

空间目标雷达特性测量基础

1.1 雷达散射截面积

雷达散射截面积(radar cross section, RCS)是反映空间目标对雷达入射电磁波的电磁散射能力强弱的重要特性。当前对于 RCS 的定义有两种,分别是电磁散射理论的角度和雷达测量的角度给出的。从本质含义上看,这两种角度的解释非常相似,都表示单位立体角内目标向电磁波入射方向的散射功率与目标表面电磁波功率密度之比的 4π 倍,这种定义实质反映的是目标的后向雷达散射截面积。

根据电磁散射理论中目标在平面电磁波照射下散射波各向同性的假设,目标的散射功率可以由入射波的功率密度与受照射等效面积的乘积表示。平面电磁波的人射功率密度可以定义为

$$\mathbf{W}_i = \frac{1}{2} \mathbf{E}_i \times \mathbf{H}_i^* = \frac{|\mathbf{E}_i|^2}{2\eta_0} \hat{e}_i \times h_i^*, \quad |\mathbf{W}_i| = \frac{|\mathbf{E}_i|^2}{2\eta_0} \quad (1.1)$$

其中, \mathbf{E}_i 为入射电场强度, \mathbf{H}_i 为磁场强度, “*”号表示复共轭, $\hat{e}_i = \mathbf{E}_i / |\mathbf{E}_i|$, $h_i = \mathbf{H}_i / |\mathbf{H}_i|$, η_0 为自由空间中的波阻抗。

由天线接收发射电磁波的有关理论可知,雷达目标获取的电磁波总功率可以表示为入射功率密度与等效面积的乘积,目标获取电磁波的总功率为

$$P = \sigma |\mathbf{W}_i| = \frac{\sigma}{2\eta_0} |\mathbf{E}_i|^2 \quad (1.2)$$

根据目标散射电磁波具有各向同性的假设,目标在距离 R 处的散射电磁波功率密度为

$$|\mathbf{W}_s| = \frac{P}{4\pi R^2} = \frac{\sigma |\mathbf{E}_i|^2}{8\pi\eta_0 R^2} \quad (1.3)$$

参照式(1.1),目标的散射功率密度也可以由散射电场强度 \mathbf{E}_s 计算:

$$|\mathbf{W}_s| = \frac{1}{2\eta_0} |\mathbf{E}_s|^2 \quad (1.4)$$

由式(1.3)和式(1.4)可得雷达散射截面积 σ 为

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{|\mathbf{E}_s|^2}{|\mathbf{E}_i|^2} \quad (1.5)$$

当定义远程 RCS 时,由于距离 R 足够大,照射目标的入射电磁波可以近似为平面波,雷达散射截面积 σ 与距离 R 无关。

在雷达测量理论中,忽略雷达内部传播途径的各种损耗,基于雷达方程式可以得到 RCS 的定义:

$$\sigma = 4\pi \cdot \frac{P_r}{A_r/r_r^2} \cdot \frac{1}{\frac{P_t G_t}{4\pi r_t^2}} \quad (1.6)$$

其中, P_r 和 P_t 分别表示接收机和发射机的功率, $A_r = G_r \lambda_0^2 / 4\pi$ 为接收天线的有效面积, G_r 和 G_t 分别表示天线的接收增益和发射增益, r_r 和 r_t 分别表示目标与接收、发射天线间的距离。式(1.5)与式(1.6)对 RCS 的定义是一致的,区别在于式(1.5)用于理论计算,而式(1.6)用于实际测量。

一般雷达目标的 RCS 变化范围较大,为了方便表示,常用其相对 1m^2 的分贝数来表示,即

$$\sigma(\text{dBsm}) = 10 \lg \left[\frac{\sigma(\text{m}^2)}{1(\text{m}^2)} \right] \quad (1.7)$$

根据雷达波带宽、场区和雷达信号收发位置等影响因素可以将 RCS 分为许多类。按照雷达波带宽可以分成窄带 RCS 和宽带 RCS,这里结合空间态势感知的需要,为提高窄带雷达数据的利用率,选用窄带 RCS 作为研究对象;按照场区可以分成近场 RCS 和远场 RCS,其中近场 RCS 是距离的因变量,而远场 RCS 基本不受距离影响;按雷达信号收发位置可以分成单站 RCS 和双站 RCS,其中单站 RCS 与目标的后向散射特性相关,双站 RCS 受入射方向、散射方向,以及信号频率等因素的共同影响,本书主要讨论的是单站 RCS 的特性测量数据。

除上述影响因素外,雷达波长是影响目标 RCS 的重要因素,因此下文介绍基于雷达波长的 RCS 分类方法。

为表示经雷达波长归一化后的目标尺寸,引入一个物理量 ka :

$$ka = 2\pi \frac{a}{\lambda} \quad (1.8)$$

其中, k 为波数; a 表示目标特征尺寸。根据 ka 的不同可以将散射区间一分为三。

(1) 瑞利区

当 $ka < 0.5$ 时,为瑞利区,该区的目标特征尺寸小于波长,RCS 一般与雷达工作波长的四次方成反比,主要受波长归一化的物体体积影响。

(2) 谐振区

当 $0.5 \leq ka \leq 20$ 时,为谐振区,该区目标的 RCS 受不同散射分量间相互干涉的影响,会随频率变化振荡性起伏,导致 RCS 的理论计算非常困难,只有通过矢

量波动方程进行精确求解,才能对处于该区的散射场准确分析。

(3) 光学区

当 $ka > 20$ 时,为光学区,该区目标的 RCS 主要受目标形状和表面粗糙度影响。光滑凸形导电目标的 RCS 可以近似视为雷达视线方向垂直平面的最大横截面积;而带有拐角、凹腔或棱边等因素的目标的 RCS 的相对物理横截面会明显增大。

综上所述,在瑞利区,以波长归一化的物体体积决定了目标 RCS 的数值大小,姿态变化难以对其造成实质影响;在谐振区,计算 RCS 较为困难,需要对矢量波动方程精确求解,条件较为严苛;在光学区,RCS 的数值大小主要受目标被观测表面的形状尺寸和结构材质影响,姿态变化会导致被观测表面变化,因此光学区的 RCS 蕴含目标姿态变化的信息,适用于检测姿态异常。

1.2 雷达测距

雷达的英文原始名称是“radio detection and ranging”,简称为“RADAR”,其本质上反映了雷达最基本的功能——无线电探测和测距。雷达测距的基本过程就是利用目标对于雷达发射的电磁波的散射效应实现的。当雷达发射的脉冲信号与目标相遇时会被目标散射,散射的回波脉冲经过传输到达雷达接收天线,被雷达接收天线接收,如图 1.1 所示。

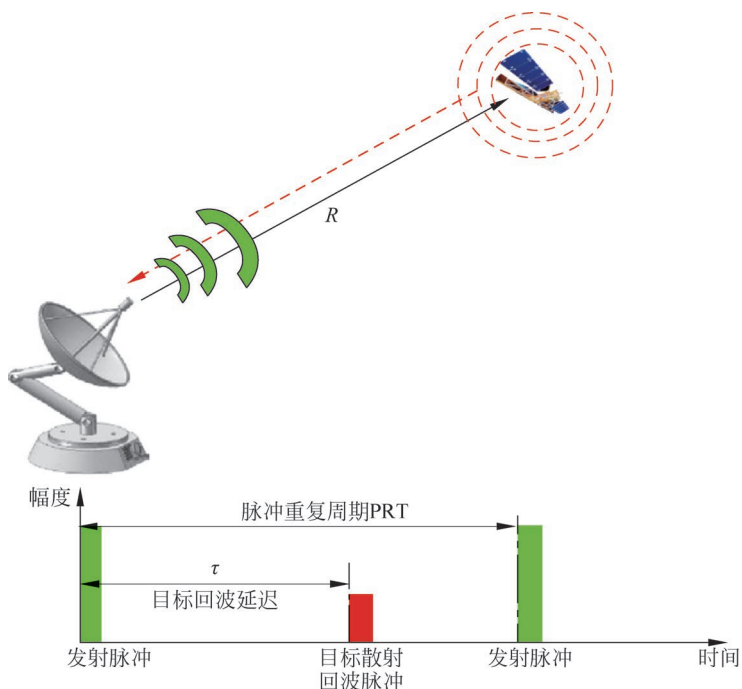


图 1.1 雷达测距的示意图

雷达的斜距离通常定义为雷达波束指向的视线方向,地面距离通常定义为斜距在地面的投影。一般斜距方向的距离分辨率是由天线发射的雷达脉冲的物理长度,即脉冲长度决定的。脉冲长度等于脉冲持续时间 τ 乘以光速 $c(3 \times 10^8 \text{ m/s})$:

$$\text{脉冲长度} = c\tau \quad (1.11)$$

如果雷达系统要辨别沿距离向上的两个不同目标,目标反射信号的所有部分就都必须在不同的时间被雷达天线所接收,否则就将显示为一个合成的脉冲回波,在图像上表现为一个点。斜距之差小于等于 $\frac{c\tau}{2}$ 的不同物体所产生的反射波将连续抵达天线,即它们会被当作一个大物体,而不是不同的物体。如果斜距之差大于 $\frac{c\tau}{2}$,不同目标反射的脉冲回波就不会相互重叠,它们的信号将会被单独记录。因此,雷达在距离方向的斜距分辨率通常取决于发射脉冲长度的一半:

$$R_{sr} = \frac{c\tau}{2} \quad (1.12)$$

若将 R_{sr} 转换为地面距离分辨率 R_{gr} ,则有:

$$R_{gr} = \frac{c\tau}{2\sin\theta} \quad (1.13)$$

其中, τ 表示脉冲长度, c 为光速, θ 等于天线本地入射角。注意,雷达图像可以按斜距处理,也可按地面距离处理。这是一个技术选择问题,在一定程度上需根据具体问题而定。从公式上可以看出,当地面距离增加时,地面距离分辨率会改善(在远距的地面距离分辨率要优于近距,因为远距的 θ 更大)。缩短脉冲长度,可改善分辨率。但是,当大幅缩短脉冲到一定程度时,脉冲信号的能量就不够,导致目标反射回波无法有效地被雷达接收器探测。因此,在实际操作中,最短脉冲长度为几微秒,对应的距离分辨率为数百米。

一直以来,提升雷达对目标的分辨能力基本上都是围绕雷达脉冲的时间长度开展研究的。但是,实际应用中往往需要在信号功率和距离分辨率之间进行平衡或折衷。这个问题在需要同时保证远距离探测和高分辨率的应用场合尤其突出。由于远距离探测需要较大的脉冲能量,往往需要长脉冲;但是脉冲越长,距离分辨率就越低。这时,探测距离和距离分辨率就互相矛盾了。

1.4 信号的带宽方程和时宽方程

解决探测距离和距离分辨率之间的矛盾最有效的方法就是使用脉冲调制。为了后续行文的方便,这里首先引入信号的时宽方程和信号的带宽方程的相关概念。

根据物理意义,频率反映信号波形起伏的快慢,因此定义频率算子为

$$\mathbf{w} = \frac{d}{jdt} \quad (1.14)$$

利用该算子,由信号波形可以方便地计算信号的频谱特征。例如:

$$\mathbf{W}[\exp(j\omega_0 t)] = \frac{d}{jdt} [\exp(j\omega_0 t)] = \omega_0 \exp(j\omega_0 t) \quad (1.15)$$

设给定信号为 $s(t)$, 将能量归一化信号 $s(t)$ 用调幅和调相两部分表示为

$$s(t) = A(t) \exp[j\phi(t)] \quad (1.16)$$

其中, $\int |A(t)|^2 dt = 1$ 。利用频率算子, 其中心频率可以描述为

$$\langle \omega \rangle = \frac{1}{2\pi j} \int s^*(t) \mathbf{W}[s(t)] dt \quad (1.17)$$

事实上, 设 $s(t)$ 的傅里叶变换为 $S(\omega)$, 由中心频率的定义和傅里叶变换的定义, 得

$$\begin{aligned} \langle \omega \rangle &= \int \omega S(\omega) S^*(\omega) = \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \iiint \omega s^*(t) s(t') \exp[j\omega(t-t')] d\omega dt dt' \\ &\Rightarrow \langle \omega \rangle = \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \frac{1}{j} \iint s^*(t) s(t') dt dt' \int \frac{d}{dt} \{ \exp[j\omega(t-t')] \} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi j} \iint s^*(t) s(t') \frac{d}{dt} \delta(t-t') dt dt' \\ &= \frac{1}{2\pi j} \int s^*(t) \left[\int s(t') \frac{d}{jdt} \delta(t-t') dt' \right] dt \\ &= \frac{1}{2\pi j} \int s^*(t) \frac{d}{jdt} s(t) dt \\ &= \frac{1}{2\pi j} \int s^*(t) \mathbf{W}[s(t)] dt \end{aligned} \quad (1.18)$$

要得到指定带宽的信号, 可以有多种方式, 其中最基本的方式是调幅和调频, 它们对带宽的贡献满足带宽方程。根据信号理论, 能量归一化信号 $s(t)$ 的带宽为 B , 则

$$B^2 = B_{AM}^2 + B_{AF}^2 \quad (1.19)$$

这就是信号 $s(t)$ 的带宽方程, 其中

$$B_{AM}^2 = \int [A'(t)]^2 dt \quad (1.20)$$

$$B_{AF}^2 = \int [\phi'(t) - \langle \omega \rangle]^2 A^2(t) dt \quad (1.21)$$

分别反映调幅(amplitude modulation, AM)和调频(amplitude frequency, AF)成分对信号带宽的贡献, 称为“调幅带宽”和“调频带宽”。相应地,

$$r_{AM} = \frac{B_{AM}}{B} \quad (1.22)$$

$$r_{AF} = \frac{B_{AF}}{B} \quad (1.23)$$

分别称为“调幅带宽系数”和“调频带宽系数”。

带宽方程表明, 可以通过调整信号幅度或相位的变化得到某一指定带宽: 既可以让信号幅度快速变化、相位缓慢变化, 也可以让幅度缓慢变化、相位快速变化。显然, 获得大带宽的方式有两种。其一, 利用相位调制, 通过足够长的时间获得大

带宽。其二,利用幅度调制,当幅度变化很缓慢时,通过延长持续时间获得大带宽;反之,可以令幅度变化极快,在短时间内获得大带宽。

类似于上述讨论,设信号的归一化复频谱为

$$S(\omega) = B(\omega) \exp[j\psi(\omega)] \quad (1.24)$$

其中, $\int |B(\omega)|^2 d\omega = 1$, 则信号的波形特征可以用时间算子直接由 $S(\omega)$ 求得。

类似于频率算子,定义时间算子: $\mathbf{T} = j \frac{d}{d\omega}$, 利用该算子,由信号复频谱 $S(\omega)$ 可以方便地计算信号的波形特征。

设给定信号的复频谱为 $S(\omega)$, 则其波形中心为

$$\langle t \rangle = \frac{1}{2\pi} \int S^*(\omega) \mathbf{T} S(\omega) d\omega \quad (1.25)$$

事实上,设 $S(\omega)$ 对应的能量归一化信号为 $s(t)$, 由信号波形中心的定义和信号的傅里叶展开式,得:

$$\begin{aligned} \langle t \rangle &= \int t |s(t)|^2 dt = \int t s^*(t) s(t) dt \\ &= \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \iiint S(\omega) S^*(\omega') t e^{j(\omega-\omega')t} dt d\omega d\omega' \\ &= \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \iint S(\omega) S^*(\omega') d\omega d\omega' \int t e^{j(\omega-\omega')t} dt \\ &= \frac{j}{2\pi} \iint S(\omega) S^*(\omega') \delta'(\omega - \omega') d\omega d\omega' \quad (1.26) \\ &= \frac{j}{2\pi} \int S^*(\omega') \int S(\omega) \delta'(\omega - \omega') d\omega d\omega' \\ &= \frac{1}{2\pi} \int S^*(\omega) \mathbf{T} S(\omega) d\omega \end{aligned}$$

利用信号理论可以得到信号的时宽方程:

$$\mathbf{T}^2 = T_{\text{SAM}}^2 + T_{\text{SPM}}^2 \quad (1.27a)$$

其中,

$$T_{\text{SAM}}^2 = \int [B'(\omega)]^2 d\omega \quad (1.27b)$$

$$T_{\text{SPM}}^2 = \int [\psi'(\omega) + \langle t \rangle]^2 B^2(\omega) d\omega \quad (1.27c)$$

分别称为“频谱调幅时宽”和“频谱调相时宽”,反映信号频谱的调幅和调相成分对信号时宽的贡献。

1.5 频率调制、信号带宽与距离分辨率

根据信号的时宽方程和带宽方程可知,信号在时域中的波形形状与其在频域中的频率分布之间存在明显的联系。图 1.3 给出了信号的一些基本特征和相关概

念。不失一般性,以单频信号为例,其基本情况是,如果脉冲极短,则意味着信号时域波形的幅度变化剧烈,信号将具有较大的带宽,即较宽的频谱分布;反之,连续波单频信号意味着极长的脉冲,信号时域波形的幅度变化几乎不存在,那么信号具有极窄的带宽,即极窄的频谱分布。

利用简单的傅里叶分析理论可以得出这些关系中的关键点。具体地说,矩形脉冲的频谱是一个 SINC 函数。脉冲的带宽(频谱分布的宽度)就等于脉冲时间宽度的倒数,如图 1.3 的下半部分所示。注意,经过单频载波调制的矩形脉冲,尽管频率的中心发生了偏移,但是频谱函数的形状并没有改变。

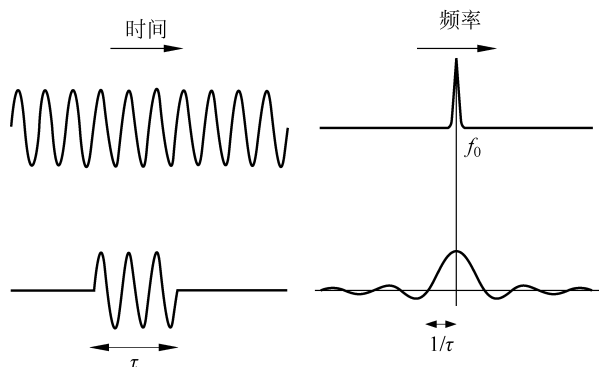


图 1.3 脉冲时域与频域的关系

根据脉冲带宽(频谱分布的宽度)与脉冲时宽的倒数关系,雷达距离分辨率就有了稍微不同的定义:

$$\Delta = c\tau/2 = c/2B \quad (1.28)$$

其中, τ 为脉冲长度,带宽 B 为 τ 的倒数, c 为光速。这个定义看上去纯粹是形式上的,但是更便于对后续内容的理解。显然,距离分辨率取决于信号的带宽,信号带宽越大,距离分辨率越高。但是通过幅度调制来获取大信号带宽只能使用极窄的脉冲信号,这是不可取的,因为雷达同时还有远距离探测的高能量需求,极窄的短脉冲很难携带足够的能量。根据信号带宽方程,获取大信号带宽的途径有两种,即调幅和调频(相)。显然,可以通过长时间调频的信号来同时兼容雷达对于大带宽(高分辨率)和远距离探测的需求。

对雷达脉冲进行频率调制(现在叫作“FM 脉冲”)是雷达科学家 Suntharalingam Gnanalingam 于 1954 年在剑桥大学提出的。当时开发这个技术是为了进行电离层研究。对雷达脉冲进行频率调制的最基本信号样式就是线性调频(linear frequency modulation, LFM),线性调频脉冲采用随时间线性变化的频率对脉冲进行调制,它的带宽取决于调制的频率范围,频率变化的范围越大,信号的带宽也越大。图 1.4 显示了线性调频脉冲的概念。线性调频脉冲调制的价值在于,因为频率调制带来的大带宽,哪怕不同物体的反射回波在时域发生了严重重叠,被雷达脉

冲照射的物体仍然可以被有效识别并区分。与恒定频率的有限长脉冲相比,线性调频脉冲用扫频范围代替带宽。于是,有效距离分辨率等于:

$$\Delta_{\text{距离}} = \frac{c}{2\Delta f} \quad (1.29)$$

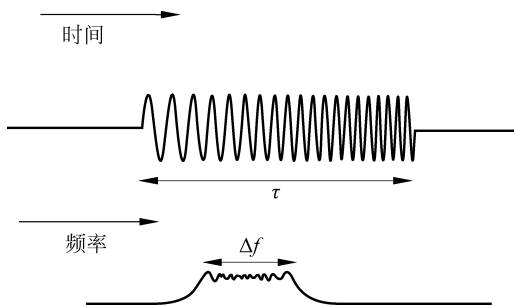


图 1.4 线性调频脉冲的概念及其时域、频域关系

由于相同时间长度的线性调频脉冲可以根据不同的扫频范围获得大信号带宽,且这一带宽比脉冲宽度的倒数大得多,使用线性调频脉冲可以大大改善雷达的距离分辨率。例如,美国搭载于航天飞机上的成像遥感用 SIR-C X 波段雷达,其载波频率 9.61GHz 上的线性调频脉冲信号具有 9.5MHz 的信号带宽,可以获得约 15m 的距离分辨率;若线性调频脉冲信号具有更大的信号带宽,如 95MHz,则可以获得约 1.5m 的距离分辨率。

1.6 脉冲压缩与高分辨率距离像

1.5 节阐明了频率调制、信号带宽与距离分辨率之间的关系。根据这一关系,可以采用线性调频脉冲信号兼容雷达对于大带宽(高分辨率)和远距离探测的需求。线性调频脉冲信号究竟是通过怎样的过程实现高分辨率的呢?

当雷达采用宽频带信号后,距离分辨率被大大提高。根据散射点模型,设目标的散射点为理想的几何点,若发射信号为 $p(t)$,对不同距离的多个散射点目标,其回波可以写为

$$s_r(t) = \sum_i A_i p\left(t - \frac{2R_i}{c}\right) e^{-j\frac{2\pi f_c}{c} R_i} \quad (1.30)$$

其中, A_i 和 R_i 分别为第 i 个散射点回波的幅度和距离; $p(\cdot)$ 为归一化的回波包络。对于线性调频信号而言, $p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp(j\pi\gamma t^2)$, 其中 T_p 为脉冲宽度, γ 为调频斜率; f_c 为载波频率, c 为光速。若以单频脉冲发射,则脉冲越窄,信号带宽越宽。但发射很窄的脉冲,要有很高的峰值功率,实际困难较大,通常都采用大时宽的宽频带信号(例如线性调频信号),并在接收后通过信号处理得到窄脉冲,从

而实现目标的分辨。

将回波信号换到频域来讨论如何处理,有:

$$S_r(f) = \sum_i A_i P(f) \exp \left[-j \frac{2\pi(f_c + f)}{c} R_i \right] \quad (1.31)$$

对于理想的点目标,当然希望重建其响应为冲激脉冲,如果 $P(f)$ 在所有频率上均没有零分量,则冲激脉冲信号可以通过逆滤波得到,即

$$F_{(\omega)}^{-1} \left[\frac{S_r(f)}{P(f)} \right] = \sum_i A_i \exp \left[-j \frac{2\pi f_c}{c} R_i \right] \delta \left(t - \frac{2R_i}{c} \right) \quad (1.32)$$

$P(f)$ 的频带虽然较宽,但总是带宽有限的信号,考虑到 $P(f)$ 本身的带通特性,上式采用的逆滤波在频域使用了除法,会带来很多棘手的问题,例如导致带外噪声的放大效应,因而逆滤波并不是最佳的处理方式,如图 1.5 所示。

根据信噪比最大化准则,雷达接收机通常采用一种实用的方法来实现目标分辨,即匹配滤波。匹配滤波通过参考信号的频谱相乘,对回波信号各频率分量的相位进行补偿,再经过逆傅里叶变换实现最终响应的输出。匹配滤波的过程及其输出为

$$\begin{aligned} S_{rM}(t) &= F_{(f)}^{-1} [S_r(f) P^*(f)] \\ &= F_{(f)}^{-1} \left[\sum_i A_i P(f) P^*(f) e^{-j \frac{2\pi(f_c + f)}{c} R_i} \right] \\ &= \sum_i A_i e^{-j \frac{2\pi f_c}{c} R_i} F_{(f)}^{-1} [|P(f)|^2 e^{-j \frac{2\pi f}{c} R_i}] \\ &= \sum_i A_i e^{-j \frac{2\pi f_c}{c} R_i} \text{psf} \left(t - \frac{2R_i}{c} \right) \end{aligned} \quad (1.33)$$

这里 $P^*(\cdot)$ 为 $P(\cdot)$ 的复共轭,而

$$\text{psf}(t) = F_{(f)}^{-1} [|P(f)|^2] \quad (1.34)$$

其中, $\text{psf}(t)$ 为时域点散布函数。对于线性调频脉冲信号而言, $\text{psf}(t)$ 具有 SINC 函数的形状。在时域上看,匹配滤波相当于信号与滤波器冲激响应的卷积。对一已知波形的信号作匹配滤波,其滤波器冲激响应为该波形的共轭反转(时间倒置)。当波形的时间长度为 T_p 时,卷积输出信号的时间长度为 $2T_p$ 。

根据信号的时宽方程,信号在时域的时间宽度是频谱调幅时宽和频谱调相时宽的和。匹配滤波的操作过程相当于在频域通过频谱共轭相乘消除了回波信号频谱的相位调制项,因此直接导致经过匹配滤波后输出的时域信号的时间宽度损失

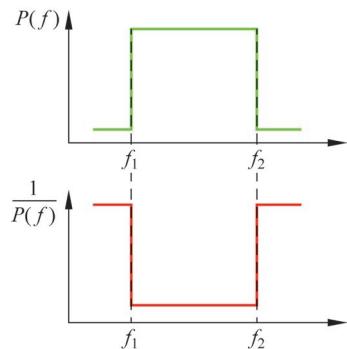


图 1.5 逆滤波的带外噪声放大效应