

通信系统 信源→压缩编码→加密→信道编码→复用→基带调制脉冲成型→载波调制→信道→载波解调→基带解调采样判决→解复用→信道解码→解密→压缩解码→信宿

调制 数字传输需要 回顾对微分熵的讨论,表示连续信源需要无限长序列,但信道容量是有限的 用集装箱适应货轮,并通过合理打包让集装箱多装一点◆人类感官能力 眼睛和耳朵对图像和声音的分辨能力是有限的 扔掉一部分没用的货物

压缩编码的分类 无损压缩 输入数字序列(离散时间,离散幅值)输出数字序列 平均长度更小 无损压缩主要应用于数据通信◆有损压缩 输入模拟信号(连续时间,连续幅值)输出数字序列 有损压缩是实现多媒体信源的数字传输的基石,分标量压缩矢量压缩

人类语音信号特性 带通: 300-3400Hz (不是听觉范围) 幅值分布: 拉普拉斯分布 $p(x) = \exp(-\sqrt{2}|x|/\sigma_x)/(\sigma_x\sqrt{2})$

语音信号压缩的步骤 抽样: 连续时间→离散时间,保证无混叠◆量化: 连续幅值→离散幅值,减少量化噪声◆压缩: 降低数据量,最小化平均字符长度

抽样定理(Nyquist 准则) 频域无混叠,时域无畸变◆ $f_s \geq 2f_H$ ◆通过抽样恢复原始信号的方法: 内插(低通滤波)

带通抽样定理 $f_{s,\min} = 2B(1 + M/N)$, $N = \lfloor f_H/B \rfloor$, $M = \{f_H/B\}$, $B = f_H - f_L$ ◆混叠: 下边沿 $-f_L + kf_s \leq f_L$, 上边沿 $-f_H + (k+1)f_s \geq f_H$

量化 将连续幅值随机向量离散化,在实用的语音编码中,量化和压缩编码是基于非线性量化方法一起完成的◆分层电平(判决阈值) x_k ◆

量化区间: 相邻两个分层电平之间的集合 $x_k < x \leq x_{k+1}$ ◆量化函数: 从实际电平映射到重建电平的函数 $y = Q(x) = Q\{x_k < x \leq x_{k+1}\} = y_k$

◆量化间隔: 量化区间的长度 $\Delta_k = x_{k+1} - x_k$ ◆均匀量化: 所有的量化间隔均相等,只对有界随机变量 非均匀量化: 允许量化间隔不相等

量化噪声 $q = x - y = x - Q(x)$ ◆ $\sigma_q^2 = E[x - Q(x)]^2 = \int_{-\infty}^{\infty} [x - Q(x)]^2 p_x(x) dx = \sum_{k=1}^L \int_{x[k]}^{x[k+1]} (x - y_k)^2 p_x(x) dx$ ◆简化: 只考虑电平区间

$[-V, V]$ 之间的信号(量化范围/动态范围),并假设量化间隔很小,每个量化区间内信号条件分布均匀分布 $p_x(x) = P_k/\Delta_k$, $\sigma_{qn}^2 \approx \sum_{k=1}^L P_k \Delta_k^2 / 12 = \int_{-V}^V \Delta_k^2 p_x(x) dx / 12$ ◆均匀量化 $\Delta_k = 2V/L$, $\sigma_{qn}^2 = \Delta^2/12 = V^2/3L^2$ ◆过载噪声 $\sigma_{qo}^2 = 2 \int_V^{\infty} (x - V)^2 p_x(x) dx$, $\sigma_{qs}^2 = \sigma_{qn}^2 + \sigma_{qo}^2$ ◆给定量化

区间总数最优量化: 迭代 分层电平在重建电平的中点 重建电平在量化区间的质心 均匀分布的最佳量化是区间等分,中点重建

工程用量化 量化范围内均匀量化◆量化信噪比(不考虑过载噪声) $S/\sigma_{qn}^2 = S/V^2 \times V^2/\sigma_{qn}^2$, $V^2/\sigma_{qn}^2 = 3L^2 = 3 \times 2^{2n}$, 定义 $D = \sqrt{S}/V$ (满

载正弦 $D = 1/\sqrt{2}$)◆ $S/\sigma_{qn}^2 = 4.77 + 20 \log_{10} D + 6.02n$, 每增加一位码字,则信噪比提高 6.02dB◆PCM $f_s = 8\text{kHz}$ 8bit 量化 $R_b = 64\text{kbps}$

语音信号非均匀量化 调整概率分布,使取值比较集中: 取对数◆A律/ μ 律, 13折线近似A律, 15折线近似 μ 律, 极性码段落码电平码

其它压缩编码方法 DPCM(1bit 又称增量调制) 变换域编码(JPEG: 2D DCT) 低速率语音编码 运动图像编码 分层编码

数字基带调制 为什么要基带调制? 传输信道需要 多址和复用需要◆传输信道 实际信道只能传输连续的波形,需要把数字序列转化成连续

的波形 给车辆装上轮子◆多址和复用 信道特性和多址/复用都只能传输有限带宽的信号 让车辆能够上路

符号集合 A , $M = |A|$, bit 承载量 $r = \log_2 M$ ◆ASK PAM PSK QAM◆Gray 码相邻符号对应的 bit 串仅一位差异

速率 符号周期 T_s , 符号速率 $R_s = 1/T_s$, Bit 速率 $R_b = R_s \log_2 M$

带限 通信信号的带宽受限: 发射机基本问题,只要求频率小于截止频率,冲激串过低通◆符号间串扰: $g(kT_s) = \delta[k]$ ◆残留对称条件,推

出 $R_s \leq 2W$, $R_b \leq 2W \log_2 M$, 带宽效率 $\eta = R_b/W \leq 2 \log_2 M$ ◆升余弦滤波器 滚降系数 $\alpha = 2WT_s - 1$, $W \leq R_s = 2W/(1 + \alpha) \leq 2W$

功率谱 $S_A(f) = S_{A_I}(f)|H(f)|^2 = 1/T_s |H(f)|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_a[n] \exp(-j2\pi f n T_s)$ ◆无记忆调制 均值 $m_a = E[a_i]$, 方差 $\sigma_a^2 = E[a_i^2] - m_a^2$, 代入得

$S_A(f) = \sigma_a^2/T_s |H(f)|^2 + m_a^2/T_s^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} |H(nT_s)|^2 \delta(f - n/T_s)$

解调 输入连续波形输出数字序列 速率和发送端一致 Bit 可能产生差错◆信噪比越高越好 误码率越小越好 最佳接收用于在给定发送功

率下提高信噪比 最佳判决用于在给定信噪比下降低误码率◆白噪声由等功率的全体频率分量合成,功率谱密度为 $n_0/2$ ◆匹配滤波 $g(t) =$

$h^*(t)$ ◆相关器 $\int_0^{T_s} [a_i h(t) + n(t)] h(t) dt$

信噪比 $S = E_s/T_s = E_s R_s$, $N = W n_0$, $S/N = E_s R_s / n_0 W \leq 2E_s/n_0$, 升余弦 $S/N = 2E_s/n_0(\alpha + 1)$, 匹配滤波后 $S/N = 2E_s/n_0$

最佳判决 最大后验概率 MAP 通信符号等概率时变为最大似然 ML 门限为中点 符号差错概率 SEP 统计结果符号差错率 SER◆高斯信道 $P_s =$

$Q(A/\sigma)$ ◆实际系统中,人们往往用信噪比这个参数 $S/N = E[a_i^2]/\sigma^2$

误符号率计算套路 确定符号分布 一般符号距离为 $2A$ ◆画出判决门限 门限与符号距离为 A ◆计算各符号的差错概率,用 A /标准差表示

可能要分情况讨论◆计算符号距离 A 和平均功率的关系 要用到级数求和◆用信噪比 S/N 表示 A /标准差,代入第 3 步计算结果

误符号率 单极性二元码 $P_s = Q(\sqrt{S/2N})$ ◆双极性 M 元码 $P_s = 2(M-1)/M \cdot Q(\sqrt{3S/(M^2-1)N})$ ◆单极性 M 元码 $P_s = 2(M-1)/M \cdot$

$Q(\sqrt{3S/2(M-1)(2M-1)N})$ ◆为了使单、双极性码达到相同 SER, $(S/N)_d/(S/N)_s = M^2 - 1/2(M-1)(2M-1) \approx 1/4$ ◆从信源端或者高

层来看,人们更加关心误比特率 BER,其统计意义是,差错 bit 数与总传输 bit 数之比,传送一个符号,则传送 $\log_2 M$ 个 bit,错判一个符

号,则近似导致 1 个 bit 错误(平均意义上)(一般来说,即使发生了差错也多数会误判成临域的符号,格雷码映射时只错 1 bit,因为高

斯概率密度的衰减非常厉害;当信噪比过低的时候,则以上陈述不成立,这种通信系统一般我们不考虑)

BER 利用 $P_b \approx P_s/\log_2 M$ ◆双极性 M 元码 $P_b = 2(M-1)/M \log_2 M \cdot Q(\sqrt{3S/(M^2-1)N})$ ◆单极性 M 元码 $P_b = 2(M-1)/M \log_2 M \cdot$

$Q(\sqrt{3S/2(M-1)(2M-1)N})$

MPSK 近似式的两个条件: 大 S/N 大 M , 考虑一个大圆切出的小扇形在边界处,扇形的边近似平行◆ $P_s = 2Q(\sqrt{S/N} \sin(\pi/M))$

MQAM 4 个角点 $P_s = 1 - (1 - Q(A/\sigma))^2$, $4(L-2)$ 个边点 $P_s = 1 - (1 - Q(A/\sigma))(1 - 2Q(A/\sigma))$, $(L-2)^2$ 个内点 $P_s = 1 - (1 - 2Q(A/\sigma))^2$ ◆

扔掉高阶项安全近似(P_s 变大) $P_s \approx (4L^2 - 4L)/L^2 \cdot Q(A/\sigma_n)$, $S = 2(L^2 - 1)/3 \cdot A^2$, $P_s = 4(1 - 1/\sqrt{M})Q(\sqrt{3 \log_2 M E_b/(M-1)n_0}) \approx$

$4Q(\sqrt{3 \log_2 M E_b/(M-1)n_0})$ ◆注意到 MQAM 可以看成两路正交的 MPAM,因为有两路信号,所以功率折半

FSK $P_s = 1 - 1/\sqrt{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-u^2/2) \cdot (1 - Q(u + \sqrt{\log_2 M 2E_b/n_0}))^{M-1} du$

载波传输 从物理实现的角度: 为了有效辐射电磁能量,天线大约长于波长的 1/10(短波频段波长, 10m-100m); 不同频率上电磁波传输

的特性不同(绕射能力,传输媒质); 让车辆跑在路况较好的道上◆从多址接入和复用的角度: 使用滤波器,可以使不同频率上的电磁信号互

不干扰; 让多辆车同时跑在道上◆调制信号: 携带数字信息的信号,用以控制传输信号; 载波调制 Bandpass Modulation: 其中心频率不

在零点; 载波 Carrier: 可控参量包括: 幅度, 相位, 频率

幅度键控(基带信号×载波)→已调信号;(接收信号×本地恢复的载波)→低通滤波器→解调信号◆针对采用能量检测的方法,有信号

能量的码元时间内判为 1, 没有信号能量的码元时间内判为 0; 这种方法无需本地同频相的载波,故称“非相干解调”(Non-coherent

Demodulation)◆对接收信号乘以与载波同频同相的信号: 需要恢复同频同相本地载波; 相干解调(Coherent Demodulation)◆2ASK 和

BPSK 的波形只与当前码元有关,均属于无记忆调制

有记忆调制 Modulation with Memory 一个码元周期内的波形由多不同的码元联合决定◆为什么需要有记忆调制: 频谱成型,以适应信道

传输特性; 差分相干解调,以克服载波相位模糊◆常见的: 2DPSK(差分模块→低通滤波器→采样判决,简化解调系统,无需本地载波),

连续相位调制 CPM

相移键控 单极性码→电平转换/脉冲成型→(×载波)→已调信号◆因不同码元的功率特征相同,无法非相干解调

信道编码 通过合理的增加冗余信息,纠正信道传输中可能出现的错误,又称纠错码 ECC◆理想信道编码: 输出分布 $P_X(x) = \arg\max I(X|Y)$,

传输速率是 $I(X;Y)$ ，误码率 0◆理想信道编码码长需无穷大，目前没发现代数结构，复杂度太大◆分类：线性码，分组码，卷积码
前向纠错 无需反馈信道：在接收端直接纠错，发端无需知道差错状态◆可适用于实时业务：无需重传，瞬时传输速率恒定◆依靠纠错编码：通过引入有结构的冗余信息，避免因个别差错引起的码字模糊

分组码 奇偶监督码、群计数码、Hamming 码◆信道编码常用 Hamming 距离：若与某码字距离小于门限 t ，则判为该码字；否则不是该码字◆纠错位数 t 检错位数 e ： $t \leq e$ ， $d_{\min} \geq t + e + 1$

线性分组码 可靠性准则：最大化最小码距；有效性准则：给出尽可能多的许用码字◆ (n, k, d) 分组码：码长 n ，监督码位 r ，信息码位 $k=n-r$ ，最小码距 d ，码率 k/n ，许用码字数量 2^k ◆所有运算在 $GF(2)$ ，编码 $A = XG = X[I : Q]$ 系统码◆检错判据 $[Q^T : I]A^T \neq 0$ ，监督矩阵 $H = [Q^T : I]$ ◆接收信号 B ，校正子 $BH^T = (A + E)H^T = AH^T + EH^T = EH^T$

Hamming 码 只需要纠一个误码时， n 位码，需能指示 $n+1$ 种不同情况，校正子有 r 位，最多能指示 2^r 种情况，所以， n 位码中，至少需 $\lceil \log_2(n+1) \rceil$ 位校正子，亦即 $\lceil \log_2(n+1) \rceil$ 个监督位◆满足 $2^r = n+1$ 的线性分组码称为 Hamming 码， $d_{\min} = 3$ ， Q 矩阵每行至少 2 个 1，可以任取◆如果没有重传功能，检错能力实际是用处不大的；所以，在给定最小码距时，FEC 应最大化纠错位数；若校正子的图样与误码图样能够一一对应，则称为完备码

复用与多址 复用 Multiplexing：提高通信资源的利用率，适用于单路传输需求未占满物理介质传输能力的情况，在传送带上传送多种零件◆多址 Multi-Access：满足多用户信息传输的需求，适用于多路信息在同一系统中同时传输的情况，多辆汽车行驶在一条马路上

复用 在发送设备内部完成多路信息的混合，通信资源（带宽，时隙）预先分配完毕，复用设备一般在骨干网中使用

多址 在传输媒质或信道中完成多路信息的混合，通信资源（带宽，时隙）根据用户的需求可以动态分配，多址技术一般在接入网中使用

通信资源的划分 复用和多址的相似性：通信资源的划分◆频分 (FD)：将整个可用频带分割为不同的子频带，利用不同本振频率的混频器，将具有一定带宽限制的信号调制到指定频带◆时分 (TD)：将整个可用传输时间分割为不同的时隙，利用不同相位时钟信号，将信息 bit 放置到指定时隙（只有 TD 能够实现调制前对于原始信息 bit 的合路）◆码分 (CD)：将整个信号空间分割为不同正交码子空间，利用不同的正交码对一路信号进行扩频，使其属于本码空间（一般只用于多址）◆理想情况下，不同资源分割方式可以统一描述为信号空间的正交基分配，路获得的资源只与总路数有关，而与正交基选择无关，接收端通过内积分离出各路信号◆空分 (SD) 利用定向波束，实现对空间频谱资源的分割，一般只用于多址，对天线有特殊需求，需要定向天线或天线阵列◆极分 (Polarization Division, PD) 利用正交极化重复利用频谱资源，只用于对频谱利用率要求及其苛刻的场合

常用多址方式 TDMA FDMA (OFDMA, 正交频分多址，是 FDMA 的新发展，应用于 IEEE 802.16 等新标准中) CDMA (CDMA2000, WCDMA, TD-SCDMA) SDMA (空分多址，大量应用于卫星通信)

双工 在通信协议和标准中，大家常常也会看到 TDD, FDD 等词汇，这里第二个 D 是 Duplex 双工，表示双向通信时双发对于通信资源的共享：FDD 时分双工，TDD 频分双工

频分复用 FDM 先将各路信号调制到不同频段，然后复用整个通信带宽◆优点：不要求多路的时钟同步，不需要进行时钟抖动调整◆缺点：信道的非线性会在 FDM 系统中产生交调失真与高次谐波，引起路际串话，因此，对信道的非线性失真要求很高。此外，FDM 用到的模拟滤波器设计较为复杂◆如何提高 FDM 的效率？OFDM

时分复用 TDM 先将各路 bit 对齐安置到不同时段，然后复用整个通信时间◆优点：复接和分接均可采用数字处理，较为灵活可靠；可以直接对 bit 流进行处理，更贴近信源端◆缺点：复接和分接需要时钟对齐，因此对信道中时钟相位抖动及接收端与发送端的时钟同步问题则提出了较高要求◆交换机，路由器等都应用了 TDM 原理

帧 Frame TDM 中整个时间被划分成时段分给不同支路，从支路的角度来看，其 bit 流被截断后放置在不同时段，每个时段内对应的一组 bit 构成一帧◆低速支路 bit 流时间上连续；高速合路 bit 流，对特定一路 bit 流，时间上不连续

复接 复接是 TDM 最重要的环节，该环节将多个支路的 bit 流合成高速 bit 流，这是一个知易行难的过程◆假设输入 m 个支路，对于一个复接设备， m 是固定的，能够实现复接的必要条件是 $mf_l < f_h$ 不能取等号，因为复接还额外有开销，否则传输链路不足以支持 m 个支路◆为了能在接收端将 m 路 bit 流分离出来，必须保证支路 bit 流出现在恰当的位置，并具有统一的帧格式

超帧 帧结构： Q 个信息 bit 来自于信源编码， K 个非信息 bit 复接开销用于同步，塞入标识等等，相当于传送带上的卡具◆ m 个不同支路的帧合路形成一个超帧 (Super Frame)，长度为 $L_s = m(Q + K)$

码速调整 正码速调整：支路码流无法把每一帧都填满，需要塞入一些 bit◆零码速调整：支路码流可以把每一帧都填满，但是由于支路码速的抖动，需要进行 bit 移位◆负码速调整：每帧都填满后，还有未传输的支路 bit，需要额外补充 bit 位置进行传输◆调整速率 f_s 用来刻画进行塞入的频繁程度， $f_s + f_l = Q/L_s \cdot f_h$ ◆塞入比 $S = f_s/f_{s,\max}$ 实际调整码速与最大调整码速之比◆当每帧一个塞入位时， $S = Q - f_l/f_h \cdot L_s$ ， $L_s = m(Q + K)$ ， $Q = L_s/m - K$ ， $(1/m - f_l/f_h)L_s = K + S$ ，塞入比决定于复接设备，支路码速和帧结构

误码对于复接的影响 如果误码出现在信息码位，就错一个信息 bit 而已◆如果误码出现在塞入指示位则信息 bit 流整体滑动错位，带来严重的误码，所以一般采用多个 bit 来同时指示是否塞入，塞入指示位差错产生的后果如下： $N-1$ 次群码流产生比特滑动； $N-1$ 次群分接器出现失帧； $N-2$ 次群产生附加误码

帧同步方法 帧同步的前提：发送端需要标识帧的开头：采用同步头，提供帧同步定时信息 (Timing Information)，标示一帧的开始；同步头是一组确定的“0”，“1” bit，例如 0101011。它由协议规定，收发双方都知道◆帧同步的问题：由于信息 bit 是随机的，可能出现任何组合，而当信息 bit 的 01 组合与同步头完全一致时，则会出现伪同步头；同步头越长，则出现伪同步头的可能性越小

同步头捕捉 理想主义的离线方法，高速传输中需要在线捕捉算法：把接收到的 bit 流存下来，先随便切分出 n 个帧周期（注意接收机知道一帧多长）然后开始搜索其中的同步头，找到后跳过 1 个帧周期，再看是否还出现同步头。若连续 n 次都成功了，则认为找到了正确的同步头◆实用的在线算法：不存储接收到的 bit 流，如果发现错了就从下一个位置开始继续搜索◆伪同步头概率 $P = 2^{-n}$ ，欺骗时间 $\Delta T = P/(1-P) \cdot T$ 呈几何分布，这里 T 表示一帧的周期◆帧长 L ， T_h 是一个 bit 的时间，若真实的帧同步头出现在第 k 个码位，则找到这个真同步头需耗费的平均时间是 $T_k = (k-1)\Delta T + (k-1)T_h$ ，所以，找到（不是确认）真实同步头的平均时间 $\bar{T} = E[T_k] = (L-1)/2 \cdot (P/(1-P) \cdot T + T_h) = (L-1)/2 \cdot (1 + LP/(1-P))T_h$ ◆当信道存在误码时，则情况更糟糕：信道误码为 P_e 时漏检真的帧同步头的概率是 $P_m = 1 - (1 - P_e)^n \approx nP_e$ ，漏检之后抓到真的帧同步头的平均时间 $\bar{T}_e = \bar{T} + P_m/(1 - P_m) \cdot (T_L + T_h) \approx (1 + 2P_m + LP)(L-1)T_h/2$ ，最优同步头长为

帧同步状态机 对同步结果进行校验，若连续几次发现同步头则进入同步状态；进入同步状态后，不轻易进入失步状态。仅当连续多次同步头校验差错时，转入失步状态

失步时间 处于同步状态时，以概率 $p = P_m$ 发生同步头错误，若连续发生 k 次错误，则进入失步状态，则进入失步的平均帧数 $\tau = (1 - p^i)/(1 - p)p^i \cdot T \approx T/(1 - p)p^i$

时分复用系统与标准 准同步数字复接 PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy) 复接方法采用上面讲过的码速调整◆同步数字复接 SDH (Synchronous Digital Hierarchy) 复接方法采用固定位置映射法此时支路码速必须严格等于传输设备分配给其的码速，若有偏差，则通过缓冲器延时处理◆PDH 缺点：地区性的标准；没有世界性的标准光接口；异步复用方式：码速调整；OAM (运行、管理和维护；Operation, Administration and Maintenance) 通道缺乏；基于点对点传输；没有业务的兼容性◆SDH 优点：通用和兼容的电、光接口；字节间插复用方式；丰富的 OAM 功能；对 PDH 的向下兼容性。缺点：效率低；指针调整机制复杂；软件的大量使用影响系统安全性

路由算法 洪泛、静态路由、动态路由（单源最短路：Bellman-Ford、Dijkstra）◆多播路由