

MDPSK 信号的一种盲接收机¹

韩 钢 李建东 陈 晨

(西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室信息科学研究所 西安 710071)

摘 要 随着通信技术和数字信号处理技术的发展, 通信接收机应具有越来越强的参数识别能力. 该文提出一种适用于任意进制的差分相移键控信号 (MDPSK) 的盲接收机结构, 在未知信号制式的条件下, 该接收机可以取信号的最佳定时同步、自动识别信号的调制制式, 实现信号的盲接收.

关键词 同步, 调制识别, 盲接收机

中图分类号 TN851

1 引 言

通信设备在近二三十年有了长足的发展, 但是兼容性和灵活性问题一直没有得到解决^[1], 一种接收机往往只能接收和处理一种固定的调制信号, 对于调制方式随着信道的条件不同而改变的传输体制, 传统接收机不能适应. 随着软件无线电以及软件接收机的出现, 这个问题得到了解决, 软件接收机可以根据信号不同的调制制式加载不同的软件模块实现对不同调制制式信号的接收. 唯一需要在接收时, 需要预先得知接收信号的各种参数. 这时需要发射端和接收端相互沟通, 需要利用导频信道或利用握手信息告知接收端信号的参数. 而随着通信的发展, 要求通信设备的智能水平不断提高, 通信接收机应具有越来越强的参数识别能力^[2,3], 可以在某些条件下, 如在没有导频信道, 或由于干扰引起握手信号不可靠的条件下, 对信号的某些参数做出估计, 完成信号的接收.

传统的信号接收机, 信号制式识别和解调是两个不同的模块; 接收时首先通过调制制式识别模块识别出信号的调制制式, 然后针对不同制式的信号采用不同的同步解调方法. 本文提出一种新的多进制差分相移键控 (MDPSK) 信号的盲接收算法, 先寻找码元最佳定时, 再估计信号调制制式. 这种方法与以前的方法均不同; 该算法不利用导频信道, 不利用握手信息来完成信号的传输, 提高了信道传输效率.

2 问题模型

在数字移动通信中, 相位调制信号是应用最广的调制方式, 这种调制方式具有良好的抗干扰性能, 可以很方便地进行多进制信号的传输, 频谱利用率较高. 我们这里研究的问题是发射端根据信道条件好坏智能地改变 MDPSK 信号的进制数 M , 接收端对信号的调制方式做出识别, 并完成接收. 问题假设如下:

接收的 MDPSK 信号表达式为:

$$r(t) = s(t) + n(t) = \sum_{k=1}^L \sqrt{E} a_k e^{j(2\pi f_c t + \theta_c)} p(t - (k-1)T_d) + n(t) \quad (1)$$

其中 a_k 为发送的符号序列, $a_k = \exp \sum_{l=1}^k \Delta\varphi_l$, $\Delta\varphi_k$ 为对应的第 k 个码元的差分相位; L 为观察的码元数目; E 是信号的平均功率, T_d 为码元符号周期; f_c 为载波频率; θ_c 为载波初

¹ 2002-04-11 收到, 2002-08-15 改回

863 计划重大课题 (2001AA123031)、高等学校优秀青年教师教学科研奖励计划、教育部科学技术研究重点项目和高校骨干教师资助计划及重点高校系主任出国研修项目, 国家自然科学基金 (69872028) 资助

始相位; $p(t)$ 为发射滤波器和信道的联合冲击响应, $n(t)$ 为加性噪声, 其功率大小未知. 假定接收端已知载波频率和符号速率, 接收端已实现载波同步, 这一点可以通过锁相环方便地实现^[4]. 通信信道为高斯信道, 如果信道为衰落信道, 需要在处理前对信号进行均衡.

3 MDPSK 信号的盲接收结构

MDPSK 信号的盲接收机结构如图 1 所示, 总体思想为: 首先接收机利用通用同步算法提取接收信号的定时同步, 然后利用最佳定时点的信息完成对信号制式的识别, 最后根据信号的调制制式对信号完成信号的解调. 详细论述如下:

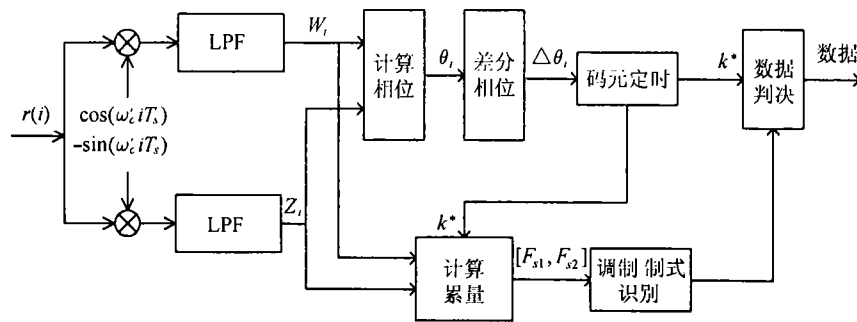


图 1 MDPSK 信号的盲接收机结构框图

3.1 MDPSK 通用定时估计算法

同步算法一般都是针对于固定的调制方式设计的, 每一种调制制式的同步算法均有不同. 当接收时信号的调制方式未知, 就不可能实现针对不同的接收信号采用不同的同步方法. 所以必须找到一种通用的定时估计算法, 这种算法对于发射端所可能发射的各种信号均适用. 在文献 [5,6] 的启发下, 我们提出一种新的适合于任意进制 DPSK 信号的定时估计算法, 利用眼图平均张开最大的准则来估计码元最佳定时点.

接收到的 MDPSK 采样信号为

$$r(i) = s[(Kn + k)T_s] + n(iT_s) = \sqrt{E} \cos(\omega_c i + \theta_0 + \varphi_n) + n(i) \quad (2)$$

其中每个码元采样 K 点, T_s 为样点间隔, 则第 n 个码元的第 k 个采样时刻为 $(Kn + k)T_s$, $i = Kn + k$, θ_0 是初相角, φ_n 是第 n 个码元相位, $n(i)$ 是第 i 个采样点的噪声.

载波同步后, 第 n 个码元的第 k 个抽样点的差分相位表示为

$$\Delta\theta(n, k) = \Delta\varphi_n + \theta_i(n, k) \quad (3)$$

这里, $\Delta\varphi_n$ 是第 n 个码元的差分相位, $\theta_i(n, k)$ 为噪声引入的相位.

通用的码元定时算法主要是利用差分相位的信息来得到最佳的码元定时点, 计算向量 $[I(n, k), Q(n, k)]$, 分别定义如下:

$$I(n, k) = \cos[M\Delta\theta(n, k)] = \cos[M\Delta\varphi_n + M\theta_i(n, k)] = \cos[M\theta_i(n, k)] \quad (4)$$

$$Q(n, k) = \sin[M\Delta\theta(n, k)] = \sin[M\Delta\varphi_n + M\theta_i(n, k)] = \sin[M\theta_i(n, k)] \quad (5)$$

其中 M 的选取方法为: 首先发射端所可能发射的差分 PSK 信号转化成绝对相位 PSK 后, 然后取绝对相位信号的最大阶数作为 M 的值; 如发送方可能发射的信号为 DBPSK, DQPSK,

$\pi/4$ -DQPSK 时, 首先把它们转化成绝对相位为 2PSK, 4PSK, 8PSK, 然后取绝对相位信号的最大阶数, 得到 $M = 8$ 。

为了使算法具有好的抗噪声性能, 每 N 个码元计算一次码元最佳定时点。将 N 个码元的 K 组矢量 $[I(n, k), Q(n, k)]$ 对应矢量求和, 得到

$$A(k) = \frac{1}{N^2} \left[\left| \sum_{n=1}^N I(n, k) \right|^2 + \left| \sum_{n=1}^N Q(n, k) \right|^2 \right] \quad (6)$$

由于乘以 M , 所以码元差分相对 $I(n, k)$ 和 $Q(n, k)$ 无贡献, 即定时的估计与发送的码元内容无关, 由 (3)-(6) 式可以得到

$$A(k) = \frac{1}{N} + \frac{1}{N^2} \sum_{m=1}^N \sum_{n=1, n \neq m}^n \cos[M\theta_i(m, k) - M\theta_i(n, k)] \quad (7)$$

$A(k)$ 反映了眼图张开的大小, 即反映了信噪比的大小; 当信噪比在理想采样点上趋向无穷且 (7) 式中的干扰引入的相位差接近零时, $A(k^*)$ 达到上限 1。假如信噪比较大的话, 那么, 干扰引入的相位差比较小, 它的余弦函数可以用 Taylor 级数的前两项近似。在 $m \neq n$ 假设 $\theta_i(n, k)$, $\theta_i(m, k)$ 不相关, 那么 $A(k)$ 的均值可以表示为

$$\bar{A} \approx 1 - \sigma^2(k) \quad (8)$$

这里, $\sigma^2(k)$ 正比于 $\theta_i(n, k)$ 的方差, 与信噪比成反比。当 $k \neq k^*$ (非最佳采样点) 时, 码元间相位差偏离理想相位较大, 于是 $\theta_i(n, k)$ 的方差增大, 因此, 对非最佳采样点, $\bar{A}(k)$ 小于最大值 $\bar{A}(k^*)$ 。

因为在最佳抽样点上, 噪声和码间干扰最小, 因此, 相对应的 N 个矢量具有较好的一致性, 相位旋转一致, 其和的模值最大。于是, 比较这 K 个向量和 $S(k)$, 选择最大模值对应的抽样点作为最佳抽样点 k^* 。

3.2 调制制式识别

在信号已正确同步的基础上, 我们需要对信号的调制制式进行识别。文献 [7] 提出一种基于四阶累积量不变量的任意阶数的 PSK 信号的调制识别算法; 这种算法对于信号星座图的平移、尺度和相位的旋转具有不变性, 并可以抑制有色或白的加性高斯噪声。这里通过星座图的变换, 把这种算法应用于 MDPSK 的识别。算法简述如下:

基于四阶累积量不变量的识别算法是一种特征判决理论算法, 信号调制制式的判决是通过计算信号累积量的分类特征向量 F_s 进行。

首先 F_s 定义为

$$F_s = [f_{s1}, f_{s2}] = \left[\left| \frac{C_{40}}{C_{42}} \right|, \left| \frac{C_{41}}{C_{42}} \right| \right] \quad (9)$$

其中 $\{C_{4x}, x = 0, 1, 2\}$ 是平稳复信号 $x(k)$ 的四阶累积量, 分别定义为

$$C_{40} = \text{cum}[x(k), x(k), x(k), x(k)] = M_{40} - 3M_{20}^2 \quad (10)$$

$$C_{41} = \text{cum}[x^*(k), x(k), x(k), x(k)] = M_{41} - 3M_{21}M_{20} \quad (11)$$

$$C_{42} = \text{cum}[x^*(k), x(k), x(k), x^*(k)] = M_{42} - |M_{20}|^2 - 2M_{21}^2 \quad (12)$$

公式中 $x^*(k)$ 表示信号的复共轭; M_{pq} 代表信号的各阶矩, 定义为

$$M_{pq} = E[x(k)^{p-q}(x^*(k))^q] \quad (13)$$

在完成了载波同步和码元定时提取之后, 接收的 MDPSK 信号的复序列可以表示为

$$r_k = s_k + n_k = \sqrt{E}e^{j\theta_c} a_k + n_k, \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (14)$$

接收信号的累积量为

$$\text{cum}_m(r_1, r_2, \dots, r_k) = \text{cum}_m(s_1 + n_1, s_2 + n_2, \dots, s_k + n_k), \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (15)$$

发射信号和高斯白噪声相互独立, 高斯白噪声的二阶以上累积量为零, 根据累积量性质^[8], 上式又可以表示为

$$\text{cum}_m(r_1, r_2, \dots, r_k) = \text{cum}_m(s_1, s_2, \dots, s_k), \quad m > 2 \quad (16)$$

假设发射的信号序列 a_k 是独立同分布的, 经过简单的计算, 可以得 MDPSK 信号的累积量. 以 2DPSK, 4DPSK 和 $\pi/4$ -DQPSK 为例, 信号的累积量分别如表 1 所示.

表 1 DPSK 信号的累积量

信号	C_{21}	C_{42}	C_{41}	C_{40}	F_{MDPSK}
2DPSK	E	$-2E^2$	$-2E^2 e^{j2\theta}$	$-2E^2 e^{j4\theta}$	[1,1]
4DPSK	E	$-E^2$	0	$E^2 e^{j4\theta}$	[1,0]
$\pi/4$ -DQPSK	E	$-E^2$	0	0	[0,0]

表中 F_{MDPSK} 是几种 DPSK 信号分类的特征向量. 利用特征向量 F_s 和模式识别中用于度量模式相似性的欧氏距离分类方法, 得到 MDPSK 信号分类的判决准则为

$$\hat{M} = \arg \min(\|\hat{F}_r - F_{\text{MDPSK}}\|^2) \quad (17)$$

式中 $\|\cdot\|$ 表示向量求模运算, \hat{F}_r 是从接收序列中提取的信号特征向量.

对于阶数较低的几种信号的分类特征向量已如表 1 所示, 可以利用 (17) 式对接收信号做出识别. 对于调制阶数更高的差分调制信号, 可以利用降阶的方法实现对高进制 DPSK 信号的识别, 其中降阶分类算法如下: 首先, 利用 (17) 式对接收的信号进行分类, 若识别结果为 2DPSK 或 4DPSK 信号, 则作为最终判决结果输出. 若识别结果为 $\pi/4$ -DQPSK 信号, 则真实的信号应属于 MPSK, $M \geq 8$ 的信号集合. 这时对信号序列做 4 次方非线性处理, 构造一个新的序列, 若接收信号的真正调制阶数分别为 $\pi/4$ -DQPSK、16DPSK 或 32DPSK 时, 则在新的序列中依次降阶为 2DPSK、4DPSK 或 $\pi/4$ -DQPSK. 若对新的序列的判决结果为 2DPSK 或 4DPSK 信号, 则真正输入的信号为 $\pi/4$ -DQPSK、16DPSK, 如果新的序列的判决结果为 $\pi/4$ -DQPSK, 则对新序列再次做 4 次方非线性处理, 依次类推, 实现任意阶数的 DPSK 信号的识别.

4 性能分析

利用计算机仿真来验证盲接收算法的性能, 仿真时, 发射端可能发送的信号集为 {2DPSK, 4DPSK, $\pi/4$ -DQPSK}, 每种信号发送 1000 次, 每一次发送时接收端通过同步和识别实现未知调制制式信号的接收. 信号的载波频率和码元速率为: $f_c = 10\text{MHz}$, $r_s = 20\text{kbaud/s}$, 采样频率为 16MHz, 波形成型滤波器采用升余弦滚降滤波器, 其中滚降系数 $\alpha = 0.5$. 仿真时每个码元

采样 $K(K=8)$ 点, 每 $N(N=15)$ 个码元估计一次最佳定时点, 当积累到 W 个码元时 (W 分别为 100, 200, 400), 启动调制识别算法识别信号的调制制式, 然后根据不同的调制制式对在存储区中的最佳样点进行判决解调。图 2 给出了积累码元个数不同时在不同信噪比条件下的信号制式识别的效果。图 3 是积累码元为 400 码元时, 估计出信号制式后对信号解调的误码率。可以看到在信噪比较小时, 信号的误码率很高, 这是由于信号调制制式估计错误造成的; 如果接收信号的调制制式识别有误, 则信号判决就完全错误。但是当信噪比大于 5dB 时, 由于信号识别概率提高很多, 因此信号的误码率就大大减少。所以在一般可通信的环境下, 这种算法可以满足大部分通信的现有要求。

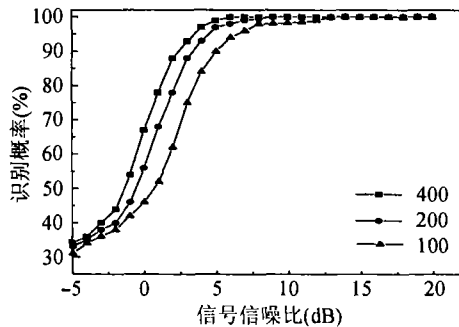


图 2 不同码元积累数下的识别概率

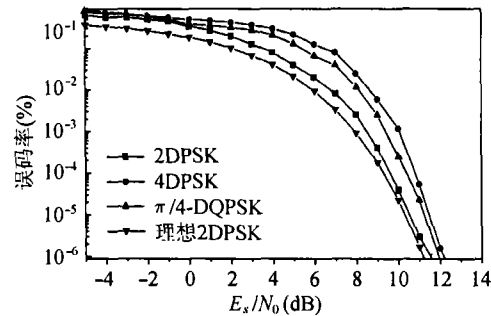


图 3 高斯信道下的解调误码率

累积量属于统计信号处理的范畴, 具有良好的抗高斯白噪声和有色噪声的性能, 但是它需要较长测量数据才可以得到较好的统计结果, 因此带来信号解调延迟比较大。在对时延要求不是很高的情况下, 可以利用累积量在线实时应用识别信号的调制制式。需要注意的是信号识别时积累的码元数 M 越大, 带来的解调延迟也越大, 识别效果越好, 误码率也就越低。当码元速率为 40kbps, 码元积累个数为 200 个时, 码元积累时间为 5ms。从图 2, 图 3 可以看到当积累码元个数大于 200, 信噪比为 5dB 时, 识别概率几乎达到 100%, 解调误码率也与理论值具有可比性, 因此在大部分的通信环境下, 本文提出的接收机结构都可以成功地完成接收信号的识别和解调。

5 结 论

现代通信的发展要求通信接收机应具有越来越高的智能性, 信号参数估计作为智能化的一个方面受到越来越多的重视。本文在接收信号调制制式未知的情况下, 提出一种适用于任意进制的差分相移键控信号的盲接收机结构, 实现对差分相移键控信号的实时识别和解调。接收端通过采用数字信号处理技术, 增加了接收机的参数识别能力, 提高了接收机性能。仿真结果表明, 该结构在未知接收信号调制制式的条件下, 可以成功完成 MDPSK 信号的盲接收, 这对提高通信接收机的智能化水平有很重要的意义。

参 考 文 献

- [1] J. Mitola, Software radio architecture, IEEE Communications Magazine, 1995, 33(5), 26-38.
- [2] A. k. Nandi, E. E. Azzouz, Algorithms for automatic modulation recognition of communication signals, IEEE Trans. on Commun., 1998, 46(4), 431-436.
- [3] A. Swami, B. M Sadler, Hierarchical digital modulation classification using cumulants, IEEE Trans. on Commun., 2000, 48(3), 416-429.
- [4] J. G. Proakis, Digital Communications, Third Edition, New York, McgrawHill, 1989, 341-346.

- [5] C. I. Chuang, R. Sollenberger, Burst coherent demodulation with combined symbol timing, frequency offset estimation, and diversity selection, *IEEE Trans. on Commun.*, 1991, 39(7), 1157-1164.
- [6] N. Sollenberger, J. Chuang, Low-overhead symbol timing and carrier recovery for TDMA portable radio system, *IEEE Trans. on Commun.*, 1990, 38(10), 1886-1892.
- [7] Yang Shaoquan, Chen Weidong, Classification of MPSK signals using cumulant invariants, *Journal of Electronics(China)*, 2002, 19(1), 99-103.
- [8] 张贤达, 现代信号处理, 北京, 清华大学出版社, 1995, 377-380.

A BLIND RECEIVER FOR MDPSK SIGNAL

Han Gang Li Jiandong Chen Chen

(*National Key Laboratory on ISN, Xidian University, Xi'an 710071, China*)

Abstract With the development of communication techniques and digital signal processing techniques, the capability of the communication receiver to identify signal parameters should be improved. In this paper, a blind receiver for MDPSK signal is proposed. Under the condition of not knowing the modulation of the received signal, the receiver could find the symbol timing and identify the modulation of the signal, realizing signal's blind receiving.

Key words Synchronization, Modulation identification, Blind detection

韩 钢: 男, 1975 年生, 博士生, 主要研究方向为无线个人通信、软件无线电, 信号调制制式识别.

李建东: 男, 1962 年生, 教授、博士生导师、通信工程学院院长、中国通信学会会士、中国电子学会高级会员、IEEE 高级会员、第一届和第四届 863 个人通信技术专业专家组成员, 总装备部和电子科学研究院通信与导航专家组成员. 主要从事: 个人通信、移动通信、分组无线网、自组织网络、软件无线电、宽带无线 IP 技术、战术互联网等方面的研究.

陈 晨: 男, 1975 年生, 博士生, 主要研究方向为无线个人通信、软件无线电.