



极化码在 LTE 系统中的应用

许进¹, 陈梦竹¹, 朴璠楠²

(1. 中兴通讯股份有限公司, 广东 深圳 518055;

2. 北京邮电大学信息与通信工程学院, 北京 100876)

摘要: 为了实现极化码在 LTE 系统中的应用, 提出了两类 LTE 系统中的极化码编码调制方案: 联合极化编码调制 (MLC-PCM) 方案和比特交织极化编码调制 (BIPCM) 方案。其中, MLC-PCM 方案凸显了通信系统中联合极化设计对系统性能提升的重要作用。此外, 由于极化码的编码码长不一定为 2 的幂次, 因此提出了一套简单易行且性能优异的极化码速率适配打孔方案, 使得极化码的码长可以任意变化。最后, 将极化编码调制方案与 LTE 系统 Turbo 码编码调制方案在所有 MCS 等级上进行了对比, 仿真结果显示, 在所有 MCS 等级上, 极化编码调制方案都有明显性能增益。

关键词: LTE; 极化码; 编码调制; 联合极化编码调制; 比特交织极化编码调制

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2017066

Application of polar code in LTE system

XU Jin¹, CHEN Mengzhu¹, PIAO Jinnan²

1. ZTE Corporation, Shenzhen 518055, China

2. School of Information and Communication Engineering,

Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

Abstract: In order to implement the application of polar code in LTE system, two kinds of coding modulation schemes under LTE radio link were proposed, which were multilevel coding polar coded modulation (MLC-PCM) scheme and bit interleave polar coding modulation (BIPCM) scheme. MLC-PCM scheme highlights that multilevel polarization design is significant to the promotion of system performance in communication system. Furthermore, the length of polar code may not be the power of 2 for different business requirement, so a rate match scheme that was easy to implement and well property for polar codes was proposed, to make the length of polar codes change arbitrarily. Finally, compared with the Turbo code modulation scheme in LTE system on all the MCS level, polar code modulation can have a obvious gain.

Key words: LTE, polar code, code modulation, multilevel coding polar coded modulation, bit interleave polar coding modulation

收稿日期: 2016-12-18; 修回日期: 2017-03-05

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 61171099); 国家高技术研究发展计划 (“863”计划) 基金资助项目 (No. 2015AA01A709); 中兴通讯产学研资助项目

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. 61171099), The National High Technology Research and Development Program (863 Program) of China (No. 2015AA01A709), ZTE Funded Research Project

1 引言

在现行的 LTE 系统中,采用 Turbo 码作为信道编码方式能够获得较好的性能。然而,未来移动通信对速率以及性能提出了更高的要求,需要考虑新的编码方式。极化码^[1]作为第一个被严格证明可达容量的构造性编码方式,一直受到学术界以及工业界的广泛关注,在 3GPP RAN1#87 次会议上,经过与会公司多轮技术讨论,最终将极化码确定为 5G eMBB 场景中控制信道的编码方案。

为了提高频谱利用率以及系统性能,Seidl 等人^[2,3]提出了联合极化编码调制(multilevel coding polar coded modulation, MLC-PCM)优化方案的设计思想,并给出了详细的理论分析。参考文献[4]中提出了一种采用不同极化核矩阵的信道映射方式,相比随机映射能够获得 0.3~0.5 dB 的增益。参考文献[5]中在比特交织极化编码调制 (bit interleave polar coding modulation, BIPCM)方案中引入信道容量为 0 的虚拟信道,从而适配不同的调制阶数。为了降低信道映射方式的搜索复杂度,参考文献[5]中提出了一种等容量分割方案。

极化码的理论研究工作很多,但是将极化码应用于实际通信系统中的工作却较少。为了推进极化码在实际中的应用,本文对极化码在 LTE 系统中的应用进行深入研究。相较于 LTE 系统,本文提出的方案主要在信道编码和调制上做出了相应的调整。在信道编码方面,用极化码^[1]代替 LTE 系统的 Turbo 码^[6,7],提出了极化编码调制联合优化方案和比特交织编码调制两种方案。针对不同业务需求,还提出一套简单有效的通用性速率适配方案。从仿真结果来看,两种极化编码调制方案在各等级 MCS 的性能均优于 Turbo 码编码调制方案。

2 极化编码 LTE 链路传输方案

2.1 极化编码调制系统总体设计框架

极化编码调制系统总体设计框架如图 1 所示。相较于 LTE 系统,目前的方案主要在信道编码和调制上做出了相应的调整,其余各模块功能和 LTE 系统基本一致。下面针对极化编码调制部分进行详细描述。

2.2 极化编码调制系统特点

2.2.1 系统传输信号模型

发送端的信息比特序列为 u_A ,其中 $|A|=K$,被送入码长为 mN 的极化编码模块进行编码。经过 2^m 进制调制之后,这 mN 个比特被映射为 N 个调制符号序列 s_i^N ,各调制符号在复数域上取值,即 $s_i \in C$ 。根据 LTE 协议,本文均采用 QAM 星座,发送符号功率 $E[|s_i|^2]=1$ 。

接收信号用矢量 y_i^N 表示,第 t 时隙接收到的信号 y_t 可表示为:

$$y_t = h_t x_t + z_t \tag{1}$$

其中, z_t 是服从均值为 0、方差为 σ^2 的复高斯变量, h_t 是瞬时信道状态, x_t 是发送信号。接收端进行理想信道估计,即瞬时信道状态 h_t 与噪声方差 σ^2 在接收端已知。

2.2.2 极化码基本原理

用符号 $W: X \rightarrow Y$ 表示二进制输入离散无记忆信道 (B-DMC),其中 X, Y 分别为信道 W 的输入、输出符号集合。信道转移概率表示为 $W(y|x)$,其中 $x \in X, y \in Y$ 。给定极化码码长为 N ,信息位长度为 K ,码率 $R=K/N$,信道 W 上的极化过程^[1]如下所示。

对 N 个独立的信道 W 进行信道合并和分解操作,得到 N 个比特子信道,比特子信道表示为 $W^{(j)}, j=1, 2, \dots, N$,

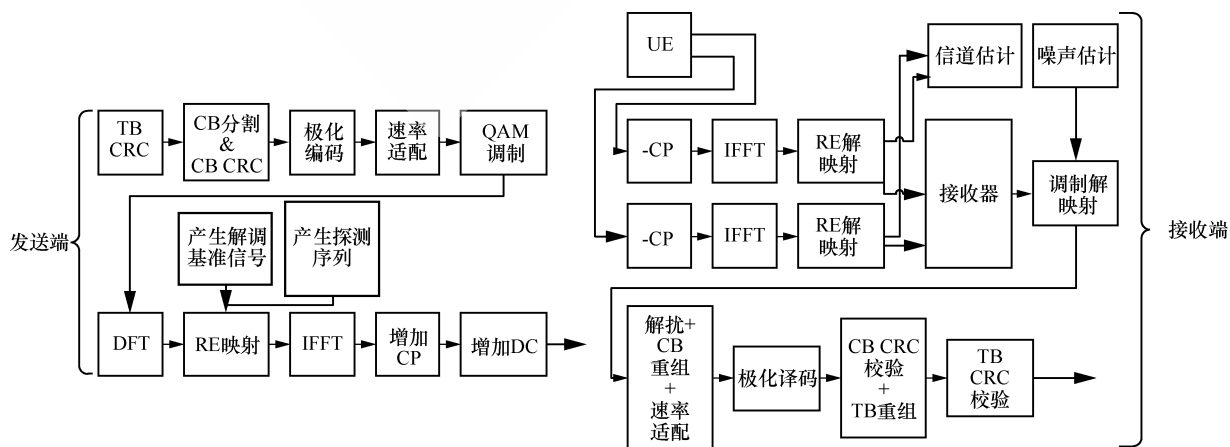


图 1 极化编码调制系统总体设计框架



信道转移概率为 $W_N^{(j)}(y_i^N, u_i^{-1} | u_j)$ 。根据高斯近似计算每个比特子信道的可靠度,选取 K 个可靠性最高的比特子信道承载信息比特,其他比特子信道传输固定比特,固定比特一般取 0。

极化码可按 $x_i^N = u_i^N G_N$ 进行编码。其中 G_N 是生成矩阵, $u_i^N, x_i^N \in \{0, 1\}^N$ 分别是信源比特序列和编码比特序列,信源比特序列由信息比特序列 u_A 和冻结比特序列 u_F 组成。生成矩阵定义为 $G_N = B_N F_2^{\otimes n}$, 其中 B_N 是比特翻转置换矩阵,

$$F_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}。$$

极化码的译码算法有 SC^[1]、SCL^[8]、SCS^[9]、CA-SCL^[10]、CA-SCS^[10]等。本文主要采用 CA-SCL 算法进行译码。

2.2.3 集分割映射

在现行的 LTE 系统中, Turbo 码编码均采用格雷映射方式。而为了获取更好的极化效果,在 MLC-PCM 方案中,采用集分割映射方式。

类似于现有的 LTE 系统, I 路和 Q 路相互独立,且采用相同的映射方式。以 64QAM 为例, 64QAM 调制集分割映射方案见表 1, 因为 I、Q 两路采用相同映射, 因此只给出 I 路 3 bit 的映射, Q 路 3 bit 映射关系与其完全一致。

表 1 64QAM 调制集分割映射方案

符号	-7	-5	-3	-1	1	3	5	7
bit 1	0	1	0	1	0	1	0	1
bit 2	0	0	1	1	0	0	1	1
bit 3	0	0	0	0	1	1	1	1

2.2.4 比特交织编码调制

参照 LTE 系统 Turbo 编码调制的实现方案, 本文也提出了一种基于传统的极化核的 BIPCM 实现方法。通过将 BIPCM 信道视作一组并行的 BMC 信道, 基于并行信道极化理论, 用增加虚拟信道的方式适配调制阶数。由于所提 BIPCM 方案仅涉及 2×2 的极化核, 因此不需对极化核最佳组合方案进行搜索设计, 降低了系统设计复杂度。此外, 借助于高斯近似算法, 本文所提 BIPCM 方案在构造时的计算复杂度为 $O(M \ln N)$, 远低于通过 DE^[11] 算法进行构造的方案。BIPCM 方案通过引入比特级交织器, 对编码与调制进行独立设计。从这一角度来说, BIPCM 方案具有简单灵活的特性, 但性能会有损失。BIPCM 方案的具体实现步骤如下。

步骤 1 由 K 个信息比特和 $(N-K)$ 个固定比特组成的源序列 u_i^N 经过极化编码得到编码序列 x_i^N , 其中 $x_i^N = u_i^N G_N$ 。

步骤 2 编码序列 x_i^N 通过串/并变换被分割成 J 个比特流 $s_{i, (j)}$, 各比特流中的元素 $s_{k, (j)} = x_{k-1+j}$, 其中 $j=1, 2, \dots, J$, $k=1, 2, \dots, N/J$ 。

步骤 3 各个比特流通过一个信道映射 $M: \{1, 2, \dots, J\} \rightarrow \{1, 2, \dots, J\}$ 进行一次置换, 即对所有 $j=1, 2, \dots, J, k=1, 2, \dots, N/J$, 有 $t_{k, M(j)} = s_{k, (j)}$, 其中信道映射 M 根据等容量分割原则得到。

步骤 4 将步骤 3 中得到的 J 个置换后的比特流中的前 m 个, 即序号为 $j=1, 2, \dots, m$ 的序列 $t_{i, (j)}$ 分别经过交织器然后组成一个长度为 N/J 的二进制 m 元组。这些 m 元组经过 2^m 进制调制后得到符号序列 $a_i^{N/J}$ 并被送入信道进行传输。其余的 $(J-m)$ 个序列, 即序号为 $j=m+1, m+2, \dots, J$ 的 $t_{i, (j)}$, 则直接丢弃不传。

步骤 5 在接收端, 根据接收信号 $y_i^{N/J}$, 并经过解交织、解信道映射后, 得到编码序列 x_i^N 的 LLR 值, 并据此使用 SC 算法或者其他增强 SC 算法进行译码。

BIPCM 方案示意如图 2 所示。在上述的 BIPCM 方案中, 有两点需要予以特别说明。第一, 并行信道极化的应用。 2^m 进制输入信道可等效为 m 个并行独立的二进制输入无记忆信道 (BMC)。由于并行信道数 mN 不一定为 2 的幂次, 所以需额外增加容量为 0 的虚拟信道, 使得并行信道数目扩展为 2 的幂次, 以适配极化码码长, 然后在此基础上应用并行信道极化理论进行信道极化。第二, 信道映射方案选择。根据实际测试经验, 本文选择了等容量分割的方法^[5]。

等容量分割信道映射方案仅需要若干次排列操作即可得到一个准最优的信道映射。如参考文献[1]中所述, $N > 2$ 的信道变换 G_N 可以递归地表示成 2 个 $G_{N/2}$ 的形式, 2 个 $G_{N/2}$ 可以进一步表示成 4 个 $G_{N/4}$ 的形式, 依次类推, 最终 G_N 可以表示为 $N/2$ 个 G_2 的形式。所谓等容量分割, 就是对递归结构中的任意一层, 使得参与到各分量变换中的每组信道具有尽可能相同的信道容量。

2.2.5 联合极化编码调制及速率适配

(1) 联合极化编码调制

调制过程可以看作是一组比特到调制符号的映射过程, 其结果与极化过程中的信道变换一样, 在各比特之间引入相关性, 使之存在天然的极化现象。64QAM 采用集分割映射时各比特容量分布曲线如图 3 所示。由图 3 可知, 不同比特之间存在明显的容量差异, 即调制中的极化现象。因此, 调制本身也可以被视作一种信道变换, 即通过多

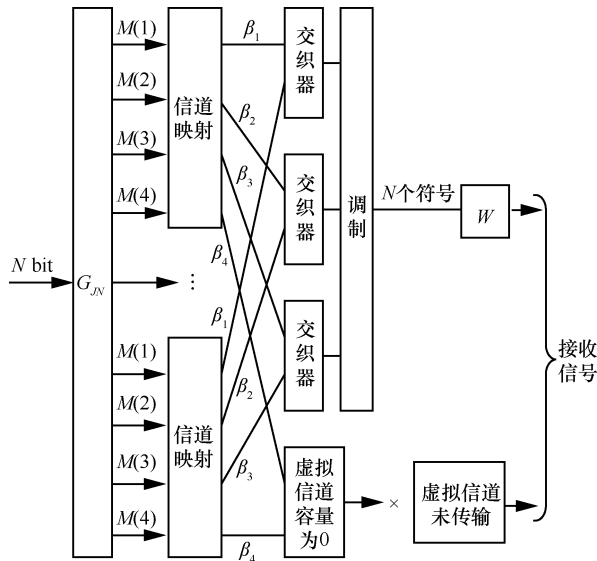


图2 BIPCM 方案示意

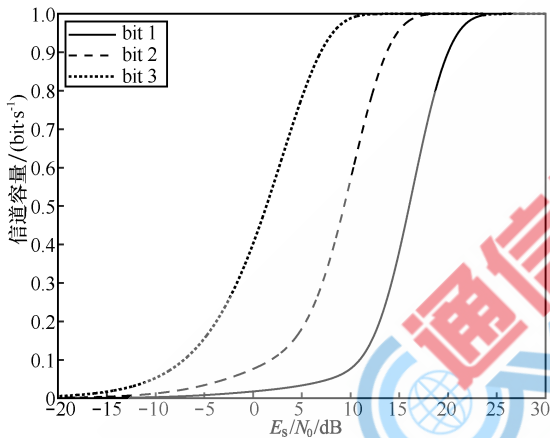


图3 64QAM 采用集分割映射时各比特容量分布曲线 (I、Q 两路采用相同映射, 因此只画出 I 路 3 bit 容量分布, Q 路 3 bit 与其完全一致)

级编码的方式, 将调制糅合到整个信道极化过程中, 由此实现极化编码与调制的联合优化。

给定 2^m 进制输入无记忆信道 $W: X \rightarrow Y$, 在星座映射 $L: \{0, 1\}^m \rightarrow x$ 下, W 可以等价地写作 $W: \{0, 1\}^m \rightarrow y$, 其信道转移概率函数为 $W(y|b^m) = W(y|a)$, 其中 $b^m \in \{0, 1\}^m, a = L(b^m), a \in X, b \in Y$ 。

在接收端对信号进行解调时, b_i^m 被逐比特判决。不失一般性, 假设 b_1 是被第一个解调判决的比特, 而 b_m 则是最后一个被解调判决的比特。对每个 $j=1, 2, \dots, m$, 基于前 $(j-1)$ 个比特 b^{j-1} 的判决结果, 对第 j 个比特 b_j 进行解调判决。该解调过程可以看作对一组二进制输入信道 $W_j: \{0, 1\} \rightarrow y \times \{0, 1\}^{j-1}$ 的接收信号逐个进行判决, 其构成串行干扰抵消 (SIC) 结构, 信道 W_j 转移概率可表示为:

$$W_j(y, b_1^{j-1} | b_j) = \sum_{b_1^{m-j} \in \{0, 1\}^{m-j}} \frac{1}{2^{m-1}} W(y | b_1^m) \quad (2)$$

以上是从 2^m 进制输入信道 W 到二进制输入信道组 $\{W_1, W_2, \dots, W_m\}$ 的过程, 也可被看作一种信道变换, 并通过多级编码的方式与二进制信道变换 G_N 级联起来, 构成 MLC-PCM 传输场景下的信道变换。

MLC-PCM 中的信道变换如图 4 所示。由图 4 可知, 此信道变换可分成两个阶段: 第一阶段就是上述将 2^m 制输入信道 W 变换到二进制输入信道组 $\{W_1, W_2, \dots, W_m\}$ 的过程, 信道转移概率函数如式 (2) 所示; 第二阶段则是逐个基于 W_j 进行信道变换 G_N , 其中 $N=2^n, n=2, 3, \dots$ 。得到的极化信道可表示为: $W_{m,N}^{(i)}: \{0, 1\} \rightarrow y^N \times \{0, 1\}^{i-1}, i=1, 2, \dots, mN$, 其中上标 i 对应的信道 $W_{m,N}^{(i)}$ 是由 $W_{[i/N]}$ 通过极化变换而来。与传统极化码类似, 在计算完所有 mN 个极化信道的可靠性之后, 选择最可靠的 K 个极化信道用以承载信息比特。

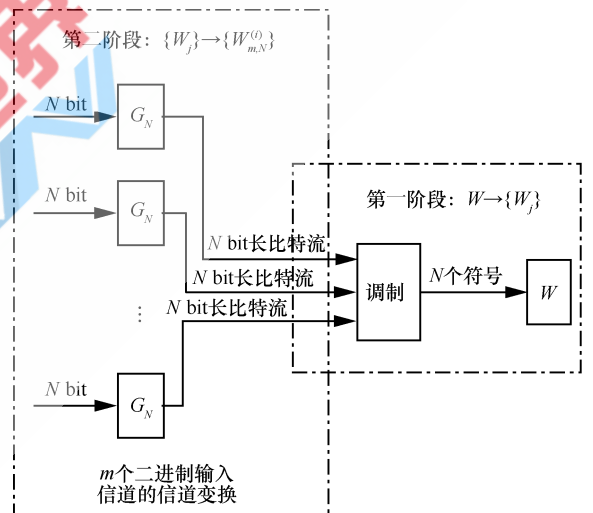


图4 MLC-PCM 方案的信道变换

在上述 MLC-PCM 方案中, 由 K 个比特组成的信息比特经过一个串/并变换, 分配给 m 个码长均为 N 的极化码编码器。码率控制器调整各个极化编码器的码率配置, 使得 MLC-PCM 传输方案的总码率 $R=K/mN$ 。每个编码器的输出均为一个码长为 N 的比特序列。从这 m 个序列中分别按顺序取一个比特, 构成 N 个 m 元比特组, 经过调制后得到 N 个 2^m 的调制符号并送入信道进行传输。

(2) 速率适配

在 LTE 等实际系统中, 由于传输等设计需要, 往往需要通过配置信道编码的码长以达到调整编码码率的目的。然而, 传统的极化码要求码长必须为 2 的幂次, 即 $N=2^n$,

$n=2,3,\dots$,不足以满足实际应用的需求。本文给出了一种基于等容量分割的有效速率适配方案,具体如下。

首先定义一个码长为 N 的序列 $p_i^N=(p_1,p_2,\dots,p_N)$, $p_i \in \{0,1\}, i=1,2,\dots,N$,用以指示打孔比特的位置, $N=2^n, n=1,2,\dots$,称该序列 p_i^N 为“打孔图样”。若 $p_i=0$,则表示在该打孔图样下第 i 个编码比特需要被凿去。

对一个母码码长为 N 的极化码进行打孔,其中 $N=2^n$,目标打孔后编码码字的长度为 M ,即需要从母码码字中凿去 $(N-M)$ 个比特,则打孔图样 p_i^N 按以下方法确定。

- 初始化一个长度为 N 的辅助序列 q_i^N ,设置 q_i^N 的前 $(N-M)$ 个元素为 0,后 N 个元素为 1,则 q_i^N 可表示为:

$$q_i^N = \left\{ \underbrace{0,0,\dots,0}_{(N-M)\text{个}}, \underbrace{1,1,\dots,1}_N \right\} \quad (3)$$

- 对以上 q_i^N 中各元素进行比特反序重排列,得到所求打孔图样 p_i^N ,即对每一个 $i=1,2,\dots,N$,都有 p_i 可表示为:

$$p_i = P_D(b_1 b_2 \dots b_n) = Q_D(b_n b_{n-1} \dots b_1) \quad (4)$$

其中,函数 $D(b_1 b_2 \dots b_n)$ 将一个长度为 n 的二进制序列 $b_1 b_2 \dots b_n$,以 b_1 为最高位(MSB), b_n 为最低位(LSB),转成一个对应的十进制数,可表示为:

$$D(b_1 b_2 \dots b_n) = 1 + \sum_{i=1}^n b_i \cdot 2^{n-i} \quad (5)$$

3 仿真结果与分析

本节在 AWGN 信道和单径瑞利衰落下对 LTE 系统规定的各种 MCS 进行仿真测试,所有结果测试均在 5 个 RB 下进行。LTE Turbo 码采用 Log-MAP 译码算法,最大迭代次数为 6 次。极化码采用 CRC 辅助 SCL 译码算法,其列表(list)大小为 16。

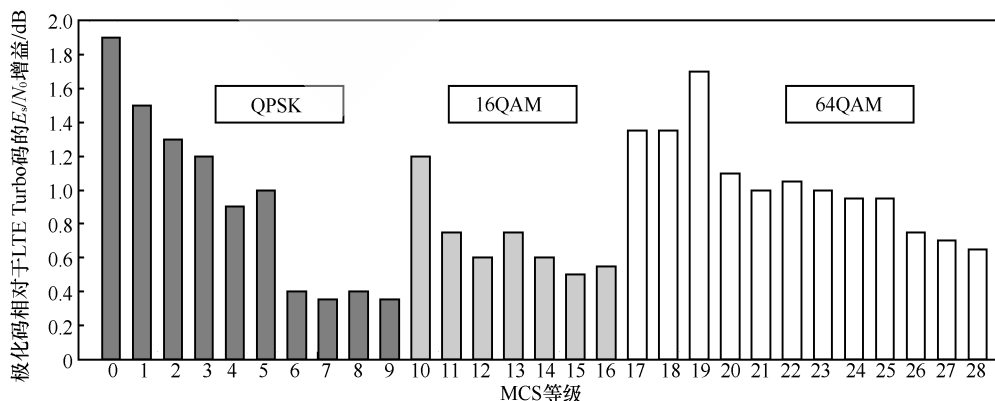


图6 AWGN 信道各种 MCS 等级下 MLC-PCM 方案相对于 LTE Turbo 编码调制方案的增益

3.1 AWGN 信道性能对比

AWGN 信道下 MCS7、MCS12、MCS22 的仿真结果对比如图 5 所示。3 种 MCS 的调制方式分别为 QPSK、6QAM、64QAM。由图 5 可知,在 AWGN 信道中,MLC-PCM 方案性能优于 BIPCM,且两种极化编码调制方案均优于 LTE 系统中的 Turbo 编码调制方案。

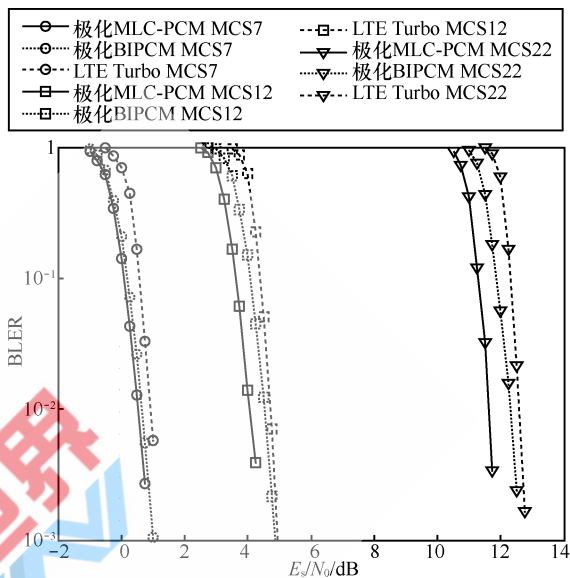


图5 AWGN 信道下 MCS7(QPSK)、MCS12(16QAM)、MCS22(64QAM)性能对比

在 AWGN 信道下对 LTE 系统现行所有 MCS(0~28)进行了逐一测试,MLC-PCM 方案相对于 LTE Turbo 编码调制方案的增益如图 6 所示。由图 6 可知,在所有 MCS 等级下,MLC-PCM 方案都有明显的性能提升。

3.2 单径瑞利衰落信道性能对比

单径瑞利衰落信道下 MCS7、MCS12、MCS22 的仿真结果对比如图 7 所示。3 种 MCS 的调制方式分别为 QPSK、

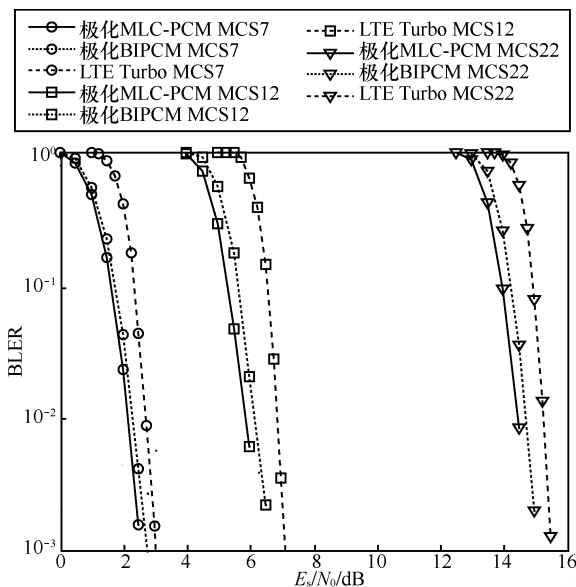


图7 单径瑞利衰落信道下 MCS7(QPSK)、MCS12(16QAM)、MCS22(64QAM)性能对比

16QAM、64QAM。由图7可知，在单径瑞利衰落信道中，MLC-PCM方案性能优于BIPCM，且两种极化编码调制方案均优于LTE系统中Turbo编码调制方案。

在单径瑞利衰落信道下对LTE系统现行所有MCS(0~28)进行了逐一测试，MLC-PCM方案相对于LTE Turbo编码调制方案的增益如图8所示。由图8可知，在所有MCS等级下，MLC-PCM方案都有明显的性能提升。

4 结束语

本文重点提出了两类极化编码调制方案：MLC-PCM方案和BIPCM方案。其中，MLC-PCM方案凸显了通信系统中联合极化设计对系统性能提升的重要作用，这是相比于LTE系统中Turbo码BIPCM方案的重要特色。此

外，针对不同业务需求还提出了一套简单易行且性能优异的极化码速率适配打孔方案，使得极化码的码长可以任意变化。最后，将BIPCM方案与LTE系统Turbo码编码调制方案在各种MCS等级下进行了对比，仿真结果显示，在所有MCS等级下，两种极化编码调制方案都有明显性能增益，且MLC-PCM方案性能最优。

参考文献：

- [1] ARIKAN E. Channel polarization: a method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 55(7): 3051-3073.
- [2] SEIDL M, SCHENK A, STIERSTORFER C, et al. Multilevel polar-coded modulation[C]// 2013 IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings, July 7-12, Istanbul, Turkey. New Jersey: IEEE Press, 2013: 1302-1306.
- [3] SEIDL M, SCHENK A, STIERSTORFER C, et al. Polar-coded modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(10): 4108-4119.
- [4] SHIN D M, LIM S C, YANG K. Mapping selection and code construction for 2^m-ary polar-coded modulation [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(6): 905-908.
- [5] CHEN K, NIU K, LIN J R. An efficient design of bit-interleaved polar coded modulation [C]// 2013 IEEE 24th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, September 8-11, London, UK. New Jersey: IEEE Press, 2013: 693-697.
- [6] 3GPP. Multiplexing and channel coding(release 9): TS25.212[S]. 2009.
- [7] 3GPP. Multiplexing and channel coding(release 9): TS25.213[S]. 2009.
- [8] CHEN K, NIU K, LIN J R. List successive cancellation decoding of polar codes[J]. Electronics Letters, 2012, 48(9): 500-501.
- [9] NIU K, CHEN K. Stack decoding of polar codes[J]. Electronics Letters, 2012, 48(12): 695-697.

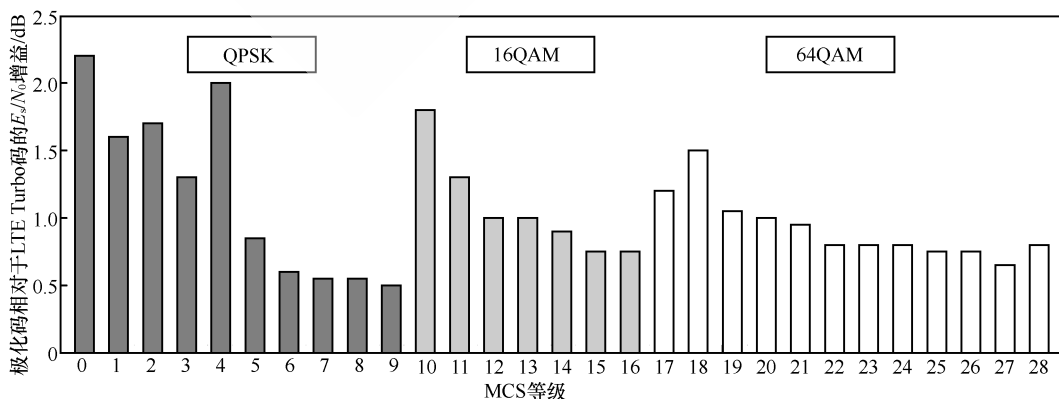


图8 单径瑞利衰落信道下信道各种MCS等级下MLC-PCM方案相对于LTE Turbo编码调制方案的增益



- [10] NIU K, CHEN K. CRC-aided decoding of polar codes[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(10): 1668-1671.
- [11] MORI R, TANAKA T. Performance of polar codes with the construction using density evolution[J]. IEEE Communications Letters, 2009, 13(7): 519-521.
- [12] 陈凯. 极化编码理论与实用方案研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2014.
CHEN K. Research on polar coding theory and practical applications[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2014.
- [13] IMAI H, HIRAKAWA S A. A new multilevel coding method using error correcting codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1977, 23(3): 371-377.
- [14] RYAN W, LIN S. Channel codes: classical and modern [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2009.
- [15] CHUNG S Y, RICHARDSON T J, URBANKE R L. Analysis of sum-product decoding of low-density parity-check codes using a Gaussian approximation [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(2): 657-670.
- [16] TRIFONOV P. Efficient design and decoding of polar codes[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(11): 3221-3227.
- [17] BERROU C, GLAVIEUX A. Near shannon limit error correcting coding and decoding: turbo-codes [J]. IEEE Transactions on Communications, 1993(2): 1064-1070.
- [18] CHEN K, NIU K, LIN J. An efficient design of bit-interleaved polar coded modulation [C]// 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), September 8-11, London, UK. New Jersey: IEEE Press, 2013: 693-697.
- [19] CHEN K, NIU K, LIN J. Polar coded modulation with

optimal constellation labeling[C]// National Doctoral Academic Forum on Information and Communications Technology, August 21-23, 2013, Beijing, China. New Jersey: IEEE Press, 2013: 1-5.

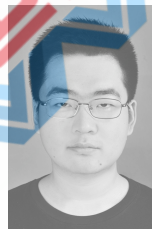
[作者简介]



许进(1978-),男,博士,中兴通讯股份有限公司高级工程师,主要研究方向为极化码、低密度奇偶校验码和网络编码等新型编码调制技术。



陈梦竹(1991-),女,中兴通讯股份有限公司算法助理工程师,主要研究方向为极化码编码。



朴璠楠(1993-),男,北京邮电大学信息与通信工程学院博士生,主要研究方向为信道编码。