

文章编号: 2095-4980(2017)01-0036-06

突发消息驱动跳频系统的同步方案设计

许 锦, 吴皓威, 杨力生

(重庆大学 通信与测控中心, 重庆 400044)

摘 要: 消息驱动跳频(MDFH)系统是一种以消息自身来决定跳频图案的跳频系统。本文对突发 MDFH 系统整体结构进行描述, 制定引入突发消息驱动跳频系统同步方案, 设计同步相关的前导序列、循环前缀, 对帧同步、符号定时、载波同步方法分别进行设计, 并进行相关仿真, 最后对系统在多径环境和高斯环境的误码率(BER)进行仿真。结果表明, 通过上述的同步过程, 系统误码率有很大改善。

关键词: 消息驱动跳频系统; 傅里叶变换/傅里叶逆变换; 同步; 前导序列; 循环前缀

中图分类号: TN911.7

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201701.0036

Synchronization design for burst message-driven frequency system

XU Jin, WU Haowei, YANG Lisheng

(Research Center of Communication and Telemeter&Telecontrol, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: In Message-Driven Frequency Hopping(MDFH) system, part of the message stream will act as the Pseudo Noise(PN) sequence, and will be transmitted through hopping frequency control. The MDFH system is described firstly; and then a synchronization method for the receiver, which includes design of pre-sequence and Cyclic Prefix(CP), is put forward; the BER performance of the system in multipath channel and AWGN channel is simulated at last. Through frame detecting, symbol timing, frequency synchronization, the results show that the BER performance of the system has been greatly improved compared with that of the original MDFH system.

Keywords: Message-Driven Frequency Hopping(MDFH); Fast Fourier Transform(FFT)/Inverse Fast Fourier Transform(IFFT); synchronization; pre-sequence; Cyclic Prefix

跳频通信系统具有抗截获能力、保密性、抗干扰能力强等特点, 且易于组网, 能在恶劣的环境下保证通信的可靠性, 应用越来越广泛。然而, 传统的跳频通信系统占用频带宽, 频谱效率较低。为了提高跳频通信系统的频谱利用率, 除了使用高阶基带调制外, 又提出了一种新型的跳频系统—基于 MDFH 的系统。在 MDFH 系统中, 消息本身扮演伪噪声(PN)序列的角色, 通过相关映射, 决定频率跳变的规律, 随机性更强, 系统同步负担相对减轻, 同时在不增加系统带宽和发射功率的情况下, 系统利用率提高。

文献[1]给出了 MDFH 的基本概念, 在此基础上又提出了一种增强型的消息驱动跳频(Enhanced Message-Driven Frequency Hopping, E-MDFH), 并分析了 MDFH 与 E-MDFH 系统的误码率性能以及频谱效率。针对抗定频干扰的分析, 文献[2]提出了抗定频干扰的消息驱动跳频系统(Anti-Jamming MDFH, AJ-MDFH), AJ-MDFH 系统与 MDFH 系统不同之处在于, 载波中发送的基带信号并不是待发送的有用信息流, 而是通过加密算法产生 ID 序列, AJ-MDFH 系统的抗强定频干扰性能很强。文献[3]还提出了一种多载波的 AJ-MDFH 系统(MC-AJ-MDFH)。文献[4]分析了 MDFH 系统的抗定频干扰的性能, MDFH 在强定频干扰下的 BER 性能优良, 因为干扰功率越强, 越容易与有用信号区分; 但是在干扰功率与有用信号功率相近时(伪装干扰), MDFH 就无法区分出干扰和有用信号, 这时 MDFH 系统的 BER 性能极其糟糕。为了提高 MDFH 系统在伪装干扰时的性能, 提出了 AJ-MDFH 系统。文献[3]中给出了 AJ-MDFH 系统的发射与接收原理, AJ-MDFH 系统的关键是信号 ID 序列的设计, 文中分析了信号 ID 序列的设计方法及对 AJ-MDFH 系统性能的影响, 并给出了当 ID 序列号的尺寸增大到一定门限值时, 系统性能改善不明显。文献[4]中还详细分析了 AJ-MDFH 系统的频谱效率及多用户性能, AJ-MDFH 系统的频谱效率较

MDFH 系统有所降低,但相对于传统的 FH 系统仍有较大提高。文献[5]分析了在任意可变的信道模型中, MDFH 系统和 AJ-MDFH 系统在伪装干扰下的容量性能,指出即使在最坏的伪装干扰下,只要保证 ID 序列不被干扰源知道, AJ-MDFH 系统在任意可变信道模型中其性能始终能够保证。

以上文献,主要针对 MDFH 系统的抗干扰性能分析或改善,并未对 MDFH 系统的同步方案做研究。MDFH 系统不要求跳频图案的同步,但和常规通信系统一样,需要帧同步、符号同步、载波同步等;同步性能的好坏会直接影响整个系统的工作性能。E-MDFH 属于多载波通信,本文借鉴正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统思想,将 IFFT/FFT 运算引入 MDFH 系统中^[6],使用相互正交的子载波作为子信道,使系统具有较高的频谱利用率且实现简单,并采用插入循环前缀(CP)的方法^[7],有效地对抗多径传播所造成的符号间干扰,同时信号以突发形式发送,能够更加有效地对抗干扰,称为突发消息驱动跳频系统。本文在此基础上,制定突发消息驱动跳频系统的同步方案。

1 突发消息驱动跳频系统构架

图 1 即突发消息驱动跳频系统结构图:

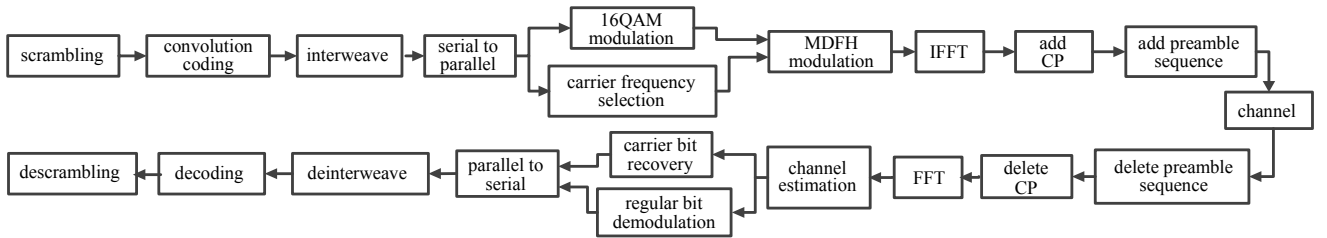


Fig.1 Architecture of MDFH system which involves IFFT/FFT

图 1 引入 IFFT/FFT 运算的 MDFH 系统结构

首先对原始数据进行加扰,将产生的伪随机序列与原始数据进行按位异或,使得原始数据转化为类似噪声形式的随机序列,完成加扰的过程;之后,引入冗余,进行卷积编码,提高数据传输的可靠性;再经过交织过程,打乱数据的顺序,对于敌方来说,数据恢复更加复杂。数据在完成这些处理后,开始进行 MDFH 处理。按一定比例分段,分别对载波比特和常规比特进行串并转换,其中常规比特进行 16QAM 调制,得到相应的调制符号;由载波比特选取载波序号,载波序号的选取按照下面介绍的方法。

系统在每跳选择 N_g 个载波来传输 N_g 个常规符号,第 1 跳的 N_g 个载波频率根据每组的载波比特向量作差分运算求得。设二进制裁波比特向量 $D_{n,i}^l$ 转换成十进制数值为 $d_{n,i}^l$, 则第 1 跳的 N_g 个载波频点在频率集中的序号为:

$$\begin{cases} I_{n,i}^l = d_{n,i}^l + 1 & i = 1 \\ I_{n,i}^l = I_{n,i-1}^l + d_{n,i}^l + 1, i = 2, 3, \dots, N_g \end{cases} \quad (1)$$

式中 $I_{n,i}^l$ 即相应的载波序号,由此, $1 \leq I_{n,1}^l \leq I_{n,2}^l < \dots < I_{n,N_g}^l \leq N_c$, 任意一跳选出的载波序号不会重合,也就不会发生冲突。

然后,将相应的调制符号与载波进行调制,其中常规符号每 N_h 跳是一致的,有分集效果。每 N_g 个符号作为一个 OFDM 符号,进行 IFFT 运算。再为每个 OFDM 符号添加 CP, CP 是在发送的每个 OFDM 符号前面插入,即将每个 OFDM 符号的后 T_p 时间内的 N_p 个样点复制到 OFDM 符号前形成前缀,可用于时频同步,也可防止在接收部分产生载波干扰(Inter Carrier Interference, ICI);最后,串并转换形成帧,并在每个帧前面添加前导序列,前导序列由 10 个短训练序列符号和 2 个长训练符号序列构成,同样用于同步。长短训练序列是由 CAZAC 序列产生的,具有很强的自相关性。至此,基带调制过程结束。

在接收部分,接收机根据前面的前导序列完成数据的定时同步、载波同步,FFT 运算过后,按照载波能量从大到小选出前 N_g 个载波,按照载波序号还原载波比特,同时从相应对 3 跳常规符号进行按位大数判决恢复出常规比特。最后,将解调出的常规比特和载波比特进行组合,经过解交织、解码、解扰这些过程后,接收端即完成了数据的接收。

2 同步方案设计

2.1 同步误差对系统的影响

系统同步主要涉及定时同步和频率同步，定时偏差主要影响串行数据在接收端作 FFT 变换，无法准确定位数据符号的起始点，很明显，这将使得整个系统性能下降，信噪比的损失会随定时偏差的增加而扩大。频率偏差一般是因为接收机和发射机之间发生偏离造成的，在存在频率偏差的情况下，载波之间的正交性受到很大程度的破坏，不论常规比特还是载波比特的解调都会因为载波间干扰受到影响。要保证系统的无线高速数据传输性能，可靠的同步显得非常重要。

2.2 物理层参数

表 1 为同步相关的主要物理层参数。

在该系统中，前导序列由 10 个短训练符号($t_1 \sim t_{10}$)和 2 个长训练符号($T_1 \sim T_2$)组成，总的持续时间为 $32 \mu\text{s}$ 。图 2 为实际产生的前导序列时域图。

表 1 系统参数 Table 1 System parameters	
parameter	value
$\Delta f/\text{kHz}$: interval between subcarrier	156.25(=20 MHz/128)
$T_{\text{FFT}}/\mu\text{s}$: IFFT/FFT cycle	$6.4(1/\Delta f)$
$T_{\text{PREAMBLE}}/\mu\text{s}$: PLCC preamble sequence duration	$32(T_{\text{SHORT}} + T_{\text{LONG}})$
$T_{\text{GI1}}/\mu\text{s}$: GI duration	$1.6(T_{\text{FFT}}/4)$
$T_{\text{GI2}}/\mu\text{s}$: GI2 duration	$3.2(T_{\text{FFT}}/2)$
$T_{\text{SYM}}/\mu\text{s}$: symbol duration	$8(T_{\text{GI}} + T_{\text{FFT}})$
$T_{\text{SHORT}}/\mu\text{s}$: short sequence duration	$1.6(10 \times T_{\text{FFT}}/4)$
$T_{\text{LONG}}/\mu\text{s}$: long sequence duration	$1.6(T_{\text{GI2}} + 2 \times T_{\text{FFT}})$
Transport Rate/Mbps	2.5

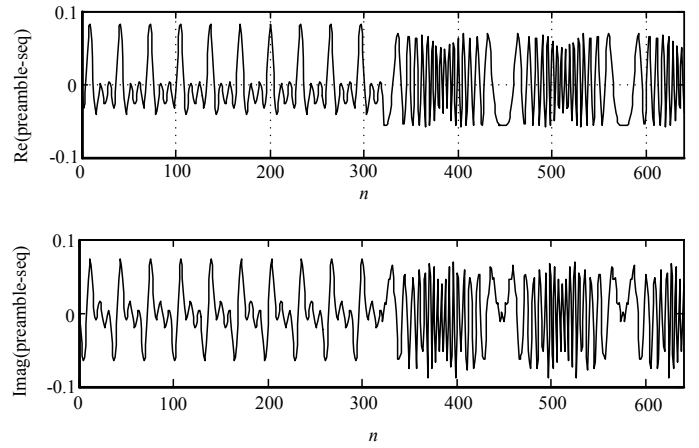


Fig.2 Time domain diagram of preamble sequence

图 2 前导序列时域图

长短训练序列属于 CAZAC 序列^[8]，该序列具有理想的周期自相关特性和良好的互相关特性。

2.3 同步过程

图 3 所示为同步系统结构图，涉及帧同步、符号同步、载波同步，下面将详细介绍每一步同步方法及相关仿真结果。

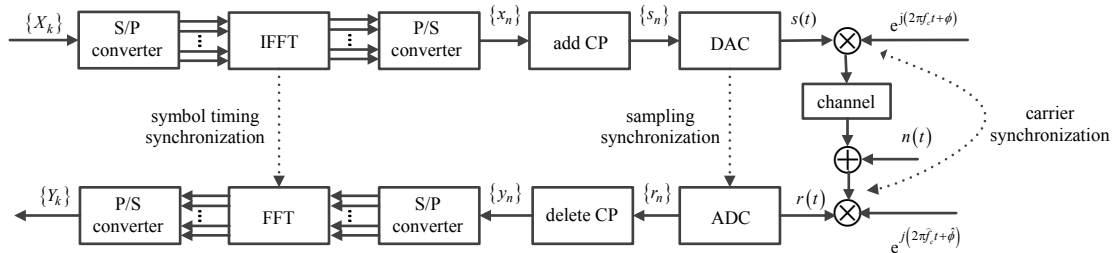


Fig.3 Architecture of synchronization system

图 3 同步系统结构

2.3.1 帧同步

定时同步主要包括帧同步^[9-10]和符号同步，帧同步用于确定数据分组的起始位置，而符号同步的目的在于正确地定出符号数据部分的开始位置，以进行正确的 FFT 操作。帧同步可以通过延迟自相关算法，对相距 N_d 的 2 段长度为 L 的重复符号 $y_1(k)$ 和 $y_2(k)$ ，其自相关函数 $R(\tau)$ 在 $\tau=0$ 时达到最大值，所以通过寻找 $R(\tau)$ 的最大值，可以找到最佳定时时刻。定义相关值为：

$$C_n = \sum_{k=0}^{L-1} r_{n-k} r_{n-k-N_d}^* \quad (2)$$

式中 r_n 为接收到的信号, 为了归一化, 定义能量值:

$$P_n = \sum_{k=0}^{L-1} r_{n-k-N_d} r_{n-k-N_d}^* = \sum_{k=0}^{L-1} |r_{n-k-N_d}|^2 \quad (3)$$

归一化判决门限:

$$M_n = \frac{|C_n|^2}{(P_n)^2} \quad (4)$$

对该式实施峰值检测即可得到最佳定时位置。图 4 给出信噪比为 10 dB 时, 滑动窗口长度 $L=32$ 时采用延迟相关检测的信号输出。可以看出, 延迟相关输出具有 1 个宽为 160 个样点的平台, 检测该平台的起始位置即可确定信号帧的到达时刻。归一化判决信号 M_n 与接收信号的功率无关, 容易设置门限实施检测。

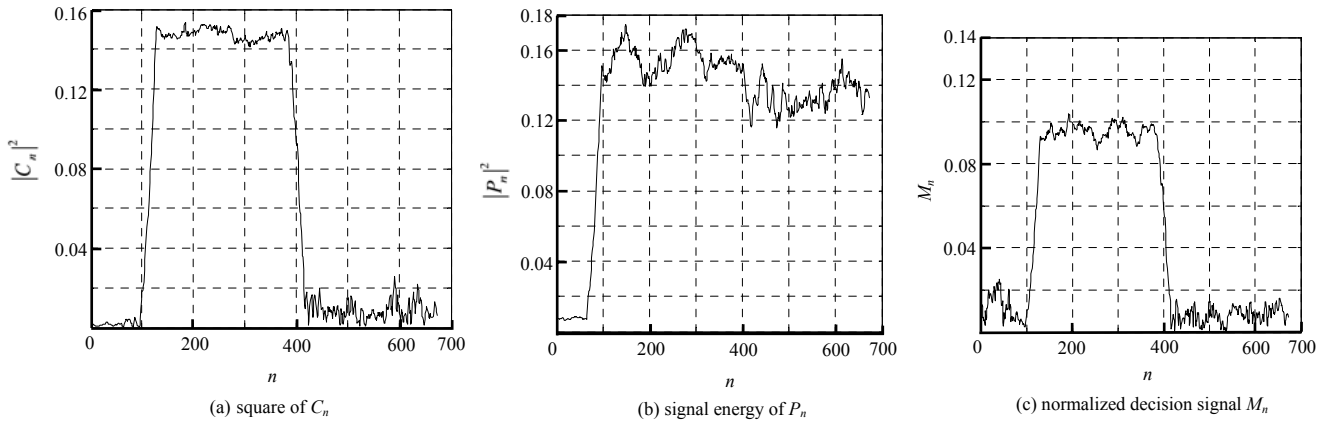


Fig.4 Frame synchronization algorithm

图 4 帧同步算法

2.3.2 符号同步

符号同步可采用时域互相关算法, 在不考虑噪声和信道影响的情况下, 将接收信号 r_n 与本地已知的训练符号 LS_k 进行互相关运算, 通过搜索相关峰值的位置即可确定后续 OFDM 符号的起止时刻。具体如式(5)所示:

$$R_n = \sum_{k=0}^{L-1} r_{n-k} LS_{L-k-1}^* \quad (5)$$

式中 L 为训练符号的周期, 对于短训练符号 $L=32$, 对于长训练符号 $L=128$ 。考虑到短训练序列的多周期重复结构, 为了提高互相关运算的峰值, 可以使用多周期相关, 即在多个训练符号周期内进行积分。因为长前导序列具有更长的符号周期, 相关输出的峰值也更大。对训练序列的互相关算法作一定改进, 即先对接收信号进行前后共轭相乘处理, 以消除载波频偏和信道衰落的影响, 而后再与经过类似处理的本地训练符号进行互相关运算, 从而可以有效地消除频偏和信道衰落对相关峰值的影响。

图 5 是在 AWGN 信道, 信噪比为 10 dB 情况下的定时效果, 可以清楚地看出估计值和准确值基本相符。

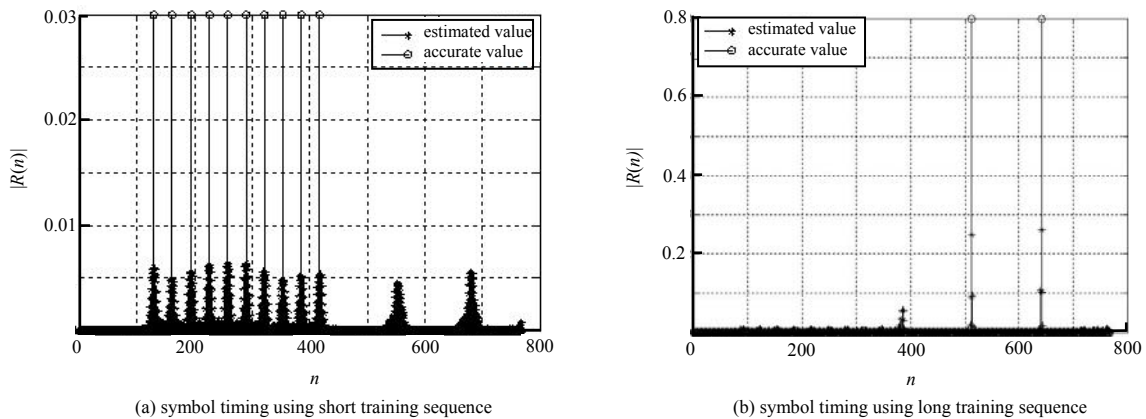


Fig.5 Symbol timing by using long or short training sequence

图 5 长短序列定时效果图

2.3.3 载波同步

引入 IFFT/FFT 运算的 MDFH 系统是同时在多个重叠子信道上传输信号, 为了正确接收, 必须严格保证子载波之间的正交性, 但是因为多普勒频移和收发晶振的不完全一致, 往往会在存在一定的载波频率偏差, 这将会破坏子载波间的正交性, 且这种频差对相位的影响还具有累加性, 为保证系统的性能, 必须保证载波频率的同步。

载波同步首先要检测出频率偏移, 然后加以补偿, 按精确度要求可分为粗同步和细同步 2 个部分。

基于训练符号的时域相关算法描述如下:

假设发送信号为 x_n , 则通带信号 y_n 的复基带模型为:

$$y_n = x_n e^{j2\pi f_{\alpha} n T_s} \quad (6)$$

式中: f_{α} 为发送载波频率; T_s 为采样周期。在接收端, 忽略瞬时噪声, 接收到的复基带信号 r_n 为:

$$r_n = x_n e^{j2\pi f_{\alpha} n T_s} e^{-j2\pi f_{\alpha} n T_s} = x_n e^{j2\pi(f_{\alpha} - f_{\alpha}) n T_s} = x_n e^{j2\pi f_{\Delta} n T_s} \quad (7)$$

设短训练符号周期为 D^{STS} , 则延时相关变量 C_n 可表示为:

$$C_n = \sum_{n=0}^{D^{\text{STS}}-1} r_n r_{n-D^{\text{STS}}}^* = \sum_{n=0}^{D^{\text{STS}}-1} y_n e^{j2\pi f_{\Delta} n T_s} \left(y_{n-D^{\text{STS}}} e^{j2\pi f_{\Delta} (n-D^{\text{STS}}) T_s} \right)^* = \sum_{n=0}^{D^{\text{STS}}-1} y_n y_{n-D^{\text{STS}}}^* e^{j2\pi f_{\Delta} D^{\text{STS}} T_s} = e^{j2\pi f_{\Delta} D^{\text{STS}} T_s} \sum_{n=0}^{D^{\text{STS}}-1} y_n y_{n-D^{\text{STS}}}^* \quad (8)$$

根据最大似然估计算法可得载波频率偏差为:

$$\hat{f}_{\Delta} = \frac{1}{2\pi D^{\text{STS}} T_s} \arctan \left(\sum_{n=0}^{D^{\text{STS}}-1} y_n y_{n-D^{\text{STS}}}^* \right) \quad (9)$$

为提高载波同步的准确性, 实现上采用多次估计求平均:

$$\hat{f}_{\Delta} = \frac{1}{2\pi D^{\text{STS}} T_s} \frac{\sum_{i=0}^N \arctan \left(\sum_{n=0}^{D^{\text{STS}}-1} y_{[(i-1) \times D^{\text{STS}} + n]} y_{[(i-1) \times D^{\text{STS}} + n - D^{\text{STS}}]}^* \right)}{N} \quad (10)$$

得到频率偏差后, 对接收数据进行频偏补偿:

$$\begin{aligned} \hat{r}_n &= r_n \times e^{-j2\pi \hat{f}_{\Delta} n T_s} = r_n \times e^{-j2\pi \frac{1}{2\pi D^{\text{STS}} T_s} \frac{\sum_{i=0}^N \arctan \left(\sum_{n=0}^{D^{\text{STS}}-1} y_{[(i-1) \times D^{\text{STS}} + n]} y_{[(i-1) \times D^{\text{STS}} + n - D^{\text{STS}}]}^* \right)}{N} n T_s} \\ &= r_n \times e^{-j \frac{1}{D} \frac{\sum_{i=0}^N \arctan \left(\sum_{n=0}^{D^{\text{STS}}-1} y_{[(i-1) \times D^{\text{STS}} + n]} y_{[(i-1) \times D^{\text{STS}} + n - D^{\text{STS}}]}^* \right)}{N}} \end{aligned} \quad (11)$$

图 6 是蒙特卡洛仿真次数为 1000 时频偏估计效果, 图 6(a)是在 AWGN 信道下, 归一化频偏为 0.25 时, 估计值与准确值的 MSE。图 6(b)是在多径信道下, 归一化频偏为 0.25 时, 估计值与准确值的 MSE。

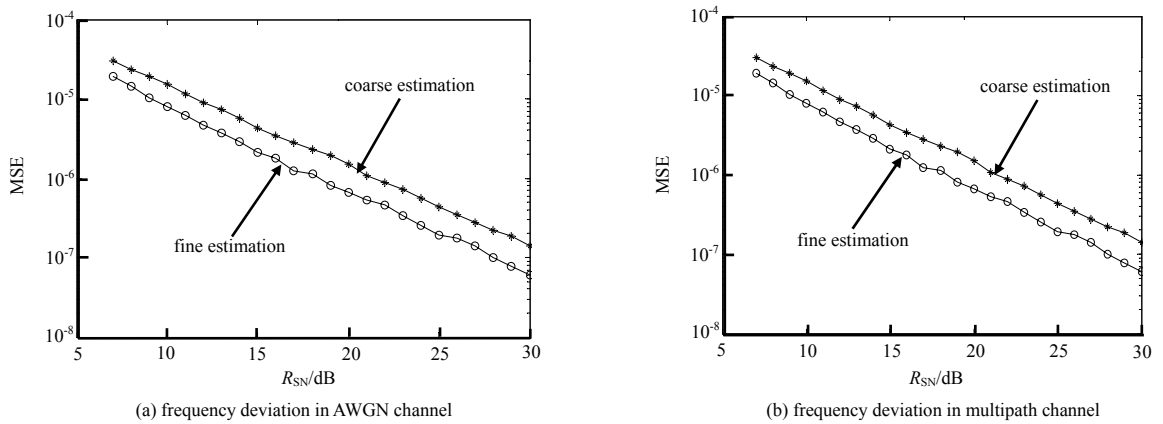


Fig.6 Estimation of frequency deviation in different channels

图 6 不同信道下粗细频偏估计比较

2.3.4 系统误码率

图 7 是蒙特卡洛仿真次数为 10000 时系统误码率性能, 多径衰减服从指数分布, 选取 5 个不同衰落因子的信道环境进行仿真。从图中可以看出, 在引入频偏未进行频偏校正的情况下, 系统误码率几乎不会随着信噪比的

升高而改善;同时多径信道下的系统误码率性能相比 AWGN 信道性能有所下降,但是仍然能够满足一般无线通信系统的误码率要求。

3 结论

在本文中,首先对消息驱动跳频系统的基本概念进行了描述,鉴于目前没有关于消息驱动跳频系统同步方案研究的情况,制定了消息驱动跳频系统的同步方案,并在其中引入 IFFT/FFT 运算,分别对帧同步、符号同步和载波同步方法进行了理论分析和仿真。结果表明,本文设计的同步方案能够满足突发消息驱动跳频系统的性能要求。

参考文献:

- [1] LI Qi, LI Tongtong. Message-driven frequency hopping: design and analysis[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 4(8): 1773–1782.
- [2] ZHANG Lei, WANG Huahui, LI Tongtong. Jamming resistance reinforcement of message-driven frequency hopping[C]// IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing. 2010: 3974–3977.
- [3] ZHANG Lei, REN Jian, LI Tongtong. Spectrally efficient anti-jamming system design using message-driven frequency hopping[C]// IEEE International Conference on Communications. 2009: 1–5.
- [4] ZHANG Lei, WANG Huahui, LI Tongtong. Anti-jamming message-driven frequency hopping—Part I: system design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(1): 70–79.
- [5] ZHANG Lei, WANG Huahui, LI Tongtong. Anti-jamming message-driven frequency hopping—Part II: capacity analysis under disguised jamming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(1): 80–88.
- [6] BEE R, PRASAD R. OFDM for Wireless Multimedia Communications[M]. Boston, MA: Artech House, 2000.
- [7] ZHANG Zhaoyang, LAI Lifeng. A novel OFDM transmission scheme with length-adaptive cyclic prefix[J]. Journal of Zhejiang University—SCIENCE A, 2004, 5(11): 1336–1342.
- [8] 严春林, 李少谦, 唐友喜, 等. 利用 CAZAC 序列的 OFDM 频率同步方法[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(1): 139–142. (YAN Chunlin, LI Shaoqian, TANG Youxi, et al. The method of OFDM frequency synchronization by using CAZAC sequence[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2006, 28(1): 139–142.)
- [9] 尹长春, 罗涛. 多载波宽带无线通信技术[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2004: 1–134. (YIN Changchun, LUO Tao. Multi-Carrier Broadband Wireless Communication Technology[M]. Beijing: Press of Beijing Communication University, 2004: 1–134.)
- [10] 汪裕民. OFDM 关键技术与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007: 48–166. (WANG Yumin. Key Technologies and Application of OFDM[M]. Beijing: Press of Mechanical Industry, 2007: 48–166.)

作者简介:



许 锦(1990–), 女, 湖南省岳阳市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为网络通信。
email: 1215303807@qq.com.

吴皓威(1981–), 男, 湖北省天门市人, 副研究员, 主要研究方向为宽带无线通信。

杨力生(1970–), 男, 重庆市人, 研究员, 主要研究方向为软件无线电。

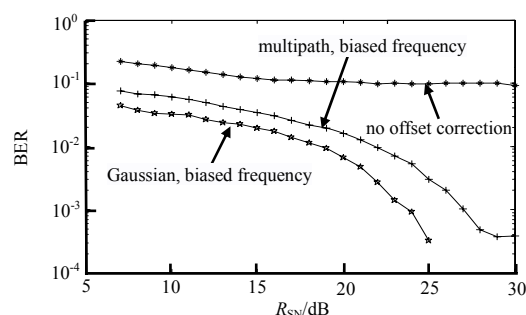


Fig.7 BER performance of the system
图 7 系统误码率性能