

# 扩频码快速捕获的瞬时相关谱估计法<sup>1</sup>

程 翥 王 壮 皇甫堪 庄钊文

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

**摘 要** 该文提出了一种低信噪比大多普勒频移条件下扩频码快速捕获的方法。该方法依据回波信号与本地扩频码瞬时相关谱上的显著峰值的存在性判决信号的存在性。与前人的方法相比,该方法在简化了系统复杂性的同时保持了并行多通道最优接收机的性能。

**关键词** 扩频, 快捕, 瞬时相关, 傅氏变换法, 谱估计法

**中图分类号** TN85, TN914.4

## 1 引 言

扩频系统是一种伪噪声编码系统,扩频系统发射功率低且频谱宽具有一定的抗截获能力,采用相关接收具有较强的抗干扰和抗噪声性能。在雷达目标检测与跟踪、卫星通信、电子对抗、全球定位等系统中得到广泛应用。准确、快速的码同步是扩频系统的应用前提。码同步包括捕获和跟踪两个步骤,如何在较低输入信噪比和较大频偏的条件下,实现扩频码快速捕获是码同步的难点,尤其在雷达应用中,杂波环境和较大多普勒频偏对检测算法提出了苛刻的要求。已有许多文章对快捕进行了深入地研究,其中文献 [1] 对前人的研究成果进行了深入系统的总结并提出了改进方法。这些方法在其特定的应用中都取得了良好的效果,然而它们要么系统过于复杂,难于实现,要么以牺牲系统某些性能来换取系统复杂度的降低,对于其他应用并不十分合适。

本文在深入分析前人工作的基础上,导出了瞬时相关傅氏变换法,并进一步提出了瞬时相关谱估计法,在不损失系统性能的基础上设计了一种结构简单的接收机实现方案。

## 2 目前几种典型的接收实现<sup>[1,2]</sup>

载波多普勒下伪码的捕获的最优接收机可以看成随机相位和频率信号的检测。这个假设检验为

$$\left. \begin{aligned} H_0 : r(t) &= n(t), & 0 \leq t \leq T \\ H_1 : r(t) &= AS(t - \tau)e^{j(\omega_d t + \theta)} + n(t), & 0 \leq t \leq T \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中  $A$  是信号振幅;  $S(t) = \sum_{i=0}^{L-1} c(i)R_{T_{\text{chip}}}(t - iT_{\text{chip}})$ , 其中  $L$  为序列长度,  $c(i) = \pm 1$  是扩频码序列,  $R_{T_{\text{chip}}}(\cdot)$  是脉宽为  $T_{\text{chip}}$  的门函数,  $\omega_d, \theta$  是载波的多普勒频率及相位,  $\theta$  是均匀分布随机变量,  $\omega_d$  也是随机变量, 其先验概率密度为  $p(\omega_d)$ ,  $\omega_L \leq \omega_d \leq \omega_H$ ; 噪声  $n(t)$  是双边功率谱为  $N_0/2$  的高斯白噪声。参照文献 [3] 的方法可以证明, 在  $\tau$  延迟上存在信号的似然比为

$$\lambda(r, \tau) = e^{-\frac{A^2 T}{2N_0}} \int_{\omega_L}^{\omega_H} I_0 \left( \frac{2Aq}{N_0} \right) p(\omega) d\omega \quad (2)$$

其中  $I_0(\cdot)$  是零阶修正贝塞尔函数。  $q$  是  $\omega$  的函数。

$$q^2 = \left[ \int_0^T r(t)S(t - \tau) \cos(\omega t) dt \right]^2 + \left[ \int_0^T r(t)S(t - \tau) \sin(\omega t) dt \right]^2 \quad (3)$$

<sup>1</sup> 2000-11-24 收到, 2001-10-11 定稿  
国家部级基金资助项目

基于 (2) 式可设计最优接收机。在实际应用中, 为了便于实现, 通常将  $p(\omega)$  写成离散型概率密度和的形式, 以求和代替积分。将  $[\omega_L, \omega_H]$  按递增  $\omega_i, i = 0, \dots, M-1$ , 分  $M$  段, 其中  $|\omega_i - \omega_{i-1}| < 1/(2T)$ , 取  $P(\omega_i) = \int_{\omega_{i-1}}^{\omega_i} p(\omega) d\omega$ , 于是

$$\lambda(r, \tau) = e^{-\frac{A^2 \tau}{2N_0}} \sum_{i=1}^M I_0 \left( \frac{2Aq_i}{N_0} \right) P(\omega_i) \quad (4)$$

$$q_i^2 = \left[ \int_0^T r(t) S(t-\tau) \cos(\omega_i t) dt \right]^2 + \left[ \int_0^T r(t) S(t-\tau) \sin(\omega_i t) dt \right]^2 \quad (5)$$

最优接收机由  $M$  个并行的通道组成。相关时间越长, 频率划分必须越精细, 并行通道数  $M$  越大, 接收机结构就越复杂, 实现起来越困难。

为了降低系统复杂度, 文献 [4] 提出了一种通过相关前预处理扩展  $m$ -序列编码连续波信号多普勒容限带宽的方法, 其基本原理是将输入的带多普勒频偏的基带正交双通道的信号延迟一个伪码元宽度后, 取共轭与其自身相乘, 然后取乘积的实部作为相关器的输入。通过这种相关前的预处理可以消除多普勒频率的调制。为了便于在输入载噪比或信噪比一定的前提下比较不同方法的检测性能, 定义处理损耗为最优接收机处理能够达到信噪比与其他方法处理后信噪比的比值。文献 [1, 2] 对相关前预处理法进行了性能分析, 发现相关前预处理法的检测损耗随多普勒频偏增大而增大, 随虚警率增大而增大, 随输入信噪比降低而增大, 可以达到 20dB 以上。文献 [1, 2] 提出了通过检波前相关积累加检波后视频积累的方法 (以下简称分段相关-视频积累法)。这种方法将整个信号持续时间  $T$  均匀划分为  $N$  段, 在每一段内进行时间为  $T/N$  的检波前相关积累, 各段的相关值经包络检波后进一步作非相关的视频积累。在相关积累中, 本地载波采用无多普勒频偏的  $\omega_0$ 。由于相关积累长度减少, 扩大了多普勒频率的容限。文献 [1, 2] 推导了分段相关-视频积累法的处理损耗: 相关之后的检波引起的损耗是该法的主要损耗, 检波损耗与单段积累信噪比有很大关系。多普勒频偏越大, 则最优积累时间就越短, 从而导致单段积累信噪比就越小, 检波损耗就越大。此外在信噪比较低时单段积累信噪比较低, 恶化程度也增大, 综合两者, 在扩频雷达的应用中, 该损耗可以达到 20dB 以上。文献 [1, 2] 提出通过在已知频偏和信噪比的条件下优化积累时间, 然而频偏和信噪比并非总是已知的。为了对付更大频偏, 经常不得不使用多个接收通道。本文力图寻找一种结构简单, 无处理损耗的接收机实现方案。

### 3 瞬时相关谱估计法基本原理

通过对最优接收机基本原理的分析, 将 (5) 式改为如下形式:

$$q_i^2 = \left| \int r(t) S(t-\tau) e^{j\omega_i t} dt \right|^2 \quad (6)$$

定义瞬时相关函数:

$$A(t, \tau) = r(t) S(t-\tau) \quad (7)$$

则上式变为

$$q_i^2 = \left| \int A(t, \tau) e^{j\omega_i t} dt \right|^2 \quad (8)$$

由上式可以看出  $q_i$  是瞬时相关函数  $A(t, \tau)$  在以  $t$  为变量的傅氏变换在  $\omega_i$  处的模, 因此最优接收机, 没有必要采用并行匹配滤波器的结构, 而可以采用图 1 的结构, 我们把这种实现方案称为瞬时相关傅氏变换法。显然该方法与最优接收机是等价的。然而我们感兴趣的频段  $[\omega_L, \omega_H]$  远小于  $A(t, \tau)$  的带宽, 因此在实际实现中为了减少计算量, 只须计算  $A(t, \tau)$  在  $[\omega_L, \omega_H]$  频段的傅氏变换的值。

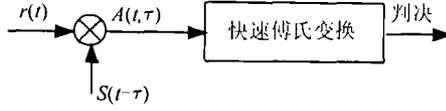


图 1 瞬时相关傅氏变换法

函数  $A(t, \tau)$  的傅氏变换相当于  $A(t, \tau)$  的一个谱估计, 进一步推论在  $\tau$  延迟存在回波信号的问题可以归结为一个谱估计问题, 下面本文证明这一结论的正确性。

不失一般性, 取 (1) 式的假设检验条件, 则对于  $H_1$  假设有

$$A(t, \tau) = r(t)S(t - \tau) = AS(t - t_0)S(t - \tau)e^{j(\omega_d t + \phi)} + n(t)S(t - \tau) \quad (9)$$

记

$$\begin{aligned} S_I(t) &= S(t - t_0)S(t - \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} c(i)R_{T_{\text{chip}}}(t - iT_{\text{chip}} - t_0) \sum_{j=0}^{L-1} c(j)R_{T_{\text{chip}}}(t - jT_{\text{chip}} - \tau) \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} c(i)c(j)R_{T_{\text{chip}}}(t - iT_{\text{chip}} - t_0)R_{T_{\text{chip}}}(t - jT_{\text{chip}} - \tau) \end{aligned} \quad (10)$$

(10) 式中求和各项只有当两个门函数重叠时非零, 当  $|t_0 - \tau|$  不是  $T_{\text{chip}}$  的整数倍时,

$$\begin{aligned} S_I(t) &= \sum_{i=0}^{L-1} c(i)c\left(i + \left\lfloor \frac{t_0 - \tau}{T_{\text{chip}}} \right\rfloor + 1\right) R_{t_0 - \tau - \left\lfloor \frac{t_0 - \tau}{T_{\text{chip}}} \right\rfloor T_{\text{chip}}}\left(t - iT_{\text{chip}} - \tau - \left\lfloor \frac{t_0 - \tau}{T_{\text{chip}}} \right\rfloor T_{\text{chip}}\right) \\ &\quad + \sum_{i=0}^{L-1} c(i)c\left(i + \left\lfloor \frac{t_0 - \tau}{T_{\text{chip}}} \right\rfloor - 1\right) R_{\left\lfloor \frac{t_0 - \tau}{T_{\text{chip}}} \right\rfloor T_{\text{chip}} - (t_0 - \tau)} \\ &\quad \times \left(t - iT_{\text{chip}} - 2t_0 + \tau + \left\lfloor \frac{t_0 - \tau}{T_{\text{chip}}} \right\rfloor T_{\text{chip}}\right) \end{aligned} \quad (11)$$

当  $|t_0 - \tau|$  是  $T_{\text{chip}}$  的整数倍时, (10) 式变为

$$S_I(t) = \sum_{i=0}^{L-1} c(i)c\left(i + \frac{t_0 - \tau}{T_{\text{chip}}}\right) R_{T_{\text{chip}}}(t - iT_{\text{chip}} - t_0) \quad (12)$$

$m$  序列与它的移位序列相乘 (二进制域“异或”)的结果仍然是该  $m$  序列的一个移位序列<sup>[4,5]</sup>, 即当  $j \neq i$  时,  $c((i+p)_L)c((j+p)_L) = c((k+p)_L)$ ,  $k \neq i$  或  $j$ ,  $p = 0, \dots, L-1$ . 如果  $|t_0 - \tau|$  为非零整数倍的码元周期, 依据 (12) 式可知  $S_I(t)$  仍然是  $m$  序列, 如果  $|t_0 - \tau|$  为一个码元周期且不是码元周期整数倍的码元, 则  $S_I(t)$  是两个  $m$  序列的组合; 但是如果  $|t_0 - \tau|$  小于一个码元周期, 则  $S_I(t)$  的两项中的一项就会退化成一个  $T_{\text{chip}}$  周期宽度为  $T_{\text{chip}} - |t_0 - \tau|$  门脉冲序列, 另外一项仍是一个  $m$  序列. 我们知道  $m$  序列的谱接近白噪声的谱, 没有显著的峰值, 而门脉冲序列可以看成是一个门脉冲和冲击串的卷积, 他们的傅氏变换分别示意如图 2, 门脉冲序列的傅氏变换示意如图 3. 图中虚线为最大多普勒频率范围, 可以看出在多普勒频率范围之内, 求和式中的门脉冲串的频谱会出现一个冲击值。

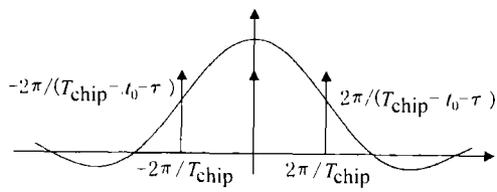


图 2 脉冲序列和门脉冲的傅氏变换示意

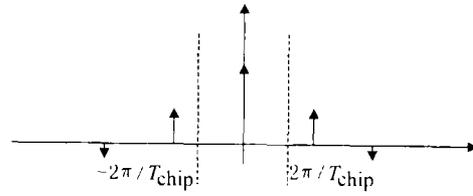


图 3 门脉冲序列的傅氏变换示意

根据伪随机码的性质, 可知  $m$  序列的频谱没有显著的峰值, 依据 (11)、(12) 式及  $m$  序列的性质可以得到当  $|t_0 - \tau| > T_{\text{chip}}$  时,  $S_I(t)$  的频谱没有显著的峰值。由 (9)、(10) 式可得在  $H_1$  假设下:

$$A(t, \tau) = AS_I(t)e^{j(\omega_d t + \phi)} + n(t)S(t - \tau) \quad (13)$$

容易证明在  $H_0$  假设下,  $A(t, \tau)$  具有平坦的功率谱, 依据  $S_I(t)$  频谱与  $|t_0 - \tau|$  的关系及 (13) 式可以得到: 当且仅当  $H_1$  假设且  $|t_0 - \tau| < T_{\text{chip}}$  时  $A(t, \tau)$  的频谱出现冲击或显著的峰值, 即在  $\tau$  延迟上存在回波信号等价于在  $A(t, \tau)$  关于的频谱在感兴趣的频率上存在一个显著的峰值。我们把依据该准则的接收机称为瞬时相关谱估计法接收机, 其结构如图 4 所示。因为我们感兴趣的频段  $[\omega_L, \omega_H]$  远小于  $A(t, \tau)$  的带宽。在实际实现中我们只须计算  $A(t, \tau)$  的功率谱在  $[\omega_L, \omega_H]$  频段的值。

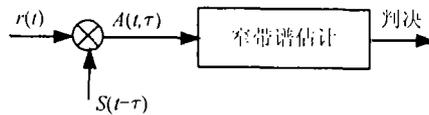


图 4 瞬时相关谱估计法接收机

我们已经证明瞬时相关傅氏变换法与最优接收机的等价性, 该接收机的性能取决于谱估计的性能。我们可以选择频偏和方差比傅氏变换更小的谱估计方法, 以提高谱峰的显著性, 提高系统判决的性能。

### 4 瞬时相关谱估计法的一种实现结构

一般扩频系统的带宽都远大于接收机的频率不确定性, 因此瞬时相关谱估计法接收机中采用的谱估计方法必须对于我们感兴趣的频段具有较好的性能, 文献 [6] 给出了一个较好的谱估计方法。为了比较本文与前人方法性能的区别, 我们采用图 5 的结构作为瞬时相关谱估计法接收机的一种实现方案。

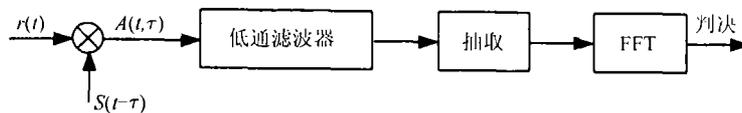


图 5 瞬时相关谱估计法的一种实现结构

依据奈奎斯特采样定律: 设数字低通函数的通带加过渡带宽度为  $B_P/2$ , 而对于窗函数型低通滤波器的主瓣宽度为  $B_P$ , 则抽取率为  $\lfloor (2\pi)/B_P \rfloor$ 。本文采用  $N = 120, \beta = 10.076$  的 Kaiser 窗函数作为低通滤波器,  $\beta = 10.076$  的 Kaiser 窗函数的主瓣宽度为  $12\pi/N = 0.1\pi$ , 故抽取率  $D$  为 20。如果采用多相位滤波器, 则实现抽取的运算量约为每采样点  $N/D = 6$  次乘加, 抽取后的 FFT 的计算量与之相比可以忽略不计, 较并行多通道接收机计算量大为减少 ( $M$  通道最优接收机的计算量每采样点为  $M$  次乘加)。直接 FFT (不经过低通和抽取) 计算量为  $N \log_2 N$  个蝶形运算, 控制复杂且计算量大, 不方便 FPGA 实现, 因此实用性差; 而本文方法实际上进行的是短点数的卷积运算, 计算量小且规则, 易于 FPGA 或 DSP 实现; 由于采用了低通滤波器, 有效地抑制了其他频段噪声对感兴趣频段 ( $\omega_L$  至  $\omega_H$  频段) 的频谱泄漏。与前人方法比, 它保持最优接收机性能的同时极大的简化了系统的复杂度。

## 5 实验结果

本文采用了扩频码长为 8191,  $R_{\text{chip}} = 30\text{Mbps}$ , 信号在零时刻出现, 频偏为 150kHz, 对信干比 (SIR) 和信噪比为 40dB, 0dB, -30dB 的情况分别采用本文的方法和文献 [1, 4] 的方法做了仿真。图 6 是本文的方法, 因为瞬时相关谱估计法同时具有时间和频率分辨率, 在作图时将时间方向重叠, 画出频率和幅度的关系。可以看出瞬时相关谱估计法在这 3 种情况下都能够准确检出信号。图 7, 8 分别是文献 [1] 和 [4] 的方法, 他们在 -30db 时都失去了对信号的检测能力。

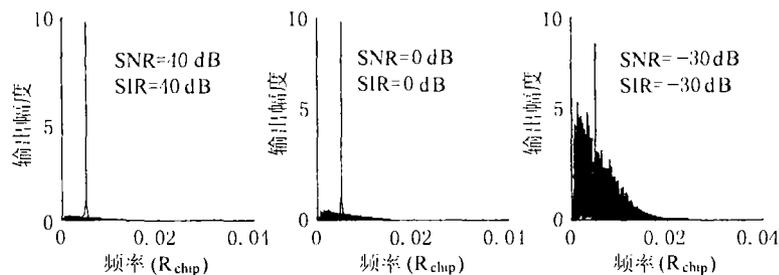


图 6 瞬时相关谱估计法

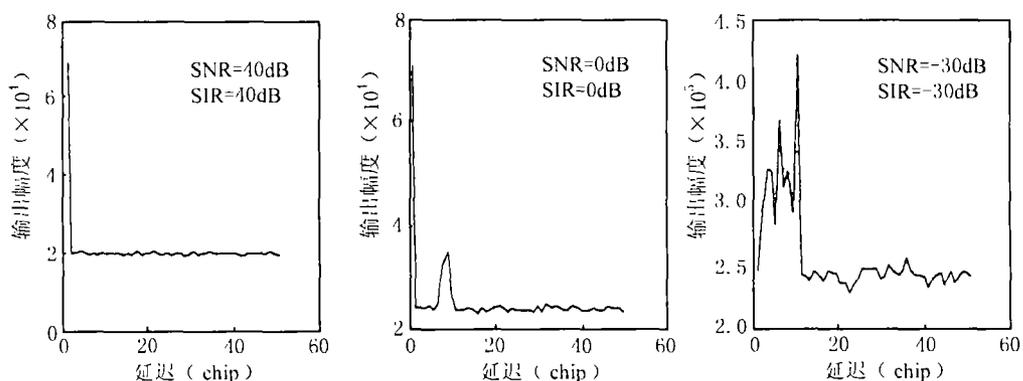


图 7 分段相关-视频积累法

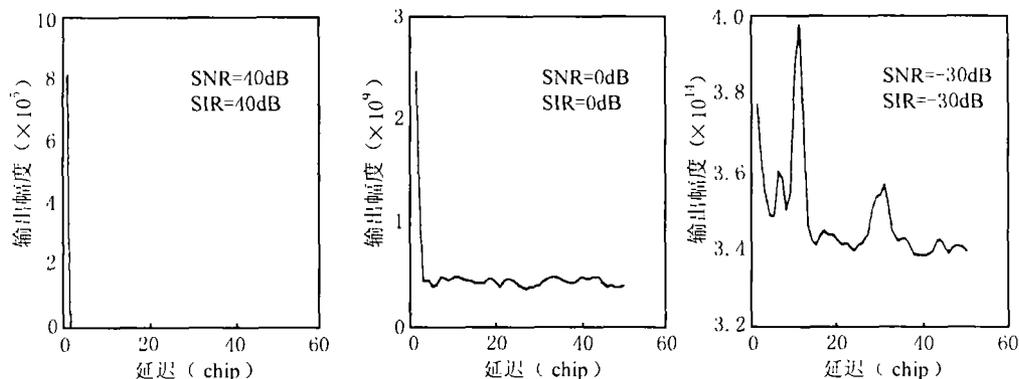


图 8 相关预处理法

## 参 考 文 献

- [1] 王飞雪, 直接序列扩频信号的全数字式快速捕获, [博士学位], 国防科技大学, 1998, 11.
- [2] 王飞雪, 郭桂榕, 二相编码信号分段相关-视频积累检测的最优中频积累时间, 国防科技大学学报, 1999, 21(1), 71-75.
- [3] 刘有恒, 信号检测与估计, 北京, 人民邮电出版社, 1989, 150-153.
- [4] 程玉平, 赵普福,  $m$ -序列编码连续波信号的 Doppler 补偿, 电子学报, 1993, 21(6), 40-45.
- [5] 朱近康, 扩展频谱通信及其应用, 合肥, 中国科技大学出版社, 1993, 1, 118-129.
- [6] Bede Liu, Fred Mintzer, Calculation of narrow band spectra by direct decimation, IEEE Trans. on ASSP, 1978, ASSP-26(6), 529-534.

## REALIZATION OF FAST ACQUISITION OPTIMUM RECEIVER BY INSTANT CORRELATION SPECTRAL ESTIMATION

Cheng Zhu    Wang Zhuang    Huangfu Kan    Zhuang Zhaowen

(The School of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha 410073, China)

**Abstract** This paper presents a new method of fast code acquisition under low SNR and large Doppler shift condition. The method gives decision base on the peak existence in the spectral of instant correlation between the local code and the zero-IF received signal. This scheme not only promises a performance as good as that of parallel channel optimum receiver but also has a much simpler structure.

**Key words** Spread spectrum, Fast acquisition, Instant correlation, FT, Spectral estimation

- 程  翥:    男, 1974 年生, 博士生, 研究方向: 信号、信息处理, LPI 信号设计.  
 王  壮:    男, 1974 年生, 博士生, 研究方向: 数据融合、目标识别.  
 皇甫堪:    男, 1939 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向: 信号、信息处理.  
 庄钊文:    男, 1958 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向: 复合制导, 雷达目标识别.