

独创性声明

本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以注释和致谢中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果；也不包含为获得西安电子科技大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在文中作了明确的说明并表示了谢意。

本人签名：杨学忠

日期：2001. 4. 20

关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安电子科技大学有关保留和使用学位论文的规定，即：学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅和借阅论文；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。（保密的论文在解密后遵守此规定）

本人签名：杨学忠

日期：2001. 4. 20

导师签名：朱可斌

日期：2001. 4. 20

摘 要

本论文课题来源于工程中要求对直接序列扩频信号载波频率进行精确测量的客观需求。论文的目的在于利用现代信号处理技术，研究一种全数字化的解扩及载波频率测量方法，并利用该方法研制一套频率测量及校正系统，以满足工程需要。

针对直接序列扩频信号，本论文提出了利用多假设并行匹配滤波法实现解扩，利用最小二乘法进行频率估计的方法。本论文运用通信原理、信号检测及估计理论以及信号与系统和随机信号处理等理论对该方法的性能进行了深入的分析，给出了理想情况下的性能曲线。

通过对该方法灵活运用，本文用较少的代价完成了频率测量及校正系统的设计，并对该系统进行了性能测试。

测试结果表明，该方法具有伪码捕获速度快，跟踪精度高，频率测量准确等优点，具有广阔的应用前景。

关键词：直接序列扩频，解扩，频率测量

ABSTRACT

The topic of this paper comes from the need of precise carrier frequency measuring of Direct Sequence Spread Spectrum signal. Its purpose is to develop an all digital method that can accomplish despreading and carrier frequency measuring by the use of modern signal processing technique and to manufacture a set of frequency measuring and correcting system to fit the project demand.

Aiming at the Direct Sequence Spread Spectrum signal, this paper presents the approach of multi-assumption and match-filtering with the least square theory to estimate the frequency. In this paper, we analyzed the performance of our approach with theoretical method in communication principles, signal detection and estimation and pseudo signal processing; and finally we offered the ideal performance curve. In this paper, the design of the frequency measurement and correcting system can be achieved with less cost, and it also offered the system performance test.

The testing results demonstrate that the method can capture the pseudocode at a fast speed, track it in precision, and can get the exact value of frequency. So the method has a wide utilizing area.

Keywords: Direct Sequence Spread spectrum, De-spread, Frequency Measuring

第一章 绪论

“北斗一号”是我国自主研制和建设的第一代卫星导航定位系统。它主要由卫星系统、地面控制中心、校频系统和广大定位用户机组成。系统采用直接序列扩频技术，通过出、入站无线链路，实现精密测距和导航电文的多址传输。本人有幸参加了地面控制中心信号收发分系统的研制，并结合研究生课题，就其中的一个关键技术——出站信号载波频率校正问题作了比较系统和深入的研究。

“北斗一号”服务的主要对象是为数众多的需要定位的用户机。地面控制中心广播的出站信号经过卫星转发，到达用户机。由于卫星位于同步轨道，并受卫星转发器功率所限，所以到达用户机的信号十分微弱。另外，因卫星本振频率的漂移和卫星运动带来的多普勒效应，信号的中心频率偏离标称频率的数值比较可观。为降低用户接收机的制作难度，系统专门设置校频系统，使用户机所收信号的频偏不致太大。

校频系统象用户机那样接收卫星转发的出站信号，测量其载波频率，并与标称频率比较，得到频差信息，传递给地面控制中心发射链路，使之做相应的补偿，抵消这部分偏差，从而与卫星一起构成天地之间的大回路校频环。

校频系统面临的是直接序列扩频信号，本身不含载波分量，传统的用非线性办法得到载波分量并按锁相环技术测量载波频率的方法，因在信号去扩频之前，载噪比极差，很难用环路提取其载波分量，因此必须采取别的途径去解决此问题。基本思路是先去扩频，获得扩频增益，提高信噪比，然后就提纯后的信号设法测定其频率。

因此，校频系统的频率测量涉及到直扩信号的解扩和测频两方面的技术问题。本文提出了一种全数字化的伪码捕获、跟踪及载波频率测量方法，旨在解决“北斗一号”校频系统中面临的频率测量问题。文章下面将主要围绕这一主题展开。

1.1 扩频通信的现状

随着信息时代的到来，人们对大容量、高可靠性通信的需求越来越强烈。在众多的通信方式中，扩展频谱通信（Spread Spectrum Communications）简称“扩频通信”，由于具有抗干扰能力强、截获率低、码分多址、信号隐蔽、保密、易于组网等一系列独特的优点，引起了人们的广泛关注，得到了越来越广的应用。现在广泛使用的 CDMA 移动通信系统就是扩频通信成功应用的典型例子。

扩频通信是指将待传输的信息数据用某个特定的扩频函数调制，实现频谱扩展后再送入信道进行传输，接收端则采用相同的扩频函数进行相关处理及解调，恢复原始信息数据。它的基本特点是传输信息所用信号的带宽远远大于信息本身

的带宽。也就是说,在传输同样信息时所需射频带宽远比我们以前已熟知的各种调制方式要求的带宽宽得多,信息带宽已不再是决定射频信号带宽的一个主要因素,而主要由扩频函数决定。扩展频谱通信按其工作方式可分为①直接序列(DS)扩频,②跳频(FH),③跳时(TH),④以上几种方式的组合。本文主要针对直接序列扩频信号进行研究。

实现可靠的扩频通信的关键在于接收端能否产生出与发射端精确同步的伪码序列及载波。如果伪码同步精度不够,将使扩频增益下降,不能获得解调所要求的信噪比。而载波提取的精度将直接影响到解调的误码率。

目前广泛使用的伪码捕获技术有滑动搜索和步进搜索、双门限判决法、多驻留搜索法、序列估计、声表面波器件(SAWD)匹配滤波器等。滑动搜索和步进搜索需要很长的捕获时间,特别是对低信噪比情况下,长序列伪码的捕获,捕获时间长达几秒至几十秒。文献(42)中提出的双门限判决法只能使捕获时间降低50%,多驻留搜索法也只能使捕获时间降低75%,序列估计法只能用于高信噪比的情况,实际应用中信噪比往往很低,所以实用价值不大。用声表面波器件(SAWD)做匹配滤波器可以实现伪码的快速捕获,但受器件限制,位数太少,一般只有几十位,很难超过256位,如果只对长码的一小段匹配,信噪比低,不可靠,另外,SWAD衰减大,电路也复杂。延迟锁定环是广泛应用的一种伪码跟踪电路,例如目前GPS接收机中就大量采用了这种电路。这种环路的跟踪误差包括噪声效应和由于动态条件引起的环路滞后,增大环路带宽可以减小动态误差,但噪声随之增大;若减小环路带宽,可以减小噪声,但却增加了动态误差,可见,两者很难兼顾。

相干解调是目前主要的解调方式,解调的性能与恢复的载波精度有着直接的关系。如果相干载波存在相位上的误差 $\Delta\phi$,将会引起信号信噪比的下降,下降幅度正比与 $\cos^2(\Delta\phi)$,并引起信号正交支路与同相支路的信号串扰,串扰程度与 $|\sin(\Delta\phi)|$ 成正比。尤其是在高速率传输要求下,往往需要加大频带利用率,即系统单位频带内的码元传输速率,以提高系统的有效性。这种情况下就更需要提取精确同步的相干载波。然而,在这样的系统中,例如QPSK,8PSK等,实现载波提取的模拟电路是比较复杂的。传统的锁相环路存在着错锁的问题,并且需要一个比较长的锁定时间。基于“倍频一带通”办法的载波提取电路存在着以下矛盾:带通滤波器的Q值越高,随机相差越小,保持时间越长,但同时稳态相差就会加大,建立时间也会加长;Q值越小,稳态相差越小,建立时间越长,但同时随机相差就会加大,保持时间也会加长。可见,对于“倍频一带通”来讲,随机相差与稳态相差、建立时间与保持时间是两对矛盾。另外,这种方法为了提高相干载波的信噪比,往往需要较窄的通带带宽,在出现较大多普勒频率漂移时将会产生载波的相位错误。用滤波方法消除信号中的随机误差也是一种常用的技术,人们首先想到的是卡尔曼滤波器,但应用卡尔曼滤波器进行最优估计,需要建立比较准确的系统模型和观测模型,因而要求对各种随机误差准确建模,在实际应用

中, 这是非常困难的。而且, 这些传统方法往往只能提供载波频偏的方向, 而不能提供载波频率的实际值, 只适用于闭环电路, 在某些应用中就不适用了。

1.2 解扩及频率估计技术的进展

为了克服传统解扩解调方法的缺点, 国内外学者进行了不懈的研究, 提出了种种改进方案。如为了进一步提高延迟锁定环的性能, A. J. VAN DIERENDONCK 和 PAT FENTON 等人于 1992 年提出了窄相关技术[7]。为了对载波频率进行准确估计, FRANCIS D. NATALI 于 1984 年在 IEEE 撰文对“鉴频器”(Frequency Discriminator)进行了研究[17]; FLOYD M. GARDNER 于 1985 年在 IEEE 撰文对著名的“四相相关”(Quadrucorrelator)及“平衡四相相关”(Balanced Quadrucorrelator)进行了深入的讨论[16]; 随后 Natali 提出了对“平衡四相相关”的改进意见; E. A. LEE 和 D. G. MESSERSCHMITT 于 1988 年在 DIGITAL COMMUNICATION 提出了频域变换(Frequency domain transformation)的鉴频方法; THOMAS ALBERTY 和 VOLKER HESPELT 于 1989 年在 IEEE 撰文提出了一种基于功率测量的频差检测方法 DPM-FED[14]; K. E. Scott 和 E. B. Olasz 于 1995 年在 IEEE 撰文提出了“延时相乘符号同步及频差检测”方法(Delay and multiply symbol synchronizer and frequency error detector)[2]。下面就对这些方法进行简单的介绍。

常规的延时锁定环是使用两个相差 1 个码片的相关器来形成伪码跟踪误差信号, 用该信号控制 VCO, 从而调整码速率, 进行伪码的跟踪。A. J. VAN DIERENDONCK 和 PAT FENTON 等人于 1992 年提出的窄相关技术, 目的是把这两个相关器之间的距离变窄, 以减少多径和噪声同时存在的情况下的跟踪误差。其缺点是要在相关之前进行宽带滤波, 而且需要比较高的采样速率和信号处理速度。另外, 相关距的减小会使 DLL 鉴相器带宽非常窄, 多普勒效应或其它干扰有可能引起环路失锁。

“鉴频器”方法是通过对接收信号中的瞬时频率成分求平均来进行频率估计, 在频率选择性衰落信道中, 在某一瞬时, 接收信号的频谱在载波频率附近可能非常不对称, 为了消除频率选择性衰落的影响, 需要一个很长的平均周期。

频域变换法是通过对接收到的信号进行频谱分析来估计频偏, 与“鉴频器”方法一样, 频率估计精度会受到频率选择性衰落的影响。

著名的“四相相关”鉴频方法, 是首先把输入信号与正交的本地载波混频, 再将混频后的信号进行低通滤波, 输出的同相支路进行微分运算, 再与正交支路相乘, 从而获得一个与频差成比例的直流分量。该方法缺点是输出结果中包含了一个 2 倍频差的扰动, 严重影响了频差测量精度。“平衡四相相关”对“四相相关”的模型进行了修正, 但在频率捕获后仍然存在较大的频率抖动, 减小环路带宽可

以降低该抖动，但频率捕获时间就会增加。针对 QPSK 调制方式，Natali 提出首先将输入信号四倍频，再送入“平衡四相相关”，这确实可以减小模型本身所引入的抖动，但是由于频谱的扩宽，会使数字化实现非常复杂，而且，这也使得系统对噪声更加敏感。

THOMAS ALBERTY 和 VOLKER HESPELT 于 1989 年在 IEEE 撰文提出了一种基于功率测量的频差检测方法 DPM-FED。该方法是通过测量接收信号频谱中 useful 信号频谱边缘上升沿和下降沿的功率差异来测频偏。当信道理想的情况下，这种方法非常有效，但当信道特性未知或时变时，该方法就不适用了。

K. E. Scott 和 E. B. Olasz 于 1995 年在 IEEE 撰文提出一种可以对载波频偏和相位进行同时估计的方法—“延时相乘符号同步及频差检测”法。该方法是首先对接收信号做准零中频变换，再进行基带采样，然后进行非线性变换，产生频差分量的多次谐波，这些谐波的相位中就包含了所需要的频偏和相位信息。用该方法可以得到频差的真值，而不仅仅是频差的方向，因而可以用在开环结构中。而且，噪声只对估计结果的方差有影响，而不影响结果的均值。只可惜这种方法需要做大量的频域及复数域运算，给工程应用带来了困难。

1.3 设想和研究方法

本文针对直接序列扩频信号进行载波频率测量的基本方法是：首先用一对正交的本地载波与输入中频信号混频，进行准零中频正交变换，再用多假设并行匹配滤波的方法完成伪码的捕获、跟踪，实现对输入信号的解扩。最后用最小二乘法得到载波频率的精确估计。该方法的原理框图如图 1.1 所示：

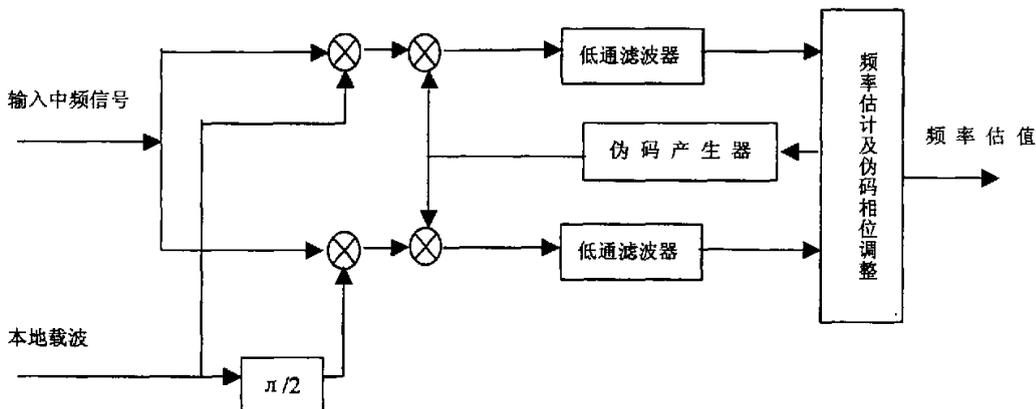


图 1.1 基本研究方法原理框图

1.4 本文的主要工作

本文在撰写过程中，所做的工作主要包括：

在前期工作中，主要对扩频系统的基本理论进行了深入的研究，搜集了国内外数字化解扩解调技术的最新进展情况。查阅了国内各大院校、科研院所以及国外的专业期刊，确定了数字化解扩、频率估计的基本思路。

调研了数字信号处理技术及芯片的最新进展，对各种处理芯片的数字信号处理能力及应用范围有了深入了解。针对工程需要，本着“实用、先进、经济”的原则，确定了所采用的数字信号处理器及相应的硬件设备。

应用现代数字信号处理技术、随机过程、信号检测与估计等理论，针对实际情况，研究出了数字化伪码捕获、跟踪的方案，以及精确测量载波频率的数字信号处理算法。

按照工程设计指标的要求，并根据设想的数字化伪码捕获、跟踪的方案，以及精确测量载波频率的数字信号处理算法，设计出了实际的硬件系统并完成了数字信号处理软件的编写、调试，经验收，完全符合设计要求。

最后，对本论文中所采用的数字化解扩、频率估计算法的性能进行了分析，并与航天测控领域中的典型测量指标做了对比。

第二章 一种数字化解扩、频率估计方法

为了完成对输入中频信号的数字化解扩、频率估计,需要首先对其进行数字化,所以有必要先对模拟信号数字化处理的基本理论做一简单介绍。

2.1 模拟信号数字化处理的理论基础

2.1.1 中频带通采样

为了对模拟信号进行数字化处理,必须先对模拟信号进行采样,使其成为一系列离散的采样值,然后再将采样值量化为相应的量化值,并经编码变换成数字信号。根据奈奎斯特采样定理,如果对某一带宽有限的时间连续信号(模拟信号)进行采样,当采样速率大于等于被采样信号最高频率的 2 倍时,根据这些采样值就能准确地恢复原信号。

上述定理适用于低通型连续信号的采样。如果连续信号的频带不是限于 0 与 f_h 之间,而是限制在 f_l (信号的最低频率)与 f_h (信号的最高频率)之间(带通型连续信号),在这种情况下,采样频率应该如何选择呢?如果我们仍然采用 $f_s = 2f_h$,则采样信号频谱不会发生重叠,因而不会产生折叠噪声,但是此时需要考虑能否利用 0~ f_h 这段频带,以提高信道的利用率,降低采样频率,并减小信道的传输频带。

带通型信号的采样定理可描述为:如果模拟信号 $f(t)$ 是带通型信号,频率限制在 f_l 和 f_h 之间,带宽 $B=f_h-f_l$,则必需的采样频率 f_s 应为:

$$f_s = \frac{2f_h}{n+1} \quad (2-1)$$

式中, n 是小于 f_l/B 的最大整数。

需要指出,以上讨论均限于频带有限的信号。严格地说,频带有限的信号并不存在,如果信号存在于时间的有限区间,它就包含所有频率分量。但是,实际上对于所有信号,频谱密度函数在较高频率上都要减小,大部分能量由一定频率范围内的分量所携带。因而在所有实用的意义上,信号可以认为是频带有限的,高频分量所引入的误差可以忽略不计。

由以上介绍可以看出,对于带通型信号,采样率不必达到信号最高频率的 2 倍就能获得信号的全部信息。

2.1.2 噪声数字化处理的理论基础

信号在传播过程中,必然受到各种噪声的干扰,在工程上,我们通常把这些噪声归结为加性高斯白噪声。经带通滤波器滤波后,就成为带限高斯白噪声。从数学观点来看,带限高斯白噪声可以看作窄带随机过程。

根据随机过程理论及通信原理,我们可以知道:窄带随机过程可用下式表示

$$\xi(t) = a_{\xi}(t) \cos[\omega_c t + \varphi_{\xi}(t)] \quad a_{\xi}(t) \geq 0 \quad (2-2)$$

式中 $a_{\xi}(t)$ 及 $\varphi_{\xi}(t)$ 是窄带随机过程 $\xi(t)$ 的包络函数及随机相位函数; ω_c 是正弦波的中心角频率。显然, $a_{\xi}(t)$ 及 $\varphi_{\xi}(t)$ 的变化一定比载波慢得多。

窄带随机过程也可用下式表示

$$\xi(t) = \xi_c(t) \cos \omega_c t - \xi_s(t) \sin \omega_c t \quad (2-3)$$

式中

$$\xi_c(t) = a_{\xi}(t) \cos \varphi_{\xi}(t) \quad (2-4)$$

$$\xi_s(t) = a_{\xi}(t) \sin \varphi_{\xi}(t) \quad (2-5)$$

这里的 $\xi_c(t)$ 及 $\xi_s(t)$ 通常分别称为 $\xi(t)$ 的同相分量及正交分量。由以上表述看出, $\xi(t)$ 的统计特性可由 $a_{\xi}(t)$ 、 $\varphi_{\xi}(t)$ 或 $\xi_c(t)$ 、 $\xi_s(t)$ 的统计特性确定。

由通信原理可知,一个均值为零的窄带平稳高斯过程,它的同相分量 $\xi_c(t)$ 和正交分量 $\xi_s(t)$ 同样是平稳高斯过程,而且均值为零,方差也相同。另外,在同一时刻得到的 ξ_c 及 ξ_s 是不相关的或统计独立的。

既然有窄带过程,也必然存在宽带过程。凡是功率谱密度在整个频域内都是均匀分布的噪声是理想的宽带过程,被称之为白噪声,即

$$P_{\xi}(\omega) = n_0/2 \quad (2-6)$$

式中, n_0 是一个常数,单位取“瓦/赫兹”(W/Hz)。

其自相关函数为 $R(\tau) = \frac{n_0}{2} \delta(\tau)$

显而易见,白噪声的自相关函数仅在 $\tau=0$ 时才不为零,而对于其它任意的 τ 都为零。这说明,白噪声只有在 $\tau=0$ 时才相关,而它的任意两个时刻上的随机变量都是不相关的。白噪声的自相关函数及其功率谱密度,示于图 2.1。

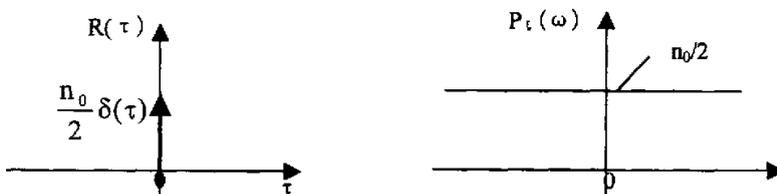


图 2.1 白噪声的相关函数与谱密度

如果白噪声被限制在 $(-f_0, f_0)$ 之内 (通常信道中的噪声是这种情况), 即在该频率区上有

$$P_{\xi}(\omega) = \frac{n_0}{2}$$

而在该区间之外 $P_{\xi}(\omega) = 0$, 则这样的白噪声被称为带限白噪声。带限白噪声的自相关函数为

$$R(\tau) = \int_{-f_0}^{f_0} \frac{n_0}{2} e^{+j2\pi f\tau} df = f_0 n_0 \frac{\sin(\omega_0 \tau)}{\omega_0 \tau} \quad (2-7)$$

式中, $\omega_0 = 2\pi f_0$ 。由此看到, 带限白噪声只有在 $\tau = k/(2f_0)$ ($k=1, 2, 3\cdots$) 上得到的随机变量才不相关。这一结论很有用, 它告诉我们, 如果对带限白噪声按采样定理采样的话, 则各采样值是互不相关的随机变量。带限白噪声的自相关函数及功率谱密度示于图 2.2

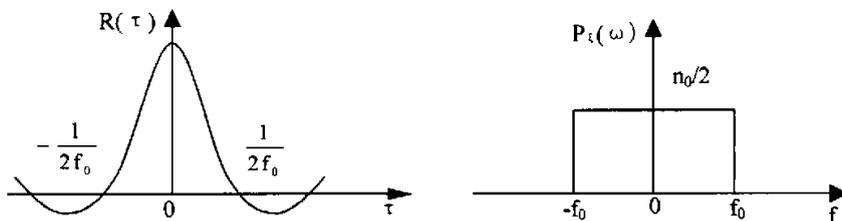


图 2.2 带限白噪声的相关函数与谱密度

对于直接序列扩频信号, 信号带宽约等于伪码速率, 根据上述结论, 如果我们对于直接序列扩频信号采样时采样速率定为伪码速率的 2 倍, 则在相关积累时可以得到 3dB 的增益, 在下面的讨论中, 除非特别指明, 采样率默认为 2 倍伪码速率, 即每个伪码码片采 2 个样点。

2.2 直接序列扩频信号的数学表述

为了后面表述方便, 我们先给出直接序列扩频信号的数学表达形式。生成直接序列扩频信号的原理框图如图 2.3 所示:

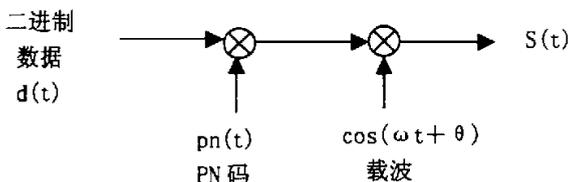


图 2.3 直接序列扩频信号生成原理图

可见，直接序列扩频信号可以表达为：

$$s(t) = A_0 * d(t) * pn(t) * \cos(\omega t + \theta) \quad (2-8)$$

式中， A_0 -- 信号幅度
 $d(t)$ -- 待传输信息的波形函数， ± 1
 $pn(t)$ -- 扩频码的波形函数， ± 1 ，周期为 T_{PN} ，
 每个伪码周期包含 N 个伪码码片
 ω -- 载波频率
 θ -- 载波初始相位

发射信号 $s(t)$ 经过信道传输，到达接收端时，会叠加上各种噪声，通常我们将其归结为高斯白噪声，同时，由于物体的相对运动，载波会发生多普勒漂移。下面就给出经过接收信道处理后，接收到的中频信号的数学表达式(为了表述简单，表达式中没有考虑信号传播延迟及多径效应)：

$$r(t) = A_1 * d(t) * pn(t) * \cos(\omega_0 t + \Phi(t)) + n(t) \quad (2-9)$$

式中， A_1 -- 接收信号幅度
 ω_0 -- 接收信号的中频载波的角频率， $\omega_0 = 2\pi f_0$
 f_0 为接收信号的中频载波频率
 $\Phi(t)$ -- 相位函数， $\varphi(t) = 2\pi\Delta f t + \theta$
 Δf 为包括多普勒在内的频率偏差
 θ 为初始相位
 $n(t)$ -- 加性高斯白噪声，功率谱密度为 N_0

该信号经过中频采样后，表达式为：

$$r(kTs) = A_1 * d(kTs) * pn(kTs) * \cos(\omega_0 kTs + \Phi(kTs)) + n(kTs)$$

其中， T_s 为采样周期。为了简便，在后面的表述中，将以 k 代替 kTs 。于是得到：

$$r(k) = A_1 * d(k) * pn(k) * \cos(\omega_0 k + \Phi(k)) + n(k) \quad (2-10)$$

2.3 多假设并行匹配滤波法实现伪码捕获、跟踪

由于扩频信号中载波能量被扩散到整个频带范围内，所以，扩频信号本身并不含有载波分量。为了对载波频率进行估计，首先要完成解扩，将扩频信号恢复为窄带信号。解扩的关键在于本地能否产生与发射端完全同步的伪码。为了有效的

解决伪码的快速捕获与精密跟踪问题, 本文提出了一种新型实用的快速伪码捕获、精密跟踪方法-多假设并行匹配滤波法。该方法的实质就是使用一组并行结构的匹配滤波器对伪码相位进行并行搜索, 从而在一次积分时间内, 完成对多个相位的伪码的相关积累, 大大提高伪码的捕获速度。由于本方法提高捕获速度不是靠减少每次相关积累的积分时间, 而是靠分段并行搜索来实现的, 所以相关积累时间可以很长, 如取整个 PN 码周期, 这样就能有效避免 PN 码部分相关所带来的自身噪声对相关判决的影响。所以, 这种捕获方法除了捕获速度快外, 同时具有捕获灵敏度高、能工作在低信噪比情况下的特点。伪码捕获完成后, 用本方法实现伪码的跟踪也是很简单的, 本节中对此进行了说明, 另外, 本节还给出了实现伪码精密跟踪的改进算法。下面就针对并行匹配滤波过程中将要遇到的零中频正交基带变换、匹配滤波、伪码捕获、跟踪等问题进行一下详细的说明。

2.3.1 零中频正交基带变换

为了有效地进行数字信号处理, 首先对输入信号进行零中频正交基带变换, 原理如图 2.4 所示:

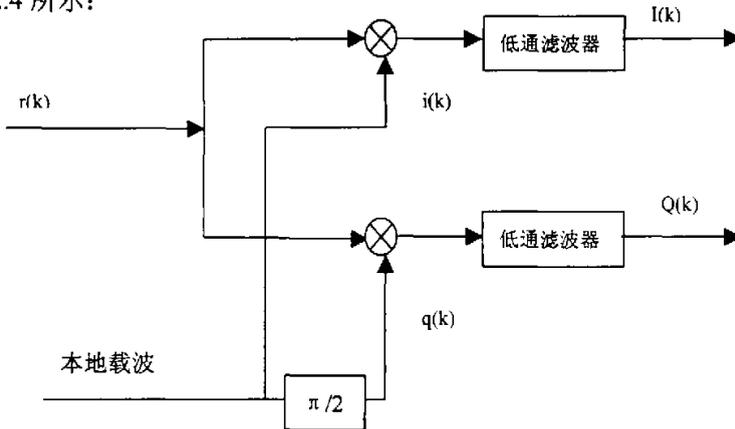


图 2.4 零中频正交基带变换原理图

(1) 输入中频信号

在 2.2 节中, 我们已经知道接收到的中频采样信号可以表示为

$$r(k) = A_1 * d(k) * pn(k) * \cos(\omega_0 k + \Phi(k)) + n(k)$$

(2) 本地载波 (功率归一化为幅度等于 1)

$$i(k) = \cos(2\pi f_1 k) \quad (2-11)$$

$$q(k) = \sin(2\pi f_1 k) \quad (2-12)$$

式中, f_1 为本振频率, 理想情况下等于接收信号中载波频率 f_0 , 但由于本振稳定度有限, 且与发射端频率源不同源, 所以两者之间存在频率差。

(3) 零中频正交基带信号

输入信号与两路互为正交的本振信号混频, 经低通滤波, 就可得到零中频正交基带信号:

$$\begin{aligned} I(k) &= LPF[r(k)i(k)] \\ &= A * d(k) * pn(k) * \cos \varphi_0(k) + n_I(k) \end{aligned} \quad (2-13)$$

$$\begin{aligned} Q(k) &= LPF[r(k)q(k)] \\ &= -A * d(k) * pn(k) * \sin \varphi_0(k) + n_Q(k) \end{aligned} \quad (2-14)$$

式中, $LPF()$ 为低通滤波器, 带宽 B =伪码速率。

$A=A_1/2$ 为零中频信号幅度

$\varphi_0(k) = \varphi(k) + 2\pi(f_1 - f_0)k = 2\pi\Delta f_0 k + \theta$ 为频率偏差引起的慢变部分的相位函数

$\Delta f_0 = \Delta f + (f - f_0)$ 为综合频差, 包括信号本身的频差和本振不稳引入的频差

$n_I(k)$ 和 $n_Q(k)$ 为带限白噪声, 噪声功率均为 $\sigma^2 = BN_0/2$

2.3.2 相关积累 (匹配滤波)

相关积累即匹配滤波, 数字化相关积累的原理如图 2.5 所示。

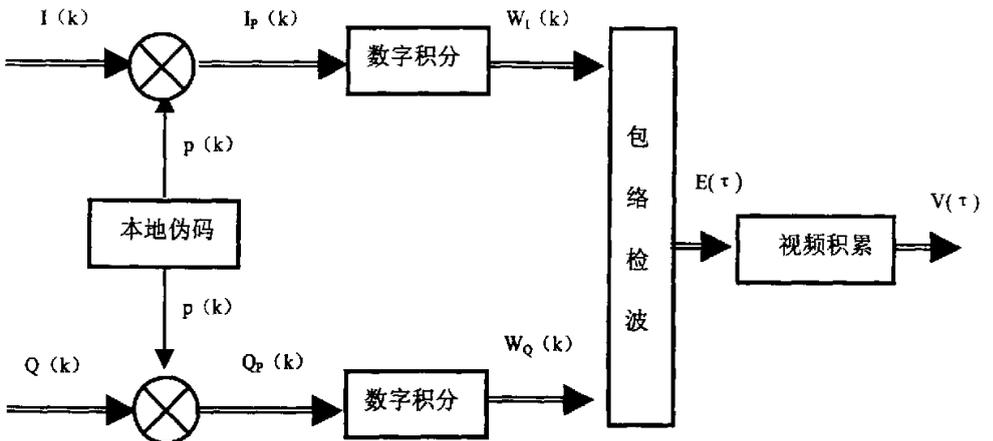


图 2.5 相关积累原理

1) 本地伪码

本地伪码 $p(k)$ 与发射端伪码相同, 只不过与接收信号伪码间存在相位差 τ ,

可以表示为:

$$p(k) = pn(k - \tau) \quad (2-15)$$

式中, τ 为接收信号伪码与本地伪码之间的相位差, 以采样间隔为单位。

2) 相关

信号与本地码之间相乘称为相关运算, 于是

$$\begin{aligned} I_p(k) &= I(k) p(k) \\ &= A pn(k) pn(k - \tau) d(k) \cos \phi_0(k) \\ &\quad + n_I(k) p(k) \end{aligned} \quad (2-16)$$

$$\begin{aligned} Q_p(k) &= Q(k) p(k) \\ &= -A pn(k) pn(k - \tau) d(k) \sin \phi_0(k) \\ &\quad + n_Q(k) p(k) \end{aligned} \quad (2-17)$$

3) 数字积分

积分时段取一个完整的伪码周期, 则需要处理的样本数为 $2N$ 。在伪码未捕获与跟踪之前, $\tau \neq 0$, 积分开始时刻并未与符号的开始时刻对齐, 因此积分时段可能跨越相邻两个符号 d_{k-1} 和 d_k 。不妨设积分期间, 前 M 个样本属于 d_{k-1} , 后 $2N-M$ 个样本属于 d_k , 则

$$\begin{aligned} W_I(\tau) &= \sum_{k=0}^{2N-1} I_p(k) \\ &= \sum_{k=0}^{M-1} A pn(k) pn(k - \tau) d_{k-1} \cos \phi_0(k) \\ &\quad + \sum_{k=M}^{2N-1} A pn(k) pn(k - \tau) d_k \cos \phi_0(k) \\ &\quad + \sum_{k=0}^{2N-1} n_I(k) p(k) \\ &= W_I'(\tau) + W_I''(\tau) + n_{WI} \end{aligned}$$

式中,

$$W_I'(\tau) = \sum_{k=0}^{M-1} A pn(k) pn(k - \tau) d_{k-1} \cos \phi_0(k)$$

$$W_1''(\tau) = \sum_{k=M}^{2N-1} A p_n(k) p_n(k-\tau) d_k \cos \phi_0(k)$$

$$n_{w1} = \sum_{k=0}^{2N-1} n_1(k) p_n(k-\tau)$$

利用 $n_1(k)$ 之间的独立性, 可得

$$E\{n_{w1}\} = \sum_{k=0}^{2N-1} p_n(k-\tau) E\{n_1(k)\} = 0,$$

$$D\{n_{w1}\} = \sum_{k=0}^{2N-1} p_n^2(k-\tau) D\{n_1(k)\} = 2N\sigma^2$$

于是, $n_{w1} \sim N(0, 2N\sigma^2)$

下面, 分三种情况对 $W_1(\tau)$ 进行讨论:

① 当 $\Delta f_0=0$ 时, $\phi_0(k) = \theta$, 则

$$W_1'(\tau) = \sum_{k=0}^{M-1} A p_n(k) p_n(k-\tau) d_{k-1} \cos \phi_0(k)$$

$$= A M R_p(\tau, M) d_{k-1} \cos \theta$$

式中, $R_p(\tau, M)$ 是伪码的局部自相关函数, 它与相关的样本点数有关, 与全局自相关函数 $R(\tau)$ 之间满足

$$R(\tau) = R_p(\tau, M) + R_p(\tau, 2N-M)$$

同理

$$W_1''(\tau) = A M R_p(\tau, 2N-M) d_k \cos \theta$$

② 当 $\Delta f_0=0$, $\tau=0$ 时, $M=0$, 于是

$$W_1'(0) = 0,$$

$$W_1''(0) = 2 A N d_k \cos \theta$$

$$\text{而 } W_1(0) = 2 A N d_k \cos \theta + n_{w1}$$

- ③当 $\Delta f_0 \neq 0$ 时, 相关积累将有损失, 而且随 Δf_0 和积分点数 $2N$ 的增加而增加。根据文献 (27) 的介绍, 在一定的 Δf_0 和积分点数 $2N$ 的范围内, 由此引起的损失可以忽略不计。因此, 在以后的讨论中, 将以 $\Delta f_0 = 0$ 为准。

由以上讨论, 可以得到数字积分结果的一般表达式:

$$W_I(\tau) = A \cos \theta [M d_{k-1} R_P(\tau, M) + (2N-M) d_k R_P(\tau, 2N-M)] + n_{wI}$$

同理,

$$W_Q(\tau) = -A \sin \theta [M d_{k-1} R_P(\tau, M) + (2N-M) d_k R_P(\tau, 2N-M)] + n_{wQ}$$

其中, $n_{wI}, n_{wQ} \sim N(0, 2N\sigma^2)$ 。

4) 包络检波

考察

$$M d_{k-1} R_P(\tau, M) + (2N-M) d_k R_P(\tau, 2N-M)$$

由于符号值为 ± 1 , 因此上式绝对值的上限为 $|2N d_k R_P(\tau)|$, 为简便起见, 可以将上式近似为 $2N d_k R_P(\tau)$ 。于是,

$$W_I(\tau) \approx 2AN d_k R(\tau) \cos \theta + n_{wI}$$

$$W_Q(\tau) \approx -2AN d_k R(\tau) \sin \theta + n_{wQ}$$

从而

$$\begin{aligned} E(\tau) &= W_I^2(\tau) + W_Q^2(\tau) \\ &= 4A^2 N^2 R^2(\tau) + 4AN d_k R(\tau) (n_{wI} \cos \theta - n_{wQ} \sin \theta) + (n_{wI}^2 + n_{wQ}^2) \end{aligned} \quad (2-18)$$

当 N 充分大时, 项 $n_{wI}^2 + n_{wQ}^2$ 可以忽略, 令

$$n_w = n_{wI} \cos \theta - n_{wQ} \sin \theta$$

它是一个窄带噪声, 且 $n_w \sim N(0, 2N\sigma^2)$ 。于是

$$E(\tau) \approx 4A^2 N^2 R^2(\tau) + 4AN d_k R(\tau) n_w = E_a(\tau) + E_n(\tau) \quad (2-19)$$

式中, $E_a(\tau) = 4A^2 N^2 R^2(\tau)$ 是信号功率,

$$E_n(\tau) = 4AN d_k R(\tau) n_w \text{ 为积累噪声。}$$

显然,

$$E\{E_n(\tau)\} = 0,$$

$$D\{E_n(\tau)\} = [4AN d_k R(\tau)]^2 D\{n_w\} = 32AN^3 R^2(\tau) \sigma^2$$

根据文献 (27) 介绍, 相关积累满足不了解扩精度要求, 需要视频积累进一步提高精度。

5) 视频积累及其估计误差

视频积累也称非相关积累, 它把几次相关积累的包络累加起来提高信噪比, 从而得以提高精度

$$V(\tau) = \sum_{h=0}^{U-1} E_h(\tau)$$

式中, $E_h(\tau)$, $h=0, 1, \dots, U-1$ 为连续 U 个符号周期的相关积累。

在随机误差的估计公式中, 误差 $\Delta \tau$ 与积累次数的平方根成反比。视频积累较之相关积累而言是有损失的, 但作为近似估计, 不妨认为此关系仍然成立。于是经过 U 次视频积累后, 随机误差可以缩小为

$$\varepsilon_r \approx \Delta \tau / U^{1/2}$$

2.3.3 伪码的捕获与跟踪

伪码捕获与跟踪可以采用多假设并行匹配滤波的方法来实现。通过把送给各个匹配滤波器的本地伪码错开一定相位, 就可以同时得到一组匹配滤波器的输出, 这些输出值描述了在该段伪码相位区间内相关峰的形状, 得到输出结果后, 步进调整本地伪码相位, 得到下一个伪码相位区间段相关峰的描述, 周而复始, 直到扫描完整个伪码周期, 从而得到整个伪码周期内相关峰的描述。需要指出, 并行匹配滤波器的数量及它们之间伪码相位的间隔可以根据需要灵活配置。各匹配滤波器间伪码相位的间隔越小, 则对相关峰的描述越精确; 匹配滤波器的数量越多, 覆盖的伪码相位越多, 伪码捕获的速度越快。在伪码跟踪阶段, 只要伪码相位处于当前伪码相位区间内, 就可以通过精细调整本地伪码相位来达到伪码跟踪的目的。可见, 匹配滤波器的数量越多, 伪码的捕获、跟踪性能越好。但在实际中, 由于实现匹配滤波器需要大量的硬件, 所以不可能无限制地增加匹配滤波器的数量, 必须根据实际需要认真选择。考虑到伪码跟踪阶段, 伪码相位的抖动一般不会超过半个码片, 可以使匹配滤波器的伪码相位覆盖范围达到 1 个码片即可。伪码的捕获与跟踪原理如图 2.6 所示。

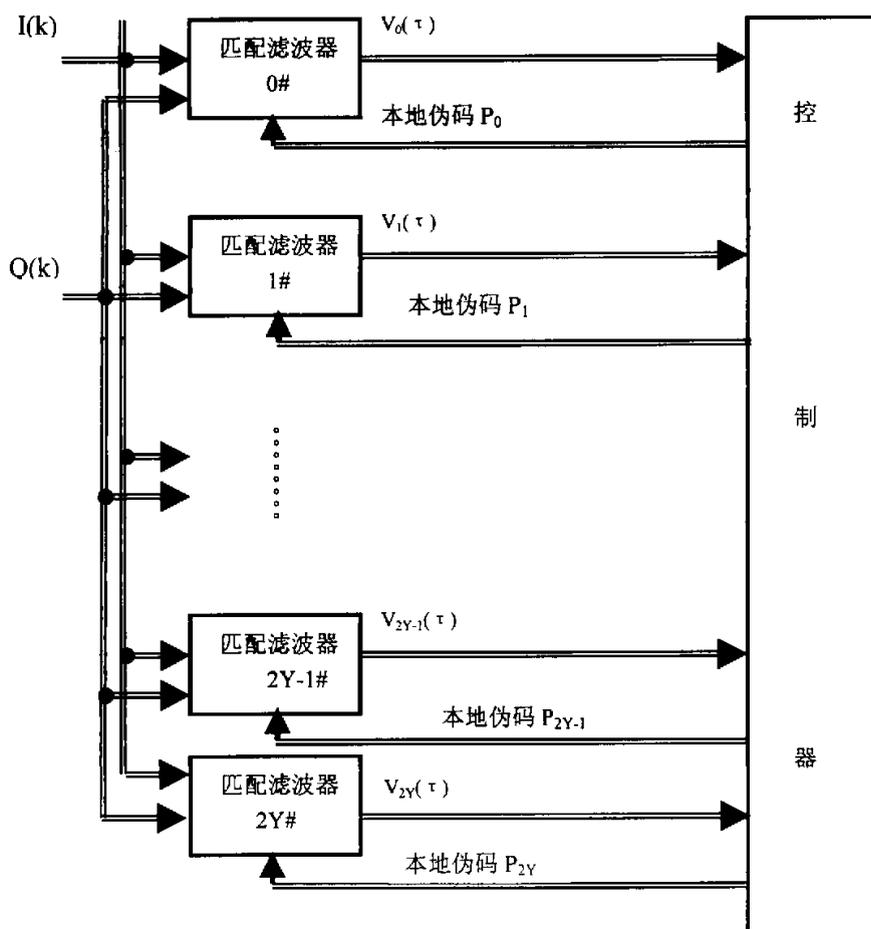


图 2.6 并行匹配滤波实现伪码捕获与跟踪

1) 本地伪码

为了后面讨论方便，我们这里取 $2Y+1$ 个匹配滤波器，这些匹配滤波器的伪码相位覆盖 1 个伪码码片，其中，第 Y 个匹配滤波器处于中间位置，各个匹配滤波器所使用的伪码可以表示为：

$$p_j(k) = pn[k - \tau_0 - j], \quad j = 0, 1, 2, \dots, 2Y \quad (2-20)$$

式中， τ_0 为 $0\#$ 匹配滤波器所对应的伪码相位的延迟，该延迟包括本地伪码与接收信号伪码间的初始相位差及可由控制器进行调整的相位延迟。

需要指明，这里的 τ_0 、 j 都以采样间隔为单位，在下面的论述中，采样间隔为 $T_{PN}/(2Y+1)$ ，即 $1/(2Y+1)$ 伪码码片。

2) 伪码捕获

信号处理一开始,首先要解决的是信号中伪码的捕获。所谓伪码捕获,是指本地伪码的相位初步与信号中伪码对齐。在伪码捕获期间,采用遍历整个伪码周期的步进扫描方法。考虑到本地伪码时钟和信号伪码速率在捕获前的偏差,防止捕获期间所捕获到的相关峰位置在跟踪时逸出伪码跟踪范围,需要采用粗捕与精捕两个阶段。

① 粗捕

利用多假设匹配滤波法,一次可获得一个码片持续期内的 $2Y+1$ 个匹配输出 $V_j(\tau)$ 。在粗捕期间采用步进扫描方法遍历整个 PN 码周期,即当前码片内的匹配输出获得后,控制器发出步进调相信号,使本地码的相位推进一个码片,并采集其匹配输出。如此进行,直到扫描完毕。于是控制器可采集到信号码与本地码每隔 $T_{PN}/(2Y+1)$ 的所有匹配输出,不妨记为

$$V_j(\tau) = V(\tau - j), \quad j = 0, 1, 2, \dots, (2Y+1)N-1$$

通过数值比较,不难找到最大值对应的位置,设为 j_{MAX} , 满足

$$V_{j_{MAX}}(\tau) = V(\tau - j_{MAX}) = \text{MAX}\{V(\tau - j)\}, \\ j \in \{0, 1, \dots, (2Y+1)N-1\}$$

此时, $\tau_1 = j_{MAX}$ 即本地码(相对于信号码)的初始相位。于是控制器使本地码调整相应的相位,使本地码对准信号码。

从表面上看似乎码捕获已经成功,其实不然。实际上,由于粗捕期间需要扫描整个伪码周期,扫描时间较长,若考虑到信号伪码速率间的偏差与本地码时钟稳定度引起的偏差,在粗捕完成后,实际的相关峰位置已经偏离了估计的峰值位置 τ_1 , 不过, τ_1 仍然为我们提供了相关峰的一个基准位置,如果我们能够进一步确定粗捕期间伪码的漂移范围,可以以此为依据,做进一步搜索。下面,我们就对粗捕期间伪码的漂移范围进行估计。

◆ 粗捕时间

伪码粗捕的时间实际上就是本地码遍历一周所需的时间,也即扫描步进次数与匹配滤波时间的乘积,控制器所花的计算时间可以忽略不计。匹配滤波器中,数字积分时段设为 T_{ACC} , 视频积累次数设为 N_{ACC} , N 为每个伪码周期内的码片数,则粗捕时间

$$t_1 = N_{ACC} * N * T_{ACC} \text{ (秒)}$$

◆ 相关峰(码)漂移量

信号码与本地码之间的最大速度偏差设为 V_p (码片/秒),于是粗捕期间,相关峰的漂移

$$\Delta \tau_1 = V_p * t_1 = V_p * N_{ACC} * N * T_{ACC} * (2Y+1) \quad (\text{采样间隔})$$

根据文献(27)的介绍,该值较大,可能落在跟踪范围(1个码片)以外,必须进行精捕,才能获得实时的准确相位。

◆ 漏捕问题

在粗捕过程中,理论上还存在漏捕问题。当本地码步进方向与信号码漂移方向一致时,若漂移速度大于步进速度,则因本地码追不上信号码,有可能在遍历一周期间发现不了相关峰而造成漏捕。反之,当本地码步进方向与信号码漂移方向相反时,若漂移速度过快,则扫描过程中进行相邻两次匹配时,前一步匹配未捕获到相关峰,而进行当前一步匹配时,相关峰已漂出当前码片,以致造成漏捕。参照文献(27)中的分析,通常情况下,由于步进速度远大于漂移速度,因此在粗捕、精捕期间不存在漏捕问题。

② 精捕

粗捕结束后,我们得到了相关峰的大概位置,并知道粗捕期间伪码的漂移范围,所以,我们可以把搜索伪码相位的范围大大缩小,对相关峰做进一步的搜索,得到一批匹配滤波器输出值:

$$V_j'(\tau) = V(\tau - \tau_1 - j), \quad j = -\Delta \tau_1, \Delta \tau_1 + 1, \dots, -1, 0, 1, \dots, \Delta \tau_1$$

通过数值比较,找到最大值位置,设为 j_{MAX2} ,满足

$$V_{j_{MAX2}}(\tau) = \text{MAX} \{ V_j'(\tau) \}$$

j_{MAX2} 即精捕相位,通过控制器调整,可使本地码精确对准信号码。由于精捕期间,伪码的搜索范围与粗捕时相比大大缩短,所以,捕获期间,相关峰位置的偏移会大大减小。可以对精捕期间伪码的漂移范围做进一步的计算,如果仍然不能落在跟踪范围内,则可以再做二次精捕、三次精捕等,随着搜索范围的逐步缩小,最终可以保证在精捕结束后,相关峰落在跟踪范围内,然后就转入伪码跟踪阶段。

③ 伪码跟踪

经过伪码粗捕与精捕,收发双方的伪码已经对齐,其精度已经符合解扩要求。但是为了抵消码的漂移,在工作过程中,必须进行伪码跟踪。

我们可以通过对本地伪码相位的调整,保证在伪码捕获成功后,中间位置的匹配滤波单元 Y 的本地码与信号码对齐,则每次匹配后,最大值的位置应该在单元 Y ,其两边单元的值依次减小,且呈对称状。如果最大值位置偏离单元 Y ,则通过控制器调整,可使最大值位置回到单元 Y ,这样就形成了一个闭合的跟踪环。

为提高跟踪精度，可选择适当的视频积累次数。视频积累的次数越多，精度越高，但调整相位的滞后时间越长。因此视频积累的次数与码相位的漂移速度有关。要使码相位调整及时，又要保证精度，视频积累次数需要精心选择。

2.3.4 伪码跟踪算法的改进

在上一节中，通过并行匹配滤波的方法，完成了伪码的捕获、跟踪。在伪码捕获阶段，该方法是行之有效的。但是在伪码跟踪阶段，搜索相关峰的方法仅仅是简单的搜索最大值。这种方法虽然简单，但在实际应用中却有着不可弥补的缺陷：由于在对输入信号进行采样过程中所引入的量化误差及噪声的影响，实际得到的相关峰位置可能会发生模糊，即中间几个匹配滤波器的输出非常接近，在各种因素的影响下，最大值的位置可能会发生抖动。由此造成相应的跟踪阶段伪码相位也随之抖动。虽然通常能够满足解扩的要求，但在某些要求严格的场合，就不再能满足性能。如在测距、导航定位等领域，相关峰位置的抖动将直接影响到最终的测量结果。所以，有必要对伪码的跟踪算法做进一步的改进，以提高伪码跟踪精度，适应这些特殊要求。

在文献[23]中，作者提出了一种简单有效的伪码跟踪算法，其根本思想是对得到的相关峰采样值所描绘的曲线，用最小二乘法进行曲线拟合，找到两条一元线性回归方程表示的直线，这两条直线的交点就是相关峰所在位置。如图 2.7 所示：

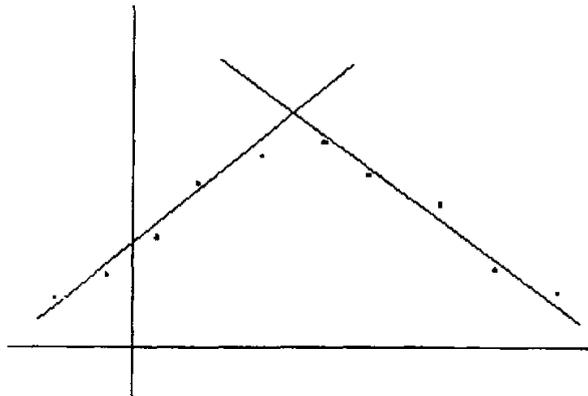


图 2.7 利用最小二乘法求相关峰

该方法思路新颖，从理论上讲，确实可以改善伪码的跟踪误差，但在实际应用中，我们会发现，进行曲线拟合时，中间几个采样点究竟应该归并到那条直线很

难判断，而如果不能做出正确的判断，最终的拟和结果必然是错误的。所以，必须对该方法进行改进。

现在我们仔细研究一下上一节所得到的相关峰的形状。在理想情况下，如果不考虑噪声的影响，相关值的估计量

$$E(\tau) = W_I^2(\tau) + W_Q^2(\tau) = 4A^2N^2R^2(\tau)$$

$4A^2N^2$ 为幅度量，在这里我们不关心。相关峰的曲线如图 2.8 所示：

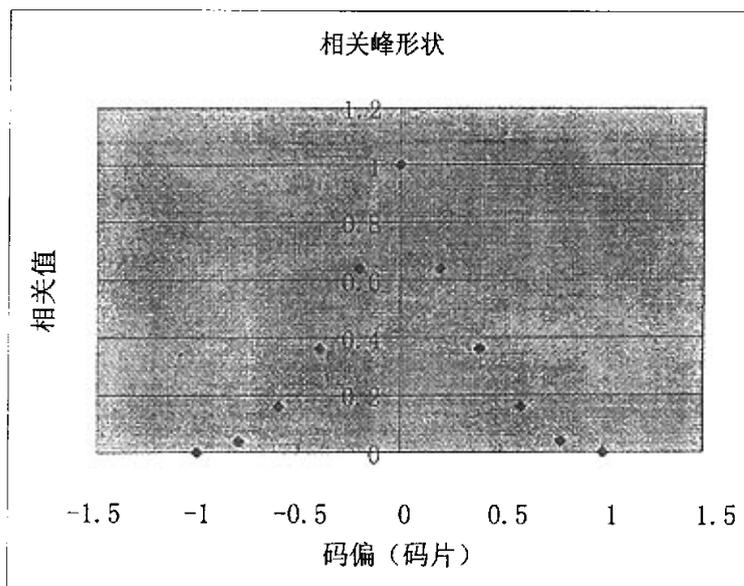


图 2.8 无噪声时相关峰的形状

可见，在 $\tau=0$ 时，相关值最大。但是，相关曲线在该点是一个尖锐的拐点，相关函数在该点的导数并不存在，即便能够给出该曲线的精确数学表达式，实时运算时也很难运用数学方法来求最大值。做进一步研究，我们会发现，该曲线有一个最大的特点——对称性。而二次曲线恰恰满足这种特性，而且计算简单，所以我们想到，能否利用二次曲线对其进行拟合，进而求出最大值所在位置。下面，对该方法进行说明：

设拟合用的二次曲线方程为：

$$x(\tau) = a \cdot \tau^2 + b \cdot \tau + c$$

y_j 为观测量，即实际求得的相关值， $j=-n, -n+1, \dots, +n$

则二者的方差近似为

$$s(a, b, c) = \frac{1}{2n+1} \sum_{j=-n}^n [x(\tau) - y_j]^2$$

我们的目的就是求使得方差 S 取最小值的 a, b, c , 从而可以对拟合曲线进行描述, 并求出实际的相关峰位置。根据高等数学, 为了使 S 取得最小值, 可令其分别对 a, b, c 求偏导数, 并令各偏导数等于零, 即

$$\frac{\partial s}{\partial a} = 0$$

$$\frac{\partial s}{\partial b} = 0$$

$$\frac{\partial s}{\partial c} = 0$$

经过计算, 得到:

$$b = \frac{y_1}{x_2}$$

$$a = \frac{(2n+1)y_2 - x_2 y_0}{(2n+1)x_4 - x_2^2}$$

其中,

$$x_2 = 2 \sum_{j=0}^n j^2 = \frac{n(n+1)(2n+1)}{3}$$

$$x_4 = 2 \sum_{j=0}^n j^4 = 2(1^4 + 2^4 + \dots + n^4)$$

$$y_0 = \sum_{j=-n}^n y_j$$

$$y_1 = \sum_{j=-n}^n j * y_j$$

$$y_2 = \sum_{j=-n}^n j^2 * y_j$$

现在, 就可以得到二次曲线的顶点位置, 即相关峰的位置为:

$$P_{MAX} = -\frac{b}{2a} = \frac{1}{2} * \frac{x_2^2 y_1 - (2n+1)x_4 y_1}{(2n+1)x_2 y_2 - x_2^2 y_0}$$

由此，我们得到了相关峰位置的一个比较准确的估值，经计算机仿真，该方法是行之有效的。

2.4 载波频率的测量

2.4.1 载波相位的提取

由于载波频率与载波相位之间存在线性关系：

$$\phi(k) = 2\pi \Delta f_0 k T_{s1} + \theta \quad (2-22)$$

其中， T_{s1} 为进行频率估计用的样本间隔。因此，为了提取载波频率，需要首先测量出载波相位。实现载波相位提取的原理图如图 2.9 所示：

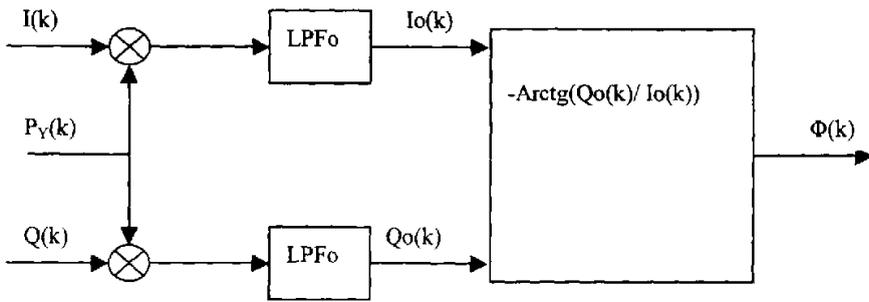


图 2.9 载波相位提取原理图

在 2.3.1 节中，我们已经得到零中频正交基带信号：

$$I(k) = A * d(k) * pn(k) * \cos \phi_0(k) + n_1(k)$$

$$Q(k) = -A * d(k) * pn(k) * \sin \phi_0(k) + n_2(k)$$

伪码跟踪后第 Y 个匹配滤波器所使用的本地伪码已经与接收信号伪码对齐

$$p_Y(k) = pn(k)$$

于是，滤波器的输出

$$I_o(k) = \text{LPF}_o(I(k) * p_Y(k)) = A d(k) \cos \phi_0(k) + n_1(k) p_Y(k) \quad (2-23)$$

$$Q_o(k) = \text{LPF}_o(Q(k) * p_Y(k)) = -A d(k) \sin \phi_0(k) + n_2(k) p_Y(k) \quad (2-24)$$

其中， LPF_o 的带宽等于调制信息的速率。 $n_1(k) p_Y(k)$ 和 $n_2(k) p_Y(k)$

是窄带高斯白噪声，所以， $I_0(k)$ 及 $Q_0(k)$ 可以看做窄带高斯过程。这一点在进行精度分析时会用到。

于是，可以得到载波相位的估计

$$\phi(k) = 2\pi \Delta f_{0k} T_{s1} + \theta = -\arctan[Q_0(k)/I_0(k)] \quad (2-25)$$

这就是第 k 个样本所对应的载波相位。由于残留载波的存在，该相位呈现出线性变化的趋势。不过，应该注意到，上式是通过求反正切来计算载波相位的，由于反正切的主值区间为 $[0, \pi]$ ，所以，通过上式计算实际得到的相位表现为一种振荡的形状，如此时的真实相位为 $5\pi/4$ ，而经运算求反正切函数所获得的相位值为 $\pi/4$ ，这种情况我们称之为跳周。为了从相位的变化规律中求出频率，需要正确识别跳周，并对跳周所损失掉的整周数进行补偿。在这里，我们采用了一种简单的识别跳周的方法：当 $\phi(k) - \phi(k-1)$ 的绝对值大于等于 345 度时，就认为发生了跳周。关于跳周问题的详细讨论，可见文献 [22]。

2.4.2 频率估计算法的选择

频率估计问题，可以看做随机信号处理中的参数估计问题。在这里，我们把估计准则定为线性无偏最小方差估计准则，这是常用的估计准则，也符合我们的实际需要。最大似然估计是最一般的和强有力的估计方法。该估计方法要求已知观测样本的条件概率密度，另外，还会导致非线性估计问题，它是不容易求解的。贝叶斯估计是另一种常用的参数估计方法。它的基本出发点是使平均代价最小。它不仅要求知道观测样本的条件概率密度，还要求确定代价函数。

最大似然估计和贝叶斯估计都要求具有一定的先验知识，而我们对系统中的噪声特性并不了解。在这种情况下，常用的线性无偏最小方差估计方法就是最小二乘法。该方法仅仅要求各样本间不相关就可以对参数进行估计。下面就最小二乘法的概念和在系统中的应用作详细的讨论。

设随机变量 y 与变量 x 之间存在着某种相关关系，其中， x 是可以改变或控制的量。 y 是观测量，具有一定的随机性，对于每一确定的 x 值， y 具有一定的分布。因此，若 y 的某些数字特征存在的话，则它们的值随 x 取特定值而确定。

设 $y = a + bx$ 且对于每一 x 值， $y \sim N(a + bx, \sigma^2)$ ，其中， a 、 b 及 σ^2 是未知参数，且不依赖于 x ，相当于 $y = ax + b + \varepsilon$ ， $\varepsilon \sim N(0, \sigma^2)$ 。

如果由观测样本得到上式中 a 、 b 的估计 \hat{a} 、 \hat{b} ，则对于给定的 x ， $a + bx$ 的估计为 $\hat{a} + \hat{b}x$ ，记为 \hat{y} ，方程 $\hat{y} = \hat{a} + \hat{b}x$ 称为 y 对 x 的线性回归方程。

取 x 的 n 个不全相同的值做独立实验，得到 (x_i, y_i) 样本， $i=1, \dots, n$ ， y_i 的分布服从

$$y_i = \hat{a} + \hat{b}x_i + \xi \sim N(\hat{a} + \hat{b}x_i, \sigma^2).$$

其概率密度为:

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}(y_i - \hat{a} - \hat{b}x_i)^2\right] \quad i=1, \dots, n,$$

因 y_i 相互独立, 联合概率密度为

$$l = \prod_{i=1}^n p_i = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\right)^n \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{a} - \hat{b}x_i)^2\right]$$

用极大似然估计, 要使 L 取最大值, 只要指数部分平方和最小, 即:

$$Q(a, b) = \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{a} - \hat{b}x_i)^2 \quad \text{取最小值} \quad (2-26)$$

若 y 不是正态分布, 则直接利用上式估计 a, b , 使 y 的观察值 y_i 与 $a+bx_i$ 偏差的平方和为最小, 这种方法称最小二乘法。若 y 是正态分布, 则最小二乘与极大似然估计的结果相同。

为了使 Q 取得最小值, 取 Q 关于 a, b 的偏导数, 并令它们等于 0。

$$\frac{\partial Q}{\partial a} = -2 \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{a} - \hat{b}x_i) = 0$$

$$\frac{\partial Q}{\partial b} = -2 \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{a} - \hat{b}x_i)x_i = 0$$

解这个方程组, 就可以得到 \hat{a} 及 \hat{b} 如下:

$$\hat{a} = \frac{2}{n(n+1)} \left[\sum_{i=1}^n y_i - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right) * b \right] \quad (2-27)$$

$$\hat{b} = \frac{n(n+1) \sum_{i=1}^n (x_i y_i) - 2 \left(\sum_{i=1}^n x_i \right) \left(\sum_{i=1}^n y_i \right)}{n(n+1) \sum_{i=1}^n x_i^2 - 2 \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2} \quad (2-28)$$

上面两式就是通常情况下, 进行最小二乘估计所使用的估计方程。可以看到, 估计过程中运算量是很大的。为了简化运算过程, 在下面的讨论中, 我们将 2-26 式中的求和限从 $1..n$ 改为 $-n..+n$, 这样的改动对最终 \hat{a} 、 \hat{b} 的估计结果是没有影响的, 但下面将看到, 这样可以大大减少运算量。

在上一节中, 得到了载波相位 $\phi(k)$ 。且已知 $\phi(k) = 2\pi \Delta f_0 \cdot T_{s1} \cdot k + \theta$, Δf_0 为频差, 在估计过程中可看作常量, T_{s1} 是样本间隔, θ 为初相, 均为常量。

令 $2\pi \Delta f_0 \cdot T_{s1} = \hat{b}$, $\theta = \hat{a}$, 则相位的方程可以表示为,

$$\phi(k) = \hat{a} + \hat{b} * k$$

利用上面讨论的结果, 为了得到 \hat{a} 、 \hat{b} , 要求

$$Q = \sum_{k=-n}^n \left[\varphi(k) - \hat{a} - \hat{b}k \right]^2 \text{ 取最小值。将 } Q \text{ 分别对 } \hat{a}、\hat{b} \text{ 求偏导数, 并使其等于零,}$$

得到:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial Q}{\partial \hat{a}} = -2 \sum_{k=-n}^n \left[\varphi(k) - \hat{a} - \hat{b}k \right] = 0 \dots\dots\dots (2-29) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial Q}{\partial \hat{b}} = -2 \sum_{k=-n}^n \left[\varphi(k) - \hat{a} - \hat{b}k \right] k = 0 \dots\dots\dots (2-30) \end{array} \right.$$

所以,

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{k=-n}^n \left[\varphi(k) - \hat{a} - \hat{b}k \right] = 0 \dots\dots\dots (2-31) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{k=-n}^n \left[\varphi(k) - \hat{a} - \hat{b}k \right] k = 0 \dots\dots\dots (2-32) \end{array} \right.$$

由 (2-29) 得:

$$\sum_{k=-n}^n \varphi(k) - \hat{a} \sum_{k=-n}^n 1 - \hat{b} \sum_{k=-n}^n k = 0$$

因为 $\sum_{k=-n}^n k = 0$, $\sum_{k=-n}^n 1 = 2n+1$, 所以

$$\sum_{k=-n}^n \varphi(k) = (2n+1) \hat{a}$$

$$\therefore \hat{a} = \frac{1}{2n+1} \sum_{k=-n}^n \varphi(k) = \theta$$

由 (2-31) 得

$$\sum_{k=-n}^n k \varphi(k) - \hat{a} \sum_{k=-n}^n k - \left(\sum_{k=-n}^n k^2 \right) \hat{b} = 0$$

$$\therefore \hat{b} = \frac{\sum_{k=-n}^n k \varphi(k)}{\sum_{k=-n}^n k^2}$$

$$\text{其中 } \sum_{k=-n}^n k^2 = 2 \sum_{k=0}^n k^2 = \frac{n(n+1)(2n+1)}{3}$$

$$\therefore \hat{b} = \frac{3}{n(n+1)(2n+1)} \sum_{k=-n}^n k \varphi(k) = 2\pi T_{s1} \cdot \Delta f$$

$$\therefore \Delta f = \frac{1}{2\pi T_{s1}} \cdot \frac{3}{n(n+1)(2n+1)} \sum_{k=-n}^n k\varphi(k)$$

式中, T_{s1} 是进行频率估计时所利用的样本间隔, $2n+1$ 是样本总数。 Δf 就是我们所要测量的频差。可见, 通过改变求和限, 计算频偏的公式大大简化, 运算量较小, 适于工程应用。

2.5 频率估计精度分析

通过以上分析, 可知我们得到的频率值实际上是对载波相位进行线性变换得到的。为了对频率估计的精度进行分析, 需要首先知道载波相位的概率分布。在 2.4.1 节中已经指出, $I_0(k)$ 和 $Q_0(k)$ 是互不相关的窄带高斯过程, 运用概率论的知识, 经计算 (计算过程见附录 A) 得到以 θ (θ 为载波的初相) 为条件 ϕ 的概率密度分布为

$$f(\phi/\theta) = \frac{\exp(-A^2/2\sigma_z^2)}{2\pi} + \frac{A \cos(\theta - \phi)}{2\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left[-\frac{A^2 \sin^2(\theta - \phi)}{2\sigma_z^2}\right] \left\{1 + \operatorname{erf}\left[\frac{A \cos(\theta - \phi)}{\sqrt{2}\sigma_z}\right]\right\} \quad (2-33)$$

式中, $A^2/2\sigma_z^2$ 是解扩后的信噪比。

该概率密度函数是一个偶函数, 所以, ϕ 的均值为 0。

对应不同的 θ 值, $f(\phi/\theta)$ 沿 x 轴左右平移, 其曲线形状不变。为了方便我们以 $\theta=0$ 来讨论。这时

$$f(\phi) = \frac{\exp(-A^2/2\sigma_z^2)}{2\pi} + \frac{A \cos(\phi)}{2\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left[-\frac{A^2 \sin^2(\phi)}{2\sigma_z^2}\right] \left\{1 + \operatorname{erf}\left[\frac{A \cos(\phi)}{\sqrt{2}\sigma_z}\right]\right\} \quad (2-34)$$

在理想情况下, 不考虑解扩损失, 则可以得到解扩后的信噪比为:

$$C/N = C/(N_0 \cdot B) \quad (2-35)$$

式中, N_0 是归一化的噪声功率谱密度, B 就是解扩后滤波器带宽, 一般就是信息速率 (为了和本论文所研制的实际系统相对应, 这里以 16KHz 为例)。

知道了 ϕ 的概率分布, 根据概率论的知识, 载波相位 ϕ 的方差为

$$\sigma_\phi^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (\phi - E(\phi))^2 f(\phi) d\phi \quad (2-36)$$

经过计算, 可以得到载波相位 ϕ 的方差与输入信号归一化载噪比 C/N_0 的关系曲线

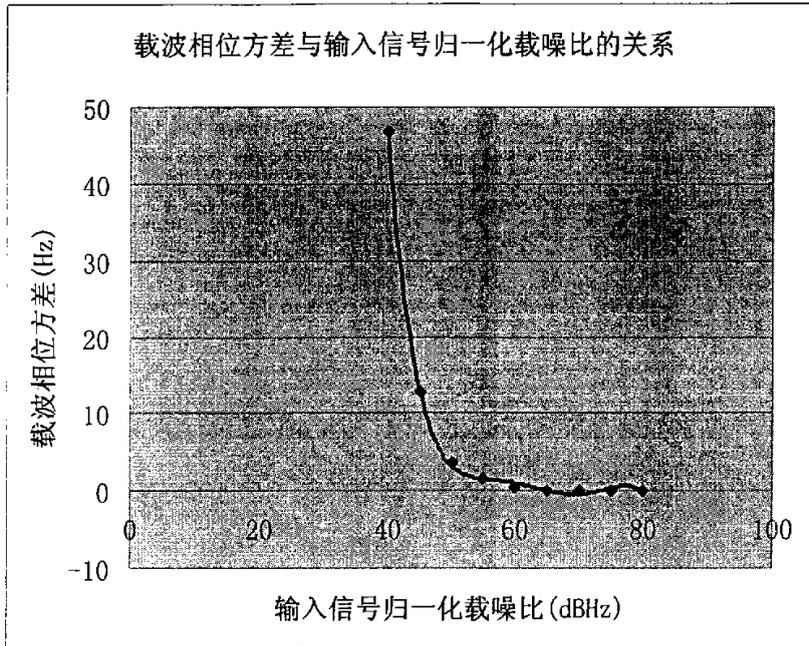


图 2.10 载波相位方差与输入信号归一化载噪比的关系曲线

可见，当 C/N_0 在 40-50dBHz 之间变化时，载波相位测量方差出现了急剧的下降。在第 2.4.3 节中得到了计算频偏的最小二乘公式：

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi T_{s1}} \cdot \frac{3}{n(n+1)(2n+1)} \sum_{k=-n}^n k\varphi(k) \quad (2-37)$$

式中， T_{s1} 为样本间隔。样本总数为 $2n+1$ ，且各样本互不相关。

根据概率论知识，可以得到：

$$\sigma_{\Delta f}^2 = \left(\frac{1}{2\pi T_{s1}}\right)^2 \cdot \frac{3}{n(n+1)(2n+1)} \sigma_{\varphi}^2 \quad (2-38)$$

可见，频率估计精度和所利用的样本数量及样本间隔有着直接的关系。

第三章 本方法在“北斗一号”中的应用

在第一章中，已经提到在我国第一代卫星导航定位系统——“北斗一号”双星导航定位系统中，需要研制一套载波频率测量与校正系统，以便对信号载波频率进行准实时测量与校正。运用上一章中介绍的基本原理，本人设计了一套全数字化的频率测量与校正系统（以下简称校频系统），经测试，该系统完全满足设计指标要求，这也同时验证了在第二章中介绍的原理与方法的正确性。下面，就介绍一下该套校频系统的组成及工作原理。

3.1 “北斗一号”中所采用的信号结构

在“北斗一号”双星导航定位系统中，采用的是 OQPSK 调制的直接序列扩频信号，它的同相和正交支路分别由 KASSAMI 码和 GOLD 码调制，码速率为 4.08MHz，并且正交支路的伪码滞后同相支路半个伪码周期。经过校频接收信道处理后，校频系统接收到的中频载波频率标称值为 15.75MHz。用公式表示如下：

$$r(t) = A_k * Kassami(t) * d_k(t) * \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] + A_G * Gold(t) * d_G(t) \sin\left[2\pi f_0 \left(t - \frac{T_{pn}}{2}\right) + \varphi(t)\right] + n(t) \quad (3-1)$$

- 式中， A_k ， A_G -- I 支路和 Q 支路的信号幅度
- $Kassami(t)$ -- I 支路扩频码 Kassami 码的波形函数， ± 1
- 码长 $N = 255$
- 码速率 $R = 4.08\text{M cps}$
- 码片宽度 $T_{pn} = 1/R$
- $Gold(t)$ -- Q 支路扩频码 Gold 码的波形函数， ± 1
- $d_k(t)$ ， $d_G(t)$ -- I 支路和 Q 支路调制信息符号的波形函数， ± 1
- 符号速率 $R_c = 16\text{K bps}$
- 符号宽度 $T_c(t) = 1/R_c$
- f_0 -- 中频载波频率，标称值为 15.75MHz
- $\varphi(t)$ -- 相位函数， $\varphi(t) = 2\pi\Delta f t + \theta$
- Δf 为包括多普勒在内的频率偏差
- θ 为初始相位
- $n(t)$ -- 加性白噪声，功率谱密度为 N_0

现在所要做的工作就是测量出该信号载波频率的真值，以确定该频率是否符合精度要求。如果有较大的频率偏差，则输出频差信号，以便对频率偏差做出补偿，使之保持在有效的范围内。

3.2 应用中需要注意的几个问题

1) 采样频率的选择

由于我们所要处理的信号频率为 $15.75 \pm 4.08\text{MHz}$ ，根据 2.1.1 节中所介绍的中频采样定理，可以计算出所需的最低采样频率为 $f_s = 19.83\text{MHz}$ 。考虑到采样频率过高将给工程上实现带来难度，所以，我把实际采样频率定为 20.4MHz ，即 5 倍伪码速率。

2) 本方法对 OQPSK 信号的适用性

在第二章的讨论中，我们的处理都是针对 BPSK 调制的直接序列扩频信号，在 OQPSK 调制方式中，Q 支路的存在是否会影响测量结果呢？实际上，我们可以把 Q 支路的信号作为对 I 支路的干扰而纳入噪声项 $n(t)$ ，这是因为输入的信号中噪声功率远大于信号功率，这样的归并对噪声谱密度的增加可以忽略不计。所以，我们第二章中所介绍的方法完全适用于 OQPSK 调制的直接序列扩频信号。

基于上述考虑，接收信号可以简化表达为：

$$r(t) = A_k * \text{Kassami}(t) * d_k(t) * \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] + n'(t) \quad (3-2)$$

这和我们在第二章中所使用的信号形式是一样的。

3.3 系统组成

在工程中，针对具体要求，为了简化设备，降低成本，在保证性能的前提下，可以对本文所介绍的方法灵活运用，如在“北斗一号”中，校频系统主要是用来测量由于定点卫星运动所产生的多普勒频率漂移，而卫星的运动比较缓慢，由此造成的频率变化也比较慢，所以，我们只需要对频率进行准实时测量，这一点非常重要，使得我们可以采取一次采样大量数据，然后用软件来对其进行处理的方法，实现第二章中所介绍的并行匹配滤波法解扩及最小二乘法测频。频率校正系

统组成原理框图如图 3.1 所示:

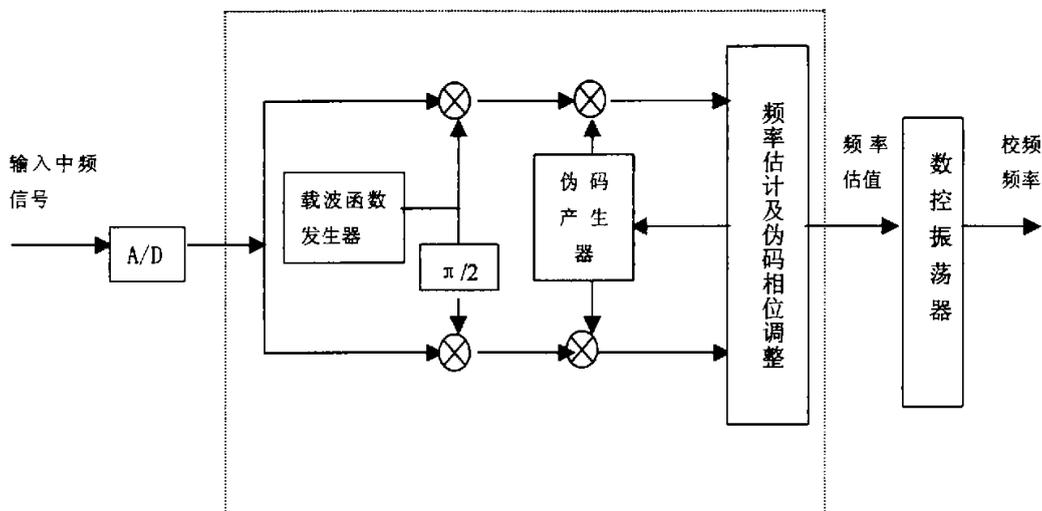


图 3.1 频率校正系统原理框图

图中虚线内部分表示由软件实现。

可以看到，在这里并没有采用大量的硬件来实现并行匹配滤波器，而是采用了直接对输入中频信号采样，每次采集大量数据，存储起来，然后利用数字信号处理器对这些采样数据进行计算，用软件来实现并行匹配滤波、伪码捕获、跟踪，并最终给出频率测量结果的方法。这样做主要就是考虑到准实时的系统运行环境，另外，还节省了大量的硬件，降低了系统成本。校频系统的硬件主要由 A/D 采样单元、数据缓冲存储单元 (SRAM)、数据处理单元 (DSP) 及数控振荡器 (NCO) 和 20.4MHz 频率综合器组成。其硬件组成框图如图 3.2 所示:

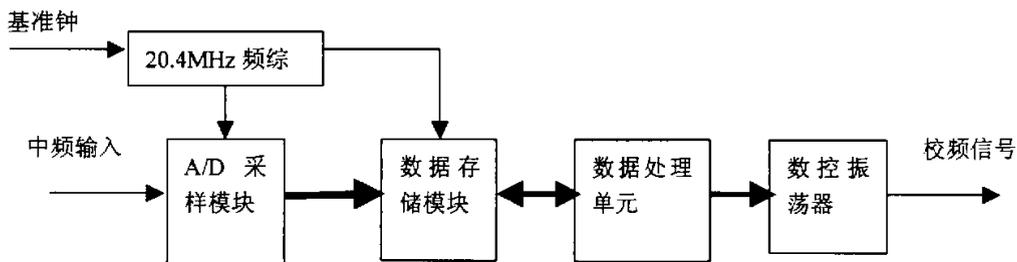


图 3.2 校频系统硬件组成框图

系统工作流程为：输入的 15.75MHz 中频信号经过 A/D 变换，得到采样时刻的数字信号，输送到静态存储器 SRAM（容量为 32K，这个值在进行精度分析时会用

到), SRAM 的写入由控制逻辑控制。每当数字信号处理器 DSP 需要采集样本数据时, 发出异步启动信号给 SRAM, 在固定的伪码相位打开 SRAM 的写逻辑, 将 A/D 转换后的数字样本写入 SRAM, 当 SRAM 写满后则关闭 SRAM 的写逻辑, 一次样本采集完毕后通知 DSP。此时, DSP 就对 SRAM 中的样本数据进行码捕获、码跟踪、频率捕获、频率测量以及频差计算, 经过量纲变换, 得到相应数控振荡器 NCO 的控制量, NCO 在控制量的控制下输出含有频差信息的校频信号。

由此可见, 大部分工作是由软件来完成的, 下面, 就对各个主要子程序进行介绍。

1) 主程序

主程序负责整个程序流程的控制。它首先对工作状态进行初始化, 然后发布异步采样启动命令, 使得 A/D 采样数据在控制逻辑的控制下, 由固定的伪码相位开始, 依次存入数据存储单元, 数据存储单元被添满后, 通知主程序。主程序然后就可以对这些数据进行伪码捕获、伪码跟踪、载波捕获、频率估计等处理。最后, 将得到的频率估计值转化为 NCO 的控制量, 调整 NCO 的输出频率, 从而完成频率校正的工作。待 NCO 稳定后, 重新发布异步采样启动命令, 开始新一轮的频率估计及调整工作。主程序的流程图及源程序见附录 B。

2) 伪码捕获子程序

伪码捕获子程序的功能是按照并行匹配滤波的原理, 采取本地伪码步进扫描的方式, 每次步进半个伪码码片, 对整个伪码周期进行扫描, 获得每隔半个伪码码片的所有匹配滤波的输出, 从中挑选出最大值所在位置。伪码捕获子程序的流程图及源程序见附录 B。

3) 伪码跟踪子程序

伪码跟踪子程序的功能与伪码捕获子程序类似, 它以伪码捕获子程序得到的伪码位置为基础, 做小范围内的搜索, 寻找相关峰的确切位置。伪码跟踪子程序的流程图及源程序见附录 B。

4) 求相关值子程序

求相关值子程序是被调用次数最多的子程序。它完成当前本地伪码与接收信号匹配滤波的功能, 输出相关积累的结果。求相关值子程序的流程图及源程序见附录 B。

5) 载波捕获子程序

在系统刚刚启动时, 对接收信号载波频率的信息一无所知, 本地载波与接

收信号载波间可能存在较大的频率偏差,给频率估计带来困难。为了提高频率估计的精度,需要使本地载波与接收信号载波的频率尽可能接近,这样进行零中频正交变换后残留载波的频率就会大大降低,频率估计的精度就会相应提高。载波捕获子程序的作用就是使用频率扫描的方法,在以 15.75MHz 为中心, $\pm 200\text{kHz}$ 的频率范围内,每次步进 2kHz,寻找最大相关积累值所对应的载波频率,作为本地载波频率,就可以把残留载波频率控制在 $\pm 1\text{kHz}$ 的范围内,从而获得较高的频率估计精度。载波捕获子程序的流程图及源程序见附录 B。

6) 频率估计子程序

经过伪码捕获、跟踪,本地伪码已经与接收信号中伪码对齐,经过载波捕获,残留载波的频率受到了限制,频率估计的条件已经成熟。频率估计子程序就是采用最小二乘法,利用存储在静态存储器中的所有样本数据进行频率估计,并将估计结果送给主程序,作为调整数控振荡器的依据。频率估计子程序的流程图及源程序见附录 B。

第四章 性能分析

4.1 性能测试

4.1.1 仪器设备

频率计：HP5350B

信号源：HP8656

4.1.2 测试方法

本论文所研制的校频系统测试框图如图 4.1 所示：

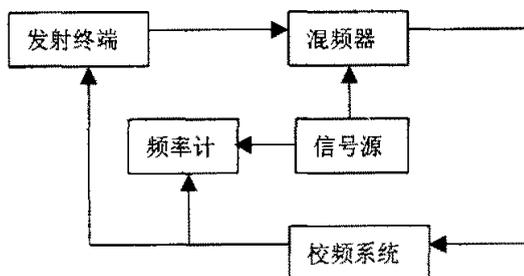


图 4.1 校频系统测试框图

上图为校频系统测试示意图。发射终端产生的扩频信号和信号源产生的本振信号混频，其中信号源产生的信号频率可作一定范围内的调整。混频后信号就是送入校频系统的中频信号。校频系统通过对输入信号的处理，得出载波频率的偏差，并做出相应调整，调整量可从频率计上反映出来。这样，通过逐步调整信号源的频率，观察频率计上的频率变化，该变化量应该和信号源的频率变化量相一致，由此，可对校频系统的性能做出评估。测试步骤如下：

- 1) 发射终端输出单载波，用频率计校准信号源的输出频率，使得校频终端接收到的中频信号为 15.75MHz 左右。
- 2) 发射终端输出扩频信号，并测量出校频系统此时的输出频率，该频率作为测量的系统零值。
- 3) 调整信号源的输出频率，多次测量校频系统的输出，从而得到校频频率的数字特征。
- 4) 重复步骤 2，得到整个校频范围内的测量数据，检查校频频率的调整量是否与

信号源的调整量相同，这样就可以对校频系统的性能做出准确的评价。

4.1.3 测试结果

用上述方法，得到的单次频率测量结果如表 4.1 所示：

输入信号归一化载噪比 (dBHz)	64	66	69	78
实测载波频率测量误差 (Hz)	4.01	2.01	1.92	1.47

表 4.1 实测载波频率测量误差与输入信号归一化载噪比的关系

详细测试指标见附录 C。

4.2 结果分析

在 2.5 节中，我们已经得到

$$\sigma_{\Delta f}^2 = \left(\frac{1}{2\pi T_{s1}}\right)^2 \cdot \frac{3}{n(n+1)(2n+1)} \sigma_{\phi}^2$$

可见，所利用的样本数量及样本间隔决定了频率测量精度。

在第三章已经指出，“北斗一号”校频系统中，存储器的容量为 32K，系统采样频率为 20.4MHz，解扩后滤波器带宽等于信息速率 16kHz。可以计算出，采样完全部数据所需时间为 1.57ms，在存储器中保存了约 25 个信息位的样本数据。为了使利用最小二乘法进行频率估计时各个样本不相关，根据采样定理，每个信息位采两个样点，则样本数 $2n=50$ ，样本间隔 $T_{s1}=1/32000$ 秒。

代入 4.2 式，则得到：

$$\sigma_{\Delta f}^2 = \left(\frac{1}{2\pi T_{s1}}\right)^2 \cdot \frac{3}{n(n+1)(2n+1)} \sigma_{\phi}^2 = 0.715 \sigma_{\phi}^2 \quad (4-1)$$

所以， $\sigma_{\Delta f} = 0.846 \sigma_{\phi}$ 。与第二章的图 2-10 相对照，可以得到在理想情况下载波测量误差与输入信号归一化载噪比 C/N_0 的对应关系如图 4.2 所示：

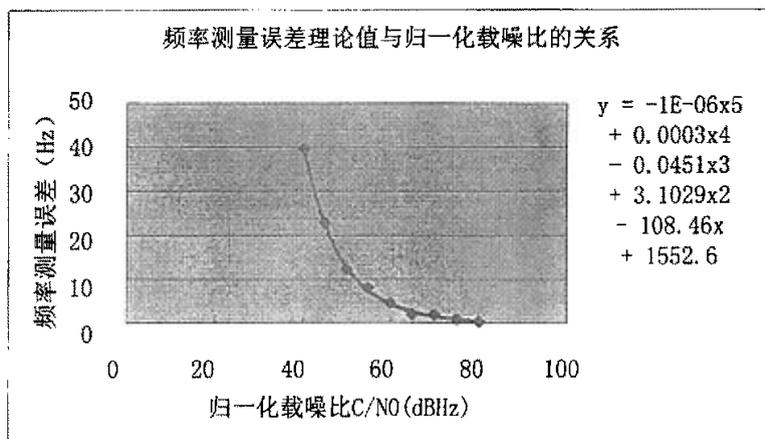


图 4.2 频率测量误差理论与输入信号归一化载噪比的关系

将理论值与实测值做比较，可得到

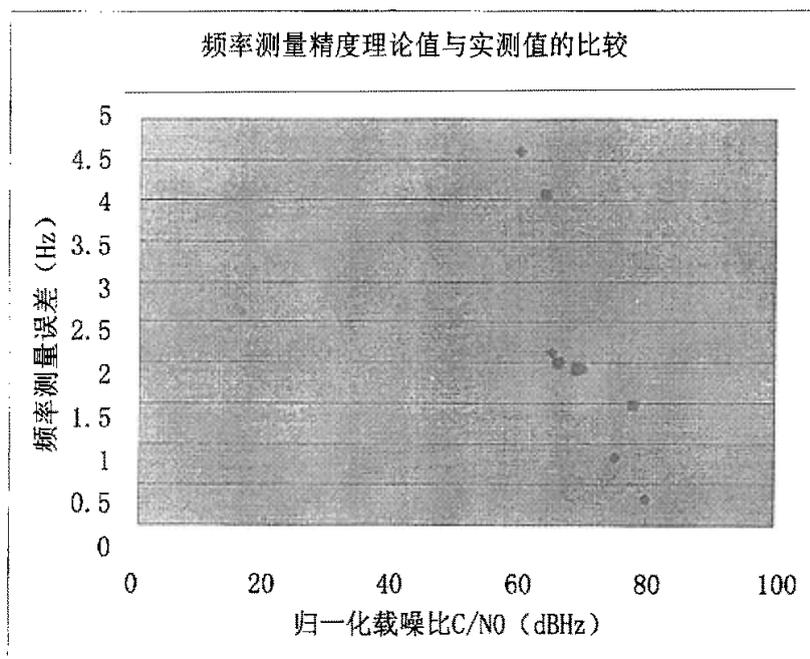


图 4.3 理论值与实测值的比较

图中，菱形点为理论测量值，正方形为实际测量值。可见，通过单次测量，实测值已经十分接近理论值，为了进一步提高测量精度和稳定性，采取了测量 10 次

求平均的办法, 从而可以把测量精度控制在 $\overline{\sigma_{\Delta f}} = \frac{\sigma_{\Delta f}}{\sqrt{10}}$ 的范围内。

4.3 与典型测频精度的比较

为了对本测量方法的性能有一个更清楚的了解, 在本节中, 我们将把本论文所使用的频率测量方法的性能指标与航天测控中典型的测频精度作一个比较。

在我国载人航天测控系统——“TW218 S 波段统一测控系统中”, 对速度测量精度的要求为: 当输入信噪比 $C/N_0=43\text{dBHz}$, 积累测量时间为 40ms 时, 达到 5cm/s 的测量精度。我们知道, 对速度的测量, 可以归结为对多普勒频偏的测量, 我们可以得到它对频率的测量精度为:

$$f_d = \frac{v}{c} \cdot f_0 \quad (4-2)$$

其中, f_d 是待测的多普勒频偏, v 是对速度的测量精度, 即 5cm/s , c 是光速, 取 $3 \cdot 10^8 \text{m/s}$, f_0 是载波频率, 取 2.5GHz , 代入 4.3 式, 得到多普勒测量精度为:

$$f_d = 0.42 \text{ Hz}$$

为了和该指标进行横向比较, 我们把与上述测量系统相应的参数代入 4.3 式。积累的样本数 $2n=Tu \cdot fs$, Tu 为样本积累时间, 取与 TW218 S 波段统一测控系统的积累时间相同, 即 40ms , fs 为进行频率估计时的样本频率, 即 32K 样本/秒, 得到 $n=640$, 代入 2-30 式得:

$$\sigma_{\Delta f}^2 = \left(\frac{1}{2\pi T_{s1}}\right)^2 \cdot \frac{3}{n(n+1)(2n+1)} \sigma_{\phi}^2 = 4.5e-5 \sigma_{\phi}^2$$

$$\sigma_{\Delta f} = 0.0067 \sigma_{\phi}$$

根据图 2.10, 可以求得当 $C/N_0=43\text{dBHz}$ 时, $\sigma_{\phi} = 46.3$ 度, 所以,

$$\sigma_{\Delta f} = 0.0067 \sigma_{\phi} = 0.31 \text{ Hz}$$

可见, 采用本论文中所使用的方法, 在同样的条件下, 频率测量精度达到了航天测控中的典型指标要求。

结束语

本文根据“北斗一号”工程频率校正系统的具体需求,提出了一种采用并行匹配滤波法实现伪码捕获、跟踪,利用最小二乘法进行频率测量的方法。并对该方法的机理和性能作了较深入的研究和分析。在具体应用时,采用纯软件实现,使得设备运行参数灵活可变,造价低廉。经实际测试,指标接近理论分析预期的结果,实测值与理论值比较吻合,说明该方法在解决直扩信号的载波提取及频率测量问题是行之有效的。目前,该方法已经推广应用到广域差分信息接收机、广播信息接收站等多项工程中,取得了良好的效果。

本论文所采用的频率估计方法也适用于短帧突发信号的准实时解调。需要指出的是,由于处理过程中需要积累大量样本,从中估计频率参数,没有构成闭环,因此该方法仅适用于动态范围较小的场合。对于大动态情况下的频率估计和跟踪,需要做进一步研究。

致 谢

本论文是在导师西安电子科技大学朱可斌老师和 54 所郭元兴研究员的悉心指导下完成的。同时，在学习及论文撰写期间，还得到了张亚平、田卫东、费满峰、陈仕进、刘亚娟等同志的帮助，在此表示衷心的感谢！

衷心感谢遥控遥测专业部终端室全体同志的热情支持和帮助！

衷心感谢西安电子科技大学和 54 所研究生部全体老师在读研期间对我的培养和帮助！

参考书目

- [1] Steven Kay: 《Mean Likelihood Frequency Estimation》, IEEE Transactions On Signal Processing, 2000.
- [2] K.E.Scott,E.B.Olasz: 《Simultaneous Clock Phase and Frequency Offset Estimation》, IEEE Transaction On Communication, 1995.
- [3] SPOX: The Standard In DSP Sofeware , Spectron Microsystems, Inc., 1995.
- [4] Algreed W. Fuxjaeger 等: 《Acquisition of Timing and Doppler-Shift in a Direct-Sequence Spread-Spectrum System》, IEEE Transactions On Communication, 1994.
- [5] DSP-Chip Directory.END Vol.39, No.12, June 9, 1994.
- [6] B.Fine and G.McGuire: Considerations for selecting a DSP processor, Microprocessorsand Microsystems, Vol.18, No.6, July 1994.
- [7] A.J.VAN DIERENDONCK 等: 《Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver》, Navigation, 1992.
- [8] Donald J. Rasmussen 等: 《Serial Demodulation of an OQPSK Direct Sequence Spread Signal》, IEEE Transactions On Communication, 1992.
- [9] S.Hinedi and B.Shah: 《Acquisition Performance of Various QPSK Carrier Tracking Loops》, IEEE Transactions On Communication, 1992..
- [10] A.Mar: 《Didital Singnal Processing Applications Using the ADSP-2100 Family》, Prentice-Hall, 1992.
- [11] GERHARD PHANCKE: 《The Optimal Frequency Estimation of a noisy Sinusoidal Signal》, IEEE Tansactions on instrument and measurement, 1990.
- [12] R.J.Hinggins: 《Didital Singnal Processing in VLSI》, Prentice-Hall, 1990.
- [13] Feng Fan, Loh-Ming Li: 《Effect of Noisy Phase Reference On Coherent Detection of Band-limited Offset-QPSK Signals》, IEEE Transactions On Communication, 1990.
- [14] THOMAS ALBERTY, VOLKER HESPELT: 《A New Pattern Jitter Free Frequency Error Detector》, IEEE Transactions On Communication, 1989.
- [15] POOI YUEN KAM: 《Maximum Likelihood Carrier Phase Recovery for Linear Suppressed-Carrier Digital Data Modulations》, IEEE Transactions On Communication, 1986
- [16] FLYD M. GARDNER: 《Properties of Frequency Difference Detectors》, IEEE Transactions On Communication, 1985.
- [17] FRANCIS D. NATALI: 《AFC Tracking Algorithms》, IEEE Transactions On Communication, 1984.
- [18] K.S.Sharmugan, Digital and Analog Communication Systems, Jonh Willy & Sons, 1979.
- [19] R.G.Gallager, Information Theory and Reliable Communication, JohnWiley, New York, 1968.
- [20] Harry L. Van Trees, Detection, Estimation and Modulation Theory,1968.
- [21] W.B.Davenport, Jr., W.L.Root, An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise, McGraw-Hill, Newyork, 1958.
- [22] 孙亮: 《全数字 DS-BPSK 解扩解调技术的研究》, 2000.
- [23] 刘雅娟: 《DS/SS 系统伪码相位精密跟踪技术的研究》, 电讯技术, 1999.
- [24] 张星, 王定中: 《DS/CDMA 系统扩频序列的捕获技术》, 通信与电视, 1999.
- [25] 王忠等: 《高动态 GPS 接收机动态性能分析与改善途径》, 导航, 1999.
- [26] 王永林, 王丽娜: 《DS-SS 系统解扩技术研究》, Radio Communications Tecnology, 1999.

- [27] “北斗一号”应用系统信号收发分系统正样总体设计报告, 1999。
- [28] 房建成等:《民用导航型 C/A 码 GPS 接收机动态定位的强跟踪卡尔曼滤波研究》, 电子测量与仪器学报, 1998。
- [29] A.J.维特比著, 李世鹤译,《CDMA 扩频通信原理》, 人民邮电出版社, 1997。
- [30] 刘松强:《数字信号处理系统及其应用》, 清华大学出版社, 1996。
- [31] 李承恕、赵荣黎:《扩展频谱通信》, 人民邮电出版社, 1996。
- [32] 胡健栋等:《码分多址与个人通信》, 人民邮电出版社, 1996。
- [33] 《数字通信—原理, 技术及其应用》, 人民邮电出版社, 1994。
- [34] 张立新:《GPS 接收机数字同步环路研究》, 通信学报, 1993。
- [35] 朱近康:《扩展频谱通信及其应用》, 中国科技大学出版社, 1993。
- [36] 蒋锦星、应新瑜:《信号检测与估值理论》, 西安电子科技大学出版社, 1993。
- [37] 李世强:《直接序列扩频系统快速同步的研究》, 无线电通信技术, 1992。
- [38] S Hinedi J.LStatman:《高动态 GPS 跟踪》, 遥控遥测, 1991。
- [39] 《扩频通信》, 西安电子科技大学出版社, 1990 年 12 月第一版。
- [40] 宗孔德、胡广书:《数字信号处理》, 清华大学出版社, 1988。
- [41] 樊昌信、徐炳祥、詹道庸、吴成柯:《通信原理》, 国防工业出版社, 1988。
- [42] 梁庆林、项海格:《PN 码步进搜索捕获的双门限判决》, 通信学报, 1987。
- [43] 张厥盛、郑继禹、万心平:《锁相技术》, 西北电讯工程学院出版社, 1986。
- [44] L.R.拉宾纳, B.戈尔德著, 史令启译:《数字信号处理的原理及应用》, 国防工业出版社, 1982。
- [45] 徐炳祥:《数字动态滤波器》, 电子科学技术出版社, 1981。
- [46] A.V.奥海姆, R.W.谢弗著, 董士嘉等译:《数字信号处理》, 科学出版社, 1980。
- [47] 广田宪一郎著, 数据传输系统翻译组译,《数据传输系统》, 人民邮电出版社, 1978。
- [48] A.D.惠伦著, 刘其培等译,《噪声中信号的检测》, 科学出版社, 1977。
- [49] 鞠德航、林可祥、陈捷:《信号检测理论导论》, 科学出版社, 1977。
- [50] C.赫尔斯屈朗著, 陈宗鹭等译,《信号检测的统计理论》, 上海科学技术出版社, 1965。

附录 A 带限高斯白噪声干扰下载波相位分布

设两个随机过程 Z_Q 、 Z_I ，其表达式为

$$z_Q = A \cos \theta + \frac{1}{2\sqrt{p}} n_c$$

$$z_I = A \sin \theta + \frac{1}{2\sqrt{p}} n_s$$

其中 A 、 θ 及 p 为常数， n_c 与 n_s 为相互独立的随机变量且均服从高斯分布，均值为 0，方差为 σ^2 。

Z_Q 与 Z_I 的概率密度分布为

$$p_{z_Q}(z_Q) = \frac{1}{\sqrt{\pi/2p}\sigma} \exp\left[-\frac{(z_Q - A \cos \theta)^2}{\sigma^2/2p}\right]$$

$$p_{z_I}(z_I) = \frac{1}{\sqrt{\pi/2p}\sigma} \exp\left[-\frac{(z_I - A \sin \theta)^2}{\sigma^2/2p}\right]$$

设

$$\begin{cases} Z = \sqrt{Z_Q^2 + Z_I^2} \\ \phi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{Z_I}{Z_Q} \end{cases}$$

且 $0 \leq \phi < 2\pi$ ， $0 \leq Z < \infty$ ，于是有：

$$\begin{cases} z_Q = z \cos \phi \\ z_I = z \sin \phi \end{cases}$$

雅可比行列式为：

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial z_Q}{\partial z} & \frac{\partial z_Q}{\partial \phi} \\ \frac{\partial z_I}{\partial z} & \frac{\partial z_I}{\partial \phi} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \phi & -z \sin \phi \\ \sin \phi & z \cos \phi \end{vmatrix} = z$$

因为 Z_Q 、 Z_I 相互独立，所以

$$\begin{aligned} p_{z_Q, z_I}(z_Q, z_I) &= \frac{1}{\pi \sigma^2 / 2p} \exp\left[-\frac{(z_Q - A \cos \theta)^2 + (z_I - A \sin \theta)^2}{\sigma^2 / 2p}\right] \\ &= \frac{1}{\pi \sigma^2 / 2p} \exp\left[-\frac{A^2 \sin^2(\phi - \theta)}{\sigma^2 / 2p}\right] * \exp\left\{-\frac{[z - A \cos(\phi - \theta)]^2}{\sigma^2 / 2p}\right\} \end{aligned}$$

于是，以 θ 为条件的 z 与 ϕ 的联合概率密度函数为

$$\begin{aligned} p_{z, \phi}(z, \phi / \theta) &= p_{z_Q, z_I}(z, \phi) * J \\ &= \frac{z}{\pi \sigma^2 / 2p} \exp\left[-\frac{z^2 - 2Az \cos(\phi - \theta) + A^2}{\sigma^2 / 2p}\right] \end{aligned}$$

现求边缘分布得到以 θ 为条件的 z 的概率密度函数

$$\begin{aligned} p(z/\theta) &= \int_0^{2\pi} \frac{z}{\pi\sigma^2/2p} * \exp\left[-\frac{z^2 - 2Az\cos(\varphi - \theta) + A^2}{\sigma^2/2p}\right] d\varphi \\ &= \frac{z}{\pi\sigma^2/2p} * \exp\left[-\frac{A^2 + z^2}{\sigma^2/2p}\right] * \int_0^{2\pi} \exp\left[\frac{2Az\cos(\varphi - \theta)}{\sigma^2/2p}\right] * d\varphi \end{aligned}$$

由于

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \theta) d\theta$$

故有

$$\int_0^{2\pi} \exp\left[\frac{2Az\cos(\varphi - \theta)}{\sigma^2/2p}\right] d\varphi = 2\pi I_0\left(\frac{Az}{\sigma^2/4p}\right)$$

式中, $I_0(x)$ 为零节修正贝塞尔函数。当 $x \geq 0$ 时, $I_0(x)$ 是单调上升函数, 且有 $I_0(0) = 1$ 。因此

$$p(z/\theta) = \frac{z}{\sigma^2/4p} \exp\left(-\frac{A^2 + z^2}{\sigma^2/2p}\right) I_0\left(\frac{Az}{\sigma^2/4p}\right)$$

由此看出, $p(z/\theta)$ 与 θ 无关, 所以 z 的概率密度函数为

$$p(z) = \frac{z}{\sigma^2/4p} \exp\left(-\frac{A^2 + z^2}{\sigma^2/2p}\right) I_0\left(\frac{Az}{\sigma^2/4p}\right) \quad z \geq 0$$

这个概率密度函数称为广义瑞利分布, 也称莱斯分布。

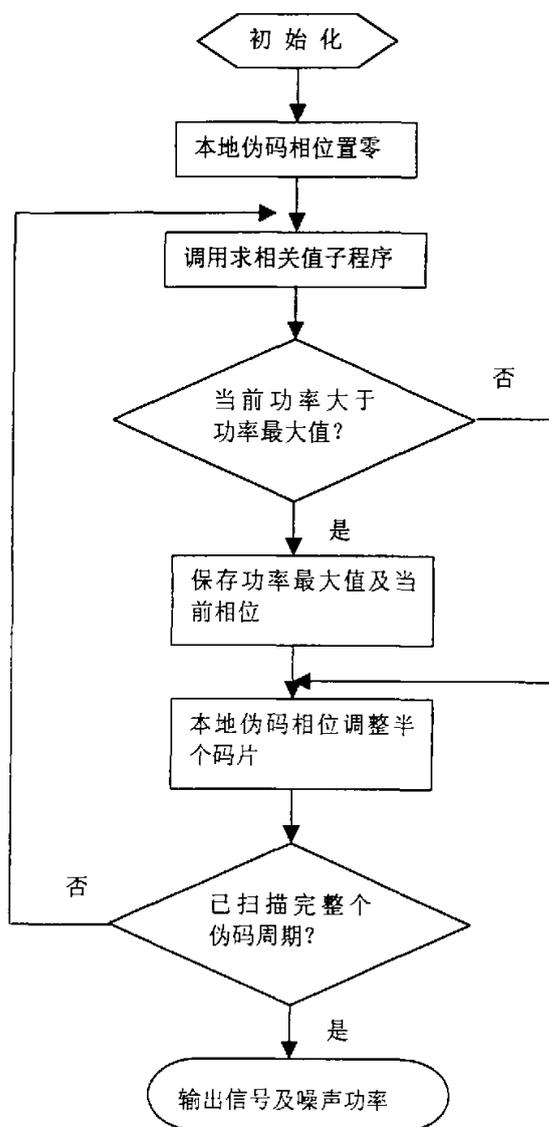
现在来求以 θ 为条件的 φ 的概率密度函数

$$\begin{aligned} p(\varphi/\theta) &= \int_0^{\infty} \frac{z}{\pi\sigma^2/2p} * \exp\left[-\frac{z^2 - 2Az\cos(\varphi - \theta) + A^2}{\sigma^2/2p}\right] dz \\ &= \frac{1}{\pi\sigma^2/2p} \exp\left[\frac{A^2 \sin^2(\varphi - \theta)}{\sigma^2/2p}\right] \int_0^{\infty} z * \exp\left\{-\frac{[z - A\cos(\varphi - \theta)]^2}{\sigma^2/2p}\right\} dz \\ &= \frac{\exp(-2pA^2/\sigma^2)}{2\pi} + \frac{A\cos(\varphi - \theta)}{\sqrt{2\pi\sigma/\sqrt{p}}} \exp\left[\frac{A^2 \sin^2(\varphi - \theta)}{\sigma^2/2p}\right] \left\{1 + \operatorname{erf}\left[\frac{A\cos(\varphi - \theta)}{\sigma/\sqrt{2p}}\right]\right\} \end{aligned}$$

式中 $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-y^2) dy$, 称之为误差函数。

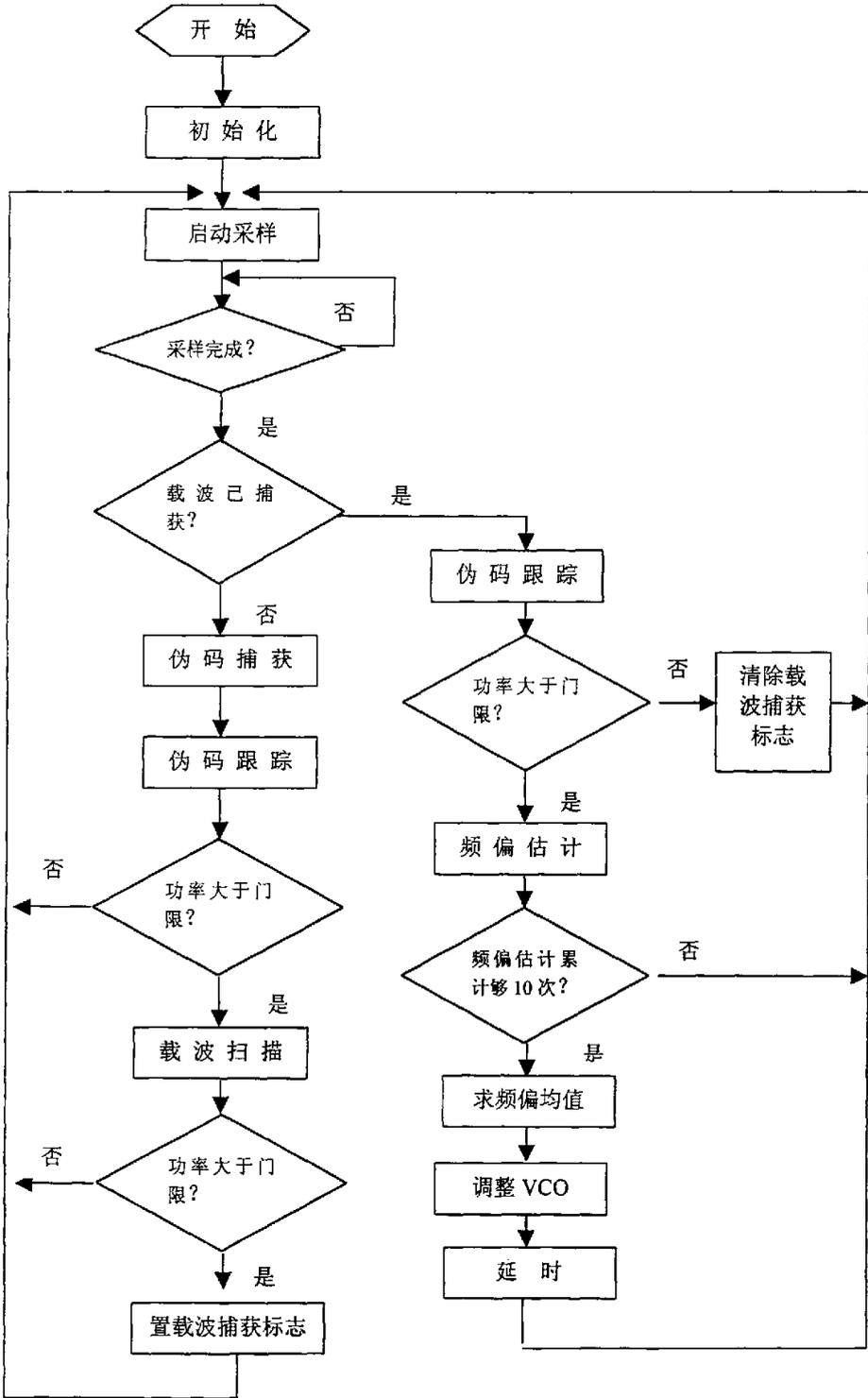
附录 B 程序流程图及源程序

伪码捕获流程图如附图 B.1 所示:



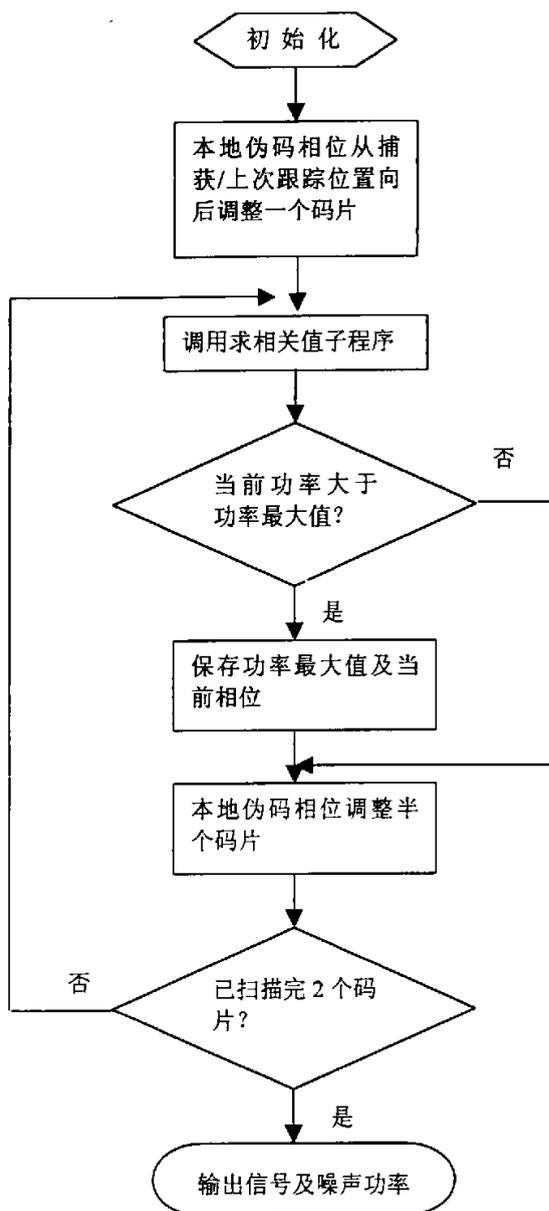
附图 B.1 伪码捕获子程序流程图

主程序流程图如附图 B.2 所示:



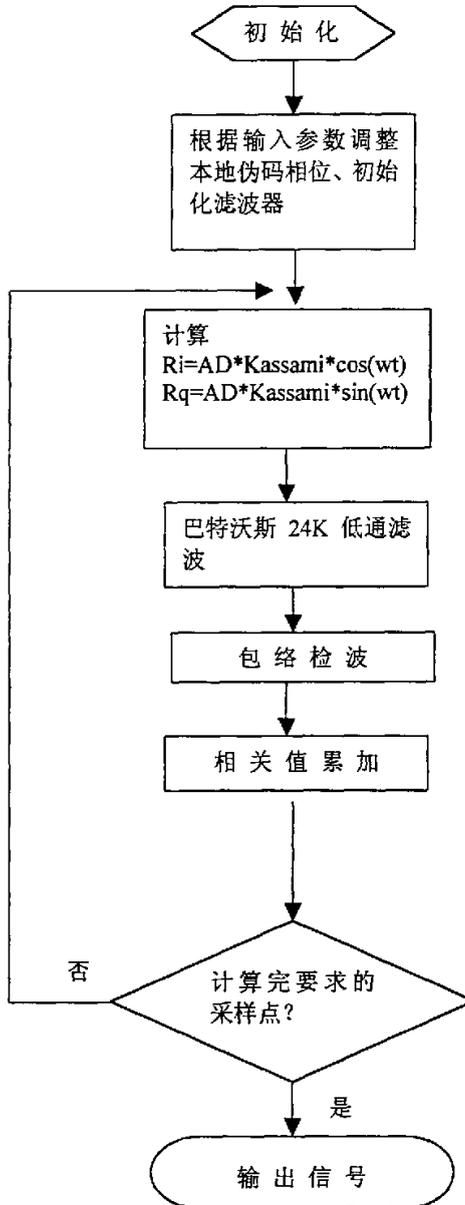
附图 B.2 主程序流程图

伪码跟踪流程图如附图 B.3 所示:



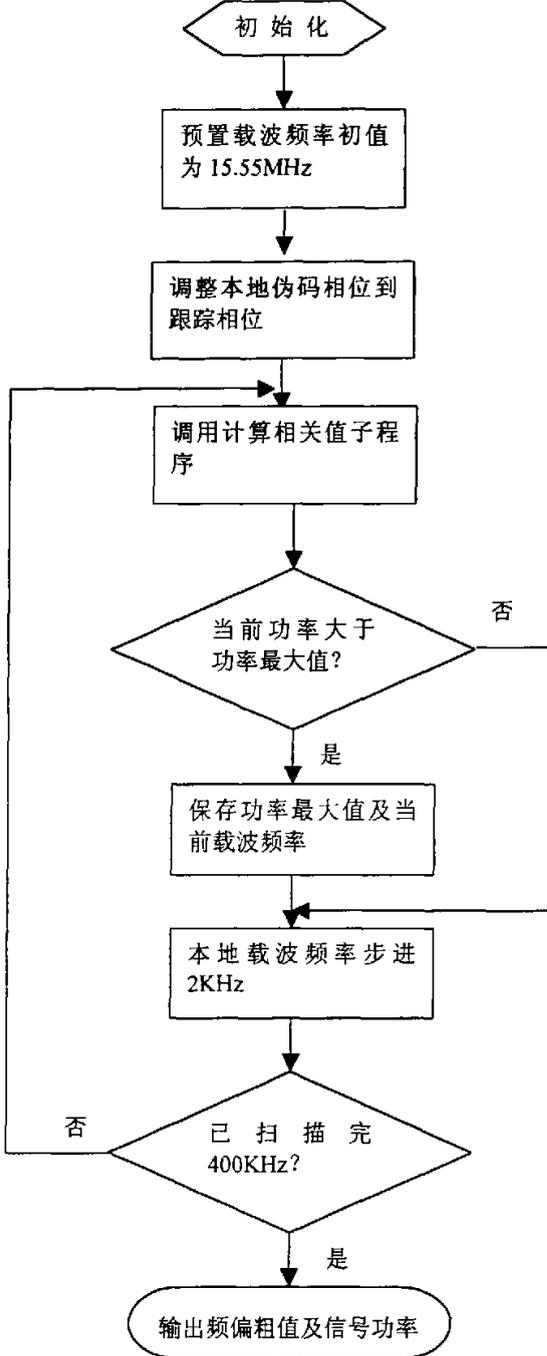
附图 B.3 伪码跟踪子程序流程图

求相关值子程序如附图 B.4 所示：



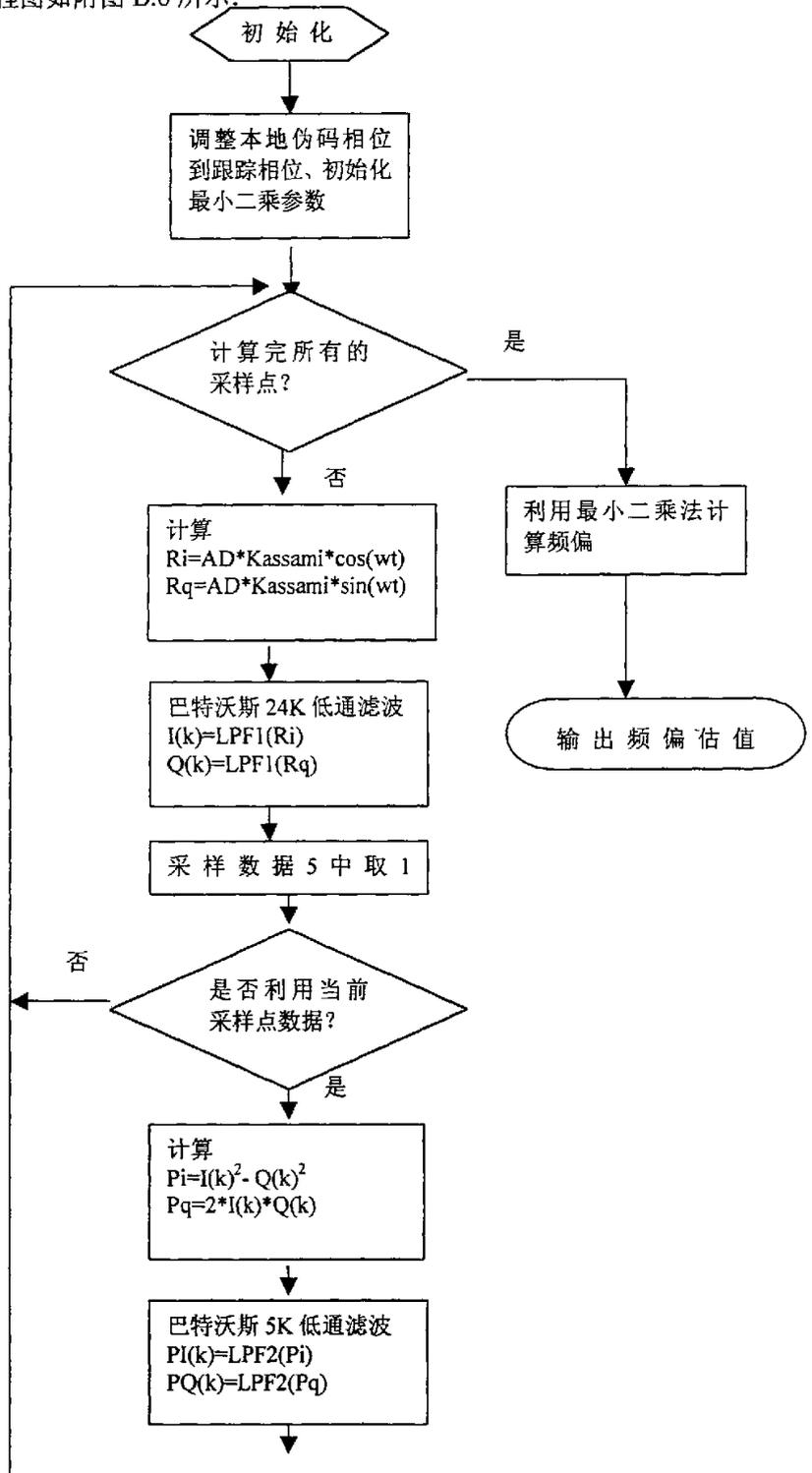
附图 B.4 求相关值子程序流程图

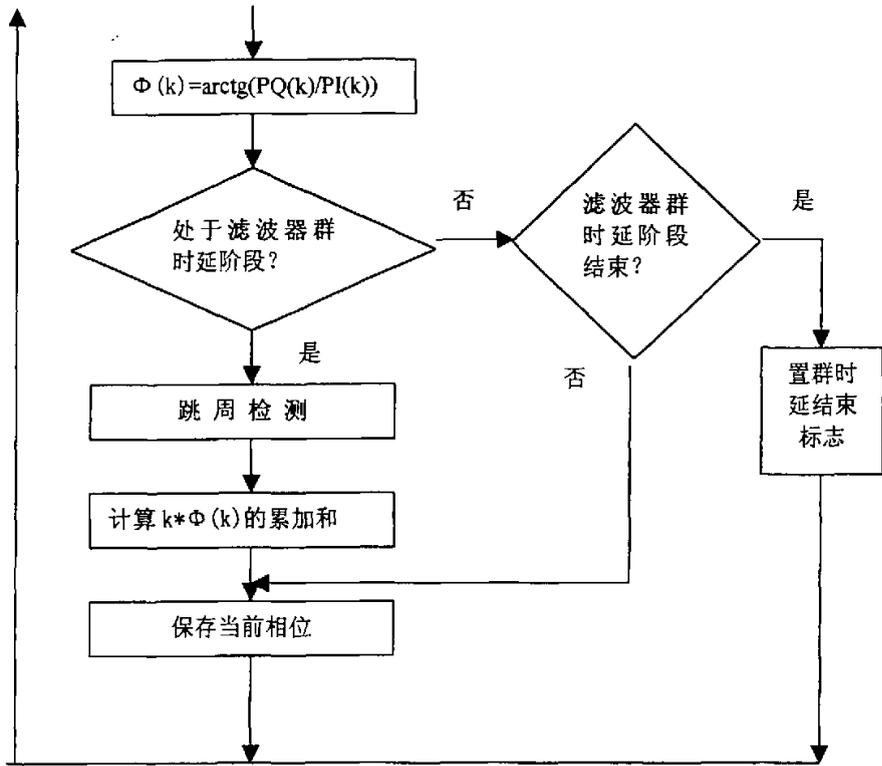
载波捕获子程序流程图如附图 B.5 所示:



附图 B.5 载波捕获子程序流程图

频率估计子程序流程图如附图 B.6 所示:





附图 B.6 频率估计子程序流程图

主程序源程序

```

*****
*
* FILENAME: FREQMAIN.ASM
*
*****

        .include "CFSCONST.INC"
        .include "CFSDATA.INC"

*
* List the Global Symbols
*

        .global RESET, MOVETO, INIT
        .global CODECAPTURE, CODETRACE
        .global FREQCAPTURE, FREQUESTIMATE
        .global FF0, CTRL, IOINT, ADmax, F10, I000, VCXO_PORT, ADJUST
        .global DELAY, F03, JudgeRange, Sp0, Spl
        .global OLDFREQ, CAPTFLAG, times
        .global CFREQ, PCAPTFLAG, Itimes, UpLimit
        .global SRC_START, SRC_END

*
* PROCESSOR INITIALIZATION FOR THE TMS320C31
*
* RESET Vector Specification. This Arrangement assumes that
* during linking, the following text segment will be placed
* to start at memory location 0.
*

        .sect "init"
RESET:   .word MOVETO
        .space 63 ;Interrupt Vectors Not Used

```

```

SRC_ST      .word  SRC_START
SRC_EN      .word  SRC_END
DEST        .word  INIT

MOVETO:     LDP    @RESET
            LDI    @SRC_ST, R1
            LDI    @SRC_EN, R2
            SUBI   R1, R2
            SUBI   1, R2
            LDI    @SRC_ST, ARO
            LDI    @DEST, AR1
            LDI    *ARO++, R0
            RPTS   R2
            LDI    *ARO++, R0
            || STI  R0, *AR1++
            BR     INIT

            .sect  "src_end"
            .label SRC_END

NOP
IDLE

            .data
FF0:        .float  F0           ;F0=15.75MHz
CTRL        .word  00808000H     ;Pointer for peripheral_bus memory map
IOINT       .word  00000008H     ;Init I/O interface control      (100)
ADmax       .word  ADRamSize
F10:        .float  10.0
I000:       .word  8000H        ;the VCXO's initial value
PowerPort:  .word  PowerMonitor
VCXO_PORT:  .word  0e00000H
ADJUST:     .float  12.9        ;1/0.0775,when output data change 1,

```

```

                                ;VCXO change 0.0775 HZ
VCXOGrn      .float 0.0775
DELAY:       .word 200
DELAY1:      .word 10000
F03:         .float 0.1
JudgeRange: .float 5.0      ;when -5<=dF<=5, do not adjust the frequency
Sp0:         .float 2.0e+5 ;signal judge level, when below it, we think have not
                                ;capture the right signal
Spl:         .float 8.0e+5
F10e_5:     .float 1.0e-5

        .bss OLDFREQ, 16      ;the last set frequency
        .bss CAPTFLAG, 16    ;capture token, when captured, set 1; otherwise 0
        .bss times, 16      ;store the add times, when add to 3, reset to 0
CFREQ:      .word OLDFREQ
PCAPTFLAG:  .word CAPTFLAG
Itimes:     .word times
UpLimit:    .word 0FFFFH
SYSTEM_ZERO: .float 0.0

        .text
        .label SRC_START

INIT:

        LDP    @CONSTANTS, DP
        LDI    1800H, ST      ;Clear and enable cache, and disable OVM
        LDI    0, IE         ;Disable GIE
        LDI    @StackTop, SP ;Initialize the stack pointer

        LDI    @CTRL, ARO    ;Load in ARO the pointer to control registers
        LDI    @IOINT, RO
        STI    RO, **ARO(100);Init I/O interface control

```

```

LDI    @PCAPTFLAG, ARO
LDI    0, RO
STI    RO, *ARO

LDI    @I000, RO
LDI    @VCXO_PORT, ARO
STI    RO, *ARO
LDI    @CFREQ, ARO
STI    RO, *ARO
LDF    0, 0, RO
STF    RO, **ARO(1)    ;(CFREQ+1) store the last three dF's add
result

```

```

LDI    @Itimes, ARO    ;Itimes store the add times,from 0 to 2
LDI    0, RO           ;add three times to get average value
STI    RO, *ARO

```

```

LDI    02H, IOF        ;config XF1 as input pin,XF0 as output pin
LDI    06H, IOF        ;and reset watch dog

```

Start:

 ;Sample

```

LDI    @SMPSstart, ARO ;Start
LDI    *ARO, RO
NOP
NOP
NOP
LDI    0, IF

```

Sample:

```

LDI    02H, IOF        ;config XF1 as input pin,XF0 as output pin
LDI    06H, IOF        ;and reset watch dog
TSTB   1, IF
BZ     Sample

```

```
LDI  @PCAPTFLAG, ARO
LDI  *ARO, R0
CMPI  0, R0
BNZ  CAPTOVER
LDF  @FF0, R0
LDI  ADRamSize/4, R1
CALL  CODECAPTURE
LDI  02H, IOF      ;config XF1 as input pin,XF0 as output pin
LDI  06H, IOF      ;and reset watch dog

LDF  @FF0, R1
LDI  ADRamSize/4, R2
CALL  CODETRACE

PUSH  R1
PUSHF R1
PUSH  AR6
MPYF  @F10e_5, R1
FIX   R1
LDI  @PowerPort, AR6
STI  R1, *AR6
POP  AR6
POPF R1
POP  R1

LDI  @ADmax, R1
CALL  FREQCAPTURE

CMPF  @Sp1, R1
BGE  ADJUST1
POPF R0
BR   Start
```

```
LDI  @PCAPTFLAG, ARO
LDI  1, R0
STI  R0, *ARO
BR   Start
```

CAPTOVER:

```
LDF  @FF0, R1
LDI  ADRamSize/4, R2
CALL CODETRACE

PUSH  R1
PUSHF R1
PUSH  AR6
MPYF  @F10e_5, R1
FIX   R1
LDI  @PowerPort, AR6
STI  R1, *AR6
POP  AR6
POPF R1
POP  R1

LDI  @CFREQ, AR1 ;If signal power below the gate,clear the
LDF  **AR1(1), R3 ;capture flag and the signal power add,
LDI  1, R2 ;then return to first branch
CMPF @Sp0, R1
LDIN 0, R2
LDFN 0.0, R3
LDI  @PCAPTFLAG, ARO
CMPI 0, R2
BZ   Start

PUSHF R0
```

```

LDF  @FF0, R1
LDI  @ADmax, R2
CALL FREQESTIMATE

```

```

LDI  @CFREQ, AR1
ADDF  *+AR1(1), R0           ;AR1(1) store the added frequency
STF  R0, *+AR1(1)
LDI  @Itimes, ARO
LDI  *ARO, R1
ADDI  1, R1
STI  R1, *ARO
CMPI  10, R1
BN   Start

```

```

LDI  0, R1                 ;restore the added times to 0
STI  R1, *ARO
LDF  0.0, R1              ;restore the added frequency to 0
STF  R1, *+AR1(1)
MPYF @F03, R0

```

```

LDF  @SYSTEM_ZERO, R1
SUBF R1, R0
LDF  @JudgeRange, R1
CMPF R1, R0
BGE  ADJUST31
NEGF R1
CMPF R1, R0
BLE  ADJUST31
BR   Start

```

ADJUST31:

```

CMPF 0.0, R0
LDFN 5.0, R1

```

```
LDFNN -5.0, R1
ADDF R1, R0

MPYF @ADJUST, R0
FIX R0
LDI @CFREQ, ARO
ADDI *ARO, R0
CMPI 0, R0
LDIN 0, R0
CMPI @UpLimit, R0
LDIGT @UpLimit, R0

LDI 02H, IOF ;config XF1 as input pin,XF0 as output pin
LDI 06H, IOF ;and reset watch dog
LDI IOF, R1 ;judge whether or not to change frequency
AND 80H, R1 ;;;;
LDIZ @I000, R0 ;;;;

STI R0, *ARO
LDI @VCXO_PORT, ARO
STI R0, *ARO

LDI @DELAY, R1
LOOP3:
LDI 02H, IOF ;config XF1 as input pin,XF0 as output pin
LDI 06H, IOF ;and reset watch dog
LDI @DELAY1, ARO

LOOP2:
SUBI 1, ARO
CMPI 0, ARO
BNZ LOOP2
SUBI 1, R1
CMPI 0, R1
```

BNZ LOOP3

BR Start

.end

伪码捕获子程序源程序

```
.include "CFSCONST.INC"
.include "CFSDATA.INC"

; List the Global Symbols

.global CODECAPTURE, CORRELATE

.data

Finv509:      .float 0.00196464      ;1.0/509.0

.text

CODECAPTURE:

; Save Input Parameters
        LDI    R1, R2
        LDF    R0, R1

; Initial Variables
;   taw = 0.0 (R0)
;   taw0 = 0.0 (R3)
;   Rmax = 0.0 (R4)
;   Np = 0.0 (R5)
        LDF    0.0, R0
        LDF    0.0, R3
        LDF    0.0, R4
        LDF    0.0, R5

; Capture
        LDI    509, RC      ;Repeat 510 times
        RPTB   CaptEnd
```

```

LDI 02H, IOF ;config XF1 as input pin,XF0 as output pin
LDI 06H, IOF ;and reset watch dog

```

CaptStart:

```

;Calculate R( tau, Fi, N )
PUSHF R0
PUSHF R1
PUSH R2
PUSHF R3
PUSHF R4
PUSHF R5
PUSH RS
PUSH RE
PUSH RC
CALL CORRELATE
LDF R0, R6 ;save R
POP RC
POP RE
POP RS
POPF R5
POPF R4
POPF R3
POP R2
POPF R1
POPF R0
OR 10000000B, ST

;Accumulate Np += R
ADDF R6, R5

;Adjust Rmax and tau0
; If Rmax<R, then Rmax = R, tau0 = tau

```

```
        CMPF  R6, R4
        LDELT R6, R4
        LDFLT R0, R3

        ;tau Increment, tau += 0.5
CaptEnd:  ADDF  0.5, R0

        ;Calculate Np = (Np-Rmax)/509.0
        SUBF  R4, R5
        MPYF  @Finv509, R5

        ;Return tau0 and Np
        LDF   R3, R0
        LDF   R5, R1

        RETS

        .end
```

伪码跟踪子程序源程序

```
.include "CFSCONST. INC"
.include "CFSDATA. INC"

; List the Global Symbols

.global CODETRACE, CORRELATE

.data

F255: .float 255.0

.text

CODETRACE:

SUBF 1.0, R0
LDF R0, R3
ADDF @F255, R3
LDF R0, R0
LDFN R3, R0
LDF 0.0, R3
LDF 0.0, R4

; Trace

LDI 10, RC ;Repeat 11 times
RPTB TracEnd

TracStart:

;Calculate R( tau0, Fi, N )
PUSHF R0
PUSHF R1
```

```
PUSH R2
PUSHF R3
PUSHF R4
PUSH RS
PUSH RE
PUSH RC
CALL CORRELATE
LDF R0, R5 ;save R
POP RC
POP RE
POP RS
POPF R4
POPF R3
POP R2
POPF R1
POPF R0
OR 100000000B, ST

;Adjust Sp and taw1
; If Sp<R, Sp = R, taw1 = taw0
    CMPF R5, R4
    LDFLT R5, R4
    LDFLT R0, R3

;taw Increment, taw0 += 0.2
; If taw0>=255.0, taw0 -= 255.0
    ADDF 0.2, R0
    LDF R0, R5
    SUBF @F255, R5
    CMPF @F255, R0
TracEnd: LDFGE R5, R0

;Return taw1 and Sp
    LDF R3, R0
```

LDF R4, R1

RETS

.end

求相关值子程序源程序

```

        .include "CFSCONST.INC"
        .include "CFSDATA.INC"

; List the Global Symbols

        .global CORRELATE

FSTabGrn    .set    11.0           ;sine table's samples per degree
FSphInit    .set    0.0           ;sin's initial phase
FCphInit    .set    990.0         ;cos's initial phase
FDphGrn     .set    0.000194118   ;phase increment per Hz, 360*11/Fs
FSTabSize   .set    3960.0        ;float value of STabSize, 3960.0

        .data

Sph:        .float FSphInit
Cph:        .float FCphInit
DphGrn:     .float FDphGrn
STabLimit:  .float FSTabSize

        .text

CORRELATE:

; Initial Kassami Code Table Pointer
;   ARO = KTabBase + ( KTabSize - (taw + 0.1)*5.0 ) % KTabSize
        LDI    KTabSize, BK
        LDI    @Kassami, ARO
        ADDF   0.1, R0
        MPYF   5.0, R0
        FIX    R0, IRO
        SUBRI  KTabSize, IRO

```

```

        LDI    *ARO++(IRO)%, R0 ;adjust ARO, R0's value not uaed

; Initial Sine Table Pointer
;   AR1 = STabBase
;   R3  = Dph
;   R4  = Cph
;   R5  = Sph
        LDI    @SineTab, AR1
        LDF    @DphGrn, R3
        MPYF   R1, R3           ;R3 = Fi*360.0*11.0/Fs

        LDF    @Cph, R4
        LDF    @Sph, R5

; Initial R, Id Queue and, Queue and AD Ram pointer
        LDF    0.0, R6         ;R = 0.0
        LDI    @Id, AR2
        LDI    @Qd, AR3
        RPTS   3 - 1
        STF    R6, *AR2++
        || STF R6, *AR3++
        LDI    @AD, AR4
        LDI    @Id, AR2
        LDI    @Qd, AR3

; Correlating
        LDI    R2, RC
        SUBI   1, RC           ;Repeat N times
        RPTB   CorrelEnd

CorrelStart:
        ;Calculate AD[k]*Kassami[k*Ts-taw]
        LDI    KTabSize, BK
        LDI    *AR4++, R7     ;R7 = AD[k]

```

```

AND    OFFH, R7
SUBI   128, R7
FLOAT  R7, R7
MPYF   *AR0++, R7    ;R7 = AD[k]*Kassami[k*Ts-taw]

LDF    @STabLimit, R0 ;R0 = 3960.0
MPYF3  **AR1(IRO), R7, R2
SUBF3  R0, R4, R1    ;If Cph >= 3960.0, then Cph -= 3960.0
CMPF   R0, R4
LDFGE  R1, R4

    ;Pre-Load LPF Parameters
LDI    3, BK
LDI    @b24kCoef, AR5

FIX    R5, IRO
MPYF3  **AR1(IRO), R7, R7
ADDF   R3, R5        ;Sph += Dph
SUBF3  R0, R5, R1    ;If Sph >= 3960.0, then Sph -= 3960.0
CMPF   R0, R5
LDFGE  R1, R5

MPYF3  *AR5, *AR2, R0        ;R0=b2*Id[k-2]
MPYF3  ***AR5(1), *AR2, R0   ;R0=b1*Id[k-1]
| | ADDF3 R0, R2, R2          ;R2=Ri[k]+b2*Id[k-2]
MPYF3  ***AR5(1), *AR2--(1)%, R0 ;R0=a1*Id[k-1]
MPYF3  ***AR5(1), R2, R2     ;R2=a0*Id[k]
| | STF   R2, *AR2++(1)%      ;save Id[k], point to Id[k-1]

    ;Pre-Load LPF Parameters
LDI    @b24kCoef, AR5
ADDF   R0, R2              ;R2=a0*Id[k]+a1*Id[k-1]
ADDF   R1, R2              ;R2=a0*Id[k]+a1*Id[k-1]+a2*Id[k-2]

;Calculate R, R += I[k]*I[k]

```

```

        MPYF  R2, R2
        ADDF  R2, R6

;Calculate Q[k]
; Qd[k] = Rq[k] + b1*Qd[k-1] + b2*Qd[k-2]
; Q[k] = a0*Qd[k] + a1*Qd[k-1] + a2*Qd[k-2]
        LDF   R7, R2
        MPYF3 *AR5, *AR3, R0           ;R0=b2*Qd[k-2]
        MPYF3 *++AR5(1), *AR3--(1)%, R1 ;R1=a2*Qd[k-2]
        MPYF3 *++AR5(1), *AR3, R0     ;R0=b1*Qd[k-1]
    || ADDF3  R0, R2, R2               ;R2=Rq[k]+b2*Qd[k-2]
        MPYF3 *++AR5(1), *AR3--(1)%, R0 ;R0=a1*Qd[k-1]
    || ADDF3  R0, R2, R2               ;R2=Rq[k]+b1*Qd[k-1]+b2*Qd[k-2]
        MPYF3 *++AR5(1), R2, R2       ;R2=a0*Qd[k]
    || STF   R2, *AR3++(1)%           ;save Qd[k], point to Qd[k-1]
        ADDF  R0, R2                   ;R2=a0*Qd[k]+a1*Qd[k-1]
        ADDF  R1, R2                   ;R2=a0*Qd[k]+a1*Qd[k-1]+a2*Qd[k-2]

        MPYF  R2, R2
CorrelEnd: ADDF  R2, R6

;Put R into R0
        LDF   R6, R0

        RETS

        .end

```

载波捕获子程序源程序

```
.include "CFSCONST. INC"
.include "CFSDATA. INC"

; List the Global Symbols

.global FREQCAPTURE
.global CORRELATE

.data

Finv2k:      .float 2.0e+3      ;2k
Fstart:      .float 15.55e+6    ;(15.75e+6-200.0e+3)
FF0:         .float F0

.text

FREQCAPTURE:

; Save Input Parameters
        LDI    R1, R2
        LDF    @Fstart, R1

; Initial Variables
;   Fi  = @Fstart(R3)
;   Sp  = 0.0 (R4)
        LDF    @Fstart, R3
        LDF    0.0, R4

; Capture
        LDI    200, RC          ;Repeat 201 times
        RPTB   CaptEnd
```

```

LDI 02H, IOF      ;config XF1 as input pin, XF0 as output pin
LDI 06H, IOF      ;and reset watch dog

```

CaptStart:

```

;Calculate R( tau, Fi, N )
PUSHF R0
PUSH  R1
PUSHF R1
PUSH  R2
PUSHF R3
PUSHF R4
PUSH  R5
PUSH  R6
PUSH  R7
CALL  CORRELATE
LDF  R0, R5      ;save R
POP  R7
POP  R6
POP  R5
POPF R4
POPF R3
POP  R2
POPF R1
POP  R1
POPF R0
OR   100000000B, ST

;Adjust Rmax and tau0
; If Rmax < R, then Rmax = R, tau0 = tau
CMPF R5, R4
LDFLT R5, R4
LDFLT R1, R3

```

```
    ;Fi Increment, Fi += 2K  
CaptEnd:   ADDF   @Finv2k, R1
```

```
    ;Return taw0 and Np  
        SUBF   @FF0, R3  
        LDF   R3, R0  
        LDF   R4, R1
```

```
    RETS
```

```
    .end
```

频率估计子程序源程序

```

        .include "CFSCONST.INC"
        .include "CFSDATA.INC"

; List the Global Symbols

        .global FREQESTIMATE

FSTabGrn    .set    11.0           ;sine table's samples per degree
FSphInit    .set    0.0           ;sin's initial phase
FCphInit    .set    990.0         ;cos's initial phase
FDphGrn    .set    0.000194118   ;phase increment per Hz, 360*11/Fs
FSTabSize   .set    3960.0        ;float value of STabSize, 3960.0

        .data

Sph:        .float FSphInit
Cph:        .float FCphInit
DphGrn:     .float FDphGrn
STabLimit:  .float FSTabSize
Finv255:    .float 0.00392157     ;1.0/255.0
F1000:      .float 1000.0
F10000:     .float 1.0e+6

        .bss    WorkLocat, 9      ;Work Locations:
Work:       .word  WorkLocat      ;WorkLocat Pointer

arcTanCoef: .float 49.9986463315   ;a5
            .float -181.9409716798 ;a3
            .float 627.3254165363  ;a1
atnCoef:    .word  arcTanCoef     ;arcTanCoef Pointer

```

```

Fh90:      .float 990.0
Fh180:     .float 1980.0
Fh345:     .float 3795.0
Fhn345:    .float -3795.0
Fh360:     .float 3960.0
F7920:     .float 7920.0
F3Rc:      .float -1.224e+7

```

```
.text
```

FREQESTIMATE:

```

; Initial Kassami Code Table Pointer
;   ARO = KTabBase + ( KTabSize - taw1*5.0 ) % KtabSize
      LDI   KTabSize, BK
      LDI   @Kassami, ARO
      MPYF  5.0, R0
      FIX   R0, IRO
      SUBRI KTabSize, IRO
      LDI   *ARO++(IRO)%, R0 ;adjust ARO, RO's value not uaed

; Initial Sine Table Pointer
;   AR1 = STabBase
;   R3  = Dph
;   R4  = Cph
;   R5  = Sph
      LDI   @SineTab, AR1
      LDF   @DphGrn, R3 ;R3 = Fi*360.0*11.0/Fs
      MPYF  R1, R3
      LDF   @Cph, R4
      LDF   @Sph, R5

      LDI   509, R0 ;HO

```

```

FLOAT R2, R2      ;N/5
MPYF  0.2, R2
FIX   R2, R2
SUBI  510, R2     ;N/5-510
FLOAT R2, R2     ;(N/5-510)/255
MPYF  @Finv255, R2
FIX   R2, R2
LDIZ  508, R0
LSH   -1, R2
LDI   @Work, AR5 ;Save H0 and H
STI   R0, *+AR5(0)
STI   R2, *+AR5(1)

```

: Initial k, h, state, Id, Qd, PId, PQd Queue and AD Ram pointer

```

LDI   0, R6
LDI   0, R7
LDI   0, IR1
LDF   0.0, R0
LDI   @Id, AR2
LDI   @Qd, AR3
RPTS  3 - 1
STF   R0, *AR2++
|| STF R0, *AR3++
LDI   @Id, AR2
LDI   @Qd, AR3
LDI   @PId, AR6
LDI   @PQd, AR7
RPTS  3 - 1
STF   R0, *AR6++
|| STF R0, *AR7++
LDI   @PId, AR6
LDI   @PQd, AR7
LDI   @AD, AR4

```

```
EstiStart:  CPI  3, IR1
            BZ   EstiEnd
```

```
;Calculate AD[k]*Kassami[k*Ts-taw]
```

```
    LDI   KTabSize, BK
    LDI   @Work, AR5
    LDI   *AR4++, R0   ;R0 = AD[k]
    AND   OFFH, R0
    SUBI  128, R0
    MPYF  *ARO+%, R0   ;R0 = AD[k]*Kassami[k*Ts-taw]
    STF   R0, **AR5(2) ;Save

    LDF   @STabLimit, R0 ;R0 = 3960.0
    FIX   R4, IRO
    LDF   **AR5(2), R1
    MPYF3 **AR1(IRO), R1, R2
    ADDF  R3, R4       ;Cph += Dph
    SUBF3 R0, R4, R1   ;If Cph >= 3960.0, then Cph -= 3960.0
    LDFNN R1, R4

    FIX   R5, IRO
    LDF   **AR5(2), R1
    MPYF  **AR1(IRO), R1
    STF   R1, **AR5(2) ;Save Rq[k]

    ;Pre-Load LPF Parameters
    LDI   3, BK
    LDI   @b24kCoef, AR5

    ADDF  R3, R5       ;Sph += Dph
    SUBF3 R0, R5, R1   ;If Sph >= 3960.0, then Sph -= 3960.0
    LDFNN R1, R5

    MPYF3 *AR5, *AR2, R0   ;R0=b2*Id[k-2]
    || ADDF3 R0, R2, R2     ;R2=Ri[k]+b2*Id[k-2]
```

```

MPYF3  +++AR5(1), *AR2--(1)%, R0 ;R0=a1*Id[k-1]
|| ADDF3  R0, R2, R2                ;R2=Ri[k]+b1*Id[k-1]+b2*Id[k-2]
MPYF3  +++AR5(1), R2, R2            ;R2=a0*Id[k]
|| STF   R2, *AR2++(1)%             ;save Id[k], point to Id[k-1]
      ;Pre-Load Work Locatins Pointer
LDI   @Work, AR5
ADDF  R0, R2                        ;R2=a0*Id[k]+a1*Id[k-1]
ADDF  R1, R2                        ;R2=a0*Id[k]+a1*Id[k-1]+a2*Id[k-2]
STF   R2, *+AR5(3)                 ;Save I[k]

LDF   *+AR5(2), R2
MPYF3 *AR5, *AR3, R0                ;R0=b2*Qd[k-2]
MPYF3  +++AR5(1), *AR3--(1)%, R1 ;R1=a2*Qd[k-2]
MPYF3  +++AR5(1), *AR3, R0         ;R0=b1*Qd[k-1]
|| ADDF3  R0, R2, R2                ;R2=Rq[k]+b2*Qd[k-2]
MPYF3  +++AR5(1), *AR3--(1)%, R0 ;R0=a1*Qd[k-1]
|| ADDF3  R0, R2, R2                ;R2=Rq[k]+b1*Qd[k-1]+b2*Qd[k-2]
MPYF3  +++AR5(1), R2, R2           ;R2=a0*Qd[k]
|| STF   R2, *AR3++(1)%             ;save Qd[k], point to Qd[k-1]
LDI   @Work, AR5
ADDF  R0, R2                        ;R2=a0*Qd[k]+a1*Qd[k-1]
ADDF  R1, R2                        ;R2=a0*Qd[k]+a1*Qd[k-1]+a2*Qd[k-2]
STF   R2, *+AR5(4)                 ;Save Q[k]

LDF   *+AR5(3), R2
LDF   *+AR5(4), R0
LDI   @b5k0Coef, AR5
SUBF3 R0, R2, R2
MPYF3 *AR5, *AR6, R0                ;R0=b2*PId[h-2]
MPYF3  +++AR5(1), *AR6--(1)%, R1 ;R1=a2*PId[h-2]
MPYF3  +++AR5(1), *AR6, R0         ;R0=b1*PId[h-1]
|| ADDF3  R0, R2, R2                ;R2=Pi[h]+b2*PId[h-2]
MPYF3  +++AR5(1), *AR6--(1)%, R0 ;R0=a1*PId[h-1]

```

```

|:| ADDF3  R0, R2, R2           ;R2=Pi[h]+b1*PId[h-1]+b2*PId[h-2]
      MPYF3  **++AR5(1), R2, R2       ;R2=a0*PId[h]
|:| STF    R2, *AR6++(1)%       ;save PId[h], point to PId[h-1]
      LDI    @Work, AR5
      ADDF   R0, R2                 ;R2=a0*PId[h]+a1*PId[h-1]
      ADDF   R1, R2                 ;R2=a0*PId[h]+a1*PId[h-1]+a2*PId[h-2]
      STF    R2, **AR5(2)          ;Save PI[h]

      LDF    **AR5(4), R2
      LDF    **AR5(3), R0
      MPYF   R0, R2
      ADDF   R2, R2
      MPYF3  **++AR5(1), *AR7--(1)%, R1 ;R1=a2*PQd[h-2]
      MPYF3  **++AR5(1), *AR7, R0      ;R0=b1*PQd[h-1]
|:| ADDF3  R0, R2, R2           ;R2=Pq[h]+b2*PQd[h-2]
      MPYF3  **++AR5(1), *AR7--(1)%, R0 ;R0=a1*PQd[h-1]
|:| ADDF3  R0, R2, R2           ;R2=Pq[h]+b1*PQd[h-1]+b2*PQd[h-2]
      MPYF3  **++AR5(1), R2, R2       ;R2=a0*PQd[h]
|:| STF    R2, *AR7++(1)%       ;save PQd[h], point to PQd[h-1]
      LDI    @Work, AR5
      ADDF   R0, R2                 ;R2=a0*PQd[h]+a1*PQd[h-1]
      ADDF   R1, R2                 ;R2=a0*PQd[h]+a1*PQd[h-1]+a2*PQd[h-2]

      PUSHF  R3
      PUSHF  R4
      PUSHF  R5
      PUSH   R6
      PUSH   R7

:calculate arctan(PQ/PI)
: fisrt, calculate x = min( PQ/PI, PI/PQ )
      LDF    **AR5(2), R4
      LDF    R2, R5
      ; Here, R4 = PI, R5 = PQ

```

```

ABSF  R4, R6
ABSF  R5, R7
LDF   R6, R0           ;If R6>=R7 Then R0=|R4|, Else R0=|R5|
CMPF  R7, R6
LDFN  R7, R0
PUSHF R0               ;Calculate 1/R0
POP   R3
ASH   -24, R3
NEGI  R3
SUBI  1, R3
ASH   24, R3
PUSH  R3
POPF  R3
MPYF3 R3, R0, R2
SUBRF 2.0, R2
MPYF  R2, R3
MPYF3 R3, R0, R2
SUBRF 2.0, R2
MPYF  R2, R3
MPYF3 R3, R0, R2
SUBRF 2.0, R2
MPYF  R2, R3
MPYF3 R3, R0, R2
SUBRF 2.0, R2
MPYF  R2, R3
RND   R3
MPYF3 R3, R0, R2
SUBRF 1.0, R2
MPYF  R3, R2
ADDF  R2, R3
RND   R3, R0
LDF   R7, R3           ;If R6>=R7 Then R3=|R5|, Else R3=|R4|
CMPF  R7, R6
LDFN  R6, R3

```

```

LDI    @atnCoef, AR5      ;preset AR5 points arcTanCoef
MPYF   R3, R0              ;R0=R3/R0 <= 1

MPYF3  R0, R0, R3         ;R3=R0**2
MPYF3  *AR5++(1), R3, R2  ;R2=a5*R0**2
ADDF   *AR5++(1), R2      ;R2=a3 + a5*R0**2
MPYF   R3, R2             ;R2=a3*R0**2 + a5*R0**4
ADDF   *AR5, R2           ;R2=a1 + a3*R0**2 + a5*R0**4
MPYF   R2, R0             ;R0=a1*R0 + a3*R0**3 + a5*R0**5

LDF    R0, R3             ;R3=@Fh90-R0
SUBRF  @Fh90, R3
CMPF   R7, R6
LDFN   R3, R0             ;If |I|<|Q|, R0=@Fh90-R0
LDF    R0, R3             ;R3=@Fh180-R0
SUBRF  @Fh180, R3
LDF    R4, R4
LDFN   R3, R0             ;If I<0, R0=@Fh180-R0
NEGF   R0, R3             ;R3=-R0
LDF    R5, R5
LDFN   R3, R0             ;If Q<0, R0=-R0

;now got Phase Estimate -- R0

;Accumulate
POP    R7                  ;restore h
LDI    @Work, AR5
CMPI   0, IR1
BNZ    EstiState1

EstiState0:
ADDI   1, R7
CMPI   *+AR5(0), R7
LDIGE  1, IR1
BR     EstiStateEnd

```

```

EstiState1: CMPI    1, IR1
              BNZ    EstiState2
              NEGI   R7, R7
              LDF   0.0, R6
              STF   R6, **AR5(8)
              STF   R6, **AR5(5)
              LDI   2, IR1
              BR    EstiStateEnd

EstiState2:

              ADDF  **AR5(8), R0      ;crnt_phase += CircleJump
              LDF  **AR5(7), R6
              BLE  Jump0
              SUBF @Fh360, R0        ;If R3>345*11, crnt_phase -= 360*11
              LDF  **AR5(8), R3      ;and CircleJump -= 360*11
              SUBF @Fh360, R3
              STF  R3, **AR5(8)
              BR   Jump1

Jump0:        CMPF  @Fhn345, R3      ;R3 - (-345*11)
              BGE  Jump1
              ADDF @Fh360, R0        ;If R3<-345*11, crnt_phase += 360*11
              LDF  **AR5(8), R3      ;and CircleJump += 360*11
              ADDF @Fh360, R3
              STF  R3, **AR5(8)

Jump1:

              LDF  R0, R1
              FLOAT R7, R6
              MPYF R6, R1
              ADDF **AR5(5), R1
              STF  R1, **AR5(5)

              ADDI 1, R7
              CMPI **AR5(1), R7
              LDIGT 3, IR1

```

```
EstiStateEnd:
    STF    R0, **AR5(7)

; Goto EstiStart
    POP    R6
    POPF   R5
    POPF   R4
    POPF   R3
    BR     EstiStart

EstiEnd:
    LDI    @Work, AR5
    LDI    **AR5(1), R0
    FLOAT  R0, R0
    LDF    R0, R1
    LDF    R0, R2
    ADDF   1.0, R1
    MPYF   2.0, R2
    MPYF   R2, R0
    MPYF   @F7920, R0

    LDF    R0, R3
    ABSF   R0, R0
    PUSHF  R0
    POP    R1
    ASH    -24, R1
    NEGI   R1
    SUBI   1, R1
    ASH    24, R1
    PUSH  R1
    POPF   R1
    MPYF3  R1, R0, R2
    SUBRF  2.0, R2
```

```
MPYF R2, R1
MPYF3 R1, R0, R2
SUBRF 2.0, R2
MPYF R2, R1
MPYF3 R1, R0, R2
SUBRF 2.0, R2
MPYF R2, R1
SUBRF 1.0, R2
MPYF R1, R2
ADDF R2, R1
RND R1, R0
NEGF R0, R2
LDF R3, R3
LDFN R2, R0

MPYF @F3Rc, R1
MPYF R1, R0
RETS

.end
```

附录 C “北斗一号”应用系统校频子系统测试数据

S波段频率校正偏差原始数据测试记录

编号	观察值 MHz	偏差 Hz	编号	观察值 MHz	偏差 Hz	编号	观察值 MHz	偏差 Hz
1	15.598.974		35	75		69	75	
2	74		36	75		70	76	
3	74		37	75		71	75	
4	74		38	75		72	75	
5	74		39	75		73	75	
6	74		40	75		74	75	
7	74		41	75		75	75	
8	73		42	76		76	75	
9	74		43	74		77	75	
10	74		44	75		78	75	
11	73		45	75		79	75	
12	73		46	75		80	75	
13	73		47	75		81	75	
14	74		48	75		82	75	
15	75		49	75		83	75	
16	74		50	75		84	75	
17	74		51	75		85	75	
18	74		52	75		86	75	
19	74		53	75		87	75	
20	75		54	75		88	75	
21	74		55	75		89	75	
22	75		56	75		90	76	
23	75		57	75		91	75	
24	75		58	75		92	75	
25	75		59	75		93	75	
26	74		60	75		94	75	
27	74		61	75		95	75	
28	75		62	76		96	75	
29	75		63	75		97	75	
30	75		64	75		98	75	
31	75		65	75		99	75	
32	75		66	75		100	75	
33	75		67	76				
34	76		68	75				
均值 = 15.598.974.8 MHz				最大偏差 = 1.8 Hz				

日期 98-10-21

记录员(签字)

陈书红

负责人(签字)

郭树根

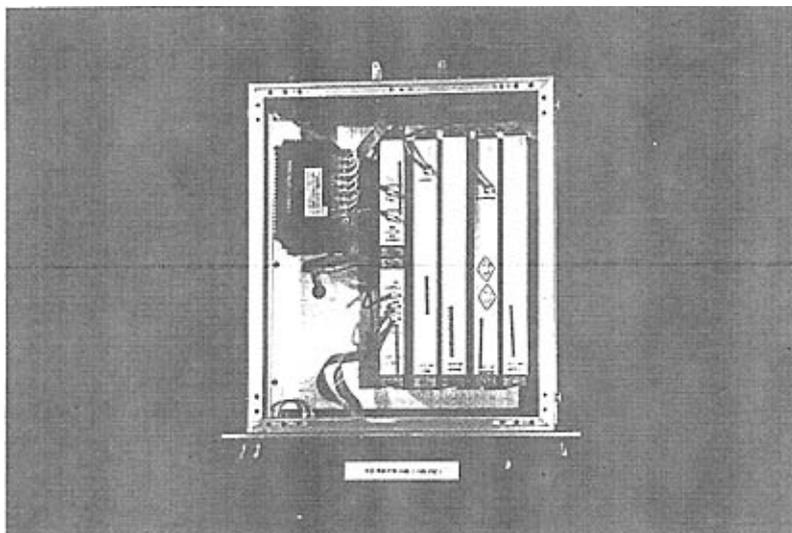
曹炳林
刘中波郭树根
尉保国

S波段频率校正偏差原始数据测试记录

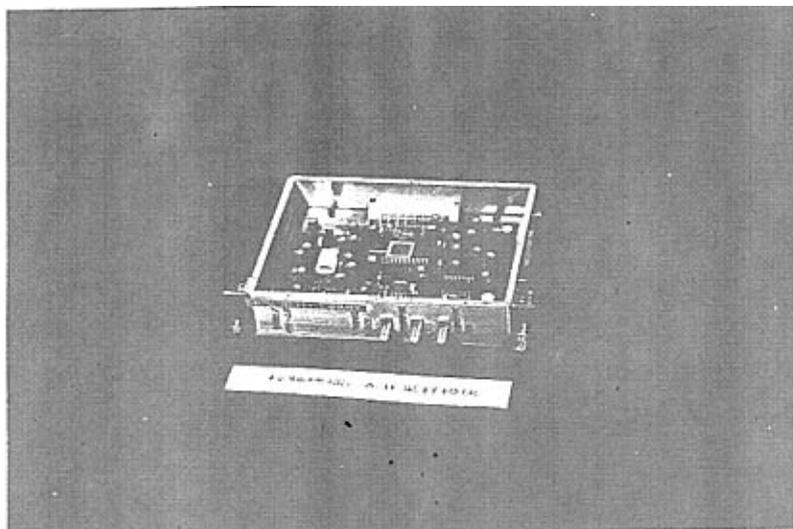
编号	观察值 MHz	偏差 Hz	编号	观察值 MHz	偏差 Hz	编号	观察值 MHz	偏差 Hz
1	15.600, 975		35	75		69	75	
2	75		36	75		70	75	
3	74		37	75		71	76	
4	75		38	75		72	76	
5	75		39	75		73	76	
6	75		40	75		74	76	
7	75		41	74		75	75	
8	74		42	75		76	75	
9	74		43	75		77	75	
10	74		44	75		78	76	
11	75		45	75		79	76	
12	75		46	75		80	75	
13	75		47	75		81	76	
14	75		48	75		82	75	
15	75		49	75		83	76	
16	75		50	75		84	75	
17	76		51	75		85	75	
18	75		52	76		86	76	
19	75		53	76		87	76	
20	75		54	76		88	75	
21	75		55	76		89	76	
22	75		56	75		90	75	
23	75		57	76		91	76	
24	75		58	75		92	76	
25	75		59	76		93	75	
26	75		60	76		94	75	
27	75		61	76		95	76	
28	75		62	76		96	76	
29	75		63	76		97	76	
30	75		64	75		98	76	
31	75		65	75		99	76	
32	75		66	75		100	76	
33	75		67	75				
34	76		68	76				
均值 = 15.600, 975.27		MHz	最大偏差 = 1.27		Hz			

日期 15.10.21 记录员(签字) 赵明培
 负责人(签字) 刘作斌
 尉树仁
 尉信国

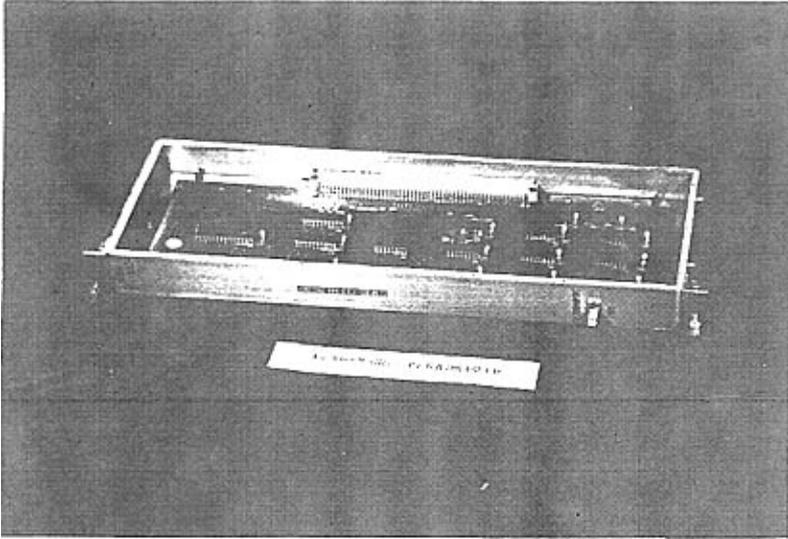
附录 D “北斗一号”应用系统校频终端实物照片



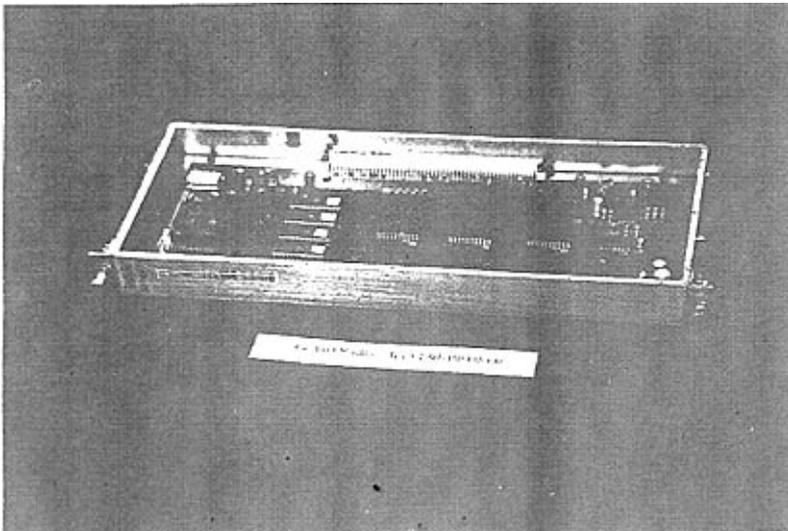
校频终端整体组成实物照片



A/D 采样模块实物照片



存储器模块实物照片



信号处理模块实物照片

