

基于差分重心公式的射频仿真 近场修正算法

唐 波¹, 盛新庆²

(1. 北京科技大学计算机与通信工程学院, 北京 100083;
2. 北京理工大学信息与电子学院电磁仿真中心, 北京 100081)

摘 要: 该文提出了一种快速、通用的射频仿真近场效应修正算法. 利用重心公式以及待求的真实目标点方位所对应的三元组馈电系数表达出一个虚拟方位点. 在近场修正中, 利用虚拟方位点的收敛逼近来代替真实目标点的收敛逼近, 而虚拟方位点的收敛逼近使用差分重心公式. 基于差分重心公式的算法可以很快地实现收敛. 与传统方法相比, 该算法迭代公式非常简单, 并且与后续雷达信号处理无关, 具有更广的适用性. 通过数值仿真, 验证了分析结果. 该算法对于射频仿真近场修正具有重要意义.

关键词: 射频仿真; 近场修正; 差分重心公式

中图分类号: TN95

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2018)06-1336-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.06.009

Algorithm of Near-Field-Error Correction in RFSS Based on the Differential Formula of Mass Center

TANG Bo¹, SHENG Xin-Qing²

(1. School of Computer and Communication Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China;
2. Center for Electromagnetic Simulation, School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: This paper presents a fast algorithm of the near-field-error correction in radio frequency simulation system. A simulated direction can be expressed based on the mass center formula and the feed parameters of three-unit. The iterative convergence for the real direction of the target can be replaced by the convergence for the simulated direction, and the latter can be calculated by the differential formula of the mass center. The algorithm based on the differential formula of the mass center can converge quickly. Compared with the traditional method, the used iteration formulas are simpler and feasible for various kinds of radar systems. The conclusions are verified by the numerical simulation.

Key words: radio frequency simulation; near-field-error correction; differential formula of the mass center

1 引言

三元组射频仿真的原理与角闪烁相同, 通过改变三个辐射单元的相对馈电幅度和相位, 可以使合成的空间电磁波的能流方向产生改变, 从而可以仿真不同方向的电磁波能流, 实现对运动点目标的仿真^[1]. 这类类似于使用多个发射机在空中生成所需信号的方法^[2]. 三元组仿真目标点的位置与三个辐射单元的位置之间的关系可以用幅度重心公式来表达^[3,4]. 然而, 三元组仿真与角闪烁的计算还是有差别的. 该差别体现在接

收点与接收面的差别. 角闪烁计算的是接收点处的能流方向或相位梯度方向, 而三元组射频仿真研究的是接收口面所接收到的能流方向或相位梯度方向. 由于辐射的球面波特性和接收面与接收点获得的能流方向就有可能不同, 有可能存在误差. 因此, 重心公式仅是求解仿真目标点位置的一种近似表达, 该近似所造成的误差称之为三元组射频仿真的近场误差^[5-7], 为了消除该误差就需要进行近场修正^[8-11].

关于近场效应以及误差修正的问题, 有许多学者

对此进行了研究^[12-14],包括分析了其成因和给出了具体处理方法^[15-19].其中,文献[15]认为,射频仿真中的近场效应属于三元组近场,而重心公式是一种极其简化的公式,因而存在近场误差.文献[16]基于接收电压端的方位信息的等效性方程的分析,得到近场误差与接收口面的电尺寸和三元组张角的乘积有关.当接收口面尺寸趋于零,或者三元组张角趋于零时,近场误差趋于零.文献[17]建立了仿真目标位置的近场误差修正的数学模型.文献[18]通过计算导引头的到达角误差,据此在三元组振幅的梯度方向上调整三元组各单元的振幅幅值,使仿真角度误差趋于零.文献[19]通过数值计算,循环迭代,获得满足精度要求的修正值.近场修正中,实验法相对于数值计算法的优势是系统模型准确,因为其是将雷达系统实物接入;数值计算法相对于实验法的优势是幅度参数准确、系统无热噪声影响,仅有数值误差噪声.现有的修正算法通常需要通过雷达系统的响应函数来计算修正量^[17,18],而雷达系统的响应函数通常是非线性的,因此比较复杂,并且依赖于不同的雷达系统.

本文从差分重心公式出发,给出了一个能够快速有效地获得修正量的方法,具有收敛快、计算简单、适用性广等特点.

2 基于差分重心公式的迭代法原理

在近场误差修正中,关键的一步是对于某个指定的点目标方向,给出准确的三元组馈电系数.近场误差的修正可以通过实验方法或数值计算方法进行.在实验或计算中,只要设定某组馈电系数,雷达系统就可以输出一个方向,这是正问题,属于分析问题.而近场修正需要由点目标方向给出馈电系数,这是一个反问题,属于综合问题.这是一个非线性问题.因此,需要进行多次迭代操作,以逐步逼近所要求的目标.通常先由重心公式来给定馈电系数的初始值,然后通过雷达系统输出角度与所要求角度的差值来不断地调整修正馈电系数,直到获得与所要求角度所对应的馈电系数.在此迭代过程中,通常采取梯度法,将输出角度视作三元组各单元馈电系数的函数,在函数的梯度方向上调整三元组各单元的振幅幅值,使到达角误差趋于零^[18].然而,由于雷达系统的响应函数一般比较复杂,对于测角来讲,常为非线性函数,因此计算量会比较大;且由于不同的雷达系统的响应函数不尽相同,因此该算法的梯度计算依赖于具体的雷达系统.

为了进一步提高近场修正中的迭代效率,在此给出一种不依赖于雷达系统响应函数的迭代算法.该算法基于差分重心公式.其理论基础是,虽然重心公式的绝对值偏差较大、不堪使用,但是其相对值仍然可用.

记所要仿真的点目标回波的方向为矢量 Ω ,实验过程中某次迭代获得的点目标回波的方向为矢量 Ω' ,第 i 个辐射单元的辐射波方向为矢量 Ω_i .令雷达系统输出角度对辐射单元馈电系数的严格依赖关系为函数 f ,得

$$\Omega = f(C_1 + \Delta_1, C_2 + \Delta_2, C_3 + \Delta_3) \quad (1)$$

$$\Omega' = f(C_1, C_2, C_3) \quad (2)$$

其中 C_i 是第 i 个辐射单元的总和归一化的馈电幅度大小,即 $\sum_{i=1}^3 C_i = 1$,并且各单元是等相馈电的. C_i 是当前所用馈电系数,它们与理想值之间差了 Δ_i .通常的梯度算法需要计算 f 对 C_i 的偏导数以求得所需的梯度值,这要求 f 为已知函数.而本文算法,不需要已知 f ,从而使问题得以简化.

根据众所周知的幅度重心公式,由 $C_i + \Delta_i$ 、 C_i 可得

$$\Omega'' = \sum_{i=1}^3 (C_i + \Delta_i) \Omega_i \quad (3)$$

$$\Omega''' = \sum_{i=1}^3 C_i \Omega_i \quad (4)$$

Ω'' 、 Ω''' 分别是 Ω 、 Ω' 对应的馈电系数的重心公式结果,是 Ω 、 Ω' 的伴随点,它们之间存在近场效应带来的偏差. Ω'' 、 Ω''' 可以分别视作为 Ω 、 Ω' 的“影子”.将 Ω 、 Ω' 、 Ω'' 、 Ω''' 在图1中以4个点 p_0 、 p_1 、 p_2 、 p_3 给出.由于这4个点所在的区域很小,因此可以近似认为近场误差相同,该4个点近似构成平行四边形.同时,在此小区域内可以使用重心公式来给出图1中 p_4 的位置. p_4 的位置既可由 p_0 、 p_3 合成给出,也可由 p_1 、 p_2 合成给出,因而可得

$$\Omega + \Omega''' \cong \Omega' + \Omega'' \quad (5)$$

即

$$\Omega - \Omega' \cong \Omega'' - \Omega''' \quad (6)$$

上式中使用 \cong 符号,是因为图1区域中 p_0 、 p_3 合成时的近场误差与 p_1 、 p_2 合成时的近场误差是近似相等.式(6)的物理含义是目标点的收敛与其“影子”的收敛同步,而“影子”的收敛可以通过简单的重心公式来控制,据此可简化目标点的收敛控制.在式(6)中, Ω 、 Ω' 分别是已知量和测量值,但是其关于馈电系数的函数形式未知; Ω'' 是未知量,但是其关于馈电系数的函数形式已知,即重心公式; Ω''' 可根据馈电系数与重心公式算出,为可知量.因此,式(6)的左端给出了角偏差的值,而右端是馈电系数的显式函数,据此即可修正馈电系数.下面给出具体计算过程.

将式(2)~(4)代入得

$$\Omega - f(C_1, C_2, C_3) \cong \sum_{i=1}^3 \Delta_i \Omega_i \quad (7)$$

方程的右端是两个重心公式的表达式之差,因此本方法可称之为基于差分重心公式的迭代算法.方程中, Ω 、 Ω_i 为已知量, $f(C_1, C_2, C_3)$ 为某次迭代中使用了

馈电系数 (C_1, C_2, C_3) 后的实验结果或电磁计算结果, 该结果与理想值 Ω 之间存在偏差 $\Delta\Omega$, 使用该偏差来驱动馈电系数的改变, 使 Ω'' 趋于 Ω' , 从而实现 Ω' 趋于 Ω . 上式为关于 Δ_i 的线性方程组, 可以写成

$$\sum_{i=1}^3 \Delta_i \Omega_i \cong \Delta\Omega \quad (8)$$

角度位置矢量包含两个分量, 上式包含了两个方程. 再辅之以系数和归一化条件的导出结果

$$\sum_{i=1}^3 \Delta_i = 0 \quad (9)$$

即可得三个方程, 可以顺利求解三个未知数 Δ_i , 从而得到 Δ_i 的估计值 $\overline{\Delta_i}$. 进而把 C_i 更新为 $C_i + \overline{\Delta_i}$, 开始下一轮计算.

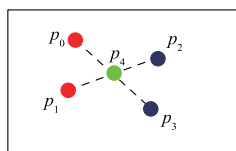


图1 平行四边形近似示意图

在上述分析中, 没有考虑噪声的影响. 然而在实验中, 噪声是不可避免的, 这也正是实验方法的弱点. 通常认为, 射频仿真的角度精度应该优于待测雷达系统的测角精度, 这样仿真才有意义; 而另一方面, 在通过实验方法对近场效应进行修正的过程中, 迭代依赖于测角结果, 即雷达系统的测角精度优于近场修正的精度. 这似乎形成了一个悖论. 为了克服该困难, 需要将雷达系统使用于不同的工作模式, 包括仿真模式和标定模式. 在仿真模式下, 三元组辐射功率密度与真实环境下的目标散射回波功率密度相同, 以模拟真实的射频环境; 而在标定模式下, 即用于近场修正时, 三元组的辐射功率密度必须远远高于目标散射回波功率密度, 以使雷达系统获得足够高的信噪比. 根据雷达分辨理论^[20], 信噪比足够高, 意味着可以将对点目标的位置分辨提高到足够高的精度, 即远高于仿真精度. 据此可以克服该悖论.

当在高信噪比下工作时, 前述推导完全适用. 而对于通过数值计算来进行近场修正来讲, 本算法也完全适用.

3 算法收敛性分析

在修正过程中, 之所以需要经过多次迭代, 方能获得理想的馈电系数值, 是因为式(8)是一个近似等式, 并不能一次性的给出准确的数值, 而只能得到 Δ_i 的估计值 $\overline{\Delta_i}$. 近似性来源于 p_0, p_3 合成时的近场误差与 p_1, p_2 合成时的近场误差的差值. 由于近场效应依赖于参与合成的各点间的相对位置, 因此该差值依赖于两个对

角矢量线 $\overrightarrow{p_0 p_3}$ 与 $\overrightarrow{p_1 p_2}$ 的差异. $\overrightarrow{p_0 p_3}$ 与 $\overrightarrow{p_1 p_2}$ 的差异越大, 该差值越大; $\overrightarrow{p_0 p_3}$ 与 $\overrightarrow{p_1 p_2}$ 的差异越小, 该差值越小. 当进行一次迭代后, p_1, p_3 向前逼近一步, 到达 p'_1, p'_3 的位置. 由于 p'_1, p'_3 更逼近 p_0, p_2 , 因此其对角矢量线 $\overrightarrow{p_0 p'_3}$ 与 $\overrightarrow{p'_1 p_2}$ 的大小以及方向的差异都会更小, 这意味着下一轮迭代时 Δ_i 的估计值 $\overline{\Delta_i}$ 的计算精度将会更高, 从而更逼近真实点位置. 也就是说, 位置的逼近与精度的提高是同步的, 因而最终必然使图 1 中的近似平行四边形收敛成两点一线.

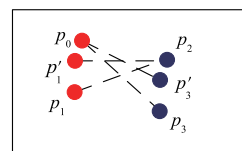


图2 收敛性分析示意图

通过上述迭代过程, 可以消除仿真系统的系统性误差, 但是不能消除随机误差. 当存在随机误差的情况下, 上述算法的性能如何, 是否仍然能够收敛, 需要进一步分析. 当存在随机测角误差时, Ω' 的值将不能正确地测得, 其测量值记作 $\overline{\Omega'} = \Omega' + \delta\Omega$. 此时, 由式(6)知, 收敛点变为 $\Omega'' - \Omega''' + \overline{\Omega'}$, 不再是 Ω , 而是 $\Omega + \delta\Omega$. 也就是说, 每次迭代都是向处于一个随机变化的位置处收敛, 其均值位置是目标点位置. 所以, 通过多次迭代, 可使均值收敛, 即 $\Delta\Omega = 0$. 此时

$$\Omega - \Omega' \cong -\delta\Omega \quad (10)$$

由于角度偏差值为随机变量, 因此, Ω' 将无法严格收敛于 Ω , 存在零均值随机角度误差 $\delta\Omega$. 这表明近场修正精度受到角度测量精度或数值计算精度的限制.

下面给出本文算法的收敛性的数学证明.

先从 θ 方向开始. 假设, 当单位幅度的平面电磁波以 θ 角入射时接收机的某个射频支路接收点处的复信号为 $f(\theta)$, 则当三元组同时工作时该点处射频信号为

$$g(C_1\theta_1, C_2\theta_2, C_3\theta_3) = \sum_{i=1}^3 C_i f(\theta_i) \quad (11)$$

当存在仿真偏差时, 该点处射频信号存在偏差值 Δg , 则

$$\Delta g = \Delta C_1 f(\theta_1) + \Delta C_2 f(\theta_2) + \Delta C_3 f(\theta_3) \quad (12)$$

假设收敛目标点位于 θ_0 , 将 $f(\theta)$ 在 θ_0 的邻域内展开, 得 $f(\theta) = f(\theta_0)$

$$+ \left. \frac{\partial f}{\partial \theta} \right|_{\theta_0} (\theta - \theta_0) + \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 f}{\partial \theta^2} \right|_{\theta_0} (\theta - \theta_0)^2 + \dots \quad (13)$$

略去式(13)中的二次项, 则由式(13)、(12)、(9)可得

$$\Delta g / \left. \frac{\partial f}{\partial \theta} \right|_{\theta_0} \approx \Delta C_1 \theta_1 + \Delta C_2 \theta_2 + \Delta C_3 \theta_3 \quad (14)$$

式(14)即对应着本文算法的式(8)的其中一维. 其中 Δ_i 即为 ΔC_i . 因此, 本文算法等价于在接收机的还未进行非线性处理的射频端进行修正. 算法的每步迭代误差

主要体现在式(13)的二次项上,每步迭代中 Δg 的误差

$$\begin{aligned} \delta(\Delta g) &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \Delta C_i \frac{\partial^2 f}{\partial \theta_i^2} \Big|_{\theta_0} (\theta_i - \theta_0)^2 \\ &= [u_1, u_2, u_3] [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(0)} \end{aligned} \quad (15)$$

$$u_i = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial \theta_i^2} \Big|_{\theta_0} (\theta_i - \theta_0)^2 \quad (16)$$

上标 T 表示转置, (0) 表示第 0 次的修正量 ΔC_i . 下一次迭代修正向量记作 $[\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(1)}$, 则由式(14)得

$$\begin{aligned} \delta(\Delta g) &= \frac{\partial f}{\partial \theta} \Big|_{\theta_0} [\theta_1, \theta_2, \theta_3] [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(1)} \\ &= [a_1, a_2, a_3] [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(1)} \end{aligned} \quad (17)$$

$$a_i = \frac{\partial f}{\partial \theta} \Big|_{\theta_0} \theta_i \quad (18)$$

将式(18)代入式(15)的左边, 而式(15)右端是上一次的状态, 得

$$\begin{aligned} [a_1, a_2, a_3] [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(1)} \\ = [u_1, u_2, u_3] [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(0)} \end{aligned} \quad (19)$$

同样的, 对于 φ 角方向, 可得

$$\begin{aligned} [b_1, b_2, b_3] [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(1)} \\ = [v_1, v_2, v_3] [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(0)} \end{aligned} \quad (20)$$

$$b_i = \frac{\partial f}{\partial \varphi} \Big|_{\varphi_0} \varphi_i \quad (21)$$

$$v_i = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f}{\partial \varphi_i^2} \Big|_{\varphi_0} (\varphi_i - \varphi_0)^2 \quad (22)$$

注意在一般情况下 f 也是 φ 的函数. 则由式(9)、(19)、(20)得

$$[\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(1)} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{W} [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(0)} \quad (23)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 & u_3 \\ v_1 & v_2 & v_3 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

第 N 次迭代后,

$$[\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{(N)} = \boldsymbol{\alpha}^N [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{(0)} \quad (26)$$

$$\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{W} \quad (27)$$

$\boldsymbol{\alpha}$ 为衰减矩阵. 注意到 $|\mathbf{R}|$ 正比于三元组角面积, 正比于三元组张角的平方. 仔细分析 $\boldsymbol{\alpha}$ 中的元素可知, $\boldsymbol{\alpha}$ 中的元素至少正比于张角的一次方. 由于张角一般远小于 1, 且 f 的二阶导数一般也不会远大于其一阶导数, 因而, N 次迭代后, $\boldsymbol{\alpha}^N$ 成为零矩阵, 从而

$$[\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{(N)} = \mathbf{0}, N \rightarrow \infty \quad (28)$$

因此, 本文算法是按 $\boldsymbol{\alpha}$ 的幂次快速收敛的. 三元组张角越小, f 的线性度越高, 越容易获得较小的 $\boldsymbol{\alpha}$, 使衰减更快.

需要说明的是, 实际的接收机输出是对几路射频信号进行综合处理(例如, 比幅、比相)的结果, 而本文算法的迭代公式可以使各路射频信号同时收敛, 从而获得输出角度的收敛.

再来考察一下误差的影响. 考察式(19), 当存在随机误差噪声时, 方程右端将存在噪声, 这是因为每次迭代都会有相互独立的随机误差加入, 每次迭代只能解决或减弱上一次的随机误差, 每次迭代都会给下一次留下随机误差.

$$\begin{aligned} [a_1, a_2, a_3] [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(1)} \\ = [u_1, u_2, u_3] [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(0)} + \mathbf{n}^{(0)} \end{aligned} \quad (29)$$

则

$$\begin{aligned} [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(1)} \\ = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{W} [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{\text{T}(0)} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}^{(0)} \end{aligned} \quad (30)$$

其中 $\mathbf{n}^{(0)}$ 为 0 次迭代时的随机误差向量. 则

$$\begin{aligned} [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{(N)} \\ = (\mathbf{R}^{-1} \mathbf{W})^N [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{(0)} \\ + \sum_{m=1}^N (\mathbf{R}^{-1} \mathbf{W})^{N-m} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}^{(m-1)} \end{aligned} \quad (31)$$

当 N 增大时, 收敛得

$$\begin{aligned} [\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3]^{(N)} = \\ \sum_{m=1}^N (\mathbf{R}^{-1} \mathbf{W})^{N-m} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}^{(m-1)} \approx \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}^{(N-1)}, N \rightarrow \infty \end{aligned} \quad (32)$$

这表明, 最后系数修正量将由随机误差决定. 即角度偏差收敛到该随机误差.

最后证明一下, 本文算法与传统的梯度算法收敛性是相同的. 只要比较一下它们每步的修正量的大小就可以了. 实际上, 它们每步的角度修正量是相同的. 以 θ 角方向为例. 假设有两个射频接收支路, 函数分别为 $s(\theta)$ 和 $g(\theta)$, 令

$$h = s(\theta)/g(\theta) \quad (33)$$

h 包含了接收信号的完整的方向信息. 接收机进行处理, 输出结果为 $e = e(h)$. 则传统的方法给出的每步的修正量为

$$\Delta e = \sum_{i=1}^3 \frac{\partial e}{\partial C_i} \Delta C_i \quad (34)$$

本文算法是通过通过对 $s(\theta)$ 和 $g(\theta)$ 的修正, 从而对接收机输出结果 e 修正. 即

$$\Delta e = \sum_{i=1}^3 \left[\frac{\partial e}{\partial s} \frac{\partial s}{\partial C_i} \Delta C_i + \frac{\partial e}{\partial g} \frac{\partial g}{\partial C_i} \Delta C_i \right] \quad (35)$$

将式(11)、(33)代入式(34)、(35), 可知, 式(34)、(35)的修正量 Δe 是相等的.

4 算法的算例

若以接收机所在位置处为坐标原点, 三元组中心位于 z 轴正向上某个已知距离 R 处, 三元组所在平面垂

直 z 轴.

将该 xyz 坐标系中的三元组各单元的坐标、目标的坐标进行径向距离归一化,即

$$X = \frac{x}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \quad (36a)$$

$$Y = \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \quad (36b)$$

$$Z = \frac{z}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \quad (36c)$$

也就是将三元组各单元、目标的位置沿电波方向向以接收机为圆心的单位半径的球面上作投影. 由于归一化后 $Z \cong 1$, 此时 X, Y 坐标即可以用来反映来波方向, 可记: $\Omega = (X, Y)$, $\Omega' = (X - \Delta X, Y - \Delta Y)$, $\Delta\Omega = (\Delta X, \Delta Y)$. 则由式(7)(8)联立方程组解得

$$\overline{\Delta_1} = -\overline{\Delta_2} - \overline{\Delta_3} \quad (37)$$

$$\overline{\Delta_2} = \Delta X \frac{Y_3 - Y_1}{A} - \Delta Y \frac{X_3 - X_1}{A} \quad (38)$$

$$\overline{\Delta_3} = \Delta X \frac{Y_2 - Y_1}{B} - \Delta Y \frac{X_2 - X_1}{B} \quad (39)$$

其中

$$A = (X_2 - X_1)(Y_3 - Y_1) - (Y_2 - Y_1)(X_3 - X_1) \quad (40)$$

$$B = (X_3 - X_1)(Y_2 - Y_1) - (Y_3 - Y_1)(X_2 - X_1) \quad (41)$$

进一步,若三元组沿 z 轴向 xy 平面内的投影如图 3 所示,单元 1 的投影处于 Y 轴上,单元 1、2、3 沿负 z 轴看去呈逆时针排列,则上述各式变为

$$\overline{\Delta_1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\Delta Y}{L} \quad (42)$$

$$\overline{\Delta_2} = -\frac{\Delta X}{L} - \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{\Delta Y}{L} \quad (43)$$

$$\overline{\Delta_3} = \frac{\Delta X}{L} - \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{\Delta Y}{L} \quad (44)$$

其中, $L = l/R$ 为三元组的距离归一化边长, l 为三元组的边长.

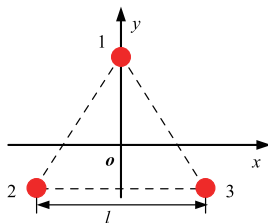


图3 三元组沿 z 轴向 xy 平面内的投影位置

下面给出一个具体的计算结果. 参数值: $l = 0.6\text{m}$, $R = 18\text{m}$, $\lambda = 0.02\text{m}$. 三个仿真目标点来波方向在三元组平面内的投影点位置为 T_n : $(0.15\text{m} \times \cos(\frac{n-1}{4}\pi), 0.15\text{m} \times \sin(\frac{n-1}{4}\pi))$, $n = 1, 2, 3$.

雷达系统为二维干涉仪,在 x, y 方向的基线长度皆为 $b = 0.4\text{m}$. 计算中,初始馈电系数值的获得是将目标点方向代入重心公式反解求得. 图 4 给出了随着迭代次数的增加,角误差在 x, y 方向的收敛趋势.

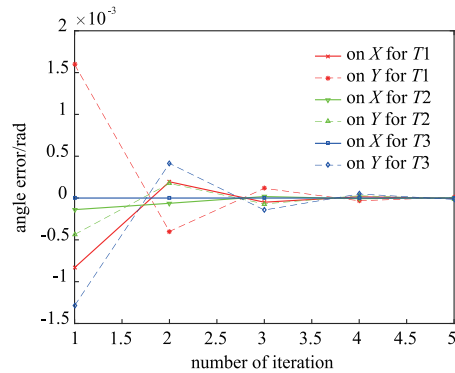


图4 仿真角误差收敛趋势

图 4 中,横坐标是迭代次数,纵坐标是角误差. 由图 4 可以看到,初始状态下, T_1 点的角误差达到了 1.6mrad ,达不到仿真精度的要求,必须要进行近场修正. 通过本文算法的迭代修正,角误差在快速的收敛. 由图可知,当进行 4 次迭代后,角误差已小于 0.01mrad . 可见,该算法的收敛速度比较快速. 同时该算法的迭代公式(42)~(44)的计算也很简单,并且与雷达系统处理算法无关,适用性较广.

在上述仿真计算中,没有考虑测量误差. 若在 x, y 方向上的随机测角误差满足均方根为 0.1mrad 的零均值高斯分布,则其收敛特性如图 5 所示. 由图可以看到,经过多次迭代后,近场修正后的角误差收敛于该随机分布误差. 与上一节中的分析吻合.

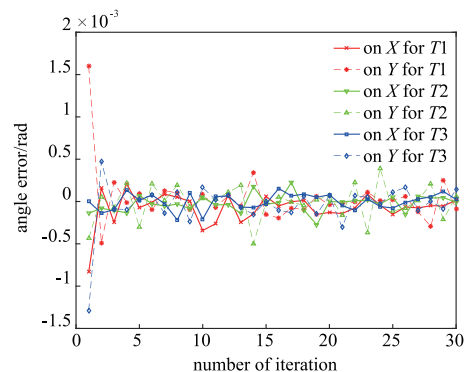


图5 存在随机误差时的仿真角误差收敛趋势

5 结论

本文算法使用差分重心公式来代替非线性函数的梯度运算,具有表达式简单、适用性广的特点. 理论分析和数值计算都表明,本文算法具有很好的收敛性,在不考虑测角误差时,基于文中的参数,通过几次迭代即可

将误差修正到 0.01mrad 以下;当考虑测角误差时,通过几次迭代,即可将误差降到测角误差的水平上,但是不能再继续减小,继续迭代也只能将误差维持在测角误差的水平.此外,通过对衰减矩阵的分析可知,对于三元组外的目标点,只要不是偏离太远,本文算法也是收敛的,只是收敛性变差.

本算法不仅可用于近场修正,也可用于所有的系统误差的修正.

参考文献

- [1] POLKINGHORNE A A, et al. Radio Frequency Simulation System (RFSS) System Design Handbook [R]. Seattle: Boeing Company D243-10004-1, 1975.
- [2] 唐波,郭琨毅,王建萍. 合成孔径雷达三维有源欺骗干扰[J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1203 - 1206.
TANG B, GUO K, Wang J. The 3D active deception jamming of SAR [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6): 1203 - 1206. (in Chinese)
- [3] 俞梦霞,李曦,吕飞. 关于射频目标跟踪半实物仿真系统设计[J]. 计算机仿真, 2016, 33(5): 100 - 104.
YU M, LI X, LV F. Design of hardware-in-loop simulation system for radio frequency target tracking [J]. Computer Simulation, 2016, 33(5): 100 - 104. (in Chinese)
- [4] 武鹏飞,何秋茹. 幅相控制精度对射频仿真目标位置误差的影响[J]. 现代防御技术, 2016, 44(6): 167 - 173.
WU P, HE Q. Influence of amplitude and phase precision for target position error in RF [J]. Modern Defense Technology, 2016, 44(6): 167 - 173. (in Chinese)
- [5] LU J, SHEN Y, NI H. Near field effect on the location precision of RFSS [A]. Computational Electromagnetics and Its Applications, 1999. Proceedings. (ICCEA 99) 1999 International Conference on [C]. Beijing: IEEE, 1999. 547 - 548.
- [6] MA J, CHEN D, FEI J. Near-field error correction on RFSS for applications [A]. 10th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (ISAPE) [C]. Xi'an: IEEE, 2012. 468 - 471.
- [7] XIAO S, MIGLIACCIO M, CAMP J T, et al. Focusing pulsed electromagnetic radiation in the near field [A]. Proc of the IEEE Pulsed Power Conference [C]. Washington DC: IEEE, 2009. 495 - 498.
- [8] 蔡磊,戴革林,陆廷金. 射频仿真目标模拟系统误差分析及补偿[J]. 计算机工程与设计, 2007, 28(15): 3672 - 3674.
CAI L, DAI G, LU T. Error analysis and compensation of radio frequency simulation target imitation system [J]. Computer Engineering and Design, 2007, 28(15): 3672 - 3674. (in Chinese)
- [9] 刘天舒,金从军. 近场效应修正算法有效性验证方法 [A]. 第三届中国导航、制导与控制学术会议论文集 [C]. 北京:科学出版社, 2010. 99 - 103.
LIU T S, JIN C J. Verifying method of near field error compensation of RFSS [A]. Proc of the 3rd China Guidance Navigation and Control Conference [C]. Beijing: Science Press, 2010. 99 - 103. (in Chinese)
- [10] 付璐. 复合阵列射频仿真系统的近场效应修正[D]. 上海:华东师范大学, 2016.
FU L. Near Field Effect Correction on Composite Array Radio Frequency Simulation System [D]. Shanghai: East China Normal University, 2016. (in Chinese)
- [11] 徐自玲. 三元组射频仿真误差修正设计与实现[D]. 成都:电子科技大学, 2015.
XU Z. The Design and Realization of Radio Frequency Simulation Error Correction in a Ternary Array [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2015. (in Chinese)
- [12] 郝晓军,陈永光,何建国,等. 射频仿真系统平面波误差分析[J]. 河南科技大学学报:自然科学版, 2008, 29(5): 50 - 53.
HAO X, CHEN Y, HE J. Analysis of plane wave error in radio frequency simulation system [J]. Journal of Henan University of Science and Technology: Natural Science, 2008, 29(5): 50 - 53. (in Chinese)
- [13] 曾建奎. 射频仿真系统中目标仿真方法研究[D]. 南京:南京理工大学, 2003.
ZENG J. The Research of The Target Simulation in Radio Frequency Simulation System [D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2003. (in Chinese)
- [14] 王泗宏,黄惠明,肖顺平. 射频频辐射式仿真系统中的三元组近场分析[A]. 全国天线年会论文集[C]. 西安:中国电子学会天线分会, 2007. 688 - 691.
WANG S H, HUANG H M, XIAO S P. Analysis of the near field of three-unit-array on RFSS [A]. National Antenna Annual Meeting [C]. Xi'an: Antenna Branch of Chinese Electronics Society, 2007. 688 - 691. (in Chinese)
- [15] 陈训达. 射频仿真中的双近场效应[J]. 系统仿真学报, 2001, 13(1): 92 - 95.
CHEN X D. The dual near field effect in radio frequency simulation [J]. Journal of System Simulation, 2001, 13(1): 92 - 95. (in Chinese)
- [16] TANG B, SHENG X, JIN C, et al. Angle error analysis of multiple-target HWIL RFSS [A]. Proc of the Target and Environment Modeling and Simulation Technology Conference in China [C]. Beijing: Journal of System Simulation Agency, 2015. 145 - 154.
- [17] 蒋庆平. 宽带主/被动射频仿真技术研究[D]. 西安:西

- 北工业大学,2006.
- JIANG Q. The Research on Broadband Active/Passive Radio Frequency Simulation[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University,2006. (in Chinese)
- [18] 马静,金从军,费锦东,等. 面向应用的射频仿真系统近场效应误差修正[J]. 系统工程与电子技术,2011,33(8):1901-1906.
- MA J, JIN C J, FEI J D, et al. Near-field error correction on RFSS for applications[J]. Systems Engineering and Electronics,2011,33(8):1901-1906. (in Chinese)
- [19] 刘地凯. 多元矢量合成近场效应误差修正研究[D]. 成都:电子科技大学,2014.
- LIU D K. Near Field Error Correction of Multiple Vector Synthesis[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China,2014. (in Chinese)

- [20] RIHACZEK A W. Principles of High-Resolution Radar [M]. New York, USA: McGraw-Hill,1969.

作者简介



唐波男,1978年生于江苏.中科院博士.研究方向为射频仿真,电子对抗,无线信道.
E-mail: tangbo@ustb.edu.cn