通信原理复习

Owner	柒柒在笔记
课程	通信原理

▼ 第一章 绪论

▼ 1.1 通信的基本概念

▼ 1.2 通信系统的模型

▼ 1.3 通信系统的分类和通信方式

▼ 1.4 信息及其度量

▼ 1.5 通信系统的主要性能

▼ 1.6 小结

▼ 第三章 随机过程

▼ 第四章 信道

分类：

- 狭义信道
  - 有线信道
    - 电缆光纤
  - 无线信道
    - 微波
- 广义信道
  - 调制信道
    - 恒参信道
    - 随参信道
  - 编码信道
    - 有记忆信道
    - 无记忆信道

▼ 4.1 信道的数学模型

▼ 4.3.1 调制信道模型

$$e_0(t) = f[e_i(t)] + n(t) = k(t)e_i(t) + n(t)$$

噪声信号n(t)叠在在信号上，因此称为加性噪声

信道特性k(t)与输入信号相乘，表现为乘性噪声

▼ 4.3.2 编码信道模型

使用转移概率描述信道特性

$$P(y_i|x_i) = P(Y = y_j|X = x_i)$$

▼ 4.2 恒参信道及其传输特性

▼ 4.2.1 有线电信道

类型	工作频率	特点
对称电缆	3Hz~300KHz	传输损耗大，传输特性稳定，价格便宜、安装容易
同轴电缆	300KHz~60MHz	能传送数千乃至万路载波，抗电磁干扰性能较好，在有线电视网络中大量采用
光纤	10^5~10^7GHz	容量大，成本低，不受电磁干扰，低损耗性，中继距离超过100公里

▼ 4.2.2 微波中继信道

类型	描述
地面微波中继信道	微波频段频率范围一般在几百MHz至几十GHz，自由空间沿视距传输，需建立多个中继站
卫星中继信道	以卫星转发器作为中继站，工作频段有L频段（1.5/1.6GHz）、C频段（4/6GHz）、Ku频段（12/14GHz）、Ka频段（20/30GHz）

▼ 4.2.3 恒参信道特性

等效为一个线性时不变网络

理想恒参信道特性

传输特性：

$$H(\omega) = K_0 e^{-j\omega t_d}$$

相频特性：

$$\varphi(\omega) = \omega t_d$$

幅频特性：

$$|H(\omega)| = K_0$$

群延迟：

$$\tau(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = t_d$$

冲激响应：

$$h(t) = K_0 \delta(t - t_d)$$

幅度-频率失真

相位-频率失真

▼ 4.3 随参信道及其传输特性

▼ 4.3.1 陆地移动信道

陆地移动通信工作频段主要在VHF（30-300MHz）和UHF（300-3000MHz）频段，电波传播特点是以直射波为主，包含反射波与散射波。

▼ 4.3.2 短波电离层反射信道

短波（3~30MHz）无线电波射入电离层时，由于折射现象会发生反射，形成短波电离层反射信道。

▼ 4.3.3 随参信道特性

1. 信号的衰减随时间随机变化
2. 信号的延迟随时间随机变化
3. 多径效应

Example：信号的多径效应分析

接收到的合成信号

$$r(t) = \sum_{i=1}^{n} a_i(t) cos\omega_c[t - \tau_i(t)] = \sum_{i=1}^{n} a_i(t) cos\varphi_i cos\omega_c t - \sum_{i=1}^{n} a_i(t) sin\varphi_i sin\omega_c t$$

效果：

- 多径传播使单一频率的正弦信号变成了包络和相位受调制的窄带信号，这种信号称为衰落信号，即多径传播使信号产生瑞利型衰落；
- 从频谱上看，多径传播使单一谱线变成了窄带频谱， 即多径传播引起了频率弥散

频率选择性衰落与相关带宽

/

▼ 第五章 模拟调制模型

▼ AM

表达式

$$s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)] cos\omega_c t = A_0 cos\omega_c t + m(t) cos\omega_c t$$

$$S_{AM}(\omega) = \pi A_0[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]$$

带宽

$$B_{AM} = 2f_H$$

功率

$$P_{AM} = P_c + P_s = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2}$$

$$\eta_{AM} = \frac{P_s}{P_{AM}}$$

当调制信号为单音余弦信号时即

$$m(t) = A_m cos\omega_m t\text{时，有}\overline{m^2(t)} = \frac{A_m^2}{2}$$

$$\eta = \frac{A_m^2}{2A_0^2 + A_m^2}$$

包络检波

输入信号与噪声功率：

$$S_i=\frac{A_0^2}{2}+\frac{m^{\bar{2}}(t)}{2}$$

$$N_i=n_0B$$

$$\frac{S_i}{N_i}=\frac{A_0^2+m^2(t)}{2n_0B}$$

包络信号：

$$n_i(t)=n_c(t)cos\omega_ct-n_ssin\omega_ct$$

$$E(t)=\sqrt{[A_0+m(t)+n_c(t)]^2+n_s^2(t)}$$

$$\psi(t)=arctan[\frac{n_s(t)}{A_0+m(t)+n_c(t)}]$$

$$s_m(t)+n_i(t)=[A_0+m(t)+n_c(t)]cos\omega_ct-n_s(t)sin\omega_ct=E(t)cos[\omega_ct+\psi(t)]$$

大信噪比情况下

$$[A_0+m(t)]>>\sqrt{n_c^2(t)+n_s^2(t)}$$

$$E(t)=A_0+m(t)+n_c(t)$$

$$S_o=\overline{m^2(t)}$$

$$N_0=n_oB$$

$$\frac{S_o}{N_o}=\frac{m^{\bar{2}}(t)}{n_0B}$$

$$G_{AM}=\frac{2\overline{m^2(t)}}{A_0^2+\overline{m^2(t)}}$$

小信噪比情况下

存在门限效应

▼ DSB

表达式：

$$s_m(t)=m(t)cos\omega_ct$$

$$S_{DSB}=\frac{1}{2}[M(\omega+\omega_c)+M(\omega-\omega_c)]$$

相干解调

与相干载波乘后

$$m(t)cos^2\omega_c=\frac{1}{2}m(t)+\frac{1}{2}m(t)cos2\omega_ct$$

经过低通滤波器后：

$$m_o(t)=\frac{1}{2}m(t)$$

输出信号功率

$$S_o=\overline{m_o^2(t)}=\frac{1}{4}\overline{m^2(t)}$$

输出噪声

$$n_o(t) = \frac{1}{2}n_c(t)$$

$$N_o = \frac{1}{4}\overline{n_c^2(t)} = \frac{1}{4}n_0B$$

信噪比

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\overline{m^2(t)}}{2n_0B}$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0B}$$

增益：

$$B = 2f_H$$

$$G_{DSB} = 2$$

▼ SSB

滤波法调制：

$$S_{SSB}(\omega) = S_{DSB}(\omega) \cdot H(\omega) = \frac{1}{2}M(\omega \mp \omega_c)$$

相移法调制

$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2}A_m cos\omega_m cos\omega_c t \mp \frac{1}{2}A_m c\hat{o}s\omega_m sin\omega_c t$$

希尔伯特变换

$$\hat{M}(\omega) = M(\omega) \cdot [-jsgn\omega]$$

带宽

$$B = f_H$$

$$S_i = \overline{s_m^2(t)} = \frac{1}{4}[\frac{1}{2}\overline{m^2(t)} + \frac{1}{2}\overline{\hat{m}^2(t)}] = \frac{1}{4}\overline{m^2(t)}$$

$$N_i = n_oB$$

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0B}$$

解调

$$n_0 = \frac{1}{2}n_c(t)$$

$$N_o = \frac{1}{4}Ni = \frac{1}{4}n_0B$$

$$m_o(t) = \frac{1}{4}m(t)$$

$$S_o = \frac{1}{16}\overline{m^2(t)}$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0B}$$

$$G_{SSB}=1$$

▼ VSB

$$H(\omega+\omega_c)+H(\omega-\omega_c)=C \quad |\omega|\le\omega_H$$

▼ 角度调制

$$s_{FM}(t)=A\cos[\omega_c t+K_f\int m(\tau)d\tau]$$

$$s_{PM}(t)=A\cos[\omega_c t+K_p m(t)]$$

$$S_i=\frac{A^2}{2}$$

$$N_i=n_0B_{FM}$$

$$\frac{S_i}{N_i}=\frac{A^2}{2n_0B_{FM}}$$

单音调制时

$$m(t)=A_m\cos\omega_m t$$

$$s_{PM}(t)=A\cos[\omega_c t+m_p\cos\omega_m t],\quad m_p=K_pA$$

$$s_{FM}(t)=A\cos[\omega_c t+m_f\sin\omega_m t],\quad m_f=\frac{K_fA_m}{\omega_m}=\frac{\Delta f}{f_m}$$

窄带调频

$$|K_f\int m(\tau)d\tau|\ll\frac{\pi}{6}$$

此时有：

$$\cos[K_f\int m(\tau)d\tau]\approx 1$$

$$\sin[K_f\int m(\tau)d\tau]\approx K_f\int m(\tau)d\tau$$

$$s_{NBFM}(t)=A\cos\omega_c t-[K_f\int m(\tau)d\tau]\sin\omega_c t$$

$$S_{NBSF}=\pi A[\delta(\omega+\omega_c)+\delta(\omega-\omega_c)]+\frac{AK_f}{2}[\frac{M(\omega-\omega_c)}{\omega-\omega_c}-\frac{M(\omega+\omega_c)}{\omega+\omega_c}]$$

$$B=2f_c$$

m(t)为单音信号时

$$m(t)=A_m\cos\omega_m t$$

$$s_{NBFM}(t)=A\cos\omega_c t+\frac{AA_mK_f}{2\omega_m}[\cos(\omega_c+\omega_m)t-\cos(\omega_c-\omega_m)t]$$

宽带调频

$$s_{FM}(t)=A\cos[\omega_c t+m_f\sin\omega_m t]=A\cos\omega_c t\cdot\cos(m_f\sin\omega_m t)-A\sin\omega_c t\cdot\sin(m_f\sin\omega_m t)=A\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n($$

N为奇数时上下边频极性相反，n为偶数时候极性相同

$$S_{FM}(\omega)=\pi A\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(m_f)[\delta(\omega-\omega_c-n\omega_n)+\delta(\omega+\omega_c+n\omega_n)]$$

$$B=2(m_f+1)f_m=2\Delta f+2f_m$$

$$P_{FM}=\frac{A^2}{2}=P_e$$

产生：

- 直接调频
  - VCO压控振荡器
- 间接调频
  - 先进行窄带调频，通过倍频获得宽带调频
  - 阿姆斯特朗法
  - p113例题

$$\Delta f=n_1n_2\Delta f_1$$

$$f_c=n_2(n_1f_1-f_2)$$

非相干解调：鉴频器

1. 先使用带通滤波器和限幅器
2. 微分信号sd

$$s_d(t)=-A[\omega_c+K_fm(t)]\sin[\omega_ct+K_f\int m(\tau)d\tau]$$

3. 包络检波
4. 低通
5. 输出m（t）

$$m_o(t)=K_dK_fm(t)$$

抗噪性能分析：

大信噪比时：将噪声与信号分开计算

$$S_o=\overline{m_o^2(t)}=(K_fK_d)^2\overline{m^2(t)}$$

$$n_d(t)=K_d\frac{d\psi(t)}{dt}=\frac{K_d}{A}\frac{dn_s(t)}{dt}$$

$$P_d(f)=\frac{4\pi^2K_d^2n_0}{A^2}f^2$$

$$N_o=\frac{8\pi^2K_d^2n_0f_m^3)}{3A^2}$$

$$\frac{S_o}{N_o}=\frac{3A^2K_f^2\overline{m^2(t)}}{8\pi^2n_0f_m^3}$$

当单音调制时：

$$\frac{S_o}{N_o}=\frac{3}{4}m_f^2\frac{A^2}{n_0f_m}$$

$$G_{FM}=\frac{3}{2}m_f^2\frac{B_FM}{f_m}=3m_f^2(m_f+1)\approx 3m_f^3$$

小信噪比时

存在门限效应

可以使用预加重和去加重处理

相干解调：仅用于NBFM

1. 带通滤波输出Si

$$s_i(t) = A\cos\omega_c t - A[K_f\int m(\tau)d\tau]\cdot\sin\omega_c t$$

2. 相乘器输出Sp

$$s_p(t) = -\frac{A}{2}\sin 2\omega_c t + \frac{A}{2}A[K_f\int m(\tau)d\tau]\cdot(1-\cos 2\omega_c t)$$

3. 低通输出Sd

$$s_d(t) = \frac{A}{2}A[K_f\int m(\tau)d\tau]$$

4. 微分后输出结果m

$$m_o(t) = \frac{AK_f}{2}m(t)$$

用来占位：

N都计算为单边谱

调制方式	信号带宽	S_i	N_i	S_o	N_o	$\frac{S_o}{N_o}$	制度增益（截断）制
DSB	$2f_m$	$\frac{1}{2}\overline{m^2(t)}$	n_0B	$\frac{1}{4}\overline{m^2(t)}$	$\frac{1}{4}n_0B$	$\frac{\overline{m^2(t)}}{n_oB}$	2
SSB	f_m	$\frac{1}{4}\overline{m^2(t)}$	n_0B	$\frac{1}{16}\overline{m^2(t)}$	$\frac{1}{4}n_0B$	$\frac{\overline{m^2(t)}}{4n_oB}$	1
VSB	略大于f_m	近似SSB	n_0B	近似SSB	近似SSB	近似SSB	近似S
AM包络	$2f_m$	$\frac{A_0^2+\overline{m^2(t)}}{2}$	n_0B	$\overline{m^2(t)}$	n_0B	$\frac{\overline{m^2(t)}}{n_oB}$	$\frac{2}{3}$
FM非相干	$2f_m + 2m_f f_m$	$\frac{A^2}{2}$	n_0B	$(K_fK_d)^2$ $\overline{m^2(t)}$	$\frac{8\pi^2K_d^2n_0f_m^3)}{3A^2}$	$\frac{3A^2K_f^2\overline{m^2(t)}}{8\pi^2bn_0f_m^3}$	$3m_f^2$

▼ 第六章 数字基带传输系统

▼ 余弦滚降特性

$$\alpha = \frac{f_\Delta}{f_N}$$

$$B = (1+\alpha)f_N$$

$$n = \frac{2}{1+\alpha}$$

▼ 二进制双极性

$$V_d^* = \frac{\sigma_n^2}{2A}\ln\frac{P(0)}{P(1)}$$

等概条件下：

$$V_d^* = 0$$

$$P_e = \frac{1}{2} erfc(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma_n})$$

展位

▼ 二进制单极性

$$V_d^* = \frac{A}{2} + \frac{\sigma_n^2}{A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

$$V_d^* = \frac{A}{2}$$

$$P_e = \frac{1}{2} erfc(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n})$$

1

▼ 其他

三角波时域：

$$g(t) = 1 - \frac{2}{T_B}|t|$$

频域：

$$G(\omega) = \frac{T_B}{2} Sa^2(\frac{\omega T_B}{4})$$

如果三角波位置变化：就按照时域平移到傅立叶变换实现

三角波带通：

$$H(\omega) = 1 - \frac{1}{\omega_0}|\omega|$$

对应时域：

$$h(t) = \frac{\omega_0}{2\pi} Sa^2(\frac{\omega_0}{2})$$

Zhanwei

▼ 时域均衡：横向滤波器

$$y_k = \sum_{i=-N}^{N} C_i x_{k-i}$$

迫0调整法：

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & \cdots & x_{-2N} \\ x_1 & x_0 & \cdots & x_{-2N+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_N & x_{N-1} & \cdots & x_{-N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{2N} & x_{2N-1} & \cdots & x_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{-N} \\ C_{-N+1} \\ \vdots \\ C_0 \\ \vdots \\ C_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

▼ 第七章 数字带通传输系统

▼ 2ASK

表达式：

$$e_{2ASK} = s(t) \cos \omega_c t$$

功率谱：

$$P_{2ASK}(f) = \frac{1}{4}[P_s(f+f_c) + P_s(f-f_c)]$$

表现为离散谱与连续谱的叠加

带宽

$$B_{2ASK} = 2f_B = 2R_B$$

相干解调下性能

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_x^{\infty} e^{-u^2} du$$

$$P(0|1) = 1 - \frac{1}{2}erfc(\frac{b-a}{\sqrt{2}\sigma_n})$$

$$P(1|0) = \frac{1}{2}erfc(\frac{b}{\sqrt{2}\sigma_n})$$

$$P_e = P(1)P(0|1) + P(0)P(1|0)$$

$$b^* = \frac{a}{2} + \frac{\sigma_n^2}{a}\ln\frac{P(0)}{P(1)}$$

此时，总误码率为：

$$P_e = \frac{1}{2}erfc(\frac{a}{2\sqrt{2}\sigma_n}) = \frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{r}{4}})$$

其中，有信噪比

$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2}$$

$$P_e \approx \frac{1}{\sqrt{\pi r}}e^{-\frac{r}{4}} \quad \text{if } r \gg 1$$

包络检波下性能

$$P(1|0) = e^{-\frac{b^2}{2\sigma_n^2}}$$

$$P(0|1) = 1 - \frac{1}{2}erfc(\frac{b-a}{\sqrt{2}\sigma_n})$$

最佳判决门限：

$$b^* = \frac{a}{2} \quad \text{if } r \gg 1$$

此时，有

$$P(1|0) = e^{-\frac{r}{4}}$$

$$P(0|1) = \frac{1}{2}erfc(\sqrt{\frac{r}{4}})$$

$$P_e = \frac{1}{4}erfc\sqrt{\frac{r}{4}} + \frac{1}{2}e^{-\frac{r}{4}}$$

极限误码率为：

$$R_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{4}}$$

占位符：

▼ 2FSK

表达式：

$$e_{2FSK} = s_1(t)\cos\omega_1 t + s_2(t)\cos\omega_2 t$$

功率谱：

$$P_{2ASK}(f) = \frac{1}{4}[P_{s1}(f+f_1) + P_{s1}(f-f_1)] + \frac{1}{4}[P_{s2}(f+f_2) + P_{s2}(f-f_2)]$$

表现为离散谱与连续谱的叠加,离散谱位于载频f1与f2

带宽

$$B_{2FSK} \approx |f_2 - f_1| + 2f_B$$

相干解调下性能

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du$$

$$P(0|1) = \frac{1}{2} erfc(\sqrt{\frac{r}{2}})$$

$$P(1|0) = \frac{1}{2} erfc(\sqrt{\frac{r}{2}})$$

$$P_e = P(1)P(0|1) + P(0)P(1|0) = \frac{1}{2} erfc(\sqrt{\frac{r}{2}})$$

$$b^* = 0$$

此时，总误码率为：

$$P_e = \frac{1}{2} erfc(\sqrt{\frac{r}{2}}) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-\frac{r}{2}}, \quad r \gg 1$$

包络检波下性能

$$P(1|0) = P(0|1) = \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{2}}$$

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{r}{2}}$$

占位符：

▼ 2PSK

表达式：

$$e_{2ASK} = s(t)\cos\omega_c t$$

功率谱：

$$P_{2PSK}(f) = \frac{T_B}{4}[|\frac{\sin\pi(f+f_c)T_B}{\pi(f+f_c)T_B}|^2 + |\frac{\sin\pi(f-f_c)T_B}{\pi(f-f_c)T_B}|^2]$$

表现为离散谱与连续谱的叠加,频谱和ASK非常相似

带宽

$$B_{2PSK} = 2f_B = 2R_B$$

随便放点

相干解调:

最佳门限:

$$b^* = 0$$

$$P(0|1) = P(1|0) = \frac{1}{2}erfc(\sqrt{r})$$

$$P_e = \frac{1}{2}erfc(\sqrt{r}) \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi r}}e^{-r} \quad r \gg 1$$

占位符

▼ 2DPSK

表达式:

$$e_{2ASK} = s(t)\cos\omega_c t$$

功率谱:

$$P_{2PSK}(f) = \frac{T_B}{4}[|\frac{\sin\pi(f+f_c)T_B}{\pi(f+f_c)T_B}|^2 + |\frac{\sin\pi(f-f_c)T_B}{\pi(f-f_c)T_B}|^2]$$

表现为离散谱与连续谱的叠加,频谱和ASK非常相似

带宽

$$B_{2PSK} = 2f_B = 2R_B$$

随便放点

相干解调

$$P_e = \frac{1}{2}erfc(\sqrt{r}) \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi r}}e^{-r}$$

使用码反变换器:

$$P_e^{'} = 2(1-P_e)P_e$$

最终误码率

$$P(e) = \frac{1}{2}[1 - erfc^2(\sqrt{r})]$$

差分相干

$$P(1|0) = P(0|1) = \frac{1}{2}e^{-r}$$

$$P_e = \frac{1}{2}e^{-r}$$

Zhanwei

$$r = \frac{a^2}{2\sigma^2}$$

调制方式	带宽	解调方式	误码率公式P_e	判决门限
2ASK	$\frac{2}{T_B}$	相干解调	$\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{4}}\right)$	a／2
		非相干解调	$\frac{1}{2}e^{-\frac{r}{4}}$	$\sqrt{\frac{r}{2}}$
2FSK	$\|f_2 - f_1\| + \frac{2}{T_B}$	相干解调	$\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$	\
		非相干解调	$\frac{1}{2}e^{-\frac{r}{2}}$	
2PSK	$\frac{2}{T_B}$	相干解调	$\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{r}\right)$	0
2DPSK	$\frac{2}{T_B}$	相干解调+码反变换	$\mathrm{erfc}\left(\sqrt{r}\right)$	
		差分相干	$\frac{1}{2}e^{-r}$	

▼ MASK

$$P_e = (1-\frac{1}{M})erfc(\sqrt{\frac{3}{M^2-1}\cdot r})$$

▼ MFSK

非相干解调

码元错误率

$$P_e < \exp[-k(\frac{r_b}{2} - \ln 2)]$$

比特错误率

$$P_b \approx \frac{P_e}{2}$$

相干解调

$$P_e \le (M-1)erfc(\sqrt{r})$$

Zhanwei

▼ MPSK

$$P_e \approx erfc(\sqrt{r}\sin\frac{\pi}{M})$$

▼ MDPSK

$$P_e \approx erfc(\sqrt{r}\sin\frac{\pi}{2M})$$

▼ 第九章 数字信号的最佳接收

求匹配滤波器

▼ 第十章 信源编码