

文章编号: 1001 - 893X(2007)06 - 0040 - 04

深空通信中基于 FFT 的高动态扩频信号的捕获*

焦 健, 张钦宇, 李 晖

(哈尔滨工业大学 深圳研究生院, 广东 深圳 518055)

摘 要:在深空通信中, 航天器的高动态性使扩频信号引入了高 Doppler 频移, 给捕获造成了巨大困难。针对如此之大的 Doppler 频移, 提出了一种新的捕获方案, 即基于 FFT 算法实现对 Doppler 频移进行一定程度的补偿, 将沿码相位 - Doppler 频率的二维搜索简化为沿码相位的一维搜索; 重点分析了深空通信环境中高速长 PN 码的捕获性能。理论分析和仿真结果表明, 该方法大大缩短了捕获时间, 是一种性能优良的伪码捕获方法。

关键词:深空通信; 扩频信号; 并行捕获; FFT 算法; Doppler 频移; 相关

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A

Acquisition of High Dynamic SS Signal Based on FFT in Deep Space Communication

JIAO Jian, ZHANG Qin - yu, LI Hui

(Shenzhen Graduate School, Harbin Institute of Technology, Shenzhen 518055, China)

Abstract: In the deep space communications, it has huge difficulty to acquire spread spectrum (SS) signals with high Doppler shifts for a receiver. A new receiver architecture is presented, which estimates the Doppler shift during the PN phase acquisition. This method can search the code phase and estimate the Doppler shifts simultaneously. The acquisition capability of the high speed long PN code in deep space communication systems is emphasized. The simulation and analysis show that the FFT - based method can efficiently accelerate the acquisition process.

Key words: deep space communication; spread spectrum signal; parallel acquisition; FFT algorithm; Doppler shift; correlation

深空通信中要求高实时性, 快速可靠的捕获信号是系统功能实现的前提, 系统捕获方法是其中的关键^[1]。在深空通信中使用扩频技术完成航天器之间和航天器与地面站之间的信息传输时, 由于处在高动态环境中, 载波信号会产生较大的 Doppler 频移, 因此捕获过程不仅要搜索伪码相位, 而且还要搜索载波的 Doppler 频移, 导致对 PN 码的捕获成为对码相位 - Doppler 频移的二维搜索^[2,3], 延长了 PN 码的捕获时间, 而且恶化了扩频码捕获性能。本文采用一种 FFT 辅助部分相关器的捕获方法, 通过对

部分相关后的相关值进行 FFT 计算, 从而克服 Doppler 频移的影响, 快速地完成捕获。

1 基于 FFT 的快速捕获

常规的伪码相位捕获是通过本地伪码与接收信号的相关运算完成的, 在不存在 Doppler 频移时, 当本地伪码与输入信号相位对齐, 相关器会输出一个峰值, 如果该峰值超过了门限, 则捕获完成^[4]。载波 Doppler 频移的存在, 会导致相关峰急剧下降, 甚

* 收稿日期: 2007 - 04 - 02; 修回日期: 2007 - 08 - 09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (60672089)

至难以捕获。

使用部分相关法,结合 FFT 捕获,通过 FFT 实现在搜索一个码相位步进量时,同时对整个 Doppler 单元进行估计,这样在不增加硬件复杂度的情况下通过软件方法缩短了捕获时间,其搜索方法如图 1 所示。

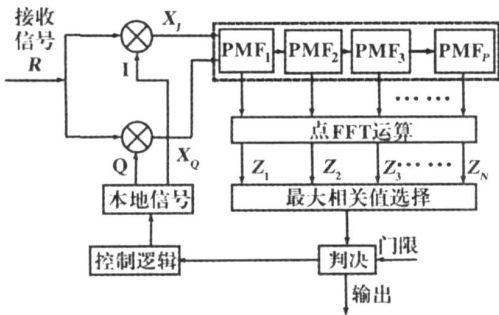


图 1 基于 FFT 的捕获框图

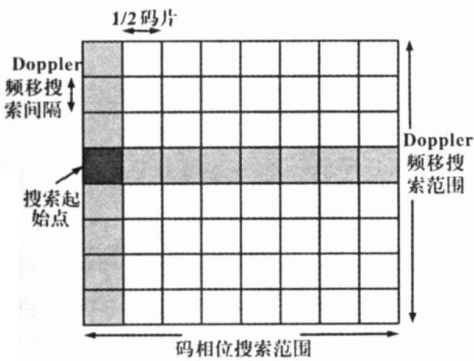


图 2 基于 FFT 的并行搜索示意图

设接收信号为

$$R(t) = \sqrt{2S} d(t - T_c) c(t - T_c) \cdot \exp[j(2(f_c + f_d)t + \phi)] + n(t) \quad (1)$$

式中 S 为单位码元信号能量, $d(t)$ 为信息序列, T_c 为单位码片的矩形冲激波形持续时间, $c(t) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i pT_c(t - iT_c)$, 其中 $c_i \in \{-1, +1\}$ 为长 M 的 PN 码的第 i 个码元, pT_c 是定义于 $[0, T_c]$ 上的 PN 码的单位矩形冲激波形, 为以 T_c 做归一化单位的时间延迟, $(f_d + f_c)$ 为接收载波频率, ϕ 为相位, 分布于 $[0, 2\pi)$, $n(t)$ 为加性高斯白噪声, 单边功率谱密度为 N_0 。不失一般性, 可设初相为 0, 并假定此时信号没有包含调制信息。

设本地参考信号为

$$I = \text{PN}(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (2)$$

$$Q = \text{PN}(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (3)$$

假定本地 PN 码已与接收的 PN 码同步, 当本地伪码与接收信号伪码相位相一致, 本地伪码与接收信号相乘后, 结果只剩下残留载波 $\exp[-j(2\pi(f_c + f_d)t)]$, I-Q 的第 j 次 ($j=1, 2, \dots, M$) 采样值为

$$X_j^I = \sqrt{2S} \cos[2\pi j(f_c + f_d)T_c] + n_i(jT_c) \quad (4)$$

$$X_j^Q = \sqrt{2S} \sin[2\pi j(f_c + f_d)T_c] + n_q(jT_c) \quad (5)$$

在此捕获系统下, 本地伪码与输入信号伪码之间仍然保持相对滑动。输入信号每 X chip 做累加, 将输入数据降速, 使原长 M 的伪码变为现在的 P 点数据, $P=M/X$ 。第一个部分相关器计算伪码的第一个 X chip, 第二个利用下一个 X chip, 以此类推, 第 P 个部分相关器用最后 X 个 chip。然后利用这 P 点数据做 $N(N-P)$ 点 FFT, 并分析频谱, 然后在 FFT 的 N 个输出端选择输出值最大的峰值作为相关器的输出, 即起到用 FFT 实现对接收信号的 Doppler 频移估计^[1,5]。如果选择合适的 P , 就可以实现对整个 Doppler 频移范围内的频移量估计^[6]。这就不增加硬件复杂性的情况下实现扩频信号的快速捕获。如果频谱峰值超过门限值, 则说明本地码相位与输入信号码相位达到一致。

引入复变量 $Y_j = X_j^I + jX_j^Q$, 在 PMF 中, 累加的输出可表示为 $Z(k) = \text{FFT}(\sum_{j=1}^P Y_j)$, 对序列 $Z(k)$ 作 FFT 变换, 即可以对此码相位单元内信号的 Doppler 频移量做出估计。

(1) 常规相关器的频响

常规 M 长的相关器的归一化频率响应为

$$G_c(f_d) = \frac{\sin(\pi f_d T_c M)}{M f_d T_c} \quad (6)$$

其中, T_c 为码片持续时间, f_d 为载波 Doppler 频移。

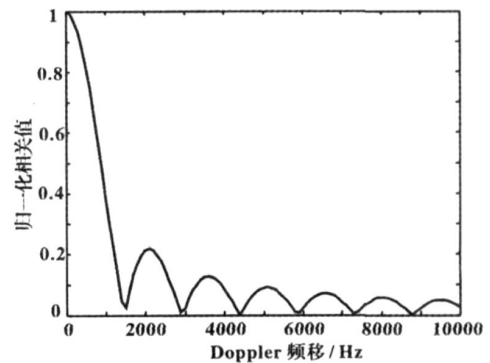


图 3 常规的捕获方法对 Doppler 频移的响应

由图 3 可以看到,在 PN 码相位已同步的情况下,没有补偿的相关器输出将随着载波 Doppler 频移的增大急剧下降。

(2) 部分相关结合 FFT 补偿法的频响特性

P 个 X 长的分段子相关器进行 N 点 FFT 运算后的归一化频率响应为

$$G_{\text{part-fft}}(f_d, k) = \frac{\sin(f_d T_c \frac{M}{P}) \cdot \sin(f_d T_c M - \frac{P}{N} k)}{M f_d T_c \cdot \sin(f_d T_c \frac{M}{P} - \frac{k}{N})} \quad (7)$$

其中 k 表示 FFT 的第 k 点输出。

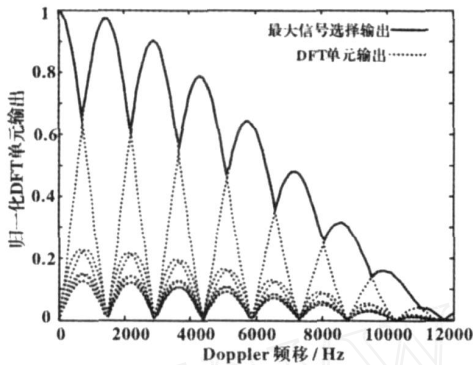


图 4 8 点 FFT 经最大信号选择器输出的频率响应

如图 4 所示,做 8 点 FFT 时,即可对 Doppler 频移搜索范围扩大 10 倍。

2 仿真结果及分析

由于是在深空通信的环境中,设 PN 码长 $M = 2048$, Doppler 频移 40 kHz , $f_c = 11.47 \text{ MHz}$, $E_c/N_0 = -2 \text{ dB}$ 。取 $N = P$,比较输入信号为 8 chip、16 chip、32 chip、64 chip 时 FFT 算法在一个频率通道 $k = 4$ 时的响应曲线(图 5),可以看出,该频率通道对该通道附近频率做出了不同程度的补偿。随着 FFT 运算点数的增加,它几乎可以做到对该通道 Doppler 频移影响的完全补偿。

图 5 的结果表明,如果我们对各个频率通道都做出 Doppler 补偿,就可以得到对整个 Doppler 范围的估计,对 FFT 输出各通道取最大值,这种相关器对 Doppler 的响应曲线如图 6 所示。可以看出,当 $X = 8 \text{ chip}$ 和 $X = 4 \text{ chip}$ 时做 FFT 运算,对 Doppler 频移已经有了很大程度上的补偿,再增加 FFT 的运算点数对补偿效果已不是很明显,但是这种情况下存在很大的扇形衰落。

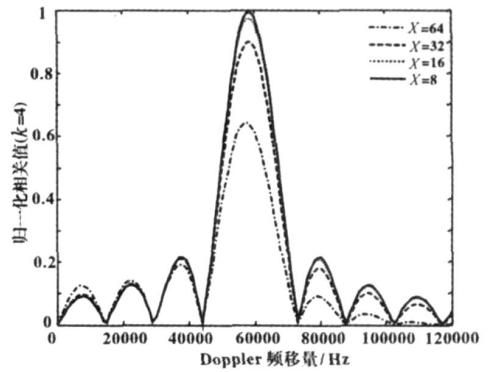


图 5 FFT 输出端 ($k = 4$) 对 Doppler 频移的响应

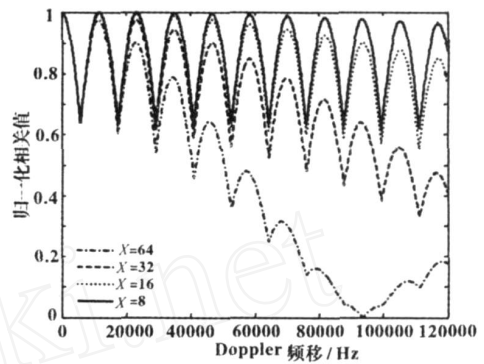


图 6 X = 32, 16, 8, 4 四种情况下的响应曲线

如果采用对信号采样后做补零 FFT ($N > P$) 的方法,就可以减小这种扇形衰落对相关峰的影响。如图 7,图中给出了 $P = 64, N = 128$ 的响应曲线,可见,补零后取得了比较好的消除扇形衰落的效果。

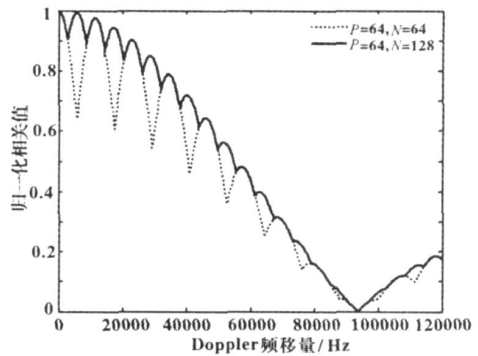


图 7 对扇形衰落的一种补偿

虚警概率取决于检测器输入端的噪声统计特性和检测器阈值。假设在部分相关器输入端使用了限幅器,因而噪声服从二项式分布,它具有零均值和单位方差。如果相关器足够长,应用中心极限定理能够证明,FFT 的输入信号是不相关的且具有高统计特性。若每个相关器的长度为 X,则每个输出的均值为零,方差为 X;若有 P 个相关器,则点补零 N 点 FFT

(若 $N > P$) 的输出均值为零, 方差为 PX (在数值与码长 M 相等); 那么, 将信号进行 FFT 运算, $n_i(n)$ 、 $n_q(n)$ 符合瑞利分布, 概率密度 $p(r) = \frac{r}{2} \exp(-\frac{r^2}{2})$ ($r > 0$), 假设任一 FFT 通道间是不相关的, 且每个通道的 FFT 都服从相同的分布, 则虚警概率 (没有信号输入, 输出超过阈值) 为 $P_{fa} = 1 - (1 - \exp(-\frac{\tau^2}{2}))^N$ 。当任一输出通道的值超过了阈值, 表示信号已经捕获, 每个 N 点 FFT 都服从同样的分布, 因此检测概率为 $P_d = 1 - \prod_{i=0}^{N-1} (1 - P_{output > \tau})$ 。

图 8 表示虚警概率在不同的阈值时的曲线。我们能看出, 随着 FFT 算法计算点数的增加, 由于输出通道的增加, 其每一条独立的通道增加了超过阈值的概率, 使得虚警概率也在增加。

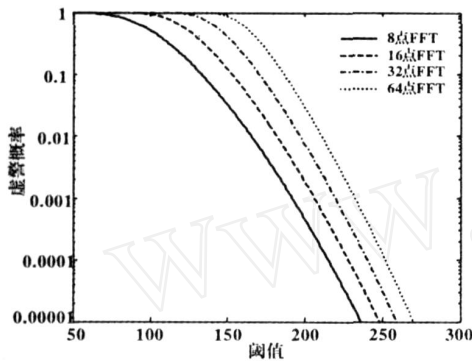


图 8 不同阈值和 FFT 计算次数下的虚警概率

在仿真条件下, 取 $X = 1$ chip, 如图 9, 当码相位同步时, FFT 谱分析的结果中有一条明显的谱峰, 指示载波的 Doppler 频移值。

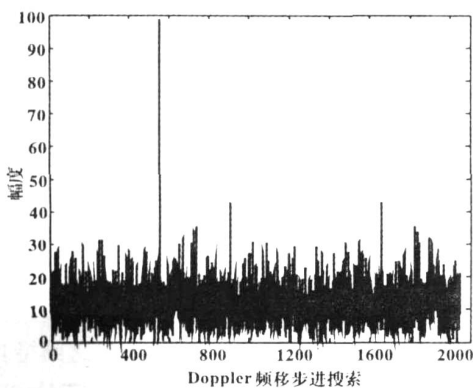


图 9 FFT 频率响应 ($E_c/N_0 = -2$ dB)

3 结论

文中介绍的结构在实际大频偏的情况下能以较

短的时间捕获 PN 码, 所抗频偏大小跟接收信号的信噪比和积分长度有关。参考文中分析, 选取合适积分长度, 系统在实现快速捕获的同时, 接收信噪比越高, 系统抗频偏越大。

捕获方法弥补了时域滑动相关法花费时间过长和全匹配滤波器法消耗硬件资源太大的不足, 没有增加硬件的复杂度, 而是通过软件实现对 Doppler 频移的补偿。分段相关器的长度和 FFT 的点数对 PN 码的捕获速度有影响, 所以实际工作中在保证伪码能够获得捕获的前提下, 应折衷考虑部分相关器的长度和 FFT 的运算速度。随着集成电路的发展, 芯片处理速度的不断提高, 这种方法对实现深空通信系统的快速捕获将具有更大的应用意义。

参考文献:

- [1] Grant P M, Spangenberg S M. Doppler estimation for fast acquisition in spread spectrum communication systems [J]. IEEE Journal of Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998, (1): 106 - 110.
- [2] Lin J C. Non-coherent sequential PN code acquisition using sliding correlation for chip-asynchronous direct sequence spread spectrum communications [J]. IEEE Trans on Communications, 2002, 50 (4): 664 - 676.
- [3] Jovanovic V M, Sousa E S. Analysis of non-coherent correlation in DS/BPSK spread spectrum acquisition [J]. IEEE Trans on Communications, 1995, 43 (243): 565 - 573.
- [4] Geng S Q, Wu S L. An FFT-based acquisition algorithm for spread-spectrum signal in high dynamic [C]. Int Conference on Communications, Circuits and Systems May 2005: 27 - 30.
- [5] Cheng J, Zhu W M. A new acquisition method for PN code acquisition with large frequency offset [C]. Int Symposium on Communications and Information Technology Oct 2005: 1369 - 1371.
- [6] Akopian D. Fast FFT based GPS satellite acquisition methods Radar [C]. IEEE Proceedings of Sonar and Navigation IEEE, 2005: 277 - 286.

作者简介:



焦 健 (1983 -), 男, 湖南长沙人, 哈尔滨工业大学深圳研究生院硕士研究生, 主要从事深空通信和深空测距的研究, (电子信箱) jiaojian@hitsz.edu.cn;

张钦宇 (1972 -), 男, 江苏扬州人, 哈尔滨工业大学深圳研究生院教授、博士生导师;

李 晖 (1977 -), 男, 河南省掖县人, 哈尔滨工业大学博士后。