

第八章 时域离散系统的实现

王柯俨

kywang@mail.xidian.edu.cn

<http://web.xidian.edu.cn/kywang/teach.html>

8.1 引言

- 时域离散系统的实现方式
 - 软件实现
 - 硬件实现
- 数字滤波器的表示方法
 - 数字滤波器的系统函数:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}}$$

■ 数字滤波器的表示方法

□ 常系数线性差分方程:

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k x(n-k)$$

■ 均由延迟、乘法、加法实现

■ 滤波器的不同实现算法、运算结构/网络结构

□ 计算误差（有限字长效应）

□ 计算复杂度（乘法、加法、存取数、比较数的次数）

□ 存储量（系统参数、中间结果、输入输出信号值等）

□ 计算速度



本章内容

- 理解数字滤波器结构的表示方法
- 掌握IIR滤波器的基本结构：直接型、级联型、并联型
- 掌握FIR滤波器的直接型、级联型、线性相位结构，理解频率抽样型结构
- 了解数字滤波器的格型结构

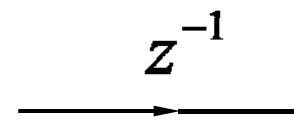
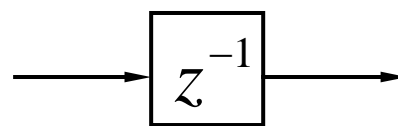
基本运算单元

基本运算单元

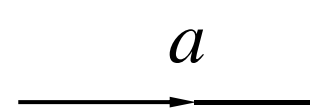
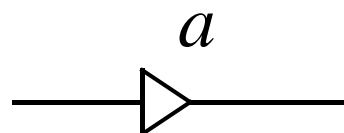
方框图

流图

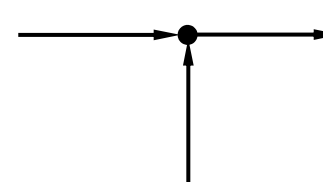
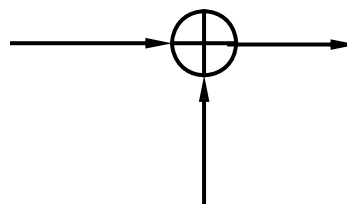
单位延时:



常数乘法器:

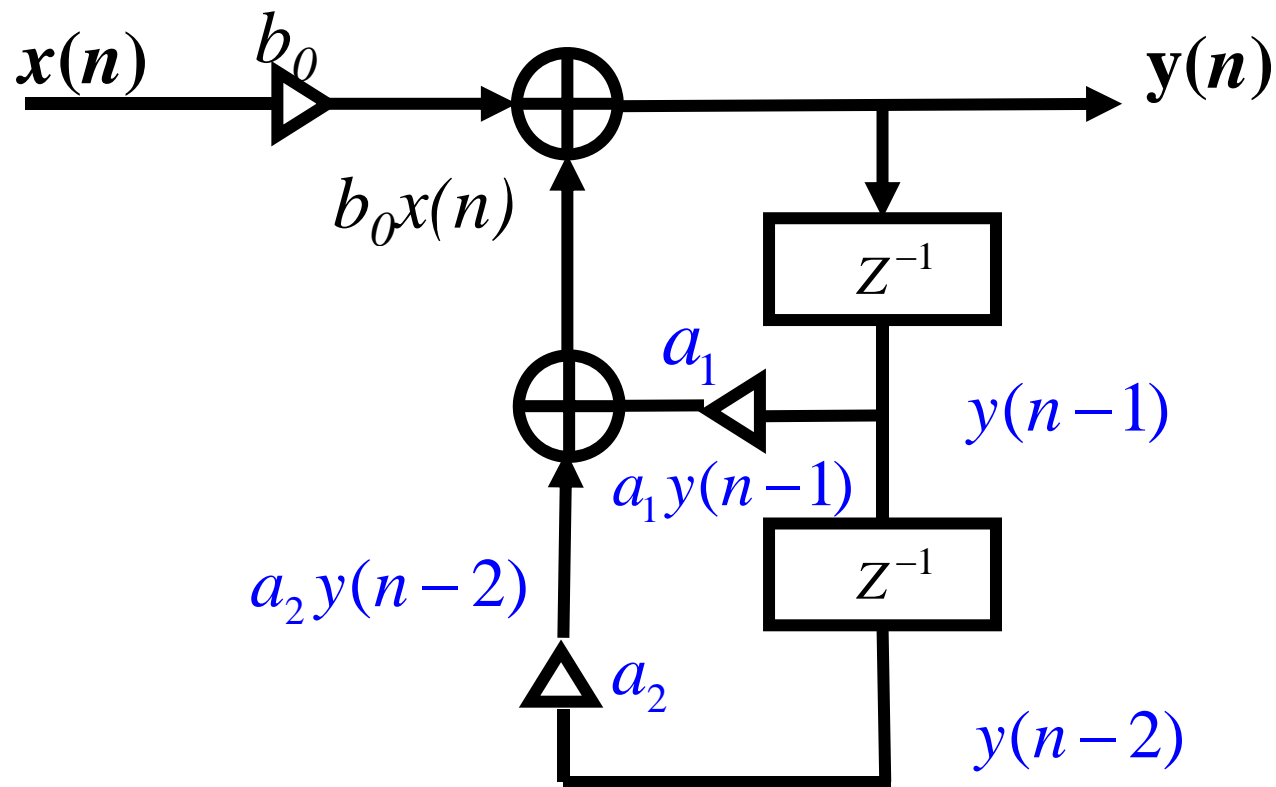


加法器:



二阶数字滤波器

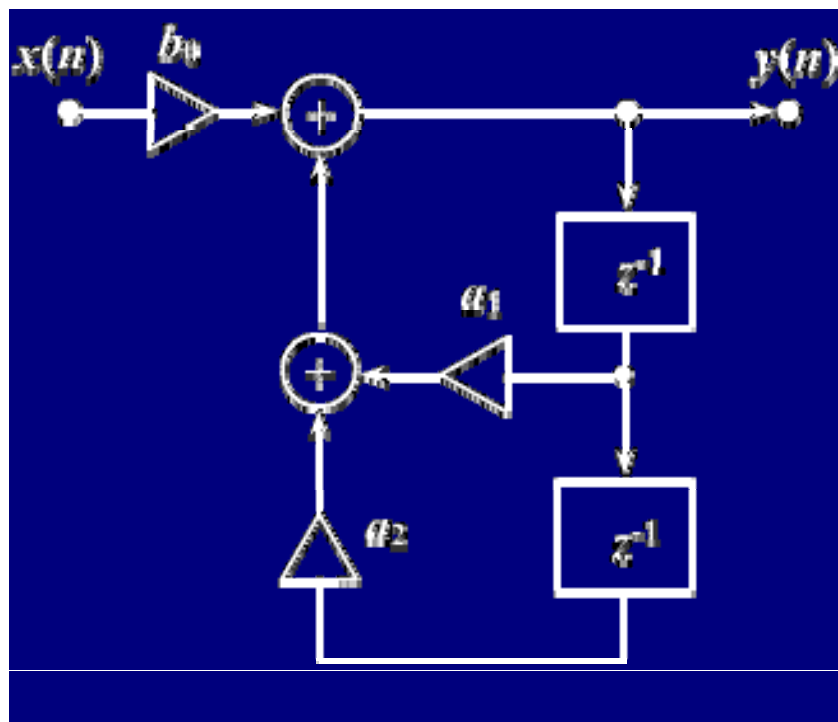
$$y(n] = a_1 y(n-1) + a_2 y(n-2) + b_0 x(n)$$



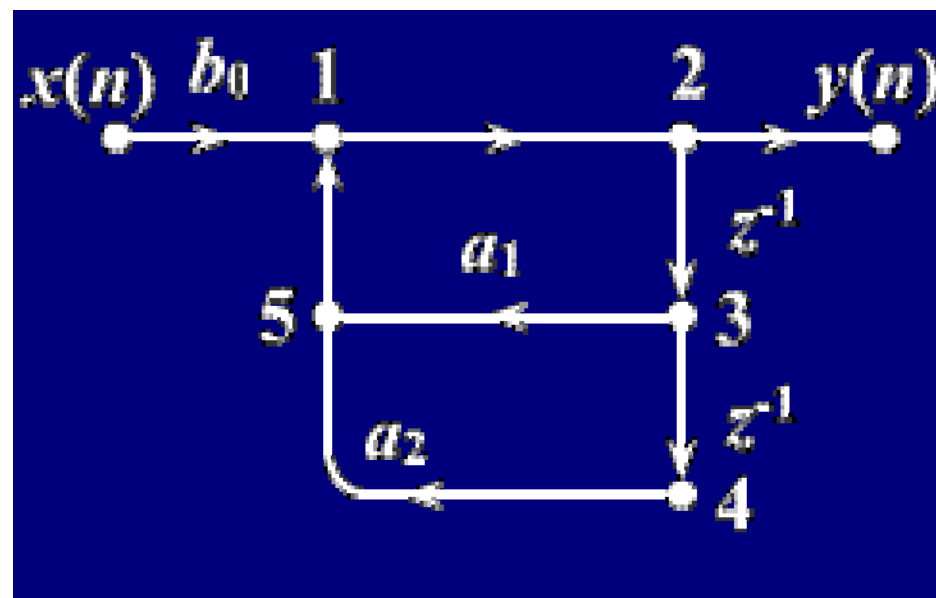
二阶数字滤波器

$$y(n] = a_1 y[n-1] + a_2 y[n-2] + b_0 x[n]$$

方框图结构



流图结构



流图结构

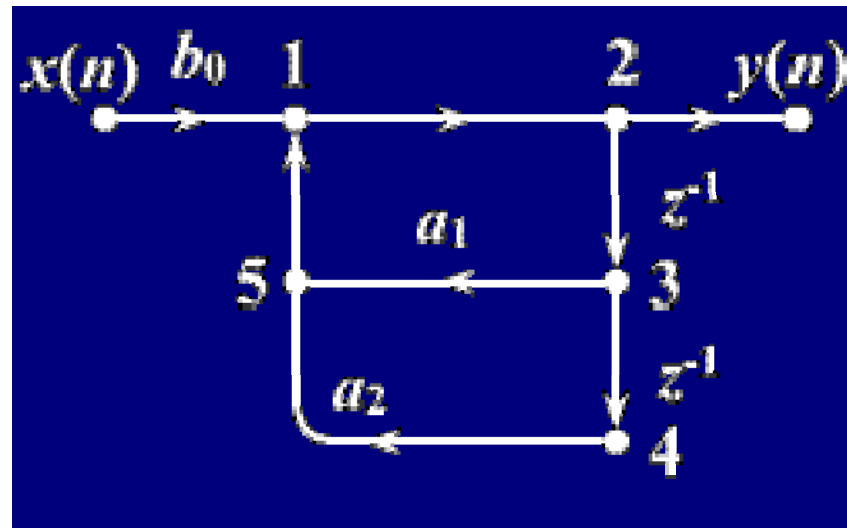
■ 节点

- 源节点
- 阱节点
- 网络节点

- 分支节点
- 相加器

■ 支路

- 输入支路
- 输出支路



节点的值=所有输入支路的值之和

支路的值=支路起点处的节点值 × 传输系数



8.2 FIR数字滤波器的网络结构

- 直接型结构
- 级联型结构
- 线性相位型结构
- 频率取样型结构
- 快速卷积法

1. FIR数字滤波器的直接型结构

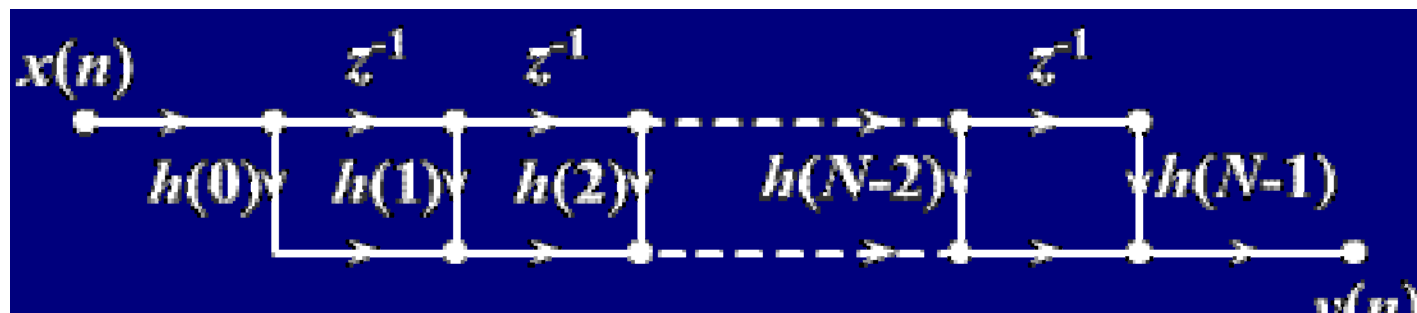
■ FIR数字滤波器的特点:

- 系统函数:
$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n}$$
- 差分方程:
$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k)$$
- **N-1**为滤波器的阶数, **N**为滤波器的长度
- 有**N-1**个零点分布于**z**平面, **z=0**处是**N-1**阶极点
- 系统的单位脉冲响应 **h(n)**有限长, 设**N**点
- 系统函数**H(z)**在 $|z| > 0$ 处收敛, 有限**z**平面只有零点, 全部极点在 **z = 0** 处 (因果系统)
- 无输出到输入的反馈, 一般为非递归型结构

1. FIR数字滤波器的直接型结构（2）

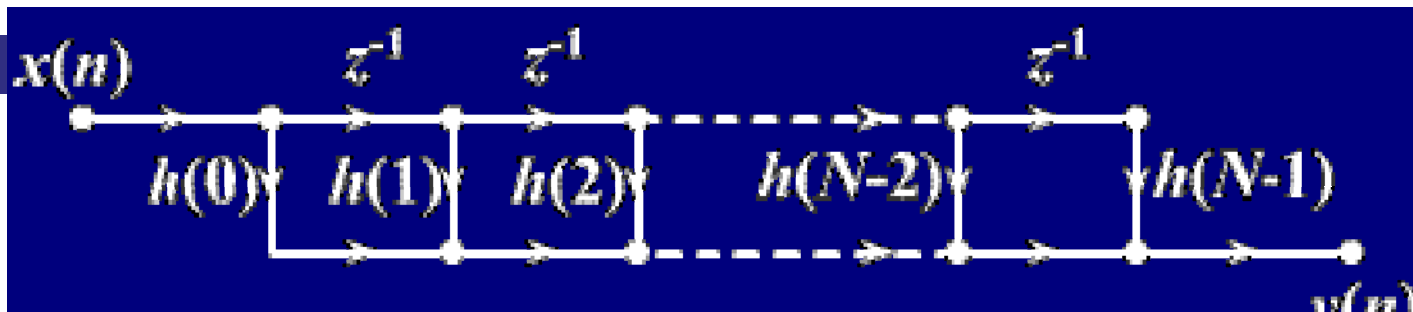
$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n} \quad y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k)$$

■ 直接型结构（卷积型、横截型）



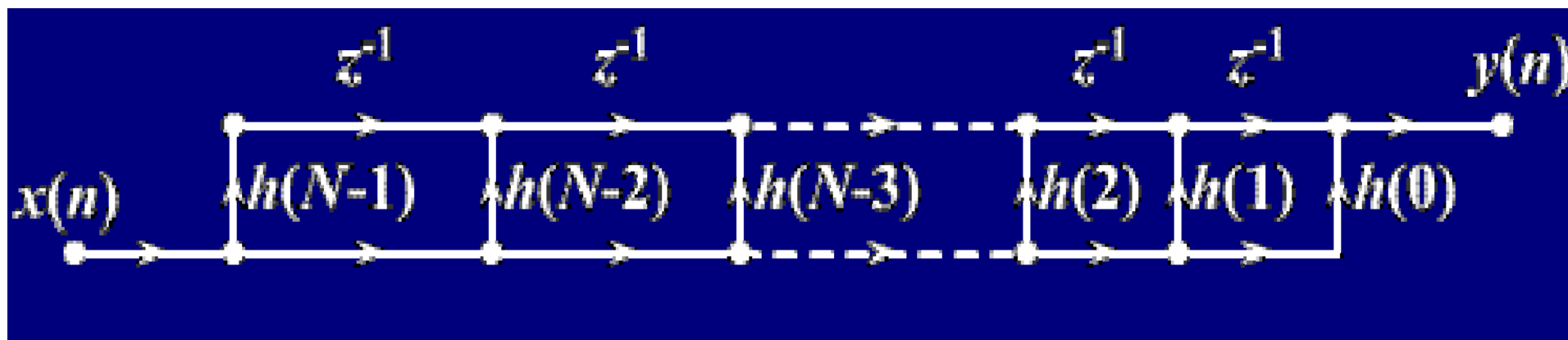
■ 特点:

- **N-1**个单位延时器，**N**个乘法器，**N-1**个加法器
- 单位延时器串联，有抽头，称为延时线



1 FIR 数字滤波器的直接型结构 (3)

- 直接型的转置:

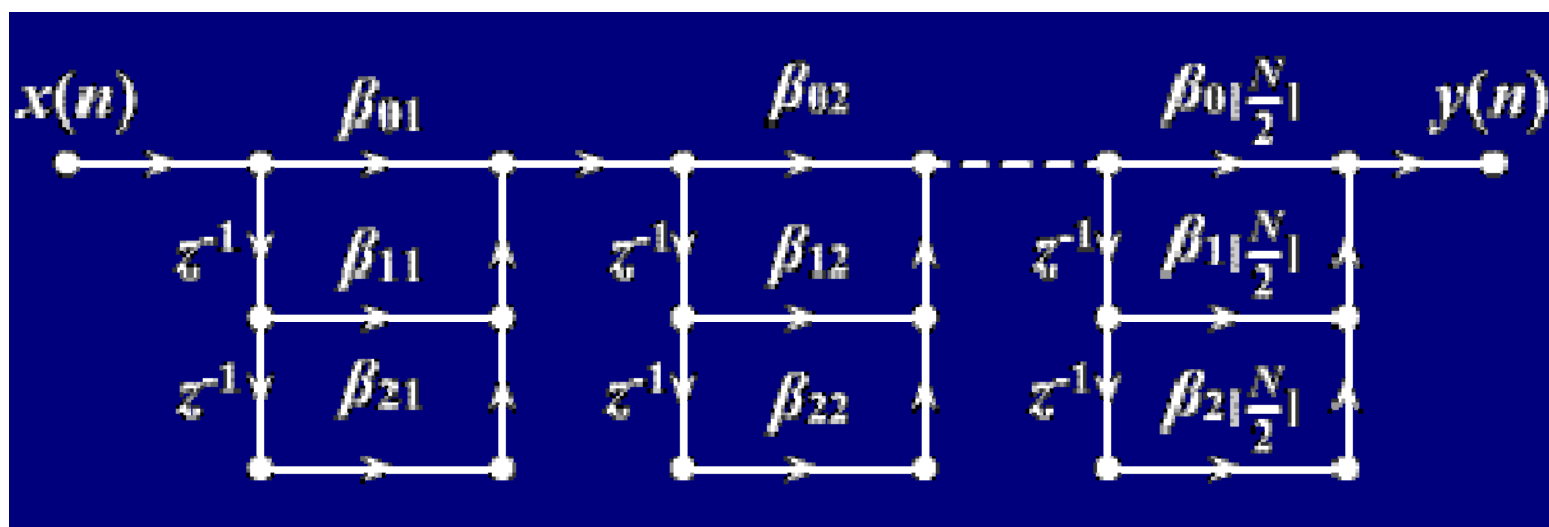


- 对于单个输入、单个输出的系统，通过反转网络中的全部支路的方向，并且将其输入和输出互换，得出的流图具有与原始流图相同的系统函数。

2. FIR 数字滤波器的级联型结构

- 将 $H(z)$ 进行因式分解，将共轭成对零点放在一起，形成实系数二阶因式的乘积形式：

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n} = \prod_{k=1}^{\lfloor N/2 \rfloor} (\beta_{0k} + \beta_{1k}z^{-1} + \beta_{2k}z^{-2})$$



2. FIR 数字滤波器的级联型结构 (2)

■ 级联型的特点

- 每个一阶网络控制一个零点，每个二阶网络控制一对零点，调节**2或3**个系数即可调整零点，**便于控制滤波器的传输零点**
- 系数比直接型多，所需的**乘法运算多**

■ 例8.2.1 (P218) 画直接型和级联型结构

$$H(z) = 0.96 + 2z^{-1} + 2.8z^{-2} + 1.5z^{-3}$$

$$H(z) = (0.6 + 0.5z^{-1})(1.6 + 2z^{-1} + 3z^{-2})$$

3. FIR滤波器的线性相位结构

$$H(e^{j\omega}) = H_g(\omega)e^{j\theta(\omega)}$$

$$\left(\begin{array}{l} \text{第一类线性相位: } \theta(\omega) = -\omega \frac{N-1}{2} \\ \text{第二类线性相位: } \theta(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \omega \frac{N-1}{2} \end{array} \right.$$

- **FIR滤波器单位脉冲响应 $h(n)$ 为实数**, $0 \leq n \leq N-1$ 且满足:
 - 第一类（偶对称）: $h(n) = h(N-1-n)$
 - 第二类（奇对称）: $h(n) = -h(N-1-n)$
 - 对称中心在 **$(N-1)/2$** 处, 这种**FIR滤波器具有严格线性相位**。

N 为奇数时

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n} = \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}-1} h(n)z^{-n} + h\left(\frac{N-1}{2}\right)z^{-\frac{N-1}{2}} + \sum_{n=\frac{N-1}{2}+1}^{N-1} h(n)z^{-n}$$

$$\text{令 } n = N-1-m$$

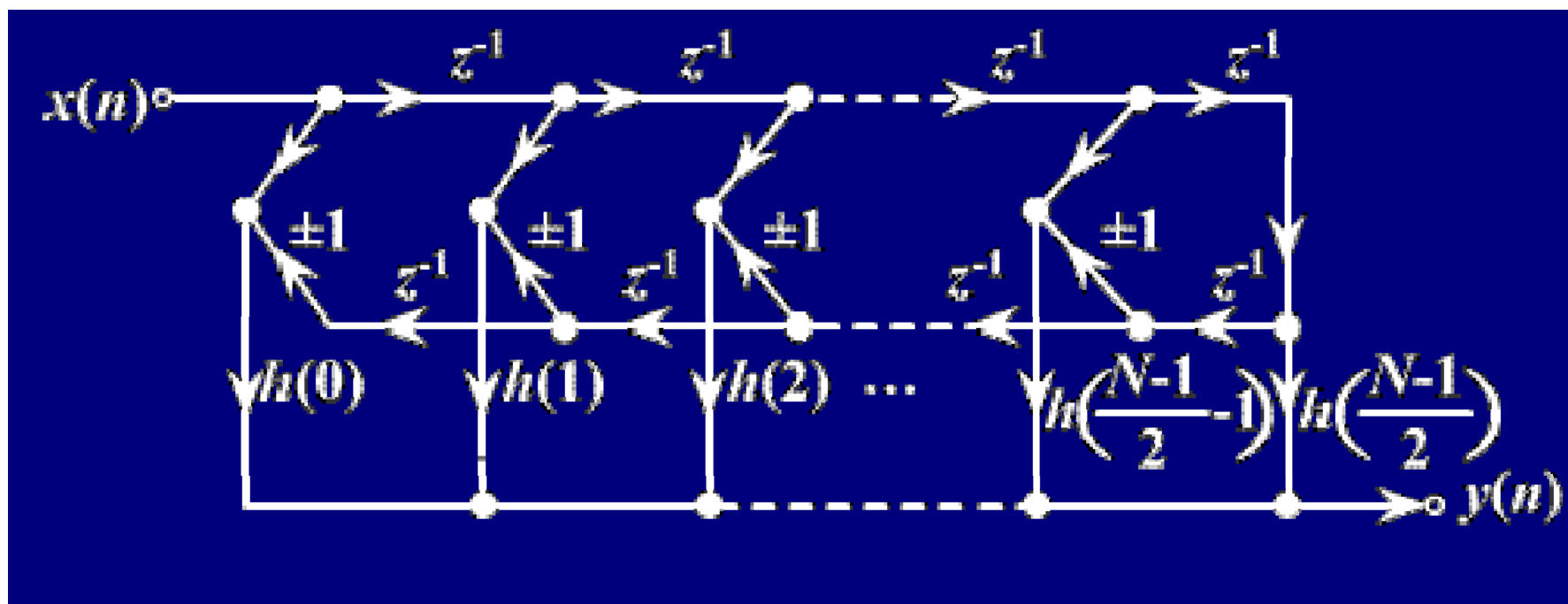
$$= \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}-1} h(n)z^{-n} + h\left(\frac{N-1}{2}\right)z^{-\frac{N-1}{2}} + \sum_{m=0}^{\frac{N-1}{2}-1} h(N-1-m)z^{-(N-1-m)}$$

$$= \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}-1} h(n) \left[z^{-n} \pm z^{-(N-1-n)} \right] + h\left(\frac{N-1}{2}\right)z^{-\frac{N-1}{2}}$$

+ 第一类

— 第二类

$$H(z) = \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}-1} h(n) \left[z^{-n} \pm z^{-(N-1-n)} \right] + h\left(\frac{N-1}{2}\right) z^{-\frac{N-1}{2}}$$

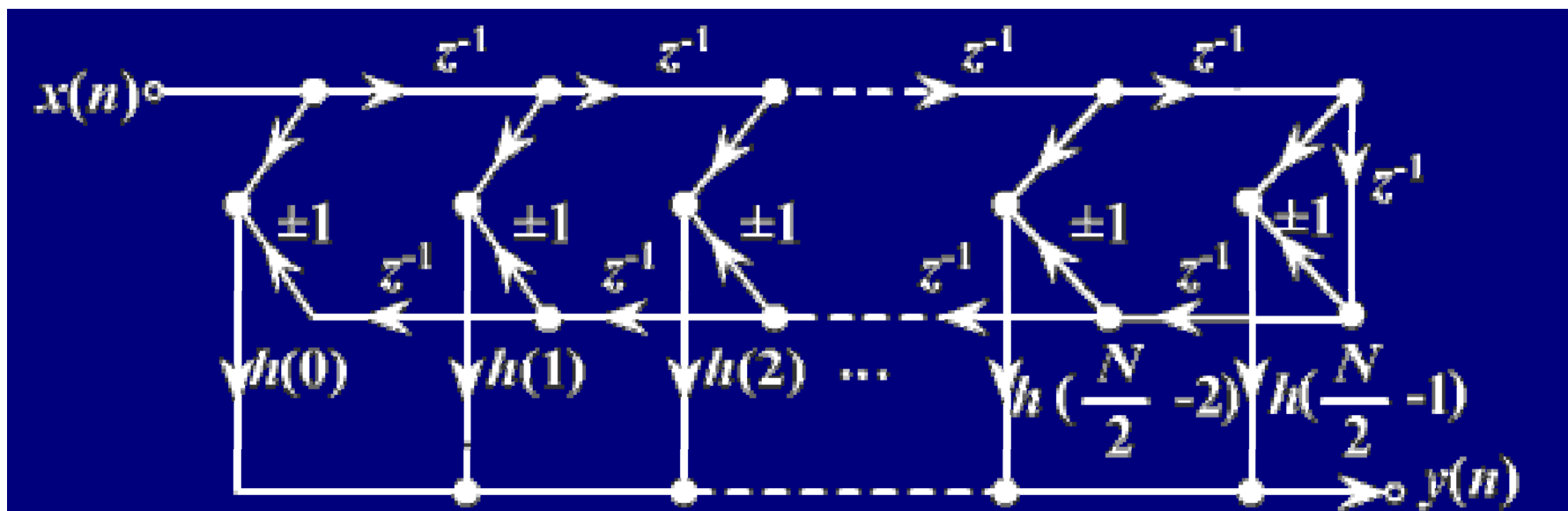


$h(n)$ 偶对称, 取 “+”

$h(n)$ 奇对称, 取 “-”, 且 $h\left(\frac{N-1}{2}\right) = 0$

N为偶数时

$$\begin{aligned}
 H(z) &= \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} h(n)z^{-n} + \sum_{n=\frac{N}{2}}^{N-1} h(n)z^{-n} \\
 &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} h(n) \left[z^{-n} \pm z^{-(N-1-n)} \right]
 \end{aligned}$$



复杂度：线性相位结构 V.S. 直接型

- 加法器、延迟器个数：

- 均为N-1

- 乘法器个数

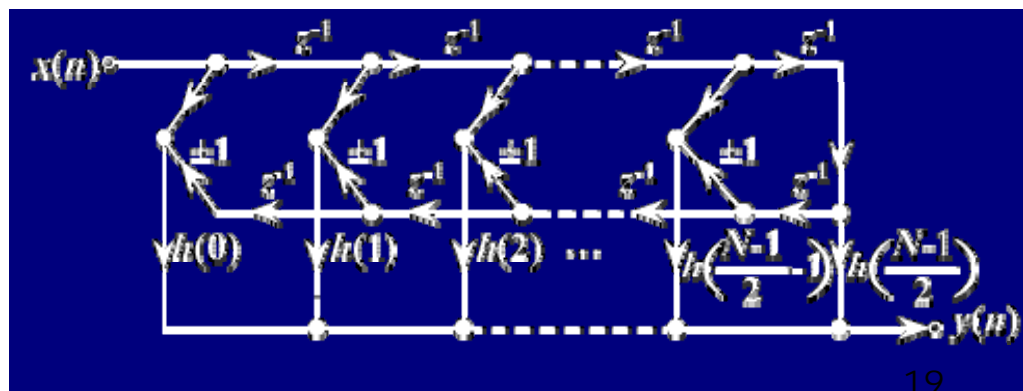
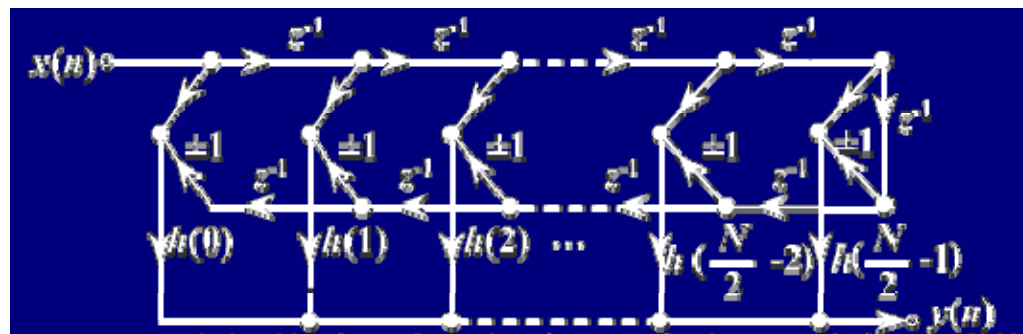
- 直接型：N

- 线性相位结构：

- N为偶数：N/2

- N为奇数：(N+1)/2

- (节省近一半)



4. 频率抽样型

- N个频率抽样H(k)恢复H(z)的内插公式:

$$H(z) = (1 - z^{-N}) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{H(k)}{1 - W_N^{-k} z^{-1}}$$

$$= \frac{1}{N} H_c(z) \sum_{k=0}^{N-1} H_k(z)$$

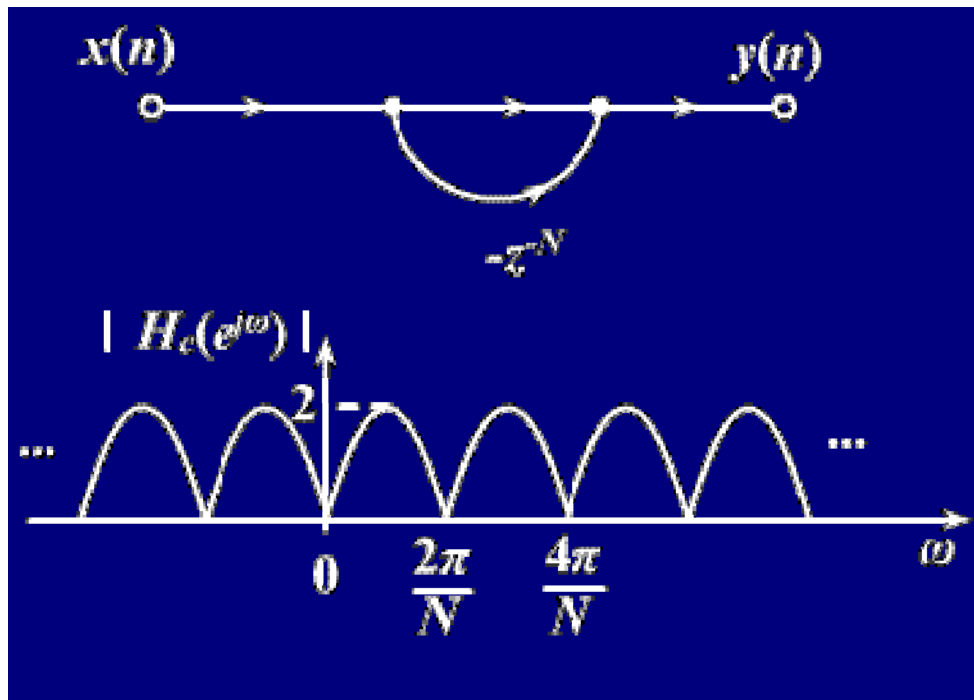
$$H(k) = H(z) \Big|_{z=e^{j\frac{2\pi}{N}k}} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

子系统: $H_c(z) = 1 - z^{-N}$

是 N 节单位延时单元的梳状滤波器

在单位圆上有 N 个等间隔角度的零点:

$$z_k = e^{j\frac{2\pi}{N}k} \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$



频率响应:

$$\begin{aligned} H_c(e^{j\omega}) &= 1 - e^{-j\omega N} \\ &= e^{-j\frac{\omega N}{2}} \left(e^{j\frac{\omega N}{2}} - e^{-j\frac{\omega N}{2}} \right) \\ &= 2je^{-j\frac{\omega N}{2}} \sin \frac{\omega N}{2} \end{aligned}$$

子系统: $H_k(z) = \frac{H(k)}{1 - W_N^{-k} z^{-1}}$ 一阶网络

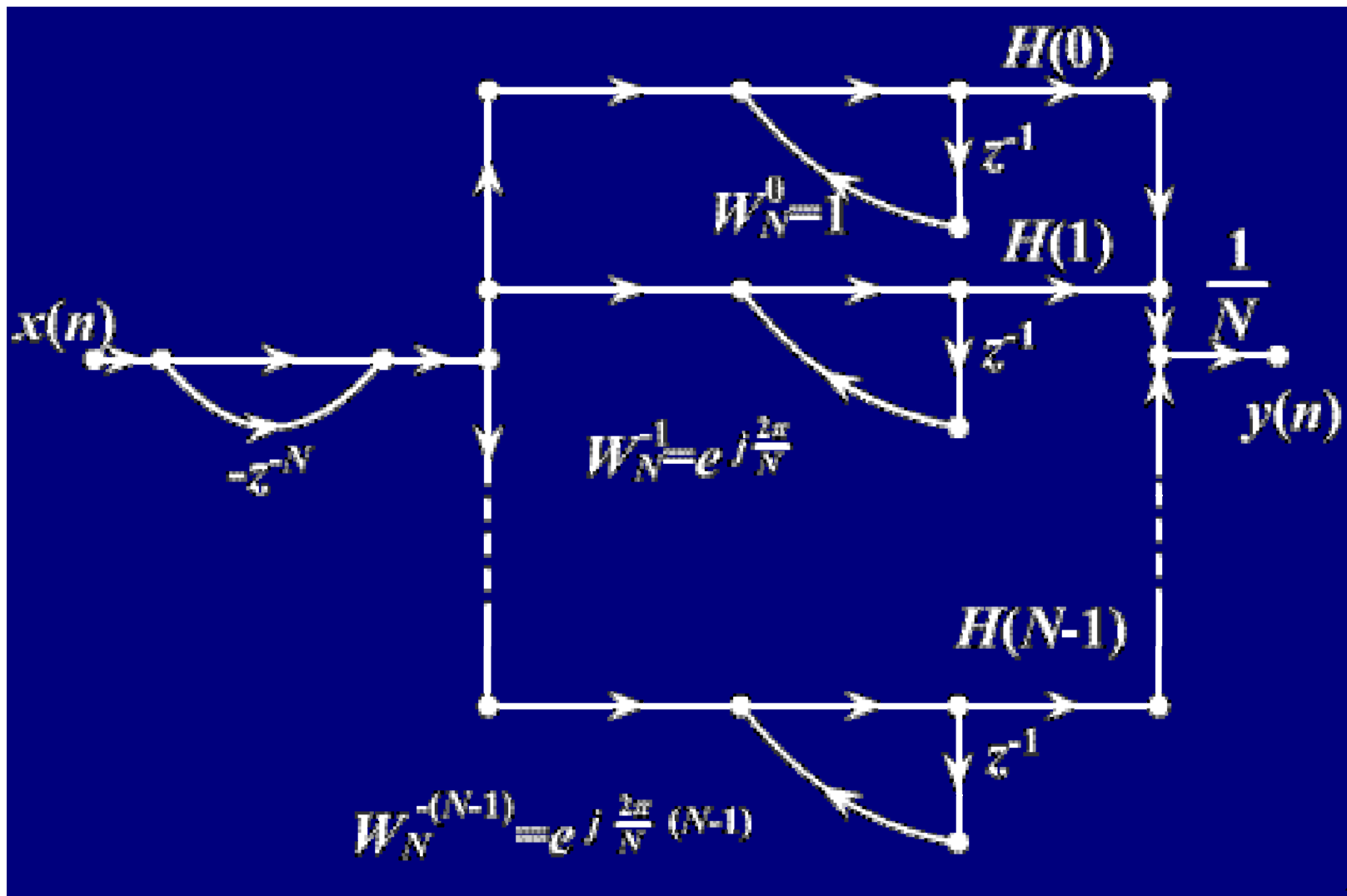
单位圆上有一个极点: $z_k = W_N^{-k} = e^{j\frac{2\pi}{N}k}$

与第 k 个零点相抵消, 使该频率 $\omega = \frac{2\pi}{N}k$ 处的频率响应等于 $H(k)$

- 频率采样结构由一个**N阶梳状滤波器**和**N个并联一阶网络级联**构成

$$H(z) = (1 - z^{-N}) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{H(k)}{1 - W_N^{-k} z^{-1}}$$

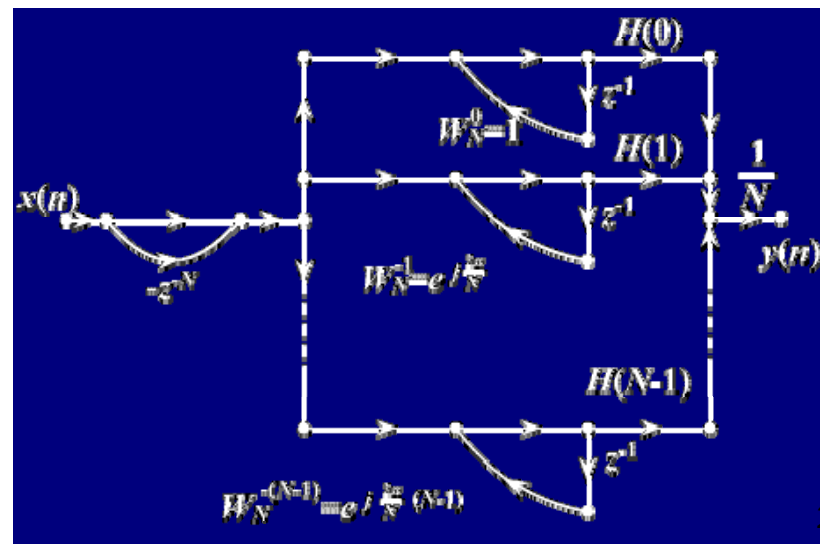
$$H(z) = (1 - z^{-N}) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{H(k)}{1 - W_N^{-k} z^{-1}}$$



频率抽样型结构的优缺点

- 调整**H(k)**就可以有效地调整频响特性
- 若**h(n)**长度相同，则网络结构完全相同，除了各支路增益**H(k)**，便于标准化、模块化
- 系数多为复数，增加了复数乘法和存储量
- 有限字长效应可能导致零极点不能完全对消，导致系统不稳定

$$H(z) = (1 - z^{-N}) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{H(k)}{1 - W_N^{-k} z^{-1}}$$



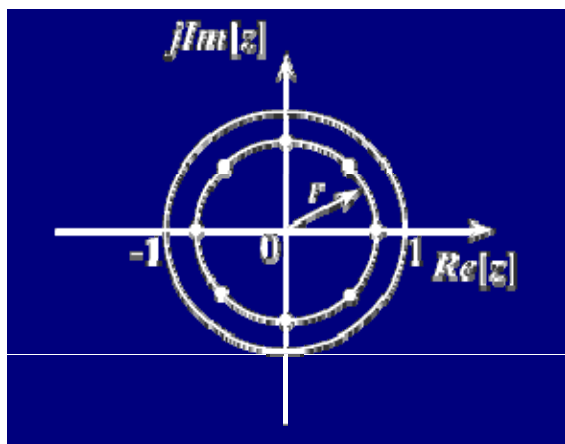
频率抽样结构的修正 (1)

■ 问题

- 在有限字长情况下，系数量化后极点不能和零点抵消，使FIR系统不稳定

■ 解决方案

- 将零极点移至半径为 r 的圆上： $r < 1$ 且 $r \approx 1$



$$H(z) = (1 - r^N z^{-N}) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{H_r(k)}{1 - r W_N^{-k} z^{-1}}$$

零、极点： $z_k = r e^{j\frac{2\pi}{N}k}$ ， $k = 0, 1, \dots, N-1$

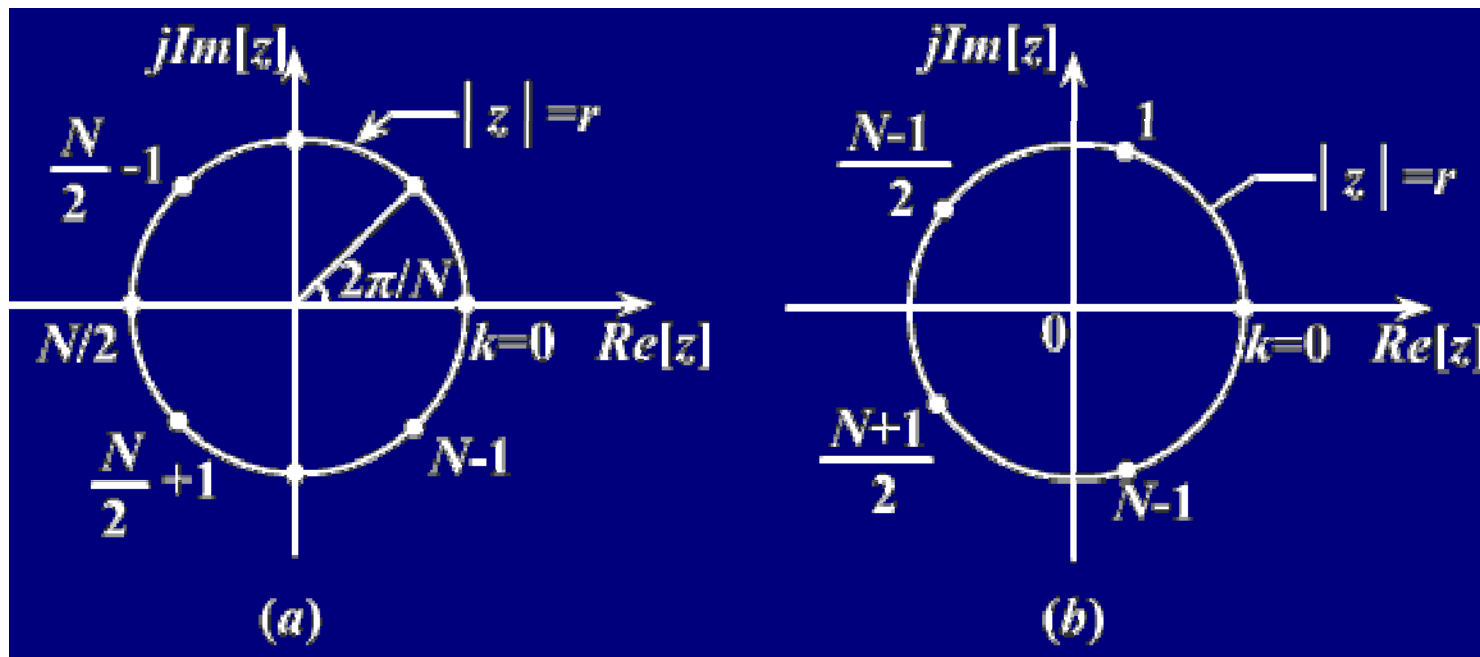
实际中取 $H_r(k) = H(k)$

$$H_k(z) = \frac{H(k)}{1 - W_N^{-k} z^{-1}}$$

频率抽样结构的修正 (2)

- 问题: $H(k)$ 、 W_N^{-k} 是复数, 复数乘法器不易硬件实现
- $H(k)$ 的分布: 等间隔采样, 关于 $k=N/2$ 共轭对称

$$H(k) = H^*(N - k)$$



由对称性: $z_{N-k} = z_k^*$ $W_N^{-(N-k)} = W_N^k = (W_N^{-k})^*$

■ 解决方案

将第**k**和第**(N-k)**个一阶网络合并成一个实系数的二阶网络

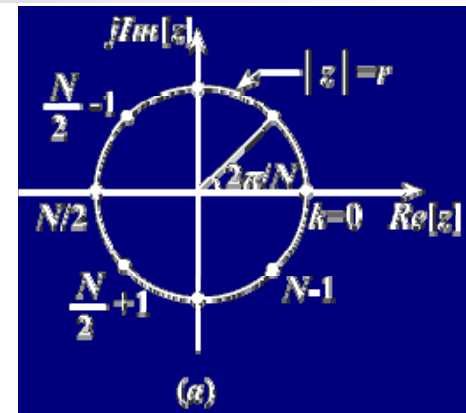
$$\begin{aligned}
 \hat{H}_k(z) &= H_k(z) + H_{N-k}(z) \\
 &= \frac{H(k)}{1 - rW_N^{-k}z^{-1}} + \frac{H(N-k)}{1 - rW_N^{-(N-k)}z^{-1}} \\
 &= \frac{H(k)}{1 - rW_N^{-k}z^{-1}} + \frac{H^*(k)}{1 - r(W_N^{-k})^*z^{-1}} \\
 &= \frac{\alpha_{0k} + \alpha_{1k}z^{-1}}{1 - z^{-1}2r\cos\left(\frac{2\pi}{N}k\right) + r^2z^{-2}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{cases}
 \alpha_{0k} = 2\operatorname{Re}[H(k)] \\
 \alpha_{1k} = -2r\operatorname{Re}[H(k)W_N^{-k}]
 \end{cases}
 \begin{cases}
 k = 1, 2, \dots, \frac{N-1}{2} & N \text{为奇数} \\
 k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 & N \text{为偶数}
 \end{cases}$$

- **N**为偶数时，还有一对实数根

$$H(z) = (1 - r^N z^{-N}) \frac{1}{N} \left[H_0(z) + H_{N/2}(z) + \sum_{k=1}^{N/2-1} H_k(z) \right]$$

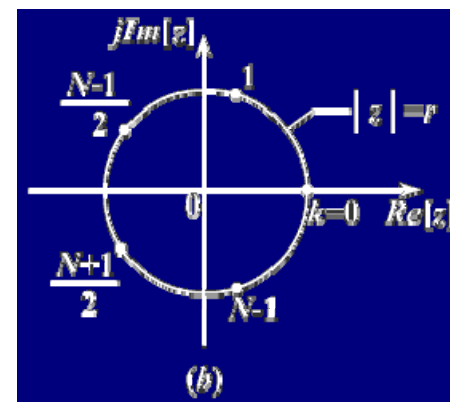
$$= (1 - r^N z^{-N}) \frac{1}{N} \left[\frac{H(0)}{1 - rz^{-1}} + \frac{H(N/2)}{1 + rz^{-1}} + \sum_{k=1}^{N/2-1} \frac{\alpha_{0k} + \alpha_{1k} z^{-1}}{1 - z^{-1} 2r \cos\left(\frac{2\pi}{N} k\right) + r^2 z^{-2}} \right]$$



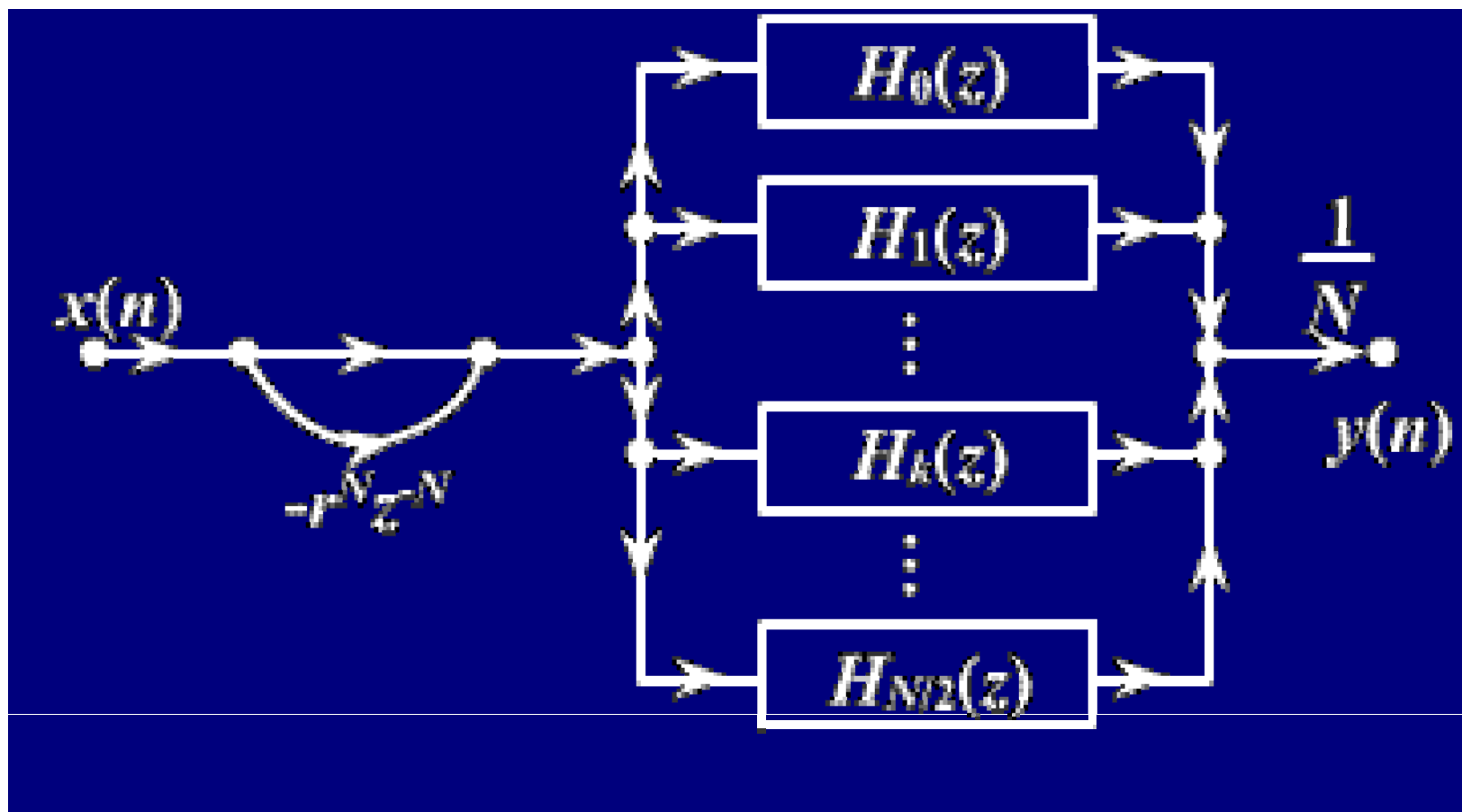
- **N**为奇数

$$H(z) = (1 - r^N z^{-N}) \frac{1}{N} \left[H_0(z) + \sum_{k=1}^{(N-1)/2} H_k(z) \right]$$

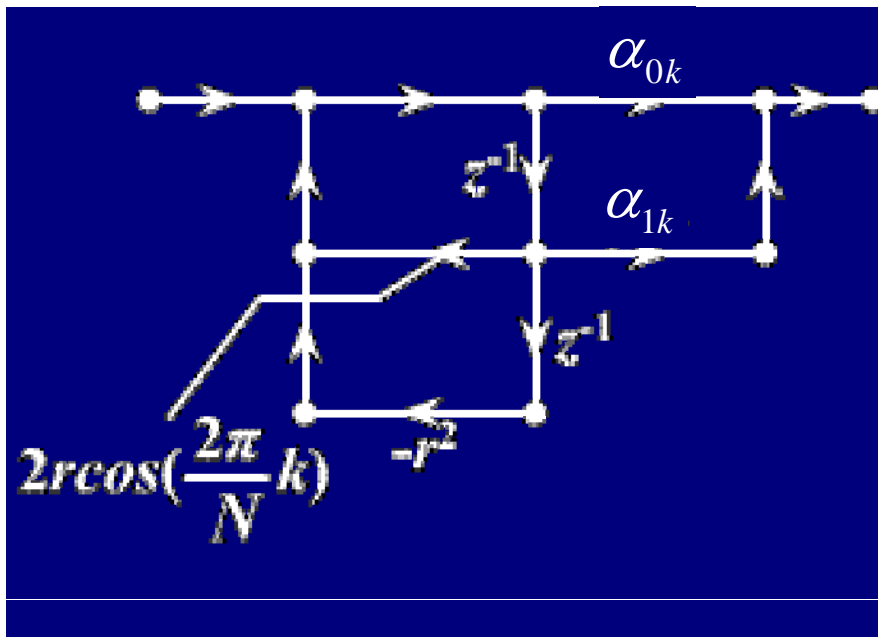
$$= (1 - r^N z^{-N}) \frac{1}{N} \left[\frac{H(0)}{1 - rz^{-1}} + \sum_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{\alpha_{0k} + \alpha_{1k} z^{-1}}{1 - z^{-1} 2r \cos\left(\frac{2\pi}{N} k\right) + r^2 z^{-2}} \right]$$



频率采样修正结构

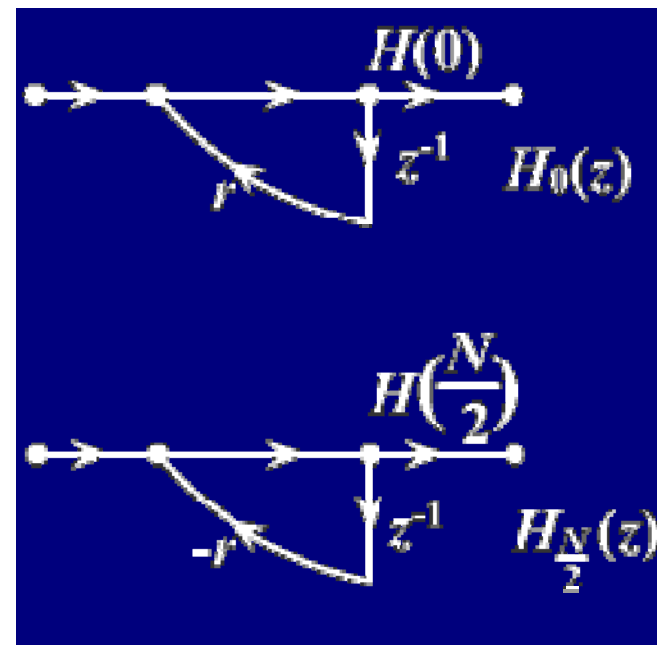


- 其中的一阶、二阶网络结构



二阶网络结构

$$\hat{H}_k(z) = \frac{\alpha_{0k} + \alpha_{1k}z^{-1}}{1 - z^{-1}2r\cos\left(\frac{2\pi}{N}k\right) + r^2z^{-2}}$$



一阶网络结构

$$H_0(z) = \frac{H(0)}{1 - rz^{-1}}$$

$$H_{\frac{N}{2}}(z) = \frac{H(N/2)}{1 + rz^{-1}}$$

例：设计一 **M** 阶实系数**FIR**，已知 **$H[0]=1$** ， **$H[1]=1$** ，画出其频率取样型结构。

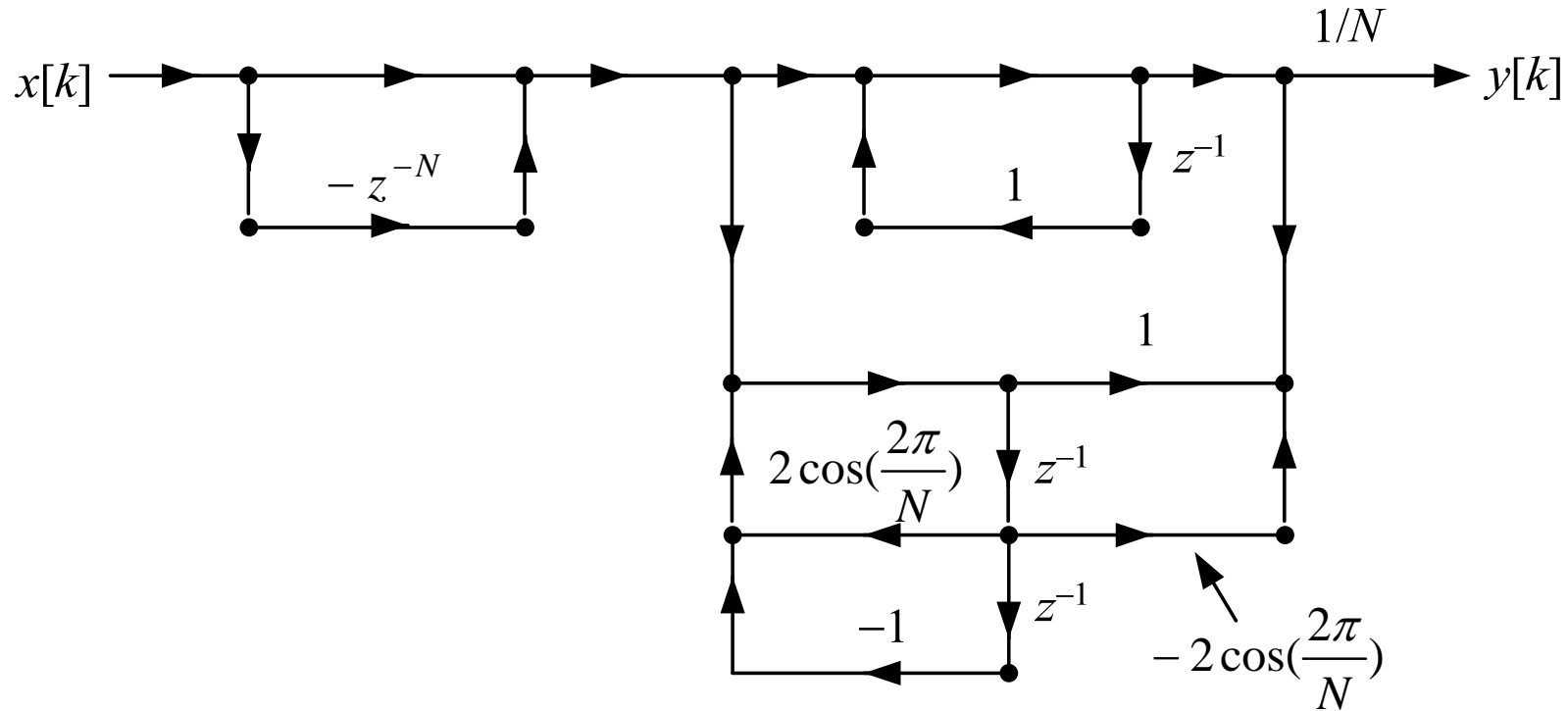
解：频率抽样点数 **$N=M+1$** ，由 **$H[0]=1$** ， **$H[N-1]=H[1]=1$**

$$H(z) = \frac{1-z^{-N}}{N} \left\{ \frac{1}{1-z^{-1}} + \frac{1}{1-W_N^{-1}z^{-1}} + \frac{1}{1-W_N^{-(N-1)}z^{-1}} \right\}$$

由 $W_N^{-(N-1)} = W_N^1$

$$H(z) = \frac{1-z^{-N}}{N} \left\{ \frac{1}{1-z^{-1}} + \frac{2-2\cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)z^{-1}}{1-2\cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)z^{-1}+z^{-2}} \right\}$$

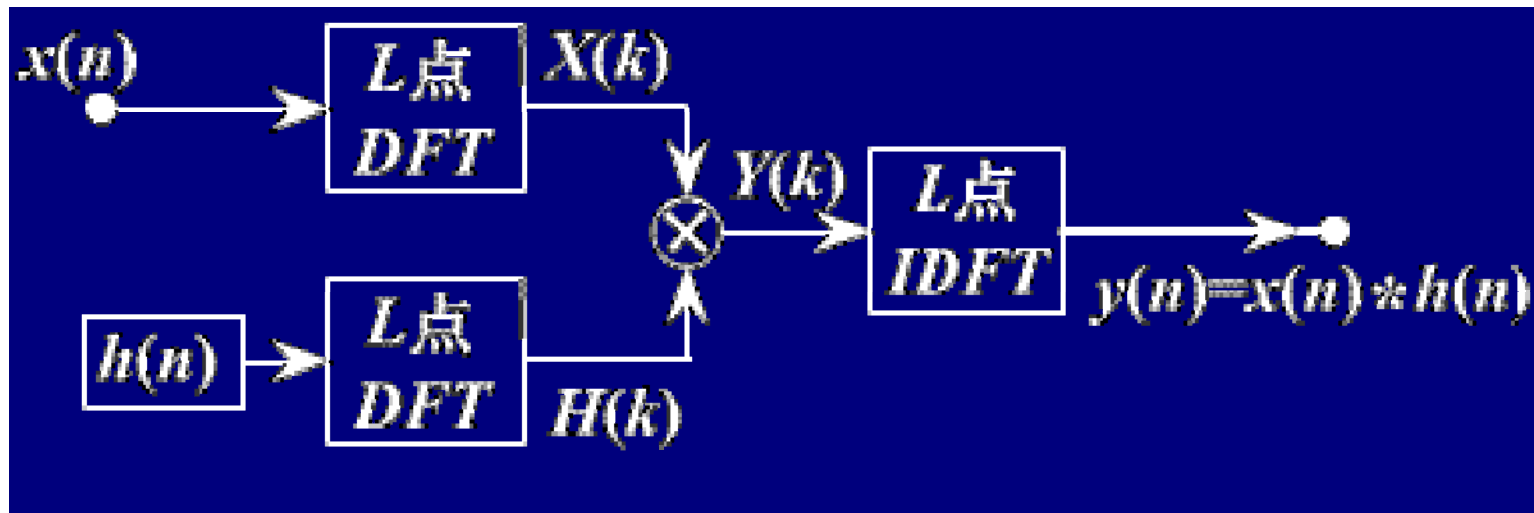
实系数频率取样型结构流图



- 优点:
1. $H[m]$ 零点较多时, 实现较为简单。
 2. 可以构成滤波器组, 实现信号的频谱分析。

5. 快速卷积法

- 单位脉冲响应是有限长序列，输入有限长序列信号，则输出信号可用**DFT**计算。
- 优点：采用**FFT**快速算法，运算速度加快。
- 若输入序列为无限长序列，可用重叠相加法或重叠保留法。



8.3 IIR数字滤波器的基本结构

$$\text{系统函数: } H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}}$$

$$\text{差分方程: } y(n) = \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k x(n-k)$$

■ IIR数字滤波器的特点:

- 系统的单位脉冲响应 $h(n)$ 无限长
- 系统函数 $H(z)$ 有极点
- 存在输出到输入的反馈, 递归型结构



IIR数字滤波器的基本结构

- 直接型结构
- 级联型结构
- 并联型结构

1. IIR数字滤波器的直接型结构

全极点IIR: $H_2(z) = \frac{Y(z)}{W(z)}$

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} = \left(\sum_{k=0}^M b_k z^{-k} \right) \left(\frac{1}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \right)$$

FIR: $H_1(z) = \frac{W(z)}{X(z)}$

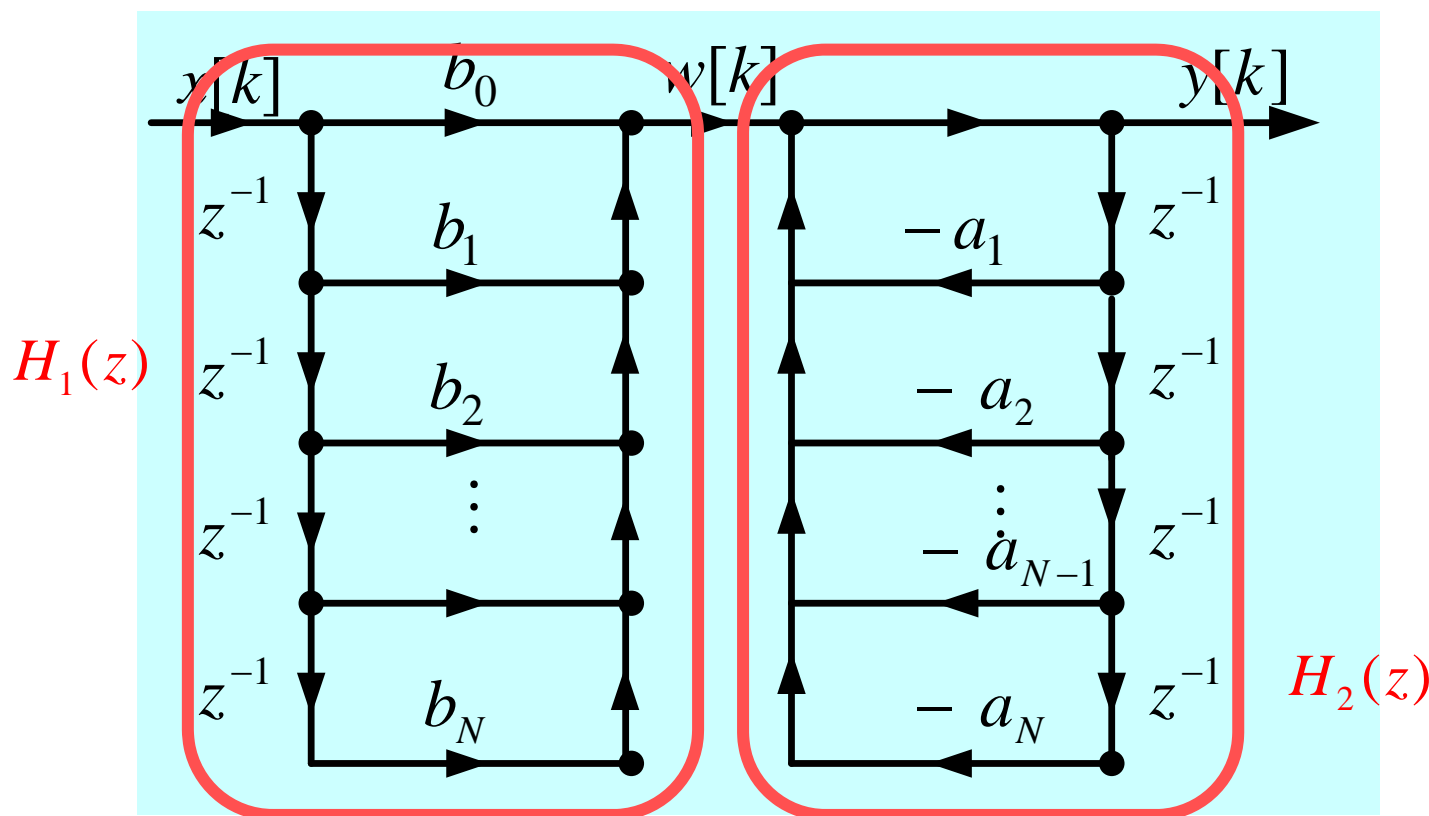
$$w[k] = b_0 x[k] + b_1 x[k - 1] + \dots + b_N x[k - M]$$

$$y[k] = w[k] - a_1 y[k - 1] - a_2 y[k - 2] - \dots - a_N y[k - N]$$

直接 I 型结构

$$\text{设 } M=N \quad w[k] = b_0 x[k] + b_1 x[k-1] + \cdots + b_N x[k-N]$$

$$y[k] = w[k] - a_1 y[k-1] - a_2 y[k-2] - \cdots - a_N y[k-N]$$

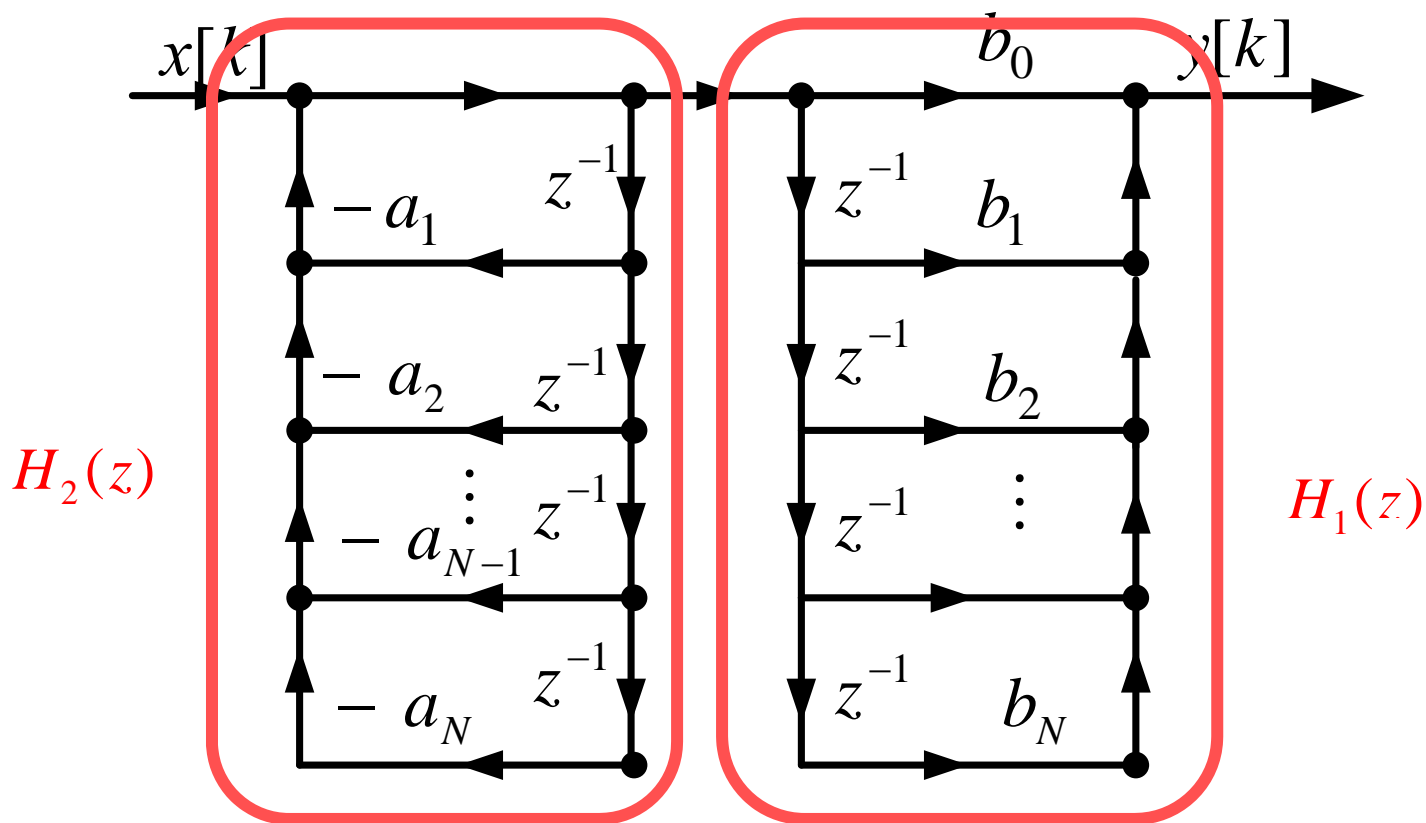


分子多项式决定前向通路，分母多项式决定反馈通路

直接 II 型结构

$$H(z) = H_1(z)H_2(z) = H_2(z)H_1(z)$$

交换 $H_1(z)$ 与 $H_2(z)$ 的顺序



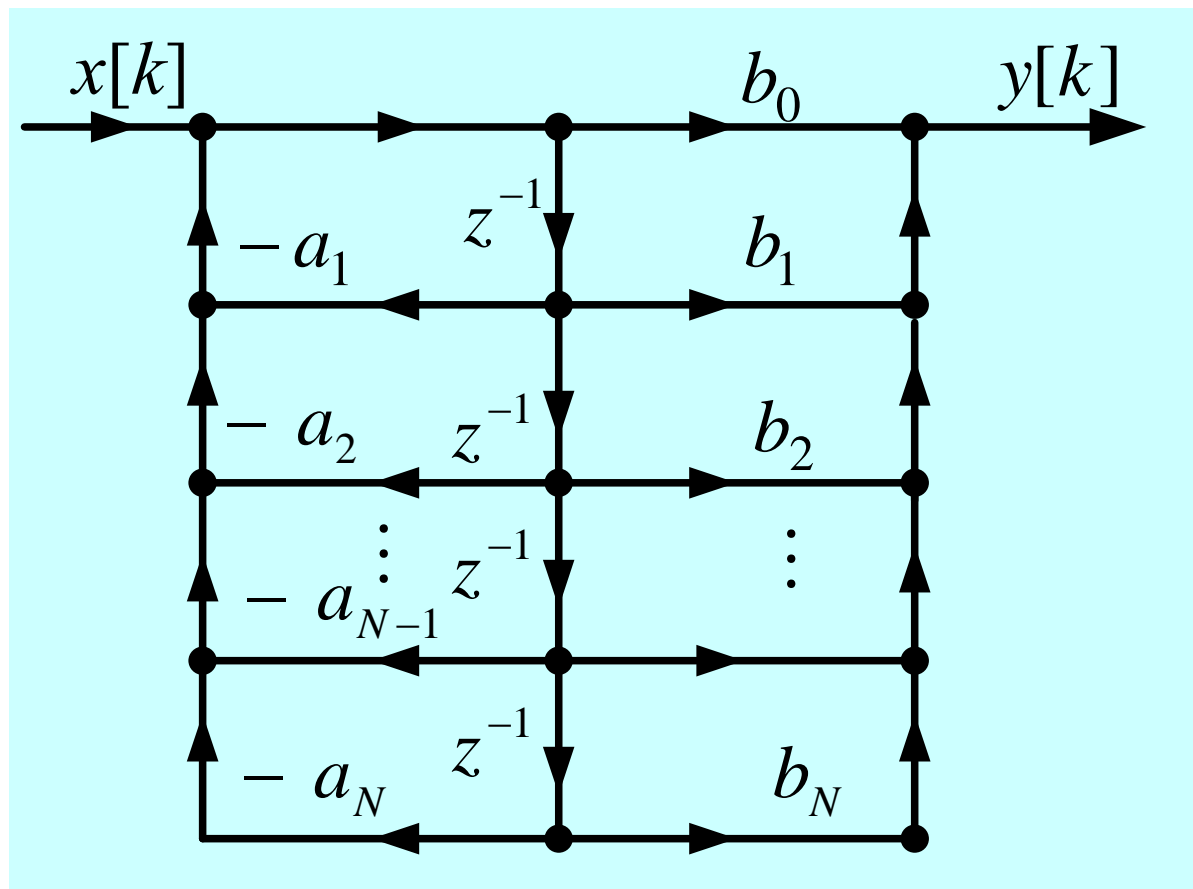
将延迟单元合并

直接 II 型结构

$$H(z) = H_1(z)H_2(z) = H_2(z)H_1(z)$$

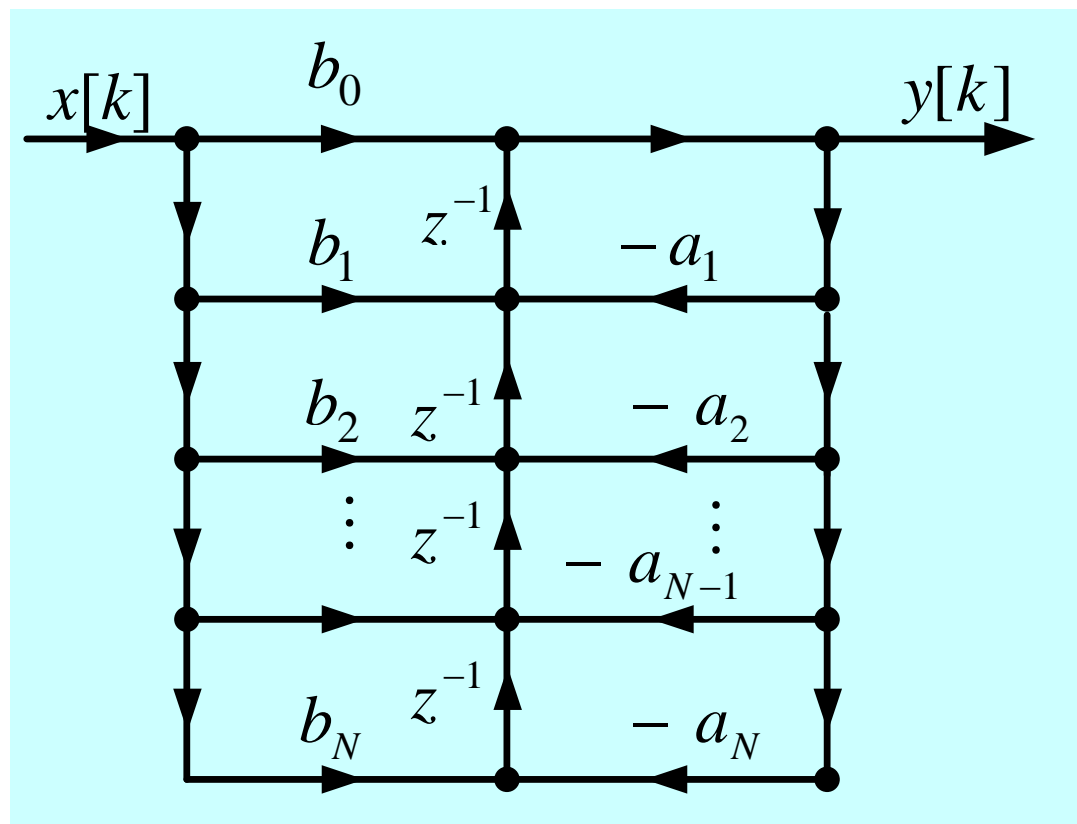
交换 $H_1(z)$ 与 $H_2(z)$ 的顺序

复杂度?



- $M+N+1$ 次乘法； $M+N$ 次加法；延时单元数为 M 、 N 中的最大值。

转置直接 II 型结构



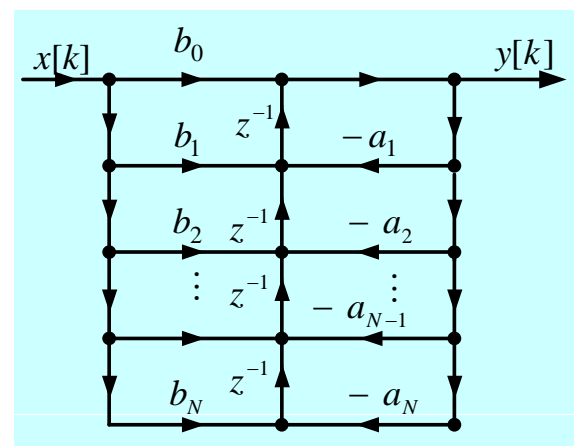
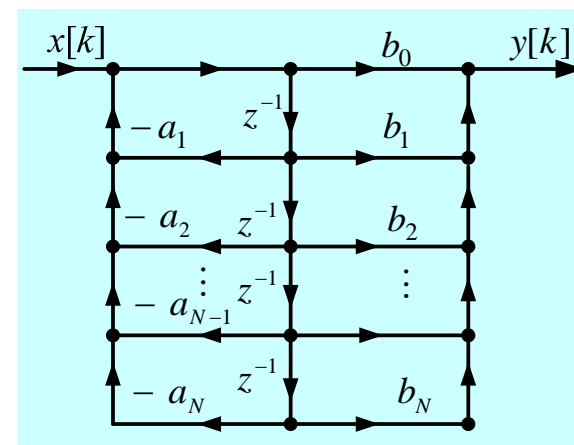
IIR数字滤波器直接型结构的优缺点

■ 缺点:

- 改变某一个 $\{a_k\}$ 将影响所有的极点
- 改变某一个 $\{b_k\}$ 将影响所有的零点
- 系数 a_k, b_k 对滤波器的性能控制作用不明显, 参数调整麻烦
- 极点对有限字长效应太敏感, 易出现不稳定或较大误差

■ 优点:

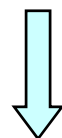
- 简单直观



2. IIR数字滤波器的级联型网络结构

将滤波器系统函数 $H(z)$ 的分子和分母分别分解为一阶和二阶实系数因子之积的形式（共轭零极点合并）

$$H(z) = K \frac{\prod_{k=1}^{M_1} (1 - z_k z^{-1}) \prod_{k=1}^{M_2} (1 + \alpha_{1,k} z^{-1} + \alpha_{2,k} z^{-2})}{\prod_{k=1}^{N_1} (1 - p_k z^{-1}) \prod_{k=1}^{N_2} (1 + \beta_{1,k} z^{-1} + \beta_{2,k} z^{-2})}$$



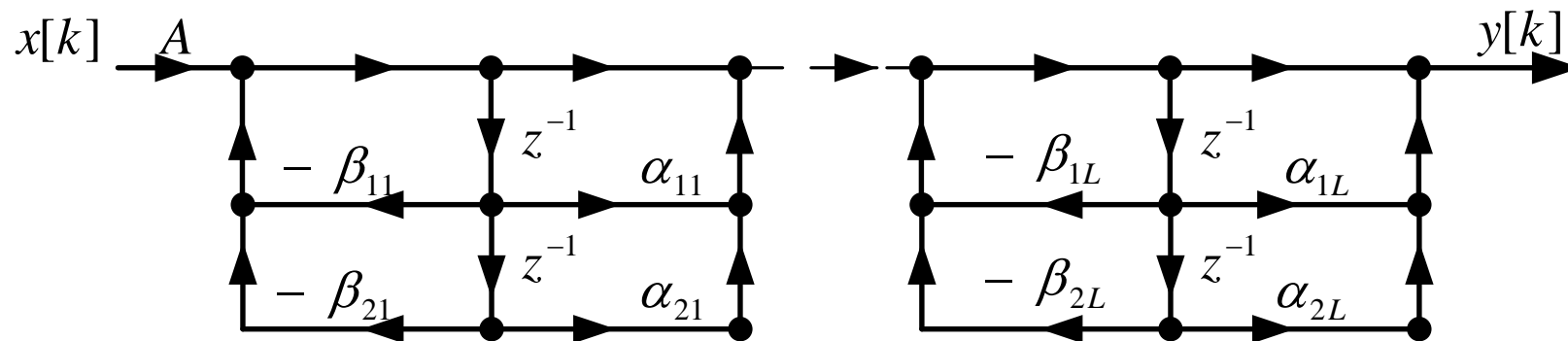
$$H(z) = A \prod_{i=1}^L \frac{1 + \alpha_{1,i} z^{-1} + \alpha_{2,i} z^{-2}}{1 + \beta_{1,i} z^{-1} + \beta_{2,i} z^{-2}} = A \prod_{i=1}^L H_i(z)$$

二阶网络

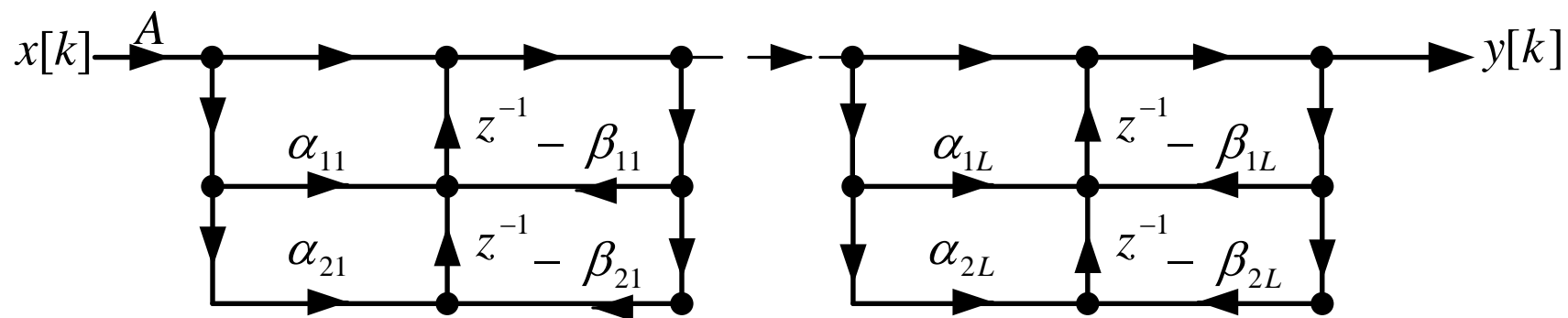
画出各二阶基本网络的直接型结构，再将它们级联。

级联型结构信号流图

$$H_i(z) = \frac{1 + \alpha_{1,i}z^{-1} + \alpha_{2,i}z^{-2}}{1 + \beta_{1,i}z^{-1} + \beta_{2,i}z^{-2}}$$

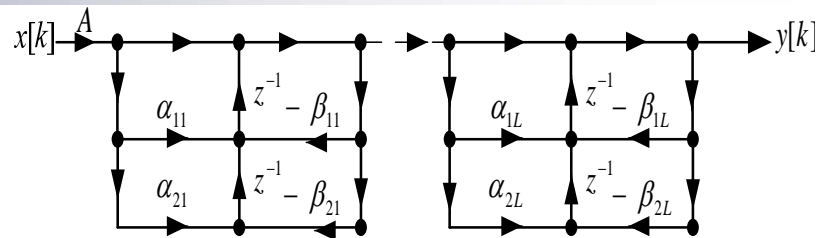


基于直接II型的级联型结构



基于转置直接II型的级联型结构

IIR数字滤波器级联型结构的优缺点



优点:

1. 硬件实现时，可以用一个二阶网络进行时分复用
2. 每一个基本网络系数变化只影响该子系统的零极点
一阶网络决定一个零点和一个极点；
二阶网路决定一对共轭零点（或一个实数极点）和一对共轭极点
3. 对系数变化的敏感度小，受有限字长的影响比直接型低
4. 具有最少的存储器

缺点:

- 二阶节电平难控制，电平大易导致溢出，电平小则使信噪比减小。

例8.3.2 (P223)

$$H(z) = \frac{8 - 4z^{-1} + 11z^{-2} - 2z^{-3}}{1 - \frac{5}{4}z^{-1} + \frac{3}{4}z^{-2} - \frac{1}{8}z^{-3}}$$

3. IIR数字滤波器的并联型结构

- 将滤波器系统函数**H(z)**展开成部分分式之和，每部分可用一个一阶或二阶网络实现

$$H(z) = C + \sum_{k=1}^{N_1} \frac{b_k}{1 - a_k z^{-1}} + \sum_{k=1}^{N_2} \frac{b_{k0} + b_{k1} z^{-1}}{1 - a_{k1} z^{-1} - a_{k2} z^{-2}}$$

$$H(z) = C + \sum_{k=1}^L \frac{b_{k0} + b_{k1} z^{-1}}{1 - a_{k1} z^{-1} - a_{k2} z^{-2}}$$

L 为 $(N + 1) / 2$ 的整数部分

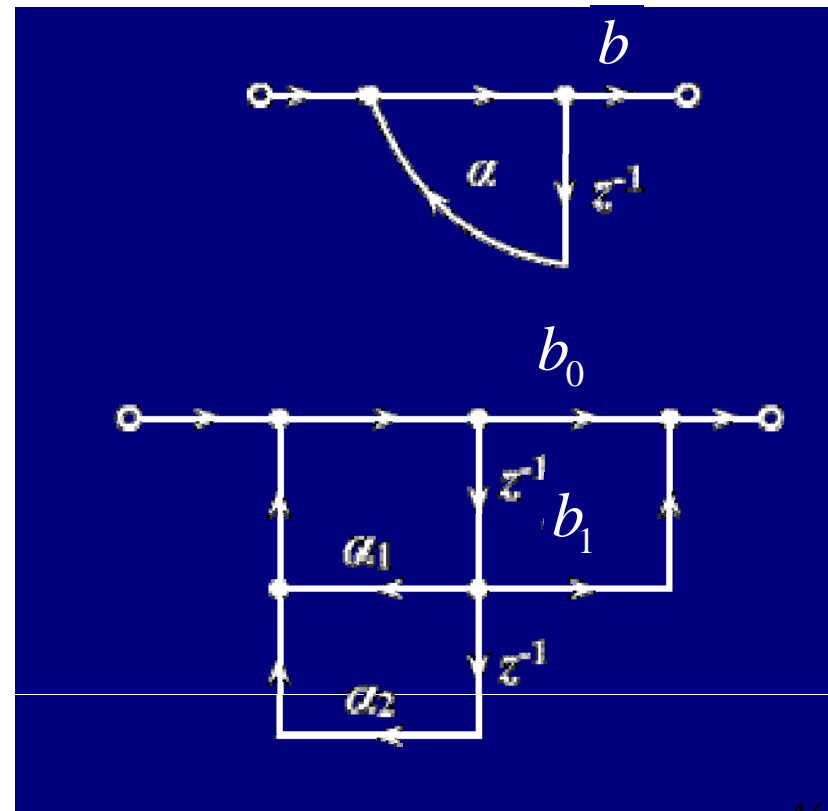
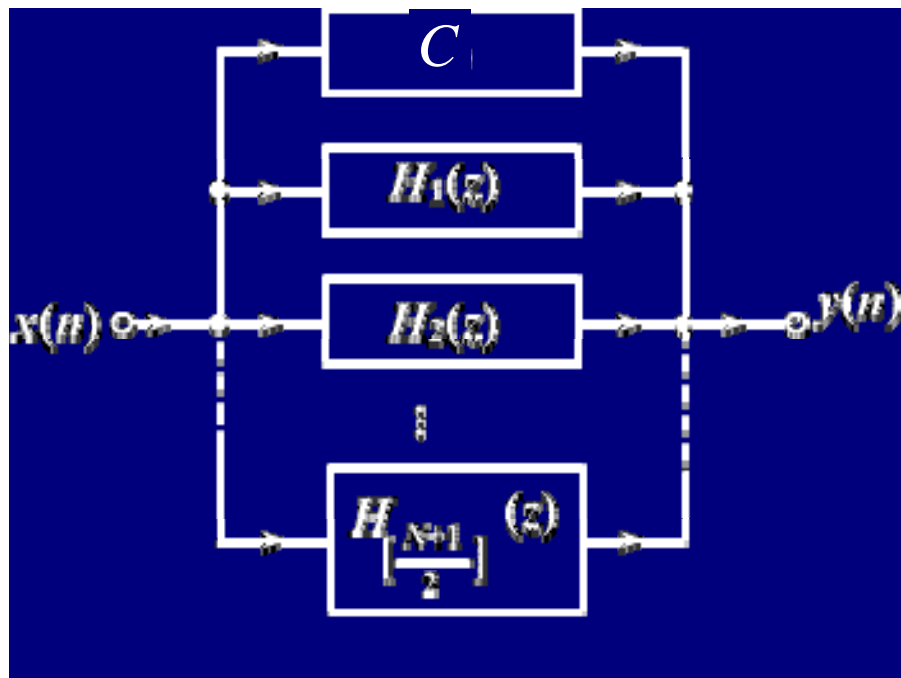
画出各二阶基本网络的直接型结构，再将它们并联。



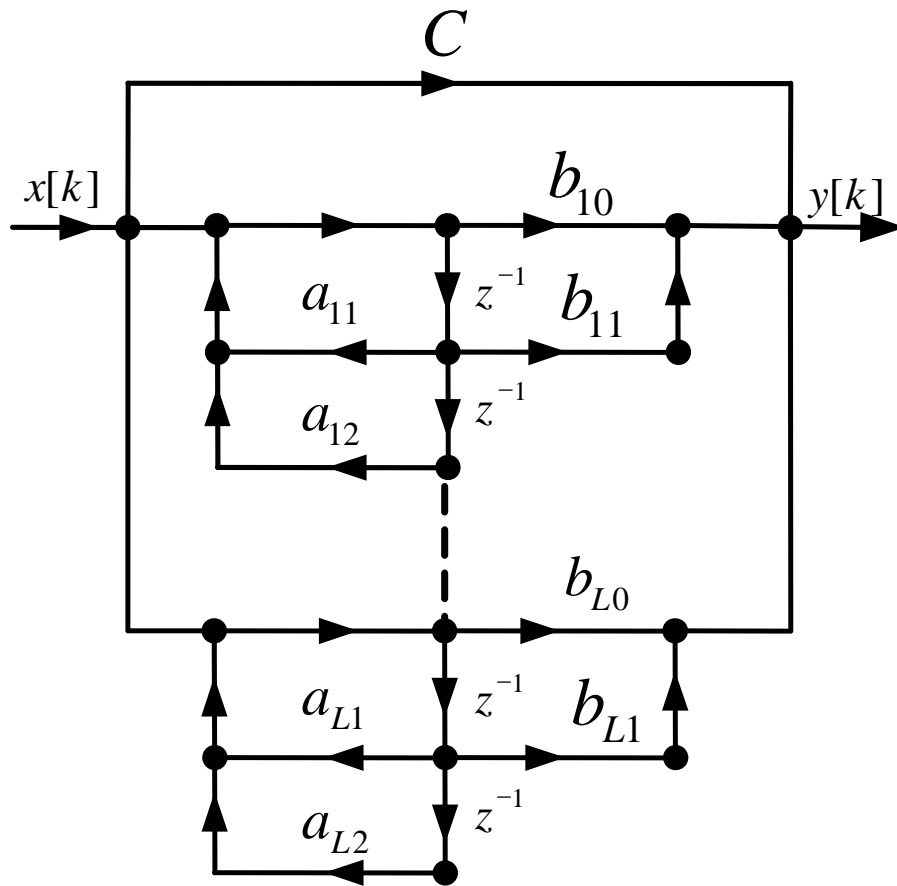
$$H(z) = C + \sum_{k=1}^L \frac{b_{k0} + b_{k1}z^{-1}}{1 - a_{k1}z^{-1} - a_{k2}z^{-2}}$$

$$G_1(z) = \frac{b}{1 - az^{-1}}$$

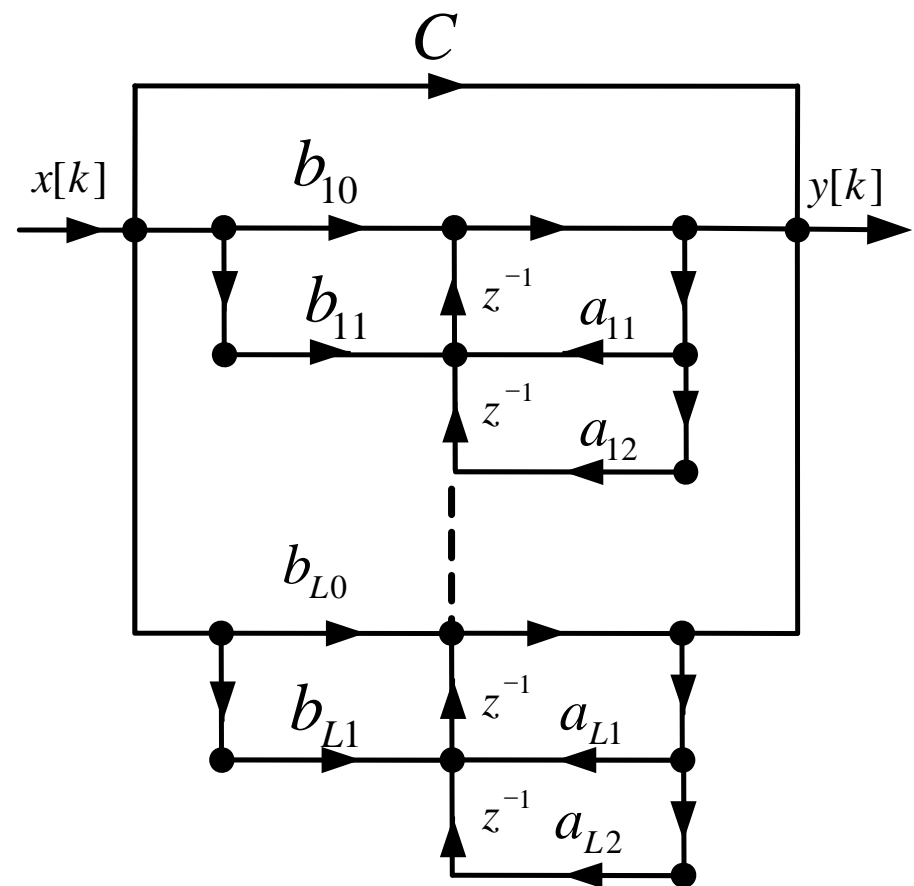
$$G_2(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1}}{1 - a_1z^{-1} - a_2z^{-2}}$$



$$H(z) = C + \sum_{k=1}^L \frac{b_{k0} + b_{k1}z^{-1}}{1 - a_{k1}z^{-1} - a_{k2}z^{-2}}$$



基于直接II型的并联型结构



基于转置直接II型的并联型结构

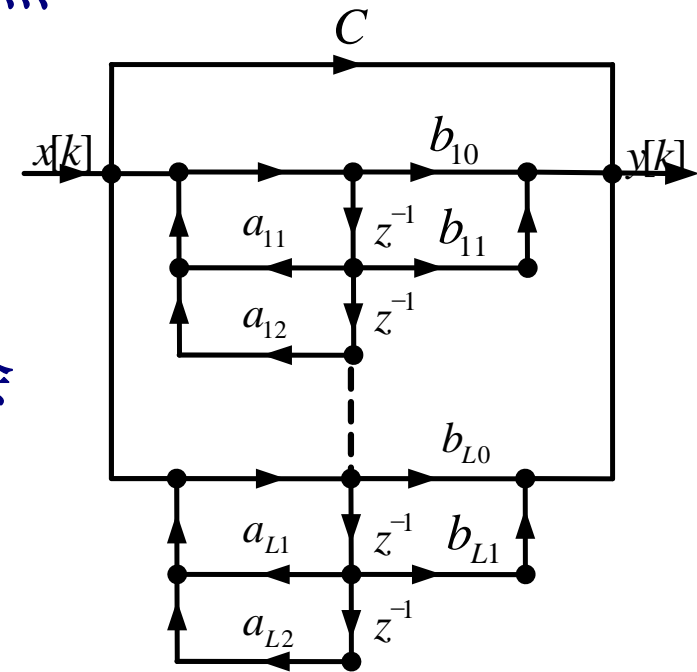
IIR数字滤波器的并联型结构优缺点

■ 优点:

1. 运算速度快
2. 各基本网络的误差互不影响，不会增加积累误差
3. 可以单独调整极点的位置

■ 缺点:

不能像级联型那样直接调整零点



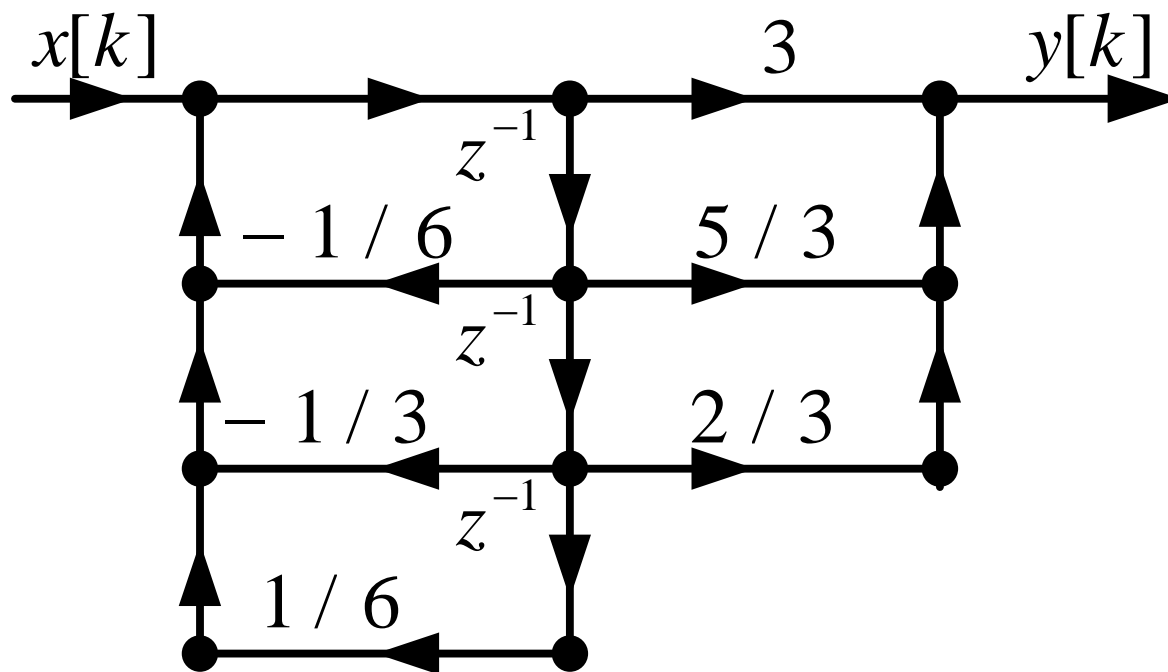
[例]已知某三阶数字滤波器的系统函数为

$$H(z) = \frac{3 + \frac{5}{3}z^{-1} + \frac{2}{3}z^{-2}}{(1 - \frac{1}{3}z^{-1})(1 + \frac{1}{2}z^{-1} + \frac{1}{2}z^{-2})}$$

试画出其直接型、级联型和并联型结构。

1. 直接型

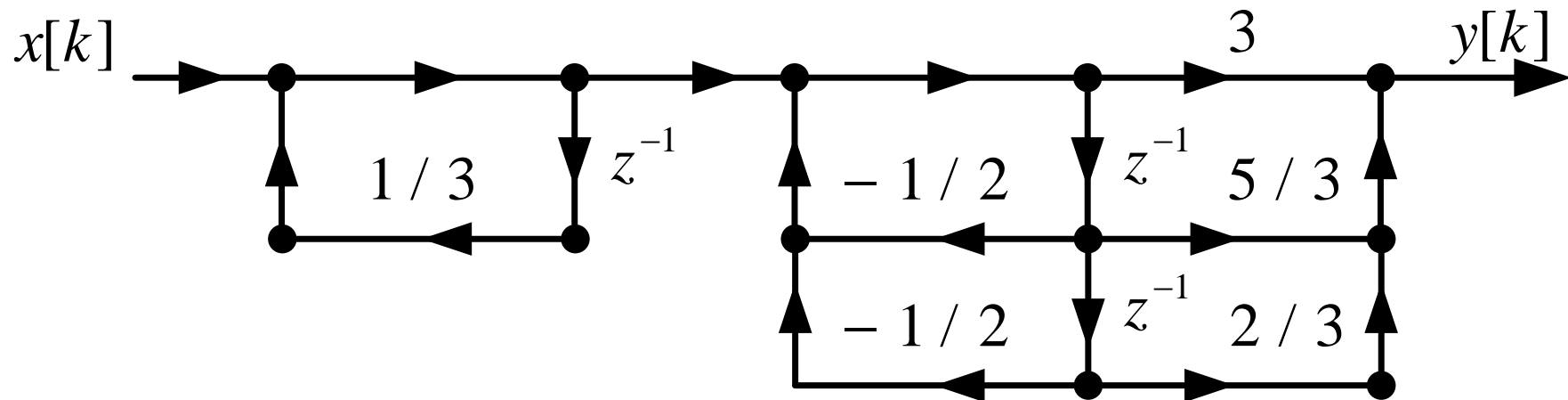
将系统函数 $H(z)$ 表达为：
$$H(z) = \frac{3 + \frac{5}{3}z^{-1} + \frac{2}{3}z^{-2}}{1 + \frac{1}{6}z^{-1} + \frac{1}{3}z^{-2} - \frac{1}{6}z^{-3}}$$



2. 级联型

将系统函数 $H(z)$ 表达为一阶、二阶实系数分式之积

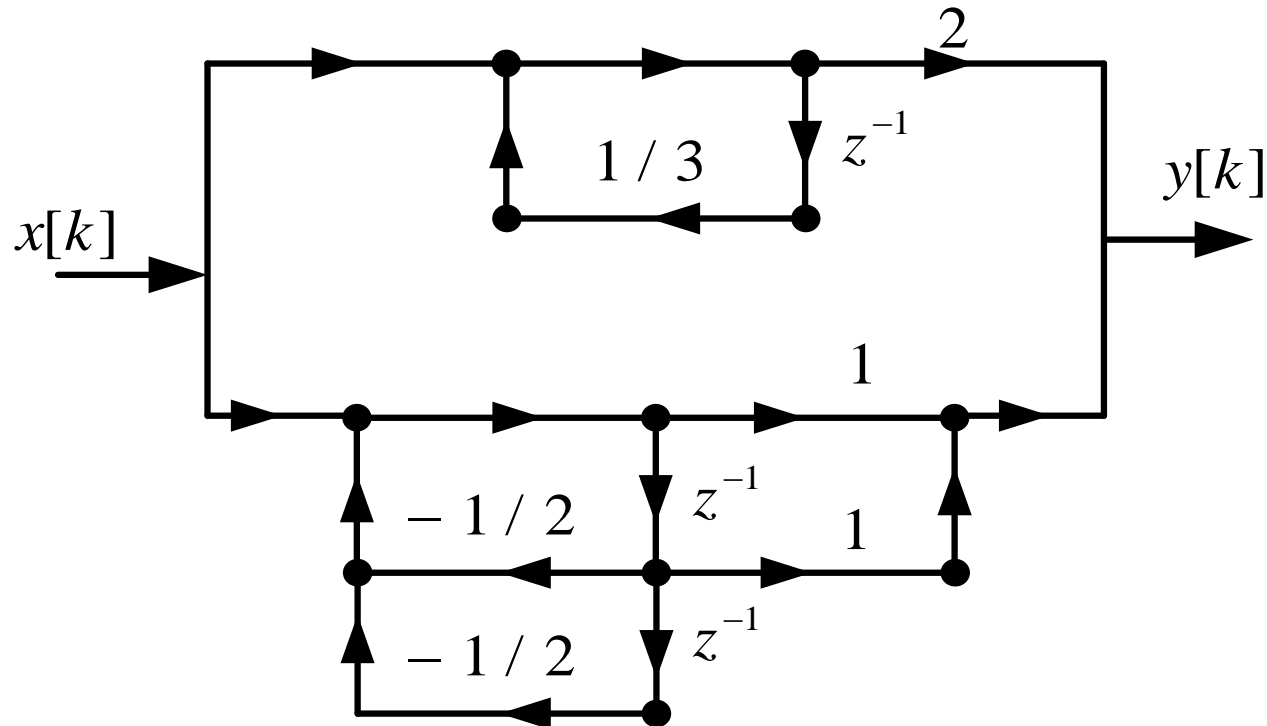
$$H(z) = \frac{1}{1 - \frac{1}{3}z^{-1}} \cdot \frac{3 + \frac{5}{3}z^{-1} + \frac{2}{3}z^{-2}}{1 + \frac{1}{2}z^{-1} + \frac{1}{2}z^{-2}}$$



3. 并联型

将系统函数 $H(z)$ 表达为部分分式之和的形式

$$H(z) = \frac{2}{1 - \frac{1}{3}z^{-1}} + \frac{1 + z^{-1}}{1 + \frac{1}{2}z^{-1} + \frac{1}{2}z^{-2}}$$



8.6 数字信号处理中的量化效应

- 因有限位寄存器引起的误差，称为**量化效应**，也称为**有限寄存器效应**。
- 量化误差的表现：
 - **A/D**变换器中的量化效应
 - 系数量化效应
 - 运算中的量化效应



量化及量化误差

- 量化编码：序列值用有限长的二进制数表示。
- 量化误差：由于量化编码而导致的误差。
- 量化阶：假设用 **$b+1$** 位二进制数表示一个实数，**1**位表示符号，尾数用 **b** 位表示。



作业:

■ **P247-249:**

1, 6, 7, 9, 12, 15