

# 第五章 软件无线电硬件实现

## 1. 接收机基本理论

### 噪声系数



$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o}$$

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} = \frac{N_o}{GN_i}$$

其中 $G$ 为系统的功率增益

## 灵敏度

在解调器输出端为了满足一定的信噪比,

$$(S_o / N_o)_{\min} = 10 \log M$$

天线处最小可分辨/检测的信号功率 $S_{\min}$ 。

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \longrightarrow S_{\min} = F \cdot M \cdot N_i$$

其中  $N_i = kTB_n$ ,  $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J / K}$ ,  $T = 290^0 \text{ K}$

$$S_{\min} = -174 \text{ dBm / Hz} + NF + 10 \log B_n + (S_o / N_o)_{\min} \quad (\text{dBm})$$

其中  $NF = 10 \log F$

## 动态范围 ( Dynamic Range )

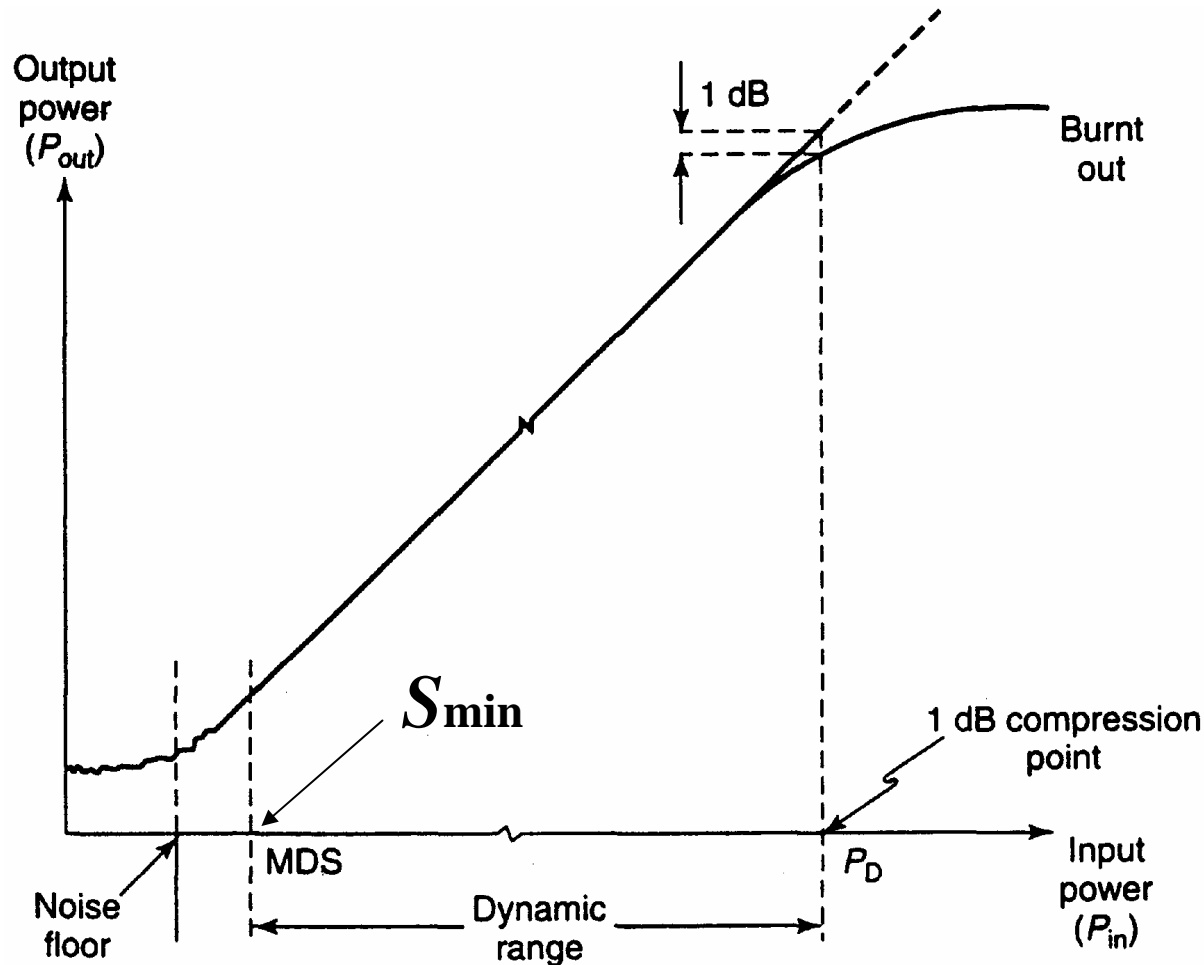
**动态范围**：接收机所能容忍的最大信号与最小信号功率之比。

**最小信号功率**可以取接收机灵敏度或噪声基底功率。

**最大信号功率**可以取**1dB**增益压缩点或**3阶截点IP3**所对应的输入信号功率。

## 1dB增益压缩点定义动态范围:

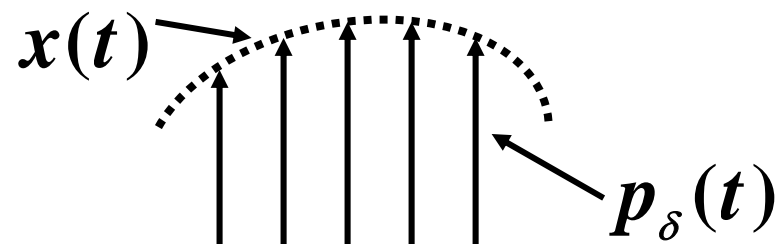
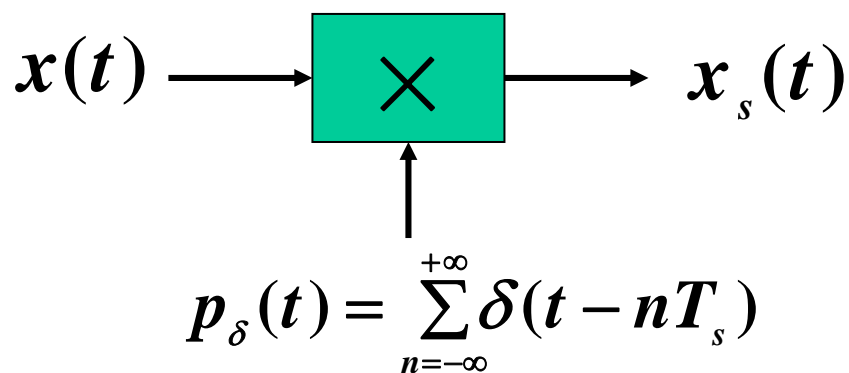
$$\begin{aligned} DR_{-1} &= P_{-1dB} - S_{\min} \\ &= P_{-1dB} + 114 - NF - 10 \log B_n - (S_o / N_o)_{\min} \end{aligned}$$



## 2. 软件无线电中的A/D和D/A转换器

### 2.1 A/D采样

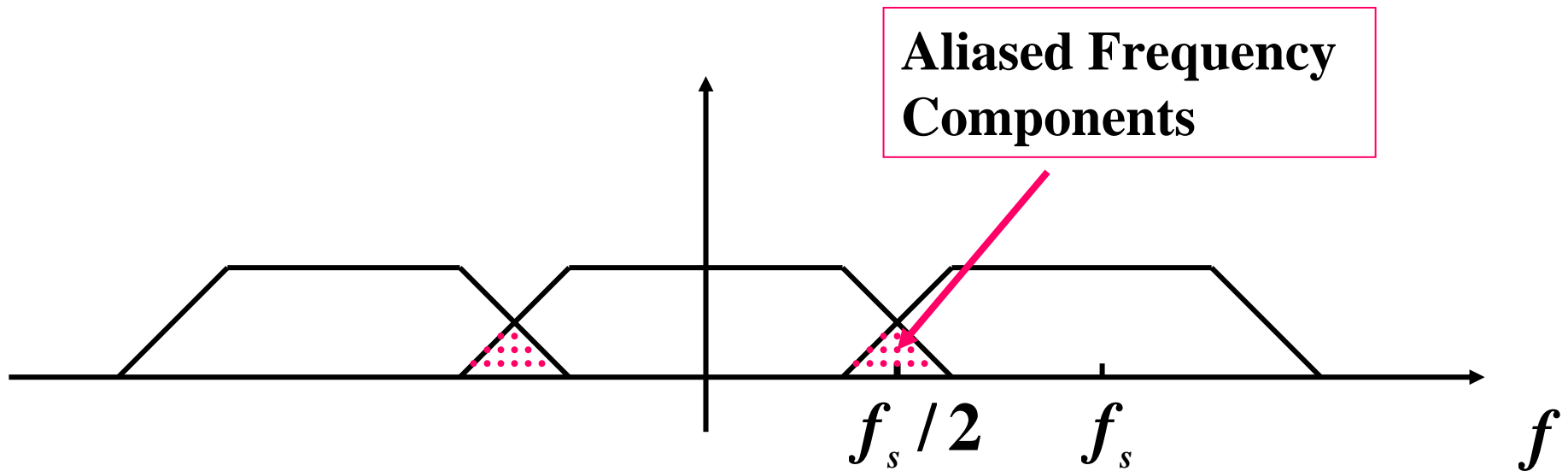
#### (1) 理想采样



$$x_s(t) = x(t)p_\delta(t) \quad \longleftrightarrow \quad X_s(\Omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(\Omega - n\Omega_s)$$

## 2.2 Anti-Aliasing Filters

If an analog signal is sampled at the uniform sampling rate  $f_s$ , those components that extend beyond the Nyquist frequency  $f_s/2$  will fold back into the sampled spectrum. This is well known as aliasing as shown in the shaded parts of following figure.



**The A/D converter, therefore, is preceded by an anti-aliasing filter that shapes the analog spectrum to avoid aliasing. When the aliased components are below the minimum acceptable power level (e.g.,  $\text{LSB}/2$ ), the sampled signal is a faithful representation of the analog signal. To reduce the power of out-of-band energy to less than  $\text{LSB}/2$ , the sufficient stop band attenuation of the aliasing filter is required.**

**The following table shows the stop band attenuation for a given number of bits of dynamic range.**

<b>Resolution (bits)</b>	<b>LSB Weight</b>	<b>Stop Band Atten.</b>
<b>8</b>	<b>1/256, -48dB</b>	<b>-54dB</b>
<b>10</b>	<b>1/1024, -60dB</b>	<b>-66dB</b>
<b>12</b>	<b>1/4096, -72dB</b>	<b>-78dB</b>
<b>16</b>	<b>1/65536, -96dB</b>	<b>-102dB</b>



**The performance for a few types of anti-aliasing filters with  $-80\text{dB}$  stop attenuation are given below.**

<b>Filter</b>	<b>Poles</b>	<b>Shape Factor</b> $f_{-80}/f_{-3}$	<b>Rolloff</b>
<b>Bessel</b>	<b>8</b>	<b>6.068</b>	<b>Slowest</b>
<b>Butterworth</b>	<b>8</b>	<b>3.162</b>	<b>Faster</b>
<b>Chebyshev</b>	<b>8</b>	<b>2.183</b>	<b>Fastest</b>

## 2.3 A/D转换器的性能指标

### (1) 转换灵敏度

设A/D转换器的输入电压范围为  $(-E, +E)$  , 位数为 $n$ , 则量化电平  $\Delta E$ 为:

$$\Delta E = 2E / 2^n$$

$\Delta E$ 也叫转换灵敏度。

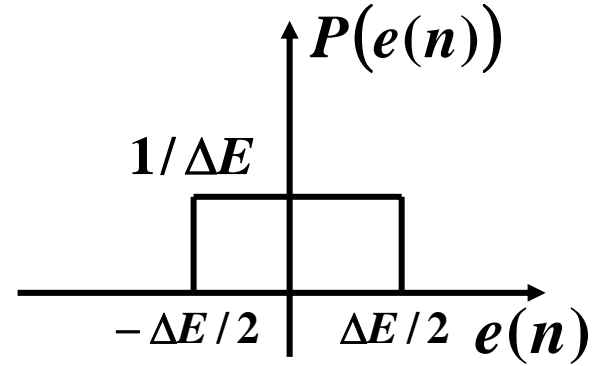
### (2) 量化噪声

量化取样值可表示为:  $\hat{x}(n) = x(n) + e(n)$

其中 $x(n)$ 为无限精度信号,  $e(n)$ 为量化误差。

设 $e(n)$ 为均匀分布的白噪声序列:

$$P(e(n)) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta E}, & -\frac{\Delta E}{2} \leq e(n) < \frac{\Delta E}{2} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$



则量化误差的均值和方差分别为:

$$m_e = \int_{-\Delta E/2}^{\Delta E/2} e(n) P(e(n)) de(n) = 0$$

$$\sigma_e^2 = \int_{-\Delta E/2}^{\Delta E/2} (e(n) - m_e)^2 P(e(n)) de(n)$$

$$= (\Delta E)^2 / 12 = 4E^2 / (12 \times 2^{2n}) = E^2 / (3 \times 2^{2n})$$

设信号的有效值为 $E_s$ ，则信号功率  $P_s = E_s^2$

未过载量化信噪比为：

$$\begin{aligned} SNR_e &= 10 \lg \frac{P_s}{\sigma_e^2} = 10 \lg \left( \frac{3P_s}{E^2} 2^{2n} \right) \\ &= 10 \lg 3 + 20 \lg 2^n + 10 \lg \frac{P_s}{E^2} \\ &= 4.77 + 6n + 20 \lg \frac{E_s}{E} \end{aligned}$$

式中第三项表示信号相对于满刻度值 $E$ 的分贝数。

●如果输入信号是一个满量程的正弦信号

$$x(t) = E \sin(2\pi ft)$$

$$\text{则 } E_s = E / \sqrt{2}, \quad P_s = E^2 / 2$$

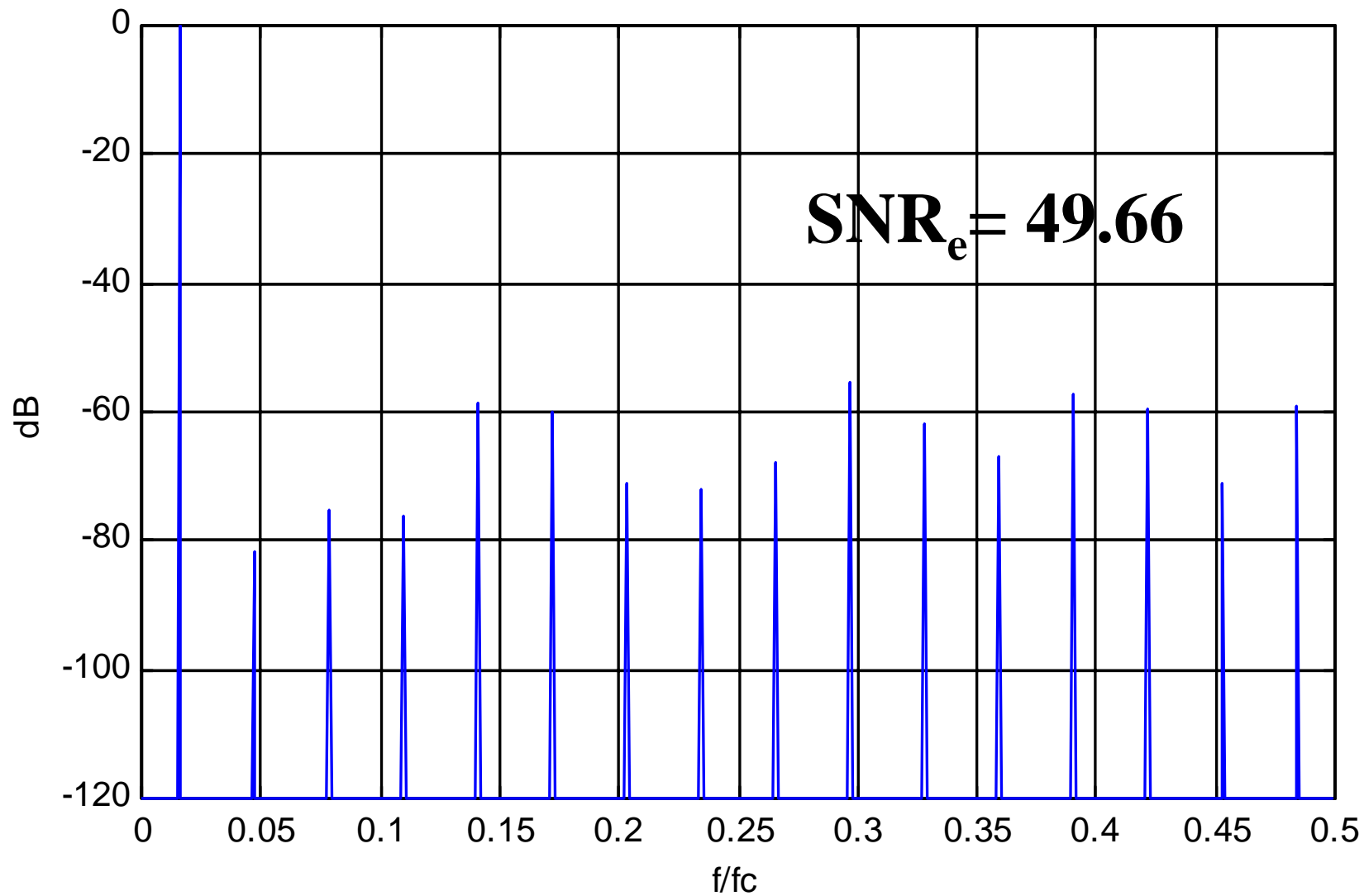
$$\begin{aligned} \text{此时有: } SNR_e &= 4.77 + 6n + 10\log(1/2) \\ &= 1.76 + 6n \end{aligned}$$

●如果输入信号为在 $[-E, +E]$ 内均匀分布的随机信号

$$\text{则 } P_s = \int_{-E}^{+E} \frac{1}{2E} x^2 dx = \frac{1}{3} E^2$$

$$\text{此时有 } SNR_e = 4.77 + 6n + 10\lg 1/3 = 6n$$

# 正弦信号量化例子



## A/D转换器的动态范围:

量化器满刻度值与量化噪声均方根值之比。

$$DR = 10 \lg \frac{E^2}{\sigma_e^2} = 4.77 + 6n$$

**A/D转换器动态范围**是量化器所能达到的最大信噪比，它代表了量化器所能分辨的信号电平的相对范围，与信号特性无关。

### (3) 有效转换位数(ENOB)

$$ENOB = \frac{SINAD - 1.76}{6}$$

其中 $SINAD$ 为实际信噪比。

### (4) 孔径误差

设输入信号为 $x(t)=E\sin(2\pi ft)$ ，其电压变化最大的时刻发生在信号过零处。

$$\frac{dx}{dt} = 2\pi fE \cos(2\pi ft) \quad \left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=0} = 2\pi fE$$



所以最大误差为：

$$E_e = t_{con} \left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=0} = t_{con} 2\pi f E$$

其中 $t_{con}$ 为A/D转换时间。

如果要求 $E_e$ 小于量化电平的一半，即

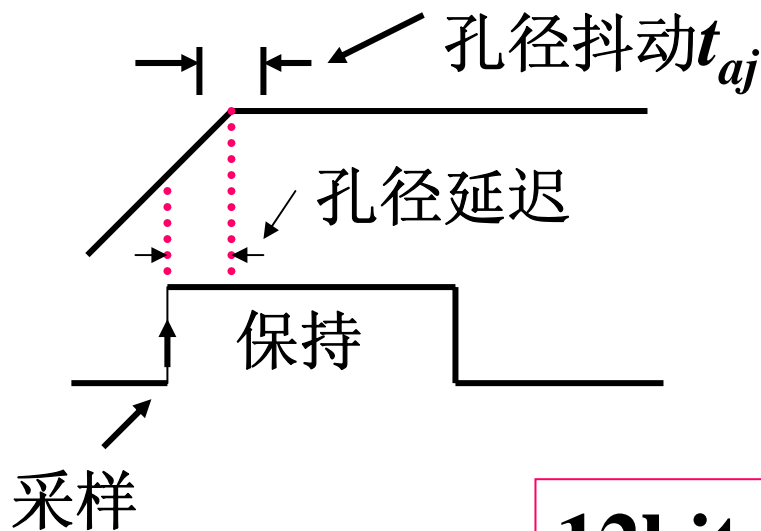
$$E_e < \frac{1}{2} \Delta E = \frac{E}{2^n}$$

则

$$f \leq \frac{1}{\pi t_{con} 2^{n+1}}$$

由上式，一个12位、转换时间 $35\mu s$ 的A/D转换器，其最高输入频率只有 $1.1Hz$ 。

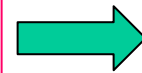
为此A/D转换器前要加入采样保持器，但保持命令到来后，采样保持器要经过一段时间延迟才进入保持状态，这段时间叫“孔径延迟”（Aperture Delay）。这段时间的长度往往是一个变化量，变化的均方根值叫“孔径抖动”（Aperture Jitter）。



$$f \leq \frac{1}{\pi t_{aj} 2^{n+1}}$$

$$t_{aj} \leq \frac{1}{\pi f 2^{n+1}}$$

12bits、41MHz A/D



$$t_{aj} \leq 1ps$$

**AD6640: 12 Bit D/A      65MSPS**

**Aperture Delay = 400ps**

**Aperture Uncertainty = 0.3ps**

**AD9042: 12 Bit D/A      41MSPS**

**Aperture Delay = 250ps**

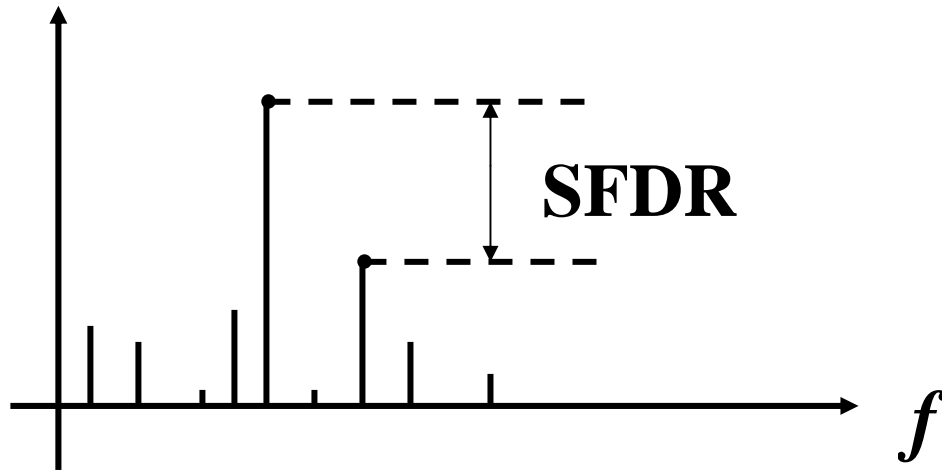
**Aperture Uncertainty = 0.7ps**

因此A/D转换器有两个频率指标，一个是最高采样频率，另一个是输入信号的最高输入频率或输入信号带宽。带通采样中要注意A/D转换器的输入信号带宽。

**AD9042 12位高速A/D转换器，最高采样频率为41MHz, 而输入信号带宽为100MHz。**

**AD6640 12位高速A/D转换器，最高采样频率为65MHz, 而输入信号带宽为300MHz。**

## (5) 无杂散动态范围(SFDR)



**AD9042:**

**SNR=68dB**

**SFDR=80dB**

**AD6640:**

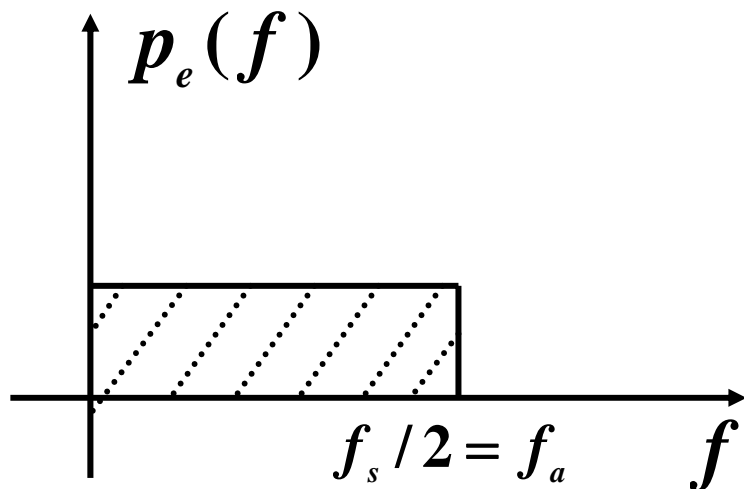
**SNR=68dB**

**SFDR=80dB**

## 2.4 过抽样技术和 $\Sigma - \Delta$ 调制技术

### (1) 过抽样技术

前述的正弦信号量化信噪比  $SNR_e = 1.76 + 6n$  是在Nyquist抽样下得到的。即  $f_s = 2f_a$ ,  $f_a$  为信号最高频率。

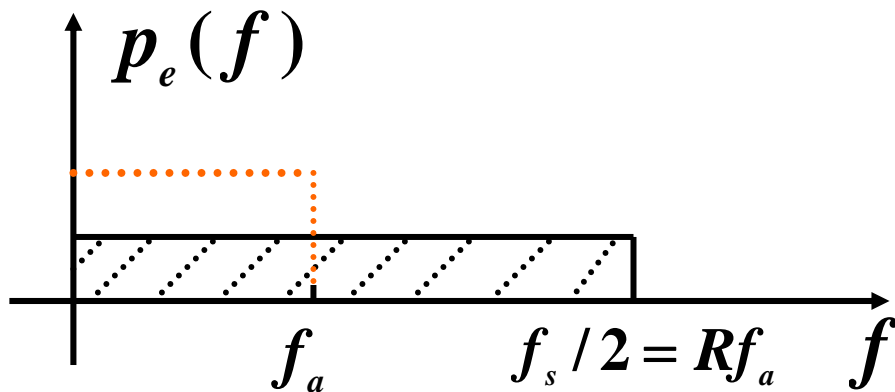


功率谱密度:

$$\begin{aligned} p_e(f) &= \sigma_e^2 / (f_s / 2) \\ &= \sigma_e^2 / f_a \end{aligned}$$

现在增加采样频率至  $f_s = (2f_a) R$

其中  $R = \frac{f_s}{2f_a}$  称为过采样率。



功率谱密度:

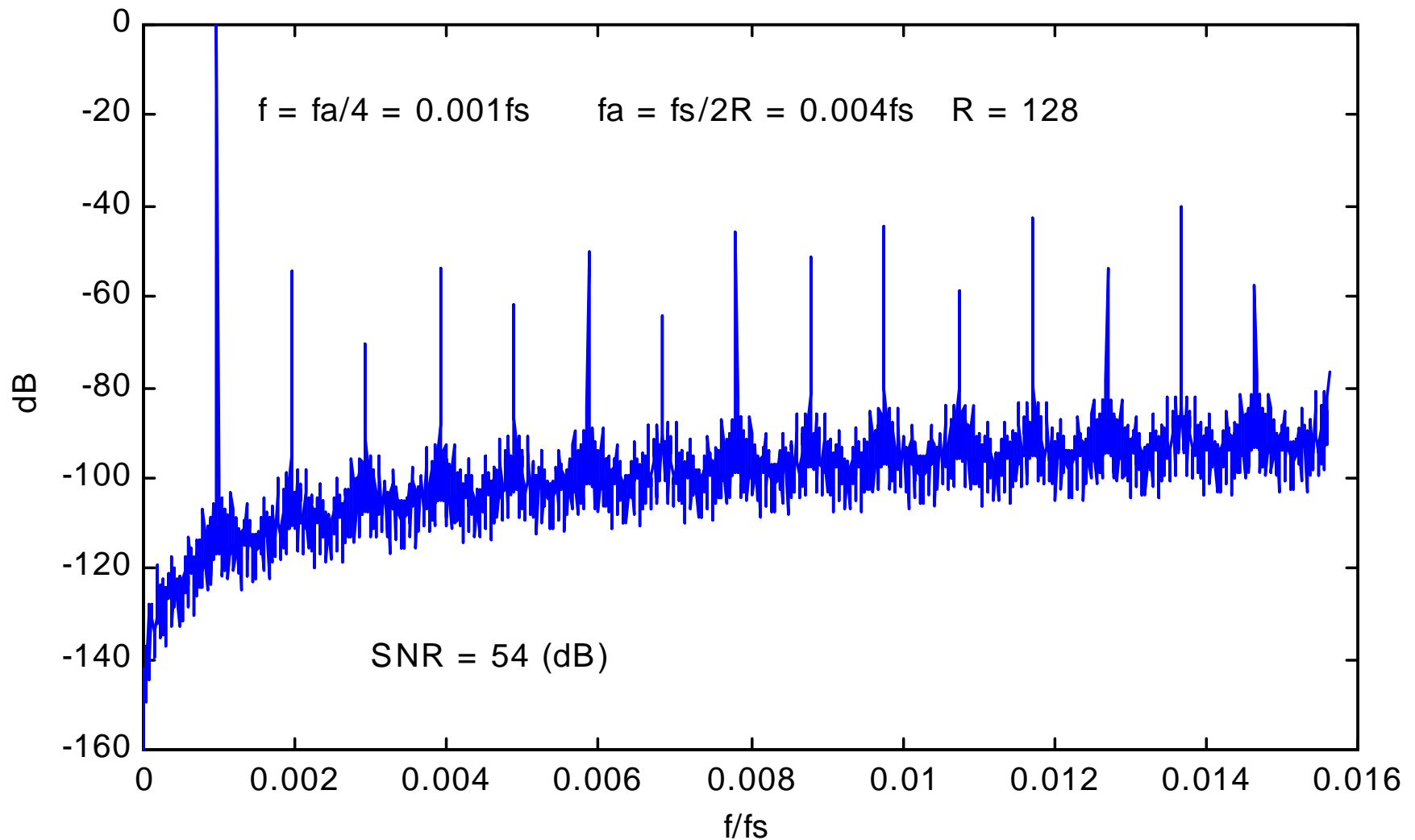
$$\begin{aligned} p_e(f) &= \sigma_e^2 / (f_s / 2) \\ &= \sigma_e^2 / (Rf_a) \end{aligned}$$

信号频带内的噪声只有  $p_e(f)f_a = \sigma_e^2 / R$

此时信噪比变为:

$$SNR_e = 1.76 + 6n + 10\lg R$$

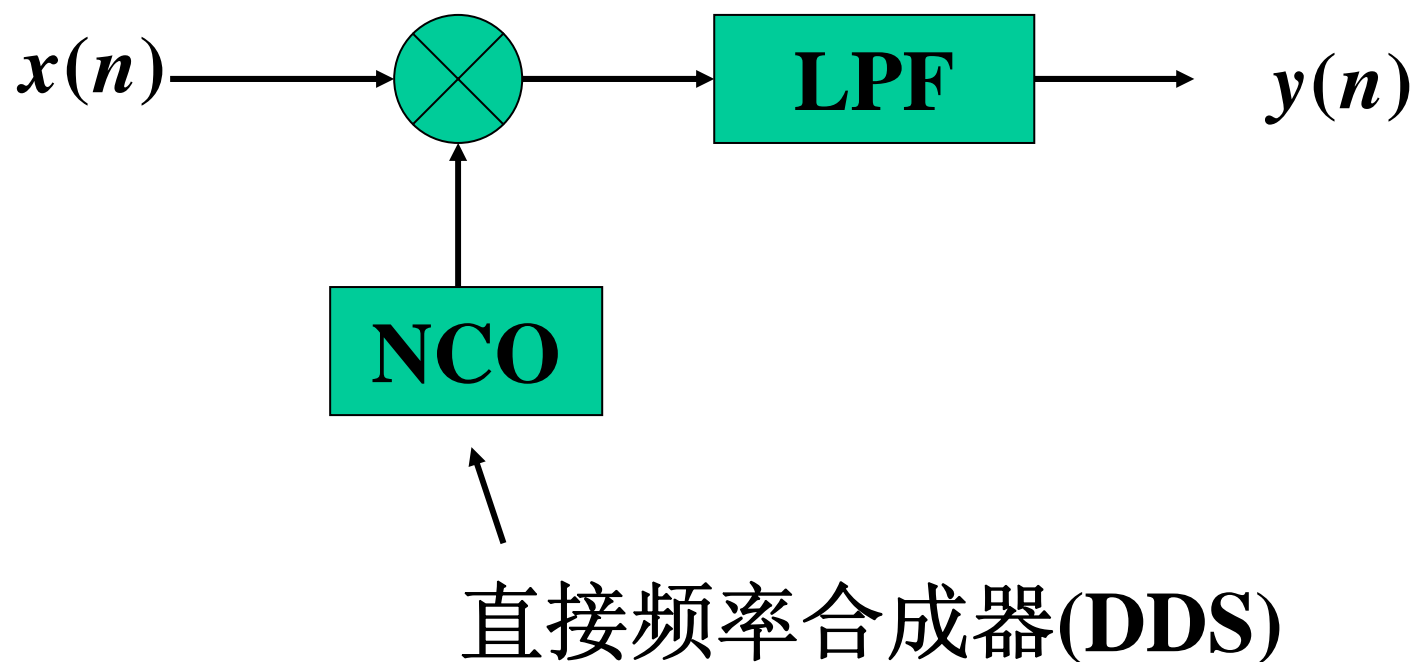
## (2) $\Sigma - \Delta$ 调制技术



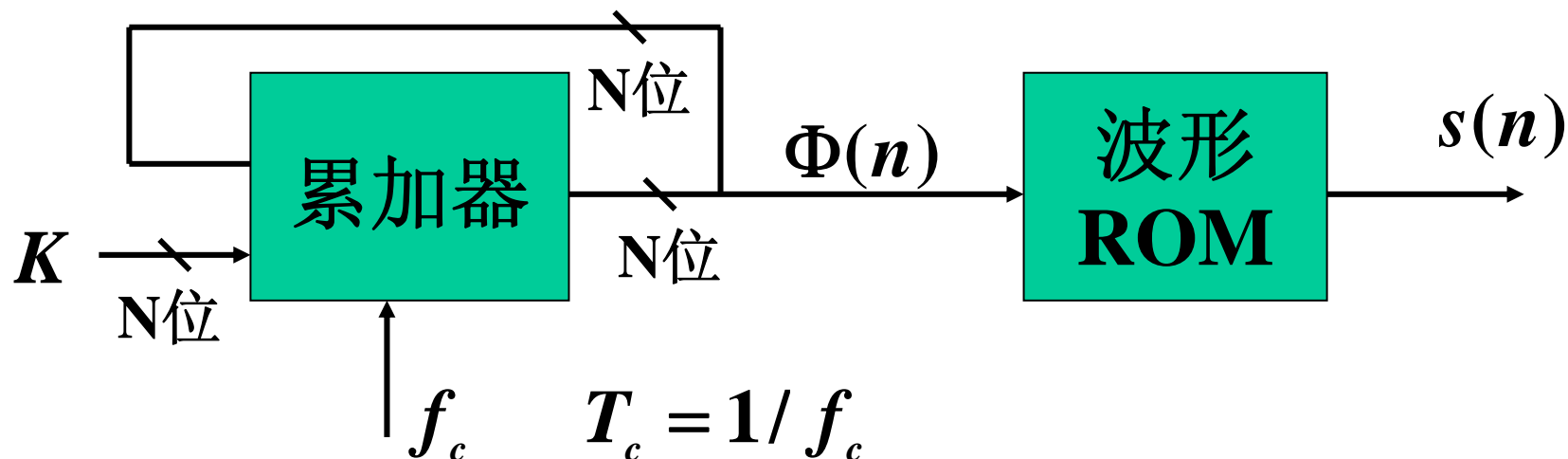


### 3. 软件无线电中的数字变频器(DDC)

#### 3.1 数控振荡器(NCO)



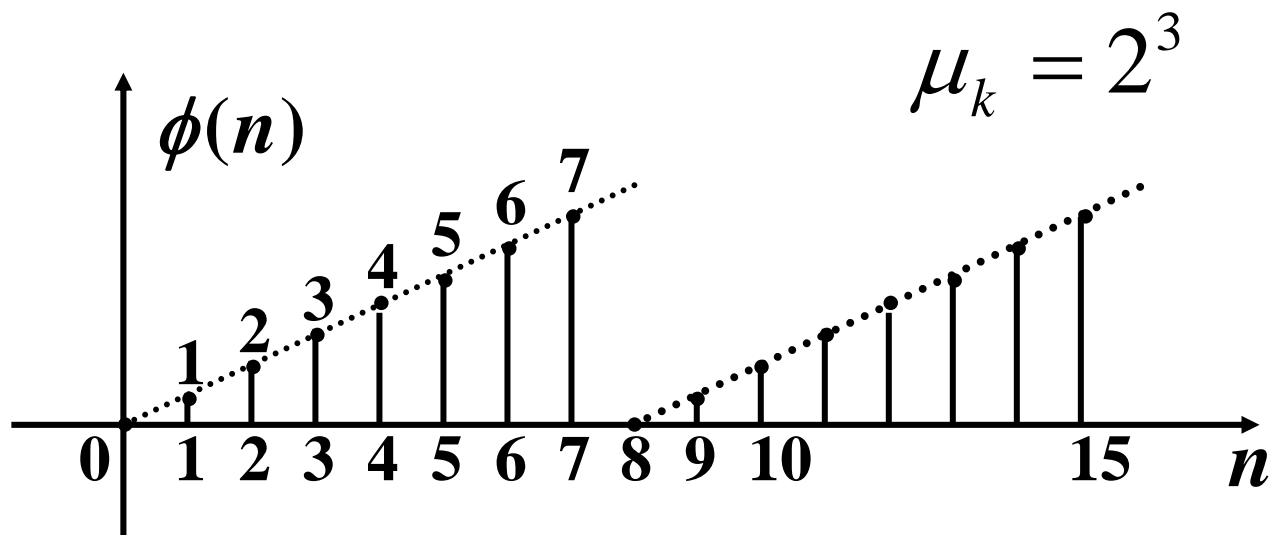
# (1) 直接数字频率合成器原理



$$\phi(n) = \phi(n-1) + K \pmod{2^N}$$

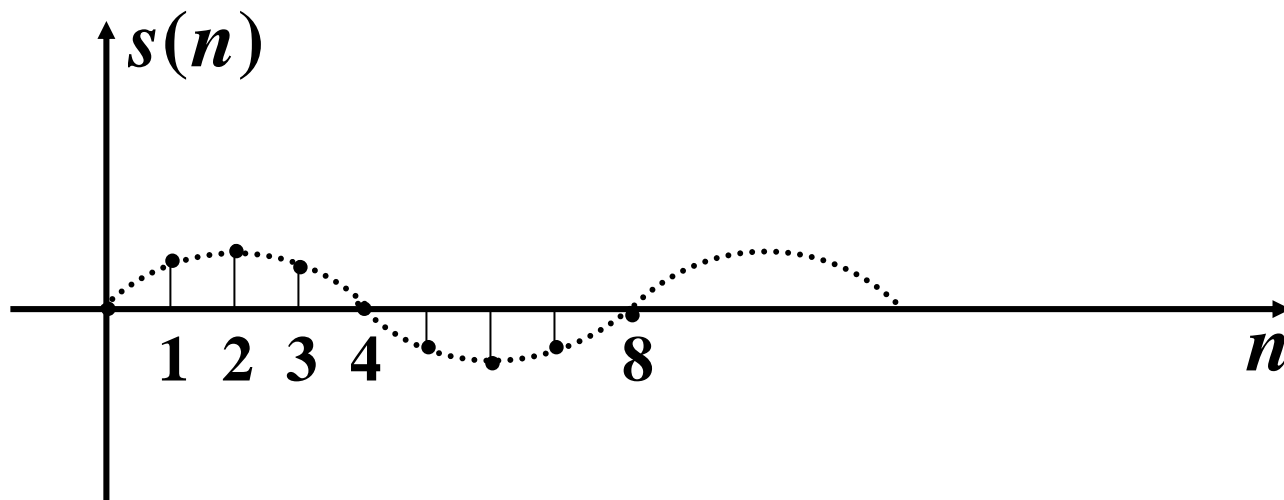
例:  $K = 1, N = 3$

$$\phi(n) = \phi(n-1) + 1 \pmod{8}$$



$$T_o = 2^3 T_c$$

$$f_o = \frac{f_c}{2^3}$$

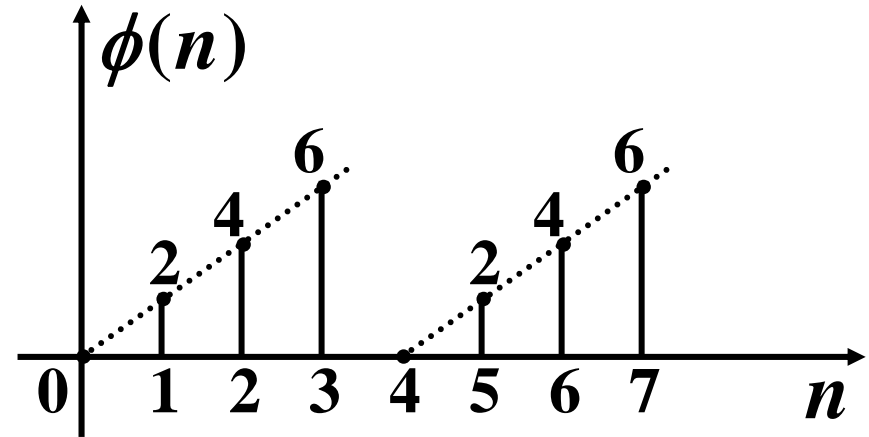


000	0.0
001	0.707
010	1.0
011	0.707
100	0.0
101	-0.707
110	-1.0
111	-0.707

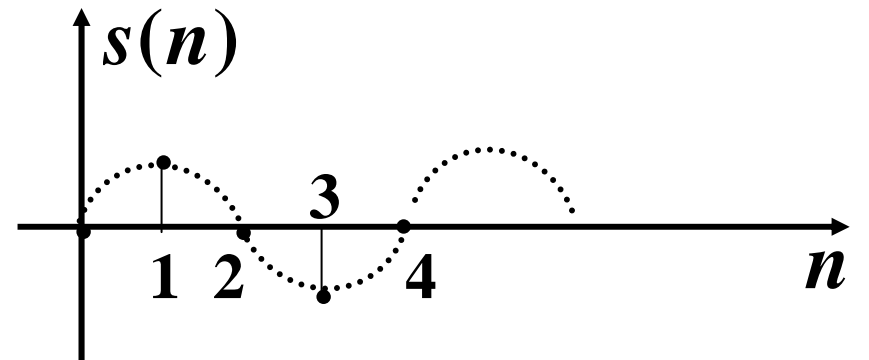
例:  $K = 2, N = 3$

$$\phi(n) = \phi(n-1) + 2 \pmod{8}$$

$$\mu_k = 2^3 / 2$$



$$T_o = \frac{2^3}{2} T_c \quad f_o = \frac{2}{2^3} f_c$$



$\phi(n)$  的周期  
为：

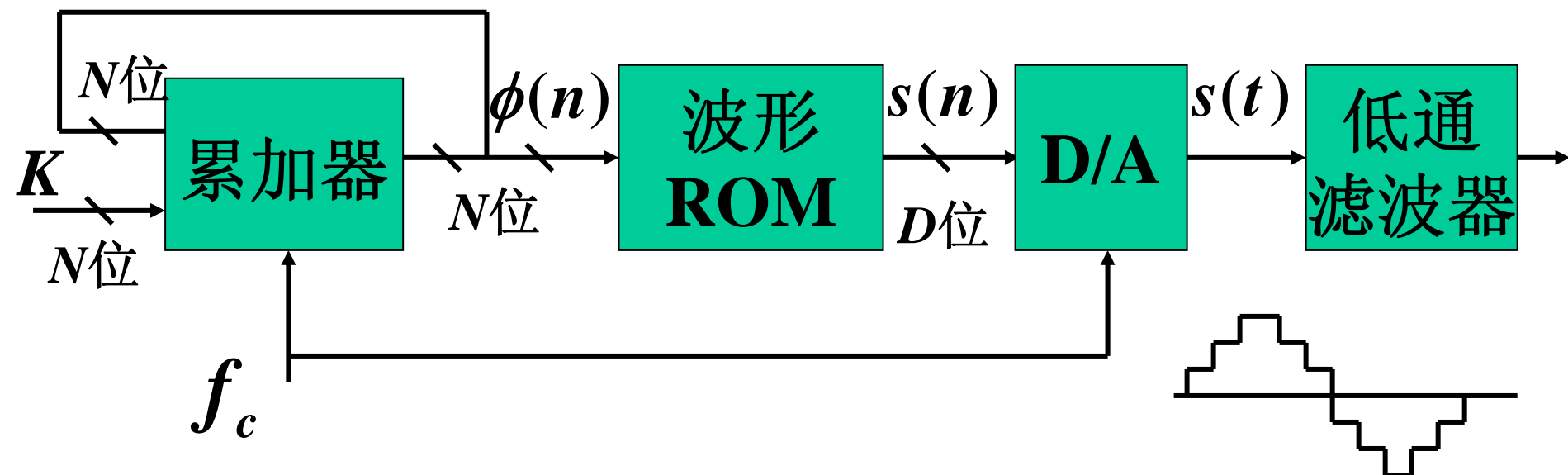
$$\mu_k = \frac{2^N}{\text{GCD}(2^N, K)}$$

其中**GCD** 表示最大公约数。

**DDS方  
程：**

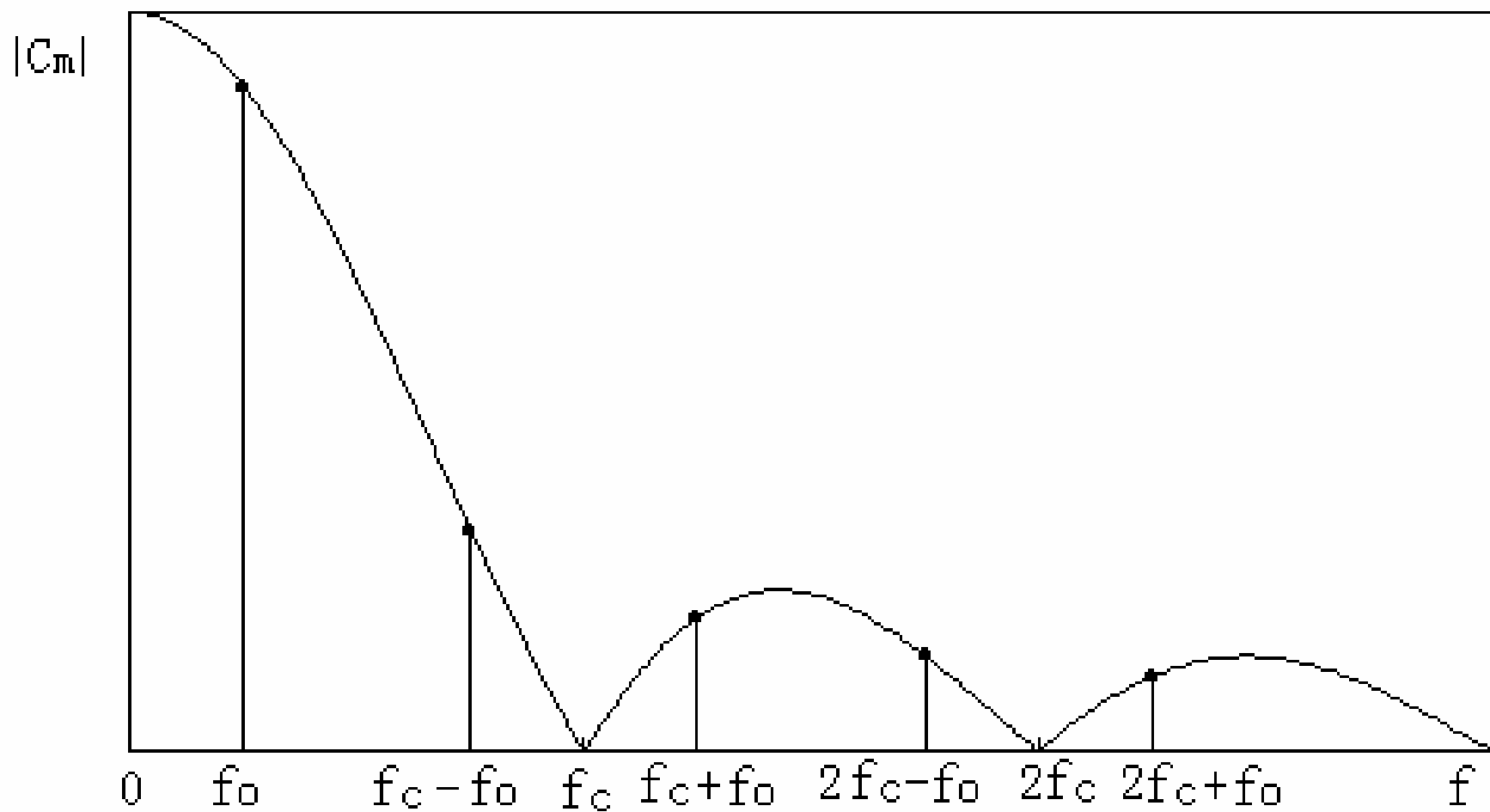
$$f_o = \frac{K}{2^N} f_c$$

## (2) 理想情况下DDS输出频谱特性



相位累加器输出周期为  $\mu_k$  的相位序列  $\phi(n)$ , 寻址波形ROM后得到正弦离散幅度序列  $s(n)$ , 周期同样为  $\mu_k$ 。

$$s(n) = \cos\left(\frac{2\pi}{2^N} Kn\right)$$



理想情况下**DDS**输出频谱特性

## DDS的特点:

- 频率分辨率高  $\Delta f = f_c / 2^N$
- 频率切换快
- 频率切换时相位连续
- 相位噪声低
- 可以产生任意波形