

一种可克服非相干数据影响的直扩信号捕获算法

赵春燕, 崔 崑

(北京理工大学信息与电子学院, 北京 100081)

摘 要: 本文提出了一种可克服非相干数据调制影响的直扩信号捕获算法. 该算法首先通过延迟共轭相乘克服数据位跳变影响, 并通过快速傅立叶变换(FFT)计算圆周相关获得接收信号伪码相位的快速预测; 然后使用捕获到的伪码相位对接收信号进行解扩, 并利用 FFT 频谱分析完成接收信号载波多普勒频率的捕获. 理论分析及仿真均表明, 与已有的算法相比, 本文提出的算法对数据位跳变时刻不敏感, 捕获时间短, 适用于非相干数据位调制直扩信号的快速捕获.

关键词: 非相干数据位调制; 快速傅立叶变换(FFT); 延迟共轭相乘; 捕获时间; 信噪比损失

中图分类号: TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2011)07-1491-06

A DS-SS Signal Acquisition Algorithm for Overcoming the Impact of Non-Coherent Data Modulation

ZHAO Chun-yan, CUI Wei

(School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: This paper proposes a kind of acquisition algorithm for Direct Sequence Spread Spectrum (DS-SS) signal, which can overcome the adverse impact of the non-coherent data modulation effectively. In the algorithm, the received signal is multiplied by its delay conjugate result to eliminate the impact of the data transition. Then the Fast Fourier Transform (FFT) is used to calculate the circular correlation to estimate the PN code phase. After that, we use the estimate result of the PN code phase to despread the received signal and get the estimate of the Doppler frequency, which is achieved by frequency spectrum analysis with FFT. Theoretical analysis and simulation results show that, compared with the traditional algorithms, the proposed algorithm is not sensitive with the moment the data transition occurs and it saves the acquisition time significantly. The algorithm proposed in this paper can be applied to capture high-speed non-coherent data modulated signals.

Key words: non-coherent data modulation; fast Fourier transform (FFT); delay conjugate multiply; acquisition time; signal to noise ratio(SNR) loss

1 引言

扩频通信技术^[1~3]由于其具有截获概率低、抗干扰性能好、可多址复用、测距分辨率高等优点得到了广泛的应用. 非相干数据位调制直接序列扩频是航天测控通信中遥测、遥控信号广泛应用的信号形式. 针对非相干数据位调制直扩信号的捕获, 文献[4]提出以频域多点能量之和作为观测量, 该算法能够在低信噪比条件下获得良好的捕获性能, 但由于受到数据位跳变时刻影响, 最佳求和点数的确定尚缺乏理论依据. 文献[5]首先通过变换参考时钟的相位预测数据位跳变位置, 继而通过控制相关时间窗的位置保证数据位跳变对相关值的影响较小, 但该算法受到调制数据位宽度需要与伪码周期成整数倍关系的限制. 文献[6]通过将正交下变频后的 I 、 Q 两路信号进行非线性变换消除数据位调制的影

响, 当伪码序列周期长时该算法需要较长的捕获时间. 本文提出了一种非相干数据位调制直扩信号捕获算法, 该算法首先采用延迟共轭相乘消除数据位跳变的影响, 并利用 FFT 计算接收信号和本地伪码的圆周相关, 完成伪码相位的并行捕获, 然后使用捕获到的伪码相位对接收信号进行解扩, 并利用 FFT 频谱分析完成多普勒频率的并行搜索. 理论分析及仿真结果表明, 本文提出的算法不仅对数据位跳变时刻不敏感, 且捕获时间极短.

2 一种新的非相干数据位调制直扩信号捕获算法

2.1 非相干数据位调制对信号捕获的影响

对非相干基带数据调制直扩信号进行捕获运算时, 相关时间内的数据位跳变将对捕获精度造成严重影响.

下面分析在积分时间内数据位仅发生一次跳变对捕获性能的影响,对于积分时间内发生多次数据位跳变的情况分析方法与此类似.设接收信号为

$$s(k) = \sqrt{2P_s}d(t_k)PN(t_k + \tau)\cos(\omega_l t_k + \omega_d t_k + \varphi) + n(t_k) \quad (1)$$

其中, $t_k = k \cdot t_s$, t_s 为采样时间间隔, P_s 为接收信号功率, $d(t_k)$ 为调制数据, $PN(t_k + \tau)$ 为带有延时量 τ 的伪码, ω_l 为中频频率, ω_d 为载波多普勒频率, $n(t_k)$ 为噪声.

设载波多普勒频率估计值为 $\hat{\omega}_d$, 经过同相、正交下变频并通过低通滤波滤除和频分量后, I 、 Q 两路信号可写成如下形式:

$$I(k) = \frac{\sqrt{2P_s}}{2}d(t_k)PN(t_k + \tau)\cos(\Delta\omega_d t_k + \varphi) + n_I(t_k) \quad (2)$$

$$Q(k) = \frac{\sqrt{2P_s}}{2}d(t_k)PN(t_k + \tau)\sin(\Delta\omega_d t_k + \varphi) + n_Q(t_k) \quad (3)$$

其中, $\Delta\omega_d = \omega_d - \hat{\omega}_d$.

设伪码相位延时估计值为 $\hat{\tau}$, 用于积分的数据采样点数为 N , 数据位在第 x ($x < N$) 个采样点后发生跳变, 不考虑噪声项, 接收信号与本地伪码进行相关运算幅值为:

$$F = \left| \sum_{k=1}^N \frac{\sqrt{2P_s}}{2}d(t_k)PN(t_k + \tau)PN(t_k + \hat{\tau})e^{j(\Delta\omega_d t_k + \varphi)} \right|$$

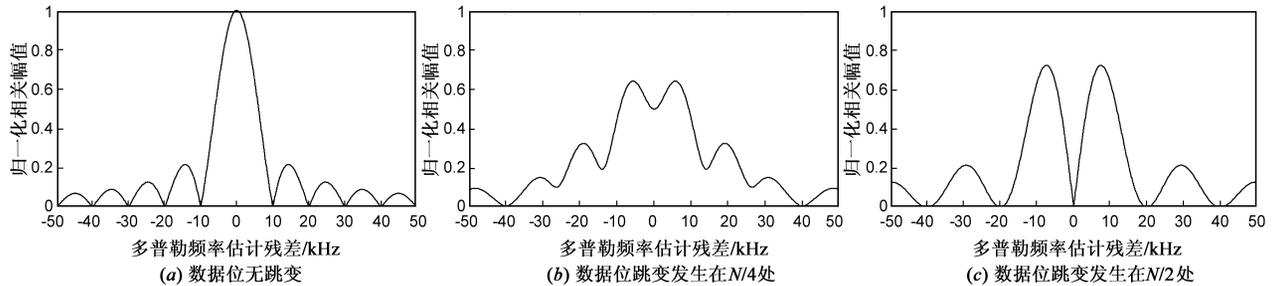


图1 不同数据位跳变情况相关损失与多普勒估计残差关系

2.2 算法原理

基于上述问题,为克服数据位调制的影响,这里采用先对解调制扩后信号进行延迟共轭相乘,再累加计算相关值的方法,具体算法过程如下:

步骤 1 接收信号如式(1)所示,对接收信号进行中频下变频,并通过低通滤波滤除和频分量,得到式(2)、(3),其中 $\Delta\omega_d = \omega_d - \omega_l$;

步骤 2 用本地伪码对下变频后信号进行解扩,暂不考虑噪声的影响,可得:

$$y(k) = \frac{\sqrt{2P_s}}{2}d(t_k)PN(t_k + \tau)PN(t_k + \hat{\tau})e^{j(\Delta\omega_d t_k + \varphi)} \quad (6)$$

步骤 3 将解调、解扩后信号进行延迟共轭相乘,

$$= \left| \frac{\sqrt{2P_s}}{2} \cdot \left(\sum_{k=1}^x PN(t_k + \tau)PN(t_k + \hat{\tau})e^{j(\Delta\omega_d t_k + \varphi)} - \sum_{k=x+1}^N PN(t_k + \tau)PN(t_k + \hat{\tau})e^{j(\Delta\omega_d t_k + \varphi)} \right) \right|$$

$$= \frac{\sqrt{2P_s}}{2} \cdot R(\tau - \hat{\tau}) \cdot \left| \frac{\sin(\pi x \Delta f_d t_s)}{\sin(\pi \Delta f_d t_s)} - \frac{\sin[\pi(N-x)\Delta f_d t_s]}{\sin(\pi \Delta f_d t_s)} \cdot e^{j\pi N \Delta f_d t_s} \right| \quad (4)$$

式中, $R(\tau - \hat{\tau})$ 为伪码序列的自相关函数.对式(4)进行归一化运算,得到

$$L_{\text{data-dopp}} = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin(\pi x \Delta f_d t_s)}{\sin(\pi \Delta f_d t_s)} - \frac{\sin[\pi(N-x)\Delta f_d t_s]}{\sin(\pi \Delta f_d t_s)} \cdot e^{j\pi N \Delta f_d t_s} \right| \quad (5)$$

式(5)即为数据位跳变位置 x 及多普勒频率估计残差 Δf_d 对归一化相关幅值的影响公式,对其进行仿真分析,设置仿真条件如下: $f_s = 40.96\text{MHz}$, $N = 4096$, x 分别设置为 0(数据位不跳变), 1024(数据位跳变发生在 $N/4$ 处), 2048(数据位跳变发生在 $N/2$ 处), 得到仿真结果见图 1.

由图 1 可见,若在相关时间内存在数据位跳变,一方面会使相关幅值降低从而影响捕获性能(影响程度与数据位跳变时刻相关),另一方面会导致相关峰值点偏离正确多普勒频率位置,造成对多普勒频率的错误预测.

然后在一个伪码周期内对上述信号进行累加,得到相关结果,其模值为

$$F = \left| \sum_{k=1}^N y(k)y^*(k-m) \right| \quad (7)$$

其中,延迟间隔 m 选为一个伪码元宽度.根据 m 序列的移位相加特性^[7]: m 序列 $PN(t_k)$ 与其移位序列 $PN(t_{k-m})$ 的模 2 相加得到的序列为该 m 序列的另一移位序列 $PN(t_{k-m'})$, 则:

$$F = \left| \sum_{k=1}^N y(k)y^*(k-m) \right| = \left| \sum_{k=1}^N \left(\frac{P_s}{2}d(t_k)d(t_{k-m})PN(t_k + \tau)PN(t_{k-m} + \tau)e^{j\Delta\omega_d m t_k} \right) \right|$$

接收信号延迟共轭相乘

$$= \frac{P_s}{2} \left| \sum_{k=1}^N d(t_k) d(t_{k-m}) \underbrace{PN(t_{k-m'} + \tau) PN(t_{k-m'} + \hat{\tau})}_{\text{本地伪码延迟相乘}} \right| \quad (8)$$

由于 $d(t_k)d(t_{k-m})$ 只在数据位发生跳变的一个伪码元间隔内值为 -1 , 其他时刻均为 $+1$, 因而其对相关结果的影响很小, 可以忽略, 故式(8)可进一步写为 $F \approx$

$\frac{P_s}{2} \cdot R(\tau - \hat{\tau})$. 由此可以看出, 在累加前先进行延迟共轭相乘不仅可有效克服数据位跳变的影响, 而且还避免了由载波多普勒频率残留值导致的相关峰值损失. 式(8)过程为对延迟共轭相乘后信号的准相干积累, 积累后相关峰值对应的相位即为接收信号伪码相位.

由式(8)推导过程的第二步可以看出, 延迟共轭相乘后再进行累加的处理过程可以看作求取接收信号的延迟共轭相乘结果和本地伪码延迟相乘结果的直接相关值. 因而考虑算法的实现时, 可以合并算法的步骤 2、步骤 3, 将下变频后的接收信号和本地伪码分别进行延迟共轭相乘后, 再利用 FFT-IFFT 计算圆周相关^[8] 并行预测出接收信号的伪码相位. 观察式(8)的推导过程还可以发现, 若将接收信号延迟结果不取共轭而直接相乘, 则可以保留多普勒频率信息, 故可得步骤 4.

步骤 4 利用步骤 3 获得的伪码预测值对接收信号进行解扩并进行延迟相乘可得到:

$$\begin{aligned} G(k) &= y(k)y(k-m) \\ &= \frac{P_s}{2} e^{j(\Delta\omega t_k + \varphi) + j(\Delta\omega t_{k-m} + \varphi)} \\ &\quad \cdot d(t_k) d(t_{k-m}) PN(t_{k-m'} + \tau) PN(t_{k-m'} + \hat{\tau}) \\ &= \begin{cases} \frac{P_s}{2} e^{j(2\Delta\omega t_k + \varphi')}, & d(t_k) d(t_{k-m}) = 1 \\ -\frac{P_s}{2} e^{j(2\Delta\omega t_k + \varphi')}, & d(t_k) d(t_{k-m}) = -1 \end{cases} \quad (9) \end{aligned}$$

其中, $\varphi' = 2\varphi - \Delta\omega t_m$, $t_m = mt_s$. 多普勒频率估计值可通过对式(9)进行 FFT 频谱分析得到. 由于仅在数据位发生跳变的一个码元宽度内 $d(t_k)d(t_{k-m}) = -1$, 且进行 FFT 处理前一般需进行降采样率处理, 因而数据位跳变 ($d(t_k)d(t_{k-m}) = -1$ 的几个采样值)对 FFT 频谱分析结果产生的影响极小.

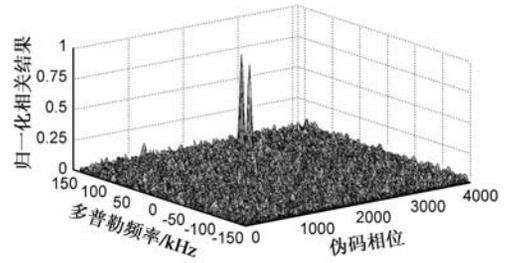
综上所述, 本算法将整个捕获过程先后划分成两个阶段: 伪码相位预测阶段和载波多普勒频率估计阶段, 并利用 FFT 技术实现了频率域-码相位域的全并行捕获. 由于本算法中伪码相位和多普勒频率的预测是分步先后进行的, 通过复用其共有的处理逻辑电路(如下变频器、低通滤波器、FFT 处理器等)可有效减少对硬件的占用, 因而本算法更适宜工程应用.

3 算法仿真与捕获性能分析

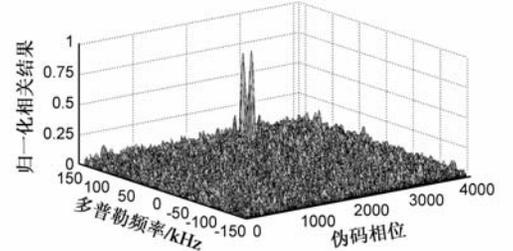
3.1 算法仿真

对本文提出的捕获算法进行 Matlab 仿真, 主要仿真参数如下: 伪码码长为 1023, 码速率为 10.23MHz, 码相位初相为 2732, 载波多普勒频率为 120kHz, 调制数据率为 15kHz, 输入信号信噪比为 -10 dB. 传统的捕获算法^[9-11] (不采用延迟共轭相乘而是直接相关)与本文提出算法的仿真结果如图 2~图 4 所示.

由图 2 可见, 当存在数据位跳变时, 传统捕获算法在正确多普勒频率点两侧出现相关峰值, 因而得到错误的多普勒频率估计结果. 而本文提出的算法不受数据位跳变的影响, 数据位跳变发生在不同时刻均可获得伪码相位及多普勒频率的正确估计.

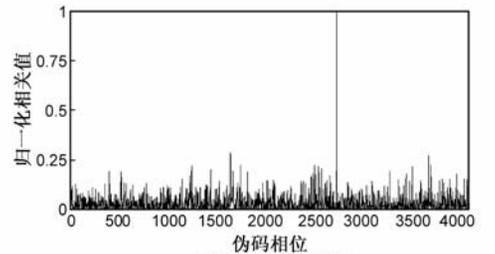


(a) 数据位跳变位置在 $N/2$ 点处

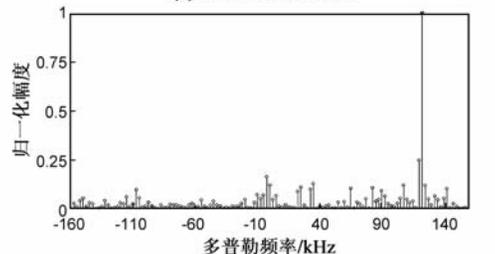


(b) 数据位跳变位置在 $N/4$ 点处

图2 传统捕获算法仿真结果



(a) 伪码相位预测结果



(b) 多普勒频率估计结果

图3 本文捕获算法仿真结果(数据位跳变位置在 $N/2$ 点处)

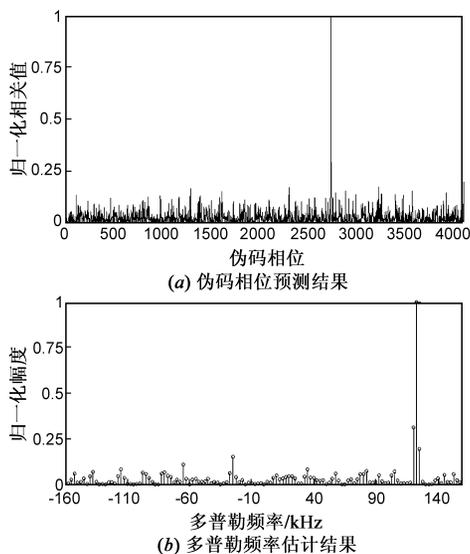


图4 本文捕获算法仿真结果(数据位跳变位置在 $N/4$ 点处)

3.2 捕获性能分析

本文提出的算法实际上是在对信号进行延迟共轭相乘后再进行圆周相关,这里进一步分析受噪声的影响,相对于直接进行圆周相关时由延迟共轭相乘所引入的信噪比损耗。

直接进行圆周相关时,检测前信噪比为

$$r_{SN1} = r_{SN} + G + L \quad (10)$$

式中, r_{SN} 为接收机中频输入信号信噪比, $G = 10\log(B \cdot T)$ 为扩频增益, B 为频谱扩展后带宽, T 为预检测积分时间, L 为处理损耗(包括量化损失、多普勒频率估计残余损失及伪码相位未完全对齐造成的损失)。

为消除数据位调制的影响,在圆周相关前对信号进行延迟共轭相乘,则相关结果为

$$\begin{aligned}
 F &= \sum_{k=1}^N [y(k) + n(k)][y(k-m) + n(k-m)]^* \\
 &= K \cdot R(\Delta\tau) + \sum_{k=1}^N y(k)n^*(k-m) \\
 &\quad + \sum_{k=1}^N y^*(k-m)n(k) + \sum_{k=1}^N n(k)n^*(k-m)
 \end{aligned} \quad (11)$$

其中, K 为接收信号幅度经过下变频、延迟共轭相乘等处理后所得到的系数(对应于式(8)中的 $\frac{P_s}{2}$)。令

$$\begin{cases}
 S = K \cdot R(\Delta\tau) \\
 N_1 = \sum_{k=1}^N y(k)n^*(k-m) \\
 N_2 = \sum_{k=1}^N y^*(k-m)n(k) \\
 N_3 = \sum_{k=1}^N n(k)n^*(k-m)
 \end{cases} \quad (12)$$

检测时, S 为信号, N_1, N_2, N_3 之和为噪声基底。设 $n(k)$

$\sim N(0, \sigma^2)$, $P_S, P_{N1}, P_{N2}, P_{N3}$ 分别代表信号 S 及噪声 N_1, N_2, N_3 的功率,则

$$P_S = K^2 R^2(\Delta\tau) \quad (13)$$

$$P_{N1} = P_{N2} = N \cdot E[y^2 n^2] = N \cdot E\left[\frac{P_s}{2} n^2\right] = \frac{1}{2} NP_s \sigma^2 \quad (14)$$

其中, $E[\cdot]$ 表示求均值运算。

设 $Z(k) = n(k)n^*(k-m)$, 则 $N_3 = \sum_{k=1}^N Z(k)$, 由两个随机变量乘积的概率密度函数计算公式^[12], 可得 $Z(k)$ 的概率密度函数为

$$\begin{aligned}
 f_Z(Z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|n(k)|} \cdot f_{n(k)n^*(k-m)}(n(k), \frac{Z}{n(k)}) dn(k) \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|n(k)|} \cdot \frac{1}{2\pi\sigma^2} \\
 &\quad \cdot \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}\left(n^2(k) + \left(\frac{Z}{n(k)}\right)^2\right)\right) dn(k)
 \end{aligned}$$

从而可以计算

$$P_{N3} = N \cdot E[Z^2] = N \int_{-\infty}^{\infty} Z^2 f_Z(Z) dZ \quad (15)$$

则由式(11)~(15)可推导出延迟共轭相乘后进行圆周相关的检测前信噪比:

$$r_{SN2} = \frac{P_S}{P_{N1} + P_{N2} + P_{N3}} = \frac{K^2 R^2(\Delta\tau)}{NP_s \sigma^2 + P_{N3}} \quad (16)$$

其中, P_{N3} 可由式(15)计算如下:

$$P_{N3} = \frac{N}{2\pi\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} Z^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|n|} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}\left(n^2 + \left(\frac{Z}{n}\right)^2\right)\right) dn dZ.$$

采用 Matlab 软件仿真了不同信噪比下直接相关运算与延迟共轭相乘后相关运算的检测前信噪比. 如图 5 所示, 相关前进行延迟共轭相乘引入了信噪比损失, 且损失量随接收信号信噪比的降低而增大。

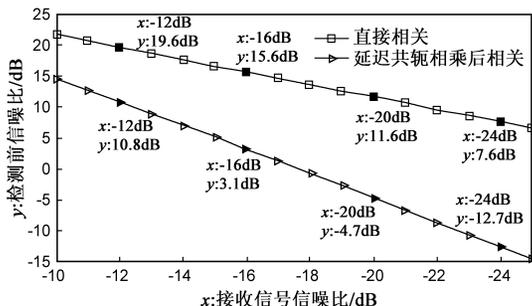


图5 延迟共轭相乘引入的信噪比损失

考虑到延迟共轭相乘后的信号受数据位跳变影响很小,且对其进行相关处理间隔不再受到残留载波多普勒频率大小的制约,准相干积累时间仅受到接收信号码多普勒频率的限制,故积累时间可以很长,尤其是在系统动态较低时,可通过增长积累时间改善系统在低信噪比下的捕获性能.设置系统仿真参数如下:采样

频率为 60MHz, 中频频率为 16MHz, 调制数据速率为 15kHz, 伪码采用码长为 1023, 码速率为 10.23MHz 的 m 序列, 表 1 给出了在不同的系统动态下, 本文提出算法的捕获性能。

表 1 不同动态条件下本文提出算法捕获性能

载波多普勒频率 (kHz)	积累时间上限 (ms)	可检测的最低信噪比 (dB)	检测概率 (%)	捕获时间 (ms)
120	5.7	-19	92	11.4
100	6.8	-19	96	13.6
80	8.5	-20	90	17.0
50	13.6	-21	91	27.2
30	22.8	-22	92	45.6
10	68.4	-24	99	136.8
5	136.8	-25	99	273.6

从表 1 可以看出, 随着系统动态的降低, 通过增加积累时间可以降低对接收信号信噪比的要求, 在低信噪比下仍具有较好的性能。在较高动态情况下伪码多普勒频率的大小限制了积累时间, 可考虑对接收信号伪码进行多普勒补偿^[13]来改善捕获性能。

3.3 与已有非相干数据位调制捕获算法的比较

在伪码码长为 1023, 接收信号多普勒频率变化范围为 $-80\text{kHz} \sim +80\text{kHz}$ 及 $-5\text{kHz} \sim +5\text{kHz}$ 两种情况下, 对本文提出的算法及已有几种非相干数据位调制直扩信号捕获算法^[4~6]的性能进行仿真, 比较结果如表 2。表 2 中, 捕获时间的计算是在多普勒频率预测误差在 1kHz 以内, 伪码相位预测误差在 1/4 码元宽度以内, 检测概率达到 90% 以上的条件下得出的。

表 2 几种非相干数据位调制直扩信号捕获算法性能比较

捕获算法	对数据跳变位置是否敏感	最大多普勒 80kHz		最大多普勒 5kHz		优势	局限
		最低 SNR (dB)	捕获时间 (s)	最低 SNR (dB)	捕获时间 (s)		
能量累加	是	-23	3.07	-25	10.2	适合于低信噪比环境下工作	实现较复杂, 最佳累加点数与数据位跳变时刻有关
变换参考时钟	否	-23	0.25	-25	0.8	适于低信噪比下工作	实现复杂, 数据位周期需与伪码周期成整数倍关系
I/Q 联合处理	否	-20	14.3	-21	51.2	对调制数据速率及跳变时刻均不敏感	算法较复杂, 有信噪比损耗, 码相位搜索单元较多时捕获时间长
本文算法	否	-20	0.02	-25	0.3	算法简单, 捕获时间短	有信噪比损耗, 增长积累时间可改善低信噪比下捕获性能

由表 2 的比较可以看出, 本文提出的算法在高动态下积累时间受到限制, 与能量累加法和变换参考时钟法两种算法相比, 最低可检测信噪比恶化 3dB; 在低动态下, 本文算法与上述两种算法最低可检测信噪比水平相当; 但无论在高、低动态下, 本文算法的捕获时间相比于其他几种算法, 都具有明显的优势。

4 结论

本文提出了一种非相干数据位调制直扩信号捕获算法, 该算法可以在高速率数据位跳变情况下克服数据位跳变对捕获结果精度的影响, 快速实现对载波多普勒频率和伪码相位的捕获。由于该算法在计算相关结果前引入的延迟共轭相乘运算会造成一定的信噪比损失, 故需通过增加相干积累时间来改善捕获性能。与已有的非相干数据位调制直扩信号捕获算法相比, 本文提出的捕获算法在算法复杂度、对数据位跳变位置的敏感性及捕获时间几方面具有优势。

参考文献

- [1] Matsufuji S, Imamura K. A spread-spectrum communication system protecting information data from interception[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2000, 46(4): 1691 - 1695.
- [2] Pursley M B. Direct-sequence spread-spectrum communications for multipath channels[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(3): 653 - 661.
- [3] Anhong Dang. Simultaneous acquisition and track scheme with multiple terminals based on subspace method for optical satellite networks[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(1): 263 - 277.
- [4] 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 San-wen, HUANG Long, LU Man-hong. Acquisition of high dynamic spread spectrum signals with FFT[J]. Journal of Spacecraft TT&C Technology, 2005, 24(2): 61 - 64. (in Chinese)
- [5] 王策, 常青. 基于 FFT 的扩频码快捕模块的设计实现[J]. 遥测遥控, 2007, 28(6): 33 - 37 + 49.
Wang Ce, Chang Qing. Design and implementation of rapid code acquisition module based on FFT[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2007, 28(6): 33 - 37, 49. (in Chinese)
- [6] 陈源, 袁嗣杰, 章兰英. 一种基于 FPGA 的高动态高数据率直扩信号的捕获算法[J]. 装备指挥技术学院学报, 2009, 20(2): 101 - 105.
CHEN Yuan, YUAN Sijie, ZHANG Lanying. A method for the acquisition of high dynamic and high rate DSSS signals based on FPGA[J]. Journal of the Academy of Equipment Command

- & Technology, 2009, 20(2): 101 – 105. (in Chinese)
- [7] 田日才. 扩频通信[M]. 北京: 清华大学出版社, 2007. 68.
- [8] M L Psiaki. Block acquisition of weak GPS signals in a software receiver[A]. ION GPS 2001[C]. Salt Lake City: UT, 2001. 2838 – 2850.
- [9] R A Stirling-Gallacher, A P Hulbert, G J R Povey. A fast acquisition technique for a direct sequence spread spectrum signal in the presence of a large Doppler shift[A]. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings[C]. Mainz, Germany: IEEE, 1996. 1. 156 – 160.
- [10] Akopian D. Fast FFT based GPS satellite acquisition methods[J]. IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation, 2005, 152(4): 277 – 286.
- [11] 覃新贤, 韩承德, 谢应科. GPS 软件接收机中的一种实用高灵敏度快速捕获算法[J]. 电子学报, 2010, 38(1): 99 – 104.
QIN Xin-xian, HAN Cheng-de, XIE Ying-ke. A high sensitive fast acquisition algorithm suitable to implement in software GPS receive[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(1): 99 – 104. (in Chinese)
- [12] 朱华, 黄辉宁, 李永庆, 梅文博. 随机信号分析[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2002. 45.

- [13] Glisic S G, Poutanen T J, Wu W W, Petrovic G V, Stefanovic Z. New PN code acquisition scheme for CDMA networks with low signal-to-noise ratios[J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(2): 300 – 310.

作者简介



赵春燕 女, 1986 年 3 月出生于内蒙古牙克石市. 2009 年 7 月于北京理工大学电子工程系获工学学士学位. 现为北京理工大学信息与电子学院信号与信息处理专业硕士研究生. 主要研究方向为空间合作目标探测与定位.
E-mail: 20050454@bit.edu.cn



崔 巍 男, 1976 年生, 内蒙古通辽市人, 1998 年 7 月在北京理工大学应用物理系获理学学士学位, 2003 年 3 月在北京理工大学电子工程系获工学博士学位. 现为北京理工大学信号与信息处理国家重点学科副教授, 博士生导师. 主要研究方向为空间合作/非合作目标探测与定位、信号处理理论与应用.