

MC-CDMA 应用于 TDRSS 多址业务的关键技术研究

陈 洪 陈一鸣 张尔扬

(国防科技大学电子工程学院)

摘要 传统 TDRSS 的多址业务采用单载波 CDMA 扩频方式,数据传输速率和频带利用率低,设备复杂。采用 MC-CDMA 方式代替现有的单载波 CDMA 方式,并结合 TDRSS 的应用环境对 MC-CDMA 上下行链路的结构进行分析,探讨了扩频序列设计、信道估计和系统同步等方面有关关键技术问题的解决方法。

关键词 TDRSS MC-CDMA 峰均功率比 信道估计

1 引言

TDRSS 多址业务主要用于为用户航天器提供遥测遥控等低速数据业务,目前国外的 TDRSS 多址业务均采用单载波扩频码分多址的调制方式,该方式数据传输速率和频带利用率低,信道均衡和分集接收设备复杂,不能满足未来用户航天器日益增长的通信需求。而结合正交频分复用 (OFDM) 和码分多址 (CDMA) 优点的多载波 CDMA (MC-CDMA) 数据传输速率和频带利用率高,抗衰落能力强,发送和接收设备简单,是第四代移动通信的主要技术之一。但是,将 MC-CDMA 技术应用于星上 TDRSS 系统还有许多关键技术问题需要研究和突破,本文结合 TDRSS 星载环境对扩频序列设计、信道估计和频偏估计三方面的关键技术问题进行分析并提出相应对策。研究表明,MC-CDMA 应用于 TDRSS 是完

全可行的,将极大提高 TDRSS 的整体通信性能,在信息传输速率越来越高、频带资源日益紧张的航天通信中具有重要的现实意义。

2 MC-CDMA 上下行链路基带系统模型

2.1 下行链路基带模型

从用户航天器到中继星方向的链路为下行星间链路,基带系统模型如图 1 所示。

在下行星间链路中,不同的用户航天器分配不同的 PN 扩频序列实现码分多址的功能,用户航天器的发送数据先和 PN 序列在时域上相乘进行扩频,扩频数据经过串并变换分配到 N 个子载波上,然后通过 IFFT 变换并插入循环保护前缀形成 OFDM 基带发送信号。中继星将各用户航天器传来的数据去除循环前缀后采用 FFT 进行 OFDM 解调,然后在频域根据不同用户航天器的 PN 码和信道估计结果采用

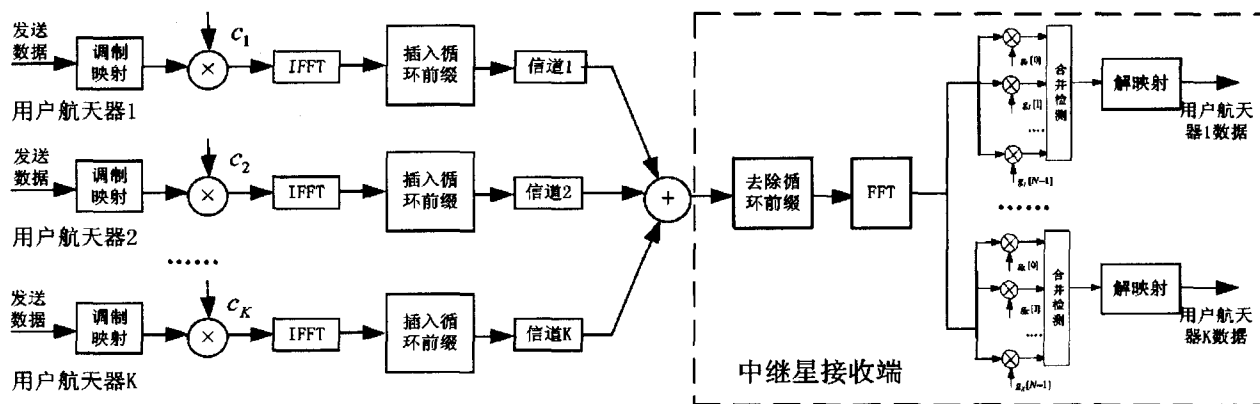


图 1 MC-CDMA 下行星间链路基带系统模型

相关合并检测算法恢复出相应用户航天器的发送数据。

对第 m 个用户航天器而言, 基带发送信号的复包络可以表示为:

$$s_m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} d_m(k)c_m[n]e^{j\Omega t} \quad (1)$$

式中, $\Omega=2\pi/T$ (T 为每个子载波上一个码元的持续时间), $c_m[n]$ 是分配给第 m 个用户航天器长度为 N 的 PN 扩频序列。为避免在用户航天器和中继星接收端产生多用户干扰, MC-CDMA 中的扩频序列一般选择正交序列, 如 walsh 序列、正交 Gold 序

列(OGold)^[1]和正交 Golay (OGolay)^[2]等序列。

2.2 上行星间链路基带模型

从中继星到用户航天器方向的链路为上行星间链路, 基带系统模型如图 2 所示。在中继星上将发送到 M 个用户航天器的 M 路数据分别和各自的 PN 扩频序列在时域上相乘后进行合并, 然后将合并数据采用 OFDM 调制方式形成基带发送信号。用户航天器对接收到的信号先进行 OFDM 解调, 然后在频域上利用分配给自身的 PN 码和信道估计结果进行合并, 检测恢复出中继星发送的数据。中继星的基带发送信号可写为:

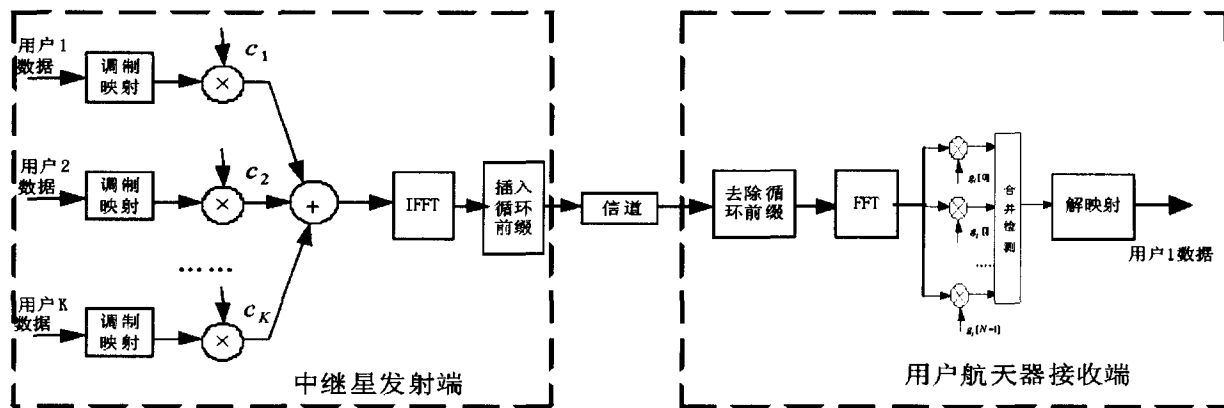


图 2 MC-CDMA 上行星间链路基带系统模型

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} d_m[k]c_m[n]e^{j\Omega t} \quad (2)$$

式中, M 为 TDRSS 系统中激活的用户航天器总数。

2.3 MC-CDMA 取代单载波 CDMA 的优点

目前, 美国、日本和俄罗斯等国的 TDRSS 多址业务均采用单载波 CDMA 扩频调制方式, 扩频码为 Gold 码, 扩频带宽为 5MHz。单载波 CDMA 方式扩频后, 如果码速率较高, 则码间串扰较为严重, 致使信息速率不能很高。目前 TDRSS 系统反向数据的最高速率为 50kbps 左右, 而前向数据的传输速率则仅有 100bps~10kbps。另外, 当码速率提高时, 单载波 CDMA 信道均衡器的抽头数量和采样速率将成倍增长, 计算复杂度大大增加。而采用 MC-CDMA 代替传统的单载波 CDMA 调制方式, 扩频数据采用 N 个子载波并行传输, 每个子载波上的码速率降低为原来的 $1/N$, 抗码间串扰的能力大大增强, 信息传输速率可以大幅提高。其次, MC-CDMA 的发送和接收可以采用 FFT 完成, 硬件结构简单。最后, 由于 MC-CDMA 中各子载波是相互正交的, 各子信道的频谱

可以互相重叠而不影响系统的正常接收, 同等条件下 MC-CDMA 占用的带宽约为单载波 DS-SS 的一半。因此在 TDRSS 的多址业务中采用 MC-CDMA 代替传统的单载波 CDMA 方式可以大大提高信息传输速率, 实现设备的小型化和低功耗, 并且频带利用率提高一倍, 这在功耗和频带资源日益紧张的航天通信中具有很强的现实意义。

3 MC-CDMA 关键技术研究

3.1 上下行星间链路扩频序列设计

MC-CDMA 继承了 OFDM 发送信号包络起伏大, 峰均功率比(PAPR)高的缺点, 对用户航天器以及中继星上功率放大器的动态范围具有很高要求。而采用大动态范围的线性放大器功率利用率低, 绝大部分能量转化为热能被浪费掉, 这正是 MC-CDMA 在星上应用受到限制的主要因素。传统 OFDM 系统降低 PAPR 的方法均是以增加系统复杂度、降低数据传输效率或引入信号失真为代价的。研究表明, MC-CDMA 上下行链路的峰均功率比和分配给用户的扩频序列密切相关, 从扩频序列设计的角度出发

降低上下行星间链路的峰均功率比具有重要意义。定义峰均功率比 PAPR 的含义为

$$PAPR = 10 \log \frac{P(t)_{\max}}{P_{av}} = 10 \log \frac{\|s\|_{\infty}^2}{\|s\|_2^2} \quad (3)$$

根据(1)、(2)和(3)式可以推导出 MC-CDMA 上下行星间链路发送信号的峰均功率比分别如(4)式和(5)式。

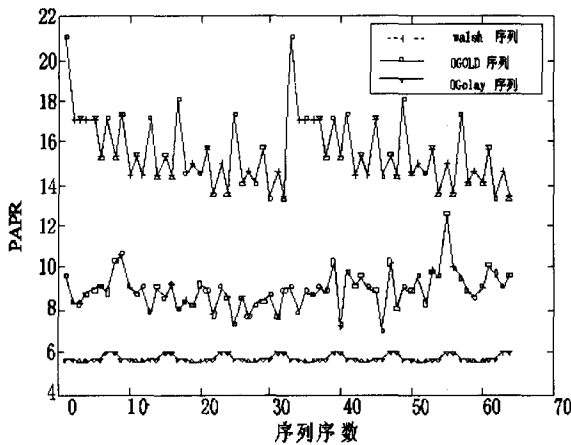
$$PAPR(m) = 1 + \max_{0 \leq t \leq T} \frac{2}{N} \sum_{n=1}^{N-1} R_m[n] \cos \Omega t \quad (4)$$

$$PAPR_{\text{downlink}} = \frac{P(t)_{\max}}{P_{av}} = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} P_m(t) + \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{m' \neq m}^{M-1} d_m d_{m'}^* R_{mm'}[n] \cos n\Omega t}{M} \quad (5)$$

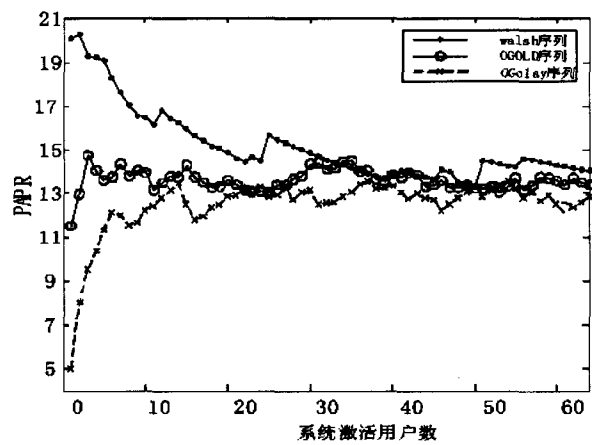
从(4)式和(5)式可以看出,MC-CDMA 下行星间链路的峰均功率比取决于扩频序列的非周期自相关函数,选择非周期自相关函数旁瓣特性好的序列

可以获得较低的峰均功率比。上行链路发送信号的峰均功率比不仅取决于用户扩频序列的非周期自相关函数,还取决于不同用户扩频序列间的非周期互相关函数。

图 3 给出了 MC-CDMA 上下行链路中采用不同扩频序列集的峰均功率比,从图 3(a)看出,在下行链路中采用 walsh 序列集的 PAPR 值最高,序列集内不同序列 PAPR 的波动范围最大,OGolay 序列集的 PAPR 最低,序列集中不同序列的 PAPR 基本相同。图 3(b)是上行链路采用不同扩频序列集时发送信号的 PAPR 随系统激活用户航天器数变化的关系曲线,从图中可以看出,随着系统激活用户航天器数的增加,发送信号峰均功率比和采用扩频序列的种类关系不大,峰均功率比只相差 1~2dB。但是在系统激活用户航天器数较少时,采用 OGolay 序列的 PAPR 较低,而采用 walsh 序列的 PAPR 高达 18dB。因此,在 3 种序列中,下行链路采用正交 Golay 序列具有最好的 PAPR 效果。



(a) 上行星间链路峰均功率比



(b) 下行星间链路峰均功率比

图 3 上下行星间链路峰均功率比(子载波数=64)

3.2 信道估计

和差分解调相比,相干解调从理论上能获得约 3dB 增益,这对降低星上电源功耗和星载天线尺寸都具有重要意义。采用相干解调的前提是在接收端对信道进行正确估计,MC-CDMA 中的信道估计算法一般分为导频辅助估计(PSAM)和盲信道估计两类。盲信道估计算法不需发送导频信号,数据传输效率高,但算法复杂,收敛速度慢,目前不适宜应用于星上系统。基于最小二乘准则的 LS 信道估计算法^[9]是 PSAM 中最常用的信道估计算法,实现简单,运算量小。但 LS 算法的估计精度低,抗噪声性能差。通过研究我们发现,无线信道具有时限性,并且大部分信

道能量分布在少数相邻的采样点上,因此我们提出一种 LS 信道估计的改进算法,步骤如下:

步骤 1: 将 LS 信道估计的结果进行 IDFT,得到信道估计的时域响应,即

$$\hat{h}_{ls}(l) = \text{IDFT}(\hat{H}_{ls}(k))_l = h(l) + w(l) \quad 0 \leq l \leq N-1 \quad (6)$$

式中, $w(l)$ 为 N 维高斯白噪声矢量。

步骤 2: 将步骤 1 信道估计时域响应中循环长度以外的时间采样值置零

$$\hat{h}'_{ls}(l) = \begin{cases} \hat{h}_{ls}(l) & 0 \leq l \leq N_g \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

由于信道的脉冲响应时间长度小于循环前缀的

时间长度, 步骤 1 中循环前缀长度外的时域响应主要是由噪声引起的。经过步骤 2 后, 相当于平均噪声功率降低为原来的 N_p/N 。

步骤 3: 对步骤 2 的信道脉冲响应估计值做进一步处理, 若循环前缀长度内采样点的时域响应大于某一阈值 Γ , 将该采样点响应值保留, 否则视为噪声置零。

$$\hat{h}(n) = \begin{cases} \hat{h}'_{LS}(n) & \text{如果 } |\hat{h}'_{LS}(n)|^2 \geq \Gamma \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

步骤 4: 对步骤 3 的结果进行 N 点 DFT, 得到所有子载波上的信道估计值, 即 $\tilde{H}(k) = \text{DFT}(\tilde{h}(n))$ 。

通过上面的 4 个步骤, 可以在保留 LS 信道估计有效径响应的同时最大限度地抑制噪声和无效径响应对信道估计精度的影响, 图 4(a) 的仿真结果表明, LS 信道估计改进算法可以大幅提高信道估计精度, 图 4(b) 的误码性能曲线验证了该算法对误码率的改善效果。

3.3 定时和频偏估计

在 TDRSS 系统中, 分布在中低轨道的卫星、飞船、空间站以及需要提供测控任务的弹道导弹等用户航天器与中继星之间存在着很高的相对速度, 多

普勒频偏较大。频率偏差会破坏 OFDM 子载波间的正交性, 导致各子信道间产生严重的相互干扰, 因此在接收端必须进行频偏估计。采用基于循环前缀的最大似然函数法^[4]不需要额外插入导频, 可以同时完成符号定时同步和频偏估计。通过该算法得到定时偏移和频率偏移的最大似然估计为:

$$\hat{d}_{ML} = \arg \max [|\gamma(d)| - \rho\varphi(d)] \quad (9)$$

$$\Delta \hat{f}_{ML}(d) = -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\hat{d}_{ML}) \quad (10)$$

根据最大似然函数法仿真所得的定时和频偏估计效果如图 5 所示。从图中看出, 采用最大似然函数法可以较好地实现定时同步和小数倍频偏估计, 整数倍频偏的模糊度却不能确定, 导致子信道上的信号完全无法解调。在 MC-CDMA 中, 每个用户航天器分配的扩频序列是固定的, 因此我们利用接收数据进行 FFT 变换后的频域信号和本用户扩频码在频域上进行圆周移位相关运算可以正确估计出整数倍频偏, 仿真效果如图 6 所示, 从图中可以看出, 相关值最大时的移位值就是频域导频信号的移位, 也就是归一化整数倍频偏的估计值。

(下转第 52 页)

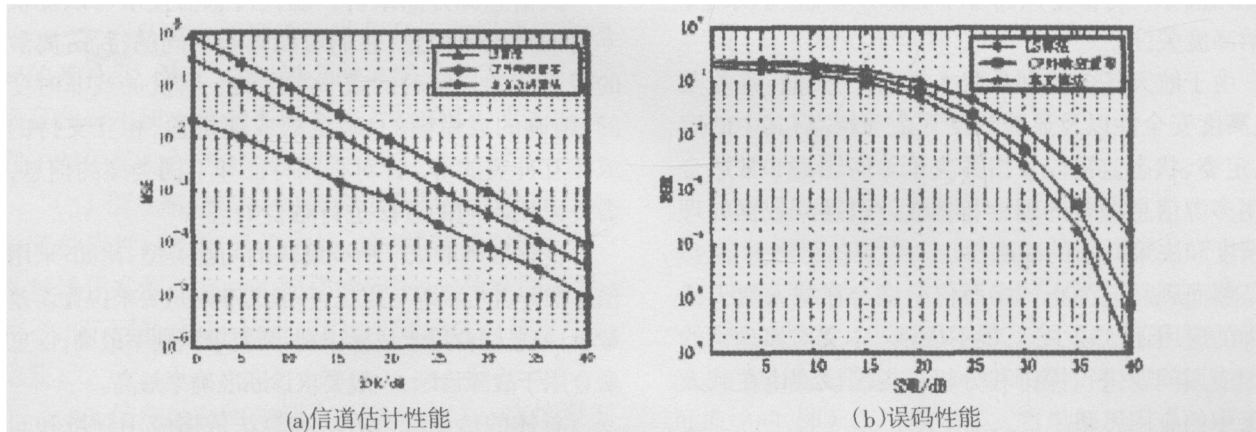


图 4 LS 信道估计改进算法仿真效果

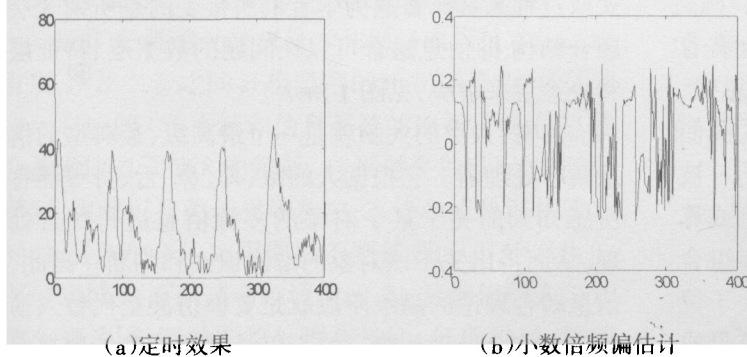


图 5 基于循环前缀的定时同步与小数倍频偏估计

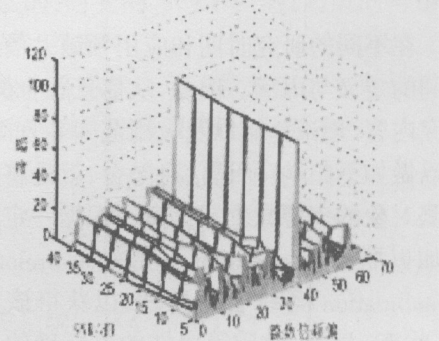


图 6 基于频域移位相关的整数倍频偏估计

5 结论

航天测控领域中传统的二项式拟合微分算法对测量数据平等对待,无法充分考查数据所带来的信息,数据结果精度无法达标。本文提出的容错拟合微分算法采用容错的思想,改变原有微分方法的损失函数,对数据所带来的隐性质量进行区别对待,具有良好的抗随机误差性能,提高算法的鲁棒性,增强数据结果的安全性,得到高精度的结果,满足需求。◇

(上接第 43 页)

4 结束语

MC-CDMA 以其数据传输速率高、抗信道衰落能力强和频带利用率高等优点已成为目前无线通信研究的热点,我们对 MC-CDMA 在 TDRSS 中的实用化已展开了深入的卓有成效的研究。研究表明,用 MC-CDMA 方式取代目前 TDRSS 中普遍采用的单载波 DS-SS 方式是完全可行的,将使我国自行研制的 TDRSS 系统从一开始就站在更高的起点上,对满足日益增长的空间高速数据传输业务需求有着十分重要的现实意义。◇

(上接第 64 页)

的尺寸也可以相应增大。同时,“联盟-2”的发射前准备工作需要的人数也较少。目前,“联盟”号火箭需要 70 人来完成发射前准备工作,而“联盟-2”只需要 15~20 人。新型控制系统只要 2 人操纵,而老系统需要 40 人。

2006 年 3 月 6 日,俄航天局宣布,将建造一组新型“联盟”运载火箭。萨马拉进步中央设计局与能源火箭公司决定研制“联盟-2-3”运载火箭,用于发射新一代可重复使用载人飞船“快船”(Kliper)号。“联盟-2-3 号”运载火箭的研制将分两步走,第一步是研制能把重 11t 的空间仪器发射到距地球 200km 高度的运载火箭;第二步是把火箭载重量增加到 13t,可把“快船”号飞船送入轨道,将来安装改进的发动机后,载重量将达 16t 甚至更大。这个项目被认为是俄罗斯航天计划中最具前景和意义的项目之一,旨在加强和发展航天力量,为国防、经济、社会和文化教育建设扩大和提高空间利用效率。该火箭计划于 2012 年制造完成。

2006 年 6 月,日本三菱重工有限公司称,计划研

参考文献

- [1] 刘利生,张玉祥,李杰等. 外弹道测量数据处理. 北京: 国防工业出版社.2002.
- [2] 王正明,周海银等. 弹道跟踪数据的校准与评估. 国防科技大学出版社.1999
- [3] 胡峰,孙国基. 曲线拟合的容错平滑与容错微分平滑. 工程数学学报. 2000, 17(2):1~5
- [4] 胡峰,孙国基. 靶场外测数据野值点的统计诊断技术. 宇航学报. 1999, 20(2):68~74
- [5] Lorenzo Matassini, Holger Kantz, Optimizing of recurrence plots for noise reduction, Physical Review E, 65(2):1~6, 2002

参考文献

- [1] Popovic Branislav M. Efficient despreaders for multicode CDMA systems [A]. Proc IEEE ICUPC'97 [C]. San Diego,1997.516~520.
- [2] Golay Marcel J E. Complementary series [J].IEEE Trans on Information Theory,1961, IT-7(2):82~87.
- [3] Bing Han; Xiqi Gao; Xiaohu You; Costa, E.; Haas, H. A novel channel estimation method for OFDM systems in multipath fading [C] GLOBECOM '02. IEEE 2002 vol.1.696_700
- [4] Van de Beek J-J, Sandel, ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems [J].IEEE Trans Signal Processing,1997,45(7): 1800~1805.

制下一代 H-2B 大型运载火箭,预计于 2008 财年发射。H-2B 运载火箭直径 5m,长 56m,运载能力有望达到 H-2A 运载火箭的 2 倍,可同时发射两颗卫星或一个大型轨道转移航天器,用于国际空间站补给。H-2A 运载火箭的发射成本约为 0.88 亿美元,H-2B 则用 1.14 亿美元成本发射两颗卫星,可使每颗卫星的发射成本低于欧美公司(例如阿里安公司)的发射成本。

此外,2006 年在航天员选拔和空间医学科学研究等领域也出现一些新的动向。美国 NASA 第 19 批预备航天员完成训练任务毕业,为重返月球计划和探索火星计划做好人才储备。俄罗斯在航天员应征人数大幅减少的情况下,扩大航天员预选职业领域。韩国、马来西亚与委内瑞拉等国家,为了展示其进入空间的愿望,进行了盛况空前的航天员选拔,并与俄罗斯商定由俄载人飞船将其航天员送入空间的时间表。为了满足未来探索月球与火星任务的需要,美俄都加大了航天员对更复杂空间环境的适应训练,航天服与航天食品研究也向星际探索方向发展。法国医疗小组在模拟失重环境下,成功进行了首例“空间手术”,使空间医学研究向实用化方向发展。◇