文章编号:1001-5078(2017)03-0337-04

·光纤及光通讯技术 ·

基于 EDFA 的卫星相干光通信开环补偿技术研究

许云祥1,吴 斌1,汪 勃1,赵亿军2

(1.北京跟踪与通信技术研究所,北京100094;2.西昌卫星发射中心,四川西昌615000)

摘 要:零差探测是卫星相干光通信的主流探测方式,其主要采用光学锁相环来消除多普勒频 移和激光线宽造成的频率偏移的影响。但即使在今天,光锁相环的实现依然有难度,而且存在 捕获时间过长等现象。本文将光纤通信中基于数字信号处理的频偏、相偏开环补偿技术应用 于卫星相干光通信背景中,实现星间光通信中存在 500 MHz 量级频偏时的信息解调。同时, 结合 EDFA 和相干探测的特点,利用 EDFA 对接收光信号进行预先放大,提高了接收机的灵敏 度。仿真结果表明当信噪比高于 7 dB 时,频率估计的标准差小于 8 MHz;在添加预先放大器 后,当信号光功率高于 - 57 dBm 时,误码率优于 10⁻³。

关键词:光通信;开环补偿;频率估计;光纤放大器;数字信号处理 中图分类号:TN929.1 文献标识码:A DOI:10.3969/j.issn.1001-5078.2017.03.016

Research of open-loop compensation technology in EDFA-based satellite coherent optical communication

XU Yun-xiang¹, WU Bin¹, WANG Bo¹, ZHAO Yi-jun²

(1. Beijing Institute of Tracking and Telecommunication Technology, Beijing 100094, China;2. Xichang Satellite Launch Center, Xichang 615000, China)

Abstract: Homodyne detection is the main detection method in satellite coherent optical communication, and OPLL is used to eliminate the frequency shift caused by Doppler frequency shift and laser linewidth. But the realization of OPLL is still difficult, and the frequency capture time is too long. The open-loop frequency estimation and phase estimation theory based on DSP were applied to communications between satellites, and the demodulation with 500MHz frequency offset was achieved. Also, combining the merits of EDFA and coherent detection, the received signal was preamplified by using EDFA to improve the sensitivity of the receiver. The simulation results show that the standard-deviation of estimated frequency is less than 8MHz when signal-noise-ration is higher than 7dB, and after adding ED-FA, the BER is better than 10^{-3} when the power of received light is higher than -57 dBm.

Key words: optical communication; open - loop compensation; frequency estimation; EDFA; DSP

1 引 言

自 20 世纪 80 年代以来,卫星激光通信发展迅速,探测体制一直是各国科技人员研究的重点。强度调制/直接探测方式结构简单,技术成熟,但是灵敏度低,适合传输短距离,低传输速率的应用,代表

是 ARTEMIS 卫星和 SPOT - 4 卫星之间进行的通 信^[1]。随着 EDFA 的问世,直接探测方式的灵敏度 得到很大提高,但是光噪声的影响很严重,需要加入 光滤波器消除噪声。相比而言,相位调制/零差探测 具有灵敏度高,频率选择性好的特点,适合于长距

作者简介:许云祥(1991 –),男,硕士,主要从事卫星相干光通信方面的研究工作。E-mail:arthurxu1117@163com 通讯作者:吴 斌(1964 –),男,研究员,硕士研究生导师,主要研究领域为航天测控。E-mail:wubin2001@sina.com 收稿日期:2016-07-22;修订日期:2016-08-25

离、高速率的传输,2007 年暑期美国 NFIRE 卫星与 德国 TerraSAR - X 卫星使用激光终端成功地进行了 太空宽带数据传输,两颗低轨卫星上以 5.625Gbit/s 的数据传输速率建立了光学连接^[2]。

但是,零差探测要求本振光和接收光同频同相, 对载波恢复提出了很高的要求。当前主要采用光学 锁相环来消除频率偏移的影响^[3-4],该过程需反馈 控制本振激光器,使其跟踪多普勒频移,可能会出现 因激光器自身频率可调节最大速度过低而无法跟踪 多普勒频移的快速变化或锁定所需时间过长等 现象。

随着数字信号处理技术的发展,光纤通信中基 于 DSP 的频偏、相偏开环补偿技术被大量研究并取 得快速发展^[5-7],该技术的显著特点是系统不使用 OPLL,对频偏、相偏的补偿采用开环式补偿。

本文将开环补偿技术应用于卫星相干光通信背景中,实现星间光通信中存在 500 MHz 量级频率偏移时的信息解调。同时,结合 EDFA 和相干探测的特点,利用 EDFA 对接收光信号进行预先放大,提高了接收机的灵敏度。

2 理论分析

2.1 接收机灵敏度分析

零差接收机的结构框图如图1所示,90°光混频器的详细结构可参照文献[7]。







平衡探测器检测到的是本振光和信号光的拍频,两个平衡探测器的输入互相极化正交。

我们仅考虑一个极化方向进行分析,信号光可 用复振幅形式表示为:

$$E_{s}(t) = \sqrt{\frac{P_{s}}{2}} \exp j\{\omega_{s}t + \theta_{s}(t) + \theta_{ns}(t)\}$$
(1)

其中, P_s 表示信号光功率; ω_s 是信号光的角频率; $\theta_s(t)$ 是调制相位; $\theta_{sn}(t)$ 是相位噪声。相同的,本 振光可用复振幅形式表示为:

$$E_{LO}(t) = \sqrt{\frac{P_{LO}}{2}} \exp j\{\omega_{LO}t + \theta_{nLO}(t)\}$$
(2)

其中, P_{LO} 表示本振光功率; ω_{LO} 是信号光的角频率; $\theta_{nLO}(t)$ 是相位噪声。经过 90°光混频器和平衡探测

后,探测器同相和正交输出可表示为:

$$i_{I}(t) = R \sqrt{GP_{s}P_{L0}}\cos\{\Delta\omega t + \theta_{s}(t) + \theta_{n}(t)\}$$
(3)

$$i_{Q}(t) = R \sqrt{GP_{s}P_{L0}}\sin\{\Delta\omega t + \theta_{s}(t) + \theta_{n}(t)\}$$
(4)

其中, $\Delta \omega = \omega_s - \omega_{L0}$ 为信号光和本振光的频差; $\theta_n(t) = \theta_{ns}(t) - \theta_{nL0}(t)$; *G*是预先放大器的增益, 探 测器的响应度可以表示为:

$$R = \frac{q\eta}{h\nu_0} \tag{5}$$

其中, q是电子电量; η 是二极管的量子效率; $h\nu_0$ 是光子能量。

于是,输出可以用复振幅形式重新表示为:

$$\tilde{\theta}_{c}(t) = R \sqrt{GP_{s}P_{LO}} \exp\{\Delta\omega t + \theta_{s}(t) + \theta_{n}(t)\}$$
(6)

从平衡探测器输出的噪声包含以下噪声分量。 首先考虑散粒噪声,可以表示为:

$$i_{shot}^2 = 2eR \frac{P_{LO}}{2}W \tag{7}$$

式中, W 表示噪声带宽, 考虑到频差 $\Delta \omega$ 存在, 令 W = B, B 对应符号传输速率。

ASE-LO 拍频噪声可以写为:

$$r_{beat}^2 = 4R^2 \frac{n_{sp}(G-1)h\nu_0}{2} \frac{P_{L0}}{2}B$$
 (8)

n_{sp} 是预先放大器的自激发射系数。最后,电路 热噪声可以表示为:

$$\nu_{circuit}^{2} = \frac{4kT}{R_{in}}B \tag{9}$$

其中, $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K 为玻尔兹曼常数; T = 300 K 代表常温; R_{in} 是平衡探测器的输入阻抗。因为只考虑一个极化方向的噪声,因此同相和正交通 道上的噪声可以表示为:

$$\vec{i}_{n}^{2} = \vec{i}_{nl}^{2} = \vec{i}_{nQ}^{2} = \vec{i}_{shot}^{2} + \vec{i}_{beat}^{2} + \vec{i}_{circuit}^{2}$$

$$\dot{\&} \dot{h} \psi = \dot{h}:$$
(10)

$$u_{t}^{2} = 2i_{n}^{2} \tag{11}$$

因此重构复信号的信噪比可以表示为:

$$y_{s} = \frac{|\dot{i}_{c}|^{2}}{\bar{i}_{t}^{2}}$$
(12)

当增益为1,本振功率 $P_{LO} \rightarrow \infty$ 时,接收机灵敏度的理论极限为:

$$\gamma_{s,shot} = \frac{RP_s}{2qB} \tag{13}$$

2.2 频率估计和相位估计

从式(6)中可以看出,平衡探测器的输出信号 中包含信号光和本振光的频差,频差的构成包括多 普勒频移和激光器的不确定度。为了实现解调,需 要对前文中的频差进行估计和补偿。

对于相位调制信号来说,接收到的第*n*个码元 *S*_{*n*}可以表示为:

$$S_n = \exp(j(a_n + 2\pi\Delta fT_s + \theta_n))$$
(14)

其中, a_n 为原始信号相位; Δf 为发射机和本振激光 器之间的频率偏差; T_s 为码元采样间隔; θ_n 为激光 器相位噪声。参考经典 Viterbi-Viterbi 算法的前馈 载波恢复算法,解调的顺序为先对信号频偏进行估 计,再对载波相位进行恢复。频偏估计的原理为频 偏会导致相邻采样之间的相位差 $\Delta \phi$,因此只需要 估计相邻采样间相位差就能计算出频偏 Δf ,其框图 如图 2 所示。



图 2 频率估计算法框图

Fig. 2 Block diagram of the frequency estimation algorithm

将接收到的信号 S_n 乘以它以前一个信号的复 共轭 S_{n-1}^* ,得到的复数 d_n 的相位是两个码元的相 位差:

$$d_{n} = S_{n} \times S_{n-1}^{*}$$

= exp(j(a_{n} - a_{n-1} + \Delta \phi + (\theta_{n} - \theta_{n-1})))
(15)

因为光载波相位噪声的变化要远比调制相位的 变化慢得多,所以认为 $\theta_n - \theta_{n-1} \approx 0$ 。通过平方法 移除信号相位中包含的编码信息后,通过上述方法 估计得到 Δf 。

在移除频偏噪声之后,信号表达式可写为:

$$S'_{n} = \exp(j(a_{n} + \theta_{n}))$$
(16)

同理,载波相位恢复步骤如图3所示。通过消除相位信息后对多个相邻码元相位求平均的方法获得较为准确的相位估计。



图 3 相位估计算法框图

Fig. 3 Block diagram of the phase estimation algorithm

3 仿真结果

在 Matlab 平台上进行仿真,传输速率为1Gbps。 参考文献[5],选取500 位采样进行频率估计,估计 的精度较高。但是对于相位估计而言,取相邻10 位 采样时,估计效果最好。于是,仿真结构框图如图 4 所示。



Fig. 4 Block diagram of the simulation

系统每次处理 500 位信息,将信息经采样后再进行重采样保证每次采样对应一个码元。随后将 500 位采样送入频偏估计模块(FE)进行频率估计, 消除频偏后每 10 位信息进行一次载波相位估计 (PE),并解调得到相位信息。

图 5 是不同频偏情况下频率估计的标准差和信 噪比的关系。



从图中可以看出频率估计的标准差在兆赫兹量 级,当信噪比高于7dB时,频率估计的标准差小于 8MHz。频率估计的精确程度影响解调过程,当精 确度低时会在解调过程中产生相位模糊。为了克服 这个问题,对每10位传输信息中加入两位导频信 息。因此传输的格式以及对每组采样进行的操作可 以表示为如图6所示的格式。



我们对添加预先放大器的接收机和未添加预先 放大器的接收机灵敏度进行仿真,仿真频偏设置为 300 MHz,相位噪声平均值为5°,标准差为0.5°。结 果如图7所示。





图中虚线为式(13)表达的理论极限,星号表示 加入预先放大器且本振功率为10 dBm,填充方形代 表加入预先放大器且本振功率为0 dBm;填充圆形 和圆圈分别表示不加预先放大器且本振功率分别为 0 dBm 和10 dBm 的情况。从图中可以看出,添加预 先放大器的接收机灵敏度高于无预先放大器的接收 机灵敏度,且在本振光功率较低时优势更加明显,在 信号光功率高于 – 57 dB 时,误码率优于 10^{-3} 。在 系统加入预先放大器后,接收机对本振光功率不敏 感,因此系统适用于本振光功率不足的情况,其灵敏 度和理论极限相比损失约 1.8 dB,原因是放大器的 自激发射系数 n_{so} =1.4。

4 结 论

本文将基于 DSP 的开环频率相位估计技术应 用于卫星相干光通信中,能在本振光和信号光频差 小于 500 MHz 时实现频率相位估计和信号解调,并 通过在接收端添加预先放大器提高接收机灵敏度。

结果表明,当信噪比高于7 dB 时,频率估计的标准差小于8 MHz;在添加预先放大器后,当接收机灵敏度高于-57 dBm 时,误码率优于10⁻³。

但是,卫星激光通信的多普勒频移最大可达到 7 GHz^[8],在 7 GHz 量级多普勒频移下进行估计和 实现信号解调是我们下一步的工作。

参考文献:

- Sodnik Z, Furch B, Lutz H. Optical Intersatellite Communication[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2010, 16(5):1051 – 1057.
- [2] Smutny B, Lange R. Homodyne BPSK-based optical intersatellite communication links [J]. Proc SPIE, 2007, 87: 645703-645703-9.
- [3] Ando T, Hirano Y. Coherent homodyne receiver with a compensator of Doppler shifts for inter orbit optical communication [C]// Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers. Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series, 2011;233 – 245.
- [4] ZHANG Zhen, SUN Jianfeng, LU Bin, et al. Costas optical phase lock loop system design in Inter-Orbit coherent laser communication[J]. Chinese Journal of Lasers, 2015, 42(8):169-174.
 张震,孙建锋,卢斌,等. 星间相干激光通信中科斯塔斯锁相系统设计[J].中国激光, 2015, 42(8): 169-174.
- [5] Leven A, Kaneda N, Koc U V, et al. Frequency Estimation in Intradyne Reception [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2007, 19(6): 366 - 368.
- [6] Hoffmann S, Bhandare S, Pfau T, et al. Frequency and Phase Estimation for Coherent QPSK Transmission With Unlocked DFB Lasers [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(18):1569-1571.
- [7] Kazuro Kikuchi, Satoshi Tsukamoto. Evaluation of Sensitivity of the Digital Coherent Receiver [J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(13):1817 - 1822.
- [8] Ando T, Hirano Y. Coherent homodyne receiver with a compensator of Doppler shifts for inter orbit optical communication [C]// Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers. Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series, 2011:233 - 245.