

# OFDM 系统载波频率偏移估计

任爱锋<sup>1,2</sup>, 殷勤业<sup>1</sup>

1. 西安交通大学 电子与信息工程学院 陕西 西安 710049;
2. 西安电子科技大学 电子工程学院 陕西 西安 710071)

**摘要:** 正交频分复用技术可广泛应用于未来高速多媒体通信,但它对发射机与接收机本振之间存在的载波频率偏移却非常敏感,从而引入了载波间干扰.因此,在正交频分复用通信系统中,接收信号必须进行频率偏移估计和补偿来减小载波间干扰并维持子载波之间的正交性.给出了加入循环前缀和具有虚拟子载波的正交频分复用系统的数学模型,利用 DOA-MATRIX 方法,提出了一种新的载波频率偏移估计算法.该算法计算量小,容易获得频率偏移量,同时可得到蕴涵信道信息的矩阵估计,有利于接收信号的频率偏移补偿和解调.

**关键词:** 载波频率偏移,载波间干扰,离散傅里叶变换,正交频分复用

**中图分类号:** TN916.9 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-240X(2005)05-0807-06

## Carrier frequency offset estimation for OFDM systems

REN Ai-feng<sup>1,2</sup>, YIN Qin-ye<sup>1</sup>

1. School of Electronics and Information Eng., Xi'an Jiaotong Univ., Xi'an 710049, China;
2. School of Electronic Engineering, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

**Abstract:** The Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) is broadly considered as an effective approach to future high-speed wireless multimedia communications. But it is very sensitive to carrier frequency offset between the transmitter and the receiver local oscillators, which causes intercarrier interference (ICI). Thus, in OFDM communication systems, carrier frequency offset must be estimated and compensated at the receiver to minimize the effects of intercarrier interference and maintain orthogonality. In this paper, the mathematical model of OFDM systems with cyclic prefix (CP) and virtual subcarrier is derived first. We propose a new carrier frequency offset estimation algorithm using the DOA-MATRIX method. After the rough estimation, it can acquire the frequency offset with low computing complexity, and matrix including channel information simultaneously, which are favorable for offset compensation and demodulation of received signals. Numerical simulations can illustrate the performance of this algorithm.

**Key Words:** carrier frequency offset, intercarrier interference, discrete Fourier transform, OFDM

正交频分复用(OFDM)是一种无线环境下的高速数据传输技术,是在频域内把给定带宽分成若干正交子信道,每个子信道使用一个子载波进行调制,所有子载波并行传输.这样,虽然总的信道具有频率选择性,但对于每个子信道来说是相对平坦的,进行的是窄带传输,因此能有效地消除信号波形间的干扰,克服无线信道的频率选择性衰落. OFDM 系统的一个主要优点在于无需信道均衡,即可在多径无线信道中获得最优的传输性能<sup>[1]</sup>. 利用在 OFDM 符号块之间插入的循环前缀(CP),可有效地消除符号块间干扰(ICI)和载波间干扰(ICI),通常循环前缀的长度应大于或等于等效 FIR 无线信道的长度<sup>[2,3]</sup>. 但 OFDM 对载波频率偏移(CFO)比单载波调制系统要敏感得多,造成接收信号幅值减小,并会引入载波间干扰,严重影响通信质量.因此,在 OFDM 系统中,进行精确的载波频率偏移估计和补偿就显得极为重要<sup>[4]</sup>.

载波频率偏移是由接收机端振荡器与发射机振荡器之间的差异以及信道非线性引入的多普勒频移和相

位噪声等因素造成的.此外,OFDM 系统的同步还与载波相位以及采样频率的偏移有关<sup>[5]</sup>,但前者的影响可通过信号的差分编码得到抑制,在此忽略采样频率偏移的影响.可用的频率偏移估计算法分为非盲估计方法和盲估计方法两类.非盲估计方法利用已知导频序列捕获相位信息或循环前缀估计频率偏移,如 Jan-Jaap Van de Beek 提出的利用循环前缀(CP)的最大似然(ML)载波频率偏移估计<sup>[5]</sup>,有效地利用了 CP 引入的冗余信息.盲估计方法有 H. Liu 提出的类 MUSIC 方法<sup>[6]</sup>和 U. Tureli 的 ESPRIT 方法<sup>[7]</sup>,这两种频率偏移估计方法均基于子空间技术,具有超分辨性能.

笔者研究了载波频率偏移的估计问题,在分析具有 CP 的 OFDM 调制信号结构的基础上,利用虚拟载波技术以及 DOA-MATRIX 方法,提出了一种新的载波频率偏移估计算法,该算法计算量小,容易获得频率偏移量,便于在接收端进行载频偏移补偿.在此基础上,无须直接估计信道信息,即可得到频率偏移补偿后的信号检测.

### 1 系统和信号模型

这里所采用的 OFDM 系统的发射、接收等效基带模型如图 1 所示,  $k(k)$  表示用户信息流,假设经过串并变换后的  $P$  个并行数据  $s(k) = [s_0(k), s_1(k), \dots, s_{P-1}(k)]^T$ ,通过离散傅里叶反变换(IDFT)将要传输的比特分配到  $P(N > P)$  个子载波上,未分配比特数据的  $N - P$  个子载波称为虚拟载波(VC),用于防止接收端的频率混叠<sup>[6]</sup>,同时也为进行载波频率偏移估计而引入冗余信息.

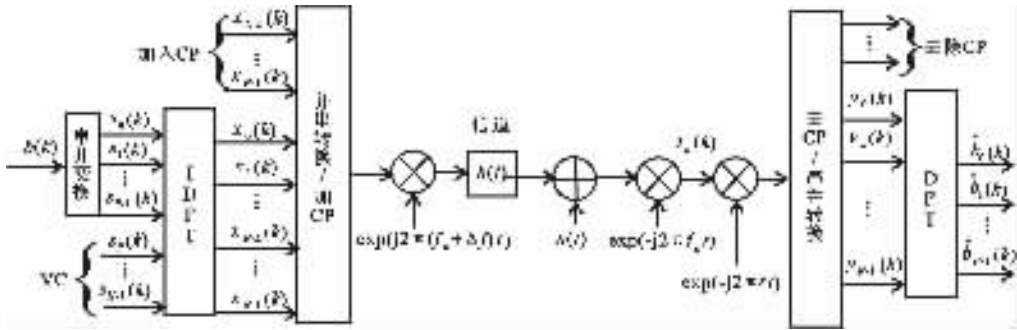


图 1 OFDM 系统基带等效模型

假设系统信道模型等效为阶数为  $L$  的有限冲击响应(FIR)滤波器,记为  $h$ ,具体描述为

$$h = [h(0), h(1), \dots, h(L)]^T \tag{1}$$

事实上,通过在发射端的 IDFT 和插入循环前缀操作,以及在接收天线上去除循环前缀和 DFT 操作,可将频率选择性衰落信道分割成多个并行的、近似无记忆的平坦衰落信道,从而无线 FIR 信道的弥散作用可表现为各个子载波上的频域随机衰变<sup>[8]</sup>.如果把发射天线与接收天线之间的所有子载波上的频域衰变表示为维数为  $N \times 1$  的矢量  $\eta$ ,则  $\eta$  可通过对前面定义的时域无线 FIR 矢量  $h$  施行 DFT 变换而得到,即

$$\eta = [\eta(1) \ \eta(2) \ \dots \ \eta(N)]^T = W_L h \tag{2}$$

式中  $W_L = W_{DFT}(:, 1:L)$  是维数为  $N$  的离散傅里叶变换(DFT)矩阵  $W_{DFT}$  的前  $L$  个列矢量构成的  $N \times L$  维矩阵.其中  $[W_{DFT}]_{i,j} = N^{-1/2} \exp(-j2\pi(i-1)(j-1)/N)$ ,  $i, j = 1, \dots, N$ .

图 1 中的  $\Delta f$  代表由载波抖动以及多普勒引起的载波频率偏移,当载波频率偏移  $\Delta f = 0$  时,在接收端经过去除 CP 操作后,无 IBI 的接收数据块可表示为

$$y(k) = W_{IDFT} D_H [s_0(k) \ \dots \ s_{P-1}(k) \ \underbrace{0 \ \dots \ 0}_{N-P}]^T = W_{IDFT} \tilde{D}_H s(k) \tag{3}$$

式中  $W_{IDFT} = W_{DFT}^H$ , 是维数为  $N$  的反傅里叶变换矩阵,  $D_H$  是阶数  $N$  的对角阵,定义为  $D_H = \text{diag}(\eta)$ ;  $\tilde{D}_H = D_H(:, 1:P)$  是  $D_H$  矩阵的前  $P$  列构成的  $N \times P$  维矩阵.

当载波频率偏移  $\Delta f \neq 0$  时,设  $\phi = 2\pi\Delta f$ ,则  $\exp(j\phi) \neq 1$ ,此时的接收数据变为

$$y(k) = E W_{\text{IDFT}} \tilde{D}_H s(k) \exp(j(k-1)(N + Ng)\phi) \quad (4)$$

式中  $E = \text{diag}[1, \exp(j\phi), \dots, \exp(j(N-1)\phi)]$  , 由于  $W_{\text{DFT}} W_{\text{IDFT}} = I_N$  , 而  $W_{\text{DFT}} E W_{\text{IDFT}} \neq I_N$  , 所以频率偏移破坏了子信道载波之间的正交性<sup>[9]</sup> , 引入了载波间干扰. 为了恢复发射符号信息  $s(k)$  , 必须在接收端进行傅里叶变换(DFT)之前估计出频率偏移量, 并对接收信号进行补偿.

考虑背景热噪声的影响, 将连续  $K$  个 OFDM 符号块的接收数据按如下方式排列, 则接收数据矩阵可表示成

$$Y = [y(1), y(2), \dots, y(K)] = E W_{\text{IDFT}} \tilde{D}_H [s(1), s(2), \dots, s(K)] A + N = E W_{\text{IDFT}} \tilde{D}_H \tilde{S} + N \quad (5)$$

其中  $A = \text{diag}[1, \exp(j(N + Ng)\phi), \dots, \exp(j(K-1)(N + Ng)\phi)]$  ,  $N = [n_0, n_1, \dots, n_{N-1}]^T$  是维数为  $N \times K$  的热噪声矩阵, 其矩阵元素为独立同分布, 均值为零、方差为  $\sigma_n^2$  的复高斯噪声.

## 2 利用 DOA-MATRIX 方法进行载波频率偏移估计

DOA-MATRIX 方法是 1989 年殷勤业等提出的一种估计波达方向(DOA)的有效方法<sup>[10]</sup> , 笔者将其应用到 OFDM 系统的载波频率偏移检测中.

首先, 根据接收数据矩阵  $Y$  构造数学模型. 设  $\Gamma_X$  和  $\Gamma_Z$  表示两个行选择矩阵, 分别被定义为  $N \times N$  维单位矩阵的前  $(N-1)$  行和后  $(N-1)$  行, 由此得到两个  $(N-1) \times K$  维的接收数据矩阵  $X$  和  $Z$ .

$$X = \Gamma_X Y = E_{N-1} W_{(N-1) \times N} \tilde{D}_H \tilde{S} + N_{\text{head}} = A \tilde{S} + N_{\text{head}} \quad (6)$$

式中  $A = E_{N-1} W_{(N-1) \times N} \tilde{D}_H$  , 维数为  $(N-1) \times P$  ,  $E_{N-1} = \text{diag}[1, \exp(j\phi), \dots, \exp(j(N-2)\phi)]$  , 用 Matlab 的形式可表示为  $E(1:N-1, 1:N-1)$  ;  $W_{(N-1) \times N}$  用 IDFT 矩阵  $W_{\text{IDFT}}$  表示为  $W_{\text{IDFT}}(1:N-1, :)$  , 维数为  $(N-1) \times N$  ,  $N_{\text{head}} = [n_0, n_1, \dots, n_{N-2}]^T$ .

同理, 
$$Z = \Gamma_Z Y = E_{N-1} W_{(N-1) \times N} \tilde{D}_H \Phi \tilde{S} + N_{\text{tail}} = A \Phi \tilde{S} + N_{\text{tail}} \quad (7)$$

式中  $\Phi = \text{diag}[\exp(j\phi), \exp(j(2\pi/N + \phi)), \dots, \exp(j(2\pi(P-1)/N + \phi))]$  ,  $N_{\text{tail}} = [n_1, n_2, \dots, n_{N-1}]^T$ .

$\Phi$  是阶数为  $P$  的对角阵, 其中包含了载波频率偏移信息. 观察式(6)和(7), 如果不考虑噪声信号,  $X$  和  $Z$  间存在一定的联系, 利用这种联系, 可在不知道信道信息的情况下解出  $\Phi$  , 同时可得到包含信道信息的矩阵  $A$  的估计  $\hat{A}$ .

令  $R_{XX}$  和  $R_{ZX}$  分别为  $X$  的自相关矩阵以及  $Z$  与  $X$  的互相关矩阵, 它们分别定义为

$$R_{XX} = E[X X^H] = A E[\tilde{S} \tilde{S}^H] A^H + \sigma_n^2 I_{N-1} = A R_S A^H + \sigma_n^2 I_{N-1} = R_{X XO} + \sigma_n^2 I_{N-1} \quad (8)$$

$$R_{ZX} = E[Z X^H] = A \Phi E[\tilde{S} \tilde{S}^H] A^H + \sigma_n^2 J_{N-1} = A \Phi R_S A^H + \sigma_n^2 J_{N-1} = R_{Z XO} + \sigma_n^2 J_{N-1} \quad (9)$$

式中  $R_S$  表示  $\tilde{S}$  的自相关矩阵, 是一个  $(N-1) \times (N-1)$  的 Hermit 阵;  $I_{N-1}$  是维数为  $N-1$  的单位阵;  $J_{N-1}$  是维数为  $N-1$  的方阵, 除了紧邻主对角线上的那条对角线上的元素全为 1 之外, 其余元素全为零.

根据 DOA-MATRIX 参数估计算法构造一个新的辅助矩阵  $R$  , 定义为

$$R = R_{Z XO} [R_{X XO}]^+ \quad (10)$$

式中  $[\cdot]^+$  表示 Penrose-Moore 伪逆, 具体可表示为

$$[R_{X XO}]^+ = \sum_{i=1}^P \mu_i^{-1} v_i v_i^H \quad (11)$$

$\mu_i, v_i$  分别为  $R_{X XO}$  的非零特性值和对应的特征向量. 则  $R$  具有如下性质.

**定理** 假设矩阵  $A$  列满秩,  $R_S$  非奇异, 并且在  $\Phi$  的对角线上无相同的元素, 则矩阵  $R$  的  $N-1$  个非零特征值等于  $\Phi$  的  $N-1$  个对角元素, 而这些特征值所对应的特征向量等于矩阵  $A$  相应的列, 即  $R A = A \Phi$ .

**证明** 假设无线信道在频域的传输函数没有零点, 又由于傅里叶变换是可逆的, 当满足  $P < N-1$  时, 式(6)中的矩阵  $A$  是列满秩的; 当发射端发出的原始符号不相关时, 矩阵  $R_S$  非奇异, 并且矩阵  $R_{X XO}$  的秩为  $P$ . 从而, 下面的两条性质成立:

(1) 对  $R_{X XO}$  进行特征分解, 其特征值大小顺序为  $\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \geq \mu_P \geq \mu_{P+1} = \dots = \mu_{N-1} = 0$  , 从而有

$$\mathbf{R}_{XXO} = \sum_{l=1}^{N-1} \mu_l \mathbf{v}_l \mathbf{v}_l^H = \sum_{l=1}^P \mu_l \mathbf{v}_l \mathbf{v}_l^H \quad ; \quad (12)$$

(2) 与  $\mathbf{R}_{XXO}$  的零特征值相对应, 从  $\mathbf{v}_{P+1}$  到  $\mathbf{v}_{N-1}$  的所有特征矢量所张成的线性空间与矩阵  $\mathbf{A}$  的列空间 ( $\mathbf{A}$  的值域) 正交, 即  $\text{span}\{\mathbf{v}_{P+1}, \dots, \mathbf{v}_{N-1}\} \perp \text{range}\{\mathbf{A}\}$

$$\mathbf{A}^H \left[ \sum_{l=P+1}^{N-1} \mathbf{v}_l \mathbf{v}_l^H \right] \mathbf{A} = \mathbf{O}_K \quad , \quad (13)$$

$$\mathbf{A}^H \left[ \sum_{l=1}^P \mathbf{v}_l \mathbf{v}_l^H \right] \mathbf{A} = \mathbf{A}^H \left[ \sum_{l=1}^P \mathbf{v}_l \mathbf{v}_l^H + \sum_{l=P+1}^{N-1} \mathbf{v}_l \mathbf{v}_l^H \right] \mathbf{A} = \mathbf{A}^H \mathbf{A} \quad , \quad (14)$$

式(13)中  $\mathbf{O}_K$  表示阶数为  $K$  的全零矩阵.

$$\text{根据式(8)可得到} \quad \mathbf{R}_S \mathbf{A}^H = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{R}_{XXO} \quad . \quad (15)$$

$$\text{综合式(15)与式(9), 可得到} \quad \mathbf{R}_{ZXO} = \mathbf{A} \Phi (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{R}_{XXO} \quad . \quad (16)$$

将式(16)两端同时右乘  $[\mathbf{R}_{XXO}]^+ \mathbf{A}$ , 可得到

$$\mathbf{R}_{ZXO} [\mathbf{R}_{XXO}]^+ \mathbf{A} = \mathbf{A} \Phi (\mathbf{A}^H \mathbf{A}^{-1}) \mathbf{A}^H \mathbf{R}_{XXO} [\mathbf{R}_{XXO}]^+ \mathbf{A} \quad (17)$$

将式(12)(11)和(14)代入式(17), 得到

$$\begin{aligned} \underbrace{\mathbf{R}_{ZXO} [\mathbf{R}_{XXO}]^+ \mathbf{A}}_R &= \mathbf{A} \Phi (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \left[ \sum_{l=1}^P \mu_l \mathbf{v}_l \mathbf{v}_l^H \right] \left[ \sum_{l=1}^P \mu_l^{-1} \mathbf{v}_l \mathbf{v}_l^H \right] \mathbf{A} = \\ &= \mathbf{A} \Phi (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \left[ \sum_{l=1}^P \mathbf{v}_l \mathbf{v}_l^H \right] \mathbf{A} = \mathbf{A} \Phi (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{A} = \mathbf{A} \Phi \quad , \end{aligned} \quad (18)$$

即  $\mathbf{R} \mathbf{A} = \mathbf{A} \Phi$ .

通过对辅助矩阵  $\mathbf{R}$  进行特征值分解, 可很容易地估计出对角矩阵  $\Phi$ , 因此有

$$\text{tr}(\Phi) = \exp(j\hat{\phi}) \sum_{m=0}^{P-1} \exp(j2\pi m/N) \quad , \quad (19)$$

式中  $\text{tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹,  $\exp(j\hat{\phi}) = \exp(j2\pi\Delta\hat{f})$  即为频率偏移项, 由此得到频率偏移的闭式估计为<sup>[7]</sup>

$$\exp(j2\pi\Delta\hat{f}) = \text{tr}(\Phi) / \left( \sum_{m=0}^{P-1} \exp(j2\pi m/N) \right) \quad . \quad (20)$$

同时, 由定理可得到含有信道频域信息的矩阵  $\mathbf{A}$  的估计  $\hat{\mathbf{A}}$ . 由式(6)中矩阵  $\mathbf{A}$  的定义以及前面估计得到的频率偏移项  $\exp(j\hat{\phi})$ , 可得到时域 FIR 信道  $\mathbf{h}$  的估计  $\hat{\mathbf{h}}$ .

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{W}_L^H \text{diag}(\hat{\mathbf{E}}_{N-1}^{-1} \mathbf{W}_{(N-1) \times N}^H \hat{\mathbf{A}})^T \quad . \quad (21)$$

上文所述的载波频率偏移估计算法可简单总结如下:

(1) 根据式(6)和(7)构造的接收数据矩阵  $\mathbf{X}$  和  $\mathbf{Z}$ , 分别估计它们的自相关矩阵和互相关矩阵

$$\hat{\mathbf{R}}_{XX} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H / K \quad , \quad (22)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{ZX} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{X}^H / K \quad ; \quad (23)$$

(2) 对  $\hat{\mathbf{R}}_{XX}$  进行特征分解, 得到  $\hat{\mathbf{R}}_{XX} = \sum_{i=1}^{N-1} \mu_i \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H$ , 其中  $\mu_1 > \dots > \mu_P > \mu_{P+1} > \dots > \mu_{N-1}$ ;

(3) 估计噪声方差,  $\hat{\sigma}_n^2 = \frac{1}{N-P-1} \sum_{i=P+1}^{N-1} \mu_i$ ;

(4) 分别计算矩阵  $\hat{\mathbf{R}}_{XXO}$ ,  $[\hat{\mathbf{R}}_{XXO}]^+$  和  $\hat{\mathbf{R}}_{ZXO}$

$$\hat{\mathbf{R}}_{XXO} = \sum_{i=1}^P (\mu_i - \hat{\sigma}_n^2) \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \quad , \quad (24)$$

$$[\hat{\mathbf{R}}_{XXO}]^+ = \sum_{i=1}^P \frac{1}{(\mu_i - \hat{\sigma}_n^2)} \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \quad , \quad (25)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{ZXO} = \hat{\mathbf{R}}_{ZX} - \hat{\sigma}_n^2 \mathbf{J}_{N-1} \quad ; \quad (26)$$

(5) 根据式(10)构造辅助矩阵  $\hat{\mathbf{R}}$ , 然后对其进行特征分解, 得到特征值矩阵  $\hat{\Phi}$ , 再根据式(20)即可得到

频率偏移量的估计值.

(6) 利用步骤(5)中得到的频率偏移项,再根据式(21),即可得到无线信道矢量的估计  $\hat{h}$ .

利用估计出来的频率偏移对接收数据进行频率偏移补偿.依据定理,该算法可同时得到矩阵  $A$  的估计  $\hat{A}$ ,进而得到了无线信道的盲估计  $\hat{h}$ .利用文献[11]提出的不确定复系数辨识方法,合理利用发射信号的有限码集特性,可以进一步对  $\hat{h}$  与  $h$  之间存在的复系数进行辨识,在此不再赘述.

### 3 算法仿真结果

仿真中使用的是 DPSK 调制的 OFDM 系统,其中假设 OFDM 系统中总的子载波数  $N$  为 64 个,数据调制的子载波数  $P = 40$  个.对于每一个子载波信道而言存在 4 条路径,即信道长度  $L = 4$ .实验结果均为  $N_i = 50$  次 Monte-Carlo 实验后的平均.使用文献[7]中定义的最小均方误差(MSE)准则来评估频率偏移估计器的性能.

$$\xi_{\text{MSE}} = \frac{1}{N_i} \sum_{i=1}^{N_i} \left( \frac{\Delta\hat{f} - \Delta f}{1/N} \right)^2 \quad (27)$$

为了使式(6)(7)中的矩阵  $A$  列满秩,除了引入虚拟子载波外,还需要适当选择式(5)中的  $K$ ,一般取  $K > P$ ,但从计算速度和精度上考虑, $K$  也不能太大.图2所示为在不同的  $K$  值时,DOA-MATRIX 算法频率偏移估计误差随信噪比(SNR)的变化情况,当  $K$  增大时,估计精度明显提高.

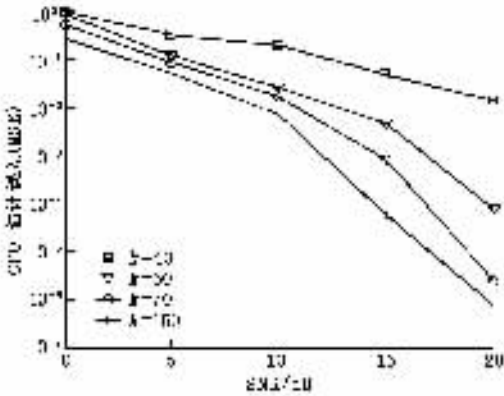


图2 不同  $K(P = 40)$  值的频率偏移估计误差

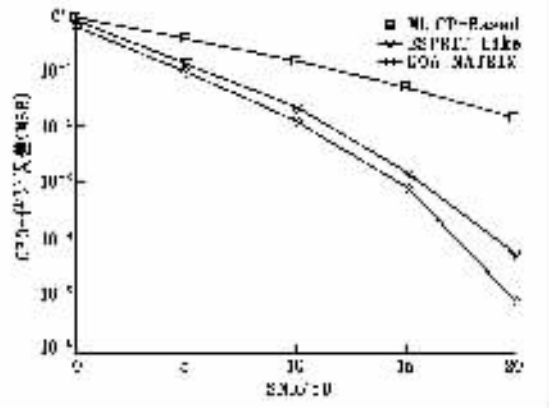


图3 频率偏移估计算法性能比较

图3给出了类 ESPRIT 算法和 DOA-MATRIX 算法对频率偏移估计性能的比较,并给出了基于 CP 的最大似然(ML)载波频率偏移算法的估计误差曲线.从图中看出,DOA-MATRIX 算法性能优于类 ESPRIT 方法.从运算量上来看,类 ESPRIT 方法需要进行  $(N - M)$  次伪逆运算以及复杂度为  $O((N - M)N^3)$  的特征值分解运算,其中  $(M > P)$ ;而 DOA-MATRIX 算法只需进行一次伪逆运算,其运算量主要集中在对矩阵  $R_{AX}$  和  $R$  的特征值分解上,其复杂度为  $O(2N^3)$ .

图4分别给出了无频率偏移补偿时接收信号直接经过 DFT 变换后的星座图和接收信号先进行频率偏移补偿,然后经过 DFT 变换的星座图.参照式(5),由于频率偏移矩阵  $E$  的存在,使得  $W_p^H E W_p \neq I_p$ ,验证了频率偏移补偿对接收信号解调的必要性.

### 4 结束语

对于存在载波频率偏移的 OFDM 系统的解调而言,载波频率偏移补偿是非常重要的.笔者在类 ESPRIT 频率偏移估计器的估计算法<sup>[7]</sup>基础上,构造出 DOA-MATRIX 频率偏移估计算法<sup>[10]</sup>,利用该算法,可同时得到载波频率偏移  $\Delta f$  的估计以及含有信道信息的矩阵  $A$  的估计,实现了无线信道的盲估计.通过对接收数据进行频率偏移补偿即可实现用户信号检测,达到了无须训练序列即可实现频率偏移估计和信号检测的目的.

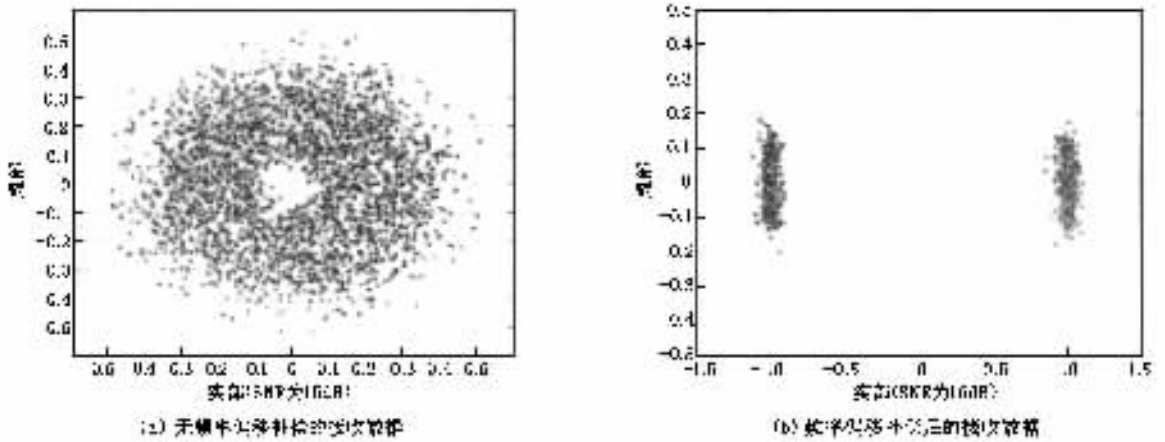


图 4 无频率偏移补偿和有补偿的接收信号星座图( SNR 为 15 dB,  $K = 70$ ,  $P = 40$  )

### 参考文献:

- [ 1 ] Paul H M. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction[ J ]. IEEE Trans on Commun , 1994 , 42( 10 ) : 2908-2914.
- [ 2 ] Bingham J A C. Multicarrier Modulation for Data Transmission : an Idea Whose Time Has Come[ J ]. IEEE Commun Mag , 1990 , 28( 5 ) : 5-14.
- [ 3 ] Wang Z , Georgios B G. Wireless Multicarrier Communications : Where Fourier Meets Shannon[ J ]. IEEE Signal Processing , 2000 , ( 5 ) : 29-48.
- [ 4 ] Fu Yanzeng , Zhang Hailin , Wang Yumin. Study on the Technique of Symbol Synchronization in OFDM System[ J ]. Journal of Xidian University , 2000 , 27( 3 ) : 335-339.
- [ 5 ] Beek J J , Sandell M , Borjesson P O. ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems[ J ]. IEEE Trans on Signal Processing , 1997 , 45( 7 ) : 1800-1805.
- [ 6 ] Liu H , Tureli U. A High-efficiency Carrier Estimator for OFDM Communications[ J ]. IEEE Communications Letters , 1998 , 2( 4 ) : 104-106.
- [ 7 ] Tureli U , Liu H , Zoltowski M D. OFDM Blind Carrier Offset Estimation : ESPRIT[ J ]. IEEE Trans on Commun , 2000 , 48( 9 ) : 1459-1461.
- [ 8 ] 吴小军. 新一代无线通信中的多载波多址多天线技术及其信号处理方法研究[ D ]. 西安 : 西安交通大学 , 2003.
- [ 9 ] Tureli U , Liu H. Blind Carrier Synchronization and Channel Identification for OFDM Communications[ A ]. IEEE International Conf on ICASSP'98[ C ]. Seattle : IEEE Press , 1998. 3509-3512.
- [ 10 ] Yin Q Y , Newcomb R W , Zou L H. Estimating 2-D Angles of Arrival Via Two Parallel Linear Array[ A ]. Proc IEEE ICCASSP'89[ C ]. Scotland : IEEE , 1989. 2803-2806.
- [ 11 ] Jiang B F , Wu X J , Yin Q Y. Blind Uplink Channel Estimation and Multiuser Detection for Wideband CDMA[ A ]. Proc IEEE WCC-ICSP 2000[ C ]. Beijing : IEEE , 2000. 1798-1801.

( 编辑 : 郭 华 )

( 上接第 723 页 )

- [ 4 ] Yamamoto H. Viterbi Decoding Algorithm for Convolutional Codes with Repeat Request[ J ]. IEEE Trans on Information , 1980 , 26( 2 ) : 540-547.
- [ 5 ] 王新梅 , 肖国镇. 纠错码——原理与方法[ M ]. 西安 : 西安电子科技大学出版社 , 1991.
- [ 6 ] 陈庆春. 基于码合并的混合差错控制及相关理论研究[ D ]. 成都 : 西南交通大学 , 2004.

( 编辑 : 李维东 )

