

## 2022 年普通电子带专毕业生综合能力考试

## 参考答案与评分标准

[专业：电子信息工程 (0201)]

## 注意事项：

1. 请自觉遵守考试纪律，不得翻书，不得上网查阅资料，只允许使用 MATLAB。
2. 请持 72 小时内 2 次核酸检测（间隔大于 24 小时）、毕业证书、学位证书入场参加考试。
3. 本试卷共三大题，33 小题。考试时间 300 分钟，满分 400 分。
4. 命题人：Levitate、Captain。命题范围：北雷村电专电子信息工程专业所有主干科目。

一、不定项选择题：本题包括 10 小题，每小题 4 分，共计 40 分。每小题只有一个或两个选项符合题意。

## 参考答案与评分标准——不定项选择题

若正确答案只包括一个选项，多选时，该小题得 0 分；若正确答案包括两个选项，只选一个且正确的得 2 分，选两个且都正确的得满分，但只要选错一个，该小题就得 0 分。

序号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
答案	B	D	B	D	AC	BC	C	C	A	BD

1. 已知  $[x]_{\text{补}} = 16\text{H}$ ，若  $[x + y]_{\text{补}} = \text{C}2\text{H}$ ，则  $[y]_{\text{补}}$  为 B。

A. D8H

B. ACH

C. 54H

D. 28H

## 解析 1 【微机原理与系统设计、数字电路与逻辑设计、计算机导论与程序设计】

[本题 4 分，来源：《微机原理与系统设计》2018 年电院期末]

本题考察有符号数的运算。

有符号数的加法  $[x + y]_{\text{补}} = ([x]_{\text{补}} + [y]_{\text{补}}) \bmod 2^n$ ，有符号数的减法  $[x - y]_{\text{补}} = ([x]_{\text{补}} - [y]_{\text{补}}) \bmod 2^n$ 。故本题中

$$[y]_{\text{补}} = [x + y]_{\text{补}} - [x]_{\text{补}} = \text{C}2\text{H} - 16\text{H} = \text{ACH}$$

2. 下列说法中正确的是 D。

A. 每一个幂级数在其收敛圆周上处处收敛

B. 每一个幂级数的和函数在收敛圆内可能有奇点

C. 每一个在  $z_0$  连续的函数一定可以在  $z_0$  的领域内展开成 Taylor 级数D. 无穷远点  $\infty$  总是复变函数的奇点

### 解析 2【复变函数、高等数学】

[本题 4 分，来源：《复变函数》复积分、留数定理]

本题考察掌握幂级数收敛概念，复变函数的奇点。

**A 项** 在收敛圆内的点处处收敛，而收敛圆周上的点可能收敛，也可能发散。例如，幂级数  $\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(z-1)^n}{n}$  的收敛圆为  $|z-1|=1$ ，在收敛圆  $|z-1|=1$  不一定收敛。当  $z=0$  时，原级数成为  $\sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{1}{n}$ ，收敛；当  $z=2$  时，原级数成为  $\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n}$ ，发散。故不正确。

**B 项** 和函数在收敛圆内处处解析。故不正确。

**C 项** 每一个在  $z_0$  解析的函数才一定可以在  $z_0$  的邻域内展开成 Taylor 级数。例如， $f(z) = \bar{z}$  在  $z_0$  连续，但不可导，故不能在  $z_0$  点展开成泰勒级数。故不正确。

**D 项** 正确。

3. 测得放大状态下晶体管三个电极电位分别为 4 V、4.3 V 和 8 V，则该管子类型是 **B**。

A. NPN 型硅管      B. NPN 型锗管      C. PNP 型硅管      D. PNP 型锗管

### 解析 3【模拟电子技术基础】

[本题 4 分，来源：《模拟电子技术基础》2017 年电院期末]

本题考察双极型晶体管的管型的判别。

e 结电压为 0.7V 时为硅管，0.3V 时为锗管。c 极电位最高、e 极电位最低为 NPN 管，e 极电位最高、c 极电位最低为 PNP 管。

本题中，e 结电压为 0.3V，故为锗管。此外，c 极电位最高、e 极电位最低，故为 NPN 管。

4. 音频放大器上限频率  $f_H = 8 \text{ kHz}$ ，下限频率  $f_L = 13 \text{ Hz}$ ，中频放大倍数  $A_{uf} = 20\text{dB}$ ，输入信号  $u_i(t) = 0.15 \sin(2\pi \times 35t) + 0.08 \sin(2\pi \times 10^4 t)$  (V)，电源电压  $\pm 12 \text{ V}$ 。下列关于该放大器输出信号的说法正确的是 **D**。

A. 仅产生非线性失真      B. 仅产生线性失真  
C. 没有失真      D. 既产生线性失真，又产生非线性失真

### 解析 4【模拟电子技术基础、信号与系统】

[本题 4 分，来源：《模拟电子技术基础》2017 年电院期末]

本题考察线性失真和非线性失真的概念。

输入信号的两个频率分量分别为 35 Hz 和 10 kHz。一个处于中频区，一个处于高频区，会经过放大会出现高频频率失真，故存在线性失真。同时，输入信号中 0.15 V 的信号经过 100 倍放大后峰值为 15 V，超出电源电压，故输出信号将产生非线性失真，出现限幅状态。

5. 下列说法中正确的是 **AC**。

- A. 时序电路是依靠触发信号触发的电路，组合电路是不依靠触发信号触发的电路，同步电路触发信号由同一个时钟驱动，异步电路触发信号使用不同时钟驱动
- B. 异或门当反相器使用时，把多余输入端接低电平
- C. 寄存器一般是边沿触发的，仅在时钟的边沿改变状态；锁存器一般指电平触发的触发器，特点是当控制端有效的时候，输入端的变化会随时传递到输出端
- D. 可编程的只读存储器使用电进行编程，用紫外线可以擦除原来的信息

**解析 5【数字电路与逻辑设计】**

[本题 4 分，来源：《数字电路与逻辑设计》2008 年东南大学 920 专业基础综合]

本题考察逻辑代数与逻辑门的应用、触发器与时序电路、存储器。

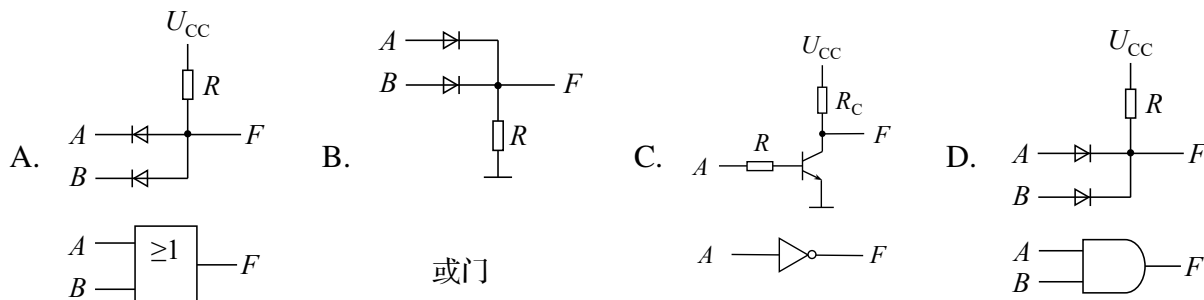
**A 项** 时序电路每接收一拍时钟周期信号，系统状态会随之改变；组合逻辑电路依靠内部逻辑设计进行状态循环。故正确。

**B 项** 应当把多余输入端接高电平，即  $A \oplus 1 = \bar{A}$ 。故错误。

**C 项** 正确。

**D 项** 表述应为“可擦除可编程的只读存储器”使用电进行编程，用紫外线可以擦除原来的信息。“可擦除可编程的只读存储器 (EPROM)”与“电擦除可编程只读存储器 (E2PROM)”是两种不同的器件。故错误。

6. 下列逻辑符号、门电路名称、晶体管电路匹配的是 **BC**。



**解析 6【数字电路与逻辑设计】**

[本题 4 分，来源：《数字电路与逻辑设计》逻辑代数与组合逻辑]

本题考察门电路的表示方法。

**A 项** 晶体管电路为“与门”，国标符号为“或门”，不匹配。故错误。

**B 项** “或门”的晶体管电路，正确。

**C 项** 晶体管电路和逻辑符号均表示“非门”，即反相器，正确。

**D 项** 晶体管电路错误，应当与 A 项一致。国际通用符号为“与门”。

7. 若  $H(z) = \frac{2z}{(z+0.5)(z-0.2)}$  为某非因果、非稳定离散系统的系统函数，则其可能的收敛域为 C。

- A.  $|z| > 0.2$       B.  $|z| > 0.5$       C.  $|z| < 0.2$       D.  $|z| > 0$

**解析 7【信号与系统、数字信号处理】**

[本题 4 分，来源：《信号与系统》2017 年校统考期末]

本题考察系统函数与系统特性。

本题中，收敛域存在三种情况： $|z| < 0.2$ ，收敛域在所有极点内，系统反因果；收敛域不包含单位圆，系统不稳定。故正确。 $0.2 < |z| < 0.5$ ，双边序列，系统不正确。 $|z| > 0.5$ ，极点均在收敛域内，系统因果；收敛域包含单位圆，系统稳定。故不正确。

8. 离散 Hadamard 变换是 C 变换，4 阶 Walsh 变换核矩阵为 C。

- A. 正交,  $\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$       B. 非正交,  $\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$
- C. 正交,  $\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$       D. 非正交,  $\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$

**解析 8【现代图像分析、线性代数】**

[本题 4 分，来源：《现代图像分析》图像变换]

本题考察图像的正交变换。

Hadamard 变换和 Walsh 变换是两种正交变换，其变换矩阵均为实正交矩阵。

Hadamard 变换的变换矩阵由最低阶  $H_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$  递推得到，行（或列）变号次数乱序。Walsh 变换的变换核可由 Hadamard 变换核间接递推得到，行（或列）变号次数按

自然定序排列。4 阶 Hadamard 变换矩阵为  $H_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$ ,

每行的变号次数分别为 0, 3, 1, 2。将其变换为自然定序排列，4 阶 Walsh 变换矩阵为

$W_4 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$ ，每行的变号次数分别为 0, 1, 2, 3。



二、填空题：本题包括 10 小题，每小题 6 分，共计 60 分。

参考答案与评分标准——填空题

若小题只有一个空格，该空格 6 分；若小题有两个空格，该小题每个空格 3 分；若小题有三个空格，该小题每个空格 2 分。

题号	答案			题号	答案		
11	正实轴	匹配点	顺	12	10	35840	
13	10			14	混频器	$\omega_c t - 10m_f \sin \Omega t$	
15	$\chi^2(8)$	8	16	16	$1.17 \times 10^{-6} \text{ m}$	0.0139 $\Omega$	
17	$\frac{1}{2}(1 + e^{-2})$			18	3453 = 35.38 dB		
19	$R_s(\text{km}) = 4.1 \left( \sqrt{h_r(\text{m})} + \sqrt{h_t(\text{m})} \right)$			20	44.7 km		

11. 在 Smith 圆图中，电压波腹点在 正实轴，(0,0) 点是 匹配点，朝电源方向是 顺 时针。

解析 11 【微波技术基础、微波电子线路】

[本题 6 分，来源：《微波技术基础》2018 年电院期末]

本题考察 Smith 圆图。

反射系数圆（等  $|\Gamma|$  圆）上“源顺负逆”（电源方向是顺时针，负载方向是逆时针）。

- $Z_L = Z_0$ : 匹配点 (0,0)
- $Z_L = 0$  : 短路点 (-1,0)
- $Z_L = \infty$ : 开路点 (1,0)
- $\rho$ , 电压波腹点: 正实轴  $\in (1, \infty)$
- $K$ , 电压波节点: 负实轴  $\in (0, 1)$

12. 设计计算机计算一次复数乘法需要  $5 \mu\text{s}$ ，一次复数加法需要  $1 \mu\text{s}$ ，则在此计算机上计算 1024 点的基 2FFT 需要 10 级蝶形运算，总的运算时间是 35840  $\mu\text{s}$ 。

解析 12 【数字信号处理】

[本题 6 分，来源：《数字信号处理》2020 年电院期末]

本题考察快速傅里叶变换。

FFT 将  $N$  点 DFT 分解为几个较短的 DFT，可使乘法次数大大减少。利用旋转因子  $W_N^m$  的周期性、对称性和可约性也可减少 DFT 的运算次数。

对于  $N$  点基 2FFT 包含  $\log_2 N = \log_2 1024 = 10$  级蝶形单元，每一级包含  $\frac{N}{2} = 512$  个蝶形单元。每个蝶形单元需要一次复数乘法，两次复数加法。即  $N$  点基 2FFT 需要  $\frac{N}{2} \log_2 N = 5120$  次复数乘法， $N \log_2 N = 10240$  次复数加法。总的计算时间为

$$t = 5120 \times 5 + 10240 \times 1 = 35840 \mu\text{s}$$

13. 证明方程  $1 - x - \sin x = 0$  在  $[0, 1]$  中有且只有 1 个根，用二分法求误差不大于  $\frac{1}{2} \times 10^{-3}$  的根需要迭代 10 次。

**解析 13【计算方法、高等数学】**

[本题 6 分，来源：《计算方法》(孙志忠, 2011) 习题 2-1]

本题考察在给定区间上判断已知方程根的存在唯一性、二分法的先验估计式、介值定理和唯一性定理。

记  $f(x) = 1 - x - \sin x$ ，则

$$f'(x) = -1 - \cos x$$

$$f(0) = 1, \quad f(1) = -\sin 1 < 0$$

又当  $x \in (0, 1)$  时， $f'(x) < 0$ ，所以方程  $f(x) = 0$  在  $[0, 1]$  内存在唯一根  $x^*$ ，由  $|x_k - x^*| \leq \frac{1-0}{2^{k+1}}$  知，要使

$$|x_k - x^*| \leq \frac{1}{2} \times 10^{-3}$$

只要

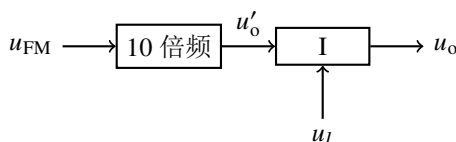
$$\frac{1}{2^{k+1}} \leq \frac{1}{2} \times 10^{-3}$$

即

$$2^k \geq 10^4 \Rightarrow k \lg 2 \geq 3 \Rightarrow k \geq \frac{3}{\lg 2} \approx 9.966$$

故至少需要二分 10 次，才能满足精度要求。

14. 调频信号  $u_{\text{FM}} = U_{\text{sm}} \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$ ，用下图所示电路扩展线性频偏，方框 I 的名称为 混频器；当本振信号  $u_l$  的频率  $\omega_l = 11\omega_c$  时，输出电压  $u_o = U_{\text{om}} \cos(\omega_c t - 10m_f \sin \Omega t)$ 。

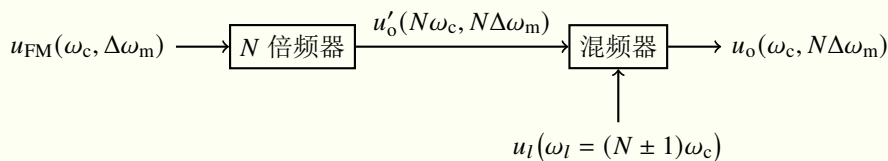


**解析 14【射频电路基础、微波电子线路】**

[本题 6 分，来源：《射频电路基础》2017 年电院期末]

本题考察线性频偏扩展、混频。

倍频将载频和最大频偏改变相同倍数，混频只改变载频不改变最大频偏。采用先倍频、后混频的方式来扩展最大频偏，过程中载波频率和最大频偏变化情况如图所示。



本题中， $N = 10$ ，本振频率  $\omega_l = 11\omega_c$ 。故输出电压为  $U_{\text{om}} \cos(\omega_c t - 10m_f \sin \Omega t)$ 。

15. 窄带标准正态噪声电压通过平方律包络检波并归一化后, 进行 4 次独立采样, 视频积累后加法器输出噪声电压服从  $\chi^2(8)$ , 其均值为 8, 方差为 16。

**解析 15【随机信号分析、概率论与数理统计、雷达原理与系统】**

[本题 6 分, 来源:《随机信号分析》(高新波等, 2009) 习题 3-8]

本题考察窄带过程的视频积累、 $\chi^2$  分布。

窄带标准正态噪声输入信号为

$$X(t) = n_c(t) \cos \omega_0 t - n_s(t) \sin \omega_0 t = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$$

通过平方律检波器后,

$$Y(t) = A^2(t) = n_c^2(t) + n_s^2(t)$$

视频积累后加法器输出噪声电压为

$$u = \sum_{i=1}^4 A^2(t_i) = \sum_{i=1}^4 n_{c_i}^2 + \sum_{i=1}^4 n_{s_i}^2 = u_1 + u_2$$

故  $u$  服从自由度为 8 的  $\chi^2$  分布。其概率密度函数为

$$p(u) = \frac{1}{2^4 \cdot \Gamma(4)} u^{4-1} e^{-\frac{u}{2}} = \frac{1}{96} u^3 e^{-\frac{u}{2}}, u \geq 0.$$

由概率论知识易知,  $E[u] = n = 8$ ,  $D[u] = 2n = 16$ 。

16. 若一均匀平面电磁波在良导体银中传播, 若电磁波的波长为  $7.3514 \times 10^{-6} \text{ m}$ , 银的电导率  $\sigma = 6.15 \times 10^7 \text{ S/m}$ , 则银的集肤深度为  $1.17 \times 10^{-6} \text{ m}$ , 表面电阻为  $0.0139 \Omega$ 。(保留三位有效数字)

**解析 16【电磁场与电磁波、微波技术基础】**

[本题 6 分, 来源:《电磁场与电磁波》2014 年电院期末]

本题考察平面电磁波中的基本概念。

良导体中, 衰减常数和相位常数相等 ( $\alpha = \beta$ )。集肤深度的概念是振幅衰减到表面  $\frac{1}{e}$  的深度, 由波长求得集肤深度

$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\beta} = \frac{\lambda}{2\pi} = 1.17 \times 10^{-6} \text{ m}$$

进一步根据表面电阻和集肤深度的关系, 可计算出表面电阻为

$$R_s = \frac{1}{\sigma \delta} = 0.0139 \Omega$$

17. 设有平稳随机过程  $X(t)$ 。已知其均值  $m_X(t) = 1$ , 自相关函数  $R_X(\tau) = 1 + e^{-2|\tau|}$ , 随机变量  $Y = \int_0^1 X(t) dt$  的方差为  $\frac{1}{2}(1 + e^{-2})$ 。



解析 17【随机信号分析、高等数学】

[本题 6 分, 来源:《随机信号分析》(高新波等, 2009) 习题 2-5]

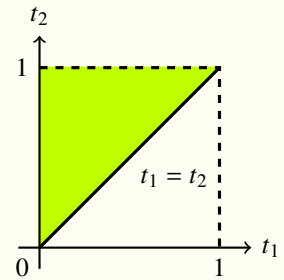
本题考察随机过程的均方微积分、二重积分。

随机变量  $Y$  的均值为

$$m_Y = \int_0^1 m_X dt = m_X = 1$$

方差为

$$\begin{aligned} \sigma_Y^2 &= E[Y^2] - m_Y^2 \\ &= E\left\{\left[\int_0^1 X(t) dt\right]^2\right\} - 1 \\ &= \int_0^1 \int_0^1 E[X(t_1)X(t_2)] dt_1 dt_2 - 1 \\ &= \int_0^1 \int_0^1 R_X(t_2 - t_1) dt_1 dt_2 - 1 \\ &= \int_0^1 \int_0^1 [1 + e^{-2|t_2 - t_1|}] dt_1 dt_2 - 1 \\ &= \int_0^1 \int_0^1 e^{-2|t_2 - t_1|} dt_1 dt_2 \\ &= 2 \int_0^1 \int_{t_1}^1 e^{-2t_2} dt_2 \cdot e^{2t_1} dt_1 \\ &= 1 - \frac{1}{2}(1 - e^{-2}) = \frac{1}{2}(1 + e^{-2}) \end{aligned}$$



18. 若工作在 12 GHz 的直播卫星正馈抛物面天线的口径直径为 540 mm, 当此抛物面的口径利用率为 75% 时, 该抛物面天线的方向系数为 3454 = 35.38dB。(保留四位有效数字)

解析 18【天线原理、雷达原理与系统】

[本题 6 分, 来源:《天线原理》2014 年电院期末]

本题考察口径天线的方向系数。

若天线实际口径为  $A$ , 天线有效口径为  $A_e$ , 则天线的口径利用率为  $\eta_a = \frac{A_e}{A}$ 。当均匀分布时,  $\eta_a = 1$ , 其余分布时,  $\eta_a < 1$ 。于是口径天线的方向系数为

$$\begin{aligned} D &= \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_e = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A \cdot \eta_a \\ &= \frac{4\pi f_0^2}{c^2} \cdot \frac{\pi d^2}{4} \cdot \eta_a \\ &= \frac{4\pi \times (12 \times 10^9)^2}{(3 \times 10^8)^2} \cdot \frac{\pi \times 0.54^2}{4} \cdot 75\% \\ &\approx 3453.57 = 35.38\text{dB} \end{aligned}$$

19. 在低海拔处,使用“四分之三地球模型”时,可假设雷达波束是直线传播而不考虑折射,已知雷达架设高度  $h_r$  和目标高度  $h_t$ ,则雷达的直视距离  $R_s$  为  $R_s(\text{km}) = 4.1 \left( \sqrt{h_r(\text{m})} + \sqrt{h_t(\text{m})} \right)$ 。(标注单位)

#### 解析 19【雷达原理与系统】

[本题 6 分,来源:《雷达原理与系统》雷达方程]

本题考察雷达的直视距离。

应用“四分之三地球模型”时,地球等效曲率半径为 8495 km。由勾股定理可计算得  $R_s(\text{km}) = 4.141 \left( \sqrt{h_r(\text{m})} + \sqrt{h_t(\text{m})} \right)$ 。请注意公式中的单位。

20. 设一条无线链路采用视距传播方式通信,其收发天线的架设高度都等于 40 m,若不考虑大气折射率的影响,其最远通信距离为 44.7 km。(标注单位)

#### 解析 20【通信原理】

[本题 6 分,来源:《通信原理》(樊昌信,2012)习题 4-1]

本题考察无线通信的视线传输。

本题中,不考虑大气折射率的影响,则地球半径  $r = 6370 \text{ km}$ 。设  $D$  为收发天线的距离, $h$  为收发天线的高度。由勾股定理,可解得

$$h = \frac{D^2}{8r} \approx \frac{D^2}{50} \text{ m}$$

故最远通信距离  $D = \sqrt{50 \times h} \approx 44.7 \text{ km}$ 。请注意公式中的单位。

三、解答题：本题包括 13 小题，共计 300 分。解答应写出文字说明、证明过程或演算步骤。

21. 【模拟电子技术基础、数字电路与逻辑设计】(20 分)

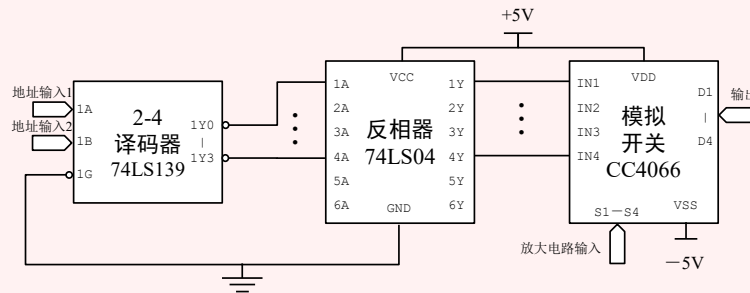
用给定元器件：运算放大器、电阻网络、模拟开关 CC4066、二四译码器 74LS139、反相器 74LS04 等搭建电路，实现一程控放大器，其放大倍数：2、4、6、8 倍可控。

- (1) 给出程控部分的结构原理图，标明引脚连线。
- (2) 画出总体原理框图，并简要说明程控放大器设计流程。

注意：可能用到的引脚功能图表见附录。

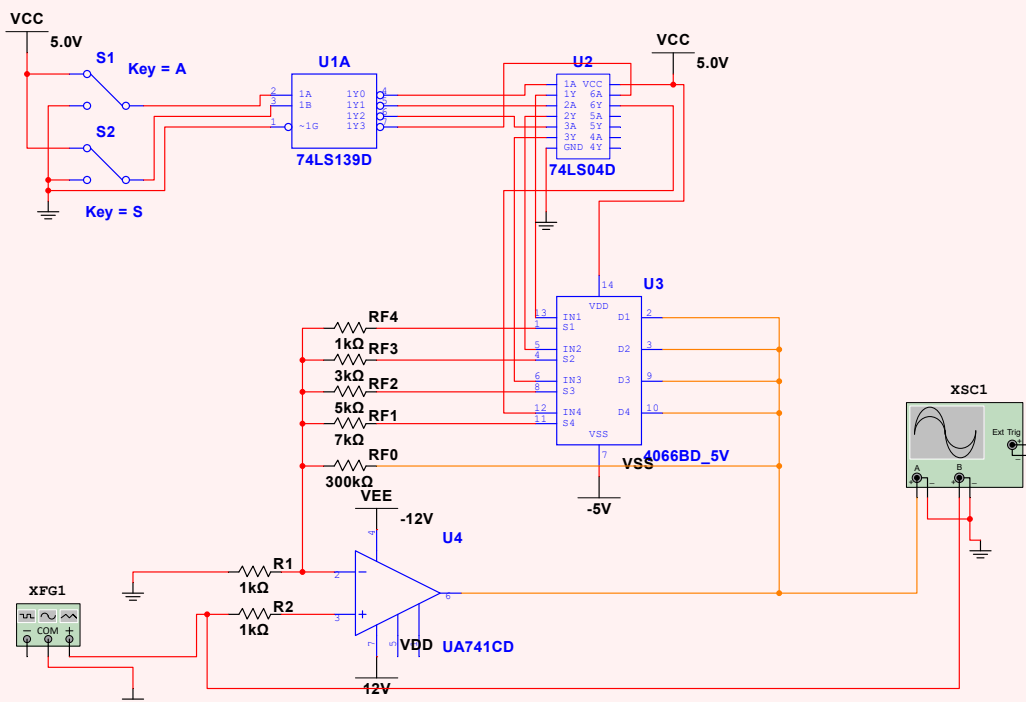
参考答案与评分标准 21

(1) [本题 8 分，来源：《电子线路实验 (I)》实验六——程控放大器设计]



(2) [本题 12 分，来源：《电子线路实验 (I)》实验六——程控放大器设计]

放大器采用同相比例放大器。设  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ，则分别选  $R_{F4} = 1 \text{ k}\Omega, R_{F3} = 3 \text{ k}\Omega, R_{F2} = 5 \text{ k}\Omega, R_{F1} = 7 \text{ k}\Omega$ ，即可实现增益在 2、4、6、8 倍之间可控。其中  $R_{F0} = 300 \text{ k}\Omega \gg R_{Fi}$ ，主要是避免开关切换瞬间运放开环工作。程控放大器电路主要有两部分组成，分别是程控电路和放大电路。程控电路由外部地址输入来选择放大倍数，而放大电路则根据程控电路的输出相应选出适当的放大电路。



22. 【微机原理与系统设计、数字电路与逻辑设计】(18分)

在 8086CPU 工作在最小方式的系统中，利用 Intel 6264 扩展设计 16KB 的 SRAM 电路，分配给 16KB 的 SRAM 存储器电路的起始地址为 30000H。

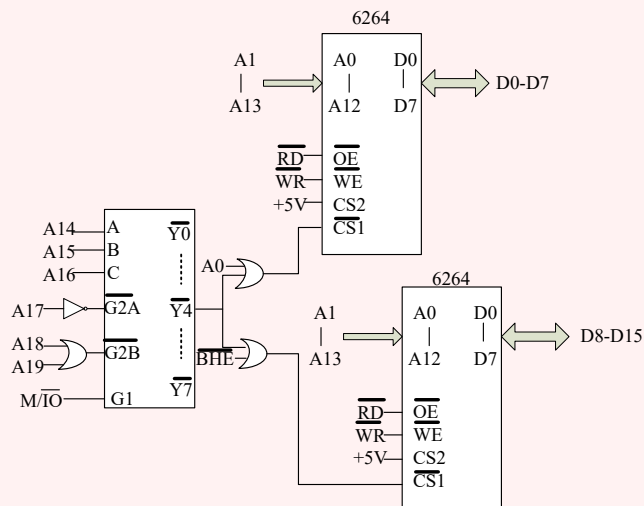
- (1) 画出此 SRAM 存储器电路与系统总线的连接图（译码电路用 74LS138）。
- (2) 结合字符串操作指令编程给 16KB SRAM 每个字节单元写 55H 数据，写完后检查每个单元是否正确，若全部都正确，置标志 DX=0；否则 DX=-1。

注意：可能用到的引脚功能图表见附录。

参考答案与评分标准 22

(1) [本题 12 分，来源：《微机原理与系统设计》2016 年电院期末]

16KB=4000H，则 SRAM 的最高地址为 30000H + 4000H - 1 = 33FFFH。由于 8086 系统有 16 条数据线，因此将两片 6264 分为奇片和偶片。片内寻址占用 13 根地址线 A1-A13，A0 和  $\overline{\text{BHE}}$  用来区分奇偶片。



(2) [本题 6 分，来源：《微机原理与系统设计》2016 年电院期末]

;先将 55H 装入 ES:DI 为首的缓冲区

```
MOV AX, 3000H
```

```
MOV ES, AX
```

```
MOV DI, 0
```

```
MOV CX, 16*1024
```

```
MOV AL, 55H
```

```
CLD REP STOSB
```

;再对该缓冲区进行字符串扫描

```
MOV DI, 0
```

```
MOV CX, 16*1024
```

```
REPZ SCASB
```

```
JNZ ERROR
```

```
MOV DX, 0
```

```
JMP ELSE
```

```
ERROR: MOV DX, -1
```

```
ELSE:
```

23. 【模拟电子技术基础、随机信号分析、数字信号处理、信号与系统、电路基础】(42分)

利用给定元件设计不同类型的高通滤波器，并分析滤波器的特性。

【无源滤波器】用电阻  $R$ 、电容  $C$  设计一阶  $RC$  无源高通滤波器。

- (1) 画出电路示意图。
- (2) 试求白噪声  $X(t)$  通过该电路后的功率谱密度  $G_Y(j\omega)$ 、相关函数  $R_Y(\tau)$ 、相关时间  $\tau_0$ 、噪声通频带  $\Delta\omega_n$ 。
- (3) 写出该模拟滤波器的系统函数  $H_a(s)$ ，选用合适的方法将其转换成 IIR 数字滤波器  $H(z)$ ，最后画出信号流图。

【有源滤波器】用运算放大器 A、电阻  $R_1, R_2$ 、电容  $C$  设计反相输入的一阶高通滤波器。

- (4) 画出电路示意图。
- (5) 求传递函数，并定性画出幅频响应。

【数字滤波器】用矩形窗设计线性相位高通 FIR 滤波器，要求过渡带宽度不超过  $\frac{\pi}{10}$  rad。希望逼近的理想高通滤波器频率响应函数为

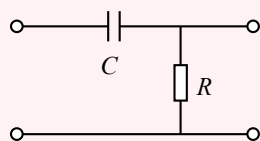
$$H_d(e^{j\omega}) = \begin{cases} e^{-j\omega\alpha} & \omega_c \leq |\omega| \leq \pi, \\ 0 & \text{其它.} \end{cases}$$

- (6) 求理想高通滤波器的单位脉冲响应  $h_d(n)$ 。
- (7) 求矩形窗设计的高通 FIR 滤波器的单位脉冲响应  $h(n)$ 。说明  $\alpha$  与  $N$  的关系，并说明  $N$  的取值限制。

参考答案与评分标准 23

【无源滤波器】(该部分 21 分)

(1) [本题 3 分，来源：《模拟电子技术基础》基于运放和  $RC$  反馈网络的有源滤波器]



(2) [本题 9 分，来源：《随机信号分析》(高新波等, 2009) 习题 2-7]

白噪声的功率谱密度为

$$G_X(j\omega) = \frac{N_0}{2}$$

该电路的频率响应为

$$H(j\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{j\omega RC + 1} = \frac{j\omega}{\alpha + j\omega}$$

于是，

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{\omega^2}{\omega^2 + \alpha^2}$$

其中,  $\alpha = \frac{1}{RC}$ 。则通过电路后的功率谱密度为

$$G_Y(j\omega) = G_X(j\omega)|H(j\omega)|^2 = \frac{N_0}{2} \frac{\omega^2}{\omega^2 + \alpha^2}$$

自相关函数为

$$R_Y(\tau) = \mathcal{F}^{-1}[G_Y(\omega)] = \mathcal{F}^{-1}\left[\frac{N_0}{2}\left(1 - \frac{\alpha^2}{\omega^2 + \alpha^2}\right)\right] = \frac{N_0}{2}\left[\delta(\tau) - \frac{1}{2}\alpha e^{-\alpha|\tau|}\right]$$

相关系数为

$$r_Y(\tau) = \frac{R_Y(\tau)}{R_Y(0)} = \frac{\delta(\tau) - \frac{1}{2}\alpha e^{-\alpha|\tau|}}{\delta(0) - \frac{1}{2}\alpha} = \begin{cases} 1 & \tau = 0, \\ 0 & \tau \neq 0. \end{cases}$$

相关时间为

$$\tau_0 = \int_0^{\infty} r_Y(\tau) d\tau = 0$$

噪声通频带为

$$\Delta\omega_n = \frac{1}{|H(\infty)|^2} \int_0^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \rightarrow \infty$$

(3) [本题 9 分, 来源:《数字信号处理》(高西全等, 2008) 习题 6-8]

模拟滤波网络的频率响应函数已经求得

$$H_a(j\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{RC}}$$

显然,  $H_a(j\omega)$  具有高通特性, 用脉冲响应不变法必然会产生严重的频率混叠失真。所以选用双线性变换法, 将  $H_a(j\omega)$  中的  $j\omega$  用  $s$  替代, 可得到  $RC$  滤波网络的系统函数

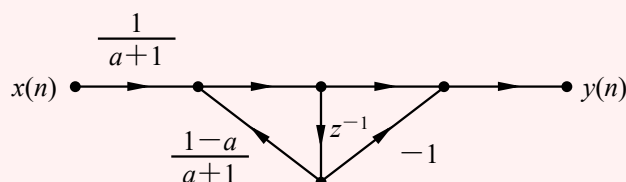
$$H_a(s) = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}}$$

用双线性变换法设计公式, 可得

$$H(z) = H_a(s)\Big|_{s=\frac{2}{T}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} = \frac{\frac{2}{T}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}}{\frac{2}{T}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + \frac{1}{RC}} = \frac{1}{a+1} \frac{1-z^{-1}}{z + \frac{a-1}{a+1}z^{-1}}$$

其中,  $a = \frac{T}{2RC}$ 。

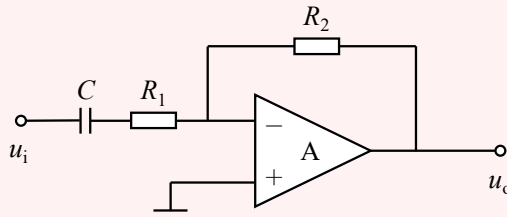
$H(z)$  的信号流图如图所示。



由图可见, 在模拟域由一个电阻和一个电容组成的  $RC$  滤波网络, 用双线性变换法转换成数字滤波器后, 用两个乘法器、两个加法器和一个单位延迟器可实现其数字滤波功能。

**【有源滤波器】**（该部分 10 分）

(4) [本题 4 分，来源：《模拟电子技术基础》（孙肖子等，2017）习题 3-14]

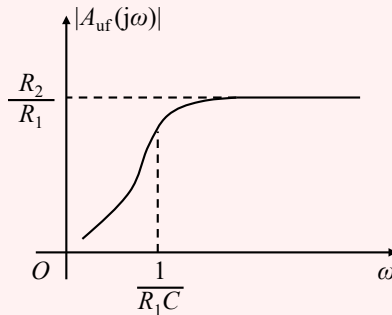


(5) [本题 6 分，来源：《模拟电子技术基础》（孙肖子等，2017）习题 3-14]

电路的传递函数为

$$A_{uf}(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{-j\omega R_2 C}{1 + j\omega R_1 C}$$

幅频响应大致如图所示。



**【数字滤波器】**（该部分 11 分）

(6) [本题 5 分，来源：《数字信号处理》（高西全等，2008）习题 7-5]

对  $H_d(e^{j\omega})$  作逆傅里叶变换：

$$\begin{aligned} h_d(n) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_d(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega \\ &= \frac{1}{2} \left[ \int_{-\pi}^{-\omega_c} e^{-j\omega\alpha} e^{j\omega n} d\omega + \int_{\omega_c}^{\pi} e^{-j\omega\alpha} e^{j\omega\pi} d\omega \right] \\ &= \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{-\pi}^{-\omega_c} e^{j\omega(n-\alpha)} d\omega + \int_{\omega_c}^{\pi} e^{j\omega(n-\alpha)} d\omega \right] \\ &= \frac{1}{2\pi(n-\alpha)} \left[ e^{-j\omega_c(n-\alpha)} - e^{-j\pi(n-\alpha)} + e^{j\pi(n-\alpha)} - e^{j\omega_c(n-\alpha)} \right] \\ &= \frac{1}{\pi(n-\alpha)} \{ \sin[\pi(n-\alpha)] - \sin[\omega_c(n-\alpha)] \} \\ &= \delta(n-\alpha) - \frac{\sin[\omega_c(n-\alpha)]}{\pi(n-\alpha)} \end{aligned}$$

(7) [本题 6 分，来源：《数字信号处理》（高西全等，2008）习题 7-5]

用  $N$  表示  $h(n)$  的长度，则

$$h(n) = h_d(n)R_N(n) = \left\{ \delta(n-\alpha) - \frac{\sin[\omega_c(n-\alpha)]}{\pi(n-\alpha)} \right\} R_N(n)$$

为了满足线性相位条件:

$$h(n) = h(N - 1 - n)$$

要求满足

$$\alpha = \frac{N - 1}{2}$$

$N$  必须取奇数。因为  $N$  为偶数时 (情况 2),  $H(e^{j\omega}) = 0$ , 不能实现高通。根据题中对过渡带宽度的要求,  $N$  应满足:  $\frac{4\pi}{N} \leq \frac{\pi}{10}$ , 即  $N \geq 40$ , 故取  $N = 41$ 。

24. 【电路基础、信号与系统、复变函数】(14 分)

已知如图 1 所示的稳态电路,  $t = 0$  时, 开关  $S$  由 1 打向 2, 求  $t \leq 0$  以后的  $u_{zi}(t)$  和  $u_{zs}(t)$ 。(请使用变换域方法解题)

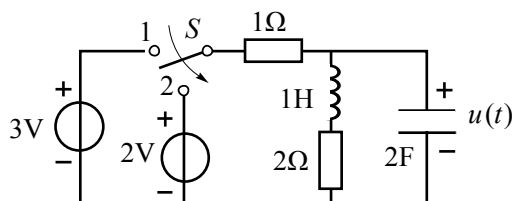
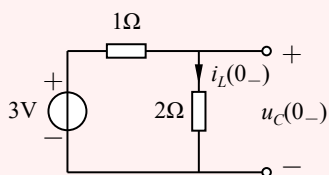
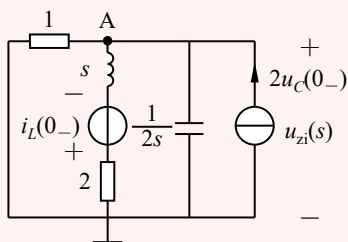


图 1: 题 24 图

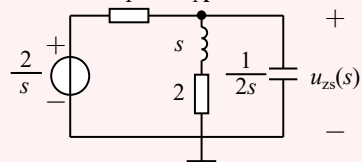
参考答案与评分标准 24



(a) 稳态电路



(b) 零输入  $s$  域模型



(c) 零状态  $s$  域模型

本题中,  $\epsilon(t)$  表示阶跃函数。

(1) [本题 2 分, 来源:《信号与系统》2018 年通院期末]

$t < 0$  时, 电路已经达到稳态, 稳态电路如图 (a) 所示, 故  $i_L(0_-) = 1\text{A}$ ,  $u_C(0_-) = 2\text{V}$ 。

(2) [本题 6 分, 来源:《信号与系统》2018 年通院期末]

$t \leq 0$  时, 零输入  $s$  域模型如图 (b) 所示, 列 A 点节点电压方程

$$\begin{aligned} \left(1 + \frac{1}{s+2} + 2s\right) U_{zi}(s) &= -\frac{i_L(0_-)}{s+2} + 2u_C(0_-) \\ \Rightarrow \left(1 + \frac{1}{s+2} + 2s\right) U_{zi}(s) &= -\frac{1}{s+2} + 4 \end{aligned}$$

故

$$U_{zi}(s) = \frac{4s+7}{2s^2+5s+3} = \frac{2s+\frac{7}{2}}{(s+1)(s+\frac{3}{2})}$$



由留数定理,

$$\begin{aligned}\operatorname{Res} [U_{zi}(s)e^{st}, -1] &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\left(2s + \frac{7}{2}\right) e^{st}}{s + \frac{3}{2}} = 3e^{-t} \\ \operatorname{Res} \left[ U_{zi}(s)e^{st}, -\frac{3}{2} \right] &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\left(2s + \frac{7}{2}\right) e^{st}}{s + 1} = -e^{-\frac{3}{2}t}\end{aligned}$$

则零输入响应为

$$u_{zi}(t) = \left(3e^{-t} - e^{-\frac{3}{2}t}\right) \epsilon(t)$$

(3) [本题 6 分, 来源:《信号与系统》2018 年通院期末]

$t \leq 0$  时, 零状态  $s$  域模型如图 (c) 所示, 列 A 点节点电压方程

$$\left(1 + \frac{1}{s+2} + 2s\right) U_{zs}(s) = \frac{2}{s}$$

故

$$U_{zs}(s) = \frac{s+2}{s\left(s^2 + \frac{5}{2}s + \frac{3}{2}\right)} = \frac{s+2}{s(s+1)\left(s + \frac{3}{2}\right)}$$

由留数定理,

$$\begin{aligned}\operatorname{Res} [U_{zs}(s)e^{st}, 0] &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(s+2)e^{st}}{(s+1)\left(s + \frac{3}{2}\right)} = \frac{4}{3} \\ \operatorname{Res} [U_{zs}(s)e^{st}, -1] &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(s+2)e^{st}}{s\left(s + \frac{3}{2}\right)} = -2e^{-t} \\ \operatorname{Res} \left[ U_{zs}(s)e^{st}, -\frac{3}{2} \right] &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(s+2)e^{st}}{s(s+1)} = \frac{2}{3}e^{-\frac{3}{2}t}\end{aligned}$$

则零状态响应为

$$u_{zs}(t) = \left(\frac{4}{3} - 2e^{-t} + \frac{2}{3}e^{-\frac{3}{2}t}\right) \epsilon(t)$$

25. 【大学物理、场论、电磁场与电磁波、天线原理】(20 分)

Maxwell 方程, 是英国物理学家詹姆斯·克拉克·麦克斯韦在 19 世纪建立的一组描述电场、磁场与电荷密度、电流密度之间关系的偏微分方程, 是经典电磁学的基础方程。

- (1) 写出 Maxwell 方程的积分形式和微分形式, 并写出本构关系。
- (2) 写出洛仑兹条件式, 利用矢位  $\mathbf{A}$  所满足的波动方程和 Maxwell 方程, 试推导电流连续性方程。
- (3) 如果是无源区, 推导满足的波动方程。

(1) [本题 11 分, 来源:《电磁场与电磁波》时变电磁场]

Maxwell 方程的积分形式和微分形式

意义	微分形式	积分形式
法拉第定律	$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$	$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} = -\int_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{s}$
安培环路定律	$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$	$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_S \left( \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{s}$
高斯定理	$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$	$\oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} = \int_V \rho dV = Q$
磁通连续性原理	$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$	$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = 0$

本构关系

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$$

(2) [本题 5 分, 来源:《天线原理》(魏文元等, 1985) 习题 1]

由洛伦兹条件式:

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = -j\omega\mu\varepsilon\varphi \quad (1)$$

波动方程:

$$\nabla^2 \cdot \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J}_0 \quad (2)$$

Maxwell 方程:

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$$

推导电流连续性方程:

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (4)$$

证法一.

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$$

由式(1), 式(2), 有

$$\begin{aligned} \nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) &= \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \cdot \mathbf{A} \\ &= \nabla(-j\omega\mu\varepsilon\varphi) + k^2 \mathbf{A} + \mu \mathbf{J} \\ &= -j\omega\mu\varepsilon \nabla \varphi + k^2 \mathbf{A} + \mu \mathbf{J} \end{aligned}$$

又洛伦茨规范  $\mathbf{E} = -j\omega\mathbf{A} - \nabla\varphi$ , 则

$$\nabla\varphi = -\mathbf{E} - j\omega\mathbf{A}$$

于是有

$$\begin{aligned}\nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) &= j\omega\mu\varepsilon(\mathbf{E} + j\omega\mathbf{A}) + k^2\mathbf{A} + \mu\mathbf{J} \\ &= j\omega\mu\varepsilon\mathbf{E} - \omega^2\mu\varepsilon\mathbf{A} + k^2\mathbf{A} + \mu\mathbf{J} \\ &= j\omega\mu\varepsilon\mathbf{E} + \mu\mathbf{J}\end{aligned}$$

两边取散度, 有

$$\begin{aligned}j\omega\mu\varepsilon\nabla \cdot \mathbf{E} + \mu\nabla \cdot \mathbf{J} &= 0 \\ j\omega\mu\nabla \cdot \mathbf{D} + \mu\nabla \cdot \mathbf{J} &= 0\end{aligned}$$

即

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -j\omega\nabla \cdot \mathbf{D} = -j\omega\rho$$

时域有

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial\rho}{\partial t}$$

□

证法二.

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \nabla \times \mathbf{H} &= \nabla \cdot \mathbf{J} + \nabla \cdot \frac{\partial\mathbf{D}}{\partial t} = 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{J} + \frac{\partial\nabla \cdot \mathbf{D}}{\partial t} &= 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{J} &= -\frac{\partial\rho}{\partial t}\end{aligned}$$

□

(3) [本题 4 分, 来源:《电磁场与电磁波》2017 年电院期末]

无源区有

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mathbf{B} &\Leftrightarrow \nabla \times \mathbf{E} = -\mu\frac{\partial\mathbf{H}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} = j\omega\mathbf{D} &\Leftrightarrow \nabla \times \mathbf{H} = \varepsilon\frac{\partial\mathbf{E}}{\partial t}\end{aligned}$$

对  $\nabla \times \mathbf{E}$ , 两边取散度, 有

$$\begin{aligned}\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} &= -\mu\frac{\partial(\nabla \times \mathbf{H})}{\partial t} = -\mu\varepsilon\frac{\partial^2\mathbf{E}}{\partial t^2} \\ \nabla \times \nabla \times \mathbf{E} &= \nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2\mathbf{E} = -\nabla^2\mathbf{E} \\ \nabla \times \nabla \times \mathbf{E} &= -j\omega\mu\nabla \times \mathbf{H} = \omega^2\mu\varepsilon\mathbf{E}\end{aligned}$$

有

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = 0, \quad \nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu\epsilon \mathbf{E} = 0$$

对  $\nabla \times \mathbf{H}$ , 两边取散度, 有

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{H} = \epsilon \frac{\partial(\nabla \times \mathbf{E})}{\partial t} = -\mu\epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2}$$

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{H} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{H}) - \nabla^2 \mathbf{H} = -\nabla^2 \mathbf{H}$$

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon \nabla \times \mathbf{E} = \omega^2 \mu\epsilon \mathbf{H}$$

有

$$\nabla^2 \mathbf{H} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} = 0, \quad \nabla^2 \mathbf{H} + \omega^2 \mu\epsilon \mathbf{H} = 0$$

此外, 波数  $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ , 故可进行进一步改写。

26. 【数字信号处理、现代图像分析、雷达原理与系统】(21 分)

MATLAB 是 matrix 和 laboratory 两个词的组合, 意为矩阵工厂 (矩阵实验室), 软件主要面对科学计算、可视化以及交互式程序设计的高科技计算环境。

- (1) 简述 `fftshift` 函数的作用。大致绘出图像分别经过离散傅里叶变换、`fftshift` 函数的频谱图像, 指出直流分量、低频分量、高频分量的位置。
- (2) 根据表 1, 阅读二相编码脉冲信号的脉压程序, 补全缺失代码。

符号	描述
Te	每个码元的脉冲宽度 (s)
code	二项编码序列
Ts	采样周期 (s)
R0	目标的距离矢量 (m) (> Rmin, 且在接收窗内)
Vr	目标的速度矢量 (m/s)
SNR	目标的信噪比矢量 (dB)
Rmin	采样的最小距离 (m)
Rrec	接收距离窗的大小 (m)
bos	波数

表 1: 参数说明

```
function PCM_comp(Te, code, Ts, R0, Vr, noise, SNR, Rmin, Rrec, bos)
M = round(Te/Ts);
code2 = kron(code, ones(M,1));
c = 3e8;
NR0 = ceil(log2(2 * (Rrec)/c/Ts));
NR1 = 2^NR0;
```

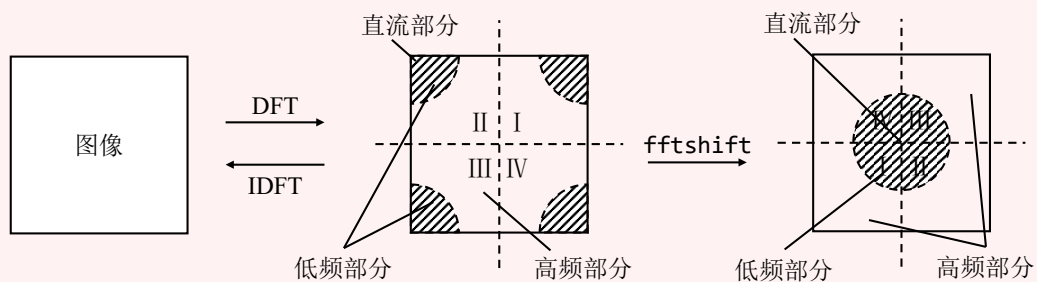
```

M2= M * length(code);
t1 = (0: M2 - 1) * Ts;
for k = 1: length (R0)
    NR = %% 第1处 %%
    Ri = 2 * (R0(k) - Vr(k)*t1);
    switch lower(noise)
        case {'true'}
            sp = (0.707 * (randn(1, NR1) + 1i * randn(1, NR1)));
            spt = (10^(SNR(k)/20)) * %% 第2处 %%
        otherwise
            sp = zeros(1, NR1);
            spt = %% 第2处 %%
    end
    sp(NR : NR+M2 - 1) =sp(NR: NR + M2 - 1) + spt;
end
spf= fft(sp, NR1);
Wf_t = fft(code2', NR1);
y = %% 第3处 %%
maiya = %% 第4处 %%
d = (1:NR1)*c*Ts/2+Rmin;
plot(d,maiya); xlabel("距离/m"); ylabel("脉压输出/dB"); grid on;

```

### 参考答案与评分标准 26

(1) [本题 9 分, 来源:《数字信号处理》2021 年电院期末、《现代图像分析》图像变换]  $Y = \text{fftshift}(X)$  通过将零频分量移动到数组中心, 重新排列傅里叶变换  $X$ , 均是完成频谱中心化操作。在数字信号处理中,  $X$  是向量, 则  $\text{fftshift}$  会将  $X$  的左右两半部分进行交换。在现代图像分析中,  $X$  是矩阵, 则  $\text{fftshift}$  会将  $X$  的第一象限与第三象限交换, 将第二象限与第四象限交换。



(2) [本题 12 分, 来源:《雷达原理与系统》(陈伯孝, 2021) 习题 4-9]

补全代码如下, 需要注意其中的点乘等操作是否正确。

- ①  $\text{fix}(2 * (R0(k) - Rmin)/c/Ts);$
- ②  $\exp(-1i * \text{bos} * Ri) .* \text{code2}';$
- ③  $\text{abs}(\text{ifft}(\text{spf} .* \text{conj}(\text{Wf\_t}), \text{NR1}))/\text{NR0};$
- ④  $20 * \log_{10}(y);$

27. 【信号与系统、射频电路基础、通信原理】(21分)

正弦载波调制器和解调器如图 2(a)、(b) 所示，带限信号  $f(t)$  和低通滤波器的频谱分别如图 2(c)、(d) 所示，且  $f(t)$  的最高频率  $\omega_m$  远远小于载波频率  $\omega_c$ 。

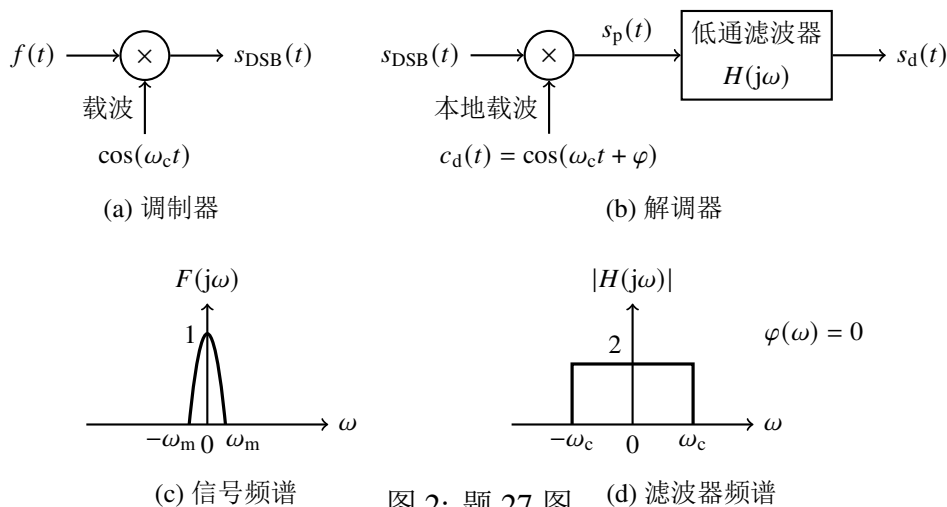


图 2: 题 27 图

- (1) 若解调器本地载波无相位差，即  $\varphi = 0$ ，画出如图所示各信号  $s_{\text{DSB}}(t)$ 、 $s_p(t)$ 、 $s_d(t)$  的频谱图。
- (2) 若解调器本地载波存在相位差，即  $\varphi \neq 0$ ，会对解调信号  $s_d(t)$  产生什么样的影响？

参考答案与评分标准 27

(1) [本题 15 分，来源：《信号与系统》2019 年校统考期末]

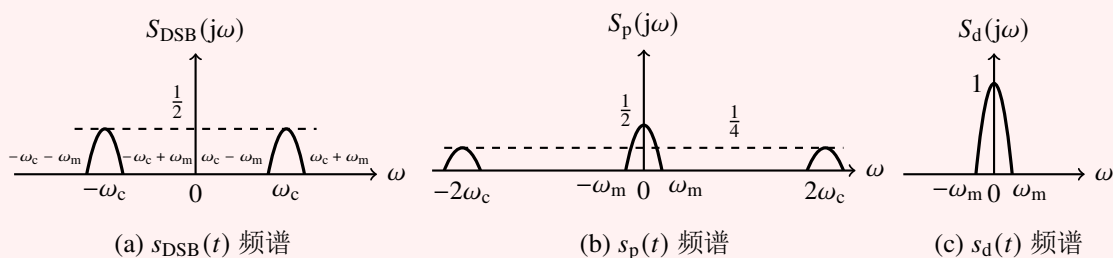
调制过程中， $s_{\text{DSB}}(t) = f(t) \cos(\omega_c t)$  的傅里叶变换为

$$\begin{aligned} S_{\text{DSB}}(j\omega) &= \frac{1}{2\pi} F(j\omega) * \pi[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] \\ &= \frac{1}{2} [F(j(\omega + \omega_c)) + F(j(\omega - \omega_c))] \end{aligned}$$

解调过程中， $s_p(t) = s_{\text{DSB}}(t) \cos(\omega_c t)$  的傅里叶变换为

$$\begin{aligned} S_p(j\omega) &= \frac{1}{4} [F(j(\omega + \omega_c)) + F(j(\omega - \omega_c))] * [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] \\ &= \frac{1}{4} [F(j(\omega + 2\omega_c)) + F(j(\omega - 2\omega_c)) + 2F(j\omega)] \end{aligned}$$

再通过一个增益为 2，相移为 0 的 LPF，即得到解调信号  $s_d(t)$  即为原信号  $f(t)$ 。



(2) [本题 6 分, 来源:《信号与系统》2019 年校统考期末]

本振信号  $c_d(t) = \cos(\omega_c t + \varphi)$  的傅里叶变换为

$$C_d(j\omega) = \pi [\delta(\omega - \omega_c)e^{j\varphi} + \delta(\omega + \omega_c)e^{-j\varphi}]$$

则  $s_p(t)$  的傅里叶变换为

$$\begin{aligned} S_p(j\omega) &= S_{\text{DSB}}(j\omega)C_d(j\omega) \\ &= \frac{1}{4} [F(j(\omega + 2\omega_c))e^{-j\varphi} + F(j(\omega - 2\omega_c))e^{j\varphi} + F(j\omega)e^{-j\varphi} + F(j\omega)e^{j\varphi}] \end{aligned}$$

经过 LPF 后,  $s_d(t)$  的傅里叶变换为

$$S_d(j\omega) = \frac{e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}}{2} F(j\omega) = F(j\omega) \cos \varphi$$

故输出信号为

$$s_d(t) = f(t) \cos \varphi$$

即相干解调时, 若相干载波不严格同步, 会使原始基带信号减弱。

28. 【数字信号处理、雷达原理与系统、随机信号分析】(12 分)

现有一部调频连续波雷达, 已知其发射信号为线性调频信号, 带宽  $B$  为 60 MHz, 重频时间  $T_r$  为 200  $\mu\text{s}$ 。回波信号经过与发射信号解线调频处理后, 得到的零中频信号 (实信号), 此信号频率  $f_b$  和雷达相位中心与目标之间的距离  $R_t$  之间的关系为:

$$f_b = \frac{2BR_t}{cT_r}$$

其中  $c = 3 \times 10^8$  m/s 为光速。信号处理分系统模数转换部分的采样率  $f_s = 100$  MHz, 每次回波采样点数为 16384 点, 试问:

- (1) 对采集到的信号做 DFT, 频谱序列在第 2048 个点处有一个峰值, 此峰值对应目标距离雷达相位中心的距离是多少?
- (2) 如果在 3.125 km 处有一静止目标, 则其回波信号对应的零中频信号, 进行 DFT 处理, 其峰值对应频谱序列的点是多少?

### 参考答案与评分标准 28

(1) [本题 6 分, 来源:《数字信号处理》2020 年电院期末]

第 2048 点的频率为

$$f_b = \frac{k f_s}{N} = \frac{2048 \times 100 \times 10^6}{16384} = 12.5 \times 10^6 \text{ Hz} = 12.5 \text{ MHz}$$

此峰值对应目标距离雷达相位中心的距离是

$$R_t = \frac{c f_b T_r}{2B} = \frac{3 \times 10^8 \times 12.5 \times 10^6 \times 200 \times 10^{-6}}{2 \times 60 \times 10^6} = 6250 \text{ m} = 6.25 \text{ km}$$

(2) [本题 6 分, 来源:《数字信号处理》2020 年电院期末]

3.125 km 处静止目标的回波对应的零中频信号频率为

$$f_b = \frac{2BR_t}{cT_r} = \frac{2 \times 60 \times 10^6 \times 3.125 \times 10^3}{3 \times 10^8 \times 200 \times 10^{-6}} = 6.25 \times 10^6 \text{ Hz} = 6.25 \text{ MHz}$$

因为信号为实信号, 故在频率轴正负半轴各对应一个峰值

$$k_1 = \frac{f_b}{f_s} \cdot N = 1024$$

又  $X(k) = X(N - k)$ , 则

$$k_2 = 16384 - k_1 = 15360$$

故其其峰值对应频谱序列的点是第 1024 和 15360 个点。

29. 【微波电子线路、雷达原理与系统、射频电路基础】(21 分)

接收机中内部噪声对检测信号的影响, 可以用接收机输入端的信号功率与噪声的功率之比(输入信噪比)通过接收机后的相对变化来衡量。假如接收机中没有内部噪声, 称为“理想接收机”, 则其输出信噪比与输入信噪比相同。实际接收机总是有内部噪声的, 如果内部噪声越大, 输出信噪比减小得越多, 则说明接收机性能越差。通常用噪声系数和噪声温度来衡量接收机的噪声性能。

- (1) 设两级网络的增益分别为  $G_{A1}$  和  $G_{A2}$ , 等效噪声温度分别为  $T_{e1}$  和  $T_{e2}$ , 噪声系数为  $F_1$  和  $F_2$ 。给出两级电路网络框图, 并推导两级网络噪声系数的级联公式。
- (2) 某雷达发射矩形脉冲宽度  $3 \mu\text{s}$ , 接收机采用矩形频率特性匹配滤波, 系统组成和参数如图 3, 试求接收机总噪声系数。并计算天线噪声温度为  $380 \text{ K}$  时的系统噪声温度。(无需修正天线噪声温度)

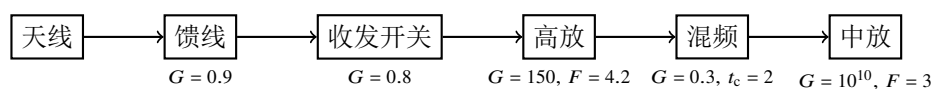
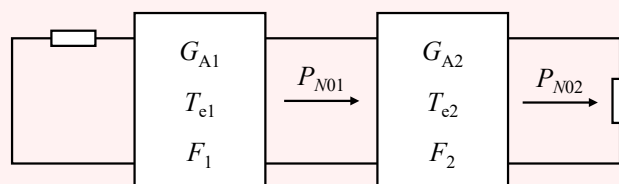


图 3: 题 29 图

参考答案与评分标准 29

(1) [本题 9 分, 来源:《微波电子线路》2018 年电院期末]

两级电路网络框图



考虑两个放大器的级联, 每个放大器有各自的增益和噪声系数。



由  $P_{N0} = GkBT_0 + T_e$ , 有

$$P_{N01} = G_{A1}kBT_0 + T_{e1}$$

$$P_{N02} = G_{A2}P_{N01} + G_{A1}kT_{e2}B$$

则

$$\begin{aligned} P_{N02} &= G_{A1}G_{A2}kBT_0 + T_{e1} + G_{A1}kT_{e2}B \\ &= G_{A1}G_{A2}kB \left( T_0 + T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{A1}} \right) \end{aligned}$$

不妨设,  $G_A = G_{A1}G_{A2}$ 。则由

$$P_{N0} = G_AkBT_0 + T_e$$

有

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{A1}}$$

两级网络的噪声系数为

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} = 1 + \frac{T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{A1}}}{T_0}$$

又有  $F_1 = 1 + \frac{T_{e1}}{T_0}$ ,  $F_2 = 1 + \frac{T_{e2}}{T_0}$ , 故

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}}$$

(2) [本题 12 分, 来源:《雷达原理与系统》(陈伯孝, 2021) 习题 3-6]

混频的噪声系数为

$$F = \frac{t_c}{G} = \frac{2}{0.3} \approx 6.7$$

无源网络的噪声系数

$$F = \frac{1}{G}$$

馈线、收发开关可看作无源网络。

根据级联网络的噪声系数

$$\begin{aligned} F &= \frac{1}{0.9} + \frac{\frac{1}{0.8} - 1}{0.9} + \frac{4.2 - 1}{0.9 \times 0.8} + \frac{6.7 - 1}{0.9 \times 0.8 \times 150} + \frac{3 - 1}{0.9 \times 0.8 \times 150 \times 0.3} \\ &= \frac{1}{0.9 \times 0.8} \left( 4.2 + \frac{6.7 - 1}{150} + \frac{3 - 1}{150 \times 0.3} \right) \approx 5.95 \end{aligned}$$

内部的噪声温度为

$$T_e = (F - 1)T_0 = (5.95 - 1) \times 290 = 1435.5 \text{ K}$$

天线噪声温度为 380 K 时系统噪声温度为

$$T_s = T_e + T_A = 1815.5 \text{ K}$$

30. 【通信原理、现代图像分析、数据结构与算法应用】(33 分)

图像作为信息的重要表现形式，其具有数据量大，带宽宽等特点。有限的存储空间和传输图像的需求都要求对图像进行压缩。设一幅黑白数字相片有 400 万个像素，每个像素有 8 个灰度级。

- (1) 若用 3 kHz 带宽的信道传输，且信号噪声功率比等于 20dB，试问需要传输多少时间？
- (2) 为了压缩数据，一种方式是使用无损压缩编码。对于给定熵的信源，Huffman 编码能得到最小平均码长。若图像序列 8 个灰度级的概率分别为 0.40, 0.18, 0.10, 0.10, 0.07, 0.06, 0.05, 0.04，画出 Huffman 树，写出编码得到的码字，并求平均码长、熵、编码效率、冗余度、压缩比。
- (3) 图像压缩编码中，还常在变换域进行有损压缩。小波 (Wavelet) 变换的基本思想是利用小波变换将原图像转换为小波域上的系数，利用小波变换的能量集中作用，只保留那些能量较大的系数进行编码，就可达到图像压缩的目的。请说明小波变换进行图像压缩的步骤，并绘制小波分解的示意图。

参考答案与评分标准 30

(1) [本题 8 分，来源：《通信原理》(樊昌信，2012)习题 4-8]

由香农公式可得信道的最大信息速率（每秒内能够传输的平均信息量的最大值）为

$$C_1 = B \log_2 (1 + \text{SNR}) = 3000 \log_2 (1 + 10^{\frac{20}{10}}) = 3000 \log_2 101 \approx 19.96 \text{ kb/s}$$

一张相片所含的信息量为

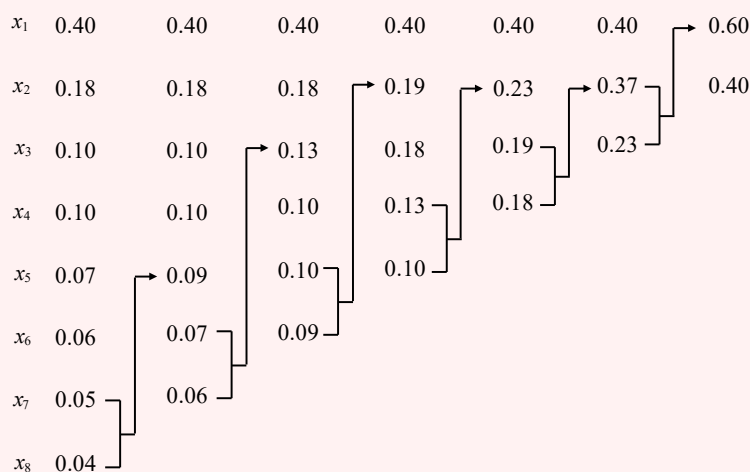
$$I = 4 \times 10^6 \times \log_2 8 = 12 \times 10^6 \text{ bit}$$

所以需要传输的时间为

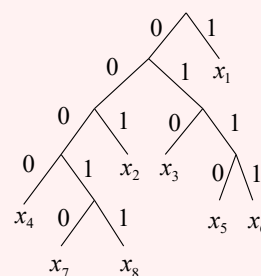
$$t = \frac{I}{C_1} = \frac{12 \times 10^6}{19.96 \times 10^3} \approx 601.2 \text{ s} \approx 10.02 \text{ min}$$

(2) [本题 15 分，来源：《现代图像分析》图像压缩编码]

Huffman 编码过程主要包括信符缩减和分配码字两个步骤。



(a) 信符缩减过程



(b) Huffman 树

由此可以得到 Huffman 编码。

灰度级	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$x_6$	$x_7$	$x_8$
概率 $p_i$	0.40	0.18	0.10	0.10	0.07	0.06	0.05	0.04
Huffman 码	1	001	010	0000	0110	0111	00010	00011
码长 $\beta_i$	1	3	3	4	4	4	5	5

平均码长为

$$L_{\text{avg}} = \sum_{i=1}^8 p_i \beta_i \approx 2.61$$

信源熵为

$$H(A) = - \sum_{i=1}^8 p_i \log_2 p_i \approx 2.55$$

编码效率为

$$\eta = \frac{H(A)}{L_{\text{avg}}} = \frac{2.55}{2.61} \approx 97.7\%$$

冗余度为

$$R_D = (1 - \eta) \times 100\% = 2.3\%$$

压缩比为

$$C_R = \frac{m}{L_{\text{avg}}} = \frac{3}{2.61} \approx 1.15$$

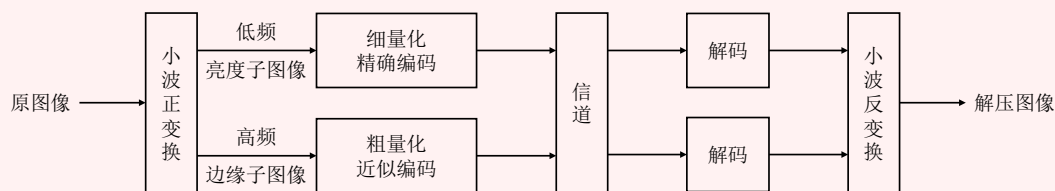
(3) [本题 10 分，来源：《现代图像分析》图像压缩编码]

小波变换进行图像压缩的步骤为：

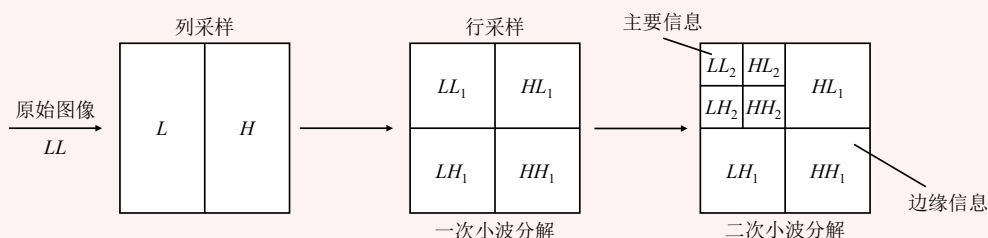
S1: 利用离散小波变换分解原图像，使其分解为小波子图像 ( $LL, LH, HL, HH$ )

S2: 对所得到的四个小波子图像，根据人的视觉生理和心理特点分别作不同策略的量化和编码处理。这一步的核心是去除系数间的相关性。

S3: 在接收方对不同的编码采用不同的解码方法。



小波分解的示意图如下图。



31. 【信号与系统、雷达原理与系统、通信原理】(28分)

匹配滤波器是当输入端出现信号与加性白噪声时，使其输出信噪比最大的滤波器，就是一个与输入信号相匹配的最佳滤波器。对接收机而言，匹配滤波器是指其接收机的频率特性与发射信号的频谱特性相匹配。设信号  $s(t)$  是一个时宽为  $T$ ，幅度为  $A$  的矩形脉冲，其数学表示式为

$$s(t) = \begin{cases} A & |t| \leq \frac{T}{2}, \\ 0 & |t| > \frac{T}{2}. \end{cases}$$

现考虑该信号的匹配滤波问题。假定线性时不变滤波器的输入信号为  $x(t) = s(t) + n(t)$ ，其中， $n(t)$  是均值为零、功率谱密度为  $P_n(j\omega) = \frac{N_0}{2}$  的白噪声。

- (1) 求信号  $s(t)$  的匹配滤波器的系统函数  $H(j\omega)$  和脉冲响应  $h(t)$ ；
- (2) 求匹配滤波器的输出信号  $s_o(t)$ ，并画出波形；
- (3) 求输出信号的功率信噪比  $SNR_o$ 。
- (4) 简述匹配滤波器是否能接受模拟信号。
- (5) 经过信道传输后码元相位带有随机性的信号称为随相信号。对于能量相等、先验概率相等、互不相关的 2FSK 信号及存在带限白噪声的通信系统，假设接收信号码元相位的概率密度服从均匀分布，画出随相信号的相关接收机和匹配滤波接收机，并说明两者是否等价？（无需证明，给出结论即可）

参考答案与评分标准 31

(1) [本题 5 分，来源：《雷达原理与系统》(陈伯孝，2021) 习题 4-2]

对于时宽为  $T$ ，幅度为  $A$  的矩形脉冲  $= Ag_T(t)$  来说，其傅里叶变换为

$$S(j\omega) = AT\text{Sa}\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$

其中， $g_T(t)$  为门函数，门宽为  $T$ 。故系统函数为

$$H(j\omega) = S^*(j\omega) = AT\text{Sa}\left(\frac{\omega T}{2}\right)$$

脉冲响应为

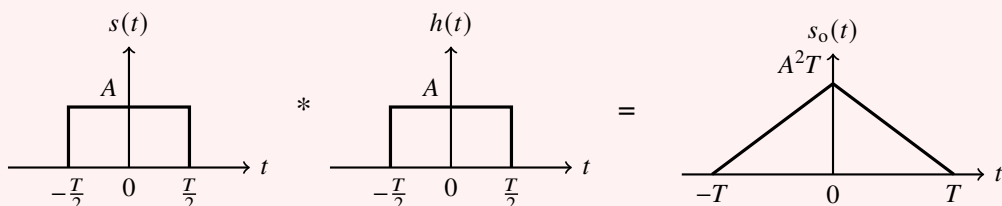
$$h(t) = s^*(-t) = Ag_T(t)$$

(2) [本题 5 分，来源：《雷达原理与系统》(陈伯孝，2021) 习题 4-2]

输出信号  $s_o(t)$  可在时域或频域求解，这里在时域求解。

$$s_o(t) = s(t) * h(t) = A^2 g_T(t) * g_T(t) = A^2 T \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) g_{2T}(t)$$

输出信号为三角脉冲。



(3) [本题 4 分, 来源:《雷达原理与系统》(陈伯孝, 2021) 习题 4-2]

当滤波器输入  $P_n(j\omega) = \frac{N_0}{2}$  的白噪声时, 输出信噪比为

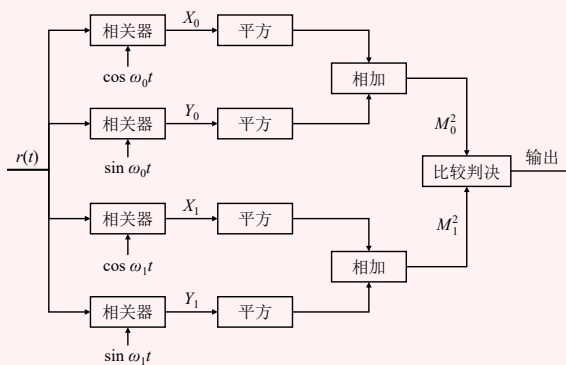
$$\text{SNR}_o = \frac{2E}{N_0} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|s(t)|^2}{N_0/2} dt = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{A^2}{N_0/2} dt = \frac{2A^2T}{N_0}$$

(4) [本题 4 分, 来源:《通信原理》数字信号的最佳接收]

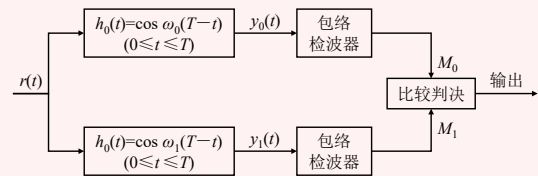
匹配滤波器不能用来接收模拟信号, 因为匹配滤波器会使接收信号的波形失真, 而模拟通信恰恰在乎波形的保真度。

(5) [本题 10 分, 来源:《通信原理》数字信号的最佳接收]

对于随相信号, 相关接收机和匹配滤波接收机两者等价。



(a) 相关接收机



(b) 匹配滤波接收机

32. 【雷达原理与系统、天线原理、微波技术基础、微波电子线路】(32 分)

某一维相扫天线由 12 个阵元组成, 要求扫描范围为  $\pm 30^\circ$ , 不出现栅瓣, 采用四位数字式铁氧体移相器 ( $22.5^\circ, 45^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ )。数字移相器是由单元移相器级联组成的, 每个单元移相器构成数字移相器的一个位。定向耦合器型移相器的原始形式为铁氧体环形器。

(1) 写出图 4 对应铁氧体环形器的  $S$  矩阵, 并说明如何得到典型铁氧体隔离器?

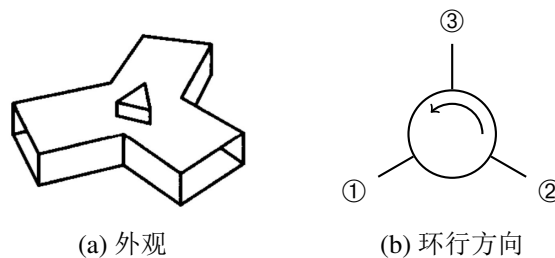


图 4: 铁氧体环形器

(2) 说明相控阵天线的原理, 并给出阵元间距的约束条件。

(3) 若取  $d = \frac{\lambda}{2}$ , 计算扫描角为  $6^\circ$  和  $30^\circ$  时每个移相器的相移量, 并计算扫描角为  $30^\circ$  时的二进制控制信号。

(4) 若取  $d = \frac{\lambda}{2}$ , 计算扫描角为  $0^\circ$  和  $\pm 30^\circ$  时的半功率波束宽度。

(1) [本题 7 分, 来源:《微波技术基础》微波元件与网络分析]

如图铁氧体环行器的  $S$  矩阵为 
$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}。$$

当端口③接匹配负载 ( $\Gamma_L \rightarrow 0$ ) 时, 只要  $\Gamma_L$  很小, 即可得到典型的铁氧体隔离器。

(2) [本题 7 分, 来源:《天线原理》天线阵的方向性、《雷达原理与系统》(陈伯孝, 2021) 习题 7-4]

相控阵天线通过控制相邻单元相位差, 使方向图最大值 (波束指向) 在空间中扫描。由消除栅瓣的条件:

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + |\sin \theta_m|} = \frac{2}{3}$$

故

$$d \leq \frac{2}{3}\lambda$$

(3) [本题 10 分, 来源:《雷达原理与系统》(陈伯孝, 2021) 习题 7-4]

若取  $d = \frac{1}{2}\lambda$ , 则当扫描角为  $6^\circ$  时,

$$\Delta\varphi = kd \sin \theta_m = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_m = \pi \times \sin 6^\circ \approx 0.1045\pi \text{ rad} \approx 18.82^\circ$$

当扫描角为  $30^\circ$  时,

$$\Delta\varphi = kd \sin \theta_m = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_m = \pi \times \sin 30^\circ = \frac{\pi}{2} \text{ rad} = 90^\circ$$

四位数字移相器把  $360^\circ$  分成  $2^4 = 16$  份, 每份的最小相移量为  $22.5^\circ$ 。四位移相器的相移量及其编码为

序号	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
编码	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
相移量 ( $^\circ$ )	0	22.5	45	67.5	90	112.5	135	157.5	180	202.5	225	247.5	270	292.5	315	337.5

得到扫描角为  $30^\circ$  时的二进制控制信号如下表

阵元	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
理想相移量 ( $^\circ$ )	0	90	180	270	360	450	540	630	720	810	900	990
实际相移量 ( $^\circ$ )	0	90	180	270	0	90	180	270	0	90	180	270
编码	0000	0100	1000	1100	0000	0100	1000	1100	0000	0100	1000	1100

(4) [本题 8 分, 来源:《雷达原理与系统》(陈伯孝, 2021) 习题 7-4]

当扫描角为  $0^\circ$  时, 半功率波束宽度为

$$\theta_{3\text{dB}} \approx \frac{1}{\cos \theta} \frac{50.8\lambda}{Nd} = \frac{50.8}{12 \times \frac{1}{2}} \approx 8.468^\circ$$

当扫描角为  $\pm 30^\circ$  时, 半功率波束宽度为

$$\theta_{3\text{dB}} \approx \frac{1}{\cos \theta} \frac{50.8\lambda}{Nd} = \frac{1}{\frac{\sqrt{3}}{2}} \frac{50.8}{12 \times \frac{1}{2}} \approx 9.776^\circ$$

33. 【天线原理、雷达原理与系统、通信原理】(18分)

当天线架设得很高、天线的方向性很强时，以及在卫星通信和卫星（飞船）间通信中，电磁波的传播接近自由空间传播。自由空间是指电磁波的传播没有任何障碍的空间，例如没有吸收、反射、折射、绕射和散射等。

- (1) 设收发天线均置于自由空间，并远离其它物体。推导理想条件下的 Friis 传输公式。
- (2) 目标收到电磁波的照射，因其散射特性将产生散射回波，用目标散射截面积 (RCS) $\sigma$  表征其散射特性。若假定目标可将接收到的回波能量无损耗地辐射出来，推导雷达接收天线处的回波功率密度。
- (3) 设发射功率  $P_t = 10 \text{ W}$ ，发射天线增益  $G_t = 100$ ，接收天线增益  $G_r = 10$ ，传播距离为  $50 \text{ km}$ ，电磁波频率为  $800 \text{ MHz}$ ，试求接收功率和传播损耗。

参考答案与评分标准 33

(1) [本题 6 分，来源：《天线原理》(魏文元等，1985) 习题 22]

由场强与通信距离的关系：

$$|E_{\max}| = \frac{\sqrt{60P_t \cdot D_t}}{r} \quad (5)$$

Poynting 矢量的定义：

$$S_t = \frac{1}{2\eta} |E_{\max}|^2 \quad (6)$$

最大有效口径的定义：

$$P_r = A_{\text{mer}} \cdot S_t \quad (7)$$

推导 Friis 传输方程：

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_r G_t = \frac{A_{\text{emr}} A_{\text{emt}}}{\lambda^2 r^2} \quad (8)$$

式中， $P_r$  为接收天线的最大接收功率； $P_t$  为发射天线的辐射功率； $r$  为收发天线间的距离； $G_r$  为接收天线的最大方向增益； $G_t$  为发射天线的最大方向增益； $A_{\text{emr}}$  为接收天线最大有效接收面积； $A_{\text{emt}}$  为发射天线的最大有效面积。

由式(5)代入式(6)，再代入式(7)，可得

$$P_r = \frac{1}{240\pi} \cdot \frac{60P_t D_t}{r^2} A_{\text{emr}} = \frac{P_t D_t A_{\text{emr}}}{4\pi r^2} \quad (9)$$

又有最大有效口径与方向系数的关系

$$D_t = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{\text{emt}}$$

则式(9)可化为 Friis 传输公式(8)的后半式子

$$P_r = \frac{P_t \cdot A_{\text{emt}} A_{\text{emr}}}{r^2 \lambda^2} \Rightarrow \frac{P_r}{P_t} = \frac{A_{\text{emt}} \cdot A_{\text{emr}}}{r^2 \lambda^2}$$

又

$$A_{\text{emr}} = \frac{D_r \cdot \lambda^2}{4\pi}$$

则式(9)可化为 Friis 传输公式(8)的前半式子

$$P_r = P_t \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 D_r D_t \Rightarrow \frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 D_r D_t$$

当  $\eta = 1$  时,  $G_t = D_t, G_r = D_r$ , 即可得到 Friis 传输公式(8)

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_r G_t = \frac{A_{emr} A_{emt}}{\lambda^2 r^2}$$

(2) [本题 6 分, 来源:《雷达原理与系统》雷达方程]

在自由空间里, 在雷达天线增益为  $G_t$  的辐射方向上, 距离雷达天线为  $R_1$  的目标所在位置的功率密度  $S_1$  为

$$S_1 = S'_1 G_t = \frac{P_t G_t}{4\pi R_1^2} \quad (\text{W/m}^2)$$

目标的散射功率(二次辐射功率)为

$$P_2 = S_1 \sigma = \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi R_1^2} \quad (\text{W})$$

假设目标的散射回波(其功率为  $P_2$ )全向辐射, 接收天线与目标距离为  $R_2$ , 那么在接收天线处的回波功率密度为

$$S_2 = \frac{P_2}{4\pi R_2^2} = \frac{P_t G_t \sigma}{(4\pi)^2 R_1^2 R_2^2} \quad (\text{W/m}^2)$$

设雷达接收天线的有效接收面积为  $A_{emr}$ , 天线增益  $G_r$  和有效面积  $A_{emr}$  之间的关系为  $A_{emr} = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi}$ , 则接收回波的功率  $P_r$  为

$$P_r = A_{emr} S_2 = \frac{P_t G_t \sigma A_r}{(4\pi)^2 R_1^2 R_2^2} = \frac{P_t G_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \quad (\text{W})$$

若考虑收发共用天线, 则令  $G_t = G_r = G$ ,  $A_r = A_1$ ,  $R_1 = R_2 = R$ , 有

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (\text{W})$$

(3) [本题 6 分, 来源:《通信原理》(樊昌信, 2012) 例题 4-1]

此时, 电磁波波长为

$$\lambda = \frac{300}{800} = 0.375 \text{ m}$$

由 Friis 公式得出接收功率为

$$P_r = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_r G_t = \left( \frac{0.375}{4\pi \times 50 \times 10^3} \right)^2 \times 10 \times 100 \times 10 = 3.56 \times 10^{-9} \text{ W} = 3560 \text{ pW}$$

传播损耗为

$$L_{fr} = \frac{P_t}{P_r} \approx 28 \times 10^8 \approx 94.5 \text{ dB}$$



附录：可能用到的引脚功能图表

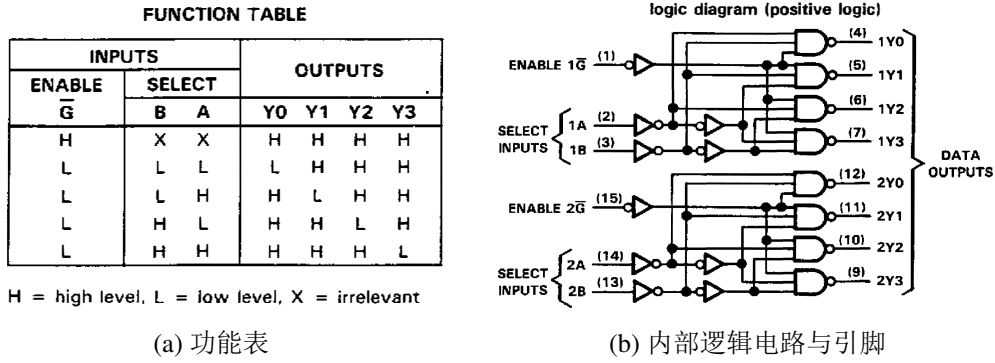


图 5: 双 2-4 译码器 74LS139

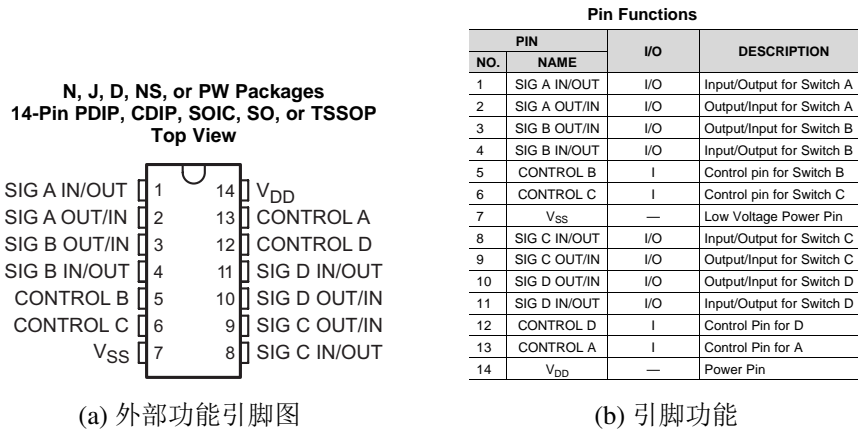


图 6: 模拟开关 CC4066

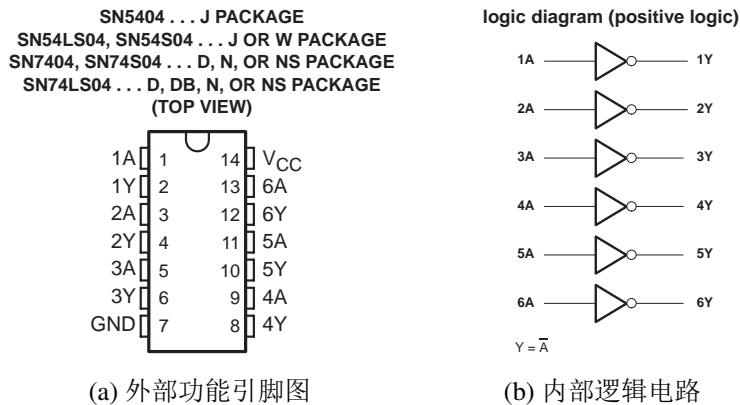


图 7: 6 反相器 74LS04



图 9: 3-8 译码器 74LS138

图 8: SRAM 芯片 6264