

文章编号: 2095-2163(2019)06-0013-09

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

基于 eMBB、mMTC、uRLLC 场景的第五代移动通信方法研究

陈虹旭, 李菲², 李晓坤¹, 邵娜¹, 郑永亮¹, 杨磊¹

(1 黑龙江恒讯科技有限公司国家博士后科研工作站, 哈尔滨 150090; 2 黑龙江大学, 哈尔滨 150080)

摘要: 由于极化码在 5G 标准化中起到的重要作用, 本文基于第五代移动通信在三大场景的关键技术方法, 研究了系统极化码在联合信源信道编码中的使用, 并通过网络传输, 对数据压缩量进行研究。结果表明, 系统极化码可以实现分布式压缩, 其速率接近理论界限, 对于较弱的压缩和较长的块长度可以降低误码率, 同时对于更强的压缩和更短的块长度, 可以更好地减小传输中发生的错误。

关键词: 第五代移动通信; eMBB; uRLLC; mMTC; 系统极化码

Research on the fifth generation mobile communication method based on eMBB, mMTC and uRLLC scenarios

CHEN Hongxu¹, LI Fei², LI Xiaokun¹, SHAO Na¹, ZHENG Yongliang¹, YANG Lei¹

(1 Heilongjiang Hengxun Technology Co., Ltd. Postdoctoral Programme, Harbin 150090, China;

2 Heilongjiang University, Harbin 150080, China)

[Abstract] Since the polar code has played a big role in the standardization of 5G, this paper studies the use of the systematic polar codes in the joint source channel coding of the relevant source based on the key technical methods of the fifth generation mobile communication in the three major scenarios. And through the network transmission, the amount of data compression is also studied. The results show that the systematic polar codes can achieve distributed compression, and its rate is close to the theoretical limit. For weaker compression and longer block length, the bit error rate can be reduced, and for stronger compression and shorter block length, It can better reduce the errors that occur in the transmission.

[Key words] 5G; eMBB; uRLLC; mMTC; systematic polar codes

0 引言

随着通讯需求的日益增长与全球移动通讯技术发展的日新月异, 第四代移动通信已无法满足人们在工作生活中对于移动网络通讯的需要。工信部 2018 年 11 月底信息记录, 现如今 4G 用户达 11.5 亿, 宽带用户总数达 4.05 亿。用户数量的增长导致第四代通讯网络极高负荷, 第五代移动通讯应运而生。ITU 针对第五代移动通讯定义了三大应用场景: eMBB (enhanced Mobile Broadband) 场景、mMTC

(Massive Machine Type Communications) 场景和 uRLLC (Ultra Reliable Low Latency Communications) 场景^[1]。本文基于三大场景的第五代移动通信技术, 进行其传输信道, 即高斯信道建模, 将高斯信道建模构造实际现实系统的简化方案。其中 JSCC 信源信道联合编码系统基于系统极化码设计, 满足第五代移动通信 (5G) 的最新技术。本研究可以投射到网络环境中, 其中无线传感器网络将观测数据传输到中心节点进行解码。经过仿真环境设置, 研究结果表明, 系统极化码可以实现分布式压缩, 其速率接近理论界限, 对于较弱的压缩和较长的块长度

基金项目: 中小企业创新基金 (2017FF1GJ023); 专利优势示范企业基金 (2017YBQCZ029); 国家自然科学基金 (81273649, 6150113, 2, 61672181); 中央高校基本科研业务费专项资金 (3072019CFT0603); 黑龙江省自然科学基金联合引导基金 (LH2019F049, LH2019A029); 中国博士后科学基金 (2019M650069); 黑龙江省基础科研科技创新基金 (KJCX201805); 黑龙江省基础科研青年创新团队基金 (RCYJTD201805)。

作者简介: 陈虹旭 (1986-), 男, 硕士, 工程师, CCF 会员, 主要研究方向: 虚拟化、云计算、人工智能等; 李菲 (1998-), 女, 本科生, 主要研究方向: 移动通信、人工智能、云计算等; 李晓坤 (1979-), 男, 硕士, 研究员级高级工程师, 教授, CCF 高级会员, 主要研究方向: 虚拟化、人工智能、生物特征识别等; 邵娜 (1987-), 女, 硕士, 工程师, 主要研究方向: 人工智能、生物特征识别、智慧城市; 郑永亮 (1985-), 男, 学士, 工程师, 主要研究方向: 虚拟化、人工智能、生物特征识别等; 杨磊 (1989-), 男, 本科生, 主要研究方向: 虚拟化、云计算、人工智能。

通讯作者: 李晓坤 Email: li.xiaokun@163.com

收稿日期: 2019-08-15

可以获得更低的误码率,更强的压缩和更短的块长度可以更好抵抗传输错误。

1 第五代移动通信标准

1.1 eMBB 场景

关于增强的移动宽带(eMBB),场景的业务指标,在3GPP的技术文件TR22.891和TR38.913中^[2]给出了相应的描述^[3]。eMBB旨在显著改善移动宽带接入的数据速率、延迟、用户密度、容量和覆盖范围。有助于满足对更快传输数据速度和不断增长的移动数据量的需求^[4]。随着科技的不断发展,应用对于宽带的要求只会越来越大,也必定会超过当前应用对宽带的需求^[5]。而eMBB将有助于车辆与车辆千兆位连接,数据密集型等较新应用的实现。即使在智能高速公路等较为拥挤的环境中,也能够实现AR/VR应用的实时数据流传输。这些应用的实现提升了用户体验性能,eMBB场景的目标是人与人之间极致的通信体验。考虑到人们对于经济方式的要求,5G网络也必须用更低的每比特成本传递数据。

1.2 mMTC 场景

海量机器类型通信(mMTC),又称大规模物联网,是指跨越大量设备的服务。mMTC实现了设备装置或技术在数量上尽可能多的参与到物联网中,满足人们对于覆盖区域,连接支持,功耗成本,网络带宽等一系列因素的需求,保证大量相邻设备同时享受顺畅的通信连接。例如,传感器这种设备,尽管每个传感器产生的数据量通常非常小,对移动通信网络的总体流量所具有的影响也非常微弱。可一旦部署数百万甚至数十亿个传感器,就会产生重大影响。就技术要求而言,mMTC并没有过高的要求非常低的延迟。虽然制动器的成本同样有限,但其可能具有不同的能量,范围从非常低到中等的能量消耗。然而,连接设备的绝对数量严重挑战了网络提供信令和连接管理的能力。为了解决这个问题,同时满足不损害设备所需的安全功能。移动网络可通过短程无线电接入技术提供设备连接,例如Wi-Fi、蓝牙、6LoWPAN等。连接设备后,移动网络经由网关提供超出本地区域的无线连接,从而实现尽可能多处理不同的应用。mMTC与现有网络共存,更加侧重人与物之间的信息交互。具有广覆盖、多连接、大速率、低成本、低功耗、优架构等特点。使得许多设备支持嵌入式高速传感器、停车传感器和智能电表等应用。

1.3 uRLLC 场景

超可靠和低延迟通信(uRLLC)将有助于支持关键任务应用程序,使用户和设备能够以最低延迟与其它设备进行双向通信,同时保证高网络可用性。与当前移动通信系统相比,一些设想的5G用例,例如交通安全、关键基础设施、行业过程的控制,可能需要更低的延迟^[6]。虽然传输到设备和从设备传输的数据的平均量不大,但是更大的瞬时带宽将有助于满足对于容量和延迟要求。由于应用程序级框架的要求和媒体编解码器限制可能会导致实际应用中更高的延迟,而为了支持这种对延迟至关重要的应用程序,5G允许应用程序端到端延迟1毫秒。uRLLC主要体现物与物之间的通信需求。因许多服务将在靠近空中接口的地方分配计算容量和存储,这将为实时通信创造新功能,并将在娱乐、自动驾驶车辆、工业过程控制等各种场景中实现超高的服务可靠性。

2 三大场景关键技术

2.1 编码技术

2.1.1 极化码基础

极化码是由Arikan教授在2008 ISIT国际信息大会上提出,是目前唯一一种可以证明达到信道容量极限的信道编码方法^[7]。分为系统极化码与非系统极化码,是一种新的高效编码技术。具体实现过程为 N 个信道组合和分离,获得相关性,当 N 接近无穷大时,子信道发生信道极化,一部分的信道容量趋近于1并且另一个子信道的容量趋近于0。

针对极化码编码结构的解码方案,Arikan提出了连续消除(SC)解码算法^[8],另一种就是置信传播方法,但二者相比,前者拥有较低的复杂度。

本文将应用系统极化码以及系统极性译码器算法进行模拟仿真。

2.1.2 香农极限

极化码与Turbo码、LDPC码相比,具有更好的性能和更低的复杂度,与香农极限相近。

Claude Elwood Shannon于1948年首次提出香农定理,该定理是在信号处理等领域的研究中,计算信号在白噪声干扰信道中,经过一段距离,信号衰减后得出的公式:

$$R_{\max} = B \log_2 \frac{\mathfrak{A}}{\mathfrak{e}} + \frac{S \ddot{\circ}}{N \emptyset} = B \log_2 \frac{\mathfrak{A}}{\mathfrak{e}} + \frac{S \ddot{\circ}}{n_0 B \emptyset} \quad (1)$$

其中, R_{\max} 为最大传输速率bit/s; B 为频谱带宽; S 为信号功率(W); V 为信息速率(bit/s); n_0 为

噪声功率谱密度; N 为噪声功率(W); S/N 为信噪比(dB)。

香农定理表明, 如果 $V \leq R_{max}$, 则理论上存在一种方法使得信息以一种任意小的错误概率通过该信道。

如果信息速率 $V > R_{max}$, 理论上信息无法通过该信道, 或者此信息以 50% 错误概率通过该信道。

由香农公式可得出信噪比与信道带宽的关系, 以及信道宽带对传输速度的限制。由于现代宽带无线制式不同, 导致信道容量极限不同, 而信道容量也不仅取决于信息信噪比, 还取决于编码技术。基于香农定理, 极化码编码技术可在通信领域中实现高效、可靠的大信道容量通信传输。

2.2 非正交多址技术

非正交多址技术(NOMA)为第五代移动通信三大场景中至关重要的传输技术^[9]。在发送端, 采用非正交传输并主动引入干扰信息; 在接收端, 通过串行干扰删除实现正确调节。与传统的正交多址接入相比, 无线电允许多用户在同一时间, 同一频率传输信号和接收信号, 非正交多址技术可以提高频谱利用效率, 扩大吞吐量, 具有低延迟, 高可靠性, 同时也可以支持更大规模的设备与其进行连接。因此, 非正交多址接入技术成为第五代移动通信的核心技术之一。

NOMA 的 2 种主要类型是: 电源域和代码域。电源域 NOMA 的关键特性是允许不同的用户共享相同的时间、频率和代码, 但具有不同的功率级别。在代码域 NOMA 中, 将不同的扩频码分配给不同的用户, 然后在相同的时频资源上复用。另外, 在功率域 NOMA 中, 现如今主要采用串行干扰删除技术来大幅的减少多址的干扰等问题。

串行干扰消除技术的主要思想是逐步消除干扰。在接收信息一端采用具有串行干扰消除技术的接收机来消除干扰^[10]。接收信号中对用户逐一进行解码, 完全解码后, 在接收信号中减去这个用户信号带来的多址干扰, 然后对其余用户根据一定顺序再次进行循环解码, 循环多次消除同一时刻同一频率所有的多址干扰。NOMA 基本模型如图 1 所示。

2.3 D2D

D2D 终端直通技术是第五代移动通信中三大场景的重要技术, 支持不占用频谱资源的直接通信^[11]。在本文仿真实验中, 应用 D2D 技术通过复

用通信网络资源, 实现终端与终端之间交换信息^[12]。从蜂窝网络覆盖范围来看, D2D 通信可分为基于蜂窝网覆盖下的 D2D 连接和无蜂窝网覆盖下的 D2D 连接。基于蜂窝网覆盖下的 D2D 连接又可分为全部覆盖与部分覆盖。当全部覆盖时, 首先通过基站搜索 D2D 设备, 然后进行连接, 在成功进行资源的管理、调度、分配等一系列操作后, 实现用户之间通讯。当部分覆盖时, 因其网络复杂度远低于全覆盖下的 D2D 连接, 无需进行资源调度即可通过基站成功引导 D2D 设备连接, 实现用户之间通过 D2D 技术的通讯^[13-14]。无蜂窝网覆盖连接时, 用户与用户可直接通讯。

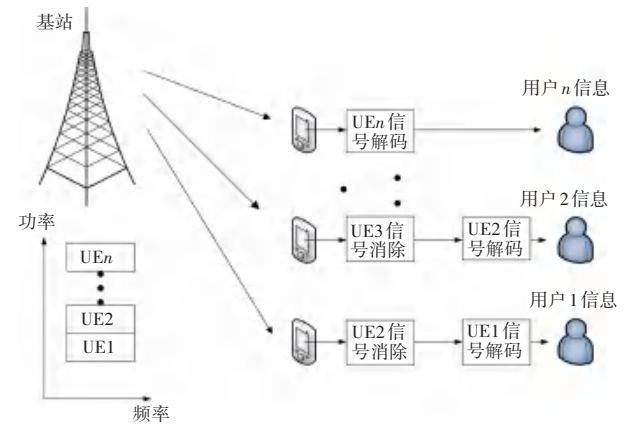


图 1 NOMA 系统下行链路模型

Fig. 1 NOMA system downlink model

根据随机几何理论^[15], BS 基站空间分布可利用泊松点分布建立强度为 λ_{BS} 的网络模型。

$$P(\Phi(A) = n) = \exp(-\lambda |A|) \frac{\lambda |A|^n}{n!}, \quad (2)$$

其中, $\varphi(A)$ 为计数测度, $|A|$ 为勒贝格测度。将用户建模分为两组, 一组为 D2D 传输 UE, 建立强度为 λ_{tx} 的泊松点分布模型, 另一组为 D2D 接收 UE, 建立强度为 λ_{rx} 的泊松点分布模型。其中 UE 为用户设备。

假定 D2D 模型的选择基于蜂窝网连接和 D2D 连接的下行信号强度 DL。因下行信号通过 UE 的测量结果可经首层与末层进行平均, 所以只考虑下载信号强度路径损耗即可, 通常根据幂法则, 可得下行信号强度。

$$DL_i(|x - y|) = P_t G_t A_i |x - y|^{-\eta_i}, \quad (3)$$

其中, x 为传输信号位置; y 为接收信号位置; i 为蜂窝网连接与 D2D 连接; $|x - y|$ 为输入信号与输出信号之间的距离; P_t 为传输能量效率; G_t 为天线增益; η_i 为信号传播路径损耗; A_i 为信号传播常数。

移动模型^[14]代表移动用户的移动,可以用来预测用户的未来位置。在一个新的移动 adhoc 网络协议的研究中,模拟协议及评价其性能非常重要,移动模型是协议模拟的关键参数之一。随机路点移动模型为移动模型的一种,其用户轨迹可用其无限的四重序列表示:

$$\{(X_{n-1}, X_n, V_n, S_n)\}_{n \in N}, \quad (4)$$

其中, X_{n-1} 为初步位置; X_n 为结束位置; V_n 为速度; S_n 为到达航点暂停时间。给定当前的航点 X_{n-1} , 得出一个密度为 λ_1 同质泊松点分布 $\varphi_l(n)$, 选择距离 $\varphi_l(n)$ 最近的点作为下一个航点。

$$X_n = \arg \min_{x \in \varphi_l(n)} |x - X_{n-1}|, \quad (5)$$

变化长度为:

$$\{L_n = |X_n - X_{n-1}|\}_{n \in N}, \quad (6)$$

变化长度的累计密度函数为:

$$P(L \leq l) = 1 - \exp(-\lambda_1 \pi l^2), \quad (7)$$

由此可知,变化长度呈瑞利分布。

D2D 模型的选择基于蜂窝网连接和 D2D 连接下行信号的强度 DL。一般来说,2 种选择之间无明确界限,本文中给出一种方式,当用户超出 D2D 范围时,给出模式选择界限,其中 D2D 以用户设备为中心,通信范围由等待偏置的 DL 的边界来界定。对于传统的 D2D 传输 UE,边界由 BS 和 D2D 传输 UE 的相同 DL 边界平面点来界定。

$$B = \{(x, y) \in R^2 \mid \gamma_c DL_c(D_{BS,u}) = \gamma_d DL_d(D_{l,u})\}, \quad (8)$$

其中, γ_c 和 γ_d 为蜂窝网连接和 D2D 连接的数据流量减负偏差,根据 D2D 传输 UE 时选择模式的多种情况, D2D 接收 UE 将选择最先接触 DL 边界的用户设备。

一般情况下假定 $BS_{l_{BS}}$ 位于起点,由 D2D 传输 UE 位于 $x_l(d, 0)$, 由 D2D 接收 UE 位于 $(x, y) \in R$, 其中, D2D 接收 UE 到 $BS_{l_{BS}}$ 的距离为:

$$D_{BS,u} = \sqrt{x^2 + y^2}, \quad (9)$$

D2D 接收 UE 到 D2D 传输 UE 的距离为:

$$D_{l,u} = \sqrt{(x-d)^2 + y^2}, \quad (10)$$

可得到:

$$\hat{P} = (x^2 + y^2)^{\hat{\eta}} - (x^2 + y^2 - 2dx + d^2), \quad (11)$$

当:

$$\hat{P} = \left(\frac{\gamma_d P_d G_d A_d}{\gamma_c P_c G_c A_c} \right)^{\frac{2}{\eta_d}}, \quad (12)$$

$$\hat{\eta} = \frac{\eta_d}{\eta_c}. \quad (13)$$

通常 D2D 传输 UE 的功率要比蜂窝网 BS 传输的功率低得多,因此 $\hat{\eta} \ll 1$, 假设 D2D 连接和蜂窝网连接路径损耗近似相等,则 DL 边界函数可以简化为圆的表达方程,圆心为:

$$x_c = \frac{\frac{\alpha d}{\epsilon_l - \hat{P}}, 0}{\frac{\alpha d}{\epsilon_l - \hat{P}}}, \quad (14)$$

半径为:

$$R_c = \frac{\sqrt{\hat{P}d}}{1 - \hat{P}}, \quad (15)$$

当 D2D 模式转换速率提高时,传输 UE 通信模式的频率也将提高,这直接有助于系统指令开销。对于传输 UE 运行轨迹 L , 可将强度为 λ_l 的随机路点移动模型分为无限个移动小区间。因此, D2D 模式转换是在一个移动区间内的转换。

$$H = \frac{E[N]}{E[T]}, \quad (16)$$

其中, $E[N]$ 为预期数量, $E[T]$ 预期时段时间。对于传输 UE, 在第 n 个移动区间执行 D2D 模式转换的概率可表示为接收 UE 位于 $area1$ 和 $area2$ 的概率,即:

$$\frac{S_{area1} + S_{area2}}{A}, \quad (17)$$

求整个概率空间上的平均值,计算出传输 UE 的预期 D2D 模式转换数:

$$E_l[N] = \iint \frac{S_{area1} + S_{area2}}{A} f_{L_c}(l) f_{R_c}(r) dl dr, \quad (18)$$

其中, $f_{L_c}(l)$ 是圆心相对运动变化长度的概率密度函数, $f_{R_c}(r)$ 为 DL 边界圆半径,根据 $L^c = L/1 - \hat{P}$, L^c 的概率密度函数可被推导为:

$$f_{L_c}(l) = 2\pi\lambda_l (1 - \hat{P})^{-2} \times \exp(-(1 - \hat{P})^2 \lambda_l \pi l^2), \quad (19)$$

为了得到 DL 边界圆半径的概率密度函数,需得出 BS 输出 UE 与 D2D 输出 UE 之间的距离 d 的概率密度函数 $X_{l_{2b}}$ 。 $X_{l_{2b}} > r$ 事件等同于以半径为 r 输出 UE 的圆内没有部署 BS 的事件,因此, $X_{l_{2b}} > r$ 的概率为:

$$P = (X_{l_{2b}} > r) = \exp(-\lambda_{BS} \pi r^2), \quad (20)$$

DL 边界圆半径的概率密度函数为:

$$f_{R_c}(r) = \frac{(1 - \hat{P})^2}{\hat{P}} 2\pi\lambda_{BS} r \times \exp\left(-\frac{(1 - \hat{P})^2}{\lambda_{BS} \pi r^2}\right) \lambda_{BS} \pi r^2 \quad (21)$$

根据:

$$S = S_{area1} + S_{area2}, \quad (22) \quad \text{可得:}$$

$$S = \begin{cases} R_c^2 \cos^{-1} \frac{R_c^2 + L_c^2 - R_c^2}{2R_c L_c} + R_c^2 \cos^{-1} \frac{R_c^2 + L_c^2 - R_c^2}{2R_c L_c} - 2\sqrt{p(p-R_c)(p-R_c)(p-L_c)}, L_c < R_c + R_c, \\ \pi R_c^2 + \pi R_c^2, L_c \geq R_c + R_c, \end{cases} \quad (23)$$

其中, $p = (R_c + R_c + L_c)/2$, 第 n 区间的 D2D 模式转换的预期数量 $E[N]$ 类似于二项式可得:

$$E[N] = \lambda_{ix} A E_t [N] \quad (24)$$

由于 $\hat{p} \ll 1$, 可得:

$$R_c = \frac{\sqrt{\hat{P}} d}{1 - \hat{P}}, \quad (25)$$

可知 DL 边界圆半径几乎无变化, 经过简化, 得

$$S = \begin{cases} 2\pi R_c^2 - 4R_c^2 \cos^{-1} \frac{L_c}{2R_c} + 2L_c \sqrt{R_c^2 - \frac{L_c^2}{4}}, L_c < 2R_c \\ 2\pi R_c^2, L_c \geq 2R_c, \end{cases} \quad (26)$$

将 S 作为 $L_c/2R_c$ 函数时, S 是邻域 $[0, 1]$ 中的高阶导数, 可通过泰勒函数近似得出 S , 并得到 D2D 传输 UE 的预期转换数量:

$$E_t [N] = \frac{\hat{P}}{(1 - \hat{P})^2} \times \frac{2\lambda_{BS} - \frac{8\lambda_{BS}}{\pi}}{A(4\hat{P}\lambda_r + \lambda_{BS})^2} + \frac{\sqrt{\hat{P}}}{(1 - \hat{P})^2} \times \frac{1}{A\sqrt{\lambda_{BS}\lambda_r}}, \quad (27)$$

平均变化时间可以通过使用预期变化长度和平均速度的比来求导出, 即:

$$E[T] = \frac{E[L]}{E[V]} = \frac{1}{2v\sqrt{\lambda_r}} \quad (28)$$

假定 $V = v$, 最后得出 D2D 模式转换率的闭式表达式为:

$$H = \frac{\lambda_{ix} v}{(1 - \hat{P})^2} \times \frac{\frac{2\lambda_{BS} - \frac{8\lambda_{BS}}{\pi}}{A(4\hat{P}\lambda_r + \lambda_{BS})^2} + \frac{\sqrt{\hat{P}}}{A\sqrt{\lambda_{BS}\lambda_r}}}{\frac{1}{2v\sqrt{\lambda_r}}} \quad (29)$$

2.4 系统极性译码器算法

本文设计了一种高效、低复杂度的算法来执行系统的极坐标编码, 适用于任意选择的冻结位索引 (不一定是极坐标)。其具体过程如下:

功能编码器 $A(y, x)$

INPUT: y, x with unfilled bits (variables of $x =$

$y \cdot F^{\otimes n}$);

OUTPUT: Updated vectors y and x , with solutions of $x = y \cdot F^{\otimes n}$ filled in.

1: $n \triangleq \log_2(N)$ and X is an $N \times (n + 1)$ binary matrix // $\Theta N \log N$

2: Set: $X[:, 1] = y$ and $X[:, n + 1] = x$ // First & last columns

3: for $i = N, N - 1 \dots$,

4: if $i \in I$ then $s = n + 1; \delta = -1$;

5: else $s = 1; \delta = 1$;

6: end

7: Let the binary representation;

$(i - 1) \equiv b_1 b_2 \dots b_n$, with b_1 as MSB

8: for $j = 1, 2, \dots, n$ do

9: $t = s + j\delta; l = \min(t, t - \delta); \kappa = 2^{n-1}$;

10: if $b_t = 0$ then

$X[i][t] = X[i][t - \delta] \oplus X[i + \kappa][t - \delta]$

11: else

$X[i][t] = X[i][t - \delta]$

12: end

13: end

14: End

15: $y = X[:, 1]$ & $x = X[:, n + 1]$ //

Solutions in first & last columns

系统极性码中消息向量被映射到码字, 使得消息比特显示可见。考虑码字 X 中消息位的索引显示, 可以选择与信息位索引 i 的集合相等的集合。在该集合中, 消息位显示为第 k 位。

其中, x 和 y 是未知数且二者之间有 N 个未知量, 很容易看出得到的 x 是一个重新排列的线性方程组。且 $F^{\otimes n}$ 是一个上三角矩阵, 可以直接用高斯消去法求解方程。

2.5 实验系统模型

基于三大场景第五代移动通信关键技术的无线传感器网络背景, 将常规的信息源数据传输到中央基站进行解码^[15-16], 如图 2 所示。传感器 1 使用系统极性编码器独立编码得其数据 X 。在系统极性编码器的输出端, 当通过噪声信道时, 将系统位 d_s 丢

弃,将奇偶校验位 d_p 发送到基站。当奇偶校验位的数量不超过系统位数时,则进行压缩。传感器 2 采用信源编码与信道编码技术来传输其观察到的信号数据 Y , 在基站处具有相应的常规解码器。在接收端,系统极性译码器使用解码后的数据 Y' (近似为 Y) 作为解码 X 所需的系统数据的噪声。

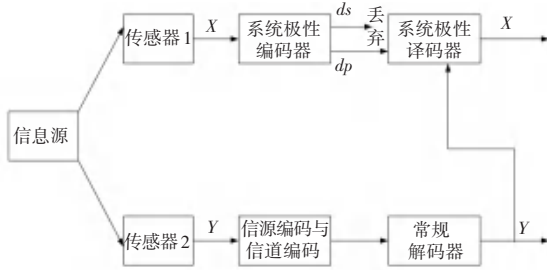


图2 JSCC系统模型

Fig. 2 JSCC system model

利用传统编码技术, Y 可以被压缩到接近其极限熵 $H(Y)$ 的速率并且可被解码器正确恢复 $Y' = Y$, 使用任何合适的熵编码方案都可以实现向前纠错码。如前所述,通过在解码器处利用 X 和 Y 之间的相关性,可将 X 的速率压缩接近条件 $H(X/Y)$, 因 $H(X) \geq H(X/Y)$, 所以与 $H(X)$ 相比,采用 Y 来解码 X , 不能够实现最大强度压缩。对于 $i(N, K)$ 系统极性编码器,当 $N < 2K$ 时实现压缩, 并且 X 的压缩率为:

$$R = \frac{N - K}{K} = \frac{N}{K} - 1, \quad (30)$$

根据离散无记忆信源 X , '0' 与 '1' 符号可能性相等的情况。为了模拟数据之间的相关性,使用虚拟通道在其输入处得到 X , 并在其输出处得到 Y 。由于 Y 不一定是离散的,因此考虑到高斯相关模型,可以简化系统模型,如图3所示。

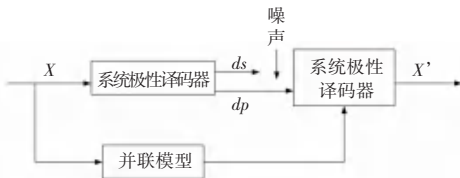


图3 简化JSCC系统模型

Fig. 3 Simplified JSCC system model

其中关联模型被模拟为高斯模型。二进制数据 X 被反馈到二进制脉冲幅度调制器 (B-PAM), 其输出矩形脉冲幅度为 $\pm E_b^{1/2}$, 持续时间为 T_b , 然后添加高斯随机变量 (RV), 对信道输出进行采样以获得数据 Y 。该信道关联模型借鉴于通信理论, 其中 E_b 表示比特能量, 加性高斯 RV 表示功率谱密度为

$N_0/2$ 的零均值加性高斯白噪声 (AWGN)。 X 和 Y 之间的相关性可以通过比特能量与噪声密度比 E_b/N_0 来测量, 比率越高, 相关程度越大。根据 Slepian-Wolf 定理, R 的下限是 $H(X/Y)$, 压缩界限可表示为:

$$H(X|Y) = -p \log_2(p) - (1-p) \log_2(1-p), \quad (31)$$

其中:

$$p = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \exp\left(-2 \frac{E_b}{N_0}\right)} \right), \quad (32)$$

公式中 E_b 是平均比特能量。通常情况下一个 Bit 是由很多个 chip 组成的, 所以其能量 = $N * E_c$ 。 N_0 是 Noise 的缩写, 指白噪声的功率谱密度, 其单位是 W/Hz。

E_c/N_0 定义为: 每个调制比特的能量与噪声功率之比。RSSI 接收信号强度指示 (接受信号功率/整个信道带宽内的接收功率), 相应信道带宽内的宽带接收功率, 测量在 UTRAN 下行载波上进行。

实际上, 可实现的速率 (取决于代码设计) 与理论界限之间始终存在差距^[17]。在 JSCC 系统模型下, 需要额外的冗余位来克服信道损耗^[18], 因此与 $H(X/Y)$ 之间的差距进一步增加。

本研究中, 对于 (N, K) 码, 选择输出第 N 个比特位 (系统位加上奇偶校验位) 为 2 的幂 ($N = 2^n, n = 8, 10, 12, 14, 16, 18$)。而对于给定的 N 值, 通过改变输入数据位的数量 K 来改变压缩率。

定义 $x^{in} = [x_{\{i\}}, 0_{\{i\}}]$, 其中 $x_{\{i\}}$ 有 N 位向量, 通过指数集 $\{i\}$ 和冻结比特指数集 $\{i\}^c$ 的一组 $N - K$ 零点确定输入向量 x 的 K 个信息位的位置, 在非系统极性编码器中, 计算可得输出码 d 为

$$d = x^{in} \cdot F^{\otimes n}. \quad (33)$$

其中, $F^{\otimes n}$ 是核函数 F 的 n 阶矩阵张量乘, 定义如下:

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (34)$$

在系统极性编码器中, 输出码由系统位和奇偶校验位组成, 使得:

$$d = [d_{\{i\}}, d_{\{i\}^c}], \quad (35)$$

其中, 系统位部分是 $d_s = d_{\{i\}} = x_{\{i\}}$, 奇偶校验位部分是 $d_p = d_{\{i\}^c}$ 。系统极性编码器中的系统位不是输出码字中的前 K 个位, 类似于系统线性分组编码, 但它们出现在系统极性编码器输出的信息位索引处, 因此, 奇偶校验位被置于 d 中的冻结索引

处。给定信息向量 x , 系统极性编码器的输出码 d 为:

$$d = z \cdot F^{\otimes n} \quad (36)$$

其中, $z = [z_{\{i\}}, z_{\{i\}^c}]$, $z_{\{i\}}$ 和 $d_{\{i\}^c}$ 是未知数。可利用系统极性编码器算法得出。

3 实验结果与分析

本文研究了在三大场景中第五代移动通信关键技术的无线传感器网络背景下, 系统极化码在联合信源信道编码中的应用。使用高斯模型来表示源相关, 采用高斯信道进行传输。模拟了两个简单场景。研究表明, 利用较弱的压缩和较长的块可以降低错误率, 然而更强的压缩和更短的块长度可以更好的降低传输错误。

在模拟中, 首先考虑 DSC 分析法的情况, 其中没有噪声作用于奇偶校验位。差距在可达到的压缩率与理论压缩界限之间, 目标误码率 (BER) 在 $1E-6$ 时, 使用不同 $n \in \{8, 10, 12, 14, 16, 18\}$ 值的系统极性译码器, 得到结果如图 4 所示。

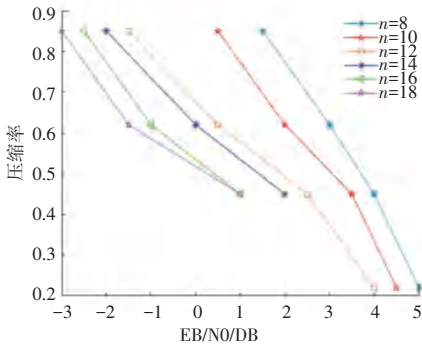


图 4 在 DSC 分析下, 实现目标误码率为 $1E-6$ 的压缩率

Fig. 4 Achievable compression rate in case of DSC, for a target BER of $1E-6$

由图 4 可以观察到: 随着 X 和 Y 之间的相关性 E_b/N_0 的增加, $H(X/Y)$ 减小。这些曲线表明, 对于所需的压缩比, 当 n 减小时, 需要更大的能量与相关噪声比^[19-21], 以实现所需的误码率性能。

在图 5 中, 以 0.6 的压缩率获得的不同 n 值的误码率, 绘制了不同系统极性编码器获得的误码率 (BER) 作为条件熵的函数。对于这种压缩率, $n = 18$ 所显示的误码率最低, 因此 $n = 18$ 在这种情况下的压缩率表现最佳。

在图 6 中, $H(X|Y)$ 固定为 0.085, 并且针对不同的压缩率测量误码率。已知, 无论 n 为何值, 更强的压缩都会导致误码率的增加。通过观察较大 n 值

($n = 14, 16, 18$) 的数据情况, 可以注意到, 当压缩率 < 0.4 时, 误码率随 n 增加而增加。在压缩率 > 0.4 情况下, 误码率随 n 值的增加而急剧下降并减小。这是因为在具有非常大的 N 的 (N, K) 系统极性编码器中压缩率接近零时不能实现低的误码率, 这与在信道编码应用中使用的极化码的情况不同。可通过增加 N 来获得更好的性能, 但其最大值受物理条件约束。

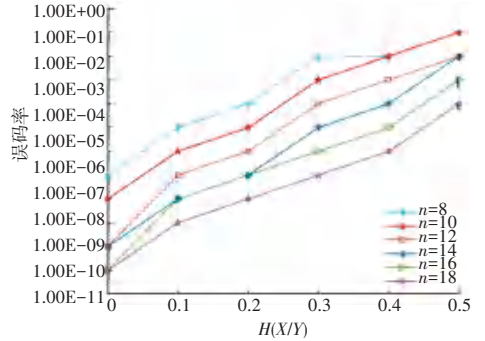


图 5 以 0.6 的压缩率获得的误码率

Fig. 5 BER obtained with a compression rate of 0.64

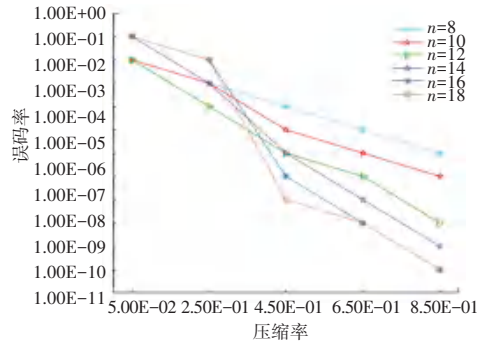


图 6 $H(X|Y)$ 为 0.085 时得到的误码率

Fig. 6 BER obtained with $H(X|Y) = 0.085$

在评估了 DSC 系统之后, 接下来研究了 JSCC 系统^[20]的情况, 即传输信道误差对系统性能的影响。如在 JSCC 场景描述中所提到的, 假设 Y 在解码器处成功恢复 (使用传统的源和信道编码技术), 而 SPE 共同用于压缩和前向纠错, 用于源 X 的传输和重建。相关信道与 DSC 相同, 而符号能量与噪声密度比 E_b/N_0 在传输信道 (即奇偶校验位的信道) 上变化, 以便在误码率方面分析 JSCC 系统性能。考虑压缩率为 0.45 和 0.64 时误码率的情况。如图 5 所示, 由于传输源的不确定性由噪声的传输而增加, 造成 $H(X/Y)$ 的差异。因此, 本文中将误码率曲线绘制为相关参数 E_b/N_0 的函数。

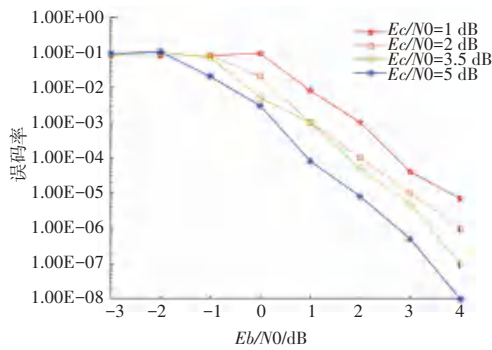


图7 $n=12$, 压缩率=0.45, JSCC 场景下的误码率

Fig. 7 BER obtained with JSCC, $n=12$, compression rate = 0.45

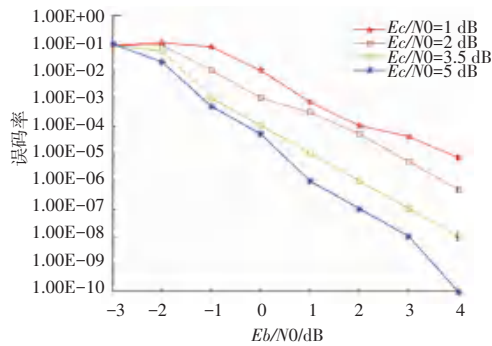


图8 $n=12$, 压缩率=0.64, JSCC 场景下的误码率

Fig. 8 BER obtained with JSCC, $n=12$, compression rate = 0.64

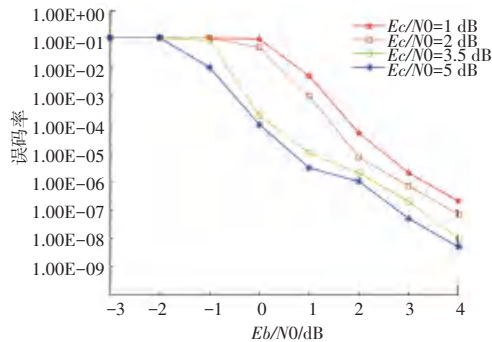


图9 $n=16$, 压缩率=0.45, JSCC 场景下的误码率

Fig. 9 BER obtained with JSCC, $n=16$, compression rate = 0.45

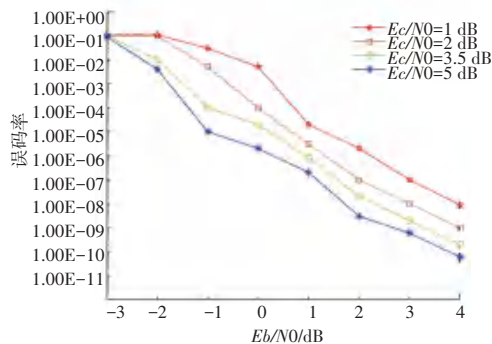


图10 $n=16$, 压缩率=0.64, JSCC 场景下的误码率

Fig.10 BER obtained with JSCC, $n=16$, compression rate = 0.64

通过分析图7到图10可以得出2个主要结论。

(1) 针对于较弱的压缩和较长的块长度,可以

获得更低的误码率见表1。

表1 不同压缩下误码率比较

Tab. 1 Error rate comparison under different compression rate

| | $E_c/N_o = 5, n = 12, 1 \text{ dB}-4 \text{ dB}$ | | | |
|----------|--|-------|-------|-------|
| 压缩率 0.45 | 8E-05 | 8E-06 | 5E-07 | 1E-08 |
| 压缩率 0.64 | 3E-06 | 1E-06 | 5E-08 | 5E-09 |

通过比较可得结论,在相同压缩率时,较长的块长($n=16$)度拥有更低的误码率见表2。

表2 不同块长度下误码率比较

Tab. 2 Error rate comparison under different block length

| | $E_c/N_o = 5$, 压缩率为 0.45, 1 dB-4 dB | | | |
|----------|--------------------------------------|-------|-------|-------|
| $n = 12$ | 8E-05 | 8E-06 | 5E-07 | 1E-08 |
| $n = 16$ | 3E-06 | 1E-06 | 5E-08 | 5E-09 |

通过比较可得结论,在相同块长度时,较弱的压缩(压缩率=0.64时)拥有更低的误码率。

(2)更强的压缩和更短的块长度可以更好抵抗传输错误。例如,计算 E_c/N_o 在同一 E_b/N_o 下的平均误码率,块长度从 $n=12$ 增加到 $n=16$,压缩比为0.45时,块长度误码率从1245倍增加到21087倍,增加约16.93倍。当压缩比为0.64时,误码率从134.4倍增加到2330倍,增加约17.33倍。则可得出结论,在0.45, $n=12$ 时,误码率增加倍数更少,系统抗噪声能力越强,能够更好地抵抗传输错误。

4 结束语

本文研究了在基于三大场景的第五代移动通信关键技术的无线传感器网络背景下,系统极化码在联合信源信道编码中的应用。利用高斯模型来表示源相关,采用高斯信道进行传输,模拟了2个相关源的简单场景。研究表明,利用较弱的压缩和较长的块长度可以降低错误率,更强的压缩和更短的块长度允许更好抵抗传输错误。本文结合第五代移动通信三大场景,对三大场景的关键技术分别进行了解析,证明了通过应用系统极化码仿真得到的通信性能更好、可靠性更强,更符合现今信息技术的发展需要。

参考文献

- [1] 陈骞. 全球5G进展与趋势[J]. 上海信息化, 2017(5): 80-82.
- [2] 3GPP TR38.901. Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (v15.0.0) [S]. 2018.
- [3] 陈嘉明. 5G移动通信的关键技术规范及发展[J]. 电信工程技术与标准化, 2018, 31(6): 36-41
- [4] 李革. 我国5G移动通信的关键技术与发展趋势[J]. 科技传播, 2016, 1: 157-158

(下转第23页)