

基于超奈奎斯特传输的码间串扰消除技术研究

王子安, 郝志松, 王冉冉, 于子婷, 武磊磊, 王 乾

(中国电子科技集团公司 第五十四研究所, 石家庄 050081)

摘要: 卫星通信系统是下一代移动通信网络的重要组成部分之一; 在卫星通信领域, 带宽和功率受限的问题尤为突出, 因此探寻高效的信息传输方法成为研究热点; 对比传统通信系统使用的奈奎斯特传输系统, 超奈奎斯特传输具有更高的信息传输速率, 但同时也会受到码间串扰的影响; 针对超奈奎斯特传输受到码间串扰影响的问题, 提出了一种通过基于维纳霍夫方程的自适应滤波器实现码间串扰消除的技术; 设置了不同压缩系数和滚降因子进行实验, 得出了超奈奎斯特系统在不同参数下的 BER 性能; 实验结果表明, 对于 BPSK 调制下, 在误码率为 10^{-7} 量级时, 超奈奎斯特系统的 BER 性能与奈奎斯特系统的 BER 性能差距小于 1 dB; 证明该消除技术能够对超奈奎斯特传输带来的码间串扰进行有效消除。

关键词: 卫星通信; 超奈奎斯特; 奈奎斯特; 码间串扰; 维纳霍夫方程

Research on ISI Cancellation Techniques Based on FTN Transmission

WANG Zian, HAO Zhisong, WANG Ranran, YU Ziting, WU Leilei, WANG Qian

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

Abstract: Satellite communication systems are an important component of the next-generation mobile networks. However, in the field of communication networks, its bandwidth and power is limited, which makes the research for efficient information methods a research hotspot. Compared with the conventional Nyquist transmission method, the Faster-than-Nyquist (FTN) transmission method has a higher information transmission rate, while it is affected by inter-symbol interference (ISI). To address this issue, an ISI cancellation method for adaptive filters based on the Wiener-Hopf equation is proposed. Experiments are conducted by setting different compression factors and roll-off coefficients, achieving the BER performance of the FTN system under various parameters. Experimental results show that for the BPSK modulation, the BER performance between the FTN system and the conventional Nyquist system is less than 1 dB, with a BER on the order of 10^{-7} , which shows that the proposed technique effectively suppresses the ISI caused by the FTN transmission.

Keywords: satellite communication; FTN; Nyquist; ISI; Wiener-Hopf equation

0 引言

随着卫星通信技术的飞速发展, 卫星通信在现代通信中扮演着越来越重要的角色, 卫星通信目前广泛应用于气象预报、全球定位、军事侦察、广播电视等诸多领域^[1]。在现有的星地信息传输体制下, 由于受到频谱资源、天线尺寸, 卫星功放能力等因素的限制, 卫星通信网络面临着带宽和功率双重受限的挑战。

目前, 由于天地一体化信息网络和卫星互联网事业的蓬勃发展, 卫星通信的用户需求不断增长, 业务范围不断扩大, 对信息传输效率的要求也日益提高^[2]。带宽和功率双重受限的问题更加制约着卫星通信事业的发展, 因此需要探寻新的提升信息传输效率的方法。

地面系统中为了提升带宽利用率, 通常通过高阶调制、正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)、功率非正交等方法进行信息传输,

收稿日期:2025-12-01; 修回日期:2025-12-24。

基金项目:河北省自然科学基金燕赵青年科学家项目(F2023523003)。

作者简介:王子安(1998-),男,硕士研究生。

通讯作者:郝志松(1978-),男,博士,研究员。

引用格式:王子安,郝志松,王冉冉,等. 基于超奈奎斯特传输的码间串扰消除技术研究[J]. 计算机测量与控制, 2026, 34(2): 151-157, 166.

但是这些方法往往都是以牺牲功率为代价,提升频谱效率^[3-5]。卫星网络不同于地面,带宽和功率双重受限,因此需要探寻新的提升信息传输效率的方法。此时,超奈奎斯特(FTN, faster-than Nyquist)传输技术作为一种有潜力的解决方案,引起了广泛关注。奈奎斯特准则强调信号的正交性以避免码间串扰(ISI, inter-symbol interference),这就需要牺牲带宽效率来保证这种正交性^[6]。针对速率受限问题,文献[7]首次系统提出并分析了FTN传输理论,研究表明在采用sinc成形脉冲的未编码二进制相移键控(BPSK, binary phase shift keying)系统中,当符号速率不低于奈奎斯特速率的0.802倍时,信号最小欧氏距离保持不变,系统BER(Bit Error Rate)性能不发生劣化,该临界值被称为Mazo界^[8-9]。这表明在不增加带宽的条件下传输速率可提升约25%。由于sinc成形脉冲难以工程实现且FTN传输引入严重ISI,该技术在早期阶段难以实际应用。文献[10]将FTN研究扩展至工程中更易实现的根升余弦成形滤波器(RRC, root-raised-cosine filter),并分析了Mazo界随滚降因子变化的规律,结果表明在滚降因子为0.3时系统Mazo界约为0.703,可在不损失BER性能的前提下实现约42%的速率提升,为FTN技术的工程应用奠定了基础。

FTN传输的容量增益来自超过奈奎斯特速率的符号速率,然而这同样也带来了不可避免的严重ISI影响^[11-12]。针对FTN传输中由符号间隔压缩引入的严重ISI问题,已有大量研究围绕ISI抑制与检测展开。文献[13-14]从接收端信号检测角度出发,利用FTN信号的相关性对接收序列进行最优或近似最优估计,文献[15-16]提出最大似然序列检测(MLSD, maximum likelihood sequence detection)在理论上可获得最优性能,但其计算复杂度随符号长度呈指数增长,难以满足实际系统需求。为降低实现复杂度,文献[17-18]提出了多种近似最优检测与低复杂度等方法,在一定程度上实现了性能与复杂度之间的折中。另一方面,文献[19-20]通过在发射端引入预编码对调制符号进行预处理,从源头缓解ISI影响,虽然可有效降低接收端检测复杂度,但同时改变了发射信号结构及频谱特性,对功率受限系统的适应性仍需进一步评估。

综合来看,无论是仅位于接收机的信号检测技术还是预编码技术都能够提供在性能上更接近理论极限的解决方案,但是卫星通信系统不同于地面通信系统,带宽和功率双重受限,需要在满足功率限制这一前提下,尽可能接近理论最优性能。综上,为了更契合卫星通信系统的应用需求,提出了一种通过基于维纳霍夫方程的自适应滤波器实现ISI消除的方法,该方法通过对ISI系数进行学习、收敛、抵消和迭代解调,抑制FTN传输

引入的ISI。通过FPGA搭建数字基带传输系统,使系统实现FTN传输,并验证不同压缩系数下的系统BER性能,在BPSK调制下,实现FTN系统的BER性能与奈奎斯特系统的BER性能差距小于1 dB。

实验结果显示,FTN系统的BER性能满足设计要求,证明该消除技术可以对FTN传输带来的ISI进行有效消除,能够为卫星通信所面临的带宽和功率双重受限的困境提出一种解决方案。

1 FTN 传输技术

首先从奈奎斯特传输引入FTN传输概念,根据数字基带传输理论,数字基带传输系统为实现无ISI传输,其传输函数 $H(f)$ 应满足奈奎斯特准则^[21]:

$$H_s(f) = \sum_k H(f + k/T_s) = T_s, \quad (1)$$

其中: $H_s(f)$ 为累加后的传输函数, T_s 代表符号周期,奈奎斯特准则指出,当通信系统的传输函数在其限定带宽范围内呈现恒定特征时,系统能够达成ISI传输;反之,若信号传输速率超出该准则所设定的临界上限,ISI将成为通信系统中不可避免的现象。

现有技术的卫星通信的信息传输系统中,其待传输的码元信号的带宽一般都为奈奎斯特带宽,即在对插值码元信号进行滤波时,在插值码元信号的功率衰减一半时,进行滤波对应的截止频率值为等于插值码元信号的码元传输速率的1/2,即此时的频带频宽为奈奎斯特带宽。

根据奈奎斯特无ISI传输理论,在无ISI传输的条件下,每赫兹带宽最多传输2个码元,即信道的利用效率为2码元/Hz。如果超出这一利用效率,则存在ISI,即会降低信息传输系统的功率效率。且仅当传输函数 $H(f)$ 为理想低通传输函数时可达到这一利用效率,可见,奈奎斯特传输实现无ISI传输的代价是牺牲传输速率和带宽利用率。

需要指出的是,上述奈奎斯特准则的成立依赖于一系列理想化假设。其推导通常假定系统的等效传输函数在有限带宽内保持恒定,即为理想低通特性,从而使其对应的时域冲激响应满足严格的零交叉条件。该理想低通模型在理论上能够保证码元间正交性并实现无ISI传输,但其时域响应具有无限延展性,且滤波器呈现非因果特征,因此在实际通信系统中难以实现。此外,受限于器件带宽、实现复杂度及系统稳定性等工程因素,实际系统往往只能对理想低通特性进行近似实现。由此可见,奈奎斯特传输在实现无ISI的同时,必然以牺牲传输速率和频谱利用效率为代价。这一理论与工程实现之间的矛盾也为后续在允许一定ISI存在条件下提升频谱效率的FTN传输理论研究提供了重要背景和动机。

在上述奈奎斯特传输理论及其工程实现受限的背景

下,FTN传输被提出作为一种突破传统速率约束的有效途径。其核心思想在于通过压缩符号周期,在不增加系统占用带宽的前提下有意引入一定程度的ISI,从而实现信息传输速率与频谱利用效率的同步提升。

为了更直观地理解奈奎斯特准则对ISI条件的约束关系,有必要从时域角度对码元间的相互影响进行说明。奈奎斯特传输的码元传输如图1所示,纵轴表示各码元信号的码元值,横轴表示时间。在各码元信号的判决点处,其他码元信号的判决点信息为0。

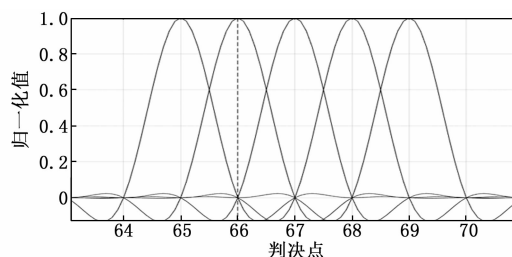


图1 奈奎斯特传输码元示意图

然而,当系统试图进一步提高码元传输速率时,码元间隔将被压缩。此时,在判决点处将不可避免地受到相邻码元的影响,从而引入ISI实现FTN传输。FTN传输的码元如图2所示,纵轴表示各码元信号的码元值,横轴表示时间。在各码元信号的判决点处,有的码元信号的判决点信息为0,有的码元信号的判决点信息不为0,即存在ISI。

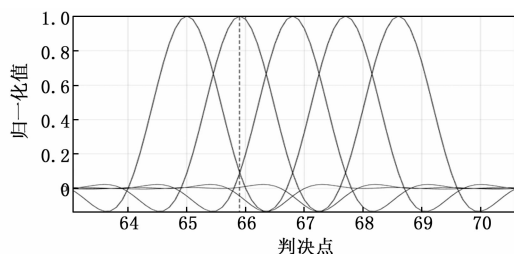


图2 FTN传输码元示意图

在传统奈奎斯特传输中,符号间隔为对应的符号率为 R_N 为:

$$R_N = \frac{1}{T} \quad (2)$$

在FTN传输中,通过将符号间隔压缩为 τT (其中 $0 < \tau < 1$),系统的有效符号率 R_{FTN} 可表示为:

$$R_{FTN} = \frac{1}{\tau T} \quad (3)$$

由此可得,FTN传输相对于奈奎斯特传输的带宽利用率提升倍数为:

$$\eta = \frac{R_{FTN}}{R_N} = \frac{1/(\tau T)}{1/T} = \frac{1}{\tau} \quad (4)$$

因此,带宽利用率的提升百分比可进一步写为:

$$\Delta\eta = \left(\frac{1}{\tau} - 1\right) \times 100\% \quad (5)$$

根据公式(5)可以得出,当压缩系数 τ 为0.8时,系统的带宽利用率提升25%;当压缩系数 τ 为0.9时,系统的带宽利用率提升11%。

2 FTN信号设计

FTN系统与传统正交传输系统的系统模型大致相同,其不同之处主要在于FTN传输系统对信号成形处理方面的不同。FTN传输仿真系统主要收发端单元如图3所示,发送端主要包括内插白化模块和成形滤波模块,接收端主要包括匹配滤波模块和抽取模块。在数字基带传输系统中,成形滤波通常使用根升余弦滤波器,其冲激响应为 $h(t)$;在接收端的匹配滤波模块使用与成形滤波器具有相同脉冲函数的根升余弦滤波器,接收端的信号在经过匹配滤波器之后整体表现为升余弦信号。在发送端,通过调整内插模块的内插个数 N 和成形滤波器的成形倍数 M 来改变压缩系数 τ ,此时 $\tau = N/M$,其中 $N < M$ 。当 $N=10$ 、 $M=10$ 时, $\tau=1$,此时系统为奈奎斯特正交传输系统,当 $N=9$ 时,FTN压缩系数 $\tau=0.9$,此时系统实现FTN传输系统。

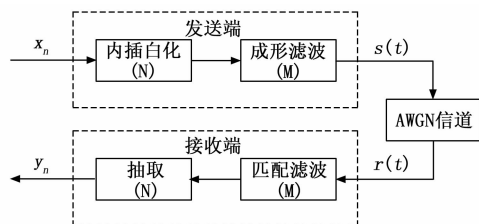


图3 FTN传输系统主要收发单元

需要说明的是,内插个数 N 与成形倍数 M 的选取需要在系统可实现性与系统复杂度之间进行权衡。其中成形倍数 M 的取值取决于需要平衡频谱效率和硬件开销。由 $\tau = N/M$ 可知,在固定 M 的条件下, τ 的可调步长为 $1/M$,增大 M 有利于实现更精细的压缩系数控制,但同时会增加内插与成形滤波的计算复杂度。另一方面,在满足 $N < M$ 的前提下, N 的取值直接决定符号周期的压缩程度,若 N 过小将引入较强的ISI,可能导致系统突破Mazo界,使系统的BER性能降低,从而加重接收端检测负担。因此在实际工程应用中,应综合考虑压缩程度、系统复杂度及检测性能设置参数。

在上述系统中,FTN系统发送端发出的信号为:

$$s(t) = A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n g(t - k\tau T) \quad (6)$$

在经过AWGN信道后,接收端接收的信号为:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (7)$$

其中: $n(t)$ 是均值为零,双边功率谱为的 $N_0/2$ 白噪声。

由于接收端由一个匹配倍数与成形滤波器的成形倍数相同的匹配滤波器和定时采样模块共同构成。这样系

统的成形滤波器和匹配滤波器具有相同的脉冲函数,使信号经过匹配滤波器后可以实现最大信噪比输出,信号经过接收端的输出为:

$$y(t) = r(t) * g^*(-t) = s(t)g^*(-t) + n(t)g^*(-t) \quad (8)$$

由公式 (7) 和 (8) 可以看出信号在经过信道后引入了噪声,由于信号在成形前经过了白化处理,相当于对信道的干扰进行白化,使信号更加平滑,因此噪声对于信号的干扰在一定程度上会被减弱。FTN 传输系统相比于奈奎斯特传输系统的主要区别是系统在发送端通过压缩符号周期,主动引入 ISI。

下面对 FTN 成形处理技术展开分析。在 FTN 成形模块中,内插个数 $N=10$;设置根升余弦成形滤波器的滚降因子为 $\alpha=0.5$,成形倍数 $M=10$ 。由于根升余弦脉冲在时域上的表现为无限长,则对其进行截断处理,得到的系统抽样如图 4 所示。在当前参数下,系统满足奈奎斯特传输的条件,此时在 $t = \{0, 10, 20, 30, 40, 50, 60\}$ 处进行抽取得到脉冲响应 $h_{\text{FTN}} = [0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]$ 。由于压缩系数 $\tau=1$ 满足正交传输条件,即该码元在其判决点处码元值为 1,在相邻各码元的判决点处码元值为 0。随后,根升余弦成形滤波器成形倍数设置为 $M=10$,内插白化模块的内插倍数设置为 $N=9$,则压缩系数 $\tau=0.9$,则此时在 $t = \{3, 12, 21, 30, 39, 48, 57\}$ 处进行抽取得到脉冲响应为 $h_{\text{FTN}} = \{0.007, -0.044, 0.090, 1.000, 0.090, -0.044, 0.007\}$,由于压缩系数 $\tau=0.9$ 此时系统实现 FTN 传输,可以看到即该码元在其判决点处码元值为 1,在相邻各码元的判决点处码元值不为 0,因此会对相邻码元产生 ISI。

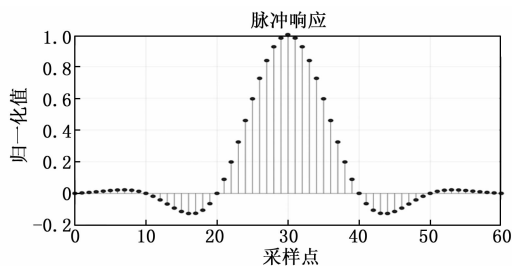


图 4 升余弦滤波器抽样示意图

当压缩系数不同时,码元对相邻码元的影响也不相同,FTN 引入的 ISI 干扰也就不同,表 1 为不同压缩系数时 FTN 传输下引入的 ISI 系数。从表中可以发现 FTN 传输引入的 ISI 具有对称性,随着压缩系数的减小,

FTN 系统引入的 ISI 越来越严重,但是同时系统的符号速率也越来越快。

除了系统的压缩系数之外,根升余弦成形滤波器的滚降因子也会对 FTN 系统的码间干扰特性具有显著影响。一般而言,滚降因子越大,信号频谱的过渡带越宽,系统对理想低通特性的逼近程度降低,但时域脉冲的旁瓣衰减加快,有利于减轻码间干扰;相反,减小滚降因子可在相同符号速率下压缩信号频谱,从而提升频谱利用效率,但会导致等效脉冲响应在时域上进一步展宽,使非主抽头对应的 ISI 系数幅度增大。表 1 给出了滚降因子 $\alpha=0.5$ 的条件下给的不同压缩系数对应的 ISI 系数,用以分析中等滚降因子下的干扰特性。当滚降因子进一步减小至 0.2 时,系统将引入更强的码间干扰,其变化趋势与表 1 所示结果一致,此时 FTN 系统虽然提升了频谱利用效率,但对接收端检测算法的复杂度和鲁棒性提出了更高要求。因此,在后续实验中选择滚降因子 α 分别为 0.2 和 0.5 的配置,用以对比不同滚降因子下 FTN 系统的 BER 性能。

3 FTN 传输 ISI 消除技术

3.1 维纳霍夫方程

根据公式 (6),在 FTN 传输中,符号间隔被压缩为 τT_0 (其中 τ 为压缩系数, T_0 为奈奎斯特符号周期),导致成形脉冲 $g(t)$ 在判决点不再满足正交性,进而在离散域中表现为 ISI。设发射符号序列为 $x(n)$,等效 FTN 发射波形为:

$$s(t) = \sum_n x(n)g(t - n\tau T_0) \quad (9)$$

经过线性信道 $h_c(t)$ 与加性噪声 $v(t)$ 后,匹配滤波并以 τT_0 间隔抽样得到的离散接收信号为:

$$y(n) = \sum_k c(n-k)x(k) + v(n) \quad (10)$$

其中: $c(k)$ 为 FTN 信道的等效离散冲激响应, $v(n)$ 为噪声项。

$$c(k) = [g(t) * h_c(t)]|_{t=k\tau T_0} \quad (11)$$

由于 $\tau < 1$,等效冲激响应 $c(k)$ 呈明显部分结构,其非零项数量远大于奈奎斯特传输,ISI 程度随 τ 减小而显著增强。为抑制 FTN 信道中的统计 ISI,构造一个长度为 K 的线性均衡器,其系数表示为:

$$\mathbf{w} = [\omega_0, \omega_1, \dots, \omega_{K-1}]^T \quad (12)$$

均衡器输出符号估计为:

$$\hat{x}(n-d) = \mathbf{w}^T \mathbf{y}_n \quad (13)$$

表 1 ISI 系数表

压缩系数	ISI 系数								
$\tau=1$	—	—	—	—	1	—	—	—	—
$\tau=0.9$	0.005 7	0.006 9	-0.044 1	0.090 0	1	0.090 0	-0.044 1	0.006 9	0.005 7
$\tau=0.8$	0.002 0	0.021 4	-0.098 1	0.200 8	1	0.200 8	-0.098 1	0.021 4	0.002 0

其中接收向量为:

$$\mathbf{y}_n = [y(n), y(n-1), \dots, y(n-K+1)]^T \tag{14}$$

以延迟 d 的目标符号 $x(n-d)$ 作为判决参考, 引入最小均方误差 (MMSE, minimum mean square error) 准则:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbb{E}\{ |x[n-d]\mathbf{w}^T \mathbf{y}_n|^2 \} \tag{15}$$

进一步可构建 MMSE 目标函数:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbb{E}[|x(k) - \sum_m \mathbf{w}(m)r(k-m)|^2] \tag{16}$$

对均衡器系数 $\mathbf{w}(m)$ 求偏导并令其为零, 即得维纳-霍夫方程:

$$\mathbf{R}_y \mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{r}_{xy} \tag{17}$$

其中: \mathbf{R}_y 与 \mathbf{r}_{xy} 由公式 (18) 得到:

$$\mathbf{R} = E(\mathbf{y}_n \mathbf{y}_n^H), \mathbf{p}_{xy} = E[x(n-d) \mathbf{y}_n^*] \tag{18}$$

通过该方程即可获得最优 MMSE 均衡系数, 有效压制 FTN 传输中引入的 ISI, 在无须改变发射端的前提下提升系统性能。

3.2 维纳迭代滤波器设计

如图 5 所示, 维纳迭代滤波器包括一个先进先出 (FIFO, first in first out) 缓存器, FIFO 缓存器包含 K 个存储空间 D_{k-1} 、 D_{k-2} 、 \dots 、 D_0 , K 个存储空间的地址编号依次为 0, 1, \dots , $K-1$ 。由此, 维纳迭代滤波器接收来自采样单元的各周期低频码元信号的判决点信息 S_0 、 S_1 、 \dots 、 S_{k-1} , 并将各周期的判决点信息依次送入 FIFO 缓存器的每个存储空间, 即 FIFO 缓存器的每个存储空间缓存一个判决点信息。其中 h_0 、 h_1 、 \dots 、 h_{k-1} 分别表示各低频码元信号的判决点信息对应的 ISI 系数, 即权重系数。可以通过各周期的判决点信息对应的 ISI 系数, 与各周期的判决点信息进行权重相乘, 得到各周期当前的矫正码元信息, 即码元峰值 \hat{S} , 完成单轮次的维纳滤波。

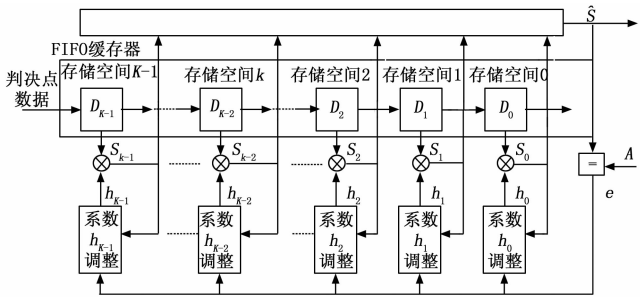


图 5 维纳迭代滤波器结构示意图

对于单个低频码元信号, 可以首先利用其自身的判决点信息及该码元对应的 ISI 系数, 对初始判决结果进行迭代更新, 从而获得第一步的校正估计。进一步地, 该码元在接收端往往还受到来自若干相邻低频码元的码间干扰, 因此可将这些与其存在 ISI 关联的邻近码元的判决点信息一并纳入更新过程中。通过综合这些相关码

元对应的判决点与各自的 ISI 系数, 构建更精确的迭代修正表达式, 对目标码元的判决结果进行多轮更新。由此, 目标码元的信息在每次迭代中均得到逐步滤波和矫正, 最终获得更为准确、可信的码元估计值。

基于维纳迭代滤波器得到矫正码元方法如图 6 所示。维纳迭代滤波器进行一次迭代得到矫正码元信息的流程为: 首先, 对各周期的判决点信息 $S_0(0)$ 、 $S_0(1)$ 、 \dots 、 $S_0(5)$ 等进行第一迭代轮次的维纳滤波。比如, 针对判决点信息 $S_0(0)$ 而言, 可以通过判决点信息 $S_0(0)$ 与判决点信息 $S_0(0)$ 对应的 ISI 系数 h_0 之间的乘积, 加上与判决点信息 S_0 相邻的两个时间周期的判决点信息 $S_0(1)$ 以及判决点信息 $S_0(2)$, 分别与各自对应的 ISI 系数 h_1 、 h_2 之间的乘积, 所得到的和进行替代判决点信息 $S_0(0)$, 得到第一次迭代后的矫正码元信息 $S_1(0)$ 。进一步地, 可以再次通过第一次迭代后的矫正码元信息 $S_1(0)$ 与判决点信息 $S_0(0)$ 对应的 ISI 系数 h_0 之间的乘积, 加上与矫正码元信息 $S_1(0)$ 相邻的两个时间周期的矫正码元信息 $S_1(1)$ 以及矫正码元信息 $S_1(2)$, 分别与各自对应的 ISI 系数 h_0 之间的乘积, 所得到的和进行替代第一次迭代后的矫正码元信息 $S_1(0)$, 得到第二次迭代后的矫正码元信息 $S_2(0)$ 。

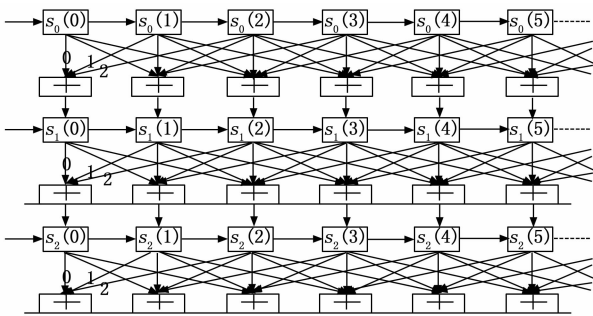


图 6 维纳迭代滤波器得到矫正码元流程示意图

需要说明的是, 随着迭代次数的增加, 迭代前后的矫正码元信息之间的差值会越来越小, 也表示各码元信号之间的 ISI 的抑制效果越来越完全。

此外, ISI 系数可以反映该低频码元信号与其他码元信号之间的串扰程度, 则通过存在 ISI 的低频码元信号的 ISI 系数, 以及对应的低频码元信号的判决点信息, 对各低频码元信号的判决点信息进行矫正。另外, 此处对低频码元信号进行维纳迭代滤波, 即对低频码元信号进行多次的矫正, 得到最后的矫正码元信息。

4 实验方法和结果分析

通过现场可编程逻辑门阵列 (FPGA, field programmable gate array) 设计了一个如图 7 所示的 FTN 传输系统, 由插值白化单元、FTN 带宽滤波单元、判决点采样单元以及 ISI 消除单元组成。插值白化单元、

FTN 带宽滤波单元、判决点采样单元以及 ISI 消除单元之间建立通信连接以传输码元信号。

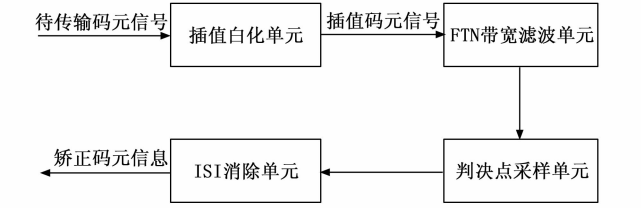


图 7 FTN 传输系统流程图

4.1 FTN 传输系统设计方案

在 FTN 传输系统中，通过编码，调制等流程得到待传输码元信号，随后通过插值白化单元接收待传输码元信号，并对接收到的待传输码元信号进行内插。在内插完成后，得到插值码元信号。接着，将插值码元信号传输至 FTN 带宽滤波单元。此处，插值码元信号指的是对接收的待传输码元信号进行内插处理得到的码元信号，可以在原有码元信号中插入新的点，以增加频谱密度，使其更加平滑，有利于减小各码元之间的干扰，提高码元信号的传输质量。

在 FTN 带宽滤波单元中，可以对插值码元信号进行滤波处理，以控制进行传输插值码元信号的频带宽度。具体地，可以通过在 FTN 带宽滤波单元对插值码元信号进行有限脉冲响应（FIR，finite impulse response）低通滤波，对高频率的插值码元信号进行衰减。并在插值码元信号的功率衰减为一半时，比如功率衰减 3 dB 处，进行滤波对应的截止频率为低于插值码元信号的码元传输速率的 1/2，得到滤波后的低频码元信号，以减小待传输的低频码元信号的频带宽度。

此处得到的低频码元信号是经过低通滤波处理后得到的低频的码元信号，其频带宽度低于奈奎斯特带宽，此时码元信号为 FTN 信号。可通过判决点采样单元，对低频码元信号的判决点进行采样，得到各周期的低频码元信号的判决点信息。此处，低频码元信号的判决点表示的是低频码元信号中的一个关键点，用于决定码元的值，即为此处的判决点信息。判决点信息可以用于进一步处理和传输码元信号，比如对码元信号进行解码、纠错等操作。

进一步，判决点采样单元将低频码元信号的判决点信息进行发送至 ISI 消除单元。经过维纳迭代滤波器对低频码元信号的判决点信息进行迭代的维纳滤波，以进行消除低频码元信号之间的 ISI，提升码元信号的传输质量。

4.2 参数设计与实验结果

根据公式（5），在压缩系数 $\tau=0.8$ 时，系统的带宽利用率提升 25%，在压缩系数 $\tau=0.9$ 时，系统的带宽利用率提升 11%，为达到实验目的，分别测试压缩

系数 τ 在 0.8 和 0.9 时系统的 BER 性能，具体参数设置如表 2 所示。

表 2 不同压缩系数下 FTN 系统参数设置表

调制方式	BPSK	
信息速率/Mbps	18	
成形倍数	10	
符号数	8	
滚降因子	0.5	
压缩系数	0.8	0.9

根据图 8 所示的实验结果，经过 ISI 消除单元后，FTN 系统在 BER 为 10^{-7} 量级时，BER 性能与奈奎斯特系统的差距小于 1 dB，这说明 ISI 消除单元能够对 FTN 传输产生的 ISI 进行有效消除。同时，对于不同压缩系数 τ 来说，当 τ 值越大，FTN 系统的 BER 性能越好，对于误码率为 10^{-7} 量级时，当 $\tau=0.9$ 时，FTN 系统与奈奎斯特系统的 BER 性能差距约为 0.29 dB；当 $\tau=0.8$ 时，FTN 系统与奈奎斯特系统的 BER 性能差距约为 0.47 dB。

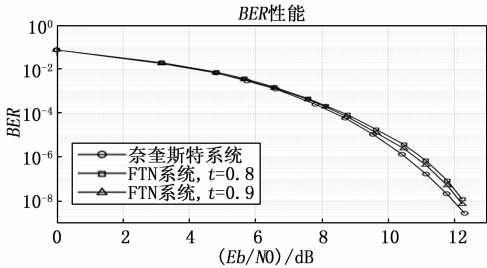


图 8 不同压缩系数 τ 下的 BER 性能曲线

具体而言，当压缩系数降低时，系统 BER 性能下降的主要原因在于较低的压缩系数 τ 使相邻符号间叠加效应更加显著使系统引入更多的 ISI。ISI 的增强导致接收端检测负担增加，使得判决错误率上升，最终导致系统的 BER 性能下降。但是，随着 τ 值的增大，系统带宽利用率的增量也会减少。因此在应用当中需要根据实际情况在带宽和功率中做出取舍。

由于根升余弦滤波器的滚降因子 α 的值也会影响系统对 ISI 的消除作用。进一步，选定 FTN 系统的压缩系数 τ 不变，改变成形滤波器的滚降因子 α ，进行对照试验，实验参数设计如表 3 所示。

表 3 不同滚降因子下 FTN 系统参数设置表

调制方式	BPSK	
信息速率/Mbps	18	
成形倍数	10	
符号数	8	
滚降因子	0.5	0.2
压缩系数	0.8	

由于根升余弦滤波器的滚降因子 α 越大,根升余弦滤波器对 ISI 的消除作用越明显,如图 9 所示,滚降因子 α 的变化也会导致 ISI 消除单元对 ISI 的抑制能力减弱,当滚降因子 α 从 0.5 减少为 0.2 时,系统 BER 性能下降,在误码率为 10^{-7} 量级时,采用 $\alpha=0.2$ 的 FTN 系统相比采用 $\alpha=0.5$ 的 FTN 系统,系统 BER 性能下降了约 0.38 dB。

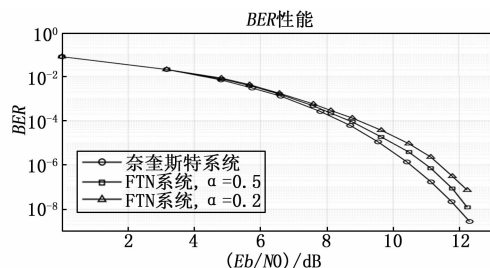


图9 不同滚降因子 α 下的 BER 性能曲线

具体而言,较小的滚降因子在提高频谱利用率的同时,使得等效脉冲响应在时域上展宽,从而增加非主抽头的 ISI 系数,使系统引入更多的 ISI,最终导致接收端判决难度增大,使系统的 BER 性能下降;除此之外,滚降因子减小带来的频谱压缩还可能略微增加系统对高频噪声的敏感性,进一步影响系统的 BER 性能。综合来看,BER 性能下降主要由时域 ISI 增强及噪声敏感性提高共同导致。所以在实际应用中滚降因子 α 的取值也要根据具体情况选择。

5 结束语

针对卫星网络在带宽与功率双重受限条件下的信息传输瓶颈,本文深入研究并提出了一种高效的信息传输方法,以突破在提升带宽利用效率时功率消耗大幅增加的技术困境。该方法基于 FTN 传输的时域非正交特性,在发送端通过低于奈奎斯特带宽的成形滤波,使传输符号在时域发生部分重叠,主动引入 ISI;在接收端,设计了一种基于维纳霍夫方程的自适应滤波器,对码 ISI 系数进行学习、收敛、抵消与迭代解调,从而有效抑制 FTN 传输引入的 ISI。利用 FPGA 对系统进行性能验证,实验结果表明,基于维纳霍夫方程的自适应滤波器能够对 ISI 进行有效的消除,在 BPSK 调制方式下,FTN 系统的 BER 性能与该调制方式下的奈奎斯特系统的差距小于 1 dB,在提升带宽效率同时,控制了信号功率消耗。能够有效缓解卫星通信网络带宽和功率双重受限的现状。后续,不同调制方式及更复杂信道条件下的 FTN 系统性能分析将作为后续研究的重要方向。同时,基于维纳迭代滤波的 ISI 消除技术可以通过联合译码、预编码及机器学习等技术提升系统的效能,可以更好地适应卫星通信的发展前景。

参考文献:

- [1] 司晨曦,刘孟孟,李双洋,等. 面向星地通信的超奈奎斯特传输技术 [J]. 无线电通信技术, 2021, 47 (5): 618 - 626.
- [2] 周颖,施倩,李瑞瑜,等. 天地一体化网络发展及关键技术概述 [J]. 空间电子技术, 2025, 22 (1): 28 - 39.
- [3] SHI J T, YU J J, ZHANG J, et al. 65, 536-QAM OFDM signal transmission over a fiber-thz system at 320 GHz with delta-sigma modulation [J]. Optics Letters, 2023, 48 (8): 2098 - 2101.
- [4] LINFOOT S L, SHERRATT R S. A study of COFDM in a terrestrial multi-path environment [C] //Munich: IEEE EUROCOMM on Information Systems for Enhanced Public Safety and Security, 2000: 388 - 391.
- [5] DAI L L, WANG B C, DING Z G, et al. A survey of non-orthogonal multiple access for 5G [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20 (3): 2294 - 2323.
- [6] YU J, PARK J, RUSEK F, et al. High order modulation in faster-than-nyquist signaling communication systems [J]. IEEE, 2014: 1 - 5.
- [7] MAZO J E. Faster-than-Nyquist signaling [J]. Bell Syst. Tech. J., 1975, 54 (8): 1451 - 1462.
- [8] MAZO J, LANDAU H. On the minimum distance problem for faster-than-Nyquist signaling [J]. IEEE Trans. Inf. Theory, 1988, 34 (6): 1420 - 1427.
- [9] HAJELA D. On computing the minimum distance for faster-than-Nyquist signaling [J]. IEEE Trans. Inf. Theory, 1990, 36 (2): 289 - 295.
- [10] LIVERIS A D, GEORGHIADIS C N. Exploiting faster-than-Nyquist signaling [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51 (9): 1502 - 1511.
- [11] FAN J, GUO S, ZHOU X, et al. Faster-than-Nyquist signaling: an overview [J]. IEEE Access, 2017, 5: 1925 - 1940.
- [12] EL HEFNAWY M, TAOKA H. Overview of faster-than-Nyquist for future mobile communication systems [C] //Dresden: 2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), IEEE, 2013: 1 - 5.
- [13] ISHIHARA T, SUGIURA S, HANZO L. The evolution of faster-than-Nyquist signaling [J]. IEEE Access, 2021, 9: 86535 - 86564.
- [14] IBRAHIM A, BEDEER E, YANIKOMEROGLU H. A novel low complexity faster-than-Nyquist signaling detector based on the primal-dual predictor-corrector interior point method [J]. IEEE Commun. Lett., 2021, 25 (7): 2370 - 2374.

(下转第 166 页)