

文章编号:1007-5321(2021)01-0032-06

DOI:10.13190/j.jbupt.2020-054

星座成形在超奈奎斯特传输中的应用

亢伟民, 杨鸿文

(北京邮电大学 信息与通信工程学院, 北京 100876)

摘要: 为了满足第 6 代移动通信系统对编码调制的更高要求,提出了基于星座成形的超奈奎斯特传输方案. 研究了概率成形和几何成形在超奈奎斯特传输中的应用,对平均互信息进行理论分析. 仿真结果表明,所提基于概率成形的正交幅度调制超奈奎斯特传输方案具有更好的平均互信息性能及更低的错误率.

关键词: 星座成形; 超奈奎斯特; 平均互信息; 第 6 代移动通信系统

中图分类号: TN911.3

文献标志码: A

Application of Constellation Shaping in Faster than Nyquist Transmission

KANG Wei-min, YANG Hong-wen

(School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: In order to approach higher requirements of coding and modulation for the sixth generation of mobile communications system, a faster than Nyquist (FTN) transmission scheme based on constellation shaping is proposed. Probabilistic shaping and geometric shaping in FTN transmission is investigated, and the average mutual information is analyzed theoretically. The simulations show that the proposed quadrature amplitude modulation (QAM) FTN transmission scheme based on probabilistic shaping has better average mutual information and error rate performance.

Key words: constellation shaping; faster than Nyquist; average mutual information; the sixth generation of mobile communications system

第 6 代移动通信系统(6G, the sixth generation of mobile communications system)将满足高可靠、高效率、全覆盖、低时延等需求,为用户提供更强大的连接功能^[1]. 面向 6G 的高可靠、高谱效通信,超奈奎斯特(FTN, faster than Nyquist)传输技术可以有效地提升系统的频谱利用率. 作为一种非正交传输方案,FTN 技术是 Mazo^[2]在 1975 年提出的. FTN 传输通过压缩相邻脉冲之间的发送间隔来提高频谱效率. Mazo 等^[3]发现在 sinc 脉冲下,符号速率即使比 Nyquist 速率提升 25%,也不会影响最小欧氏距离.

这种调制方式的信号发送速率超过了奈奎斯特极限,故称为“超奈奎斯特”调制. 基于其高频谱利用率的优势,FTN 技术有望成为 6G 及未来无线通信系统中新的核心技术.

FTN 的现有研究普遍采用等概规则的矩形星座 16QAM. 近年来有很多研究证实,对星座图进行几何成形(GS, geometric shaping)^[4-5]或概率成形(PS, probabilistic shaping)^[6-7]可以获得额外的性能增益. 几何成形通过等概、不等间隔星座分布获得成形增益;概率成形通过不等概、等间隔星座分布获得成形

收稿日期: 2020-06-07

作者简介: 亢伟民(1993—), 男, 博士生, E-mail: kwm2013@126.com; 杨鸿文(1964—), 男, 教授, 博士生导师.

增益。最优的几何成形与信噪比和优化算法有关。概率成形使用恒定组成分布匹配器^[8] (CCDM, constant composition distribution matching) 来产生不等概率幅值序列。与传统的正交幅度调制 (QAM, quadrature amplitude modulation) 星座相比, 几何成形的硬件实现量化较为复杂。概率成形会引入分布匹配和逆分布匹配模块, 其中主要会增加一些比较和缩放操作, 所以会增加一些复杂度。笔者结合 FTN 与星座成形 (几何成形、概率成形), 提出了基于星座成形的超奈奎斯特传输方案。平均互信息 (AMI, average mutual information) 理论分析及蒙特卡洛仿真表明, 所提出的基于 PS 的 16QAM FTN 传输方案具有更好的性能。

1 系统模型

图 1 所示为所考虑的 4 种 16 进制星座图, 其中图 (a) 为传统的规则矩形星座 16QAM, 它由 2 个正交的四进制振幅键控 (4ASK, 4-amplitude shift keying) 组成, 各星座点等概出现。图 (b) 为概率成形, 其星座点出现概率不等。图 (c)、(d) 为对图 (a) 做几何成形, 分别是 8 + 8 振幅移相键控 (APSK, amplitude phase shift keying) 和 4 + 12 APSK, 其星座点非均匀等概出现。

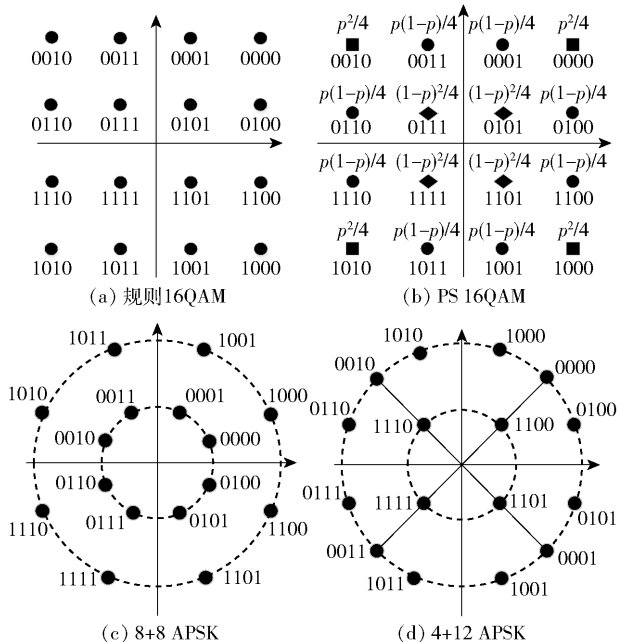


图 1 星座图

由于 2 个 4ASK 的正交性及星座图的对称性, 图 1(b) 中 16 个点的概率分布可由单参数 p 描述, $0 < p \leq 0.5$ 。基于不同的几何位置, PS 16QAM 的星

座点共有 3 种不同的概率值。对于 16QAM 星座来说, 一个 16QAM 星座符号可以分成两路的 4ASK 信号。其中, 4ASK 有 2 种幅值, $\{3, 1\}$ 。幅值“3”的概率为 p , 则幅值“1”的概率为 $1 - p$ 。“+3”和“-3”的概率都为 $p/2$ ，“+1”和“-1”的概率都为 $(1 - p)/2$ 。例如在图 1(b) 中, 星座点“0111”的横坐标为 -1, 纵坐标为 1, 同相分量和正交分量相互独立, “0111”的概率为 $[(1 - p)/2][(1 - p)/2] = (1 - p)^2/4$ 。所以, 图 1(b) 中的 3 种不同形状 (■、●、◆) 标注的星座点对应的概率分别为 $p^2/4, p(1 - p)/4, (1 - p)^2/4$ 。 p 的取值与系统的谱效、系统所采用的低密度奇偶校验 (LDPC, low-density parity-check) 码的码率、调制星座的阶数有关。

基于星座成形的 FTN 传输系统如图 2 所示。注意图 2 中的分布匹配及其逆操作仅针对概率成形的 PS 16QAM。而对于未采用 PS 的规则 16QAM、8 + 8 APSK 和 4 + 12 APSK, 没有分布匹配及其逆操作。CCDM 借鉴算术编码的思想来实现, 但 CCDM 会带来码率损失。

按 PS 16QAM FTN, 图 2 中发送端主要流程为: 等概信源数据 i_n 经过 CCDM 后, 根据幅值概率分布得到不等概率幅值序列 m_n (非 PS 情况下, m_n 等概分布), 然后经过系统 LDPC 编码后得到 d_n , 交织后成为 k_n , 星座映射后成为符号序列 x_n , 考虑成形脉冲采用 2 倍过采样的根升余弦脉冲 (RRC, root raised cosine), 所以将符号序列 x_n 进行 2 倍上采样, 得到 p_n , 之后进行 FTN 脉冲成形得到发送信号 s_n 。脉冲成形的离散冲激响应为 $h_n = h(nT_s)$, 其中, $T_s = \tau T$, T_s 为符号间隔, τ 为 FTN 系统的时间压缩因子, T 为奈奎斯特系统的符号间隔。发送信号的连续时间表达式为

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} x_n h(t - n\tau T), \tau \leq 1 \quad (1)$$

其中 n 为发送符号个数。

接收端的信号处理流程为: 首先经过匹配滤波后得到 v_n , 为了降低接收端解调复杂度, 同时获得较好的错误性能, 采用信道缩短^[9], 得到 y'_n 。信道缩短生成一个信道缩短 $\mathbf{h}^r = \{h_0^r, h_1^r, \dots, h_{L_h-1}^r\}$ 和一个目标响应 $\mathbf{g}^r = \{g_0^r, g_1^r, \dots, g_l^r\}$ 。信道缩短抽头个数为 L_h , 目标响应抽头个数为 $l + 1$ 。文献[9]给出了 \mathbf{h}^r 和 \mathbf{g}^r 的具体实现过程。将 y'_n 2 倍下采样后得到 y_n , 然后经过包含 FTN 均衡及 LDPC 译码在内的迭代均

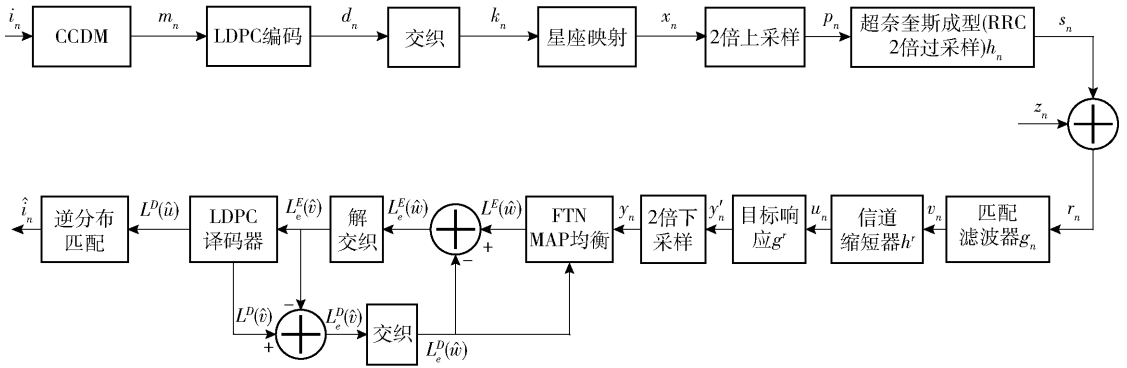


图2 基于星座成形的FTN传输系统

衡,最后经过逆分布匹配得到输出数据 \hat{i}_n .

从序列 $\mathbf{x}^n = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ 到序列 $\mathbf{y}^n = (y_1, y_2, \dots, y_n)$ 的信道转移概率为

$$p(\mathbf{y}^n | \mathbf{x}^n) \propto \prod_n p(x_n) \exp \left(\frac{2 \operatorname{Re} \{x_n^* \beta_n\}}{N_0} \right) \quad (2)$$

其中: N_0 为单边功率谱密度, $p(x_n)$ 为先验符号概率, x_n^* 为 x_n 的共轭, β_n 定义为

$$\beta_n = \sum_{k=0}^{l_n-1} r_{n-k} h_k' - \frac{1}{2} x_n g_0' - \sum_{i=1}^l x_{n-i} g_i' \quad (3)$$

其中,式(2)为有记忆信道的转移概率公式,式(3)来源于 Ungerboeck 模型的 BCJR (Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv) 算法. r_{n-k} 为匹配滤波前的数据. 信道缩短 \mathbf{h}' 和目标响应 \mathbf{g}' 的具体实现方法如下.

1) 计算系数序列 $\{b_k\}_{k=-l}^l$

$$b_k = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{N_0}{|H(w)|^2 + N_0} e^{jkw} dw \quad (4)$$

其中: $H(w)$ 为 FTN 成形脉冲 h 的离散时间傅里叶变换 (DTFT, discrete-time Fourier transform), 即 $H(w)$ 为 h 对应的频域.

2) 计算实数 c

$$c = b_0 - \mathbf{b} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{b}^H \quad (5)$$

其中: b_0 为式(4)中 k 取 0 的值, $\mathbf{b} = (b_1, b_2, \dots, b_l)$, \mathbf{B} 为 $l \times l$ 的拓普利兹矩阵, 且 $B_{i,j} = b_{j-i}$.

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_0 & b_1 & \cdots & b_{l-1} \\ b_{-1} & b_0 & \cdots & b_{l-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{-l+1} & b_{-l+2} & \cdots & b_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

3) 计算目标响应的频域形式 $\mathbf{G}^r(w)$

$$\mathbf{G}^r(w) = |\mathbf{E}(w)|^2 - 1 \quad (7)$$

其中: $\mathbf{G}^r(w)$ 为目标响应序列 $[g_0', \dots, g_l']$ 的 DTFT 变换, $\mathbf{E}(w)$ 为序列 \mathbf{e} 的 DTFT 变换, 其中 $\mathbf{e} = \frac{1}{\sqrt{c}} [1,$

$-\mathbf{b} \mathbf{B}^{-1}]$. 则目标响应 \mathbf{g}^r 为

$$\mathbf{g}^r = f[\mathbf{G}^r(w)] \quad (8)$$

其中 $f[\cdot]$ 为离散时间傅里叶反变换 (IDTFT, inverse discrete-time Fourier transform).

4) 计算信道缩短器的频域形式 $\mathbf{H}^r(w)$

$$\mathbf{H}^r(w) = \frac{[\mathbf{G}^r(w) + 1] \mathbf{G}^*(w)}{|\mathbf{G}^*(w)|^2 + N_0} \quad (9)$$

$$\mathbf{h}^r = f[\mathbf{H}^r(w)] \quad (10)$$

其中 $\mathbf{G}^*(w)$ 为匹配滤波.

2 平均互信息

2.1 有记忆信道的 AMI

平均互信息反映无差错传输的最大速率. FTN 所引入的符号间干扰使相邻符号之间有相关性. 这种传输为一种有记忆信道传输.

假设离散有记忆信道的发送符号序列为 $\mathbf{x}^n = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$, 接收符号序列为 $\mathbf{y}^n = \{y_1, y_2, \dots, y_n\}$. 对于充分大的 n , 基于平稳遍历假设, 平均每符号的互信息 $I(\bar{\mathbf{x}}; \bar{\mathbf{y}})$ 为

$$I(\bar{\mathbf{x}}; \bar{\mathbf{y}}) = \frac{1}{n} I(\mathbf{x}^n; \mathbf{y}^n) \approx \frac{1}{n} \log \frac{p(\mathbf{y}^n)}{p(\mathbf{y}^n | \mathbf{x}^n)} \quad (11)$$

其中: $p(\mathbf{y}^n)$ 为接收序列 \mathbf{y}^n 的概率, $p(\mathbf{y}^n | \mathbf{x}^n)$ 为条件概率. 当信道记忆长度很长时, $p(\mathbf{y}^n | \mathbf{x}^n)$ 难以求解, 故无法通过式(11)求得 AMI. 通常, 采用辅助信道^[10]的方法来求实际可达 AMI 下界. 如图 3 所示, 发送符号序列和接收符号序列的关系为

$$y_k = \sum_{i=0}^{m'} h_i x_{k-i} + z_k, \quad i \leq k \leq n \quad (12)$$

其中: m' 为实际信道记忆长度, h_i 为实际信道系数, $z_k \in \{z_1, z_2, \dots, z_n\}$ 为白高斯噪声. 为了求解式(12), 可以考虑记忆更短的辅助信道 $\{g_0, g_1, \dots, g_l\}$, $l \leq m'$. 辅助信道考虑采用目标响应 \mathbf{g}^r , 辅助信

道的输出为

$$\bar{y}_k = \sum_{i=0}^l g_i x_{k-i} + z'_k \quad (13)$$

借助辅助信道可以求解出实际信道 AMI 的下界为

$$\hat{I}_q(\mathbf{x}; \bar{\mathbf{y}}) = \frac{1}{n} \text{lb} \frac{q(\mathbf{x}^n, \bar{\mathbf{y}}^n)}{q_p(\bar{\mathbf{y}}^n) \text{lb} p(\mathbf{x}^n)} \quad (14)$$

其中: $q_p(\bar{\mathbf{y}}^n)$ 为辅助信道对应的接收序列 $\bar{\mathbf{y}}^n$ 的概率, $p(\mathbf{x}^n)$ 为发送序列 \mathbf{x}^n 的概率, $q(\mathbf{x}^n, \bar{\mathbf{y}}^n)$ 表示发送序列 \mathbf{x}^n 和辅助信道对应的接收序列 $\bar{\mathbf{y}}^n$ 的联合概率. 当信源等概时, \mathbf{x}^n 各元素满足独立同分布, $q(\mathbf{x}^n) = 1/M^n$, 其中, M 为星座点数. 因此, $\frac{1}{n} \text{lb} p(\mathbf{x}^n) = \frac{1}{n} \text{lb}(1/M^n) = -\text{lb} M$. 当信源不等概时, $\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \text{lb} p(\mathbf{x}^n) = -H(\mathbf{x})$, $H(\mathbf{x})$ 为发送符号序列的熵.

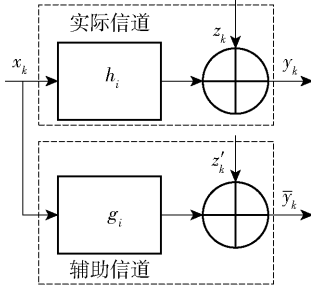


图3 辅助信道

2.2 星座成形 FTN 系统的 AMI 下界

针对图2所示的星座成形 FTN 系统, 辅助信道采用经过接收端信道缩短器、目标响应后的 FTN 均衡抽头系数, 假设辅助信道为 $\{g_0, g_1, \dots, g_l\}$. 发送符号序列为星座映射后的数据 x_n , 接收符号序列为 FTN 均衡前的数据 y_n . 则辅助信道的输出为

$$\bar{y}_k = \sum_{i=0}^l g_i x_{k-i} + z'_k \quad (15)$$

其中, z'_k 为辅助信道对应的噪声. 借助辅助信道可以求解出实际 FTN 系统 AMI 的下界^[9]为

$$\hat{I}_q(\mathbf{x}; \bar{\mathbf{y}}) = \frac{1}{n} \text{lb} \frac{q(\mathbf{x}^n, \bar{\mathbf{y}}^n)}{q_p(\bar{\mathbf{y}}^n) \text{lb} p(\mathbf{x}^n)} \quad (16)$$

其中 $q_p(\bar{\mathbf{y}}^n)$ 的计算方法参考 BCJR 前向递推. 假设定义 $u_k(s_k) = q(\bar{\mathbf{y}}^k, s_k)$, 其中 $s_k = \{x_{k-l+1}, \dots, x_{k-1}, x_k\}$ 为状态变量, 记忆长度为 l , 初始状态 s_0 为全 0 状态. 那么可以得到递推式:

$$\begin{aligned} u_k(s_k) &= q(\bar{\mathbf{y}}^k, s_k) = \\ &= \sum_{x_k} \sum_{s_{k-1}} q(x_k, \bar{\mathbf{y}}^k, s_k, s_{k-1}) = \\ &= \sum_{x_k} \sum_{s_{k-1}} q(\bar{\mathbf{y}}^{k-1}, s_{k-1}) q(x_k, \bar{y}_k, s_k | s_{k-1}, \bar{\mathbf{y}}^{k-1}) = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{x_k} \sum_{s_{k-1}} q(\bar{\mathbf{y}}^{k-1}, s_{k-1}) q(x_k, \bar{y}_k, s_k | s_{k-1}) = \\ &= \sum_{x_k} \sum_{s_{k-1}} u_{k-1}(s_{k-1}) q(x_k, \bar{y}_k, s_k | s_{k-1}) \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $q(\cdot | \cdot)$ 为辅助信道对应的条件概率. 那么,

$$q_p(\bar{\mathbf{y}}^n) = \sum_{s_n} u_k(s_k) \quad (18)$$

其中,

$$\begin{aligned} q(x_k, \bar{y}_k, s_k | s_{k-1}) &= \\ &= \frac{p(x_k)}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp \left(- \frac{\left| \bar{y}_k - \sum_{i=0}^l g_i x_{k-i} \right|^2}{2\sigma^2} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

其中: σ^2 为噪声序列 $\{z'_k\}$ 的方差, $\sigma^2 = E \left\{ \left| \bar{y}_k - \sum_{i=0}^l g_i x_{k-i} \right|^2 \right\}$. 当 k 较大时, 式(17)中的 $u_k(s_k)$ 很快趋近于 0. 从对数域来看, $q_p(\bar{\mathbf{y}}^n)$ 会产生溢出. 因此, 在实际计算过程中, 将式(17)对应的前向递推修正为

$$u'_k(s_k) = \lambda_k \sum_{x_k} \sum_{s_{k-1}} u'_{k-1}(s_{k-1}) q(x_k, \bar{y}_k, s_k | s_{k-1}) \quad (20)$$

其中 λ_k 的选取需满足 $\sum_{s_k} u'_k(s_k) = 1$.

$$-\frac{1}{n} \text{lb} q_p(\bar{\mathbf{y}}^n) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \text{lb} \lambda_k \quad (21)$$

接下来需要计算 $q(\mathbf{x}^n, \bar{\mathbf{y}}^n)$. 先定义辅助信道 BCJR 算法的第 k 时刻的状态度量 $\beta_k(s_k)$, 其中,

$$\beta_k(s_k) = q(s_k, \mathbf{x}^k, \bar{\mathbf{y}}^k) \quad (22)$$

$$q(\mathbf{x}^k, \bar{\mathbf{y}}^k) = \sum_{s_k} \beta_k(s_k) \quad (23)$$

根据式(23)可知, 计算出所有的状态度量 $\beta_k(s_k)$ 后, 通过求和的方式可计算联合概率 $q(\mathbf{x}^k, \bar{\mathbf{y}}^k)$. 假设式(17)中的输入序列 \mathbf{x}^k 已知, 且初始状态 s_0 为全 0 状态, 因此第 k 时刻的状态 s_k 唯一确定, 式(23)可写为

$$q(\mathbf{x}^k, \bar{\mathbf{y}}^k) = \beta_k(s_k) \quad (24)$$

状态度量 $\beta_k(s_k)$ 采用如下递推计算:

$$\begin{aligned} \beta_k(s_k) &= \sum_{s_{k-1}} q(\mathbf{x}^k, \bar{\mathbf{y}}^k, s_{k-1}, s_k) = \\ &= \sum_{s_{k-1}} q(\mathbf{x}^{k-1}, \bar{\mathbf{y}}^{k-1}, s_{k-1}) q(x_k, \bar{y}_k, s_k | s_{k-1}, \mathbf{x}^{k-1}, \bar{\mathbf{y}}^{k-1}) = \\ &= \sum_{s_{k-1}} \beta_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \end{aligned} \quad (25)$$

其中: $\gamma_k(s_{k-1}, s_k)$ 为辅助信道对应的转移概率, $\gamma_k(s_{k-1}, s_k) = q(x_k, \hat{y}_k, s_k | s_{k-1}, \mathbf{x}^{k-1}, \hat{\mathbf{y}}^{k-1})$.

式(25)递推结束时

$$q(\mathbf{x}^n, \bar{\mathbf{y}}^n) = \beta_n(s_n) \quad (26)$$

将式(21)和式(26)代入式(16)中可得到

$$\hat{I}_{\bar{q}}(\mathbf{x}; \bar{\mathbf{y}}) = -\frac{1}{n} \lg q_p(\bar{\mathbf{y}}^n) + \frac{1}{n} \lg q(\mathbf{x}^n, \bar{\mathbf{y}}^n) + H(\mathbf{x}) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \lg \lambda_k + \frac{1}{n} \lg \beta_n(s_n) + H(\mathbf{x}) \quad (27)$$

其中 $H(\mathbf{x})$ 对应的等概信源是 $H(\mathbf{x}) = \lg M$.

3 仿真结果

仿真平台电脑参数为 Inter(R) Xeon(R) CPU E5-2630 v4@ 2.20 GHz), 代码采用 C++ 语言进行编程实现.

假设根升余弦 RRC 滚降因子为 α , FTN 时间压缩因子为 τ , 总码率为 R . R 是信源总的输入比特数与 LDPC 编码后的比特数相除后的结果. 系统总谱

效(SE, spectral efficiency)为 $\eta = \frac{mR}{\tau(1+\alpha)}$. 其中, m

为一个符号的量化比特数. 对于规则 16QAM, 8 + 8 APSK, 4 + 12 APSK, PS 16QAM 来说, $m = 4$. 信道缩短抽头个数 L_h 取 256. 对于 PS 16QAM 来说, 总码率 $R = k/2n + r - 1/2$, 其中 k 为 CCDM 输入比特数, n 为 CCDM 输出符号数. k 的取值和概率 p 以及 CCDM 输出符号数 n 有关. 在 FTN 系统中 $0 < \tau < 1$, 正交系统中 $\tau = 1$. 所以该谱效定义公式同时适用于 FTN 系统和传统的正交系统. 考虑实际通信系统应用, 在 16QAM FTN 传输系统中, 选取 RRC 滚降因子为 0.1, FTN 时间压缩因子为 0.91 来进行研究分析, 即谱效为 $2.64 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$. 在其他参数条件下也有类似的结果. 另外, 对比了等谱效下规则 16QAM 正交传输方案的性能. 在正交系统中考虑采用滚降因子为 0.1 的 RRC 成形脉冲, 此时 LDPC 码率为 0.725.

考虑将 FTN 系统 AMI 下界作为系统总谱效. 各系统 AMI 下界的仿真结果如图 4 所示. 仿真中样本数据量 $n = 10^6$. 图 4 中, 传统的规则 16QAM 正交传输方案的谱效曲线参照 16QAM 正交系统比特交织编码调制 AMI 实现. 由图可知, 谱效 $SE = 2.64 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时, 从优到差的顺序为 PS 16QAM FTN, 8 + 8 APSK FTN, 规则 16QAM FTN, 4 + 12 APSK FTN, 规则 16QAM 正交传输方案. 与规则 16QAM FTN 传输方案相比, PS 16QAM FTN 传输方案和 8 + 8 APSK FTN 传输方案的理论增益分别为

0.36 dB 和 0.24 dB. 4 + 12 APSK FTN 传输方案与规则 16QAM FTN 传输方案相比, 在理论 AMI 上差 0.02 dB. 规则 16QAM FTN 传输方案与传统的规则 16 QAM 正交传输方案相比, 理论增益为 0.20 dB.

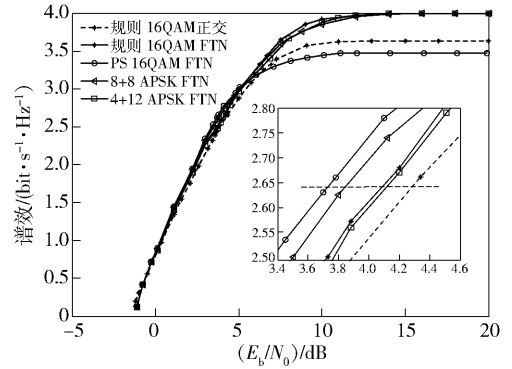


图 4 谱效分析

对比测试了各星座成形在 FTN 传输中的错误率性能. 测试 PS 16QAM FTN 传输方案误码性能时, 采用 0.8 码率的规则列度为 3 的 LDPC, 码长为 12 000 bit, PS 比例为 $[3:1] = [0.2:0.8]$, 压缩因子 $\tau = 0.91$. 总码率为 $R = 0.66$. PS 16QAM FTN 传输方案以及规则 16QAM FTN 传输方案, 均衡抽头个数均为 4 个, 状态数为 64. 针对规则 16QAM、8 + 8 APSK、4 + 12 APSK 星座, 采取码率为 0.66 的规则列度为 3 的 LDPC, 码长为 12 000 bit. 均衡抽头个数都为 3 个, 8 + 8 APSK 和 4 + 12 APSK 的均衡状态数都为 256. 其中, FTN 传输方案 LDPC 译码迭代次数为 30 次, 迭代均衡的大迭代次数为 5 次. 对于等谱效正交奈奎斯特 16QAM 传输系统来说, 为了公平比较, 考虑采用 0.725 码率的规则列度为 3 的 LDPC, 码长为 12 000 bit 的规则 16QAM 正交传输系统进行仿真对比.

各方案的误比特率(BER, bit error rate)和误帧率(FER, frame error rate)结果分别如图 5 和图 6 所示. 由图 5 可知, 在 $BER = 10^{-5}$ 时, 所提出的 PS 16QAM FTN 传输方案与规则 16QAM FTN 传输方案相比, 有 0.50 dB 的仿真增益. 在低信噪比区间, 提出的 PS 16QAM FTN 传输方案的性能比规则 16QAM FTN 传输方案的性能差, 原因是在 PS 16QAM FTN 传输方案中, 收端逆分布匹配会带来误码扩散. 由图 6 中可知, $FER = 10^{-3}$ 时, 提出的 PS 16QAM FTN 传输方案与规则 16QAM FTN 传输方案相比, 有 0.50 dB 的仿真增益. 8 + 8 APSK FTN 传输方案与规则 16QAM FTN 传输方案相比, 有 0.20 dB 的仿真增益. 4 + 12 APSK FTN 传输方

案与规则 16QAM FTN 传输方案的性能基本一致. 规则 16QAM FTN 传输方案与传统的规则 16QAM 正交传输方案相比, 有 0.12 dB 的仿真增益.

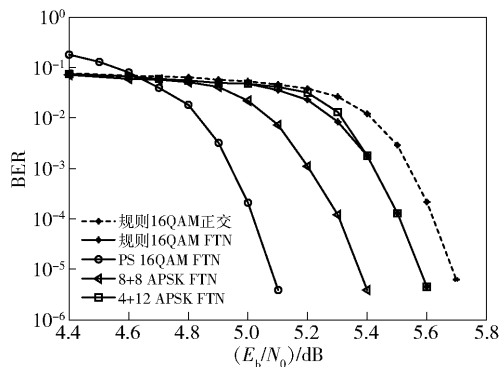


图 5 等谱效下不同的星座成形 FTN 传输方案 BER 性能对比

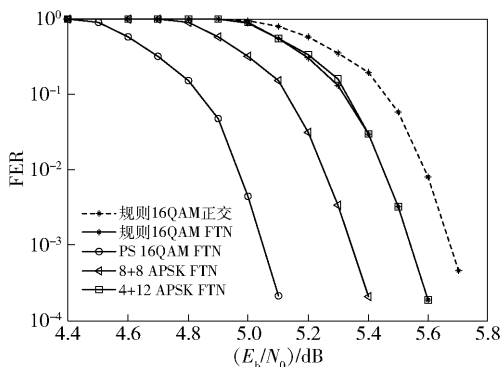


图 6 等谱效下不同的星座成形 FTN 传输方案 FER 性能对比

4 结束语

提出了基于星座成形的超奈奎斯特传输方案. 在 RRC 滚降因子为 0.1, FTN 时间压缩因子为 0.91, 谱效为 $2.64 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时, PS 16QAM FTN 传输方案具有更低的错误率. 几何成形中, 8+8 APSK 优于 4+12 APSK. PS 16QAM 概率成形好于 8+8 APSK 几何成形. 与 8+8 APSK 几何成形 FTN 传输方案相比, PS 16QAM 概率成形 FTN 传输方案有 0.30 dB 的性能增益. 同时, 采用的 FTN 系统传输方案也优于传统的正交奈奎斯特

传输方案. 总体上, 提出的 PS 16QAM 概率成形的误码性能是最优的. 理论分析和实际仿真都证明了概率成形的优越性. 综上所述, PS 16QAM FTN 传输方案是较优的, 非常适用于 6G 高谱效通信.

参考文献:

- [1] David K, Elmirghani J, Haas H, et al. Defining 6G: challenges and opportunities [from the guest editors] [J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2019, 14(3): 14-16.
- [2] Mazo J E. Faster-than-Nyquist signaling [J]. Bell System Technical Journal, 1975, 54(8): 1451-1462.
- [3] Mazo J E, Landau H J. On the minimum distance problem for faster-than-Nyquist signaling [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1988, 34(6): 1420-1427.
- [4] Barrueco J, Montalban J, Regueiro C, et al. Constellation design for bit-interleaved coded modulation (BICM) systems in advanced broadcast standards [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2017, 63(4): 603-614.
- [5] Qu Zhen, Djordjevic I B. On the probabilistic shaping and geometric shaping in optical communication systems [J]. IEEE Access, 2019, 7(1): 21454-21464.
- [6] Bocherer G, Steiner F, Schulte P. Bandwidth efficient and rate-matched low-density parity-check coded modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(12): 4651-4665.
- [7] Bocherer G, Schulte P, Steiner F. Probabilistic shaping and forward error correction for fiber-optic communication systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(2): 230-244.
- [8] Schulte P, Bocherer G. Constant composition distribution matching [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2016, 62(1): 430-434.
- [9] Rusek F, Prlja A. Optimal channel shortening for MIMO and ISI channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(2): 810-818.
- [10] Arnold D M, Loeliger H A, Vontobel P O, et al. Simulation-based computation of information rates for channels with memory [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(8): 3498-3508.