

遥测扩频接收机中的检测后积分技术研究

刘晓明, 刘 沙, 吴皓威
(重庆大学 通信工程学院, 重庆 400030)

摘 要:针对遥测扩频系统要适应各种多普勒频移和动态容忍度的问题,研究了存在频率误差情况下的检测后积分(PDI)伪码捕获技术,提出了一种采用部分匹配滤波器与PDI技术结合的实现方案。在进行详细理论分析的基础上,将该技术与传统的非相关检测后积分(NCPDI)进行对比仿真。结果表明该方法可以明显降低系统误码率,有效地提高扩频通信系统性能。同时这种性能的提高在实际实现时所带来硬件开销也比较小,从而具有很好的实用性。

关键词:检测后积分;伪码捕获;似然比较验

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1673-629X(2009)10-0226-04

Research on Post Detection Integration Methods for the Telemetry Spread Spectrum Receiver

LIU Xiao-ming, LIU Sha, WU Hao-wei

(College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400030, China)

Abstract: According to the fact that the telemetry spread spectrum receiver need meet Doppler frequency offset and dynamic tolerate degree, it is studied that the post detection integration for code acquisition in the presence of phase and frequency uncertainty. A code acquisition architecture by using partial-matched filter with post detection integration is presented. Then the theoretical analysis is given and simulation tests of proposed acquisition algorithm are carried out. Performance is also contrasted to the conventional noncoherent PDI techniques, to reveal significant gains in favor of the proposed methods.

Key words: post detection integration; code acquisition; likelihood ratio test

0 引言

由于扩频系统可以实现低信噪比条件下的传输,具有抗干扰性好,保密性高,抗多径能力强等优点,因此在军事通信、电子对抗、导航等领域得到了广泛的应用。但是,只有在接收机将本地产生的伪码和接收信号中调制信息的伪码实现同步以后,才有可能实现扩频通信的各种优点^[1]。一般的,伪码同步分为捕获和跟踪两个过程。在极低信噪比环境下,解扩前对接收到的信号进行载波恢复是不可能的,因此在接收端首先要实现伪码的捕获。

由于收发本振的差异以及相对运动引起的多普勒频移,在下变频时信号源不稳定引入的频漂使得混入中频的频偏,使接收到的信号中存在较大的频率偏差,从而导致相位的旋转,此时简单的捕获方法导致相关

性能恶化^[2,3]。为了减小频率误差产生的影响,可以采用一种加窗技术^[4],对传输的PN码先进行分段积分^[5,6],在非线性检测后再对整个码长进行积分,此种方法即检测后积分技术(PDI)。基于此文中采用部分匹配滤波器与PDI技术相结合的方法实现伪码的捕获。该方法不仅解决了频率偏差问题,降低了匹配滤波器的复杂度,同时对因为跨越数据比特的跳变边界积分而导致的该时间段的预检测积分信号变差也有较好的改善。

1 系统模型

输入的中频信号通过带通滤波器后进行A/D采样,变换成数字信号,然后采用正交数字下变频,将中频信号变为基带信号。接着对数字化后的信号进行解扩处理,其中PN码的捕获采用部分匹配滤波器和PDI技术相结合的方法获得相关峰值,其后进行门限判决,以判定其是否捕获到有用信号,如果未捕获到信号,则调整本地PN码的相位;如果认为捕获到有用信号,则转入跟踪过程,捕获电路如图1所示。

收稿日期:2009-02-13;修回日期:2009-05-04

基金项目:与某公司合作项目“机载扩频系统”(JW20*2007052)

作者简介:刘晓明(1963-),男,博士后,教授,研究方向为扩频通信、宽带无线通信。

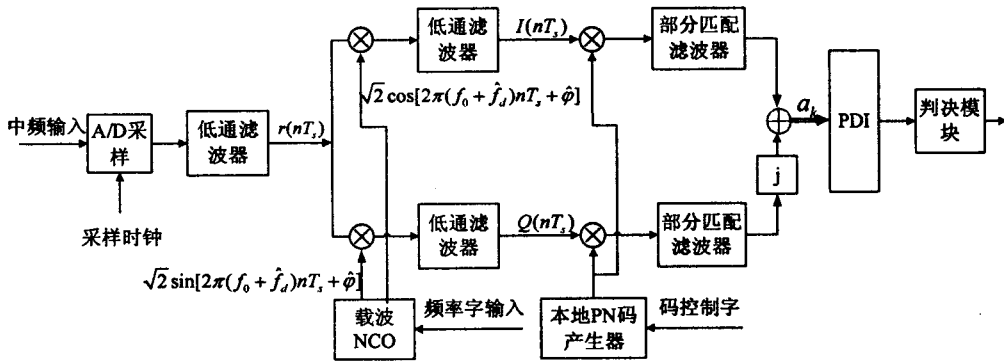


图 1 遥测扩频捕获系统的结构框图

接收信号经过 A/D 采样后表示为:

$$r(nT_s) = \sqrt{2P}d(nT_s)c(nT_s)\cos[2\pi(f_0 + f_d)nT_s + \varphi] + n(nT_s) \quad (1)$$

其中, T_s 为 A/D 采样时钟的周期, P 为接收到的信号的平均功率, $d(nT_s)$ 为二进制数据信息, $c(nT_s)$ 为伪码序列信息, $n(nT_s)$ 为双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。

经过正交下变频和低通滤波器之后进行解扩, 并用长为 M 的部分匹配滤波器对连续的 M 个采样点进行归一化求和, 此时 IQ 两路信号的输出仍然满足高斯分布, 其方差为 $N_0/2$ 。积分长度 M 的选取与频率误差有关^[6]。

此时输出复信号可以表示为:

$$a_k = \sqrt{PM} \frac{\text{sinc}(\Delta f MT_s)}{\text{sinc}(\Delta f T_s)} e^{j2\pi k \Delta f MT_s} e^{j\pi(M-1)\Delta f T_s} e^{j\Delta\varphi} + n_k \\ = X_k(\Delta f) e^{j\Delta\varphi} + n_k \quad (2)$$

其中, $k = 1, 2, \dots, L$, Δf 为本地载波与接收信号的频差, $\Delta\varphi$ 为起始相位差。

设 $\mathbf{a} = [a_1 \cdots a_L]^T$, $\mathbf{x} = [x_1 \cdots x_L]^T$, $\mathbf{n} = [n_1 \cdots n_L]^T$, 则有 $\mathbf{a} = \mathbf{x}(\Delta f) e^{j\Delta\varphi} + \mathbf{n}$ (3)

由(2)式可知, 当 $\Delta f = 0$ 时, 部分匹配滤波器输出包络的峰值幅度为 \sqrt{PM} , 当接收信号存在大的多普勒频移时这个峰值会减小。随着匹配滤波器相关积分时间的增加, 这种性能退化变得更加严重。因此, 相对于全匹配滤波器, 选用部分匹配滤波器可以减少引入的频差, 同时减小了匹配滤波器实现的复杂度。

2 检测后积分技术

2.1 非相关检测后积分(NCPDI)

在遥测扩频接收机中使用最广泛的是非相关检测后积分技术。根据上节给出的系统模型, 可以计算出 \mathbf{a} 的似然比^[7]为:

$$R(\Delta f, \Delta\varphi) = e^{-\frac{\|\mathbf{x}(\Delta f) e^{j\Delta\varphi}\|^2}{2\sigma^2}} e^{\frac{\text{Re}\{\mathbf{a} \cdot \mathbf{x}(\Delta f) e^{-j\Delta\varphi}\}}{\sigma^2}}$$

$$= e^{-\frac{PML \text{sinc}^2(\Delta f MT_s)}{2\sigma^2 \text{sinc}^2(\Delta f T_s)}} e^{\frac{\text{Re}\{\mathbf{a} \cdot \mathbf{x}(\Delta f) e^{-j\Delta\varphi}\}}{\sigma^2}} \quad (4)$$

其中 $\|\cdot\|$ 表示欧几里德范数。

假设 $\Delta\varphi$ 是一个随机变量, 其平均分布概率密度函数为: $p(\Delta\varphi) = 1/2\pi$, $\Delta\varphi \in [-\pi, \pi]$, 则可以得出平均对数似然比(ALLR):

$$\Lambda(\Delta f) = -\frac{PML \text{sinc}^2(\Delta f MT_s)}{2\sigma^2 \text{sinc}^2(\Delta f T_s)} + \ln I_0\left(\frac{1}{\sigma^2} |\mathbf{a} \cdot \mathbf{x}(\Delta f)|\right) \approx \\ \frac{PM \text{sinc}^2((\Delta f MT_s)}{4\sigma^4 \text{sinc}^2((\Delta f T_s)} \left(1 - \sum_{k=1}^L a_k e^{-j2\pi k \Delta f MT_s}\right)^2 - 2L\sigma^2) \quad (5)$$

其中, $I_0(\cdot)$ 表示零阶修正的贝塞尔函数, $\ln I_0(x) \approx x^2/4$ 。由式(5)可以发现, 频率误差导致相位发生旋转和能量损失 $\text{sinc}^2(\Delta f MT_s)/\text{sinc}^2(\Delta f T_s)$ 。为了减少能量损失需要限制相关积分长度, 使得 MT_s 远远小于 $1/\Delta f_{\max}$, 其中 Δf_{\max} 为最大频率偏差, 因而有 $\text{sinc}^2(\Delta f MT_s)/\text{sinc}^2(\Delta f T_s) \approx 1$, 此时把式(5)中的常数项并入判决门限中, 则可以重新写平均对数似然比为:

$$\Lambda(\Delta f) = \left| \sum_{k=1}^L a_k e^{-j2\pi k \Delta f MT_s} \right|^2 \\ = \sum_{k=1}^L |a_k|^2 + \sum_{l=1}^{L-1} 2\text{Re}\left(\sum_{k=l+1}^L a_k a_{k-l}^* e^{-j2\pi l \Delta f MT_s}\right) \quad (6)$$

$$\Lambda_0 = \sum_{k=1}^L |a_k|^2 \quad (7)$$

$$\Lambda_l(\Delta f) = 2\text{Re}\left(\sum_{k=l+1}^L a_k a_{k-l}^* e^{-j2\pi l \Delta f MT_s}\right) \quad (8)$$

$$\text{则有 } \Lambda(\Delta f) = \Lambda_0 + \sum_{l=1}^{L-1} \Lambda_l(\Delta f) \quad (9)$$

其中, Λ_0 就是传统的 NCPDI 算法^[4,8]。

由式(6)可以得知, $\Lambda(\Delta f)$ 是频率误差的函数, 若 $\Delta f = 0$, 则直接在整个 PN 码周期内做相关积分是一种最优方法; 若 $\Delta f \neq 0$, 则相关峰值被削弱, 因此下面采用两种方式消除频率误差对 $\Lambda(\Delta f)$ 的影响。

2.2 广义检测后积分(GPDI)

假设 Δf 为一确定的未知参数, 则广义似然比为:

$$\Lambda = \max_{\Delta f} \Lambda(\Delta f) = \max_{\Delta f} \left\{ \Lambda_0 + \sum_{l=1}^{L-1} \Lambda_l(\Delta f) \right\} \quad (10)$$

如果直接求解式(10),则必须在检测信号之前找到 Δf 的最大似然估计值。可是在实际环境中,SNR 非常低,得到较理想的 Δf 估计值是不可能的,因此直接求解式(10)是不可行的。

为方便求解,令 $s_l = |s_l| e^{j\Psi_l} = \sum_{k=l+1}^L a_k a_{k-l}^*$ 代入式(8)得:

$$\begin{aligned} \Lambda_l(\Delta f) &= 2\text{Re}\{|s_l| e^{j\Psi_l} e^{-j2\pi\Delta f MT_s}\} \\ &= 2|s_l| \cos(\Psi_l - 2\pi\Delta f MT_s) \end{aligned} \quad (11)$$

因此,广义平均似然对数比为:

$$\Lambda_l^G = 2 \left| \sum_{k=l+1}^L a_k a_{k-l}^* \right| \quad (12)$$

对所有的 $\Lambda_l(\Delta f)$ 进行同样的计算,并代入式(9)可得:

$$\Lambda^G = \sum_{l=0}^{L-1} \Lambda_l^G \quad (13)$$

$$\text{其中, } \Lambda_0^G = \Lambda_0 = \sum_{k=1}^L |a_k|^2, \Lambda_l^G = 2 \left| \sum_{k=l+1}^L a_k a_{k-l}^* \right|$$

通过分析可以得知,随着 n 的增大, Λ_l^G 值越来越小。同时,对于信道产生的相位旋转的条件假设也变得很苛刻,而这又是推导 Λ_l^G 的前提条件。因此,实际中只是求解部分 Λ_l^G 值,即

$$\Lambda^G(m) = \sum_{l=0}^{m-1} \Lambda_l^G \quad (m \leq L) \quad (14)$$

此 PDI 方法即 $\text{GPDI}[\Lambda(m)]^{[9]}$ 。

2.3 平均检测后积分(APDI)

假设 Δf 是均匀分布的,其概率密度函数为:

$$p_{\Delta f}(\Delta f) = 1/2\Delta f_{\max} \quad \Delta f \in [-\Delta f_{\max}, \Delta f_{\max}] \quad (15)$$

对式(9)求平均可得:

$$\begin{aligned} \Lambda^A &= \int_{-\Delta f_{\max}}^{\Delta f_{\max}} |\Lambda(\Delta f)| p_{\Delta f}(\Delta f) d\Delta f \\ &= \Lambda_0 + \sum_{l=1}^{L-1} \text{sinc}(2l\Delta f_{\max} MT_s) \Lambda_l^A \end{aligned} \quad (16)$$

$$\text{其中, } \Lambda_0 = \sum_{k=1}^L |a_k|^2, \Lambda_l^A = 2\text{Re}\left\{ \sum_{k=l+1}^L a_k a_{k-l}^* \right\}$$

同样定义:

$$\Lambda^A(m) = \begin{cases} \Lambda_0 & (m=1) \\ \Lambda_0 + \sum_{l=1}^{m-1} \text{sinc}(2l\Delta f_{\max} MT_s) \Lambda_l^A & (1 < m \leq L) \end{cases}$$

此 PDI 方法即 $\text{APDI}[\Lambda(m)]$ 。

Λ_0, Λ_l^G 和 Λ_l^A 的结构示意图如图 2 所示。分析可知,GPDI 和 APDI 不同于 NCPDI,两者均由 Λ_0 和 Λ_l 两部分组成。 Λ_l 项产生的增益使 GPDI 和 APDI 性能明显

优于 NCPDI。APDI 是采用对频率偏差统计分布求平均的方法来消除对 Δf 的依赖性。当 Δf_{\max} 相对于 $1/2MT_s$ 较小时,加权系数接近为 1 且只取累积结果的实部,从而可以减少噪声增益,因此在 Δf_{\max} 比较小时 APDI 的性能优于 GPDI 的性能。但是在实际环境中, Δf 是不确定性参数,当频率偏差较大时,用均匀分布的概率密度函数模型来表示该参数是不确切的,因此在 Δf_{\max} 比较大时 GPDI 的性能要优于 APDI 的性能。遥测扩频接收机接收到的信号存在较大的多普勒频移,适合选用 GPDI 捕获方法。同时为了降低硬件实现的复杂性和硬件资源的开销,采用 $\text{GPDI}[\Lambda(2)]$ 捕获方法。

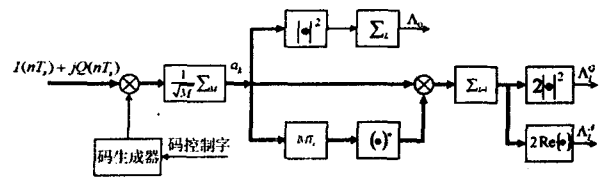


图 2 PDI 结构框图

3 仿真结果

对非相关检测后积分(NCPDI)、广义检测后积分(GPDI)和平均检测后积分(APDI)三种方法的性能进行计算机仿真。对频率偏差进行归一化,引入参数:固定频偏 $\gamma_1 = \Delta f/MT_s$ 和最大频偏 $\gamma_2 = \Delta f_{\max} MT_s$,即对于 APDI 而言频偏在整个范围 $[-\gamma_2, \gamma_2]$ 内求平均。系统仿真参数:信噪比 $\text{SNR} = 2\text{dB}$,扩频码为码长 255 的 Gold 序列, $M = 15, L = 17$ 。图 3(a)、(b)、(c) 分别给出了不同的固定频偏和最大频偏下的漏检概率 P_{md} 和虚警概率 P_f 的约束关系(接收机特性曲线)。

由图 3 中可以看出,随着频率误差的不同,GPDI 和 APDI 的性能也在发生变化。图 3(a) 中, $\gamma_1 = 0.22, \gamma_2 = 0.25$, 此时频率误差比较大,GPDI 的性能优于 APDI 的性能。图 3(b) 中,在 $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.04$ 时, $\text{APDI}[\Lambda(2)]$ 的性能则明显地优于 NCPDI 和 $\text{GPDI}[\Lambda(2)]$ 。这是因为随着 Δf_{\max} 值的减小,加权系数 $\text{sinc}(2l\Delta f_{\max} MT_s)$ 的值是增大的。同时可以看出,随着 m 的增大, $\text{APDI}[\Lambda(m)]$ 并不是单调递增或者递减的。事实上,当 $m = 10$ 以及 $m = 17$ 时 $\text{APDI}[\Lambda]$ 的性能还要差些,因为随着 m 值的增大,对于 APDI 中单独的某些项而言可能为负值。图 3(c) 中 $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.008$, 此时频率误差频移,因此采用部分匹配滤波器与 GPDI 结合的捕获方法是非常有效的。

从仿真结果中还可以看出, $\text{GPDI}[\Lambda(2)]$ 的性能优于传统方法 NCPDI 的性能, $\text{GPDI}[\Lambda(m)]$ 的性能随着 m 的增大而改善,同时 m 越大,性能的改善程度越

小, 呈现一种饱和趋势。因此, 在实际系统实现时要折中考虑算法的性能和复杂度, 采用部分匹配滤波器与 GPDI $[\Lambda(2)]$ 结合的捕获系统可以明显降低系统误码

率, 有效地提高扩频通信系统性能, 同时这种性能的提高在实际实现时所带来硬件开销也比较小, 从而具有很好的实用性。

4 结束语

文中以遥测扩频接收机为背景, 提出了一种在大频偏条件下的伪随机码捕获方案, 其中的 PDI 技术与传统上实际使用的非相关检测后积分(NCPDI)不同之处是对频率误差产生的衰减没有限制。通过仿真, 研究了几种方法在不同应用条件下的性能。理论分析和仿真结果表明, 采用部分匹配滤波器与 GPDI $[\Lambda(2)]$ 结合的捕获方法不仅解决大的多普勒频移问题, 有效提高系统的捕获性能, 而且在实际实现时硬件开销也比较小。

参考文献:

- [1] Simon M K, Omura J K, Scholtz R A, et al. Spread Spectrum Communication Handbook[M]. New York: McGrawHill Inc, 2002: 753 - 767.
- [2] 朱庆厚. 直扩通信码同步捕捉方法[J]. 航天电子对抗, 2005(1): 40 - 42
- [3] 王立冬, 胡卫东, 郁文贤. 时延 - 多普勒频移对伪码捕获影响的性能分析[J]. 系统工程与电子技术, 2001, 23(6): 79 - 82.
- [4] Viterbi A J. CDMA 扩频通信原理[M]. 李世鹤, 鲍刚, 彭容译. 北京: 人民邮电出版社, 2000: 37 - 50.
- [5] 高永茂, 秦勇. 用于低轨卫星通信系统的 DSSS 码捕获技术[J]. 无线通信技术, 2008(1): 24 - 28.
- [6] Corazza G E, Pedone R, Villanti M. Frame acquisition for continuous and discontinuous transmission in the forward link of satellite systems[C]//Special Issue of International Journal of Satellite Communications and Networking, dedicated to the EMPS/ASMS2004 Conf. [s. l.]: John Wiley and Sons, 2006: 185 - 201.
- [7] Van Trees H L. 检测、估计和调制理论 卷 I: 检测、估计和线性调制理论[M]. 张其善, 毛士艺, 周荫清译. 北京: 电子工业出版社, 2007: 49 - 55.
- [8] De Gaudenzi R, Giannetti F, Luise M, et al. Signal Recognition and Signature Code Acquisition in CDMA Mobile Packet Communications[J]. IEEE Trans. Vehicular Technology, 1998, 47(1): 196 - 208.
- [9] Corazza G E, Pedone R. Generalized and average post detection integration methods for code acquisition[C]//in Proc. IEEE Int. Symp. Spread Spectrum Tech. Appl. Sydney, Australia: [s. n.], 2004: 207 - 211.

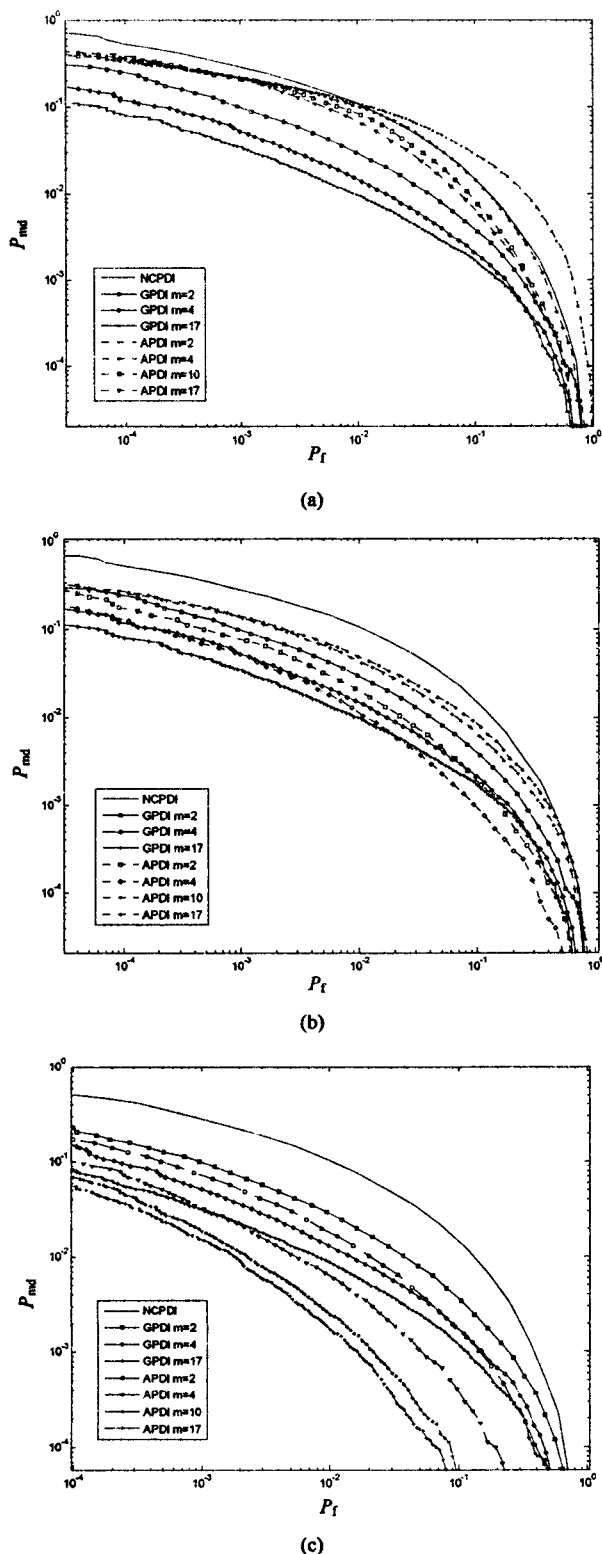


图 3 不同的固定和最大频偏下 P_{md} 和 P_f 的约束关系