

协作多小区正交频分复用系统联合信道估计扩展算法

陈亦鲜^{1*}, 王 渊²

(1. 西南民族大学 电气信息工程学院, 成都 610041; 2. 通信抗干扰技术国家级重点实验室(电子科技大学), 成都 611731)

(*通信作者电子邮箱 cyxian@hotmail.com)

摘 要:多小区联合信道估计(MC-JCE)是多小区协作联合处理技术实用化的基础,然而现有 MC-JCE 算法需满足各小区信道功率延迟谱(PDP)相同且已知的条件。针对这一不足基于协作多小区正交频分复用(OFDM)系统框架首先探讨在多小区信道 PDP 存在差异但已知条件下多小区联合信道估计的扩展算法(MC-eJCE),进而提出未知该信息条件下多小区联合信道估计的修正算法(MC-mJCE),同时为降低算法运算复杂度并获得信道估计最小的均方误差(MSE)。采用梳状导频最优导频设计,推导了以上 MC-JCE 算法的克拉美罗界(CRB)。仿真显示在多小区信道 PDP 存在差异条件下所提 MC-eJCE 和 MC-mJCE 算法都具有良好 MSE 性能,而基于以上算法信道估计的空频块码(SFBC)协作联合传输也具有良好误码率(BER)性能。

关键词:协作多小区;联合信道估计;扩展算法;Cramer-Rao 界

中图分类号:TP393.2;TN929.5 **文献标志码:**A

Extended joint channel estimation in cooperative multi-cell OFDM systems

CHEN Yixian^{1*}, WANG Yuan²

(1. College of Electrical and Information Engineering, Southwest University for Nationalities, Chengdu Sichuan 610041, China;

2. National Key Laboratory of Science and Technology on Communications (University of Electronic Science and Technology of China), Chengdu Sichuan 611731, China)

Abstract: Multi-Cell Joint Channel Estimation (MC-JCE) is the practical basis of community collaboration and joint processing technology; however, the MC-JCE needs Power Delay Profile (PDP) knowledge of all channels remains the same and gets known. To solve this problem, based on the cooperative community Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system framework, this article first explored in the extended multi-cell joint channel estimation (MC-eJCE) algorithm of multi-cell channel PDP differences but known conditions, and then put forward modified multi-cell joint channel estimation (MC-mJCE) algorithm under the condition of this information unknown, at the same time to reduce the computational complexity of algorithm and get minimum Mean Square Error (MSE) of channel estimation. This article used optimal pilot set design of comb pilot to finally derive Cramer-Rao bound of MC-JCE algorithm. The simulation shows the MC-eJCE and MC-mJCE algorithms have good performance of MSE under the conditions of multi-cell channel PDP differences, and Space-Frequency Block Code (SFBC) encoding for joint transmission also has a good performance of Bit Error Rate (BER) based on the above algorithm for channel estimation.

Key words: cooperative multi-cell; joint channel estimation; extensive algorithm; Cramer-Rao bound

0 引言

对无线蜂窝网络支持更高的吞吐量和频谱效率的不断增长的需求,推动了以正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)为技术基础的超三代/四代(Beyond 3th Generation or 4th Generation, B3G/4G)网络的发展。OFDM B3G/4G 技术的首要目标是频率复用为 1 或接近为 1 的具体实用化。然而在频率复用为 1 的网络,小区间干扰(Inter-Cell Interference, ICI)将变得更为严重^[1]。为抑制或消除 ICI 影响,多小区协作联合处理策略受到广泛关注,其基本思想是运用高速回程链路(backhaul link)连接,多小区基站间相互协作,共享信息且联合传输数据,从而构成一个超级多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)天线阵列,这样就有可能将多小区间原本相互的干扰消除甚至转化为有用信号,极大降低干扰信号强度,提高了小区用户性能,尤其是小区边缘用户性能^[2]。

以多小区协作为物理基础的新兴技术例如联合传输、联合预编码、干扰协调和消除等联合处理技术在对抗小区间干扰同时获得更高的网络容量和系统性能方面获得广泛研究并取得较大进展,然而这些技术都必须以基站端和客户端已知及共享整体信道信息为前提,因此性能良好的协作多小区信道估计是未来无线网络的重要基础。传统单小区信道估计一般采用估计邻近小区干扰特征并对其进行抑制或抵消的策略对抗小区间干扰并进行信道估计^[3-4],性能不理想且算法复杂度高。最初应用于单小区多用户信道估计的联合信道估计(Joint Channel Estimation, JCE),基于多小区导频集先验已知前提下,将邻近小区干扰和期望信道作为整体进行信道估计,因而在多小区系统将获得良好的性能^[5-7]。其中文献[5]针对蜂窝系统下行链路场景提出了多小区 JCE 算法,且相比传统算法进一步提升了系统性能。通过定义多分支系统(Multi-branch system),文献[6]将多用户系统和多天线系统统一到该框架下并推导证明该框架下时域 JCE 和频域 JCE 之间具

收稿日期:2012-12-03;修回日期:2013-01-18。 基金项目:西南民族大学中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(10NZYZJ08)。

作者简介:陈亦鲜(1976-),男,四川乐山人,实验师,硕士,主要研究方向:无线通信网络、计算机网络;王渊(1977-),男,甘肃天水人,博士研究生,主要研究方向:无线通信系统同步技术。

有等价关系。文献[7]为进一步提升 JCE 算法在多小区环境的应用价值,基于均方误差 (Mean Square Error, MSE) 最小化方法设计并提出两类最优导频序列设计。然而 JCE 的应用需满足多小区信道功率延迟谱 (Power Delay Profile, PDP) 相同且已知 (本文采用 PDP 来确定性表述多径时延扩展的多径时延功率和抽头位置信息^[8],下文同) 的条件,但在实际网络,多小区由于空间拓扑的关系其信道 PDP 不可能相同,甚至差异很大^[9]。该因素严重限制了 JCE 算法在实际多小区环境中的应用及性能。

本文即针对现有多小区 JCE 算法多小区联合信道估计 (Multi-cell Joint Channel Estimation, MC-JCE) 的不足,首先探讨多小区信道 PDP 存在差异且已知条件下 MC-JCE 的扩展算法,即多小区联合信道估计的扩展算法 (Multi-Cell extended Joint Channel Estimation, MC-eJCE)。其次当该信息未知时利用多小区信道最大抽头位置不超过 CP 长度假设对 MC-JCE 算法进行修正,即多小区联合信道估计的修正算法 (Multi-Cell modified Joint Channel Estimation, MC-mJCE) 算法。以上两种算法都可以看作多小区 JCE 算法基于多小区信道 PDP 存在差异时的扩展性算法。

本文使用符号定义如下: $\lceil x \rceil$ 表示小于 x 的最大整数, $(\cdot)^*$ 表示共轭, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置, $\det(\mathbf{x})$ 表示 \mathbf{x} 行列式, $\text{Re}(\mathbf{x})$ 和 $\text{Im}(\mathbf{x})$ 分别表示 \mathbf{x} 的实部和虚部, \mathbf{I}_N 表示 $N \times N$ 的单位矩阵, $\|\cdot\|$ 表示欧氏范数, $\text{tr}[\cdot]$ 和 $E[\cdot]$ 分别表示矩阵的迹和统计期望。

1 系统模型

因 JCE 算法对 OFDM 系统并不需要区分上行及下行^[6],本文以频率复用因子为 1 的 OFDM 协作多小区下行场景为例。如图 1 所示, N_{Bs} 个小区和位于多小区的 U 个用户构成协作多小区下行链路系统。系统理想同步,且每小区单基站,每基站发送天线数为 N_T ,用户接收天线数为 N_R 。基于协作,多小区内各用户已知各小区导频集并做信道估计,各基站端则共享多小区内信道信息。这样,系统运用联合预编码、干扰抑制等联合处理技术就可以进一步提升系统性能。

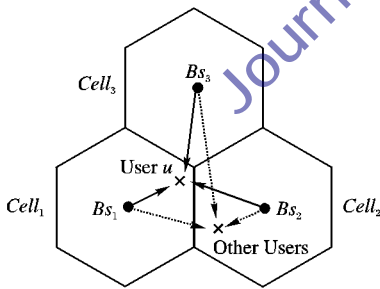


图1 频率复用因子为1的OFDM协作多小区场景

OFDM 系统假设带宽 $Bw = 1/T$ (T 为采样周期), 共包含 N 个子载波, 为消除符号间干扰 (Inter-Symbol Interference, ISI) 插入长度为 L_{CP} 的循环前缀 (Cyclic Prefix, CP), 所以整个 OFDM 符号周期 $T_s = (N + L_{CP})T$ 。每个 OFDM 符号使用其中 N_p 个子载波作为信道估计导频即采用梳状导频图样, 且导频符号等功率等间隔分布。

基带线性时变信道脉冲响应 (Channel Impulse Response, CIR) 为广义平稳非相关散射 (Wide-Sense Stationary-Unrelated Scattering, WSSUS) 零均值复高斯过程。衰落信道冲激响应具有 L 个多径分量, 且每分量由复增益因子 $h_l(t)$ 和对应的延迟 $\tau_l(t)$ 表征, 则表达式^[8]为:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(\tau - \tau_l(t) \cdot T) \quad (1)$$

其中: $\tau_l(t)$ 是 t 时刻运用采样周期 T 归一化后的第 l 径采样空间时延, 通常系统多径延迟功率和抽头位置在数百个 OFDM 符号长度内保持恒定即 PDP 保持恒定^[10], 因此式 (1) 的 $\tau_l(t)$ 改写为 τ_l ; $h_l(t)$ 是 $E[h_l(t)h_l^*(t)] = \sigma_l^2$ 和对任意 $k \neq m$ 时有 $E[h_k(t)h_m^*(t)] = 0$ 的零均值复高斯随机过程, 根据时域相关函数 $E[h_l(t)h_l(t')] = \sigma_l^2 J_0(2\pi f_d(t - t'))$, 则各径间相互独立, 其中 f_d 是最大多普勒扩展, $J_0(\cdot)$ 是零阶贝塞尔函数, σ_l^2 是第 l 径功率且信道总功率归一化为 $\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_l^2 = 1$ 。因此第 n 个 OFDM 接收符号的第 k 子载波频域响应可表示为:

$$H(n, k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) \exp(-j \frac{2\pi}{N} k \tau_l) \quad (2)$$

其中: L 是多径数, N 是 OFDM 符号子载波总数。

假设各小区基站到用户信道间 PDP 相同且已知, 信道阶数为 L 。并令每 OFDM 符号, 长度 N_p 的导频符号 $\{p(s); s = 1, 2, \dots, N_p\}$ 以等功率 $E_p = |p(s)|^2$ 等间隔 D_f 插入 N_p 个相应子载波位置 $P = \{p_s; p_s = (s-1) \cdot D_f, D_f = N/N_p, s = 1, 2, \dots, N_p\}$ 。当系统时频同步且 CP 长度足够大时, 协作多小区内任一用户 u 在接收天线 q 的对应 OFDM 符号导频子载波位置的接收信号矩阵可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{p,u}^q(n) &= \sum_{j=1}^{N_{Bs}} \sum_{i=1}^{N_T} \mathbf{X}_{p,u,j,i}(n) \mathbf{H}_{p,u,j,i}^q(n) + \mathbf{W}_{p,u}^q(n) = \\ &= \sum_{i=1}^{N_{Bs}} \sum_{j=1}^{N_T} \mathbf{X}_{p,u,j,i}(n) \mathbf{F}_{p,L} \mathbf{h}_{u,j,i}^q(n) + \mathbf{W}_{p,u}^q(n) = \\ &= \mathbf{G}_{p,u}(n) \mathbf{h}_u^q(n) + \mathbf{W}_{p,u}^q(n) \end{aligned} \quad (3)$$

其中: $\mathbf{Y}_{p,u}^q(n) = [Y_{p,u}^q(n, k_1), Y_{p,u}^q(n, k_2), \dots, Y_{p,u}^q(n, k_{N_p})]^T$ 是维度 $N_p \times 1$ 的导频接收信号向量; $\mathbf{X}_{p,u,j,i}(n) = \text{diag}\{p_{u,j,i}(n, 1), p_{u,j,i}(n, 2), \dots, p_{u,j,i}(n, N_p)\}$ 是 $N_p \times N_p$ 维的导频矩阵, 其对角元素是小区 i 发送天线 j 向用户 u 的导频符号; $\mathbf{H}_{p,u,j,i}^q(n) = [H_{p,u,j,i}^q(n, p_1), H_{p,u,j,i}^q(n, p_2), \dots, H_{p,u,j,i}^q(n, p_{N_p})]^T$ 是小区 i 发送天线 j 和用户 u 接收天线 q 间对应导频子载波位置的信道频域响应 (Channel Frequency Response, CFR) 向量; $\mathbf{h}_{u,j,i}^q(n) = [h_{u,j,i}^q(n, 0), h_{u,j,i}^q(n, 1), \dots, h_{u,j,i}^q(n, L-1)]^T$ 是对应的 CIR 向量; $\mathbf{F}_{p,L}$ 是 N 点快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 矩阵的 $N_p \times L$ 维傅里叶矩阵, 第 (s, l) 元素为 $[F_{p,L}]_{s,l} = \exp(-j2\pi k_s \tau_l / N)$ ($s = 1, 2, \dots, N_p; l = 0, 1, \dots, L-1$); 而相应的总体导频等效矩阵 $\mathbf{G}_{p,u}(n) = [\mathbf{X}_{p,u,1,1}(n) \mathbf{F}_{p,L}, \dots, \mathbf{X}_{p,u,N_T,N_{Bs}}(n) \mathbf{F}_{p,L}, \dots, \mathbf{X}_{p,u,1,N_{Bs}}(n) \mathbf{F}_{p,L}, \dots, \mathbf{X}_{p,u,N_T,1}(n) \mathbf{F}_{p,L}]$ 维度 $N_p \times N_{Bs} N_T L$; 总体 CIR 向量 $\mathbf{h}_u^q(n) = [h_{u,1,1}^q(n)^T, \dots, h_{u,N_T,1}^q(n)^T, \dots, h_{u,1,N_{Bs}}^q(n)^T, \dots, h_{u,N_T,N_{Bs}}^q(n)^T]^T$ 维度为 $N_{Bs} N_T L \times 1$; $\mathbf{W}_{p,u}^q(n)$ 是 $N_p \times 1$ 维协方差矩阵为 $\sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_p}$ 的零均值复高斯白噪声向量。

因系统 PDP 保持恒定, 式 (3) 的 n 可忽略。同时为了方便起见忽略索引 u 和 q , 式 (3) 改写为:

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{G}_p \mathbf{h} + \mathbf{W}_p \quad (4)$$

2 多小区联合信道估计的扩展算法

2.1 MC-JCE 的扩展和修正算法

上章基于多小区信道间 PDP 相同且已知条件得到式 (4), 通常信道阶数远小于导频长度, 即 $L \ll N_p$, 则 $N_{Bs} N_T L \ll N_p$ 时, 可得式 (4) 的最小二乘 (Least Square, LS) 解:

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{G}_p^H \mathbf{G}_p)^{-1} \mathbf{G}_p^H \mathbf{Y}_p \quad (5)$$

然而在多小区环境, 因物理位置的不同各小区基站到用

户信道间 PDP 不完全相同^[9],因此令各基站到用户间信道阶数相同为 L ,并以信道时延集 $\{\tau_l^{(i)}; l = 0, 1, \dots, L-1, i = 1, 2, \dots, N_{B_s}\}$ 表示相同基站到用户信道 PDP 相同而不同基站到用户间 PDP 存在差异的条件,同时假设 OFDM 系统 CP 长度 L_{CP} 足够大,即 $L_{CP} \geq \max\{\tau_{L-1}^{(i)}\} (i = 1, 2, \dots, N_{B_s})$ 。则在已知上述 PDP 信息时,式(3)可改写为:

$$\mathbf{Y}_p = \sum_{i=1}^{N_{B_s}} \sum_{j=1}^{N_T} \mathbf{X}_{p,j,i} \mathbf{F}_{p,L,i} \mathbf{h}_{1,j,i} + \mathbf{W}_p = \mathbf{G}_{p1} \mathbf{h}_1 + \mathbf{W}_p \quad (6)$$

其中: $\mathbf{F}_{p,L,i}$ 是基站 i 的 $N_p \times L_i$ 维傅里叶变换矩阵,第 (s, l) 元素为 $[\mathbf{F}_{p,L,i}]_{s,l} = \exp(-j2\pi k_s \tau_l^{(i)}/N) (s = 1, 2, \dots, N_p; l = 0, 1, \dots, L-1; i = 1, 2, \dots, N_{B_s})$; $\mathbf{h}_{1,j,i} = [h_{1,j,i}(0), h_{1,j,i}(1), \dots, h_{1,j,i}(L-1)]^T$ 是小区 i 发送天线 j 和用户间 CIR 向量;则相应总体导频等效矩阵为 $\mathbf{G}_{p1} = [\mathbf{X}_{p,1,1} \mathbf{F}_{p,L,1}, \dots, \mathbf{X}_{p,N_T,1} \mathbf{F}_{p,L,1}, \dots, \mathbf{X}_{p,1,N_{B_s}} \mathbf{F}_{p,L,N_{B_s}}, \dots, \mathbf{X}_{p,N_T,N_{B_s}} \mathbf{F}_{p,L,N_{B_s}}]$, 维度 $N_p \times N_{B_s} N_T L$ 。这样即可得到多小区信道 PDP 存在差异条件下信道估计 LS 解:

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = (\mathbf{G}_{p1}^H \mathbf{G}_{p1})^{-1} \mathbf{G}_{p1}^H \mathbf{Y}_p \quad (7)$$

该算法可视作多小区 JCE 算法在各小区 PDP 不同条件下的扩展算法,标识为 MC-eJCE。

在实际中,通常各小区基站到用户间信道 PDP 信息未知而且很难精确获得,因此利用多小区信道最大抽头位置不超过 CP 长度的假设即 $L_{CP} \geq \max\{\tau_{L-1}^{(i)}\} (i = 1, 2, \dots, N_{B_s})$ 条件对多小区 JCE 算法进行修正,式(7)可进一步改写为:

$$\mathbf{Y}_p = \sum_{i=1}^{N_{B_s}} \sum_{j=1}^{N_T} \mathbf{X}_{p,j,i} \mathbf{F}_{p,L_{CP}} \mathbf{h}_{2,j,i} + \mathbf{W}_p = \mathbf{G}_{p2} \mathbf{h}_2 + \mathbf{W}_p \quad (8)$$

其中: $\mathbf{F}_{p,L_{CP}}$ 是 $N_p \times L_{CP}$ 维傅里叶变换矩阵,第 (s, l) 元素为 $[\mathbf{F}_{p,L_{CP}}]_{s,l} = \exp(-j2\pi k_s l/N) (s = 1, 2, \dots, N_p - 1; l = 0, 1, \dots, L_{CP} - 1)$; $\mathbf{h}_{2,j,i} = [h_{2,j,i}(0), h_{2,j,i}(1), \dots, h_{2,j,i}(L_{CP}-1)]^T$ 是小区 i 发送天线 j 和用户间 CIR 向量;总体导频等效矩阵为 $\mathbf{G}_{p2} = [\mathbf{X}_{p,1,1} \mathbf{F}_{p,L_{CP}}, \dots, \mathbf{X}_{p,N_T,1} \mathbf{F}_{p,L_{CP}}, \dots, \mathbf{X}_{p,1,N_{B_s}} \mathbf{F}_{p,L_{CP}}, \dots, \mathbf{X}_{p,N_T,N_{B_s}} \mathbf{F}_{p,L_{CP}}]$, 维度 $N_p \times N_{B_s} N_T L_{CP}$ 。同理当 $N_{B_s} N_T L_{CP} \leq N_p$ 时可得式(8)总体 CIR 向量 \mathbf{h}_2 的 LS 估计:

$$\hat{\mathbf{h}}_2 = (\mathbf{G}_{p2}^H \mathbf{G}_{p2})^{-1} \mathbf{G}_{p2}^H \mathbf{Y}_p \quad (9)$$

该算法可看作 MC-eJCE 算法的修正算法,标识为 MC-mJCE。

由式(5),多小区 JCE 算法的信道单个抽头估计的 MSE 可表示为:

$$MSE_{LS} = \frac{1}{N_{B_s} N_T L} E[\|\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\|^2] = \frac{\sigma_w^2}{N_{B_s} N_T L} \text{tr}[(\mathbf{G}_p^H \mathbf{G}_p)^{-1}] \quad (10)$$

而上述 MC-eJCE 和 MC-mJCE 算法信道单个抽头估计 MSE 具有和式(10) 相同的结果所以不再赘述。那么根据文献[11],如果满足 $(\mathbf{G}_p^H \mathbf{G}_p)^{-1} = \mathbf{I}_{N_{B_s} N_T L} / (N_p E_p)$, 则可获得最小的 MSE 值 $\sigma_w^2 / (N_p E_p)$, 同时式(5)简化为 $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{I}_{N_{B_s} N_T L} \mathbf{G}_p^H \mathbf{Y}_p / (N_p E_p)$, 这将极大降低了算法复杂度。

图2 算法流程进一步展示了现有 MC-JCE 算法和上述 MC-eJCE 和 MC-mJCE 算法之间的区别和联系。当协作多小区 PDP 信息一致且接收端精确已知时,利用现有 MC-JCE 算法得到多小区时域信道向量估计 $\hat{\mathbf{h}}$, 如式(5);多小区 PDP 信息存在差异且接收端已知该信息时,可运用 MC-eJCE 算法得到估计 $\hat{\mathbf{h}}_1$, 如式(7);而当多小区 PDP 信息存在差异且接收端未知时,则使用 CP 长度信息替换该信息,运用 MC-mJCE 算法获得信道估计 $\hat{\mathbf{h}}_2$, 如式(9)。可见,MC-mJCE 算法的条件需求最符合实际情况。

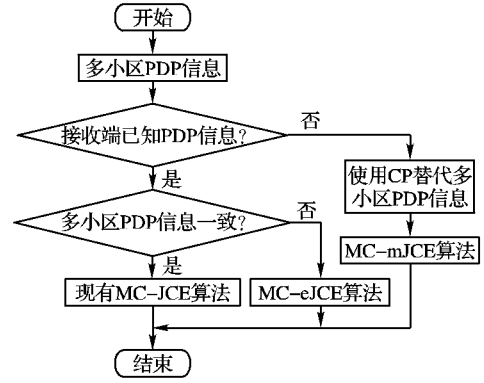


图2 协作多小区现有 MC-JCE 算法和本文算法关系

2.2 协作多小区导频设计

为满足条件 $(\mathbf{G}_p^H \mathbf{G}_p)^{-1} = \mathbf{I}_{N_{B_s} N_T L} / (N_p E_p)$, 如下用文献

[12] 方法,采用正交多项序列 Chu 序列^[13] 设计导频:

根据第1章系统模型,梳状导频集表示为 $\{p(s); s = 1, 2, \dots, N_p\}$ 。以长度 N_p 的 Chu 序列 $c(s)$ 为导频设计的基序列,满足性质:

$$c(s) = \begin{cases} \exp(j\pi r(s-1)^2/N_p), & N_p \text{ 为偶数;} \\ \exp(j\pi r(s-1)s/N_p), & N_p \text{ 为奇数;} \end{cases} \quad s = 1, 2, \dots, N_p \quad (11)$$

其中 r 和 N_p 互质。

令 $\Delta = \lceil N_p / (N_T \cdot N_{B_s}) \rceil$, 则基站 i 发送天线 j 的导频序列

$p_{j,i}(s)$ 为:

$$p_{j,i}(s) = A \cdot c(s) \cdot \exp(j2\pi s \cdot \Delta((i-1)N_T + (j-1))/N_p) \quad (12)$$

其中: A 是导频符号振幅,即 $A = \sqrt{E_p}$; $i = 1, 2, \dots, N_{B_s}$ 表示小区/基站索引; $j = 1, 2, \dots, N_T$ 表示发送天线序号; $s = 1, 2, \dots, N_p$ 表示导频符号索引。

Chu 序列具有恒幅不变、循环自相关为零、频域响应平坦等重要性质,以上导频设计借助 Chu 序列上述特性,利用式(12)的 $\exp(jx)$ 因子使不同基站和发送天线导频序列相位正交,这样求解 LS 信道估计时,在获得最小的 MSE 取值的同时因避免求逆运算而进一步降低算法运算复杂度。

2.3 Cramer-Rao 界

Cramer-Rao 界给出了无偏估计方差的下限,以便讨论估计量的有效性,如下推导前述 JCE 算法信道估计的克拉美罗界(Cramer-Rao Bound, CRB)^[14],仍以多小区 JCE 算法为例。

对复参数向量 $\mathbf{h} = \mathbf{h}_r + j\mathbf{h}_i$, 令实参数向量 $\boldsymbol{\varphi} = [\mathbf{h}_r^T, \mathbf{h}_i^T]^T$ 。根据式(4), \mathbf{W} 是 $N_p \times 1$ 维、概率密度函数(Probability Density Function, PDF)为 $\mathbf{W} \sim \text{CN}(0, \mathbf{C})$, 即服从复高斯分布的复随机向量,其中 $\mathbf{C} = \sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_p}$, 因此有:

$$\mathbf{Y}_p \sim \text{CN}(\mathbf{G}_p \mathbf{h}, \mathbf{C}) \quad (13)$$

所以 $\mu(\mathbf{h}) = \mathbf{G}_p \mathbf{h}, \mathbf{C}(\mathbf{h}) = \mathbf{C} = \sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_p}$, 则给定条件 $\boldsymbol{\varphi}$ 下导频位置接收信号矩阵 \mathbf{Y}_p 的 PDF 为:

$$p(\mathbf{Y}_p; \boldsymbol{\varphi}) = \frac{1}{\pi^{N_p} \det(\mathbf{C}(\mathbf{h}))} \exp(-(Y_p - \mu(\mathbf{h}))^H \mathbf{C}(\mathbf{h})^{-1} (Y_p - \mu(\mathbf{h}))) = \frac{1}{\pi^{N_p} \det(\mathbf{C})} \exp(-(Y_p - \mathbf{G}_p \mathbf{h})^H \mathbf{C}^{-1} (Y_p - \mathbf{G}_p \mathbf{h})) \quad (14)$$

因此 Fisher 信息矩阵 $\mathbf{I}(\boldsymbol{\varphi})_{i,j}$ 表示为:

$$[I(\boldsymbol{\varphi})]_{i,j} = E \left[\frac{\partial \ln p(\mathbf{Y}_p; \boldsymbol{\varphi})}{\partial \varphi_i} \frac{\partial \ln p(\mathbf{Y}_p; \boldsymbol{\varphi})}{\partial \varphi_j} \right] \quad (15)$$

其中 $\frac{\partial \ln p(\mathbf{Y}_p; \boldsymbol{\varphi})}{\partial \varphi(i)}$ 表示对 $\boldsymbol{\varphi}$ 的第 i 个分量取偏导。则有:

$$I(\boldsymbol{\varphi}) = \frac{2}{\sigma_w^2} \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{G}_p^H \mathbf{G}_p) & -\text{Im}(\mathbf{G}_p^H \mathbf{G}_p) \\ \text{Im}(\mathbf{G}_p^H \mathbf{G}_p) & \text{Re}(\mathbf{G}_p^H \mathbf{G}_p) \end{bmatrix} \quad (16)$$

所以:

$$[I(\boldsymbol{\varphi})]_{i,j} = \begin{cases} \frac{2E_p}{\sigma_w^2 N_p}, & i = j \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (17)$$

因 \mathbf{h} 为复参数向量, 对信道阶数为 L 的 JCE 估计向量 $\hat{\mathbf{h}}_L$ 有:

$$CRB(\hat{\mathbf{h}}_L) = \sum_{l=1}^{2L} [(I(\boldsymbol{\varphi}))^{-1}]_{l,l} = \frac{L\sigma_w^2}{N_p E_p} \quad (18)$$

$$MSE_{JCE-L} = \frac{1}{N_{B_s} N_T} E[\|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}\|^2] \geq CRB(\mathbf{h}_L) \quad (19)$$

3 仿真分析

如下仿真论证所提协作多小区联合信道估计相应扩展算法性能。

OFDM 系统参数如下: 频率 $f_c = 2.2$ GHz, 带宽 $Bw = 1/T = 5$ MHz, 总子载波数 $N = 512$, CP 长度 $L_{CP} = 32$ 。每帧 $N = 50$ 个 OFDM 符号, 系统采用梳状导频图样, 导频子载波数 $N_p = 128$, 导频间隔 $D_f = 4$ 。

协作多小区系统假设小区数 $N_{B_s} = 2$, 每小区单基站, 每基站天线数为 N_T , 用户接收天线数 $N_R = 2$ 。系统对协作传输数据进行空频块码 (Space-Frequency Block Code, SFBC) 编码, QPSK 调制。

信道估计采用 3GPP SCM CaseII 信道模型^[15], 简单起见不考虑大尺度衰落并假设各小区信道阶数相同 $L = 6$ 。各小区信道 PDP 的多径延迟功率为 $[0, -1, -9, -10, -15, -20]$ dB, 各小区多径抽头位置在 $[0, 2.510]$ ns 区间均匀分布并保持相互间的差异。以上 PDP 参数在一帧内保持恒定, 用户移动速度为 $v = 30$ km/h。

因导频符号功率为 E_p , 对每基站发送天线数 N_T 的多天线系统考虑发射功率归一化, E_b/N_0 定义为 $(N_T \cdot E_p) / \sigma_w^2$ 。使用 MSE 和误码率 (Bit Error Rate, BER) 指标衡量算法性能, 其中 MSE 定义如式 (19)。

图 3 是协作多小区 JCE 算法扩展算法的 MSE 性能比较情况。可以看到, 当用户端已知精确的多小区信道 PDP 先验信息时, 信道估计算法即 MC-eJCE 的 MSE 性能曲线和 CRB 界吻合, 说明该算法是无偏的。同时, MC-mJCE 由于在信道估计中以 CP 长度信息替代精确的多小区信道 PDP 信息, 虽然极大降低了算法复杂度, 但算法 MSE 性能相比 MC-eJCE 和 CRB 界却有一定损失。

图 4 和图 5 则分别仿真协作多小区系统在基站分别采用单发送天线和两发送天线时不同算法间 BER 性能的对比情况。其中图 4 基站采用单天线, MC-eJCE 已知多小区精确的 PDP 先验信息条件下其 BER 性能和系统已知理想信道状态信息时所获得的理想 BER 性能对比仅有很小的差距; MC-mJCE 相比理想信道条件下的 BER 性能则有一定差距, 但实用中该差距较小且可以接受。这点证明了 MC-mJCE 在算法复杂度和实用价值上的折中在实际运用中是有意义的。图 5 则显示多小区基站采用两发射天线时 MC-eJCE 和 MC-mJCE 算法相

对基站单发射天线时性能都有显著提升。这是因为多小区协作和多天分集及 SFBC 编码增益导致接收端接收信号信噪比的迅速抬升, E_b/N_0 为 10 dB 时系统误码率已达 10^{-4} 以下, 但随 E_b/N_0 增加, 多普勒频移的存在导致系统性能出现地板效应。

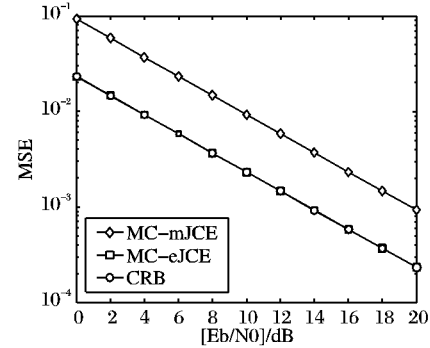


图 3 协作多小区 JCE 算法扩展算法的 MSE 性能对比

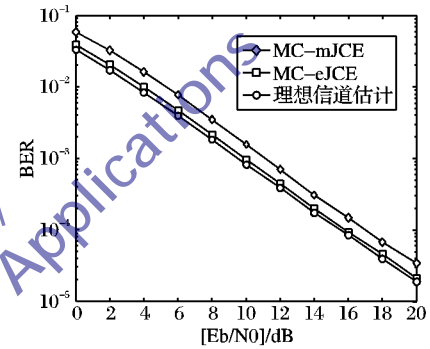


图 4 协作多小区基站单天线时各算法 BER 性能对比

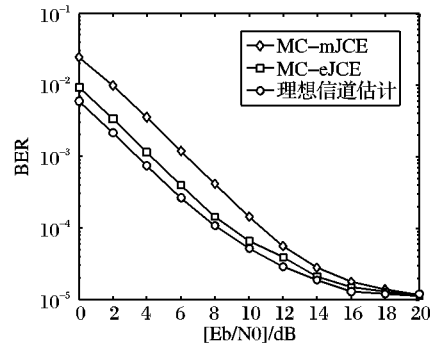


图 5 协作多小区基站两天线时各算法 BER 性能对比

图 6 仿真协作多小区基站单天线时基于 MC-mJCE 算法的 SFBC 联合传输系统对用户不同移动速度 $v = 30$ km/h 和 $v = 120$ km/h 所造成的多普勒频移的鲁棒性能情况, 从中可见该协作系统 BER 性能对用户不同移动速度并不敏感, 说明基于以上 JCE 算法的协作系统对不同移动速度多用户场景具有良好的适用性。

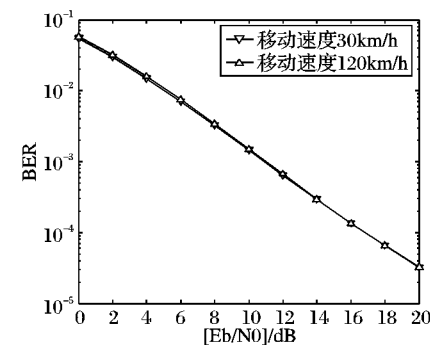


图 6 不同移动速度 MC-mJCE 算法 BER 性能对比

4 结语

基于协作多小区 OFDM 系统,本文首先探讨在多小区信道 PDP 存在差异且已知条件下多小区联合信道估计扩展算法 MC-eJCE,进而提出未知该信息条件下具有实用意义的修正算法 MC-mJCE。仿真中注意到当使用 CP 长度替代多小区精确 PDP 先验信息时,MC-mJCE 相比 MC-eJCE 有一定的 MSE 性能损失,这为本文所提算法的进一步优化提供了空间,也是下一步需研究的重点。

参考文献:

- [1] GESBERT D, HANLY S, HUANG H, *et al.* Multi-cell MIMO cooperative networks: A new look at interference[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2010, 28(9): 1380–1408.
- [2] IRMER R, DROSTE H, MARSCH P, *et al.* Coordinated multi-point: Concepts, performance, and field trial results[J]. IEEE Communications Magazine, 2011, 49(2): 102–111.
- [3] LI Y, SOLLENBERGER N R. Adaptive antenna arrays for OFDM systems with cochannel interference[J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(2): 217–229.
- [4] JEREMIC A, THOMAS T A, NEHORAI A. OFDM channel estimation in the presence of interference[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(12): 3429–3439.
- [5] XUE P, KANG D K, KIM D K. Improved multi-cell joint channel estimation for TD-SCDMA downlink[C]// VTC Spring 2008: Proceeding of the IEEE Vehicular Technology Conference. Singapore: IEEE Press, 2008: 1458–1462.
- [6] KANG G, WECKERLE M, COSTA E, *et al.* Time and frequency domain joint channel estimation in multi-branch systems[C]// Proceedings of the 5th WSEAS International Conference on Applied Electromagnetics, Wireless and Optical Communications. Corfu,

Greece: WSEAS Press, 2005: 25–30.

- [7] CHEN X, ZHANG N, CAO Y, *et al.* Further investigation on pilot design for MIMO OFDM systems in multi-cell environment[C]// VTC 2009-Fall: Preceeding of the 70th IEEE Vehicular Technology Conference. Anchorage, AK: IEEE Press, 2009: 1–5.
- [8] GOLDSMITH A. Wireless communications[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [9] SATHYENDRAN A, SOWERBY K W, SHAFI M. A statistical approach to the analysis of DS/CDMA cellular systems employing RAKE receivers and sectorized antennas[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1999, 48(1): 8–19.
- [10] SIMEONE O, BAR-NESS Y, SPAGNOLINI U. Pilot-based channel estimation for OFDM systems by tracking the delay-subspace[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(1): 315–325.
- [11] BARHUMI I, LEUS G, MOONEN M. Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(6): 1615–1624.
- [12] SONG B, GUI L, ZHANG W. Comb type pilot aided channel estimation in OFDM systems with transmit diversity[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2006, 52(1): 50–57.
- [13] CHU D. Polyphase codes with good periodic correlation properties[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1972, 18(4): 531–532.
- [14] KAY S M. Fundamentals of statistical signal processing, Volume I: Estimaion theory[M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall Press, 1993.
- [15] 3GPP TS 25.996 V8.0.0. Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations(Release 8) [S]. [S. l.]: 3GPP, 2008.

(上接第 1224 页)

参考文献:

- [1] ROJAS I, VALENZUELA O, ROJAS F, *et al.* Soft-computing techniques and ARMA model for time series prediction[J]. Neurocomputing, 2008, 71(4/5/6): 519–537.
- [2] KAYACAN E, ULUTAS B, KAYNAK O. Grey system theory-based models in time series prediction[J]. Expert Systems with Applications, 2010, 37(2): 1784–1789.
- [3] 张哈,王霞. 基于小波分解的网络流量时间序列建模与预测[J]. 计算机应用研究, 2012, 29(8): 3134–3136.
- [4] 陈巍. 移动通信网络系统接通率评估体系的研究[D]. 上海: 上海海事大学, 2006.
- [5] 吴今培. 模糊诊断理论及应用[M]. 北京: 科学出版社, 1995.
- [6] 吴今培. 模糊时间序列建模及应用[J]. 系统工程, 2002, 20(4): 72–76.
- [7] SONG Q, CHISSOM B S. Fuzzy time series and its models[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1993, 54(3): 269–277.
- [8] BOX G E P, JENKINS G M. Time series analysis forecasting and control[M]. 2nd ed. San Francisco, CA: Holden-Day, 1976.
- [9] KASABOV N K, SONG Q. DENFIS: Dynamic evolving neural-fuzzy inference system and its application for time-series prediction[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2002, 10(2): 144–154.
- [10] HATHAWAY R, BEZDEK J C. Switching regression model and fuzzy clustering[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 1993, 1

(3): 195–204.

- [11] KIM E, PARK M, JI S, *et al.* A new approach to fuzzy modeling[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 1997, 5(3): 328–337.
- [12] 刘次华. 随机过程[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2008.
- [13] VALENZUELA O, ROJAS I, ROJAS F, *et al.* Hybridization of intelligent techniques and ARIMA models for time series prediction[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2008, 159(7): 821–845.
- [14] 李鸿吉. 模糊数学基础及实用算法[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [15] 邵维亮, 刘雄, 景崇毅. 基于模糊时间序列的机场旅客周转量预测[J]. 科学技术与工程, 2011, 11(7): 1640–1643.
- [16] 桂斌, 黄立冬, 周杰, 等. 金融时间序列模糊边界预测研究[J]. 小型微型计算机系统, 2012, 33(10): 2283–2286.
- [17] 邢藏菊, 王守觉, 邓浩江, 等. 一种基于极值中值的新型滤波算法[J]. 中国图象图形学报, 2001, 6(6): 533–536.
- [18] AKAIKE H. A new look at the statistical model identification[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1974, 19(6): 716–723.
- [19] 易丹辉. 数据分析与 Eviews 应用[M]. 北京: 中国人民大学出版社, 2008.
- [20] TANAKA H, ISHIBUCHI H. Identification of possibilistic linear systems by quadratic membership functions of fuzzy parameters[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1991, 41(2): 145–160.