

doi: 10.7690/bgzdh.2019.07.001

# 反向交叉眼双天线极化方式选择

冉宏远, 张宏伟

(陆军工程大学石家庄校区, 石家庄 050000)

**摘要:** 针对现有文献对于实现反向交叉眼的双极化天线研究较少的问题, 在区分可预先和不可预先侦测雷达极化接收方式的基础上, 对双极化天线如何选择进行理论分析。在双干扰信号垂直分解的基础上, 对两点源的干扰电场进行建模, 并对极化天线的选择进行仿真验证。仿真结果表明: 该研究有较高的理论和实用参考价值, 可为深入双极化天线的研究奠定基础。

**关键词:** 反向交叉眼; 天线; 极化方式

**中图分类号:** TP202 **文献标志码:** A

## Polarization Mode Selection of Reverse Cross-eye Double Antenna

Ran Hongyuan, Zhang Hongwei

(Shijiazhuang Campus of PLA University of Army Engineering, Shijiazhuang 050000, China)

**Abstract:** There are few studies on dual-polarization antennas with reverse cross-eye, on the basis of distinguishing the polarization reception mode of radar which can and cannot be detected, how to choose dual-polarization antenna theoretically. On the basis of the vertical decomposition of double-noise signal, the interference electric field of the two-point source is modeled, and the selection of the polarized antenna is simulated and verified. Simulation results show that, this study has higher theoretical and practical reference value, it can lay a foundation for further research of dual-polarization antenna.

**Keywords:** reverse cross-eye; antenna; polarization mode

### 0 引言

利用反向交叉眼干扰模式可以对单脉冲测角体制的雷达进行角度欺骗。完成角度欺骗需要由 2 个干扰源密切配合实施。这 2 个干扰源选择何种极化方式的发射天线, 要综合考虑天线隔离度、天线发射信号极化方式、雷达接收信号极化方式等问题, 才能达到最佳效果。目前公开发表的文献中, 还没有人对该问题进行深入研究。

### 1 反向交叉眼原理

反向交叉眼空间结构如图 1 所示, 干扰天线 1 和干扰天线 2 各装有接收机, 天线 1 将接收信号发向天线 2, 改变一定信号相位, 发往雷达; 天线 2 将接收的信号发往天线 1, 发往雷达。双干扰源同时改变发射功率, 雷达接收到这 2 个信号, 必然引起和、差信号的变化, 对单脉冲雷达形成角度欺骗<sup>[1]</sup>。

根据文献[2]可知: 当双干扰源功率相等, 双干扰源相位相差 180°时, 对单脉冲雷达造成的角度欺骗值最大。

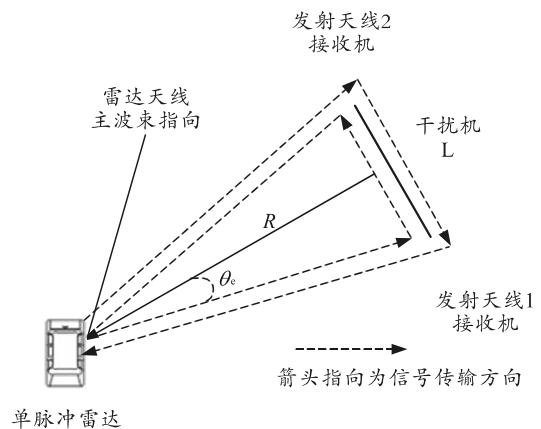


图 1 反向交叉眼空间结构

### 2 极化信号理论

#### 2.1 极化概念

在空间的任意给定点上, 电磁波电场强度矢量  $E$  的大小和方向都可能随时间变化, 这种现象称为电磁波的极化, 将电场分量的震荡方向定义为极化方向。根据震荡方向的不同, 还可区分为线极化、左旋圆极化、右旋圆极化、左旋椭圆极化和右旋椭圆极化。如图 2—4 所示, 在空间 3 维坐标系  $(X, Y, Z)$

收稿日期: 2019-03-13; 修回日期: 2019-04-25

作者简介: 冉宏远(1984—), 男, 河北人, 学士, 助理工程师, 从事雷达对抗研究。E-mail: ranhongyuan888@163.com。

中, 对极化波传播过程进行仿真<sup>[3]</sup>。

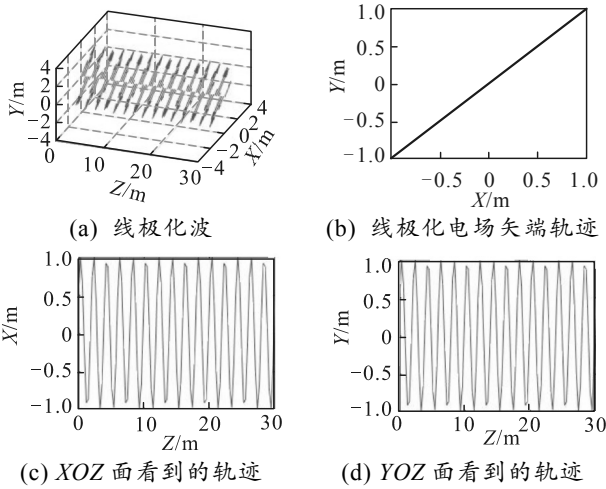


图 2 斜极化仿真

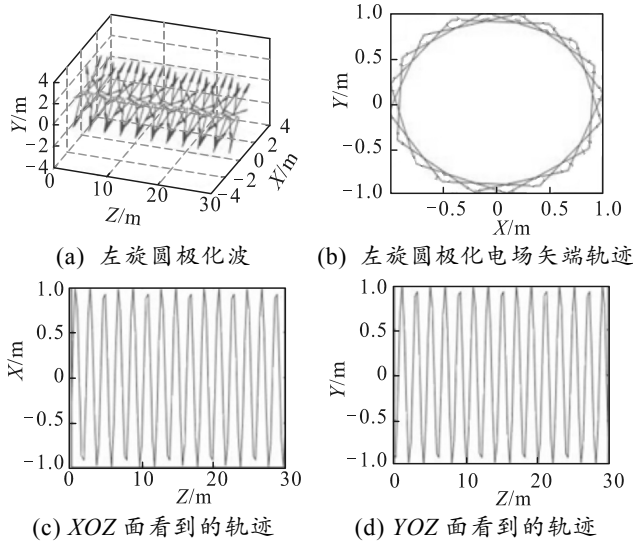


图 3 左旋圆极化仿真

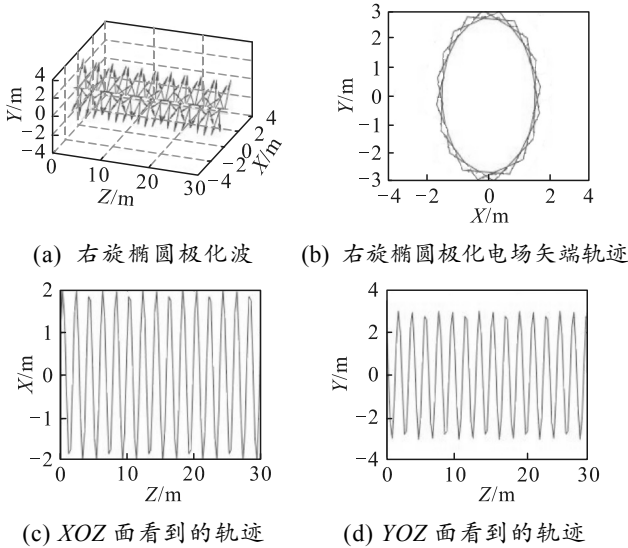


图 4 右旋椭圆极化仿真

### 2.2 极化信号建模

在空间 3 维坐标系(X,Y,Z)中, 假设电磁波按照 Z 轴正方向传播, 那么该电磁波可以分解为水平分量和垂直分量, 表示如下:

$$E(t) = \begin{bmatrix} E_H(t) \\ E_V(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_H e^{j(\omega_0 t - kz + \phi_H)} \\ a_V e^{j(\omega_0 t - kz + \phi_V)} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中:  $a_{H/V}$  为电场水平/垂直分量的幅度;  $\phi_{H/V}$  为电场水平/垂直分量的相位;  $\omega_0$  为电磁波角频率;  $K$  为传播系数,  $K = 2\pi / \lambda$ 。

对于极化波的描述, 可以用 Jones 矢量、极化比、极化相位描述子以及极化椭圆等参数表征。文献[4]对 Jones 矢量、极化比和极化相位描述子等概念有详细的介绍。

极化椭圆可以表征电磁波的极化信息。其中极化椭圆的极化倾角  $\alpha^1$ 、离心率  $\beta^1$  由电场的水平, 垂直分量的幅度之比和相位之差决定。极化倾角  $\alpha^1$  为椭圆长轴与水平方向的夹角, 离心率  $\beta^1$  定义为以椭圆长轴和短轴为边的直角三角形中的最小内角。对于任意一个极化椭圆, 可以利用极化倾角  $\alpha^1$ 、离心率  $\beta^1$  和椭圆的尺寸唯一表示<sup>[5]</sup>。极化椭圆的示意图如图 5 所示。

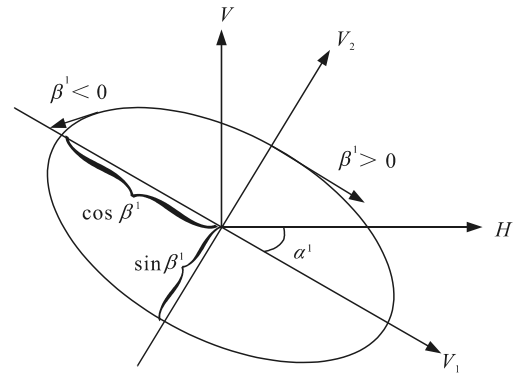


图 5 极化椭圆

根据文献 [6], 雷达的极化发射波形  $E = [E_H, E_V]^T$ , 建模如下:

$$E = \|E\| e^{j\varphi} Q(\alpha^1) W(\beta^1) \quad (2)$$

其中:  $Q(\alpha^1) = \begin{bmatrix} \cos \alpha^1 & \sin \alpha^1 \\ -\sin \alpha^1 & \cos \alpha^1 \end{bmatrix}$ ;  $W(\beta^1) = \begin{bmatrix} \cos \beta^1 \\ j \sin \beta^1 \end{bmatrix}$ ;

$\|E\| e^{j\varphi}$  表示发射信号的复包络。

在极化椭圆中: 当  $\beta^1 = 0$  时极化方式为线极化; 当  $\alpha^1 = 0, \beta^1 = 0$  时, 极化方式转为水平极化; 当

$\alpha^1 = \frac{\pi}{2}$ ,  $\beta^1 = 0$  时, 极化方式为垂直极化; 当  $\beta^1 = \frac{\pi}{4}$ ,

极化方式为圆极化, 与  $\alpha^1$  的数值无关。

若电场的水平分量和竖直分量的相位相同或相差  $\pi$ , 即  $\phi_H - \phi_V = 0$  或  $\pi$  时, 则合成波为直线极化波。

若电场的水平分量和竖直分量的振幅相等, 但是相位相差为  $\frac{\pi}{2}$ , 即  $E_H = E_V$ ,  $\phi_H - \phi_V = \pm \frac{\pi}{2}$ , 则合成波为圆极化波。

若电场的水平分量和竖直分量的振幅与相位都不相等时, 合成波为椭圆极化波。

### 2.3 反向交叉眼极化天线选择分析

一般情况下, 单脉冲雷达天线的接收信号方式要么是垂直接收, 要么是水平接收。在交叉眼双极化天线的选择上, 需要做到无论雷达是垂直接收还是水平接收, 都可以对雷达产生很好的干扰效果<sup>[7]</sup>。

如果干扰发射天线与雷达接收天线的极化方式不一致, 会导致极化损失。当发射天线采用圆极化方式, 而接收天线采用的是线极化方式(水平极化或者垂直极化), 那么接收天线只能接收到干扰波一半的能量, 就是 3 db 的极化损失, 反之亦然。

当接收天线的极化方式与发射天线的极化方式完全正交时, 如果垂直极化天线来接收水平极化波, 或者用左旋圆极化天线来接收右旋极化波, 接收天线将完全接收不到来波能量, 这种情况被称为极化隔离<sup>[8]</sup>。

为了能够产生好的干扰效果, 必须要清楚天线隔离度的概念。在双极化天线中, 天线隔离度是一个非常重要的参数指标, 指的是馈送到发射天线的信号在另一接收天线中出现的信号比重。这是天线之间相互影响程度的重要参数, 隔离度越大, 相互作用越小, 系统间干扰越小。

极化隔离度的计算公式为

$$L^1 = 10 \lg \left( \frac{P_i}{P_r} \right) \quad (3)$$

式中:  $L^1$  为天线隔离度, db;  $P_i$  为发射天线的净输出功率;  $P_r$  为接收天线的净输出功率, W。

为预防干扰, 增强天线隔离度十分重要, 改善天线隔离度已经成为无线电系统经常遇到的问题, 在工程中, 有效改善天线隔离的措施一般有以下几种:

1) 正交极化法: 采用相互正交极化的 2 幅天

线, 造成极化隔离;

2) 阻挡法: 通过在电磁耦合的通道上加设障碍, 阻挡电磁耦合;

3) 恰当的天线布局: 寻求最佳的电磁兼容;

4) 抵消法: 在原有的电磁耦合通道间, 人为开辟另外一条耦合通道, 使其与原电磁耦合进行抵消<sup>[9]</sup>。

理想情况下, 双信号在空域传输过程中, 做到完全互不干涉, 隔离度最好, 对雷达的干扰效果最好。没有理想的完全极化隔离, 馈送到一种极化天线的信号多少会在另外一种极化的天线中出现, 具体分析如下。

#### 2.3.1 可预先侦测雷达极化方向

如果干扰机可以提前预测到雷达的极化方式, 提前确定为水平极化接收或者垂直极化接收。那么可以优先选择隔离度最佳的 2 个天线。

1) 选择  $45^\circ$  斜极化天线和  $135^\circ$  斜极化天线。

这 2 款极化在空域中天线呈  $90^\circ$  的垂直位置, 隔离度很好。依据极化信号建模理论, 对双信号进行分解。

对  $45^\circ$  斜极化天线信号进行水平和垂直分解。

$\alpha^1 = 45^\circ$ ,  $\beta^1 = 0^\circ$ , 则:

$$Q(\alpha^1) = \begin{bmatrix} \cos \alpha^1 & \sin \alpha^1 \\ -\sin \alpha^1 & \cos \alpha^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}; \quad (4)$$

$$W(\beta^1) = \begin{bmatrix} \cos \beta^1 \\ j \sin \beta^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (5)$$

$$E_H = \|E\| e^{j\varphi} \times \frac{\sqrt{2}}{2}; \quad (6)$$

$$E_V = \|E\| e^{j\varphi} \times \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} \right). \quad (7)$$

对  $135^\circ$  斜极化天线信号进行水平和垂直分解。

$\alpha^1 = 135^\circ$ ,  $\beta^1 = 0^\circ$ , 则:

$$Q(\alpha^1) = \begin{bmatrix} \cos \alpha^1 & \sin \alpha^1 \\ -\sin \alpha^1 & \cos \alpha^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}; \quad (8)$$

$$W(\beta^1) = \begin{bmatrix} \cos \beta^1 \\ j \sin \beta^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (9)$$

$$E_H = \|E\| e^{j\varphi} \times \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} \right); \quad (10)$$

$$E_v = \|E\| e^{j\phi} \times \left( -\frac{\sqrt{2}}{2} \right). \quad (11)$$

此时双信号的相位一致，可以看出其双信号的水平分解信号的相位相差 180°，垂直分解信号的相位相等。此时，若雷达为水平极化接收方式，则可以正常干扰；若为竖直极化接收方式，则不能正常干扰。

同样，如果把其中一个发射信号的相位反向 180°，若雷达为竖直极化接收方式，则可以正常干扰；若雷达为水平极化接收方式，则不能正常干扰。

2) 选择左旋圆极化天线和右旋圆极化天线。

当发射天线选择左旋圆极化天线和右旋圆极化天线时，信号隔离度也很好<sup>[10]</sup>，若双发射信号相位一致，则：左旋圆极化波分解为水平极化信号和垂直极化信号后， $E_H = E_V$ ， $\phi_v - \phi_H = \frac{\pi}{2}$ ；右旋圆极化波分解为水平极化信号和垂直极化信号后，

$$E_H = E_V, \quad \phi_v - \phi_H = -\frac{\pi}{2}.$$

若双垂直极化信号相位一致，双水平极化信号相位相差 180°。若双水平极化信号相位一致，双垂直信号相位相差 180°。

此时，在未测得雷达极化方式的前提下，无法对水平接收雷达和垂直接收雷达同时干扰<sup>[11]</sup>。

通过以上分析可知：

如果可以提前侦测到雷达接收天线的极化方式，那么可以选择 45°斜极化天线和 135°斜极化天线，或者选择左旋圆极化天线和右旋圆极化天线对雷达进行有效干扰，但是由于雷达是垂直接收或者水平接收的，无论选择何种方式的极化天线，雷达接收到干扰波后都有 3 db 的极化损失<sup>[12]</sup>。

若不考虑信号隔离度的影响，干扰天线的信号发射极化方式可以与雷达的接受极化信号一致，即干扰信号发射极化方式为垂直极化或者水平极化，这样雷达接收到干扰波后就不会产生 3 db 的极化损失。

2.3.2 不可预先侦测雷达极化方向

在没有提前测得雷达极化方式的前提下，若想正常对雷达造成干扰，则必须放弃选择 2 个隔离度好的信号，选择隔离度较差的极化方式。

- 1) 两天线同时选择 45°斜极化方式。
- 2) 两天线同时选择 135°斜极化方式。

- 3) 两天线同时选择左旋圆极化方式。
- 4) 两天线同时选择右旋圆极化方式。

以上 4 种天线选择方式，双信号的隔离度不好，但可以同时对垂直极化和水平极化雷达进行干扰，并且会产生 3 db 的极化损失。

3 仿真与分析

由以上分析可知，任何一个雷达电磁波信号都可以由一个垂直极化信号和一个水平极化信号合成。信号的垂直分析和水平分析在原理上是一致的。无论选择斜极化天线还是圆极化天线，两信号合成时，垂直极化分量和垂直极化分量合成，水平极化分量和水平极化分量合成；因此，为简化分析，将双干扰源发射的信号进行垂直和水平分解，提取分解后的双垂直极化信号，进行空域中的合成仿真分析。

按照图 6 所示的结构，对双点源的干扰电场的分布进行仿真。

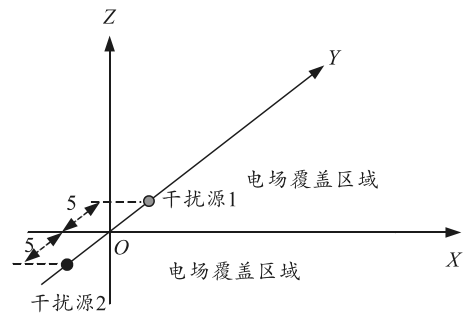


图 6 两电源电场合成

3.1 空间电场分布分析

3.1.1 单点源干扰电场空间分布

关闭干扰源 2，干扰源 1 单独发射信号，得到单点源的干扰电场分布如图 7 所示。

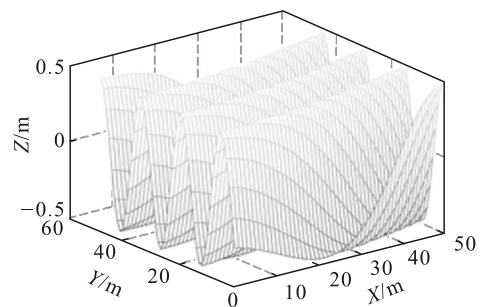


图 7 单点源电场分布

3.1.2 双点源干扰电场空间分布 1

干扰源 1 和干扰源 2 同时开启，功率 1:1，但是信号不做移相处理，得到如图 8 所示电场。

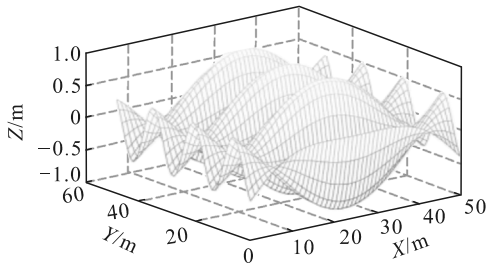


图 8 双点源干扰电场分布(双信号功率一致, 相位一致)

### 3.1.3 双点源干扰电场空间分布 2

干扰源 1 和干扰源 2 同时开启, 功率 1:1, 但是干扰源 2 信号移相  $90^\circ$ , 得到如图 9 所示电场。

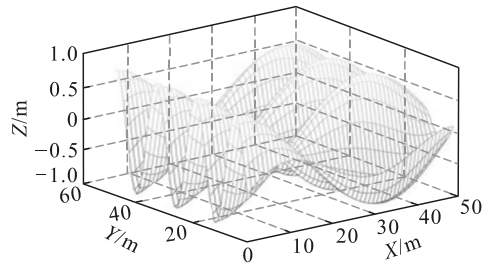


图 9 双点源干扰电场分布(双信号功率一致, 相位相差  $90^\circ$ )

### 3.1.4 双点源干扰电场空间分布 3

干扰源 1 和干扰源 2 同时开启, 功率 1:1, 但是干扰源 2 信号移相  $180^\circ$ , 得到如图 10 所示电场。

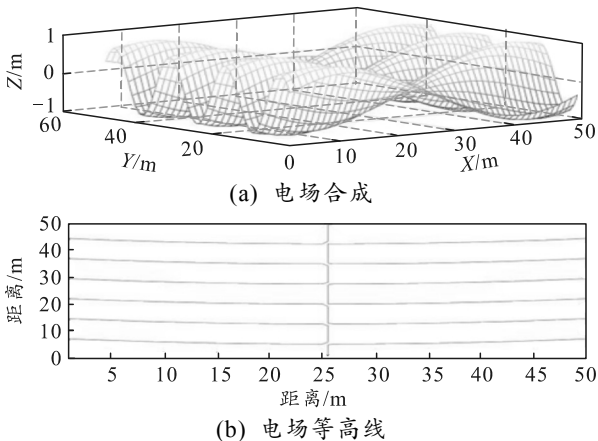
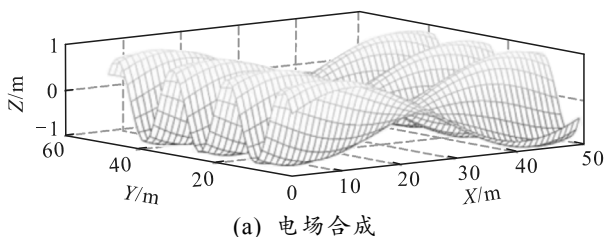


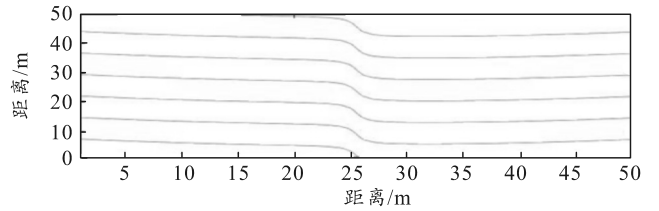
图 10 双点源干扰电场分布(双信号功率一致, 相位相差  $180^\circ$ )

### 3.1.5 双点源干扰电场空间分布 4

干扰源 1 和干扰源 2 同时开启, 功率 1:0.8, 但是干扰源 2 信号移相  $180^\circ$ , 得到如图 11 所示电场。



(a) 电场合成



(b) 电场等高线

图 11 双点源干扰电场分布(双信号功率不一致, 相位相差  $180^\circ$ )

双点源形成的 3 维电场分布, 在空间某一点电场合成时, 该点双信号的相位差由 2 个因素引起: 1) 其中某一点源在发射端的调相; 2) 电磁波距离传输引起的相位差。

在本次电场仿真中得出的电场没有规律可寻, 无论对其中一个单点源如何调相, 因为双点源电磁波在空中传输形成距离差, 从而形成新的相位差; 所以, 不能通过改变发射端的信号相位, 控制空域中任意点的双信号相位差。

同时, 当双干扰源功率不是 1:1 时, 由等高线示意图可以明显看出: 等高线有折转的地方, 该折转处为双干扰电场在空域中合成为零场强的区域。当双干扰源功率比为 1:1 时, 由图 10 可见, 双干扰电场在空域中合成为零场强的区域为一条直线。

## 3.2 双点源信号传输等距时, 平面电场分布分析

由反向交叉眼原理可知: 双点源在干扰信号传输时, 理论上, 双信号传输距离一致, 避免了由传输距离引起的信号差这一问题。

在双信号传输等距离的基础上, 再次进行电场合成分析, 此时的理论分析与反向交叉眼传输原理实际相符。由设置的仿真电场条件可知: 若雷达的垂直接收天线位于  $OX$  轴上时, 接收天线与双干扰源的距离相等; 因此, 对  $XOZ$  平面内的场强合成进行分析, 能保证双干扰信号传输距离的相等。

### 3.2.1 双点源干扰电场 $XOZ$ 平面分布 1

双点源功率比为 1:1, 双信号发射相位一致, 干扰电场在  $XOZ$  平面内电场分布如图 12 所示。

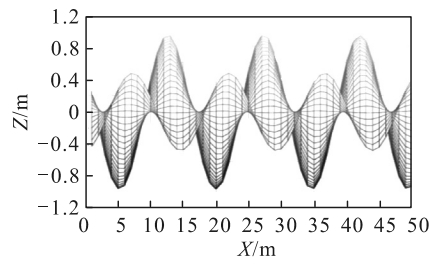


图 12 双点源干扰电场在  $XOZ$  平面分布(双信号功率一致, 相位一致)

由图可知：虽然双干扰信号的相位一致，雷达接收天线在  $OX$  轴上，双干扰信号的传输距离一致；由于双点源的发射位置没有重合，所以在  $XOZ$  平面上，双信号没有完全重合。由此可见：无论接收天线处于  $OX$  轴何位置，双信号幅度都完全不相等，无法对单脉冲雷达进行精准干扰。

### 3.2.2 双点源干扰电场 $XOZ$ 平面分布 2

双点源功率比为 1:1，双信号发射相位相差  $90^\circ$ 。干扰电场在  $XOZ$  平面内电场分布如图 13 所示。

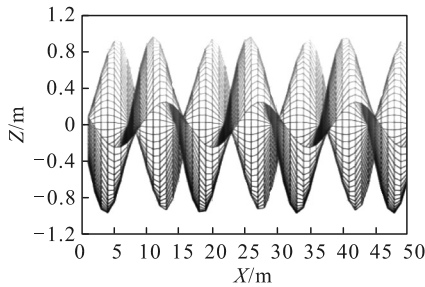


图 13 双点源干扰电场在  $XOZ$  平面分布 (双信号功率一致，相位相差  $90^\circ$ )

分析图可得出结论：无论接收天线处于  $OX$  轴任何位置，双信号幅度都完全不相等，因此，同样无法对单脉冲雷达进行精准干扰。

### 3.2.3 双点源干扰电场 $XOZ$ 平面分布 3

双点源功率比为 1:1，双信号发射相位相差  $180^\circ$ ，干扰电场在  $XOZ$  平面内电场分布如图 14 所示。

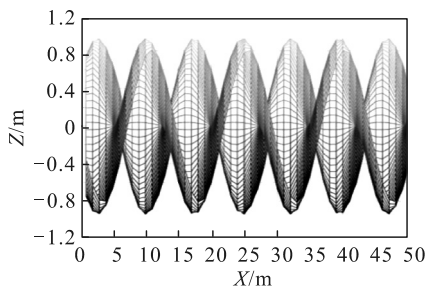


图 14 双点源干扰电场在  $XOZ$  平面分布 (双信号功率一致，相位相差  $180^\circ$ )

双点源相位相差  $180^\circ$ ，且功率为 1:1 时，在  $OX$

轴上，分析双信号的幅度大小，此时发现在  $X$  轴的任一位置上，双信号的幅度相等，但是相位相反，可以精准地实现对单脉冲雷达的角度欺骗。

## 4 结束语

综上所述：基于反向交叉眼的双极化天线的选择问题，在区分可预先侦测雷达极化接收方式和不可预先侦测雷达极化接收方式 2 种情况下，对双极化天线的选择进行了理论分析。同时在对极化信号进行垂直分解的基础上，对两点源的干扰电场进行了建模，对极化天线的选择进行了仿真验证，可为下一步的双极化天线研究提供一定的理论指导。

### 参考文献：

- [1] 曹菲, 刘庆云, 辛增献. 交叉眼干扰数学建模[J]. 现代雷达, 2013, 35(6): 69-72.
- [2] 付孝龙, 白渭雄, 杨忠. 交叉眼干扰分析及实施方法[J]. 现代防御技术, 2016, 44(3): 121-126.
- [3] 赵春雷, 王亚梁, 阳云龙. 雷达极化信息获取及极化信号处理技术研究综述[J]. 雷达学报, 2016, 5(6): 620-638.
- [4] 郭皎, 刁桂杰. 极化雷达目标射频信号仿真精度的分析[J]. 计算机仿真, 2016, 33(7): 6-9.
- [5] 李若萌. 无线通信中高阶连续极化调制技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2015: 25-34.
- [6] 姜智卓. 极化认知雷达抗干扰波形设计研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016: 26-42.
- [7] 郭皎, 刁桂杰. 极化雷达目标射频信号仿真精度的分析[J]. 计算机仿真, 2016, 33(7): 6-9.
- [8] 王丹凤. 高隔离度双极化基站天线研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2014: 16-40.
- [9] 水颖. 双极化高隔离度天线的研究与设计[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2012: 20-45.
- [10] 范一鹏. 高隔离度同频直放站天线的设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2011: 23-51.
- [11] 刘爱军, 毛兴鹏, 杨俊炜. 基于 FrFT 的高频雷达信号极化状态估计方法[J]. 电波科学学报, 2010, 25(5): 815-822.
- [12] 苑津津. 极化调制信号的交叉极化鉴别度(XPD)补偿算法研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2017: 11-36.