

流星突发通信中的信道估计研究

荀立军¹ 杨 斌² 王 伟¹ 赵彦惠¹

1. 中国电子科技集团公司第 54 研究所 石家庄 050081 2. 二炮装备研究院 北京 100085

摘 要 在流星突发通信中,大部分流星余迹反射接收信号功率呈指数衰减,所以采用自适应变速率传输可以充分利用信道容量。动态信道估计技术是流星突发通信中自适应变速率的关键,通过实时地计算接收信号的信噪比决定此时的发送速率。通过 Matlab 仿真比较了两种适合 D-BPSK 信号差分相干解调的信噪比估计算法。

关键词 流星突发通信 动态信道估计 可变速率传输 D-BPSK

1 引言

上个世纪 30 年代,科学家就发现了进入大气层流星的电离轨迹可以反射和散射无线电波。流星突发通信是一种工作在 VHF 波段(30~100MHz),利用上述原理来传输短的突发数据。

根据天文学家统计,每昼夜有数以百亿的流星进入地球大气层。它们进入大气层后,由于速度非常高(11.3~72km/s),与空气中分子发生猛烈碰撞,产生高温,燃烧发光,并导致其周围空气急剧电离,在距离地面 80~120km 的高空留下一个细长的、短持续时间的电离气体柱,即所谓的流星余迹。根据电离气体柱电子线密度的不同,将密度超过 10^{14} 电子/米的余迹称为过密度余迹,密度在 10^{14} 电子/米以下的余迹称为欠密度余迹。过密度余迹由于有足够的电子密度,照射其上的无线电波不能被透过,而是成镜面反射,而且反射电波的持续时间长于欠密度余迹的散射时间。欠密度余迹由于电子线密度太低,每个电子独立的散射照射在其上的电波。因此当有一个流星余迹出现于收发天线的适合方向上时,就能在该余迹存在的时间内,在两地之间建立无线电通信。

2 信道模型

因为欠密度余迹构成了大部分的流星信道,所以本文主要考虑欠密度流星余迹的应用。Eshleman^[1]给出了由欠密度余迹反射接收信号功率的公式计算:

$$P_R(t) = C_p q^2 e^{-\frac{t}{\tau}} = P_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1)$$

式中: C_p 是有关链路参数的一个常数; q 是电子线密度; τ 是衰减时间常数。

从式(1)中可以看出,欠密度余迹的接收信号功率随时间指数衰减。衰减时间常数 τ 与链路参数

有关。设 τ 为 0.2 秒,归一化的接收信号信噪比随时间变化如图 1 所示。

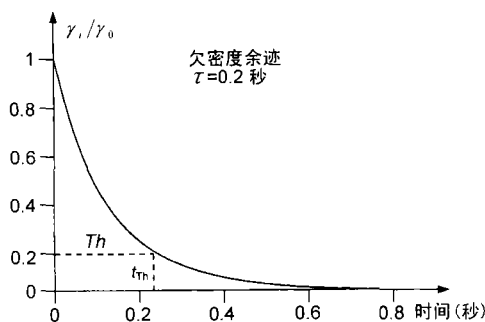


图 1 接收信号信噪比随时间变化曲线

设 γ 为收端信噪比(E_s/N_0),如果把收端的 N_0 看作一个常数,能够把接收到的第 i 个码元的信噪比近似表示为:

$$r_i \approx \frac{P_R(iT)T}{N_0} = r_0 e^{-\frac{iT}{\tau}} = r_0 \alpha^i \quad (2)$$

式中: T 是码元周期; $\alpha = -\exp(-T/\tau)$ 。

γ_i 随时间指数衰减并且链路最终在门限 Th 处截止, Th 是个具体的设计参数。如果有足够大的 γ_0 ,每次突发流星通信都使用固定的速率传输数据会造成信道容量的浪费。

在流星突发通信中,为了充分利用信道容量,可以使用变速率传输。变速率传输是指降低传输速率,亦即减少传输信号带宽来弥补流星突发余迹扩散而引起的信号衰减,从而使得每比特接收能量保持恒定。当系统采用 BPSK 相干解调时,在理想信道中的误码率为:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}) \quad (3)$$

式中, $E_b = S * T_b$ 为每比特能量; N_0 为噪声的功率谱密度。假设接收电平不变时, N_0 噪声的功率谱恒

收稿日期:2004 年 2 月 17 日

定,发端速率每下降一倍,则接收端信噪比提高3dB。所以可以使用发端降速率的办法补偿接收电平衰减造成的收端误码率恶化。

3 信噪比估计算法

过去实际工程中使用中频信号电平检测的方法,通过 AGC 检波电平的大小来判断信号电平,但这种方法由于检波的线性和读数的精度问题,并不准确。同样观测眼图和误码率也无法实时准确的估计信噪比。上述几种方法都不适用于流星突发通信,在文献[2]和[3]都提出了在全数字调制解调器中进行信噪比估计的算法。本文选取了适合 D-BPSK 差分相干解调的两种算法,并使用 Matlab 进行仿真。

第一种算法是 Signal - to - Variation Ratio(SVR)估计法。SVR 法估计信噪比最早使用在多径衰落信道中,在文献[2]中作者指出 SVR 法同样适用于 AWGN 信道和 MPSK 调制。因为在估计过程中去掉了相位信息,所以此算法并不需要载波同步,适用于 D-BPSK 差分相干解调器中做信噪比 0 估计。

$$\hat{\gamma}_{Est} = \beta - 1 + \sqrt{\beta + (\beta - 1)} \quad (4)$$

$$\beta = \frac{\frac{1}{N_{sym}-1} \sum_{n=1}^{N_{sym}-1} |y_n \cdot y_{n-1}^*|^2}{\frac{1}{N_{sym}-1} \sum_{n=1}^{N_{sym}-1} |y_n|^4 - \frac{1}{N_{sym}-1} \sum_{n=1}^{N_{sym}-1} |y_n \cdot y_{n-1}^*|^2} \quad (5)$$

式中, N_{sym} 为运算时累计的码元个数。

式(5)的分子项就是经过差分解调后, I 路和 Q 路信号分别在 $(N_{sym} - 1)$ 个码元内取最大值的平方和,进行累加并求其平均。分母中第一项是匹配滤波器输出信号 y_n 在 $(N_{sym} - 1)$ 个码元内取最大值,并求其模值四次方的均值。

在文献[3]中,第二种信噪比估计算法有详细的介绍,公式如下:

$$m_{PI} = \frac{1}{N_{sym}} \sum_{n=1}^{N_{sym}} |I_{n \max}| \approx \frac{E_s T}{2} N_{sym} \quad (6)$$

$$m_{PQ} = \frac{1}{N_{sym}} \sum_{n=1}^{N_{sym}} |Q_{n \max}| \approx \frac{N_0 T}{2\sqrt{\pi}} N_{sym} \sqrt{1 + 2\gamma} \quad (7)$$

式中, N_{sym} 为做运算时累计的码元数; $I_{n \max}$ 和 $Q_{n \max}$ 分别是 I、Q 两路信号中每个码元的最大值; T 是码元周期; E_s 是码元能量值; γ 是信噪比; N_0 是噪声功率谱密度。

式(6)、式(7)在符号同步很好时成立,并且 $r > 1.5$ 时有很好的近似性。由式(6)、式(7)推得信噪比的近似值:

$$\hat{\gamma}_{Est} \approx \frac{m_{PI}^2}{m_{PQ}^2} \frac{2}{\pi} \quad (8)$$

经过差分 BPSK 解调产生的 I、Q 两路信号先进入 I、Q 波形缓冲器。I、Q 波形缓冲器都是二维 $(N_{sym} \times N_s)$, N_s 是每个码元的采样数,然后再进行信噪比估计运算,这种算法的实现框图如图 2 所示。将缓存的 I、Q 两路数据分别进行绝对值循环累加,累加结果 $P_I(j)$ 送给比较单元,选出最大 $P_I(j)$ 值,此即为最佳判决点 J_s 。然后将 $P_Q(j)$ $P_I(j)$ 送给信道估计单元,在 J_s 点上估计 γ 并与门限值比较。

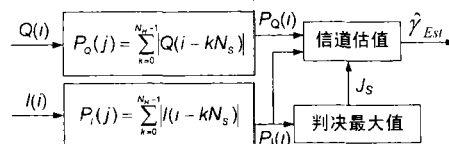


图2 算法二的实现框图

4 计算机仿真与性能分析

最佳的信噪比估计算法首先应该是无偏估计,其次应该具有最小的方差。归一化偏差 $(Bias\{\hat{\gamma}\}/\gamma)$ 和均方差(MSE)可以完全反映估计量 $\hat{\gamma}$ 的准确性。

$$\frac{(Bias\{\hat{\gamma}\})}{\gamma} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{\hat{\gamma}_i - \gamma}{\gamma} \quad (9)$$

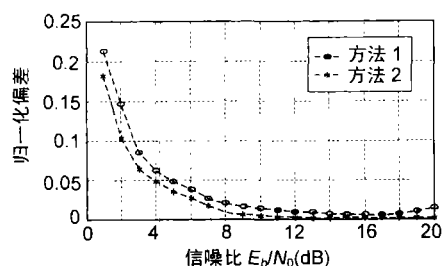
$$MSE\{\hat{\gamma}\} = E\{\hat{\gamma} - \gamma\} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{\gamma}_i - \gamma)^2 \quad (10)$$

图3是使用 Matlab 仿真两种信噪比估计算法在

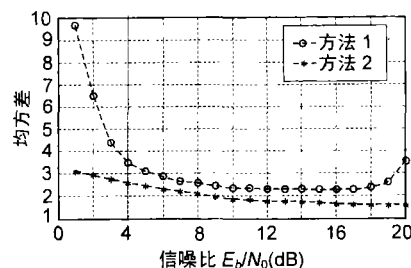
$N_{sym} = 40$ 、

$N_s = 64$ 时

的均方差和归一化偏差。从图中可以看出算法1(SVR)的归一化偏差和均方值随着信噪比的增大在一定门限处开始恶化,在大信噪比($\gamma > 20\text{dB}$)情况下,这种算法已经无



(a) 归一化偏差



(b) 均方差

图3 两种算法的均方差和归一化偏差比较

法使用。而且算法 1 的均方差在小信噪比 ($\gamma < 5\text{dB}$) 情况下比较大。算法 2 的归一化偏差和均方差要优于算法 1。

从图 3 中可见随着 E_b/N_0 的增大, 算法 2 的均方差越来越小。当 $E_b/N_0 > 10\text{dB}$ 时, 方差基本趋于一个固定值。也就是说在大信噪比情况下, 对 γ 的估计要比小信噪比准确。我们知道在自适应变速率中, 信噪比减小 3dB 速率也要减小一倍, 算法 2 的均方差在选取 $N_{sym} = 40$ 时基本小于 3, 所以在流星突发通信中是比较理想的信噪比估计算法。

5 结束语

通过 Matlab 仿真, 分析了两种信噪比估计算法的性能。这两种算法不仅可以在流星突发通信作为

信道估计算法, 而且适用于任何 D-BPSK 差分相干解调中的信噪比计算。

参考文献

- [1] Donald L. Schilling. Meteor Burst Communication, 1993.
- [2] David R. Pauluzzi, Norman. Beaulieu. A Comparison of SNR Estimation Techniques for the AWGN Channel, IEEE Trans. Commun., 2000, 48 (10): 1681 ~ 1691.
- [3] Khaled Mahmud Kaiji Mukumoto Akira Fukuda. A Meteor Burst Communication System with Dynamic Channel Estimation and Variable Modulation Type. Proc. World Multiconference on Systemics, Cybernetics and Informatics, 1999, 4: 195 ~ 200.

作者简介

荀立军 男, 1977 年生, 中国电子科技集团公司第五十四研究所通信与信息系统专业 2001 级硕士研究生。

杨 斌 男, 1968 年生, 毕业于第二炮兵工程学院。二炮装备研究院工程师。从事通信与信息工程专业研究工作。

(上接第 4 页)

超宽带接收的实现示意图如图 3 所示。脉冲产生器产生脉冲, 与输入信号进行脉冲相关运算, 通过式 (11) 的相关对输入信号时延进行估计并完

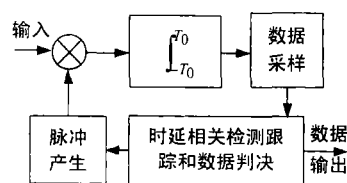


图 3 超宽带接收处理示意图

成脉冲相位的捕获和跟踪; 完成时延估计和跟踪后采用式 (12) 对信号进行匹配采样和数据处理判决, 判决误码率由脉冲相关处理信干比和式 (14) 得到。

5 结束语

通过以上分析, 超宽带冲击脉冲调制具有发射功率低、隐蔽性好, 具备很好保密通信能力; 它很容易实现高速扩频通信, 也可采用跳时 (TH) 地址码调制, 可组成类似于 DS-CDMA 系统的多用户无线网络^[5]; 它具备扩频增益高、抗干扰能力强, 冲击脉冲多径信号在时间上不重叠, 具备很强的抗多径能力; 冲激窄脉冲具有很高的定位精度, 容易将定位与通信合一, 而常规无线电难以做到这一点。

另外, 如果直接采用脉冲调制解调, 省掉滤波器

和变频器等器件, 系统集成度更高, 容易实现, 体积小, 设备简单。

超宽带无线电被认为是无线电技术的革命性进展, 在无线通信、雷达跟踪、精确定位等方面具有广阔的应用前景, 在未来民用和军用通信测控领域有着很大应用潜力。

参考文献

- [1] J. T. Conroy, J. L. LoCicero, D. R. Ucci. Communication Techniques Using Monopulse Waveforms. IEEE MILCOM. Atlantic City, New Jersey, 1999, 12(11): 1181 ~ 1185.
- [2] PulsON@ Technology Overview. www.timedomain.com.
- [3] J. G. Proakis and M. Salehi. Communications System Engineering. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, Inc., 1994.
- [4] J. T. Conroy. Spectral Characteristics of Monopulse Communication Signals. Illinois Institute of Technology. Department on Electrical and Computer Engineering. M. S. Thesis. Chicago, IL, 1997.
- [5] Robert A. Scholt. Multiple Access with Time-hopping Impulse Modulation in Proc. Military Communication Conf. Boston, MA, 1993, 2(10): 447 ~ 450.

作者简介

王鹏毅 男, 中国电子科技集团公司第 54 所高工, 北京邮电大学博士生。主要研究航天测控总体技术、数字信号处理和超宽带技术等。

敬告读者:

本刊享有所发表文章的版权(包括电子版和网络版), 作者著作权使用费和本刊稿费一次性给付。