

一种提高调频差分混沌移相键控 调制传输效率方法

韩建群¹, 朱义胜²

(1. 大连大学, 辽宁大连 116622; 2. 大连海事大学, 辽宁大连 116026)

摘要: 本文针对调频差分混沌移相键控 FM-DCSK 数字通信中误比特率问题进行了研究, 通过分析相邻两比特间的调制信息与符号函数的关系, 提出了一种改进的相关估算解调方法. 仿真结果表明, 在不降低传输速率的前提下, 较以前调频差分混沌移相键控调制方式, 误比特率有明显改善.

关键词: 调频差分混沌移相键控; 混沌调制; 相关估算

中图分类号: TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2005)06-1032-04

A Kind of Method for Enhancing the Transmission Efficiency in FM-DCSK

HAN Jianqun¹, ZHU Yisheng²

(1. Dalian University, Dalian, Liaoning 116622, China; 2. Dalian Maritime University, Dalian, Liaoning 116026, China)

Abstract: This paper presents a kind of improved method of correlation estimation demodulation in order to solve the problem of bit error rate of FM-DCSK in digital communication, through analyzing the relation between modulation information and symbol function of two adjacent bits. Simulation results show that the bit error rate is obviously improved in comparison with the former FM-DCSK system under the condition of the same transmission efficiency.

Key words: frequency-modulated differential chaos shift keying(FM-DCSK); chaotic modulation; correlation estimation

1 引言

在通信技术中, 混沌信号由于其固有的高度随机性, 非周期性, 不可预测, 快速衰减的关联函数和宽带特性, 以及产生方式简单等优良特点, 已受到了学术界普遍关注, 尤其在保密通信方面更显示出, 其得天独厚的优越性. 混沌通信中主要有混沌遮掩、混沌开关、混沌调制三种技术方案, 本文研究对象 FM-DCSK(调频差分混沌移相键控)属于混沌开关通信, 混沌开关通信已从最初 COOK(混沌开关键控)和 CSK(混沌移相键控)发展到更优越的差分相关检测 DCSK(差分混沌移相键控), 最近的研究发展表现在 FM-DCSK, 它已被欧洲有关委员会列入长期研究计划, 是目前最具有实用价值的一种混沌通信方式.

在通信过程中经常要受到信道噪声和多径传播的影响. 为了减少干扰, 需要降低发射的信号功率. 混沌信号是一个宽频信号, 功率谱密度较低, 并且混沌信号具有比正弦信号互相关低特点. 文献[1]已经证明运用混沌调制在减少多径干扰方面具有比正弦信号调制更优越的性能. 特别是在单频正弦调制不能完成通信任务的多径情况下, 保证正常通信. 鉴于上述混沌通信的优点, 本文将不降低传输速率而提高

FM-DCSK 数字通信误比特率为研究目标, 理论分析和仿真的结果表明, 本文方法实际可行.

2 FM-DCSK 调制

在混沌调制技术中, 差分混沌键控(DCSK)^[1,2]的基本方法是在每个比特信号发送间隔内发送两段混沌抽样信号, 其中第一段作为参考信号, 第二段代表信息信号, 所发送信号的数学描述如下:

$$s_i(t) = \begin{cases} c(t), & t_i \leq t \leq t_i + \frac{T_s}{2} \\ \pm c(t - \frac{T_s}{2}), & t_i + \frac{T_s}{2} \leq t \leq t_i + T_s \end{cases} \quad (1)$$

即符号在时间间隔 $[t_i, t_i + T_s]$ 内发送, 符号“1”是通过相继发送同样参考信号来完成, 符号“0”是先发送参考混沌信号, 再发送此参考信号的反相信号.

信息解调是将接收到的一个信号前 1/2bit 与后 1/2bit 作相关积分, 定义积分值为正时接收到的是“1”, 为负时收到的是“0”. 由于参考信号与信息信号通过相同的信道, 并且通过相关积分来确定所传送的信息, 因此 DCSK 调制方式具有对信道慢变失真和信道噪声不很敏感的优点. DCSK 调制主要

有两个缺点, 第一是相关性运算时间是 $1/2\text{bit}$, 在比特能量一定情况下, 传输速率较低; 第二是携带二进制信息的非周期混沌信号, 在一定长度范围内, 等效的比特能量是变化的, 即使在无噪情况下发送连 '0' 或连 '1' 时, 每一比特的相关值都是不同的, 其方差不为零. 这就限制了比特长度的缩短, 从而限制了数据传输速率, 为解决这一问题, 提高传输速率, 文献 [2~ 4] 采用了具有恒定比特能量调频差分混沌移相键控 (FM-DCSK) 调制. FM-DCSK 构成是在 DCSK 系统中加入了 FM 调制器, 将振幅随机变化的混沌信号变为频率随机变化而振幅恒定的混沌 FM 信号, 从而使每一比特的信号能量保持为恒定值 E_b .

由于相关运算结果与每一比特时间长度 T_s 有关, 希望缩短 T_s , 以提高传输速率. 同时希望运算结果稳定, 以利于判决门限的设置, 这是减少误码率的重要因素, 因此要求增加相关运算时间. 既增加相关运算时间又不降低数据传输速率是信号传输努力方向, 本文针对这个问题, 提出改进 FM-DCSK 调制方式的方法.

3 FM-DCSK 调制改进

前述 DCSK, FM-DCSK 方式在每个比特时间内发送 $1/2\text{bit}$ 的参考信号和 $1/2\text{bit}$ 信息信号, 相关检测信号的时间为 $1/2\text{bit}$, 可以知道 $1/2\text{bit}$ 时间浪费了, 并没有用来传送发送的信息. 在改进方案中, 注意到相邻两比特间的数据组合只有 00、01、10、11 四种, 本文将参考信号与信息信号相结合, 根据相关运算的结果确定所发送的信息, 在传输速率相同的情况下, 相关检测的积分时间延长为 1bit , 从而在同样的误码性能下, 数据率得到提高. 发送、接收系统方框图如图 1.

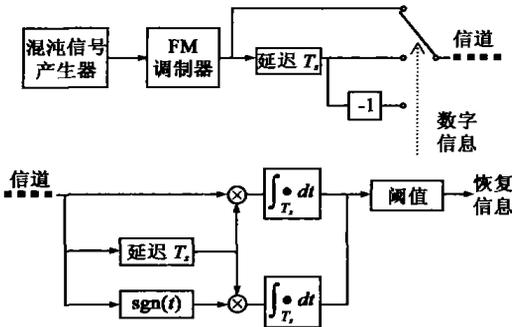


图 1 发送、接收机框图

发送信号数学描述为:

$$s_i(t) = \begin{cases} c(t), & t_i \leq t < t_i + T_s \\ \pm c(t - T_s), & t_i + T_s \leq t < t_i + 2T_s \text{ 或} \\ \pm c(t - T_s), & t_i + T_s \leq t < t_i + 3T_s/2 \\ \pm c(t - T_s), & t_i + \frac{3T_s}{2} \leq t < t_i + 2T_s \end{cases} \quad (2)$$

在 2bit 的时间段, 前 1bit 发送参考信号, 后 1bit 根据连续 2bit 的数据组合关系发送信息信号, 当要发送 '11' 时, 则发送同相的 $c(t)$; 当要发送 '00' 时, 则发送反相的 $-c(t)$; 当要发送 '10' 时, 则 $[T_s, \frac{3T_s}{2}]$ 发送反相的 $-c(t)$, $[\frac{3T_s}{2}, 2T_s]$ 发送同相的 $c(t)$; 当要发送 '01' 时, 则 $[T_s, \frac{3T_s}{2}]$ 发送同相的 $c(t)$,

$[\frac{3T_s}{2}, 2T_s]$ 发送反相的 $-c(t)$. 信息解调和数据恢复推导过程如下:

(1) 发送 '11' 或 '00' 情况:

$$\begin{aligned} Z_i &= \int_s r_i(t) r_i(t - T_s) dt \\ &= \int_s [s_i(t) + n_i(t)] [s_i(t - T_s) + n_i(t - T_s)] dt \\ &= \int_s s_i(t) s_i(t - T_s) dt + \int_s n_i(t) s_i(t - T_s) dt \\ &\quad + \int_s s_i(t) n_i(t - T_s) dt + \int_s n_i(t) n_i(t - T_s) dt \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $s_i(t)$ 是发送系统被混沌信号 $m(t)$ 调制的调频波, 数学描述为:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_s}} \cos[\omega_c t + \int_{-\infty}^t k_{FM}(\tau) d\tau] \\ &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_s}} \cos[\omega_c t + \alpha(t)] \end{aligned} \quad (4)$$

$\alpha(t) = \int_{-\infty}^t k_{FM}(\tau) d\tau$, 式(3)中第一项包含调制信息, 根据调制原理得:

$$\begin{aligned} \int_{T_s} s_i(t) s_i(t - T_s) dt &= \pm \int_{T_s} \frac{2E_b}{T_s} \cos^2(\omega_c t + \alpha(t)) dt \\ &= \pm \int_{T_s} \frac{E_b}{T_s} dt + \int_{T_s} \frac{E_b}{T_s} \cos(2\omega_c t + 2\alpha(t)) dt \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)中的第二项为高频分量, 经过低通滤波后积分值约为零, 因此, 如果发送 "11", 上式积分为 E_b . 如果发送 "00", 上式积分为 $-E_b$.

式(3)的后三项为噪声项. 若 $n(t)$ 为叠加的高斯白噪声, 其均值 $\overline{n(t)} = 0$, $n(t)$ 通过窄带滤波器后, 得到窄带高斯噪声 $n_i(t)$, $n_i(t) = n_I(t) \cos \omega_0 t - n_Q(t) \sin \omega_0 t$, 其中 $n_i(t)$, $n_I(t)$, $n_Q(t)$ 有相同的方差, 即 $E[n^2(t)] = E[n_I^2(t)] = E[n_Q^2(t)] = N_i$, N_i 为输入噪声功率, ω_0 为带通滤波器中心频率, 取 $\omega_0 = \omega_c$. 式(3)第二项, $\int_{T_s} n_i(t) s_i(t - T_s) dt = \pm \int_{T_s} \sqrt{\frac{2E_b}{T_s}} n_i(t) \cos(\omega_c t + \alpha(t)) dt$ 其中

$$\begin{aligned} \int_{T_s} n_i(t) \cos(\omega_c t + \alpha(t)) dt &= \int_{T_s} n_I(t) \cos(2\omega_c t + \alpha(t)) dt \\ &\quad + \int_{T_s} n_Q(t) \cos(\alpha(t)) dt \\ &\quad - \int_{T_s} n_Q(t) \sin(2\omega_c t + \alpha(t)) dt \\ &\quad + \int_{T_s} n_I(t) \sin(\alpha(t)) dt / 2 \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中的 $n_I(t)$, $n_Q(t)$ 是低频的, 所以第一、三项在时间 T_s 内积分为零, 由于 $m(t)$ 是混沌信号, $\cos(\alpha(t))$, $\sin(\alpha(t))$ 可以看作高斯白噪声, 所以第二、四两项可以看作两个高斯信号互相关运算, 是一个很小的量, 约等于 O^{51} .

下面分析式(2)最后一项, $\int_{T_s} n_i(t) n_i(t - T_s)$ 相当于高斯白噪声信号作互相关运算, 一般来说是一个很小的量, 考虑

到调制噪声,当接收信号中存在 $\hat{n}_i(t) = \hat{n}_i(t - T_s)$ 噪声分量

时, $\int_{T_s} n_i(t) n_i(t - T_s) dt \cong \int_{T_s} \hat{n}_i^2(t) dt$, 而

$$\int_{T_s} \hat{n}_i^2(t) dt = \int_{T_s} \hat{n}_i^2(t) \cos^2 \omega_c t dt + \int_{T_s} \hat{n}_i^2(t) \sin^2 \omega_c t dt - 2 \int_{T_s} \hat{n}_i(t) \hat{n}_i(t) \cos \omega_c t \sin \omega_c t dt \quad (7)$$

假设 $\overline{\hat{n}_i^2(t)} = \overline{\hat{n}_i^2(t)} = \overline{\hat{n}_i^2(t)} = 2Bn_0$, n_0 为噪声功率谱密度, $2B$ 为接收滤波器带宽, 代入得 $2BT_s n_0$.

(2) 发送 10' 或 01' 情况:

先看式(2)中的第一项, 发送 10' 时, 根据调制原理得:

$$\int_{T_s} s_i(t) s_i(t - T_i) dt = - \int_{T_s}^{3T_s} \frac{2E_b}{T_s} \cos(\omega_c t + \alpha(t))^2 dt + \int_{T_s}^{2T_s} \frac{2E_b}{3T_s/2} \cos(\omega_c t + \alpha(t)) dt$$

积分结果低频部分为零, 将上面的相关积分与符号函数 $\text{sgn}(t)$ 相乘有:

$$\left[\int_{T_s} s_i(t) s_i(t - T_i) dt \right] * \text{sgn}(t) = \int_{T_s}^{2T_s} \frac{2E_b}{T_s} \cos(\omega_c t + \alpha(t))^2 dt$$

经过低通滤波后积分值为 E_b , 同第一种情况一致.

其中定义

$$\text{sgn}(t) = \begin{cases} -1, & t_i + T_s \leq t < t_i + \frac{3T_s}{2} \\ 1, & t_i + \frac{3T_s}{2} \leq t < t_i + 2T_s \end{cases}$$

发送 01' 时, 分析过程同 10' 相似, 积分值为 $-E_b$, 同第一种情况也是一致的. 后三项噪声项的分析与第一种情况也是一致的, 噪声功率为 $2BT_s n_0$.

从上述分析可知, 本文方法信噪比 $\text{SNR} = \frac{E_b}{2BT_s n_0}$ 与文献 [1, 3] 结果一致, 信噪比没有改变; 由文献 [1, 3] 误比特率 BER 与比特周期 T 、比特能量 E 的关系:

$$\text{BER} = \frac{1}{2^{BT}} \exp\left(-\frac{E}{n_0}\right) \times \sum_{i=0}^{BT-1} \frac{\binom{E}{n_0}}{i!} \sum_{j=i}^{BT-1} \frac{1}{2^j} \binom{j+BT-1}{j-i} \quad (8)$$

当 $BT = 1$ 时, 即 $T = T_s/2$

$$\text{BER}_1 = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2n_0}\right) \quad (9)$$

当 $BT = 2$ 时, 即 $T = T_s$

$$\text{BER}_2 = \frac{1}{2^2} \exp\left(-\frac{E_b}{n_0}\right) \times \sum_{i=0}^1 \frac{\binom{E_b}{n_0}}{i!} \sum_{j=i}^1 \frac{1}{2^j} \binom{j+1}{j-i} = \left[\frac{1}{2} + \frac{E_b}{8n_0} \right] \exp\left(-\frac{E_b}{n_0}\right) \quad (10)$$

可以得到 $\text{BER}_2 < \text{BER}_1$, 即误比特率得到提高. 从上述分析过程可以看到, 在接收信号过程中, $2T_s$ 时间内接收了 2bit 信息, 相关运算的时间延长为 T_s , 而文献 [1, 3] 接收 2bit 信息的相关运算时间只能为 $T_s/2$, 若要将相关运算延长为 T_s , 则 $2T_s$ 时间内只能接收 1bit 信息. 运用本文方法, 在相同的传输效率下, 传输系统 BER 得到改善, 在相同 BER 条件下, 与相关的 FM-DCSK 研究相比, 该系统的传输效率得到了提高.

4 改进 FM-DCSK 仿真结果

瑞利衰落是移动通信系统中一种相当重要的衰落信道类型, 它在很大程度上影响着移动通信系统的质量, 我们将 FM-DCSK 和改进 FM-DCSK 系统进行了计算机仿真与比较, 仿真信道带宽是 30kHz, 话音信道的频率间隔是 24kHz, 信道的传输速率 10kbit/s, 仿真结果如图 2. 图 2 显示了两个系统在多径条件下的误比特率随 E_b/N_0 变化的情况. 这里使用了两径瑞利衰落信道, 两径信号的时延分别为 0 和 $2\mu\text{s}$. 由图 2 可以知道在给定 $\text{BER} = 10^{-3}$ 条件下, 单径高斯噪声条件下, 本文方法较 FM-DCSK 调制方式的信噪比提高了 5dB; 在双径瑞利衰落信道中, 在同一误比特率情况下, 约提高 4dB.

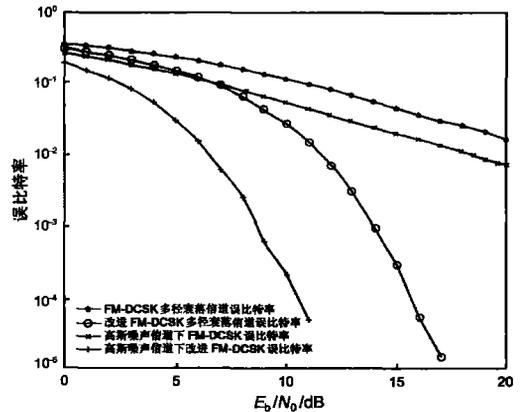


图 2 FM-DCSK、改进 FM-DCSK 误码率曲线

5 多用户调制与解调

上述四部分以单一用户为对象, 分析论证了改进的 FM-DCSK 方法. 下面分析多用户情况下, 通过码分多址技术实现 FM-DCSK 通信的方法. 码分多址 (CDMA) 通信是以扩频技术为基础的, 扩频技术用于通信系统, 具有抗干扰、抗多径、隐蔽、保密和多址能力. 扩频信号的产生可以用伪随机序列与信息比特相乘 (把信息的频谱扩展), 再对载波进行调制. 接收端要从收到的扩频信号中恢复出它携带的信息, 必须经过解扩和解调两个步骤, 所谓解扩就是接收机以相同的伪随机序列与接收的扩频信号相乘, 也称为相关接收, 解扩后的信号再经过本文的相关解调过程, 即可恢复出其中传送的信息.

设第 i 个用户接收到的信号为 $r_i(t)$, 其数学描述为: $r_{i,j}(t) = n_{i,j}$

$(t) + \sum_{k=1}^N w_k(t) s_{i,k}(t)$ 其中 $n_{i,j}(t)$ 为噪声项; $w_k(t)$ 为相互正交的 Walsh 函数; $s_{i,k}(t)$ 携带

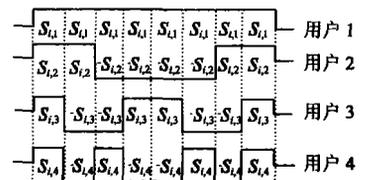


图 3 利用 Walsh 函数实现的 4 用户传输信号

传输信息的 FM-DCSK 调制信号; N 为用户数; $1 \leq j \leq L$, L 为扩频因子, 一般 $L \gg 1$; $(j-1)T_s \leq t < jT_s$. 4 个用户的扩频、调制信号如图 3 所示.

设第 i 个解扩后信号 $y_i(t)$ 的数学描述如下: $y_i(t) = \frac{1}{L}$

$\sum_{j=1}^L w_{i,j}(t) r_{i,j}(t)$, 对 $y_i(t)$ 的解调过程同第 3 部分所述, 作相关运算完成.

6 结论

改进的 FM-DCSK 系统是在不降低系统传输速率的前提下, 延长了相关检测的积分时间, 使得 FM-DCSK 系统的性能得到进一步的改善. 在多径传输的条件下, 改进的 FM-DCSK 系统的性能也优于 FM-DCSK 系统的性能. 可见, 这种改进是有意义的, 而且易于实现.

参考文献:

- [1] Kolumbín G, Kennedy M P. Chaotic communications with correlator receiver: Theory and performance limits[A]. proceedings of the IEEE [C]. IEEE, 2002, 90(5): 711- 732.
- [2] Kennedy M P. Communication with chaos: State of the art and engineering challenges[A]. Proc NDES' 96 Seville Spain [C]. NDES, 1996, 06(27- 28): 1- 8.
- [3] Kennedy M P, Kolumbín G, Kis G, Jako Z. Performance evaluation of FM-DCSK modulation in multipath environments[J]. IEEE transactions

on circuits and systems, 2000, 47(12): 1702- 1711.

- [4] Kolumbín G, Kis G, Jako Z, et al. FM-DCSK: A robust modulation scheme for chaotic communications[J]. IEICE Trans, 1998, 09(E81-A): 1798- 1802.
- [5] 司学琴, 王树勋, 孙晓颖, 王国光. 多径信道下非相干 FM-DCSK 系统的性能分析[J]. 吉林大学学报, 2002, 20(3): 29- 33.
Si Xueqin, Wang Shuxun, Sun Xiaoying, Wang Guoguang. Performance analysis of non coherent FM-DCSK system under multipath channel [J]. Journal of Jilin University, 2002, 20(3): 29- 33.

作者简介:



韩建群 男, 1968 年生于黑龙江哈尔滨, 在职博士生, 讲师, 感兴趣的研究方向为混沌控制与通信、信号处理等研究. Email: hanjianqun@126.com

朱义胜 男, 1945 生于辽宁大连, 教授, 博士生导师, 从事电路与系统理论与应用研究.