

多载波系统中基于镶嵌算法的载频间干扰消除方案

王 霞, 朱世华, 孙德龙

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 为消除正交频分复用(OFDM)系统中的载波间干扰,在对干扰系数分析与合理估计的基础上,提出了一种基于频域均衡思想的解相关干扰抑制方案.通过干扰矩阵的循环镶嵌算法来消除载频间干扰,抑制系统中的地板效应.与传统的频域均衡方法相比,该方案省去了迭代运算与信道矩阵的求逆运算,计算简便,具有稳定的收敛性,并且适用于无线多径信道和高速移动的环境.仿真结果表明:在系统归一化频偏为 0.2 时,该方案的系统信干比比标准的 OFDM 系统提高了 32 dB,比干扰自消除方案提高了 5 dB;在系统误码率为 10^{-4} 时,该方案的信噪比比干扰自消除方案提高了 2~3 dB.

关键词: 正交频分复用;载频间干扰;干扰消除;均衡

中图分类号: TN916.9 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-987X(2005)06-0633-04

Inter-Carrier Interference Cancellation Based on Cyclic Embedding for Multicarrier Communication Systems

Wang Xia, Zhu Shihua, Sun Delong

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: In order to eliminate intercarrier interference(ICI) of orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) communication systems, based on interference coefficients analysis and reasonable estimation, a novel decorrelation interference cancellation scheme using frequency-domain equalization was proposed. By using the cyclic embedding algorithm of interference matrix, this scheme can directly eliminate intercarrier interference and restrain the floor effect of systems. Compared to the conventional frequency-domain equalization, the new scheme has better convergence reliability and lower computational complexity without requiring the iterative operation and the inverse operation of matrix, and is suitable for applying to the wireless multipath channel and high speed mobile environments. Simulation results indicate that the signal-to-interference ratio of the proposed scheme can be 32dB more than the standard OFDM system, 5dB more than the interference self-cancellation scheme when the normalized frequency offset is 0.2, and the signal-to-noise ratio of the proposed scheme can be increased 2~3dB when the bit error ratio is 10^{-4} .

Keywords: *orthogonal frequency-division multiplexing; inter-carrier interference; interference cancellation; equalization*

正交频分复用(OFDM)技术是应用于高速率多业务通信系统的关键技术,但在通信系统中,高速移动所引入的多普勒频移以及收发信机中载频不同步所引入的载频偏移,会破坏 OFDM 系统中子载波之间的正交性,从而引起载频间干扰(ICI).文献[1,2]

表明:当系统中归一化的频偏为 0.2 时,系统的载干比会下降 12 dB.因此,如何抑制系统中的 ICI 已成为研究 OFDM 系统的热点问题^[3-7].目前,ICI 的抑制技术大致有频域均衡^[3]、时域处理^[4]及 ICI 自身消除方案^[5]等,前 2 种方案的计算复杂度高,第 3

种方案虽不需要做信道估计,实现简单,但却降低了系统的频谱效率.本文在对ICI系数分析与合理估计的基础上,引入了一种基于频域均衡思想的解相关干扰抑制方法,与传统的频域均衡方法相比,省去了加权系数的迭代过程与相关矩阵的求逆运算,具有稳定的收敛性和计算简便等特点.

1 系统模型

在OFDM系统中,设发端进入OFDM的信源为 $\mathbf{a}=[a_0, \dots, a_{N-1}]$,其中 N 为系统的子载波数,多载波调制后的时域信号为 $\mathbf{b}=[b_0, \dots, b_{N-1}]$,经并串转换及D/A后得到的发送信号为

$$x(t) = \exp(j2\pi f_c t) \sum_{n=0}^{N-1} b_n p(t - \frac{nT}{N}) \quad (1)$$

式中: $b_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_k \exp(\frac{j2\pi kn}{N})$, $n=0, \dots, N-1$; $p(t)$ 为发送滤波器的单位冲激响应; T 为OFDM符号间隔; f_c 为发射信号的载波频率.

假设系统中由于多普勒频移和收发信机的载频不同步所引入的载频偏移为 Δf ,则在接收端经同步解调后所接收到的信号为

$$y(t) = \exp(j2\pi \Delta f t) \sum_{n=0}^{N-1} b_n q(t - \frac{nT}{N}) + n(t) \quad (2)$$

式中: $q(t)$ 为发送滤波器、信道与接收滤波器级连后系统的总单位冲激响应; $n(t)$ 为系统中的加性复高斯白噪声,其均值为0、方差为 σ^2 .

对式(2)以 T/N 为间隔进行采样,假设 $q(t)$ 满足采样要求,则采样后的信号为

$$y_k = b_k \exp(\frac{j2\pi k \Delta f T}{N}) + n_k, k=0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

式中: n_k 为高斯噪声 $n(t)$ 的采样值. $\mathbf{y}=[y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]$ 经OFDM解调后的信号为

$$z_m = \sum_{k=0}^{N-1} y_k \exp(-j\frac{2\pi km}{N}), m=0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

将式(3)代入式(4),经整理后可得

$$z_m = \sum_{l=0}^{N-1} c_{l-m} a_l + p_m, m=0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

式中: $c_{l-m} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \exp(\frac{j2\pi k(l-m+\epsilon)}{N})$ 为OFDM系统中其他子载波 l 对当前第 m 个子载波所造成的干扰; $\epsilon = \Delta f T$ 为OFDM系统的归一化频偏; p_m 为系统中高斯噪声 n_k 的离散傅里叶变换; a_l 为第 l 个子载波上的信源符号.

将式(5)写为矩阵形式,即

$$\mathbf{z} = \mathbf{c}\mathbf{a} + \mathbf{n} \quad (6)$$

式中: $\mathbf{z}=[z_0, \dots, z_{N-1}]^T$, $\mathbf{a}=[a_0, \dots, a_{N-1}]^T$, $\mathbf{n}=[p_0, \dots, p_{N-1}]^T$ 分别为系统的接收向量、发送向量及噪声向量; \mathbf{c} 为系统的载频间干扰(ICI)矩阵,即

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & \dots & c_{N-1} \\ c_{-1} & c_0 & \dots & c_{N-2} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_1 & c_2 & \dots & c_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & \dots & c_{N-1} \\ c_{N-1} & c_0 & \dots & c_{N-2} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_1 & c_2 & \dots & c_0 \end{bmatrix}$$

应用最小二乘检测算法,可得 \mathbf{a} 的估计值

$$\hat{\mathbf{a}} = (\mathbf{c}^H \mathbf{c})^{-1} \mathbf{c}^H \mathbf{z} = \mathbf{c}^{-1} \mathbf{z} = \mathbf{c}^{-1} \mathbf{c}\mathbf{a} + \mathbf{c}^{-1} \mathbf{n} \quad (7)$$

若考虑信道为频率选择性衰落,则通过OFDM调制解调处理后,可将频率选择性衰落转变为 N 个子载波上的并行平坦衰落信道,则式(6)可改写为

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{c}\mathbf{a} + \mathbf{n} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{H}=\text{diag}[H_0, \dots, H_{N-1}]$ 为一个 $N \times N$ 的对角阵,其中的元素 H_l 为多径衰落信道的频率响应.

式(8)通过频域内的一步均衡又可直接转换为式(6)的表达,下面就以式(6)为基础展开讨论.

2 干扰抑制算法

ICI矩阵 \mathbf{c} 是一个循环矩阵,同时也是一个 Toeplitz 矩阵^[8],下面对这一矩阵展开讨论.

令

$$\lambda(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n W_N^{kn}, k=0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

则有 $\mathbf{c}\mathbf{w}(k) = \lambda(k)\mathbf{w}(k)$, $k=0, 1, \dots, N-1$ (10)

式中: ICI矩阵 \mathbf{c} 的第1行元素 $c_n=c_0, \dots, c_{N-1}$ 称为ICI矩阵的分布系数; $\mathbf{w}(k)=[1, W_N^k, W_N^{2k}, \dots, W_N^{k(N-1)}]^T$, $k=0, 1, \dots, N-1$.

由式(9)可知, $\lambda(k)$ 为矩阵 \mathbf{c} 的特征值,可将矩阵 \mathbf{c} 分解为

$$\mathbf{c} = \mathbf{W}\mathbf{\Lambda}\mathbf{W}^{-1} \quad (11)$$

式中: $\mathbf{\Lambda}=\text{diag}(\lambda(0), \lambda(1), \dots, \lambda(N-1))$; \mathbf{W} 是由 N 个 $\mathbf{w}(k)$ 组成的矩阵,即 $\mathbf{W}=[\mathbf{w}(0), \mathbf{w}(1), \dots, \mathbf{w}(N-1)]$,由此可将式(7)改写为

$$\hat{\mathbf{a}} = \mathbf{c}^{-1} \mathbf{z} + \mathbf{c}^{-1} \mathbf{n} = \mathbf{W}\mathbf{\Lambda}^{-1}\mathbf{W}^{-1} \mathbf{z} + \mathbf{c}^{-1} \mathbf{n} \quad (12)$$

分析式(12)可得

$$\mathbf{W}^{-1} \mathbf{z} = F_{\text{IDFT}}[\mathbf{z}]$$

$$\mathbf{\Lambda}^{-1} = \text{diag}(1/\lambda(0), 1/\lambda(1), \dots, 1/\lambda(N-1))$$

利用循环矩阵的镶嵌算法^[9],并结合式(12)的运算结构,可得到对式(12)求解的快速算法:

(1) 计算 c_n 的 N 点离散傅里叶变换(DFT),得到 $\lambda(k)$, $k=0, 1, \dots, N-1$;

(2) 计算 $U(k)=1/\lambda(k)$;

(3) 计算接收向量 z 的 N 点逆离散傅里叶变换 (IDFT), 得到 $V(k)$;

(4) 令 $P(k)=U(k)V(k)$;

(5) 计算 $P(k)$ 的 DFT, 即可得到发送向量 a 的估计值 \hat{a} 。

矩阵 Λ^{-1} 、 $W^{-1}z$ 的计算都可以通过快速傅里叶变换 (FFT) 得到, 降低了计算的复杂度 (计算量从 $O(N^3)$ 变为 $O(N\ln N)$)。

3 干扰系数的估计

利用上述快速算法消除 ICI 时, 首先要对系统中 ICI 矩阵的分布系数做出估计。

观察与整理式 (6), 可改写为

$$z = A\bar{c} + n \quad (13)$$

式中: \bar{c} 为 ICI 矩阵分布系数所构成的列向量, $\bar{c} = [c_0, c_1, \dots, c_{N-1}]^T$, A 为由发送序列 a_0, \dots, a_{N-1} 所构成的左循环矩阵

$$A = \begin{bmatrix} a_0 & a_1 & \cdots & a_{N-1} \\ a_1 & a_2 & \cdots & a_0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{N-1} & a_0 & \cdots & a_{N-2} \end{bmatrix}$$

在本文的系统中, 通过定时地发送一组训练序列, 对式 (13) 采用上面的快速算法, 就可直接求得 ICI 矩阵的分布系数 c_0, c_1, \dots, c_{N-1} 。

4 仿真结果与分析

系统的性能指标采用系统的信干比与误码率来衡量。假设发送信号具有 0 均值并统计独立, 因此对 N 个子载波的 OFDM 系统, 没有采用干扰抑制技术的系统信干比 R_{CI} 定义为

$$R_{CI} = |c_0|^2 / \sum_{l=1}^{N-1} |c_l|^2 \quad (14)$$

若接收信号经干扰抑制处理后信号的权矩阵为 $\Gamma = \tilde{c}^{-1}c$, 其中 \tilde{c} 为估计出的 ICI 矩阵, 则系统的信干比为

$$R_{CI} = |\Gamma_0|^2 / \sum_{l=1}^{N-1} |\Gamma_l|^2 \quad (15)$$

式中: $\Gamma_l (l=0, \dots, N-1)$ 为 Γ 中的对角线元素。

OFDM 系统未采取干扰抑制方案时, 系统的误码率^[4]为

$$P_e = \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{2}{5} E_b |c_0|^2 / (N_0 + \sum_{l=1}^{N-1} |c_l|^2) \right)^{1/2} -$$

$$\frac{9}{24} \operatorname{erfc}^2 \left(\frac{2}{5} E_b |c_0|^2 / (N_0 + \sum_{l=1}^{N-1} |c_l|^2) \right)^{1/2} \quad (16)$$

式中: E_b 为信号的单位比特能量; N_0 为高斯噪声的功率谱密度。

采用干扰抑制后系统的误码率为

$$P_e = \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left(\frac{2}{5} E_b |\Gamma_0|^2 / (N_0 + \sum_{l=1}^{N-1} |\Gamma_l|^2) \right)^{1/2} - \frac{9}{24} \operatorname{erfc}^2 \left(\frac{2}{5} E_b |\Gamma_0|^2 / (N_0 + \sum_{l=1}^{N-1} |\Gamma_l|^2) \right)^{1/2} \quad (17)$$

系统仿真中取 $N=64$, 采用 16 QAM 调制。

实验 1 将本文的 ICI 消除方案与文献[5]所建议的干扰自消除方案及未采用 ICI 抑制的标准 OFDM 系统方案进行比较。当信噪比为 10 dB 时, 系统信干比 R_{CI} 的仿真结果如图 1 所示。由图 1 可知, 本文的 ICI 消除方案使系统的信干比得以明显改善。在系统归一化频偏 ϵ 为 0.2 时, 本文方案可比标准 OFDM 方案的信干比提高约 32 dB, 比 ICI 自消除方案约提高 5 dB。

实验 2 系统中的 ICI 对系统误码性能的影响。仿真结果如图 2 所示。由图 2 可知, 当归一化频偏较小时 (小于 0.05), 随着系统信噪比的增加, 系统的误码率下降, 但当归一化频偏较大时 (大于 0.5), 系统的误码率几乎没有明显的变化。这表明当归一化频偏较大时, 系统中的 ICI 占主导作用, 仅通过增加发射机的功率已不能起到改善系统性能的作用。

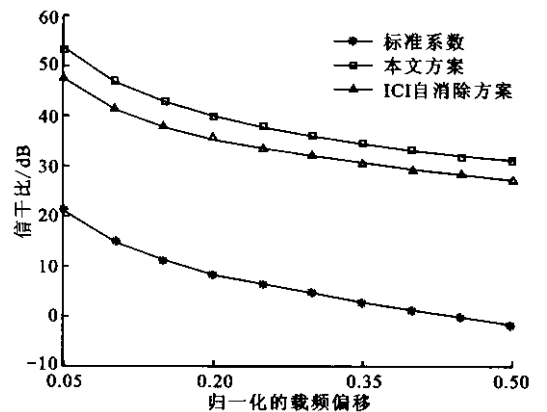


图 1 3 种 ICI 抑制方法的性能比较

实验 3 在系统归一化频偏分别为 0.2 与 0.5 时, 系统误码率性能的仿真结果如图 3、图 4 所示。当系统归一化频偏为 0.2 时, 本文方案的系统性能已完全逼近系统中无 ICI 影响的情况 (二者重合), 并且

优于干扰自消除方案. 在误码率 $P_e=10^{-4}$ 时, 本文方案比干扰自消除方案的信噪比约提高了 2~3dB, 且

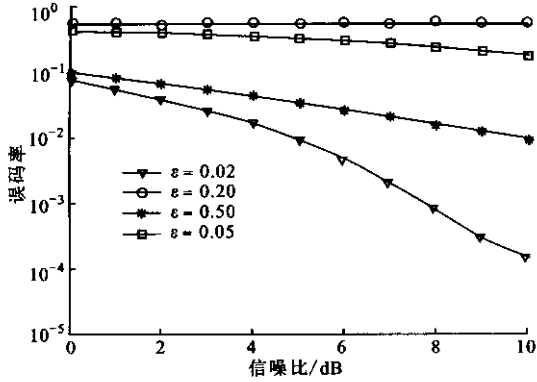


图 2 不同 ϵ 时系统的性能比较

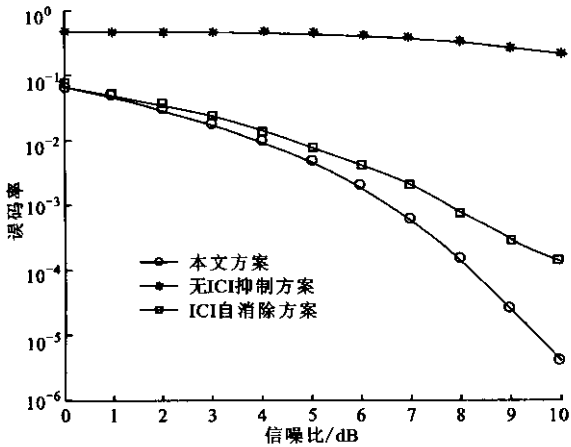


图 3 $\epsilon=0.2$ 时系统的性能比较

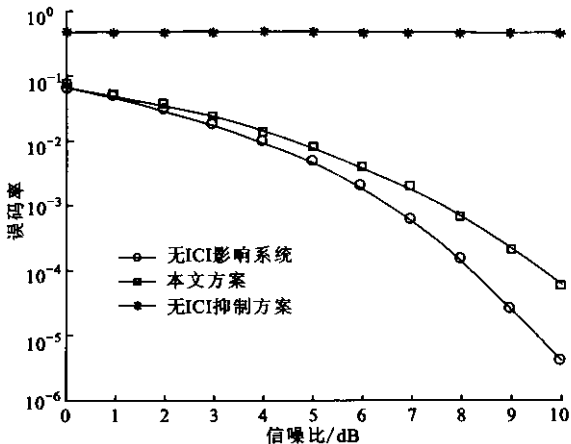


图 4 $\epsilon=0.5$ 时系统的性能比较

该方案已基本消除了 OFDM 中的地板效应. 当系统归一化频偏为 0.5 时, 本文方案与系统中无 ICI 影响的系统性能相比有一定的偏差. 这表明: 当系统归一化频偏过大时 ($\epsilon > 0.5$), 本文方案对系统性能的改善有所减弱, 但通常在高速移动 (移动速度为

250 km/h) 的情况下, 当载频为 2 GHz、子载波数为 512 时, 由多普勒频移所引起的归一化频偏为 0.32 (< 0.5), 因此本文所建议的干扰消除方案是适用于高速移动环境的.

5 结 论

本文所提出的基于频域均衡思想的解相关干扰消除方案具有收敛快、实现简便的特点. 仿真结果表明, 与已有的 ICI 自身消除方案相比, 本文方案消除了 OFDM 中的地板效应, 解决了频带效率降低的问题, 适用于无线多径信道和高速移动环境.

参考文献:

- [1] Li Y, Cimini L J. Bounds on the interchannel interference of OFDM in time-varying impairments [J]. IEEE Trans Commun, 2001, 49(3): 401-404.
- [2] Armstrong J. Analysis of new and existing methods of reducing intercarrier interference due to carrier frequency offset in OFDM [J]. IEEE Trans Commun, 1999, 47(3): 365-369.
- [3] Dhahi N A. Optimum finite-length equalization multi-carrier transceivers [J]. IEEE Trans Commun, 1996, 44(1): 56-64.
- [4] Wang L, Tellambura C. A novel ICI cancellation technique for OFDM systems using adaptive mapping signal constellation [A]. 2003 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, Victoria, Canada, 2003.
- [5] Zhao Y, Haggman S G. Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems [J]. IEEE Trans Commun, 2001, 49(7): 1185-1191.
- [6] Sathananthan K, Tellambura C. Partial transmit sequence and selected mapping schemes to reduce ICI in OFDM systems [J]. IEEE Communications Letters, 2002, 6(8): 313.
- [7] Seyedi A, Saulnier G J. General self-cancellation scheme for mitigation of ICI in OFDM systems [A]. 2004 IEEE International Conference on Communications, Paris, France, 2004.
- [8] 邹谋炎. 反卷积和信号复原 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2001. 76-78.
- [9] 张贤达. 信号处理中的线性代数 [M]. 北京: 科学出版社, 2001. 112-119.

(编辑 刘 杨)