跳频对 DS/FH 接收机载波跟踪精度影响分析

占 巍 张晓林 常啸鸣 孟博超

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 面对日益复杂的电磁环境,将 DS/FH 混合扩频技术引入航天测控领域是一种尝试. 针对 DS/FH 信号的特点,推导了航天测控背景下的 DS/FH 混合扩频系统接收机关键节点的数学模型,分析了航天测控应用中由于 DS/FH 混合扩频信号的相邻跳频频率不同导致附加在载波上的多普勒频率跳变和载波初始相位跳变对混合扩频接收机捕获跟踪的影响,重点分析了载波多普勒频率跳变和载波初始相位跳变对接收机载波跟踪精度的影响;提出了一种减小由于跳频载波初始相位不确定造成相关累积能量损失的方法,并利用跳频图案辅助降低了跳频对混合扩频接收机载波跟踪精度影响,仿真验证了该方法的有效性.

关 键 词: 航天测控; 载波跟踪精度; DS/FH 混合扩频

中图分类号: TN 927

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2012)10-1358-05

Impact analysis on frequency hopping to carrier tracking precision in DS/FH hybrid spread spectrum receiver

Zhan Wei Zhang Xiaolin Chang Xiaoming Meng Bochao

(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: Facing the increasingly complex electromagnetic environment, it is an attempt to introduce DS/FH hybrid spread spectrum technology to the field of TT&C. According to the characteristics of DS/FH signal, mathematical model of several key nodes in DS/FH hybrid spread spectrum receiver was derived in the context of TT&C. Effect to acquisition and tracking in the hybrid spread spectrum receiver caused by hopped Doppler frequency and initial carrier phase transition attached to the carrier brought by adjacent hopped frequency's difference was analyzed, especially effect to carrier tracking precision. A method to lower the accumulated energy loss caused by initial carrier phase uncertainty of hopped carrier was proposed. The receiver employed hopping pattern to reduce the impact of hopped frequency to tracking precision in the DS/FH hybrid spread spectrum receiver, and the effectiveness of the method was verified through simulation.

Key words: TT&C; carrier tracking precision; DS/FH hybrid spread spectrum

DS/FH(Direct Sequence/Frequency Hopping)技术因其突出的抗干扰性能,广泛应用在通信领域[1-2],但在航天测控系统中的应用却鲜见论述. DS/FH 技术在通信领域与测控领域应用的最大不同在于测控系统中收发信机之间存在高动态以及接收机端极低信噪比.

与正在使用的 DS 体制的航天测控系统相比,使用 DS/FH 体制带来了新困难如:载波跳变、载波跳变带来的多普勒频率跳变、载波初始相位不连续等. 这些不同和困难限制了 DS/FH 技术在航天测控系统中的应用,目前还未有 DS/FH 技术应用于航天测控系统的报道. 国外文献中,仅有文献[3]简要介绍了 FH 应用于 TT&C(Telemetry, Track and Command),文献[4]报道了美国空军测控网上下行链路分别使用了跳频技术和扩频技术. 国内文献[5]主要侧重描述航天测控背景下

收稿日期: 2011-10-14; **网络出版时间**: 2012-03-09 10:36

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20120309.1036.005.html

作者简介: 占 巍(1985-),男,安徽桐城人,博士生,leshanleshui@163.com.

DS/FH 信号的捕获及系统同步实现方法. 从已有的公开资料中,很难找到从理论角度分析 DS/FH 技术应用于航天测控的文献.

本文推导了 DS/FH 混合扩频系统接收机关键节点的数学模型,分析了跳频带来的载波多普勒频率跳变和载波初始相位跳变对混合扩频接收机捕获跟踪的影响,重点分析了对载波跟踪精度的影响;提出了一种减小由于跳频载波初始相位不确定造成相关累积能量损失的方法;并利用跳频图案辅助降低了跳频对混合扩频接收机载波跟踪精度影响,仿真验证了该方法的有效性.

1　DS/FH 接收机关键节点信号模型

1.1　混合扩频接收机捕获跟踪方案

虽然采用不同体制的数字接收机会带来不同的系统可实现性和接收性能,但对理论分析没有影响. 为方便表述,本文中接收机采用一次下变频后经 A/D 变换直接数字处理的体制. DS/FH 混合扩频接收机捕获跟踪方案如图 1 所示.

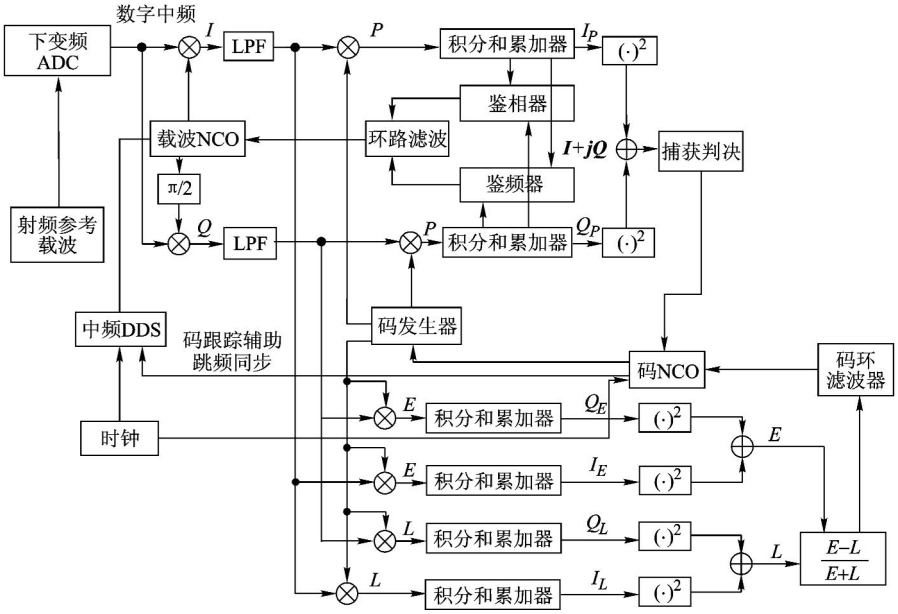


图 1　混合扩频接收机捕获跟踪示意图

频率跳变速率为发端 1/H(H 为发端频率集中频点的总数)的中频 DDS(Direct Digital Synthesizer),对接收信号进行慢扫描,当频率一致时,得到基带信号,送入直扩捕获电路,若直扩捕获、验证成功,输出捕获成功指示信号,跟踪环路启动,通过二阶 FLL(Frequency Locked Loop)辅助三阶 PLL(Phase Locked Loop)进行环路跟踪,完成数据解调和测距测速.

1.2　信号模型

采样后的有用信号数学表述如下:

$$S_{\mathrm{IF}}(nT_{\mathrm{s}}) = A_{\mathrm{IF}}D[nT_{\mathrm{s}} - \tau(nT_{\mathrm{s}})] \times C[nT_{\mathrm{s}} - \tau(nT_{\mathrm{s}})] \times \cos[(w_{\mathrm{IF}i} + w_{\mathrm{di}} + w_{\mathrm{u}})(nT_s) + \phi_{ni} + \phi_r] \quad (1)$$

式中,A_{IF}表示 IF 数字信号的幅度电平;D 表示调制的数据码;$\tau(t)$表示调制在载波上的数字信号从卫星天线相位中心发射后到达接收机天线相位中心的空间传播延迟;n 为采样时刻的序号;C 为扩频码;$T_{\mathrm{s}} = 1/f_{\mathrm{s}}$ 表示采样周期;$w_{\mathrm{IF}i}$为第 i 频点下变频后的数字中频;w_{di}是卫星和接收机相对运动造成的附加在第 i 个频点上的多普勒频率偏移;w_{u} 为用户钟漂;ϕ_{ni}为 i 频点的初始相位;ϕ_{r} 为接收机振荡源、滤波器等非理想硬件引起的相位偏差.

本地中频 DDS 输出 cos 映射信号为

$$S_{\mathrm{r}} = A_{\mathrm{r}}\cos[(w_{\mathrm{IF}i} + \hat{w}_{ni})(nT_{\mathrm{s}}) + \hat{\varphi}_{ni}] \quad (2)$$

式中,A_{r} 表示幅度电平;$\hat{w}_{ni}$表示第 n 个采样时刻本地模块对 $w_{\mathrm{IF}i}$偏差的估计,估计误差为 $\Delta w_{ni} = \hat{w}_{ni} - w_{\mathrm{di}} - w_{\mathrm{u}}$;$\hat{\phi}_{ni}$表示对 ϕ_{ni}的估计,估计误差为 $\Delta\phi_{ni} = \hat{\phi}_{ni} - \phi_{ni} - \phi_{\mathrm{r}}$;本地 PN 码发生器输出为:$C(nT_{\mathrm{s}} - \delta - \hat{\tau}_n)$,$\hat{\tau}_n$ 为本地模块对空间传播延迟 $\tau(nT_{\mathrm{s}})$的估计,估计误差 $\Delta\tau_{ni} = \hat{\tau}_n - \tau(nT_{\mathrm{s}})$;$\delta$ 为本地参考码超前、即时、滞后支路的时延,分别为 $\delta = -dT_{\mathrm{c}}$,$\delta = 0$,$\delta = dT_{\mathrm{c}}$,$d$ 表示相关器间距,T_{c} 为 PRN 码一个码片宽度.

粗同步后送入 I 路累加清除器的数据在第 n 个采样时刻的值为

$$I_{Sn} = A_{\mathrm{IF}}A_{\mathrm{r}}D[nT_{\mathrm{s}} - \tau(nT_{\mathrm{s}})] \times C[nT_{\mathrm{s}} - \tau(nT_{\mathrm{s}})]C[nT_{\mathrm{s}} - \delta - \hat{\tau}_n] \times$$

$$\cos[(w_{\mathrm{IF}i}+\hat{w}_{ni})(nT_{\mathrm{s}})+\hat{\phi}_{ni}]\times$$
$$\cos[(w_{\mathrm{IF}i}+w_{\mathrm{di}}+w_{\mathrm{u}})(nT_{\mathrm{s}})+\phi_{ni}+\phi_{\mathrm{r}}] \quad (3)$$

假定第 k 次累加开始于第 n_{0k} 个采样值,对应开始时刻为 $n_{0k}T_{\mathrm{s}}$,累加 N_k 个采样点,一次累加的时间长度为 $T_k=N_kT_{\mathrm{s}}$. 累加时间长度取 PRN 码周期的整数倍,在这个时间长度内,可以假定 A_{IF}, $\tau(nT_{\mathrm{s}})$, $\hat{\tau}_n$, D, w_{di}, w_{u}, ϕ_{ni}, ϕ_{r}, $\Delta\phi_{ni}$ 保持不变,并分别记为 A_k, τ_k, $\hat{\tau}_k$, D_k, $w_{\mathrm{di}k}$, $w_{\mathrm{u}k}$, ϕ_{ik}, ϕ_{r}, $\Delta\phi_{ik}$. 代入式(3),忽略和频项(累加后近似为零),计算可得

$$I_{Sk}=\frac{1}{2}A_kA_{\mathrm{r}}D_k\cos[\Delta w_{ik}(nT_{\mathrm{s}})+\Delta\phi_{ik}]\times$$
$$\sum_{n=n_{0k}}^{n_{0k}+N_k-1}C(nT_{\mathrm{s}}-\tau_k)C(nT_{\mathrm{s}}-\delta-\hat{\tau}_k) \quad (4)$$

进一步计算可得

$$I_{Sk}=\frac{A_kA_{\mathrm{r}}D_k}{2}\frac{T_k}{T_{\mathrm{s}}}R(\Delta\tau_k+\delta)\mathrm{Sa}\left(\frac{\Delta w_{ni}T_k}{2}\right)\cos(\Delta\phi_{ik}) \quad (5)$$

其中,$R(\Delta\tau_k+\delta)=\dfrac{T_{\mathrm{c}}-|\Delta\tau_i+\delta|}{T_{\mathrm{c}}}$ 表示 PRN 码自相关函数的归一化,Δw_{ni}, $\Delta\phi_{ik}$ 都随频率跳变而变化. Q 路第 k 次累加结果:

$$I_{Sk}=\frac{A_kA_{\mathrm{r}}D_k}{2}\frac{T_k}{T_{\mathrm{s}}}R(\Delta\tau_k+\delta)\mathrm{Sa}\left(\frac{\Delta w_{ni}T_k}{2}\right)\sin(\Delta\phi_{ik}) \quad (6)$$

2 跳频对接收机载波跟踪精度影响

由式(5)、式(6)可知,DS/FH 混合扩频的 I 和 Q 两路相关累加值有 3 个不确定因素:码空间传播延时,由载波频率跳变引起的 Δw_{ni} 以及 $\Delta\phi_{ik}$,其中 $\Delta\phi_{ik}$ 的不确定性主要由于信道非线性引起的群时延造成不同跳频频点的载波初始相位不确定性.

为获取足够的相关累积能量,必须保证跳频周期大于等于一次相关累积时间,否则由于载波频点跳变带来的多普勒频率跳变和载波初始相位跳变将严重影响一次相关累加结果,导致不能进行正确的捕获跟踪. 跳频周期等于一次相关累积时间 T_k 条件下,由载波频率跳变带来的 Δw_{ni} 以及由跳变的载波初始随机相位带来的 $\Delta\phi_{ik}$ 造成相关累积结果变化如图 2 所示.

图 2 中,相关累积时间 $T_k=1$ ms,采样速率 100 MHz,多普勒变化范围 0 ~ 3 kHz,初始相位变化范围 0 ~ 2π. 必须将由载波频率跳变带来的 Δw_{ni} 以及由跳变的载波初始随机相位带来的 $\Delta\phi_{ik}$ 限制在很小的范围,否则一次相关累加的有用信号能量损失很大.

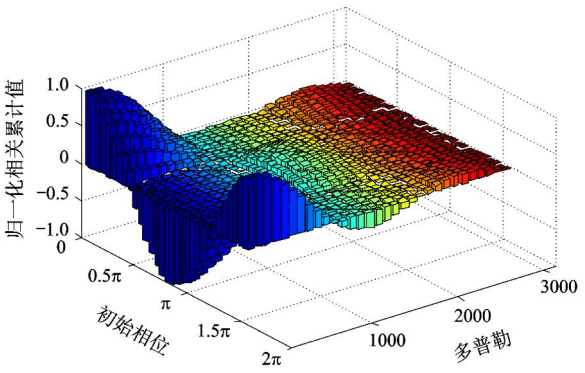


图 2 多普勒频率跳变和随机初始相位造成相关累积结果变化图

除了有用信号之外,送入相关累加器的还有噪声采样,该噪声采样是 IF 噪声采样值和本地参考信号相乘的结果,同样符合高斯分布,已知采样率 f_{s},噪声的双边功率谱密度 $N_0/2$,方差为 $E[I_N^2]=\dfrac{A_{\mathrm{r}}^2}{4}N_0f_{\mathrm{s}}$;相关累加后仍服从高斯分布,均值为 0,方差为

$$D(I_{Nk})=E[I_{Nk}^2]=\frac{A_{\mathrm{r}}^2}{4}N_0f_{\mathrm{s}}\frac{T_k}{T_{\mathrm{s}}}=\frac{A_{\mathrm{r}}^2}{4}N_0\frac{T_k}{T_{\mathrm{s}}^2} \quad (7)$$

本文中载波跟踪环鉴相器采用点积鉴相,鉴相器输出:

$$Z=I_kQ_k=(I_{Sk}+I_{Nk})(Q_{Sk}+Q_{Nk}) \quad (8)$$

将式(5)、式(6)代入式(8),并令 $a_k=\dfrac{A_kA_{\mathrm{r}}D_kT_k}{2\quad T_{\mathrm{s}}}R(\Delta\tau_k+\delta)\mathrm{Sa}(\dfrac{\Delta w_{ni}T_k}{2})$ 可得

$$Z=I_kQ_k=\frac{a_k^2}{2}\sin(2\Delta\phi_{ik})+I_{Nk}Q_{Nk}+$$
$$a_kD_k(Q_{Nk}\cos\Delta\phi_{ik}+I_{Nk}\sin\Delta\phi_{ik}) \quad (9)$$

点积鉴相器是一种非线性器件,但 $\Delta\phi_{ik}$ 较小时,可以采用线性近似法来分析环路,此时的鉴相器输出为

$$Z=a_k^2\Delta\phi_{ik}+I_{Nk}Q_{Nk}+$$
$$a_kD_k(Q_{Nk}\cos\Delta\phi_{ik}+I_{Nk}\sin\Delta\phi_{ik}) \quad (10)$$

变换式(10)形式为

$$Z=a_k^2[\Delta\phi_{ik}+n_{ik}]$$

式中 $n_{ik}=\dfrac{D_k}{a_k}(Q_{Nk}\cos\Delta\phi_{ik}+I_{Nk}\sin\Delta\phi_{ik})+\dfrac{I_{Nk}Q_{Nk}}{a_k^2}$ 为等效加性输入相位噪声,即附着在环路输入相位差 $\Delta\phi_{ik}$ 上的噪声项. n_{ik} 均值为 0,方差 $E(n_{ik}^2)=\dfrac{E(I_{Nk}^2)}{a_{ik}^2}+\dfrac{[E(I_{Nk}^2)]^2}{a_{ik}^4}$. 噪声项通过等效环路带宽为 B_n 的环路滤波器过滤后的噪声方差为

$$\sigma_t^2 = E(n_{ik}^2)\frac{B_n}{\frac{B_k}{2}} = 2E(n_{ik}^2)B_nT_k = \left\{\frac{E(I_{Nk}^2)}{a_{ik}^2} + \frac{[E(I_{Nk}^2)]^2}{a_{ik}^4}\right\}2B_nT_k \quad (11)$$

式(11)即由热噪声引起的稳态相位跟踪误差公式. 令

$$\frac{a_{ik}^2}{2E(I_{Nk}^2)} = \frac{A_k^2}{2N_0}T_kR^2(\Delta\tau_k+\delta)\times \mathrm{Sa}^2\left(\frac{\Delta w_{ni}T_k}{2}\right) = T_k\times C_N \quad (12)$$

式中,$C_N = \frac{A_k^2}{2N_0}R^2(\Delta\tau_k+\delta)\mathrm{Sa}^2\left(\frac{\Delta w_{ni}T_k}{2}\right)$

为送入鉴相器的载波噪声功率比,将式(12)代入式(11),得

$$\sigma_t = \sqrt{\frac{B_n}{C_N}\left(1+\frac{1}{2T_k\times C_N}\right)} \quad (13)$$

图3 为跟踪精度随载波频率跳变带来 Δw_{ni} 的和相关累积时间 T_k 的变化曲线,等效环路带宽 B_n 取值 10 Hz.

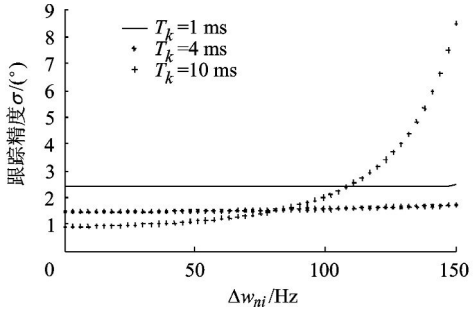


图3　跟踪精度与 Δw_{ni} 及 T_k 关系

由图3 可见,随着 Δw_{ni} 的增大,载波跟踪精度越来越差;在 Δw_{ni} 较小时,T_k 的增大使得载波跟踪更加精确,但随着 T_k 的进一步增大,跟踪精度迅速恶化,如图4 所示.

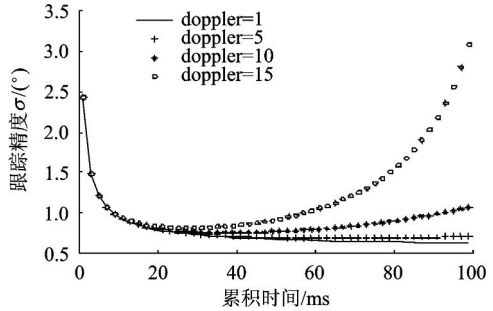


图4　不同多普勒条件下相干累积时间对载波跟踪精度的影响

这是由于相关累积时间越长,引入的噪声越多,而存在多普勒频率偏移的情况下,信号能量的累积速度比噪声的增加还要慢,导致误差积累,降低了载波跟踪精度.

3　一种降低跳频对接收机影响方法

由上文分析,DS/FH 混合扩频技术应用于航天测控领域最大的难题在于:必须减小跳频带来的 Δw_{ni} 以及 $\Delta\phi_{ik}$,否则接收机无法完成捕获和跟踪;而 Δw_{ni} 更是和载波跟踪精度有关,Δw_{ni} 越小,载波跟踪精度越高.

一种有效降低 $\Delta\phi_{ik}$ 对接收机捕获跟踪影响的解决办法是,利用跳频图案同步辅助预测跳频载波初始相位.

由于非线性造成的群时延和载波频率相关:$\tau(w) = -\frac{\mathrm{d}\theta(w)}{\mathrm{d}w}$,不同频率的载波经过航天信道产生的群时延是由经验值可测算. 群时延对不同频率的载波附加的相位变化 $\Delta\varphi = 2\pi f\tau(w)$. 由此可估算各跳频载波初始相位值,更可以精确计算不同频率载波的初始相位比例关系,这种方式可以大大降低由跳变的载波初始随机相位带来的 $\Delta\phi_{ik}$ 对相关累加值的影响,减小了相关累积时由于初始相位不确定造成的能量损失.

由上文分析可知,决定 Δw_{ni} 的主要是卫星和接收机相对运动造成的附加在第 i 个频点上的多普勒频率偏移 $w_{\mathrm{d}i}$,$w_{\mathrm{d}i}$ 包含两个变量:载体运动带来的多普勒频率变化 $w_{\mathrm{d}i1}$;载波跳变导致附着在载波上的多普勒频率跳变 $w_{\mathrm{d}i2}$.

通过跳频图案辅助的方法减小第二个变量[6]. 一般情况下,可以假定飞行器在相邻的两个载波频点速度是不变的,而且跳频图案是收发双方已知的,由多普勒频率计算公式:

$$w_{\mathrm{d}i2} = \frac{v(i)}{c}f_0(i) \quad (14)$$

可知跳频下一个频点处的多普勒变化值,将此多普勒变化值换算成相应的载波数字控制振荡器控制字调整值,在下一个载波跳变时刻注入环路,补偿了多普勒频率跳变 $w_{\mathrm{d}i2}$. 补偿后,接收机对发射载波频率估计误差 $\Delta w_n = \hat{w}_{ni} - w_{\mathrm{d}i1} - w_{\mathrm{u}}$,该误差和载波频率跳变无关,与采用 DS 体制的测控系统频率估计误差相同,采用二阶 FLL 辅助三阶 PLL 结构的载波跟踪环路来消除误差[7-8]. 图5 为采用跳频图案辅助后的环路跟踪效果,仿真参数:载波频点两个 12.5 MHz 和 25 MHz,跳频速率 200 hop/s,码速率 5 MHz,最大多普勒3 kHz,载噪比 43 dB-Hz.

图6 为图5 中单频点环路跟踪效果. 采用跳频图案辅助方法后,载波跟踪精度达到了 0.5 Hz.

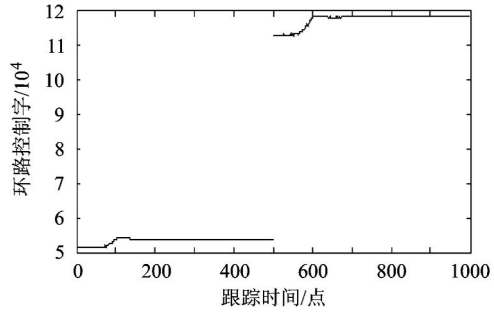


图5 消除载波跳变多普勒与载波初始随机相位后的环路跟踪效果

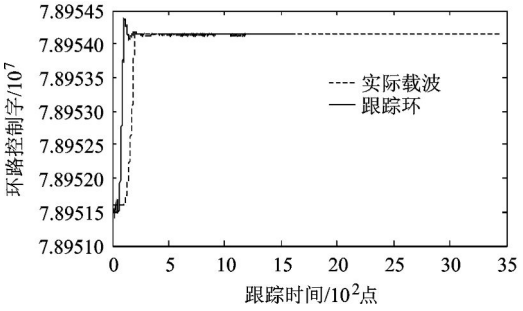


图6 单频点环路跟踪效果

4 结束语

通过航天测控背景下DS/FH混合扩频接收机关键节点数学模型与公式,可知相对于DS信号,到达接收机的DS/FH信号的载波频率跳变带来了附加在载波上的多普勒频率跳变和载波初始相位跳变,且对接收机的捕获跟踪过程和载波跟踪精度产生了不利影响;提出了利用跳频图案辅助方法减小载波初始相位不确定造成相关累积能量损失,并利用跳频图案辅助降低了跳频对混合扩频接收机载波跟踪精度影响,仿真验证了该方法的有效性,为DS/FH混合扩频技术在航天测控领域的应用提供了一定的借鉴和指导.

参考文献(References)

[1] Evaggelos A Geraniotis. Noncoherent hybrid DS-SFH spread-spectrum multiple-access communication[J]. IEEE Transactions on Communications,1986,34(9):862-871

[2] Giovanni Cherubini. Performance analysis of both hybrid and frequency-hopped phase-coherent spread-spectrum systems part I:a hybrid DS/FH system[J]. IEEE Transactions on Communications,1989,37(6):600-611

[3] Simone L,Salerno N,Maffei M. Frequency-hopping techniques for secure satellite TT&C:system analysis & trade-offs[C]//Salonika. Proceedings of 2006 International Workshop on Satellite and Space Communications. Italy:IEEE,2006:13-17

[4] Comparetto G M. Future space/ground link alternatives for the SFSCN[C]//Marvel. IEEE the MITRE Corporation. America:IEEE,1995(2):809-813

[5] 孟生云,杨文革,王金宝,等. DS/FH扩频测控信号同步方案的捕获性能[J]. 宇航学报,2010,31(8):2036-2042
Meng Shengyun, Yang Wenge, Wang Jinbao, et al. Acquisition performance of a synchronization scheme of DS/FH spread spectrum TTC signals[J]. Journal of Astronautics, 2010, 31(8): 2036-2042(in Chinese)

[6] 陈竹,王元钦,杨文革. 基于跳频图案补偿的DS/FH混合扩频测控信号载波跟踪技术[J]. 电讯技术,2010,50(7):49-53
Chen Zhu, Wang Yuanqin, Yang Wenge. Carrier tracking aided by hopping patterns in hybrid DS/FH spread spectrum TT&C system[J]. Telecommunication Engineering,2010,50(7):49-53(in Chinese)

[7] Willett P K. Experimental verification of noncoherent doppler tracking at the deep space network [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2000,36(4):1401-1406

[8] Yoon K Hong. Error performance of a digitally processing binary FSK frequency hopping receiver in the presence of large doppler [J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(11): 1258-1262

(编 辑:娄 嘉)