9
Radome(t)	1039	501	2.07
Radome(r)	1141	535	2.13

4 结论

本文实现了等效环路有限差分算法, 并使用 SSE 技术增加其运算速度. 由于其在计算色散介质问题上的优点, 使其可以广泛应用于在超材料、频率选择表面等人工复合材料的设计和仿真计算. 通过对于超材料吸波体和隐身天线罩的仿真计算和测量结果对比, 算法的准确性得倒了有效地验证. 同时与常规计算相比, 通过 SSE 加速技术可以得到 2 倍左右的加速比, SSE 加速技术的有效性也得到了体现. 由于 FDTD 算法的迭代部分较适合使用 SSE 的指令集并行方法, 并能取得较好的加速比, 因此本文的 SSE 加速技术仅应用于 EC-FDTD 的核心迭代计算加速. 目前的人工复合材料的计算着重于其单元电磁特性的计算, 其整体仿真在计算资源需求、计算时间存在着瓶颈. 并行计算是电磁仿真算法的重要扩展, 如何将核外并行计算和核内 SSE 加速技术有效结合是今后的工作重点和努力方向, 使其能够进行整体结构的仿真计算.

非常感谢德国杜伊斯堡大学的 Liebig T 博士在 EC-FDTD 方面给予的支持和帮助以及余文华教授在 SSE 加速技巧上提供的无私帮助. 同时感谢东南大学崔铁军教授和沈小鹏博士在超材料吸波体方面的帮助. 感谢 Ansys 公司的袁勇工程师在使用 HFSS 软件过程中给与的帮助.

- [1] Yu W H, Yang X L, Liu Y J, Mittra R, Muto A 2011 *Advance FDTD Methods: parallelization, acceleration and engineering applications* (Artech House: Boston London) pp37–46
- [2] Yu W H, Mittra R 1999 *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques* **47** 353
- [3] Yu W H, Mittra R 2000 *IEEE Antennas and Propagation Magazine* **42** 28
- [4] Waldschmidt G J, Taflove A 2004 *IEEE Antennas and Propagation Magazine* **52** 1658
- [5] G6ddecke D, Strzodka R, Jamaludin M Y, McCormick P, Wobker H, Becker C, Turek S 2008 *International Journal of Computational Science and Engineering* **4** 36
- [6] Wang Y, Yuan N Ch 2006 *Journal of Systems Engineering and Electronic* **17** 80
- [7] Yi Y, Chen B, Chen H L, Fang D G 2007 *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* **17** 91
- [8] Yee K S 1966 *IEEE Trans. on Antennas and Propagation* **14** 302
- [9] Rennings A, Otto S, Caloz C, Lauer A, Bilgic W, Waldow P 2006 *Int. J. Numer. Model* **19** 141
- [10] Rennings A, Otto S, Lauer A, Caloz C, Waldow P 2006 *Proc. of the European Microwave Association* **2** 71
- [11] Streaming SIMD extensions (SSE) Kosa- da Incorporated, Athens, Ohio 45701
- [12] Yu W H 2011 *IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics* Beijing, May22–25, 2011 p441
- [13] Caloz C, Itoh T 2005 *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications* (John Wiley & Sons: New Jersey) pp59–131
- [14] Rennings A, Lauer A, Caloz C, Wolff I 2008 *Springer Proceedings in Physics* **121**
- [15] Wang X D, Ye Y H, Ma J, Jiang M P 2010 *Chin. Phys. Lett.* **27** 94101
- [16] Yang Y J, Huang Y J, Wen G J, Zhong J P, Sun H B, Oghenemuero G 2012 *Chin. Phys. B* **21** 038501
- [17] Gu C, Qu S B, Pei Z B, Xu Z, Liu, Gu W 2011 *Chin. Phys. B* **20** 017801
- [18] Cheng Y Z, Wang Y, Nie Y, Zheng D H, Gong R Z, Xiong X, Wang X 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 134102 (in Chinese) [程用志, 王莹, 聂彦, 郑栋浩, 龚荣洲, 熊炫, 王鲜 2012 物理学报 **61** 134102]
- [19] Shen X P, Cui T J, Zhao J M, Ma H F, Jiang W X, Li H 2011 *Opt. Express* **19** 9401
- [20] Costa F, Monorchio A, Manara G 2010 *IEEE Trans. on Antennas and Propagation* **58** 1551
- [21] Kozakoff D J 2010 *Analysis of Radome-Enclosed Antennas* (Artech House: MA) pp55–73
- [22] Costa F, Monorchio A 2012 *IEEE Trans. on Antennas and Propagation* **60** 2740

An algorithm of equivalent circuit of FDTD and its application to designing metamaterial structure*

Liu Li-Guo^{1)†} Wu Wei-Wei¹⁾ Wu Li-Lin²⁾ Mo Jin-Jun¹⁾
Fu Yun-Qi¹⁾ Yuan Nai-Chang¹⁾

1) (School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

2) (Dept. of Basic Courses, Bengbu Automobile NCO Acade, Bengbu 233011, China)

(Received 24 December 2012; revised manuscript received 19 March 2013)

Abstract

A novel finite-difference time domain (FDTD) algorithm named equivalent circuit FDTD (EC-FDTD) is realized, which introduces lumped elements from transmission line theory into Yee cell. It includes lumped elements such as series inductance and shunt capacitance in the right-handed materials, as well as shunt inductance and series capacitance in the left-handed materials. Due to its promising physical thoughts, it can be easily generalized to arbitrary dispersive materials including frequency selective surfaces and metamaterials. The technology of streaming single-instruction multiple-data (SIMD) extensions (SSE) was proposed by Intel and is currently utilized in personal computers. SSE is a kind of parallel speedup technology in one core. The speedup can be achieved four times in principle without changing hardware. Combined with SSE, the EC-FDTD can be apparently accelerated. Twice speedup is achieved in the tests of this paper. The algorithm of EC-FDTD is utilized to design the wideband metamaterials absorbers by employing the single square and double square loops loaded with the lumped resistors. The invisible radome has a great impact on reducing the radar cross section of the antenna out of band. The radome is designed with operating frequency to be 1 GHz and the absent bandwidth from 3 GHz to 9 GHz by the algorithm. And then these prototypes are fabricated and measured. From the comparative results, the correctness of EC-FDTD and the speedup of the SSE are both verified.

Keywords: EC-FDTD, SSE, metamaterial absorbers, invisible radome

PACS: 02.70.Bf, 41.20.Jb, 42.25.Bs, 78.20.Ci

DOI: 10.7498/aps.62.130203

* Project supported by the New Century Excellent Talents in University of China (Grant No. NCET-10-0894), and the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 60871069).

† Corresponding author. E-mail: liguoliu99@gmail.com