

基于多层叠加传输的超奈奎斯特传输方案

李双洋^{1,2}, 平磊¹, 白宝明¹, 马啸³

(1. 西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071;

2. 通信网信息传输与分发技术重点实验室, 河北 石家庄 050081;

3. 中山大学数据科学与计算机学院, 广东 广州 510006)

摘 要: 超奈奎斯特 (FTN, faster-than-Nyquist) 传输技术作为一种能够有效提高系统频谱利用率的手段, 受到了广泛的关注。针对该技术在信号检测中所具有的检测复杂度高的缺陷, 提出一种基于多层叠加传输的 FTN 传输系统。通过理论推导给出了其每层最佳编码方案的选择依据, 并通过仿真证明在每一层码率与功率同时变化的性能优于仅功率发生变化的情形, 仿真结果同时表明在脉冲成形函数的滚降系数不为 0 的条件下, 该系统的性能优于级联了更大星座的正交传输系统的性能。

关键词: 超奈奎斯特传输; 多层结构; 逐次干扰抵消; 叠加编码; 检测算法

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

Faster-than-Nyquist transmission based on multi-layer superposition

LI Shuang-yang^{1,2}, PING Lei¹, BAI Bao-ming¹, MA Xiao³

(1. State Key Lab of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China;

2. Science and Technology on Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang 050081, China;

3. School of Data and Computer Science, Sun Yat-Sen University, Guangzhou 510006, China)

Abstract: Faster-than-Nyquist (FTN) signaling technique has received much attention recently as an effective way of enhancing the spectral efficiency. In order to reduce the detection complexity for FTN signals, a multi-layer superposition transmission approach was present. In addition, how to calculate upper bounds on the highest information transmission rate was shown and how to choose suitable component codes was suggested. Numerical results show that the system with different code rates and power on each layer outperforms the system with only power variance on each layer, meanwhile results also imply that given the roll-off factor of the pulse shaping function is not zero, the proposed system is superior to the orthogonal system with a higher modulation format.

Key words: faster-than-Nyquist signaling, multi-layer structure, successive interference cancellation, superposition coding, detection method

1 引言

1975 年, Mazo^[1]提出了超奈奎斯特传输技术的概念, 并通过理论分析证明了: 对于一个 FTN 传输系统而言, 当码元速率超过奈奎斯特速率时, 总存在某个阈值 τ ($\tau < 1$) 使码元速率小于奈奎斯特速率的 $\frac{1}{\tau}$ 倍时, FTN 通信系统的信号序列之间的欧氏

距离与传统通信系统相同, 这就是所谓的 Mazo Limit。对于脉冲成形函数滚降系数 $\beta = \{0, 0.1, 0.2, 0.3\}$ 时, 其对应的 Mazo Limit 分别为 $\tau = \{0.802, 0.779, 0.738, 0.703\}$ 。

上述理论为 FTN 技术提供了原理依据。然而, 受限于当时的技术发展, 该技术并没有受到学术界的重视。不过随着计算机技术的发展以及相关领域对高频谱效率的追求, 这一技术重新引起了人们的

收稿日期: 2016-08-02; 修回日期: 2017-07-05

通信作者: 白宝明, bmbai@mail.xidian.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61372074, No.91438101)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61372074, No.91438101)

关注。之后,相关研究者对 FTN 技术的研究由理论可行性的分析逐渐转向实际问题的讨论,比如关于单载波 FTN 传输系统的最小码间距离的研究^[2,3]。Fertonani^[4]和 Liveris^[5]分别提出了一种针对 FTN 传输系统的低复杂度的接收端设计原理。Prlja^[6]提出了一种基于正交基分解和 Turbo 均衡的 FTN 传输系统。Le 等^[7]分析了单载波 FTN 传输系统在实际应用中的多方面性能增益。在多载波 FTN 传输系统的研究中, Rusek^[8]将 Mazo Limit 扩展到了二维,并证明了多载波 FTN 传输系统比单载波的在频谱利用率上具有更大的优势。Schaich^[9]设计了一种低复杂度的多载波 FTN 传输系统的接收端结构。FTN 技术可以充分利用脉冲波形的滚降部分, Rusek^[10]证明了在脉冲成形函数为非 sinc 函数时,其系统容量大于正交系统。另外, FTN 传输系统的硬件实现问题也是学术界的一个研究重点。瑞典的隆德大学在 2010 年率先搭建了世界上第一台 FTN 演示系统。随后,其团队成员 Dasalukunte^[11]提出了一种基于多载波的 FTN 传输系统的迭代检测器的硬件实现算法。随着 5G 通信技术的发展,非正交传输技术作为一种有效提高频谱利用率的方法而成为学术界热议的话题。显然, FTN 技术作为非正交传输技术的一种无疑是非常有潜力和竞争力的。Marwa^[12]总结了 FTN 技术的发展历程,并从容量以及未来应用方面阐述了 FTN 技术的发展前景,2013 年,Pham^[13]讨论了 FTN 技术在 DVB-S2 标准中的应用,并通过仿真结果证明了 FTN 技术可以有效地满足标准要求。随后,在 2014 年,众多学者发起了关于 FTN 技术能否成为 5G 通信技术的国际化标准的讨论^[14],最终,在 2016 年,Anderson^[15]给出了关于 FTN 在 5G 中应用的指导白皮书。

在发送端, FTN 技术通过人为的引入符号间干扰 (ISI, inter-symbol interference) 而获得了频谱效率的提高。而在接收端,这种引入的 ISI 会造成基于逐符号检测的算法并不适用。其原因主要有 2 个方面: 1) 因为在发送端符号传输速率超过奈奎斯特速率时,匹配滤波器的输出通常会受到色噪声的影响,从而使检测算法无法通过高斯密度函数对当前符号的先验概率进行准确估计; 2) 由于 FTN 带来的 ISI 过于复杂,也使基于序列检测的算法无法适用。鉴于此,一些研究者提出了相应的解决方法。比如,对于色噪声的处理,通常的方法是在匹配滤波器之后级联一个白化滤波器对色噪声进行

白化处理^[16],或利用正交基分解的思想来重新设计一个匹配滤波器(函数)而达到降低色噪声影响的目的^[17];对于引入的 ISI 的处理,一般的方法是将原有基于序列检测的算法换成基于遍历 ISI 的网格图(即 Trellis)的算法(包括一些简化算法)^[18]。然而,对于 FTN 传输系统来说,这些解决方法的复杂度仍很高。Kim 等^[19]提出了一种基于非等功率分配的多层 FTN 传输方案,极大地降低了 FTN 系统接收端的复杂度。多层 FTN 结构类似于叠加编码调制^[20,21],然而并没有讨论每一层功率与码率之间的关系。

针对上述 FTN 技术所面临的问题,本文提出了一种基于多层叠加传输的 FTN 传输系统。其基本原理是将多层 FTN 传输系统视为一种实数域的叠加编码系统,从而可以依据逐次干扰抵消思想进行检测,进而达到降低系统的检测复杂度的目的。本文的主要创新点在于提出的多层 FTN 方案中充分考虑了每一层码率以及功率的灵活设计,允许每一层码率和功率均发生变化,并且本文通过理论推导给出了系统每一层码率的选择依据,通过仿真证明,每一层码率以及功率同时改变对系统的性能增益大于仅功率发生变化的情形。同时,由于多层结构使接收端并不需要复杂的均衡算法,从而其检测复杂度接近于正交传输系统,更利于工程实践。本文也将多层叠加传输的 FTN 传输系统的误比特率 (BER, bit error rate) 与相同谱效率下的正交传输系统性能进行比较,仿真结果表明,在脉冲成形函数的滚降系数不为 0 的条件下,基于多层叠加传输的 FTN 传输系统性能优于级联了更大星座的正交传输系统。

2 多层 FTN 系统模型

图 1 给出了基于多层叠加传输的 FTN 传输系统发送端的结构。该传输系统具有 K 层结构 (K 为该传输系统的符号速率与奈奎斯特速率的比值)。首先,按照 $k = m \bmod K$ 的分层规则,将信息序列 u 中的第 m 个比特分置于第 k 层。以此类推,即可获得 K 组比特流;然后再将各层的比特流分别按照某种编码方式(如 LDPC、Turbo 等)和某种信号映射方式(如 PSK、QAM 等)进行编码、映射,得到符号 $x_k[l] \in \mathcal{A}_k \subset \mathbb{C}(\text{or } \mathbb{R})$,这里 $x_k[l]$ 为第 k 层发送的第 l 个符号, \mathcal{A}_k 表示对应的第 k 层星座点集合, \mathbb{C} 和 \mathbb{R} 分别表示复数集合和实数集合;最后,将经

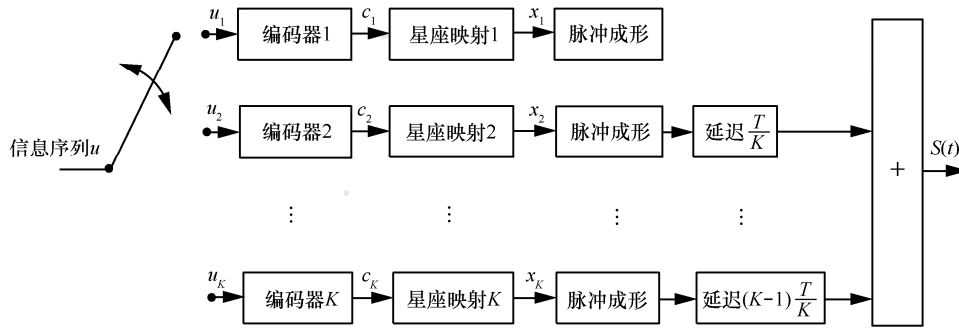


图 1 基于多层叠加传输的 FTN 传输系统发送端的结构

映射形成的 K 组符号流分别以 T 为符号时间间隔输入脉冲成形滤波器中，并将得到后的 K 组波形逐层延迟 $\frac{T}{K}$ 时刻后相互叠加，作为发送端发送的信号波形。那么对应于 K 层的 FTN 传输系统的发射信号的表达式可以表示为

$$S(t) = \sum_{i=0}^{KN-1} x[i]p\left(t - i\frac{T}{K}\right) \quad (1)$$

其中， T 为奈奎斯特传输间隔， $x[i]$ 为发送的第 i 个符号， $p(t)$ 为脉冲成形函数， N 为 K 层中各层的符号数，即每帧传输的已调符号总数为 KN 个。

将式(1)进一步展开，可得

$$S(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{N-1} x_k[l]p\left(t - lT - (k-1)\frac{T}{K}\right) \quad (2)$$

值得说明的是，由于物理实现的限制，脉冲成形函数 $p(t)$ 通常选用带有滚降系数的根升余弦函数且滚降系数通常不为 0，这使可以充分利用脉冲成形函数的滚降部分进行信号传输的 FTN 信号更具有优势。

图 2 给出了基于多层叠加传输的 FTN 传输系统接收端的结构。

假设传输信道为加性高斯白噪声 (AWGN, additional white Gaussian noise) 信道，接收到的波形用 $r(t)$ 表示，各层的符号数为 N 。接收端对应的第 k 层符号序列用 y_k 表示。

根据图 2 可知，在接收端依据函数 $p(t)$ 进行匹配滤波后，对应于第 k 层的匹配滤波器的输出序列为 $y_k = \{\dots, y_k[m], \dots\}$ ，其中， $y_k[m]$ 表示第 k 层的第 m 个符号，即

$$y_k[m] = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k'=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{N-1} x_{k'}[l]p\left(t - lT - (k'-1)\frac{T}{K}\right) + n(t) \cdot p^*\left(t - mT - (k-1)\frac{T}{K}\right) dt \quad (3)$$

其中， $n(t)$ 为高斯白噪声， $*$ 表示取共轭运算。将式(3)进一步展开，可得

$$y_k[m] = x_k[m] + \eta_k[m] + \sum_{k'=0, k' \neq k}^{K-1} \sum_{l=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{\infty} x_{k'}[l]p\left(t - lT - (k'-1)\frac{T}{K}\right) + n(t) \cdot p^*\left(t - mT - (k-1)\frac{T}{K}\right) dt$$

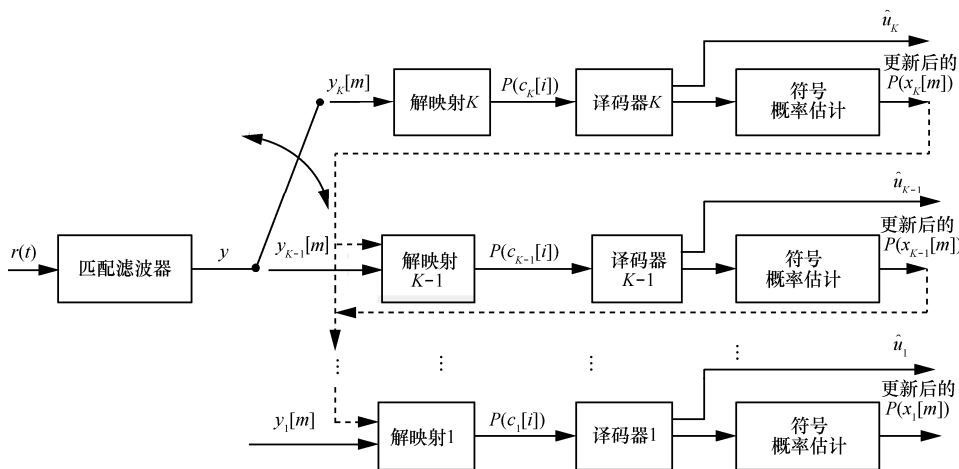


图 2 基于多层叠加传输的 FTN 传输系统接收端的结构

$$p^* \left(t - mT - (k' - 1) \frac{T}{K} \right) dt \quad (4)$$

其中, $\eta_k[m] \triangleq \int_{-\infty}^{+\infty} n(t) p^* \left(t - mT - (k - 1) \frac{T}{K} \right) dt$, 用来表征经匹配滤波后的高斯白噪声的统计特性。可见, 经匹配滤波后, 当前层的符号间仍受到独立同分布的噪声干扰。特别地, 对于作归一化处理的脉冲成形函数来说, 其对应的匹配滤波过程并不会改变噪声的能量及频谱。因此, $\eta_k[m]$ 可视为高斯白噪声变量。将式(4)进一步处理, 可得

$$\begin{aligned} y_k[m] &= x_k[m] + \eta_k[m] + \sum_{k'=0, k' \neq k}^{K-1} \sum_{l=0}^{N-1} x_{k'}[l] g[d] \\ &= x_k[m] + \eta_k[m] + \eta'_k[m] \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $\eta'_k[m] \triangleq \sum_{k'=1, k' \neq k}^K \sum_{l=0}^{N-1} x_{k'}[l] g[d]$ 。由中心极限定理可知, 当 N 足够大时, 此项可视为一个满足高斯分布的随机变量; $d \triangleq (l - m)K + k' - k$, 用来表征当前的检测符号与相邻符号的距离;

$g[d] \triangleq \int_{-\infty}^{+\infty} p(t) p^* \left(t - \frac{d}{K} T \right) dt$, 则用来表征这一距

离的具体关系。由上述的讨论可知, 对应于第 k 层的匹配滤波器的输出 y_k 是由传输符号 x_k 、高斯白噪声 η_k 和一个与当前层无关的具有近似高斯分布的变量 η'_k 组成, 因此接收端的每一层并不需要再进行均衡处理, 仅需要进行译码操作即可, 可知接收端整体复杂度接近于正交传输系统。

3 多层 FTN 传输系统的检测方案

基于多层叠加传输的 FTN 传输系统采用逐次干扰抵消的方法进行信号检测。在每一层检测结束后, 将得到的估计值用于更新 FTN 信号的先验信息, 进而实现检测循环的过程。具体的步骤如下: 首先, 将接收到的 FTN 信号进行匹配滤波, 并重新分为 K 层 (与发送端相同); 然后, 再将各层的 FTN 信号进行解映射和译码; 最后, 再进行检测的迭代。通过其上一层译码得到的后验概率便可以计算出当前层某个符号的期望和方差的估计值 (在初次检测开始时, 本文假设各层的所有符号均为等概率分布)。

不妨假设这个符号为第 k 层的第 i 个符号, 其期望和方差的估计值分别为 $E\{x_k[i]\}$ 和 $\text{var}\{x_k[i]\}$ 。由式(5)可知, 当传输符号足够多时, 每一个符号受

到的符号间干扰可近似为高斯分布, 又由于高斯分布的线性变换仍为高斯分布, 因此, 可以对当前传输符号受到的噪声以及干扰进行估算。在每层调制方式均为 BPSK 调制时, 当前符号受到的干扰的均值和方差分别为

$$\mu_k[i] = \sum_{m=0}^{k-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} g[lK + m] E\{x_{k-m}[i-l]\} \quad (6)$$

$$\sigma_k^2[i] = \sum_{m=0}^{k-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} |g[lK + m]|^2 \text{var}\{x_{k-m}[i-l]\} \quad (7)$$

类似于叠加编码调制系统, 本文将其他层对当前层的干扰近似为高斯噪声处理, 通过将信道接收值与其他层符号的估计值相减, 本文即可按照高斯密度公式对当前层符号的取值概率进行估算, 该步骤即为干扰抵消过程。从而得到对应于当前层的第 i 个符号的信道接收概率为

$$p(x_k[i] | y_k[i]) \cong \frac{\alpha}{\sqrt{2\pi\sigma_k^2[i]}} \exp \left[-\frac{(y_k[i] - x_k[i] - \mu_k[i])^2}{2\sigma_k^2[i] + N_0} \right] \quad (8)$$

其中, N_0 为噪声的功率谱密度, α 为归一化因子。

将当前层得到的先验概率送入译码器进行译码, 在译码结束后重新计算该层各符号的概率作为符号后验概率。其计算方法可参照式(9)。

$$p'(x_k[m] = a) = \prod_{i=(m-1)M}^{mM} p'(c_k[i] = j) \quad (9)$$

其中, a 表示第 k 层星座点中元素, M 为星座阶数, p' 表示更新后的概率, j 为符号 a 所需映射序列中的对应位置的元素。

各符号的后验概率将保留用于计算下一层的干扰期望和方差, 从而进一步对干扰大小进行估计, 依次递推即可完成第一次整体检测, 一般需要迭代检测 3 次。

4 多层 FTN 传输系统的编码选择

从以上分析可知, 基于多层叠加传输的 FTN 传输系统利用了逐次干扰抵消的思想来检测 FTN 信号。因此, 对于其编码方案的选择可参照叠加编码的编码调制方案的选择思想^[22]。

设 $\mathcal{X}(x^{(0)}, x^{(1)}, \dots, x^{(i-1)}) = \{\mathbf{x} = (x^{(0)}, x^{(1)}, \dots, x^{(i-1)}, a^{(i)}, \dots, a^{(K-1)}), a^{(j)} \in \mathcal{A}_x(j), i < j < K\}$, 其中, $x^{(i)}$ 表示第 i 层传输的符号序列, $\mathcal{A}_x(j)$ 表示第 j 层的星座

点集合。则对于发送符号 $x \in \mathcal{X}$ 与接收符号 Y 之间的互信息 $I(\mathcal{X}; Y)$ 有

$$I(\mathcal{X}; Y) = I(x^{(0)}, x^{(1)}, \dots, x^{(K-1)}; Y) \quad (10)$$

则根据互信息的链式法则^[23]可知

$$\begin{aligned} I(\mathcal{X}; Y) &= I(x^{(0)}, x^{(1)}, \dots, x^{(K-1)}; Y) \\ &= I(x^{(0)}; Y) + I(x^{(1)}; Y | x^{(0)}) + \dots + \\ &\quad I(x^{(K-1)}; Y | x^{(0)}, \dots, x^{(K-2)}) \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)可理解为实际信道传输的信息等价于多个并行子信道在已知部分子信道信息条件下的信息之和, 则由式(11)可知

$$\begin{aligned} I(x^{(i)}; Y | x^{(0)} \dots x^{(i-1)}) &= I(x^{(i)} \dots x^{(K-1)}; Y | x^{(0)} \dots x^{(i-1)}) - \\ &\quad I(x^{(i+1)} \dots x^{(K-1)}; Y | x^{(0)} \dots x^{(i)}) \end{aligned} \quad (12)$$

通过在第 $0, 1, \dots, i$ 层的所有可能传输符号上取平均可得到

$$\begin{aligned} R^{(i)} &= I(x^{(i)}; Y | x^{(0)}, \dots, x^{(i-1)}) \\ &= E_{x^{(0)}, \dots, x^{(i-1)}} \left[I(x^{(i)}, \dots, x^{(K-1)}; Y | x^{(0)}, \dots, x^{(i-1)}) \right] - \\ &\quad E_{x^{(0)}, \dots, x^{(i)}} \left[I(x^{(i+1)}, \dots, x^{(K-1)}; Y | x^{(0)}, \dots, x^{(i)}) \right] \\ &= E_{x^{(0)}, \dots, x^{(i-1)}} \left[R(\mathcal{X}(x^{(0)}, \dots, x^{(i-1)})) \right] - \\ &\quad E_{x^{(0)}, \dots, x^{(i)}} \left[R(\mathcal{X}(x^{(0)}, \dots, x^{(i)})) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

其中, R 表示可达速率, $R^{(i)}$ 为第 i 层的可达速率。

综上所述, 对于基于逐次干扰抵消思想检测的多层 FTN 系统其可达速率为

$$R_{\text{total}} = \sum_{i=0}^{K-1} R^{(i)} \quad (14)$$

由此可知, 为获得更大的频谱利用率, 多层 FTN 系统中每一层的每符号承载比特数应尽可能地接近对应的 $R^{(i)}$, 这可以通过对编码方案和调制方案的综合选择来实现。

值得说明的是, 针对 FTN 系统, 其信道容量的计算应基于符号序列而非单个符号^[23], 并考虑式(15)的不等式

$$I(X^n; Y^n) \leq nI(X; Y) \quad (15)$$

其中, X^n 和 Y^n 分别表示发送符号序列和接收符号序列。

可知, 若基于单个符号计算每一层的可达速率将会得到每一层可达速率的上界, 则式(14)可以作为基于多层叠加传输的 FTN 系统的可达速率上界。

图 3 为 $K = 2$ 时基于多层叠加传输的 FTN 系统在每层均采用等功率 BPSK 调制时的最大可达速率上限曲线, 该曲线通过 Matlab 软件仿真平台绘制, 其中, 脉冲成形函数为滚降系数 $\beta = 0.22$ 的根升余弦函数。

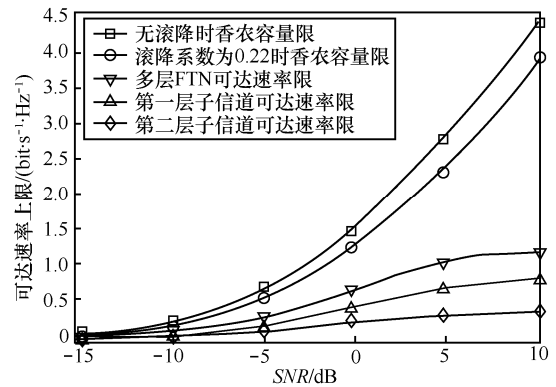


图 3 多层叠加传输的 FTN 传输系统基于逐次干扰抵消思想的最大可达速率上限曲线

由图 3 所示, 两层等功率叠加的 FTN 系统的可达速率随着信噪比增加而增大, 并在信噪比约为 7 dB 时趋于饱和, 这一点与正交传输系统受限容量类似。图 3 中滚降系数为 $\beta = 0.22$ 的香农容量限可由式(16)和式(17)^[24]进行计算: 设发送信号的平均功率为 S , 则 AWGN 波形信道的容量为

$$\begin{aligned} C_{[b/s]} &= \int_B \text{lb} \left(1 + \frac{\left(\frac{S}{W} \right) |P(f)|^2}{N_0} \right) df \\ &= \int_B \text{lb} (1 + \text{SNR} |P(f)|^2) df \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $P(f)$ 是脉冲成形函数 $p(t)$ 的傅里叶变换, $B = \{f | P(f) \neq 0\}$ 是发送信号功率谱密度大于 0 的注水频带, $W = |B| = \int_B df$ 是信号带宽, 则用谱效率表示为

$$C = \frac{1}{W} \int_0^W \text{lb} \left(1 + \frac{2E_s}{N_0} |P(f)|^2 \right) df \quad (17)$$

其中, E_s 为发送符号的平均能量。

5 仿真验证

为了验证上述的理论分析, 现将基于多层叠加

传输的 FTN 传输系统与采用奈奎斯特高阶调制系统在脉冲成形函数为滚降系数 $\beta = 0.3$ 的根升余弦函数下进行性能比较。

本文简述一下仿真参数的选取过程，首先预设一组大致的功率分配方式，然后按照预设值绘制最大可达速率上限曲线，随后按照曲线选取具有合适码率的编码方案，最后再考虑实际的编码性能进行功率分配的微调，其计算方式可参见文献[19]。最终其码率与功率的选择情况分别由图表的格式体现在对应的仿真中。

通过最大可达速率上限的计算可知对于两层均采用 QPSK 调制方式的且每层发送功率相等的情况下，系统总速率为 $\eta = 1.54 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时每一层的最优码率选择近似为 $R_1 = \frac{2}{3}$ 和 $R_2 = \frac{1}{3}$ 。表 1 给出了 FTN 系统每层编码方案和奈奎斯特 Turbo 码调制系统的具体参数。

Turbo 码编码器选取为 WCDMA (wideband code division multiple access) 标准化提案中 Turbo 码编码器，其生成矩阵为 $\mathbf{G}(D) = \begin{bmatrix} 1 & g_1(D) \\ & g_0(D) \end{bmatrix}$ ，其中， $g_0(D) = 1 + D^2 + D^3$ ， $g_1(D) = 1 + D + D^3$ ，交织器选为伪随机交织器。

可得基于多层叠加传输的多层 FTN 传输系统频谱效率为 $\eta_1 = 1.536 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ，奈奎斯特系统的频谱效率为 $\eta_2 = 1.537 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。图 4 给出了这 2 个系统的误比特率曲线。其中， $\frac{E_b}{N_0}$ 表示比特信噪比。

通过图 4 可见，基于多层叠加传输的 FTN 传输系统在脉冲成形函数为滚降系数为 $\beta = 0.3$ 的根升余弦函数时优于传统的正交调制系统约为 0.5 dB。并且 FTN 系统的仿真曲线与带有滚降 8PSK 容量限

仅相距约 0.3 dB，体现了基于多层叠加传输的 FTN 传输系统可以充分利用滚降部分波形来获得性能增益的特性。同时可见基于多层叠加传输的 FTN 传输系统性能与理论上限相距约 1.2 dB，说明基于多层叠加传输的 FTN 传输系统的性能还具有很大的提升空间，值得进一步研究。

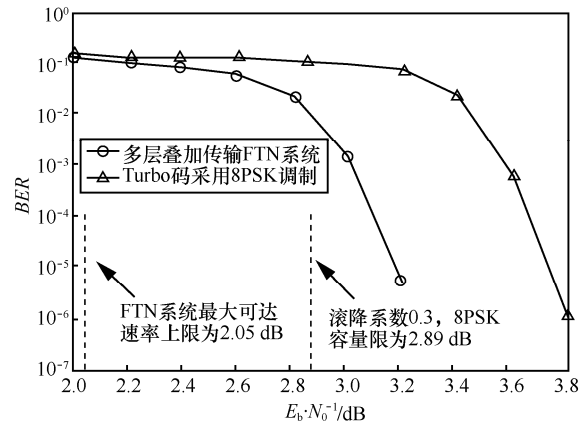


图 4 基于多层叠加传输的 FTN 传输系统的误比特率曲线 1

现通过仿真探究基于多层叠加传输的 FTN 传输系统在不同码率以及功率选择情况下的性能。本文选用 CCSDS(consultative committee for space data systems)标准化提案中码率为 $R = \frac{2}{3}$ 的 LDPC 码矩阵，以及 WCDMA 标准化提案中码率为 $R = \frac{1}{3}$ 和 $R = \frac{1}{2}$ 的 Turbo 码编码器，按照表 2 和表 3 的仿真参数来验证系统性能。

仿真中采用的脉冲成形函数均为滚降系数 $\beta = 0.3$ 的根升余弦函数。可知 2 个系统具有相同的频谱效率 $\eta = 2.0513 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。

表 1 多层叠加传输的 FTN 传输系统仿真参数 1

参数	第一层参数	第二层参数	奈奎斯特系统参数
编码方式	Turbo 码	Turbo 码	Turbo 码
信息位长度	$N_1 = 6\ 000$	$N_2 = 3\ 000$	$N = 12\ 008$
码率	$R_1 = \frac{2}{3}$	$R_2 = \frac{1}{3}$	$R = \frac{2}{3}$
编码后比特长度	9 012	9 012	18 024
调制方式	QPSK	QPSK	8PSK
发送功率比	0.5	0.5	1
频谱效率	$\eta_1 = 1.536 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$		$\eta_2 = 1.537 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$

表 2 每层等码率不等功率的 FTN 传输系统仿真参数

参数	第一层参数	第二层参数
编码方式	LDPC 码	LDPC 码
信息位长度	$N_1 = 16\ 384$	$N_2 = 16\ 384$
码率	$R_1 = \frac{2}{3}$	$R_2 = \frac{2}{3}$
编码后比特长度	24 576	24 576
调制方式	QPSK	QPSK
每层功率比	0.730 9	0.269 1

表 3 每层不等码率不等功率的 FTN 传输系统仿真参数

参数	第一层参数	第二层参数	第三层参数
编码方式	Turbo 码	Turbo 码	Turbo 码
信息位长度	$N_1 = 5\ 458$	$N_2 = 8\ 187$	$N_3 = 8\ 187$
码率	$R_1 = \frac{1}{3}$	$R_2 = \frac{1}{2}$	$R = \frac{1}{2}$
编码后比特长度	16 386	16 386	16 386
调制方式	QPSK	QPSK	QPSK
每层功率比	0.106 0	0.291 5	0.602 5

从图 5 可以发现,在相同频谱效率下,不等码率不等功率的多层 FTN 系统性能优于等码率不等功率的多层 FTN 系统性能,约提高 0.3 dB。可见,合理地选取每一层编码方案的码率以及对应功率十分必要,本文提出的设计方案更具有工程实用价值。

现通过仿真验证基于多层叠加传输的 FTN 传输系统在高谱效率下误码性能与根升余弦函数滚降系数之间的关系。为得到更高的频谱效率,本文设定 FTN 系统分为 6 层,每一层分别用 QPSK 调制,为不失一般性,每一层均选用相同的编码方案。作为对比,奈奎斯特传输系统的仿真参数如表 4 所示,其中, Turbo 码编码器同样选取为 WCDMA 标准化提案中 Turbo 码编码器,交织器选为伪随机交织器。

表 4 高谱效率下多层 FTN 传输系统的仿真参数

参数	第一层	第二层	第三层	第四层	第五层	第六层	奈奎斯特系统
编码方式	Turbo 码	Turbo 码	Turbo 码	Turbo 码	Turbo 码	Turbo 码	Turbo 码
信息位长度	$N_1 = 10\ 000$	$N_2 = 10\ 000$	$N_3 = 10\ 000$	$N_4 = 10\ 000$	$N_5 = 10\ 000$	$N_6 = 10\ 000$	$N = 90\ 009$
码率	$R_1 = \frac{1}{2}$	$R_2 = \frac{1}{2}$	$R_3 = \frac{1}{2}$	$R_4 = \frac{1}{2}$	$R_5 = \frac{1}{2}$	$R_6 = \frac{1}{2}$	$R = \frac{3}{4}$
编码后比特长度	20 012	20 012	20 012	20 012	20 012	20 012	120 024
调制方式	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	256-QAM

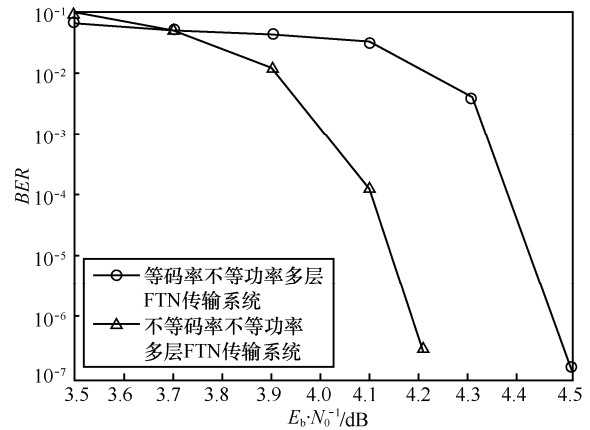


图 5 基于多层叠加传输的 FTN 传输系统的误比特率曲线 2

仿真中采用的脉冲成形函数为滚降系数 $\beta = \{0, 0.3, 0.5, 1\}$ 的根升余弦函数。图 6 给出了这两个系统的误比特率曲线,系统对应的频谱效率用 η 表示且标于图中。本文在此仅给出 $\beta = 0.3$ 时的功率分配方案如下: $P_1 = 0.0121$, $P_2 = 0.0263$, $P_3 = 0.0560$, $P_4 = 0.1186$, $P_5 = 0.2517$, $P_6 = 0.5352$ 。

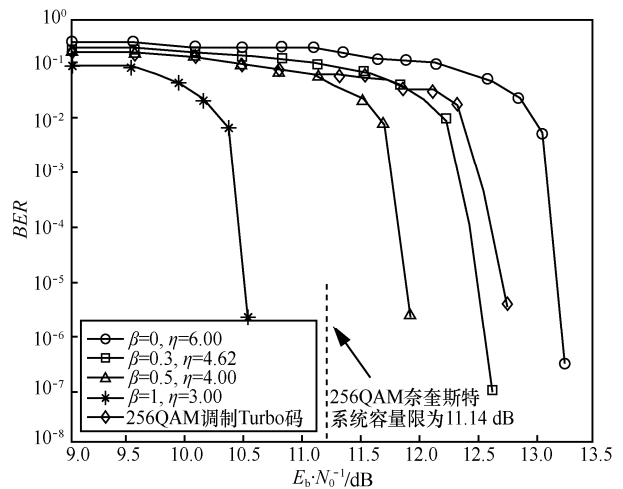


图 6 基于多层叠加传输的 FTN 传输系统的误比特率曲线 3

由图 6 可见，多层叠加传输的 FTN 传输系统误码性能与脉冲成形函数滚降系数密切相关。当滚降系数为 0 时，脉冲成形函数退化为 sinc 函数，此时多层叠加传输的 FTN 传输系统与 256 QAM 调制下的 Turbo 码相比信噪比性能相差约 0.5 dB，并没有优势。然而，随着脉冲成形函数滚降系数的增加，系统带外能量逐渐增大，FTN 传输系统的优势逐步扩大。在滚降系数分别等于 0.3、0.5 和 1 时，多层叠加传输的 FTN 传输系统性能分别优于奈奎斯特系统约 0.1 dB、0.8 dB 和 2.1 dB。可见，多层叠加传输的 FTN 传输系统性能会随着滚降系数的增加而逐渐提高，甚至在 $\beta=1$ 时其性能超过了相同条件下的奈奎斯特系统容量限约 0.6 dB，获得奈奎斯特传输系统不能得到的优秀性能。为了进一步体现 FTN 系统的优势，本文在图 6 中的容量限进行了标注。

图 7 为基于蒙特卡洛仿真的 256QAM 调制奈奎斯特系统在不同滚降系数情况下的容量曲线，可见，当传输系统为奈奎斯特系统时，滚降系数的改变并不能降低对应可达速率下所需的信噪比。这也为 FTN 系统在脉冲成形函数存在滚降的情况下性能会优于奈奎斯特系统，提供了理论依据。

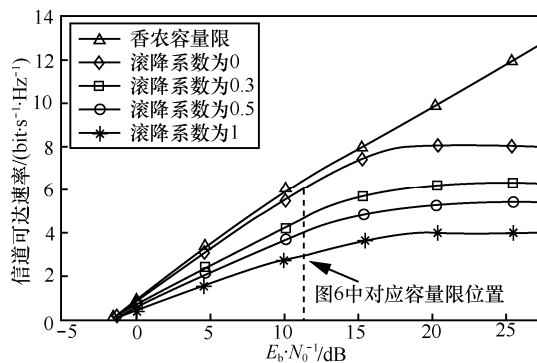


图 7 256QAM 调制的奈奎斯特系统在不同滚降系数下的容量曲线

不失一般性，本节仿真除图 7 以外全部基于 C++ 仿真平台，图 7 的信道受限容量计算基于 Matlab 仿真平台。

6 结束语

针对原有的 FTN 传输系统检测复杂度高的缺点，本文提出了一种基于多层叠加传输的 FTN 传输系统。该系统在降低了检测复杂度的同时也充分考虑了每一层码率功率的灵活设计，与此同时本文还给出了系统每一层码率的选择依据，最终本文通过

仿真证明，每一层码率以及功率同时改变对系统的性能增益大于仅功率发生变化的情形。对于 FTN 系统与奈奎斯特系统，本文也进行了相应的系统仿真，结果表明，在脉冲成形函数的滚降系数不为 0 的条件下，基于多层叠加传输的 FTN 传输系统性能优于级联了更大星座的正交传输系统性能。

对于频谱效率要求更加苛刻的 5G 通信，FTN 技术可以通过小星座点来实现高谱效率的传输，这无疑使其具有很高的应用价值。另外，提出的基于多层叠加传输的 FTN 传输方案在降低了原有 FTN 传输系统的检测复杂度的同时还提供了一种更为直观的 FTN 系统速率分析方案，这一点将有利于 FTN 技术在工程中的设计与应用。

参考文献:

- [1] MAZO J E. Faster-than-Nyquist signaling[J]. Bell System Technical Journal, 1975, 54(8): 1451-1462.
- [2] 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.
- [3] HAJELA D. On computing the minimum distance for faster than Nyquist signaling[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1990, 36(2): 289-295.
- [4] FERTONANI D, BARBIERI A, COLAVOLPE G. Reduced-complexity BCJR algorithm for turbo equalization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(12): 2279-2287.
- [5] LIVERIS A D, GEORGHADES C N. Exploiting faster-than-Nyquist signaling[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(9): 1502-1511.
- [6] PRLJA A, ANDERSON J B. Reduced-complexity receivers for strongly narrowband intersymbol interference introduced by faster-than-Nyquist signaling[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(9): 2591-2601.
- [7] LE C, SCHELLMANN M, FUHRWERK M, et al. On the practical benefits of faster-than-Nyquist signaling[C]// 2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC). 2014: 208-213.
- [8] RUSEK F, ANDERSON J B. The two dimensional Mazo limit[C]// 2005 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT2005). 2005: 970-974.
- [9] SCHAICH F, WILD T. A reduced complexity receiver for multi-carrier faster-than-Nyquist signaling[C]// 2013 IEEE Globecom Workshops (GC Workshops). 2013: 235-240.
- [10] RUSEK F, ANDERSON J B. Constrained capacities for faster-than-Nyquist signaling[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(2): 764-775.
- [11] DASALUKUNTE D, RUSEK F, OWALL V. An 0.8-mm 9.6-mW iterative decoder for faster-than-nyquist and orthogonal signaling multicarrier systems in 65-nm CMOS[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2013, 48(7): 1680-1688.
- [12] MARWA E H, TAOKA H. Overview of faster-than-Nyquist for future mobile communication systems[C]// 2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). 2013: 1-5.

- [13] PHAM N, FREIXE J M, BONNAUD A, et al. Exploring faster-than-Nyquist for satellite direct broadcasting[C]//AIAA International Communications Satellite Systems Conference. 2013: 14-17.
- [14] BANELLI P, BUZZI S, COLAVOLPE G, et al. Modulation formats and waveforms for 5G networks: Who will be the heir of OFDM?: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2014, 31(6): 80-93.
- [15] ANDERSON J B. Faster-than-Nyquist signaling for 5G communication[J]. Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations, 2016: 24-46.
- [16] OPPENHEIM A V, SCHAFER R W, BUCK J R. Discrete-time signal processing[M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1989.
- [17] PRLJA A, ANDERSON J B, RUSEK F. Receivers for faster-than-Nyquist signaling with and without turbo equalization[C]//2008 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT2008). 2008: 464-468.
- [18] RUSEK F. Partial response and faster-than-Nyquist signaling[M]. Lund University, 2007.
- [19] KIM Y J D, BAJCSY J. Binary faster-than-Nyquist optical transmission via non-uniform power allocation[C]//IEEE 2013 13th Canadian Workshop on Information Theory (CWIT). 2013: 180-185.
- [20] MA X, PING L. Coded modulation using superimposed binary codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(12): 3331-3343.
- [21] 王秀妮, 马啸, 白宝明. 多层叠加 LDPC 码编码调制技术[J]. 电子学报, 2009, 37(7): 1536-1541.
WANG X N, MA X, BAI B M. Multilevel coded modulation based on superimposed LDPC codes[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(7): 1536-1541.
- [22] WACHSMANN U, FISCHER R F H, HUBER J B. Multilevel codes: theoretical concepts and practical design rules[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(5): 1361-1391.
- [23] COVER T M, THOMAS J A. Elements of information theory[M]. John Wiley & Sons, 2012.
- [24] GALLAGER R G. Information theory and reliable communication[M]. New York: Wiley, 1968.

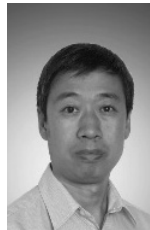
作者简介:



李双洋 (1991-), 男, 辽宁沈阳人, 西安电子科技大学博士生, 主要研究方向为带宽有效调制技术、均衡算法以及应用信息理论。



平磊 (1990-), 男, 河南郑州人, 西安电子科技大学硕士生, 主要研究方向为 Turbo 码编译码研究及硬件实现。



白宝明 (1966-), 男, 山西大同人, 西安电子科技大学教授, 主要研究方向为信息论与信道编码、无线通信和量子通信。



马啸 (1968-), 男, 河南焦作人, 博士, 中山大学教授, 主要研究方向为信息理论与信道编码的应用。