

FDTD 分析时域平面 TEM 喇叭天线阵*

吴锋涛,张光甫,张伟军,焦国栋,梁步阁,袁乃昌

(国防科技大学 电子科学与工程学院,湖南 长沙 410073)

摘要 :运用 FDTD 对时域天线阵进行仿真分析,并在外场进行测量研究。结果表明:阵列可以提高增益,增强方向性,该阵列天线适合于用作实际的超宽带雷达天线阵。

关键词 :FDTD;时域天线阵;增益;雷达

中图分类号 :TN820.1 **文献标识码** :A

Analyze Time Domain Planar TEM Horn Antenna Array Based on FDTD

WU Feng-tao, ZHANG Guang-fu, ZHANG Wei-jun, JIAO Guo-dong, LIANG Bu-ge, YUANG Nai-chang

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

Abstract :FDTD was used to make simulated analysis of the time domain antenna array. Patterns in H plane were measured through outdoor oscillograph. The results indicate that the array can be used in the practical UWB radar antenna arrays, which can increase the gain, the directionality and have wide beam width.

Key words :FDTD; time domain antenna array; gain; radar

在超宽带短脉冲电磁场的应用中,如要提高雷达的距离分辨力,须用短的时域脉冲,分辨率提高了,与之相矛盾的是能量减小,探测距离也就减小。为提高脉冲体制雷达的探测距离,可以加大源的脉冲功率,在现有的工程技术条件下,源的功率的提高有一定的限度,而且在高功率条件下会出现许多技术难题。在源的功率一定的情况下,采用阵列天线的技术来提高探测距离是较为理想的选择。

平面 TEM 喇叭天线设计简单,结构紧凑,重量轻,易于安装^[1],但作为单独应用的天线,其方向图太宽,应用于雷达中角度分辨率低,在高功率应用中,电磁兼容和人员安全也要求具有强方向性的天线结构,这里采用平面 TEM 喇叭天线组阵可以减小波束宽度,提高辐射总能量。

迄今为止,国际上对于时域天线的研究并不成熟,对于时域天线参量的定义还未形成统一的认识。究其原因在于时域分析方法远不如频域分析方法成熟。近几十年来发展起来的时域有限差分法(FDTD)是一种时域算法,具有在时域直接描述辐射场的优势,适合于时域天线阵仿真研究。通过仿真研究,有助于进一步理解时域天线的辐射机理,初步得到时域天线的时域特性,为试验研究提供指导。

1 一种用于 FDTD 仿真天线阵的算法

虽然时域天线也满足互易定理,但是和频域天线(用于辐射或接收时谐电磁波的天线,频带一般较窄)不同,由互易定理并不能推导出时域天线的接收方向图和发射方向图具有相似性,通常认为时域天线主辐射方向上发射的脉冲和其输入脉冲的微分相似,接收到的脉冲和输入脉冲相似。所以时域天线的收发特性必须分开来考虑。

对于发射天线阵按通常 FDTD 分析天线的方法,其计算模型如图 1(a)所示,TEM 喇叭天线由同轴馈电,同轴线跟天线相比尺寸很小,准确离散要求网格很小,由于计算机资源的限制,不大可能对整个天线采用同一种小网格划分。如果在同轴线内使用细网格,而在天线的其他部分使用粗网格,粗细网格之间

* 收稿日期:2005-12-14

基金项目:国家 863 高技术资助项目(2004AA835040)

作者简介:吴锋涛(1977-),男,博士生。

的连接由于时间步的限制关系会很复杂,而且对于阵列的分析计算量也太大。这里采用一种相对简单的近似处理方法,把同轴线当作一维传输线来处理。同轴线内采用电流 $I_i(t)$ 和电压 $V_i(t)$ 模型,一维传输线模型和三维天线的连接处理可参考文献 [2]。

如果模拟功分器,则计算量太大,这里也采用一种简化的方法,对每个同轴馈线分别激励相同的时域波形,激励源的引入采用总场/反射场连接边界加入^[3],对于每个馈线都可以得到相应的反射电压 $V_n(t)$,所以反射系数 $\Gamma(\omega)$ 为

$$\Gamma(\omega) = \text{FFT}(\sum_i V_n(t)) / \text{FFT}(\sum_i V_i(t)) \tag{1}$$

其中 $\text{FFT}(\cdot)$ 表示快速傅立叶变换,通过近远场变换就可以求得天线阵远场辐射波形。

对于接收天线阵,计算模型如图 1(b) 所示,激励采用脉冲平面波通过总场/散射场连接条件引入^[4],分别记录各个同轴馈线上的电压 $V_i(\theta, \varphi, it)$,则天线阵的接收时域波形为

$$V(\theta, \varphi, it) = \sum_i V_i(\theta, \varphi, it) \tag{2}$$

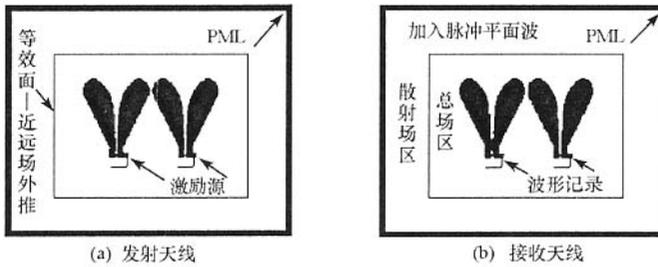


图 1 时域天线阵计算模型

Fig.1 Calculating model of time domain antenna array

2 建模和网格剖分

目标网格模型建立的方法是:首先用 Auto CAD 建立天线的实体几何模型,然后用 Visual Lisp 开发自动剖分程序对天线进行网格剖分,生成几何参量描述文件,该文件采用“0”和“1”来描述,“0”表示空气,“1”表示金属,供 FDTD 计算程序调用。天线部分采用阶梯网格近似,在直角坐标系下剖分,其网格规模为 $66 \times 63 \times 6$,网格大小 $dx = dy = dz = 13\text{mm}$,天线四周用 5 层 PML 吸收边界条件包围,天线和 PML 之间的距离为 10 个网格,因此单个天线的网格规模为 $96 \times 93 \times 36$ 。

3 阵元排列方式

一维线阵阵列的排列方式按 E 面(z 方向)排列和 H 面(x 方向)排列两种方式,图 2 中的“ $4z$ ”表示 E 面方向排列有 4 个天线。二维面阵分别沿 H 面(x 方向)和 E 面(z 方向)排列,图中的“ $4x2z$ ”表示 E 面方向排列有 2 个天线, H 面方向排列有 4 个天线。

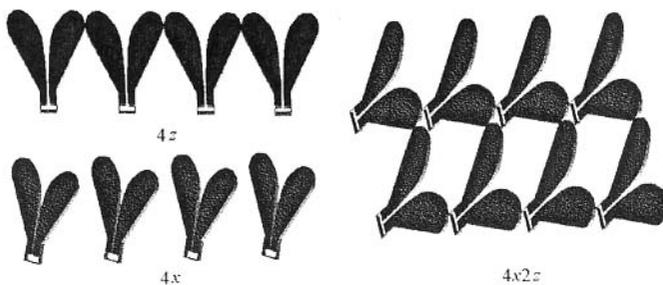


图 2 时域天线阵的排列方式

Fig.2 Arrangement of time domain antenna

4 结果和分析

由于天线时域波形和激励波形有关,故运用线性系统理论中的冲击响应概念,研究天线在冲击信号输入下的响应特性。设天线的发射冲击响应和接收冲击响应分别为 $h_T(t)$ 和 $h_R(t)$,照射在天线上的波形和从馈线馈入天线的波形分别为 $x_T(t)$ 和 $x_R(t)$,天线的发射波形和接收波形分别为 $y_T(t)$ 和 $y_R(t)$,则满足如下关系

$$y_T(t) = h_T(t) * x_T(t) \quad (3)$$

$$y_R(t) = h_R(t) * x_R(t) \quad (4)$$

变换到频域为

$$Y_T(\omega) = H_T(\omega) X_T(\omega) \quad (5)$$

$$Y_R(\omega) = H_R(\omega) X_R(\omega) \quad (6)$$

利用 Wiener 滤波器进行反卷积,就是将 $Y(\omega)$ 通过一滤波器:

$$H(\omega) = Y(\omega) F(u) \quad (7)$$

求天线系统的冲击响应波形实际是一个反卷积问题,具体求解可参考[5]。测量中,对于发射天线,由于接收时天线对辐射信号有畸变作用,辐射场的具体值不易求得,所以发射天线的系统函数(冲击响应)不易求得,但是 FDTD 可以通过由近场到远场的变换求得辐射场,输入波形就是激励源,故可以求得发射天线的系统函数,对于接收天线,入射到天线上的脉冲波形难以得到,FDTD 分析中,入射波就是通过总场散射场分离边界加入的脉冲平面波,故接收天线的系统函数也容易求得。

通过测量所得的数据,进行反卷积运算,只可能得到收发系统的冲击响应,也就是发射天线的冲击响应和接收天线的冲击响应的卷积,即

$$h_M(t) = h_T(t) * h_R(t) \quad (8)$$

通过两次 FDTD 计算分别求得发射天线的冲击响应 h_{RC} 和接收天线的冲击响应 h_{TC} ,也就得到收发系统的冲击响应

$$h_C(t) = h_{TC}(t) * h_{RC}(t) \quad (9)$$

从图 3(a)可见,测量得到的收发天线冲击响应波形和 FDTD 计算得到的收发天线冲击响应波形具有很好的一致性,说明算法是正确可行的。

从图 3(b) FDTD 仿真值可以看出,接收天线的冲击响应只有一个明显的单峰,而天线激励源高斯脉冲是单峰脉冲,因此可以简单认为接收天线的冲击响应和其激励源相似。发射天线的冲击响应有一峰值相当的正峰和负峰,而激励源是高斯脉冲,其时间微分波形也有峰值相同的正峰和负峰,因此也可简单认为发射天线冲击响应和激励波形的时间微分大致相似。

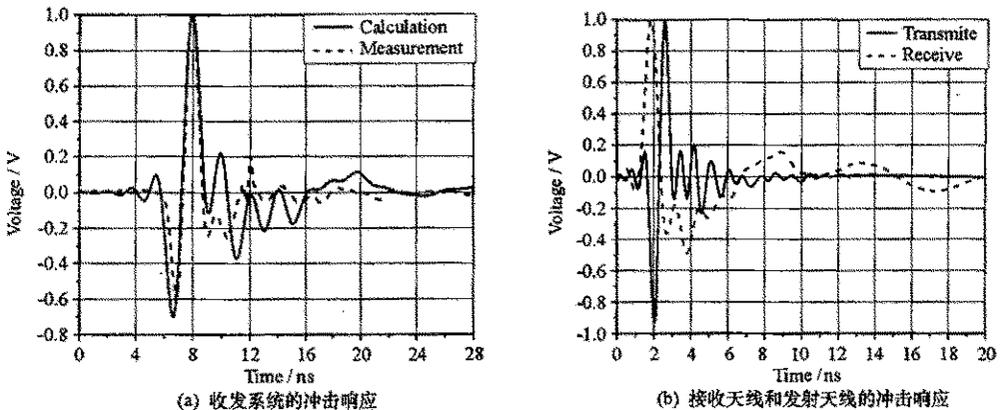


图 3 时域天线的冲激响应

Fig. 3 Impulse response of time domain antenna

发射阵列天线的总场是通过各个阵元辐射场的矢量叠加形成的,阵元间电磁波的传输距离之差随

角度变化而变化。对于频域天线,在某一角度方向,阵元之间存在着相位差,由于其波形持续于整个时间轴,所以叠加是在整个时域中进行的,具有恒定的方向性(发射波形的幅值不随时间变化),取 E 面和 H 面来描述天线的方向图是二维的,比较方便,直观;而对于时域天线,由于脉冲在时间轴上持续的时间短,所以存在一个相干区和非相干区,其方向性是时变的(发射波形随时间变化),发射波形的方位和发射的时间区间有关,取 E 面和 H 面来描述天线的方向图是三维的,所以必须降维处理,才能直观地描述。降维后天线方向图信息必然有所减少,怎样最大限度地描述时域天线的主要信息,就成了定义时域天线参数的难点。

因此关于时域天线的参数定义众说纷纭,Allen、Olive、阿斯塔宁等在这方面都做了有益的尝试^[6-8],本文定义天线归一化能量方向图为

$$E_n(\theta, \varphi) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} E^2(\theta, \varphi; t) dt}{\max_{(\theta, \varphi)} \int_{-\infty}^{\infty} E^2(\theta, \varphi; t) dt} \quad (10)$$

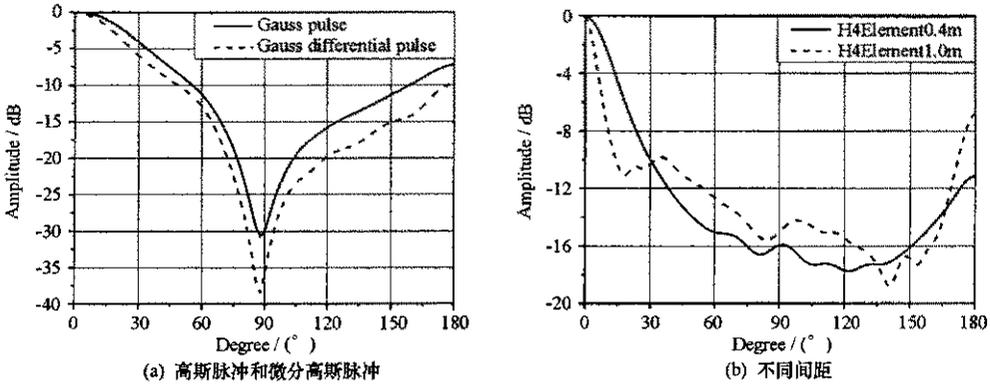


图 4 发射天线能量方向图

Fig.4 Energy pattern of transmitting antenna

从图 4(a) FDTD 仿真结果可以看出,能量方向图随输入波形的变化略有不同,但变化趋势是一致的,方向图随不同输入脉冲波形的变化不大。所以下文和测量结果相比较计算中采用的是高斯脉冲。从图 4(b)可以看出,波束宽度随着阵元间距的增加而变窄,因为随着阵元间距的增加,相邻阵元间的时延也增大。当阵元间距 d 大于脉冲宽度 τ 和光速 c (波在真空中传输的速度)的乘积时,即 $d > c\tau$,就会出现非相干区域,所以随方向变化更敏感,波束变窄。计算中主辐射方向上脉冲宽度为 2.6ns ,即 $c\tau = 0.75\text{m}$,图中当二元阵元间距是 1.0m 时,就存在非相干区域,由于是短脉的冲叠加,所以不会出现频域天线阵列存在的栅瓣现象,但是会出现“旁瓣”;“旁瓣”是由阵列中每个天线的接收波形在偏离主轴方向时延相同叠加所致。

在外场测量,发射源是单极脉冲,脉宽 1.2ns ,上升沿 0.4ns 。收发天线间距 30m ,阵元间距为 0.4m ,测量接收天线时,把接收天线放在转台上,发射天线不动。由于收发天线距离较近,源的发射功率远大于外界射频功率,所以射频干扰可以忽略不计。

从图 5 可以看出,对于 H 面排列的天线阵, H 面的能量方向图随着阵元的增加,天线方向图波束宽度逐渐变窄。测量值和仿真值有些不一致,测量的波束宽度比计算的宽,这是因为外场测量中地面反射效应的影响,使得脉冲波形展宽,此外天线的激励波形不一样,测量采用的是单极脉冲(和高斯脉冲相似只有一单峰值),而计算采用的是高斯脉冲,这使得方向图稍有不同。但测量值和仿真值总体变化趋势是一致的。

图 6 是 FDTD 仿真的天线能量方向图,从图可以看出,如果在某一面(E 面或 H 面)排列的阵元数相同,则在该面的方向图基本一样。

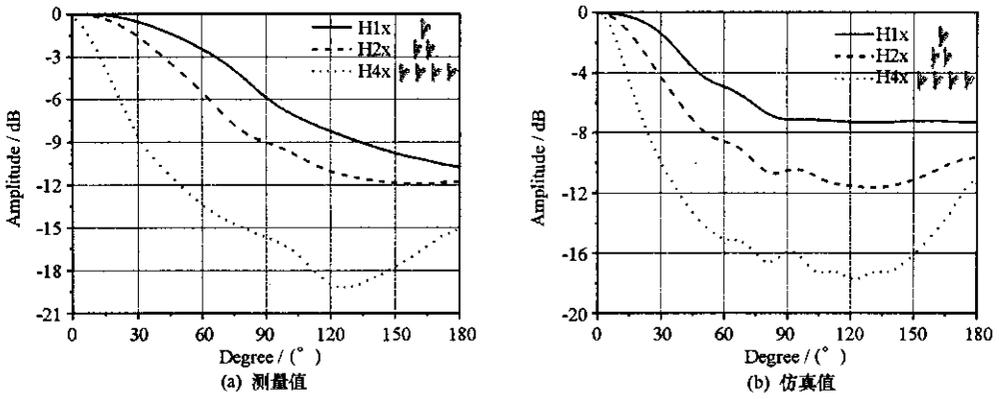


图5 发射天线的时域 H 面方向图

Fig.5 Time domain pattern in H plane for transmitting antenna

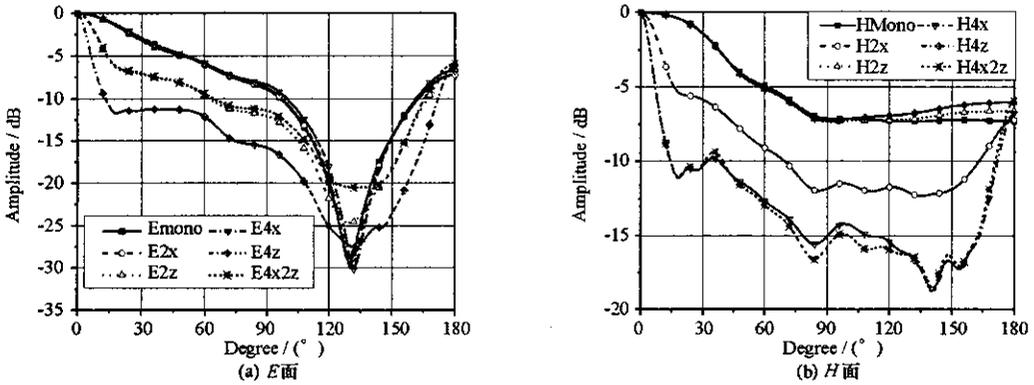


图6 发射天线能量方向图

Fig.6 Energy pattern of transmitting antenna

5 结论

时域天线阵可以减小天线波束宽度,增强方向性,具有广泛的适用范围和较高的使用价值。

参考文献:

[1] 张光甫. 瞬态天线及其在超宽带雷达中的应用[D]. 国防科技大学, 2004: 60-61.

[2] Maloney J G, Shlager K L, Smith G S. A Simple FDTD Model for Transient Excitation of Antennas by Transmission Lines[J]. IEEE Trans. on Antenna and Propagation, 1994, 42(2): 289-292.

[3] 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.

[4] Taflov A. Advances in Computational Electrodynamics the Finite-Difference Time Domain Method[M]. Norwood, MA: Artech House, 1998.

[5] Bennis A, Riad S M. An Optimization Technique for Iterative Frequency-Domain Deconvolution[J]. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 1990, 39(2): 358-362.

[6] Allen O E, Hill D A, Ondrejka A R. Time-Domain Antenna Characterization[J]. IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, 1993, 35(3): 339-345.

[7] Shlivinski A, Heyman E, Kastner R. Antenna Characterization in the Time Domain[J]. IEEE Trans. on Antenna and Propagation, 1997, 45(7): 1140-1149.

[8] 阿斯塔宁 JI IO, 考斯泰列夫 A A. 超宽带雷达测量基础[M]. 杨逢春, 王积勤, 译. 长沙: 国防科技大学出版社, 2000.

