

# Rayleigh 衰落信道下相位误差对相干跳频 多址接入 MRC 分集接收系统的影响

曾琦 彭代渊

(西南交通大学信息编码与传输四川省重点实验室 成都 610031)

**摘要:** 该文研究一种新型混合通信系统,即基于多载波 BPSK 调制的相干跳频多址接入(FH/CDMA)系统,接收端采用最大比合并(MRC)分集接收。由于采用相位调制,接收端载波相位恢复的精确度直接影响系统性能。假设载波同步通过一阶锁相环电路(PLL)完成,由于载波恢复环路中存在高斯噪声,当系统达到同步稳态时不可避免地会产生稳态相位误差。该文采用 Beaulieu 级数方法和特征函数方法,得到理想相干和部分相干(存在稳态相位误差)时 FH/CDMA 系统误码率性能表达式。仿真结果表明,相对于单用户系统,多用户系统误码率受到相位误差影响较小,误码率性能降低的主要因素是多用户干扰。MRC 分集接收能提高系统抵抗相位误差和信道衰落的能力。

**关键词:** 无线通信; 相干检测; 最大比合并; 多载波调制; 跳频多址接入; 误比特率

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)09-2083-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01158

## Effect of Carrier Phase Error on Coherent FH/CDMA System with MRC Scheme over Rayleigh Fading Channel

Zeng Qi Peng Dai-yuan

(Provincial Key Lab of Information Coding and Transmission, Institute of Mobile Communications,  
Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

**Abstract:** A novel hybrid communications system, i.e., coherent Frequency-Hopping CDMA (FH/CDMA) system with Maximum Rate Combining (MRC) diversity reception and multicarrier scheme, is analyzed in Rayleigh fading channel. Due to the introduction of phase modulation, the phase precision in recovering carrier will affect on the system performance. The carrier recovery is implemented with the first-order Phase-Locked Loop (PLL) in the presence of AWGN in carrier recovery the loop, where the resulting steady-state phase error is appeared. The average Bit Error Rate (BER) of the ideal and the partial coherent FH/CDMA system are derived with means of Beaulieu series and characteristic function. Simulation results demonstrate that the BER performance of multi-user system is less susceptible to phase error and the dominating degradation is due to Multiple-Access Interference (MAI), compared to the single-user system. It is also shown that the effect of phase error and fading channel can be reduced by MRC reception more efficiently.

**Key words:** Wireless communication; Coherent detection; Maximum Rate Combining (MRC); Multicarrier modulation; FH/CDMA; BER

### 1 引言

在下一代无线通信系统中,希望支持更高的数据传输率,并能容纳更多的用户数。当传输速率很高时,信道对发送信号的时间色散容易引起频率选择性衰落。为了降低频率选择性衰落信道对系统的影响,本文在跳频多址接入系统中加入多载波技术,多载波技术将高速的串行数据转换到低速的并行信道传输,使得发送符号带宽小于相干带宽,信道被转化为平坦衰落信道,减少多径传输带来的影响。

多载波的每个并行信道传送相同信号副本,接收端再按一定方式合并,可以实现分集合并接收。跳频技术具有组网容易,抗窄带干扰强等优势。将汉明相关性较好的跳频序列族中的序列唯一地分配给不同用户,可以有效地降低多用户干扰<sup>[1,2]</sup>。一般情况,跳频系统采用频率键控(FSK)调制,但是系统占用频带宽度较大。当跳频系统是慢跳频时,采用相位调制和相干解调是可以实现的<sup>[3,4]</sup>。

相位调制已应用于多种无线通信系统中,本地载波的正确恢复(频率同步和相位同步)直接影响系统相干解调性能。引起载波相位误差的因素有很多,如多普勒频移,本地振荡器的不稳定性和载波恢复

2009-09-01 收到, 2010-04-28 改回

国家自然科学基金(60872015, 60572142)资助课题

通信作者: 曾琦 zengqi1982@163.com

环路中的噪声干扰等，这些相位误差将引起接收信号的相位特征的变化。本文只考虑载波恢复一阶 PLL 中的高斯噪声干扰带来的相位误差，在稳态时该误差满足 Tikhnovno 分布<sup>[5,6]</sup>。

目前，对跳频与多载波混合系统的研究已有很多<sup>[7-9]</sup>。文献[7,8]针对多进制幅度键控(MASK)调制的多载波跳频多址接入系统进行分析，与采用 MFSK 调制技术相比，该系统频带宽度较小。文献[7]指出，当系统频带宽度一定时，可通过选择合适的跳频速率来达到误码率最低，选择多大的跳频速率与接入系统的用户数有关。特别是当用户数比较多时，慢跳频系统性能最优。由于非相干接收的 MASK 系统抵抗噪声干扰性能较差，文献[9]提出采用二进制相位键控(BPSK)调制的多载波跳频多址接入系统，该系统占用频带宽度与采用 ASK 调制的系统相同但误码率性能有较大提高。由于采用了相位调制技术，接收端只能采用相干解调，载波相位估计准确度对系统能否正确解调具有重要的作用。相位估计通过锁相环环路完成，当相位同步达到稳定状态时，文献[10,11]分析在不同衰落信道下相位误差对相干系统的影响，分别采用等比值分集合并(EGC)分集接收和交织星座旋转方法(SSD)降低相位误差对误码率的影响。SSD 方法实现简单，但误码率性能提高较小。文献[10,11]只分析相位误差对单用户系统的影响，且 EGC 技术并不是最佳的合并方式。

本文研究相位误差对相干多用户系统的影响，多用户接入方式采用 FH/CDMA。本文所研究的系统不同之处还在于，加入了多载波调制和最大比合并分集接收技术，能更有效地抵抗多径衰落影响。利用 Beaulieu 级数分析方法和特征函数方法推导出平均误码率表达式。为了分析方便，给出如下假设，跳频系统采用每跳发送一个数据符号的慢跳频方式，跳频频点从频点集合中随机选择。

## 2 系统模型与信号分析

本文研究的系统发送端模型如图 1 所示<sup>[9]</sup>。该系统采用多载波调制和跳频多址接入技术相结合，跳频序列族中随机跳频序列唯一地分配给一个用户使用，多载波信号的中心频率在该跳频序列控制下进行跳变。该混合通信系统能有效地降低多径干扰和多用户干扰影响。



图 1 用户  $k$  发送端框图

为实现分集接收，用户  $k$  的每个串行数据  $\{D_i^{(k)}, i = 0, 1, 2, \dots\}$  通过重复编码，使得每个子载波信道传递相同的数据  $D_0^{(k)}$  (只考虑  $i=0$  时刻)。由于采用 BPSK 调制，二进制数据  $\{0,1\}$  分别映射为符号  $\{-1,1\}$ 。在 Rayleigh 慢衰落信道下，假设子信道  $l$  的信道增益表示为  $g_l^{(k)} = \alpha_l^{(k)} e^{j\varphi_l^{(k)}}$ ，其中幅度参数  $\alpha_l^{(k)}$  满足 Rayleigh 分布，随机相位参数  $\varphi_l^{(k)}$  满足  $[-\pi, \pi)$  的均匀分布，且  $\alpha_l^{(k)}$  与  $\varphi_l^{(k)}$  之间相互独立。接收端输入信号表示为

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} \sum_{l=1}^N \sqrt{2P} D_0^{(k)} g_l^{(k)} \cdot \exp\left(j2\pi \frac{l}{T} t\right) \cdot \exp\left(j2\pi c_0^{(k)} f_d N t\right) \cdot P_T(t) + \eta(t) \quad (1)$$

其中  $P$  表示子载波的平均功率； $T$  是子信道上比特符号的时间宽度； $P_T(t)$  是一个单位幅度矩形脉冲函数， $t \in [0, T]$ ； $c_0^{(k)}$  表示用户  $k$  发送比特数据  $D_0^{(k)}$  时使用的跳频频点值， $c_0^{(k)}$  在  $N_h$  个跳频频点中随机选择得到； $N$  表示分集数； $f_d$  是子信道间频率最小间隔，满足  $f_d=1/T$ 。 $\eta(t)$  表示 AWGN 干扰，它的双边带功率谱密度为  $N_0/2$ 。

非相干接收机模型如图 2 所示。接收端采用最大比合并分集接收技术，必须估计出信道的幅度参数和相位参数，并对信号进行相位校正和幅度加权，即对接收信号  $r(t)$  乘以子信道增益共轭因子  $g_m^{*(k)} = \alpha_m^{(k)} e^{-j\hat{\varphi}_m^{(k)}}$ 。这里假设幅度参数已经准确地估计出，对相位参数  $\varphi_m^{(k)}$  的估计值可以表示为  $\hat{\varphi}_m^{(k)}$ 。不失一般性，将用户 1 作为参考用户，则解调后信号表示为

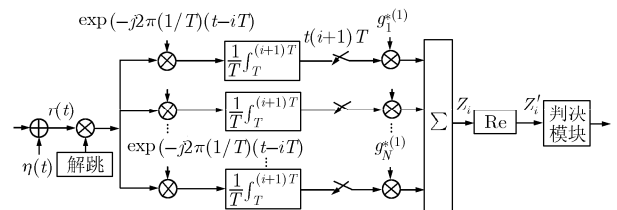


图 2 第 1 个用户接收端方框图

$$Z_0 = \sum_{m=1}^N \frac{1}{T} \int_0^T r(t) \cdot g_m^{*(1)} \cdot \exp(-j2\pi c_0^{(1)} f_d N) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{m}{T} t\right) dt \quad (2)$$

将接收信号  $r(t)$  代入式(2)并取  $Z_0$  的实数部分，得到输入判决器的判决变量  $Z'_0$ ，并简记为  $Z'$ ，即

$$Z' = \text{Re}[Z_0] = \sqrt{2P} D_0^{(1)} \sum_{m=1}^N (\alpha_m^{(1)})^2 \cos \varepsilon_m^{(1)} + I' + \eta' \quad (3)$$

其中多用户干扰值  $I' = (\sqrt{2P}/T) \sum_{k=2}^{N_u} D_0^{(k)} \cdot \sum_{m=1}^N \alpha_m^{(1)} \alpha_m^{(k)} \cos \varepsilon_m^{(k,1)} \int_0^T \cos[2\pi t(c_0^{(k)} - c_0^{(1)}) f_d N] dt$ ，

AWGN 干扰值  $\eta' = \sum_{m=1}^N (\alpha_m^{(1)}/T) \int_0^T \eta(t) \cos(2\pi t \cdot (m/T + c_0^{(1)} f_d N) + \hat{\varphi}_m^{(1)}) dt$ 。式(3)中,  $\varepsilon_m^{(1)} \equiv \varphi_m^{(1)} - \hat{\varphi}_m^{(1)}$  表示参考用户在子信道  $m$  上收发端的相位误差。假设在一个数据符号持续时间  $T$  内, 相位过程  $\{\varphi_m^{(1)}\}$  缓慢变化, 且载波同步通过一阶 PLL 电路完成。当相位同步达到稳态时, 相位误差  $\varepsilon_m^{(1)}$  是由 PLL 中的高斯噪声产生, 它满足方差为  $\sigma_\varepsilon^2 = 1/\gamma$  的 Tikhonov 分布<sup>[5,6]</sup>, 即

$$f(\varepsilon) = \frac{\exp(\gamma \cos \varepsilon)}{2\pi I_0(\gamma)}, \quad |\varepsilon| \leq \pi \quad (4)$$

其中  $\gamma$  为锁相环输入信噪比,  $I_0(\cdot)$  表示第 1 类零阶修正贝塞尔函数。另外, 在多用户干扰项中,  $\varepsilon_m^{(k,1)} \equiv \varphi_m^{(k)} - \hat{\varphi}_m^{(1)}$  表示收发端不同用户之间的相位之差, 满足均匀分布。对于不同的  $m$  和  $k$  值,  $\{\varphi_m^{(k)}\}$  和  $\{\alpha_m^{(k)}\}$  相互独立且分别满足均匀分布和均方值为  $E[(\alpha_m^{(k)})^2] = \Omega$  的 Rayleigh 分布, 因此, 随机变量  $\sqrt{2P}D_0^{(k)}\alpha_m^{(1)}\alpha_m^{(k)}\cos\varepsilon_m^{(k,1)}$  满足期望值为零, 方差值为  $P\Omega(\alpha_m^{(1)})^2$  的正态分布。 $Z'$  中每个分集支路的输出信号满足相互独立。

### 3 系统误码率分析

假设系统中所有用户都以独立等概率方式发送二进制符号集  $\{0,1\}$  中任意元素。不失一般性, 考虑参考用户发送数据  $D_0^{(1)} \equiv 1$ , 系统在 Rayleigh 慢衰落信道下的平均误码率表示为

$$\bar{P}_b(e) = \Pr \left[ Z' = \sqrt{2P} \sum_{m=1}^N (\alpha_m^{(1)})^2 \cos \varepsilon_m^{(1)} + I' + \eta' < 0 \right] \quad (5)$$

为了得到误码率的表达式, 直接求解  $Z'$  的概率密度函数比较困难。1990 年 Beaulieu 利用级数展开方式比较方便地求得分集接收系统的累积分布函数。该方法只需每个分集支路的输出信号满足相互独立性即可<sup>[12,13]</sup>。因此, 该系统的累积分布函数可以表示为

$$F_{Z'}(z) = \frac{1}{2} - \sum_{n=1, \text{奇数}}^{\infty} \frac{2\text{Im} \{ e^{-jwnz} \Phi_{Z'}(nw) \}}{n\pi}, \quad w = \frac{2\pi}{T_s} \quad (6)$$

因为参考用户以等概率方式发送二进制数据  $\{0,1\}$ , 判决门限值可以设定为 0, 则平均误码率的准确表达式可以写为

$$\bar{P}_b(e) = F_{Z'}(0) = \frac{1}{2} - \sum_{n=1, \text{奇数}}^{\infty} \frac{2\text{Im} \{ \Phi_{Z'}(nw) \}}{n\pi}, \quad w = \frac{2\pi}{T_s} \quad (7)$$

其中  $\text{Im}\{z\}$  表示  $z$  的虚数部分;  $\Phi_X(v) = E[e^{jvX}]$  表示随机变量  $X$  的特征函数;  $T_s$  是采样间隔, 其大小可以控制式(7)的计算准确度。选择足够大的  $T_s$  值, 可

以保证求和式达到任意的精度。由文献[10,13]可知, 式(7)中求和项是收敛的, 为了减少运算时间可以有有限项求和, 由此产生的截断误差若小于  $10^{-6}$  就可以将该误差忽略(因为一般情况计算误码率精度为  $10^{-6}$  数量级即可)。

在参数  $\{\alpha_m^{(1)}\}$  和  $\{\varepsilon_m^{(1)}\}$  已知条件下, 式(5)中的 3 个部分: 参考用户数据  $\sqrt{2P} \sum_{m=1}^N (\alpha_m^{(1)})^2 \cos \varepsilon_m^{(1)}$ , 多用户干扰值  $I'$  和 AWGN 值  $\eta'$  满足相互独立, 因此,  $\Phi_{Z'|\{\alpha_m^{(1)}\}, \{\varepsilon_m^{(1)}\}}(v)$  可以表示为这 3 个部分特征函数的乘积

$$\Phi_{Z'|\{\alpha_m^{(1)}\}, \{\varepsilon_m^{(1)}\}}(v) = \exp \left[ jv\sqrt{2P} \sum_{m=1}^N (\alpha_m^{(1)})^2 \cos \varepsilon_m^{(1)} \right] \cdot \Phi_{I'|\{\alpha_m^{(1)}\}}(v) \cdot \Phi_{\eta'|\{\varepsilon_m^{(1)}\}}(v) \quad (8)$$

按照文献[9]所述的分析方法, 可以分别求得多用户干扰值和 AWGN 值在  $\{\alpha_m^{(1)}\}$  已知条件下的特征函数表达式

$$\begin{aligned} \Phi_{I'|\{\alpha_m^{(1)}\}}(v) &= \prod_{m=1}^N \Phi_{I'|\alpha_m^{(1)}}(v) \\ &= \prod_{m=1}^N \left[ \beta + \alpha \exp \left( -\frac{v^2 P \Omega (\alpha_m^{(1)})^2}{2} \right) \right]^{N_u-1} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\Phi_{\eta'|\{\alpha_m^{(1)}\}}(v) = \prod_{m=1}^N \Phi_{\eta'|\alpha_m^{(1)}}(v) = \prod_{m=1}^N \exp \left( -\frac{v^2 N_0 (\alpha_m^{(1)})^2}{2T} \right) \quad (10)$$

其中  $\alpha = 1/N_h$  表示有一个用户的跳频频点与参考用户发生碰撞的概率;  $\beta = 1 - \alpha$  表示没有频点碰撞的概率。为了分析方便, 简单记为  $\varepsilon_m^{(1)} = \varepsilon_m$  和  $\alpha_m^{(1)} = \alpha_m$  ( $m=1, 2, \dots, N$ )。相位误差  $\{\varepsilon_m\}$  ( $m=1, 2, \dots, N$ ) 满足相互独立且相同(i.i.d)的 Tikhonov 分布, 概率密度函数记为  $f_{\varepsilon_m}(\varepsilon_m)$ , 如式(4)所示; 幅度衰落参数  $\{\alpha_m\}$  ( $m=1, 2, \dots, N$ ) 也满足独立且相同的 Rayleigh 分布, 概率密度函数记为  $f_{\alpha_m}(\alpha_m)$ 。为了得到非条件概率下的特征函数  $\Phi_{Z'}(v)$ , 必须对含有多维随机变量  $\{\alpha_m\}$  和  $\{\varepsilon_m\}$  的式(8)求均值, 因此

$$\begin{aligned} \Phi_{Z'}(v) &= E \left[ \int_{-\pi}^{\pi} \cdots \int_{-\pi}^{\pi} \exp \left[ jv\sqrt{2P} \sum_{m=1}^N (\alpha_m)^2 \cos \varepsilon_m \right] \right. \\ &\quad \cdot \prod_{m=1}^N f_{\varepsilon_m}(\varepsilon_m) d\varepsilon_1, \dots, d\varepsilon_N \\ &\quad \left. \cdot \Phi_{I'|\{\alpha_m\}}(v) \Phi_{\eta'|\{\alpha_m\}}(v) \right]_{\alpha_1, \dots, \alpha_N} \end{aligned} \quad (11)$$

假设  $\gamma_m = \alpha_m^2$ , 则  $\gamma_m$  满足独立的指数分布, 它的概率密度函数记为  $f_{\gamma_m}(\gamma_m)$ 。由于  $\{\gamma_m\}$  和  $\{\varepsilon_m\}$  是相互独立的, 可以先得到在  $\varepsilon_m$  已知条件下判决变量  $Z'$  的特征函数  $\Phi_{Z'|\varepsilon_m}(v)$ , 并利用二项式定理化简, 表示为

$$\begin{aligned}\Phi_{Z|\varepsilon_m}(v) &= \int_0^\infty f_{\gamma_m}(\gamma_m) \exp[jv\sqrt{2P}\gamma_m \cos \varepsilon_m] \\ &\quad \cdot \Phi_{I|\gamma_m}(v) \Phi_{Q|\gamma_m}(v) d\gamma_m \\ &= 2\bar{\gamma}_b \sum_{n=0}^{N_u-1} \frac{\binom{N_u-1}{n} \alpha^n \beta^{N_u-n-1}}{2\bar{\gamma}_b + (1+n\bar{\gamma}_b)v^2 - j2\sqrt{2}\bar{\gamma}_b v \cos \varepsilon_m}\end{aligned}\quad (12)$$

其中子信道上每比特的平均信噪比  $\bar{\gamma}_b = P\Omega T/N_0$ ,  $\Omega$  表示 Rayleigh 幅度衰落因子的均方值。由于相位误差  $\{\varepsilon_m\}$  满足相互独立且相同的 Tikhonov 分布, 对式(12)的条件特征函数  $\Phi_{Z|\varepsilon_m}(v)$  求数学期望, 可得非条件概率下的特征函数  $\Phi_Z(v)$ , 即

$$\Phi_Z(v) = \left[ \int_{-\pi}^{\pi} \Phi_{Z|\varepsilon_m}(v) f_{\varepsilon_m}(\varepsilon_m) d\varepsilon_m \right]^N \quad (13)$$

综合式(7), 式(12)和式(13)可得非理想相干系统的平均误码率值。特别值得注意的是, 当系统为理想相干时不存在相位误差, 即  $\{\varepsilon_m\} = 0$  ( $m=1, 2, \dots, N$ ),  $\Phi_Z(v)$  可以通过式(12)简单地表示为  $\Phi_Z(v) = [\Phi_{Z|\varepsilon_m=0}(v)]^N$ 。

由式(7), 式(12)和式(13)联合给出的误码率表达式比较复杂, 下面对其进行一些化简。首先将式(12)简记为

$$\Phi_{Z|\varepsilon_m}(v) = \sum_{n=0}^{N_u-1} \frac{A_n}{B_n(v) + jC(v, \varepsilon_m)} \quad (14)$$

式(14)中 3 个参数分别表示为

$$A_n = 2\bar{\gamma}_b \binom{N_u-1}{n} \alpha^n \beta^{N_u-n-1}$$

$$B_n(v) = 2\bar{\gamma}_b + (1+n\bar{\gamma}_b)v^2$$

$$C(v, \varepsilon_m) = -2\sqrt{2}\bar{\gamma}_b v \cos \varepsilon_m$$

将式(14)代入式(13)并化简, 有

$$\begin{aligned}\Phi_Z(v) &= \left[ \sum_{n=0}^{N_u-1} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{A_n}{B_n(v) + jC(v, \varepsilon_m)} f_{\varepsilon_m}(\varepsilon_m) d\varepsilon_m \right]^N \\ &= (U(v) + jV(v))^N\end{aligned}\quad (15)$$

其中参数分别满足

$$U(v) = \sum_{n=0}^{N_u-1} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{A_n B_n(v) f_{\varepsilon_m}(\varepsilon_m)}{B_n^2(v) + C^2(v, \varepsilon_m)} d\varepsilon_m$$

$$V(v) = \sum_{n=0}^{N_u-1} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{-A_n C(v, \varepsilon_m) f_{\varepsilon_m}(\varepsilon_m)}{B_n^2(v) + C^2(v, \varepsilon_m)} d\varepsilon_m$$

式(7)需要求解  $\Phi_Z(v)$  的虚数部分, 即  $\text{Im}\{\Phi_Z(v)\}$ 。对式(15)利用二项式定理可得

$$\begin{aligned}\text{Im}\{\Phi_Z(v)\} &= \text{Im}\{(U(v) + jV(v))^N\} \\ &= \sum_{l=1, \text{奇数}}^N (-1)^{\frac{l-1}{2}} \binom{N}{l} U^{N-l}(v) V^l(v)\end{aligned}\quad (16)$$

式(16)求和符号的下标  $l$  取  $[1, N]$  之间的奇数。通过式

(14)-式(16)的化简, 平均误码率式(7)可以简化为

$$\begin{aligned}\bar{P}_b(e) &= \frac{1}{2} - \sum_{n=1, \text{奇数}}^{\infty} \sum_{l=1, \text{奇数}}^N \frac{2}{n\pi} (-1)^{\frac{l-1}{2}} \binom{N}{l} \\ &\quad \cdot U^{N-l}(nw) V^l(nw), \quad w = 2\pi/T_s\end{aligned}\quad (17)$$

其中参数  $U(v)$  和  $V(v)$  如式(15)所示。

#### 4 仿真分析与讨论

本节利用 Matlab 软件对该系统进行 Monte Carlo 仿真分析与数值计算。对于不同的  $m$  值相位误差  $\varepsilon_m$  具有独立同分布, 可将  $\varepsilon_m$  简记为  $\varepsilon$ 。给出不同相位误差 ( $\sigma_\varepsilon = 0.2$  rad,  $0.3$  rad 和  $0.4$  rad) 和不同分集数 ( $N=1, 2$  和  $4$ ) 时系统误码率性能, 并与理想相干系统进行比较 ( $\sigma_\varepsilon = 0$  rad)。假设子信道幅度衰落因子  $\{\alpha_m\}$  ( $m=1, 2, \dots, N$ ) 满足相互独立且均方值等于  $1$  ( $E[(\alpha_m)^2] = \Omega = 1$ ) 的 Rayleigh 分布。

图 3 表示在单用户系统下, 相位误差与分集数对系统误码率的影响。从图 3 中可以看出, 当相位误差的标准差  $\sigma_\varepsilon \leq 0.3$  rad 且子信道平均信噪比 (SNR) 比较小时, 相位误差对系统误码率影响不大; 当  $\sigma_\varepsilon > 0.3$  rad 时, 系统性能恶化严重。一般情况, 设计一个良好的载波同步环路, 可以使得相位误差的标准差不超过  $0.3$  rad。

图 4 表示多用户系统相位误差与分集数对系统误码率的影响。仿真参数分别为: 跳频频点个数  $N_h=100$ , 用户数  $N_u=15$ 。当分集数相同时, 不同相位误差时的平均误码率处于同一个数量级, 影响相对较小。此时, 多用户干扰成为影响系统性能下降的主要原因。从图 3 和图 4 中可以看出, MRC 分集接收可以有效抵抗相位误差, 并提高系统性能。另外, 随着 SNR 逐渐增大, 系统会出现比特错误率平台。在单用户系统下, 错误平台受到分集数和相位误差影响; 然而在多用户系统下, 该错误平台还受到多用户干扰值的影响。这个结论也可以从式(5)中分析得到, 当 SNR 足够大时, 高斯加性白噪声产生的干扰值可以忽略, 即  $\eta'=0$ , 错误平台值只与分集数, 相位误差值和多用户干扰值有关。表 1 分析不同分集数和相位误差时, 多用户系统的错误平台值。

图 5 给出用户数和相位误差对系统误码率影响的比较。仿真参数为: 子信道平均 SNR 为  $10$  dB, 跳频频点个数  $N_h=100$ 。从  $N=4$  这组曲线可以看出, 随着用户数从  $1$  增加到  $40$ , 误码率从  $10^{-5}$  数量级增加到  $10^{-3}$  数量级, 然而不同相位误差带来的误码率影响都在一个数量级内。因此, 多用户干扰更加显著。另外, 误码率会随着用户数的增加而增大, 这是因为多用户干扰受跳频频点碰撞概率的影响, 随

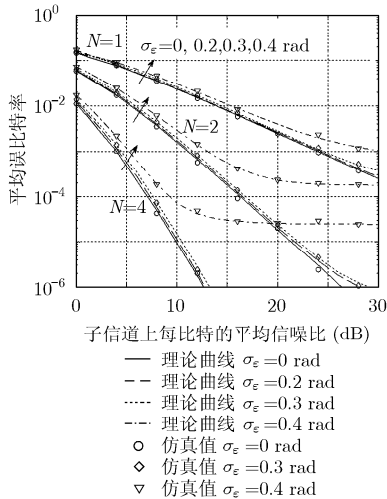


图3 相位误差与分集数对误码率的影响(单用户系统)

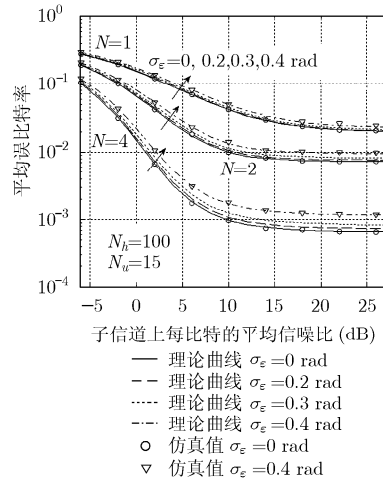


图4 相位误差与分集数对误码率的影响(多用户系统)

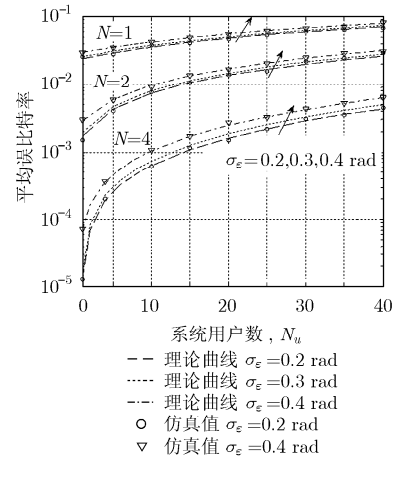


图5 多用户干扰和相位误差对系统误码率的影响(子信道平均 SNR=10 dB, 跳频频点数  $N_h=100$ )

表 1 系统比特错误率平层值

$\sigma_\epsilon$ (rad)	0		0.2		0.3		0.4	
	$N_u=15$	$N_u=2$	$N_u=15$	$N_u=2$	$N_u=15$	$N_u=2$	$N_u=15$	$N_u=2$
N=1	0.0199	0.00146	0.0203	0.00153	0.021	0.00157	0.0227	0.0023
N=2	0.0073	$5.01 \times 10^{-4}$	0.0077	$5.32 \times 10^{-4}$	0.0083	$5.6 \times 10^{-4}$	0.0096	$8.38 \times 10^{-4}$
N=4	$6.58 \times 10^{-4}$	$3.05 \times 10^{-5}$	$7.32 \times 10^{-4}$	$3.40 \times 10^{-5}$	$8.36 \times 10^{-4}$	$4.05 \times 10^{-5}$	0.0012	$8.25 \times 10^{-5}$

着用户数增加,碰撞概率会增大,多用户干扰随之增加。在上述3个仿真图中,同时给出了该系统误码率仿真值,它与理论误码率曲线相符合。

### 5 结论

本文在相干解调 FH/CDMA 系统中加入 MRC 分集接收和相位误差,分析了 Rayleigh 衰落信道下相位误差对该系统误码率性能的影响。对于单用户系统,当相位误差标准差超过 0.3 rad 时会给系统性能带来严重恶化。对于多用户系统,相位误差对系统性能影响相对较小,因为它是一个干扰受限系统,提高系统误码率最有效的方法是降低多用户干扰。与 EGC 分集接收系统相比,本文采用 MRC 分集接收技术可以使系统 SNR 获得约 1 dB 的增益。另外,该系统还采用多载波技术,提高了传统 FH 系统抵抗频率选择性衰落的能力,在下一代无线通信系统中具有较广泛的应用前景。

### 参 考 文 献

[1] 彭代渊, 范平志, 李门浩. 低碰撞区跳频序列集周期汉明相关函数的理论限[J]. 中国科学(F 辑), 2006, 36(1): 1-11.  
Peng Dai-yuan, Fan Ping-zhi, and Lee Moon-ho. Lower bounds on the periodic Hamming correlations of frequency

hopping sequences with low hit zone [J]. *Science in China, Ser. F*, 2006, 36(1): 1-11.  
[2] Ding C S, Fuji-Hara R, Fujiwara Y, Jimbo M, and Mishima M. Sets of frequency hopping sequences: bounds and optimal constructions [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(7): 3297-3304.  
[3] Lance E and Kaleb G K. A diversity scheme for a phase-coherent frequency-hopping spread-spectrum [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1997, 45(9): 1123-1129.  
[4] 梅文华, 王淑波, 邱永红等. 跳频通信[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005: 15-22.  
Mei Wen-hua, Wang Shu-bo, and Qiu Yong-hong, et al. Frequency Hopping Communications [M]. Beijing: Press of Defense Industry, 2005: 15-22.  
[5] Viterbi A J. Principles of Coherent Communication [M]. New York: McGraw-Hill, 1966, Chapter 7.  
[6] De Abreu G T F. On the generation of Tikhonov variates[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2008, 56(7): 1157-1168.  
[7] Sharma S, Yadav G, and Chaturvedi A K. Multicarrier on-off keying for fast frequency-hopping multiple access systems in Rayleigh fading channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(3): 769-774.

- [8] Maghsoodi Y and Al-Dweik A. Error-rate analysis of FHSS networks using exact envelope characteristic functions of sums of stochastic signals [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57(2): 974–985.
- [9] Zeng Q, Peng D Y, and Liang H B. Performance analysis of frequency-hopping multiple-access communications with OFDM-BPSK scheme [C]. Third International Conference on Communications and Networking in China (IEEE ChinaCom 2008), Hangzhou, China, Aug. 25–27, 2008: 865–869.
- [10] Smadi M A and Prabhu V K. Performance analysis of generalized-faded coherent PSK channels with equal-gain combining and carrier phase error[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(3): 509–513.
- [11] Kiyani N F and Weber J H. Performance analysis of a partially coherent system using constellation rotation and coordinate interleaving[C]. IEEE Global Telecommunications Conference (IEEE GLOBECOM 2008), New Orleans, USA, Nov. 30–Dec. 4, 2008: 1–5.
- [12] Beaulieu N C. An infinite series for the computation of the complementary probability distribution function of a sum of independent random variables and its application to the sum of Rayleigh random variable[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1990, 38(9): 1463–1474.
- [13] Tellambura C and Annamalai A. Further results on the Beaulieu series[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(11): 1774–1777.
- 曾琦: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为跳频通信系统和多载波通信系统.
- 彭代渊: 男, 1955年生, 教授, 博士生导师, 从事扩频序列分析与设计、网络信息安全.