



# 射频电路测试原理

---

## 第七讲 信号发生器原理

guolinli@tsinghua.edu.cn



# 参考文献

---

- Agilent 资料
  - The Science of Timekeeping, HP Application Note 1289
  - ...
- 袁越智等，高频、微波信号源及其稳定，中国计量出版社，1992
- Ulrich L. Rohde, David P. Newkirk, RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications, John Wiley & Sons, 2000
  - 刘光祜，张玉兴译，无线应用射频微波电路设计，电子工业出版社，2004



# 目录

---

- 通过对信号发生器工作性能的讨论，尤其是相位噪声产生的机制，理解信号发生器的各种性能指标的定义及其对测试的影响
  - 概述
  - 连续波信号发生器 Continue Wave , CW
  - 扫频信号发生器 Swept
  - 调制信号发生器 modulation
  - 信源指标对测试影响的分析例

# 一、概述：分类

## ■ 按输出波形分类

- 正弦信号发生器
- 函数发生器
- 脉冲信号发生器
- 其他：伪随机、噪声、...

## ■ 正弦信号发生器

### ■ 按频段分类

- 射频信号发生器：kHz-3GHz
- 微波信号发生器：3GHz-30GHz

### ■ 按频率产生和综合方法分类

- 直接频率合成法：DS
- 间接频率合成法（锁相环频率合成法）
- 直接数字频率合成法：DDS

### ■ 按输出频率调节方式分类

- 连续波信号发生器：Continue Wave, CW
- 扫频信号发生器：Swept
- 调制信号发生器

# 工作性能（一）

## ■ 频率特性

### ■ 有效频率范围

- 所有其他指标都得以保证的频率范围

### ■ 分辨力

### ■ 频率准确度

$$\gamma = \frac{f - f_0}{f_0} \times 100\%$$

- 实际输出频率和标度频率的误差： $10^{-6}$ - $10^{-2}$

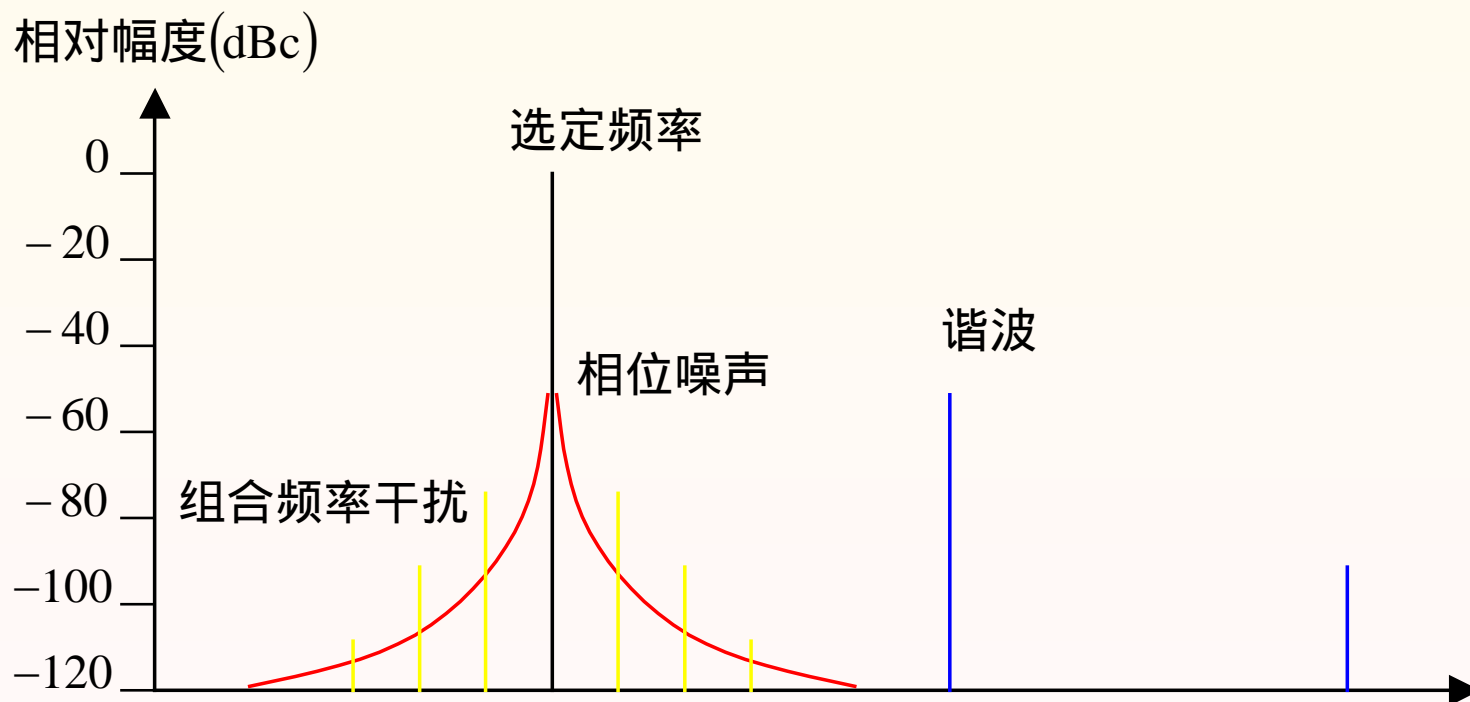
### ■ 频率稳定度

- 描述信号源输出频率的随机波动和漂移特性
- 时域描述：阿伦方差
- 频域描述：相位噪声

### ■ 频谱纯度

- 相位噪声，谐波、杂波：-50dBc

# 频谱纯度



# 工作性能（二）

## ■ 输出特性

### ■ 输出功率或输出电平

- 调节范围可达 $10^7$ 以上

### ■ 输出电平稳定性和平坦度

#### ■ 稳定性

- 输出电平随时间的变化： $<0.1\text{dB/min}$ ； $<0.3\text{dB/3h}$

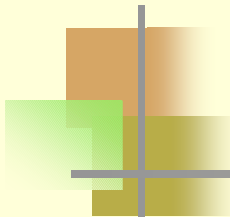
#### ■ 平坦度

- 有效频率范围内，调节频率时幅度随频率的变化

- 为了保证信号发生器输出信号的电平稳定性和平坦度，信号源输出往往都有自动电平控制（Automatic Level Control, ALC）电路，可保证平坦度在 $\pm 1\text{dB}$ 以内

### ■ 输出电平准确度： $\pm 3\%$

### ■ 输出阻抗： $50\Omega$ ，驻波比 $<1.2$



# 工作性能（三）

## ■ 调制特性

### ■ 调制类型

- 模拟调制、数字调制
- 调幅、调角

### ■ 调制信号频率范围

### ■ 调制指数

- 有效范围：调幅波调制指数，调频波频偏
- 准确度：误差小于 $<10\%$
- 线性度

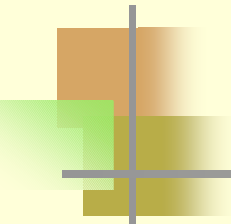
### ■ 寄生调制

- 残余调幅、残余调频：归入频率稳定度和幅度稳定度
- 调幅时的寄生调频，调频时的寄生调幅

## ■ 其他特性

- 频率转换时间
- Reverse power protection
- 可靠性指标
- 泄漏
- 功耗
- 体积、重量
- 环境条件
  - 温度范围





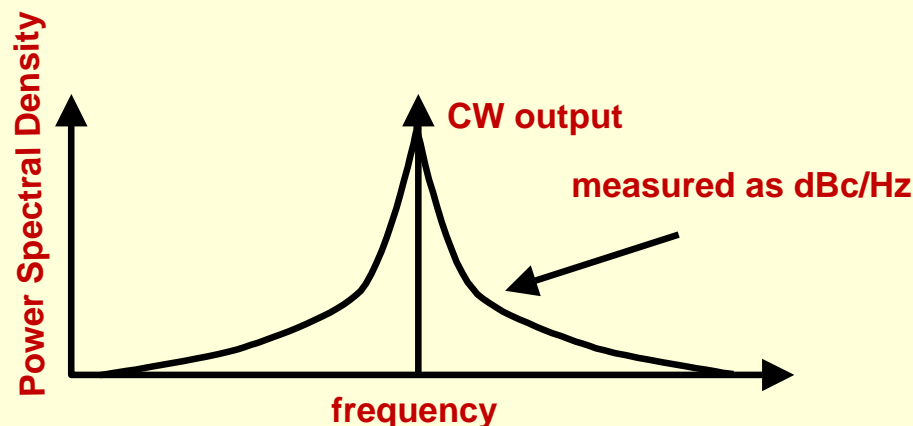
## 二、连续波信号发生器

---

- 基础理论
  - 相位噪声
  - 频率稳定度
- 典型的锁相环信号发生器
- 直接数字合成信号发生器

## 2.1 基础理论：相位噪声

- 理想的连续波信号源输出为正弦波，其频谱为单根谱线，实际信号源的输出谱线不可能是单根谱线，事实上，谱线旁边是相位噪声
- 本振的相位噪声对通信系统有很大的影响；信源作为系统调试中本振的替代物，为了有效应用于各种调试背景，对其相位噪声有较高的要求
  - 以反馈振荡器为例，讨论信源的相位噪声的产生机制



- 只有当反馈放大器的反馈增益为无穷大时，它才有可能成为一个振荡器
- 反馈振荡器在振荡频率 $\omega_s$ 达到反馈平衡，一定满足 $A(j\omega_s)B(j\omega_s)=1$

# 反馈振荡器基本原理

$$|A(j\omega_s)B(j\omega_s)| = 1$$

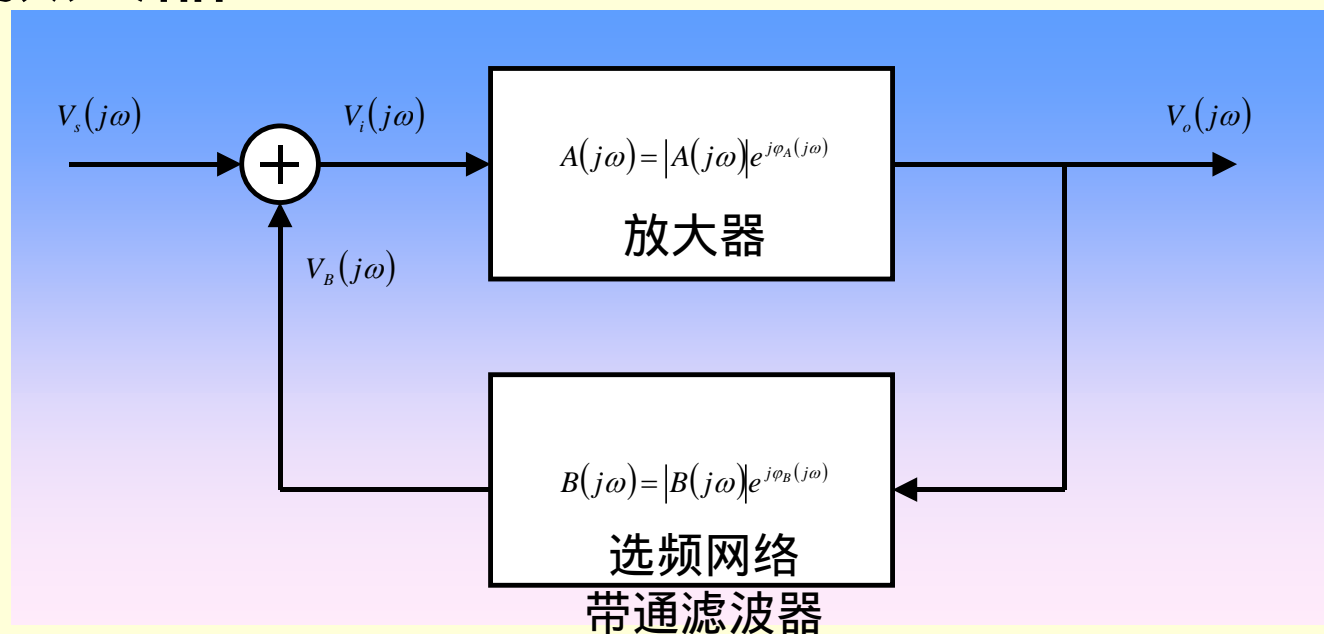
$$\varphi_{A(j\omega_s)} + \varphi_{B(j\omega_s)} = 2n\pi$$

## ■ 反馈放大器

$$V_o = A(j\omega)V_i$$

$$V_B = B(j\omega)V_o$$

$$V_i = V_s + V_B$$



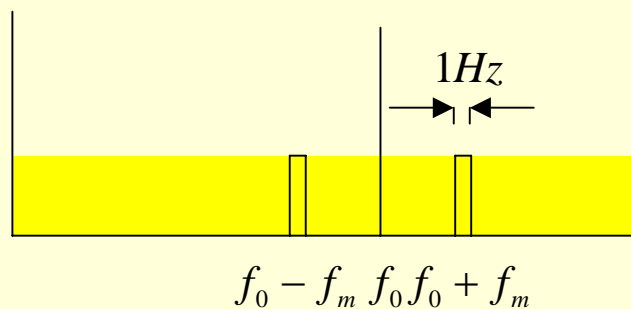
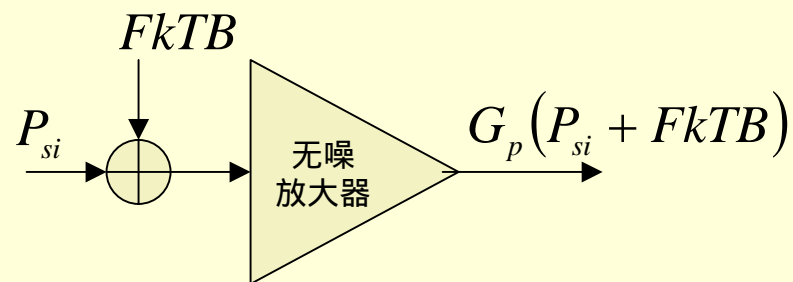
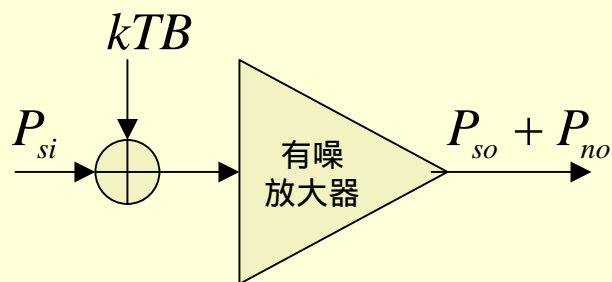
$$V_o = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)} V_s$$

$$H(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)}$$

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} = \frac{P_{no}}{P_{ni}(P_{so}/P_{si})} = \frac{P_{no}}{P_{ni}G_p} = \frac{P_{no}}{G_pkTB} = \frac{G_pkTB + P_{nA}}{G_pkTB} = 1 + \frac{P_{nA}}{G_pkTB}$$

# 放大器噪声

$$P_{no} = G_p F kTB$$



$$V_{s,rms} = \sqrt{\frac{P_{si}}{R}}$$

$$V_{n,rms} = \sqrt{\frac{FkT}{R}}$$

Diagram illustrating the relationship between signal and noise voltages. The signal voltage  $V_{s,rms}$  is defined as  $\sqrt{\frac{P_{si}}{R}}$ . The noise voltage  $V_{n,rms}$  is defined as  $\sqrt{\frac{FkT}{R}}$ . The frequency range is from  $f_0 - f_m$  to  $f_0 + f_m$ .

## 附加于载波上的噪声

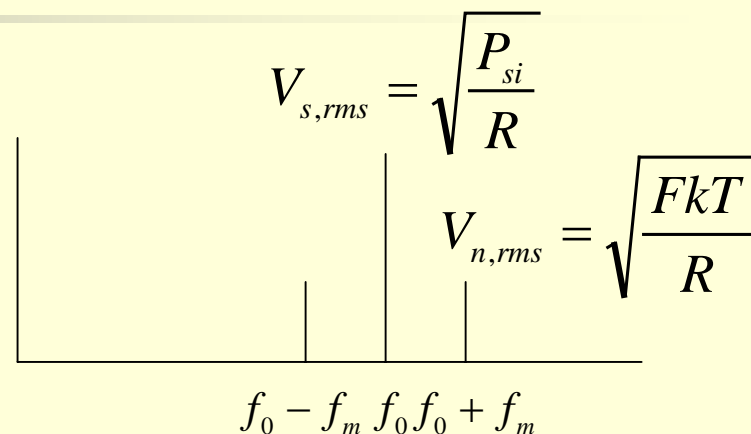
$$\begin{aligned}v_s(t) &= V_s \cos[\omega_0 t + \theta_{n,\omega_m}(t)] \\&= V_s \cos \omega_0 t \cos \theta_{n,\omega_m}(t) - V_s \sin \omega_0 t \sin \theta_{n,\omega_m}(t) \\&\approx V_s \cos \omega_0 t - V_s \theta_{n,\omega_m}(t) \sin \omega_0 t \\&= V_s \cos \omega_0 t - (V_n \cos \omega_m t)(V_s \sin \omega_0 t)\end{aligned}$$

$$\theta_{n,\omega_m}(t) = V_n \cos \omega_m t$$

$$S_\theta(f_m) = \frac{V_n^2}{V_s^2} = \frac{V_{n,rms}^2}{V_{s,rms}^2} = \frac{FkT}{P_{si}} \quad S_\theta(f_m) = 10\log F - 10\log P_{si} + 10\log kT \quad (\text{dBc/Hz})$$

$f_m$  较大时，可以采用： $NF = 6\text{dB}$ ,  $P_{si} = 10\text{dBm}$

$$S_\theta(f_m) = 6 - 10 - 174 = -178(\text{dBc/Hz})$$



# 闪烁噪声

- 调制频率靠近载波时，相位噪声谱显示出闪烁噪声（1/f 噪声）

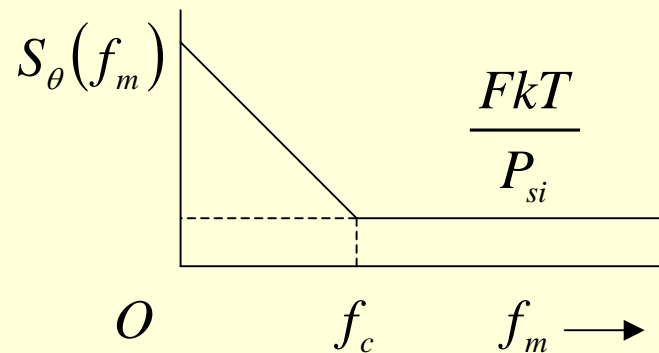
$$S_{\theta}(f_m) = \frac{FkT}{P_{si}} \left( 1 + \frac{f_c}{f_m} \right)$$

$f_c$ ：闪烁转角频率

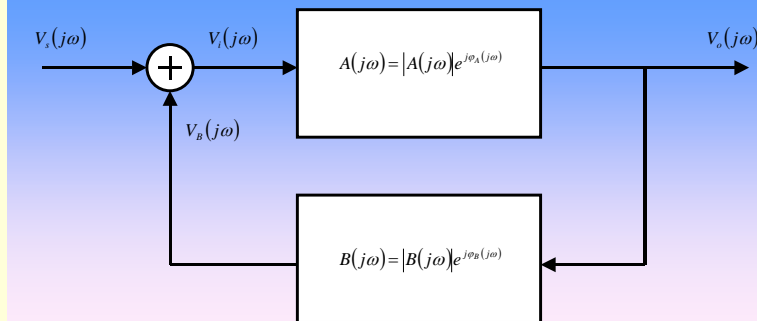
*SiFET* : 50Hz

*SiBJT* : 5kHz

*GaAsFET* : 1MHz



# 带通与低通



- 带通反馈网络，对频率偏移  $f_m$  而言，是一个低通网络

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

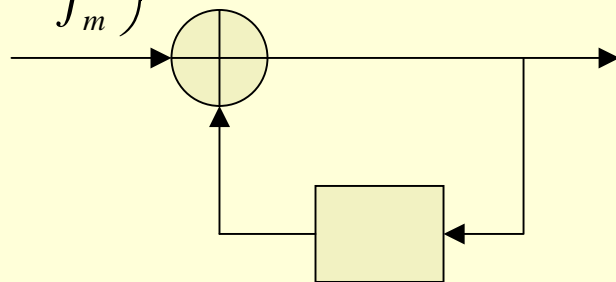
$$Q = R_P \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$H(j(\omega_0 + \omega_m)) = \frac{1}{1 + jQ_L \left( \frac{\omega_0 + \omega_m}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0 + \omega_m} \right)} \approx \frac{1}{1 + j2Q_L \frac{\omega_m}{\omega_0}}$$

$$H(j\omega_m) = \frac{1}{1 + j2Q_L \frac{\omega_m}{\omega_0}}$$

# 经过反馈网络

$$S_{\theta,i}(f_m) = \frac{FkT}{P_{si}} \left( 1 + \frac{f_c}{f_m} \right)$$



$$H(j\omega_m) = \frac{1}{1 + j2Q_L \frac{\omega_m}{\omega_0}}$$

$$S_{\theta,i}B + S_{\theta,o}B \frac{1}{1 + \left( \frac{2Q_L \omega_m}{\omega_0} \right)^2} = S_{\theta,o}B$$

$$S_{\theta,o} = \left( 1 + \left( \frac{f_0}{2Q_L f_m} \right)^2 \right) S_{\theta,i}$$



# 相位噪声的Leeson模型

$$S_{\theta,o}(f_m) = \left( 1 + \left( \frac{f_0}{2Q_L f_m} \right)^2 \right) \frac{FkT}{P_{s,i}} \left( 1 + \frac{f_c}{f_m} \right)$$

$$= \frac{FkT}{P_{s,i}} \left( \frac{f_c}{f_m^3} \left( \frac{f_0}{2Q_L} \right)^2 + \frac{1}{f_m^2} \left( \frac{f_0}{2Q_L} \right)^2 + \frac{f_c}{f_m} + 1 \right)$$

Flick FM

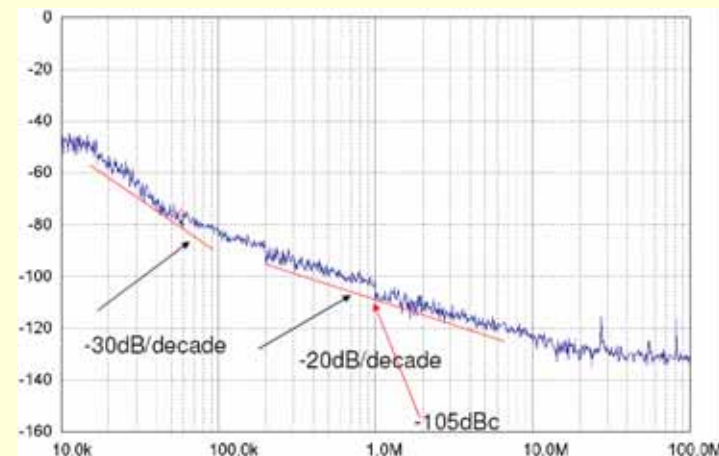
White FM

Flick PM

White PM

$$S_{\theta,o}(f_m) = \frac{\alpha_4}{f_m^4} + \frac{\alpha_3}{f_m^3} + \frac{\alpha_2}{f_m^2} + \frac{\alpha_1}{f_m} + \alpha_0$$

Random walk FM



$$S_{\theta,o}(f_m) = \left( 1 + \left( \frac{f_0}{2Q_L f_m} \right)^2 \right) \frac{FkT}{P_{s,i}} \left( 1 + \frac{f_c}{f_m} \right)$$

# 降低相位噪声的信源设计规则

- 使无载Q值最大化
- 不惜代价地避免BJT进入饱和状态，不使二极管进入正偏状态
- 选择尽可能低噪声系数和闪烁转角频率的放大管
  - BJT发射极反馈电阻可使闪烁噪声降低40dB
- 正确的偏置，防止有源器件的输入输出电容产生调制现象
  - 调制将导致幅度变化转移到相位变化中，从而引入相位噪声



# 残余调频

---

- Residual FM is the undesired angular modulation or FM inherent in a signal generator with all the modulation turned off
- It includes the effects of both spurious and phase noise
- It is the integral or area under the SSB curve with limits set by the post-detection bandwidth. 300 Hz to 3kHz and 20Hz to 15kHz are common bandwidths.

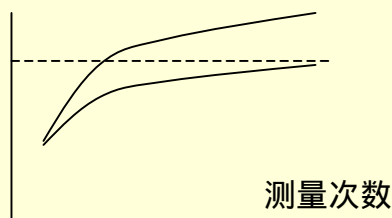
$$S_{\theta,o}(f_m) = \frac{\alpha_4}{f_m^4} + \frac{\alpha_3}{f_m^3} + \frac{\alpha_2}{f_m^2} + \frac{\alpha_1}{f_m} + \alpha_0$$

# 频率稳定度

- 频率稳定度是信号源最为重要的技术指标
  - 相位噪声谱密度是频率稳定度在频域内的测度
  - 时域内的测度，一般是根据误差理论，用随机误差的标准方差（精度）来表征稳定度
  - 由于信源噪声包含有非平稳随机过程，用标准方差表征稳定度存在着不收敛问题（对随机游走调频噪声和调频闪烁噪声两种噪声，标准方差不收敛），因而一般采用Allan方差作为频率稳定度的时域测度
    - 平稳随机过程：统计特性不随时间变化的随机过程。
      - 均值与时间无关，自相关只和时间间隔有关
    - 平稳随机过程具有各态遍历性：
      - 统计平均（均值和自相关）和时间平均相等

# 方差

标准方差



$$v(t) = V_0 \sin(2\pi f_0 t + \theta(t))$$

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t + \theta(t) = 2\pi f_0 (t + \lambda(t))$$

$$f(t) = \frac{d\varphi(t)}{2\pi dt} = f_0 + \frac{d\theta(t)}{2\pi dt}$$

$$\gamma(t) = \frac{f(t) - f_0}{f_0} = \frac{1}{2\pi f_0} \frac{d\theta(t)}{dt}$$

$$\begin{aligned} \gamma_k &= \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k + \tau} \gamma(t) dt = \frac{1}{2\pi f_0 \tau} (\theta(t_k + \tau) - \theta(t_k)) \\ &= \frac{1}{\tau} (\lambda(t_k + \tau) - \lambda(t_k)) \end{aligned}$$

$$\hat{\sigma}^2(N, \tau) = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (\gamma_k - \bar{\gamma})^2$$

■ 频率的随机起伏是一个随机变量，是时间  $t$  的随机函数，不可能测量其瞬时值，实际测量获得的是有限时间段内的平均值

- 标准方差随观测次数是变化的，对平稳过程它是收敛的，对非平稳过程，它是发散的

$$\gamma(t) = \frac{f(t) - f_0}{f_0}$$

$$\hat{\sigma}^2(N, \tau) = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (\gamma_k - \bar{\gamma}_k)^2$$

$$\hat{\sigma}_k^2(2, \tau) = \frac{(\gamma_{2k} - \gamma_{2k-1})^2}{2}$$

# 阿伦方差

- 信号源噪声中含有闪变噪声，标准方差无极限收敛存在，测量次数越多，标准方差的估计偏差越大，是一个不确定表征量
- 为了克服这个问题，用阿伦方差来表征信源的噪声时域特性
  - 阿伦方差：以相对频率起伏的取样方差为基础，两次取样方差的时间平均称为时域的频率稳定度测度

$$\begin{aligned} \sigma_\gamma^2 &= \langle \hat{\sigma}_k^2(2, \tau) \rangle \\ &= \left\langle \frac{(\gamma_{2k} - \gamma_{2k-1})^2}{2} \right\rangle \\ &= \left\langle \frac{(\bar{f}_{2k} - \bar{f}_{2k-1})^2}{2f_0^2} \right\rangle \\ &= \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \frac{1}{2f_0^2} \sum_{k=1}^n (\bar{f}_{2k} - \bar{f}_{2k-1})^2 \end{aligned}$$

$$Allen\ Variance: \sigma_\gamma = \sqrt{\sigma_\gamma^2}$$

$$\gamma_k = \frac{1}{\tau} (\lambda(t_k + \tau) - \lambda(t_k)) \quad \gamma(t) = \frac{f(t) - f_0}{f_0}$$

频率稳定度的表述：  
频率老化率 (aging rate)  $\leq \pm 5 \times 10^{-9}/1\text{天}$ ，  
0.001ppm/10年，...  
短期频率稳定度 (阿伦方差)  $5 \times 10^{-11}/s$

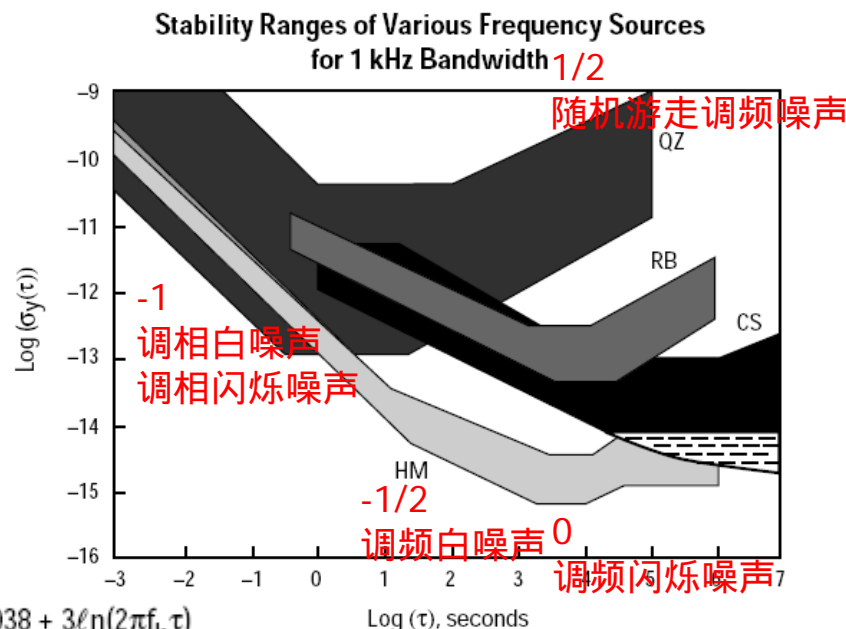
# Allen方差和观测时间

- 阿伦方差对五种噪声类型全部收敛，并且可以从和观测时间 $\tau$ 的关系来判断噪声类型
  - 除了调相白噪声和调相闪烁噪声外，噪声类型和观测时间 $\tau$ 有一一对应的关系

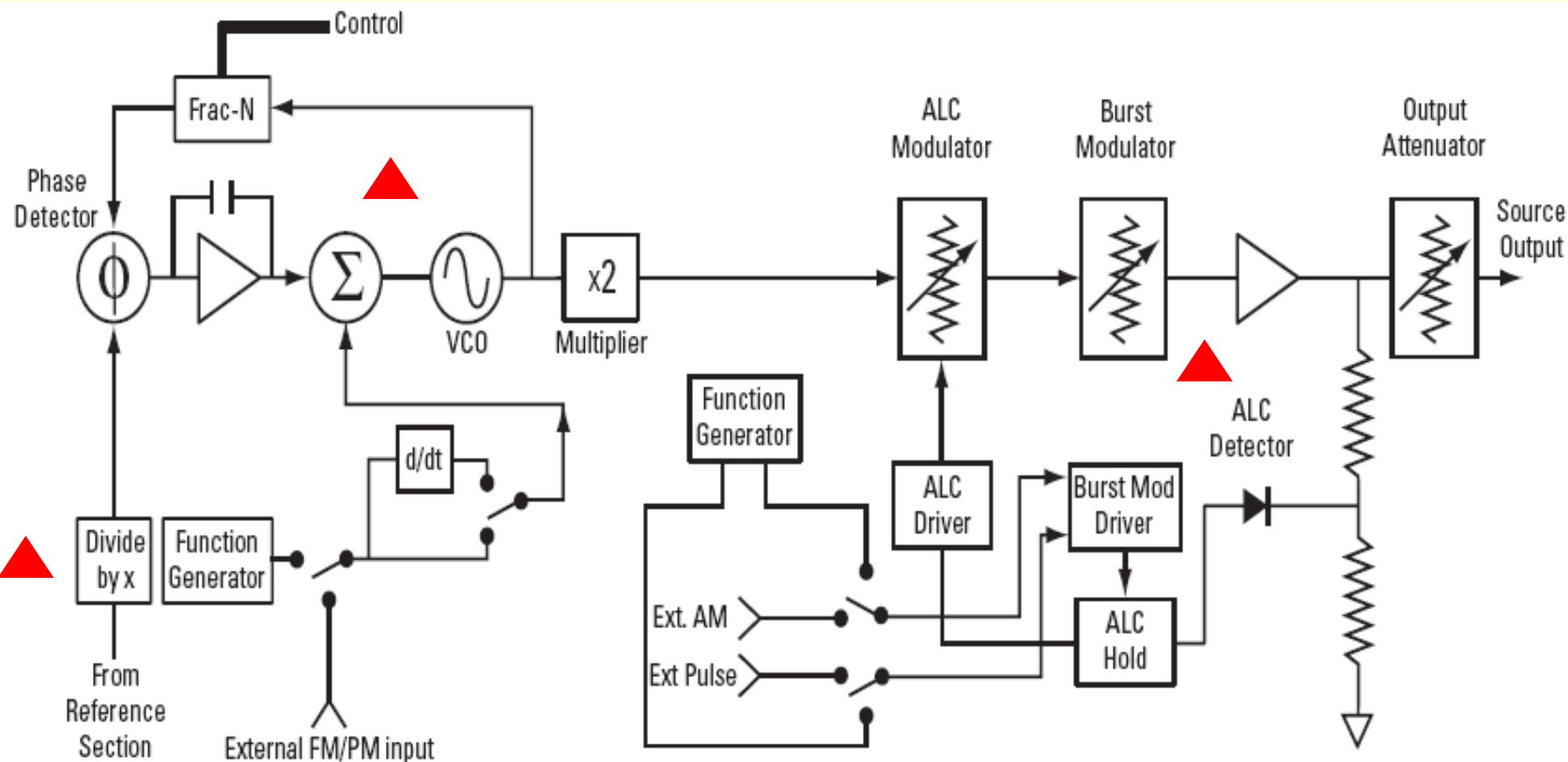
y：相对频率起伏/时间残余    x：测量的频率/时间

Noise Type	$S_y(f)$	$S_x(f)$
White PM	$\frac{(2\pi)^2}{3f_h} [\tau^2 \sigma_y^2(\tau)] f^2$	$\frac{1}{\tau_0 f_h} [\tau^0 \sigma_x^2(\tau)] f^0$
Flicker PM	$\frac{(2\pi)^2}{A^*} [\tau^2 \sigma_y^2(\tau)] f^1$	$\frac{3}{3.37} [\tau^0 \sigma_x^2(\tau)] f^{-1}$
White FM	$2 [\tau^1 \sigma_y^2(\tau)] f^0$	$\frac{12}{(2\pi)^2} [\tau^{-1} \sigma_x^2(\tau)] f^{-2}$
Flicker FM	$\frac{1}{2\ell n 2} [\tau^0 \sigma_y^2(\tau)] f^{-1}$	$\frac{20}{(2\pi)^2 9\ell n 2} [\tau^{-2} \sigma_x^2(\tau)] f^{-3}$
Random Walk FM	$\frac{6}{(2\pi)^2} [\tau^{-1} \sigma_y^2(\tau)] f^{-2}$	$\frac{240}{(2\pi)^4 11} [\tau^{-3} \sigma_x^2(\tau)] f^{-4}$

The dashed region at the bottom of the cesium (CS) stability plot shows the improved long-term stability of the HP 5071A Frequency Standard. QZ=Quartz Crystal Oscillator, RB=Rubidium Gas-Cell Frequency Standard, CS=Cesium-beam Frequency Standard, HM=Active Hydrogen-Maser Frequency Standard



## 2.2 典型的锁相环信号发生器





# 参考源

TCVCXO----Temperature Compensated Voltage Controlled Oscillator

VCXO----Voltage Controlled Oscillator

PXO----Precision Oscillator

VCSO----Voltage Controlled SAW Oscillator

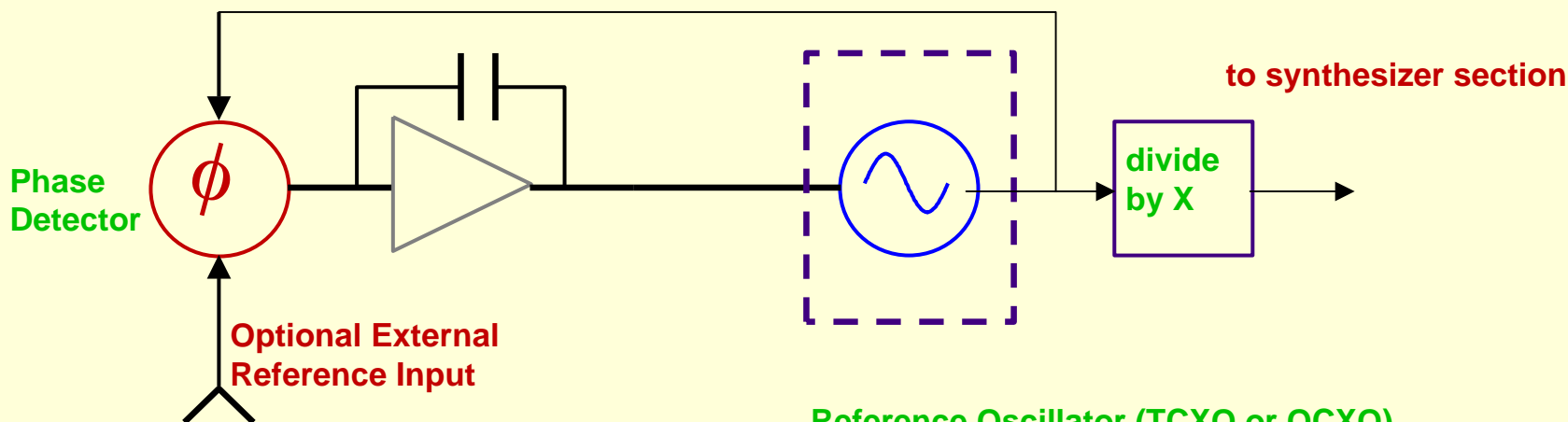
XO----Oscillator

CXO----Crystal Oscillator

OCXO----Oven Controlled Oscillator

OCVCXO----Oven Controlled Voltage Controlled Oscillator

TCXO----Temperature Compensated Oscillator



Reference Oscillator (TCXO or OCXO)

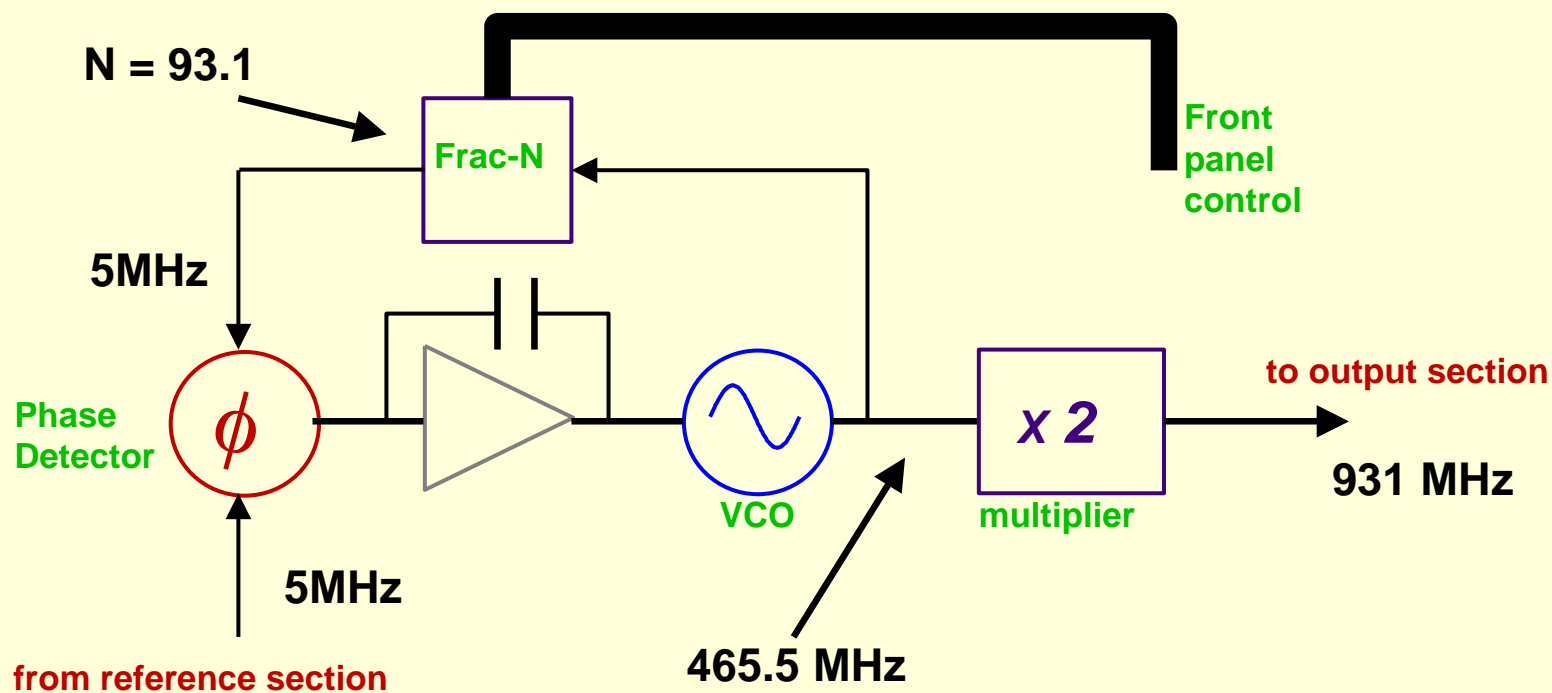
	TCXO	OCXO
Aging Rate	+/- 2ppm/year	+/- 0.1 ppm /year
Temp.	+/- 1ppm	+/- 0.01 ppm
Line Voltage	+/- 0.5ppm	+/- 0.001 ppm

# 锁相环

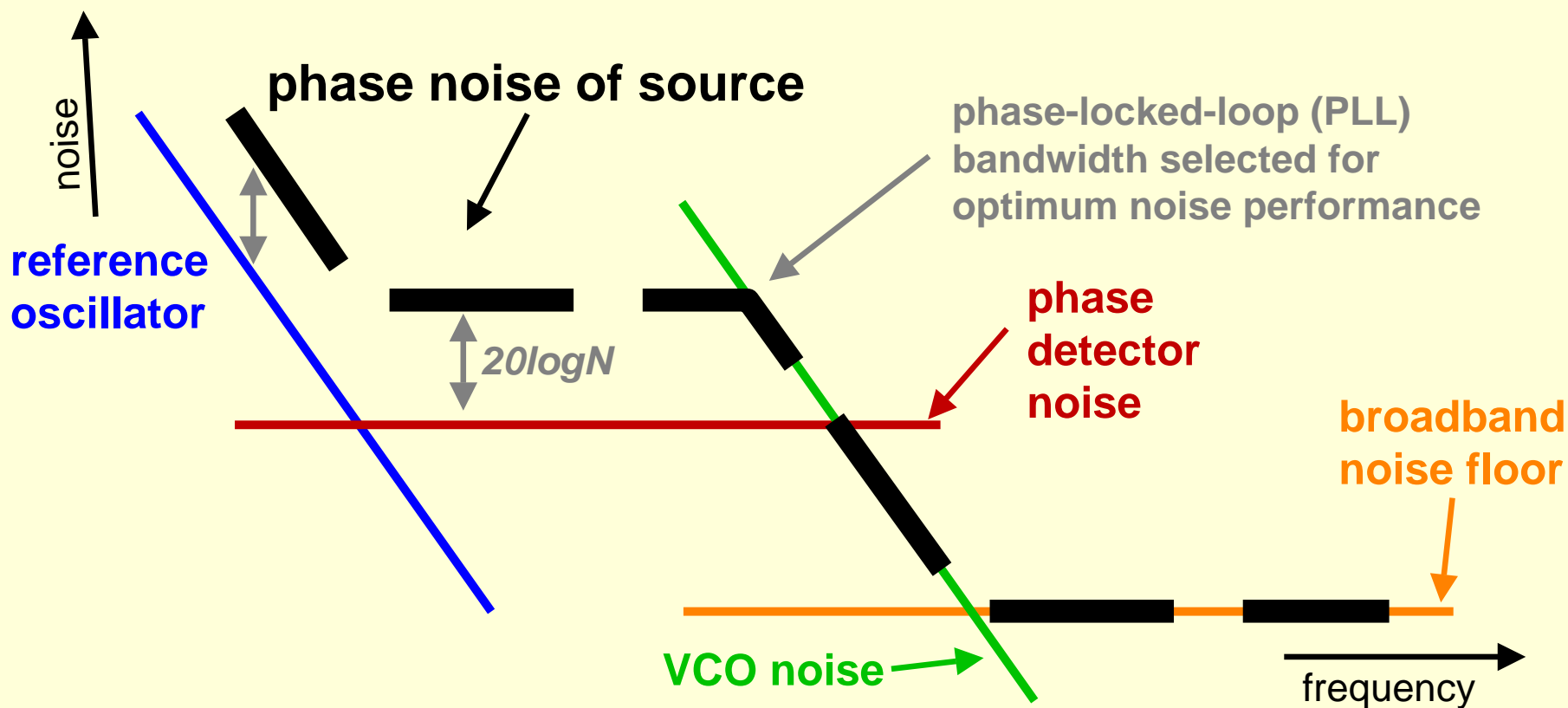
$$1:N+1$$

$$M-1:N$$

$$\rightarrow N + \frac{1}{M}$$



# 锁相环的相位噪声



# 输出



## Agilent 8662/63 family

- 100 KHz - 2.5 GHz
- Low in channel noise
- AM/FM/Phase/Pulse



## Agilent 8664/65 family

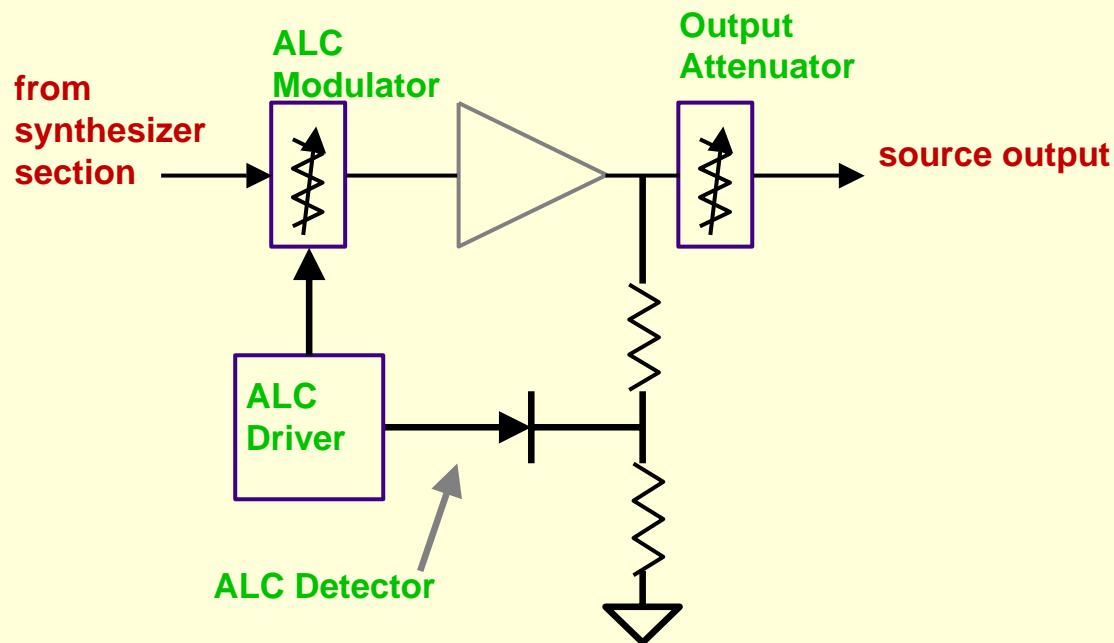
- 100 MHz - 6 GHz
- Low out channel noise
- AM/FM/Pulse.

## ■ ALC : Automatic Level Control

- 保证输出幅度的稳定性

## ■ 输出衰减器

- 获得大的输出幅度调节范围
  - -136dBm ~ 13dBm





Agilent 83711/12B family

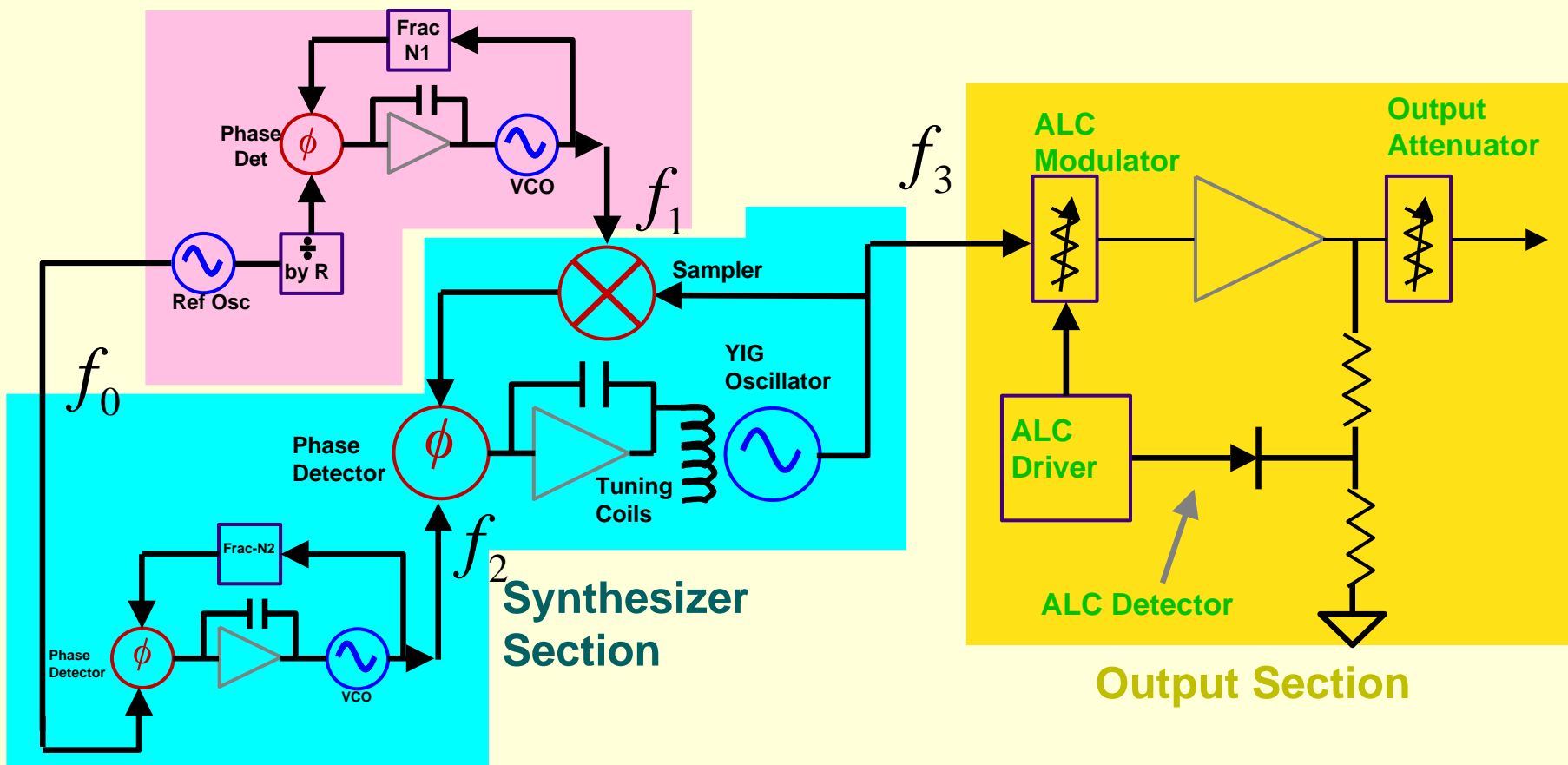
• 10 MHz - 20 GHz

# 微波信号发生器

Reference Section

$$f_3 = f_1 + f_2 = \frac{N_1}{R_1} f_0 + N_2 f_0 = \left( \frac{N_1}{R_1} + N_2 \right) f_0$$

$$f_3 = \left( \frac{N_1}{R_1} + N_2 \right) f_0 + N f_s$$





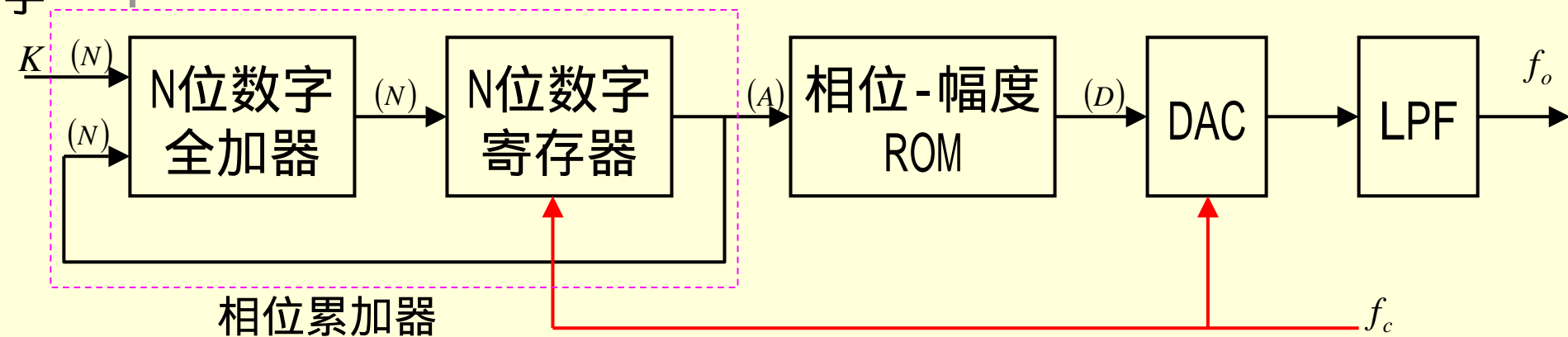
## 2.3 直接数字频率合成信号发生器

- 直接数字频率合成技术不是直接频率合成技术
  - 直接频率合成技术：通过对频率的加、减、乘、除运算来实现频率合成
  - 直接数字频率合成技术：通过对相位的运算进行频率合成
- 它的思路是：按一定的时钟节拍从存放有正弦函数表的ROM中读出这些离散的代表正弦幅值的二进制数，然后通过DA变换并滤波，得到一个模拟的正弦波波形，改变读数的节拍频率或者取点的个数，就可以改变正弦波的频率

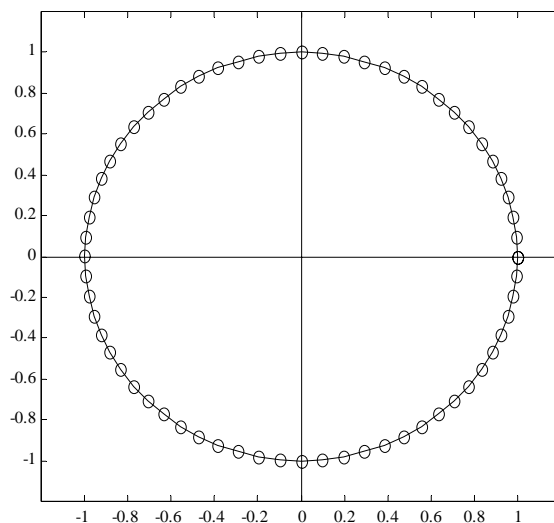
$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{2^N} K \quad T_o = T_c \frac{2\pi}{\Delta\varphi} = \frac{2^N}{K} T_c$$

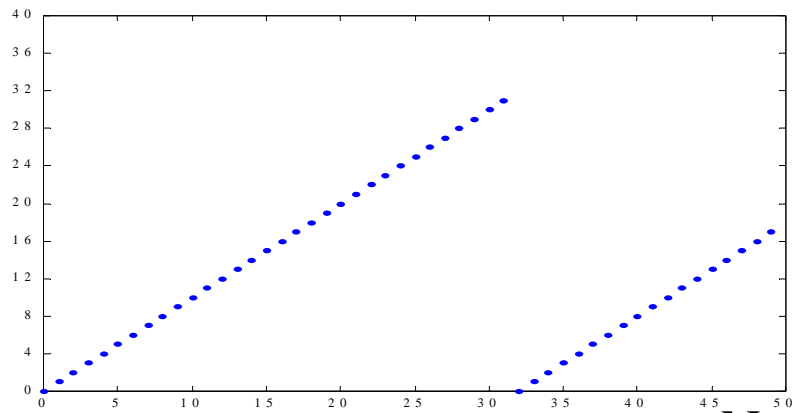
$$f_o = \frac{1}{T_o} = K \frac{f_c}{2^N}$$

# 原理框图

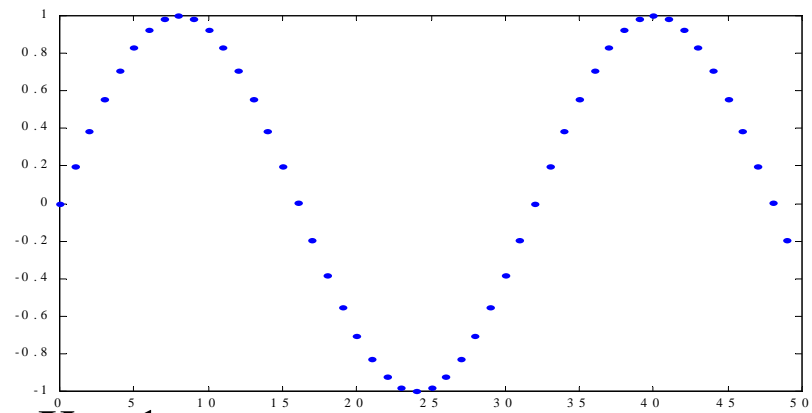


寄存器每接受一个时钟，它所存的数就增加K，此数对应的地址代表了相位，通过读取该地址（相位）对应的（正弦）幅度二进制数，并通过DA转换和滤波，即可获得一个连续变化的正弦波

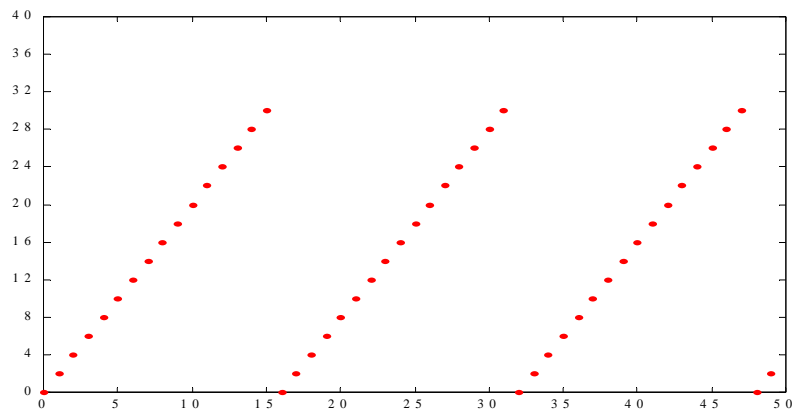




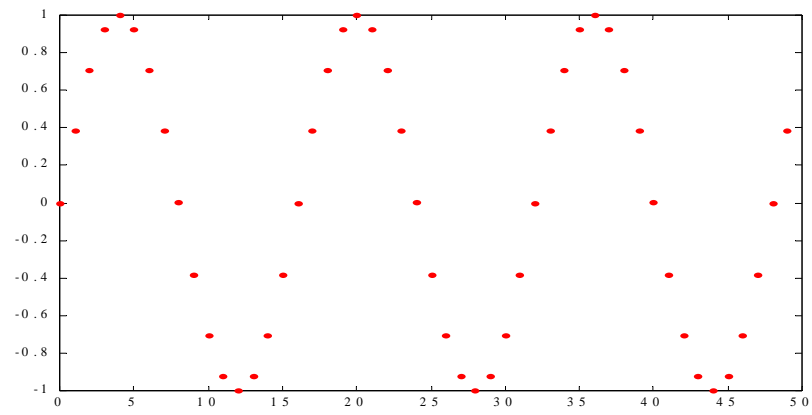
$N = 5$



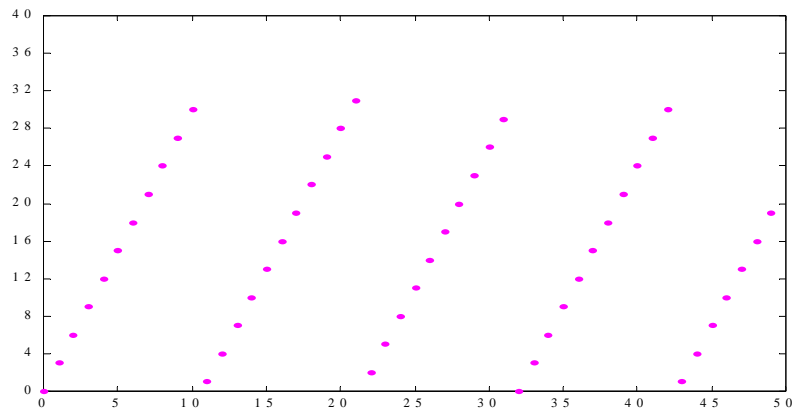
$K = 1$



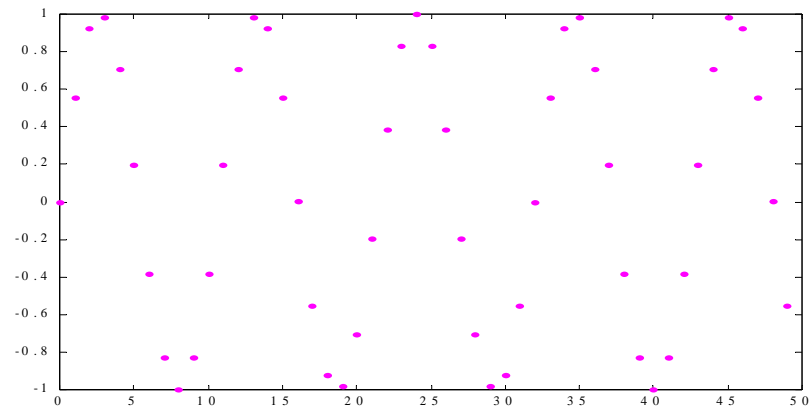
$N = 5$



$K = 2$



$N = 5$



$K = 3$



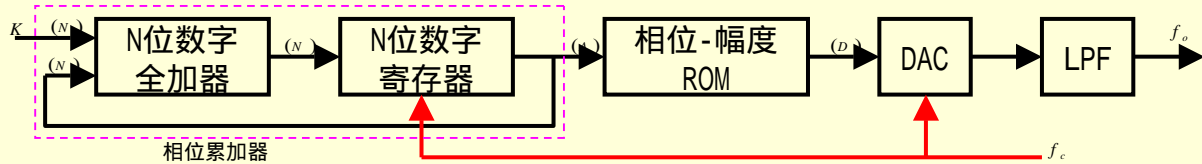
$$f_o = \frac{1}{T_o} = K \frac{f_c}{2^N}$$

# DDS特点

- 改变时钟频率 $f_c$ 和频率控制字 $K$ ，可以改变输出信号频率
- DDS最低输出频率为 $K=1$ 时， $f_{omin}=f_c/2^N$
- 最高频率，根据奈奎斯特取样定理，可达 $f_{omax}=f_c/2$ ，一般要求不大于 $f_c/4$ ，即一个正弦波周期，至少取4个点
- DDS输出频率的分辨力就是它的最小输出频率：只要 $N$ 足够大，DDS的分辨力就足够的高
  - DDS依靠DAC的位数 $D$ （以及ROM的地址线位数 $A$ ）来保证正弦波的幅度精度，靠相位累加器的位数 $N$ 来保证其分辨力

# DDS优点

- 工作频率范围宽
  - $f_c/2^N - f_c/4$  :  $N = 32$  ,  $2^{30} \sim 10^9$ 量级
- 极高的分辨力
  - $f_c/2^N$  : ( $f_c=50\text{MHz}$ ,  $N=48:0.18 \times 10^{-6}\text{Hz}$ )
- 极短的频率转换时间
  - 开环系统, 无反馈环节, 取决于器件速度
- 可方便地进行各种数字调制
  - 改变频率控制字K, 即改变输出信号的频率和相位, 因此可方便地实现数字调频和调相, 附加电路后也可实现调幅功能
- 任意波形函数发生器



# DDS缺点

- 工作频率受限
  - 理论上，其时钟频率至少为输出信号频率的2倍，实际要求在4倍以上，不易实现；而且，器件速度，尤其是DAC的速度，限制了DDS的工作频率
- 杂散信号较多
  - DDS相当于对正弦波进行抽样
  - ROM容量有限，其地址线位数A比相位累加器位数N小很多，由此产生的相位舍入误差会引入很多杂散频率分量
  - DAC的非线性也是DDS杂散分量的来源

# 三、扫频信号发生器

- 扫频信源广泛地应用于各种测试系统，为电路设计和系统研制提供了强有力的手段

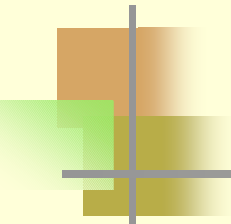
- 网络分析仪
- 频谱分析仪

- 技术性能

- 频率特性
- 扫频功能
- 输出特性
- GPIB程控



- 扫频发生器一定带有GPIB接口，其扫频方式、频带选择、频率等，全部的前面板功能均可通过GPIB进行程控，从而实现自动测量系统，在计算机的控制下进行测量



# 3.1 技术性能

---

- 频率特性

- 频率范围

- 一般为一个倍频程至几个倍频程

- 频率准确度、线性度、稳定度

- 准确度和线性度要求优于1%

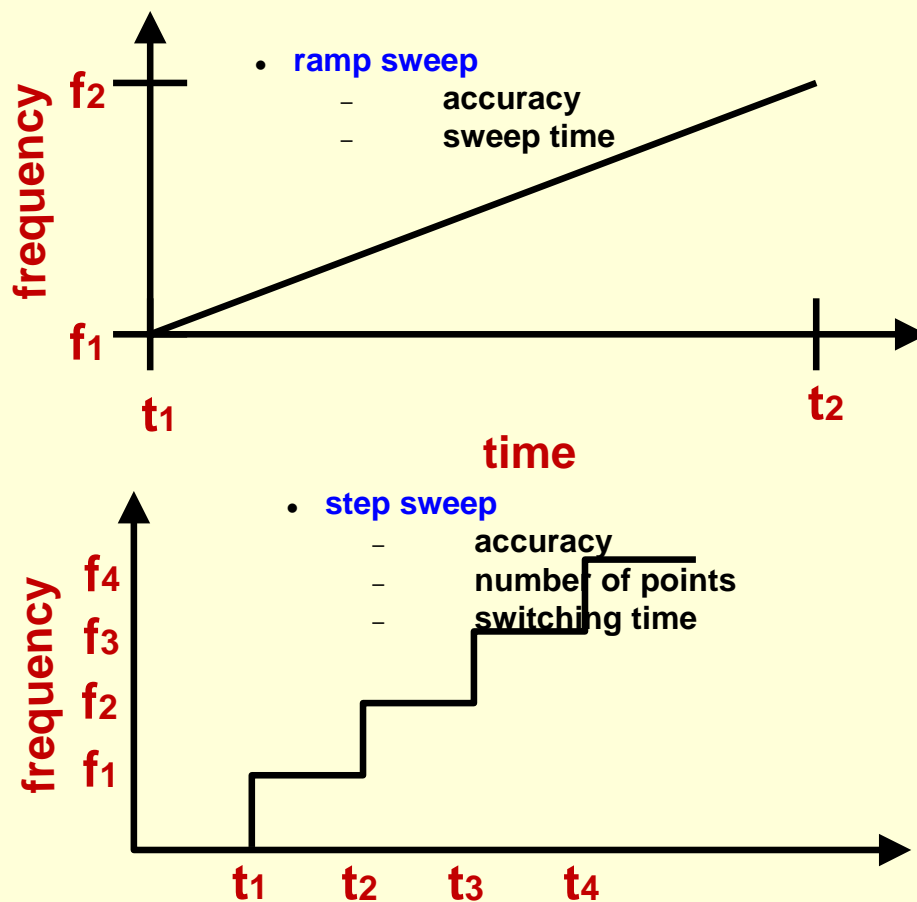
- 稳定度

- 温度/ $^{\circ}\text{C}$ 、电源电压/10%、输出功率/10dB、负载驻波比/3、时间

- 信号纯度

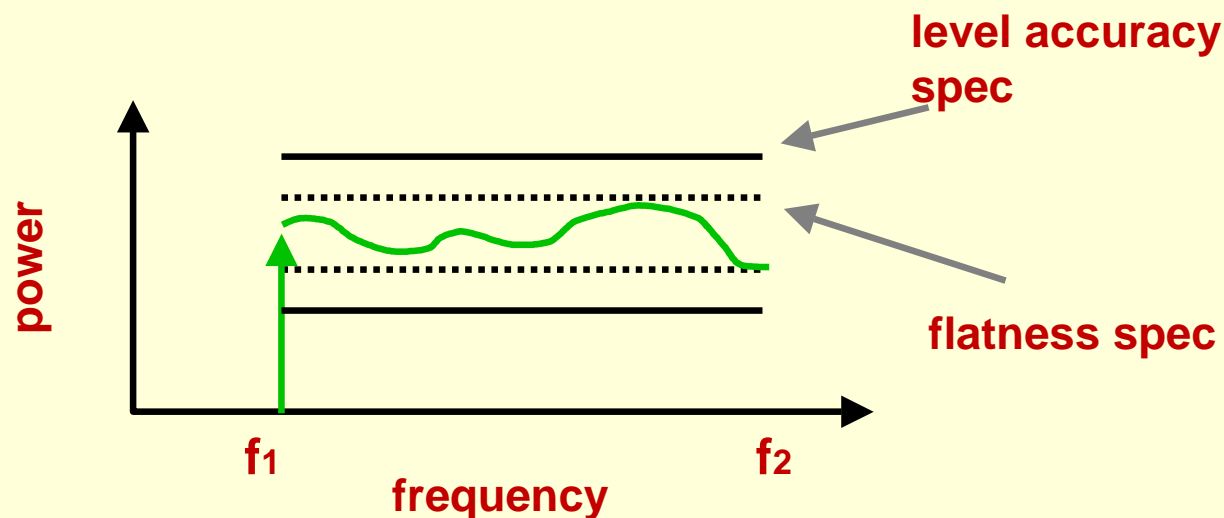
- 谐波 ( $>30\text{dB}$ )、非谐波寄生信号 ( $>40\text{dB}$ )

# 扫频特性



# 输出特性

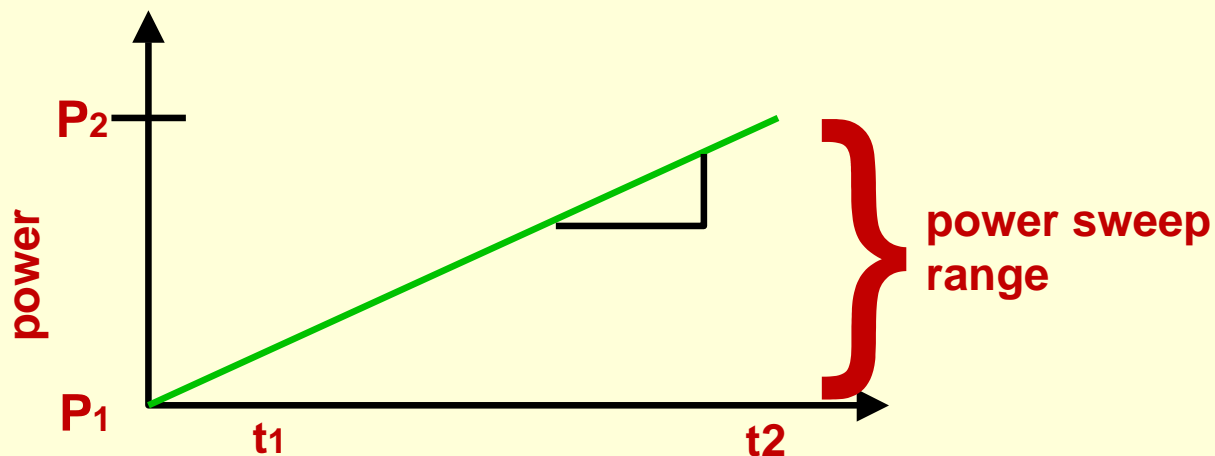
- 输出功率：准确度
- 稳幅性能：平坦度
- 输出匹配：SWR



# 扫幅方式

## ■ Power Sweep

- Power Sweep Range
- Power Slope Range
- Source Match (SWR)



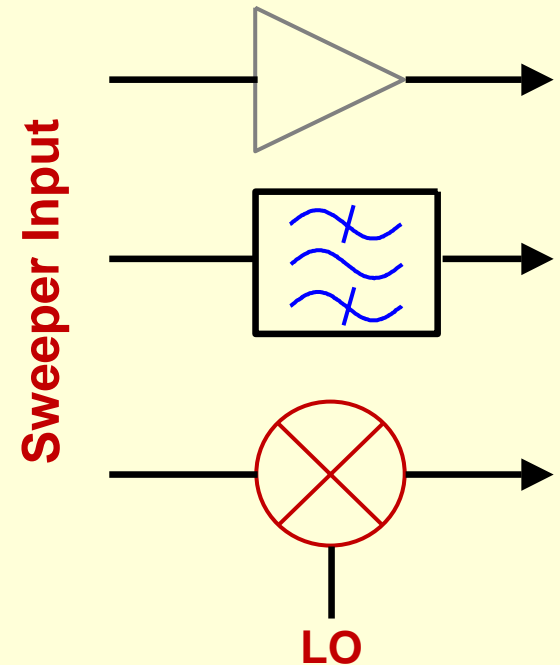


- Frequency Accuracy
- Output Power (Level) Accuracy
  - Flatness
  - Speed
- residual FM

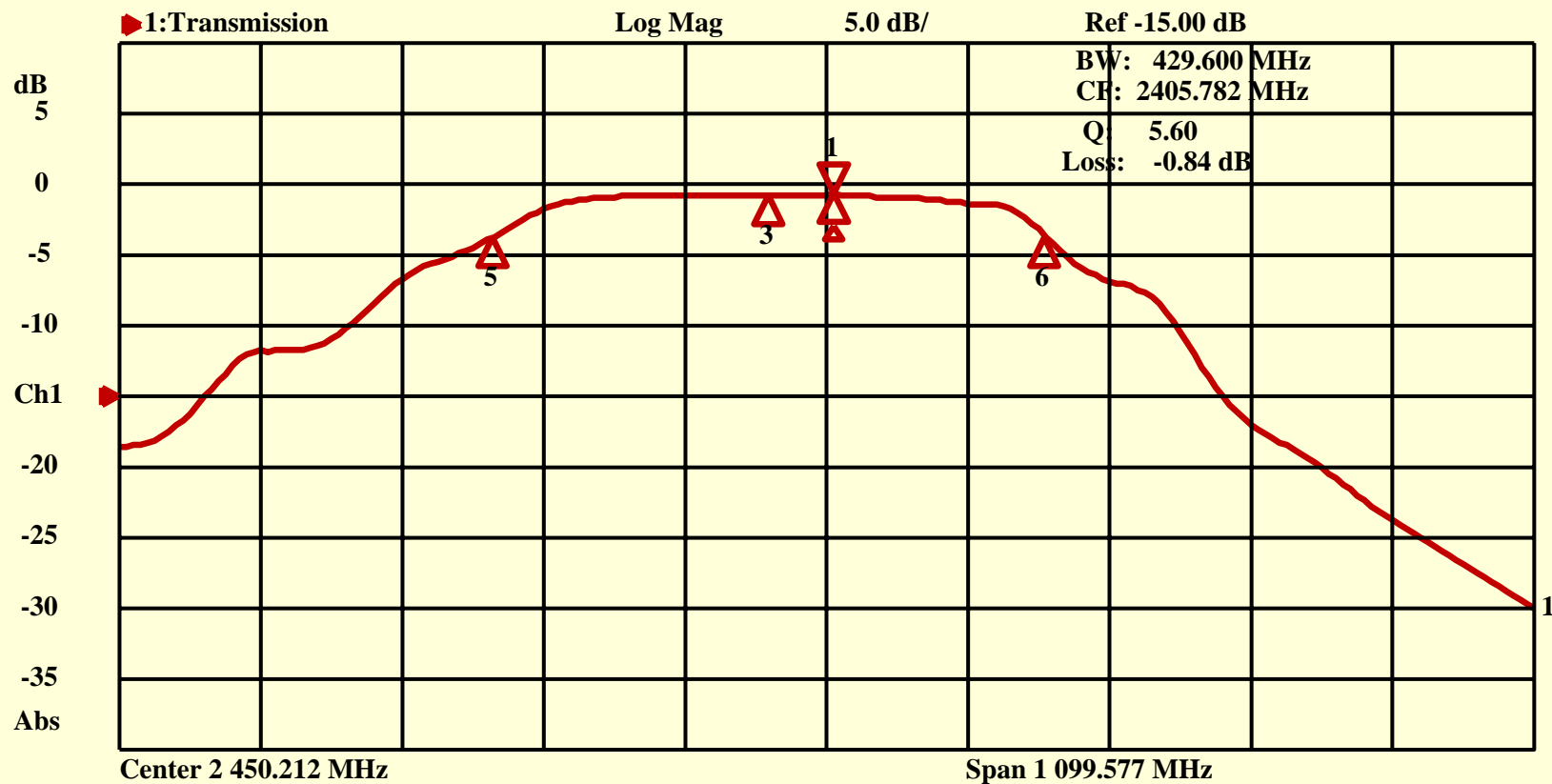
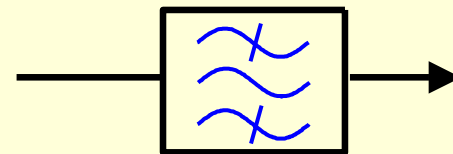
# 频响特性测试

当测试器件的频响特性时，如下指标是重要的

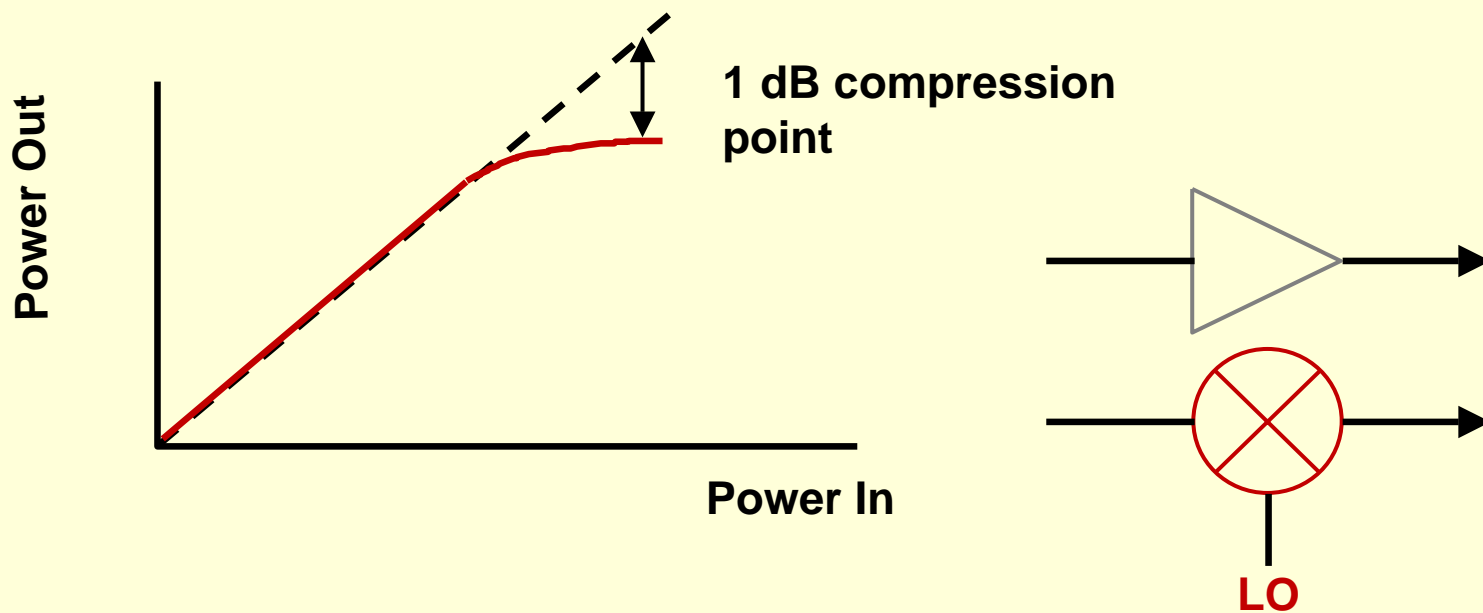
指标	效能
频率准确度	DUT器件的中心频率
输出功率	增益/衰减
平坦度	频响特性
响应速度	测试成本
残余调频	测试高Q器件的能力



# 频响特性测试



# 幅度扫描测试1dB功率压缩点



- The 1 dB compression point is a common amplifier specification used to identify the linear operating range of an amplifier. Power sweep is available on some sources

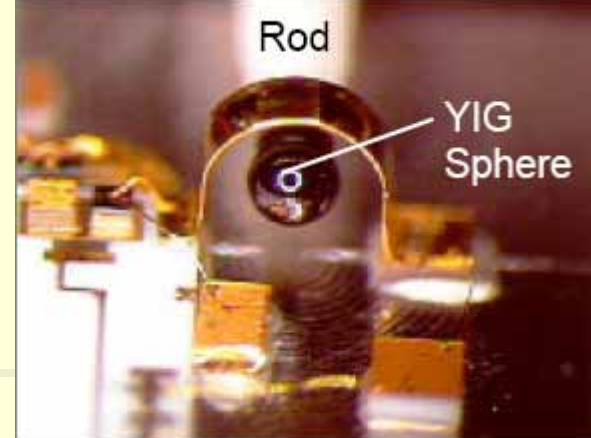


## 3.2 调谐电路

- 2GHz以下的扫频信号发生器常采用变容管调谐振荡器 (Varactor Tuned Oscillator)
  - 电容三点式振荡器最为常见
- YIG调谐振荡器是固态扫频信号发生器中最常见的微波振荡器
  - YIG : Yttrium Iron Garnet: 钇铁石榴石
  - YIG调谐振荡器 (YIG Tuned Oscillator) 工作频率范围可达50GHz : 2 - 10GHz、8 - 18GHz、10 - 20GHz、20 - 40GHz

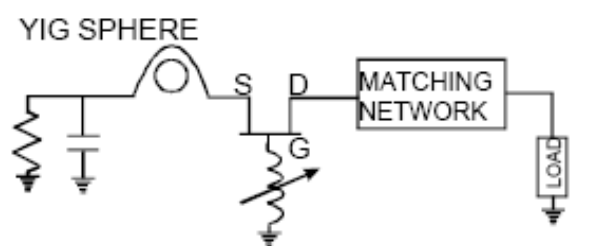
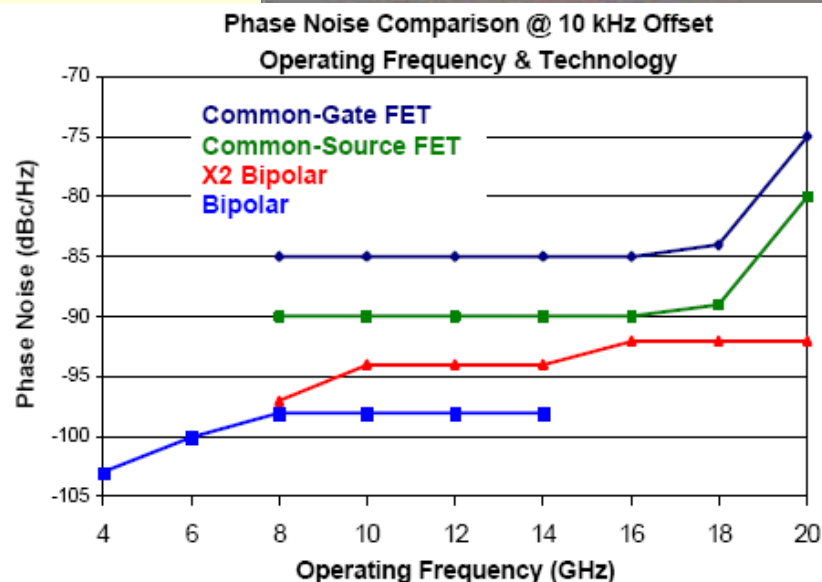
$$f_{0,MHz} = 2.8H_{0,Oe}$$

# YIG调谐振荡器

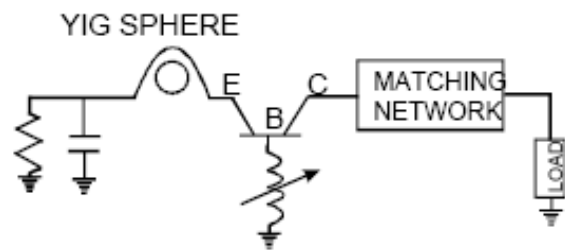


## YIG小球通过耦合环与高频电路耦合

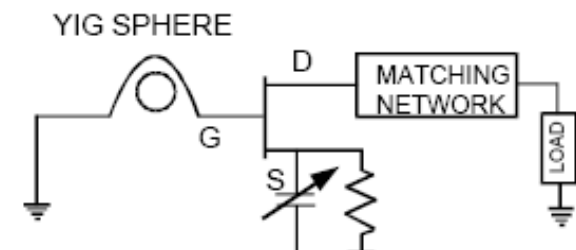
- 带耦合环的YIG小球等效为一个高Q值的并联谐振回路（无载Q值可达1000-8000）
- 高Q谐振回路和负阻有源电路构成振荡器
  - 负阻：耿氏二极管，正反馈FET、BJT、...



2-8GHz, 6-18GHz, 20-40GHz



2-8GHz



14-24GHz



- Agilent 8360B family**
- 10 MHz - 50 GHz
  - AM/FM/Pulse
  - 110 GHz with ext. module



- Agilent ESG family**
- 250 KHz - 4 GHz
  - AM/FM/Phase/Pulse
  - Digital/I-Q Mod
  - GSM,CDMA,DECT...

## 四、调制信号发生器

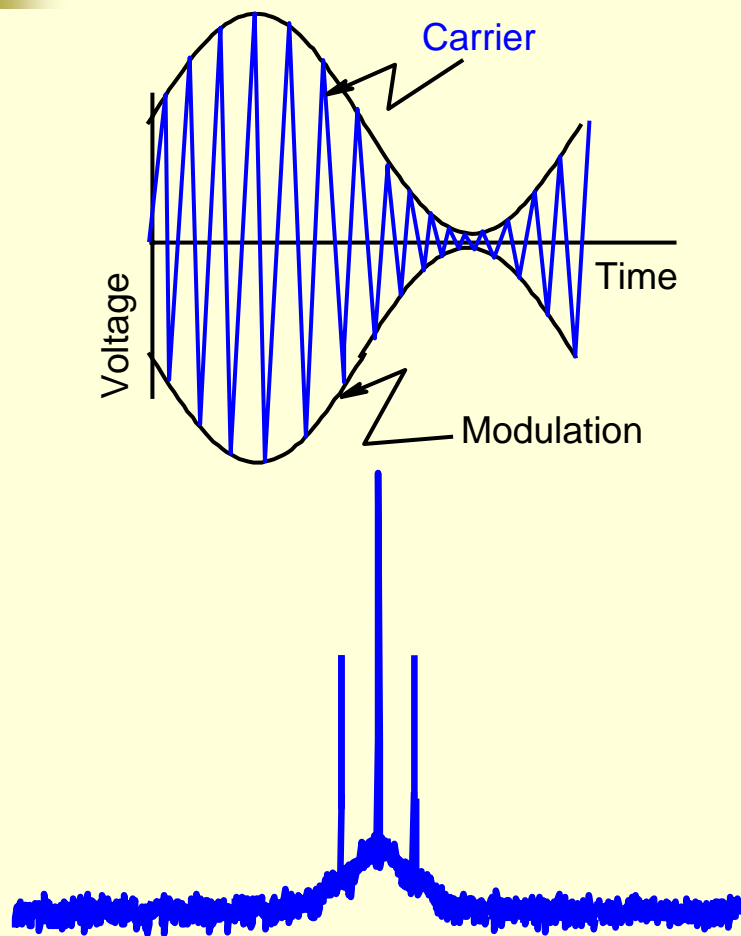
- 调制是将基带信息负荷于载波的实现方式

$$V(t) = A(t) \cos\left(2\pi \int_0^t f(t) dt + \theta(t)\right)$$

- 调制类型

- 模拟 (AM、FM、PM、Pulse)
- 数字 (IQ, 矢量信号)
- 特殊调制 (TDMA、CDMA、etc.)

# 调幅



- 调制信号
- 载波信号
- 调制指数

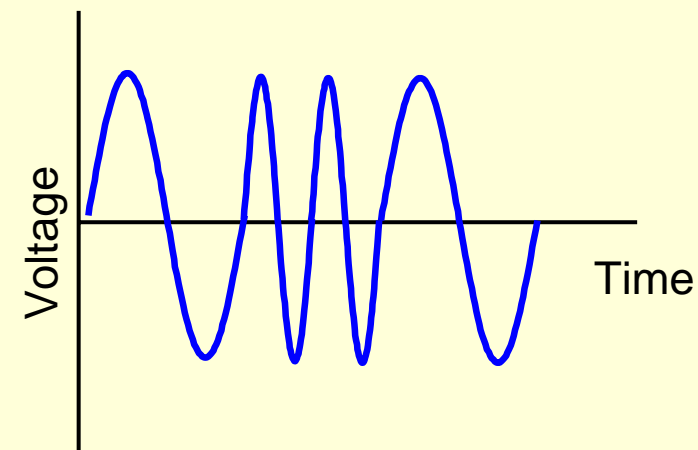
$$V_{AM} = (V_c + V_m(t))\cos \omega_c t$$

$$\begin{aligned} V_{AM} &= (V_c + V_\Omega \cos \Omega t)\cos \omega_c t \\ &= V_c (1 + m_a \cos \Omega t)\cos \omega_c t \end{aligned}$$

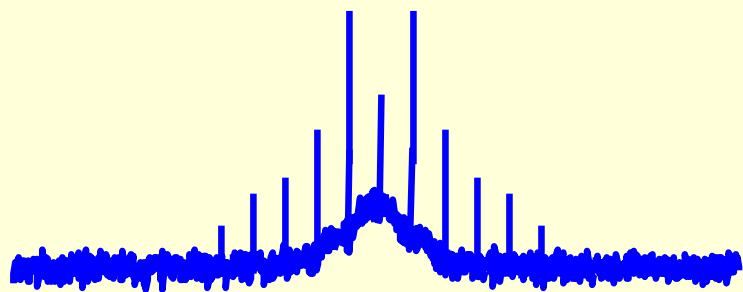
$$BW = 2(m+1)\Omega$$

# 调角

- 载波信号
- 调制信号
- 调制指数：最大频偏



$$\begin{aligned} V_{FM} &= V_c \cos \varphi(t) = V_c \cos \left( 2\pi \int_0^t (f_0 + K_f V_m(t)) dt + \theta_0 \right) \\ &= V_c \cos \left( 2\pi f_0 t + 2\pi K_f \int_0^t V_m(t) dt + \theta_0 \right) \\ &= V_c \cos \left( 2\pi f_0 t + 2\pi K_f V_\Omega \frac{\sin \Omega t}{\Omega} + \theta_0 \right) \\ &= V_c \cos (2\pi f_0 t + m_f \sin \Omega t + \theta_0) \end{aligned}$$

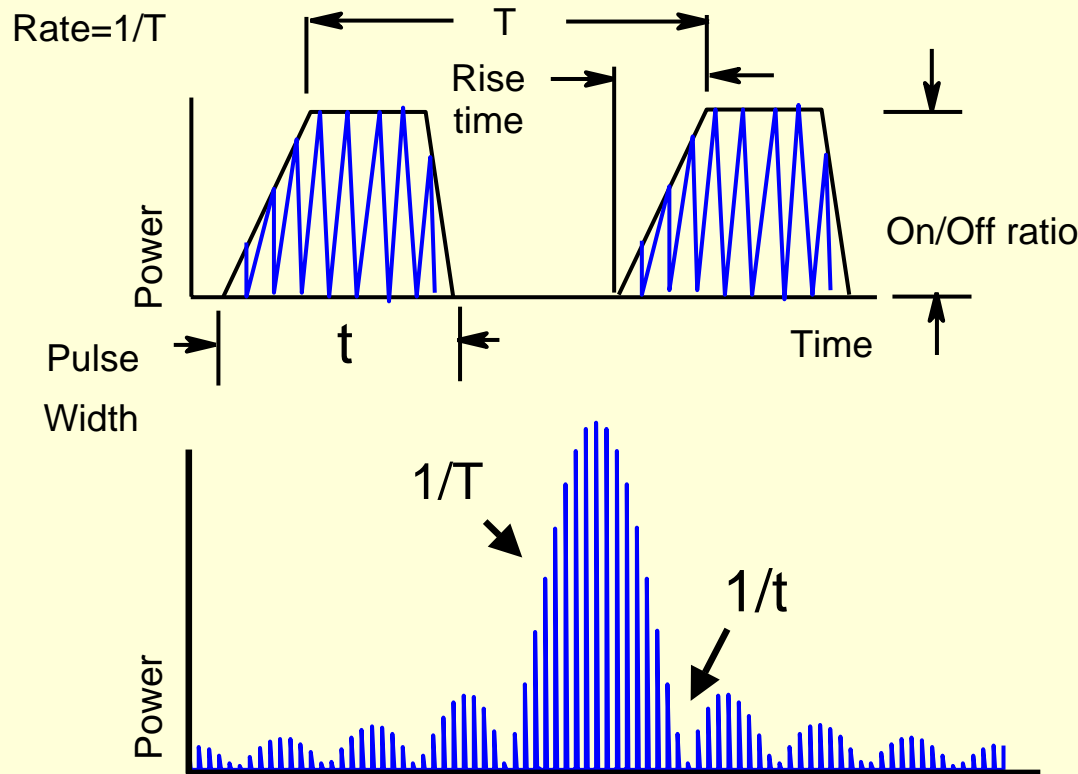


$$\begin{aligned} V_{PM} &= V_c \cos \varphi(t) = V_c \cos (2\pi f_0 t + K_p V_m(t) + \theta_0) \\ &= V_c \cos (2\pi f_0 t + K_p V_\Omega \cos \Omega t + \theta_0) \\ &= V_c \cos (2\pi f_0 t + m_p \cos \Omega t + \theta_0) \end{aligned}$$



Pulse Modulation: A pulsed RF signal is periodic in that it has two distinct and recurring states; the on state provides a stable medium or high power signal, the off state has much reduced signal strength (ideally no signal is present in the off state).

# 脉冲调制



- Rise Time
  - PIN Switch: <1ns
- Pulse Repetition Frequency
- Pulse Width
- Duty Factor
- On/Off Isolation
  - Amplifier (turned on by changing the bias on the output terminal: drain, FET: 0V, VDD)
    - 60dB

$PRF = 50\text{kHz}$  (the spacing between the spectral lines)

pulsed period  $= 1/PRF = 20\mu\text{s}$

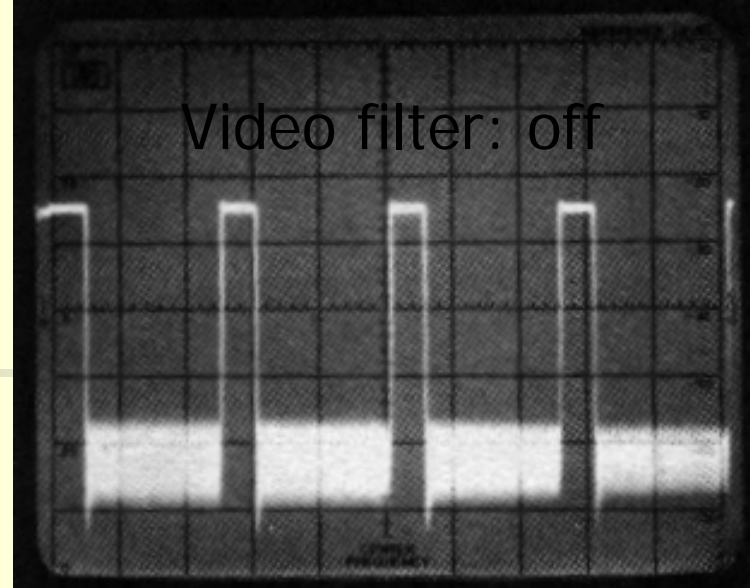
lobe width  $= 1\text{MHz}$

main lobe power  $= -48\text{dBm}$

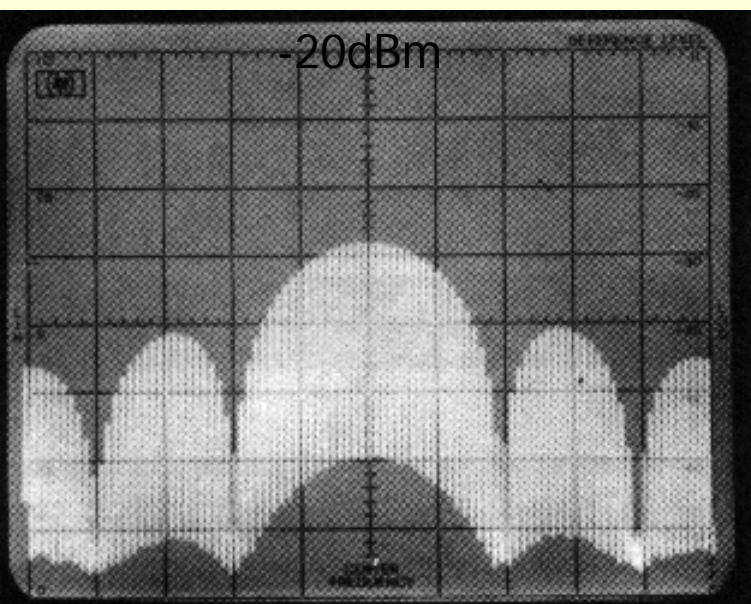
pulse width  $= 1/\text{lobewidth} = 1\mu\text{s}$

Duty cycle  $= 50\text{kHz}/1\text{MHz} = 0.05$

peak pulse power  $= -48\text{dBm} - 20\log 0.05 = -22\text{dBm}$

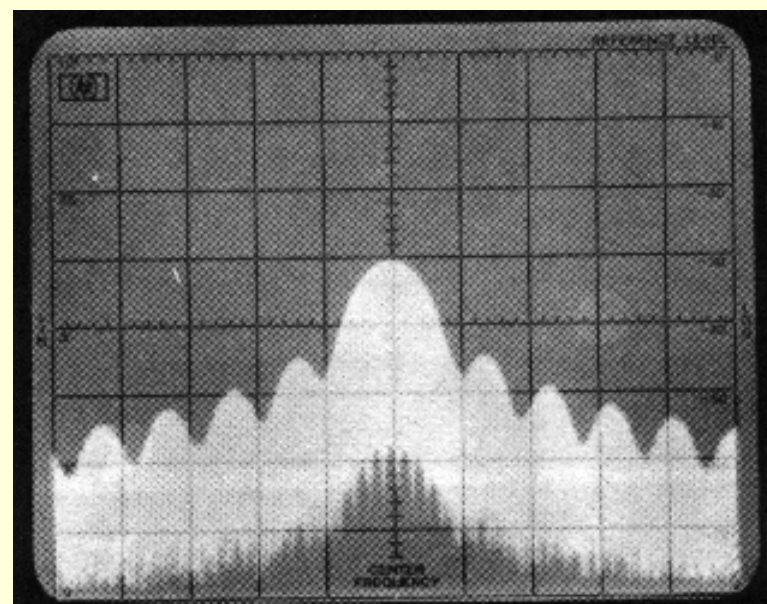


RBW=3MHz Span=0



RBW=10kHz

SPAN=500kHz/DIV

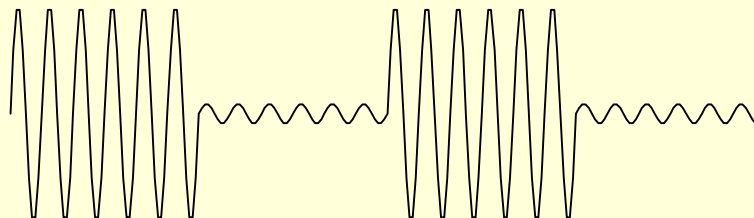


RBW=30kHz

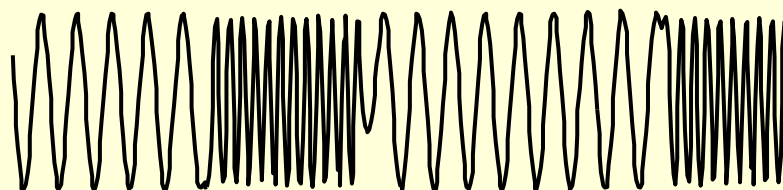
Span=1MHz/DIV

# 数字调制

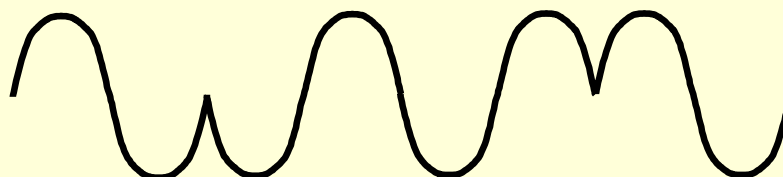
ASK



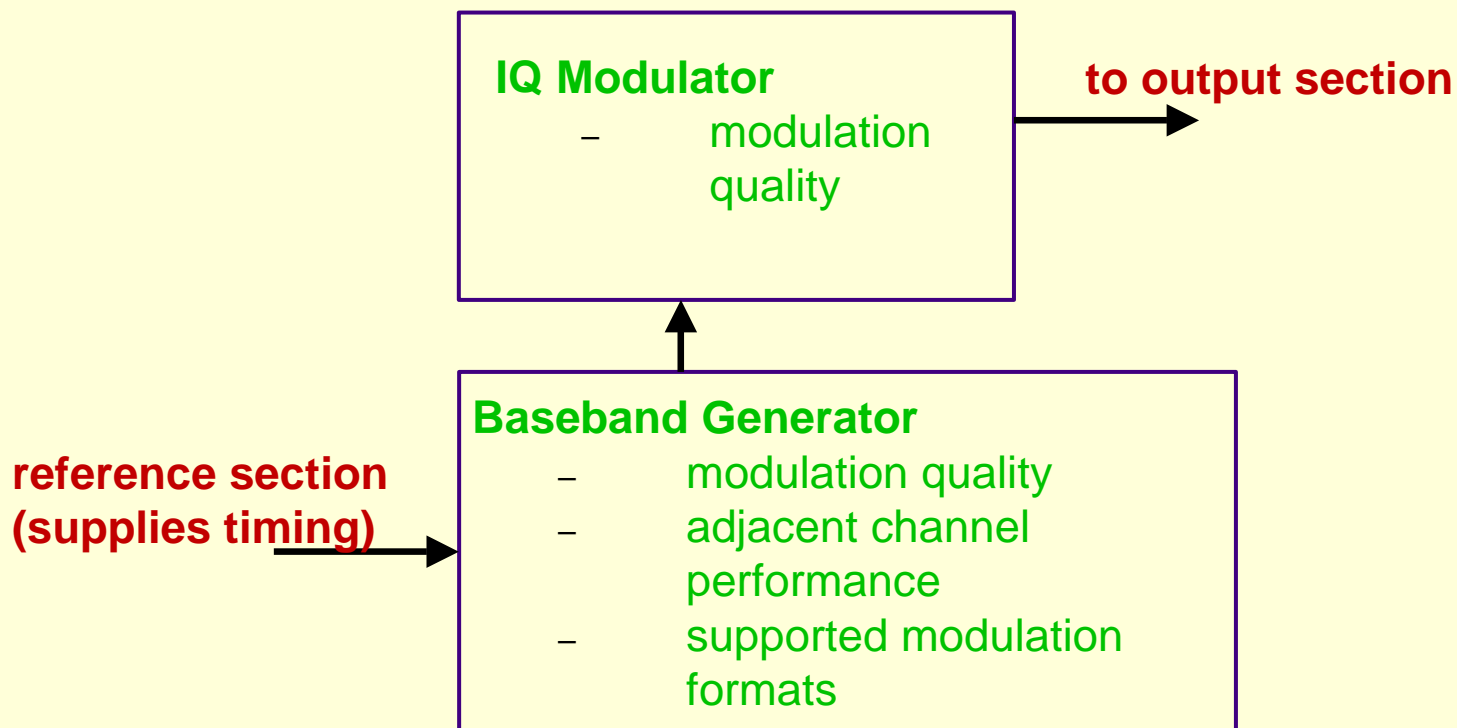
FSK



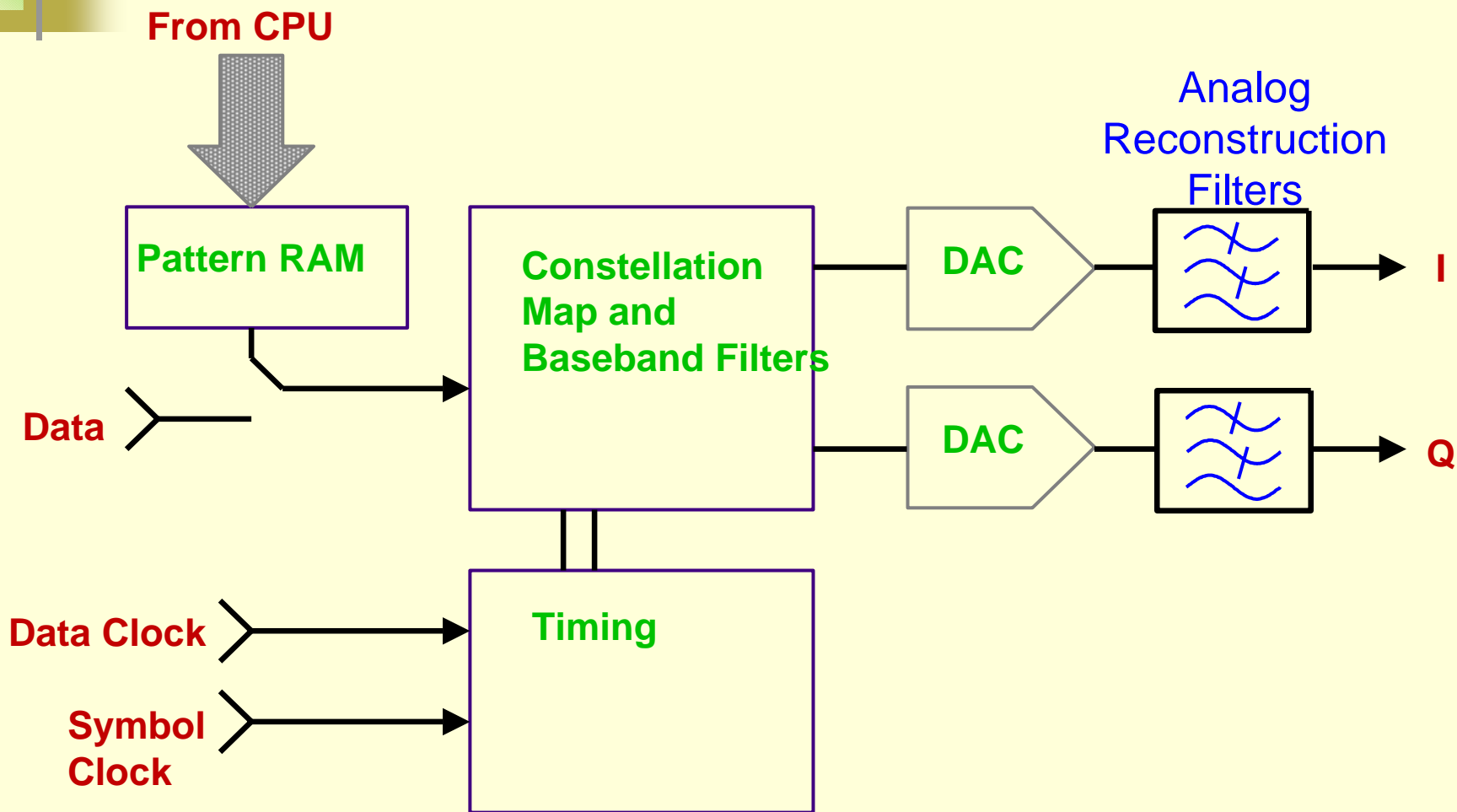
PSK



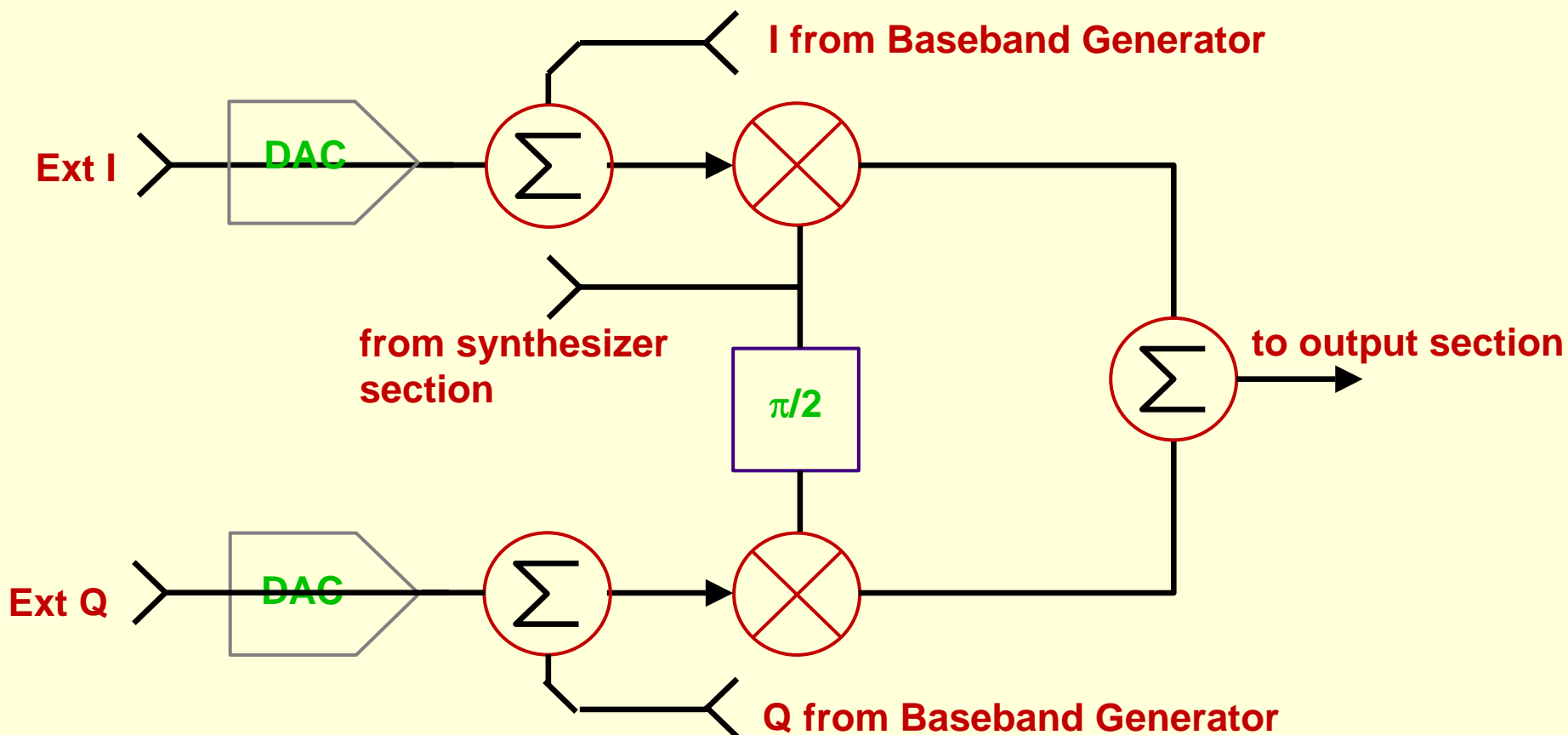
# 调制信号发生器构成

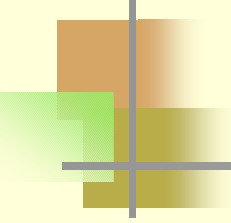


# 基带信号产生



# IQ调制器



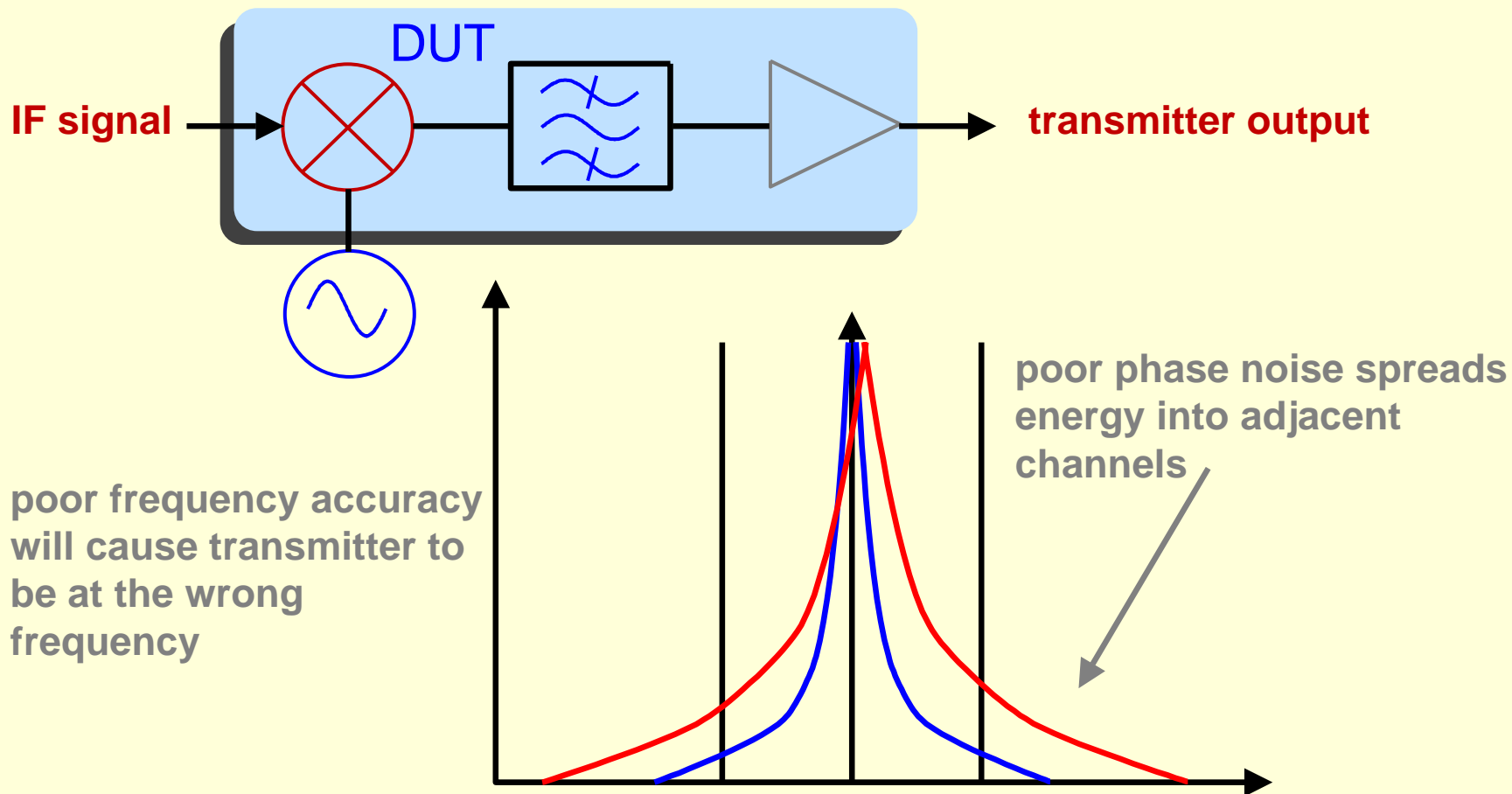


## 五、信源指标对测试的影响

---

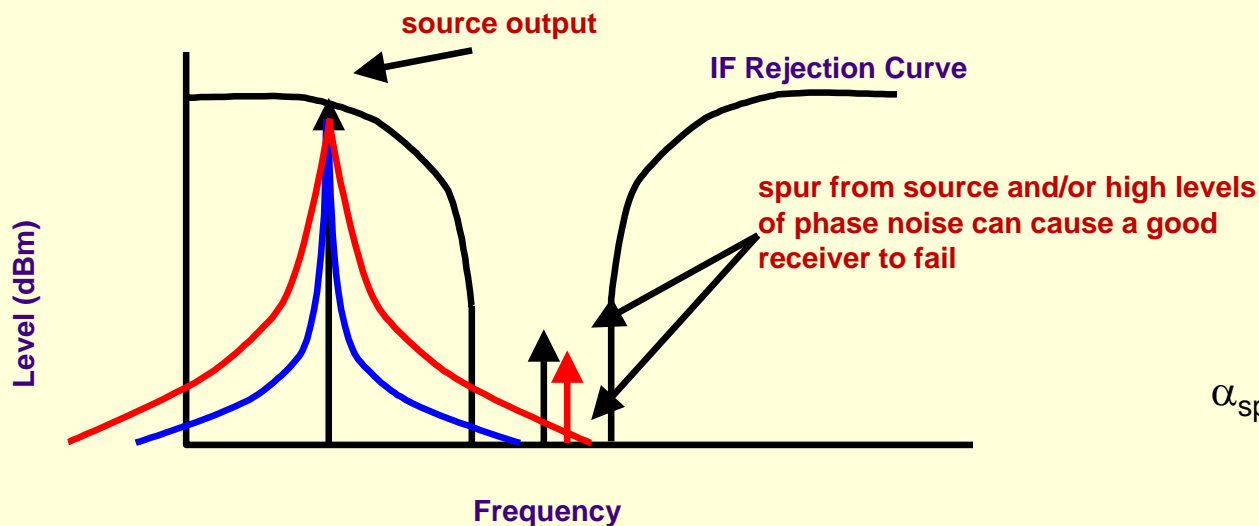
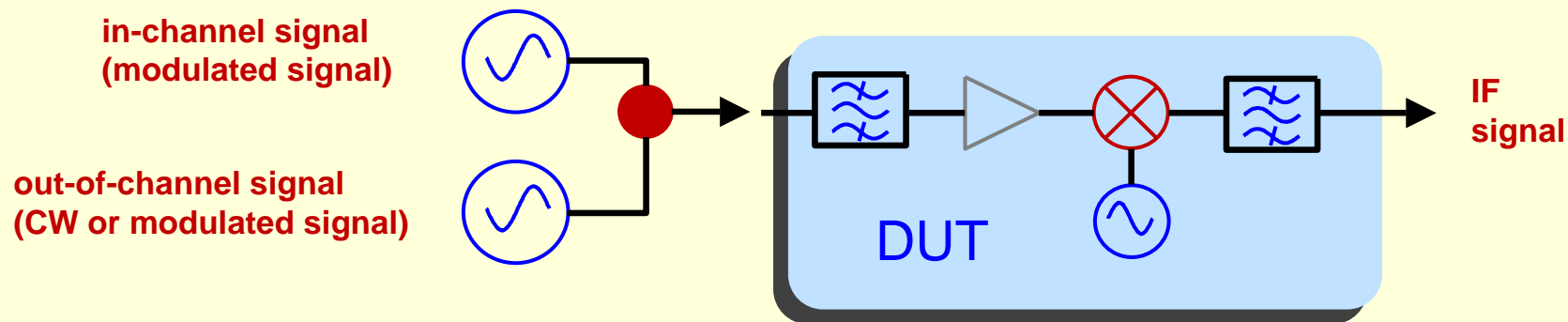
- 几个例子
  - 相位噪声的影响
  - 杂波的影响
  - 频率准确度的影响
  - 幅度准确度的影响
  - 临道功率的影响

# 发射机的临近波道干扰测试





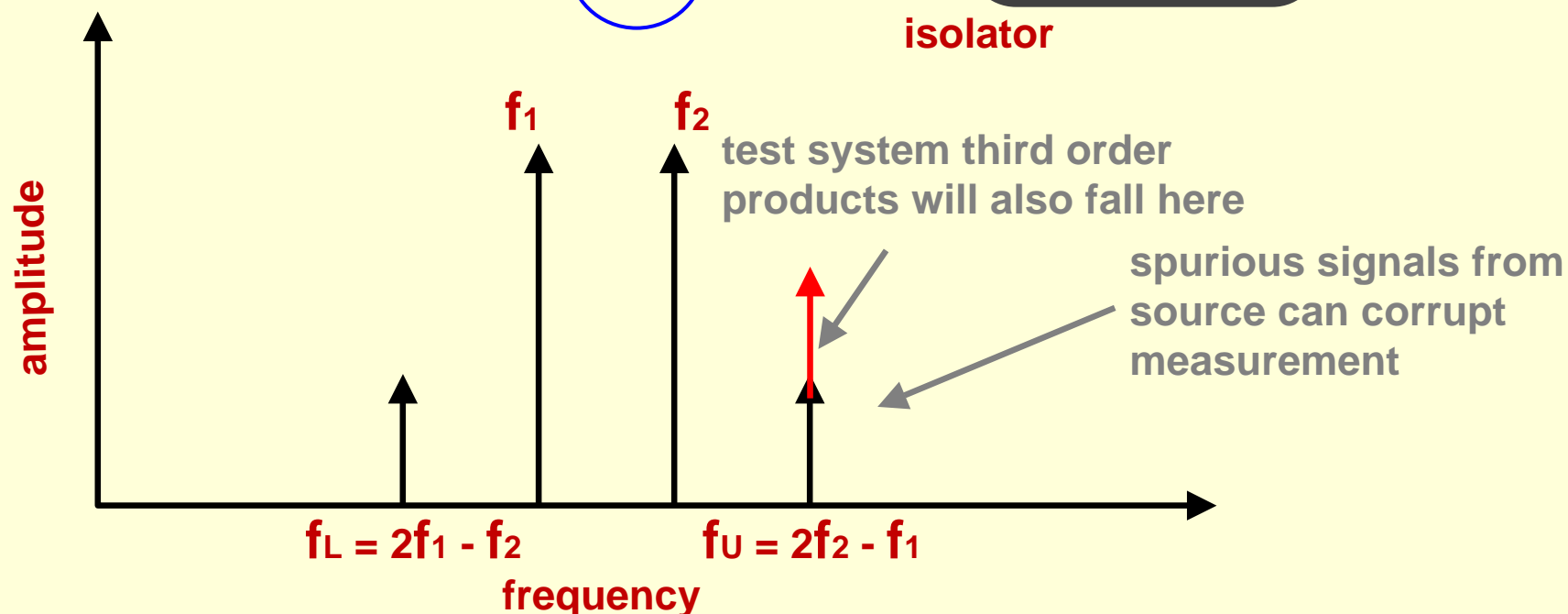
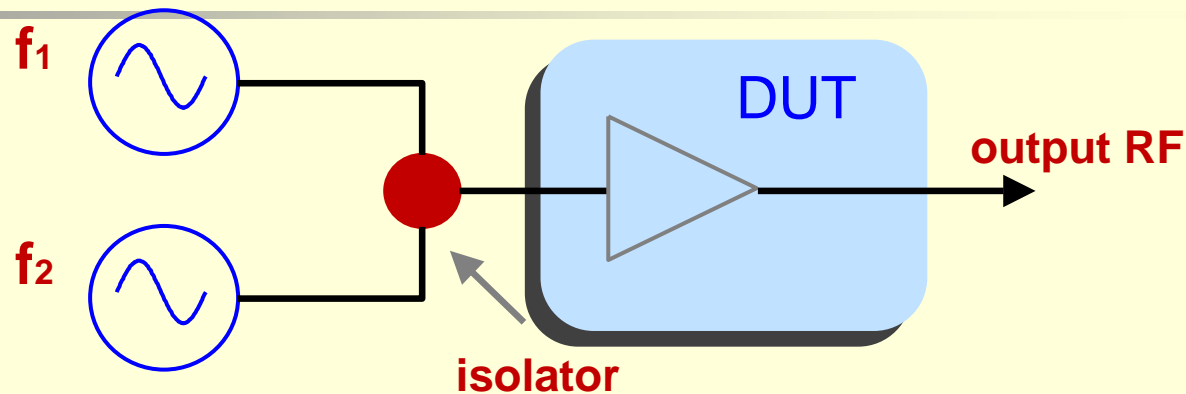
# 接收机的杂散抑制测试



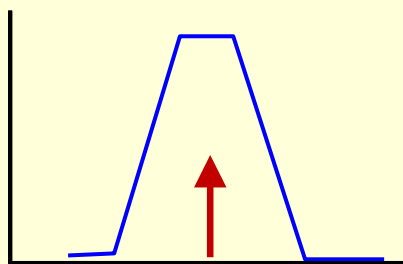
$$\alpha_{\text{spur}} = P_{\text{interferer}} - P_{\text{test}}$$

# 放大器的三阶交调失真测试

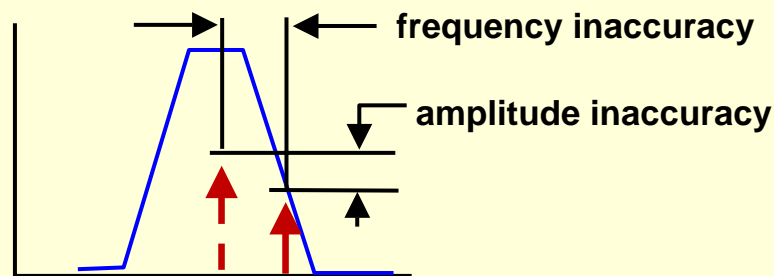
Intermodulation  
Distortion



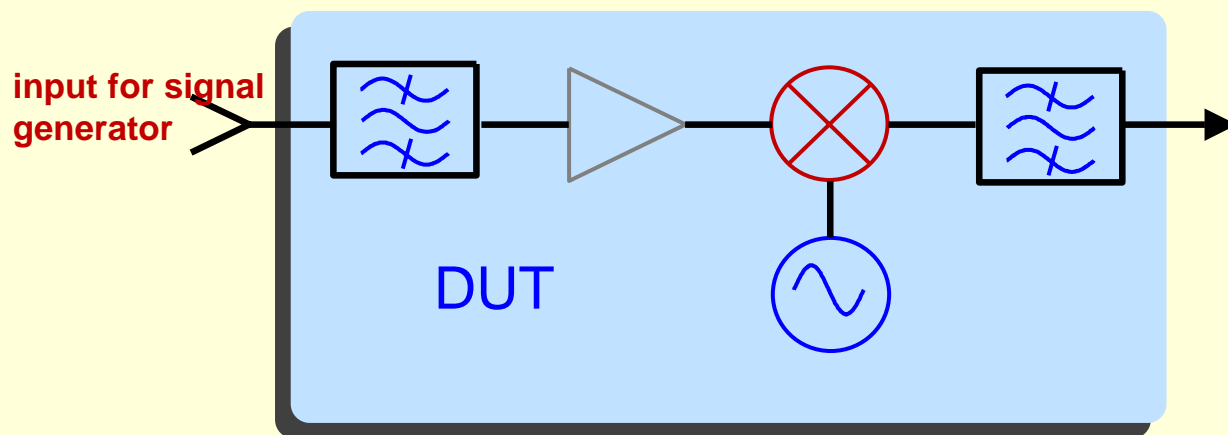
# 接收机灵敏度测试



*Want to measure sensitivity in a channel*



*Measurement impaired by frequency inaccuracy*

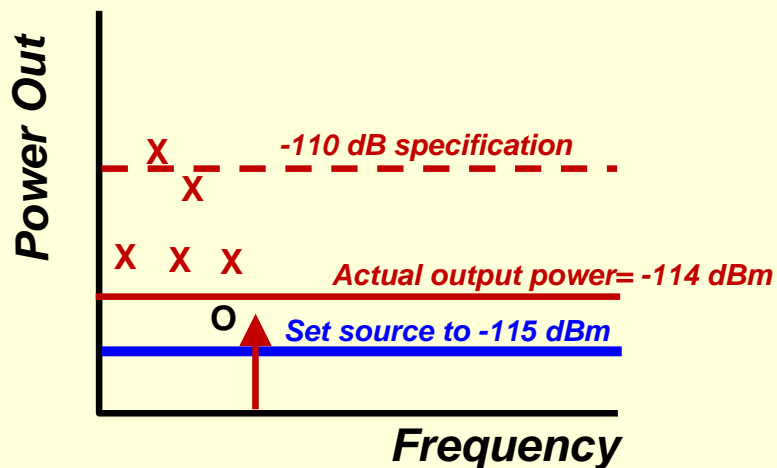


# 接收机灵敏度测试

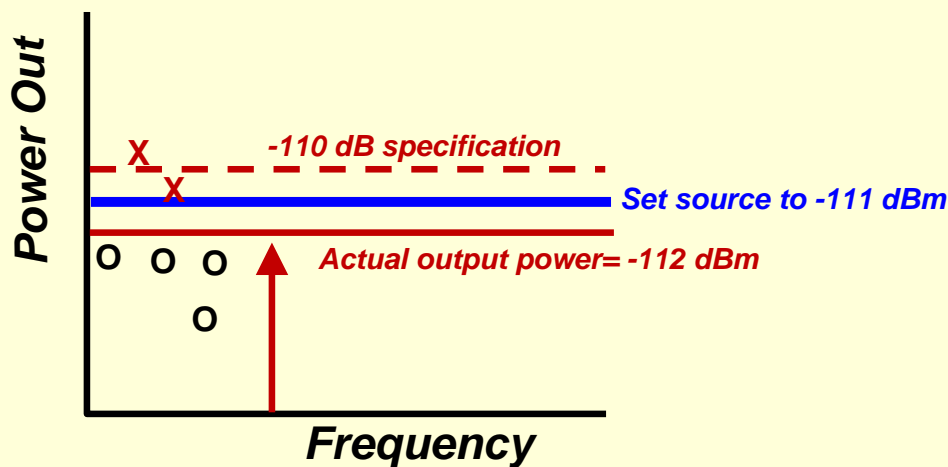
*Customer is testing a -110 dBm sensitivity pager:*

X= Failed unit

O=Passed unit

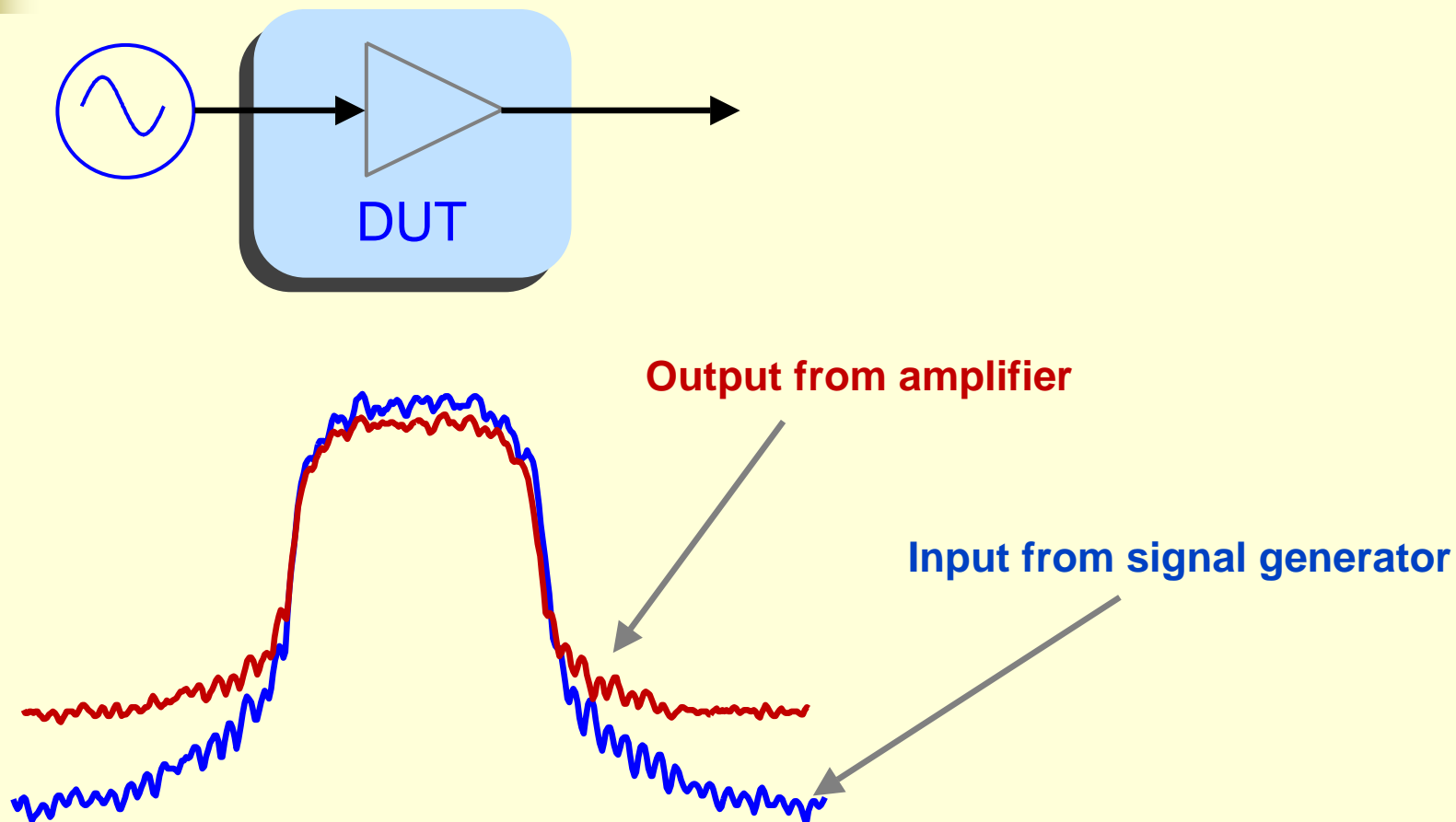


Case 1: Source has +/-5 dB of output power accuracy at -100 to -120 dBm output power.



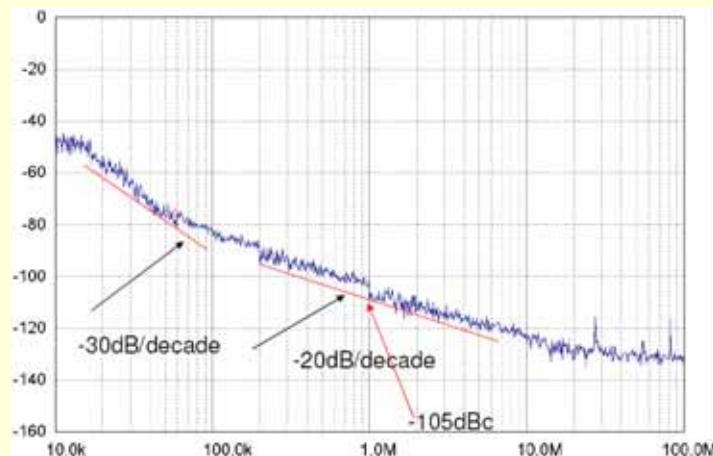
Case 2: Source has +/-1 dB of output power accuracy at -100 to -120 dBm output power.

# 频谱再生测试



# 练习题

- 某信源输出驻波比指标为 $<1.2$ ，假设信源输出阻抗为纯阻，求其输出阻抗的范围。
- 试分析PLL对于参考源噪声而言是个低通网络，对于VCO噪声而言是个高通网络。
- 假设某振荡器的相位频谱如图所示，根据Leeson相位噪声模型，确认低 $Q_L$ 还是高 $Q_L$ 情况？



$$S_{\theta,o}(f_m) = \left( 1 + \left( \frac{f_0}{2Q_L f_m} \right)^2 \right) \frac{FkT}{P_{s,i}} \left( 1 + \frac{f_c}{f_m} \right)$$

$$= \frac{FkT}{P_{s,i}} \left( \frac{f_c}{f_m^3} \left( \frac{f_0}{2Q_L} \right)^2 + \frac{1}{f_m^2} \left( \frac{f_0}{2Q_L} \right)^2 + \frac{f_c}{f_m} + 1 \right)$$