



匹配滤波器及其在雷达信号处理中的应用

杨文 电子信息学院

教学实验大楼十楼**1008**室

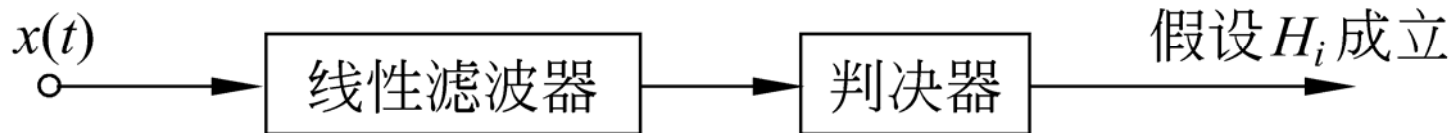
E-mail: yw@eis.whu.edu.cn



内容提要

- 概念
- 设计
- 主要特性
- 应用

匹配滤波器概念



接收机模型

- 若**线性时不变**滤波器输入的信号是确知信号，噪声是**加性平稳噪声**，则在**输入功率信噪比**一定的条件下，使**输出功率信噪比**为最大的滤波器，就是一个与输入信号相匹配的最佳滤波器，称为**匹配滤波器(Match filter, MF)**

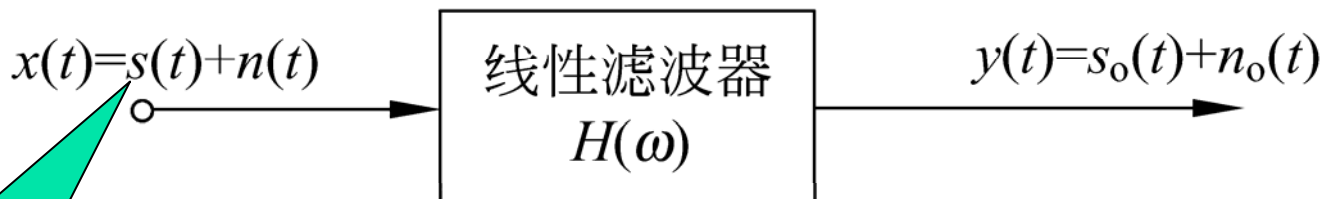
匹配滤波器设计

LTI System : $H(\omega) \leftrightarrow h(t)$

Input : $x(t) = s(t) + n(t)$

零均值平稳
加性噪声

Output : $y(t) = s_o(t) + n_o(t)$



能量为 E_s 的
确知信号

线性滤波器

匹配滤波器设计

输入信号 $s(t)$ 的能量

$$E(s) = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt < \infty$$

输入和输出
信号的频谱
函数

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt$$

$$S_o(\omega) = H(\omega) S(\omega)$$

$$\Rightarrow s_o(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$



匹配滤波器设计

$P_n(\omega), P_{n_o}(\omega)$: 输入和输出噪声 $n(t), n_o(t)$ 的功率谱密度

$$P_{n_o}(\omega) = |H(\omega)|^2 P_n(\omega)$$

输出噪声的平均功率为

$$E[n_o^2(t)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{n_o}(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 P_n(\omega) d\omega$$

设滤波器输出信号在 $t = t_o$ 时刻出现峰值

$$s_o(t_o) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) e^{j\omega t_o} d\omega$$

$$s_o(t_o) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) e^{j\omega t_o} d\omega$$

$$E[n_o^2(t)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 P_n(\omega) d\omega$$

匹配滤波器设计

- 滤波器的输出**信噪功率比**：输出信号的峰值功率与输出噪声的平均功率之比。

$$SNR_o = \frac{\text{输出信号 } s_o(t) \text{ 的峰值功率}}{\text{输出噪声 } n_o(t) \text{ 的平均功率}} = \frac{|s_o(t_o)|^2}{E[n_o^2(t)]}$$

最大化

$$SNR_o = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) e^{j\omega t_o} d\omega \right|^2}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 P_n(\omega) d\omega}$$

匹配滤波器设计

$$SNR_o = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) e^{j\omega t_o} d\omega \right|^2}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 P_n(\omega) d\omega}$$

应用Schwarz不等式

$$\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F^*(t) Q(t) dt \right|^2 \leq \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F^*(t) F(t) dt \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Q^*(t) Q(t) dt$$

其中, $F(t)$ 和 $Q(t)$ 为两个复数函数, 当且仅当满足

$$Q(t) = \alpha F(t)$$

等号成立, α 为任意非零常数。

$$\text{令 } F^*(\omega) = \frac{S(\omega) e^{j\omega t_o}}{\sqrt{P_n(\omega)}} \quad \text{and} \quad Q(\omega) = \sqrt{P_n(\omega)} H(\omega)$$

$$F^*(\omega) = \frac{S(\omega)e^{j\omega t_0}}{\sqrt{P_n(\omega)}}$$

$$Q(\omega) = \sqrt{P_n(\omega)H(\omega)}$$

$$SNR_o = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)S(\omega)e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 P_n(\omega) d\omega}$$

匹配滤波器设计

Parseval定理 $\Rightarrow E_s = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega$

$$SNR_o = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[H(\omega)\sqrt{P_n(\omega)} \right] \left[\frac{S(\omega)}{\sqrt{P_n(\omega)}} e^{j\omega t_0} \right] d\omega \right|^2}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 P_n(\omega) d\omega}$$

$$\leq \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 P_n(\omega) d\omega \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S(\omega)|^2}{P_n(\omega)} d\omega}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 P_n(\omega) d\omega}$$



匹配滤波器设计

$$SNR_o \leq \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S(\omega)|^2}{P_n(\omega)} d\omega$$

上式取等号时，滤波器输出功率信噪比 SNR_o 最大
取等号条件：

$$H(\omega) = \frac{\alpha S^*(\omega)}{P_n(\omega)} e^{-j\omega t_o}$$

匹配滤波器设计

- 当滤波器输入为功率谱密度是 $P_n(\omega) = N_0/2$ 的白噪声时，MF的系统函数为：

$$H(\omega) = kS^*(\omega)e^{-j\omega t_0}, k = \frac{2\alpha}{N_0}$$

$$SNR_o = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S(\omega)|^2}{N_0/2} d\omega = \frac{2E_s}{N_0}$$

最大输出功率信噪比

$$H(\omega) = kS^*(\omega)e^{-j\omega t_0}, k = \frac{2\alpha}{N_0} (\text{White Noise})$$

匹配滤波器设计

- 白噪声条件下，匹配滤波器的脉冲响应

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} kS^*(\omega)e^{-j\omega t_0} e^{j\omega t} d\omega \\ &= \left[\frac{k}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{j\omega(t_0-t)} d\omega \right]^* = ks^*(t_0 - t) \end{aligned}$$

如果输入信号 $s(t)$ 是实函数，则与 $s(t)$ 匹配的匹配滤波器的脉冲响应 $h(t)$ 为

$$h(t) = ks(t_0 - t)$$

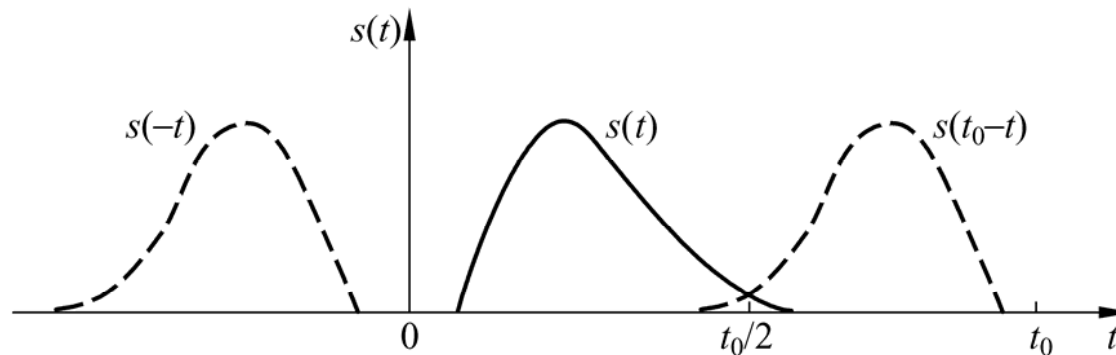
输入信号的镜像右移

滤波器的相对放大量，
一般 $k=1$

$$h(t) = s(t_0 - t)$$

滤波器的主要特性

- 匹配滤波器脉冲响应 $h(t)$ 的特点和时刻 t_0 的选择
 - $h(t)$ 和实信号 $s(t)$ 对于 $t_0/2$ 呈偶对称关系。



匹配滤波器的脉冲响应特性

滤波器的主要特性

- 匹配滤波器脉冲响应 $h(t)$ 的特点和时刻 t_0 的选择

MF 物理可实现 \Rightarrow 须满足以下因果关系，即

$$h(t) = \begin{cases} s(t_0 - t), t \geq 0 \\ 0, t < 0 \end{cases}$$

为使输入信号的全部都能对输出信号有所贡献，输出信号达到最大值的时刻 t_0 应满足

$$s(t) = 0, t > t_0$$

即 t_0 至少要选择输入信号 $s(t)$ 的末尾。

滤波器的主要特性

- 匹配滤波器的输出功率信噪比

如果输入信号 $s(t)$ 的能量为 E_s ，白噪声 $n(t)$ 的功率谱为 $P_n(\omega) = N_0 / 2$ ，则MF的输出功率信噪比为

$$SNR_o = \frac{2E_s}{N_o}$$

它与输入信号 $s(t)$ 的能量 E_s 有关，而与 $s(t)$ 的波形无关



滤波器的主要特性

- 匹配滤波器的输出功率信噪比
 - 在所有线性滤波器中，匹配滤波器能给出最大峰值信噪比，它只取决于输入信号能量和白噪声功率谱密度，而与输入信号形状和噪声分布规律无关。
 - 当白噪声功率谱密度一定时，为了增大信噪比，唯一的办法是设法增大信号能量。



滤波器的主要特性

- 匹配滤波器的适应性
 - 匹配滤波器**对振幅和时延参量不同的信号具有适应性**，而**对频移信号不具有适应性**。

与信号 $s(t)$ 相匹配的滤波器的系统函数 $H(\omega)$ 对于信号 $s_1(t) = As(t - \tau)$ 来说，也是匹配的只不过最大输出功率信噪比出现的时刻延迟了 τ

滤波器的主要特性

- 匹配滤波器的适应性
 - 匹配滤波器的幅频特性与输入信号一致，仅相差常数倍 c ；相频特性与输入信号的相位谱反相，且有附加相移量 $-\omega t_0$ 。

$$\text{Input : } S(\omega) = |S(\omega)| e^{j\varphi_s(\omega)}$$

$$H(\omega) = |H(\omega)| e^{j\varphi(\omega)} = c |S(\omega)| e^{-[j\varphi_s(\omega) + \omega t_0]}$$

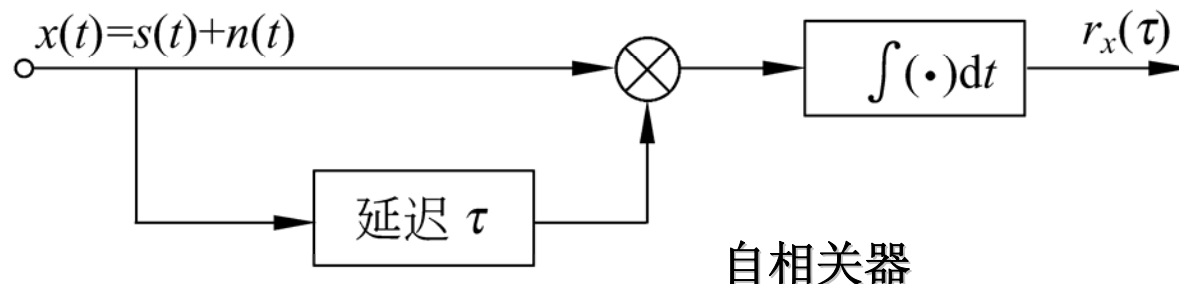
$$\Rightarrow |H(\omega)| = c |S(\omega)|, \varphi(\omega) = -[\varphi_s(\omega) + \omega t_0]$$

匹配滤波器的输出信号在形式上与输入信号的自相关函数 $R_s(t_0 - t)$ 相同。

滤波器的主要特性

- 匹配滤波器与相关器的关系—自相关器
平稳输入信号 $x(t) = s(t) + n(t)$

$$\begin{aligned}
 r_x(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t)x(t+\tau)dt \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} [s(t) + n(t)][s(t+\tau) + n(t+\tau)]dt \\
 &= r_s(\tau) + r_n(\tau) + r_{sn}(\tau) + r_{ns}(\tau)
 \end{aligned}$$

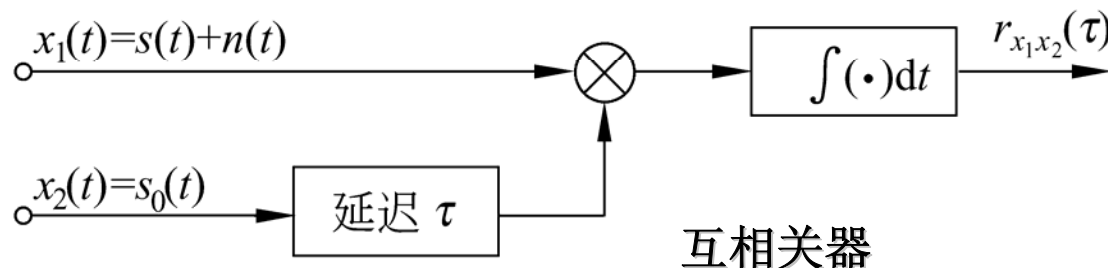


滤波器的主要特性

■ 匹配滤波器与相关器的关系—互相关器

平稳输入信号 $x_1(t) = s(t) + n(t)$, 信号 $x_2(t) = s_0(t)$,

$$\begin{aligned}
 r_{x_1x_2}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} x_1(t)x_2(t+\tau)dt \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} [s(t) + n(t)]s_0(t+\tau) dt \\
 &= r_{ss_0}(\tau) + r_{ns_0}(\tau)
 \end{aligned}$$





滤波器的主要特性

■ 两种相关器的比较

- **自相关接收不需要预知信号形式，而互相关接收则须预知信号形式。**对于收发信号在同一地点的雷达信号而言，很容易办到。但对于收发信号不在同一地点的通信系统来说，则需要有复杂的同步系统才行。
- **从改善信噪比的观点来看，互相关接收法比自相关接收法更有效，**前者采用的参考信号是无噪声的。但当输入信噪比较大时，两种接收法的检测效果差别不大。

滤波器的主要特性

- 匹配滤波器与相关器的关系

对于信号 $s(t)$, $0 \leq t \leq T$, 相关器的输入 $x(t) = s(t) + n(t)$, $0 \leq t \leq T$, 噪声 $n(t)$ 为零均值白噪声, 本地信号为 $s(t)$, $0 \leq t \leq T$, 可发现:

在 $t = T$ 时刻, 在零均值白噪声条件下, 匹配滤波器的输出与相关器的输出是相等的。



滤波器的主要特性

- 互相关接收与匹配滤波的比较
 - 在白噪声条件下，匹配滤波器等效于互相关器，需注意的是这种等效只是对输入混合波形的响应而言，两者在考虑问题的出发点和实现方法上是有所不同的，使用的场合也有差别。
 - 在实际应用中，应根据输入信号在时间函数或频谱密度上的不同特点以及物理实现上的难易程度等具体条件，灵活而合理的选用。

匹配滤波

相关接收

累积接收



滤波器的主要特性

- 匹配滤波器输出信号的频谱函数与输入信号的频谱函数的关系

$$\begin{aligned} S_o(\omega) &= H(\omega)S(\omega) = kS^*(\omega)e^{-j\omega t_0} S(\omega) \\ &= k|S(\omega)|^2 e^{-j\omega t_0} \end{aligned}$$

匹配滤波器输出信号 $s_o(t)$ 的频谱函数 $S_o(\omega)$ 与输入信号 $s(t)$ 的能量频谱 $|S(\omega)|^2$ 成正比，同时乘以与频率成比例的时延因子 $e^{-j\omega t_0}$



匹配滤波器的应用-LFM

- 雷达是**Radar**（**Radio Detection And Ranging**）的音译词，意为“无线电检测和测距”，即利用无线电波来检测目标并测定目标的位置，这也是雷达设备在最初阶段的功能。
- 典型的雷达系统主要由发射机，天线，接收机，数据处理，定时控制，显示等设备组成。利用雷达可以获知目标的有无，目标斜距，目标角位置，目标相对速度等,如图1.1。
- 现代高分辨雷达扩展了原始雷达概念，使它具有对运动目标(飞机，导弹等)和区域目标(地面等)成像和识别的能力。雷达的应用越来越广泛。

匹配滤波器的应用-LFM

- 雷达发射机产生符合要求的雷达波形（**Radar Waveform**），然后经馈线和收发开关由发射天线辐射出去，遇到目标后，电磁波一部分反射，经接收天线和收发开关由接收机接收，对雷达回波信号做适当的处理就可以获知目标的相关信息。

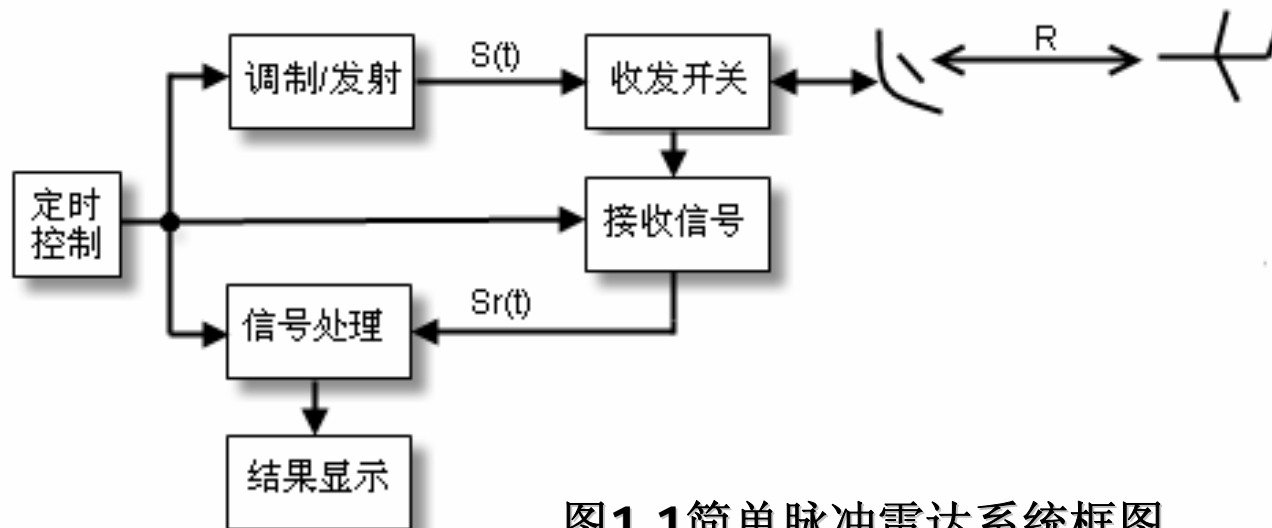


图1.1简单脉冲雷达系统框图



匹配滤波器的应用-LFM

假设理想点目标与雷达的相对距离为 R ，为了探测这个目标，雷达发射信号 $s(t)$ ，电磁波以光速 C 向四周传播，经过时间 R/C 后电磁波到达目标，照射到目标上的电磁波可写成： $s(t - \frac{R}{C})$ 。电磁波与目标相互作用，一部分电磁波被目标散射，被反射的电磁波为 $\sigma \cdot s(t - \frac{R}{C})$ ，其中 σ 为目标的雷达散射截面（Radar Cross Section，简称 RCS），反映目标对电磁波的散射能力。再经过时间 R/C 后，被雷达接收天线接收的信号为 $\sigma \cdot s(t - 2\frac{R}{C})$ 。

匹配滤波器的应用-LFM

如果将雷达天线和目标看作一个系统，便得到如图 1.2 的等效，而且这是一个 LTI（线性时不变）系统。

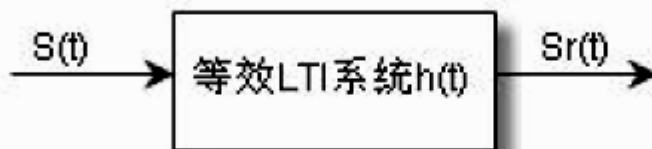


图 1.2: 雷达等效于 LTI 系统

等效 LTI 系统的冲击响应可写成:

$$h(t) = \sum_{i=1}^M \sigma_i \delta(t - \tau_i) \quad (1.1)$$



匹配滤波器的应用-LFM

$$h(t) = \sum_{i=1}^M \sigma_i \delta(t - \tau_i)$$

M 表示目标的个数， σ_i 是目标散射特性， τ_i 是光速在雷达与目标之间往返一次的时间，

$$\tau_i = \frac{2R_i}{c} \quad (1.2)$$

式中， R_i 为第 i 个目标与雷达的相对距离。

雷达发射信号 $s(t)$ 经过该 LTI 系统，得输出信号(即雷达的回波信号) $s_r(t)$ ：

$$s_r(t) = s(t) * h(t) = s(t) * \sum_{i=1}^M \sigma_i \delta(t - \tau_i) = \sum_{i=1}^M \sigma_i s(t - \tau_i) \quad (1.3)$$

匹配滤波器的应用-LFM

那么，怎样从雷达回波信号 $s_r(t)$ 提取出表征目标特性的 τ_i (表征相对距离)和 σ_i (表征目标反射特性)呢？常用的方法是让 $s_r(t)$ 通过雷达发射信号 $s(t)$ 的匹配滤波器，如图 1.3。

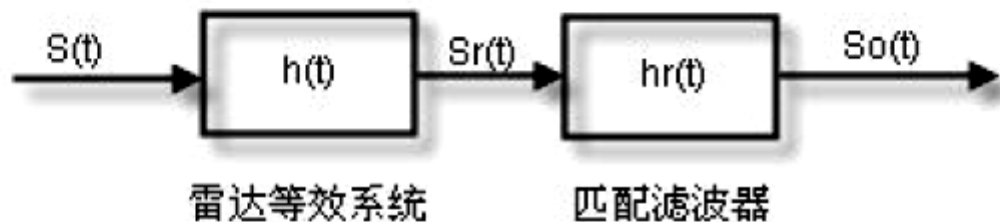


图 1.3: 雷达回波信号处理

$s(t)$ 的匹配滤波器 $h_r(t)$ 为：

$$h_r(t) = s^*(-t) \quad (1.4)$$



匹配滤波器的应用-LFM

于是，

$$s_o(t) = s_r(t) * h_r(t) = s(t) * s^*(-t) * h(t) \quad (1.5)$$

对上式进行傅立叶变换：

$$\begin{aligned} S_o(j\omega) &= S(j\omega)S^*(j\omega)H(j\omega) \\ &= |S(j\omega)|^2 H(j\omega) \end{aligned} \quad (1.6)$$

如果选取合适的 $s(t)$ ，使它的幅频特性 $|S(j\omega)|$ 为常数，那么 1.6 式可写为：

$$S_o(j\omega) = kH(j\omega) \quad (1.7)$$

其傅立叶反变换为：

$$s_o(t) = kh(t) = k \sum_{i=1}^M \sigma_i \delta(t - \tau_i) \quad (1.8)$$



匹配滤波器的应用-LFM

$$s_o(t) = kh(t) = k \sum_{i=1}^M \sigma_i \delta(t - \tau_i)$$

$s_o(t)$ 中包含目标的特征信息 τ_i 和 σ_i 。从 $s_o(t)$ 中可以得到目标的个数 M 和每个目标相对

雷达的距离：

$$R_i = \tau_i \frac{c}{2} \tag{1.9}$$

这也是线性调频（LFM）脉冲压缩雷达的工作原理。



匹配滤波器的应用-LFM

- 脉冲压缩雷达能同时提高雷达的作用距离和距离分辨率。这种体制采用**宽脉冲发射以提高发射的平均功率，保证足够大的作用距离；而接收时采用相应的脉冲压缩算法获得窄脉冲，以提高距离分辨率**，较好的解决雷达作用距离与距离分辨率之间的矛盾。
- 脉冲压缩雷达最常见的调制信号是线性调频（**Linear Frequency Modulation**）信号,接收时采用**匹配滤波器（Matched Filter）**压缩脉冲。

匹配滤波器的应用-LFM

LFM 信号(也称 Chirp 信号)的数学表达式为:

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j2\pi\left(f_c t + \frac{K}{2}t^2\right)} \quad (2.1)$$

式中 f_c 为载波频率, $\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$ 为矩形信号,

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1, & \left|\frac{t}{T}\right| \leq 1 \\ 0, & \textit{elsewise} \end{cases} \quad (2.2)$$

$K = \frac{B}{T}$, 是调频斜率, 于是, 信号的瞬时频率为 $f_c + Kt$ ($-\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}$), 如图 2.1

匹配滤波器的应用-LFM

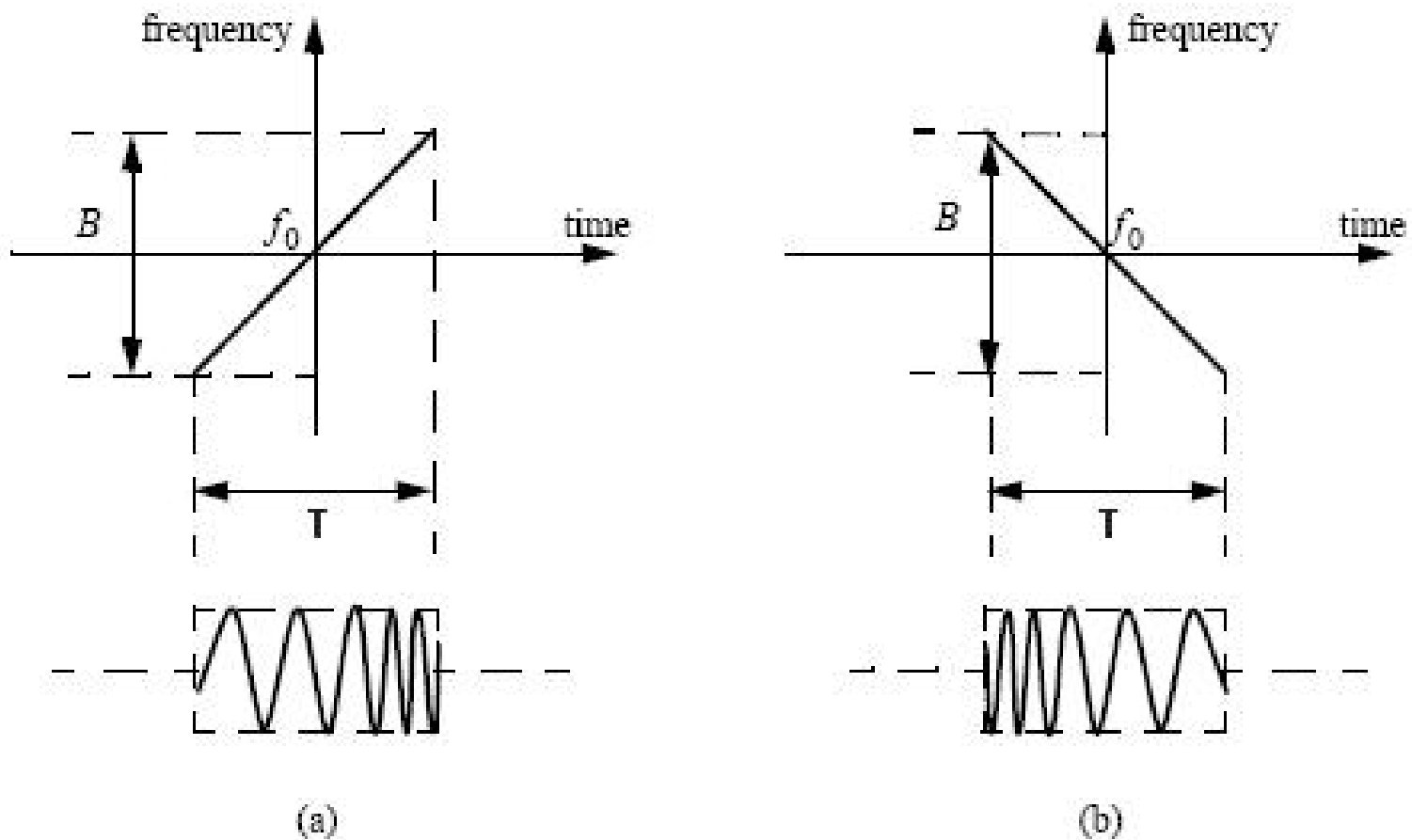


图 2.1 典型的 chirp 信号 (a) up-chirp($K>0$) (b) down-chirp($K<0$)

匹配滤波器的应用-LFM

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j2\pi\left(f_c t + \frac{K}{2}t^2\right)} \quad (2.1)$$

将 2.1 式中的 up-chirp 信号重写为：

$$s(t) = S(t) e^{j2\pi f_c t} \quad (2.3)$$

式中，

$$S(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\pi K t^2} \quad (2.4)$$

是信号 $s(t)$ 的复包络。由傅立叶变换性质， $S(t)$ 与 $s(t)$ 具有相同的幅频特性，只是中心频率不同而已，因此，Matlab 仿真时，只需考虑 $S(t)$ 。以下 Matlab 程序产生 2.4 式的 chirp 信号，并作出其时域波形和幅频特性，如图 2.2。

匹配滤波器的应用-LFM

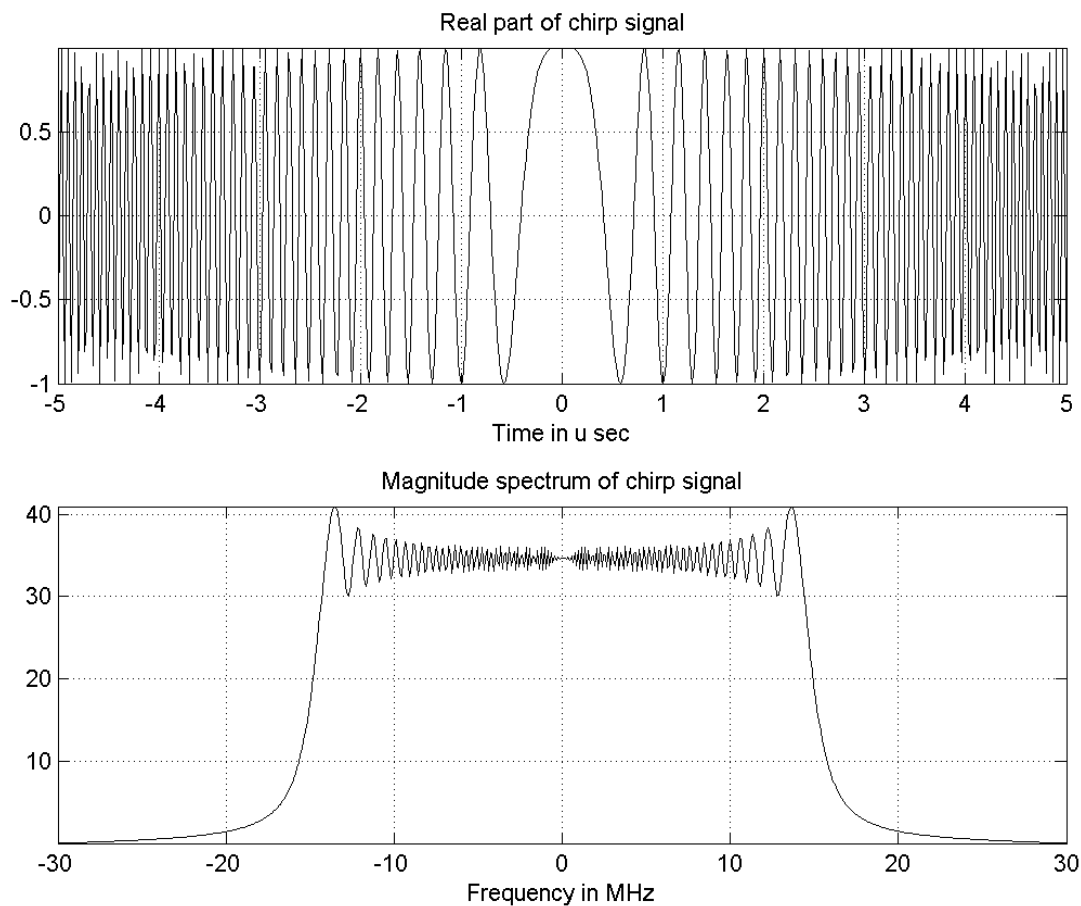


图2.2: LFM信号的时域波形和幅频特性

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j2\pi\left(f_c t + \frac{K}{2}t^2\right)} \quad (2.1)$$

匹配滤波器的应用-LFM

信号 $s(t)$ 的匹配滤波器的时域脉冲响应为:

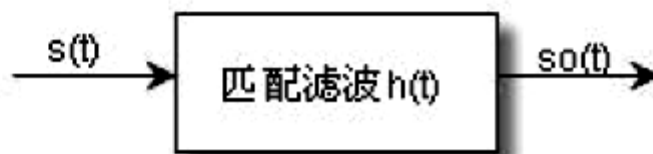
$$h(t) = s^*(t_0 - t) \quad (3.1)$$

t_0 是使滤波器物理可实现所附加的时延。理论分析时, 可令 $t_0 = 0$, 重写 3.1 式,

$$h(t) = s^*(-t) \quad (3.2)$$

将 2.1 式代入 3.2 式得:

$$h(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{-j\pi K t^2} \times e^{j2\pi f_c t} \quad (3.3)$$



如图 3.1, $s(t)$ 经过系统 $h(t)$ 得输出信号 $s_o(t)$,

图3.1: LFM信号的匹配滤波

匹配滤波器的应用-LFM

$$\begin{aligned} s_o(t) &= s(t) * h(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} s(u)h(t-u)du = \int_{-\infty}^{\infty} h(u)s(t-u)du \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\pi Ku^2} \text{rect}\left(\frac{u}{T}\right) e^{j2\pi f_c u} \times e^{j\pi K(t-u)^2} \text{rect}\left(\frac{t-u}{T}\right) e^{j2\pi f_c(t-u)} du \end{aligned}$$

当 $0 \leq t \leq T$ 时,

$$\begin{aligned} s_o(t) &= \int_{t-T/2}^{T/2} e^{j\pi Kt^2} e^{-j2\pi Ktu} du \\ &= e^{j\pi Kt^2} \frac{e^{-j2\pi Ktu} \Big|_{t-T/2}^{T/2}}{-j2\pi Kt} \times e^{j2\pi f_c t} \\ &= \frac{\sin \pi K(T-t)t}{\pi Kt} e^{j2\pi f_c t} \end{aligned} \tag{3.4}$$

匹配滤波器的应用-LFM

当 $-T \leq t \leq 0$ 时,

$$\begin{aligned} s_0(t) &= \int_{-T/2}^{t+T/2} e^{j\pi Kt^2} e^{-j2\pi Ktu} du \\ &= e^{j\pi Kt^2} \frac{e^{-j2\pi Ktu} \Big|_{-T/2}^{t+T/2}}{-j2\pi Kt} \times e^{j2\pi f_c t} \\ &= \frac{\sin \pi K(T+t)t}{\pi Kt} e^{j2\pi f_c t} \end{aligned} \quad (3.5)$$

合并 3.4 和 3.5 两式:

$$s_0(t) = T \frac{\sin \pi KT(1 - \frac{|t|}{T})t}{\pi K T t} \text{rect}\left(\frac{t}{2T}\right) e^{j2\pi f_c t} \quad (3.6)$$

$$s_0(t) = T \frac{\sin \pi K T (1 - \frac{|t|}{T}) t}{\pi K T t} \text{rect}(\frac{t}{2T}) e^{j2\pi f_c t} \quad (3.6)$$

匹配滤波器的应用-LFM

3.6 式即为 LFM 脉冲信号经匹配滤波器得输出,它是一固定载频 f_c 的信号。当 $t \leq T$ 时, 包络近似为辛克 (sinc) 函数。

$$S_0(t) = T \text{Sa}(\pi K T t) \text{rect}(\frac{t}{2T}) = T \text{Sa}(\pi B t) \text{rect}(\frac{t}{2T}) \quad (3.7)$$

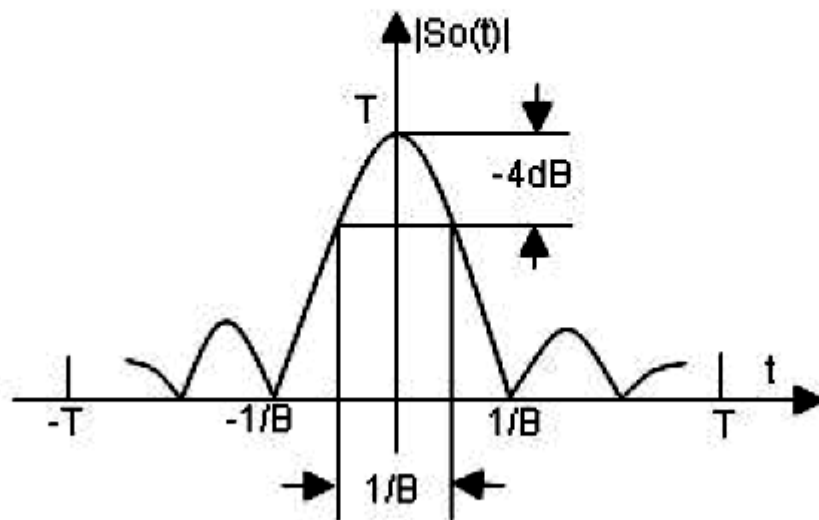
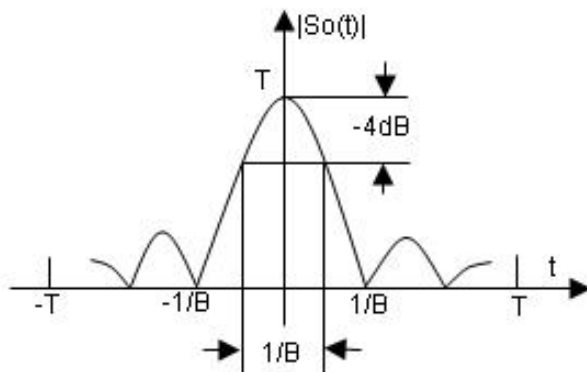


图 3.2: 匹配滤波的输出信号

匹配滤波器的应用-LFM



如图 3.2, 当 $\pi Bt = \pm\pi$ 时, $t = \pm \frac{1}{B}$ 为其第一零点坐标; 当 $\pi Bt = \pm \frac{\pi}{2}$ 时, $t = \pm \frac{1}{2B}$, 习惯上, 将此时的脉冲宽度定义为压缩脉冲宽度。

$$\tau = \frac{1}{2B} \times 2 = \frac{1}{B} \quad (3.8)$$

LFM 信号的压缩前脉冲宽度 T 和压缩后的脉冲宽度 τ 之比通常称为压缩比 D ,

$$D = \frac{T}{\tau} = TB \quad (3.9)$$

3.9 式表明, 压缩比也就是 LFM 信号的时宽频宽积。

匹配滤波器的应用-LFM

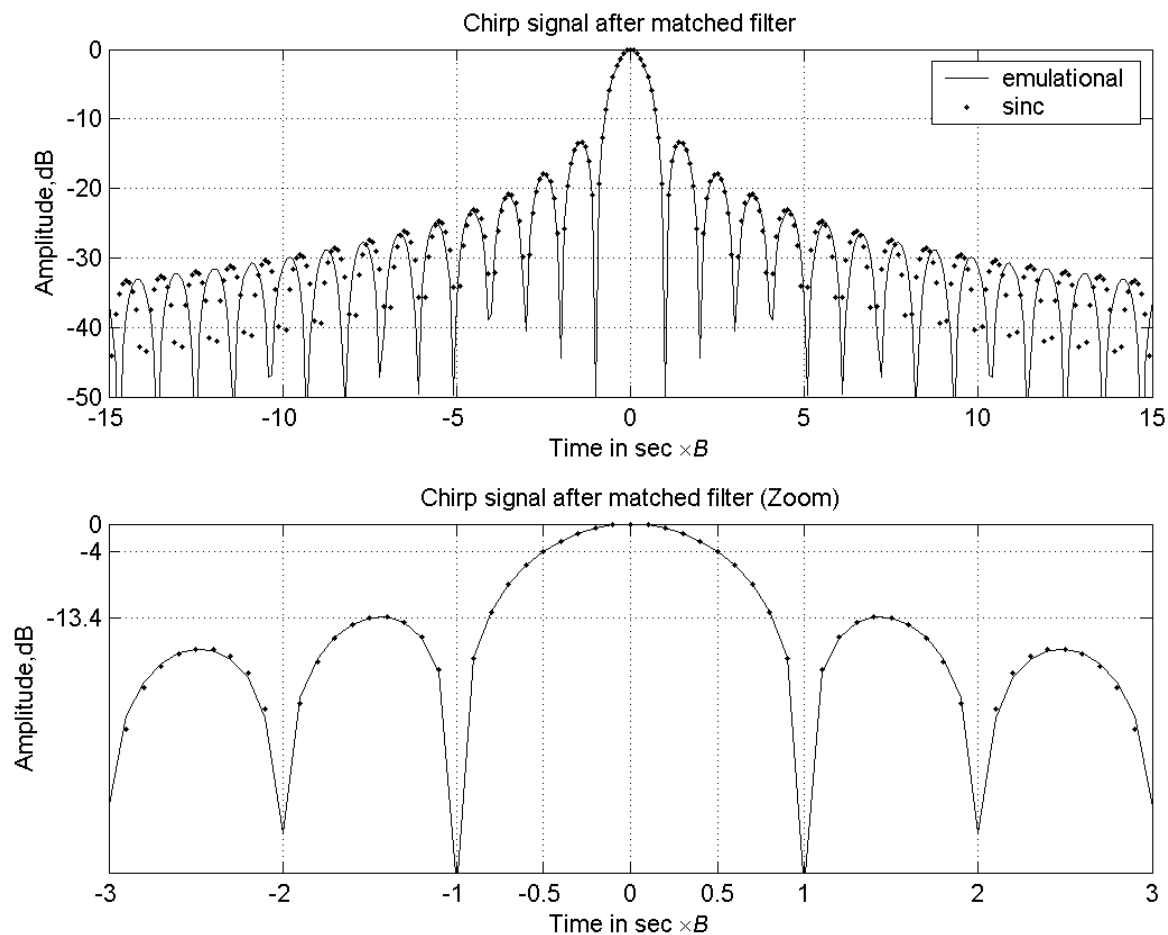


图3.3: Chirp信号的匹配滤波

匹配滤波器的应用-LFM

图 3.3 中，时间轴进行了归一化，($t/(1/B) = t \times B$)。图中反映出理论与仿真结果吻合良好。

第一零点出现在 ± 1 (即 $\pm \frac{1}{B}$) 处，此时相对幅度 -13.4dB。压缩后的脉冲宽度近似为 $\frac{1}{B}$

($\pm \frac{1}{2B}$)，此时相对幅度 -4dB，这理论分析 (图 3.2) 一致。

上面只是对各个信号复包络的仿真，实际雷达系统中，LFM 脉冲的处理过程如图 3.4。

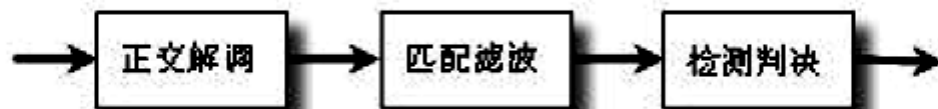


图 3.4: LFM 信号接收处理过程

匹配滤波器的应用-LFM

雷达回波信号 $s_r(t)$ (1.4 式) 经过正交解调后, 得到基带信号, 再经过匹配滤波脉冲压缩后就可以作出判决。正交解调原理如图 3.5, 雷达回波信号经正交解调后得两路相互正交的信号 $I(t)$ 和 $Q(t)$ 。一种数字方法处理的匹配滤波原理如图 3.6。

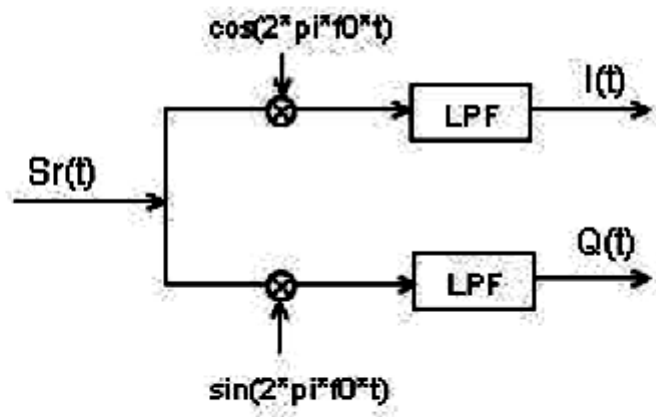


图 3.5: 正交解调原理

匹配滤波器的应用-LFM

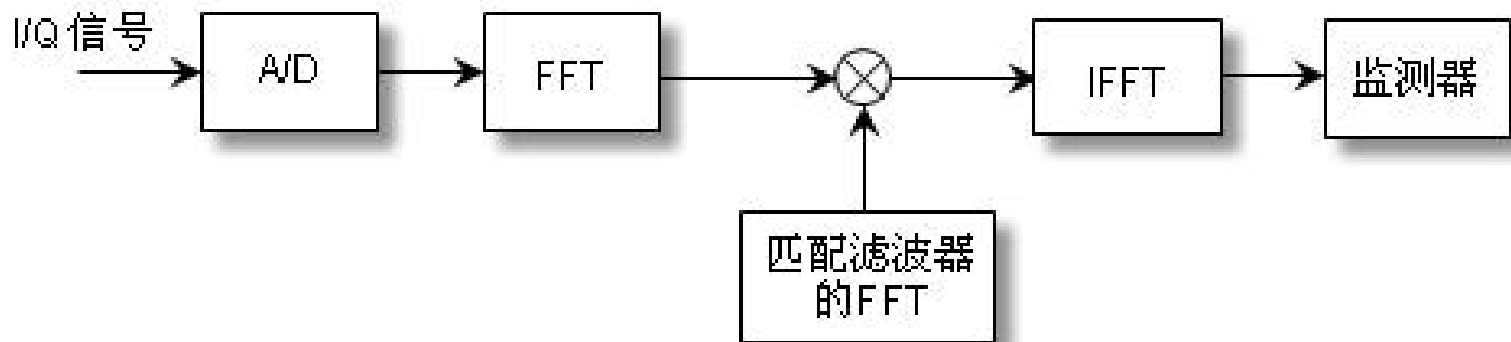


图3.6：一种脉冲压缩雷达的数字处理方式

匹配滤波器的应用-LFM

四：Matlab 仿真结果

(1) 任务：对以下雷达系统仿真。

雷达发射信号参数：

幅度：1.0

信号波形：线性调频信号

频带宽度：30 兆赫兹 (30MHz)

脉冲宽度：10 微妙 (20us)

中心频率：1GHz (10^9 Hz)

雷达接收方式：

正交解调接收

距离门：10Km~15Km

目标：

Tar1：10.5Km

Tar2：11Km

Tar3：12Km

Tar4：12Km +5m

Tar5：13Km

Tar6：13Km +2m

匹配滤波器的应用-LFM

(2) 系统模型:

结合以上分析, 用 Matlab 仿真雷达发射信号, 回波信号, 和压缩后的信号的复包络特性, 其载频不予考虑 (实际中需加调制和正交解调环节), 仿真信号与系统模型如图 4.1。

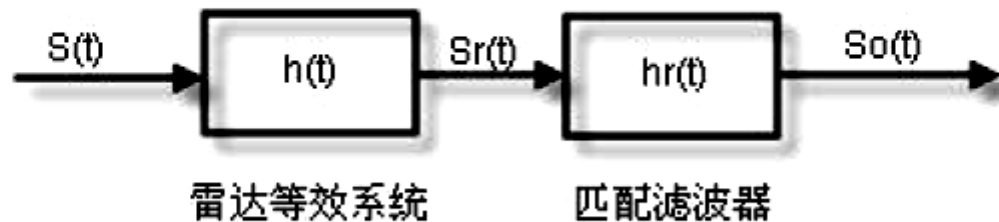


图 4.1: 雷达仿真等效信号与系统模型



匹配滤波器的应用-LFM

(3) 线性调频脉冲压缩雷达仿真程序 LFM_radar

仿真程序模拟产生理想点目标的回波，并采用频域相关方法（以便利用 FFT）实现脉冲压缩。函数 LFM_radar 的参数意义如下：

T: chirp 信号的持续脉宽；

B: chirp 信号的调频带宽；

Rmin: 观测目标距雷达的最近位置；

Rmax: 观测目标距雷达的最远位置；

R: 一维数组，数组值表示每个目标相对雷达的斜距；

RCS: 一维数组，数组值表示每个目标的雷达散射截面。

在 Matlab 指令窗中键入：

```
LFM_radar(10e-6,30e6,10000,15000,[10500,11000,12000,12005,13000,13002],[1,1,1,1,1,1])
```

得到的仿真结果如图 4.2。

匹配滤波器的应用-LFM

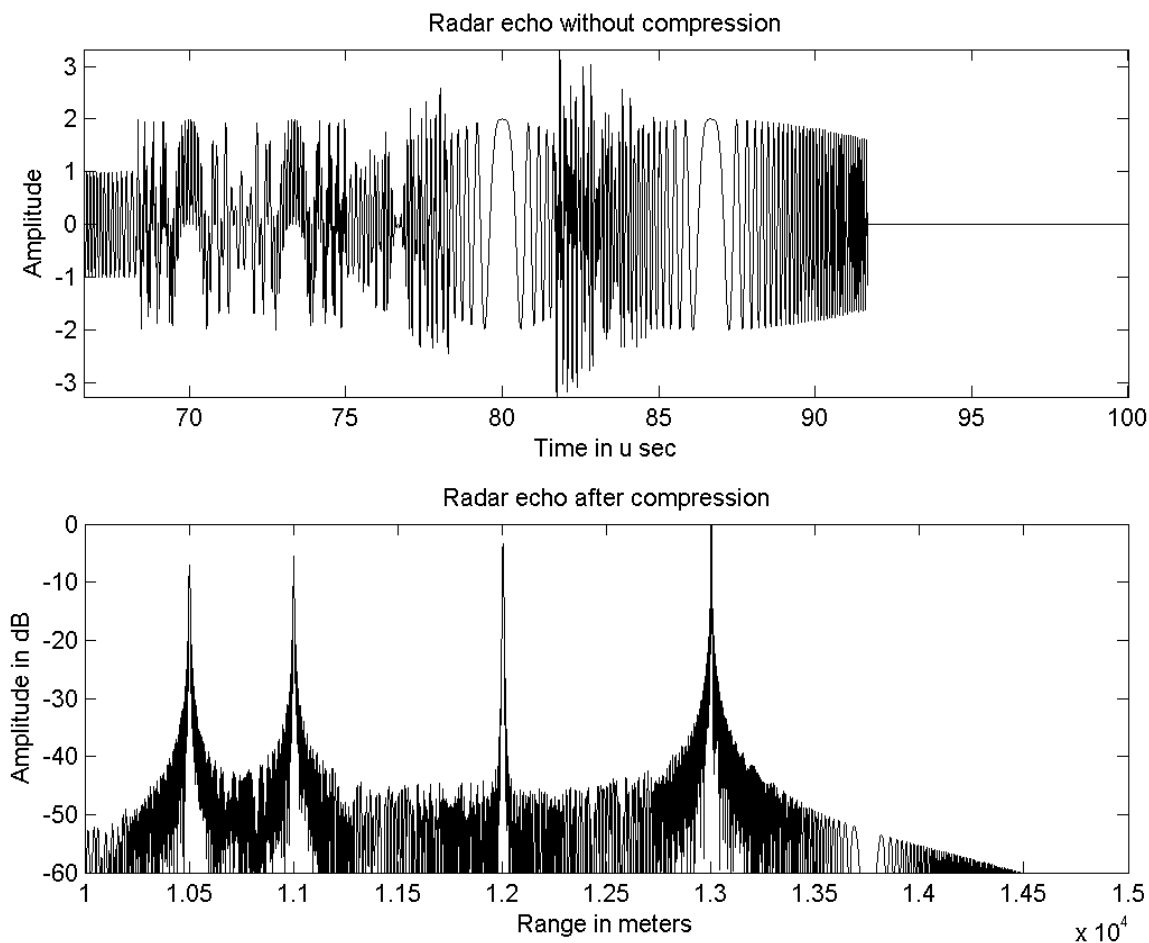


图4.2: 仿真结果

匹配滤波器的应用-LFM

(4) 分辨率(Resolution)仿真

改变两目标的相对位置，可以分析线性调频脉冲压缩雷达的分辨率。仿真程序默认参数的距离分辨率为：

$$\sigma_R = \frac{C}{2B} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 30 \times 10^6} = 5m \quad (4.1)$$

图 4.3 为分辨率仿真结果，可做如下解释：

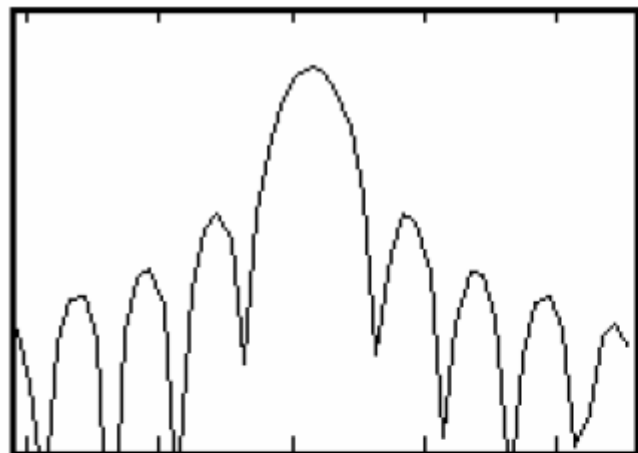
(a) 图为单点目标压缩后的波形；

(b) 图中，两目标相距 2m，小于 σ_R ，因而不能分辨；

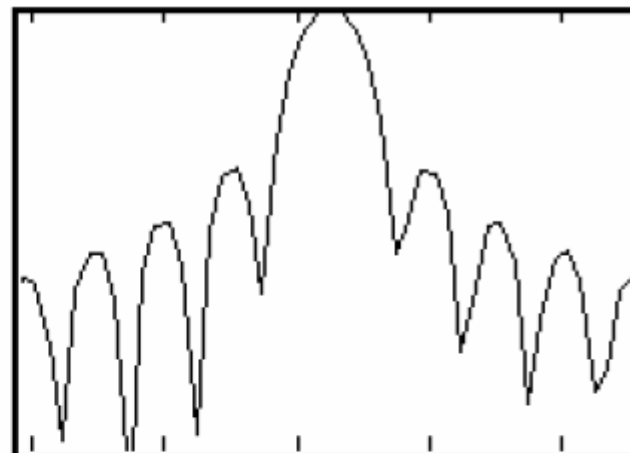
(c) 图中，两目标相距 5m，等于 σ_R ，实际上是两目标的输出 sinc 包络叠加，可以看到他们的副瓣相互抵消；

(d) —(h)图中，两目标距离大于雷达的距离分辨率，可以观察到，它们的主瓣变宽，直至能分辨出两目标。

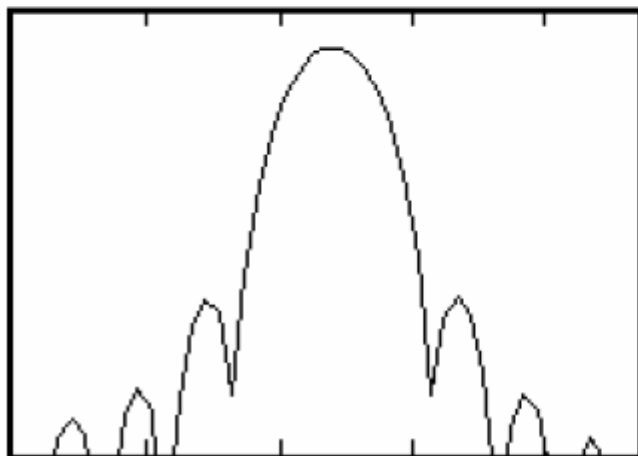
匹配滤波器的应用-LFM



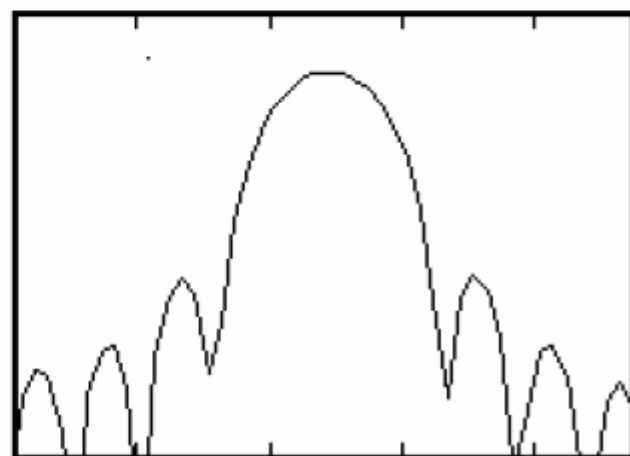
(a) $R=0$



(b) $R=2$



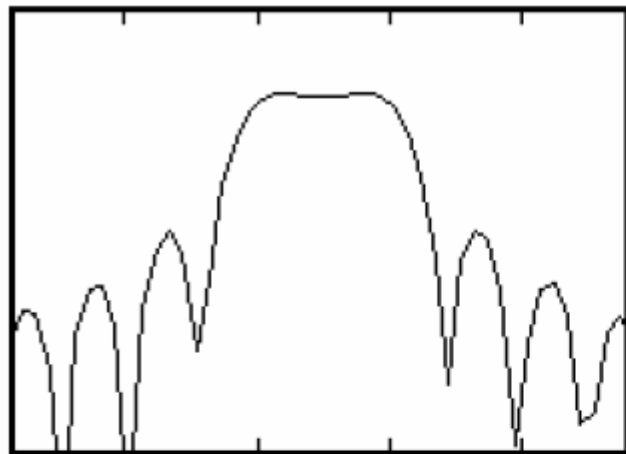
(c) $R=5$



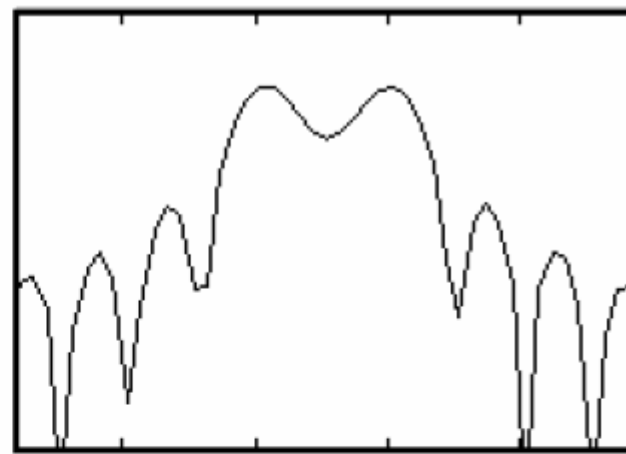
(d) $R=6$

图 4.3: 线性调频脉冲压缩雷达分辨率仿真

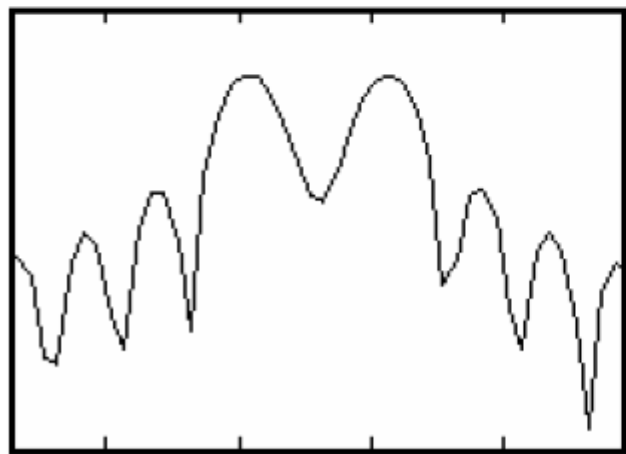
匹配滤波器的应用-LFM



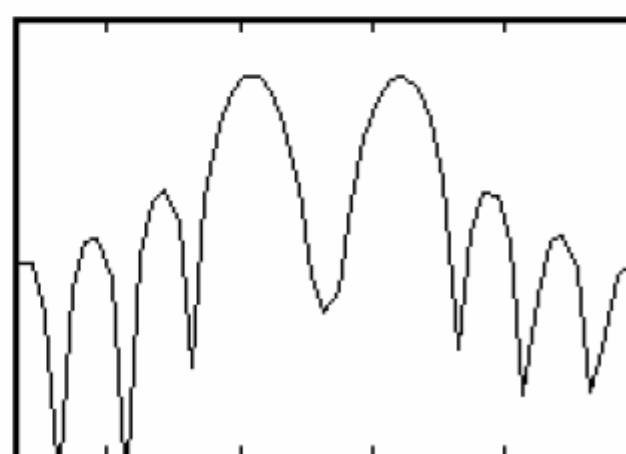
(e) $R=7$



(f) $R=8$



(g) $R=9$



(h) $R=10$

图 4.3: 线性调频脉冲压缩雷达分辨率仿真