

# 大频偏低信噪比下 DS/SS 系统中的扩频序列捕获研究<sup>1</sup>

戴逸民 王正方 赵明

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系 合肥 230027)

**摘要** 该文研究大频偏低信噪比情况下 DS/SS 系统中的序列捕获问题, 介绍了一种基于非相干序贯检测算法的捕获结构, 主要考虑了频偏和 GOLD 码部分相关对参数选择的影响, 理论分析和计算机仿真结果均表明, 采用这种结构, 在低信噪比和较大的频偏下能得到较好的捕获效果, 而且其实现的复杂度不高。

**关键词** 序列捕获, 序贯检测, 频偏, 部分相关

**中图分类号** TN914.5

## 1 引言

在直接序列扩频 (DS/SS) 系统中, 为了实现正确解扩, 接收端产生的解扩序列必须与接收到的目标序列的相位完全一致。这一般包括两个过程: 捕获过程将本地序列调整到与目标序列相差一个较小的范围之内 (通常是  $\pm 1/2$  个码片); 跟踪过程完成准确同相。序列捕获器一般包括本地序列发生器、序列相关器、检测判决器和相位搜索策略控制 4 部分, 其中检测判决器用于判定是否已完成捕获过程, 其算法是影响捕获性能的一个重要因素。

序贯概率比检测 (SPRT, Sequential Probability Ratio Test) 是一种有效的信号检测算法。对 SPRT 算法已经有人做了大量的研究。文献 [1] 中的 SPRT 方案所选用的参数在较小多普勒频移时效果不错, 但在频偏较大时就无法工作, 而且文中没有对频偏和 GOLD 码部分相关的影响做具体分析。文献 [2] 考虑了 SPRT 算法受大频偏的影响, 但它注重于分析检测概率和虚警概率。本文侧重于分析在频偏和 GOLD 码部分相关影响下的捕获时间, 并且将结果与固定采样点数 (FSS, Fixed Sample Size) 算法相比较。

## 2 捕获方案

传统的基于 SPRT 算法的非相干捕获技术的结构如图 1。接收信号  $r(t)$  首先经下变频, 然后通过低通滤波器 LPF1, 低通滤波器输出信号与本地的 PN 序列做相关运算, 相关运算结果经低通滤波器 LPF2 后送入包络检波器, 对包络检波器输出值进行低速采样, 保证采样值是相互独立的。对采样值进行似然比运算并作出相应的判决。在这种结构中, 低通滤波器 LPF2 的设计是非常困难的, 因为它的带宽要求非常窄。

本文介绍的捕获结构数字化实现比传统的要容易, 性能也更好, 结构如图 2。中频接收信号:

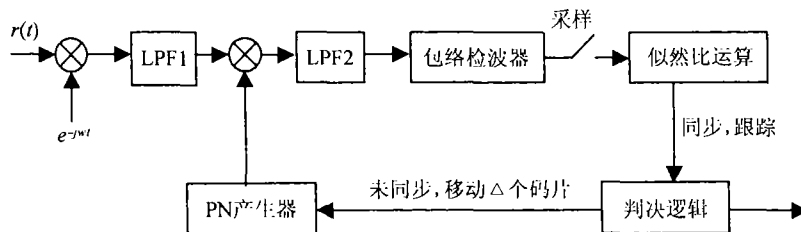


图 1 传统的基于 SPRT 算法的非相干捕获结构

<sup>1</sup> 2002-03-11 收到, 2002-07-24 改回

$$r(t) = \sqrt{2P}c(t)d(t) \cos(2\pi(F_I + \Delta f)t + \phi) + n(t) \tag{1}$$

其中  $P$  为接收信号功率;  $c(t)$  为扩频码;  $d(t)$  为数据信号;  $F_I$  为中频信号的频率;  $\Delta f$  为频偏;  $\phi$  为初始相差;  $n(t)$  为高斯白噪声, 双边功率谱密度为  $N_0/2$  .

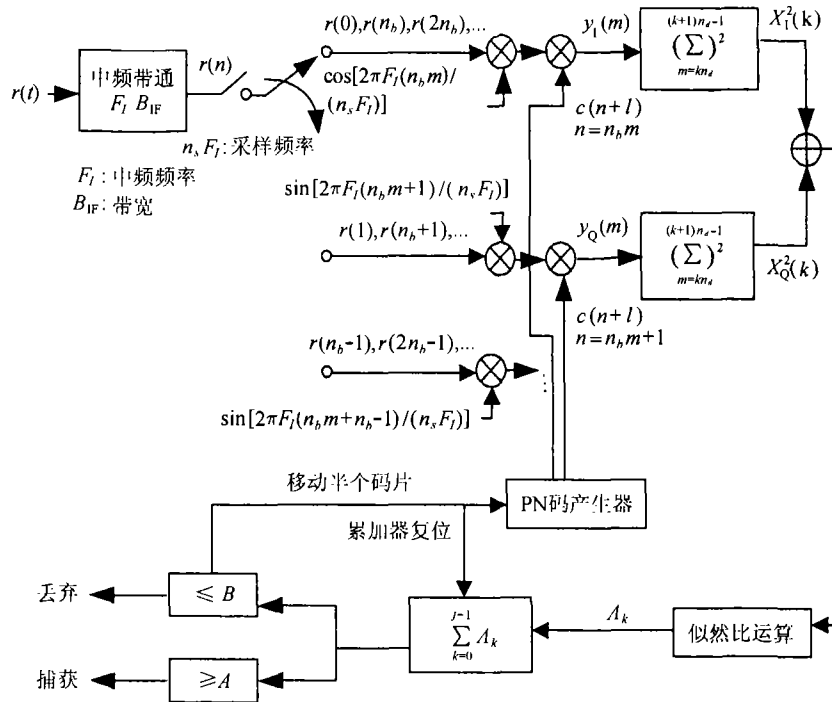


图 2 基于 SPRT 算法的非相干多路捕获框图

中频带通滤波器的带宽为  $B_{IF}$  , 那么通过中频带通滤波器以后, 噪声分量的均值和方差分别为 0 和  $\sigma_n^2 = N_0 B_{IF}$  . 对中频带通滤波器的输出进行采样, 采样频率为  $f_s (f_s = n_s F_I)$  , 采样后得到的中频信号  $r(n) = r(nT_s)$  .

$$r(n) = \sqrt{2P}c(n)d(n) \cos(2\pi n/n_s + \theta(n)) + n(n) \tag{2}$$

其中  $\theta(n) = 2\pi n \Delta f / (n_s F_I) + \phi$  .

把采样点分成  $n_b$  路, 分路的结果是, 第 1 路的采样点分别是  $r(0), r(n_b), r(2n_b), \dots$  , 第  $n_b$  路的采样点分别为  $r(n_b - 1), r(2n_b - 1), \dots$  , 每路的数据速率降为  $n_s F_I / n_b$  . 对每路信号乘上相应的正弦、余弦值, 对接收数据进行下变频, 对应于上面的分路方法, 各路的相关情况如下:

$$r(n_b m + j) \cos[(n_b m + j)2\pi/n_s], \quad j = 0, 2, 4, \dots, n_b - 2;$$

$$r(n_b m + j) \sin[(n_b m + j)2\pi/n_s], \quad j = 1, 3, 5, \dots, n_b - 1, \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots$$

这样就得到  $n_b/2$  对同相和正交信道数据. 然后可对这  $n_b/2$  对信道分别进行搜索. 例如我们取  $n_b = 8$  , GOLD 码长度为 1023 , 第 1, 2, 3, 4 对信道对应的 GOLD 码的初始相位分别设为 0, 256, 512, 768 . 那么, 一对搜索信道的捕获时间除以  $n_b/2$  就为整个系统的 GOLD 码捕获时间.

下面以第 1 路和第 2 路组成的搜索信道为例进行分析 ( $n_b = 8, n_s = 4$ ) . 经数据变频后, 要进行解扩, 设本地 GOLD 码为  $c(n+l)$  , 经序列相关器的输出数据为  $y_I$  和  $y_Q$  , 其表达式如下:

$$y_I(m) = c(n_b m + l)r(n_b m) \cos[(n_b m + 0)2\pi/n_s] \quad (3)$$

$$y_Q(m) = c(n_b m + 1 + l)r(n_b m + 1) \sin[(n_b m + 1)2\pi/n_s] \quad (4)$$

$y_I(m)$ ,  $y_Q(m)$  作为积分清除器的输入, 积分长度为  $n_d$ , 积分清除器的输出数据表达式如下:

$$X_I(k) = \sum_{m=kn_d}^{kn_d+n_d-1} y_I(m), \quad X_Q(k) = \sum_{m=kn_d}^{kn_d+n_d-1} y_Q(m)$$

$X_I(k)$  和  $X_Q(k)$  的速率均为  $n_s F_I / (n_b n_d)$ .  $V(k)$  由  $X_I(k)$  和  $X_Q(k)$  的平方和得到. 判决似然比为

$$\Lambda_k = \ln[p(V(k)|H_1)/p(V(k)|H_0)] \quad (5)$$

其中  $p(V(k)|H_1)$  表示本地扩频序列和目标扩频序列的相位一致时,  $V(k)$  的概率密度函数;  $p(V(k)|H_0)$  表示本地扩频序列和目标扩频序列的相位不一致时,  $V(k)$  的概率密度函数.

SPRT 算法描述如下: 如果判决似然比  $\Lambda_k$  的值大于捕获门限  $A$ , 则认为本地扩频序列和目标扩频序列的相位一致, 捕获完成, 进入跟踪环; 如果  $\Lambda_k$  的值小于拒绝门限  $B$ , 则认为本地扩频序列和目标扩频序列的相位不一致, 本地 GOLD 序列移动半个码片; 如果  $\Lambda_k$  的值在  $A$  与  $B$  之间, 则继续作相关运算. 用公式表示如下:

$$\Lambda_k \begin{cases} \geq A, & \text{选择判决 } H_1 \\ \leq B, & \text{选择判决 } H_0 \\ \text{其它,} & \text{继续作相关运算} \end{cases} \quad (6)$$

其中  $A \approx \ln[(1 - \beta)/\alpha]$ ,  $B \approx \ln[\beta/(1 - \alpha)]$ ,  $\alpha$  为虚警概率,  $\beta$  为漏检概率.

如果采用 FSS 算法, 其判决相对比较简单, 用公式表示如下:

$$\Lambda_k(V) \begin{cases} \geq T, & \text{选择判决 } H_1 \\ < T, & \text{选择判决 } H_0 \end{cases} \quad (7)$$

### 3 性能分析

本地扩频序列和目标扩频序列的相位一致时,  $V(k)$  的概率密度函数表达式如下:

$$p(V(k)|H_1) = \frac{1}{2n_d \sigma_n^2} \exp(-(s_1^2 + v)/(2n_d \sigma_n^2)) I_0 \left( \sqrt{v} \frac{s_1}{n_d \sigma_n^2} \right), \quad v \geq 0 \quad (8)$$

其中  $s_1^2$  的值要受到频偏的影响.

本地扩频序列和目标扩频序列的相位不一致时,  $V(k)$  的概率密度函数表达式如下:

$$p(V(k)|H_0) = \frac{1}{2n_d \sigma_n^2} \exp(-(s_0^2 + v)/(2n_d \sigma_n^2)) I_0 \left( \sqrt{v} \frac{s_0}{n_d \sigma_n^2} \right), \quad v \geq 0 \quad (9)$$

一般可以将  $s_0^2$  近似为零, 但由于我们所用的是 GOLD 码的部分相关, 其部分相关峰使得  $s_0$  也是一个较大而不应忽略的值.

下面重点分析频偏与 GOLD 码部分相关对 SPRT 算法中参数  $(s_0, s_1)$  选择的影响.

首先考虑频偏的影响. 在考虑频偏影响的时候, 我们忽略噪声分量. 由于一般调制的数据速率相对 GOLD 码速率而言是很小的, 所以在下面公式中, 略去数据  $d(n)$ . 仍旧以第 1 路和第 2 路为例. (3), (4) 式可化简为

$$\begin{aligned}
 y_I(m) &= \sqrt{2P} \cos[2\pi mn_b \Delta f / (n_s F_I) + \phi] = \sqrt{2P} \operatorname{Re}(e^{j(2\pi mn_b \Delta f / (n_s F_I) + \phi)}) \\
 y_Q(m) &= -\sqrt{2P} \sin[2\pi mn_b \Delta f / (n_s F_I) + \phi] = -\sqrt{2P} \operatorname{Im}(e^{j(2\pi mn_b \Delta f / (n_s F_I) + \phi)}) \\
 V(k) &= \left[ \sum_{m=kn_d}^{kn_d+n_d-1} y_I(m) \right]^2 + \left[ \sum_{m=kn_d}^{kn_d+n_d-1} y_Q(m) \right]^2 = \omega(2Pn_d^2)
 \end{aligned} \tag{10}$$

其中  $\omega(\Delta f, n_d) = \left\| \sum_{m=kn_d}^{kn_d+n_d-1} e^{j(2\pi mn_b \Delta f / (n_s F_I) + \phi)} / n_d \right\|^2$ 。显然， $\omega$  受到频偏  $\Delta f$  和积分长度  $n_d$  的影响。设  $F_I = 9.12\text{MHz}$ ，不同频偏下，由上式可得到积分长度  $n_d$  和  $V(k)$  的关系如图 3。

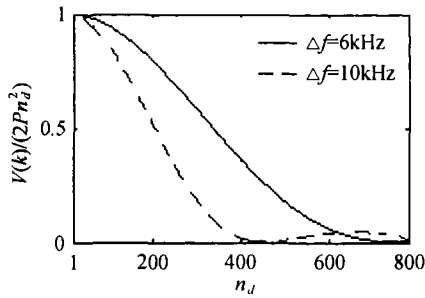


图 3 积分长度  $n_d$  与  $V(k)$  的关系

由图 3 可知，同一频偏下，积分长度  $n_d$  越大，幅度的衰减就越大，在积分长度相同时，频偏  $\Delta f$  越大，幅度的衰减也越大，这一衰减相当于信号受到一个乘性噪声的影响。

然后考虑 GOLD 码部分相关的影响。

由于 GOLD 码的自相关是三值的，即： $R(j \neq 0) = \{-1, -t(n), t(n) - 2\}$ 。其中  $t(n) = 1 + 2\lfloor (n+2)/2 \rfloor$ ， $\lfloor x \rfloor$  表示  $x$  的下取整。在这里，我们用的是 GOLD 码的部分相关，其部分相关值的上限  $R$  可用 (11) 式：

$$R(w) = (R_{\max}/N)w + 3.5\sqrt{w[1 - (w/N)]} \tag{11}$$

表示 [3]。其中  $R_{\max} = t(n) - 2$ ， $N = 2^n - 1$ ， $w$  为部分相关长度。

由以上分析可知，考虑了频偏和 GOLD 码部分相关的影响， $s_1^2$  和  $s_0^2$  比较精确的值可由 (12)，(13) 式求得。

$$s_1^2 = 2P \left\| \sum_{m=kn_d}^{kn_d+n_d-1} e^{j(2\pi mn_b \Delta f / (n_s F_I) + \phi)} \right\|^2 \tag{12}$$

$$s_0^2 = 2PR(n_d)^2 \tag{13}$$

衡量 SPRT 算法性能的主要指标是  $V(k)$  的平均样本数 ASN (Average Sample's Number)，亦即平均多少个判决似然值  $\Lambda_k$  的累加值才会高于捕获门限  $A$  或小于拒绝门限  $B$ 。ASN 的计算公式如 (14) 式 [4]。

$$\text{ASN} \approx \ln(B)/E[\Lambda_k|H_0] = \ln(B) / \int_0^\infty \Lambda_k(v)p(V(k)|H_0)dv \tag{14}$$

其中  $\Lambda_k = \ln \left[ \frac{p(V(k)|H_1)}{p(V(k)|H_0)} \right] = \frac{s_0^2 - s_1^2}{2n_d \sigma_n^2} + \ln \left[ I_0 \left( \sqrt{v} \frac{s_1}{n_d \sigma_n^2} \right) \right] - \ln \left[ I_0 \left( \sqrt{v} \frac{s_0}{n_d \sigma_n^2} \right) \right]$ 。可见 ASN 的值要受到  $s_0$  和  $s_1$  两个参数的影响。

由 ASN 估算平均捕获时间  $\bar{T}_{acq}$  的表达式如下:

$$\bar{T}_{acq} = \frac{2L_{PN}n_dM}{(n_b/2)R_c}ASN \quad (15)$$

其中  $L_{PN}$  为 GOLD 码码长,  $R_c$  为 GOLD 码速率,  $M$  为扫描次数。

#### 4 仿真结果及结论

仿真中我们取的参数如下: 中频  $F_I = 9.12\text{MHz}$ , 采样速率  $f_s = 36.48\text{MHz}$ , GOLD 码长度  $L_{PN} = 1023$ , 码速率  $R_c = 2.945\text{MHz}$ ,  $n_s = 4$ ,  $n_b = 8$ , 虚警概率  $\alpha = 0.001$ , 漏检概率  $\beta = 0.56$ 。我们要求系统达到的检测概率  $P_d = 0.9$ , 所以需对整个不定相位扫描搜索 4 次, 所需扫描次数  $M$  的计算公式如下<sup>[5]</sup>:  $M \approx \ln(1 - P_d) / \ln[1 - (1 - \beta)] \approx 4$ 。

在不同信噪比下, FSS 算法和 SPRT 算法仿真结果如图 4, 为了更清楚地看清 SPRT 算法仿真结果与理论计算的比较, 我们又单独给出了图 5。在这组仿真中, 积分长度  $n_d$  固定为 200, 频偏  $\Delta f$  固定为 6kHz, 信噪比从  $-23\text{dB}$  到  $-8\text{dB}$  变化。从图 5 可见, SPRT 算法的理论值和仿真值很接近, 在信噪比较高时, 理论值和仿真值相差较大, 原因是用 (14) 式计算的 ASN 在信噪比较高时, 会小于 1, 然而实际实现的时候, ASN 的取值不可能为小数, 其最小值也应该为 1。由图 4 可知, FSS 算法和 SPRT 算法相比, 在信噪比较低时, FSS 算法的效果要差的多, 由 (15) 式, 不难求出 FSS 算法和 SPRT 算法的平均捕获时间  $\bar{T}_{acq}$ 。

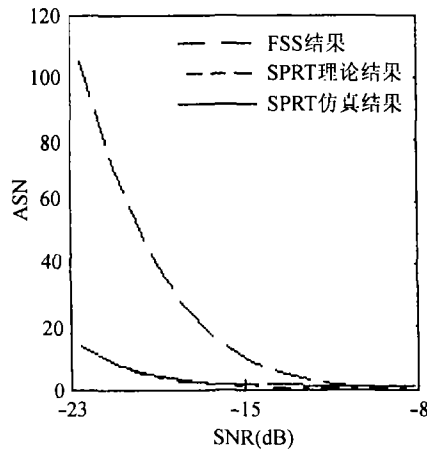


图 4 SPRT 与 FSS 算法比较

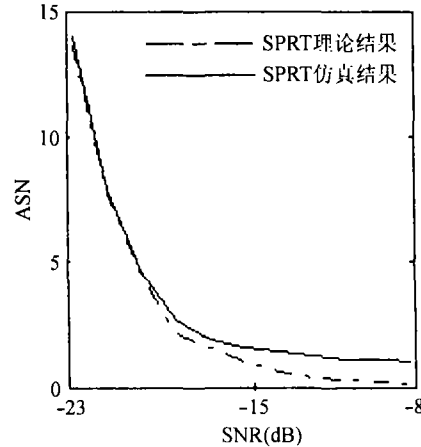


图 5 SPRT 算法仿真结果与理论值的比较

图 6 考虑了不同频偏对平均捕获时间的影响, 仿真时信噪比 SNR 固定为  $-17\text{dB}$ , 积分长度  $n_d$  固定为 200, 频偏  $\Delta f$  从 0 到 16kHz 变化。结果表明, 在频偏大于 15kHz 时, 平均捕获时间急剧上升, 在大于 16kHz 时, 理论计算得到的平均捕获时间非常大, 而仿真系统已经得不到相应的仿真结果。

图 7 考虑了不同积分长度对平均捕获时间的影响, 仿真时信噪比 SNR 固定为  $-17\text{dB}$ , 频偏  $\Delta f$  固定为 6kHz, 积分长度  $n_d$  从 50 到 600 变化。可见在积分长度太长时, 平均捕获时间也会急剧上升, 而假如积分时间太短, 由于部分相关的影响, 也会使平均捕获时间变得很长。理论计算得出在积分长度小于 25 或大于 650 的时候, 平均捕获时间都为 20s 以上, 很难达到实用要求, 而仿真系统也已经得不到相应的仿真结果。

文中介绍的结构实际可以抗较大的频偏, 其所能抗频偏的大小跟接收信号的信噪比和积分长度有关。亦即, 如果接收到的信噪比较高, 系统所能抗的频偏就越大, 参考文中的分析, 选取合适的积分长度, 系统在实现快速捕获的同时, 所能抗的频偏也就越大。我们用 systemview 进

行了以上仿真,并用 VHDL 语言在 FPGA 上进行了实现,其实现的复杂度不高。本文介绍的捕获结构可应用在 TDRSS(Tracking Data Relay Satellite Systems) 上。

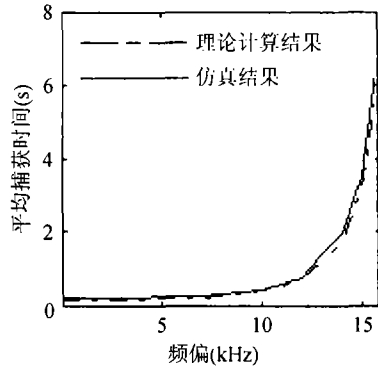


图 6 频偏与平均捕获时间的关系

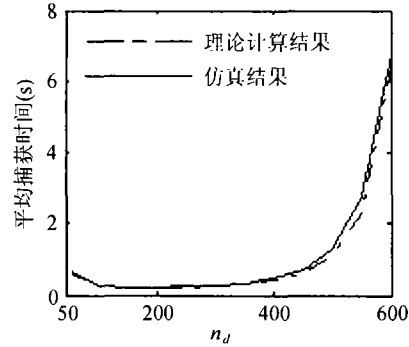


图 7 积分长度与平均捕获时间的关系

### 参 考 文 献

- [1] H. M. Kwon, Third-generation TDRSS-compatible direct-sequence spread-spectrum digital receiver, IEEE Trans. on Vehicular Technology, 1997, 46(4), 891-899.
- [2] Jia-Chin Lin, Noncoherent SPRT-based acquisition scheme for DSSS, IEEE Electronics Letters, 1998, 34(13), 1290-1291.
- [3] Yong-Hwan Lee, Seung-Jun Kim, Sequence acquisition of DS-SS systems employing gold sequences, IEEE Trans. on Vehicular Technology, 2000, 49(6), 2397-2404.
- [4] J. J. Bussgang, D. Middleton, Optimum sequential detection of signals in noise, IRE Trans. Inform. Theory, 1955, IT-1(1), 5-18.
- [5] J. K. 霍姆斯, 著, 梁振兴, 蔡开基, 译, 相干扩展频谱系统, 北京, 国防工业出版社, 1991, 10, 522-539.

## INVESTIGATION OF PN ACQUISITION UNDER LARGE FREQUENCY OFFSET AND LOW SIGNAL TO NOISE RATIO IN DS/SS SYSTEMS

Dai Yimin    Wang Zhengfang    Zhao Ming

(Dept. of Electron. Eng. and Info. Sci., Univ. of Sci. and Tech. of China, Hefei 230027, China)

**Abstract** This paper presents a structure based on noncoherent-SPRT algorithm for the sequence acquisition under large frequency offset and low signal to noise ratio in DS/SS systems. The emphasis is put on the effect of frequency offset and partial correlation of GOLD sequence on parameters. It is shown by the theoretical analysis and computer simulation that the good acquisition performance can be achieved. And this structure can be implemented with moderate complexity.

**Key words** Sequence acquisition, Sequential detection, Frequency offset, Partial correlation

戴逸民: 男, 1941 年生, 教授, 长期从事通信方面的教学和科研工作, 近几年来承担航天器上数字中频解调设备研制任务。

王正方: 男, 1977 年生, 硕士研究生, 研究方向为扩频通信。

赵 明: 男, 1976 年生, 硕士研究生, 研究方向为扩频通信。