

雷达系统导论作业第一章

1.1

- (a) 要获得 60nmi 的最大非模糊距离，雷达的脉冲重复频率应是多少？
- (b) 当目标处于最大非模糊距离上，则雷达信号往返的时间是多少？
- (c) 如果雷达的脉冲宽度为 $1.5 \mu s$ ，则在距离坐标上脉冲能量在空间的范围是多少米？
- (d) 两个相等尺寸的目标如果要被 $1.5 \mu s$ 的脉冲宽度完全分辨出来，则两者必须相距多远 (m)？
- (e) 如果雷达的峰值功率为 800kW，则平均功率是多少？
- (f) 这部雷达的占空因子是多少？

解答：

$$(a) R_{un} = \frac{C}{2} T_p = \frac{C}{2 f_p}, 60nmi = 0.081 T_p (\mu s),$$

$$T_p = \frac{2 R_{un}}{c} = \frac{R_{un} (nmi)}{0.081} = \frac{60}{0.081} (\mu s) = 7.4 \times 10^{-4} (s),$$

$$f_p = \frac{1}{T_p} = 1350 HZ$$

$$(b) T_R = T_p = 740.74 (\mu s)$$

$$(c) c \tau = 3 \times 10^8 \times 1.5 \times 10^{-6} = 450 (m)$$

$$(d) \frac{c \tau}{2} = \frac{450}{2} = 225 (m)$$

$$(e) P_{av} = \tau f_p P_t = 1.5 \times 10^{-6} \times 1.34 \times 10^3 \times 800 \times 10^3 = 1.608 kW$$

$$(f) d_c = \frac{\tau}{T_p} = \tau f_p = 2.01 \times 10^{-3}$$

1.2 一部地基对空监视雷达工作频率为 1300MHz(L 波段)。它对于 $1 m^2$ ($\sigma=1m^2$) 雷达横截面积的目标的最大检测距离为 200nmi。天线尺寸为 12m 宽×4m 高，天线孔径效率为 $\rho_a = 0.65$ 。接收机最小可检测信号 $S_{min}=10^{-13}W$ ，确定：

- (a) 天线有效孔径 $A_e(m^2)$ 和天线增益 G[用数字和 dB 表示，其中， $G(dB)=10\lg G$];
- (b) 发射机峰值功率;
- (c) 实现 200nmi 最大非模糊距离的脉冲重复频率;

(d) 如果脉冲宽度为 $2\mu s$ ，发射机的平均功率；

(e) 占空比因子；

(f) 水平波束宽度($^\circ$)。

解答：

$$(a) A_e = \rho_a A = 0.65 \times 12 \times 4 = 31.2 m^2$$

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = 7.36 \times 10^3, G(dB) = 10 \lg(7.36 \times 10^3) = 38.67 dB$$

(b)

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{\min}} \right]^{\frac{1}{4}}, P_t = \frac{R_{\max}^4 (4\pi)^2 S_{\min}}{G A_e \sigma} = \frac{(200 \times 1852)^4 (4\pi)^2 \times 10^{-13}}{7410 \times 31.2 \times 1} = 1.284 \times 10^6 W$$

$$(c) f_p = \frac{c}{2R_{un}} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 200 \times 1852} = 405 Hz$$

$$(d) P_{av} = P_t \tau f_p = 1.29 \times 10^6 \times 2 \times 10^{-6} \times 405 = 1.045 kW$$

$$(e) \text{占空因子} = \tau f_p = 2 \times 10^{-6} \times 405 = 8.1 \times 10^{-4}$$

$$(f) \theta_B = 65 \times \frac{\lambda}{D} = 65 \times \frac{0.23}{12} = 1.25^\circ$$

1.3

(a) 雷达发射机平均功率为 200W，脉冲宽度为 $1\mu s$ ，脉冲重复频率为 1000Hz，则雷达的峰值功率是多少？

(b) 如果这部地基空中监视雷达的频率为 2.9GHz (S 波段)，矩形天线尺寸为 5m 宽 \times 2.7m 高，天线孔径效率 $\rho_a = 0.6$ ，最小可检测信号 $S_{\min} = 10^{-12} W$ (依据雷达方程中 P_t 是峰值功率)， $\sigma = 2m^2$ ，则地基雷达的作用距离(nmi)是多少？

(c) 接受到的回波信号功率是距离的函数，画出 10~80nmi 的关系图。

解答：

$$(a) P_t = \frac{P_{av}}{\tau f_p} = \frac{200}{10^{-6} \times 1000} = 200 kW$$

$$(b) A_e = 5 \times 2.7 \times 0.6 = 8.1 m^2; \lambda = \frac{c}{f} = 0.203 m$$

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{\min}} = \frac{(2 \times 10^5) \times (9506.664) \times (8.1) \times 2}{(12.57)^2 \times 10^{-12}} = 1.968 \times 10^{20}$$

$$R_{\max}=118.4\text{km}=64\text{nmi}$$

$$(c) P_r = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \times \frac{\sigma}{4\pi R^2} \times A_e = \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 R^4}$$

$$P_r = \frac{(2 \times 10^5) \times (9506.664) \times (8.1) \times (2)}{(4\pi)^2 R^4} = \frac{1.952 \times 10^8}{R^4}$$

$$R = 10\text{nmi} \text{ 时, } P_r = 1.66 \times 10^{-9} \text{ W}$$

$$R = 20\text{nmi} \text{ 时, } P_r = 1.04 \times 10^{-10} \text{ W}$$

$$R = 30\text{nmi} \text{ 时, } P_r = 2.0 \times 10^{-11} \text{ W}$$

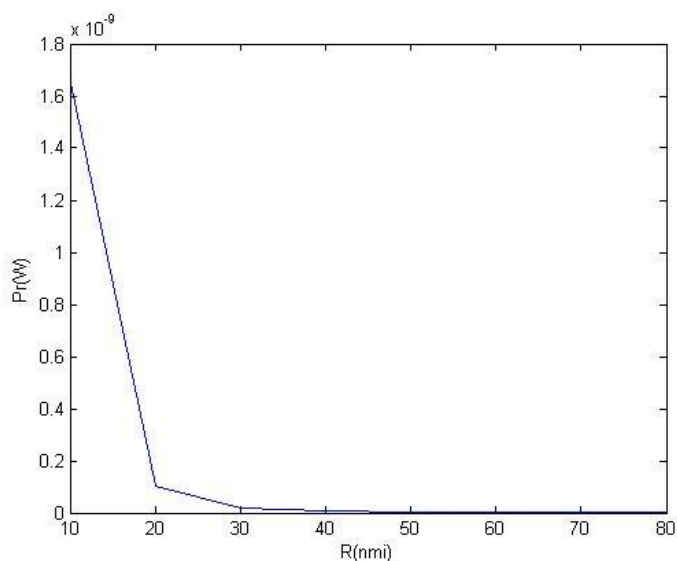
$$R = 40\text{nmi} \text{ 时, } P_r = 6.4 \times 10^{-12} \text{ W}$$

$$R = 50\text{nmi} \text{ 时, } P_r = 2.6 \times 10^{-12} \text{ W}$$

$$R = 60\text{nmi} \text{ 时, } P_r = 1.28 \times 10^{-12} \text{ W}$$

$$R = 70\text{nmi} \text{ 时, } P_r = 7.0 \times 10^{-13} \text{ W}$$

$$R = 80\text{nmi} \text{ 时, } P_r = 4.0 \times 10^{-13} \text{ W}$$



1.4 月球作为一个雷达目标可作如下描述：到月球的平均距离为 $3.844 \times 10^8 \text{ m}$ （大约 208 000nmi）；实验测量的雷达横截面积为 $6.64 \times 10^{11} \text{ m}^2$ （在一系列雷达频率上的平均值）；月球半径为 $1.738 \times 10^6 \text{ m}$ 。

(a) 雷达脉冲到月球的往返时间(s)是多少？

(b) 要没有距离模糊，则脉冲重复频率应该是多少？

(c) 为了探索月球表面的特性，需要有一个比(b)更高的脉冲重复频率（PRF）。如果要观察从月球前半球来的回波，则脉冲重复频率可以多高？

(d) 如果天线直径为 60feet，孔径效率为 0.6，频率为 430MHz，接收机最小可检测信号为 $1.5 \times 10^{-16} \text{ W}$ ，则要求峰值功率是多少？，你的答案会令你吃惊吗？如果是，为什么？

(e) 半径为 a 的完全导电光滑球体的雷达横截面积为 πa^2 。如果月球是一个完全光滑、导电的表面，则其雷横截面积是多少？为什么测量的月球雷达横截面积（上面给出的）与该值不同？

解答：

$$(a) R(nmi)=0.081T_R(\mu s)$$

$$T_R = \frac{208000}{0.081} = 2.57s$$

$$(b) R_{un} = \frac{c}{2f_p}, f_p = \frac{c}{2 \times R_{un}} = 0.390Hz$$

$$(c) f_p = \frac{c}{2 \times (3.844 \times 10^8 - 1.738 \times 10^6)} = 0.392Hz$$

$$(d) A_e = 0.6 \times 262.54 = 157.53$$

$$G = \frac{4\pi\rho_a A}{\lambda^2} = 4064.88$$

$$P_t = \frac{R_{\max}^4 (4\pi)^2 S_{\min}}{GA_e \sigma} = 1.2kW$$

由于天线口径大，检测灵敏度高，天线增益打，故所需峰值功率小。

$$(e) \pi a^2 = 3.14 \times (1.738 \times 10^6)^2 = 9.48 \times 10^{12} m^2$$

雷达横截面积更多的与目标形状而不是物理尺寸有关。

1.5 装在汽车上的雷达，用来确定在其正前方行驶的车辆的距离。雷达的工作频率为 9375MHz（X 波段），脉冲宽度为 10ns，最大作用距离为 500feet。

(a) 对应于 500feet 的脉冲重复频率是多少？

(b) 距离分辨率是多少？

(c) 如果天线波束宽度为 6° ，则在 500feet 距离上，横向距离分辨率是多少？你认为该横向距离分辨力足够吗？

(d) 如果天线尺寸为 1feet \times 1feet，天线效率为 0.6，则天线增益是多少？

(e) 如果最小可检测信号为 $5 \times 10^{-13} W$ ，找出检测 500feet 距离上雷达横截面积为 $10 m^2$ 目标所需的平均功率。

解答：

$$(a) 500feet = 500 \times 0.3048m = 152.4m$$

$$R_{un}(km) = 0.15T_p(\mu s), T_p = \frac{0.1524}{0.15} = 1.016 \times 10^{-6}s, f_p = \frac{1}{T_p} = 0.98MHz$$

$$(b) \frac{c\tau}{2} = 0.5 \times 3 \times 10^8 \times 10^{-8} = 1.5m$$

$$(c) \frac{6^\circ}{360^\circ} \times 2\pi \times 152.4 = 15.95$$

(d) 1feet=0.3048m

$$A = 0.3048^2 = 9.29 \times 10^{-2} m^2$$

$$A_e = \rho A = 0.6 \times 9.29 \times 10^{-2} = 5.57 \times 10^{-2} m^2$$

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = 683.20$$

$$(e) P_t = \frac{R_{\max}^4 (4\pi)^2 S_{\min}}{GA_e \sigma} = 0.112 \text{mW}$$

1.7 谁发明了雷达？（请解释你的答案）

解答：德国人 Chrisian Hulsmeyer。他利用 Hertz 的实验结果发明了一台单基地脉冲雷达。此雷达可检测船只，且广泛地应用于海上防撞。

1.8 已经给出雷达方程的三种简单形式。在式（1.9）中，波长是分子，在式（1.10）中，波长是分母，而在式（1.7）中，没有波长的明确表示。你对下列问题作何答复：“雷达作用距离是如何随雷达波长而变化的，其他一切都不变（相同时）？”

解答：雷达最大作用距离可表示为：

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (1.9), \quad R_{\max} = \left[\frac{P_t A_e^2 \sigma}{4\pi \lambda^2 S_{\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (1.10), \quad R_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (1.7)$$

式（1.9）表示当天线有效孔径面积为常数（不随波长变化，与波长无关）时，雷达作用距离随 $\lambda^{1/2}$ 变化；式（1.10）表示当天线增益为常数（与波长无关）时，雷达作用距离随 $\lambda^{-1/2}$ 变化；对于与波长无关的式（1.7），必须使用两部天线，发射天线必须具有与波长无关的增益，接收天线必须具有与波长无关的有效孔径。

雷达系统导论作业第二章

2.1 如果接收机的噪声系数为 2.5dB，则与输入端的信-噪比相比，输出端的信-噪比下降多少(dB)?

解答：根据式(2.5)，噪声系数为 $F_n = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}}$ ，所以与输入端的信-噪比相比，输出端的信-噪比下降也是 2.5dB。

2.2 一个低通 RC 滤波器的频率响应函数为 $H(f) = \frac{1}{1+j(f/B_v)}$ ，其中， B_v 是半功率带宽，其噪声带宽 B_n 是多少？即找出 $\frac{B_n}{B_v}$ 。

解答：根据式 (2.3) 噪声带宽的定义为 $B_n = \frac{\int_0^\infty |H(f)|^2 df}{|H(f_0)|^2}$ ， f_0 为最大响应频率，

通常发生在频带中央 $f_0=0$ 时，带入 RC 滤波器频率响应函数得到： $H(f_0) = \frac{1}{1+j(0/B_v)} = 1$ 。

故， $B_n = \frac{\int_0^\infty |H(f)|^2 df}{|H(f_0)|^2} = \int_0^\infty |H(f)|^2 df = \int_0^\infty \left| \frac{1}{1+j(f/B_v)} \right|^2 df$ ，设 $x = f / B_v$ ，

则， $\frac{B_n}{B_v} = \int_0^\infty \left| \frac{1}{1+jx} \right|^2 dx = \int_0^\infty \frac{1}{1+x^2} dx$ ，根据基本积分表可知

$\int \frac{1}{1+x^2} dx = \arctan x$ ，又 $\arctan \infty = \frac{\pi}{2}$ ， $\arctan 0 = 0$ ，故 $\frac{B_n}{B_v} = \frac{\pi}{2}$ 。

2.3 随机变量 x 的指数概率密度函数为 $p(x) = a e^{-bx}$ ， $x > 0$ ，式中， a 和 b 是常数。

(a) 确定归一化所需要的 a 和 b 之间的关系；

(b) 对归一化的 $p(x)$ ，确定平均值 m_1 和方差 σ^2 ；

(c) 画出 $a=1$ 时的 $p(x)$ 图；

(d) 求出概率分布函数 $P(x)$ ，并画出 $a=1$ 时的结果。

解答：

(a) 归一化要求 $\int_0^{\infty} p(x)dx = \int_0^{\infty} ae^{(-bx)}dx = 1$, 则 $-\frac{a}{b} \times e^{-bx} \Big|_0^{\infty} = -\frac{a}{b}(0-1) = \frac{a}{b} = 1$, 故要求 $a=b$ 即可;

(b) 归一化时 $p(x) = ae^{-ax}$,

$$m_1 = \int_0^{\infty} xp(x)dx = \int_0^{\infty} xae^{-ax}dx = -\int_0^{\infty} xde^{-ax} = -[xe^{-ax} \Big|_0^{\infty} + \frac{1}{a}e^{-ax} \Big|_0^{\infty}] = \frac{1}{a}$$

$$m_2 = \int_0^{\infty} x^2 p(x)dx = \int_0^{\infty} x^2 ae^{-ax}dx = -\int_0^{\infty} x^2 de^{-ax} = 2 \int_0^{\infty} xe^{-ax}dx = \frac{2}{a^2}$$

$$\sigma^2 = m_2 - m_1^2 = \frac{2}{a^2} - \frac{1}{a^2} = \frac{1}{a^2}$$

(c) $a=1$ 时, $p(x) = e^{-x}$

$x=0$ $p(x)=1$; $x=0.5$ $p(x)=0.6065$; $x=1$ $p(x)=0.3679$; $x=2$ $p(x)=0.1353$
 $x=3$ $p(x)=0.0498$; $x=4$ $p(x)=0.0183$; $x=5$ $p(x)=0.0067$; $x=6$ $p(x)=0.0025$

(d) $P(x) = \int_0^x e^{-x}dx = 1 - e^{-x}$

$x=0$ $P(x)=0$; $x=0.5$ $P(x)=0.3935$; $x=1$ $P(x)=0.6321$; $x=2$ $P(x)=0.8647$
 $x=3$ $P(x)=0.9502$; $x=4$ $P(x)=0.9817$; $x=5$ $P(x)=0.9933$; $x=6$ $P(x)=0.9975$

2.4 证明瑞利概率密度函数[式(2.17)]的标准偏差正比于平均值。当不能简单地进行积分时, 你应采用积分表(该结果用于推导 7.8 节叙述的对数 FTC 杂波抑制电路的形式)。

解答: 根据式(2.17), 瑞利分布的概率密度函数为:

$$p(x) = \frac{2x}{m_2} e^{(-\frac{x^2}{m_2})}, x \geq 0, \text{ 其中 } m_2 \text{ 是 } x \text{ 的均方值。}$$

$$m_1 = \int_0^{\infty} xp(x)dx = \int_0^{\infty} \frac{2x^2}{m_2} e^{(-\frac{x^2}{m_2})} dx = -\int_0^{\infty} xe^{(-\frac{x^2}{m_2})} d(-\frac{x^2}{m_2}) = \int_0^{\infty} e^{(-\frac{x^2}{m_2})} dx,$$

$$\text{利用概率积分 } \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{(-\frac{x^2}{2})} dx = 1, \text{ 可以得到 } m_1 = \frac{\sqrt{m_2\pi}}{2}, \text{ 故 } m_2 = \frac{4m_1^2}{\pi},$$

$$\text{标准偏差 } \sigma = \sqrt{m_2 - m_1^2} = \sqrt{\frac{4m_1^2}{\pi} - m_1^2} = m_1 \sqrt{\frac{4-\pi}{\pi}} = 0.523m_1$$

2.11

(a) 12 英寸宽 \times 6 英寸高的汽车牌照在 10.525GHz (X 波段测速雷达的频率) 上的

最大雷达散射面积是多少？

(b)该汽车牌照在垂直平面内要倾斜多少度才能使其横截面积减小 10dB？

(c)当直接从前端观察时，汽车还有哪些部分会对其雷达散射截面积产生作用？

解答：

(a) 垂直入射（侧射）时，面积为 A 的平板在光学区的雷达横截面积为 $\frac{4\pi A^2}{\lambda^2}$ ，

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{10.525 \times 10^9} m = 0.0285 m, \quad A = 12 \times 6 \times (2.54)^2 cm^2 = 0.04645 m^2,$$

$$\sigma_{\max} = \frac{4\pi A^2}{\lambda^2} = \frac{4\pi(0.04645)^2}{0.0285^2} = 33.38 m^2, \quad 10\lg(33.38) = 15.23 dB;$$

(b) 根据提示可知，平板的雷达横截面积是入射角 ϕ 的函数，对于不是太大的 ϕ ，有：

$$\sigma(\phi) \approx \sigma_{\max} = \frac{\sin^2[2\pi(H/\lambda)\sin\phi]}{[2\pi(H/\lambda)\sin\phi]^2}, \quad \text{其中 } H \text{ 为平板高度。减小 } 10dB \text{ 则: } 15.23-10=5.23dB,$$

$$\text{即 } 3.33 m^2, \text{ 此时 } \frac{\sin^2[2\pi(H/\lambda)\sin\phi]}{[2\pi(H/\lambda)\sin\phi]^2} = \frac{\sin^2[33.6\sin\phi]}{[33.6\sin\phi]^2} = 3.33 ? ;$$

(c) 平板表面，汽车前灯，弯曲的表面等可能对此有影响。

2.12 简要描述雨滴和大型飞机的雷达横截面积（在微波区）特性与(a)频率，(b)观察角的关系。

解答：

雨滴：雷达横截面积取决于物体相对于雷达波长的特性尺寸。当波长大于物体尺寸时，就称散射体在“瑞利区”。在雷达频率上，雨回波通常用瑞利散射来描述。瑞利区的雨滴散射，其雷达横截面积随着频率的四次方变化。作为一个球体，其与观察角无关；

大型飞机：虽然飞机的横截面积可以在一个很大的范围内波动，但通常在微波区其平均值不会随频率显著变化。其横截面积随着观察角的微小变化也会变化较大，尤其与头部和尾部的角度相比，当从侧面观察时其变化可以相当大。

2.13 当目标的雷达横截面积在(a)瑞利区，(b)谐振区，(c)光学区时，描述目标雷达回波的主要特性。

解答：

- (a) 雷达横截面积取决于目标相对雷达波长的特性尺寸。当波长大于目标物理尺寸时，就称散射是在瑞利区，瑞利区的雷达横截面积更多地由散射体积而不是它的形状决定，瑞利区的雷达横截面积正比于频率的四次方；
- (b) 当波长与目标尺寸相比很小时，称散射是在光学区，当观察该目标的频率变化或者目标的姿态角改变时，雷达横截面积的变化非常大，在光学区，雷达横截面积更多地受目标形状而不是其物理尺寸（投影面积）的影响；
- (c) 当波长与目标尺寸相当时，称散射是在谐振区，对许多物体而言，在谐振区的雷达横截面积要比在其他两个区的雷达横截面积大。另外，雷达横截面积还随姿态角和极化而变化。

2.16 当雷达波长比目标尺寸小时，为什么复杂目标的横截面积，如图 2.15 所示，会随方位角的微小变化而迅速起伏？

解答：

这种可变性源于构成目标的多个独立的散射体。复杂目标的每个独立散射体都要产生一个用幅度和相位表征的回波信号。这些回波信号在雷达处产生一个合成信号。如果各散射体的相对位置随观察角变化改变，或者雷达频率发生变化，那么，来自各个散射体的回波信号的相对相位也将发生变化。

实际目标由许多独立的散射体组成，每个散射体具有不同的散射特性。而且各个散射体之间会相互作用（如角反射体中的多散射），这将进一步使横截面积特性复杂化。

2.17 证明 Swerling 情况 1 模型的概率密度函数与 2 阶 χ 平方[式(2.47)]函数相同。

解答：

Swerling 目标模型情况 1 的概率密度函数为：

$$p(\sigma) = \frac{1}{\sigma_{av}} \exp\left(-\frac{\sigma}{\sigma_{av}}\right), \sigma \geq 0$$

2 阶 χ 平方概率密度函数为：

$$p(\sigma) = \frac{n}{(m-1)! \sigma_{av}} \left(\frac{m\sigma}{\sigma_{av}}\right)^{m-1} \exp\left(-\frac{m\sigma}{\sigma_{av}}\right), \sigma > 0$$

令 2 阶 χ 平方概率密度函数中 $m=1$ ，则得到 Swerling 目标模型情况 1 的概率密度函数。Swerling 情况 1 模型描述的概率密度函数是 2 阶 χ 平方概率密度函数的特例。

2.18

- (a) 当检测概率为 0.5，虚警概率为 10^{-6} 时，对依据单个脉冲进行检测的雷达所要

求信-噪比是多少？假定为非起伏目标；

(b) 检测概率为 0.99，虚警概率同上，重复(a)；

(c) 重复(a)、(b)，但对于 Swerling 情况 1 起伏目标；

(d) 以表格形式比较结果，又此表你可得出什么结论？

解答：

$$(a) \quad P_d = 0.5, \quad P_{fa} = 10^{-6},$$

$$A = \ln \frac{0.62}{P_{fa}} = 13.337, \quad B = \ln \frac{P_d}{1 - P_d} = 0$$

$$\text{故 } S/N = A + 0.12AB + 1.7B = 13.3, \quad 10\lg(13.3) = 11.24;$$

$$(b) \quad P_d = 0.99, \quad P_{fa} = 10^{-6},$$

$$A = \ln \frac{0.62}{P_{fa}} = 13.337, \quad B = \ln \frac{P_d}{1 - P_d} = 4.595$$

$$\text{故 } S/N = A + 0.12AB + 1.7B = 13.337 + 0.12 \times 13.337 \times 4.595 + 1.7 \times 4.595 = 28.5,$$

$$10\lg(28.5) = 14.55\text{dB};$$

(c) 对于 Swerling 情况 1, $n=1$ (单个脉冲检测)时，可以通过从图 2.23 所找到的值 (dB) 与(a)、(b)中所需的信噪比相加得到所要求的信-噪比。

当 $P_d = 0.5$, $P_{fa} = 10^{-6}$ 时, $L_f = 1.5 \text{ dB}$, 故

$$(S/N)_1 = L_f + (S/N) = 1.5 + 11.24 = 12.74 \text{ (dB)},$$

当 $P_d = 0.99$, $P_{fa} = 10^{-6}$ 时, $L_f = 17 \text{ dB}$, 故

$$(S/N)_1 = L_f + (S/N) = 17 + 14.55 = 31.55 \text{ (dB)};$$

(d)

目标模型	P_d	P_{fa}	$(S/N)_1 \text{ (dB)}$
非起伏目标	0.5	10^{-6}	11.24
	0.99	10^{-6}	14.55
Swerling 情况 1 起伏目标	0.5	10^{-6}	12.74dB
	0.99	10^{-6}	31.55dB

结论：要获得相同的检测概率，Swerling 情况 1 起伏目标比非起伏目标要求更高

的信-噪比。通常起伏目标比非起伏目标需要较大的信-噪比。

雷达系统导论作业

[1] 3.1 沿圆轨道绕地球飞行的卫星高度为 5000 海里，速度为 2.7 海里/秒。(a) 如果 UHF (450MHz) 雷达位于轨道平面内，当卫星刚出现在地平线上时观察到的多普勒频移是多少（地球半径为 3440 海里，忽略大气折射和地面反射的影响）？(b) 当卫星处于天顶时多普勒频移是多少？

解答：(a) 当卫星刚出现在地平线上时
径向速度为

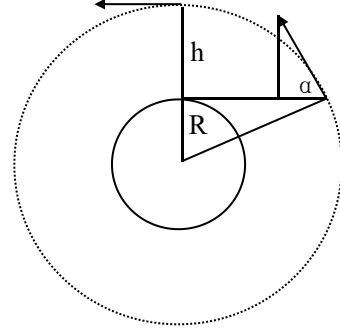
$$v_r = v \cos \alpha = v \times \frac{R}{R+h} = 2.7 \times \frac{3440}{3440+5000} = 1.1(\text{节})$$

(注：1 节=1 海里/小时，1 海里=1.852 公里)

$$\text{故多普勒频移 } f_d(\text{Hz}) = \frac{2v_r}{\lambda} = 3.43v_r f_t = 3.43 \times 1.1(\text{节}) \times 0.45(\text{GHz}) = 1.7(\text{Hz})$$

(b) 当卫星处于天顶时径向速度为 $v_r = 2.7(\text{节})$

$$\text{故多普勒频移 } f_d(\text{Hz}) = 3.43v_r f_t = 3.43 \times 2.7(\text{节}) \times 0.45(\text{GHz}) = 4.17(\text{Hz})$$



[2] 3.2. 220MHz VHF 雷达的最大非模糊距离为 180 海里。(a) 第一盲速（单位为节）是多少？(b) 重复习题 (a)，但雷达工作在 1250MHz 的 L 波段。(c) 重复习题 (a)，但雷达工作在 9375MHz 的 X 波段。(d) 为了获得与 (a) 中的 VHF 雷达一样的盲速，(c) 中 X 波段雷达的非模糊距离（海里）为多少？(e) 如果需要第一盲速为 (a) 中盲速的雷达，你愿意选择 VHF 雷达还是 X 波段雷达？请解释你的回答（有可能没有唯一解）。

$$\text{解答：(a) } T_p = \frac{2R_{un}}{c} \Rightarrow f_p = \frac{c}{2R_{un}} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 180 \times 1.852 \times 10^3} = 4500 \text{ Hz},$$

$$v_1(kt) = 0.97 \lambda(m) f_p(\text{Hz}) = 0.97 \times \frac{c}{f} \times f_p = 0.97 \times \frac{3 \times 10^8}{220 \times 10^6} \times 4500 = 5950(\text{节})$$

$$(b) f_p = 4500 \text{ Hz}, v_1 = 0.97 \lambda(m) f_p(\text{Hz}) = 0.97 \times \frac{3 \times 10^8}{1250 \times 10^6} \times 4500 = 1047(\text{节})$$

$$(c) f_p = 4500 \text{ Hz}, v_1 = 0.97 \lambda(m) f_p(\text{Hz}) = 0.97 \times \frac{3 \times 10^8}{9375 \times 10^6} \times 4500 = 140(\text{节})$$

$$(d) T_p = \frac{2R_{un}}{c} \Rightarrow R_{un} = \frac{cT_p}{2} = \frac{c}{2f_p} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 4500} = 3.33(\text{公里}) = 1.8(\text{海里})$$

(e) 如果需要第一盲速为 $v_1 = 0.97 \lambda(m) f_p(\text{Hz}) = 5950(\text{节})$ ，从上面的计算可以看出，随着雷达工作频率的升高（波长的减小），要求 f_p 升高，则最大非模糊距

离 $R_{un} = \frac{c}{2f_p}$ 下降, 例如(d)中 X 波段雷达的非模糊距离仅为 1.8 海里, 对许多雷

达应用来说太短了 (脉冲多普勒雷达可使用高雷达工作频率)。而低雷达工作频率雷达 (例如 VHF 波段雷达) 距离和角分辨力差, 低高度覆盖也较差。因此, 当第一盲速确定时, 选择高还是低的雷达工作频率 (VHF 雷达还是 X 波段雷达), 应根据具体应用折中考虑。

[3] 3.4. (a) 证明最大模糊距离 R_{un} 与第一盲速 v_1 的乘积等于 $c\lambda/4$, 其中 c 成为传播速度, λ 为雷达波长。(b) 这种关系对避免盲速有没有指导意义? 如果有的话, 有何指导意义?

解答: (a) 证明: $\therefore R_{un} = \frac{cT_p}{2} = \frac{c}{2f_p}, \quad v_1 = \frac{\lambda f_p}{2}$

$$\therefore R_{un} \cdot v_1 = \frac{c}{2f_p} \cdot \frac{\lambda f_p}{2} = \frac{c\lambda}{4}$$

(b) 这种关系对避免盲速有指导意义。只要知道了最大模糊距离和雷达波长就能知道第一盲速。

[4] 3.5. 如果一部雷达要求最大非模糊距离为 200 海里, 低于 600 节时没有盲速, 雷达的最高工作频率是多少?

解答: 最大模糊距离 $R_{un} = \frac{cT_p}{2} = \frac{c}{2f_p} = 200 \times 1.85 \times 10^3$

$$f_p = \frac{c}{2 \times 200 \times 1.85 \times 10^3} \approx 405 \text{ Hz}$$

$$v_1 = 0.97 \lambda f_p \approx \lambda f_p, \quad \text{雷达波长} \therefore \lambda = \frac{v_1}{f_p} = \frac{600}{405} = 1.48 \text{ m}$$

$$\text{雷达最高工作频率: } f = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \times 10^8}{1.48} \approx 2.2 \times 10^8 \text{ Hz} = 220 \text{ MHz}$$

[5] 3.7. (a) 设 v_1 为采用 N 个不同 prf 参差时的第一盲速, v_B 为 prf 等于 N 个参差 prf 均值的恒定 prf 波形的第一盲速, 请推导比率 v_1/v_B 的表达式。(b) 当 $N=4$ 且 prf 的关系是 30: 35: 32: 36 时, 比率 v_1/v_B 的值是多少?

$$\text{证明: } \therefore v_1 = \frac{\lambda \eta_1 f_1}{2} = \frac{\lambda \eta_1}{2T_1} \quad v_B = \frac{\lambda f_{av}}{2} = \frac{\lambda}{2T_{av}}$$

$$\therefore \frac{v_1}{v_B} = \frac{\frac{\lambda \eta_1}{2T_1}}{\frac{\lambda}{2T_{av}}} = \frac{\eta_1 T_{av}}{T_1} = \frac{\eta_1 (T_1 + T_2 + \dots + T_n)}{T_1}$$

$$\text{又} \because \eta_1 f_1 = \eta_2 f_2 = \dots = \eta_n f_n \therefore \frac{T_n}{T_1} = \frac{\eta_n}{\eta_1}$$

$$\therefore \frac{v_1}{v_B} = \frac{\eta_1 (T_1 + T_2 + \dots + T_n)}{T_1} = \frac{\eta_1 + \eta_2 + \dots + \eta_n}{n}$$

$$(b) \therefore \frac{v_1}{v_B} = 1 + \frac{6}{7} + \frac{15}{16} + \frac{5}{6} \approx 3.62$$

[6] 3.22. (a) 在同样从杂波中检测运动目标的监测性能假设下, 为什么高 prf 脉冲多普勒雷达比低 prf MTI 雷达要求更大的改善因子? (b) 为什么高 prf 脉冲多普勒雷达 (如 AWACS) 通常比同样性能的 AMTI 雷达需要更多的平均功率?
解答: (a) 在高 prf 脉冲多普勒雷达中, 由于有许多距离模糊的脉冲同时照射杂波区, 天线的旁瓣杂波较大。当占空比为 50% 时, 天线旁瓣同时照射天线覆盖范围内一半的杂波, 比低 prf 的 AMTI 雷达多的多。脉冲多普勒雷达中大的旁瓣杂波说明了为什么他要求改善因子通常比同样性能的 AMTI 雷达更高。

(b) 高 prf 脉冲多普勒雷达导致许多距离模糊, 距离模糊可通过多个 prf 解开。比如利用三个不同的 prf 测量目标真实距离的高 prf 脉冲多普勒雷达要求每个 prf 都要进行目标检测和距离检测, 这使得功率-孔径积比不要求冗余发射的雷达高三倍。对给定测距性能, 当其他各项指标保持不变时, 高 prf 脉冲多普勒雷达将要求比 AMTI 雷达更大的发射机平均功率。

[7] 3.23. (a) 中 prf 脉冲多普勒雷达在什么方面比高 prf 脉冲多普勒雷达更好?

(b) 高 prf 脉冲多普勒雷达什么方面比中 prf 脉冲多普勒雷达更好?

解答: (a) 与高 prf 脉冲多普勒雷达相比, 中 prf 脉冲多普勒雷达在以下几个方面更好: (1) 可获得更好的距离精度和距离分辨率。(2) 较小的距离模糊意味着天线旁瓣看得见的杂波较小, 因此, 与高 prf 系统相比, 可在更远距离检测低相对速度目标。(3) 中 prf 系统相当于用高速目标的检测能力换取低速目标的更好检测, 因此, 如果只有一个系统可用的话, 战斗机或截击机应用雷达更愿意采用中 prf 系统。

(b) 高 prf 脉冲多普勒雷达比中 prf 脉冲多普勒雷达更好的方面有:

- (1) 多普类频率没有模糊, 没有盲速。
- (2) 高速目标监测性能好。
- (3) 要求的距离波门较少。

[8] 3.24. 为什么高 prf 脉冲多普勒雷达中高度线杂波不能通过距离们而是通过滤波消除。

解答: 用于战斗机或截击机的 X 波段高 prf 脉冲多普勒雷达的 prf 可能在 100kHz 到 300kHz 范围内, 如此高的 prf, 使长脉冲没有太多的使用空间。在高 prf 脉冲

多普勒雷达中，占空比从 0.3 到 0.5 的雷达非常常见。这些雷达的作用距离可能仅用一个距离波门工作，所用的滤波器组也仅有一个，而不像低占空比雷达那样，每个距离波门都需要一个滤波器组。高 prf 脉冲多普勒雷达中高度线杂波因为占空比较小，因而只能通过滤波来消除。

[9] 4.6 对于天线宽边（视轴）方向，分别从 $+\theta_D/2$ 与 $-\theta_D/2$ 方向测出到达单坐标准雷达跟踪天线的限定大小的目标两个回波信号。我们如何采用和信道的输出来辨别正在出现的严重的闪烁误差？

解答：通常，大的角闪烁误差伴随着小的和信号，当角误差信号比较大，而和信号小于期望值时，将出现叫闪烁。

[10] 4.7 一步跟踪雷达正在跟踪一个“哑铃”，“哑铃”目标是处于雷达位置看得到的两个被角度为 θ_D 隔开的各向同性散射体所组成的（这类似于如图 4.15 所示的几何形状）来自两个散射体的回波信号幅度之比为 $a=0.5$ 。如果两个散射体之间的相位差 α 随时间均匀地变化在 $0 \sim 2\pi$ 弧度的范围内，那么雷达的角误差信号有多少时间是来指示一个“貌似”目标的方向，即指向超出“哑铃”目标的角度 θ_D 之外（你可以假定两个散射体中每个角度比 θ_D 小得多）

解答：由方程 4.2:
$$\frac{\Delta\theta}{\theta_D} = \frac{a^2 + a \cos \alpha}{1 + a^2 + 2a \cos \alpha}$$

或图 4.15 可知， $a=0.5$ 的曲线表示 $\Delta\theta/\theta_D$ 小于零，这表示雷达指向已经超出目标范围， $\alpha > 120^\circ$ 。这样，

$$\Delta f > c/D = (3 \times 10^8)/(2 \times 15) = 10 \text{ MHz}$$

[11] 4.11 本题与距离闪烁有关

(a) 据雷达较远的一个哑铃目标，其具有两个不可分辨的相等横截面的各向同性的散射体且在径向（距离）纵排并分隔 10 米，当用频率为三千兆赫兹的雷达观测时，来自这两个散射体回波之间的相位差是多少？

(b) 视向角的什么变化（例如由于目标绕其中心旋转而引起的）会使两个回波相位差 180° ，结果在距离上有恶劣的闪烁误差？

(c) 当目标按 (b) 取向时，频率怎样变化才能使回波去相关？

(d) 为了分辨出两个散射体（只是闪烁可以避免），(a) 中的脉冲宽度必须是多少？

解答：(a) 相位差 $\alpha = 4\pi D/\lambda = 4\pi(10/0.1) = 400\pi$ ，因为它是 2π 的整数倍，所以

$\alpha = 0$ 。因为相位差 $\alpha = 0$ ，所以在这种情况下不存在距离闪烁误差。

(b) 当目标绕其中心旋转时，发射波在距离向上的投影将缩短，当发射波等于 10m 减去 0.25λ 时，回波将超出相位范围而产生距离闪烁。这在

$10 \cos \theta = 10 - 0.0025$ 时发生。即： $\cos \theta = 0.9975$ ，所以 $\theta = 4.05^\circ$

(c) $\Delta f > c/2D$, 其中, $D = 10 - 0.025 = 9.975m$, 所以,

$$\Delta f > c/2D = 15.04MHz$$

(d) $\tau < 2D/c = (2 \times 10)/c = 66.7ns$

[12] 4.12 为了减小角度和距离中闪烁误差的影响, 可采用哪两种测量方法?

解答: 为了同时减小角度和距离中闪烁误差的影响, 可采用下面两种测量方法:

(1) 采用高距离分辨: 闪烁是在有多个散射点处在雷达分辨单元内时发生的。如果雷达具有足够高的分辨力, 以至能够分开组成同一目标的多个散射点, 角闪烁以及距离闪烁就不会发生。

(2) 避免采用闭环系统: 不采用闭环跟踪的方法提取目标角的雷达不易产生角闪烁引起的大的误差, 不采用闭环跟踪的方法测距, 就不会产生距离闪烁误差。

[13] 4.13 (a) 跟踪雷达工作在低仰角时为什么精度差?

(b) 当须避免跟踪低仰角目标精度差的情况时, 简述可以值得考虑的两种方法。

解答: (a) 跟踪低仰角目标的雷达通过两条路径 (直接路径和地面反射路径) 照射目标, 由于目标闪烁效应, 将产生目标的仰角测量误差 (多路径角闪烁误差)。光滑平面上的掠地角很小时, 角闪烁最坏, 低仰角跟踪目标能够造成仰角方向测量的很大误差, 造成目标的跟踪丢失。

(b) 避免跟踪低仰角目标精度差的情况可考虑以下两种方法:

第一种方法: 窄波束宽度, 由于窄的波束可以不照射到地面, 因此, 采用窄波束确保低仰角跟踪精度的最好方法。

第二种方法: 偏轴或偏视轴单脉冲跟踪, 当感觉到大仰角误差出现时, 固定天线仰角进行偏轴跟踪和利用开环测量仰角, 方法简单, 还能缓解多路径角闪烁造成的天线不可控摇摆。

[14] 4.17. (a) 波束裂变指的是什么? (b) 简述如何实现它。(c) 它的局限是什么?

解答: 波束裂变指的是一种测量目标角度的方法。这种方法通过估计扫面天线接收到的从目标返回的 n 个脉冲的中心来决定目标角度。

(b) 如果预期可接收到那个来自目标的脉冲, 目标方向是这样确定的: 首先确定脉冲的始端和末端, 然后定位脉冲的中心。(c) 它的局限是当信噪比足够大时, 使用波束裂变后的角精度是波束宽度的十分之一。

[15] 4.18. 在什么条件下, 卡尔曼滤波器的性能类似于 $\alpha - \beta$ 跟踪滤波器。

解答: 在卡尔曼滤波器中以目标轨道为直线做模型, 而测量噪声和轨道扰动的模型是零均值高斯白噪声时, 则卡尔曼滤波方程简化为 $\alpha - \beta$ 跟踪滤波器方程, 其中, α, β 由卡尔曼滤波程序依次确定。

[16] 4.19. (a) 自动探测与跟踪的主要优点是什么？(b) 它的局限是什么？

解答：自动探测与跟踪的主要优点就是跟踪目标的数量要比人工跟踪目标数量大得多。另外，雷达处理数据还可以用窄带电话传输线进行传送。

(b) (1) 比起经过训练的操作人员，ADT 不能处理新的预料不到的情况，这种情况在军用雷达收到敌方电子干扰的时候经常出现。(2) 它对雷达的要求很高，如果雷达不能够滤除干扰噪声和不需要的杂波信号，跟踪计算机会超负荷。

5.1(a)求时间宽度为 τ 、幅度为 A 的理想矩形（视频）脉冲的匹配滤波器频率响应函数 $H(f)$ （假设脉冲在时间上从 $-\tau/2$ 延伸至 $+\tau/2$ ）。

(b)概画 $|H(f)|$ 对正频率的的幅度。

(c)概画视频匹配滤波器的输出，（直接观察比计算更容易得到结果。）可以取 $t_m = 0$ 。

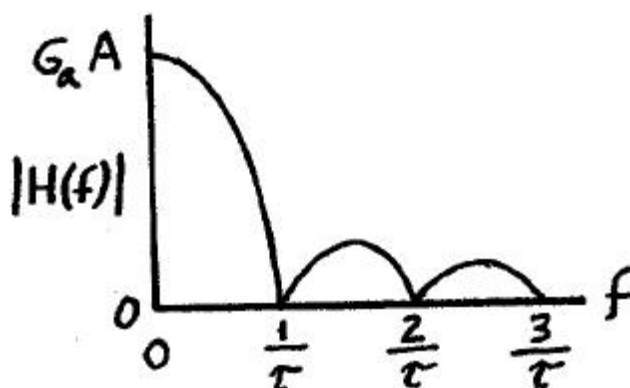
解：

(a)矩形脉冲的频谱为：

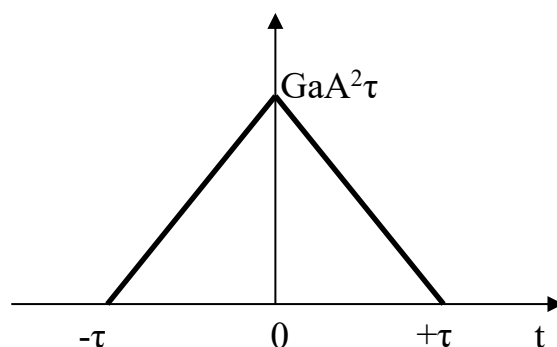
$$S(f) = A \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j2\pi ft} dt = A \frac{e^{-j2\pi f t}}{-j2\pi f} \Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} = A \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f} = S^*(f)$$

所以， $H(f) = G_a A \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} e^{-j2\pi f t_m}$

(b) 概画 $|H(f)|$ 对正频率的的幅度如下：



(c) 取 $t_m = 0$,概画视频匹配滤波器的输出如下：



5.6 在式（5.1）中给出的匹配滤波器频率响应函数表达式里，常数 G_a 的单位是什么？

解:

由式 (5.1) $H(f) = G_a S^*(f) \exp(-j2\pi f t_m)$, 式中 $\exp(-j2\pi f t_m)$ 部分没有单位, 常数 G_a 的单位是能量的单位的倒数 $(VT)^{-1}$ 。

5.9 (a) 画出相关接收机的方框图。(b) 解释为什么在检测性能上相关接收机可以认为等同于匹配接收机。(c) 如果可能, 在什么情况下可以选择制造相关接收机而不是匹配接收机?

解:

(a) 输入信号 $y_{in}(t)$ 首先乘以发射信号的延迟的 $s(t - T_R)$ (T_R 是估计的目标回波信号的时延估计值), 然后把乘积通过低通滤波器完成积分。

(b) (参看 P211) 因为匹配滤波器的输出是接收信号和发射信号的互相关函数, 所以匹配滤波器和互相关接收机在数学上是等价的, 在检测性能上相关接收机可以认为等同于匹配接收机。

(c) 在对单一时延 T_R 检验是否出现目标时, 可以选择制造相关接收机而不是匹配接收机。

5.12 证明匹配滤波器的脉冲响应 $[h(t) = G_a s(t_m - t)]$ 是它的频率响应函数

$H(f) = G_a S^*(f) \exp(-j2\pi f t_m)$ 的傅立叶变换。

解:

可参看 P209, 5.5 和 5.6 式

$$FFT[H(f)] = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \exp(j2\pi f t) df = G_a \int_{-\infty}^{+\infty} S^*(f) \exp[-j2\pi f (t_m - t)] df$$

因为: $S^*(f) = S(-f)$

$$\text{所以: } G_a \int_{-\infty}^{+\infty} S^*(f) \exp[-j2\pi f (t_m - t)] df = G_a \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) \exp[j2\pi f (t_m - t)] df = G_a s(t_m - t)$$

5.13 某些雷达中为什么需要恒虚警? 利用恒虚警的缺点是什么?

解: (参看 P225)

(1) 当有很多真实目标、大量杂波回波、干扰时, 识别虚假回波的任务可能导致系统超载。因此, 如果要自动检测和跟踪系统正常工作, 必须要有某种方法阻止杂波和外部干扰到达自动跟踪计算机。CFAR 可自动提高门限电平, 防止杂波回波和外部干扰造成自动跟踪器因额外信息超载。(2) CFAR 是以对预期目标的低检测概率为代价换来的。当有非均匀的杂波时, 杂波边缘效应会使 CFAR 产生虚警, 当发生多目标效应时, CFAR 会压制目标的检测, 另外, 由于目标能量的溢出, CFAR 会引起距离分辨率的下降。

5.14 在雷达系统中应该怎样做才能避免使用常规的恒虚警?

解: (参看 P226)

如果雷达有好的多普勒处理来抑制杂波, 好的电子对抗措施 (ECCM) 来抑制敌方干扰, 好的电磁兼容能力 (EMC) 来消除其他电磁辐射的干扰且有好的跟踪计算机 (在大量超门限出现时不过载) 可以识别预期的运动目标同时抑制闯入信号处

理的杂波回波，CFAR 将不再需要。

5.17 二进制积累器的优点和限制是什么？

解：（参考 P226）

二进制积累器是为了积累脉冲和实现无操作员参与而作检测判决开发出来的第一种自动办法。它的主要优点是它实现起来没有滑窗积累器那么复杂。作为自动检测器，二进制积累器相对简单，对可能与目标回波脉冲同时存在的单一大干扰脉冲影响不敏感。当背景噪声不是接收机噪声而是非高斯或非瑞利杂波时，二进制积累器能够把这些杂波的大值像其它超越第一门限的情况一样处理，鲁棒性较好。限制是它对角度的估计不够精确，要想实现较高的角度估计需要较大的 N 。

5.18 雷达操作员通过观察原始（未处理过）的雷达显示器视频输出做出检测判决的性能与自动（电子）检测器相比如何？

解：（参考 P218，P226）

尽管操作人员在许多情况下和自动积累器一样有效，但其能力会受到疲劳、厌倦、超负荷及 CRT 显示器荧光屏的积累特性的限制。利用电子方式的自动检测，操作员不需要做出检测判决。操作员可以识别和忽略限制某些自动检测器识别能力的杂波和干扰。虽然操作人员有更好的分辨能力可以比自动检测器更好的区分杂波和干扰，但以计算机为基础的自动判决设备可以处理的目标数量比操作员更多。

6.17 由模糊图可以得到有关雷达波形的哪些信息？

解：（参考 P252）

- （1） 目标检测，匹配滤波器输出的峰值信号-平均噪声比仅于接收信号的能量 E 和单位带宽接收机噪声功率 N_0 有关。
- （2） 测量精度，距离和径向速度测量精度通过原点处主响应来显示。
- （3） 分辨力，中心响应宽度也决定了雷达波形的距离和径向速度分辨能力。
- （4） 模糊度，当雷达波形不连续时，雷达测量中会出现模糊。
- （5） 杂波抑制。距离和速度分辨力可增强目标信号回波相对附近分布式杂波回波的大小。

6.18 匹配滤波器输出信号的峰值幅度为 $2E$ ，其中 E 是信号能量。这个结论可以从式 (6.42) 得到。 $2E$ 的峰值输出表示输出信号的单位是能量单位[电压平方乘时间]，但是实际滤波器输出信号的单位应该是伏特。证明匹配滤波器输出信号的单位是伏特而不是能量单位。

解：（参考 P248）

匹配滤波器的输出 $y_0(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} y_{in}(\lambda)h(t-\lambda)d\lambda$ ， λ 是时间变量单位 T ，输入信号 y_{in}

单位是 V ，单位脉冲相应的单位是 G_a 的单位 $(VT)^{-1}$ 乘以信号 $s(t)$ 的单位 T 。所以

匹配滤波器输出信号的单位等于 $V \times (VT)^{-1} \times V \times T = V$ 。

6.19 定性解释为什么图 6.9 是一个降 chirp 信号的模糊图？降 chirp 信号是指频率随时间递减的线性调频信号。

解：

降 chirp 信号的频率随着时域信号的脉宽而降低，这意味着延迟线性脉压滤波器中高频信号的延迟大于低频。如果回波信号出现位置多普勒频移，接收信号的频

率增加从而其延迟也将增大。因此，位置多普勒频移的增大如图 6.9。

6.20(a)在线性调频脉冲压缩雷达系统中为什么要用两个相邻的脉冲，其中一个使用升 chirp 信号，而另一个使用降 chirp 信号？(b)什么时候可以在脉冲中使用下面三种连续的信号：(1) 不调制的连续波信号？(2) 降 chirp 信号，(3) 升 chirp 信号？(c)为什么要在距离很紧的两部雷达里一部使用升 chirp 信号，而另一部使用降 chirp 信号？

解：（参看 P255 和 P272）

(a)在回波信号中，一个大的多普勒频移会导致所显示的距离并非真的距离，这叫做距离多普勒耦合。当距离误差较大的时候，对上升调频和下降调频获得的两个距离求平均，可以消除多普勒频移产生的影响。

(b)未调制连续波信号引起多普勒频移。降 chirp 信号和升 chirp 信号引起距离误差。

(c)在距离很紧的两部雷达里一部使用升 chirp 信号，而另一部使用降 chirp 信号是为了减少串绕。

6.25(a)证明如果将接收信号从另一端输入，则用于产生 5 位巴克码的抽头延迟线可看作一个匹配滤波器。（可以用画出匹配滤波器的输出来证明。）(b)用于产生线性调频信号(chirp 信号)的色散滤波器怎样才能用作接收回波的匹配滤波器？

解：（参看 P261）

(a)使时间旁瓣相等的 $0, \pi$ 二相码叫作巴克码。“+”表示相位 0，“-”表示相位 π 。

一个多抽头延迟线，当从左边输入是它可产生巴克码，如果接收信号是从右边输入的，同样的多抽头延迟线滤波器可以做接收机的匹配滤波器。由表 6.4 (P262) 5 位巴克码的码元为 “+ + + - +”，把它和它的时间翻转序列相乘可得：

+	+	+	-	+					
+	-	+	+	+					
					+	+	+	-	+
		-	-	-	+	-			
			+	+	+	-	+		
				+	+	+	-	+	
					+	+	+	-	+
					1	0	1	0	5

所以，一个多抽头延迟线，当从左边输入是它可产生巴克码，如果接收信号是从右边输入的，同样的多抽头延迟线滤波器可以做接收机的匹配滤波器。

(b) 匹配滤波器的冲激响应应该是它匹配信号的时间倒数。如果发射一个线性上调频信号，它的匹配播期的冲激相应将是下调频信号。如果发射机和接收机都用同样的滤波器，那么雷达的超外差式接收机的本振频率必须比接收信号的频率高。当从混频过程中取差信号时，线性调频波形将会反向，即上线性调频变成下线性调频，这也是使用相同匹配滤波器产生发射的上边变频信号时，该匹配滤波器需要的信号。

6.26 证明表 6.4 中两种 4 位巴克码是互补码。

证明：（参看 P262）

表 6.4 中两种 4 位巴克码分别是 “+ + - +” 和 “+ + + -”， 因为 “+ + - +”

码匹配滤波器的输出是：1, 0, -1, 4, -1, 0, 1；而“+ + + -”码匹配滤波器的输出是：-1, 0, 1, 4, 1, 0, -1；所以两种 4 位巴克码是互补码。

6.27 背景：一般情况下可以假定回波信号频谱中的多普勒频移是固定不变的，但是有些情况下就不是如此，例如下面问题里出现的情况。问题：一部弹道导弹检测雷达想要检测一个径向速度为 2nmi/s 的目标。雷达采用带宽 100MHz 的线性调频脉压信号。那么可用的最大脉冲宽度为多少，不会使压缩脉冲宽度出现明显的变坏？

解：（参看 P267）

因为 $2(v_r/c)BT$ 的绝对值不能超过 1，当该乘积超过 1 时，匹配滤波器输出的峰值信号将明显减小且压缩脉冲展宽。

$$\text{由 } 2(v_r/c)BT < 1$$

$$T < 1/(2(v_r/c)B) = (3 \times 10^8)/(2 \times 2 \times 1852 \times 10^8)$$

$$\text{所以, } T < 404 \mu s$$

6.30 (a) 对一类飞机目标用非合作方法进行可靠识别时有哪些方法可选？(b) 描述用非合作方法如何可靠识别一艘舰船目标？(c) 描述用非合作方法如何可靠识别一架直升机目标？

解答：

(a) 对一类飞机目标用非合作方法进行可靠识别的方法有：(1) HRRP；(2) 对近距离飞机 (3km) 采用地基 ISAR 成像：雷达使用一部发射机和两部接收机，其中一部接收机和发射机布置在一起，而另外一部距发射机一定距离，两部接收机位置的不同可以使得对同一目标成出两个不同的像，还可把两个接收天线组合起来作为一个干涉仪成出目标的第三个像。由上面三种像的重叠和利用飞机在纵轴方向的对称性将三种像进行折叠处理后的“ISAR”像；(3) 雷达横截面调制：利用目标上运动部分（如推进器、直升机旋翼、螺旋桨、喷气式引擎、坦克履带、旋转的天线和旋转机械等）的对雷达回波的调制形成的可用于目标识别的特征，将它从其他目标中识别出来或确定它所属的目标种类。

(b) 可利用 ISAR 图像识别一艘舰船目标。舰船的前后颠簸使桅杆顶部比底部或甲板的速度高，这些速度上的差异引起不同的多普勒频移，对多普勒频移进行分辨可以得到桅杆的像，再与传统的距离分辨结合起来就可得到舰船在颠簸运动模式下沿长度方向的垂直剖面图。滚动运动也能提供高度信息，与传统的横向距离分辨结合起来就可得到舰船在滚动模式下沿宽度方向的垂直剖面图，舰船的左右摇晃可以得到目标的水平平面图。舰船的前后颠簸、滚动运动和左右摇晃使的 ISAR 可以得到下面几种目标像：沿舰船长度方向的垂直剖面图，沿舰船宽度方向的垂直剖面图，水平平面图或是前三种图结合在一起的透视图。舰船的前后颠簸、滚动和左右摇晃情况下成出来的 ISAR 像是不同的，所以需要观察几十秒的时间才能得到适合分类的目标像。为了将目标可靠地识别出来，可将下面三种方法结合起来进行目标识别。(1) 舰船上主散射体间的相对位置测量：例如可以测出主桅杆、船楼、火炮和导弹发射架间的相对位置。(2) (局部) 特征描述：用散射体特征与特征模板的匹配程度进行特征描述。特征模板可以是船尾的形状（直线、曲线或圆形），或主桅杆的类型（竿、栅格状或实心体）。(3) 形状相关：

将一个目标的 ISAR 图像与某个候选目标的线框图模型（目标轮廓图）显示在一起从视觉上进行比对。这个候选目标模型的方位与目标 ISAR 像的方位应是一致的。

（c）可以利用直升机叶片和支撑叶片旋转的轴套旋转产生的调制特征进行识别①利用回波是否有闪光能“立即”识别出是直升机还是固定翼飞机；②利用叶片

闪光的持续时间（当叶片数为奇数时叶片闪光的持续时间近似为 $t_f = \frac{\lambda}{v}$ ；当叶片

数为偶数时叶片闪光的持续时间近似为 $t_f = \frac{\lambda}{2v}$ ）和叶片的旋转周期 $T_B = \frac{2\pi L}{vN}$ 来

识别直升机的类型。因为对于某一特定的直升机，其叶片数目 N ，叶片长度 L ，叶片前端的速度 v （某一特定的直升机不管在什么飞行状态下它的叶片旋转速度是不变的）是确定的。利用叶片闪光是交替变化还是相同可判断叶片是奇数个还是偶数个；水平旋翼的旋转速度、叶片长度和信号波长三者决定叶片闪光的持续时间。③还可利用尾旋翼的特征对直升机分类。即尾翼是一个还是两个，以及尾翼旋转轴套的结构也不尽相同。注意：如果信号照射到目标上的时间比两次闪光的时间间隔 T_B 还要短的话，叶片间闪光的周期性特征就有可能看不出来。因此，要使雷达看到直升机叶片引起的闪光，需要具有高的重复频率并且对目标要有长的驻留时间。雷达的重复频率要大于或等于奈奎斯特采样率，以避免出现信号混叠。

雷达导论作业:

第 7 章

7.3 当掠射角为 90 度时, 推导在面杂波中检测一个目标的雷达方程, 假设天线采用笔形波束。

解:

∵ 回波来自目标时, 目标反射信号功率:

$$S = \frac{P_t G A_e \sigma_t}{(4\pi)^2 R^4}, \quad \sigma = \sigma_t \quad (\text{目标横截面积})$$

回波来自于杂波时, 横截面积 $\sigma = \sigma^0 A_c$

又 ∵ 90 度属于大掠射角范围 $A_c = \left(\frac{\pi}{4}\right) R \theta_B R \Phi_B / 2$, $\frac{\pi}{4}$ 代表被照射面积的椭圆形, $G = \pi^2 / \theta_B \phi_B$

$$\therefore C = \frac{\pi P_t A_e \sigma^0}{128 R^2 \sin \psi}$$

∵ 由 Schooley 指出当天线具有双程波束宽度 θ_{2B} 的笔状波束是, 掠射角 90 度时

$\sigma^0 = 4/(\theta_{2B})^2$, 单程波束宽度 $\theta_B = \sqrt{2} \theta_{2B}$, 天线的最大增益约为 π^2 / θ_B^2

$$\therefore C = \frac{\pi P_t A_e \sigma^0}{128 R^2 \sin \psi} = \frac{\pi P_t A_e 8}{128 R^2 \sin \psi \theta_B^2} = \frac{\pi P_t A_e}{16 R^2 \sin \psi \theta_B^2}$$

$$\therefore \frac{S}{C} = \frac{P_t G A_e \sigma_t}{(4\pi)^2 R^4} \cdot \frac{16 R^2 \sin \psi \theta_B^2}{\pi P_t A_e} = \frac{\sigma_t \sin \psi}{R^2 \pi}$$

∴ 如果最大作用距离 R_{\max} 对应于最小可分辨的信杂比 $(S/C)_{\min}$, 那么 90 度掠射角在面杂波

下检测目标的雷达方程是 $R_{\max} = \frac{\sigma_t \sin \psi}{\pi (S/C)_{\min}}$

7.4 如果要求单个脉冲的信杂比是 10dB, 在降雨率为 4mm/h 的雨, 雷达能在多远的距离上检测 2m² 的目标?

解:

$$S = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma_t}{(4\pi)^3 R^4}, \quad C = \frac{K_1 P_t G \tau Z}{R^2 \lambda^2}$$

$$Z = 200 \times 4^{1.6} = 1837.9$$

$$R_{\max}^2 = \frac{K_2 G \lambda^4 \sigma_t}{\tau Z (S/C)_{\min}} = \frac{4.2 \times 10^6 \times (\pi^2 / \theta_B^2) \times (3 \times 10^8 / 3.2 \times 10^9)^4 \times 2}{3 \times 10^{-6} \times 1837.9 \times 10 \text{ dB}} = 14393.6 \times 10^4 \text{ m}$$

$$R_{\max} = 6.5 \text{ nmi}$$

7.6 对于一部指向低俯仰角的雷达, 波束宽度 2, 4, 脉宽是 2 μs, 频率分别为 3、10 和 35GHz。当降雨率为 4mm/h 时, 均匀分布于整个雷达覆盖区域的雨的衰减是多少? 在距离为 20km 处的雨的雷达横截面积又是多少?

解:

(a) 均匀分布于整个雷达覆盖区域的雨的衰减

频率 3GHz $\lambda = c/f = 0.1m$, 降雨率 4mm/h 由瑞利分布的降雨衰减 $10^{-4}dB$

频率 10GHz $\lambda = c/f = 0.03m$, 降雨率 4mm/h 由瑞利分布的降雨衰减 $10^{-1}dB$

频率 35GHz $\lambda = c/f = 0.009m$, 降雨率 4mm/h 由瑞利分布的降雨衰减 $1dB$

(b) 在距离为 20km 处的雨的雷达横截面积

$$\eta = \sum_i \sigma_i = T f^4 r^{1.6} \times 10^{-12} m^2 / m^3$$

$\lambda = c/f = 0.1m$, 降雨率 4mm/h

$$\eta = 6 \times 10^{-5} cm^2 / m^3 / 20km \times 10^{-4} dB / km = 3 \times 10^{-6} cm^2 / m^3$$

$\lambda = c/f = 0.03m$, 降雨率 4mm/h

$$\eta = 8 \times 10^{-3} cm^2 / m^3 / 20km \times 10^{-4} dB / km = 4 \times 10^{-4} cm^2 / m^3$$

$\lambda = c/f = 0.009m$, 降雨率 4mm/h

$$\eta = 1 cm^2 / m^3 / 20km \times 10^{-4} dB / km = 0.5 cm^2 / m^3$$

7.10 列举五种适合雷达设计师用于提高雨中飞机检测能力的选择, 简要描述每种工作原理及主要局限性。

解:

1) 低频检测

原理: 在雨中进行目标检测的雷达方程 $R_{\max}^2 = \frac{K_2 G \lambda^4 \sigma_t}{\tau Z(S/C)_{\min}}$ 表明对恒定增益天线, 作用距离

随波长平方而变化, 用低频对减少雨杂波有很大益处。

局限性: 较低的频率很难得到较低的窄波束宽度和高距离分辨率

2) 极化后检测

原理: 由于采用圆极化时, 飞机(不对称散射物)的回波与雨滴(对称散射物)的回波不同, 因此可以将雨中的目标检测出来。可以用来提高目标回波检测能力。

局限性: 雨滴很少完全球形, 它偏离球形越大, 越小的能量会被抑制。

3) 频率捷变

原理: 脉冲间频率变化大于 $1/\tau$ 可以将杂波去相关, 并且当去相关的脉冲被积累后, 可以提高目标杂波比。

局限性: 当杂波非瑞利时, 在一个或几个主要散射物的情况下, 频率捷变带来的好处很小。频率捷变的真正好处是得到较大的目标雷达横截面积, 而不是抑制杂波。

4) 灵敏度时间控制

原理: 在杂波回波信号较大的近距离, 降低接收机增益, 然后随着脉冲传播到远距离连续增加增益, 最后在超过有杂波的预期距离上一最大增益(最大灵敏度)进行工作。可以根据雷达遇到的不同杂波类型选择。

局限性: 没有杂波下可见度, 不能提高目标-杂波比。

5) 对数-FTC

原理: 具有对数输出和输入特性的接收机。当输入杂波或噪声可以用锐利概率密度函数描述时, 输出的杂波和噪声是恒定的, 与输入幅度无关。降雨比海杂波或地杂波更接近于瑞利分布。

局限性: 有效性依赖于杂波具有瑞利分布。

7.11 如果一部 S 波段雷达能在 200nmi 的距离上检测 1m^2 的目标，那么在什么距离上她能检测单个麻雀？

解：

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma_t}{(4\pi)^3 S_{\min}} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 1\text{m}^2}{(4\pi)^3 S_{\min}} = (200\text{nmi})^4$$

当取麻雀的平均横截面积 $\sigma_t = 14\text{cm}^2 = 14 \times 10^{-4}\text{m}^2$ 时

$$R_{\max} = 200\text{nmi} \times \sqrt[4]{14 \times 10^{-2}} = 3.87\text{nmi}$$

当取麻雀的中值横截面积 $\sigma_t = 11\text{cm}^2 = 11 \times 10^{-4}\text{m}^2$ 时

$$R_{\max} = 200\text{nmi} \times \sqrt[4]{11 \times 10^{-2}} = 3.64\text{nmi}$$

7.13 为了增加检测雨中目标的距离，雷达设计师可以控制的雷达参数有哪些？你认为哪个参数对提高目标的可检测性是重要的？为什么？

解：为了增加检测雨中目标的距离，雷达设计师可以控制的雷达参数有天线增益（波束宽度） G 、雷达波长 λ 和脉宽 τ 。其中雷达波长 λ 对提高目标的可检测性最重要，因为

$$R_{\max}^2 = \frac{KG\lambda^4 \sigma_t}{\tau Z(S/C)_{\min}}, \text{最大可检测距离 } R_{\max}^2 \text{ 与雷达波长 } \lambda \text{ 为四次方关系，其它为一次方关系。}$$

7.14 雨的单位体积的横截面积的值 η 随 f^4 变化，其中 f 是雷达频率。假设雨完全填满了雷达的分辨率单元。a) 当天线增益独立于频率时，雨的回波变化如何？b) 当天线口径 A_e 独立于频率时，雨的回波变化如何？

$$\text{解：由于 } \sum_i \sigma_i = T f^4 r^{1.6} \times 10^{-12} \text{ m}^2/\text{m}^3$$

(a) 当天线增益独立于频率时

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma_c}{(4\pi)^3 R^4} = \frac{P_t G^2 \theta_B \phi_B c \tau (c/f)^2}{1024(\ln 2) \pi^2 R^2} \sum_i \sigma_i = \frac{P_t G^2 \theta_B \phi_B c \tau (c/f)^2}{1024(\ln 2) \pi^2 R^2} T f^4 r^{1.6} \times 10^{-12} \\ &= \frac{P_t G^2 \theta_B \phi_B \tau c^3}{1024(\ln 2) \pi^2 R^2} T f^2 r^{1.6} \times 10^{-12} \end{aligned}$$

雨的回波功率与频率的平方成正比

(b) 当天线口径 A_e 独立于频率时

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{P_t A_e^2 \sigma_c}{4\pi \lambda^2 R^4} = \frac{P_t A_e^2 \theta_B \phi_B c \tau}{32(\ln 2) R^2 (c/f)^2} \sum_i \sigma_i = \frac{P_t A_e^2 \theta_B \phi_B \tau c^2}{32(\ln 2) R^2 c} T f^4 r^{1.6} \times 10^{-12} \\ &= \frac{P_t A_e^2 \theta_B \phi_B \tau}{32(\ln 2) R^2 c} T f^6 r^{1.6} \times 10^{-12} \end{aligned}$$

雨的回波功率与频率的六次方成正比

7.17 为什么布拉格散射模型不适用于描述在较高微波频率时的海杂波？

解：

(1) 布拉格散射模型理论基于假设：海表面位移与雷达波长相比相对较小。这个假设在微波频率通常无法满足。例如：X 波段的频率为 8-12GHz，其波长为 $\lambda_r = \frac{3 \times 10^8}{10 \times 10^9} = 3(\text{cm})$ ，而海表面位移通常是几米，海表面位移比雷达波长大而不是小。

(2) 在较高的微波频率，经典的布拉格模型中，引起后向散射的共振水波的波长为几厘米，这些短波长的水波（毛细管水波，波纹）据说是位于更高幅度的长波长水波（重力水波）上的，短波长的水波是形成后向散射的主要原因，而长波长水波则使短波长水波倾斜，然而，除了毛细管波浪外，还有其他的表面效应会在较高频率引起散射，这些表面效应比毛细效应产生更大的后向散射。

8.1 在此习题中，假设地球表面是平的。(a)对于位于理想导电平面上高 50 英尺的 L 波段（1300MHZ）雷达天线，两个最低仰角方向多径干扰波瓣的仰角是多少（以度计）？(b)位于 3 海里处地面上方第一（最低）波瓣峰值高度是多少（以米计）？(c)若是 X 波段(9375MHZ)雷达天线，重复问题(a),(b)。(d)根据上面分析，你能得出对低空目标的探测范围和雷达频率的结论么？(e)对于(c)部分的 X 波段舰载航海雷达，何时由于多径天线波速分裂造成不能对航标的检测，尤其是当舰船航行在平静的水面上时？

a) $f = 1300\text{MHZ}$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{1300 \times 10^6} = 0.231\text{m}$$

第一波瓣的峰值角 $\theta_1 = \lambda/4h_a = (0.231 \times 3.28)/(4 \times 50) = 0.0038\text{弧度} = 0.22^\circ$

第二波瓣峰值角是三倍的第一波瓣 0.65°

b)三海里第一波瓣的高度

$$h = R \cdot \sin \theta = 3 \times 1852 \times \sin 0.22^\circ = 21\text{m}$$

c)X 波段(9375MHZ)雷达天线重复 a),b)

第一波瓣的峰值角 $\theta_1 = \lambda/4h_a = (0.032 \times 3.28)/(4 \times 50) = 0.525 \times 10^{-3}\text{弧度} = 0.03^\circ$

第二波瓣峰值角是三倍的第一波瓣 0.09°

三海里第一波瓣的高度 $h = R \cdot \sin \theta = 3 \times 1852 \times \sin 0.03^\circ = 2.91\text{m}$

d)频率越高方向越低，越容易实现低空探测

e)当 6 米航标在俯仰角为 0 时会检测不到，俯仰方向为 0 时

$$\theta = \lambda/2h_a = (0.032 \times 3.28)/(2 \times 50) = 0.525 \times 10^{-3}\text{弧度} = 0.06^\circ$$

$$R = h / \sin \theta = 6 / 0.00105 = 5.72\text{km} = 3.09\text{nmi}, \quad 0 \text{ 度角发生在所有 } 5.72\text{km} / n \text{ 处, } n \text{ 为整数}$$

8.2 在什么条件下，位于导电平面（例如平静的海面）上的点目标的回波信号能量与目标距离的八次方成反比。

解：当 $\frac{2\pi h_a h_t}{\lambda R}$ 较小（其中 h_a 为雷达天线位于平面表面上的高度， h_t 为目标高度），即目标位于辐射波瓣第一瓣（最低瓣）的峰值以下区域时， $P_r \approx \frac{4\pi P_t G^2 \sigma (h_a h_t)^4}{\lambda^2 R^8}$ ，点目标的回波信号能量与目标距离的八次方成反比（适用于天线增益为常数即不随频率变化的情况）。

8.3 图 8.1 示出了雷达和点目标之间的两条路径（直接路径和表面反射路径），假设雷达发射

了一个持续时间更短的脉冲，持续时间远远小于在两路径上传播的时间差，也就是与 $2\Delta/C$ 相比，脉宽很小， Δ 已由式(8.4)给出。(a)写出经点目标反射后的雷达接收回波。(b)导出两个脉冲之间时间间隔表达式?(c)这种类型的短脉冲如何用来测量目标的高度?

$$\text{解: } \tau \ll \frac{2\Delta}{C} \quad \Delta \cong \frac{2h_a h_t}{R}$$

τ 脉冲持续时间

$$\tau \ll \frac{4h_a h_t}{CR} = T_R$$

$$E = E_0 e^{j\omega T_R} + E_0 e^{j(\omega T_R + \psi)} = E_0 e^{j\omega T_R} (1 + e^{j\psi})$$

$$\text{a) } E_{\text{Ree}} = E_0 e^{j(\omega T_R + \psi/2)} \cdot 2 \cos\left(\frac{\psi}{2}\right)$$

$$\text{b) } T_R = \frac{2\Delta}{C} = \frac{4h_a h_t}{RC}$$

c) T_R, h_a 已知, $R \approx 0.15T$ 可以得到我们所需要的 h_t

8.4 由于多径造成垂直方向图中的多个波瓣，会当目标在零点方向时导致目标信号损失。雷达系统设计时，如何避免这种损失?

解：多径零点的位置取决于频率和天线高度。通过改变天线高度，切换不同高度上的雷达天线或者改变雷达频率，使来自于不同高度上的两个或多个天线的雷达数据被合成时，零点可以被填平。高度分集较难实现，但频率分集已被证明能有效地填零，并允许连续追踪目标，但需要宽频带的支持。

8.5 许多对空监视雷达工作时天线波束的指向稍稍向上，以便仰角方向图的较低的半功率点向地平线而不是使最大天线增益方向只悬挂地平线。讨论天线的半功率点指向地平线反方向而不是最大天线增益指向地平线方向的优点和缺点。

解：

优点：波瓣分裂不那么明显

缺点：减少了低空探测的优势

8.6 对于探测低空目标，雷达的什么因素比较重要?

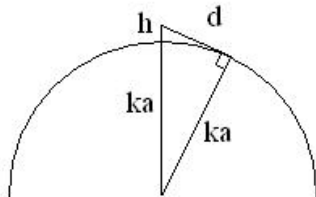
解：对于探测低空目标，雷达位置的选择比较重要，设计者应采用把天线放置的尽可能高并且利用多普勒处理的方法，从固定杂波中分离出动目标。因此，地基军用防空系统的位置选择必须考虑当地地形，以便使由于地形屏蔽引起对低空目标探测距离减小最小化。

8.8 a)证明在有效半径为 ka 的地球上高为 h 的雷达到地平线的距离为 $d = \sqrt{2kah}$ 。(b)若

$k=4/3$ ，实际地球半径 $a=3440$ 海里，10 000 英尺高的雷达到地平线的距离是多少海里? (c)

如果大气折射度是 $k=1.8$ 而不是 1.33，(b)中雷达到地平线的距离增加多少?(d)如果雷达自由空间作用距离恰好等于到地平线的距离 d ，为什么它可能看不到位于地平线处的目标?

解：



(a) 由左图的几何关系可得

$$\because ka^2 + d^2 = (ka + h)^2 = ka^2 + h^2 + 2kah$$

$$d^2 = h^2 + 2kah$$

$$d = \sqrt{h^2 + 2kah} = h \sqrt{1 + \frac{2ka}{h}}$$

又 $\because h \ll ka$

$$\therefore d = h\sqrt{\frac{2ka}{h}} = \sqrt{2kah}$$

$$(b) d = \sqrt{2kah} = \sqrt{2 \times \frac{4}{3} \times 3440 / 1852 \times 10000 \times 0.3048} = 122.87m$$

$$(c) d = \sqrt{2kah} = \sqrt{2 \times 1.8 \times 3440 / 1852 \times 10000 \times 0.3048} = 95.18m$$

b 中雷达到地平线距离增加了 $122.87m - 95.18m = 27.69m$

(d) 由于系数 k 决定于地球表面的折射系数梯度，所以有效的地球半径必须乘上 k 来计算天线到地平线的距离，而雷达到自由空间目标的作用距离不用。

8.9 表示对地球半径作修正以考虑大气折射的因子 k 由式 (8.16) 给出，即 $k = \frac{1}{1 + a(dn/dh)}$ ，

这里， a 为地球半径， dn/dh 为折射指数相对于高度的变化率，(a) dn/dh 取什么值能使 $k = \infty$ ？(b) $k = \infty$ 的意义是什么？

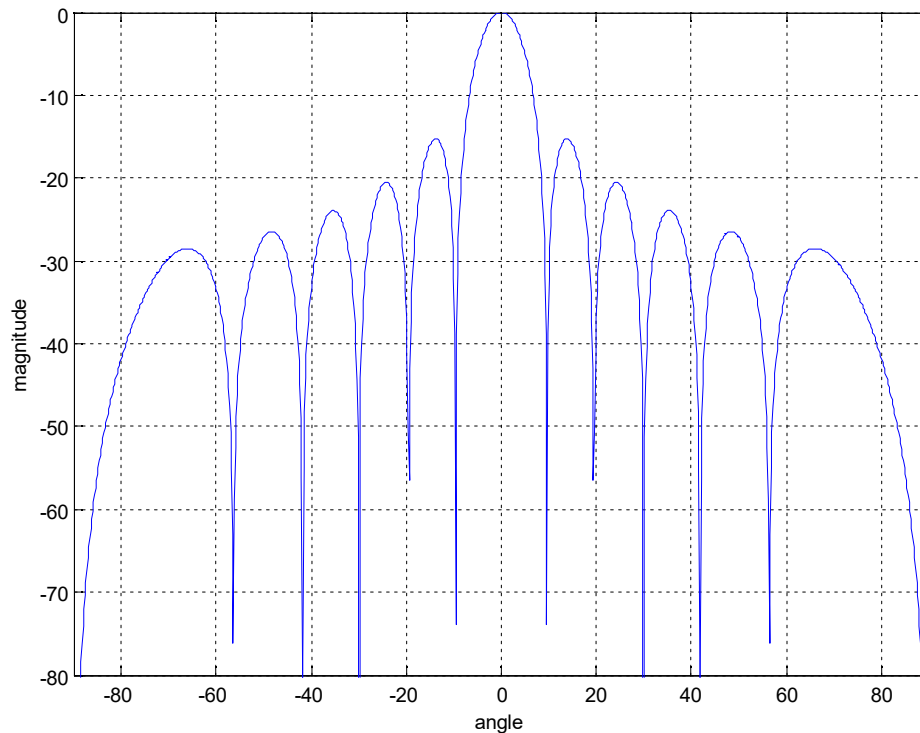
解：(a) 当 $dn/dh = -\frac{1}{a} = -157N/km$ 时能使 $k = \infty$ 。

(b) $k = \infty$ 时有效地球半径 ka 无限大，初始水平的射线将随地球曲率而弯曲（射线曲率等于地球曲率），雷达作用距离将显著增加，超出雷达水平线外的区域也可以探测到。

9.1 (a) 推导尺寸为 D 的均匀照射线源口径的场强方向图的表达式。(b) 大致画出它的辐射功率方向图的图形。(c) 如果天线的尺寸是 60 波长，那么主波束的头两个零点间宽度是多少？(d) 半功率点宽度是多少？

$$(a) \quad E(\phi) = \frac{\sin[\pi(D/\lambda)\sin\phi]}{\pi(D/\lambda)\sin\phi}$$

(b)



$$(c) \quad 60\pi \sin\phi = \pi$$

$$\phi = 0.955^\circ$$

所以两零点宽度 1.9°

$$(d) \quad \text{半功率点宽度 } 0.2693^\circ$$

9.7 为什么抛物面可以做成一个好的反射面天线？

抛物面表面可以把从馈源辐射的球面波转成平面波，因此当被在焦点的馈源适当照射时，抛物面产生一个几乎对称的笔形天线方向图。

9.8 下列抛物反射面天线在什么情况下可以使用：(a) 旋转抛物面 (b) 旋转抛物面的一段 (c) 抛物柱面 (d) 圆形环抛物面 (e) 偏馈抛物面 (f) 卡塞格伦 (g) 镜面扫描天线 (h) 球面反射面天线 (i) 透镜天线？

旋转抛物面 跟踪雷达

旋转抛物面的一段 二维对空警戒雷达

抛物柱面 需要精确的俯仰波束赋形

偏馈抛物面 既不存在由于孔径遮挡的方向图畸变，也没有任何显著数量的辐射被馈源截获引起阻抗失配。

卡塞格伦 射电天文和空间通信

镜面扫描天线 体积小，重量轻，适合载荷有限的场合。

球面反射面天线 对任何入射角均可反射到馈源，适合射电天文

透镜天线 天线辐射波束中的旁瓣和后瓣小，方向图较好；②制造透镜的精度要求不高，制造方便，重量比较轻，适合机载，星载等情况。

9.10 列出现有的五种获得相移的基本方法，并给出基于每种方法的移相器的例子。

为了获得相移的方法归纳如下：

频率 f 应用于串联传输线，如蛇形馈电

线长 l 可以用电子开关接入或去掉传输线的长度来实现移相，如二极管移相器。

导磁率 μ 当加上的磁场变化时，铁氧体材料显示导磁率的变化，从而产生相位变化，如铁氧体移相器。

介电常数 ε 如铁电材料

速度 v Δa 扫描器

9.11 什么时候可以在电扫描天线中用铁氧体移相器，什么时候可以用二极管移相器？

对于 S 波段以上的雷达，铁氧体移相器是首选，在 S 波段，铁氧体和二极管移相器均可，在 S 波段以下，一般选择二极管移相器。

9.13 (a) 推导由 N 个各向同性阵元组成的等间隔阵列阵列因子。(b) 如果单元间距四波长，在什么角度出现栅瓣？用文字比较等间距线阵方向图和均匀照射线源方向图。

$$E = \frac{1 - e^{jN\varphi}}{1 - e^{j\varphi}} = \frac{e^{j\frac{N\varphi}{2}} \sin \frac{N\varphi}{2}}{e^{j\frac{\varphi}{2}} \sin \frac{\varphi}{2}}, \text{ 其中 } \varphi = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta$$

对于单元间距四波长，栅瓣在 $\pm \arcsin(\frac{1}{8N})$ 出现

等间距线阵方向图和均匀照射线源方向图相比，波峰和波谷位置不变，方向图波峰比均匀照射线源宽。

9.14 证明当相控阵天线的波束电扫至角度 θ_0 时，波束宽度与 $\cos\theta_0$ 成反比变化。

辐射方向图 $\frac{\sin^2 u}{u^2}$ ， $u = N\pi(d/\lambda)(\sin\theta - \sin\theta_0)$ ，对于

$$\sin\theta - \sin\theta_0 = \sin(\theta - \theta_0)\cos\theta_0 - [1 - \cos(\theta - \theta_0)]\sin\theta_0,$$

θ_0 很小时，第二项可以忽略。所以 $\sin\theta - \sin\theta_0 \approx \sin(\theta - \theta_0)\cos\theta_0$ 。所以方向图半功率宽度是

$$\theta_B \approx \frac{0.886\lambda}{Nd \cos\theta_0}$$

9.15 (a) 证明如果扫描的相控阵中单元间距小于半个波长，就不会出现栅瓣；(b) 如果在 $\pm 30^\circ$ 处出现栅瓣，在更小角度处不能出现，则单元间距应为多少？

证明：(a) 各向同性单元线阵归一化辐射方向图 $G(\theta) = \frac{\sin^2[N\pi(d/\lambda)(\sin\theta - \sin\theta_0)]}{N^2 \sin^2[\pi(d/\lambda)(\sin\theta - \sin\theta_0)]}$ ，所谓栅

瓣，即在 $\theta, \theta_0 \neq 0$ 时，分母为零。即 $\pi \frac{d}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0) = \pm n\pi$ ，若要不出现栅瓣，则

$$\left| \pi \frac{d}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0) \right| < \pi, \text{ 因为 } |\sin\theta - \sin\theta_0| < 2, \text{ 则 } d < \frac{\lambda}{2}$$

$$(b) \left| \pi \frac{d}{\lambda}(\sin 30^\circ - \sin(-30^\circ)) \right| < \pi, \text{ 则 } d < \lambda$$

9.19 把无限阵的理论用在尺寸有限的阵列上时，为什么会出现问题？

无限阵理论认为所有天线阵元都处于阵列“内部”，从而具有相同的辐射特性；而对尺寸有限的阵列，存在大量的“边缘”阵元，其阵元间的互耦效应与“内部”阵元是完全不同的，

因此可能使阵元阻抗失配,导致 VSWR 上升,甚至引起前向波干涉,导致方向图扭曲。

9.21 道尔夫-切比雪夫天线照射函数产生一个窄波束宽度和所有副瓣相等的天线方向图。道尔夫-切比雪夫照射中的什么使它不能实用,特别是在高增益时?

因为道尔夫-切比雪夫照射随着阵列尺寸的增大,口径边缘的单元的电流不是单调变化的,而且与口径其余部分的电流相比较。而且这些的大的电流在口径边缘只能占据很窄的空间,这在实际天线中很难实现。

9.24 如果在一个 100 单元的线天线阵中允许由于误差的缘故增益可减少 1dB,那么当相位误差(以度表示)、幅度误差(以 dB 表示)和缺失单元的百分比这三个因素的每一个是引起增益减少的唯一因素时其值各是多少?

因为 $\frac{G}{G_0} \approx \frac{P_e}{1 + \Delta^2 + \delta^2}$, 所以,

如仅考虑相位误差 $20 \log\left(\frac{1}{1 + \delta^2}\right) = -1$ $\delta = 0.3493$ (以弧度表示)

即 $\delta = 20.01^\circ$

如仅考虑幅度误差 $20 \log \frac{1}{1 + \Delta^2} = -1$, $\Delta = 4.568 \text{dB}$

如仅考虑缺失单元百分比 $20 \log P_e = -1$ $1 - P_e = 10.87\%$

9.31 什么时候雷达工程师决定不使用超低旁瓣天线?

由于低旁瓣天线更昂贵,重量更重,维护更困难,而且副瓣越低,增益越低,波束越宽。因此当对成本、重量、可维护性等要求较高是不会使用超低旁瓣天线;同时,如果主瓣干扰较强而旁瓣干扰较弱,如机载多普勒雷达要检测地面上的低速运动目标或天线附近存在障碍造成阻挡和散射时,不会使用超低旁瓣天线。

9.33 比较下列舰载防空雷达的优缺点:(a)传统的四阵面相控阵雷达 (b)两部可调动的相控阵雷达和一部 360° 方位覆盖的二维对空警戒雷达所组成的系统

两个可调动的阵列雷达可以覆盖在任何两个 90° 扇区内同时的攻击。这种配置的重要优点是来自单一 90° 扇区的一个或多个攻击,可以同时由两部雷达来对付,而一个四面相控阵雷达则需要由一个阵面来应付这样的攻击。但同时可调动的相控阵不能同时对付多于两个 90° 扇区来的攻击。但这种情况发生的可能性是很小的。

9.34 (a) 在一个天线罩内运转一部地面对空警戒雷达的优点和局限是什么? (b) 对这种应用,比较充气天线罩和刚性测地线天线罩。

(a) 在一个天线罩内运转一部地面对空警戒雷达有利于天线罩的设计,可以有较小的直径从而以较低的成本获得足够的强度,也比较容易获得雷达工作频段内的低损耗。

(b) 刚性测地线天线罩一般机械强度较高,抗风性能好,适合在自然条件较恶劣的环境下部署,而充气天线罩成本较低,电气材料性能较好,但强度不高,一般适用于要求机动性和多次快速拆装的运输雷达。

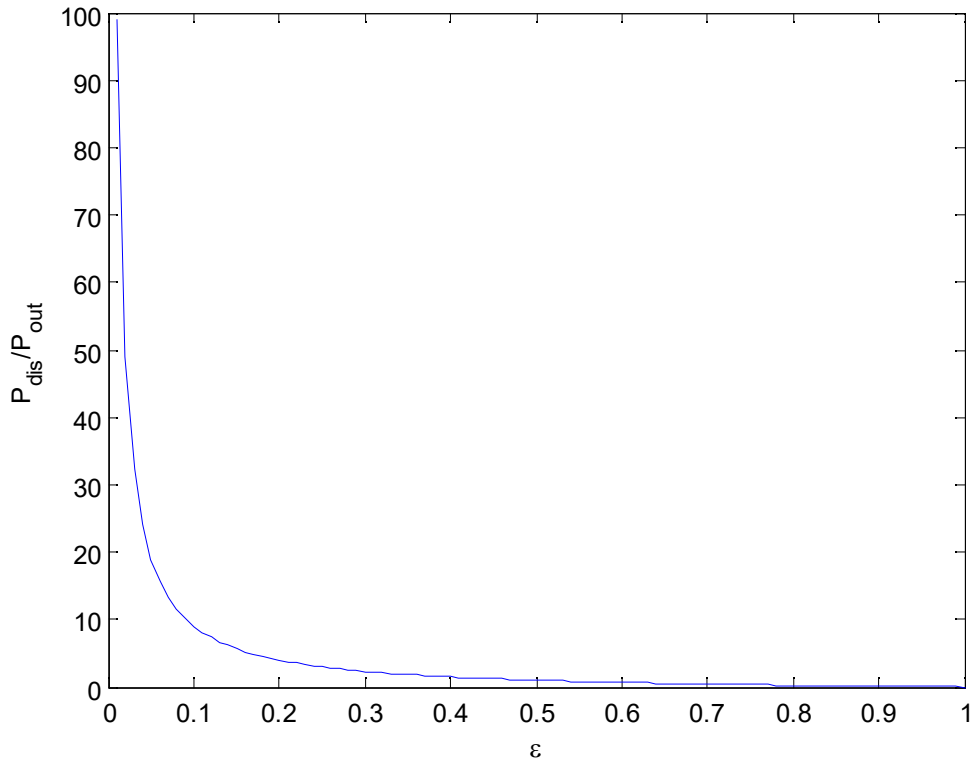
9.36 为什么用于对空警戒的较低频率的相控阵雷达比一般较高频率的便宜?

通常,采用相控阵天线的对空警戒雷达频率越低,成本也越低。因为对于一定的性能,往往考虑相同的功率孔径积。对于相同的阵元数目,低频雷达的阵列孔径要远远高于高频率的列大,而要保持相同的功率孔径积,高频率雷达要具有更高的发射功率,而这将极大地提高成本。

9.37 对于防空上的应用,比较下列两种雷达系统的优缺点。(a)一部以单个频率工作的多功能相控阵雷达;(b)一个由单独的对空警戒雷达和单独的相控阵武器控制雷达组成的雷达系统。

因为搜索和跟踪目标的最佳频率不同,因此一部以单个频率工作的多功能相控阵雷达需要对两个任务进行折中,虽然单部雷达功能较强,但成本较高。而一个由单独的对空警戒雷达和单独的相控阵武器控制雷达组成的雷达系统,无须大量折中,雷达结构简单,成本较低,也能够获得较好的性能。但系统比较庞大,重量,空间占用都有增加。

10.1 (a)



(b) 耗散功率为 $\frac{30}{0.15} - 30 = 170\text{kW}$

(c) 耗散功率为 $\frac{30}{0.5} - 30 = 30\text{kW}$

(d) 缺点：低效率使耗散的热量增大，同时也增大了冷却该器件的功率，是系统整体效率再一次下降。

10.2 (a) 输出功率降低 $20 \log \frac{280}{300} = 0.60\text{dB}$

(b) 雷达作用距离减少 $1 - \sqrt[4]{\frac{14}{15}}$

10.3 (a) 发射机功率降低 $20 \log \frac{9}{10} = 0.91\text{dB}$

(b) 最大辐射功率密度降低 0.91dB

(c) 雷达作用距离降低 $\frac{1}{4} \times 0.91 = 0.23\text{dB}$

10.4 比较：

- (1) 固态发射机都具有较长的 MTBF。
- (2) 固态发射机采用了组件结构，维护相当容易（把坏组件拉出来，用另一个换上）。
- (3) 不需要阴极加热器（不需要预热时间和降低发射机总效率的加热器功率）。
- (4) 固态器件的工作电压比射频功率管的低的多。
- (5) 不需要脉冲调制器（它当 C 类放大器使用时，晶体管可自脉冲调制，即在加上射频驱动信号时自动接通，而在驱动信号断掉时自动断掉）。

(6) 固态发射机的噪声低而且稳定性好（检测大杂波回波中的小目标很重要）。

10.6 优点：(1) 其不用谐振慢波结构，而是以快波结构为基础，所以其没有输出功率变化近似地与频率成反比的频率依赖性。

(2) 回旋管电路直径可以是几个波长，而且电子束不需要放在靠近射频结构的地方。

(3) 因为其没有带有谐振电路的常规微波功率源的尺寸限制问题，所以它们的功率控制能力可以相当大。

(4) 回旋调速管的增益，效率和输出功率比回旋行波管的较高。

缺点：

(1) 由于回旋管用的磁铁通常是超导的，对某些应用来说，它可能是个负担，特别是如果该器件不得不工作在液态氮温度下的低温恒温箱里的时候。

(2) 回旋调速管的相对带宽比回旋行波管的小。

10.7 速调管的带宽可以通过增加其功率及其电子束的导流系数（被定义为电子束电子流 I 除以电子束电压的 $3/2$ 次方，或 $P = I / V^{3/2}$ ）来增加。

10.8 当高功率雷达需要较宽的带宽时，选择行波管。

10.10 当要制造民用雷达和海用雷达时可能想到使用磁控管。由于磁控管主要的局限性在于其平均功率有限，以及不能在严重杂波中看到运动目标。因此磁控管还是很适合于民用海用雷达的管子。这些是产生 $3 \sim 75\text{kW}$ 峰值功率，平均功率低（几瓦到几十瓦）的小器件。

11.1(a) 混频器噪声系数为 $F_2 = 6 + 10 \log 1.2 = 6.79\text{dB}$

增益为 $G_2 = -6.0\text{dB}$

总噪声系数为 $F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} = 1.8\text{dB}$

(b) 总噪声系数为 $F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} = 1.4\text{dB}$

(c) 总噪声系数为 $F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} = 21.0\text{dB}$

这说明低噪声射频放大器的增益越大，则总的噪声系数越低；中频放大器噪声系数对总噪声系数有很大的影响力。

11.2(a) 总噪声系数 $F_0 = 1 + (F_r - 1)L_{\text{RF}}$

(b) 由上小题所得公式得： $F_0 = 1 + (1.7 - 1) \times 1.32 = 1.92 = 2.8\text{dB}$

11.3 低噪声射频放大器的增益越大，接收机动态范围越小。

11.5 (a) 天线增益 $G_a = 1$

天线噪声系数为 $F_a = 1 + \frac{T_a}{T_0}$

所以系统噪声系数 $F_s = F_a + \frac{F_r - 1}{G_a} = \frac{T_a}{T_0} + F_r$

(b) 系统噪声系数 $F_s = F_a + (F_r - 1)L_r = 1 + \frac{T_a}{T_0} + (F_r - 1)L_r = 5.0\text{dB}$

11.6 当接收机噪声系数为 $F_r = 1.0\text{dB}$ 时

系统噪声系数为 $F_s = F_a + (F_r - 1)L_r = 1 + \frac{T_a}{T_0} + (F_r - 1)L_r = 3.7\text{dB}$

当接收机噪声系数为 $F_r = 0.5\text{dB}$ 时

系统噪声系数为 $F_s = F_a + (F_r - 1)L_r = 1 + \frac{T_a}{T_0} + (F_r - 1)L_r = 3.4\text{dB}$

降低接收机噪声系数从 1.0dB 到 0.5dB，可以相应的降低系统整体噪声系数从 3.7 dB 到 3.4 dB。

11.11 (a) 新噪声系数 $F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = 2.3\text{dB}$, 动态范围减少 10dB

(b) 如果 LNA 的增益增高到 20dB，接收机噪声系数 $F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = 1.3\text{dB}$ ，动态范围

减少 20dB

11.12 因为随着接收机灵敏度的提高，要求比常规收发开关更好地保护，以防止 RF 泄漏，一个放置在接收机面前的 PIN 二极管限幅器帮助减少泄漏，担当一个接收机保护器。二极管限幅器以可忽略的衰减通过低的功率，但超过某一门限时就衰减信号以保持输出功率不变。

11.14 缺点：(1) 尽管希望无源工作，但在功率承受能力上受到限制。

(2) 通常能够处理高功率的二极管有较长的恢复时间，往往有较高的泄漏功率——结果以增加损耗和花费，要求附加较低电平的限幅器级。

(3) 有源驱动电路的故障会导致二极管开关及接收机的损坏。