

# 基于符号对称性的半符号OFDM调制方法

康家方<sup>1,2</sup>, 王红星<sup>1,2</sup>, 钟佩琳<sup>1</sup>, 刘传辉<sup>1</sup>, 刘锡国<sup>1</sup>

(1. 海军航空工程学院电子信息工程系 山东 烟台 264001; 2. 山东省信号与信息处理重点实验室 山东 烟台 264001)

**【摘要】**在分析OFDM调制符号对称性的基础上,结合正交上下变频技术,提出了一种基于符号对称性的半符号OFDM(HS-OFDM)调制方法,分析了系统的误码性能和频谱效率,给出了一种抗多径干扰的调制符号设计方法,并对理论分析进行了仿真验证。该半符号调制方法适用于子载波采用BPSK或PAM调制的OFDM系统,可将系统的频谱效率极限值提高至2 Baud/Hz,为更高效调制技术的研究提供了一个突破口。

**关键词** 频谱效率; 傅里叶变换; 半符号; 正交频分复用

中图分类号 TN911.3

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2014.05.002

## Half Symbol OFDM Modulation Based on Symbol Symmetry

KANG Jia-fang<sup>1</sup>, WANG Hong-xing<sup>1,2</sup>, ZHONG Pei-lin<sup>1</sup>, LIU Chuan-hui<sup>1</sup>, and LIU Xi-guo<sup>1</sup>

(1. Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronomical University Yantai Shandong 264001;

2. Key Laboratory on Signal & Information Processing of Shandong Province Yantai Shandong 264001)

**Abstract** Based on the analysis of symbol symmetry of orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) modulation and by combining with quadrature up(down)-conversion technique, a half symbol OFDM (HS-OFDM) modulation method based on symbol symmetry is proposed. The BER performance, the spectral efficiency, and the transmission over multipath fading channels are analyzed. By using this method to an OFDM system modulated by binary phase shift keying (BPSK) or pulse amplitude modulation (PAM), the upper limit of the system bandwidth efficiency can be raised to 2 Baud/Hz.

**Key words** bandwidth efficiency; Fourier transform; half symbol; OFDM

奈奎斯特研究了接收端不产生码间串扰的接收脉冲形状问题<sup>[1]</sup>,要使码元速率为 $R_s$ /s的基带信号不存在码间干扰,理论上需要最小传输带宽(即奈奎斯特带宽)为 $R_s/2$  Hz,最小传输带宽成立的条件是系统传输函数为严格的矩形函数。对于基带系统,在无码间干扰条件下的最高传输效率为2 Baud/Hz,对应带通传输系统的最高传输效率为1 Baud/Hz,这一极限码元传输速率又被称为Nyquist速率。Nyquist信息传输基本理论限制了系统设计者获得的最小带宽的极限,如果传输系统小于最小带宽,系统将产生码间干扰,进而降低系统的误码性能。事实上,由于理想的矩形传输函数是无法实现的,系统的实际码元传输速率通常小于Nyquist速率。

近几十年来,在Nyquist理论的基础上,通信科 研工作者围绕着逼近甚至超过Nyquist极限速率做了大量研究工作<sup>[1-7]</sup>。其中,OFDM以其突出的优势得到了广泛应用,该技术采用时域正交、频域相互交

叠的正余弦子载波加载信息,大大提高了频谱效率,其极限符号传输速率即为Nyquist速率。时至今日,OFDM技术已被众多标准所采纳<sup>[8-9]</sup>,并已成为第四代移动通信系统<sup>[10-11]</sup>(the 4th generation, 4G)的核心技术。

自20世纪90年代以来,对OFDM技术的研究主要集中在两个方面:1)对OFDM技术自身存在的时频同步偏差敏感、调制信号峰均功率比高等问题的研究<sup>[12-16]</sup>;2)对OFDM技术与多址接入、MIMO(multiple-input multiple-output)等其他通信技术相结合所产生问题的研究<sup>[17-19]</sup>。这些研究都是针对不同应用环境的边缘性研究,并非针对OFDM调制方法本身,但是它们都是在文献[5]提出的基本理论框架和文献[20]引入的循环前缀(cyclic prefix, CP)的基础上进行的。从OFDM调制方法来说,近几十年来并没有新的进展,对OFDM调制方法的研究已进入瓶颈阶段,较难再有大的突破。从通信技术发

收稿日期:2013-06-27;修回日期:2014-07-08

基金项目:国家自然科学基金(60772056,61179018);山东省“泰山学者”建设工程专项经费(ts20081130)

作者简介:康家方(1987-),男,博士生,主要从事多载波调制技术方面的研究。

展的角度来讲,探索研究一种新的、更为高效的调制方法具有重要的理论意义和应用价值。

本文在OFDM基本理论框架的基础上,利用子载波采用BPSK(binary phase shift keying)调制时调制符号的对称性,提出了半符号OFDM调制方法。该方法突破了传统Nyquist极限符号速率的限制,将带通OFDM系统的极限符号传输速率提高到2 Baud/Hz,是传统OFDM调制方法和Nyquist极限速率的两倍,这一调制技术将近乎苛刻的传输条件<sup>[1]</sup>由发送和传输过程转移到了接收端,该研究思路削弱了符号传输速率与传输带宽之间的联系,为更高效调制技术的研究提供了一个可能的突破口。

## 1 OFDM调制符号分析

OFDM采用正余弦函数作为子载波,满足正交性条件下的最小载波频率间隔为 $1/T_s$  ( $T_s$ 为符号速率)。一个符号的OFDM调制信号可以表示为<sup>[5, 21]</sup>:

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \Re \{ (a_m + jb_m) \exp(j2\pi f_m t) \} = \sum_{m=0}^{M-1} [a_m \cos(2\pi f_m t) - b_m \sin(2\pi f_m t)] \quad (1)$$

式中,  $M$  表示总的子载波数;  $a_m$  和  $b_m$  分别表示第  $m$  路数据符号的同相和正交分量调制数据;  $f_m$  为子载波的频率。将调制信号  $s(t)$  表示为余弦和正弦分量两部分:

$$s_c(t) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cos(2\pi f_m t) \quad (2)$$

$$s_s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} b_m \sin(2\pi f_m t) \quad (3)$$

式中,  $s_c(t)$  表示余弦分量,由余弦子载波叠加而成;  $s_s(t)$  表示正弦分量,由正弦子载波叠加而成。由于符号内的子载波都是整数倍个周期,每个子载波都具有对称性,正弦载波奇对称,余弦载波偶对称。正弦和余弦分量分别是正余弦载波的叠加,也具有对称性,且  $s_c(t)$  是偶对称,  $s_s(t)$  是奇对称。

在发射端,信号调制之后要对其进行载波搬移,通常采用正交上变频的方式,上变频后形成的射频信号通常表示为:

$$s_{RF}(t) = s_1(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (4)$$

式中,  $s_1(t)$  表示同相分量;  $s_Q(t)$  表示正交分量;  $f_c$  表示载波信号的中心频率。  $s_1(t)$  与  $s_Q(t)$  相互正交,且互为希尔伯特变换,事实上有:

$$\begin{cases} s_1(t) = s(t) = s_c(t) - s_s(t) \\ s_Q(t) = \hat{s}(t) = \hat{s}_c(t) - \hat{s}_s(t) \end{cases} \quad (5)$$

接收端与发射端相对应,要对天线接收的信号  $r_{RF}(t)$  进行下变频,通常采用正交下变频的方法。正交下变频变换可以得到接收信号  $r_{RF}(t)$  的同相分量  $r_1(t)$  和正交分量  $r_Q(t)$ :

$$r_1(t) = \text{LPF} \{ 2r_{RF}(t) \cos(2\pi f_c t) \} \quad (6)$$

$$r_Q(t) = \text{LPF} \{ 2r_{RF}(t) \sin(2\pi f_c t) \} \quad (7)$$

式里, LPF表示低通滤波器。对  $r_1(t)$  和  $r_Q(t)$  做傅里叶变换,可得:

$$F(f) = \int_0^{T_s} [r_1(t) - jr_Q(t)] e^{-j2\pi ft} dt \quad (8)$$

将  $F(f)$  离散化即可得到解调信息。

从以上过程可以看出,接收端可以分离同相和正交分量。在不考虑传输过程中的失真和噪声影响的情况下,接收端得到的同相和正交分量  $r_1(t)$ 、 $r_Q(t)$  与调制端的同相和正交分量  $s_1(t)$ 、 $s_Q(t)$  完全相同。当子载波采用BPSK调制时,  $b_m = 0$  ( $m = 0, 1, \dots, M-1$ ), 同相与正交支路信号可表示为:

$$\begin{cases} s_1(t) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cos(2\pi f_m t) \\ s_Q(t) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \sin(2\pi f_m t) \end{cases} \quad (9)$$

显然,同相分量  $s_1(t)$  为偶对称函数,正交分量  $s_Q(t)$  为奇对称函数。

## 2 半符号OFDM调制解调原理

### 2.1 半符号OFDM调制原理

由第1节的分析可知,当子载波采用BPSK调制时,OFDM调制符号I、Q支路分别具有偶对称和奇对称特性,也就是前一半或后一半OFDM符号即蕴含了整个符号携带的信息。这里考虑一种半符号OFDM调制方法,即在发射端对OFDM信号进行截断,只发送前一半OFDM符号,发射端结构流程图1所示。

具体调制流程如下:首先,输入比特经过BPSK调制生成调制数据符号  $a_m$ ;  $a_m$  经串并转换将串行调制数据符号转变为  $M$  个并行调制数据;其次,对  $M$  个实部数据  $a_0, a_1, \dots, a_{M-1}$  做离散傅里叶逆变换或快速傅里叶逆变换,得到  $M$  个复并行时域波形样点  $A_0, A_1, \dots, A_{M-1}$ ;然后,将  $M$  个复并行时域波形样点截断为  $M/2$  个并行波形样点  $A_0, A_1, \dots, A_{M/2}$ , 并对其进行串并转换;串并转换后复数据流的实部和虚部分别对应同相分量  $s_1(t)$  和正交分量  $s_Q(t)$  的离散点,对其进行D/A变换和滤波处理即可得到模拟信号  $s_1(t)$  和  $s_Q(t)$ ;最后,分别采用中心频率为  $f_c$  的余弦载波

和正弦载波对两路模拟调制信号进行上变频, 并将 变频后的信号叠加输出。

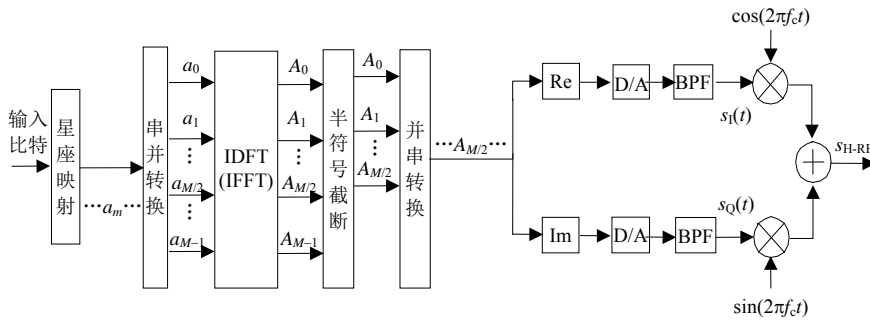


图1 半符号OFDM调制发射端原理

按照图2的调制器结构, 代表一个完整OFDM符号的半符号OFDM调制信号可表示为:

$$s_{H-RF}(t) = s_1(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad t \in [0, T_s/2] \quad (10)$$

式(10)与式(4)相同, 只是符号的持续时间由 \$[0, T\_s]\$ 变成了 \$[0, T\_s/2]\$。

### 2.2 解调原理

假设系统信道环境和同步状态理想, 定义接收端正交下变频后得到I、Q分量分别为 \$r\_{HI}(t)\$、\$r\_{HQ}(t)\$, 其持续时间区间为 \$[0, T\_s/2]\$。根据同相、正交分量的偶对称和奇对称特性对接收支路信号进行翻转和时移(正交分量需要取反)即可得到完整的OFDM同相和正交支路符号。令:

$$F_{HI}(f) = \int_0^{T_s/2} r_{HI}(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (11)$$

$$F_{HQ}(f) = \int_0^{T_s/2} r_{HQ}(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (12)$$

则全OFDM符号同相分量的傅里叶变换 \$F\_I(f)\$ 变为:

$$F_I(f) = \int_0^{T_s/2} r_{HI}(t) e^{-j2\pi ft} dt + \int_{T_s/2}^{T_s} r_{HI}(T_s - t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (13)$$

由傅里叶变换的时域翻转和时移性质可得到:

$$F_I(f) = F_{HI}(f) + F_{HI}(-f) \quad (14)$$

再由实函数傅里叶变换的共轭对称特性可进一步得到:

$$F_I(f) = F_{HI}(f) + F_{HI}^*(f) \quad (15)$$

式中, \$F\_{HI}^\*(f)\$ 表示 \$F\_{HI}(f)\$ 的共轭。

同理, 全OFDM符号正交分量的傅里叶变换 \$F\_Q(f)\$ 变为:

$$F_Q(f) = F_{HQ}(f) - F_{HQ}^*(f) \quad (16)$$

由式(15)和式(16)可以看出, 在子载波采用BPSK调制时, 半符号OFDM传输与全符号OFDM传输等效。事实上, 对同相分量而言, 与解调数据相关的是 \$F\_I(f)\$ 的实部, 对正交分量而言, 与解调数据相关的是 \$F\_Q(f)\$ 的虚部, 可进一步将式(15)和式(16)转化为:

$$\text{Re}(F_I(f)) = 2 \times \text{Re}(F_{HI}(f)) \quad (17)$$

$$\text{Im}(F_Q(f)) = 2 \times \text{Im}(F_{HQ}(f)) \quad (18)$$

由此可以给出直接频域解调方案, 其结构流程如图2所示。

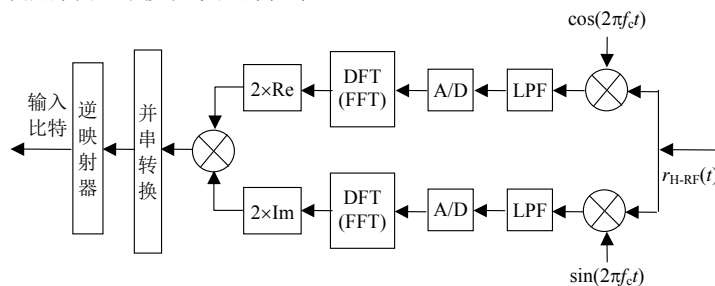


图2 直接频域解调方法流程

接收信号经下变频之后由A/D采样得到两个通道的离散基带半符号数字波形, 分别对其做DFT(discrete Fourier test)或FFT(fast Fourier transform)运算并对同相分量取实部、正交分量取虚部即可得到两个通道的检测量, 最后再对检测量进行并串转换

和BPSK逆映射即可恢复调制数据。

## 3 抗多径符号设计与性能分析

### 3.1 抗多径HS-OFDM符号设计

传统的OFDM技术将串行调制码元转换为并行

调制码元, 扩展了符号持续时间, 从而大大提高了对抗多径效应的能力。但是, OFDM技术以子载波之间的正交性传输信息, 多径干扰的存在会导致子载波之间正交性的破坏, 降低系统的性能。循环前缀<sup>[20]</sup>的出现解决了OFDM在多径信道下的传输问题, 完全克服了多径干扰的影响, 使系统在多径信道条件下的性能与理论性能相同。

对于HS-OFDM调制技术来说, 其本质与传统的OFDM调制技术相同, 仍属于多载波通信体制。相对于传统的单载波串行传输体制来说, 其具有较好的抵抗多径干扰的能力。但是, 与OFDM技术相同,

多径干扰的存在会对子载波的特性产生影响, 导致系统性能下降, 而循环前缀的方法无法解决HS-OFDM调制对抗多径干扰的问题。本文将以前缀的设计方法为参考, 提出一种适合HS-OFDM调制的符号设计方法, 以对抗多径干扰的影响。

与循环前缀的作用原理类似, 如果在调制符号的尾部进行一定长度的连续相位延伸, 即可保证接收信号在解调符号窗内(FFT窗)相位连续, 也就可以有效对抗多径干扰的影响。由此可得到连续相位解调符号窗HS-OFDM符号设计方案, 如图3所示。

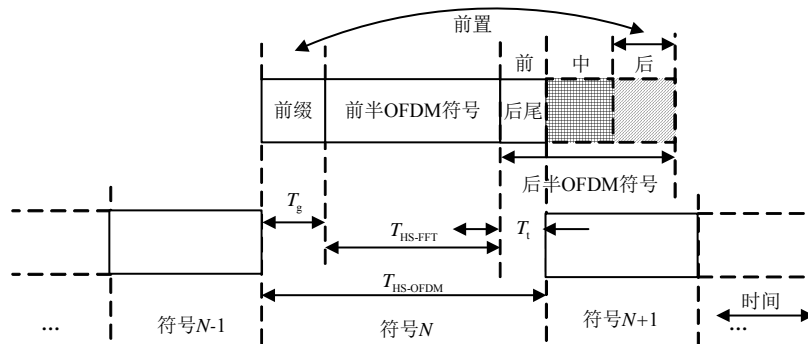


图3 加入循环前缀的半符号OFDM

首先, 将一个完整的OFDM符号分为前半OFDM符号和后半OFDM符号两部分, 两部分的持续时间均为 $T_{\text{HS-FFT}}$ ; 然后, 将后半OFDM符号分为前、中、后共3部分, 其中, 前部的长度为 $T_l$ 、后部的长度为 $T_g$ , 中间部分的长度为 $T_{\text{HS-FFT}} - T_g - T_l$ ; 最后, 将后部(图3中斜阴影部分)前置至前半OFDM符号之前, 形成循环前缀, 将中间部分(图3方框阴影部分)舍弃, 保留前部, 形成HS-OFDM符号的后尾; 完整的HS-OFDM符号由前缀、前半OFDM符号和后尾组成, 符号内没有任何间断, 其长度为:

$$T_{\text{HS-OFDM}} = T_{\text{HS-FFT}} + T_g + T_l \quad (19)$$

式中,  $T_{\text{HS-FFT}}$  表示前半OFDM符号的长度, 即解调处理符号窗的长度;  $T_g$  表示前缀的长度;  $T_l$  表示后尾的长度。从理论上讲, 在最大多径时延小于前缀长度 $T_g$  这一理想条件下, 这种HS-OFDM符号设计方案完全可以克服多径干扰引起的码间干扰和子载波间干扰, 使系统在多径信道下的性能与高斯信道下的误码性能相同。下面将对HS-OFDM调制在高斯信道条件下制的误码性能及系统的频谱效率进行分析。

### 3.2 高斯信道下误码性能分析

假设系统处于理想同步状态, 正交下变频之后得到的接收信号同相与正交分量的离散采样点为:

$$\begin{cases} r_1(t) = s_1(t) + n_1(t) \\ r_Q(t) = s_Q(t) + n_Q(t) \end{cases} \quad (19)$$

式中,  $n_1(t)$ 、 $n_Q(t)$  分别为噪声的同相和正交分量, 两者都是均值为零、方差为 $N_0/2$ 的高斯随机变量。

由式(13)和式(17)可以看出, 解调原理的实质仍是相关接收, 解调过程与全符号OFDM调制信号的解调过程一致, 而全符号多载波OFDM调制的误码性能与传统的单载波BPSK调制相同<sup>[21]</sup>。因此, 这种半符号OFDM调制的误码率为:

$$P_b = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{2E_b/N_0}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (20)$$

式中,  $E_b$  表示发送端的平均比特能量;  $Q$  表示互补误差函数。

### 3.3 频谱效率

以周期为 $T_s$ 的OFDM符号为例, 全符号OFDM系统发射信号的子载波主瓣带宽为 $2/T_s$ , 子载波间相互交叠 $1/T_s$ , 相邻子载波间相互交叠, 交叠度为50%, 子载波的频谱如图4所示。

OFDM系统中, 子载波路数 $m$ , 子载波带宽 $B_0$  (这里为主瓣带宽 $B_0 = 2/T_s$ ) 和总的传输带宽 $B_{\text{OFDM}}$  之间的关系满足:

$$B_{\text{OFDM}} = (m+1) \frac{B_0}{2} \quad (21)$$

每一路子载波携带1 Baud(波特)的信息, 因此传统OFDM系统传输的波特传输速率  $R_{\text{OFDM}} = mT_s = mB_0/2$ , 进一步可以得到频谱效率为:

$$\eta_{\text{OFDM}} = \frac{R_{\text{OFDM}}}{B_{\text{OFDM}}} = \frac{m}{m+1} \quad (22)$$

显然, 随着子载波路数的增大, OFDM系统的频谱效率趋近1 Baud/Hz。

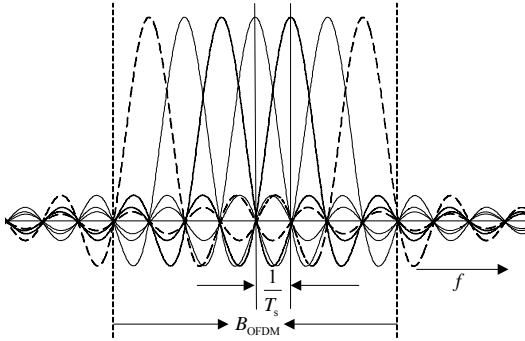


图4 OFDM传输子载波频谱

对于半符号OFDM传输的情况, 由时间与带宽的对应关系可知, 采用半符号传输将使子载波的带宽展宽为原来的两倍, 但各子载波的频率位置和子载波间的频率间隔保持不变, 相邻子载波间的交叠度由原来的50%提高到75%。HS-OFDM系统子载波的频谱如图5所示。

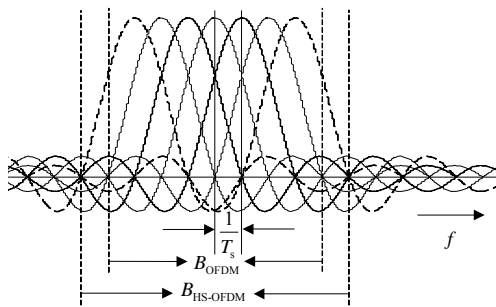


图5 HS-OFDM传输子载波频谱

由图5和子载波带宽、子载波数与交叠度之间的关系容易得到, HS-OFDM系统总传输带宽为:

$$B_{\text{HS-OFDM}} = (m+3) \frac{B_0}{2} \quad (23)$$

系统总符号传输速率  $R_{\text{HS-OFDM}} = 2R_{\text{OFDM}} = mB_0$ , 频谱效率为:

$$\eta_{\text{HS-OFDM}} = \frac{R_{\text{HS-OFDM}}}{B_{\text{HS-OFDM}}} = \frac{2m}{m+3} \quad (24)$$

子载波采用BPSK调制, HS-OFDM系统的频谱效率极限为2 Baud/Hz, 是传统OFDM系统极限频谱效率和乃奎斯特极限的两倍。HS-OFDM系统只需3路子载波即可达到OFDM系统频谱效率的极限值, 当子载波路数为1 024时, 频谱效率可达1.994 Baud/Hz。HS-OFDM调制技术利用调制符号的对称性,

QAM(quadrature amplitude modulation)调制信号同时使用了子载波的正弦和余弦分量, 调制符号不再具有对称性。因此, HS-OFDM系统中子载波只能采用BPSK或PAM(pulse amplitude modulation)调制的方式, 信息加载能力在一定程度上受到了限制。但是, 在相同传输速率、带宽(实际上带宽是近似相同)和误码率条件下, HS-OFDM系统可在不使用子载波正弦分量的情况下到达与传统OFDM系统相同的性能, 这也意味着可将调制信号的峰均功率比(peak to average power ratio, PAPR)降低1.5 dB。

### 4 仿真实验

为了验证上一节抗多径符号设计方法和误码性能理论分析的正确性, 这里分别在加性高斯白噪声(additive white gaussian noise, AWGN)信道和多径信道下采用蒙特卡洛仿真的方法对系统的误码性能进行仿真。多径信道采用两径衰落信道, 第二径信号的相对衰减为5 dB, 最大多径时延为HS-OFDM调制符号长度的1/5, 即  $\tau_{\text{max}} = T_{\text{HS-OFDM}}/5$ 。仿真得到的误码率曲线如图6所示。

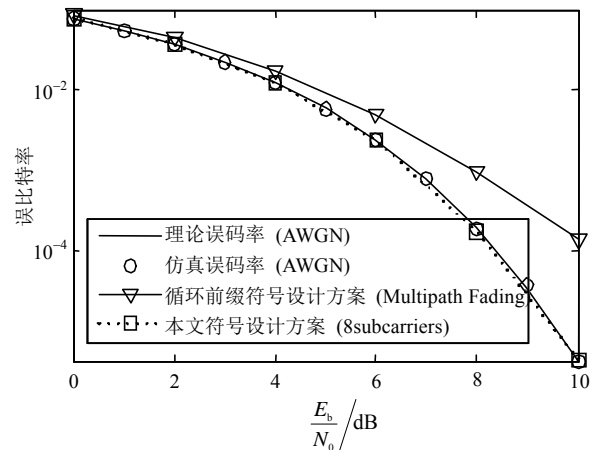


图6 误码率曲线图

从图6中可以看出, 在高斯信道下, 仿真得到的误码率样点与理论误码率曲线完全吻合, 该结果验证了理论误码性能推导结果式(20)的正确性。在多径信道条件下, 基于循环前缀的符号设计方法的误码性能明显差于本文的符号设计方法, 表明循环前缀在HS-OFDM调制中并不适用; 而本文的符号设计方法在多径信道下的误码性能与高斯信道下的误码性能相同, 表明本文基于前缀和后尾信号的符号设计方法可以完全克服多径干扰的影响。以上两个方面的仿真结果进一步证实了本文理论研究的准确性, 为HS-OFDM技术向后续研究奠定了基础。

需要说明的是, 实际多径信道具有复杂性和多

变性, 多径干扰种类及特性与仿真分析中的假设条件有较大差距, 本文仿真条件只是实际多径信道的一种特例, 旨在验证本文方法具有对抗多径干扰的能力, 对实际系统设计具有指导意义。在具体应用中, 系统的实际性能会与理论分析有一定差别。

## 5 结束语

本文首先分析了OFDM系统的调制、传输和接收过程, 指出OFDM传输符号正弦分量和余弦分量分别具有偶对称和奇对称的特性。在此基础上, 以子载波采用BPSK调制为背景, 提出了基于符号对称性和正交上下变频技术的HS-OFDM调制方法, 并分析了系统的误码性能和频谱效率。理论分析结果表明, 该调制方法可利用I、Q支路调制信号的对称性实现信息的无码间干扰传输, 误码性能与传统的OFDM调制方法一致, 子载波频谱交叠度由50%提高到75%, 频谱效率极限值可达2 Baud/Hz, 是传统OFDM系统的2倍。由于子载波暂时只能采用BPSK或PAM调制, 使系统加载比特信息的能力受到了限制, 导致HS-OFDM系统最终达到的传输效果与传统OFDM系统相当, 后续工作将研究基于子载波QAM调制的HS-OFDM系统, 以进一步提高通信系统的频谱效率。

## 参 考 文 献

- [1] NYQUIST H. Certain topics of telegraph transmission theory[J]. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 1928(47): 617-644.
- [2] LENDER A. The duobinary technique for high speed data transmission[J]. American Institute of Electrical Engineers, Part I: Transactions of the Communication and Electronics, 1963(82): 214-248.
- [3] KRETZMER E R. Generalization of a technique for binary data communication[J]. IEEE Trans Commun Tech, 1966, COM-14: 67-68.
- [4] CHANG R W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission[J]. Bell Systems Technical Journal, 1966, 10(45): 1775-1796.
- [5] WEINSTEIN S, EBERT P. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform[J]. IEEE Transactions on Communication Technology, 1971, 19(5): 628-634.
- [6] MAZO J E, LANDAU H J. On the minimum distance problem for faster-than-nyquist signaling[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1988(34): 1420-1427.
- [7] RUSEK F, ANDERSON J B. The two dimensional mazo limit[C]//IEEE International Symposium on Information Theory. Adelaide, Australia: IEEE, 2005: 970-974.
- [8] IEEE. IEEE Std. 802.16e-2005 IEEE standard for local and metropolitan area networks - part 16: air interface for fixed broadband wireless access systems - physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands[S]. [S.l.]: IEEE, 2005.
- [9] Group Radio Spectrum Management. Etsi Ts 101 475 Broadband radio access networks(BRAN); HiperLAN type2; physical PHY Layer[S]. [S.l.]: European Telecommunications Standards Institute, 2000.
- [10] HARA S, PRASAD R. Multicarrier techniques for 4G mobile communications[M]. Boston: Artech House, 2003.
- [11] DU K L, SWAMY N S. Wireless communication systems: from RF subsystems to 4G enabling technologies[M]. Cambridge, England: Cambridge University Press, 2010.
- [12] POLLET T, VAN BLADEL M, MOENECLAHEY M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise[J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(234): 191-193.
- [13] MINN H, ZENG M, BHARGAVA V K. On timing offset estimation for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications Letters, 2000, 4(7): 242-244.
- [14] ABDZADEH-ZIABARI H, SHAYESTEH M G. Robust timing and frequency synchronization for ofdm systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(8): 3646-3656.
- [15] YANG L, PANTA K, ARMSTRONG J. Impact of timing jitter and I/Q imbalance in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications Letters, 2013, 2(17): 253-256.
- [16] TIAN Ya-fei, DING Rong-hua, YAO Xiao-an, et al. PAPR reduction of OFDM signals using modified partial transmit sequences[C]//IEEE 2nd International Congress on Image and Signal Processing. Tianjin, China: IEEE, 2009: 1-4.
- [17] BARHUMI I, LEUS G, MOONEN M. Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(6): 1615-1624.
- [18] KIVANC D, GUOQING L, HUI L. Computationally efficient bandwidth allocation and power control for OFDMA[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(6): 1150-1158.
- [19] FEI L, ZHOU L Z, LI L, et al. A quantum search based signal detection for MIMO-OFDM systems[C]//18th International Conference on Telecommunications. Ayia, Napa: [s.n.], 2011: 276-281.
- [20] PELED A, RUIZ A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms[C]//Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP'80. [S.l.]: IEEE, 1980.
- [21] PROAKIS J, SALEHI M. Digital communications[M]. [S.l.]: McGraw-Hill Companies, Incorporated, 2007.

编辑 税红