

摘要

在实际应用中，复杂系统具有模型复杂、规模大、变量多、约束多等特点，传统的控制方法无法满足复杂系统控制的要求。近些年来，分布式模型预测控制（Distributed Model Predictive Control，简称DMPC）以其优良的控制性能、有效处理约束的能力和结构的灵活性等优点得到了广泛关注，成为了处理大规模复杂系统的重要工具。目前，该方法尚处在研究初期，依然存在许多研究难点。例如，如何处理子系统之间的耦合，使得各个子系统的优化问题能在分布式结构下求解；如何设计每个子系统各自的终端成分，减小在线计算量；如何满足优化问题的迭代可行性和整个系统的闭环稳定性。

本文以多智能体系统为研究对象，开展了分布式模型预测控制的系列研究，分别研究了多智能体系统的调节问题、一致问题和编队问题，主要研究成果如下：

1、研究了多个异构线性系统的分布式模型预测调节控制问题，智能体系统之间同时存在成本耦合和约束耦合。在每一个采样时刻，所有智能体同步更新。提出了改进的相容性约束，保证每个智能体实际轨迹和假设轨迹的一致性。通过求解李亚普诺夫方程得到终端权重矩阵，从而设计了终端成本；利用耦合约束的信息，设计了正定不变的终端集，并且保证终端集中的状态满足耦合约束。设计了分布式优化算法，保证局部约束和耦合约束的迭代可行性，以及整个系统的闭环稳定性。最后通过仿真实验比较了集中式模型预测控制方法和分布式模型预测控制方法的性能，对比表明在保证系统性能和集中式的性能接近的条件下，分布式方法大大缩短了优化时间，减小了在线计算量。

2、研究了多个二阶非线性系统的分布式模型预测一致控制问题，智能体系统之间存在成本耦合，所有智能体共享一个参考轨迹。利用同步更新策略，提出了改进的相容性约束上界，保证系统的收敛性；在分布式结构下，利用参考轨迹，设计了每个智能体的终端成本、终端控制器和正定不变的终端集。提出了分布式优化算法，保证优化问题的迭代可行性和整个系统的闭环收敛性。最后，以2-自由度机械臂为例，通过仿真实验验证了算法的有效性。

3、研究了多个线性二阶系统的分布式模型预测编队控制问题，每个智能体到达各自的目标位置形成队形，智能体系统之间存在耦合成本，且需要满足避碰约束。利用同步更新策略，设计了改进的相容性约束，包括位置相容性和状态相容性，同时提出了改进的避碰约束。充分利用系统模型的特点和编队目标，设计了分布式结构下的终端成分，

并且在终端集中依然能保证避碰约束的满足。提出了分布式优化算法，保证优化问题的迭代可行性、整个系统的闭环收敛性以及避碰约束的满足。最后通过仿真实验验证了算法的有效性。

最后，归纳总结了本文的主要工作，并对今后的工作进行了展望。

关键词: 模型预测控制；分布式控制；终端成本；终端控制器；终端集。

Abstract

In the practical applications, the complex systems have the features of complex model, large scale, a great amount of variables and constraints. However, the traditional control methods cannot satisfy the requirements of the complex systems. Over the past years, distributed model predictive control (DMPC) is becoming an important tool to handle the large-scale complex systems due to its good control performance, capability of handling constraints and the structural flexibility. In the embryonic stage, the research of DMPC is confronted with many difficulties. For example, how to deal with the couplings between subsystems in order to make the optimization problem of each subsystem solvable; how to design the terminal ingredients (terminal cost, terminal controller and positive invariant terminal set) for each subsystem; how to guarantee the recursive feasibility and the closed-loop stability of the whole system.

Motivated by this, this dissertation focuses on the research of DMPC for multi-agent systems and explores the problems of regulation, consensus and formation, respectively. The main contents and results in this dissertation are summarized as follows:

1. A DMPC algorithm is presented for the regulation of linear multi-agent systems with the coupled cost and coupled constraints. At each sampling time, all the agents are permitted to synchronously optimise. An improved compatibility constraint is constructed to ensure the consistency between the actual state trajectory of each agent and its assumed one. With the parameters of the coupled constraints, a positive invariant terminal set, which can definitely ensure the satisfaction of the coupled constraint, and an associated terminal cost (a local Lyapunov function) are designed in a distributed manner. By applying the proposed distributed optimization algorithm, the recursive feasibility with respect to both local and coupled constraints and the closed-loop stability of the whole system are guaranteed. In final, the numerical results of the comparisons between the DMPC algorithm and the centralised model predictive control (CMPC) are given to show the effectiveness of the proposed algorithm. The results show that the DMPC algorithm not only dramatically decreases the optimizing time but also maintains most of the control

performance of CMPC.

2. A DMPC algorithm is investigated for the consensus of second-order nonlinear multi-agent systems with coupled cost. All the agents share one reference trajectory. With the synchronous update strategy, a time-varying compatibility constraint, which plays an important to ensure the stability, is presented to ensure that the actual state trajectory of each subsystem does not deviate too much from its assumed one. Furthermore, a positively invariant terminal region and a corresponding auxiliary controller are developed for each agent. Given the designed terminal ingredients and compatibility constraints, the recursive feasibility and closed-loop stability of the whole system are guaranteed. A numerical example of 2-Degree-of-Freedom (2-DoF) robotic manipulator illustrates the efficacy of the proposed algorithm.

3. A DMPC algorithm is explored for the formation of second-order linear multi-agent systems with collision avoidance. With the synchronous update strategy, the improved compatibility constraints with respect to both the position compatibility and the state compatibility, are designed for each agent. The collision avoidance constraints are tightened by replacing the actual positions of each agent's neighbors with their assumed ones. By using the second-order model and the formation, the terminal ingredients are designed. Particularly, the states in the positively invariant terminal sets satisfy the collision avoidance constraints. By implementing the proposed distributed optimization algorithm, the recursive feasibility of the optimization problem, the closed-loop stability of the whole system and the collision avoidance between agents are guaranteed. A numerical example illustrates the effectiveness of the proposed algorithm.

At the end of this dissertation, the main results are concluded and the problems to be solved in the future are presented.

Keywords: Model predictive control (MPC); Distributed control; Terminal cost; Terminal controller; Terminal set.

目录

目录	V
第1章 小型化车载导航组合系统方案设计	1
1.1 引言	1
1.2 车载组合导航系统坐标定义及转换	1
1.2.1 导航坐标系定义	1
1.2.2 坐标系变换原理	3
1.3 导航定位原理	5
1.3.1 四元数与姿态更新	6
1.3.2 速度更新	10
1.3.3 位置更新	11
1.4 小型化车载组合定位原理	12
1.5 车载组合定位系统总体方案设计	12
1.6 本章小结	13
第2章 小型化组合定位系统硬件设计	15
2.1 引言	15
2.2 主要器件选型	15
2.2.1 ARM芯片	15
2.2.2 MEMS器件	16
2.2.3 卫星接收模块	16
2.2.4 电源管理模块	17
2.3 硬件电路设计	18
2.3.1 系统原理图设计	18
2.3.2 系统PCB板设计	21
2.3.3 硬件调试	22
2.3.4 终端成分的设计	22
2.3.5 分布式实现算法	22
2.4 主要结果	22
2.5 仿真结果和分析	22
2.6 本章小结	22

第1章 小型化车载导航组合系统方案设计

1.1 引言

车载组合定位系统是采用车载传感器进行组合定位的实时系统，随着MEMS 惯性器件工程化及其精度的提升，其小型化、低成本、低功耗抗稳定性好的应用特点在航姿测量系统得到广泛的应用。本文基于MEMS传感器，通过合理的布局设计及系统设计，将惯性测量、惯性导航、卫星导航、姿态解算、组合导航集成在一块单板上。

本章首先介绍导航系统研究中几种常见的坐标系及相互之间的转换，分析车载定位系统的定位原理并给出基于四元数和旋转矢量法的MEMS惯导姿态、位置和速度更新方程。最后给出车载组合定位系统的总体方案设计。

1.2 车载组合导航系统坐标定义及转换

宇宙中的物体小到分子原子大到行星恒星都在不停地运动，但运动是相对的，单个没有参考的物体是无运动可言的。一个物体在空间的位置只能相对另一个物体确定，后一个物体就是描述前一个物体运动的参考系，可以在该物体上建立直角坐标系。在导航定位过程中，运动体的姿态、速度、位置等信息的确定都必须建立在相应的参考坐标系中。对于不同的研究对象和任务要求，需要选择不同的坐标系。

1.2.1 导航坐标系定义

在陆地车辆组合导航系统中，常见的坐标系有：惯性坐标系、地球坐标系、地理坐标系、机体坐标系、导航坐标系。

(1)惯性坐标系(i系)

惯性坐标系(以下简称惯性系)是遵循牛顿定律的坐标系，即相对于惯性空间做匀速直线运动或绝对静止的坐标系，惯性坐标系为惯性器件测量的参考基准。完全理想的惯性坐标系本身并不存在，在实际应用中通过使用近似的地心惯性坐标系来代替惯性坐标系进行运算。

(2) 地球坐标系(e系)

与地球固连，以地球质心为坐标原点，轴与地球自转轴方向一致。

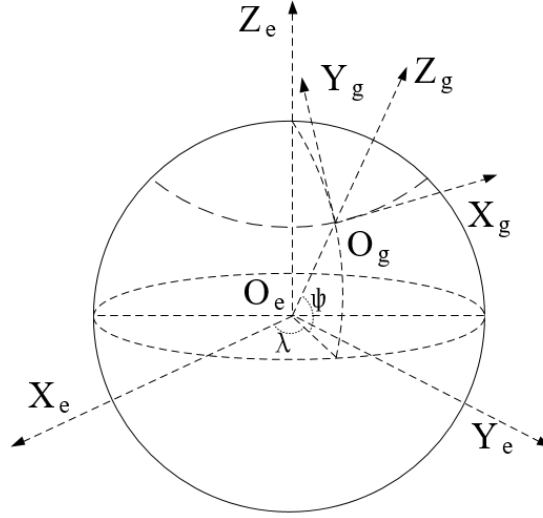


图 1.1 地球坐标系与地理坐标系示意图

(3) 地理坐标系(g系)

如图所示，地理坐标系 $OEN\xi$ 的原点 O 取在载体的重心， E 轴在当地水平面内的指东， N 轴在当地水平面指北， ξ 轴则沿当地地垂线指向天空的方向， $EN\xi$ 三轴构成右手直角坐标系。地理系是随着载体运动的，可以按“东北天”“北西天”或者“北东地”顺序构成，本文中的地理坐标系选择“东北天”坐标系描述。

(4) 载体坐标系(b系)

如图所示，载体坐标系的原点 O_b 位于载体重心位置，与运载体固联， x_b 轴沿载体的横轴方向， y_b 沿载体的纵轴方向， z_b 垂直机体水平面向上， $x_b y_b z_b$ 轴构成右手直角坐标系，载体坐标系相对于地理坐标系的方位称为载体的姿态和航向。

(5) 导航坐标系(n系)

导航坐标系是惯性导航系统求解导航参数时所采用的坐标系用 $Ox_n y_n z_n$ 。针对捷联惯导来说，传感器所采的数据是沿载体坐标系轴向的，必须将该采集的信息分解到便于描述和求解导航参数的坐标系内，然后进行导航解算，这个坐标系即导航坐标系。本文选择的导航坐标系为地理坐标系即东北天坐标系。

当物体在地球上运动时，物体相对地球的位置不断改变；同时，地球上的点的地理坐标系相对于地球系的角位置是不相同的。运载体相对于地球运动引起地理坐标系相对

地球坐标系的转动。此时，地理坐标系相对惯性坐标系的转动角速度有两部分组成：一个是地球坐标系相对于惯性坐标系的转动角速度；另一部分是地理坐标系相对于地球坐标系的转动角速度。两部分具体的计算过程在后续章节详细介绍。确定物体的地理位置，就是确定地理坐标系相对于地球坐标系的方位关系，即经度 λ 纬度 φ 和到地球地心的距离 R ；而物体的姿态则是确定载体坐标系相对于地理坐标系的方位关系。

1.2.2 坐标系变换原理

由上面定义的几种坐标系可知，在分析惯性导航系统运动时，将用到多种坐标系，而这些坐标系并不是相互孤立的。虽然空间中一个向量在不同的坐标系里的坐标是不同的，但是通过坐标变换，可以将一个坐标系下的向量坐标转换到另一个坐标系下。这种变换包括平移和旋转，在惯性导航中坐标系的变换我们更关注坐标之间的角度关系，即旋转坐标变换，具体的转换方法见文献。以下介绍两种坐标之间的转换。

(1) 地球坐标系与地理坐标系之间的转换

根据图可知，地球坐标系和地理坐标系的原点不重合，当用经度 λ 和纬度 φ 来表示旋转角度时，其转动过程可以描述为地球坐标系绕 Z_e 轴转动 $(90^\circ + \lambda)$ ，再绕变换后的 x 轴转动 $(90^\circ - \varphi)$ ，最后绕变换后的 z 轴旋转 90° 而得到地理坐标系。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} E \\ N \\ \xi \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(90^\circ - \varphi) & 0 & -\sin(90^\circ - \varphi) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(90^\circ - \varphi) & 0 & \cos(90^\circ - \varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \lambda & \sin \lambda & 0 \\ -\sin \lambda & \cos \lambda & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_e \\ y_e \\ z_e \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} -\sin \lambda & \cos \lambda & 0 \\ -\sin \varphi \cos \lambda & -\sin \varphi \sin \lambda & \cos \varphi \\ \cos \varphi \cos \lambda & \cos \varphi \sin \lambda & \sin \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_e \\ y_e \\ z_e \end{bmatrix} \quad (1.1)
 \end{aligned}$$

用 C_e^n 表示变换矩阵，有

$$C_e^n = \begin{bmatrix} -\sin \lambda & \cos \lambda & 0 \\ -\sin \varphi \cos \lambda & -\sin \varphi \sin \lambda & \cos \varphi \\ \cos \varphi \cos \lambda & \cos \varphi \sin \lambda & \sin \varphi \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

式中, \mathbf{C}_e^n 为地球坐标系到地理坐标系的变换矩阵; \mathbf{C}_{ij} 为变换矩阵的元素 ($i = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3$)。

(2) 地理坐标系和载体坐标系之间的转换

载体的姿态和航向实际上就是载体坐标系和地理坐标系之间的方位关系。载体的姿态可用如下欧拉角表示:

俯仰角(θ): 载体绕横轴 x_b 转动时, 载体的纵轴与水平面之间会形成一个夹角, 该角即为俯仰角, 一般用 θ 表示, 向上角度为正, 向下为负, 俯仰角取值范围为 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 。

翻滚角(γ): 载体绕纵轴 y_b 转动时, 载体的横轴与水平面之间会形成一个夹角, 该角即为翻滚角, 一般用 γ 表示, 以右端向下为正, 翻滚角取值范围为 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 。

航向角(ψ): 载体绕方位轴转动时, 载体纵轴 y_b 在地理坐标系下的水平投影与地理子午线 N 的夹角称为航向角, 一般用 ψ 表示, 以正北方向为起点并以北偏东方向逐渐增加, 航向角取值范围为 $[0^\circ, 360^\circ]$ 。

载体坐标系和导航坐标系之间可以绕 $Z - X - Y$ 的顺序转动三次完成转换, 载体姿态矩阵 \mathbf{C}_b^n 实现转换, 变换公式如下:

$$\begin{bmatrix} x_n \\ y_n \\ z_n \end{bmatrix} = \mathbf{C}_b^n \begin{bmatrix} x_b \\ y_b \\ z_b \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

第一次转动: 坐标系绕 Z 轴负向转动角 ψ :

$$\mathbf{C}_b^{n1} = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

第二次转动: 坐标系绕 X 轴负向转动角 θ :

$$\mathbf{C}_{n1}^{n2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

第三次转动：坐标系统Y轴负向转动角 ψ ：

$$\mathbf{C}_{n2}^n = \begin{bmatrix} \cos \gamma & 0 & -\sin \gamma \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \gamma & 0 & \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_b^n &= \mathbf{C}_{n2}^n \mathbf{C}_{n1}^{n2} \mathbf{C}_b^{n1} = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma & 0 & -\sin \gamma \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \gamma & 0 & \cos \gamma \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \gamma \cos \psi + \sin \gamma \sin \psi \sin \theta & \sin \psi \cos \theta & \sin \gamma \cos \psi - \cos \gamma \sin \psi \sin \theta \\ -\cos \gamma \cos \psi + \sin \gamma \sin \psi \sin \theta & \cos \psi \cos \theta & -\sin \gamma \cos \psi - \cos \gamma \sin \psi \sin \theta \\ -\sin \gamma \cos \theta & \sin \theta & \cos \gamma \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

定义 \mathbf{C}_b^n 为如下形式：

$$\mathbf{C}_b^n = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{11} & \mathbf{T}_{12} & \mathbf{T}_{13} \\ \mathbf{T}_{21} & \mathbf{T}_{22} & \mathbf{T}_{23} \\ \mathbf{T}_{31} & \mathbf{T}_{32} & \mathbf{T}_{33} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

\mathbf{C}_b^n 就是导航系统中通常所称的捷联矩阵，载体的姿态角可以计算如下：

$$\begin{cases} \psi_{\pm} = \arctan\left(\frac{\mathbf{T}_{13}}{\mathbf{T}_{22}}\right) \\ \theta_{\pm} = \arcsin(\mathbf{T}_{32}) \\ \gamma_{\pm} = \arctan\left(\frac{-\mathbf{T}_{31}}{\mathbf{T}_{33}}\right) \end{cases} \quad (1.7)$$

对于地面车辆导航系统，式中，俯仰角 θ 、翻滚角 γ 定义在区间 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 中，在计算反正弦和反正切函数中没有多值问题；航向角 ψ 定义在 $[0^\circ, 360^\circ]$ 区间，需要分情况考虑根据主值区间和方向矩阵的数值来确定角度大小，其真值表如表所示。

1.3 导航定位原理

在捷联惯性导航系统(SINS)中惯性测量器件(陀螺仪和加速度计)直接与运载体固联，通过导航计算机采集惯性器件的输出信息并进行数值积分求解运载体的姿态、速度和位

表 1.1 航向角 ψ 的真值表

T_{22}	T_{12}	ψ
$\rightarrow 0$	+	90°
$\rightarrow 0$	-	270°
+	+	ψ_{\pm}
+	-	$180^\circ + \psi_{\pm}$
-	+	$\psi_{\pm} + 180^\circ$
-	-	$\psi_{\pm} - 180^\circ$

置等导航信息，这三个过程分别是姿态更新、速度更新和位置更新。MEMS惯导一般采用角速率输出采样方式，简单的将输出信号乘以采样间隔 T_s 即可变换为近似的角增量，利用单位时间角增量数据可以实现载体姿态的更新，姿态指的是载体坐标系相对于导航坐标系的角位置，具体定义及坐标变换已在上一章具体介绍。MEMS惯导信息的解算核心是姿态更新，对整个系统的解算精度影响最为突出，具有重要的研究和应用价值。

1.3.1 四元数与姿态更新

根据所选的变量参数不同，常用的姿态更新算法有方向余弦法、欧拉角法和四元数法(Quaternations)。这几种姿态解算方法分别适合不同的姿态变化情况。

欧拉角算法通过求解欧拉角微分方程直接求解姿态角。欧拉角解算简单明了，概念直观，容易理解，但求解过程中需要频繁解算三角函数，运算比较困难，而且当俯仰角接近 90° 时会引起万向节死锁问题，所以该方法适合水平姿态变化不大，实时性要求不高的情况下。

方向余弦和欧拉角并没有本质上的区别，因为是用欧拉角表示的方向余弦阵，避免了退化的问题，可以计算全姿态，但是姿态矩阵微分方程包含九个未知量，因此算法设计计算量大，实时性差，不利于工程上的应用。

四元数表示方法虽然有些抽象，但它的优点有很多，利用起来非常方便，算法实现上简单易操作，是很实用的工程方法。本课题是基于四元数法完成姿态矩阵的解算。四

元数是由威廉卢云哈密尔顿在1843年爱尔兰提出的数学概念，其基础思想为：一个坐标系到另一个坐标系的变换可以通过绕一个定义在参考系中的矢量 μ 的单次转动来实现，四元数提供该转动的数学描述，一个单位四元数可以为表示一个旋转。四元数法实质上是旋转矢量法中的单子样算法，对有限旋转引起的的补偿程度不够，只适用于低动态运载体的姿态解算，而对于高动态运载体的姿态解算中漂移非常严重，对于低动态的车载组合导航系统来说，四元数方法十分适用。

1、四元数定义

四元数是由四个元构成的数：

$$Q(q_0, q_1, q_2, q_3) = q_0 + q_1\mathbf{i} + q_2\mathbf{j} + q_3\mathbf{k} = \mathbf{q}_0 + \mathbf{q}_v \quad (1.8)$$

其中， q_0 、 q_1 、 q_2 、 q_3 是实数， q_0 也称为实部， $q_v = q_1\mathbf{i} + q_2\mathbf{j} + q_3\mathbf{k}$ 称为虚部， \mathbf{i} 、 \mathbf{j} 、 \mathbf{k} 是互相正交的单位向量，可以将四元数看作是四维空间中的一个向量或者一个超复数。四元数的虚单位 \mathbf{i} 、 \mathbf{j} 、 \mathbf{k} 之间满足如下乘法运算规则

$$\begin{cases} \mathbf{i} \otimes \mathbf{i} = \mathbf{j} \otimes \mathbf{j} = \mathbf{k} \otimes \mathbf{k} = -1 \\ \mathbf{i} \otimes \mathbf{j} = \mathbf{k}, \mathbf{j} \otimes \mathbf{k} = \mathbf{i}, \mathbf{k} \otimes \mathbf{i} = \mathbf{j}, \mathbf{j} \otimes \mathbf{i} = -\mathbf{k}, \mathbf{k} \otimes \mathbf{j} = -\mathbf{i}, \mathbf{i} \otimes \mathbf{k} = -\mathbf{j} \end{cases} \quad (1.9)$$

其中，运算符“ \otimes ”表示四元数乘法运算，虚部单位矢量的叉乘运算特点，可以将四元数的虚数部分 $\mathbf{q}_v = q_1\mathbf{i} + q_2\mathbf{j} + q_3\mathbf{k}$ 看成是在三维空间中的映像，反之，一个三维矢量可以看做一个零标量四元数。

2、四元数与姿态矩阵的转换

类比于复数的三角表示法，四元数写成三角函数为

$$Q = \|Q\|(\cos \frac{\phi}{2} + \mu \sin \frac{\phi}{2}) \quad (1.10)$$

特别地，当 $\|Q\| = 1$ 时，即对于单位四元数，有， $q_0 = \cos \frac{\phi}{2}$ ， $\mathbf{q}_v = \mu \sin \frac{\phi}{2}$ 且 $q_0^2 + \mathbf{q}_v^T \mathbf{q}_v = 1$ ； μ 为单位长度的三维矢量，即 $\mu^T \mu = 1$ ； ϕ 为某一角度值。在刚体转动理论中，载体系相对于导航系的位置，可以等效成载体系绕某定轴旋转一定角度 θ ，用向量 μ 表示该定轴，则两坐标之间的位置关系可以用角度 θ 和单位向量 μ 来表示如下图。

因此，推导出由四元数表示的载体系至导航系的转换矩阵：

$$C_b^n = \begin{bmatrix} 1 - 2(q_2^2 + q_3^2) & 2(q_1q_2 - q_0q_3) & 2(q_1q_3 + q_0q_2) \\ 2(q_1q_2 + q_0q_3) & 1 - 2(q_1^2 + q_3^2) & 2(q_2q_3 - q_0q_1) \\ 2(q_1q_3 - q_0q_2) & 2(q_2q_3 + q_0q_1) & 1 - 2(q_1^2 + q_2^2) \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

3、姿态更新四元数算法

根据四元数理论，坐标系转换过程可以表示为：

$$\begin{aligned} \mathbf{v}^b &= \mathbf{Q}_b^n \otimes \mathbf{v}^n \otimes (\mathbf{Q}_b^n)^* \\ &= \begin{bmatrix} q_0^2 + q_1^2 + q_2^2 + q_3^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 & 2(q_1q_2 - q_0q_3) & 2(q_1q_3 + q_0q_2) \\ 0 & 2(q_1q_2 + q_0q_3) & q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 & 2(q_2q_3 - q_0q_1) \\ 0 & 2(q_1q_3 - q_0q_2) & 2(q_2q_3 + q_0q_1) & q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式中， \mathbf{Q}_b^n 表示导航系n到载体系b的变换四元数； $(\mathbf{Q}_b^n)^*$ 是 \mathbf{Q}_b^n 的共轭表示， \mathbf{v}^n 和 \mathbf{v}^b 表示同意向量分别在导航系n和载体系b下的表示，其向量表示分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_n &= \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{v}_x^n & \mathbf{v}_y^n & \mathbf{v}_z^n \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{v}_b &= \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{v}_x^b & \mathbf{v}_y^b & \mathbf{v}_z^b \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

根据方向余弦理论：

$$\begin{aligned} \mathbf{v}^b &= \begin{bmatrix} * & 0 \\ 0 & \mathbf{C}_t^b \end{bmatrix} \mathbf{v}^t \\ &= \begin{bmatrix} * & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma \cos \psi + \sin \gamma \sin \psi \sin \theta & -\cos \gamma \cos \psi + \sin \gamma \sin \psi \sin \theta & -\sin \gamma \cos \theta \\ 0 & \sin \psi \cos \theta & \cos \psi \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & \sin \gamma \cos \psi - \cos \gamma \sin \psi \sin \theta & -\sin \gamma \cos \psi - \cos \gamma \sin \psi \sin \theta & \cos \gamma \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{v}_x^n \\ \mathbf{v}_y^n \\ \mathbf{v}_z^n \end{bmatrix} \end{aligned}$$

这样可以得到变换过程中姿态角的四元数计算方法：

$$\begin{cases} \psi_{\pm} = -\arctan\left(\frac{2(q_1q_2 + q_0q_3)}{q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2}\right) \\ \theta_{\pm} = \arcsin(2(q_2q_3 - q_0q_1)) \\ \gamma_{\pm} = \arctan\left(\frac{2(q_1q_3 + q_0q_2)}{q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2}\right) \end{cases} \quad (1.12)$$

四元数微分方程

已知 Q 为导航系至载体系的四元数表达式，对两端求导得四元数的微分方程：

$$\begin{aligned} d\frac{Q}{t} &= -\sin\frac{\dot{\theta}}{2}\sin\frac{\theta}{2} + \mu^R\frac{\dot{\theta}}{2}\cos\frac{\theta}{2} + \sin\frac{\theta}{2}\frac{d\mu^R}{dt} \\ &= -\sin\frac{\dot{\theta}}{2}\sin\frac{\theta}{2} + \mu^R\frac{\dot{\theta}}{2}\cos\frac{\theta}{2} \\ &= \frac{\dot{\theta}}{2}\mu^R \otimes Q \end{aligned}$$

由刚体动力学知识可知

$$\begin{aligned} \omega_{nb}^n &= \dot{\theta}\mu^R \\ \omega_{nb}^n &= Q \otimes \omega_{nb}^b \otimes Q^* \end{aligned}$$

式？中 ω_{nb}^b 是MEMS陀螺测量载体系相对于导航系下的角速度，结合上述两式式？可以计算记为

$$d\frac{Q}{t} = \frac{1}{2}Q \otimes \omega_{nb}^b \quad (1.13)$$

记

$$\omega_{nb}^b = \begin{bmatrix} \omega_x & \omega_y & \omega_z \end{bmatrix}^T \quad (1.14)$$

矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_0 \\ \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\omega_x & -\omega_y & -\omega_z \\ \omega_x & 0 & \omega_z & -\omega_y \\ \omega_y & -\omega_z & 0 & \omega_x \\ \omega_z & \omega_y & -\omega_x & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

其中， ω_{nb}^b 可以由下式得

$$\omega_{nb}^b = \omega_{ib}^b - C_n^b(\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \quad (1.16)$$

上式中， C_n^b 是姿态阵， ω_{nb}^b 不能直接测量获得，MEMS陀螺的输出是载体系相对于惯性系的角速度 ω_{ib}^b ，其中包含了 ω_{ie}^n 是地球自转速率， ω_{en}^n 是位置速率，大小为：

$$\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n = \begin{bmatrix} -\frac{V_N}{R_M} \\ \omega_{ie} \cos L + \frac{V_E}{R_N} \\ \omega_{ie} \sin L + \frac{V_E}{R_N} \tan L \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

其中， L 是导航系所在地理纬度， V_E 、 V_N 为当时时刻载体的东向和北向速度， ω_{ie} 是地球自转角速度。

1.3.2 速度更新

本文选择“东-北-天”导航坐标系(n 系), 则有惯导比力方程

$$\dot{\mathbf{V}}_{en}^n = \mathbf{C}_b^n \mathbf{f}_{sf}^b - (2\boldsymbol{\omega}_{ie}^n + \boldsymbol{\omega}_{en}^n) \times \mathbf{V}_{en}^n + \mathbf{g}^n \quad (1.18)$$

其中 \mathbf{f}_{sf}^b 为加速度计测量的比力, $2\boldsymbol{\omega}_{ie}^n \times \mathbf{v}_{en}^n$ 为由载体运动和地球自转引起的哥氏加速度, $\boldsymbol{\omega}_{en}^n \times \mathbf{v}_{en}^n$ 为由载体运动引起的对地向心加速度, \mathbf{g}^n 为重力加速度, $-(2\boldsymbol{\omega}_{ie}^n + \boldsymbol{\omega}_{en}^n) \times \mathbf{v}_{en}^n + \mathbf{g}^n$ 。式表明, 在加速度计输出中去掉有害加速度后, 就可获得载体在导航系下的真实加速度 $\dot{\mathbf{V}}_{en}^n$, 设速度的更新周期为 T , 在每个更新周期内对角增量和速度增量作 N 次采样, 对上式作积分运算, 得到 t_m 时刻载体在导航系内的速度:

$$\mathbf{V}_m^n = \mathbf{V}_{m-1}^n + \mathbf{C}_{b(m-1)}^{n(m-1)} \int_{t_{m-1}}^{t_m} \mathbf{C}_{b(t)}^{b(m-1)} \mathbf{f}_{ib}^b dt + \int_{t_{m-1}}^{t_m} [\mathbf{g}^n - (2\boldsymbol{\omega}_{ie}^n + \boldsymbol{\omega}_{en}^n) \times \mathbf{V}_{en}^n] dt \quad (1.19)$$

式中, $\mathbf{V}_m \mathbf{V}_{m-1}$ 分别是 t_m 和 t_{m-1} 时刻载体的速度; $\mathbf{C}_{b(m-1)}^{n(m-1)}$ 是 t_{m-1} 时刻的姿态矩阵。若 $\delta \mathbf{V}_{g/corm}^n$ 表示在时间 $[t_{m-1}, t_m]$ 内有害加速度引起的速度补偿量, $\delta \mathbf{V}_{sfm}^n$ 是由比力引起的速度补偿量, 则式? 可以改写成

$$\mathbf{V}_m^n = \mathbf{V}_{m-1}^n + \mathbf{C}_{b(m-1)}^{n(m-1)} \delta \mathbf{V}_{sfm}^n + \delta \mathbf{V}_{g/corm}^n \quad (1.20)$$

$$\delta \mathbf{V}_{sfm}^n = \delta \mathbf{V}_m^n + \frac{1}{2} \delta \theta_m \times \delta \mathbf{V}_m^n + \frac{1}{2} \int_{t_{m-1}}^{t_m} [\Delta \theta(t) \times \mathbf{f}_{ib}^b + \Delta \mathbf{V}(t) \times \boldsymbol{\omega}(t)] dt \quad (1.21)$$

式? 在MEMS惯导速度更新中的第二项和第三项分别进行了旋转效应和划桨效应的补偿, 旋转效应指的是运动物体在某个方向进行线运动的同时发生空间旋转变化的引起, 划桨效应指运动物体在纵轴方向做线振动时又在横轴方向发生同向频的角振动。 $\delta \theta_m$ 、 $\Delta \mathbf{V}_m$ 为更新周期内的陀螺角增量和加速度计速度增量。因为载体角速度和加速度变化复杂, 无法通过确定的数学公式加以描述, 工程中常采用曲线拟合的方法来近似求解。根据比力方程, 可以得到离散系统时速度在导航系的增量为:

$$\Delta \mathbf{V}^n = \mathbf{C}_b^n \mathbf{f}_{ib}^b \cdot T - (2\boldsymbol{\omega}_{ie}^n + \boldsymbol{\omega}_{en}^n) \times \mathbf{V}^n \cdot T + \mathbf{g}^n \cdot T \quad (1.22)$$

由于低成本MEMS传感器属于低精度, 陀螺精度(零偏稳定性及重复性)为 0.1° 量级, 加速度精度为 $5mg$, 传感器标定在下节介绍具体方法, 此处忽略划桨效应, 可对其作大幅简化。

1.3.3 位置更新

如图，假设地球表面运动的物体在地理坐标系下的坐标记为 $O_g(\lambda, L, h)$ 。如果 O_o 点是 O_g 与地心连线在地球表面的交点，以该点建立直角坐标系，纬圈切线指东为 $O_o x_o$ 轴，经圈切线指北 $O_o y_o$ 轴、椭球面法线方向指天 $O_o z_o$ 轴， O_g 点的地理坐标表示，记为 $O_g(\lambda, L, h)$ 。

在图?，如果 O_o 点对地球坐标系 $O_x y_e z_e$ 的速度在 $O_x o y_o z_o$ 系的投影记为 $v_e^o = [v_{x_o} \ v_{y_o} \ v_{z_o}]^T$ 。注意，由于 $O_o X_o$ 轴与纬圈相切，故经度会随着 v_{x_o} 而变化，根据地理几何有：

$$\dot{\lambda} = \frac{v_{x_o}}{R_N \cos L} \quad (1.23)$$

对于地理高度为 h 的 O_g 点，假设其速度为 $\mathbf{v}_{eg}^g = [v_x \ v_y \ v_z]^T$ ，根据图? 中几何关系，有

$$\frac{v_{x_o}}{R_N} = \frac{v_x}{R_N + h} \quad (1.24)$$

$$\frac{v_{y_o}}{R_M} = \frac{v_y}{R_M + h} \quad (1.25)$$

上述两式分别带入

$$\dot{\lambda} = \frac{v_x}{(R_N + h) \cos L} \quad (1.26)$$

$$\dot{L} = \frac{v_y}{(R_M + h)} \quad (1.27)$$

$$\dot{h} = v_z \quad (1.28)$$

记：

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} \lambda \\ L \\ h \end{bmatrix}, \mathbf{M}_{pv} = \begin{bmatrix} 0 & 1/[(R_N + h) \cos L] & 0 \\ 1/(R_M + h) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

则矩阵形式，

$$\dot{\mathbf{p}} = \mathbf{M}_{pv} \mathbf{v}^n \quad (1.30)$$

与捷联惯导姿态和速度更新算法相比，位置更新算法引起的误差一般比较小，采用梯形积分法将上式离散化，得

$$\mathbf{p}_t = \mathbf{p}_{t-1} + \mathbf{M}_{pv} \times (\mathbf{v}_{t-1}^n + \mathbf{v}_t^n) \times \frac{T}{2} \quad (1.31)$$

1.4 小型化车载组合定位原理

结合GPS定位的长期稳定性与SINS系统定位的短期精确性，整合两套设备的导航信息可以提高整个系统的定位性能，目前常见的组合方法有：GPS/SINS松组合、紧组合和超紧组合等模式。

(1)GPS/SINS松组合

松组合是采用滤波计算的较为基础的组合方式，从GNSS接收机和惯导系统各自输出的速度、位置之差作为系统量测，通过组合滤波器对惯导系统的速度、位置误差和姿态误差进行估计，然后作为反馈信息完成对MEMS惯导传感器的校正，从而实现SINS系统的累积误差的消除，提高组合系统的导航精度。

松组合的特点是：系统结构简单，易于实现，计算量小等，GNSS可以限制惯导误差的增长，当GNSS失去信号时惯导可短时间内自主导航，惯性传感器误差实时估计并修正。适合车载导航、民用航空等领域。其结构示意图如下？

(2)紧组合

根据

1.5 车载组合定位系统总体方案设计

车载组合定位系统是一个复杂的系统，包括传感器的数据采集与处理，实时数据解算和融合，上位机导航信息显示等设计。本课题根据本章前几节的导航解算理论知识，根据实际工作环境完成芯片选型与硬件设计，并编写导航软件实现导航定位功能，最终可以成功地为地面车辆提供姿态位置和速度信息，完成了一款自动驾驶辅助系统的小型化导航模块的工程实现。此模块以ARM 处理器为核心，主要由MEMS惯性传感器，GNSS卫星接收机等设备组成。构建的SOPC(system-on-a-programmable-chip)嵌入式系统具有体积小，功耗低，数据计算功能强等优点，为小型化、低功耗，低成本导航系统硬件设计提供了解决方案，其总体方案如图？，

从图中可以看出，首先将MEMS惯性器件通过SPI通信接口以100Hz的频率采样，降频至10Hz送入ARM芯片数据缓存区，降频采用简单的均值滤波并做误差补偿，供后续系统做惯导解算使用；另一路GNSS模块通过串口连接到ARM芯片，并以1Hz 速率将数据送入数据缓存区；ARM芯片在解析惯导数据和GNSS数据后，对结果进行时间对准后

进行卡尔曼滤波融合对导航数据进行最优估计，最后通过串行总线把导航解算数据传送到PC端进行显示，同时也可将结果实时记录在SD中，方便对实时环境的工作测试。

根据上述系统总体方案的介绍，GNSS/INS组合导航系统中，不仅要完成导航信息解算等软件问题、首先要完成硬件平台的开发。结合本系统的功能及特点可以将设计的主要任务主要分成以下几点：

1、硬件平台设计及模块调试

导航模块硬件设计是整个任务要求的第一步，再设计最初，要根据平台的设计功能和算法需求特点进行主要器件的选型，然后依据电气连接规则绘制电路原理图和PCB图并加工制作电路板，硬件设计的过程在将在第三章详细介绍。

2、软件设计在硬件平台搭建完成之后，要实现导航定位的功能还需要软件系统的支持。根据系统总体设计思想，软件设计分为相关芯片驱动部分、惯导数据解算、以及组合滤波误差处理几部分。具体过程为：首先对ARM硬件系统进行初始化，定时器、串口、SPI接口等外设初始化，然后通过定时器对IMU和GNSS数据进行采集，对惯导数据进行导航解算，解算结果与GPS观测量通过卡尔曼滤波得到最优的导航信息，软件的设计将在本文第四章进行介绍。

3、导航数据输出显示一个完整的系统设计最终需要一个人机交互的功能，导航解算后的数据要给用户显示出来，最终的设计将导航结果通过串口连接至电脑端，并能实时监测物体的运行状态和轨迹，同时显示当前搜索到的卫星，并将导航数据保存下来以便调试使用。

较之传统定位系统，本系统具有导航定位独立，运行设计可靠，利于在中低端设备上实现等优点。

1.6 本章小结

本章主要介绍了捷联惯导的基本原理，推导了MEMS惯导的位置、姿态、速度更新算法，以及MEMS惯导的误差模型，给出了航位推算的方法，结合卫星导航与SINS导航组合原理，最后整合各传感器的特点，给出了小型化组合导航系统的总体方案，提出了系统设计的任务要求及需要实现的功能，为后文提供理论基础。

第2章 小型化组合定位系统硬件设计

2.1 引言

根据前一章系统总体方案的设计，本章的重点工作是完成系统的硬件平台。车载组合定位系统硬件设计分为：器件选型、嵌入式ARM系统设计、外围设备设计、数据传感器设计，硬件测试。硬件设计需要考虑以下几个问题：抗干扰问题，GPS信号在复杂的场合，容易受到各种干扰，必须保证信号的稳定性并考虑省电节能问题。硬件设计过程如下图所示：

本设计硬件是在Altium Designer 10 上进行设计的。这是一款由Altium 公司开发的基于Windows环境下的电路板设计软件，在电子行业运用十分普遍，是电子工程师设计印刷线路板的首选工具，它具有简单易学，操作便捷，资源丰富，人机交互良好等优点。

2.2 主要器件选型

本课题是利用MIMU构建捷联惯性导航系统，然后接收卫星信号对导航结果进行补偿和融合，得到可信度高的姿态、速度和位置等信息。最终可以应用在地面车辆上，需要良好的稳定性和抗干扰能力。所以，再设计时，不仅需要对其进行规划分析，还要根据工作环境和运行条件进行芯片的选型。以下将介绍几个主要器件的选型。

2.2.1 ARM芯片

明确硬件总体需求情况选择的CPU的处理能力、存储容量及速度、IO端口的分配、接口要求、电平要求等等。综合这些因素考虑本系统采用的处理芯片为ST公司的STM32F405VGT6型号的ARM芯片，其属于STM32F4系列，是基于Cortex-M4内核的，是一款升级版的处理器，具有多方面的优势：1) 相比于Cortex M3芯片,STM32F4最大的优势就是内置单精度FPU和DSP指令，可提升控制算法的执行速度，提高代码执行效率，本设计中涉及导航数据的解算而且导航解算对实时性要求比较高，该优势可以很好地展现出来。

2) 芯片主频达到168Mhz, 片上flash可达1MB,SRAM有192KB, 有着丰富的内存资源, 满足本设计程序和数据的处理和存储要求。

3) 在实现高性能和低功耗方面更灵活。本设计的目的是实现小型化低功耗的导航模块,而STM32F40x的功耗为: 在主频168MHz情况下, 在闪存中执行coreMark基准测试程序, 功耗仅为230uA/MHz。在运行模式下, STM32F4具有更高的功耗效率, 特别适合需要一定运算量的应用场合。

4)功能强大、价格低廉, 性价比高。

STM32F405RGT6是F4系列的一款设备, 我们选用LQNF100封装, 内置有1M闪存。其通讯接口丰富, 主要接口如下:

- 4个10.5Mbit/s的USART, 加上两个UART;
- 3个42Mbit/s的SPI;
- 3个 I^2C ;
- 2个CAN;
- 1个SDIO), 满足本设计的通讯接口的需求;
- 1个全速USB OTG和一个高速USB OTG;

2.2.2 MEMS器件

本设计采用的MEMS器件是德国博世公司研发的六轴惯性传感器芯片BMI160, 该模块集成了三轴陀螺仪、三轴加速度计和温度传感器。外形尺寸仅为 $2.5mm \times 3.0 \times 0.83mm$, 实物图如? 所示: 惯性器件能通过信号调节功能优化动态性能, 且工厂校准为每一个传感器提供了灵敏度、偏置、带宽、零偏等参数, 并为内部每个传感器提供补偿, 可以提供高精度的传感器输出。

BMI160的性能指标如表? 所示

2.2.3 卫星接收模块

卫星接收模块采用的是U-blox公司的NEO-M8N系列芯片。NEO-M8N是一款高性能,高灵敏度的卫星信号接收模块, 虽然其外形尺寸只有 $16 \times 12.2 \times 2.4mm$,却可以提供丰

富的卫星数据信息，模块的高灵敏度、低功耗及轻巧的体积，非常适用于车载、手机、无人机及其他移动定位系统的应用。其实物如图？所示：

U-blox8拥有22个跟踪通道，66个捕获通道，热启动下捕获卫星信号的速度不足一秒，模块速度极快，其捕获和跟踪灵敏度甚至达到-160dBm。同时，这款芯片采用创新设计和技術，能有效抑制干扰源和多路径效应，在恶劣环境下也能提供有效的导航信息。NEO-M8N的性能指标如表？所示：

NEO-M8N有多种接口方式：UART、SPI以及USB接口三种模式；数据输出格式有：NMEA、UBX和RTCM。本文将NEO-M8N与STM32芯片相连，采用最为方便利于开发的USART接口连接方式。据格式采用工程中常用的NMEA-0183协议，该协议是美国国家海洋电子协会(national marine electronics association)为海用电子设备指定的一套标准格式，目前绝大部分卫星接收机都采用NMEA-0183协议输出位置、速度、星历等导航信息

2.2.4 电源管理模块

电源是一个系统中及其重要的一部分，电源的设计直接影响到系统能否正常工作。根据设计要求，模块通过USB供电或者引出电源管脚外部5V供电，为了使整个系统稳定的工作，选择稳压芯片输出稳定的电压。系统中需要的电压有5V 和3.3V。因此本系统对电源做了两级处理，前级电源输出5V的电压，接着连接3.3V的稳压芯片，保证了系统供电的稳定性。本系统选择德州仪器的TPS73133 具有反向电流保护的超低功耗电压稳压器件，系列线性稳压器是设计用于功耗敏感类应用的超低静态电流器件。一个精密带隙和误差放大器在温度范围内的精度为2。只有1 μ A 的静态电流使这些器件成为要求极小闲置状态功率耗散的电池供电常开系统的理想解决方案。为了增加安全性，这些器件还具有热关断、电流限制和反向电流保护功能。通过将使能(EN)引脚下拉至低电平可将这些稳压器置于关断模式。这个模式的关断电流低至150nA（典型值）。

为使传感器能够稳定工作，设计过程中采用隔离的供电方式，电源设计采用了两个稳压芯片，一个单独供GPS传感器供电，通过程序控制芯片使能端管脚的电平，另外一路稳压为主控芯片和其他外设供电。

2.3 硬件电路设计

2.3.1 系统原理图设计

在设计原理图时，要清楚了解器件的使用和系统的开发，考虑系统的接地、环路、电源滤波等防止电磁干扰的措施。ARM最小系统原理图如下所示：

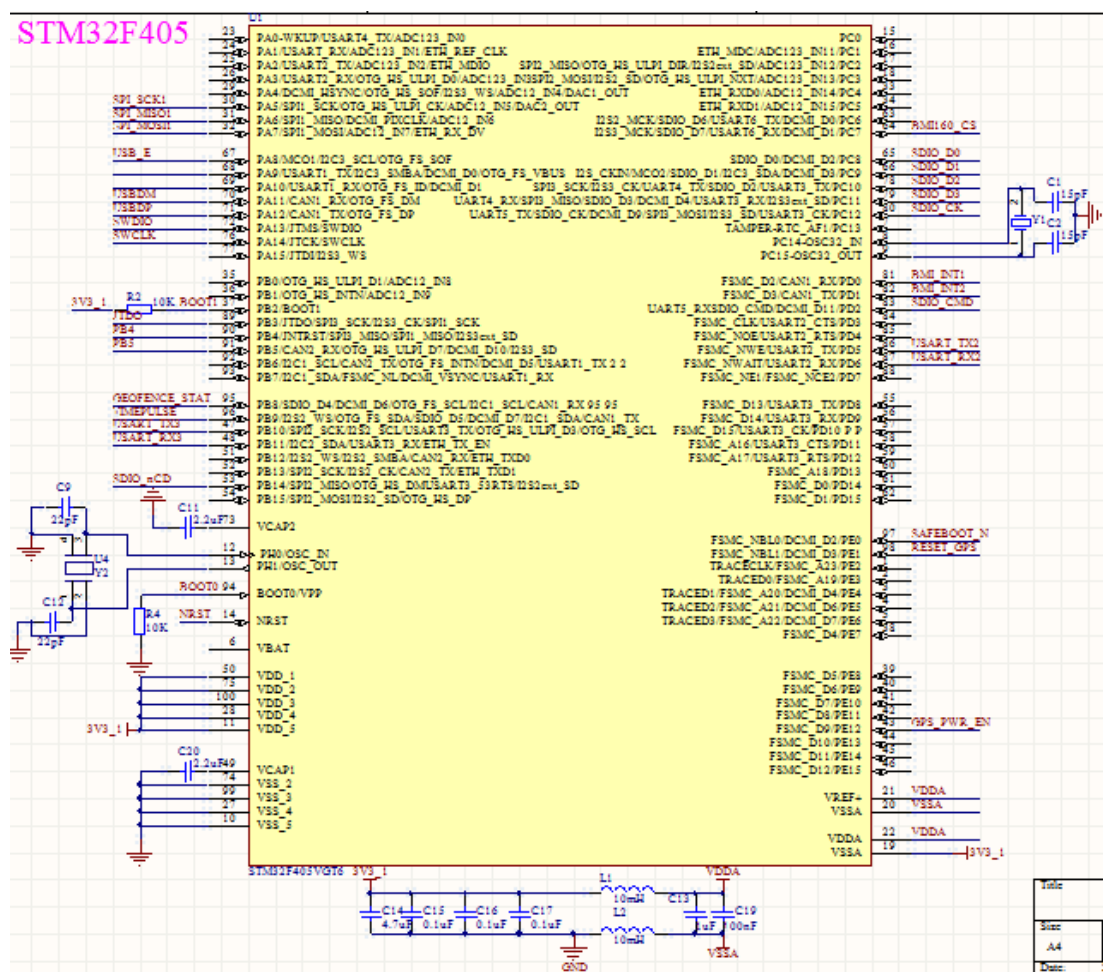


图 2.1 ARM最小系统原理图

系统只要采用STM32F405RGT6处理器作为控制器，其中包括晶振时钟电路、复位电路、boot启动模式设置接口等从图中还可以看出，主控单元采用3.3V供电方式，数字地和模拟地采用电感隔离，避免信号的干扰。STM32是低电平复位的，电阻R28和电容C25构成上电复位电路。当系统上电时，电源接通给电容充电，电容两端电压上升至3.3V，系统正常工作，当复位按键按下，开关导通电容两端形成回路开始放电，

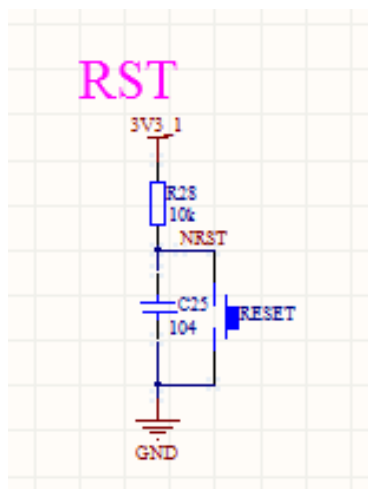


图 2.2 复位电路

RST 电位被拉低，低电平复位。ARM 的 BOOT0 和 BOOT1 管脚用于设置 STM32 的启动方式，其对应启动模式如表 2.1 所示：

表 2.1 启动模式设置接口

BOOT0	BOOT1	启动模式	说明
0	X	用户闪存存储器	用户闪存存储器，即从 Flash 启动
1	0	系统存储器	系统存储器启动，用于串口下载
1	1	SRAM 启动	SRAM 启动，可在 SRAM 中调试代码

程序下载配置电路：STM32 的程序下载有多种方法：USB、串口、JTAG、SWD。上面介绍了程序的启动模式，我们配置了 BOOT0 和 BOOT1 都接地，程序即从 flash 启动。由于板子尺寸较小，这里没有采用 JTAG 方式，因为其占用的 IO 管脚比较多，选择的 SWD 模式占用的 IO 很少，只需要两根信号线和电源线，而且下载速度也非常快，SWD 不仅可以下载代码，还可以实时跟踪调试，寻找程序中的 bug，让开发事半功倍。

MEMS 传感器模块设计相应的原理图如下：图中采用退耦电容 C18、C21 消除电源纹波对供电电路的影响。从电路图可以看出 BMI160 通过 SPI 高速串行接口来和 ARM 处理器进行数据通讯。BMI160 是一个自动测量系统，当系统上电后，器件自检通过后，就可以输出六轴传感器数据，默认采样频率为 6.4KHz。程序设置 100Hz 取数，使控制器执行终端可实现 100Hz 带宽。一般带宽大时，动态响应虽提高，噪声（即稳态误差）也

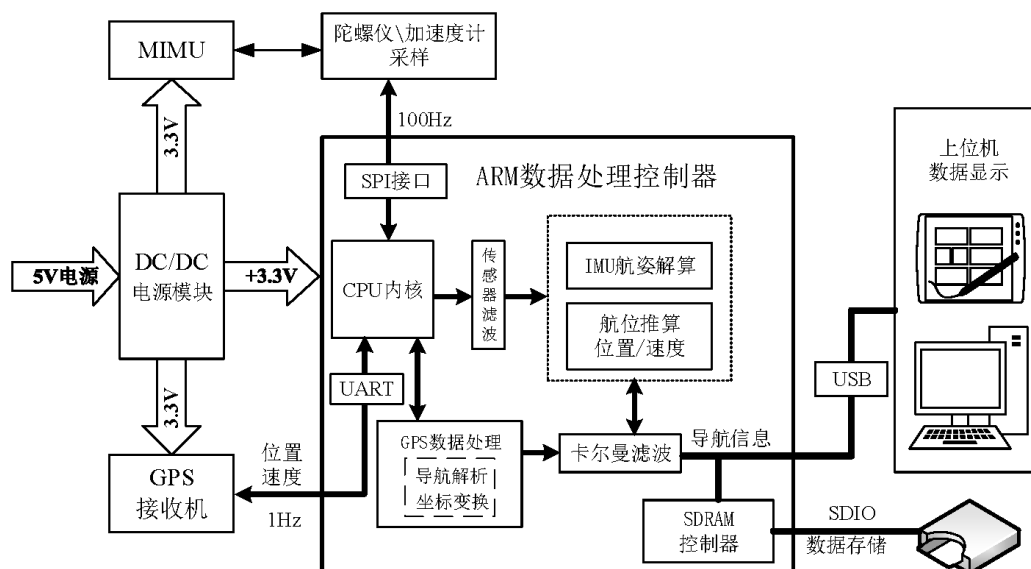


图 2.3 BMI160硬件电路设计

随之增加。动态在大于200Hz时，大约有3dB的信号损失，噪声也会增加，表现出来的是惯性传感器零偏稳定性变差。BMI160作为从设备，与主设备进行通讯采用SPI接口，SPI采用全双工模式，这样当设备发送目标地址给BMI160时，主设备能够读取其寄存器的内容，这一过程在同一个时钟信号SCLK中完成。数据采用选择普通模式，如图2.3所示。当用户通过查阅芯片手册，从寄存器地址可以读出目标测量数据。寄存器对应表如下：

内部寄存器都是十六位宽度，分高低八位两个字节，但只要一个字节地址即可访问全部的两个字节。例如X轴加速度计输出寄存器XACCL_OUT，地址为0x0A，寄存器内容为X轴加速度计的输出数据，并以14位二进制补码的形式存储。当需要读取X轴加速度计的输出数据时，只需要通过编程在给芯片写入0x0A的数据，SPI即可在输出端返回16位寄存器的数据，再通过二进制补码的格式将其转换成十进制，乘以相应的刻度即可得到X轴加速度计的数据。SD卡主要完成实验过程中的数据保存功能，可以方便地进行调试和数据分析。

在设计卫星接收模块电路时，设计中为减小信号间的串扰采用了隔离供电的方式，模块引出电源引脚连接3V₃₂，可以由处理器编程控制稳压电源芯片的输出使能来达到控制卫星芯片工作的目的。设计IPX天线接口可用于扩展GPS有源天线，非常适合地面车辆的使用。设备TIMEPULSE端口连接到状态指示灯，此端口的输出特性可以通过程序

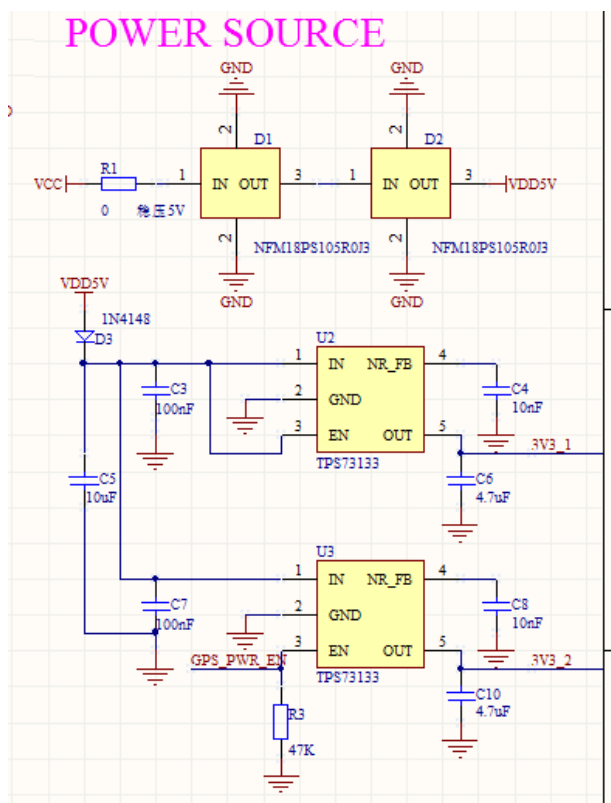


图 2.4 BMI160硬件电路设计

进行设置，在默认情况下，有两个状态，这样通过指示灯可以方便判断当前卫星定位的情况。选择STM32的USART3连接设置NEO-M8N模块，连线引脚图如上图所示

表 2.2 启动模式设置接口

状态	状态说明
常亮	未实现定位
闪烁	模块定位成功

硬件板载一个MiniUSB头，用于USB从机(SLAVE)通信，可以让设备同电脑端USB通信进行数据的传输，同时，还可以为系统供电，但电流不超过500mA。

2.3.2 系统PCB板设计

使用Altium Designer完成原理图设计后，还要绘制PCB图来制作印刷电路板，PCB板是电路元件的载体，提供了元器件之间的电气连接。在设计PCB时，必须遵守电

路设计的一般规则，不仅要解决好信号的传输问题，还要消除电磁耦合的影响。在设计电路板时，根据以下几个规则：

1、器件布局

元器件布局尽量紧凑，各模块之间尽量远离；并以主处理器为中心，其他器件以扇形状置于元器件周围，总的连线尽可能短，关键信号线最短。

2、布线

扩大线间距、尽可能少走平行线，不走环行线。增加线宽度，重要信号间，可采用平行地线的方法隔离。

3、接地

接地技术的目的是最小化接地阻抗，以减少从电路返回到电源之间的接地回路的电势。去耦电容放置在距离IC供电线和接地层之间尽可能近的地方。

显然，由于电路板面积，总体安装位置等的限制，按上述原则设计会受到一定的限制。因此，在设计时，需要对布局和布线分别考虑，达到最佳的状态。

2.3.3 硬件调试

电路板设计加工完成后，首先进行硬件电路测试，，调试没有问题后进行系统软件测试。下面说明一下硬件调试过程：上电之前，先肉眼观察有无明显焊接错误，用万用表检查电源否有短路现象、地及一些关键信号线之间的连接情况。上电后，触摸一下芯片是否有发热严重的现象，如果个别芯片发烫，一般是有问题，需要立即断电检查排除故障后重新上电。接下来检查是否可以长时间稳定工作。

2.3.4 终端成分的设计

2.3.5 分布式实现算法

2.4 主要结果

2.5 仿真结果和分析

2.6 本章小结

本章主要研究了多个二阶非线性系统的分布式模型预测一致控制问题，智能体系统之间存在成本耦合，所有智能体共享一个参考轨迹。利用同步更新策略，在上一章的基

基础上，提出了新的相容性约束上界；利用参考轨迹，设计了每个智能体的终端成分，并给出了其需要满足的条件；给出了分布式优化算法；分析了优化问题的迭代可行性和整个系统的闭环收敛性；最后通过仿真实验验证了算法的有效性。