

文章编号: 2095-4980(2018)04-0609-05

## 一种 LTE 多小区干扰环境下的信道估计方法

胡 杨, 胡 蝶\*

(复旦大学 通信科学与工程系, 上海 200433)

**摘 要:** 随着无线通信的发展, 小区密度与频谱利用率不断增加, 高频率复用度使得处于小区边缘的用户受到严重的来自邻小区的同频干扰。提出一种长期演进(LTE)多小区干扰环境下的信道估计算法, 当服务小区与强干扰小区使用相同的导频位置, 且两小区之间存在时偏与频偏时, 联合估计服务小区与干扰小区的信道频域响应(CFR); 根据导频位置、导频序列、时偏和频偏大小信息建模, 通过求解方程组得到服务小区与强干扰小区的信道时域响应(CTR), 对服务小区与强干扰小区CTR分别进行傅里叶变换得到CFR。仿真结果表明, 在服务小区信干噪比(SINR)较小时, 与传统信道估计算法相比, 所提方法在归一化均方误差(NMSE)、误比特率(BER)性能上均有明显提升。

**关键词:** 长期演进; 多小区; 信道估计; 正交频分复用; 导频干扰

**中图分类号:** TN911

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11805/TKYDA201804.0609

## A channel estimation method under LTE multi-cell interference environment

HU Yang, HU Die\*

(Department of Communication Science and Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China)

**Abstract:** With the development of wireless communication, the cell density, spectral efficiency and communication quality have increased. Nevertheless, the users of a cell edge suffer a lot from co-frequency interference by adjacent cells due to high frequency reuse rate. A channel estimation method is proposed under Long Term Evolution(LTE) multi-cell systems. The proposed method can jointly estimate the Channel Frequency Response(CFR) of the serving cell and the strong interference cell, when both cells share the same pilot positions and there exist time offset and frequency offset. In the proposed method, a model is presented for the received signals with pilot positions, sequences, time and frequency offsets, then the Channel Time Response(CTR) is jointly estimated by solving the equations, and finally the estimated CFR is obtained by using the Fourier transform. The simulation results show that, compared with the conventional method, the proposed method can significantly improve the Bit Error Rate(BER) and the Normalized Mean Square Error(NMSE) performance, especially when Signal to Interference plus Noise Ratio(SINR) is small.

**Keywords:** Long Term Evolution; multi-cell; channel estimation; Orthogonal Frequency-Division Multiplexing(OFDM); pilot interference

长期演进(LTE)是由第三代合作伙伴计划(3rd Generation Partnership Project, 3GPP)组织制定的通用移动通信系统技术标准。LTE系统引入了正交频分复用(OFDM)与多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)等关键技术,显著增加了频谱效率与数据传输速率。信道估计的准确程度直接影响检测算法的性能与数据传输效率,对于服务小区与邻小区采用相同载波频率的同频组网方式,靠近服务小区边缘的用户会受到来自邻小区的较强干扰,因此如何保证边缘用户信道估计的准确度非常关键。传统的信道估计算法将干扰信号作为噪声处理,基于最小二乘法(Least Squares, LS)对服务小区信道进行估计<sup>[1]</sup>,当干扰功率较大时,信道估计准确性会严重下降。

目前已有文献对多小区干扰环境下的信道估计进行研究<sup>[2-6]</sup>。在传统信道估计算法的基础上,文献[2]发展出基于最大似然(Maximum Likelihood, ML)算法与基于最大期望算法的信道估计技术等,但未对干扰信号进行

收稿日期: 2017-09-17; 修回日期: 2017-10-29

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61771144)

\*通信作者: 胡 蝶 email:hudie@fudan.edu.cn.

处理。文献[3]提出一种多小区大规模 MIMO OFDM 系统下基于块结构压缩感知(Compressive Sensing, CS)算法的下行信道估计方法,能够提高服务小区信道估计性能。多小区基站采用相同的导频位置,以减少导频开支,但其中要求导频序列两两正交以避免导频污染,这在 LTE 系统中难以实现。文献[4]提出一种时分同步码分多址(Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access, TD-SCDMA)系统下的上行链路联合信道估计,改变信道估计矩阵结构,将强干扰用户也作为可以检测的用户信号来处理,从而降低信道估计中的噪声,进而提高信道估计的精确度,但文献[4]并未考虑不同小区间的非同步性带来的影响。

本文提出一种 LTE 多小区干扰环境下的联合信道估计方法,当强干扰小区与服务小区使用相同的导频位置,且两小区之间存在非同步性,即强干扰小区与服务小区之间存在时偏与频偏时,同时估计出服务小区与干扰小区的信道频域响应。根据导频位置、导频序列、时偏和频偏大小信息建立方程组,然后通过求解该方程组得到服务小区与强干扰小区的信道时域响应,最后对服务小区和强干扰小区信道时域响应分别进行傅里叶变换得到信道频域响应。由于将强干扰信号当作有用信号进行处理,所提方法可极大提高多小区干扰环境下,服务小区信道估计的性能,尤其是当服务小区信干噪比较小时。

## 1 LTE 多小区系统模型

考虑一个 LTE 系统多小区场景,其中服务小区、强干扰小区和弱干扰小区都配置 2 根发送天线,服务小区与强干扰小区采用相同的导频位置、不同的导频序列,干扰小区与服务小区之间均存在时偏与频偏,用户端配置 2 根接收天线。

根据 3GPP-LTE 协议规定<sup>[7]</sup>,在下行无线数据帧结构中,一个 10 ms 的帧被分为 10 个子帧;当基站配置 2 根发送天线时,每个子帧在第  $l$  个 OFDM 符号中放置导频,  $l \in \{0,4,7,11\}$ ;这 4 个 OFDM 符号中的每一个都包含  $P=N_0/6$  个导频,即每 6 个子载波放置 1 个导频,  $N_0$  为系统可用子载波数。用  $k_{nlp}$  定义基站第  $n$  根发送天线第  $l$  个 OFDM 符号间隔内的导频位置,其中  $n \in \{1,2\}$ ,  $p \in \{1,2,\dots,P\}$ ,则根据协议,  $\{k_{n0p}\}_{p=1}^P = \{k_{n7p}\}_{p=1}^P$ ,  $\{k_{n4p}\}_{p=1}^P = \{k_{n11p}\}_{p=1}^P$ ,即每根发送天线上的  $l=0$  与  $l=7$  这 2 个 OFDM 符号中的导频位置完全相同,  $l=4$  与  $l=11$  这 2 个 OFDM 符号中的导频位置完全相同。协议还规定,当一根天线在某个子载波上发送导频信号时,另一根天线在该子载波上不发送任何信号,即  $k_{1p} \neq k_{2p}$ 。

用户从接收数据的同步信道中获取服务小区的导频位置集合  $\{k_{nlp}\}$  与导频序列  $\{b_{nl}^{(l)}(k_{nlp})\}$ ,当信道变化较慢时,可以假定一个子帧内所有 OFDM 符号间隔内的信道响应不变。用户端第  $m$  根天线接收到的第  $l$  个 OFDM 符号的第  $k_{nlp}$  个子载波上的信号可以表示为:

$$y_{ml}(k_{nlp}) = H_{mn}^{(l)}(k_{nlp})b_{nl}^{(l)}(k_{nlp}) + Z_{mnl}(k_{nlp}) \quad (1)$$

式中:  $l \in \{0,4,7,11\}$ ,  $m, n \in \{1,2\}$ ;  $b_{nl}^{(l)}(k_{nlp})$  代表服务小区第  $n$  根发送天线在第  $l$  个 OFDM 符号第  $k_{nlp}$  个子载波上的导频信号;  $H_{mn}^{(l)}(k_{nlp})$  为服务小区第  $n$  根发送天线到用户端第  $m$  根接收天线第  $k_{nlp}$  个子载波上的信道频域响应;  $Z_{mnl}(k_{nlp})$  代表其他干扰小区信号、子载波间干扰与加性高斯白噪声之和。

## 2 传统的信道估计算法

当移动台速度较慢时,可以假定信道在一个子帧内不变,将接收到的第  $l$  个 OFDM 符号中所有的导频集中起来,式(1)可重写为矩阵-向量形式:

$$\mathbf{y}_{ml} = \mathbf{B}_{nl}^{(l)} \tilde{\mathbf{H}}_{mnl}^{(l)} + \mathbf{N}_{mnl} = \mathbf{B}_{nl}^{(l)} \tilde{\mathbf{F}}_l^{(l)} \mathbf{h}_{mn}^{(l)} + \mathbf{Z}_{mnl} \quad (2)$$

式中:  $\mathbf{y}_{ml} = [y_{ml}(k_{n11}), y_{ml}(k_{n12}), \dots, y_{ml}(k_{n1P})]^T$  是  $P \times 1$  维接收导频向量;  $\mathbf{B}_{nl}^{(l)} = \text{diag}\{b_{nl}^{(l)}(k_{n11}), b_{nl}^{(l)}(k_{n12}), \dots, b_{nl}^{(l)}(k_{n1P})\}$  是  $P \times P$  维对角矩阵;  $\tilde{\mathbf{H}}_{mnl}^{(l)} = [H_{mn}^{(l)}(k_{n11}), H_{mn}^{(l)}(k_{n12}), \dots, H_{mn}^{(l)}(k_{n1P})]^T$  是  $P \times 1$  维向量;  $\mathbf{h}_{mn}^{(l)}$  是服务小区长度为  $N_l$  的信道时域响应,  $N_l$  为信道时域抽头个数;  $\tilde{\mathbf{F}}_l^{(l)}$  是维度为  $P \times N_l$  的由服务小区傅里叶变换矩阵  $\mathbf{F}^{(l)}$  中导频位置对应行向量构成的子矩阵,

其中对应的行向量与 OFDM 符号  $l$  有关,  $\mathbf{F}^{(l)}$  为  $N_0 \times N_l$  维矩阵,其元素为  $\mathbf{F}^{(l)}(k, z_1) = e^{-j2\pi \frac{kz_1}{N}}$ ,  $z_1 \in \{0, 1, \dots, N_l - 1\}$ ,

$k \in \left\{ -\frac{N_0}{2}, \dots, -1, 1, \dots, \frac{N_0}{2} \right\}$ ,  $N$  为系统总子载波数,即快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)的大小;

$\mathbf{Z}_{mnl} = [Z_{mnl}(k_{n11}), Z_{mnl}(k_{n12}), \dots, Z_{mnl}(k_{n1P})]^T$  是  $P \times 1$  维干扰信号加噪声向量。

传统的信道估计算法仅对服务小区进行处理,基于 LS 算法得到该子帧间隔内信道时域响应(CTR)的估计  $\hat{\mathbf{h}}_{mn}^{(1)}$ ,  $\hat{\mathbf{h}}_{mn}^{(1)} = (\mathbf{B}_{nl}^{(1)} \tilde{\mathbf{F}}_l^{(1)})^H (\mathbf{B}_{nl}^{(1)} \tilde{\mathbf{F}}_l^{(1)})^{-1} (\mathbf{B}_{nl}^{(1)} \tilde{\mathbf{F}}_l^{(1)})^H \mathbf{y}_{ml}$ , 对  $\hat{\mathbf{h}}_{mn}^{(1)}$  进行傅里叶变换得到该子帧间隔内可用子载波上的 CFR 估计, 即  $\hat{\mathbf{H}}_{mn}^{(1)} = \mathbf{F}^{(1)} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{mn}^{(1)}$ 。

在多小区环境中, 用户端通常会受到来自其他小区信号的干扰。例如, 当用户处于服务小区边缘时, 会受到较大的邻区干扰。由于传统信道估计方法没有对干扰进行处理, 因此估计的性能将随着干扰的加剧而急剧下降。特别地, 当干扰小区采用与服务小区相同的导频位置时, 由于导频污染严重, 传统信道估计方法的性能将急剧恶化。因此, 在多小区干扰环境下, 特别是当强干扰小区和服务小区采用相同的导频位置时, 需要一个更有效的信道估计方法。

### 3 所提的联合信道估计方法

传统信道估计方法只对服务小区的  $H_{mn}^{(1)}(k_{nlp})$  进行估计, 当干扰较大, 即式(1)中第 2 项的影响不能忽略时, 传统方法的性能将会恶化。本文提出将强干扰小区信号作为有用信号, 对服务小区与强干扰小区的信道进行联合估计, 可极大提升强干扰环境下的信道估计性能。

假设已知强干扰小区与服务小区之间的时偏  $\tau_0$  与频偏  $f_0$  信息, 当时偏  $\tau_0$  在 OFDM 符号的循环前缀(Cyclic Prefix, CP)长度以内时, 不会引入符号间干扰, 但会影响强干扰小区到用户端的 CFR 值, 即强干扰小区第  $n$  根发送天线到用户端第  $m$  根接收天线第  $k_{nlp}$  个子载波上的 CFR 表示为  $H_{mn}^{(2)}(k_{nlp}) = \exp\left\{-j\frac{2\pi}{N}k_{nlp}z_2\right\} \mathbf{h}_{mn}^{(2)}$ , 其中  $z_2 = [N_\tau, N_\tau + 1, \dots, N_\tau + N_t - 1]$ ,  $\mathbf{h}_{mn}^{(2)}$  是强干扰小区  $N_t \times 1$  维的 CTR,  $N_\tau = \lfloor \tau_0 f_s \rfloor$  代表时偏  $\tau_0$  内的采样点个数,  $f_s$  是系统采样频率,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整。频偏  $f_0$  会引入相位变化  $\varphi_l$  以及子载波间干扰<sup>[8]</sup>, 其中  $\varphi_l = \frac{2\pi\varepsilon}{N} \left( lN + \sum_{i=0}^l N_{CP}^i \right)$ ,  $\varepsilon = \frac{f_0}{\Delta f}$  是归一化的频偏,  $\Delta f$  是子载波间隔,  $\Delta f = \frac{f_s}{N}$ ,  $N_{CP}^i$  是第  $i$  个 OFDM 符号的 CP 长度。因此, 将来自强干扰小区的信号从式(1)  $Z_{mnl}(k_{nlp})$  中分离出来, 表示为  $Z_{mnl}(k_{nlp}) = e^{j\varphi_l} H_{mn}^{(2)}(k_{nlp}) b_{nl}^{(2)}(k_{nlp}) + W_{mnl}(k_{nlp})$ , 其中  $b_{nl}^{(2)}(k_{nlp})$  是强干扰小区的导频序列,  $W_{mnl}(k_{nlp})$  是其他干扰与噪声之和。

将式(1)重写为:

$$\mathbf{y}_{ml} = H_{mn}^{(1)}(k_{nlp}) b_{nl}^{(1)}(k_{nlp}) + e^{j\varphi_l} H_{mn}^{(2)}(k_{nlp}) b_{nl}^{(2)}(k_{nlp}) + W_{mnl}(k_{nlp}) \quad (3)$$

将接收到的第  $l$  个 OFDM 符号中所有的导频集中起来, 式(3)可重写为矩阵-向量形式:

$$\mathbf{y}_{ml} = \mathbf{B}_{nl}^{(1)} \tilde{\mathbf{H}}_{mnl}^{(1)} + e^{j\varphi_l} \mathbf{B}_{nl}^{(2)} \tilde{\mathbf{H}}_{mnl}^{(2)} + \mathbf{W}_{mnl} = \mathbf{B}_{nl}^{(1)} \tilde{\mathbf{F}}_l^{(1)} \mathbf{h}_{mn}^{(1)} + e^{j\varphi_l} \mathbf{B}_{nl}^{(2)} \tilde{\mathbf{F}}_l^{(2)} \mathbf{h}_{mn}^{(2)} + \mathbf{W}_{mnl} \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{B}_{nl}^{(2)} = \text{diag}\{b_{nl}^{(2)}(k_{n1}), b_{nl}^{(2)}(k_{n2}), \dots, b_{nl}^{(2)}(k_{nlp})\}$  是  $P \times P$  维对角矩阵;  $\tilde{\mathbf{H}}_{mnl}^{(2)} = [H_{mn}^{(2)}(k_{n1}), H_{mn}^{(2)}(k_{n2}), \dots, H_{mn}^{(2)}(k_{nlp})]^T$  是  $P \times 1$  维向量;  $\tilde{\mathbf{F}}_l^{(2)}$  是维度为  $P \times N_t$  的由强干扰傅里叶变换矩阵  $\mathbf{F}^{(2)}$  中导频位置对应行向量构成的子矩阵, 其中对应的行向量与 OFDM 符号  $l$  有关,  $\mathbf{F}^{(2)}$  是  $N_0 \times N_t$  维矩阵, 其元素与时偏有关, 为  $\mathbf{F}^{(2)}(k, z_2) = e^{-j2\pi \frac{kz_2}{N}}$ ,  $z_2 \in \{N_\tau, N_\tau + 1, \dots, N_\tau + N_t - 1\}$ ,  $k \in \left\{-\frac{N_0}{2}, \dots, -1, 1, \dots, \frac{N_0}{2}\right\}$ ;  $\mathbf{W}_{mnl} = [W_{mnl}(k_{n1}), W_{mnl}(k_{n2}), \dots, W_{mnl}(k_{nlp})]^T$  是  $P \times 1$  维其他干扰加噪声向量。

联合一帧中接收到的所有导频, 即联合  $l=0, 4, 7, 11$  这 4 个 OFDM 符号中的导频, 由式(4)可得如下方程组

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{m0} \\ \mathbf{y}_{m4} \\ \mathbf{y}_{m7} \\ \mathbf{y}_{m11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{n0}^{(1)} \tilde{\mathbf{F}}_0^{(1)} & e^{j\varphi_0} \mathbf{B}_{n0}^{(2)} \tilde{\mathbf{F}}_0^{(2)} \\ \mathbf{B}_{n4}^{(1)} \tilde{\mathbf{F}}_4^{(1)} & e^{j\varphi_4} \mathbf{B}_{n4}^{(2)} \tilde{\mathbf{F}}_4^{(2)} \\ \mathbf{B}_{n7}^{(1)} \tilde{\mathbf{F}}_7^{(1)} & e^{j\varphi_7} \mathbf{B}_{n7}^{(2)} \tilde{\mathbf{F}}_7^{(2)} \\ \mathbf{B}_{n11}^{(1)} \tilde{\mathbf{F}}_{11}^{(1)} & e^{j\varphi_{11}} \mathbf{B}_{n11}^{(2)} \tilde{\mathbf{F}}_{11}^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{mn}^{(1)} \\ \mathbf{h}_{mn}^{(2)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{mn0} \\ \mathbf{W}_{mn4} \\ \mathbf{W}_{mn7} \\ \mathbf{W}_{mn11} \end{bmatrix} \quad (5)$$

记为:

$$\mathbf{Y}_m = \mathbf{A}_n \mathbf{h}_{mn} + \mathbf{W}_{mn} \quad (6)$$

式中:  $\mathbf{Y}_m$  是  $4P \times 1$  维向量;  $\mathbf{A}_n$  是  $4P \times 2N_t$  维矩阵;  $\mathbf{h}_{mn}$  是  $2N_t \times 1$  维向量;  $\mathbf{W}_{mn}$  是  $4P \times 1$  维向量。

根据式(6), 可以同时得到一个子帧间隔内服务小区与强干扰小区下行信道时域响应的最小二乘估计:

$$\hat{\mathbf{h}}_{mn} = (\mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n)^{-1} \mathbf{A}_n^H \mathbf{Y}_m \quad (7)$$

由式(5)可知,  $\hat{\mathbf{h}}_{mn}$  的前半部分为服务小区的信道时域响应估计  $\hat{\mathbf{h}}_{mn}^{(1)}$ , 后半部分为强干扰小区的信道时域响应估计  $\hat{\mathbf{h}}_{mn}^{(2)}$ 。分别对  $\hat{\mathbf{h}}_{mn}^{(1)}$  和  $\hat{\mathbf{h}}_{mn}^{(2)}$  进行傅里叶变换得到服务小区及强干扰小区在该子帧间隔内的 CFR 估计:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{H}}_{mn}^{(1)} = \mathbf{F}^{(1)} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{mn}^{(1)} \\ \hat{\mathbf{H}}_{mn}^{(2)} = \mathbf{F}^{(2)} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{mn}^{(2)} \end{cases} \quad (8)$$

式中  $\hat{\mathbf{H}}_{mn}^{(1)}$  和  $\hat{\mathbf{H}}_{mn}^{(2)}$  均为  $N_0 \times 1$  维向量。

### 4 仿真结果及分析

考虑一个 LTE 系统多小区环境, 系统带宽为 10 MHz, 总子载波数  $N=1024$ , 可用子载波数  $N_0=600$ , 采样频率  $f_s=15.36$  MHz, 服务小区受到一个强干扰小区与一个弱干扰小区的影响, 服务小区与强干扰小区采用相同的导频位置。基站均采用正交相移键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)调制。基站与用户都配置 2 根天线, 基站以发送分集方式发送信号, 不同小区的信号经历不同的多径衰落信道后到达用户接收机, 其中强干扰小区的信号功率固定为 13.91 dB, 弱干扰小区的信号功率固定为 3.34 dB, 噪声功率归一化为 1。

图 1 和图 2 分别仿真比较了所提的联合信道估计方法与传统信道估计方法在不同服务小区信干噪比(SINR)的情况下, 信道估计的归一化均方误差(NMSE)性能与系统的误比特率(BER)性能, 其中强干扰小区与服务小区之间时偏  $\tau_0=2 \mu\text{s}$ , 频偏  $f_0=200$  Hz。

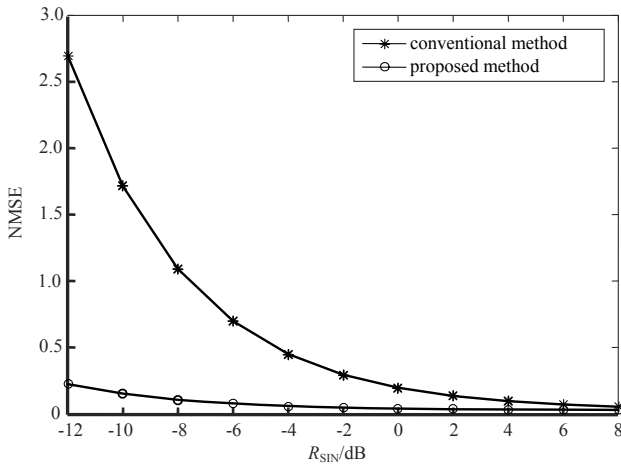


Fig.1 NMSE performance of the proposed method and the conventional method with different SINRs

图 1 所提方法与传统信道估计算法不同 SINR 下的 NMSE 性能比较

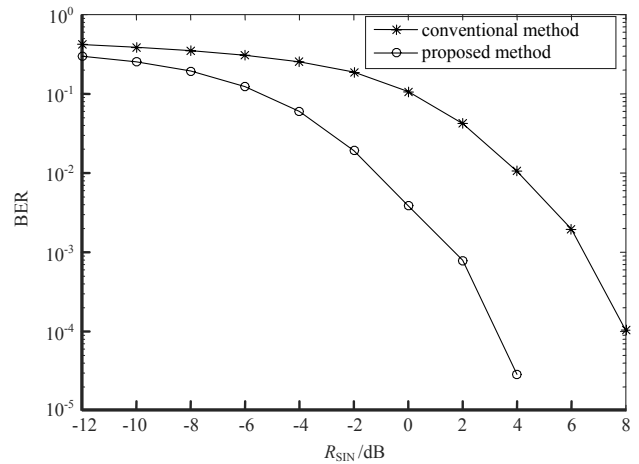


Fig.2 BER performance of the proposed method and the conventional method with different SINRs

图 2 所提方法与传统信道估计算法不同 SINR 下的 BER 性能比较

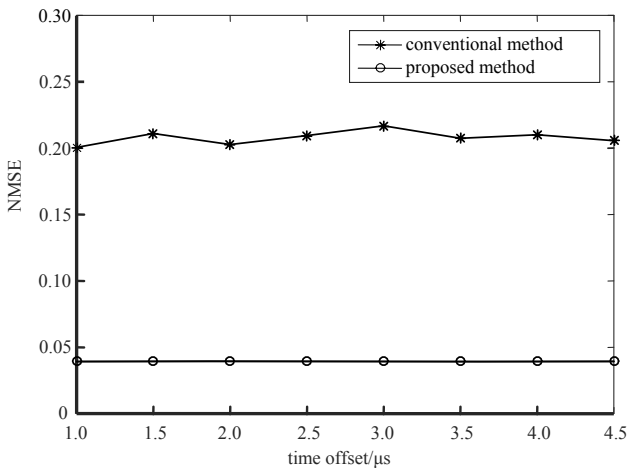


Fig.3 NMSE performance of the proposed method and the conventional method with different time offsets

图 3 所提方法与传统信道估计算法不同时偏下的 NMSE 性能比较

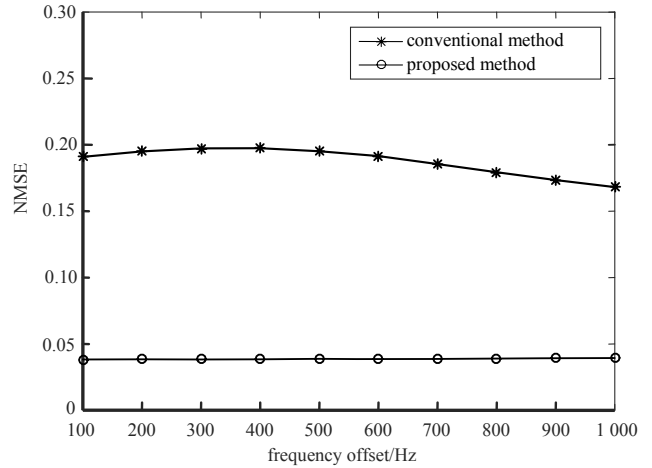


Fig.4 NMSE performance of the proposed method and the conventional method with different frequency offsets

图 4 所提方法与传统信道估计算法不同频偏下的 NMSE 性能比较

图 1 表明,与传统信道估计方法相比,本文方法受服务小区 SINR 的影响较小,有更小的 NMSE 性能,特别是 SINR 较小时,有更明显的优势,如当  $R_{\text{SINR}}=-8$  dB 时,传统信道估计方法的 NMSE 是 1.090,而所提算法的 NMSE 只有 0.104。图 2 系统采用线性最小均方差(Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE)法对发送信号进行检测。对于传统方法,系统只检测服务小区信号;对于本文方法,由于已同时估计出服务小区与强干扰小区的信道,系统联合检测服务小区与强干扰小区的发送信号。从图 2 可以看到,采用本文方法可以极大提高系统的 BER 性能,如当  $BER=10^{-3}$  时,性能约有 5 dB 的提升。

图 3 和图 4 分别仿真比较了所提的联合信道估计方法与传统信道估计方法在不同强干扰小区与服务小区之间时偏与频偏的情况下,信道估计的 NMSE 性能,其中服务小区 SINR 固定为 0 dB。图 3 与图 4 表明,本文方法对时偏和频偏具有鲁棒性。传统信道估计方法在不同时偏的情况下,NMSE 性能不稳定,且由于频偏变化会引起子载波干扰大小变化,传统信道估计方法对频偏敏感。

## 5 结论

LTE 系统中信道估计的准确性直接影响检测算法的性能,进而影响数据传输速率。对于服务小区和邻小区采用相同载波频率的同频组网方式,靠近服务小区边缘的用户会受到来自邻小区的较强干扰。本文提出一种 LTE 多小区干扰环境下的信道估计算法,当服务小区和强干扰小区使用相同的导频位置,且强干扰小区与服务小区之间存在时偏和频偏时,联合估计服务小区和干扰小区的 CFR。算法首先根据导频位置、导频序列、时偏和频偏大小信息进行建模,然后通过求解方程组得到服务小区和强干扰小区的 CTR,最后对服务小区和强干扰小区信道时域响应分别进行傅里叶变换得到 CFR。仿真结果表明,所提方法可以极大提高多小区干扰环境下,服务小区信道估计的性能,尤其是当服务小区信干噪比较小时。

### 参考文献:

- [1] 卓维娜. MIMO-OFDM 系统信道估计和预编码技术研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2013. (ZHUO Weina. Research on channel estimation and precoding of MIMO-OFDM system[D]. Xi'an, China: Xidian University, 2013.)
- [2] 熊博. LTE/LTE-A 中多小区干扰抑制技术研究[D]. 成都:电子科技大学, 2015. (XIONG Bo. Research on the technology of interference suppression in LTE/LTE-A system[D]. Chengdu, China: University of Electronic Science and Technology of China, 2015.)
- [3] YU Y, NIU K, HE Z, et al. Downlink channel estimation based on block-structured compress sensing for multi-cell massive MIMO systems[C]// International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Shanghai, China: IET, 2015: 1-5. doi:10.1049/cp.2015.0725.
- [4] 宋晓勤, 李克, 薛强, 等. 一种基于最小均方误差准则的联合多小区信道估计算法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(11): 2589-2592. (SONG Xiaolin, LI Ke, XUE Qiang, et al. A joint multi-cell channel estimation algorithm based on Minimum Mean Square Error approach[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2007, 29(11): 2589-2592.)
- [5] 黄敏, 李兵兵. 基于整体最小二乘的联合信道估计及 OFDM 信号检测算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(6): 1448-1453. (HUANG Min, LI Bingbing. Joint channel estimation and OFDM signals detection based on total Least Square[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2014, 36(6): 1448-1453.)
- [6] 蒋笑冰. 多小区信道估计技术的研究[J]. 铁路计算机应用, 2010, 19(7): 51-53. (JIANG Xiaobing. Study on technology of multi-cell channel estimation[J]. Railway Computer Application, 2010, 19(7): 51-53.)
- [7] 3GPP TS 36.211 V12.5.0.2015. 3rd Generation Partnership Project(3GPP) technical specification group radio access network: Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA), physical channels and modulation[S]. 2015.
- [8] MORELLI M, KUO C C J, PUN M O. Synchronization techniques for Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA): a tutorial review[J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(7): 1394-1427.

### 作者简介:



胡 杨(1993-),女,成都市人,在读硕士研究生,主要研究方向为大规模 MIMO 信道估计. email: huy15@fudan.edu.cn.

胡 蝶(1979-),女,湖南省衡阳市人,副教授,主要研究方向为通信信号处理、OFDM、大规模 MIMO、5G 等。