

文章编号 :1001-2486(2001)02-0099-04

## FDTD 中波导激励源研究\*

尹家贤,刘克成,刘培国,毛钧杰

(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

**摘要** :FDTD 已广泛应用于波导问题的计算,本文首先讨论 Gaussian 脉冲在波导中传输时的波形变化情况,然后根据波导的色散特性,提出一种调制的脉冲波作为波导入射波的激励源,给出了脉冲宽度与调制频率的计算公式,讨论在脉冲激励的条件下入射场的计算方法,总场/反射场的连接方法,最后给出计算实例证明方法的有效性。

**关键词** :FDTD;波导不连续性

**中图分类号** :TN25 **文献标识码** :A

### Study of Excitation Source in Waveguide Using FDTD Method

YIN Jia-xian, LIU Ke-cheng, LIU Pei-guo, MAO Jun-jie

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract** :The finite-difference time-domain method (FDTD) is used to simulate propagation of Gaussian pulse in waveguide. According to the dispersive characteristics of waveguide, a new modulate pulse is presented for excitation source of waveguide, and the formulations of pulse width  $T$  and modulate frequency are also given. Applications of the technique are presented, and the numerical results are compared with experimental results, and the comparison shows excellent agreement over a wide frequency band.

**Key words** :FDTD; waveguide discontinuities

时域有限差分法(FDTD)目前已得到广泛应用。由于 FDTD 采用时间和空间的中心差分对 Maxwell 方程直接离散化,因此在计算复杂结构的电磁问题时具有非常大的灵活性。已有多位学者把 FDTD 用于波导问题的计算<sup>[1]-[4]</sup>。FDTD 用于波导问题的计算时,入射波可以有两种选择:一种是正弦波;另一种是 Gaussian 脉冲波。由于波导中主模的场分布在波导的窄壁方向没有变化,正弦波激励时,入射场可按二维差分格式迭代得到,并通过总场/反射场分离边界加入,也可以用主模场的解析式直接加入。由于正弦波激励时,入射场只有一个频率分量,得到的结果只有一个频率分量的信息,要得到一段频带内的信息,需要多次重复计算。采用 Gaussian 脉冲激励,通过 FFT,一次计算就可得到波导问题的宽频带特性。由于波导是色散传输线,Gaussian 脉冲的频谱中心应在波导主模的中心频率上,脉冲频谱在非主模区应有相当的衰减;对于时域波形来说,频谱中心移动,相当于 Gaussian 脉冲加正弦波调制,频谱越窄,就意味着时间上越宽,相应的计算时间加长。另外,由于波导中传输的是宽带时域信号,波导中的场分布没有解析表达式,入射场必须用差分格式迭代得到,然后通过总场/反射场分离边界加入。本文首先讨论各种宽度的 Gaussian 脉冲在波导中传输时的波形变化情况,从中找出脉冲宽度的最佳选择与波导尺寸的关系,然后讨论在脉冲激励的条件下入射场的计算方法,总场/反射场的连接方法,最后给出计算实例证明方法的有效性。

## 1 时域波形在波导中的传输情况

所研究的波导为三厘米波导,波导的内壁尺寸为  $22.86 \times 10.16 \text{ mm}^2$ ,波导宽壁为  $x$  方向,窄壁为  $y$  方向,传输方向为  $z$  方向。空间步长  $\Delta x = 0.4082 \text{ mm}$ ,  $\Delta y = 0.4233 \text{ mm}$ ,  $\Delta z = 0.4 \text{ mm}$ ,时间步长  $\Delta t = 0.667 \text{ ps}$ ,在波导的两端加 PML 吸收层,设定的反射系数  $R = 0.002$ ,强迫激励源加在  $z = 8$  网格处。在波

\* 收稿日期 2000-10-12  
作者简介:尹家贤(1964-)男,副教授,在职博士生。

导的窄壁方向,激励电场为均匀变化,在波导的宽壁方向,激励电场为一阶正弦变化,这样设置可使激励源在波导横截面上的场分布和主模的场分布一致。首先,我们研究一般的脉冲在波导中的传输情况,强迫激励源的表达式为:

$$E_y(x, t) = \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-(t-t_0)^2/T^2} \quad (1)$$

式中  $t_0 = 100$  ps,  $T = 20$  ps,  $a$  为波导宽壁尺寸。图 1 是波导传输方向各位置的时域波形,图中的横坐标为计算的时间步,纵坐标为波导横截面中间处的  $y$  方向电场。由图可看出:距激励源的距离越大,时域波形的拖尾越长,相对幅度也越大。这是由于在波导主模的截止频率附近,场的传播速度接近于零,在时域上就是很长的拖尾。而在 FDTD 的计算中,对于脉冲激励源是以计算区域中的场消失为迭代终止的标志,场消失越慢,就意味着计算时间越长,这对数值计算是很不利的。要缩短时域波形的拖尾,就必须减小主模截止频率附近的频谱幅度。如果把 Gaussian 脉冲的频谱中心位置由  $\omega = 0$  移至  $\omega = \omega_0$  处,  $\omega_0$  为波导主模的中心频率,再适当的选择脉冲的宽度  $T$ ,就可把主模截止频率附近的频谱幅度压到计算所要求的水平。式(1)的频谱归一化幅度表达式为:

$$\tilde{E}_y(x, \omega) = \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-\frac{\omega^2 T^2}{4}} \quad (2)$$

激励 Gaussian 脉冲加正弦调制,其表达式为:

$$E_y(x, t) = \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(\omega_0 t) e^{-(t-t_0)^2/T^2} \quad (3)$$

这时频谱归一化幅度表达式为:

$$\tilde{E}_y(x, \omega) = \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-\frac{(\omega-\omega_0)^2 T^2}{4}} \quad (4)$$

从上式可以看出,脉冲宽度  $T$  越大,对应的频谱越窄,相应的波导主模截止频率附近的频谱幅度也越小,这对减小入射场拖尾是有利的。但是,如果  $T$  太大,强迫激励源本身的延续时间很长,这样就增加了计算时间。而脉冲宽度  $T$  太小,对应的频谱很宽,相应的波导主模截止频率附近的频谱幅度也较大,这就不能有效的减小入射场拖尾。因此对于脉冲宽度  $T$  来说,有一个比较合适的选择范围。

对于一般的波导,其宽、窄壁尺寸满足  $a \geq 2b$ ,波导主模的中心频率为

$$\omega_0 = \frac{3c\pi}{2a} \quad (5)$$

式中  $c$  为光速。假设主模截止频率附近频谱幅度的分贝数为  $A$ ,则:

$$T = \frac{4a}{\pi c} \sqrt{-\frac{A}{20 \log e}} \quad (6)$$

表 1 三公分标准波导主模截止频率的频谱幅度与脉冲宽度

Tab.1 The cutoff frequency amplitude of dominant mode and pulse width in 3cm standard waveguide

截止频率的频谱幅度(dB)	-10	-20	-30	-40	-50	-60
脉冲宽度 $T$ (ps)	104.1	147.22	180.3	208.2	232.8	255
Gauss 脉冲的拖尾幅度	0.0150	0.0074	0.0036	0.0023	0.0017	0.0014

表 1 为三厘米标准波导主模截止频率的频谱幅度与脉冲宽度  $T$  的关系,表中的第三行数据为加调制的 Gauss 脉冲传输到距离激励源 120 mm 处,时间步在 4000 步左右时的入射波幅度。图 2、图 3 分别是脉冲宽度为 208.2 ps 和 255 ps 时的时域波形在波导中的传输情况。由表、图中得知,脉冲宽度越宽,脉冲波形在波导中传输时的拖尾就越小,波形的保真性越好。由于设定 PML 的反射系数为 0.002,脉冲波形在波导中传输时的拖尾只要和 PML 的反射波幅度相当,就认为满足要求。因此,选择的脉冲宽度  $T$  只要满足波导主模截止频率附近的频谱幅度小于 -40 dB 即可,以  $A = -40$  代入式(6),脉冲宽度  $T$  只需满足下式:

$$T \geq \frac{2.732a}{c} \quad (7)$$

就可保证脉冲波形在波导中传输时的拖尾都很小。

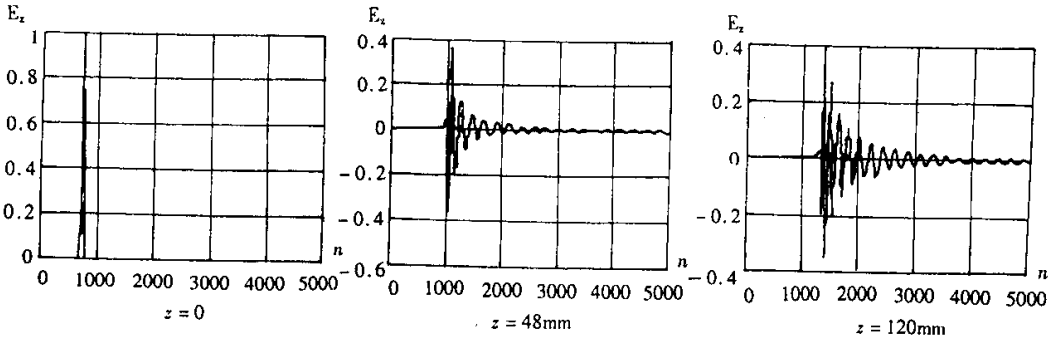


图 1 Gaussian 脉冲作为强迫激励源时,  $T = 208$  ps, 波导纵向各位置的时域波形

Fig. 1 Time-domain waveform of waveguide's different position

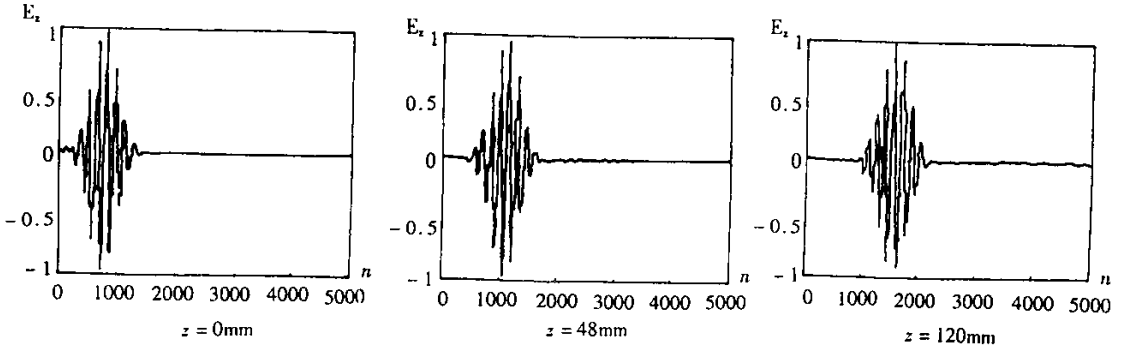


图 2 加调制 Gaussian 脉冲作为强迫激励源时, 波导纵向各位置的时域波形

Fig. 2 Time-domain waveform of waveguide's different position

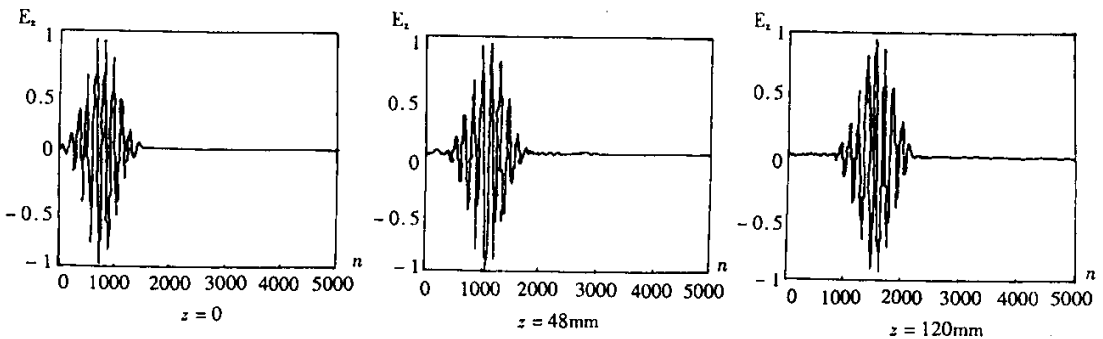


图 3 加调制 Gaussian 脉冲作为强迫激励源时,  $T = 255$  ps, 波导纵向各位置的时域波形

Fig. 3 Time-domain waveform of waveguide's different position

## 2 应用举例

由于波导中传输的是宽带时域信号, 波导中的场分布没有解析表达式, 入射场必须用差分格式迭代得到, 将激励设置划分出来成为一个单独的网格空间(激励空间), 而所研究的波导不连续性处于另一个网格空间之内。激励空间的作用是迭代产生波导入射波场, 然后, 将这入射波场通过总场/反射场分离边界加入波导不连续性空间中, 也就是总场空间, 详细方法请参考文[5]。

图 4 为 E 面脊波导不连续性传输系数的计算结果和测量结果<sup>[6]</sup>, 图 6 为 8 mm 波导滤波器示意图,

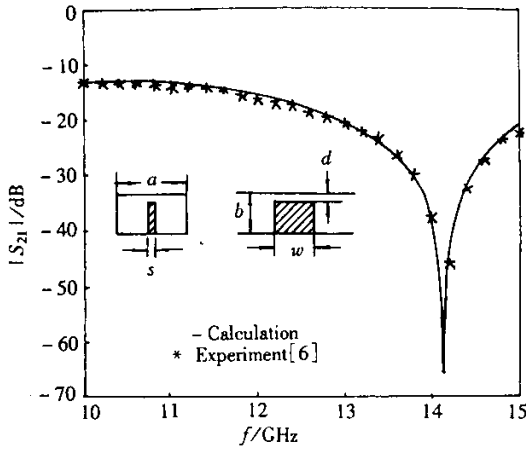


图 4 E 面脊波导不连续性的传输系数

Fig.4 Magnitude of transmission coefficient of an E-plane ridge waveguide discontinuity  $a = 19.05\text{mm}$ ,  $b = 9.524\text{mm}$ ,  $s = 1.016\text{mm}$ ,  $d = 1.905\text{mm}$ ,  $w = 5.08\text{mm}$ .

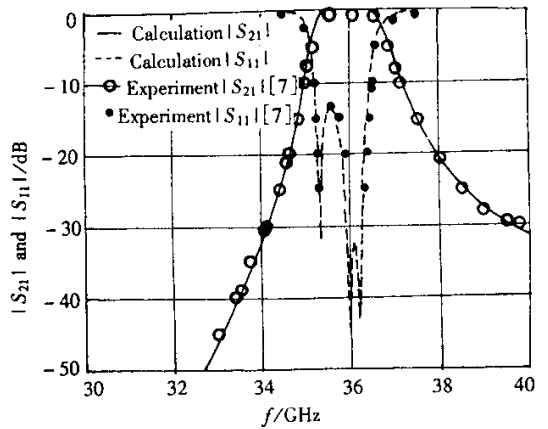


图 5 毫米波滤波器特性的计算值和实验值

Fig.5 Theoretical and experimental response of millimeter-wave filter.

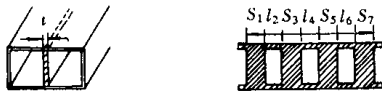


图 6 毫米波滤波器示意图

Fig.6 Millimeter-wave E-plane metal insert filters.  $s_1 = 1.015\text{mm}$ ,  $l_2 = 3.442\text{mm}$ ,  $s_3 = 3.587\text{mm}$ ,  $l_4 = 3.449\text{mm}$ ,  $s_5 = 3.587\text{mm}$ ,  $l_6 = 3.442\text{mm}$ ,  $s_7 = 1.015\text{mm}$ ,  $t = 0.15\text{mm}$ .

图 5 为滤波器特性的计算结果和测量结果<sup>[7]</sup>。计算结果和测量结果相当吻合,这表明本方法用于波导问题的计算是可靠的。

### 3 结论

用 FDTD 计算波导问题的宽带响应时,由于波导的色散特性,入射波激励不能用普通的 Gauss 脉冲激励,而需要根据波导的尺寸,选择合适的脉冲宽度和调制频率。根据脉冲在波导中实际的传输情况,给出了脉冲宽度和调制频率的简单计算公式,算例表明,有关波导问题宽带响应的计算方法是可靠的。

### 参考文献:

[ 1 ] Olivier J C, McNamara D A. Finite-difference time-domain (FD-TD) analysis of discontinuities in homogeneous, dispersive waveguides [ J ]. Electron. Lett., 1989, 25( 15 ):1006-1007.

[ 2 ] Olivier J C, McNamara D A. Analysis of multiport discontinuities in waveguide using a pulsed FDTD approach [ J ]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1994, 42( 12 ):2229-2238.

[ 3 ] Bi Z, Wu K, Litva J. Application of the FD-TD method to the analysis of H-plane waveguide discontinuities [ J ]. Electron. Lett., 1990, 26( 22 ):1897-1898.

[ 4 ] Navarro E A, Such V, Gimeno B, Cruz J L. Analysis of H-plane waveguide discontinuities with an improved finite-difference time domain algorithm [ J ]. IEE Proc. H, Microw. Antennal Propag., 1992, 139( 2 ):183-185.

[ 5 ] 尹家贤, 谭怀英, 刘克成. FDTD 中微带线激励源设置的新方法 [ J ]. 电波科学学报, 2000, 15( 2 ):204~207.

[ 6 ] Mansour R, Tong R S K, MacPhie R H. Simplified description of the field distribution in finlines and ridge waveguides and its application to the analysis of E-plane discontinuities [ J ]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1988, 36( 12 ):1825-1832.

[ 7 ] Rozzi T, Moglie F, Morini A. Accurate full-band equivalent circuits of inductive posts in rectangular waveguide [ J ]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1992, 40( 5 ):1000-1009.



