

文章编号: 0490-6756(2008)02-0296-05

一种分层介质低通滤波器的设计与分析

刘长军, 徐 兰, 赵 翔

(四川大学电子信息学院, 成都 610064)

摘 要: 本文给出了一种利用分层介质构造低通滤波器的设计方法. 基于阶跃阻抗低通滤波电路设计理论, 交替使用高波阻抗和低波阻抗的介质, 实现了低通滤波电路的频率响应, 并使用时域有限差分法(FDTD)进行数值模拟, 验证了滤波电路的频率响应. 本文对比了 FDTD 和隐式 FDTD 对滤波电路的仿真. 隐式 FDTD 具有较高的效率和精度, 适于精细结构的数值模拟计算. 这种低通滤波器还可使用同轴线或波导来构造, 具有结构简单和尺寸小的优点. 随着微波特殊材料技术的发展, 这种分层介质滤波器的结构在射频通信、电磁兼容和微波化学等领域具有良好的应用前景.

关键词: 时域有限差分; 阶跃阻抗; 波阻抗

中图分类号: TN82

文献标识码: A

Design and analysis of a layered dielectric low pass filter

LIU Chang-Jun, XU Lan, ZHAO Xiang

(College of Electronics and Information Engineering, Sichuan University, Chengdu 610064, China)

Abstract: A method to design layered dielectric low pass filters is presented. Based on the theory of stepped impedance filters, a filter is built with alternated high and low wave impedance dielectrics. With the finite difference time domain (FDTD) method, the characteristics of the filter are simulated and verified. The conventional FDTD method and implicit FDTD method are compared in one filter example as well. The implicit FDTD method is more accurate and efficient, and owns some advantages over conventional FDTD on simulations of electrically small objects. The proposed filters may be built in coaxial lines or waveguides, and find applications of radio frequency communications, electromagnetic compatibility, and microwave chemistry. The filters have more and more applications with developed microwave metamaterials.

Key words: finite difference time domain method, stepped impedance, wave impedance

1 引 言

利用周期性分层介质可以构造具有带阻特性的光子带隙(PBG)结构, 文献[1]使用 ADI-FDTD 进行了数值模拟, 分析了该结构的频率响应. 类似的 PBG 结构在滤波电路和天线等电子学领域中具有很多的研究和应用^[2-4]. 借鉴阶跃阻抗低通滤

波电路的设计方法^[5], 我们构造的分层介质结构具有低通的频率响应特性. 这种分层介质结构既可以在自由空间中构造, 也可在同轴线和波导中填充不同波阻抗的介质来形成, 结构简单并具有良好的应用前景.

利用时域有限差分进行时域仿真, 通过一次时域脉冲响应的计算, 再利用傅立叶变换就可以得到

收稿日期: 2007-02-05; 修回日期: 2007-10-03

基金项目: 国家自然科学基金(60301004)

作者简介: 刘长军(1973—), 男, 教授, 博士, 研究方向为电磁场与微波技术研究. E-mail: cjliu@scu.edu.cn

中国知网 <http://www.cnki.net>

滤波电路在一个频带内的频率响应,具有很高的计算效率^[6-9].在滤波电路的数值模拟中,为了提高计算的精度需要使用很精细的网格划分,由于稳定条件的限制而降低了 FDTD 计算效率.通过使用隐式 FDTD 或者 ADI-FDTD 可以突破稳定条件的限制,通过增大时间步长的选取提高计算效率^[10,11].由于受到数值色散的影响,时间步长的提高会对高频分量计算带来更多的误差^[12].

2 低通滤波电路设计

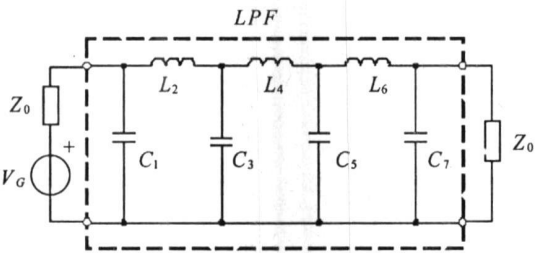
2.1 通过阻抗变化的传输线实现

一段长为 l 归一化特征阻抗为 \tilde{Z}_0 的无耗传输线,两端口网络的转移矩阵为^[5]

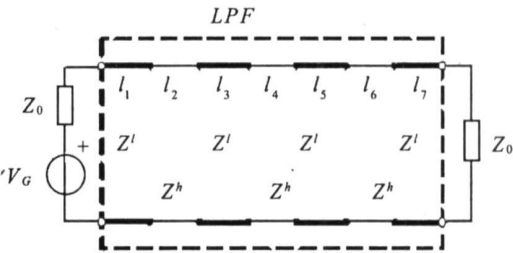
$$[A] = \begin{bmatrix} \cos \beta l & j\tilde{Z}_0 \sin \beta l \\ j\frac{1}{\tilde{Z}_0} \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$.当满足条件 $l \leq \lambda$ 和 $\tilde{Z}_0 = \tilde{Z}^{high} \geq 1$ 时,则转移矩阵 $[A]$ 简化为

$$[A] \approx \begin{bmatrix} 1 & j\tilde{Z}_0 \beta l \\ j\frac{1}{\tilde{Z}_0} \beta l & 1 \end{bmatrix} \approx$$



(a) 集总参数低通滤波电路原型子



(b) 传输线实现的分布式低通滤波电路

图 1 7 阶 Butterworth 低通滤波电路
Fig. 1 7th order Butterworth lowpass filter

2.2 分层介质低通滤波器的实现方法

理想介质的波阻抗为 $\eta = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \eta_0$, 其中 η_0 为自由空间波阻抗, ϵ_r 和 μ_r 分别为相对介电常数和相对导磁率.设置高波阻抗和低波阻抗的介质交替出现,等效为高阻抗和低阻抗的传输线,构成分层介质低通滤波电路.如果匹配波阻抗为 η_0 ,依据式 (3) 确定分层介质的厚度分别为

$$\begin{cases} l_n^{low} = \frac{g_n}{\beta} \frac{\eta^{low}}{\eta_0} \\ l_n^{high} = \frac{g_n}{\beta} \frac{\eta_0}{\eta^{high}} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & j\tilde{Z}^{high} \beta l \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j\omega \tilde{L} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中 $\tilde{L} = \frac{\beta l}{\omega} \tilde{Z}^{high}$.可见高特征阻抗短传输线与串联电感等价.同理,低特征阻抗 ($\tilde{Z}_0 = \tilde{Z}^{low} \leq 1$) 的短传输线可等价 为并联电容.因此,可将基于集总参数设计的低通滤波电路用分布参数传输线来实现.取高特征阻抗 $\tilde{Z}^{high} = \tilde{Z}^{high} Z_0$ 和低特征阻抗 $\tilde{Z}^{low} = \tilde{Z}^{low} Z_0$ 的两种传输线,分别替代串联电感和并联电容,可以构成 n 阶低通滤波电路,每段传输线长度分别为

$$\begin{cases} l_{L_n} = g_n \frac{Z_0}{\beta \tilde{Z}^{high}} = \frac{g_n}{\beta} \frac{1}{\tilde{Z}^{high}} \\ l_{C_n} = g_n \frac{Z_0^{low}}{\beta \tilde{Z}_0} = \frac{g_n}{\beta} \tilde{Z}^{low} \end{cases} \quad (3)$$

其中 g_n 为不同类型低通滤波电路的归一化设计参数.例如,7 阶的 Butterworth 低通滤波电路的原型电路和传输线实现分别如图 1(a) 和图 1(b) 所示,其中高特征阻抗 Z^h 和低特征阻抗 Z^l 的传输线分别用细线和粗线表示.

一个截止频率为 900 MHz 的 7 阶 Butterworth 低通分层介质滤波电路,自由空间波阻抗为 η_0 ,介质的分布结构如图 2 所示.

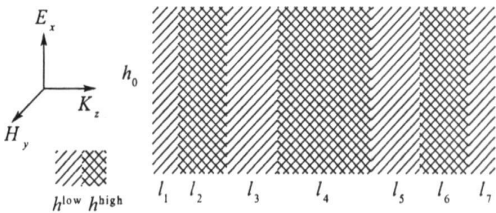


图 2 分层介质低通滤波器结构
Fig. 2 Structure of a layered dielectrics LPF

高波阻抗和低阻抗介质分别为 $\eta^{\text{high}} = 4 \eta_0 (\epsilon_r = 16, \mu_r = 1)$ 和 $\eta^{\text{low}} = \frac{1}{4} \eta_0 (\epsilon_r = 16, \mu_r = 1)$, 根据式(4) 计算介质的厚度如表 1.

表 1 分层介质的波阻抗和厚度
Tab. 1 Wave impedance and depth of the layered dielectrics

n	1	2	3	4	5	6	7
$\eta(\Omega)$	$\eta_0/4$	$4 \eta_0$	$\eta_0/4$	$4 \eta_0$	$\eta_0/4$	$4 \eta_0$	$\eta_0/4$
$l_n(\text{mm})$	1.475	4.132	5.970	6.627	5.970	4.132	1.475

3 分层介质滤波电路的数值模拟

3.1 隐式 FDTD 方法

由于分层介质低通滤波电路模拟计算中涉及到介质薄层的计算, 需要进行精细网格划分. 根据 FDTD 算法常规差分格式 Courant 稳定性条件, FDTD 的时间步长必须非常小. 不同于通常的无条

件稳定 FDTD 方法^[12], 我们采用完全隐式差分格式的 FDTD 进行数值模拟, 同样可避免显示差分格式稳定条件对时间步长的限制.

无源区域理想介质中, 平面波的电磁场满足 Maxwell 方程离散为差分格式(上标 n 表示时间 $t = n\Delta t$, i 表示空间坐标 $z = i\Delta z$)

$$\begin{aligned} \frac{E_x^{n+1}(i+1) - E_x^{n+1}(i)}{\Delta z} &= -\mu \left(i + \frac{1}{2} \right) \frac{H_y^{n+1} \left(i + \frac{1}{2} \right) - H_y^{n+1} \left(i - \frac{1}{2} \right)}{\Delta t} \\ \frac{H_y^{n+1} \left(i + \frac{1}{2} \right) - H_y^{n+1} \left(i - \frac{1}{2} \right)}{\Delta z} &= -\epsilon(i) \frac{E_x^{n+1}(i) - E_x^n(i)}{\Delta t} \end{aligned} \tag{5}$$

从(5) 式可以推导得到关于电场的隐式差分格式

$$\begin{aligned} \mu \left(i - \frac{1}{2} \right) E_x^{n+1} \left(i - 1 \right) - \left[\mu \left(i + \frac{1}{2} \right) + \mu \left(i - \frac{1}{2} \right) + \frac{\Delta z^2}{\Delta t^2} \epsilon(i) \right] E_x^{n+1}(i) + \\ \mu \left(i + \frac{1}{2} \right) E_x^{n+1}(i+1) = \frac{\Delta z}{\Delta t} \left[H_y^n \left(i + \frac{1}{2} \right) - H_y^n \left(i - \frac{1}{2} \right) \right] - \frac{\Delta z^2}{\Delta t^2} \epsilon(i) E_x^n(i) \end{aligned} \tag{6}$$

同理得到磁场强度 H_y 的隐式差分格式. 在隐式差分格式中, 方程左边为 $n+1$ 时刻的场量, 方程右边为 n 时刻的场量. 联立得到由 FDTD 场隐式差分格式的线性方程组.

选用 Mur 一阶吸收边界, 对于左吸收边界($i = 0$) 得到

$$\begin{aligned} E_x^{n+1}(0) &= E_x^n(0) + \\ &\frac{v_p \Delta t - \Delta z}{v_p \Delta t + \Delta z} \left(E_x^{n+1}(1) - E_x^n(0) \right) \end{aligned} \tag{7}$$

其中, v_p 为电磁波在吸收边界处的相速度. 将(7) 式作为 FDTD 隐式差分格式方程组的首行; 将右吸收边界作为方程组的末行, 组成完整三对角矩阵使用追赶法求解. 激励源通过连接边界引入, 处理方法与常规 FDTD 类似. 由于场量计算涉及到

$(i-1)$ 、 (i) 和 $(i+1)$ 三个节点, 在连接边界附近要注意区分散射场和总场, 每个连接边界需要修改两个差分方程.

3.2 7 阶 Butterworth 低通滤波电路

建立分层介质滤波电路模型后, 使用隐式 FDTD 仿真电磁特性. 利用时域算法的优势, 使用高斯脉冲激励, 通过 Fourier 变换得到入射波、反射波和透射波的频谱, 从而确定分层介质滤波电路的频率响应函数, 验证滤波电路的设计. 以截止频率为 900 MHz 的 7 阶 Butterworth 低通滤波电路为例, 使用图 2 的分层介质结构和表 1 的介质参数. 激励源选用高斯函数为 $E_x(t) = E_0 \exp \left[-4\pi \left(\frac{t}{\tau_0} - 4 \right)^2 \right]$, 其中 $\tau_0 = 2.5 \times 10^{-11}$ s.

空间步长为 $\Delta z = 10^{-5} \text{ m}$, 时间步长为 $\Delta t = 16 \frac{\Delta z}{2c_0}$, 计算 16000 个时间步. 通过一次计算获得时域响应后, 利用傅立叶变换即可获得滤波电路的频率响应. 数值仿真与理论值的比较结果如图 3 所示, 仿真得到的滤波电路截止频率为 915 MHz, 与设计吻合较好. 隐式 FDTD 模拟计算结果 5000 MHz 以下均与理论值吻合较好, 在频率高端存在一定的计算误差. 通过减小 FDTD 的时间步长 Δt 或者空间步长 Δs , 可进一步改善模拟结果在频率高端响应的误差. 隐式 FDTD 非常适合于电小尺寸结构的数值模拟.

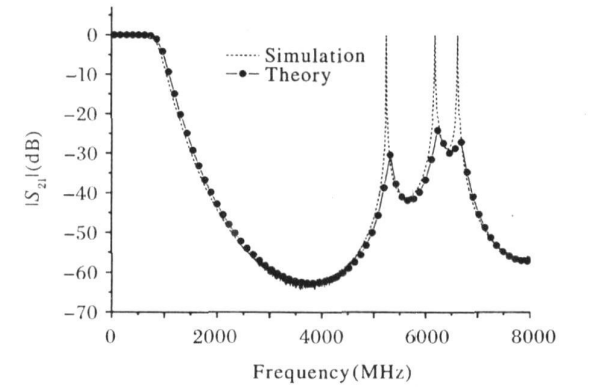


图 3 分层介质低通滤波电路模拟结果
Fig.3 Simulation results of layered dielectrics LPF

取不同波阻抗的介质构成低通滤波电路, 使用隐式 FDTD 模拟其频率特性. 依次取 $R = \frac{\eta^{\text{high}}}{\eta_0} = \frac{\eta_0}{\eta^{\text{low}}}$ 为不同值进行的仿真计算, 结果如图 4 所示.

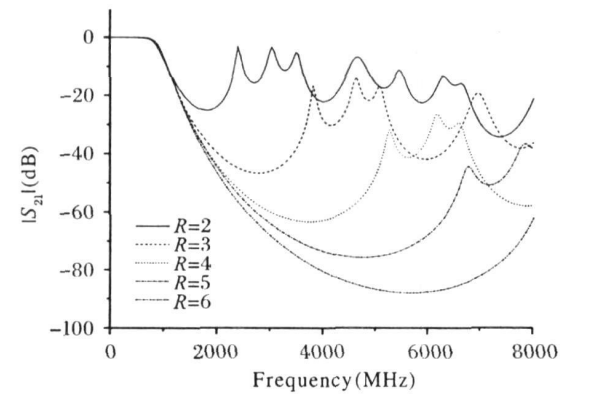


图 4 不同介质参数的比较
Fig.4 Comparison between different

在 0 到 $1.5 \eta_c$ 的频率范围内, $|S_{21}|$ 的差别不大; 但是在滤波电路的阻带中, $|S_{21}|$ 有很大的差别. 随着 R 值得增大, 阻带的加深和寄生通带频率提高, 改善了低通滤波电路的频率特性. 因此选取介质波阻抗的区别越大, 滤波电路就具有更好的频率特性.

使用常规 FDTD 模拟计算可以得到类似的结果. 随着隐式 FDTD 与常规 FDTD 时间步长比值的增大, 隐式 FDTD 逐渐体现出计算效率的优势. 表 2 比较了隐式 FDTD 和 FDTD 计算的耗时. 当两者时间步长的比值大于 8 后, 隐式 FDTD 具有更高的计算效率. 当两者时间步长比达到 64 时, 隐式 FDTD 的计算时间仅为常规 FDTD 的 10% 左右. 因此, 隐式 FDTD 更适合于模拟 Δs 很小的精细结构, 以便使用较大的时间步长 Δt 获得更高的计算效率. 隐式 FDTD 受数值色散的影响, 在计算相位时会随着时间步长比增加出现较大误差, 但幅度响应可以保持很高的精度. 隐式 FDTD 只需要一次时域计算获得一个频带的响应, 适合仿真具有精细结构滤波电路.

表 2 隐式 FDTD 与常规 FDTD 计算耗时比较					
Tab.2 Comparison of the time cost of implicit and explicit FDTD					
时间步长比 $\frac{\Delta t_{\text{implicit}}}{\Delta t_{\text{explicit}}}$	4	8	16	32	64
耗时比 $\frac{t_{\text{implicit}}}{t_{\text{explicit}}}$	1.84	0.93	0.45	0.23	0.12

4 结 语

使用本文的方法可以利用分层介质结构设计低通滤波器. 同样可以应用到同轴或者波导传输线中, 通过交替填充高波阻抗和低波阻抗的介质, 形成具有低桐频率响应的类似结构. 当同轴线和波导进行主模传输时, 可以使用隐式 FDTD 方法进行数值模拟, 辅助滤波电路的设计和性能的优化. 随着射频和微波材料技术的发展, 高介电常数低损耗介质得到广泛应用, 可以进一步缩小分层介质滤波电路的尺寸, 并提高滤波电路的频率响应特性. 随着微波材料的发展, 使用周期性结构获得高介电常数或者高导磁率的物质, 可以应用到本文的低通特性的分层介质滤波器.

在数值模拟方面, 使用隐式 FDTD 对更复杂的分层介质进行数值仿真, 可以兼顾计算精度和计算效率. 需要对隐式 FDTD 进行进一步的改进, 减

少数数值色散带来的相位误差,在更多的领域使用隐式 FDTD 方法.在下一步的研究中,将继续探讨分层介质结构在电磁兼容、射频通信、天线设计和微波化学等方面的应用.

参考文献:

[1] 汤炜,焦培南,李清亮,等. ADI-FDTD 方法在一维 PBG 结构中的应用[J]. 电波科学学报, 2003, 18 (3): 281.

[2] 闫丽萍,刘春恒,刘长军. 不同电磁带隙结构对微带天线性能的影响[J]. 电讯技术, 2006, 46(1): 135.

[3] 许小玲,刘长军,钟淑蓉,等. 一种二维金属电磁带隙结构的电磁传输特性[J]. 信息与电子工程, 2006, 4(2): 125.

[4] 庞云波,高保薪. 多层结构的光子带隙特性[J]. 电子学报, 2002, 30(9): 1372.

[5] 刘长军,黄卡玛,闫丽萍. 射频通信电路设计[M]. 北京: 科学出版社, 2005.

[6] 高本庆. 时域有限差分法[M]. 北京: 国防工业出版社, 1995.

[7] 刘长军,王保义. 利用时域有限差分法分析和计算

介质柱内瞬态场分布[J]. 四川大学学报: 自然科学版, 1996, 33(5): 556.

[8] 蒲洋,闫丽萍,刘长军. 并行 FDTD 算法初步研究[J]. 四川大学学报: 自然科学版, 2005, 42(5): 1051.

[9] 闫丽萍,黄卡玛,刘长军,等. 微波加热 FDTD 模拟中时间压缩因子的研究[J]. 四川大学学报: 自然科学版, 2003, 40(2): 395.

[10] Namiki T. A new FDTD algorithm based on alternating direction implicit method [J]. IEEE Trans Microwave Theory and Techniques, 1999, 47 (10): 2003.

[11] 付强,刘长军. 交替方向隐式时域有限差分算法的应用与发展[J]. 成都信息工程学院学报, 2005, 20 (1): 22.

[12] Namiki T, Ito K. Investigation of numerical errors of two dimensional ADI-FDTD method[J]. IEEE Trans Microwave Theory and Techniques, 2000, 48(11): 1950.

[责任编辑: 伍少梅]