

关于直接探测和外 差探测

• 光—电 信号变换



$$E = E_0 \cos(2\pi\nu t + \varphi_0)$$

响应平均光功率

直接探测

响应光的频率 ...

相干探测

1. 直接探测的基本原理

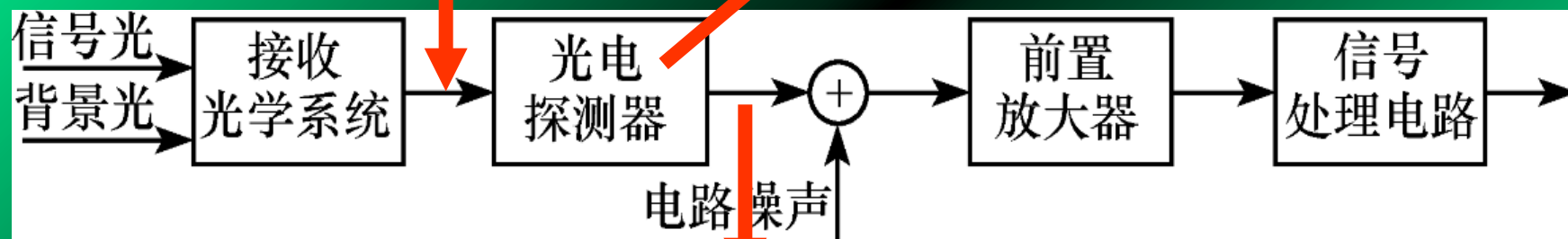
(1) 基本物理过程:

光波:

$$e_s(t) = E_s \cos(\omega_s t)$$

光功率:

$$P_s(t) \propto E_s^2$$



$$i_s = R_i P_s$$

若探测器的负载电阻是 R_L ，则光电探测器的输出功率为

平方定律:
$$P_0 = i_s^2 R_L = R_i^2 R_L P_s^2$$

(2) 信噪比

设输入的信号功率和噪声功率分别为 s_i 和 n_i ，输出的分别为 s_o 和 n_o 。由平方律有

$$s_o + n_o = k(s_i + n_i)^2$$

考虑到信号和噪声的独立性，可得输出信噪比为

$$(SNR)_o = \frac{s_o}{n_o} = \frac{s_i^2}{2s_i n_i + n_i^2} = \frac{(s_i/n_i)^2}{1 + 2(s_i/n_i)}$$

讨论:

(1) $s_i/n_i \ll 1$ ，则有 $\frac{s_o}{n_o} = (s_i/n_i)^2$ ，说明直接探测不适合微弱信号的探测；

(2) $s_i/n_i \gg 1$ ，则有 $\frac{s_o}{n_o} = \frac{1}{2}(s_i/n_i)$ ，转换后信噪比损失不大；

(3) 等效噪声功率

具有内增益的光电探测器的电输出功率为

$$P_0 = M^2 i_s^2 R_L = M^2 R_i^2 R_L P_s^2$$

输出的噪声功率为

$$P_n = (\overline{i_{ns}^2} + \overline{i_{nb}^2} + \overline{i_{nd}^2} + \overline{i_{nT}^2}) R_L$$

信号光电流: $\overline{i_{ns}^2} = 2eM^2 i_s \Delta f$

背景光电流: $\overline{i_{nb}^2} = 2eM^2 i_b \Delta f$

暗电流: $\overline{i_{nd}^2} = 2eM^2 i_d \Delta f$

电阻温度噪声电流: $\overline{i_{nT}^2} = \frac{4k_B T \Delta f}{R_L}$

对于光电二极管, $M=1$, 对于光电导探测器前面的2改为4.

输出信噪比为 $\left(\frac{S_o}{n_o}\right) = \frac{M^2 R_i^2 P_s^2}{\overline{i_{ns}^2} + \overline{i_{nb}^2} + \overline{i_{nd}^2} + \overline{i_{nT}^2}}$

探测器的噪声等效功率为

$$\begin{aligned} NEP = P_s &= \frac{1}{MR_i} (\overline{i_{ns}^2} + \overline{i_{nb}^2} + \overline{i_{nd}^2} + \overline{i_{nT}^2})^{1/2} \\ &= \frac{1}{MR_i} \left[2eM^2 \Delta f (i_s + i_b + i_d) + \frac{4k_B T \Delta f}{R_L} \right]^{1/2} \end{aligned}$$

讨论:

(1) 热噪声优势 $\overline{i_{nT}^2} \gg \overline{i_{ns}^2} + \overline{i_{nb}^2} + \overline{i_{nd}^2}$ $NEP = \frac{1}{MR_i} \left(\frac{4k_B T \Delta f}{R_L} \right)^{1/2}$

光电二极管

(2) 散粒噪声优势 $\overline{i_{nT}^2} \ll \overline{i_{ns}^2} + \overline{i_{nb}^2} + \overline{i_{nd}^2}$ $NEP = \frac{1}{R_i} [2e\Delta f (i_s + i_b + i_d)]^{1/2}$

光电倍增管

(3) 散粒噪声和热噪声相当 $\overline{i_{nT}^2} \approx \overline{i_{ns}^2} + \overline{i_{nb}^2} + \overline{i_{nd}^2}$ $NEP = \frac{1}{MR_i} \left(\frac{8k_B T \Delta f}{R_L} \right)^{1/2}$

雪崩光电二极管

(4) 信号噪声极限, 只考虑光信号噪声。

$$\left(\frac{S_o}{n_o} \right) = \frac{P_o}{P_{ns}} = \frac{R_i P_s}{2e\Delta f} \quad R_i = \frac{e\eta}{h\nu}$$



$$NEP = \frac{2h\nu\Delta f}{\eta}$$

例: η 为1, Δf 为1Hz, $NEP \sim 2h\nu$, 已很接近单个光子的能量 $h\nu$ 。

信噪比是衡量光电探测系统质量好坏的一个重要指标

提高系统信噪比的基本途径：

——**光学方法**，如场镜、光锥、浸没透镜……
—— —— —— 《应用光学》

——**电学方法**，如滤波、低噪声放大、弱信号检测…… —— ——

——**热力学方法**，制冷降低探测器噪声

2. 直接探测的应用举例

应用于测量：

几何量（长度、位移……）
表面形状参量（工件粗糙度、伤痕……）
光学参量（吸收、反射……）
电磁量（电流、电场、磁场……）
……………

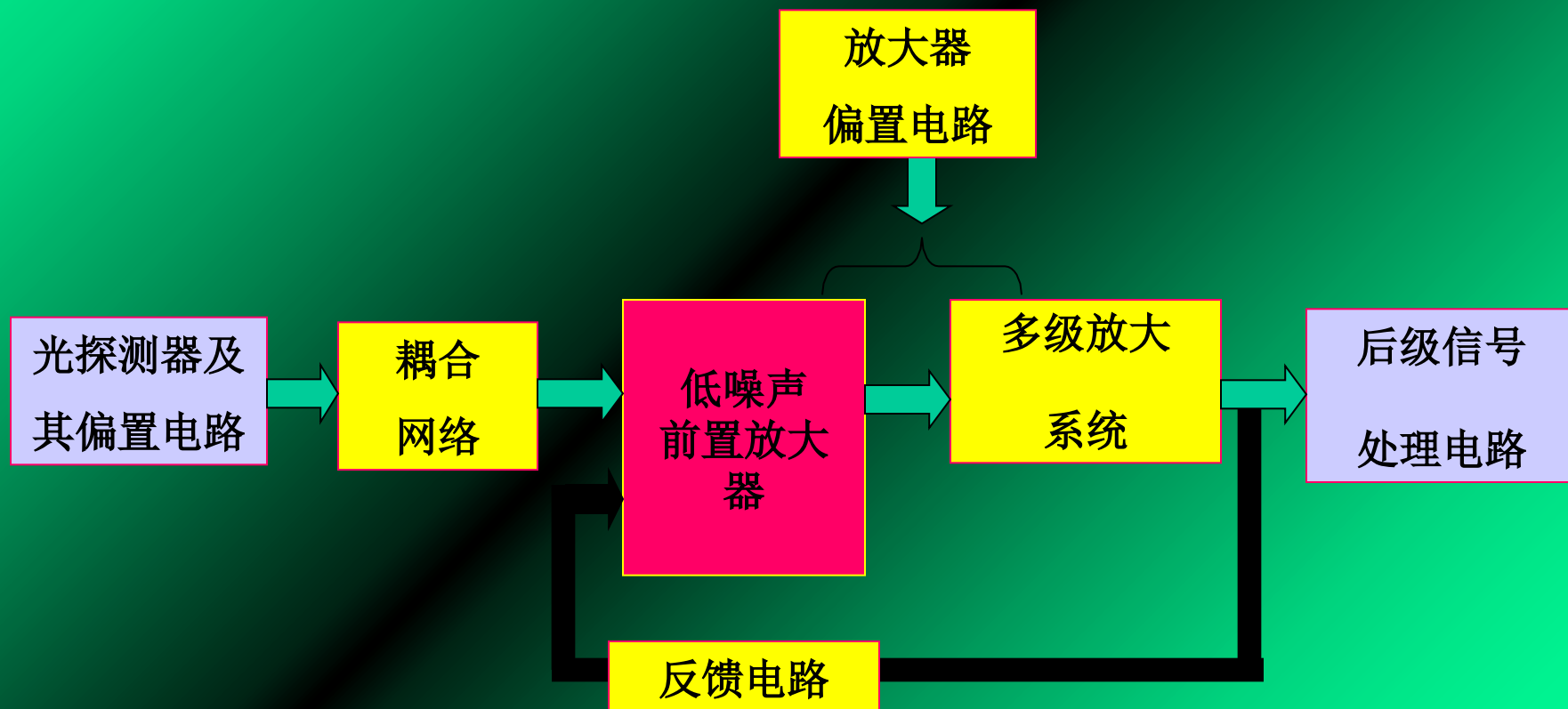
应用于控制：

激光制导、飞行物自动跟踪
激光稳频、机器人视觉
……………

特点：信息加载——辐通量（光强）

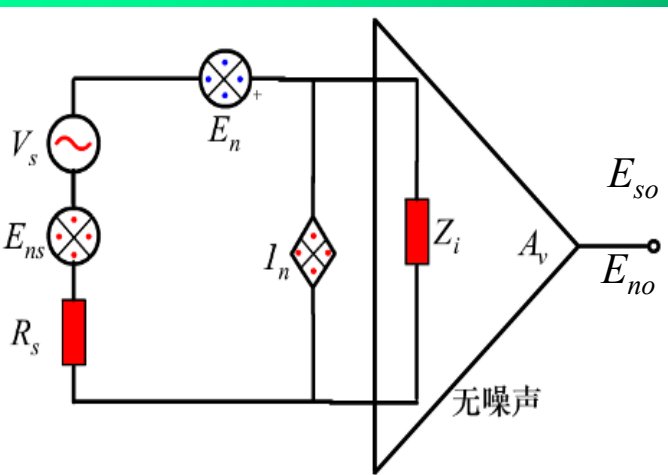
3.3 前置放大器的噪声匹配

当光信号功率较小时，光电探测器的电信号输出也相应地减小。为了信号处理、显示的需要，往往需要跟随前置放大器。放大器的引入对探测系统的输出信噪比将产生影响。



光探测电路示意图

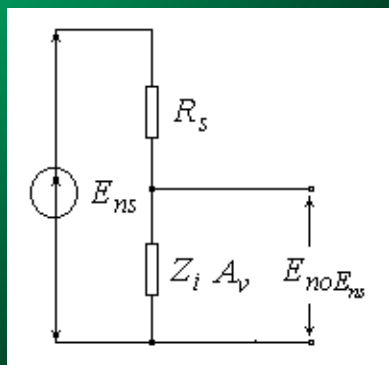
3.3.1 前放噪声等效电路



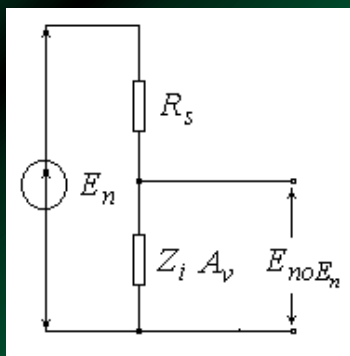
V_s —信号源, R_S —信号源内阻, E_{ns} — R_S 的热噪声
 E_n —放大器噪声电压源, I_n —放大器噪声电流源, A_v —放大器电压增益, Z_i —放大器的输入阻抗, E_{ni} —放大器输入端的噪声电压, E_{so} —放大器的输出端电压, E_{no} —放大器输出端的总噪声电压

根据电路叠加原理, 各噪声源在输出端的贡献分别为:

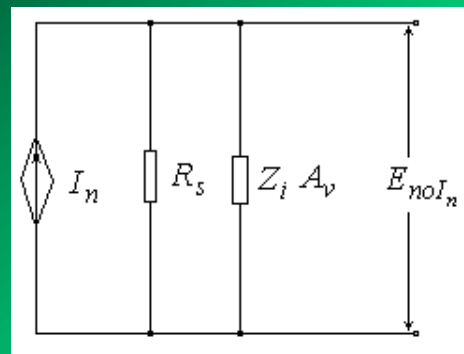
- E_{ns} 的贡献为: $E'_{no(E_{ns})} = E_{ns} \frac{Z_i}{R_s + Z_i} A_v$
- E_n 的贡献为: $E''_{no(E_n)} = E_n \frac{Z_i}{R_s + Z_i} A_v$
- I_n 的贡献为: $E'''_{no(I_n)} = I_n (R_s \parallel Z_i) A_v = I_n \frac{R_s Z_i}{R_s + Z_i} A_v$



E_{ns} 的贡献



E_n 的贡献



I_n 的贡献

将上述各项均方相加便得总的输出噪声为：

$$\begin{aligned} E_{no}^2 &= E_{no(E_{ns})}^2 + E_{no(E_n)}^2 + E_{no(I_n)}^2 \\ &= E_{ns}^2 \left(\frac{Z_i}{R_s + Z_i} A_v \right)^2 + E_n^2 \left(\frac{Z_i}{R_s + Z_i} A_v \right)^2 + I_n^2 R_s^2 \left(\frac{Z_i}{R_s + Z_i} A_v \right)^2 \\ &= K_p (\overline{E_{ns}^2} + \overline{E_n^2} + \overline{I_n^2 R_s^2}) \end{aligned}$$

$$K_v = \frac{Z_i}{R_s + Z_i} A_v$$

—放大器的电压传递函数
(考虑源在内的系统增益, 注意和 A_v 的区别!)

$$K_p = (K_v)^2$$

—放大器的功率传递函数

因此等效输入噪声为：

$$E_{ni}^2 = \frac{E_{no}^2}{K_p} = \overline{E_{ns}^2} + \overline{E_n^2} + \overline{I_n^2 R_s^2}$$

- 可以看出，放大器的输入阻抗不出现在等效输入噪声的表达式中。放大器便视为是无噪声的。

- 这个模型中所采用的各个参数容易测量。首先，源电阻 R_s 的热噪声 E_{ns} ，可以由电阻的热噪声公式求出；其次计算放大器前的电路的开路输出噪声电压(或短路输出噪声电流)；然后折合到源端位置就得到等效输入噪声电压 E_{ni} 的大小。

放大器的输入信噪比为：

$$\frac{S_i}{n_i} = \frac{\overline{V_s^2}}{\overline{E_{ns}^2}}$$

放大器的输出信噪比为：

$$\frac{S_o}{n_o} = \frac{K_p \overline{V_s^2}}{K_p \overline{E_{ni}^2}} = \frac{\overline{V_s^2}}{\overline{E_{ns}^2} + \overline{E_n^2} + \overline{I_n^2 R_s^2}}$$

→

$$\frac{S_o}{n_o} = \frac{S_i}{n_i} \left/ \left(1 + \frac{\overline{E_n^2}}{\overline{E_{ns}^2}} + \frac{\overline{I_n^2 R_s^2}}{\overline{E_{ns}^2}} \right) \right.$$

放大器噪声的存在，使放大器的输出信噪比受到损失。

2. 噪声系数 (Noise Factor) :

(1) 基本定义

$$F = \frac{\text{输出端总噪声功率}}{\text{源电阻产生的输出噪声功率}}$$

即

$$F = \frac{E_{no}^2}{E_{ns}^2 \cdot K_p}$$

K_p 为放大器系统的功率增益

从输出端角度
出发

(2) 推导式一

放大器噪声总是存在，F大于1的原因

上下同除以 K_p ，即

$$F = \frac{E_{no}^2}{E_{ns}^2 \cdot K_p} = \frac{E_{no}^2 / K_p}{E_{ns}^2} = \frac{E_{ni}^2}{E_{ns}^2} = \frac{E_{ns}^2 + E_n^2 + I_n^2 R_s^2}{E_{ns}^2}$$

F =

总的等效输入噪声功率
输入端源电阻噪声功率

从输入端
角度出发

(3) 推导式二

$$F = \frac{E_{ni}^2}{E_{ns}^2} = \frac{E_{ns}^2 + E_n^2 + I_n^2 R_s^2}{E_{ns}^2} = 1 + \frac{E_n^2 + I_n^2 R_s^2}{E_{ns}^2}$$

$$F = 1 + \frac{\text{放大器输入噪声功率}}{\text{输入端源电阻噪声功率}}$$

(4) 推导式三

不为 E_{ni} ，此时输入端噪声功率仅为源电阻产生的热噪声功率

$$F = \frac{E_{no}^2}{E_{ns}^2 \cdot K_p} = \frac{E_{no}^2}{E_{ns}^2 \cdot (E_{so}^2 / E_{si}^2)} = \frac{E_{si}^2 \cdot E_{no}^2}{E_{so}^2 \cdot E_{ns}^2} = \frac{E_{si}^2 / E_{ns}^2}{E_{so}^2 / E_{no}^2}$$
$$= \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o}$$

$$F = \frac{\text{输入端信噪比}}{\text{输出端信噪比}}$$

用分贝表示则写成： $NF = 10 \lg \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o}$

噪声系数意义：
$$NF = 10 \lg \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o}$$

放大器的噪声系数的定义表示信号通过放大器后，信噪比变坏的程度：

- 如果放大器是理想的无噪声的线性网络，那么其输入端的信号与噪声得到同样的放大，即输出端的信噪比与输入端的信噪比相同，于是 $F=1$ 或 $NF=0\text{dB}$ ；
- 如果放大器本身有噪声，又无滤波功能(如前放一般不采取带限措施)，信号通过放大器后，则信号和噪声都同样放大，则输出噪声功率等于放大后的输入噪声功率和放大器本身的噪声功率之和。对这样的放大器，信号经放大后，信噪比不可能变好，输出端的信噪比就比输入端的信噪比低，则 $F>1$ 。

3.3.3 匹配方法

1.最佳源电阻

求偏导：

$$\frac{\partial F}{\partial R_s} = -\frac{1}{R_s^2} \cdot \frac{E_n^2}{4kT\Delta f} + \frac{I_n^2}{4kT\Delta f} = 0$$

$$F = 1 + \frac{E_n^2}{E_{ns}^2} + \frac{I_n^2 R_s^2}{E_{ns}^2}$$

$$\overline{E_{ns}^2} = 4kT\Delta f R_s$$

得：

$$R_s = \frac{E_n}{I_n} \text{ 记作 } \underline{\underline{(R_s)_{opt}}}$$

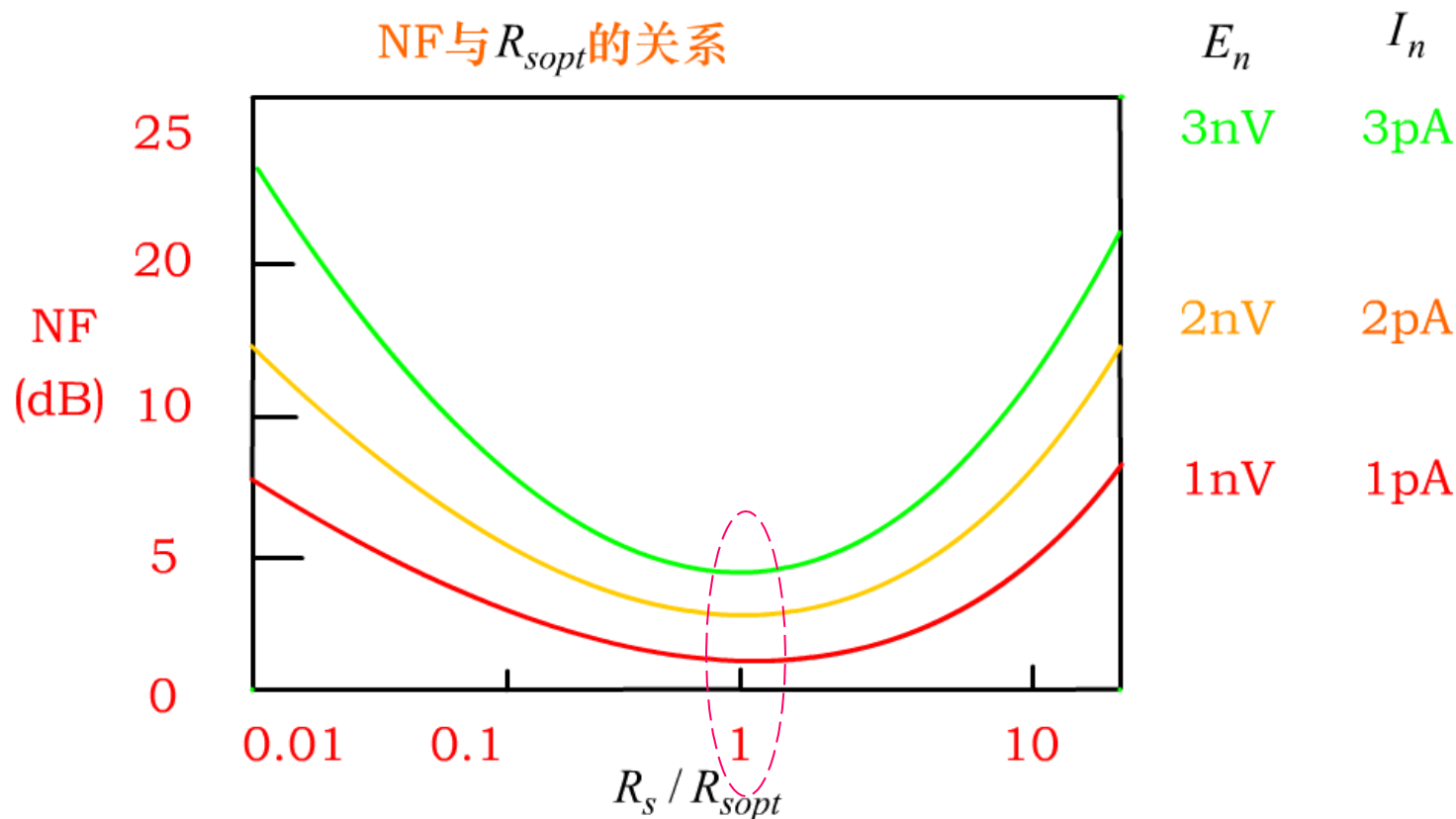
与功率匹配
区别！

因此，当信号源的内阻等于放大器的源电阻时噪声系数NF取得最小值

$$F_{\min} = 1 + \frac{E_n I_n}{4kT\Delta f} + \frac{E_n I_n}{4kT\Delta f} = 1 + \frac{E_n I_n}{2kT\Delta f}$$

当信号源的内阻等于放大器的最佳源电阻值时，放大器对检测电路附加的噪声最小，称为信号源与放大器之间达到了噪声匹配。这是低噪声设计的一个重要原则。

NF与 R_{sopt} 的关系



$$R_{sopt} = \frac{E_n}{I_n}$$

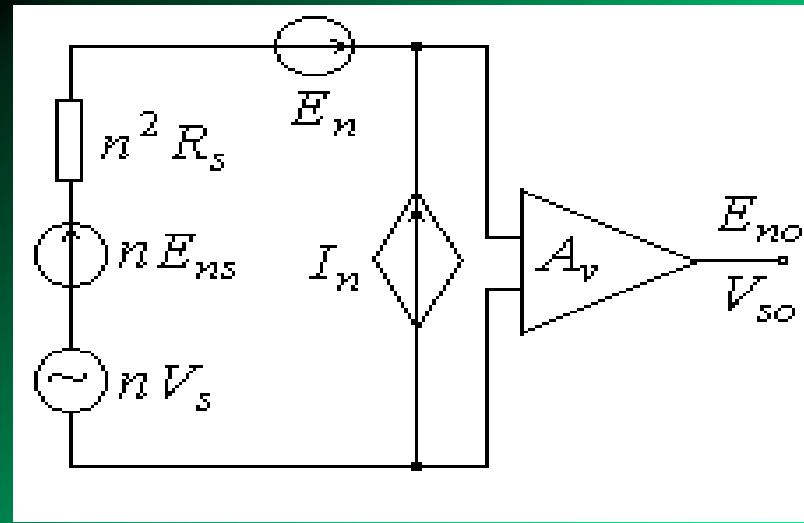
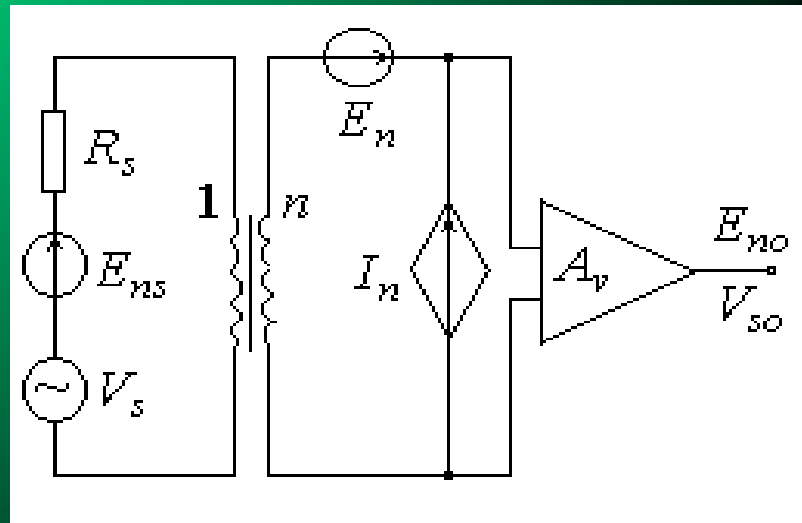
$$F_{min} = 1 + \frac{E_n I_n}{2kT\Delta f}$$

2. 放大器最佳源电阻与实际源阻抗的匹配方法

1、用输入变压器实现噪声匹配

(1) 应用对象：信号源电阻小于最佳源电阻情形下。

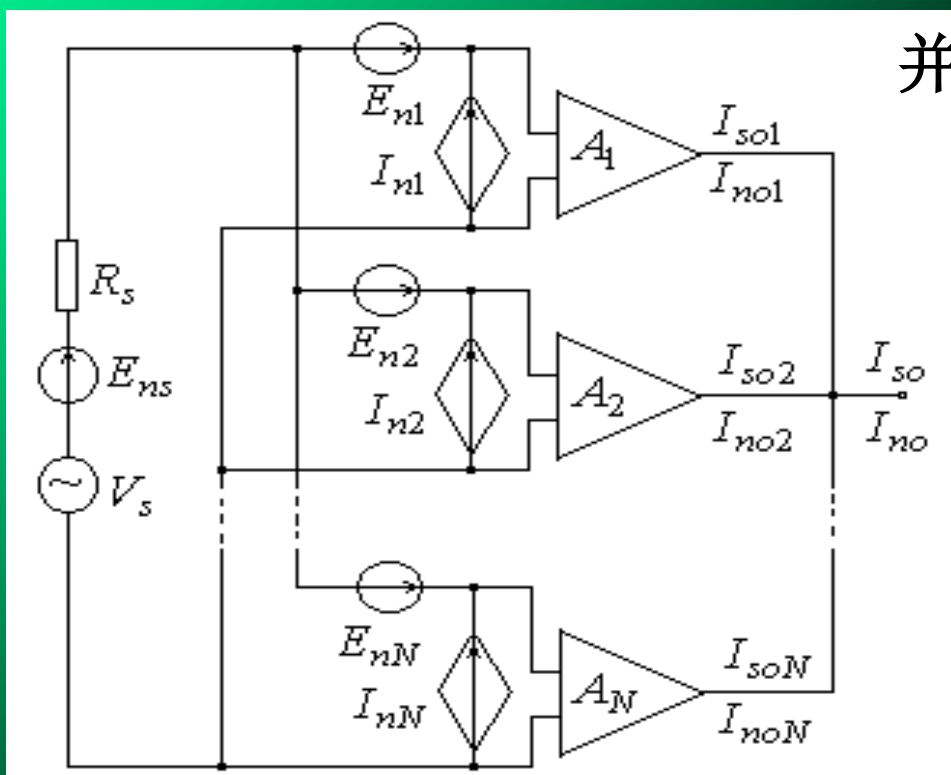
(2) 原理：**选用适当变压比**



源电阻的阻抗升高 n^2 倍。

2、利用并联放大器的方法实现噪声匹配

N个完全相同的放大器并联，如下图所示，该方法等效于减小 R_{sopt}



并联以后的等效噪声电压和电流

$$\overline{E_n'^2} = \overline{E_n^2} / N$$

$$\overline{I_n'^2} = N \overline{I_n^2}$$

$$R'_{sopt} = R_{sopt} / N$$

并联后的噪声系数

$$NF'_{min} = 10 \lg \left(1 + \frac{E_n I_n}{2kT\Delta f} \right) = NF_{min}$$

结论，多管并联可减小最佳源电阻，但不会影响并联后的噪声系数。

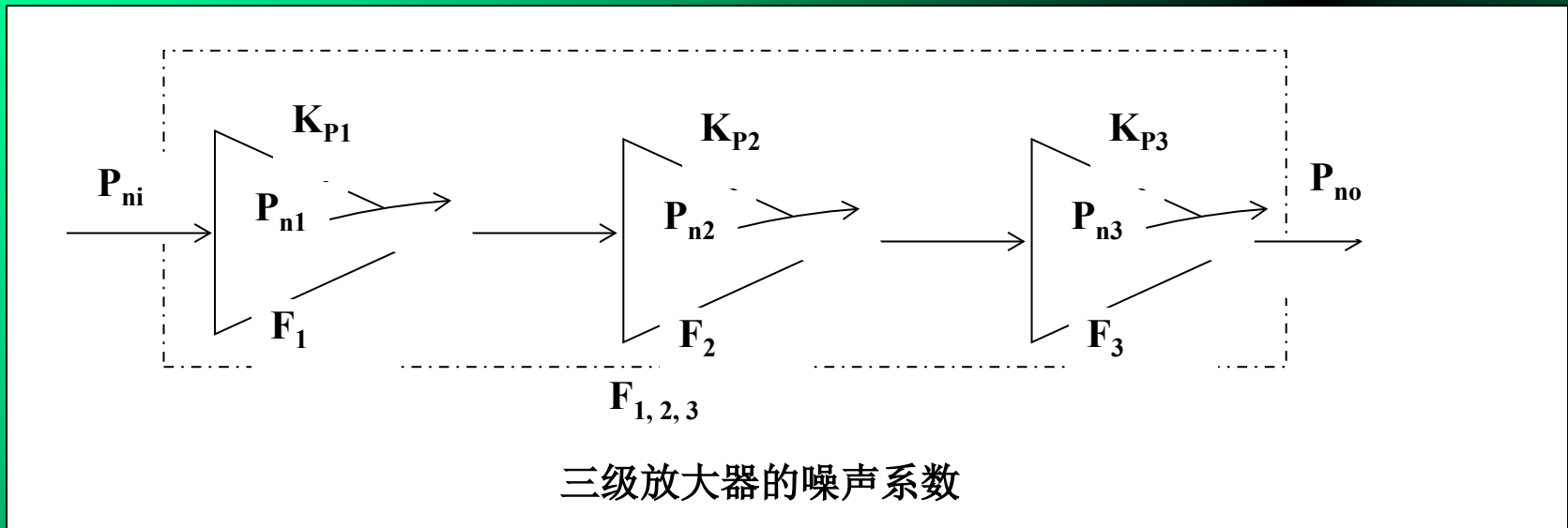
各种典型探测器的内阻和响应时间

	探测器	内阻 (Ω)	响应时间 (s)
低阻	热电偶	1~10	$10^{-2}\sim 1$
	蒸发型热电偶	50~200	$10^{-3}\sim 10^{-2}$
	金属测辐射热计	1~10	$10^{-2}\sim 10^{-1}$
	PIN型锗二极管	~ 50	$\sim 10^{-7}$
	HgCdTe (PV 77K)	2.5~50	$\sim 10^{-8}$
	HgCdTe (PC 77K)	20~50	$10^{-8}\sim 10^{-7}$
中阻	锗测辐射热计 (2.1K)	10^4	4×10^{-4}
	碳测辐射热计 (2.1K)	$10^5\sim 10^6$	10^{-2}
	PbS (PC 常温)	$10^5\sim 10^7$	$5\times 10^{-5}\sim 5\times 10^{-4}$
	PbSe (PC 常温)	$10^6\sim 10^7$	$\sim 2\times 10^{-6}$
	InSb (PV 77K)	$10^3\sim 10^5$	$< 10^{-6}$
高阻	Ge: Au (PC 77K)	$10^5\sim 10^7$	$< 10^{-6}$
	热释电探测器	$\sim 10^8$	$3\times 10^{-9}\sim 4\times 10^{-5}$

习题

- (1) 最佳源电阻是信号源参数，还是前放参数。它的表达式是什么？式中各项代表什么？什么是噪声匹配。
- (2) 已知集成运算OP07E的噪声参数 $E_n = 10.3\text{nV}$ ， $I_n = 0.32\text{pA}$ ，试计算应用于 $R_s = 100\text{k}\Omega$ ， $\Delta f = 1\text{Hz}$ 及 $T = 300\text{K}$ 时，其NF及 E_{ni} 值
- (3) 根据下列条件判断那一种器件产生的等效输入噪声最小：
 - a. 在 $R_s = 10\text{k}\Omega$ 时，测出其 $\text{NF} = 20\text{dB}$ 。
 - b. 在 $R_s = 1\text{M}\Omega$ 时，测出其 $\text{NF} = 20\text{dB}$ 。

二. 多级放大器噪声系数NF



总的输出噪声功率 P_{no} 为

$$P_{no} = K_{p1} K_{p2} \cdot K_{p3} \cdot P_{ni} + K_{p2} \cdot K_{p3} \cdot P_{n1} + K_{p3} P_{n2} + P_{n3}$$

总的输出噪声系数F为

$$F = \frac{P_{no}}{K_p \cdot P_{ni}} = \frac{P_{no}}{K_{p1} K_{p2} K_{p3} \cdot P_{ni}} = 1 + \frac{P_{n1}}{K_{p1} \cdot P_{ni}} + \frac{P_{n2}}{K_{p1} K_{p2} \cdot P_{ni}} + \frac{P_{n3}}{K_{p1} K_{p2} K_{p3} \cdot P_{ni}}$$

考虑第一级放大器单独和源相连接时，得到噪声功率和噪声系数为：

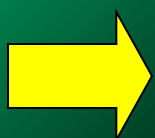
$$P_{n1o} = K_{p1} \cdot P_{ni} + P_{n1} \quad F_1 = \frac{P_{n1o}}{K_{p1} P_{ni}} = 1 + \frac{P_{n1}}{K_{p1} P_{ni}}$$

考虑每个放大器单独和源相连接时，得到：

$$F_2 = 1 + \frac{P_{n2}}{K_{p2} P_{ni}} \quad F_3 = 1 + \frac{P_{n3}}{K_{p3} P_{ni}}$$

代入

$$F = \frac{P_{no}}{K_p \cdot P_{ni}} = \frac{P_{no}}{K_{p1} K_{p2} K_{p3} \cdot P_{ni}} = 1 + \frac{P_{n1}}{K_{p1} \cdot P_{ni}} + \frac{P_{n2}}{K_{p1} K_{p2} \cdot P_{ni}} + \frac{P_{n3}}{K_{p1} K_{p2} K_{p3} \cdot P_{ni}}$$



$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{K_{p1} K_{p2}}$$

对于n级放大器，可以得出其噪声系数为：

$$F_{1,2L n} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{K_{p1}K_{p2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2} \dots K_{pn-1}}$$

这就是多级放大器的噪声系数理论的**Friis公式**

从这个公式可以看出：

- 如果第一级的功率增益 K_{p1} 很大，则多级放大器噪声系数的大小，主要取决于第一级放大器的噪声系数 F_1 。设计中，为了使多级放大器的噪声系数减小，应尽量提高第一级的功率放大倍数 K_{p1} ；尽量减小第一级的噪声系数，这就是指导我们设计低噪声前放的又一个重要原则。
- 如果第一级的功率增益不是很大，减小噪声系数的关键在于使本级具有高增益和低噪声。

总结

- 放大器的噪声模型:
- 等效输入噪声:
- 噪声系数:
- 噪声匹配——最佳源电阻
- Friis公式

——与探测器直接相连接的放大器必须是低噪声的。

3.5 相关检测

利用信号在时间上相关这一特性，可能把深埋于噪声信号中的周期信号提取出来，这种提取方法称为**相关检测**或**相关接收**。

信号的相关性用**相关函数**来描述，它代表线性相关的度量，是随机过程在两个不同时间相关性的一个重要统计参量。

3.5.1 相关原理

1. 相关函数

相关函数分为自相关函数和互相关函数。

1) 自相关函数

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)x^*(t-\tau) dt \right]$$

τ 为延迟时间， T 为观察时间， $x(t)$ 是随机过程的一个样本函数。

根据Wiener-khinchine(维纳-欣钦)定理:

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \quad \text{傅里叶变换}$$

式中 $S_x(\omega)$ 是 $x(t)$ 的功率谱密度函数。

(1) 正弦波:

$$x(t) = A \sin(\omega_0 t + \varphi)$$

根据定义式,可得:

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T A^2 \sin(\omega_0 t + \varphi) \sin[\omega_0(t - \tau) + \varphi] dt = \frac{A^2}{2} \cos \omega_0 \tau$$

由此可见,周期信号的自相关函数仍为周期信号,且周期不变,但相位信息损失。

(2) 白噪声

其功率谱密度与频率无关，为一常数 $S_x(\omega) = N_0/2$

根据 Wiener-khinchine 定理，白噪声的自相关函数

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_0}{2} e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{N_0}{2} \cdot \delta(\tau)$$

这就说明白噪声的自相关函数只在 $\tau=0$ 时存在，随着 τ 的增大，衰减很快。

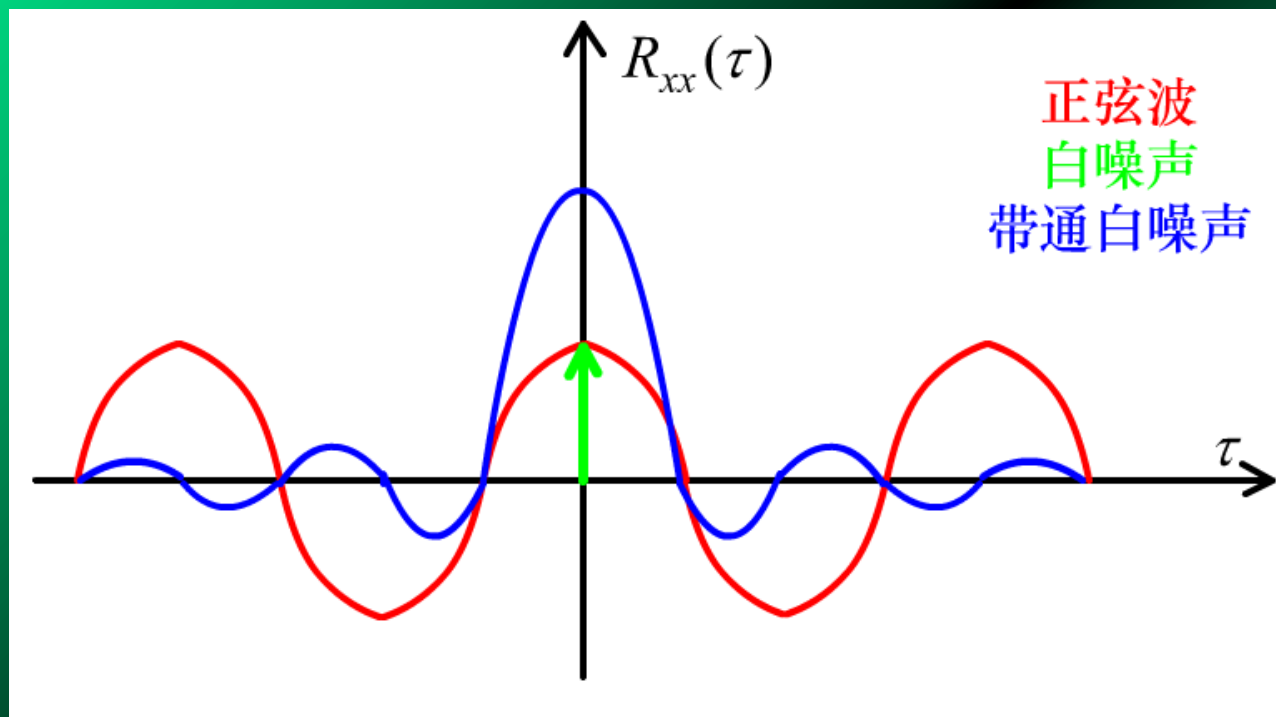
(3) 带通白噪声

实际的白噪声是在一定带宽之内的白噪声，其功率谱密度为：

$$S_x(\omega) = \begin{cases} N_0/2 & \omega_0 - \Omega \leq \omega \leq \omega_0 + \Omega \\ 0 & \text{其它频率} \end{cases}$$

这种带通白噪声的带宽决定了系统中的通频带。

$$\begin{aligned} R_{xx}(\tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 - \Omega}^{\omega_0 + \Omega} \frac{N_0}{2} e^{j\omega\tau} d\omega \\ &= \frac{N_0\Omega}{2\pi} \cdot \frac{\sin\Omega\tau}{\Omega\tau} e^{j\omega_0\tau} \end{aligned}$$



(4) 自相关函数特点

- ① $R_{xx}(\tau) = R_{xx}(-\tau)$ ，即 $R_{xx}(\tau)$ 为 τ 的偶函数。
- ② $R_{xx}(0) \geq R_{xx}(\tau)$ ， $R_{xx}(0)$ 是最大值，并且代表 $x(t)$ 变化量的平均功率。
- ③ 如果 $x(t)$ 是周期函数，则 $R_{xx}(\tau)$ 也是周期函数，且周期相等，但失去原函数全部相位信息。
- ④ 如果 $x(t)$ 是非周期函数，则 $R_{xx}(\tau)$ 从 $R_{xx}(0)$ 最大值迅速随 τ 增大单调递减。

2) 互相关函数

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)y(t-\tau) dt \right]$$

互相关函数特点

- ① $R_{xy}(\tau) = R_{yx}(-\tau)$ ，即 $R_{xy}(\tau)$ 与 $R_{yx}(\tau)$ 互为镜像对称。
- ② 如果两个信号或随机过程互相完全没有关系，（例如信号与噪声）则其互相关函数将为一个常数，并且等于两个信号平均值的乘积；若其中一个（如噪声）的平均值为零，则它们的互相关函数 $R_{xy}(\tau)$ 将处处为零，即完全不相干。
- ③ 如果两个信号是具有相同基波频率的周期函数，则它们的互相关函数将保存它们基波频率以及两者所共有的谐波成分，而相位则为两个原信号相应频率成份的相位差。

自相关函数是互相关函数的一个特例。

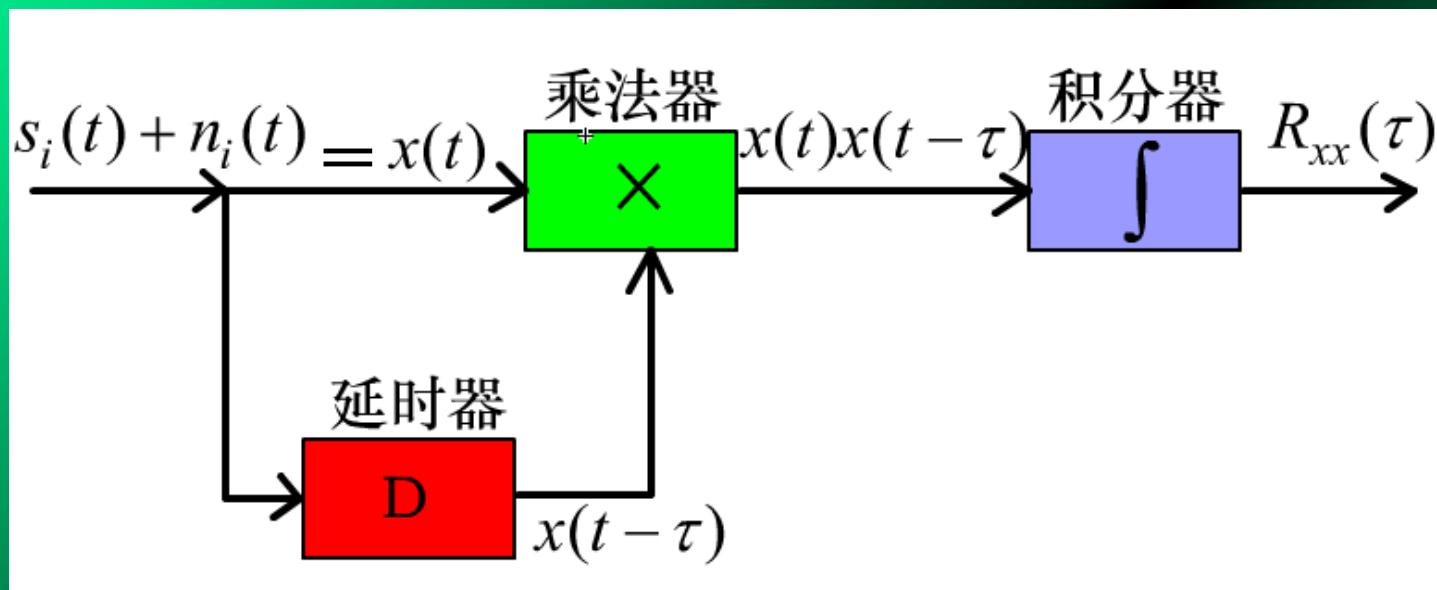
2. 相关检测

原理：信号在时间上相关，噪声在时间上不相关。

- 这两种不同的相关特性，可以把深埋于噪声中的周期信号提取出来，这是微弱信号检测的一种有效方法。
- 根据相关函数的性质，可以利用乘法器，延时器及积分器进行相关运算，从而将周期信号从噪声中检测出来，这就是所谓的“**相关检测**”。
- 相关检测可分为**自相关检测**与**互相关检测**。

1) 自相关检测

- 自相关检测的原理框图



- $s_i(t)$: 信号
- $n_i(t)$: 噪声;
- $x(t) = S_i(t) + n_i(t)$

通过积分器输出得到：

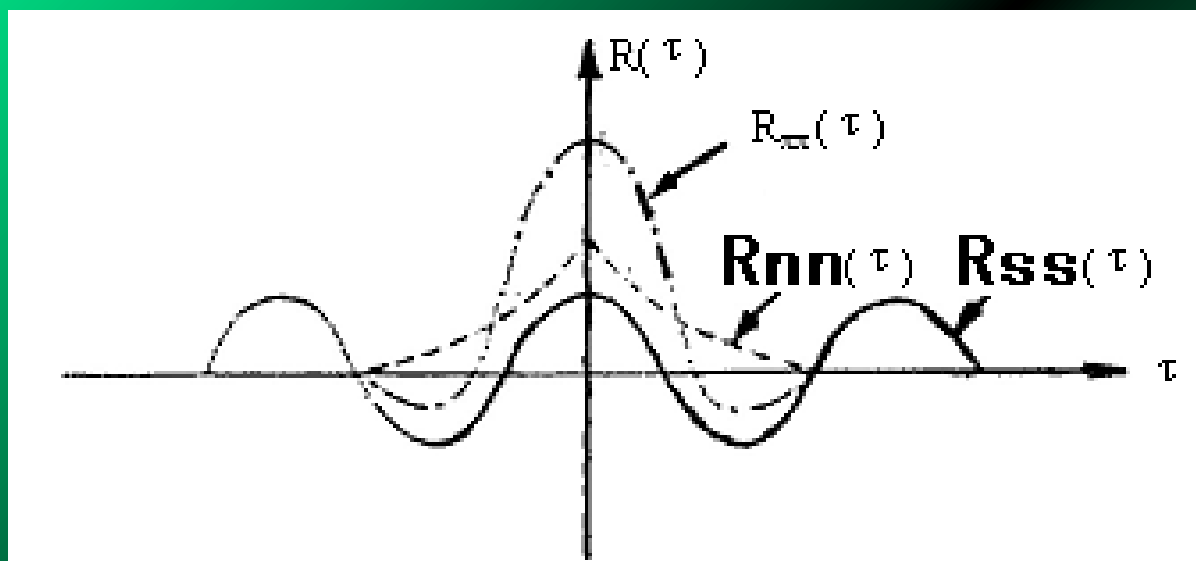
$$\begin{aligned} R(\tau) &= R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)x(t-\tau)dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [S_i(t) + n_i(t)][S_i(t-\tau) + n_i(t-\tau)]dt \\ &= R_{ss}(\tau) + R_{sn}(\tau) + R_{ns}(\tau) + R_{nn}(\tau) \end{aligned}$$

- $R_{sn}(\tau)$ 、 $R_{ns}(\tau)$ 分别表示信号和噪声的互相关函数，由于信号与噪声不相关，故几乎为零；
- 而 $R_{nn}(\tau)$ 代表噪声的自相关函数，随着积分时间的适当延长， $R_{nn}(\tau)$ 也很快趋于零；
- 因此，经过不太长的时间积分，积分器之输出中只会有一项 $R_{ss}(\tau)$ ，故：
$$R_{xx}(\tau) \approx R_{ss}(\tau)$$
- 这样，便可顺利地将淹没在噪声中的信号检测出来。

- 例如，被检测信号为一余弦信号时，

设 $S_i(t) = A \cos(\omega_1 t + \varphi)$ 则：
$$R_{ss}(\tau) = \frac{A^2}{2} \cos \omega_1 \tau$$

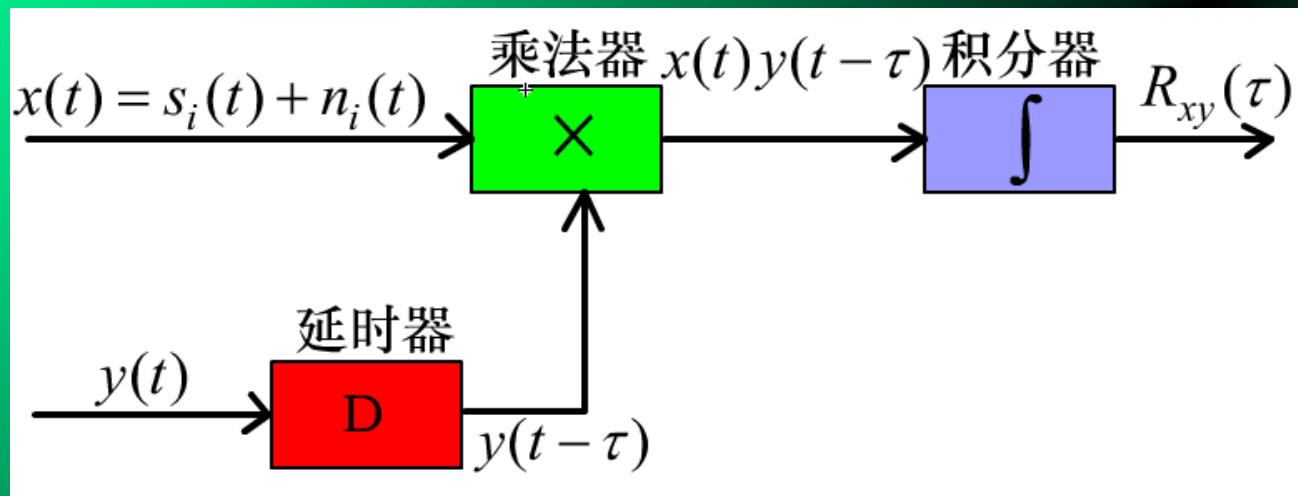
相应的自相关检测输出波形如图所示：



- $R_{ss}(\tau)$ 为信号的自相关函数，它与信号同频的余弦函数，
- $R_{nn}(\tau)$ 为噪声的自相关函数，随 τ 的增加，衰减得很快，
- $R_{xx}(\tau)$ 为输出端最初的波形，仍混有噪声的干扰。

2) 互相关检测

互相关检测的原理框图如图所示：



- 输入乘法器的是被含有噪声 $n_i(t)$ 的信号 $x(t) = n_i(t) + S_i(t)$ 和被延时的与被检测信号 $S_i(t)$ 同频率的参考信号 $y(t)$ ，最后积分器的输出为：

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) \cdot y(t - \tau) dt = R_{ny}(\tau) + R_{sy}(\tau)$$

- $R_{ny}(\tau)$ 是噪声与参考信号的互相关函数，参考信号和噪声是不相关的， $R_{ny}(\tau)$ 随积分时间延长而趋于零；

$$R_{xy}(\tau) = R_{sy}(\tau)$$

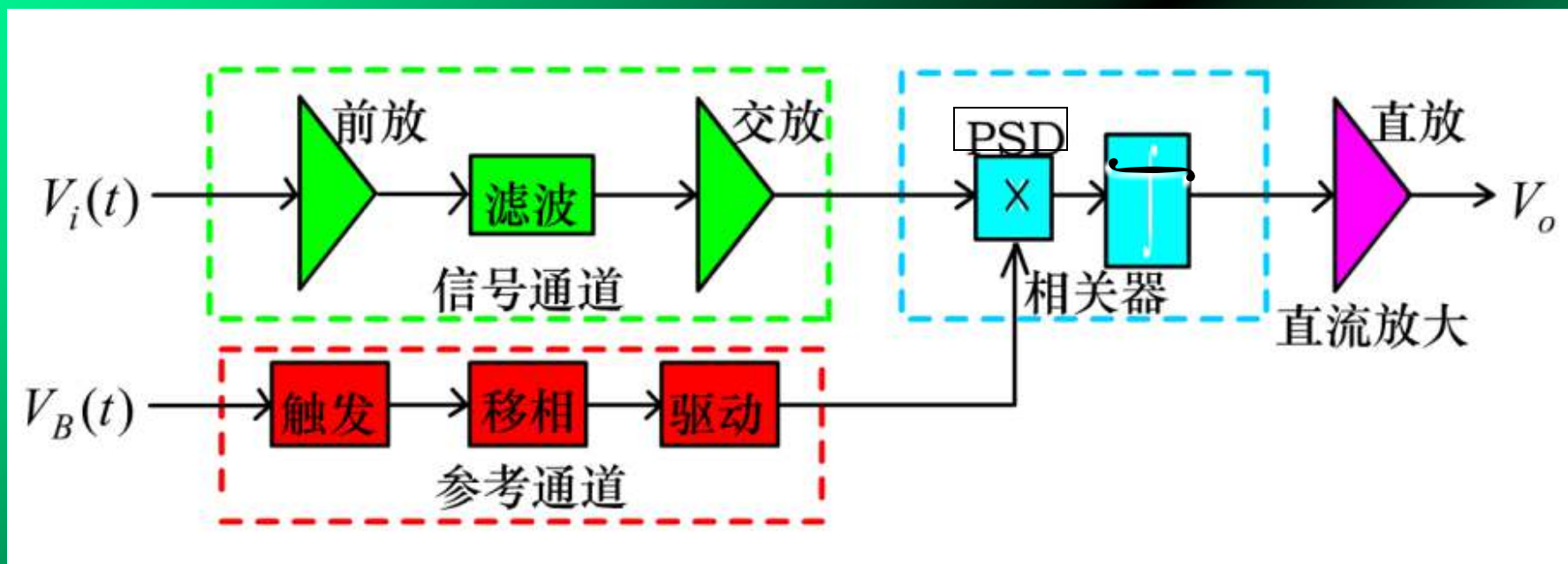
互相关检测特点

- ① 比自相关输出的噪声有关项要少2项，故互相关检测比自相关检测抑制噪声的能力强。
- ② 互相关检测要求用与被测信号同频率的参考信号 $y(t)$ ，当被测信号 $S_i(t)$ 未知时，要取得与 $S_i(t)$ 同频率的信号在某些情况下是困难的。这时一般不采用互相关检测。

3.5.2 锁定放大器 (LIA, Lock-in Amplifier)

锁定放大器是根据互相关检测原理使输入待测的周期信号与参考信号实现互相关来抑制噪声、检测微弱信号。它采用了一个相敏检波器(PSD)，故锁定放大器通常又称为相敏检波交流电压表。

1. 锁定放大器的原理框图



典型的锁定放大器主要由三大部分组成：
信号通道、参考通道、相关器

1. 信号通道

从探测器输出的信号或源发出的信号经过被测物体后十分微弱，其信噪比甚至低于 $1/10^3$ 。信号

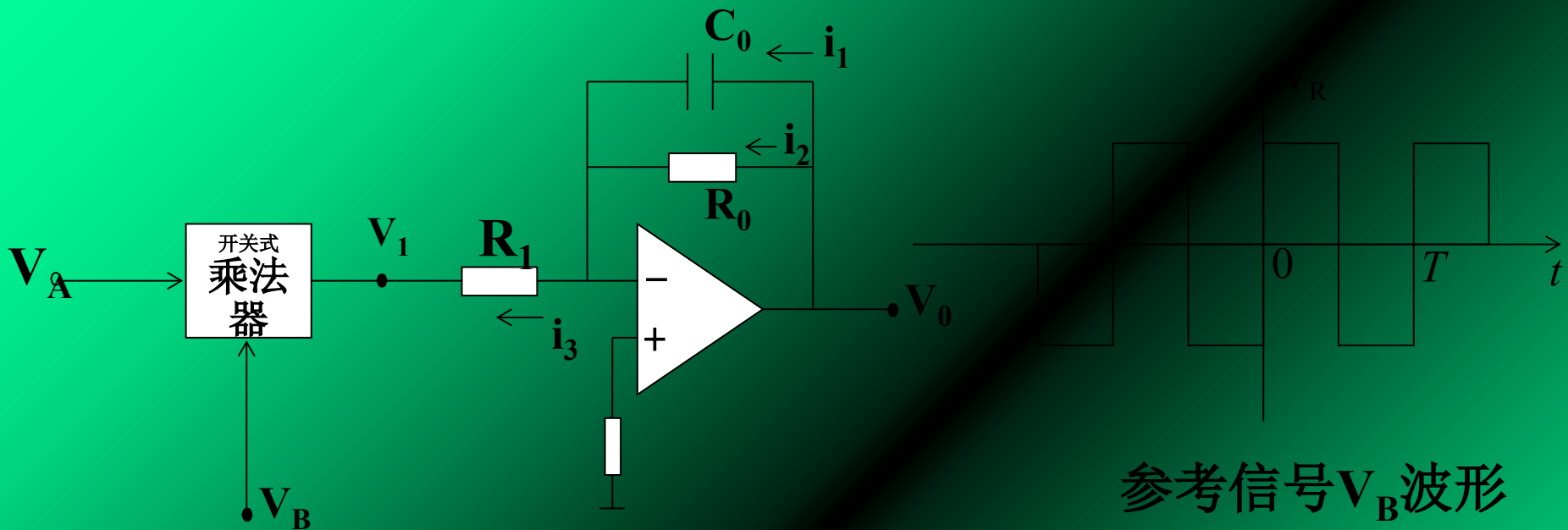
- 首先经过低噪声前置放大器进行放大；
- 然后再通过各类滤波器和陷波器（如同步积分器或旋转电容滤波器）将信号进行初步的预处理，将带外噪声和干扰尽量排除；
- 然后再作进一步的放大，以便送到相关器进行检测。

2. 参考通道

- 参考通道信号和被检测信号频率相同，这是进行锁定放大的一个必要条件。若被检测信号的频率不稳定，频率改变或漂移了，参考信号的频率也必须跟着改变，总是保持着两种信号的频率相等。因此锁定放大器所进行的工作又称为频域相干检测。
- 参考信号送入参考通道后，首先进入触发电路，产生和被检信号同频的方波，再经过移相电路进行移相，然后经过驱动电路功率放大后，再送达相关器去控制相关器的乘法器。

3. 相关器（PSD）

相关器是锁定放大器的核心部件，锁定放大器之所以有很强的抑噪能力，主要是靠相关器消除噪声和干扰。相关器又称之为相敏检波器（PSD—Phase Sensitive Detector）或相关解调器，主要是由一个乘法器（经常使用的是开关乘法器）和一个低通滤波器组成。



相敏检波器的原理图

输入信号为正弦波 $V_A = V_{A0} \sin(\omega_0 t + \varphi)$

参考信号 V_B 是如图所示的对称周期矩形方波:

$$V_B = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[(2n+1)\omega_R t]$$

那么乘法器的输出（积分器的输入电压）：

$$V_1 = V_A \cdot V_B = \frac{4}{\pi} V_{A0} \sin(\omega t + \varphi) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[(2n+1)\omega_R t]$$

若积分器的输出电压为 V_0 ，则 V_1 、 V_0 满足微分方程：

$$C_0 \frac{dV_0}{dt} + \frac{V_0}{R_0} = \frac{V_1}{R_1}$$

即可求出 V_0 ：

$$V_0 = \frac{2R_0 V_{A0}}{\pi R_1} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)} \left\{ \frac{\cos\{[\omega - (2n+1)\omega_R]t + \varphi - \theta_{2n+1}^-\}}{\sqrt{1 + \{[\omega - (2n+1)\omega_R]R_0 C_0\}^2}} \right. \\ \left. + \frac{\cos\{[\omega + (2n+1)\omega_R]t + \varphi - \theta_{2n+1}^+\}}{\sqrt{1 + \{[\omega + (2n+1)\omega_R]R_0 C_0\}^2}} \right. \\ \left. + e^{-\frac{t}{R_0 C_0}} \left\{ \frac{\cos(\varphi - \theta_{2n+1}^+)}{\sqrt{1 + \{[\omega - (2n+1)\omega_R]R_0 C_0\}^2}} - \frac{\cos(\varphi - \theta_{2n+1}^-)}{\sqrt{1 + \{[\omega + (2n+1)\omega_R]R_0 C_0\}^2}} \right\} \right. \\ \left. \right\} \quad \text{一级近似}$$

$$\theta_{2n+1}^- = \arctg[\omega - (2n+1)\omega_R]R_0 C_0 \quad \theta_{2n+1}^+ = \arctg[\omega + (2n+1)\omega_R]R_0 C_0$$

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/798005046030007002>