

载波误差对 MC-CDMA 系统性能的影响¹

张登银 郑宝玉*

(南京邮电学院计算机科学与技术系 南京 210003)

*(南京邮电学院信息工程系 南京 210003)

摘 要 该文对下行无线通信信道中 MC-CDMA 系统的载波误差性能进行了研究。对接收判决器的输入信噪比 (SNR) 和判决误码率 (BER) 进行了详细的理论分析和数值模拟。结果表明, MC-CDMA 对载波频率偏移十分敏感, 系统性能随载波数量的增加而迅速下降; 在最大载荷下, 载波相位抖动导致的性能下降与载波数无关。

关键词 多载波系统, CDMA, 信噪比, 误码率

中图分类号 TN914.5

1 引 言

多载波 CDMA(MC-CDMA), 是正交频分复用 (OFDM) 与码分多址 (CDMA) 两种技术结合的产物。与 DS-CDMA 相比, 在相同的处理域上 MC-CDMA 的码片速率要低得多, 更适合于高速数据通信。MC-CDMA 频谱效率高, 具有抗多址干扰 (MAI)、抗信道衰落等特性^[1,2], 已被计划用于第三代移动无线通信的下行链路。

由于使用了大量载波, 多载波 (MC) 系统对同步误差非常敏感^[3,4]。同步误差一般可分为载波误差和定时误差。本文主要研究下行无线通信信道中载波误差对 MC-CDMA 系统性能的影响。首先讨论 MC-CDMA 系统模型, 给出接收端输入信噪比 (SNR) 和判决误码率 (BER) 定义; 然后分析载波误差对系统性能的影响, 并给出数值模拟结果; 最后是结论。

2 系统描述

MC-CDMA 系统下行链路传输模型如图 1 所示。发送端第 m 个用户在第 i 个时间间隔内所传输的数据符号为 $\{a_{i,m}\}$, 对应的 WH(Walsh Hadamard) 扩频码序列为 $\{c_{n,m}/n = 0, \dots, N-1\}$ 。假设 OFDM 的载波数等于码片长 N , 并且用户的第 n 个码片调制到对应的第 n 个载波, 则系统发送信号样值可表示为

$$s_{i,k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_m \sqrt{E_{sm}} a_{i,m} c_{n,m} e^{j2\pi kn/N} \quad (1)$$

E_{sm} 为第 m 个用户的符号能量。OFDM 调制一般可通过循环前缀方式插入保护间隔 vT 以防止码间干扰 (ISI)。加入保护间隔的采样信号 $\{s_{i,k}/k = -v, \dots, N-1\}$ 通过传递函数为 $P(f)$ 的滤波器发送到信道, 发送滤波器为单位能量的均方根奈奎斯特滤波器。

衰落信道传递函数为 $H_{ch}(f)$, 加性高斯白噪声 $w(t)$ 的功率谱密度为 $N_0/2$ (实部和虚部不相关)。接收信号 $r(t)$ 经匹配滤波后, 在 $t_{i,k} = i(N+v)T + kT + \varepsilon_{i,k}T$ 时刻采样, $\varepsilon_{i,k}$ 表示第

¹ 2002-12-16 收到, 2003-01-03 改回

国家“863”计划基金资助项目 (2002AA712034); 广东省自然科学基金资助项目 (20001641)

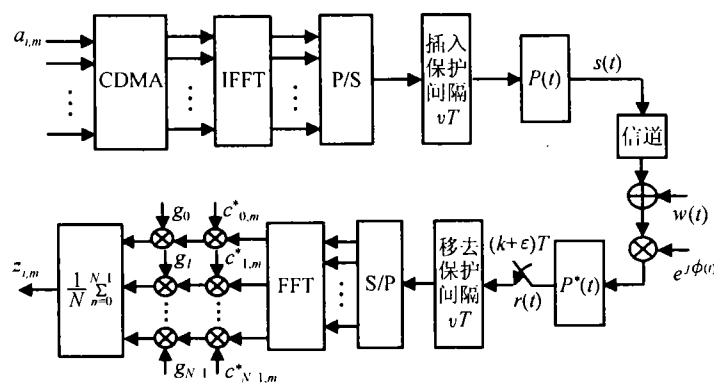


图 1 MC-CDMA 系统下行链路传输模型

i 个符号间隔中第 k 个样值的归一化定时误差 ($|\varepsilon_{i,k}| < 1/2$)。假设接收机载波相位误差为 $\phi(t)$ ，当载波相位误差相对于码片持续时间 T 缓慢变化时，接收信号样值可表示为

$$r_{i,k} = \sum h_{\text{eq}}(kT - mT; t_{i,k}) s_{i,m} + w_{i,k}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中 $h_{\text{eq}}(t; t_{i,k})$ 是时变脉冲响应，其傅里叶变换 $H_{\text{eq}}(f; t_{i,k})$ 为

$$H_{\text{eq}}(f; t_{i,k}) = e^{j\phi_{i,k}} H(f) e^{j2\pi f \varepsilon_{i,k} T} \quad (3)$$

$H(f)$ 是包括发送和接收滤波器在内的信道传递函数，即 $H(f) = |P(f)|^2 H_{\text{ch}}(f)$ ； $\phi_{i,k}$ 是 $t_{i,k}$ 时刻的载波相位误差，即 $\phi_{i,k} = \phi(t_{i,k})$ 。假设 $h_{\text{eq}}(t; t_{i,k})$ 持续时间不超过保护间隔时间，即相邻符号不影响观察符号，则去除保护间隔得到的信号样值为

$$r_{i,k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_n(t_{i,k}) e^{j2\pi nk/N} \sum_m \sqrt{E_{sm}} a_{i,m} c_{n,m} + w_{i,k} \quad (4)$$

其中

$$H_n(t_{i,k}) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} H_{\text{eq}}\left(\frac{n}{NT} + \frac{m}{T}; t_{i,k}\right) \quad (5)$$

第 i 个符号间隔内的 N 个 $r_{i,k}$ 样值经 FFT 变换以及 $c_{n,m}^*$ 解扩，再由单端均衡器均衡（均衡系数 $g_{n,i}$ 对应于第 n 个 FFT 输出），可以得到接收机判决器的输入为

$$z_{i,m} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} g_{n,i} c_{n,m}^* \sum_{k=0}^{N-1} r_{i,k} e^{-j2\pi kn/N} = \sqrt{E_{sm}} a_{i,m} I_{i,m,m} + \sum_{l \neq m} \sqrt{E_{sm}} a_{i,l} I_{i,l,m} + W_{i,m} \quad (6)$$

其中 $W_{i,m}$ 为零均值复高斯噪声， $I_{i,l,m}$ 为来自第 l 个用户的 MAI:

$$I_{i,l,m} = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n,n'=0}^{N-1} g_{n',i} c_{n',l} c_{n,m}^* e^{j2\pi k(n-n')/N} H_n(t_{i,k}) \quad (7)$$

3 评价指标

3.1 信噪比 (SNR)

MC-CDMA 系统的同步误差等效于 (3) 式所示的时变滤波器^[5]。如果将载波相位误差 $\phi_{i,k}$ 或定时误差 $\varepsilon_{i,k}$ 作为随机过程来处理, 则 MAI 信号 $I_{i,l,m}$ 是一个零均值高斯随机变量, 方差为 $\sigma_{\text{MAI}}^2 = \Sigma E_{sm} E[|I_{i,l,m}|^2]$ 。接收的有用信号 $I_{i,m,m}$ 可以分解为均值 $E[I_{i,m,m}]$ 和围绕均值波动的变量 $(I_{i,m,m} - E[I_{i,m,m}])$ 两部分, 后者即载波间干扰 (ICI), 也是一个零均值高斯随机变量, 方差为 $\sigma_{\text{ICI}}^2 = \Sigma E_{sm} E[|I_{i,m,m} - E[I_{i,m,m}]|^2]$ 。于是, 接收机判决器的输入信噪比可以定义为

$$\text{SNR}_m = E_{sm} |E[I_{i,m,m}]|^2 / (N_0 + \sigma_{\text{MAI}}^2 + \sigma_{\text{ICI}}^2) \quad (8)$$

在理想信道即 $H_{\text{ch}}(f) = 1$ 且无同步误差情况下, 上式 $\text{SNR}_m = E_{sm}/N_0$ 。因此, 由于信道不理想和 (或) 同步误差所引起的信噪比性能下降可定义为 $D_m = 10 \lg[(E_{sm}/N_0)/\text{SNR}_m](\text{dB})$ 。

3.2 误码率 (BER)

同步误差引起的 MAI 和 ICI, 近似为零均值高斯随机变量。利用该统计特性, 同步误差导致的判决误码率可以定义为

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{N} \cdot \frac{(\sum H_n)^2}{N_0 + \sigma_{\text{MAI}}^2 + \sigma_{\text{ICI}}^2}} \right] \quad (9)$$

根据中心极限定理, $\sum H_n$ 可以近似为高斯随机变量^[6], 均值和方差为

$$\begin{aligned} E[\sum H_n] &= \sqrt{(\pi/2) N E_{sm}} \\ \text{Var}[\sum H_n] &= 2(1 - \pi/4) E_{sm} \end{aligned} \quad (10)$$

考虑到瞬时采样值在所有子带上平均分布, 由定义 (9) 式可推得误码率公式:

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{\pi}{4} \cdot \frac{E_{sm}}{(2 - \pi/2) E_{sm} + (N_0 + \sigma_{\text{MAI}}^2 + \sigma_{\text{ICI}}^2)}} \right] \quad (11)$$

4 性能分析

我们现在考察系统对载波相位误差的敏感性, 假设不存在定时误差, 即 $\varepsilon_{i,k} = 0$ 。在下行通信中, 由于使用相同的振荡器, 所有发送载波具有同样的载波相位误差, 于是 (5) 式变为

$$H_n(t_{i,k}) = e^{j\phi_{i,k}} H_n \quad (12)$$

如果载波相位误差为常量, 即 $\phi(t) = \phi$, 则只需将 FFT 的输出旋转一个角度 (例如令均衡系数 $g_{n,i} = e^{-j\phi}$) 即可。因此, 常量载波相位误差对噪音功率没有影响, 也不会导致系统性能下降。

4.1 载频偏移

如果收发两端载波振荡器之间频率偏差为 ΔF , 产生的载波相位误差为 $\phi(t) = 2\pi \Delta F t$ 。假

设相位误差相对于 T 缓慢变化, 例如 $\Delta FT \ll 1$, 则 (7) 式多用户干扰信号变为

$$I_{i,l,m} = \frac{1}{N} \sum_{n,n'=0}^{N-1} c_{n,l} H_n G \left(\frac{n-n'}{N} + \Delta FT \right) e^{j2\pi \Delta FT i(N+v)} g_{n',i} c_{n',m}^* \quad (13)$$

其中 $G(x)$ 定义为

$$G(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi kx} \quad (14)$$

考虑理想信道情况下, 性能的下降仅由载波频率偏差引起。假设接收机能够估计出载频偏差 ΔF , 并使用系数为 $g_{n,i} = \exp[-j2\pi \Delta FT i(N+v)]/G(\Delta FT)$ 的均衡器对 FFT 输出的解扩信号进行均衡。如果所有用户具有相同的符号能量, 即 $E_{sm} = E_s$, 系统激活的用户数为 $M (M \leq N)$, 则由 (8) 式定义可知所有用户具有相同的信噪比 SNR, 载频偏差引起的性能下降为

$$D_m = -10 \lg \left| \frac{\sin \pi N \Delta FT}{N \sin \pi \Delta FT} \right|^2 + 10 \lg \left[1 + \frac{E_s}{N_0} \cdot \frac{M-1}{N-1} \left(1 - \left| \frac{\sin \pi N \Delta FT}{N \sin \pi \Delta FT} \right|^2 \right) \right] \quad (15)$$

由 (11) 式定义可知, 载频偏差对应的判决误码率为

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{\pi E_s / (4N_0)}{(2 - \pi/2) E_s / N_0 + \gamma}} \right\}$$

$$\gamma = \left| \frac{N \sin \pi \Delta FT}{\sin \pi N \Delta FT} \right|^2 + \frac{E_s}{N_0} \cdot \frac{M-1}{N-1} \left(\left| \frac{N \sin \pi \Delta FT}{\sin \pi N \Delta FT} \right|^2 - 1 \right) \quad (16)$$

4.2 相位抖动

为了消除频率偏移, 可以使用有锁相环 (PLL) 的本振执行中频到基带的转换。锁相环也能消除落在其带宽内的噪声成分。剩余的相位抖动则可看成是一个零均值平稳随机过程, 其抖动频谱为 $S_\phi(f)$, 抖动方差为 σ_ϕ^2 。假设相位抖动是缓慢变化的, 并且抖动频谱 $S_\phi(f)$ 的带宽 B 满足 $BT \ll 1$ 。如果抖动方差很小, 例如 $\sigma_\phi^2 \ll 1$, 则 $I_{i,l,m}$ 也是一个平稳随机过程, 于是 (7) 式可近似为

$$I_{i,l,m} \cong \frac{1}{N} \sum_{n,n'=0}^{N-1} c_{n,l} H_n \left[\delta_{n,n'} + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} j\phi(kT) e^{j2\pi k(n-n')/N} \right] g_{n',i} c_{n',m}^* \quad (17)$$

由于抖动方差很小, 均衡系数基本上与没有相位抖动时一样, 可取为 $g_{n,i} = 1/H_n$ 。

在理想信道情况 ($H_n = 1$) 下, 有用信号 $I_{i,m,m}$ 的波动部分和多用户干扰信号 $I_{i,l,m}$ 主要是由抖动频谱的低频部分 ($< 1/(NT)$) 和 高频部分 ($> 1/(NT)$) 构成。在满负载 ($M = N$) 并且所有用户符号能量相同 ($E_{sm} = E_s$) 时, 有用信号的波动和多用户干扰信号与抖动频谱的频谱内容和 OFDM 的载波数目无关, 仅依赖于抖动方差 σ_ϕ^2 。

对于 N 个活动用户 (满负载 $M = N$), 载波相位抖动导致的系统信噪比性能下降为

$$D_m = 10 \lg [1 + (E_s/N_0) \sigma_\phi^2]$$

$$\sigma_\phi^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(f) df \quad (18)$$

载波相位抖动对应的判决误码率为

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{\pi E_s / (4N_0)}{(2 - \pi/2) E_s / N_0 + 1 + \sigma_\phi^2 E_s / N_0}} \quad (19)$$

5 数值模拟

在满负载 ($M = N$) 情况下, E_s/N_0 分别取 5dB, 15dB, 25dB 和 35dB 时载波频率偏移引起的系统性能下降曲线如图 2 所示。如果系统激活的用户数 $M < N$, 则图 2 中的结果为性能下降的上界。满负载情况下, E_s/N_0 为 5dB, 15dB, 25dB 和 35dB 时载波频率偏移对应的判决误码率曲线如图 3 所示。图 3 中 E_s/N_0 为 25dB 和 35dB 的两条曲线几乎重合, 说明当 E_s/N_0 值大到一定程度时, 它对降低判决误码率所起的作用减弱。由图 2、图 3 可见, 系统对载波频率偏差十分敏感。如果 MC-CDMA 要维持较小的性能下降, 载频偏差必须很小, 即 $\Delta F \ll 1/(NT)$ 。图 4 是满负载时载波相位抖动引起的系统性能下降曲线 (E_s/N_0 分别取 5dB, 15dB, 25dB 和 35dB)。随着相位抖动逐渐增大, 系统信噪比下降也随之增大。此时系统性能仅取决于载波相位抖动方差, 与载波数量无关。图 4 性能曲线亦是激活用户 $M < N$ 时的上界。图 5 是载波相位抖动对应的判决误码率曲线。与载频偏移的影响相似, 载波相位抖动也使系统信噪比和误码率性能下降。对于很小的相位抖动, 信噪比下降更为明显。

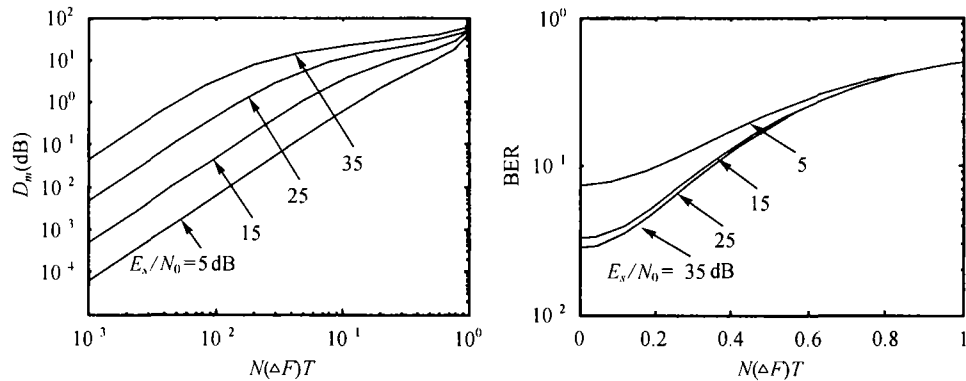


图 2 载波频率偏移引起信噪比性能下降 ($M = N$) 图 3 载波频率偏移对应的误码率曲线 ($M = N$)

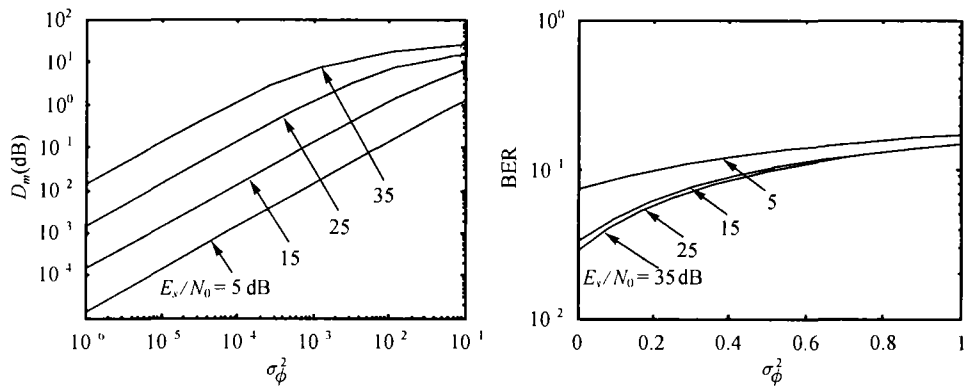


图 4 载波相位抖动引起信噪比性能下降 ($M = N$) 图 5 载波相位抖动对应的误码率曲线 ($M = N$)

6 结 论

本文利用等效时变滤波器概念从接收信噪比和判决误码率两个角度分析了载波误差对于 MC-CDMA 系统性能的影响。常量载波相位偏移, 可以由均衡消除而不影响性能; 而时变载波相位误差将导致性能下降。理论分析和数值模拟表明: 在载波频率偏移作用下, 系统性能呈迅速下降趋势, 并且严重依赖于载波数量。使用锁相环可以避免系统对载频偏移的敏感性。载波相位抖动引起的信噪比的降低, 与抖动频谱的频谱内容无关, 而且载波相位抖动与载波数量无关。

参 考 文 献

- [1] E. A. Sourour, M. Nakagawa, Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel, *IEEE Trans on Comm.*, 1996, 44(3), 356-367.
- [2] G. B. Giannakis, A. Stamoulis, Z. Wang, *et al.*, Load-adaptive MUI/ISI-resilient generalized multi-carrier CDMA with linear and decision feedback equalizers, *European Trans. on Telecom.*, 2000, 11(6), 527-537.
- [3] L. Tomba, W. A. Krzymien, Sensitivity of the MC-CDMA access scheme to carrier phase noise and frequency offset, *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, 1999, 48(5), 1657-1665.
- [4] H. Steendam, M. Moeneclaey, Sensitivity of OFDM-CDMA to carrier phase jitter, *Proc. 1st Int. Workshop on MC-SS, Oberpfaffenhofen, Germany, Apr. 1997*, 145-152.
- [5] H. Steendam, M. Moeneclaey, The effect of synchronisation errors on MC-CDMA performance, *ICC'99, Vancouver, Canada, 1999*, 1510-1514.
- [6] T. Pollet, P. Spruyt, M. Moeneclaey, The BER performance of OFDM systems using non-synchronized sampling, *Proc. Globecom'94, San Fransisco, CA, Nov. 1994*, 253-257.

THE ANALYSIS OF THE EFFECT OF CARRIER PHASE ERRORS ON MC-CDMA PERFORMANCE

Zhang Dengyin Zheng Baoyu*

(Dept. of Comp. Sci. & Tech., Nanjing Univ. of Posts and Telecom., Nanjing 210003, China)

*(Dept. of Info. Eng., Nanjing Univ. of Posts and Telecom., Nanjing 210003, China)

Abstract This paper presents the effect of carrier phase error on MC-CDMA performance in downlink mobile communications. Signal-to-Noise Ratio (SNR) and Bit-Error-Rate (BER) is analyzed taking into account the effect of carrier phase error. It is shown that the MC-CDMA system is very sensitive to a carrier frequency offset, and the system performance rapidly degrades and strongly depends on the number of carriers. For a maximal load, the degradation caused by carrier phase jitter is independent of the number of the carriers.

Key words MC system, CDMA, SNR, BER

张登银: 男, 1964 年生, 博士, 副研究员, 主要研究方向为信号与信息处理, 宽带无线 IP 技术。

郑宝玉: 男, 1945 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为智能信号处理和通信信号处理等。