·通信与信息工程·

# 无扩频矩阵知识二维扩频系统的盲同步

沈　莹，唐友喜

(电子科技大学通信与信息工程学院　成都　610054)

【摘要】针对加性白高斯噪声信道，考虑未知二维扩频矩阵的条件下，提出了一种二维扩频系统的时频同步方法。该方法利用二维扩频矩阵周期性重复的特点，先估计出频率偏差，再通过滑动暂存窗求相关矩阵最大特征值，完成信号的时间同步。计算机仿真结果验证了该方法的有效性。

关　键　词　二维扩频；　二维扩频矩阵；　盲同步；　时间同步；　频率同步；　相关矩阵

中图分类号　TN914.4　　文献标识码　A

# Blind Synchronization of Two-Dimensional Spread Spectrum System without Knowledge of Spread Spectrum Matrix

SHENG Ying，TANG You-xi

(School of Communication and Information Engineering, Univ. of Electron. Sci. & Tech. of China　Chengdu　610054)

**Abstract**　In Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel, we introduce a method for synchronization of symbol timing and frequency for two-dimensional spread spectrum system without prior knowledge of spread spectrum matrix. Based on the periodical characteristic of the two-dimensional spread spectrum matrix, the method estimates the frequency offset, and then synchronizes the symbol timing by moving the position of data-storage window to calculate the maximum eigenvalue of correlation matrix. Computer simulations demonstrate the efficiency of this method.

**Key words**　two dimensional spread spectrum;　two dimensional spread spectrum matrix;　blind synchronization; time synchronization;　frequency synchronization;　correlation matrix

近年来，随着无线通信技术的发展，扩频通信在抗干扰军事通信、民用通信中得到了广泛的应用[1-3]。扩频信号的同步是扩频通信系统中的关键技术之一[4]。在已知扩频序列先验知识的前提下，已有许多成熟的时频同步技术[4]。在某些特殊的领域，如侦听等非协作通信系统中[5]，非协作接收机必须实现同步后，才能进行扩频序列估计、数据信息恢复等后续操作[6]，但非协作接收机系统不知道扩频序列的先验知识。

二维扩频系统同时在时域、频域二维空间中进行扩频[7]，既有时域扩频的优点[4]，又有频域扩频的优点[8]。目前所知，在电子对抗环境中，当不知道二维扩频矩阵的先验知识时[7]，二维扩频系统的时频同步研究未见相关报道。针对这一问题，在加性白高斯噪声(Additional White Gaussian Noise，AWGN)信道中，本文提出一种二维扩频系统的盲时频同步方法，并对其进行了计算机仿真验证。

## 1　系统模型

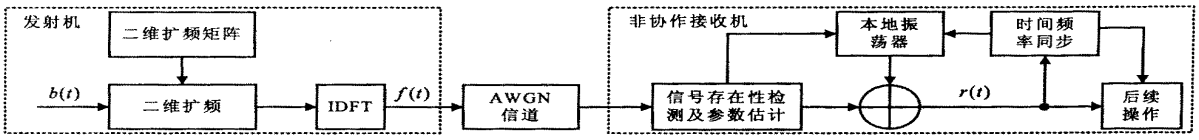


图1　二维扩频系统的发射机与非协作接收机链路模型

收稿日期：2004 - 08 - 25

基金项目：国家自然科学基金资助项目(60272009；60390540-3)；教育部博士点基金资助项目(20020614001)

作者简介：沈　莹(1980 – )，男，博士生，主要从事移动通信、抗干扰技术方面的研究；唐友喜(1964 – )，男，博士后，教授，博士生导师，主要从事MIMO、OFDM、CDMA、抗干扰通信、扩频通信等方面的研究.

二维扩频系统的发射机与非协作接收机链路模型如图1所示。图中，$r(t)$ 的复包络可表示为[9]：

$$r(t)=f(t-t_e)\mathrm{e}^{\mathrm{j}(2\pi f_e t+\phi)}+n(t) \tag{1}$$

式中 $t_e$ 为传播时延；$f_e$ 为频率偏差；$\phi$ 为初始相位；$n(t)$ 为均值为零的加性复高斯白噪声；$f(t)$ 是经过IDFT处理后的二维扩频信号，可表示为[7]：

$$f(t)=\sum_{d=1}^{N_t}\sum_{m=1}^{N_f}\sqrt{2P}b(t)\alpha_d\beta_{d,m}q(t-(d-1)T_c)\exp(\mathrm{j}2\pi m\Delta ft)=\boldsymbol{sHq}\sqrt{2P}b(t) \tag{2}$$

其中：

$$\boldsymbol{s}=(\exp(\mathrm{j}2\pi\Delta ft)),(\exp(\mathrm{j}2\pi 2\Delta ft)),\cdots,(\exp(\mathrm{j}2\pi N_f\Delta ft)) \tag{3}$$

$$\boldsymbol{H}=\begin{pmatrix}\alpha_1\beta_{1,1} & \alpha_2\beta_{2,1} & \cdots & \alpha_{N_t}\beta_{N_t,1}\\ \alpha_1\beta_{1,2} & \alpha_2\beta_{2,2} & \cdots & \alpha_{N_t}\beta_{N_t,2}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \alpha_1\beta_{1,N_f} & \alpha_2\beta_{2,N_f} & \cdots & \alpha_{N_t}\beta_{N_t,N_f}\end{pmatrix} \tag{4}$$

$$\boldsymbol{q}=(q(t),q(t-T_c),\cdots,q(t-(N_t-1)T_c))^{\mathrm{T}} \tag{5}$$

式中 $\boldsymbol{s}$ 为$N_f\times 1$维的IDFT变换矢量；$N_f$为频域扩频因子；$\Delta f$为子载波间隔；$\boldsymbol{H}$为 $N_f\times N_t$ 维的扩频矩阵；$N_t$ 为时域扩频因子；$\alpha$ 为时域扩频码；$\beta$ 为频域扩频码；$P$ 为发射功率；$b(t)$ 为数据；一个数据符号持续时间为 $T_b$；$q(t)$ 为宽度等于 $T_c$ 的单位矩形脉冲；$T_c$ 为时域扩频码的持续时间。式(2)可表示为[10]：

$$f(t)=\sqrt{2P}b(t)\sum_{g=1}^{N_tN_f}c_g\,p(t-gT_c/N_f) \tag{6}$$

其中：

$$c_g=\sum_{m=1}^{N_f}\exp(\mathrm{j}2\pi gm/N_f)\alpha_{\lceil g/N_f\rceil}\beta_{\lceil g/N_f\rceil,m} \tag{7}$$

式中 $p(t)$ 为宽度等于 $T_c/N_f$ 的单位矩形脉冲；$\lceil\cdot\rceil$ 表示向上取整数运算。

本文作以下假设：(1) 信道中存在二维扩频信号。已知 $N_f$、$N_t$ 及 $T_b(T_b=N_tT_c)$，未知 $\alpha$、$\beta$ 及 $\boldsymbol{H}$；(2) $b(t)$ 为均值为零的独立同分布随机序列，它的值等概地选自符号集 $\{+1,-1\}$，并且它的方差为1；(3) $n(t)$ 为广义平稳均值为零的加性复高斯白噪声，它与 $b(t)$ 相互独立，且方差为 $\sigma_n^2$。

## 2 频率同步

由于非协作接收机本振的偏差以及晶振漂移，造成发射端和接收端之间存在频率偏差，该频偏的存在会破坏子载波间的正交性，进而导致解调信号的性能下降。频率同步的目的就是要求出该频率偏差。对式(1)中的 $r(t)$ 以 $T/N$ 为间隔进行采样可得：

$$r[k]=\sqrt{2P}b_{\lceil i/N_tN_f\rceil}c_i\exp\left\{\mathrm{j}(2\pi f_e kT_c/N_f+\phi)\right\}+n_k \tag{8}$$

式中 $i=k-\lceil t_eN_f/T_c\rceil=k-k_e$，$k_e$ 表示采样后的时间偏移。

将接收序列每相邻两个采样值的乘积，与其 $N_tN_f$ 点后的相邻两个采样值的乘积做共轭相乘后累加，利用累加结果的相位进行频率偏移估计。累加结果为[11]：

$$J(f_e)=\frac{1}{LN_tN_f}\sum_{k=1}^{LN_tN_f}\left\{\{r[k]r[k+1]\}^*r\left[k+N_tN_f\right]r\left[k+N_tN_f+1\right]\right\} \tag{9}$$

因为二维扩频矩阵周期性重复，所以 $c_{i+N_tN_f}=c_i$，故式(9)可进一步表示为：

$$J(f_e)=\frac{\exp(\mathrm{j}2\pi 2N_tT_cf_e)}{LN_tN_f}\left[\sum_{i=1-k_e,i\neq MN_tN_f}^{LN_tN_f-k_e}(4P^2|c_i|^2|c_{i+1}|^2)+\sum_{i=MN_tN_f}(b_Mb_{M+2}4P^2|c_1|^2|c_{N_tN_f}|^2)\right]+O_{b,n}+O_{n,n} \tag{10}$$

式中 $|\cdot|$ 表示取模运算；$M\in\left[\lceil 1-k_e\rceil,\lceil LN_tN_f-k_e\rceil\right]$；$O_{b,n}$ 为信号与噪声交叉乘积的统计和；$O_{n,n}$ 为噪声与噪声交叉乘积的统计和。当 $LN_tN_f>>1$ 时，由假设(2)、假设(3)，式(10)可近似为：

$$J(f_e)\approx\exp(\mathrm{j}2\pi 2N_tT_cf_e)\sum_{i=1-k_e,i\neq MN_tN_f}^{LN_tN_f-k_e}(4P^2|c_i|^2|c_{i+1}|^2)/LN_tN_f \tag{11}$$

由式(11)，频率偏移估计值为：

$$\hat{f}_e = \frac{1}{4\pi N_t T_c} \angle[J(f_e)] \tag{12}$$

式中　$\angle[\cdot]$ 表示求相角运算。根据式(12)，频偏(归一化)的估计范围为 $f_e T_c N_t \in [-1/4, 1/4)$。

## 3　时间同步

经过频偏补偿后的信号序列为：

$$Ab_l c_i + n_{i+k_e},\ Ab_l c_{i+1} + n_{i+1+k_e}, \cdots,\ Ab_l c_{N_t N_f} + n_{N_t N_f + k_e},\ Ab_{l+1} c_1 + n_{N_t N_f + 1 + k_e},\ \cdots,\ Ab_{l+1} c_i + n_{N_t N_f + i + k_e}, \cdots$$

式中　$A = \sqrt{2P}$；$b_l$ 为第 $l$ ($l = \lceil i / N_t N_f \rceil$)个数据符号。将上述序列前 $N_t N_f$ 个数放在一长度为 $N_t N_f$ 的暂存窗中。暂存窗的数据如图2所示。该暂存窗数据可等效为图3所示形式。从图3可知，暂存窗的数据为：

$$\boldsymbol{y} = Ab_l \boldsymbol{h}_1 + Ab_{l+1} \boldsymbol{h}_2 + \boldsymbol{n} \tag{13}$$

求出 $\boldsymbol{y}$ 的相关矩阵

$$\boldsymbol{R}_i = E\left\{\boldsymbol{y}\boldsymbol{y}^{\mathrm{H}}\right\} = A\boldsymbol{h}_1\boldsymbol{h}_1^{\mathrm{H}} + A\boldsymbol{h}_2\boldsymbol{h}_2^{\mathrm{H}} + \sigma_n^2 \boldsymbol{I} \tag{14}$$

式中　$E\{\cdot\}$ 表示求均值运算。

由文献[6]可知，$\boldsymbol{h}_1$ 和 $\boldsymbol{h}_2$ 是 $\boldsymbol{R}_i$ 的两个特征值对应的特征向量。滑动该暂存窗(即改变 $i$ 的大小)将改变相关矩阵特征值的大小。当扩频码取得同步时(即 $i = 1$)，相关矩阵 $\boldsymbol{R}_1$ 的特征值最大。

经过以上分析可知，二维扩频信号时间同步的问题，可通过滑窗求相关矩阵最大特征值的方法解决。

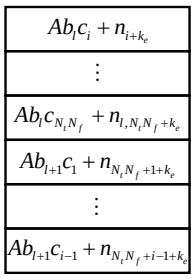


图2　暂存窗数据

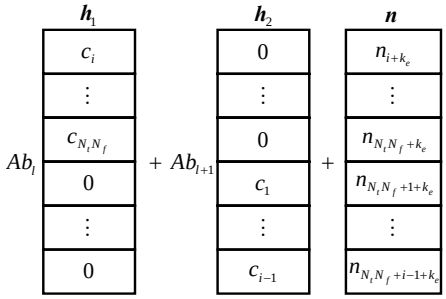


图3　暂存窗数据的等效形式

**表1**　仿真条件

| 信号类型 | 二维扩频信号 |
|---|---|
| 调制方式 | BPSK |
| 扩频矩阵 | 8×8 |
| 扩频增益 | 64 |
| 信　　道 | AWGN |

## 4　计算机仿真结果

为了验证本文所述算法，在MATLAB仿真平台下进行了仿真。仿真条件如表1所示。

首先，对归一化频偏为0.1的频率同步算法，在不同统计数目的条件下进行了仿真对比。仿真结果如图4所示。在仿真中，用频偏估计值与真实值之间的均方误差(Mean Square Error，MSE)评估频率同步算法的性能。从图4可看出，采用本文所述频率同步算法，可得到均方误差较小的频偏估计值。频偏估计算法的分析(式(11)、(12))表明，增加统计数目能更好地平滑噪声的影响，使频偏估计值更接近于真实值；随着统计数目的增加，频偏估计值与真实值之间的均方误差减小，该仿真结果与分析吻合。

其次，对时间同步算法在不同信噪比条件下的性能进行了仿真对比，仿真结果如图5所示。仿真中，用置信区间表示时间同步误差，例如置信区间为[−1, 1]时，表示同步误差在 ±1 个码片范围内。同时，用置信度表示起始码片在置信区间内的概率。例如置信区间为[−1, 1]的置信度，表示起始码片偏离正确同步位置在 ±1 个码片范围内的概率。从图5可看出，随着符号数目的增加或信噪比的改善，置信度有了显著的提高。这是因为随着符号统计数目的增加或信噪比的改善，能更好地平滑噪声的影响。同时，置信区间在[−2, 2]范围内的置信度非常高，因此可将同步处理后所得到的位置，以及其左右各偏移两个码片的位置作为正确同步的候选位置。

最后，从时频同步方法的仿真结果可看出，当接收信号信噪比较低时，只有累计更多的数据，才能更好地平滑噪声，提高估计精度。

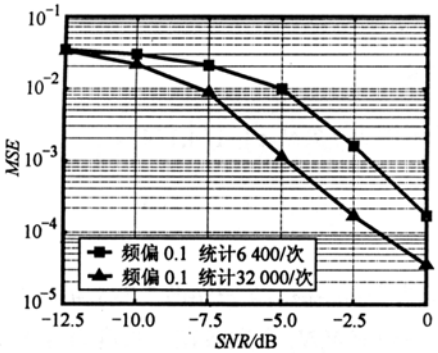


图4 频偏估计均方误差对比曲线

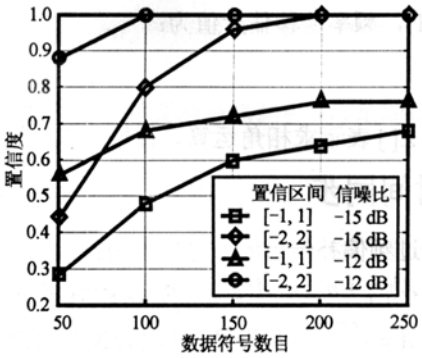


图5 时间同步置信度对比曲线

## 5 结 论

在AWGN信道中，本文提出了一种在未知二维扩频矩阵先验知识情况下，二维扩频系统的时频同步方法，同时进行了计算机仿真验证。计算机仿真结果证明了理论分析的正确性。在接下来的工作中，将开展衰落信道下二维扩频系统的盲同步工作。

### 参 考 文 献

[1] Altrichter W W. JtIds relative navigation and data registration[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 1992, 7(6): 42-50.

[2] Scholtz R A. The origins of spread spectrum communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 1982, 30(5): 822-854.

[3] Carsello R D, Meidan R, Allpress S, et al. IMT-2000 standards: Radio aspects [J]. IEEE Personal Communications, 1997, 4(4): 30-40.

[4] Simon M K, Omura J K, Scholtz R A, et al. Spread spectrum communications handbook[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2002.

[5] Prescott G E, Gutman L L. System quality factors for LPI communications[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 1989, 4(12): 25-28.

[6] Burel G, Bouder C. Blind estimation of the pseudo-random sequence of a direct sequence spread spectrum signal[C]//2000 MILCOM 21st Century Military Communications Conference Proceedings, Los Angeles, 2000: 2:22-25.

[7] Tang Y X. A column-orthogonal two dimensional spread spectrum technique[C]//2002 IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions, Chengdu, 2002, 1: 348-352.

[8] Hara S, Prasad R. Overview of multicarrier CDMA [J]. IEEE Communications Magazine, 1997, 35(12): 126-133.

[9] Bolcskei H. Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(6): 988-999.

[10] Steendam H, Moeneclaey M. The effect of carrier frequency offsets on downlink and uplink MC-DS-CDMA[J]. IEEE Journal on Communications, 2001, 19(12): 2528 -2536.

[11] 严春林, 房家奕, 唐友喜, 等. 一种利用PN序列的OFDM频率同步[J]. 电子科技大学学报, 2003, 32(5): 495-498.

编 辑 孙晓丹