



# Polar 码在分集接收系统中的性能

翟平衡, 沈斌松, 梁进波

(中国电子科技集团公司第五十四研究所, 河北 石家庄 050081)

**摘要:** 分集接收技术是瑞利衰落信道中抗衰落最有效的办法之一, 为了改善 Polar 码在瑞利衰落信道中的性能, 提出了一种基于 Polar 码的分集接收系统。分析了 Polar 码在瑞利衰落信道中的构造方式, 确定了分集接收系统中 Polar 码的信息位选择序列, 并推导出了 Polar 码在分集接收系统中误码率的理论 upper 界。仿真结果表明, 当采用四重分集时, Polar 码能获得 3 dB 的编码增益, 相比 LDPC 码有 0.6 dB 的性能优势; 当采用八重分集时, Polar 码能获得 5 dB 的编码增益, 相比 LDPC 码有 1.5 dB 的性能优势。分集接收能够显著提升 Polar 码在瑞利信道中的编码性能。

**关键词:** Polar 码; 瑞利信道; 分集接收

**中图分类号:** TN911

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2018014

## Performance of Polar code in diversity reception system

ZHAI Pingheng, SHEN Binsong, LIANG Jinbo

The 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China

**Abstract:** Diversity reception is one of the most effective ways to resist fading over Rayleigh fading channels, in order to improve the performance of Polar codes over Rayleigh fading channels, a diversity reception system based on Polar code was proposed. The information bit selection sequences of Polar codes in diversity reception were determined, and the upper bound of BER for Polar codes in diversity reception system was derived. The simulation results show that when quadruple diversity reception is used, the encoding gain is greater than 3 dB and has 0.6 dB performance advantage compared to LDPC code. Experiment results show that, when eightfold diversity is used, the encoding gain is greater than 5 dB and has 1.5 dB performance advantage compared to LDPC code, and diversity reception can significantly improve the performance of the system.

**Key words:** Polar code, Rayleigh channel, diversity reception

### 1 引言

Polar 码是由土耳其教授 Arikan 于 2008 年在国际信息论会议 (International Symposium on Infor-

mation Theory, ISIT) 上提出的, 这是迄今为止唯一一种被证明能够达到香农极限的码字。Polar 码具有容量可达、复杂度低和时延小等优点, 通过信道编码学者的不断努力, 当前 Polar 码所能达到的纠错性

能超过目前广泛使用的 Turbo 码、低密度奇偶校验码 (low density parity check code, LDPC)。这使得 Polar 码可以被广泛应用在各类通信系统中。

在瑞利信道中, 由于存在多径传播效应, 接收信号是不同程度的衰落信号, 尤其是在深度衰落的情况下, 会造成通信性能的急剧恶化。分集接收技术通过将待传递信息以空间、频率和时间划分的方式复现成若干个基本不相关的快衰落信号, 然后以尽可能小的损失将这些信号合并, 使得出现低电平的概率大幅降低, 从而使接收机检测信号的信噪比提高, 是一种有效的抗多径效应的措施。

参考文献[1]研究了 LDPC 码在瑞利信道中分集接收系统的误码率, 并提出了一种通用的误码率计算方法; 参考文献[2]研究了 Polar 码在高斯信道和瑞利信道中不同调制方式下比特交织调制系统的性能; 参考文献[3]研究了 Polar 码在瑞利信道下的编码构造和 BP 译码算法的性能; 参考文献[4]研究了瑞利衰落信道下 MIMO 系统分集的性能; 参考文献[5]研究了 Polar 码在 MIMO 系统中编码码率和误码率之间的关系, 参考文献[6]研究了线性分组码在瑞利信道中的分集增益。

本文提出了一种基于 Polar 码的分集接收系统, 分析了 Polar 码在分集系统中的编码特点, 确定了基于衰落系数均值的 Polar 码构造方式, 并推导了 SC 译码算法在分集接收系统中的误码率上界, 最后对基于 Polar 码的分集接收系统进行了性能仿真。

## 2 Polar 码基础

Polar 码的核心是信道极化思想, 即对  $N$  个相互独立的信道  $W$  进行信道组合和信道拆分, 可以得到  $N$  个连续的二进制输入子信道  $W_N^i (i=1, 2, \dots, N)$ , 其中一部分子信道的信道容量趋于 1, 而另一部分子信道的信道容量趋于 0<sup>[7]</sup>。Polar 码就是选择其中趋于 1 的信道传递有用信息, 而趋于 0 的信道传递固定比特。其中, 传递有用信息的子信道记为集合  $A$ , 而传递固定比特的子信道记为

集合  $A^c$ 。

Polar 码的编码方式可用式 (1) 描述:

$$c = uG_N = u_A G_N(A) \oplus u_{A^c} G_N(A^c) \quad (1)$$

其中,  $u_A$  为传送有用信息的字符集合,  $u_{A^c}$  为传送固定比特的字符集合,  $G_N$  为编码变换矩阵, 且:

$$G_N = B_N F^{\otimes n} \quad (2)$$

其中,  $B_N$  为排序矩阵, 用以完成比特反序重排操作,  $F^{\otimes n}$  表示对矩阵  $F$  进行  $n$  次克罗内积操作。

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

在完成 Polar 码的编码之后, 采用 BPSK 的调制方式, 调制后的调制比特经过瑞利信道, 接收机接收到的信号可以表示为:

$$y = h(1 - 2x) + n \quad (3)$$

其中,  $y$  为接收机的接收信号,  $h$  为瑞利信道的衰落因子, 服从  $\sigma_h^2 = 1$  的瑞利分布,  $x$  为编码后的比特数据,  $n$  为信道的加性高斯白噪声, 分布服从  $n \sim N(0, \sigma^2)$ 。

在接收端接收到信号进行译码时, 第  $i$  个极化信道的转移概率为  $W_N^i (1 \leq i \leq N)$ , 当采用串行抵消 (successive cancellation, SC) 算法时, 若  $i \in A^c$ , 信道为固定信道, 直接译为固定比特, 若  $i \in A$ , 信道为信息信道, 根据信道的对数似然比 (log-likelihood ratio, LLR) 来判别。

第  $i$  个比特的 LLR 可以表示为:

$$L_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1}) = \ln \frac{W_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1} | 0)}{W_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1} | 1)} \quad (4)$$

判别函数可以表示为:

$$\hat{u}_i = \begin{cases} 0, & L_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1}) \geq 0 \\ 1, & L_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1}) < 0 \end{cases} \quad (5)$$

LLR 的计算可以通过递归完成, 定义函数  $f$  和  $g$  为:

$$f(a, b) = \text{sgn}(a) \text{sgn}(b) \min(|a|, |b|) \quad (6)$$



$$g(a, b, u) = (-1)^u a + b \quad (7)$$

其中,  $a, b \in R$ ,  $u \in \{0, 1\}$ ,  $\text{sgn}$  为符号函数, LLR 的递归运算可以表示为:

$$L_{2N}^{(2i-1)}(y_1^{2N}, u_1^{2i-2}) = f(L_1, L_2) \quad (8)$$

$$L_{2N}^{(2i)}(y_1^{2N}, u_1^{2i-1}) = g(L_1, L_2, u) \quad (9)$$

其中,  $\begin{cases} L_1 = L_N^{(i)}(y_1^N, u_{1,o}^{2i-2} \oplus u_{1,e}^{2i-2}) \\ L_2 = L_N^{(i)}(y_{N+1}^{2N}, u_{1,e}^{2i-2}) \end{cases}$ ,  $o$  表示奇数集

合 (odd),  $e$  表示偶数集合 (even), 当递归达到  $N=1$  时, LLR 的值为信道 LLR:

$$\text{LLR}(y) = \ln \frac{P(y|x=0)}{P(y|x=1)} = \ln \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(y+h)^2}{2\sigma^2}}}{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(y-h)^2}{2\sigma^2}}} = \frac{2hy}{\sigma^2} \quad (10)$$

### 3 Polar 码在瑞利信道中的构造

对于极化信道在高斯信道中的可靠性, 可以使用高斯近似 (Gaussian approximation, GA) 进行计算, 对于瑞利信道而言, 同样可以使用高斯近似进行极化信道可靠性估计。

由式 (10) 可得信道的对数似然比为  $\text{LLR}(y) = \frac{2hy}{\sigma^2}$ , 再结合式 (3), 根据均值和方差的性质, 可以得到 LLR 服从  $N\left(\frac{2h^2}{\sigma^2}, \frac{4h^2}{\sigma^2}\right)$  的高斯分布, 所对应的方差是均值的两倍。那么利用高斯近似就可以转化为均值为  $m_N^{(i)}$  的递归计算:

$$m_{2N}^{(2i-1)} = \varphi^{-1}\left(1 - \left[1 - \varphi(m_N^{(i)})\right]^2\right) \quad (11)$$

$$m_{2N}^{(2i)} = 2m_N^{(i)} \quad (12)$$

$$m_1^{(1)} = \frac{2h^2}{\sigma^2} \quad (13)$$

这里,  $m_j^{(i)}$  是第  $j$  级极化信道中第  $i$  个子信道的 LLR 值所对应的概率密度函数的均值, 其中,  $\varphi(x)$  的函数定义为:

$$\varphi(x) = \begin{cases} 1 - \frac{1}{\sqrt{4\pi x}} \int_{-\infty}^{\infty} \tanh \frac{u}{2} e^{-\frac{(u-x)^2}{4x}} dx, & x > 1 \\ 1, & x = 0 \end{cases} \quad (14)$$

$\varphi(x)$  在  $[0, +\infty)$  上连续单调,  $\varphi(0)=1$ ,  $\varphi(\infty)=0$ ,  $\varphi^{-1}(x)$  表示  $\varphi(x)$  对应的反函数。Dai 等人<sup>[8]</sup>采用累积对数误差 (cumulative logarithmic error, CLE) 评估对数域子信道的信道容量的误差, 提出了一种两段式的估计函数, 表示为:

$$\varphi_{AGA-2}(x) = \begin{cases} e^{0.0116x^2 - 0.4212x}, & 0 < x \leq 7.0633 \\ e^{-0.2944x - 0.3169}, & x > 7.0633 \end{cases} \quad (15)$$

各个信道的可靠性度量的计算如下:

$$P(A_i) = \frac{1}{2} \text{erfc}(0.5\sqrt{m_N^{(i)}}) \quad (16)$$

其中,  $\text{erfc}(x) = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^{\infty} e^{-\eta^2} d\eta$ , 初始接收信号的  $m_1^{(1)} = \frac{2h^2}{\sigma^2}$ 。

SC 算法的误码率上界可以通过计算估计, 即误码率小于 SC 译码过程中每个信道发生错误概率的总和, 即:

$$P(E) \leq \sum_{i \in A} P(A_i) \quad (17)$$

### 4 分集接收

在瑞利衰落信道中存在空间选择性, 同一波束在不同地点产生的电场存在不相关性, 只要距离足够远, 其相关性很小, 就可以认为是相互独立的。针对这一特点, 可以将多个天线置于不同的位置, 用多个天线接收信号。为了保证接收天线的输出信号衰落是相互独立的, 接收端天线之间的距离要大于半个工作波长。当某一个接收天线的输出信号很低时, 其他接收天线的输出不一定在这同一时刻也出现幅度低的现象, 经过分集合并选择出性能较好的接收信号作为总的接收天线输出信号, 图 1 中给出了一种采用 Polar 码的分集系统模型。

信号经过 Polar 编码器后, 经过调制送入信道。在接收端, 采用  $m$  个天线的分集接收得到相互独立的接收信号, 这  $m$  个接收信号具有不同的

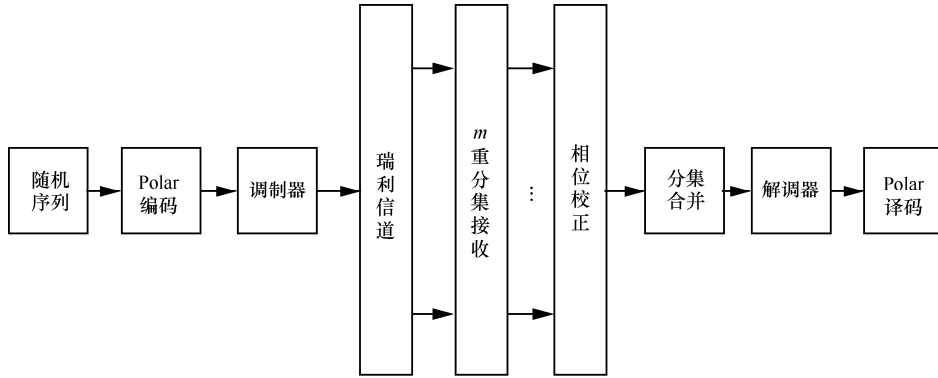


图1 采用 Polar 码的分集接收系统模型

随机相位，且服从 $[0, 2\pi]$ 的均匀分布。经过相位校正后， $m$ 路同相信号经过分集合并进入解调器，最后经过译码器译码得到原始的发送码字，讨论了分集接收系统的 Polar 码的信息位选择和分集系统的理论误码率上界。

#### 4.1 Polar 码信息位的选择

在之前的研究中，Polar 码编码时的信息位选择序列都采用在高斯信道中的信息位选择序列，即衰落系数 $h=1$ 时的信息位选择序列。根据合并信号的分布推导了分集接收系统中的 Polar 码信息位选择序列的计算方法。

在 Polar 码编码过程中，需要知道瑞利信道的状态，根据极化子信道的信道容量选择数据信道和固定信道。在分集接收的过程中， $m$ 个接收信号要看作相互独立的信号，经过分集合并得到合并信号。第 $i$ 路接收信号 $y_i$ 可以由式(3)得到：

$$y_i = h_i(1-2x) + n_i \quad (18)$$

其中， $h_i$ 和 $n_i$ 分别为第 $i$ 路接收信号的衰落系数和高斯噪声，对于等增益相加合并方式， $m$ 路接收信号的合并信号可以表示为：

$$\begin{aligned} y &= \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m y_i = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (h_i(1-2x) + n_i) \\ &= (1-2x) \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m h_i + \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m n_i \\ &= h_c(1-2x) + n_c \end{aligned} \quad (19)$$

其中，令 $\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m h_i$ 为合并信号的衰落系数 $h_c$ ，

$\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m n_i$ 为合并信号的噪声 $n_c$ 。 $n_c$ 的概率密度分布

服从 $n_c \sim N(0, \frac{\sigma^2}{m})$ ，则此时的初始信道 LLR 和初

始 $m_N^{(i)}$ 为：

$$\text{LLR}(y) = \frac{2mhy}{\sigma^2} \quad (20)$$

$$m_1^{(i)} = \frac{2h^2m}{\sigma^2} \quad (21)$$

接收端每一路的信号衰落系数 $h_i$ 相互独立且符合 $E(h^2(t))=1$ 的瑞利分布，则合并信号的衰落系

数 $h_c = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m h_i$ 是 $m$ 路接收信号衰落系数的均值。

当 $m$ 趋于无穷大时， $h_c$ 的值等于瑞利分布的均值 $E(h)$ ，则在式(20)和式(21)中选择衰落系数 $h = E(h)$ 计算初始信道 LLR 和信息位选择序列。

将本文提出的选择衰落系数为瑞利信道均值计算信息位选择序列的方案记为方案1，采用高斯信道中的信息位选择序列的方案记为方案2。图2仿真了采用二重分集和四重分集时码长为1024，码率为0.5，采用不同信息位选择序列编码时的 Polar 码性能表现。其中，译码算法为 CA-SCL 算法，搜索宽度 $L$ 为32。

从图2可以看到，采用二重分集和四重分集

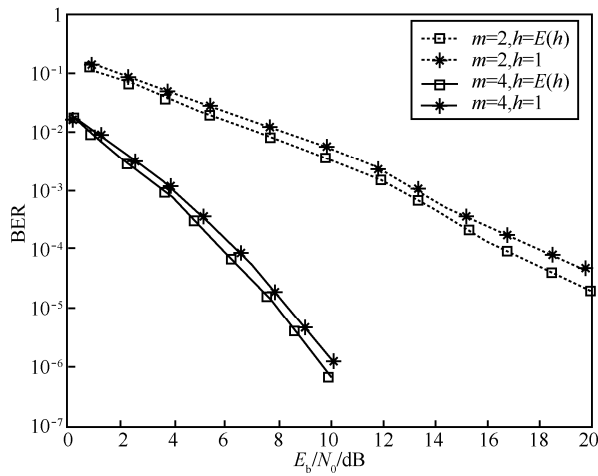


图2 Polar码不同信息位选择序列编码的性能

时,采用方案1的系统性能均优于采用方案2的系统性能。当采用二重分集时,当系统误码率低于 $1 \times 10^{-5}$ 时,方案1相比于方案2有1 dB的性能优势,当采用四重分集时,系统误码率低于 $1 \times 10^{-6}$ 时,方案1相比与方案2有0.5 dB的性能优势。

#### 4.2 分集合并的误码率上界

信号经过瑞利信道后,接收信号瞬时振幅的概率密度函数(probability density function, PDF)为瑞利分布:

$$P(V) = \frac{2V}{k^2} \exp\left(-\frac{V^2}{k^2}\right) (V \geq 0) \quad (22)$$

信号包络的概率分布函数可以对 $P(V)$ 求积分得到:

$$P(V > V_0) = \exp\left(-\frac{V_0^2}{k^2}\right) \quad (23)$$

最大比值相加是根据各个支路的输出信噪比调整加权系数,从而达到信号信噪比最大的支路贡献最大、其他支路贡献较小的一种合并方式,若合并后的信号信噪比为 $S_m^o$ ,则:

$$S_m^o = \sum_{j=1}^m \frac{V_j^2(t)}{N_j(t)} = \sum_{j=1}^m S_j(t) \quad (24)$$

其中, $V_j(t)$ 和 $N_j(t)$ 分别为 $t$ 时刻的第 $j$ 个分集通道的信号电平的有效值和噪声功率, $S_j(t)$ 为各分集支路的信噪比。根据参考文献[9],可以得到最

大比值相加的输出信噪比的概率密度函数:

$$p_m(S_m^o, \bar{S}) = \frac{1}{\bar{S}} \times \left(\frac{S_m^o}{\bar{S}}\right)^{m-1} \times \frac{e^{-\frac{S_m^o}{\bar{S}}}}{(m-1)!} \quad (25)$$

由于合并后的信噪比 $S_m^o$ 具有各态遍历性,因此对于误码率为 $P(S_m^o)$ 的瑞利信道按照概率密度进行积分就能得到当输入信噪比为 $\bar{S}$ 时的输出误码率 $P(\bar{S})$ ,即:

$$P(\bar{S}) = \int_0^{+\infty} p_m(S_m^o, \bar{S}) \times P(S_m^o) dS_m^o \quad (26)$$

其中, $P(S_m^o)$ 为当输入信噪比为 $\bar{S}$ 、输出信噪比为 $S_m^o$ 时的Polar码在瑞利信道中的误码率,可以通过式(17)计算出误码率的上界。

为了验证理论误码率的正确性,对四重分集和八重分集下的系统理论误码率和实际系统误码率做了仿真对比,码长为1024,码率 $R=0.5$ ,结果如图3所示。由图3可以看出,当误码率低于 $1 \times 10^{-3}$ 时,通过式(4)~式(5)计算得到的误码率和通过仿真得到的曲线趋近吻合。

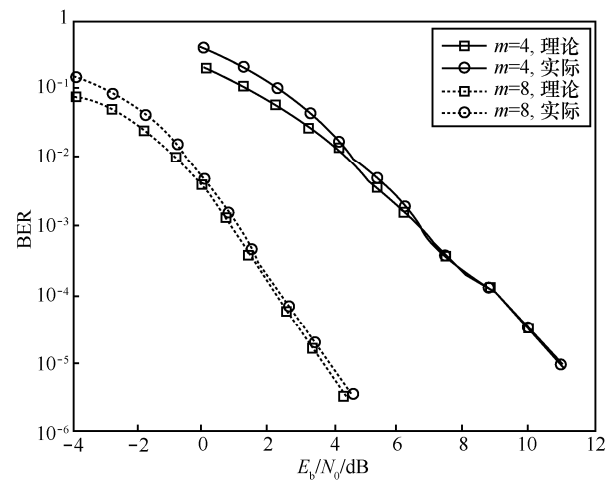


图3 误码率上界和实际误码率

#### 5 性能仿真及分析

为了评估Polar码在分集接收系统中的性能,对基于Polar码和LDPC码的分集接收系统进行了仿真,在系统仿真中,利用Jakes模型产生瑞利衰

落信道, 设定最大多普勒频移为 20 Hz, 各个空间分集支路均认为是互相独立的, 合并方式为等增益合并, 调制方式采用 BPSK 调制。设定 Polar 码的码长为 1 024, 码率固定为  $R=0.5$ , 采用 CA-SCL 译码算法的搜索宽度  $L$  为 32, CRC 校验码的生成多项式符合 LTE 协议, 即:

$$g(D) = D^{24} + D^{23} + D^{18} + D^{17} + D^{14} + D^{11} + D^{10} + D^7 + D^6 + D^5 + D^4 + D^3 + D + 1 \quad (27)$$

仿真的 LDPC 码符合 WiMAX 协议, 其码长为 1 152, 码率  $R=0.5$ 。

图 4 仿真了 Polar 码和 LDPC 码在 AWGN 信道和瑞利信道下无分集接收系统的性能曲线。

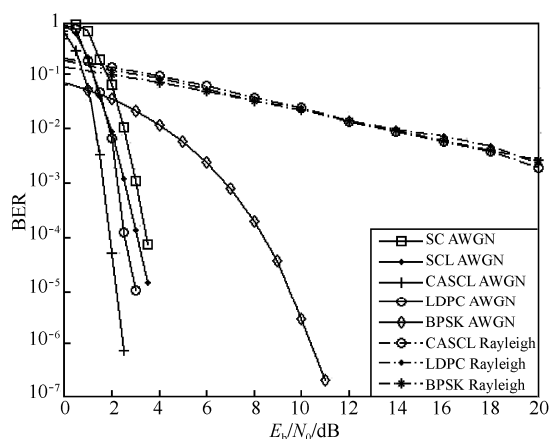


图 4 无分集接收系统时的性能

对比图 4 可以得出如下结论。

- Polar 码和 LDPC 码在高斯信道中的性能很好, 且采用 CA-SCL 译码算法的 Polar 码性能最佳, 当信噪比约为 2.2 dB 时, 误码率即可降低到  $1 \times 10^{-5}$ , 相比于 LDPC 码有 0.7 dB 的性能优势, 相对于无编码系统, 编码增益大于 7 dB。
- Polar 码和 LDPC 码在瑞利信道中的性能远远不如 AWGN 信道。即便采用性能最佳的 CA-SCL 算法时, Polar 码和 LDPC 码依然没有显著的性能差异, 且无法有效降低系统的误码率。

图 5 仿真了瑞利信道下分集接收采用不同分集重数时 Polar 码和 LDPC 码的误码曲线, 其中, Polar 码采用性能最优的 CA-SCL 译码算法。

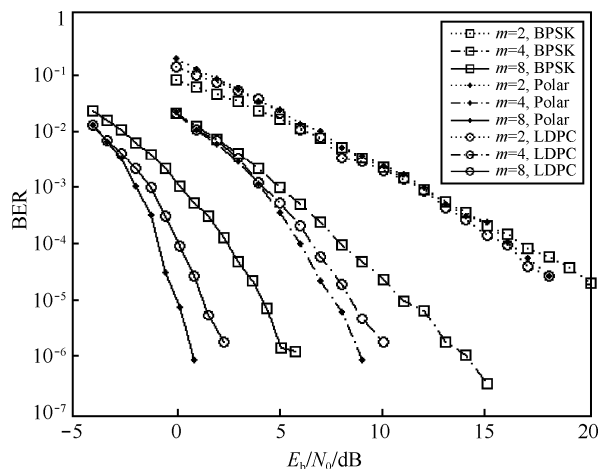


图 5 不同分集重数时分集接收系统的性能

对比结果可以得出以下结论。

- 当分集接收系统采用二重分集时, 系统的误码性能相对于无分集系统有很大提升, 但是 Polar 码和 LDPC 码的编码增益依然不明显, 这是因为分集不够, 合并信号的衰落太深, 即使再好的信道编码也无济于事。
- 随着分集重数的提高, 信道编码的纠错性能得以体现。当采用四重分集时, 信噪比约为 7.4 dB 时, 基于 Polar 码的分集接收系统误码率即可降低到  $1 \times 10^{-5}$ , 相比于 LDPC 码有大约 0.6 dB 的性能优势, 相对于无编码系统, 编码增益大于 3 dB。当采用八重分集时, 当信噪比为 0 dB 时, 基于 Polar 码的分集接收系统的误码率即可降低到  $1 \times 10^{-5}$ , 相比与 LDPC 码有 1.5 dB 的性能优势, 相对于无编码系统有 4.5 dB 的编码增益。这是因为随着分集重数的不断提高, 合路接收信号的衰落趋于稳定, 信道的质量越来越好, 通过信道极化得到的子信道可靠性越来越高, Polar 码的编码增益得以体现。



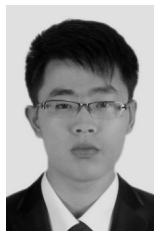
## 6 结束语

本文研究了基于 Polar 码的分集接收系统的性能,通过分析分集合并系统中的合并信号的分布概率确定了基于瑞利分布均值的信息位选择序列和译码时的信道 LLR 初值,给出了采用不同信息位选择序列时的性能仿真,所提方案要优于传统方案。根据分集合并后信号的遍历性,推导了分集合并后的理论误码率上界,最后仿真研究了不同分集重数下, Polar 码和 LDPC 码的性能对比。仿真结果表明,基于 Polar 码在分集接收系统中的性能表现要优于 LDPC 码。本文的研究成果为后续 Polar 码在典型瑞利信道中的应用提供了新的思路和理论基础。

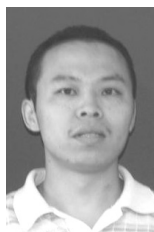
## 参考文献:

- [1] 李志勇. 瑞利衰落多重分集后 LDPC 的性能分析[J]. 无线电通信技术, 2014, 40(5): 34-36.  
LI Z Y. Analysis on LDPC performance in rayleigh channel with diversity[J]. Radio Communication Technology, 2014, 40(5): 34-36.
- [2] 樊婷婷. Polar 码若干关键技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2016.  
FAN T T. Research on several key technologies of Polar code[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2016.
- [3] 范海玲. 无线信道下 Polar 码的构造及性能分析[D]. 南京: 南京邮电大学, 2016.  
FAN H L. Construction and analysis corresponding performance of Polar codes in wireless channels[D]. Nanjing: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2016.
- [4] 杜洪峰, 孙松林, 周正. 瑞利衰落时 MIMO 无线通信系统分集性能分析[J]. 电路与系统学报, 2007, 12(6): 23-26.  
DU H F, SUN S L, ZHOU Z. Diversity analysis of MIMO wireless system in Rayleigh fading[J]. Journal of Circuits and Systems, 2007, 12(6): 23-26.
- [5] WANG X B, ZHANG Z Y, ZHANG L. On the Polar codes for MIMO[C]//Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), Oct 24-26, 2013, Hangzhou, China. Piscataway: IEEE Press, 2013: 1-5.
- [6] 刘云, 刘传菊, 张敏. 瑞利信道下线性分组码的分集增益研究[J]. 计算机工程, 2012, 38(7): 90-92.  
LIU Y, LIU C J, ZHANG M. Study on diversity gain of linear block code under Rayleigh channel[J]. Computer Engineering, 2012, 38(7): 90-92.
- [7] 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 application[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2014.
- [8] DAI J C, NIU K, SI Z W, et al. Evaluation and optimization of Gaussian approximation for polar codes[J]. Proceedings of the American Society for Information Science & Technology, 2015, 51(1): 1-2.
- [9] SUNDEERLING D. Communication systems engineering theory[M]. New York: John Wiley & Sons Inc, 1969.
- [10] 韩明钥, 徐松毅, 贾伟. LDPC 码在对流层散射通信中的性能分析[J]. 无线电通信技术, 2008, 34(4): 16-18.  
HAN M Y, XU S Y, JIA W. The performance analysis of LDPC codes in troposcatter communication[J]. Radio Communication Technology, 2008, 34(4): 16-18.
- [11] 樊婷婷, 杨维, 许昌龙. 基于 Polar 码的 BICM 系统在 AWGN 信道中的性能[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2016, 46(1): 18-22.  
FAN T T, YANG W, XU C L. Performance of BICM system based on Polar code in AWGN channel[J]. Journal of Southeast University(Natural Science Edition), 2016, 46(1): 18-22.
- [12] BRAVO-SANTOS A. Polar codes for the Rayleigh fading channel[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(12): 2352-2355.
- [13] HASHEMI S A, CONDO C, GROSS W J. Simplified successive-cancellation list decoding of Polar codes[C]//International Symposium on Information Theory(ISIT), July 10-15, 2016, Barcelona, Spain. Piscataway: IEEE Press, 2016: 815-819.
- [14] 李文宇, 宋丽娜, 何秀森. LTE 产业发展分析和展望[J]. 电信科学, 2014, 30(3): 6-11.  
LI W Y, SONG L N, HE X M. Development analysis and perspective on LTE current status[J]. Telecommunications Science, 2014, 30(3): 6-11.
- [15] 倪善金, 赵军辉. 5G 无线通信网络物理层关键技术[J]. 电信科学, 2015, 31(12): 48-53.  
NI S J, ZHAO J H. Key technologies in physical layer of 5G wireless communications network[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(12): 48-53.

## [作者简介]



翟平衡 (1992-), 男, 中国电子科技集团公司第五十四研究所硕士生, 主要研究方向为信道编码。



沈斌 (1982-), 男, 中国电子科技集团公司第五十四研究所博士生、高级工程师, 主要研究方向为调制解调技术。

梁进波 (1966-), 男, 中国电子科技集团公司第五十四研究所研究员, 主要研究方向为散射通信技术。