

基于 TPC-RS 的自适应编码流星余迹通信系统

王 沛¹, 李 赞¹, 蔡觉平², 司江勃¹

(1. 西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室, 陕西西安 710071; 2. 西安电子科技大学微电子学院, 陕西西安 710071)

摘 要: 针对流星余迹通信系统原理及信道特点, 研究了基于自适应编码机制的流星余迹通信系统. 根据流星余迹信道能量随时间呈指数变化的规律, 在系统误比特率的约束条件下, 通过实时估计出的流星信号接收信噪比, 动态地改变系统 TPC-RS 编码的码率冗余, 实现信息速率的自适应变化, 有效提高了流星余迹信道的利用率. 仿真结果和分析表明, 在相同信道条件下, 采用自适应编码较固定编码传输效率在误比特率为 2×10^{-4} 时可获得 3.68dB 系统增益, 数据通过量提高了一倍, 验证了该方案的有效性和可行性.

关键词: TPC-RS; 自适应编码; 流星余迹通信系统

中图分类号: TN926+.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2010)07-1517-08

Adaptive Transmission for Meteor Burst Communication Base on Variable Rate TPC-RS Codes

WANG Pei¹, LI Zan¹, CAI Jue-ping², SI Jiang-bo¹

(1. State Key Lab. of ISN, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: According to the principle of meteor burst communication (MBC) and the characteristic of meteor channel, a mechanism for MBC based on adaptive coding transmission is proposed. On account of the system restriction of BER, the adaptive variable data rate transmission can be achieved by estimating the real-time signal-to-noise ratio and changing the coding rate of TPC-RS codes. Simulation results and analysis show that, the proposed adaptive coding transmission system can obtain 3.68dB system gain when compared with that of the fixed coding transmission system with the BER of 2×10^{-4} under the same channel conditions. And the experiment shows that the meteor channel can be fully utilized effectively.

Key words: TPC-RS; adaptive coding; meteor burst communication

1 引言

流星余迹通信(MBC)利用流星电离余迹对 VHF 无线电波的反射和散射作用进行通信, 具有好的隐蔽性、强的抗干扰能力、低截获概率及抗毁性, 尤其是具有当高空核爆炸的电磁效应使其它通信手段(如高频通信)中断时仍能生存的特点, 使其在应急通信中具有特殊的地位, 成为一种受到物理或电子攻击时的有效通信保障手段^[1~3]. 目前, 国内外现有的流星余迹通信系统大都采用固定速率进行数据传输, 对流星余迹信道的频谱利用率不高, 而自适应变速率是提高流星余迹通信平均数据通过量的有效途径^[4,5]. J. F. Hayes 在 19 世纪 60 年代最早提出自适应传输的概念^[6], 但直到 90 年代中期, 随着信道估计技术的发展和业务量需求的增加, 自适应传

输才重新获得了人们的关注. 自适应传输根据信道条件改变传输方式, 其中包括改变发送功率^[6]、改变符号速率^[7]、改变调制方式^[8]、改变编码速率^[9,10]以及各种方式的结合^[11]等多种方法. 其中文献[12,13]分析了在平坦衰落信道情况下, 各种自适应方法对于频谱利用率和数据通过量的影响, 而文献[5,14]则针对流星余迹信道下的自适应变速率机制做了详细的分析, 其基本思想为: 在满足一定误比特率要求的条件下, 根据系统的误比特性能确定自适应变速率门限, 以获得高的信道利用率和数据通过量. 其中, 文献[9,10]都是基于变速率编码原理的. 文献[9]重点强调实际信道的自适应误差保护技术, 采用最大似然维特比算法使得自适应编码、译码不用改变基本的编码器、译码器, 从而获得高的数据通过量. 文献[10]介绍了带限流星突发通信信道系统采用

自适应变速率技术的数据吞吐量表现,这种使用格状编码调制技术的变速率系统较使用固定速率的系统有着高的数据吞吐量。

本文从工程实现的角度出发,综合考虑上述方法复杂度和可靠性,弥补了上述各方法的缺点与不足,在不改变发送功率、符号速率和调制方式的前提下,根据流星信道能量的指数衰落特性,将 TPC 码在抵抗加信高斯白噪声方面的优越性能^[15]与 RS 码的抗干扰抗突发错误能力完美结合起来,组成 TURBO 迭代型 RS 乘积码(TPC-RS),提出了一种基于接收信噪比估计的 TPC-RS 自适应编码传输方法,该方法通过计算接收信号的实时信噪比,根据信噪比的变化来改变编码速率方式,实现自适应变速传输,有效提高了系统的可靠性和流星信道的利用率,从而获得较高的数据通过量。

2 流星余迹通信系统的基本原理与主要参数

2.1 基本原理

当分布在太阳系里的流星受到地球强大引力作用,高速度向地球运动时,会与大气层产生剧烈摩擦,使流星表面的原子气化并电离,从而形成一个细长的圆柱状尾迹,即流星余迹。流星余迹通信就是利用电离余迹反射和散射 VHF 频带的电磁波,实现 300 至 2000 公里范围内的有效通信,工作频率为 40MHz 至 100MHz。当发射机、接收机和突发的流星余迹之间满足一定的物理和几何条件时,可以建立流星通信链路,大多数可用的流星余迹反射点出现在通信双方所在大圆路径中点正上方的热点区内。按照电子线密度的不同,流星余迹可以分为两种^[14]:电子线密度小于 10^{14} electrons/m 的为欠密类余迹(underdense),大于 10^{14} electrons/m 的为过密类余迹(overdense),它们的时间特性如图 1 所示。由于进入大气层的流星数目与电子线密度成反比,所以可用余迹绝大多数为欠密类。每一次可通信的余迹期间,流星信道持续时间很短,欠密类余迹持续时间大约为 300~500ms,过密类也只有几秒钟。

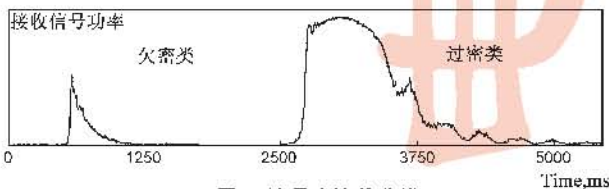


图1 流星余迹的分类

2.2 流星余迹通信的主要信道参数

流星通信链路建立时,余迹的衰减系数 τ 可以通过系统参数运算来估算。当通信站固定后,流星余迹通信反射区的高度 H_m (km)与发射信号频率 f_i (MHz)的关系是^[16-18]:

$$H_m = 124 - 17 \log_{10}(f_i) \quad (1)$$

而流星余迹的扩散系数 D (m^2/s)由余迹高度 H_m 决定:

$$\log_{10} D = 0.067 H_m - 5.6 \quad (2)$$

流星余迹衰减系数 τ 为:

$$\tau = \lambda^2 \sec^2 \varphi / (32\pi^2 \cdot D) \quad (3)$$

对于欠密类流星余迹而言,其接收信号功率 $P_R(t)$ 可表示为:

$$P_R(t) = P_R(0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (4)$$

其中 λ 是发射信号的波长, φ 为前向散射半角, $P_R(0)$ 为初次接收到的信号功率。

3 自适应编码流星余迹通信系统

由于流星余迹通信系统具有间歇性、信道的时变性和有效通信时间短的特点,大大限制了其通信系统的可靠性。因此,如何降低流星余迹通信系统的误比特率,提高通信系统的可靠性,是流星通信的关键技术之一。根据流星余迹信道能量随时间呈指数衰减的变化规律,采用自适应编码是解决该问题的有效方法。在流星余迹通信系统基本原理的基础上,考虑到系统的可实现性,我们采用基于信噪比估计的自适应编码的流星余迹通信系统。

3.1 自适应编码流星余迹通信系统简介

流星余迹通信的工作方式有三种,即:点对点方式,组网方式和广播方式。本文主要针对点对点方式进行模拟仿真,其结构示意图如图 2 图所示。

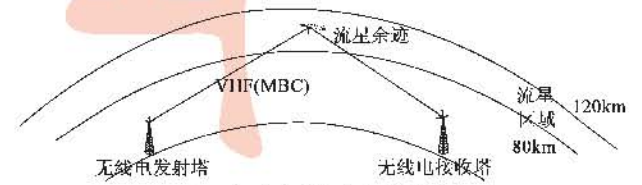


图2 点对点流星突发通信原理图

本文提出的是一种基于信噪比的原则,信息速率固定,在预先估计出信噪比的基础上,通过改变编码方式来实现自适应编码的流星余迹通信系统,其结构如图 3 所示,基于信噪比的自适应编码流星余迹通信系统的运行原理为:首先对信息比特流进行 TPC 编码处理,接着对编码后的信息进行 BPSK 调制,并将信号发送,经过流星信道传输后,在接收端,首先信号进行 BPSK 解调,然后选择相应的 TPC 译码方法,对其进行译码,恢复为原始信息比特,与此同时,在解调时接收信号进行信噪比估计,并根据估计的信噪比决定下一帧数据的编码方式和译码方式,从而实现自适应编码的流星余迹通信。该系统中,“信噪比估计”是对接收信号的信噪比进行实时估计;“编码译码方式选择”是根据计算出的信噪比,依据自适应 TPC-RS 系统中信噪比与误

比特率对应关系,选择出适合信道传输的编码译码方式;其中“等效流星信道”模型如图 4 所示,它由高斯白

噪声信道和流星信道对于信号能量的指数衰减效应两个部分组成,衰减式如式(4)所示。

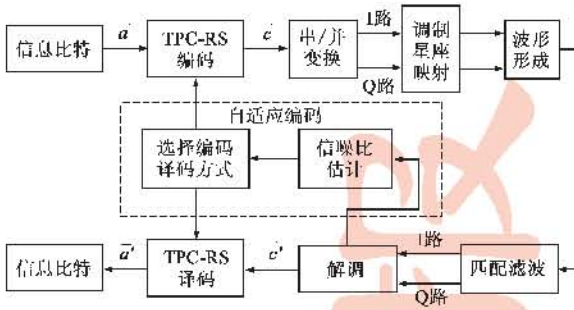


图3 自适应编码流星余迹通信系统结构

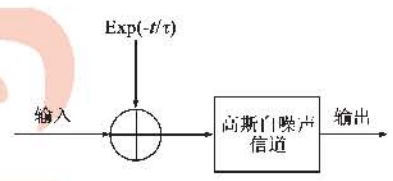


图4 等效流星信道的结构图

3.2 流星余迹通信系统自适应编码变速率门限的推导

在实际流星余迹信道中,欠密类的流星数量远远多于过密类流星数量,因此本文以欠密类为例,以信噪比为判断准则,通过改变编码方式来实现自适应传输。

对于高斯白噪声背景下的多进制调制系统,其数据正确传输概率 $Pe_c(M, SNR, r_b(n, k))$ 为^[19,20]:

$$Pe_c(M, SNR, r_b(n, k)) = \prod_{i=1}^{d \cdot r_b(n, k) / \log_2 M} (1 - Pe_{s,i}(M, SNR)) \quad (5)$$

则错误传输概率,即误码率 $Pe_w(M, SNR, r_b(n, k))$ 为:

$$Pe_w(M, SNR, r_b(n, k)) = 1 - \prod_{i=1}^{d \cdot r_b(n, k) / \log_2 M} (1 - Pe_{s,i}(M, SNR)) \quad (6)$$

其中误符号率 $Pe_s(M, SNR)$ 为:

$$Pe_s(M, SNR) = Q[\sqrt{2 \cdot SNR \cdot (\log_2 M) \cdot \sin^2(\frac{\pi}{M})}], MPSK \quad (7)$$

式中 $r_b(n, k)$ 为以参数 $[n, k]$ 编码的纠错码的数据传输速率, $Q[\cdot]$ 为 Q 函数, d 为帧长(单位为毫秒),信噪比 SNR 表示为比特能量 E_b 与噪声功率谱密度 N_0 之比,即 $SNR = E_b / N_0$,而信号能量为 E_s ,

$$E_s = E_b \log_2 M \quad (8)$$

$$则: SNR = \frac{E_s}{N_0 \log_2 M} \quad (9)$$

在数字通信系统中,设 P_R 为接收机功率, P_R 与 E_s 有如下关系:

$$E_s = P_R T_S = P_R / R_S \quad (10)$$

其中 T_S 为码元持续时间,把(10)整理代入(9)得:

$$SNR = \frac{P_R}{R_S N_0 \log_2 M} \quad (11)$$

由式(11)可以看出,在噪声功率谱密度 N_0 和码元速率 R_S 确定的情况下,接收机功率 P_R 对误码的产生起着决定性的作用。

在流星余迹通信中,式(4)给出了接收机功率与时间和衰减因子的关系,说明接收机功率是由时间和衰减因子来决定的.由前面流星余迹通信参数推导可知,当两个通信站的距离一定时,衰减因子 τ 的大小主要由余迹的高度决定.流星余迹通信的通信距离一般为 300km ~ 2000km,余迹高度一般在 80km ~ 120km,因此 τ 值一般在 0.1 ~ 0.5 的范围。

把式(4)代入式(11)得:

$$SNR = \frac{P_R(0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)}{R_S N_0 \log_2 M} \quad (12)$$

由上式可知,对于欠密类流星,噪声功率 N_0 为定值,信道对信号能量呈指数型衰减,可见流星余迹通信系统中,信噪比也呈指数型变化,这正是本文基于信噪比变速的理论依据。

将式(12)代入式(7)得误符号率 $Pe_s(M)$ 为:

$$Pe_s(M) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{P_R(0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)}{R_S N_0} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)} \right], MPSK \quad (13)$$

将式(12)代入式(6)得误码率 $Pe_w(M, r_b(n, k))$ 为:

$$Pe_w(M, r_b(n, k)) = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{P_R(0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)}{R_S N_0} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)} \right)^{d \cdot r_b(n, k) / \log_2 M} \quad (14)$$

本文选取流星余迹通信系统典型的信号调制方式 PSK,当调制进制数 $M = 2$ 时,系统的误比特率 Pe_{wBPSK} 为:

$$Pe_{wBPSK} = Pe_w(2, r_b(n, k)) \quad (15)$$

即:

$$Pe_{wBPSK} = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{P_R(0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)}{R_S N_0}} \right)^{d \cdot r_b(n, k)} \quad (16)$$

在实际工程中,误比特率 Pe_{wBPSK} 是时间 t 与数据传输速率 $r_b(n, k)$ 的函数,由于本文采用的是行列都为 $[n, k]$ 的 RS 码为子码的乘积码 ($n = n_1 = n_2$),即参数为 $[n^2, k^2]$ 的 TPC-RS 码,则

$$r_b(n_i, k_i) = \frac{k_i^2}{n_i^2}, \quad i = 1, 2, 3 \dots \quad (17)$$

将式(17)代入式(16)得误比特率 Pe_{wBPSK} 为:

$$Pe_{wBPSK} = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{P_R(0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)}{R_S N_0}} \right)^{d \cdot \frac{k^2}{n_i}} \quad (18)$$

设流星通信自适应编码有 K 种速率 $K = 1, 2, 3 \dots$, 设系统要求的误比特率为 $Pe_{wSYSTEM}$, 令

$$Pe_{w1} = Pe_{w2} = \dots = Pe_{wK} = Pe_{wSYSTEM} \quad (19)$$

求解上式则可以得到不同编码方式所对应的自适应信噪比转换门限值:

$$SNR_{th_1}, SNR_{th_2}, \dots, SNR_{th_K} \quad (20)$$

3.3 自适应编码流星余迹通信系统性能分析

在实际的流星余迹通信中,设系统要求的误比特率不高于 $Pe_{wSYSTEM}$,但从流星余迹信道指数衰减所引起的实际情况可以看出,实际得到的误比特率略高于 $Pe_{wSYSTEM}$,这是因为所设定的变速率编码传输都是以帧长 L (单位为个码字) 为最小单位来进行的, $L = dR_S/1000$,在一帧内必须使用同一种编码方式,这样若要求到达该帧起始端时的平均误比特率为 $Pe_{wSYSTEM}$,则由于信号能量随着时间的衰减就会造成误比特率的逐渐升高,甚至在一帧结束时系统误比特率可能已高于 $Pe_{wSYSTEM}$.在理想条件下,通常不考虑帧的限制,在帧内完全基于误比特率门限进行变速率,一旦检测到误比特率达到设定的门限值 $Pe_{wSYSTEM}$,系统就会立刻改变编码方式,使平均误比特率始终小于门限值.下面我们分别讨论在理想条件下和实际流星通信系统中自适应编码传输的系统性能.

在理想条件下,如图5所示,设每一块 TPC-RS 方阵中所包括的信息序列为一帧,帧长设为 L ,如果每一帧内的编码方式是可变的,设在一帧内共有 T 种编码方式 ($T \leq K$).假设按编码方式截取该帧的前 l_1 个码字组成数据包1,发送后,此时误比特率达到 $Pe_{wSYSTEM}$,则应改变编码方式,接着发送后续的 l_2 个码字组成的数据



图5 理想条件下变速率TPC-RS一帧内以 T 种速率分割数据包示意图

包2,误比特率再次达到 $Pe_{wSYSTEM}$,再改变编码方式,依次类推.

设该传输帧在 l_1 段开始的门限信噪比 SNR_{th_1} ,此时该段的误比特率为 Pe_{w1} :

$$Pe_{w1} = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} [\sqrt{SNR_{th_1}}] \right)^{l_1 \cdot r_b(n_1, k_1)} \quad (21)$$

该传输帧在 l_2 段开始的门限信噪比 SNR_{th_2} ,此时该段的误比特率为 Pe_{w2} :

$$Pe_{w2} = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} [\sqrt{SNR_{th_2}}] \right)^{l_2 \cdot r_b(n_2, k_2)} \quad (22)$$

该传输帧末段开始的信噪比为 SNR_T , l_T 段的误比特率为 Pe_{wT} :

$$Pe_{wT} = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} [\sqrt{SNR_T}] \right)^{l_T \cdot r_b(n_T, k_T)} \quad (23)$$

如图6所示,系统要求的误比特率不高于 $Pe_{wSYSTEM}$,所以前 $T-1$ 段的截止误比特率都为 $Pe_{wSYSTEM}$,

$$Pe_{w1} = Pe_{w2} = \dots = Pe_{wT-1} = Pe_{wSYSTEM} \quad (24)$$

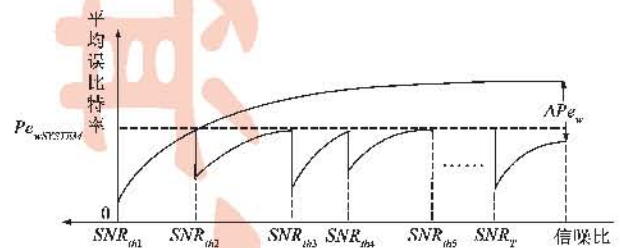


图6 每帧中平均误比特率随信噪比变化示意图

对于第 T 段,信噪比为 SNR_T 时,该段的误比特率小于等于 $Pe_{wSYSTEM}$,

$$Pe_{wT} \leq Pe_{wSYSTEM} \quad (25)$$

随着时间的增加,到达该帧末尾时,如果该帧的误比特率刚好增大到 $Pe_{wSYSTEM}$,上式取等号.所以该传输帧的误比特率 Pe_w 为:

$$Pe_w = \frac{Pe_{w1} \cdot l_1 + Pe_{w2} \cdot l_2 + \dots + Pe_{wT-1} \cdot l_{T-1} + Pe_{wT} \cdot l_T}{L} \quad (26)$$

又因为在每一帧中: $L = l_1 + l_2 + \dots + l_{T-1} + l_T$ (27) 把式(24)、(27)代入(26)得:

$$Pe_w = Pe_{wSYSTEM} - (Pe_{wSYSTEM} - Pe_{wT}) \cdot \frac{l_T}{L} \quad (28)$$

在实际流星余迹通信系统中,根据所提方法,在每帧均使用同种编码方式,因此实际误比特率 Pe_w' 为:

$$Pe_w' = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} [\sqrt{SNR_T}] \right)^{L \cdot r_b(n_T, k_T)} \quad (29)$$

定义每帧中实际误比特率与理想误比特率之差,即差值误比特率 ΔPe_w :

$$\Delta Pe_w = Pe_w' - Pe_w \quad (30)$$

把式(28)代入(30)得:

$$\Delta Pe_w = Pe_w' - Pe_{wSYSTEM} + (Pe_{wSYSTEM} - Pe_{wT}) \cdot \frac{l_T}{L} \quad (31)$$

把式(23)、(29)代入(31)得:

$$\begin{aligned} \Delta Pe_w = & 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{\operatorname{SNR}_T}]\right)^{L \cdot r_b(n_p, k_p)} \\ & + \left(Pe_{wSYSTEM} - 1 + \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{\operatorname{SNR}_T}]\right)^{L \cdot r_b(n_p, k_p)}\right) \\ & \cdot \frac{l_T}{L} - Pe_{wSYSTEM} \end{aligned} \quad (32)$$

化简得:

$$\begin{aligned} \Delta Pe_w = & \frac{l_T}{L} \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{\operatorname{SNR}_T}]\right)^{L \cdot r_b(n_p, k_p)} \\ & - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{\operatorname{SNR}_T}]\right)^{L \cdot r_b(n_p, k_p)} \\ & + \left(1 - \frac{l_T}{L}\right) (1 - Pe_{wSYSTEM}) \end{aligned} \quad (33)$$

由互补误差函数性质和单调性原理可知:随着信噪比 SNR_T 值的增加差值误比特率 ΔPe_w 值也减小。

图 7 给出了差值误比特率与信噪比的关系。从图中可以看出,当信噪比 SNR_T 增大到正无穷时,差值误比特率 ΔPe_w 取到最小值 0,在流星余迹通信系统中表现为实际误比特率与理论误比特率相同,此时系统的性能达到理论上的理想状态。

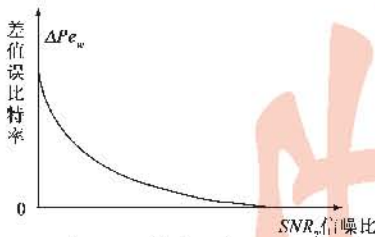


图7 差值误比特率与信噪比变化曲线

4 系统仿真与性能分析

以上对基于信噪比估计的 TPC-RS 自适应编码流星余迹通信系统的性能参数从理论角度进行了分析与论证,下面我们通过计算机仿真来验证系统性能。

4.1 自适应编码流星余迹通信系统的变速率门限仿真

本文从实际出发,综合系统的复杂度与可行性,选取 $K=3$,即 RS(15,13)、RS(15,11)、RS(15,9),三种码型作为 TPC 码的子码,其纠错能力分别为一位、两位、三位。设系统门限误比特率 $Pe_{wSYSTEM} = 1 \times 10^{-4}$ 。

在误比特率较低的情况下,率先使用 RS(15,13)为子码的 TPC 码,则 $r_b = 0.75$,在此条件下我们可以得到 RS(15,13)为子码的 TPC 码的误比特率与信噪比关系:

$$Pe_w(RS(15,13)) = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{\operatorname{SNR}_{RS(15,13)}}]\right)^{0.75L} \quad (34)$$

随着时间的增加,误比特率不断增大,当误比特率达到 1×10^{-4} 时,改用 RS(15,11)为子码的 TPC 码,则 $r_b = 0.54$,此时误比特率为:

$$Pe_w(RS(15,11)) = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{\operatorname{SNR}_{RS(15,11)}}]\right)^{0.54L} \quad (35)$$

当误比特率再次达到 1×10^{-4} 时,则改用 RS(15,9)为子码的 TPC 码,则 $r_b = 0.36$,误比特率为:

$$Pe_w(RS(15,9)) = 1 - \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{\operatorname{SNR}_{RS(15,9)}}]\right)^{0.36L} \quad (36)$$

$$Pe_w(RS(15,13)) = Pe_w(RS(15,11)) = Pe_w(RS(15,9)) = 1 \times 10^{-4} \quad (37)$$

根据式(37),得出三次临界误比特率对应的信噪比,从而得到变速率的条件。

通过仿真,在固定码元传输速率 16KBaud 时,对于不同的编码方式,信噪比与误比特率关系如图 8 所示。可知,对于欠密类流星,信道对信号能量呈指数型衰减,可见在流星余迹通信系统中,信噪比和误比特率都呈指数型变化,这正是本文基于信噪比自适应编码的理论依据所在。

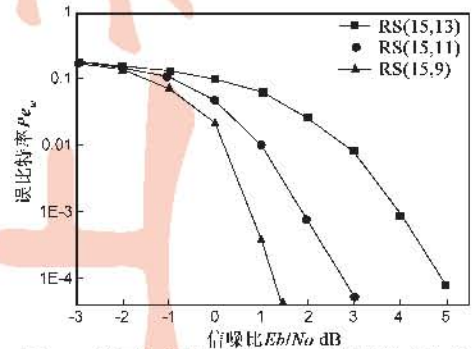


图8 三种固定编码误比特率与信噪比关系曲线

上图横坐标为信噪比,纵坐标为误比特率,三条曲线分别表示了三种固定的编码方式时,信噪比与误比特率的对应关系。从上图可以得出,在满足误比特率要求情况下,从不同编码方式的信噪比和误比特率之间的关系,可得出基于信噪比自适应编码的参考门限。在实际工作中,要求各个 TPC-RS 码的误比特率不大于 1×10^{-4} ,则 RS(15,13)、RS(15,11)、RS(15,9)的参考门限为:4.90dB、2.75dB、1.25dB。也就是说,当信噪比大于 4.90dB 时,系统可以采用 RS(15,13)为子码的 TPC-RS 码组帧发送信息,当信噪比小于 4.90dB 大于 2.75dB 时,系统可以采用 RS(15,11)为子码的 TPC-RS 码组帧发送信息,依此类推,具体信噪比、编码方式对应关系见表 1。

从以上分析可知,基于信噪比的自适应 TPC-RS 编码的流星余迹通信系统原理是:当可用流星出现时,首先“信噪比估计”单元根据接收到的信号,估计出信道信噪比,然后“编码方式选择”模块依据信噪比与编码

方式对应关系,选择出对应的码型,从而完成自适应 TPC-RS 编码流星余迹通信。

表 1 信噪比与编码方式对照表

信噪比(dB)	> 0.49dB	> 2.75dB < 4.90dB	> 1.25dB < 2.75dB
编码方式	RS(15,13)	RS(15,11)	RS(15,9)

4.2 自适应编码流星余迹通信系统的误比特率性能仿真

在仿真中,设系统要求误比特率不高于 1×10^{-4} ,接收信号功率的初始值等于发送功率,且 $P_R(0) = -105\text{dbm}$, $\tau = 0.2$, $N_0 R_S = -120\text{dbm}$,码元传输速率 $R_S = 16\text{KBaud}$,采样频率为 160KHz ,时间 t 递增间隔为 $1/160000\text{s}$,每帧包含有 900 比特信息,发送一帧所需要的时间为 56.25ms 。所以由式(12)可得:

$$SNR = 15 \cdot \exp\left(-\frac{t}{0.2}\right) \text{ dB} \quad (38)$$

根据上述设定的参数,经过仿真,采用自适应编码和分别采用以 RS(15,13)、RS(15,11)、RS(15,9)为子码的固定速率 TPC 码的误比特率随时间变化曲线如图 9 所示。从图 9 中可以看出,在传输前两帧时,采用自适应编码与采用 RS(15,13)的固定速率 TPC 码有着相同的误比特率,这是由于在实际误比特率低于门限误比特率时,自适应编码的变速率机制还没有起作用,此时自适应编码与固定速率 TPC 码 RS(15,13)的编码速率相同,所以误比特率也相同。在该帧末尾处可以看出,采用自适应编码比采用 RS(15,9)的固定速率 TPC 码的误比特率略高,这是由于在整帧中采用自适应编码的累积误比特个数比采用 RS(15,9)的固定速率 TPC 码的累积误比特个数多引起的,从而获得了较高的数据通过量。图 9 中的两条曲线在前两帧的传输时间 112.5ms 内是重合的。在后续帧的传输中,由于流星信道的特性导致信号能量急剧衰减,采用自适应编码方式在 337.5ms 时误比特率为 2×10^{-4} ,由式(37)可计算出对应的信噪比为 2.77dB ,而采用 RS(15,13)的固定速率 TPC 码则在 168.75ms 时误比特率为 2×10^{-4} ,对应的信噪比为 6.45dB ,因此采用自适应编码比采用 RS(15,13)的固定

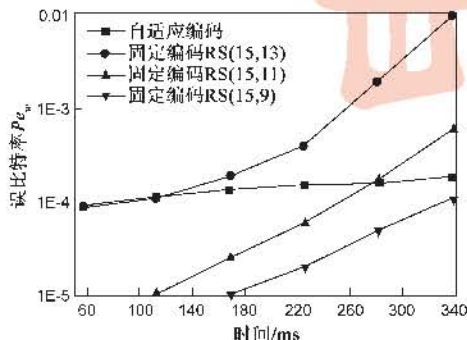


图 9 自适应编码与固定速率编码的误比特率随时间变化曲线

速率 TPC 码的误比特率明显降低,在误比特率为 2×10^{-4} 时可获得 3.68dB 的系统增益。

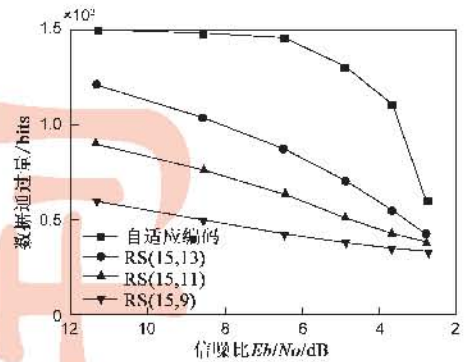


图 10 自适应编码与固定速率编码的数据通过量曲线

4.3 自适应编码流星余迹通信系统的数据通过量仿真

比特速率 R_b 可写为 $R_b = R_S \cdot \log_2 M$,由式(12)可知:

$$R_b = R_S \cdot \log_2 M = \frac{P_R(0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)}{SNR \cdot N_0} \quad (39)$$

所以总的的数据通过量 l 可写成 R_b 的函数:

$$l = \int_0^t R_b(t) P_{e_w}(t) \cdot dt \quad (40)$$

将式(39)代入式(40)得:

$$l = \int_0^t \frac{P_R(0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)}{SNR \cdot N_0} P_{e_w}(t) \cdot dt \quad (41)$$

根据式(41)经过仿真得出自适应编码与分别采用以 RS(15,13)、RS(15,11)、RS(15,9)为子码的固定速率 TPC 码的数据通过量曲线如图 10 所示。从图中可以看出,使用自适应编码比固定速率 TPC 码的数据通过量有着明显的提高。自适应编码的数据通过量在信噪比为 11.3dB 至 6.5dB 时变化比较缓慢,这是由于此时信噪比较大自适应编码的优势比较明显,系统具有良好的抗噪声性能,使得数据通过量减小缓慢;在信噪比为 6.5dB 至 2.7dB 时数据通过量急剧下降,因为这段的信噪比较小,噪声对系统的影响比较明显,使得误比特率增大,为保证系统的误比特性能达到要求加入大量的冗余编码,所以数据通过量就会急剧减小。相比之下固定速率 TPC 码的数据通过量下降比较稳定,所以随着信噪比的减小,自适应编码的数据通过量与固定速率 TPC 码的数据通过量相比,它们之间的差值呈现从小到大再到小的趋势。在信噪比为 11.3dB 时,自适应编码的数据通过量是采用 RS(15,9)的固定速率 TPC 码数据通过量的 2 倍。在信噪比为 6.5dB 时,自适应编码的数据通过量是采用 RS(15,9)的固定速率 TPC 码数据通过量的 3 倍。在信噪比为 2.7dB 时,自适应编码的数据通过量又是采用 RS(15,9)的固定速率 TPC 码数据通过量的

2 倍。由以上分析可知,自适应编码有着较高的数据通过量,同时证明了该方法在实际流星余迹系统中的可行性。

5 自适应编码流星余迹通信系统野外开环实验

5.1 自适应编码流星余迹通信系统开环试验参数

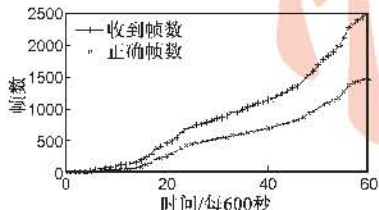
2008 年夏季在西安和重庆进行了野外开环试验,针对流星信道特点对其关键技术进行了实验验证。实验的通信距离为 580km,这刚好符合流星余迹通信的要求 500km—2000km。发射机功率为 300W—1000W 可调,在西安和重庆的测试期间,双方的发射机功率都固定为 300W。背景噪声主要由两部分构成分别为系统内部噪声和环境噪声,系统内部噪声为 -130dBm ,这远远小于性能指标的要求可以忽略不计,西安方面的环境噪声为 -105dBm ,重庆方面则为 -109dBm 。

5.2 自适应编码流星余迹通信系统数据帧测试

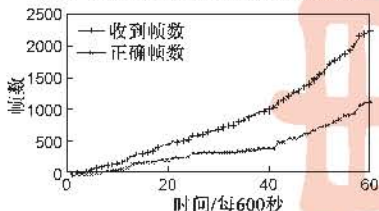
在自适应编码流星余迹通信系统夏季野外开环实验中,我们对三种方式的固定速率编码和变速率编码分别测试,我们把测试数据组成传输帧,以传输帧的方式来发送数据,从而比较这四种编码方式的实际效果,并把西安的测试结果做成了图表,如图 11 所示。

以上四幅图中每幅小图均为数据帧的累积接收情况统计图,每个坐标点为 600 秒即十分钟。测试的时间为晚上十点钟到次日早晨,因为夜间流星余迹的分布比较连贯,这样测出的结果可比性较强。

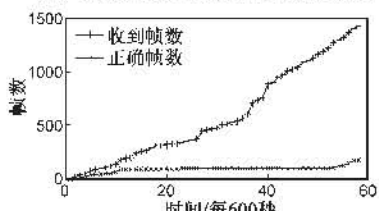
比较这四幅图,可以看出,采用自适应 TPC-RS 编



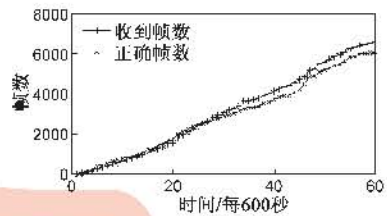
(a) 子码为 RS(15, 9) 的 TPC-RS 编码方式



(b) 子码为 RS(15, 11) 的 TPC-RS 编码方式



(c) 子码为 RS(15, 13) 的 TPC-RS 编码方式



(d) TPC-RS 自适应编码方式

图 11 四种编码方式下累积接收数据帧的实测数据对比图

码方式接收到的帧数与正确的帧数之间的差值是最小的,其次是子码为 RS(15, 9) 的 TPC-RS 方式,再次是子码为 RS(15, 11) 的 TPC-RS 方式,子码为 RS(15, 13) 的 TPC-RS 方式最差,该编码方式接收到传输帧数虽然增长很快,但正确帧数的增长却很缓慢。这说明了流星信道的变化是随机的、突发的、时变的,把自适应编码方式用在流星余迹通信系统中是十分有必要的,不但节省了开销,还增大了数据的正确率。

6 结论

本文在论述流星余迹通信原理和自适应编码方法的基础上,根据流星信道能量的指数衰落特性,从工程实现角度出发,综合考虑系统复杂度和可靠性,提出了一种基于接收信噪比估计的 TPC-RS 自适应编码流星余迹通信系统,该系统根据信噪比情况,通过改变编码方式实现自适应编码,从而有效提高了流星余迹通信系统的可靠性。仿真结果表明,在相同信道条件下,该系统相对于固定编码的流星余迹通信系统,具有很好的抗误码性能,是一种有效而可靠的通信方式。同时把该理论应用于实际的系统中,并与其他三种编码方式一起做了对比实验,实验的结果证明了该理论在实际自适应编码流星余迹通信系统的可行性。

参考文献:

- [1] A Fukuda. Meteor Burst Communications[M]. Tokyo: Corona Publishing Co. Ltd., 1997: 34 - 71.
- [2] D L. Schilling. Meteor Burst Communications—Theory and Practice[M]. York: John Wiley & Sons, New, 1993: 153 - 189.
- [3] J Z Schanker. Meteor Burst Communications[M]. Boston: Artech House, 1990: 55 - 95.
- [4] Kanterakis, E Davidovici. S. Performance of meteor burst communication using variable data rates[J]. IEEE International Conference on World Prosperity Through Communications, 1989, 11(2): 1119 - 1123.
- [5] Pursley, M B, Sandberg, S D. Variable-rate coding for meteor-burst communications[J]. IEEE Trans. Commun., 1989, 37(11): 1105 - 1112.
- [6] J F Hayes. Adaptive feedback communications[J]. IEEE Trans. Commun., 1972, COM-20(2): 15 - 22.

- [7] J K Cavers. Variable-rate transmission for rayleigh fading channels[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1972, COM-20(2):15-22.
- [8] S Otsuki, S Sampei, N Morinaga. Square-QAM Adaptive modulation/TDMA/TDD systems using modulation level estimation with Walsh function[J]. *Electronics Letters*, 1995, 31(2):169-171.
- [9] Branka Vucetic. An Adaptive Coding Scheme for Time-varying Channels[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1991, 39(5):653-663.
- [10] Jay M Jacobsmeyer. Adaptive Trellis Coded Modulation For Bandlimited Meteor Burst Channels [A]. *IEEE MILCOM 1998[C]*. Boston, MA: IEEE 1998, 2(10):418-422.
- [11] S M Alamouti, S Kallel. Adaptive trellis-coded multiphase-shift keying for Rayleigh fading channels[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1994, 42(6):2305-2314.
- [12] Andrea J. Goldsmith, Soon-Ghee chua. Variable-Rate variable-power MQAM for fading channels [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1997, 45(10):1218-1230.
- [13] Seong Taek Chung, Andrea J Goldsmith. Degrees of freedom in adaptive modulation: A unified view[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2001, 49(9):1561-1571.
- [14] Shou Y Mui. A comparison of fixed and variable-rate signaling for meteor burst communications[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1994, 42(234):211-215.
- [15] 吴伟陵. 通向信道编码定理的 Turbo 码及其性能分析[J]. *电子学报*, 1998, 26(7):35-40.
Wu Weiling. Turbo codes to channel coding theory and their performance analyses [J]. *Acta Electronica Sinica*, 1998, 26(7):35-40. (in Chinese)
- [16] Khaled Mahmud, Kaiji Mukumoto, Akira Fukuda. A bandwidth efficient variable rate transmission scheme for meteor burst Communications [J]. *IEICE Trans. Commun.*, 2001, E84-B(11):2956-2966.
- [17] Zhenyu Zhu, Hamid R. Sadjadpour. An Adaptive Per-survivor Processing Algorithm [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2002, 50(11):1716-1718.
- [18] Riccardo Raheli, Andreas Polydoros, Ching-Kae Tzou. Per-survivor processing: a general approach to MLSE in uncertain environments [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 1995, 43(2):354-364.
- [19] 李赞, 常义林, 金力军, 蔡觉平. 基于状态自适应选择的流星余迹通信联合最大似然接收机[J]. *中国科学 E 辑*, 2004, 34(10):1159-1171.
Li Zan, Chang Yilin, Jin Lijun, Cai Jueping. A Receiver for Meteor Burst Communication Based on Equalizer Coefficients Direct Adaptation via Channel Acquisition [J]. *Science in China Series E*, 2004, 34(10):1159-1171. (in Chinese)
- [20] 李赞, 陈艳霞, 刁树林, 常义林. 基于快速信道捕获与系数映射均衡的流星通信接收机[J]. *电子学报*, 2005, 33(10):1729-1733.
Li Zan, Chen Yanxia, Diao Shulin, Chang Yilin. A Receiver for Meteor Burst Communication Based on Equalizer Coefficients Direct Adaptation via Channel Acquisition [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(10):1729-1733. (in Chinese)

作者简介:



王沛男, 1983 年出生于陕西省西安市, 目前就读于西安电子科技大学攻读硕士研究生, 主要方向为流星余迹通信。

E-mail: longme12@163.com



李赞女, 1975 年出生于陕西省西安市, 现为西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室教授, 博士生导师, 主要研究方向为无线通信, 数字信号处理, 流星余迹通信, 发表学术论文近七十篇。

E-mail: zanli@xidian.edu.cn