

DOI: 10.7652/xjtuxb201703017

大容量宽带卫星通信系统的下行高效传输方法

李怡¹, 庞友嘉¹, 易克初¹, 于全^{1,2}, 孙德春¹

(1. 西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室, 710071, 西安;

2. 中国电子系统工程公司研究所, 100094, 北京)

摘要: 针对基于非再生式星上处理的大容量宽带卫星通信系统下行链路采用频分复用(FDM)传输方式效率低、性能差的问题,提出并论证了两种特殊的连续波时分复用(CWTDM)方法——分帧交织叠接相加法(AFO)和准正交时分复用(QOTDM)法。首先,两种方法均先将待传输的各路基带复信号采样量化;然后,AFO方法对量化信号进行分帧叠接相加后加上帧头构成复用帧进行下行传输,QOTDM方法采用样点交织的时分复接再添加同步序列后转化为连续信号进行传输。AFO方法对信号复接、分接的处理简单;QOTDM方法复接时只需每路缓存一个样点,有利于实现更大容量的星上交换。与FDM下行传输方式相比,这两种方法的功率效率更高、链路特性更好。仿真结果表明,相较FDM传输方式,QOTDM方法的256个载波下的信干比可提高10 dB,子信道隔离度可达到实用要求。

关键词: 宽带卫星通信;频分复用;连续波时分复用;准正交时分复用

中图分类号: TN927 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2017)03-0098-07

Two Efficient Downlink Transfer Methods for Broadband Satellite Communication Systems with Large Capacity

LI Yi¹, PANG Youjia¹, YI Kechu¹, YU Quan^{1,2}, SUN Dechun¹

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

2. China Electronic System Engineering Company Institute, Beijing 100094, China)

Abstract: Two specific continuous wave time division multiplexing (CWTDM) methods, i. e., adding frame overlapped (AFO) method and quasi-orthogonal time division multiplexing (QOTDM) method, are proposed to overcome the low efficiency and poor performance of the frequency division multiplexing (FDM) mode in the downlink of broadband satellite communication systems with large capacity based on the non-regenerative on-board processing (OBP). Both the proposed methods firstly samples and quantifies various baseband complex signals to be transferred; Then the AFO method divides the frames and overlaps them with the frame header to consist a multiplexing frame to transfer in the downlink, and the QOTDM method, interleaves sample sequences using the time division multiplexing mode and then transfers the sequences in the way of continuous signals by adding a synchronous sequence. The AFO method is simple in both multiplexing and de-multiplexing, while the QOTDM method is helpful for realizing larger capacity of onboard switching since it only needs to save one complex

收稿日期: 2016-07-05。 作者简介: 李怡(1983—),女,博士生;易克初(通信作者),男,教授,博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61301170);中国空间技术研究院基金资助项目(0883383005)。

网络出版时间: 2017-01-13

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20170113.1018.002.html>

sample for each signal in multiplexing. Compared with the FDM downlink transfer method, both the proposed methods have higher power efficiency and better link performance. Simulation results show that the ratio of signal to inference of the QOTDM method improves 10 dB in 256 carriers compared with FDM transfer method, and the sub-channels isolation level meets a practical requirement.

Keywords: broadband satellite communication; frequency division multiplexing; continuous wave time division multiplexing; quasi-orthogonal time division multiplexing

随着全球信息化的高速发展,急剧增长的市场需求迫使卫星通信不断朝着大容量、宽带化的方向发展^[1]。然而,对于大容量宽带卫星通信系统而言,若采用再生式星上处理(OBP),虽然能够支持各种形式的星上用户交换,但是上行用户数很多,信号再生(即解调、译码和再编码、调制)导致了星上设备复杂度太高、卫星信道无法灵活运用的问题,使得当前实际无法采用再生式 OBP 构成大容量宽带卫星通信系统^[2]。20 世纪 90 年代初开始的非再生式 OBP 技术及其应用的探索,克服了再生式 OBP 的不足,即在星上不进行多路信号的解调、译码而完成大量宽带用户的星上交换,可充分利用卫星资源构成大容量宽带移动通信系统^[3]。

目前,基于非再生式 OBP 的卫星通信系统主要有 Thuraya 卫星移动话音通信系统^[4]和美军宽带全球卫星通信系统(WGS)^[5]。Thuraya 系统的下行链路采用分帧交替的常规连续波时分复接方式传输,功率效率更高,但每帧必须舍弃失真的前、后端,帧效率低,且星上以时隙子帧信号进行交换^[4],交换前星上所需缓存的数据(所有用户各一帧信号的样点)量较大,对大容量宽带卫星通信系统而言缓存量过大而无法实现。WGS 系统成为非再生式 OBP 取得突破性进展的重要标志,单星支持 39 个点波束,每个波束支持 48 个 2.6 MHz 带宽共 1 872 个移动用户的星上交换,容量比美军以往各个系统都要大得多^[5]。此后,各国纷纷仿效 WGS 系统的思路。然而,WGS 系统的下行链路采用 FDM 体制,星上 FDM 信号的重构实现复杂度高,且下行发射的射频功率效率低,功率回退造成设备体积和重量显著增大,还容易被敌方利用功放非线性引起的多载波互调弱点进行高效干扰。

WGS 虽然为大容量宽带卫星移动通信系统的构成开辟新的道路,但同时也提出了一个难题至今没有解决,即如何将星上没有解调、译码的多路数字调制信号共享一条下行信道高效地传输。西安电子科技大学发明的两种连续波时分复用(CWT-

DM)方法^[6-7],从原理上可以解决这个难题,国内有关部门也一直对此寄予厚望。有消息透露,美国也正在采用正交时分复用技术解决这个难题。

如果下行链路还是像 WGS 那样采用 FDM 体制要付出多大的代价? CWTDM 传输能否保证子信道间的隔离度足够好? 能否在类似于真实卫星下行信道中保证传输质量达到实用要求? 本文试图通过理论分析和仿真实验来回答上述问题。研究结果表明:对于基于非再生 OBP 的大容量宽带卫星通信系统的下行链路,采用基于分帧交织叠接相加^[8]和准正交时分复用(QOTDM)^[9]的新型 CWTDM 传输体制,能完全克服 FDM 体制的缺点,子信道之间的相互泄漏小于 -40 dB;能够容忍下行信道存在频偏、相偏、较大噪声和一定程度的非线性。本文得出的结论验证了 CWTDM 方法的技术成熟度,为卫星搭载实验的应用奠定了理论基础,对于下一代大容量宽带卫星移动通信系统的发展具有重要意义。

1 采用 CWTDM 方法的卫星下行链路

WGS 诞生的同一时期,西安电子科技大学也提出了一种基于非再生式 OBP 的大容量卫星移动通信系统方案^[8],并于 2005 年研制成功一个缩减的演示和测试系统的原理样机。该系统由一个星上综合抗干扰处理转发器(36 MHz 带宽,划分为 30 个子带)和 30 个用户终端仿真器构成。系统可基于 Ku 频段的射频互联,即使将各种各样的强干扰加入射频信道,星上处理转发器仍可对上行信号在基带进行频分分路、多种抗干扰处理,并采用一种新发明的 CWTDM 方法^[6]复接为一路信号,再调制至中频、射频向下发送。系统可进行端到端的性能测试,即各用户仿真器重复发送一段随机信息的 CDMA 扩频信号,并将一对发送、接收用户终端的信息输出、输入端分别与误码仪的输出、输入端相连,就可进行误码特性和系统干扰容限测试。测试结果表明:该 CWTDM 传输方式不带来附加的信噪比(R_{SN})损失,频带效率高;当复接帧的帧长为 4 096 个样点

时,其频带效率高达 93%,只要帧长允许进一步增加,效率就可进一步提高;星上综合抗干扰处理具有很强的抗干扰能力。这是 CWTDM 传输方式首次用于卫星下行链路的成功尝试,只是尚未通过实际卫星链路测试,技术成熟度有待考验。

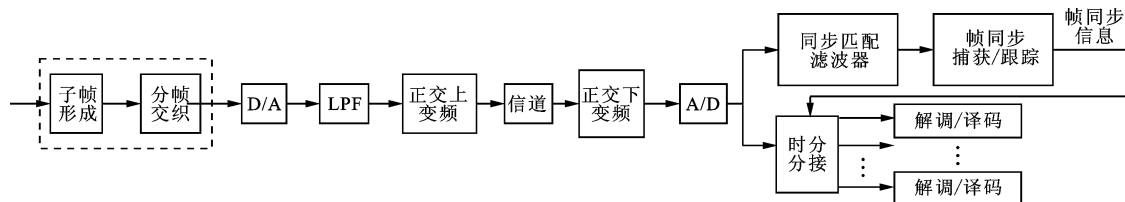


图1 分帧交织叠接相加 CWTDM 传输实现框图

假设 $\{x_i(t), i=0, 1, 2, \dots, M-1\}$ 为 M 路连续波复信号,带宽小于或等于信道带宽 B , 对其以采样率 f_s 采样,则可得数字采样序列。主要的复接步骤如下。

(1)子帧成形:用梯形窗 $w(n)$ (上、下底分别为 $D, D+2d$ 个样点)向右滑动 $D-c$ 个样点以截取各路信号得到一系列长为 $D+2d$ 的子帧,其中第 k 路第 i 个子帧可表示为

$$y_{k,i} = x_k(n + i(D-c))w(n) \quad (1)$$

式中: $i=0, 1, 2, \dots; n=0, 1, 2, \dots, D+2d-1; k=0, 1, 2, \dots, K-1$ 。

(2)分帧交织叠接相加:对每路同一时相的子帧进行叠接相加,相邻子帧叠接 d 个样点, M 个子帧单元为一组,再加上帧头就构成一个复接帧,则第 i 个复接帧的有用信号可表示为

$$y_i(n) = \sum_{k=0}^{K-1} y_{k,i}(n - k(D+d)) \quad (2)$$

地面接收端的主要分接步骤如下。

(1)首先对复接信号进行 A/D 变换得到数字序列,再用接收信号与同步滤波器的系数做相关,通过帧头末位产生的最大相关峰来确定帧头的位置。

(2)从数据样点的起始位置(帧头结束的位置),每次取 $D+d$ 个样点,分别去掉前、后 $d+c/2, c/2$ 个样点,则剩下的 $D-c$ 个样点即为第一路子帧信号,依此类推,则可得到每路同一个时相的子帧信号,最后将其顺序排列就可完成时分分接而得到各路数字信号。

该 CWTDM 方式的突出优点在于对帧同步的精度要求非常低,即使存在 $\pm c/2$ 样点的同步误差,接收端分接所得各路信号的波形都不会失真,此外还能适应存在严重多径衰落的信道。但是,该方式存在两个缺点:一是需采取一定的措施保证接收端

所用新型 CWTDM 传输方式是一种基于分帧交织叠接相加(AFO)的时分复接法^[7],主要是用梯形窗截取样点信号形成子帧,再对其进行叠接相加后加上帧头构成复用帧进行下行传输,具体实现框图如图1所示。

时分分接所得各路信号中隐含载波相位的连续性;二是尽管其帧长比常规 TDM 的帧长短得多,多路复接处理时每个用户需缓存一帧信号的总数据量还是较大。

2 准正交时分复用传输体制

2.1 准正交时分复用传输方法的基本原理

准正交时分复用(QOTDM)法将多路基带复包络信号以样点交织方式时分复接为一组信号,并在其中交织地插入同步序列,以便接收端实现样点同步和时分分接,可克服分帧交织叠接相加 CWTDM 存在的缺点,使得大容量系统的星上交换实现不会因存储要求过多而出现瓶颈^[7,9-11]。图2给出了 QOTDM 传输方式的处理步骤,主要包括信号的复接与分接。

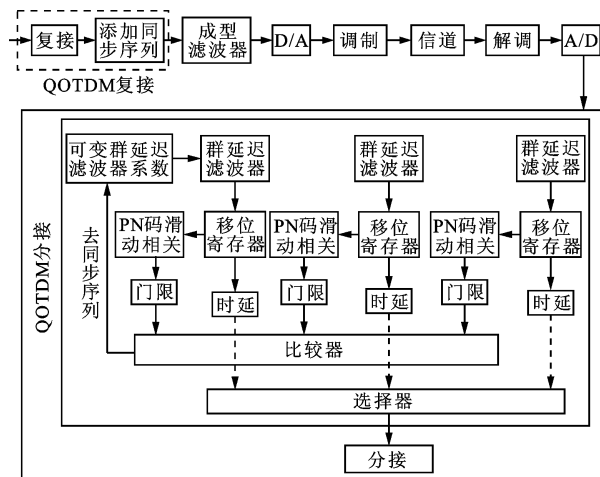


图2 QOTDM 传输系统实现框图

QOTDM 传输方式的复接过程如下。

(1)复接:依次对 M 路复数信号样点 $\{x_i(n), i=0, 1, 2, \dots, M-1\}$ 轮流取点,采样速率为 Mf_s ,并以 M 个样点序列为一组,其中第 i 组的样点序列为

$$y_i(m) = x_m(i) \tag{3}$$

式中: $m=0,1,2,\cdots,N$ 。再对得到的各组样点进行逐组相接排列,则可得速率为 Mf_s 的复接样点序列,即

$$y(n) = \sum_{i=0}^{\infty} y_i(n-Mi) \tag{4}$$

式中: $n=0,1,2,\cdots$ 。

(2)添加同步序列:将交织得到的每组样点序列,每隔 $M/2$ 个样点均匀插入一个同步序列样点,循环周期为 $128M$,即 M 路信号交织后插入 2 个同步序列,所得复数样点序列速率为 $(M+2)f_s$ 。 M 序列的自相关性虽然比 m 序列差,但是本系统使用不影响性能,长度选择 256 bit 便于接收端需要使用 FFT 算法进行频率搜索,因此本文选用 256 bit 长的 M 序列作为同步序列。

(3)为了将信号的采样率提高一倍,达到 $F_s = 2(M+2)f_s$,在每两个复数样点间插入一个零值样点,再通过平方根升余弦谱特性的成形滤波器 $g(t)$ 、D/A 变换,将 $\{y(n)\}$ 转换为连续信号,即

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} y(n)g(t-nT) \tag{5}$$

最后,将基带复包络信号 $y(t)$ 正交载波调制后送入无线信道传输。相应地,在地面接收端进行 QOTDM 分接,首先通过正交下变频,再以同样的采样率 f_s 进行 A/D 转换,最后通过匹配滤波器对含有信道噪声 $\{\eta(n)\}$ 的信号 $\{y(n)+\eta(n)\}$ 进行滤波得到 $\{\hat{y}(n)\}$ 的估计 $\{\hat{y}(n)\}$,即

$$\hat{y}(n) = \sum_{m=-L}^L [y(n)+\eta(n)]g_i(n-m) \tag{6}$$

式中: $\{g_i(n), n=-L:L, i=1:25\}$ 是匹配滤波器,由前述成形滤波器 $g(t)$ 的离散复本 $\{g(n), n=-L:L\}$ 派生而得。为了确保样品偏差小于 $\Delta/50$ (Δ 为采样间隔),群延迟匹配滤波器个数为 25,其 25 个群延迟分别为 $(i-13)\Delta/25$ 。

这组匹配滤波器为一组多相滤波器,可构成同步环路,实现高精度同步^[12]。由于 25 个滤波器分别对 $\{y(n)+\eta(n)\}$ 进行滤波,所得的 25 个输出信号的群延迟不同,这等效于对连续信号 $\{y(t)+\eta(t)\}$ 以同样的采样速率但不同的时相偏移量进行采样。同步环路中采用与发送端相同的 M 序列与接收信号进行滑动相关:每一帧周期中选择 3 个匹配滤波器,在最靠近同步点的位置附近求 3 个准同步相关量,以相关量幅度最大的作为当前同步点,下一帧再以此为中心进行微调。由于每次微调的时间

偏移量为 $\Delta/25$,当相关量的信噪比足够高时,同步环路可实现的同步误差可小于或等于 $\Delta/50$ 。长度为 256 bit 的 M 序列的扩频增益为 24 dB,则当信道的信噪比 $\gamma_{SN}=5$ dB、同步相关量的信噪比为 30 dB 时,可保证同步环路的同步误差小于 $\Delta/50$ 。

QOTDM 之所以需要如此高的同步精度,是因为同步偏差会引起相邻几路信号间相互干扰,即子信道间相互泄漏干扰。这与 FDM 传输中子信道间的泄漏类似,一般要求相邻两信道间的泄漏信号小于 -40 dB,其余各信道泄漏到某一信道的总功率小于本路信号功率 -25 dB。 $g(t)$ 的滚降因子 α 的值越小,子信道间泄漏越严重。取同步序列长为 256 bit,每帧 2 码片, $\gamma_{SN}=5$ dB, $\alpha=0.2, 0.35$ 时,进行了仿真实验,子信道间泄漏情况如表 1 所示。表 1 结果表明,QOTDM 系统的信道隔离度可达到实用要求。若 α 或 γ_{SN} 的值比上述值更小,子信道间泄漏要达到上述指标,可加大同步序列的长度或分布密度。

表 1 26 路 QOTDM 传输系统子信道间泄漏情况

α	相邻信道间 泄漏信号/dB	其余各路泄漏到 某一路信号/dB
0.25	-43.5	-41.6
0.35	-44	-43

总之,对于一般的卫星信道(包括存在雨衰),QOTDM 与 FDM 方一样,可通过适当设计以满足各种信道条件下的信道隔离度要求。至于多径衰落严重的卫星信道,例如天线波束很宽且仰角很低的用户终端信号接收,下行链路应避免采用 QOTDM 传输方式,而采用前一种 CWTDM 方式。

2.2 QOTDM 方式的性能特点

相较于载波传输体制,QOTDM 方式经过星上高功率放大器时由于避免了载波间互调干扰而具有较高的功率效率,下面从 QOTDM 方式复接的频域进行分析。

M 路信号的复接等价于在 $x_i(n)$ 的相邻样点间插入 $M-1$ 个 0,再依次移位相加。以第 i 路样点序列 $x_i(m)$ 为例, M 倍上采样后得到样点序列

$$y_i(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m)\delta(n-mM-(i-1)) \tag{7}$$

对 $y_i(n)$ 进行逆离散傅里叶变换(IDFT),得

$$Y_i(\exp(j\omega)) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_i(n)\exp(-j\omega n) =$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} x_i(m) \delta(n - mN - (i-1)) \right] = X_i(\exp(jN\omega)) \exp(-j\omega(i-1)) \quad (8)$$

则复接信号频谱为

$$Y(\exp(j\omega)) = \sum_{i=1}^N Y_i(\exp(j\omega)) = \sum_{i=1}^N X_i(\exp(jN\omega)) \exp(-j\omega(i-1)) \quad (9)$$

由式(9)可知,复接信号频谱为各路信号的梳状谱乘以 $\exp(-j\omega(i-1))$ 后相加得到的合成频谱,且保持了梳状特性;多载波 OFDM 信号的每个梳齿为一路信号的频谱。因此,通过非线性功放时,QOTDM 由频率互调产生的新频谱分量与原信号频谱分量的加权和相比可以忽略不计,而 OFDM 存在互调干扰。

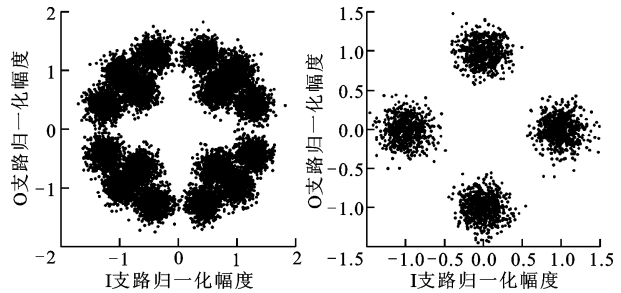
QOTDM 传输的频带利用率 η 至少不低于 FDM 传输的频带利用率,如当成形波滚降因子 $\alpha_2 = 0.333$ 时, η 可达 75%,若 $\alpha_2 = 0.2$,则 $\eta = 83.3\%$ 。由于 FDM 传输中保护频带开销不能很小,因此为了避免多载波互调干扰,有时还必须放弃使用某些频带。当然,QOTDM 的采样率必须特别选择,以防止频谱出现空隙或混叠现象。

QOTDM 中的正交载波调制也称为正交振幅(QAM)调制,但本质上属于模拟信号正交调制,与 QAM 数字调制方式存在本质上的区别,因此不存在 QAM 数字调制的那些缺点。

首先,它不会引起调制信号的峰均比(PAPR,量符号为 R_{PAP})显著增大。本文计算了 QOTDM 传输前、后的 R_{PAP} ,结果显示,48 路 QPSK 和 16APSK 调制信号发端复接前的 R_{PAP} 分别为 2.04、2.35,对它们进行 QOTDM 复接和 $\alpha = 0.33$ 的模拟 QAM 调制后,其 R_{PAP} 分别为 2.11、2.56,说明 QOTDM 的复接和调制并不会引起峰均比显著增大。

其次,QOTDM 信号对信道非线性不敏感,功放管不进行功率回退也不会出现问题。为了验证,对比了 48 路 16QAM 调制信号与 48 路 QPSK 调制且经 QOTDM 复接信号的星座图,如图 3 所示。其中,信道为非线性高斯白噪声(AWGN)信道,信道噪声引起的 R_{SN} 为 10 dB。从图 3 可以看出,16QAM 星座图中 16 个中心的位置发生了显著畸变,而 QOTDM 传输的 QPSK 信号星座点中心位置并未畸变。相同仿真条件下,本文又对比了 48 路 16APSK 调制的 QOTDM 发端复接信号在非线性价之前不进行预失真处理与进行预失真处理的接

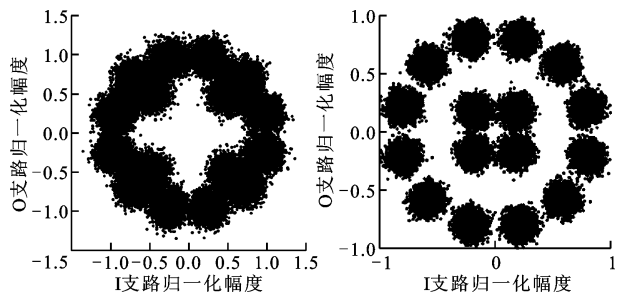
收端星座图,如图 4 所示。从图 4 可以看出,星座图的非线性畸变,可采用预失真法得到很好的纠正。这充分说明了 QOTDM 方式能够支持多路高阶 APSK 调制信号经非线性信道无失真地传输。



(a) 48 路 16QAM 调制

(b) 48 路 QPSK 调制且经 QOTDM 复接

图 3 非线性失真下 48 路 16QAM 调制与 48 路 QPSK 调制且经 QOTDM 复接信号星座图比较



(a) 预处理前

(b) 预处理后

图 4 采用 QOTDM 方式对 48 路 16APSK 调制信号预处理前、后结果对比

3 TDM-QOTDM 传输方式

上述 QOTDM 传输方式中复接信号的路数不能太多,一般只宜几十路,否则高精度样点同步的目标难以实现。然而,实际应用中常常需要成百上千路信号共享一条信道传输,例如 WGS 的馈送链路,希望将多个波束的几百路上行信号在星上复接为一后路后向下馈送到关口站,这是 TDM-QOTDM 传输方式可以胜任的。它将待传输的许多路信号(如 $M \times N$ 路)分为 N 组,每组 M 个复信号采用 QOTDM 方式复接为一个复信号,然后将 N 个 QOTDM 复信号采用常规 TDM 复接方法,或前述第一种 CWTDM 复接方法复接为一个信号进行传输。例如,当 $M=48$ 、 $N=32$ 时,TDM-QOTDM 复接路数可达 1 536 路。这与 FDM 传输方式相比,不仅链路功率效率会提高很多,且发送、接收端的设备复杂度也低得多^[2]。因此,对于许多路未解调译码的信号

传输而言, TDM-QOTDM 方式非常好。

这里采用 TDM-QOTDM 方式而不采用多频带 (MF)QOTDM 方式的优越性非常显著, 这是因为在基带实现多路信号的频分复接、分接的计算复杂度比 TDM 的复接、分接高得多, 而多频带信号的共信道传输的功率效率又比 TDM 复接信号的传输效率低得多。值得注意的是, 该特点与时分多址 (TDMA) 改进为 MF-TDMA 后能带来高效益是有本质的区别的。TDMA 系统中, 若多址分配的时隙个数为 N , 则要求每个用户发送信息的突发速率也提高 N 倍, 达到相同误码特性所需发射的 EIRP 也需增大 N 倍, 这使得用户发送终端的成本、体积和质量都随 N 的增大而增大。因此, 当 N 太大时采用 MF-TDMA 体制可克服这个缺点, 因为分成 M 个频带后每频带中每帧需要划分的时隙数就能减小 M 倍。

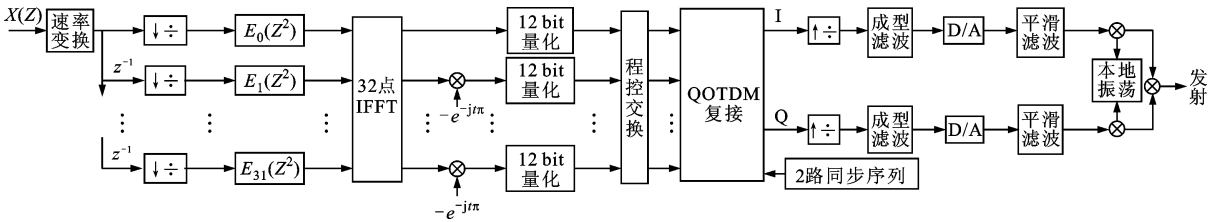


图 5 非再生式 OBP 处理及 QOTDM 复接的实现框图

解调译码。仿真参数设置为: 单个波束带宽 65 MHz, 划分为 26 个子带, 子带宽度 2.5 MHz, 保护间隔 100 kHz, 采用 16APSK 调制, 平方根升余弦滤波器滚降因子 0.33。

4.1 QOTDM 传输性能仿真分析

为了验证 QOTDM 方式的传输性能, 对比了 AWGN 信道下, QOTDM 传输对 16APSK 调制信号性能的影响, 如图 6 所示。从图 6 可以看出, 误码率为 10^{-5} 时, 采用 QOTDM 传输的 16APSK 信号误码曲线比理论 16APSK 信号仅劣化了 0.65 dB, 且接收端所需信噪比为 13.2 dB。

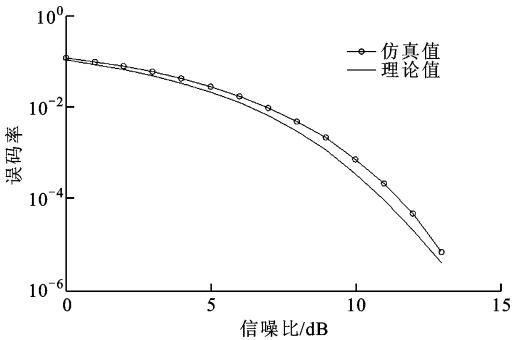


图 6 QOTDM 传输对 16APSK 调制信号误码率的影响

实际上, 采用 TDM-QOTDM 方式将 CWTDM 传输路数扩展至上千路非常方便, 传输性能也容易达到实用要求。

4 仿真结果与分析

本节通过仿真来验证本文 QOTDM 传输方法的性能, 并与多载波传输方式进行对比。在星上进行非再生式 OBP 处理及 QOTDM 复接的实现^[2], 即对接收到的多路宽带用户信号进行频分分路、基于样点的程控交换和 QOTDM 复接, 最后搬移到射频发送, 如图 5 所示。图 5 中, 12 bit 量化可降低精度, 便于 FPGA 板子间大量数据的实现。本文非再生式 OBP 处理系统的地面接收端将射频信号下变频到中频, 做正交解调和采样, 得到基带复包络信号样点序列, 再进行 QOTDM 分接, 各个用户分别得到希望接收的基带复信号样点序列, 最后分别进行

宽带卫星系统下行链路采用 QOTDM 传输, 相邻子信道间的相互泄漏是造成系统性能损失的主要原因。通过在接收端使用一种精确的同步环路, 调整群延迟匹配滤波器^[13]的群延迟, 可在不改变采样率的条件下实现重新采样, 就像插值法一样实现采样位置的精确调整, 从而实现高精度的采样同步, 其同步误差可小于采样间隔的 1/50。再将采样点进行样点交织时分分接, 就可以不失真恢复各路信号。

4.2 QOTDM 与多载波传输方式性能对比

通过非线性功放后, 相同载波数下 QOTDM 复接信号与正交频分复用 (OFDM) 信号信干比的比较, 如表 2 所示。其中, 信号为 QPSK 调制, 误比特率为 10^{-4} 。

由表 2 可知, 随着载波数目的增加, 即使 QOTDM 仅进行 3 dB 功率回退, 功放输出的 QOTDM 信号的信干比也不会下降, 而 256 个载波的 OFDM 信号即使进行最合理的功率回退, 相比 QOTDM 信号, 信干比下降了约 10 dB。可见 QOTDM 方式不仅功率效率高, 而且还能有效减小接收端用户天线的口径, 从而大大降低生产成本。

综上所述, 宽带卫星系统下行链路采用 QOT-

DM 方式具有较高的综合效益。

表 2 通过非线性功能放后两种不同传输方式的信干比对比

方式	载波数	调制输出 功率回退/dB	输出信 干比/dB
QOTDM	1	3	20.4
	4	3	20.4
	64	3	20.4
	256	3	20.4
OFDM	1	3	20.4
	4	6	16.6
	64	10	15.2
	256	12	10.5

5 结束语

本文提出并论证了利用两种特殊的 CWTDM 传输方式解决非再生式卫星通信系统下行链路高效传输的难题,特别是 TDM-QOTDM 方式从根本上避免了载波间交调干扰而对信道非线性不敏感,还能以低实现复杂度更好地支持星上交换。仿真结果表明,相较于 FDM 传输方式,本文所提方式的传输性能、链路特性得到显著改善,且能以更低的星上设备复杂度支持非再生式 OBP 系统的星上程控交换,可为大容量宽带卫星通信系统下行链路传输方式的选择提供参考。

参考文献:

[1] IIDA T. Satellite broadband system: its needs and technology [C] // Proceedings of 10th International Workshop on Signal Processing for Space Communications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2008: 1-6.

[2] 易克初,李怡,孙晨华,等. 卫星通信的近期发展与前景展望 [J]. 通信学报, 2015, 36(6): 1-16.

YI Kechu, LI Yi, SUN Chenhua, et al. Recent development and its prospect of satellite communications [J]. Journal on Communications, 2015, 36(6): 1-16.

[3] TIAN B, SUN D C, LIU Z J, et al. Non-regenerating processing in next generation satellite communication networks [C]//Proceedings of IEEE 11th International Conference on Signal Processing. Piscataway, NJ,

USA: IEEE, 2012: 1349-1352.

[4] LIPATOV A A, SKORIK E T, FYODOROVA T M. New generation of geostationary mobile communication satellite: Thuraya complex usage [C]// Proceedings of 11th International Conference on Microwave and Telecommunication Technology. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001: 247-249.

[5] GUPTA R. Network centric waveform operation over the WGS [C] // Proceedings of Military Communications Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 1690-1695.

[6] 易克初. 带限信号时分复用传输方法: 981128467 [P]. 1998-04-11.

[7] 易克初,王勇,易鸿锋,等. 准正交时分复用传输方法与系统: 200510042910.7 [P]. 2011-1-11.

[8] 李怡,田斌,易克初,等. 基于多波束 GEO 卫星的宽带移动通信系统 [J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(2): 400-408.

LI Yi, TIAN Bin, YI Kechu, et al. A broadband mobile communication system based on multi-beam GEO satellite [J]. System Engineering and Electronics, 2016, 38(2): 400-408.

[9] YI K C, GU C Y, WANG C T. Continuous wave time-division-multiplexing and its applications [J]. IEICE Transactions on Communications, 2005, E88-B(11): 4266-4273.

[10] 易克初,孙永军. 数字通信理论与系统 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2013: 272-274.

[11] 易克初,田斌,李怡,等. 基于多波束 GEO 卫星的宽带移动通信方法及系统: 201410168 372.5 [P]. 2014-04-25.

[12] 易鸿锋,谷春燕,易克初,等. 一种高精确度的符号定时同步方法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2005, 32(6): 915-919.

YI Hongfeng, GU Chunyan, YI Kechu, et al. A high precise method for symbol timing synchronization [J]. Journal of Xidian University, 2005, 32(6): 915-919.

[13] LIU Z J, YI K C. Symbol timing synchronization using interpolation-based matched-filters [J]. Wireless Personal Communications, 2009, 50(9): 457-467.

(编辑 刘杨)