

相位调制的多用户 OFDM-FH 通信系统性能分析

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, 四川成都 610031)

摘 要: 本文研究一种高效的通信方式, 即相位调制的 OFDM-FH 通信系统. 为了提高衰落信道下系统误码率性能, 接收端采用最大比合并的分集接收技术. 利用特征函数方法, 推导该系统在加性高斯白噪声信道和瑞利衰落信道时系统误码率性能. 给出误比特率与跳频频点数 N_h , OFDM 子载波数 N 和用户数 N_u 等参数之间的关系. 理论分析和仿真实验结果表明, 在相同参数条件下, 基于相位键控调制的 OFDM-FH 多址接入系统与其它 OFDM-FH 通信系统比较, 具有系统频带宽度占用少、误比特率低等优势.

关键词: 多用户 OFDM-FH 系统; 误码率; AWGN 信道; Rayleigh 衰落信道

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 04-0943-06

Performance Analysis of Multi-user OFDM-FH Communications System with PSK Modulation Scheme

ZENG Qi, PENG Dai-yuan

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

Abstract: In this paper, a spectrally efficient communications system is introduced, i. e., the OFDM-FH communications system with PSK modulation scheme. In order to improve the system performance in fading channel, the maximum ratio-combining (MRC) diversity receiver is applied. Based on characteristic function method, the symbol error rate (SER) performance of the system is derived in additive white Gaussian noise and Rayleigh fading channels. The numerical results first indicate the relationship between SER and the parameters such as the size of frequency slots set, the number of OFDM subcarriers and the number of users. By the numerical and simulation results, the frequency resource of the proposed system is saved and the SER is decreased, in compared with other similar OFDM-FH communications systems.

Key words: multi-user OFDM-FH system; symbol error rate (SER); AWGN channel; Rayleigh fading channel

1 引言

在下一代无线通信系统中, 为了能支持更高的信息传输速率和降低信道衰落干扰, 以正交频分复用 (OFDM) 技术为代表的多载波技术是最有前途的方案之一. OFDM 技术的主要优势是能有效地降低频率选择性衰落, 消除由路径时延产生的码元间干扰. 跳频多址接入 (FHMA) 系统具有抗干扰, 安全可靠及组网容易等特点, 因而在军事无线电通信, 移动通信, 现代雷达和声纳回波定位系统中得到了大量的应用. 多用户干扰 (MAI) 与跳频序列的汉明相关性密切联系, 具有汉明相关性较好的跳频序列可以有效地降低 MAI^[1,2]. 跳频序列的频点个数, 序列长度, 序列个数和汉明相关值等参数满足文献[3]给出的理论界限. 跳频与 OFDM 的混合系统 (OFDM-FHMA) 具有两种技术的优势, 在下一代无线通信系统中具有较强的应用前景, 近年来, 该混合系统

的研究引起了无线通信学者广泛的关注^[4~7].

本文研究的基于二进制相位调制 (BPSK) 的多用户 OFDM-FH 通信系统 (OFDM-BPSK-FHMA), 该结论可以扩展到高阶 QPSK 调制. 假设系统是完全同步, 且属于慢跳频系统 (跳频速率等于 1 跳/比特), 因此采用相位调制和相干解调是可行的^[8~10]. MPSK 作为一种高效的调制方式, 已经广泛应用于多种通信系统中. 当 M 进制码元速率相同时, MPSK 信号的频带宽度应与 MASK 信号相同, 且小于 MFSK 时的情况. 为了能更加有效地降低衰落信道对系统性能的影响, 接收端采用最大比合并技术的分集接收机.

跳频系统的多址干扰分析方法主要有基于独立碰撞模型的特征函数方法^[10,11]和基于 Markov 过程的分析方法^[12]. 文献[10]和[11]利用特征函数法分析在不同信道编码情况下, 跳频多载波 CDMA 系统 (MC-FH-CDMA) 的误码性能, 该系统将整个工作频带分成若干个子

频带,子信道载波频点由跳频序列控制在对应的子频带上跳变.文献[5]提出 OFDM-MASK-FHMA 通信系统,分析了 OFDM-MASK-FHMA 系统在非频率选择性瑞利衰落信道和加性高斯白噪声信道下的理论误码性能.该系统能有效地降低工作频带宽度,但系统的误码性能较差.在文献[6]中,T.T.Li 提出基于加密算法的相位调制 OFDM-FHMA 系统,作者只分析该系统在加性高斯白噪声信道下,无跳频碰撞时的系统误码率仿真结果,但未给出误码率与各个参数(跳频频点数 N_h ,OFDM 子载波数 N 和用户数 N_u)之间的数值关系,因此结论不具一般性.在上述文献的基础上,本文研究的系统采用相位调制,分析 OFDM-BPSK-FHMA 系统在加性高斯白噪声(AWGN)信道和瑞利(Rayleigh)衰落信道下的理论误码率.与文献[5]相比较,该系统具有误码率低,频谱利用率高等优势.通过仿真实验和理论结果,分析跳频频点数 N_h ,OFDM 子载波数 N 和用户数 N_u 与系统误码性能的关系.

2 OFDM-BPSK-FHMA 系统描述

在已提出的 OFDM-MASK-FHMA 系统中,MASK 调制技术抵抗高斯加性白噪声和抗信道衰落的性能都较差,在数字通信系统中已经不再广泛应用.因此,本文提出在子信道上使用 BPSK 调制,构成 OFDM-BPSK-FHMA 系统,它的发送端方框图如图 1 所示.

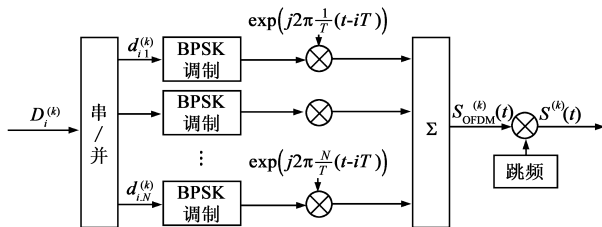


图1 OFDM-BPSK-FHMA系统发送端方框图

作为一种高效的多载波调制技术,OFDM 技术将高速的串行数据流转换到 N 个并行子信道上,然后在每个子信道上进行 BPSK 调制(映射),每一个子载波之间满足正交性, N 个子信道数据符号叠加形成一个 OFDM 符号.在实际的系统中,OFDM 调制过程可以采用离散逆傅立叶变换(IDFT)来实现.在进入信道之前,OFDM 符号通过跳频调制,每个用户按照各自的跳频序列工作在对应的频点上.

假设子信道上每个符号时间长度为 T ,子载波之间的最小频率间隔 $f_d = 1/T$.一个 OFDM 符号占有的频带宽度 $W_{OFDM} = Nf_d$.为了消除相邻跳频频点间的信号干扰,频点的最小频率间隔 W_{slot} 应不小于 Nf_d .当跳频频点个数为 N_h 时,OFDM-BPSK-FHMA 系统的频带宽度 $W = N_h W_{slot}$,因此它的频带宽度与 OFDM-2ASK-FHMA 系统相

同.图 2 表示 OFDM-BPSK-FHMA 系统的子频带和跳频频隙关系图.

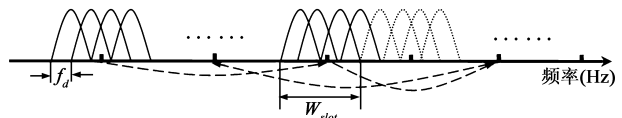


图2 OFDM-BPSK-FHMA系统工作频带示意图

不失一般性,在发送端考虑第 k 个用户发送第 i 个比特数据串 $D_i^{(k)}$.依次通过 OFDM 调制和跳频调制后,得到第 k 个用户的发送数据 $S^{(k)}(t)$,可以表示为

$$S^{(k)}(t) = \sum_i \left[\sum_{l=1}^N \sqrt{2Pd_{i,l}^{(k)}} \cdot \exp(j2\pi \frac{l}{T}(t-iT)) \cdot \exp(j2\pi c_i^{(k)} f_d N(t-iT)) \cdot P_T(t-iT) \right] \quad (1)$$

其中, $d_{i,l}^{(k)}$ 表示第 k 个用户的第 l 个子信道上比特数据; 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, $t \in [0, T]$.跳频序列族 $C = \{C^{(k)}, k = 1, 2, \dots, N_u\}$, 分配给第 k 个用户的跳频序列 $C^{(k)} = \{c_i^{(k)} | c_i^{(k)} \in GF(N_h - 1), i = 0, 2, \dots, L_h - 1\}$, L_h 是跳频序列长度, N_h 是跳频频点个数.

考虑第 k 个用户在子信道 l 上的衰落系数表示为 $g_l^{(k)}$,当信道为 AWGN 时, $g_l^{(k)} = 1$;当信道为衰落信道时, $g_l^{(k)} = \alpha_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}}$,其中 $\alpha_l^{(k)}$ 表示第 k 个用户在第 l 个子信道上的幅度衰落,它满足 Rayleigh 分布; $\theta_l^{(k)}$ 表示第 k 个用户在第 l 个子信道上的相位衰落,它满足 $[0, 2\pi)$ 的均匀分布.对于不同用户 k ,信道衰落系数 $g_l^{(k)}$,幅度衰落 $\alpha_l^{(k)}$ 和相位衰落 $\theta_l^{(k)}$ 满足相互独立.则所有用户的发送数据通过该信道后,得到的接收信号 $r(t)$ 可以表示为

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} \sum_i \left[\sum_{l=1}^N \sqrt{2Pd_{i,l}^{(k)}} g_l^{(k)} \cdot \exp(j2\pi \frac{l}{T}(t-iT)) \cdot \exp(j2\pi c_i^{(k)} f_d N(t-iT)) \cdot P_T(t-iT) \right] + \eta(t) \quad (2)$$

其中, N_u 表示用户个数; $\exp(j2\pi c_i^{(k)} f_d Nt)$ 表示跳频载波的复包络波形. $\eta(t)$ 表示 AWGN 干扰,它的双边带功率谱密度为 $N_0/2$.

图 3 是系统接收端方框图,它由解跳器,单用户最大比合并接收机和判决模块三个部分组成.为了方便讨论和分析,假设系统是完全同步,接收端的本地跳频图案与发送端完全相同,并且将第 1 个用户作为参考用

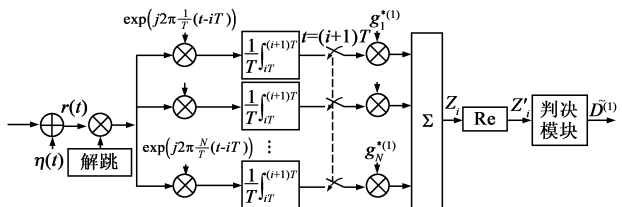


图3 第1个用户接收端方框图

户.首先,对接收信号进行解跳,然后通过 N 个子载波相关器,生成判决变量 Z'_i ,再利用最大似然判决准则,恢复出发送信号数据 $\tilde{D}^{(1)}$. $g_m^{*(1)}$ 是信道衰落系数的共轭.解调后的信号可以表示为

$$Z_i = \sum_{m=1}^N \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} r(t) g_m^{*(1)} \cdot \exp(-j2\pi c_i^{(1)} f_d N(t - iT)) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{m}{T}(t - iT)\right) dt \quad (3)$$

3 系统误码率性能分析

为了便于分析,考虑 $i=0$ 时的数据信息,假设 $D_i^{(k)}$ 是经过重复编码器 $(N, 1)$ 后生成的串行序列,因此 OFDM 每个子信道的数据信息都相同,即 $d_{i,l}^{(k)} = D^{(k)}$ [8];跳频频点是从 N_h 个频点集合中随机选择,即 $c_i^{(k)}$ 满足 $[0, N_h - 1]$ 的均匀分布.首先推导在 AWGN 信道下系统的误比特率.

3.1 在 AWGN 信道时的误码率分析

在 AWGN 信道下,信道衰落系数 $g_l^{(k)}$ 等于 1.接收信号 $r(t)$ 可以化简为如下表达式

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} \sum_{l=1}^N \sqrt{2PD^{(k)}} \cdot \exp\left(j2\pi \frac{l}{T} t\right) \cdot \exp(j2\pi c_0^{(k)} f_d N t) \cdot P_T(t) + \eta(t) \quad (4)$$

根据图 3 所示模型,信号 $r(t)$ 经过用户 1 的解跳器和相关接收器后得到信号 Z_0 ,可以表示为

$$Z_0 = \frac{\sqrt{2P}}{T} \sum_{m=1}^N \left\{ \sum_{k=1}^{N_u} D^{(k)} \sum_{l=1}^N \int_0^T \exp[j2\pi t \left(\frac{l-m}{T} + (c_0^{(k)} - c_0^{(1)}) f_d N\right)] dt \right\} + \sum_{m=1}^N \frac{1}{T} \int_0^T \eta(t) \exp[-j2\pi t \left(\frac{m}{T} + c_0^{(1)} f_d N\right)] dt \quad (5)$$

上式第一项是 N_u 个用户发送的数据信息;第二项是 AWGN 干扰值,记为 η ,它满足数学期望值为 0,方差值为 NN_0/T 的高斯分布.

对式(5)中第一项的分析可以分为下面三种情况.

当 $l=m, k=1$ 时,化简为 $\sqrt{2PD}^{(1)} N$,即第 1 个用户发送的数据.当 $l=m, k \neq 1$ 时,化简为

$$I = \frac{\sqrt{2PN}}{T} \sum_{k=2}^{N_u} D^{(k)} \int_0^T \exp[j2\pi t (c_0^{(k)} - c_0^{(1)}) f_d N] dt \quad (6)$$

上式表示 $N_u - 1$ 个干扰用户对第 1 个用户数据产生的多用户干扰.当 $l \neq m$ 时,因为跳频的频隙宽度为 $N_f d$,每个子载波频率与跳频频率之间满足正交性,多用户数据项恒等于零.综合上述分析,式(5)可以化简为

$$Z_0 = \sqrt{2PD}^{(1)} N + I + \eta \quad (7)$$

对解调后的复包络信号 Z_0 取实部,输出判决变量 Z'_0 ,可以表示为

$$Z'_0 = \sqrt{2PD}^{(1)} N + I' + \eta' = \sqrt{2PD}^{(1)} N + \frac{\sqrt{2PN}}{T} \sum_{k=2}^{N_u} D^{(k)} \int_0^T \cos[2\pi t (c_0^{(k)} - c_0^{(1)}) f_d N] dt + \sum_{m=1}^N \frac{1}{T} \int_0^T \eta(t) \cos[2\pi t \left(\frac{m}{T} + c_0^{(1)} f_d N\right)] dt \quad (8)$$

其中 η' 与 η 具有相同的分布.为了推导该系统的误比特率,必须得到 Z'_0 的概率密度函数.考虑到不同用户的跳频频点是通过独立的随机选择得到,随机变量的特征函数与它的概率密度函数满足 Z 变换对关系.因此,利用特征函数方法分析 Z'_0 的概率密度函数比较方便.由式(8)可得发送端第 k 个干扰用户对第 1 个用户的干扰值,即

$$I^{(k)} = \int_0^T \frac{\sqrt{2PD}^{(k)} N}{T} \cos[2\pi t (c_0^{(k)} - c_0^{(1)}) f_d N] dt \quad (9)$$

若干扰用户 k 发送数据“1”,即 $D^{(k)} = 1, (k \neq 1)$.当第 k 个干扰用户频点与第 1 个用户频点发生碰撞时,即 $c_0^{(k)} = c_0^{(1)}$,碰撞概率为 $\alpha = 1/N_h$,此时 $I^{(k)} = \sqrt{2PN}$.当这两个用户频点不发生碰撞时,即 $c_0^{(k)} \neq c_0^{(1)}$,概率为 $\beta = 1 - \alpha$,此时 $I^{(k)} = 0$.则 $I^{(k)}$ 在干扰用户发送数据“1”时条件概率密度函数为 $f_{I^{(k)}|1}(x) = \beta\delta(x) + \alpha\delta(x - \sqrt{2PN})$,其中 $\delta(\cdot)$ 表示冲激函数.同理,若干扰用户发送数据“0”,即 $D^{(k)} = -1 (k \neq 1)$,则 $I^{(k)}$ 的条件概率密度函数为 $f_{I^{(k)}|0}(x) = \beta\delta(x) + \alpha\delta(x + \sqrt{2PN})$.假设发送端以相等概率发送二进制数据“0”和“1”.当干扰用户 k 取不同值时, $I^{(k)}$ 满足独立同分布[6].因此,多用户干扰 I 的特征函数可以表示为

$$\Phi_I(z) = \left[\beta + \frac{\alpha}{2} (z^{\sqrt{2PN}} + z^{-\sqrt{2PN}}) \right]^{N_u - 1} \quad (10)$$

其中 $z = e^{jw}$,特征函数表示为 $\Phi_X(w) = E(e^{jwX})$.当用户个数比较多时,根据中心极限定理,多用户干扰 I 满足高斯分布.通过上式可以得到 I 的方差 $\sigma_I^2 = 2PN^2\alpha(N_u - 1)$,数学期望 $m_I = 0$.假设第 1 个用户发送数据“1”,即 $D^{(1)} = 1$,联立式(8), Z'_0 的数学期望和方差分别为

$$m_{Z'_0} = N\sqrt{2P}, \sigma_{Z'_0}^2 = 2PN^2\alpha(N_u - 1) + NN_0/T \quad (11)$$

以零电平作为判决门限,则 OFDM-BPSK-FHMA 系统在 AWGN 信道下的误比特率为

$$P_b = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{Z'_0}^2}} \exp\left[-(x - m_{Z'_0})^2 / (2\sigma_{Z'_0}^2)\right] dx = Q\left(1 / \sqrt{\alpha(N_u - 1) + \frac{1}{2(E_b/N_0)}}\right) \quad (12)$$

其中, $E_b = NPT$ 表示发送每比特数据的能量; Q 函数定义为 $Q(x) = \int_x^{\infty} 1/\sqrt{2\pi} \exp(-u^2/2) du$.

3.2 在 Rayleigh 衰落信道时的误码率分析

当信道为 Rayleigh 衰落时,发送信号经过多个路径传输到达接收端,而且不存在直射路径.信道衰落系数可以表示为 $g_l^{(k)} = \alpha_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}}$. 在下面的分析中,假设 $\alpha_l^{(k)}$ 满足 $E[(\alpha_l^{(k)})^2] = \Omega$ 的 Rayleigh 分布; $\theta_l^{(k)}$ 满足 $[0, 2\pi)$ 的均匀分布.接收端输入信号可以写为

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} \sum_{l=1}^N \sqrt{2PD^{(k)}} g_l^{(k)} \cdot \exp\left(j2\pi \frac{l}{T} t\right) \cdot \exp(j2\pi c_0^{(k)} f_d N t) \cdot P_T(t) + \eta(t) \quad (13)$$

接收端模型如图 3 所示.通过相关接收器后,输入判决器的信号 Z'_0 可以表示为

$$Z'_0 = \sqrt{2PD^{(1)}} \sum_{m=1}^N (\alpha_m^{(1)})^2 + \underbrace{\sum_{k=2}^{N_u} \sum_{m=1}^N \frac{\sqrt{2P}}{T} D^{(k)} \alpha_m^{(1)} \alpha_m^{(k)} \cos(\theta_m^{(k)} - \theta_m^{(1)}) \mathbf{W} + v'}_{I'_m} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{W} = \int_0^T \cos[2\pi t(c_0^{(k)} - c_0^{(1)})f_d N] dt$, v' 表示判决器输入端 AWGN 信号.假设已知信道衰落值 $g_m^{(1)}$ 条件下, v' 是期望为 0, 方差为 $(N_0/T) \sum_{m=1}^N \alpha_m^{(1)}$ 的正态分布.式 (14) 第二项是多用户干扰值,可以简记为

$$I' = \sum_k \sum_m I_m^{(k)}$$

下面对式 (14) 的第二项进行分析.随机变量 $\alpha_m^{(k)}$ 和 $(\theta_m^{(k)} - \theta_m^{(1)})$ 分别满足 Rayleigh 分布和均匀分布,因此,对于不同的 m 和 k 值,随机变量 $\sqrt{2PD^{(k)}} \alpha_m^{(1)} \alpha_m^{(k)} \cos(\theta_m^{(k)} - \theta_m^{(1)})$ 也满足独立的期望值为 0, 方差值为 $P\Omega (\alpha_m^{(1)})^2$ 的正态分布.利用 3.1 节所述方法可以得到 $I_m^{(k)}$ 的特征函数 $\Phi_{I_m^{(k)}}(w)$, 又因为不同的 m 和 k 值, $I_m^{(k)}$ 相互独立,因而,式 (14) 多用户干扰值的特征函数可表示为

$$\begin{aligned} \Phi_{I'}(w) &= \prod_{m=1}^N [\Phi_{I_m^{(k)}}(w)]^{N_u - 1} \\ &= \prod_{m=1}^N [\beta + \alpha \exp(-w^2 P\Omega (\alpha_m^{(1)})^2 / 2)]^{N_u - 1} \end{aligned} \quad (15)$$

其中 α 和 β 分别表示跳频点碰撞和不碰撞的概率,如式 (10) 所示.当用户个数比较多时,多用户干扰满足正态分布,它的期望值和方差值可以通过式 (15) 得到

$$m_I = 0, \quad \sigma_I^2 = \alpha P\Omega (N_u - 1) \sum_{m=1}^N (\alpha_m^{(1)})^2 \quad (16)$$

不失一般性,令 $D^{(1)} = 1$.由式 (16) 和式 (14) 可知 Z'_0 也满足正态分布,因而条件误码率可以很容易地得到,表示为 $P(e|\{\alpha_m^{(1)}\}) = \Pr[Z'_0 < 0]$.由于 $\alpha_m^{(k)}$ 满足 Rayleigh 分布,则 $\zeta = \sum_m (\alpha_m^{(1)})^2$ 满足 χ^2 分布^[13],且概

率密度函数记为 $f_\zeta(\zeta)$. Rayleigh 衰落信道时系统的平均误比特率 \bar{P}_b 可以表示为^[13]

$$\begin{aligned} \bar{P}_b &= \int_0^\infty P(e|\zeta) f_\zeta(\zeta) d\zeta = \left(\frac{1-\gamma}{2}\right)^N \\ &\quad \cdot \sum_{m=1}^N \binom{N+m-2}{m-1} \left(\frac{1+\gamma}{2}\right)^{m-1} \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $\gamma = \sqrt{\frac{E_b/N_0}{(N + (\beta + \alpha N_u) \cdot (E_b/N_0))}}$, 平均信噪比 $\bar{E}_b = \Omega P T V$.

3.3 采用 QPSK 调制的误码率

BPSK 调制频谱效率较低,现在在通信系统中应用不算广泛.本节将上述分析扩展到高阶调制 QPSK,系统收发端结构与图 1 和图 3 相似.由于 QPSK 调制系统传输的信号可以视为两个 BPSK 信号的和,所以解调和检测包括两个并行的二进制接收机,每一路分别对应一个正交载波.其中一个并行支路接收机如图 3 所示,该支路通过判决后输出信号记为 $\tilde{D}_1^{(1)}$,另一支路的输出信号记为 $\tilde{D}_2^{(1)}$,每个支路的误码率与式 (12) 相同.最后将这两个输出信号并/串变换,得到 $[\tilde{D}_1^{(1)}, \tilde{D}_2^{(1)}]$ 即为检测出的 QPSK 信号.则 AWGN 信道下,该混合系统采用 QPSK 调制的误码率表示为

$$P_e = 1 - (1 - P_E)^2 \quad (18)$$

其中 P_E 如式 (12) 所示,表示每个正交支路的误码率.在 Rayleigh 信道下,分析方法和结论与之类似,这里不再赘述.

4 数值仿真结果分析

本节对基于相位调制的 OFDM-FHMA 系统误比特率性能进行仿真分析,并与文献 [5] 的结论进行比较.分析跳频频点数 N_h , OFDM 子载波数 N 和用户数 N_u 等参数对系统性能的影响.

图 4 是在 AWGN 信道下,OFDM-BPSK-FHMA 系统误码率与系统信噪比 (E_b/N_0) 之间的关系.在相同条件下(跳频频点个数,子信道个数和用户个数分别相同),

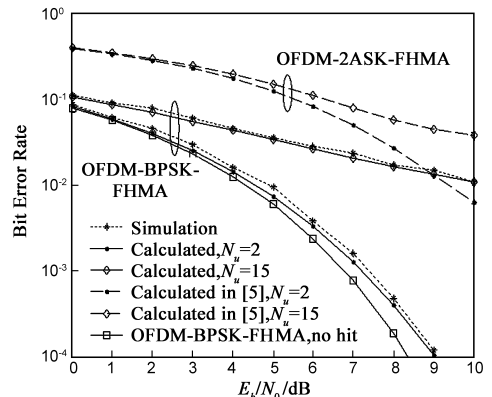


图 4 在 AWGN 信道下,OFDM-BPSK-FHMA 系统与 OFDM-2ASK-FHMA 系统误码性能比较 ($N_h=100, N=4$)

OFDM-BPSK-FHMA 系统性能比 OFDM-2ASK-FHMA 系统有较大提高. 当误码率为 10^{-1} 时, 系统信噪比大约有 6dB 的增益. 通过仿真与数值分析可以看出, 当跳频频点无碰撞时, 本文给出的 OFDM-BPSK-FHMA 系统误码率与文献[6]给出的仿真结论完全一致. 因此, 本文得出的误码率结论正确可靠, 更具一般性.

当信道为 Rayleigh 衰落时, 系统误码率性能如图 5 所示. OFDM 技术具有抵抗 Rayleigh 衰落干扰的能力, 这是因为将信道在频域上划分成多个独立的子信道, 每个子信道的频谱特性都近似平坦. 与 OFDM-2ASK-FHMA 系统误码性能比较, 本文提出的系统误码率较低. 通过分析, 当信噪比较大时, 系统误码率会出现错误底线. 这是因为随着信噪比增大, 加性高斯白噪声对系统的影响越来越小, 多用户干扰成为影响系统性能的主要因素. 当跳频频点个数一定时, 多用户干扰为固定值.

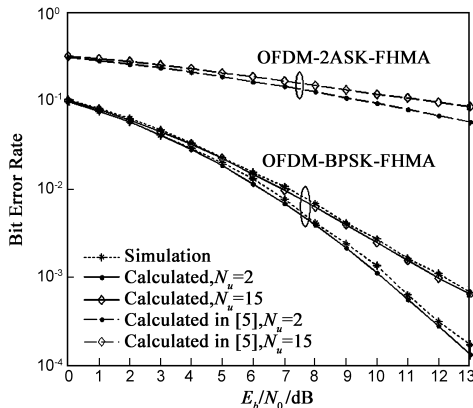


图5 在Rayleigh衰落信道下,OFDM-BPSK-FHMA系统与OFDM-2ASK-FHMA系统误码性能比较($N_h=100, N=4$)

在 Rayleigh 衰落信道下, OFDM 子信道个数 N 对系统误码率性能的影响如图 6 所示. 假设串行数据每比特持续时间为 T_b , 子信道上每个符号持续时间为 T (即发送一个码元符号持续时间), 子信道个数为 N , 则满足 $T = NT_b$. 当 N 足够大, 使得发送符号周期 T 大于信道的

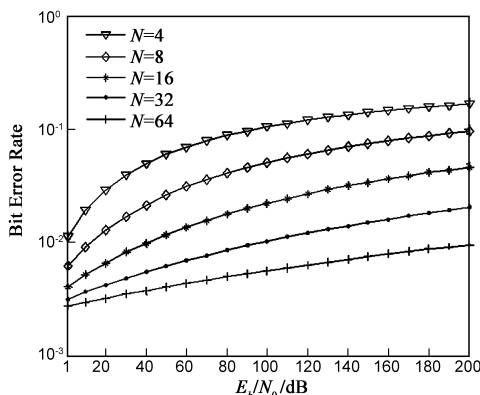


图6 在Rayleigh衰落信道下,OFDM-BPSK-FHMA系统 BER 与用户个数 N_u 子信道数 N 之间的关系($E_b/N_0=6\text{dB}, N_h=30$)

时延扩展, 从而将系统的码间干扰减小到任意小而且系统的各个频率分量经历平坦衰落, 所以经过 Rayleigh 信道传输后的信号波形与发送的信号波形相比没有失真. 同时, 本文提出的系统采用分集接收技术, 随着分集级数的增加, 可以进一步改善衰落对系统的影响. 然而在 AWGN 信道下, 系统误码率性能不受子信道个数的影响.

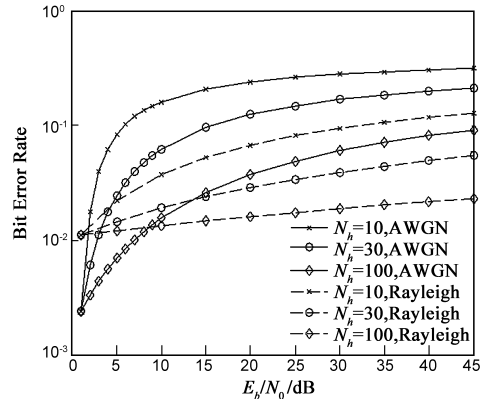


图7 OFDM-BPSK-FHMA系统BER与用户个数 N_u , 跳频频点个数 N_h 之间的关系($N=4, E_b/N_0=6\text{dB}$)

图 7 是多用户情况下跳频频点个数与系统误码率性能的关系. 由于跳频频点通过随机选择得到, 跳频频点个数 N_h 决定多用户之间频点的碰撞概率. 当跳频频点个数增加时, 频点的碰撞概率减少, 因此多用户干扰减小, 系统误码性能相应提高. 特别值得注意的是, 当参数 N 和信噪比一定时, 随着跳频频点个数的继续增加, 该系统的误码率性能不会持续下降, 但会逐步接近于单用户误码率性能, 这与实际情况相吻合. 在 AWGN 信道下, 由于干扰用户的每个子信道发送相同的比特数据, 相关器各个支路的输出是相关的; 然而在衰落信道下, 由于采用分集接收机, 这种输出相关性消失, 因此从图 7 中可以看出, 衰落信道下的误码率可以低于 AWGN 信道时的情况.

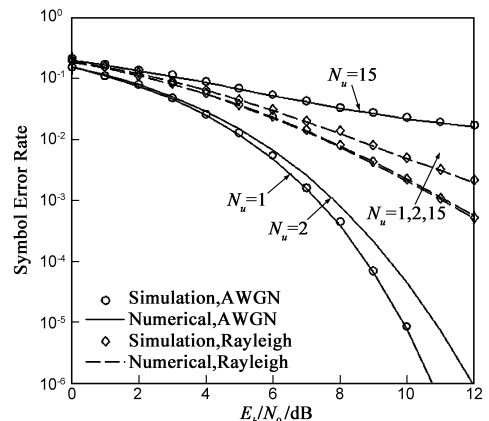


图8 OFDM-QPSK-FHMA 系统误码率($N_h=100, N=4$)

当采用 QPSK 调制系统时,误码率如图 8 所示.仿真值与理论曲线基本符合,论证了本文理论分析的正确性.从图中可以看出,采用 MRC 分集接收,可以有效地降低衰落信道对系统的影响.

5 结论

本文利用特征函数方法,分析了多用户 OFDM-BP-SK-FHMA 系统误码性能与参数(跳频频点数 N_h , OFDM 子载波数 N 和用户数 N_u)之间的数量关系,该系统性能优于文献[5]提出的 OFDM-2ASK-FHMA 系统,同时这两个系统都具有较小的频带宽度,即 $W = NN_h f_d$. 另外,OFDM-PSK-FHMA 系统与多载波跳频 CDMA 系统具有相近的误码率^[10].但是两者的系统结构有较大差异,后者是通过跳频序列来控制子载波的频点跳变,在系统实现上比较困难.而 OFDM-PSK-FHMA 系统中的 OFDM 调制和解调可以通过快速逆傅立叶变换(IFFT)和快速傅立叶变换(FFT)实现.通过适当地选择子载波数和汉明相关特性较好的跳频序列,可以有效地抵抗衰落,降低多用户干扰并且提高频带使用效率,这些优势是单载波系统无法比拟的,因此,在未来无线宽带通信系统中,该混合系统具有更加广泛的应用价值.

参考文献:

- [1] W X Ye, P Z Fan, E M Gabidulin. Construction of no-repeating frequency-hopping sequences with no-hit zone[J]. Electronics Letters, 2006, 42(12): 19 - 20.
- [2] 刁哲军, 陈嘉兴, 刘志华. 基于多项式理论的一类最优跳频序列族[J]. 电子学报, 2008, 36(7): 1334 - 1337.
Diao Zhe-jun, Chen Jia-xing, Liu Zhi-hua. A New Family of Optimal Hopping Sequences Based upon Polynomial Theory [J]. Chinese Journal of Electronics, 2008, 36(7): 1334 - 1337. (in Chinese)
- [3] 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(E), 2006, 36(1): 1 - 11.
D Y Peng, P Z Fan, M H Lee. Lower Bounds on the Periodic Hamming Correlations of Frequency Hopping Sequences with Low Hit Zone[J]. Science in China(E), 2006, 36(1): 1 - 11. (in Chinese)
- [4] 徐斌, 毕光国. UWB-OFDM 系统的实现结构[J]. 电子学报, 2004, 32(12): 157 - 160.
Xu Bin, Bi Guang-guo. Implementation Structures for UWB-OFDM Systems [J]. Chinese Journal of Electronics, 2004, 32(12): 157 - 160. (in Chinese)
- [5] A Al-Dweik, F Xiong. Frequency-Hopped Multiple-Access Communication with Noncoherent M-ary OFDM-ASK [J]. IEEE Trans. Commun., 2003, 51(1): 33 - 36.
- [6] T T Li, Q Ling, J Ren. A Spectrally Efficient Frequency Hopping System [A]. IEEE Global Telecommunications Conference 07 [C]. Washington, DC, USA, 2007. 2997 - 3001.

- [7] 赵丹, 方继承, 张世杰, 等. 频率合成器对跳频 OFDM 系统的性能影响分析[J]. 系统仿真学报, 2006, 18(12): 3486 - 3490.
Zhao Dan, Fang Ji-cheng, Zhang Shi-jie et. al. Effect of Frequency Synthesizer on Performance of Frequency Hopped OFDM System [J]. Journal of System Simulation, 2006, 18(12): 3486 - 3490. (in Chinese)
- [8] E Lance, G K Kaleb. A Diversity Scheme for a Phase-Coherent Frequency-Hopping Spread-Spectrum [J]. IEEE Trans. Commun., 1997, 45(9): 1123 - 1129.
- [9] 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 Weng-hua, Wang Shu-bo, Qiu Yong-hong, et al. Frequency hopping communications [M]. Beijing: Press of Defense Industry, 2005: 15 - 22. (in Chinese)
- [10] M Ebrahimi, M Nasiri-Kenari. Performance Analysis of Multi-carrier Frequency-Hopping (MC-FH) Code-Division Multiple-Access Systems: Uncoded and Coded Schemes [J]. IEEE Trans. Vehicular., 2004, 53(4): 968 - 981.
- [11] M G Shayesteh, M Nasiri-Kenari. Performance Analysis of an Internally Coded MC-FH-CDMA System [A]. IEEE Telecommunications and Malaysia International Conference on Communications [C]. Pegang, Malaysia, 2007. 23 - 28.
- [12] 汪晓宁, 范平志. 无碰撞区准同步跳频通信系统多址干扰性能分析[J]. 铁道学报, 2008, 30(5): 125 - 129.
X N Wang, P Z Fan. On the MAI Performance of the No-Hit-Zone Quasi-Synchronous Frequency-Hopping Communication Systems [J]. Journal of the China Railway Society, 2008, 30(5): 125 - 129. (in Chinese)
- [13] M K Simon, M S Alouini. Digital Communication Over Fading Channels. New York: Wiley, 2000. 267 - 268.

作者简介:



曾琦 男, 1982 年出生于湖南益阳, 博士研究生, 2005 年在西南交通大学获学士学位. 2005 年开始攻读硕士学位, 并于 2007 年硕博连读. 研究方向为扩展频谱通信、多载波通信系统、跳频序列性能分析.

E-mail: zengqi1982@163.com



彭代渊 男, 1955 年生于四川资阳, 西南交通大学教授、博士生导师, 2005 年在西南交通大学获工学博士学位, 研究方向为扩频序列分析与设计、密码学、信息安全.

E-mail: dypeng@swjtu.edu.cn