



- 基本雷达方程
- 目标的雷达散射截面积
- 最小可检测信号
- 噪声中的信号检测
- 脉冲积累改善信噪比
- 影响雷达探测威力的其他因素
- 小结





- 雷达是依靠目标散射的回波能量来探测目标的。雷达方程定量地描述了作用距离和雷达参数及目标特性之间的关系。研究雷达方程主要有以下作用：
 - 根据雷达参数来**估算**雷达的作用距离；
 - 根据雷达的威力范围来估算雷达的发射功率
 - 分析雷达参数对雷达作用距离的影响，这对雷达系统设计中正确地选择系统参数有重要的指导作用



雷达方程推导



- 雷达发射功率 P_t 、天线增益 G_t

- 目标处雷达辐射功率密度 S_1

$$S_1 = P_t \times \frac{1}{4\pi R^2} \times G_t$$

全向天线均匀辐射

- 假设目标将截获功率全部无耗均匀辐射出去

- 雷达天线处回波功率功率密度 S_2

无耗假设：目标截获功率全部二次辐射

$$S_2 = \sigma S_1 \times \frac{1}{4\pi R^2} = \frac{\sigma P_t G_t}{(4\pi R^2)^2}$$



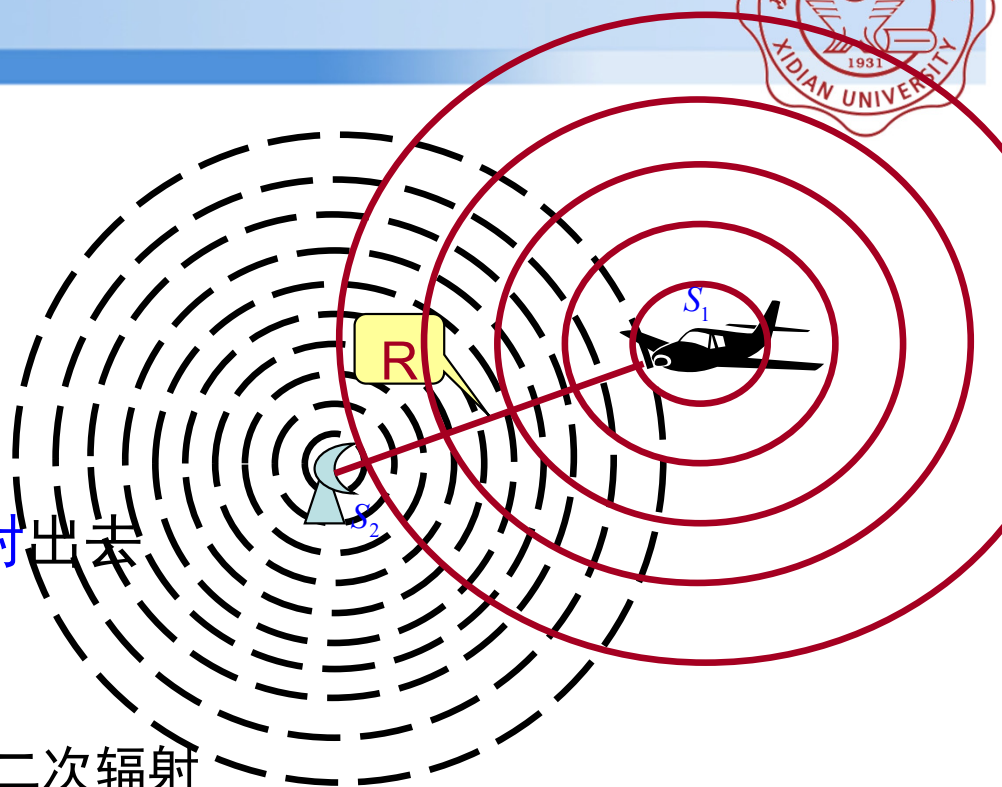
目标各向均匀散射能量假设

目标的雷达散射截面 σ ，具有面积的量纲，度量目标朝雷达方向反射能量的特性

- 雷达天线的有效接收面积为 A_r ，则雷达处接收回波功率为

$$P_r = A_r S_2 = \frac{P_t G_t A_r \sigma}{(4\pi R^2)^2}$$

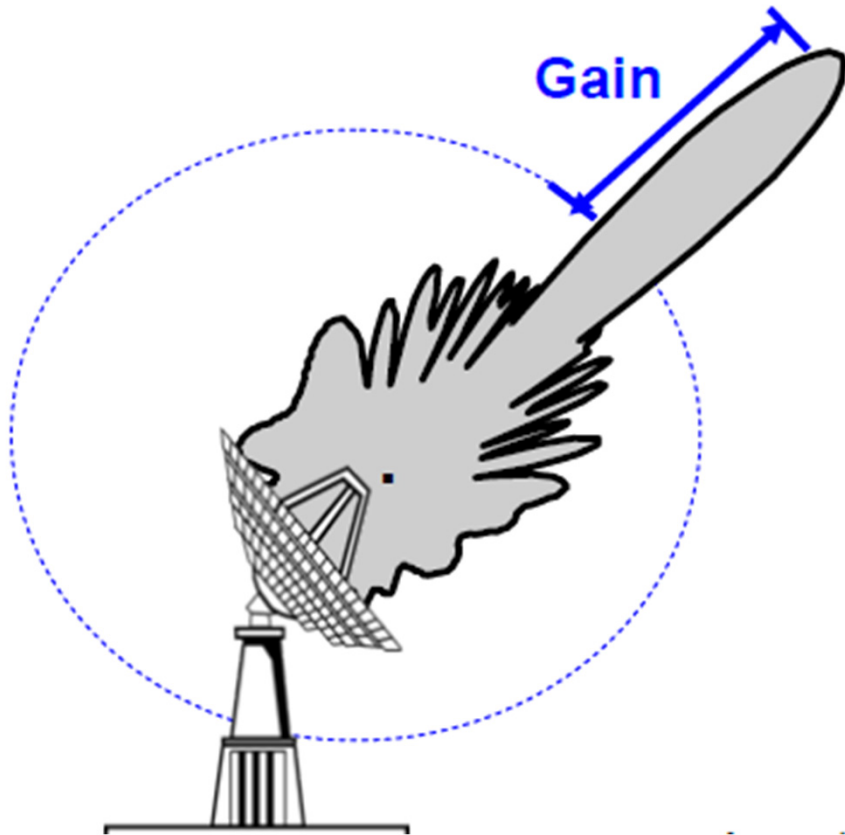
天线理论 $G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$



雷达方程推导



- 雷达天线具有方向性



$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$$





- 雷达天线接收回波功率为

面积量纲: m^2

$$P_r = P_t \times \underbrace{\frac{1}{4\pi R^2} \times G_t}_{S_1} \times \sigma \times \underbrace{\frac{1}{4\pi R^2} \times A_r}_{S_2}$$

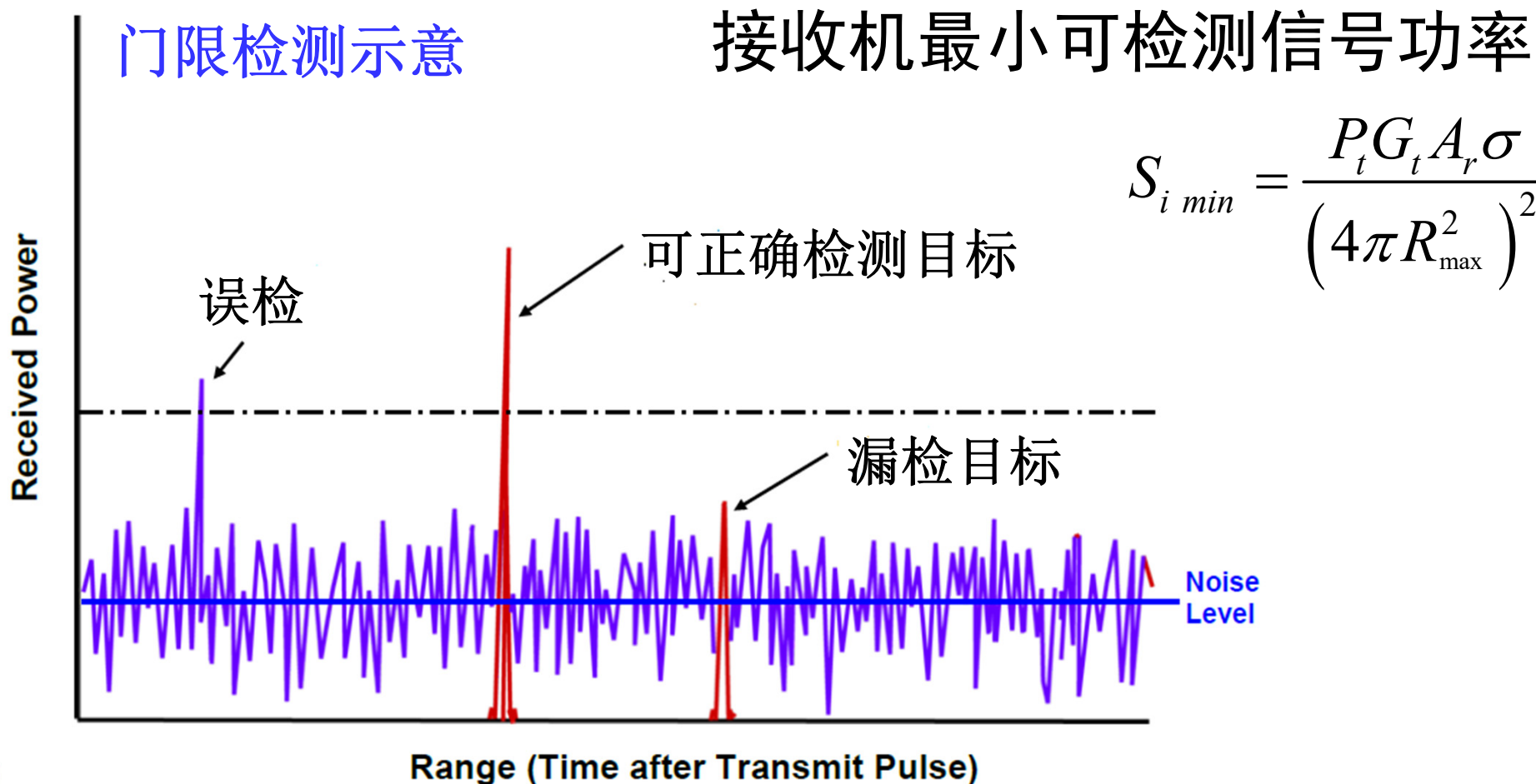
发射波扩散 回波扩散



雷达方程推导



- 雷达天线接收回波功率 $P_r \geq S_{i \min}$ ，目标可被可靠检测，否则目标回波淹没在噪声中不能被有效检测

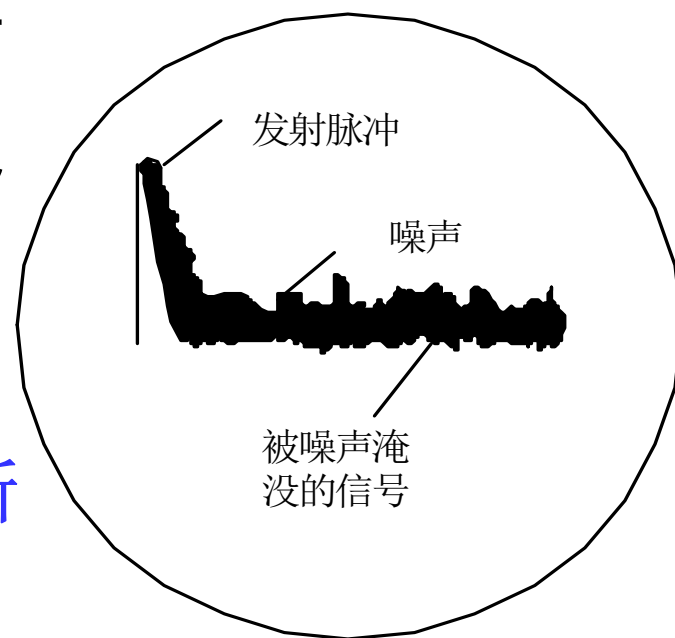


接收机灵敏度



- 接收机接收微弱信号的能力。能感知的回波信号功率↓，灵敏度↑，雷达作用距离↑
- 常用最小可检测信号功率 $S_{i\min}$ 表征
- $S_{i\min}$ 的大小取决于为满足一定的检测性能（例如给定的虚警概率和发现概率），系统对接收机输出的信噪比（SNR）的最低要求以及系统噪声功率大小

雷达回波显示器上所
见到的信号与噪声





- 雷达方程的两种基本形式（单基地雷达，收发共用天线）

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t \sigma A_r^2}{4\pi \lambda^2 S_{i\min}} \right]^{\frac{1}{4}}$$

$$S_{i\min} = \frac{P_t G_t A_r \sigma}{\left(4\pi R_{\max}^2\right)^2}$$

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$$

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{i\min}} \right]^{\frac{1}{4}}$$

最小可检测信号功率
（接收机输入端），
也称接收机灵敏度

- 雷达作用距离：雷达能发现目标的最大距离（从电磁波能量角度考虑的）





● 雷达方程得出的主要结论

$$R_{\max} \propto [P_t]^{1/4}$$

– 与发射机输出脉冲功率的**四次方根**成正比

$$R_{\max} \propto [S_{i \min}]^{-1/4}$$

– 与接收机灵敏度的**四次方根**成反比

$$R_{\max} \propto [G]^{1/2} \text{ 或 } R_{\max} \propto [A]^{1/2}$$

– 与天线增益或有效接收面积的**平方根**成正比

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t \sigma A_r^2}{4\pi \lambda^2 S_{i \min}} \right]^{1/4}$$

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{i \min}} \right]^{1/4}$$





● 雷达方程得出的主要结论

$$R_{\max} \propto [\sigma]^{1/4}$$

– 与目标截面积的**四次方根**成正比

– 与 $[\lambda]^{1/2}$ 有关

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t \sigma A_r^2}{4\pi \lambda^2 S_{i\min}} \right]^{1/4}$$

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{i\min}} \right]^{1/4}$$

当 $R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_r A^2 \sigma}{4\pi \lambda^2 S_{i\min}}}$ 时，呈**反比**关系

天线孔径固定，波长增加，增益下降

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$$

当 $R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{i\min}}}$ 时，呈**正比**关系

天线增益一定，波成增加天线孔径得增加





- 以下途径均能实现距离加倍：
 - 功率提高至16倍
 - 天线口径提升2倍（天线面积提升4倍）
 - 积累时间提高至16倍
 - 接收机噪声电平降低16倍（最小可检测信号功率相应也减少16倍）
 - 目标RCS增加至16倍(但目标一般不取决于你！)
 - 上述途径的任意合理组合





- 雷达最大作用距离是一种**统计平均意义上的估算和预测**，因为
 - 噪声是随机的
 - 大部分目标特性是随机起伏的
 - 雷达工作环境难以预知：杂波、干扰、大气衰减
 - 雷达系统存在误差和损耗





- 基本雷达方程
- 目标的雷达散射截面积
- 最小可检测信号
- 噪声中的信号检测
- 脉冲积累改善信噪比
- 影响雷达探测威力的其他因素
- 小结



目标的雷达散射截面积 (RCS)



RCS单位: m^2

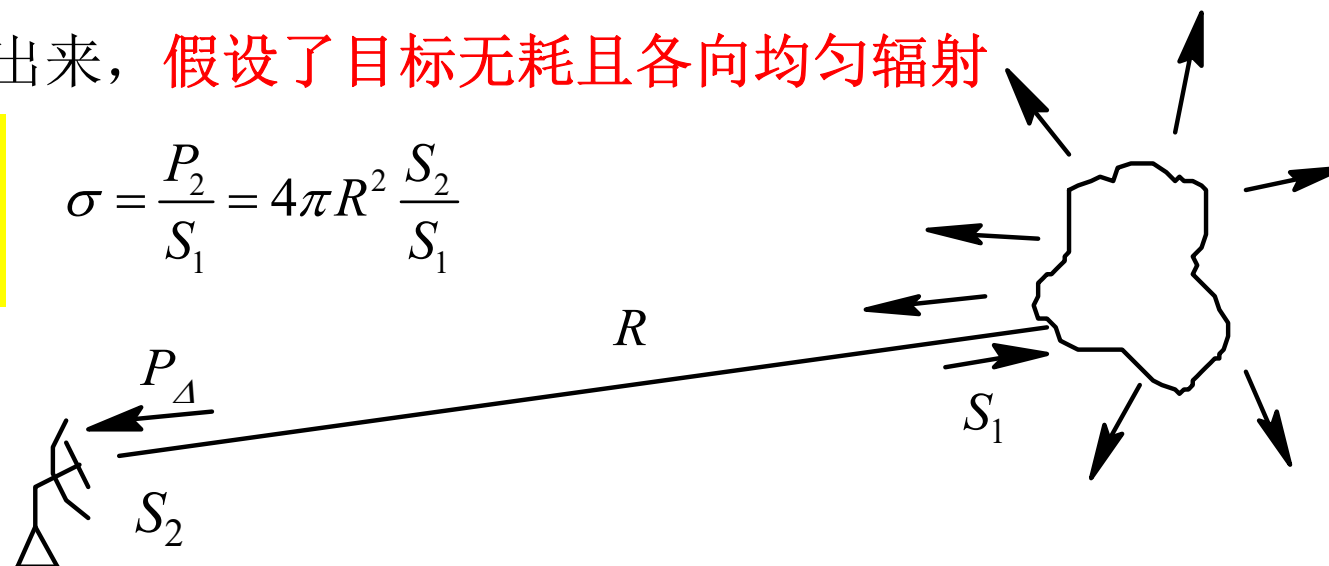
$$P_2 = 4\pi R^2 S_2 = \sigma S_1$$

P_2 为目标二次辐射总功率，从雷达天线处接收功

率密度 S_2 反推出来，假设了目标无耗且各向均匀辐射

假想的目标截获电磁波能量的“面积”，从雷达接收到的回波角度推算

$$\sigma = \frac{P_2}{S_1} = 4\pi R^2 \frac{S_2}{S_1}$$



$$\sigma = 4\pi \cdot \frac{\text{返回接收机每单位立体角内的回波功率}}{\text{入射功率密度}} \quad \leftarrow P_{\Delta} = \frac{P_2}{4\pi} = S_1 \frac{\sigma}{4\pi}$$

R无穷保
证平面波

$$= \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_s|^2}{|E_i|^2}$$

↑
目标处入射波电场强度

←
雷达天线处回波电场强度

假想一个各向同性的金属球放在目标处，金属球将截获的能量全部均匀辐射出去，雷达处接收功率大小为 S_2 ，目标RCS为金属球在电磁波入射方向的投影面积



目标的雷达散射截面积 (RCS)



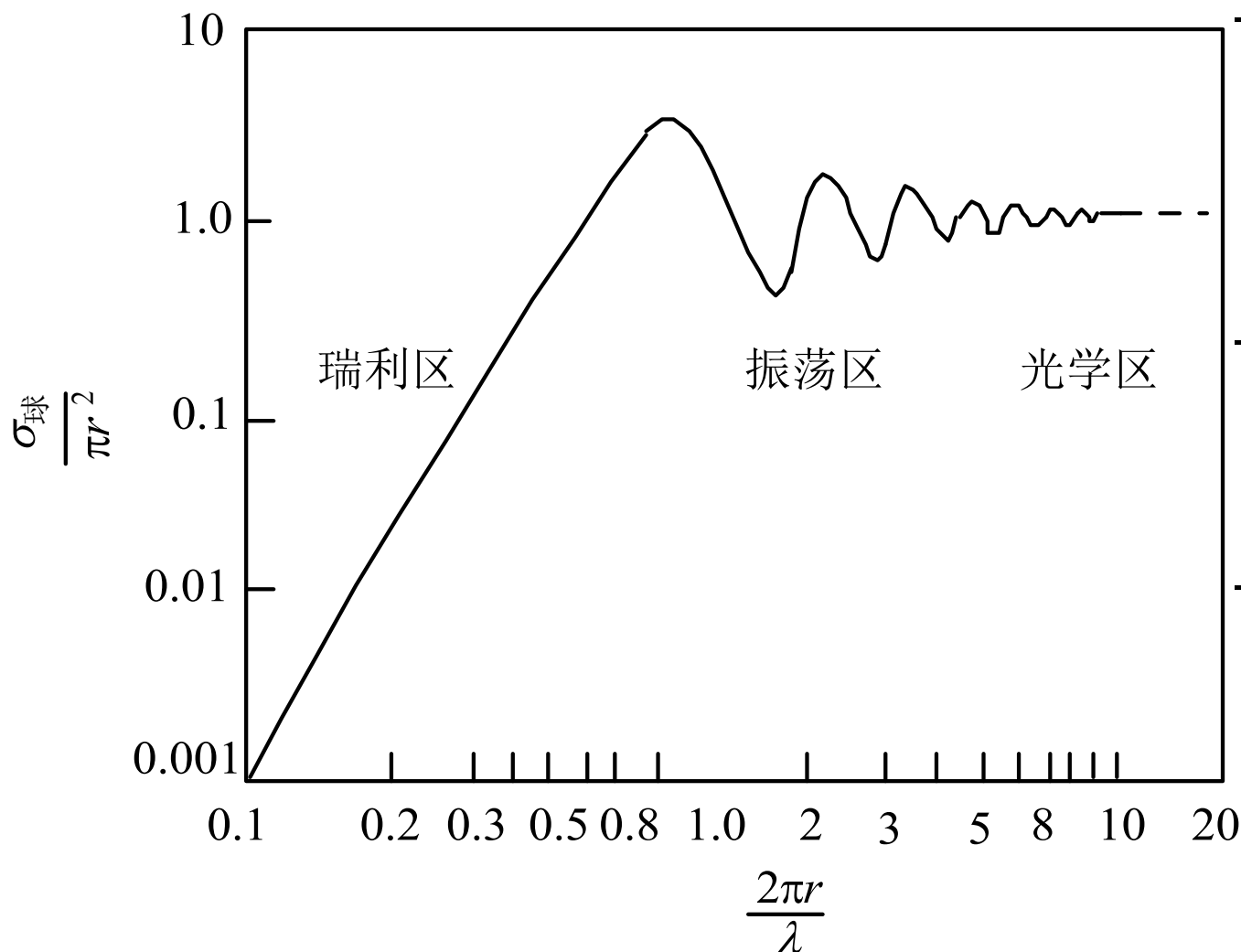
- 点目标：
 - 散射单元的最大横向距离应该小于目标距离处天线波束截取的弧长。
 - 散射单元的最大径向距离小于脉冲延伸距离。
- 分布目标：不满足上述条件则为分布目标。
- 估算一下飞机、月球对于常用雷达来说是什么目标？（月球半径1738km，地月距离38万km）



目标的雷达散射截面积 (RCS)



● 雷达目标的三个散射区域



— 当球体的周长远小于波长时，称为瑞利区，这时截面积正比于波长的负4次方

— 当球体的周长等于波长时，进入振荡区，截面积在极值之间振荡。

— 当球体的周长远大于波长时，截面积振荡的趋于某一固定值，这个固定值就是球体几何投影面积。

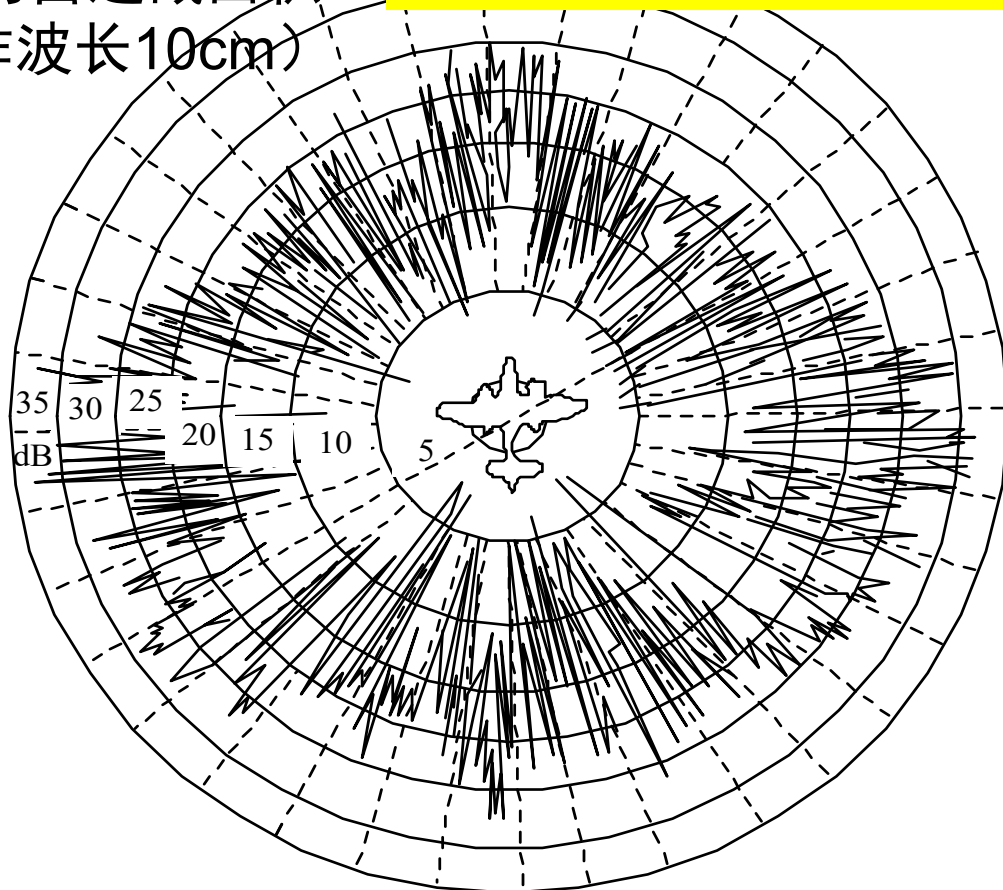


目标的雷达散射截面积 (RCS)



飞机的雷达截面积
(工作波长10cm)

$RCS \approx \text{几何面积} \times \text{材料反射系数} \times \text{方向性因子} \dots$



- RCS是目标外形、目标材料反射率、目标方向性因子的函数
- RCS可以理解为假想的“面积”，与目标真实几何面积没直接关联
- RCS的变化范围很大，可以很大也可以很小，常取对数表示

- **注意：**从RCS衍生出来很多关于目标散射特性的定义，比如“散射分布函数”、“反射率”等等，但大多不够严谨，只有关于RCS的定义是统一的，遇到时候

$$\sigma(dBm^2) = 10 \log \sigma(m^2)$$



多思考与RCS的区别



例题： 已知雷达视线方向目标入射功率密度为 S_1 ，在雷达接收天线处目标反射功率密度为 S_2 ，与雷达的距离为 R ，试求

- 1) 目标在该方向上的雷达散射截面积 σ ;
- 2) 该视线方向目标等效球体总散射功率;
- 3) 如果入射功率提高10倍求 σ 的变化;

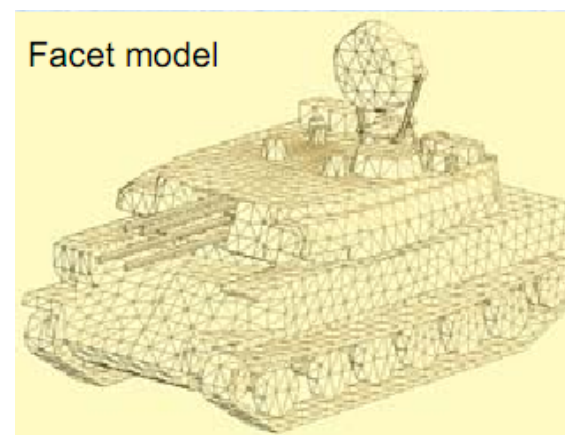
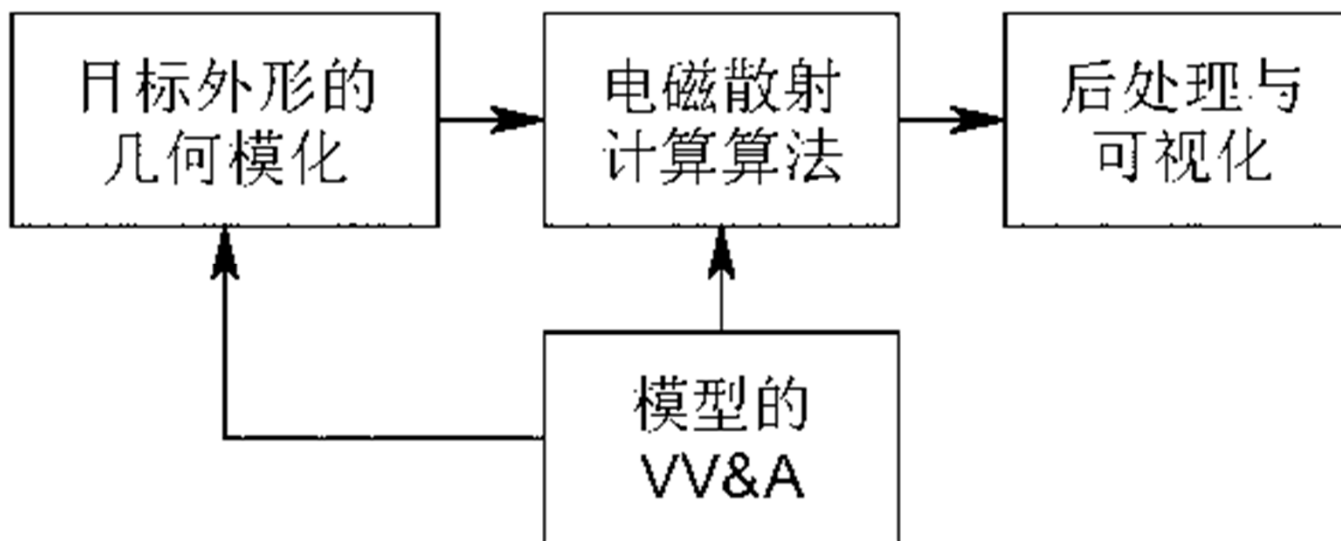
解： 1) $s_1\sigma = s_2 4\pi R^2$ ， 则 $\sigma = s_2 4\pi R^2 / s_1 \leftarrow$

2) $\rightarrow p = s_1\sigma = s_2 4\pi R^2 \leftarrow$

3) σ 与入射功率无关， 所以不变； \leftarrow



● RCS计算机仿真



网格划分

● RCS实验测量

用已知标准截面积 σ_0 的目标置于 R_0 处测得其回波功率

$$P_{r0} = \frac{P_t G_t A_r \sigma_0}{(4\pi R_0^2)^2} = \frac{P_t G_t A_r}{(4\pi)^2} \frac{\sigma_0}{R_0^4}$$

将未知散射截面积的目标置 R 处，测得其回波功率

$$P_r = \frac{P_t G_t A_r \sigma}{(4\pi R^2)^2} = \frac{P_t G_t A_r}{(4\pi)^2} \frac{\sigma}{R^4}$$

则可以测得该目标的雷达散射截面积 σ

$$\frac{P_r}{P_{r0}} = \frac{\frac{\sigma}{R^4}}{\frac{\sigma_0}{R_0^4}} = \frac{\sigma R_0^4}{\sigma_0 R^4} \longrightarrow \sigma = \frac{P_r}{P_{r0}} \left(\frac{R}{R_0} \right)^4 \sigma_0$$



- 民用：
 - 增大还是减小RCS?
- 军用：
 - 增大还是减小RCS?
- 增大RCS的方法：简单
- 减少RCS的方法：复杂

减少自己飞行器、武器等的RCS，从而降低被敌方雷达发现的可能性(实现对雷达的隐身)





- 减少RCS的方法与目标的隐身
 - 整形
 - 吸收
 - 无源对消
 - 有源对消
- 整形：有目的的选择目标的表面形状和特征，达到减少RCS的目的
- 思考：如果目标在各个方向受到威胁相同，整形会变得如何？
- 超视距雷达何以具备很好的反隐能力？



RCS缩减的技术途径

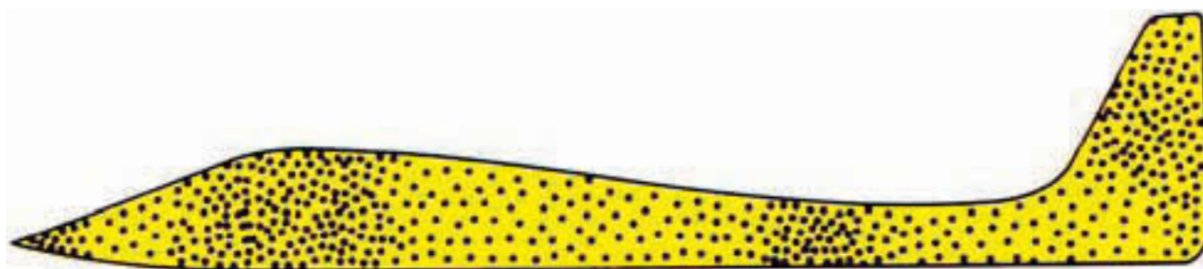
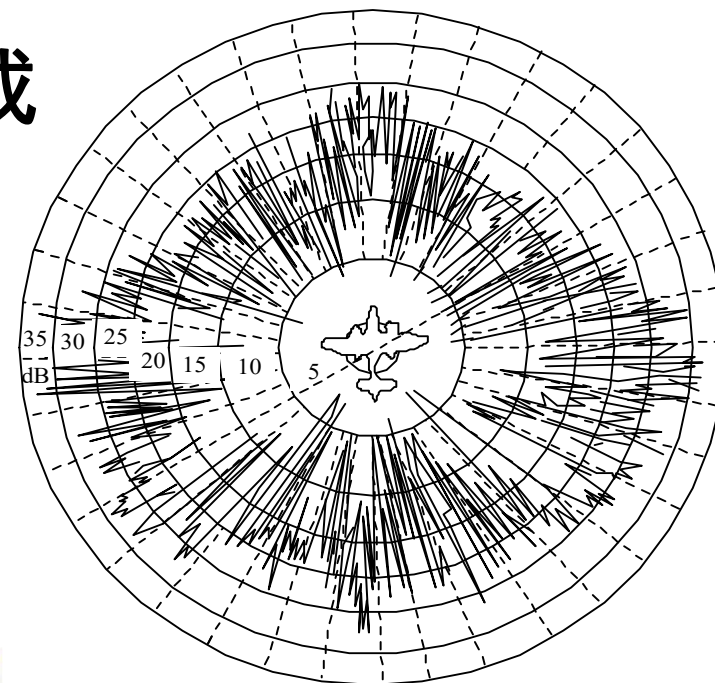


- 吸波材料
- 介电吸收
- 磁滞吸收
- 新技术，纳米材料，等离子体，仿生
- 对消：很少采用



- 复杂目标的雷达截面积
分解成独立散射体，然后相干合成

$$\sigma = \left| \sum_{k=1}^K \sqrt{\sigma_k} \exp\left(j \frac{4\pi d_k}{\lambda}\right) \right|^2$$





● 复杂目标的雷达截面积

- 是许多独立小散射单元截面积的矢量和
- 是视角和波长的复杂函数，起伏很大，常用某一数值 s 代表，但无一致标准
- 不同观察方向各单元散射信号间的相位不同，其矢量和可能相互增强也可能相互抵消，造成很大起伏
- 实际用统计模型来描述，例如
 - ✓ 大型飞机：瑞利分布
 - ✓ 导弹、卫星、船舶：对数正态分布



目标雷达截面积举例（微波波段）

类 型	σ / m^2
普通带翼导弹	0.5
小型单引擎飞机	1
小型歼击机或四座喷气机	2
大型歼击机	6
中型轰炸机或中型喷气客机	20
大型轰炸机或大型喷气客机	40
小船（艇）	0.02 ~ 2
巡逻艇	10



● 目标起伏模型

- 实际运动目标的截面积是剧烈起伏的
- 雷达截面积起伏用概率密度函数（与目标类型及典型航路有关）和相关函数来描述
- **慢起伏目标**：天线一次扫描期间完全相关，而扫描至扫描间完全不相干
- **快起伏目标**：脉冲与脉冲之间完全不相干
- 施威林（Swerling）起伏模型， I 型 ~ IV型
- 第五类目标：不起伏的目标





- 四类施威林（Swerling）起伏模型， $A^2 = \sigma$

- I 型（慢起伏）与 II 型（快起伏）瑞利分布

$$p(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}} e^{-\frac{\sigma}{\bar{\sigma}}}, \quad p(A) = \frac{A}{A_0^2} \left[-\frac{A^2}{2A_0^2} \right], \quad \bar{\sigma} = 2A_0^2$$

目标由大量近似相等的独立单元散射体组成

- III 型（慢起伏）与 IV 型（快起伏）

$$p(\sigma) = \frac{4\sigma}{\bar{\sigma}^2} \exp\left[-\frac{2\sigma}{\bar{\sigma}}\right], \quad p(A) = \frac{9A^3}{2A_0^4} \exp\left[-\frac{3A^2}{2A_0^2}\right], \quad \bar{\sigma} = \frac{4}{3}A_0^2$$

目标由一个较大反射体和许多小反射体合成，或者一个大的反射体有小的方位变化





- 基本雷达方程
- 目标的雷达散射截面积
- 最小可检测信号
- 噪声中的信号检测
- 脉冲积累改善信噪比
- 影响雷达探测威力的其他因素
- 小结





● 雷达接收机的噪声来源

- 内部噪声：接收机系统部件产生的各种热噪声
- 外部噪声：各种环境噪声（e.g. 太阳光噪声、地面噪声、大气噪声等）、天线噪声等
- 处于物理温度 T 的无源二端网络在匹配负载上产生的热噪声功率谱可近似为白的，功率谱密度函数为 kT ，“额定”噪声功率为 $N_0 = kTB_n$
- $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K，玻尔兹曼常数；室温 17°C 时，绝对温度 $T_0 = 290\text{K}$ ； B_n 为噪声带宽



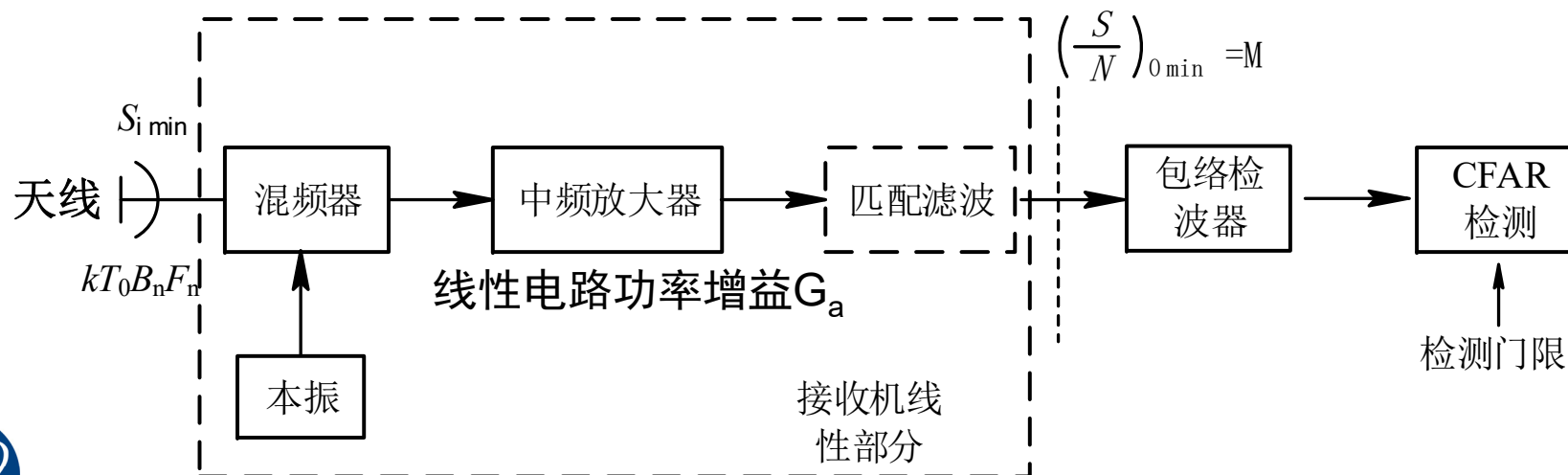
接收机噪声系数



- 接收机检测能力由其输出的信噪比决定
- 接收机噪声系数评估接收机内部噪声水平

$$F_n = \frac{\text{实际接收机的噪声输出功率}}{\text{理想接收机在标准室温 } T_0 \text{ 时的噪声输出功率}} = \frac{N_o}{kT_0 B_n G_a}$$

- 理想接收机是指接收机内部不产生噪声，接收机噪声只来源外部噪声输入；参考的输入为电阻热噪声，常取室温 $T_0 = 290\text{K}$ 时的热噪声为标准； $G_a = S_o/S_i \approx N_o/N_i$ （信号和带内噪声功率增益近似为相等）
- 噪声系数只适用于线性和准线性电路，即检波器之前



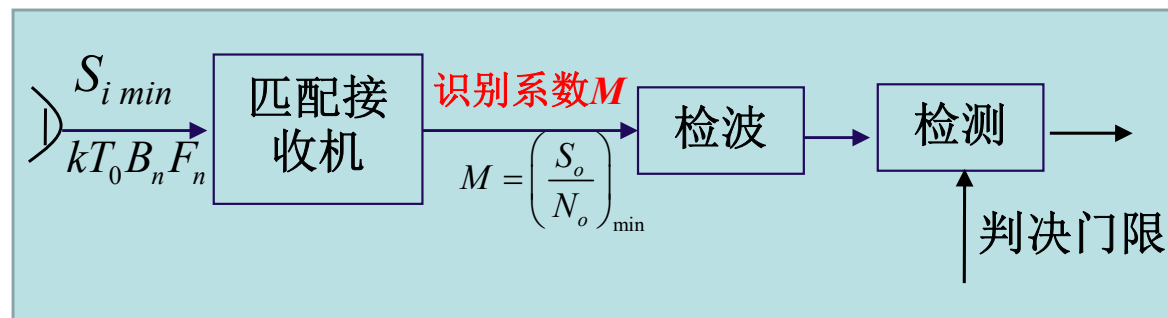
最小可检测信号功率（接收机输入端）



- 定义**识别系数** $M = (S_o/N_o)_{\min}$ ，也称检测因子：为保证雷达满足目标检测的指标（eg. 给定的发现概率和虚警概率），接收机必须输出（检波器输入端）的最小信噪比**SNR**
- 接收机最小可检测信号功率 $s_{i \min}$ （与识别系数和噪声相关）

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\min} = \frac{G_a S_{i \min}}{N_o = kT_0 F_n B_n G_a} \longrightarrow S_{i \min} = kT_0 B_n F_n \left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{\min} = kT_0 B_n F_n M$$

只考虑了接收机输入端左侧等效网络的热噪声额定功率输入和接收机内部噪声；把这些噪声对接收输出的影响等效为在输入端输入噪声功率 $kF_n T_0 B_n$



忽略了匹配滤波器对信噪比的提升，近似系统频率响应函数为矩形窗。雷达作用距离计算是一种估算， $s_{i \min}$ 与输出端信噪比的关系很复杂。



最小可检测信号功率（接收机输入端）



●提高接收机灵敏度（即减小 $S_{i \min}$ ）的措施

- 高增益、低噪声高放降低总噪声系数 F_0
- 脉冲内匹配滤波器，白噪声背景下输出最大 SNR
- 多脉冲积累，减小识别系数 M 的数值

$$S_{i \min} = kT_0 B_n F_0 \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{\min} = kT_0 B_n F_0 M$$



用识别系数表示的雷达方程



- 用最小可检测信噪比表示的雷达方程

$$R_{\max} = \left(\frac{P_t G_t A_r \sigma}{(4\pi)^2 (kT_0 B_n) F_n M} \right)^{1/4}$$

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t G_t A_r \sigma}{(4\pi)^2 S_{i,\min}}$$

- 考虑到系统损耗 L 和带宽校正因子 $C_B(\geq 1)$, 雷达方程:

$$R_{\max} = \left(\frac{P_t G_t A_e \sigma}{(4\pi)^2 kT_0 B_n F_n M C_B L} \right)^{1/4}$$

$$\text{天线增益 } G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$$

$$= \left(\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 kT_0 B_n F_n M C_B L} \right)^{1/4} = \left(\frac{P_t A_t A_r \sigma}{4\pi \lambda^2 kT_0 B_n F_n M C_B L} \right)^{1/4}$$

$$= \left(\frac{E_t G_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 (kT_0) F_n M C_B} \right)^{1/4} \quad \text{脉冲宽度 } \tau \approx \frac{1}{B_n} \quad \text{发射能量 } E_t = P_t \tau$$

- 一个统计值(非确定), 只在概率意义上讲, 当虚警概率和发现概率 (如90%) 给定时的最大作用距离是多少



用识别系数表示的雷达方程



- 用识别系数 M 和能量 E_t 表示的雷达方程在使用时有以下优点
 - 当雷达在检测目标之前有多个脉冲可以积累时, 由于积累可改善**信噪比**, 故此时检波器输入端的 M 值将下降。因此可表明雷达作用距离和脉冲积累数 n 之间的简明关系, 可计算和绘制出标准曲线供查用。
 - 用能量表示的雷达方程适用于当雷达使用各种复杂脉压信号的情况。只要知道脉冲功率及发射脉宽就可以用来估算作用距离而不必考虑具体的波形参数。



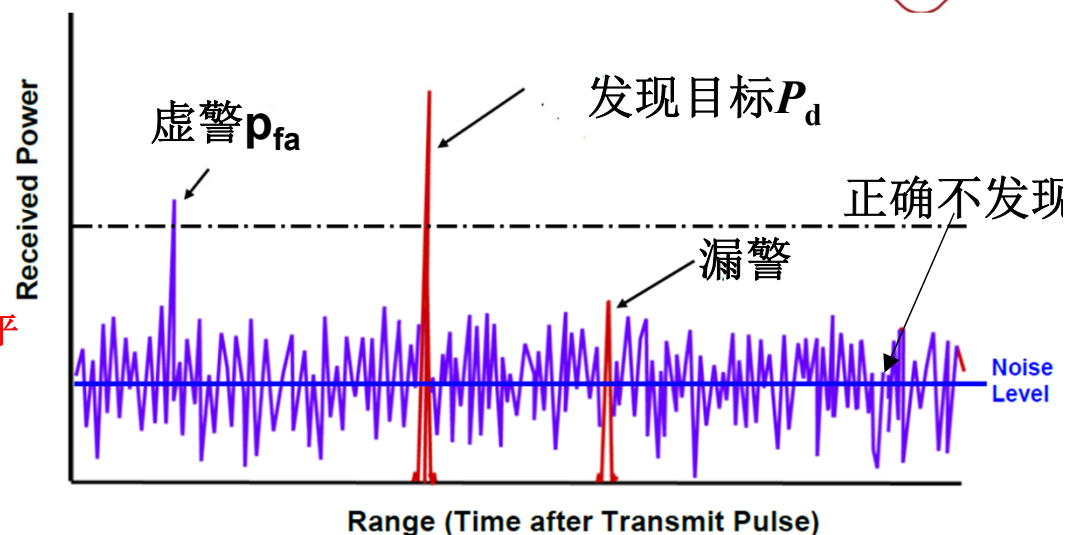
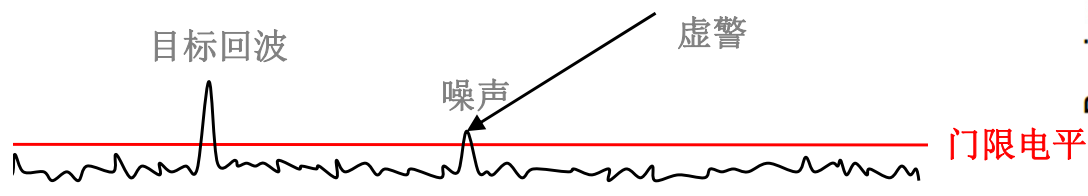


- 基本雷达方程
- 目标的雷达散射截面积
- 最小可检测信号
- 噪声中的信号检测
- 脉冲积累改善信噪比
- 影响雷达探测威力的其他因素
- 小结



● 检测方法

1. 与门限电平进行比较



2. 四种判断及其概率

描述	名称	概率	关系
有信号而判决为无信号	漏警	漏警概率 P_{la}	$P_{la} + P_d = 1$
✓ 有信号而判决为有信号	发现	发现概率 P_d	
无信号而判决为无信号	正确不发现	正确不发现概率 P_{an}	$P_{an} + P_{fa} = 1$
✓ 无信号而判决为有信号	虚警	虚警概率 P_{fa}	

3. 理想期望: P_{fa} 小且 P_d 大, 二者矛盾的 (门限电平增加, P_{fa} 和 P_d 均变小)

4. 实际可行: P_d 大, P_{fa} 可容忍

5. 奈曼-皮尔逊 (N-P) 准则: P_{fa} 恒定, P_d 达到最大

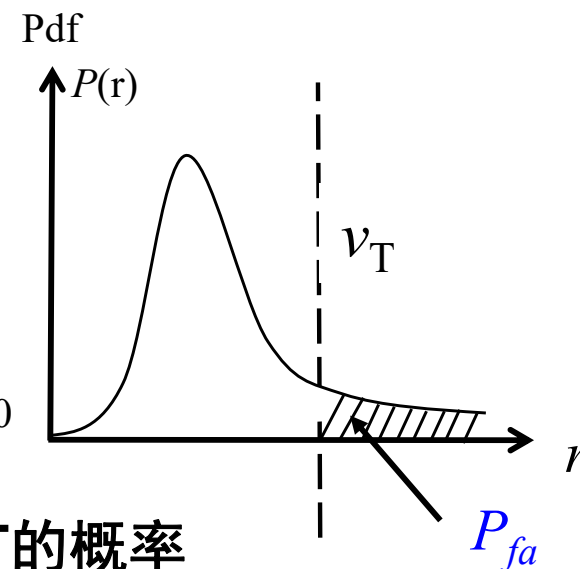
● 虚警概率 P_{fa} 的计算

含载波噪声（即检波前）为高斯噪声，其电压pdf为：

$$p(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{v^2}{2\sigma_n^2}\right), -\infty < v < \infty$$

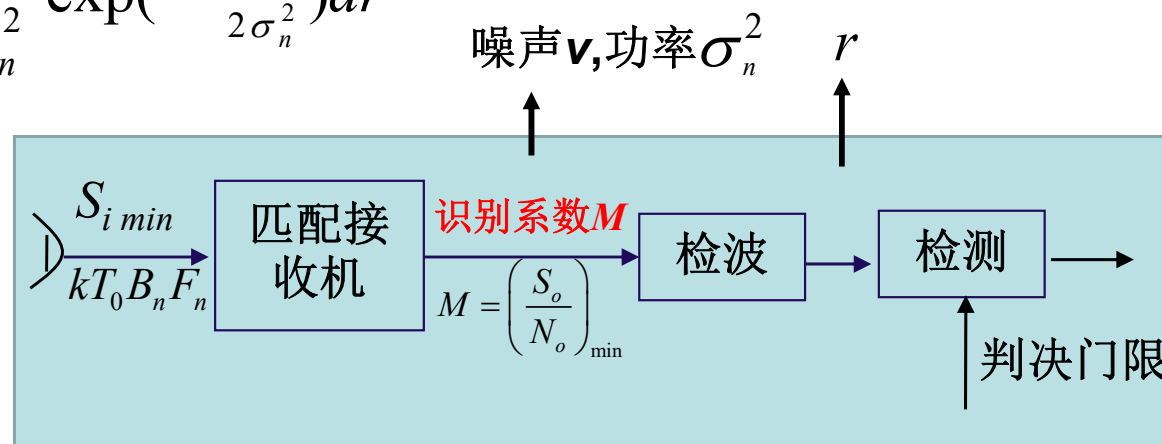
检波后，噪声电压服从瑞利分布，其pdf为：

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_n^2}\right), r \geq 0$$



虚警概率 P_{fa} 为为随机变量 r (包络电压)超过门限电压 V_T 的概率

$$\begin{aligned} P_{fa} &= p\{v_T \leq r \leq \infty\} = \int_{v_T}^{\infty} \frac{r}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_n^2}\right) dr \\ &= \exp\left(-\frac{v_T^2}{2\sigma_n^2}\right) \end{aligned}$$

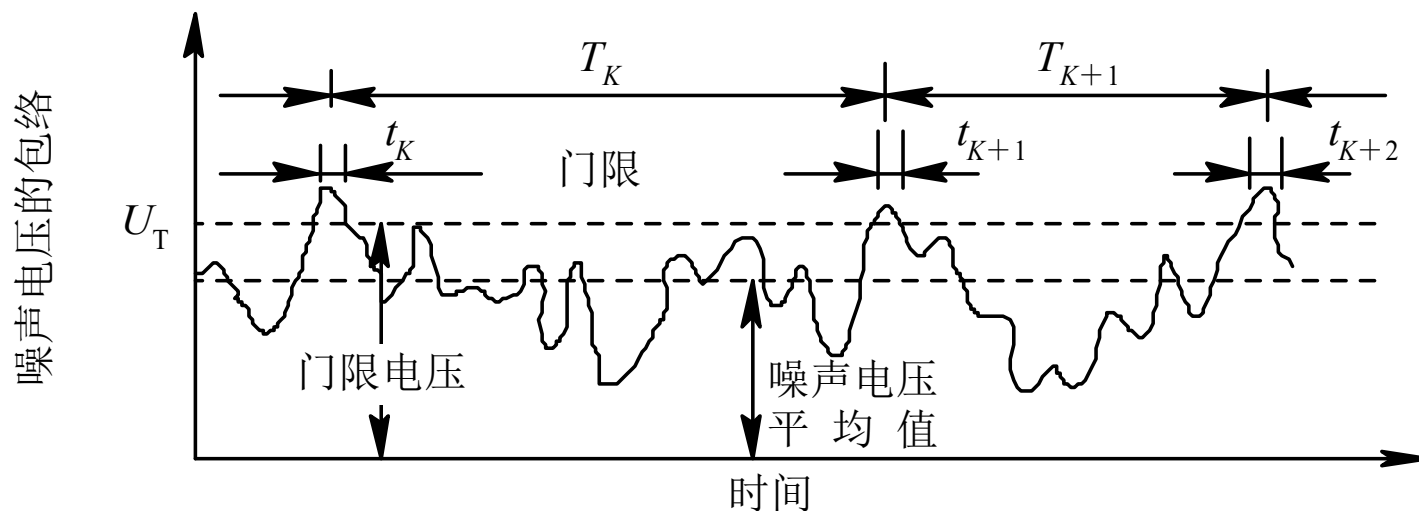


检测性能与信噪比



- 虚假目标回波(噪声幅值超过门限)之间的平均时间间隔定义为虚警时间 T_{fa} , 如图所示

$$T_{fa} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{K=1}^N T_K$$
$$P_{fa} = \frac{\sum_{K=1}^N t_K}{\sum_{K=1}^N T_K} = \frac{(t_K)_{\text{平均}}}{(T_K)_{\text{平均}}} \approx \frac{1}{T_{fa} B}$$



虚警时间与虚警概率示意



● 发现概率 P_d 的计算

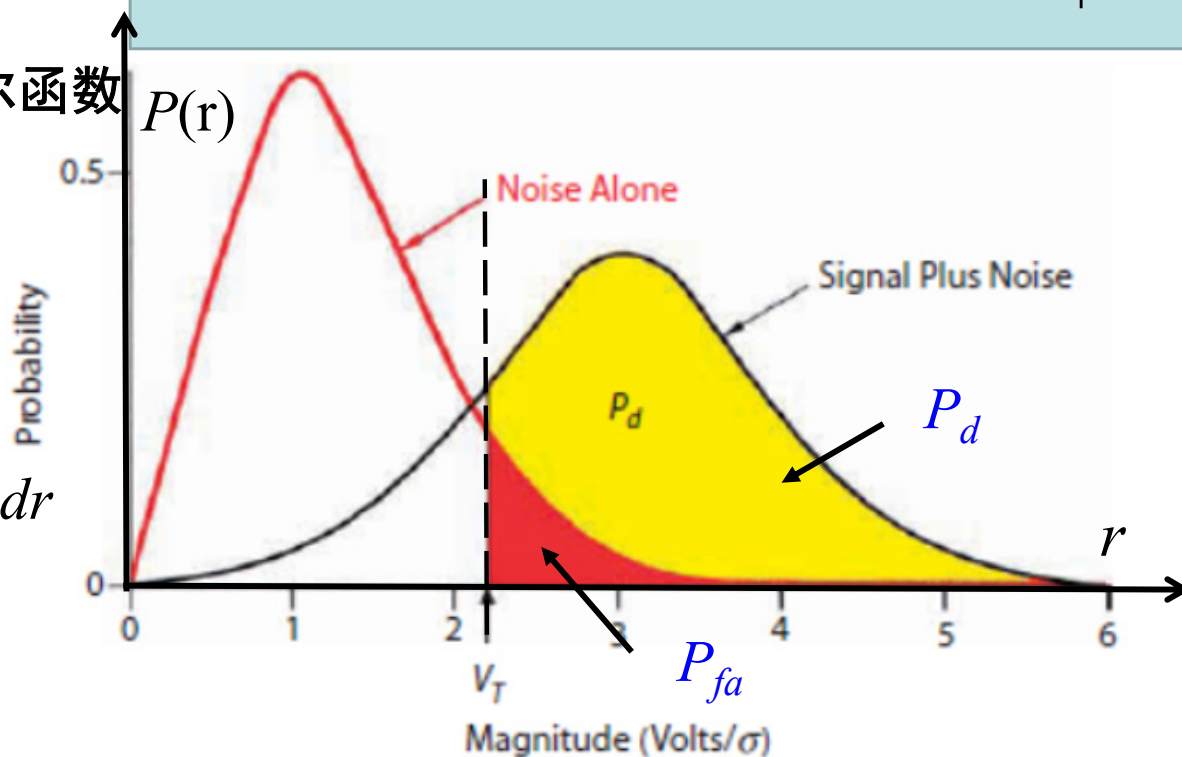
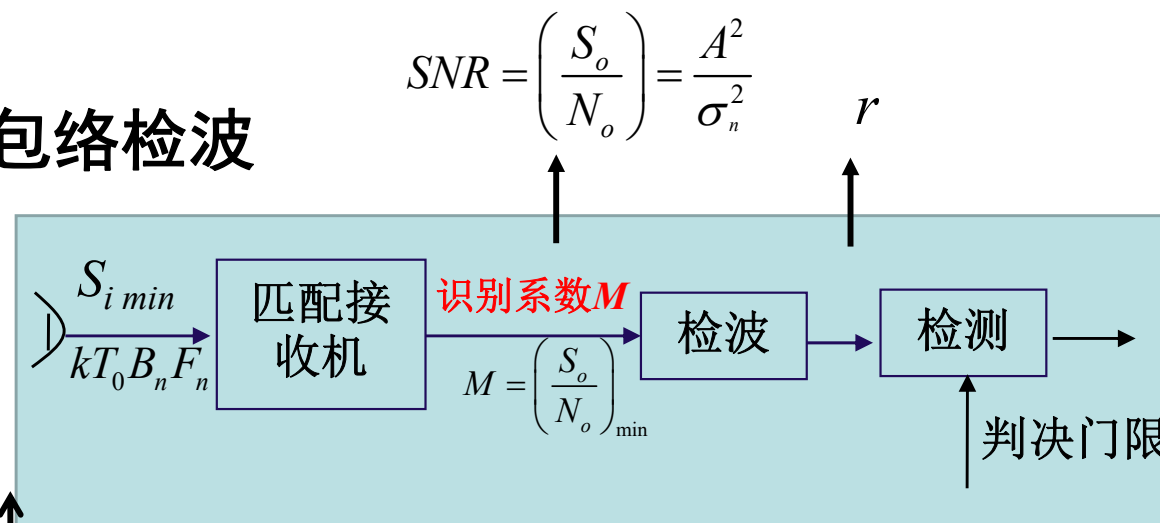
有回波信号时，**信号+噪声**包络检波输出的电压pdf:

$$p_s(r) = \frac{r}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{rA}{\sigma_n^2}\right)$$

$$I_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{z^{2n}}{2^{2n} n! n!} \quad \text{零阶贝塞尔函数}$$

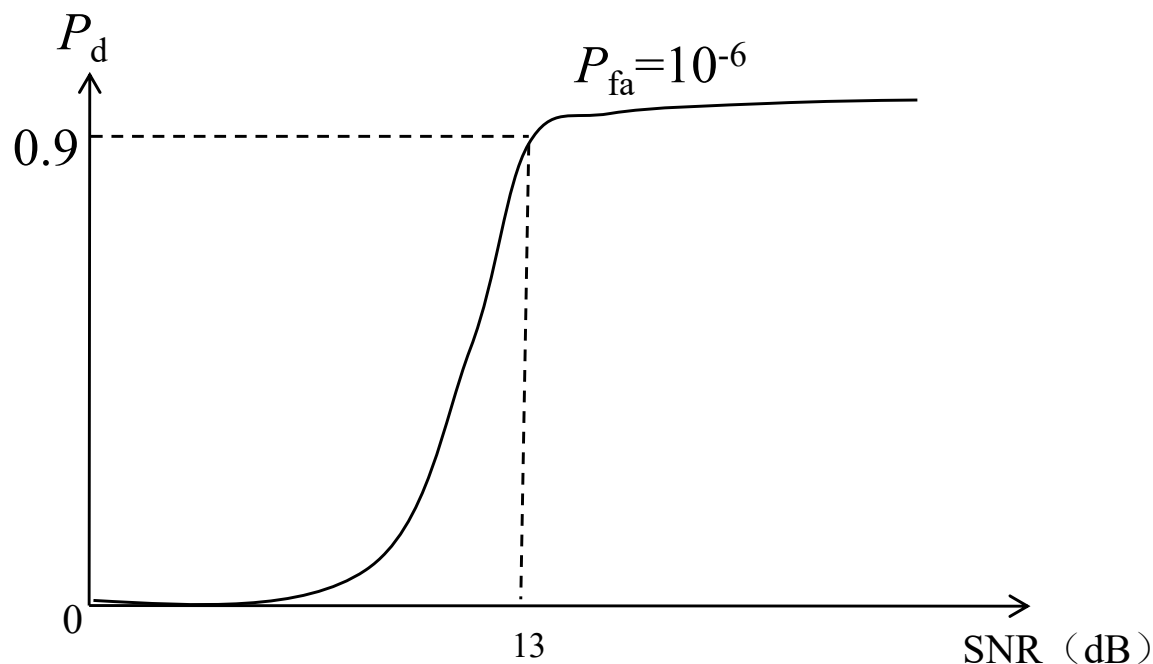
发现概率 P_d :

$$\begin{aligned} p_d &= p\{v_T \leq r \leq \infty\} \\ &= \int_{v_T}^{\infty} \frac{r}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{rA}{\sigma_n^2}\right) dr \\ &= f\left(\frac{A}{\sigma_n}\right) \end{aligned}$$



● 检测曲线

虚警概率恒定时，
发现概率与信噪比
之间的关系

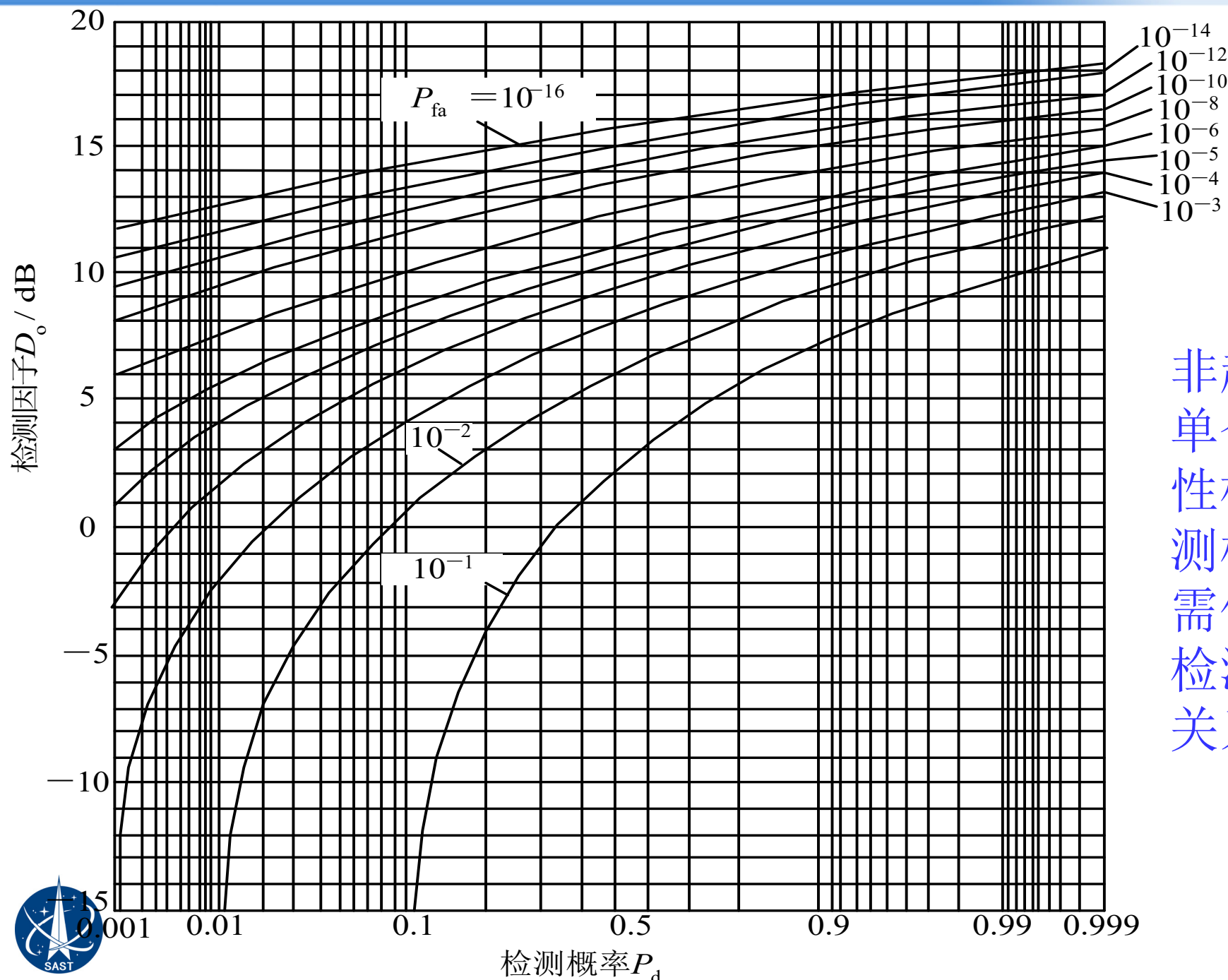


SNR不变, $v_T \uparrow \rightarrow P_{fa} \downarrow \rightarrow P_d \downarrow$

门限 v_T 不变, 噪声功率不变 $\rightarrow P_{fa}$ 不变, $SNR \uparrow \rightarrow P_d \uparrow$

恒虚警 (CFAR) 技术 (基于奈曼-皮尔逊 (N-P) 准则): 当噪声起伏 (功率变化) 时, 欲使 P_{fa} 不变, 则 v_T 应随噪声功率而自适应变化。故 **CFAR** 技术也是自适应门限技术

检测性能与信噪比



非起伏目标
单个脉冲线性检波时检测概率和所需信噪比（检测因子）的关系曲线





- 基本雷达方程
- 目标的雷达散射截面积
- 最小可检测信号
- 噪声中的信号检测
- 脉冲积累改善信噪比
- 影响雷达探测威力的其他因素
- 小结



脉冲积累对检测性能的改善

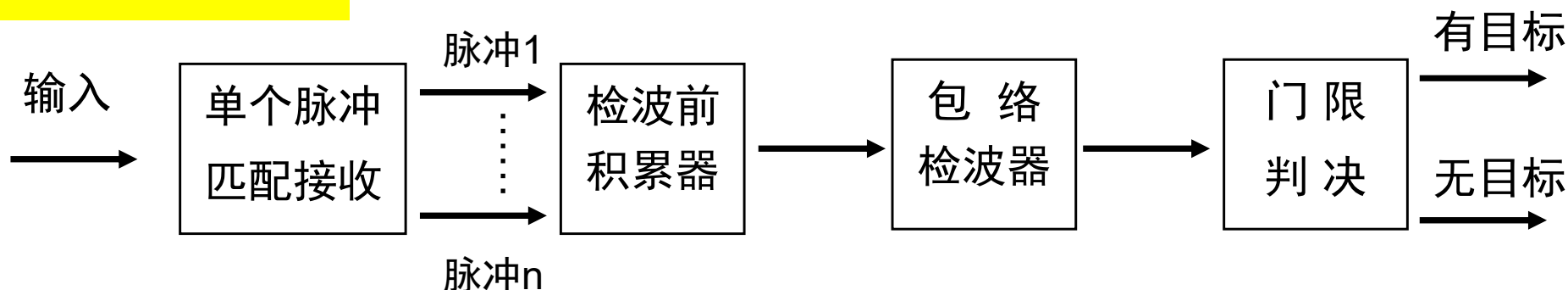


- 积累的定义

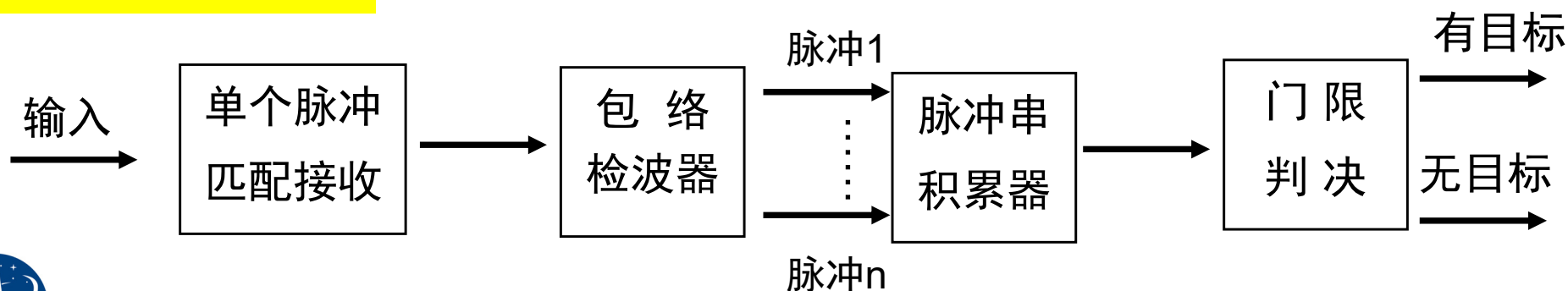
对一个目标发射多个脉冲，则雷达收到该目标的**多个回波脉冲**，对回波脉冲串进行叠加处理改善信噪比后再进行检测。

- 相参（干）积累与非相参（干）积累

相参积累检测系统



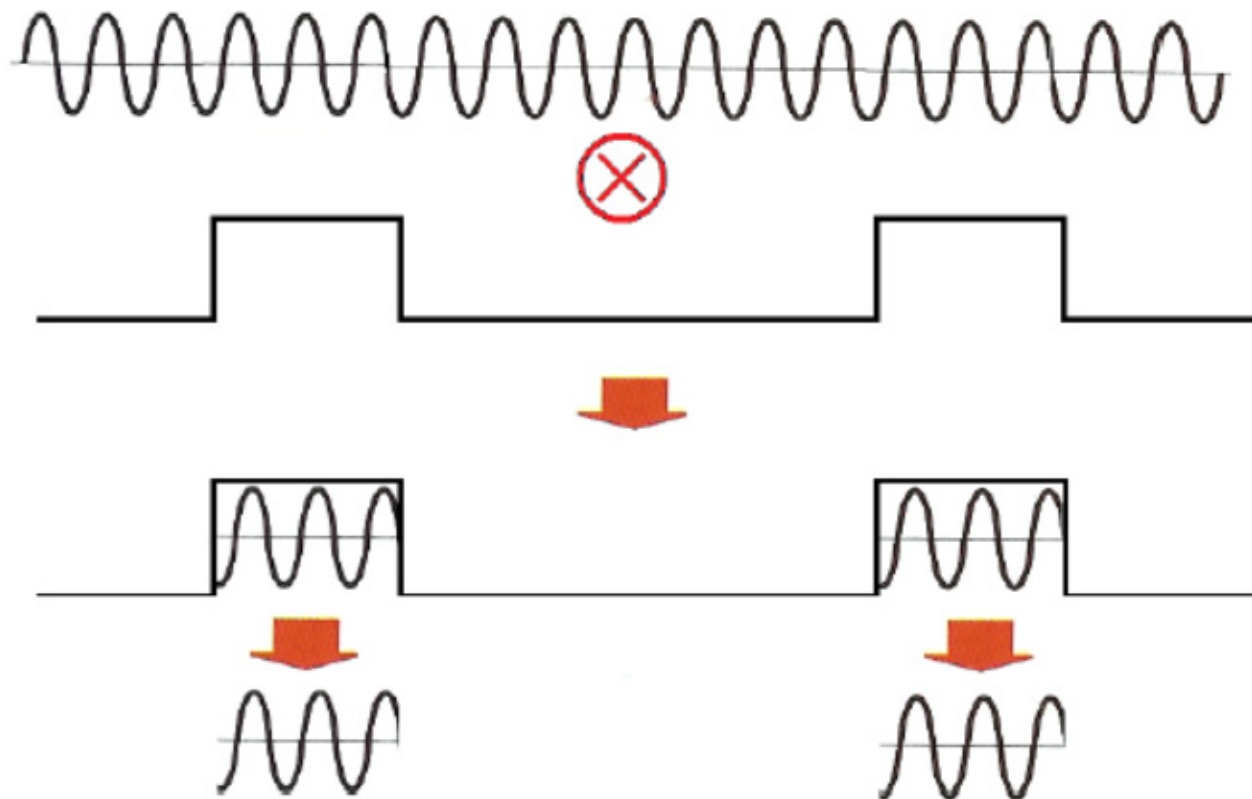
非相参积累检测系统



脉冲积累对检测性能的改善



- 所谓相参(coherent), 是指两个信号的相位之间有着确定的关系
- 相参雷达: 指其发射波形的相位之间具有确定的关系或具有统一的参考基准



脉冲积累对检测性能的改善



● 相参积累

- 相邻脉冲回波信号之间有**严格确定的相位关系**，将相位对齐后可以获得信号的**同相**叠加（一般采用DFT）；
- **包络检波前**进行积累，包括中频相参积累和I、Q正交双通道零中频相参积累；
- n 个脉冲相参积累后，信号幅度提高到 n 倍，信号功率提高到 n^2 倍，噪声具有随机相位， n 个噪声脉冲叠加，噪声功率提高 n 倍，因此理想情况**SNR提高 n 倍**。

第 k 个脉冲的回波 $x_k(t) = s(t) + w_k(t)$

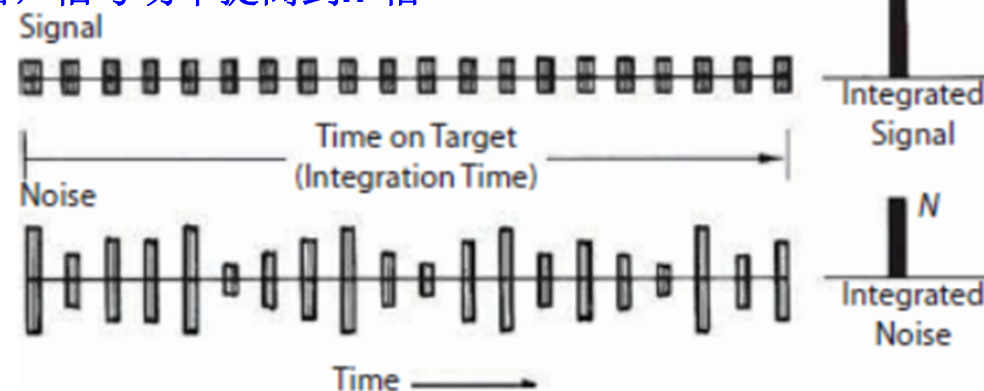
n 个脉冲相干积累 $\bar{x}(t) = \sum_{k=1}^n x_k(t) = ns(t) + \sum_{k=1}^n w_k(t)$

$$\text{var}\left\{\sum_{k=1}^N w_k(t)\right\} = \sum_{k=1}^N \text{var}(w_k(t)) = n\delta^2$$

信号幅度提高到 n 倍，信号功率提高到 n^2 倍
噪声功率提高 n 倍

积累后**SNR提高 n 倍**，相同检测概率下，
要求单个脉冲的最小信噪比**SNR**（识别
系数 M ）下降

$s(t)$ 为目标回波， $w_k(t)$ 为第 k 个脉冲的
加性零均值噪声，不同脉冲的噪声相
互统计独立且功率相同 $\text{var}(w_k(t)) = \delta^2$



$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_n = \frac{\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_1}{n}$$



●非相参积累

- 不需要信号信号脉冲间的严格相位关系，常在**包络检波**后进行
- 不能同相叠加，且由于检波器造成信噪比的损失， n 个脉冲非相参积累后，SNR提高 **$n^{1/2} \sim n$ 倍**
- 工程实现简单，对雷达的收发系统没有严格的相参性要求
- 回波的起伏将破坏相邻回波信号的相位相参性，即使在雷达系统相参性很好的条件下，起伏回波也难以获得理想的相参积累。对快起伏的目标回波，检波后的视频积累有可能获得更好的检测效果。



脉冲积累对检测性能的改善



- 积累性能的特征

积累效率:

$$E_i(n) = \frac{\frac{1}{n} \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_1}{\left(\frac{S_o}{N_o} \right)_n} \leq 1$$

对于相参积累

$$\left(\frac{S_o}{N_o} \right)_n = \frac{\left(\frac{S_o}{N_o} \right)_1}{n} \quad E_i(n) = 1$$

$(S_o/N_o)_1$: 单个脉冲直接检测脉冲所需最小信噪比 (识别系数)

$(S_o/N_o)_n$: n 个脉冲积累后检测每个脉冲所需最小信噪比 (识别系数)

- 积累对雷达作用距离的影响: $M \rightarrow M/nE_i(n)$

$$R'_{\max} = \left(\frac{nE_i(n) \mathbf{E}_t G_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 (kT_0) F_n M C_B L} \right)^{1/4} = \underline{(nE_i(n))^{1/4} R_{\max}}$$

$$R_{\max} = \left(\frac{\mathbf{P}_t \tau G_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 (kT_0) F_n M C_B L} \right)^{1/4}$$

$$E_t = P_t / B_n$$

积累前识别系数为 $M = (S_o/N_o)_1$, 积累后识别系数减小为 $(S_o/N_o)_n = M/nE_i(n)$, 相应的接收机灵敏度也改变为 $S_{i\min}/nE_i(n)$

e.g. 16个脉冲相参积累, 雷达最大作用距离提高2倍



优点: 考虑了脉冲积累对信噪比的改善



● 积累脉冲数的确定

- **机械扫描**雷达的积累脉冲数由天线半功率波束宽度扫过目标所需要的时间决定

$$n = \frac{\theta_{0.5} f_r}{\Omega}$$

Ω 天线扫描速度

$\theta_{0.5}$ 半功率波束宽度

f_r 脉冲重复频率

- **相位扫描（相控阵天线）**

相位扫描的积累脉冲数取决于波束驻留的时间 T_s

$$n = T_s f_r$$





- 基本雷达方程
- 目标的雷达散射截面积
- 最小可检测信号
- 噪声中的信号检测
- 脉冲积累改善信噪比
- 影响雷达探测威力的其他因素
- 小结





- 各种损耗将降低雷达系统的实际作用距离，
雷达方程中应引入损耗修正量 $L (> 1)$
 - 损耗 L 包括：
 - 波导传输损耗；接收机失配损耗；
 - 天线波束形状损耗；积累不完善损耗
 - 目标起伏损耗；操纵员损耗
 - 设备工作不完善损耗
- 容易确定
- 不易估计





- 射频传输损耗（波导损耗）
 - 发射机输出端到天线间波导引起的损失，与波导材料、工艺、工作状态及工作波长等有关。
波长 \downarrow ，损耗 \uparrow
- 天线波束形状损失
 - 基本雷达方程采用最大天线增益，即假设雷达波束（最大辐射方向）指向目标
 - 实际扫描天线收到的目标回波信号的振幅被天线波束形状调制





- **叠加损失(Collapsing Loss)**
 - 纯“噪声”脉冲造成的积累信噪比损失
- **设备不完善的损失**
 - 发射机损失因发射管参数、输出功率、使用时间等时变因素而难以估计，近似为 2dB
 - 接收机噪声系数值随频率变化会引入损失
 - 实际接收机是准匹配的，存在失配损失





- 其它损失
 - 杂波与干扰对消处理不完善
 - 波门过宽或目标偏离波门中心
 - 操作员技术熟练度和精神状态
- 每项损失一般都不大，但综合影响明显
- 需找出引起损失的各种因素，并在雷达设计和使用过程中尽量将损失减至最小





● 传播过程中各种因素的影响

■ 实际雷达受到地面（海面）及其传播介质的影响，有三个方面：

- ✓ 电波在大气层传播时的衰减
 - ✓ 由大气层引起的电波折射
 - ✓ 地面（海面）反射引起的多径现象
- } 大气传播影响





● 大气衰减

- 氧气和水蒸气将吸收部分电磁波能量并转化成热能而造成损失，是雷达波衰减的主因
 - ✓ $<1\text{GHz}$ ，可忽略
 - ✓ $>3\text{GHz}$ ($<10\text{cm}$)，必须考虑
 - ✓ $>10\text{GHz}$ ($<3\text{cm}$)，严重影响
- 频率↓，仰角↑，大气传播衰减↓
- 恶劣气候条件（如雨、雾）对电磁波也有较大衰减作用

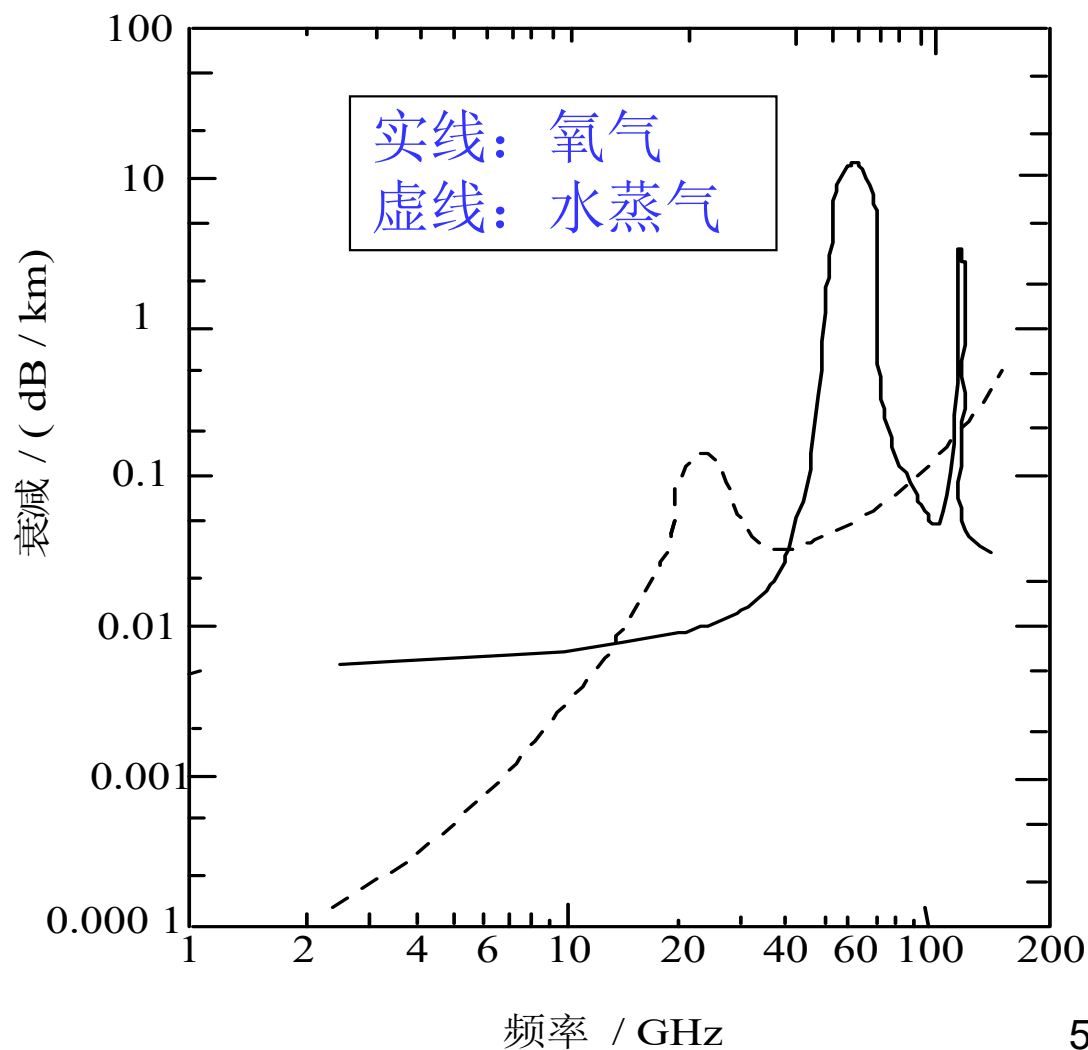


● 大气衰减 (续)

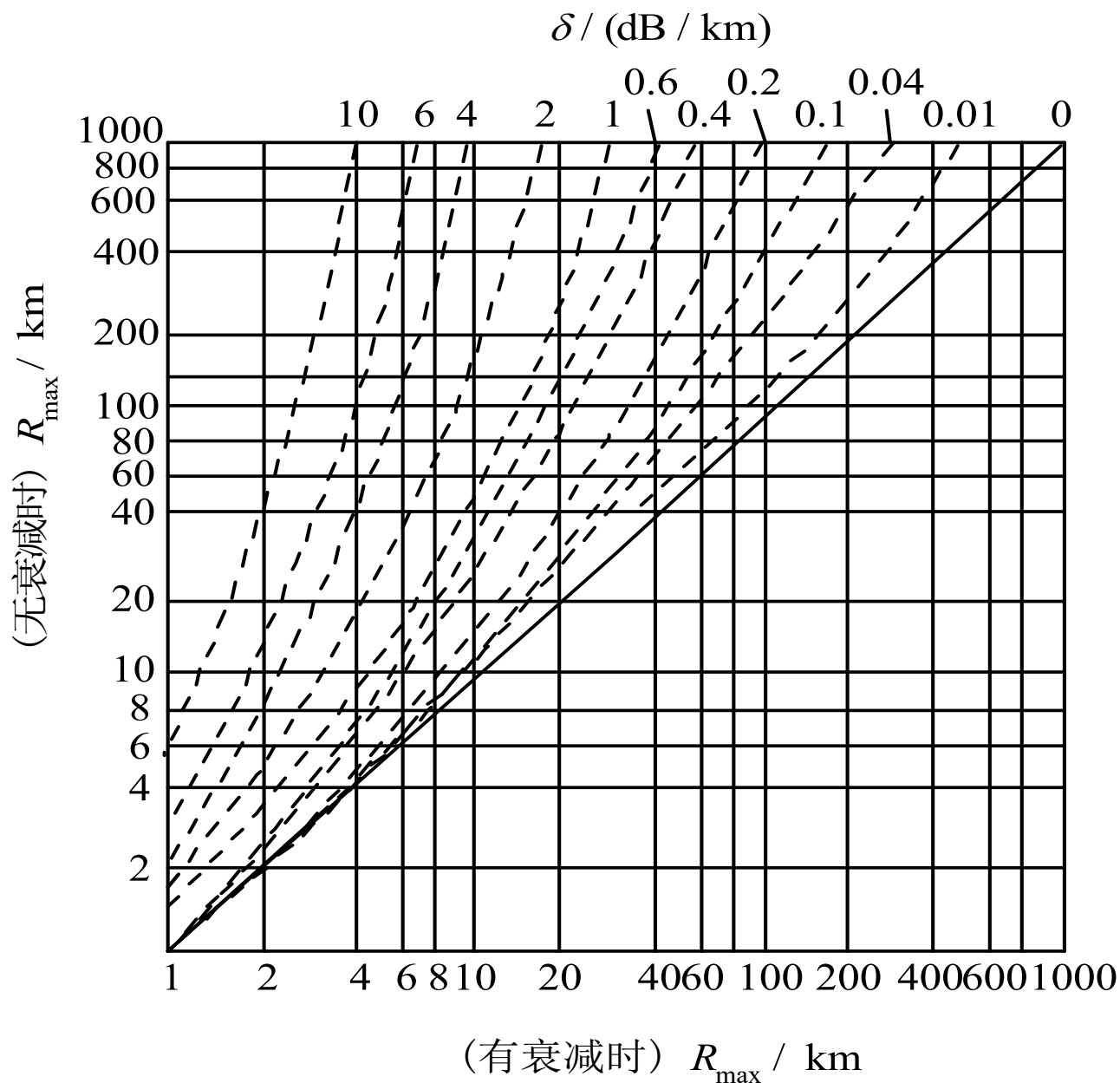
■ 氧的衰减谐振峰在 60GHz 和 118GHz

水蒸气的衰
减谐振峰在
22.24GHz
和 184 GHz

大气衰减曲线



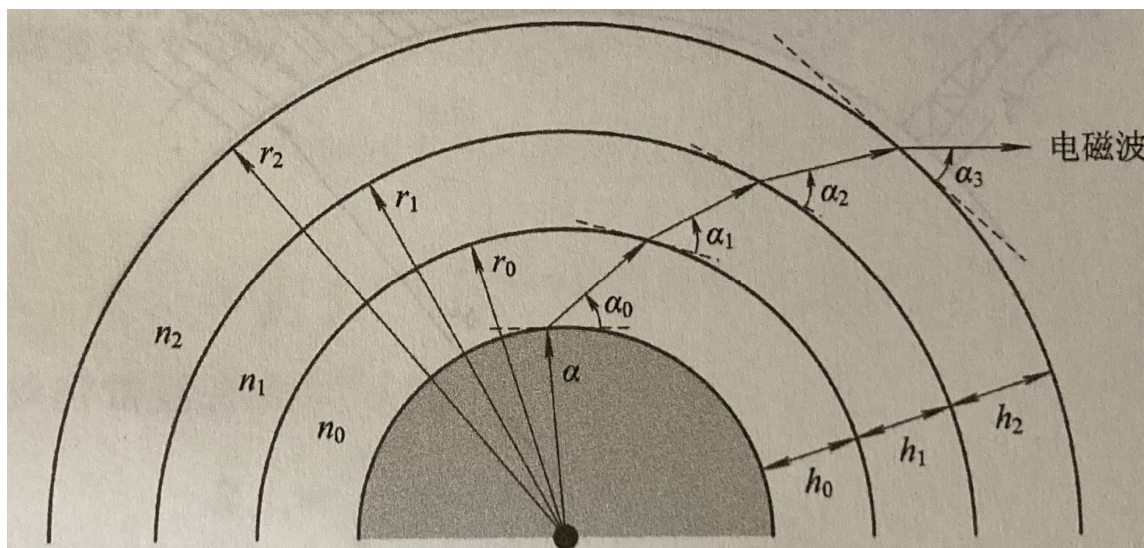
单程传播衰减为 d dB/km时的雷达方程



有衰减时
作用距离
计算图

● 大气折射和雷达直视距离

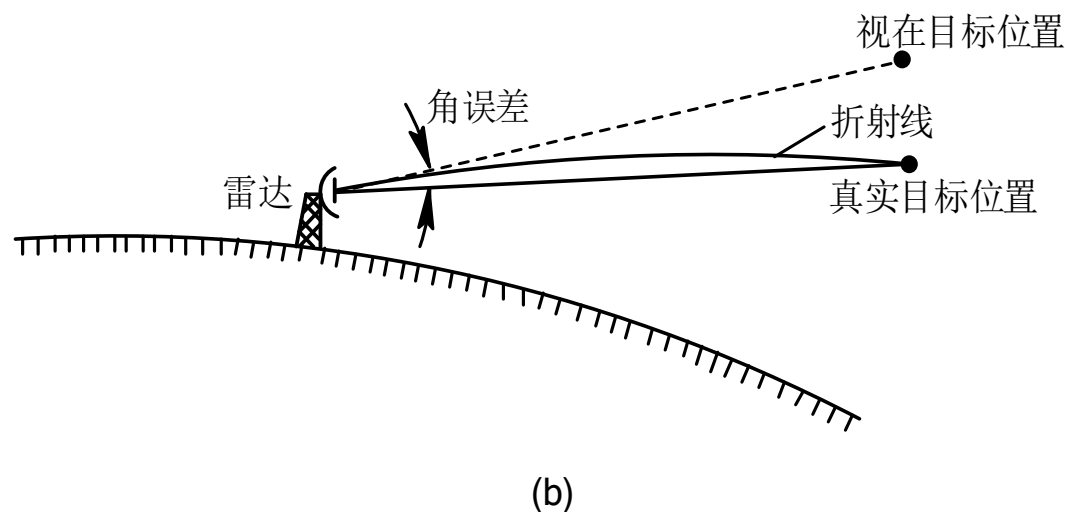
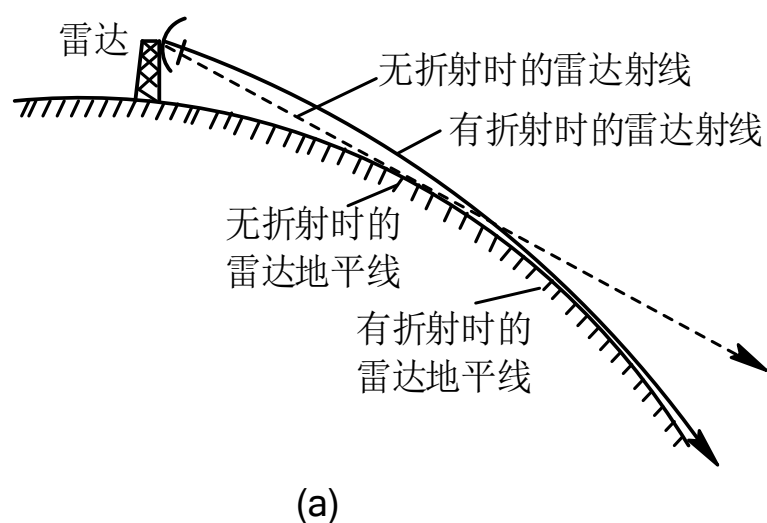
- 大气成分随时间、地点改变，电磁波发生折射
引起：测距误差，仰角测量误差
- 高度增加，大气密度变小，电波传播速度变大，电波射线向下弯，增大雷达直视距离
- 地球表面弯曲，雷达看不到直视距离外的目标
- 注意：雷达直视距离与雷达最大作用距离是两个不同的概念



大气折射现象

● 大气折射和雷达直视距离（续）

- 超折射现象：折射线和地球曲率相同，等效地球半径无限，即无视距限制，对低空目标的覆盖距离明显增加



大气折射的影响

● 大气折射和雷达直视距离（续）

– 提高雷达直视距离的途径

- 增加天线高度，但往往受限，如舰载雷达
- 增加目标高度，但不能控制，如超低空目标
- $f \downarrow$ ，电波传播射线下弯，等效于视线距离 \uparrow

– 典型大气折射等效地球半径

$$a_e = 8490\text{km} \approx \frac{4}{3} a_r$$

– 实际地球曲率半径

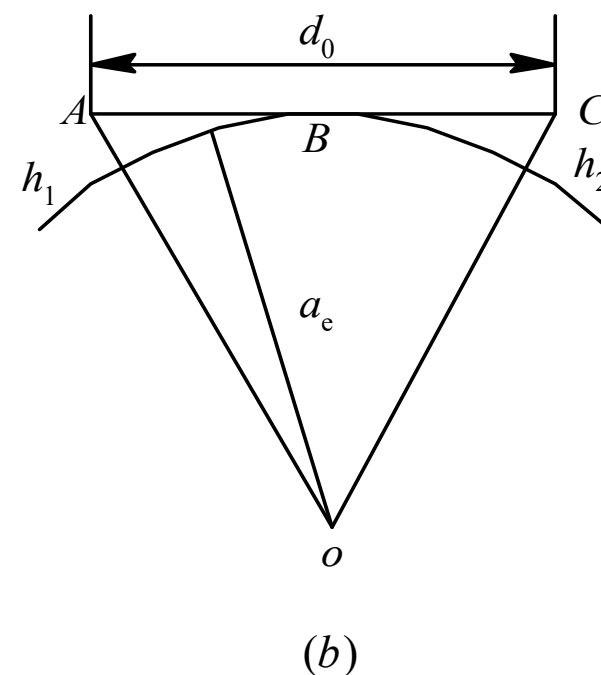
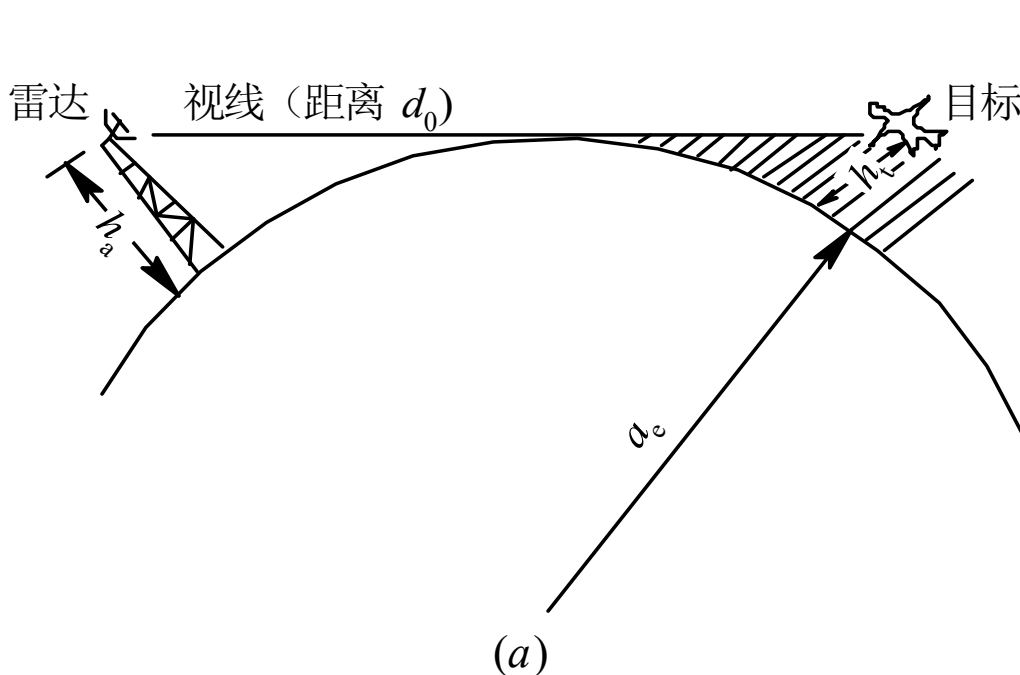
$$a_r = 6371.3\text{km}$$

● 大气折射和雷达直视距离（续）

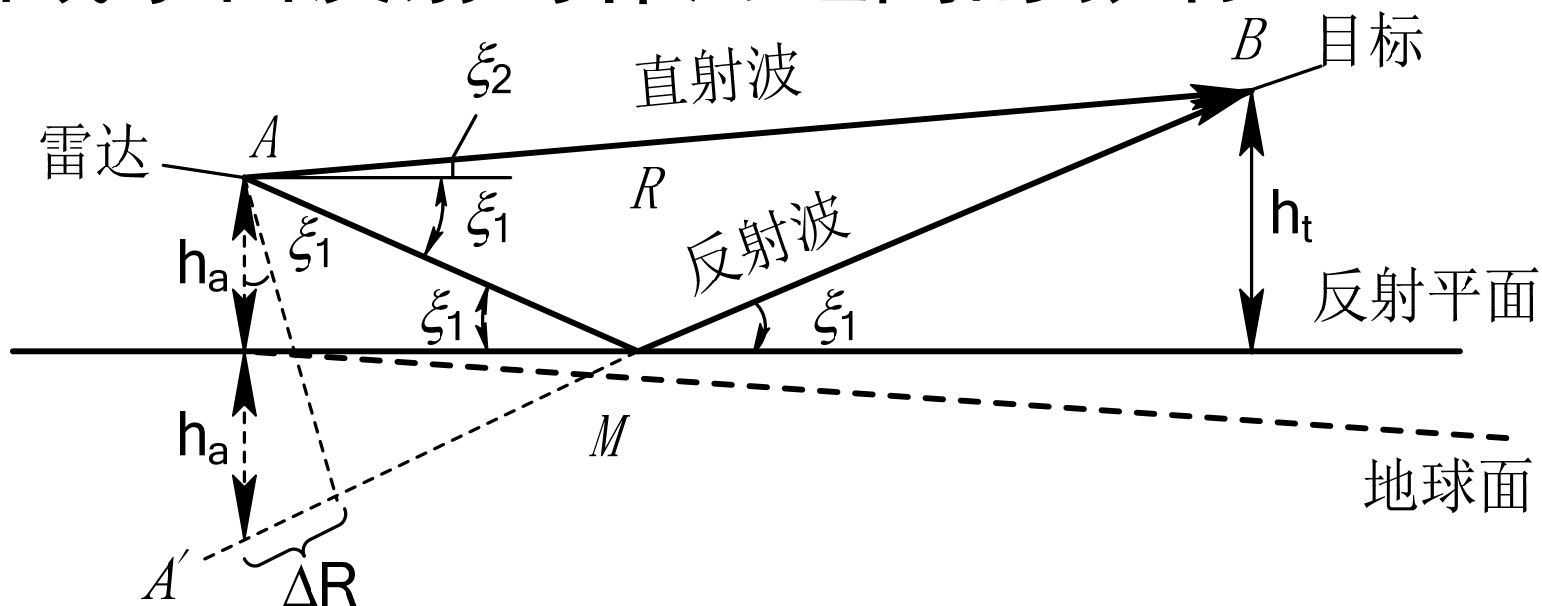
— 雷达直视距离

提高探测威力 = 提高 $\min\{d_0, R_{\max}\}$

$$d_0(\text{km}) = \sqrt{(a_e + h_1)^2 - a_e^2} + \sqrt{(a_e + h_2)^2 - a_e^2} \approx 4.1(\sqrt{h_1(\text{m})} + \sqrt{h_2(\text{m})})$$



●地面或水面反射对作用距离的影响



— 雷达接收的目标回波信号，除直达波外，有时还有地面/水面反射波，多径现象

- 镜反射，波长 \uparrow ，干涉现象，光滑反射面
- 漫反射，波长 \downarrow ， $<$ 厘米波，粗糙反射面



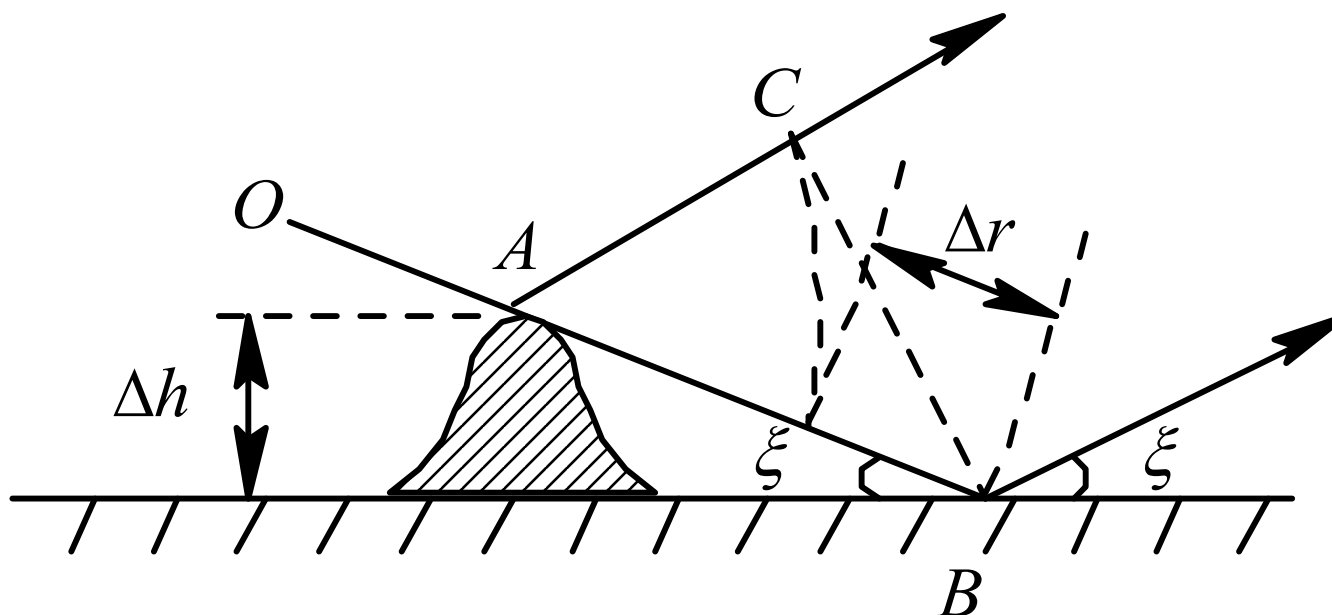
● 镜面反射

- 目标回波信号是直达波和镜面反射波的矢量和
 - 相差为 $2k\pi$ 时，同相相加，接收功率增强，作用距离提高，极限时加倍
 - 相差为 $(2k-1)\pi$ 时，反相相加，接收功率相消，作用距离缩短，极限时归零，称为**盲区**
 - 其它时刻介于两者之间
- 雷达作用距离随仰角（或目标距离）成花瓣状
- 盲区使得不能连续观察目标



● 漫反射

- 实际地面凹凸不平，水面会有波浪起伏
- 镜反射分量减小，漫反射成分增多



地面粗糙(不平)的影响



- 基本雷达方程
- 目标的雷达散射截面积
- 最小可检测信号
- 噪声中的信号检测
- 脉冲积累改善信噪比
- 影响雷达探测威力的其他因素
- 小结



- 雷达方程基本形式（天线接收到的回波信号功率大于接收机最小可检测信号功率 $S_{i \min}$ ）

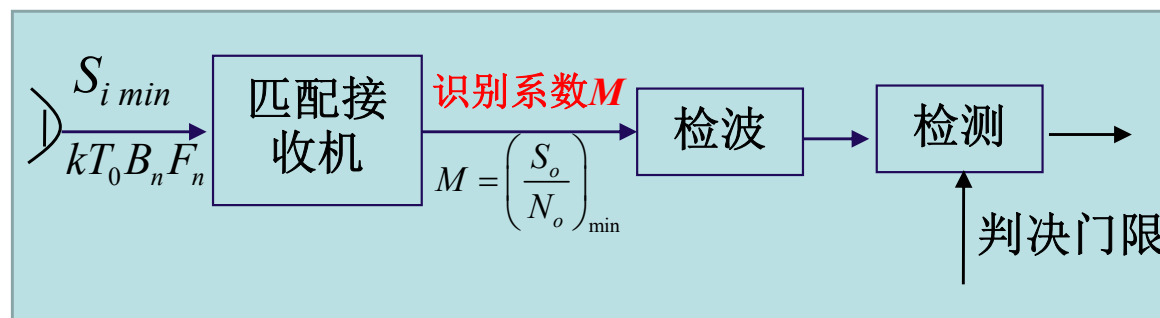
准确理解目标

RCS的定义

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t G_t A_r \sigma}{(4\pi)^2 S_{i \min}} = \frac{P_t A_r^2 \sigma}{4\pi \lambda^2 S_{i \min}} = \frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{i \min}}$$

收发共用天线

最大作用距离 R_{\max} 是一种估算的统计量，与目标检测的性能指标（e.g. 发现概率、虚警概率）和系统噪声水平有关



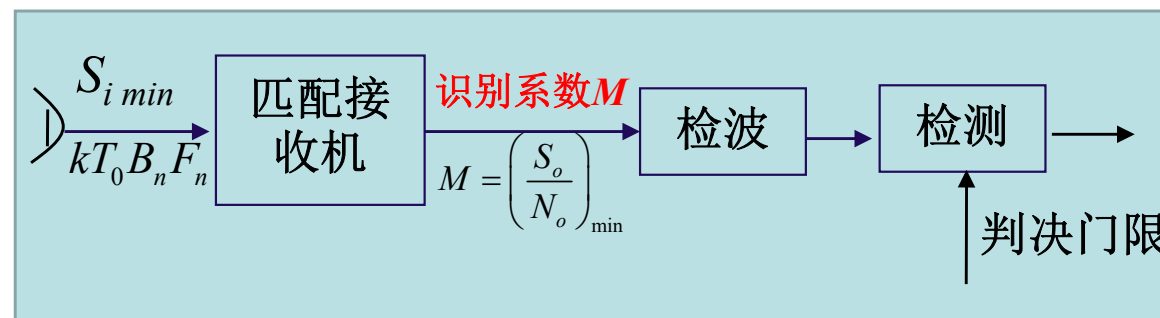
- 最小可检测信号功率 $S_{i \min}$ 与系统的噪声和目标检测所需要的最小信噪比即识别系数 M 有关

$$S_{i \min} = kT_0 B_n F_n M \quad \longrightarrow \quad R_{\max}^4 = \frac{P_t G_t A_r \sigma}{(4\pi)^2 kT_0 B_n F_n M}$$

- 对收到的目标 n 个回波做积累处理后信噪比提高，单个脉冲所需要的最小信噪比降低为 $M/nE_i(n)$ ，同理接收机最小可检测信号功率也相应下降 $S_{i \min}/nE_i(n)$

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t G_t A_r \sigma n E_i(n)}{(4\pi)^2 kT_0 B_n F_n M}$$

对于参积累 $E_i(n) = 1$



- 受地球几何形状影响，**雷达直视距离有限**

$$d_0(\text{km}) = \sqrt{(a_e + h_1)^2 - a_e^2} + \sqrt{(a_e + h_2)^2 - a_e^2} \\ \approx 4.1(\sqrt{h_1(\text{m})} + \sqrt{h_2(\text{m})})$$

式中 h_1 、 h_2 分别为雷达天线安装高度和目标高度

- 雷达的威力范围= $\min\{d_0, R_{\max}\}$