

MIMO-OFDM 快时变信道下的一种低复杂度的检测算法

俞菲 杨绿溪

(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘要: OFDM 系统中信道的快速变化会破坏载波间的正交性, 产生载波间干扰(ICI)。该文基于快变信道的统计特性, 分析了载波间干扰的频域表达式, 设计了一种针对快时变 OFDM 系统载波间干扰的载波间干扰对消检测方案。它可以有效地补偿由于信道快速变化所产生的载波间干扰, 从而提高系统性能。实验表明, 该文提出的检测方案可以在计算复杂度很小的情况下, 有效地抑制由于载波间干扰所产生的误码率性能的下降, 并利用载波间分集提高系统性能。

关键词: OFDM 系统; 快变信道; 载波分集; 干扰对消

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)07-1584-04

A Low Complexity Detection Algorithm in Time-Varying OFDM System

Yu Fei Yang Lü-xi

(Department of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: OFDM system is very sensitive to time-varying channel, which may cause inter-carrier interference. In this paper, a layered inter-carrier interference cancellation scheme is proposed for time-varying channel, with detailed analysis of inter-carrier interference in frequency domain. The scheme proposed in this paper can compensate for the ICI terms that significantly affect the bit-error rate of the system. Simulation result is also given to show the performance this new scheme achieved.

Key words: OFDM system; Time-varying channel; Inter-carrier diversity; Interference cancellation

1 引言

OFDM 系统能获得较高的传输速率, 在循环前缀足够长的情况下, OFDM 系统可以有效地克服频率选择性信道下的码间干扰, 因此得到了广泛的应用^[1]。但是, OFDM 系统会产生载波间干扰(Inter-Carrier-Interference, ICI)^[2], 这是影响 OFDM 系统性能的关键问题之一。载波间干扰的产生主要有两个原因: 发送端、接收端振荡器的不精确^[3,4]和信道快时变^[2]。针对 OFDM 系统存在的载波间干扰已经出现了一些解决的方案。在文献[5, 6]中, 分别提出了针对快时变信道下载波间干扰的频域均衡方案; 文献[7]又给出了应用回声消除算法^[8]抵消载波间干扰的时域均衡方案。在发射端加入预编码也是一种有效的抑制载波间干扰的方案^[9]。

本文分析了由于信道快速变化和频率偏移所产生的载波间干扰。从分析中可以看出, 由信道快速变化和频率偏移所产生的载波间干扰主要存在在邻近的几个子载波上。基于这一结果, 本文提出了邻近子载波间的载波间干扰对消方案。它利用邻近几个子载波上的接收信号, 检测当前子载波上的信号, 并将已检测的信号对邻近子载波的干扰从接收信号中消去, 在抑制载波间干扰的同时利用载波间的分集, 提

高载波干扰比。从仿真结果中可以看出, 这种分层载波间干扰对消的检测方案可以在计算复杂度很小的情况下, 有效地抑制载波间干扰, 提高系统的整体性能。

2 信道模型

在一个有 T_r 根发送天线和 R_r 根接收天线的 MIMO-OFDM 系统中, 发送的信号被分配到 T_r 根发送天线上, 可以表示为: $X_1(q), X_2(q), \dots, X_{T_r}(q)$ 。在第 m 根天线上, 对信号 $X_m(q)$ 做 N 点的 IFFT 变换、插入循环前缀后, 输出信号 $x_m(k)$ 可以表示为

$$x_m(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{q=0}^{N-1} X_m(q) \exp\{j(2\pi/N)kq\} \quad (1)$$

假设 OFDM 系统的循环前缀大于信道的多径数, 那么, 接收端的信号可以表示为

$$y_n(k) = \sum_{m=1}^{T_r} \sum_{l=0}^L h_{nm}(k, l) x_m(k-l) \exp\{j(2\pi/N)k\varepsilon\} + w_n(k) \\ k = 0, \dots, N-1; \quad n = 1, \dots, R_r; \quad m = 1, \dots, T_r \quad (2)$$

其中 $y_n(k)$ 是第 k 个时刻第 n 根接收天线上的信号, $h_{nm}(k, l)$ 是快时变信道第 m 根发送天线到第 n 根接收天线第 l 个离散径在 k 时刻上的信道脉冲响应。 $w_n(k)$ 是第 k 个时刻第 n 根接收天线上的噪声, ε 是相对于子载波信道频率 f 的系统频偏。式(2)可以表示为

2005-12-28 收到, 2006-07-10 改回

国家自然科学基金(60272046)及重大基金(60496310), 教育部博士点基金(20020286014)和江苏省自然科学基金(BK2005061)资助课题

$$\begin{aligned}
 y_n(k) &= \sum_{m=1}^{Tr} \sum_{l=0}^L h_{nm}(k,l) \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{q=0}^{N-1} X_m(q) \\
 &\quad \cdot \exp\{(j2\pi/N)(k-l)q\} \exp\{(j2\pi/N)k\varepsilon\} + w_n(k) \\
 &= \sum_{m=1}^{Tr} \sum_{q=0}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^L h_{nm}(k,l) \exp\{-(j2\pi/N)ql\} X_m(q) \\
 &\quad \cdot \exp\{(j2\pi/N)k(q+\varepsilon)\} + w_n(k) \tag{3}
 \end{aligned}$$

令

$$H_{nm}(k,q) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^L h_{nm}(k,l) \exp\{-(j2\pi/N)ql\} \tag{4}$$

可以得到:

$$\begin{aligned}
 y_n(k) &= \sum_{m=1}^{Tr} \sum_{q=0}^{N-1} H_{nm}(k,q) X_m(q) \exp\{(j2\pi/N)k(q+\varepsilon)\} \\
 &\quad + w_n(k) \tag{5}
 \end{aligned}$$

在接收端, 接收信号 $y_n(k)$ 去除了循环前缀和 FFT 变换后的输出可以表示为

$$\begin{aligned}
 Y_n(p) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} y_n(k) \exp\{(-j2\pi/N)kp\} \\
 &= \sum_{m=1}^{Tr} \sum_{q=0}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} H_{nm}(k,q) \exp\{(-j2\pi/N) \\
 &\quad \cdot k(q+\varepsilon-p)\} X_m(q) + W_n(p) \tag{6}
 \end{aligned}$$

令

$$\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} H_{nm}(k,q) \exp\{(-j2\pi/N)k(q+\varepsilon-p)\} = \tilde{H}_{nm}(p,q) \tag{7}$$

式(6)可以表示为

$$\begin{aligned}
 Y_n(p) &= \sum_{m=1}^{Tr} \sum_{q=0}^{N-1} \tilde{H}_{nm}(p,q) X_m(q) + W_n(p) \\
 &= \sum_{m=1}^{Tr} \tilde{H}_{nm}(p,p) X_m(p) \\
 &\quad + \sum_{m=1}^{Tr} \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq p}}^{N-1} \tilde{H}_{nm}(p,q) X_m(q) + W_n(p) \\
 &= Y_n^{(1)}(p) + Y_n^{(2)}(p) + W_n(p) \tag{8}
 \end{aligned}$$

这里的 $Y_n^{(1)}(p)$ 和 $Y_n^{(2)}(p)$ 分别是信号项和载波干扰项。

式(8)可以进一步表示为矩阵的形式:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y}(p) &= \sum_{q=0}^{N-1} \tilde{\mathbf{H}}(p,q) \mathbf{X}(q) + \mathbf{W}(p) \\
 &= \mathbf{Y}^{(1)}(p) + \mathbf{Y}^{(2)}(p) + \mathbf{W}(p), \quad p = 0, 1, \dots, N-1 \tag{9}
 \end{aligned}$$

3 载波间干扰抵消方案

3.1 ICI 分析

经过 FFT 变换后, 接收信号的平均能量可以表示为:

$$E_{\text{Sig}} = E\left\{\tilde{\mathbf{H}}(p,p)\mathbf{X}(p)\right\}^2 = E\left\{\tilde{\mathbf{H}}(p,p)\mathbf{X}(p)\mathbf{X}^H(p)\tilde{\mathbf{H}}^H(p,p)\right\} \tag{10}$$

假设各个子载波上的信号相互独立, 即 $E_s I =$

$$\begin{aligned}
 E\left\{\mathbf{X}(p)\mathbf{X}^H(q)\right\}, \text{ 那么上式可以化简为} \\
 E_{\text{Sig}} = E_s I E\left\{\tilde{\mathbf{H}}(p,p)\tilde{\mathbf{H}}^H(p,p)\right\} \tag{11}
 \end{aligned}$$

同理可得载波间干扰的能量为

$$\begin{aligned}
 E_{\text{Inf}} &= E\left\{\left|\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq p}}^{N-1} \tilde{\mathbf{H}}(p,q)\mathbf{X}(q)\right|^2\right\} \\
 &= E\left\{\sum_{\substack{q_1=0 \\ q_1 \neq p}}^{N-1} \sum_{\substack{q_2=0 \\ q_2 \neq p}}^{N-1} \tilde{\mathbf{H}}(p,q_1)\mathbf{X}(q_1)\mathbf{X}^H(q_2)\tilde{\mathbf{H}}^H(p,q_2)\right\} \\
 &= E_s I E\left\{\sum_{\substack{q=0 \\ q \neq p}}^{N-1} \tilde{\mathbf{H}}(p,q)\tilde{\mathbf{H}}^H(p,q)\right\} \tag{12}
 \end{aligned}$$

3.2 载波间干扰抵消方案

图 1 中给出了载波数为 $N = 64$ 的 OFDM 系统中, 两种不同快变信道环境下, 其他载波对第 $p = 32$ 路载波的载波干扰比(CIR)。从图中可以看出, 在邻近 $p = 32$ 的子载波上, 子载波间的干扰是比较大的, 而相隔较远的子载波上的信号对第 32 个子载波的干扰较小。只考虑在 $(p-Q, \dots, p+Q)$ 个临近子载波上的载波间干扰, 如取 $Q = 3$, 文献[6]中提出了只对接收信号做 $(2Q+1) \times (2Q+1)$ 维 ($Q \ll N$) 迫零均衡的频域简化算法, 它牺牲一定的系统性能, 换取复杂度的降低。本文提出的这种载波间干扰抵消的检测也假设载波间干扰主要来源于临近的 $(p-Q, \dots, p+Q)$ 路子载波, 从而首先利用 $(p-Q, \dots, p+Q)$ 路邻近子载波和第 p 路子载波上的接收信号检测第 p 个子载波上的信号, 然后再根据已检测的信号, 在接收端的 $(p-Q, \dots, p+Q)$ 个邻近子载波上消除它对邻近 $(p-Q, \dots, p+Q)$ 个子载波上的信号的干扰, 并将第 p 个子载波上的接收信号用于邻近信号的检测。这样, 在抑制载波间干扰的同时也可以利用载波间的分集, 提高系统的性能。

图 2 给出了载波间干扰抵消方案的框图, 设

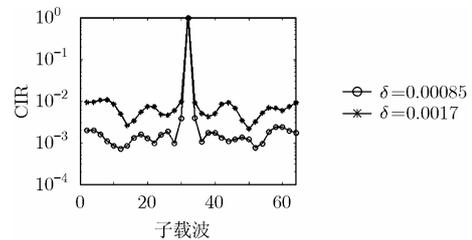


图 1 快时变信道下, OFDM 系统的载波干扰比

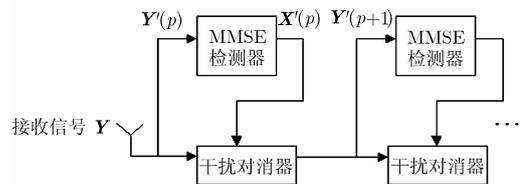


图 2 载波间干扰抵消方案框图

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}'(p) &= [Y([p-Q]_N), Y([p-Q+1]_N), \dots, Y(p), \\ &\quad \dots, Y([p+Q]_N)] \\ \mathbf{X}'(p) &= [X([p-Q]_N), X([p-Q+1]_N), \dots, X(p), \\ &\quad \dots, X([p+Q]_N)] \end{aligned}$$

$$\tilde{\mathbf{H}}'(p) = \begin{bmatrix} H([p-Q]_N, [p-Q]_N) & H([p-Q]_N, [p-Q+1]_N) & & & \\ H([p-Q+1]_N, [p-Q]_N) & H([p-Q+1]_N, [p-Q+1]_N) & & & \\ \vdots & \vdots & & & \\ H(p, [p-Q]_N) & H(p, [p-Q+1]_N) & & & \\ \vdots & \vdots & & & \\ H([p+Q]_N, [p-Q]_N) & H([p+Q]_N, [p-Q+1]_N) & & & \\ \cdots & H([p-Q]_N, p) & \cdots & H([p-Q]_N, [p+Q]_N) & \\ \cdots & H([p-Q+1]_N, p) & \cdots & H([p-Q+1]_N, [p+Q]_N) & \\ \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \\ \cdots & H(p, p) & \cdots & H(p, [p+Q]_N) & \\ \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \\ \cdots & H([p+Q]_N, p) & \cdots & H([p+Q]_N, [p+Q]_N) & \end{bmatrix}$$

这里的 $[\bullet]_N$ 是对载波数 N 求模。

若只考虑在 $[-Q, Q]$ 个邻近子载波上的载波间干扰, 即假设: $H(p, q) \approx 0, [p-q]_N > Q$ 。那么, 根据式(9), 接收信号可以表示为:

$$\mathbf{Y}'(p) = \tilde{\mathbf{H}}'(p)\mathbf{X}'(p) + \mathbf{W}'(p), \quad p = 0, 1, \dots, N-1 \quad (13)$$

在接收端, 首先根据接收信号 $\mathbf{Y}'(p)$ 检测第 p 个子载波上的发送信号。

令第 p 个子载波对应的接收均衡器系数为: $\mathbf{G}(p)$, $\mathbf{G}(p)$ 是一个 $(2Q+1)$ 维的向量, 那么

$$\hat{X}(p) = \mathbf{G}(p)\mathbf{Y}'(p) = \mathbf{G}(p)[\tilde{\mathbf{H}}'(p)\mathbf{X}'(p) + \mathbf{W}'(p)] \quad (14)$$

根据最小均方误差准则, 令

$$\frac{\partial E\left\{\left|\hat{X}(p) - X(p)\right|^2\right\}}{\partial \mathbf{G}^H(p)} = 0 \quad (15)$$

假设发送信号和噪声相互独立, 即 $E\{\mathbf{X}'(p)\mathbf{W}'^H(p)\} = 0$; 且发送信号和噪声满足

$$\begin{cases} E\{\mathbf{X}'(p)\mathbf{X}'^H(p)\} = E_s \mathbf{I}_{(2Q+1) \times (2Q+1)} \\ E\{\mathbf{W}'(p)\mathbf{W}'^H(p)\} = \sigma^2 \mathbf{I}_{(2Q+1) \times (2Q+1)} \end{cases}$$

那么, 根据式(15)可得

$$\mathbf{G}(p)[\mathbf{H}'(p)\mathbf{H}'^H(p) + (\sigma^2/E_s)\mathbf{I}_{(2Q+1) \times (2Q+1)}] = (\mathbf{H}'(p))_{(1)}^H \quad (16)$$

其中 $(\bullet)_{(j)}$ 是取出矩阵的第 j 列。

通过计算可得

$$\mathbf{G}(p) = (\mathbf{H}'(p))_{(1)}^H \mathbf{R}^{-1} \quad (17)$$

其中

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}'(p)\mathbf{H}'^H(p) + \sigma^2/E_s \quad (18)$$

接着, 根据已检测的信号 $\hat{X}(p) = \mathbf{G}(p)\mathbf{Y}'(p)$, 消除 $\hat{X}(p)$ 对其它载波信号的干扰:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Y} - \tilde{\mathbf{H}}_{(p)} \hat{X}(p) \quad (19)$$

然后, 根据已消除第 p 个子载波上的信号干扰的接收信号, 检测第 $p+1$ 个子载波上的发送信号, 以此类推, 直至所有的信号都被检测出来。

4 仿真实验

本节给出不考虑存在载波间干扰的 OFDM 系统 (T-OFDM), 用最小均方误差均衡补偿载波间干扰的 OFDM 系统 (MMSE), 用 $(2Q+1) \times (2Q+1)$ 维部分最小均方误差均衡补偿载波间干扰的 OFDM 系统 (MMSE with $Q=8$ 以及 MMSE with $Q=4$) 以及采用本文提出的在相邻 $2Q+1$ 个子载波间采用部分干扰对消算法的 OFDM 系统 (NEW with $Q=8$ 以及 NEW with $Q=4$) 的误码率性能比较。

仿真环境采用快时变瑞利衰落信道, 并采用 2 根发送天线和 2 根接收天线的 2×2 MIMO-OFDM 系统, 信道的产生可以参考文献[10]。

图 3 给出了不同系统的误码率性能比较。图 3(a), 图 3(b) 的信道多径数为 6, 系统的载波数为 64, 最大相对多普勒频偏分别为 8.5×10^{-4} 和 1.7×10^{-3} , BPSK 调制; 图 3(c), 图 3(d) 的信道多径数为 6, 系统的载波数为 128, 最大相对多普勒频偏为 8.5×10^{-4} 和 1.7×10^{-3} , BPSK 调制。

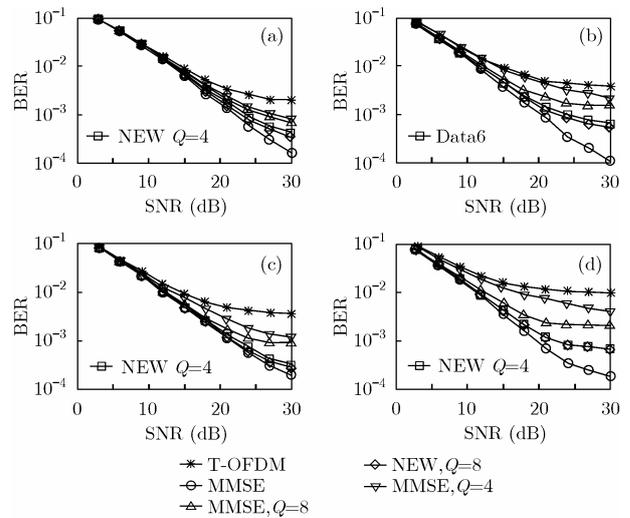


图 3 MIMO-OFDM 系统误码率性能比较

从图 3 中可以看出, 采用本文提出的在相邻 $2Q+1$ 个子载波间采用部分干扰对消的算法比用 $(2Q+1) \times (2Q+1)$ 维部分最小均方误差均衡算法获得的误码率性能要好, 同时, 在不同的系统载波环境下, 随着 Q 值的增加, 系统的误码率性能会有不同程度的提高, 但计算的复杂度也会相应的增加。

5 结束语

本文针对多天线的 OFDM 系统给出了一种载波间干扰对消的方案。通过载波间的干扰对消, 可以有效地抑制载波间干扰, 而且, 这种算法可以利用载波间的分集, 提高系统

性能。这种算法不需要对大矩阵求逆,保持了 OFDM 系统计算简便的特点,具有较高的实用价值。

参 考 文 献

- [1] Saltzberg B. Performance of an efficient parallel data transmission system. *IEEE Trans. on Commun.*, 1967, 15(6): 805–811.
- [2] Russell M and Stüber G L. Inter-channel interference analysis of OFDM in a mobile environment. *IEEE VTC'95*, Chicago, IL. July 1995: 820–824.
- [3] Pollet T, Van Bladel M, and Moeneclaey M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. *IEEE Trans. on Commun.*, 1995, 43(2): 191–193.
- [4] Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Trans. on Commun.*, 1994, 42(10): 2908–2914.
- [5] Li Guang-jie, Yang Hong-wei, Cai Li-yu, and Gui Luo-ning. A low-complexity equalization technique for OFDM system in time-variant multi-path channels. *IEEE 58th VTC'2003 fall*, Orlando, Florida, USA. Oct.6-9, 2003, vol.4: 2466–2470.
- [6] Gi Jeon Won, Hi Chang Kyuns, and Soo Cho Yong. An equalization technique for OFDM and MC-CDMA in a time-varying multi-path fading channels. *IEEE International Conference on ICASSP'97 Munich*, Germany. April 21-24, 1997, vol.3: 2529–2532.
- [7] Chen Shao-ping and Yao Tian-ren. An inter-carrier interference suppression scheme for OFDM systems in time-varying fading channels. *Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS'04*. Vancouver, British Columbia, Canada. 23-26 May, 2004, vol.3: 337–340.
- [8] Cioffi J M and Bingham A C. A data-driven multi-tone echo canceller. *IEEE Trans. on Commun.*, 1994, 42(10): 2853–2869.
- [9] Yang Lan, Chen Ming, Cheng Shi-xin, and Wang Haifeng. Inter-carrier interference cancellation of OFDM for time-varying channels. *Globalcom '04. IEEE Global Telecommunication Conference 2004*. Dallas Texas. 29 Nov – 3 Dec., 2004, vol.6: 3753–3757.
- [10] Li Yun-xin and Huang Xiao-jing. The generation of independent Rayleigh faders. *IEEE International Conference on Communications*, 18-22 June, New Orleans, USA 2000, vol.1: 41–45.

俞 菲: 女, 1980 年生, 博士生, 研究方向为快时变 MIMO-OFDM 系统下的检测与预处理技术.

杨绿溪: 男, 1964 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信中的信号处理.