

频偏与高速移动场景中的协作 OFDM 系统性能分析

陈东华

(华侨大学 信息科学与工程学院, 福建 厦门 361021)

摘要: 理论分析频偏与信道时变引起的子载波间干扰(ICI),以及其对协作正交频分复用(OFDM)系统接收性能的影响,并通过数值仿真得到 ICI 的分布及系统误码率.实验结果表明:一方面频偏与信道时变共同作用下的 ICI 更加严重,并由此导致系统性能的严重恶化;另一方面,频偏与信道时变作用下的 ICI 随子载波间隔的增加而减小.说明低复杂度 ICI 均衡是可行的.

关键词: 协作通信; 正交频分复用; 载波频偏; 时变信道

中图分类号: TN 911.5

文献标志码: A

正交频分复用(OFDM)利用并发和正交传输提高了传输效率^[1],单天线终端通过协作节点之间的共享传输可以获得空间分集^[2].协作传输与 OFDM 技术相结合能充分发挥两者的优势,近年来得到学术界的广泛关注^[3].协作 OFDM 的上述优点是在收发信机之间严格同步和静态信道条件下获得的,然而在移动应用环境中^[4],协作 OFDM 技术面临着诸多问题.首先,在高速移动通信场景中,信道时变会导致接收机载波发生多普勒频移,从而引起子载波之间的干扰(ICI);其次,收发信机的载波同步不理想或移动台移动会导致载波频偏(CFO)^[5],而 CFO 也会引起 ICI 并进而恶化系统性能.针对传统 OFDM 系统中的 ICI 问题,目前已有大量文献对此进行了分析并提出了许多克服方法^[6-9].然而,现有研究大多没有考虑协作传输体制,相对于传统单跳 OFDM 系统,由于协作通信为多跳传输系统,协作 OFDM 中的子载波间干扰成分更为复杂,传统单跳系统的相关研究结果不再适用于协作传输体制.为了揭示频偏与信道时变对协作 OFDM 传输的影响,本文对信道时变与 CFO 共存条件下的协作 OFDM 系统的接收性能进行了研究,系统分析了协作 OFDM 系统中的 ICI 及其对 OFDM 系统接收性能的影响.

1 系统模型

协作 OFDM 传输系统包含一个源节点 S、一个中继节点 R 和一个目的节点 D,如图 1 所示.协作传输过程包含两个阶段,在第一阶段,源节点 S 向中继节点 R 和目的节点 D 同时发送数据,发射端经 OFDM 调制后的时域信号为

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(j2\pi \frac{kn}{N}), \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (1)$$

式(1)中: N 和 $X(k)$ 分别为每符号的子载波数以及第 k 个子载波上的调制数据.发送数据增加长度为 P

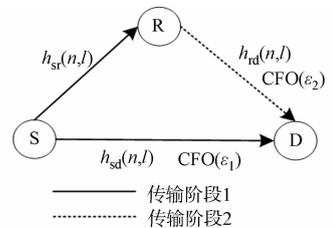


图 1 协作 OFDM 传输模型
Fig.1 Cooperative OFDM transmission model

收稿日期: 2013-05-12

通信作者: 陈东华(1977-),男,讲师,主要从事移动通信的研究. E-mail: dhchen0@163.com.

基金项目: 福建省自然科学基金资助项目(2012J05119); 广西无线宽带通信与信号处理重点实验室 2011 年度主任基金项目(21104); 华侨大学高层次人才科研启动项目(12BS230); 中央高校基本科研业务费, 国务院侨办科研基金资助项目(11QZR02)

的循环前缀后,送入时频双选择性信道进行传输.记 $h_{sr}(n,l)$, $h_{rd}(n,l)$ 和 $h_{sd}(n,l)$ 分别为 S 到 R 链路, R 到 D 链路和 S 到 D 链路的第 l 条路径在 n 时刻的信道脉冲响应(CIR),且假设所有链路的最大传输路径数均为 L . 令 $y_{sr}(n)$ 和 $y_{sd}(n)$ 分别表示节点 R 和节点 D 在第一阶段 n 时刻时的接收信号,则 $y_{sr}(n)$ 和 $y_{sd}(n)$ 可分别表示为

$$y_{sr}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{sr}(n,l)x(n-l) + z_{sr}(n), \quad (2)$$

$$y_{sd}(n) = \exp(j2\pi \frac{\epsilon_1 n}{N}) \sum_{l=0}^{L-1} h_{sd}(n,l)x(n-l) + z_{sd}(n). \quad (3)$$

式(2),(3)中: ϵ_1 是由 S, D 收发信机载波震荡频率不一致造成的 CFO; $z_{sr}(n)$, $z_{sd}(n)$ 为零均值方差 σ^2 的加性高斯白噪声. 在协作传输第二阶段即中继阶段,节点 R 将接收信号 $y_{sr}(n)$ 放大(假设 G 倍)后转发至 D 节点. D 节点在协作传输第二阶段的接收信号可表示为

$$y_{rd}(n) = G \cdot \exp(j2\pi \frac{\epsilon_2 n}{N}) \sum_{l=0}^{L-1} h_{rd}(n,l)y_{sr}(n-l) + z_{rd}(n) = \\ G \cdot \exp(j2\pi \frac{\epsilon_2 n}{N}) \sum_{l'=0}^{L-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{rd}(n,l)h_{sr}(n,l')x(n-l-l') + v(n). \quad (4)$$

式(4)中: ϵ_2 是由 R, D 链路引入的 CFO; $z_{rd}(n)$ 为 R-D 传输阶段的信道加性噪声; $v(n)$ 为 S-R-D 传输阶段的等效信道加性噪声,即

$$v(n) = G \sum_{l=0}^{L-1} h_{rd}(n,l)z_{sr}(n-l) + z_{rd}(n). \quad (5)$$

D 节点将第一阶段和第二阶段的接收信号叠加后,得到最终接收信号 $y_d(n)$, 表示为

$$y_d(n) = y_{rd}(n) + y_{sd}(n). \quad (6)$$

接收信号去除 CP 并经 N 点 DFT 后得到 OFDM 解调信号为

$$Y_d(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_d(n) \exp(-j2\pi \frac{kn}{N}) = H(k,k)X(k) + \sum_{u=0, k \neq u}^{N-1} H(k,u)X(u) + W(k). \quad (7)$$

式(7)中: $Y_d(k)$ 为第 k 个子载波对应的接收信号; $H(k,k)$ 为第 k 个子载波数据上的信道增益; $W(k)$ 为频域叠加噪声,且 $W(k) = V(k) + Z_{sd}(k)$; $V(k)$, $Z_{sd}(k)$ 分别为 $v(n)$, $z_{sd}(n)$ 的傅里叶变换; 式(7)右边的第一项为第 k 个子载波上的期望接收信号,第二项为其他子载波数据对第 k 个子载波数据的 ICI 干扰; $H(k,u)$ 为第 u 个子载波数据对第 k 个子载波数据的 ICI 加权系数. $H(k,k)$ 和 $H(k,u)$ 可分别表示为

$$H(k,k) = G \sum_{l=0}^{2L-2} \bar{h}(l) \exp(-j2\pi \frac{kl}{N}) + \sum_{l=0}^{L-1} \bar{h}_{sd}(l) \exp(-j2\pi \frac{kl}{N}), \quad (8)$$

$$H(k,u) = G \sum_{l=0}^{2L-2} (\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h(n,l) \exp(-j \frac{2\pi}{N} (k-u-\epsilon_2)n) \exp(-j \frac{2\pi}{N} ul) + \\ \sum_{l=0}^{L-1} (\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_{sd}(n,l) \exp(-j \frac{2\pi}{N} (k-u-\epsilon_1)n) \exp(-j \frac{2\pi}{N} ul)). \quad (9)$$

式(8),(9)中: $\bar{h}(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h(n,l) \exp(j2\pi n/N)$; $\bar{h}_{sd}(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_{sd}(n,l) \exp(j2\pi \epsilon_1 n/N)$; $h(n,l)$ 定义为 S-R-D 链路的等效级联信道脉冲响应,即

$$h(n,l) = \sum_{l''=0}^{L-1} \sum_{l'=0}^{L-1} h_{rd}(n,l'')h_{sr}(n-l'',l')(l'+l''-l). \quad (10)$$

当载波理想同步($\epsilon_1 = \epsilon_2 = 0$)且信道不随时间变化时,对任意 $k \neq u$, 有 $H(k,u) = 0$, 此时不存在 ICI. 当信道为 AWGN 且存在 CFO 时, $H(k,u)$ 为^[10]

$$H(k,u) = \sum_{i=1}^2 \frac{G \sin(\pi \epsilon_i)}{N \sin(\frac{\pi \epsilon_i + u - k}{N})} \exp(j\pi \frac{(N-1)\epsilon_i - u + k}{N}). \quad (11)$$

当载波理想同步而信道随时间变化时, $H(k,u)$ 变为

$$H(k,u) = G \sum_{l=0}^{2L-2} (\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h(n,l) \exp(-j \frac{2\pi}{N} (k-u)n) \exp(-j \frac{2\pi}{N} ul) +$$

$$\sum_{l=0}^{L-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_{sd}(n, l) \exp(-j \frac{2\pi}{N} (k-u)n) \exp(-j \frac{2\pi}{N} ul) \right). \quad (12)$$

式(11), (12)分别为式(9)的特例, 式(11)仅考虑了 CFO, 而式(12)仅考虑了信道时变。

2 ICI 分析

由式(7), (9)不难看出, 信道时变和收发信机间载波频偏都会引起 ICI, 进而恶化接收性能。ICI 的产生因素主要有 3 个方面。1) 信道不随时间变化(即 $h(n, l) = h(l), n=0, \dots, N-1$) 而仅存在 CFO, 这种情况下, $H(k, u)$ 仅由 ϵ_1 和 ϵ_2 确定, 所以, 此时 ICI 仅由 CFO 产生; 2) 信道时变而理想载波同步($\epsilon_1 = \epsilon_2 = 0$), 此时 $H(k, u)$ 仅由信道时变确定, 相应地 ICI 仅由信道时变产生; 3) 信道时变和载波频偏共存, 此时, $H(k, u)$ 包含了这两种因素的贡献, 这种情况下的 ICI 为这两种因素共同作用的结果。

由于 ICI 与未知数据有关, 难以得到其分布函数。为了揭示 ICI 与移动台移动快慢和 CFO 大小的关系, 采用系统仿真方法进行统计研究。一个典型的协作 OFDM 系统中的 ICI 分布情况, 如图 2, 3 所示。图 2 设定参数: $f_d = 0.05$, $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 0.05$; 图 3 设定参数: $f_d = 0.1$, $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 0.1$ 。协作 OFDM 系统参数: 每符号子载波数 $N = 64$; S-D, S-R 和 R-D 链路的传输路径数均为 $L = 6$; 且路径的功率延时剖面服从指数分布^[11]; 信道变化快慢用时变信道多普勒频移对符号长度归一化来表征^[12]; 且假设各链路的归一化多普勒频移 f_d 均相同; CP 长度为 16; 中继放大倍数 $G = 1$ 。图 2, 3 中考虑了上述 3 种参数组合情况, 图中曲线是对给定系统进行 500 次随机实现的平均结果。由图 2, 3 可知: 信道时变或收发信机间 CFO 均会导致 ICI, 而当两者共存时所引起的 ICI 更加严重; 此外, 各种情况下的 ICI 都随子载波间隔的增大而急剧减小, 该现象与传统 OFDM 系统中的 ICI 分布一致, 同时这一分布规律也是目前各种低复杂度 ICI 抑制算法的出发点。

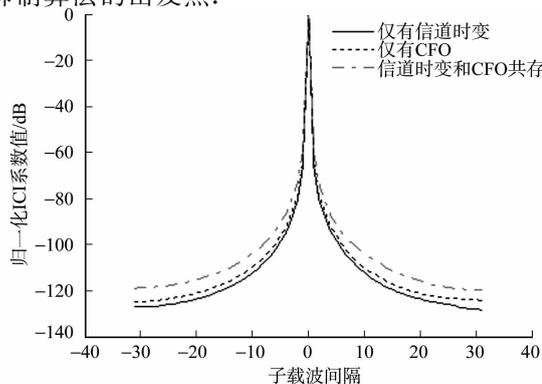


图 2 信道慢变或/和小频偏情况下的 ICI 分布

Fig. 2 ICI distribution under channel slow variation and/or small CFO cases

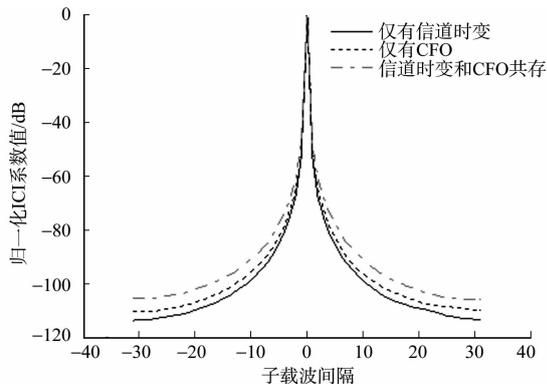


图 3 信道快变或/和大频偏情况下的 ICI 分布

Fig. 3 ICI distribution under channel fast variation and/or large CFO cases

3 接收性能分析及 ICI 抑制

3.1 接收性能分析

由于难以得到 ICI 的分布函数, 从而无法推出系统理论性能表达式。为了定量分析在频偏与高速移动场景中的协作 OFDM 系统性能, 文中借助仿真研究存在信道时变与 CFO 情况下的协作 OFDM 系统性能。系统参数: OFDM 采用 QPSK 调制; 接收机采用单抽头频域均衡器来恢复发送符号; 其他系统参数的选取与节 2 相同。不同信道变化快慢和不同 CFO 大小时, 系统误比特率 (BER) 性能如图 4 所示。由图 4 可知: 在静态信道及理想载波同步时, 系统 BER 性能良好; 而随着信道时变的加快或 CFO 的增加, 由此产生的 ICI 随之增大, 从而导致系统性能急剧恶化; 尤其当两种因素同时存在时, 系统性能更差。

由图 4 还可知: 在给定的参数下, 仅由信道时变(无 CFO)导致的 BER 性能恶化比仅由 CFO(信道时不变)导致的性能恶化更加严重。图 2, 3 中的信道时变引起的 ICI 系数比 CFO 引起的 ICI 系数要小, 但图 4 显示信道时变导致的 BER 反而比 CFO 导致的 BER 大。导致这一结果的原因主要在于 CFO 引

起的ICI项之间存在很强的相关性,ICI分量的相关性抵消了部分干扰,从而在一定程度上降低了对性能的恶化,CFO情况下ICI的相关性也是部分CFO补偿方法的基础.

在传统非协作OFDM系统中,CFO或信道时变引起的ICI随着子载波间隔的增加而减小这一规律已经得到广泛的研究与验证.在信道时变和CFO共存时,协作传输体制下的ICI仍随子载波间隔的增大而迅速减小,这一结论为低复杂度的ICI抑制方法的构造提供了可能.

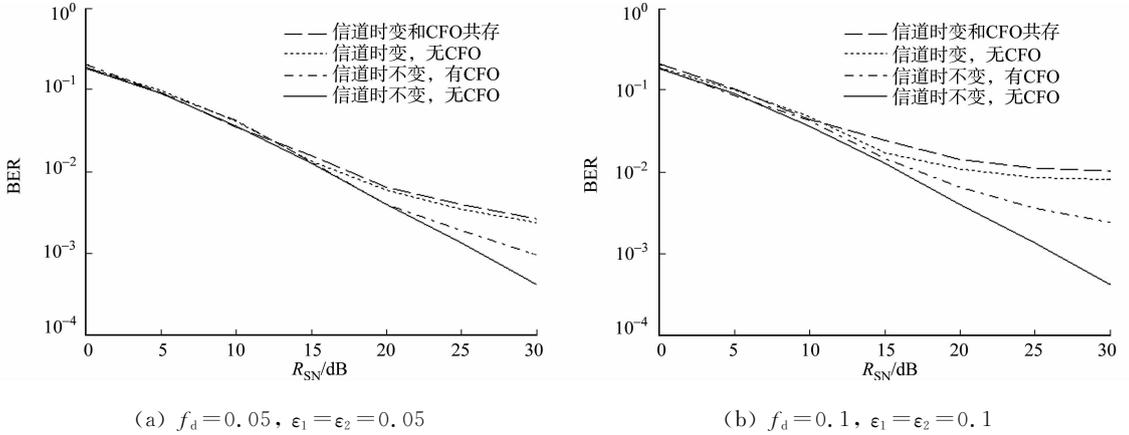


图4 系统BER性能

Fig. 4 System BER performance

3.2 低复杂度ICI抑制

由于CFR的上述分布规律,可利用该性质来实现低复杂度的ICI抑制算法.以传统OFDM系统中的低复杂度最小均方误差排序串行干扰抵消(MMSE-OSIC)^[13]检测器,作为协作OFDM系统的符号检测器.假设子载波间隔大于 D 的ICI近似为零.

为了定量评估系统性能,分别采用单抽头均衡、MMSE均衡和排序串行干扰抵消均衡的误比特率,由图5可知:在不同的信道参数下,相对于单抽头检测(即无ICI抑制); $D=2$ 时的ICI抑制即可显著提高检测性能,增加了串行干扰抵消以后,性能进一步得到增加.实际应用中, D 的大小可根据性能与复杂度的要求折中选取.对比图5(a),(b)可见,随着频偏增大及信道时变加快,单抽头均衡的误比特率性能严重恶化;而经过低复杂度ICI抑制以后两者的性能几乎相同,这进一步印证了前面的分析.

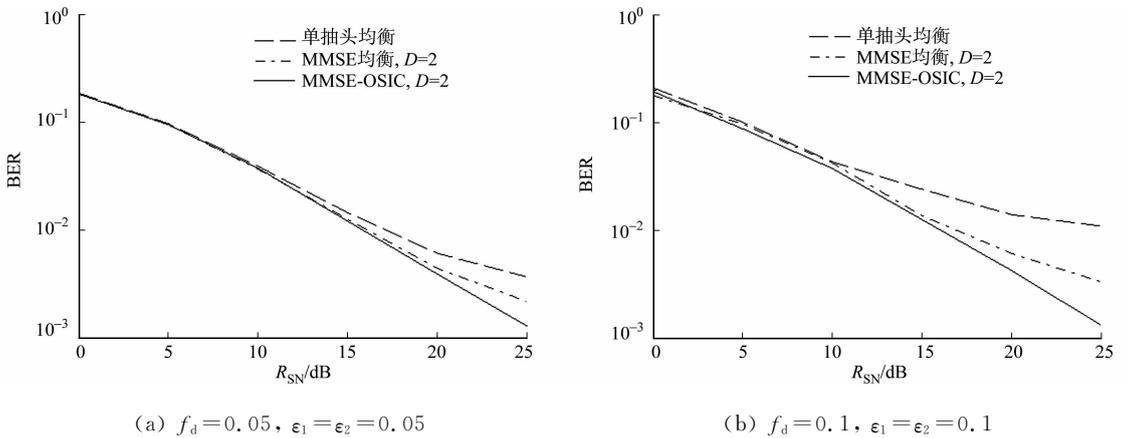


图5 低复杂度ICI检测下的系统BER性能

Fig. 5 System BER performance under low complexity ICI detection

4 结束语

信道时变和收发信机之间的载波频偏会破坏OFDM子载波间正交性,由于协作传输体制的多跳特点,传统单跳OFDM系统的已有分析结果在多跳OFDM系统需要重新考虑.研究了频偏与信道时变条件下协作OFDM系统的接收性能,分析了两种因素共存下的ICI分布情况.结果表明:这两种因素共同

作用下的 ICI 更加严重,由此导致系统性能的严重恶化;但另一方面,两种因素作用下的 ICI 在协作传输中仍然随子载波间隔的增加而减小,这为研究低复杂度的 ICI 抑制方法提供了理论依据。

参考文献:

- [1] LI Ye, STUBER G. Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications[M]. Boston: Springer-Verlag, 2006: 19-24.
- [2] YOU Xiao-hu, WANG Dong-ming, SHENG Bin, et al. Cooperative distributed antenna systems for mobile communications[J]. IEEE Wireless Communications, 2010, 17(3): 35-43.
- [3] DING Yan-wu, UYSAL M. Amplify-and-forward cooperative OFDM with multiple-relays: Performance analysis and relay selection methods[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(10): 4963-4968.
- [4] 张晓燕, 闻映红, 谈振辉. 陆地高速移动环境下电波传播特性的建模与分析[J]. 电波科学学报, 2012, 27(1): 37-44.
- [5] MEHRPOUYAN H, BLOSTEIN S D. Bounds and algorithms for multiple frequency offset estimation in cooperative networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(4): 1300-1311.
- [6] SCHNITER P. Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(4): 1002-1011.
- [7] AHMED S, ZHANG Li. Low complexity iterative detection for OFDMA uplink with frequency offsets[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(3): 1199-1205.
- [8] KU Meng-lin, CHEN Wen-chuan, HUANG Chia-chi. EM-based iterative receivers for OFDM and BICM/OFDM systems in doubly selective channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(5): 1405-1415.
- [9] HWANG S U, LEE J H, SEO J. Low complexity iterative ICI cancellation and equalization for OFDM systems over doubly selective channels[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2009, 55(1): 132-139.
- [10] ZHAO Yu-ping, HACGMAN S G. Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(7): 1185-1191.
- [11] HANSEN J. An analytical calculation of power delay profile and delay spread with experimental verification[J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(6): 257-259.
- [12] WAN Ping, MCGUIRE M, DONG Xiao-dai. Near-optimal channel estimation for OFDM in fast-fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(8): 3780-3791.
- [13] XI Xiao-ping, ZHANG Can. Complexity-reduced ICI cancellation for OFDM system over doubly-selective channels[J]. High Technology Letters, 2009, 15(2): 181-186.

Performance Analysis of Cooperative OFDM Systems in Presence of Carrier Frequency Offset and in High Mobility Environment

CHEN Dong-hua

(College of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Xiamen 361021, China)

Abstract: Intercarrier Interference (ICI) caused by frequency offset and channel time variation and the resulting impacts on the receiver performance of the cooperative orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system are analyzed theoretically, and the ICI distributions along with the system bit error rate are also obtained by numerical simulations. The simulation results show that: on one hand, the ICI under both frequency offset and channel time variation becomes more severe, and accordingly causes the system performance degraded severely, and on the other hand, the ICI under both frequency offset and channel time variation decreases with the increasing of subcarrier intervals, which indicate that the low complexity ICI equalization is possible.

Keywords: cooperative communications; orthogonal frequency division multiplexing; carrier frequency offset; time varying channels