

多径信道下 FFH-FMDCSK 系统的性能分析

李晓潮 郭东辉 吴伯僖
(厦门大学物理系 厦门 361001)

摘要 本文提出一种基于差分混沌频率调制(FMDCSK)的快速跳频扩谱通信系统(简称 FFH-FMDCSK)。它不但可以解决 FMDCSK 系统的抗干扰和多址接入问题,而且还可以提高其抗多径衰落的能力,同时降低对其他系统的干扰。本文比较了 FFH-FMDCSK 和 FMDCSK 在多径信道下的系统误码率,给出他们的理论公式和 Monte-Carlo 仿真结果。

关键词 通信系统, 差分混沌频率调制, 快跳频, 平坦衰落信道

中图分类号: TN914.4

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)06-1106-05

Performance Analysis of FFH-FMDCSK in Multipath Channel

Li Xiao-chao Guo Dong-hui Wu Bo-xi
(Phys. Dept, Xiamen University, Xiamen 361001, China)

Abstract A new chaotic spread spectrum communication system FFH-FMDCSK is presented, which is based on FMDCSK and fast frequency hopping techniques. FFH-FMDCSK is able to improve the performance of FMDCSK on anti-jam, multiple access, and resistance to multipath fading as well as low interference to other systems. This paper compares the BER performance of FFH-FMDCSK with that of FMDCSK in multi-path channel, and delivers the theoretical analysis and Monte-Carlo simulation results.

Key words Communication system, FMDCSK, Fast frequency hopping, Flat fading channel

1 引言

混沌载波调制(Chaos Shift Keying, CSK)是90年代开始的混沌通信研究中的一个重要方向。在混沌载波调制中,它采用连续、宽带的非周期混沌信号,打破了传统应用周期信号作为载波的通信模式,即在调制的同时对信号进行扩谱。利用混沌载波调制不但可以解决多径衰落问题,还可以降低发射信号的功率谱密度,从而降低对其他系统的干扰^[1]。在现有的混沌调制方案中,差分混沌频率调制(Frequency Modulated Differential Chaos Shift Keying, FMDCSK)^[2]是一种性能较好,且有一定实用性的扩谱调制方案。而且由于不需要借助直序扩谱技术来生成伪随机宽带载波,所以基于FMDCSK调制的扩谱通信系统具有结构简单、成本低廉等优点。

然而,FMDCSK在具体应用中还存在着两个问题。第一个问题是它的混沌载波是在固定信道上发送的,难以解决人为干扰问题^[3],而且FMDCSK传送的信息对所有接收者而言都是公开的。第二个问题是FMDCSK的频谱利用率较低^[1],目前还没有合适的多址接入方案^[4,5]。为了解决这两个关键的应用问题,我们结合FMDCSK和快跳频(FFH)这两种扩谱技

术优点,提出了基于FMDCSK的快跳频扩谱通信系统。一方面,采用FFH扩谱技术,让频率跳变的时间小于每个数据比特的周期,使FMDCSK的混沌载波在一个宽频带内随机跳变,接收者或干扰者只有获取跳频序列才能接收或干扰FMDCSK信号。另一方面,FFH可以作为FMDCSK的多址接入方案,即通过用户跳频随机码的分配,让每个用户在同一时间内占有宽频带内各自特定频率间隙,实现多个用户的同时接入,提高了通信频谱的利用率^[6]。

此外,通过适当地设计FFH-FMDCSK跳频图样,当用户跳频的频率间隔大于信道的相关带宽时FFH可视为频率分集,即携带相同信息的FMDCSK信号在 L 个不同载波上发送,这 L 个独立衰落的信号分量同时陷入多径深度衰落的概率将大大减少,从而提高了系统抗多径衰落的能力。同时,FMDCSK信号是低功率谱密度的宽带信号,基于FMDCSK的跳频调制技术可以大大降低对其他系统的干扰,这是基于窄带FSK调制的跳频系统所不具备的优势。

为了具体分析FFH-FMDCSK在多径信道下的性能优势,本文首先在下一节介绍FFH-FMDCSK系统的基本工作原理,然后在第3节推导FFH-FMDCSK和FMDCSK在平坦衰落信道下的误码率性能,接着在第4节中,我们介绍FFH-FMDCSK的等效低通系统仿真模型,最后在第5节中,对FFH-FMDCSK和FMDCSK多径信道下的仿真结果进行分析和比较,并给出最终结论。

2004-11-22 收到, 2005 年-05-15 改回

国家自然科学基金(60076015),福建省自然科学基金(A0010019)和福建省高新技术项目资助课题

2 FFH-FMDCSK 系统的工作原理

FMDCSK调制技术是基于差分混沌键控(DCSK)的频率调制技术,它将混沌信号作为频率调制电路的输入,再将得到的混沌频率调制信号作为载波,并用DCSK调制技术将数据信息调制到该混沌载波上。由于频率调制波瞬间输出功率是恒定的^[7],因此FMDCSK生成混沌信号的能量恒定,从而可以获得最优的DCSK性能。

FMDCSK信号是由两个部分组成^[8]:第一部分为参考混沌载波,第二部分为调制混沌载波,分别标记为 $x(t), x(t-T/2)$ 。即FMDCSK的发射信号为

$$S_1(t) = \begin{cases} x(t), & t_k \leq t < t_k + T/2 \\ x(t-T/2), & t_k + T/2 \leq t < T \end{cases} \quad \text{传输数据'1'}$$

$$S_2(t) = \begin{cases} x(t), & t_k \leq t < t_k + T/2 \\ -x(t-T/2), & t_k + T/2 \leq t < T \end{cases} \quad \text{传输数据'0'}$$

$$(1)$$

在接收端,对这两个部分混沌信号进行相关运算,正的相关值表示接收到信息‘1’,负的相关值表示接收到‘0’。

FMDCSK接收相关器的输出量 Z_i 为

$$Z_i = \int_{T/2}^T [x(t) + n(t)][\pm x(t) + n(t-T/2)] dt$$

$$= \pm \int_{T/2}^T x^2(t) dt \pm \int_{T/2}^T x(t)n(t) dt$$

$$+ \int_{T/2}^T x(t)n(t-T/2) dt + \int_{T/2}^T n(t)n(t-T/2) dt \quad (2)$$

式中 T 是数据周期, $n(t)$ 和 $n(t-T/2)$ 分别表示参考混沌载波和调制混沌载波部分所引入的加性高斯噪声,第一和第二项的符号依赖于传输的数据信息。由于第二、三、四项都是均值为0的随机变量,所以 Z_i 是一个非偏估计量^[1],并且和输入信号的信噪比无关,于是FMDCSK解调判决电路的门限值可以取‘0’。

在跳频(FH)通信系统中,通常把可用的信道带宽分割成大量相邻的频率间隙(简称频隙)。在任一信号传输间隔内,发送信号占据一个或多个可用的频隙。根据FH速率和传输符号速率之间的关系,FH又可分为快速跳频和慢速跳频。当每个符号间隔内实现多次跳频,就是快跳频(FFH),反之就是慢跳频(SFH)。

FFH-FMDCSK的系统框图如图1所示。整个系统由混沌信号产生、频率调制、差分混沌调制、信道滤波器、跳频发射系统、跳频接收系统、信道滤波器和差分混沌解调模块组成。

FMDCSK属于传统扩谱系统中的发射参考载波模式(TR模式),即在发射端同时发射参考载波和调制载波,在接收端通过将接收到的两者求相关来解调出原始数据信号。它虽然不需要发射、接收端的载波同步,但是要确保参考载波和对应的调制载波之间的相位偏移一致,因此在设计跳频图样时,要求对参考载波和调制载波部分采用相同的跳频图样,并且要求相同频率载波的相位要一致。每个数据周期 T_b 内,前 $T_b/2$ 的参考载波部分和后 $T_b/2$ 的调制载波部分采用相同

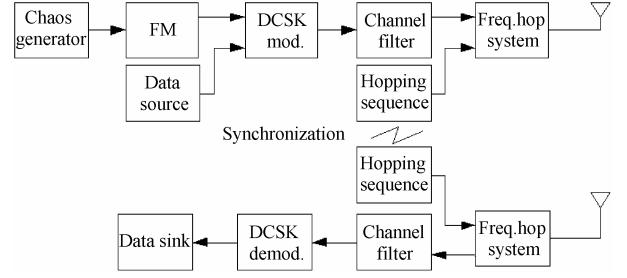


图1 FFH-FMDCSK系统框图

Fig. 1 FFH-FMDCSK system diagram

的跳频图样,我们可以视其为 $L=2$ 的快跳频方式,其中 L 表示快跳频分集的信道数。此外,为了保证频率分集的效果,相邻跳频的频率间隔必须超过信道相关带宽。

3 系统的性能分析

如果发射信号频谱小于传输信道的相关带宽,那么整个信号频谱会受到相似程度的影响,此时多径信道属于平坦衰落信道。这种信道不存在频率选择性衰落,但一旦信号落入衰落区间,那么信号整个频谱都会受到衰落。利用FFH的频率分集技术可以在不同的频率上发送信号,这样只有一部分发射信号会由于多径衰落而受到破坏,从而提高了信号抗多径衰落的能力。

为了比较FMDCSK和FFH-FMDCSK的性能,我们先推导FMDCSK在平坦慢衰落信道的差错率。我们已知FMDCSK在AWGN信道下的误码率为^[9]

$$P_{\text{FMDCSK}} = \frac{1}{2^{BT}} e^{-\frac{E_b}{2N_0}} \sum_{i=0}^{BT-1} \frac{(E_b/(2N_0))^i}{i!} \times \sum_{j=i}^{BT-1} \frac{1}{2^j} \binom{j+BT-1}{j-i} \quad (3)$$

式中, T 是数据信息的周期, $2B$ 是信道滤波器的带宽, E_b/N_0 是信噪比。在平坦慢衰落信道中,若发射信号为 $s_i(t)$,其接收到的等效低通信号为

$$r_i(t) = \alpha e^{-j\phi} s_i(t) + z(t) \quad (4)$$

式中 α 服从瑞利分布, ϕ 表示信道引入的随机相位, $z(t)$ 代表复高斯白噪声过程。根据式(3),对于一个固定衰减 α ,接收信号的误码率为

$$P(\gamma_b) = \frac{1}{2^{BT}} e^{-\gamma_b} \sum_{i=0}^{BT-1} \frac{(\gamma_b)^i}{i!} \times \sum_{j=i}^{BT-1} \frac{1}{2^j} \binom{j+BT-1}{j-i} \quad (5)$$

式中 $\gamma_b = \alpha^2 E_b/(2N_0)$ 。为了得到 α 随机变化时的误码率,将上式对 γ_b 的概率密度函数求平均,即

$$P_e = \int_0^\infty P(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (6)$$

式中 $p(\gamma_b)$ 是 α 为随机变量时 γ_b 的概率密度函数。

因为 α 是瑞利分布的,故 α^2 为具有两个自由度的 χ^2 分布。因此, γ_b 也是 χ^2 分布,容易证明^[10]:

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\bar{\gamma}_b} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_b}\right), \quad \gamma_b \geq 0 \quad (7)$$

式中 $\bar{\gamma}_b$ 是平均信噪比,定义为: $\bar{\gamma}_b = \frac{E_b}{2N_0} E(\alpha^2)$, $E(\alpha^2)$ 是 α^2 的平均值。现将式(5)和式(7)代入式(6),得到FMDCSK

在该信道上的误码率为

$$\begin{aligned} P_{e_FMDCSK} &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2^{BT}} \exp(-\gamma_b) \sum_{i=0}^{BT-1} \frac{(\gamma_b)^i}{i!} \times b_i \times \frac{1}{\gamma_b} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\gamma_b}\right) d\gamma_b \\ &= \frac{1}{2^{BT}} \frac{1}{\gamma_b} \sum_{i=0}^{BT-1} \frac{b_i}{i!} \int_0^{\infty} (\gamma_b)^i \exp\left(-\gamma_b \left(1 + \frac{1}{\gamma_b}\right)\right) d\gamma_b \\ &= \frac{1}{2^{BT}} \sum_{i=0}^{BT-1} \frac{b_i (\bar{\gamma}_b)^i}{(1 + \bar{\gamma}_b)^{i+1}} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\text{其中 } b_i = \sum_{j=i}^{BT-1} \frac{1}{2^j} \binom{j+BT-1}{j-i}.$$

接着,我们推导 FFH-FMDCSK 在平坦慢衰落信道的误码率。FFH-FMDCSK 如果采用第 2 节所要求的跳频图样设计,那么可以确保总的信号能量在 L 个跳频分集 AWGN 信道中的划分没有引起性能损失,但是由于传输带宽的增加导致分集接收引入的噪声量加大,因此 FFH-FMDCSK 在 AWGN 信道上传输的性能与 $\hat{B} = B \times L$ 的 FMDCSK 性能相等,其中 $2\hat{B}$ 是 FFH-FMDCSK 分集占据的总带宽。

当设计的跳频频率间隔等于或大于信道的相干带宽时,可以认为 FFH-FMDCSK 信号在 L 条信道上的衰落是相互统计独立,它的比特信噪(SNR)比 γ_b 为

$$\gamma_b = \frac{E_b}{2N_0L} \sum_{k=1}^L \alpha_k^2 \quad (9)$$

令 $\bar{\gamma}_c$ 为信道的平均 SNR,并假设它对所有信道都相同,即

$$\bar{\gamma}_c = \frac{E_b}{2N_0L} E(\alpha_k^2) \quad (10)$$

从式(9)可以看出 γ_b 是具有 $2L$ 个自由度的 χ^2 分布随机变量,因此它的概率密度函数 $p(\gamma_b)$ 为

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \gamma_b^{L-1} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_c}\right) \quad (11)$$

将式(5)和式(11)代入式(6),得到 FFH-FMDCSK 在平坦慢衰落信道上的误码率为

$$\begin{aligned} P_{e_FFH-FMDCSK} &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2^{\hat{B}T}} \exp(-\gamma_b) \sum_{i=0}^{\hat{B}T-1} \frac{(\gamma_b)^i}{i!} \times b_i \\ &\quad \times \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \gamma_b^{L-1} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_c}\right) d\gamma_b \\ &= \frac{1}{2^{\hat{B}T}} \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \sum_{i=0}^{\hat{B}T-1} \frac{b_i}{i!} \int_0^{\infty} (\gamma_b)^{i+L-1} \\ &\quad \cdot \exp\left(-\gamma_b \left(1 + \frac{1}{\bar{\gamma}_c}\right)\right) d\gamma_b \\ &= \frac{1}{2^{\hat{B}T}} \sum_{i=0}^{\hat{B}T-1} \frac{b_i (i+L-1)! (\bar{\gamma}_c)^i}{i! (1 + \bar{\gamma}_c)^{i+L}} \end{aligned} \quad (12)$$

式中 $\hat{B} = B \times L$ 。

在第 5 节中,结合系统仿真结果和以上的误码率公式,我们将对 FMDCSK 和 FFH-FMDCSK 的多径性能进行比较分

析。下面先介绍系统仿真的等效低通模型。

4 系统仿真模型

由于 FFH-FMDCSK 系统的性能不依赖于高频载波的频率,所以可以利用其等效低通模型来代替整个通带模型^[7],以增加仿真步进值,并加快计算机仿真的速率。令 FMDCSK 调制信号 $x(t)$ 的幅度为 1,此通带信号可用复包络 $\tilde{x}(t)$ 信号来表示:

$$x(t) = \text{Re}[\tilde{x}(t) \exp(j\omega_c t)] \quad (13)$$

其中 ω_c 是高频载波频率, $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示取实部操作。 $\tilde{x}(t)$ 可以进一步分解为实部和虚部之和:

$$\begin{aligned} \tilde{x}(t) &= x_1(t) + jx_Q(t) \\ &= \cos\left(2\pi K_c \int_0^t u(\tau) d\tau\right) + j \sin\left(2\pi K_c \int_0^t u(\tau) d\tau\right) \end{aligned} \quad (14)$$

式中 $x_1(t)$ 和 $x_Q(t)$ 分别是信号 $\tilde{x}(t)$ 的实部和虚部, K_c 是频率调制指数, $u(\tau)$ 是输入的混沌信号。将式(14)代入式(13),得到发射的通带信号 $x(t)$ 为

$$x(t) = x_1(t) \cos(\omega_c t) - x_Q(t) \sin(\omega_c t) \quad (15)$$

同理,接收端接收到的信号可写为 $r(t) = r_1(t) \cdot \cos(\omega_c t) - r_Q(t) \sin(\omega_c t)$ 。由于 $r_1(t)$ 和 $r_Q(t)$ 的变化频率远远慢于载波频率,因此可以认为它们的值在一个载波周期内是恒定的,于是可以推出 FMDCSK 相关器解调输出的观察量 $Z(t)$ 如下^[11]:

$$\begin{aligned} Z(t) &= \int_0^{T/2} r(t)r(t-T/2) dt \\ &= \int_0^{T/2} r_1(t)r_1(t-T/2) \cos^2(\omega_c t) dt \\ &\quad - \int_0^{T/2} r_1(t)r_Q(t-T/2) \cos(\omega_c t) \sin(\omega_c t) dt \\ &\quad - \int_0^{T/2} r_Q(t)r_1(t-T/2) \sin(\omega_c t) \cos(\omega_c t) dt \\ &\quad + \int_0^{T/2} r_Q(t)r_Q(t-T/2) \sin^2(\omega_c t) dt \\ &= \frac{1}{2} \int_0^{T/2} r_1(t)r_1(t-T/2) dt + \frac{1}{2} \int_0^{T/2} r_Q(t)r_Q(t-T/2) dt \end{aligned} \quad (16)$$

根据以上公式和图 1 的框图,我们可以在 Simulink 环境下建立如图 2 所示的 FFH-FMDCSK 等效低通模型。从 FMDCSK 载波产生模块输出的低通混沌频率调制信号分成实部和虚部两个实数信号,分别经两个 DCSK 调制器(DCSK modulator)调制数据后,再组合成 FMDCSK 复包络信号经信道滤波器滤波后输入到跳频低通系统。跳频低通系统是由 M 进制 FSK 低通模块构成,根据输入的跳频序列值(取之区间为 $[0, M-1]$)生成不同的基带载波信号,并和 FMDCSK 低通信号混频后输出。接收端通过接收信号和本地生成载波信号之间的共扼运算消除基带载波信号,得到 FMDCSK 低通信号。经信道滤波后,根据式(16)把 FMDCSK 低通信号分成实部和虚部两个实数信号,分别经延迟、相关、积分器运算后相加,解调出发射数据。

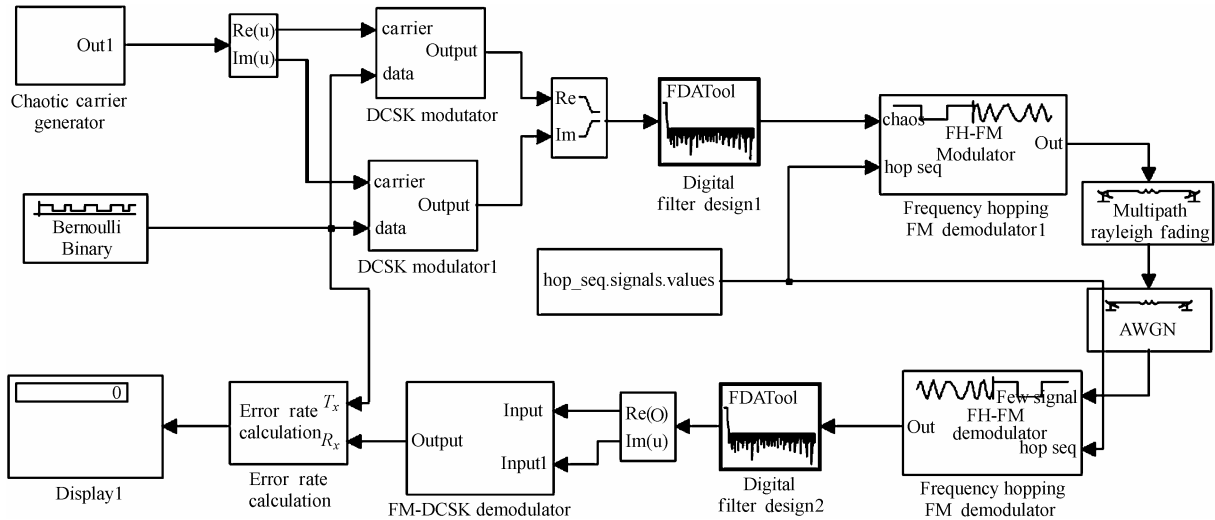


图 2 FFH-FMDCSK 的 Simulink 等效低通仿真模型
Fig. 2 FFH-FMDCSK low-pass Simulink model

表 1 PCS JTC 推荐的办公室室内信道

Tab.1 Channel profiles recommended for the indoor office area by PCS JTC

		1	2	3	4	5	6	7	8
信道 A	延迟(ns)	0	50	100					
	衰落(dB)	0	-3.6	-7.2					
信道 B	延迟(ns)	0	50	150	325	550	700		
	衰落(dB)	0	-1.6	-4.7	-10.1	-17.1	-21.7		
信道 C	延迟(ns)	0	100	150	500	550	1125	1650	2375
	衰落(dB)	0	-0.9	-1.4	-2.6	-5	-1.2	-10	-21.7

5 系统仿真与结果分析

利用PCS JTC的办公室内多径信道模型来测试我们的仿真系统,该信道模型的延迟和衰落值如^[1]表 1 所示。

我们可以通过信道的均方根延迟(RMS Delay)来估计以上 3 个信道的相关带宽。信道均方根延迟 σ_τ 的计算公式为^[6]

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (17)$$

式中 $\bar{\tau} = \left(\frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \right)$, $\bar{\tau}^2 = \left(\frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \right)$, τ_k 表示信道延迟, $P(\tau)$ 表示对应的信道衰落。信道的相关带宽 B_c 和均方根延迟 σ_τ 之间的近似关系为

$$B_c \approx 1/5\sigma_\tau \quad (18)$$

计算的结果如表 2。根据表 2,我们可以设计 FFH-FMDCSK 的系统仿真参数。

下面,我们来比较 FMDCSK 和 FFH-FMDCSK 在 AWGN 和多径信道下的误码率指标。从式(3)可知,FMDCSK 调制的误码率受数据周期 T 和信道滤波器带宽 $2B$ 的影响较大, BT 的增加会增加误码率使系统性能变差。而且,过宽的频谱带宽会超出信道的相干带宽,造成信号频谱的频率选择性衰落。然而,降低 BT 又会失去信号扩谱的作用,从而无法有效降低发射信号的功率谱密度和对其他系统的干扰。因此扩谱带宽的选择对于 FMDCSK 和 FFH-FMDCSK 而言十分重

要。

表 2 PCS JTC 办公室内多径信道模型的均方根延迟和相关带宽
Tab.1 RMS delay and coherence bandwidth of three channel profiles

	均方根延迟(μ s)	相关带宽(MHz)
信道 A	0.035	5.75
信道 B	0.098	2.04
信道 C	0.45	0.442

图 3 给出在平坦慢衰落信道下,不同 BT 值时 FMDCSK 误码率理论值和仿真结果之间的比较结果。图中从左自右 3 个误码率曲线群分别对应 $BT=2,4,8$ 时的理论和仿真结果,仿真的参数设定如下:数据周期 $T=5 \mu$ s, RF 信道带宽 $B=0.4,0.8,1.6$ 。对照表 2 的信道相关带宽值,我们可以选用表 1 中的信道 A 或 B 来进行仿真。图中可看到随着 BT 的增加,FMDCSK 在平坦衰落信道中的误码率增加,它们之间相差大约 1dB,而且仿真结果和理论值基本吻合。

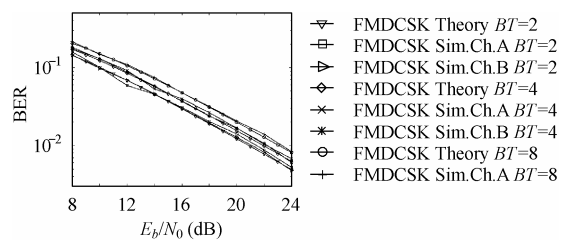


图 3 FMDCSK 在平坦信道误码率理论值和仿真结果的比较
Fig.3 Performance of FMDCSK in flat fading channel

在下面的仿真中, 我们设定数据周期 $T=0.5 \mu\text{s}$, FMDCSK 信号带宽为 1.6MHz, 快跳频分集 $L=2$, 可以推知扩谱后的 $BT=4$ 。由于扩谱带宽必须小于多径信道的相关带宽, 对照表 2 信道相关带宽数据, 我们可以选用表 1 中的信道 A 和信道 B 来进行仿真。同时, 为了保证快跳频的频率分集效果, 相邻跳频的频率间隔必须超过所选信道相干带宽, 因此仿真时我们设定跳频频率间隔的带宽为 1.6MHz, 跳频序列中相邻跳频码的间隔必须大于 4。此外, 我们还引入了 40Hz 的 Doppler 频移来模拟时变信道。

图 4 和图 5 分别给出 FMDCSK 和 FFH-FMDCSK 在 AWGN 信道和多径信道下两者的误码率和信噪比的关系曲线, 包括理论值和仿真结果。根据第 3 节的分析, L 跳频分集的 FFH-FMDCSK 在 AWGN 信道中的误码率性能与 $\hat{B}=B \times L$ FMDCSK 的性能相等。因此 $BT=4$, $L=2$ 时, FFH-FMDCSK 在 AWGN 的误码率性能与 $BT=8$ 的 FMDCSK 误码率性能一致。仿真结果也基本上验证了我们的结论。虽然在 AWGN 信道中, FFH-FMDCSK 的性能差于 FMDCSK, 但是在多径信道中, FFH-FMDCSK 频率分集的改善效果显著。当误码率为 10^{-3} 时, FFH-FMDCSK 与 FMDCSK 性能相差 10dB, 而且随着信噪比的提高双方差距越来越大。两个系统的仿真结果与理论分析曲线十分一致, 也说明我们所推导的误码率公式和所建立等效低通模型的正确性。

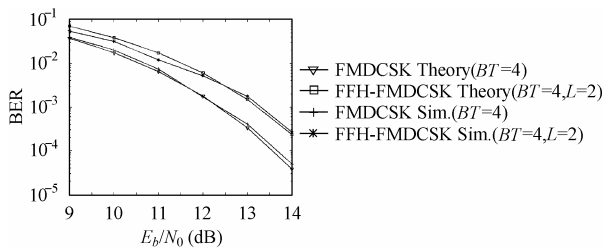


图 4 FFH-FMDCSK 和 FMDCSK 在 AWGN 信道下的误码率曲线
Fig.4 Performance of FFH-FMDCSK and FMDCSK in AWGN channel

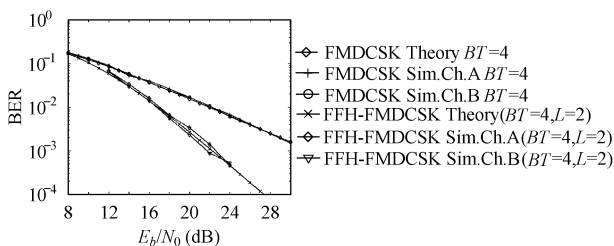


图 5 FFH-FMDCSK 和 FMDCSK 在平坦信道的理论和仿真误码率曲线
Fig.5 Performance of FFH-FMDCSK and FMDCSK in flat fading channel

6 结束语

利用快跳频技术不但提供了 FMDCSK 抗人为干扰和多址接入的能力, 而且可以极大改善 FMDCSK 在平坦衰落信道下的性能, 提高系统抗频率选择性衰落的能力。在该信道下, 理论分析和 Monte Carlo 仿真的结果都表明当误码率为 10^{-3} 时, FFH-FMDCSK 和 FMDCSK 性能相差 10dB, 而且随着信噪比的提高双方差距越来越大。因此, FFH-FMDCSK 是一种能有效提高 FMDCSK 性能的扩谱通信系统方案。

参考文献

- [1] Kennedy M P, Kolumban G, Kis G, Jako Z. Performance evaluation of FM-DCSK modulation in multipath environments [J]. *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I*, 2000, 47(12): 1702-1711.
- [2] Kolumban G, Kis G, Jako Z, Kennedy M P. FM-DCSK: A robust modulation scheme for chaotic communications [J]. *IEICE Trans. on Fund.*, 1998, E81-A(9): 1798-1802.
- [3] Scholtz R A. The origins of spread-spectrum communications [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1982, COM-30(5): 822-854.
- [4] Jako Z, Kis G, Kolumban G. Multiple access capability of the FM-DCSK chaotic communication system [C]. Proc. NDES' 2000, Catania, Italy, 2000: 53-55.
- [5] Tam W M, Lau F C M, Tse C K., Analysis of bit error rates for multiple access CSK and DCSK communication systems [J]. *IEEE Trans. on Circuits and Systems -I*, 2003, 50(5): 702-707.
- [6] Rappaport T S. *Wireless Communications Principles & Practice* [M]. Beijing: Prentice Hall Inc., 1996, chapter 4 and 8.
- [7] Haykin S. *Communication Systems* [M]. 2nd Ed., John Wiley & Sons, 1983, chapter 2 and 4.
- [8] Kennedy M P, Kolumban G, Kis G, Jako Z. Recent advances in communicating with chaos [C]. Proc. Of IEEE ISCAS'98, Monterey, CA, 1998, 4: 461-464.
- [9] Kolumban G, Kennedy M P, Jako Z, Kis G. Chaotic communications with correlator receivers: theory and performance limits [J]. *Proc. IEEE*, 2002, 90(5): 711-731.
- [10] Proakis J G. *Digital Communications* [M]. 4th Ed., Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003, chapter 14.
- [11] Kolumban G, Kennedy M P, Kis G, Jako Z. FM-DCSK: A novel method for chaotic communications [C]. Proc. of IEEE ISCAS'98, Monterey, CA, 1998, 4: 477-480.

李晓潮: 男, 1970 年生, 博士生, 研究方向为扩谱通信、混沌通信、嵌入式系统。E-mail: jeffli@public.xm.fj.cn.

郭东辉: 男, 1967 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为集成电路设计、人工智能、网络通讯。