

通信原理

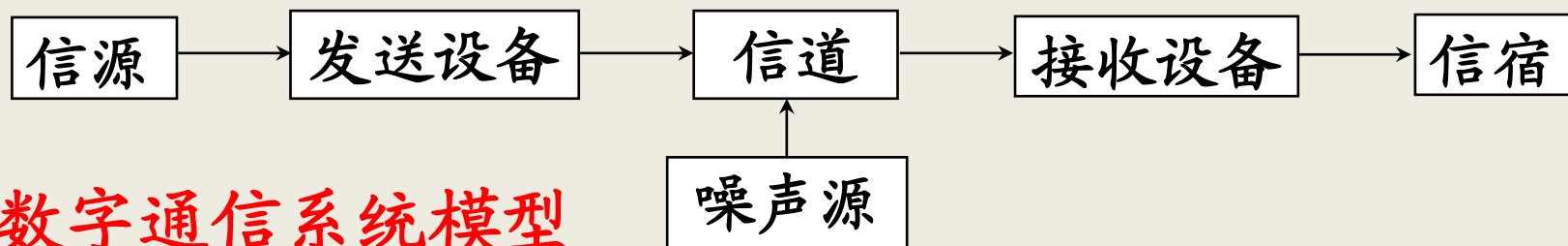
武汉理工大学 信息工程学院

总复习-第1章

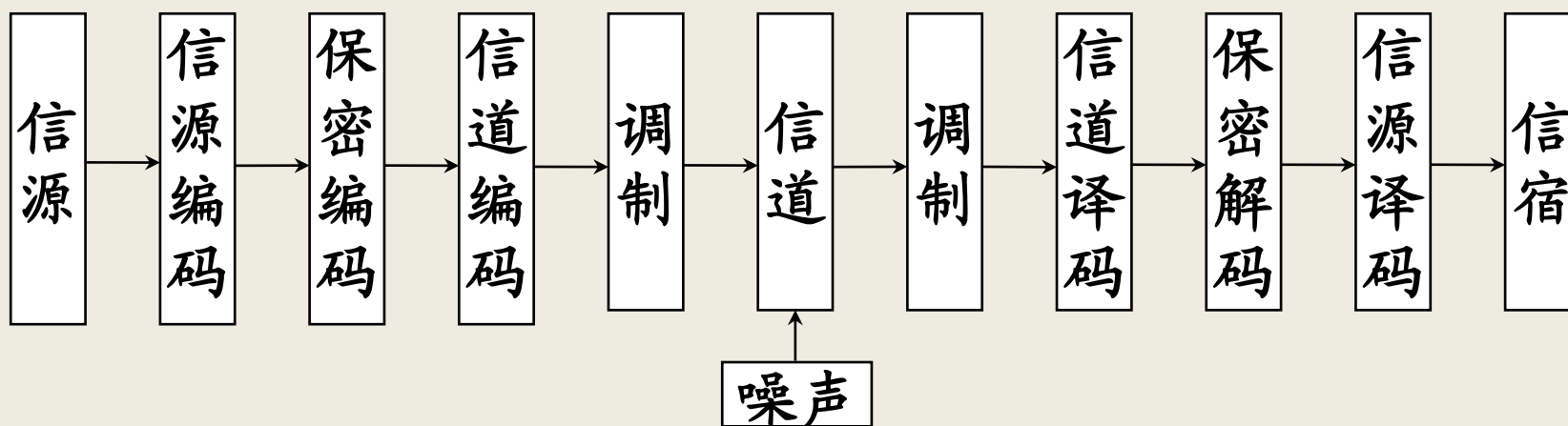
第1章

1. 通信系统模型

一般模型



数字通信系统模型





总复习-第1章

2. 数字通信系统的特点

1) 抗干扰能力强; 2) 可信道纠错编码; 3) 便于处理、变换和存储; 4) 易加密; 5) 占用更多带宽; 6) 同步系统更复杂。

3. 信道分类

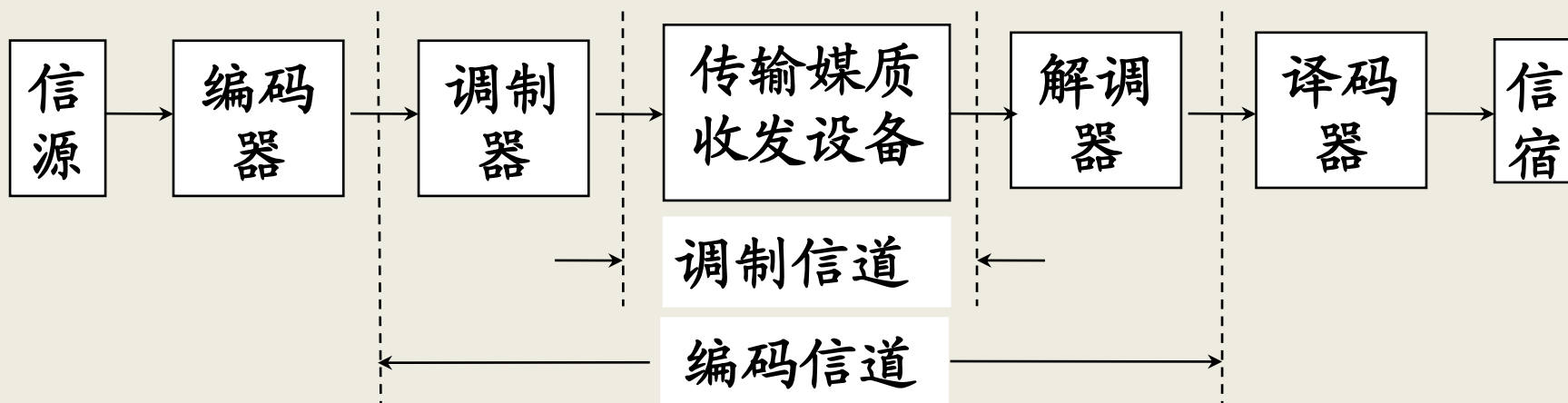
媒介: 有线信道和无线信道。

特性: 恒参信道和随参信道。

模型: 调制信道和编码信道。

总复习-第1章

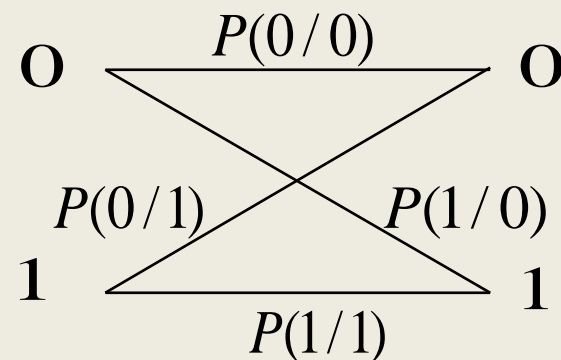
4. 信道模型



调制信道

$$e_o(t) = k(t)e_i(t) + n(t)$$

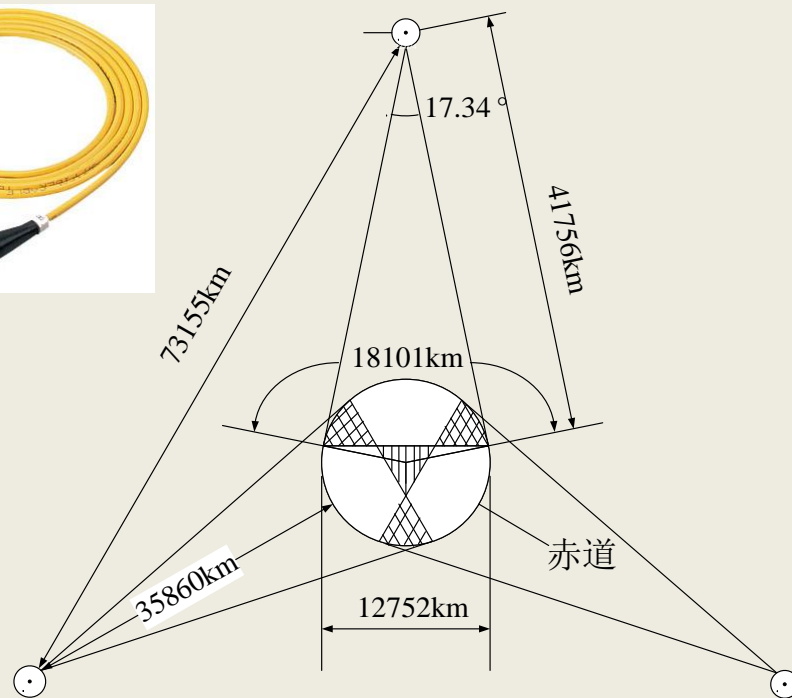
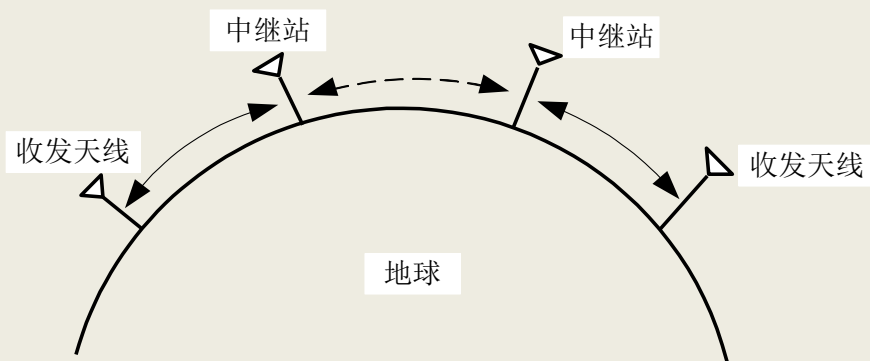
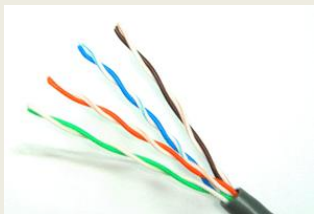
编码信道



总复习-第1章

5. 常用信道

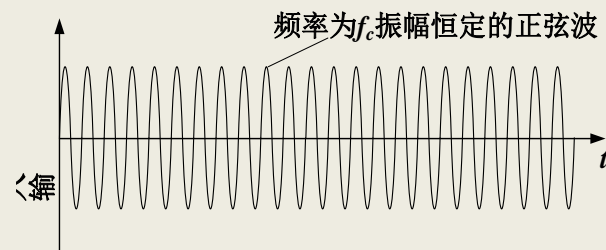
对称电缆、同轴电缆、光纤、广播信道、微波中继、卫星中继、移动通信。



总复习-第1章

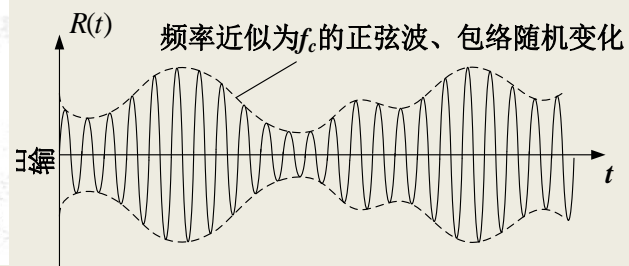
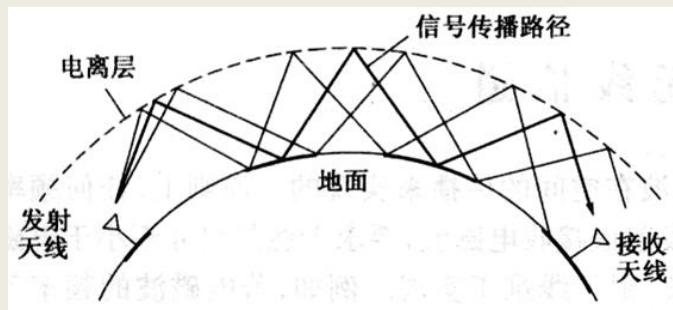
6. 恒参信道对信号的影响

幅频失真、相频失真

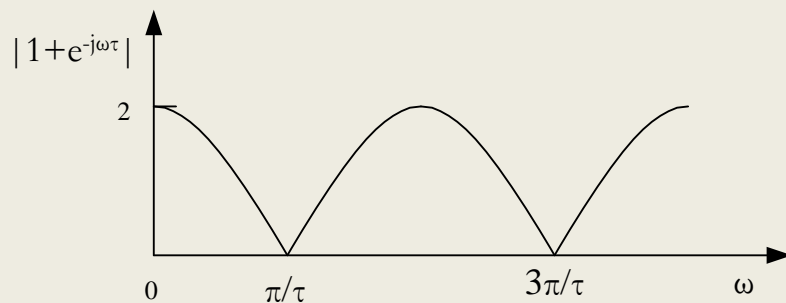


7. 随参信道对信号的影响

多径传播



快衰落、慢衰落、
频率选择性衰落





总复习-第1章

8. 通信系统的工作方式

单工 (Simplex)

准双工 (Half-duplex)

双工 (Duplex)

9. 噪声

加性噪声、乘性噪声

高斯白噪声

总复习-第1章

10. 通信系统的性能

两个最重要的性能指标：**有效性、可靠性。**

模拟通信系统：

有效性——带宽

可靠性——信噪比

$$\text{信噪比} = 10\lg \frac{S_i}{N_i}$$

数字通信系统：

有效性——码元速率 R_B

信息速率 R_b

频带利用率 η

可靠性——误码率 P_e

误信率 P_b

$$I = \log_2 M$$

$$R_b = R_B \times \log_2 M$$

$$\eta = \frac{R_B}{B}, \quad \eta = \frac{R_b}{B}$$

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

$$P_b \leq P_e$$

总复习-第2章

1. 信号分类

确知信号和随机信号

确知信号：周期信号和非周期信号

功率信号和能量信号

2. 信号分析方法

时域和频域

频域：

频谱

能量谱密度

功率谱密度

$$G(\omega) = |F(\omega)|^2 \text{ (J/Hz)}$$

$$P(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|F_T(\omega)|^2}{T}$$

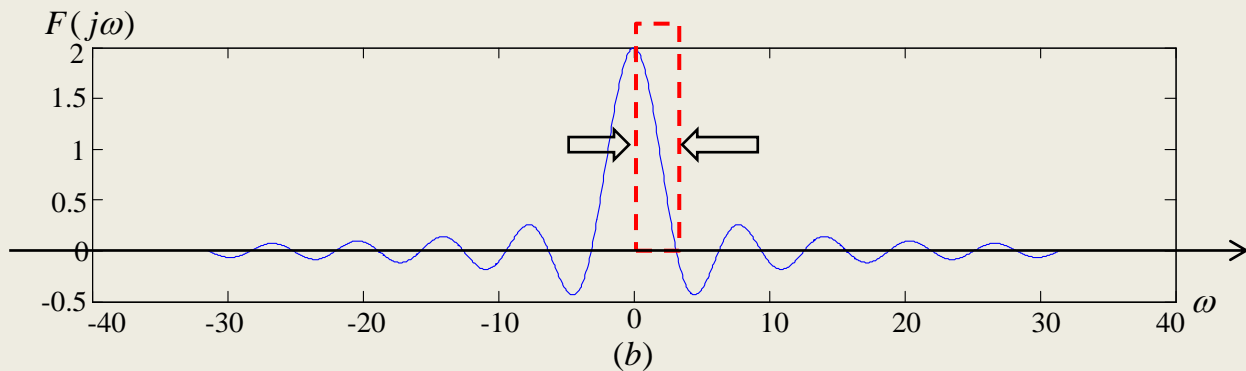
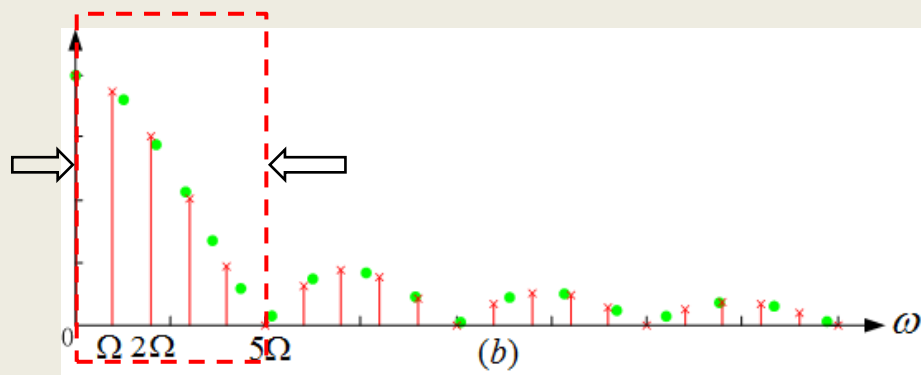
$$\begin{cases} E = \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) df = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega \\ P = \int_{-\infty}^{\infty} P(\omega) df = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P(\omega) d\omega \end{cases}$$

单边谱
双边谱

总复习-第2章

3. 频带宽度

从零频率开始到需保留的最高频率分量之间的频率范围。



总复习-第2章

4. Parseval定理

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} f^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 df = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 d\omega$$

$$P = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f^2(t) dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |C_n|^2$$

5. 希尔伯特变换

定义:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} f^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 df = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 d\omega$$

$$P = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f^2(t) dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |C_n|^2$$

物理意义: $\pi/2$ 移相器

应用: SSB调制

总复习-第2章

6. 随机过程的概念

随机过程是**样本函数的全体**。

$$\xi(t) = \{x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), \dots\}$$

或随机过程是依赖于时间参量 t 变化的

随机变量的全体。

$$\xi(t) = \{X(t_1), X(t_2), \dots, X(t_n), \dots\}$$

7. 随机过程的数字特征

均值、方差、协方差函数、自相关函数

$$a^2(t) \quad \sigma^2(t) \quad B(t_1, t_2) \quad R(t_1, t_2)$$

总复习-第2章

8. 平稳随机过程的概念

严格平稳

$$f_n(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n) = f_n(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1 + \Delta, t_2 + \Delta, \dots, t_n + \Delta)$$

广义平稳

满足

$$\begin{cases} E\{\xi(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x_1 f_1(x_1) dx_1 = a \\ D[\xi(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x_1^2 f_1(x_1) dx_1 = \sigma^2 \\ R(t_1, t_1) = E\{\xi(t_1)\xi(t_1 + \tau)\} = R(\tau) \end{cases}$$

9. 平稳随机过程的各态历经性

一个样本函数的**时间平均值**可以用来代替其**统计平均值**。

总复习-第2章

10. 平稳随机过程的自相关函数和功率谱密度

自相关函数 $R(\tau) = E\{\xi(t)\xi(t+\tau)\}$

与时间 t 无关，只与时间间隔 τ 有关。

$$R(\infty) = a^2$$

$$R(0) - R(\infty) = \sigma^2$$

功率谱密度

$$P_{\xi}(\omega) = E[P_{\xi T}(\omega)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E[|F_T(\omega)|^2]}{T}$$

维纳-辛钦定理

$$\begin{cases} F[R(\tau)] = P(\omega) \\ F^{-1}[P(\omega)] = R(\tau) \end{cases}$$

傅里叶变换对

总复习-第2章

11. 高斯随机过程

$$f_n(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n)$$

$$= \frac{1}{(2\pi)^{n/2} \sigma_1 \sigma_2 \dots \sigma_n |B|^{1/2}} \times \exp\left[-\frac{1}{2|B|} \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n |B_{jk}| \left(\frac{x_j - a_j}{\sigma_j}\right) \left(\frac{x_k - a_k}{\sigma_k}\right)\right]$$

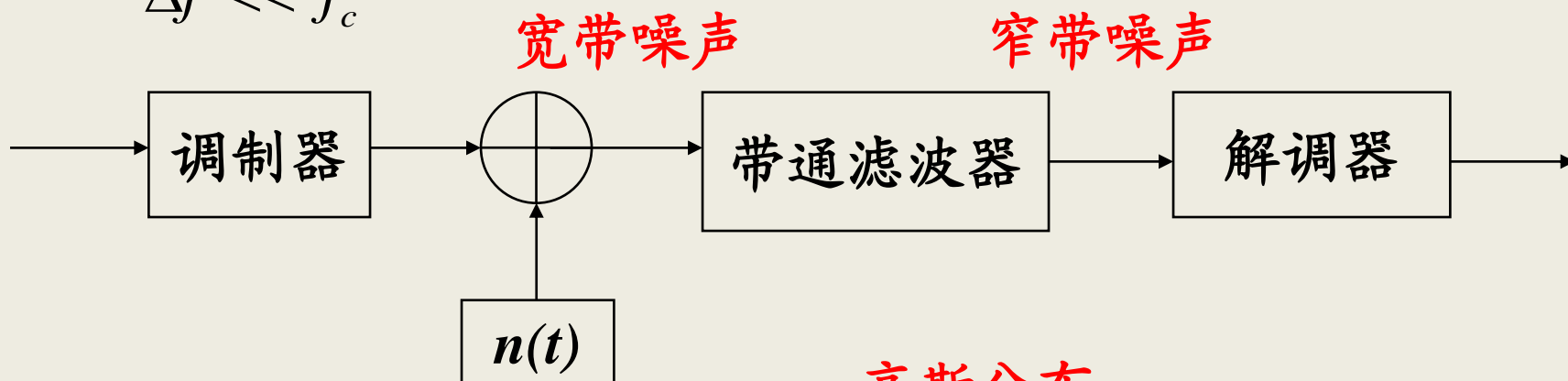
广义平稳 \implies 严格平稳。

不相关 \implies 统计独立。

总复习-第2章

12. 窄带高斯白噪声

$$\Delta f \ll f_c$$



表达式

$$n(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$$

$$= a_n(t) \cos[\omega_c t + \varphi_n(t)]$$

高斯分布

瑞利分布

均匀分布

高斯分布

白噪声

$$P_n(\omega) = n_0 / 2$$

总复习-第2章

13. 正弦波加窄带高斯噪声

信号 $s(t) = A \cos(\omega_c t + \theta)$

噪声 $n(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$

信号加噪声

$$r(t) = s(t) + n(t) = Z_c(t) \cos \omega_c t - Z_s(t) \sin \omega_c t$$

高斯分布

$$r(t) = Z(t) \cos[\omega_c t + \Phi(t)]$$

莱斯分布

总复习-第2章

14. 随机过程通过线性系统

输入随机过程 $\xi_i(t)$, 平稳

线性系统 $h(t)$

输出随机过程 $\xi_0(t)$

数学期望 $E[\xi_0(t)] = aH(0)$

自相关函数 $R_0(t, t+\tau) = R_0(\tau)$

功率谱密度 $P_0(\omega) = P_i(\omega) |H(\omega)|^2$

总复习-第3章

1. 基带信号、载波信号、已调信号

基带信号: 信息源提供的低频率原始消息信号。

载波信号: 充当载体的高频率振荡电信号。

已调信号: 经调制后的高频载波。

2. 调制和解调

调制: 低频信号的装载过程。

已调信号: 经调制后的高频载波。

解调: 从已调信号中提取出调制信号的过程，它是调制的逆过程。

总复习-第3章

3. 调制的主要作用

- 1) 实现频谱搬移, 使得信号频谱匹配于信道特性;
- 2) 便于实现**频分复用** (FDM)。
- 3) 采用不同的调制方式兼顾通信的有效性及可靠性。

4. 调制方式

调制信号不同:

模拟调制: **AM、DSB、SSB、VSB**、**FM、PM**

数字调制: **ASK、FSK、PSK、DPSK**
QAM、MSK、OFDM

载波不同: 连续波 (正弦波)、脉冲波调制。

幅度调制

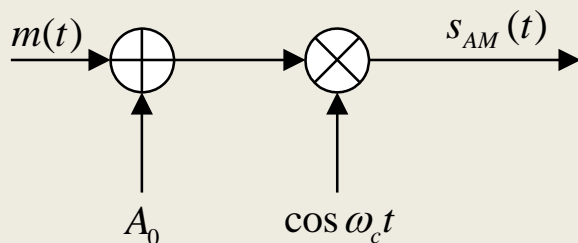
角度调制



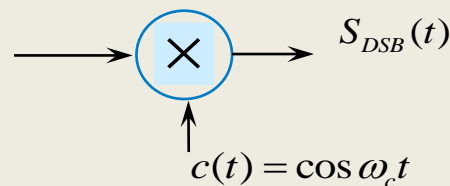
总复习-第3章

5. 幅度调制系统模型

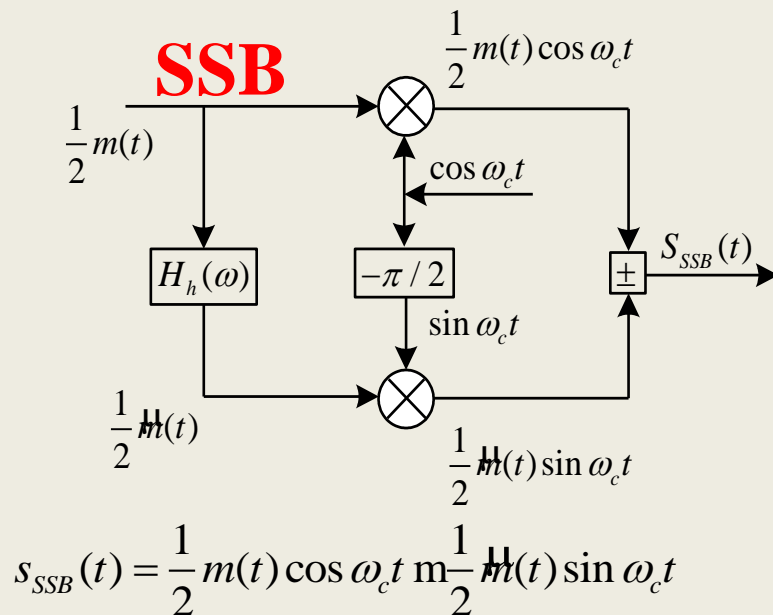
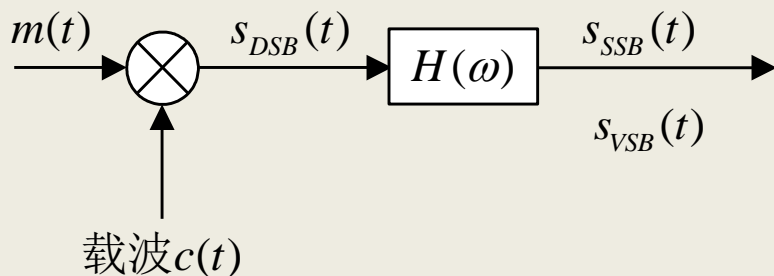
AM



DSB



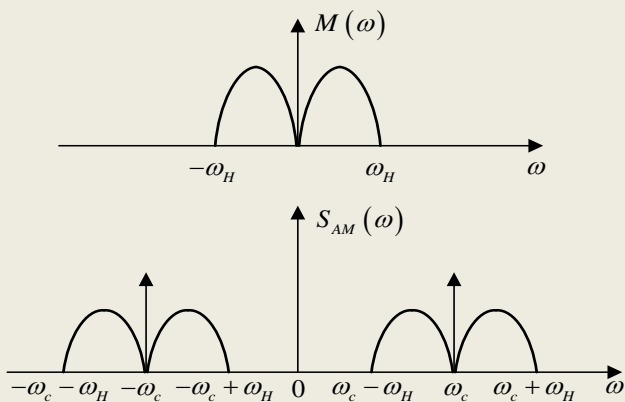
SSB、VSB



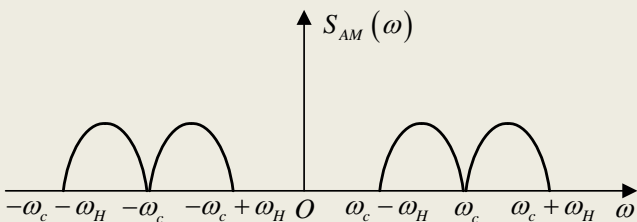
总复习-第3章

6. 幅度调制信号频谱

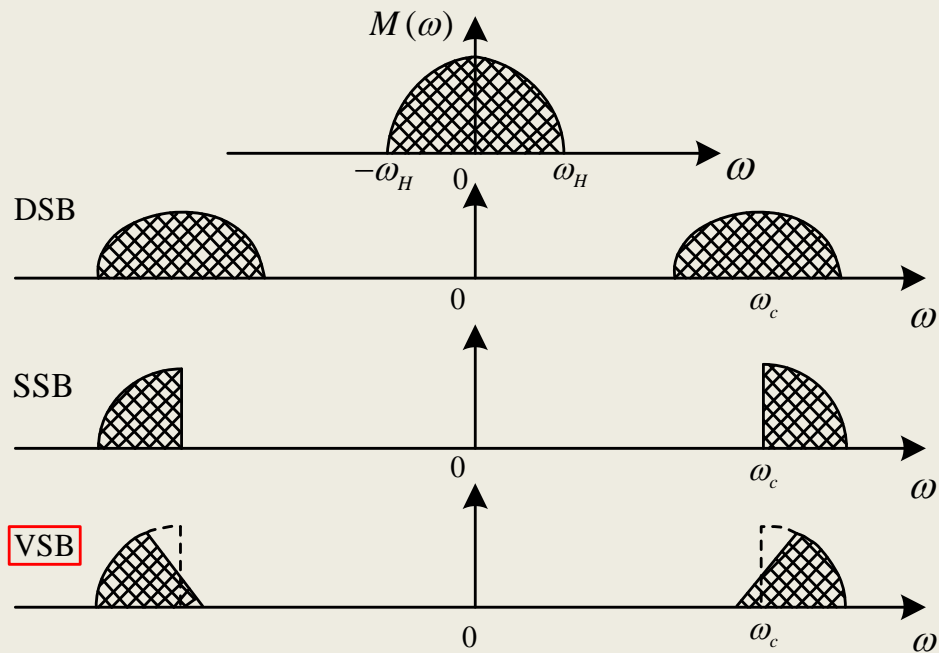
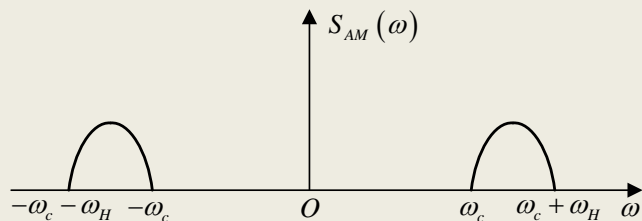
AM



DSB



SSB



$$H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c) = \text{常数}$$

$$|\omega| \leq \omega_H$$

关于 ω_c 奇对称

总复习-第3章

7. 幅度调制信号的带宽

AM $B_{AM} = 2f_H$

DSB $B_{DSB} = 2f_H$

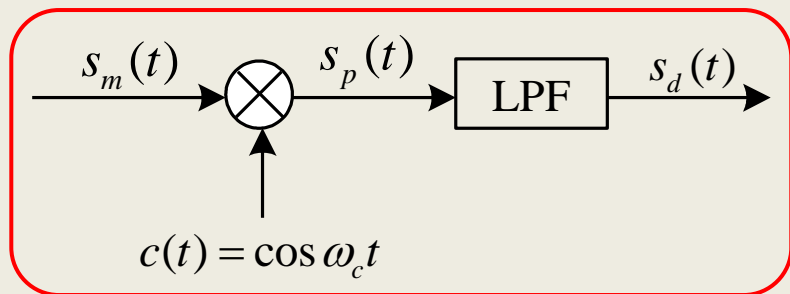
SSB $B_{SSB} = f_H$

VSB $B_{VSB} \approx B_{SSB}$, 或 $B_{VSB} = 1.25B_{SSB}$ 。

8. 幅度调制解调系统模型

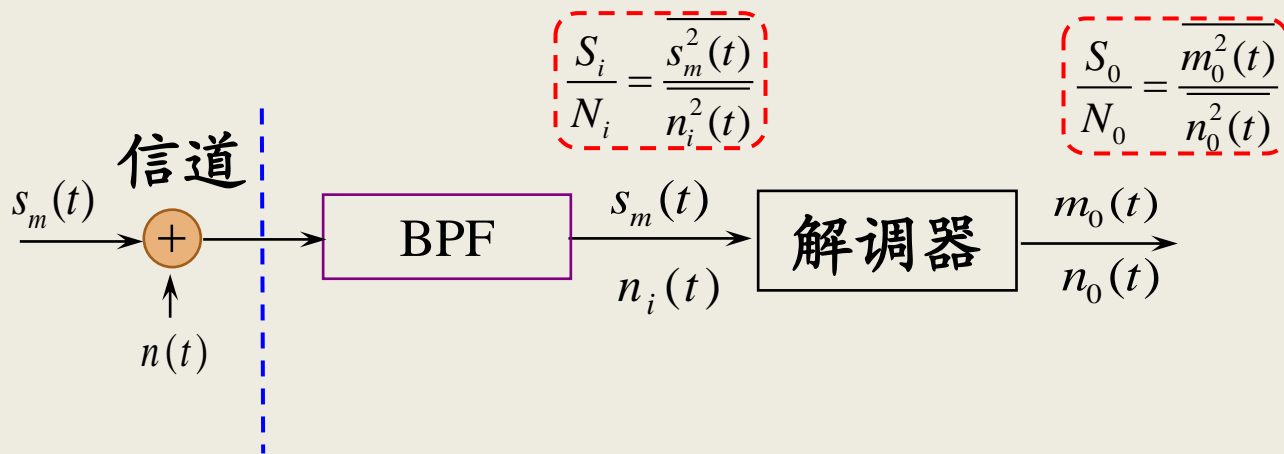
AM: **包络检波**、相干解调

DSB、SSB、VSB: **相干解调**



总复习-第3章

9. 线性调制系统分析模型



10. 线性调制系统抗噪声性能

$$G = \frac{S_0 / N_0}{S_i / N_i}$$

DSB	$G_{DSB} = 2$
SSB	$G_{SSB} = 1$
AM	$G_{AM} = 2/3$

总复习-第3章

11. 门限效应

当输入信噪比下降到一定程度时，输出信噪比急剧恶化的现象。**非相干解调都存在门限效应。**

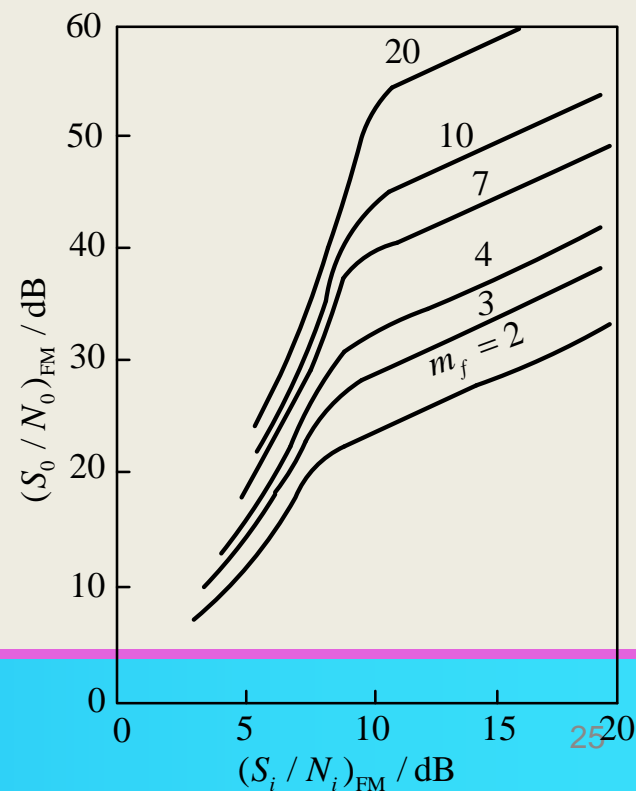
包络检波：包络 $E(t)$ 与调制信号 $m(t)$ 呈非线性关系。

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

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

门限约等于10dB。

FM信号的鉴频器解调。



总复习-第3章

12. 角度调制的概念

角度调制：基带信号控制载波的**角度**。

$$s_m(t) = A \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

频率调制**FM**：调制信号控制载波频率。

调频灵敏度

$$s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_f \int_0^t m(\tau) d\tau]$$

相位调制**PM**：调制信号控制载波相位。

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

调相灵敏度

13. FM和PM的关系

对基带信号积分再**PM** → **FM**

对基带信号微分再**FM** → **PM**

总复习-第3章

14. 单音调制

调制信号: $m(t) = A_m \cos \omega_m t = A_m \cos 2\pi f_m t$

FM

$$\begin{aligned} s_{FM}(t) &= A \cos(\omega_c t + K_f A_m \int_0^t \cos \omega_m \tau d\tau) \\ &= A \cos(\omega_c t + m_f \sin \omega_m t) \end{aligned}$$

调频指数

$$m_f = \frac{K_f A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m}$$

也是最大相位偏移

PM

$$\begin{aligned} s_{PM}(t) &= A \cos(\omega_c t + K_p A_m \cos \omega_m t) \\ &= A \cos(\omega_c t + m_p \cos \omega_m t) \end{aligned}$$

调相指数



总复习-第3章

15. 宽带调频与窄带调频

窄带调频 **NBFM**:

$$\left| K_f \int m(\tau) d\tau \right| \leq \frac{\pi}{6} \text{ (或 } 0.5 \text{)}$$

宽带调频 **WBFM**:

$$\left| K_f \int m(\tau) d\tau \right| > \frac{\pi}{6} \text{ (或 } 0.5 \text{)}$$

总复习-第3章

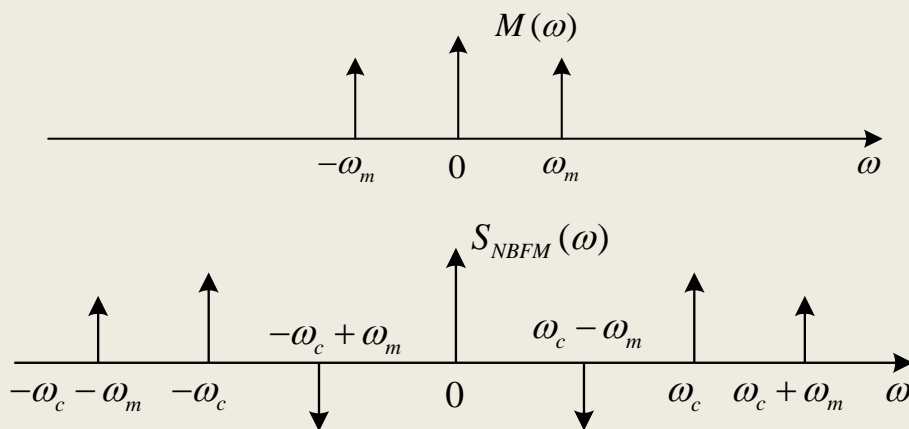
16. FM信号的频谱

窄带调频

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

单音调制

$$s_{NBFM}(t) \approx A \cos \omega_c t + \frac{AA_m K_f}{2\omega_m} [\cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t]$$



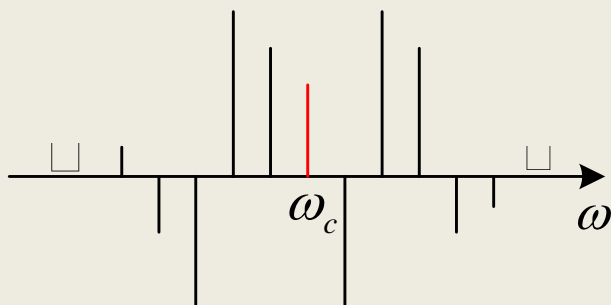
$$B_{NBFM} \approx 2f_m$$

总复习-第3章

16. FM信号的频谱

宽带调频 (单音调制)

$$\begin{aligned} s_{FM}(t) &= AJ_0(m_f) \cos \omega_c t - AJ_1(m_f) [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \\ &\quad + AJ_2(m_f) [\cos(\omega_c - 2\omega_m)t + \cos(\omega_c + 2\omega_m)t] \\ &\quad - AJ_3(m_f) [\cos(\omega_c - 3\omega_m)t - \cos(\omega_c + 3\omega_m)t] + L \\ &= A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \end{aligned}$$



理论上FM信号的**带宽无限**。

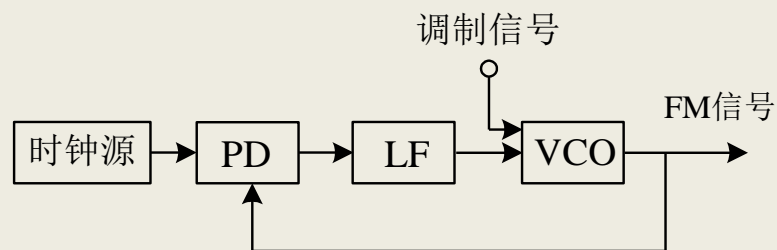
保留 $J_n(m_f) \geq 0.1$ ，可近似认为有限。

卡森公式: $B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m)$

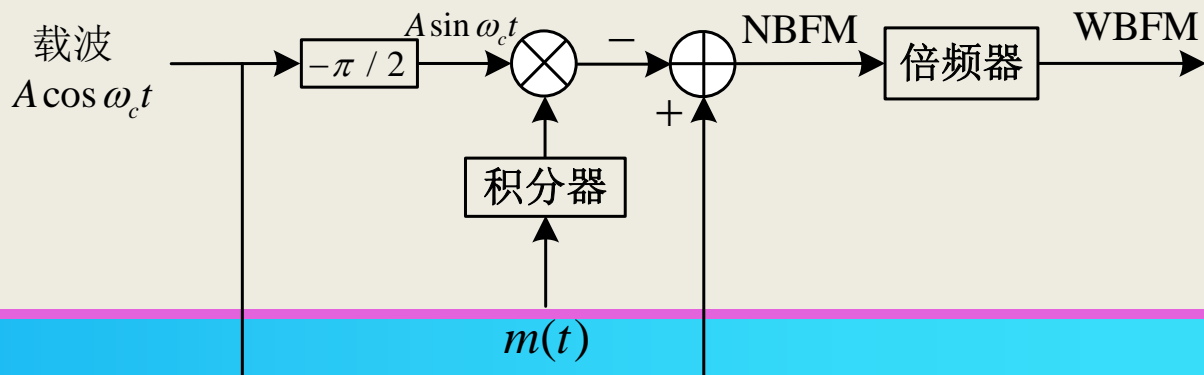
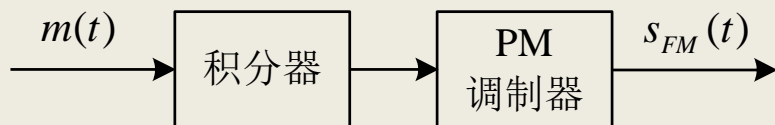
总复习-第3章

17. 调频信号的产生

直接法



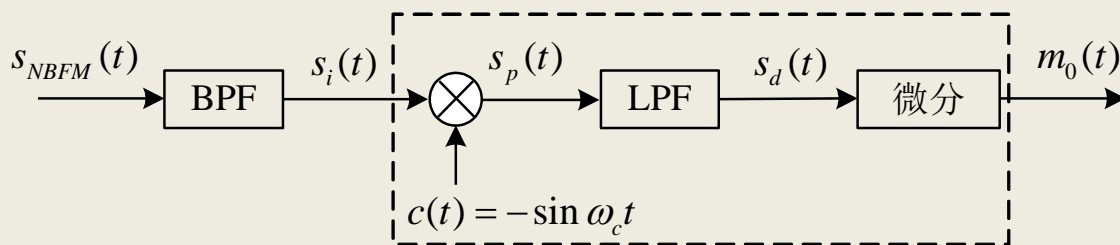
间接法



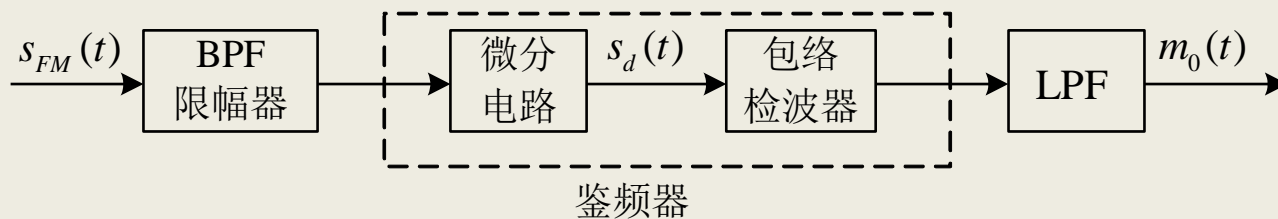
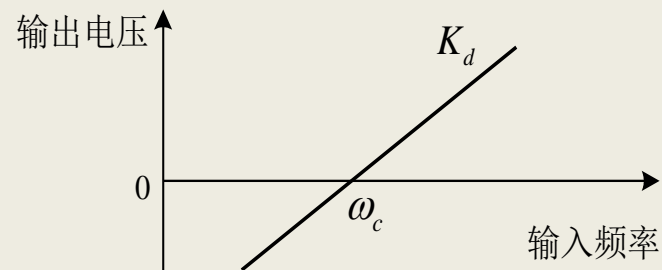
总复习-第3章

18. 调频系统的解调

相干解调 (NBFM)



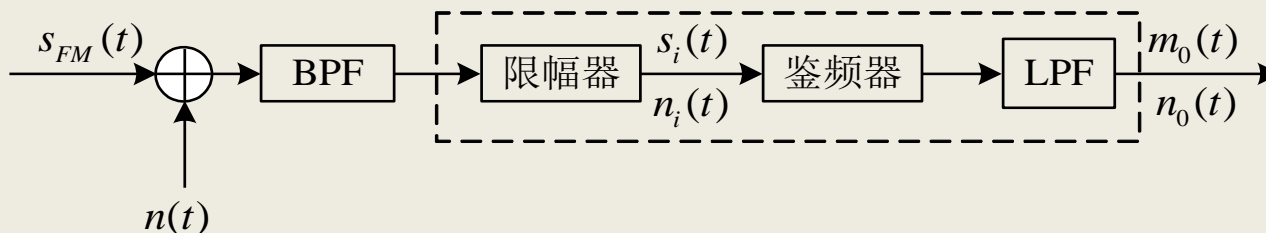
非相干解调 (鉴频)



总复习-第3章

19. 调频系统的抗噪声性能

FM非相干解调（存在门限效应）

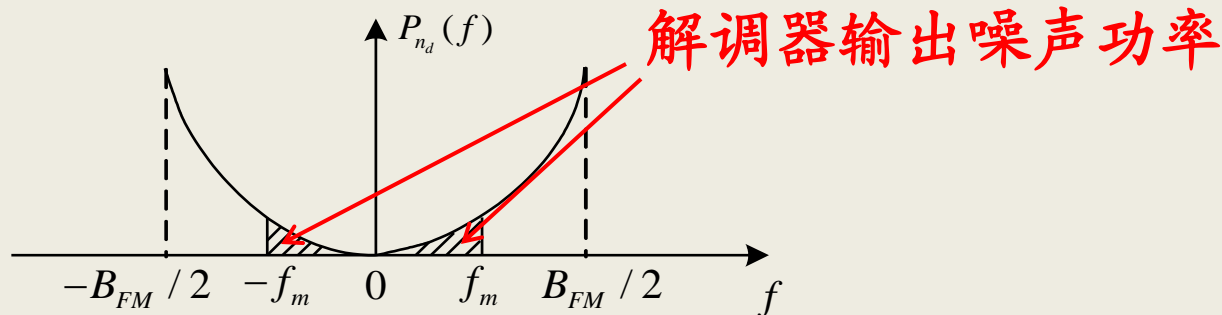


FM的调制制度增益

$$G_{FM} = 3m_f^2(m_f + 1)$$

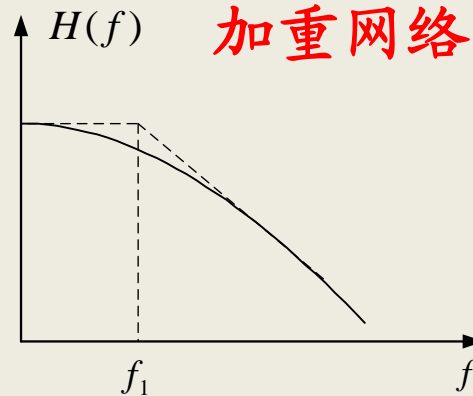
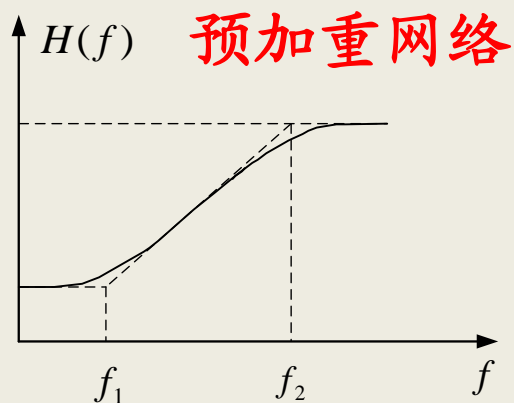
总复习-第3章

20. 加重技术



加重：抑制高频噪声。

预加重：补偿由于加重带来的信号失真。

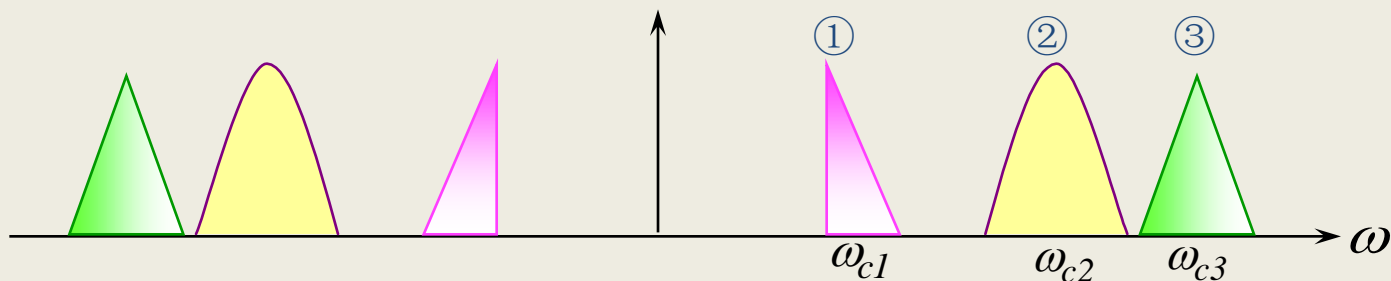


总复习-第3章

21. 信道复用

FDM、TDM、CDM等等

22. 频分复用





总复习-第3章

23. 模拟调制系统性能比较

有效性: (优) \rightarrow (劣) SSB、VSB、AM (DSB)、FM

可靠性: (优) \rightarrow (劣) FM、SSB (DSB、VSB)、AM

24. 载波同步基本概念

载波同步: **相干解调器**, 提取本地载波, 用于解调。

直接法: 直接从接收信号中提取载波信号。

插入导频法: 在已调信号中加入导频信号。

总复习-第4章

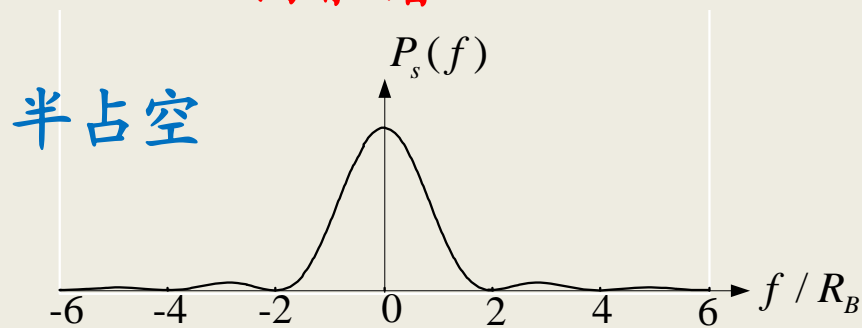
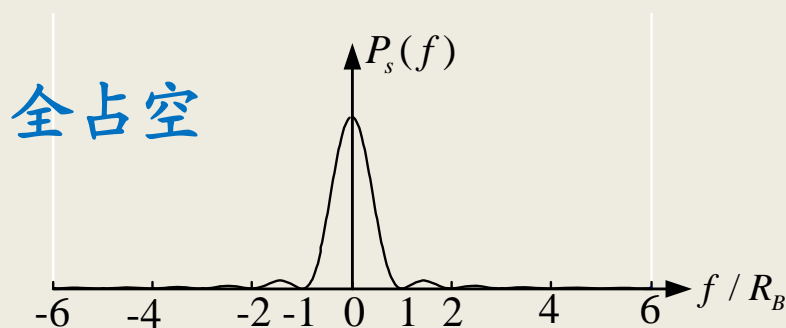
1. 数字基带信号波形

单极性信号、双极性信号、差分信号、多电平信号

2. 数字基带信号功率谱

$$P_s(f) = 2R_B P(1-P) |G_1(f) - G_0(f)|^2 + \underbrace{R_B^2 [PG_1(0) - (1-P)G_0(0)]^2}_{\text{直流}}$$

$$+ 2 \sum_{m=1}^{\infty} \underbrace{|R_B [PG_1(mR_B) + (1-P)G_0(mR_B)]|^2}_{\text{离散谱}} \delta(f - mR_B) \quad f \geq 0$$



总复习-第4章

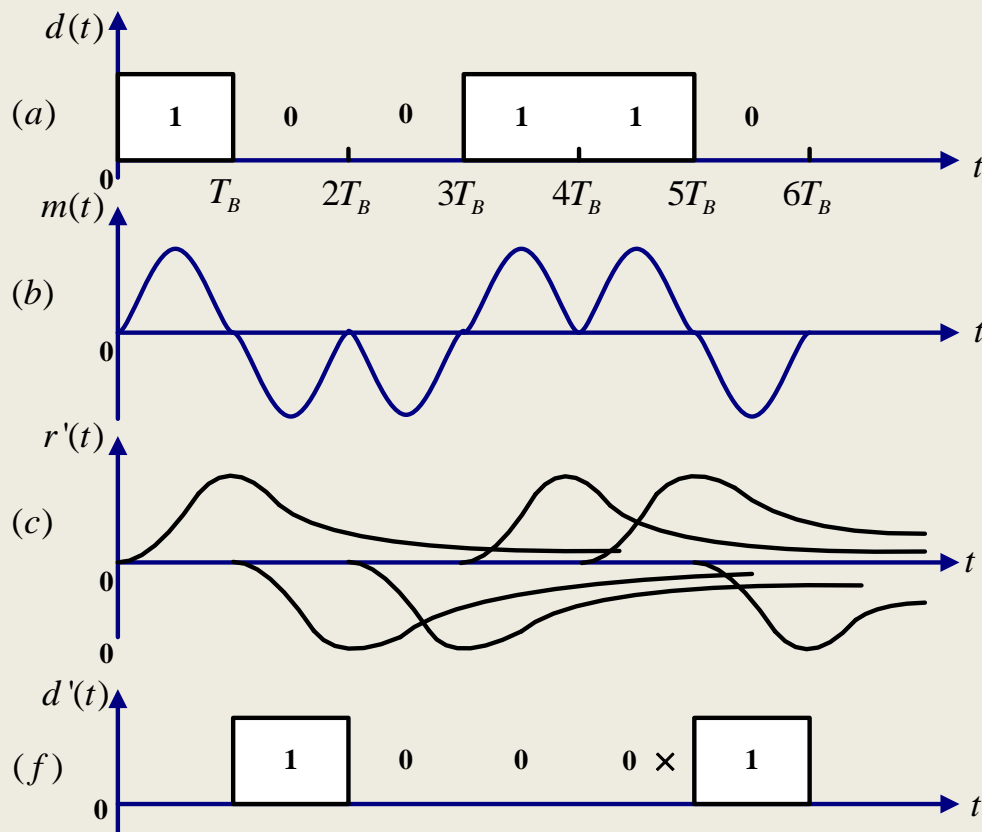
3. 基带传输码型

双相码、CMI码、nBmB

Miller码、AMI、HDB3

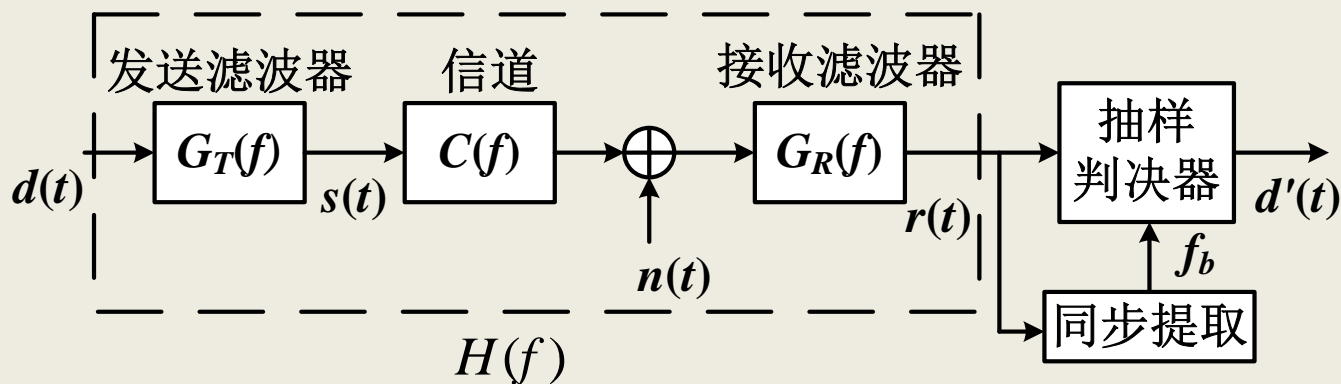
4. 码间串扰的概念

由于干扰的影响，造成码元间的互相重叠，从而影响正确判决，这就是码间干扰，又称**码间串扰**。



总复习-第4章

5. 基带系统分析模型



6. 奈奎斯特第一准则

无码间串扰时域条件

$$h[(k-n)T_B] = \begin{cases} A & n = k \\ 0 & n \neq k \end{cases}$$

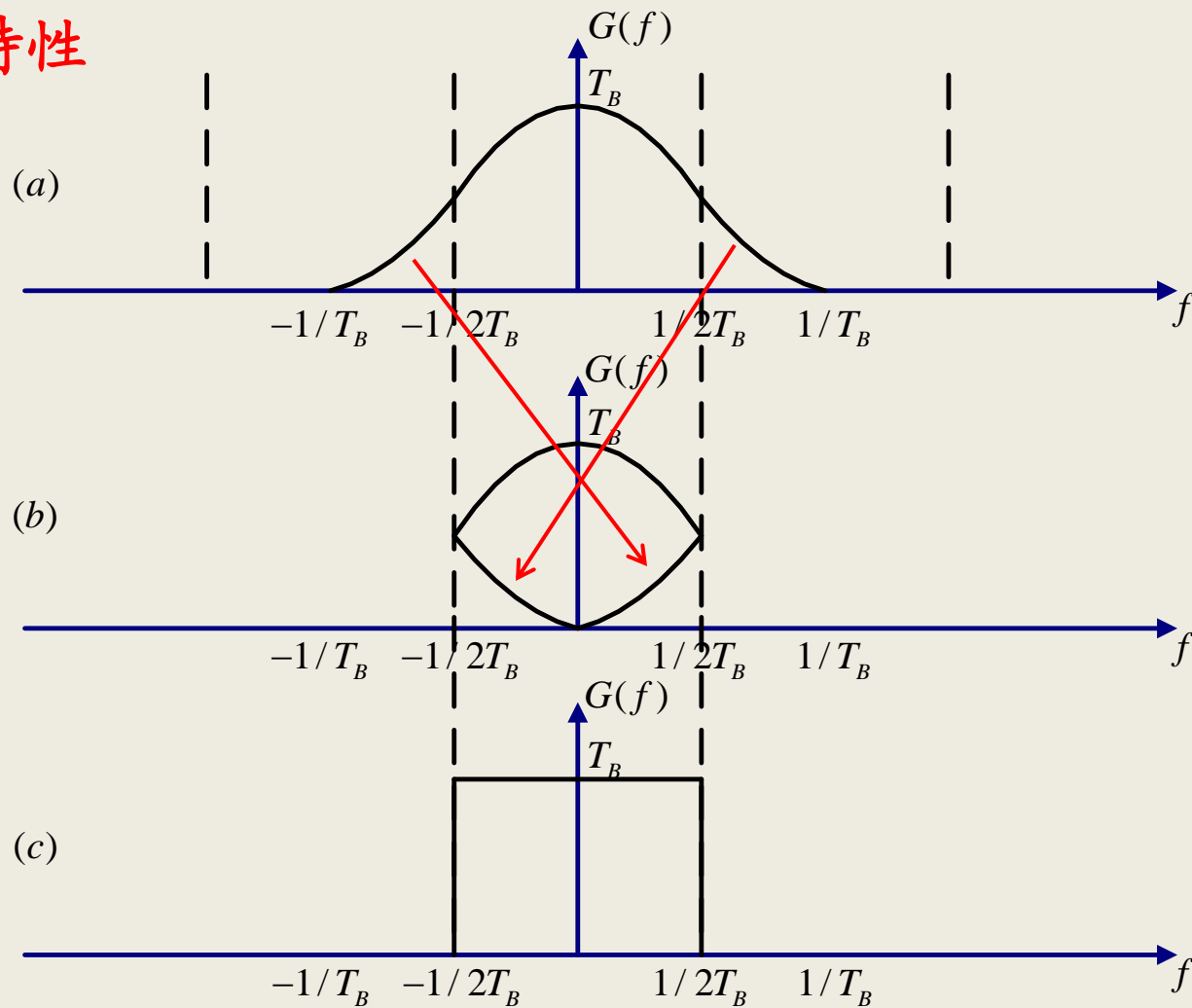
无码间串扰频域条件
(奈奎斯特第一准则)

$$\sum_i H(f + \frac{i}{T_B}) = T_B \quad |f| \leq \frac{1}{2T_B}$$

图解法分析

总复习-第4章

升余弦特性



总复习-第4章

7. 理想低通系统的无码间串扰特性

极限法分析

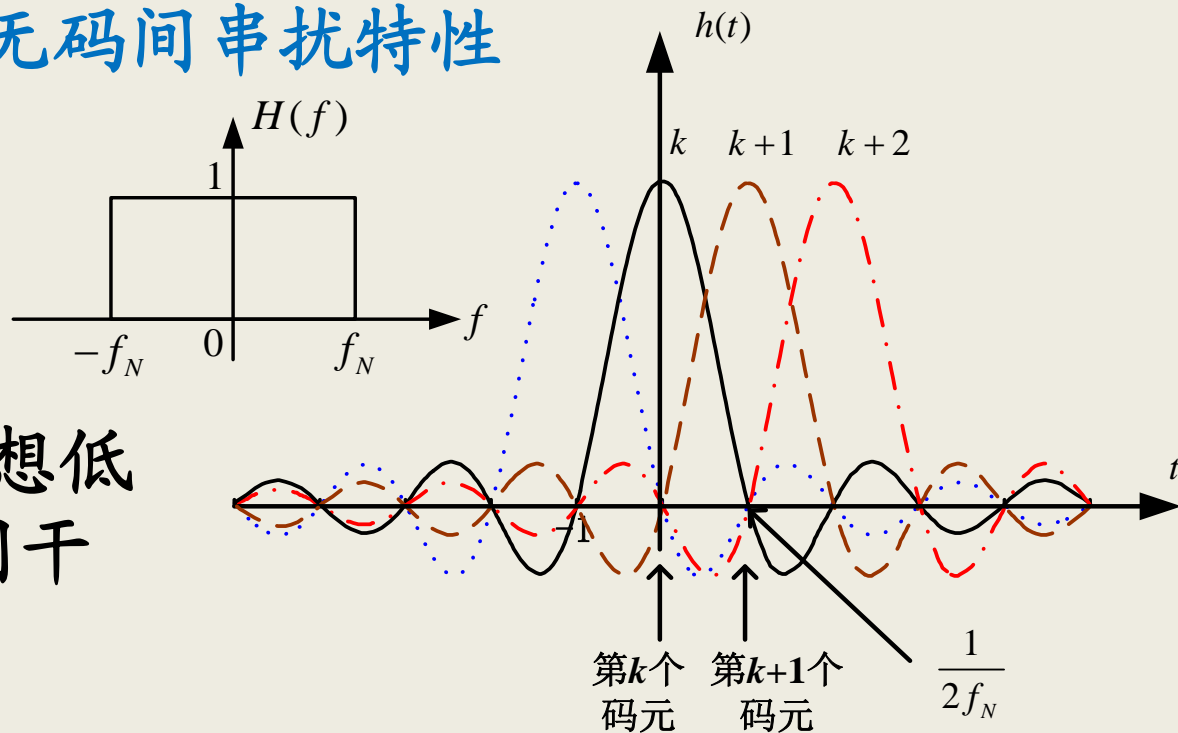
奈奎斯特速率: $2f_N$

带宽为 f_N 的理想低通系统, 最高无码间干扰码元速率 $2f_N$ 。

奈奎斯特带宽: $R_B/2$

若要实现速率为 R_B 的无码间干扰传输, 最小理想低通系统带宽为 $R_B/2$ 。

频带利用率: $\eta = 2 \text{ Bd/Hz}$ (极限频带利用率)。



总复习-第4章

8. 最佳判决门限 V_d^*

$$P_e = P(1)P_{e1} + P(0)P_{e0}, \quad P_e \text{ 与 } V_d \text{ 有关。令 } \frac{dP_e}{dV_d} = 0$$

最佳门限电平：使总误码率最小的判决门限电平。

9. 无码间串扰系统的误码率

双极性基带 $V_d^* = \frac{\sigma_n^2}{2A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$ ，当 $P(1) = P(0) = 0.5$ ， $V_d^* = 0$

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

单极性基带， $V_d^* = \frac{A}{2} + \frac{\sigma_n^2}{A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$ ，当 $P(1) = P(0) = 0.5$ ， $V_d^* = \frac{A}{2}$

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

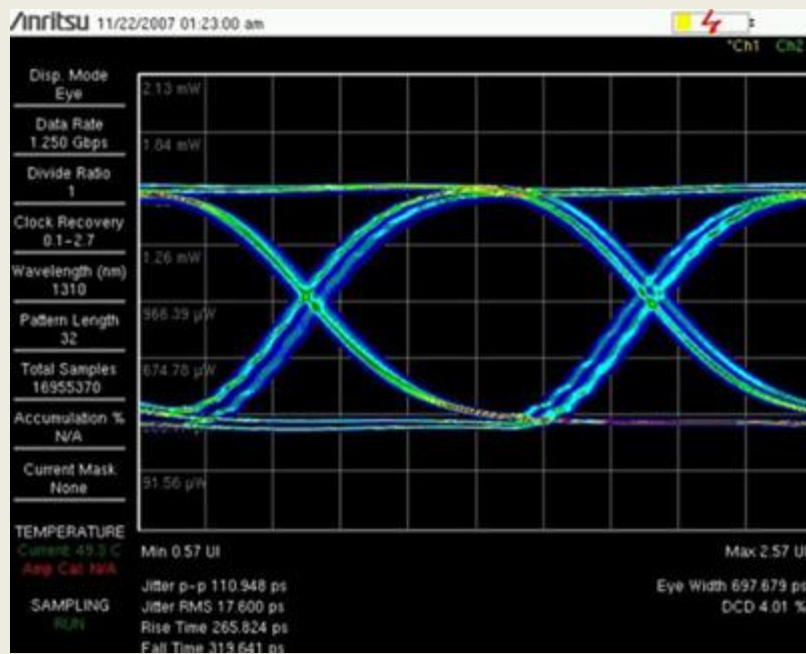
与峰值信噪比有关

总复习-第4章

10. 眼图

眼图是指利用实验的方法估计基带传输系统性能时在示波器上观察到的一种图形。

通过眼图可以观察码间干扰和噪声的影响程度。



眼图可以反映出基带传输系统的码间串扰情况、噪声干扰情况、最佳抽样时刻和噪声容限等。



总复习-第4章

11. 奈奎斯特第二准则

奈奎斯特第二准则:

有控制地在某些码元的抽样时刻引入码间串扰，而在其余码元的抽样时刻无码间串扰，使频带利用率达到理论最大值。同时又可降低对定时精度的要求。

满足奈奎斯特第二准则的波形称为**部分响应波形**。

奈奎斯特第二准则对兼顾有效性和可靠性提出了一条思路。

总复习-第4章

12. 部分响应波形

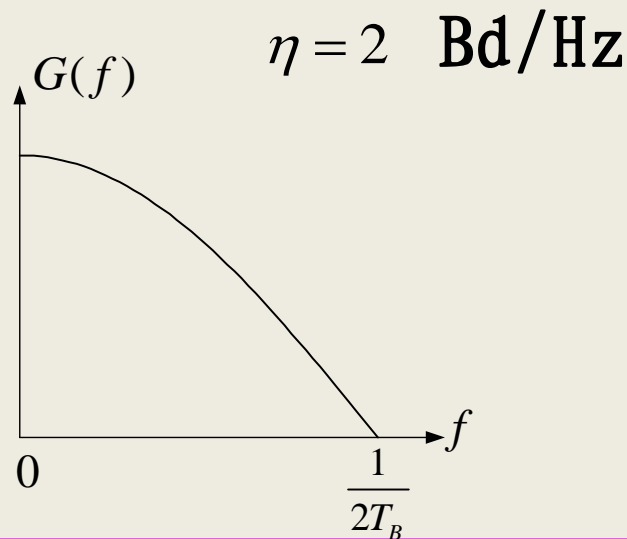
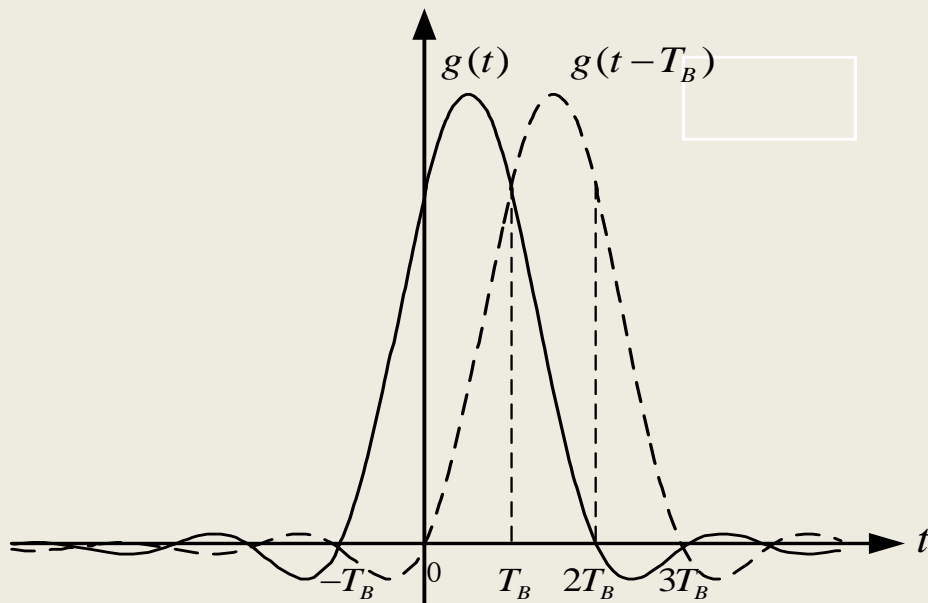
一般形式

$$g(t) = \sum_{i=1}^N R_i \frac{\sin 2\pi f_N [t - (i-1)T_B]}{2\pi f_N [t - (i-1)T_B]}$$

第一类

$$g(t) = \frac{\sin 2\pi f_N t}{2\pi f_N t} + \frac{\sin 2\pi f_N (t - T_B)}{2\pi f_N (t - T_B)}$$

预编码
相关编码



总复习-第4章

13. 均衡器

在数字基带系统输出端加入滤波器，减小码间串扰的影响。这种起补偿作用的滤波器统称为**均衡器**。

时域均衡器：

直接在时域分析并设计均衡器，使数字基带系统的总特性满足或接近无码间干扰条件。

频域均衡器：

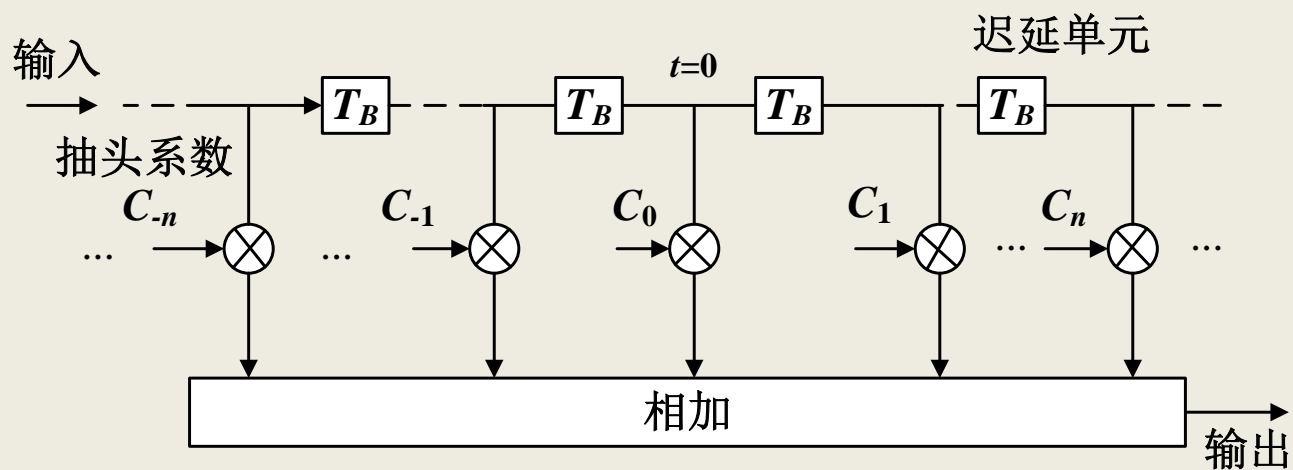
对信道的频率特性进行补偿，使数字基带系统的总特性满足奈奎斯特第一准则的要求。

总复习-第4章

14. 横向滤波器

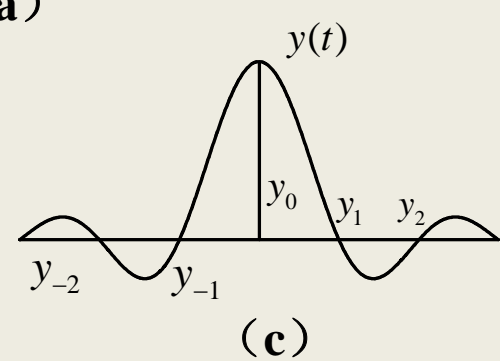
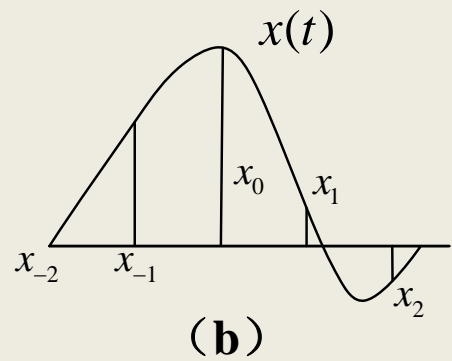
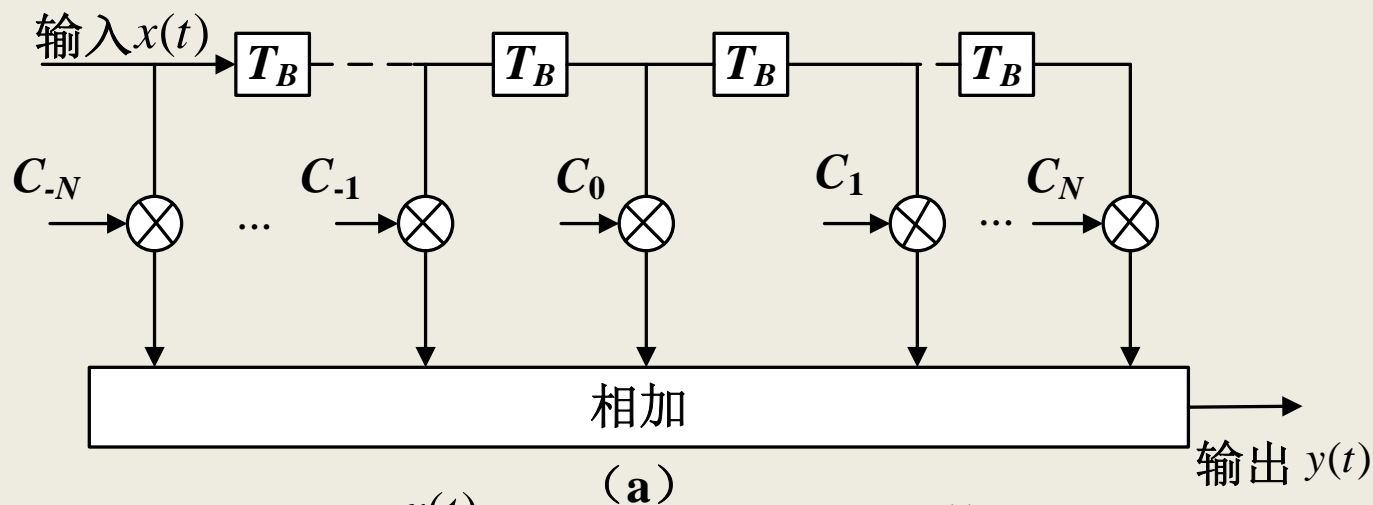
无限长

$$g_T(t) = F^{-1}[T(f)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \delta(t-nT_B)$$



总复习-第4章

有限长





总复习-第4章

15. 位同步

目的： 确定接收码元起始时刻，以保证正确检测和判决所接收的码元。

外同步法（采用不多）

在传输的信号中另外加入包含码元定时信息的导频信号实现位同步。

自同步法：

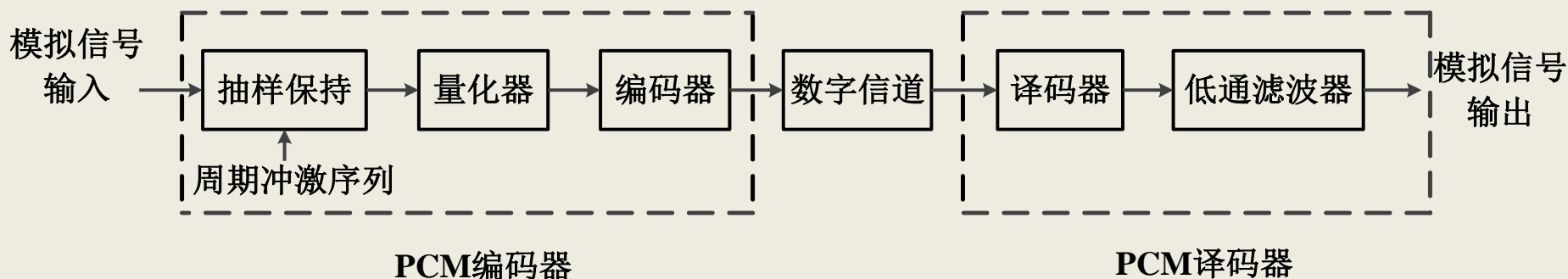
直接从接收的信号序列中提取出码元定时信息。

开环位同步法、闭环同步法。

总复习-第5章

1. 脉冲编码调制PCM

PCM是一种将时间连续、取值连续的模拟信号转换成时间离散、抽样值离散的数字信号的过程。



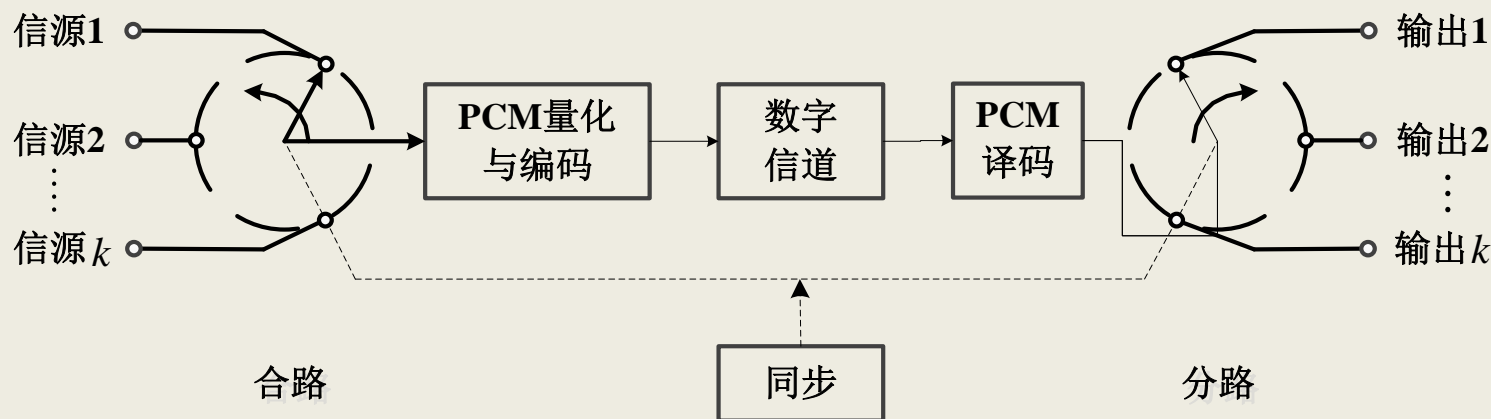
抽样频率: f_s

量化等级: $M = 2^N$

编码位数: N

总复习-第5章

2. 时分复用



3. PCM系统的奈奎斯特带宽

k 路复用，码元速率 kNf_s 。

理想低通系统所需的最小带宽， $kNf_s / 2$ 。

升余弦系统， kNf_s 。

总复习-第5章

4. 抽样定理

低通信号: $f_s \geq 2f_H$

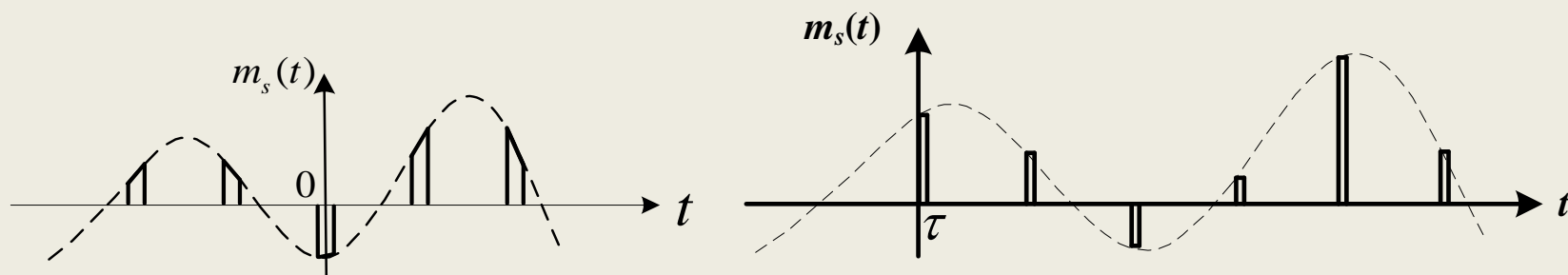
带通信号: $f_s = 2f_H / n = 2 \frac{(n+k)B}{n} = 2B(1+k/n) \quad 0 \leq k < 1$

5. 模拟信号的抽样

理想抽样

自然抽样

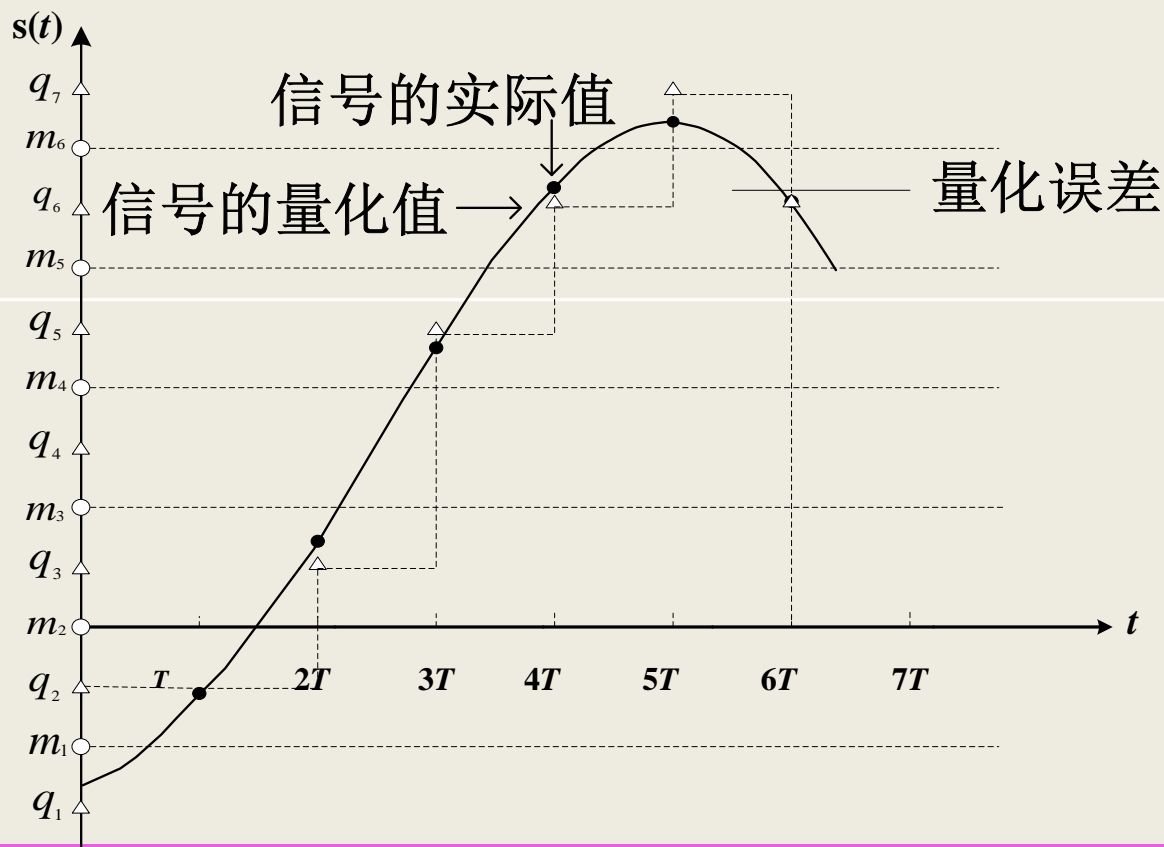
平顶抽样



总复习-第5章

6. 均匀量化

若各量化区间相等称为**均匀量化**。



量化信噪比

$$\frac{S_0}{N_q} = M^2 = 2^{2N}$$

或
$$\frac{S_0}{N_q} = 2^{2\left(\frac{B}{f_H}\right)}$$



总复习-第5章

7. 非均匀量化

不满足所有量化区间相等称为**非均匀量化**。

非均匀量化通常将**小信号的量化间隔小一些**，大信号时量化间隔大一些。

非均匀量化可以通过对输入信号进行**非线性处理**后再均匀量化实现。

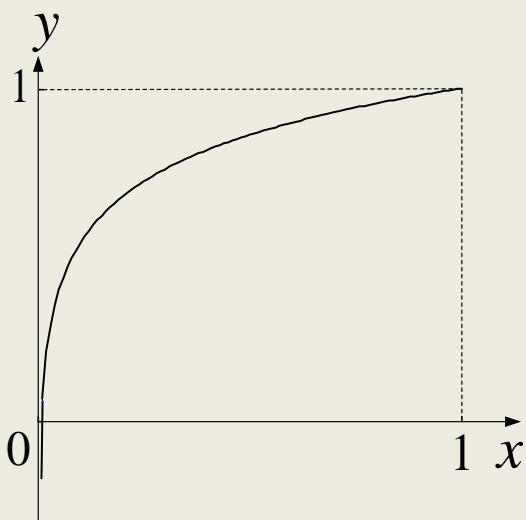
8. 压缩与扩张

压缩：对小信号放大倍数大，对大信号放大倍数小。

扩张：扩张是压缩的逆变换过程。

总复习-第5章

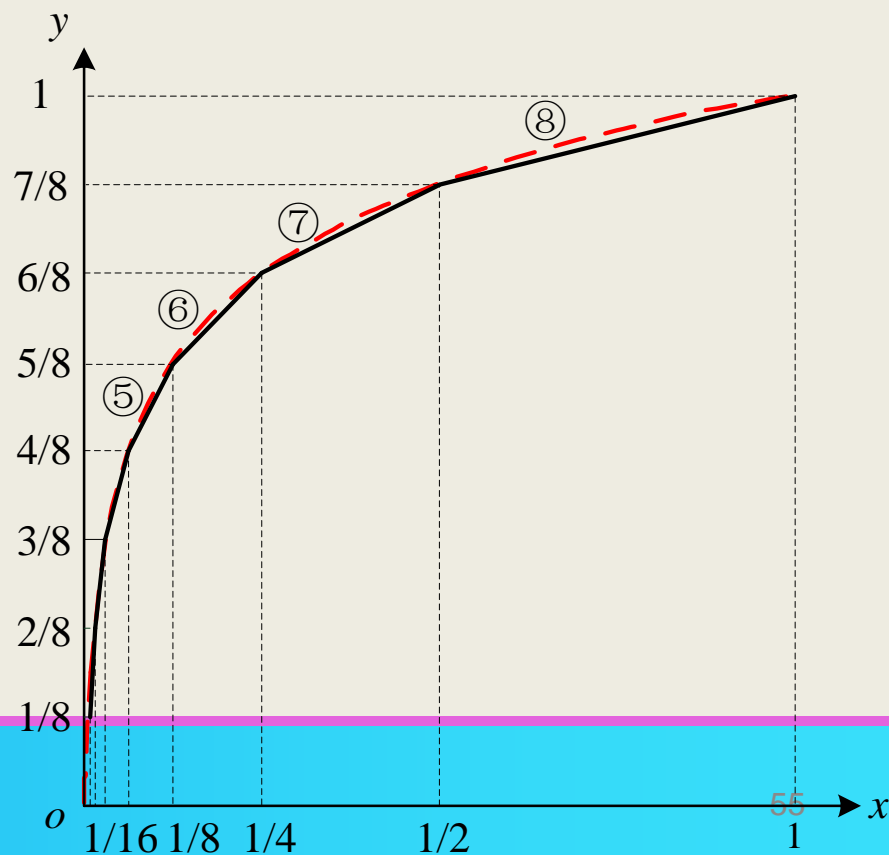
9. A律标准



$$y = \begin{cases} \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} & \frac{1}{A} < x \leq 1 \\ \frac{Ax}{1 + \ln A} & 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \end{cases}$$

10. 13折线压缩特性

近似于A=87.6的A律



总复习-第5章

11. 量化信号的编码

量化值	量化值极性	自然二进制码	折叠二进制码
7.5	正极性	1111	1111
6.5		1110	1110
5.5		1101	1101
4.5		1100	1100
3.5		1011	1011
2.5		1010	1010
1.5		1001	1001
0.5		1000	1000
-0.5	负极性	0111	0000
-1.5		0110	0001
-2.5		0101	0010
-3.5		0100	0011
-4.5		0011	0100
-5.5		0010	0101
-6.5		0001	0110
-7.5		0000	0111

总复习-第5章

1个量化单位=1/2048

0~2048

与均匀量化对应的编码:

线性码, 0~2048, 11位码

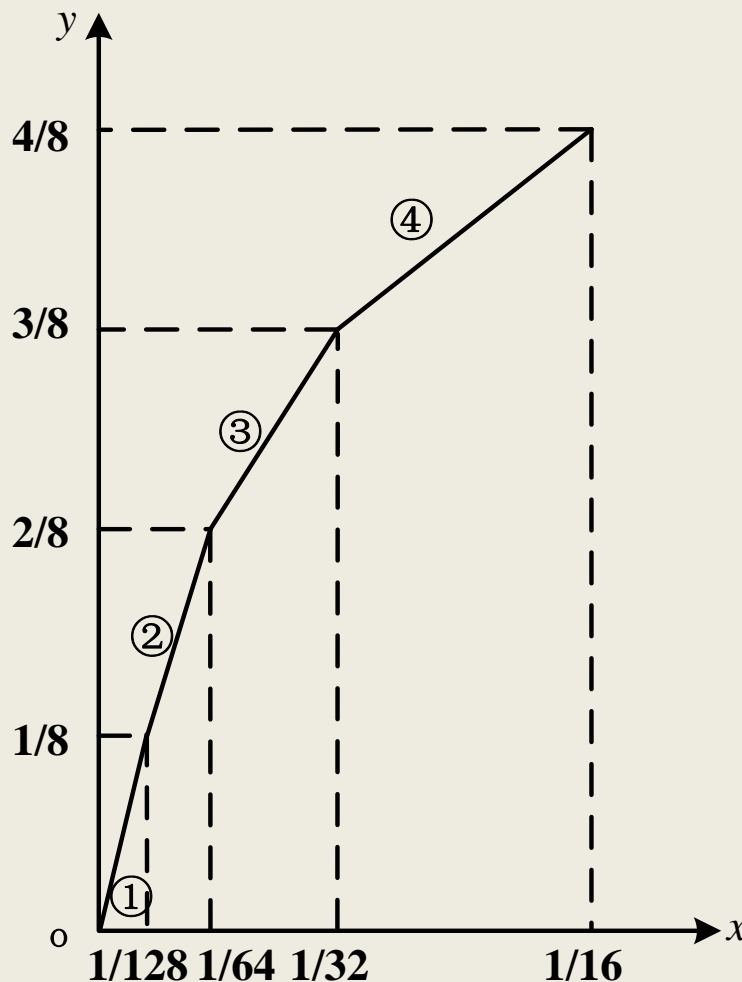
与非均匀量化对应的编码:

非线性码, $c_1c_2c_3c_4c_5c_6c_7c_8$

c_1 —— 符号码

$c_2c_3c_4$ —— 段码

$c_5c_6c_7c_8$ —— 段码



总复习-第5章

12. PCM系统的抗噪声性能

双极性信号

$$S_0 = \frac{2^{2N}}{12} (\Delta v)^2$$

量化噪声

$$N_q = \frac{(\Delta v)^2}{12}$$

误码噪声

$$N_e = \frac{2^{2N}}{3} P_e (\Delta v)^2$$

总信噪比

$$\frac{S_0}{N} = \frac{S_0}{N_q + N_e}$$

总复习-第5章

13. 差分脉冲编码调制DPCM

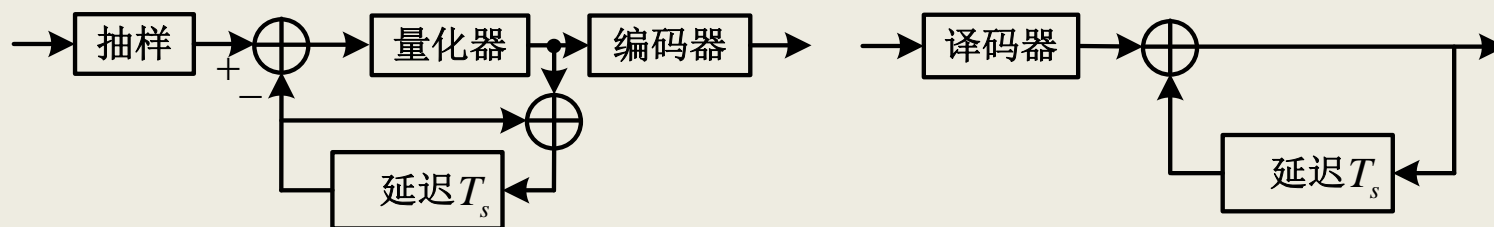
基本思想：利用前后样值之间的相关性，降低数字语音的信息速率。

对当前的样值与预测值之间的**差值**进行编码。

线性预测：

$$\hat{m}_k = \sum_{i=1}^p a_i m_{k-i}$$

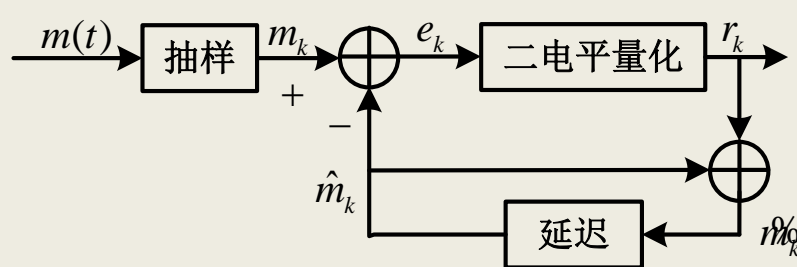
DPCM使用一阶线性预测，即将**前一个抽样值**当作预测值。



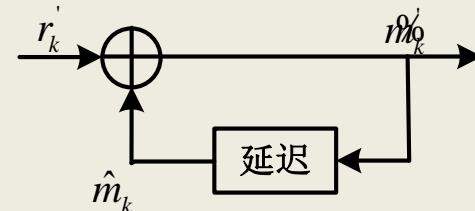
总复习-第5章

14. 增量调制DM

DM可以看成是**特殊的DPCM**，在DPCM中当对预测误差进行**一位二进制编码**时，就是DM。

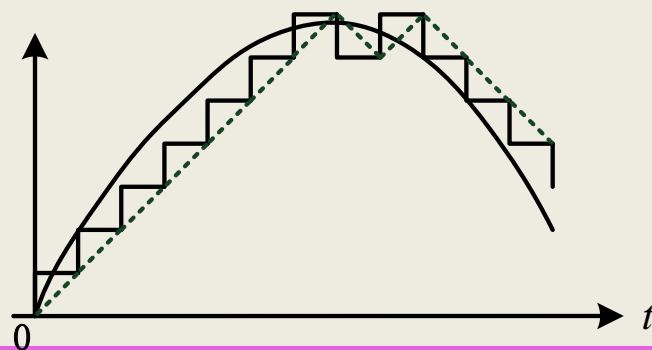
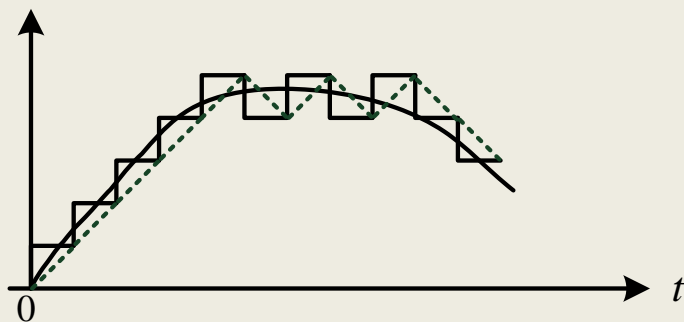


(a)



(b)

15. 一般量化和过载量化



总复习-第5章

16. PCM30/32路A律标准

一帧的时长：抽样周期 $1/8000=125 \mu\text{s}$ 。

每帧分为**32个时隙** $TS_0, TS_1 \dots TS_{31}$ 。

每个话路占一个时隙 $125/32 \approx 3.906 \mu\text{s}$

码元周期为 $3.906/8 \approx 0.488 \mu\text{s}$

基群的**码元速率**为 $8000 \times 32 \times 8 = 2048 \text{Kbps}$ 。

17. 复接与分接

复接：PCM低次群 \longrightarrow 高次群信号。

分接：PCM高次群 \longrightarrow 低次群信号。

PCM数字复接：4个低次群复接 \longrightarrow 1个高次群。

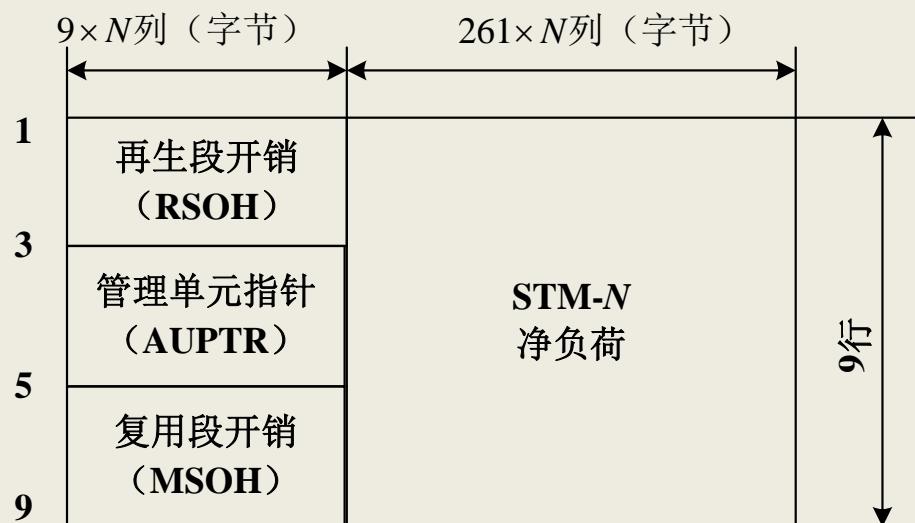
总复习-第5章

18. PDH和SDH

准同步复接PDH

群路等级		A律 (欧洲、中国)	
		信息速率 /kbps	电话路数
PDH	基群	2048	30
	二次群	8448	120
	三次群	34368	480
	四次群	139264	1920

同步复接SDH



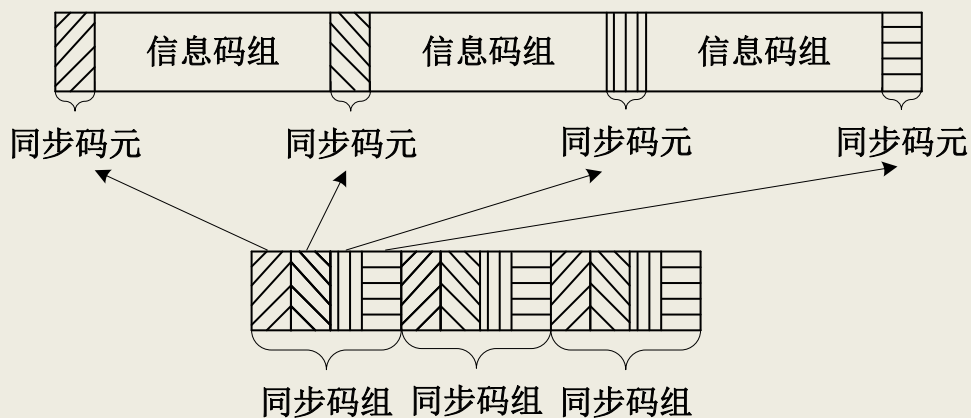
总复习-第5章

19. 帧同步

集中插入

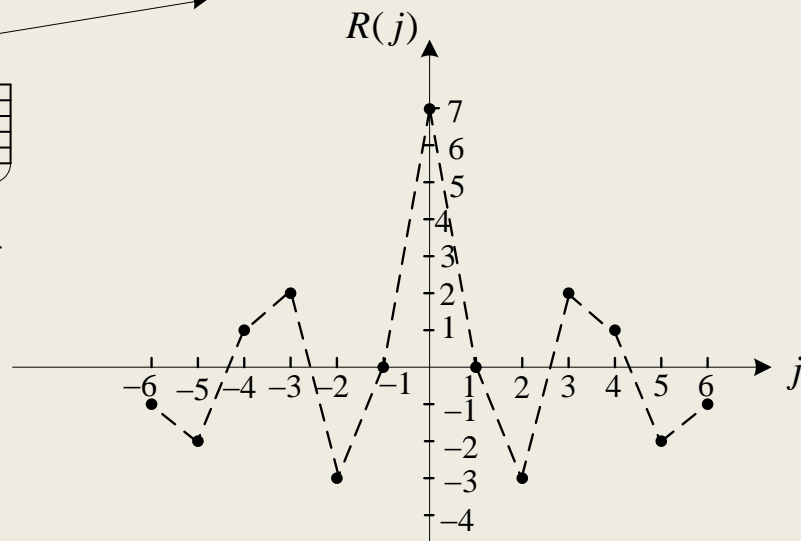


分散插入



尖锐的自相关函数

$$R(j) = \sum_{i=1}^{n-j} x_i x_{i+j}$$



总复习-第6章

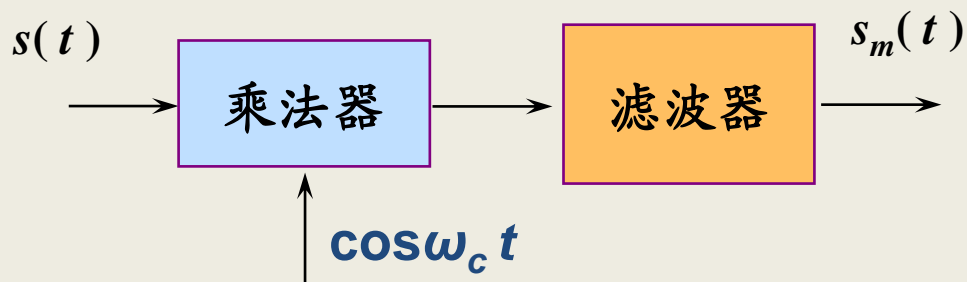
1. 数字调制方式

二进制	多进制	改进
2ASK	MASK	QAM
2FSK	MFSK	MSK、GMSK
2PSK、2DPSK	MPSK	QPSK、DQPSK

总复习-第6章

2. 调制信号的产生

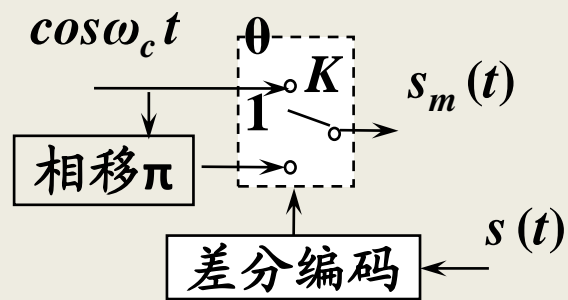
2ASK 当 $s(t) = \begin{cases} 1 & \text{"1"} \\ 0 & \text{"0"} \end{cases}$



2PSK $\varphi = \begin{cases} 0 & \text{"1"} \\ \pi & \text{"0"} \end{cases}$

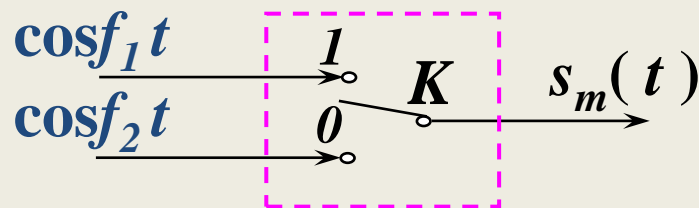
2DPSK

$$\Delta\varphi = \varphi_n - \varphi_{n-1} = \begin{cases} \pi & \text{"1"} \\ 0 & \text{"0"} \end{cases}$$



2FSK

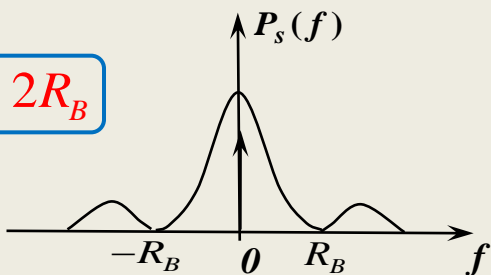
$$s_m(t) = \begin{cases} s_1(t) = A \cos 2\pi f_1 t & \text{"1"} \\ s_0(t) = A \cos 2\pi f_2 t & \text{"0"} \end{cases}$$



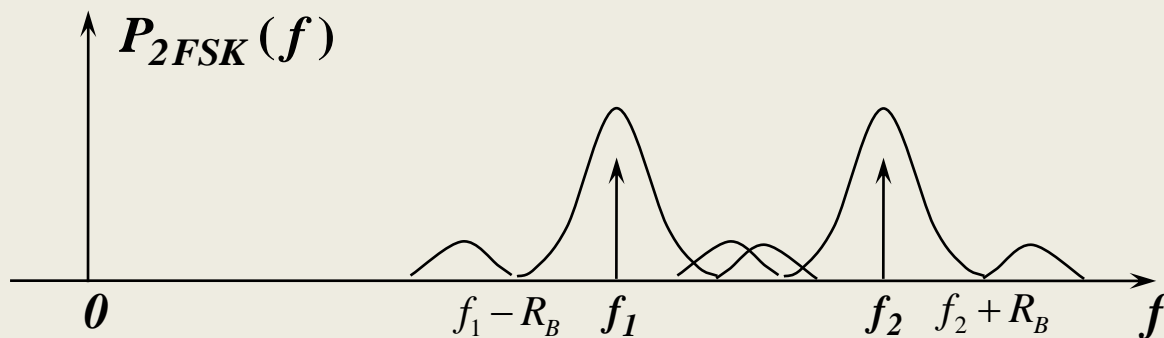
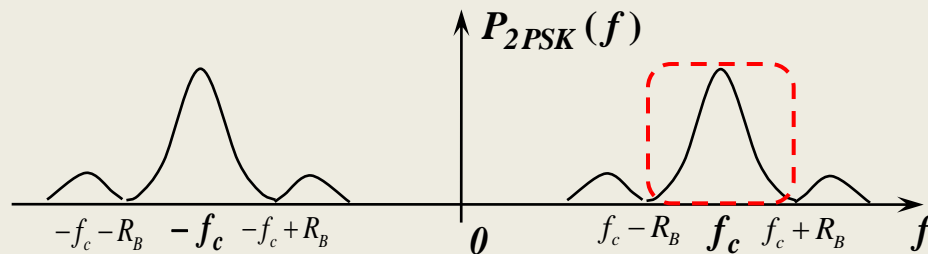
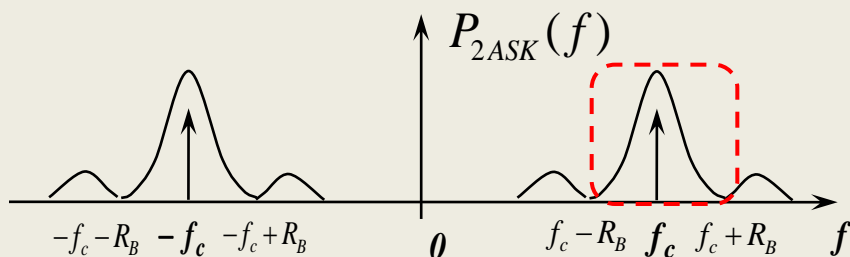
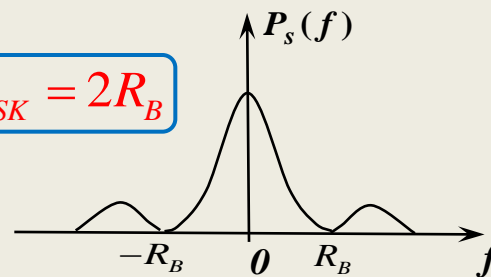
总复习-第6章

3. 数字调制信号的功率谱

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

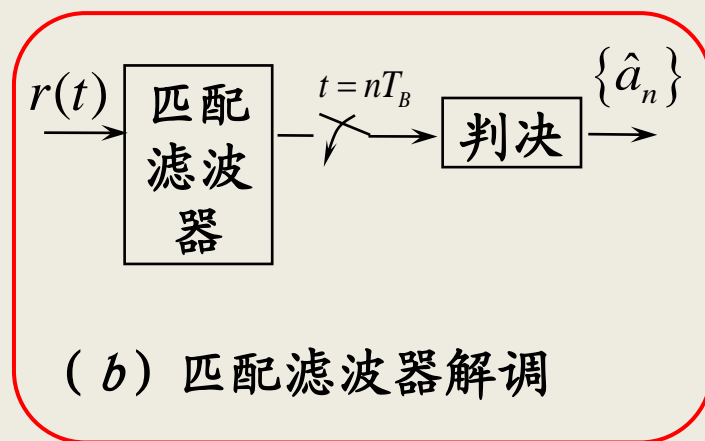
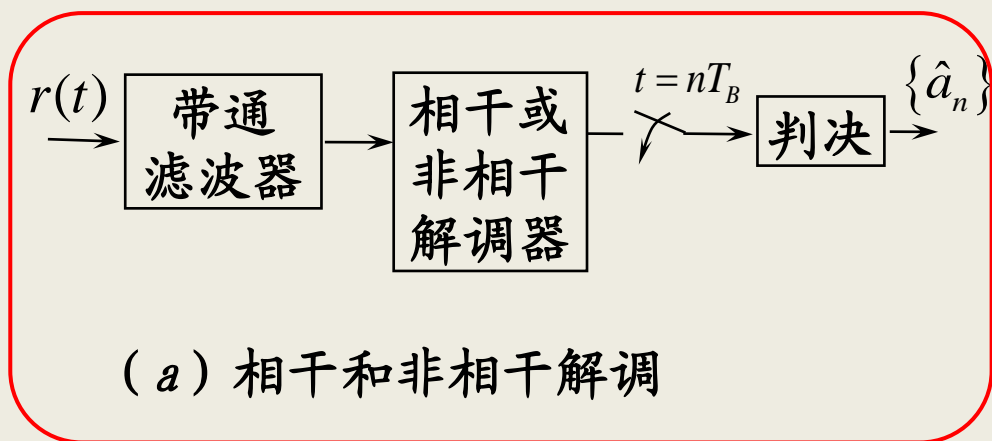


$$B_{2PSK, 2DPSK} = 2R_B$$

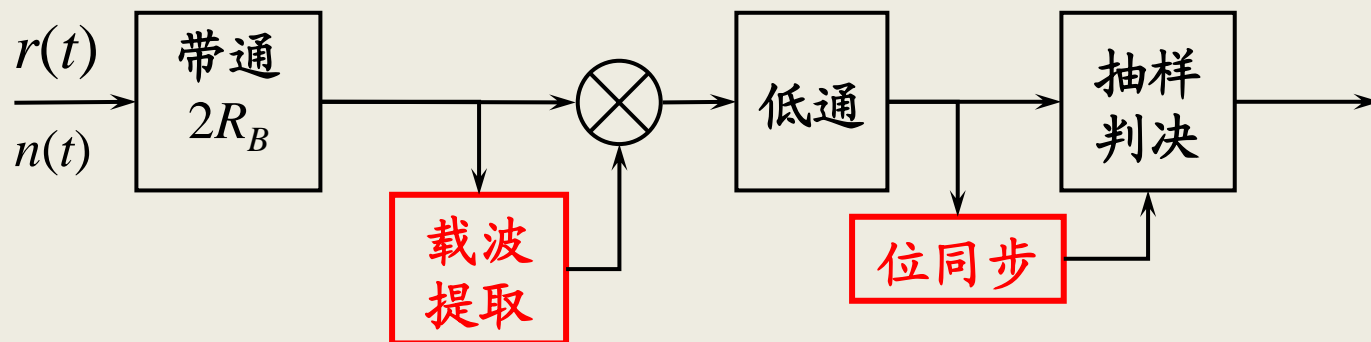


总复习-第6章

4. 数字调制信号的解调

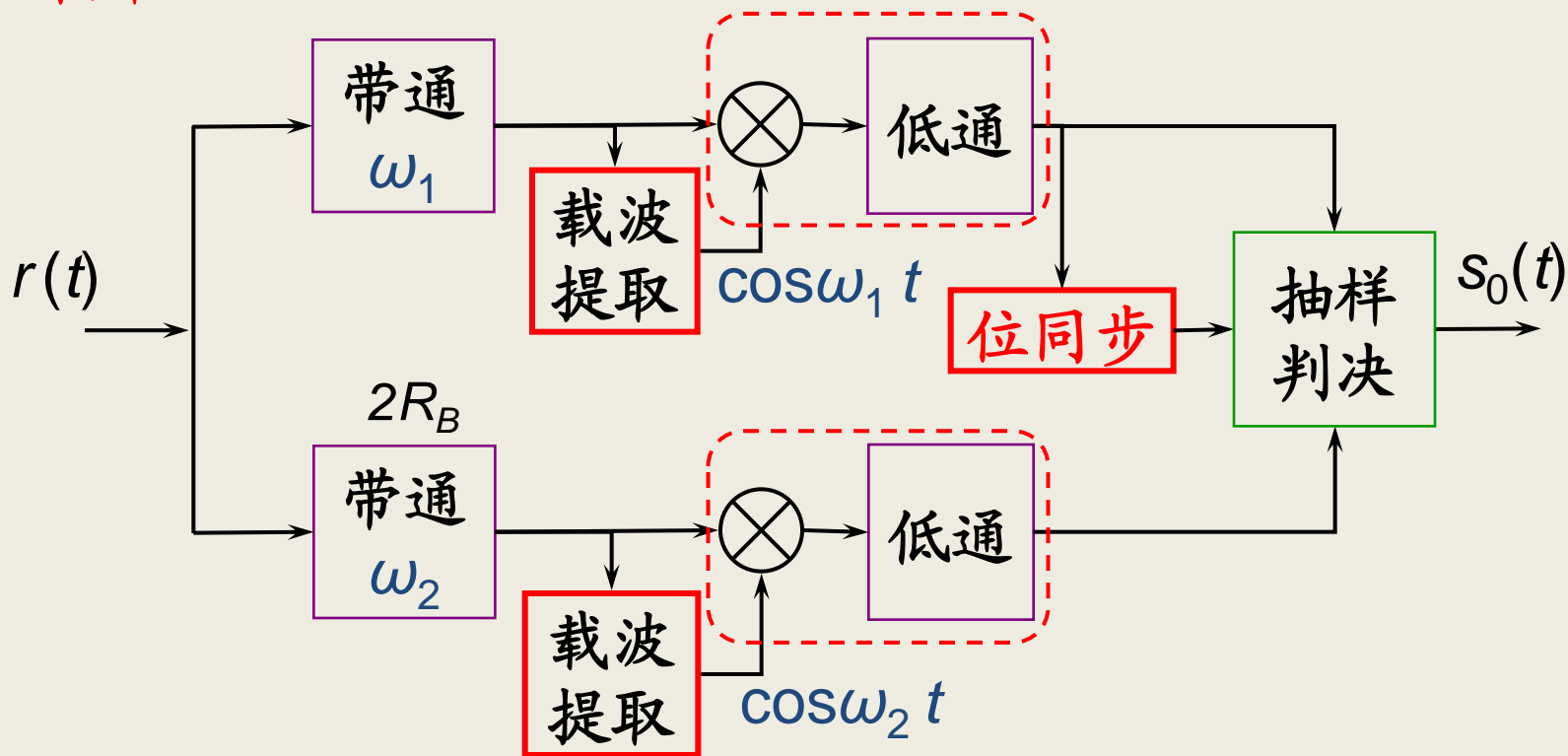


2ASK相干法



总复习-第6章

2FSK相干法



2DPSK相干法、非相干法

总复习-第6章

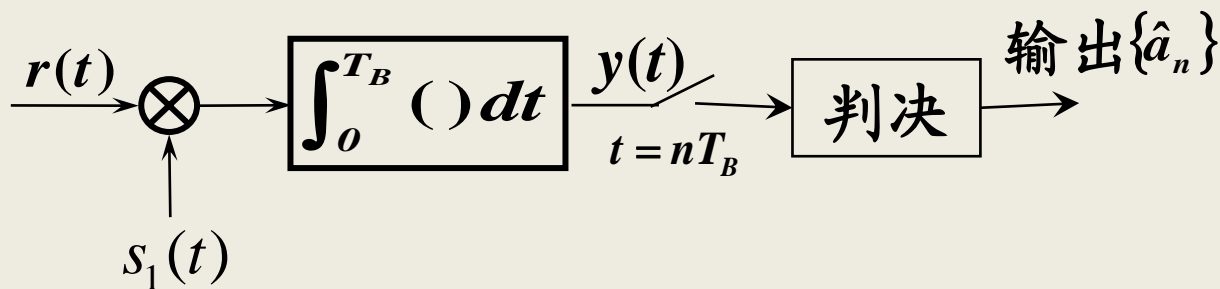
5. 匹配滤波器

匹配滤波器:

保证抽样判决时刻输出信噪比最大的线性滤波器。

匹配滤波器接收机是一种**最佳接收机**。

2ASK匹配滤波器法



总复习-第6章

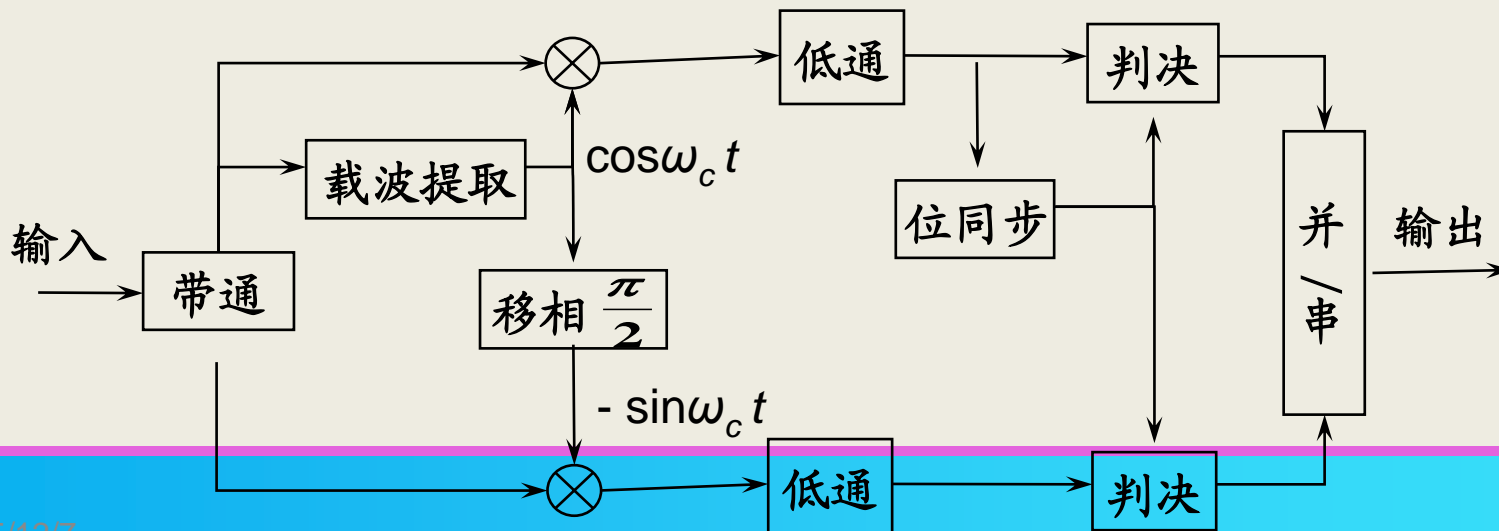
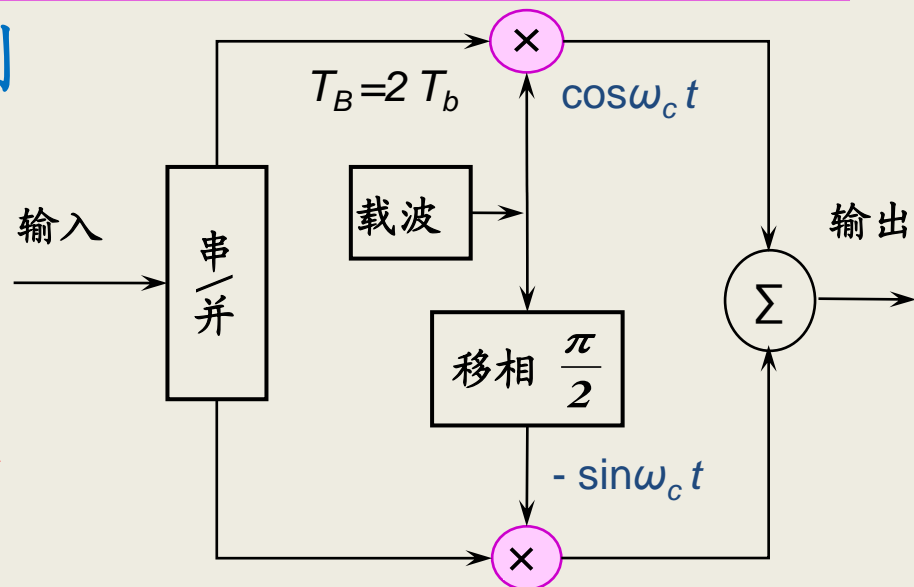
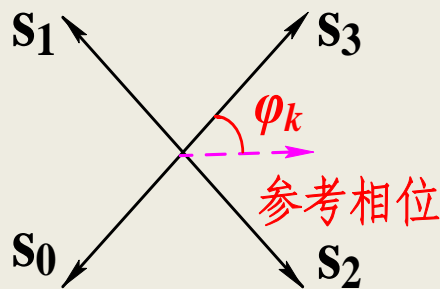
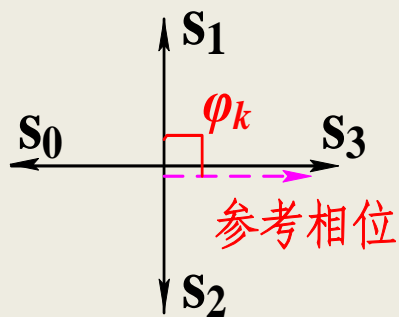
6. 二进制调制系统的抗噪声性能

	非相干解调	相干解调	匹配滤波器解调
2ASK	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{r}{4}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{\pi r}} \exp\left(-\frac{r}{4}\right)$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{4n_0}}\right)$
2FSK	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{r}{2}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{2\pi r}} \exp\left(-\frac{r}{2}\right)$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2n_0}}\right)$
2PSK		$\frac{1}{2\sqrt{\pi r}} \exp(-r)$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{n_0}}\right)$
2DPSK	$\frac{1}{2} \exp(-r)$	$\frac{1}{\sqrt{\pi r}} \exp(-r)$	

总复习-第6章

7. QPSK和DQPSK数字调制

4QPSK





总复习-第6章

8. 载波同步

直接法：平方环

科斯塔斯环

插入导频法：时域插入法

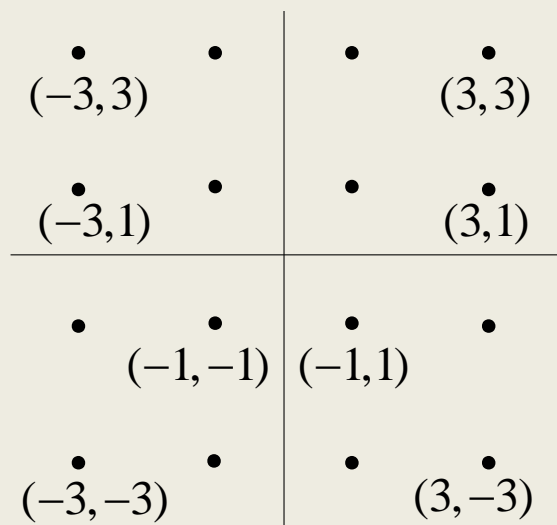
频域插入法

总复习-第7章

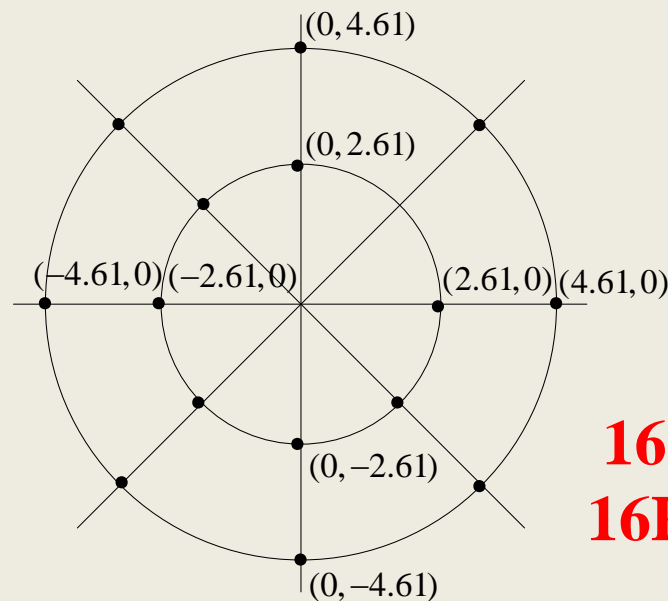
1. QAM调制

M进制正交振幅调制信号:

$$S_{MQAM}(t) = \sum_n A_n g(t - nT_B) \cos(\omega_c t + \varphi_n)$$



(a) 方型16QAM星座



**16QAM优于
16PSK**

(b) 星型16QAM星座

总复习-第7章

2. MSK调制

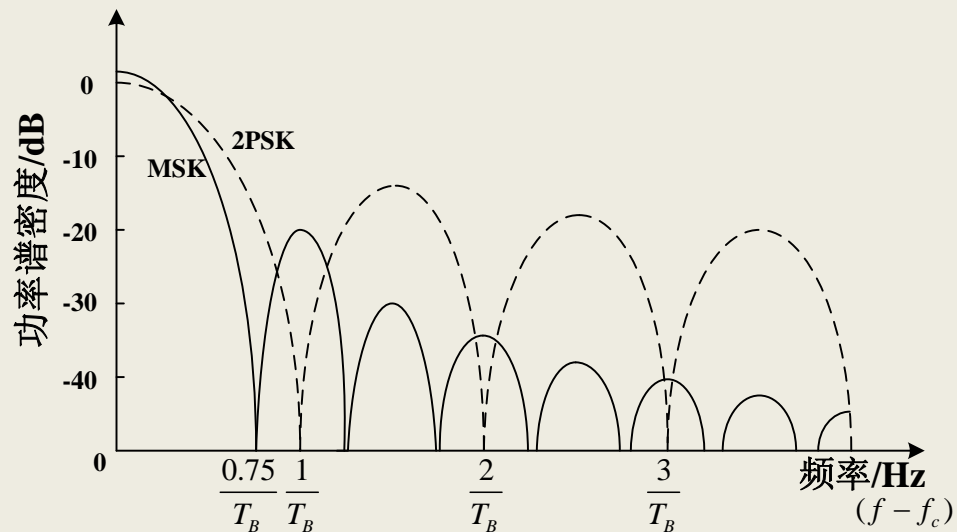
MSK——是一种特殊的2FSK

MSK是一种包络稳定、相位连续、带宽最小并且严格正交的2FSK信号。

$$s_{MSK}(t) = \cos\left(\omega_c t + \frac{a_k \pi}{2T_B} + \varphi_k\right) \quad (k-1)T_B < t \leq kT_B$$

f_1 与 f_0 的差等于 $1/2T_B$ 。

GMSK

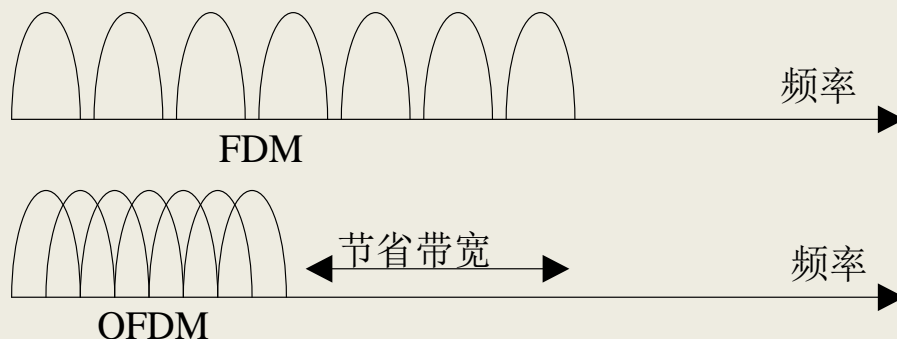


总复习-第7章

3. OFDM调制

基本原理：将发送的数据流分散到许多个子载波上，使各子载波的信号速率大为降低，从而提高抗多径和抗衰落的能力。

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t + \phi_k)$$



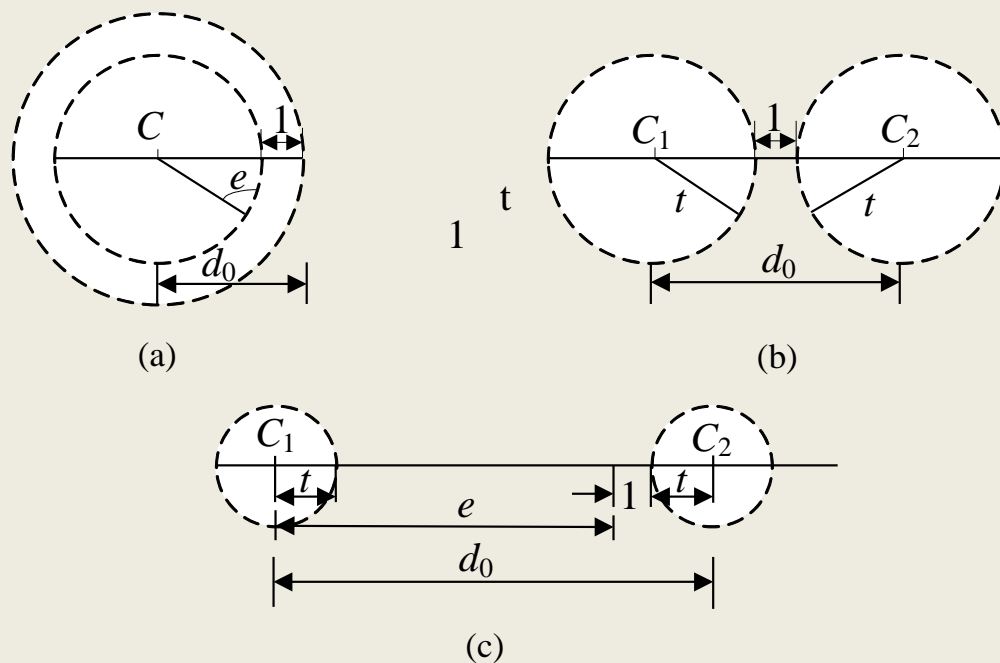
在OFDM系统中各子信道在时间上互相正交，在频率上互相重叠。IDFT和DFT。

总复习-第8章

1. 差错控制方式

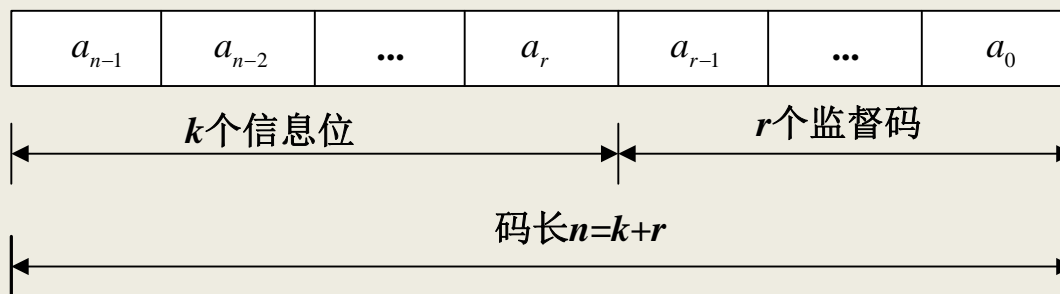
检错重发、检错删除、前向纠错、反馈校验、混合纠错。

2. 纠检错能力与码距的关系



总复习-第8章

3. 线性分组码



许用码组、禁用码组

汉明码:

生成矩阵、监督矩阵、

总复习-第8章

4. 循环码

循环码是线性分组码中一个重要的子类。

编号	信息位	监督位	编号	信息位	监督位
	a_4	a_0		a_4	a_0
1	000	0000	5	100	1011
2	001	0111	6	101	1100
3	010	1110	7	110	0101
4	011	1001	8	111	0010

码组用多项式表示:

$$(a_{n-1} a_{n-2} \text{L} a_0) \longrightarrow C(x) = a_{n-1} x^{n-1} + a_{n-2} x^{n-2} + \text{L} + a_1 x + a_0$$

生成多项式、模运算