扩频测控体制信号捕获方法分析

冯文全 刘 曦 李春升

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 扩频综合基带设备集成了遥控、遥测、测距、测速等多种通用功能,在扩频测控体制的发展中占据重要的地位.针对综合基带设备的复杂需求,分析了传统信号捕获方法的局限性,在此基础上提出一种改进的扩频测控信号捕获方法.对载波多普勒范围进行子区间划分,采用二次频率调谐和分段积分累加来扩展频率捕获范围.引入非线性变换解决非相干测控体制下基带数据翻转造成的捕获性能恶化问题.通过仿真结果验证方法的有效性.最后分析了改进方法的捕获性能,可以为综合基带设备研制和测控体制参数设计提供参考.

关 键 词: 扩频测控体制; 综合基带设备; 捕获; 快速傅里叶变换; 部分匹配滤波器

中图分类号: TN 914.42

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2013)09-1150-07

Analysis on acquisition method in spread spectrum TT&C system

Feng Wenquan Liu Xi Li Chunsheng

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

Abstract: In spread spectrum telemetry, tracking and command (TT&C) systems, the integrated baseband equipment has been occupying an important role due to its high flexibility. Limitations of traditional methods were analyzed concerning the complex demands of the integrated baseband equipment. On this basis, a new acquisition method was put forward. The dynamic range of received carrier was divided into sub-intervals, and then dual down-conversions and sectional accumulations were adopted to accommodate larger doppler frequency. The deterioration of acquisition performance in non-coherent modulation systems was solved by a nonlinear transformation as well. Theoretical analyses and simulation results on the proposed method were given, which can provide reference for the design of integrated baseband equipments and for parameter determination in TT&C tasks.

Key words: spread spectrum TT&C; integrated baseband equipment; acquisition; fast Fourier transform (FFT); partial matched filter

航天测控是对航天飞行器进行跟踪、测量和控制的综合技术.由于扩频信号具有抗干扰、低截获、测距性能好、可码分多址等优点,为了适应未来航天事业的发展,我国正大力开展扩频测控体制的建设,并已制定了相应的国军标[1].伴随着扩频测控体制的发展,国内外相继开展了扩频测控综合基带设备的研制.测控综合基带设备是指将测控通信系统中的测距、测速、遥控、遥测、数传等多项功能有机地综合在一起的终端设备[2],且综合基带设备需要具备通用化的功能和灵活的扩展能力,来满足不同航天测控任务需求.

在扩频测控体制中,扩频信号的捕获是需要解决的关键问题,而扩频测控综合基带设备则对信号捕获环节提出了更高的要求:针对不同的测控任务需求,要求能够在多种扩频码速率、测控信息速率、信号动态特性等复杂组合条件下可靠稳定地完成信号捕获.针对扩频测控综合基带设备的应用场景和对扩频测控信号捕获的任务需求,

收稿日期: 2012-11-26; **网络出版时间**: 2013-03-05 10:43

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20130305.1043.003.html

作者简介: 冯文全(1970-),男,四川成都人,研究员,buaafwq@buaa.edu.cn.

传统信号捕获方法的局限性主要体现在:①捕获范围和捕获时间作为一对固有矛盾的指标往往难以兼顾;②非相干扩频体制下的数据调制将引起捕获性能的损失.

本文首先分析传统算法在扩频测控综合基带设备的捕获环节的主要缺陷,在此基础上提出了改进的并行快速捕获算法,通过仿真实验验证算法的可行性,并分析了所提算法的捕获性能.

1　扩频测控信号的捕获方法

在扩频测控体制中一般采用调制效率较高的 PCM-DSSS-PSK 调制体制,测控基带数据被伪随机码扩频后再经载波调制后发射. 综合基带设备接收到的扩频测控信号可以表示为

$$r(t)=s(t)+n(t)=\sqrt{2P_s}C_{PN}(t-\tau)D(t-\tau)\cdot\cos[2\pi(f_0+f_d)t+\theta]+n(t) \quad (1)$$

其中,P_s 为接收信号功率;τ 为信号传输时延;$C_{PN}(\cdot)$为扩频伪码;$D(\cdot)$为遥测或遥控数据;f_d 为多普勒频移;$n(t)$为噪声.

为了从扩频信号中解调出有用测控信息,必须首先准确快速地完成载波频率和伪码相位的捕获. 可以证明,对载波频率和伪码相位的最佳估计为最大似然估计,等效于在一个二维平面(τ,f_d)上进行搜索,直到找到信号相关值最大的搜索单元[3]. 为了缩短捕获时间,以增加实现复杂度为代价,采用并行捕获算法,可将二维搜索的问题转化为一维搜索问题. 传统的快速捕获算法主要有时域并行算法和频域并行算法两种.

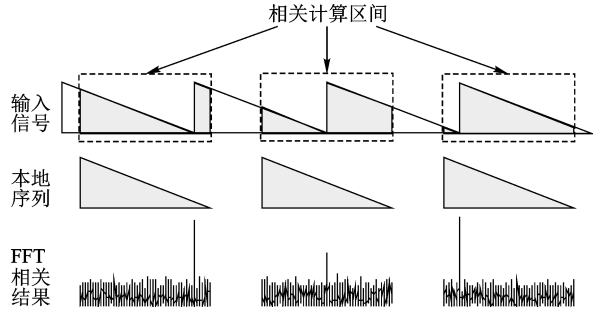
1.1　时域并行捕获

时域并行捕获算法的核心思想是将接收扩频信号和本地伪码序列的循环相关计算转换为两个序列在频域相乘[4]. 这样就可以通过 FFT(Fast Fourier Transform)运算得到两个序列的频域值,共轭相乘后再经过 IFFT 运算来求得相关值. 针对扩频测控应用而言,基于时域 FFT 的并行捕获算法存在以下显著缺点:

1) 虽然实现了并行搜索伪码相位,但是对测控目标动态等因素造成的频率维度上的偏差一般仍以分格搜索的办法来完成,而搜索频率间隔则由后续跟踪环节中的锁频环的鉴频范围或者是锁相环的快捕带来决定. 由于航天测控目标往往与地面测量站之间存在很高的径向速度和加速度,这将使测控接收信号具有很大的多普勒频偏(可高达几十 kHz ~ 几百 kHz)和多普勒频率变化率(可高达几十 kHz/s). 这样,一方面需要较长的频率搜索时间;更重要的是,由于接收载波的频率变化率,扫频式捕获存在载波漏检的可能性[5].

2) 由于伪码码长和 FFT 循环相关计算区间的长度往往不一致,当接收信号和本地伪码的相位差为半个伪码周期时,相关峰有较大的损失,如图 1 所示. 发生这种情况时,尤其是在低信噪比条件下会明显地影响捕获性能,接收机需要额外的逻辑来对此进行补偿.

3) 当测控信号采用非相干扩频调制体制时,基带数据的相位往往不能跟扩频伪码对齐. 这样,有可能造成在计算相关值时所选取的 FFT 区间内发生基带数据的翻转,而这将降低相关峰的幅度从而影响捕获性能,同时会使得相关峰的位置偏离真实的载波频率值,导致对多普勒频率的错误估计. 图 2 所示的仿真结果给出了在 FFT 相关计算区间内的不同位置发生一次基带数据翻转时对相关峰的影响. 可以预见,当 FFT 计算区间内数据翻转次数增加时(即基带速率增大),相关峰幅值将继续降低甚至完全淹没在噪声中;同时峰值所对应的频率值也愈发远离正确的载波多普勒频率. 这种情况将给捕获过程带来巨大的影响,甚至无法捕获或者捕获在错误的峰值上,从而不能完成后续的跟踪和数据解调.



a　尾部对齐　　b　中部对齐　　c　头部对齐

图 1　FFT 相关计算区间位置不同对峰值的影响

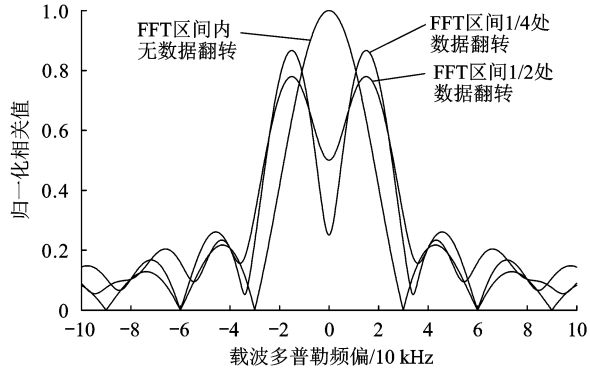


图 2　基带数据翻转对相关峰和多普勒频率估计的影响

4) 对测控综合基带设备而言,要求能够完成

不同扩频码长情况下的信号接收,时域 FFT 并行捕获算法需要额外的复杂控制逻辑和计算资源来满足此项需求.

1.2 频域并行捕获

频域并行捕获方法一般结合部分匹配滤波(PMF, Partial Matched Filtering)和 FFT 技术实现[6-8]. PMF-FFT 捕获算法在匹配到正确码相位的同时完成多普勒频率的估计,因此可将扩频信号的捕获过程变为对伪码相位的一维搜索,从而显著提升捕获速度. 图 3 给出了 PMF-FFT 捕获算法的实现结构. 对接收信号的匹配滤波由 P 个复数子相关器(即部分匹配滤波器)实现,每个子相关器完成连续 X 个扩频码片时间的相关积分($M=PX$, M 为扩频码长度);将 P 个复数相关输出做 N 点 FFT($N\geqslant P$),选择 N 点 FFT 输出中的最大值作为匹配滤波的相关峰值,若峰值超过设定的门限则可认为完成一次捕获,峰值点的 FFT 序号则对应当前的载波多普勒频率值.

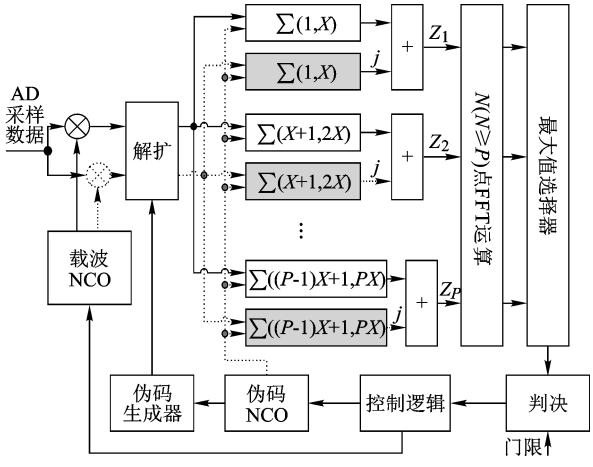


图 3 频域 FFT 并行捕获架构

PMF-FFT 算法的实现结构比较适合扩频测控综合基带设备的参数灵活多变的要求,可以通过配置子相关器积分时间、FFT 长度、判决门限等参数来满足不同的测控信号指标需求,但仍然存在一定的局限性. 其一是该算法的频率捕获范围难以完全满足信号高动态范围的要求;其二,针对非相干扩频测控信号,尤其是在低扩频比条件下,算法性能急剧下降. 因此,本文在 PMF-FFT 算法的基础上,提出适用于扩频测控综合基带设备的并行捕获方法.

2 改进的频域并行捕获算法

2.1 扩展频率捕获范围

为了方便分析,首先讨论没有噪声干扰的情况,假设本地伪码与接收信号已经同步,即式(1)中 $n(t)=0$ 且 $\tau=0$,此时部分匹配滤波器后的 N 点 FFT 输出为[6]

$$G(f_{\mathrm{d}},k)=\frac{1}{M}\left|\frac{\sin\left(\omega_{\mathrm{d}}M-\pi\frac{P}{N}k\right)}{\sin\left(\omega_{\mathrm{d}}\frac{M}{P}-\pi\frac{k}{N}\right)}\frac{\sin\left(\omega_{\mathrm{d}}\frac{M}{P}\right)}{\sin(\omega_{\mathrm{d}})}\right| \tag{2}$$

其中,$\omega_{\mathrm{d}}=\pi f_{\mathrm{d}}/R_{\mathrm{chip}}$, R_{chip} 为所采用的扩频码速率, $k=0,1,\cdots,N-1$. 令

$$G_1(f_{\mathrm{d}},k)=\left|\frac{\sin\left(\omega_{\mathrm{d}}M-\pi\frac{P}{N}k\right)}{\sin\left(\omega_{\mathrm{d}}\frac{M}{P}-\pi\frac{k}{N}\right)}\right| \tag{3}$$

$$G_2(f_{\mathrm{d}},k)=\frac{1}{M}\left|\frac{\sin(\omega_{\mathrm{d}}X)}{\sin(\omega_{\mathrm{d}})}\right| \tag{4}$$

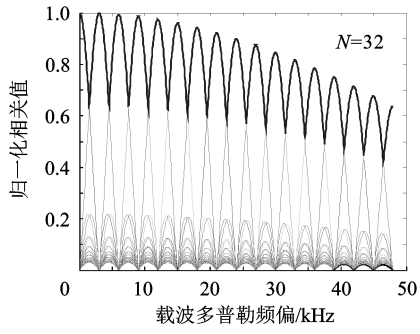
则 $G(f_{\mathrm{d}},k)=G_1(f_{\mathrm{d}},k)\cdot G_2(f_{\mathrm{d}},k)$,即 FFT 频率估计结果可分解为 G_1 和 G_2 两部分. 图 4 给出了载波多普勒频偏对频域并行捕获算法相关峰值的影响.

式(3)中的 G_1 为 FFT 相位补偿不完全引起的扇贝损失,可以通过 FFT 补零运算来降低扇贝损失的影响[6],如图 4a、图 4b 所示. 当 k 的取值使 $\omega_{\mathrm{d}}M-\pi kP/N$ 最接近 0 时,G_1 得到最大值,此时的 k 即对应多普勒频偏的估计值:

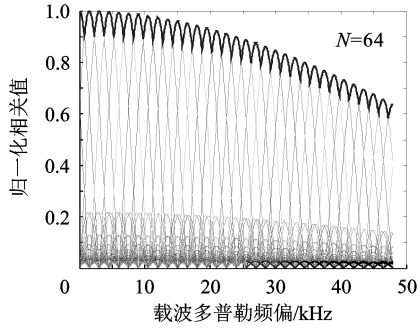
$$\hat{f}_{\mathrm{d}}=\frac{kR_{\mathrm{chip}}}{NX} \tag{5}$$

式(4)中的 G_2 为部分匹配滤波器引入的相关积累损失. 在理想情况下 FFT 的频谱分析范围由计算的采样频率 $f_{\mathrm{s_FFT}}$ 决定,对于复数 FFT 运算为 $-f_{\mathrm{s_FFT}}/2\sim f_{\mathrm{s_FFT}}/2$. 在 PMF-FFT 算法中 $f_{\mathrm{s_FFT}}$ 则为 P 个复数相关器的更新频率,为 R_{chip}/X. PMF 的相关峰值随频偏增大而衰减,所以通常只取 FFT 分析范围的一部分作为实际的分析带宽,如图 4c、图 4d 中的阴影区域所示. 如果取 FFT 分析范围的 1/4 作为有效分析带宽,则实际的捕获带宽为 $-R_{\mathrm{chip}}/8X\sim R_{\mathrm{chip}}/8X$. 因此,频率捕获范围很大程度取决于测控信号所采用的扩频伪码速率,那么当伪码速率较低时,算法的捕获范围显然难以覆盖接收载波高达几百 kHz 的频率动态范围.

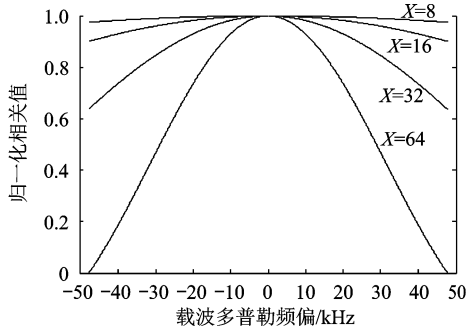
由图 4c 可见,子相关器长度 X 越大,PMF 积分累加的低通作用越明显,相关峰值受普勒频偏的影响越显著. 但从图 4d 又可以看到,在图中阴影区所示的有效分析带宽内,X 较大时,由于相关累加带来的解扩增益更高,非归一化峰值也相应更大,这样有利于在载信噪比条件下进行捕获判决. 为了平衡两种效应的影响,本文提出的改进算法结构如图 5 所示.



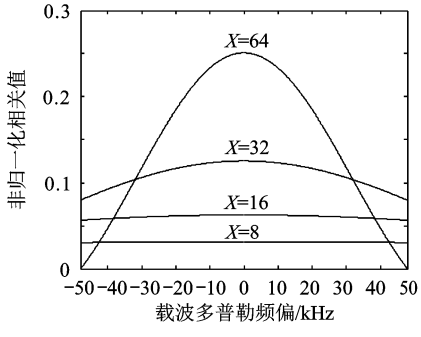
a　32 点 FFT 的扇贝损失



b　64 点 FFT 的扇贝损失



c　频偏对归一化相关值的影响



d　频偏对非归一化相关值的影响

(仿真条件:R_{chip}=3.069 兆码片/s,M=255)

图 4　多普勒频偏对相关峰值的影响

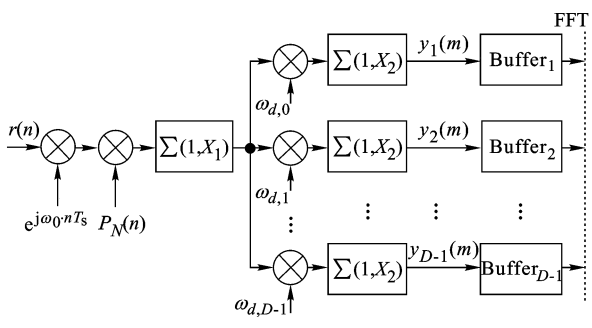


图 5　改进的频域并行捕获结构

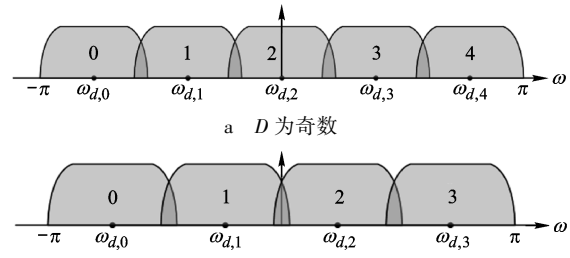
其中,$r(n)$为接收中频信号经 AD 采样量化后的离散信号;$e^{j\omega_0 \cdot nT_s}$为中频下变频器所产生的本地正交载波;$\omega_0=2\pi \cdot f_0$ 为载波中频角频率;$P_N(n)$为本地伪随机码.

在没有先验信息的情况下,很自然地假设接收测控信号载波频率在区间$[f_0-F_D,f_0+F_D]$上服从均匀分布,其中 F_D 为最大多普勒频偏. 首先进行短时间相干积分 $\sum(1,X_1)$ 并保证采样率降低后仍能够满足频率捕获范围要求,即有

$$\frac{f_{s1}}{2}=\frac{R_{chip}/X_1}{2}\geqslant F_D \tag{6}$$

将采样区间$[-f_{s1}/2,f_{s1}/2]$归一化后等间隔划分为 D 个子区间,如图 6 所示,图 6a 和图 6b 分别对应奇数个子区间和偶数个子区间的情况. 各子区间中心频率为

$$\omega_{d,k}=\frac{2\pi}{D}\left(k-\frac{D-1}{2}\right)\quad k=0,1,\cdots,D-1 \tag{7}$$



a　D 为奇数

b　D 为偶数

图 6　载波多普勒子区间划分

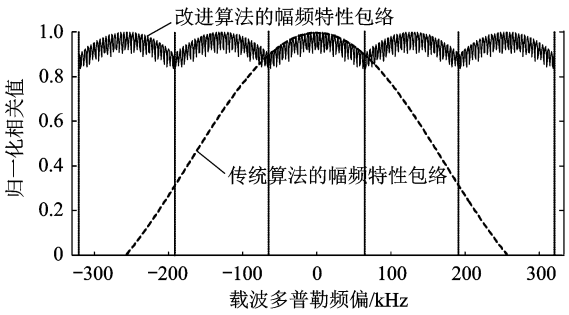
这样只需采用信道化接收的方式对每个子多普勒区间再次频率调谐和 X_2 次非相干积累后进行 FFT 频谱分析,即可完成对整个多普勒范围的频率捕获. 为了保证各子区间内多普勒相关峰的幅度,若取 FFT 分析范围的 $1/\eta$ 作为有效分析带宽,则 X_2 应满足:

$$\frac{f_{s2}}{\eta}=\frac{f_{s1}}{\eta X_2}\geqslant\frac{f_{s1}}{D} \tag{8}$$

图 7 以 D=5 为例给出了改进算法的相关幅值-频率特性,由图可见,改进算法的频率捕获范围可达±300 kHz 以上(虚线为传统算法的幅频特性包络),且捕获范围内相关峰值的波动小于 3 dB.

2.2　消除基带数据翻转的影响

当测控信号采用非相干扩频体制时,类似于 1.1 节中介绍的情况,相关积分时间内发生的基带数据的跳变也将对 PMF-FFT 捕获算法造成显著影响. 为解决该问题,文献[9]将下变频后的 I,Q 正交信号首先进行非线性变换以消除数据调制



(仿真条件:$R_{chip}=2.048$ 兆码片/s,$X_1=4$,$X_2=2$,$\eta=2$)

图 7 改进算法的幅频包络特性

的影响,但由于非线性变换的平方作用,使得算法在低信噪比条件下的捕获性能严重下降;文献[10]提出对 PMF-FFT 频谱的相邻多点求和后再进行捕获判决,该方法在低信噪比条件下性能较好,但仅适于处理相关积分时间内有 1 或 2 次数据跳变的情况,难以适应更低的扩频比. 本文在进行部分匹配滤波之前采用延迟相乘算法来消除非相干扩频体制下基带数据翻转的影响,见图 8.

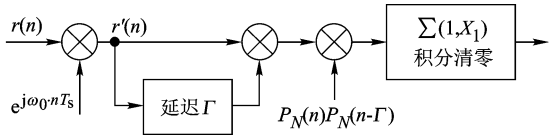


图 8 消除基带数据翻转的影响

接收信号经过正交下变频后,暂时忽略噪声的影响,可表示为

$$r'(t)=K\frac{\sqrt{2P_s}}{2}P_N(t-\tau)D(t-\tau)e^{j(\omega_d t+\theta)} \tag{9}$$

其中,K 为下变频过程中信号幅度变化的系数. 对 $r'(t)$ 其延迟相乘得到:

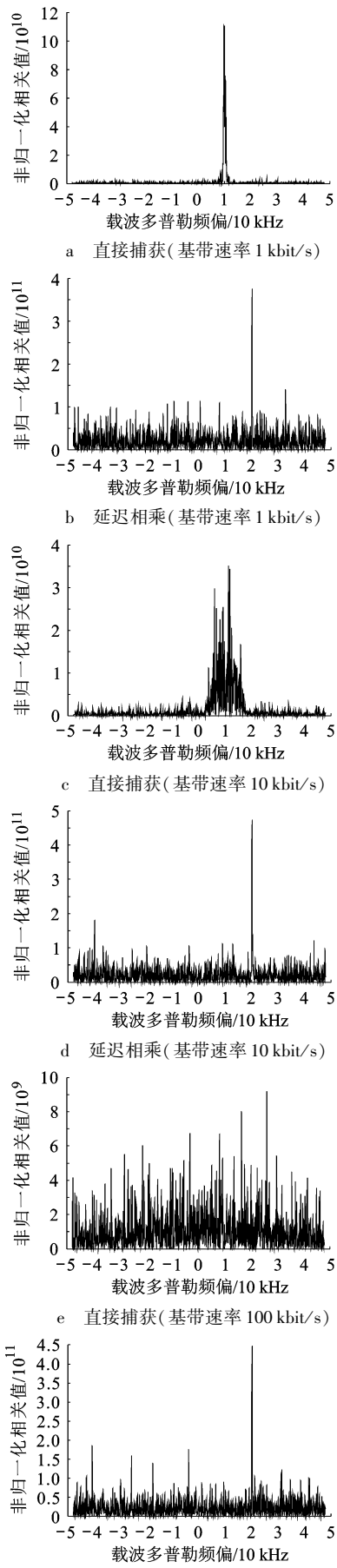
$$\hat{r}(t)=r'(t)r'(t-\Gamma)=\frac{P_s}{2}P_N(t-\tau)D(t-\tau)e^{j(\omega_d t+\theta)}\cdot P_N(t-\Gamma-\tau)D(t-\Gamma-\tau)e^{j(\omega_d(t-\Gamma)+\theta)} \tag{10}$$

取延迟间隔 Γ 为一个伪码码片的宽度,对于基带数据而言有 $D(t-\tau)D(t-\Gamma-\tau)\approx 0$,因此:

$$\hat{r}(t)\approx\frac{P_s}{2}P_N(t-\tau)P_N(t-\Gamma-\tau)e^{j(2\omega_d t+\varphi)} \tag{11}$$

对本地伪码取相同时间间隔的延迟相乘,则当伪码同步时,$\tau=0$,即可消除数据调制的影响,通过 PMF-FFT 得到载波多普勒频偏估计值 $\hat{\omega}=2\omega_d$,残留相位差 $\varphi=2\theta-\omega_d\Gamma$ 由跟踪环节予以纠正.

图 9 给出了不同基带数据速率时的捕获性



($C/N_0=50$ dB-Hz,$f_d=10$ kHz,$R_{chip}=3.069$ 兆码片/s)

图 9 通过延迟相乘消除基带数据翻转的影响

能. 可见,通过对接收信号和本地伪码分别进行延迟相乘,以牺牲频率捕获范围为代价消除了基带数据跳变对捕获的影响.

3　捕获性能分析

虚警概率、检测概率和平均捕获时间是衡量扩频信号捕获算法性能的重要评价指标,这里对本文所提出的扩频测控信号捕获算法的捕获性能做进一步分析.

不失一般性,可设式(1)所表达的接收信号中,$n(t)$为 Gauss 白噪声,则经过延迟相乘单元后,由于经过了非线性变换,噪声分量相比有所增加:

$$\begin{aligned}\hat{r}(t) = [s(t) + n(t)][s(t-\Gamma) + n(t-\Gamma)] = \\ s(t)s(t-\Gamma) + n(t)s(t-\Gamma) + \\ s(t)n(t-\Gamma) + n(t)n(t-\Gamma)\end{aligned} \tag{12}$$

捕获过程的虚警概率定义为在不存在信号、仅有噪声的情况下,检测结果通过门限的概率. 由中心极限定理可知,噪声经过延迟相乘和相干积分的结果近似于 Gauss 分布,并设该噪声方差为 σ_n^2. 对于长度为 X 的 PMF,积分结果的分布近似服从 $N(0, X\sigma_n^2)$;P 个 PMF 的积分结果经 N 点 FFT 运算后($N \geqslant P$)的分布应服从 $N(0, M\sigma_n^2)$. 因此,检测到的噪声包络呈 Rayleigh 分布,其概率密度函数和分布函数分别为[6]

$$\left.\begin{aligned} f_{\text{Rayleigh}}(x) &= \frac{x}{2M\sigma_n^2}\exp\left(-\frac{x^2}{2M\sigma_n^2}\right) \quad x \geqslant 0 \\ F_{\text{Rayleigh}}(x) &= 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2M\sigma_n^2}\right) \quad x \geqslant 0 \end{aligned}\right\} \tag{13}$$

N 点 FFT 运算结果中单点发生虚警的概率为

$$P\left|x_{\text{no_signal}} > \Gamma_{\text{th}}\right. = 1 - F(\Gamma_{\text{th}}) \tag{14}$$

其中,Γ_{th}为设置的捕获门限.

由于算法中共有 D 个频率捕获子区间,每子区间的 N 点 FFT 输出均具有相同的概率分布,所以全部 FFT 输出结果中任意一点发生虚警的概率为

$$P_{\text{fa}} = 1 - \left(1 - \exp\left(-\frac{\Gamma_{\text{th}}^2}{2M\sigma_n^2}\right)\right)^{DN} \tag{15}$$

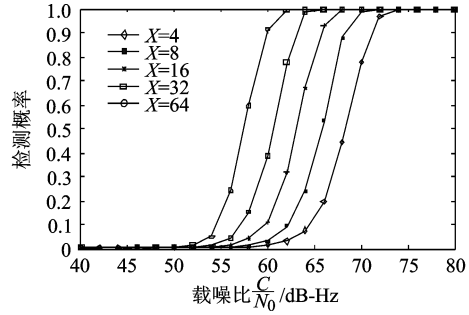
由式(15)可以方便地得到恒虚警门限为

$$\Gamma_{\text{th}} = \sigma_n \cdot \sqrt{-2M\ln\left(1 - \sqrt[DN]{1 - P_{\text{fa}}}\right)} \tag{16}$$

捕获算法中的门限判决过程是对复数 DN 点 FFT 结果取幅值,因此实际的判决检测量呈 Rice 分布:

$$\left.\begin{aligned} f_{\text{Rician}}(x) &= \frac{x}{M}\exp\left(-\frac{x^2 + A_k^2}{2M}\right) I_0\left(\frac{A_k x}{M}\right) \quad x \geqslant 0 \\ F_{\text{Rician}}(x) &= 1 - \exp\left(-\frac{x^2 + A_k^2}{2M}\right) \cdot \\ &\quad \sum_{m=0}^{\infty}\left(\frac{A_k}{M}\right)^m I_m\left(\frac{A_k x}{M}\right) \quad x \geqslant 0 \end{aligned}\right\} \tag{17}$$

图 10 给出不同 PMF 长度下检测概率随输入载噪比的变化趋势.



(测试条件:$f_d = 0$Hz,$R_{\text{chip}} = 2.048$ 兆码片/s)

图 10　检测概率随载噪比的变化

显然在给定的信噪比条件下增大 PMF 规模有利于提高捕获概率;但如 2.1 节所述,增加 PMF 长度将限制载波频率估计范围. 因此在综合基带设备的实际使用中,需综合考虑测控信号指标要求,平衡两方面因素的影响.

本算法中采用了单驻留时间捕获检测,假设驻留时间为 T_{dwell},码相位搜索间隔为 1/2 码片. 为了有效降低虚警概率,设计一个虚警验证单元:当某次获得的检测量通过门限后,在当前估计到的多普勒频率上进行 K 次 $\sum(1, T_{\text{dwell}})$ 的相干积分作为捕获验证. 单驻留时间检测系统的平均捕获时间为[6]

$$\bar{T}_{AC} = \frac{(2 - P_d)(1 + KP_{\text{fa}})}{2P_d} MT_{\text{dwell}} \tag{18}$$

易见,捕获时间主要由伪码长度和检测驻留时间决定. 在本文算法中,由于存在 D 个频率捕获子区间,每次驻留需要完成对全部频率区间的频谱分析和捕获验证,为了尽可能减少驻留时间并节约硬件计算资源,可采取流水线处理方式,如图 11 所示.

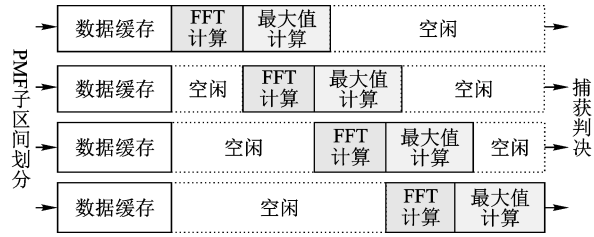


图 11　多区间频域并行捕获的流水线处理

总驻留时间为

$$T_{\text{dwell}} = T_{\text{buffer}} + D(T_{\text{FFT}} + T_{\text{MAX}}) \quad (19)$$

其中，T_{buffer} 为数据缓存时间，由扩频码周期、扩频速率和 PMF 长度共同决定；FFT 计算耗时 T_{FFT}，最大值计算耗时 T_{MAX} 则由系统处理时钟和 FFT 点数 N 决定.

4 结束语

本文针对扩频测控综合基带设备在信号捕获环节面临的挑战，分析了传统快捕方法的缺陷，并在此基础上提出了改进的捕获方法. 改进的捕获方法主要解决了载波动态范围与扩频速率的矛盾，并可以克服测控基带数据翻转对捕获过程的影响. 本文对扩频测控信号捕获方法的分析可以为综合基带设备研制和测控信号体制参数设计提供参考依据，所提出的方法适用于需要灵活配置参数的扩频通信系统.

参考文献（References）

[1] 房鸿瑞. 导弹航天测控新技术管窥[J]. 遥测遥控，2007，28(3)：1-8
Fang Hongrui. A restricted view of the new technologies of missile and space tracking telemetry and command [J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2007, 28(3): 1-8 (in Chinese)

[2] 唐军，谢澍霖. 测控通信系统综合基带设备的发展和应用[J]. 电讯技术，2001(4)：6-9
Tang Jun, Xie Shulin. Development and application of TT&C system integrated baseband equipment [J]. Telecommunication Engineering, 2001(4): 6-9 (in Chinese)

[3] Holmes J K. Coherent spread spectrum systems[M]. New York: Wiley Interscience, 1982

[4] Yang C. FFT acquisition of periodic, aperiodic, puncture, and overlaid code sequences in GPS [C]// ION GPS 2001. Salt Lake City: Institute of Navigation, 2001: 137-147

[5] Liu Xi, Fen Wenquan, Li Chunsheng, et al. A MF-TDMA signal monitoring receiver based on polyphase filter[J]. Procedia Engineering, 2012, 29: 1723-1729

[6] Spangenberg S M, Scott I, Mclaughlin S, et al. An FFT-based approach for fast acquisition in spread spectrum communication systems[J]. Wireless Per-sonal Communications, 2000, 13(1): 27-56

[7] Stirling-Gallacher R A, Hulbert A P, Povey G J R. A fast acquisition technique for a direct sequence spread spectrum signal in the presence of a large Doppler shift [C]// IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings. Mainz: IEEE, 1996: 156-160

[8] 冯文全，张德智. 卫星扩频应答机的伪码快捕方法[J]. 北京航空航天大学学报，2010，36(9)：1017-1020
Fen Wenquan, Zhang Dezhi. Fast PN code acquisition for satellite spread spectrum transponder [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2010, 36 (9): 1017-1020 (in Chinese)

[9] 孙国良，李育琦，张晓林. 消除数据调制影响的 FFT 捕获方法[J]. 北京航空航天大学学报，2008，34(3)：262-266
Sun Guoliang, Li Yuqi, Zhang Xiaolin. FFT-based acquisition method to eliminate influence caused by data modulation [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2008, 34(3): 262-266 (in Chinese)

[10] 周三文，黄龙，卢满宏. FFT 在高动态扩频信号捕获中的应用[J]. 飞行器测控学报，2005，24(2)：61-64
Zhou Sanwen, Huang Long, Lu Manhong. Acquisition of high dynamic spread spectrum signals with FFT [J]. Journal of Spacecraft TT&C Technology, 2005, 24 (2): 61-64 (in Chinese)

（编 辑：娄 嘉）