摘要

信道编码是无线通信中保证数据质量不可或缺的环节。本文研究了无线视频通信中的信道编码方案，实现了一个基于无码率码无线视频传输系统，对其性能进行仿真。主要研究成果如下：

**ABSTRACT**

目录

第1章 引言

本章首先论述无线视频传输的背景及其面临的挑战。然后介绍信道编码技术的发展和现状，传统无线视频传输存在的问题。最后介绍本文的主要研究内容和文章的结构安排。

## 1.1 概述，背景（VR,无人机）

根据Cisco VNI的报告【】，2016年移动视频流量占了总量的60%。到2021年，移动数据流量将会超过3/4（78%），增长9倍。

随着移动互联网和物联网的发展，涌现了一批新生事物：网络直播，VR传输等。数据流量越来越大，用户对于时延的要求越来越高。为了满足用户需求，新的视频传输方案迫在眉睫。

## 1.2 无线视频传输国内外研究现状

### 1.2.1信道编码发展、现状

信道编码在信息源中增加冗余来检测或纠正传输过程中的衰减、噪声造成的错误，是无线通信中保证通信质量的不可或缺的环节。1948年Shannon发表论文【2】，给出了信道容量的表达式。至此以后，构造尽可能逼近香农极限的信道编码方案就成了研究的热点。

1950年，Hamming基于计算机纠错应用发明了汉明码【3】，通过码字的线性组合生成校验比特实现1比特纠错；1954年，M.Golay提出了二元和三元Golay码【4】，可以实现2到3比特纠错；同年，Muller和Reed发明了Reed-Muller（RM）码【5】；1955年，Elias彻底抛弃了分组码的设计思想，提出了卷积码【6】，各码块不再是独立编码，而是依靠寄存器使当前编码码字与其前后时刻编码码字取得联系。1959年Hocquenghem、Bose和Ray-Chandhuri设计了BCH码【7】，Reed和Solomon将BCH扩展到多元领域提出了RS码【8】；1966年，Forney设计了串行级联卷积码【9】，此码采用内码和外码的形式取得了与Shannon极限3dB内的差距。经典编码设计一般以代数式构造为出发点，其性能与Shannon极限存在较大差异。

1993年，C.Berrou等人于提出了一种接近Shannon极限的新型编码方案——Turbo码【10】。受Turbo码思想影响，1962年R.Gallager提出LDPC码【11】被MacKay等人重新发觉具有近Shannon极限的优秀译码性能。2008年，Arikan基于信道极化理论提出了极化码【12】，其可以在编译码复杂度较低的情况下达到任意小的误帧率。

### 1.2.2 无线视频传输系统（自动请求重传机制，MCS，Softcast，数模混合，信源信道联合编码），存在的问题（阶梯效应，信道资源浪费，对信道条件适应不灵活）

传统的无线视频传输系统如图所示。在信道处，首先使用信道纠错码编码，然后通过数字调制技术发送射频信号。每种编码和调制的组合都有一定的纠错能力，加了噪声后的信号会有错误，如果在纠错能力范围内，接收端则可以恢复正确的信号，如果超过了纠错能力范围，接收端将无法恢复数据。



对于一个选定的编码调制组合，数据能否正确传输取决于信道噪声和衰落。无线链路中，信道条件是时时变化的。选择最低码率的信道编码和最低速率的调制可以保证传输的稳定性，但会降低通信的效率。为了提高效率，单播系统通常引入传输速率自适应，即编码和调制的选择随着信道条件的变化调整。众所周知的自适应算法是AMC（Adaptive Modulation and Channel Coding）。

在信源处，使用信源压缩和熵编码技术。对于本文讨论的视频、图像等，属于需要有损压缩的数据，这类数据通常在应用层完成压缩。压缩和熵编码中不同的参数设置会产生不同速率的比特流。为了协调物理层的吞吐量，引入码率控制模块根据物理层吞吐量决定压缩和熵编码使用的参数。

但在实际的应用中，这样的技术效果却不是很好。原因有三：一，传输速率自适应需要信道反馈，接收端基于有限个参考信号进行估计，样本数量有限，很难保证准确性。如果实际情况比估计的好，则所选的编码调制方式不能充分利用信道容量；反之，如果实际情况比估计的差，则发送端无法实现纠错导致数据丢失；二，数字信道编码存在悬崖效应——在某个信噪比附近吞吐量随着信噪比降低急剧下降，即吞吐量并非平滑地变化。而发送端，无论是局域网802.11还是移动通信网LTE，可选的编码和调制技术都是有限的。因此即使拥有准确的信道估计，也只能实现不连续的阶梯型的速率调整（吞吐量曲线像阶梯一样）。阶梯间不连续的部分会降低通信的效率。三，在视频多播应用中，针对一个接收端的物理层传输速率自适应无法满足其他接收端的速率。

为弥补AMC中阶梯型速率变化问题，LTE系统中使用了HARQ()[]。第二类 HARQ，即递增冗余法，通过可变码率编码，打孔Turbo码 (Rowitch and Milstein, 2000) 或者Raptor码 (Shokrollahi, 2006)，可以提供更加平滑的速率变化。随着LTE的演进， AMC和HARQ成为解决物理层速率自适应的主要方法。

### 1.2.3 无速率码发展、研究现状

无速率码（Rateless Codes）又称为喷泉码（Digital Fountain， DF），由John.Byer和Michael.Luby于1998年在SIGGCOM上提出【1】。喷泉码是一种线性分组码。传统的分组码通过重传直到接收端正确接收，接收端需要告诉发送端哪个包需要重传。而喷泉码可以在发送端像喷泉一样产生无数比特持续发送，接收端收到一定数量的编码信息后开始译码，当译出所有的信息后通知发送端停止发送。发送端的码率是不确定的，发送的编码符号数量随信道条件灵活变化，所以是一种无速率码。

## 1.3 课题研究的目的和意义，创新点，研究进展和贡献，论文结构安排

无速率码在传输过程中不需要信道反馈且可以自适应地根据信道调制码率。本文针对传统视频通信过程使用有限码率造成的带宽浪费的问题，提出了在视频通信系统中使用无速率码来解决，并设计了一个基于RCM使得信道资源使用率最大化的系统COQRC，并研究了AWGN信道中系统的带宽资源。

第2章 无线视频传输系统的信道编码

这一章首先介绍Turbo码的发展和现状；接着介绍Turbo码译码的原理并推导了MAP算法，Log-Map算法在硬件上的实现；最后列举了硬件实现的Turbo码在相关领域的应用。

## 2.1 信道编码概述，发展，现状（第一章讲过，注意不要重复、这里主要讲Turbo码）

### 2.1.1 Turbo码发展、现状

Turbo码巧妙运用交织器，打乱原比特的序列，体现了随机编码的思想。在译码端，使用了软输出迭代判决的译码思想。

Turbo码的译码算法主要分为两种：软输出维特比算法（SOVA）【13】【14】和MAP算法【10】。随后出现的算法多以降低译码复杂度和改善译码延迟为目标对MAP算法进行改进。1994年Pietrobon提出对数域的Log-Map算法【15】；P.Robertson提出改进的最简Max-Log-Map算法【16】及基于查找表实现矫正项的Log-Map算法【17】；S.Talakoub等人提出了线性Log-Map算法【18】【19】；T.Ottosson等人提出折线Log-Map算法【20】；B.classon等人提出Constant-Log-Map【21】；此外，还有采用非线性函数拟合矫正项的Non-linear Log-Map算法【22】。

在应用方面，Turbo码也获得了长远的发展。1994年，S.L.Goff将Turbo码与网络调制技术结合【23】进行研究；Turbo码可广泛应用于多用户检测【24】；美国空间数据系统顾问委员会（CCSDS）组织将Turbo码作为深空通信标准【25】；DVB-SH标准物理层协议【26】也采用Turbo码作为信道编码方案；3G、4G乃至4.5G移动通信系统均采用Turbo码作为物理信道编码方案【27】。Turbo码在众多应用场合中发挥作用。

### 2.1.2 可编程逻辑器件

可编程逻辑器件通过编程实现既定的功能。至今，可编程逻辑器件已由最初的SPLD（Simple programmable logic device）发展到大规模的ASIC（Application Specific Integrated Circuit）和FPGA（Field programmable gate array）。FPGA具有高速数据处理、并行化运算以及完全可重新配置的能力。本章以Xinlinx公司的Vertix系列产品为载体，给出了Turbo码编译码器的详细设计方案。

## 2.2 turbo信道编译码算法

### 2.2.1 Turbo编码

本文采用的Turbo编码器使用两个递归系统卷积码（Parallelly concatenated convolutional code, PCCC）【10】同时进行编码，输出同步的两路校验比特。图为该编码器的整体结构示意图：



递归系统卷积码简称为RSC（Recursive systematic convolutional code）,编码结构中有反馈回路，并且输出中包含系统位信息。C.Berrou等人于1993年提出的Turbo码表明只有采用递归系统卷积码，Turbo码的译码性能才能达到最优【10】。用（n,k,m）描述卷积编码器的基本参数，m为寄存器的个数，k为某一时刻输入编码器的信息个数，n为输出信息个数，码率为k/n。图中为（2,1，3）RSC分量编码器，其内部结构以生成多项式表示：G=[gb(D),gf(D)]，其中gb(D)为反馈生成多项式，gf(D)为前馈生成多项式。gb(D)=1+D2+D3；gf(D)=1+D+D3.其中D表示移位寄存器。m=3对应的状态数为2m=8个。其编码过程可以用8状态有限状态机来进行描述。编码之前将寄存器的状态初始化为0.

交织器按照一定规则对输入序列顺序进行打乱。交织器一方面可以减少RSC输出的低重码字的数量，增大其自由距离【28】，避免错误平层的影响；另一方面通过交织器组成更长的码块并且增大了输出输出序列的不相关性【29】，使译码性能更好。本文使用QPP交织器。交织输出信息序列和输出信息序列的关系为：ui=uп(i);п(i)=(f1i+f2i2)modK K代表帧长。

### 2.2.2 Turbo迭代译码算法

Turbo码的译码是一个不断迭代的过程，通过两个软输入软输出SISO（Soft input soft output）译码器循环交替译码，来改善互相传递的外信息。译码器的顶层模块如图所示。



（这个图要重新画一下，这个图放在2.3节更合适）

其迭代译码过程如下：

第一次迭代时假设先验信息为0，与系统信息流和一路校验信息流一起送入第一个译码器，输出一路外信息。外信息经过交织重排后和经过交织的系统信息流、顺序输入的另一类校验信息输入第二个译码器。至此完成第一轮迭代。第一轮迭代输出的外信息经过解交织后作为第一个译码器的先验信息输入第一个译码器。当迭代达到一定次数后的对数似然比可以足够精确地判断原始信息序列。

译码器采用Log-Map译码算法。Log-Map译码算法基于Map译码，以最大似然估计为理论依据，以接收到的序列值来计算发送端不同的符号概率。定义后验概率对数似然比L（uk|y），其中，y是接收到序列值，uk是k时刻发送的符号。如图所示是Turbo编码端的8状态网格图。Sk-1和Sk分别代表k-1和k时刻的状态。边上的数字为输入的信息比特uk，输出的系统信息位xks和校验信息xkp。对于每一条边，一旦输入uk以及sk-1确定，那么该条边对应的输出信息以及sk也就确定了。

根据贝叶斯概率公式有：

从而：

由图可知，发送信息比特为0或1的概率等于网格图中所有的由0或1引起的sk-1->sk的状态转变概率之和。记前一时刻的状态为s’，当前状态为s，那么对数似然比LLR可推导为：

将接收序列y根据接收时间分为3个部分，k时刻的yk，k时刻之前y<k和k时刻之后y>k，

对于无记忆信道来说，

上式中最后得到的称为前向递推概率，为分支度量概率，为后向递推概率。LLR可重写为：

无记忆信道传输系统中前向递推概率的递推公式如下：

编码端各分量编码器均由状态0开始，故而的初始值如式：

同理可求得后向递推公式：

若编码段采取了归零处理，那么其初值：

下面进行分支度量的推导：

对应于编码图中从前一状态到现态的转移概率，等价于输入信息序列uk=0或者uk=1的先验概率，即p(s|s’)=p(uk)，定义先验信息计算公式：

则：

其中，。中的第一项等价于，可由基于AWGN信道传输下的联合概率密度函数求得：

==

其中，，与，的无关项可略去。故而：

，，，为信噪比参数，

将中与校验项有关的项提取写成下式：

代入：

代入：

即为外信息的表达式。译码器在译码过程中产生的为LLR减去由另一分量译码器传来的先验信息和系统位信息所得。

MAP译码算法中所含的大量幂运算以及取对数操作难以用硬件电路实现。通过对、以及取对数将其转换到对数域来进行计算可降低译码复杂度。

记：

则对数似然：

其中，.max\*为jacobian算法，

对数域、相应的递推起始值如下：

以上即对数域的MAP译码算法。

## 2.3 turbo信道编译码硬件设计与实现、吞吐率、资源占用、参数

公式中称为矫正项，可见其依然含有幂及对数运算，通过对矫正项的不同简化处理，得到对数域不同的译码算法【23】【30】【31】【32】【33】【34】。

仿真分析了几种经典的对数域MAP译码算法（图），仿真条件为：。结果表明线性log-map算法性能优良且易于硬件实现。译码算法log-map涉及对数运算。定点运算精度比浮点运算低，但是就硬件来说，定点运算消耗的资源少，可实现性更强，效率更高。因此译码器的数据均采用定点数，包含4位整数和4位小数。与浮点数MAP算法和LOG-MAP算法进行对比分析，仿真结果表明，其ber性能损失小于0.5db。（贴图）



Turbo译码框图如图所示。采用部分并行结构，使用两个log-map译码器迭代译码。

对于码长为216bit，码率为1/3的turbo码进行译码，迭代次数为6次，在FPGA工作时钟为200Mhz，吞吐率能达到xxMbps。

## 2.4伪模拟视频传输系统简介（Softcast,伪模拟，开发平台，框图，应用场景（VR,无人机））、turbo在伪模拟无线视频传输系统的应用

SoftCast【35】通过变换和能量分配实现了无线视频传输的无缝自适应，视频质量随着信道质量平滑变化。基于SoftCast的无线视频传输平台使用FPGA作为载体，视频源数据通过HDMI接口传到发送端，经过发送端的一系列处理后使用射频发送；接收端收到数据后进行同步，经过与发送端相反的变换后得到原始视频，再通过HDMI接口连到显示器。伪模拟无线视频传输系统的框图如图所示

发送端

接收端

## 2.5 turbo加速器在C-RAN中的应用



C-RAN将基站由专用设备迁移到通用云平台并实现虚拟化。其最大的挑战在于无线信号的实时处理问题。在LTE中，实时性要求最高的是协议栈的物理层（PHY/L1，Physical Layer）。物理层有一些运算复杂度较高的模块，占用了大部分处理时间和处理资源。它们在通用云平台上的性能低于专用设备。因此，引入硬件加速器实现计算密集型模块是提高处理能力的最佳选择。Turbo译码是物理层所有子模块中计算复杂度最高的模块，其通过多次复杂的迭代计算译码结果。本文将Turbo译码加速器可用于C-RAN。Turbo加速器通过PCIE接口与主机相连，确保加速器和主机之间数据交换的速率。



FPGA实现DMA(Direct Memory Access, 直接存储器存取)控制器和Turbo译码模块。DMA控制主机和加速器间的数据传输，以块为单位进行传输，块大小为4KB的整数倍。Turbo译码模块处理DMA传来的数据，根据电路设计实现译码加速操作。

第3章 基于无速率编码的视频传输系统

## 3.1无速率编码概述，背景，turbo码存在的问题（ARQ,HARQ,阶梯效应）

无缝速率自适应技术是指无线通信中，发送端无需改变传输方式，接收端的信息可以随着信道条件的变化自动的进行连续且平稳的调整。

由于传统的视频传输方案中只有有限种编码码率和调制方案，因此会产生阶梯效应。而无速率码的码率可以有任意多种，在视频传输系统中引入无速率码可以有效避免阶梯效应。

## 3.2 无速率码编译码研究现状（RCM，CCM）、算法（BP算法 ）

通常，假设信道噪声是高斯分布的，由信息论关于信道容量的定义可知，只有当信道的输入同样满足高斯分布的时候才能逼近信道容量，而通常信道编码的研究都是假设输入信道的信号是等概率的。为了获得更大的信道容量，一些研究者希望通过改变输入信号的分布概率(shaping) 来提高信道容量。 Forney等人[36] 指出，在带宽受限的高斯信道条件下，如果采用等概率的星座图进行调制，是不可能达到信道容量的，而且会产生大约πe/6(1.53 dB)的性能损失。叠加映射最初就是作为一种隐式成型技术(implicit shaping technique)被提出，Duan等人[37] 利用这一原理，将几个独立码字的输出进行叠加，根据中心极限定理，叠加了信道噪声的码字在接收端的分布近似为高斯分布。随后，这种星座映射方法由Ma 和Ping[38]进一步研究并命名为sigma映射(sigma-mapping)。最近sigma-mapping又再次被Wo[39]和hoeher等人[40]研究，并重新命名为叠加映射(superposition mapping，SM)，他们着重分析了基于SM的后验概率检测和LDPC编码策略。

RCM[41]本质上是一个迭代的sigma映射。它将L个比特与对应的权重进行相乘求和操作，将L个比特编码成一个调制符号：

其中，x为比特序列，L 是装载因子， W = {w1, w2, ...wL}, wl ∈R，是权重集，权重集中每个权重在一个算术求和式中必须出现且仅允许出现一次。下标il表示调制符号yi中权重wl所对应的比特索引。值得注意的是，在文献[38]和[39]中提到的sigma映射首先要将编码比特转换成BPSK 信号，再计算权重和。而RCM则是直接计算二进制比特对应权重的算术和。由于单极信号的效率不高，RCM使用了正负对称的权重，产生正负对称的符号，避免了单极信号的出现。

由于采用加权求和运算，使得比特到符号的映射不一一对应，而是多个 *L*长的比特会被映射成一个符号，相当于在比特到符号的映射过程中暗含了重复编码和随机交织器。这意味着，即使信道是无噪声的，也不能根据一个单独的调制符号正确的解映射出对应的原始比特。如果要正确解映射，就需要将每个比特调制到多个符号中，在接收端对多个调制符号进行联合解映射。

基于接收到的符号y，RPC译码就是求解具有最大后验概率的x。置信传播算法是解决这类问题的高效方法。

假设u’表示接收到的编码符号，则=**G** \* **b** + **e**，**e**是高斯白噪声，e（m）~N（o2）。解调过程就是找到以下问题的最优解：

采用BP算法进行解码。令v和c分别表示变量节点和约束节点。

(1) 初始化：用先验概率初始化从变量节点到约束节点的消息。

uv->c = pv(1) = p

(2)水平迭代(约束节点解码)：

每个约束节点c，通过卷积（下式1）计算概率分布pc（.），由c所有相邻节点计算得出的约束节点的概率密度函数。

通过解卷积（下式2）计算pc\v（.），除了变量节点v以外，由c的其它相邻节点计算出的约束节点的概率密度函数：

利用噪声概率分布pe和收到的符号值sc，计算pv（0）和pv（1）：

最后，计算并归一化消息uc->v：

(3) 垂直迭代(变量节点译码)：每个变量v，通过相乘pv(0)和pv（1）：

利用来自于每个邻居约束节点的消息，通过相除并归一化计算:

每次迭代重复步骤2和3。

(4) 硬判决：每个变量节点v使用上式计算和，最后做硬判决。

增加迭代的次数可以提高译码的正确性，但译码的复杂性也随之增加。

## 3.3 信源压缩编码H.264概述，应用

无线视频数据，通常使用混合编码技术压缩，即预测、变换、量化和熵编码。2003年3月份， ITU-T颁布了H.264视频编码标准。它不仅使视频压缩比较以往标准有明显提高，而且具有良好的网络亲和性，特别是对IP互联网、无线移动网等易误码、易阻塞、 QoS 不易保证的网络视频传输性能有明显的改善。H.264在应用层完成压缩。每种参数设置将产生不同速率的比特流。为保证视频的比特率不超过物理层吞吐量，视频通信需要引入码率控制模块，根据物理层的吞吐量决定编码使用的参数。注意到，物理层的吞吐量是时变的，通常以毫秒为单位统计及预测，而视频压缩的时间尺度通常是以秒为单位，两者的不匹配导致了与物理层速率选择类似的问题。

## 3.4 无速率码率自适应视频传输系统COQRC的设计与实现（框图+实验仿真+性能对比分析）



上图是h.264+rcm的总体设计方案。发送端视频序列首先经过h.264压缩编码。H.264采用变换和预测混合编码。预测值PRED和当前块相减后产生的残差块经变换、量化后产生一组量化后的变换系数，与解码所需的一些边信息（预测模式量化参数，运动矢量等）一起组成一个压缩后的码流。H.264的量化参数事先由rcm的谱效率及信道带宽确定。压缩后的码流进行RCM编码——每个RPC符号计算为：

其中W是测量矩阵。W的具体生成见第IV章。这些RPC符号直接用于信号的幅度调制。为了充分利用星座图平面，每两个连续生成的符号构成一个调制符号。

发送端根据RCM的编码规则生成编码符号。RCM编码规则具体见第IV章。先发送少量符号，再逐渐增加发送符号的个数，直到接收端正确译码并反馈给发送端一个已经正确译码的信号。发送端接收到接收端的反馈，开始发送下一组比特的符号。整个过程发送端和接收端不需要知道信道条件和信道反馈。发送端的详细过程见第IV章。

接收端连续地接收发送端发来的符号并译码。正确译码后给发送端一个反馈信号。接收端采用解卷积置信传播译码。卷积置信传播译码的具体实现见第V章。

接收端将接收到的符号译为比特流后再进行h.264解码。经熵解码得到量化后的一组变换系数X，再经反量化、反变换，得到残差。利用从该比特流中解码出的头信息，解码器产生一个预测块，它和编码器中的原始PRED是相同的。该解码器产生的PRED与残差相加后滤波，这个滤波后的结果就是最后的解码输出图像。

### 3.4.1 发送端参数计算

发送端，H.264的量化参数由RCM的谱效率和信道的带宽确定。H.264的量化步长QP决定量化器的编码压缩率及图像精度。一般标量量化器的原理为：

其中，y 为输入样本点编码， QP为量化步长， FQ为y的量化值。其相反过程，即反量化为：

在量化和反量化过程中，量化步长QP决定量化器的编码压缩率及图像精度。如果QP比较大，则量化值FQ动态范围较小，其相应的编码长度较小，但反量化时损失较多的图像细节信息；如果QP比较小，则FQ动态范围较大,相应的编码长度也较大，但图像细节信息损失较少。编码器根据图像值实际动态范围自动改变 QP 值，在编码长度和图像精度之间折衷，达到整体最佳效果。

在H.264中，量化步长Qstep共有52个值。量化参数QP是量化步长的序号。应用时可以在这个较宽的量化步长范围根据实际需要灵活选择。

无线视频系统可以发送的比特数由如下公式得出：

其中，M为固定带宽下可以发送的符号数，goodput是信道编码的谱效率。公式求出来的比特数就是发送端可以发送的比特数，从而得到h.264相应的QP值。

### 3.4.2 构造编码矩阵

定义N为比特块长度，K为成功解码所需的调制符号的数量。在传输过程中，首先传输K0个调制符号，以KC为步长增加调制符号数量直至正确解码。因此可以达到的调制速率为：

R=N/K=N/(K0+i\*KC) i=0,1,…

为了实现速率可变调制，需要均匀分配比特能量。传统的64QAM每3个比特一组加权求和生成一个符号。RCM的方法要求每个比特比特被多个符号采样并且每个比特采样的权重具有相同的欧拉范数。只有这样的映射才能使得比特能均匀增加。用一个M x N的邻接矩阵G实现从比特到符号的映射。

在RPC中，映射矩阵G是稀疏的，每一行只有L个非零元素。这里L为8.每行的L个权重是权重符号集W={-1,1，-2,2，-4,4，-4,4}的一个乱序。G的构造需要考虑CS的可译码性和信道特征。根据【41】，矩阵G应该具有规则的行，矩阵G的列应该尽可能的规则，权重集合应该可以生成较多的符号值。以权重集合{-1,1，-2,2，-4,4，-4,4}为例，它满足以上约束条件。接下来构造映射矩阵G，当行数M变化时依然保持良好特性。构造三个基础矩阵A1、A2、A4。每个基础矩阵的维度是N/8 x N/4。A1的结构如下。A2和A4具有相同的结构，非零元素换成+2/-2和+4/-4。

A1 =

其次，随机排列这三个基础矩阵并填充到一个N/2 X N的矩阵G0中，如下所示：

G0 =

其中表示将矩阵的列随机排列。

由于x的元素要么是0要么是1，因此共有23个不同的RPC符号，符号值为从-11到+11之间的整数。每两个RPC符号作为发送无线符号的IQ分量。传统调制的无线符号是由几个相邻比特映射组成的。但是RPC使用了一个非传统的23x23的星座，比传统的无线通信系统使用了更加稠密的星座。在差的信道条件下，接收端需要更多的调制符号来成功译码。在发送端，一个比特串可以产生无限多个符号，每个符号由不同L个比特生成。当信道条件好的时候，较少的符号数就足够完成译码。当信道条件差的时候，发送端需要持续发送符号，直到接收端成功译码后反馈ACK。因为通信速率由N除以无线符号个数计算，RPC实现了平滑的速率自适应功能。

### 3.4.3 实验

## 3.5 本章小结

第4章 降低无速率编码峰均比的研究

## 4.1 引言

## 4.2 无速率码存在的问题：编码调制映射星座点，峰均比高

## 4.3 介绍Nested Lattice在无线视频传输系统中的使用

## 4.4 研究进展和成果

## 4.5 本章小结

第5章 总结与展望

参考文献

【1】MacKay D J C. Fountain codes[J]. IEE Proceedings-Communications, 2005, 152(6): 1062-1068.

【2】Shannon C E. A mathematical theory of communication[J]. ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review, 2001, 5(1): 3-55.

【3】Hamming R W. Error detecting and error correcting codes[J]. Bell Labs Technical Journal, 1950, 29(2): 147-160.

【4】Golay M J E. Notes on digital coding[J]. Proceedings of the Institute of Radio Engineers, 1949, 37(6): 657-657.

【5】Reed I S. A class of multiple-error-correcting codes and the decoding scheme[R]. MASSACHUSETTS INST OF TECH LEXINGTON LINCOLN LAB, 1953.

【6】Elias P. Coding for two noisy channels[C]//Information Theory, Third London Symposium. 1955, 67.

【7】Bose R C, Ray-Chaudhuri D K. On a class of error correcting binary group codes[J]. Information and control, 1960, 3(1): 68-79.

【8】Reed I S, Solomon G. Polynomial codes over certain finite fields[J]. Journal of the society for industrial and applied mathematics, 1960, 8(2): 300-304.

【9】Forney G D. Concatenated codes[J]. 1965.

【10】Berrou C, Glavieux A, Thitimajshima P. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. 1[C]//Communications, 1993. ICC'93 Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on. IEEE, 1993, 2: 1064-1070.

【11】Gallager R. Low-density parity-check codes[J]. IRE Transactions on information theory, 1962, 8(1): 21-28.

【12】Arikan E. Channel polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(7): 3051-3073.

【13】Hagenauer J, Hoeher P. A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications[C]//Global Telecommunications Conference and Exhibition'Communications Technology for the 1990s and Beyond'(GLOBECOM), 1989. IEEE. IEEE, 1989: 1680-1686.

【14】Berrou C, Adde P, Angui E, et al. A low complexity soft-output Viterbi decoder architecture[C]//Communications, 1993. ICC'93 Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on. IEEE, 1993, 2: 737-740.

【15】Pietrobon S S, Barbulescu A S. A simplification of the modified Bahl decoding algorithm for systematic convolutional codes[C]//ISITA'94: International Symposium on Information Theory & Its Applications 1994; Proceedings. Institution of Engineers, Australia, 1994: 1073.

【16】Robertson P, Hoeher P, Villebrun E. Optimal and sub‐optimal maximum a posteriori algorithms suitable for turbo decoding[J]. Transactions on Emerging Telecommunications Technologies, 1997, 8(2): 119-125.

【17】Robertson P, Villebrun E, Hoeher P. A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain[C]//Communications, 1995. ICC'95 Seattle,'Gateway to Globalization', 1995 IEEE International Conference on. IEEE, 1995, 2: 1009-1013.

【18】Talakoub S, Sabeti L, Shahrrava B, et al. A linear Log-MAP algorithm for turbo decoding and turbo equalization[C]//Wireless And Mobile Computing, Networking And Communications, 2005.(WiMob'2005), IEEE International Conference on. IEEE, 2005, 1: 182-186.

【19】Talakoub S, Sabeti L, Shahrrava B, et al. An improved Max-Log-MAP algorithm for turbo decoding and turbo equalization[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2007, 56(3): 1058-1063.

【20】Cheng J F, Ottosson T. Linearly approximated log-MAP algorithms for turbo decoding[C]//Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st. IEEE, 2000, 3: 2252-2256.

【21】Classon B, Blankenship K, Desai V. Turbo decoding with the constant-log-MAP algorithm[C]//Proc. 2nd Int. Symp. on Turbo Codes & Related Topics. 2000: 467-470.

【22】Talakoub S, Shahrrava B. A linear Log-MAP algorithm for turbo decoding over AWGN channels[C]//Electro/Information Technology Conference, 2004. EIT 2004. IEEE. IEEE, 2004: 293-296.

【23】Le Goff S, Glavieux A, Berrou C. Turbo-codes and high spectral efficiency modulation[C]//Communications, 1994. ICC'94, SUPERCOMM/ICC'94, Conference Record,'Serving Humanity Through Communications.'IEEE International Conference on. IEEE, 1994: 645-649.

【24】向敬. 信号检测与估计[J]. 1994.

【25】Book B. Consultative Committee for Space Data Systems[J]. 2002.

【26】Shrestha R, Paily R. Performance and throughput analysis of turbo decoder for the physical layer of digital-video-broadcasting-satellite-services-to-handhelds standard[J]. IET Communications, 2013, 7(12): 1211-1220.

【27】Unknown A. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (Release 10)[J]. Technical Specification, 2010, 36.

【28】Fragouli C, Wesel R D. Semi-random interleaver design criteria[C]//Global Telecommunications Conference, 1999. GLOBECOM'99. IEEE, 1999, 5: 2352-2356.

【29】湛击. 现代纠错编码与调制理论及应用[M]. 人民邮电出版社, 2008.

【30】Nguyen D H, Nguyen H. An improved Log-MAP algorithm based on polynomial regression function for LTE Turbo decoding[C]//Communication Workshop (ICCW), 2015 IEEE International Conference on. IEEE, 2015: 2163-2167.

【31】Robertson P, Villebrun E, Hoeher P. A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain[C]//Communications, 1995. ICC'95 Seattle,'Gateway to Globalization', 1995 IEEE International Conference on. IEEE, 1995, 2: 1009-1013.

【32】Newman D, Smyth P, Welling M, et al. Distributed inference for latent dirichlet allocation[C]//Advances in neural information processing systems. 2008: 1081-1088.

【33】Papaharalabos S, Sweeney P, Evans B G. Constant log-MAP decoding algorithm for duo-binary turbo codes[J]. Electronics Letters, 2006, 42(12): 709-710.

【34】Wang H, Yang H, Yang D. Improved Log-MAP decoding algorithm for turbo-like codes[J]. IEEE communications letters, 2006, 10(3): 186-188.

【35】Jakubczak S, Katabi D. A cross-layer design for scalable mobile video[C]//Proceedings of the 17th annual international conference on Mobile computing and networking. ACM, 2011: 289-300.

【36】GD Forney, R Gallager, G Lang, F Longstaff, and S Qureshi. Efficient modulation for band-limited channels. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2(5):632–647, 1984.

【37】Long Duan, Bixio Rimoldi, and Rudiger Urbanke. Approaching the ¨ awgn channel capacity without active shaping. In *Information Theory.*  *1997. Proceedings., 1997 IEEE International Symposium on*, page 374. IEEE, 1997.

【38】Xiao Ma and Li Ping. Coded modulation using superimposed binary codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 50(12):3331–3343, 2004.

【39】Tianbin Wo and Peter Adam Hoeher. Superposition mapping with application in bit-interleaved coded modulation. In *Source and Channel* *Coding (SCC), 2010 International ITG Conference on*, pages 1–6. IEEE, 2010.

【40】Peter Adam Hoeher and Tianbin Wo. Superposition modulation: myths and facts. *IEEE Communications Magazine*, 49(12), 2011.

【41】Hao Cui, Chong Luo, Kun Tan, Feng Wu, and Chang Wen Chen. Seamless rate adaptation for wireless networking. In *Proceedings of* *the 14th ACM international conference on Modeling, analysis and* *simulation of wireless and mobile systems*, pages 437–446. ACM, 2011.