



浙江大学
ZHEJIANG UNIVERSITY

信息、控制与计算课程大作业

远程声控系统的仿真实现

姓名 卢嘉良

学号 3230104505

院所 信息与工程学院

2026 年 1 月 16 日

目录

一、 系统概述	3
1. 控制系统概述	3
2. 编码系统概述	3
3. 通信系统概述	3
二、 控制系统	3
1. 受控对象状态空间建模	3
2. 能控性与能观性	5
3. 闭环控制设计	5
三、 信息处理与压缩	6
1. 施控者信源编码	6
(1) 特征提取	6
(2) 率失真编码下界	7
(3) 硬判决规则	7
2. 受控者信源编码	8
3. 信道编码	9
(1) 指令信道	9
(2) 反馈信道	9
(3) 带限信道	9
四、 通信单元	10
1. 发送机	10
2. AWGN 信道	11
3. 接收机	11
五、 子系统测试与验证	11
1. 控制系统	12
2. 通信模块	12
3. 信息处理与编码模块	13
4. 语音指令集的构建与识别模块	14
六、 实验结果与分析	14

一、 系统概述

本系统旨在构建一个集语音感知、远程通信与信息计算一体的用于动力学控制的闭环框架。系统以无人船为受控对象，施控者通过语音指令跨越带噪通信链路，实现对船只绝对坐标航迹的精准操控。

1. 控制系统概述

本系统的控制核心基于现代控制理论的状态空间分析法。受控对象无人船被建模为一个二阶线性时不变（LTI）系统，状态方程描述了激励力矩 u 与航向角 θ 及角速度 ω 之间的关系。针对船只处于未知状态且受随机洋流环境干扰影响的特点，系统采用了内外环的双层输出反馈闭环结构，以实现对于航迹的精确控制。

2. 编码系统概述

率失真下的语义压缩编码系统的任务是在有限的传输资源下，最大限度地保留语音指令的语义信息。施控端对连续语音进行采样后，通过 LPC 提取频谱特征，并利用加权 K 邻近算法将其映射至离散的 8 方向指令空间。在反馈回传路径上，对二阶差分坐标进行量化编码，这种有损压缩策略在满足控制精度的前提下，压缩了编码速率，体现了信息论在资源受限系统中的指导作用。

3. 通信系统概述

带限信道与可靠传输通信系统为施控端与受控端提供双向的数据交换链路。系统假设信道为带限加性高斯白噪声（AWGN）信道，模拟了海上通信环境。同时为了对抗信道噪声引起的误码，系统在传输协议中引入了功能性信道编码逻辑。通过分析信道容量，设定合理的信号功率与调制方案，确保控制指令在远程传输过程中的高置信度与低延迟。

二、 控制系统

由于系统实现的核心目标是实现无人船在随机洋流的干扰下行驶方向的控制，通信链路和计算模块均属于该控制系统的子系统，因此我们先对于作为核心的控制系统进行分析，明确问题模型和目标任务。

1. 受控对象状态空间建模

为了简化模型，我们将无人船建模为二维 Descartes 坐标系上的一个刚体，并假设无人船的航行动力速度恒为 V 。无人船航向控制系统可以用如下的状态微分方程组

表示:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) + \mathbf{F}\mathbf{w}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (1)$$

其中, 状态向量 $\mathbf{x} = [x, y, \theta, \omega]^T$, 它表示的状态是当前无人船在绝对坐标下的位置 (x, y) , 以及绝对坐标下的航向角和航向角变化率:

$$\theta = \arctan \frac{y}{x} \quad \omega = \frac{d\theta}{dt}$$

系统的激励 $u(t)$ 为系统的控制输入, 定义为施加于无人船重心的航向控制力矩。在具体实现中, 它代表了由作为系统执行机构的船尾的舵机偏转产生的动力产生的改变船只转动状态的合力矩。根据牛顿第二定律, 它满足:

$$u(t) + M = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad M = -d \cdot \omega$$

其中 J 表示该无人船的转动惯量, M 表示无人船在水中转动时收到的阻尼力矩, 这里将其处理为和角速度呈线性关系。该激励由搭载在受控端的计算模块根据接收到的位置反馈与语音目标指令计算得出, 并输出给执行机构。在本次仿真中, 我们假设其最大值不受到执行电机物理功率的饱和限制。

我们以 $\mathbf{w}(t) = [w_x, w_y, w_J]$ 表示受控对象无人船所受的来自环境的干扰, 其中 (w_x, w_y) 表示洋流运动速度矢量, w_J 表示洋流以及海浪作用下对无人船在质心处施加的涌浪力矩, 其中洋流速度根据矢量的叠加原理会直接叠加在船只目前的速度上。在本次仿真中我们假设只存在这两种环境干扰。严格地说, 现实世界中洋流虽然是随机的, 但速度和方向是连续变化的。为了简化问题, 在本次仿真中我们假设洋流不连续变化, 而是以一个常量和服从高斯分布的扰动的和来生成。涌浪力矩也是同理, 只不过我们假设其均值为 0。

根据上述分析, 方程组中的系数矩阵定义如下:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -V \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & V \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -d/J \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1/J \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中 \mathbf{A} 为系统矩阵, \mathbf{B} 为输入矩阵, \mathbf{C} 为输出矩阵。此外, 干扰分布矩阵 \mathbf{F} 定义为:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/J \end{bmatrix} \quad (3)$$

2. 能控性与能观性

尽管此时我们引入了环境干扰 $w(t)$ ，但是这仍然是一个线性时不变系统，我们可以将其视作一种不受控制的激励，无干扰情形下的能控性与能观性判别方法仍然适用。构造能控性判别矩阵 Q_c 与能观性判别矩阵 Q_o ：

$$Q_c = \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & A^3B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -V \sin \theta / J & Vd \sin \theta / J^2 \\ 0 & 0 & V \cos \theta / J & -Vd \cos \theta / J^2 \\ 0 & 1/J & -d/J^2 & d^2/J^3 \\ 1/J & -d/J^2 & d^2/J^3 & -d^3/J^4 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$Q_o = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ CA^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -V \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & V \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -V \sin \theta \\ 0 & 0 & 0 & V \cos \theta \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (5)$$

由于 $\sin \theta$ 与 $\cos \theta$ 是正交的，因此显然有 $\text{rank}(Q_c) = 4$ ，因此该系统是能控的。而能观性矩阵 Q_o 具有行阶梯的形式，因此一定是满秩的，于是原系统也是能观的。从物理意义上分析，输入力矩 u 能够逐级影响角速度、航向角及位置坐标，故系统完全能控。并且通过对绝对位置 (x, y) 的连续观测，可以唯一确定船只的航向及旋转状态，故系统完全能观。

3. 闭环控制设计

系统的反馈分为内环与外环，我们此处主要对于内环反馈进行设计。为了实现对于航向角的精确控制，接受从通信系统中得到的语音指令的计算单元应当作为控制器，接收远程传来的目标航向 r ，并直接从无人船传感设备中读取 θ 进行反馈来计算应当施加的激励 $u(t)$ ，而不经过长距离通信，从而保证极快的反应速度以对抗环境干扰，避免长距离通信引入的延迟导致的控制失稳。

对于传统的 PID 方法，由于洋流等环境载荷的影响，系统往往难以实现对预定航行轨迹的精确保持。为了解决该问题，本系统采用了 LOS (Line-of-Sight) 视线法结合抗饱和和积分补偿的反馈机制 ([1])。在该机制下，反馈的核心变量是横向偏差 d_e ，它代表船只当前状态中的位置坐标 (x, y) 距离语音指令定义的理想直线航迹的垂直距离。利用状态向量分量，其计算公式为：

$$d_e = -(x - x_{ref}) \sin(\theta_{ref}) + (y - y_{ref}) \cos(\theta_{ref})$$

其中， θ_{ref} 为语音指令经映射后确定的绝对目标航向角。该方法通过 d_e 计算出一个诱导参考角 θ_{los} ：通过设定前瞻距离 Δ ，使船只产生一个切入航线的趋向；同时引入偏差

积分项 $\int d_e dt$ 作为洋流补偿项, 该项能够自发感知识别洋流产生的恒定侧推力, 并强制船首产生一个偏航角 (Crab Angle) 来抵消漂移。最终的诱导律 (即内环控制器的目标输入) 为:

$$\theta_{los} = \theta_{ref} + \arctan\left(\frac{-d_e}{\Delta}\right) - K_i \int d_e dt$$

此时, 诱导角 θ_{los} 生成后, 受控端的本地计算单元通过内环控制器产生物理执行力矩 u 。内环的目标是使实际船首向 θ 快速、平稳地追踪诱导角 θ_{los} 。基于系统状态变量 θ 与 ω , 采用带有微分预判的反馈逻辑, 控制律 $u(t)$ 定义为:

$$u(t) = -k_p(\theta - \theta_{los}) - k_d\omega$$

施控者此时只需要根据从通信链路中传回的无人船状态变量, 判断无人船是否行驶在正确的航线上。如果发现船只偏离路线, 需要修改行驶方向以到达目标位置或者回到原航线, 则施控者需要进行施控决策, 通过语音施加新的指令, 手动进行修正。这种拆分反馈的方法可以将航向稳定和轨迹修正解耦。

三、 信息处理与压缩

1. 施控者信源编码

语音信号本身是一个模拟信号 $s(t)$, 当它被如麦克风等设备采样并存储之后已经成为了一个数字信号 $s(n)$ 。在本问题中需要控制无人船形式的 8 个方向对应于 8 种语音, 分别是“东”“南”“西”“北”“东南”“东北”“西南”“西北”。如果直接将有限长序列 $s(n)$ 视作信源发送的消息, 由于语音的特殊性, 可能的消息数将过大, 严重影响编码速率和通信系统性能, 因此需要先进行特征提取 (压缩), 将特征作为信源发送的消息。考虑到提取出的特征仍然具有统计不确定性, 若采用渐进无差错编码也将导致导致编码速率过大而影响控制。因此, 我们考虑使用率失真编码, 即通过引入失真 D 来降低编码速率 R , 使得最终需要发送的码字数等于指令数量, 以最大化降低通信系统的延迟, 提升控制稳定性。

(1) 特征提取

在本系统中采用 LPC (线性预测编码, [2]) 对于语音信号进行特征提取, 该方法将人类的声道建模为一个时变的全极点数字滤波器。记原始语音信号序列为 $s(n)$, 其线性预测值 $\hat{s}(n)$ 定义为前 p 个采样值的加权和:

$$\hat{s}(n) = \sum_{i=1}^p a_i s(n-i) \quad (6)$$

其中, p 为预测阶数 (本系统中取 $p=8$), a_i 为线性预测系数。这一过程在 Z 域中等效于一个全极点滤波器:

$$H(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}} \quad (7)$$

预测误差定义为真实值与预测值之差

$$e(n) = s(n) - \hat{s}(n)$$

为了获得最优的预测系数 $\{a_1, a_2, \dots, a_p\}$, 本系统采用最小二乘法, 通过最小化短时帧内的预测误差能量总和 E :

$$E = \sum_n e^2(n) = \sum_n \left[s(n) - \sum_{i=1}^p a_i s(n-i) \right]^2 \quad (8)$$

来求解得到。对于如上形式的最小二乘问题, 本系统在计算单元中调用 Levinson-Durbin 递归算法。该算法能够以 $O(p^2)$ 的时间复杂度高效解出 p 阶 LPC 系数向量 $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_p]^T$ 。于是我们将较长的语音信号序列转化为 8 维空间中的一个系数向量, 实现了初步的信源降维。

(2) 率失真编码下界

率失真编码定理给出了允许失真 D 下的编码速率下界 R :

$$R(D) = \min_{p(\hat{x}|x)} I(X; \hat{X}) \quad \text{s.t. } E[d(x, \hat{x})] \leq D$$

这是对于统计分布而言的结果, 在提取的特征 X 为连续随机变量, 编码 \hat{X} 为离散随机变量的情况下, 如果我们使用失真度量 $d(x, \hat{x}) = (x - \hat{x})^2$, 那么任何有限大的失真 D 所需的编码速率 R 都是无穷大, 于是任何编码速率 R 所需的失真 D 都是无穷大的。这是我们在编码后使用 \hat{X} 表示 X 在 MMSE 失真度量下的失真期望。

为了定量分析本系统在语义意义上的编码的可达性, 本系统需要采用汉明失真。设特征空间 $X \in \mathbb{R}^8$ 被划分为 8 个互不相交的决策区域 $\{\mathcal{S}_1, \dots, \mathcal{S}_8\}$, 分别对应 8 种控制指令。定义失真函数 $d(x, \hat{x})$ 为:

$$d(x, \hat{x}) = \begin{cases} 0, & x \in \mathcal{S}_i \text{ 且 } \hat{x} \text{ 指向指令 } i \\ 1, & \text{其他} \end{cases} \quad (9)$$

在此测度下, 本系统的设计目标是在允许语义有 D 的期望失真的前提下, 实现编码速率 R 的最小化。为了保证控制的稳定性, 我们要求 $D = 0$, 此时即回到了无损信源编码定理所指出的情形。当特征在 \mathbb{R}^8 上均匀分布的时候, 率失真函数 $R(D)$ 将收敛于该语义信源的离散熵:

$$R(0) = H(U) = \sum_{i=1}^8 p(u_i) \log_2 \frac{1}{p(u_i)} = 3\text{bit} \quad (10)$$

(3) 硬判决规则

在理论上确定了 3bit 的语义无损速率下界后, 系统需要一个具体的判决准则将连续特征 $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^8$ 映射为离散指令。本系统采用带有距离加权的 K-近邻算法来构建判决边

界并执行硬判决。在开始使用前,需要先组织训练集,即将一组包含足够多的语音特征 \mathbf{x}_n 和对应标签 $f(\mathbf{x}_n)$ 存储在系统当中,其中 $f: \mathbb{R}^8 \rightarrow V = \{0, 2, \dots, 7\}$ 。当系统接收到特征 \mathbf{x}_q 时,选出训练集中离它最近的 k 个实例 $\{\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_k\}$,则判决结果记为:

$$\hat{f}(\mathbf{x}_q) = \arg \max_{v \in V} \sum_{i=1}^k \eta_i \delta(v, f(\mathbf{x}_i)) \quad \eta_i = \frac{1}{d^2(\mathbf{x}_q, \mathbf{x}_i)}$$

这里 d 表示的是欧几里得距离。这种判决方法能够最大程度地拉开不同指令间的距离,从而确保在 3bit 编码下,语义失真趋于 0。

2. 受控者信源编码

外环反馈链路中,受控端需实时回传无人船的状态向量 $\mathbf{s} = [x, y]^T$ 。如果我们考虑直接回传采样时刻的坐标,假设两个维度的坐标都独立服从方差为 σ^2 的正态分布,那么根据率失真编码定理,每个维度在允许失真 D 时的编码速率下界为:

$$R = \frac{1}{2} \log_2 \frac{\sigma_s^2}{D}$$

在这里由于无人船可能具有较大航行速度和航行范围, σ_s^2 较大,也就是需要的编码速率较大,因此这种方法不够理想。此外,我们也不能够做 $[x, y]$ 独立服从正态分布的假设,由于无人船具有明显的物理惯性,其航迹位移不仅在位置上具有连续性,在速度上也具有短时平稳性。这意味着当前时刻的状态 $s(n)$ 很大程度上取决于前两个时刻的状态。

考虑到上述因素,本系统采用类似于二阶差分脉冲编码调制 DPCM 的编码方法,即先构建一个具有更小方差的二阶残差,将信源消息看作残差,并对残差值进行编码传输。接收端解码得到残差值之后根据历史值还原出新的位置 \mathbf{s} 。由于我们的无人船具有恒定的速率 V ,我们先构建了一个二阶线性预测器:

$$\hat{s}(n) = \alpha_1 \tilde{s}(n-1) + \alpha_2 \tilde{s}(n-2) \quad (11)$$

其中, α_1, α_2 为预测系数。在匀速运动模型下,取 $\alpha_1 = 2, \alpha_2 = -1$ 。预测误差 $e(n)$ 经由量化器 $Q(\cdot)$ 处理:

$$q(n) = Q[e(n)] = Q[s(n) - \hat{s}(n)] \quad (12)$$

假设 $q(n)$ 是无误差传输的,此时接收端的重构值 $\tilde{s}(n)$ 的计算公式为:

$$\tilde{s}(n) = \hat{s}(n) + q(n) \quad (13)$$

由于接收端使用的也是上一时刻还原得到的带量化误差的数据,我们可以保证量化误差带来的失真不会累计,而是总被控制在量化阶距以内。

使用该方法时,在同等失真 D 下,可以减少的编码速率为:

$$\Delta R = \frac{1}{2} \log_2 \frac{\sigma_s^2}{\sigma_e^2}$$

其中 σ_e^2 为残差序列 $e(n)$ 的方差。由于残差总是在一定范围内波动，总有 $\sigma_e^2 \ll \sigma_s^2$ ，因此这种方法的性能显著地强于直接量化。但是，这种方法的误码会进行传播，因此我们考虑直接采用等长编码传输量化结果 $q(n)$ ，以保证 $q(n)$ 不出错。这种情形下，编码速率 R 就等于量化位数 N 。不需要验证编码定理，我们可以直接给出这一速率是可达的，因为这一方法是一定可实现的。

3. 信道编码

(1) 指令信道

对于信源编码后得到的 3bit 信源编码，我们采用 (3, 1) 重复编码，即系统将其整体重复发送 3 次，一个信道中发送的信道编码码字码字长度为 9 bits。译码时受控端采用多数表决准则，即对于收到的三组数据，按位进行对比。若其中某一组中某一位受噪声干扰发生位翻转，只要另外两组保持正确，系统即通过少数服从多数原则自动修复该错误。如果三组 3bit 指令互不相同，那么受控端的无人船应判定为接收到无效指令，维持上一时刻的动作，直到下一组正确的重复码到达。由于我们设计时有反馈外环存在，如果我们发现发送了指令之后船只没有根据指令修改航行方向，那么我们就应当重新发送指令，直到无人船成功变向。

(2) 反馈信道

对于 DPCM 编码后的坐标残差索引，考虑到它会发生误码扩散，对于准确性有比较高的要求，系统采用了重复和校验的复合策略。发送时在每个残差数据后附加 1bit 的偶校验位，即校验位满足编码中原始数据位和校验位的数字 1 的个数总为偶数：

$$p = b_1 \oplus b_2 \oplus \cdots \oplus b_N$$

其中 N 为量化位数，在本系统中取为 8，即等长编码的码长均为 8。同时，系统还会将数据和校验位的组合结果重复发送 3 次，以进一步降低错误概率。对于接收端的施控者，如果检测到校验失败，即出现三组码互补相同或者两组相同的码的校验结果错误，那么系统将舍弃此次结果，转而利用二阶预测模型推算一个估计值作为临时替代，直到下一帧正确数据到达。

(3) 带限信道

信道容量定理指出，在具有功率谱 N_0 的，带宽为 W 的信道上，功率为 P 的信号能达到的最大传信率为：

$$R_c = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right)$$

传输速率与信道容量的匹配系统在反馈链路上发送的物理帧长度为 $3(N+1)=27$ bits。若采样频率设定为 $f_s = 20$ Hz，对于运行不特别快的无人船来说，两个采样点之间的位移

几乎可以保证在 1m 以内，而且需要精度越高的越小的水域上，往往有越小的速度，因此这个采样频率是合理的。同时，由于水的阻力和巨大的质量，船的航向和位置改变具有类似低通特性，其物理状态的有效带宽通常不超过 2Hz，因此这一采样结果也是能保证不失真的。在该采样率下，则单轴坐标反馈所需的传信率为：

$$R_{fb} = L \cdot f_s = 27 \times 20 = 540 \text{ bps}$$

即便考虑 x, y 双轴及控制指令链路，总传输速率 R_t 仍处于 1-2 kbps。在典型的无线窄带信道（如带宽 $W = 3 \text{ kHz}$ ， $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$ ）中，信道容量 R_c 远大于 R_t 。根据香农第二定理，这意味着在 $R < R_c$ 的前提下，通过本系统设计的重复码与校验机制，能够实现趋近于零的残余误码率。

四、通信单元

1. 发送机

在系统中，我们总是把需要发送的内容转换成一个二进制数字序列：

$$\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{M-1}) \in \{0, 1\}^M$$

为了能够采用 BPSK 方法调制，先进行极性变换，得到新的数字序列 $\{b_m\}_{m=0}^{M-1}$ 。极性变换规则为：

$$b_m = 2a_m - 1 \quad m = 0, 1, \dots, M-1$$

基带脉冲成型采用 $\alpha = 0$ 的升余弦波形：

$$g_T(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \frac{\cos\left(\frac{\alpha\pi t}{T}\right)}{1 - \left(\frac{2\alpha t}{T}\right)^2}$$

其中 T 为系统要求的码元速率 R_b 对应的码元周期，而 R_b 则根据系统中反馈链路中的采样频率 f_s 要求来设定。对于指令链路，为了简化硬件与带宽统一，我们设定相同的码元周期，即使用一个类似的通信系统。基带成型滤波后的结果为：

$$v(t) = \sum_{m=0}^{M-1} b_m g_T(t - mT) \quad (14)$$

发送机发送的 BPSK 的调制信号为：

$$s(t) = v(t) \cdot c(t) = \sum_{m=0}^{M-1} b_m g_T(t - mT) \sin 2\pi f_c t \quad (15)$$

$$= \sum_{m=0}^{M-1} g_T(t - mT) \sin[2\pi f_c t + \theta_m] \quad (16)$$

2. AWGN 信道

此处采用 AWGN 信道模型，即接收机接收到的信号可以简单地表示为：

$$r(t) = s(t) + n(t)$$

其中 $n(t)$ 是零均值，功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。考虑到海面环境的复杂性，此模型主要模拟系统在面临背景热噪声时的基础传输性能。

3. 接收机

采用 A 类 BPSK 时，在每个码元周期内发送的信号共两种：

$$s_0(t) = -g_T(t) \sin[2\pi f_c t] \quad s_1(t) = g_T(t) \sin 2\pi f_c t$$

我们采用基函数相关解调方式进行解调。接收机只需要如下的一个基函数：

$$\varphi(t) = \frac{1}{\sqrt{E}} g_T(t) \sin 2\pi f_c t \quad (17)$$

在采用基函数相关解调时， E 为一个码元周期内的信号能量：

$$E = \int_0^T s_i^2(t) dt \quad i = 0, 1$$

在理想非因果系统假设下，最佳抽样时刻为 $t = mT, m = 0, 1, \dots, M-1$ 。考虑到 DPCM 残差索引中 0 和 1 的分布受运动状态影响具有非等概率性，系统实时统计先验概率 p_0 与 p_1 ，并设定动态判决门限：

$$\gamma = \frac{N_0}{4\sqrt{E}} \ln \left(\frac{p_0}{p_1} \right)$$

若记接收机接收信号为 $r(t)$ ，则第 k 个码元内接收到的信号对应的判决矢量：

$$\hat{r}_k = \int_{(k-1)T}^{kT} r(t) \cdot \varphi(t) dt$$

判决规则为：

$$\hat{a}_k = \begin{cases} 1 & \hat{r}_k > \gamma \\ 0 & \hat{r}_k < \gamma \end{cases}$$

五、 子系统测试与验证

为了保证综合系统能够正常运行，我们先对于每个模块进行了测试，在没有特殊说明的情形下，测试时使用的参数如表 1 所示。测试时，我们总假设模块的输出是其它模块正常工作时的输出，并且其它模块处于理想无错状态。一方面，这能够保证最终的系统能够正常运行是由于每个模块都正常工作了，另一方面还能够验证我们每个模块设计时的正确性。

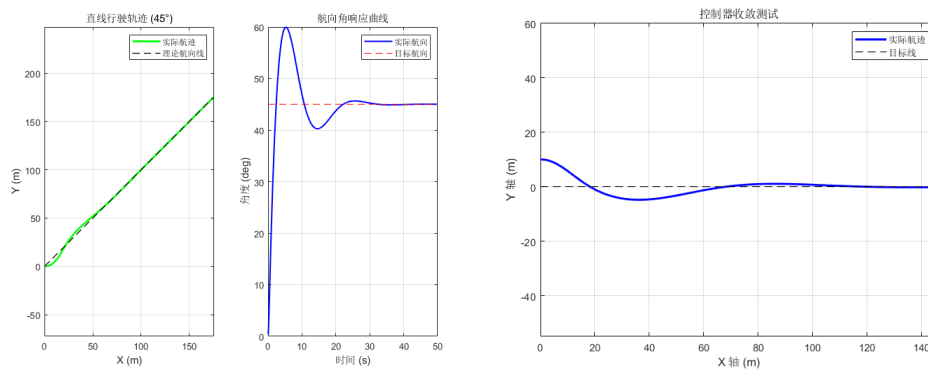


图 1: 控制模块测试结果

1. 控制系统

我们设计了两个简单的测试来检验该控制系统能否正常工作。第一个测试中，我们让系统处于扰动状态，检查系统能否回到期望状态，以确保该系统具有线性稳定性。第二个测试中，我们让系统从 0 状态启动，给控制系统施加一个简单的向东北方向形式的指令，以测试其能否通过反馈实现对航向的控制。两个测试的结果如图1所示。可以看出该系统是渐近稳定的，并且具有通过调整 θ 来控制改变并保持航向的能力。

2. 通信模块

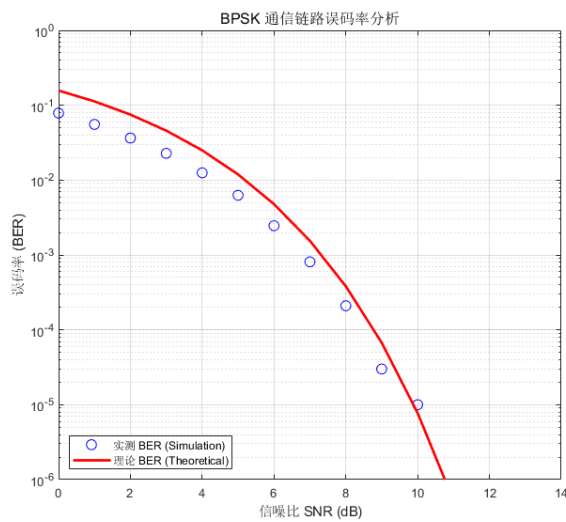


图 2: BPSK 通信系统测试结果

我们对这部分的测试主要是对于 BPSK 的性能测试，以便说明我们设计的通信系统的有效性。我们随机生成了一个序列经过我们的 BPSK 系统传输，统计了不同信噪比下的误码率，并与理论值曲线一同绘制在图2中。可以看出，仿真时的测试值和理论值十分接近，同时在低信噪比区间，实测误码率点略低于理论曲线，这主要归因于仿真时的有限样本随机性以及离散功率谱统计偏差。实际上此时仿真已经进行到了信噪比 14dB

的情况，但是由于 100000bit 中没有误码，所以无法绘制在图中。同时，仿真中采用有限长度的随机比特序列，其实际信号功率 P_s 与理论平均功率存在微小涨落。随着样本量进一步增大，实测结果将渐近收敛于理论极限。

3. 信息处理与编码模块

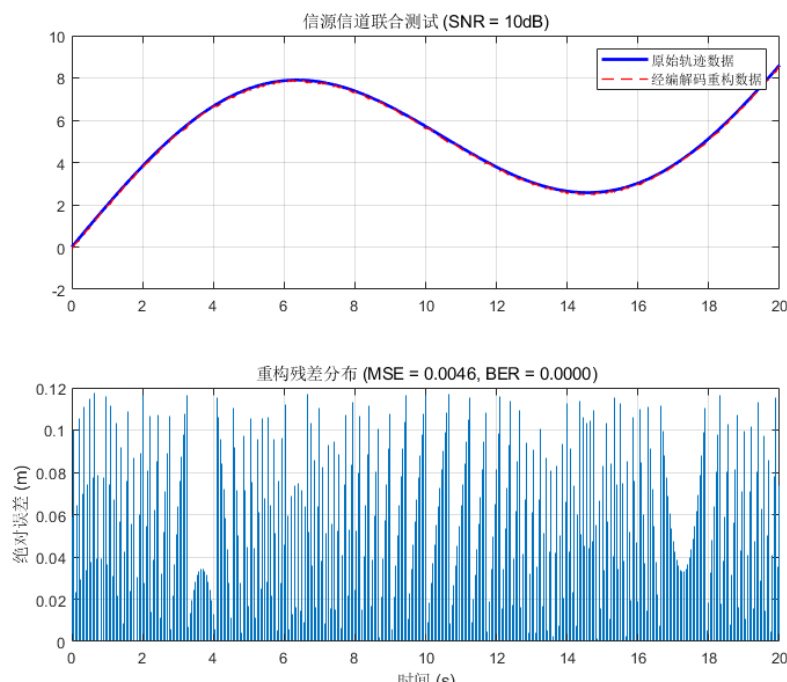


图 3: 信源信道编码联合测试

这部分测试只能通过联合测试来进行，因此只有通信模块已经调试正常时才能进行。测试时，系统生成一段正弦波信号模拟无人船的物理运动轨迹；随后，进入信源编码阶段，利用 DPCM（差分脉冲编码调制）算法对 64 位浮点数进行压缩，通过预测器计算当前值与预测值的差值，并仅对该差值进行 8 位量化；接着，压缩后的比特流经 BPSK 调制后送入 AWGN 信道，并加入 10dB 的高斯白噪声以模拟海上通信环境；在接收端，系统进行相干解调与 DPCM 解码，恢复出重构轨迹；最后，通过对比原始轨迹与重构轨迹，计算均方误差（MSE）与误码率（BER），评估系统在压缩与噪声双重影响下的还原精度。

测试结果如图3所示，原始轨迹数据（蓝色实线）与经编解码重构数据（红色虚线）在时域内高度重合。仿真结果中上图表明，重构信号此时能够精准追踪原始轨迹的动态变化，未出现明显的相位滞后或幅值失真，证明了 DPCM 预测器对船舶运动趋势捕获的准确性。同时，如下图所示，重构绝对误差波动范围严格限制在 0.12m 以内，且呈现出规律性的锯齿状高频震荡。这种现象反映了 8-bit 量化过程引入的量化噪声，而非信道随机噪声干扰。由于统计得出均方误差 MSE 仅为 0.0046，证明了 DPCM 算法在大幅压缩数据量的同时，成功将重构偏差控制在了极低水平。并且本次联合测试得到的实测误码率 BER 为 0.0000。这说明 10dB 的信噪比足以支持 BPSK 链路实现准无错传输，

确保了控制指令的完整性。因此，系统的重构误差完全源于信源编码的量化损失，而非信道传输引起的比特翻转，验证了系统方案在窄带高噪环境下的鲁棒性。

4. 语音指令集的构建与识别模块

由于实际录制一套指令的工程量较大，在仿真实验中我们只希望验证方法的有效性，因此我们选择 Google Speech Commands Dataset (V2, [3]) 作为底层信源数据，从其中挑选关键词映射到控制指令上。该数据集包含了由多人录制的、带有背景噪声的短词语音。考虑到无人船 8 方向控制的离散指令需求，建立了一套“语义-关键词”映射体系（如表 1 所示）。映射选取原则优先考虑了不同单词之间的音节跨度与发音特征差异，旨在通过具有显著音位对比的信源符号，验证基于线性预测编码（LPC）的语义识别模块在无人船控制系统中的实际表现。

控制语义 (方向)	映射关键词	准确率 (%)	主要误判项
正东 (E)	tree	28.0	two
正南 (S)	two	38.0	tree
正西 (W)	dog	12.0	tree
正北 (N)	five	16.0	two
东南 (SE)	cat	14.0	tree
东北 (NE)	bird	14.0	tree
西南 (SW)	go	4.0	tree
西北 (NW)	stop	0.0	tree
平均准确率	-	15.75	-

表 1: 基于元音对比词组的 LPC 识别性能评估测试表

可以从表中看到，实验结果相当糟糕，甚至接近于随机选择。一方面，LPC 算法是基于全极点模型的，其核心假设为语音信号在短时间内满足准平稳过程。然而，本实验选取的关键词包含大量的短促爆破音与快速移动的共振峰，静态预测系数难以有效捕捉这些瞬态的频谱变化，导致特征向量在描述复杂语义信息时存在明显的信息丢失。此外，大部分指令均被误判为“tree”。这反映了 LPC 对环境噪声与静音段极高的敏感度。在信噪比较低或存在端点检测误差的情况下，LPC 提取出的线性预测系数会向背景环境的频谱包络收敛，使得 KNN 分类器在进行欧氏距离判别时失去了类别辨识度。

六、 实验结果与分析

实验时使用的参数如表2所示。

在实验时，为了测试系统的鲁棒性，我们选择了一条连续转向并测试所有可能方向的路径，最终运行结果如图4所示。同时，为了测试控制稳定性和控制效率，我们选择

参数符号	物理含义	设定值
V	无人船航行速度	15.0 m/s
J	转动惯量	1500 kg·m ²
d	阻尼系数	100 N·s/m
dt	仿真步长	0.05 s
σ_w	海浪噪声标准差	10
\mathbf{w}	洋流向量 (w_x, w_y)	(1.5, -1.0) m/s
K_p	比例增益	12000
K_d	微分增益	5000
Δ	LOS 前瞻距离	10 m
K_{i_los}	积分增益	0.08
SNR	传输信噪比	10 dB
N	量化比特数	8 bit
R_q	量化动态范围	15.0
α_p	DPCM 预测系数	[1, 0]

表 2: 系统仿真参数设置

了一条包含两次大幅变向（调头）和相交路径的指令，结果如图5所示。需要说明的是，由于语音模块性能过于糟糕，不宜用于实验，为了指定我们产生的指令以测试整体性能，我们在这部分测试中没有引入语音，而是直接向输入信道输入一个标准的特征以发出所需的指令。

从全向测试可见，系统能够驱动无人船精准指向预设的八个方位。无论是在与洋流同向、逆向还是横向受力的情况下，船舶均能保持稳定的直线航行。在恒定洋流 $\mathbf{w} = (1.5, -1.0)$ m/s 的持续侧推下，实际轨迹（蓝色实线）并未发生明显的向侧方漂移。这说明 LOS 导航律中的积分项 K_{i_los} 成功产生了等效的偏航补偿角，抵消了环境载荷，确保了基础循迹性能的稳健。

可以看到，每次转弯时都存在微小摆动，并且转向幅度越大，这种摆动越明显。这正是无人船表现出的典型的动力学二阶响应过程。船舶首先开始转向，随后在接近目标航向时，受到控制器 K_d 分量的抑制，避免了剧烈的超调。但是大型质量物体（转动惯量 $J = 1500$ ）在高速行驶（ $V = 15$ m/s）中克服动量矩的过程仍需要一段时间，需要克服的动量矩越大也需要越长的时间。不过这种摆动整体的表现都较为短促，能够迅速收敛，证明了控制器在转向响应速度与运行平稳度之间达到了理想的平衡。整体来说，不同航段之间的过渡都是平滑的，不会出现震荡失控。

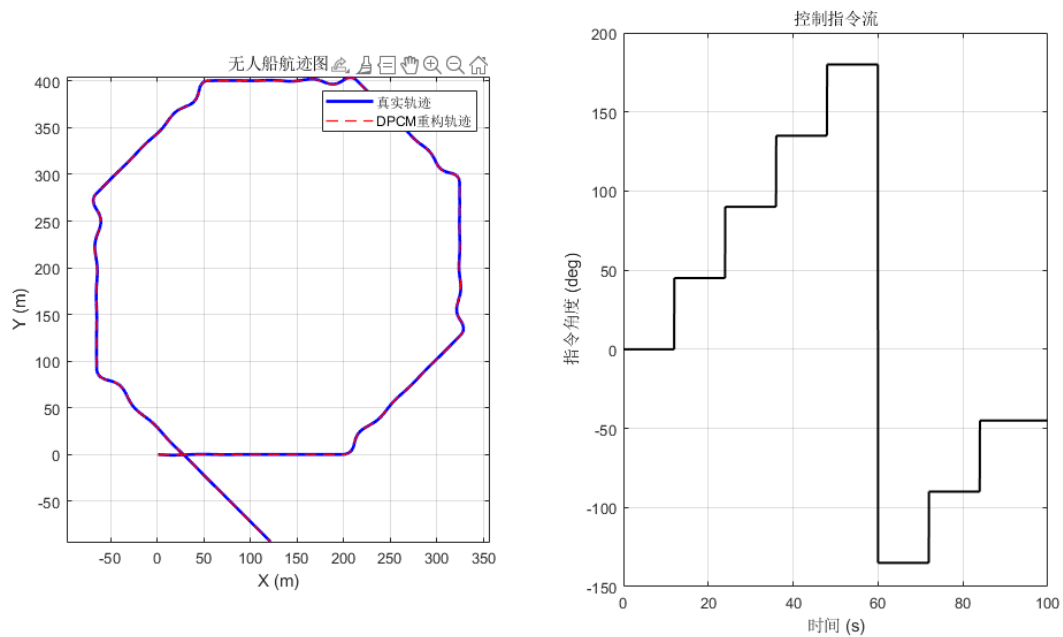


图 4: 连续转弯全向测试路径运行结果

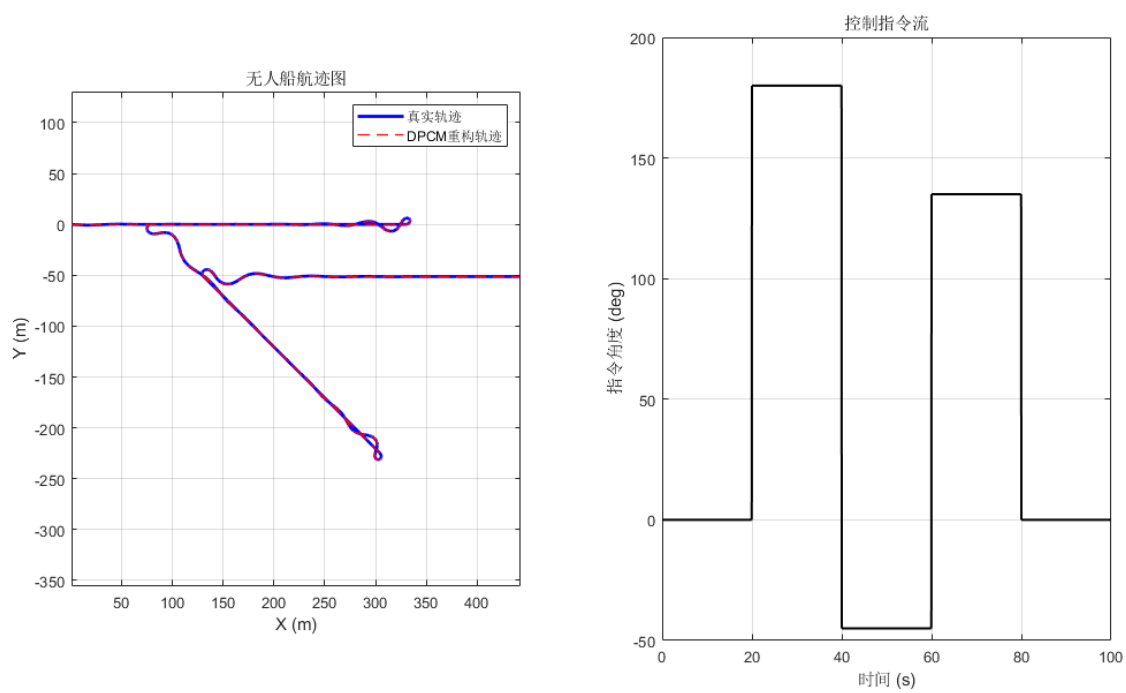


图 5: 大幅转向与相交路径测试结果

References

- [1] Thor I. Fossen, Morten Breivik, and Roger Skjetne. Line-of-sight path following of underactuated marine craft. *IFAC Proceedings Volumes*, 36(21):211–216, 2003. 6th IFAC Conference on Manoeuvring and Control of Marine Craft (MCMC 2003), Girona, Spain, 17-19 September, 1997.
- [2] Bishnu S Atal and Suzanne L Hanauer. Speech analysis and synthesis by linear prediction of the speech wave. *The journal of the acoustical society of America*, 50(2B):637–655, 1971.
- [3] P. Warden. Speech Commands: A Dataset for Limited-Vocabulary Speech Recognition. *ArXiv e-prints*, April 2018.