

南京大学 电子科学与工程学院 全日制统招本科生

《数字信号处理》期末考试试卷答案 闭 卷

任课教师姓名: 李 晨 庄建军

考试日期: 2017.6.28 考试时长: 2 小时 分钟

考生年级 考生专业 考生学号 考生姓名

题号	一	二	三	四	五	六	总分
得分							

一. (20 分) 单项选择

本题得分

以下选择每题 2 分, 共计 20 分

1. 下列哪个系统是移不变系统

(D)

A. $T[x(n)] = g(n) + x(n)$ B. $T[x(n)] = 2nx(n)$ C. $T[x(n)] = \sin(\frac{\pi n}{9})x(n)$ D. $T[x(n)] = x(n-3)$

2. 下列哪一个系统是因果系统

(C)

A. $y(n) = 3x(n^2)$ B. $y(n) = \sin(n)x(n+4)$ C. $y(n) = x(n-3)$ D. $y(n) = x(-n+1)$

3. DFT 是利用 W_N^{nk} 的固有特性来实现 FFT 快速运算的, 以下哪一个不属于其固有特性。

(B)

A. 共轭对称性 B. 奇偶性 C. 可约性 D. 周期性

4. 设一阶差分方程为 $y(n] = x(n] + ay(n-1)$, a 为实数, 请问差分方程代表一个稳定的低通滤波器时, a 的取值

(A)

A. $0 < a < 1$ B. $-1 < a < 0$ C. $a < -1$ D. $a > 1$

5. 因为频率混叠效应, 冲激响应不变法不适合哪两类滤波器的设计

(C)

A. 低通和高通 B. 高通和带通 C. 高通和带阻 D. 低通和带通

6. 如果希望某信号序列的离散谱是虚数、奇对称的, 那么该时域序列应满足条件是

(C)

A. 实数、偶对称 B. 纯虚数、偶对称 C. 纯实数、奇对称 D. 纯虚数、奇对称

7. 若序列 $x(n]$ 的长度为 28, 则用基 2 的 FFT 算法计算 $X(k)$ 的复数加法次数为

(B)

A. 80 B. 160 C. 192 D. 256

8. 哪种结构的 IIR 数字滤波器可以单独调系统零极点

(C)

A. 直接 I 型 B. 典型型 C. 级联型 D. 并联型

9. 设 $H(z)$ 是线性相位 FIR 系统, 已知 $H(z)$ 中的 3 个零点分别为 1, -0.5, $1+j$, 该系统阶数至少为 (D)

A. 5

B. 6

C. 7

D. 8

10. 下列有关 IIR 数字滤波器说法错误的是 (C)

A. 冲激响应无限长

B. 可用模拟滤波器设计

C. 无法做到线性相位

D. 可借助计算机设计

二. (20 分) 填空 (每空 1 分)

本题得分	
------	--

1. 序列 $x(n) = 5\sin\left(\frac{5\pi}{14}n - \frac{3\pi}{8}\right) + 2 + 2\cos\left(\frac{11\pi}{5}n - \frac{\pi}{2}\right)$ 的周期为

140。

2. $\pi\delta(n+m)$ 的 Z 变换是 πz^m 。

3. 单位响应为 $h(n)$ 的 LTI 系统, 输入 $x(n]$ 时, 输出 $y(n)$; 输入为 $2x(n+3)-3\delta(n-5)$, 输出为 $2y(n+3)-3h(n-5)$ 。

4. 用 8kHz 的抽样率对模拟语音信号抽样, 为进行频谱分析, 计算了 256 点的 DFT。则频域抽样点之间的频率间隔 Δf 为 31.25Hz, 数字角频率间隔 $\Delta\omega$ 为 0.0245 rad 和模拟角频率间隔 $\Delta\Omega$ 为 196.3 rad/s。(每单位扣 0.5 分, 统一成小数表示)

5. 对 N 点 $x(n)$ 有 $X(k) = \text{DFT}[x(n)]$, 则 $\text{IDFT}[\text{Im}X(k)] = -\frac{1}{2j}[x(n) - x^*((N-n))_N]R_N(n)$ 。

6. 时域 5 点的有限长序列 $x(n)$ 有 $X(e^{j\omega})$, 对 $X(e^{j\omega})$ 一个周期内进行 6 点均匀抽样,

则时域中对应的新序列 $y(n)$ 和原序列 $x(n)$ 的关系是: $\sum_{r=-\infty}^{+\infty} x(n+6r)$ 。

7. 已知 $x(n) = \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right), 0 \leq n \leq N-1$, 则 $\text{DFT}[x(n)] = \begin{cases} \frac{N}{2}, & k=1 \text{ 或 } N-1 \\ 0, & k \text{ 为其它值} \end{cases}$ 。

8. 时域补零的好处是 提高计算分辨率, 克服栅栏效应 和 成为 2 的整数幂, 便于计算 FFT。

9. DFT 与 DFS 有密切关系, 因为有限长序列可以看成周期序列的主值序列, 而周期序列可以看成有限长序列的周期拓展。

10. 某序列 DFT 的表达式是 $X(k) = \sum_{n=0}^4 x(n)W_6^{kn}$, 由此可看出, 该序列的时域长度是 5,

变换后数字频域上相邻两个频率样点之间隔是 $\frac{\pi}{3}$ 。

11. 双线性变换法作为模拟滤波器逼近数字滤波器的常用方法, 其优点是 没有频谱混叠, 缺点是 无法保证线性相位, 因此对于分段常数的滤波器, 对其临界频率点需要事先进行 预畸 处理。

12. 用窗口法设计出一个 FIR 低通滤波器后, 发现它过渡带太宽, 这样情况下宜采取的修改措施是 增加窗口的宽度 和 更换窗函数。

三. (20 分) 简单计算或证明 (每题 5 分)

本题得分	
------	--

1. 已知某离散时间系统的差分方程为

$y(n) - 3y(n-1) + 2y(n-2) = x(n) + 2x(n-1)$, 求系统函数 $H(z)$ 和系统频率响应 $H(e^{j\omega})$ 。

解: 系统函数为 $H(z) = \frac{1+2z^{-1}}{1-3z^{-1}+2z^{-2}} = \frac{z^2+2z}{z^2-3z+2}$ (3 分)

系统频率响应 $H(e^{j\omega}) = H(z)|_{z=e^{j\omega}} = \frac{e^{2j\omega}+2e^{j\omega}}{e^{2j\omega}-3e^{j\omega}+2}$ (2 分)

2. 已知 $X(z) = \frac{z^2}{z^2-z-2}, |z| > 2$, 求 $x(n)$ 。

解: 由题部分分式展开

$$\frac{X(z)}{z} = \frac{z}{(z+1)(z+2)} = \frac{A}{z+1} + \frac{B}{z+2}$$

求系数得 $A=1/3$, $B=2/3$

所以 $X(z) = \frac{1}{3} \frac{z}{z+1} + \frac{2}{3} \frac{z}{z+2}$ (3 分)

收敛域 $|z| > 2$,

则 $x(n) = [\frac{1}{3}(-1)^n + \frac{2}{3}2^n]u(n)$ (2 分)

3. 已知序列 $x(n] = a^n u(n)$, $0 < a < 1$, 对 $x(n)$ 的 Z 变换 $X(z)$ 在单位圆上等间隔采样 N 点, 采样序列为 $X(k) = X(z)|_{z=W_N^{-k}}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, 求有限长序列 IDFT $[X(k)]$ 。

解: $\text{IDFT}[X(k)]_N = \tilde{x}(n) R_N(n) = [\sum_{l=-\infty}^{\infty} x(n+lN)] R_N(n)$

$$= [\sum_{l=-\infty}^{\infty} a^{n+lN} u(n+lN)] R_N(n) \quad (3 \text{ 分})$$

由于 $0 \leq n \leq N-1$, 所以

$$u(n+lN) = \begin{cases} 1 & n+lN \geq 0 \text{ 即 } l \geq 0 \\ 0 & l < 0 \end{cases}$$

因此 $\text{IDFT}[X(k)]_N = a^n \left[\sum_{l=0}^{\infty} a^{lN} \right] R_N(n) = \frac{a^n}{1-a^N} R_N(n)$ (2 分)

4. 若 $X(k) = \text{DFT}[x(n)]$, 证明 $\text{DFT}[X(n)] = Nx(N-k)$ 。

证明: 因 $X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn}$

所以 $\text{DFT}[X(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} X(n)W_N^{kn} = \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{m=0}^{N-1} x(m)W_N^{mn} \right] W_N^{kn} = \sum_{m=0}^{N-1} x(m) \sum_{n=0}^{N-1} W_N^{n(m+k)}$ (3 分)

又 $\sum_{n=0}^{N-1} W_N^{n(m+k)} = \begin{cases} N & m = N-k \\ 0 & m \neq N-k, 0 \leq m \leq N-1 \end{cases}$

有 $\text{DFT}[X(n)] = Nx(N-k) \quad k = 0, 1, \dots, N-1$ (2 分)

本题得分	
------	--

四. (12 分)

(1) 画出按频率抽取 (输入自然序, 输出倒位序) $N=4$ 点基 2FFT 的信号流图。(4 分)

(2) 利用流图计算 4 点序列 $x(n) = (2, 1+i, 3, -i)$ ($n=0, 1, 2, 3$) 的 DFT。(4 分)

(3) 试写出利用 FFT 计算 IFFT 的步骤。(4 分)

解: (1) 略, 见书 P158

(2) $X(k) = (6, 1-j, 4, -3+j), k=0, 1, 2, 3$

(3) 1) 对 $X(k)$ 取共轭, 得 $X^*(k)$;

2) 对 $X^*(k)$ 做 N 点 FFT;

3) 对 2) 中结果取共轭并除以 N 。

五. (12 分) 设序列 $x(n) = \{1, 3, 2, 1; n=0, 1, 2, 3\}$, 另一序列

本题得分	
------	--

$h(n) = \{1, 2, 1, 2, 3; n=0, 1, 2, 3, 4\}$,

(1) 求两序列的线性卷积 $y_L(n)$ 。(4 分)

(2) 求两序列的 7 点循环卷积 $y_C(n)$ 。(4 分)

(3) 推导循环卷积与线性卷积的关系, 并说明什么条件下循环卷积可以代替线性卷积。

(4 分)

解: (1) $y_L(n) = \{1, 5, 9, 10, 13, 14, 8, 3; n=0,1,2,3,4,5,6,7\}$ (4 分)

(2) $y_C(n) = \{4, 5, 9, 10, 13, 14, 8; n=0,1,2,4,5,6\}$ (4 分)

$$\begin{aligned} (3) \quad y_C(n) &= \sum_{m=0}^{L-1} x(m)h((n-m))_L R_L(n) = \left[\sum_{m=0}^{L-1} x(m) \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(n+rL-m) \right] R_L(n) \\ &= \left[\sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{L-1} x(m)h(n+rL-m) \right] R_L(n) = \left[\sum_{r=-\infty}^{\infty} y_L(n+rL) \right] R_L(n) \end{aligned}$$

L 点圆周卷积 $y_C(n)$ 是线性卷积 $y_L(n)$ 以 L 为周期的周期延拓序列的主值序列。(3 分)

因此圆周卷积代替线性卷积的条件是:

$$c \geq L_1 + L_2 - 1 \quad (1 \text{ 分})$$

六. (16 分) 设 FIR 滤波器的系统函数为

本题得分	
------	--

$$H(z) = \frac{1}{10}(1 + 0.8z^{-1} + 1.1z^{-2} + 0.8z^{-3} + z^{-4}).$$

(1) 求出该滤波器的单位取样响应 $h(n)$ 。(4 分)

(2) 试判断该滤波器是否具有线性相位特点。(4 分)

(3) 求出其幅度函数和相位函数。(4 分)

(4) 如果具有线性相位特点, 试画出其线性相位型结构, 否则画出其卷积型结构图。

(4 分)

解: (1) $\because H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)z^{-n}$

$$\begin{aligned} \therefore h(n) &= 0.1\delta(n) + 0.08\delta(n-1) + 0.11\delta(n-2) + 0.08\delta(n-3) + 0.1\delta(n-4) \quad (4 \text{ 分}) \\ &= \{0.1 \quad 0.08 \quad 0.11 \quad 0.08 \quad 0.1\} \quad 0 \leq n \leq 4 \end{aligned}$$

(2) $\because h(n) = h(N-1-n)$, \therefore 该滤波器具有线性相位特点 (4 分)

$$(3) \quad \because H(e^{j\omega}) = H(z) \Big|_{z=e^{j\omega}} = \frac{1}{10}(1 + 0.8e^{-j\omega} + 1.1e^{-j2\omega} + 0.8e^{-j3\omega} + e^{-j4\omega})$$

$$\begin{aligned} &= e^{-j2\omega} \left(0.2 \times \frac{e^{j2\omega} + e^{-j2\omega}}{2} + 0.16 \times \frac{e^{j\omega} + e^{-j\omega}}{2} + 0.11 \right) \\ &= e^{-j2\omega} (0.2 \cos 2\omega + 0.16 \cos \omega + 0.11) = H(\omega) e^{j\theta(\omega)} \end{aligned}$$

幅频响应为 $H(\omega) = 0.2 \cos 2\omega + 0.16 \cos \omega + 0.11$

2 分

相频响应为 $\theta(\omega) = -2\omega$

2 分

4. 其线性相位型结构如右图所示。 4 分

