

分类号 U666.11

学号 03039015

U D C

密级 公 开

工学博士学位论文

# GPS/MIMU 嵌入式组合导航关键技术研究

博士生姓名 唐康华

学 科 专 业 控制科学与工程

研 究 方 向 导航、制导与控制

指 导 教 师 黄新生 教授

国防科学技术大学研究生院

二〇〇八年二月



# **Research on the Key Technology of Embedded GPS/MIMU Integrated Navigation**

**Candidate: Tang Kanghua**

**Supervisor: Prof. Huang Xinsheng**

**A dissertation**

**Submitted in partial fulfillment of the requirements**

**for the degree of Doctor of Engineering**

**in Control Science and Control Engineering**

**Graduate School of National University of Defense Technology**

**Changsha, Hunan, P.R.China**

**(February, 2008)**



## 目 录

|   |     |
|---|-----|
| 目 录 .....                                 | I   |
| 表 目 录 .....                               | V   |
| 图 目 录 .....                               | VI  |
| 缩略语 .....                                 | IX  |
| 摘 要 .....                                 | i   |
| ABSTRACT .....                            | iii |
| 第一章 绪论 .....                              | 1   |
| 1.1 论文研究背景及意义 .....                       | 1   |
| 1.1.1 卫星导航定位系统 .....                      | 1   |
| 1.1.2 微惯性测量单元(MIMU) .....                 | 3   |
| 1.1.3 卫星(GNSS)/微惯性测量单元 (MIMU)组合导航系统 ..... | 6   |
| 1.1.4 论文研究的意义 .....                       | 8   |
| 1.2 卫星/MIMU 嵌入式组合导航技术的研究现状 .....          | 9   |
| 1.2.1 卫星/MIMU 嵌入式组合导航技术的国外研究现状 .....      | 9   |
| 1.2.2 卫星/MIMU 嵌入式组合导航技术的国内研究现状 .....      | 11  |
| 1.3 卫星/MIMU 嵌入式组合导航关键技术的分析 .....          | 12  |
| 1.3.1 外部辅助的卫星信号捕获技术 .....                 | 12  |
| 1.3.2 MIMU 辅助的卫星信号跟踪技术 .....              | 13  |
| 1.3.3 MIMU 辅助的卫星导航定位算法 .....              | 13  |
| 1.3.4 卫星/MIMU 深组合导航算法 .....               | 14  |
| 1.4 论文的研究内容、组织结构和主要贡献 .....               | 15  |
| 1.4.1 论文的研究内容和组织结构 .....                  | 15  |
| 1.4.2 论文的主要贡献 .....                       | 17  |
| 第二章 外部辅助的 GPS 卫星信号捕获技术 .....              | 19  |
| 2.1 卫星接收机时域捕获算法的基本原理 .....                | 19  |
| 2.2 GPS 信号时域标准捕获算法 .....                  | 22  |
| 2.2.1 时域标准相干捕获判决算法 .....                  | 22  |
| 2.2.2 时域标准非相干捕获判决算法 .....                 | 25  |
| 2.2.3 时域标准相干与非相干捕获算法的性能比较 .....           | 28  |
| 2.3 外部辅助的 GPS 信号时域相干捕获算法 .....            | 30  |

|  |           |
|--|-----------|
| 2.3.1 历书和星历的辅助 .....                   | 31        |
| 2.3.2 MIMU 估计频率的辅助 .....               | 33        |
| 2.3.3 时间和位置的辅助 .....                   | 35        |
| 2.4 辅助的 GPS 信号时域相干捕获算法的性能分析 .....      | 37        |
| 2.5 本章小结 .....                         | 39        |
| <b>第三章 MIMU 辅助的 GPS 卫星信号跟踪技术 .....</b> | <b>41</b> |
| 3.1 数字锁相环的基本原理 .....                   | 41        |
| 3.1.1 基本锁相环 .....                      | 41        |
| 3.1.2 环路参数的优化分析 .....                  | 43        |
| 3.2 GPS 接收机跟踪环路的鉴别器设计 .....            | 45        |
| 3.2.1 GPS 接收机码跟踪环路(DLL)的鉴别器 .....      | 45        |
| 3.2.2 GPS 接收机载波锁相环(PLL)的鉴相器 .....      | 49        |
| 3.2.3 GPS 接收机频率锁相环(FLL) 的鉴频器 .....     | 51        |
| 3.3 GPS 接收机跟踪环路的跟踪误差分析 .....           | 52        |
| 3.3.1 GPS 接收机码跟踪环路(DLL)的跟踪误差 .....     | 52        |
| 3.3.2 GPS 接收机载波锁相环(PLL)的跟踪误差 .....     | 55        |
| 3.3.3 GPS 接收机频率锁相环(FLL)的跟踪误差 .....     | 60        |
| 3.4 高动态 GPS 接收机的跟踪环路设计 .....           | 61        |
| 3.4.1 高动态 GPS 接收机的跟踪环路结构 .....         | 61        |
| 3.4.2 高动态 GPS 接收机最优带宽的分析 .....         | 62        |
| 3.5 MIMU 辅助的 GPS 接收机环路跟踪技术 .....       | 64        |
| 3.5.1 MIMU 辅助的 GPS 接收机跟踪环路结构 .....     | 65        |
| 3.5.2 MIMU 辅助的 GPS 接收机环路带宽的优化设计 .....  | 67        |
| 3.5.3 MIMU 辅助的 GPS 接收机跟踪环路的性能分析 .....  | 70        |
| 3.6 MIMU 辅助的卫星接收机抗干扰性能分析 .....         | 71        |
| 3.6.1 GPS 卫星接收机抗干扰性能分析 .....           | 71        |
| 3.6.2 MIMU 辅助 GPS 接收机抗干扰性能分析 .....     | 73        |
| 3.7 本章小结 .....                         | 75        |
| <b>第四章 MIMU 辅助的 GPS 导航定位算法 .....</b>   | <b>77</b> |
| 4.1 GPS 接收机导航定位算法 .....                | 77        |
| 4.1.1 GPS 动态定位的状态空间模型 .....            | 78        |
| 4.1.2 GPS 动态定位的测量模型 .....              | 80        |
| 4.1.3 GPS 接收机导航定位试验结果 .....            | 82        |
| 4.2 MIMU 辅助的 GPS 接收机导航定位算法 .....       | 84        |

---

|  |            |
|--|------------|
| 4.2.1 MIMU 辅助的 GPS 接收机导航定位系统方程 .....   | 84         |
| 4.2.2 MIMU 辅助的 GPS 接收机导航定位测量方程 .....   | 85         |
| 4.3 MIMU 辅助的 GPS 导航定位自适应滤波算法 .....     | 86         |
| 4.3.1 系统的噪声方差阵和测量方差阵对滤波性能的影响 .....     | 86         |
| 4.3.2 自适应滤波方法 .....                    | 87         |
| 4.3.3 自适应滤波算法的性能分析比较 .....             | 89         |
| 4.4 本章小结 .....                         | 90         |
| <b>第五章 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航算法 .....</b>   | <b>91</b>  |
| 5.1 嵌入式深组合导航算法的基础——卫星接收机矢量跟踪环结构 .....  | 91         |
| 5.1.1 基带测量信号预处理算法 .....                | 92         |
| 5.1.2 导航滤波器模型 .....                    | 97         |
| 5.2 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航算法 .....          | 98         |
| 5.2.1 普通的导航滤波器模型 .....                 | 99         |
| 5.2.2 降维导航滤波器的设计 .....                 | 103        |
| 5.2.3 码、载波 NCO 控制量的计算 .....            | 104        |
| 5.3 基于 UKF 基带信号预滤波器的设计 .....           | 105        |
| 5.3.1 UKF 滤波的基础 .....                  | 106        |
| 5.3.2 基于 UKF 预滤波的设计 .....              | 109        |
| 5.3.3 基带预处理算法性能分析比较 .....              | 110        |
| 5.4 本章小结 .....                         | 112        |
| <b>第六章 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的实现 .....</b> | <b>113</b> |
| 6.1 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的结构组成 .....      | 113        |
| 6.1.1 系统的组成 .....                      | 113        |
| 6.1.2 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的信息结构 .....    | 115        |
| 6.1.3 时间同步关系 .....                     | 120        |
| 6.2 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统设计 .....         | 122        |
| 6.2.1 GPS/MIMU 嵌入式组合导航软件总体结构 .....     | 122        |
| 6.2.2 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的工作流程 .....    | 123        |
| 6.3 静态试验 .....                         | 124        |
| 6.3.1 GPS 接收机的静态试验 .....               | 124        |
| 6.3.2 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的静态试验 .....    | 127        |
| 6.4 车载试验 .....                         | 131        |
| 6.4.1 GPS 车载定位结果 .....                 | 131        |
| 6.4.2 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的车载定位结果 .....  | 132        |

---

---

---

|                                      |     |
|--------------------------------------|-----|
| 6.5 动态性能仿真试验 .....                   | 137 |
| 6.5.1 简单的高动态 GPS 中频信号仿真 .....        | 137 |
| 6.5.2 GPS 接收机的动态性能仿真验证 .....         | 139 |
| 6.5.3 MIMU 辅助的 GPS 接收机动态性能仿真验证 ..... | 140 |
| 6.6 本章小结 .....                       | 141 |
| 第七章 论文结论与进一步工作设想 .....               | 142 |
| 7.1 论文主要研究结论 .....                   | 142 |
| 7.2 进一步工作展望 .....                    | 144 |
| 致 谢 .....                            | 146 |
| 参考文献 .....                           | 148 |
| 作者在学期间取得的学术成果 .....                  | 161 |



## 表 目 录

|  |     |
|--|-----|
| 表 1.1 美国国防部所资助的 MIMU 发展情况表.....                | 5   |
| 表 1.2 Draper 实验室近年来 MEMS INS 的项目概况表.....       | 9   |
| 表 1.3 高性能接收机和深组合性能比较 .....                     | 11  |
| 表 2.1 基于星历和不同时期 YUMA 历书数据的多普勒频率 .....          | 31  |
| 表 2.2 不同时间和地点的卫星多普勒频率的计算 .....                 | 32  |
| 表 2.3 MIMU 的性能指标.....                          | 34  |
| 表 3.1 式(3.12)的积分表 .....                        | 43  |
| 表 3.2 不同阶数 GPS 跟踪环的环路滤波器、闭环传递函数、等效噪声带宽 .....   | 43  |
| 表 3.3 PLL 鉴相器 .....                            | 49  |
| 表 3.4 通用 FLL 鉴频器 .....                         | 51  |
| 表 3.5 不同晶振的 Allan 方差系数 .....                   | 56  |
| 表 3.6 普通的接收机、高动态 GPS 接收机和 MIMU 辅助接收机跟踪性能比较 ..  | 70  |
| 表 3.7 普通的接收机和 MIMU 辅助卫星接收机抗干扰能力比较.....         | 75  |
| 表 5.1 变换后的均值和协方差的精度 .....                      | 109 |
| 表 6.1 GPS 定位静态精度分析比较.....                      | 127 |
| 表 6.2 各种启动方式的概述 .....                          | 127 |
| 表 6.3 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统中 GPS 首次定位时间分析比较 ..... | 128 |
| 表 6.4 静态 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的精度比较 .....         | 131 |

## 图 目 录

|        |                                      |    |
|--------|--------------------------------------|----|
| 图 1.1  | 论文的组织结构图 .....                       | 16 |
| 图 2.1  | GPS 信号捕获二维示意图 .....                  | 19 |
| 图 2.2  | 时域信号捕获图 .....                        | 20 |
| 图 2.3  | 相干积分时间对检测概率的影响 .....                 | 24 |
| 图 2.4  | 多普勒频率误差和码移偏差对捕获性能影响(3ms 相干积分时间)..... | 25 |
| 图 2.5  | 多普勒频率误差和码移偏差对捕获性能影响(4ms 相干积分时间)..... | 25 |
| 图 2.6  | 不同非相干积分数目 $M$ 的检测率.....              | 27 |
| 图 2.7  | 频移误差和码移误差对检测概率的影响 .....              | 28 |
| 图 2.8  | 相同积分时间的相干和非相干捕获算法的捕获灵敏度比较 .....      | 28 |
| 图 2.9  | 获得相同捕获灵敏度所需积分时间的比较 .....             | 29 |
| 图 2.10 | 相干捕获算法与非相干捕获算法处理增益比较图 .....          | 30 |
| 图 2.11 | MIMU 辅助的 GPS 信号的捕获框图 .....           | 33 |
| 图 2.12 | GPS/MIMU 组合导航误差估计 .....              | 35 |
| 图 2.13 | 完整的卫星信号捕获框图 .....                    | 36 |
| 图 2.14 | 辅助和无辅助时 GPS 信号相干捕获性能比较.....          | 37 |
| 图 2.15 | 辅助的多次停留捕获算法检测率和虚警率性能比较 .....         | 38 |
| 图 2.16 | 无辅助和辅助的单次停留捕获算法平均捕获时间比较 .....        | 39 |
| 图 3.1  | 基本锁相环 .....                          | 41 |
| 图 3.2  | GPS 接收机的码跟踪环结构.....                  | 46 |
| 图 3.3  | 归一化鉴别器的输出与码延时误差的关系 .....             | 48 |
| 图 3.4  | 相位误差与鉴相器输出的关系 .....                  | 50 |
| 图 3.5  | 不同的带宽对 DLL 性能的影响 .....               | 54 |
| 图 3.6  | 不同的预检积分时间 $T$ 对 DLL 性能的影响.....       | 54 |
| 图 3.7  | 晶振不稳定 Allan 方差引起的相位噪声 .....          | 57 |
| 图 3.8  | 晶振振动引起的 PLL 相位噪声 .....               | 58 |
| 图 3.9  | 在不同 $k_g$ 下晶振振动引起的三阶 PLL 环相位噪声 ..... | 58 |
| 图 3.10 | 带宽分别为 15Hz、5Hz 时 PLL 总的跟踪误差.....     | 60 |
| 图 3.11 | 二阶 FLL 辅助的三阶锁相环 PLL 结构图 .....        | 62 |
| 图 3.12 | 三阶锁相环 PLL 跟踪性能和最优带宽 .....            | 64 |
| 图 3.13 | MIMU 辅助的锁相环 PLL 的模型.....             | 65 |
| 图 3.14 | MIMU 辅助的卫星信号载波跟踪框图.....              | 66 |

|        |                                   |     |
|--------|-----------------------------------|-----|
| 图 3.15 | MIMU 辅助三阶环和没有辅助的跟踪性能比较            | 69  |
| 图 3.16 | MIMU 辅助二阶环和 MIMU 辅助三阶环的跟踪性能比较     | 69  |
| 图 3.17 | MIMU 辅助的三阶锁相环 PLL 跟踪性能和最优带宽       | 70  |
| 图 3.18 | 不同的噪声带宽对 MIMU 辅助的 PLL 跟踪环的影响      | 74  |
| 图 3.19 | 抗干扰性能的分析比较结果                      | 74  |
| 图 4.1  | GPS 导航定位算法 <sup>[102]</sup>       | 77  |
| 图 4.2  | 静态 GPS 导航定位算法性能比较                 | 83  |
| 图 4.3  | 基于动态车载的 GPS 导航定位算法比较              | 83  |
| 图 4.4  | MIMU 辅助的 GPS 导航算法图                | 84  |
| 图 4.5  | 系统噪声 $Q_k$ 阵对位置、速度误差滤波影响          | 86  |
| 图 4.6  | 当系统噪声 $Q_k$ 阵近似等于正常的值时, 位置、速度滤波结果 | 87  |
| 图 4.7  | $Q_k$ 和 $R_k$ 分别对系统滤波的影响曲线图       | 87  |
| 图 4.8  | MIMU/GPS 组合导航位置误差比较               | 89  |
| 图 4.9  | MIMU/GPS 组合导航速度误差比较               | 89  |
| 图 4.10 | MIMU/GPS 组合导航姿态角误差比较              | 90  |
| 图 5.1  | 矢量跟踪环路结构图                         | 91  |
| 图 5.2  | 理想的码相关函数                          | 96  |
| 图 5.3  | 嵌入式深组合导航系统原理图                     | 98  |
| 图 5.4  | 码、载波 NCO 控制量计算信息流图                | 104 |
| 图 5.5  | GPS/MIMU 组合导航估计的多普勒频率与真实测量的多普勒频率差 | 105 |
| 图 5.6  | 伪距、伪距率和伪距加速度的滤波比较                 | 111 |
| 图 5.7  | 电离层延迟、电离层延迟率的滤波比较                 | 111 |
| 图 6.1  | GPS/MIMU 嵌入式导航系统结构框图              | 113 |
| 图 6.2  | 嵌入式 GPS 接收模块硬件图                   | 114 |
| 图 6.3  | GPS 接收模块的功能图                      | 115 |
| 图 6.4  | GPS/MIMU 各种模式导航信号流图               | 116 |
| 图 6.5  | GPS 接收机纯导航模式实现框图                  | 117 |
| 图 6.6  | 卫星导航信息处理信息实现框图                    | 117 |
| 图 6.7  | MIMU 辅助的 GPS 接收机导航模式实现框图          | 118 |
| 图 6.8  | GPS/MIMU 嵌入式深组合导航模式实现框图           | 119 |
| 图 6.9  | 基带数据预处理模块信息流图                     | 119 |
| 图 6.10 | GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统同步原理图           | 120 |
| 图 6.11 | 外推算法同步实现图                         | 121 |
| 图 6.12 | 系统总体软件框图                          | 122 |

|  |     |
|--|-----|
| 图 6.13 GPS/MIMU 嵌入式导航系统工作流程图 .....                   | 123 |
| 图 6.14 基于 PC 机的 GPS 接收机试验系统 .....                    | 124 |
| 图 6.15 GPS 信号二维平面捕获的相关值 .....                        | 124 |
| 图 6.16 GPS 信号的跟踪结果 .....                             | 125 |
| 图 6.17 第一组 GPS 静态定位结果 .....                          | 126 |
| 图 6.18 第二组 GPS 静态定位结果 .....                          | 126 |
| 图 6.19 第三组 GPS 静态定位结果 .....                          | 126 |
| 图 6.20 第一组 GPS/MIMU 静态定位位置、速度误差 .....                | 129 |
| 图 6.21 第一组 GPS/MIMU 静态姿态角误差 .....                    | 129 |
| 图 6.22 第一组 GPS/MIMU 陀螺、加表偏差估计 .....                  | 129 |
| 图 6.23 第二组 GPS/MIMU 静态定位位置、速度误差 .....                | 130 |
| 图 6.24 第二组 GPS/MIMU 静态姿态角误差 .....                    | 130 |
| 图 6.25 第二组 GPS/MIMU 陀螺、加表偏差估计 .....                  | 130 |
| 图 6.26 车载运动轨迹 .....                                  | 131 |
| 图 6.27 车载试验 GPS 的位置、速度 .....                         | 132 |
| 图 6.28 GPS 位置、速度误差(和 Thales DG14 比较) .....           | 132 |
| 图 6.29 公路试验的车辆和试验环境 .....                            | 133 |
| 图 6.30 试验车中仪器设备的安装 .....                             | 133 |
| 图 6.31 车载运动轨迹 .....                                  | 134 |
| 图 6.32 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统航向角(与高精度 INS 比较) .....      | 134 |
| 图 6.33 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统航向角局部放大 .....               | 135 |
| 图 6.34 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统水平姿态角(与高精度 INS 比较) .....    | 135 |
| 图 6.35 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统位置曲线 (与 Novatel OEM4 比较) .. | 136 |
| 图 6.36 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统速度曲线 (与 Novatel OEM4 比较) .. | 136 |
| 图 6.37 MIMU 陀螺零偏的估计 .....                            | 137 |
| 图 6.38 GPS 接收机射频前端 .....                             | 137 |
| 图 6.39 仿真器结构图 .....                                  | 138 |
| 图 6.40 二阶环跟踪结果图 .....                                | 139 |
| 图 6.41 三阶环跟踪结果图 .....                                | 139 |
| 图 6.42 三阶 PLL 环跟踪结果图 .....                           | 140 |
| 图 6.43 MIMU 辅助的三阶 PLL 环跟踪结果图 .....                   | 140 |

## 缩略语

|         |   |
|---------|---|
| AFRL    | the Air Force Research Laboratory, 美国空军研究实验室                          |
| BPSK    | Binary Phase-Shift Keying, 二进相移键控                                     |
| CDMA    | Code-Division Multiple Access, 码分多址                                   |
| CMATD   | Competent Munitions Advanced Technology Demonstration                 |
| DIGNU   | Deeply Integrated (GPS/IMU/AJ) Guidance & Navigation Unit, 深组合导航、制导单元 |
| DDC     | Digital Down Conversion, 数字下变频  |
| DLL     | Delay Lock Loop, 码延迟锁定环   |
| ERGM    | Extend-Range Guided Munition, 增程制导武器                                  |
| FLL     | Frequency Lock Loop, 锁频环  |
| GLONASS | Global Navigation Satellites System, 全球导航卫星系统                         |
| GPS     | Global Positioning System, 全球定位系统                                     |
| GNC     | Guidance Navigation Control, 导航、制导与控制                                 |
| IDF     | Integration Dump Function, 积分清零函数                                     |
| IF      | Intermediate Frequency, 中频  |
| IMU     | Inertial Measurement Unit, 惯性测量单元                                     |
| MEMS    | Micro Electro-Mechanical Systems, 微机电系统                               |
| MIMU    | MEMS Inertial Measurement Unit, 微惯性测量单元                               |
| NCO     | Numerically Controlled Oscillator, 数控振荡器                              |
| NF      | Navigation Filter, 导航滤波器  |
| PF      | Pre-filter, 预滤波器  |
| PIT     | Pre-detection Integration Time, 预检积分时间                                |
| PLL     | Phase Lock Loop, 锁相环  |
| PRN     | Pseudo Random Number, 伪随机数  |
| PPS     | Pulse Per Second, 秒脉冲   |
| SINS    | Strapdown Inertial Navigation System, 捷联惯性导航系统                        |
| TTF     | Time To First Fix, 首次定位时间   |
| VCO     | Voltage Controlled Oscillator, 压控振荡器                                  |



## 摘 要

现代战争的高技术特点表明,精确制导武器已经逐渐成为现代战争的主导,低成本导航与制导技术是消耗型制导武器的关键技术之一。卫星/MIMU 嵌入式组合导航系统具有成本低、体积小、重量轻、功耗低、动态性能高和抗干扰能力强等优点,因而在精确制导武器等军事应用方面具有非常重要的应用价值。本文以 GPS 为实例,开展卫星/MIMU 嵌入式组合导航一体化关键技术的研究,完成了 MIMU 辅助的 GPS 信号捕获、MIMU 辅助的 GPS 信号跟踪、MIMU 辅助的导航定位算法和 GPS/MIMU 深组合导航算法的分析,并给出了具体解决方案。主要的工作包括以下几个方面:

(1) 从卫星信号的检测概率、虚警率和捕获时间方面对时域相干和非相干捕获算法进行了分析比较:非相干捕获算法不受导航数据位的影响,而且多普勒频率误差对其影响较小,但是非相干捕获算法增加了平方损失;而相干捕获算法获取相同的捕获灵敏度,仅需较短的积分时间,但其受多普勒频移估计偏差和码移估计偏差的影响较大,并且受导航数据位的影响。基于时域标准相干和非相干捕获算法的特点,针对快速捕获的应用要求,提出了基于辅助的(卫星历书和星历辅助、卫星/MIMU 估计的多普勒频率辅助、位置和时间的辅助)时域相干捕获算法,分析结果表明该方法能有效地缩短捕获时间(从几百秒缩短到几秒)和提高捕获效率(在检测概率为 95%的条件下,对 GPS 信号的捕获能力提高了 4.5dB/Hz)。

(2) 对接收机 DLL/PLL/FLL 的鉴别器进行了分析和比较研究,在综合考虑接收机跟踪环路中的各种误差源(热噪声、晶振误差、动态牵引误差等)的基础上,设计了一种适合于高动态的 GPS 环路结构:码跟踪环采用载波辅助的结构,载波环路采用双模态结构——2 阶 FLL 辅助的 3 阶 PLL 结构。针对不同的晶振类型,综合考虑各种误差因素,设计了 MIMU 辅助的 GPS 接收机环路结构及 MIMU 辅助 3 阶 PLL 的最小带宽和最优带宽。根据设计的 MIMU 辅助的 GPS 环路结构,分析了其抗干扰性能,分析结果表明 MIMU 辅助的卫星接收机比一般的 GPS 接收机抗干扰性能至少有 11dB 的提高。

(3) 分析了基于 Kalman 滤波器的纯 GPS 导航定位算法,为了减少系统的状态维数,观测量采用伪距单差和伪距率单差(星间差)来抵消用户钟差和钟差漂移的影响,试验结果表明 Kalman 滤波导航算法使得导航定位结果更平滑,定位精度更高;同时分析了 MIMU 辅助的 GPS 导航定位算法,观测量采用伪距单差和伪距率单差来抵消用户钟差和钟差漂移的影响;针对低成本 MIMU 系统,设计了一种基于最大似然估计的自适应滤波算法,通过试验验证了该算法,静态试验结果表明:MIMU 辅助 GPS 定位系统的位置精度优于 5m,速度精度优于 0.1m/s,俯仰角和滚动角精

度优于  $0.2^\circ$ ，航向角精度优于  $0.2^\circ$ (航向角辅助)。

(4) 为了提高系统的动态性能和抗干扰能力，论文进一步研究了 GPS/MIMU 深组合导航算法。首先论述了 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航算法的基础——矢量跟踪环结构，着重分析了三种基带测量信号预处理方法；接着分析了 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航算法中的导航滤波器设计，为了提高导航滤波性能，采用了降维的导航滤波算法；最后针对基带信号预滤波的强非线性问题，提出了基于 UKF 的基带测量信号预滤波方法，并对其性能进行了分析比较。

(5) 论文最后给出了 GPS/MIMU 嵌入式导航系统的实现方案及试验结果，客观评价了系统的关键性能指标，进一步验证了论文提出的有关算法模型。系统主要性能指标为：

1) 在 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统中，当有星历辅助时 GPS 首次定位时间优于 10s。

2) 在静态条件下，研制的 GPS 接收机的位置精度优于 5m，速度精度优于 0.1 m/s；在动态车载条件下，水平位置误差优于 3 米，高程优于 10 米，与商用 GPS 接收机精度大体相当。

3) GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统在静态条件下的精度重复性为：位置精度优于 5m，速度精度优于 0.1m/s，俯仰角和滚动角精度优于  $0.2^\circ$ ，航向角精度优于  $0.2^\circ$ (航向角辅助)。

论文虽以 GPS 为实例，但是研究的成果同样适用于其它的卫星导航系统(如 GLONASS、GALLIEO、北斗 II 卫星导航系统等)。

**主题词：**嵌入式组合导航系统 全球定位系统 微惯性测量单元 捕获与跟踪 微惯性辅助捕获 微惯性辅助跟踪 深组合导航



---

---

## ABSTRACT

High-tech modern wars declare that precision guided munitions have made a significant impact in recent armed conflicts, and the low-cost technology of navigation and guidance unit is a key in the consuming guided munitions. Having such advantages as high precision, low-cost, low-size, low-weight, low-power, powerful capability of anti-jamming and high dynamics, et al., embedded GPS/MIMU integrated navigation systems have extensive application value in the projectile and precision guided munitions. This dissertation addresses key technologies of embedded GPS/MIMU integration such as MIMU-aided GPS signal acquisition, MIMU-aided GPS signal tracking, MIMU-aided GPS navigation, GPS/MIMU ultra-tightly coupled navigation, proposing a full solution for the embedded GPS/MIMU integrated navigation system. The main contributions include the following aspects:

(1) Benefits and drawbacks of non-coherent and coherent integration are analyzed from the aspects of probability of detection, probability of false alarm and the acquisition search time. Coherent integration requires a shorter integration time to achieve the same acquisition sensitivity versus a comparable non-coherent integration. Non-coherent integration is more tolerant to residual frequency errors and is not affected by the navigation data bits. According to their benefits and drawbacks, aided GPS signal coherent integration acquisition(ephemeris and almanac aiding, time and approximate user position aiding, GPS/MIMU estimated doppler aiding) is presented for the fast acquisition applications. The simulated results show that performance of the aided acquisition method can improve 4.5dB/Hz in the condition of 95% probability of detection than non-aiding GPS signal acquisition, and the time of aided acquisition is reduced from several hundred seconds to several seconds.

(2) In order to obtain the best DLL/PLL/FLL performance, we select discriminators and their normalization algorithms with the highest processing gain and the least linearization effect. Considering the total tracking errors such as thermal noise, oscillator phase noise, dynamic stress error, et al., we design the structure of GPS receiver tracking loop for high dynamic applications. Doppler frequency from carrier is proportional to that from code, so Doppler information from the carrier tracking loop is selected to aid the code tracking loop. Dual mode structure is adopted as the high dynamic GPS receiver carrier tracking loop. One is a FLL-assisted-PLL mode for high dynamics, and the other is a PLL mode for low dynamics. The mode is switched according to the lock status.

Considering the total tracking errors and different oscillators, the structure of MIMU-aided GPS receiver tracking loop is also designed. The structure of Doppler information from the carrier aided code tracking loop is adopted. The optimal loop

bandwidth of MIMU-aided PLL is designed based on different oscillators such as a 1.1Hz loop bandwidth of the MIMU-aided 3rd order PLL for OCXO, and 2.14Hz for TCXO. Finally according to the designed MIMU-aided GPS receiver tracking loop, the anti-jamming simulation is performed. Simulation results show that anti-jamming performance of the MIMU-aided receiver has 11dB improvement at least, compared to traditional GPS receiver.

(3) The GPS navigation filter is investigated. In order to eliminate the clock components, that is, the receiver clock offset and clock offset rate, the pseudorange measurements and Doppler measurements are differenced across satellites. Compared to the least square algorithm, the navigation filter adopted can improve the positioning precision. According to the GPS navigation filter, the MIMU-aided GPS navigation filter is designed, in which the measurements are the pseudorange and Doppler difference across satellites. Also the structure of the adaptive Kalman filter is designed for low-cost, low-precision MEMS IMU. Finally, Test results show that using adaptive Kalman filter, perfect performance can be achieved for the low-cost MIMU aided GPS navigation so that the positioning accuracy is better than 5m, velocity accuracy is better than 0.1 m/s on the static condition, the level attitude errors are better than  $0.2^\circ$ , heading attitude error is better than  $0.2^\circ$ (with heading aiding).

(4) In order to improve the performance of dynamics and anti-jamming, the dissertation presents a GPS/MIMU ultra-tightly coupled navigation algorithm. The vector-based tracking structure of GPS receiver which is the foundation of GPS/MIMU ultra-tightly coupled navigation algorithm is introduced firstly. Three local pre-processing algorithms for GPS correlated sample signals are presented for GPS vector-tracking architecture: least mean square curve fitting, linear Kalman pre-filter and non-linear Kalman pre-filter. The GPS/MIMU ultra-tightly coupled navigation algorithm can be achieved by replacing the GPS navigation filter in GPS vector-tracking structure with an integrated GPS/MIMU navigation filter. The local pre-processing algorithm is used to update an GPS/MIMU navigation filter. The navigation solution together with GPS parameter corrections are used in a tracking predictor to generate high-sampling-rate carrier and code replicas. The structure of reduced-dimension Kalman filter is adopted for the GPS/MIMU navigation filter in order to improve the performance of GPS/MIMU navigation filter. Finally, regarding the strong nonlinearity of GPS correlator output signal, UKF is first presented for GPS local pre-processing algorithm, and the performance of GPS local pre-processing algorithm using UKF is evaluated.

(5) Test methods and results are presented and the system performance evaluation are given. The main performances are as follows:

1) In the embedded GPS/MIMU integrated navigation system, TTFF(Time To First Fix) of ephemeris aiding GPS is better than 10s.

2) The GPS positioning accuracy is better than 5m and velocity accuracy is better than 0.1 m/s on the static condition. On the dynamic condition, the accuracy of the designed GPS receiver is comparable to that of commercial GPS receiver.

3) For the embedded GPS/MIMU integrated navigation system on the static condition, the positioning accuracy is better than 5m, velocity accuracy is better than 0.1m/s, and the attitude errors are less than 0.2 degrees with yaw aiding.

The contribution of this dissertation is not only applicable for GPS, but also for other GNSS such as GLONASS, GALLIEO, BD II .

Key Words : Embedded Integrated Navigation, GPS, MEMS Inertial Measurement Unit(MIMU), Acquisition and Tracking, MIMU-aided Acquisition, MIMU-aided Tracking, Ultra-tightly Coupled Navigation



## 第一章 绪论

### 1.1 论文研究背景及意义

#### 1.1.1 卫星导航定位系统

卫星导航定位系统是一种天基无线电导航系统,它通过测量若干颗已知星历的卫星至用户接收设备间的无线电延时来确定用户的位置。卫星导航定位系统能够在全球范围内,为多用户全天候、实时、连续地提供高精度的三维位置、速度及时间信息(Position, Velocity and Time, PVT),具有很强的军事用途和广阔的民用前景,许多国家和国际机构均大力开展这方面的研究。目前已经投入运营或正在建设的几个主要的卫星导航系统有:美国的全球定位系统(Global Positioning System, GPS)、俄罗斯的全球导航卫星系统(GLObal NAvigation Satellites System, GLONASS)、欧洲在建的伽利略全球卫星导航系统(GALILEO)、中国的“北斗”定位系统等,其中以 GPS 的应用最为广泛。

#### 1 全球定位系统(Global Positioning System, GPS) [1]-[8]

GPS 于 1994 年正式建成并投入运行,具有全球、全天候、连续实时导航定位能力,其空间部分由 24+3 颗分布于高度约为 20200km 的 6 个轨道面的卫星组成,卫星运行周期为 11 小时 58 分,卫星发射 L1 (1575.4MHz) 及 L2 (1277.6MHz) 两个频率的信号,信号采用码分多址(Code-Division Multiple Access, CDMA)方式, L1 调制民用粗码(C/A)及军用精(P)码; L2 只调制精码。粗码容易捕获,定位精度在 30m 以内;精码另行施加保密(AS)技术,精度高,且可用双频求解电离层传播误差,定位精度达 1m,但是非授权用户无法使用。

然而 GPS 系统却存在诸多的问题,如: 1). 采用单一 L1 频段的 C/A 码进行伪距单点定位精度太低,难以满足高精度民用导航的需求; 2). 在载波相位测量中, L2 载波重建需依赖 L1 信号,质量不甚理想; 3). 当前星历的有效期短且外推精度低; 4). 信号易受干扰。针对 GPS 系统存在的问题,目前美国正在实施 GPS 现代化计划,其目标是在军事上强化并实现导航战的概念和思想,确保美国及盟国的军事优势,为此需要改善 GPS 的抗干扰性能和抗毁性,在空间部分和地面控制部分采取必要的措施,既要保证 GPS 现代化计划的实施有利于民用服务,又要保证不会因此而削弱军事优势。

总体上说, GPS 现代化的具体内容,就是在 L2 上增加一个民用码(L2 C/A); 增加一个第三民用频率 L5。L5 信号在很大程度上是为改善当前 L1 C/A 码性能而专门设计的, L5 的功率将比现在的 L1 信号增加 6dB,这些功率由 I 和 Q 两个数据

通道平分,能适应于较差环境下的接收,提高抗干扰能力,尤其是对来自于 L5 相同频带的其它脉冲发射系统的干扰。在军用方面,将采用新的军用信号和编码结构,改善密码保护,改变数据信息的广播方式,其中最显著的举措就是增加新的军用 M 码信号,它将在必要的时候以比现有的 P(Y)码高 20dB 的功率进行区域性的发射。同时开发与新的军用信号相适应的不再依靠民用码来快速捕获军用信号的技术。另外,频率还将加载一种比 L1、L2 C/A 码更长的码信号,即 NH 码,它能减少系统本身由于 CDMA 交叉相关引起的干扰。

## 2 全球导航卫星系统(GLObal NAVigation Satellites System, GLONASS)<sup>[9][10]</sup>

GLONASS 是俄罗斯以空间为基础的无线电导航系统,是继美国 GPS 系统之后又一个全天候、高精度的全球卫星导航定位系统。GLONASS 在功能上类似于 GPS,它能给具有相关装备的用户提供位置、速度和时间信息(PVT),不过卫星信号采用的是频分多址,其空间部分由 24+1 颗卫星组成,分布在轨道高度约为 19100km 的三个轨道面上,卫星运行周期为 11 小时 15 分钟。GLONASS 空间部分在 1996 年完成,它由 21 颗卫星星座加 3 颗处于工作状态的备用卫星组成,由俄罗斯空军监控运行。地面控制部分由散布在全俄罗斯的许多地面设备组成,用来控制和跟踪卫星,并把星历、定时信息及其它数据上传加载给卫星。俄罗斯及其以外的许多团体研制了各种民用和军用用户设备。但根据美国林肯实验室的研究报告,1998 年 2 月中旬,GLONASS 星座上仅有 12 颗健康的卫星。

俄罗斯正在加紧寻求国际合作,共同维持系统运行。目前,俄罗斯太空的卫星系统处于国家级水准,并达到了国防需求的最低水平。现有 17 颗卫星在轨运转,但其中一些的使用寿命将很快到期。有 6 颗以上的卫星即将发射,将作为主要卫星的备份,以确保系统的正常运转。根据俄罗斯联邦的全球导航卫星系统组建计划,预计在 2008 年导航卫星的数目将达到 18 颗,届时 GLONASS 便可发挥区域导航定位功能;2008 年以后卫星总数到 24 颗时,其导航范围可覆盖整个地球表面和近地空间。

## 3 伽利略全球卫星导航系统(GALILEO)<sup>[11]-[14]</sup>

基于政治、军事、经济和技术等方面的发展战略考虑,欧盟成员国于 2002 年 3 月 26 日达成一致的协议,启动民用卫星导航计划—伽利略(GALILEO)卫星导航系统。目前伽利略(GALILEO)系统正在建设当中,整个系统将于 2010 年投入运行。

伽利略星座由 30 颗中地球轨道(MEO)卫星组成,其中 3 颗为备用卫星,用 Walker 星座标识符表示为 27/3/1。卫星的轨道高度约为 23616Km,倾角为 56°,轨道升交点在赤道上相隔 120°,每个轨道面部署 9 颗工作星和 1 颗备份星,运行周期为 14 小时 4 分钟。系统提供全球连续覆盖,地面可见卫星数量最多达 13 颗(截止高度角为 5°)。工作星失效后,由备份星替代,失效星将被转移到高于正常轨道

300 千米的轨道上。伽利略的功耗为 1.5 千瓦，系统传递的信号强度( $-155\text{dBW/m}^2$ ) 优于 GPS( $-158\text{dBW/m}^2$ )，提高了抗干扰性。地面部分主要由 2 个位于欧洲的伽利略控制中心(GCC)和 20 个分布全球的伽利略敏感器站(GSS)及 5 个 S 波段和 10 个 C 波段的上行站组成。

伽利略卫星提供 10 个右旋圆极化的导航信号和 1 个搜救信号，伽利略系统是一个和 GPS 兼容的系统，但完全可以独立工作，其空间信号相当于 GPSIIIF/III 或更好。频率选择上 E5a 和 E5b 与 GPS 的 L5 在同一频段上重叠应用；E1 和 E2 与 GPS 的 L1 在同一频段上重叠使用；而 E6 是一个供商业服务和公共事业服务的专用频率。从信号结构的整体来说，将比 GPS 的民用码复杂。系统卫星区分采用码分多址(CDMA)技术，各卫星以相同的频率发射信号。伽利略卫星射频信号的调制除采用传统的二相移键控(Binary Phase-Shift Keying, BPSK)调制技术外，还采用一种新的调制技术——二元补偿载波(Binary Offset Carrier, BOC)  $\text{BOC}(f_s, f_c)$  调制，其中  $f_s$ 、 $f_c$  分别表示子载波频率和码速率，与 BPSK 相比，这种调制方式的优点是：具有较好的抗多路径效应能力，能够降低码噪声，易于信号跟踪。

#### 4 中国的“北斗”卫星导航系统<sup>[15]-[17]</sup>

“九五” 立项“北斗一号” 工程——双星定位导航系统，2000 年 10 月 31 日发射的第一颗“北斗导航试验卫星”，同年 12 月 21 日发射了第二颗“北斗导航试验卫星”，构成了“北斗卫星导航定位系统”，这标志着我国拥有了自主研发的第一代卫星导航定位系统，该系统服务范围覆盖了中国大陆、台湾、南沙及其它岛屿、中国海、日本海、太平洋部分海域及我国部分周边地区。2003 年 5 月 25 日，我国在西昌卫星发射中心成功地将第三颗北斗一代导航定位卫星送入太空。该卫星不仅是北斗一代导航定位系统的备份星，而且还承担第二代北斗系统的关键技术试验任务，它与前 2 颗卫星一起组成中国自己完整的卫星导航定位系统。北斗一代系统的顺利投入使用，解决了我国自主卫星导航系统的有无问题，是一个成功的、实用的、投资少的系统。虽然北斗一代卫星导航系统具有创新性，但系统的用户容量、导航定位维数和精度、系统的隐蔽性等方面还存在很多局限，在体制上也不能与 GPS 和 GLONASS 兼容，有待于发展成为更先进、更完善的北斗二代卫星导航系统。目前我国“北斗二代”卫星导航定位系统正在规划建设之中。

##### 1.1.2 微惯性测量单元(MIMU)

众所周知，惯性导航系统以其独特的优点，在航空、航天和航海等领域得到了广泛的应用，惯性技术的发展水平直接影响一个国家武器装备现代化的程度。在现代以及可预见未来的高科技战场上，强技术对抗的复杂战场环境迫切需要微型

飞行器、微型机器人等微小型侦察设备以及大量战术武器, 这种需求促使惯性导航系统向低成本、微型化、低功耗的方向发展。

微惯性器件的主要特点有<sup>[18]-[21]</sup>:

(1) 低成本。由于微惯性器件主要采用半导体或者石英材料, 因此可以像制造芯片一样大批量生产, 从而具有很低的成本。目前仅松下(Panasonic)公司每年就生产超过 200 万套采用微惯性器件的汽车导航系统, 而 British Aerospace/Sumitomo 每年生产超过 700 万只微陀螺。

(2) 体积小、功耗低。由于在 MIMU 中已经可以采用平面(In-plane)安装的三轴惯性器件, 美国用于 CMATD(Competent Munitions Advanced Technology Demonstration)项目的由 MIMU/GPS 组成的整个导航制导控制系统(Guidance Navigation &Control, GNC))的体积仅为  $8 \text{ in}^3$ (立方英寸), 功耗仅为 3W。目前, Draper 实验室的用于 PGM(Precision Guided Munitions)项目的整个 GN&C 系统体积降至  $4 \text{ in}^3$ , 并正在向  $2 \text{ in}^3$  迈进。

(3) 全固态, 可靠性高, 抗冲击性好。目前国外的微惯性器件抗过载能力已经达到 20000g, 并在火炮发射的制导炮弹中得到成功应用。

(4) 精度低。目前微陀螺的漂移远大于其它类型的常规陀螺。微惯导系统在没有外界辅助信息的情况下导航的输出很快发散, 因此在构成系统时, 常需要其它辅助信息, 来抑制系统定位误差的增长。由于 MIMU 和 GPS 接收机可以做到很高的集成, 因此在战术武器上经常与 GPS 一起构成 GPS/MIMU 组合导航系统。

由于微惯性器件具有上述特点, 因此国际上有很多机构和公司研究微惯性器件, 其中主要的包括 Draper 实验室、Honeywell、JPL 实验室、Crossbow, 英国的 BAE System、日本的 Sumitomo、Panasonic, 德国的 LITEF、Bosch 以及各国的很多大学等。

美国在这一领域处于领先地位, 最具代表性的是 Draper 实验室, Draper 实验室于 1984 年开始微惯性传感器的研究。1995 年在 ERGM(Extend-Range Guided Munition)中使用的 MIMU/GPS 单元体积为  $126 \text{ in}^3$ , 陀螺漂移率  $500(^{\circ})/\text{h}$ , 加速度计精度 20mg, 功率 24w, 承受过载达到 6500g, 是第一个成功用于火炮发射制导弹药的 MIMU/GPS 系统。1997 年在 CMATD(Competent Munitions Advanced Technology Demonstration)试验中使用的单元体积缩小为  $9 \text{ in}^3$ , 陀螺漂移率  $50(^{\circ})/\text{h}$ , 加速度计精度达到 1mg, 功率 10w, 过载达到 12500g。目前 Draper 实验室的产品体积进一步减小到  $4 \text{ in}^3$ , 陀螺漂移率  $10(^{\circ})/\text{h}$ , 加速度计精度 100ug, 过载达到 20000g, 功率小于 3w。在美国 DARPA (the Defence Advanced Research Projects Agency) 和 AFRL (the Air Force Research Laboratory) 的资助下, Draper 实验室正在研究世界上性能最好的 MIMU, 目标是陀螺漂移率达到  $1(^{\circ})/\text{h}$ , 加速度计精度



100 $\mu$ g, 能承受 20000g 的过载, 功率小于 5w, 生产成本为 1200 美元。

美国国防部所资助(资助的单位:L-3 Communications、IEC(Interstate Electronics Corporation)、Honeywell、Draper、Rockwell Collins 等)发展的 MIMU 的性能如表 1.1 所示<sup>[43]</sup>。

表 1.1 美国国防部所资助的 MIMU 发展情况表

| 阶段     | 时间                      | MIMU 性能            |        |                      |         |        |
|--------|-------------------------|--------------------|--------|----------------------|---------|--------|
|        |                         | 陀螺( $^{\circ}$ /h) | 加表(mg) | 体积(in <sup>3</sup> ) | 抗冲击(g)  | 成本(美元) |
| Phas.1 | 2001~2003 中期<br>(18 个月) | <75                | <9     | 8                    | >10,000 |        |
| Phas.2 | 2003 中期<br>~2004(18 个月) | <20                | <4     | 4                    | >20,000 |        |
| Phas.3 | 2004~2006(24 个月)        | <1                 | <1     | 2                    | >20,000 | <1200  |

其它国家, 包括英国、德国、瑞典、日本等国家也都在积极研究和生产基于微惯性的传感器。2000 年英国的 BAE SYSTEMS 使用的 MIMU 中, 陀螺漂移率优于 10( $^{\circ}$ )/h ( $1\sigma$ ), 加速度计精度达到 2mg ( $1\sigma$ ), 在火炮发射试验中可以承受 15000g 的过载。

根据参考文献<sup>[22]</sup>德国 Robert Bosch 公司的 B.Kuhlmann 介绍了该公司制造的第三代角速率敏感器件(DRS-MM3 传感器), 采用硅微机械传感器, 对于高频和低频部分分别进行了测试, 最后得到零偏稳定性为 1.35( $^{\circ}$ )/h, 典型精度优于 3( $^{\circ}$ )/h, 角随机游走为  $0.004(^{\circ}/s)/\sqrt{Hz}$ 。德国 HSG-IMIT 的 M.Trächtler<sup>[23]</sup>提出了基于 SOI(Silicon-On-Insulator)技术的单板多轴惯性器件新方案, 该方案利用 MEMS 器件, 简化传统的惯性测量空间三轴配置, 在一个平面上分布三轴惯性测量器件, 大大简化了 IMU 的结构设计, 具有革命性的意义。德国 LITEF 公司的 S.Zimmermann<sup>[24]</sup>介绍了该公司制造的 DCORS 微机电陀螺, 该微陀螺在经过温度补偿后精度为 2~7( $^{\circ}$ )/h, 这在工业实用中达到领先水平。

据网站公布的资料表明, 瑞典 Imego(the Institute of Microelectronics in Gothenburg)于 2002 年生产的第一代 MIMU 陀螺和加表零偏稳定性分别为 70( $^{\circ}$ )/h 和 500 $\mu$ g, 体积约为  $5\times 5\times 5\text{cm}^3$ , 而当年的微陀螺的性能达到了 10( $^{\circ}$ )/h, 标度因子稳定为  $4\times 10^{-3}$ 。2003 年第二代 MIMU 的体积降到了 49 $\text{cm}^3$ , 其 IMU 的陀螺和加表零偏稳定性分别为 5( $^{\circ}$ )/h 和 300 $\mu$ g, 单独的微陀螺的性能达到了 1( $^{\circ}$ )/h, 标度因子稳定性为  $4\times 10^{-4}$ 。据网站公布的资料, Imego 于 2004 年底前完成了对陀螺和加表专用集成电路的数字化输出改进。2005 年 MEMS INS 体积更小 ( $33\text{cm}^3$ ), 重量更轻 (30g), 系统中的 IMU 大小为 16 $\text{cm}^3$ , 陀螺和加表零偏稳

定性分别为  $1(^{\circ})/\text{h}$  和  $100\mu\text{g}$ 。单独的陀螺零偏稳定性达到  $0.2(^{\circ})/\text{h}$ ，标度因子稳定性为  $1\times 10^{-4}$ 。Imego 的 MEMS INS 主要面向民用，将首先用于运动跟踪，研究滑雪、跳水等运动状况。另外，在实际应用中，MEMS INS 和 GPS 采用卡尔曼滤波技术进行组合，并增加磁传感器以提高系统的性能。

在日本，由于微惯性器件极低的价格，以及可以采用 GPS、里程计/速度计、方向传感器等辅助信息，大量  $1(^{\circ})/\text{s}$  的微陀螺和  $1\sim 50\text{mg}$  的 MEMS 加速度计被用于汽车的导航系统、安全系统。

我国也在积极发展微惯性器件，目前，国内研究微惯性器件的单位有清华大学、东南大学、中电 10 所、中电 13 所、中电 26 所、中电 55 所、上海微系统所、航天时代电子公司等。国产微陀螺的精度已取得显著成绩，清华大学的微硅陀螺精度达到  $10(^{\circ})/\text{h}$ ，中电 26 所的石英音叉陀螺精度达到  $10(^{\circ})/\text{h}$ ，东南大学的微硅陀螺精度达到  $20(^{\circ})/\text{h}$ 。航天 33 所研制的 MEMS 加速度计其精度已经达到  $1\text{mg}$ ，但主要还处于实验室阶段，暂时还不能批量生产。以 MEMS 构成惯性系统，国内研究尚处于起步阶段。

### 1.1.3 卫星(GNSS)/微惯性测量单元 (MIMU)组合导航系统

近几年来，由于 GPS/MIMU 组合导航系统具有成本低、体积小、功耗低等优点，因而受到众多研究者的关注。GPS 和 MIMU 组合，构成 GPS/MIMU 组合导航系统，可以克服各自缺点，取长补短，使二者性能得到互补。组合优点表现为：提高 MIMU 的性能和精度；对于 GPS 接收机，MIMU 的辅助可以提高其跟踪卫星的能力，提高接收机的动态特性和抗干扰特性，实现 GPS 的完整性检测，提高可靠性等。

根据不同的应用要求，可以有不同水平的组合，即不同的组合深度。根据组合深度的不同，GPS/MIMU 组合导航系统主要分为以下几类：

#### 1 松散组合(Loosely-Coupled Integration)

又称级联卡尔曼滤波(Cascaded Kalman Filter)方式。它以 MIMU 和 GPS 输出的速度和位置信息的差值作为观测量，以 MIMU 线性化的误差方程作为系统方程，通过 Kalman 滤波器对 MIMU 的速度、位置、姿态以及传感器的误差进行最优估计，并根据估计结果对 MIMU 进行输出或者反馈校正。

这种组合方式的主要特点是系统结构简单，易于实现，可以大幅度提高系统的导航精度。许多的研究者在这方面开展了研究，如 Salychev 等人采用松散组合发展了 MEMS IMU/DGPS 系统<sup>[25]</sup>；Jau-Hsiung Wang 发展了陆基 GPS/MIMU 导航系统<sup>[26]</sup>；Nayak<sup>[27]</sup> (2000)和 Mathur & Grass<sup>[28]</sup> (2000)评估了 GPS/MIMU 开环松散组合的性能。国内在 GPS/MIMU 松散组合导航也开展相关的研究，具体见参考文献

<sup>[29]-[38]</sup>。但是松散组合缺点在于 GPS 接收机通常是通过卡尔曼滤波输出其位置和速度，这种组合导致滤波器的级联，使组合导航观测噪声时间相关，不满足 Kalman 滤波器观测噪声为白噪声的基本要求，因而可能产生较大误差，严重时可能使滤波器不稳定(实际中则常常加大滤波器的迭代周期，使迭代周期超过误差相关时间，从而可以将量测噪声作为白噪声处理)。Jau-Hsiung Wan<sup>[26]</sup>采用 Xsens MT9 型 MEMS IMU 和 SiRF 的 GPS 接收机，采用人工智能数据融合方法，组合系统在市区有高楼遮挡的条件下，能够提供连续可靠的导航参数，精度优于 15m，在三分钟 GPS 数据中断的情况下，组合系统的精度优于 30m。国内的学者采取了一些措施提高 GPS/MIMU 松散组合性能，如马云峰<sup>[29]</sup>等采用模糊自适应卡尔曼滤波组合算法来提高滤波器性能；单茂华<sup>[30]</sup>、YUE Xiao kui<sup>[31]</sup>和万振刚<sup>[32]</sup>等研究者采用 H<sub>∞</sub> 滤波器来改善滤波器的性能。

## 2 紧组合(Tightly-Coupled Integration)

这种组合方式根据 GPS 接收机收到的星历信息和 INS 输出的位置和速度信息，计算得到相应于 MIMU 位置的伪距(pseudo-range)、伪距率(pseudo-range rate)，并将其与 GPS 接收机测量得到的伪距和伪距速率相比较，它们的差值作为组合系统的观测量。通过滤波器对 MIMU 的误差和 GPS 接收机的误差进行最优估计，然后对 MIMU 进行输出或者反馈校正。由于不存在滤波器的级联，并可对 GPS 接收机的测距误差进行建模，因此这种伪距、伪距率组合方式比位置、速度组合具有更高的组合精度，而且在可见星个数少于 4 颗时也可以使用。由于紧组合比松组合具有更优良的性能，近几年来，众多研究者在紧组合策略方面开展了深入的研究，如 Hide(2003)<sup>[39]</sup>和 Brown & Lu(2004)<sup>[40]</sup>。Brown & Lu (2004)<sup>[40]</sup>测试 Crista MIMU 与 GPS 组合导航系统的结果，在 GPS 失锁 50s 时，水平导航定位精度为 225m；Hide (2003)<sup>[39]</sup>使用 Crossbow 公司研制的 DMU-HDX 航姿系统与差分 GPS 载波相位进行组合导航，主要用于舰艇导航。Hide 和 Moore (2005)<sup>[41]</sup>使用紧组合的方案设计基于 Crossbow AHRS400 的 MIMU/GPS 组合导航系统，在城市内导航水平定位精度优于 20m。Jaffe 等(2004)<sup>[42]</sup>采用紧组合方法发展了 MIMU/DGPS 组合导航系统。

## 3 深组合(Deeply-Coupled Integration)

深组合是一种在硬件级进行的嵌入式一体化组合方式，其主要思想是既使用滤波技术对 INS 的误差进行最优估计，同时使用校正后 INS 的信息对 GPS 接收机的载波环、码环进行辅助或直接用 INS 信息闭合载波、码环跟踪环路，从而减小环路的等效带宽，增加 GPS 接收机的动态性能和抗干扰能力。嵌入式深组合还将 MIMU 和 GPS 硬件设计成一体化，通过共用电源、时钟等进一步减小体积、降低成本和减小非同步误差。深组合导航概括起来具有下列优点：

- 
- (1) 成本低、体积小、功耗低。
  - (2) 深组合系统相对于通常的紧组合来说，抗干扰能力（A/J）能够提高 15-20dB<sup>[43]</sup>。
  - (3) 系统动态性能高。
  - (4) 通过减少 CEP 误差，提高系统精度，改善武器系统的打击效率。
  - (5) GPS 和 MIMU 可采用单处理器结构。
  - (6) 可靠性高。

#### 1.1.4 论文研究的意义

近几年的高技术局部战争(如 1991 年的海湾战争、1999 年的科索沃战争、2001 年的阿富汗战争和 2003 年的伊拉克战争等)表明，精确制导武器已成为战争的主要武器，由于具有良好的性价比，因而在战争中得到了大量使用，如战斧III、JDAM、JSOW、CBU-105、WCMD 等。据统计，美军至 2003 年已订购了约 30 万套低成本制导组件用于制导航空弹药，其单价格在 5000~25000 美元之间。由于大量采用低成本导航系统，使航空弹药具备了远程化、智能化、防区外投放、区域封锁能力和精确打击能力。而卫星/MIMU 嵌入式组合导航系统具有成本低、体积小、重量轻、功耗低、动态性能高和抗干扰能力强等优点，因而在精确制导武器等军事应用方面具有非常重要的意义。

1) 发展低成本、微小型的卫星/MIMU 嵌入式组合导航技术是发展我国精确打击武器和对现役装备进行制导化改造的关键基础技术之一。

MIMU 与卫星定位系统进行紧组合或者深组合，不仅可以做到性能上的互补，提高接收机的动态性能和抗干扰能力，而且可以真正做到系统的单板集成或者芯片级集成，因此必将成为未来军用导航系统发展的一个主要方向。随着军事科学技术的发展，常规军事装备发展迫切需要智能、微小型的 GNC 系统。现代军队作战原则强调高机动性、远程突击以及实施精确打击，其形成的电子化军事指挥系统依赖于抗干扰的、精确的 GNC 系统。如远程精确打击武器（地地导弹、地空导弹、空地导弹等）、微型无人飞机、可控型航空制导炸弹等均依赖于低成本、微小型 GNC 系统来提高作战效能。而目前，国内针对低成本、微小型 GNC 系统的研究进展缓慢，严重制约着我军信息化武器的发展和现役武器装备的信息化改造。

2) 开展卫星/MIMU 嵌入式组合导航关键技术研究为发展我国具有自主知识产权的微型嵌入式组合导航系统提供技术储备。

目前我国正在大力发展精确打击武器系统，经过“九五”、“十五”的发展，在相关技术的研究和开发上取得了很大的进展。但是，由于我国在这一领域发展较晚，技术储备不够充分，特别是微型导航系统技术和制导控制技术方面基础薄

弱，严重制约了我国信息化武器装备的发展。同时我国“北斗二代”卫星导航定位系统正在规划建设之中，因此开展论文的研究为研制“北斗 II”/MIMU 嵌入式组合导航系统提供技术储备。

由于低成本优点，本论文的研究成果在民用方面也具有广阔的应用前景。

## 1.2 卫星/MIMU 嵌入式组合导航技术的研究现状

### 1.2.1 卫星/MIMU 嵌入式组合导航技术的国外研究现状

尽管美国的惯性导航系统精度很高，且具有完善的卫星导航定位系统，但其仍一直在努力发展组合导航系统技术。美国小型 GPS/INS 战术系统目前主要为松组合和紧组合两种系统，如 1997 年 Honeywell 公司发展的小型 GPS/INS 组合导航系统，其中惯性导航系统采用由光纤陀螺和固态硅微加表组成的导航级 MIMU，而 GPS 接收机采用 Trimble 公司研制的 12 通道的 C/A 或 P(Y) 小型接收机，采用紧组合方案，并且使用惯性信息辅助 GPS 码环和载波环跟踪，主要性能指标为：抗冲击 15g/s，加速度 44g，速度 12000m/s。美军在最近的几次战争中大量使用的精确制导弹药如 SLAM、JDAM 等，无人飞行器如捕食者、炮射侦察飞行器等以及各种常规武器的改进型号上都已采用了 GPS/MIMU 组合导航技术。

近年来，为了提高武器动态性能和抗干扰能力，提高武器在恶劣的敌对环境中的生存能力，高抗干扰深组合导航系统得到极大的发展<sup>[45]</sup>，从 2001 年开始美国国防部开始资助发展深组合导航和制导单元（GPS/IMU/AJ Deeply Integrated Guidance & Navigation Unit, DIGNU）。DIGNU 目前的性能为：体积小于 4in<sup>3</sup>，抗冲击大于 20,000g，陀螺的精度优于 1(°)/h，成本控制在 1500 美元以内。DIGNU 已经成功应用到 APKWS, XM982, PGMM, GMLRS, LCCM, MRAAS, QuickLook, TERM, MRM, AGS, ERGM, TCM 等武器的制导化改造上。据美国国防部报告，DIGNU 准备用于国防部 90% 的精确制导武器的改造<sup>[43]</sup>。

自从 20 世纪 90 年代初开始，Draper 实验室将微惯性技术用于军事领域，其研究工作进展主要体现在 DAPRPA 所资助的 MEMS-INS、INS/GPS 方面的几个计划上，如表 1.2 所示<sup>[46]</sup>。

表 1.2 Draper 实验室近年来 MEMS INS 的项目概况表

| 项目计划名称 | 时间   | 体积/cm <sup>3</sup> | MEMS INS 中的 IMU |            |         | 与 GPS 的组合方式   |
|--------|------|--------------------|-----------------|------------|---------|---------------|
|        |      |                    | IMU 的构成         | 陀螺漂移/(°)/h | 加表零偏/mg |               |
| ERGM   | 1995 | 2065               | 6 个单轴微惯性器件      | 500        | 20      | C/A 码 GPS 紧组合 |

|                     |               |     |            |    |     |               |
|---------------------|---------------|-----|------------|----|-----|---------------|
| CMATD               | 1997          | 213 | 6个单轴微惯性器件  | 50 | 1   | P 码 GPS 紧组合   |
| MMIMU<br>(MEMS IMU) | 2000          | 131 | 2个三轴惯性器件模块 | 10 | 0.1 | P/Y 码 GPS 深组合 |
| Low-Cost<br>INS/GPS | 2003~<br>2005 | 49  | 1个六轴惯性器件模块 | 1  | 0.1 | 利用 GPS 芯片深组合  |

2000 年,美国 Draper 实验室<sup>[47]</sup>设计了适用于低信噪比动态码跟踪的 GPS/IMU 深组合导航系统,采用了 GPS 射频模拟信号和惯性模拟数据,证明了深组合比一般的紧耦合系统抗干扰性能(A/J)有 15dB 的提高,并于 2001 年申请了专利。

2005 年 7 月 18 日, L-3 Communications, Interstate Electronics Corporation(IEC)<sup>[48]</sup>发布新一代用于精确制导武器、导弹、无人轰炸机的 FaSTAPTM 抗干扰技术和 GPS/INS 深组合系统,该系统相对于采用标准的码跟踪环和载波跟踪环的常规 GPS 接收机来说,在干扰环境下,跟踪性能能提高 15-20dB。

Honeywell 和 Rockwell Collins 公司发展了一种基于 MEMS 的 GPS/INS 的深组导航、制导和控制系统,该系统的抗冲击能力达 20000g, GPS 辅助的定位精度 5m (CEP), 抗干扰性能(AJ)达到 89dB, 系统的体积为 14in<sup>3</sup>, 该系统可以应用于增程制导炮弹、导弹等武器<sup>[49]</sup>。

对于微弱信号条件下导航(如城市导航和室内导航), 高灵敏度的接收机技术,辅助的 GPS(AGPS)系统(van Diggelen & Abraham 2001)<sup>[50]</sup>, 多通道合作(CO-OP Tracking)的接收机得到了极大的发展(Zhodzishsky & Yudanov 1998)<sup>[51]</sup>。然而在微弱信号条件下特别是室内导航, 这些技术仍然不能提供可靠满意精度的导航解, 因此必须使用其它技术手段来提高信号的捕获和跟踪性能。由于深组合导航系统能够很好的解决微弱信号条件下的导航问题而受到众多研究者的关注, Soloviev & Graas(2004)<sup>[52][53]</sup>使用 GPS/IMU 深组合能重新捕获和连续跟踪 15dB/Hz 噪声功率密度比的 GPS 信号, 多普勒的搜索空间范围为[-2Hz, 2Hz]。由于 INS 辅助减少接收机动态不确定性, 使得接收机能够跟踪低于正常信号 20-30dB 的信号(Beser & Alexander 2002<sup>[55]</sup>, Soloviev & Graas 2004<sup>[52]</sup>, Kreye & Eissfeller 2000<sup>[56]</sup>, Sennott 1997<sup>[57]</sup>)。

Guojian Gao 和 Gérard Lachapelle 对高灵敏度 GPS 接收机和 GPS/INS 深组合系统进行了性能比较, 比较的结果如表 1.3 所示<sup>[58]</sup>。

表 1.3 高性能接收机和深组合性能比较

|         | HSGPS | CO-OP Tracking | GPS/INS 深组合   | 备注   |
|---------|-------|----------------|---------------|--|
| 跟踪灵敏度   | Good  | Good           | Excellent     | HSGPS 和 CO-OP Tracking 可以跟踪低于正常值 15-25dB 的 GPS 信号；而深组合可以跟踪低于正常值 20-30dB 的 GPS 信号 |
| 捕获灵敏度   | poor  | Good           | Excellent     | 对于 HSGPS，长时间的积分时间使得首次定位时间长；但是对于 CO-OP Tracking 和深组合，惯性信息或其它辅助缩短了捕获时间。            |
| 重捕获能力   | poor  | Good           | Excellent     | 由于长的预检积分时间，HSGPS 捕获是耗时的；由于惯性辅助，深组合具有快捕性能。  |
| 定位数据更新率 | Low   | Low            | High          | 在深组合中，数据更新率能达到 100Hz 以上。   |
| 定位精度    | poor  | Good           | Excellent     | 在 HSGPS 中，多路径和频率相位跟踪误差使得定位精度下降；在深组合中，INS 可以帮助完好性检测和压缩噪声。                         |
| 载波相位输出  | poor  | Good           | Excellent     | 深组合可以提高载波相位测量精度，帮助检测周跳。  |
| 动态性能    | poor  | poor           | Excellent     | HSGPS 针对中低动态用户；而深组合针对中高动态用户，既可以用于商用，也可用于军用。                                      |
| 体积      | Small | Small          | Moderate/Big  | 由于深组合增加其它硬件资源，体积比 HSGPS 大。   |
| 功耗      | Low   | Low            | Moderate/High | 由于深组合增加其它的硬件资源，功耗比 HSGPS 大。  |
| 抗多路径性能  | poor  | Good           | Excellent     | 深组合可以检测多路径信号。  |

综上所述，国外在卫星 / MIMU 嵌入式导航系统技术领域研究已经发展到了实用阶段，并且已经部分应用于武器装备和众多的民用应用领域。

### 1.2.2 卫星/MIMU 嵌入式组合导航技术的国内研究现状

近十年来，采用传统的组合方式，国内在 INS/GNSS 松散组合导航技术的研究上取得一定的成果，部分成果技术已应用于一些武器装备。例如，国内已将基于

位置、速度的松组合导航系统模型成功应用于陆用导航系统和某些型号的陆地导弹，在我国某型号的导弹上，由于采用了 INS/GPS 复合导航方法，其落点精度由原来的 300 米提高到 50 米。而我国目前在嵌入式组合导航技术领域仍处于理论探索阶段，如陈家斌<sup>[59]</sup>、何秀凤<sup>[60]</sup>、胡德风<sup>[61]</sup>、秦永元<sup>[62]</sup>等开展了惯性辅助 GPS 接收机理论研究。目前国内还没有成熟的低成本嵌入式微惯性组合导航系统产品，阻碍了军队信息化建设的进程。

2005 年底，通过兵工 210 所检索了兵工专业文献数据库、科技部 863 项目库、中国学位论文文摘数据库、中国科技成果数据库、专利技术数据库、中国优秀博硕士学位论文全文数据库、国家科技成果网、GF 报告等，检索到相关文献 4 篇，GF 报告 8 篇，没有查到与课题研究相关的科研成果和专利。

这表明，我国目前在卫星/MIMU 嵌入式导航技术领域的研究仍处于理论探索阶段，有许多工作有待进一步研究和确定。

### 1.3 卫星/MIMU 嵌入式组合导航关键技术的分析

卫星/MIMU 嵌入式组合导航包含的主要关键技术有：外部辅助的卫星信号捕获技术、MIMU 辅助的卫星信号跟踪技术、MIMU 辅助的卫星导航定位算法、卫星/MIMU 紧组合导航算法等。

#### 1.3.1 外部辅助的卫星信号捕获技术

为了提高武器系统机动性能和快速反应能力，提高武器在恶劣的敌对环境中的生存能力，GPS 信号的快速可靠的捕获显得尤为重要，捕获就是搜寻可见卫星，对每一颗可见卫星估计 C/A（或 P）码的起始位和多普勒频移初始值。GPS 信号的捕获可以分为基于硬件的捕获方法和基于软件的捕获方法。基于软件的信号处理方法通常采用频域信号处理方法如 FFT 算法<sup>[63]-[66]</sup>，基于 FFT 的捕获算法一次性处理的单元数目比多相关器处理的还要多，但是由于其复杂的运算，需增加新的硬件资源，且硬件实现比较困难。基于硬件的捕获方法主要采用时域的捕获算法，其硬件实现简单，不需增加新的硬件资源。时域的捕获算法主要分为相干捕获算法和非相干捕获算法，W.Zhang<sup>[67]</sup>从 GPS 信号的特点出发，对 GPS 时域相干捕获进行了理论分析。文献[68]-[71]对相干捕获算法和非相干捕获算法进行了分析比较：非相干捕获算法增加平方损失，而相干积分捕获算法中长的相干积分时间将导致频率的搜索范围增加。文献[72]-[78]提出了一种适合于微弱信号时域差分捕获算法，但是与标准时域捕获算法相比较，时域差分捕获算法受多普勒频率影响大。上述的各种方法的捕获性能都受到多普勒频率的影响，因此为了提高捕获性能，必须减少多普勒频移的影响。



为了在不影响捕获性能的前提下实现快速捕获,必须采用新的捕获算法。论文采用外部辅助方法(历书和星历的辅助、卫星/MIMU 估计的频率辅助、时间和位置的辅助等)估计多普勒频率,压缩频率的搜索范围,提高捕获速度,从而提高卫星接收机的捕获性能。

### 1.3.2 MIMU 辅助的卫星信号跟踪技术

GPS 接收机跟踪环的跟踪误差主要包括热噪声、晶振相位噪声、电离层闪烁引起的相位噪声和动态牵引误差。在进行 GPS 接收机带宽设计时,需要折衷考虑这些因素:一方面,由于热噪声或干扰的原因要求窄的跟踪带宽,另一方面,由于载体动态性能的考虑要求宽的跟踪带宽。文献[79]提出了一种 GPS 接收机环路带宽的最优设计方法,并给出了最优带宽的表达式,但是仅考虑了热噪声和动态牵引误差的影响。频率锁定环(Frequency Lock Loop, FLL)辅助的锁相环(Phase Lock Loop, PLL)被广泛应用于高动态 GPS 接收机<sup>[80][81]</sup>,由于带宽窄,在低动态条件下可以获得较好的跟踪性能,但是在高动态条件下需要切换到 FLL,导致跟踪精度的下降。基于输入信号的自适应带宽设计是提高跟踪性能的有效措施之一<sup>[82]-[85]</sup>,可以有效提高低动态情形下的跟踪性能,但是没有高动态方面的报道。

使用频率辅助跟踪可以减弱或抵消载体动态引起的多普勒频率的影响,降低环路带宽,减少环路跟踪误差<sup>[86]</sup>。频率辅助可以分为内部辅助和外部辅助,内部频率辅助就是使用接收机自身估计多普勒频率来辅助跟踪环,如载波辅助码跟踪环,从而使码跟踪环的带宽设计得很窄<sup>[80]</sup>。外部频率辅助是采用外部传感器估计多普勒频率,如惯性系统等<sup>[87][88]</sup>,文献[89]提出了惯性辅助 GPS 接收机最优带宽的设计,但是没有综合考虑各种误差源,如没有考虑电离层闪烁效应的影响等。

针对 MIMU 辅助的 GPS 接收机,为了尽可能减少接收机环路带宽对 MIMU 的性能的依赖,同时又综合考虑各种误差因素,需进一步研究最优化带宽设计技术。

### 1.3.3 MIMU 辅助的卫星导航定位算法

导航定位滤波算法是卫星导航的重要组成部分,围绕位置、速度解算及精度分析,研究者做了大量的工作,并得到了许多的改进方法<sup>[90]-[101]</sup>。针对高精度定位,文献[102]提出了一种新型的 Kalman 滤波导航定位算法,采用伪距、伪距率的星间差作为观测量,用来抵消接收机钟差和钟差漂移的影响,减少滤波器的状态维数,但是系统模型仅采用了适合于低动态的定常速度模型。

作为一种最优的估计工具, Kalman 滤波器已经在 GPS/MIMU 组合导航系统中得到广泛使用,但是它存在很多的局限性<sup>[103][104]</sup>,如要求知道准确动态和统计模型。

在 GPS/MIMU 组合导航中,系统噪声方差阵和测量噪声阵使用出厂时定义参数,但是由于微惯性器件的性能随着温度而急剧变化,使用普通的 Kalman 滤波器不能得到最优估计。针对低成本 MIMU 辅助的 GPS 导航定位算法,众多研究者提出了各种滤波算法来提高导航定位的性能,如自适应滤波<sup>[105]-[112]</sup>、智能组合导航<sup>[107][109][110][111][113]</sup>、UKF<sup>[114]-[116]</sup>和粒子滤波<sup>[114]-[116]</sup>等,并取得了较好的效果,但是大多仅从滤波的方法来改善滤波的性能,并且实现困难。

针对国内的 MEMS 器件性能差,且受温度影响大等特点,若导航滤波器采用普通的滤波结构很可能导致滤波器的发散,为了克服 MEMS 器件性能带来的影响,论文应重点研究新的导航滤波算法。

### 1.3.4 卫星/MIMU 深组合导航算法

由于具有抗干扰、提高原始信息的测量精度、增加动态范围等优点,深组合导航系统受到众多研究者的重视。深组合导航系统可以分为集中滤波结构和级联滤波结构,其中基于集中滤波结构的深组合导航算法就是直接采用基带输出的 I、Q 信号作为导航滤波器的观测量,采用单一的滤波器估计出导航定位结果<sup>[117]-[122]</sup>。基于集中滤波的深组合导航算法存在如下缺点:

- (1) 采用直接的 I、Q 信息作为导航滤波的观测量,由于基带 I、Q 更新率快(对于 C/A 码的典型值为 1KHz),增加了计算负担。
- (2) 由于基带 I、Q 信息与导航滤波器的状态不直接相关,因而观测方程具有很强的非线性,实现困难。
- (3) 由于基带 I、Q 信息与导航数据位的极性直接相关,因而在导航滤波前必须事先知道导航数据位。

而级联型的深组合导航算法采用两级滤波结构:一个滤波器用来处理基带测量信号,降低基带测量信号的更新率;另一滤波器用来导航滤波,估计系统的导航状态。级联型的深组合导航算法来源于 GPS 接收机的级联型矢量跟踪环结构,将基于矢量跟踪环结构接收机中的纯 GPS 导航滤波器更换为 GPS/MIMU 导航滤波器就可以得到 GPS/MIMU 深组合导航算法。Spliker 最先发明了矢量延迟锁相跟踪环<sup>[123][124]</sup>,该矢量锁相环结构使得深组合导航系统的实际应用成为可能,从而引起众多研究者的关注<sup>[48][49][52][53][55][56][125]</sup>,并且部分成果已经应用于武器装备。

与集中滤波结构相比较,级联型的深组合导航算法具有如下优点:

- (1) 由于采用基带测量信号预处理结构,测量信号可以以较低的速率输入到导航滤波器,降低了导航滤波器的更新率,提高了计算效率。
- (2) 由于采用基带测量信号预处理结构,使得基带测量信号预处理不必实时的工作,也不需要事先知道导航数据位。

(3) 导航滤波器的测量方程简单，易于实现。

针对基带测量信号强非线性特点和国内的 MEMS 器件性能差，且受温度影响大等特点，论文应重点研究基带测量信号非线性滤波方法和新的导航滤波算法。

总之，国外在卫星 / MIMU 嵌入式导航关键技术的研究方面作了大量的工作，并取得了较大的进展，但是还有许多问题有待进一步研究，如：

(1) 在卫星信号捕获方面，为了提高捕获灵敏度，通常是以牺牲捕获速度为代价的；同理为了提高捕获的速度，往往是以牺牲捕获灵敏度为代价的。因此须寻求一种在不影响捕获性能的前提下的快速捕获方法。

(2) 在 MIMU 辅助的卫星信号跟踪方面，国外在 MIMU 辅助的卫星接收机跟踪环最优带宽设计时通常没有综合考虑各种误差源，因而设计环路带宽不是最优的。

(3) 针对国内的 MEMS 器件性能差，且受温度影响大等特点，在 MIMU 辅助的卫星导航定位算法中，若导航滤波器采用普通的滤波结构很可能导致滤波器的发散，为了克服 MEMS 器件性能带来的影响，论文应重点研究新的导航滤波算法。

(4) 为了进一步提高卫星 / MIMU 嵌入式组合导航系统的动态性能和抗干扰能力，国外的研究者采用深组合导航算法，然而针对基带信号很强的非线性问题，通常采用最小二乘线性滤波方法、普通线性 Kalman 滤波方法或 EKF 方法，它们对强非线性问题处理效果不是很理想；在深组合导航滤波方面，通常采用普通的 Kalman 滤波方法，这对于低精度 MIMU 来说，会影响深组合导航系统的性能。

同时国外的相关技术或产品是对我国封锁或者是不可靠的，有关高动态、高抗干扰的卫星 / MIMU 嵌入式导航的核心技术也难以得到，相应的技术必须自主开发。由于卫星接收机方面的原因，国内在卫星 / MIMU 嵌入式导航的关键技术，特别是在 MIMU 辅助的卫星信号捕获方法、卫星 / MIMU 深组合导航算法方面的研究比较少，目前还没有见到相关的文献，有待进一步的研究，这也是开展本课题研究的主要原因之一。

## 1.4 论文的研究内容、组织结构和主要贡献

### 1.4.1 论文的研究内容和组织结构

卫星 / MIMU 嵌入式组合导航技术涵盖众多领域。本论文选择以 GPS 为实例，采用 GP2021 基带芯片和 XW\_IMU5200 型的 MIMU，开展了 GPS/MIMU 嵌入式组合导航一体化关键技术的研究，对基于辅助的 GPS 信号捕获、MIMU 辅助的 GPS 信号跟踪、MIMU 辅助的导航定位算法和 GPS/MIMU 深组合导航技术进行了深入的研究和分析，在理论联系实际的基础上，研制了 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系

统的原理样机。论文的组织结构如图 1.1 所示。

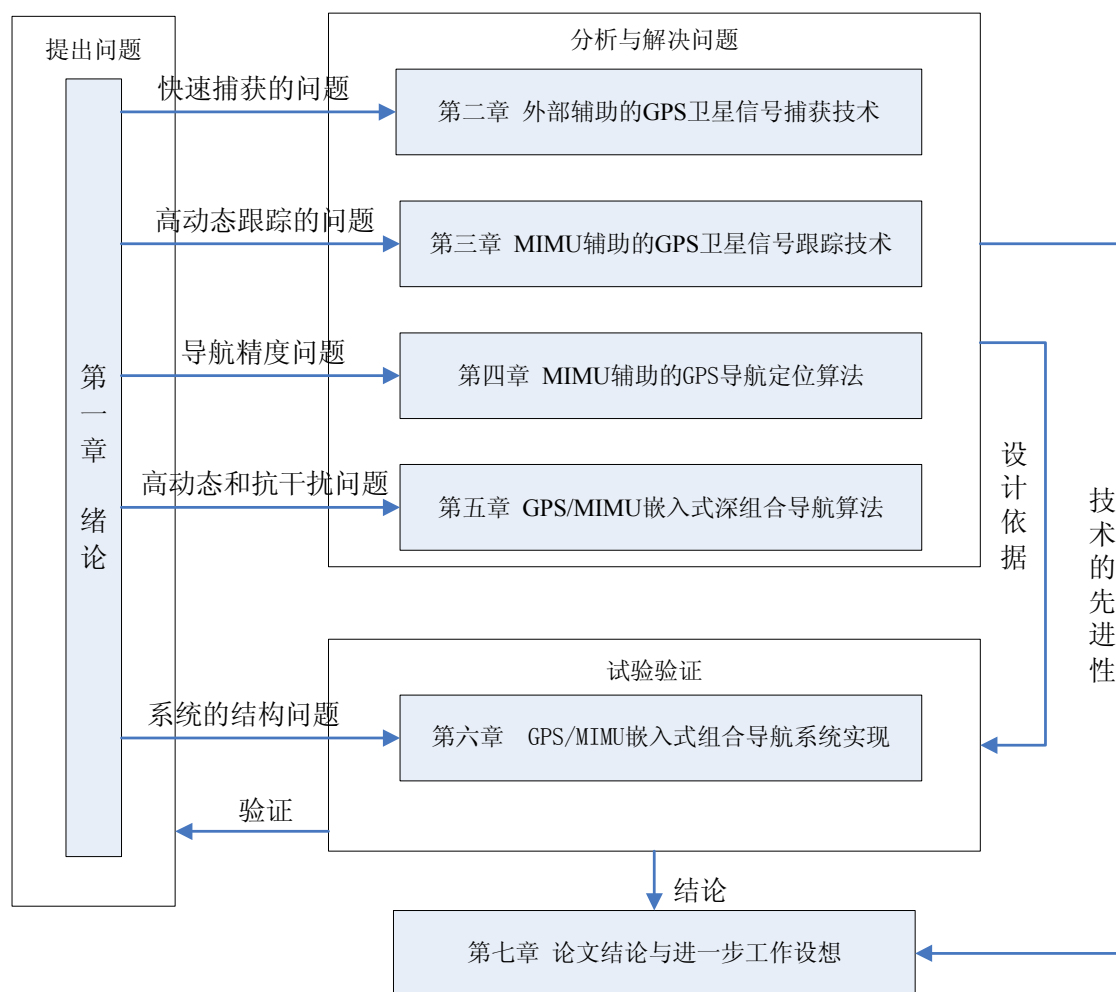


图 1.1 论文的组织结构图

具体内容可以分为七章，各章的内容安排如下：

第二章为外部辅助的 GPS 卫星信号捕获技术，首先分析了 GPS 信号时域相干和非相干捕获方法，并进行比较；然后重点研究了各种辅助源(卫星历书和星历辅助、卫星/MIMU 估计的多普勒频率辅助、位置和时间辅助等)辅助的 GPS 信号相干捕获算法；最后对各种辅助源辅助的 GPS 信号相干捕获算法进行了仿真分析。

第三章为 MIMU 辅助的 GPS 卫星信号跟踪技术，首先给出了锁相环的基本原理和环路参数的优化设计；然后针对 DLL/PLL/FLL，分别设计了各自的鉴别器，分析各自的环路跟踪误差源；根据跟踪误差的分析，设计适用于高动态的接收机跟踪环路；最后设计 MIMU 辅助的 GPS 接收机跟踪环路，并分析了其抗干扰性能。

第四章为 MIMU 辅助的 GPS 导航定位算法，首先介绍基于 Kalman 滤波器的纯 GPS 导航定位算法，并与普通的最小二乘定位算法进行了比较；接着讨论了

MIMU 辅助的 GPS 导航定位算法, 观测量采用伪距单差和伪距率单差(星间差)来抵消用户钟差和钟差漂移的影响; 最后针对低成本 MIMU 系统, 设计了基于最大似然估计方法的自适应滤波算法, 并通过试验验证了该算法。

第五章为 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航算法, 首先论述了 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航的基础——矢量跟踪环结构; 然后用组合导航滤波器替代矢量跟踪环结构中的导航滤波器得到 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航结构; 接着分析了导航滤波器的设计; 最后针对基带信号预处理的强非线性问题, 采用了一种基于 UKF 方法的基带测量信号滤波方法, 并对其性能进行了分析比较。

第六章为 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的实现, 首先从系统结构组成、信息结构和同步关系方面进行了论述; 然后给出了 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的软件流程图; 最后给出了 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统试验验证, 描述了静态和车载试验方法与试验过程, 并对试验数据进行了详尽的分析和评价, 验证了论文提出的设计和算法。

第七章为论文结论和进一步工作设想, 指出了论文研究的主要贡献及尚未解决的问题以及进一步的研究方向。

#### 1.4.2 论文的主要贡献

本文对 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统中的关键技术进行了深入研究, 论文的主要创新和贡献如下:

(1) 设计了一种基于辅助的 GPS 信号时域相干捕获算法, 并对算法进行了分析与仿真, 结果表明, 在不影响捕获性能的前提下, 外部辅助的 GPS 信号时域相干捕获算法能够明显的缩短捕获时间(从几百秒缩短到几秒), 提高捕获效率(在检测概率为 95%的条件下, 对 GPS 信号的捕获能力提高了 4.5dB/Hz)。

(2) 设计了一种 GPS 卫星接收机跟踪环路结构: 码跟踪环采用载波辅助的码跟踪环, 码跟踪环采用 2 阶环路, 当环路的带宽设计到 2Hz 以下时, 可以满足高动态的要求; 载波跟踪环采取双模态结构: 一个是适用于高动态的 FLL 辅助的 PLL, 另一种是适用于中低动态的 PLL, 根据锁定的情况来进行模态之间切换, 其中 FLL 采用 2 阶 FLL 可以满足高动态的要求, 而 PLL 采用 3 阶环路; 综合考虑各种误差源, 设计了 3 阶锁相环 PLL 的最优带宽和最小带宽。

(3) 设计了一种 MIMU 辅助的 GPS 卫星接收机的跟踪环路结构: 码环采用载波辅助的码跟踪环, 载波跟踪环采用 MIMU 辅助的 PLL; 综合考虑各种误差源和不同晶振类型, 设计了 MIMU 辅助的卫星接收机最优环路带宽。

(4) 基于 Thomas John Ford 的采用伪距、伪距率星间差作为观测量的纯 GPS 导航定位算法的思想, 设计了一种采用伪距、伪距率星间差作为观测量的 MIMU

辅助的 GPS 紧组合导航新算法, 该算法减少了滤波器的状态维数, 提高了滤波的性能。

(5) 针对低成本、低精度的 MIMU, 设计了一种基于最大似然估计的自适应滤波算法。静态试验结果表明: MIMU 辅助 GPS 定位系统的位置精度优于 5m, 速度精度优于 0.1m/s, 俯仰角和滚动角精度优于 0.2°, 航向角精度优于 0.2°(航向角辅助)。

(6) 为了提高动态性能和抗干扰性能, 论文进一步研究了 GPS/MIMU 深组合导航算法, 并且设计了采用降维导航滤波器算法(采用伪距、伪距率星间差作为观测量来抵消钟差和钟差漂移)的 GPS/MIMU 深组合导航算法。

(7) 设计了一种基于 UKF 的基带信号预滤波新算法, 实测数据验证结果表明基于 UKF 的基带信号预滤波算法能够很好的处理基带测量信号强非线性问题, 能够提高滤波的性能。

## 第二章 外部辅助的 GPS 卫星信号捕获技术

为了提高 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的动态性能和快速反应能力，提高其在恶劣的环境中的生存能力，GPS 信号的快速可靠捕获显得尤为重要。GPS 卫星信号的捕获是一个非常耗时的处理过程，对于普通的 GPS 接收机来说，若事先不知道卫星接收机的概略位置、GPS 时间或 GPS 星历，首次定位时间(Time To First Fix, TTFF)通常会达到几分钟，若提供辅助信息如接收机的概略位置、GPS 时间或 GPS 星历、接收机的多普勒频移等，则捕获时间会减少到几秒钟<sup>[126]</sup>。

在 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统中，载体的多普勒频移可以通过 MIMU 估算，而卫星运动的多普勒频移可以通过接收机的概略位置和卫星的历书或星历来估算，因此通过 MIMU 的辅助、接收机的概略位置辅助和卫星的历书或星历辅助等，可以压缩频率搜索范围，提高捕获效率。本章在分析时域相干和非相干 GPS 信号捕获算法的基础上，重点分析 MIMU 和其它辅助源(接收机的概略位置辅助和卫星的历书或星历辅助等)辅助的时域相干捕获算法。

### 2.1 卫星接收机时域捕获算法的基本原理

GPS 接收机的信号处理包含信号的捕获、跟踪和导航。捕获的目的是搜寻可见卫星，并估算每一颗可见卫星的码起始位和多普勒频移初始值。在有卫星导航信号多普勒信息的情况下，对伪码的捕获需要在 2 维空间上进行试探性搜索，即距离向和多普勒向，如图 2.1 所示。

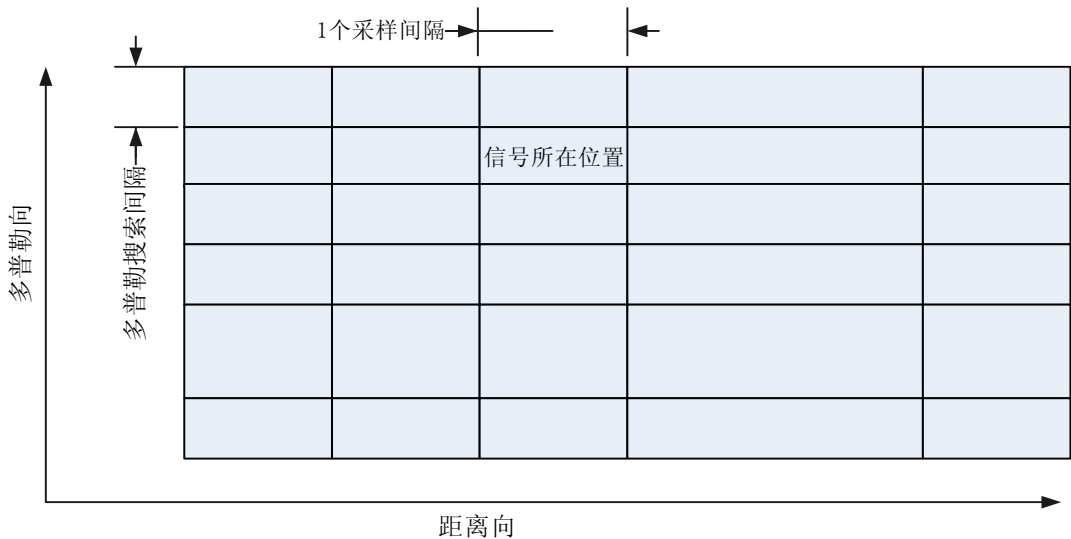


图 2.1 GPS 信号捕获二维示意图

在捕获某个通道伪码信号时，首先假设多普勒频率偏移量，并以此为基础设

置数字下变频 (Digital Down Conversion, DDC) 中数控振荡器 (Numerically Controlled Oscillator, NCO) 的频率值, 如果假设的多普勒频率偏移与真实的多普勒频率偏移足够接近, DDC 的输出即为基带信号。对于短码, 可以对接收到的基带信号与本地生成的伪随机码进行相关处理, 如果相关积累值未达到预定门限值, 则认为未捕获到信号, 可以改变本地生成码的码相位再与输入信号进行相关, 如果试遍了所有的码相位后仍然未能捕获到信号则需要改变假设的多普勒频率偏移量, 再重新试探接收信号的码相位。如果已经试探完图 2.1 中所有的方格后仍未能捕获到信号, 则认为信号未能捕获。

GPS 信号捕获的数字系统包括相关器, 信号检测器和搜索控制逻辑三大功能部件, 其结构如图 2.2 所示。

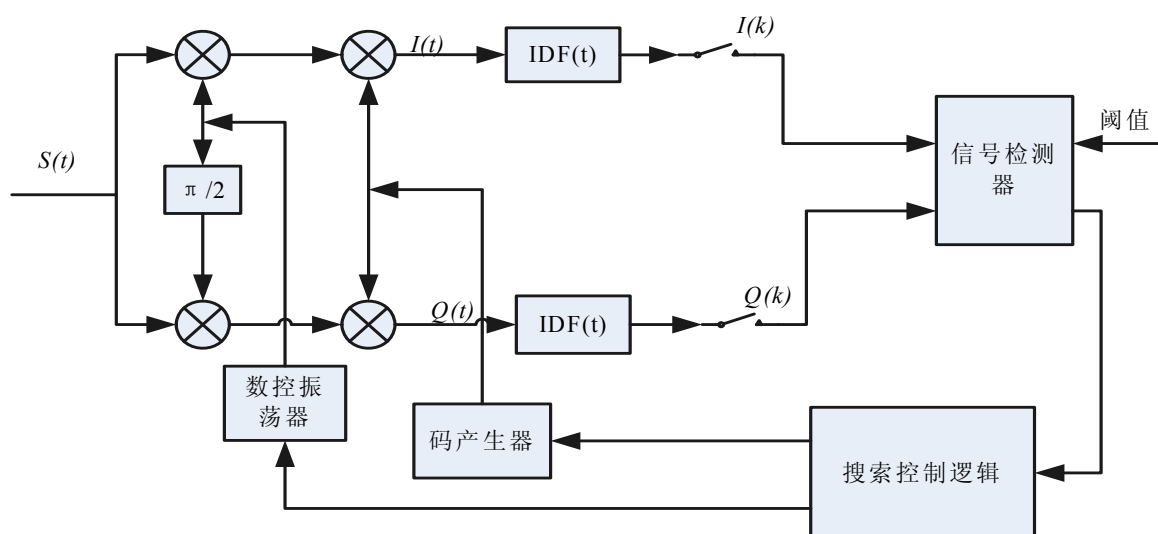


图 2.2 时域信号捕获图

在图 2.2 中, IDF(t) 表示积分清零(Integration&Dump Function, IDF)。

相关器的输入为经过下变频处理后的数字化中频 GPS 信号, 可表示为<sup>[127]</sup>:

$$S(t) = A \cdot D(t) \cdot C[(1 + f_d / f_L) \cdot t - \tau] \cdot \cos[2\pi(f_{IF} + f_d) \cdot t_n + \phi] + n(t) \quad (2.1)$$

其中,  $A$  为信号的幅度;  $C[\cdot]$  为伪随机码(C/A 码或 P 码),  $D(t)$  为数据码,  $n(t)$  为白噪声,  $f_L$  为 GPS 载波 L 频段的频率,  $\tau$  为码相位延迟,  $f_{IF} = \omega_{IF} / 2\pi$  为载波中频频率,  $\phi$  为载波相位 ( $\phi_0$  为初始载波相位),  $f_d = \omega_d / 2\pi$  为输入信号的多普勒频移。

本地码产生器和数控振荡器不断地调整码相位和多普勒频移值以产生与输入卫星信号相匹配的同相、正交信号。若相关器的速度足够快, 则可假定第  $k$  次相关间隔上  $\tau$  和  $f_d$  为常量 (尽管未知), 此时, 积分清零滤波器的输出为<sup>[128]</sup>:



$$\begin{cases} I(k) = \frac{A}{\sqrt{2}} M_E D(k) R[\delta\tau(k)] \cdot \sin c\{[\Delta f_d(k)] \cdot \pi T\} \cos \phi_k + \hat{n}_1(k) \\ Q(k) = \frac{A}{\sqrt{2}} M_E D(k) R[\delta\tau(k)] \cdot \sin c\{[\Delta f_d(k)] \cdot \pi T\} \sin \phi_k + \hat{n}_Q(k) \end{cases} \quad (2.2)$$

其中,  $\sin c(\cdot) = \frac{\sin(\cdot)}{(\cdot)}$ ;  $\Delta f_d(k) = f_d(k) - \hat{f}_d(k)$  为多普勒频移估计残差;  $\delta\tau(k) = \tau(k) - \hat{\tau}(k)$  为码相位残差;  $M_E$  为预检积分时间内的采样点个数;  $T$  为预检积分时间(PIT);  $\hat{n}_1(k)$ 、 $\hat{n}_Q(k)$  为输入噪声引入的同相、正交分量;  $\phi_k = \pi \cdot \Delta f_d \cdot t + \phi_0$ ;  $R(\delta\tau)$  为相关函数, 可以表示成:

$$R(\varepsilon) = \begin{cases} 1 - \frac{(L+1)}{LT_c} |\delta\tau| & (|\delta\tau| \leq T_c) \\ -\frac{1}{L} & (T_c < |\delta\tau| < (L-1)T_c) \end{cases} \approx \begin{cases} 1 - \frac{1}{T_c} |\delta\tau| & (|\delta\tau| \leq T_c) \\ 0 & (T_c < |\delta\tau| < (L-1)T_c) \end{cases} \quad (2.3)$$

其中,  $L$  为 PRN 码的码长(对于 C/A 码为 1023);  $T_c$  为码片长度。

设  $I(k)$  和  $Q(k)$  为近似相互独立的高斯分布, 它们的均值和方差为:

$$\begin{cases} E[I(k)] = D_k \cos \phi_k \\ E[Q(k)] = D_k \sin \phi_k \end{cases} \quad (2.4)$$

$$Var[I(k)] = Var[Q(k)] = \sigma_n^2 / 2M_E + \frac{A^2}{8} \left( \frac{T_s}{T} \right)^2 R[\delta\tau(k)] \cdot \sin^2 \{[\Delta f_d(k)] \cdot \pi T\} \quad (2.5)$$

其中,  $Var[.]$  表示方差,  $D_k = \frac{A}{\sqrt{2}} M_E R[\delta\tau(k)] \sin c\{[\Delta f_d(k)] \cdot \pi T\}$ ,  $\sigma_n$  为输入噪声的方差,  $T_s$  为采样时间。

捕获能力指捕获卫星信号能力的强弱, 它可以用检测概率和虚警概率来表示, 检测概率越大, 虚警概率越小, 则捕获能力就越强; 检测概率越小, 虚警概率越大, 则捕获能力就越弱。捕获能力取决于捕获门限值的设定和所搜索信号的信噪比的大小, 在相同门限值下, 信噪比越大, 捕获能力越强, 反之, 捕获能力越弱。在信噪比相同的条件下, 门限值越小, 检测概率越大, 虚警概率也越大, 需要在具体情况下来判断捕获能力的变化。为了说明虚警率和检测率, 首先定义两个假设:

$H_0$ : 假设只有噪声存在 ( $A=0$ );

$H_1$ : 假设信号存在 ( $A>0$ )。

虚警率  $P_{FA}$  定义为当仅仅噪声存在时, 检测信号  $Z$  超过门限值  $\eta$  的概率, 检测率  $P_D$  定义为当信号和噪声存在时, 检测信号  $Z$  超过门限值  $\eta$  的概率。

## 2.2 GPS 信号时域标准捕获算法

在图 2.2 中, 根据信号检测器选择不同, 可以分为相干和非相干捕获算法, 下面分析时域相干和非相干捕获算法。

### 2.2.1 时域标准相干捕获判决算法

标准相干捕获算法的信号检测器的方程可以表示为:

$$Z^2 = \left( \sum_{k=1}^N I(k) \right)^2 + \left( \sum_{k=1}^N Q(k) \right)^2 \quad (2.6)$$

其中,  $N$  为相干积分的数目。如果  $Z$  超过了门限值  $\eta$ , 则认为 GPS 信号存在, 否则假定为噪声。

设  $I(k)$  和  $Q(k)$  为近似的相互独立的高斯分布, 则  $I(k)$  和  $Q(k)$  的联合概率密度函数可表示成<sup>[67]</sup>:

$$f(I(k), Q(k) / \phi_k) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \left[ (I(k) - D_k \cos \phi_k)^2 + (Q(k) - D_k \sin \phi_k)^2 \right] \right\} \quad (2.7)$$

其中, 方差  $\sigma^2 = \text{var}[I(k)] = \text{var}[Q(k)]$ , 包络  $Z(k) = \sqrt{I^2(k) + Q^2(k)}$ , 且  $Z \geq 0$ 。

定义新的变量  $\theta(k) \triangleq \arctan[Q(k)/I(k)]$ ,  $0 \leq \theta(k) \leq 2\pi$ , 则  $I(k)$  和  $Q(k)$  可以写成  $Z(k)$  和  $\theta(k)$  的函数:

$$\begin{cases} I(k) = Z(k) \cos \theta(k) \\ Q(k) = Z(k) \sin \theta(k) \end{cases} \quad (2.8)$$

则  $Z(k)$  和  $\theta(k)$  的联合概率密度函数可表示成:

$$\begin{aligned} & f(Z(k), \theta(k) / \phi_k) \\ &= f(Z(k) \cos \theta(k), Z(k) \sin \theta(k) / \phi_k) \times \begin{vmatrix} \frac{\partial Z(k) \cos \theta(k)}{\partial Z} & \frac{\partial Z(k) \cos \theta(k)}{\partial \theta} \\ \frac{\partial Z(k) \sin \theta(k)}{\partial Z} & \frac{\partial Z(k) \sin \theta(k)}{\partial \theta} \end{vmatrix} \\ &= \frac{Z(k)}{2\pi\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \left[ Z^2(k) + D_k^2 - 2D_k Z(k) \cos(\phi_k - \theta(k)) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.9)$$

$f(Z(k), \theta(k) / \phi_k)$  关于  $\theta(k)$  的边缘概率密度函数为:

$$\begin{aligned} f(Z(k) / \phi_k) &= \int_0^{2\pi} p(Z(k), \theta(k) / \phi_k) d\theta(k) \\ &= \frac{Z(k)}{2\pi\sigma^2} \exp \left[ -\frac{1}{2\sigma^2} (Z^2(k) + D_k^2) \right] \times 2\pi I_0 \left( \frac{D_k Z(k)}{\sigma^2} \right) \end{aligned} \quad (2.10)$$

其中,  $I_0(x)$  为零阶修正的 Bessel 函数。

由于边缘概率密度函数与变量  $\phi_k$  不相关, 包络  $Z(k)$  的概率密度函数可表示成:

$$f(Z(k)) = \frac{Z(k)}{\sigma^2} \exp \left[ -\frac{1}{2\sigma^2} (Z^2(k) + D_k^2) \right] \times I_0 \left( \frac{D_k Z(k)}{\sigma^2} \right) \quad (2.11)$$

在  $H_0$  和  $H_1$  条件下的  $D_k$  和  $\sigma^2$  分别为:

$$\begin{aligned} H_1 : D_1 &= A(1 - |\rho|) \sin c [\Delta f_d(k) \cdot \pi T] \\ \sigma_1^2 &= \left( \frac{N_0}{2} \right) \left\{ 1 + \left( \frac{C}{N_0} \right) \frac{T_s}{T_p} |\rho|^2 \times \sin^2 [\Delta f_d(k) \cdot \pi T] \right\} / 2N \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} H_0 : D_0 &= 0 \\ \sigma_0^2 &= \left( \frac{N_0}{2} \right) \left\{ 1 + \left( \frac{C}{N_0} \right) \frac{T_s}{T_p} (1 - 2|\rho| + 2|\rho|^2) \times \sin^2 [\Delta f_d(k) \cdot \pi T] \right\} / 2N \end{aligned} \quad (2.13)$$

假定门限值设定为  $D_t$ , 则检测概率  $P_D$  为:

$$P_D = \int_{D_t}^{\infty} f(Z(k) / H_1) dZ(k) \quad (2.14)$$

合并方程(2.11)、(2.12)和(2.14)可得:

$$P_D = \int_{\beta_k}^{\infty} \chi \exp \left[ -\frac{1}{2} (\chi^2 + \gamma_k^2) \right] I_0(\gamma_k \chi) d\chi \quad (2.15)$$

其中,

$$\gamma_k = \sqrt{2\alpha \cdot \frac{N(1 - |\varepsilon|^2) \sin^2 [(\Delta \omega_d(k)) \cdot N/2]}{1 + \alpha \left( \frac{T_s}{T_p} \right) |\varepsilon|^2 \sin^2 [(\Delta \omega_d(k)) \cdot N/2]}} \quad (2.16)$$

$$\beta_k = \sqrt{\frac{D_n}{1 + \alpha \left( \frac{T_s}{T_p} \right) |\varepsilon|^2 \sin^2 [(\Delta \omega_d(k)) \cdot N/2]}} \quad (2.17)$$

其中,  $\alpha = (A/2)^2 / \sigma_n^2 = (C/N_0)T$  为信噪比,  $D_n = D_t^2 \cdot (N_0/4N)^{-1}$  是归一化的门限值。

虚警率  $P_{FA}$  可表示成:

$$P_{FA} = \int_{D_t}^{\infty} f(Z(k) / H_0) dZ(k) \quad (2.18)$$

合并方程(2.11)、(2.12)和(2.18)可得:

$$P_{FA} = \exp \left( -\frac{1}{2} \cdot \frac{D_n}{1 + \alpha \left( \frac{T_s}{T_p} \right) (1 - 2|\varepsilon| + 2|\varepsilon|^2) \sin^2 [(\Delta \omega_d(k)) \cdot N/2]} \right) \quad (2.19)$$

根据方程(2.19), 若已知虚警率  $P_{FA}$  可确定阈值, 从而求得不同信噪比环境下的检测概率  $P_D$ 。阈值的选择受到虚警率  $P_{FA}$  和检测概率  $P_D$  的影响。为降低虚警率  $P_{FA}$ , 通常阈值选择较高, 但造成检测概率  $P_D$  降低。而对于微弱信号的检测阈值不宜选择太高, 这就限制了虚警率  $P_{FA}$  的降低, 所以在实际应用中这种判决方法很少被单独采用。

在实际接收机中采用  $N/M$  判决方法, 就是对每一搜索单元进行  $M$  次判决, 若信号的功率有  $N$  次大于阈值, 则信号搜索成功, 否则进行下一单元的搜索, 其虚警率  $P_{FA2}$  和检测概率  $P_{D2}$  为<sup>[127]</sup>:

$$\begin{aligned} P_{FA2} &= \sum_{n=N}^M C_M^n P_{FA}^n (1 - P_{FA})^{M-n} \\ P_{D2} &= \sum_{n=N}^M C_M^n P_D^n (1 - P_D)^{M-n} \end{aligned} \quad (2.20)$$

图 2.3 给出了当虚警率  $P_{FA}=0.1\%$ , 多普勒频率误差  $f = 0\text{Hz}$  时, 相干积分时间  $T_p$  对时域标准相干捕获算法性能的影响。从图中可以看出, 随着相干积分时间  $T_p$  的增大, 检测概率增大, 即捕获卫星信号的能力增强。但是受到导航数据位(20ms 的周期)的影响, 当导航数据位发生变化时, 过长的相干积分时间导致捕获能力的下降。

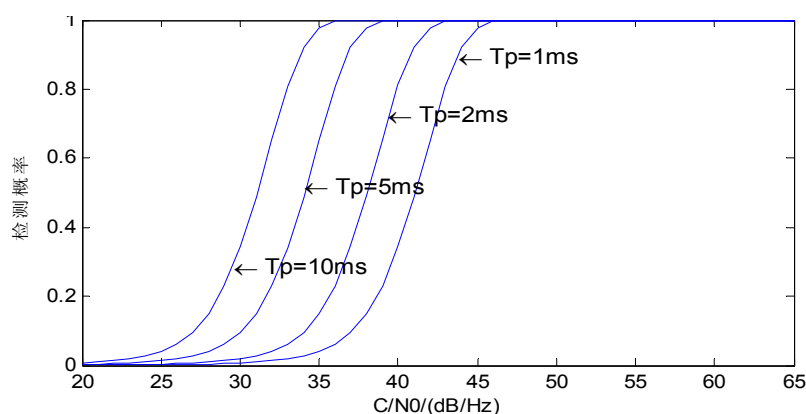


图 2.3 相干积分时间对检测概率的影响

图 2.4 和图 2.5 分别给出了当虚警率  $P_{FA}=0.1\%$ , 相干积分时间为 3ms 和 4ms 时, 频率误差和码移误差对相干捕获算法的捕获性能影响。从图 2.4 和图 2.5 可以看出, 捕获性能受到频移估计偏差和码移估计偏差的影响。同时, 当相干积分时间越长, 频率误差的影响就越大。

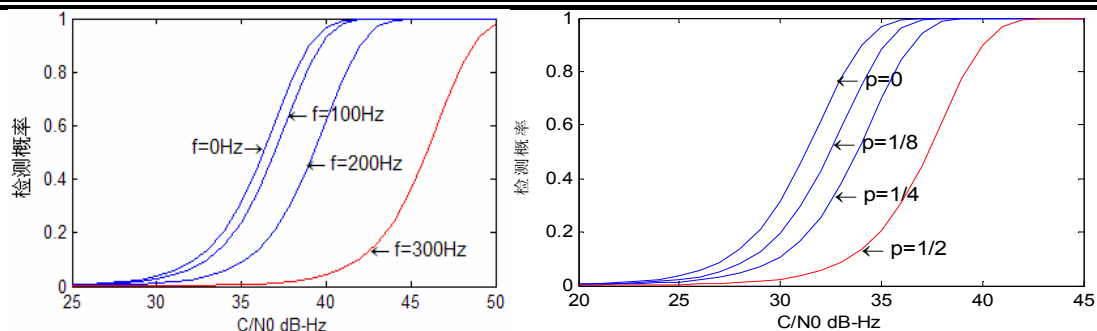


图 2.4 多普勒频率误差和码移偏差对捕获性能影响(3ms 相干积分时间)

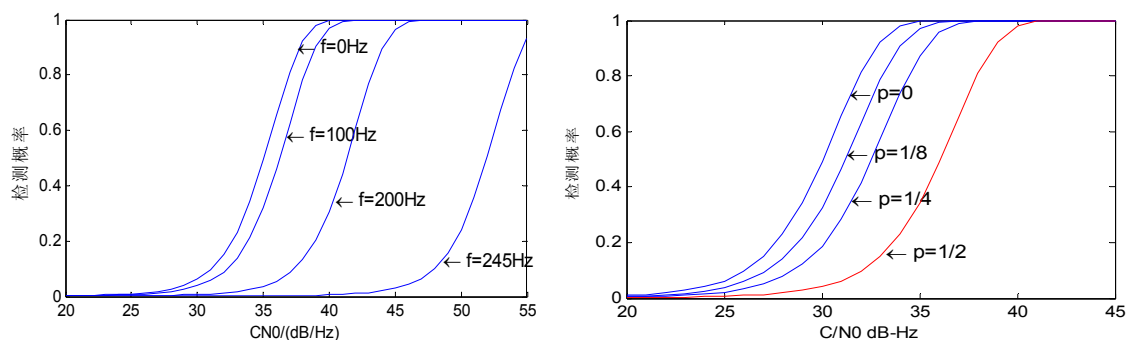


图 2.5 多普勒频率误差和码移偏差对捕获性能影响(4ms 相干积分时间)

因此为了提高捕获的灵敏度，对于相干积分捕获算法通常采用如下措施：

- (1) 在导航数据位影响可接受的条件下，增加相干积分时间；
- (2) 采用辅助手段估计多普勒频移和码移(如惯性辅助等)，缩短频率和码的搜索范围；
- (3) 若不考虑捕获时间，在相干捕获算法的基础上进行非相干积分，来提高捕获的灵敏度。

由于标准的相干捕获算法受到导航数据位的影响，同时受到多普勒频移和码移影响较大，因此在一些不考虑捕获时间的应用环境中，为了提高捕获的灵敏度，通常采用非相干捕获算法。

### 2.2.2 时域标准非相干捕获判决算法

采用方程(2.21)作为信号检测器的捕获算法称之为标准的非相干捕获算法<sup>[129]</sup>：

$$Z = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M [I^2(k) + Q^2(k)] \quad (2.21)$$

其中， $M$  为非相干积分数目。

如果  $Z$  超过了门限值  $\eta$ ，则认为 GPS 信号存在，否则假定为噪声。式(2.21)采用了平方和抵消了导航数据位的影响，因此非相干捕获算法不受导航数据位的影

响。

由于捕获能力可以用检测率和虚警率来表示，下面分别分析虚警率( $P_{FA}$ )和检测率( $P_D$ )。

### 1 虚警率( $P_{FA}$ )的分析

当没有信号存在(即  $H_0$ )时，方程(2.21)表示成  $2M$  个零均值高斯分布的随机变量的平方和，由于假设随机变量相互独立，则非相干平方和即方程(2.21)服从自由度为  $r = 2M$  的  $\chi^2$  分布，所以虚警率  $P_{FA}$  概率密度函数可表示成<sup>[129]</sup>：

$$f(Z/H_0) = \frac{e^{-\frac{Z}{2}} Z^{\frac{r}{2}-1}}{2^{\frac{r}{2}} \Gamma\left(\frac{r}{2}\right)} = \frac{e^{-\frac{Z}{2}} Z^{M-1}}{2^M (M-1)!} \quad (2.22)$$

式中， $\Gamma(n) = \int_0^\infty t^{n-1} e^{-t} dt$  为  $\Gamma$  函数。

则虚警率  $P_{FA}$  可表示成<sup>[129]</sup>：

$$P_{FA}(H_0) = \int_{TH}^\infty f(Z/H_0) dZ = e^{-TH/2} \sum_{j=0}^{M-1} \frac{1}{j!} \left(\frac{TH}{2}\right)^j \quad (2.23)$$

式中， $TH$  是搜索的门限值，可以根据虚警率  $P_{FA}$  来确定。

### 2 检测率( $P_D$ )的分析

当有信号存在(即  $H_1$ )时，假定  $\phi_k = 0$ ，即信号仅来源于同相通道，而正交通道信号仅为噪声，同时假定估计多普勒频移误差和码移误差为零（他们的影响在后面讨论），因此  $I^2(k) + Q^2(k)$  是两个独立高斯变量平方和，其均值不为零，所以  $I^2(k) + Q^2(k)$  服从自由度为 2 的非中心  $\chi^2$  分布，非中心参数为  $A^2$ 。对  $I^2(k) + Q^2(k)$  非相干积分  $M$  次则得到方程(2.21)，其服从自由度为  $r = 2M$  的非中心  $\chi^2$  分布，非中心参数  $\lambda = MA^2 = 2M\beta$ ，其中， $\beta = CT/N_0$ ，所以其概率密度函数为<sup>[129]</sup>：

$$f(Z/H_1) = \frac{1}{2} \left(\frac{Z}{2M\beta}\right)^{(M-1)/2} \cdot \exp\left[\frac{(-Z - 2M\beta)}{2}\right] I_{M-1}(\sqrt{2M\beta Z}) \quad (2.24)$$

式中  $I_{M-1}(\cdot)$  表示  $M-1$  阶 Besseli 函数，则概率分布函数可表示成：

$$P_D(H_1) = \int_{TH}^\infty f(Z/H_1) dZ \quad (2.25)$$

针对一般情形，设输入信号与本地产生的信号相位差为一随机变量，并服从均匀分布：

$$F(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} & (\tau_1 \leq \tau \leq \tau_2) \\ 0 & (otherwise) \end{cases}, \quad \int_{-\infty}^\infty F(\tau) d\tau = \int_{\tau_1}^{\tau_2} F(\tau) d\tau = 1 \quad (2.26)$$

其中,  $\tau_1$  和  $\tau_2$  分别为最小和最大输入 C/A 码与本地产生 C/A 码相位之差。

根据方程(2.24)和(2.26)可以得到未知相位差的检测概率方程如下:

$$P_D = \int_{\tau_1}^{\tau_2} F(\tau) \cdot \int_{TH}^{\infty} \frac{1}{2} \left( \frac{Z}{2M\beta(\tau)} \right)^{(M-1)/2} \cdot \exp\left[\frac{(-Z-2M\beta(\tau))}{2}\right] I_{M-1}(\sqrt{2M\beta(\tau)Z}) dZ d\tau \quad (2.27)$$

其中,  $\beta = (A \cdot R(\tau))^2 / (2\sigma)^2$ , 如果相位差为零, 则检测概率为:

$$\begin{aligned} P_D &= \int_{\tau_1}^{\tau_2} \delta(\tau) \cdot \int_{TH}^{\infty} \frac{1}{2} \left( \frac{Z}{2M\beta(\tau)} \right)^{(M-1)/2} \cdot \exp\left[\frac{(-Z-2M\beta(\tau))}{2}\right] I_{M-1}(\sqrt{2M\beta(\tau)Z}) dZ d\tau \\ &= \int_{TH}^{\infty} \frac{1}{2} \left( \frac{Z}{2M\beta(0)} \right)^{(M-1)/2} \cdot \exp\left[\frac{(-Z-2M\beta(0))}{2}\right] I_{M-1}(\sqrt{2M\beta(0)Z}) dZ \end{aligned} \quad (2.28)$$

其中,  $\delta(\cdot)$  为 Dirac 函数,  $\beta(0) = (A \cdot R(0))^2 / (2\sigma)^2 = (A)^2 / (2\sigma)^2$ 。

如果相位差为半个搜索步长( $\tau_1 = -0.25, \tau_2 = 0.25$ ), 则检测概率为:

$$\begin{aligned} P_D &= \int_{\tau_1}^{\tau_2} \delta(\tau - 0.25) \cdot \int_{TH}^{\infty} \frac{1}{2} \left( \frac{Z}{2M\beta(\tau - 0.25)} \right)^{(M-1)/2} \cdot \exp\left[\frac{(-Z-2M\beta(\tau - 0.25))}{2}\right] \\ &\quad \cdot I_{M-1}(\sqrt{2M\beta(\tau - 0.25)Z}) dZ d\tau \\ &= \int_{TH}^{\infty} \frac{1}{2} \left( \frac{Z}{2M\beta(0.25)} \right)^{(M-1)/2} \cdot \exp\left[\frac{(-Z-2M\beta(0.25))}{2}\right] I_{M-1}(\sqrt{2M\beta(0.25)Z}) dZ \end{aligned} \quad (2.29)$$

其中,  $\beta(0.25) = [A \cdot R(0.25)]^2 / (2\sigma)^2 = 0.5625(A)^2 / (2\sigma)^2$ , 按照同样的方法可以求得多普勒估计偏差对检测率的影响。

下面重点分别从非相干积分数目、多普勒频率误差和码移误差对 GPS 信号的捕获性能影响进行说明。图 2.6 为非相干积分数目  $M$  与检测率的关系图, 其中虚警率  $P_{FA}=0.1\%$ , 多普勒频率误差  $f = 0\text{Hz}$ 。

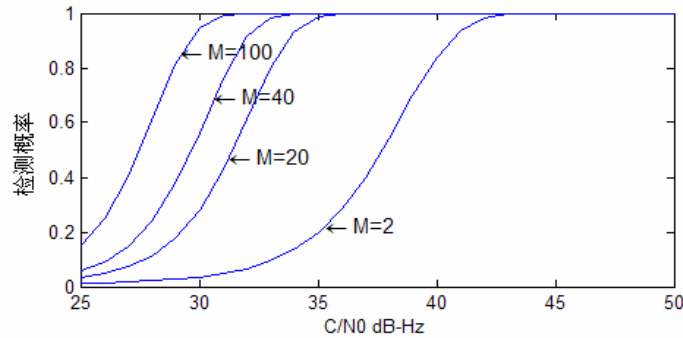


图 2.6 不同非相干积分数目  $M$  的检测率

从图 2.6 可以看出, 非相干积分数目  $M$  越大, 检测概率就越大, 捕获性能就越好, 但是受到下列因素影响: (1) 多普勒频率估计的不确定性; (2) 码移估计的不确定性。下面通过仿真说明频移误差和码移误差对检测概率的影响, 如图 2.7 所示, 在

仿真中，非相干积分数目  $M=10$ ，虚警率  $P_{FA}=0.1\%$ 。

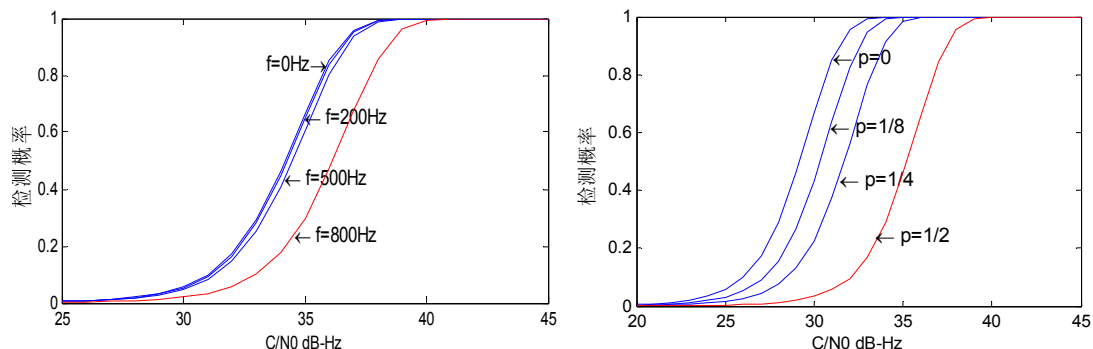


图 2.7 频移误差和码移误差对检测概率的影响

综上所述，为了提高捕获的灵敏度，对于非相干积分捕获算法通常采用如下手段：

- (1) 由于非相干积分捕获算法不受导航数据位的影响，增加非相干积分的数目可以提高捕获性能；
- (2) 采用辅助手段估计多普勒频移和码移(如惯性辅助等)，缩短频率和码的搜索范围，提高捕获性能。

### 2.2.3 时域标准相干与非相干捕获算法的性能比较

下面重点从捕获灵敏度、处理增益对时域标准相干与非相干捕获算法的性能进行比较。

#### 1 捕获灵敏度

首先分析基于相同积分时间的相干捕获算法和非相干捕获算法的捕获灵敏度。在捕获灵敏度仿真比较中，参数的选取如下：对于相干捕获算法，相干积分时间取 10ms；而对于非相干捕获算法，对于 1ms 的相干积分 I、Q 数据，非相干积分数目取值为  $M=10$ ；虚警率都采用  $P_{FA}=0.1\%$ ，多普勒频率误差  $f=0\text{Hz}$ 。

图 2.8 为相同积分时间的相干和非相干捕获算法的捕获灵敏度比较。

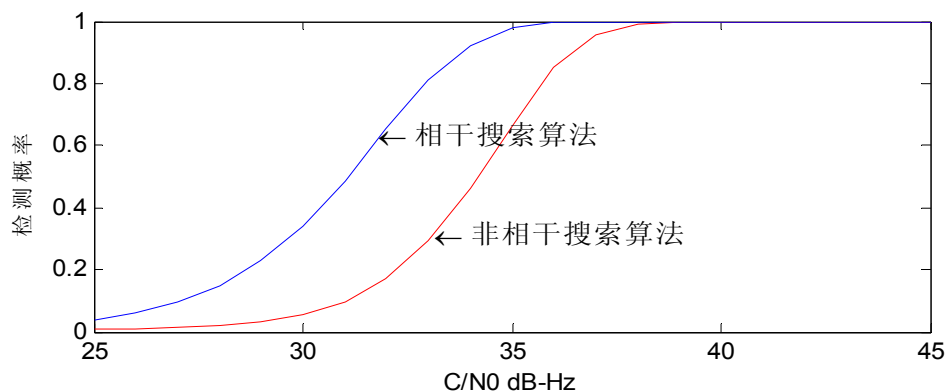


图 2.8 相同积分时间的相干和非相干捕获算法的捕获灵敏度比较



从图 2.8 可以看出, 若相干和非相干捕获算法采用相同积分时间, 相干捕获算法具有更高的捕获灵敏度。

图 2.9 给出了获得近似相同的捕获灵敏度, 相干和非相干捕获算法的所需时间的比较。

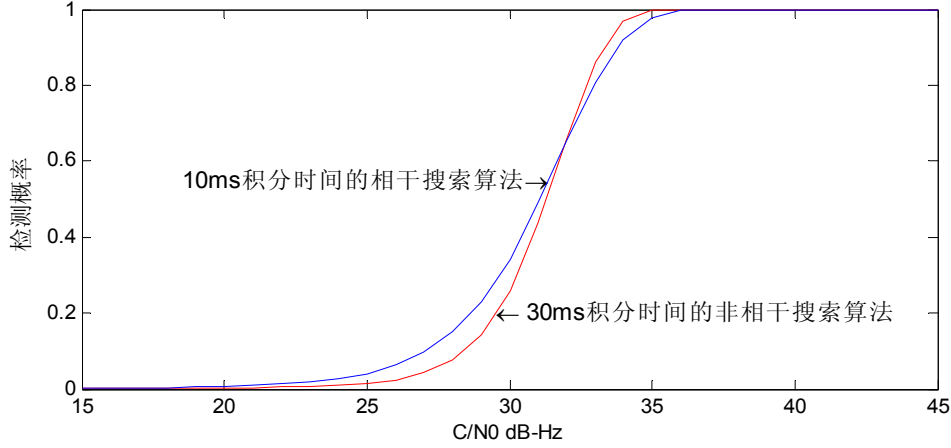


图 2.9 获得相同捕获灵敏度所需积分时间的比较

从图 2.9 可以看出, 获得相同的捕获灵敏度, 采用非相干捕获算法, 则需要 30ms 的积分时间, 而采用相干捕获算法, 仅需要 10ms 的积分时间。同时通过比较图 2.5 和图 2.7 可知, 与非相干捕获算法相比较, 相干捕获算法受频率误差和码移误差的影响比较大。

## 2 处理增益

相干和非相干捕获算法总的处理增益可以分别表示如下<sup>[126][130][131]</sup>:

$$\begin{aligned} G_{p\_C} &= 10 \lg N \\ G_{p\_NC} &= 10 \lg M - SQ_{loss} \end{aligned} \quad (2.30)$$

其中,  $G_{p\_C}$  为相干捕获算法处理增益;  $G_{p\_NC}$  为非相干捕获算法处理增益;  $N$  为相干积分时间(以 ms 为单位);  $M$  为非相干积分的时间(以 ms 为单位);  $SQ_{loss}$  是由于非相干累加造成的平方损失, 可以表示如下<sup>[131]</sup>:

$$SQ_{loss} = 10 \lg \left[ \frac{1 + \sqrt{1 + 9.2M / D_c(1)}}{1 + \sqrt{1 + 9.2 / D_c(1)}} \right] \quad (2.31)$$

$D_c(1)$  为理想的检测因子, 可表示为:

$$D_c(1) = \left[ \operatorname{erfc}^{-1}(2P_{FA}) - \operatorname{erfc}^{-1}(2P_D) \right]^2 \quad (2.32)$$

其中,  $y = \operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ ,  $\Rightarrow x = \operatorname{erfc}^{-1}(y)$ 。

下面分析比较相干和非相干捕获算法总的处理增益。在仿真中, 对于相干捕获算法不考虑导航数据位的影响; 对于非相干捕获算法, 其中相干积分时间取值为 1ms,

虚警率  $P_{FA} = 0.1\%$ ，检测概率  $P_D = 90\%$ 。相干和非相干捕获算法的处理增益与积分时间的关系如下图所示：

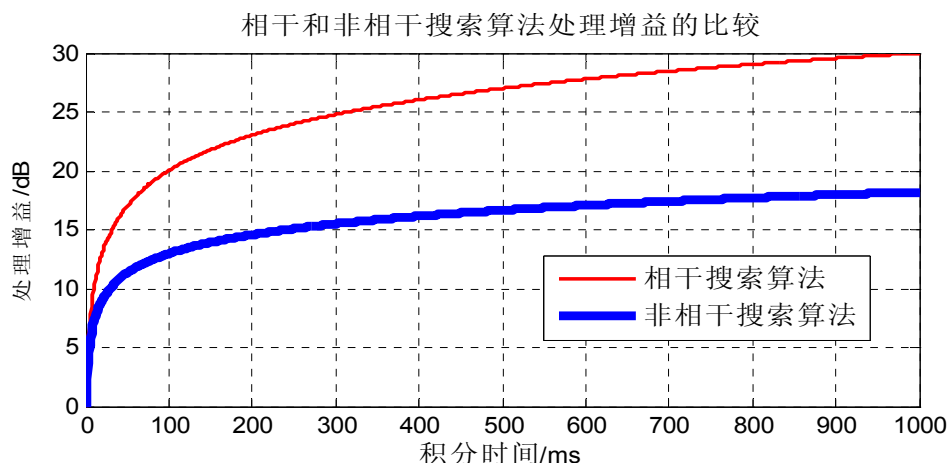


图 2.10 相干捕获算法与非相干捕获算法处理增益比较图

从图 2.10 可以看出，当积分时间相同时，相干捕获算法具有更高的处理增益。

### 3 结论

综合以上的分析可知：与相干捕获算法相比较，非相干捕获算法增加平方损失，但是其不受导航数据位的影响，而且多普勒频率误差对其影响较小；而在相干捕获算法中获取相同的捕获灵敏度，仅需较短的积分时间，但受多普勒频移估计偏差和码移估计偏差影响较大，并且受到导航数据位的影响；当积分时间相同时，相干捕获算法具有更高的处理增益。

针对快速捕获的要求，则采用短时间的相干捕获算法，但是相干捕获算法受多普勒频移估计偏差和码移估计偏差的影响较大，而通过外部(历书和星历的辅助、卫星/MIMU 估计的频率辅助、时间和位置的辅助等)辅助可以估算多普勒频移和码移，压缩频率的搜索范围，提高捕获性能。

## 2.3 外部辅助的 GPS 信号时域相干捕获算法

如果载体高速运动，必须考虑多普勒频率的影响<sup>[63]</sup>。若载体产生  $\pm 5\text{KHz}$  多普勒频移，那么载体相对卫星的运动速度为  $3343.5\text{km/h}$ (大部分高速航天器的速度在此速度量级内)，因此在 GPS 接收机设计中，除了考虑 GPS 卫星的多普勒频率影响 ( $\pm 5\text{KHz}$ )<sup>[63]</sup>外，还必须考虑载体运动所产生的多普勒频移和接收机频率误差影响（对于接收机频率误差影响，可以采用建模的方法对误差进行补偿）：对于低速载体，可以认为总的多普勒频移在  $\pm 5\text{KHz}$  范围内；对于高速载体，可以认为多普勒频移在  $\pm 10\text{KHz}$  范围内。然而，在实际的应用中，可以使用辅助信息来估计

多普勒频率和码移, 提高卫星信号的捕获速度和性能, 常见的辅助信息有: 历书和星历的辅助、卫星/MIMU 估计的频率辅助、时间和位置的辅助等, 下面分别予以分析。

### 2.3.1 历书和星历的辅助

当用户的近似位置和时间已知, 可以根据 GPS 概略星历来寻找可见卫星和估计近似的多普勒频移, 压缩 GPS 频率搜索范围, 提高捕获速度。历书的信息可以通过网上得到 (<http://www.navcen.uscg.gov/ftp/GPS/almanacs/yuma/>), 该信息通常一个星期更新一次, 有效期为 6 个月, 而广播星历书据通常 2 小时更新一次。

论文采用 YUMA 历书数据和卫星的星历书据分别计算卫星运动的多普勒频率, 时间为 2007 年 7 月 23 日上午 10 点 4 分 31 秒。首先采集该时间点的卫星星历信息作为基准, 同时从网上下载该星期内 YUMA 历书数据即 YUMA 413(413 表示星期数), 并且选择 YUMA 412 和 YUMA 411 历书数据计算的多普勒频率作为比较, 计算得到的卫星多普勒频率结果如表 2.1 所示。

表 2.1 基于星历和不同时期 YUMA 历书数据的多普勒频率

| 参考时间   | 2007-7-23 上午 10 点 4 分 31 秒                        |          |             |          |               |          |               |
|--------|---|----------|-------------|----------|---------------|----------|---------------|
| 地点     | 纬度: 28.2201032(deg) 经度: 112.9915438(deg) 高程: 85 米 |          |             |          |               |          |               |
| 1      | 2   | 3        | 4           | 5        | 6             | 7        | 8             |
| 数据     | 星历书据  | YUMA 413 |             | YUMA 412 |               | YUMA 411 |               |
|        | 多普勒频率(基准)   | 多普勒频率    | 频率偏差        | 多普勒频率    | 频率偏差          | 多普勒频率    | 频率偏差          |
| 卫星 PRN | Hz  | Hz       | 411-基准      | Hz       | 412-基准        | Hz       | 411-基准        |
| 5      | -2679.6   | -2679.8  | <b>-0.2</b> | -2891.1  | <b>-211.5</b> | -2784.9  | <b>-105.3</b> |
| 12     | -1881.8   | -1881.7  | <b>0.1</b>  | -2326.4  | <b>-444.6</b> | -2431    | <b>-549.2</b> |
| 14     | -1533.7   | -1533.2  | <b>0.5</b>  | -1781.8  | <b>-248.1</b> | -2093.0  | <b>-559.3</b> |
| 17     | -747.7  | -747.5   | <b>0.2</b>  | -1114.8  | <b>-367.1</b> | -1519    | <b>-771.3</b> |
| 20     | 2776.7  | 2776.6   | <b>-0.1</b> | 2331.5   | <b>-445.2</b> | 2039     | <b>-737.7</b> |
| 21     | -2357.4   | -2357.4  | <b>0</b>    | -2528.7  | <b>-171.3</b> | -2538    | <b>-180.6</b> |
| 23     | 3434.8  | 3435.2   | <b>0.4</b>  | 3260.5   | <b>-174.3</b> | 2803     | <b>-631.8</b> |
| 29     | -3108.6   | -3108.9  | <b>-0.3</b> | -2975.2  | <b>133.4</b>  | -2578    | <b>530.6</b>  |

从表 2.1 可以看出, 当选择同一星期内的历书数据计算卫星的多普勒频率, 其

结果和用星历计算的多普勒频率近似相等；用相差一周时间的历书数据计算卫星的多普勒频率，其精度在 500Hz 范围内。因此在不考虑载体多普勒频率的情况下，采用星历信息或一周时间内的历书数据辅助捕获，则由卫星运动的多普勒频率可以从  $\pm 5\text{KHz}$  压缩到几赫兹以内；若用相差一周时间的历书数据，则由卫星运动的多普勒频率可以从  $\pm 5\text{KHz}$  压缩到 500Hz 内。

进一步考虑，如果存在时间偏差和用户位置偏差，多普勒频移会出现什么情况呢？如果时间偏差为  $\pm 1$  分钟，用户位置误差为  $\pm 100\text{Km}$ ，那么从历书获取的多普勒频率结果如表 2.2 所示。

表 2.2 不同时间和地点的卫星多普勒频率的计算

|             |  |           |               |           |               |           |               |
|-------------|--|-----------|---------------|-----------|---------------|-----------|---------------|
| 参考时间        | 2007-4-17 上午 8 点 0 分 0 秒                       |           |               |           |               |           |               |
| 地点          | 纬度：28.2201032(deg) 经度：112.9915438(deg) 高程：85 米 |           |               |           |               |           |               |
| 1           | 2  | 3         | 4             | 5         | 6             | 7         | 8             |
| 时间差<br>(分钟) | 0  | 1         |               | -1        |               | -1        |               |
| 经度差<br>(KM) | 0  | 100       |               | 100       |               | -100      |               |
| 纬度差<br>(KM) | 0  | 100       |               | 100       |               | -100      |               |
|             | 多普勒<br>频率                                      | 多普勒频<br>率 | 频率偏差          | 多普勒频<br>率 | 频率偏<br>差      | 多普勒频<br>率 | 频率偏<br>差      |
| 卫星 PRN      | Hz   | Hz        |               | Hz        |               | Hz        |               |
| 5           | -2652.   | -2719.5   | <b>67.5</b>   | -2697.8   | <b>45.8</b>   | -2582.7   | <b>-69.3</b>  |
| 6           | 2046.  | 2007.5    | <b>38.5</b>   | 2039.0    | <b>7</b>      | 2083.1    | <b>-37</b>    |
| 7           | 1978.9   | 1961.8    | <b>17.1</b>   | 1982.6    | <b>-3.69</b>  | 1994.4    | <b>-15.5</b>  |
| 9           | -500.49  | -546.7    | <b>46.21</b>  | -634.5    | <b>134.01</b> | -454.7    | <b>-45.79</b> |
| 10          | 2443.  | 2512.6    | <b>-69.5</b>  | 2496.9    | <b>-53.9</b>  | 2372.8    | <b>70.19</b>  |
| 12          | -2375.   | -2448.6   | <b>73.59</b>  | -2433.    | <b>58</b>     | -2300.5   | <b>-74.5</b>  |
| 14          | -2272.   | -2308.4   | <b>36.4</b>   | -2329.9   | <b>57.9</b>   | -2235.9   | <b>-36.1</b>  |
| 17          | -1925.   | -1956.9   | <b>31.9</b>   | -1969.8   | <b>44.8</b>   | -1890.4   | <b>-34.6</b>  |
| 20          | 196.   | 308.2     | <b>-112.2</b> | 225.4     | <b>-29.4</b>  | 84.9      | <b>111.1</b>  |
| 21          | -2499.   | -2555.7   | <b>56.7</b>   | -2550.4   | <b>51.4</b>   | -2440.0   | <b>-59</b>    |
| 23          | 2508.  | 2583.0    | <b>-75</b>    | 2535.1    | <b>-27.1</b>  | 2431.     | <b>77</b>     |
| 25          | 2964.  | 2941.1    | <b>22.9</b>   | 2942.3    | <b>21.7</b>   | 2988.8    | <b>-24.80</b> |
| 28          | 2605.  | 2593.9    | <b>11.1</b>   | 2605.8    | <b>-0.8</b>   | 2618.1    | <b>-13.1</b>  |

在表 2.2 中，第一列为卫星的编号；以第二列卫星多普勒频率作为基准，该列的接收机点的经度、纬度和时间偏差为 0；第 3、5、7 列为存在时间和距离误差时

的卫星多普勒频率；第 4、6、8 列为存在时间和距离误差时的卫星多普勒频率与第二列基准频率的差值。从表 2.2 可以看出，在存在时间偏差为 $\pm 1$ 分钟，位置误差为 $\pm 100$  Km 时，卫星运动多普勒频率估计偏差最大值为 134.01Hz，即 9 号卫星的第 6 列。

综合表 2.1 和表 2.2 的结果，利用一周内的卫星历书数据估计的卫星运动多普勒频率(在存在时间偏差为 $\pm 1$ 分钟，位置误差为 $\pm 100$  Km 时)，精度优于 $\pm 150$ Hz，可以将卫星运动的多普勒频率可以从 $\pm 5$  KHz 压缩到 $\pm 150$ Hz 内，大大的压缩了频率的搜索空间，提高了捕获效率。

### 2.3.2 MIMU 估计频率的辅助

在一些应用条件下，可以通过其它的手段(如惯性导航)测量载体多普勒频率，从而可以缩短频率的搜索空间，提高了捕获效率，下面重点分析 MIMU 估计的频率辅助。

图 2.11 描述了 MIMU 辅助的 GPS 信号捕获框图。

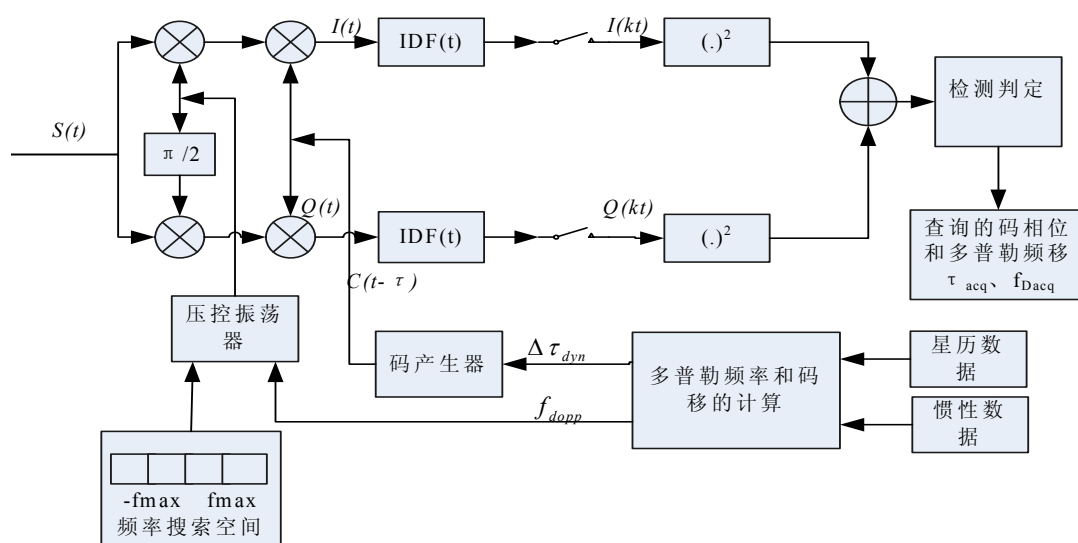


图 2.11 MIMU 辅助的 GPS 信号的捕获框图

在图 2.11 中，同相和正交相复制的采样载波信号表示如下<sup>[132]</sup>：

$$\begin{cases} SIN_{replica}^{(acq)}(t_n) = \sin(2\pi \cdot (f_{IF} + f_{dopp}) \cdot t_n + \phi_0) \\ COS_{replica}^{(acq)}(t_n) = \cos(2\pi \cdot (f_{IF} + f_{dopp}) \cdot t_n + \phi_0) \end{cases} \quad (2.33)$$

其中， $t_n = t_0 + n \cdot \Delta t$ ； $\Delta t$  为 GPS 采样时间间隔； $f_{dopp}$  为载波动态引入的多普勒频率：

$$f_{dopp} = \frac{1}{\lambda_{L1}} (\vec{V}_{RX} - \vec{V}^S) \cdot \vec{e} \quad (2.34)$$

其中,  $\vec{V}_{RX}$  为接收机天线的速度, 可以由惯性数据计算得到;  $\vec{V}^S$  为卫星的速度, 可以由卫星的星历数据计算得到;  $\vec{e}$  为卫星到接收机单位视线矢量;  $\lambda_{L1}$  是 GPS L1 载波的波长。

复制量化的伪随机码为:

$$PRN_{replica}^{(acq)}(t_n) = PRN(t_n - \Delta\tau_{dyn}(t_n)) \quad (2.35)$$

其中, PRN 为跟踪的 GPS C/A 伪随机码;  $\Delta\tau_{dyn}(t_n)$  为码动态引入的相位项:

$$\Delta\tau_{dyn}(t_n) = \frac{\Delta R_{LOS}(t_n)}{c} \quad (2.36)$$

其中,  $\Delta R_{LOS}(t_n)$  为卫星至接收机在时间间隔  $[t_0, t_n]$  内的视线距离变化 (LOS 增量), 可以从 IMU 和卫星星历计算得到;  $c$  为光速。

对于在频率搜索空间  $[-f_{max}, f_{max}]$  中的每一个多普勒频移搜索值, 计算输入信号和本地产生信号的相关函数, 若相关值大于门限值, 则认为 GPS 信号存在, 从而可以得到信号的码移和多普勒频移粗估计值。

通常由载体平台引起的多普勒频移可以通过惯性传感器估算, 多普勒频率估算的精度主要依赖于惯性传感器的性能。假定外部多普勒估计的误差主要来源于惯性器件的误差, 对方程(2.34)求偏导得:

$$\sigma_{dopp}^2 = \frac{\vec{e} \cdot E(\delta\vec{V}_{RX}(\delta\vec{V}_{RX})^T) \cdot \vec{e}}{\lambda^2} \quad (2.37)$$

根据惯性导航系统的误差状态方程, 采用 Kalman 滤波器很容易估计出速度误差, 从而估计出多普勒频移误差。

论文研究所采用 MIMU 的性能如表 2.3 所示。

表 2.3 MIMU 的性能指标

| 陀 螺               |   | 加速度计             |                                     |
|-------------------|---|------------------|-------------------------------------|
| 输入范围              | $\pm 200^\circ/\text{sec}$  | 输入范围             | $\pm 2, \pm 5, \pm 10\text{g}$ (可选) |
| 偏值启动稳定性<br>(固定温度) | $\leq 100^\circ/\text{hr}, 1\sigma$                                   | 偏值启动稳定性(固定温度)    | $0.5\text{mg}, 1\sigma$             |
| 偏值运行稳定性<br>(任意温度) | $50-200^\circ/\text{hr}, 1\sigma$                                     | 偏值运行稳定性(任意温度)    | $1\text{mg}, 1\sigma$               |
| 噪音 (15 分钟)        | $4-15^\circ/\text{hr}, 1\sigma$                                       | 噪音 (15 分钟)       | $0.1\text{mg}, 1\sigma$             |
| 白噪声 (角度随机<br>游走)  | $0.3^\circ/\text{rt-hr}$<br>( $0.005^\circ/\text{sec}/\text{rt-Hz}$ ) | 白噪声 (角度随机游<br>走) | $0.4\text{mg}/\text{rt-Hz}$         |
| 标度因数误差            | $\leq 5000\text{ppm}(0.5\%)$  | 标度因数误差           | $\leq 5000\text{ppm}(0.5\%)$        |

|     |                     |     |                     |
|-----|---------------------|-----|---------------------|
| 未对准 | $\leq 5\text{mrad}$ | 未对准 | $\leq 5\text{mrad}$ |
| 带宽  | 50Hz                | 带宽  | 50Hz                |

在静态条件下采集 800 秒时间的数据，通过组合导航滤波器（反馈校正）对 MIMU 的位置误差、速度误差、姿态误差和加速度计零偏修正进行估计，如图 2.12 (a)和图 2.12 (b)。

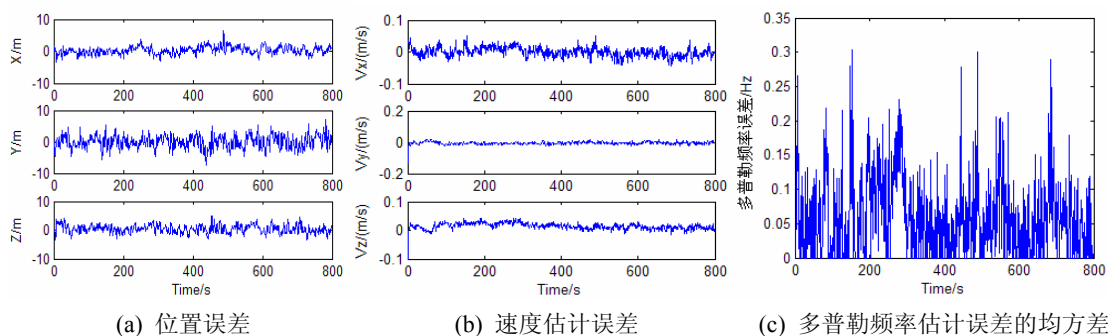


图 2.12 GPS/MIMU 组合导航误差估计

根据速度误差可以得到多普勒估计误差，如图 2.12 (c)，其精度优于 1Hz。图 2.12 (c)是当载体正对着 GPS 卫星飞行时的多普勒估计误差，也就是最大的多普勒估计误差。在 MIMU 辅助的卫星接收机中，载体动态性引起的多普勒频移变化可以通过 GPS/MIMU 组合导航进行估计，估计精度优于 1Hz。

### 2.3.3 时间和位置的辅助

若能够预先知道位置和时间信息，可以采用这些信息的辅助缩短捕获时间，提高捕获效率，而时间和位置信息可以来自于无线网络(GSM 或 CDMA)、载体(如载机等)，下面分析时间和位置的辅助。

在 GPS 接收机中各个通道所接收到的 GPS 时间可以用如下方程表示<sup>[135]</sup>:

$$T_{GPS}^j(k) = T_{TOW}^j(k) + T_{ms}^j(k) + T_{chip}^j(k) + 0.078 \quad (2.38)$$

其中， $T_{TOW}^j(k)$  为导航电文最近子帧转移码 (TOW) 所得到的时间， $T_{ms}^j(k)$  从子帧开始时的 C/A 码正周期计数， $T_{chip}^j(k)$  为 C/A 码的码片数(0-1022)和小数部分的和；上标  $j$  表示第  $j$  个通道，0.078s 表示信号从卫星到接收机平均传播时间。当精确时间信息和位置信息(卫星和接收机)已知时，可以确定  $T_{chip}^j(k)$ 。

C/A 码的预测精度为<sup>[136]</sup>:

$$\sigma_{cp}^2 = 4\sigma_{pos}^2 \cos^2(\phi_{el}) + \sigma_{cp\_time}^2 \quad (2.39)$$

其中， $\sigma_{cp}^2$  为 C/A 码码相位方差， $\sigma_{pos}$  为位置的不确定， $\phi_{el}$  为卫星的仰角， $\sigma_{cp\_time}$

为时间的不确定性。

由于 C/A 码的周期为 1ms，因此位置和时间辅助的所得到的 C/A 码相位的精度应该小于 1ms。如果时间精确已知，那么位置的精度应当小于 300Km(1ms 所对应距离)；同理当位置精确已知时，时间的精度应当优于 1ms。当位置辅助的精度在 3Km 时，时间的精度优于 10 $\mu$ s，则估计 C/A 码相位的精度在 10 个码片内。

综合考虑卫星历书和星历辅助、卫星/MIMU 估计的多普勒频率辅助、位置和时间的辅助，则完整的卫星信号捕获框图如图 2.13 所示。

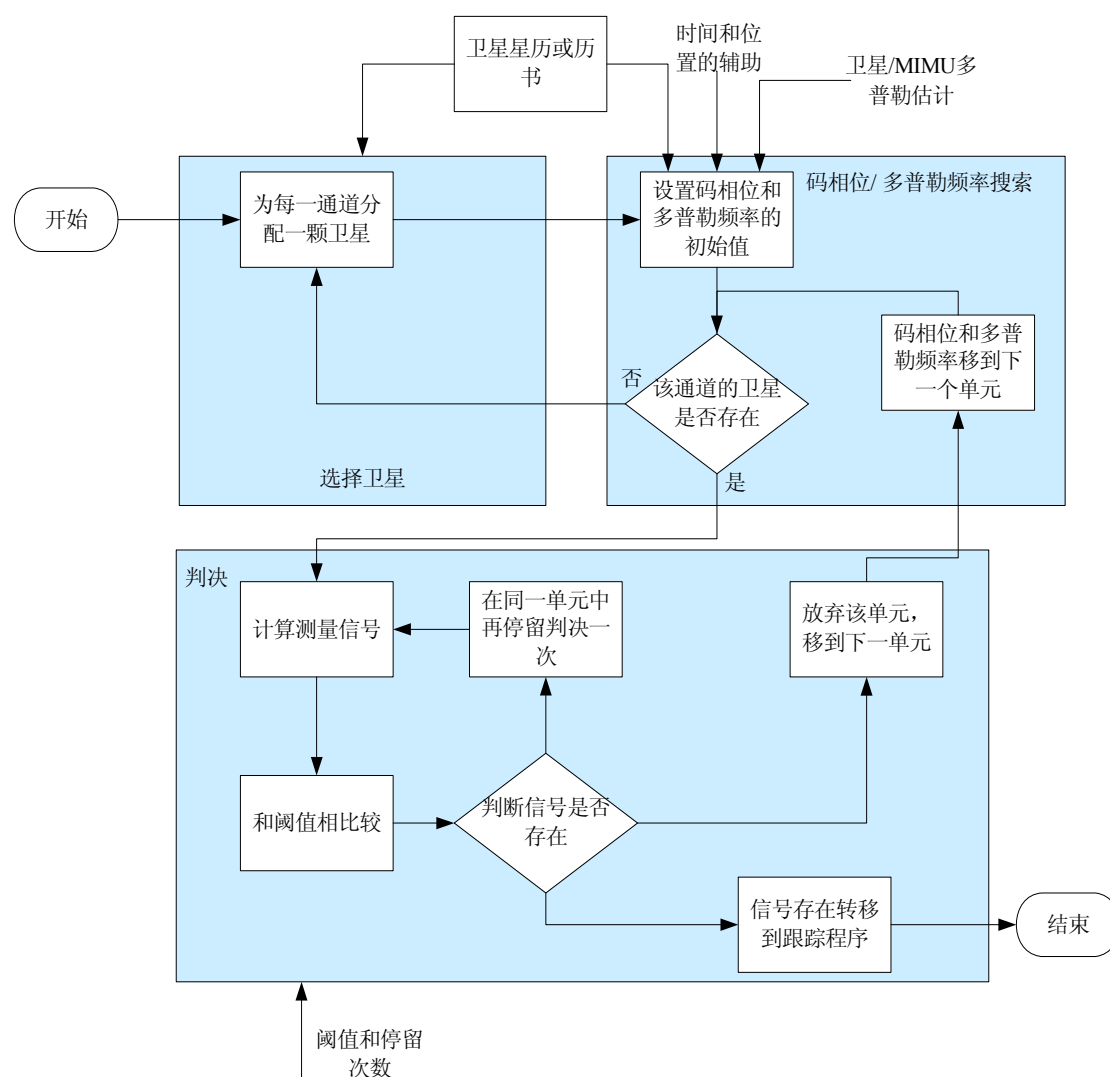


图 2.13 完整的卫星信号捕获框图

捕获过程包含选星、多普勒及码搜索和判决三个过程，图 2.13 说明了三个过程的工作流程，其中选星包含搜索可见卫星并为每一可见卫星分配一个通道；多普勒、码搜索是根据各种辅助源确定码相位和多普勒频率的搜索范围及初始值，根据判决的结果移动相应的搜索单元；判决就是采用标准相干捕获算法计算信号



强度，并与设定的阈值相比较，并根据设定停留的次数多次判决确定卫星的信号是否存在，若信号存在则转移到信号的跟踪程序，否则进入下一个搜索单元。

## 2.4 辅助的 GPS 信号时域相干捕获算法的性能分析

由于多普勒频率和码移的影响可以通过辅助方法估算，所以码移估计偏差  $\varepsilon \approx 0$ 、多普勒估计偏差  $\Delta\omega_d = 2\pi\Delta f_d \approx 0$ ，则基于辅助的相干捕获法的检测概率可以表示为：

$$P_D(k) = \int_{\beta_k}^{\infty} \chi \exp\left[-\frac{1}{2}(\chi^2 + \gamma_k^2)\right] I_0(\gamma_k \chi) d\chi \quad (2.40)$$

其中， $\gamma_k \approx \sqrt{2\alpha \cdot N}$ ， $\beta_k \approx \sqrt{D_n}$ 。

虚警率表示成：

$$P_{FA} = \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{D_n}{1 + \alpha T_s / T_p}\right) \quad (2.41)$$

对于相应的  $C/N_0$  值，由于  $\alpha \ll 1$ ，从而有

$$P_{FA}(k) \approx \exp(-D_n / 2) \quad (2.42)$$

普通 GPS 接收机的多普勒频率搜索间隔通常为  $\pm 500\text{Hz}$ ，码搜索间隔码长为  $1/2$  个码片，因此在 GPS 接收机捕获性能的仿真中，频率误差设为  $500\text{Hz}$ ，码移误差设为  $1/2$  码片；而在辅助的 GPS 信号捕获算法中，多普勒频率搜索间隔通常为  $\pm 10\text{Hz}$ ，采用多普勒频率误差为  $10\text{Hz}$ ，码移误差设为  $0$  码片。图 2.14 为 GPS 信号相干捕获和 MIMU 辅助的 GPS 信号相干捕获性能比较图。

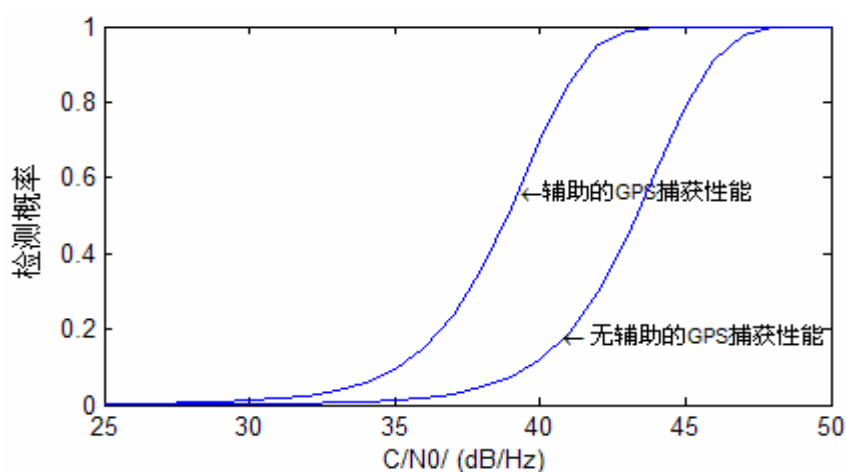


图 2.14 辅助和无辅助时 GPS 信号相干捕获性能比较

从图 2.14 可以看出，在检测概率为 95% 的条件下，对 GPS 信号的捕获性能提

高 4.5dB/Hz。这表明，采用外部辅助的 GPS 卫星信号时域相干捕获算法可以抵消码移和多普勒估计不确定性带来的影响，从而提高捕获的效率。

另外，在单次停留算法中，为了降低虚警率  $P_{FA}$ ，通常阈值选择较高，但与此同时降低了检测概率  $P_D$ ，而对于微弱信号的检测阈值不宜选择太高，此时虚警率  $P_{FA}$  的降低受到限制，所以在接收机的设计中通常采用多次停留算法，下面给出辅助( $f \approx 0\text{Hz}$ ,  $p \approx 0$  码片)的多次停留捕获算法性能分析图。

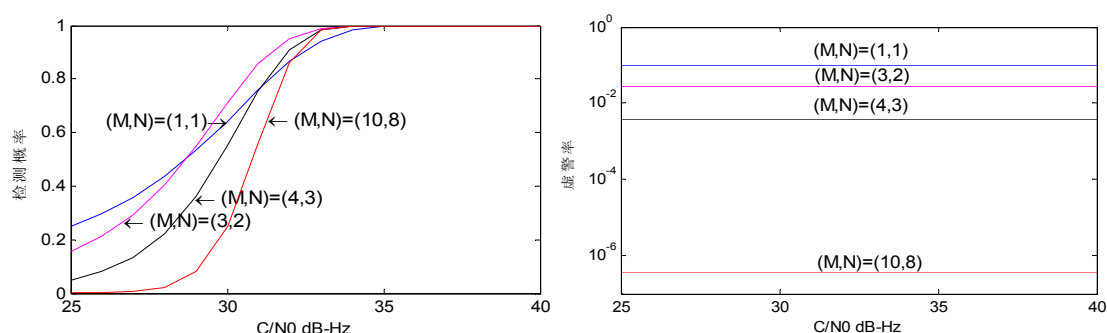


图 2.15 辅助的多次停留捕获算法检测率和虚警率性能比较

在图 2.15 中， $M$  表示搜索的次数， $N$  表示大于门限值的搜索次数，从图 2.14 可以看出，多次停留算法可以保证在检测概率大致不变的情形下，降低虚警率。

单次停留算法的平均捕获时间表示为<sup>[133]</sup>：

$$\bar{T} = \frac{2 + (2 - P_D)(q - 1)(1 + KP_{FA})}{2P_D} \tau_D \quad (2.43)$$

其中， $q$  为不确定区域的大小， $\tau_D$  为停留时间等于  $MT$ ， $K$  为时间损失系数，满足  $K\tau_D = 1s$ 。

进一步比较无辅助和有辅助相干捕获算法单次停留算法平均捕获时间，下面给出平均捕获时间的仿真比较，在仿真中，GPS 接收机中多普勒频率搜索间隔为 500Hz，码搜索间隔码长为 1/2 个码片，假定多普勒频率的搜索范围为  $[-10\text{KHz}, 10\text{KHz}]$ ，所以在没有辅助时，总的搜索窗口数目为  $\frac{1023 \times 2 \times 10000}{0.5 \times 500} = 81840$ ；当有多普勒频率辅助时，总的搜索窗口数目为  $1023 \times 2 = 2046$  个；当相干积分时间为 1ms，虚警率  $P_{FA} = 0.1\%$  时，单次停留相干捕获算法的平均捕获时间比较图 2.16 所示。

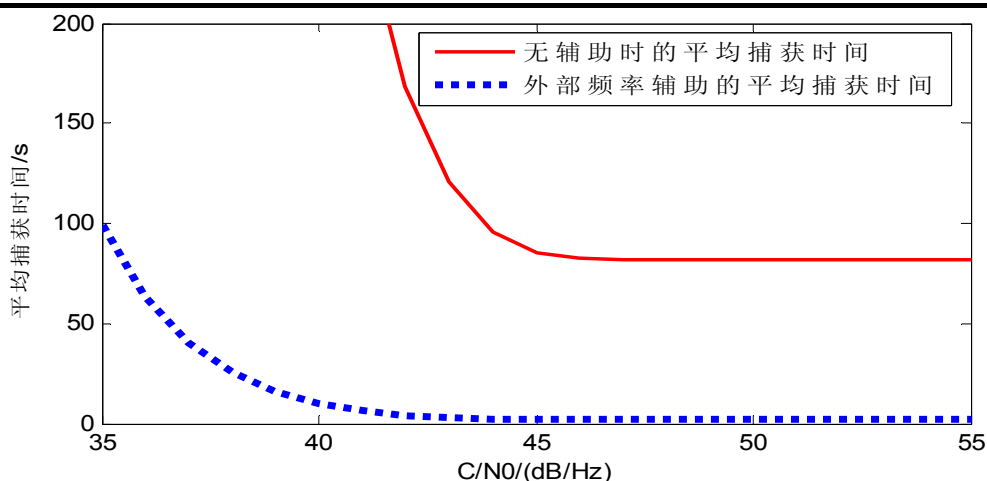


图 2.16 无辅助和辅助的单次停留捕获算法平均捕获时间比较

从图 2.16 可知，基于外部辅助时，相干捕获算法能够将捕获时间从几百秒缩短到几秒，显著地提高捕获效率。

对于要求快速响应的应用来说，GPS 信号的快速可靠捕获显得尤为重要，根据分析，通常采用相干捕获算法，但是相干捕获算法受多普勒频移估计偏差和码移估计偏差影响较大，而基于外部辅助的相干捕获算法能够抵消多普勒频移估计偏差和码移估计偏差对捕获性能的影响，明显的缩短捕获时间，提高捕获效率。

## 2.5 本章小结

(1) 本章讨论 GPS 接收机时域标准捕获算法，分析了相干和非相干时域捕获算法的优缺点：非相干捕获算法不受导航数据位的影响，而且多普勒频率误差对其影响较小，但是非相干捕获算法增加了平方损失；而相干捕获算法获取相同的捕获灵敏度，仅需较短的积分时间，但其受多普勒频移估计偏差和码移估计偏差的影响较大，并且受导航数据位的影响；当积分时间相同时，相干捕获算法具有更高的处理增益。

(2) 根据在不影响捕获性能的前提下快速捕获的要求，设计了一种卫星历书和星历辅助、卫星/MIMU 估计的多普勒频率辅助、位置和时间辅助的 GPS 接收机时域相干捕获算法。

当时间偏差在 1 分钟内，用户位置误差为 100Km 之内，利用一个星期内的卫星历书辅助 GPS 信号捕获，估计的卫星运动多普勒频率的精度在  $\pm 150\text{Hz}$  以内，所以由卫星运动的多普勒频率搜索范围可以从  $\pm 5\text{KHz}$  压缩到  $\pm 150\text{Hz}$  内，大大的压缩了频率的搜索空间，提高捕获效率。

在 MIMU 辅助的卫星接收机中，载体动态性引起的多普勒频移变化通过 GPS/MIMU 组合导航进行估计，估计精度优于 1Hz。

同时使用时间和位置的辅助可以缩短码搜索空间，提高捕获效率。

(3) 对外部辅助源辅助的 GPS 接收机时域相干捕获算法的性能进行了仿真分析，仿真结果表明：MIMU 辅助的相干捕获算法能够明显的缩短捕获时间(从几百秒缩短到几秒)；提高捕获效率（在检测概率为 95%的条件下，对 GPS 信号的捕获能力提高了 4.5dB/Hz）。

### 第三章 MIMU 辅助的 GPS 卫星信号跟踪技术

在高动态条件下, 由于多普勒频率的影响, 卫星信号容易失锁, 为了能够跟踪 GPS 卫星信号, 接收机跟踪环路必须有足够的带宽, 然而对于跟踪环路的噪声来说, 带宽越窄则跟踪精度越高, 显然动态性能所要求的环路带宽和噪声所要求的环路带宽是一对矛盾体<sup>[137]</sup>。因此为了提高测量精度, 同时保证环路动态跟踪性能, 必须采取其它的手段。

本章研究的两个基本目标是: 第一, 分析和研究适合于高动态环境下的 GPS 接收机跟踪环路; 第二, 为了进一步提高动态性能和抗干扰能力, 分析和研究了 MIMU 辅助的 GPS 接收机跟踪环路。

#### 3.1 数字锁相环的基本原理

跟踪 GPS 信号需要两个相互依赖的跟踪环: 一个用于跟踪载波频率, 称为载波跟踪环; 另一个用于跟踪 PRN 码(如 C/A 码)码相位, 称为码跟踪环。载波跟踪环有两类, 一类是频率锁定环(Frequency Lock Loop, FLL), 另一类是相位锁定环(Phase Lock Loop, PLL)。码跟踪环主要是使用延迟锁定环(Delay Lock Loop, DLL)。这些锁定环虽然名称不同, 但是都是属于锁相环的范畴。因此, 在分析锁相环原理基础上, 重点分析基于自然角频率的锁相环闭环传递函数的参数选择。

##### 3.1.1 基本锁相环

基本锁相环主要用于调节本地晶振的输出频率来和输入信号的频率相匹配, 基本的 PLL 如图 3.1 所示。

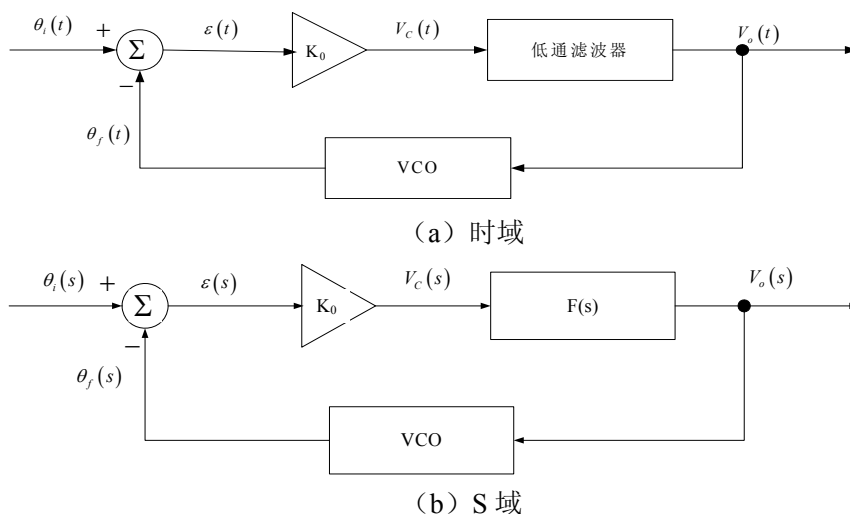


图 3.1 基本锁相环

对于压控振荡器 (voltage controlled oscillator, VCO), 有

$$\omega_2(t) = \omega_0 + k_1 V_o(t) \quad (3.1)$$

其中  $\omega_0$  为 VCO 的中心角频率;  $k_1$  为 VCO 的增益;  $V_o(t)$  为输入电压。

对(3.1)两边积分, 这样可以计算 VCO 的角相位

$$\int_0^t \omega_2(t) dt = \omega_0 t + \int_0^t k_1 V_o(t) dt \quad (3.2)$$

其中

$$\theta_f(t) = \int_0^t k_1 V_o(t) dt \quad (3.3)$$

在  $S$  域中可以表示成

$$\theta_f(s) = V_o(s) \frac{k_1}{s} \quad (3.4)$$

又

$$\begin{aligned} V_c(s) &= k_0 \varepsilon(s) = k_0 [\theta_i(s) - \theta_f(s)] \\ V_o(s) &= V_c(s) F(s) \end{aligned} \quad (3.5)$$

从而可以得到:

$$\varepsilon(s) = \theta_i(s) - \theta_f(s) = \frac{V_c(s)}{k_0} = \frac{V_o(s)}{k_0 F(s)} = \frac{s \theta_f(s)}{k_0 k_1 F(s)} \quad (3.6)$$

或者

$$\theta_i(s) = \theta_f(s) \left( 1 + \frac{s}{k_0 k_1 F(s)} \right) \quad (3.7)$$

其中  $F(s)$  为锁相环环路滤波器传递函数;  $\varepsilon(s)$  为误差函数;  $k_0$  为放大器增益。

设  $K = k_0 k_1$ , 锁相环的传递函数  $H(s)$  定义为

$$H(s) = \frac{\theta_f(s)}{\theta_i(s)} = \frac{KF(s)}{s + KF(s)} \quad (3.8)$$

锁相环的误差传递函数  $H_e(s)$  定义为

$$H_e(s) = \frac{\varepsilon(s)}{\theta_i(s)} = \frac{\theta_i(s) - \theta_f(s)}{\theta_i(s)} = 1 - H(s) = \frac{s}{s + KF(s)} \quad (3.9)$$

对于传递函数为  $H(s)$  的跟踪环路, 以 Hz 为单位的单边等效噪声带宽  $B_n$  可表示为:

$$B_n = \frac{1}{|H(0)|^2} \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 df \quad (3.10)$$

其中  $\omega = 2\pi f$ , 频率响应的幅度可表示成:

$$|H(j\omega)|^2 = [H(j\omega)H(-j\omega)] \quad (3.11)$$

方程(3.10)解析解的求解非常繁琐，应用留数定理来求解下面的积分：

$$I_n = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \frac{c(s)c(-s)}{a(s)a(-s)} ds \quad (3.12)$$

其中， $c(s) = c_{n-1}s^{n-1} + c_{n-2}s^{n-2} + \cdots + c_0$ 。  
 $a(s) = a_ns^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_0$

表 3.1 是已经计算好的各阶次积分值<sup>[79]</sup>。

表 3.1 式(3.12)的积分表

|       |   |
|-------|---|
| $I_1$ | $\frac{c_0^2}{2a_0a_1}$   |
| $I_2$ | $\frac{c_1^2a_0 + c_0^2a_2}{2a_0a_1a_2}$  |
| $I_3$ | $\frac{c_1^2a_0a_1 + (c_1^2 - 2c_0c_2)a_0a_3 + c_0^2a_2a_3}{2a_0a_3(a_1a_2 - a_0a_3)}$  |
| $I_4$ | $\frac{c_3^2(-a_0^2a_3 + a_0a_1a_2) + (c_2^2 - 2c_1c_3)a_0a_1a_4 + (c_1^2 - 2c_0c_2)a_0a_3a_4 + c_0^2(-a_1a_4^2 + a_2a_3a_4)}{2a_0a_4(-a_0a_3^2 - a_1^2a_4 + a_1a_2a_3)}$ |

表 3.1 提供了到四阶的积分值，但当方程的阶次高于四阶时，用该方法是不实际的。阶次高时宜用递推算法，见相应的参考文献[138][139]。

表 3.2 提供了不同阶数 GPS 跟踪环的环路滤波器、闭环传递函数、等效噪声带宽<sup>[79][138]</sup>。

表 3.2 不同阶数 GPS 跟踪环的环路滤波器、闭环传递函数、等效噪声带宽

| 环路阶次  | 1 阶                             | 2 阶   | 3 阶   |
|-------|---------------------------------|---|---|
| F(s)  | $\frac{\omega_n}{K}$            | $\frac{a\omega_ns + \omega_n^2}{Ks}$                            | $\frac{b\omega_ns^2 + a\omega_n^2s + \omega_n^3}{Ks^2}$   |
| H(s)  | $\frac{\omega_n}{s + \omega_n}$ | $\frac{a\omega_ns + \omega_n^2}{s^2 + a\omega_ns + \omega_n^2}$ | $\frac{b\omega_ns^2 + a\omega_n^2s + \omega_n^3}{s^3 + b\omega_ns^2 + a\omega_n^2s + \omega_n^3}$ |
| $B_n$ | $\frac{\omega_n}{4}$            | $\frac{a^2 + 1}{4a}\omega_n$                                    | $\frac{ab^2 + a^2 - b}{4(ab - 1)}\omega_n$  |
| 稳态误差  | $\frac{(dR/dt)}{\omega_0}$      | $\frac{(d^2R/dt^2)}{\omega_0^2}$                                | $\frac{(d^3R/dt^3)}{\omega_0^3}$  |
| 特性    | 对速度应力敏感                         | 对加速度应力敏感  | 对加加速度应力敏感   |

### 3.1.2 环路参数的优化分析

通常根据性能指标、输入信号的特性、环路结构的限制等来设计闭环传递函数的参数。闭环传递函数参数的设计通常有许多可能的设计方案，但是没有一种最优方法对所有的条件都适用，在一方面性能的改善通常是以牺牲另一方面性能为代价的，因此需要在各性能方面寻求折衷的方案。本节中所提的“最优”是指误差方差最小。在分析锁相跟踪环时，对系统进行近似线性化，同时假设噪声为白噪声，则 Kalman 滤波器误差传播 Riccati 方程表示为<sup>[79][140]</sup>：

$$\dot{P} = FP + PF^T + GQG^T - PH^T R^{-1}HP \quad (3.13)$$

当系统达到稳态时， $\dot{P} = 0$ ，方程变成线性 Riccati 方程，解此方程得到最小协方差矩阵方程解，因此最优的 Kalman 滤波增益矩阵是：

$$K_{\infty} = P_{\infty} H^T R^{-1} \quad (3.14)$$

从表 3.2 可知基于自然角频率的传递函数能够很直观看出  $B_n$  和  $\omega_n$  的关系。基于自然角频率锁相环的闭环传递函数次优解和相应的特性描述如下<sup>[79][141][142]</sup>：

### 1 一阶环路

传递函数和带宽的一般形式和最优形式有同样的结果，表示为：

$$H(s) = \frac{K_1}{s + K_2} = \frac{\omega_n}{s + \omega_n}; \quad B_n = \frac{\omega_n}{4} \quad (3.15)$$

最小方差和 Kalman 增益分别是：

$$\begin{aligned} P_{\infty} &= (QR)^{1/2}; \quad K_{\infty} = K_1 = (Q/R)^{1/2} = \omega_n \\ \omega_n &= (Q/R)^{1/2} \end{aligned} \quad (3.16)$$

### 2 二阶环路

二阶环路的传递函数和带宽的一般形式可表示如下：

$$H(s) = \frac{K_1 s + K_2}{s^2 + K_1 s + K_2} = \frac{a\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + a\omega_n s + \omega_n^2}; \quad B_n = \frac{a^2 + 1}{4a} \omega_n \quad (3.17)$$

最小的协方差和增益矩阵分别为：

$$\begin{aligned} P_{\infty} &= \begin{bmatrix} \sqrt{2}Q^{1/4}R^{3/4} & Q^{1/2}R^{1/2} \\ Q^{1/2}R^{1/2} & \sqrt{2}Q^{3/4}R^{1/4} \end{bmatrix}; \\ K_{\infty} &= \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}(Q/R)^{1/4} \\ (Q/R)^{1/2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}\omega_n \\ \omega_n^2 \end{bmatrix} \\ \omega_n &= (Q/R)^{1/4} \end{aligned} \quad (3.18)$$

当满足下列条件时，性能最优：

$$H(s) = \frac{\sqrt{2}\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.19)$$



得出的带宽为  $B_n = \frac{3\omega_n}{4\sqrt{2}}$ 。

### 3 三阶环路

三阶环路的传递函数和带宽的一般形式可表示如下：

$$H(s) = \frac{K_1 s^2 + K_2 s + K_3}{s^3 + K_1 s^2 + K_2 s + K_3} = \frac{b\omega_n s^2 + a\omega_n^2 s + \omega_n^3}{s^3 + b\omega_n s^2 + a\omega_n^2 s + \omega_n^3};$$

$$B_n = \frac{ab^2 + a^2 - b}{4(ab - 1)} \omega_n$$
(3.20)

最小协方差和增益矩阵分别表示为：

$$P_\infty = \begin{bmatrix} 2Q^{1/6} R^{5/6} & 2Q^{1/3} R^{2/3} & Q^{1/2} R^{1/2} \\ 2Q^{1/3} R^{2/3} & 3Q^{1/2} R^{1/2} & 2Q^{2/3} R^{1/3} \\ Q^{1/2} R^{1/2} & 2Q^{2/3} R^{1/3} & 2Q^{5/6} R^{1/6} \end{bmatrix}$$

$$K_\infty = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2(Q/R)^{1/6} \\ 2(Q/R)^{1/3} \\ (Q/R)^{1/2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\omega_n \\ 2\omega_n^2 \\ \omega_n^3 \end{bmatrix}$$

$$\omega_n = (Q/R)^{1/6}$$
(3.21)

当满足下列条件时，性能最优：

$$H(s) = \frac{2\omega_n s^2 + 2\omega_n^2 s + \omega_n^3}{s^3 + 2\omega_n s^2 + 2\omega_n^2 s + \omega_n^3}$$
(3.22)

得出的带宽为  $B_n = \frac{5\omega_n}{6}$ 。

通过上面的参数设计，锁相环路的环路参数主要和  $\omega_n$  相关，也就是说一旦  $\omega_n$  确定，则环路的参数就完全确定，而  $\omega_n$  可以由环路的噪声带宽确定，所以关键问题是如何确定环路的带宽。

## 3.2 GPS 接收机跟踪环路的鉴别器设计

为了获得在各种条件下的最优跟踪性能，应当选择具有最高处理增益的鉴别器算法，下面分别分析码鉴别器、PLL 载波跟踪环的鉴相器和 FLL 跟踪环的鉴频器的算法性能，然后根据最高处理增益和良好线性性原则选择各自的鉴别器。

### 3.2.1 GPS 接收机码跟踪环路(DLL)的鉴别器

#### 1 码跟踪环的基本结构

考虑来自载波跟踪环的多普勒频率辅助，不考虑载波跟踪环，则 GPS 接收机

码跟踪环结构如图 3.2 所示。

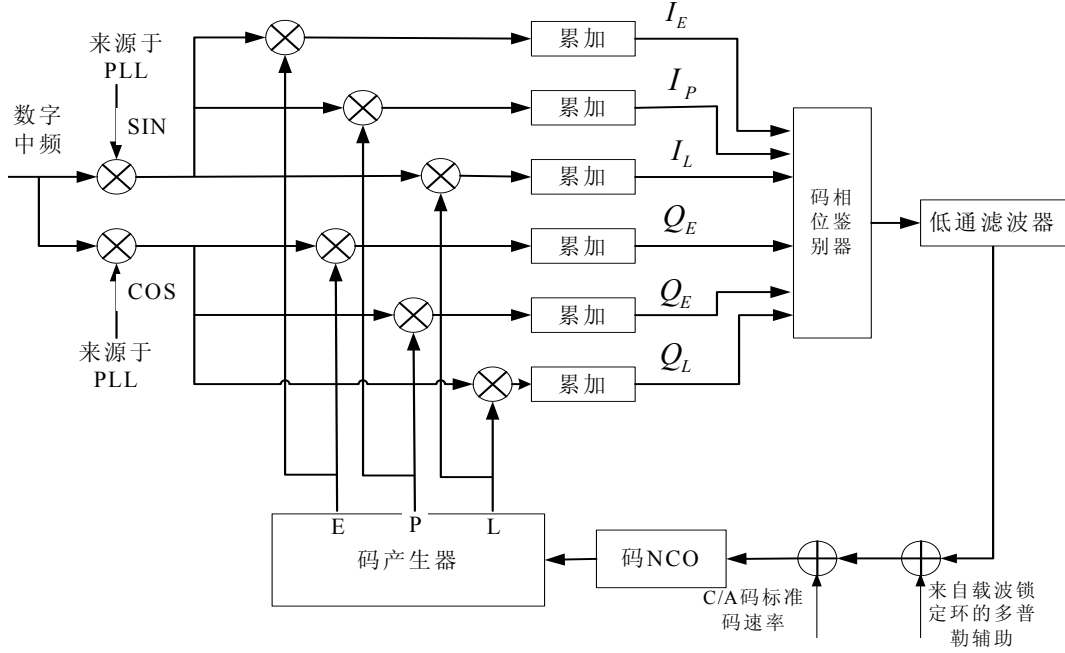


图 3.2 GPS 接收机的码跟踪环结构

根据第二章方程(2.2)，基带相关器输出的同相和正交相的超前、滞后量可以表示为<sup>[128]</sup>：

$$\begin{cases} I_E = \frac{A}{\sqrt{2}} \cdot M_E \cdot D \cdot R(\delta\tau - \delta) \cdot \sin c(\pi\Delta f_d T) \cdot \cos(\pi\Delta f_d T + \phi_0) \\ Q_E = \frac{A}{\sqrt{2}} \cdot M_E \cdot D \cdot R(\delta\tau - \delta) \cdot \sin c(\pi\Delta f_d T) \cdot \sin(\pi\Delta f_d T + \phi_0) \\ I_L = \frac{A}{\sqrt{2}} \cdot M_E \cdot D \cdot R(\delta\tau + \delta) \cdot \sin c(\pi\Delta f_d T) \cdot \cos(\pi\Delta f_d T + \phi_0) \\ Q_L = \frac{A}{\sqrt{2}} \cdot M_E \cdot D \cdot R(\delta\tau + \delta) \cdot \sin c(\pi\Delta f_d T) \cdot \sin(\pi\Delta f_d T + \phi_0) \end{cases} \quad (3.23)$$

其中， $\delta$  为相关器的间隔。

## 2 码跟踪环鉴别器及其归一化

为了获取最佳的码环跟踪性能，应当选择具有最高处理增益的码相位鉴别器，Kaplan 提出了三种码相位鉴别器<sup>[143]</sup>：

$$\begin{aligned} B_1(\delta\tau) &= (I_E - I_L)I_P + (Q_E - Q_L)Q_P \\ B_2(\delta\tau) &= (I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2) \\ B_3(\delta\tau) &= \sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)} \end{aligned} \quad (3.24)$$

将方程(3.23)代入(3.24)可得：

$$\begin{aligned}
B_1(\delta\tau) &= \left[ \frac{A}{\sqrt{2}} M_E D \sin c(\pi \Delta f_d T) \right]^2 \left[ R(\delta\tau - \delta) - R(\delta\tau + \delta) \right] \cdot R(\delta\tau) \\
B_2(\delta\tau) &= \left[ \frac{A}{\sqrt{2}} M_E D \sin c(\pi \Delta f_d T) \right]^2 \left[ R(\delta\tau - \delta)^2 - R(\delta\tau + \delta)^2 \right] \\
B_3(\delta\tau) &= \left[ \frac{A}{\sqrt{2}} M_E D \sin c(\pi \Delta f_d T) \right]^2 \left[ R(\delta\tau - \delta) - R(\delta\tau + \delta) \right]
\end{aligned} \tag{3.25}$$

定义

$$A_{dis} = \frac{A}{\sqrt{2}} M_E D \sin c(\pi \Delta f_d T) \tag{3.26}$$

假定  $|\delta\tau| \leq \delta$ ，将方程(2.3)和(3.26)代入(3.25)可得

$$\begin{aligned}
B_1(\delta\tau) &= A_{dis}^2 \left[ R(\delta\tau - \delta) - R(\delta\tau + \delta) \right] \cdot R(\delta\tau) = (A_{dis})^2 \left[ 2\delta\tau(1 - |\delta\tau|) \right] \\
B_2(\delta\tau) &= (I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2) = (A_{dis})^2 \left[ 4\delta\tau - 4\delta\tau\delta \right] \\
B_3(\delta\tau) &= \sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)} = A_{dis} (2\delta\tau)
\end{aligned} \tag{3.27}$$

从方程(3.27)可以得到鉴别器的增益为

$$\begin{aligned}
B'_1(\delta\tau = 0) &= (A_{dis})^2 [2] \\
B'_2(\delta\tau = 0) &= (A_{dis})^2 [4 - 4\delta] \\
B'_3(\delta\tau = 0) &= A_{dis} [2]
\end{aligned} \tag{3.28}$$

从方程(3.28)可知，鉴别器1和3的处理增益与相关器间隔  $\delta$  无关，而鉴别器2的增益随相关器间隔  $\delta$  的减少而增大。当选择窄相关如  $\delta = 0.1$  时， $B'_2(\delta\tau = 0) = 3.6(A_{dis})^2$ ，所以选择鉴别器2使得其具有最大处理增益。

在城市或者室内等信号比较差的环境中，GPS 卫星信号的功率很弱，为了抵消信号功率对跟踪环的影响，通常采用归一化的鉴别器。归一化消除了鉴别器对幅度的敏感性，从而改善了在脉冲型射频干扰环境中的性能。若适当的选择相关器间隔  $\delta$ ，(3.24)中鉴别器2具有较大的处理增益，故下面以方程(3.24)中鉴别器2为例说明鉴别器的归一化。鉴别器2的两种归一化表示形式为：

$$\begin{aligned}
\text{Norm}_1(\delta\tau) &= \frac{B_2(\delta\tau)}{(I_E^2 + Q_E^2) + (I_L^2 + Q_L^2)} = \frac{(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)}{(I_E^2 + Q_E^2) + (I_L^2 + Q_L^2)} \\
\text{Norm}_2(\delta\tau) &= \frac{B_2(\delta\tau)}{I_P^2 + Q_P^2} = \frac{(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)}{I_P^2 + Q_P^2}
\end{aligned} \tag{3.29}$$

将方程(3.23)代入方程(3.29)可得：

$$\begin{aligned}\text{Norm}_1(\delta\tau) &= \frac{2\delta\tau - 2\delta\tau\delta}{1 - 2\delta + \delta^2 + \delta\tau^2} \\ \text{Norm}_2(\delta\tau) &= \frac{4\delta\tau - 4\delta\tau\delta}{1 - 2|\delta\tau| + \delta\tau^2}\end{aligned}\quad (3.30)$$

所以鉴别器 2 的归一化后处理增益为：

$$\begin{aligned}B'_{\text{Norm}_1}(\delta\tau=0) &= \frac{2-2\delta}{1-2\delta+\delta^2} \\ B'_{\text{Norm}_2}(\delta\tau=0) &= 4-4\delta\end{aligned}\quad (3.31)$$

图 3.3 说明了鉴别器 2 的两种归一化的输出与码延时误差的关系(不考虑噪声的影响)。

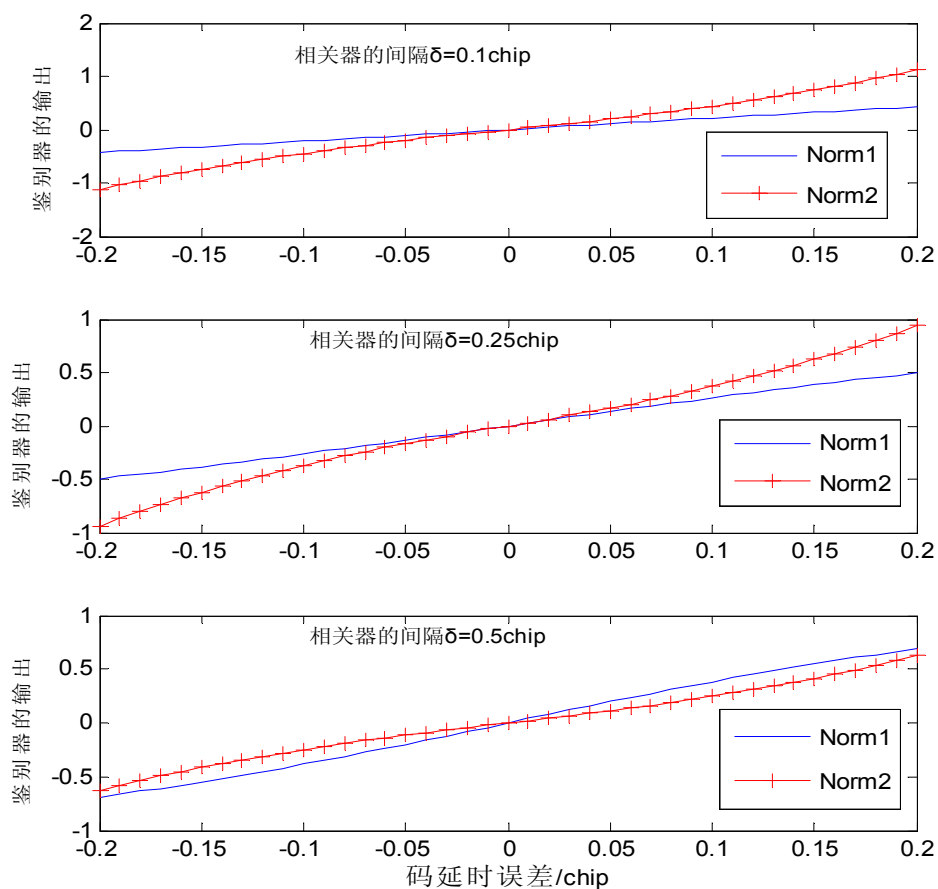


图 3.3 归一化鉴别器的输出与码延时误差的关系

从图 3.3 可知，当  $\delta=0.1$  和  $\delta=0.25$  归一化方法 2 具有较好的鉴别功能；当  $\delta=0.5$  时，Norm2 方法比 Norm1 方法稍差，所以当使用窄相关时，Norm2 方法具有较好的性能。

根据以上分析，在基于 GP2021 基带芯片的 GPS 接收机码跟踪环中，选择的归一化鉴别器为：

$$B(\delta\tau) = \frac{(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)}{I_P^2 + Q_P^2} \quad (3.32)$$

而相关器的间隔  $\delta$  可选择为  $1/2$  码片(chip)或者更小。

### 3.2.2 GPS 接收机载波锁相环(PLL)的鉴相器

根据方程(2.2)，基带相关器输出的同相和正交相可以表示为：

$$\begin{cases} I_P = \frac{A}{\sqrt{2}} \cdot M_E \cdot D \cdot R(\delta\tau) \cdot \sin c(\pi\Delta f_d T) \cdot \cos(\pi\Delta f_d T + \phi_0) \\ Q_P = \frac{A}{\sqrt{2}} \cdot M_E \cdot D \cdot R(\delta\tau) \cdot \sin c(\pi\Delta f_d T) \cdot \sin(\pi\Delta f_d T + \phi_0) \end{cases} \quad (3.33)$$

PLL 的主要特色在于它用来检测相位差的鉴相器。表 3.3 给出了几种 GPS 接收机 PLL 鉴相器<sup>[143]</sup>。

表 3.3 PLL 鉴相器

| PLL 鉴别器算法                    | Costas 环 | 输出相位差          | 特性                              |
|------------------------------|----------|----------------|---------------------------------|
| $\text{sign}(I_P) \cdot Q_P$ | Y        | $\sin \phi_i$  | 在高信噪比 (SNR) 时接近最优，斜率正比于信号振幅。    |
| $I_P \cdot Q_P$              | Y        | $\sin 2\phi_i$ | 在低信噪比 (SNR) 时接近最优，斜率正比于信号振幅的平方。 |
| $\text{atan}(Q_P/I_P)$       | Y        | $\phi_i$       | 在高、低信噪比时最优 (极大似然估计)。斜率与信号振幅无关。  |
| $Q_P / I_P$                  | Y        | $\tan \phi_i$  | 次最优，但是在高、低信噪比都比较好，斜率与信号振幅无关。    |

表 3.3 中四种鉴相器归一化表示形式为<sup>[143]</sup>：

$$\begin{aligned} D(1) &= \frac{\text{sign}(I_P) \cdot Q_P}{\sqrt{I_P^2 + Q_P^2}} \\ D(2) &= \frac{2 \cdot I_P \cdot Q_P}{I_P^2 + Q_P^2} \\ D(3) &= \text{atan} \frac{Q_P}{I_P} \\ D(4) &= \frac{Q_P}{I_P} \end{aligned} \quad (3.34)$$

假定相位误差满足： $-90^\circ \leq \phi_i = \pi\Delta f_d T + \phi_0 \leq 90^\circ$ ，则有

$$\begin{aligned}
D(1) &= \frac{\text{sign}(I_p) \cdot Q_p}{\sqrt{I_p^2 + Q_p^2}} = \sin(\phi_i) \\
D(2) &= \frac{2 \cdot I_p \cdot Q_p}{I_p^2 + Q_p^2} = \sin(2\phi_i) \\
D(3) &= \text{atan} \frac{Q_p}{I_p} = \phi_i \\
D(4) &= \frac{Q_p}{I_p} = \tan(\phi_i)
\end{aligned} \tag{3.35}$$

相应的鉴相器的增益为：

$$\begin{aligned}
D(1)' &= \cos(\phi_i) \big|_{\phi_i=0} = 1 \\
D(2)' &= 2 \cos(2\phi_i) \big|_{\phi_i=0} = 2 \\
D(3)' &= 1 \\
D(4)' &= \frac{1}{\cos^2(\phi_i)} \big|_{\phi_i=0} = 1
\end{aligned} \tag{3.36}$$

不考虑噪声的影响，图 3.4 给出了四种鉴相器的输出。

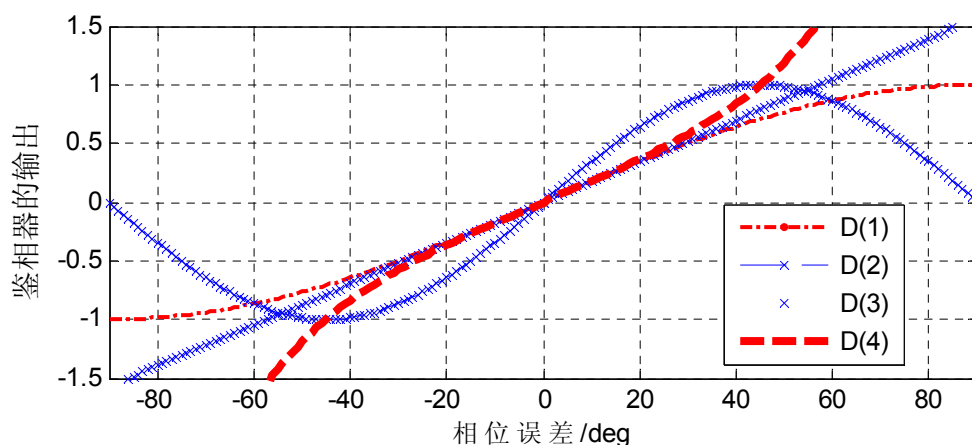


图 3.4 相位误差与鉴相器输出的关系

从图 3.4 可以看出，四象限反正切鉴相器 D(3) 不管在高或低信噪比情形下，都有较好的性能，它的处理增益与载波相位输入误差无关。点积鉴相器 D(2) 在相位输入误差  $|\phi_i| \leq 45^\circ$  时，具有优良的性能，但是随着相位误差的增大其性能急剧的下降。所以 PLL 的跟踪误差门限值通常设为  $45^\circ$  或者  $15^\circ (1\sigma)$ 。

以上的分析都没有考虑噪声的影响，当  $C/N_0$  比较低时，热噪声将使得图 3.4 的形状发生变化。因此在微弱信号的条件下，如何归一化 PLL 鉴相器将对跟踪的灵敏度产生很大的影响<sup>[144]</sup>。

为了避免归一化对微弱信号的跟踪影响，在微弱信号的条件下采用四象限反正

切鉴相器 D(3)作为 PLL 的鉴相器；而在高信噪比的条件下，采用点积型鉴相器 D(2)作为 PLL 的鉴相器。

### 3.2.3 GPS 接收机频率锁相环(FLL) 的鉴频器

锁频环与锁相环相比具有较好的动态性能和较差的噪声性能，所以锁频环(FLL)在载波跟踪环中的主要作用为：

(1) 从捕获过程到跟踪过程的过渡。

当捕获到 GPS 信号以后，载波频率的精度有几百赫兹，精度主要取决于载波频率的搜索步长，在论文研究中采用的搜索步长为 500Hz，所以捕获后的载波频率的精度为 500Hz。然而这个精度用于跟踪环是不够的，因为跟踪环的带宽只有几十赫兹，其所需要的频率精度必须在几十赫兹之内。在文献[128]中采用了一种基于 FLL 的方法来实现从捕获到精密跟踪的过渡，即先采用粗跟踪鉴频器的 FLL 进行粗跟踪，如四象限反正切鉴频器<sup>[145]</sup>，然后再采用基于精鉴频器的 FLL 进行精跟踪，如叉积型鉴频器。另一种计算精确频率方法是解析法<sup>[146]</sup>，该方法仅仅需要采用基于精鉴频器的 FLL 进行跟踪。

(2) 在高动态应用中用来辅助锁相环(PLL)。

在高动态条件下，若仅用锁相环(PLL)进行载波跟踪，很容易失锁，因此采用 FLL 辅助的锁相环(PLL)可以提高环路的动态跟踪性能。

FLL 的主要特色在于它用来检测频率差的鉴频器。在 GPS 接收机中，频率差一般通过计算两个  $(I_p, Q_p)$  对之间的相位旋转来估计。表 3.4 给出了几种 GPS 接收机 FLL 鉴频器、它们的输出频率误差及其特性<sup>[143]</sup>。表中  $I_{Pi}$ 、 $Q_{Pi}$  为  $t_i$  时刻的测量值， $I_{Pi-1}$ 、 $Q_{Pi-1}$  为  $t_{i-1}$  时刻的测量值，且  $t_{i-1} < t_i$ 。

表 3.4 通用 FLL 鉴频器

| FLL 鉴频器算法   | 输出频率误差                                    | 特性                                 |
|---|---|------------------------------------|
| $\frac{(I_{P1}Q_{P2} - I_{P2}Q_{P1}) \text{sign}(I_{P1}I_{P2} + Q_{P2}Q_{P1})}{t_2 - t_1}$      | $\frac{\sin(\phi_2 - \phi_1)}{t_2 - t_1}$ | 在高信噪比时接近最佳。斜率正比于信号幅度 $A$ ，运算量适中。   |
| $\frac{I_{P1}Q_{P2} - I_{P2}Q_{P1}}{t_2 - t_1}$   | $\frac{\sin(\phi_2 - \phi_1)}{t_2 - t_1}$ | 在高信噪比时接近最佳。斜率正比于信号幅度平方 $A$ ，运算量最小。 |
| $\frac{\text{atan2}(I_{P1}Q_{P2} - I_{P2}Q_{P1}, I_{P1}I_{P2} + Q_{P2}Q_{P1})}{360(t_2 - t_1)}$ | $\frac{\phi_2 - \phi_1}{360(t_2 - t_1)}$  | 四象限反正切。在高和低信噪比时最佳。斜率和信号幅度无关，运算量最大。 |

表 3.4 中所描述的第一种鉴频器又称为方向判定叉积鉴频器。对于叉积型鉴频器而言，我们用它来实现精确的频率跟踪。

归一化的方向判定叉积鉴频器可表示为：

$$Norm(\delta f_i) = \frac{(I_{P_{i-1}}Q_{P_i} - I_{P_i}Q_{P_{i-1}}) \text{sign}(I_{P_{i-1}}I_{P_i} + Q_{P_i}Q_{P_{i-1}})}{\sqrt{I_{P_{i-1}}^2 + Q_{P_{i-1}}^2} \cdot \sqrt{I_{P_i}^2 + Q_{P_i}^2} \cdot (t_i - t_{i-1})} \quad (3.37)$$

定义  $A_{dis}(i) = \frac{A}{\sqrt{2}} M_E D(i) \sin c(\pi \Delta f_d(i) T)$ ，将方程(3.33)代入方程(3.37)得：

$$\begin{aligned} Norm(\delta f_i) &= \frac{(I_{P_{i-1}}Q_{P_i} - I_{P_i}Q_{P_{i-1}}) \text{sign}(I_{P_{i-1}}I_{P_i} + Q_{P_i}Q_{P_{i-1}})}{\sqrt{I_{P_{i-1}}^2 + Q_{P_{i-1}}^2} \cdot \sqrt{I_{P_i}^2 + Q_{P_i}^2} \cdot (t_i - t_{i-1})} \\ &= \frac{A_{dis}(i) A_{dis}(i-1) \sin(\phi_i - \phi_{i-1}) \cdot \text{sign}[A_{dis}(i) A_{dis}(i-1) \cos(\phi_i - \phi_{i-1})]}{|A_{dis}(i) A_{dis}(i-1)| \cdot (t_i - t_{i-1})} \\ &= \frac{D(i) D(i-1) \sin(\phi_i - \phi_{i-1}) \cdot \text{sign}[D(i) D(i-1)]}{(t_i - t_{i-1})} \end{aligned} \quad (3.38)$$

当  $\phi_i - \phi_{i-1} \approx 0$  时，由于  $D(i) = \pm 1$ ，所以

$$\begin{aligned} A_{dis}(i) A_{dis}(i-1) / |A_{dis}(i) A_{dis}(i-1)| &= D(i) D(i-1) \\ \text{sign}[A_{dis}(i) A_{dis}(i-1) \cos(\phi_i - \phi_{i-1})] &= \text{sign}[D(i) D(i-1)] \end{aligned} \quad (3.39)$$

故有

$$\begin{aligned} Norm(\delta f_i) &= \frac{D(i) D(i-1) \sin(\phi_i - \phi_{i-1}) \cdot \text{sign}[D(i) D(i-1)]}{(t_i - t_{i-1})} \\ &= \frac{\sin(\phi_i - \phi_{i-1})}{(t_i - t_{i-1})} \approx \frac{\phi_i - \phi_{i-1}}{t_i - t_{i-1}} = \delta f_i \end{aligned} \quad (3.40)$$

对于课题中采用的 GP2021 基带芯片，相邻两次相关的时间间隔为  $T = 0.001s$ ，当接收机处于高动态即有较大的加速度时，如 GPS 接收机与 GPS 卫星在信号传播的方向上有  $a = 10g$  的相对加速度， $a$  引起的频率变化率为  $515\text{Hz}/s$ ，处理器在两次读取相关器的时间间隔内产生的频率最大变化量为  $0.515\text{Hz}$ ，对应的叉积型的鉴频器相位变化为  $0.001618\text{rad}$ ，此时归一化的叉积型的鉴频器仍工作在线性区。

因此，根据以上分析，在 GPS 接收机 FLL 中，采用归一化的叉积型鉴频器。

### 3.3 GPS 接收机跟踪环路的跟踪误差分析

GPS 接收机环路带宽通常与 GPS 信号的信噪比和载体的动态性能有关，所以在确定环路带宽时，误差特性是非常重要的，下面分析接收机跟踪环的跟踪误差。

#### 3.3.1 GPS 接收机码跟踪环路(DLL)的跟踪误差



GPS 接收机码跟踪误差主要包含热噪声、接收机动态牵引误差和多路径误差。通常对于多路径误差来说，可以采用窄相关办法；而采用载波辅助的码跟踪环方法，接收机动态牵引误差可以忽略，其带宽可以设计到 0.1Hz 以下<sup>[143]</sup>，所以码跟踪环中最主要的误差源为热噪声引起的误差。

码跟踪环跟踪阈值的经验取值标准为测量误差均方根的 3 倍，且不超过相关器的相关间隔  $\delta$ ，即<sup>[143]</sup>：

$$3\sigma_{DLL} = 3\sigma_{iDLL} + R_e \leq \delta \quad (3.41)$$

其中， $\sigma_{DLL}$  为测量误差的均方根， $\sigma_{iDLL}$  为热噪声引入误差的均方根， $R_e$  为码跟踪环的接收机动态牵引误差。

对于超前一滞后型 DLL，热噪声引入的跟踪误差均方根可由下式获得<sup>[143]</sup>：

$$\begin{aligned} \sigma_{iDLL} &= \sqrt{\frac{4F_1\delta^2 B_n}{c/n_0} \left[ 2(1-\delta) + \frac{4\delta}{c/n_0 \cdot T} \right]} \quad (chip) \\ &= \lambda_c \sqrt{\frac{4F_1\delta^2 B_n}{c/n_0} \left[ 2(1-\delta) + \frac{4\delta}{c/n_0 \cdot T} \right]} \quad (m) \end{aligned} \quad (3.42)$$

其中， $F_1$ =DLL 鉴别器相关器因子（=1 对应于时分 tau-dither 超前/滞后相关器， $=\frac{1}{2}$  对应于专用超前/滞后相关器）； $T$  为预检积分时间； $c/n_0$  为载波功率噪声密度比， $C/N_0 = 10\lg(c/n_0)$  单位为 dB/Hz； $\lambda_c$  为 GPS 信号传播速度与 PRN 码速率之比，即 PRN 码一码片对应的伪距，对于 C/A 码， $\lambda_c$  为 293.05 米/码片，对于 P 码， $\lambda_c$  为 29.305 米/码片。

对于 GP2021 专用基带芯片，有  $F_1 = 1/2$ ， $\delta = 0.5$ ，所以

$$\begin{aligned} \sigma_{iDLL} &= \sqrt{\frac{B_n}{2c/n_0} \left[ 1 + \frac{2}{c/n_0 \cdot T} \right]} \quad (chip) \\ &= \lambda_c \sqrt{\frac{B_n}{2c/n_0} \left[ 1 + \frac{2}{c/n_0 \cdot T} \right]} \quad (m) \end{aligned} \quad (3.43)$$

码跟踪环的动态引入误差与环路滤波器的阶数及环路带宽有关，可以由下式确定<sup>[127]</sup>：

$$R_e = \frac{dR^m / dt^m}{\omega_n^m} \quad (3.44)$$

其中， $dR^m / dt^m$  为视线（line-of-sight）方向的动态性，单位为 chips/s<sup>m</sup>； $m$  为环路的阶数； $\omega_n$  为环路的自然角频率。

对于动态用户载体，为了能够跟踪载体动态的瞬态变化，码跟踪环闭环带宽必

须设计的充分宽。若没有外界辅助，对于受到明显加速度的高动态载体如飞行器，必须使用较宽的带宽或者使用高阶环。而采用载波辅助的码跟踪环使码跟踪环的动态引入误差成为小量级的影响，一般可以忽略不计<sup>[136]</sup>。

根据公式(3.41)，对于 C/A 码，跟踪门限值为  $\delta \times \lambda_c / 3 = 0.5 \times 293.05 / 3 \approx 50\text{m}$ ，图 3.5 和图 3.6 分析了环路噪声带宽和预检积分时间对载波辅助的码跟踪环跟踪性能的影响。

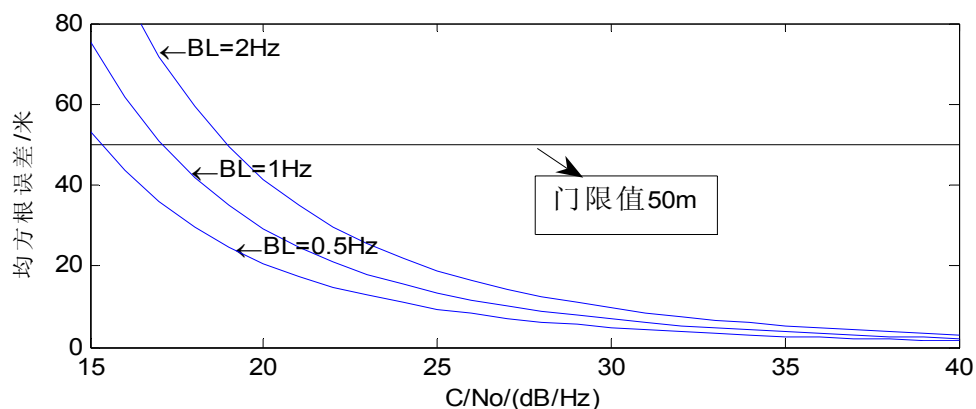


图 3.5 不同的带宽对 DLL 性能的影响

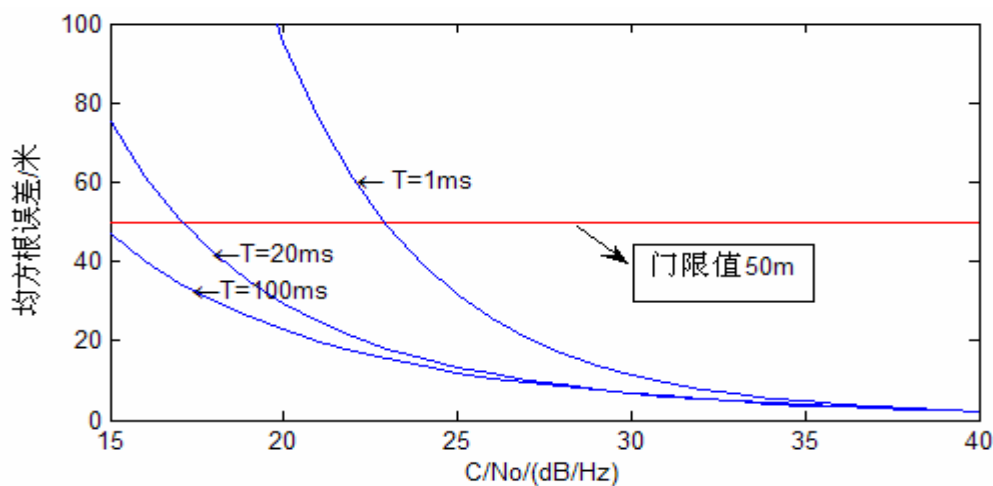


图 3.6 不同的预检积分时间 T 对 DLL 性能的影响

从图 3.5、图 3.6 可以看出，对于载波辅助的码跟踪环来说，环路噪声带宽越窄，跟踪误差越小；同时预检积分时间 T 越长，跟踪误差越小。因此在设计 DLL 环路时，应考虑如下因素：

- (1) 环路噪声带宽应尽可能选择窄的带宽。
- (2) 预检积分时间应尽可能的大，但是必须和窄带噪声带宽相一致。
- (3) 为了提高在多路径环境下的跟踪性能，通常采用窄相关法。

根据以上分析，基于 GP2021 专用基带芯片，当采用载波辅助的码跟踪环，预

检积分时间  $T$  采用 **20ms**，码跟踪环采用 **2 阶** 环路，当环路的带宽设计到 **2Hz** 以下时，可以满足高动态的要求。

### 3.3.2 GPS 接收机载波锁相环(PLL)的跟踪误差

锁相环(PLL)的主要误差源包括热噪声、晶振相位噪声、电离层闪烁引起的相位噪声和动态牵引误差<sup>[143]</sup>。载波锁相环跟踪阈值的经验取值标准为测量误差均方根的 3 倍不超过  $45^\circ$ ：

$$3\sigma_{PLL} = 3\sqrt{\sigma_{iPLL}^2 + \sigma_A^2 + \sigma_v^2 + \sigma_S^2} + \theta_e \leq 45^\circ \quad (3.45)$$

其中， $\sigma_{PLL}$  为测量误差的均方根； $\sigma_{iPLL}$  为热噪声引入的误差； $\sigma_A$  振荡器 Allan 方差引入的相位噪声； $\sigma_v$  振动引入的相位噪声； $\sigma_S$  为电离层闪烁引入的相位噪声； $\theta_e$  为载波跟踪环中接收机动态引入的误差。

#### 1 热噪声误差 $\sigma_{iPLL}$

锁相环 PLL 的热噪声误差和环路的阶数无关，主要和 PLL 环路的实现有关，Costas 载波跟踪环热噪声误差可表示成<sup>[143]</sup>：

$$\begin{aligned} \sigma_{iPLL} &= \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{c/n_0} \left[ 1 + \frac{1}{2Tc/n_0} \right]} \text{ (deg)} \\ &= \frac{\lambda_l}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{c/n_0} \left[ 1 + \frac{1}{2Tc/n_0} \right]} \text{ (m)} \end{aligned} \quad (3.46)$$

其中， $B_n$  为载波跟踪环路滤波器的噪声带宽； $T$  为预检积分时间； $c/n_0$  为载波噪声功率密度比， $C/N_0 = 10 \lg(c/n_0)$  单位为 dB/Hz； $\lambda_l$  为载波的波长。

从式(3.46)可以看出，随着噪声功率密度比  $c/n_0$  的下降和带宽的增加，PLL 热噪声误差增加。

#### 2 晶振 Allan 相位噪声 $\sigma_A$

晶振不稳定性引起的误差是相位误差又一主要误差源，它对载波环路的跟踪影响可以分为两部分：振动引起的晶振相位噪声  $\theta_v$ ；Allan 方差引起的晶振相位噪声。对于商用接收机来说，Allan 方差引起的晶振相位噪声为主要的晶振不稳定误差源<sup>[128][143]</sup>。

根据方程(3.9)的误差传递函数  $H_e(\omega)$ ，Allan 方差引起的晶振相位噪声可以表示成<sup>[148]</sup>：

$$\sigma_A^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_{\delta\phi_A}(\omega) |H_e(\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_{\delta\phi_A}(\omega) |1 - H(\omega)|^2 d\omega \quad (3.47)$$

其中， $S_{\delta\phi_A}(\omega)$  为单边晶振频率不稳定的相位噪声谱密度， $|1 - H(\omega)|^2$  可以表示为：

$$|1-H(\omega)|^2 = \frac{\omega^{2m}}{\omega^{2m} + \omega_n^{2m}} \quad (3.48)$$

$m$  表示环路的阶数。

晶振相位噪声谱密度  $S_{\delta\phi_A}(\omega)$  表达式为：

$$S_{\delta\phi_A}(\omega) = (2\pi f_L)^2 \frac{S_A(\omega)}{\omega^2} \quad (3.49)$$

其中， $S_A(\omega)$  为晶振的功率谱，是 Allan 方差的系数  $h_{-2}$ 、 $h_{-1}$  和  $h_0$  的函数，可以表示为<sup>[147]</sup>：

$$\begin{aligned} S_A(f) &= \frac{h_{-2}}{f^2} + \frac{h_{-1}}{f} + h_0 \\ S_A(\omega) &= \frac{4\pi^2 h_{-2}}{\omega^2} + \frac{2\pi h_{-1}}{\omega} + h_0 \end{aligned} \quad (3.50)$$

根据(3.50)，单边晶振功率谱  $S_A(\omega)$  重新写成：

$$S_A(\omega) = \frac{2\pi^2 h_{-2}}{\omega^2} + \frac{\pi h_{-1}}{\omega} + \frac{h_0}{2} \quad (3.51)$$

将方程(3.51)代入(3.49)得：

$$S_{\delta\phi_A}(\omega) = (2\pi f_L)^2 \left( \frac{2\pi^2 h_{-2}}{\omega^4} + \frac{\pi h_{-1}}{\omega^3} + \frac{h_0}{2\omega^2} \right) \quad (3.52)$$

于是，Allan 方差引起的晶振相位噪声方差表达式(3.47)可以重新写成：

$$\sigma_A^2 = 2\pi f_L^2 \int_0^\infty \left( \frac{2\pi^2 h_{-2}}{\omega^4} + \frac{\pi h_{-1}}{\omega^3} + \frac{h_0}{2\omega^2} \right) \cdot \frac{\omega^{2m}}{\omega^{2m} + \omega_n^{2m}} d\omega \quad (3.53)$$

从方程(3.53)可以看出，Allan 方差引起的晶振相位噪声方差和晶振的性能有关，即和晶振的 Allan 方差系数有关。

表 3.5 给出不同晶振的 Allan 方差系数<sup>[147]</sup>。

表 3.5 不同晶振的 Allan 方差系数

| 晶振类型     | $h_0$                  | $h_{-1}$               | $h_{-2}$               |
|----------|------------------------|------------------------|------------------------|
| TCXO     | $1.0 \times 10^{-21}$  | $1.0 \times 10^{-20}$  | $2.0 \times 10^{-20}$  |
| OCXO     | $2.51 \times 10^{-26}$ | $2.51 \times 10^{-23}$ | $2.51 \times 10^{-22}$ |
| Rubidium | $1.0 \times 10^{-23}$  | $1.0 \times 10^{-22}$  | $1.0 \times 10^{-26}$  |
| Cesium   | $2.0 \times 10^{-20}$  | $7.0 \times 10^{-23}$  | $4.0 \times 10^{-29}$  |

Allan 方差引起的晶振相位噪声方差除了和晶振的性能有关外，还与载波的频率和环路的带宽有关，因此适当的设计环路的带宽可以减少晶振相位噪声方差。

从方程(3.53)可以看出, 1 阶环路的积分值不收敛, 下面分别给出了不同类型的晶振对二阶环和三阶环路跟踪的影响, 如图 3.7 所示。

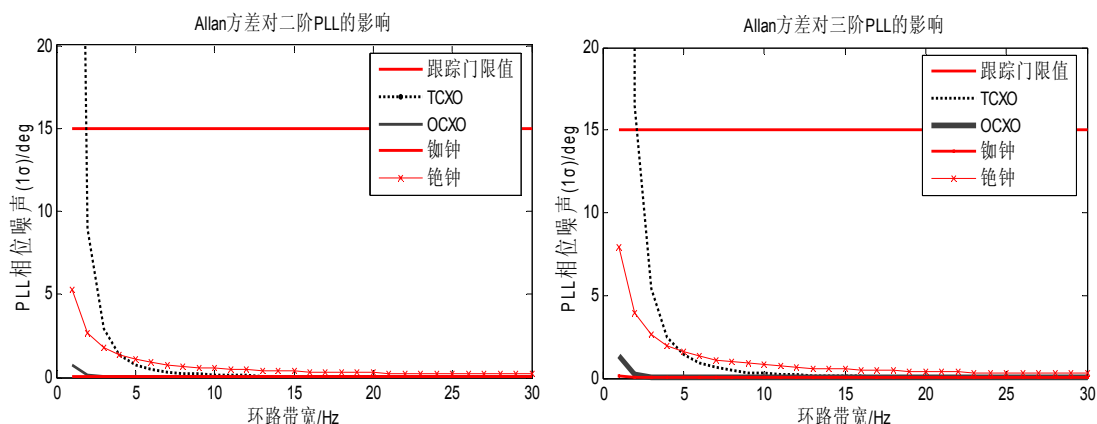


图 3.7 晶振不稳定 Allan 方差引起的相位噪声

从图 3.7 可知, 晶振性能越好, Allan 方差引起的相位噪声越小; 环路的带宽越大, Allan 方差引起的相位噪声越小; 同样从图 3.7 可知三阶环路 Allan 方差引起的相位噪声比二阶环所引起的要稍微大。

综合上述分析, 可以采用两种方法降低 Allan 方差引起的相位噪声: 第一, 增加环路的噪声带宽, 但是会增加热噪声误差; 第二, 采用高性能稳定的晶振, 但是会增加成本。

### 3 晶振振动引入的相位噪声 $\sigma_v$

如果接收机安装在振动载体上, 则必须考虑振动对接收机晶振的影响, 由振动而引起的晶振相位噪声谱密度可表示如下<sup>[89][148][149][150]</sup>:

$$S_{\delta\phi_{vib}}(\omega) = (2\pi f_L)^2 (k_g)^2 \frac{S_{vib}(\omega)}{\omega^2} \quad (3.54)$$

其中,  $k_g$  为晶振对加速度的灵敏度(pars/g);  $S_{vib}(\omega)$  为载体振动的谱密度 (PSD) ( $g^2/Hz$ )。方程(3.54)系数  $k_g$  典型的取值为:  $k_g = 1 \times 10^{-9}$ , 而载体振动的谱密度可以从 IMU 加速度计的输出生得到经验估计值。

由晶振振动引起的 PLL 跟踪误差可以表示成:

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_{\delta\phi_{vib}}(\omega) |H_e(\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_{\delta\phi_{vib}}(\omega) |1 - H(\omega)|^2 d\omega \quad (3.55)$$

$\omega$  为振动的角频率。

设载体振动为常值谱密度  $S_{vib} = 0.05$  ( $g^2/Hz$ ) (飞行器典型值), 振动频率范围  $\omega = [0 \ \infty)$ , 取  $k_g = 1 \times 10^{-9}$ , 图 3.8 给出了晶振振动对一阶、二阶和三阶 PLL 环的影响。

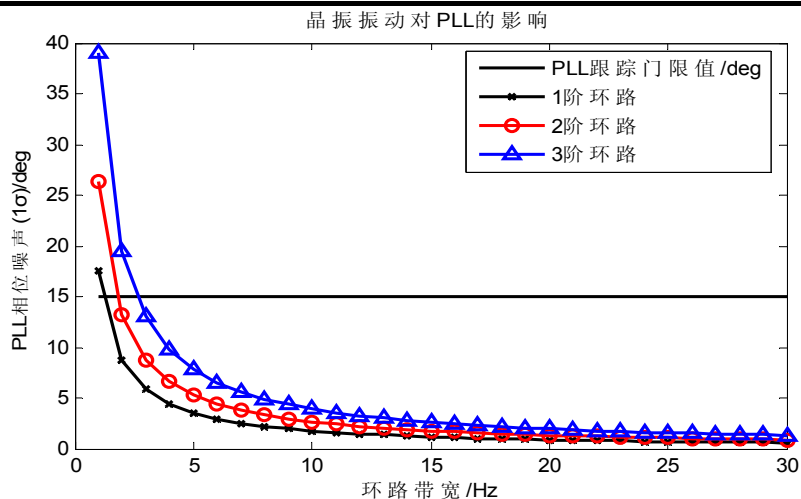
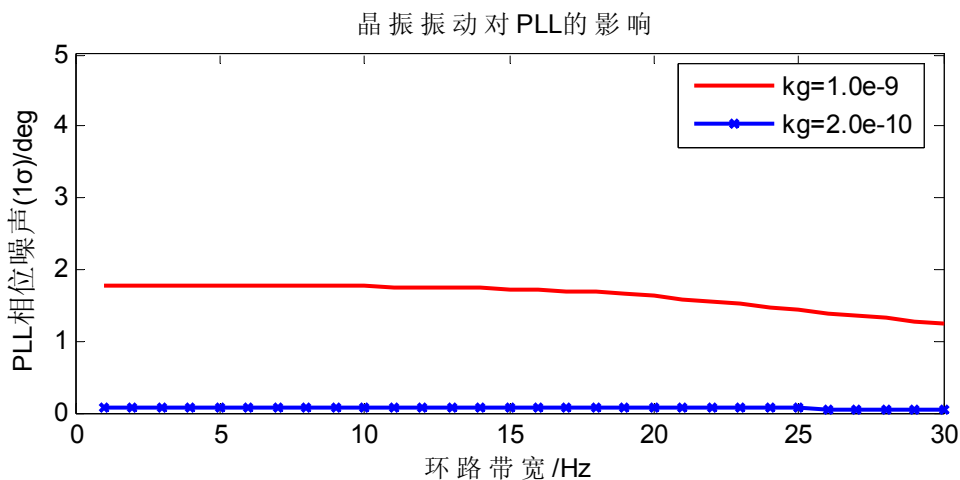


图 3.8 晶振振动引起的 PLL 相位噪声

从图 3.8 中可以得知, 振动引入的相位噪声随着环路的阶数增加而增加, 而随着带宽的增加而减少。在实际的应用中, 载体振动谱密度仅分布在有限的频率段内。例如, 振动频率范围  $\omega = [25\text{Hz} \ 2500\text{Hz}]$ , 则对于 3 阶跟踪环, 由振动引入的相位噪声的如图 3.9 所示 (在不同  $k_g$  下)。

图 3.9 在不同  $k_g$  下晶振振动引起的三阶 PLL 环相位噪声

从图 3.9 可知, 在实际应用中, 通过减少晶振对  $g$  的灵敏度, 从而减弱由振动引起的相位噪声, 相对于其它的误差来说由振动引起的相位噪声可以忽略。

#### 4 电离层闪烁引入的相位噪声 $\sigma_s$

典型的 GPS 接收机 PLL 可以有效处理中等数量的电离层闪烁引起的相位噪声, 但对于磁赤道两边  $20^\circ$  范围的区域, 必须考虑电离层闪烁引起的相位噪声<sup>[151][152]</sup>

<sup>[153]</sup>。按照晶振引入误差方差的计算方法，由电离层闪烁引起的 PLL 跟踪误差可以表示成：

$$\sigma_S^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_{\delta\phi_S}(\omega) |H_e(\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_{\delta\phi_S}(\omega) |1 - H(\omega)|^2 d\omega \quad (3.56)$$

其中， $S_{\delta\phi_S}(\omega)$  为单边电离层闪烁的相位噪声谱密度<sup>[151][152][153]</sup>：

$$S_{\delta\phi_S}(f) = \frac{A}{(f_0^2 + f^2)^{p/2}} \quad (\text{rad}^2 / \text{Hz}) \quad (3.57)$$

其中， $f_0$  为电离层最大不规则区所对应的频率； $A$  为 1Hz 的频谱强度； $p$  为功率谱的坡度。

由于  $f_0 \ll f$ ，所以式(3.57)简化为：

$$S_{\delta\phi_S}(f) = \frac{A}{(f_0^2 + f^2)^{p/2}} \cong Af^{-p} \quad (3.58)$$

$$S_{\delta\phi_S}(\omega) = (2\pi)^p A\omega^{-p}$$

所以电离层闪烁引起的 PLL 跟踪相位噪声方差为：

$$\sigma_{\delta\phi_S}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty (2\pi)^p A\omega^{-p} \cdot \frac{\omega^{2m}}{\omega^{2m} + \omega_n^{2m}} d\omega = (2\pi)^{p-1} A \int_0^\infty \frac{\omega^{2m-p}}{\omega^{2m} + \omega_n^{2m}} d\omega \quad (3.59)$$

其中， $1 < p < 2m$ 。对于 2 阶和 3 阶 PLL， $1 < p < 4$ ，而在参考文献[151]中，对于 3 阶环来说， $p = 3$ ，方程(3.59)能够保证足够的精度。

## 5 PLL 动态牵引误差 $\theta_e$

由相位率、相位加速度、相位冲击（加加速度）产生的峰值误差可以分别通过一阶、二阶、三阶环的稳态响应来近似，动态引入的跟踪误差  $\theta_e$  可表示为<sup>[143]</sup>：

$$\theta_e = \frac{d\theta^m / dt^m}{\omega_n^m} = \beta^m \cdot \frac{d\theta^m / dt^m}{B_n^m} \quad (3.60)$$

其中， $d\theta^m / dt^m$  为相位的  $m$  阶变化率，单位为  $\text{rad} / \text{s}^m$ ； $m$  为环路的阶数； $\omega_n$  为环路的自然角频率， $\omega_n = B_n / \beta$ ，对于不同的环路阶数，有不同的  $\beta$  值。

对于 GPS L1 波段来说，载波的跟踪门限值为  $15^0 \times 0.1903 / 360 = 8\text{mm} (1\sigma)$ ，当跟踪误差超过 8mm，就认为环路失锁。下面采用二阶 PLL 环路，分析不同带宽下的 PLL 总的跟踪误差，如图 3.10 所示。

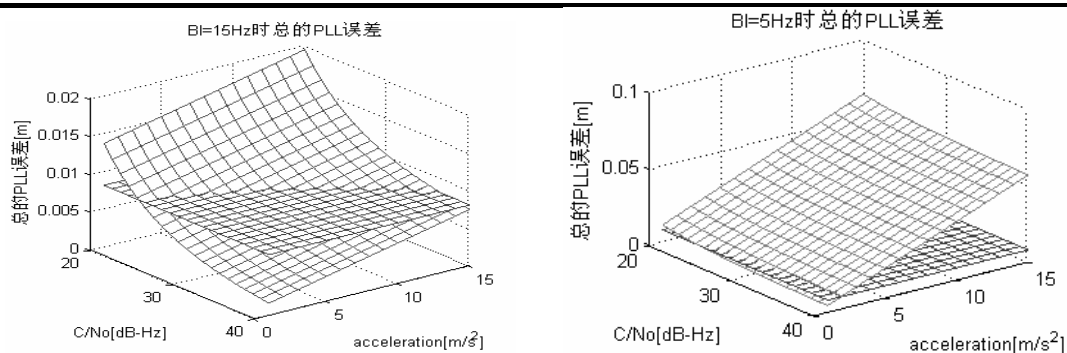


图 3.10 带宽分别为 15Hz、5Hz 时 PLL 总的跟踪误差

从图 3.10 中可以看出，在 15Hz 环路带宽条件下，当信噪比为 40dB/Hz 时，动态性能在 2g 以下，因此，为了提高动态跟踪性能，必须增加环路带宽，但又引起 PLL 热噪声增加。在 5Hz 环路带宽条件下，接收机的动态性为 0.2g，所以必须采取其它措施，来提高接收机的动态性能。

图 3.10 说明在高动态条件下，要使 PLL 保持锁定，则必须增加环路的带宽，这样必定会增加环路的噪声，从而使环路失锁，所以对于 PLL 来说，为了在高动态条件下保持锁定，须采用高阶环或其它的手段。

### 3.3.3 GPS 接收机频率锁相环(FLL)的跟踪误差

在频率锁相环中，误差源主要包括热噪声、频率抖动和动态牵引误差。载波 FLL 跟踪阈值的经验取值标准为预检积分时间间隔内所有误差源引入的误差均方根的 3 倍不超过  $90^\circ$ <sup>[143]</sup>：

$$3\sigma_{FLL} = 3\sigma_{tFLL} + f_e \leq \frac{90}{360 \cdot T} = \frac{0.25}{T} \quad (3.61)$$

其中， $\sigma_{FLL}$  为测量误差的均方根； $\sigma_{tFLL}$  为热噪声引入误差的均方根； $f_e$  为载波跟踪环中接收机动态引入的频率误差。晶振不稳定性对频率锁相环(FLL)的跟踪影响可以分为两部分：振动引起的晶振频率噪声；Allan 方差引起的晶振频率噪声。对于商用 GPS 接收机来说，由本地晶振引起的 FLL 跟踪误差可以忽略<sup>[128][143]</sup>。1 倍均方根频率误差阈值为  $\sigma_{FLL} = 0.0833/T$ 。

又积鉴频器 CDAFC 中热噪声引入的频率跟踪误差为<sup>[143]</sup>：

$$\sigma_{tFLL} = \frac{1}{2\pi T} \sqrt{\frac{4FB_n}{c/n_0} \left[ 1 + \frac{1}{T \cdot c/n_0} \right]} \quad (Hz) \quad (3.62)$$

其中，在高  $c/n_0$  时  $F=1$ ；在接收门限时  $F=2$ 。

由于 FLL 跟踪环比相同阶数的 PLL 跟踪环多一个积分环节，所以 FLL 动态引入的跟踪误差可表示为<sup>[127]</sup>：



$$f_{em} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{360} \frac{dR^m / dt^m}{\omega_n^m} \right) = \frac{1}{360} \frac{dR^{m+1} / dt^{m+1}}{\omega_n^m} \quad (3.63)$$

其中,  $R$  为卫星与用户之间视线距离,  $m$  为环路的阶数,  $\omega_n$  为环路的自然角频率。

根据参考文献[143], 2 阶 FLL 比 3 阶 PLL 在相同的噪声带宽和  $C/N_0$  的条件下动态应力性能要好出一个数量级。下面分析在  $10g/s$  的高动态条件下的 2 阶 FLL 跟踪性能, 当 2 阶 FLL 噪声带宽设为 4Hz, 预检积分时间  $T$  为 1ms 时, 由公式(3.19) 可知在  $L_1$  上  $dR^3 / dt^3$  的最大值等于  $185396 \text{ deg}/s^3$ , 将此数代入方程(3.63)得到接收机的最大动态应力误差  $f_{em} = 9.052 \text{ Hz}$ , 远小于  $3\sigma$  的门限值  $0.25/0.001 = 250 \text{ Hz}$ 。所以对于预检积分时间  $T$  为 1ms 的 GP2021 基带芯片, 当 FLL 采用 2 阶环, 带宽设计到 4Hz 以下可以满足  $10g/s$  的高动态应用。

综合 PLL 和 FLL 性能特点, 在设计 GPS 接收机载波跟踪环时, 在环路初始闭合期间, 采用 FLL 的方法来实现从捕获到精密跟踪的过渡; 在高动态条件下, 采用 FLL 辅助的 PLL 来实现可靠的跟踪; 当环路在低至中等动态期间则返回到纯 PLL, 以产生最高精度的载波相位测量。

### 3.4 高动态 GPS 接收机的跟踪环路设计

通过 3.2 节的分析可知, 采用载波辅助的码跟踪环使码跟踪环的动态引入误差成为小量级的影响, 一般可以忽略不计, 因此在高动态情况下, 采用 2 阶码跟踪环, 可以满足高动态的要求, 且带宽可以设计到 2Hz 以下。

#### 3.4.1 高动态 GPS 接收机的跟踪环路结构

在载波跟踪环中, 有两种环路结构: 一种锁频环(FLL), 另一种是锁相环(PLL)。锁相环与锁频环相比有较好的噪声性能和较差的动态性能, 环路的动态性能和稳态误差由环路滤波器的阶数和环路的带宽决定。为了适合于高动态应用, 载波跟踪环采取双模态结构: 一个是适用于高动态的 FLL 辅助的 PLL; 另一种是适用于中低动态的 PLL, 根据锁定的情况进行模态之间切换。根据 3.2 节的分析采用 2 阶环 FLL 可以满足高动态的要求, 而 PLL 采用 3 阶环路。适用于高动态的 FLL 辅助的 PLL 的结构如图 3.11 所示<sup>[128]</sup>。

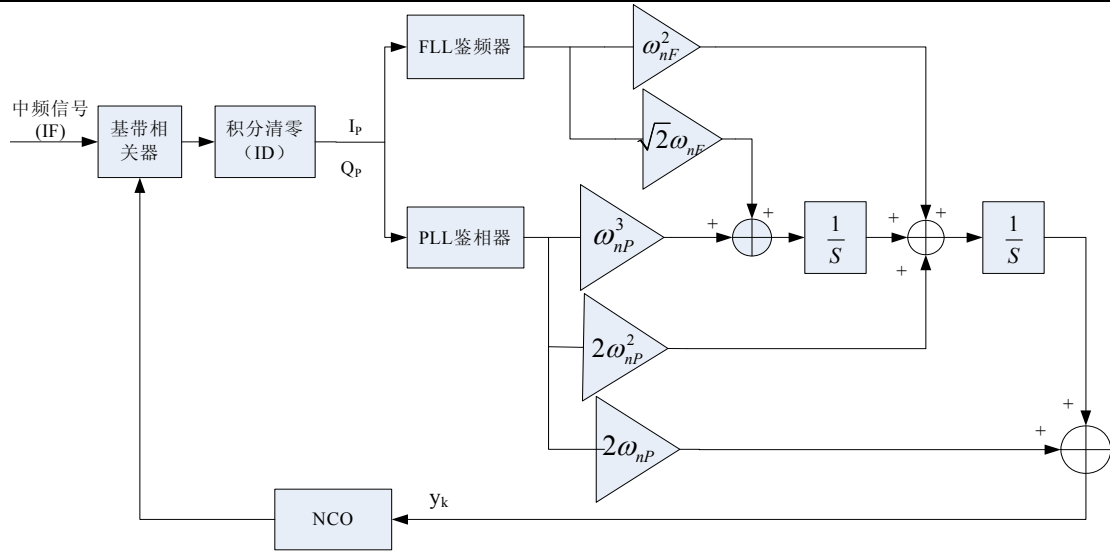


图 3.11 二阶 FLL 辅助的三阶锁相环 PLL 结构图

在图 3.11 中, FLL 采用二阶环路, 离散的方程如下<sup>[154]</sup>:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\omega}}_{k+1} &= \dot{\hat{\omega}}_k + (\omega_{nF}^2 T) \cdot \delta f_k \\ \hat{\omega}_{k+1} &= \hat{\omega}_k + T \dot{\hat{\omega}}_k + (\sqrt{2} \omega_{nF} T) \cdot \delta f_k\end{aligned}\quad (3.64)$$

其中,  $\dot{\hat{\omega}}_k$  为滤波器频率误差一阶导数,  $\hat{\omega}_k$  为滤波器的频率误差,  $\omega_{nF}$  自然频率,  $T$  积分时间,  $\delta f_k$  为鉴频器输出。

而 3 阶锁相环 PLL 的离散方程表示如下<sup>[154]</sup>:

$$\begin{aligned}\ddot{\hat{\theta}}_{k+1} &= \ddot{\hat{\theta}}_k + \omega_{nP}^3 \cdot T \cdot \phi_k \\ \dot{\hat{\theta}}_{k+1} &= \dot{\hat{\theta}}_k + T \cdot \ddot{\hat{\theta}}_k + 2 \cdot \omega_{nP}^2 \cdot T \cdot \phi_k \\ \hat{\theta}_{k+1} &= \hat{\theta}_k + T \cdot \dot{\hat{\theta}}_k + 2 \cdot \omega_{nP} \cdot T \cdot \phi_k\end{aligned}\quad (3.65)$$

其中  $\ddot{\hat{\theta}}_{k+1}$  为滤波器相位误差的二阶导数,  $\dot{\hat{\theta}}$  为滤波器相位误差的一阶导数,  $\hat{\theta}_k$  为滤波器的相位误差,  $\omega_{nP}$  为自然频率,  $\phi_k$  为鉴相器的相位输出。

最后得到 FLL 辅助的 PLL 环路的总输出为<sup>[128]</sup>:

$$\begin{aligned}y_k &= (2y_{k-1} - y_{k-2}) + (\omega_{nP}^3 T^2 + 2\omega_{nP}^2 T + 2\omega_{nP}) \phi_k - (2\omega_{nP}^2 T + 4\omega_{nP}) \phi_{k-1} \\ &\quad + (2\omega_{nP}) \phi_{k-2} + (\omega_{nF}^2 T + \sqrt{2}\omega_{nF}) \delta f_k - (\sqrt{2}\omega_{nF}) \delta f_{k-1}\end{aligned}\quad (3.66)$$

### 3.4.2 高动态 GPS 接收机最优带宽的分析

由方程(3.66)可知, 一旦确定环路的噪声带宽, 则方程(3.66)中的各系数就能确定, 而环路带宽则由环路的热噪声、卫星的运动、载体动态性等来确定。根据 3.2

节的分析, 针于高动态情形, FLL 的带宽可以设计到 4Hz。所以在此重点分析 PLL 最优带宽的设计。

最优带宽是输入信号信噪比的函数, 一般根据估计的信噪比来确定最优带宽, 根据 3.3 节的分析, 由方程(3.45)可知总的 PLL 跟踪误差可以表示为:

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\sigma_{iPLL}^2 + \sigma_A^2 + \sigma_v^2 + \sigma_S^2} + \frac{\theta_e}{3} = \sqrt{\sigma_{iPLL}^2 + \sigma_A^2 + \sigma_v^2 + \sigma_S^2} + \frac{\beta^m}{3} \cdot \frac{\theta^{(m)}}{B_n^m} \quad (3.67)$$

其中,  $\theta^{(m)} = d\theta^m / dt^m$ 。

从方程(3.67)可以看出, 总的 PLL 跟踪误差是参数  $B_n$ 、 $C/N_0$ 、 $T$  和  $\theta^{(m)}$  的函数, 即  $\sigma_{PLL} = f(B_n, C/N_0, T, \theta^{(m)})$ 。方程(3.67)对带宽  $B_n$  求导数得:

$$\frac{\partial \sigma_{PLL}}{\partial B_n} = 0 \quad (3.68)$$

这样就可以获得 PLL 的最优环路带宽。

当不考虑电离层闪烁和接收机晶振不稳定性的影响时有:

$$\frac{1}{c/n_0} \left( 1 + \frac{1}{2Tc/n_0} \right) \left( \frac{360}{2\pi} \right)^2 - \left( (2m) \frac{\beta^m}{3} \theta^{(m)} \right)^2 B_n^{-(2m+1)} = 0 \quad (3.69)$$

可以求得最优带宽为:

$$(B_n)_{PLL\_optimum} = \sqrt[2m+1]{\frac{\left( (2m) \frac{\beta^m}{3} \theta^{(m)} \right)^2}{\frac{1}{c/n_0} \left( 1 + \frac{1}{2Tc/n_0} \right) \left( \frac{360}{2\pi} \right)^2}} \quad (3.70)$$

从方程(3.70)可以求的不同阶数  $m$  环路的最优带宽。

当综合考虑各种因素时, 最优带宽求解比较复杂, 下面给出三阶环路最优带宽迭代的求解方法:

(1) 假定三阶环路跟踪误差仅仅包含载体动态牵引误差, 则由式(3.60)可以计算环路的带宽如下:

$$\begin{aligned} \theta_e &= 0.4828^3 \cdot \frac{d\theta^3 / dt^3}{B_n^3} < 45^\circ \quad \Rightarrow \\ B_n &= 0.4828^3 \sqrt[3]{\frac{d\theta^3 / dt^3}{45}} \end{aligned} \quad (3.71)$$

(2) 使用计算的环路带宽  $B_n$ , 根据 3.3.2 节中的计算公式计算热噪声  $\sigma_{iPLL}$ 、晶振不稳定引入的噪声  $\sigma_A$  和  $\sigma_v$ 、电离层闪烁引入的噪声  $\sigma_S$ 。

(3) 使用第(2)步计算的噪声  $\sigma = \sqrt{\sigma_{iPLL}^2 + \sigma_S^2 + \sigma_A^2 + \sigma_v^2}$  和跟踪门限值, 计算动态牵引误差为:

$$\theta_e = 3(15 - \sigma) \quad (3.72)$$

(4) 使用第(3)步计算的动态牵引误差  $\theta_e$ ，计算相应的环路带宽为：

$$B_n = 0.4828 \sqrt[3]{\frac{d\theta^3/dt^3}{\theta_e}} \quad (3.73)$$

(5) 重复(2)、(3)和(4)步，直到两次迭代所计算的环路带宽  $B_n$  小于一门限值  $\varepsilon$  时，所得到的环路带宽为所求得最优带宽，在论文中  $\varepsilon = 0.1\text{Hz}$ 。

当载体至卫星的最大视距加加速度为  $10g/s = 98.0m/s^3$  时，那么在  $L_1$  上  $dR^3/dt^3$  就等于  $185396\text{deg}/s^3$ ，预检积分时间  $T$  选为  $1ms$ ，晶振采用 TCXO，从而得到在不同信噪比下 PLL 总的环路相位误差与带宽的关系，如图 3.12 所示。

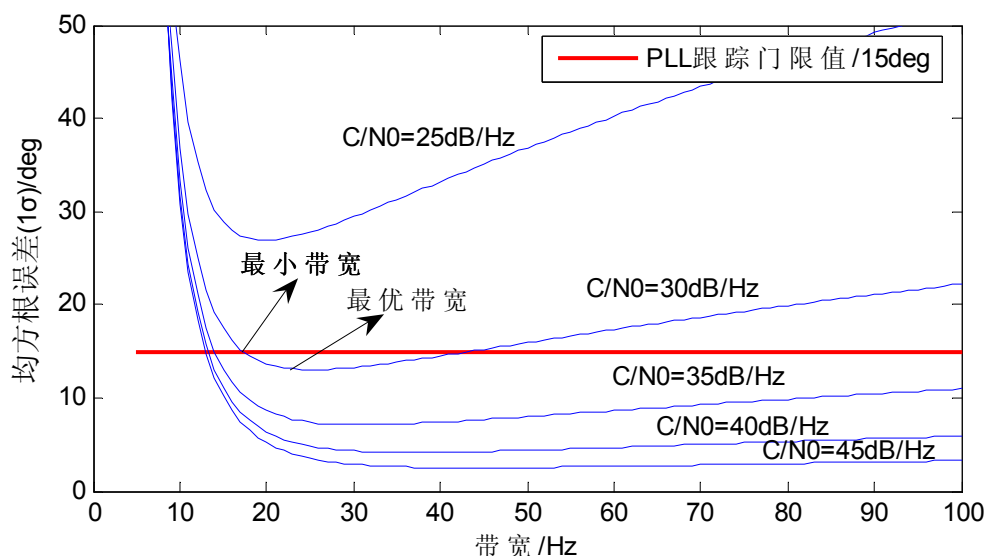


图 3.12 三阶锁相环 PLL 跟踪性能和最优带宽

从图 3.12 可以看出，当信号噪声功率密度比  $C/N_0$  高于  $25\text{dB}/\text{Hz}$  时，总的 PLL 跟踪误差曲线和跟踪门限值曲线有两个交点，同时总的 PLL 跟踪误差有一个最小值。根据总的 PLL 跟踪误差最小值可以确定最优带宽，而根据总的 PLL 跟踪误差曲线和跟踪门限值曲线的交点，可以确定最小带宽。

所以针对加加速度最大为  $10g/s$  的高动态应用背景，根据图 3.12，当信号的信噪功率密度比高于  $25\text{dB}/\text{Hz}$  时，3 阶锁相环最小带宽可选择到  $18\text{Hz}$ ，同时在 2 阶 FLL 辅助的 3 阶 PLL 中，PLL 环路的带宽可以进一步降低。

### 3.5 MIMU 辅助的 GPS 接收机环路跟踪技术

在高动态条件下，由于多普勒频率的影响，卫星信号容易失锁，为了能够跟

踪 GPS 卫星信号，接收机跟踪环路带宽必须设计充分宽，然而对于跟踪环路的噪声来说，带宽越窄则跟踪精度越高。显然动态性能所要求的环路带宽和噪声所要求的环路带宽是一对矛盾体，而利用卫星/MIMU 嵌入式组合导航对跟踪环路辅助可以解决动态性所要求的环路带宽和噪声所要求的环路带宽这一对矛盾体。

### 3.5.1 MIMU 辅助的 GPS 接收机跟踪环路结构

在 GPS 卫星接收机设计中，载波跟踪环比码跟踪环更容易失锁，所以本节重点分析 MIMU 辅助的 GPS 接收机载波跟踪环路的设计。

#### 1 MIMU 辅助的锁相环 PLL 数学模型

为了便于设计 MIMU 辅助的 PLL 带宽，先建立系统的数学模型，模型框图如图 3.13 所示<sup>[89][155]</sup>。

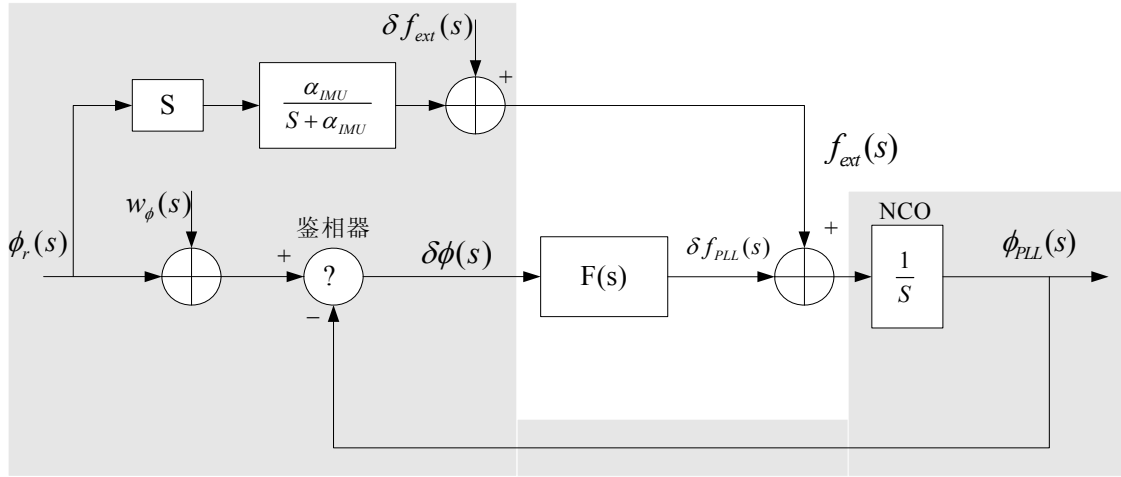


图 3.13 MIMU 辅助的锁相环 PLL 的模型

图 3.13 中灰色背景部分为 MIMU 辅助的卫星接收机的硬件部分模型； $F(s)$  为锁相环环路滤波器； $w_\phi(s)$  代表外部相位噪声； $\phi_r(s)$  表示参考输入信号； $\delta f_{ext}$  表示外部频率辅助偏差，主要来源于导航滤波器估计的速度偏差和钟频率偏差； $f_{ext}$  表示包含外部频率估计偏差的外部频率辅助信息。

当外部频率偏差  $\delta f_{ext} = 0$  时，总的相位输出可表示为：

$$\phi_{PLL}(s) = H_1(s)\phi_r(s) + H(s)w_\phi(s) \quad (3.74)$$

其中，

$$H_1(s) = \frac{\frac{\alpha_{IMU}}{s + \alpha_{IMU}} + \frac{1}{s}F(s)}{1 + \frac{1}{s}F(s)} \quad (3.75)$$

$$H(s) = \frac{F(s)}{s + F(s)} \quad (3.76)$$

从方程(3.75)可以看出, 当 MIMU 的带宽  $\alpha_{IMU} \rightarrow \infty$ ,  $H_1(s) \rightarrow 1$ , 这就说明由用户接收机动态引起的动态相位可以由 MIMU 来跟踪。因此在设计 MIMU 辅助的锁相环的带宽时, 不需要考虑由载体动态性引起的高带宽设计, 但是必须考虑接收机钟差不稳定和 MIMU 估计的偏差  $\delta f_{ext}$  对跟踪环路的影响。

图 3.13 中  $\delta f_{PLL}$  表示有外部频率估计偏差所造成的跟踪误差, 可表示为:

$$\delta f_{PLL} = -H(s)\delta f_{ext}(s) \quad (3.77)$$

综合考虑  $\delta f_{ext}$  和  $w_\phi(s)$ , 根据方程(3.74)和(3.77), PLL 环路的噪声带宽仍然需折衷考虑, 但是所设计 PLL 的带宽比没有辅助时带宽要窄得多, 最低带宽设计受到  $\delta f_{ext}$  的限制。

## 2 MIMU 辅助的锁相环 PLL 的物理实现模型

对于 MIMU 辅助的 GPS 信号跟踪, 卫星的多普勒影响可以由星历估算出, 而载体的多普勒可以由 MIMU 估算出来, 图 3.14 描述了基于 MIMU 辅助的锁相环物理实现框图。

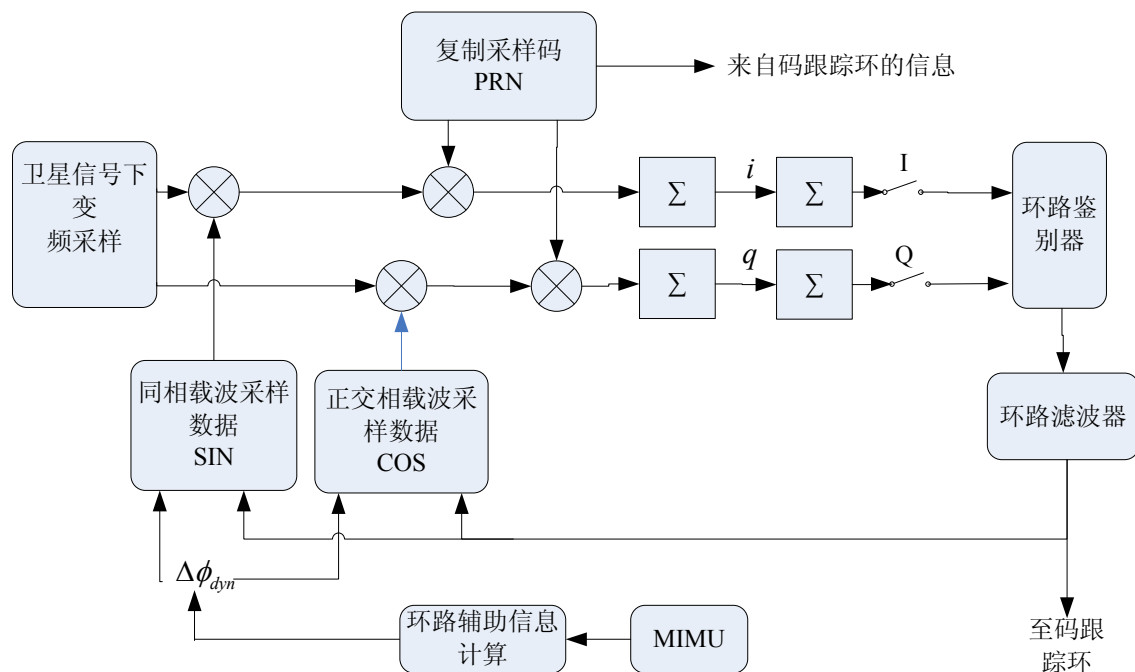


图 3.14 MIMU 辅助的卫星信号载波跟踪框图

在图 3.14 中输入信号分别与本地产生的同相、正交相载波信号相乘来达到载波剥离的目的, 同相和正交相复制的采样载波信号表示为:

$$\begin{aligned} SIN_{replica}^{(track)}(t_n) &= \sin(2\pi \cdot (f_{IF} + f_{MIMU}) \cdot t_n + \phi_{acm}(t_n)) \\ COS_{replica}^{(track)}(t_n) &= \cos(2\pi \cdot (f_{IF} + f_{MIMU}) \cdot t_n + \phi_{acm}(t_n)) \end{aligned} \quad (3.78)$$

其中,  $t_{n-1} = t_0 + (n-1) \cdot T$ ;  $T$  是跟踪的积分时间间隔;  $f_{IF}$  为载波的中频频率;  $f_{MIMU}$  为 MIMU 估算的多普勒频率, 用来抵消载体动态性能的影响;  $\phi_{acm}(t_n)$  为环路滤波器输出的载波相位项, 用来跟踪噪声误差项(热噪声、惯性器件和钟差引起的多普勒偏差)。

最后根据  $f_{MIMU}$  和  $\phi_{acm}(t_n)$  不断调整复制信号的参数, 从而达到对输入信号的跟踪。

### 3.5.2 MIMU 辅助的 GPS 接收机环路带宽的优化设计

对于没有辅助的 GPS 接收机 PLL 来说, PLL 的带宽主要与热噪声、晶振不稳定引入误差及载体动态引入误差有关, 而在 MIMU 辅助的 GPS 接收机中, 多普勒频率可以通过 MIMU 和卫星星历数据来估算, 所以 MIMU 辅助的卫星接收机的带宽主要与热噪声、MIMU/卫星组合导航滤波器估计的速度误差及钟频率误差有关。

在图 3.13 MIMU 辅助的载波跟踪环中, 总的环路跟踪误差可以表示为:

$$\varepsilon_{\phi}(s) = (1 - H(s))\delta\phi_{ext}(s) + H(s)w_{\phi}(s) \quad (3.79)$$

该误差包含两部分: 第一部分误差随着环路噪声带宽的增加而减少; 第二部分误差随着环路噪声带宽的增加而增大。

对方程(3.79)的每一项区分处理, 则方程(3.79)可以表示成:

$$\varepsilon_{\phi}(s) = \varepsilon_{\phi_{ext}}(s) + \varepsilon_{\phi_w}(s) \quad (3.80)$$

其中,

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\phi_{ext}}(s) &= (1 - H(s))\delta\phi_{ext}(s) \\ \varepsilon_{\phi_w}(s) &= H(s)w_{\phi}(s) \end{aligned} \quad (3.81)$$

$\varepsilon_{\phi_{ext}}(s)$  对应于外部频率估计误差和晶振振动引入的误差;  $\varepsilon_{\phi_w}(s)$  对应于热噪声和射频 RF 干扰引入的误差, 可以由式(3.46)求得。

而外部频率估计误差和晶振引入的误差的谱密度可表示如下:

$$S_{\delta\phi_{ext}}(f) = S_{\delta\phi_{dopp}}(f) + S_{\delta\phi_A}(f) + S_{\delta\phi_{vib}}(f) + S_{\delta\phi_S}(f) \quad (3.82)$$

其中  $S_{\delta\phi_A}(\omega)$ 、 $S_{\delta\phi_{vib}}(f)$  和  $S_{\delta\phi_S}(f)$  所引起的跟踪环路误差可分别由式(3.53)、(3.55)和(3.59)求得。

下面重点分析 GPS/MIMU 估计多普勒频率误差的谱密度函数  $S_{\delta\phi_{dopp}}(f)$ 。

载波信号的多普勒频率可以简单的表示成卫星与接收机之间在视线方向(LOS)上的相对速度, 可表示如下:

$$f_{dopp} = \frac{1}{\lambda} (\vec{V}_{RX} - \vec{V}^S) \cdot \vec{e} \quad (3.83)$$

其中,  $\lambda$  为载波的 L1 频点的波长;  $\vec{V}_{RX}$  为接收机天线的速度;  $\vec{V}^S$  为卫星的速度;  $\vec{e}$  为卫星到接收机单位视线矢量。

GPS 卫星包含有非常稳定的原子钟, 测量的时间精度很高, 每天仅漂移几纳秒, 所以由 GPS 星载晶振引入的 GPS 载波相位噪声对 GPS 接收机载波跟踪环的影响非常小。在文献[156]中报道由卫星钟频率不稳定引起的跟踪相位误差仅为  $5.7^\circ$  (10Hz 带宽的 PLL), 远小于跟踪门限值  $45^\circ$ , 其它的研究者证明文献[156]中的跟踪误差过于保守<sup>[157]</sup>。所以在论文的研究中, 不考虑卫星钟差不稳定性的影响。

假定外部多普勒估计的误差主要来源于惯性器件的误差, 对方程(3.83)求偏导得:

$$\sigma_{dopp}^2 = \frac{\vec{e} \cdot E(\delta \vec{V}_{RX} (\delta \vec{V}_{RX})^T) \cdot \vec{e}}{\lambda^2} \quad (3.84)$$

根据惯性导航系统的误差状态方程采用 Kalman 滤波方法很容易估计出速度误差, 从而估计出多普勒频移误差。

GPS/MIMU 多普勒估计误差的谱密度模型可以表示为<sup>[89]</sup>:

$$S_{\delta f_{dopp}}(\omega) = \frac{1}{\lambda_{L1}^2} \left( \frac{-2 \left( \frac{\ln(1-k)}{\Delta t} \right) \frac{k}{2-k}}{\omega^2 + \left( \frac{\ln(1-k)}{\Delta t} \right)^2} \right) 3 \Delta t_{GPS} \text{var}(V_{GPS}) \quad (3.85)$$

$$S_{\delta \phi_{dopp}}(f) = \frac{1}{f^2} S_{\delta f_{dopp}}(f) \quad (3.86)$$

其中,  $k$  ( $0 < k < 1$ ) 表示增益值, 在文献[89]中, 对于 MIMU 来说  $k = 0.25$ ;  $\Delta t$  为滤波器更新时间;  $\Delta t_{GPS}$  为 GPS 测量数据更新的周期;  $\text{var}(V_{GPS})$  为 GPS 速度测量方差。

所以 GPS/MIMU 估计的多普勒频率误差所引起的 PLL 跟踪误差可以表示为:

$$\sigma_{MIMU}^2 = \int_0^\infty |1 - H(j\omega)|^2 S_{\delta \phi_{dopp}}(\omega) d\omega = \int_0^\infty S_{\delta \phi_{dopp}}(\omega) \cdot \frac{\omega^{2m}}{\omega^{2m} + \omega_n^{2m}} d\omega \quad (3.87)$$

由于载体动态性能绝大部分可由 MIMU 来抵消, 所以 PLL 环路总的跟踪误差可以表示成:

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\sigma_{tPLL}^2 + \sigma_A^2 + \sigma_v^2 + \sigma_S^2 + \sigma_{MIMU}^2} \quad (3.88)$$

根据方程(3.88)就能确定 MIMU 辅助的 GPS 接收机 PLL 的最优带宽。下面通过仿真来说明最优带宽的选择, 在仿真中载体动态性能设为  $10g/s$ 。图 3.15 为 MIMU 辅助的三阶 PLL 和没有 MIMU 辅助的三阶 PLL 环路跟踪性能比较图, 其中晶振采



用 TCXO。

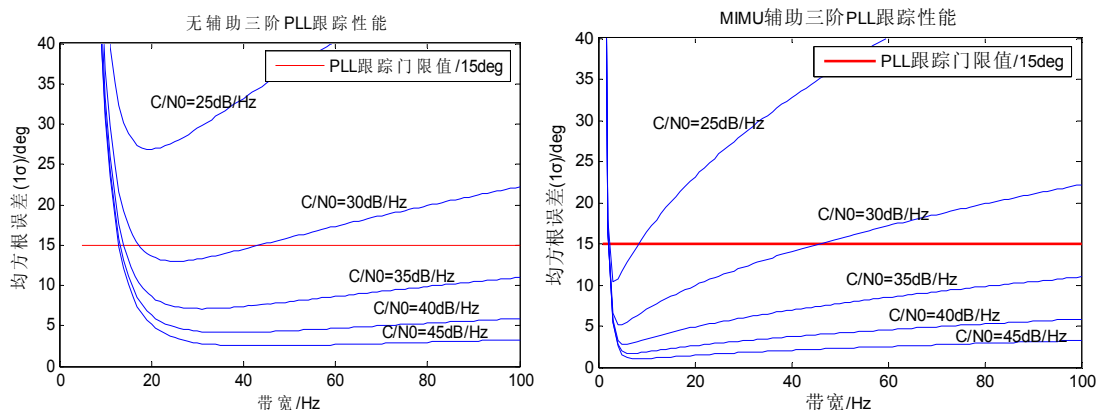


图 3.15 MIMU 辅助三阶环和没有辅助的跟踪性能比较

通过比较图 3.15 可知，在 MIMU 辅助的 PLL 环路中，带宽明显的降低，同时提高了对微弱信号的跟踪能力。

图 3.16 为 MIMU 辅助二阶环和 MIMU 辅助三阶环的跟踪性能比较图。

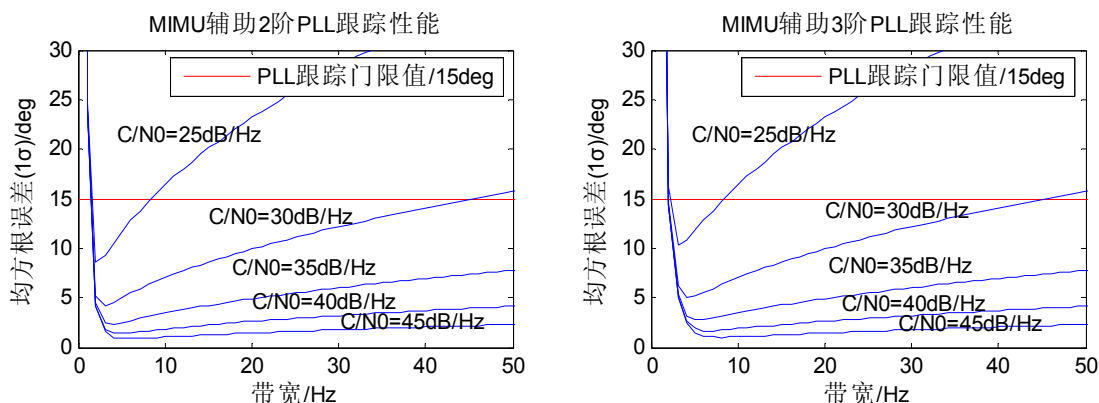


图 3.16 MIMU 辅助二阶环和 MIMU 辅助三阶环的跟踪性能比较

通过比较图 3.16 可知，MIMU 辅助二阶环跟踪性能略好于 MIMU 辅助三阶环跟踪性能，但是同时考虑到高动态环境下的常值加加速度偏差影响，所以在高动态条件下采用 MIMU 辅助的三阶 PLL。

图 3.17 为图 3.16 中 MIMU 辅助三阶环跟踪性能图的放大，从图 3.17 能够求出 MIMU 辅助的 3 阶 PLL 环的最优带宽和最小带宽。

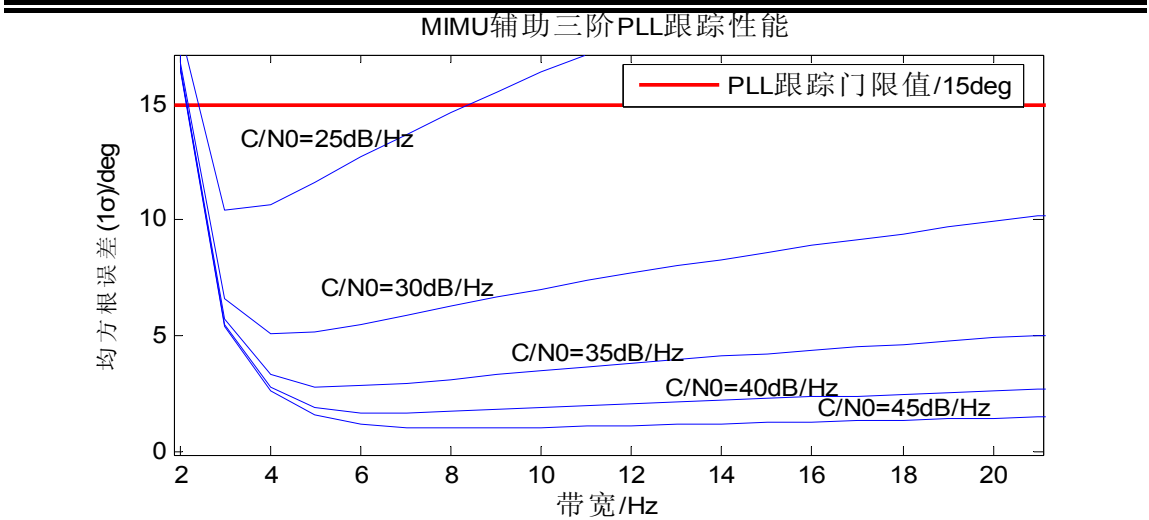


图 3.17 MIMU 辅助的三阶锁相环 PLL 跟踪性能和最优带宽

同理可以求出基于其它类型的晶振（如 OCXO）的 MIMU 辅助 3 阶 PLL 跟踪环路的最优带宽和最小带宽。

通过以上的分析可知，对于 TCXO 晶振，MIMU 辅助的三阶 PLL 最小环路带宽为 2.14Hz，而对于 OCXO 晶振，MIMU 辅助的三阶 PLL 最小环路带宽为 1.1Hz。

3.5.3 MIMU 辅助的 GPS 接收机跟踪环路的性能分析

综合前面所设计高动态 GPS 接收机、MIMU 辅助的 GPS 接收机，下面给出普通 GPS 接收机、高动态 GPS 接收机和 MIMU 辅助 GPS 接收机跟踪性能比较，如表 3.6 所示。在表 3.6 中，跟踪灵敏度定义为接收机所能跟踪的最低信号噪声功率密度比( $C/N_0$ )的 GPS 信号，可以根据方程(3.88)计算跟踪灵敏度，在计算时假定接收机采用 TCXO 晶振，且 GPS 接收机的动态加加速度为 10g/s。

表 3.6 普通的接收机、高动态 GPS 接收机和 MIMU 辅助接收机跟踪性能比较

|            | PLL 环路阶数            | PLL 环路带宽               | 跟踪灵敏度<br>(接收机的动态加加速度为 10g/s) | 动态性能 |       |              |
|------------|---------------------|------------------------|------------------------------|------|-------|--------------|
|            |                     |                        |                              | 速度   | 加速度   | 加加速度         |
| 普通接收机      | 2 阶 PLL             | 10~25Hz                | 发散                           | 不敏感  | 小于 3g | 对加加速度发散      |
| 高动态接收机     | 2 阶 FLL 辅助的 3 阶 PLL | FLL: 4Hz<br>PLL : 18Hz | 30dB/Hz                      | 不敏感  | 不敏感   | 加加速度优于 10g/s |
| MIMU 辅助接收机 | 3 阶 PLL             | 2.14Hz                 | 22.5dB/Hz                    | 不敏感  | 不敏感   | 理论上不受动态性的限制  |

从表 3.6 可知, MIMU 辅助的 GPS 除了提高动态性能外, 同时与高动态接收机相比较, 跟踪灵敏度提高了 7.5 dB/Hz (当接收机的动态加加速度为 10g/s)。

### 3.6 MIMU 辅助的卫星接收机抗干扰性能分析

对 GNSS 系统的干扰与抗干扰技术研究主要集中在相关波形干扰、大信号干扰、多径干扰、相位干扰、同频干扰等几个方面。从频域的角度分析干扰可分为带内干扰和带外干扰: 带内干扰可采用陷波滤波器技术; 带外干扰可采用自适应调零天线技术、自适应滤波器技术、多级陶瓷或螺旋谐振器技术、自适应波束形成技术 (DBF) 等。从时域的角度分析干扰可以采用空间滤波技术、时间滤波器技术、自适应加权处理技术等来抑制干扰。此外可以采用空分和时分技术相结合的方法达到理想抗干扰效果。从载波和码跟踪环的角度可以采用降低环路带宽技术(如惯性辅助技术)来达到抗干扰的目的。

本节重点从码跟踪环和载波跟踪环出发, 采用 MIMU 辅助降低载波跟踪环的跟踪阈值, 使环路在较高的干扰环境下仍能保持环路的跟踪稳定, 从而达到抗干扰的目的。

#### 3.6.1 GPS 卫星接收机抗干扰性能分析

由于 GPS 接收机中信号到达天线的功率是一定的, 无外界干扰时 (多径干扰、人为或非人为的带内、带外干扰) 的通道噪声、电路损耗以及扩频增益 (或预检积分时间) 均是已知的, GPS 信号解扩后的信噪比可预期出现在一定范围内<sup>[63][127]</sup>:

$$\begin{aligned} C/N_0 &= P_s - N_0 - N_F - N_C - N_D \\ S/N &= 10\lg(s/n) = C/N_0 + 10\lg(T) \end{aligned} \quad (3.89)$$

其中  $S/N$  为信噪比 (dB);  $P_s$  为 GPS 定义的载波功率, 最小为 -160dBw, 对于 Block II 卫星由于卫星功率设计时考虑到功率随时间衰减, 目前实际的功率值要比最小值要高 6dB 左右;  $N_0$  为热噪声功率密度 (-204dBw/Hz);  $N_F$  为接收机噪声系数,  $N_C$  为电路实现损耗 (由设计决定), 二者分别假定 2.5dB 和 1dB;  $T$  为已知的预检积分时间, 最小为 1ms;  $N_D$  为搜索单元步进量引入损耗, 假定码搜索单元  $\Delta$  为 0.25 码片, 多普勒搜索单元  $F$  为 500Hz, 最大相关误差引入损耗的信噪比为<sup>[63][127]</sup>:

$$N_D = 20\lg(1-\Delta) + 20\lg\left[\sin c\left(\frac{\pi FT}{2}\right)\right] \approx 3.5\text{dB} \quad (3.90)$$

根据(3.89)和(3.90)式则可推出载波功率噪声密度比应在 37dB/Hz—46dB/Hz, 即信噪比  $s/n$  在 5 以上, 当干扰产生时, 解扩后的信噪比则有可能低于这一范围。

根据噪声理论有<sup>[127]</sup>:

$$[c/n_0]_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{c/n_0} + \frac{j/s}{P \cdot f_c}} \quad (3.91)$$

其中  $c/n_0$  为无干扰时信号载波功率噪声密度比, 可根据定义的 GPS 信号功率、噪声功率密度、接收机噪声系数等得到;  $j/s$  为干扰与信号功率比;  $f_c$  为码速率;  $P$  为调整系数 (窄带干扰为 1, 宽带干扰为 2);  $[c/n_0]_{eq}$  为干扰出现时等价的载波功率噪声密度比, 它可由接收机实际测得的信噪比得到。

相关器输出的载波功率噪声密度比可以用来衡量外界干扰对接收机的影响, 这是因为当干扰存在使得等价的载波功率噪声密度比降低, 这可从式(3.91)看出。将(3.91)式以 dB/Hz 表示, 有:

$$[C/N_0]_{eq} = -10 \lg \left[ 10^{-(C/N_0)/10} + \frac{10^{(J/S)/10}}{P f_c} \right] \quad (3.92)$$

其中,  $C/N_0 = 10 \lg(c/n_0)$ ,  $J/S = 10 \lg(j/s)$ 。

由式(3.92)可得  $J/S$  的表达式, 即:

$$J/S = 10 \lg \left[ P f_c \left[ \frac{1}{10^{[C/N_0]_{eq}/10}} - \frac{1}{10^{(C/N_0)/10}} \right] \right] \quad (3.93)$$

干扰的出现使得信号处理器输入信号的信噪比降低, 直接影响码环/载波环的工作性能。为确定给定的 GPS 接收机最大抗 RF 干扰能力, 必须确定接收机码环和载波环的跟踪阈值。因此, 根据码环和载波跟踪环的工作特性来确定跟踪阈值, 从而反过来推算接收机前端对干扰的容忍限度。

对于码跟踪环而言, 由于采用载波辅助的码跟踪环结构, 抵消了载体动态性能对码跟踪环的影响, 因此码跟踪环的环路跟踪阈值主要取决于热噪声。根据 3.3.1 节的分析, 当带宽为 2Hz, 预检积分时间为  $T = 20ms$ , 码跟踪环的载波功率噪声密度比为 17dB/Hz, 由式(3.93)可以确定码跟踪环的抗干扰能力, 即当干扰源为宽带时,  $J/S = 43.1dB$ , 当干扰源为窄带时,  $J/S = 46.1dB$ 。

对于无辅助的 PLL 载波跟踪环而言, 环路必须同时考虑热噪声、晶振不稳定性和动态牵引误差影响。考虑 10g/s 的高动态情况下的三阶 PLL, 由 3.4.2 节可知, 环路的带宽设计为 18Hz, 预检积分时间为  $T = 1ms$ , 此时可以计算载波跟踪环的载波功率噪声密度比为 28dB/Hz, 由式(3.93)可以确定载波跟踪环的抗干扰能力, 即当干扰源为宽带时,  $J/S = 31.6dB$ , 当干扰源为窄带时,  $J/S = 34.6dB$ 。

尽管 GPS 接收机 (L1 C/A 码) 的  $J/S$  性能从比值看很强, 但当考虑实际干扰信号电平时, 该性能就显得很弱了。当接收机性能已知时可以确定天线输入处多大的干扰信号功率可导致接收机不能正常工作。从  $J/S$  定义出发, 接收机的干扰

和信号功率关系为<sup>[63][127]</sup>:

$$J/S = J_r - P_s \quad (3.94)$$

其中,  $J_r$  为接收机的干扰信号功率 dBw, 由(3.94)可得:

$$J_r = J/S + P_s \quad (3.95)$$

由于  $J_r = 10 \log(j_r)$ , 则

$$j_r = 10^{(J/S + P_s)/10} \quad (3.96)$$

通常, 我们主要关心干扰源功率, 这要求对干扰源功率及通信链路进行估算:

$$J_t + G_t = J_{r0} - G_j + N_p + L_f \quad (3.97)$$

其中,  $J_t$  为干扰源至天线的反射功率,  $J_t = 10 \lg j_t$ ,  $j_t$  以 w 为单位;  $G_t$  为干扰源发射天线增益;  $J_{r0}$  为接收机天线输出的功率,  $J_{r0} = 10 \lg j_{r0}$ ,  $j_{r0}$  以 w 为单位;  $N_p$  为空间传播损耗,  $N_p = 20 \lg(4\pi d / \lambda_j) = 36.4 + 20 \lg d$ ;  $d$  为接收机与干扰源距离 (米),  $\lambda_j$  为干扰源波长;  $G_j$  为 GPS 接收机对干扰的增益;  $L_f$  为接收机前端滤波引入的干扰功率损失。

假定, 干扰源天线增益为 0dB, GPS 天线对干扰源的增益也为 0dB, 干扰源产生的为 GPS 带内谐波 (假定频率与 GPS 的 L1 波段载波相同), 故 GPS 接收机前端滤波损耗为 0dB (相对于信号), 其结果是, 接收到的干扰功率为干扰入射波功率  $J_r$  ( $J_{r0} = J_r + G_j$ ), 唯一保存的衰减因子为 1575.42MHz 处有空间传播的损耗, 上式简化为:

$$J_t = J_r + 36.4 + 20 \lg d \quad (3.98)$$

根据计算所得的 J/S 和方程(3.94), 得:

$$j_t = 10^{\frac{(J_r + 36.4 + 20 \lg d)}{10}} \quad (3.99)$$

根据方程(3.95)和(3.99)就可以计算接收机的抗干扰能力。

### 3.6.2 MIMU 辅助 GPS 接收机抗干扰性能分析

在 MIMU 辅助卫星接收机中, 对于锁相环, 总的 PLL 相位误差均方根可表示为(3.88), 从方程(3.88)可以计算在不同的带宽条件下  $C/N_0$  阈值, 如图 3.18 所示。

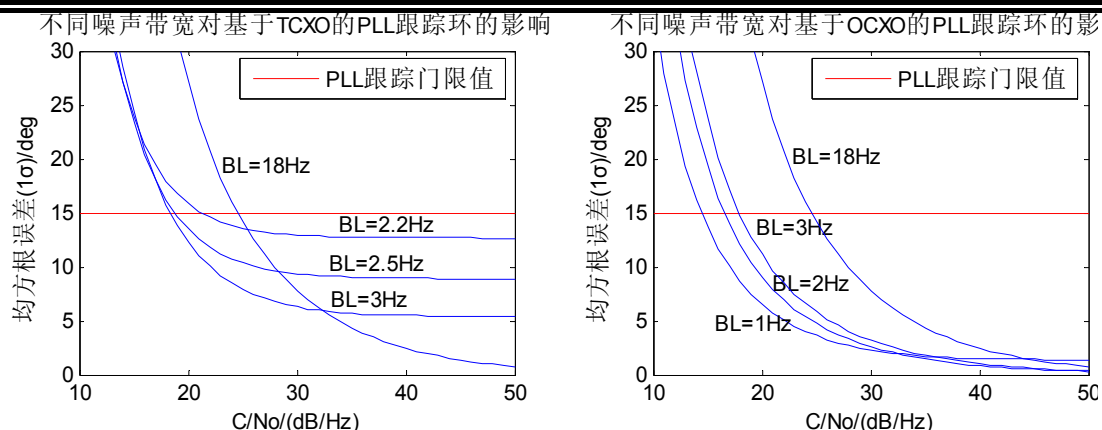


图 3.18 不同的噪声带宽对 MIMU 辅助的 PLL 跟踪环的影响

根据图 3.18, 当采用 TCXO 晶振时, MIMU 辅助的 GPS 接收机(典型的带宽为 2Hz)可以使  $C/N_0$  阈值降到 17.78dB/Hz, 即当信号的噪声功率密度比  $C/N_0$  低于 17.78dB/Hz 时, 就认为环路失锁。当采用 OCXO 晶振时, MIMU 辅助的 GPS 接收机(典型的带宽为 1.1Hz)可以使  $C/N_0$  阈值降到 14.4dB/Hz。

无辅助的高动态 GPS 接收机的载波跟踪环带宽为 18Hz, 对应的跟踪阈值为 28dB/Hz, 由方程(3.93)可以计算出接收机前端的抗干扰能力: 当干扰源为窄带干扰时, 载波跟踪环抗干扰能力为  $J/S = 31.6dB$ ; 当干扰源为宽带干扰时,  $J/S = 34.6dB$ 。而在 MIMU 辅助卫星接收机中, 基于 OCXO 晶振的 GPS 接收机载波跟踪环带宽为 1.1Hz, 对应的跟踪阈值 14.4dB/Hz, 则接收机前端的抗干扰能力为: 当干扰源为窄带干扰时,  $J/S = 45.7dB$ ; 当干扰源为宽带干扰时,  $J/S = 48.7dB$ 。

根据公式(3.99), 当干扰源的功率分别为 0.1w、1w、10w、100w、1Kw、10Kw 时, 分别对普通的 GPS 接收机和 MIMU 辅助卫星接收机的抗干扰性能进行计算, 结果如图 3.19 所示。

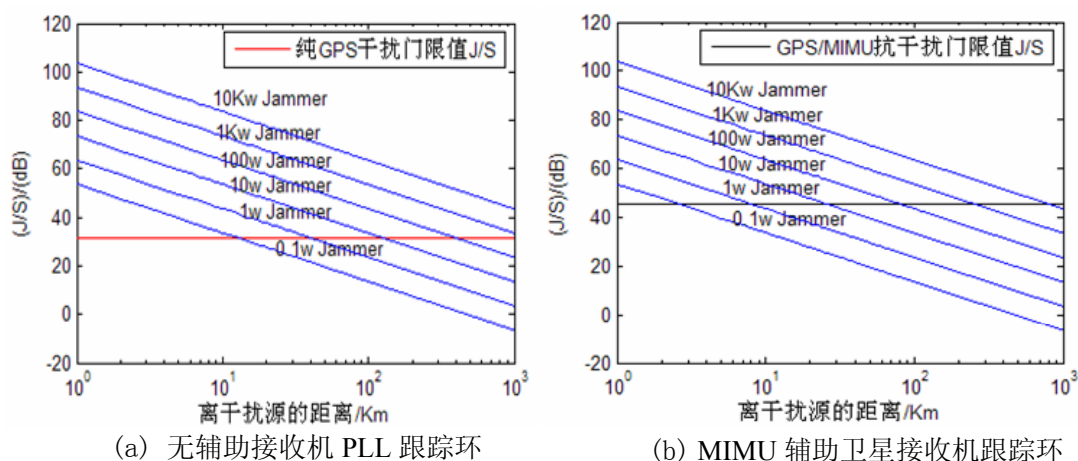


图 3.19 抗干扰性能的分析比较结果

从图 3.19 (a)可以看出, 一个 0.1w 的干扰源, 在距离 GPS 接收机 10Km 远, 就能使 GPS 接收机失锁; 图 3.19 (b)给出了不同功率的干扰源对 MIMU 辅助卫星接收机跟踪的影响。

根据计算可得下表:

表 3.7 普通的接收机和 MIMU 辅助卫星接收机抗干扰能力比较

| 干扰类型 | 普通的接收机 C/A 抗干扰能力 | MIMU 辅助卫星接收机抗干扰能力(OCXO) | MIMU 辅助卫星接收机抗干扰能力(TCXO) |
|------|------------------|-------------------------|-------------------------|
|      | 18Hz 带宽          | 1.1Hz 带宽                | 2Hz 带宽                  |
| 宽带干扰 | 34.6(dB)         | 48.7(dB)                | 45.3(dB)                |
| 窄带干扰 | 31.6(dB)         | 45.7(dB)                | 42.3(dB)                |

通过图 3.20 和表 3.6 可以看出, MIMU 辅助卫星接收机跟踪门限值比普通的接收机增加 11dB, 表明了 MIMU 辅助卫星接收机比一般的 GPS 接收机跟踪性能至少有 11dB 的提高。

### 3.7 本章小结

(1) 本章分析了 GPS 接收机跟踪环路的鉴别器, 根据最高增益和良好线性原则选择 DLL/PLL/FLL 的鉴别器: 对于 DLL, 采用归一化的鉴别器如下:

$$B(\delta\tau) = \frac{(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)}{I_P^2 + Q_P^2}; \text{ 对于 PLL, 为了避免归一化对微弱信号的跟踪影响,}$$

在微弱信号的条件采用四象限反正切鉴相器作为 PLL 的鉴相器; 而在高信噪比的条件下, 采用点积型鉴相器作为 PLL 的鉴相器; 对于 FLL, 采用归一化的叉积型的鉴频器。

(2) 综合考虑各种误差源, 设计了一种适合于高动态的 GPS 接收机跟踪环路结构: 码跟踪环采用载波辅助的结构; 而载波环路采用双模态结构——一个是适用于高动态的 FLL 辅助的 PLL; 另一种是适用于中、低动态的 PLL, 根据锁定的情况来进行模态之间切换。采用迭代的方法设计 3 阶 PLL 的最优带宽, 当 3 阶锁相环 PLL 最小带宽设计为 18Hz 时, 可以满足信号的噪声功率密度比高于 25 dB/Hz、加速度为 10g/s 的高动态应用要求, 同时在 2 阶 FLL 辅助的 3 阶 PLL 中, PLL 环路的带宽可以进一步降低。

(3) 针对不同类型的晶振, 设计了一种 MIMU 辅助的 3 阶 PLL 的最小带宽和最优带宽: 对于 TCXO 晶振, MIMU 辅助的 3 阶 PLL 最小环路带宽设计为 2.14Hz, 而对于 OCXO 晶振, MIMU 辅助的 3 阶 PLL 最小环路带宽设计为 1.1Hz。仿真结

果表明, 与高动态 GPS 接收机相比较, 当接收机至卫星的最大视距加加速度为  $10g/s = 98.0m/s^3$ 、接收机晶振采用 TCXO 时, MIMU 辅助 GPS 接收机的跟踪灵敏度提高 7.5dB/Hz, 同时其动态性能从理论上讲不受载体动态性的限制。

(4) 根据设计 MIMU 辅助的 GPS 环路结构, 分析了其抗干扰性能, 分析结果表明 MIMU 辅助的卫星接收机比一般的 GPS 接收机抗干扰性能至少有 11dB 的提高。



## 第四章 MIMU 辅助的 GPS 导航定位算法

MIMU 辅助的 GPS 导航定位算法是 GPS/MIMU 嵌入式组合导航研究中的重要组成部分,利用微惯性测量单元(MIMU)和 GPS 组合,能够取长补短提高导航精度和可靠性,特别是在军事中的应用成为近年来一个研究热点。作为一种最优的估计工具, Kalman 滤波器已经在 GPS/MIMU 组合导航系统中得到广泛使用,但是它存在很多的局限性<sup>[103][104]</sup>,如必须预先知道传感器误差的统计模型、测量噪声和系统噪声的统计特性。

本章首先描述了基于 Kalman 滤波器的纯 GPS 导航定位算法,为了减少系统状态的维数,观测量采用伪距单差和伪距率单差(卫星间作差)来抵消用户钟差和钟差漂移的影响;接着描述了 MIMU 辅助的 GPS 导航定位算法,类似纯 GPS 导航定位算法,观测量采用伪距单差和伪距率单差来抵消用户钟差和钟差漂移的影响;针对 MIMU 统计模型的不确定性,设计了一种基于最大似然估计的自适应滤波算法,并通过试验验证了算法的有效性。

### 4.1 GPS 接收机导航定位算法

卫星信号经过捕获与跟踪以后,可以得到伪距、多普勒频率、载波相位和导航电文等信息,当用户接收机接收不少于 4 颗卫星时,即可解算出接收机的位置、速度和时间等导航信息。常用的导航定位算法有最小二乘算法、Kalman 滤波算法。下面给出一种基于最小二乘算法和 Kalman 滤波算法导航定位算法,算法框图如图 4.1 所示。

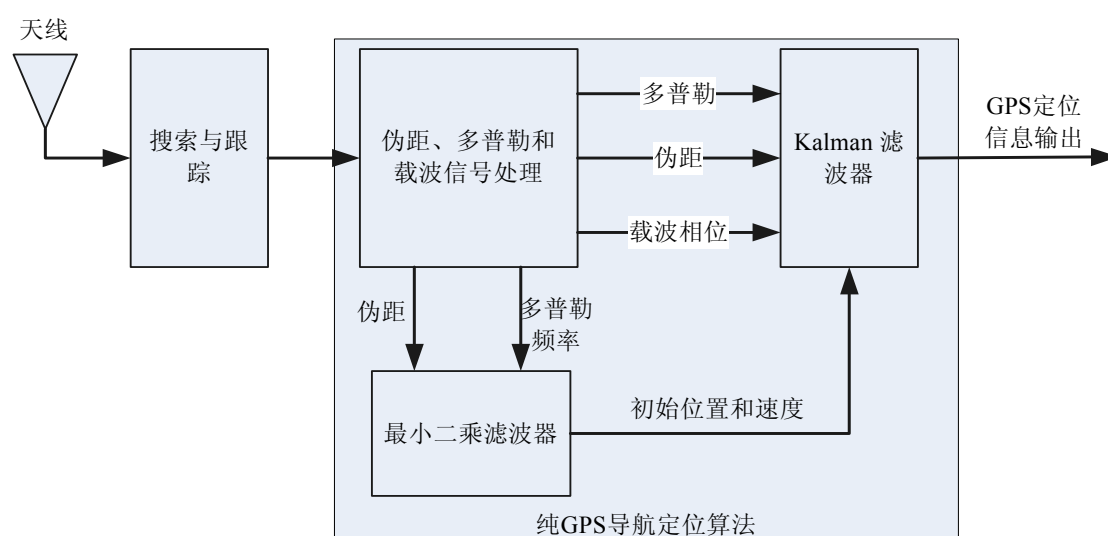


图 4.1 GPS 导航定位算法<sup>[102]</sup>

在图 4.1 中, 包含伪距、多普勒和载波信号处理部分、最小二乘滤波部分和 Kalman 滤波部分。GPS 导航定位算法首先用最小二乘滤波算法得到初始位置、速度等导航信息, 然后用 Kalman 滤波算法实时给出导航定位解。在 Kalman 滤波算法中, 为了减少系统状态的维数 (主要减少钟差和钟差漂移两个状态), 观测量采用伪距单差和伪距率单差(星间差)来抵消用户钟差和钟差漂移的影响。本节重点描述 GPS 动态定位的状态空间模型和 GPS 动态定位的测量模型。

#### 4.1.1 GPS 动态定位的状态空间模型

根据 GPS 接收机运动状况, 动态模型可描述为<sup>[158]</sup>:

$$r_{k+1} = r_k + \dot{r}_k \Delta t + \frac{1}{2} \ddot{r}_k \Delta t^2 + \frac{1}{6} \dddot{r}_k \Delta t^3 + \dots \quad (4.1)$$

其中,  $r$  为位置矢量;  $\Delta t = t_{k+1} - t_k$  为接收机的数据采样间隔。实践中, 通常根据载体的运动程度, 取上述级数的有限项。

对于低动态应用环境, 通常取定常速度模型:

$$r_{k+1} = r_k + \dot{r}_k \Delta t \quad (4.2)$$

式中,  $\dot{r}_k$  在较短的时间段  $\Delta t$  内认为是不变的。

对于高动态应用环境, 一般采用定常加速度模型:

$$r_{k+1} = r_k + \dot{r}_k \Delta t + \frac{1}{2} \ddot{r}_k \Delta t^2 \quad (4.3)$$

式中, 加速度  $\ddot{r}_k$  在较短的时间短  $\Delta t$  内被认为是某个常数。

不难知道, 方程(4.2)、(4.3)的逼近精度取决于两个因数: 接收机采样时间间隔和载体动态程度。

一个系统的动态过程, 通常采用状态空间模型来表示, 因此可以利用状态空间模型来描述载体的运动, 一般的形式为:

$$\dot{X} = FX + W \quad (4.4)$$

式中,  $X$  为状态变量;  $F$  为系统的动态矩阵, 描述系统的动态行为;  $W$  为系统噪声, 反映了模型的不完善。

对于较小的采样时间间隔  $\Delta t$ ,  $F$  可以看成为非时变的, 此时相应的离散化状态转移矩阵可以表示成:

$$\Phi = e^{A \cdot F} = I + \Delta t \cdot F + \frac{1}{2} \Delta t^2 \cdot F^2 + \dots \approx I + \Delta t \cdot F \quad (4.5)$$

系统噪声协方差阵可以由下式计算:

$$C_W = \int_0^{\Delta t} \Phi(\tau) Q_W \Phi^T(\tau) d\tau \approx Q_W \cdot \Delta t \quad (4.6)$$

式中,  $Q_w$  为系统的噪声谱密度阵。式(4.6)它可以反映载体的机动行为, 通过变换  $Q_w$  的值, 可以使模型(4.4)适用于不同的动态环境。

### 1 定常速度模型

对于低动态的运动, GPS 定位可以采用定常速度模型, 是一个 6 状态模型, 其中状态向量为:

$$X = [\delta R_x \quad \delta R_y \quad \delta R_z \quad \delta V_x \quad \delta V_y \quad \delta V_z]^T \quad (4.7)$$

式中,  $\delta R_x$ 、 $\delta R_y$ 、 $\delta R_z$  分别为地固地心系(ECEF)中的位置偏差,  $\delta V_x$ 、 $\delta V_y$ 、 $\delta V_z$  分别为地固地心系中的速度偏差。

动态矩阵为:

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

离散化的状态转移矩阵为:

$$\Phi(\Delta t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \Delta t \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

### 2 定常加速度模型

对于中、高动态的运动, GPS 定位通常采用定常加速度模型, 是一个 9 状态模型, 相应的状态向量为:

$$X = [\delta R_x \quad \delta R_y \quad \delta R_z \quad \delta V_x \quad \delta V_y \quad \delta V_z \quad \delta a_x \quad \delta a_y \quad \delta a_z]^T \quad (4.10)$$

用一阶 Gauss-Markov 模型来描述  $\Delta t$  时间段内加速度的随机变化, 则有:

$$\delta \dot{a}_i = -\alpha_i \delta a_i + W_i \quad (4.11)$$

式中,  $\alpha_i (i = x, y, z)$  为随机过程的反相关时间。那么相应的动态矩阵为:

$$F = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \\ 0 & 0 & A \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

式中,  $I$  为  $3 \times 3$  的单位阵,  $A = \text{diag}\{-\alpha_i\}$ 。

状态转移矩阵可由下式推导：

$$\begin{aligned}
 \Phi(\Delta t) &= I + \Delta t \cdot F + \frac{1}{2} \Delta t^2 \cdot F^2 + \dots \\
 &= \begin{bmatrix} I & I \cdot \Delta t & A^{-2} \left( \frac{1}{2} \Delta t^2 \cdot A^2 + \frac{1}{3!} \Delta t^3 \cdot A^3 + \dots \right) \\ 0 & I & A^{-1} \left( \Delta t \cdot A + \frac{1}{2} \Delta t^2 \cdot A^2 + \frac{1}{3!} \Delta t^3 \cdot A^3 + \dots \right) \\ 0 & 0 & \left( I + \Delta t \cdot A + \frac{1}{2} \Delta t^2 \cdot A^2 + \frac{1}{3!} \Delta t^3 \cdot A^3 + \dots \right) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} I & I \cdot \Delta t & A^{-2} (e^{A \cdot \Delta t} - I - \Delta t \cdot A) \\ 0 & I & A^{-1} (e^{A \cdot \Delta t} - I) \\ 0 & 0 & e^{A \cdot \Delta t} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

或写成分量形式

$$\Phi(\Delta t) = \begin{bmatrix} 1 & & & \Delta t & & & u_x \\ & 1 & & & \Delta t & & u_y \\ & & 1 & & & \Delta t & u_z \\ & & & 1 & & & r_x \\ & & & & 1 & & r_y \\ & & & & & 1 & r_z \\ & & & & & & t_x \\ & & & & & & & t_y \\ & & & & & & & & t_z \end{bmatrix} \tag{4.14}$$

其中,  $t_i = e^{-\alpha_i \cdot \Delta t}$  ( $i = x, y, z$ );  $r_i = \frac{1-t_i}{\alpha_i}$ ;  $u_i = \frac{t_i + \alpha_i \cdot \Delta t - 1}{\alpha_i^2}$ 。

最后指出, 动态定位方法的另外一种方法即最小二乘解法, 不需要对载体的运动行为进行动态建模。

#### 4.1.2 GPS 动态定位的测量模型

为了降低滤波器状态维数, 减少 GPS 接收机钟差和钟差漂移的影响, 观测量采用卫星间的单差 (伪距单差和多普勒频率的单差)。系统的状态方程以定常速度模型为例来说明问题, 即状态变量取为  $X = [\delta R_x \ \delta R_y \ \delta R_z \ \delta V_x \ \delta V_y \ \delta V_z]^T$ 。

##### 1 伪距单差测量方程

为了抵消接收机钟差的影响, 采取伪距星间单差作为观测量。首先定义接收机至 GPS 卫星  $j$  在历元  $t_k$  时刻伪距观测方程为<sup>[159]</sup>:

$$\tilde{\rho}^j = \rho^j + d\rho_n + c(dt^j - dT) + d_{ion}^j + d_{trop}^j + \varepsilon(p_{rx}) + \varepsilon(p_{mult}) \quad (4.15)$$

其中,  $\tilde{\rho}^j$  是接收机到卫星  $j$  在  $t_k$  时刻的伪距观测值;  $\rho^j$  是接收机到卫星  $j$  在  $t_k$  时刻的几何距离;  $d\rho_n$  是微小的广播轨道偏差;  $dt^j$  为卫星钟差;  $dT$  为接收机钟差;  $d_{ion}^j$  为电离层延迟;  $d_{trop}^j$  为对流层延迟;  $\varepsilon(p_{rx})$  是由于接收机噪声而引起的伪距测量误差;  $\varepsilon(p_{mult})$  是由于多路径效应而引起的伪距测量误差。

在卫星导航定位中, 主要的误差源有接收机钟差、卫星钟差、大气传播误差和多路径误差等, 卫星钟差可以通过导航电文加以修正, 电离层误差通过导航电文可以得到部分修正, 目前有许多成熟的模型用来消除对流层的影响, 接收机钟差在导航解算中当作一个未知数予以解决, 所以方程(4.15)可以简化为:

$$\tilde{\rho}^j = \rho^j + \delta t_u + \varepsilon_\rho^j \quad (4.16)$$

其中,  $\delta t_u$  为接收机钟差;  $\varepsilon_\rho^j$  为其它的误差。

相应于 GPS 接收机计算得到的伪距为:

$$\rho_c^j = [(x_1 - x^j)^2 + (y_1 - y^j)^2 + (z_1 - z^j)^2]^{\frac{1}{2}} \quad (4.17)$$

其中,  $(x^j \ y^j \ z^j)$  为卫星的位置坐标; 令  $x_1 = x + \delta x$ ,  $y_1 = y + \delta y$ ,  $z_1 = z + \delta z$ 。

相对真实位置  $x$ 、 $y$ 、 $z$  把上式展成台劳级数, 取前两项得:

$$\rho_c^j = [(x - x^j)^2 + (y - y^j)^2 + (z - z^j)^2]^{\frac{1}{2}} + \frac{\partial \rho_c^j}{\partial x} \delta x + \frac{\partial \rho_c^j}{\partial y} \delta y + \frac{\partial \rho_c^j}{\partial z} \delta z \quad (4.18)$$

式中

$$\frac{\partial \rho_c^j}{\partial x} = \frac{x - x^j}{[(x - x^j)^2 + (y - y^j)^2 + (z - z^j)^2]^{\frac{1}{2}}} = \frac{x - x^j}{\rho^j} = e_1^j$$

$$\rho^j = [(x - x^j)^2 + (y - y^j)^2 + (z - z^j)^2]^{\frac{1}{2}}$$

类似的情况有

$$\frac{\partial \rho_c^j}{\partial y} = \frac{y - y^j}{\rho^j} = e_2^j$$

$$\frac{\partial \rho_c^j}{\partial z} = \frac{z - z^j}{\rho^j} = e_3^j$$

于是伪距量测值可以写成:

$$\delta \rho^j = \rho_c^j - \tilde{\rho}^j = e_1^j \delta x + e_2^j \delta y + e_3^j \delta z - \delta t_u - \varepsilon_\rho^j \quad (4.19)$$

为了抵消接收机钟差的影响, 对伪距量测值星间作单差, 则卫星  $i$  和  $j$  伪距测量值星间单差观测方程为:

$$\delta \rho^{ji} = \delta \rho^j - \delta \rho^i = (e_1^j - e_1^i) \delta x + (e_2^j - e_2^i) \delta y + (e_3^j - e_3^i) \delta z + \varepsilon_\rho^{ij} \quad (4.20)$$

其中  $\varepsilon_{\rho}^{ij} = \varepsilon_{\rho}^i - \varepsilon_{\rho}^j$ 。

则伪距星间单差观测量与定常速度模型的系统状态变量的线性关系可以表示为：

$$H_{\rho} = [e_1^j - e_1^i, e_2^j - e_2^i, e_3^j - e_3^i, 0, 0, 0] \quad (4.21)$$

式(4.21)中， $i$ 表示基准卫星。

## 2 伪距率单差测量方程

对应于 GPS 计算得到的伪距率为<sup>[160]</sup>：

$$\dot{\rho}_c^j = e_{j1}(\dot{x}_1 - \dot{x}^j) + e_{j2}(\dot{y}_1 - \dot{y}^j) + e_{j3}(\dot{z}_1 - \dot{z}^j) \quad (4.22)$$

令  $\dot{x}_1 = \dot{x} + \delta\dot{x}$ ， $\dot{y}_1 = \dot{y} + \delta\dot{y}$ ， $\dot{z}_1 = \dot{z} + \delta\dot{z}$ ，则上式可写成

$$\dot{\rho}_c^j = e_1^j(\dot{x} - \dot{x}^j) + e_2^j(\dot{y} - \dot{y}^j) + e_3^j(\dot{z} - \dot{z}^j) + e_1^j\delta\dot{x} + e_2^j\delta\dot{y} + e_3^j\delta\dot{z} \quad (4.23)$$

GPS 测量的伪距率可表示为：

$$\dot{\rho}^j = e_1^j(\dot{x} - \dot{x}^j) + e_2^j(\dot{y} - \dot{y}^j) + e_3^j(\dot{z} - \dot{z}^j) + \delta\dot{t}_u + \varepsilon_{\rho}^j \quad (4.24)$$

伪距率量测值可以写成：

$$\delta\dot{\rho}^j = \dot{\rho}_c^j - \dot{\rho}^j = e_1^j\delta\dot{x} + e_2^j\delta\dot{y} + e_3^j\delta\dot{z} - \delta\dot{t}_u - \varepsilon_{\rho}^j \quad (4.25)$$

为了抵消接收机钟差漂移  $\delta\dot{t}_u$  的影响，对伪距量测值星间作单差，则卫星  $i$  和  $j$  伪距测量值星间单差观测方程为：

$$\delta\dot{\rho}^{ji} = \delta\dot{\rho}^j - \delta\dot{\rho}^i = (e_1^j - e_1^i)\delta\dot{x} + (e_2^j - e_2^i)\delta\dot{y} + (e_3^j - e_3^i)\delta\dot{z} + \varepsilon_{\rho}^{ij} \quad (4.26)$$

其中  $\varepsilon_{\rho}^{ij} = \varepsilon_{\rho}^i - \varepsilon_{\rho}^j$ 。则伪距率星间单差观测量与基于定常速度模型的系统状态变量的线性关系可以表示成：

$$H_{\rho} = [0, 0, 0, e_1^j - e_1^i, e_2^j - e_2^i, e_3^j - e_3^i] \quad (4.27)$$

针对定常速度模型(4.7)、(4.8)和(4.9)，综合考虑伪距差和伪距率差测量值，则测量方程可以表示成：

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{\rho} \\ Z_{\dot{\rho}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{\rho} \\ H_{\dot{\rho}} \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} V_{\rho} \\ V_{\dot{\rho}} \end{bmatrix} = HX + V \quad (4.28)$$

(4.28)式即为伪距差、伪距率差同时使用综合系统的测量方程。

### 4.1.3 GPS 接收机导航定位试验结果

下面用静态试验和车载试验来验证以伪距单差和伪距率单差(星间单差)为观测量的基于 Kalman 滤波器导航算法的性能。在静态和车载试验中，采集伪距、伪距率和载波相位数据，分别用最小二乘 (LS) 算法和 Kalman 滤波器算法得到导航定位解，图 4.2 和图 4.3 分别给出静态和车载试验的导航定位结果比较。

静态试验地点在国防科技大学校园内，定位结果比较如图 4.2 所示。

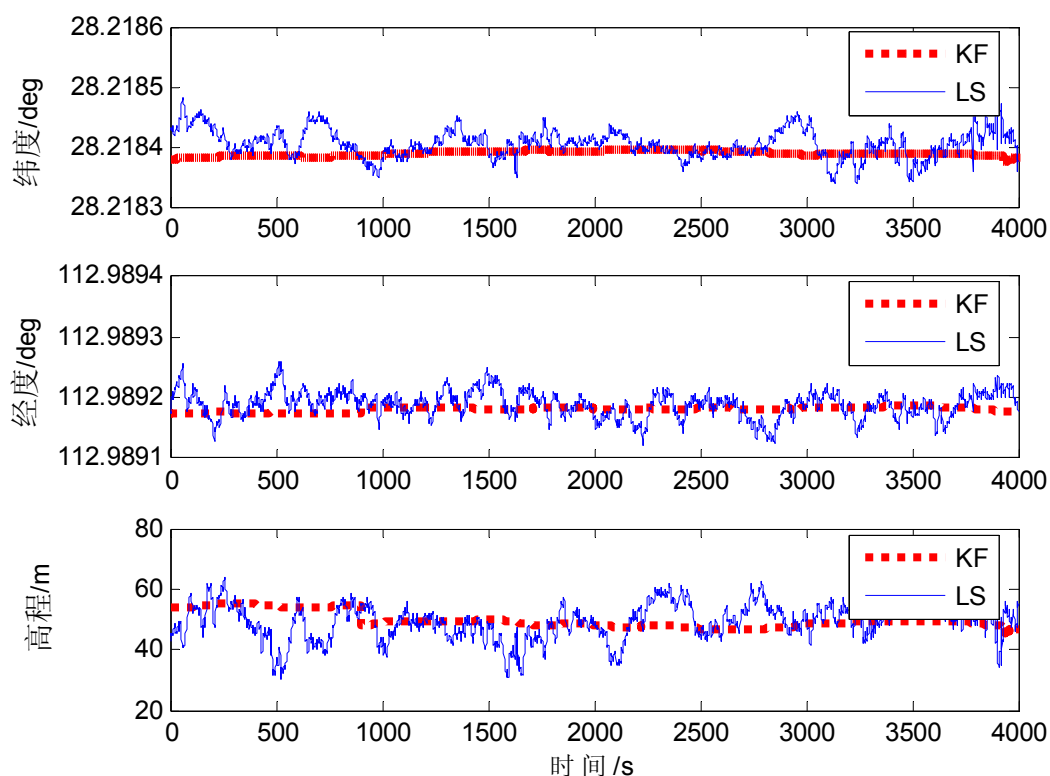


图 4.2 静态 GPS 导航定位算法性能比较

从图 4.2 可以看出，采用 Kalman 滤波器算法(KF)比用最小二乘算法(LS)得到的曲线更平滑，导航定位精度更高。

动态试验地点选在国防科技大学主楼前的环线上，跑车的轨迹如图 4.3 所示，试验车沿该图轨迹跑了 8 圈。

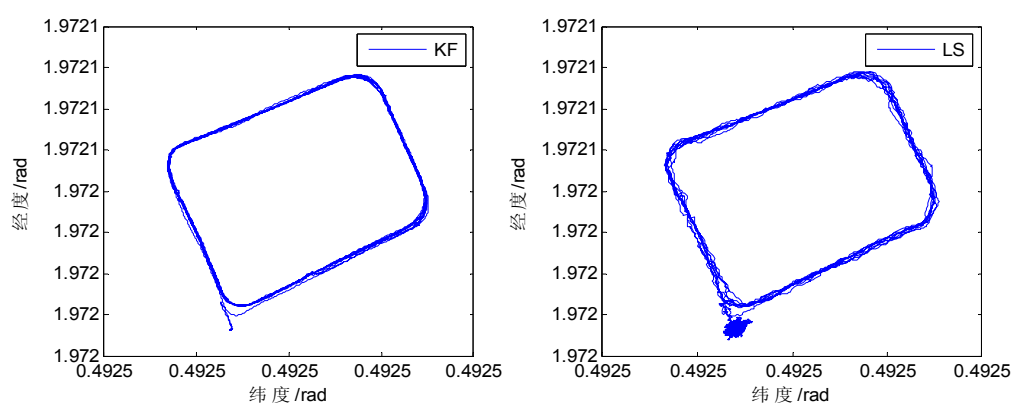


图 4.3 基于动态车载的 GPS 导航定位算法比较

从图 4.3 可以看出，采用 Kalman 滤波器算法(KF)比用最小二乘算法(LS)得到的车载运动轨迹曲线更平滑，导航定位精度更高。

综合上述试验分析可得：基于伪距单差和伪距率单差(星间单差)观测量的 Kalman 滤波器导航算法除了减少了滤波器状态的维数，提高计算效率外；同时与最小二乘导航定位算法(LS)相比较，Kalman 滤波器导航算法得到的导航定位结果更平滑，导航定位精度更高。

## 4.2 MIMU 辅助的 GPS 接收机导航定位算法

在通常的 GPS 卫星接收机中，导航算法采用 Kalman 滤波器，而在 MIMU 辅助的卫星导航系统中，用 GPS/MIMU 紧组合导航滤波器代替纯 GPS 导航滤波器，就可以得到 MIMU 辅助的导航定位算法，如图 4.4 所示。

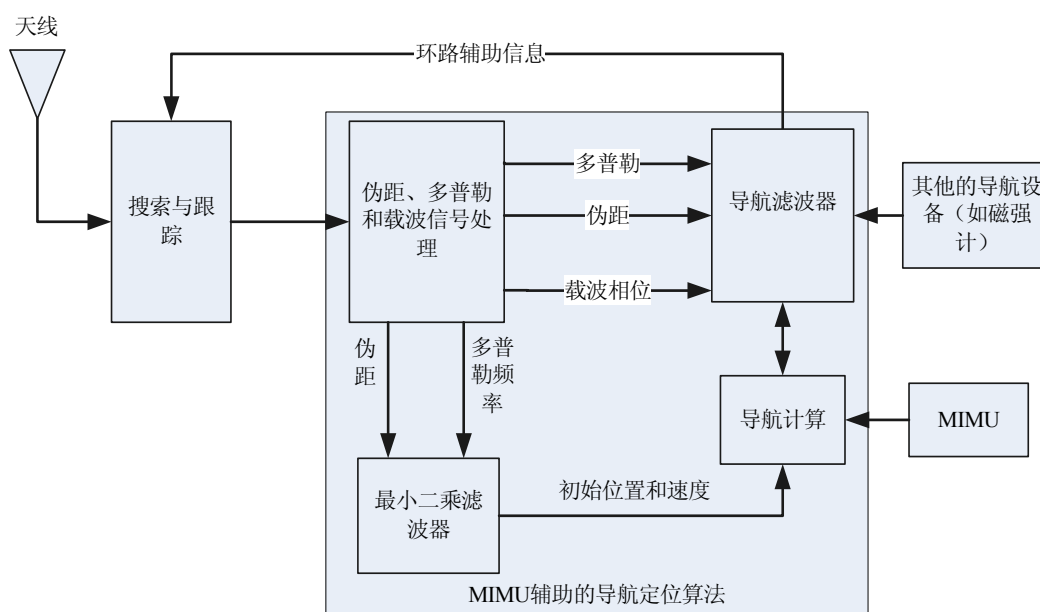


图 4.4 MIMU 辅助的 GPS 导航算法图

在图 4.4 中，用最小二乘滤波(LS)给出组合导航系统的初始位置和速度信息。同时为了减少导航滤波器的维数，提高计算效率和导航定位的精度，采用伪距单差和伪距率单差(星间单差)作为导航滤波器的观测量，这样可以抵消钟差和钟差漂移的影响。本节重点介绍 MIMU 辅助的 GPS 导航定位的系统方程和测量方程。

### 4.2.1 MIMU 辅助的 GPS 接收机导航定位系统方程

MIMU 辅助的 GPS 接收机导航定位模型是以伪距单差和伪距率单差(星间单差)作为观测量，以 MIMU 线性化的误差方程作为系统方程，通过 Kalman 滤波器对 MIMU 的速度、位置、姿态以及传感器的误差进行最优估计，并根据估计结果对 MIMU 进行输出或者反馈校正。

在组合导航滤波器中，状态变量选为： $X = [\delta R^e, \delta V^e, \varepsilon, \delta \omega, \delta a]$ ，即位置偏差



$\delta R^e$ 、速度偏差  $\delta V^e$ 、姿态角偏差  $\varepsilon$ 、陀螺漂移  $\delta\omega$ 、加表零偏  $\delta a$ 。

地心地固系 ( $e$ ) 中的 SINS 误差状态方程可以表示为<sup>[158]</sup>:

$$\dot{X}^e(t) = \begin{bmatrix} \delta \dot{R}^e \\ \delta \dot{V}^e \\ \dot{\varepsilon}^e \\ \delta \dot{\omega}^b \\ \delta \dot{a}^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta V^e \\ -F^e \varepsilon + C_b^e \delta a^b - 2\Omega_{ie}^e \delta V^e + N^e \delta R^e \\ -\Omega_{ie}^e \varepsilon^e + C_b^e \delta \omega^b \\ -A \delta \omega^b + W_\omega \\ -B \delta a^b + W_a \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

式中,  $A = \text{diag}(\beta_\omega, \beta_\omega, \beta_\omega)$ ,  $B = \text{diag}(\beta_a, \beta_a, \beta_a)$  为对角阵, 其元素为对应的随机过程相关时间倒数;  $W_\omega$  为陀螺噪声;  $W_a$  为加表噪声; 其余各符号含义见参考文献 [158]。

或者写成:

$$\dot{X}^e(t) = F(t)X^e(t) + W \quad (4.30)$$

式中,  $W$  为系统噪声部分。

#### 4.2.2 MIMU 辅助的 GPS 接收机导航定位测量方程

参照 4.1.2 节中的纯 GPS 滤波伪距差测量方程, MIMU 辅助的 GPS 导航滤波器的伪距差(星间差)测量系数矩阵可以表示成:

$$H_\rho = [e_1^j - e_1^i, e_2^j - e_2^i, e_3^j - e_3^i, 0_{1 \times 12}] \quad (4.31)$$

同理, MIMU 辅助的 GPS 导航滤波器的伪距率差(星间差)测量系数矩阵为:

$$H_{\dot{\rho}} = [0, 0, 0, e_1^j - e_1^i, e_2^j - e_2^i, e_3^j - e_3^i, 0_{1 \times 9}] \quad (4.32)$$

综合考虑伪距差(星间差)和伪距率差(星间差)测量值, 则测量方程可以表示成:

$$Z = \begin{bmatrix} H_\rho \\ H_{\dot{\rho}} \end{bmatrix} X^e + \begin{bmatrix} V_\rho \\ V_{\dot{\rho}} \end{bmatrix} = HX^e + V \quad (4.33)$$

(4.33)式即为伪距差、伪距率差同时使用综合系统的测量方程。

当存在外部航向角辅助时, 基于航向角观测量的测量系数矩阵可表示为:

$$H_H = [0_{1 \times 6}, 0, 0, 1, 0_{1 \times 6}] \quad (4.34)$$

综合考虑伪距差、伪距率差和航向角测量值时, 测量方程可以表示成:

$$Z = \begin{bmatrix} H_\rho \\ H_{\dot{\rho}} \\ H_H \end{bmatrix} X^e + \begin{bmatrix} V_\rho \\ V_{\dot{\rho}} \\ V_H \end{bmatrix} = HX^e + V \quad (4.35)$$

### 4.3 MIMU 辅助的 GPS 导航定位自适应滤波算法

在很多的实际应用中,系统的噪声方差阵  $Q$  和观测噪声方差阵  $R$  事先未知,有时,状态转移矩阵  $\Phi$  或者测量矩阵  $H$  也不能确切的知道。如果根据不确切的模型进行滤波就可能引起滤波的发散。有时即使开始模型的选择比较符合实际,但是在运行过程中,模型存在摄动,具体说是  $Q$ 、 $R$  或  $\Phi$ 、 $H$  发生了变化,在这种情况下,首先要估计变化了的  $Q$  或  $R$ , 进而调整滤波的增益矩阵  $K_k$ 。自适应滤波是一种具有抑制滤波器发散作用的滤波方法,它在计算过程中,一方面利用观测量不断的修正预测值,同时也对未知或不确切知道的系统模型和噪声统计参数进行估计和修正。在这里仅讨论在假设  $\Phi$ 、 $H$  已知的条件下,当  $Q$  或  $R$  未知或不确切知道时,如何在滤波过程中,对它们进行实时的估计和修正。

#### 4.3.1 系统的噪声方差阵和测量方差阵对滤波性能的影响

在通常的 Kalman 滤波器的设计中,假定观测噪声和系统噪声是已知的,然而在实际应用中很难对系统噪声和测量噪声进行精确建模。从 Kalman 滤波器公式可以粗略的看出,增益矩阵  $K_k$  与  $Q_k$  成正比,与  $R_k$  成反比,所以系统噪声的协方差  $Q_k$  和测量噪声的协方差  $R_k$  对滤波的性能有很大的影响。

$Q_k$  和  $R_k$  的重要性在许多的参考文献上都已经描述过<sup>[162][163]</sup>。为了说明  $Q_k$  和  $R_k$  的重要性,下面以 GPS/MIMU 组合导航 Kalman 滤波器为例来说明。图 4.5、图 4.6 说明了  $Q_k$  矩阵对系统性能的影响,仅选取 WGS-84 坐标系下 Y 坐标的位置和速度来说明  $Q_k$  矩阵对系统性能的影响。

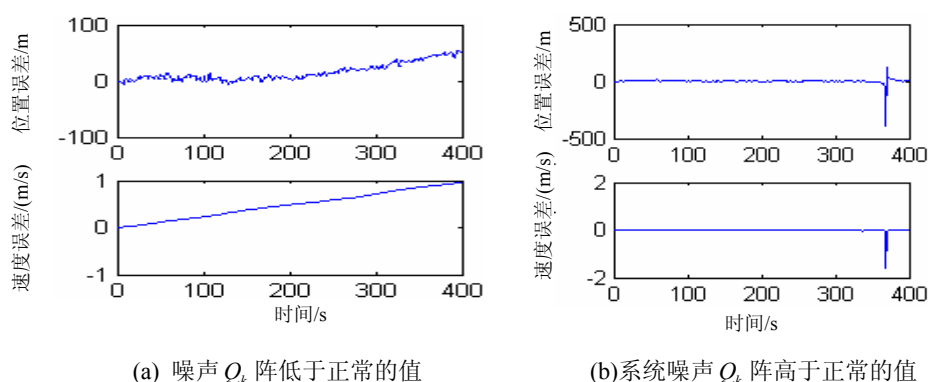


图 4.5 系统噪声  $Q_k$  阵对位置、速度误差滤波影响

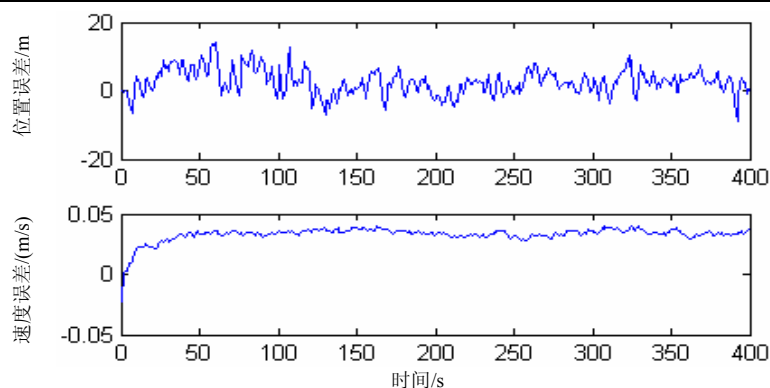


图 4.6 当系统噪声  $Q_k$  阵近似等于正常的值时，位置、速度滤波结果

从图 4.5、图 4.6 可以看出，不正确的选择  $Q_k$  可能会导致滤波器的发散。

对于  $R_k$ ，使用同样的方法，如果  $R_k$  太高，则滤波器可能发散；如果太低，则可能产生较大的误差。图 4.7 说明了  $Q_k$  和  $R_k$  对 GPS /MIMU 滤波器性能的影响。

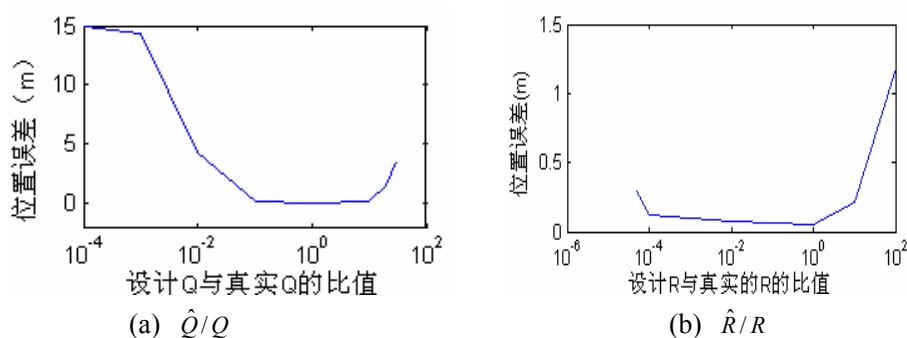


图 4.7  $Q_k$  和  $R_k$  分别对系统滤波的影响曲线图

从图 4.7 可以看出不正确选择  $Q_k$  和  $R_k$  对系统的性能产生极大的影响，然而在实际应用中很难对系统噪声和测量噪声进行精确建模，故需使用一种在线的估计技术对系统噪声和测量噪声进行在线估计。

### 4.3.2 自适应滤波方法

为了鲁棒的处理测量噪声和系统噪声的不确定性，通常使用自适应的滤波方法来辨识测量噪声和系统噪声的协方差阵。最大似然估计方法是一个 Kalman 滤波器框架内的自适应估计技术<sup>[164]</sup>，它的基本思想是采用测量值和状态值的残差来修正测量噪声和系统噪声。

#### 1 系统噪声协方差矩阵自适应估计

在自适应系统噪声协方差矩阵估计中，首先假定系统噪声  $w_k$  为零均值的高斯白噪声，即  $w_k \sim N(0, Q_k)$ ；然后利用预测的状态值和更新的状态值来更新  $\hat{Q}_k$  的值，

$\hat{Q}_k$  的更新方程如下<sup>[164]</sup>:

$$Q^* = \Delta X_k \Delta X_k^T + P_k^- - P_k^+ - \hat{Q}_k^- \quad (4.36)$$

其中,

$$\Delta X_k = \hat{X}_k^+ - \hat{X}_k^- \quad (4.37)$$

$Q^*$  为系统噪声协方差阵的更新值;  $\Delta X_k$  为状态估计残差;  $\hat{X}_k^+$  为状态估计值;  $\hat{X}_k^-$  为状态预测值;  $\hat{P}_k^+$  为状态协方差阵估计值;  $\hat{P}_k^-$  为状态协方差阵预测值;  $\hat{Q}_k^-$  为当前期望的系统噪声协方差阵。

方程(4.36)式是自适应滤波器的核心, 如果状态估计残差  $\Delta X_k$  比较大, 那么滤波器不能很好的预测将来的状态, 当滤波器收敛时, 状态估计残差将减少。

方程(4.36)可以重写为:

$$Q^* = \Delta X_k \Delta X_k^T - \left[ P_k^+ - (P_k^- + \hat{Q}_k^-) \right] \quad (4.38)$$

等价于:

$$Q^* = \Delta X_k \Delta X_k^T - \left[ P_k^+ - (\Phi_{k-1} P_{k-1}^+ \Phi_{k-1}^T) \right] \quad (4.39)$$

通过一低通滤波器将系统噪声协方差阵的更新值  $Q^*$  和当前的值  $\hat{Q}_k$  合并得:

$$\hat{Q}_k^+ = \hat{Q}_k^- + \frac{1}{L_Q} (Q^* - \hat{Q}_k^-) \quad (4.40)$$

其中,  $L_Q$  为窗口尺寸。自适应滤波器的性能对窗口尺寸  $L_Q$  选择很敏感, 在实际应用中需根据实际情况选择窗口尺寸  $L_Q$ 。

## 2 测量噪声协方差矩阵自适应估计

测量噪声辨识和系统噪声的辨识相类似, 定义测量噪声矢量  $v$  服从零均值高斯白噪声, 即  $w_k \sim N(0, R_k)$ , 测量噪声协方差矩阵更新方程为<sup>[164]</sup>:

$$R^* = \Delta Y \Delta Y^T - H_k P_k^+ H_k^T \quad (4.41)$$

$$\Delta Y = Y_k - \hat{Y}_k^+ \quad (4.42)$$

其中  $\Delta Y$  为测量值残差。

和  $Q_k$  自适应估计相似, 通过一低通滤波器将测量噪声协方差阵的更新值  $R^*$  和当前的值  $\hat{R}_k$  合并得:

$$\hat{R}_k^+ = \hat{R}_k^- + \frac{1}{L_R} (R^* - \hat{R}_k^-) \quad (4.43)$$

同样, 自适应滤波器的性能对窗口尺寸  $L_R$  选择很敏感, 在应用中需根据实际情况选择。

在实际使用中应注意<sup>[163]</sup>:

(1)  $Q_k$  自适应估计和  $R_k$  自适应估计并不需同时运行。但是当  $Q_k$  和  $R_k$  都未知时, 使用迭代的方法实现自适应估计。

(2) 当  $Q_k$  和  $R_k$  初始值大于实际值时, 可以自适应辨识参数, 但是当  $Q_k$  和  $R_k$  低于实际值时, 滤波器可能发散。

(3) 两种自适应估计方法能够有效地辨识短相关时间的随机变量的标准差, 但是对于长相关时间的随机变量不一定有效。

#### 4.3.3 自适应滤波算法的性能分析比较

在静态下采集一段时间的 GPS/MIMU 的数据对自适应滤波算法进行了验证, 测试了在静态条件下的精度, 同时与普通滤波算法进行了比较, 验证了自适应滤波算法的鲁棒性, 试验中所采用 MIMU 性能如表 2.3 所示。测试比较结果如图 4.8、图 4.9、图 4.10 所示。

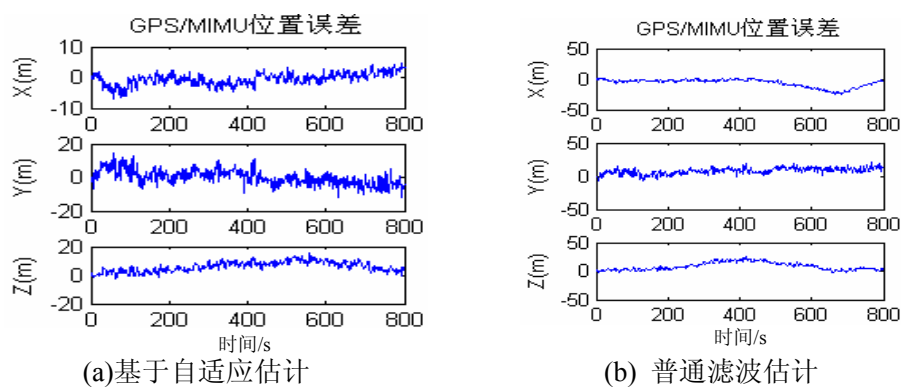


图 4.8 MIMU/GPS 组合导航位置误差比较

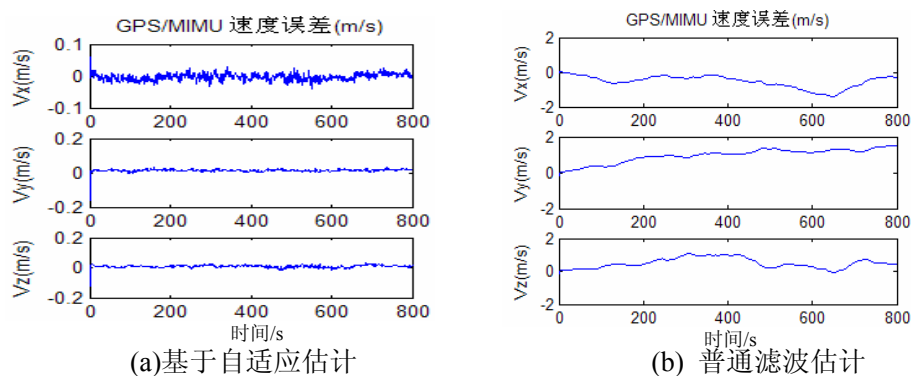


图 4.9 MIMU/GPS 组合导航速度误差比较

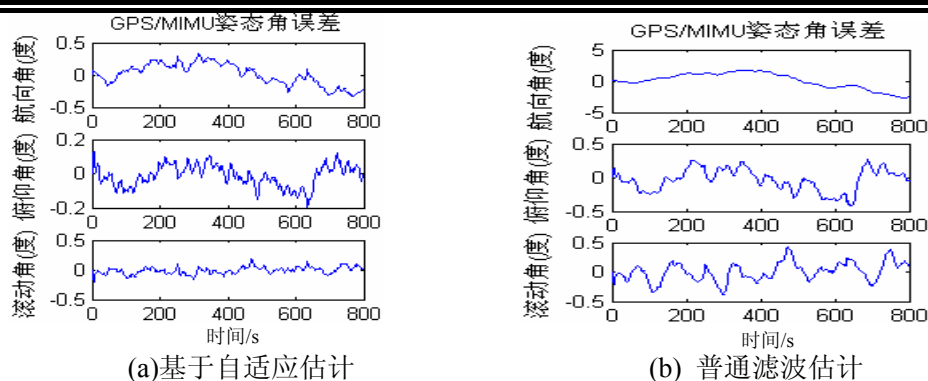


图 4.10 MIMU/GPS 组合导航姿态角误差比较

在图 4.8、图 4.9、图 4.10 中, (a)为采用自适应滤波算法, (b) 为采用普通滤波算法。从图 4.8、图 4.9、图 4.10 可以看出, 采用自适应滤波算法的 MIMU/GPS 组合导航系统具有较好的性能, 其位置精度优于 5m, 速度精度优于 0.1m/s, 俯仰角和滚动角精度优于 0.2°, 航向角精度优于 0.2°(航向角辅助)。

#### 4.4 本章小结

(1) 本章研究了基于 Kalman 滤波器的纯 GPS 导航定位算法, 为了减少系统的状态的维数, 提高计算效率, 观测量采用伪距单差和伪距率单差(星间差)来抵消用户钟差和钟差漂移的影响。与最小二乘算法比较, 采用 Kalman 滤波算法使得导航定位结果更平滑, 定位精度更高。

(2) 本章分析了 MIMU 辅助的 GPS 导航定位算法, 观测量采用伪距单差和伪距率单差来抵消用户钟差和钟差漂移的影响; 针对低成本 MIMU 系统, 设计了一种基于最大似然估计的自适应滤波算法, 最后通过静态试验验证了该算法, 试验结果表明: MIMU 辅助的 GPS 定位系统的位置精度优于 5m, 速度精度优于 0.1m/s, 俯仰角和滚动角精度优于 0.2°, 航向角精度优于 0.2°(航向角辅助)。

## 第五章 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航算法

在 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统中,通常采用 GPS/MIMU 深组合导航算法来进一步提高系统的动态性能和抗干扰能力。近年来,美军为了提高武器动态性能和抗干扰能力,提高武器在恶劣环境中的生存能力,高动态、高抗干扰的嵌入式深组合导航系统得到极大的发展。本章首先介绍嵌入式深组合导航算法的基础——卫星接收机矢量跟踪环结构,在此基础上引入嵌入式深组合导航系统的结构;针对低精度的 MIMU,设计了一种嵌入式深组合导航算法来提高导航系统的性能;最后针对基带信号很强的非线性特点,设计了一种基于 UKF 的基带信号预滤波新算法。

### 5.1 嵌入式深组合导航算法的基础——卫星接收机矢量跟踪环结构

在普通的 GPS 卫星接收机中,每个通道跟踪一颗卫星,各通道之间相互独立(详细情况参见第三章的相关内容)。与普通的 GPS 接收机跟踪环相比较,矢量跟踪环直接估计接收机的位置和速度,基本矢量跟踪环结构如图 5.1 (a)所示。

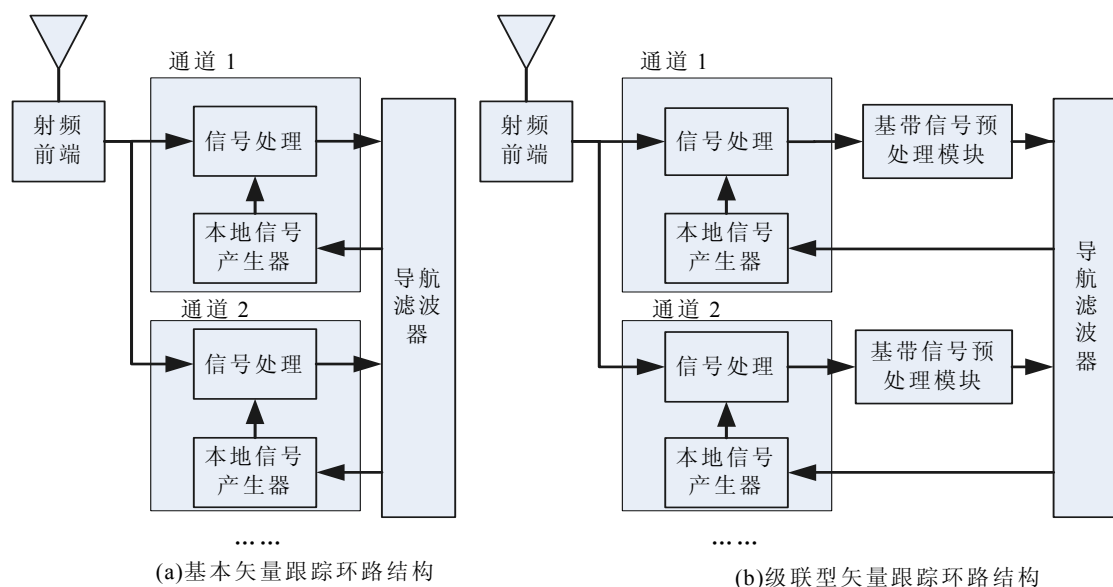


图 5.1 矢量跟踪环路结构图

从图 5.1 (a)可以看出,单个的跟踪环路被导航滤波器所代替,从来自于导航滤波器的伪距和伪距率可以获得每颗卫星的信息量,然后反馈到本地信号产生器,闭合跟踪环路。

矢量跟踪环的主要优点为<sup>[165]</sup>:

- (1) 在所跟踪的通道中,减少了噪声,使之不容易进入非线性区。

- (2) 矢量跟踪环可以在一颗或多颗卫星被短暂遮挡的情况下继续工作。
- (3) 矢量跟踪环比标准的跟踪环更容易优化。
- (4) 矢量跟踪环可以改善在微弱信号或干扰环境下的跟踪性能。
- (5) 矢量跟踪环主要的缺点是所有跟踪的卫星都是密切相关的，任一通道跟踪卫星的误差都将影响其它通道的卫星跟踪。

为了提高计算效率,许多研究者采用级联型矢量跟踪环结构<sup>[166]-[169]</sup>,如图 5.1 (b) 所示。在级联型矢量跟踪环结构中,在每一个通道中都包含一个本地基带测量信号预处理模块用来估计该通道的跟踪误差(伪距误差、伪距率误差和伪距加速度误差等)。

与基本矢量跟踪环相比较,级联型矢量跟踪环结构的主要优点有:

- (1) 可以减少导航滤波器的状态变量维数。
- (2) 基带测量信号预处理模块输出以较低的速率输入到导航滤波器,降低了导航滤波器的更新率,提高了计算效率。

下面针对级联型矢量跟踪环结构,重点讨论基带测量信号预处理模型和导航滤波器的模型。

### 5.1.1 基带测量信号预处理算法

基带测量信号预处理模块用来估计跟踪误差(伪距误差、伪距率误差和伪距加速度误差等),作为导航滤波器的测量信号。基带相关器的同相和正交相输出可以表示为:

$$\begin{cases} I_P = \frac{A}{\sqrt{2}} \cdot M_E \cdot D \cdot R(\varepsilon) \cdot \sin c(\pi \Delta f_d T) \cdot \cos(\delta\phi) \\ Q_P = \frac{A}{\sqrt{2}} \cdot M_E \cdot D \cdot R(\varepsilon) \cdot \sin c(\pi \Delta f_d T) \cdot \sin(\delta\phi) \end{cases} \quad (5.1)$$

其中,  $A$  为信号的幅度;  $M_E$  为相关器累加的采样点的数目;  $D$  为导航数据位;  $R(\cdot)$  为自相关函数;  $\varepsilon$  为本地码相位误差;  $\Delta f_d$  为本地的载波频率误差;  $T$  为预检积分时间;  $\delta\phi$  为积分时间间隔的平均相位误差,可以表示成<sup>[170][171]</sup>:

$$\delta\phi = \delta\phi_0 + 2\pi \cdot \delta f_{d0} \cdot t + \frac{1}{2} \delta a_0 \cdot t^2 \quad (5.2)$$

其中,下标 0 表示积分时间间隔开始点的值;  $\delta a$  表示相位加速度偏差。

下面给出三种基带测量信号预处理算法:最小二乘曲线拟合法,线性滤波方法和非线性滤波法。

#### 1 最小二乘曲线拟合法<sup>[172]</sup>

GPS C/A 码和 P 码的波长公式计算为:



$$\lambda_p = c / \omega_p = (2.998 \times 10^8 \text{ m/s}) / (10.23 \times 10^6 \text{ chip/s}) = 29.310 \text{ m/chip} \quad (5.3)$$

$$\lambda_{CA} = c / \omega_{CA} = (2.998 \times 10^8 \text{ m/s}) / (1.023 \times 10^6 \text{ chip/s}) = 293.10 \text{ m/chip} \quad (5.4)$$

其中,  $c$  代表光速。

对于 GPS  $L_1$  频段的每一颗卫星, 基带相关器的超前(E)、即时(P)和滞后(L)的输出可以表示成:

$$\begin{aligned} I_p &= ADR(\delta\rho) \cdot \sin c(\Delta f_d \cdot \pi T) \cos \delta\phi + n_I \\ Q_p &= ADR(\delta\rho) \cdot \sin c(\Delta f_d \cdot \pi T) \sin \delta\phi + n_Q \end{aligned} \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned} I_E &= ADR(\delta\rho + \delta) \cdot \sin c(\Delta f_d \cdot \pi T) \cos \delta\phi + n_I \\ Q_E &= ADR(\delta\rho + \delta) \cdot \sin c(\Delta f_d \cdot \pi T) \sin \delta\phi + n_Q \end{aligned} \quad (5.6)$$

$$\begin{aligned} I_L &= ADR(\delta\rho - \delta) \cdot \sin c(\Delta f_d \cdot \pi T) \cos \delta\phi + n_I \\ Q_L &= ADR(\delta\rho - \delta) \cdot \sin c(\Delta f_d \cdot \pi T) \sin \delta\phi + n_Q \end{aligned} \quad (5.7)$$

其中,  $\delta$  为超前滞后码的间隔;  $\delta\rho$  为码相位跟踪误差;  $\delta\phi$  为载波相位跟踪误差。

基于  $I$ 、 $Q$  信号的特性, 载波相位误差能够直接从方程(5.8)中得到:

$$\delta\tilde{\phi}_j = \tan^{-1}(Q_j / I_j) \quad (5.8)$$

其中,  $j$  表示第  $j$  颗卫星, 该鉴相器对导航数据位不敏感。

同样码相位误差可以直接从方程(5.9)中得到:

$$\delta\tilde{\rho}_j = \frac{(I_{E_j}^2 + Q_{E_j}^2) - (I_{L_j}^2 + Q_{L_j}^2)}{I_{P_j}^2 + Q_{P_j}^2} \cdot \lambda \quad (5.9)$$

其中, 对于 C/A 码  $\lambda$  为  $\lambda_{CA}$ , 对于 P 码  $\lambda$  为  $\lambda_p$ 。

当 GPS 接收机与 GPS 卫星有相对运动时, 则卫星接收机接收到 PRN 码和本地产生的 PRN 码相位之差也会发生变化。定义接收机至卫星距离残差为  $r(t)$ , 则可以通过  $N$  阶多项式进行拟合, 表示如下:

$$r(\zeta) = \sum_i a_i \phi_i(\zeta) + v \quad (5.10)$$

为了简化, 下面给出一个 3 阶多项式拟合方程:

$$r(\zeta) = \sum_i a_i \phi_i(\zeta) + v = a_0 + a_1 \zeta + a_2 \zeta^2 + a_3 \zeta^3 + v \quad (5.11)$$

其中,  $a_0$ 、 $a_1$ 、 $a_2$  和  $a_3$  为待求的系数;  $\zeta$  为每一个采样点的时间;  $v$  为测量噪声, 其方差设为  $d$ , 方差  $d$  可以由预检积分时间、噪声功率密度比和信号干扰功率等确定, 如果输入的 GPS 信号的噪声水平较高, 则相应的最小二乘曲线拟合得出的残差协方差就比较大, 反之则残差协方差就小。

三阶多项式(5.11)各系数具有确切的物理含义, 其中  $a_0$  对应卫星至接收机之间

视线距离的改变； $a_1$  对应卫星至接收机之间视线速度的改变； $a_2$  对应卫星至接收机之间视线加速度的改变； $a_3$  对应卫星至接收机之间视线加加速度的改变。

一般根据导航滤波器的更新率来确定最小二乘曲线拟合的更新率，以论文研究采用的基带芯片和 MIMU 为例，I、Q 信号的速率为 1KHz，导航滤波器的更新率为 1Hz。若方程(5.8)和(5.9)的更新率为 50Hz，则在一个导航周期内测量值的个数为  $m = 50$  个。 $m = 50$  个测量值的多项式可以表示成如下的矢量形式：

$$\begin{aligned} r(\zeta_j) &= a_0 + a_1\zeta(j) + a_2\zeta(j)^2 + a_3\zeta(j)^3 \\ &= \begin{bmatrix} 1 & \zeta(j) & \zeta(j)^2 & \zeta(j)^3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = h^T(\zeta(j))a \end{aligned} \quad (5.12)$$

其中， $j = 1, \dots, m$ ， $\zeta$  为时间，当测量值  $r(\zeta_j)$  采集的数目  $m = 50$  时，可以表示成矩阵形式：

$$Y = \begin{bmatrix} \dots \\ h^T(\zeta(j)) \\ \dots \end{bmatrix} a = Ha + v \quad (5.13)$$

其中， $Y$  的维数为  $50 \times 1$  测量值， $H$  的维数为  $50 \times 4$ 。

通过最小二乘曲线拟合方法可以得到  $a$  的估计值：

$$\hat{a} = (H^T R^{-1} H)^{-1} H^T R^{-1} Y \quad (5.14)$$

其中， $R = d \cdot I$ ， $I$  为单位矩阵。

该方法实现简单，但是该模型中不包含电离层参数。

## 2 线性滤波算法<sup>[174][175][176]</sup>

GPS 码和载波原始测量值可以用如下数学模型表示：

$$\begin{aligned} \rho_L &= \rho + d_I + d_T + b_u + n_\rho \\ \phi &= \rho + N\lambda_L - d_I + d_T + b_u + n_\phi \end{aligned} \quad (5.15)$$

其中， $\rho$  为卫星到接收机天线的实际距离； $d_I$  为电离层时延； $d_T$  为对流层时延； $b_u$  为接收机的钟差； $n$  为噪声和多路径之和； $N$  为载波相位整周模糊度。

GPS 码和载波的计算值可以表示成：

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_L &= \hat{\rho} + \hat{d}_I + \hat{d}_T + \hat{b}_u \\ \hat{\phi} &= \hat{\rho} + N\lambda_L - \hat{d}_I + \hat{d}_T + \hat{b}_u \end{aligned} \quad (5.16)$$

根据方程(5.15)和(5.16)就可以得到预滤波器的测量残差值：

$$\begin{aligned}\delta\rho_L &= \delta\rho_{NAV} + \delta b_u + \delta d_I + \delta d_T + n_\rho \\ \delta\phi &= \delta\rho_{NAV} + \delta b_u - \delta d_I + \delta d_T + \lambda_L \delta N + n_\phi\end{aligned}\quad (5.17)$$

其中,  $\delta\rho_{NAV} = \rho - \hat{\rho}$  (由于导航误差引起的, 假定卫星的误差为零),  $\delta d_I = d_I - \hat{d}_I$ ,  $\delta d_T = d_T - \hat{d}_T$ ,  $\delta b_u = b_u - \hat{b}_u$ ,  $\delta N = N - \hat{N}$ 。

每一颗卫星的预滤波器状态量选择为:

$$X = [\delta\rho \quad \delta\dot{\rho} \quad \delta\ddot{\rho} \quad \delta N \quad \delta d_I \quad \delta\dot{d}_I] \quad (5.18)$$

其中  $\delta\rho$  为距离误差;  $\delta\dot{\rho}$  为距离误差率;  $\delta\ddot{\rho}$  为距离误差加速度;  $\delta N$  为载波整周模糊度误差;  $\delta d_I$  为电离层时延;  $\delta\dot{d}_I$  为电离层时延率。

所以预滤波器的状态方程可以表示为:

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (5.19)$$

其中,  $u = [w_{acc} \quad w_{dl}]^T$ ;  $A$  和  $B$  的定义如下:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

根据方程(5.8)和(5.9)鉴别器提供的测量值, 测量方程为:

$$Z = \begin{bmatrix} \delta\tilde{\rho}_L \\ \delta\tilde{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} X \quad (5.21)$$

根据方程(5.19)、(5.20)和(5.21), 可以采用线性的 Kalman 滤波器估计系统的状态量。

### 3 非线性滤波算法<sup>[173][174][175]</sup>

在非线性滤波算法中, 预滤波器的状态变量定义为:

$$X = [A \quad \delta\rho_0 \quad \delta\dot{\rho}_0 \quad \delta\ddot{\rho}_0 \quad \delta d_I \quad \delta\dot{d}_I]^T \quad (5.22)$$

其中, 其中  $\delta\rho_0$  为距离误差;  $\delta\dot{\rho}_0$  为距离误差率;  $\delta\ddot{\rho}_0$  为距离误差加速度;  $\delta d_I$  为电离层时延;  $\delta\dot{d}_I$  为电离层时延率;  $A$  为归一化信号幅度。

GPS 信号幅度  $A_s$  除以噪声功率就得到归一化的信号幅度, 表示成:

$$A = A_s / \sigma_N = \sqrt{2T_s C / N_0} \quad (5.23)$$

其中  $T_s$  为采样频率。

状态方程可以表示如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} A \\ \delta \rho_0 \\ \delta \dot{\rho}_0 \\ \delta \ddot{\rho}_0 \\ \delta d_I \\ \delta \dot{d}_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ \delta \rho_0 \\ \delta \dot{\rho}_0 \\ \delta \ddot{\rho}_0 \\ \delta d_I \\ \delta \dot{d}_I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_A \\ w_{acc} \\ w_i \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

测量方程为一非线性观测方程：

$$Z = h(X) + V \quad (5.25)$$

根据方程(5.5)、(5.6)和(5.7)，由于  $\Delta f_d \cdot \pi T \approx 0$ ， $\sin c(\Delta f_d \cdot \pi T) \approx 1$ ，所以测量方程可以表示为：

$$Z = \begin{bmatrix} \sum I_E \\ \sum Q_E \\ \sum I_P \\ \sum Q_P \\ \sum I_L \\ \sum Q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \cdot M \cdot R(\delta \rho - \delta) \cos(\delta \phi) \\ A \cdot M \cdot R(\delta \rho - \delta) \sin(\delta \phi) \\ A \cdot M \cdot R(\delta \rho) \cdot \cos(\delta \phi) \\ A \cdot M \cdot R(\delta \rho) \sin(\delta \phi) \\ A \cdot M \cdot R(\delta \rho + \delta) \cos(\delta \phi) \\ A \cdot M \cdot R(\delta \rho + \delta) \sin(\delta \phi) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

其中，

$$\sum I_E = \sum_{k=1}^M I_E(k) \quad (5.27)$$

$T = MT_s$  为累加积分的时间间隔； $\delta$  为超前滞后码的间隔；对于当前的分析， $T_s = 1ms$ ， $T = 20ms$ ， $M = 20$  和  $\delta = 0.5chip$ ； $R(\varepsilon, \delta)$  为码的相关函数，如图 5.2 所示。

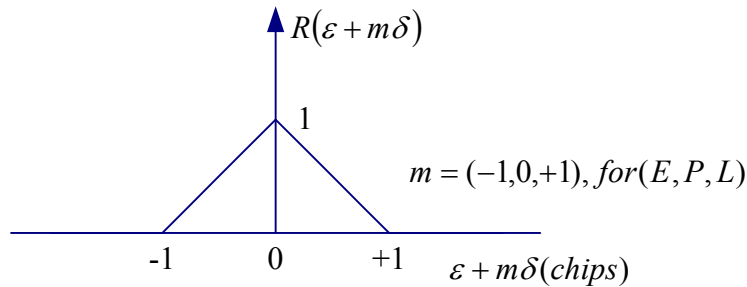


图 5.2 理想的码相关函数

使状态变量和测量值相关联的方程为：

$$\begin{aligned}\delta\rho &= (\delta\rho_0 + \delta d_I) \cdot \frac{f_{chip}}{c} \\ \delta\phi &= (\delta\rho_0 - \delta d_I) \cdot \frac{2\pi}{\lambda}\end{aligned}\quad (5.28)$$

其中,  $f_{chip}$  为测距码的码速率(对于 GPS C/A 码,  $f_{chip} = 1.023\text{MHz}$ );  $c$  为光速;  $\lambda$  为载波的波长。

在预滤波器(PF)测量方程中, 噪声的方差阵为:

$$R = E(VV^T) = \sigma_N^2 M \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1-\delta & 0 & 1-2\delta & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1-\delta & 0 & 1-2\delta \\ 1-\delta & 0 & 1 & 0 & 1-\delta & 0 \\ 0 & 1-\delta & 0 & 1 & 0 & 1-\delta \\ 1-2\delta & 0 & 1-\delta & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1-2\delta & 0 & 1-\delta & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

综合考虑方程(5.24)和(5.26)可以采用非线性滤波方法估计出状态变量。

### 5.1.2 导航滤波器模型

若仅考虑定常速度模型, 则导航滤波器有如下系统模型:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \delta\vec{p}_{3\times 1} \\ \delta\vec{v}_{3\times 1} \\ b_{1\times 1} \\ d_{1\times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{3\times 3} & I_{3\times 3} & 0_{3\times 1} & 0_{3\times 1} \\ 0_{3\times 3} & 0_{3\times 3} & 0_{3\times 1} & 0_{3\times 1} \\ 0_{1\times 3} & 0_{1\times 3} & 0_{1\times 1} & I_{1\times 1} \\ 0_{1\times 3} & 0_{1\times 3} & 0_{1\times 1} & 0_{1\times 1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta\vec{p}_{3\times 1} \\ \delta\vec{v}_{3\times 1} \\ b_{1\times 1} \\ d_{1\times 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_{3\times 3} & 0_{3\times 1} & 0_{3\times 1} \\ I_{3\times 3} & 0_{3\times 1} & 0_{3\times 1} \\ 0_{1\times 1} & I_{1\times 1} & 0_{1\times 1} \\ 0_{1\times 1} & 0_{1\times 1} & I_{1\times 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\vec{w}_{vel})_{3\times 1} \\ (w_{clock})_{1\times 1} \\ (w_{drift})_{1\times 1} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

其中, 下标表示变量的维数;  $\delta\vec{p}$  表示位置偏差矢量;  $\delta\vec{v}$  表示速度偏差矢量;  $b$  表示钟差;  $d$  表示钟差漂移;  $0$  表示零矩阵;  $I$  表示单位矩阵;  $\vec{w}_{vel}$  表示速度的噪声矢量;  $w_{clock}$  表示钟差的噪声矢量;  $w_{drift}$  表示钟差漂移的噪声矢量。对于高动态的应用场景, 则须重新选择合适的系统模型。

测量方程为基带测量信号预处理模块输出的伪距偏差和伪距率偏差, 根据第四章的方程(4.19)和(4.25)可以得到测量方程为:

$$\begin{aligned}\delta\rho^j &= e_1^j \delta x + e_2^j \delta y + e_3^j \delta z - b + \varepsilon_\rho^j \\ \delta\dot{\rho}^j &= e_1^j \delta\dot{x} + e_2^j \delta\dot{y} + e_3^j \delta\dot{z} - \dot{b} + \varepsilon_{\dot{\rho}}^j\end{aligned}\quad (5.31)$$

其中  $\delta\vec{p} = [\delta x, \delta y, \delta z]$ ,  $\delta\vec{v} = [\delta\dot{x}, \delta\dot{y}, \delta\dot{z}]$ ,  $j$  表示第  $j$  通道所跟踪的卫星。

按照第四章的方法, 为了抵消接收机钟差和钟差漂移的影响, 对基带测量信号预处理模块输出的伪距偏差和伪距率偏差作单差(GPS 卫星之间作差), 那么相应的系统方程(5.30)可以简化为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \delta \vec{p}_{3 \times 1} \\ \delta \vec{v}_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta \vec{p}_{3 \times 1} \\ \delta \vec{v}_{3 \times 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} \\ I_{3 \times 3} \end{bmatrix} (\vec{w}_{vel})_{3 \times 1} \quad (5.32)$$

设通道 1 观测的卫星为基准卫星，则基于卫星之间单差的观测方程表示为：

$$Z = \begin{bmatrix} \delta \rho^{j1} \\ \delta \dot{\rho}^{j1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1^{21} & e_2^{21} & e_2^{21} & 0 & 0 & 0 \\ e_1^{31} & e_2^{31} & e_2^{31} & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e_1^{n1} & e_2^{n1} & e_3^{n1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_1^{21} & e_2^{21} & e_2^{21} \\ 0 & 0 & 0 & e_1^{31} & e_2^{31} & e_2^{31} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & e_1^{n1} & e_2^{n1} & e_3^{n1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta \vec{p}_{3 \times 1} \\ \delta \vec{v}_{3 \times 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{\rho}^{11} \\ \varepsilon_{\rho}^{21} \\ \vdots \\ \varepsilon_{\rho}^{n1} \\ \varepsilon_{\dot{\rho}}^{11} \\ \varepsilon_{\dot{\rho}}^{21} \\ \vdots \\ \varepsilon_{\dot{\rho}}^{n1} \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

式中， $\delta \rho^{j1} = \delta \rho^j - \delta \rho^1$ ， $\delta \dot{\rho}^{j1} = \delta \dot{\rho}^j - \delta \dot{\rho}^1 (j=2, \dots, n)$ ， $n$  为跟踪卫星的数目， $e_i^{j1} = e_i^j - e_i^1 (i=1, 2, 3)$ ， $\varepsilon_{\rho}^{j1} = \varepsilon_{\rho}^j - \varepsilon_{\rho}^1$ ， $\varepsilon_{\dot{\rho}}^{j1} = \varepsilon_{\dot{\rho}}^j - \varepsilon_{\dot{\rho}}^1$ 。

根据方程(5.32)和(5.33)采用 Kalman 滤波器可以得到导航解。

## 5.2 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航算法

如果用 GPS/MIMU 组合导航滤波器代替图 5.1 (b)的导航滤波器，就可以得到 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航结构。GPS/MIMU 深组合导航系统结构如图 5.3 所示，主要包含：卫星接收模块（硬件部分）；基带数据预处理模块；惯性导航及组合导航模块；码、载波 NCO 控制量计算模块；卫星导航信息处理模块（在图中没有列出）。

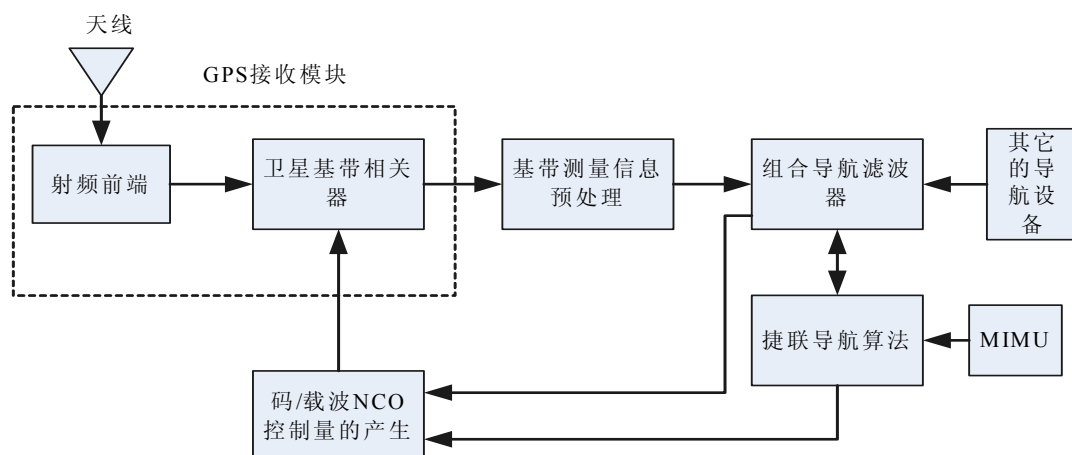


图 5.3 嵌入式深组合导航系统原理图

在图 5.3 中, 卫星接收模块(硬件部分)基带相关器输出的基带 I、Q 测量信号经过基带测量信息预处理模块得到伪距差、伪距率差等输出, 其中伪距差、伪距率差除了包含接收机本身的误差(如热噪声、晶振不稳定性偏差等)外, 还包含了 MIMU 惯性测量误差; 然后以基带测量信息预处理模块得到的伪距差、伪距率差作为导航滤波器的观测量, 采用滤波的方法估计出组合导航状态误差(位置、速度、姿态角、惯性器件误差等), 得到最优的组合导航解(位置、速度、姿态角等); 最后根据组合导航的解、电离层估计、卫星的位置、速度和接收机钟差及钟差漂移等估算出载波和码 NCO 控制量, 闭合载波和码跟踪回路。

嵌入式深组合导航系统具有如下优点:

第一、观测量中包含伪距加速度信息, 增强了用户钟差和 MIMU 偏差的可观性;

第二、由于导航滤波器的观测噪声方差阵直接采用预滤波器的状态协方差阵, 提高了导航滤波器估计精度。

第三、与普通的跟踪环路比较, 使用 I、Q 观测量可以提高测量精度。

在 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航系统中, 基带数据预处理模块采用 5.1 节中基带测量信号预处理算法(如最小二乘曲线拟合方法、线性滤波方法和非线性滤波方法)。而卫星导航信息处理模块包含导航数据解码、卫星位置和速度计算、测量信息的提取、误差修正和导航解算, 该模块与普通的 GPS 接收机中的卫星导航信息处理一样, 在此不作讨论。下面重点讨论组合导航模块和码、载波 NCO 控制量计算模块。

### 5.2.1 普通的导航滤波器模型

在一般的深组合导航滤波器中, 通常采用 17 状态的 Kalman 滤波器, 其状态误差矢量定义如下:

$$X = [\delta R^e, \delta V^e, \varepsilon^e, \delta \omega^b, \delta a^b, \delta b, \delta d] \quad (5.34)$$

其中,  $\delta R^e$  为位置偏差;  $\delta V^e$  为速度偏差;  $\varepsilon^e$  为姿态角偏差;  $\delta \omega^b$  为陀螺漂移;  $\delta a^b$  为加表零偏;  $\delta b$  为接收机钟差;  $\delta d$  为接收机钟差漂移。

而导航滤波器的测量值来自于  $N$  个基带预处理模块的输出, 其中  $N$  为接收到的卫星颗数, 每一颗卫星对应一个预处理滤波(PF), 每一个预处理滤波(PF)输出三个值即  $\delta p$ 、 $\Delta \delta p$  和  $\Delta \delta \dot{p}$ 。获取的公式如下:

$$Z_{nav} = \begin{bmatrix} \delta p \\ \Delta \delta p \\ \Delta \delta \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta \rho_0 \\ \delta \dot{\rho}_0 \cdot T \\ \delta \ddot{\rho}_0 \cdot T \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

其中,  $\delta\rho_0$ 、 $\delta\dot{\rho}_0$ 和 $\delta\ddot{\rho}_0$ 分别为基带预处理模块输出的距离误差、距离误差率和距离误差加速度,  $T$ 为基带预处理模块的更新周期。在每一个 PF 更新周期内, 产生  $3N$  个测量值, PF 的更新周期一般为 50Hz, 导航滤波器的更新周期比较慢, 一般为 1~10Hz。

测量方程的获取方法如下:

让  $R$  和  $R_s$  分别代表地心到接收机矢量和地心到 GPS 卫星矢量, 那么伪距可定义为:

$$\rho = |R_s - R| + \nu \quad (5.36)$$

式中, 伪距测量误差  $\nu$  包含接收机和卫星钟差、卫星轨道偏差和大气层传播误差, 其中接收机钟差  $b$  是最主要的误差项, 在 Kalman 滤波器中, 把它做为一个状态进行估计。

下面给出测量残差:

$$\delta z = \hat{\rho} - \rho + \nu \quad (5.37)$$

式中,  $\hat{\rho}$  为 SINS 估计的伪距,  $\nu$  为测量噪声。

对于一个特定的卫星, 伪距  $\rho$  可以表示成:

$$\rho = \left[ (x - x_s)^2 + (y - y_s)^2 + (z - z_s)^2 \right]^{\frac{1}{2}} + b \quad (5.38)$$

假定卫星  $(x_s, y_s, z_s)$  的位置精确知道, 则估算的  $\hat{\rho}$  在真实的伪距  $\rho$  点按照台劳级数展开得:

$$\hat{\rho} = \rho + \frac{\partial f}{\partial x}(\hat{x} - x) + \frac{\partial f}{\partial y}(\hat{y} - y) + \frac{\partial f}{\partial z}(\hat{z} - z) + \frac{\partial f}{\partial b}(\hat{b} - b) \quad (5.39)$$

其中,  $\rho = f(x, y, z, b)$ 。

对方程(5.38)求偏导数得:

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial x} &= \frac{x - x_s}{\rho_0}, & \frac{\partial f}{\partial y} &= \frac{y - y_s}{\rho_0} \\ \frac{\partial f}{\partial z} &= \frac{z - z_s}{\rho_0}, & \frac{\partial f}{\partial b} &= 1 \end{aligned} \quad (5.40)$$

其中,

$$\rho_0 = \left[ (x - x_s)^2 + (y - y_s)^2 + (z - z_s)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (5.41)$$

则:

$$\hat{\rho} = \rho + \frac{x - x_s}{\rho_0}(\hat{x} - x) + \frac{y - y_s}{\rho_0}(\hat{y} - y) + \frac{z - z_s}{\rho_0}(\hat{z} - z) + (\hat{b} - b) \quad (5.42)$$

定义卫星至接收机视线方向的单位矢量:



$$e^T = \frac{1}{\rho_0} [(x_s - x), (y_s - y), (z_s - z)] \quad (5.43)$$

根据方程(5.42)、(5.43)，可以获得方程：

$$\hat{\rho} - \rho = -e^T \delta R^e + \hat{b} - b = -e^T \delta R^e + \delta b \quad (5.44)$$

式中， $\delta R^e$  为地心地固系中的位置误差矢量。

若有  $n$  颗卫星，令

$$\delta \rho = \begin{pmatrix} \hat{\rho}_1 - \rho_1 \\ \hat{\rho}_2 - \rho_2 \\ \vdots \\ \hat{\rho}_n - \rho_n \end{pmatrix}, U = \begin{pmatrix} e_1^T \\ e_2^T \\ \vdots \\ e_n^T \end{pmatrix} \quad (5.45)$$

则方程(5.45)可重写成：

$$\delta \rho = -U \delta R^e + 1_n \delta b \quad (5.46)$$

其中， $1_n = (1, 1, \dots, 1)^T$ 。

在 GPS 接收机中利用多普勒来确定伪距率，而当积分时间比较小时，伪距率的积分就可以得到伪距增量，可以表示成：

$$\Delta \rho = \int_{t_1}^{t_2} \dot{\rho} dt = \rho_2 - \rho_1 \quad (5.47)$$

SINS 估计的伪距增量  $\Delta \hat{\rho}$  和 GPS 测量的伪距增量  $\Delta \rho$  之差可表示成：

$$\Delta \hat{\rho} - \Delta \rho = \hat{\rho}_2 - \rho_2 - (\hat{\rho}_1 - \rho_1) \quad (5.48)$$

根据方程(5.44)，式(5.48)改写成：

$$\Delta \hat{\rho} - \Delta \rho = -e^T(t_2) \delta R^e(t_2) + \delta b(t_2) + e^T(t_1) \delta R^e(t_1) \delta b(t_1) \quad (5.49)$$

使用下面的近似关系

$$\begin{aligned} \delta R^e(t_1) &= \delta R^e(t_2) - \Delta t \delta V^e(t_2) + \frac{1}{2} \Delta t^2 \delta a^e(t_2) \\ \delta b(t_1) &= \delta b(t_2) - \Delta t \delta d(t_2) \end{aligned} \quad (5.50)$$

式中， $\delta a^e$  为 ECEF 系中的加速度偏差； $\delta d$  为接收机钟差漂移。

于是可以得到：

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\rho} - \Delta \rho &= -[e^T(t_2) - e^T(t_1)] \delta R^e(t_2) - \Delta t e^T(t_1) \delta V^e(t_2) \\ &\quad + \frac{1}{2} \Delta t^2 e^T(t_1) \delta a^e(t_2) + \Delta t \delta d(t_2) \end{aligned} \quad (5.51)$$

式中  $t_2$  为当前的时刻。

$\delta a^e$  误差可以由下式近似：

$$\delta a^e = C_b^e \delta a^b + \tilde{a}^e \varepsilon^e \quad (5.52)$$

$\varepsilon^e$  为姿态角误差,  $\tilde{a}^e$  为  $a^e$  的反对称阵。

于是方程(5.52)成为

$$\Delta\hat{\rho} - \Delta\rho = -\Delta e^T \delta R^e - \Delta t e_1^T \delta V^e + \frac{1}{2} \Delta t^2 e_1^T C_b^e \delta a^b + \frac{1}{2} \Delta t^2 e_1^T \tilde{a}^e \varepsilon^e + \Delta t \delta d \quad (5.53)$$

式中,  $\Delta e^T = e^T(t_2) - e^T(t_1)$ ,  $e_1^T = e^T(t_1)$ 。

若有  $n$  颗卫星, 定义

$$\delta\Delta\rho = \begin{pmatrix} (\Delta\hat{\rho} - \Delta\rho)_1 \\ (\Delta\hat{\rho} - \Delta\rho)_2 \\ \vdots \\ (\Delta\hat{\rho} - \Delta\rho)_n \end{pmatrix}, \Delta U = \begin{pmatrix} (\Delta e^T)_1 \\ (\Delta e^T)_2 \\ \vdots \\ (\Delta e^T)_n \end{pmatrix}, U_1 = \begin{pmatrix} (e_1^T)_1 \\ (e_1^T)_2 \\ \vdots \\ (e_1^T)_n \end{pmatrix} \quad (5.54)$$

则

$$\delta\Delta\rho = -\Delta U \delta R^e - \Delta t U_1 \delta V^e + \frac{1}{2} \Delta t^2 U_1 C_b^e \delta a^b + \frac{1}{2} \Delta t^2 U_1 \tilde{a}^e \varepsilon^e + \Delta t 1_n \delta d \quad (5.55)$$

按照与伪距增量同样的办法,  $\Delta\delta\dot{p}$  可以表示成:

$$\delta\Delta\dot{p} = -\Delta U \delta V^e - \Delta t U_1 \tilde{a}^e \varepsilon^e - \Delta t U_1 C_b^e \delta a^b \quad (5.56)$$

根据方程(5.46)、(5.55)和(5.56)与状态变量相关联的测量方程可表示如下:

$$\begin{bmatrix} \delta p \\ \delta\Delta p \\ \delta\Delta\dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -U & \underline{0} & \underline{0} & \underline{0} & \underline{0} & 1_n & 0_n \\ -\Delta U & -\Delta t U_1 & \frac{1}{2} \Delta t^2 U_1 \tilde{a}^e & \underline{0} & \frac{1}{2} \Delta t^2 U_1 C_b^e & 0_n & 1_n \cdot \Delta t \\ \underline{0} & -\Delta U & -\Delta t U_1 \tilde{a}^e & \underline{0} & -\Delta t U_1 C_b^e & 0_n & 0_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta R^e \\ \delta V^e \\ \varepsilon^e \\ \delta\omega^b \\ \delta a^b \\ \delta b \\ \delta d \end{bmatrix} \quad (5.57)$$

其中,  $\underline{0} = (0 \ 0 \ 0)$ ;  $0_n = (0, 0, \dots, 0)^T$ 。

导航滤波器的测量噪声的协方差矩阵和预滤波器的状态变量的协方差矩阵  $P$  直接相关, 所以伪距的方差可以表示为:

$$E(\delta p^2) = K_1^2 E(\varepsilon^2) = K_1^2 P_{44} \quad (5.58)$$

对于伪距增量  $\delta\Delta p$ , 有:

$$E(\delta\Delta p^2) = K_2^2 E[(\phi - \phi_{old})^2] = K_2^2 E[\phi^2 - 2\phi\phi_{old} + \phi_{old}^2] \quad (5.59)$$

由于  $\phi = \phi_{old} + \dot{\phi}_{old} \Delta t + \frac{1}{2} \ddot{\phi}_{old} \Delta t^2$ , 代入到方程(5.59)可得:

$$E(\delta\Delta p^2) = K_2^2 [P_{33} - (P_{33})_{old} - 2\Delta t (P_{23})_{old} - \Delta t^2 (P_{13})_{old}] \quad (5.60)$$

对于伪距率增量  $\delta\Delta\dot{\rho}$ ，由于  $\dot{\phi} = \dot{\phi}_{old} + \ddot{\phi}_{old}\Delta t$ ，有：

$$E(\delta\Delta\dot{\rho}^2) = K_2^2 [P_{22} - (P_{22})_{old} - 2\Delta t (P_{12})_{old}] \quad (5.61)$$

### 5.2.2 降维导航滤波器的设计

在一般的深组合导航滤波器中，通常采用包含钟差和钟差漂移的 17 状态的 Kalman 滤波器，从而增加了深组合导航系统的计算负担。按照第四章的分析，观测可采用伪距偏差差分和多普勒偏差差分（星间差）来抵消接收机钟差和钟差漂移影响，从而降低滤波器的维数，提高计算效率。所以在组合导航滤波器设计中，状态变量选为： $X = [\delta R^e, \delta V^e, \varepsilon, \delta\omega, \delta a]$ ，即位置偏差  $\delta R^e$ 、速度偏差  $\delta V^e$ 、姿态角偏差  $\varepsilon$ 、陀螺漂移  $\delta\omega$ 、加表零偏  $\delta a$ 。

根据方程(5.46)，并以第一卫星为基准卫星，基于伪距星间差分的测量方程为：

$$\nabla\delta\rho = -\nabla U\delta R^e \quad (5.62)$$

其中，

$$\nabla\delta\rho = \begin{pmatrix} \delta\rho_2 - \delta\rho_1 \\ \delta\rho_3 - \delta\rho_1 \\ \vdots \\ \delta\rho_n - \delta\rho_1 \end{pmatrix}, \nabla U = \begin{pmatrix} e_2^T - e_1^T \\ e_3^T - e_1^T \\ \vdots \\ e_n^T - e_1^T \end{pmatrix} \quad (5.63)$$

根据方程(5.55)，并以第一卫星为基准卫星，基于伪距增量星间差分的测量方程为：

$$\nabla\delta\Delta\rho = -\nabla\Delta U\delta R^e - \Delta t\nabla U_1\delta V^e \quad (5.64)$$

其中，

$$\nabla\delta\Delta\rho = \begin{pmatrix} \delta\Delta\rho_2 - \delta\Delta\rho_1 \\ \delta\Delta\rho_3 - \delta\Delta\rho_1 \\ \vdots \\ \delta\Delta\rho_n - \delta\Delta\rho_1 \end{pmatrix}, \nabla\Delta U = \begin{pmatrix} (\Delta e^T)_2 - (\Delta e^T)_1 \\ (\Delta e^T)_3 - (\Delta e^T)_1 \\ \vdots \\ (\Delta e^T)_n - (\Delta e^T)_1 \end{pmatrix}, \nabla U_1 = \begin{pmatrix} (e_1^T)_2 - (e_1^T)_1 \\ (e_1^T)_3 - (e_1^T)_1 \\ \vdots \\ (e_1^T)_n - (e_1^T)_1 \end{pmatrix} \quad (5.65)$$

而对于伪距率增量测量值由于和钟差、钟差漂移无关，所以不作差分，可以简化表示成：

$$\delta\Delta\dot{\rho} = -\Delta U\delta V^e - \Delta t U_1 C_b^e \delta a^b \quad (5.66)$$

综合考虑方程(5.62)、(5.64)和(5.66)，则测量方程为：

$$\begin{bmatrix} \nabla \delta \rho \\ \nabla \delta \Delta \rho \\ \delta \Delta \dot{\rho} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\nabla U & \underline{0} & \underline{0} & \underline{0} & \underline{0} \\ -\nabla \Delta U & -\Delta t \nabla U_1 & \underline{0} & \underline{0} & \underline{0} \\ \underline{0} & -\Delta U & \underline{0} & \underline{0} & -\Delta t U_1 C_b^e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta R^e \\ \delta V^e \\ \varepsilon \\ \delta \omega^b \\ \delta a^b \end{bmatrix} \quad (5.67)$$

### 5.2.3 码、载波 NCO 控制量的计算

码、载波 NCO 控制量计算模块就是根据导航解、卫星位置和速度、对流层延时估计、电离层延时估计和用户钟差来估计伪距和伪距率，然后产生码、载波 NCO 控制量（频率控制），用来闭合码、载波跟踪回路，其信息流图如下图所示：

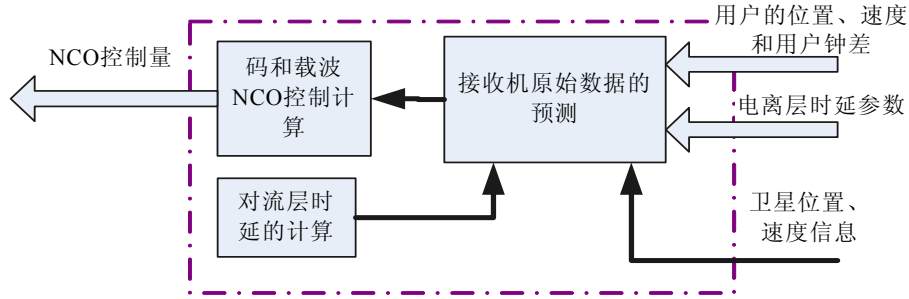


图 5.4 码、载波 NCO 控制量计算信息流图

码伪距和载波伪距的估算值可以表示为：

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_{carrier} &= e^T (\bar{R}_{SV}(t_1) - \bar{R}_R(t_2)) + c(\Delta t_R - \Delta t_{SV}) - \delta d_I + \Delta \varepsilon_0 \\ \hat{\rho}_{code} &= e^T (\bar{R}_{SV}(t_1) - \bar{R}_R(t_2)) + c(\Delta t_R - \Delta t_{SV}) + \delta d_I + \Delta \varepsilon_0 \end{aligned} \quad (5.68)$$

其中， $e^T$  为卫星至接收机之间的单位视线矢量， $\bar{R}_{SV}$  为卫星位置矢量， $\bar{R}_R$  为接收机位置矢量， $\Delta t_R$  为接收机钟差， $\Delta t_{SV}$  为卫星钟差。

而码伪距率、载波伪距率和伪距的加速度的估算可以表示为：

$$\begin{aligned} \hat{\dot{\rho}}_{carrier} &= e^T (\bar{V}_{SV}(t_1) - \bar{V}_R(t_2)) + c(\Delta \dot{t}_R - \Delta \dot{t}_{SV}) - \delta \dot{d}_I \\ \hat{\dot{\rho}}_{code} &= e^T (\bar{V}_{SV}(t_1) - \bar{V}_R(t_2)) + c(\Delta \dot{t}_R - \Delta \dot{t}_{SV}) + \delta \dot{d}_I \\ \hat{\ddot{\rho}} &= e^T (\bar{A}_{SV}(t_1) - \bar{A}_R(t_2)) + c(\Delta \ddot{t}_R - \Delta \ddot{t}_{SV}) \end{aligned} \quad (5.69)$$

根据方程(5.68)和(5.69)从而估计出码/载波的相位值、多普勒频率和多普勒频率的漂移如下：

$$\begin{cases} \ddot{\phi}_{carr} = -\frac{2\pi\hat{\rho}}{\lambda} \\ \dot{\phi}_{carr} = -\frac{2\pi\hat{\rho}_{carrier}}{\lambda} \\ \phi_{carr} = \phi_{SV} - \text{mod}\left(\frac{2\pi\hat{\rho}_{carrier}}{\lambda}, 2\pi\right) \end{cases} \quad (5.70)$$

$$\begin{cases} \ddot{\psi}_{code} = -\frac{\hat{\rho}}{\lambda_{CA}} \\ \dot{\psi}_{code} = -\frac{\hat{\rho}_{code}}{\lambda_{CA}} \\ \psi_{code} = \psi_{SV} - \text{mod}\left(\frac{\hat{\rho}_{code}}{\lambda_{CA}}, L_m\right) \end{cases} \quad (5.71)$$

其中,  $L_m$  为一个周期码片数 1023。

为了验证 GPS/MIMU 估算的多普勒精度, 静态采集 1000s 的 GPS/MIMU 组合导航的位置、速度等数据, 同时采集 GPS 的星历数据, 估算 GPS 卫星的位置、速度、电离层延时, 从而得到 GPS/MIMU 组合导航估计的多普勒频移, 其中 MIMU 的性能指标如第二章表 2.3 所示。图 5.5 为 GPS/MIMU 计算的多普勒与实际的多普勒之差(以其中的两颗卫星为例)。

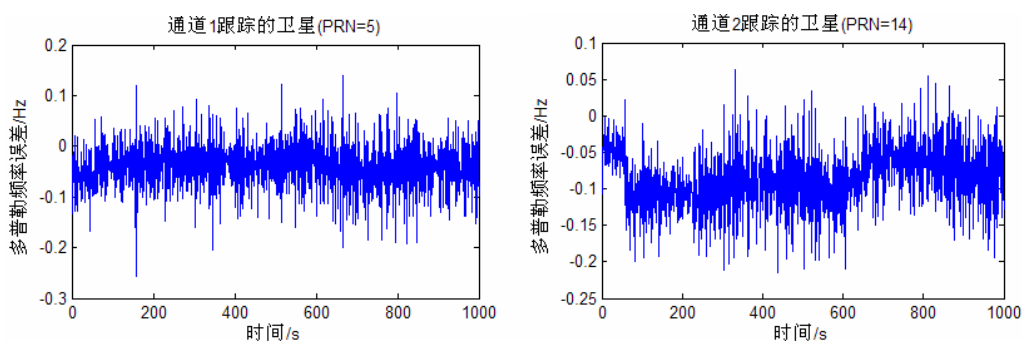


图 5.5 GPS/MIMU 组合导航估计的多普勒频率与真实测量的多普勒频率差

从图 5.5 可以看出, 由 GPS/MIMU 组合导航解算得到的多普勒频率估计精度在 0.2Hz 以内, 可以用来闭合码和载波跟踪回路。

### 5.3 基于 UKF 基带信号预滤波器的设计

对于处理非线性问题, 使用最广的当属基于局部线性化(一阶 Taylor 级数展开)的 EKF。虽然 EKF 易于实现、应用广泛, 但 EKF 是一种近似非线性滤波器, 它假设系统的随机部分服从高斯分布, 并且假设系统的非线性模型可以由在当前状态

展开的线性模型很好的近似。几十年来的工程应用经验表明：EKF 鲁棒性不强，易于发散，只对更新区间内近似线性的非线性系统有效。为了克服 EKF 的以上弱点，UKF 逐渐成为学术界研究非线性系统估计问题的热点和有效方法。与 EKF 方法相比，UKF 方法直接采用非线性模型，具有更好的估计精度，但同时计算量增加也不大。因此，本节重点分析基于 UKF 的基带信号预滤波器设计。

### 5.3.1 UKF 滤波的基础

UT 变换是 UKF 滤波的核心和基础，它是一种计算随机变量经过非线性变换后统计特性的方法。它是根据给定的均值  $\bar{x}$  和协方差矩阵  $P$  来计算一系列加权值  $w_i$  和 sigma 点  $\chi_i$ ，满足如下条件<sup>[14]</sup>：

$$\begin{cases} \sum_{i=0}^{p-1} w_i = 1 \\ \sum_{i=0}^{p-1} w_i \chi_i = \bar{x} \\ \sum_{i=0}^{p-1} w_i (\chi_i - \bar{x})(\chi_i - \bar{x})^T = P \end{cases} \quad (5.72)$$

其中  $p$  为 sigma 点的数目。下面分析如何产生 sigma 点和 UT 变换如何处理非线性问题。

#### 1 UT 变换

设随机变量  $x$  经过非线性变换得到：

$$y = g(x) \quad (5.73)$$

这里  $x$  是均值为  $\bar{x}$  和方差为  $P$  的高斯随机向量，维数为  $L$ ，则  $y$  的统计特性可以通过下述的 UT 变换获得。

包含  $p = 2L + 1$  个向量  $\chi_i$  和相应的权值为  $w_i$  可以表示成<sup>[177]</sup>：

$$\chi_i = \begin{cases} \bar{x} & i = 0 \\ \bar{x} + \sqrt{(L + \kappa)} \sigma_i & i = 1, \dots, L \\ \bar{x} - \sqrt{(L + \kappa)} \sigma_{i-L} & i = L + 1, \dots, 2L \end{cases} \quad (5.74)$$

$$w_i = \begin{cases} \kappa / (L + \kappa) & i = 0 \\ 1 / (2(L + \kappa)) & i = 1, \dots, 2L \end{cases} \quad (5.75)$$

其中， $\kappa$  是一个标量，用于控制每个点到均值的距离(尺度，Scaling)。 $\sigma_i$  为协方差  $S$  均方根矩阵的第  $i$  列， $S$  可以通过 Cholesky 分解得到：

$$SS^T = P \quad (5.76)$$

Julier 和 Uhlmann<sup>[177]</sup>指出对于单维的高斯分布系统, 当  $\kappa = 3 - L$  时是最优的, 而对于多维系统, 当  $0 < \kappa + L < 3$  时, 预测均值的绝对误差小于线性化的预测均值的绝对误差。

对于高采样率的系统来说, Sigma 点的数目将明显增加, 从而加大了计算负担。Julier 和 Uhlmann<sup>[178]</sup>提出一种减少 Sigma 点数目的办法, 通过选择 Sigma 点匹配一、二阶矩, 而使三阶矩最小, 这样可以使 Sigma 点的数目减少到  $L+2$ , 得出的 Sigma 点称之为最小不对称的单形点(Skew simplex points)。但是随着状态变量维数的增加, 最小不对称单形点的超球面半径急剧的增大到  $2^{L/2}$ , 促使 Sigma 集合到均值点的距离变大, 尽管仍然保持了随机变量的均值和方差特性, 但已不是局部样本。为了克服该问题, Julier 对方程(5.72)增加如下限制条件<sup>[179]</sup>:

- (1) 第 0 个加权值由设计者选择, 其它的加权值都相同;
- (2) 第 0 个 Sigma 点为均值, 其余的位于以均值为中心的超球面内。

基于 0 均值和单位协方差的球形单形(Spherical Simplex)UT 变换的算法如下:

- 1、选择第 0 个加权值满足:  $0 \leq w_0 \leq 1$ 。
- 2、计算其它的加权序列:  $w_i = (1 - w_0)/(L+1) \quad i = 1, \dots, L+1$
- 3、按照如下的方法初始化 Sigma 点序列:

$$\chi_{u,0}^1 = [0], \chi_{u,1}^1 = \left[ \frac{-1}{\sqrt{2w_1}} \right], \chi_{u,2}^1 = \left[ \frac{1}{\sqrt{2w_1}} \right]$$

- 4、计算其它 Sigma 点 ( $j = 2, \dots, L$ )

$$\chi_{u,i}^j = \begin{cases} \begin{bmatrix} \chi_{u,0}^{j-1} \\ 0 \end{bmatrix} & i = 0 \\ \begin{bmatrix} \chi_{u,i}^{j-1} \\ -1/\sqrt{j(j+1)w_1} \end{bmatrix} & i = 1, \dots, j \\ \begin{bmatrix} 0^{j-1} \\ j/\sqrt{j(j+1)w_1} \end{bmatrix} & i = j+1 \end{cases}$$

其中, 上标  $j$  表示状态向量的维数, 下标  $i$  表示 Sigma 序列。

对于任意均值和协方差的 Sigma 点序列可以按照如下公式计算:

$$\chi_i = \bar{x} + S \chi_{u,i}, \quad i = 0, \dots, L+1 \quad (5.77)$$

## 2 SUT 变换

虽然球形单形 Sigma 点的有界超球面的半径要小于最小不对称单形点的有界超球面半径, 但是也会存在随着系统维数的增加, Sigma 集合到均值点的距离变大

的问题。例如，当  $L=9$ ， $w_0=0.5$  时，超球面的半径为  $\sqrt{L/(1-w_0)} \approx 4.24$ 。在这种情况下，如果载波跟踪环相位不确定为  $15^\circ$ ，那么相位的采样范围为  $\pm 63^\circ$ 。为了解决这个问题，Julier 提出了 SUT(Scaled UT)变换，SUT 变换通过引入附加的控制参数来解决上述问题。

下面给出 SUT 算法：

1、根据普通的 UT 变换或球形单形 UT 变换计算 Sigma 点，公式为：

$$\chi_i = \begin{cases} \bar{x} & i = 0 \\ \bar{x} + \alpha \sqrt{(L+\kappa)} \sigma_i & i = 1, \dots, L \\ \bar{x} - \alpha \sqrt{(L+\kappa)} \sigma_{i-L} & i = L+1, \dots, 2L \end{cases} \quad (5.78)$$

$$\chi_i = \bar{x} + \alpha S \chi_{u,i}, \quad i = 0, \dots, L+1 \quad (5.79)$$

其中  $\alpha$  为刻度参数，为一小的正数（如  $10^{-4} \leq \alpha \leq 1$ ）<sup>[180]</sup>。

2、修正均值的加权序列

$$w_i^m = \begin{cases} (w_0 - 1)/\alpha^2 + 1 & i = 0 \\ w_i/\alpha^2 & i \neq 0 \end{cases} \quad (5.80)$$

3、修正协方差的加权序列

$$w_i^c = \begin{cases} (w_0 - 1)/\alpha^2 + 2 + \beta - \alpha^2 & i = 0 \\ w_i/\alpha^2 & i \neq 0 \end{cases} \quad (5.81)$$

其中  $\beta$  作用为减少高阶矩的影响，对于高斯分布， $\beta=2$  是最优的<sup>[181]</sup>。

比较表达式(5.80)和(5.81)的第 0 个加权值可得：

$$w_0^c = w_0^m + 1 + \beta - \alpha^2 \quad (5.82)$$

如果使用  $w_0^c$  球形单形 Sigma 点，那么可以使用超球面半径的倒数作为刻度因子，使得 Sigma 点的采样位于  $\pm 1\sigma$  内：

$$\alpha = \sqrt{(1-w_0)/L} \quad (5.83)$$

这样  $y$  的均值和方差变为

$$y_i = g(\chi_i) \quad i = 0, 1, \dots, 2L \quad (5.84)$$

$$\bar{y} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^m y_i \quad (5.85)$$

$$P_y = \sum_{i=0}^{2L} W_i^c [y_i - \bar{y}][y_i - \bar{y}]^T \quad (5.86)$$

表 5.1 总结了多维系统的线性变换、普通的 UT 变换、球形单形 UT 变换和 SUT 变换的性能比较<sup>[114]</sup>。



表 5.1 变换后的均值和协方差的精度

|            | 均值  | 协方差 |
|------------|-----|-----|
| 线性变换       | 1 阶 | 3 阶 |
| 普通的 UT 变换  | 3 阶 | 3 阶 |
| 球形单形 UT 变换 | 2 阶 | 2 阶 |
| SUT 变换     | 2 阶 | 2 阶 |

### 5.3.2 基于 UKF 预滤波的设计

针对基带预处理模块的系统模型(5.24)和非线性测量模型(5.26)的加性噪声特点, 下面给出适用于加性噪声的 UKF 滤波方法。

设非线性系统

$$\begin{aligned} X_{k+1} &= f(X_k) + v_k \\ Z_k &= h(X_k) + n_k \end{aligned} \quad (5.87)$$

这里, 设  $v_k$  为高斯白噪声, 协方差矩阵为  $Q_k = E(v_k v_k^T)$ ;  $n_k$  为高斯白噪声, 协方差矩阵为  $R_k = E(n_k n_k^T)$ , 且  $v_k$  与  $n_k$  互不相关; 设状态变量  $X_k$  初始分布的均值为  $\bar{X}_0$ , 方差矩阵为  $P_0$ 。

基于方程(5.87)的 UKF 算法为:

**初始化:**

1、初始化状态变量  $\hat{X}_{0|0}$  和其协方差:

$$P_{0|0} = E \left[ (X_{0|0} - \hat{X}_{0|0})(X_{0|0} - \hat{X}_{0|0})^T \right] \quad (5.88)$$

2、使用 0 均值和单位协方差的球形单形(Spherical Simplex)UT 变换的算法计算加权序列和 Sigma 点  $\{w_i, \chi_{u,i}\}$ , 然后根据方程(5.80)和(5.81)计算均值的加权序列  $w_i^m$  和协方差的加权序列  $w_i^c$ 。

3、使用 Cholesky 分解获得均方根矩阵  $S_{0|0}$ , 使得  $S_{0|0}(S_{0|0})^T = P_{0|0}$ , 然后计算刻度化后的 Sigma 点:

$$\chi'_{i,0|0} = \hat{X}_{0|0} + \alpha S_{0|0} \chi_{u,i} \quad (5.89)$$

**预测:**

1、使用系统方程计算变换后的 Sigma 点:

$$\chi'_{i,k|k-1} = f(\chi'_{i,k-1|k-1}) \quad (5.90)$$

2、计算变换后的均值和协方差:

$$\begin{aligned}\hat{X}_{k|k-1} &= \sum_{i=0}^{p-1} w_i^m \chi'_{i,k|k-1} \\ P_{k|k-1} &= \sum_{i=0}^{p-1} w_i^c \left( \chi'_{i,k|k-1} - \hat{X}_{k|k-1} \right) \left( \chi'_{i,k|k-1} - \hat{X}_{k|k-1} \right)^T\end{aligned}\quad (5.91)$$

3、使用 Cholesky 分解获得均方根矩阵  $S_{k|k-1}$ ，使得  $S_{k|k-1} (S_{k|k-1})^T = P_{k|k-1}$ ，然后计算刻度化后的 Sigma 点：

$$\chi'_{i,k|k-1} = \hat{X}_{k|k-1} + \alpha S_{k|k-1} \chi_{u,i} \quad (5.92)$$

**测量更新：**

1、使用测量模型计算转换后的 Sigma 点：

$$Z_{i,k|k-1} = h(\chi'_{i,k|k-1}) \quad (5.93)$$

2、从转换后的 Sigma 点计算预测的测量值：

$$\hat{Z}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{p-1} w_i^m Z_{i,k|k-1} \quad (5.94)$$

3、计算状态变量和测量变量之间协方差矩阵：

$$P_{XZ,k} = \sum_{i=0}^{p-1} w_i^c \left( \chi'_{i,k|k-1} - \hat{X}_{k|k-1} \right) \left( Z_{i,k|k-1} - \hat{Z}_{k|k-1} \right)^T \quad (5.95)$$

4、计算更新序列的协方差矩阵：

$$P_{nn,k} = \sum_{i=0}^{p-1} w_i^c \left( Z_{i,k|k-1} - \hat{Z}_{k|k-1} \right) \left( Z_{i,k|k-1} - \hat{Z}_{k|k-1} \right)^T + R_k \quad (5.96)$$

5、余下的更新方程为：

$$\begin{aligned}K_k &= P_{XZ,k} (P_{nn,k})^{-1} \\ \hat{X}_{k|k} &= \hat{X}_{k|k-1} + K_k (Z_k - \hat{Z}_{k|k-1}) \\ P_{k|k} &= P_{k|k-1} - K_k P_{nn,k} (K_k)^T\end{aligned}\quad (5.97)$$

其中  $K_k$  为 Kalman 滤波器的增益。

6、使用 Cholesky 分解获得均方根矩阵  $S_{k|k}$ ，使得  $S_{k|k} (S_{k|k})^T = P_{k|k}$ ，然后计算刻度化后的 Sigma 点：

$$\chi'_{i,k|k} = \hat{X}_{k|k} + \alpha S_{k|k} \chi_{u,i} \quad (5.98)$$

方程(5.97)的第三式可以重新表示成：

$$\begin{aligned}P_{k|k} &= P_{k|k-1} - K_k P_{nn,k} (K_k)^T = P_{k|k-1} - K_k P_{nn,k} (P_{nn,k})^{-1} H_k P_{k|k-1} \\ &= (I - K_k H_k) P_{k|k-1}\end{aligned}\quad (5.99)$$

### 5.3.3 基带预处理算法性能分析比较

针对 5.1.1 节中的基带预处理不同算法的模型,分别采用线性 Kalman 滤波方法和 UKF 方法进行参数估计。为了验证两种算法的性能,利用 New Star210 GPS 中频信号采样器采集实际 GPS 数据并存盘,然后进行事后跟踪处理,并保存基带 I、Q 数据。下面以其中一通道的基带 I、Q 数据为例,来比较说明线性 Kalman 滤波方法和 UKF 方法性能。估计的伪距、伪距率、伪距加速度、电离层延迟、电离层延迟率结果如图 5.6、图 5.7 所示。

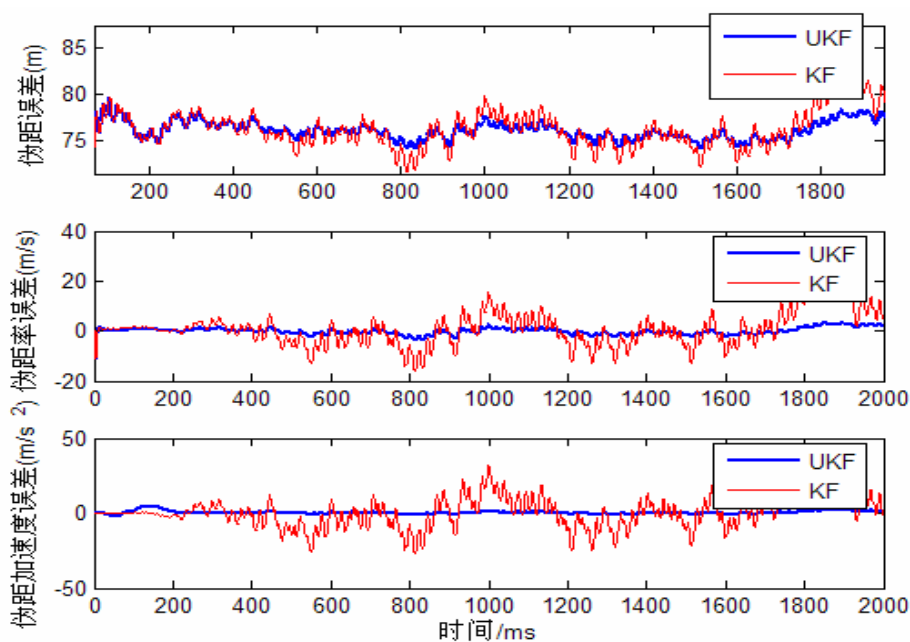


图 5.6 伪距、伪距率和伪距加速度的滤波比较

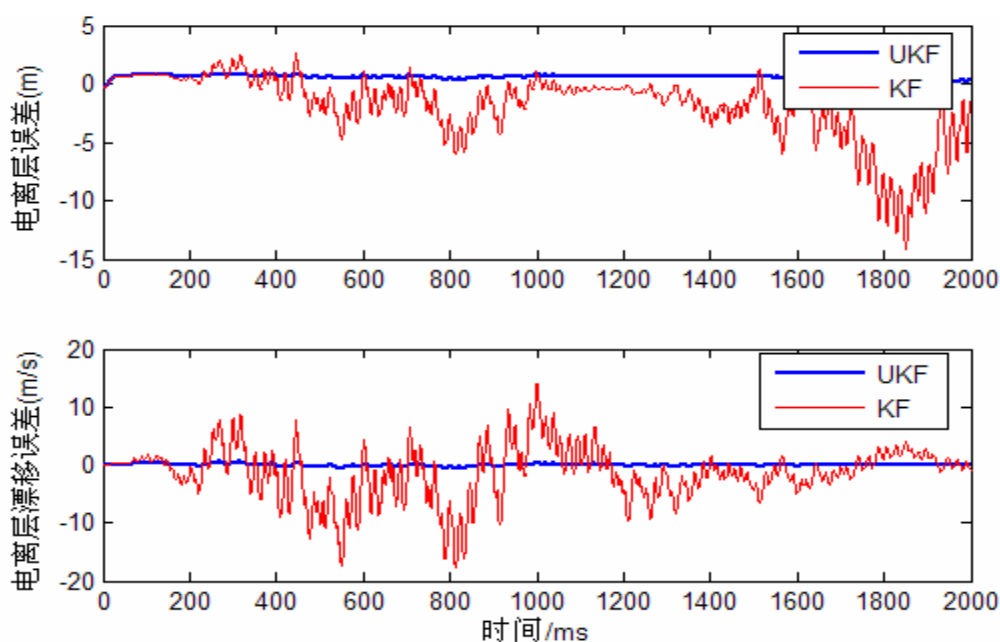


图 5.7 电离层延迟、电离层延迟率的滤波比较

从图 5.6 和图 5.7 可以看出,采用 UKF 算法可以提高基带测量信号估计的精度,因此基于 UKF 的基带预处理算法能够很好的处理非线性问题,提高滤波的精度。

## 5.4 本章小结

本章采用结构紧凑的 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航技术来进一步解决高动态、高干扰环境下的应用问题。

(1) 论述了 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航算法的基础——矢量跟踪环结构,着重分析了三种基带测量信号预处理方法,然后用 GPS/MIM 组合导航滤波器替代矢量跟踪环结构中的导航滤波器,得到了 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航的结构。

(2) 分析了 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航系统的导航滤波器的设计,针对低成本 MIMU,采用一种降维导航滤波新算法——观测量采用伪距偏差和伪距率偏差的星间差,来降低导航滤波器维数,提高导航滤波性能。经过静态试验验证 GPS/MIMU 组合导航系统估计的多普勒频率精度,结果表明:多普勒频率估计精度在 0.2Hz 以内,可以用来闭合码和载波跟踪回路。

(3) 针对基带信号预滤波的非线性问题,设计了一种基于 UKF 方法的基带测量信号滤波方法,并对其滤波性能进行了分析比较:UKF 的基带预处理算法能够很好的处理非线性问题,提高了基带信号预滤波的精度。

## 第六章 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的实现

本章对 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统进行了工程实现，以基于射频前端和基带芯片的 GPS 接收模块及 MIMU 为核心部件集成了一套 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统，并设计开发 GPS 接收机软件及 GPS/MIMU 嵌入式组合导航软件。本章首先分析 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的结构组成，然后从试验和测试的角度介绍了系统的试验测试方案，并对系统的关键指标进行了试验测试和对试验结果进行了分析。

### 6.1 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的结构组成

由低成本微惯性测量单元(MIMU)、卫星导航接收机模块、其它的导航设备(磁强计等)和高性能任务处理器等构成的低成本嵌入式组合导航系统，系统直接使用基带测量输出信号和 MIMU 测量的比力、角速度信息，通过处理器进行信息融合，对接收机的环路进行闭合，实现载波环和码环的跟踪，导航解算和综合滤波等处理。系统采用模块化设计，使系统具有良好的开放性、可扩展性和可维护性，且具有面向不同卫星导航系统进行嵌入式组合导航的能力。

#### 6.1.1 系统的组成

GPS/MIMU 嵌入式导航系统包含 MIMU 模块、GPS 接收模块、其它的导航设备(磁强计等)和微处理器模块，其结构框图如图 6.1 所示。

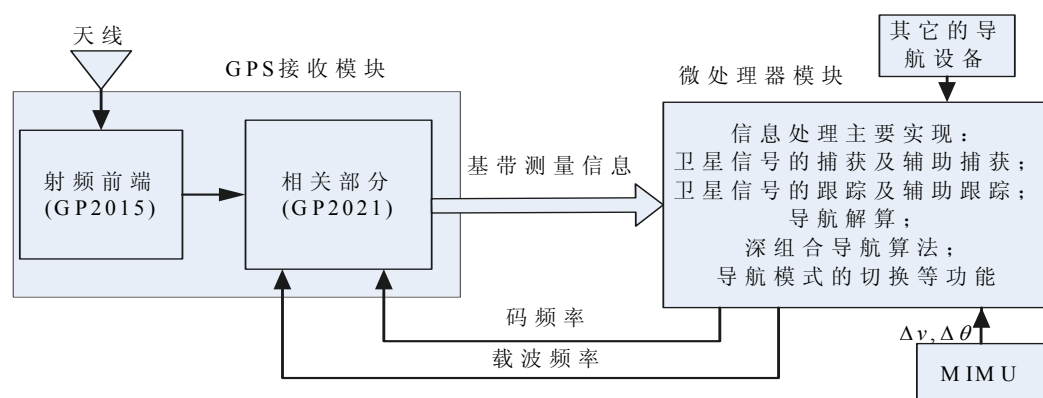


图 6.1 GPS/MIMU 嵌入式导航系统结构框图

在图 6.1 中，MIMU 模块采用 3 个微机械石英陀螺仪以及 3 个微机械加速度计构成的微惯性测量组合；GPS 接收模块包含射频前端和基带两大部分，可以直接对基带寄存器进行控制和访问；通过单一微处理器模块实现卫星信号的捕获、跟

踪、导航解算、组合导航及导航模式切换等功能；其它导航设备可以根据实际需要进行选择，如磁强计、高度计等。下面重点论述 MIMU 模块和 GPS 接收模块。

## 1 MIMU 模块

利用 3 个微机械陀螺以及 3 个微加速度计分别测量载体的角运动和线运动，然后经过模数转换以及数字处理单元进行纯惯性导航解算，最终得到载体的三维姿态信息、三维速度、位置坐标信息。MIMU 模块采用低成本、低精度的 XW\_IMU5200 惯性测量单元，主要的技术指标如表 2.3 所示。

## 2 GPS 卫星接收模块

在高性能的嵌入式应用领域中，为了使基带控制、导航定位算法和其它的(如惯性导航系统)软件一体化集成，采用的 GPS 接收模块应满足如下条件：能够访问控制基带寄存器，可以通过软件闭合基带控制回路。论文中所采用的 GPS 接收模块如图 6.2 所示。

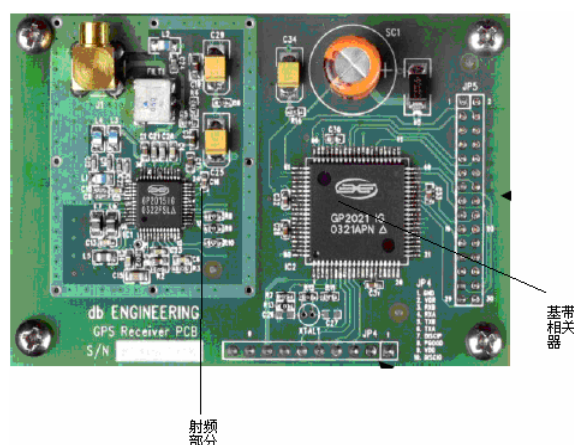


图 6.2 嵌入式 GPS 接收模块硬件图

在图 6.2 中仅包含射频前端和基带两大部分，可以通过微处理器直接对基带寄存器进行控制和访问，闭合基带控制回路(码跟踪环回路和载波跟踪环回路)。

图 6.3 给出了 GPS 接收模块的功能框图。

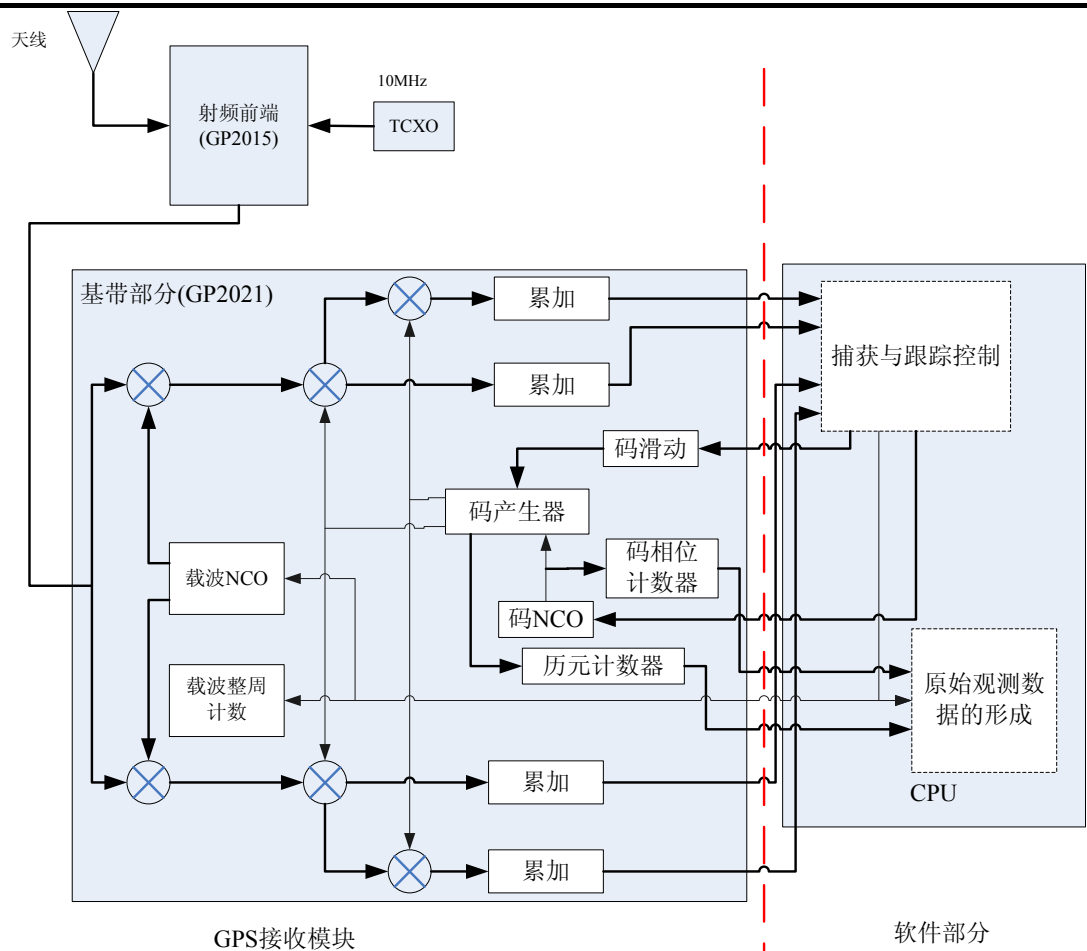


图 6.3 GPS 接收模块的功能图

在图 6.3 中，虚线左边的部分为 GPS 接收模块的功能框图，射频部分采用 GP2015 芯片，而基带相关部分采用 GEC 生产的 12 通道并行相关器集成芯片 GP2021，其详细的说明见说明书[182][183]。

6.1.2 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的信息结构

GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统信息流程基本过程为使用基带测量输出信号和 MIMU 测量的比力、角速度信息，通过处理器进行信息融合，对接收机的环路进行闭合，详细的信号流如图 6.4 所示。

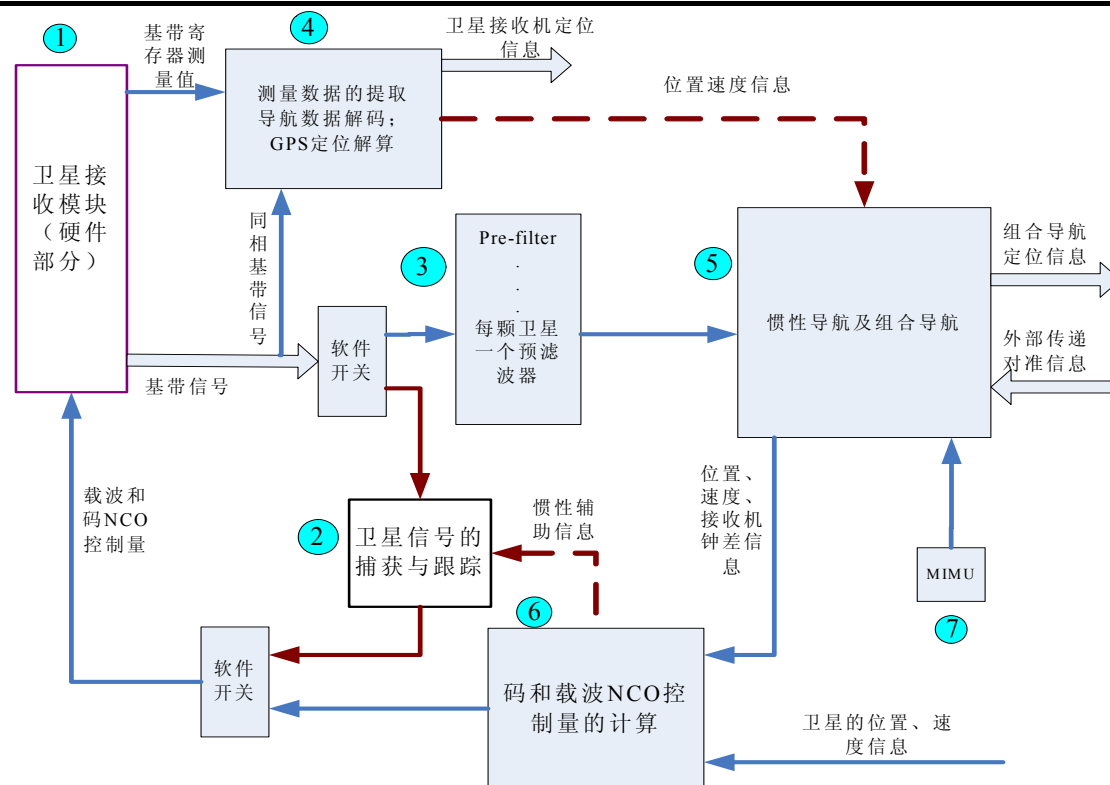


图 6.4 GPS/MIMU 各种模式导航信号流程图

在图 6.4 中主要包含七大组成模块：① 卫星接收模块；② 卫星信号捕获与跟踪模块；③ 预滤波器模块；④ 卫星导航信息处理模块；⑤ 惯性导航及组合导航模块；⑥ 载波和码 NCO 控制量计算模块；⑦ MIMU 模块。同时在图 6.4 中包含两大信息回路：1：普通的卫星接收机或辅助的卫星接收机跟踪回路；2：深组合导航跟踪回路。

根据图 6.4 各个功能模块和两大信息回路，设计的导航模式有：纯 GPS 导航模式、辅助的 GPS 导航模式(紧组合导航工作模式)和深组合导航模式，可以通过软件控制各种导航模式任务的切换。

### 1 GPS 接收机导航模式

GPS 导航就是捕获和跟踪 GPS 信号，根据 GPS 卫星星历，完成载体位置和速度等导航信息的计算。共包括 3 大部分：卫星接收模块（硬件部分）、捕获与跟踪部分和卫星导航信息处理部分，GPS 接收机导航模式实现如图 6.5 所示。



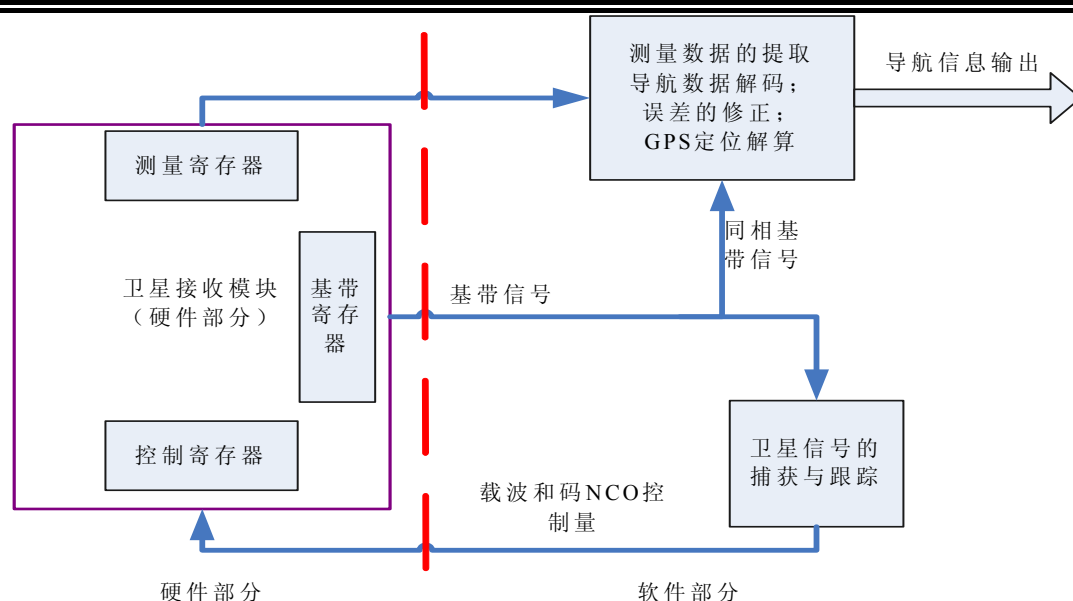


图 6.5 GPS 接收机纯导航模式实现框图

在图 6.5 捕获、跟踪模块中，捕获的功能为通过搜索码和载波频率空间寻找一个最大的相关值得到粗略的载波多普勒频率偏移和码相位偏移；跟踪的功能为根据捕获模块的输出对载波多普勒频移和码相位偏移进行精密跟踪，捕获、跟踪算法参见第二章、第三章的捕获、跟踪算法。

卫星导航信息处理部分包含导航数据解码子模块、卫星位置和速度计算子模块、测量信息的提取子模块、误差修正子模块和导航解算子模块，其实现框图如图 6.6 所示。

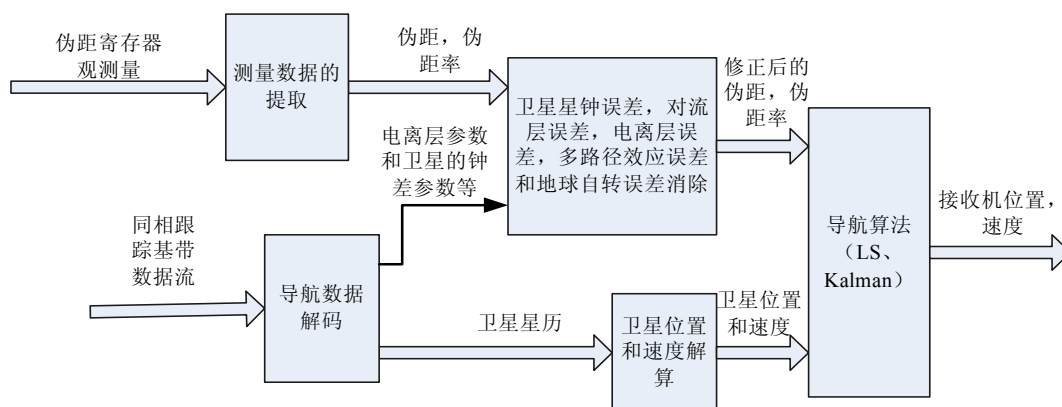


图 6.6 卫星导航信息处理信息实现框图

## 2 MIMU 辅助的 GPS 接收机导航模式

在载波/码跟踪环路中，利用 MIMU 的辅助数据缩小环路带宽，从而达到抗干扰和提高动态性能的目的。MIMU 辅助的 GPS 接收机导航模式主要包含：卫星接收模块（硬件部分）；MIMU 辅助的捕获与跟踪模块；卫星导航信息处理模块；

惯性导航及组合导航模块；载波 NCO 控制量计算模块。

MIMU 辅助的 GPS 接收机导航模式结构信息实现框图如图 6.7 所示。

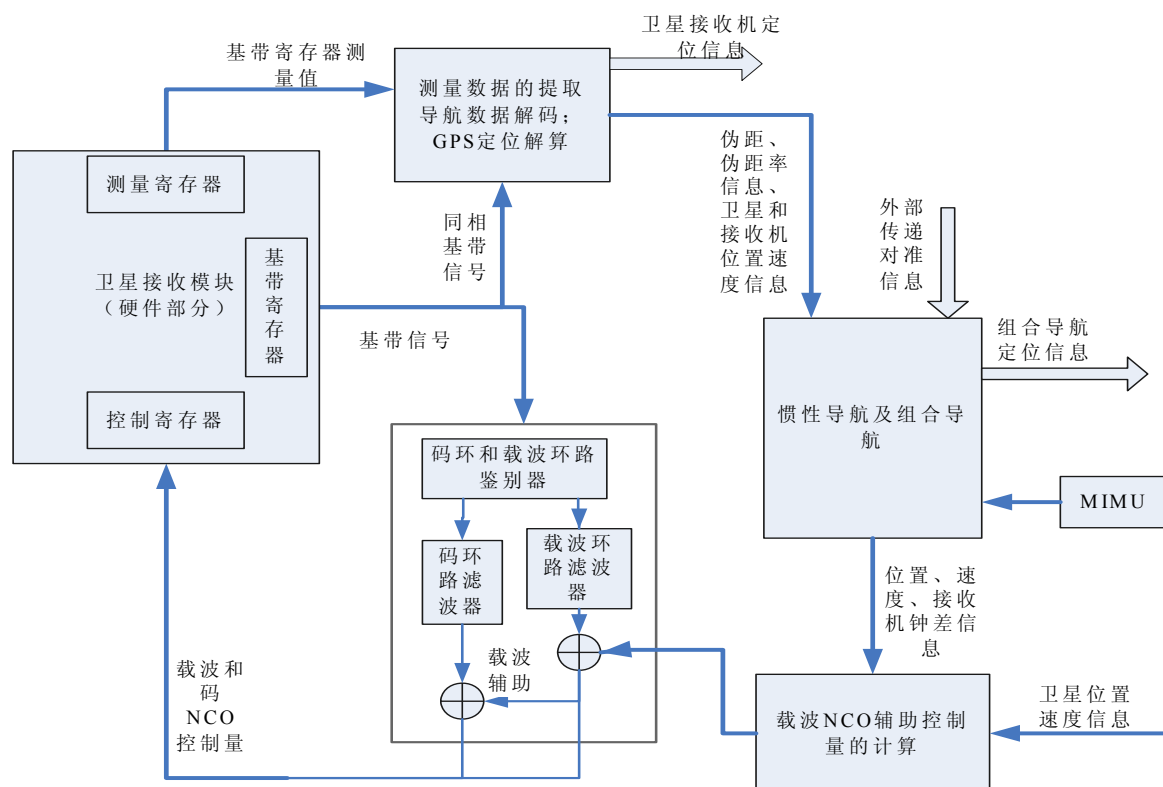


图 6.7 MIMU 辅助的 GPS 接收机导航模式实现框图

其中，组合导航采用第四章的 MIMU 辅助的导航滤波算法；载波 NCO 控制量计算模块就是根据导航解、卫星位置和速度、对流层延时估计、电离层延时估计和用户钟差估计伪距和伪距率，然后产生载波 NCO 辅助控制量（频率控制）。

### 3 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航模式

GPS/MIMU 深组合导航工作模式主要包含：卫星接收模块（硬件部分）；基带数据预处理模块；卫星导航信息处理模块；惯性导航及组合导航模块；码、载波 NCO 控制量计算模块。

GPS/MIMU 深组合导航工作模式结构信息实现框图如图 6.8 所示。

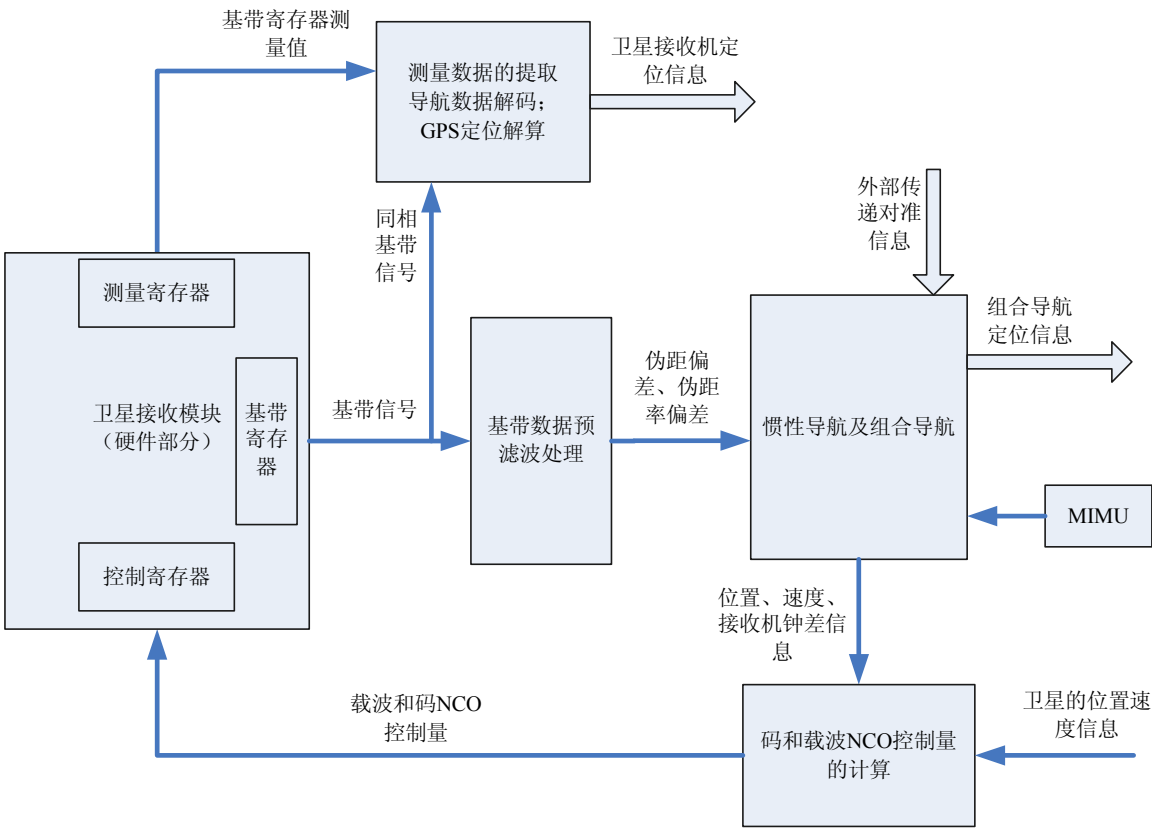


图 6.8 GPS/MIMU 嵌入式深组合导航模式实现框图

其中惯性导航及组合导航模块、码、载波 NCO 控制量计算模块、基带数据预处理模块计算公式见第五章相关内容。基带数据预处理模块采用预滤波方法，GPS 接收机中每一个通道都包含一个预滤波器，该滤波器主要用来估计跟踪误差。基带数据预处理模块信息流图如图 6.9 所示。

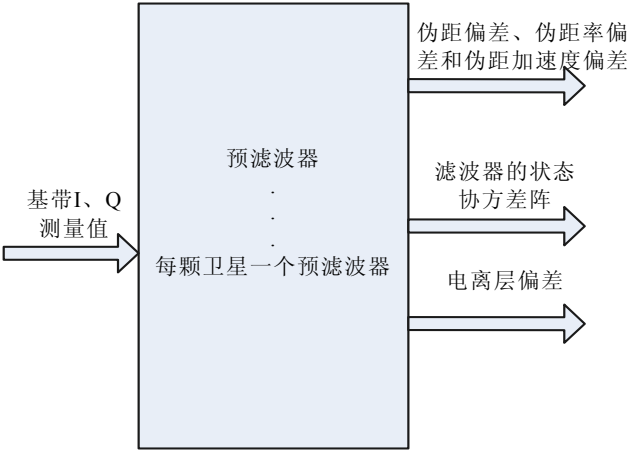


图 6.9 基带数据预处理模块信息流图

图 6.9 将高速的基带 I、Q 测量信息转换为低速的伪距偏差、伪距率偏差、电离层延迟和它们的协方差阵等信息。

### 6.1.3 时间同步关系

GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的时间同步包含 GPS 接收模块的测量信息和 MIMU 测量信息的同步；由 MIMU 获取的 GPS 环路控制信息和 GPS 基带信号跟踪回路之间同步。GPS 接收模块的测量信息和 MIMU 信息的同步采用硬件同步方案，即 MIMU 和 GPS 接收模块都使用同一个频标，硬件同步方案如图 6.10 所示。

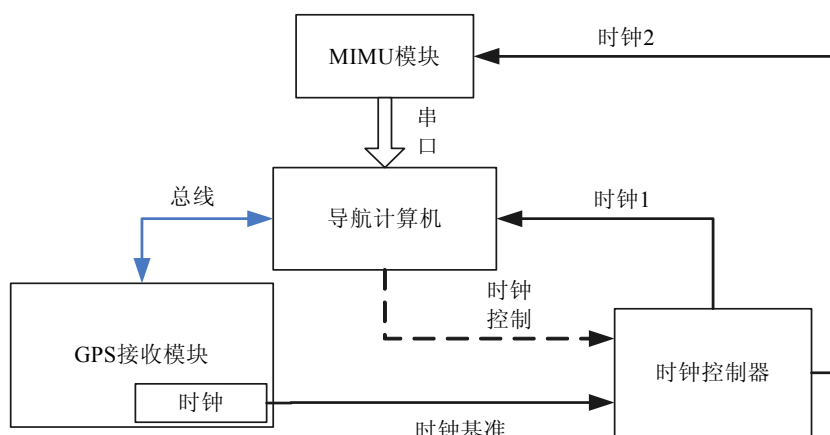


图 6.10 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统同步原理图

在图 6.10 中，基于 GP2021 基带芯片的 GPS 接收模块可以输出精确的时标信号，该时标的输出端口对应 GP2021 芯片的 68 号管脚，通过软件设置 TIC 的周期来控制输出的时标周期，其中 TIC 时标对应 GPS 测量时刻，通过软件使 TIC 与 UTC 时间同步。输出的时标与 TIC 的关系为：

$$T_{timemark} = (n+1) \cdot T_{TIC} \quad (6.1)$$

其中， $n$  由用户确定，在软件中，设定 GPS 测量信息的更新率为 10Hz，所以  $T_{TIC} = 0.1s$ 。当  $n=0$  时可以输出 10Hz 的精确时标，当  $n=9$  时，可以输出 1Hz 的时标也就是 1PPS 信号。以  $T_{timemark}$  作为时钟基准，通过时钟控制器得到两个时钟分别控制导航计算机和 MIMU 的采样。

由 MIMU 获取的 GPS 环路控制信息和 GPS 基带信号跟踪回路之间同步采用软件方法，即外推法。设 MIMU 的导航解算周期为 100Hz，所以通过 MIMU 估算的码/载波的相位值、多普勒频率和多普勒频率的漂移的更新率为 100Hz，而基带 I、Q 数据更新率为 1KHz，所以 MIMU 估算出的码/载波的相位值、多普勒频率必须经过外推以适应 GPS 接收模块码/载波 NCO 的更新。下面给出外推法的实现：

$$\begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta T & \Delta T^2 / 2 \\ 0 & 1 & \Delta T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix}_k \quad (6.2)$$

其中  $\phi$ 、 $\dot{\phi}$  和  $\ddot{\phi}$  的初值可以由 MIMU 估算的码/载波的相位值、多普勒频率和多普勒频率的漂移给出(即方程(5.70)和(5.71)给出初始值);  $\Delta T$  为码/载波 NCO 的更新周期, 论文研究中采用 1ms。

在每个 MIMU 测量的码/载波 NCO 控制量时刻(周期为 10ms), 可以得到如下的残差比较:

$$\begin{bmatrix} \delta\phi \\ \delta\dot{\phi} \\ \delta\ddot{\phi} \end{bmatrix}_{t_c} = \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix}_{MIMU@t_c} - \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix}_{Predictor@t_c} \quad (6.3)$$

其中  $t_c$  表示实时测量时刻, 根据残差就可以更新预测值如下:

$$\begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix}_{t_c} = \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix}_{t_c} + \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} & K_{13} \\ K_{21} & K_{22} & K_{23} \\ K_{31} & K_{32} & K_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\phi \\ \delta\dot{\phi} \\ \delta\ddot{\phi} \end{bmatrix}_{t_c} \quad (6.4)$$

其中  $K_{11} \sim K_{33}$  为 Kalman 滤波器的增益。

假定 MIMU 和 GPS 接收模块通过硬件已实现精确同步, 则基于软件的外推算法实现图如图 6.11 所示。

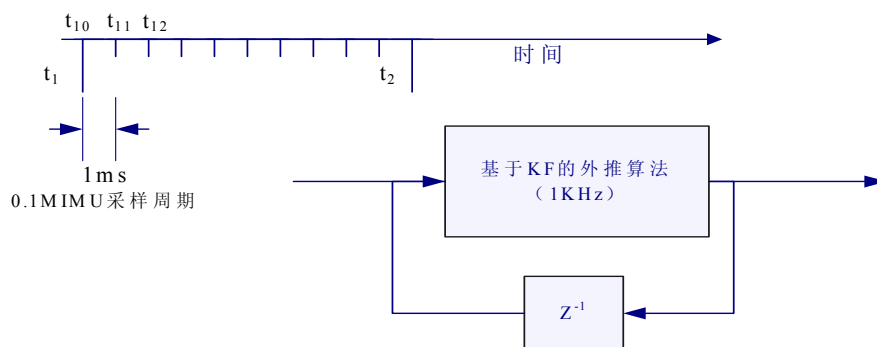


图 6.11 外推算法同步实现图

其中,  $t_1, t_2, \dots$  表示 MIMU 采样时刻,  $t_{10}, t_{11}, \dots, t_{19}$  表示外推预测时刻。

由于 MIMU 和 GPS 接收模块通过硬件已实现精确同步, 所以在  $t_1, t_2, \dots$  时刻认为 MIMU 测量信息和 GPS 接收模块的测量信息是精确同步的。采用 Kalman 滤波器外推得到  $t_{11}, t_{12}, \dots, t_{19}$  时刻的 MIMU 测量的码/载波 NCO 控制量, 以适应 GPS 接收模块的码/载波 NCO 控制量的更新。

## 6.2 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统软件设计

GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的主要软件分为中断采样处理程序、惯性导航解算、组合导航、卫星接收模块的信息处理、系统的自主检测和重构以及输入输出控制等。本节中重点介绍 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的软件总体结构和嵌入式组合导航系统的工作流程。

### 6.2.1 GPS/MIMU 嵌入式组合导航软件总体结构

以机载武器为应用背景，系统的软件按照模块化标准进行设计，按照图 6.4 的各个子模块进行各自的软件模块设计，总的软件结构图如图 6.12 所示。

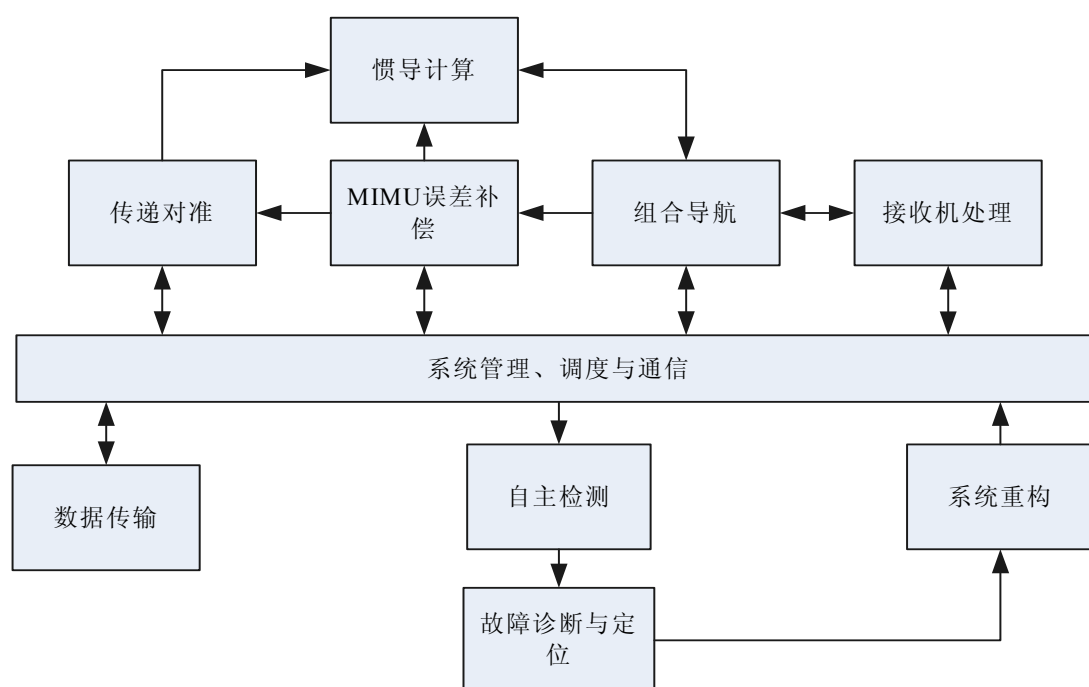


图 6.12 系统总体软件框图

图 6.12 各部分的说明如下：

#### (1) 载机的传递信息处理

✧ 利用载机主惯导信息，实现航向、姿态、位置参数的初始化，并估计 MIMU 的误差参数。

✧ 利用载机传递的历书、星历信息、精确时间信息等信息，实现卫星接收机的辅助快捕。

#### (2) 自主检测

根据系统输入的各种信息，完成系统的自主检测。

#### (3) 故障诊断与定位

利用自主检测信息，对系统进行传感器的故障诊断和定位。

#### (4) 系统重构模块

根据故障诊断和定位的结果，对系统进行自主重构。正常状态下系统工作在惯性/卫星组合模式。当卫星接收模块失效时，系统以 INS 模式工作；当 MIMU 出现故障时，则系统输出卫星导航信息。

### 6.2.2 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的工作流程

在嵌入式导航系统中，可以通过软件控制实现各种导航模式的切换。组合导航的工作流程包含系统的初始化、导航模式的切换，深组合导航模式、卫星信号的再捕获等过程，具体的工作流程如图 6.13 所示。

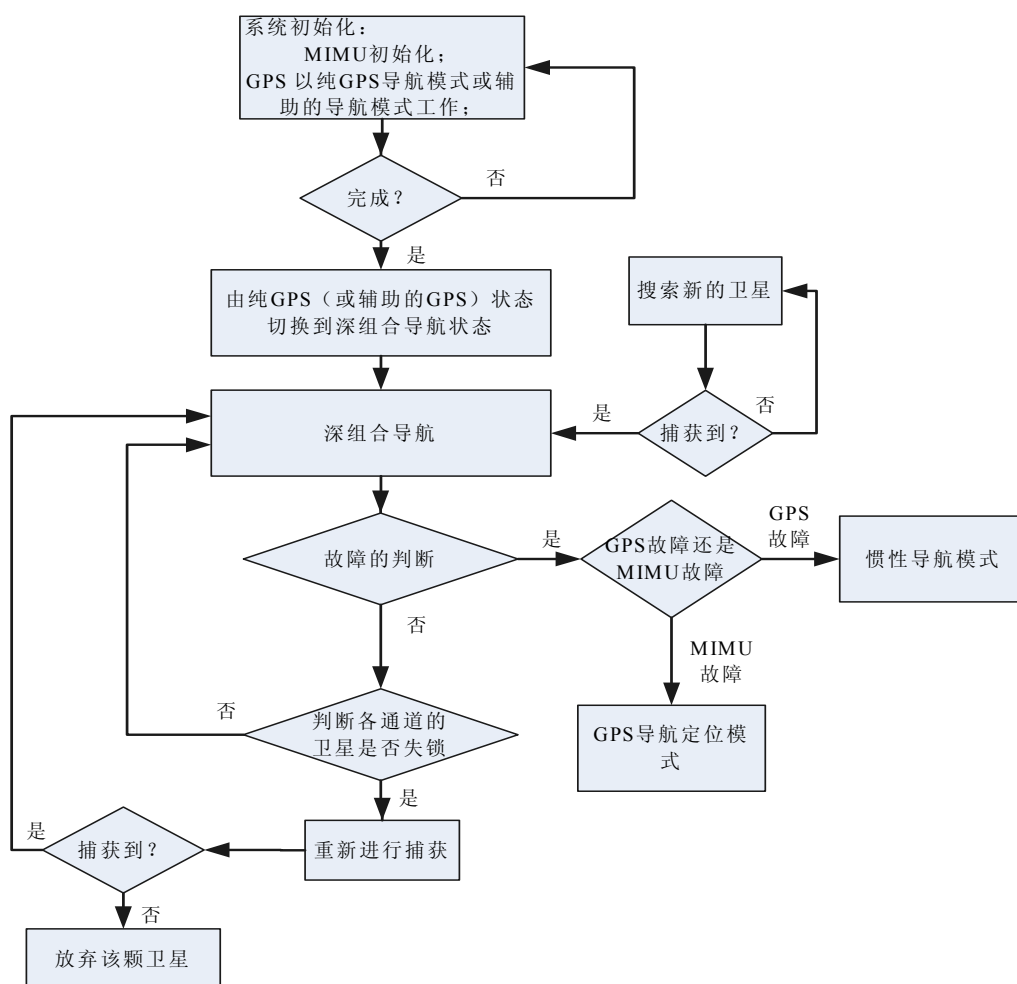


图 6.13 GPS/MIMU 嵌入式导航系统工作流程图

在图 6.13 中，初始化包含 MIMU 的初始化，GPS 接收机初始化即以纯 GPS 导航模式或辅助的导航模式工作，一旦初始化完毕，系统切换到深组合导航模式来

提高系统的动态性能和抗干扰性能。

## 6.3 静态试验

在静态条件下，主要测试 GPS 定位系统、GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的一些关键性指标如首次定位时间、导航定位的精度；同时测试 GPS 接收机以及 MIMU 辅助的 GPS 接收机的环路捕获和跟踪性能。

### 6.3.1 GPS 接收机的静态试验

#### 1 GPS 接收机试验研究方案

为了验证基于 GPS 射频基带模块接收机的性能，采用 GPS 接收模块卡通过 ISA 接口与 PC 机相连构成试验系统，试验系统如图 6.14 所示。

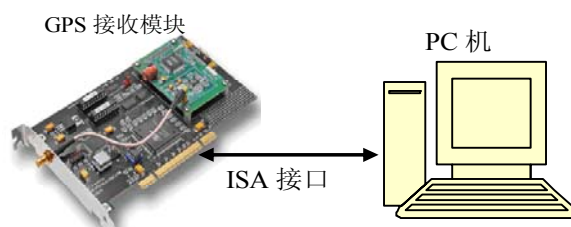


图 6.14 基于 PC 机的 GPS 接收机试验系统

基于该试验系统，重点验证基于 GPS 射频基带模块接收机的捕获、跟踪性能和导航定位精度。

#### 2 测试结果及分析

##### (1) 捕获结果的分析

从所捕获的卫星中选择其中两个通道：通道 2 和通道 3 来说明捕获情况，该两个通道卫星捕获的相关峰值如图 6.15 所示。

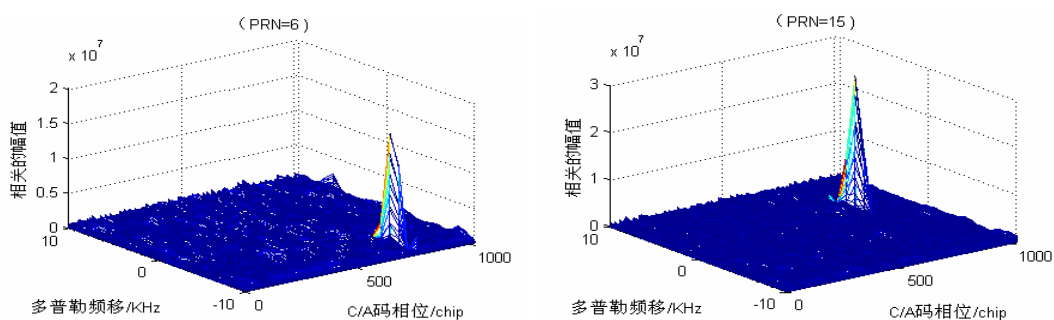


图 6.15 GPS 信号二维平面捕获的相关值



图 6.15 显示了通道 2 (PRN=6) 和通道 3 (PRN=15) 由 C/A 码码移和 Doppler 频移所构成的二维平面上捕获所得相关值。在采集的 GPS 信号中, 通道 2 和通道 3 捕获的信号是 PRN=6 和 PRN=15 卫星信号, 从捕获图中的显著峰值可以看出, 峰值所在的位置即为信号的 C/A 码码相位和多普勒频率的初始值。

### (2) 跟踪结果的分析

经捕获得到初始码相位和 Doppler 频移等参数, 然后将这些参数传递给此后的跟踪程序进行跟踪计算, 通道 2 和通道 3 的跟踪情况如图 6.16 所示。

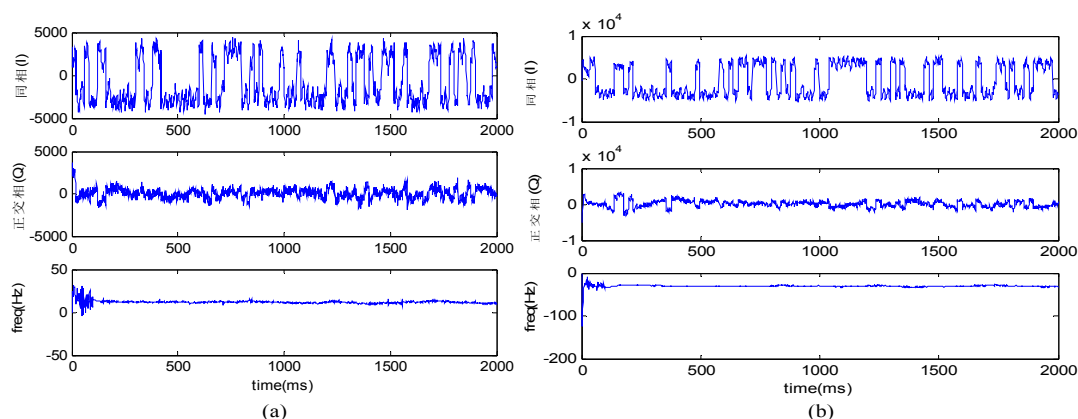


图 6.16 GPS 信号的跟踪结果

图 6.16 显示了通道 2 (PRN=6) 和通道 3 (PRN=15) 所接收到的卫星同相和正交相的跟踪结果及多普勒频率跟踪结果, 同相中包含导航数据位信息, 而正交相中仅包含噪声, 同相跟踪结果经过处理后可以得到导航数据。

### (3) 静态 GPS 定位试验

在国防科技大学校内某点安装 GPS 天线, 静态测试了三组数据, 通过重复性来测试 GPS 定位的精度, 测试的结果如图 6.17、图 6.18、图 6.19 和表 6.1 所示。

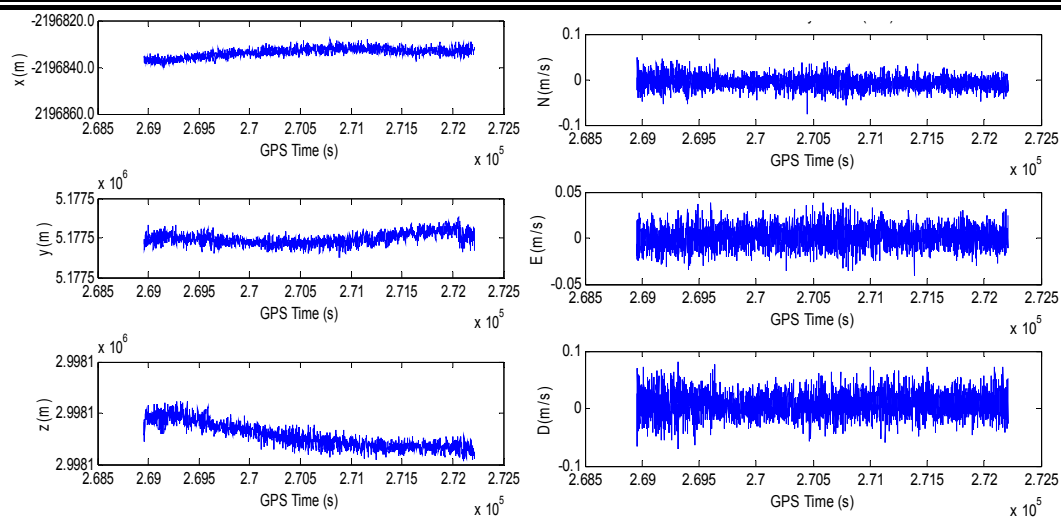


图 6.17 第一组 GPS 静态定位结果

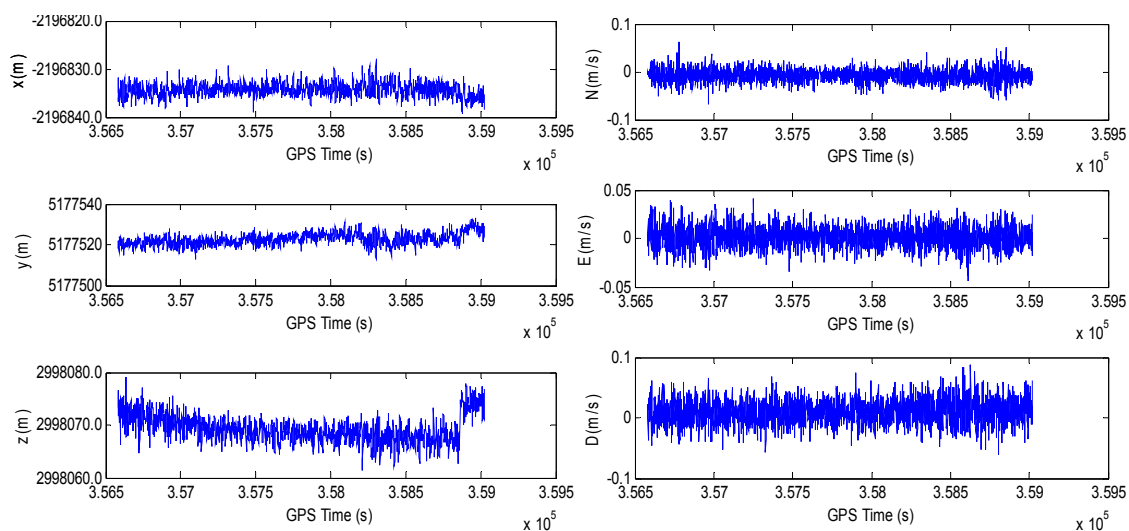


图 6.18 第二组 GPS 静态定位结果

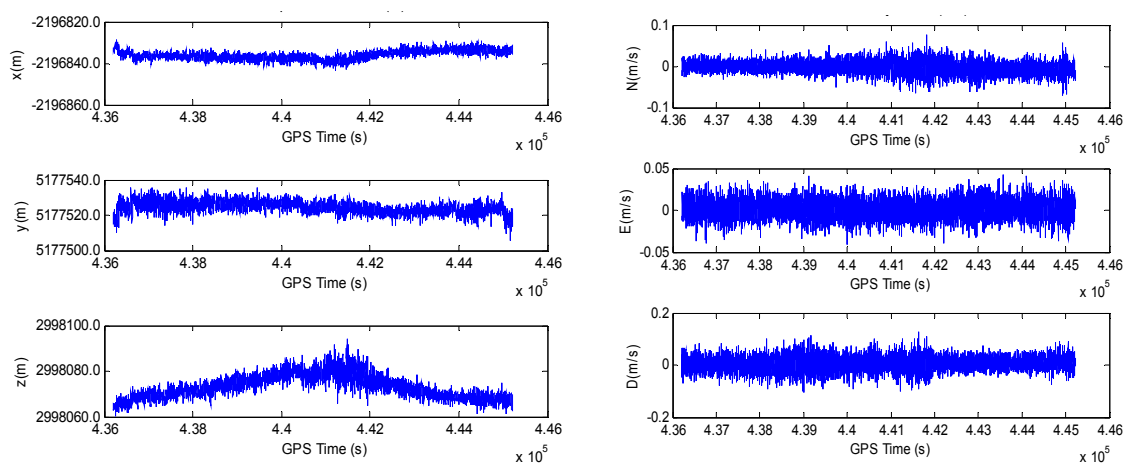


图 6.19 第三组 GPS 静态定位结果

根据图 6.17、图 6.18 和图 6.19 的测试结果，得到的精度比较结果如表 6.1 所示。

表 6.1 GPS 定位静态精度分析比较

|         |     | 第一组       | 第二组       | 第三组       |
|---------|-----|-----------|-----------|-----------|
| X(m)    | 均值  | -2196833. | -2196834. | -2196836. |
|         | 标准差 | 1.96      | 1.396     | 2.154     |
| y(m)    | 均值  | 5177519   | 5177522   | 5177524   |
|         | 标准差 | 2.98      | 2.987     | 3.445     |
| z(m)    | 均值  | 2998070   | 2998069   | 2998073   |
|         | 标准差 | 4.83      | 2.572     | 5.01      |
| Vn(m/s) | 均值  | -0.0064   | -0.008    | -0.003    |
|         | 标准差 | 0.0143    | 0.01414   | 0.0149    |
| Ve(m/s) | 均值  | 0.0012    | 0.0013    | 0.0013    |
|         | 标准差 | 0.011     | 0.011     | 0.011     |
| Vd(m/s) | 均值  | 0.007     | 0.009     | 0.005     |
|         | 标准差 | 0.021     | 0.02      | 0.026     |

从表 6.1 可以看出，所研制的 GPS 接收机位置精度优于 5m，速度精度优于  $0.1\text{ m/s}$ ，达到商用 GPS 接收机定位精度水平。

### 6.3.2 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的静态试验

在静态条件下，主要测试 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的 GPS 首次定位时间及系统的导航定位精度。

#### 1 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统首次定位时间的测试比较

嵌入式组合导航系统的首次定位时间是指首次获取定位信息所用的时间，它与 GPS 接收机的启动方式有关。GPS 接收机的启动方式分为冷启动、温启动和热启动：冷启动是指没有任何的辅助捕获信息可以利用，用户接收机须搜索所有的 32 颗 GPS 卫星，同时进行多普勒/码的搜索；温启动是指有历书信息和大概的接收机位置信息，但是没有星历信息；热启动是除了有温启动的信息外，还有星历和时间信息。

各种启动方式的总结如表 6.2 所示。

表 6.2 各种启动方式的概述

|     | 初始时间  | 初始位置   | 有无星历 | 振荡器频率误差 |
|-----|-------|--------|------|---------|
| 热启动 | <5 分钟 | <100Km | 有    | <0.2ppm |
| 温启动 | <5 分钟 | <100Km | 无    | <0.2ppm |
| 冷启动 | 未知    | 未知     | 无    | <0.2ppm |

在大多数 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的实际应用中，可以事先知道历书、用户的大概位置、时间和速度等信息，因此在此重点测试当已知历书、用户的大概位置、时间和速度信息时的 GPS 首次定位时间。

在静态条件下，将 GPS 天线架在楼顶，分别测试了四组数据，测试结果如表 6.3 所示。

表 6.3 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统中 GPS 首次定位时间分析比较

|                   | 第一次 | 第二次 | 第三次 | 第四次 |
|-------------------|-----|-----|-----|-----|
| 无星历辅助的 GPS 首次定位时间 | 33s | 40s | 45s | 35s |
| 有星历辅助的 GPS 首次定位时间 | 9s  | 6s  | 4s  | 7s  |

从表 6.3 可以看出，当已知历书、用户的大概位置、时间和速度信息时，若无星历辅助时 GPS 首次定位时间优于 50s；当有星历辅助时 GPS 首次定位时间优于 10s。

## 2 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统导航定位精度测试分析

在静态条件下，GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统导航定位精度测试主要测试定位、测姿精度的重复性。

在滤波之前，首先进行初始对准，即确定 MIMU 开始点的位置、速度和姿态信息。MIMU 的初始位置和速度可由 GPS 位置和速度直接确定；航向姿态角初始值由磁强计或其它航姿参考系统确定；先静态采集一段时间加表数据进行平均，根据平均的加表数据确定 MIMU 水平姿态角的初始值。一旦初始对准好以后就进行导航滤波，验证 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的性能。

在试验中，导航滤波器采用降维滤波算法，其中滤波器的观测量为 GPS 输出的伪距、伪距率的星间差。静态测试了三组数据，每次采集数据的时间大约 2000s 左右，其中前两组位置误差、速度误差、姿态误差、陀螺偏差、加表零偏估计分别如图 6.20、图 6.21、图 6.22、图 6.23、图 6.24、图 6.25 所示。

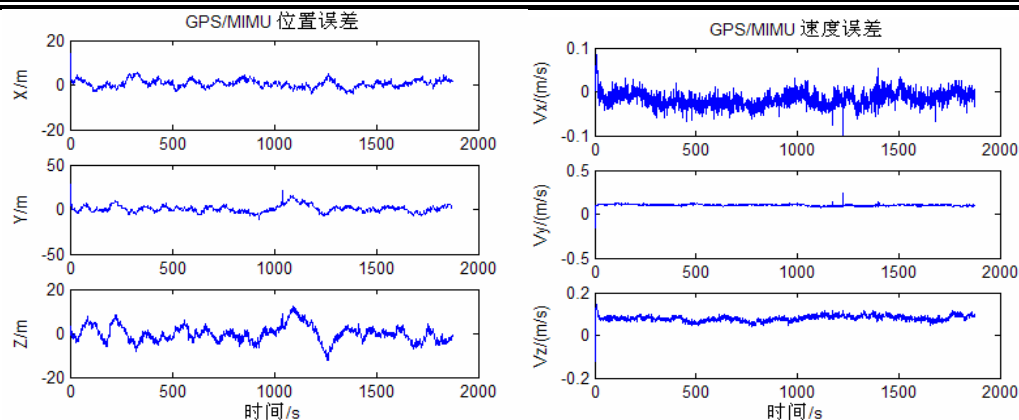


图 6.20 第一组 GPS/MIMU 静态定位位置、速度误差

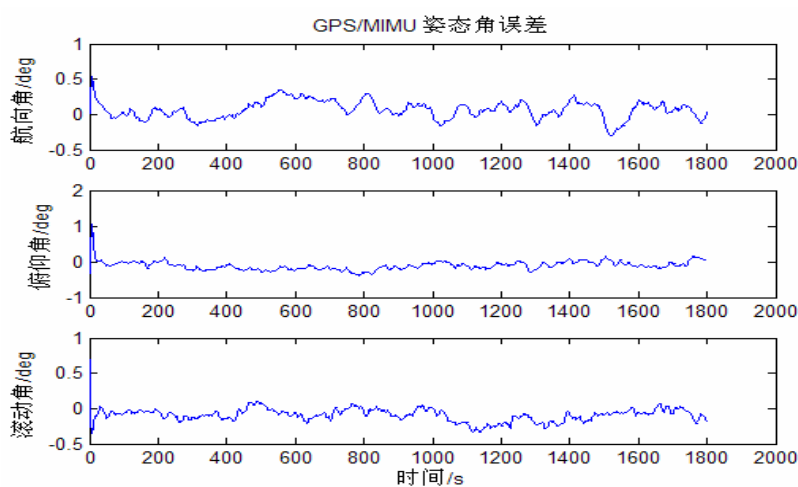


图 6.21 第一组 GPS/MIMU 静态姿态角误差

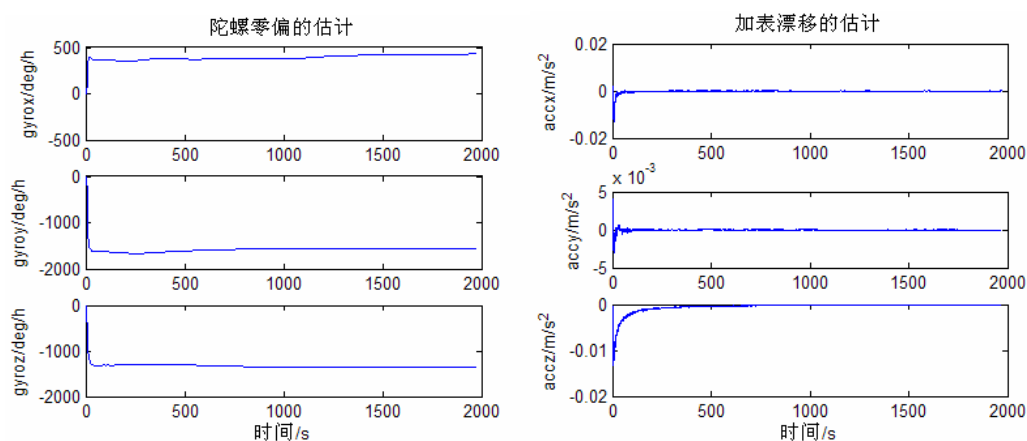


图 6.22 第一组 GPS/MIMU 陀螺、加表偏差估计

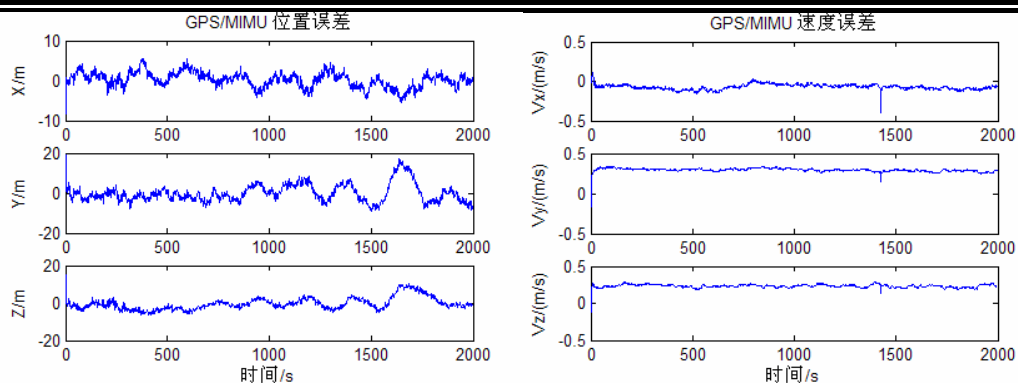


图 6.23 第二组 GPS/MIMU 静态定位位置、速度误差

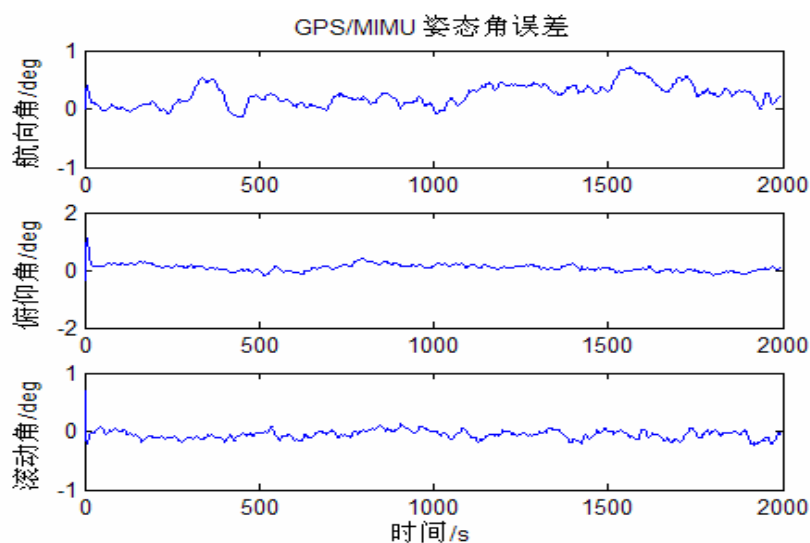


图 6.24 第二组 GPS/MIMU 静态姿态角误差

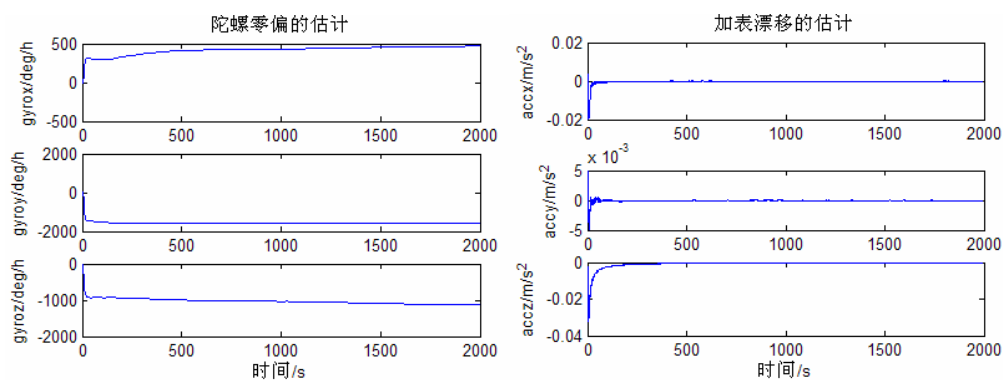


图 6.25 第二组 GPS/MIMU 陀螺、加表偏差估计

同时对静态的三组数据进行统计, 得到如表 6.4 所示的 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的精度比较。

表 6.4 静态 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的精度比较

|               |         | 第一组  | 第二组  | 第三组   |
|---------------|---------|------|------|-------|
| 位置误差<br>(标准差) | X/m     | 1.74 | 1.9  | 5.0   |
|               | y/m     | 4.03 | 4.5  | 4.98  |
|               | z/m     | 3.70 | 3.3  | 4.50  |
| 速度误差<br>(标准差) | Vx(m/s) | 0.02 | 0.03 | 0.033 |
|               | Vy(m/s) | 0.01 | 0.02 | 0.02  |
|               | Vz(m/s) | 0.02 | 0.02 | 0.015 |
| 姿态角误差(标准差)    | 航向角/deg | 0.13 | 0.18 | 0.20  |
|               | 俯仰角/deg | 0.12 | 0.13 | 0.12  |
|               | 滚动角/deg | 0.10 | 0.07 | 0.11  |

从表 6.4 可以看出，在静态情况下，GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的精度重复性为：位置精度优于 5m，速度精度优于 0.1m/s，俯仰角和滚动角精度优于 0.2°，航向角精度优于 0.2°(航向角辅助)。

6.4 车载试验

通过两次车载试验，分别验证研制的基于射频前端、基带芯片的 GPS 接收机和 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的低动态性能。

6.4.1 GPS 车载定位结果

动态车载试验地点选在某主楼前环线上，为了验证精度，在试验车上安装另一套商用的 GPS 系统——Thales 公司的 DG-14 接收机，车载试验的轨迹如图 6.26 所示，试验车沿该图轨迹跑了 8 圈。

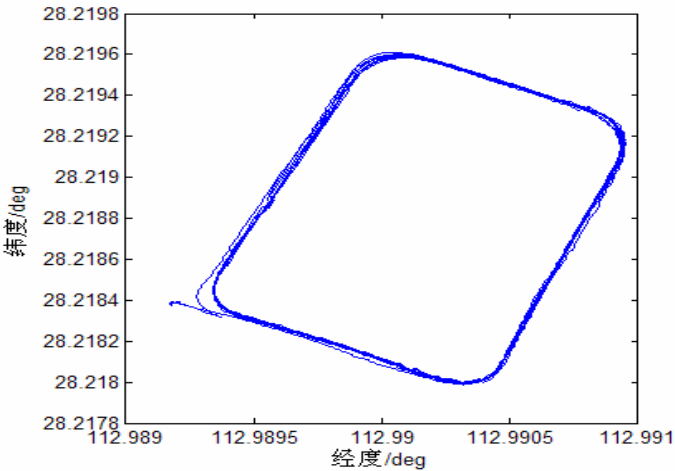


图 6.26 车载运动轨迹

GPS 车载试验的位置、速度曲线如图 6.27 所示。

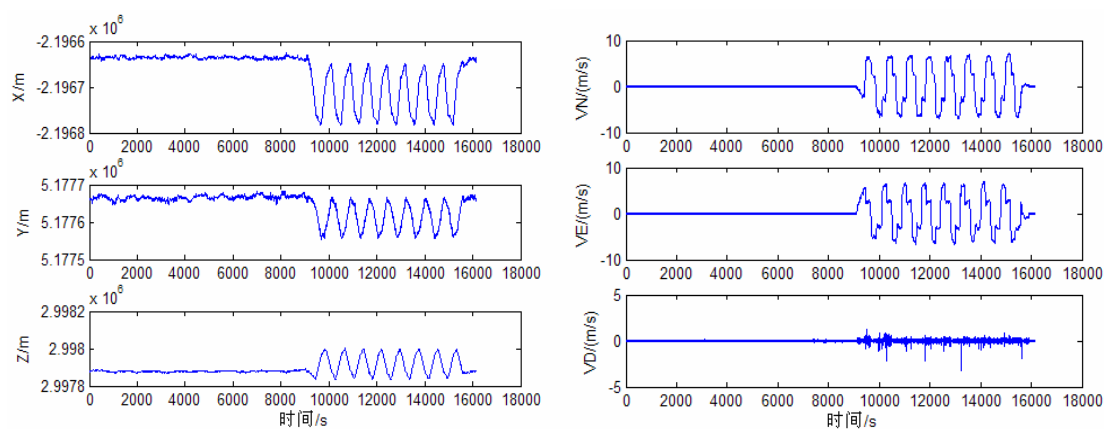


图 6.27 车载试验 GPS 的位置、速度

车载位置误差(和 Thales DG14 比较)如图 6.28 所示。

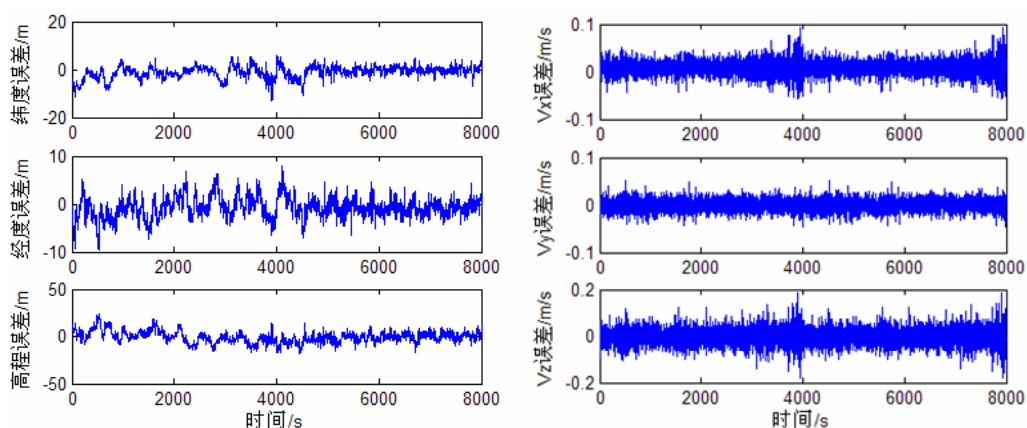


图 6.28 GPS 位置、速度误差(和 Thales DG14 比较)

从图 6.28 可知, 和商用高性能 GPS 接收机相比较, 研制的 GPS 接收机水平位置误差优于 3 米(统计的标准差), 高程优于 10 米(标准差)。若考虑两天线之间的安装误差, 研制的 GPS 接收机和商用 GPS 接收机(和 Thales DG14 比较)精度大体相当。

#### 6.4.2 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的车载定位结果

GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的车载试验地点选择在校外一段视野比较开阔的普通公路上进行, 路面状况良好。试验车辆及道路情况如图 6.29 所示。





图 6.29 公路试验的车辆和试验环境

在试验车上装有两套 GPS 系统：一套为研制的 GPS 接收机系统；另一套为 Novatel 公司的高精度 OEM4 星基增强系统——ProPak-LB plus 接收机，其位置精度优于 0.2m(3D rms)，作为位置、速度基准参考。同时，在试验车上装有两套 IMU：一套为低精度 MIMU——XW\_IMU5200，其性能指标参见第二章表 2.3；另一套为高精度激光陀螺惯性导航系统，作为姿态基准参考。各仪器设备在试验车上的安装关系如图 6.30 所示。

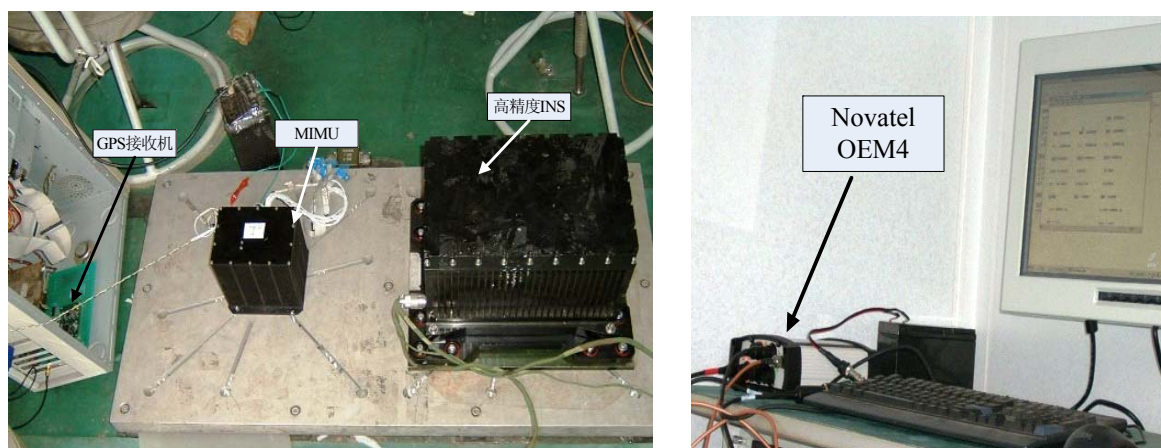


图 6.30 试验车中仪器设备的安装

在图 6.30 中，采用 MIMU、GPS 接收模块和 PC 机构成 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统原理样机试验系统，其中，GPS 接收模块仅包含射频前端和基带芯片，通过 ISA 接口与 PC 机连接，而 MIMU 通过串口与 PC 机连接。

车载试验的运动轨迹如图 6.31 所示，试验车沿图 6.31 的轨迹跑了一周。

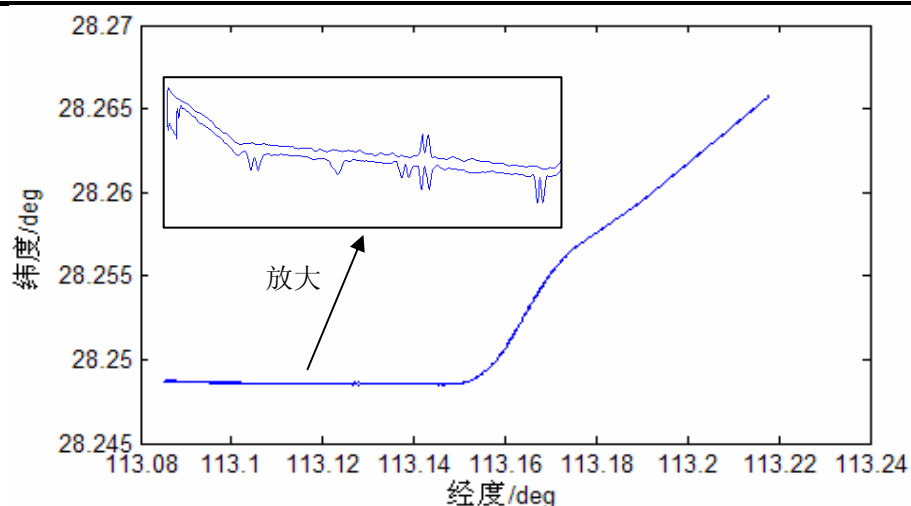


图 6.31 车载运动轨迹

为了提高 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统中航向角的可观性, 在跑车过程中进行了近似 S 型机动, 见图 6.31 中放大部分的轨迹图。

在试验过程中, 首先进行 MIMU 初始对准, 其中 MIMU 的初始姿态角采用高精度激光陀螺惯性导航系统寻北结果, MIMU 的初始位置和速度采用 GPS 导航解算的结果。在 GPS/MIMU 嵌入式组合导航车载试验中, **无航向角辅助**, 得到的车载 GPS/MIMU 嵌入式组合导航结果如图 6.32 至图 6.37 所示。

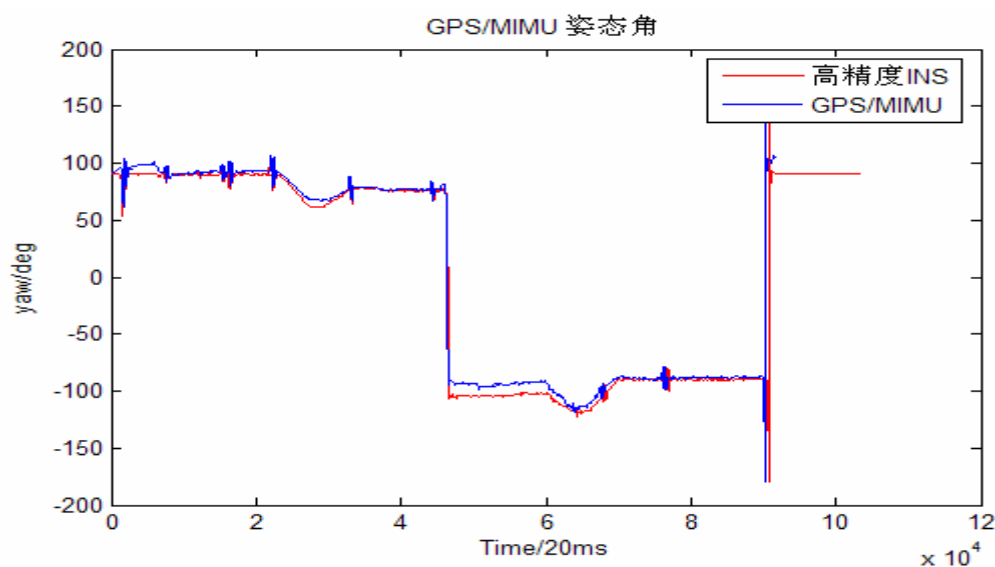


图 6.32 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统航向角(与高精度 INS 比较)

图 6.32 为没有航向角辅助时的 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统与高精度 INS 的航向角比较图。从图 6.32 可以看出由 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统估算的航向角与高精度的 INS 基本吻合, 航向角误差最大值为  $8^{\circ}$ 。

局部航向角对比的放大图如图 6.33 所示。

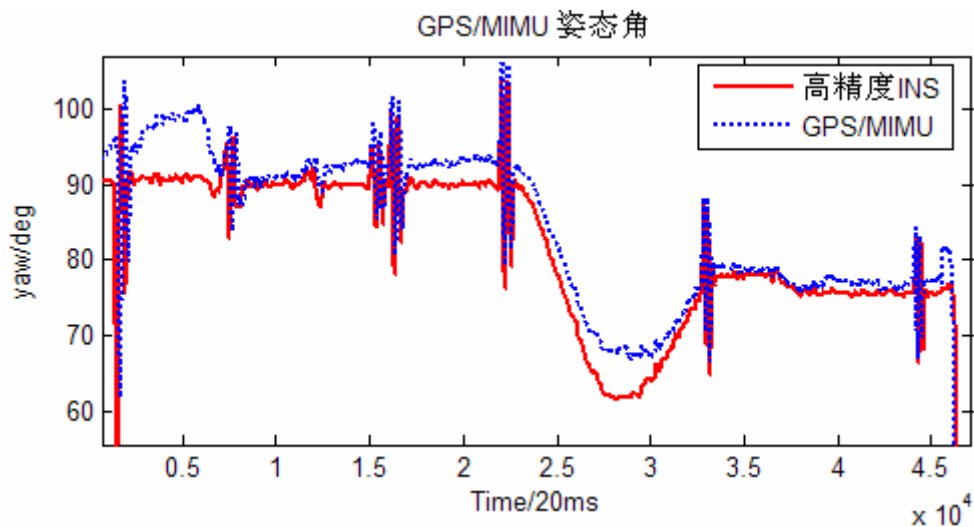


图 6.33 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统航向角局部放大

图 6.34 为 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统与高精度 INS 的水平姿态角的比较图。

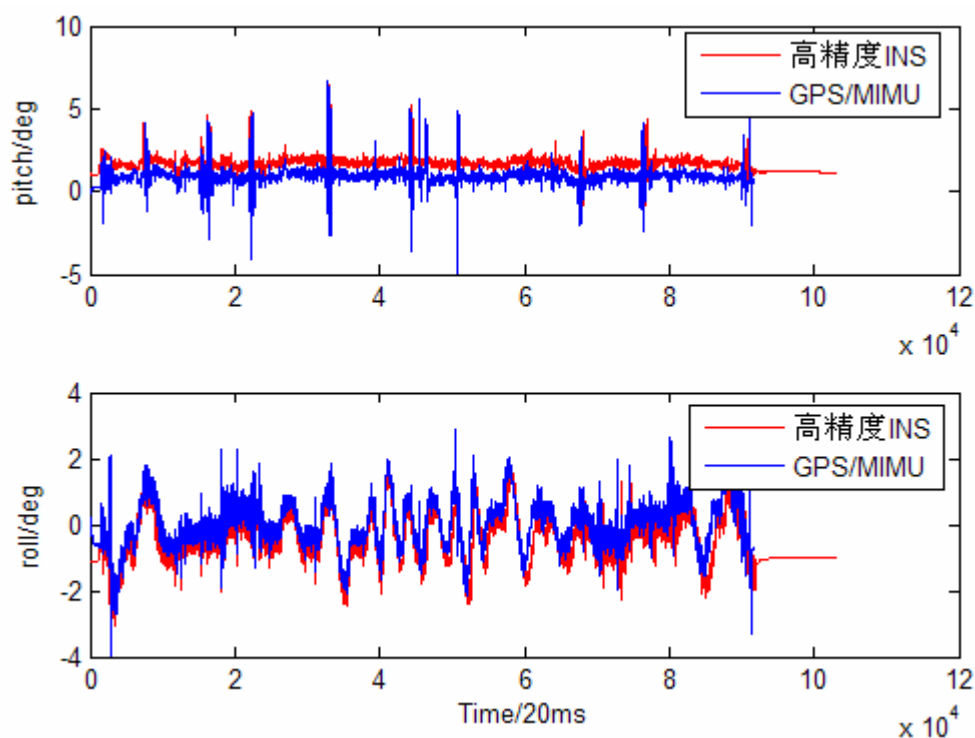


图 6.34 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统水平姿态角(与高精度 INS 比较)

由于 MIMU 与高精度 INS 的安装关系, GPS/MIMU 估计俯仰角和滚动角与高精度 INS 估计的存在一固定偏角。

图 6.35 和图 6.36 为 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统与 Novatel OEM4 接收机

估计的位置和速度比较曲线。

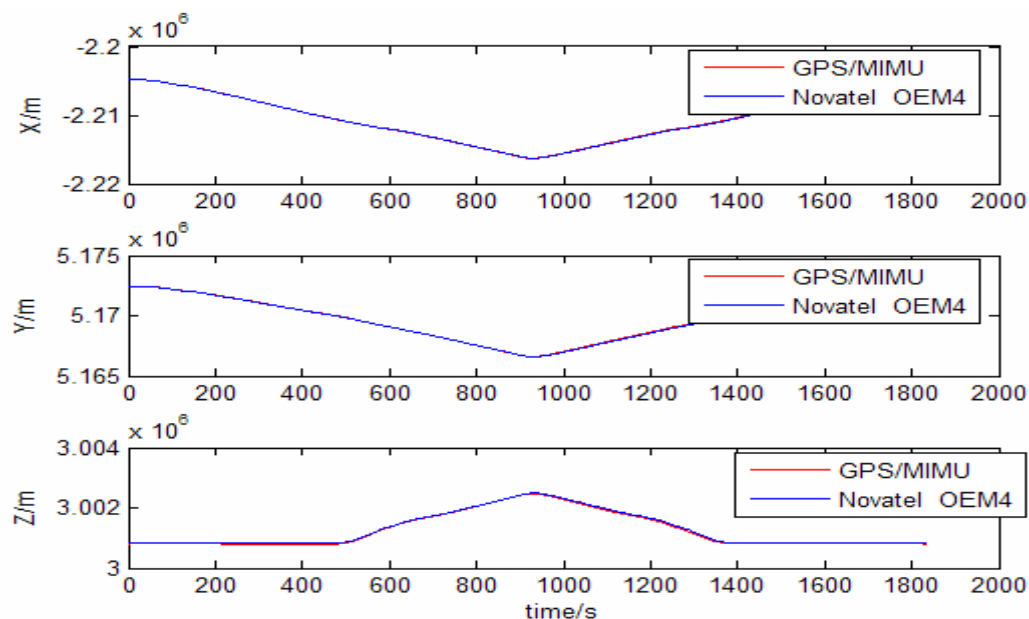


图 6.35 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统位置曲线 (与 Novatel OEM4 比较)

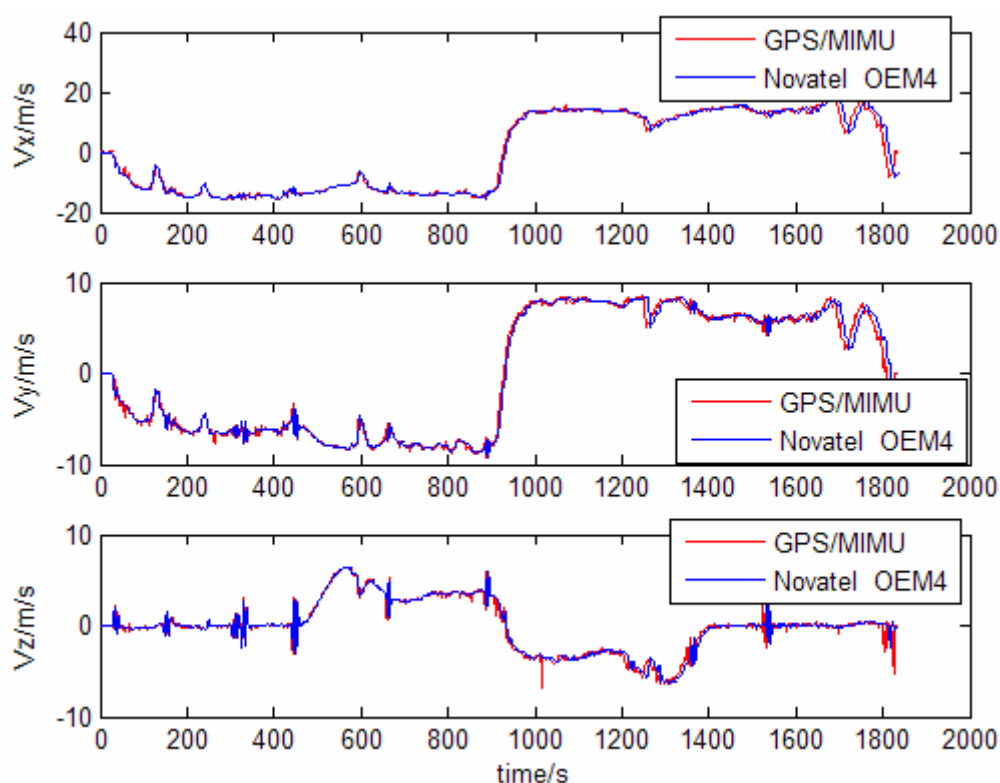


图 6.36 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统速度曲线 (与 Novatel OEM4 比较)

从图 6.35、图 6.36 可以看出，GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统估计的位置和速度与 Novatel OEM4 接收机估计的基本一致，位置精度优于 15m。

微陀螺的零偏估计如图 6.37 所示。

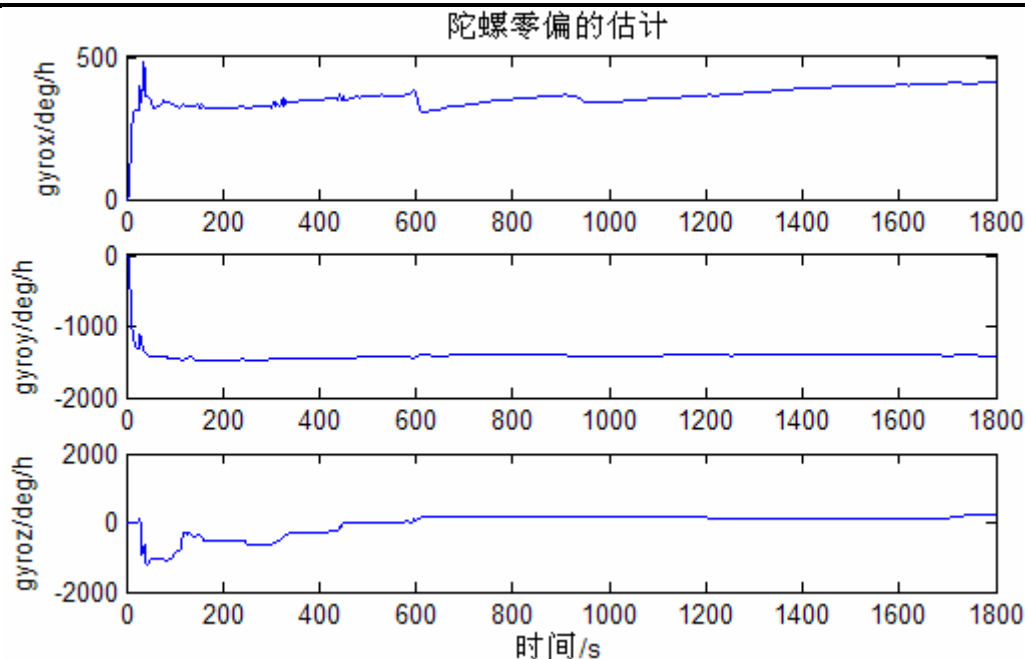


图 6.37 MIMU 陀螺零偏的估计

通过车载试验可知，对于低精度的 MIMU，所设计的算法有效可行，同时可以采用磁强计或其它的导航设备提供航向角辅助，来进一步提高航向角的估计精度。

## 6.5 动态性能仿真试验

采用简单的 GPS 中频信号仿真所产生的数据验证设计的高动态 GPS 接收机和 MIMU 辅助的 GPS 接收机的动态性能，其中，在高动态 GPS 接收机和 MIMU 辅助的 GPS 接收机中，码环采用载波辅助的 2 阶 DLL。

### 6.5.1 简单的高动态 GPS 中频信号仿真

GPS 接收机在进行捕获和跟踪前首先要通过射频前端将 GPS 射频模拟信号变成数字中频信号。射频前端一般包括前置放大器、下变频器、滤波器和 A/D 采样器，其过程如图 6.38 所示。

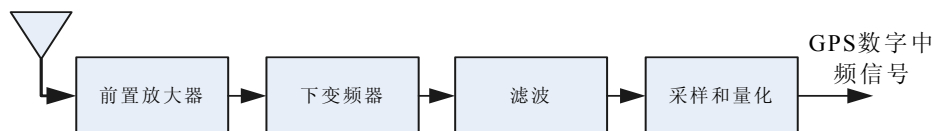


图 6.38 GPS 接收机射频前端

数字化中频 GPS 信号可表示为：

$$S_{IF} = A \cdot D(t) \cdot C[(1 + f_d / f_L) \cdot t - \tau] \cdot \cos[2\pi(f_{IF} + f_d) \cdot t + \varphi] + n(t) \quad (6.5)$$

其中,  $A$  为信号的幅度;  $C[\cdot]$  为伪随机码(C/A 码或 P 码),  $D(t)$  为数据码,  $n(t)$  为白噪声,  $f_L$  为 GPS 载波 L 频段的频率,  $\tau$  为码相位延迟,  $f_{IF} = \omega_{IF}/2\pi$  为载波中频频率,  $\phi$  为载波相位 ( $\phi_0$  为初始载波相位),  $f_d = \omega_d/2\pi$  为输入信号的多普勒频移。

基于方程生成 GPS 中频仿真信号, GPS 中频仿真信号由 MATLAB 软件实现, 其结构图如图 6.39 所示。

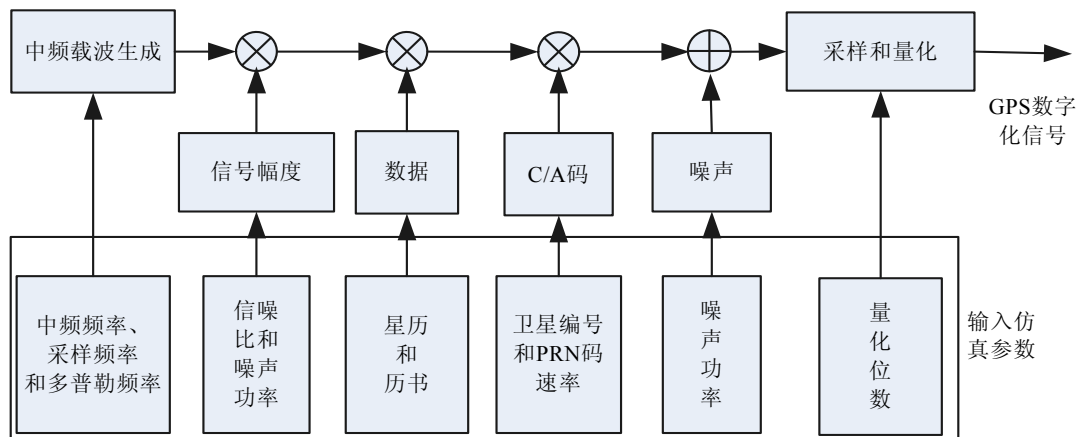


图 6.39 仿真器结构图

在 GPS 中频信号仿真中, 参照 GPS 中频信号产生器 New Star210, 选用中频频率  $f_{IF} = 4123968\text{Hz}$ ; 采样频率  $f_s = 16367667\text{Hz}$ ; 码速率  $\text{chiprate} = 1023000\text{Hz}$ ; 数据速率  $\text{datarate} = 50\text{Hz}$ ; 信噪比  $\text{SNR} = -15\text{dB}$ ; 噪声功率  $P_n = 150$ ; 量化位数为 2。

在高动态 GPS 中频信号的仿真中, 假定 GPS 接收机正对着 GPS 卫星运动, 且假定 GPS 接收机至 GPS 卫星的初始速度为  $V_0$ 、加速度为  $\dot{V}$ , 加加速度为  $\ddot{V}$ , 则接收机至 GPS 卫星的速度  $V$  表示为:

$$V = V_0 + \dot{V} \cdot t + \frac{1}{2} \ddot{V} \cdot t^2 \quad (6.6)$$

对于 L1 频段的 GPS 信号, 所产生的多普勒频率可表示为:

$$f_d = \frac{f_L}{c} \cdot V = \frac{1575.42 \times 10^6}{2.998 \times 10^8} \cdot V = 5.25 \cdot V \quad (6.7)$$

仅考虑本地晶振不稳定性误差, 本地晶振不稳定性 Allan 方差模型可表示为:

$$\sigma_{AV}^2(\tau) = h_{-2} \frac{(2\pi)^2}{6} + h_{-1} 2 \ln 2 + \frac{h_0}{2} \frac{1}{|\tau|} \quad (6.8)$$

其中  $\tau$  为 Allan 方差的采样时间;  $h_{-2}$ 、 $h_{-1}$ 、 $h_0$  为 Allan 方差的系数, 对于不同的晶振, 其值参考表 3.5。



### 6.5.2 GPS 接收机的动态性能仿真验证

为了验证三阶环路的跟踪能力,信号仿真器需产生高动态信号数据。设高动态载体至卫星的初始速度为  $1000\text{m/s}$ 、加速度为  $10g$ 、加加速度为  $10g/s$ ; 晶振 Allan 方差系数取第三章表 3.5 中 TCXO 型晶振 Allan 方差系数, 信噪比  $SNR$  取值为  $-15\text{dB}$ , 噪声功率  $P_n$  为 150, 采用一伪随机序列(PRN)作为导航数据位。

(1) 取  $1000\text{ms}$  仿真器产生的高动态数据, 用二阶环进行跟踪试验, 2 阶 PLL 环路的带宽设计为  $25\text{Hz}$ , 跟踪结果如图 6.40 所示。

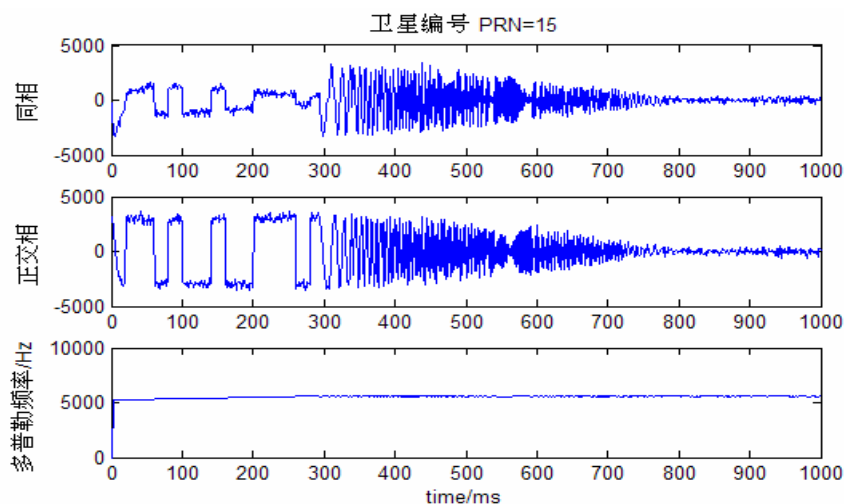


图 6.40 二阶环跟踪结果图

(2) 现用三阶环对信号进行跟踪, 3 阶 PLL 环路的带宽设计为  $18\text{Hz}$ , 跟踪结果如图 6.41 所示。

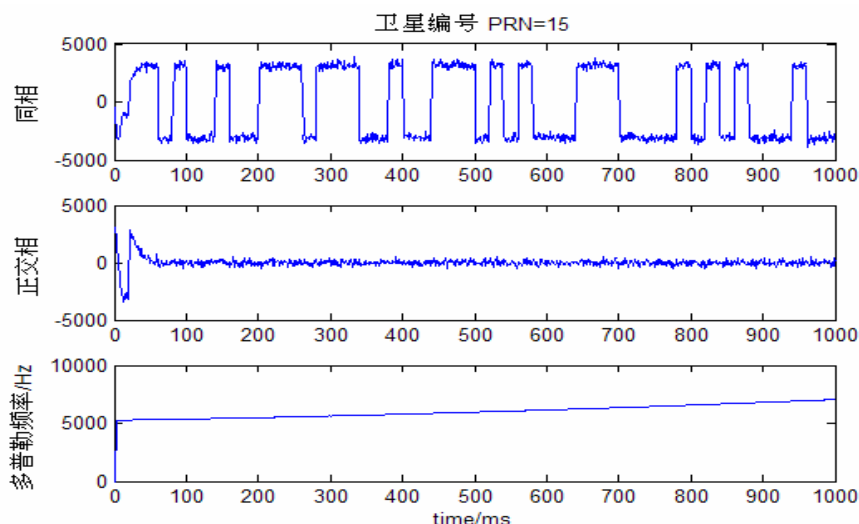


图 6.41 三阶环跟踪结果图

从图 6.40 和图 6.41 中可以看出, 在加速度为  $10g$ 、加加速度为  $10g/s$  的高动态

情况下，用三阶 PLL 环可以对信号进行可靠的跟踪。

### 6.5.3 MIMU 辅助的 GPS 接收机动态性能仿真验证

设高动态载体至卫星的初始速度为  $1000\text{m/s}$ 、加速度为  $100g$ 、加加速度为  $100g/s$ ，用三阶环对信号进行跟踪，3 阶 PLL 环路的带宽设计为  $18\text{Hz}$ ，跟踪结果如图 6.42 所示。

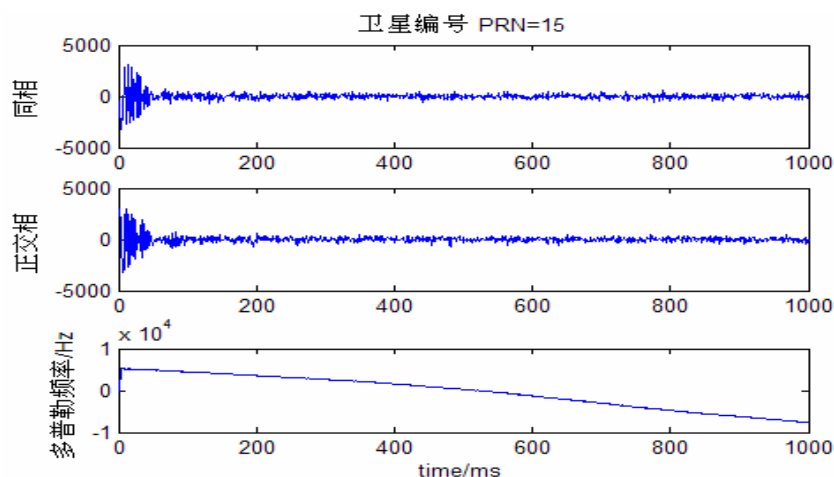


图 6.42 三阶 PLL 环跟踪结果图

从图 6.42 可知，对于至卫星的初始速度为  $1000\text{m/s}$ 、加速度为  $100g$ 、加加速度为  $100g/s$  的高动态载体，用 3 阶带宽为  $18\text{Hz}$  的 PLL 不能对信号进行跟踪。

下面采用 MIMU 辅助的 3 阶 PLL 对信号进行跟踪，MIMU 辅助的 3 阶 PLL 的带宽为  $5\text{Hz}$ 。同时根据 2.4.2 节和 3.5.2 节的内容，假定 MIMU 估计的多普勒频率误差为白噪声，均值为 0，方差  $0.01\text{Hz}^2$ 。MIMU 辅助的 3 阶 PLL 的跟踪结果如图 6.43 所示。

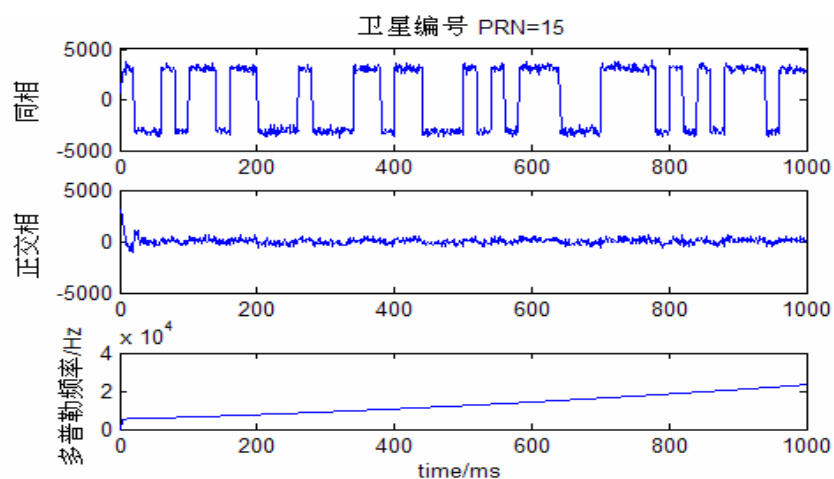


图 6.43 MIMU 辅助的三阶 PLL 环跟踪结果图

从图 6.43 可知，采用 MIMU 辅助的 3 阶 PLL 可以抵消载体动态性能的影响，能够对高动态信号进行可靠的跟踪，从而提高了 MIMU 辅助的 GPS 接收机的动态



性能。

## 6.6 本章小结

本章主要论述了 GPS/MIMU 嵌入式导航系统的设计实现方案,着重从系统结构、信息流程和时间同步方案等方面进行了论述,给出了 GPS 导航定位模式、MIMU 辅助的 GPS 接收机导航模式、GPS/MIMU 嵌入式深组合导航模式的设计实现方案,同时也给出了软件流程图。最后从试验和测试的角度介绍了系统的试验测试方案,对系统的关键指标进行了试验测试,并对试验结果进行了分析,重点利用静态和车载试验来验证 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的一些技术指标如导航定位精度、首次定位时间等,最后利用简单 GPS 中频仿真信号验证了所设计高动态 GPS 接收机和 MIMU 辅助的 GPS 接收机的动态性能。主要的性能指标和试验结论为:

(1) 对于研制的 GPS 接收机,在静态情况下位置精度优于 5m,速度精度优于 0.1 m/s;在动态车载条件下,和商用 GPS 接收机相比较,研制的 GPS 接收机位置误差水平优于 3 米,高程优于 10 米,和商用 GPS 接收机精度大体相当。

(2) 在 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统中,当已知历书、用户的大概位置、时间和速度信息时,若无星历辅助 GPS 首次定位时间优于 50s;当有星历辅助时 GPS 首次定位时间优于 10s。

(3) 在静态情况下, GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统精度重复性为:位置精度优于 5m,速度精度优于 0.1m/s,俯仰角和滚动角精度优于 0.2°,航向角精度优于 0.2°(航向角辅助)。

(4) 在动态车载条件下, GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统估算的姿态角与高精度的 INS 的姿态角基本吻合,在实际应用中可以采用航向角辅助来提高航向角的估计精度。GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统估计的位置和速度与 Novatel OEM4 接收机的位置、速度基本一致,位置精度优于 15m。

(5) 通过动态性能仿真试验可知:使用 MIMU 辅助能够有效地减少接收机动态不确定性的影响,减少环路的带宽,从而提高接收机的动态性能。

## 第七章 论文结论与进一步工作设想

### 7.1 论文主要研究结论

论文以卫星/MIMU 嵌入式组合导航一体化关键技术的研究为背景,以 GPS 为实例,着重研究了外部辅助的 GPS 信号捕获技术、MIMU 辅助的 GPS 信号跟踪技术、MIMU 辅助的导航定位算法和 GPS/MIMU 深组合导航算法等。本文的研究成果归纳如下:

(1) 设计了一种 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的 GPS 卫星信号捕获算法。

论文从理论上分析了 GPS 接收机时域标准相干和非相干捕获算法,通过分析比较得到:非相干捕获算法不受导航数据位的影响,而且多普勒频率误差对其影响较小,但是非相干捕获算法增加了平方损失;而相干捕获算法获取相同的捕获灵敏度,仅需较短的积分时间,但其受多普勒频移估计偏差和码移估计偏差的影响较大,并且受导航数据位的影响;当积分时间相同时,相干捕获算法具有更高的处理增益。基于时域标准相干和非相干捕获算法的特点,针对快速捕获的应用要求,设计了一种基于辅助的(卫星历书和星历辅助、卫星/MIMU 估计的多普勒频率辅助、位置和时间的辅助)时域相干捕获算法,并对其性能进行了分析,得到:辅助的 GPS 时域相干捕获算法能抵消多普勒频移估计偏差和码移估计偏差影响,明显的缩短捕获时间(从几百秒缩短到几秒),提高捕获效率(在检测概率为 95%的条件下,对 GPS 信号的捕获灵敏度能提高了 4.5dB/Hz)。

(2) 分析和设计 GPS 接收机跟踪环路 DLL/PLL/FLL 的鉴别器。

为了获得在各种信号条件下的最优跟踪性能,应当选择具有最高处理增益的鉴别器算法。对于 DLL,采用归一化的鉴别器如下: 
$$B(\delta\tau) = \frac{(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2)}{I_p^2 + Q_p^2};$$

对于 PLL,为了避免归一化对微弱信号的跟踪影响,在微弱信号的条件采用四象限反正切鉴相器作为 PLL 的鉴相器;而在高信噪比的条件下,采用点积型鉴相器作为 PLL 的鉴相器;对于 FLL,采用归一化的叉积型的鉴频器。

(3) 设计并实现了一种适用于高动态的 GPS 接收机跟踪环路。

全面分析了跟踪环路中的各种误差源,综合考虑各种误差源,设计了一种适合于高动态的 GPS 环路结构:码环采用载波辅助的码跟踪环,码跟踪环采用 2 阶环路,当环路的带宽设计到 2Hz 以下时,可以满足高动态的应用要求;载波跟踪环采取双模态结构:一种是适用于高动态的 FLL 辅助的 PLL;另一种是适用于中、低动态的 PLL。根据锁定的情况进行模态之间切换,其中 FLL 采用 2 阶环 FLL 可以满足高动态的要求,而 PLL 采用 3 阶环路,并设计了 3 阶锁相环 PLL 的最优

带宽和最小带宽,当接收机至卫星的最大视距加加速度为 $10g/s = 98.0m/s^3$ 、信号的信噪比高于 25 dB/Hz 时,3 阶锁相环最小带宽可选择到 18Hz。同时在 2 阶 FLL 辅助的 3 阶 PLL 中,PLL 环路的带宽可以进一步降低。

(4) 设计了一种 MIMU 辅助的 GPS 接收机环路结构和带宽。

采用 MIMU 估计载体动态性能,压缩环路跟踪带宽,提高系统动态性能、抗干扰能和系统的导航定位精度。在 MIMU 辅助的 GPS 卫星接收机中,码环采用载波辅助的码跟踪环,由于载波环比码环更容易失锁,所以载波跟踪环采用 MIMU 辅助 PLL。为了减少惯性器件的常值偏差对跟踪环路的影响,设计 MIMU 辅助的高阶 PLL(论文中采用 3 阶)的带宽:对于 TCXO 晶振,MIMU 辅助的 3 阶 PLL 最小环路带宽设计为 2.14Hz,而对于 OCXO 晶振,MIMU 辅助的 3 阶 PLL 最小环路带宽设计为 1.1Hz。通过仿真分析,与高动态 GPS 接收机相比较,当接收机至卫星的最大视距加加速度为 $10g/s = 98.0m/s^3$ 、接收机晶振采用 TCXO 时,MIMU 辅助 GPS 接收机的跟踪灵敏度提高 7.5dB/Hz;而 MIMU 辅助卫星接收机比一般的 GPS 接收机抗干扰性能至少有 11dB 的提高。

(5) 设计了一种 MIMU 辅助的导航定位算法。

基于 Thomas John Ford 的采用伪距、伪距率星间单差作为观测量的纯 GPS 导航定位算法思想,实现了 MIMU 辅助的 GPS 导航定位算法,观测量采用伪距星间单差和伪距率星间单差来抵消用户钟差和钟差漂移的影响,降低滤波器的维数;针对低成本、低精度的 MIMU 系统,设计了一种基于最大似然估计的自适应滤波器算法,最后通过静态试验验证了该算法,试验结果表明 MIMU 辅助 GPS 定位系统的位置精度优于 5m,速度精度优于 0.1m/s,俯仰角和滚动角精度优于 0.2°,航向角精度优于 0.2°(航向角辅助)。

(6) 设计了一种 GPS/MIMU 深组合导航算法。

为了进一步提高动态性能和抗干扰性能,论文引入了 GPS/MIMU 深组合导航系统,针对低成本、低精度的 MIMU 系统,首次将基于伪距星间单差和伪距率星间单差作为观测量的导航滤波器方法应用于 GPS/MIMU 深组合导航系统中的导航滤波器的设计。针对 GPS/MIMU 深组合导航基带测量信号很强的非线性特点,采用了基于 UKF 的基带信号预滤波算法,结果表明该方法能够很好的处理非线性问题,提高基带信号预滤波的精度。

(7) 设计了一种 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的同步方案。

GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的时间同步包含 GPS 接收模块的测量信息和 MIMU 信息的同步;MIMU 获取的 GPS 的环路控制信息和 GPS 基带信号跟踪回路之间同步,其中 GPS 接收模块的测量信息和 MIMU 信息的同步采用硬件同步方案,即 MIMU 和 GPS 接收模块都使用同一个频标;MIMU 获取的 GPS 的环路控制信

息和 GPS 基带信号跟踪回路之间同步采用软件方法，即外推法。

#### (8) 试验的验证

论文从试验的角度介绍了系统的试验方案，对系统的关键指标进行了试验测试，并对试验结果进行了分析，试验结论如下：

1) 对于研制的 GPS 接收机，在静态情况下位置精度优于 5m，速度精度优于 0.1 m/s；在动态车载条件下，和商用 GPS 接收机相比较，研制的 GPS 接收机位置误差水平优于 3 米，高程优于 10 米，研制的 GPS 接收机和商用的 GPS 接收机精度大体相当。

2) 在 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统中，当已知历书、用户的大概位置、时间和速度信息时，若无星历辅助 GPS 首次定位时间优于 60s；当有星历辅助时 GPS 首次定位时间优于 10s。

3) 在静态情况下，GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统精度重复性为：位置精度优于 5m，速度精度优于 0.1m/s，俯仰角和滚动角精度优于 0.2°，航向角精度优于 0.2°(航向角辅助)。

4) 在动态车载条件下，GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统估算的航向角与高精度的 INS 基本吻合，在实际应用中可以采用航向角辅助来提高航向角的估计精度。GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统估计的位置和速度与 Novatel OEM4 接收机的位置、速度基本一致，位置精度优于 15m。

5) 通过动态性能仿真试验可知：使用 MIMU 辅助能够有效地减少接收机动态不确定性的影响，减少环路的带宽，从而提高接收机的动态性能。

(9) 论文的研究是以 GPS 为实例的，研究的成果同样适用于其它的卫星导航系统（如 GLONASS、GALILEO 和中国的北斗 II 卫星导航系统），特别是具有独立自主的导航体系——北斗 II 卫星导航系统。

本文的研究成果已直接用于实际原理样机系统，并进行了静态试验和低动态车载试验。试验结果表明，原理样机程序运行稳定可靠，达到设计的要求。

## 7.2 进一步工作展望

虽然论文对 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统关键技术进行了较深入的研究，研制成功了原理样机，并提出了一些重要且有价值的设计理论和方法，但仍然有一些问题需作进一步的深入研究，这主要包括：

(1) 由于目前的试验条件的限制，没有开展 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的高动态和抗干扰性试验。下一步的工作是在条件允许的前提下，开展高动态和抗干扰性试验。

(2) 成本低、体积小、重量轻、功耗低是 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的

一个主要优点，由于目前的研究主要进行的是算法研究和基于 PC 机原理样机研究，还没有考虑成本、体积、重量和功耗等因素。因此，工程样机的研制是下一步一个研究重点。

(3) 从国外的经验来看，高精度、鲁棒的抗干扰性能是 GPS/MIMU 嵌入式组合导航系统的基本要求。目前国外除了采用 GPS/MIMU 深组合导航系统提高系统的抗干扰性能以外，还采用在 GPS 接收机内部嵌入抗干扰模块来提高系统的抗干扰能力。因此，在今后的研究中，GPS 接收机的抗干扰技术可以作为一个研究的重点。

(4) 开展 MIMU 辅助的 GPS 接收机多路径误差补偿方法研究，多路径误差是卫星定位中的主要误差源，由于多路径误差与周围环境有关，因此多路径误差建模和补偿是一个难点，国外采用多相关器的办法——窄相关来解决多路径误差问题。

(5) 利用本文的技术，进一步开展其它卫星导航系统(如北斗卫星导航系统、GALILEO 等)/MIMU 嵌入式导航系统的研究。GPS/MIMU 组合导航系统为我们提供了成功的经验，但由于我国不具有 GPS 系统的自主权，如果依赖于 GPS 系统，在平时是不可靠的，在战时则是危险的。由于我国目前正在发展具有独立自主的导航体系——BD II 卫星导航系统，可以进一步开展 BD II/MIMU 嵌入式组合导航系统的研究。

(6) 开展长码直捕、MIMU 辅助的长码直捕技术研究。在进行长码捕获时，由于长码超长的长度，几乎不可能逐一试探所有的码相位，所以通常的方法是利用短码进行引导捕获。由于利用短码进行引导捕获抗干扰能力差，因此可以进一步着重研究长码直捕方法和利用载机平台的提供时间、星历数据、MIMU 估算的多普勒频移等数据辅助的长码直捕方法。

由于作者能力所限，文中不足之处在所难免，敬请师长、同行批评指教。

## 致 谢

光阴似箭，日月如梭，值此论文梓笔之际，心中百感交集。追忆过去，成功里包含了多少人对我的支持、帮助和关怀。清贫学子，无以为酬，谨将此文献给他们，以表示我衷心的感谢。

首先衷心感谢我的导师黄新生教授。黄老师知识渊博、学术研究功底深厚，严谨的治学态度和始终如一的工作热情深深地影响了我，是值得我永远学习的榜样和楷模。无论是在理论学习阶段，还是在选题、开题、研究、试验和论文撰写的每一个环节，无不得到黄老师的悉心指导。

衷心感谢胡小平教授，本研究及学位论文得到胡小平教授的全程悉心指导，他学识渊博、治学严谨，为我们营造了一种良好的学术氛围；置身其间，耳濡目染，潜移默化，成就了我们的学术思想，造就了敢打硬拼的和谐团队。我有幸成为这支团队中的一员，并得到胡老师长期在工作、学习和生活上的指导，在此谨向胡老师致以我最深的谢意和崇高的敬意。

感谢吴美平副教授多年来的关心与支持。吴老师为论文研究提出了很多指导性的意见，为论文研究勾勒了阶段性的工作计划脉络，并为论文研究提供了重要的物质保障和创造了良好的条件。吴老师对论文初稿进行了审阅，并提出了宝贵的修改意见。

感谢吴文启教授在惯性导航领域深厚的理论功底和实践经验给予了极大的启示，他严谨求实的科学态度和勤奋刻苦的工作精神给了我深刻的印象，在课题研究工作中给予的大力支持和在工程实践方面给予的耐心指导。

感谢罗兵副教授、李涛副教授，罗兵副教授的工程实践经验给予了我极大的启示，他严谨求实的科学态度和勤奋刻苦的工作精神给了我深刻的印象；李涛副教授在 GPS/INS 组合导航领域的工作给予了我莫大的启示，并在研究中不断地给我提供意见，使我受益匪浅。

感谢东方联星公司的张俊林总经理、王翰晟博士，与他们的交流使我受益菲浅。感谢 Clifford kelley，与他在网上交流使我对卫星接收机结构有了更为全面的了解。

感谢所有帮助过我的老师：江明明教员、庾洲慧教员、郭鸿武教员、曹聚亮教员、逯亮清教员、武元新教员等。感谢所有帮助过我的同学们：汤勇刚、张开东、练军想、潘献飞、何晓峰、胡国昌、章大勇、于海亮、刘俊成等，他们的帮助让我节省了许多精力，尤其是何晓峰和于海亮同学。

感谢我的父母、爱人长期以来对我的理解与支持。

感谢评审本论文的老师、教授和专家。

向所有关心、支持我的人致以最美好的祝愿。



## 参考文献

- [1] 陈俊勇. GPS 现代化和 GPS 信号重构技术的进展[J]. 全球定位系统, 2005,30(1):1~4
- [2] Ganguly S, Jovancevic A, M Kirchner, et al. GPS Signal Reconstitution[A]. In: Proceeding of ION GNSS 2004[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc., 2004
- [3] Lannelongue S, Delfour H, Flament D, et al. Towards Dual Frequency L1-L5 GNSS Space Based Augmentation System[A]. In: Proceeding of ION GNSS 2004[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc., 2004
- [4] 张玉册, 梁开龙. GPS 的现代化计划与第三信号 L5[J]. 测绘工程, 2002, 11(1):22~25
- [5] 吴晓进. GPS 现代化的背景、目标和措施[J]. 船用导航雷达, 2005, 75(4):1~4
- [6] 魏二虎, 柴华, 刘经南. 关于 GPS 现代化进展及关键技术探讨[J]. 测绘通报, 2005(12): 5~7
- [7] 魏二虎, 李征航, 郭际明. 全球定位系统卫星 L2 载波增加民用码的作用[J]. 测绘通报, 2004, (6): 1~4.
- [8] EDMOND T N. Tracking New Signals from Space-GPS Modernization and Trimble R-Track Technology[DB/OL]. <http://tr1.trimble.com/docushare/dsweb/Get/Document-163893/r-track-wp/022543-078-0304-lr.pdf>, 2004-09-16
- [9] 平述. 俄罗斯“全球导航卫星系统”一瞥[J]. 国际太空, 2005, 5:8~10
- [10] 杨光, 李勇. 俄罗斯的 GLONASS 系统[J]. 国防科技, 2005, 3:32~34
- [11] 钱桂山. 欧洲伽利略卫星导航系统[J]. 国外卫星动态, 2006, 6:1~10
- [12] 刘群燕, 王举, 王孝禹. 伽利略卫星导航系统简介[J]. 气象水文装备, 2006, 17(4):32~34
- [13] 边际. 伽利略 (GALILEO) 系统[J]. 测绘科学与工程, 2006, 26(2):62~62
- [14] 李铁, 孙贵新. “伽利略”卫星导航系统综述[J]. 国外电子测量技术, 2005, 24(11):5~8
- [15] 曾庆化, 刘建业, 彭文明, 等. 我国卫星导航系统相关技术发展分析[J]. 航天控制, 2006, 24(4):91~96
- [16] 赵国栋. “中国特设” GPS 系统-“北斗”卫星系统的战略应用[J]. 国际展望, 2004, 489(4):32~35
- [17] 逯亮清. 基于载波相位干涉测量的双星定向技术研究[D]. 博士学位论文, 长沙: 国防科学技术大学, 2005
- [18] Hopkins R E, Borestein J T, et al. The silicon oscillating accelerometer: A MEMS inertial instrument for strategic missile guidance[A]. In: AIAA. Reprinted, with permission from the missile Sciences Conference held in Monterey[C]. Nov. 7-9, 2000, California, USA



- 
- [19] Anderson R S, Hanson D S, Kourepenis A S. Evolution of low-cost MEMS inertial system technologies[A]. In: ION GPS 2001[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc.,2001.1332~1342
- [20] Kourepenis A, Connelly J, Sitomer J. Low cost MEMS inertial measurement unit[A]. In: ION NTM 2004[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc.,2004.246~251
- [21] Hanse J G. Honeywell MEMS inertial technology & product status[A]. In: ION NTM 2004[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc., 2004.239~245
- [22] Kuhlmann B. Noise of High-Performance Si-Micro-Machined Yaw Rate Sensors[A]. In: H Song. SYMPOSIUM GYRO TECHNOLOGY 2006[C]. Stuttgart: University of Stuttgart, 2006.6.0~6.9
- [23] Trächtler M, Link T, Manoli Y. A New Approach for Multi-Axis Inertial Sensor Units on a Single Silicon Die Based on SOI-Technology[A]. In: H Song. SYMPOSIUM GYRO TECHNOLOGY 2006[C]. Stuttgart: University of Stuttgart, 2006.7.0~7.10
- [24] Zimmermann S, Bartholomeyczik J, Breng U, et al. Single Axis Gyroscope Prototype Based on a Micromechanical Coriolis Rate Sensor[A]. In: H Song. SYMPOSIUM GYRO TECHNOLOGY 2006[C]. Stuttgart: University of Stuttgart, 2006. 9.0~9.9
- [25] Salychev O, Voronov V V, Cannon M E, et al. Low cost INS/GPS integration: concepts and testing[A]. In: Proceedings of ION NTM 2000[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc., 2000.98~105
- [26] Jau-Hsiung Wang. Intelligent MEMS INS/GPS Integration For Land Vehicle Navigation[D]. PhD thesis, Calgary: Department of Geomatics Engineering, University of Calgary ,2006
- [27] Nayak R A. Reliable and Continuous Urban Navigation Using Multiple GPS Antennas and a Low Cost IMU[D]. PhD thesis, Calgary: Department of Geomatics Engineering, University of Calgary ,2000
- [28] Mathur N G, Grass F V. Feasibility of using a Low-Cost Inertial Measurement Unit with Centimeter-Level GPS[A]. In: Proceedings of ION AM 2000[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc.,2000.712~720
- [29] 马云峰, 周百令, 万振刚等. MIMU/GPS 组合导航系统数据同步与融合方法研究[J]. 中国惯性技术学报, 2004,12(3):28-31
- [30] 单茂华, 周百令, 黄丽斌. 联合  $H_{\infty}$  滤波算法及其在组合导航系统中的应用研究[J]. 数据采集与处理, 2003,18(4):418~422
- [31] YUE Xiao kui ,YUAN Jian ping.  $H_{\infty}$  Sub-optimal Filter for Low cost Integrated Navigation System[J]. CHINESE JOURNAL OF AERONAUTICS, 2004, 17(4):200~206
- [32] 万振刚, 周百令, 马云峰等. 自适应联合  $H_{\infty}$  滤波器及其在组合导航系统中的
-

- 应用[J]. 东南大学学报( 自然科学版), 2004,34(5):623~626
- [33] 尚捷, 顾启泰. MIMS/GPS 组合导航系统中卡尔曼滤波器设计与实验研究[J]. 中国惯性技术学报, 2005,13(2):45~48
- [34] 马云峰, 孟昭民. MIMU/GPS 组合导航系统在制导弹药中的应用[J]. 潍坊学院学报, 2005, 5(2):4~7
- [35] 龚真春, 李平, 宋执环. 超小型无人机 GPS/MIMU 组合导航定位系统研究[J]. 航空电子技术, 2004,35(3):13~18
- [36] 黄丽斌, 周百令. 低成本 MINS/GPS 组合导航中卡尔曼滤波算法的综合应用研究[J]. 中国惯性技术学报, 2005,13(5):16~19
- [37] 黄丽斌, 周百令, 单茂华. 基于 DSP 的 MIMU/GPS 组合导航系统研究[J]. 中国惯性技术学报, 2003,11(3):12~15
- [38] 龚真春, 宋执环. 嵌入式 GPS/MIMS 组合导航系统的设计与应用[J]. 计算机工程与应用, 2005,9:108~110
- [39] Hide C D. Integration of GPS and Low Cost INS Measurements[D]. PhD thesis, UK:Institute of Engineering, Surveying and Space Geodesy, University of Nottingham, 2003
- [40] Brown A, Lu Y. Performance test results on an integrated GPS/MEMS inertial navigation package[A]. In: Proceedings of ION GNSS 2004[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc.,2004.825~832
- [41] Hide C, Moore T. GPS and low cost INS integration for positioning in the urban environment[A]. In: Proceedings of ION GPS 2005[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc.,2005.1007~1015
- [42] Jaffe R, Bonomi S, Madni A M. Miniature MEMS quartz INS/GPS description and performance attributes[A]. In: Proceedings of ION GNSS 2004[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc., 2004.852~863
- [43] Vicki C LeFevre, Lynne K Rider, David W Panhorst. MEMS IMU – Common Guidance[A]. In: 40th Annual Armament Systems:Guns - Ammunition - Rockets –Missiles Conference[C]. 2005
- [44] Vicki LeFevre, David Panhorst. Common Guidance Common Sense[A]. IN: NDIA Firepower Symposium[C]. 2004
- [45] MDA03T-006. Ultra Tight Coupling for High Anti-Jam GPS/INS[EB/OL]. <http://www.nttc.edu/resources/funding/dod/sttr2003/mda03.doc>,2003
- [46] 李荣彬,刘建业,曾庆化等. 基于 MEMS 技术的微型惯性导航系统的发展现状[J]. 中国惯性技术学报, 2004, 12(6):88~94
- [47] Gustafson D, Dowdle J, Flueckiger K. A high Anti-Jam GPS-Based Navigator[A]. In: ION NTM 2000[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc.,2000. 438~446
- [48] L-3 Communications, Interstate Electronics Corporation. New Generation of Deeply Integrated Anti-jamming Software and Hardware[EB/OL].

- <http://www.l-3com.com/>, July 2005
- [49] Timothy M Buck, Jason Wilmot, Michael J Cook. A High G, MEMS Based, Deeply Integrated, INS/GPS, Guidance, Navigation and Control Flight Management Unit[A]. In: IEEE/ION PLANS 2006[C], 2000.772~794
- [50] Van Diggelen F, Abraham C. Indoor GPS Technology[M]. Dallas: CTIA Wireless-Agenda, 2001
- [51] Zhodzishsky M, Yudanov S, Veitsel V, et al. Co-Op Tracking for Carrier Phase[A]. In: Proceedings of ION GPS1998[C]. Fairfax VA: Institute of Navigation, Inc.,1998. 653~664
- [52] Andrey Soloviev, Frank Van Grass, Sanjeev Gunawardena. Implementation of Deeply Integrated GPS/Low-Cost IMU for Reacquisition and Tracking of Low CNR GPS Signals[A]. In: Proceedings of ION NTM2004[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc., 2004.923~934
- [53] Soloviev A, Gunawardena S, Graas F V. Deeply Integrated GPS/Low-Cost IMU for Low CNR Signal Processing: Flight Test Results and Real Time Implementation[A]. In: Proceedings of ION GNSS2004[C]. Fairfax VA: Institute of Navigation, Inc., 2004. 1598~1608
- [54] Alban S, Akos D M, Rock S M. Performance Analysis and Architectures for INS-Aided GPS Tracking Loops[A]. In: Proceedings of ION National Technical Meeting (NTM)2003[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc., 2003. 611~62
- [55] Beser J, Alexander S, Crane R, et al. A Low-Cost Guidance/Navigation Unit Integrating A SAASM-Based GPS And MEMS IMU In A Deeply coupled Mechanization[A]. In: Proceedings of ION GNSS2002[C]. Fairfax VA:U S Institute of Navigation, Inc.,2002.545~555
- [56] Kreye C, Eissfeller B, Winkel J Ó. Improvements of GNSS Receiver Performance Using Ultra-tightly coupled INS Measurements[A]. In: Proceedings of ION GPS/GNSS[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc., 2000.844~854
- [57] Sennott J. Robustness of Tightly Coupled Integrations for Real-Time Centimeter GPS Positioning[A]. In: Proceedings of ION GPS[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc., 1997.655~663
- [58] Guojiang Gao, Gérard Lachapelle. INS-Assisted High Sensitivity GPS Receivers for Degraded Signal Navigation[A]. In: Proceedings of ION GNSS 2006[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc., 2006
- [59] 陈家斌,袁信. 动态用户惯性速度辅助的 GPS 接收机码环稳定性研究[J]. 中国惯性技术学报, 1994,2(3)
- [60] 何秀凤,刘建业,袁信. 惯性系统速度辅助的 GPS 接收机性能分析[J]. 航天控制, 1996, 3: 40~46

- 
- [61] 胡德风. 一种提高低动态 GPS 接收机动态适应能力的方法[J]. 导弹与航天运载技术, 1995, 6: 17~21
- [62] 秦永元. GPS 载波环的惯性速度辅助及 SA 建模探讨[J]. 航空电子技术, 1995, 2: 8~13
- [63] JAMES BAO-YEN TSUI. Fundamentals Global Positioning System Receivers : A Software Approach[M]. Second Edition. New York: A JHN WILEY & SONS, INC., 2005
- [64] Akopian D. A fast satellite acquisition method[A]. In: Proc. ION GPS 2001[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2001.2871~2881
- [65] David M Lin, James B Y Tsui. Comparison of Acquisition Methods for Software GPS Receiver[A]. In: ION GPS2000[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2000.2385~2390
- [66] Driscoll C O, Murphy C C. Performance Analysis of an FFT Based Fast Acquisition GPS Receiver[A]. In: ION NTM2005[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2005.1014~1025
- [67] WEIHUA ZHANG, JAMES TRANQUILLA. Modeling and Analysis for the GPS Pseudo-range Observable[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31(2): 739~751
- [68] Zhengdi Q. Optimal Gain in the Process of GPS Signal Acquisition[A]. In: Proceedings of ION GPS-2000[C] . Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2000. 891~894
- [69] van Diggelen F. Global Locate Indoor GPS Chipset & Services[A]. In: Proceedings IONGPS-01[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2001.1515~1521
- [70] Sudhir N S, Vimala C, Ray J K. Receiver Sensitivity Analysis and Results[A]. In: Proceedings ION GPS-2001[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2001.1420~1426
- [71] Shewfelt J L, Nishikawa R, Norman C, Cox G F. Enhanced Sensitivity for Acquisition in weak Signal Environments through the use of Extended Dwell Times[A]. In: Proceedings ION GPS-01[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2001.155~162
- [72] Thomas Pany, Bernd Eissfeller. A Theoretical Analysis of Acquisition Algorithms for Indoor Positioning[A]. 2nd ESA Workshjop Stellite Navigation User Equipment Technologies NAVITEC'2004[C], 2004
- [73] José Ángel Ávila Rodríguez, Vincent Heiries, Thomas Pany, et al. A HEORETICAL ANALYSIS OF ACQUISITION ALGORITHMS FOR INDOOR POSITIONING[A]. In: 2nd ESA Workshop Satellite Navigation User Equipment Technologies NAVITEC[C]. Noordwijk, The Netherlands, 2004
- [74] Zarrabizadeh M H, Sousa E S. A Differentially Coherent PN Code Acquisition
-

- 
- Receiver for CDMA Systems[J]. IEEE Transactions on Communication, 1997, 45(11):1456~1465
- [75] Jari Iinatti, Ari Pouttu. Probability of Acquisition with Noncoherent and Differentially Coherent Code Acquisition in Doppler[A]. In: IEEE 6th Int. Symp. On Spread-Spectrum Tech. & Appli.[C]. 2000.254~258
- [76] Shin O, Lee K. Differentially coherent combining for double-dwell code acquisition in DS/CDMA systems[J]. IEEE Trans. Communication, 2003, 51( 7):1046~1050
- [77] Choi H, Cho D J, Yun S.J, et al. A Novel Weak Signal Acquisition Scheme for Assisted GPS[A]. In: Proceedings of ION GPS/GNSS[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. ,2002.177~183
- [78] Harald Elders-Boll, Uwe Dettmar. Efficient Differentially Coherent Code/Doppler Acquisition of Weak GPS Signals[A]. In: ISSSTA2004[C]. 2004.731~735
- [79] Jwo D J. Optimisation and sensitivity analysis of GPS receiver tracking loops in dynamic environment[J]. IEE Proc. –Radar, Sonar Navig., 2001, 148(4):241~250
- [80] Jovancevic A, Brown A, Ganguly S, et al. Real –Time Dual Frequency Software Receiver[A]. In: Proceeding of ION GPS 2003[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2003.2572~2583
- [81] Krumvieda K, Madhani P, Cloman C, et al. A Complete IF Software GPS Receiver: A Tutorial about the Details[A]. In: Proceeding of ION GPS 2001[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2001.789~811
- [82] Ping Lian. Improving Tracking Performance of PLL in High Dynamic Applications[D]. MSc thesis, Calgary: The University of Calgary, 2006
- [83] Legrand F, Macabiau C. Improvement of Pseudorange Measurements Accuracy By Using Fast Adaptive Bandwidth Lock Loops[A]. In: Proceeding of ION GPS 2001[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2000.2346~2356
- [84] Legrand F, Macabiau C. Results of the implementation of the Fast Adaptive Bandwidth Lock Loops on a real GPS receiver in a high dynamics context[A]. In: GNSS 2001 International Symposium[C], 2001.1~6
- [85] Legrand F, Macabiau C. Real-time minimization of the total tracking error in phase and delay lock loops – a second approach of the Fast Adaptive Bandwidth Algorithm[A]. In: Proceeding of the ION 57th Annual Meeting & Cigtf 20th Biennial Guidance Test Symposium[C]. 2001
- [86] Demoz G E, Razavi A, Enge P, et al. Doppler Aided Tracking Loops for SRGPS Integrity Monitoring[A]. In: Proceeding of ION GPS 2003[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2003. 2515~2523
- [87] Gold K, Brown A. Architecture and Performance Testing of a Software GPS Receiver for Space-based Applications[A]. In: Proceedings of IEEEAC[C],
-

- 
- 2004.1~12
- [88] Alban S, Gebre-Egziabher D. Performance Analysis and Architectures for INS-Aided GPS Tracking Loops[A]. In: Proceedings of the ION NTM-03[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2003
- [89] Santiago Alban. DESIGN AND PERFORMANCE OF A ROBUST GPS/INS ATTITUDE SYSTEM FOR AUTOMOBILE APPLICATIONS[D]. Ph.D Dissertation. Palo Alto, California, USA: Stanford University, 2004.111~151
- [90] Spilker J J. GPS signal structure and performance characteristics[J]. Navigation, 1978, 25(2):121~146
- [91] Richard B L. The mathematics of GPS[J]. GPS World, 1991, No.7:45~50
- [92] Richard B L. The GPS error budget[J]. GPS World, 1997, No.3:51~56
- [93] Abel J, Chauffe J. Existence and uniqueness of GPS solutions[J]. IEEE Trans. on AES., 1991, 27(4):952~956
- [94] Chauffe J, Abel J. On the exact solution of the pseudo-range equations[J]. IEEE Trans. on AES., 1994, 30(10):1021~1030
- [95] Josseph L. An Alternative closed-form solution to the GPS pseudo-range equation[J]. IEEE Trans. on AES., 1996, 32(4):1430~1439
- [96] Hatch R. The synergism of GPS code and carrier measurements[A]. In: Proceedings of the third international symposium on satellite Doppler positioning[C]. New Mexico State, 1982.1213~1231
- [97] Elezabeth M. High-accuracy GPS semikinematic positioning: modeling and results[J]. Navigation, 1990, 37(1):53~64
- [98] Sally L F, Stephen R D. Real-time on-the-fly kinematic GPS system results[J]. Navigation. 1994,41(2):175~186
- [99] 宋文尧, 张牙. 卡尔曼滤波[M]. 北京: 科学出版社, 1991
- [100] Hwang P Y C, Brown R G. Introduction to random signals and applied kalman filtering[M]. 2nd ed., New York : Wiley Inc., 1992
- [101] Rap K D, Narayana J L. An approach for a faster GPS tracking extended kalman filter[J]. Navigation, 1995, 42(4):619~630
- [102] Thomas John Ford. POSITION AND VELOCITY KALMAN FILTER FOR USE WITH GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEM RECEIVERS[P]. United States Patent: No.6664923, Dec. 16, 2003
- [103] Kai-Wei Chiang, Semah Nassar, and Naser El-Sheimy. A Constructive and Autonomous Integration Scheme of Low-Cost GPS/MEMS IMU for Land Vehicular Navigation Application[A]. In: IEEE/ION PLANS 2006[C], 2006.235~243
- [104] El-Sheimy N, Abdel-Hamid W. An Adaptive Neuro-Fuzzy Model to Bridge GPS Outages in MEMS-INS/GPS Land Vehicle Navigation[A]. In: Proceedings of ION GNSS 2004[C]. Fairfax VA:U S Institute of Navigation, Inc. ,2004
-

- 
- [105] Hide C, Moore T, Smith M J. Adaptive Kalman filtering for low-cost INS/GPS[J]. The Journal of Navigation, 2003, 56(1): 143~152
- [106] Karatsinides S P. Enhancing filter robustness in cascaded GPS/INS integrations[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1994, 30(4): 1001~1008
- [107] Loebis D, Sutton R, Chudley J. A fuzzy Kalman filter optimized using a genetic algorithm for accurate navigation of an autonomous underwater vehicle[A]. In: Proceedings of MCMC2003 conference[C]. 2003.19~24
- [108] Mohamed A H, Schwarz K P. Adaptive Kalman filtering for INS/GPS[J]. Journal of Geodesy, 1999, 73:193~203
- [109] Rahbari R, Leach B W, Dillon J, et al. Expert system for an INS/DGPS integrated navigator installed in a Bell 206 helicopter[J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2005, 18(3):353~361
- [110] Salycheva A. Medium Accuracy INS/GPS Integration in Various GPS Environments[D]. MSc Thesis, Calgary: The University of Calgary, 2004
- [111] Sasiadek J Z, Wang Q, Zermba M B. Fuzzy adaptive Kalman filtering for INS/GPS data fusion[A]. In: Proceedings of the 15<sup>th</sup> IEEE international Symposium on Intelligent Control[C]. 2000.181~196
- [112] Swanson S R. A fuzzy navigational state estimator for GPS/INS integration[A]. In: IEEE Position Location and Navigation Symposium[C]. 1998.541~548
- [113] 王艳东. 智能组合导航系统[D]. 博士学位论文, 北京: 北京航空航天大学, 2001
- [114] Eun-Hwan Shin. Estimation Techniques for Low-Cost Inertial Navigation[D]. Ph.D thesis, Calgary: The University of Calgary, 2005
- [115] Rudolph van der Merwe, Wan E A. Sigma-Point Kalman Filters for Integrated Navigation[A]. In: Proceedings of ION 60<sup>th</sup> Annual Meeting[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 2004.641~654
- [116] 李涛. 非线性滤波方法在导航系统中的应用研究[D]. 博士学位论文, 长沙: 国防科学技术大学研究生院, 2003
- [117] Kreye C, Eissfeller B, Winkler J O. Improvement of GNSS Receiver Performance Using Deeply Coupled INS Measurement[A]. In: Proceedings of ION GPS[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 2000.844-854
- [118] Jorvancevic A, Brown A, Ganguly S, et al. Ultra Tightly Coupling Implementation Using Real Time Software Receiver[A]. In: Proceeding of ION GNSS 17th[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 2003.1575~1586
- [119] Ravindra Babul, Jinling Wang. Dynamics Performance of Carrier and Code Tracking Loops in Ultra-Tight GPS/JNS/PL Integration[A]. In: IEEE Indicon 2005 Conference[C]. 2005
- [120] Jeong Won Kim, Dong-Hwan Hwang, Sang Jeong Lee. A Deeply Coupled
-

- 
- GPS/INS Integrated Kalman Filter Design Using a Linearized Correlator Output[A]. In: IEEE/ION PLANS 2006[C], 2006.300~305
- [121] Di Li, Jinling Wang. System Design and Performance Analysis of Extended Kalman Filter-Based Ultra-Tight GPS/INS Integration[A]. In: IEEE/ION PLANS 2006[C], 2006.291~299
- [122] Babu R, Wang J. Ultra-tight GPS/INS/PL Integration: A System Concept and Performance Analysis[EB/OL]. [http://www.gmat.unsw.edu.au/snap/publications/babu\\_et al2005c.pdf/](http://www.gmat.unsw.edu.au/snap/publications/babu_et al2005c.pdf/), 2005
- [123] Spilker J J. Delay-lock tracking of binary signals[J]. IEEE Trans. On SET, 1963,9(3):1~8
- [124] Spilker J J. Vector delay lock loop –position estimation[P]. United States Patent: No.5398034, 1995
- [125] Ohlmeyer Ernest J. Analysis of an Ultra-Tightly Coupled GPS/INS System in Jamming[A]. In: IEEE/ION PLANS 2006[C], 2000.44~53
- [126] Sanjeet Singh. Comparison of Assisted GPS and High Sensitivity GPS in Weak Signal Conditions[D]. MSc thesis, Calgary: The University of Calgary, 2006
- [127] 孙礼. GPS 接收机系统的研究[D]. 博士学位论文, 北京: 北京航空航天大学, 1998
- [128] Guojiang Gao. INS-Assisted High Sensitivity GPS Receivers for Degraded Signal Navigation[D]. PhD thesis, Calgary: The University of Calgary, 2007
- [129] Hung Seok Seo, Il Heung Choi et al. Extended Multiple Correlator for GPS Receiver[A]. In: ION GPS2002[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2002.1612~1618
- [130] Glenn D MacGougan. High Sensitivity GPS Performance Analysis in Degraded Signal Environments[D]. MSc thesis, Calgary: The University of Calgary, 2003
- [131] Lin D M, Tsui J B Y, Liou L L. Sensitivity Limit of A Stand-Alone GPS Receiver and An Acquisition Method[A]. In: Proceedings of ION GPS 2002[C]. Fairfax VA:U S Institute of Navigation, Inc. ,2002 .1663~1667
- [132] Andrey Soloviev, Frank van Graas. Sanjeev Gunawardena. Implementation of Deeply Integrated GPS/Low-Cost IMU for Reacquisition and Tracking of Low CNR GPS Signals[A]. In: ION NTM 2004[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2004.923~935
- [133] Bastide F, Julien O, Macabiau C, et al. Analysis of L5/E5 Acquisition, Tracking and Data Demodulation Thresholds[A]. In: ION GPS2002[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2002.2196~2207
- [134] Wei Yu. Selected GPS Receiver Enhancements for Weak Signal Acquisition and Tracking[D]. PhD thesis, Calgary: The University of Calgary, 2007
- [135] Syrjärinne J. Possibilities for GPS Time Recovery with GSM Network Assistance[A]. In: Proceedings of ION GPS-2000[C]. Virginia VA: The Institute
-



- 
- of Navigation, Inc. , 2000.955~966
- [136] Kaplan E D, Hegarty C J. Understanding GPS: Principles and Applications[M]. Norwood: Artech House Inc., 2006
- [137] Simon D, El-Sherief H. Fuzzy logic digital phase-locked loop filter design[J]. IEEE Trans. Fuzzy Systems.1995, 3(2):211-218.
- [138] Spilker J J. Global Positioning system: theory and applications[M]. Washington: AIAA, Washington DC. 1996
- [139] 王广雄. 控制系统设计[M]. 北京: 宇航出版社, 1992. 103~112
- [140] 于长官. 现代控制理论[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社,1997
- [141] Mao W L, Tsao H W, Chang F R. Intelligent GPS Receiver for robust carrier phase tracking in kinematic environments[J]. IEE Proc. –Radar, Sonar Navig. , 2004, 151(4):171~180
- [142] Stephens S A, Thomas J B. Controlled-Root Formation for Digital Phase-Locked Loops[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems 1995,31(1):78~95
- [143] Kaplan E D. Understanding GPS: Principles and Applications[M]. Boston: Artech House,Boston MA, 1996
- [144] Julien O. Design of Galileo L1F Receiver Tracking Loops[D]. PhD Thesis, Calgary: The University of Calgary, 2005
- [145] Mitel Semiconductor. GP2000-GPS Chipset Designer's Guide. Global Positioning Products Handbook,1998
- [146] Ma C, Lachapelle, Cannon M E. Implementation of a Software GPS Receiver[A]. In: Proceedings of ION GNSS 2004[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2004. 956~970
- [147] NovAtel Inc.. Millenium GPS Card<sup>TM</sup> command descriptions manual[M]. Canada: Calgary, 1998
- [148] Markus Irsigler, Bernd Eissfeller. PLL Tracking Performance in the Presence of Oscillator Phase Noise[J]. GPS Solutions, 2002, 5(4): 45~57
- [149] Filler R L. The Acceleration Sensitivity of Quartz Crystal Oscillators: A Review[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1988, 35(3):297~305
- [150] Hegarty, Christopher J.Analytical Derivation of Maximum Tolerable In-Band Interference Levels for Aviation Applications of GNSS[J]. Journal of the Institute of Navigation, 1997, 44(1): 25~34
- [151] Knight M, Finn A. The Effects of Ionospheric Scintillations on GPS[A]. In: Proceedings of ION\_GPS 1998[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 1998.673~685
- [152] Conker R S, EI-Arini M B, Hegarty C J and et al. Modeling the Effect of Ionospheric Scintillation on GPS/SBAS Availability[A]. In: the IAIN 25th
-

- Anniversary World Congress[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 2000
- [153] Secan J A, Bussey R M, Rremouw E J. High-Latitude Upgrade to the Wideband Ionospheric Scintillation Model[J]. Radio Science, 32(4), 1997: 1567~1574
- [154] Son S B, Kim Π K, Oh S H, etc. Commerical GPS Receiver Design for High Dynamic Launching Vehicles[A]. In: The 2004 International Symposium on GNSS/GPS[C], 2004
- [155] Tsung-Yu Chiou, Santiago Alban, Sarah Atwater and et al. Performance Analysis and Experimental Validation of a Doppler-Aided GPS/INS Receiver for JPALS Applications[A]. In: Proceedings of ION GNSS 2004[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2004. 1609~1618
- [156] US Department of Defence. Global Positioning System Standard Positioning Service Signal Specification[M], 2nd Edition, June, 1995
- [157] Gebre-Egziabher, Demoz, Razavi A, et al. Doppler Aided Tracking Loops for SRGPS Integrity Monitoring[A]. In: Proceedings of the ION GPS-03[C]. Virginia VA: The Institute of Navigation, Inc. , 2003. 2562~2571
- [158] 董绪荣 张守信 华仲春. GPS/INS 组合导航定位及应用[M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 1998
- [159] Lachapelle G, Cannon M E, Lu G. High-Precision GPS Navigation with Emphasis on Carrier-Phase Ambiguity Resolution[J]. Marine Geodesy, 1992, 15: 253~269
- [160] 胡小平. 自主导航理论与应用[M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 2002
- [161] Titterton D H, Weston J L. Strapdown Inertial Navigaton Technology[M]. United Kingdom: Peter Peregrinus Ltd., 1997
- [162] 程向红, 郑梅. 捷联惯性系统初始对准中 Kalman 参数优化方法[J]. 中国惯性技术学报, 2006, 14(4): 12~17
- [163] Franz D Busse. Precise Formation-state Estimation in Low Earth Orbit Using Carrier Differential GPS[D]. Ph.D Dissertation, Stanford University, Dept. of Aeronautics and Astronautics, March, 2003. 152-172
- [164] Maybeck P. Stochastic Models, Estimation, and Control[M]. Volume 2. New York: Academic Press, 1982.
- [165] 吴晓进, 谢洪华, 刘乾富等(译). GPS 理论与应用[M]. 第一卷(上), 西安: 西安导航技术研究所, 1996. 243~253
- [166] Abbott A S, Lillo W E. Global Positioning Systems and Inertial Measuring Unit Ultratight Coupling Method[P]. United States Patent: No. 6516012, Feb. 4, 2003
- [167] Jovancevic A, Brown A, Ganguly S, et al. Ultra tight Coupling Implementation Using Real Time Software Receiver[A]. In: Proceedings of ION GNSS 2004[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 2004. 1575~1586
- [168] Kim H S, Bu S C, Jee G I, et al. An Ultra-Tightly Coupled GPS/INS Integration

- 
- Using Federated Kalman Filter[A]. In: Proceedings of ION GPS/GNSS 2003[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 2003.2878~2885
- [169] Ohlmeyer E J. Analysis of an Ultra-Tightly Coupled GPS/INS System in Jamming[A]. In: IEEE/ION PLANS 2006[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 2006.44~53
- [170] Psiaki M L. Extended Kalman Filter Methods for Tracking weak GPS Signals[A]. In: Proceedings of ION GNSS 2002[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 2002.2539~2553
- [171] Psiaki M L. Smoother-based GPS signal Tracking in a software Receiver[A]. In: Proceedings of ION GNSS 2001[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 2001.2900~2913
- [172] Hanching Grant Wang, Bruce Cordell Detterich. Ultra-tightly Coupled GPS and Inertial Navigation System for Agile Platforms[P]. United States Patent: No.US20070118286, May, 24,2007
- [173] Petovello M G, Lachapelle G. Comparison of Vector-Based Software Receiver Implementations with Application to Ultra-tight GPS/INS Integration[A]. In: Proceedings of ION GNSS 2006[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 2006
- [174] Chun Yang. GPS Signal Tracking with Kalman Filter Based on Joint Code Delay and Carrier Phase and Frequency Error Discriminator[A]. In: ION 60<sup>th</sup> Annual Meeting 2004[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 2004.631~640
- [175] Jee G I, Kim H S, Lee Y J, et al. A GPS C/A Code Tracking Loop Based on Extended Kalman Filter with Multipath Mitigation[A]. In: Proceedings of ION GNSS 2002[C]. Fairfax VA: U S Institute of Navigation, Inc. , 2002.446~451
- [176] Paul Y Kim. GPS Navigation with Integrated Phase Track Filter[P]. United States Patent: No.7151486, Dec. 19,2006
- [177] Julier S J, Uhlmann J K. A General Method for Approximating Nonlinear Transformations of Probability Distributions[R]. DOX1 3PJ UK, 1996
- [178] Julier S J, Uhlmann J K. Reduced Sigma Point Filters for the Propagation of Means and Covariances through Nonlinear Transformations[A]. In: Proceedings of the IEEE American Control Conference[C]. Anchorage AK, USA, 2002. 887~892.
- [179] Julier S J. The Spherical Simplex Unscented Transformation[A]. In: Proceedings of the IEEE American Control Conference[C]. Denver, Colorado, 2003.2430~2434.
- [180] Wan E A, van der Merwe R. Kalman Filtering and Neural Networks[M]. New York : John Wiley & Sons, 2001
- [181] Julier S J, Uhlmann J K. The Scaled Unscented Transformation[A]. In: Proceedings of the IEEE American Control Conference[C]. Anchorage AK, USA,
-

2002. 4555~4559

- [182] Zarlink Semiconductor. Product Specifications for GP2015 RF Front End[EB/OL].  
[http://products.zarlink.com/product\\_profiles/GP2015.htm](http://products.zarlink.com/product_profiles/GP2015.htm), 2003.
- [183] Zarlink Semiconductor. Product Specifications for GP2021 12-Channel  
Correlator[EB/OL].[http://products.zarlink.com/product\\_profiles/GP2021.htm](http://products.zarlink.com/product_profiles/GP2021.htm), 2003.

## 作者在学期间取得的学术成果

### 一、发表的论文:

- [1] 卫星/MIMU 嵌入式导航接收机抗干扰性能分析[J]. 国防科技大学报, 2007, 29(3).50~55 (EI 检索, 检索号: 073210754752) (第一作者)
- [2] 基于自适应 Kalman 滤波器的 MEMS IMU/GPS 组合导航研究[J]. 压电与声光, 2007,29(4).398~401 (EI 检索, 检索号: 073710811060) (第一作者)
- [3] 基于嵌入式应用领域的 GPS 接收机设计[J]. 仪器仪表学报, 2007,28(8).1497~1501(EI 检索, 检索号: 073710811116) (第一作者)
- [4] Multiple Model Kalman Filtering for MEMS-IMU/GPS Integrated Navigation[C]. The Second IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, May 23~25, 2007. Harbin, China. (EI 检索, 检索号: 074210874670) (第一作者)
- [5] MEMS IMU 辅助的高性能 GPS 接收机的设计[J]. 测绘学报, 2008,37(1).128~134 (EI , 检索号: 081211161921) (第一作者)
- [6] 基于射频前端的 GPS 软件接收机设计与验证[J], 中国惯性技术学报, 2007, 15(1).51~54. (第一作者)
- [7] MEMS-IMU/GPS 组合导航中的多模态 Kalman 滤波器设计[J]. 中国惯性技术学报, 2007, 15(3).307~311. (第一作者)
- [8] MIMU/GPS 嵌入式组合导航中 GPS 信号非相干搜索算法分析[J]. 空间科学学报, 2007,27(3).258~264. (第一作者)
- [9] Study on Usage Digital Signal Processing Techniques in De-noise Optical Gyro Output Signal[C]. ISINTIT'2004, October14-17,2004. Nanjing, P. R. China. (第一作者)
- [10] GPS 载波相位定姿技术在目标侦查中的应用[J]. 全球定位系统, 2005, 30 (1).28~31. (第一作者)
- [11] Engineering Realization of Full attitude System Based on GPS Carrier Phase and MEMS IMU[C]. 12th IAIN Word Congress 2006 International Symposium on GPS/GNSS, October 18-20,2006. Jeju, Korea. (第一作者)
- [12] MIMU/GPS 嵌入式组合导航中 GPS 信号非相干搜索算法分析[C]. 中国航空学会控制与应用第十二届年会, 2006.7, 西安. (第一作者)
- [13] 一种新型卫星接收机基带仿真研究[J]. 航天控制, 2007,25(5). 62~67. (第一作者)
- [14] 无缝 GPS/INS 组合导航系统得设计与实现[J]. 国防科技大学学报, 2008, 30(1). 83~88. (EI 检索, 检索号: 081611207328) (第三作者)

- [15] RDSS / SINS 组合导航试验研究[C]. 中国航空学会控制与应用第十二届学术年会论文集, 2006.7, 西安. (第二作者)
- [16] 基于软件 GPS 接收机的高动态跟踪环路的设计[J]. 中国惯性技术学报, 2007, 15(6).682~685. (第三作者)
- [17] 基于 MEMS-IMU 辅助的高动态 GPS 选星方法设计[J]. 中国惯性技术学报, 2007, 15(6).716~720. (第四作者)

## 二、公开出版的专著：

- [1] 第四作者. 卫星定向技术(ISBN 978-7-81099-452-1). 长沙: 国防科技大学出版社, 2007.12

## 三、作者在攻读博士学位期间参与的主要科研工作：

- [1] 船载炮射击自动控制系统, 外协项目, 已结题, 主要参与者。
- [2] 卫星导航/MIMU 嵌入式一体化精密定位定姿技术(2006AA12Z319), 国家 863 项目课题, 在研, 主要参与者。
- [3] 微惯性测量单元/XXX 嵌入式制导系统技术(51309020403), “十一五”武器装备预先研究项目, 在研, 主要参与者。