

伪码-线性调频复合信号快速参数估计方法

曾德国, 熊 辉, 龙柯宇, 唐 斌

(电子科技大学电子工程学院, 四川 成都 611731)

摘要: 针对常见的引信雷达信号参数估计算法计算量较大的缺点, 提出了一种伪码-线性调频复合信号的快速参数估计算法。首先采用平方法消除了伪码调相, 然后对得到的线性调频信号进行快速解线性调频处理, 并用高精度频率估计参数重构了原线性调频信号, 用其对原复合信号进行载波去除处理得到基带伪码调相信号, 最后采用短时积分法提取了码速率。仿真与硬件实现表明, 算法具有较高的参数估计精度且处理时间小于 0.35 ms。

关键词: 信息处理; 参数估计; 线性调频; 伪随机二相编码

中图分类号: TN 95

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2010.05.003

Fast parameter estimation approach of reconnaissance signal combined PRBC and LFM

ZENG De-guo, XIONG Hui, LONG Ke-yu, TANG Bin

(School of Electronic Engineering, Univ. of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: To lower the computational complexity of the common parameter estimation algorithm of reconnaissance signals combined pseudo-random binary phase code (PRBC) and linear frequency modulated (LFM), a fast approach is presented. First, the square of the received signal is computed to eliminate the PRBC, then the fast dechirp algorithm is adopted to obtain the initial frequency and modulation slope, and both are used to reconstruct the LFM signal. The original signal is multiplied by the conjugated reconstructed signal to get the baseband signal of the PRBC. Finally, the code rate of PRBC is extracted by the short time integration method. Simulation and hardware implementation show that this approach has high accuracy, and the processing time is less than 0.35 ms.

Keywords: information processing; parameter estimation; linear frequency modulated (LFM); pseudo random binary phase coding

0 引言

伪码体制探测系统具有良好的抗干扰和测距能力, 已成为引信雷达波形设计中重要的发展方向之一, 如法国的“海响尾蛇”导弹采用的是伪随机码和脉冲复合调制引信。线性调频信号成功解决了雷达作用距离与距离分辨率之间的矛盾, 且对多普勒频移不敏感, 广泛应用于脉冲压缩雷达中。伪码-线性调频复合信号集合了上述两种信号的优点, 具有距离速度分辨率高、测速测距精度高、抗干扰性能好和截获概率低等优点, 已被用于多种雷达、组网雷达和微小型探测器中, 研究伪码-线性调频复合信号的快速参数估计算法对于电子支援侦察具有重要的意义。

目前国内外已有不少文献提出各种参数估计方法, 但多是基于合作接收机和先验信息部分已知的假设。文

献[1-3]需要知道伪随机码序列或其功率谱, 文献[4-5]提出的算法需要知道码元宽度和载频。但对于信号非合作的雷达信号侦察接收机, 很难获得这些先验信息。文献[6-7]提出了对伪码-线性调频复合信号识别和参数估计的谱相关方法, 需满足调频带宽大于编码数与脉冲宽度之比, 且计算量较大。文献[8-9]提出了基于 Wigner 时频分布的侦察信号参数估计方法, 但需要在时频平面进行二维搜索, 计算量也较大。

本文基于快速解线性调频和短时积分两种快速算法, 对伪码-线性调频复合信号的起始频率、带宽和码速率进行了快速估计。仿真和硬件实现证明本文方法是有效可行的。

1 信号模型

伪随机二相编码信号(伪码)可表示为

$$U(t) = \frac{1}{\sqrt{NP}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{P-1} e^{j\varphi_i} \mu(t - iT_{r1} - kT_{r2}) \quad (1)$$

式中

$$\mu(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_p \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

是宽度为 T_p 的单位子脉冲,且 $T_p C_p = 1, C_p$ 为码速率; T_{r1} 为子脉冲重复周期; P 为子脉冲个数; N 为周期数; T_{r2} 为脉冲重复周期, $T_{r2} > PT_{r1}$; $\varphi_i = \{0, \pi\}$ 。

上式中,若 $T_{r1} > T_p$, 信号为脉冲复合体制; 若 $T_{r1} = T_p$, 信号为连续波复合体制。本文只讨论连续波复合体制信号。

线性调频信号可表示为

$$P(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N s_{\text{LFM}}(t - kT_{r2}) \quad (2)$$

式中

$$s_{\text{LFM}}(t) = \begin{cases} e^{j[2\pi(f_0 t + 0.5kt^2) + \varphi_0]}, & 0 < t < PT_p \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

其中, f_0 为起始频率; φ_0 为初始相位; k 为线性调频调制斜率。

由于信号是周期重复的,不失一般性,本文只考虑一个编码周期之内的信号。在一个周期内,即 $N=1$, 伪码-线性调频复合信号可表示为

$$s(t) = P(t)U(t) |_{N=1} = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{i=0}^{P-1} e^{j\varphi_i} \mu(t - iT_p) e^{j[2\pi(f_0 t + 0.5kt^2) + \varphi_0]} \quad (3)$$

2 算法原理

假设接收机截获的信号为

$$x(t) = s(t) + \omega(t) \quad (4)$$

式中, $\omega(t)$ 是均值为零、方差为 σ^2 的高斯白噪声。

假设系统前端已经精确估计了信号的脉宽信息,因此待估计的参数有起始频率 f_0 、调制斜率 k 及码速率 C_p 。

2.1 起始频率和调制斜率的估计

欲实现线性调频信号的起始频率 f_0 和调制斜率 k 的估计,可以首先消除二相编码信号的相位突变,然后利用快速解线性调频算法实现两个参数的估计。

首先,将式(4)平方处理得到

$$x^2(t) = [s(t) + \omega(t)]^2 = U^2(t) e^{j2[2\pi(f_0 t + 0.5kt^2) + \varphi_0]} + 2U(t) e^{j[2\pi(f_0 t + 0.5kt^2) + \varphi_0]} \omega(t) + \omega^2(t) \quad (5)$$

式中

$$\begin{aligned} U^2(t) &= \left[\frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{i=0}^{P-1} e^{j\varphi_i} \mu(t - iT_p) \right]^2 = \\ & \frac{1}{P} \sum_{m=0}^{P-1} \sum_{n=0}^{P-1} e^{j\varphi_m} e^{j\varphi_n} \mu(t - mT_p) \mu(t - nT_p) = \\ & \frac{1}{P} \sum_{m=0}^{P-1} e^{j\varphi_m} e^{j\varphi_m} \mu^2(t - mT_p) = \\ & \frac{1}{P} \sum_{m=0}^{P-1} e^{j2\varphi_m} \mu^2(t - mT_p) = \frac{1}{P} \sum_{m=0}^{P-1} e^{j2\varphi_m} \end{aligned} \quad (6)$$

因为 $\varphi_m = \{0, \pi\}$, 所以 $e^{j2\varphi_m} = 1$ 。故式(6)可写成 $U^2(t) = 1$ 。

则式(5)可写成

$$x^2(t) = e^{j2[2\pi(f_0 t + 0.5kt^2) + \varphi_0]} + 2U(t) e^{j[2\pi(f_0 t + 0.5kt^2) + \varphi_0]} \omega(t) + \omega^2(t) = s_{\text{LFM2}}(t) + \omega'(t) \quad (7)$$

式中

$$s_{\text{LFM2}}(t) = e^{j2[2\pi(f_0 t + 0.5kt^2) + \varphi_0]}$$

$$\omega'(t) = 2U(t) e^{j[2\pi(f_0 t + 0.5kt^2) + \varphi_0]} \omega(t) + \omega^2(t)$$

故 $x^2(t)$ 可以视作一个被噪声 $\omega'(t)$ 污染的起始频率为 $2f_0$ 、调制斜率为 $2k$ 的线性调频信号 $s_{\text{LFM2}}(t)$ 。要估计信号 $x^2(t)$ 的参数,可以采用快速解线性调频技术^[10]。

在进行线性调频信号调制斜率估计时,将信号与其延时时共轭相乘得

$$y_1(t) = s_{\text{LFM2}}(t) \times s_{\text{LFM2}}^*(t - \tau) = e^{j(4\pi k\tau t - 2\pi k\tau^2 + 4\pi f_0\tau)} = e^{j(4\pi k\tau t + \varphi')} \quad (8)$$

可见, $y_1(t)$ 为频率为 $2k\tau$ 的单频信号,可以采用频率估计综合算法^[10]通过两次 FFT 运算实现频率 $\hat{f}_1 = 2k\tau$ 的精确估计。 k 的估计值由下式给出

$$\hat{k} = \frac{\hat{f}_1}{2\tau} \quad (9)$$

设接收机前端已经精确估计了信号的脉宽为 \hat{T} , 则在进行线性调频信号起始频率的估计时,将信号与其倒序共轭相乘得

$$y_2(t) = s_{\text{LFM2}}(t) \times s_{\text{LFM2}}^*(\hat{T} - t) = e^{j[8\pi f_0(0.5\hat{T})t - 4\pi f_0\hat{T} - 2\pi k\hat{T}^2]} = e^{j[8\pi(f_0 + 0.5k\hat{T})t - \varphi'']} \quad (10)$$

可见, $y_2(t)$ 为一频率为 $4(f_0 + 0.5k\hat{T})$ 的单频信号,可以采用频率估计综合算法由两次 FFT 实现频率 $\hat{f}_2 = 4(f_0 + 0.5k\hat{T})$ 的精确估计。 f_0 的估计值由下式给出

$$\hat{f}_0 = \frac{\hat{f}_2}{4} - \frac{1}{2}k\hat{T} \quad (11)$$

平方运算消除了相位编码信号的相位突变,将复合信号的处理转换到线性调频信号的处理,避免了时频分析中的二维搜索问题。但正如式(7)所示,平方运算降低了信噪比,使该算法在低信噪比情况下的应用受到限制;信号平方后可能会导致信号频率违背 Nyquist 采样定理,带来频率测量的模糊问题,在测频时必须要考虑解频率模糊问题。

2.2 码速率 C_p 的估计

通过上节得到了起始频率 f_0 和调制斜率 k 的精确估计,故可以重构线性调频信号为

$$\hat{s}_{\text{LFM}}(t) = e^{j[2\pi(\hat{f}_0 t + 0.5\hat{k}t^2)]} \quad (12)$$

将重构信号共轭后与原信号相乘,得到

$$y_3(t) = s(t) \hat{s}_{\text{LFM}}^*(t) = U(t) e^{j2\pi[(f_0 - \hat{f}_0)t + 0.5(k - \hat{k})t^2] + \varphi_0} = U(t) e^{j(2\pi\Delta f t + \pi\Delta k t^2 + \varphi_0)} \quad (13)$$

式中, $Df = f_0 - \hat{f}_0$; $Dk = k - \hat{k}$ 。

将 $y_3(t)$ 进行时长为 T_0 ($T_0 < T_p$) 的短时积分得

$$y_4(t) = \int_{t-T_0}^t y_3(t) dt = \frac{1}{\sqrt{P}} \int_{t-T_0}^t \sum_{i=0}^{P-1} e^{j\varphi_i} \mu(t - iT_p) e^{j(2\pi\Delta f t + \pi\Delta k t^2 + \varphi_0)} dt \quad (14)$$

如图 1 所示,设 φ_i 为 $iT_p \sim (i+1)T_p$ 时间段内表示的编码相位。则式(14)的积分包括两种情况:A 积分区间包含了相位突变点,即满足 $e^{j\varphi_{i-1}} e^{j\varphi_i} = -1$;B 积分区间没有相位突变点,即 $e^{j\varphi_{i-1}} e^{j\varphi_i} = 1$ 。

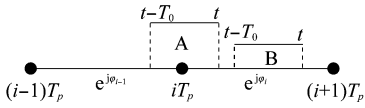


图 1 短时积分示意图

(1) 在情况 A 下,有

$$y_4(t) = \frac{1}{\sqrt{P}} \left\{ \int_{t-T_0}^{iT_p} e^{j\varphi_{i-1}} \mu(t - (i-1)T_p) e^{j(2\pi\Delta ft + \pi\Delta k t^2 + \varphi_0)} dt \right\} + \frac{1}{\sqrt{P}} \left\{ \int_{iT_p}^t e^{j\varphi_i} \mu(t - iT_p) e^{j(2\pi\Delta ft + \pi\Delta k t^2 + \varphi_0)} dt \right\} \approx \frac{1}{\sqrt{P}} e^{j\varphi_{i-1}} e^{j\varphi_0} (iT_p - t + T_0) + \frac{1}{\sqrt{P}} e^{j\varphi_i} e^{j\varphi_0} (t - iT_p) = \frac{1}{\sqrt{P}} e^{j(\varphi_{i-1} + \varphi_0)} [2(iT_p - t) + T_0] \quad (15)$$

式中, $t \in (iT_p - T_0, iT_p + T_0)$ 。上式利用了当 Δf 和 Δk 较小时, $e^{j(2\pi\Delta ft + \pi\Delta k t^2)} \approx 1$;对 $y_4(t)$ 求模得

$$|y_4(t)| \approx \frac{1}{\sqrt{P}} |2(iT_p - t) + T_0| \quad (16)$$

当 $t = iT_p$ 或 $t - T_0 = iT_p$ 时,式(16)取得最大值为 $\frac{T_0}{\sqrt{P}}$;当 $t - iT_p = \frac{T_0}{2}$ 时,取得最小值为 0。

(2) 在情况 B 下,有

$$y_4(t) = \frac{1}{\sqrt{P}} \int_{t-T_0}^t e^{j\varphi_0} \mu(t - iT_p) e^{j(2\pi\Delta ft + \pi\Delta k t^2 + \varphi_0)} dt \approx \frac{1}{\sqrt{P}} T_0 e^{j\varphi_i} e^{j\varphi_0} \quad (17)$$

则其模为

$$|y_4(t)| = \left| \frac{1}{\sqrt{P}} T_0 e^{j\varphi_i} e^{j\varphi_0} \right| = \left| \frac{T_0}{\sqrt{P}} \right| \quad (18)$$

综上,当相位突变时刻位于积分区间中心时, $|y_4(t)|$ 取得极小值 0;当突变时刻不在积分区间时, $|y_4(t)|$ 取得极大值 $\left| \frac{T_0}{\sqrt{P}} \right|$,如图 2(a)所示。对 $|y_4(t)|$ 作 FFT 运算,其基频便是信号的码速率 C_p ,如图 2(b)所示。

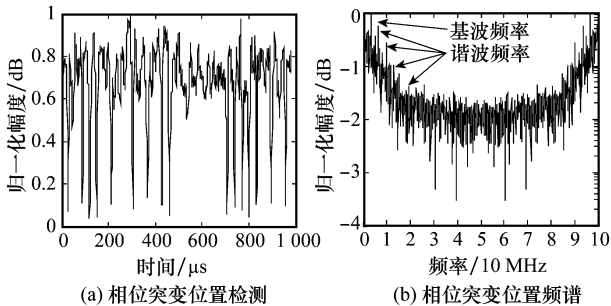


图 2 信噪比为 5 dB 情况下相位突变位置检测

可见,短时积分法能够快速实现相位编码信号码速率的快速精确估计。在选取 T_0 时应注意:由于极大值与 T_0 成正比,极小值为恒定值,故采用较大 T_0 能有效突出相位突变的位置(极小值处),能够适应较低信噪比情况,但是如果 T_0 取值过大($T_0 > T_p$),则会导致积分区间内包含了数个码元,式(15)~式(18)不再成立,短时积分法失效,故 T_0 应在满足 $T_0 < T_p$ 条件下,尽量取较大值。在实际工程中,需要根据系统处理的 T_p 范围,根据最小的 T_p 来选择 T_0 。

3 性能分析

3.1 计算量分析

本文提出的伪码-线性调频复合信号快速参数估计方法以 FFT 运算为核心,辅以少量的乘法运算与正余弦运算。设 L 代表信号长度, M 代表 FFT 点数, I 代表短时积分点数,则信号平方去相位编码需要 L 次复数乘法;采用文献[10]的最佳延时共轭计算需要 $0.6L$ 次复数乘法;利用频率综合估计算法计算调制斜率需要两次 FFT 运算,约 $M(4 + 2\log_2 M)$ 次复数乘法;倒序共轭需要 L 次复数乘法;利用频率综合估计算法计算中心频率需要两次 FFT 运算,约 $M(4 + 2\log_2 M)$ 次复数乘法;由调制斜率和起始频率重构线性调频信号约需 $63.5L$ 次复数乘法(硬件实际运行时,将正余弦等价复数乘法的值);提取相位编码信号需要 L 次复数乘法;滑动求和并求模平方约需 $L - I$ 次复数乘法;最后用 FFT 计算码速率需 $M \log_2 M$ 次复数乘法。总计需要约 $68.1L + 8M + 5M \log_2 M - I$ 次复数乘法。

3.2 仿真结果

为了验证本文算法的有效性,我们做了如下的仿真和 DSP 硬件实验。

实验中,线性调频初始频率为 16 MHz,信号脉宽为 $10 \mu s$,调制斜率为 10^{12} Hz/s。二相编码信号码速为 2 MHz,20 个码元分别为 [00100110001001110000]。信号的采样率为 100 MHz。FFT 点数为 1 024。滑动求和点数为 20。噪声环境为高斯白噪声。Monte Carlo 试验次数为 500。

鉴于相同信号模型下,目前尚无类似算法。图 3(a)仅给出了本文方法与文献[11]的自相关法的码速率 C_p 归一化均方根误差(normalized root mean squared error, NRMSE)曲线,其中延时与滑动求和点数均为 20 个采样点。曲线表明,两种算法性能相当,在信噪比大于 2 dB 时都能精确估计码速率。但是,在运算上,文献[11]较本文算法需要额外的 $L - Q$ 次复数乘法,其中 L 为样本数, Q 为延时点数。可见,本文算法在相同精度下,计算量占优。

图 3(b)给出了初始频率 f_0 和调制斜率 k 的归一化均方根误差曲线。曲线表明,算法在信噪比大于 2 dB 时都能较准确的估计出信号参数。

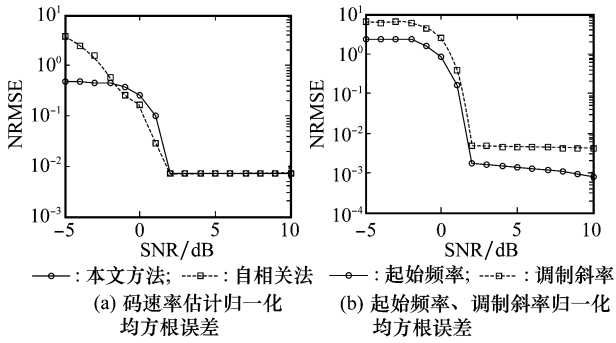


图 3 各参数估计精度

本文算法已在由 ADI 公司的 TS201 DSP 芯片构成的硬件平台上实现。表 1 示出了 SNR=10 dB、内核时钟频率为 600 MHz 时的上述信号参数估计结果与处理时间。由表 1 可知,参数提取算法处理时间为 0.315 ms,能够满足常规数字侦察接收机的指标要求。

表 1 算法处理时间和参数精度

参数	真实值	估计值	误差	处理时间/ms
f_0/MHz	16	15.978 3	0.021 7	
$k/(\text{GHz/s})$	1 000	1 003.86	3.86	0.315
C_p/MHz	3.2	3.222 66	0.022 66	

4 结 论

基于伪码-线性调频复合信号的特点,文章首先采用平方运算将复合信号的参数估计转换为单一信号的参数估计,然后采用快速解线性调频算法和短时积分法完成了起始频率、带宽和码速率的估计。仿真和 DSP 硬件实现表明,算法在信噪比大于 2 dB 情况下,能够实现信号参数的精确估计,且实时处理能力较强。

值得指出的是,本文算法工作信噪比受限于信号平方运算、误差传播等。后期工作将围绕这方面开展深入研究。

参 考 文 献:

- [1] Gini F, Giannakis G B. Frequency offset and timing estimation in slowly-varying fading channels: a cyclostationary approach[J]. *IEEE Trans. on Communication*, 1998, 46(3): 400 - 411.
- [2] Serpedin E, Giannakis G B, Chevreui A, et al. Blind joint estimation of carrier frequency offset and channel using non-redundant periodic modulation precoders[C]// *Statistical Signal and Array Processing, Proc. of 9th IEEE Signal Processing Workshop*, 1998: 288 - 291.
- [3] Mazzenga F, Vatalaro F. Parameter estimation in CDMA multi-user detection using cyclostationary statistics[J]. *Electronics Letters*, 1996, (2): 179 - 181.
- [4] Gardner W A, Spooner C M. Detection and source location of weak cyclostationary signals: simplifications of the maximum-likelihood receiver[J]. *IEEE Trans. on Communication*, 1993, 41(6): 905 - 916.
- [5] Chin-Kang C, Gardner W A. Signal-selective time-difference-of-arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments (I)—Theory and method[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1992, 40(5): 1168 - 1184.
- [6] 熊刚, 赵惠昌, 王李军. 伪码-载波调频侦察信号识别的谱相关方法(II)——伪码-载波调频信号的调制识别和参数估计[J]. *电子与信息学报*, 2005, 27(7): 1087 - 1092.
- [7] 赵惠昌, 熊刚, 杨小牛. 基于谱相关的正弦调频和脉间伪码调复合体制侦察信号识别[J]. *兵工学报*, 2006, 27(2): 258 - 264.
- [8] 林俊, 熊刚, 王智学. 基于时频分析的伪码与线性调频复合体制侦察信号参数估计研究[J]. *电子与信息学报*, 2006, 28(6): 1045 - 1048.
- [9] 熊刚, 杨小牛, 赵惠昌. 基于平滑伪 Wigner 分布的伪码与线性调频复合侦察信号参数估计[J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(9): 2115 - 2119.
- [10] 刘渝. 快速解线性调频技术[J]. *数据采集与处理*, 1999, 4(2): 175 - 178.
- [11] 金艳, 姬红兵. 基于循环自相关的 PSK 信号码速率估计的噪声影响分析[J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(2): 505 - 508.