

文章编号:1004-9037(2012)04-0595-07

# 新型卫星导航系统在半盲信道中的抗干扰分析

丁颖婷 仰枫帆

(南京航空航天大学电子信息工程学院,南京,210016)

**摘要:**新型卫星导航系统是中国自行研制的卫星导航系统,其主要特点是在多输入多输出系统(Multiple input multiple output, MIMO)中进行抗干扰处理。本文提出了新型卫星导航系统在半盲MIMO信道中的抗干扰算法,利用MATLAB进行仿真,比较了确定信道和半盲信道在改变干扰位置、改变接收天线数目以及改变阵列类型情况下的抗干扰性能。仿真结果表明了半盲信道抗干扰算法的实用性和优越性。

**关键词:**卫星导航系统; MIMO; 抗干扰; 半盲信道

**中图分类号:** TN911

**文献标识码:** A

## Anti-Interference Performance of Novel Satellite Navigation System in Half-Blind Channel

Ding Yingting, Yang Fengfan

(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016, China)

**Abstract:** The novel satellite navigation system is the self-manufactured system by China. Its leading feature is to suppress the interference in multiple input multiple output (MIMO) system. An anti-interference algorithm of the half-blind MIMO channel in the novel satellite navigation system is proposed, employing MATLAB. The anti-interference performance of the half-blind channel is compared with that of the all-known channel under the conditions of changing interference location, changing the number of receive antennas and changing the array pattern. Simulation results reflect the practicability and superiority of the half-blind channel anti-interference algorithm.

**Key words:** satellite navigation system; MIMO; anti-interference; half-blind channel

## 引 言

进入信息社会后,人类对地理信息的需求更为普遍。卫星导航系统已成为继互联网和通信之后的第三个信息技术增长点,广泛运用于航空航天、军用民用等领域。

美国的全球定位系统(Global positioning system, GPS)具有连续实时的定位功能,能够提供3种精密数据(坐标、时间和速度)以及两种定位服务。新型卫星导航系统是中国自行研制的卫星导航系统,致力于向全球用户提供高质量的导航、定位和授时服务,以推动卫星导航在国民经济中的广泛

应用。但由于我国在卫星导航系统研究方面尚不充分,算法、精度、抗干扰等方面仍需深入研究。卫星导航系统固有的低接收电平特性,使接收机很容易受到干扰<sup>[1]</sup>。干扰对接收机的主要影响在于使接收机无法正确地完成码捕获和跟踪,从而无法实现定位。可见,新型卫星导航系统的抗干扰性能研究具有实际意义。

新型卫星导航系统的主要特点是在多输入多输出系统(Multiple input multiple output, MIMO)中进行抗干扰处理<sup>[2]</sup>。随着无线通信技术的高速发展,数据通信的需求也不断提高。信息论研究表明,由于MIMO系统中各天线上的信号占用的是同一个频带,将使得无线通信显著提高其

**基金项目:**航空电子系统综合技术重点实验室(Science and Technology on Avionics Integration Laboratory)和航空科学基金(20105552)联合资助项目。

**收稿日期:**2011-05-17; **修订日期:**2011-12-16

信道容量和频谱利用率。增加了扩频部分的MIMO系统又能够在很大程度上抑制干扰,因此本文主要针对半盲MIMO信道下新型卫星导航系统的抗干扰性能进行研究。

## 1 扩频 MIMO 的信道模型

### 1.1 基本的 MIMO 信道模型

图1是MIMO信道的示意图,包含有 $n$ 个发射信号和 $m$ 个接收天线<sup>[3]</sup>。发射端 $n$ 个发射信号通过不同路径到达接收机保证各信号受到独立的干扰和噪声,接收端 $m$ 个接收天线对不同信号加权接收(滤波),保证最后所接收的信号所受到的干扰和噪声最小。接收器不仅要考虑噪声和码间串扰,而且还要考虑不同用户之间的干扰,包括同道干扰、邻道干扰、互调干扰、阻塞干扰等。

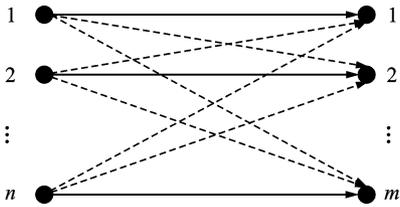


图1 MIMO信道示意图

发射端和接收端之间的信道可用一个 $m \times n$ 矩阵表示

$$\mathbf{H}(t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(t) & h_{1,2}(t) & \cdots & h_{1,n}(t) \\ h_{2,1}(t) & h_{2,2}(t) & \cdots & h_{2,n}(t) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{m,1}(t) & h_{m,2}(t) & \cdots & h_{m,n}(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中; $h_{i,j}(t)$ 是第 $j$ 个发射天线至第 $i$ 个接收天线之间信道的冲击响应。接收矢量 $\mathbf{r}(t)$ 和发射端消息矢量 $\mathbf{a}$ 之间的关系为

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{a} + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

式中 $\mathbf{n}(t)$ 为信道中的复加性白高斯噪声(Complex additive white Gaussian noise, CAWGN)矢量,其分量是均值为零,功率谱密度为 $N_0$ 的复加性白高斯噪声。

MIMO信道的基本模型如图2所示。经过一个 $m \times n$ 维的MIMO信道矩阵后,接收矢量的维数变成了 $m$ 维,一般情况下 $m \geq n$ 。

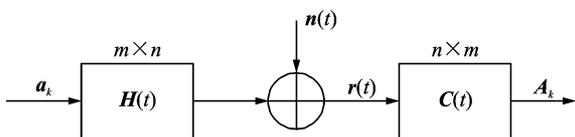


图2 MIMO信道的基本模型

### 1.2 MIMO 信道分类

MIMO信道按照其确定性来分,可以分为确定信道和非确定信道:确定信道是指所有用户源(信号源和干扰源)的位置都已知的信道模型。非确定信道是指不是所有用户源的位置都已知的信道模型,包括半盲信道和全盲信道。其中,半盲信道是指仅信号源的位置已知,而干扰源的位置未知的信道模型;全盲信道是指信号源和干扰源的位置都未知的信道模型。

假设整个MIMO系统的 $n$ 个用户中 $n_1$ 个为信号源, $n_2$ 个为干扰源,则

$$n_1 + n_2 = n \quad (3)$$

### 1.3 扩频 MIMO 信道模型

只需在非扩频MIMO模型的发射端信号使用不同的高速伪随机码进行调制,然后在接收端使用与相应发射端同步且相同的扩频码进行相关解扩<sup>[4]</sup>,就可以得到扩频MIMO模型,其非确定信道结构如图3所示。接收矢量先经过相关器,再利用各种算法来估算检测器矩阵,最后判决输出。图3中, $\mathbf{a}_k = [a_k^{(1)}, \dots, a_k^{(n)}]^T$ 为 $n$ 维发送信号矢量, $\mathbf{P}(t)$ 为伪随机序列矩阵, $\mathbf{H} = [h_1, h_2, \dots, h_n]$ 为MIMO信道矩阵, $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), \dots, n_m(t)]^T$ 为 $m$ 维高斯噪声矢量, $\mathbf{r}(t) = [r_1(t), \dots, r_m(t)]^T$ 为 $m$ 维接收信号矢量, $\mathbf{C} = [c_1^T, c_2^T, \dots, c_n^T]^T$ 为接收滤波矩阵。

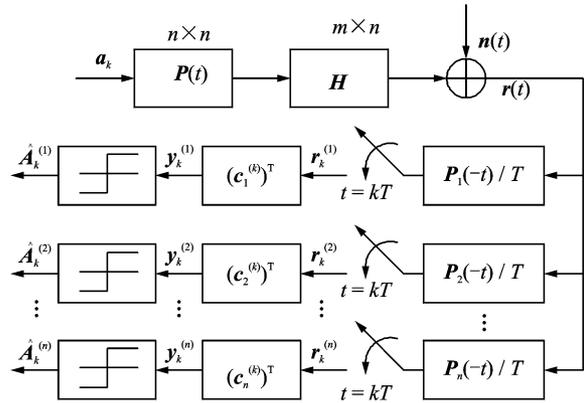


图3 扩频MIMO非确定信道结构图

#### 1.3.1 伪随机序列矩阵 $\mathbf{P}(t)$

用作扩频码的伪随机码应具备良好的自相关和互相关特性。Gold序列具有良好的自相关特性和互相关特性,可以用做地址码的数量远大于 $m$ 序列,而且易于实现、结构简单,在工程上得到了广泛的应用。平衡Gold码是指序列中1和0的个数之差为1的Gold码,具有更好的频谱特性。所以这里采用平衡Gold码作为伪随机码实现扩频。

$$P(t) = \begin{bmatrix} p_1(t) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & p_2(t) & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & p_n(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中  $p_i(t)$  为发射端第  $i$  个用户所使用的周期实扩频(伪随机)序列。

### 1.3.2 MIMO 信道矩阵 $H$

#### (1) 单输入/多输出(SIMO)系统

假设接收端有  $m$  个等长并且各向同性的接收天线排成一排,它们直线且等距为  $D = 0.5\lambda$  排列<sup>[5]</sup>,如图4所示。 $S$  为某一信号源,假设为无限远。 $S'$  点为  $S$  点在  $oxy$  平面上的投影。为了便于表示信号的空间到达角,在图4中定义了球坐标系下的两个角度  $\phi$  和  $\theta$  来表示信号的到达方向。 $\phi$  以  $z$  轴正向为起点,服从  $[0, \pi/2]$  上的均匀分布;而  $\theta$  则以  $y$  轴正向为起点,服从  $[0, \pi]$  上的均匀分布。

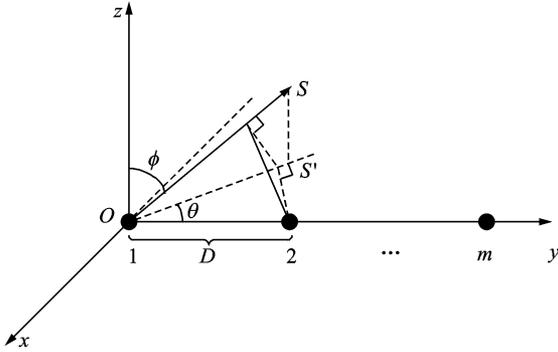


图4 接收天线示意图

由于  $S$  点在无限远处,即发射机与接收天线距离遥远,发射机与天线阵中的任一天线的连线均可视为平行线,所以各信号之间没有相位差<sup>[6]</sup>。假设  $O$  点为相位零点,阵元2和阵元1接收到的相位差等于  $O$  点与  $S'$  之间的相位差。由图4可知

$$\varphi = \pi \sin \phi \cos \theta \quad (5)$$

所以,阵元  $i$  和阵元1的相位差为  $(i-1)\pi \sin \phi \cdot \cos \theta$ 。上述单输入/多输出(Single input multiple output, SIMO)系统的方向矢量为

$$h_{\text{SIMO}} = [1, e^{-j\pi \cos \theta \sin \phi}, \dots, e^{-j(m-1)\pi \cos \theta \sin \phi}]^T \quad (6)$$

可见,一个SIMO系统由3个参数确定,即  $(\phi, \theta, m)$ 。

#### (2) 多输入/多输出(MIMO)系统

卫星导航系统由24颗卫星组成,并且分布在6个轨道上<sup>[7]</sup>。每个轨道由4颗卫星组成,且每个轨道平面与地球赤道平面的夹角为  $55^\circ$ ,即在轨道平面内任一时刻卫星与地心的连线与地球南北极夹角为  $\phi = 90^\circ - 55^\circ = 35^\circ$ 。

故任一卫星或干扰与卫星导航多天线接收机构成的SIMO信道可简化为由  $\theta$  和  $m$  两个参数确定。4颗卫星/一个干扰和卫星导航多天线接收机构成一个MIMO信道<sup>[8]</sup>。当接收机阵具有  $m$  个接收天线时,它的信道冲击响应矩阵为

$$H = [h_1, h_2, h_3, h_4, J_1] \quad (7)$$

## 2 新型卫星导航系统在半盲MIMO信道中的抗干扰算法

广义的扩频MIMO非确定信道结构图如图5所示,图中  $c_i^{(k)}$  是  $k$  时刻第  $i$  路的待确定系数接收滤波器。

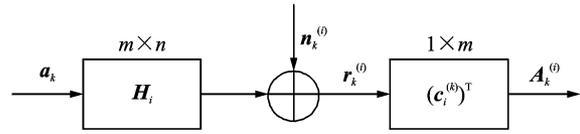


图5 广义的扩频MIMO非确定信道结构图

### 2.1 确定信道抗干扰算法

先讨论确定信道的抗干扰算法。 $k$ 时刻第  $i$  路的接收矢量为

$$r_i^{(k)} = H_i a_k + n_k^{(i)} \quad (8)$$

其中信道矩阵为

$$H_i = [h_1^{(i)}, \dots, h_{n_1}^{(i)}, h_{n_1+1}^{(i)}, \dots, h_{n_1+n_2}^{(i)}]_{m \times n} \quad (9)$$

而  $h_j^{(i)} = \frac{1}{T} \langle p_i(t), p_j(t) \rangle h_j, (j=1, 2, \dots, n)$ 。

信号矢量为

$$a_k = [a_k^{(1)}, \dots, a_k^{(n_1)}, a_k^{(n_1+1)}, \dots, a_k^{(n_1+n_2)}]_{n \times 1}^T \quad (10)$$

噪声矢量为

$$n_k^{(i)} = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} p_i(t - kT) n(t) dt \quad (11)$$

并且满足

$$E[n_k^{(i)}] = 0, \quad E[(n_k^{(i)})(n_k^{(i)})^*] = \frac{N_0}{T} I_{m \times m} \quad (12)$$

定义滤波矩阵  $C$  和估计矢量  $A_k$ <sup>[9]</sup>

$$C = [(c_1^{(k)})^T, \dots, (c_n^{(k)})^T]_{n \times m}^T \quad (13)$$

$$A_k = [A_k^{(1)}]^T, \dots, [A_k^{(n)}]^T]_{n \times 1}^T \quad (14)$$

第  $i$  个错误矢量为

$$E_k^{(i)} = A_k^{(i)} - (c_i^{(k)})^T r_k, \quad (i = 1, 2, \dots, n; n \leq m) \quad (15)$$

利用均方误差最小(Minimum square error, MSE)来求最优滤波系数  $c_i^{(k)}$  的步骤如下:

(1) 在  $k$  时刻第  $i$  路均方误差为

$$E[|\mathbf{E}_k^{(i)}|^2] = E[|\mathbf{A}_k^{(i)}|^2] - 2\text{Re}\{(\mathbf{c}_i^{(k)})^* E[\mathbf{A}_k^{(i)} \bar{\mathbf{r}}_k^{(i)}]\} + (\mathbf{c}_i^{(k)})^* E[\bar{\mathbf{r}}_k^{(i)} (\bar{\mathbf{r}}_k^{(i)})^T] \mathbf{c}_i^{(k)} \quad (16)$$

式中  $\text{Re}\{\cdot\}$  为求复变量的实部。

(2) 求得最优滤波系数

$$\nabla_{\mathbf{c}_i^{(k)}} E[|\mathbf{E}_k^{(i)}|^2] = 2\Phi_i \mathbf{c}_i^{(k)} - 2\alpha_i = 0 \\ \Leftrightarrow \mathbf{c}_i^{(k)} = \Phi_i^{-1} \alpha_i \quad (17)$$

其中

$$\Phi_i = E[\bar{\mathbf{r}}_k^{(i)} (\mathbf{r}_k^{(i)})^T] \quad (18)$$

$$\alpha_i = E[\mathbf{A}_k^{(i)} \bar{\mathbf{r}}_k^{(i)}] \quad (19)$$

(3)  $\mathbf{y}_k^{(i)} = (\mathbf{c}_i^{(k)})^T \mathbf{r}_k$ , 通过判决器得到  $\mathbf{A}_k^{(i)}$ , 其中  $\mathbf{A}_k^{(i)}$  为 MIMO 接收机接收到的由第  $i$  路发射端传输的训练序列中的符号, 假定  $\mathbf{A}_k^{(i)} = \mathbf{a}_k^{(i)}$ 。

对于确定信道, 自相关矩阵和期望的值都可以算出。但是在实际情况中不可能确定干扰的位置, 因此有必要研究非确定信道。

## 2.2 半盲信道抗干扰算法

对于半盲信道, 干扰源的俯仰角  $\phi$  和方位角  $\theta$  分别在  $[0, \pi/2]$  和  $[0, \pi]$  上服从均匀分布, 因此可通过期望值计算自相关矩阵  $\Phi_i$  和期望  $\alpha_i$ 。

### 2.2.1 自相关矩阵 $\Phi_i$

$$\Phi_i = E[(\mathbf{r}_k^{(i)})(\mathbf{r}_k^{(i)})^*] = E[(\mathbf{H}_i \mathbf{a}_k + \mathbf{n}_k^{(i)})(\mathbf{H}_i \mathbf{a}_k + \mathbf{n}_k^{(i)})^*] = \sum_{j=1}^{n_1} E_s^{(j)} \mathbf{h}_j^{(i)} (\mathbf{h}_j^{(i)})^* + \sum_{j=n_1+1}^{n_1+n_2} E_i^{(j)} E[\mathbf{h}_j^{(i)} (\mathbf{h}_j^{(i)})^*] + \frac{N_0}{T} \mathbf{I}_{m \times m} \quad (20)$$

式中  $E_s^{(j)}$  和  $E_i^{(j)}$  分别为第  $i$  路信号和干扰的功率。这里仅估计输出信号的分支检测器而忽略输出噪声的分支检测器, 即仅计算  $1 \leq i \leq n_1$  时的  $\Phi_i$ 。

在已知信号位置及伪随机序列矩阵的情况下, 只需要计算  $E[(\mathbf{h}_j^{(i)})(\mathbf{h}_j^{(i)})^*]$ 。

在扩频条件下, 对于采用直接序列扩频的 MIMO 系统接收端滤波器输出的第  $i$  个估计信号, 其等效信道冲击响应矩阵  $\mathbf{H}_i$  ( $1 \leq i \leq n$ ) 为

$$\mathbf{H}_i = \frac{1}{T} [\langle p_i(t), p_1(t) \rangle \mathbf{h}_1, \dots, \langle p_i(t), p_n(t) \rangle \mathbf{h}_n] = [\mathbf{h}_1^{(i)}, \mathbf{h}_2^{(i)}, \dots, \mathbf{h}_{i-1}^{(i)}, \mathbf{h}_i^{(i)}, \mathbf{h}_{i+1}^{(i)}, \dots, \mathbf{h}_n^{(i)}] = [\mathbf{h}_1^{(i)}, \mathbf{h}_2^{(i)}, \dots, \mathbf{h}_{i-1}^{(i)}, \mathbf{h}_i, \mathbf{h}_{i+1}^{(i)}, \dots, \mathbf{h}_n^{(i)}] \quad (21)$$

式中  $\mathbf{h}_j^{(i)}$  ( $j \neq i$ ) 为

$$\frac{1}{T} \langle p_i(t), p_j(t) \rangle \mathbf{h}_j = \frac{1}{T} \left[ \int_0^T p_i(t) p_j(t) dt \right] \mathbf{h}_j \quad (22)$$

随机矢量  $\mathbf{h}_j^{(i)}$  ( $j \neq i, 1 \leq i, j \leq n$ ) 的自相关矩阵

为

$$E[\mathbf{h}_j^{(i)} (\mathbf{h}_j^{(i)})^*] = E\{[\langle p_i(t), p_j(t) \rangle / T] \mathbf{h}_j\} [\langle p_i(t), p_j(t) \rangle / T] \mathbf{h}_j^* = \left[ \frac{\langle p_i(t), p_j(t) \rangle}{T} \right]^2 E[\mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^*] = \left[ \frac{\langle p_i(t), p_j(t) \rangle}{T} \right]^2 \times \begin{bmatrix} 1 & E[e^{j\pi \sin \phi_j \cos \theta_j}] & \dots & E[e^{j(m-1)\pi \sin \phi_j \cos \theta_j}] \\ E[e^{-j\pi \sin \phi_j \cos \theta_j}] & 1 & \dots & E[e^{j(m-2)\pi \sin \phi_j \cos \theta_j}] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[e^{-j(m-1)\pi \sin \phi_j \cos \theta_j}] & E[e^{-j(m-2)\pi \sin \phi_j \cos \theta_j}] & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

问题简化为通过 MATLAB 计算以下数学表达式

$$E[\exp(j(k\pi) \sin \phi \cos \theta)] = E[\cos((k\pi) \sin \phi \cos \theta)] + jE[\sin((k\pi) \sin \phi \cos \theta)], 1 \leq k \leq m-1 \quad (24)$$

### 2.2.2 期望 $\alpha_i$

$$\alpha_i = E[\mathbf{A}_k^{(i)} \bar{\mathbf{r}}_k^{(i)}] = E[\mathbf{a}_k^{(i)} \bar{\mathbf{r}}_k^{(i)}] = E[\mathbf{a}_k^{(i)} \{\mathbf{a}_k^{(1)} \bar{\mathbf{h}}_1^{(i)} + \dots + \mathbf{a}_k^{(n)} \bar{\mathbf{h}}_n^{(i)} + \bar{\mathbf{n}}_k^{(i)}\}] = E_s^{(i)} \bar{\mathbf{h}}_i = \bar{\mathbf{h}}_i (E_s^{(i)} = 1) \quad (25)$$

在现实中, 干扰信号仅能知道其分布情况, 这就需要运用半盲信道抗干扰算法。采用数学期望来求滤波系数, 可以提高传输效率和可靠性。

半盲信道抗干扰算法的具体步骤为:

- (1) 设置数据长度为  $N$ , 训练数据为长度  $M$
- (2) 求出自相关矩阵

$$\Phi_i = \sum_{j=1}^{n_1} E_s^{(j)} \mathbf{h}_j^{(i)} (\mathbf{h}_j^{(i)})^* + \sum_{j=n_1+1}^{n_1+n_2} E_i^{(j)} E[\mathbf{h}_j^{(i)} (\mathbf{h}_j^{(i)})^*] + \frac{N_0}{T} \mathbf{I}_{m \times m} \quad (26)$$

- (3) 求出期望

$$\alpha_i = \bar{\mathbf{h}}_i \quad (27)$$

- (4) 求出最优滤波系数

$$\mathbf{c}_{i, \text{opt}} = \Phi_i^{-1} \alpha_i \quad (28)$$

(5) 得到  $\mathbf{y}_k^{(i)} = \mathbf{c}_{i, \text{opt}}^T \mathbf{r}_k^{(i)}$ , 然后通过判决器得到估计值  $\hat{\mathbf{A}}_k^{(i)}$

## 3 仿真性能

### 3.1 模拟仿真条件

MIMO 系统在星上和地面终端的配置情况如图 6 所示。

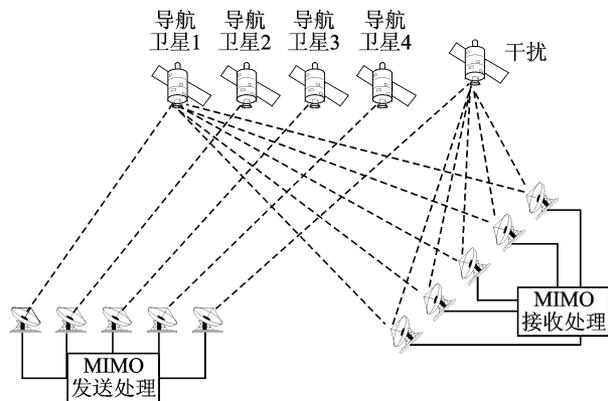


图6 导航系统示意图

考虑简单的点对点(单个卫星至地面接收机)链路<sup>[10]</sup>。接收机中的噪声功率的计算公式为

$$P = kT_0B \quad (29)$$

式中: $k = 1.3806 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$ 为玻尔兹曼(Boltzmann)常数, $T_0 = 290 \text{ K}$ 为热噪声基准温度, $B$ 为信号带宽。

到达接收机的卫星信号的功率范围是 $-163 \sim -140 \text{ dBW}$ 。若到达接收机的卫星信号完全通过相关器,则有用卫星信号的功率取功率范围的下限,即 $P_0 = -163 \text{ dBW}$ 。在相关器输出端的信噪比为

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= P_0(\text{dBW}) - P_2(\text{dBW}) = \\ &= -163 - (-183.97534) = \\ &= 20.97534 \text{ dB} \end{aligned} \quad (30)$$

接收机相关接收如图7所示。

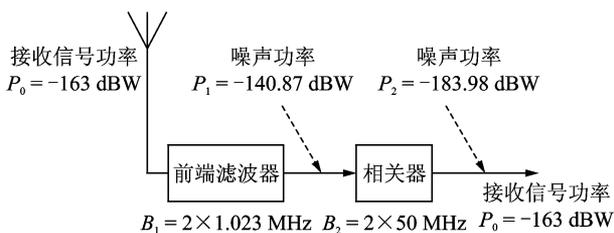


图7 接收机相关接收图

假设干扰信号到达卫星系统接收机的功率为 $J$ ,则在MIMO接收机前端相关解扩和检测前的干扰信号比率为 $J/S$ 。通过计算机在高斯白噪声环境下模拟得出干扰信号比率与比特误码率之间的关系,最终得到扩频MIMO接收机抗干扰性能曲线。以下仿真是在4颗导航卫星的几何位置分别为 $S_1(35^\circ, 60^\circ), S_2(35^\circ, 120^\circ), S_3(35^\circ, 240^\circ), S_4(35^\circ, 300^\circ)$ 的条件下进行的。

### 3.2 改变干扰位置

**研究1** 数据长度为 $N = 10\,000$ ,线阵接收天

线个数 $m = 5$ ,在确定信道和半盲信道条件下,干扰源不同的几何位置( $I_1(30^\circ, 60^\circ)$ 或 $I_2(60^\circ, 30^\circ)$ )对卫星导航系统扩频MIMO接收机MMSE滤波器的误码性能影响。

由图8和图9可知:干扰源为 $I_1$ 且接收机达到 $10^{-5}$ 时,确定信道和半盲信道的干扰信号比 $J/S$ 分别为 $23.8 \text{ dB}$ 和 $23.6 \text{ dB}$ 。干扰源为 $I_2$ 且接收机达到 $10^{-5}$ 时,确定信道和半盲信道的干扰信号比 $J/S$ 分别为 $40.1 \text{ dB}$ 和 $37.5 \text{ dB}$ 。

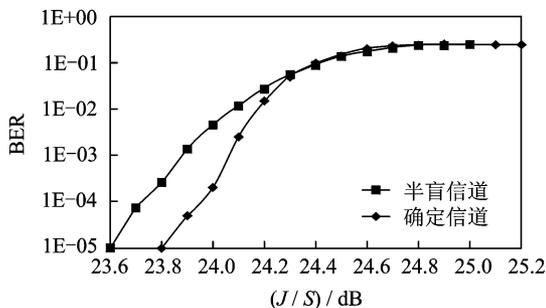


图8 确定信道和半盲信道在干扰位置为 $I_1$ 时抗干扰性能比较

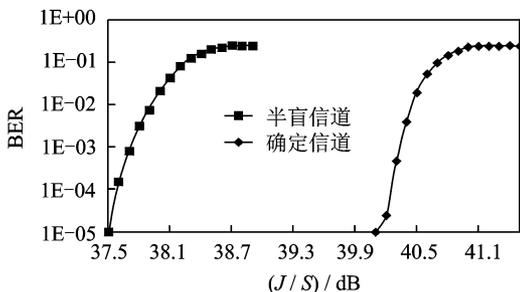


图9 确定信道和半盲信道在干扰位置为 $I_2$ 时抗干扰性能比较

由此可见,无论是确定信道还是半盲信道,当干扰源靠近导航卫星时,比特误码性能变差。当干扰源远离各导航卫星时,确定信道的抗干扰性能明显优于半盲信道的抗干扰性能,但当干扰源靠近某一导航卫星时,确定信道的抗干扰性能与半盲信道的抗干扰性能近似。这说明,只有当干扰源远离导航卫星时,确定信道的抗干扰性能才会较优于半盲信道。

### 3.3 改变接收天线数目

**研究2** 数据长度为 $N = 10\,000$ ,干扰源几何位置为 $I(30^\circ, 60^\circ)$ 。在确定信道和半盲信道条件下,线阵接收天线的数目( $m = 5, 6, 7, 8$ )对卫星导航系统扩频MIMO接收机MMSE滤波器的误码性能影响。

由图 10 和图 11 可知:(1) 当接收天线个数为  $m=5$  时,接收机的比特误码性能最差。接收机达到  $10^{-5}$  bit 误码率时,确定信道和半盲信道的干扰信号比  $J/S$  分别为 23.8 dB 和 23.6 dB;干扰信号比分别为 24.18 dB 和 24.09 dB 时接收机比特误码率上升至  $10^{-2}$ ;干扰信号比分别为 24.42 dB 和 24.40 dB 时接收机比特误码率为  $10^{-1}$ 。(2) 当接收天线个数为  $m=8$  时,接收机的比特误码性能有显著提高。接收机达到  $10^{-5}$  bit 误码率时确定信道和半盲信道所须的干扰信号比分别为 24.7 dB 和 24.4 dB;达到  $10^{-2}$  bit 误码率时所须的干扰信号比分别为 24.95 dB 和 24.83 dB;达到  $10^{-1}$  bit 误码率时所须的干扰信号比分别为 25.12 dB 和 25.08 dB。

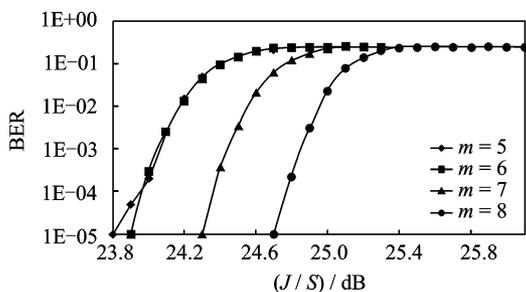


图 10 确定信道在改变接收天线数目时抗干扰性能比较

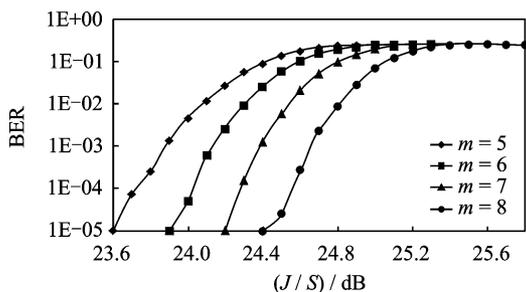


图 11 半盲信道在改变接收天线数目时抗干扰性能比较

由此可见,当接收天线数目增大时,无论是确定信道还是半盲信道的抗干扰性能都有提高。这可以从两个角度分析。首先,对一个时域信号在时间上增加采样数目能更准确的描述这个信号。根据空时等效性,天线接收信号可以看成是空间采样。增加天线数目就增加了采样数目,相当于有了更多的关于目标空间的信息,性能自然会提高。其次,当增加天线数目时,天线的自由度变大并且用于抵制更多干扰的零陷更加深入。但是随着接收天线数目增大,系统就变得复杂,造价也随着变大,所以现实中应根据实际情况选择接收天线数目而不能一味地追求高性能。

### 3.4 改变接收天线阵型

线阵的形式比较简单,5 个阵元等间距排列在一条直线上,阵元间距取信号中心频率的半波长,即  $D=0.5\lambda$ 。

在五元圆阵中,有一个阵元位于圆心的位置,另外 4 个阵元则均匀排列在一个半径为  $r=0.5\lambda$  的圆周上。

**研究 3** 数据长度为  $N=10\ 000$ ,干扰源几何位置为  $I(30^\circ, 60^\circ)$ ,接收天线个数  $m=5$ ,在确定信道和半盲信道条件下,天线阵型的改变对卫星导航系统扩频 MIMO 接收机 MMSE 滤波器的误码性能影响。

由图 12 和图 13 可知:线阵且接收机达到  $10^{-5}$  时,确定信道和半盲信道的干扰信号比  $J/S$  分别为 23.8 dB 和 23.6 dB。圆阵且接收机达到  $10^{-5}$  时,确定信道和半盲信道的干扰信号比  $J/S$  分别为 22.2 dB 和 23.4 dB。

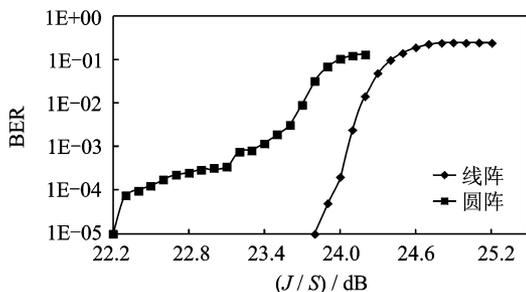


图 12 确定信道在改变天线阵型时抗干扰性能比较

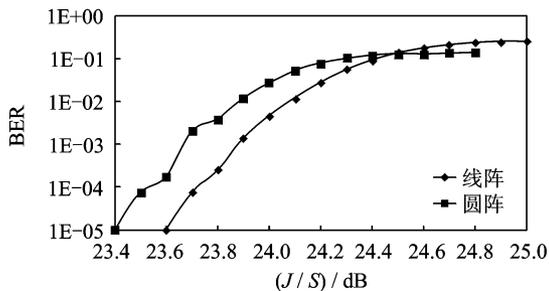


图 13 半盲信道在改变天线阵型时抗干扰性能比较

由此可见,当改变接收天线的阵型时,无论是确定信道还是半盲信道的抗干扰性能都没有明显提高。在实际应用中,天线阵列的具体形式应该根据实际的干扰信号环境和对系统的具体要求进行选择和有针对性的设计。

## 4 结束语

卫星导航系统被广泛应用于各个领域,但易受干扰的特性又限制了其应用。本文提出了新型卫星

导航系统在半盲MIMO信道中的抗干扰算法,利用MATLAB进行仿真,比较了确定信道和半盲信道在改变干扰位置、改变接收天线数目以及改变阵列类型情况下的抗干扰性能。结果表明,确定信道的抗干扰性能略优于半盲信道;但半盲信道更符合实际情况,且其性能也较好,故更具有研究价值。进一步的研究将是添加自适应环节<sup>[11]</sup>,即适时地改变接收滤波矩阵的系数,从而提高系统的抗干扰性能。

#### 参考文献:

- [1] 王惠南. GPS 导航原理与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2003.  
Wang Huinan. Principles and applications of GPS navigation[M]. Beijing: Science Press, 2003.
- [2] Arapoglou P D, Liolis K. MIMO over satellite: a review[C]// IEEE Communications Surveys & Tutorials: IEEE Communications Society Press, 2011, 13(1):27-51.
- [3] Barry J R. Digital communication [M]. London, UK: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [4] Peterson R L. 扩频通信导论[M]. 沈丽丽, 侯永宏, 译. 北京: 电子工业出版社, 2006.  
Peterson R L. Introduction to spread-spectrum communications[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006.
- [5] Fante R L, Vaccaro J J. Wideband cancellation of interference in a GPS receive array[J]. IEEE Trans on Aerospace Electronic Systems, 2000, 36(2):549-564.
- [6] 姚红超, 王华力, 朱家喜. GPS 调零天线的数字接收机阵列[J]. 数据采集与处理, 2009, 24(2):248-253.  
Yao Hongchao, Wang Huali, Zhu Jiayi. Digital receiver array for GPS nulling antennas[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2009, 24(2): 248-253.
- [7] Subbaram H M, Abend K. Interference suppression via orthogonal projections: a performance analysis [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1993, 38(6):987-992.
- [8] Dreher A, Niklasch N, Klefenz F. Antenna and receiver system with digital beamforming for satellite navigation and communications [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(7):1815-1821.
- [9] 郭明喜, 沈越泓. 基于对偶格基缩减的MIMO检测算法[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(6):696-701.  
Guo Mingxi, Shen Yuehong. MIMO detection algorithm based on dual lattice basis reduction[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2010, 25(6): 696-701.
- [10] 杨俊. GPS 基本原理及其 Matlab 仿真[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2006.  
Yang Jun. GPS principles and its Matlab simulation [M]. Xi'an: Xi'an Electronic Science & Technology University Press, 2006.
- [11] 赵春晖. 自适应信号处理[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2006.  
Zhao Chunhui. Adaptive signal processing [M]. Harbin: Harbin Engineering University Press, 2006.

**作者简介:**丁颖婷(1987-),女,硕士研究生,研究方向:数字通信,E-mail:dyingting@126.com; 仰枫帆(1966-),男,教授,博士生导师,研究方向:数字通信,信道编码理论与应用等。