

基于中国余数定理的跳频信号相时延估计方法

赵培焱^{*①} 欧阳鑫信^{①②} 彭华峰^①

^①(盲信号处理重点实验室 成都 610041)

^②(电子科技大学电子工程学院 成都 611731)

摘要: 跳频信号每跳带宽窄且多跳间积累困难, 利用传统方法对其时延估计精度都很低。针对该问题, 该文充分挖掘跳频信号“宽跳带”的潜能, 建立了多频点相时延估计模型, 把时延估计问题转化为整周模糊求解问题; 然后在解模糊过程中引入中国余数定理, 针对“非合作”场景中模数无法选择的问题, 提出一种基于“虚拟频点”的干涉相位外推方法, 构造出鲁棒中国余数定理的适用条件; 最后采用闭式鲁棒中国余数定理求解整周模糊, 得到高精度的相时延。该方法具有精度高、运算量小、不依赖于信道衰落特性的优点。仿真结果验证了所提模型及方法的有效性和正确性。

关键词: 相时延; 跳频信号; 干涉相位; 中国余数定理; 虚拟频点

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)03-0656-07

DOI: 10.11999/JEIT170544

A Phase Delay Estimation Algorithm of Frequency Hopping Signal Based on Chinese Remainder Theorem

ZHAO Peiyan^① OUYANG Xinxin^{①②} PENG Huafeng^①

^①(National Key Laboratory of Science and Technology on Blind Signal Processing, Chengdu 610041, China)

^②(Electronic Engineering College, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: The bandwidth of each hop in frequency hopping signal is very narrow, and the accumulating between multiple hop is difficult, thus the accuracy of time delay estimation for frequency hopping is low. To deal with the problem, the potential of “wide band hopping” of frequency hopping signal is fully exploited. A multi-frequency phase delay estimation model is established, and the problem of time delay estimation is transformed into ambiguity resolution. Then, Chinese Remainder Theorem (CRT) is used to solve the ambiguity, but in the “non-cooperation” scene the module can not be chosen easily, thus an extrapolation method for interferometric phase based on “virtual frequency” is proposed to relax the constraint of module selection. Finally, the closed-form Robust Chinese Remainder Theorem (RCRT) is used to solve the ambiguity, and the phase delay is obtained with high accuracy. Compared with the conventional algorithm, the proposed algorithm has the advantages of high precision, low computation complexity and independence on the propagation characteristics of the channel. The simulation results verify the validity and correctness of the proposed model and algorithm.

Key words: Phase delay; Frequency hopping signal; Interferometric phase; Chinese Remainder Theorem (CRT); Virtual frequency

1 引言

时延估计是现代信号处理的重要内容, 广泛应用于无源定位、雷达声呐、导航遥测等军事领域, 以及生物医学、工业探伤等民用领域^[1]。经过几十年的发展, 逐渐形成了以广义互相关 (Generalized Cross-Correlation, GCC) 为代表的时延估计方法, 并取得了广泛的应用^[1,2]。跳频信号具有良好的抗截获与抗干扰特性, 在通信领域得到大量的应用。跳

频信号频率在较宽的频带内随机跳变, 但对于每一跳而言, 带宽通常很窄, 一般在 kHz 量级, 每跳带宽极窄且多跳之间积累困难, 为时延估计带来了很大的挑战^[3]。传统方法利用跳频信号包络信息, 相当于将跳频信号解跳拼接后变成常规定频信号处理, 估计精度很低, 无法满足实际应用需求^[3-5]。文献[4]在频域利用干涉条纹的宽带拼接技术, 在平坦衰落信道(简称平坦信道)的条件下一定程度上改善了估计精度, 但该方法不能适应频率选择性衰落信道(简称频选信道); 文献[3]对跳频信号时延估计进行了较为深入的理论分析, 推导出了平坦信道和频选信道

收稿日期: 2017-06-07; 改回日期: 2017-11-03; 网络出版: 2017-12-12

*通信作者: 赵培焱 zhaopy_1987@163.com

中时延估计的理论界,在平坦信道中,相干积累可以实现频带和时间的双重累积,改善了时延估计精度,但当跳带间隔变大时,会产生所谓的“周期峰”现象,导致估计失败,而且该方法对频选信道不适用。

航天测控尤其是深空测控领域发展起来的相时延估计技术^[6]为高精度时延估计提供了新的思路,它直接利用射频信号的相位进行估计,使得估计精度有了数量级的提升,其难点是整周模糊度的求解,模糊度能否正确解算严重依赖于时延预估值精度,所以相时延估计技术通常难以独立应用。中国余数定理(Chinese Remainder Theorem, CRT)为模糊度独立解算提供了一条可行的解决途径,已被成功应用于密码学等领域中^[7]。但是,经典的中国余数定理(Classical CRT, CCRT)对余数误差异常敏感,通常某个余数一个极小的误差便会导致重构结果与实际结果相差甚远^[8]。实际系统中噪声不可避免,使得CCRT在信号处理领域受到了极大的限制。近期,围绕提升CRT的抗噪声性能,鲁棒中国余数定理(Robust Chinese Remainder Theorem, RCRT)^[8-10]理论得到快速的发展。美国特拉华大学XIA Xianggen以及西安交通大学王文杰等人做了许多开创性的研究,如文献[8]提出一种基于搜索的RCRT重构方法,并应用于雷达相位解缠绕中,但运算量巨大。文献[9]利用了CRT的特性,提出了高效的RCRT方法,将多维搜索解耦为多个1维搜索,大大降低了其运算量。文献[10]提出一种RCRT的闭式解法,突破了运算量的限制,且将重构范围从整数域拓展到了整个实数域,具有很高的实用价值。文献[11,12]将其应用到无线电干涉定位系统(Radio Interferometric Positioning System, RIPS)中,以低硬件开销获得了厘米级的测距精度。最近的研究成果将RCRT理论进一步拓展和完善^[13-16]。但是必须注意到,现有的应用场景无一例外均是“合作式”的,意味着发射端的频点可以根据接收端的处理需求主动设计,所以总能满足RCRT的应用条件,而工程实践中大量的应用需要在“非合作”的环境下对跳频信号的时延做出估计,信号频点是受辐射源所限制的,通常很难找到满足条件的频点,所以现有的RCRT理论不能直接移植应用。针对上述问题,本文首先将时延估计建模为整数“重构”的问题,根据跳频信号的特点提出基于“虚拟频点”干涉相位外推方法,最后利用闭式RCRT重构出待估时延。该方法不仅突破了传统时延估计精度受限于带宽的限制,在窄带条件下获得高精度的时延估计,不受信道特性影响,且进一步扩展了CRT的应用领域。

2 跳频信号多频点相时延估计模型

假设某发射源所发出的跳频信号被地理上分离的两观测站所接收^[3]:

$$\left. \begin{aligned} x_1(t) &= \sum_{h=1}^H r_{1h} e^{j\varphi_{1h}} s_h(t - (h-1)T_d) + n_1(t) \\ x_2(t) &= \sum_{h=1}^H r_{2h} e^{j\varphi_{2h}} s_h(t - \tau - (h-1)T_d) + n_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中, τ 为待估时延, $s_h(t)$ 和 T_d 分别为第 h 跳信号的波形和驻留时间, H 是接收到的跳频信号总跳数。 r_{1h} 和 r_{2h} 分别为两路接收信号中第 h 跳信号的衰落因子, φ_{1h} 和 φ_{2h} 分别为两路接收信号中第 h 跳信号的载波初相位。 $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 为相互独立的零均值高斯白噪声,并且都独立于 $s_h(t)$ 。根据信道衰落与频率的关系,上述模型可细分为以下两种情况:平坦信道和频选信道。对于前者,每一跳的 r_{1h} 和 r_{2h} 为固定值, φ_{1h} 和 φ_{2h} 也具有固定的差值;对于后者,每一跳的 r_{1h} 和 r_{2h} 为随载波变化的随机参数, φ_{1h} 和 φ_{2h} 也为随载波变化且相互独立的随机参数^[3]。

对式(1)中的两路信号进行采集、FFT变换并共轭相乘,可得接收信号的互相关谱,用 $Y(f)$ 表示。

$$\begin{aligned} Y(f) &= X_1(f)X_2^*(f) \\ &= \sum_{h=1}^H r_{1h} r_{2h} |S_h(f)|^2 \exp(j2\pi f\tau + \varphi_{1h} - \varphi_{2h}) \\ &\quad + N(f) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $S_h(f)$, $X_1(f)$ 和 $X_2(f)$ 分别为 $s_h(t)$, $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的频域表达式。 $N(f)$ 表示频域总噪声,根据加性高斯白噪声的特性,不难证明 $N(f)$ 也为加性高斯白噪声。

在式(2)左右两端提取相位,得互相位谱:

$$\varphi(f) = 2\pi f\tau + \xi_\varphi \quad (3)$$

其中, ξ_φ 表示相位误差。

相时延的定义为某一频点上的干涉相位与频率的比值^[6]。然而,相位是以 2π 为周期出现的,从式(3)中获得的仅是 $[-\pi, \pi]$ 区间内的干涉相位的测量值,所以干涉相位的完整表达应修正为

$$\phi(f_i) = 2\pi n_i + \varphi(f_i) \quad (4)$$

其中, $\phi(f_i)$ 为频点 f_i 上干涉相位的完整表达式, n_i 为未知整数,称为整周模糊, $\varphi(f_i)$ 为干涉相位的测量值。

在频点 f_i 上,相时延估计 $\hat{\tau}$ 可以表示为

$$\hat{\tau} = \frac{\phi(f_i)}{2\pi f_i} = \frac{n_i}{f_i} + \frac{\varphi(f_i)}{2\pi f_i} \quad (5)$$

为便于表示,将式(5)转化为式(6)形式:

$$\hat{\tau} = n_i T_i + \frac{\varphi(f_i)}{2\pi} T_i \quad (6)$$

其中, T_i 为 f_i 对应的射频周期。从式(6)中可以看出, 相时延可以分为两部分, 整数倍的 T_i 和小数倍的 T_i 。整数部分未知, 小数部分可以通过测量值计算得出。如果能确定整数部分, 则可以获得相时延完整的估计值。所以整周模糊求解是相时延估计的核心, 同时也是难点所在。

如果具备对式(6)多次测量的条件, 根据多频点的约束关系, 可以解算出整周模糊。基于跳频信号固有的特点以及相时延的定义, 建立针对跳频信号的多频点相时延估计模型:

$$\left. \begin{aligned} \hat{\tau} &= n_1 T_1 + \frac{\varphi(f_1)}{2\pi} T_1 \\ \hat{\tau} &= n_2 T_2 + \frac{\varphi(f_2)}{2\pi} T_2 \\ &\vdots \\ \hat{\tau} &= n_I T_I + \frac{\varphi(f_I)}{2\pi} T_I \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

其中, $n_i, (i=1, 2, \dots, I)$ 表示未知整数, 称为整周模糊度, $1/T_i = f_i \in B_i, (i=1, 2, \dots, I), B_i$ 为第 i 跳信号的频带范围。

3 基于中国余数定理的时延估计方法

中国余数定理为形如式(7)的解算提供了一条高效的解决思路。本节首先简要介绍中国余数定理必要的定义与定理, 然后针对“非合作”场景下无法选择满足特殊限定条件频点的问题, 提出了基于“虚拟频点”的干涉相位外推方法, 最后给出了完整的算法流程。

3.1 中国余数定理简述

中国余数定理又称中国剩余定理或孙子定理^[8], 用来求解一次同余方程组, 是数论当中一个重要的定理。作为一种纯粹的数学理论, 国内外很多学者对其进行了较为系统的证明与研究, 并给出了严格的数学定义。

定义 1^[8] 经典的中国余数定理(CCRT) 设 N 是一个正整数, $0 < M_1 < M_2 < \dots < M_L$ 是 L 个模数, 都是正整数且满足 $\gcd(M_i, M_j) = 1, i \neq j$, $r_1, r_2, \dots, r_L$ 是与模数相对应的 L 个余数且满足 $0 \leq r_i < M_i$ 。当且仅当 $0 \leq N < \text{lcm}(M_1, M_2, \dots, M_L)$ 时, 式(8)所示的同余方程组在整数域内有唯一解。

$$\left. \begin{aligned} N &= n_1 M_1 + r_1 \\ N &= n_2 M_2 + r_2 \\ &\vdots \\ N &= n_L M_L + r_L \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

其中, n_i 称为折叠数, 取值范围为非负整数, $\gcd(\cdot)$ 表示最大公约数, $\text{lcm}(\cdot)$ 表示最小公倍数。

定义 2^[10] 鲁棒中国余数定理(RCRT) 设 N 是一个正整数, $0 < M_1 < M_2 < \dots < M_L$ 是 L 个模数, $r_1, r_2, \dots, r_L$ 是与之相对应的 L 个余数且满足 $0 \leq r_i < M_i$, 与定义 1 不同的是 $\gcd(M_1, M_2, \dots, M_L) = M$ 且 $M > 1, \Gamma_i = M_i/M$, 满足 $\gcd(\Gamma_i, \Gamma_j) = 1, i \neq j$, 称为互素模数。当且仅当 $0 \leq N < M \text{lcm}(\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_L)$ 时, 式(8)所示的同余方程组在整数域内有唯一解。

定理 1^[10] 假设某同余方程组满足定义 2 的条件, 若

$$\Delta r_i < M/4 \quad (9)$$

其中, Δr_i 表示余数误差。则有

$$\hat{n}_i = n_i \text{ 且 } |N - \hat{N}| < M/4 \quad (10)$$

定理 1 可以直观理解为: 如果余数误差小于公共模数的 $1/4$ 时, 折叠数的估计值等于理论值, 待重构整数误差也被限定在 $M/4$ 的范围内。RCRT 鲁棒性的根源在于在余数中引入了冗余, 即公共模数 M , 使得 CRT 对余数噪声有了一定的容错能力。

3.2 基于“虚拟频点”的干涉相位外推

对比式(7)表示的多频点相时延估计模型与式(8)表示的同余方程组可以发现, 在式(7)中除 n_i 外均不是整数, 无法直接应用 CRT 解模糊。此时, 可以通过量化的方法将其转化为整数^[10]。设 u 为量化单位, 其量纲和时间相同, 通常情况下 u 是一个极小的数, 如 $u = 10^{-12}$ s。此时, 基于多频点的相时延估计模型进一步表示为

$$\left. \begin{aligned} \hat{\tau}_u &= n_1 \left\lfloor \frac{T_1}{u} \right\rfloor + \frac{\varphi(f_1)}{2\pi} \left\lfloor \frac{T_1}{u} \right\rfloor \\ \hat{\tau}_u &= n_2 \left\lfloor \frac{T_2}{u} \right\rfloor + \frac{\varphi(f_2)}{2\pi} \left\lfloor \frac{T_2}{u} \right\rfloor \\ &\vdots \\ \hat{\tau}_u &= n_I \left\lfloor \frac{T_I}{u} \right\rfloor + \frac{\varphi(f_I)}{2\pi} \left\lfloor \frac{T_I}{u} \right\rfloor \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

其中, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示取最邻近整数, $\hat{\tau}_u$ 表示经过量化的相时延估计值。

比较式(11)和式(8), 可知 n_i 仍表示折叠数, $\lfloor T_i/u \rfloor$ 对应于模数 M_i , $(\varphi(f_i)/2\pi) \lfloor T_i/u \rfloor$ 对应于余数 r_i , 此时式(11)在形式上满足了式(8)的适用条件, 应用 RCRT 求得 $\hat{\tau}_u$ 后, 根据量化关系, 最终得到时延的估计值:

$$\hat{\tau} = \hat{\tau}_u u \quad (12)$$

根据定义2和定理1,为使RCRT具有抗噪声能力,对模数的选择有一个特殊的限定条件,即模数要有公约数。从式(11)中可以看出,本文模型中的模数是量化后的射频周期,与射频频率一一对应,这就要求可选模数要有足够的间隔,反映在频率上即要求信号有足够的频带跨度。如RISP系统的距离估计中,假设量化单位为 $u = 10^{-4}$ m,选取 $M = 50$, $\Gamma = \{23, 24, 25\}$, 对应的频率为 $f \approx \{2.61, 2.50, 2.40\}$ GHz, 频率跨度在200 MHz以上。

如果发射端可以根据接收端处理的需求进行设计,这一限定条件很容易满足,但实际中往往面临另外一种情况,即发射端不可控的场景,称之为“非合作”场景。在“非合作”场景中,找到满足RCRT限定条件的模数就变得非常困难,而这种场景在工程处理中广泛存在。如跳频信号的“非合作”接收,由于跳频信号的某一跳带宽极窄,满足限定条件的模数就无法选择。例如,接收到的某跳频信号中的两跳载频分别为252 MHz和250 MHz,码速率为10 kbps的信号,量化单位取 $u = 10^{-13}$ s,通过式(11)可以计算出备选模数集,分别为 $M^1 = \{39682, 39683\}$ 和 $M^2 = \{39999, 40000\}$ (上标1, 2表示不同跳),可供选择的模数组合共有4个,分别为 $\{39682, 39999\}$, $\{39683, 39999\}$, $\{39682, 40000\}$ 和 $\{39683, 40000\}$ 。以上4组中,仅有第3组的公共模数为2,其余组的公共模数均为1,根据定理1,此时的抗噪声性很差。

一个自然的想法是,在信号频带的附近找一些特定的频点以满足RCRT的限定条件。但问题是,由于信号带宽较窄,替代的频点往往在信号实际频带以外(本文称为“虚拟频点”)。在“虚拟频点”上直接提取的干涉相位实际是噪声产生的,如何将“虚拟频点”的相位和信号实际的干涉相位建立关系是必须解决的问题。回到式(3),可以看出待估时延 τ 存在于互相位谱中。现将式(3)两端分别对频率 f 求导且忽略相位噪声的影响,得到式(13)所示关系:

$$\tau = \frac{d\varphi(f)}{2\pi df} \quad (13)$$

根据文献[5],式(13)即群时延的定义,它表明:首先,信号的干涉相位谱是线性的;其次,干涉相位谱的斜率代表群时延。也就是说,在带内通过线性拟合得出干涉相位谱的斜率,就可以推至带外,得出“虚拟频点”上的干涉相位。图1直观地呈现了“虚拟频点”的干涉相位外推原理。仍用上述跳频信号例子,为适用RCRT,需要将公共模数 M 增大,据此选择模数组合为 $\{39600, 40000\}$,此时

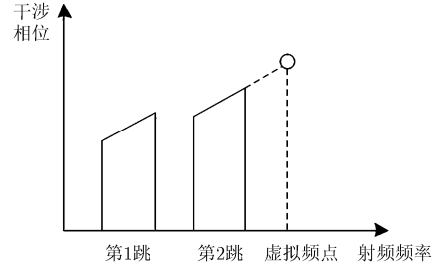


图1 基于“虚拟频点”的相位外推原理示意图

$M = 400$, 互素模数组合 $\Gamma = \{99, 100\}$, 相比外推前的情况($M = 2$), 抗噪声性能提升了200倍。显然 $M_1 = 39600$ 代表外推后的“虚拟频点”。通过(11)计算, M_1 和频率 $f \approx 252.5253$ MHz对应,相比于真实信号外推了0.52 MHz。

3.3 算法流程

具体的算法步骤如下:

步骤1 按式(2)计算采集信号的互相关谱,并提取互相位谱;

步骤2 选择信号频点,并进行量化,在“真实频点”附近选择“虚拟频点”;

步骤3 根据量化频点,利用式(13)外推干涉相位,并按式(11)得到量化后的余数;

步骤4 按照式(11)所示模型,利用闭式RCRT进行模糊度解算^[10],进而得到时延估计的量化值;

步骤5 按式(12)得到时延估计值。

4 算法性能分析

从第3节可以看出,当原始信号不满足RCRT系统对参数的要求时,可以通过干涉相位外推的方法扩展算法的适用范围,那么外推的范围有多大?这个范围由哪些因素决定呢?另外,计算复杂度是衡量算法性能的重要指标,本文算法计算复杂度如何,能够达到实用效果呢?本节将对这两个问题进行探讨。

4.1 干涉相位外推范围分析

原理上看,外推的基础是干涉相位在信号频段内的“线性”。根据式(13),如果群时延为理想值,那么外推的范围可以无限扩展,但是实际上干涉条纹受到相位噪声等因素的影响使得群时延的估计值往往会偏离真实值,在外推的过程中就造成了误差的累积效应,当超过一定的临界值,RCRT系统就无法鲁棒地重构相时延了,这个临界值就是外推所能达到的界限。

根据文献[1],群时延估计精度的理论界为

$$\Delta\tau \geq \frac{3}{\pi^2} \frac{1}{\text{SNR}} \frac{1}{B^3 T} \quad (14)$$

随着相位外推, 干涉相位误差累积量 $|\Delta\varphi|$ 可表示为

$$|\Delta\varphi| = 2\pi|\Delta f|\Delta\tau \quad (15)$$

将式(14)代入式(15)得

$$|\Delta\varphi| \geq 2\pi\Delta f \left(\frac{3}{\pi^2} \frac{1}{\text{SNR}} \frac{1}{B^3 T} \right) \quad (16)$$

根据定理1中的式(9)得

$$\Delta r_i = \left\lfloor \frac{|\Delta\varphi|}{u} \right\rfloor < \frac{M}{4} \quad (17)$$

将式(16)代入式(17)可得干涉相位外推的范围的理论表达式:

$$|\Delta f| < \frac{\pi M \cdot \text{SNR} \cdot B^3 T u}{24} \quad (18)$$

通过式(18)可以明显地看出, 频率外推的范围与接收到信号本身的质量(SNR, B^3, T)和 RCRT 重构系统的基本参数(M, u)成正比。当虚拟频率与载频距离不超过 $|\Delta f|$ 时, 理论上可以完成鲁棒地外推。

4.2 计算复杂度分析

为验证本文所提算法的时效性, 对其进行计算复杂度分析, 并与传统互相关方法以及相干累积法进行比较。为方便对比, 不妨设每跳信号采样点数一致, 记做 N , 共采集 M 跳($M \geq 2$)信号。由于传统互相关方法将跳频信号看作定频信号处理, 在时域直接计算互相关计算复杂度为 $O(M^2 N^2)$; 相干累积法涉及频域处理, 两路信号 FFT 计算复杂度为 $O(M N \log_2(MN))$, 互相关谱计算复杂度 $O(M^2 N^2)$, 搜索补偿积累的复杂度为 $O(MN^3)$, 所以相干累积法总的计算复杂度为 $O(MN^3)$; 本文算法也需要在频域处理, 在求得互谱后, 仅需两个(或两个以上)频点的取模和求模逆的运算, 故计算复杂度为 $O(M^2 N^2)$, 进一步, 若考虑计算量最小的情况, 即仅需要两跳信号, 则在求互谱过程中可以只对该两跳信号操作, 计算复杂度可减小为 $O(2^2 N^2)$ 即 $O(N^2)$ 。

综上所述, 本文算法的计算复杂度明显小于传统互相关法和相干累积法。例如, 对采样率为 100 MHz, 跳速为 10000 hop/s, 采集时间为 0.001 s 的信号。传统互相关法, 相干累积法, 本文算法(只利用两跳)的计算复杂度分别为: $O(10^{10})$, $O(10^{13})$, $O(10^8)$, 本文方法比传统方法计算量约减少两个数量级。

5 仿真实验

通过仿真实验, 从几个不同的角度对所提出的算法进行分析与验证。首先定义时延估计的均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)如式(19)^[6]:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{\text{MC}} \sum_{mc=1}^{\text{MC}} (\hat{\tau} - \tau)^2} \quad (19)$$

其中, MC 为蒙特卡洛仿真次数, $\hat{\tau}$ 和 τ 分别为时延的估计值和真实值。设计实验, 验证信号调制带宽及信噪比对时延估计精度的影响, 并与 MLE-CRLB^[14] 进行比较。

仿真实验 1 假设信源为超短波频段内的跳频信号, 跳带宽度为 100 MHz(250~350 MHz), 跳带间隔 1 MHz, 跳速 10000 hop/s, 调制方式为 BPSK, 信号调制带宽为 10 kHz, 真实时延设置为 12.5 倍采样间隔, 即 $\tau = 1.923 \times 10^{-8}$ s, 采样率为 650 MHz, 接收端采集两跳信号(假设为第 1 跳和第 3 跳), 采用平坦信道模型, 信噪比从 -10~30 dB, 每 5 dB 取一个值进行 1000 次蒙特卡罗仿真实验, 统计仿真结果如图 2 所示。

仿真实验 2 基本条件同仿真实验 1, 接收端采集两跳信号(假设为第 1 跳和第 54 跳), 统计仿真结果如图 3 所示。

仿真实验 3 基本条件同仿真实验 1, 采用频选信道模型, 统计仿真结果如图 4 所示。

图 2~图 4 中, 横纵坐标分别表示信噪比(SNR)和时延估计的均方根误差(RMSE), 对应的单位分别为 dB 和 s; 图注中“ML-CRLB”和“In-CRLB”分别表示传统“匹配”模型与干涉相位“重构”模型下的 CRLB。图 2~图 4 都可以看出, 估计精度受 SNR 影响明显, 而且还出现了“门限”效应, 这是因为本文方法是基于干涉相位的时延重构方法, 相位测量受 SNR 影响较大, 而且“折叠”效应造成相位测量值的非线性, 导致了“门限”效应, 在中高信噪比区域($\text{SNR} \geq 5$ dB)本文方法估计精度约为 1~3 ps, 明显高于传统方法, 突破了 ML-CRLB, 但由于量化和干涉相位外推等操作引入了一定的相位误差, SNR 超过“门限”后, 精度没有进一步提升, 在图 2~图 4 上表现为本文算法精度曲线和 In-CRLB 仍有较大距离。比较图 2 和图 3 可以看出, 图 2 中相干累积法精度已逼近 ML-CRLB, 说明该方法也达到了较好的效果, 但是图 3 中相干累积“失效”, 原因是出现了“周期峰”现象(如图 5 所示, 其幅值最大处不是真实时延), 由于被累积的跳带频率间隔增大, 导致“周期峰”间隔变小, 无法根据峰值搜索来估计时延参数。比较图 2 和图 4 可以看

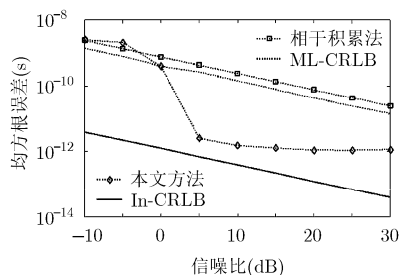


图2 均方根误差随信噪比变化情况(仿真实验1)

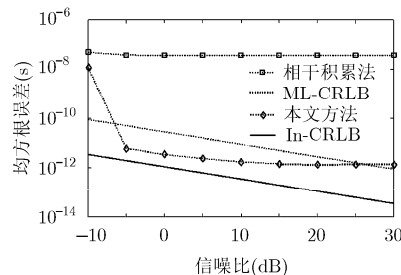


图3 均方根误差随信噪比变化情况(仿真实验2)

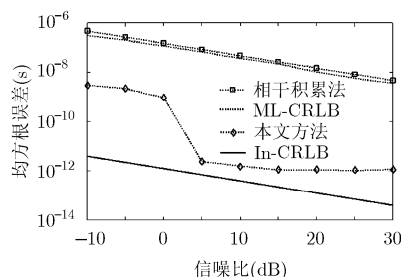


图4 均方根误差随信噪比变化情况(仿真实验3)

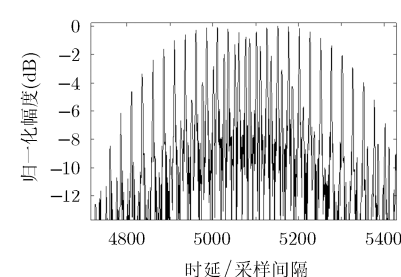


图5 跳频信号互相关函数的“周期峰”现象

出, 由于实验3采用了频选信道模型, 只能进行非相干积累, 本文方法估计精度远远高于传统方法, 说明本文方法对平坦信道和频选信道都是通用的。综上分析, 本文方法估计精度高, 计算量小且不受信道衰落特性影响。

6 结论

本文提出一种基于中国余数定理的跳频信号相时延估计方法。不同于传统方法“匹配”的思想, 该方法通过将跳频信号的时延估计问题建模为“重构”的问题, 并提出“虚拟频点”的概念, 将带内信号干涉相位推至带外, 构造了使用CRT的条件, 进而利用闭式RCRT进行整周模糊度解算, 得到高精度相时延估计。与现有方法相比, 所提方法具有精度高, 运算量小, 不受信道衰落特性制约的优点, 尤其在信号调制带宽很窄的情况下, 仍能实现高精度的时延估计。另一方面, 所提的基于“虚拟频点”的干涉相位外推方法, 突破了现有RCRT对频点选择的限制, 扩展了RCRT的应用范围, 使之能胜任跳频信号与雷达捷变频信号“非合作”接收处理的工作场景, 工程应用价值较高。

参考文献

- [1] KNAPP C H and CARTER G C. The generalized correlation method for estimation of time delay[J]. *IEEE Transactions on Acoust, Speech, and Signal Processing*, 1976, 24(4): 320-327.
- [2] CHAMPAGNE B, BEDARD S, and STEPHENNE A. Performance of time delay estimation in presence of room

reverberation[J]. *IEEE Transactions on, Speech and Audio Processing*, 1996, 4(2): 148-152.

- [3] 欧阳鑫信, 万群, 熊瑾煜, 等. 慢跳跳频信号的时差估计方法[J]. *现代雷达*, 2016, 38(2): 19-22. doi: 10.16592/j.cnki.1004-7859.2016.02.005.
- OUYANG Xinxin, WAN Qun, XIONG Jinyu, et al. A new time delay estimate method of wide-band FH signal and precision analysis[J]. *Modern Radar*, 2016, 38(2): 19-22. doi: 10.16592/j.cnki.1004-7859.2016.02.005.
- [4] 刘伟, 罗景青. 一种新的宽带跳频信号时延估计方法及精度分析[J]. *信号处理*, 2010, 26(9): 1323-1328.
- LIU Wei and LUO Jingqing. A new time delay estimate method of wide-band FH signal and precision analysis[J]. *Signal Processing*, 2010, 26(9): 1323-1328.
- [5] 陆晨曦, 李宏宇, 年丰, 等. 一种应用于射频系统群时延测量的相关峰精化算法[J]. *电子与信息学报*, 2013, 35(12): 2921-2926. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00221.
- LU Chenxi, LI Hongyu, NIAN Feng, et al. A correlation-peak fining algorithm for group delay measurement of radio frequency system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(12): 2921-2926. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00221.
- [6] 吴亚军, 刘庆会, 陈冠磊, 等. VLBI相时延及其在深空探测器测定轨中的应用[J]. *中国科学: 信息科学*, 2014, 44(2): 221-230. doi: 10.1360/112013-1110.
- WU Yajun, LIU Qinghui, CHEN Guanlei, et al. VLBI phase delay and its application in orbit determination of spacecraft[J]. *Science China Information Sciences*, 2014, 44(2): 221-230. doi: 10.1360/112013-1110.

- [7] ROSEN K H. Elementary Number Theory and Its Applications[M]. Englewood Cliffs, NJ, US, Addison Wesley, 2010: 155–200.
- [8] LI Xiaowei and XIA Xianggen. A fast robust Chinese Remainder Theorem based phase unwrapping algorithm[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2008, 15(2): 665–668. doi: 10.1109/LSP.2008.2002926.
- [9] LI Xiaowei, LIANG Hong, and XIA Xianggen. A robust Chinese Remainder Theorem with its applications in frequency estimation from undersampled waveforms[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(11): 4314–4322. doi: 10.1109/TSP.2009.2025079.
- [10] WANG Wenjie and XIA Xianggen. A close-form robust Chinese Remainder Theorem and its performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(11): 5655–5666. doi: 10.1109/TSP.2010.2066974.
- [11] WANG Chen, YIN Qinye, and WANG Wenjie. An efficient ranging method based on Chinese Remainder Theorem for RIPS measurement[J]. *Science China Information Sciences*, 2010, 53(6): 1233–1241. doi: 10.1007/s11432-010-0105-x.
- [12] WANG Chen, YIN Qinye, and CHEN Hongyang. Robust Chinese Remainder Theorem ranging method based on dual-frequency measurements[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(8): 4094–4099. doi: 10.1109/TVT.2011.2167690.
- [13] XIAO Li, XIA Xianggen, and WANG Wenjie. Multi-stage robust Chinese Remainder Theorem[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(18): 4772–4785. doi: 10.1109/TSP.2014.2339798.
- [14] WANG Wenjie, LI Xiaoping, WANG Wei, *et al.* Maximum likelihood estimation based robust Chinese Remainder Theorem for real numbers and its fast algorithm[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(13): 3317–3331. doi: 10.1109/TSP.2015.2413378.
- [15] LI Xiaoping, XIA Xianggen, WANG Wenjie, *et al.* A robust generalized Chinese Remainder Theorem for two integers[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2016, 62(12): 7491–7504. doi: 10.1109/TIT.2016.2614322.
- [16] LI Xiaoping, WANG Wenjie, ZHANG Weile, *et al.* Phase-detection-based range estimation with robust Chinese Remainder Theorem[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(12): 10132–10137. doi: 10.1109/TVT.2016.2550083.
- 赵培焱: 男, 1987年生, 博士生, 研究方向为信号处理、无源定位.
- 欧阳鑫信: 男, 1987年生, 博士, 研究方向为信号处理、直接定位.
- 彭华峰: 男, 1979年生, 高级工程师, 博士, 研究方向为无源定位、光电信息处理等.