

## DS/PM 双模应答机接收信号的快捕技术\*

袁继兵,王祖良,郑林华

(国防科技大学 电子科学与工程学院,湖南 长沙 410073)

**摘要** 提出了一种星用直扩/调相(DS/PM)双模式应答机接收信号快速识别和捕获的算法,并分析了该算法的性能。与传统的处理方式相比,该算法通过对共同处理部件(FFT/IFFT)的复用,在提高系统性能的同时优化了系统结构,降低了对硬件规模的要求。解决了高动态、低信噪比和大多普勒频移环境下捕获时间与检测性能的矛盾,对研制星用 DS/PM 双模式应答机有很好的参考价值。

**关键词** 应答机;双模式;信号识别;快捕

**中图分类号** TP391 **文献标识码** A

## A Fast Acquisition Technology of Received Signal of DS/PM Dual-mode Transponder

YUAN Ji-bing, WANG Zu-liang, ZHENG Lin-hua

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract** A fast recognition and acquisition algorithm of the received signal of the satellite-based direct sequence spread spectrum/phase modulation(DS/PM) dual-mode transponder is put forward and the performance of the algorithm is analyzed. Compared with the traditional method, the algorithm improves the system performance, optimizes the system structure and reduces size of the hardware requirements by multiplexing the common processing unit(FFT/IFFT). The contradiction between the acquisition speed and detection performance with the high dynamic, low SNR and large Doppler shift is resolved. This research will be useful to the development of DS/PM dual-mode transponder.

**Key words** transponder; dual-mode; signal detection; fast acquisition

跟踪与数据中继卫星系统(TDRSS)双模式用户应答机是指兼容 S 波段统一载波测控系统(USB)和 TDRSS 用户终端的用户应答机。在 S 波段 TT&C 航天测控网覆盖范围内,用 S 波段航天测控网完成对航天器的测控和数传,在 S 波段航天测控网覆盖范围之外,可利用 TDRSS 完成对航天器的测控与数传。文献[1-5]给出了应答机信号处理的一些方法;文献[6]给出了双模式应答机的组成和相关指标,并分析了部分关键技术;文献[7]介绍了 TDRSS 第四代用户应答机的功能和对应指标。在上述文献中,关于如何进行双模式识别以及双模式识别的性能均未做深入研究。本文提出了一种双模式应答机接收信号的快速识别与捕获方法,它不但能够在模式识别的同时完成对信号的捕获,而且当接收机工作于直扩模式时还具有较强的抗窄带干扰能力。

### 1 改进的双模式应答机信号捕获算法

双模式信号的捕获结构示意图如图 1 所示。算法的核心结构是 FFT/IFFT 处理模块,利用该模块可以实现伪码的频域并行处理,与匹配滤波器实现的时域并行捕获相比,它具有相同检测性能,同时单位时间运算量远远小于匹配滤波器。

接收信号经过模数变换后可表述为(不考虑 Doppler 频移对伪码和符号的影响)

$$r(t) = \sqrt{2P(t)}c(t-t_0)d(t) \cos(\omega_c t + \varphi(t)) + \xi(t) \quad (1)$$

\* 收稿日期 2006-04-30  
作者简介:袁继兵(1976-),男,博士生。

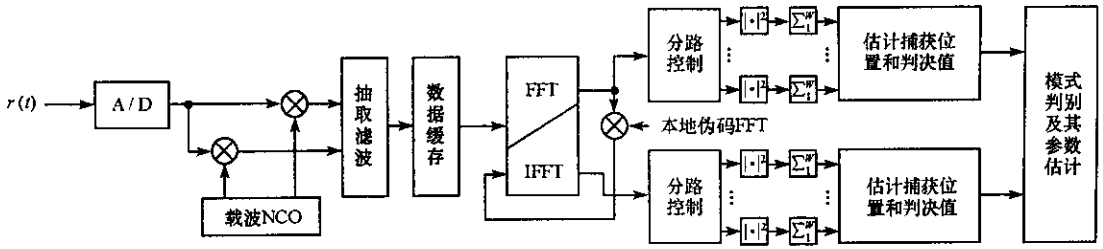


图1 双模式信号的捕获结构示意图

Fig.1 Configuration diagram of dual-mode signal acquisition

式中,  $P(t_l)$  为接收信号功率;  $c(t_l - t_0)$  为伪码序列基带波形;  $d(t_l)$  为直扩调制数据;  $t_l$  为采样时刻,  $t_0$  为伪码序列的初始时刻;  $\omega_c$  为包含 Doppler 频移分量的载波角频率;  $\varphi(t_l)$  为载波相位;  $\xi(t)$  为加性高斯白噪声(AWGN)。若接收端为 PM 信号, 则  $c(t_l - t_0)$  和  $d(t_l)$  恒为 1,  $\varphi(t_l)$  为副载波和/或侧音信号; 若接收端为直扩信号, 则  $\varphi(t_l)$  为常数。

接收信号经过下变频和抽取滤波后得到

$$x_n = \sqrt{P_n/2} \tilde{c}_n d_n \exp(-j\Delta\omega n T_c + \varphi_n) \xi_n \quad (2)$$

式中,  $T_c$  为直扩信号码片宽度,  $\xi_n$  为复噪声。

对缓冲区数据按照  $(N+1)$  分段进行 FFT 变换可得到 ( $N$  为直扩伪码周期且形如  $2^M - 1$ )

$$X_{m,k} = \sum_{n=0}^N x_{n+m(N+1)} W_{N+1}^{nk}, \quad k = 0, 1, \dots, N \quad (3)$$

上述结果与本地伪码 FFT 变换的共轭相乘得到

$$Y_{m,k} = X_{m,k} \tilde{C}_{N-k}, \quad k = 0, 1, \dots, N \quad (4)$$

作 IFFT 运算

$$y_{i,m} = \frac{1}{N+1} \sum_{k=0}^N Y_{m,k} W_{N+1}^{-nk}, \quad n = 0, 1, \dots, N \quad (5)$$

对式(3)进行平方与求和处理后得到

$$z_{PM}(k) = \sum_{i=0}^{W-1} |X_{i,k}|^2, \quad k = 0, 1, \dots, N$$

定义下述辅助变量

$$\begin{aligned} z_{PM \max} &\triangleq \max_{0 \leq k \leq N} \{z_{PM}(k)\} \\ \bar{z}_{PM} &\triangleq \frac{1}{N} \sum_{k=0, k \neq \delta(n)}^N z_{PM}(k) \\ \gamma_{PM} &\triangleq \frac{z_{PM \max}}{z_{PM}} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\hat{\delta}_{PM} \Big|_{z_{PM}(n)} = z_{PM \max} \quad (8)$$

其中,  $\hat{\delta}_{PM}$  是 PM 信号谱线位置  $\delta_{PM}$  的估计值。对式(5)进行平方与求和处理后得到

$$z_{DS}(n) = \sum_{i=0}^{W-1} |y_{i,m}|^2, \quad n = 0, 1, \dots, N \quad (9)$$

定义下述辅助变量

$$\begin{aligned} z_{DS \max} &\triangleq \max_{0 \leq n \leq N} \{z_{DS}(n)\} \\ \bar{z}_{DS} &\triangleq \frac{1}{N} \sum_{n=0, n \neq \delta(n)}^N z_{DS}(n) \\ \gamma_{DS} &\triangleq \frac{z_{DS \max}}{z_{DS}} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\hat{\delta}_{DS} \Big|_{z_{DS}(n)} = z_{DS, \max} \quad (11)$$

其中  $\hat{\delta}_{DS}$  是直扩信号真实相位  $\delta_{DS}$  的估计值。

当系统工作于直扩模式时,图 1 中的 FFT/IFFT 模块可用于抑制窄带干扰处理模块的一部分。其处理过程为:接收信号首先经过 FFT 处理,然后对频谱幅度进行检测,若存在窄带干扰分量,则对这些干扰谱作相应处理以减小干扰的影响,最后对经过干扰抑制处理的数据作 IFFT,将结果送入下一级处理单元(伪码跟踪、载波同步、符号同步和符号判决)。

## 2 改进算法的捕获性能分析

设假设检验为

$$\begin{cases} H_0: r(l) = \sqrt{2P(t_l)} d(t_l - t_0) d(t_l) \cos(\omega_c t_l + \varphi) + \xi'(t_l) \\ H_1: r(l) = \sqrt{2P(t_l)} \cos(\omega_c t_l + \varphi(t_l)) + \xi'(t_l) \\ H_2: r(l) = \xi'(t_l) \end{cases} \quad (12)$$

则正确判决的概率为:

$$P_c = \sum_{i=0}^2 P(H_i | H_i) P(H_i) \quad (13)$$

错误判决的概率为:

$$P_e = 1 - P_c = 1 - \sum_{i=0}^2 P(H_i | H_i) P(H_i) \quad (14)$$

直扩信号的检测优先于 PM 信号的检测,因此其检测概率为

$$P(H_0 | H_0) = P_r \{ (\gamma_{DS} > \gamma_{DS}^{(0)}) \cap (\hat{\delta}_{DS} = \delta_{DS}) | H_0 \} \quad (15)$$

在加性高斯白噪声信道(AWGN)时,可推导出式(15)的计算式<sup>[8]</sup>

$$P(H_0 | H_0) = \int_0^\infty f_{z_1}(z) F_{z_0}^N(z) dz - \int_0^\infty Q\left(\frac{z/\gamma_{DS}^{(0)} - \mu}{\sigma_z}\right) F_{z_0}^N(z) f_{z_1}(z) dz \quad (16)$$

式中,

$$f_{z_1}(z) = \left(\frac{z}{W\eta_s}\right)^{(W-1)Y_2} e^{-(z+W\eta_s)} I_{W-1}(2\sqrt{W\eta_s}z)$$

$$F_{z_0}(z) = 1 - e^{-z} \sum_{k=0}^{W-1} \frac{1}{k!} z^k$$

$$\eta_s = (N+1)\eta_c D^2(\Delta f)$$

$$D(\Delta f) \approx \frac{\text{si}(\pi\Delta f NT_c)}{\pi\Delta f NT_c}, \quad \eta_c = \frac{PT_c}{N_0}$$

$$\mu = W, \quad \sigma_z = \sqrt{\frac{W}{N}}$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$$

PM 信号的检测概率受直扩信号检测性能的影响,其检测概率定义为

$$\begin{aligned} P(H_1 | H_1) &= P_r \{ (\gamma_{PM} > \gamma_{PM}^{(0)}) \cap (\hat{\delta}_{PM} = \delta_{PM}) \} \cap \{ \gamma_{DS} \leq \gamma_{DS}^{(0)} \} | H_1 \} \\ &= P_r \{ (\gamma_{PM} > \gamma_{PM}^{(0)}) \cap (\hat{\delta}_{PM} = \delta_{PM}) \} | H_1 \} P_r \{ \gamma_{DS} \leq \gamma_{DS}^{(0)} \} | H_1 \} \end{aligned} \quad (17)$$

在加性高斯白噪声信道(AWGN)时,可推导出式(17)中

$$\begin{aligned} &P_r \{ (\gamma_{PM} > \gamma_{PM}^{(0)}) \cap (\hat{\delta}_{PM} = \delta_{PM}) \} | H_1 \} \\ &= \int_0^\infty \tilde{f}_{z_1}(z) F_{z_0}^N(z) dz - \int_0^\infty Q\left(\frac{z/\gamma_{PM}^{(0)} - \mu}{\sigma_z}\right) F_{z_0}^N(z) \tilde{f}_{z_1}(z) dz \end{aligned} \quad (18)$$

当噪声增大时有

$$P_r\{\gamma_{DS} \leq \gamma_{DS}^{(0)} | H_1\} \approx 1 - \int_0^\infty Q\left(\frac{z/\gamma_{DS}^{(0)} - \mu}{\sigma_z}\right) (N+1) F_{z_0}^N(z) f_{z_0}(z) dz \quad (19)$$

式(18)中  $\tilde{f}_{z_1}(z)$  与式(16)中  $f_{z_1}(z)$  相比,不同在于

$$\eta_s = \alpha(N+1)\eta_c D^2(\Delta f)$$

$H_2$  条件假设的正确判决概率定义为

$$\begin{aligned} P(H_2 | H_2) &= P_r\{\gamma_{DS} \leq \gamma_{DS}^{(0)} \cap (\gamma_{PM} \leq \gamma_{PM}^{(0)}) | H_2\} \\ &= P_r\{\gamma_{DS} \leq \gamma_{DS}^{(0)} | H_2\} P_r\{\gamma_{PM} \leq \gamma_{PM}^{(0)} | H_2\} \end{aligned} \quad (20)$$

在加性高斯白噪声信道(AWGN)时有

$$P_r\{\gamma_{DS} \leq \gamma_{DS}^{(0)} | H_2\} = 1 - \int_0^\infty Q\left(\frac{z/\gamma_{DS}^{(0)} - \mu}{\sigma_z}\right) (N+1) F_{z_0}^N(z) f_{z_0}(z) dz \quad (21)$$

$$P_r\{\gamma_{PM} \leq \gamma_{PM}^{(0)} | H_2\} = 1 - \int_0^\infty Q\left(\frac{z/\gamma_{DS}^{(0)} - \mu}{\sigma_z}\right) (N+1) F_{z_0}^N(z) f_{z_0}(z) dz \quad (22)$$

式中,  $f_{z_0}(z) = \frac{z^{W-1} e^{-z}}{(W-1)!}$

图2给出DS/PM双模式信号正确判决概率的数字仿真曲线。其中,曲线DS/PM表示双模式信号的正确判决概率,曲线DS表示直扩信号的正确判决概率,曲线PM表示考虑直扩信号检测影响的正确判决概率,曲线PM1表示不考虑直扩信号检测影响的正确判决概率。伪码是长为1023的Gold码,码片速率为5.115Mchips/s,频率相对搜索区间中心频率的偏移量为2kHz,无调制数据,PM模式时频率相对FFT中心谱线的偏移量为2kHz,调相信号为100kHz的主测距音信号(调制度0.4)。从图2可以得出:当由频偏导致的衰减一致时,本方案下直扩模式的捕获性能比PM模式的捕获性能差约3dBHz,这与前面的分析是一致的。在积分宽度  $W=16$  时,若直扩模式输入载噪比大于47dBHz,PM模式输入载噪比大于44dBHz,则正确判决的概率不小于95%;在积分宽度  $W=128$  时,若直扩模式输入载噪比大于41dBHz,PM模式输入载噪比大于38dBHz,则正确判决的概率不小于95%。

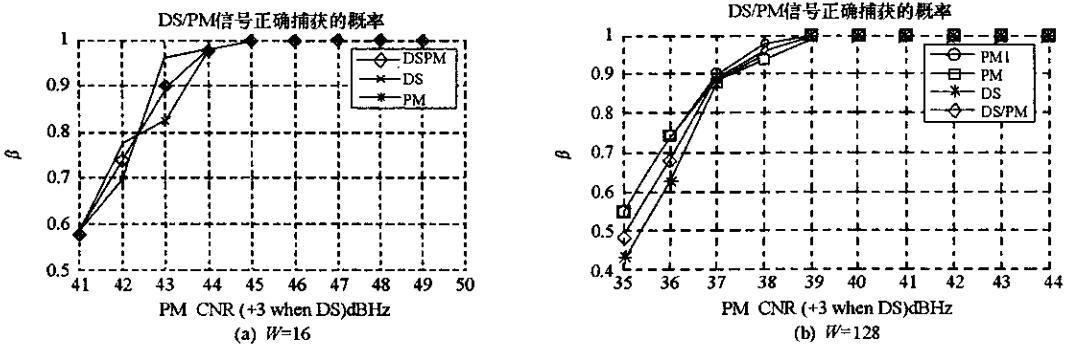


图2 DS/PM捕获性能数字仿真

Fig. 2 Dual-mode signal acquisition performance simulation

在PM模式处理支路中,考虑滤波器窗函数对高频端衰减的影响,将捕获带宽限制在区间  $(-\frac{f_{chip}}{4}, \frac{f_{chip}}{4})$  内。单次捕获分析时间为  $\frac{NW}{f_{chip}}$ 。正确捕获后的频率残差在区间  $(-\frac{f_{chip}}{2(N+1)}, \frac{f_{chip}}{2(N+1)})$  内。

在直扩信号处理支路中,为降低频率偏移对相关峰的影响,在进行载波频率搜索时必须慎重选择步进频率。当选取步进频率为  $\frac{f_{chip}}{2N}$  时,由频率偏移导致的相关峰损失小于1dB。伪码搜索一个频率区间耗时  $\frac{NW}{f_{chip}}$ 。正确捕获时码相位偏差在区间  $(-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2})$  内,载波频率残差在区间  $(-\frac{f_{chip}}{4N}, \frac{f_{chip}}{4N})$  内。

时间。图6中,当 $k$ 值较小时, $A_3$ 和 $A_2$ 比较并无优势,而图7中则表明 $A_3$ 较 $A_2$ 有较大的性能提高。 $k$ 值较小时,候选数据对象数目较少,同时合成数据均为点对象,查询结果占整个响应消息的比重较小。而在真实数据的数据类型均为复杂的面对象,每个对象的数据量都很大,实际的数据量相对整个响应消息中比重较大,所以有图7中的大幅性能提高。而 $k$ 值较大时,候选数据源数目较大,查询窗口比率较大, $A_3$ 较 $A_2$ 和 $A_1$ 尤其是 $A_2$ 的性能优势不大。所以FilterSDS算法对 $k$ 值较小时能更好地减少数据传输量。

图6(b)和图7(b)的实验表明,无论是真实数据还是合成数据,FilterSDS算法过滤了大量与查询结果无关的空间数据源,同时CSKNN算法进一步减少了候选数据对象的数量,减少数据传输的时间开销,中间服务器上候选邻近对象数目的减少也缩短了中间服务器上归并处理的时间。

## 参考文献:

- [1] Roussopoulos N, Kelley S, Vincent F. Nearest Neighbor Queries[A]. In Proc. of SIGMOI[C], 1995.
- [2] Schwarz T, Iofcea M, Grossmann M, et al. On Efficiently Processing Nearest Neighbor Queries in a Loosely Coupled Set of Data Sources[A]. In the Proc. of ACMGIS[C], 2004.
- [3] Liu D, Lim E, Ng W. Efficient  $k$  Nearest Neighbor Queries on Remote Spatial Databases Using Range Estimation[A]. In Proc. of SSDBM[C], 2002.
- [4] Open GIS Consortium. Web Feature Service Implementation Specification, Version 1.1.0. OpenGIS Implementation Specification[S]. <http://www.opengis.org/docs/04-094.pdf>, 2005-05-03.
- [5] Open GIS Consortium. Geography Markup Language(GML)2.0, OGC Recommendation Paper[S]. <http://www.opengis.org/docs/01-029.pdf>, 2001-02-20.

(上接第75页)

选择模平方后的积分宽度( $W$ )也是该算法应慎重考虑的问题。本文以保证直扩信号在频率搜索区间内的检测性能为依据来选择该参数。若选定的 $W$ 满足PM支路的检测性能要求,则PM支路仅以当前积分数据作单次判决,否则可利用该支路之前获得的数据进行序贯检测来提高其检测性能。

## 3 结束语

本文提出的处理结构已经在Xilinx公司器件Virtex-II 3000上实现。如果仅从伪码捕获的角度考虑,该算法相对滑动相关法等捕获方案在缩短捕获时间的同时增加了系统的硬件规模,但从总体上说硬件规模反而减小了,这是因为(1)FFT/IFFT可以复用处理(2)PM模式识别与捕获可复用FFT单元,只需增加少量硬件资源就可实现PM模式的宽带快捕(3)抗干扰处理可复用FFT/IFFT单元,也只需增加少量硬件资源就可以实现直扩模式下的窄带干扰抑制处理。

## 参考文献:

- [1] Kwon H M. Third-generation TDRSS-compatible Direct-sequence Spread-spectrum Digital Receiver[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1997, 46(4).
- [2] 郭贵堂,等. TDRSS系统S波段双模式用户应答机[J]. 飞行器测控学报, 2002, 21(4).
- [3] 李秉尚. TDRSS USB系统兼容星载应答机的一种实现方案[J]. 飞行器测控学报, 2001, 20(3).
- [4] 王诺,等. TDRSS中频信号捕获与跟踪的数字化实现[J]. 无线通信技术, 2002(4).
- [5] 王诺,等. 改进的数字化TDRSS中频信号捕获跟踪系统[J]. 通信学报, 2003, 24(6).
- [6] 郑林华,等. 星用DS/PM双模式应答机的设计与实现[J]. 国防科技大学学报, 2004, 26(4).
- [7] Anonymity. Performance and Design Requirements and Specification for the Fourth Generation TDRSS User Transponder[R]. National Aeronautics and Space Administration, 1996.
- [8] Liu Y F, Chen Z J. Implement and Performance Analysis of PN Codeacquisition Based on FFT[Z]. Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation, Hangzhou, 2004.

