

Spinal 码在深空通信中的应用研究^①

汪雪琴^② 吴绍华^③ 王贵山 张钦宇

(哈尔滨工业大学深圳研究生院 深圳 518055)

摘要 为了提高深空通信系统的传输能力,将 Spinal 码用于深空通信研究。结合深空信道损耗大、时延长、动态时变等特点,研究了适合深空信道的 Spinal 码编译码参数组合、星座映射及信道工作模式的选择等问题。通过仿真优化了 Spinal 码的编解码参数,对比了 Spinal 码在模拟信道和数字信道下的性能,给出了与 Spinal 码相匹配的调制方式。研究结果表明 Spinal 码具有极好的深空通信应用前景:采用 256、512bit 的短码长设计,配合以 16APSK 调制的 Spinal 码,在模拟信道工作模式下,性能远优于传统上采用的复杂度极高的低密度奇偶校验码(LDPC),在不同的信噪比条件下均能获得逼近 Shannon 限的性能。

关键词 Spinal 编码, 无速率码, 深空通信, 信道编码

0 引言

深空通信传输距离远,空间节点距离跨度大,导致链路损耗大、信号衰减严重。巨大的传输时延使得反馈重传的效率极低,链路的时断时续使得信道的传输能力有限。高增益的信道编码技术是保证通信系统传输能力的关键,因而,性能优良的信道编码技术一直是深空通信研究的重点方向。Spinal 码是一种新近提出的在二进制对称信道(binary symmetric channel, BSC)、加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise, AWGN)信道上均能实现近容量限传输的无速率码。本文针对深空信道损耗大、时延长、动态时变等特点,将 Spinal 码应用于深空通信,研究了适合深空信道的 Spinal 码编译码参数组合、星座映射及信道工作模式的选择等问题,并给出了相关结论。

1 相关研究

目前广泛应用于深空通信的信道编码是以 Tur-

bo 码和低密度奇偶校验码(low density parity-check code, LDPC)为代表的系列先进编码技术^[1]。但這些固定速率码通常难以适应具有复杂时变和大损耗特性的深空信道。无速率码由于其前向递增冗余特性,无需反馈即可自适应信道变化,成为深空动态条件下充分挖掘信道传输能力的理想手段。

LT 码^[2]以及在其基础上提出的 Raptor 码^[3]是最早实用的无速率码。但是这类编码本质上是针对删除信道的,并不能直接应用于底层信道。要最大化挖掘信道的传输能力,理想的无速率编码应该是能实现底层信道的近容量限传输的。部分研究人员提出利用置信传播(belief propagation, BP)将 LT 码、Raptor 码推广应用于底层的 BSC 或 AWGN 信道^[4,6],取得了较大进展,不足之处是增加了系统结构的冗余度及编译码复杂度,且理论上并未证明 LT、Raptor 这类编码扩展在 BSC、AWGN 上是否有近容量限传输的表现。Strider 码^[7,8]是 2011 年提出的可以实现 AWGN 信道的近容量限传输的多层叠加无速率码,但将其应用于深空信道仍有几点局限:一是作为基本码的固定速率编码只能是高复杂度的

① 国家自然科学基金(61371102, 61201144)资助项目。

② 女,1990 年生,硕士;研究方向:深空信道编码;E-mail: xueqin900428@163.com

③ 通讯作者,E-mail: hitwush@hit.edu.cn

(收稿日期:2014-10-08)

LDPC 或 Turbo 码;二是限定了仅能工作于模拟信道;三是多层叠加结构致使实现复杂度较高,要实现底层物理信道的近容量限传输需要层数足够多。

2012 年提出的 Spinal 码^[9,10] 是一类在 BSC、AWGN 信道均能实现近容量限传输的全新的无速率编码。与传统的图编码或代数编码方法完全不同,Spinal 编码的核心思想是使用与卷积码类似的结构,通过引入哈希(Hash)函数对输入比特序列进行散列随机编码。Spinal 码的译码树节点数可以裁减至消息长度的多项式级以实现高效译码,Hash 函数的伪随机特性使得 Spinal 码在低信噪比时仍保持较优的抗干扰性能。在调制方式限制较少、信噪比相对较高且往返时延较短的地面移动通信场景下,Spinal 码相比传统的高增益固定速率编码(如 LDPC)以及无速率编码中的改进 Raptor 码、Strider 码等编码,在极宽的信噪比范围内均能获得更好的性能^[10],且编码译码复杂度与消息长度均呈线性关系。

Spinal 码的诸多优良特性显示出其应用于深空通信的巨大潜力:第一,在低信噪比条件下,Spinal 码相比传统固定速率码以及现有无速率码性能更优;第二,编译码复杂度较低,且线性于消息长度,适用于载荷资源严重受限的深空场景;第三,无速率特性可无需反馈自适应动态信道,适用于反馈重传效率极低的长时延深空信道。但深空场景相对地面移动通信场景的独有特性致使 Spinal 码仍有诸多方面需进行深入研究。首先,需要根据编解码参数对复杂度和性能的影响确定适合深空场景的 Spinal 码参数;其次,需结合深空通信对频谱效率的高要求和深空信道的非线性特点,研究与 Spinal 码相匹配的调制方式;最后,由于 Spinal 码可应用于模拟信道和数字信道两种模式,有必要研究深空信道模型下不同工作模式的性能对比。

本文首先通过与传统的 LDPC 进行性能对比,分析了 Spinal 码应用于深空通信的优势;然后针对深空背景,通过仿真对 Spinal 码的编解码参数进行优化;接着结合深空非线性信道对调制方式的基本要求,给出与 Spinal 码相匹配的调制方式;最后研究 Spinal 码在模拟信道和数字信道下的性能对比,给

出了工作模式建议。

2 Spinal 码的编译码原理

2.1 编码原理

Spinal 编码使用与卷积码类似的结构,通过引入 Hash 函数对输入比特序列进行散列随机编码。Spinal 码的编码流程如图 1 所示。将一个消息长度为 n bit 的信息序列 $M = b_1 b_2 \dots b_n$ 以 k bit 为单位分成 n/k 个信息块,即 $M = \bar{m}_1 \bar{m}_2 \dots \bar{m}_{n/k}$ 。每个信息块 \bar{m}_i 连续地应用哈希函数生成对应的状态值 s_i (也称作 spine 值,长度为 v bit)。其中 s_i 通过 Hash 函数依序生成,其输入是对应的编码段 \bar{m}_i 和前一个状态值 s_{i-1} , 即

$$s_i = h(s_{i-1}, \bar{m}_i), s_0 = 0^v \quad (1)$$

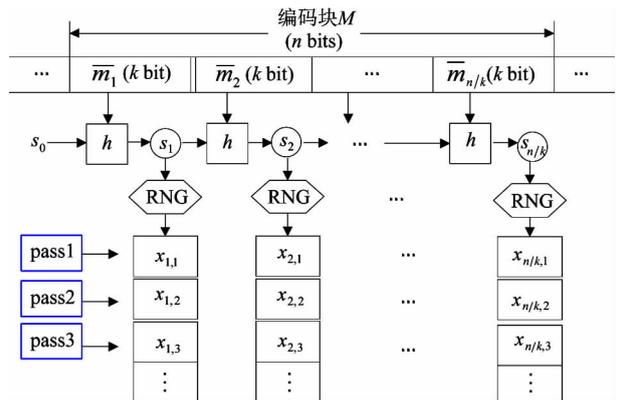


图 1 Spinal 码编码示意图

信息编码后共有 n/k 个状态值 s_i , 以 s_i 为随机数发生器(random number generator, RNG)的种子,多批次输出生成伪随机序列,运用线性映射函数将该序列映射成 c bit 的编码输出。

$$\text{RNG}: \{0,1\}^v \times \mathbb{N} \rightarrow \{0,1\}^c \quad (2)$$

调制模块将编码输出的 c 比特作为 I 路和 Q 路信息调制成适于信道传输的复数符号 $x_{i,j}$ (i 表示以第 i 个 spine 值 s_i , j 为符号的批次数),所有同批次的输出符号 $\{x_{1,j}, x_{2,j}, \dots, x_{n/k,j}\}$ 组成一个编码通道。

Spinal 码可以持续地产生足够多个调制符号发送。当一个通道的编码结束发送出去后,继续编码

发送下一个通道,直到接收到简单的正确译码的反馈信息,或者是接收端(或发送端)放弃这段消息为止。因此,Spinal 码是无速率码。

2.2 译码原理

Spinal 译码的核心思想是最大似然(maximum likelihood, ML)解码,通过使用与编码端相同的初始值 s_0 、哈希函数和随机数发生器(RNG)可以在译码端复现译码树:以 s_0 为根节点,顺序考虑 \bar{m}_i 的 2^k 种可能取值,依次穷举至 n/k 层,最后从根节点遍历至叶子节点,对应的 n/k 段长度为 k 的比特序列的级联即为可能的译码结果。最大似然的译码结果对应译码路径开销和最小的叶子节点,当接收到共 L 个通道的符号后,符号序列为

$$\bar{y} = (\{y_{1,1}, y_{2,1}, \dots, y_{n/k,1}\}, \{y_{1,2}, y_{2,2}, \dots, y_{n/k,2}\}, \dots, \{y_{1,L}, y_{2,L}, \dots, y_{n/k,L}\}) \quad (3)$$

对应的最大似然译码结果为

$$\begin{aligned} \hat{M} &= \operatorname{argmin}_{M' \in (0,1)^n} \|\bar{y} - \bar{x}(M')\| \\ &= \operatorname{argmin}_{M' \in (0,1)^n} \sum_{i=1}^{\frac{n}{k}} \sum_{j=1}^L \|\bar{y}_{i,j} - \bar{x}_{i,j}(\bar{m}')\| \end{aligned} \quad (4)$$

式中,内层求和 $\sum_{j=1}^L \|\bar{y}_{i,j} - \bar{x}_{i,j}(\bar{m}')\|$ 是第 i 级路径开销,外层求和 $\sum_{i=1}^{\frac{n}{k}} \sum_{j=1}^L \|\bar{y}_{i,j} - \bar{x}_{i,j}(\bar{m}')\|$ 为所对应 M' 的叶节点的译码路径开销和。

最大似然(ML)译码需遍历计算 M' 的 2^n 种可能,是指数级的复杂度。Spinal 码的顺序编码结构和哈希函数的强混合作用,可以得到一种基于译码树裁减的近似 ML 译码规则:从译码树的某一级开始(设为第 d 级),只保留该级节点中译码开销和最小的 B 个节点,后续的每一级扩展,只需计算 $B \cdot 2^k$ 个子节点的译码开销,并继续保留开销最小的 B 个子节点,如此往复,最后形成的部分译码路径里,译码开销和最小的路径即为译码结果。文献[10]已严格证明近似 ML 译码的复杂度为多项式级,该算法在 BSC、AWGN 信道下仍能实现近容量限传输。

在不同的信道工作模式下,Spinal 码译码中计算路径开销的具体算法有细微差别。模拟信道工作模式下译码端融合了解调和译码,译码路径开销由接收符号与待选比特重演编码和调制后的符号的

最小二范数距离来表征;而数字信道工作模式下,以独立的解调模块作为译码输入,译码将解调与待选的比特序列的汉明距离作为译码开销。

3 Spinal 码与 LDPC 的性能对比及优势分析

深空信道编码传统上广泛采用卷积码、R-S 码与级联码,随着编码技术的发展和节点计算能力的增强,近些年来,Turbo 码和 LDPC 等先进编码技术也逐渐应用于深空通信中。但是固定速率的高性能 LDPC 通常难以适应复杂时变的深空信道,LDPC 在中等信噪比的条件下表现良好,但在低信噪比尤其是极低信噪比的条件下仍然不尽如人意。而无速率的 Spinal 码在极低信噪比下都能保持较优性能。

本节以深空通信仿真相用的 $[-5, 10]$ dB 信噪比范围的 AWGN 信道为例,将 LDPC 和 Spinal 码的可达码率性能进行了对比。目前应用于深空的 LDPC 是具有快速编码结构的 AR4JA 码,根据 2007 年空间数据系统咨询委员会(consultative committee for space data systems, CCSDS)发布的 AR4JA 的标准,美国喷气推进实验室建议了 9 种不同参数组合的 AR4JA 码,文献[11]给出了其性能表现。图 2 中 LDPC 的传输码率是依据文献[11]中的性能最优且码长最长 $k = 16384$ bit 时的不同编码组合,在编码效率分别为 $1/2$ 、 $2/3$ 、 $4/5$ 、 $7/8$ 时,应用深空常见的 QPSK 调制,在误比特率 $P_e \leq 10^{-6}$ 条件下所能达到

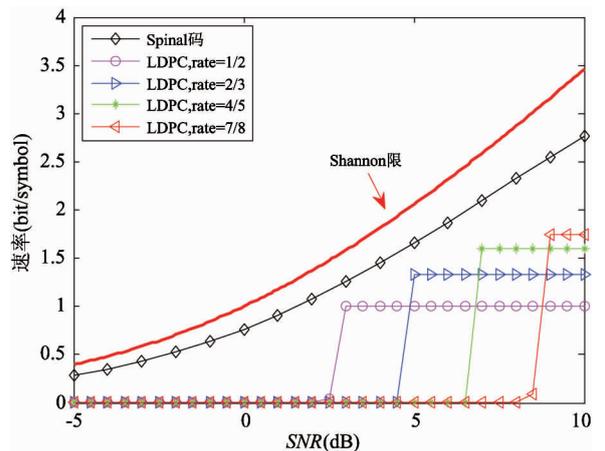


图 2 Spinal 码与 LDPC 性能对比

的性能。Spinal 码仿真的基本参数是 $n = 512, B = 128, c = 2$ 。性能曲线表示 Spinal 码在误比特率 $P_e = 0$ 时,所能达到的传输码率。从仿真图可知 Spinal 码在不同信噪比(SNR)条件下性能总是优于不同固定码率的 LDPC,且在深空信道中更为常见的极低 SNR 阶段,优势更为突出。

由于固定速率编码的传输效率总是次优的,LDPC 对具有复杂时变和低信噪比特性的深空信道适应性较差。而无速率 Spinal 码在发送端可以根据时变信道的断续状态、能量起伏等条件灵活自适应地控制码率,充分利用信道资源,特别适用于重传反馈机制效率低下的深空信道。此外,Spinal 码在编译码中采用了具有伪随机特性的 Hash 函数,使得其在低信噪比时仍保持较优的抗干扰性能。

Spinal 码与 LDPC 的性能对比,尤其是极低信噪比阶段的优势充分显示了其应用于深空通信的巨大潜力。结合深空通信还具有的距离远、环境复杂恶劣、设备和能源有限等特点,可定性分析出 Spinal 码还具有诸多其他适用于深空背景的独特优势。

第一,Spinal 码的编译码复杂度线性于消息长度,短码长即可逼近香农限。深空链路是断续且时变的,因而短码长更有优势。目前应用于深空的主流信道编码 Turbo 码和 LDPC 一直存在着码长过长的瓶颈^[11],应用时总是在码长和性能上折中。

第二,Spinal 码能有效地抵抗突发错误以及断续链路的丢包错误。在同步机制完善的前提下,Spinal 码的纠错性能只与发送的符号数目(即码率)有关,不苛求接受数据包的连续性。在同等信道条件下,符号数越多,正确译码的概率越高。因此,接收端在接收一定量的符号后即可尝试译码,如果译码失败,只需要接受更多的编码符号,即提高译码的准确率。

第三,Spinal 码的编译码复杂度低。码长越短,复杂度越低。应用更低复杂度的编译码算法有利于深空探测器的节能和简化设计。这对于资源严重受限的深空探测器的低功耗设计需求具有重要意义。

第四,Spinal 码支持异质用户,具有可扩展性,有利于未来深空通信网的构建和运行。在编码参数不变的情况下,译码终端可依据其运算能力选择不

同的译码裁剪参数 B (具体见本文 4.3 小节的分析),理论上 B 越高能达到的码率越大,同时复杂度越高。

第五,Spinal 码在底层信道 BSC、AWGN 上都能实现近容量限传输。实现底层信道的近容量限传输能最大化挖掘利用信道的传输能力,对于充分利用宝贵的深空信道资源具有重要意义。

Spinal 码在当前的深空通信以及未来深空通信网的构建中都具有非常广阔的应用前景和发展空间。目前具体的 Spinal 码应用还存在些许不足,由于当前深空通信中的链路协议主要是针对固定速率编码的,对于无速率码 Spinal 码的应用还欠缺相对应的链路传输协议。本文的仿真是未模拟接收端与发送端的延时的理论可达性能,实际应用时还需要有效的链路协议来协调好接收端和发送端以优化性能。

4 Spinal 码编译码参数的优化

本文所有仿真的性能分析均在 Linux 系统下,基于 C++ 和 python 语言的联合仿真平台完成。仿真平台使用的计算机配置为:双核 CPU、3.2G 主频、4G RAM。

4.1 码长 n 的选择

Spinal 码从比特流的角度具有短码长性能更接近香农限,且复杂度更小的性质^[10]。而实际应用 Spinal 码于深空通信时,同等信息长度被分割的编码块长度越小,则协调控制开销的比重越大。因而,用有效信息码率来评估选择适合深空的 Spinal 编码长度更符合实际情况。

本节对 Spinal 有效信息编码码长 n 分别取 64、128、256、512、1024、2048 bit,尾部再加上 16 bit 的循环冗余校验(cyclic redundancy check, CRC)做仿真。其他主要参数包括: $B = 256, k = 4$,哈希函数为 lookup3。仿真得到的有效信息码率(使用与香农限的差距——gap to capacity 评估)随信噪比(SNR)的变化如图 3 所示,正确译码条件下每比特所需的平均译码时间如图 4 所示。

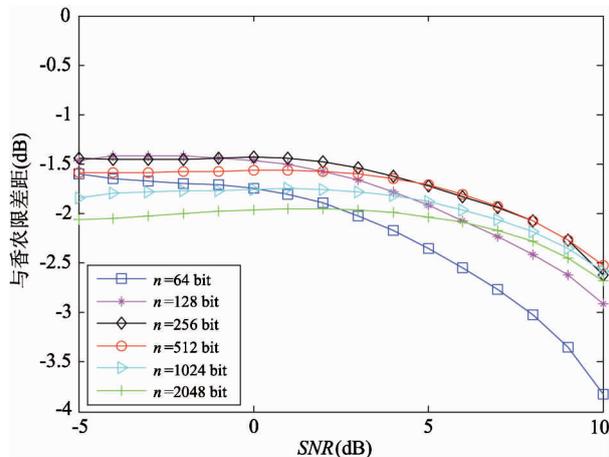


图3 不同码长的spinal 码的性能比较

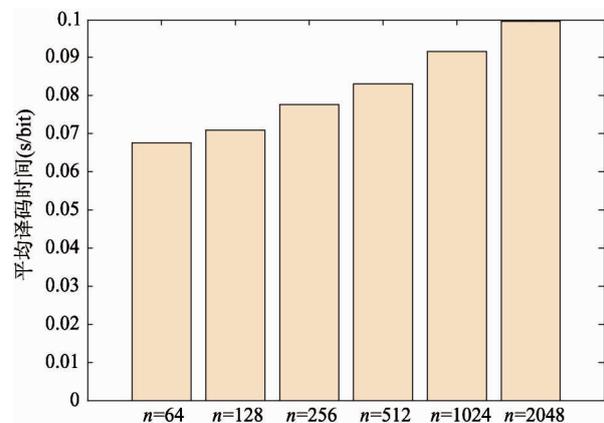


图4 不同码长译码每比特所需的平均时间比较

从图3可看出:当码长 n 取256或512时,有效信息码率与香农限的差距更小。图4显示每比特所需的平均译码时间在码长越短时越少,说明编译码复杂度越低。因此,从低复杂度与高有效信息码率两方面综合考虑,将Spinal码应用于深空通信时,选择的编码块长度最好是256 bit或512 bit。

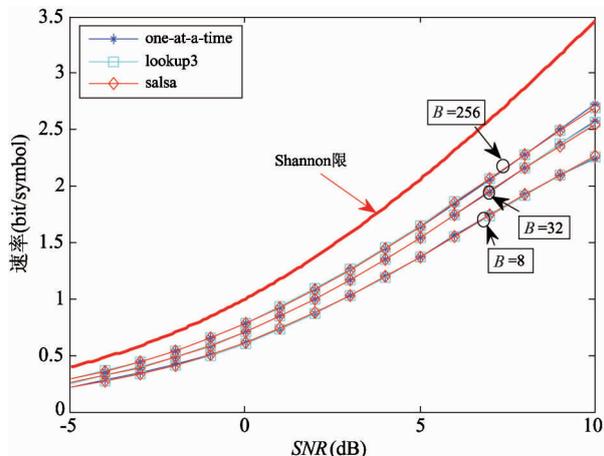
4.2 哈希函数的选择分析

哈希函数在Spinal码的编译码过程中均会被高频率调用;编码端需要依序调用哈希函数产生脊髓值种子 s_i ,伪随机数发生器(RNG)亦由哈希函数构成;译码时需重演编码,同样会反复地调用哈希函数。因此,有必要研究哈希函数对Spinal码性能和复杂度的影响。

本文选择三种常用的哈希函数进行仿真。其中具有强随机性的salsa20^[12]每次运算可得到32个输出值,但是运算量较大,需进行320次的异或、加法、

旋转运算。由Jenkins^[12]提出的两种哈希函数lookup3和one-at-a-time,运算量较小,lookup3每次产生2个随机值,运算需7次异或和旋转、8次加法;one-at-a-time函数一次运算仅能得到一个输出值,需进行6次异或、10次加法和15次移位运算。

图5显示三种不同的哈希函数在多组不同参数下的性能曲线,仿真结果表明不同参数下的性能曲线都基本重合,可见哈希函数的选择对Spinal码的码率性能基本没有影响。

图5 应用不同哈希函数在 B 分别取8,32,256的性能图

运算复杂度方面,图6累计了三种不同哈希算法运用于Spinal码200次的运行时间。由图可知,lookup3、one-at-a-time、salsa20的时间复杂度依次递增。

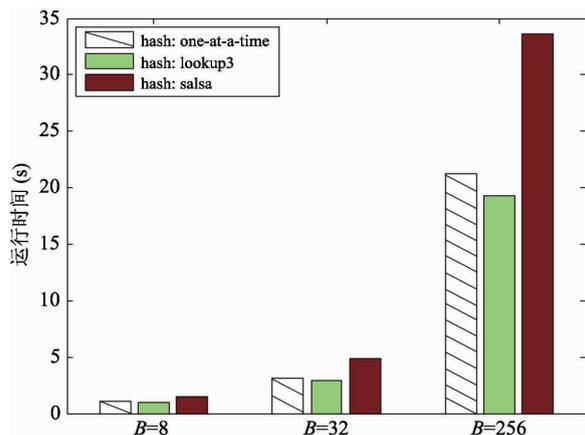


图6 不同哈希函数平均运行时间比较

考虑到深空通信中存在中继转发,中继节点亦需进行信道编译码,而中继节点的载荷资源通常受

限,所以在不影响性能表现的情况下,应选择使得编译码复杂度尽可能低的参数。因此,哈希函数的选择应以 lookup3 为首选。

4.3 译码树裁剪保留的最大叶子数 B 的选择分析

译码树裁剪保留的最大叶子数 B 是 Spinal 码译码时最重要的参数之一,可灵活选择,特别适合资源非对称的深空信道。在同等级编码参数配置下,译码端可以根据其运算能力选择不同的译码裁剪参数 B ,由于译码裁剪的每步都需要计算和比较 $B \cdot 2^k$ 个叶子的路径开销,理论上,随着 B 的增大,译码的时空复杂度随之增大,同时性能也会逐步提升。

图 7 给出了带 16 位 CRC 校验、编码块长度 n 取 256 bit, B 分别取 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024 时, Spinal 码的性能结果图;图 8 的仿真条件相对图 7 只是将 n 的值换成了 512。观察两图可知,不同

码长的信息比特随着参数 B 的增加,总体趋势是码率性能越来越接近香农限。但当 B 增加到一定值之后,性能提升空间越来越小。图 9 显示了 $n = 256$ 时不同的 B 值对时间复杂度的影响,可以看到其运行时间随着 B 的增加而成倍增长。

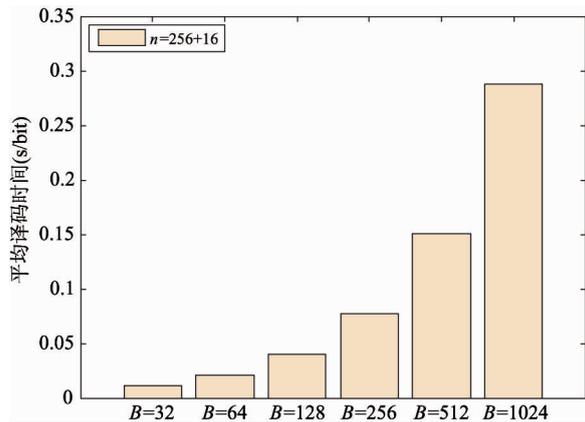


图 9 最大叶子个数 B 对平均运算时间的影响

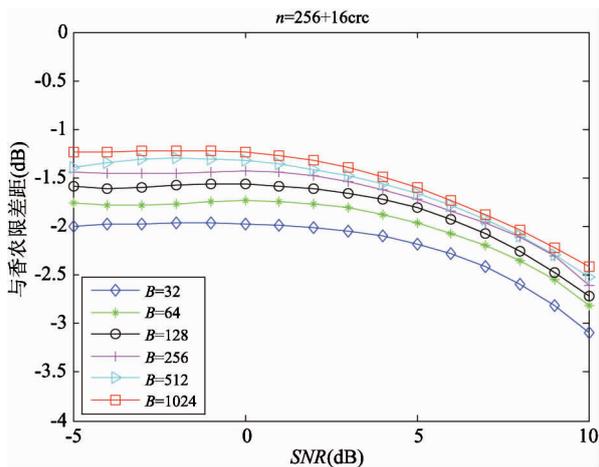


图 7 $n = 256$ bits 最大叶子个数 B 对码率的影响

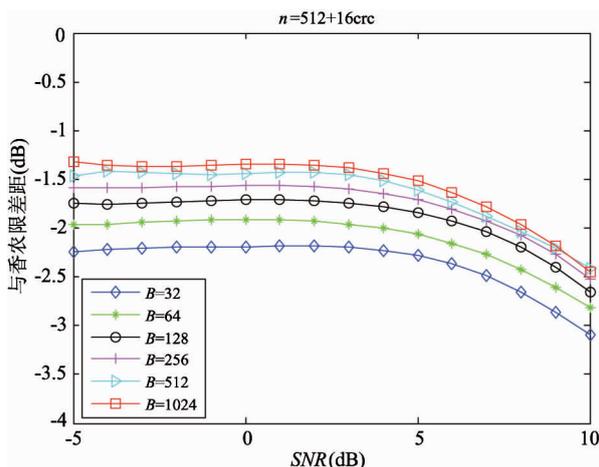


图 8 $n = 512$ bits 最大叶子个数 B 对码率的影响

兼顾高有效信息码率与低译码复杂度,尽可能地选择达到性能较优时的较小 B 值。图 7 显示码长 n 为 256 bit 时不同的 B 值对性能的影响,当 B 增大至 256 后,性能提升幅度变小。在深空中,对于计算能力有限的中继节点,可选择 B 为 256,对运算能力强的终端可选择 $B = 512, 1024$ 来换得更优性能。由图 8 可知,当码长 n 为 512 bit 时,对载荷资源受限的终端,可选择 B 为 512,对运算能力强的终端可选择 1024 来进一步提升性能。

5 适合深空通信的 Spinal 码的调制方式

深空通信链路损耗大,信号能量衰减严重,必须采用具有非线性特征的高功率放大器来提升输出信号功率,相应的调制技术须满足包络起伏小的抗非线性特点。目前,空间数据系统咨询委员会 (CCSDS) 主要采用的调制方式是低阶的 QPSK/OQPSK,随着深空信道的下行链路传送数据信息需求量的增大和抗噪技术的增强,信号的调制方式可选择具有更高频带利用率的密集星座映射,文献 [13] 中提到未来深空可尝试的调制方式有 8PSK、16APSK 等。

5.1 密集星座映射的必要性

目前深空中主要采用的是 QPSK,其码率上限是 2 bit/symbol,定性分析即可知,在 SNR 较充裕时会因频谱效率过低而制约性能的进一步提升。本小节对 Spinal 码采用不同调制阶数的情况进行了仿真,图 10 给出了 1000 次仿真的平均码率与香农限的差距。参数 c 主要影响调制阶数,代表发送符号中 I 路或 Q 路的比特数,当 $c = 1$ 时,发送符号由 2 bit 组成,即映射到四点星座图;当 $c = 2$ 时,可映射到 16 点星座图, $c = 3$ 时,可映射到 64 点星座图。其他参数包括: $n = 256$ bit, $B = 256$,无 CRC 校验。

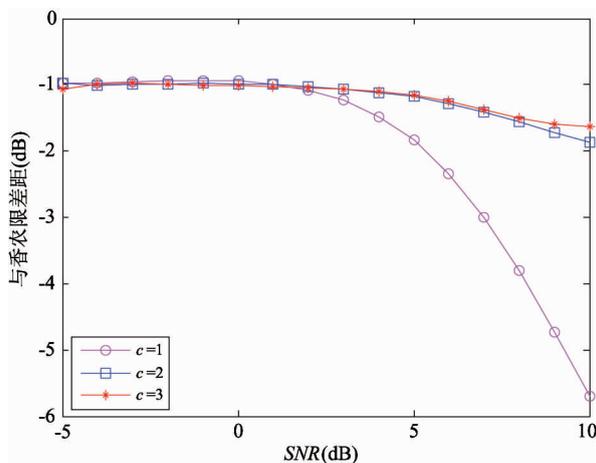


图 10 不同密度星座映射与香农限差距的比较

图 10 验证了前述的定性分析:在深空通信较为普遍的 $[-5, 10]$ dB 信噪比范围内, $c = 1$ 对应的 4 点星座调制(如 QPSK)的码率与香农限的差距在 SNR 升至 2 dB 后急剧恶化,而 $c = 2, 3$ 分别对应的 16、64 点星座调制仍保持较好性能,且 $c = 3$ 相比 $c = 2$ 在 SNR 较高时性能优势非常小。综合可知,将 Spinal 码应用于深空通信系统时,采用 16 点的星座映射在不同 SNR 条件下均能获得较高性能。

5.2 与 Spinal 码相匹配的 16 星座点调制的研究

深空通信中采用的高功率放大器使得信道具有非线性特点,为了减小非线性失真的影响,应选择包络起伏小的调制方案。16APSK 是卫星通信的新一代数字卫星广播标准 DVB-S. 2 中采用的一种调制方式^[14],信号幅度值较少,包络起伏不大,有较好的抗非线性失真性能。深空信道与卫星信道具有相似

的非线性、低信噪比特征,只是深空的传输距离更遥远、信道条件更恶劣,因此,16APSK 是深空通信的可选方案^[13]。

为定量分析、论证 Spinal 码结合 16APSK 应用于深空通信的有效性,本小节在特定的深空非线性信道条件下,结合常用的功率输入回退(input back-off, IBO)抗非线性失真法^[15],将 16APSK 与另两种常见的 16 星座点调制方式 16PSK、16QAM 进行了性能对比。

非线性功率放大器的输入回退(IBO)定义为

$$IBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{in_sat}}{P_{in_av}} \right) \quad (5)$$

式中: P_{in_sat} 为功率放大器达到饱和时的输入功率, P_{in_av} 为平均输入功率。

目前应用于深空高功率放大器(high power amplifier, HPA)仿真模型一般采用典型的 Saleh 模型^[16],其输出幅度和相位的特性分别由式(6)和(7)表示:

$$A(r) = \alpha_a r / (1 + \beta_a r^2) \quad (6)$$

$$P(r) = \alpha_p r^2 / (1 + \beta_p r^2) \quad (7)$$

式中: r 表示输入幅值, $A(r)$ 表征幅度的非线性特性, $P(r)$ 反映附加相位特性,本文选用常用的非线性模型的参数^[17]: $\alpha_a = 2, \beta_a = 1, \alpha_p = \pi/3, \beta_p = 1$ 。

图 11 给出了在 AWGN 信道中加入非线性高功率放大器(HPA)、功率输入回退(IBO)处理前后,三种 16 点星座调制的性能对比。由图可知,Spinal 码应用三种调制的性能在加入非线性失真影响后均有

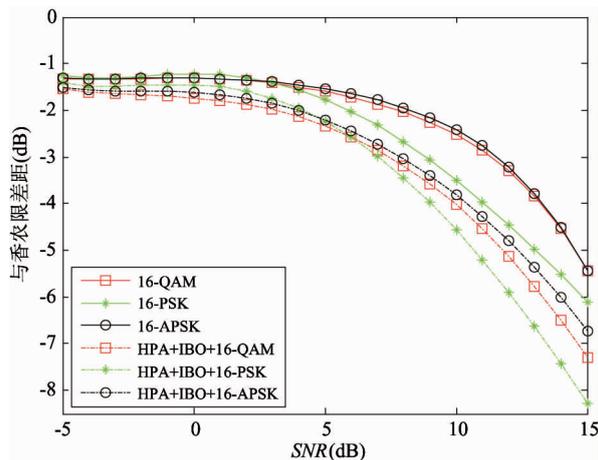


图 11 非线性失真影响下“Spinal 码 + 三种 16 星座点调制方式”的性能对比

所下降,但通过功率回退处理去非线性影响后,相比之下,16APSK 的码率与 Shannon 限的差距最小。究其原因 16APSK 抗噪性能(由星座点间最小欧式距离接近)接近 16QAM,抗非线性失真性能(由星座点幅值起伏决定)接近 16PSK,从而整体上获得了最优的性能。因此,16APSK 更适合应用于深空通信系统中,上述结果可作为将 Spinal 应用于深空高速传输系统时选择 16 星座点调制的重要参考。

6 探讨适合深空的 Spinal 码信道工作模式

Spinal 码既可应用于模拟信道,也可应用于数字信道,模拟信道的优势是内在融入了联合编码调制、联合解调译码来提升性能,数字信道的优势是适用于调制、解调模块固定的收发系统。本节探讨了适合深空的 Spinal 码信道工作模式的性能。

6.1 模拟信道工作模式

Spinal 码在模拟信道工作模式下没有独立的解调模块,将解调与译码内在地糅合在一起。由于 Spinal 码采用的是最大似然译码,在译码端通过复现编码端的哈希和 RNG 运算,形成译码树。最大似然译码结果对应译码开销和最小的路径。

模拟信道工作模式下,Spinal 码译码将待选比特进行编码和调制,然后与接收到的带噪符号计算最小二范数距离,该距离越小,对应待选比特是正确译码比特的概率越大。在模拟信道模式中以该最小二范数距离作为译码开销 $cost$ 来裁剪译码树,即可获得较优性能,译码开销由下式给出:

$$cost = \operatorname{argmin}_{M' \in (0,1)^n} \|\bar{y} - \bar{x}(M')\| \quad (8)$$

式中 \bar{y} 代表接收到的带噪符号, $\bar{x}(M')$ 代表穷举编码后的符号。模拟信道工作模式下的联合解调译码内在地糅合了解调软信息,减少了解调端到译码端的信息损失。

6.2 数字信道工作模式

数字信道工作模式下,有独立的调制、解调模块。解调有硬解调和软解调两种方式,硬解调基本原理是将接收信号与星座图中各个点求欧氏距离,

最小者硬判决输出;软解调是在解调端输出符号比特的可靠度,译码端再合理利用可靠信息译码。

6.2.1 硬解调

Spinal 码硬解调采用穷举法将接收到的符号与星座图中每个点求欧氏距离,把最小距离对应的星座点所代表的符号作为硬判决的输出。

在 Spinal 码译码复现部分译码树时,将解调端的输出符号与待选信息编码产生的符号求汉明距离以作为裁剪译码树译码开销 $cost$ 。定性分析即可知,这种方式的性能应该远不如内在联合解调译码的模拟信道工作模式。本节仿真的调制方式采用第 5 节中所讨论的 16APSK,由于解调的结果用于译码裁剪时的汉明距离只有 0~4 五种不同的取值,丢失了符号间大量的差别信息,导致在译码端的裁剪过程中容易丢失正确的路径,从而码率性能下降。

6.2.2 软解调

与硬解调不同,软解调不输出由 0、1 组成的比特符号,而是输出该符号对应的编码比特判为 0 或 1 的概率。软信息对信息只进行暂时估计,这样能减小丢失对译码器来说可能有用的信息的概率。软信息常用对数似然比(logarithm of likelihood ratio, LLR)作为比特可靠性的度量。软解调中经典的 log-map 算法中的 LLR 值由下式描述:

$$LLR(b_i) = \log \frac{P(b_i = 1 | R)}{P(b_i = 0 | R)} = \log \frac{\sum_{s \in C_1(i)} e^{-\frac{|R-hs|^2}{\sigma^2}}}{\sum_{s \in C_0(i)} e^{-\frac{|R-hs|^2}{\sigma^2}}} \quad (9)$$

式中: $C_1(i)$ 表示 $b_i = 1$ 的星座点的集合, $C_0(i)$ 表示 $b_i = 0$ 的集合。为减小运算复杂度,在信源等概率情况下,利用贝叶斯准则得到下式^[18]:

$$LLR(b_i) = \log \frac{\sum_{s \in C_1(i)} P(R | b_i = 1)}{\sum_{s \in C_0(i)} P(R | b_i = 0)} \quad (10)$$

由于对数和 $\log \sum r_i$ 主要由其最大值来决定,即有 $\log \sum r_i \approx \max \log r_i$,因此本文采用的 16APSK 调制的软解调算法的 LLR 具体表达式可近似为

$$\left\{ \begin{aligned} LLR[b_3] &= \{ \max \{ P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15} \} \\ &\quad - \max \{ P_0, P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7 \} \} \\ LLR[b_2] &= \{ \max \{ P_4, P_5, P_6, P_7, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15} \} \\ &\quad - \max \{ P_0, P_1, P_2, P_3, P_8, P_9, P_{10}, P_{11} \} \} \\ LLR[b_1] &= \{ \max \{ P_2, P_3, P_6, P_7, P_{10}, P_{11}, P_{14}, P_{15} \} \\ &\quad - \max \{ P_0, P_1, P_4, P_5, P_8, P_9, P_{12}, P_{13} \} \} \\ LLR[b_0] &= \{ \max \{ P_1, P_3, P_5, P_7, P_9, P_{11}, P_{13}, P_{15} \} \\ &\quad - \max \{ P_0, P_2, P_4, P_6, P_8, P_{10}, P_{12}, P_{14} \} \} \end{aligned} \right. \quad (11)$$

式中: P_i 表达式为

$$P_i = -\frac{|R - S_i|^2}{2\sigma^2}, \quad i = 0, 1, \dots, 15 \quad (12)$$

由于欧式距离 $d_i = \sqrt{(R - S_i)^2}$ 可减少式(11)的乘法运算,略去些常数项, max-log-map 算法可用欧式距离表示如下:

$$\left\{ \begin{aligned} LLR[b_3] &= \{ \min \{ d_0, d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, d_6, d_7 \} \\ &\quad - \min \{ d_8, d_9, d_{10}, d_{11}, d_{12}, d_{13}, d_{14}, d_{15} \} \} \\ LLR[b_2] &= \{ \min \{ d_0, d_1, d_2, d_3, d_8, d_9, d_{10}, d_{11} \} \\ &\quad - \min \{ d_4, d_5, d_6, d_7, d_{12}, d_{13}, d_{14}, d_{15} \} \} \\ LLR[b_1] &= \{ \min \{ d_0, d_1, d_4, d_5, d_8, d_9, d_{12}, d_{13} \} \\ &\quad - \min \{ d_2, d_3, d_6, d_7, d_{10}, d_{11}, d_{14}, d_{15} \} \} \\ LLR[b_0] &= \{ \min \{ d_0, d_2, d_4, d_6, d_8, d_{10}, d_{12}, d_{14} \} \\ &\quad - \min \{ d_1, d_3, d_5, d_7, d_9, d_{11}, d_{13}, d_{15} \} \} \end{aligned} \right. \quad (13)$$

Spinal 码译码时高效运用软解调生成的软信息的具体步骤设计是本节工作的重点。由于译码只在计算路径开销的环节需用到解调结果,且译码的裁剪容器总是保留值最小的 B 个叶子,因而理论上要求裁剪时要保留路径开销最小的节点。

根据式(13)中 LLR 的定义, $LLR[1] > 0$ 时, 判别为 1, 且其值越大概率越大; $LLR[0] < 0$ 时, 绝对值越大取 0 的概率越大。被噪声污染的较严重 LLR 值接近 0, 易被误判。因此, LLR 值总是满足绝对值越大可靠性越高。为了将 LLR 上的软信息应用于 Spinal 码, 对 $LLR[0]$ 取负, 使得 $LLR[1]$ 和 $LLR[0]$ 的表达式都满足值越大, 判别正确的概率越高。

$$\left\{ \begin{aligned} LLR[1] &= \min_{d_i \in S(0)} d_i - \min_{d_i \in S(1)} d_i \\ &\quad \left(- \min_{d_i \in S(1)} d_i \leq LLR[1] \leq \min_{d_i \in S(0)} d_i \right) \\ LLR[0] &= \min_{d_i \in S(1)} d_i - \min_{d_i \in S(0)} d_i \\ &\quad \left(- \min_{d_i \in S(0)} d_i \leq LLR[0] \leq \min_{d_i \in S(1)} d_i \right) \end{aligned} \right. \quad (14)$$

式(14)中的软信息值有正有负, 由于 Spinal 码的路径开销需要满足保留路径开销最小的 B 个节点, 且为非负值, 因此, 改进的路径开销 $cost$ 定义为

$$cost = \min_{d_i \in S(1)} d_i + \min_{d_i \in S(0)} d_i - LLR[b_i] \quad (15)$$

化简, 消去常量可得到

$$\left\{ \begin{aligned} cost[1] &= \min_{d_i \in S(1)} d_i \\ cost[0] &= \min_{d_i \in S(0)} d_i \end{aligned} \right. \quad (16)$$

Spinal 译码判别该比特为 1 的路径开销即为与该比特为 1 的星座点集合中距离最小的欧式距离, 该值越小正确判别的概率越大, 符合实际意义。

图 12 给出了 Spinal 码的模拟信道工作模式、数字信道工作模式 + 硬解调、数字信道工作模式 + 软解调性能对比。模拟调制的性能优于数字调制的软解调, 远优于数字调制的硬解调方式。因此, 将 Spinal 码应用于深空通信时, 对于模拟信道, 采用联合解调译码使得性能最优化; 对于调制解调模块固定的数字信道, 建议采用本文提出的软解调译码方式。

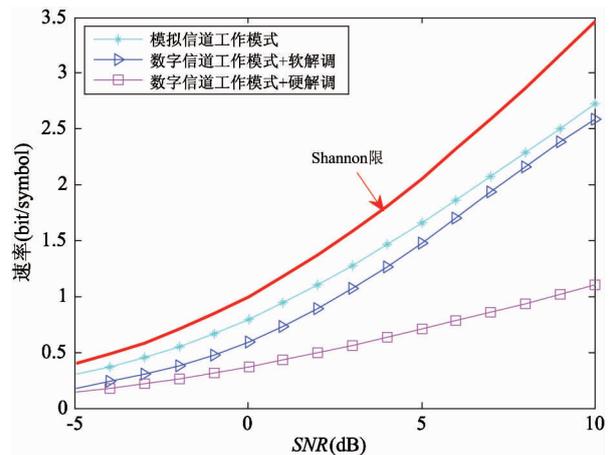


图 12 Spinal 在不同工作模式下的性能

7 结论

Spinal 码作为一种在 AWGN、BSC 信道上都能

近容量限传输的无速率码,具有应用于深空通信的巨大潜力。本文首先研究了适合深空通信的 Spinal 码编译码参数配置,当编码长度 n 取 256 bit 或 512 bit 时,有效信息码率的性能与香农限的差距更小; Spinal 码应用不同哈希函数时性能表现基本一致,建议选择时间复杂度更小的哈希函数 lookup3;裁剪保留的最大叶子数 B 灵活选择,本文根据仿真给出了不同码长和资源终端的建议。由于当前深空主要的调制方式都是四点星座映射,而 Spinal 码在 16 点星座映射比 4 点星座性能有明显的提升,因此应用 Spinal 码建议的深空调制方式是 16APSK。Spinal 码可工作于模拟信道和数字信道,由于模拟信道工作模式内在的联合解调译码对比数字硬解调和软解调达到的性能更优,因此,建议深空应用 Spinal 时选择模拟信道工作模式。

后续工作将考虑针对深空空间节点资源受限的问题,依据 Spinal 码的编译码机制的针对性改进设计复杂度更低、性能更优异的高增益编译码算法;由于当前的深空通信协议主要是针对固定速率编码,并不适用于底层无速率的 Spinal 码,考虑设计适合 Spinal 码的深空通信协议,进一步提升其应用价值。

参考文献

[1] Andrews K, Dolinar S, Divsalar D, et al. Design of low-density parity-check codes for deep-space applications. *IPN Progress Report*, 2004, 42(159): 42-159

[2] Luby M. LT codes. In: Proceedings of the IEEE Symposium on Foundations of Computer Science, Philadelphia, USA, 2002. 271-282

[3] Shokrollahi A. Raptor codes. *Transactions on Information Theory*, 2006, 52(6): 2551-2567

[4] Palanki R, Yedidia J S. Rateless codes on noisy channels. In: Proceedings of the IEEE International Symposium Information Theory, Chicago, USA, 2004. 27-35

[5] Chen S, Zhang Z, Zhang L, et al. Belief propagation with gradual edge removal for Raptor codes over AWGN channel. In: Proceeding of the 24th International Symposium on the Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), London, UK, 2013. 380-385

[6] Barron R J, Lo C K, Shapiro J M. Global design methods for raptor codes using binary and higher-order modula-

tions. In: Proceedings of the 28th IEEE Conference on Military Communications, Boston, USA, 2009. 746-752

[7] Erez U, Trott M, Wornell G. Rateless coding for Gaussian channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2012, 58(2): 530-547

[8] Gudipati A, Katti S. Strider: automatic rate adaptation and collision handling. In: Proceedings of the ACM SIGCOMM Computer Communication Review, Toronto, Canada, 2011, 41(4): 158-169

[9] Perry J, Balakrishnan H, Shah D. Rateless spinal codes. In: Proceedings of the 10th ACM Workshop on Hot Topics in Networks, Toronto, Canada, 2011. 6-11

[10] Perry J, Iannucci P A, Fleming K E, et al. Spinal codes. In: Proceedings of the ACM SIGCOMM Conference on Applications, Technologies, Architectures, and Protocols for Computer Communication, Toronto, Canada, 2012. 49-60

[11] Andrews K S, Divsalar D, Dolinar S, et al. The development of turbo and LDPC codes for deep-space applications. *Proceedings of the IEEE*, 2007, 95(11): 2142-2156

[12] Bernstein D J. The Salsa20 Family of Stream Ciphers. *New Stream Cipher Designs*. Springer Berlin Heidelberg, 2008. 84-97

[13] Calzolari G P, Chiani M, Chiaraluce F, et al. Channel coding for future space missions: New requirements and trends. *Proceedings of the IEEE*, 2007, 95(11): 2157-2170

[14] Morello A, Mignone V. DVB-S2: the second generation standard for satellite broad-band services. *Proceedings of the IEEE*, 2006, 94(1): 210-227

[15] Sung W, Kang S, Kim P, et al. Performance analysis of APSK modulation for DVB-S2 transmission over nonlinear channels. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 2009, 27(6): 295-311

[16] Saleh A A M. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers. *Transactions on Communications*, 1981, 29:1715-1720

[17] Han D S, Hwang T. An adaptive pre-distorter for the compensation of HPA nonlinearity. *Transactions on Broadcasting*, 2000, 46(2): 152-157

[18] Allpress S, Luschi C, Felix S. Exact and approximated expressions of the log-likelihood ratio for 16-QAM sig-

nals. In: Proceedings of the Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, Pacific Grove, USA, 2004.

794-798

Research on the application of Spinal codes to deep space communications

Wang Xueqin, Wu Shaohua, Wang Guishan, Zhang Qinyu

(Shenzhen Graduate School, Harbin Institute of Technology, Shenzhen 518055)

Abstract

Spinal codes were applied to the study of deep space communications to increase the transmission capacity of a deep space communication system. In consideration of deep space channels' characteristics of large loss, long delay and dynamic time-varying, Spinal codes' coding-decoding parameter combination, constellation mapping and working mode selection suitable for deep space channels were studied. Spinal codes' coding-decoding parameters were optimized by simulation, the performances of Spinal codes over an analog channel and a digital channel were compared, and the modulation modes matching Spinal codes were given. The results show that the application of Spinal codes has great development prospects in deep space communications: using the short encode length of 256, 512 bits, in combination with 16APSK modulation in an analog channel mode, the performance of Spinal codes is far superior to the traditional low density parity-check codes (LDPC) with the high complexity. Spinal codes can get the performance closer to the Shannon limit in different SNR conditions.

Key words: Spinal code, rateless code, deep space communication, channel coding