

## 利用ICI自消除改善OFDM系统时变信道估计与均衡的性能

秦文 彭启琮

(电子科技大学通信与信息工程学院 成都 610051)

**摘要:** 正交频分复用(OFDM)系统受到时变信道的影响,产生载波间干扰(ICI),导致系统性能严重下降。消除ICI最有效的方法是频域均衡,但这需要准确的信道估计。基扩展模型(BEM)能够准确逼近时变信道,从而将对信道的估计转化为对少量模型参数的估计。然而,在使用导频符号对参数进行估计时,来自相邻非导频符号的ICI干扰,却严重影响了估计的准确性。为此,通过分析子载波所产生的ICI系数的变化特性,该文提出采用ICI自消除方法来减小参数估计中所存在的ICI项,以提高估计的准确性,从而改善时变信道估计与均衡的性能。仿真结果验证了该方法的有效性,相比单纯基于BEM的信道估计方法,能够得到更准确的时变信道,以及更好的ICI消除效果。

**关键词:** OFDM; 信道估计; 基扩展信道模型; 子载波间干扰自消除

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)09-2189-04

## Performance Improvement of Time-Varying OFDM Channel Estimation and Equalization using ICI Self-Cancellation

Qin Wen Peng Qi-cong

(School of Communication and Information Engineering,

University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610051, China)

**Abstract:** Rapidly time-varying channels degrade the performance of the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) due to severe InterCarrier-Interference (ICI). The most effective method of canceling the ICI is frequency equalization. But, it relies on precise channel estimation. Basis Expansion Model (BEM) can approximate time-varying channel accurately. And since then, only some finite model parameters need to be estimated to reconstruct the channel. However, the pilot-symbol-aided parameter estimation is still significantly affected by ICI from near non-pilot-symbol. So, in this work an ICI-self-cancellation parameter estimation method is proposed for BEM, by utilizing the high correlation between subcarrier ICIs. Simulations show better performance than the simplex BEM methods.

**Key words:** OFDM; Channel estimation; BEM; ICI self-cancellation

### 1 引言

OFDM技术采用多个正交子载波的并行传输方式,因此需要保持子载波间正交的稳健性。在移动通信环境中,无法避免的多普勒频展将使子载波之间的正交性受到破坏,从而造成严重的子载波间干扰(ICI),使误码性能恶化。如果不采取措施对ICI进行抑制,还会带来严重的地板效应。

目前,在已提出的ICI消除方法中,最可靠的依然是频域均衡。然而,有效的频域均衡依赖于对信道的准确估计。传统的信道估计只注重于对信道频率选择性衰落的估计,得到的频域信道矩阵是对角矩阵<sup>[1]</sup>,ICI项被当作了加性噪声,这种简单的操作忽视了ICI的特点,缺乏针对性,均衡效果也不理想。ICI的成因主要是多普勒频展,而多普勒频展将直接导致信道的时间选择性衰落,因此,消除ICI的关键在

于对时变信道的估计。然而,大多数研究者仅将一个OFDM符号周期内的信道时变近似为线性变化<sup>[2]</sup>。这只适用于多普勒频展较小的情况。当多普勒频展较大时,信道呈现快衰落特性,则需要更复杂的模型来描述信道。基扩展模型(BEM)是一个很好的选择,可以将时变信道的估计转化为少数时不变基系数的估计。已有的BEM包括:复指数BEM<sup>[3]</sup>、多项式BEM<sup>[4]</sup>、Slepian BEM<sup>[5]</sup>等。然而,无论哪种BEM,在利用导频符号进行估计时,均将受到来自非导频符号的ICI影响,降低了估计的准确性。

本文通过分析子载波所产生的ICI系数的渐变特性,提出在接收端采用ICI自消除操作以减小ICI项。该方法适用于各种不同程度的时变信道,尤其是快衰落信道,能够有效减小参数估计中的ICI干扰,提高估计的准确性。仿真结果表明了本文方法的有效性。通过ICI自消除辅助的BEM信道估计方法能够更加准确地估计出时变信道,提高消除ICI的效果。最终,系统的误码率指标证实了性能的改善。

## 2 OFDM 系统模型

对于一个具有  $N$  个子载波的 OFDM 系统, 当其经过时变的多径信道传播, 并假设信道冲激响应长度  $L$  小于或等于保护间隔长度, 且在接收端具有理想同步。则可以得到其频域表达式

$$Y_\mu = H_{\mu,\mu}X_\mu + \underbrace{\sum_{\substack{\nu=0 \\ \nu \neq \mu}}^{N-1} H_{\mu,\nu}X_\nu}_{\text{ICI}} + W_\mu \quad (1)$$

其中

$$H_{\mu,\nu} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}[\nu(l-n)+n\mu]} \quad (2)$$

$X_\nu$  和  $Y_\mu$  分别为发送和接收符号。 $W_\mu$  为时域加性白高斯噪声的频域表示。 $H_{\mu,\nu}$  为频域信道矩阵  $\mathbf{H}$  的元素。 $h_l(n)$  表示第  $l$  个信道抽头在  $n$  时刻的信道冲激响应。对式(2)分析可以发现, 当  $h_l(n)$  不随时间  $n$  变化时, 频域信道矩阵  $\mathbf{H}$  为对角矩阵, 此时在式(1)中不会存在 ICI 项。而当  $h_l(n)$  时变时,  $\mathbf{H}$  具有非对角元素, 将不可避免地产生 ICI 项。因此, 消除 ICI 的关键在于对时变信道的准确估计。

本文利用 BEM 来描述具有时间选择性衰落的多径传播信道。在 BEM 中, 多径传播信道被建模为一个 FIR 滤波器, 其每个抽头被表示为一组基函数的叠加。则信道冲激响应  $h_l(n)$  可以近似为

$$h_l(n) = \sum_{q=0}^Q g_{q,l} b_q(n) \quad (3)$$

其中基系数  $g_{q,l}$  是彼此独立的复高斯随机变量, 在一个 OFDM 符号周期内保持不变;  $b_q(n)$  为基函数;  $Q = 2\lceil f_{\max} T_s \rceil$ ,  $f_{\max}$  和  $T_s$  分别为最大多普勒频移和 OFDM 符号周期。

将采用 BEM 建模的信道冲激响应, 以及频域信道矩阵  $\mathbf{H}$  代入式(1), 使其重新表示为

$$Y_\mu = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} \sum_{\nu=0}^{N-1} X_\nu S_q(\mu - \nu) e^{-j\frac{2\pi}{N}\nu l} + W_\mu \quad (4)$$

其中  $S_q(\mu - \nu) = \sum_{n=0}^{N-1} b_q(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}n(\mu - \nu)}$ 。

通过以上代换, 发射与接收符号通过信道的连接关系被转化为了通过 BEM 基系数  $g_{q,l}$  的连接关系。

## 3 导频辅助信道估计

信道的估计依赖于已知的导频符号, 所以, 需要将式(4)转化为导频符号的输入输出关系。设有  $P$  个导频符号, 其在子载波中的分布位置集合为  $p = \{p_0, p_1, \dots, p_{P-1}\}$ 。则可得到  $p_k (0 \leq k \leq P-1)$  位置的接收导频符号

$$Y_{p_k} = \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} c_q(p_k, l) + \bar{W}_{p_k} \quad (5)$$

其中  $c_q(p_k, l) = \frac{1}{N} \sum_{\nu \in p} X_\nu S_q(p_k - \nu) e^{-j\frac{2\pi}{N}\nu l}$ ,  $\bar{W}_{p_k} = \frac{1}{N}$

$$\sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} \sum_{\nu \notin p} X_\nu S_q(p_k - \nu) e^{-j\frac{2\pi}{N}\nu l} + W_{p_k}。$$

可见, 来自非导频符号的 ICI, 被当作了单纯的噪声。

进一步, 式(5)可表示为矩阵形式

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{C}\mathbf{g} + \bar{\mathbf{W}}_p \quad (6)$$

其中  $\mathbf{Y}_p = [Y_{p_0}, Y_{p_1}, \dots, Y_{p_{P-1}}]^T$  为  $P \times 1$  维的接收导频符号向量,  $\bar{\mathbf{W}}_p$  为  $P \times 1$  维的加性噪声向量,  $\mathbf{C} =$

$$\begin{bmatrix} c_0(p_0, 0) & \cdots & c_0(p_0, L-1) & \cdots & c_Q(p_0, L-1) \\ c_0(p_1, 0) & \cdots & c_0(p_1, L-1) & \cdots & c_Q(p_1, L-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_0(p_{P-1}, 0) & \cdots & c_0(p_{P-1}, L-1) & \cdots & c_Q(p_{P-1}, L-1) \end{bmatrix}_{P \times L(Q+1)}$$

$\mathbf{g} = [g_{0,0}, \dots, g_{0,L-1}, g_{1,0}, \dots, g_{1,L-1}, \dots, g_{Q,0}, \dots, g_{Q,L-1}]^T$  为  $L(Q+1) \times 1$  维的 BEM 基系数向量。

接下来, 可由 LS 估计得到 BEM 基系数向量。

$$\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{C}^{-1} \mathbf{Y}_p \quad (7)$$

然后, 将估计得到的  $\hat{\mathbf{g}}$  代入式(3), 得到信道冲激响应, 以实现对一个 OFDM 符号周期内时变信道的估计。再由时变信道通过式(2)计算出频域信道矩阵  $\hat{\mathbf{H}}$ , 最后, 采用迫零均衡实现 ICI 的消除。

上述整个处理流程的关键在于得到准确的  $\hat{\mathbf{g}}$  估计。但是, 由式(5)可以看出, 来自非导频符号的 ICI 干扰同样含有待估计的基系数向量  $\mathbf{g}$ , 且随着信道时变程度的加深, 这种干扰将更加严重, 并对  $\hat{\mathbf{g}}$  估计的准确性造成很大影响。因此, 需要设法减小这种来自非导频符号的干扰。

## 4 信道估计的性能改善

为了提高基系数的估计准确度, 通常的方法是将导频符号相对集中地放置以保持与非导频符号的距离, 使到达部分导频符号的 ICI 相对较小<sup>[3]</sup>。但是, 在与非导频符号紧邻的导频符号上仍将会有较严重的 ICI 干扰。而且, 这样的导频设置无法应对所有的时变信道, 当信道快衰落时, ICI 的影响距离将相对扩大, 覆盖更多的导频符号。因此, 还是得从消除 ICI 的影响入手。

通过分析式(4)可以发现, 来自不同子载波的 ICI 大小主要由函数  $S_q(\mu - \nu)$  决定。 $S_q(\mu - \nu)$  可以理解为, 第  $\nu$  个子载波对第  $\mu$  个子载波的 ICI 影响程度。图 1 显示了假设  $\nu=0$  时,  $S_q(\mu)$  的幅度变化曲线。此处选取基函数为复指数基  $e^{j2\pi(q-Q/2)n/N}$ , 其中  $Q=4$ ,  $N=256$ 。

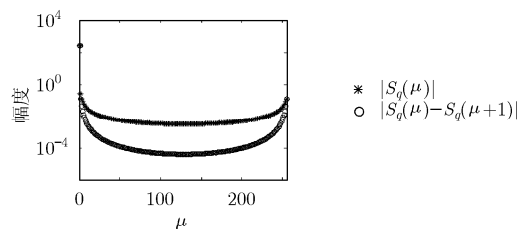


图 1 ICI 自消除前后的幅度比较

由图 1 可见,大多数  $|S_q(\mu)|$  在相邻位置上变化很小。那么,可以认为第  $\nu$  个子载波对第  $\mu$  个和  $\mu+1$  个子载波的 ICI 影响在多数情况下变化不大。基于这种思想,考虑将接收到的符号相邻位相减,这样可以很大程度地抵消接收符号中所包含的 ICI 成分。由式(4)可得

$$Y_\mu - Y_{\mu+1} = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} \sum_{\nu=0}^{N-1} X_\nu (S_q(\mu-\nu) - S_q(\mu+1-\nu)) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}\nu l} + W_\mu - W_{\mu+1} \quad (8)$$

通过上述 ICI 自消除后,接收符号中所包含的 ICI 干扰可以得到显著的抑制,图 1 给出了前后的比较。

将这种 ICI 自消除方法应用于 BEM 基系数的估计,需要采用相对集中的导频插入方法,即等间隔的导频组分布,这样才能满足相邻的接收导频符号相减以抵消 ICI 干扰,提高估计准确度。于是,可以重新得到导频辅助信道估计公式

$$\tilde{Y}_{p_k} = Y_{p_k} - Y_{p_{k+1}} = \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} \tilde{c}(p_k, l) + \tilde{W}_{p_k} \quad (9)$$

其中  $\tilde{c}_q(p_k, l) = \frac{1}{N} \sum_{\nu \in p} X_\nu (S_q(p_k - \nu) - S_q(p_{k+1} - \nu)) e^{-j\frac{2\pi}{N}\nu l}$ ,

$$\tilde{W}_{p_k} = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} \sum_{\nu \notin p} X_\nu (S_q(p_k - \nu) - S_q(p_{k+1} - \nu)) e^{-j\frac{2\pi}{N}\nu l} + W_{p_k} - W_{p_{k+1}}。$$

可见,计算形式并没有什么变化。只是  $\tilde{W}_{p_k}$  的影响得到了抑制。

同样,可以将式(9)表示为与式(6)相同的矩阵形式,并通过 LS 估计得到 BEM 基系数向量  $\hat{g}$ 。但是,此时的估计值将具有更高的准确度。

## 5 仿真结果

为了测试这种信道估计的改进算法,本文采用文献[6]中提出的建模方法来产生多径瑞利衰落信道,该方法是对经典的 Jakes 模型的改进,已被证明能够更加真实地逼近实际的信道环境。

设置具体的仿真参数。子载波数为 256,采用 QPSK 调制,载波频率为 2.41GHz,OFDM 符号周期  $T_s$  为 2.24ms,相对运动速度为 200km/h,导频符号以 8 个相邻子载波为一组的等间隔分布,用于 BEM 建模的基函数则选取如前所述的复指数基。此时,最大多普勒频移相对子载波间隔为 1,属于多普勒频展影响较严重的情况,信道呈现明显的快衰落。

图2表示了信噪比为20dB时,时变信道的真实值,以及未经ICI自消除的信道估计值<sup>[3]</sup>与经过本文改进方法所得到的估计值的比较。图中只列出了第一信道抽头的实部和虚部变化曲线。图3则显示了有无ICI自消除的信道估计在不同 SNR 下的均方误差(MSE)曲线,可以看出,采用ICI自消除后的信道估计方法在估计性能上有明显提高,能够更好地逼近真实信道。

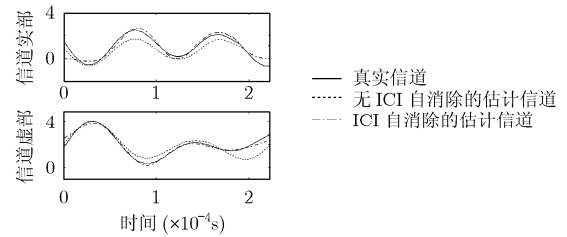


图2 基于 BEM 重建信道与真实信道的比较

然后,将估计得到的时变信道代入频域均衡操作,采用误码率(BER)指标来衡量消除 ICI 的效果。图 4 显示了采用不同方法估计时变信道,最终所得到的 BER 随 SNR 变化的曲线。与本文方法相比较的分别是不进行时变信道估计<sup>[1]</sup>,采用线性近似时变信道估计<sup>[2]</sup>和单纯的 BEM 时变信道估计的方法<sup>[3]</sup>。由图可见,随着 SNR 的增大,由于 ICI 成分始终存在,采用其它方法的系统性能受到了严重的影响。尤其是在不对时变信道进行估计的情况下,性能始终无法提高。而本文方法由于比单纯的 BEM 方法更准确地估计出时变信道,特别是在高 SNR 时,使得频域均衡能够更有效地消除 ICI,因此,系统性能得到了进一步提高。

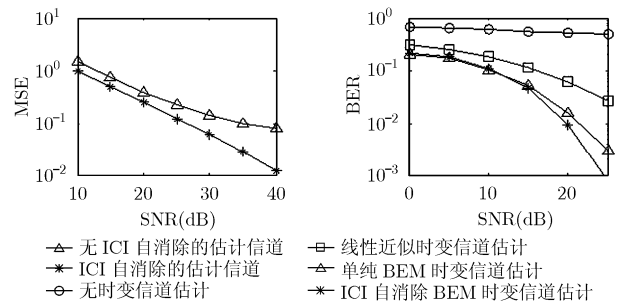


图3 不同信道估计方法的 MSE 性能比较

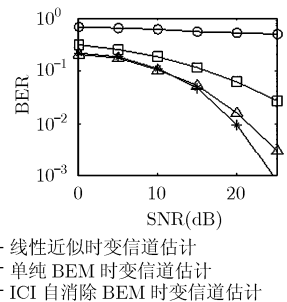


图4 不同信道估计方法的 BER 性能比较

## 6 结束语

本文分析了基于 BEM 进行信道估计所存在的问题,即相邻非导频符号产生的 ICI 干扰,降低了估计的准确度。对此,提出利用 ICI 自消除方法以抵消估计中所包含的 ICI 项,从而提高了估计的准确性。反过来,由于得到了可靠的信道估计,使得均衡能够更有效地消除接收符号中所包含的 ICI 项,最终,提高了整个系统的性能。本方法的思路来源于 Zhao 所提出的 ICI 自消除思想<sup>[7]</sup>,但并没有如 Zhao 那样将 ICI 自消除应用于接收符号,因为那需要对发送符号进行重新设计,降低了频谱利用率。仿真结果证明了本文方法所取得的良好效果,既利用了 BEM 的优势,又改善了 BEM 在估计中所存在的不足,最终使得 BEM 信道估计方法能够适用于更加复杂的时变信道环境。

## 参考文献

- [1] Russell M and Stuber G L. Interchannel interference

- analysis of OFDM in a mobile environment [C]. IEEE 45th Vehicular Technology Conference, New York, USA, 1995, 2: 820-824.
- [2] Mostofi Y and Cox D C. ICI mitigation for pilot-aided OFDM mobile systems [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2005, 4(2): 765-774.
- [3] Tang Z, Leus G, and Cannizzaro R C, *et al.* Pilot-assisted time-varying OFDM channel estimation [C]. The 31st International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Toulouse, France, 2006: 133-136.
- [4] Borah D K and Hart B D. Frequency-selective fading channel estimation with a polynomial time-varying channel model [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1999, 47(6): 862-873.
- [5] Zemen T and Mecklenbrauker C F. Time-variant channel estimation using discrete prolate spheroidal sequences [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2005, 53(9): 3597-3607.
- [6] Zheng Y R and Xiao C. Simulation models with correct statistical properties for rayleigh fading channels [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(6): 920-928.
- [7] Zhao Y P and Haggman S G. Inter-carrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2001, 49(7): 1185-1191.
- 秦文: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为通信中的信号处理、数字视频处理、数字图像处理。
- 彭启琮: 男, 1946年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信与信息系统中的信号处理、自动测试系统中的信号处理、DSP技术等。