

# 发射二维方向信息的时空调制 OFDM 通信测向系统

宋茂忠, 许宗泽, 刘 渝

(南京航空航天大学信息科学与技术学院, 江苏南京 210016)

**摘 要:** 通信与测向是现代电子系统中的两项重要技术, 为了设计通信与测向综合发射源, 本文提出一种发射信号载有二维方向信息的空间调制 OFDM 通信测向方案. 其思想是利用间距大于半个波长的平面 8 元天线阵列, 二元一组分组激励发射, 使合成电磁场是一个被方位角和仰角信息调制的 OFDM 信号, 单天线接收机只需解调信号就可以实现数字通信和测向任务. 文中阐述了二维空间调制原理, 选择了调制信号星座, 设计了信号状态的差分编码结构, 给出了单天线接收测向和数字信息解调算法. 最后, 通过对高斯信道下通信误码率和测向精度的仿真, 证明了系统设计的有效性.

**关键词:** 调制技术; 测向; 通信; 多天线

**中图分类号:** TN92. 5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2008) 07-1268-05

## Communication and Direction-Finding System of Space-Time OFDM Modulation with 2-Dimensional Directional Information

SONG Mao-zhong, XU Zong-ze, LIU Yu

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

**Abstract:** Communication and direction-finding play important roles in modern electronic systems. In order to design transmit sources for integrated systems of communication and direction-finding, we propose a new space modulation OFDM technique, with which the system can transmit microwave signal carrying 2-dimensional directional information. The main idea is that the eight element antennas spaced in more than half wavelength are divided into four arrays to produce multi-beams, so that the received OFDM signal has been modulated by azimuth angle and elevation angle. The single-antenna receiver could accomplish communication and direction-finding by demodulating signals in the beam-space. This paper presents how to choose the signal constellations of space-time modulation, how to design the scheme of the differential coding, and how to develop the algorithm of demodulating and estimating directional information. The performances of bit error rate and direction-finding in Gaussian channel are investigated. Simulation results show that the design of system is successful.

**Key words:** modulation; direction-finding; communication; multi-antennas

### 1 引言

无线电通信与测向是通信跟踪、通信定位、导弹制导的重要技术. 目前主要设计思想是以通信为主, 测向只是在接收机端采用多天线的空时处理或单脉冲技术<sup>[1,2]</sup>, 但多天线接收机不易微型化. 如果能在波束内不同方向发射不同的调制信号, 单天线微小接收机就可以通过解调信号实现通信测向.

用空间方向信息来控制微波信号, 即微波空间调制. 虽然空间光调制发展很快, 但具有数字通信功能的

微波空间调制还研究极少. 无线电导航信标和导弹制导系统只强调测向; 空时编码、多输入多输出 (MIMO) 通信和 MIMO 雷达都忽视了多天线的方向调制能力<sup>[3-5]</sup>. 如何把方向信息调制到数字通信信号中, 我们做了一点有益尝试.

文献[6]给出了载有方位信息的时空调制概念, 文献[7]研究了双波束天线阵时空调制与正交频分复用调制 (OFDM) 结合的通信测向方法. 文献[8]用直角天线, 文献[9]用平面 6 天线分别引入了发射方向调制信号的多波束调制方法. 当然文献[6~9]都仅限于一维方向信

收稿日期: 2007-03-08; 修回日期: 2008-04-18

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 60572108); 航空科学基金 (No. 20060152003)

息的调制技术,所用的发射天线方向图都是同相位中心的;文献[10]用介质调制盘来实现微波空间调制,给出了异相位中心的天线方向图调制基本星座.而本文将这种异相位中心基本星座用于 8 元平面阵列,实现方位角和仰角的二维方向信息空间调制.8 元天线单元间距大于半个波长还有利于减小天线间互耦.同时巧妙地运用相位中心偏移量来解决大间距天线测向多值模糊问题,并用粗测和精测相结合的解算方法,提高了测向精度.

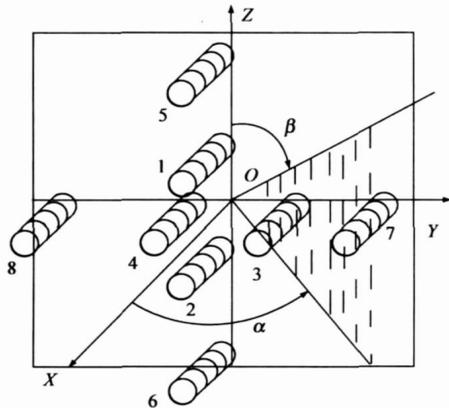


图 1 八元发射天线结构

## 2 发射天线结构与分组激励方法

为了在 OX 轴方向的远距离接收机能无模糊地测向,设计了如图 1 所示的 8 元稀疏阵列.8 元天线用 1 至 8 的数字表示,都位于 YOZ 平面内,向 OX 轴方向发射电磁波.单元天线可以选用象 GPS 卫星上的螺旋天线.设第 g 元到中心原点的距离为  $D_g$ .取  $D_1 = D_3 = \lambda$ ,为载波波长,  $D_2 = D_4 = 0.5\lambda$ ,  $D_5 = D_6 = D_7 = D_8 = 2\lambda$ .如果对第 1 单元用  $\exp[-j\phi_1(l)]\exp(jt)$  激励,第 2 单元用  $\exp[j\phi_1(l)]\exp(jt)$  激励,由天线阵理论可以导出异相位中心 1 和 2 单元产生的阵因子函数为:

$$F_{12} = F_{12}(\theta, \phi, l)$$

$$= \exp[-j\phi_1(l) - jkD_1\cos\theta] + \exp[j\phi_1(l) + jkD_2\cos\theta]$$

$$= \cos[\phi_1(l) + 0.5k(D_1 + D_2)\cos\theta] \exp(-j\phi_{12}) \quad (1)$$

$$\phi_{12} = 0.5k(D_1 - D_2)\cos\theta \quad (2)$$

式中  $\theta$  为仰角,  $\omega$  为载波角频率,  $k = 2\pi/\lambda$ .  $\phi_{12}$  为阵因子函数  $F_{12}$  中的相角,  $\phi_1(l)$  是激励信号的相位超前或滞后量,  $l = 1$  或  $2$ , 表明可以取两种不同的相位值.同理,对 3 和 4 单元,5 和 6 单元,7 和 8 单元,用类似激励,可得如下阵因子函数:

$$F_{34} = F_{34}(\theta, \phi, l)$$

$$= \cos[\phi_3(l) + 0.5k(D_3 + D_4)\sin\theta] \exp(-j\phi_{34}) \quad (3)$$

$$\phi_{34} = 0.5k(D_3 - D_4)\sin\theta \quad (4)$$

$$F_{56} = F_{56}(\theta, \phi, l) = \cos[\phi_5(l) + 0.5k(D_5 + D_6)\cos\theta] \quad (5)$$

$$F_{78} = F_{78}(\theta, \phi, l)$$

$$= \cos[\phi_7(l) + 0.5k(D_7 + D_8)\sin\theta] \quad (6)$$

式中  $\theta$  为方位角.由于下面的测向算法都是基于比幅制的,与单元天线的方向图无关,因此下文将阵因子函数简称为方向图函数.采用这种间距大于半个波长稀疏阵有二个优点,其一是阵的孔径达  $4\lambda$ , 便于提高测向精度;其二是可利用  $\phi_{12}$  和  $\phi_{34}$  实现无模糊测向.通过仿真我们还选取如下一组  $\phi_g(l)$  值,以保证这些方向图函数具有均匀的空间相关性.

$$\phi_1(1) = \phi_5(1) = 0,$$

$$\phi_1(2) = \phi_3(1) = \phi_5(2) = \phi_7(1) = 0.7\pi,$$

$$\phi_3(2) = \phi_7(2) = 1.25\pi.$$

## 3 子载波的空间调制原理

空间调制的目的是把方位角  $\theta$  和仰角  $\phi$  调制到发射信号中,若用 OFDM 信号的某一组子载波调制  $\cos\theta$ ,另一组子载波调制  $\sin\theta$ ,就可间接地实现空间调制.把  $\cos\theta$  调制到 OFDM 某一个子载波信号中方法如下,而  $\sin\theta$  的空间调制完全类似,不再赘述.

按上节的二元阵激励要求,用信号  $s_1(t) = c_{11}\cos\omega t + c_{12}\sin\omega t$  对 5 和 6 单元阵激励,用信号  $s_2(t) = c_{21}\cos\omega t + c_{22}\sin\omega t$  对 1 和 2 单元阵激励,则发射信号为:

$$r(t) = F_{56}(\theta, \phi, l) s_1(t) + F_{12}(\theta, \phi, l) s_2(t) \quad (7)$$

$$r(t) = \begin{bmatrix} F_{56} & F_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\omega t \\ \sin\omega t \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$r(t) = \begin{bmatrix} X & Y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \phi_{12}) \\ \sin(\omega t - \phi_{12}) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$X = F_{56}c_{11} + c_{21}|F_{12}|\cos\phi_{12} + c_{22}|F_{12}|\sin\phi_{12} \quad (10)$$

$$Y = F_{56}c_{12} - c_{21}|F_{12}|\sin\phi_{12} + c_{22}|F_{12}|\cos\phi_{12} \quad (11)$$

其中矩阵  $C(n)$  如果取如下子集,则归一化的基带复接收信号  $Z = X + jY$  星座图如图 2 所示.

$$C(n) = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right\}$$

$$\left\{ \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \right\} \quad (12)$$

不难分析这个星座图由 2 个载波相位相差为  $\pi$  的不等幅 QPSK 构成,可以用来调制数字通信信息和方向图参数.通过仿真尝试,我们设计了如下调制规则:用 OFDM 的 2 个相邻子载波分别传输 2 路不等幅 QPSK 信号,但仅传送一路四进制通信信息,接收端用这 2 路不等幅 QPSK 的 4 个基带观察值  $X_1, Y_1, X_2, Y_2$ , 求解  $F_{56}$  和  $F_{12}$ .

因此,图 2 的信号空间既可传输数字通信信息,又载有仰角信息.类似地还可以用另外 2 个子载波对 3, 4, 7, 8 天线单元进行激励,形成载有方位角信息的时空调制信号,达到用方位角和仰角信息对信号进行调制的目的.

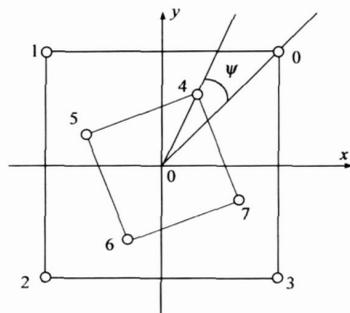


图 2 接收信号星座图

### 4 差分编码时空 OFDM 调制原理

设系统主载波为 OFDM 调制. OFDM 的子载波数为  $N$ , 按 8 个子载波为一组进行分组, 用  $v_n(t)$ ,  $n = 8m + i$ , 表示. 每个子载波含有 2 个时域调制激励分量  $s_{n1}(t)$  和  $s_{n2}(t)$ , 并分别激励 2 个二元阵, 每个子载波仅传送图 2 中一个 QPSK 信号空间, 形成时空调制 OFDM 信号.

$$r(t) = \sum_{n=1}^N v_n(t) = \sum_{n=1}^N [h_{n1}s_{n1} + h_{n2}s_{n2}(t)] \quad (13)$$

$$s_{n1}(t) = c_{11}(n) \cos(\omega_c t + n \omega_0 t) + c_{12}(n) \sin(\omega_c t + n \omega_0 t)$$

$$s_{n2}(t) = c_{21}(n) \cos(\omega_c t + n \omega_0 t) + c_{22}(n) \sin(\omega_c t + n \omega_0 t)$$

$n = 8m + i$ , 方向图函数的循环选取规则为:

$$i = 0, 1 \text{ 时, } h_{n1} = F_{56}(\theta, 1), h_{n2} = F_{12}(\theta, 1);$$

$$i = 2, 3 \text{ 时, } h_{n1} = F_{78}(\theta, 1), h_{n2} = F_{34}(\theta, 1);$$

$$i = 4, 5 \text{ 时, } h_{n1} = F_{56}(\theta, 2), h_{n2} = F_{12}(\theta, 2);$$

$$i = 6, 7 \text{ 时, } h_{n1} = F_{78}(\theta, 2), h_{n2} = F_{34}(\theta, 2).$$

选取这种简单循环的目的只是为了接收时不同子载波上解调的相同方向图函数可以直接求平均.

若待送的数字信息是四进制的, 都取自  $\{0, 1, 2, 3\}$ , 将数字信息分成并行的 4 路, 第  $k$  路信息为  $a_k(m)$ , 差分编码后为  $q_k(m) = [q_k(m-1) + a_k(m)] \bmod 4$ . 每一路  $q_k(m)$  用如下编码规则控制两个相邻子载波的  $C(n)$ :

$$C(8m+i) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}^{q_k(m)} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$C(8m+i+1) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}^{q_k(m)} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

这样, 式(14)取自式(12)中的前 4 个矩阵; 式(15)取自式(12)中的后 4 个矩阵. 4 路信息用 8 个子载波, 8 个 QPSK 信号分集传送, 就可以保证在波束内测定来波方向的同时, 实现可靠的数据传输.

### 5 数据信息的差分解调

设第  $n$  个子载波的归一化接收复信号为  $Z(n)$ , 可以导出通过差分解调的似然估计

$$\exp\{j0.5 a_k(m)\} =$$

$$\frac{Z(8m+8+k) Z^*(8m+k) + Z(8m+9+k) Z^*(8m+1+k)}{Z(8m+k) Z^*(8m+k) + Z(8m+1+k) Z^*(8m+1+k)} \quad (16)$$

式中的 \* 表示复共轭. 对上式旋转  $/4$  后, 就可用普通 QPSK 判决器译出  $a_k(m)$ . 并且, 通信信息的解调过程与发射天线方向图、方位角都无关, 即盲信道解调.

### 6 方向角的粗估计与精估计

从上面(10)、(11)、(14)、(15), 还可以导出相邻 2 个子载波的 4 个正交分量与阵因子函数之间的时空调制关系. 令信号矢量

$$U = [X(8m) \quad Y(8m) \quad X(8m+1) \quad Y(8m+1)]^T$$

$[ ]^T$  表示矩阵的转置, 及空间矢量

$$V = [F_{56} \quad | \quad F_{12} \sin \phi_{12} \quad | \quad F_{12} \cos \phi_{12}]^T$$

$$\text{则} \quad U = GV \quad (17)$$

对于  $q_k(m)$  的四个可能的值,  $G$  分别等于

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$G$  满足:  $G^T G = 2I$ ,  $I$  为单位矩阵, 则  $V$  的估计为

$$V = 0.5 G^T U \quad (19)$$

因此, 如能利用盲信道方式解调出通信信息, 则由式(19)就可估计空间调制矢量, 并求出  $\phi_{12}$ 、 $F_{56}$  和  $|F_{12}|$ , 再用式(2)的反函数估计仰角. 同理, 用其它 2 个相邻子载波, 可以解出方位角. 由于式(2)、(4)的单值性, 利用这个过程估计的方位角和仰角在  $|\theta| < 0.5$ ,  $0 < \phi < \pi$  的空间区域内是单值的, 但估计精度并不高, 因此本文称为粗估计, 目的是消除精估计的多值性.

方向角的高精度估计最好是利用阵因子函数的幅度关系, 但当天线间距大于半个波长时, 波束存在多值现象, 如果用粗估计可以分辨出在第几个波瓣, 精估计就容易实现.

利用 OFDM 信号一个发送突发, 可以估计出式(13)所发射的 8 个天线方向图幅值. 另外, 由于电波传播的衰减, 对特定方向, 方向图幅值的绝对值会变化, 但其比值是不变的. 因此可用如下算法获得比较精确的估计.

第 1 步: 构造精测仰角的求解方程. 由  $l = 1, 2$ , 形成 4 个仅与仰角有关的方向图函数  $F_{56}(\theta, 1)$ 、 $F_{56}(\theta, 2)$ 、 $|F_{12}(\theta, 1)|$ 、 $|F_{12}(\theta, 2)|$ , 用  $F_h$ ,  $h = 1, 2, 3, 4$  表示, 接收端测得对应统计量为  $f_h$ , 不同的组合可构造 5 个精测估计方程

$$f_j F_k(\cdot) - f_k F_j(\cdot) = 0; j \neq k \quad (20)$$

第 2 步 :选择仰角的最佳求解方程:选择规则是:首先选定一个观察值电平门限  $f_{cr}$ . 在大于门限的可能求解方程中,令仰角等于粗估计值时,选择具有左边函数关于仰角的导数绝对值最大的求解方程. 仿真中还发现,对导数最好也限定一个最大门限,以避免导数奇异点.

第 3 步 :求仰角的精确估计. 以粗估计值为迭代初值,利用最佳方程求解与粗估计值邻近的解.

第 4 步 :再次迭代求解. 以第 4 步的解为初值,重新做第 2 至第 4 步,得一个收敛的解.

第 5 步 :构造精测方位角的求解方程,求方位角. 由  $l = 1, 2$ , 形成 4 个与方位角有关的方向图函数  $F_{78}(\cdot, \cdot, 1)$ 、 $F_{78}(\cdot, \cdot, 2)$ 、 $|F_{34}(\cdot, \cdot, 1)|$ 、 $|F_{34}(\cdot, \cdot, 2)|$ , 代入已经解出的仰角后,再用与第 2 至第 4 步类似的方法,迭代方位角的精测解.

### 7 性能仿真结果

仿真中选定 OFDM 信号的子载波数  $N = 1024$ . 信道为仅存在加性高斯噪声情况. 采用蒙特卡洛仿真方法得系统传输误比特率(BER)曲线. 虽然上述讨论是假定待传送符号是四进制的,但仍用 2 倍速的比特流来统计. 接收信号信噪比 SNR 指 OFDM 信号的总功率与接收到的噪声功率之比,用分贝表示. 图 3 是采用差分盲信道估计的误码率性能曲线. 仿真中 2 条曲线分别对应于  $\alpha = 15^\circ$ 、 $\beta = 85^\circ$  和  $\alpha = 30^\circ$ 、 $\beta = 65^\circ$  两个方向,显然这条曲线略有差异,分析其原因主要是信道还是具有频率色散特性. 对不同的方向,分配给每一信息序列的两个相邻子载波功率和不是恒定的. 本文由于合理地选择了  $h(l)$ , 使这种差异对误码性能影响比较小.

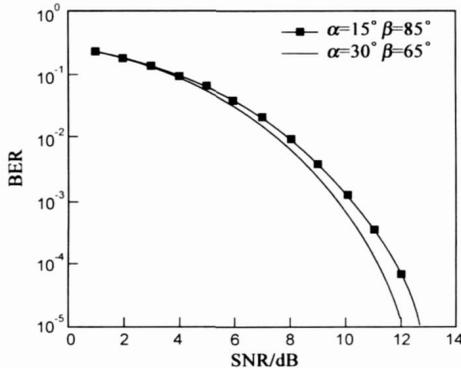


图 3 高斯信道下误比特率性能曲线

图 4 和图 5 是仰角估计精度的仿真结果. 这时假定方位角  $\alpha = 5^\circ$ ; 接收到的 OFDM 信号信噪比  $SNR = 20\text{dB}$ . 图中虚线是粗估计的精度,实线是精确估计的精度. 图 5 是图 4 中精估计曲线放大后的结果. 显然,这种仰角精估计算法可以比粗估计算法精度提高近十倍.

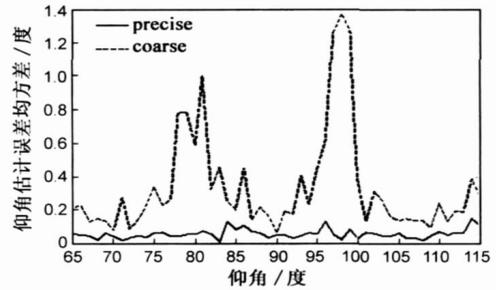


图 4 仰角粗估计与精估计均方差比较

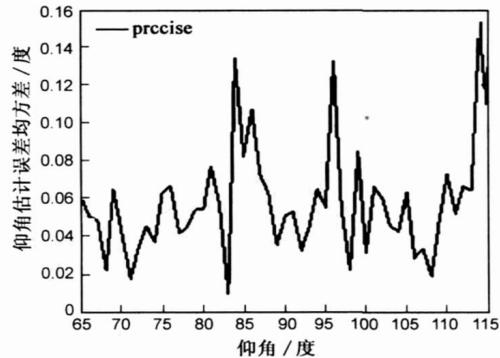


图 5 仰角的精估计均方差

图 6 和图 7 是方位角的粗估计和精估计结果. 这时仍设信噪比  $SNR = 20\text{ dB}$ , 仰角  $\alpha = 85^\circ$ . 图中虚线是粗估计的精度,实线是精确估计的精度. 图 7 是图 6 中精估计曲线放大后的结果. 显然,这种方位角的精估计算法也可以在粗估计精度基础上提高近十倍.

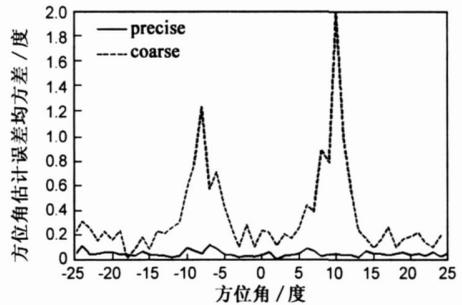


图 6 方位角粗估计与精估计均方差比较

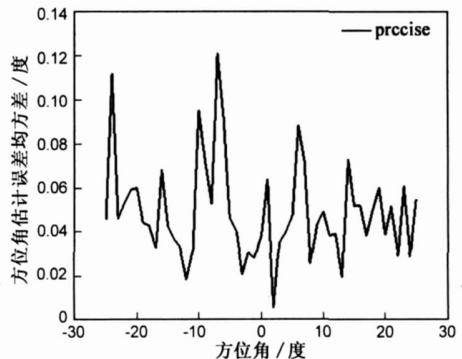


图 7 方位角的精估计均方差

图 8 是二维方向信息估计性能曲线. 我们定义综合测向误差均方差  $\sigma_d = \sqrt{\sigma_\alpha^2 + \sigma_\beta^2}$ , 其中  $\sigma_\alpha^2$  和  $\sigma_\beta^2$  是方位角

和仰角向的测向误差方差. 图中显示: 对于感兴趣的天线平面正前方区域, 该方法能够高精度地测向, 当接收到的 OFDM 信号信噪比  $SNR = 20\text{dB}$  时, 综合测向误差均方差小于  $0.2^\circ$ .

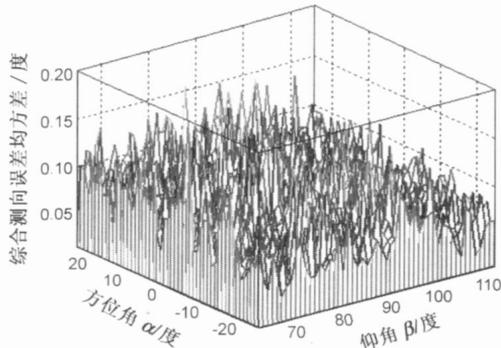


图 8 方向测量综合误差均方差的仿真曲线

## 8 结果的讨论

上述结果表明: 利用本文设计的 8 元天线发射结构, 可以在天线波束内发射含有方位和仰角信息的数字调制信号, 实现方位角和仰角的二维方向空间调制, 达到测向和数字通信综合的目的. 这种 8 元天线稀疏发射阵列, 解决了间距大于半个波长的测向多值问题, 也不需要复杂的波束形成算法, 是一种新的多天线系统发射源. 在通信、导航、制导、测控与跟踪方面都有潜在的应用前景.

### 参考文献:

- [1] H Krim, M Verberg. Two decades of array signal processing research[J]. IEEE signal processing magazine, 1996, 49(4): 67 - 94.
- [2] U Nickel. Overview of generalized monopulse estimation[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2006, 21(6): 27 - 56.
- [3] A Slaney, Y Sun. Space-time coding for wireless communications: an overview[J]. IEE Proc Commun., 2006, 153(4): 509 - 518.
- [4] K F Lee, D B Williams. A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems[A], GLOBECOM '00[C], 2000, (3): 1473 - 1477.
- [5] Ilya Bekkerman and Joseph Tabrikian. Target detection and lo-

calization using MIMO radars and sonars[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2006, 54(10): 3873 - 3883.

- [6] 宋茂忠, 谭妹. 载有方位信息的时空调制信号载波提取与相干解调[J]. 上海交通大学学报, 2003, 37(10): 1552 - 1555.  
Song Maozhong, Tang shu. Carrier synchronization and coherent demodulation of space-time modulation carrying azimuth message[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University. 2003, 37(10), 1552 - 1555. (in Chinese)
- [7] 宋茂忠. 一种双波束天线阵时空调制 OFDM 通信测向方法[J]. 南京航空航天大学学报, 2007, 39(5): 593 - 596.  
Song Maozhong, Communication and direction-finding method with space-time OFDM transmitted by array antenna of two beams[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2007, 39(5): 593 - 596. (in Chinese)
- [8] M Z Song, T Hong. Multiple beam modulation and direction-finding transmitted by square-corner antenna[J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2007, 21(14): 2095 - 2108.
- [9] 宋茂忠, 洪涛, 陈林. 发射方向调制信号的多波束调制技术[J]. 武汉大学学报(理学版), 2008, 54(1): 109 - 113.  
Song Maozhong, Hong Tong, Chen Lin. Multiple beam modulation to transmit the signal modulated by directional information[J]. Journal of Wuhan University (Natural Science Edition), 2008, 54(1): 109 - 113. (in Chinese)
- [10] 宋茂忠, 许宗泽, 刘渝. 一种基于二维微波空间调制的通信跟踪系统[J]. 宇航学报, 2008, 29(1): 331 - 334.  
Song Maozhong, Xu Zongze, Liu Yu. Communication and tracking system with 2-Dimensional microwave space modulation[J]. Journal of Astronautics, 2008, 29(1): 331 - 334. (in Chinese)

### 作者简介:

宋茂忠 男, 1962 年生于安徽歙县, 南京航空航天大学教授. 研究方向: 调制技术、通信跟踪系统、卫星导航、无线定位.

E-mail: smz108@nuaa.edu.cn

许宗泽 男, 1940 年生于江苏常州, 南京航空航天大学教授, 博士生导师. 研究方向: 数字通信技术、编码理论、扩频通信.

刘渝 男, 1945 年生于重庆市, 南京航空航天大学教授, 博士生导师. 研究方向: 信号处理、信号检测与估计、电子侦察、电子智能化系统.