

第3章



FMCW雷达系统原理

内容提要

- 线性调频信号
- FMCW 雷达系统结构
- FMCW 雷达信号处理
- 脉冲压缩处理
- FMCW 雷达信号时序
- FMCW 雷达系统设计

3.1 线性调频信号

对于脉冲时间宽度 T 的单一固定频率的脉冲雷达，可以简单推导得到目标的距离分辨率为 $\frac{cT}{2}$ ，其中 c 为光速。如果要提高雷达的作用距离，需增加雷达发射信号的能量，增加脉冲宽度，但这种方法使得目标距离分辨率下降，如何解决增加脉冲宽度的条件，目标的距离分辨率不下降的问题呢？

线性调频信号（Liner Frequency Modulated, LFM）起初就是为了克服单一发射频率的脉冲雷达距离分辨率和发射功率之间的矛盾而提出的，目前已成为众多雷达常用的发射波形，因此掌握 LFM 信号是掌握许多雷达工作原理的前提。图3-1为一个线性调频信号（Liner Frequency Modulated, LFM）的时域波形图和频谱图。LFM 信号时域波形的表达式如下：

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\pi k_r t^2} \quad (3.1)$$

式中， k_r 为调频率， T 为发射信号的时间宽度，其中矩形函数 $\text{rect}(t)$ 定义如下

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq 0.5 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3.2)$$

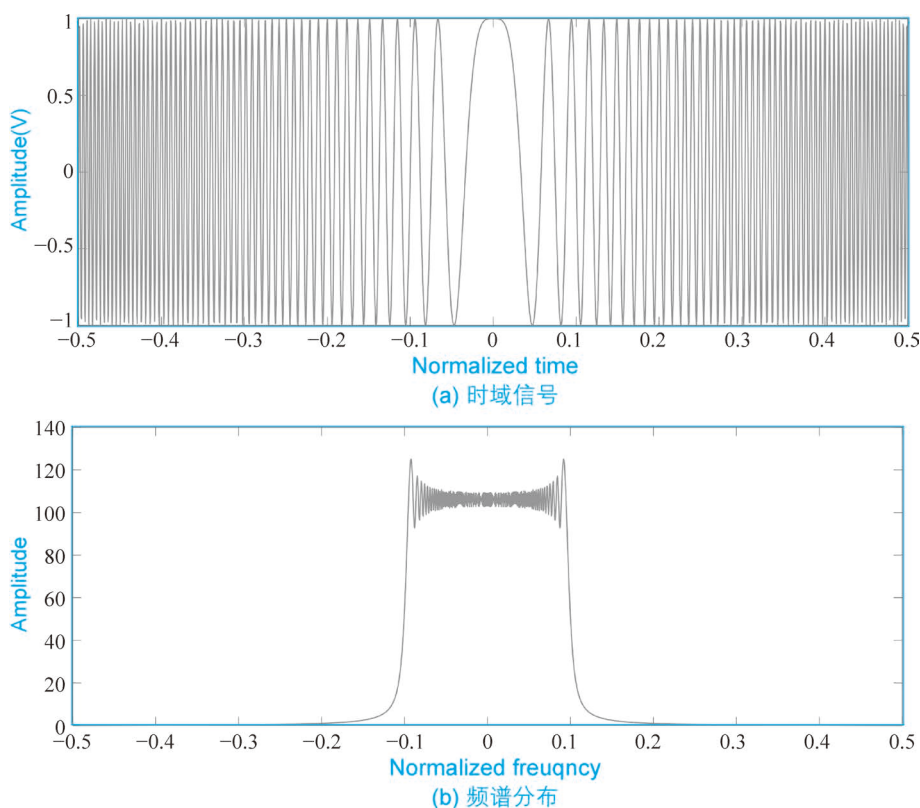


图 3-1 线性调频信号

LFM信号的相位为

$$\phi(t) = \pi k_r t^2 \quad (3.3)$$

LFM信号随时间变化的频率为

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} = k_r t \quad (3.4)$$

则信号的频带宽度 B 为

$$B = k_r T \quad (3.5)$$

通过驻定相位原理，可推导得到LFM信号的频谱表达式为

$$\begin{aligned} S(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\pi k_r t^2} e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \text{rect}\left(\frac{f}{k_r T}\right) e^{-j\pi \frac{f^2}{k_r}} \end{aligned} \quad (3.6)$$

 **笔记** 驻定相位原理的核心思想是利用正弦信号相位快速变化时积分为零，积分主要

贡献来源于相位缓慢变换的区域。式(3.6)的简要证明如下:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\psi(t)} dt, \quad \psi(t) = \pi k_r t^2 - 2\pi f t \quad (3.7)$$

相位缓慢变换的区域为相位 $\psi(t)$ 的一阶导数为零的区域, 即

$$\frac{d\psi(t)}{dt} = 2\pi k_r t - 2\pi f = 0 \quad (3.8)$$

由此可得相位缓慢变换区域(驻定相位区)的时频关系为

$$f = k_r t_0, t_0 = \frac{f}{k_r} \quad (3.9)$$

以 t_0 为参考, 对相位 $\psi(t)$ 进行泰勒级数展开, 如式(3.10)所示

$$\psi(t) = \psi(t_0) + \psi'(t)(t - t_0) + \frac{1}{2}\psi''(t)(t - t_0)^2 \quad (3.10)$$

对满足驻定相位区域, 一阶导数为零。因此, 式(3.10)在驻定相位区域可写为

$$\psi(t) = \pi k_r t_0^2 - 2\pi f t_0 + \pi k_r (t - t_0)^2 \quad (3.11)$$

由复变函数积分可知

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{j a x^2} dx = \sqrt{\frac{\pi}{a}} e^{\pm j \frac{\pi}{4}}$$

把满足驻定相位条件的时间区域式(3.11)代入式(3.7), 可得

$$\begin{aligned} S(f) &\approx \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t_0}{T}\right) e^{j(\pi k_r t_0^2 - 2\pi f t_0 + \pi k_r (t - t_0)^2)} dt \\ &\approx \text{rect}\left(\frac{t_0}{T}\right) e^{j(\pi k_r t_0^2 - 2\pi f t_0)} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\pi k_r (t - t_0)^2} dt \\ &\approx \text{rect}\left(\frac{t_0}{T}\right) e^{j(\pi k_r t_0^2 - 2\pi f t_0)} \sqrt{\frac{\pi}{k_r}} e^{\pm j \frac{\pi}{4}} \\ &\downarrow \text{let } t_0 = f/k_r \\ &\approx \text{rect}\left(\frac{f}{k_r T}\right) e^{-j\pi f^2/k_r} \sqrt{\frac{\pi}{k_r}} e^{\pm j \frac{\pi}{4}} \end{aligned} \quad (3.12)$$

证毕。

假设某一目标的回波延时为 t_d , 目标回波经过下变频后, 其基带信号的表达式为

$$r(t) = \sigma \text{rect}\left(\frac{t - t_d}{T}\right) e^{j\pi k_r (t - t_d)^2} \quad (3.13)$$

式中, σ 为信号的幅度。

根据第2章雷达信号匹配滤波方法可设计匹配滤波器为

$$h(t) = \text{rect}\left(\frac{t_m - t}{T}\right) e^{-j\pi k_r (t_m - t)^2} \quad (3.14)$$

为了便于计算, 这里令 $t_m = 0$, 则匹配滤波器可表达为

$$h(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{-j\pi k_r t^2} \quad (3.15)$$

对回波的基带信号进行匹配滤波, 其输出信号为

$$\begin{aligned} r_o(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} r(\tau) h(t - \tau) d\tau \\ &= \sigma \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect}\left(\frac{\tau - t_d}{T}\right) e^{j\pi k_r (\tau - t_d)^2} \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T}\right) e^{-j\pi k_r (t - \tau)^2} d\tau \\ &= \sigma e^{j\pi k_r (t_d^2 - t^2)} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect}\left(\frac{\tau - t_d}{T}\right) \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T}\right) e^{j2\pi k_r \tau (t - t_d)} d\tau \end{aligned} \quad (3.16)$$

根据图3-2, 对式(3.16)的积分区域分段求解区间, 因此可得

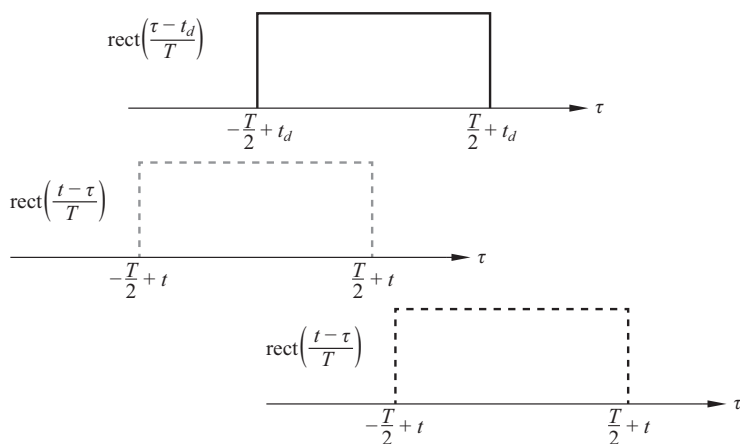


图 3-2 积分区间分段示意图

$$\begin{aligned} r_o(t) &= \sigma e^{j\pi k_r (t_d^2 - t^2)} \left\{ \text{rect}\left(\frac{t - t_d}{T}\right) \int_{-T/2 + t_d}^{t + T/2} e^{j2\pi k_r \tau (t - t_d)} d\tau + \right. \\ &\quad \left. \text{rect}\left(\frac{t - t_d - T}{T}\right) \int_{t - T/2}^{T/2 + t_d} e^{j2\pi k_r \tau (t - t_d)} d\tau \right\} \\ &= (T - |t - t_d|) \text{rect}\left(\frac{t - t_d}{2T}\right) \text{sinc}[k_r \tau (T - (t - t_d))] \end{aligned} \quad (3.17)$$

另外, 匹配滤波器还可以根据式(2.106)在频域中定义, 结合LFM信号的频谱, LFM的回波信号匹配滤波器的频域表达式为

$$H(f) = S^*(f) = \text{rect}\left(\frac{f}{k_r T}\right) e^{j\pi \frac{f^2}{k_r}} \quad (3.18)$$

根据卷积运算的傅里叶变换性质，滤波器的输出信号为

$$\begin{aligned}
 r_o(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) R(f) e^{j2\pi f t} df \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect}\left(\frac{f}{k_r T}\right) e^{-j\pi \frac{f^2}{k_r}} \text{rect}\left(\frac{f}{k_r T}\right) e^{j\pi \frac{f^2}{k_r}} e^{j2\pi f(t-t_d)} df \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \text{rect}\left(\frac{f}{k_r T}\right) e^{j2\pi f(t-t_d)} df \\
 &= \pi B \text{sinc}\{\pi B(t-t_d)\}
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

因此，目标的距离分辨率为

$$\Delta r = \frac{c}{2B} \tag{3.20}$$

式中， c 为光速。

因此，与单点频脉冲雷达相比，相同时间宽度的 LFM 雷达可实现距离压缩比

$$\rho = \frac{\frac{cT}{2}}{\frac{c}{2B}} = TB \tag{3.21}$$

因此，LFM 信号的匹配滤波也称为脉冲压缩技术。

✎ **编程 3.1** 下面是一个对 LFM 信号回波进行匹配滤波的仿真例子。

```

%《调频连续波雷达——原理、设计与应用》编程例子
% LFM信号匹配滤波方法
clc; clear; close all;
B=1.5e3;
fs=10*B;
kr=1e4;
T=B/kr;
t=-T/2:1/fs:T/2;
sig=exp(1j*pi*kr*t.^2);
plot(t/T, real(sig),'linewidth',1)
ylabel('Amplitude (V)')
xlabel('Normalized time');

sig_f=fftshift(fft(sig));
N=length(sig);
f=-fs/2:fs/N:fs/2-fs/N;
f=f/fs;
figure;plot(f,abs(sig_f),'linewidth',1)
ylabel('Amplitude')
xlabel('Normalized frequency');

```

```
len1=128;
figure;stft(sig,fs,'Window',kaiser(len1,5),'OverlapLength',len1/4,
            'FFTLenght',len1);
h=colorbar;a = h.Position;title(h,'dB/Hz');
set(h,'Position',[a(1)+0.08 a(2)+0.05 0.01 0.6]);

sig_mf=conv(sig, conj(sig));
sig_mf=sig_mf/max(abs(sig_mf));
figure;
plot((abs(((sig_mf)))));

c0=3e8;
fc=10e9;
Rmax=1e8;
tdelay=2*Rmax/c0;
t1=0:1/fs:tdelay-1/fs;
echo_num=length(t1);
echo(1:echo_num)=10*(rand(1,echo_num)+1i*rand(1,echo_num));

target_range=Rmax*[0.2,0.39,0.5,0.6,0.68];
target_rcs=[2,3,5,3,2];
target_delay=2*target_range/c0;
target_delay_pos=round(target_delay*fs);

for tn=1:length(target_range)
    idx=target_delay_pos(tn):target_delay_pos(tn)+length(sig)-1;
    echo(idx) = echo(idx)+target_rcs(tn)*sig*exp(-1i*4*pi*fc*target_range(tn)
        /c0); %/ (target_range(tn)^4);
end

idR=1e-7*c0/2*(0:1/fs:(echo_num-1)/fs);
echo_mf=conv(echo,conj(sig),'same');
echo_mf=echo_mf/max(abs(echo_mf));

fontsz=12;
figure;plot(idR-(1e-7*T*c0/4),abs(echo_mf));
xlabel('相对位置');ylabel('相对幅度');
set(gcf,'color',[1 1 1]);
set(gca,'FontSize',fontsz)
set(findall(gcf,'type','text'),'FontSize',fontsz);

echo_fft=fft(echo,echo_num);
```

```
mh_fft=conj(fft(sig,echo_num));

match_out=ifft(echo_fft.*mh_fft);
match_out=match_out/max(abs(match_out));

figure;plot(idR,abs(match_out));
xlabel('相对位置');ylabel('相对幅度');
set(gcf,'color',[1 1 1]);
set(gca,'FontSize',fontsz)
set(findall(gcf,'type','text'),'FontSize',fontsz);
```

程序运行结果如图3-3所示。

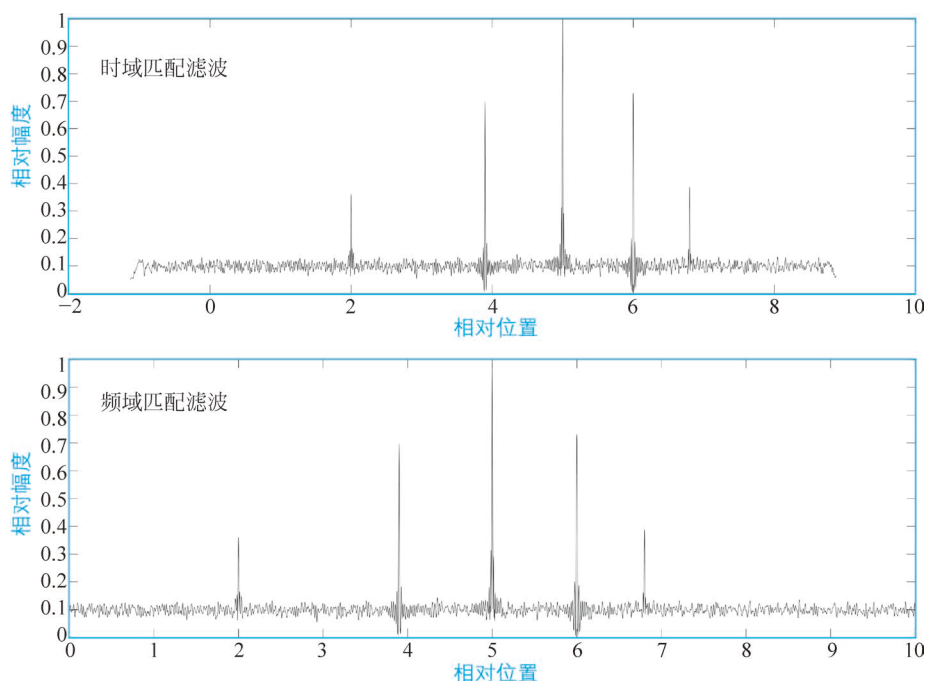


图 3-3 编程 3.1 的结果

3.2 FMCW 雷达工作原理

LFM 雷达的脉冲压缩技术通常用于长作用距离的遥感探测。然而，对于短距离遥感的应用场景，脉冲压缩是否可用更低运算量的方法实现？尤其是，目前微小型雷达 LFM 信号的工作带宽可以达 4GHz，如果采用 3.1 节的雷达脉冲压缩技术，那么基

带信号的采样率很高,这样信号处理负担会很大。因此,目前微小短距离探测雷达通常采用直接混频去斜的处理方式达到脉冲压缩的效果。这种类型的雷达需要采用两个天线:一个用于发射;另一个用于接收。这样,LFM工作在连续不间断的模式,因此这种雷达称为调频连续波(Frequency Modulated Continuous Waveform, FMCW)雷达。

图3-4为目前FMCW雷达芯片常见的系统结构。每部分的功能作用具体如下。

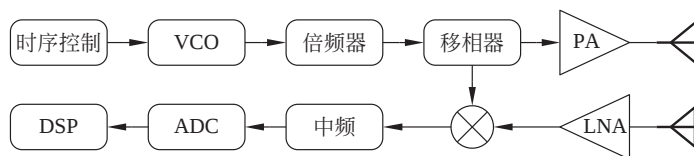


图 3-4 FMCW 雷达系统结构示意图

- 雷达的时序控制单元: 用于控制雷达发射和接收信号的时序, 给压控振荡器VCO输入压控信号。
- 压控振荡器: 其输出信号的正弦波频率由输入电压决定, 要求压控振荡器的作用电压和输出信号的频率线性度良好。
- 倍频器: 把输入信号的频率进行倍频, 使输出信号的频率增加至射频段。
- 移相器: 对信号的信号进行移相, 通常用于虚拟天线阵的形成。
- 功率放大器: 对发射信号进行放大, 送至天线辐射传播至自由空间里。
- 低噪声放大器: 对目标回波信号进行放大, 这一级的噪声系数对整个接收系统起决定性作用。
- 混频器: 发射信号的一路耦合输入混频器与目标回波进行相乘, 这一级直接可实现信号去斜处理。
- 中频/ADC: 对基带信号进行采样, 形成IQ信号。
- 数字信号处理单元(DSP): 完成信号的滤波、距离向压缩、多普勒速度处理、方位角度估计, 或者完成各种成像算法, 以及CFAR的目标检测。

如图3-5所示, FMCW雷达通常利用雷达发射信号和目标回波进行相乘混频, 进而完成信号的去斜处理过程。

由于在实际的雷达系统中, 发射信号为实信号。假设发射信号为

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) \sin(\pi k_r t^2 + 2\pi f_c t) \quad (3.22)$$

式中, f_c 为信号的中心频率。

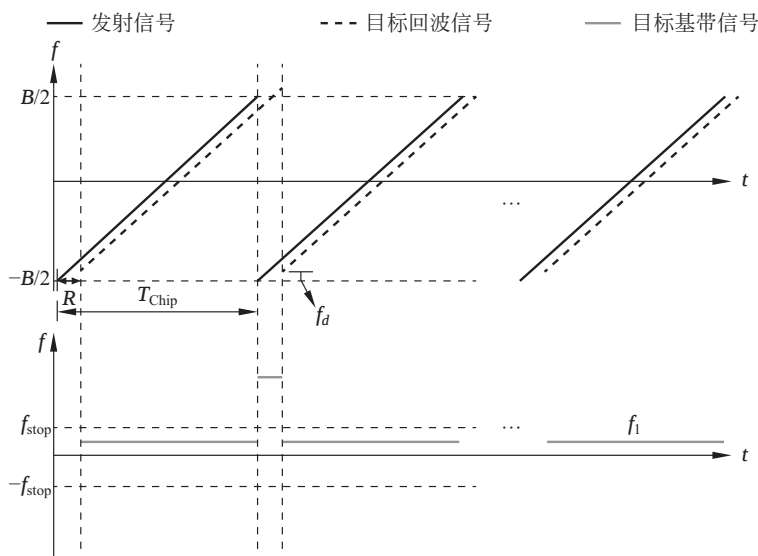


图 3-5 FMCW 雷达发射与接收信号时序示意图

假设在径向距离雷达 R 处存在一个目标，则其回波信号为

$$r(t) = a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2 - 2R/c}{T}\right) \sin[\pi k_r(t - 2R/c)^2 + 2\pi f_c(t - 2R/c)] \quad (3.23)$$

式中， a 为回波信号收发损耗及增益的总幅度。

回波信号与发射信号耦合至混频器的信号进行混频相乘，并进行低通滤波，输出信号为

$$\begin{aligned} r_I(t) &= r(t) * s_I(t) \\ &= a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2 - 2R/c}{T}\right) \sin[\pi k_r(t - 2R/c)^2 + 2\pi f_c(t - 2R/c)] \sin(\pi k_r t^2 + 2\pi f_c t) \\ &\downarrow \sin a \sin b = -(1/2)[\cos(a + b) - \cos(a - b)] \\ &\approx 0.5a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) \cos(-4\pi k_r R/c t + 4\pi R^2/c^2 * k_r - 4\pi f_c/cR) \\ &\approx 0.5a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) \cos(-4\pi k_r R/c t - 4\pi f_c/cR) \end{aligned} \quad (3.24)$$

为了得到基带复信号，发射信号耦合至混频器的信号一路经过 90° 的相移产生 $\cos(\pi k_r t^2 + 2\pi f_c t)$ 信号（见图3-6），与回波信号混频相乘，并进行低通滤波，输出信号为

$$\begin{aligned}
r_Q(t) &= r(t) * s_Q(t) \\
&= a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2 - 2R/c}{T}\right) \sin[\pi k_r(t - 2R/c)^2 + 2\pi f_c(t - 2R/c)] \cos(\pi k_r t^2 + 2\pi f_c t) \\
&\downarrow \sin a \cos b = (1/2)[\sin(a + b) + \sin(a - b)] \\
&\approx 0.5a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) \sin(-4\pi k_r R/c t + 4\pi R^2/c^2 * k_r - 4\pi f_c/c R) \\
&\approx 0.5a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) \sin(-4\pi k_r R/c t - 4\pi f_c/c R)
\end{aligned} \tag{3.25}$$

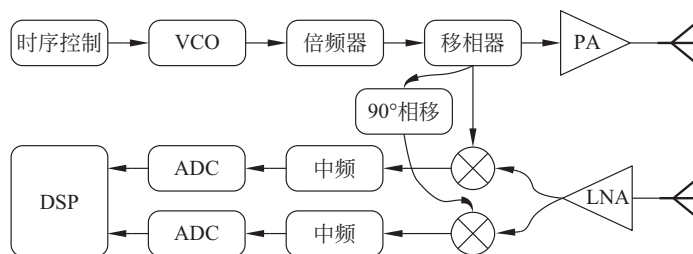


图 3-6 FMCW 雷达接收 IQ 解调示意图

由上述混频滤波后，雷达回波基带信号可表达成

$$r_o(t) = r_I(t) + j * r_Q(t) = 0.5a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) e^{-j2\pi\left(\frac{2k_r R}{c}t + \frac{2R}{\lambda}\right)} \tag{3.26}$$

假设目标的瞬时运动速度映射到雷达径向速度为 v_r ，首次被雷达发射电磁波观测时目标的距离为 R_0 。经过 n 个扫描周期后，倘若目标仍然在雷达作用范围内，则其距离可表达为 $R = R_0 + v_r(n-1)T$ 。把该距离代入式 (3.26)，可得

$$\begin{aligned}
r_o(t, nT) &= 0.5a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) e^{-j2\pi\left(\frac{2k_r(R_0 + v_r(n-1)T)}{c}t + \frac{2(R_0 + v_r(n-1)T)}{\lambda}\right)} \\
&\approx 0.5a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) e^{-j2\pi\left(\frac{2k_r R_0}{c}t + \frac{2v_r(n-1)T}{\lambda} + \frac{2R_0}{\lambda}\right)}
\end{aligned} \tag{3.27}$$

一般情况下，在雷达作用距离范围内存在多个目标。假设第 i 个目标的径向距离、径向速度以及方位角度分别为 R_i 、 v_i 、 θ_i 。假设雷达接收阵列为 M 个阵元的均匀分布阵列，阵元间距为 d 。由第 2 章目标的方位角度测量可知，第 i 个目标在第 n 个扫描周期的第 m 个接收阵元的基带信号可表示为

$$r_i(t, n, m) = 0.5a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) e^{-j2\pi\left(\frac{2k_r R_i}{c}t + \frac{2v_i(n-1)T}{\lambda} + \frac{2R_i}{\lambda} - \frac{m d \sin \theta_i}{\lambda}\right)} \tag{3.28}$$

因此, 在一个快时间域内, 雷达的接收信号为多个目标信号的叠加

$$\begin{aligned}
 r(t, n, m) &= \sum_{i=1}^{T_n} r_i(t, nT, m) \\
 &= \sum_{i=1}^{T_n} 0.5a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) e^{-j2\pi\left(\frac{2k_r R_i}{c}t + \frac{2v_i(n-1)T}{\lambda} + \frac{2R_i}{\lambda} - \frac{m d \sin\theta_i}{\lambda}\right)} + n(t)
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

式中, T_n 为目标的个数, $n(t)$ 为接收系统噪声。

3.3 FMCW 雷达信号处理

FMCW 雷达信号处理主要是对目标的参数 (径向距离、速度和角度) 进行估计。由式 (3.29) 可知, 目标的参数信息调制在基带信号上均为复正弦信号, 因此只需对其进行傅里叶变换便可求得相关参数。

首先, 进行距离向的压缩。对式 (3.29) 在快时间域进行傅里叶变换, 可得

$$\begin{aligned}
 r(f_r, n, m) &= \int_{-\infty}^{\infty} r(t, n, m) e^{j2\pi f_r t} dt \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{i=1}^{T_n} 0.5a \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) e^{-j2\pi\left(\frac{2k_r R_i}{c}t + \frac{2v_i(n-1)T}{\lambda} + \frac{2R_i}{\lambda} - \frac{m d \sin\theta_i}{\lambda}\right)} + n(t) \right] \\
 &\quad e^{-j2\pi f_r t} dt \\
 &= e^{j\pi f_r T} \sum_{i=1}^{T_n} 0.5a T \operatorname{sinc}\left[\pi\left(f_r + \frac{2k_r R_i}{c}\right)T\right] e^{-j2\pi\left(\frac{2v_i(n-1)T}{\lambda} + \frac{2R_i}{\lambda} - \frac{m d \sin\theta_i}{\lambda}\right)} + \\
 &\quad N(f_r)
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

进一步, 对式 (3.30) 在慢时间进行傅里叶变换

$$\begin{aligned}
 r(f_r, f_d, m) &= \sum_{n=0}^{N-1} r(f_r, n, m) e^{-j2\pi f_d n} \\
 &= e^{j\pi(f_r T + f_d(N-1))} \sum_{i=1}^{T_n} 0.5a T \operatorname{sinc}\left[\pi\left(f_r + \frac{2k_r R_i}{c}\right)T\right] \\
 &\quad N \operatorname{sinc}\left[\pi\left(f_d + \frac{2v_i}{\lambda}\right)N\right] e^{-j2\pi\left(\frac{2R_i}{\lambda} - \frac{m d \sin\theta_i}{\lambda}\right)} + \\
 &\quad N(f_r, f_d)
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

式中, N 为慢时间的采样点数 (相干积累点数)。

忽略式 (3.31) 中的常数项, 在方位角度上进行傅里叶变换后, 压缩后的目标信号为

$$\begin{aligned}
 r(f_r, f_d, f_a) &= \sum_{n=0}^{M-1} r(f_r, n, m) e^{-j2\pi f_a m} \\
 &= \sum_{i=1}^{T_n} 0.5a T \text{sinc} \left[\pi \left(f_r + \frac{2k_r R_i}{c} \right) T \right] N \text{sinc} \left[\pi \left(f_d + \frac{2v_i}{\lambda} \right) N \right] \\
 &\quad M \text{sinc} \left[\pi \left(f_a - \frac{d \sin \theta_i}{\lambda} \right) M \right] + \\
 &\quad N(f_r, f_d, f_a)
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

最后, 对压缩后的雷达目标数据在距离向、径向速度以及方位角度进行恒虚警概率 (CFAR) 检测, 最终输出目标的参数信息。

3.4 FMCW 雷达系统设计

本书聚焦微小型雷达短距离遥感探测, 因此本节只考虑类似图3-5的FMCW雷达系统设计。雷达系统设计要根据具体的应用场景及目标参数特性, 根据目标探测精度要求设计雷达每个子系统的性能。短距探测的FMCW雷达系统设计具体步骤如下。

- 首先, 根据现有国内外雷达标准及相关法规, 确定雷达可使用的频率, 计算出对应的雷达工作的中心波长。
- 根据应用场景及角度探测需求, 以及雷达芯片资源确定收发阵元数, 进而设计雷达天线阵列, 计算后得出雷达收发天线的增益 G_R 、 G_T 。
- 查阅雷达芯片技术参数, 确定低噪声放大器的噪声系数 F 、信号发射的平均功率 P_T , 以及收发系统损耗 L 。
- 根据应用场景中目标的速度分布, 确定速度不模糊条件下的信号扫描周期 T , 进而根据速度分辨率要求, 确定慢时间域的相干积累点数的取值范围。
- 根据信号扫描周期 T , 计算最大不模糊距离 $R_{\max} = \frac{cT}{2}$, 并根据第1章雷达方程知识内容, 验证最大不模糊距离是否大于雷达最大作用的距离

$$R_{\max} \geq \left(\frac{\lambda^2 N \sigma G_R G_T P_T T}{(4\pi)^3 \text{SNR}_{\min} \kappa T_0 F L} \right)^{0.25} \tag{3.33}$$

式中考虑了相干积累点数 N 对信噪比的贡献，具体情况还需具体分析。

- 根据应用场景的距离分辨率 δR 性能要求，计算信号带宽 $B = c/(2\delta R)$ ，进而确定调频率 $k_r = B/T$ 。
- 确定雷达基带信号的采样频率 $f_s \geq \frac{4k_r R_{\max}}{c} + 1/T$ 。
- 根据 f_s 设计接收机的低通滤波器截止频率、通频带等参数。

3.5 FMCW 雷达系统仿真

 **编程 3.2** 下面是一个汽车中程距离雷达的系统仿真例子。

```
%《调频连续波雷达——原理、设计与应用》编程例子
% Automotive Medium Range Radar (MRR)
% 对小汽车 RCS =10 sqm 的作用距离为 160 m
% 分辨率为 0.3 m
% 角度分辨率为 8°
% 作者：许致火 (Zhihuo Xu)
% 时间：2022年12月10日 (10 Dec 2022)

clc;clear;close all;

c0 = 3e8; %Light Speed
% MRR Performance Requirements
delta_R=0.3;% m
delta_V= 1; % m/s
delta_angle=8;% degrees
SNR_min=10; % dB
R_max=160;% m
Vel_max =200;% km/h
RCS_car=10*log10(10);% dBsqm

% Step 1
Fc=78e9;
lambda=c0/Fc;

% Step 2
Na=round(360/pi/delta_angle);%天线阵元数量
delta_dis= lambda/2; %天线阵元间距

Gt= 15; % dBi Transmitted Anttenu Gain
Gr=15;% dBi Recieved Anttenu Gain

% Step 3
```

```

F= 15; % Noise figure in dB
Pt= 12; % Transmitted power dBm
L =2 ; % System loss dB

% Step 4
fd_max=2*Vel_max*1e3/3600/lambda;
T=1/(2*fd_max);% sweep time

PRF=1/T;
CPI=round(PRF/(2*delta_V/lambda));
CPI    = 2^(round(log2(CPI)));

% Step 5
R_max_new=c0*T/2;

if R_max_new< R_max
    quit;
end

te = 290.0; % effective noise temperature in Kelvins
k_constant=1.38e-23;

Rmax_dB= Pt-30+Gt +Gr + 20*log10(lambda)+RCS_car+10*log10(CPI)+10*log10(T)...
-30*log10(4*pi)-SNR_min-10*log10(k_constant*te)-F-L;%考虑了相关积累贡献

Rmax_radar_eq=(10^(Rmax_dB/10))^0.25;

if R_max_new<Rmax_radar_eq    %检验雷达最大作用距离是否在不模糊距离内
    quit;
end

if (Rmax_radar_eq-R_max)<0 %检验雷达最大作用距离是否达到设计要求
    quit;
end

% Step 6
B=c0/(2*delta_R);          %信号带宽
Kr=B/T;                    %调频率

fs= 4*Kr*R_max/c0+1/T; % 基带信号采样频率
RF_fs= B*3;

t    = (0 : 1/RF_fs : T-1/RF_fs);
TX_RF    = exp(1i*pi*Kr*t.^2).*exp(1i*2*pi*Fc*t);

```

```

TX_Ref = conj(TX_RF);

fs=RF_fs/round(RF_fs/fs);

N_Fast = round(T*fs);

dletaR=fs/N_Fast*3e8/2/Kr;
idR=dletaR*[0:N_Fast/2-1];
idV=lambda/2*(-PRF/2:PRF/CPI:PRF/2-PRF/CPI);
idt = 1e6*(0 : 1/fs : T);

%低通滤波设计
Fpass = 0.9*fs/2;          % 通带频率
Fstop =1.1*Fpass;          % 阻带频率
Dpass = 0.0057501127785;   % 通带波动
Dstop = 0.0001;            % 阻带衰减
dens = 20;                 % 密度因子

% 使用 firpmord 从参数中计算阶数
[N, Fo, Ao, W] = firpmord([Fpass, Fstop]/(fs/2), [1 0], [Dpass, Dstop]);

% 使用 firpmord 计算滤波器系数
b = firpm(N, Fo, Ao, W, {dens});
Hd = dfilt.dffir(b);
fvtool(Hd,'Fs',fs);

target_rcs=[8,10,15];
target_range=[36, 50, 60];
target_velocity=[5, -10 ,15];
target_theta=[-35, 0, 60];

noise_amp=k_constant*te*10^(F/10)*B;
noise_amp=sqrt(noise_amp);%将功率增益转换为电压增益

gplot=0; %用于画发射接收信号图的标识

%参考文献 https://e2e.ti.com/support/sensors-group/sensors/f/sensors-forum/...
%719803/awr1642-confirm-power-in-tx-and-gain-in-rx
LNA_ADC_Gain= 48; % dB the LNA to ADC gain

% 距离多普勒原始数据仿真
Rawdata(CPI,N_Fast)=0;
for k=1:CPI

```

% 绘制接收信号的
% 时域波形(实部)

```

        xlim([0 T]*1e6);
        xlabel('Time (\mus)');
        ylabel('Amplitude(mV)');

        subplot(212);
        plot(idt,1e3*abs(RX_Base),'b','linewidth',1);           % 绘制接收信号的
                                                                % 时域波形(幅度)
        %ylim([-5 5]);

        legend('Magnitude','Envelope');
        xlim([0 T]*1e6);
        xlabel('Time (\mus)');
        ylabel('Amplitude(mV)');
    end
end

x=Rawdata(1,:);
N_sig = length(x);    % length of signal

fontsz=16;

raw_data=Rawdata.';
raw_data=fftshift(fft(raw_data,[],1),1); % 距离方向的 FFT
raw_data=fftshift(fft(raw_data,[],2),2); % FFT 转换到距离-多普勒域
raw_data=raw_data(1+N_sig/2:N_sig,:);

figure;
surf(idV,idR,20*log10(abs(raw_data)+eps)+30);
xlabel(['Velocity (','m/s')]);
ylabel('Range (m)');
zlabel('Intensity (dBm)');
colormap(jet);shading interp

xlim([-40 40]);ylim([0 80]);zlim([-40 0]);
caxis([-40 -10]);view(-44,41)

h=colorbar;
title(h,'dB');
a = h.Position;
set(h,'Position',[a(1)+0.08 a(2)+0.23 0.01 0.5]);
set(gcf,'color',[1 1 1]);
set(gca,'FontSize',fontsz)
set(findall(gcf,'type','text'),'FontSize',fontsz);
set(get(gca,'YLabel'),'Rotation',-26);

```

```

set(get(gca,'XLabel'),'Rotation',26);

% MIMO 原始数据模拟
MIMO_data(Na:N_Fast)=0;
for k=1:Na
    echo = TX_RF*0;
    for tn=1:length(target_range)
        range=target_range(tn);
        echo=echo+ target_rcs(tn)*exp(1i*pi*Kr*(t-2*range/c0).^2).*exp(1i*2
            *pi*Fc*(t-2*range/c0)) *exp(-1i*2*pi*(k-1)*delta_dis*sind
            (target_theta(tn))/lambda)/ (range^4);
    end

    Gain = 30+ Pt-30+Gt +Gr + 20*log10(lambda)+LNA_ADC_Gain-30*log10(4*pi)-L;
    Gain = sqrt(10^(Gain/10)); % 将功率增益转换为电压增益
    echo = echo * Gain;
    echo = echo+ noise_amp.*(randn(1,length(echo))+1i*randn(1,length(echo)));
    Mixer_Output = conj(echo.*TX_Ref); %混频
    Mixer_Output = decimate(Mixer_Output, RF_fs/fs);
    RX_Base = filter(Hd, Mixer_Output);
    MIMO_data(k,:)=RX_Base;
end

rafData=fftshift(fft(MIMO_data,[],2),2);
rafData=rafData(:,1+N_sig/2:N_sig);

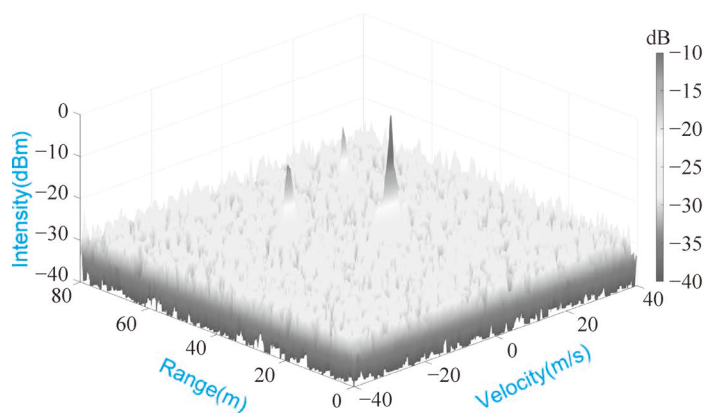
Ridx=dletaR*[0:N_Fast/2-1];
Na_fft=256;
AzNfft=Na_fft;
az0=linspace(-1,1,Na_fft);
azz=asind(az0);
data=fftshift(fft(rafData,AzNfft,1),1);
figure;
Xr=idR'*cosd(azz);
Yr=idR'*sind(azz);
tdata=20*log10(abs(data)/max(abs(data(:))+eps));

pcolor(Yr',Xr',tdata);
shading interp
axis;
xlim([-R_max R_max]);
ylim([0 R_max]);
colormap(jet);
h=colorbar;

```

```
title(h,'dB')
xlabel('X (m)');
ylabel('Y (m)');
a = h.Position;
set(h,'Position',[a(1)+0.08 a(2)+0.05 0.01 0.6]);
set(gcf,'color',[1 1 1]);
set(gca,'FontSize',fontsz)
set(findall(gcf,'type','text'),'FontSize',fontsz);
```

程序运行结果如图3-7所示。



距离多普勒

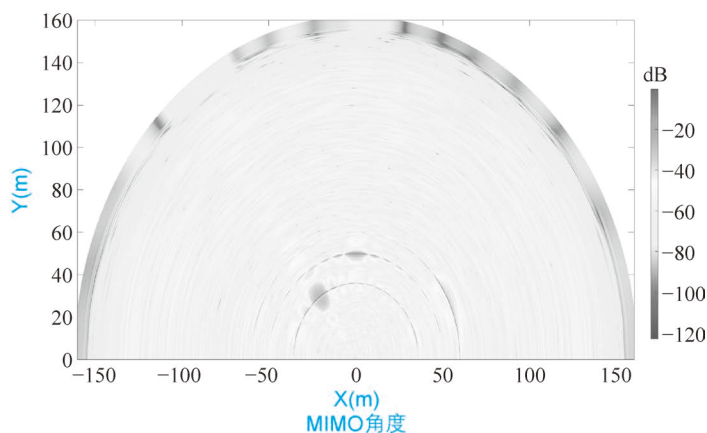


图 3-7 编程 3.2 的结果

习题

1. LFM信号有哪几种等效匹配滤波方式？阐述不同匹配滤波方式的应用场景。
2. 简述驻定相位原理，并运用该原理推导LFM信号的频谱。
3. 表3-1为某一汽车短程距离雷达设计要求，请给出雷达系统设计参数。

表 3-1 某汽车短程距离雷达设计要求

符 号	值
最大作用距离 (15dBsm) $R_{\max}$	60 m
发射天线增益 G_T	15dB
接收天线增益 G_R	15dB
最大不模糊速度 $v_{\max}^r$	200km/h
速度分辨率 δ_v	0.1m/s
距离分辨率 δ_R	0.1m
角度分辨率 δ_a	1°