

文章编号: 2095-4980(2017)05-0787-06

电力无线专网中一种 OFDM 载波同步算法

马 涛, 冯 宝*, 蔡世龙, 李 洋

(南瑞集团公司 国网电力科学研究院, 江苏 南京 211000)

摘 要: 电力无线专网在 1.8 GHz 频段建设 4G TD-LTE 网络, 正交频分复用(OFDM)是其关键技术之一, OFDM 系统对信道产生的载波频率偏移(CFO)很敏感, 频率偏移会造成系统性能的严重下降。因此, 需要对 OFDM 系统中的频率载波偏移精确估计并补偿, 以保证系统的性能。本文提出了一种用于 OFDM 系统中基于局部搜索的多重信号分类(MUSIC)盲 CFO 估计的算法, 该算法利用频率偏移矩阵列矢量与噪声子空间的正交性和 CFO 的单峰特性, 构造一个改进空间谱函数, 然后通过局部谱峰搜索得到频偏估计值。该算法的 CFO 估计性能优于传统 CFO 估计算法, 且能够克服传统 MUSIC 算法低信噪比下谱峰缺失的问题。仿真结果证明了该算法的有效性。

关键词: 正交频分复用(OFDM); 载波频率偏移(CFO); 多重信号分类(MUSIC)算法; 局部搜索
中图分类号: TN915.07 **文献标志码:** A **doi:** 10.11805/TKYDA201705.0787

OFDM carrier synchronization algorithm in electrical wireless network

MA Tao, FENG Bao*, CAI Shilong, LI Yang

(China Electric Power Research Institute, NARI Group Corporation, Nanjing Jiangsu 211000, China)

Abstract: Electrical wireless network constructs the 4G wireless TD-LTE network in the 1.8 GHz band, where Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) is one of the key technologies. However, OFDM is sensitive to Carrier Frequency Offset(CFO) which will result in serious degradation of system performance. Therefore, accuracy of the CFO estimation is significant for the OFDM system and is required to ensure the performance. A blind CFO estimation for OFDM systems via local searching Multiple Signal Classification(MUSIC) algorithm is proposed. The algorithm constructs an improved spatial spectral function by combining the orthogonality between the column vectors of the CFO matrix and the noise subspace, and the single peak characteristic of CFO. The CFO estimation is obtained by local peak searching, and the problem of missing peaks under low SNR in traditional MUSIC algorithm can be overcome. Comparing to the traditional CFO estimation approaches, the proposed algorithm can improve CFO estimation performance. The simulation results validate the effectiveness and superiority of the proposed algorithm.

Keywords: Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM); Carrier Frequency Offset(CFO); Multiple Signal Classification(MUSIC); local searching

电力无线专网在 1.8 GHz 频段建设 4G TD-LTE 网络, 正交频分复用(OFDM)是其关键技术之一^[1]。4G 电力无线专网的建设投运能将配用电信息传送到无线信号覆盖区域的每一个目标用户, 实时地接收覆盖区域的用电信息, 成为未来电力企业在配用电侧开展实时、双向、互动的新型智能电网业务, 变被动服务为主动服务的重要技术支撑。OFDM 由多载波调制技术发展而来, 该技术的特点是各子载波为相互正交的。目前, OFDM 系统已经广泛用于无线局域网和 TD-LTE 等领域^[2]。相比于其他系统, OFDM 系统有很多优点, 比如具有较高的频谱利用率、良好的抗频率选择性衰落的能力等。但 OFDM 系统对信道产生的载波频率偏移(CFO)很敏感, 载波频偏是由于发射机与接收机间的频率偏差导致的, 它会破坏子载波间的正交性, 造成系统性能的严重下降^[2]。因此, 需要对 OFDM 系统中的频率偏移精确估计并补偿以保证系统的性能。CFO 估计方法目前分为两类: 非盲

收稿日期: 2017-05-02; 修回日期: 2017-06-15

基金项目: 南瑞集团公司信息通信支撑智能电网重大专项; 可信通信网云服务资助项目(524606160147)

*通信作者: 冯 宝 nanjingxnd88@126.com

CFO 估计和盲 CFO 估计。非盲 CFO 估计方法主要有基于导频法^[3]和基于循环前缀法^[4]等；盲 CFO 估计采用传统的谱估计法，如多重信号分类(MUSIC)算法^[5]、基于旋转不变信号参数估计(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques, ESPRIT)算法^[6]和基于峰度的 CFO 估计算法^[7]等。盲 CFO 估计方法相较于非盲 CFO 估计方法有更高的频带利用率，某些算法有更好的 CFO 估计性能。

基于子空间的 DOA 估计方法，文献[5]中提出了估计 CFO 的 MUSIC 算法，相较于非盲估计方法拥有更优越的估计性能，但因该算法需要进行谱峰搜索，其复杂度很高；文献[6]提出了估计 CFO 的 ESPRIT 算法，计算复杂度远低于文献[5]中的 MUSIC 算法，但估计精确度较低。本文提出了一种用于 OFDM 系统中的局部搜索 MUSIC 盲 CFO 估计算法，该算法利用频率偏移矩阵列矢量与噪声子空间的正交性和 CFO 的单峰特性，构造了一个改进空间谱函数，通过局部谱峰搜索得到频偏估计值。该算法 CFO 的估计性能优于 ESPRIT 算法^[6]和 MUSIC 算法^[5]，并且能够克服传统 MUSIC 算法在低信噪比下谱峰缺失的问题。

本文中， $(\cdot)^T, (\cdot)^H, (\cdot)^{-1}, (\cdot)^+$ 和 $(\cdot)^*$ 分别表示为转置、共轭转置、求逆、求伪逆和取共轭操作。 $\text{tr}(\cdot)$ 表示求矩阵的迹。 $\mathbf{I}_N, \mathbf{0}_N$ 分别表示 N 维单位矩阵和 N 维零矩阵。 $E[\cdot]$ 表示取期望。 $\text{Re}(\cdot)$ 表示取实部。 $\text{diag}(\mathbf{v})$ 表示对角元素为向量 $\mathbf{v}$ 的对角矩阵。

1 数据模型

考虑一个上行 OFDM 系统^[8-9]。该系统具有 N 个子载波，其中 P 个通道用于数据传输，剩余 $N-P$ 个通道为虚载波。用长度为 L 的循环前缀以消除多径效应带来的信道间干扰，其中 L 大于信号的最大时延。插入循环前缀后，信号经多通道衰弱信道传输。去除循环前缀后，接收信号可以表示为^[6]：

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{E}\mathbf{F}_P \text{diag}(\mathbf{h})\mathbf{s}(k)e^{j2\pi\Delta f(k-1)(N+L)} \quad (1)$$

式中： $\mathbf{E} = \text{diag}(1, e^{j2\pi\Delta f/N}, \dots, e^{j2\pi\Delta f(N-1)/N})$ 为系统中的频偏矩阵； Δf 为频率偏移； $\mathbf{F}_P$ 为反离散傅里叶变换矩阵的前 P 列； $\mathbf{h} = [H(1), H(2), \dots, H(P)]^T$ ， $H(n) = \sum_{l=0}^{L_m-1} h(l)e^{-j2\pi nl/N}$ 为不同信道的频率响应； $\mathbf{s}(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_P(k)]^T$ 为 P 个数据传输通道传输的第 k 个数据块。由式(1)可得接收全部数据的信号为

$$\mathbf{X} = \mathbf{A} \text{diag}(\mathbf{h})\mathbf{B}^T \quad (2)$$

式中： $\mathbf{B} = \text{diag}(1, e^{j2\pi\Delta f(N+L)}, \dots, e^{j2\pi\Delta f(K-1)(N+L)})$ ， $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(1), \mathbf{s}(2), \dots, \mathbf{s}(K)]^T$ 为 P 个通道传输的 K 个数据块； $\mathbf{A}$ 具有范德蒙德特性，即

$$\mathbf{A} = \mathbf{E}\mathbf{F}_P = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\pi(\frac{0}{N}+\Delta f)} & e^{j2\pi(\frac{1}{N}+\Delta f)} & \dots & e^{j2\pi(\frac{P-1}{N}+\Delta f)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi(N-1)(\frac{0}{N}+\Delta f)} & e^{j2\pi(N-1)(\frac{1}{N}+\Delta f)} & \dots & e^{j2\pi(N-1)(\frac{P-1}{N}+\Delta f)} \end{bmatrix}$$

在含噪情况下，接收信号可以表示为

$$\tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{W} \quad (3)$$

式中： $\mathbf{W}$ 是接收过程中的噪声； $\mathbf{S} = \text{diag}(\mathbf{h})\mathbf{B}^T$ 。

2 局部搜索 MUSIC 的 CFO 估计算法

基于特征分解的多重信号分类(MUSIC)算法广泛运用于高分辨率的 DOA 估计中^[10]。对于接收信号，其协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_x = \tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{X}}^H / K$ 可以表示为^[10]：

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \mathbf{U}_s \mathbf{R}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{R}_n \mathbf{U}_n^H \quad (4)$$

式中： $\mathbf{R}_s$ 为 P 个大特征值($\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_P$)组成的对角矩阵； $\mathbf{R}_n$ 为剩下 $N-P$ 个小特征值($\sigma_n, n = P+1, P+2, \dots, N$)组成的对角矩阵； $\mathbf{U}_s$ 和 $\mathbf{U}_n$ 为 P 个大特征值对应的信号矢量和剩余 $N-P$ 个小特征值对应的噪声矢量。由此可得

$$\hat{\mathbf{R}}_x \mathbf{U}_n = \mathbf{A}(\varphi) \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H(\varphi) \mathbf{U}_n + \sigma_n^2 \mathbf{U}_n = \sigma_n^2 \mathbf{U}_n \quad (5)$$

$$\mathbf{A}(\varphi) \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H(\varphi) \mathbf{U}_n = 0 \quad (6)$$

因为矩阵 $\mathbf{R}_s$ 是一个满秩可逆矩阵，所以式(6)可以进一步简化为 $\mathbf{A}^H(\varphi) \mathbf{U}_n = 0$ ，这说明方向矩阵 $\mathbf{A}(\varphi)$ 中的各个列矢量与噪声子空间正交，即

$$\mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\varphi_p) = 0, p = 1, 2, \dots, P \quad (7)$$

由噪声子空间和信号矢量正交，可以构造阵空间谱函数为

$$P_{\text{MUSIC}} = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\varphi)} \quad (8)$$

式中 $\mathbf{a}(\varphi) = [1, e^{2\pi\varphi}, \dots, e^{2\pi(N-1)\varphi}]^T$ ，搜索范围为 $[0, 2\pi P/N]$ 。通过该谱函数进行全局谱峰搜索，可以得到 P 个谱峰，对应的频率偏移分别为 $(\frac{0}{N} + \Delta f, \frac{1}{N} + \Delta f, \dots, \frac{P-1}{N} + \Delta f)$ ，如图 1 所示。

由这 P 个谱峰对应的频偏值可以计算得到真实频偏的估计值

$$\Delta f = \frac{\sum_{i=1}^P \varphi_i - \sum_{i=1}^P (i-1)/N}{P} \quad (9)$$

式中 φ_i 为第 i 个谱峰对应的频偏值。

从图 1 可以看出，在信噪比较高的情况下，可以得到 P 个明显的谱峰，进而根据式(9)得到频偏估计值。但在信噪比较低的情况下，由于噪声的干扰，会出现谱峰不明显，甚至谱峰缺失的情况，如图 2 所示，此时根据式(9)得到的频偏估计值就会与实际频偏值有较大的偏差。此外，由于需要对谱函数全局搜索，传统的 MUSIC 算法的运算量很大，不利于应用于实时 CFO 估计。

为了解决全局搜索 MUSIC 算法存在的大运算量的问题，本文采用局部搜索的方法估计 CFO。 P 个谱峰对应 CFO 有如下关系

$$\varphi_p = 2\pi(\Delta f + \frac{p-1}{N}), p = 1, 2, \dots, P \quad (10)$$

那么，真实频偏 Δf 对应的 P 个方向矢量叠加后仍满足与噪声子空间的正交性：

$$\mathbf{U}_n^H \sum_{p=1}^P \mathbf{a}(2\pi(\Delta f + \frac{p-1}{N})) = 0 \quad (11)$$

类似式(8)，构造式(12)的谱函数，通过局部搜索获取 CFO 估计。

$$P_{\text{LS-MUSIC}} = \frac{1}{\sum_{p=1}^P \mathbf{a}(\varphi + \frac{p-1}{N})^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\varphi + \frac{p-1}{N})} \quad (12)$$

式中频偏估计 φ 的谱峰搜索的范围为 $[0, 2\pi/N]$ 。

由式(11)和式(12)可以看出，局部搜索 MUSIC 算法的搜索范围大大减小，搜索时间大大降低。此外，由于该算法的谱函数是由 P 个谱峰叠加而成，所以在低信噪比情况下，即使个别谱峰不明显或者谱峰缺失，所得谱函数中，真实频偏仍然对应唯一谱峰。其仿真结果在第 4 节显示。局部搜索 MUSIC 的 CFO 估计步骤如下：

步骤 1：计算信号协方差矩阵的估计值 $\hat{\mathbf{R}}_x = \tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{X}}^H / K$ ；

步骤 2：对协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_x$ 进行特征值分解得到噪声子空间 $\mathbf{U}_n$ ；

步骤 3：根据式(12)通过局部谱峰搜索得到 CFO 估计。

3 性能分析

3.1 复杂度分析

各算法的计算复杂度如表 1 所示，其中 N, P 分别为子载波数和系统使用的通道数， K 表示快拍数， n_g 表示 MUSIC 算法全局搜索的搜索次数， n_l 表示局部搜索 MUSIC 算法的搜索次数。

普通的 MUSIC 算法采用全局谱峰搜索， n_g 很大，运算量高；本文提出的 MUSIC 算法采用局部谱峰搜索， n_l 远远小于 n_g ，大大降低了算法的运算量。

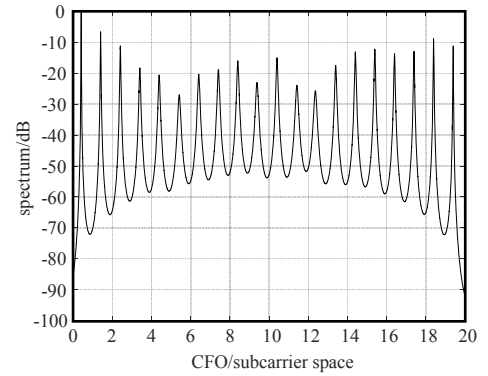


Fig.1 Total spectrum peak searching based on MUSIC algorithm under high SNR ($R_{\text{SN}}=20$ dB, frequency offset $\Delta f=0.4f_c$, number of subcarrier $N=32$, number of channels for transmission $P=20$, number of cyclic prefixes $L=8$)

图 1 高信噪比下基于 MUSIC 算法的全局谱峰搜索图($R_{\text{SN}}=20$ dB, 频率偏移 $\Delta f=0.4f_c$, 子载波数 $N=32$, 传输使用通道数 $P=20$, 循环前缀数 $L=8$)

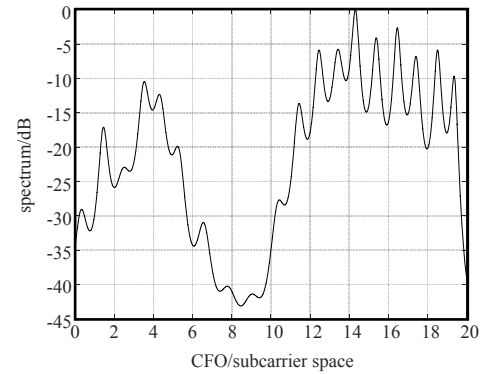


Fig.2 Total spectrum peak searching based on MUSIC algorithm under low SNR ($R_{\text{SN}}=0$ dB, frequency offset $\Delta f=0.4f_c$, number of subcarrier $N=32$, number of channels for transmission $P=20$, number of cyclic prefixes $L=8$)

图 2 低信噪比下基于 MUSIC 算法的全局谱峰搜索图($R_{\text{SN}}=0$ dB, 频率偏移 $\Delta f=0.4f_c$, 子载波数 $N=32$, 传输使用通道数 $P=20$, 循环前缀数 $L=8$)

表 1 各算法复杂度计算

Table1 Computational complexity of each algorithm	
algorithms	complexity
ESPRIT	$O(KN^2 + N^3 + 3P^2(N-1) + P^3)$
MUSIC ^[5]	$O(KN^2 + n_g(N(N-P)(2N-P+2)))$
total search MUSIC	$O(KN^2 + N^3 + n_g(2N^2 + N))$
partial search MUSIC	$O(KN^2 + N^3 + n_l(2N^2P + NP^2))$

3.2 算法优点

该算法采用局部谱峰搜索, 搜索范围为一个子载波, 相较于传统 MUSIC 算法搜索范围为全部 P 个子载波, 本文算法运算量大大降低; 该算法继承了传统 MUSIC 算法较高的估计性能, 且优于 ESPRIT 算法; 该算法在局部搜索时将 P 个谱峰叠加, 能有效解决传统 MUSIC 算法在低信噪比情况下由于谱峰不明显或者谱峰缺失导致估计性能严重下降的问题。

3.3 估计误差分析

MUSIC 估计的本质在于式(8), 但实际应用中由于噪声等各种因素的影响, 只能得到

$$\varepsilon_i = \mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{u}_i, i = P+1, P+2, \dots, N \quad (13)$$

的一个似然估计。其中 $\mathbf{u}_i$ 是矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_x$ 的第 i 个特征矢量。得到它的对数似然函数的形式^[10]为

$$-\ln f = \text{const} + (N-P) \ln[\mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{T} \mathbf{a}(\varphi)] + \frac{\mathbf{L} \mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{a}(\varphi)}{\mathbf{a}^H(\varphi) \mathbf{T} \mathbf{a}(\varphi)} \quad (14)$$

在大快拍数情况下, MUSIC 的估计式(8)的误差服从零均值的联合高斯分布, 其估计误差的协方差矩阵为

$$\mathbf{C}_{\text{MUSIC}} = \frac{\sigma^2}{2L} (\mathbf{H} \cdot \mathbf{I})^{-1} \text{Re} \{ \mathbf{H} \cdot (\mathbf{A}^H \mathbf{T} \mathbf{A})^T \} (\mathbf{H} \cdot \mathbf{I})^{-1} \quad (15)$$

式中: $\mathbf{H} = \mathbf{D}^H \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{D} = [\mathbf{h}(\varphi_1), \mathbf{h}(\varphi_2), \dots, \mathbf{h}(\varphi_P)]$; $\mathbf{D} = [\mathbf{d}(\varphi_1), \mathbf{d}(\varphi_2), \dots, \mathbf{d}(\varphi_P)]$; $\mathbf{T} = \mathbf{U}_S \mathbf{W}_S \mathbf{U}_S^H$; $\mathbf{W}$ 为权重矢量, 本算法中, $\mathbf{W} = \mathbf{I}$ 。其中 $\mathbf{d}(\varphi) = \mathbf{d} \mathbf{a}(\varphi) / \mathrm{d} \varphi$ 是导向矢量的一阶导数, $\mathbf{h}(\varphi) = \mathbf{d}^H(\varphi) \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{d}(\varphi)$ 。

对于 $\mathbf{H}$, 有

$$\mathbf{H} = \mathbf{D}^H \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{D} = \mathbf{D}^H [\mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H] \mathbf{D} \quad (16)$$

可得

$$\mathbf{A}^H \mathbf{T} \mathbf{A} = \mathbf{R}_s^{-1} + \sigma^2 \mathbf{R}_s^{-1} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{R}_s^{-1} \quad (17)$$

计算 $\mathbf{C}_{\text{MUSIC}}$ 时, 式(17)有助于避免对数据协方差矩阵进行特征分解, 从而大大降低运算量。

理想情况下的克拉美罗界(CRB)^[11-12]为

$$\mathbf{C}_{\text{CRB}}(\theta) = \frac{\sigma^2}{2} \left\{ \sum_{i=1}^K \text{Re} [\mathbf{S}^H(i) \mathbf{H} \mathbf{S}(i)] \right\}^{-1} \quad (18)$$

当快拍数和通道数足够大时, CFO 估计的克拉美罗界为

$$\mathbf{C}_{\text{CRB}} = \frac{6}{N^3 K} \begin{bmatrix} 1/R_{\text{SN},1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1/R_{\text{SN},P} \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中 $R_{\text{SN},i} (i=1, 2, \dots, P)$ 为第 i 个传输通道信号的信噪比。

4 仿真结果

在以下仿真中, 为了进行本文的算法误差分析, 定义均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE):

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (\Delta \hat{f}_m - \Delta f)^2} \quad (20)$$

式中: $\Delta \hat{f}_m$ 为第 m 次仿真中 CFO 的估计值; M 为蒙特卡洛仿真次数。

仿真 1: 图 3 和图 4 分别显示在频率偏移 $\Delta f = 0.4$, 子载波数 $N=32$, 传输使用通道数 $P=20$, 循环前缀数量 $L=8$, 快拍数 $K=200$, 在信噪比 $R_{\text{SN}}=0$ dB 和信噪比 $R_{\text{SN}}=20$ dB 时局部谱峰搜索 MUSIC 算法的 CFO 估计情况。全局搜索需要搜索 P 个谱峰, 而局部搜索只需搜索 1 个谱峰, 运算量大大降低。对比图 2 和图 3 可以看出, 在低信噪比情况下, 局部搜索 MUSIC 算法仍能通过谱峰搜索得出较为精确的频偏估计值。

仿真 2: 图 5 显示的是文献[5]介绍的 MUSIC 算法、ESPRIT 算法^[6]和本文局部搜索 MUSIC 算法(Local Searching MUSIC, LS-MUSIC)的 CFO 估计性能比较, 其中 $N=32$, $P=20$, $L=8$, $K=200$, 蒙特卡洛仿真次数为 500 次。由图 5 可知, 本文的局部搜索 MUSIC 算法继承了传统 MUSIC 算法较高的估计性能, 优于 ESPRIT 算法, 而且由于采用局部搜索方法, 其运算量远低于传统 MUSIC 算法。

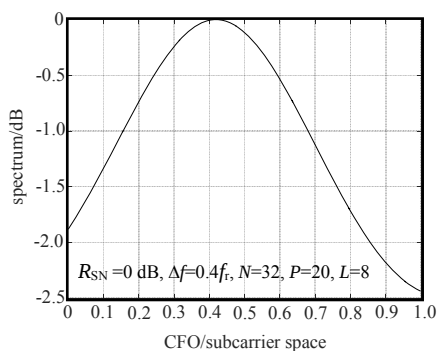


Fig.3 Partial spectrum peak searching based on MUSIC algorithm under low SNR

图3 低信噪比下基于 MUSIC 算法的局部谱峰搜索图

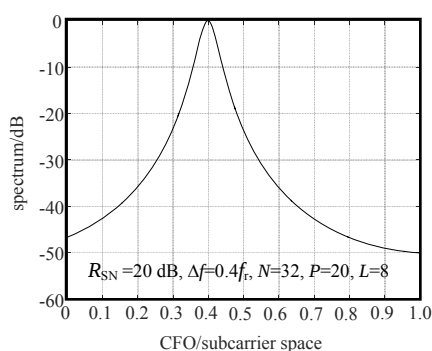


Fig.4 Partial spectrum peak searching based on MUSIC algorithm under high SNR

图4 高信噪比下基于 MUSIC 算法的局部谱峰搜索图

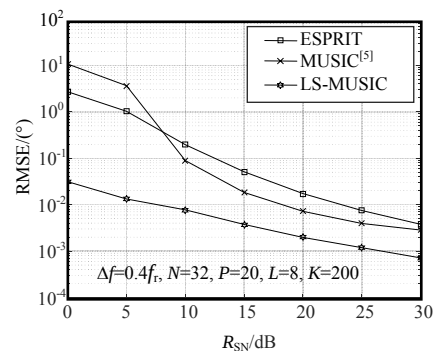


Fig.5 CFO estimation performance of each algorithm versus SNR

图5 各算法 CFO 估计性能比较

仿真 3: 图 6~图 8 显示 MUSIC 算法在不同参数下的性能。图 6 和图 7 分别显示局部搜索 MUSIC 算法在不同子载波数目 N 和不同快拍数 K 下的估计性能, CFO 的估计性能随着 K 和 N 的增加而改善; 图 8 显示算法在不同通道数 P 下的估计性能, 可以看出 CFO 算法性能随 P 的增加而下降。因为随着通道数增加, 通道间的干扰增强, 导致 CFO 估计性能变差。

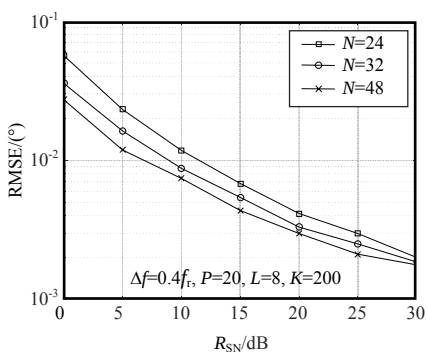


Fig.6 CFO estimation performance with different numbers of subcarriers

图6 不同子载波数 N 下 CFO 估计性能

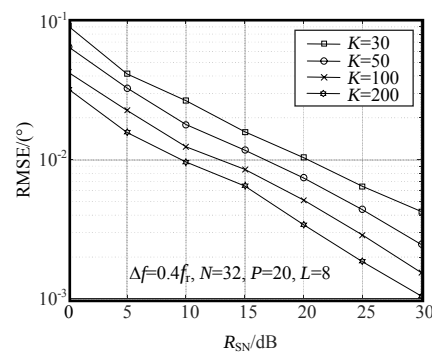


Fig.7 CFO estimation performance with different numbers of snapshots

图7 不同快拍数 K 下 CFO 估计性能

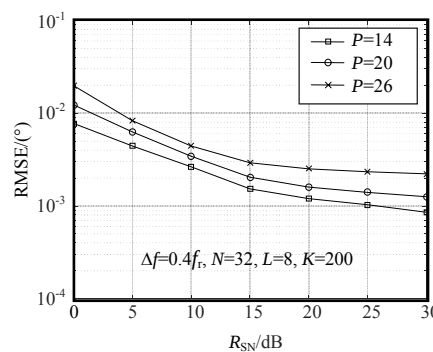


Fig.8 CFO estimation performance with different numbers of channels

图8 不同通道数 P 下 CFO 估计性能

仿真 4: 图 9 显示不同 CFO 情况下的 CFO 估计性能。仿真参数为 $N=32, P=20, K=200, R_{SN}=20$ dB, 并且 CFO 范围为 $[0, \omega]$, 其中 $\omega = 2\pi/N$ 为归一化子载波空间。由图 9 可知, 局部搜索 MUSIC 算法对于不同的 CFO 具有非常接近的 CFO 估计性能。

5 结论

本文提出了一种用于电力无线专网中 OFDM 载波同步算法, 该算法利用频率偏移矩阵列矢量与噪声子空间的正交性和 CFO 的单峰特性, 构造一个改进空间谱函数, 然后通过局部谱峰搜索得到频偏估计值。该频偏估计算法可以解决传统 MUSIC 算法在低信噪比情况下谱峰缺失的问题, 且对于提升电力无线专网通信质量提供了技术支撑。

参考文献:

- [1] 崔文明. 电力无线专网关键技术研究[D]. 南京:东南大学, 2016. (CUI Wenming. Research on the key technologies of private wireless access networks for smart grid[D]. Nanjing, China: Southeast University, 2016.)
- [2] HUTTER A, HAMMERSCHMIDT J S, DE CARVALHO E, et al. Receive diversity for mobile OFDM systems[C]// 2000 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Chicago, IL, USA: IEEE, 2000: 707-712.
- [3] MOOSE P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction[J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(10): 2908-2914.

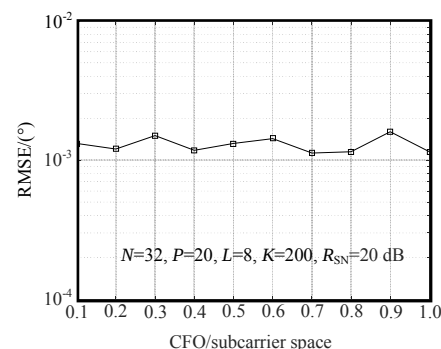


Fig.9 CFO estimation performance versus frequency offset

图9 不同 CFO 情况下的 CFO 估计性能

- [4] VAN DE BEEK J, SANDELL M, BORJESSON P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(7):1800–1805.
- [5] LIU H, TURELI U. A high-efficiency carrier estimator for OFDM communications[J]. IEEE Communications Letters, 1998, 2(4):104–106.
- [6] TURELI U, LIU H, ZOLTOWSKI M D. OFDM blind carrier offset estimation: ESPRIT[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(9):1459–1461.
- [7] YAO Y, GIANNAKIS G. Blind carrier frequency offset estimation in SISO, MIMO, and multiuser OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(1):173–183.
- [8] LEE J, BANG K, LEE S, et al. Carrier frequency offset estimation using ESPRIT for the interleaved OFDMA uplink systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 56(5):3227–3231.
- [9] 冯高鹏. 多天线 OFDM 系统中频偏估计[D]. 南京:南京航空航天大学, 2011:5. (FENG Gaopeng. The research on carrier frequency offset estimation algorithms for OFDM system with multiple antennas[D]. Nanjing, China: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2011:5.)
- [10] 张小飞, 汪飞, 陈伟华. 阵列信号处理的理论 and 应用[M]. 2 版. 北京:国防工业出版社, 2013:113. (ZHANG Xiaofei, WANG Fei, CHEN Weihua. Theory and Application of Array Signal Processing[M]. 2nd ed. Beijing: National Defence Industry Press, 2013:113.)
- [11] STOICA P, NEHORAI A. Performance study of conditional and unconditional direction-of-arrival estimation[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1990, 38(10):1783–1795.
- [12] STOICA P, NEHORAI A. MUSIC, maximum likelihood, and Cramer–Rao bound[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, 37(5):720–741.

作者简介:



马 涛(1983–), 男, 南京市人, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为电力 LTE 无线专网通信.email: nanjingxnd88@126.com.

冯 宝(1984–), 男, 南京市人, 硕士, 工程师, 主要研究方向为电力系统通信和方案设计.email: nanjingxnd88@126.com.

蔡世龙(1975–), 男, 南京市人, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为电力系统通信技术和架构设计.

李 洋(1975–), 男, 南京市人, 博士, 高级工程师, 主要研究方向为电力 LTE 无线专网、电力 IMS 技术研究和产品策划.