

单脉冲寻向天线和目标的一体化仿真及测角误差分析

苏佳胜, 聂在平

(电子科技大学电子工程学院, 四川成都 610054)

摘要: 本文通过矩量法及其高效数值方法(MLFMA)对近距离目标——单脉冲收发天线的电磁相互作用进行一体化数值仿真, 定量研究了单脉冲天线的近场角度测量特性. 在该近场模型中, 目标散射近场的幅、相分布和同轴探针激励的喇叭单脉冲天线的辐射场(对应远场和波束)、接收端响应(对应远场差波束)均采用全波数值模拟获得. 首先, 计算单脉冲天线的辐射场并将其作为对目标照射的激励条件; 接着, 计算目标散射近场的空间分布; 并计算出单脉冲天线所接收到的目标散射场; 最后, 使用幅值法和相位法计算出单脉冲天线近场测角角度, 并在此基础上对近距离测角误差进行研究. 在导弹目标算例中, 将天线——目标一体化建模和天线口径面上散射近场的幅、相分布计算结果用于近距离条件下单脉冲天线测角误差的研究, 并通过频率、距离的变化对测角精度做了对比分析; 发现目标近场散射幅、相分布的非均匀性, 是导致单脉冲天线近距离角度测量产生较显著的测角误差的主要原因; 而频率较低时, 测角误差较小. 文中给出了物理解释, 并提出近距离测角时借助于较低频信号的校正以降低测角误差的建议.

关键词: 单脉冲天线; 一体化仿真; 近场角度测量; 幅值法; 相位法

中图分类号: TN953+.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2014)09-1823-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.09.025

Integrated Simulation and Angle Error Analysis of a Mono-Pulse Antenna

SU Jia-sheng, NIE Zai-ping

(School of Electronics Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: The globalized simulation of the response of the mono-pulse antenna in the near field region of the scatterer is done by using the method of moment(MoM) and the multi-level fast multipole algorithm(MLFMA) to evaluate quantitatively the performance of the angle measurement in near range for mono-pulse antenna. In this model the amplitude and the phase distribution of the scattering field in near region, and the radiation and the receiving response of the mono-pulse antenna are calculated accurately through the full wave analysis. First, the radiated field from the antennas with the summation beam, as the incidence to illuminate the target, is calculated. Then, the scattered field in the near region produced by the target, as the incidence to the received antenna, is simulated numerically. Finally, the electric signals received by the antennas with the difference beams are calculated and the measured angle is obtained by using the phase-comparison or the amplitude-comparison of the signals received from difference beams. The errors of the measured angles and its sources are discussed. The numerical results in the example with a missile-like target show that the angle measurement based on the summation and the difference beams of the mono-pulse antenna in the near field result in remarkable errors, and the application of the signals with the relative lower frequency lead to the less errors of the angle measurement. The corresponding physics behind above phenomena is given and the recommendation of the lower frequency signal for near range measurement is presented.

Key words: mono-pulse antenna; globalized numerical modeling; angle measurement in near field; amplitude-comparison; phase-comparison.

1 引言

单脉冲雷达由于其较高的角度测量精度被广泛地应用于精确制导及其它方面的角度测量. 但是, 近距离脱靶问题及其原因一直困扰着学术界及工程界. 长期以来, 绝大多数相关研究都集中于远场条件下的场分析. 仅有为数极少的近场研究, 讨论如何提高单脉冲雷达角

度测量精度及分辨率^[1~5], 或考虑目标的角闪烁^[6~12]对角度测量的影响. 但这些研究并没有直接给出在近距离范围内单脉冲天线的目标响应, 以及这些响应影响近场测量精度的量化关系. 事实上, 单脉冲天线目标寻向原理均基于目标的远场散射特性. 但在近距离探测范围(探测距离仅为目标口径尺寸的数倍到数十倍)内, 入射波已不能被近似为均匀平面波, 目标散射场的幅、相分

布就更为复杂;而且,天线自身的结构和孔径对接收信号响应也有一定的影响;这些因素都应一并体现在分析模型中.计算电磁学当今的发展和应用能力已使得我们能够对各类空中目标的电磁散射给出精确的数值模型^[13,14];同时,制导天线对目标散射场的扰动亦可实现精确建模和数值求解.因此,制导系统对近距离目标响应的一体化建模和数值计算已经现实可行.通过制导系统对近距离目标响应的数值模拟来研究单脉冲雷达近场角度测量误差及其产生原因,进而加深对近距离脱靶现象的理解,显然是兼具理论和工程意义的一项研究工作.

本文应用电磁辐射与散射的数值方法,包括积分方程的矩量法(MoM)和多层快速多极子方法(MLFMA),对单脉冲天线和波束照射下目标的电磁散射及差波束接收信号进行一体化仿真,通过数值计算获得不同距离和不同照射条件下单脉冲天线接收到的目标散射响应.在此基础上定量分析了近距离脱靶现象及其产生原因.该方法包括以下三个步骤.首先,计算单脉冲(发射)天线的和波束,并将其作为对目标照射的激励条件.接着,计算目标的散射场,并将其作为对单脉冲接收天线的激励.最后,计算出单脉冲天线差波束的接收信号,并使用幅值法和相位法计算出测角结果.如果需要,可以对以上三个步骤进行多次迭代,以模拟目标与天线之间的相互作用,并使数值解达到稳定收敛.本文通过实例计算,发现当天线——目标间距在 $5L$ 以上(L 为目标尺度,且 L 远大于 λ),天线接收到的目标散射场相比于入射场已经非常小,故一次迭代即可获得需要的计算精度.本文首先通过一个算例来验证该算法的正确性.接着,通过不同频率的和波束辐射场近距离照射导弹目标,利用计算所得的单脉冲天线差波束响应数据进行近距离角度测量,并开展测角误差分析.在此基础上,通过数值模拟结果进一步分析近距离脱靶的原因,并给出单脉冲天线近场测角的改进方案建议.

2 单脉冲天线的一体化仿真

2.1 MoM与MLFMA简介

应用等效原理和边界条件得到理想导体的电场积分方程:

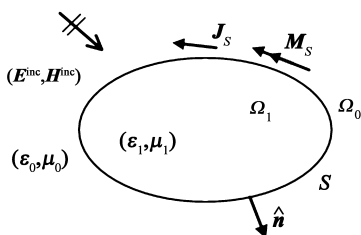


图1 理想导体电磁散射原理图

$$\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}^{\text{inc}}(\mathbf{r}) + \hat{\mathbf{n}} \times \gamma \mathbf{L}(\mathbf{J}(\mathbf{r}')) = \mathbf{0} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{L}(\mathbf{X}) &= \text{ik} \int \bar{\mathbf{G}}_0(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \mathbf{X} d\tau' \\ &= \text{ik} \int \left[\mathbf{X} + \frac{1}{k^2} \nabla \nabla' \mathbf{X} \right] G_0(\mathbf{r}, \mathbf{r}') d\tau' \end{aligned} \quad (2)$$

将表面未知电流用RWG基函数展开,

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}) \approx \sum_{n=1}^N a_n \mathbf{f}_n(\mathbf{r}) \quad (3)$$

将 $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{J}_{\text{RWG}}$ 作为权函数对方程(2)进行测试,得到下列矩阵方程

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N a_n \gamma \langle \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{f}_m(\mathbf{r}), \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{L}(\mathbf{f}_n(\mathbf{r}')) \rangle \\ = - \langle \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{f}_m(\mathbf{r}), \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}^{\text{inc}}(\mathbf{r}) \rangle \end{aligned} \quad (4)$$

基于上述矩阵方程的数值解法称为矩量法.上述矩阵方程可采用直接求逆法求解;但其对计算资源的占用极大,其计算和存储复杂度均为 $O(N^3)$ 量级;故待求未知量数 N 极大时求解很困难.但当 N 较小时,矩量法求解精度高成为较突出的优点.采用迭代求解替代直接求逆可使计算复杂度降到 $O(N^2)$.

多层快速多极子算法(MLFMA)是在矩量法基础上加速矩矢相乘的高效数值方法.快速多极子算法采用八叉树的数据结构,将待求区域分层分组,使得计算复杂度进一步降低到 $O(N \log N)$,大大地提升了数值方法计算电大目标的能力^[13,14].该算法的核心是利用加法定理及其谱域表达式(5)、(6):

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{e^{ik|\mathbf{D}+d|}}{|\mathbf{D}+d|} = \quad (5)$$

$$\text{ik} \sum_{l=0}^{\infty} i^l (2l+1) j_l(kd) h_l^{(1)}(kD) P_l(\hat{\mathbf{d}} \cdot \hat{\mathbf{D}})$$

式中 $d < D$.

$$4\pi i^l j_l(kd) P_l(\hat{\mathbf{d}} \cdot \hat{\mathbf{D}}) = \int d^2 \hat{\mathbf{k}} e^{ik \cdot d} P_l(\hat{\mathbf{k}} \cdot \hat{\mathbf{D}}) \quad (6)$$

迭代过程中的矩矢相乘可以写成:

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} a_n = \sum_{G \in \mathcal{N}(C)} \sum_{n \in G} Z_{mn} a_n + \quad (7)$$

$$\frac{k\eta}{4\pi} \int d^2 \hat{\mathbf{k}} R(\hat{\mathbf{k}}) \cdot \sum_{G \in \mathcal{F}(C)} T_L(\hat{\mathbf{k}} \cdot \hat{\mathbf{D}}) \sum_{n \in G} S(\hat{\mathbf{k}}) a_n$$

因此,本文根据需要对未知量较少的问题使用矩量法对进行求解,而对于电大目标则采用MLFMA进行求解.本文在矩量法及MLFMA的程序框架下,修改了模型中的激励项,将天线近距离辐射场作为对目标的照射,并增加了目标近场散射计算和天线接收信号计算的功能,最后按照单脉冲寻向原理计算出测角角度.本文数值模型采用了电场积分方程,对天线及目标按照 $1/8$ 到 $1/10$ 波长的剖分尺寸进行三角网格剖分.下面将讨论测角原理和计算模型.

2.2 单脉冲振幅法定向原理

通过比较回波信号的强度获得角度信息的方法叫

做振幅定向法,图 2 为单脉冲天线幅值法测角示意图。

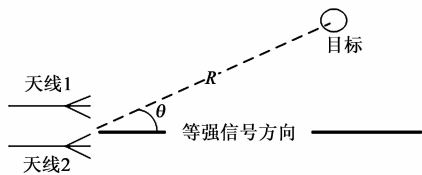


图2 幅值法示意图

图 2 中,两喇叭天线的回波可以写成^[15]:

$$E_1 = KT(\theta)P_1(\theta) \quad (8)$$

$$E_2 = KT(\theta)P_2(\theta) \quad (9)$$

其中:

E_1 : 天线 1 接收的回波信号

E_2 : 天线 2 接收的回波信号

$P_1(\theta)$: 天线 1 的辐射方向图

$P_2(\theta)$: 天线 2 的辐射方向图

$T(\theta)$: 照射场的方向图

K : 对方向图幅值影响的其他因素,包括距离,发射功率,目标散射特征,如 RCS 等

对回波信号做相减、相加处理,分别获得:

$$\Delta = E_1 - E_2 \quad (10)$$

$$\Sigma = E_1 + E_2 \quad (11)$$

式(10)为差波束,式(11)为和波束,将两式相除,获得振幅和差式:

$$\begin{aligned} \Delta/\Sigma &= (E_1 - E_2)/(E_1 + E_2) \\ &= (P_1(\theta) - P_2(\theta))/(P_1(\theta) + P_2(\theta)) \end{aligned} \quad (12)$$

从式(12)中可以看出,振幅和差的值仅与 $P_1(\theta)$ 和 $P_2(\theta)$ 有关,而 $P_1(\theta)$ 和 $P_2(\theta)$ 仅和角度有关,因此可以通过振幅和差的值来查询对应的角度. 本文幅值法测量时采用图 4 所示天线的和波束照射目标,两天线差波束接收目标散射场,通过电场幅值大小的比较,判断天线波束调整方向;通过寻求差波束等强度方向(即差波束波谷方向),来确定目标角度. 由于差波束波谷方向附近,接收信号强度对于方向的微小偏差异常敏感,故利用差波束测角具有较高的精确度. 该测角数据与实际目标方向的角度差称为测角误差.

2.3 单脉冲天线相位法定向原理

单脉冲天线也可以利用回波的相位来判断目标的角度^[15]. 由图 3 可以获得,

$$R_1 = R + l\sin\theta/2 \quad (13)$$

$$R_2 = R - l\sin\theta/2 \quad (14)$$

$$\Delta R = R_1 - R_2 = l\sin\theta \quad (15)$$

$$\Delta\varphi = 2\pi\Delta R/\lambda = 2\pi l\sin\theta/\lambda \quad (16)$$

$$\theta = \arcsin(\Delta\varphi \cdot \lambda/2\pi l) \quad (17)$$

式中 R_1, R_2, R, l, θ 如图 3 所示,需满足条件 $R \gg l$. 通

过式(16)获得的相位差,即可计算出对应的角度.

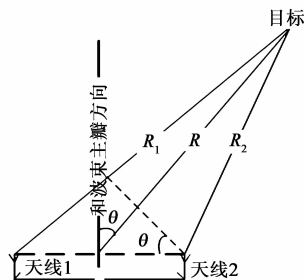


图3 相位法示意图

2.4 模型的计算及检验

采用如图 4 所示的两个喇叭天线构成和差波束,图中长度单位为 mm. 使用频率 $f = 10\text{GHz}$ 的信号进行测量,两个喇叭天线所形成的和、差波束如图 5 所示. 目标选为半径为 50mm 的金属球. 选择金属球作为目标,是因为不论探测距离如何变化,在瞄准的条件下,金属球体的散射场分布均具有良好的对称性. 天线与目标的距离 $R = 20\text{m}$,设置不同的照射角度 θ ,通过数值方法求解出天线的和波束;并将其作为发射源,计算出目标的散射回波;再将散射回波作为对接收天线的激励,计算出两接收天线的响应信号;最后,基于接收信号振幅(或相位)的和差公式,求出对应的目标角度. 金属球目标的角度计算结果如图 6 所示. 由图 6 可见计算结果和理论值符合得很好,表明了数值模拟的正确性与可行性.

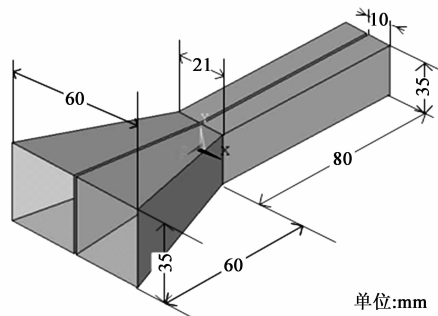


图4 单脉冲天线模型

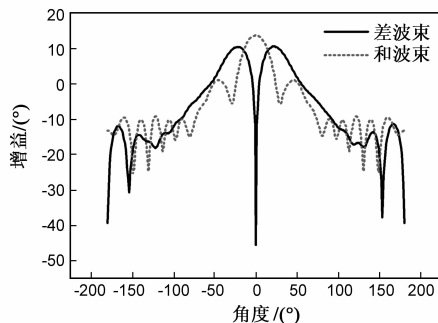


图5 单脉冲天线的和、差波束

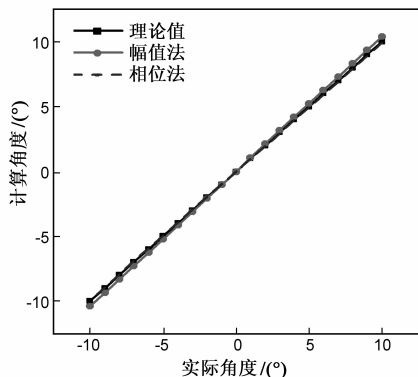


图6 金属球目标的单脉冲天线角度测量结果

3 近场算例及分析

3.1 单脉冲天线对近距离目标响应的计算

下面将给出一个单脉冲天线对近距离导弹目标响应的数值计算实例.导弹目标的形状、尺寸如图7所示;图中, $L = 1728$, $h_1 = 492$, $h_2 = 984$, $h_3 = 142$, $R_1 = 592$, $R_2 = 382$, $R_3 = 280$, 单位均为 mm. 采用双喇叭单脉冲天线测量目标(一维)的角度. 天线结构由图4所示, 尺寸则为图4中的10倍. 分别使用频率 $f = 700\text{MHz}$ 、 800MHz 、 900MHz 和 1GHz 的信号进行测量. 当单脉冲天线在角度扫描中, 天线的和波束辐射的电磁波照射目标; 若和波束方向(或天线差波束等强信号方向, 即差波束谷点方向)对准目标的几何中心, 则认为测角误差 θ 为零. 以目标几何中心和单脉冲天线中心连线(图7中虚线)为分界线, 测角方向(差波束等幅方向)在其上半区时测角误差 θ 设为正值, 差波束等幅方向在其下半区时测角误差 θ 为负值.

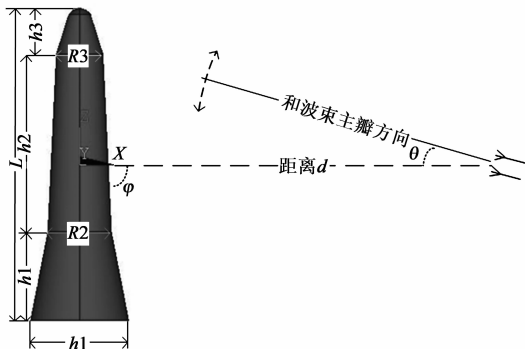


图7 导弹目标及单脉冲天线的波束扫描

当天线波束大致与导弹轴线垂直, 且 θ 从 $+3^\circ$ 到 -3° 进行扫描时, 单脉冲天线对目标的测角误差随距离的变化如图8和图9所示; 其中图8(a)表示相位法的计算结果, 图8(b)表示幅值法的结果; 而图9则是两者的对比. 在这些图中, 纵坐标表示测角误差; 横坐标则表示单脉冲天线和目标间的距离 d 的变化, 其单位为

L (L 表示波束扫描方向上的目标口径尺寸). 图中的参考线(虚线)指向目标几何中心, 对应于 $\theta = 0$ 的方向.

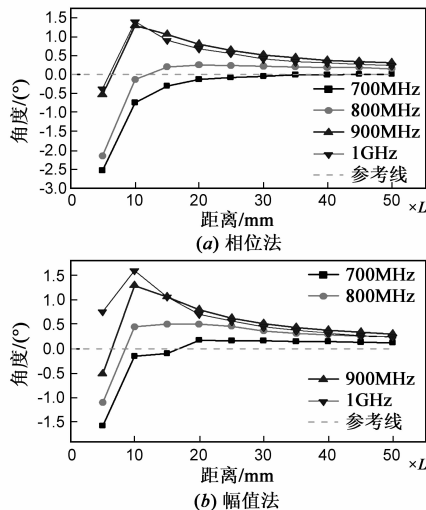


图8 $\varphi=90^\circ$ 时计算结果

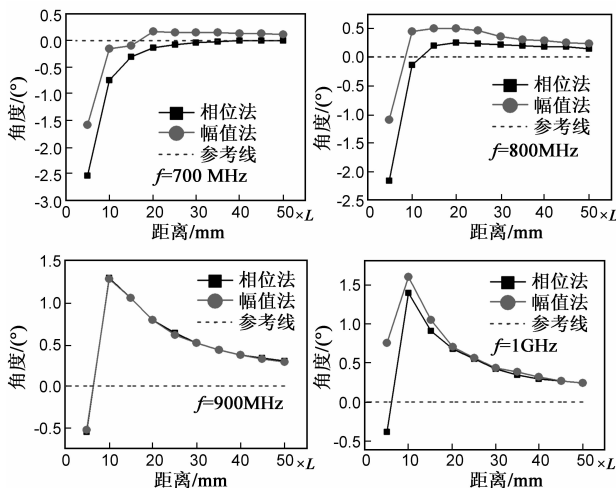


图9 $\varphi=90^\circ$ 时幅值法与相位法的测角误差对比

从图8(a)可以看出, 在该频段相位法的测角误差都是随着天线-目标间距离的减小而增大的. 当距离从 $20L$ 变到 $5L$, 测角误差由接近于零渐渐变大, 并经由正峰值后迅速变化为负差; 但对于不同的频率, 其变化的速度和趋势表现得也不同. 距离很远时, 天线处于导弹散射场的远区, 测角误差趋于零. 这是由于目标相对于天线的张角极小, 甚至可视为点目标, 用单脉冲天线差波束测向可获极好得精度. 但到了目标散射近区, 目标相对于天线的张角越来越大, 导弹形状尺寸的不对称性表现得更为明显, 散射近场幅、相分布的不均匀性更为突出, 导致较大的测角误差. 例如, 当弹体底部散射场较强而弹体头部散射场较弱时, 就导致差波束等幅方向(即测角结果)偏离弹体头部而偏向弹体底部.

随着距离增大, 天线逐渐处于导弹散射场的远区,

导弹形状的不对称性导致的散射物分布的非均匀性逐步减弱;距离进一步增大,导弹散射场分布则逐渐具有类似“点目标”的散射性质,接收天线处表现为类似局部平面波.因此,距离越远,单脉冲天线的测角误差会越小.另一方面,由图中可以发现,当单脉冲天线接近目标时,例如,当距离 d 从 $50L$ 渐变到 $15L$ 时,较低频信号的测角精度明显优于较高频率信号的测角精度.这是因为较低频率的电磁波照射目标时,目标上感应电流和近区散射场的幅、相分布的变化较平缓所致.可见,当天线接近于目标,适时启用较低频率信号有利于保持测角精度.最后,通过图 9 的比较,可看出相位法测角误差比振幅法的测角误差稍小.

当发射天线和波束在与导弹轴线夹角 $\varphi = 45^\circ$ 的方向照射时,对 θ 从 $+6^\circ$ 到 -6° 进行扫描,单脉冲天线对目标的测角精度随距离的变化如图 10、图 11 所示.其中,

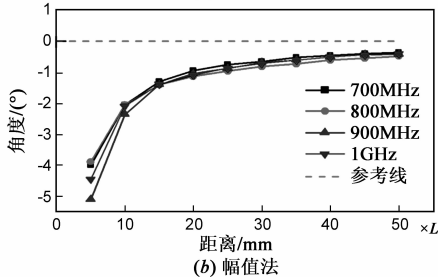
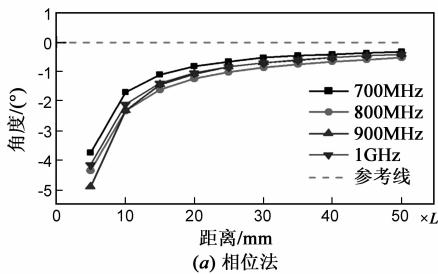


图 10 $\varphi = 45^\circ$ 计算结果

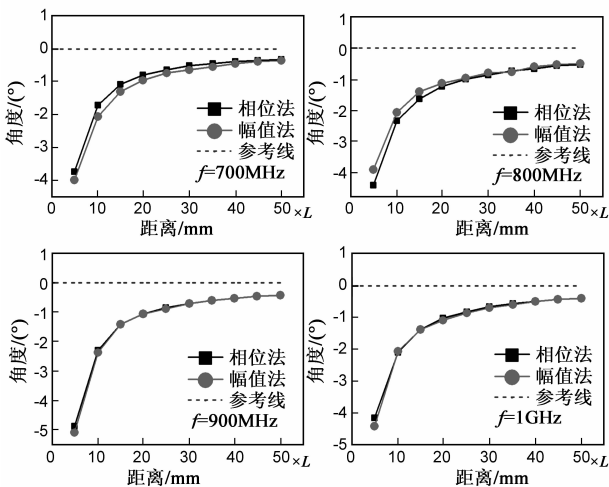


图 11 $\varphi = 45^\circ$ 时幅值法与相位法的对比

图 10(a) 表示相位法测角精度随距离的变化的计算结果,图 10(b) 则表示幅值法测角精度随距离的变化的计算结果,而图 11 则是两者的对比.从图 10 和图 11 中仍然可以看出与上例类似的规律.使用较低频率信号时测角误差相对较小;相位法计算出的测角误差也较幅值法小些.

图 12 和 13 是单脉冲天线分别从 90° 和 45° 方向照射时相位法和幅值法的测角精度对比图.从图中可看出,各频率下, $\varphi = 90^\circ$ 幅值法和相位法计算的结果都比 $\varphi = 45^\circ$ 的更靠近参考线,即测角误差更小.这是因为相对于 $\varphi = 45^\circ$ 照射情况, 90° 照射时目标在距离线两侧部分散射贡献的差异要小一些.

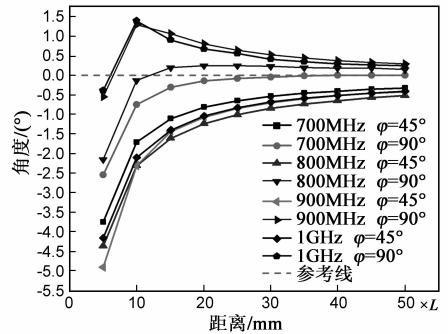


图 12 $\varphi = 45^\circ$ 与 $\varphi = 90^\circ$ 相位法计算结果对比

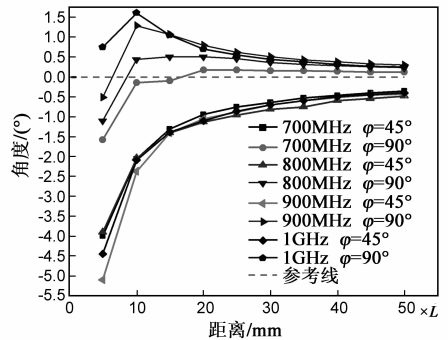


图 13 $\varphi = 45^\circ$ 与 $\varphi = 90^\circ$ 幅值法计算结果对比

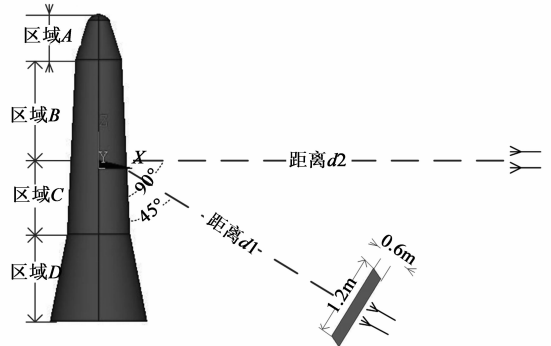


图 14 不同角度照射时目标各部分的散射

图 14 将目标分为 A、B、C、D 四部分.在 $\varphi = 90^\circ$ 照射时,随着距离的减小,目标 C 和 D 部分的散射贡献将

愈显突出,差波束等强度方向将向下偏移,导致近距离测角误差为负.而在 $\varphi = 45^\circ$ 照射时,以 $d1$ 为分界线,目标 A 、 B 部分和 C 、 D 部分散射贡献的差异更为明显.相对于 $\varphi = 90^\circ$,这时 C 、 D 部分贡献就更大,导致计算所得的测角误差为负值且负得更多.与 90° 照射类似, 45° 照射时,随着距离的减小,计算所得的角度与参考线的偏差越来越大.

3.2 不同工作频率 ($f = 1\text{GHz}$ 与 10GHz) 时的目标散射近场分布

我们选择不同工作频率,即 $f = 1\text{GHz}$ 与 10GHz ,以考察目标近场分布随频率的变化和对测角精度的影响.由于 $f = 1\text{GHz}$ 和 $f = 10\text{GHz}$ 对应的天线口径不一样,本文中对相应于 $f = 1\text{GHz}$ 和 $f = 10\text{GHz}$ 的天线口径面上的场分布作对比.天线口径如图 14 所示,其法向与目标轴向的夹角 $\varphi = 45^\circ$, $f = 10\text{GHz}$ 的天线口径尺寸则为 $f = 1\text{GHz}$ 的十分之一.

图 15 分别示出 $f = 10\text{GHz}$ 与 $f = 1\text{GHz}$ 时不同距离下天线口面上的电场幅值分布.图中对幅值进行了归一化,灰色表示从 0dB (白色) 到 -10dB (黑色) 的幅值范围.图 16 则分别示出 $f = 10\text{GHz}$ 与 $f = 1\text{GHz}$ 时不同距离下天线口面上的电场相位分布,灰色表示从 π (白色) 到 $-\pi$ 弧度 (黑色) 的相变范围.各图图注表示此例中的工作频率和天线——目标间距 (目标口径 L 的倍数).

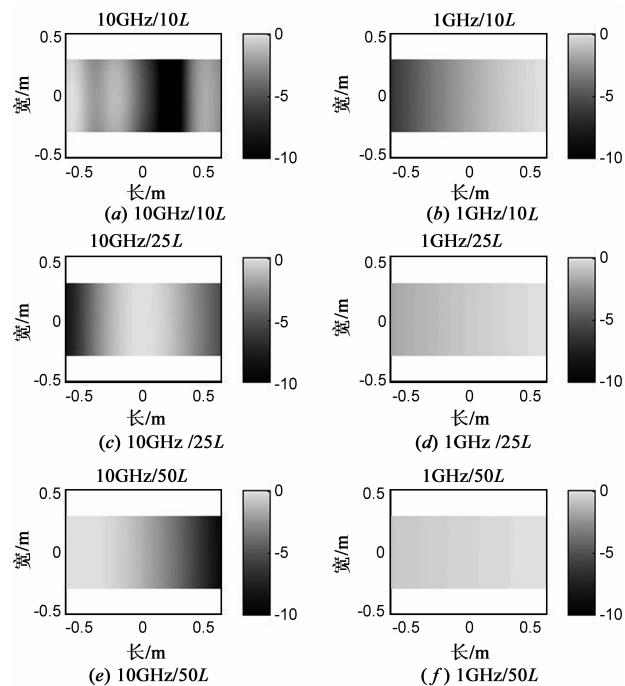


图 15 天线口面上的电场幅值分布, 左侧: $f=10\text{GHz}$, 右侧: $f=1\text{GHz}$

对比在 $f = 10\text{GHz}$ 与 $f = 1\text{GHz}$, 不同距离下口径面上主极化分量的幅度和相变分布, 可以真切地理解近

场条件下单脉冲寻向机制为何产生测角误差, 以及测角误差和工作频率间的内在关系. 由图 15、16 可知, $f = 10\text{GHz}$ 的场强幅、相分布明显比 $f = 1\text{GHz}$ 的不均匀、不稳定; 随着天线渐渐接近目标 (从图 (e) 到 (a), 或 (f) 到 (b)), 口径面场强非均匀分布及场强最大值的位置不断改变. $f = 10\text{GHz}$ 时口径幅度、相非均匀性及其随距离的变化也明显大于 1GHz 的情形; 这些都导致 $f = 10\text{GHz}$ 的测量结果的误差及其波动较大. 仅在天线—目标距离足够远时, 口径面上的幅、相分布才渐趋均匀 (见图 15 及 16 的 (f)), 测角误差计算结果也渐趋准确. 图 17 则是 $f = 10\text{GHz}$ 与 $f = 1\text{GHz}$ 测角精度的计算结果. 由图 15、16 和图 17 的对比可知, 口径面上的幅、相分布越均匀, 测角误差也越小; 表明单脉冲天线测角误差的确源于目标散射近场幅、相分布的非均匀性.

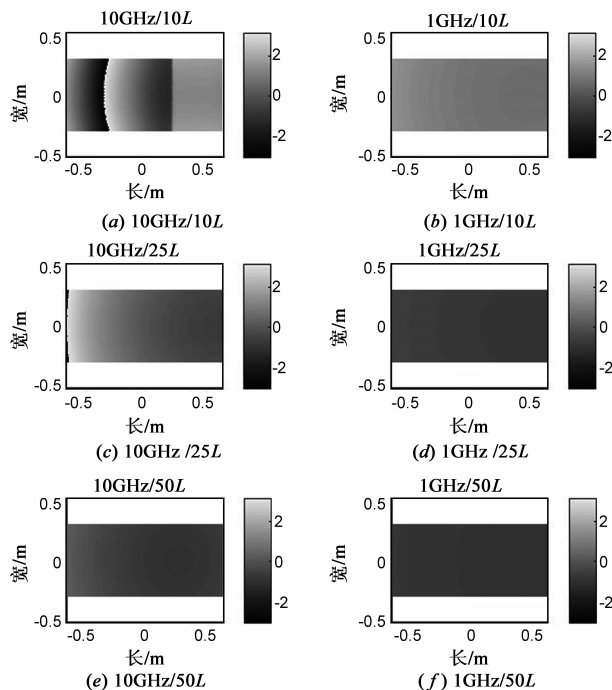


图 16 天线口面上的电场相位变化分布, 左侧: $f=10\text{GHz}$, 右侧: $f=1\text{GHz}$

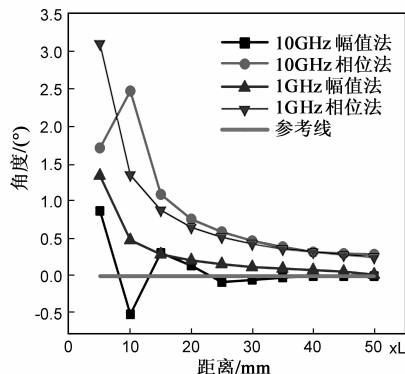


图 17 $f=10\text{GHz}$ 与 $f=1\text{GHz}$ 结果对比图

4 讨论

一般地讲,单脉冲天线寻向是建立在其远场方向图的和、差波束测角原理上的.既然基于单脉冲天线和、差波束的角度测量以远场条件为前提,当天线处于目标的近距离范围时,散射场已不再满足远场条件.若继续用基于远场方向图的幅值法和相位法来进行角度测量,以下几个因素变得未知且难以把握:

(1)单脉冲天线的方向图,特别是和、差波束,都是对天线远场特性的描述.当天线—目标间距离越来越远,天线远场方向图不再适用,而和、差波束对应的近场特征及其随距离的复杂变化并不为大家所熟知.

(2)目标近场散射具有复杂的幅度和相位分布及其波动特性.特别是当目标电尺寸越大、结构越复杂,或目标—天线间距越小、目标对天线的张角越大时,目标散射近场的幅、相分布就越复杂;这是由于入射张角及散射口径越大,目标各部分感应电流的幅、相分布就越复杂,它们产生的散射近场的不同极化分量通过干涉叠加,其幅度和相位的分布就更趋复杂多变.

(3)天线处于目标近区时,有限的天线口径对目标散射近场的“取样”随天线—目标的相对位置和姿态的不同而改变.

(4)目标—天线间距越小,其互耦就越强.天线本身边界条件的引入,将改变散射近场原来的分布,也使接收信号发生改变.

以上这些因素都会对基于比幅或比相的单脉冲寻向产生显著的测角误差,同时也导致测角误差的随机性.

针对上述困难和挑战,本文通过对单脉冲天线—目标间近距离电磁相互作用的一体化理论建模和数值仿真,获得了单脉冲天线照射下目标散射近场的数据,展现出天线口径上目标散射近场的幅、相分布的非均匀性及其随距离的变化,计算出近场条件下幅度法和相位法的测角数据和测角误差,在此基础上讨论了口径幅、相非均匀分布对单脉冲天线测角精度的严重影响,即近距离测角误差形成的主要原因.通过使用不同工作频率,以及幅值法与相位法的对比,定量评估了不同方法的近场测角精度.当目标的电尺寸极大,则利用多层快速多极子方法替代矩量法实现上述数值模拟.

通过不同算例的分析,发现(1)目标的电尺寸 L 越大,导致的测角误差也越大;(2)不论工作频率的高低,随着天线—目标间的测量距离 R 的降低,单脉冲天线的测角误差将越来越大;(3)在近距离测量中,工作频率较低时,单脉冲天线的测角误差相对较小;(4)近距离条件下相位法测角的精度较之幅值法稍好;(5)若

天线波束照射方向变化导致散射场对称性变差,则在近距离测角时,相位法和幅值法的测角误差也会变大.总之,目标远场散射和近场散射特性(包括幅、相特性)之间的显著差异,是导致单脉冲天线近场测角误差的根本原因.

近距离测量时,较低频率的测角精度比较好.这是因为频率越低,目标电尺寸越小,目标各部分感应电流幅、相分布的变化也较小,所产生的散射近场干涉叠加后的幅、相分布的非均匀性就不显著,对单脉冲天线测角的干扰就小.因此,在近距离测量时可通过较低工作频率的测量,来校正可能出现的测角误差.

本文中为了控制庞大的计算量,实例中仅使用了 10GHz 和 0.7~1.0GHz 的工作频率并相互对比.通过 $f = 10\text{GHz}$ 与 $f = 1\text{GHz}$ 的结果对比,发现较低工作频率所导致的天线口径上散射近场的幅、相分布的非均匀性相对较弱,对单脉冲天线测角精度影响的程度也较小.正因如此,通过在近距离测量时同时启用较低工作频率的角度测量,并与原工作频率的测量结果作对比较正,可实现较高的测角精度.

在实际的精导应用中,单脉冲天线往往工作在更高的频率上.本文着重于原理验证;力求清楚地展现近距离寻向中所遇到的普遍问题及其内在规律.其次,通过 MLFMA 建模,本文中一体化数值模拟也可用于毫米波段,只是计算工作量更大一些.

参考文献

- [1] Sharensen S. Angle estimation accuracy with a monopulse radar in the search mode [J]. IRE Transactions on Aerospace and Navigational Electronics, 1962, 9(3): 175 - 179.
- [2] Nandakumaran N, Sinha A, Kirubarajan T. Joint detection and tracking of unresolved targets with monopulse radar [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(4): 1326 - 1341.
- [3] Krikorian K V, Kwong Y H, Rosen R A. Inverse precision velocity update for monopulse calibration [A]. Briggs, D. L. Radar Conference, 2007 IEEE [C]. Boston, MA: IEEE Press, 2007. 348 - 351.
- [4] Jiang Y, Yu C. A novel approach for angle measuring improvement in monopulse tracking [A]. Fuzzy Systems and Knowledge Discovery [C]. Tianjin, MA: IEEE Press, 2009. 513 - 516.
- [5] Wang Z, Sinha A, Willett P, et al. Angle estimation for two unresolved targets with monopulse radar [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2004, 40(3): 998 - 1019.
- [6] 李保国, 马君国, 赵宏钟, 等. 毫米波单脉冲雷达高精度测角算法研究 [J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(10): 1673 - 1675.

- LI B, MA J, ZHAO H, et al. Research on high accuracy MMW monopulse radar angle-measuring algorithm[J]. Systems Engineering and Electronics, 2005, 27(10): 1673 – 1675. (in Chinese)
- [7] Delano R H. A theory of target glint or angular scintillation in radar tracking[J]. Proceedings of the IRE, 1953, 41(12): 1778 – 1784.
- [8] Dunn J H, Howard D D, King A M. Phenomena of scintillation noise in radar-tracking systems[J]. Proceedings of the IRE, 1959, 47(5): 855 – 863.
- [9] Dunn J H, Howard D D. Radar target amplitude, angle, and Doppler scintillation from analysis of the echo signal propagating in space[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1968, 16(9): 715 – 728.
- [10] Yin H, Huang P. Unification and comparison between two concepts of radar target angular glint[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31(2): 778 – 783.
- [11] Sui M, Xu X. Angular glint calculation via adaptive cross approximation algorithm[A]. Antennas and Propagation [C]. Spokane, WA: IEEE Press, 2011. 2746 – 2749.
- [12] Fedele G, Orsini M, Strappaveccia S. Monopulse angular accuracy for fluctuating targets[J]. Electronics Letters, 1985, 21(6): 229 – 231.
- [13] Zaiping Nie, Si Ren, Su Yan, Shiquan He, Jun Hu. Modified phase-extracted basis functions for efficient analysis of scattering from electrically large targets[J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 101(2): 401 – 413.

- [14] Nie Z, Ma W, Ren Y, et al. A wideband electromagnetic scattering analysis using MLFMA with higher order hierarchical vector basis functions[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(10): 3169 – 3178.
- [15] Sherman S M. Monopulse Principles and Techniques[M]. Dedham, MA: Artech House, 1985. 89 – 126.

作者简介



苏佳胜 男, 1988 年 7 月生, 电子科技大学电子工程学院研究生, 主要从事计算电磁学的研究工作.

E-mail: sujiaosheng001@gmail.com



聂在平 男, 1946 年出生, 电子科技大学教授, IEEE Fellow, 中国电子学会会士; 从事电磁散射与目标特性、计算电磁学、天线技术、电磁探测、非均匀介质场与波等方面研究.

E-mail: zpnjie@uestc.edu.cn