

北斗 B1 信号捕获跟踪算法的软件仿真研究

李松林, 曹可劲, 李豹, 朱银兵

(海军工程大学 导航工程系, 武汉 430033)

摘要: 针对北斗 B1 频率的 I 支路信号, 设计并实现了北斗软件接收机的基带处理部分; 阐述了北斗 B1 频点信号的扩频体制和产生过程, 并行码相位搜索捕获策略以及鉴相辅助跟踪环路, 并设计了二阶数字环路滤波器; 同时采用 Matlab 软件, 仿真北斗中频数字信号, 编码实现捕获跟踪算法, 并分别通过对仿真信号和真实卫星信号的捕获跟踪, 验证捕获跟踪算法的可行性, 并提出锁频环辅助跟踪算法的改进思路; 为进一步开展北斗软件接收机相关技术研究打下了基础。

关键词: 并行码相位算法; 鉴相器; 数字环路滤波器; 软件仿真

Software Simulation Study of Acquisition and Tracking Algorithms on Big Dipper B1 Signal

Li Songlin, Cao Kejin, Li Bao, Zhu Yinbing

(Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: In our software receiver design, the focus is on the baseband signal processing of Big Dipper's B1 band Branch I signals. In the paper, we introduce the theory of the Spread-spectrum System and process of Big Dipper's B1 signal, the algorithms for parallel code phase search acquisition, and phase discrimination aided tracking loop. We also present a second-order digital loop filter of which parameters are, (Hz). Meanwhile, Adopting Matlab software to simulate Big Dipper signals and realized the acquisition and tracking algorithm. And verifying the algorithm by processing simulation signal and the real satellite signal separately. We also put forward the improved method of frequency-locked loop (FLL) aided phase-locked loop (DLL). Then provide a basis for further study of Big Dipper software receiver.

Keywords: parallel code phase search acquisition method; phase discriminator; digital loop filter; software simulation

0 引言

当前我国北斗卫星导航系统建设已经取得了巨大的突破, 可以向各类用户提供连续、稳定和高精度的定位、导航和授时服务。作为北斗用户端, 设计开发基于 MATLAB 的软件接收机平台对开展北斗卫星导航相关技术研究有重大意义。北斗信号在信号结构上与 GPS 信号具有相似性, 借鉴典型的 GPS 信号捕获跟踪算法, 可实现对北斗 B1 信号的捕获跟踪和导航电文的解调。软件接收机在跟踪某颗卫星信号之前, 通过捕获阶段获得该卫星信号的载波频率和码相位的粗略估计值。跟踪过程中再逐步精细这两个信号参数的估计, 并不断复制产生与该卫星接收信号载波频率和码相位相近的本地信号, 与接收的卫星中频信号进行混频实现载波剥离和信号解扩, 同时解调出信号中的导航电文^[1]。

1 北斗 B1I 信号的产生与捕获方法

1.1 北斗 B1I 信号的产生

北斗 B1 信号由 I、Q 两个支路的“测距码+导航电文”正交调制在载波上构成, 然后由卫星天线发射。信号表达式如下:

$$S_{B1}(t) = A_{B1}C_{B1I}(t)D_{B1I}(t)\cos(2\pi f_1 t + \varphi_{B1I}(t)) + A_{B1Q}C_{B1Q}(t)D_{B1Q}(t)\cos(2\pi f_1 t + \varphi_{B1Q}(t)) \quad (1)$$

其中: A 表示 B_1 信号振幅, $C(t)$ 表示 B_1 信号测距码, $D(t)$ 表示调制在测距码上的数据码, I 和 Q 分别表示 I 支路和 Q 支路。为了改善原序列的相关性并提高窄带抗干扰能力, MEO 卫星和 IGSO 卫星播发的卫星信号在 I 支路上对 D1 导航信息码进行扩频处理的同时, 同步调制码速率为 1 kbps, 码宽为 1 毫秒的二次编码, 即 NH 码。而 GEO 卫星播发的卫星信号没有加载 NH 码。二次编码 (NH 码) 调制过程如图 1 所示。

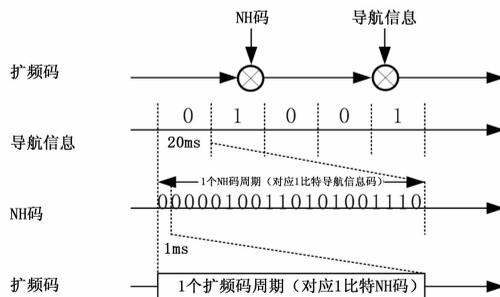


图 1 NH 码调制示意图

扩频码 (以下称 C_{B1I} 码) 属于称为 Gold 码的伪随机噪声 (PRN) 码序列。信号由两个 2046 位的 PRN 序列 G_1 和 G_2 产生, G_1 和 G_2 都是由 11 位最大长度线性移位寄存器产生的, 其生成多项式为:

$$G_1(X) = 1 + X + X^7 + X^8 + X^9 + X^{10} + X^{11}$$

$$G_2(X) = 1 + X + X^2 + X^3 + X^4 + X^5 + X^8 + X^9 + X^{11}$$

G_1 和 G_2 均由 2.046 MHz 的时钟来驱动, G_1 序列初始相位为: 01010101010, G_2 序列初始相位为: 01010101010。 C_{B1I}

收稿日期: 2015-08-27; 修回日期: 2015-09-25。

基金项目: 海军工程大学自然科学基金项目 (HGDQNJ15021)。

作者简介: 李松林 (1991-), 男, 陕西旬阳人, 硕士研究生, 主要从事卫星无线电导航技术及应用方向的研究。

码发生器如图 2 所示。

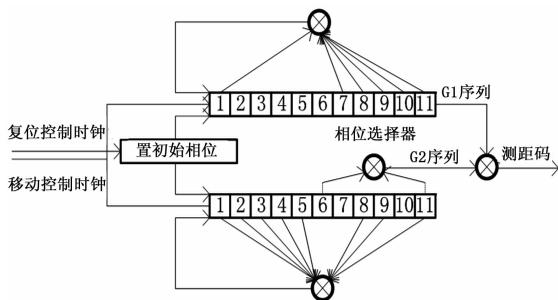


图 2 C_{B11}码发生器

通过对产生 G2 序列的移位寄存器不同抽头的模二和可以实现 G2 序列相位的不同偏移, 与 G1 序列模二和后可生成不同卫星的测距码。

1.2 捕获算法

跟踪 B1I 信号并进行信息解码之前需要先捕获卫星信号, 进而测出 C_{B11} 码周期的起始位置和信号的载波频率这两个参数。并将两个参数传递给跟踪程序。

B1I 卫星信号的捕获是一个搜索过程, 即执行一个二维的载波频率偏移和码相位的搜索, 得到粗略估计的码相位和载波多普勒频移。为了捕获卫星信号, 需要同时复现卫星的码和载波 (二维匹配), 其中距离维是与复现码相关联的, 而多普勒维则与复现载波相关联^[2]。北斗 C_{B11} 码二维搜索如图 3 所示。

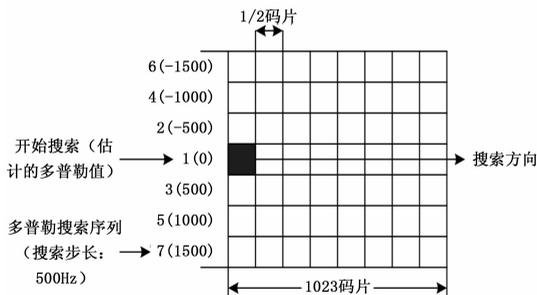


图 3 北斗 C_{B11} 码二维搜索图

根据卫星发射 PRN 码的相关特性, 即接收机复现的码与卫星码相匹配时有最大的相关, 采用常用的并行码相位捕获算法。并行码相位捕获算法流程图如图 4。

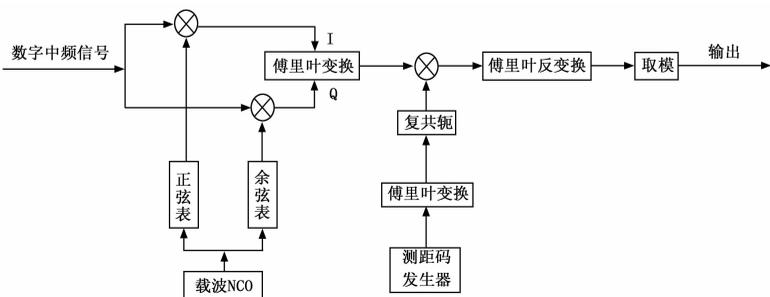


图 4 并行码相位捕获算法流程图

每个卫星信号的 C_{B11} 码不同, 开始时间不同, 多普勒频移也不同。由于 C_{B11} 码信号具有良好的自相关性, 于是产生不同卫星的 C_{B11} 本地码信号, 通过轮流与输入信号做相关运算, 找到输入信号的卫星号以及 C_{B11} 的起始位置。并用这个信息对频

谱解扩, 输出一个连续波信号, 然后得到它的载波频率。

2 跟踪环路的设计

将捕获阶段获得载波频率和码相位的粗略估计值传递给跟踪程序, 跟踪过程中再逐步精细这两个信号参数的估计, 并不断复制产生与该卫星接收信号载波频率和码相位相近的本地信号, 与接收信号进行混频实现载波剥离和信号解扩。

由于接收机与卫星之间的相对运动以及卫星时钟与接收机晶体振荡器的频率漂移等原因, 接收信号的载波频率和码相位会随时间变化, 为了持续稳定跟踪该卫星信号, 跟踪环路一般是闭环反馈的控制系统^[3]。

实际上, 信号跟踪环路由载波环和码环两部分组成, 前者用来跟踪信号中的载波, 后者用来跟踪信号中的伪码。常用载波跟踪环分为锁相环 PLL 和锁频环 FLL, 前者通过跟踪本地载波和输入信号的频差来控制振荡器 NCO 输出, 后者是通过跟踪本地载波和输入信号的相差来控制振荡器 NCO 输出。锁相环跟踪精度高, 但跟踪带宽较窄; 锁频环跟踪精度低, 但跟踪带宽较宽。本文选用跟踪精度高, 跟踪性能稳定, 且易设计实现的二阶锁相环来对卫星信号进行跟踪。下面介绍二阶锁相环的数学模型:

一个典型的数字化锁相环主要由鉴相器 (PD)、环路滤波器 (LF) 和数控振荡器 (NCO) 3 个部分组成。基本构成图如图 5。

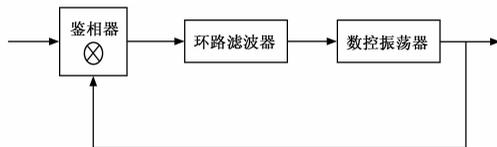


图 5 数字化锁相环

实质上, 数字锁相环是一个时间离散的模拟锁相环, 常见二阶锁相环的 s 域模型如图 6 所示。

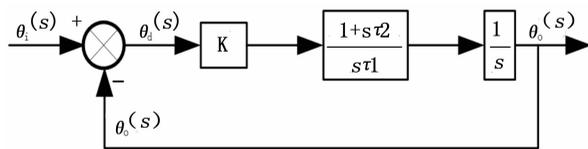


图 6 二阶锁相环的 s 域模型

其闭环传递函数为

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{\theta_e(s)}{\theta_e(s) + \theta_d(s)} = \frac{K(s\tau_2 + 1)}{s^2\tau_1 + Ks\tau_2 + K} \quad (2)$$

采用双线性变化法将模拟锁相环变为数字锁相环, 变换的表达式为

$$s = \frac{2}{T} = \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (3)$$

式中, T 为采样时间间隔。根据双线性变换法可得:

环路滤波器:

$$F(z) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \Big|_s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{1}{\tau_1} \left[\tau_2 + \frac{T}{2} \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right] \quad (4)$$

数控振荡器:

$$N(z) = \frac{1}{s} \Big|_s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1-z^{-1}} = \frac{T(z+1)}{2(z-1)} \quad (5)$$

在实际应用中的二阶锁相环，常用阻尼因子 ζ 和振荡频率 ω_n 来表示，其中 τ_1 、 τ_2 、 K 与 ζ 、 ω_n 的对应关系如下：

$$\zeta = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K}{\tau_1}}, \omega_n \sqrt{\frac{K}{\tau_1}} \quad (6)$$

可求出噪声带宽为：

$$B_n = \frac{\omega_n}{2} (\zeta + \frac{1}{4\zeta}) \quad (7)$$

采用上述表达式进行等效变换可得二阶数字锁相环的线性相位 z 域模型^[4]，如图 7 所示。

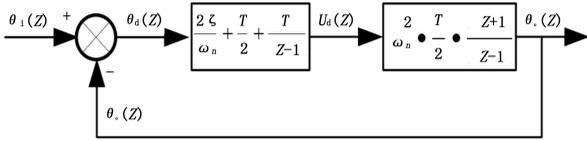


图 7 二阶数字锁相环的 z 域模型

现在讨论锁相环中数字鉴相器 DPD，数字环路滤波器 LF，数控振荡器 NCO 的实现方法。

1) 数字鉴相器：

载波环鉴相器是锁相环的核心部分，常用的鉴相器及输出的相位误差如表 1 所示。

表 1 鉴相器及输出的相位误差

| 序号 | 常用鉴相器 | 输出相位误差 |
|----|------------------------------|-----------------|
| 1 | $\text{sign}(I_p) \cdot Q_p$ | $\sin\varphi$ |
| 2 | $I_p \cdot Q_p$ | $\sin 2\varphi$ |
| 3 | Q_p/I_p | φ |
| 4 | $\tan^{-1}(I_p/Q_p)$ | φ |

其中，反正切鉴相器 $\tan^{-1}(I_p/Q_p)$ 可以消除输入信号的幅度对鉴相精度的影响，有利于提高鉴相的精度和捕获速度，在低动态高信噪比状况下性能最佳，因此使用反正切鉴相器^[5]。鉴相器模型图 8 所示。

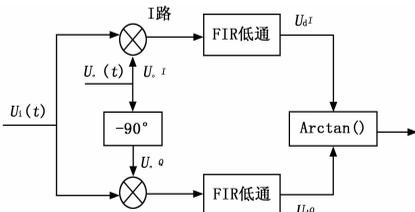


图 8 鉴相器模型

假设锁相环的输入信号为

$$u_i(nT) = U_i \sin[\omega_0 nT + \theta_1(nT)] \quad (8)$$

鉴相器的 z 域模型为：

$$\theta_d(z) = \theta_1(z) - \theta_2(z) \quad (9)$$

根据图 8 可得：

$$\begin{aligned} u_{dI}(nT) &= LPF[u_i(nT) \cdot u_{iI}(nT)] = AU_i U_o \sin[\theta_1(nT) \cdot \theta_2(nT)] \\ u_{dQ}(nT) &= LPF[u_i(nT) \cdot u_{iQ}(nT)] = AU_i U_o \cos[\theta_1(nT) \cdot \theta_2(nT)] \\ \theta_d(nT) &= \tan^{-1}(u_{dI}(nT)/u_{dQ}(nT)) = \theta_1(nT) - \theta_2(nT) \end{aligned} \quad (10)$$

式中，LPF 表示低通滤波器，执行该运算表示取信号的低频分量。

输入信号与数控振荡器产生的两路正交信号相乘，经低通滤波后得到差频信号，然后求反正切可以得到相位差信号，完成鉴相功能。

2) 数字环路滤波器：

二阶锁相环中的环路滤波器是一个单极点的无限冲击激励 (IIR) 滤波器，它将鉴相器输出的角误差量转化为控制输出电压分量。数字环路滤波器的 Z 域模型为：

$$H_{LE}(z) = \frac{U_d(z)}{\theta_d(z)} = \frac{2\zeta}{\omega_n} + \frac{T}{z-1} + \frac{T}{z-1} \quad (11)$$

经过 Z 反变换得到数字环路滤波器的时域表达式为：

$$u_c(nT) = u_c[(n-1)T] \left(\frac{2\zeta}{\omega_n} + \frac{T}{2} \right) \cdot \theta_d(nT) - \left(\frac{2\zeta}{\omega_n} - \frac{T}{2} \right) \cdot \theta_d[(n-1)T] \quad (12)$$

仿真的系统是采用相位调制，鉴相器的输出是输入信号与本地载波的相位差和调相信号之和，因此在保证锁相环能正常锁定的基础上，调相信号不影响锁相环。

3) 数控振荡器：

数控振荡器的 Z 域模型为：

$$H_{NCO}(z) = \frac{\theta_2(z)}{u_c(z)} = \omega_n^2 \cdot \frac{T}{z-1} \cdot \frac{z+1}{z-1} \quad (13)$$

通过 Z 反变换得到数控振荡器的时域表达式：

$$\theta_2(nT) = \theta_2[(n-1)T] + \omega_n^2 \cdot \frac{T}{2} \cdot u_c(nT) + \omega_n^2 \cdot \frac{T}{2} \cdot u_c[(n-1)T] \quad (14)$$

上式还可表示为：

$$\theta_2(nT) = \theta_2(0) + \omega_n^2 \cdot \frac{T}{2} \cdot \sum_{k=1}^n u_c(kT) + \omega_n^2 \cdot \frac{T}{2} \cdot \sum_{k=1}^{n-1} u_c(kT) \quad (15)$$

当锁相环处于跟踪状态时，变量 $u_c(nT)$ 数值较小且变化不会太快，因此式可以简化为：

$$\theta_2(nT) = \theta_2(0) + \omega_n^2 \cdot T \cdot \sum_{k=1}^n u_c(kT) \quad (16)$$

因此，锁相环数控振荡器的输出为：

$$u_o(nT) = U_o \cos[\omega_0 nT + \theta_2(nT)] = U_o \cos[\omega_0 nT + \theta_2(0) + \omega_n^2 \cdot T \cdot \sum_{k=1}^n u_c(kT)] \quad (17)$$

下面是模拟压控振荡器的输出正弦信号：

$$u_o(nT) = U_o \cos\left[\omega_0 nT + k_0 \cdot \int_0^t u_c(\tau) d\tau\right] \quad (18)$$

由式 (17)、式 (18) 可见两种信号具有极其类似的表达形式，因此数控振荡器 NCO 可以借用压控振荡器 VCO 的有关概念。锁相环的压控灵敏度为 $\omega_n^2 \cdot T$ ，多普勒频率 (Hz) 为 $\omega_n^2 \cdot u_c(nT) / 2\pi$ 。

4) 参数设计：

根据锁相环的基本理论可知，锁相环的各种性能对 ω_n 和 ζ 的要求存在矛盾和统一。增大 ω_n 和 ζ ，可以增大捕获带，减小捕获时间，加强对 VCO 噪声的滤除，减小稳态相关，增大同步带，增大同步扫描速率；减小 ω_n 和 ζ ，可以加强对输入噪声的滤除，提高跟踪精度，延长平均跳周时间。因此，参数的设计是在一个合理的范围内实现锁相环性能的优化。

首先，确定阻尼系数 ζ 。根据环路对输入噪声的抑制性能，

选择 $\zeta = 0.5$ 时等效噪声带宽最小。考虑到环路暂态响应不应太长, 应在 $0.6 < \zeta < 1$ 内选择一个 ζ 值。实际中一般取 $\zeta = 0.707$ 。然后, 确定自然谐振频率 ω_n 。假设输入信号的最大频偏为 $\Delta\omega_{\max}$ (或称多普勒频偏的最大值), 为了提高环路的捕获性能, 要确保最大频偏落在快捕带内, 即 $\Delta\omega_{\max} \leq 2\zeta\omega_n$, 可知 $\omega_n \gg \Delta\omega_{\max}/1.414 = 0.707\Delta\omega_{\max}$ 又根据式(7) 求出二阶锁相环噪声带宽为 B_n [4]。

但在实际应用中, 一般先确定阻尼系数 ζ 和 B_n 噪声带宽, 再根据相关关系式确定其他参数。综合上述分析, 参数设计为 $\zeta = 0.707, B_n = 25$ (Hz)。

3 仿真结果

假设卫星号为 6 号, 属于 MEO/IGSO 卫星, 仿真产生一段 200 ms 的卫星模拟信号: D1 导航数据码是二相码, 速率为 50 Hz, 即每个导航数据位长 20 ms, 而 C_{B1I} 码周期为 1 ms, 所以一个 D1 导航数据位中有 20 个 C_{B1I} 码。采样率设为 16e6, 产生 200 ms 的数据码, 并调制同样长度的 NH 码。再通过 C_{B1I} 码发生器产生 200 ms 采样 C_{B1I} 码。载波中频频率设为 6121346, 初始相位设为 $\pi * 2/3$, 产生 200 ms 采样载波。

对 D1 导航数据码, C_{B1I} 码, 模拟中频载波进行连续点乘运算, 该过程视为两级调制, 最终产生北斗 B1I 信号并保存数据, 在频域内画出扩频后的导航数据码和调制载波后的卫星信号如图 9 所示。

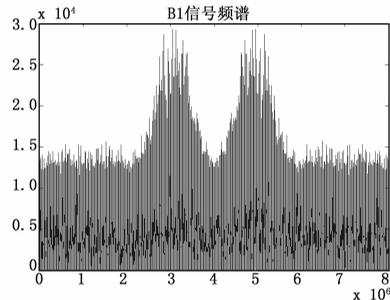


图 9 仿真北斗 B1I 信号频谱

将模拟产生的北斗 B1I 信号作为输入信号, 采用捕获算法对其搜索, 搜索到 6 号卫星, 结果如图 10 所示。

```
Acquiring satellites...
(. . . . . 6 . . . . .)
```

| Channel | PRN | Frequency | Doppler | Code Offset | Status |
|---------|-----|--------------|---------|-------------|--------|
| 1 | 6 | 6.12137e+006 | 22 | 1 | I |
| 2 | --- | --- | --- | --- | Off |
| 3 | --- | --- | --- | --- | Off |
| 4 | --- | --- | --- | --- | Off |
| 5 | --- | --- | --- | --- | Off |
| 6 | --- | --- | --- | --- | Off |
| 7 | --- | --- | --- | --- | Off |
| 8 | --- | --- | --- | --- | Off |

图 10 捕获结果图

捕获得到的载波频率估计值为 6121370。再对 6 号卫星信号进行跟踪解调得到输出的导航电文如图 11 所示。

再利用相关法剥离 NH 码得到输出导航电文如图 12 所示。

利用卫星中频信号采样器采集一段 500 ms 的真实的卫星信号进行捕获跟踪, 成功获得 3 号星的导航电文如图 13 所示。

3 号卫星属于 GEO 卫星, 播发的卫星信号没有加载 NH

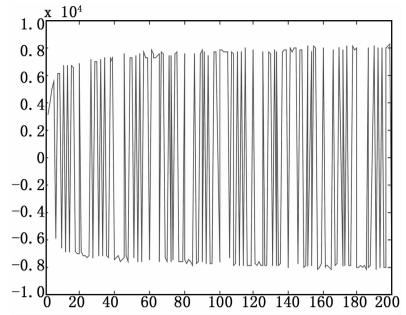


图 11 模拟 6 号卫星输出导航电文

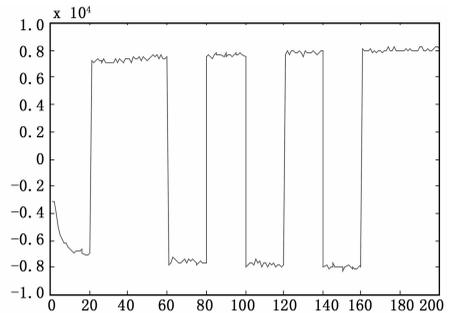


图 12 剥离 NH 码后的导航电文

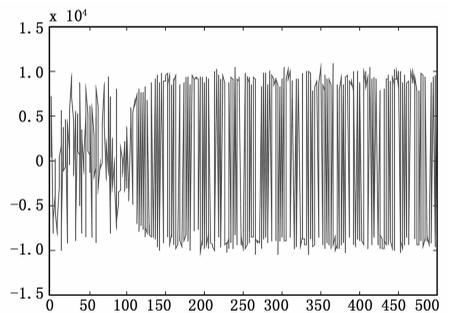


图 13 真实 3 号卫星导航电文

码, 因此不用剥离。

4 结语

本文设计开发了基于经典的并行码相位捕获算法和典型的二阶锁相跟踪环路的 MATLAB 软件接收机, 分别对仿真产生的 200 ms 的北斗 B1I 信号和采集到的 500 ms 的真实卫星信号进行捕获跟踪解调, 均解调出导航电文。但在真实卫星信号的实时动态跟踪过程中, 载波产生较大的多普勒频移和频移变化率, 并使伪随机码产生时延和频移, 锁相环跟踪时必须增加带宽, 引入更多噪声, 会造成失锁, 故一般采用锁频环和锁相环相结合的方式提高跟踪性能 [6]。锁相环 PLL 和锁频环 FLL 结合的方式有两种。一种是 FLL 切换 PLL 方式, 该方式在环内设计一个频率判决器, 当频差大于某一阈值时使用 FLL 缩小频差, 当频差小于该阈值时使用 PLL 进行精准的跟踪。该阈值可以随意选取, 但选取更为科学合理的阈值有待进一步研究。另一种方式是 FLL 辅助 PLL, 该方式将 FLL 和 PLL 同时使用, 吸收了各自的优点, 具有稳定良好的跟踪性能。常用的模型有二阶 FLL 辅助三阶 PLL, 这是本文下一步努力的方向。

(下转第 158 页)

沿原多边形链表继续遍历;
 Else 转至沿另一多边形链表遍历;}
 Else 转至沿另一多边形链表遍历;}
 Else 沿原多边形链表继续行进;}
 Else 继续遍历寻找入点交点;

步骤 4: 检测是否所有交点均已被遍历, 若否, 则从未遍历的交点中选取一入点, 按以上步骤继续遍历, 直至所有交点均被遍历, 输出相交多边形, 算法结束。如图 3, I_6 是由多边形 B 进入多边形 A 的入点, 故从 I_6 开始先沿 B 链表遍历, 到达 I_7 , I_7 、 B_6 、 A_3 三点合一, 判断知两多边形存在边部分重合, 沿链表 B 继续行进, 至 I_8 , I_8 是由多边形 B 到 A 的出点, 故转入 A 链表, 沿 A 遍历, 按上述步骤直至起始入点 I_6 , 得到点 I_6 、 B_6 (I_7)、 A_3 (I_8)、 B_7 、 I_9 、 I_{10} 、 I_6 , 依次连接得到另一相交多边形, 输出相交多边形, 算法结束。

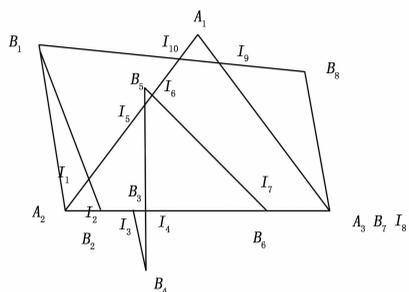


图 3 改进型双向链表求交集

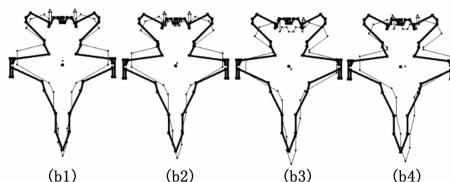
4 实例仿真

为了验证上文所提算法的可行性, 在 VC++6.0 平台上对不同目标进行了大量识别仿真实验。图 4 为其中部分仿真轮廓匹配图, 表列出了图目标轮廓匹配时的相交边、重心距离以及相交面积。其中项目 1 重合边、2 重合边表示多边形 1 与多边形 2 相重合的边在各多边形中所处的位置。从图表中可以看到, 重心距离与相交面积的关系基本符合重心距离越小相交面积越大, 从而证明了摆放算法的可行性; 对于真正匹配的图像在摆放方式正确情况下其相交面积远远大于其他匹配图形相交面积, 如图表中 (b_1) 面积远大于其他匹配图形面积, 则 (b_1) 对应模板库中的目标就是所要寻找的目标。从仿真可以看出, 此算法能够正确识别目标。

5 结束语

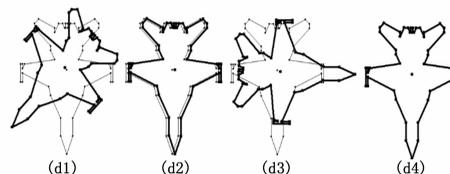
本文所提算法对飞机、舰船甚至手势等目标都可以进行识别, 在识别过程中利用双向链表每一节点处都可方便访问前驱节点和后继节点的结构特点存储目标轮廓多边形与模板库目标多边形交集顶点, 从而得到交集多边形, 最终通过交集面积的比较来确定所要识别的目标。整个过程简便易操作, 并且克服

了统计特征识别的不利影响。



| 项目 | (a1) | (a2) | (a3) | (a4) |
|------|-------|-------|-------|-------|
| 1重合边 | 8 | 17 | 16 | 6 |
| 2重合边 | 13 | 19 | 18 | 9 |
| 重心距离 | 8.44 | 6.24 | 8.26 | 9.99 |
| 相交面积 | 21210 | 21342 | 21224 | 20654 |

第一组



| 项目 | (b1) | (b2) | (b3) | (b4) |
|------|-------|-------|-------|-------|
| 1重合边 | 14 | 22 | 2 | 0 |
| 2重合边 | 26 | 26 | 44 | 0 |
| 重心距离 | 5.97 | 5.97 | 9.17 | 0.00 |
| 相交面积 | 13707 | 13707 | 16827 | 25400 |

第二组

图 4 目标轮廓匹配图

参考文献:

[1] Elghazal A, Basir O, Belkasim S. A novel curvature-based shape Fourier descriptor [A]. 15th IEEE international Conference on Image Processing [C]. 2008: 953-956.
 [2] 周秀芝, 刘方, 王润生. 利用局部不变特征识别复杂平面多边形 [J]. 计算机辅助设计与图形学学报, 2003, 15 (7): 858-862.
 [3] 国新毅. 高速自动化灌装线上视觉检验系统研究 [D]. 济南: 山东大学, 2009.
 [4] 滕召荣, 蒋天发. 邻域平均法对矢量图平滑处理 [J]. 现代电子技术, 2009 (14): 75-77.
 [5] 何东健. 数字图像处理 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2003.
 [6] Kashyap R L, Oommen B J. A Geometrical Approach to Polygonal Dissimilarity and Shape Matching [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1982, 4 (6): 649-654.
 [7] 宋立明, 闫浩文, 王邦松, 等. 两个简单多边形求交的算法 [J]. 测绘与空间地理信息, 2011, 34 (6): 258-260.
 [8] 何研. 2-D 不规则多边形演化布局求解的干涉量计算研究 [D]. 湘潭: 湘潭大学, 2011.

(上接第 155 页)

参考文献:

[1] 竺小松, 张頌. 一种数字鉴相器的设计 [J]. Design & Research, 2007, 11: 26.
 [2] 冯瑞. 北斗二代接收机基带信号处理算法研究 [D]. 武汉: 武汉理工大学, 2013.
 [3] 刘俊成. GPS 软件接收机关键技术研究 [D]. 长沙: 国防科技大

学, 2006.

[4] 屈强, 刘东华等. 软件接收机的设计与应用 [J]. 遥测遥控, 2007, 28 (1): 11-14.
 [5] 许志鹏, 余剑. 锁相环中鉴相器的设计与仿真 [J]. 电子测量技术, 2011, 34 (11): 32-35.
 [6] 吴华明, 苏雁泳, 刘爱军. 锁相环与锁频环在数字 Costas 环中的应用 [J]. 科学技术与工程, 2010, 10 (19): 4645-4650.