

# 超奈奎斯特传输技术:现状与挑战

李双洋<sup>1,2</sup>,白宝明<sup>1</sup>,马 啸<sup>3</sup>

(1. 西安电子科技大学综合业务网理论及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:** 超奈奎斯特传输技术作为一种非正交传输技术,近年来受到了广泛的关注. 不同于传统的正交传输信号,超奈奎斯特信号的符号传输速率因为超过了奈奎斯特无码间串扰速率而带来了不可避免的符号间干扰,然而这一传输方式也被证明可以带来更高的信道容量. 因此超奈奎斯特技术成为了一种具有高频谱利用率的新型传输方法,也为带宽受限的通信场景带来了新的解决方案,并且其在卫星信道以及第五代移动通信的回程链路中的应用成为了研究热点. 本文对超奈奎斯特传输的概念与原理、容量计算、实现方式、检测方法以及性能与应用做了详细的总结并对其目前的技术难点进行了讨论.

**关键词:** 超奈奎斯特传输; 信道容量; 检测方法

**中图分类号:** TP911.23

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2020)01-0189-09

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.01.023

## Faster-than-Nyquist Signaling: Status and Challenges

LI Shuang-yang<sup>1,2</sup>, BAI Bao-ming<sup>1</sup>, MA Xiao<sup>3</sup>

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

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

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

**Abstract:** Faster-than-Nyquist (FTN) signaling, as a non-orthogonal signaling format, has been attracting a lot of attention recently. FTN signaling has a symbol rate that is higher than the Nyquist rate, which causes intersymbol interference inevitably. However, this signaling method has been proved to bring higher channel capacity. Therefore, FTN signaling has become a new bandwidth-efficient modulation method which offers a promising solution to the communication scenario with scarce bandwidth. Furthermore, faster-than-Nyquist signaling has also become a hot topic in the research of satellite communication and backhauling technique in 5G communication standard. This paper provides a summary of FTN signaling in terms of its concept and theory, capacity, implementation, detection, as well as performance and applications, respectively. Some discussions of current research difficulties are also given in the paper.

**Key words:** faster-than-Nyquist signaling; channel capacity; detection method

### 1 概念与原理

在信息技术迅猛发展的21世纪,如何传输更多的信息成为了学术界和工业界关注的热点. 然而面对昂贵的频谱资源,仅仅通过增加天线数量或者开发新的频段来支撑海量的数据传输需求是不够的,业界需要更加有效的信息传输方案<sup>[1,2]</sup>. 因此,上世纪七十年代提出的超奈奎斯特(faster-than-Nyquist, FTN)传输又重新引起了人们的重视<sup>[2-5]</sup>. FTN传输是一种典型的非正

交传输方式,最初由贝尔实验室的Mazo提出<sup>[3]</sup>. 不失一般性,单载波FTN信号的表达式如下:

$$S(t) = \sqrt{E_s} \sum_{n \in \mathbb{Z}} x_n h(t - n\tau T) \quad (1)$$

其中 $\{x_n, n \in \mathbb{Z}\}$ 为发送符号序列, $E_s$ 为每符号平均能量, $h(t)$ 为能量归一化的脉冲成形波形, $\tau T$ 为发送符号间隔时间. 通常 $\tau$ 满足 $0 < \tau \leq 1$ ,称为压缩因子,并且当 $\tau = 1$ 时FTN信号退化为传统的正交传输信号(即奈奎斯特信号). 图1给出了一个 $\tau = 0.5$ 时,成形波形 $h(t)$

收稿日期:2018-10-18;修回日期:2019-09-14;责任编辑:李勇锋

基金项目:国家自然科学基金面上项目(No. 61771364);陕西省重点研发计划(No. 2018ZDCXL-GY-04-05);通信网信息传输与分发技术重点实验室项目(No. 614210403070717)

为 sinc 函数,传输符号为  $[+1, -1, +1, -1, -1]^T$  的 FTN 信号波形图.

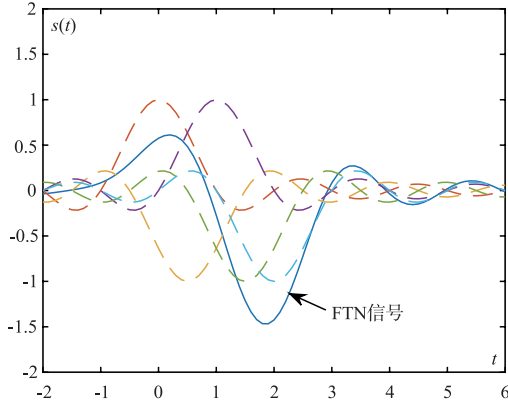


图1  $\tau=0.5$ 时成形波形 $h(t)$ 为sinc函数的FTN信号波形图, 对应传输符号为 $[+1,-1,+1,-1,-1]^T$

FTN 传输的码元速率超过了奈奎斯特无码间串扰 (ISI) 速率(下文简称为奈奎斯特速率),并因此人为地引入了 ISI. 然而 Mazo 发现一定程度地引入 ISI 并不一定意味着接收端检测性能的下降. 在成形脉冲为 sinc 函数的条件下时,如果  $\tau > 0.802$ ,二进制相移键控 (BPSK) 调制下信号之间的最小欧氏距离  $d_{\min}^2$  并不会减小,这一数值也被称为 Mazo Limit<sup>[3]</sup>. 这一发现意味着在相同带宽的条件下,FTN 传输可以比奈奎斯特传输多传输约 25% 的比特,并且接收端的检测性能基本不受影响. 然而,这一结论并没有考虑接收端的检测复杂度,因此 FTN 技术也没有在当时得到进一步关注.

在沉寂多年之后,FTN 技术在上世纪末又重新受到了人们的关注. 有学者发现了 FTN 现象同样存在于通信领域常用的升余弦 (RRC) 家族函数中<sup>[6]</sup>,这一发现为 FTN 技术在实际系统中的应用奠定了理论基础. FTN 技术也被推广到了频域,区别于正交频分复用 (OFDM) 技术的是频域 FTN 技术的子载波之间不存在正交性,这一传输方式也被称为高谱效频分复用传输<sup>[7]</sup>. 2005 年,人们证明了频域 Mazo Limit 的存在<sup>[8]</sup>. 随后,时域频域同时压缩的多载波 FTN (MFTN) 系统也被提出<sup>[9]</sup>,并被证明其时频域压缩得到的增益基本上相互独立,其结果显示可以在相同频谱利用率下节省 50% 的带宽需求. 不失一般性,MFTN 信号的表达式为:

$$S_{\text{MFTN}}(t) = \sqrt{E_s \tau \varphi} \sum_{k \in \mathbf{Z}} \sum_{n \in \mathbf{Z}} x_{k,n} h(t - n\tau T) \cdot \exp(-2\pi j k \varphi t / T) \quad (2)$$

其中,  $x_{k,n}$  为第  $k$  个子载波上的第  $n$  个发送符号,  $\tau$  和  $\varphi$  分别为时域和频域的压缩因子,  $\sqrt{\tau \varphi}$  称为能量归一化因子<sup>[4]</sup>. 图 2 给出了时频坐标系下 MFTN 符号与 OFDM 符号的比较图. 可见, MFTN 同时存在 ISI 以及子载波间

干扰 (ICI),这使得其接收端的检测比单载波 FTN 更为困难<sup>[4]</sup>. 针对 MFTN 信号的简化检测算法可以参考文献 [10].

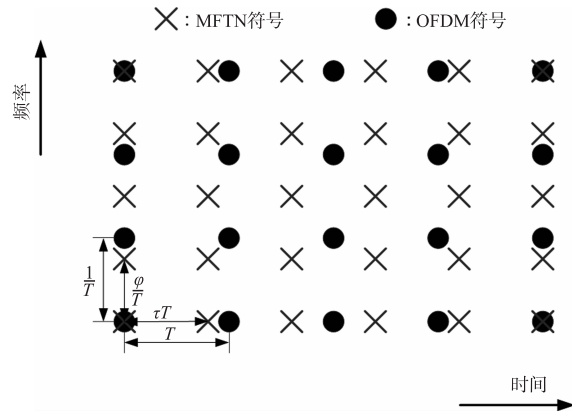


图2 时频坐标系下MFTN符号与 OFDM符号的比较图,其中 $\tau=5/6, \varphi=4/5$

## 2 容量与谱效率分析

在本节我们将讨论在加性高斯白噪声 (AWGN) 信道下的 FTN 系统容量  $C_{\text{FTN}}$ . 香农在 1948 年的经典论文中给出了当成形波形为带宽受限在  $[-W, W]$  的 sinc 函数时的 AWGN 信道容量<sup>[11]</sup>:

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{P}{WN_0} \right) \text{ bits/s} \quad (3)$$

其中  $P$  为信号的平均功率,  $N_0$  为噪声的单边功率谱密度. 当成形波形频谱在受限带宽内不为恒定值,即  $h(t)$  为非 sinc 函数时,香农给出了更加通用的容量表达式<sup>[11]</sup>:

$$C_{\text{PSD}} = \int_{-\infty}^{\infty} \log_2 \left( 1 + \frac{2P}{N_0} |H(f)|^2 \right) df \text{ bits/s} \quad (4)$$

其中  $H(f)$  为  $h(t)$  的频谱. 可以看出,当  $h(t)$  为带宽受限在  $[-W, W]$  的 sinc 函数时式 (4) 和式 (3) 等价. 图 3 给出了  $T=1$  时 sinc 函数和不同滚降系数  $\beta$  下的 RRC 函数的频谱以及对应的容量  $C$  与  $C_{\text{PSD}}$ .

如图 3 所示,当滚降系数  $\beta$  增加时波形对应的容量  $C_{\text{PSD}}$  也随之增加. 值得注意的是,由于带宽同样随着  $\beta$  的增加而增加,系统的归一化频谱效率反而下降,即  $\eta_{\text{SE}} < C/W = \log \left( 1 + \frac{P}{WN_0} \right)$ , 不过该损失在高信噪比 (SNR) 时渐进趋于常数<sup>[12]</sup>. 为了更直观地表示该现象,图 4 给出了与图 3 相应的归一化频谱效率曲线. 然而,尽管 sinc 函数具有最高的频谱利用率,其并不适用于实际的通信系统,因此如何利用滚降系数带来的  $C_{\text{PSD}}$  的增益至关重要. 文献 [12] 指出,传统的正交传输信号无法利用滚降部分的频谱,从而带来信息速率的损失;而 FTN 信号可以充分利用这一部分的带宽,并被证明当成形函

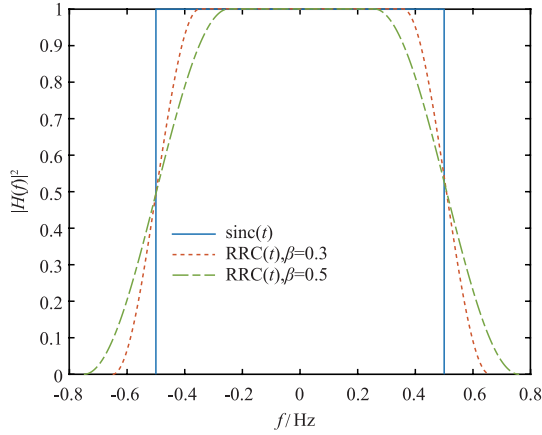
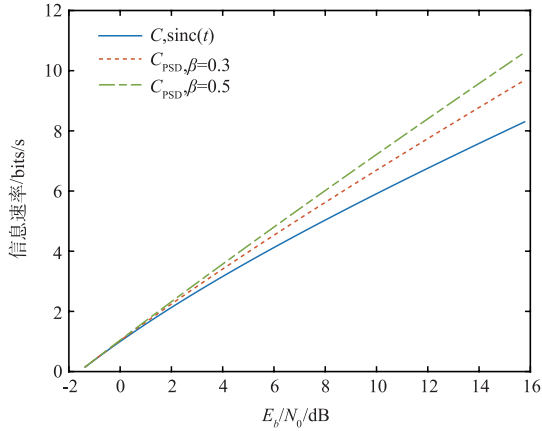
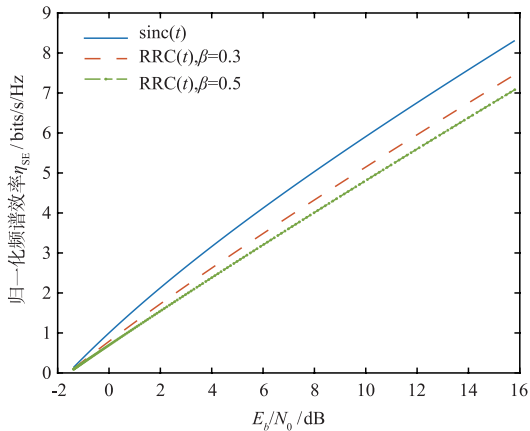
(a) 不同滚降系数下 $h(t)$ 的频谱(b) 不同滚降系数下 $h(t)$ 的容量

图3

图4  $h(t)$ 的归一化频谱效率

数为非 sinc 函数时,FTN 信号的容量大于传统的正交传输信号。

假设发送信号  $S(t)$  为实信号且接收端接收到的信号为  $r(t) = S(t) + n(t)$ , 其中  $n(t)$  为实高斯白噪声, 其单边功率谱密度为  $N_0$ 。则接收端匹配滤波采样后的序列  $y$  中元素为

$$y_n = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) h^*(t - n\tau T) dt = \sum_m x_m g_{n-m} + \eta_n \quad (5)$$

式中,  $g_{n-m}$  表征 ISI 的程度, 并满足

$$g_{n-m} = \int_{-\infty}^{\infty} h(t - n\tau T) h^*(t - m\tau T) dt \quad (6)$$

$\eta_n = \int_{-\infty}^{\infty} n(t) h^*(t - n\tau T) dt$  为色噪声样本值, 并满足

$$E\{\eta_n \eta_m\} = \frac{N_0}{2} g_{n-m}.$$
 将式(6)变换至频域可得

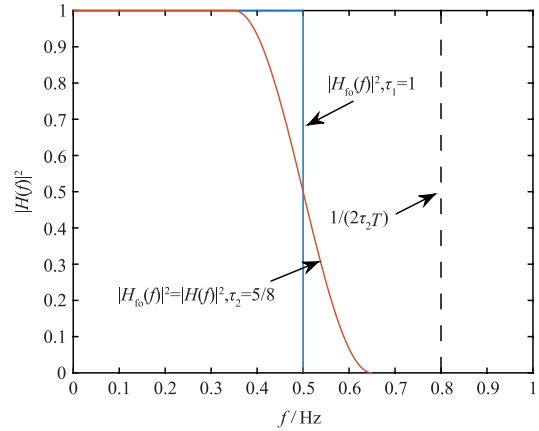
$$g_k = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 e^{2\pi j k \tau T} df \quad (7)$$

可见,  $g_k$  具有周期性, 其周期为  $1/\tau T$ 。  $g_k$  的周期性保证了式(5)的离散时间信道模型可以通过折叠频谱  $|H_{fo}(f)|^2$  代替  $|H(f)|^2$  来获得<sup>[12]</sup>。 折叠频谱的定义<sup>[12]</sup>如下:

**定义 1 (折叠频谱)** 针对 FTN 系统, 假设成形波形  $h(t)$  的频谱为  $|H(f)|^2$ , 则其折叠频谱  $|H_{fo}(f)|^2$  与  $|H(f)|^2$  满足下式:

$$|H_{fo}(f)|^2 \triangleq \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| H\left(f + \frac{k}{\tau T}\right) \right|^2, \quad -\frac{1}{2\tau T} \leq f \leq \frac{1}{2\tau T} \quad (8)$$

以  $\beta = 0.3, T = 1$  为例, 下图给出了  $|H_{fo}(f)|^2$  和  $|H(f)|^2$  在  $\tau_1 = 1$  和  $\tau_2 = 5/8$  时的图像。

图5  $|H_{fo}(f)|^2$ 和 $|H(f)|^2$ 在 $\tau_1=1$ 和 $\tau_2=5/8$ 时的图像,其中 $\beta=0.3, T=1$ 

由折叠频谱的定义可知, 当成形波形  $h(t)$  的带宽  $W \leq 1/(2\tau T)$ , 即  $\tau \leq 1/(1 + \beta)$  时,  $|H_{fo}(f)|^2 = |H(f)|^2$ , 这也保证了滚降部分带宽可以被利用, 系统最终容量为由  $h(t)$  的功率谱密度 (PSD) 所确定的  $C_{\text{PSD}}$ <sup>[12]</sup>; 反之, 对于正交信号来讲, 当成形波形  $h(t)$  不为 sinc 函数时,  $h(t)$  的带宽  $W > 1/2T$ 。 受限于符号速率, 系统无法利用  $f \in (1/2T, W)$  部分的带宽, 该部分能量需要被“折叠”至  $f \in (0, 1/2T)$ 。 因此, 此时系统最终容量为  $h(t)$  的  $|H_{fo}(f)|^2$  所确定的容量, 等价于 sinc 函数的 PSD 所确定的容量并在数值上等于  $C$ <sup>[12]</sup>。 同样值得关注的问题是, 当  $1/(1 + \beta) < \tau < 1$  时 FTN 信号的信

道容量  $C_{\text{FTN}}$  与  $C$  之间的关系. 通过利用  $\log$  函数的特性, 我们可以给出以下结论:

**定理 1 (FTN 信道容量)** 当成形波形  $h(t)$  为非 sinc 函数时, FTN 信道容量  $C_{\text{FTN}}$  满足如下关系:

$$C < C_{\text{FTN}} \leq C_{\text{PSD}} \quad (9)$$

当信噪比趋于无穷的时候 FTN 信道容量  $C_{\text{FTN}}$  约是正交系统容量  $C$  的  $1 + \beta$  倍. 更多关于 FTN 容量的具体分析可以参考文献[12]. 值得强调的是, 文献[13]证明了在成形波形 PSD 正比于注水定理给出的 PSD 的条件下, 即使是二元 FTN 系统在当  $\tau$  接近于零时, 其容量也可以渐进接近由高斯输入得到的  $C_{\text{PSD}}$ , 这一结论也被称为 FTN 容量的渐进最优性.

最早的与 FTN 容量相关的研究可以追溯到 1965 年<sup>[14]</sup>. 我们假设发送符号数为  $N$ , 则式(5)变换为矩阵表示如下:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} \quad (10)$$

其中  $\mathbf{G}$  是由  $g_k$  组成的托普利兹 (Toeplitz) 矩阵, 如下所示:

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} g_0 & g_{-1} & \cdots & g_{1-N} \\ g_1 & g_0 & \cdots & g_{2-N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N-1} & g_{N-2} & \cdots & g_0 \end{pmatrix} \quad (11)$$

不难发现, 无论  $N$  如何变化,  $\mathbf{G}$  一直是满秩矩阵. Tufts 指出该特性意味着当传输信道线性非时变且无噪声时, 即使传输有限长实信号也可以实现任意速率下的任意小错误概率传输<sup>[14]</sup>. 这一结论也从侧面证明了 ISI 的存在并不意味着系统传输性能的损失. 另一方面, 香农-奈奎斯特采样定理<sup>[15]</sup>也从另外一个角度诠释了  $C_{\text{FTN}} > C$  的原因. 采样定理指出, 要保证恢复出原始模拟信号至少需要采样  $2W$  个采样点<sup>[15]</sup>. 然而当成形波形  $h(t)$  非 sinc 函数时, 由于滚降的原因使得带宽  $W = (1 + \beta)/2T > 1/2T$ , 因此正交传输信号接收端的采样速率  $1/T$  不足以提供  $2W = (1 + \beta)/T$  的自由度 (DoF), 也就导致了部分信息的缺失. 具体来讲, 当成形波形为 RRC 函数时, 由于函数的性质, 导致了因正交传输损失后的信道容量恰好在数值上等于 sinc 函数的信道容量. 需要说明的是, RRC 函数频谱效率  $\eta_{\text{se}}$  的损失是由于带宽导致的, 与符号速率 (采样速率) 并没有直接关系. 这一分析又引出了一个有趣的问题, 即对于  $h(t)$  非 sinc 函数时的正交传输系统, 如果接收端采样速率超过  $1/T$  会不会带来容量上的增益? 其答案是否定的, 具体的原因请参考文献[16].

相比于时域 FTN, MFTN 并不能带来更多的 DoF, 因此 MFTN 系统容量本质上与时域 FTN 相同<sup>[4]</sup>. 值得强调的一点是, 上述关于 FTN 系统容量的分析均建立在

系统采用  $T$  正交波形  $h(t)$  的基础上. 关于采用非  $T$  正交成形波形传输的 FTN 系统容量以及其他特性的分析可以参考文献[17].

### 3 典型实现方案

由于 FTN 信号人为地引入了符号间干扰, 因此系统需要进行均衡处理. 下面我们根据不同的均衡方式分类讨论 FTN 的实现方案.

#### 3.1 基于单层结构的单载波 FTN 系统

我们下面来详细讨论接收端均衡的单载波 FTN 系统, 其发送端框图如图 6 所示:

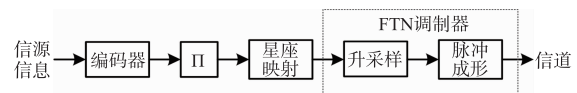


图6 接收端均衡的单载波FTN系统发送端框图

信源序列经过信道编码后进行交织, 接着将交织后的码字通过星座映射后送入 FTN 调制器. 交织的目的是为了使接收端可以通过迭代检测来进一步提升系统的性能, 关于未采用交织器的单载波 FTN 系统性能分析可以参考文献[18]. 假设信道为 AWGN 信道, 由于 FTN 信号在发送端引入了 ISI, 因此在接收端匹配滤波并按照符号速率采样后产生了色噪声. 由此, 通常有两种接收端模型可以用来检测 FTN 信号, 分别为白化匹配滤波器 (WMF) 模型, 又称为 Forney 模型<sup>[19]</sup>, 以及匹配滤波模型, 又称为 Ungerboeck 模型 (UBM)<sup>[20]</sup>. 基于 WMF 的接收端框图如图 7 所示.

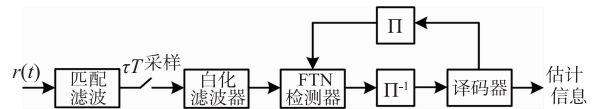


图7 基于WMF的单载波FTN接收端框图

顾名思义, Forney 模型利用白化滤波器将匹配滤波后的采样值进行白化处理, 从而消除了色噪声的影响. 经过白化处理的采样值被送入 FTN 检测器, 然后通过 FTN 检测器和译码器之间的迭代处理来恢复信源发送的信息. 相对于 Forney 模型, UBM 并不需要级联白化滤波器, 依照特殊的度量计算方式, UBM 可以处理有色噪声污染的采样值序列<sup>[20]</sup>. 基于 UBM 的接收端框图如图 8 所示.

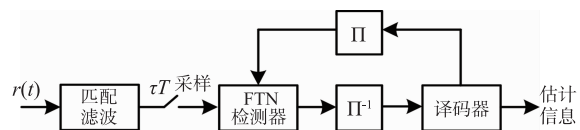


图8 基于UBM的单载波FTN接收端框图

除了 Forney 模型和 Ungerboeck 模型, 文献中讨论

了通过将成形波形视为若干个正交波形的叠加的方法<sup>[21]</sup>,并取得了较好的检测性能.作为 FTN 技术的关键问题,如何设计 Forney 模型和 Ungerboeck 模型下的检测算法是众多学者关注的热点.对于这一问题,我们将在第 4 节进行详细讨论.我们下面介绍一种具有低检测复杂度的 FTN 实现方式.

### 3.2 基于多层叠加编码调制 FTN 系统

为了降低接收端检测复杂度, Kim 等人提出了一种基于叠加编码调制的 FTN 结构,该结构不仅被证明可以达到由成形波形的 PSD 所确定的最终容量  $C_{\text{psd}}$ <sup>[22]</sup>,而且还具有很多便于实现的优点.该实现方案的基本思想为将传统的 FTN 信号看成若干个信号叠加,从而在接收端可以通过多级译码来实现低复杂度检测.以  $K=2, \tau=0.5$  为例,该方案的波形示意图如图 9 所示,可见对应波形由两层功率不同的 BPSK 调制的 FTN 信号叠加组成.

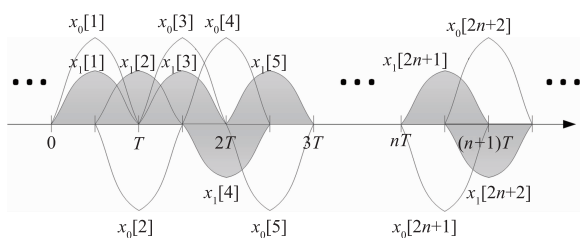


图9  $K=2, \tau=0.5$ 时FTN-SCM波形示意图,图中信号调制方式为BPSK

限于篇幅,我们在此省略关于多层叠加编码调制 FTN 系统的介绍.关于这一方法的更多介绍可以参考文献[22~24].

## 4 FTN 信号检测算法

本节对单载波 FTN 信号检测的相关内容进行分析总结.根据检测方式,单载波 FTN 检测方式主要分为时域均衡与频域均衡两大类,其中时域均衡又可以大致分为基于 Forney 模型的检测算法以及基于 Ungerboeck 模型的检测算法两种.

### 4.1 基于 Forney 模型的单载波 FTN 信号检测算法

由于白化滤波后的信道噪声为白噪声,因此理论上传统的 ISI 信道检测算法即可用于 FTN 信号检测.然而,由于 FTN 信道的 ISI 长度较大,因此一些低复杂度的简化检测算法通常更适用于 FTN 系统<sup>[5]</sup>.另外,由于白化滤波后的波形具有最大相位<sup>[19]</sup>,因此一些接收机将白化滤波后的序列进行储存之后反向输入进检测器,这使得输入检测器的序列具有最小相位,从而有助于检测算法进一步对符号进行检测<sup>[21]</sup>.由于基于 Forney 模型的 FTN 信号检测算法类似于传统的 ISI 信道检测算法,受篇幅限制我们略去对其的详细介绍.

### 4.2 基于 Ungerboeck 模型的低复杂度检测算法

类似于 Forney 模型下的检测算法,由于 FTN 信道的 ISI 长度较大,因此基于 Ungerboeck 模型的简化检测算法更适用于 FTN 系统.为了降低检测复杂度,一些学者提出了信道缩短(CS)技术,该方法通过在匹配滤波器后级联滤波器的方式缩短 ISI 的影响长度,从而进一步减少网格图状态数<sup>[25]</sup>.虽然 CS 技术可以有效地对 FTN 信号进行检测,但其解调器是一个完全的 Viterbi 或 BCJR 检测器<sup>[26]</sup>.从理论和实践的角度讲,如何在额外设计滤波器的前提下,利用基于 Ungerboeck 模型的简化 Viterbi 或 BCJR 算法来降低检测的复杂度也是一个值得研究的问题.不同于 Forney 模型,基于 Ungerboeck 模型的网格图简化算法存在着正确路径缺失(CPL)的问题<sup>[27]</sup>,这意味着在无噪声干扰情况下,正确路径也不能保证被简化检测算法找到.针对这一现象,文献[28]提出了两种新的基于网格图的简化检测算法,其通过考虑一些“将来”符号的影响,提升了检测性能.我们将在下一节展示该算法的性能.

值得一提的是,除了通常的基于网格图的检测算法,还有利用基于 Ungerboeck 模型下的和积算法来对 FTN 信号进行检测的方法.文献[29]提出了一种复杂度与符号干扰个数呈线性关系的检测算法,该算法被证明在多种不同 ISI 场景中均可得到超过更加复杂的算法的优异性能.该算法巧妙地利用了 ISI 的特性,根据特性所设计的和积算法满足因子图中不存在 4 环,因此可以得到很好的检测性能.该算法在高阶调制 FTN 系统下的 BER 性能在文献[28]中有所展示.

### 4.3 基于频域均衡的检测算法

我们接下来介绍基于频域均衡(FDE)的单载波 FTN 检测算法.由于时域上符号序列与 ISI 程度的卷积转换至频域为对应的乘积,因此很多 FTN 的简化检测算法利用这一特性来进行检测,其中最具有代表性的是文献[30].该文献提出了一种基于 FDE 的 FTN 信号检测算法,其通过人为地加入循环前缀(CP),可以支持相关符号个数很多的 FTN 系统,并且通过级联纠错编码可以得到接近于容量限的优秀性能.受限于篇幅,我们在此省略了部分关于频域均衡的介绍内容.

## 5 编码 FTN 传输与性能

在本节中,我们将对 FTN 系统的编信道码方案设计以及编码 FTN 系统的性能进行评估与讨论,并且着重考虑一些与编码相关的潜在研究课题.

### 5.1 FTN 系统中的信道编码方法与系统性能

信道编码已经成为现代通信系统中的一项必需技术.由于针对无记忆传输设计的纠错码往往不能在 FTN 情况下获得很好的性能,因此设计适合 FTN 结构的纠

错编码方案是一个非常值得关注的课题. Anderson 等学者通过考虑 FTN 系统迭代检测时的收敛性,找到了一些适合于 FTN 系统的 0.5 码率的卷积码,其对应的算法及结果均展示在文献[31]中.进一步地,文献[28]提出了一种针对 FTN 系统的非对称 Turbo 码设计,通过在接收端将串型级联的检测结构变换为混合级联,使得接收端可以实现 FTN 检测器与两个分量码译码器三部分之间同时传递外信息,从而进一步提升检测译码性能.文献[32]设计了一种快速搜索具有大围长(girth) LDPC 码的方法,并且该方法可以进一步针对信道特性(如 FTN 信号特点)进行优化.仿真结果显示,在 AWGN 信道下,采用针对 FTN 特性优化的 LDPC 码,FTN 系统的 BER 性能在相同谱效率下比原有 LDPC 编码系统提升了 0.5 dB.

下面我们展示编码的单载波 FTN 系统在不同检测算法下的 BER 性能.其中,我们将考虑文献[31]的卷积码以及文献[28]的 Turbo 码.图 10 给出了基于文献[21]、文献[25]以及文献[28]中检测算法的 BER 性能曲线,其中仿真采用信息位长度 6000 比特的 0.5 码率的(7,5)卷积码作为外码,调制方式为 BPSK 调制,成形波形为  $\beta=0.3$  的 RRC 波形.图中 FTN 压缩因子为  $\tau=0.35$ ,对应的频谱利用率增益为 186%,接收端 FTN 检测器与卷积码译码器迭代次数为 15 次.

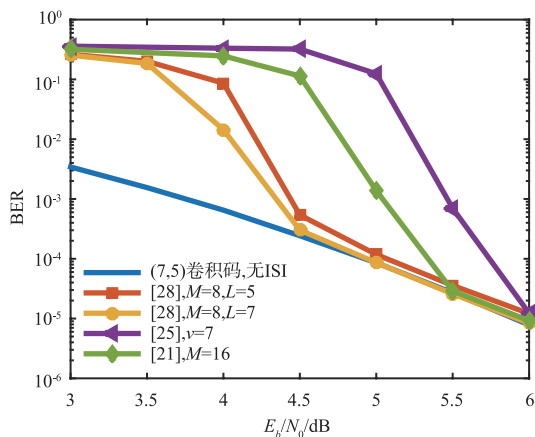


图10 单载波FTN系统BER性能仿真图

由图 10 可见,在由 FTN 带来严重 ISI 的情形下,图中的三种检测算法均可在一定信噪比时得到无 ISI 影响的理想性能.其中文献[28]的检测算法在比特信噪比约 4.5 dB 时可以收敛于无 ISI 影响的理想性能,相比于文献[25]的算法在  $v=7$  情况下性能提升约 1.5 dB.相同条件下,文献[21]的算法在  $M=16$  即可实现在 5.5 dB 时性能收敛,然而由于其特殊的检测机理,系统接收端需要额外设计滤波器以便更好地进行检测.

我们接下来分析基于叠加编码调制的 FTN 系统性能.图 11 展示了其在不同叠加层数下的 BER 性能曲

线,其中系统每层均采用 BPSK 调制,且纠错编码均选用文献[28]中的非对称 Turbo 码,其分量码的生成多项式分别为  $g_1(D) \triangleq \left[1 \frac{1+D+D^2}{1+D^2}\right]$  与  $g_2(D) \triangleq \left[1 \frac{1+D+D^3}{1+D^2+D^3}\right]$ ,FTN 压缩因子  $\tau=2/3$ ,发送端成形波形为  $\beta=0.3$  的 RRC 波形.接收端整体迭代次数上限设为 50 次.图中  $\eta$  为归一化频谱利用率,单位为 bits/s/Hz,图中同时标注了正交传输系统在不同调制方式下的受限容量限.

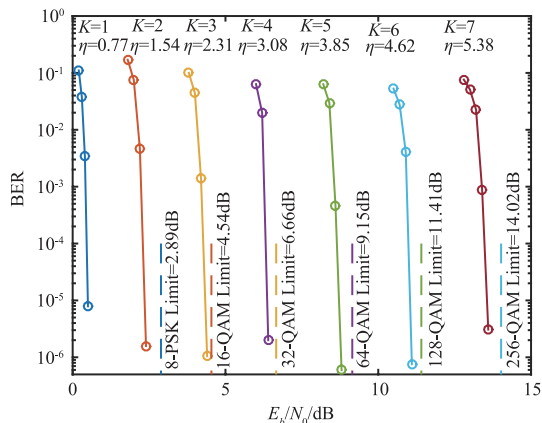


图11 叠加编码调制的FTN系统BER性能仿真图

由图 11 可见,叠加编码调制的 FTN 系统的 BER 曲线超过了级联更大星座点的正交传输系统的受限容量.同时,仿真曲线还体现了叠加编码调制的 FTN 系统可以通过每层简单地采用 BPSK 调制方式来支持很大范围的传输速率.值得说明的是,叠加编码调制的 FTN 系统的性能还可以通过采用更好的纠错编码以及检测方式来进一步提升.

## 5.2 编码优化设计及相关问题

尽管学术界对 FTN 系统的纠错编码方案设计已有了许多进展,然而仍有一些亟待解决的问题不容忽视,其中一个问题是针对 FTN 系统的短码设计.由于编码的 FTN 结构可以视为一个广义上的串行级联码,其中内码为 FTN,外码为对应的纠错码,因此 FTN 系统通常采用基于 Turbo 均衡的检测方式,即通过 FTN 检测器与信道译码器之间交互信息来恢复发送的信号.当内外码之间的交织器长度较短时,基于 Turbo 均衡的 FTN 系统误码性能将会较早地出现错误平层(error floor)现象.鉴于此,在接收端进行联合检测译码不失为一种有效的解决方案.然而联合检测译码往往带来过高的计算复杂度,因此选用合适的简化检测算法至关重要.同时,如何以联合检测译码策略为前提,来设计适合于 FTN 系统 ISI 特点的纠错编码方案也是一个尚未充分研究的问题.

## 6 FTN 技术的应用

鉴于优异的性能以及高频谱利用率的特点,FTN 技术被考虑应用于各种通信场景中.同时,FTN 技术也被众多主流标准考虑为备选方案.文献[33]提供了关于 FTN 技术的总结,其中包括其容量、当前进展、以及未来可能的应用.文献[34]通过级联 DVB-S2 标准 LDPC 码得到了 AWGN 信道下 15% -20% 的信道容量增益,该结果刷新了已有的 DVB-S2 标准.

FTN 技术也曾被视为 5G 的波形备选方案之一.文献[2]中详细分析了 FTN 技术在 5G 标准中的可能应用前景,并且对其实现方式及理论进行了一定的讨论.

## 7 需进一步研究的问题

前文中我们对 FTN 的基本概念、容量与谱效率、实现方式、检测算法等问题已经进行了较为详细的讨论.我们接下来对 FTN 技术的其他相关问题进行简介,并论述其最新动态以及潜在研究价值.

### 7.1 人工智能辅助的 FTN

人工智能是近年来新兴的一个热门研究方向.其优秀的推理、预测能力使其在许多需要大规模复杂逻辑运算分场景中发挥了作用.作为一个潜在的解决方案,人工智能也作为一种新的工具被用来处理通信系统中所遇到的问题<sup>[35]</sup>.

目前已有利用深度学习来进行 FTN 信号检测的尝试.文献[36]提出了一种基于全连接的多层神经网络来进行 FTN 信号检测的算法.该算法通过大量的样本训练来优化全连接神经网络中每条边的权值,仿真结果表明在相同条件下该算法比传统的频域均衡有着更好的误码性能.文献[37]中提出了另外一种基于深度学习的 FTN 信号检测算法.该算法通过在表述 FTN 结构的因子图上添加多层神经网络来进行 FTN 信号检测.为了更好地适应于迭代检测系统,该算法采用了一种新的外信息更新方式,从而改善了迭代检测的收敛性.

面对 FTN 系统的高检测复杂度问题,深度学习等人工智能工具是值得深入研究的潜在解决方案.尤其是针对 MFTN 系统中,ISI 和 ICI 同时存在的情况下,常用的数学手段已经不能得到一个直观、简单的检测模型,因此基于人工智能的算法也许可以有效地解决这类的复杂模型中的运算问题.

### 7.2 FTN 信号峰均比

传输信号的峰均比(PAPR)是一个决定无线通信系统性能的重要指标.由于 FTN 传输人为地提升了符号速率,因此其信号具有较高的峰均比.然而,在相同谱效率下,现已证明在当成形波形滚降系数属于一定范

围内时,FTN 信号峰均比低于传统的正交传输信号<sup>[38]</sup>.文献[39]详细分析了 FTN 系统的峰均比特性,并且给出了一些关于峰均比大小和频谱效率之间的关系结论.

虽然目前已有针对 FTN 信号的峰均比相关的研究,但是如何兼顾信号峰均比以及误码性能的 FTN 系统设计方法还没有一个统一的答案.不可否认的是,传统的减小峰均比的方法会在一定程度上影响 FTN 的系统性能,如何更好地利用 FTN 信号的特性结合编码调制技术以及传统减小峰均比的手法来设计 FTN 系统将是一个有着实际意义的工作.

### 7.3 其他潜在研究问题

面对频谱资源稀缺的问题,FTN 传输作为一种高频谱利用率的传输方式可以为 MIMO 技术<sup>[40]</sup>、非正交多址(NOMA)技术<sup>[41]</sup>等 5G 热门研究课题提供一种新的设计思路.目前,业界已经有针对 MIMO 技术和 FTN 技术相结合的研究<sup>[42]</sup>.然而,关于 FTN 技术与其他 5G 热点研究课题的相关研究还处于起步阶段.如何更合理地利用 FTN 传输的特点来支撑更高速率、更大容量的通信将是一个有意义的研究课题.

## 8 结论

FTN 传输作为一种高谱效利用率的信号传输方式而在近年来受到了广泛关注.尽管 FTN 技术还存在一些尚未解决的技术问题,例如:高检测复杂度、缺少合适的纠错编码设计等等,但是其在众多通信领域均展现出了较好的性能.其中,FTN 技术在 AWGN 信道下相比于正交传输技术的容量增益是其他技术所不能比拟的优势,因此 FTN 传输也成为了学术界的一个热点话题.本文详细介绍了 FTN 技术的基本概念、容量计算、实现方式、检测方法以及性能和应用,并且对 FTN 技术的一些潜在研究方向,例如:纠错编码设计、高效编码调制技术、人工智能、信号峰均比等,进行了总结与讨论.

### 参考文献

- [1] Hossain E, Hasan M. 5G cellular: key enabling technologies and research challenges[J]. IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, 2015, 18(3): 11 - 21.
- [2] Luo F, Zhang C. Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations[M]. John Wiley & Sons, 2016.
- [3] Mazo J E. Faster-than-Nyquist signaling[J]. The Bell System Technical Journal, 1975, 54(8): 1451 - 1462.
- [4] Anderson J B, Rusek F, Öwall V. Faster-than-Nyquist signaling[J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 101(8): 1817 - 1830.
- [5] Rusek F. Partial response and faster-than-Nyquist signaling[D]. Sweden, Lund University, 2007.

- [6] Liveris A D, Georghiades C N. Exploiting faster-than-Nyquist signaling[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(9): 1502 – 1511.
- [7] Kanaras I, Chorti A, Rodrigues M R D, et al. Spectrally efficient FDM signals: Bandwidth gain at the expense of receiver complexity[A]. 2009 IEEE International Conference on Communications[C]. IEEE, 2009. 1 – 6.
- [8] Rusek F, Anderson J B. The two dimensional MIMO limit [A]. *Proceedings of International Symposium on Information Theory*[C]. IEEE, 2005. 970 – 974.
- [9] Rusek F, Anderson J B. Multistream faster than Nyquist Signaling [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(5): 1329 – 1340.
- [10] Barbieri A, Fertonani D, Colavolpe G. Time-frequency packing for linear modulations: spectral efficiency and practical detection schemes [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(10): 2951 – 2959.
- [11] Shannon C E. Communication in the presence of noise [J]. *Proceedings of the IEEE*, 1998, 86(2): 447 – 457.
- [12] Rusek F, Anderson J B. Constrained capacities for faster-than-Nyquist signaling[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(2): 764 – 775.
- [13] Yoo Y G, Cho J H. Asymptotic optimality of binary faster-than-Nyquist signaling [J]. *IEEE Communications Letters*, 2010, 14(9): 788 – 790.
- [14] Tufts D W. Nyquist's problem—The joint optimization of transmitter and receiver in pulse amplitude modulation [J]. *Proceedings of the IEEE*, 1965, 53(3): 248 – 259.
- [15] Nyquist H. Certain topics in telegraph transmission theory [J]. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 1928, 47(2): 617 – 644.
- [16] Kim Y J D. Properties of faster-than-Nyquist channel matrices and folded-spectrum, and their applications [A]. 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference[C]. IEEE, 2016. 1 – 7.
- [17] Zhou J, Li D, Wang X. Generalized faster-than-Nyquist signaling[A]. 2012 IEEE International Symposium on Information Theory[C]. IEEE, 2012. 1478 – 1482.
- [18] Prlja A, Anderson J B, Rusek F. Receivers for faster-than-Nyquist signaling with and without turbo equalization [A]. 2008 IEEE International Symposium on Information Theory[C]. IEEE, 2008. 464 – 468.
- [19] Forney G. Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1972, 18(3): 363 – 378.
- [20] Ungerboeck G. Adaptive maximum-likelihood receiver for carrier-modulated data-transmission systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1974, 22(5): 624 – 636.
- [21] 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.
- [22] Kim Y J D, Bajcsy J, Vargas D. Faster-than-Nyquist broadcasting in Gaussian channels: Achievable rate regions and coding [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(3): 1016 – 1030.
- [23] 李双洋, 平磊, 白宝明, 马啸. 基于多层叠加传输的超奈奎斯特传输方案[J]. *通信学报*, 2017, 38(9): 86 – 94.
- [24] Li S, Bai B, Zhou J, et al. Superposition coded modulation based faster-than-Nyquist signaling [J/OL]. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2018, 2018(4181626). <https://doi.org/10.1155/2018/4181626>.
- [25] Rusek F, Prlja A. Optimal channel shortening for MIMO and ISI channels [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 11(2): 810 – 818.
- [26] Colavolpe G, Barbieri A. On MAP symbol detection for ISI channels using the Ungerboeck observation model[J]. *IEEE Communications Letters*, 2005, 9(8): 720 – 722.
- [27] Loncar M, Rusek F. On reduced-complexity equalization based on Ungerboeck and Forney observation models[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(8): 3784 – 3789.
- [28] Li S, Bai B, Zhou J, et al. Reduced-complexity equalization for faster-than-Nyquist signaling: New methods based on Ungerboeck observation model [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 66(3): 1190 – 1204.
- [29] Colavolpe G, Fertonani D, Piemontese A. SISO detection over linear channels with linear complexity in the number of interferers [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2011, 5(8): 1475 – 1485.
- [30] Sugiura S, Hanzo L. Frequency-domain-equalization-aided iterative detection of faster-than-Nyquist signaling [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 64(5): 2122 – 2128.
- [31] Anderson J B, Zeinali M. Best rate 1/2 convolutional codes for turbo equalization with severe ISI [A]. 2012 IEEE International Symposium on Information Theory [C]. IEEE, 2012. 2366 – 2370.
- [32] Bocharova I E, Kudryashov B D, Johannesson R. Searching for binary and nonbinary block and convolutional LDPC codes [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2015, 62(1): 163 – 183.
- [33] ElHefnawy M, Taoka H. Overview of faster-than-Nyquist for future mobile communication systems [A]. 2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference [C]. IEEE, 2013. 1 – 5.

- [34] Pham N, Anderson J B, Rusek F, et al. Exploring faster-than-Nyquist for satellite direct broadcasting [A]. 31st AIAA International Communications Satellite Systems Conference[C]. Florence, Italy, 2013. 5603.
- [35] Ge X, Thompson J, Li Y, et al. Applications of artificial intelligence in wireless communications[J]. IEEE Communications Magazine, 2019, 57(3): 12–13.
- [36] Song P, Gong F, et al. Deep-learning-based signal detection for channel coded faster-than-Nyquist transmission [J/OL]. arXiv Preprint, arXiv: 1811. 02764 (2019). <https://arxiv.org/abs/1811.02764>.
- [37] Liu B, Li S, Xie Y, et al. Deep learning assisted sum-product detection algorithm for faster-than-Nyquist signaling [J/OL]. arXiv Preprint, arXiv: 1907. 09225 (2019). <https://arxiv.org/abs/1907.09225>.
- [38] Le C, Schellmann M, Fuhrwerk M, et al. On the practical benefits of faster-than-Nyquist signaling [A]. 2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications[C]. IEEE, 2014. 208–213.
- [39] Lucciardi J A, Thomas N, Boucheret M L, et al. Trade-off between spectral efficiency increase and PAPR reduction when using FTN signaling: Impact of non linearities [A]. 2016 IEEE International Conference on Communications (ICC) [C]. IEEE, 2016. 1–7.
- [40] Ge X, Sun Y, Gharavi H, et al. Joint optimization of computation and communication power in multi-user massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(6): 4051–4063.
- [41] Xiang L, Ng D W K, Ge X, et al. Cache-aided non-orthogonal multiple access: the two-user case[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2019, 13(3): 436–451.
- [42] Rusek F. On the existence of the Mazo-limit on MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(3): 1118–1121.

#### 作者简介



**李双洋** 男, 1991年生, 辽宁沈阳人. 西安电子科技大学博士研究生, 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论.  
E-mail: xd09lsy@sina.com



**白宝明 (通信作者)** 男, 1966年生, 山西大同人. 博士, 西安电子科技大学教授, 主要从事信息论与信道编码、无线通信和量子通信方面的教学与科研工作.  
E-mail: bmbai@mail.xidian.edu.cn



**马 啸** 男, 1968年生, 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基础研究.  
E-mail: maxiao@mail.sysu.edu.cn