

# 多载频 FMCW 在 MIMO 雷达中的应用研究

杨明磊, 陈伯孝, 张守宏, 高昭昭

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

**摘要:** 介绍多载频 MIMO 雷达的特点和工作原理, 对多载频线性调频连续波(FMCW)信号及其回波进行了分析, 并详细论述了 MIMO 雷达中静止目标和运动目标情况下多载频 FMCW 信号处理方法以及其中的一些关键问题, 如通道分离滤波器设计、距离分辨率分析、速度补偿精度分析、相参积累周期数的选取等. 针对该体制雷达各发射天线间载频不同的特点, 提出了采用 IFFT 相参合成的方法来精确测目标距离, 获得距离高分辨, 具有运算速度快、受目标运动影响小的优点; 对运动目标情况下距离多普勒的耦合问题进行了详细分析, 并提出了利用相参积累进行补偿的解决方案.

**关键词:** 多载频 FMCW; MIMO 雷达; 综合脉冲与孔径雷达; 距离高分辨

**中图分类号:** TN958.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112(2008)12-2351-06

## Study on Application of Multiple Carrier Frequency FMCW in MIMO Radar

YANG Ming lei, CHEN Bai xiao, ZHANG Shou hong, GAO Zhao zhao

(National Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract:** The characteristics and the principle of Multiple Carrier Frequency MIMO radar system are systemic introduced and the Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) signal and the return signal are analyzed. Then the processing of FMCW when the target is still or moving are detailed discussed as well as some key problem, e. g. the design of Channel Separation Filter (CSF), the range resolution analysis, the precision analysis of velocity compensation and the decision of coherent integration number etc. Based on the characteristics of multiple carrier frequency, the method to employ the IFFT to coherently synthesize pulse is proposed to obtain High Range Resolution (HRR) and a scheme is put forward to solve the coupling of range and velocity when the target is moving and the simulation result shows that it is practical.

**Key words:** multiple carrier frequency FMCW; MIMO radar; synthetic impulse and aperture radar (SIAR); high range resolution

### 1 引言

MIMO 雷达<sup>[1]</sup>是最近几年新提出的一个概念, 它具有多个发射阵元和多个接收阵元, 每个阵元发射不同的信号且发射信号间正交. 文献[2]研究的米波稀布阵综合脉冲孔径雷达(SIAR)采用均匀分布在两个圆周上的  $N_e$  个天线发射和  $N_r$  个天线接收, 发射信号采用不同载频、彼此相互正交的信号, 是一种典型的单基地多载频 MIMO 雷达. 文献[3, 4]研究的岸舰双/多基地地波超视距雷达利用在海岸上的发射站发射信号, 也采用综合脉冲孔径技术, 其发射站采用多个天线同时辐射不同载频信号, 信号形式为调频中断连续波(FMCW). 而这里所提出的多载频 MIMO 雷达是从以上两种雷达发展而来的, 它利用多个阵元发射不同载频的正交信号, 利用多

个天线接收并通过信号处理形成发射和接收双程方向图, 可以同时为目标进行检测和跟踪. 因此它不仅具有一般 MIMO 雷达的特点, 还兼有综合脉冲孔径雷达的一系列优点, 在对抗目标 RCS“闪烁”、反隐身、抗干扰和抗反辐射导弹方面都具有独特的优势. 文献[5, 6]已经对微波段的这种雷达进行了一些简单介绍, 并对其阵列形式及方向图综合进行了研究. 而本文主要研究多载频 FMCW 在该雷达中的应用, 主要包括信号波形的设计分析、信号处理方法、利用频率分集来实现距离高分辨以及距离速度耦合问题的处理等.

### 2 多载频 FMCW 信号分析

多载频 MIMO 雷达可采用单频信号<sup>[2]</sup>、调频中断连续波(FMCW)<sup>[4]</sup>、线性调频(FM)信号或者编码信号等.

由于 FMCW 信号可用很高的脉压比解决距离分辨率和作用距离之间的矛盾, 而且连续波可以减小雷达的发射功率, 故在收发分置的雷达中(该文假设为单基地情况)可采用这种波形, 设其周期为  $T$ , 调频带宽为  $B_u$ . 假设系统有  $N_e$  个发射天线, 天线间的频率间隔为  $\Delta f$ , 则发射信号的时频关系如图 1(a) 所示, 总带宽为  $B = (N_e - 1) \cdot \Delta f + B_u$ , 这样第  $k$  个天线的发射信号可写成

$$S_{ek}(t) = \exp[j2\pi(f_k t + 0.5\mu t^2)], 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

其中  $f_k$  为第  $k$  个发射阵元的载频,  $f_k = f_0 + c_k \Delta f$ ,  $f_0$  为中心载频,  $c_k$  为第  $k$  个阵元的发射信号频率编码  $c_k \in \{0, \pm 1, \dots, \pm N_e/2\}$ ,  $\mu$  为调频斜率. 则任意两发射阵元( $k, i$ ) 所辐射的信号到达空间任一点的互相关积分为

$$\int_0^T S_{ek}(t - \tau_{0k}) S_{ei}^*(t - \tau_{0i}) dt = \int_0^T \exp\{j2\pi[f_k(t - \tau_{0k}) + 0.5\mu(t - \tau_{0k})^2] - j2\pi[f_i(t - \tau_{0i}) + 0.5\mu(t - \tau_{0i})^2]\} dt = A \cdot \sin[\pi MT] / \pi MT \quad (2)$$

其中,  $A = T \exp\{j2\pi[f_i \tau_{0i} - f_k \tau_{0k} + 0.5\mu(\tau_{0k}^2 - \tau_{0i}^2) + M\tau_{0i}]\}$ ,  $M = (c_k - c_i) \Delta f + \mu(\tau_{0k} - \tau_{0i})$ . (3)

由于  $\mu(\tau_{0k} - \tau_{0i}) T \leq B_{\max} \max\{\tau_{0k} - \tau_{0i}\} \ll 1$ , 故  $MT \approx (c_k - c_i) T \Delta f$ , 而  $(c_k - c_i)$  为整数, 则只要满足  $T \Delta f$  为整数, 式(2)近似为零, 则各阵元发射信号彼此都是正交的, 在空间叠加后不形成方向图, 即辐射能量在所有方向上均匀分布.

### 3 静止目标回波及信号处理

第  $l$  个接收阵元接收到距离和为  $R$  (指目标与发射和接收站的距离和)处静止目标的回波信号为

$$S_{rl}(t) = \sum_{k=1}^{N_e} S_{ek}(t - \tau) = \sum_{k=1}^{N_e} \exp\{j2\pi[f_k(t - \tau_{0kl}) + 0.5\mu(t - \tau_{0kl})^2]\} = \sum_{k=1}^{N_e} \exp\{j2\pi[(f_0 + c_k \Delta f)(t - \tau_{0kl}) + 0.5\mu(t - \tau_{0kl})^2]\} \quad (4)$$

式中,  $\tau_{0kl}$  为第  $k$  个发射阵元—目标—第  $l$  个接收阵元之间的延时,  $\tau_{0kl} = \tau_{0l} - \Delta\tau_{ek} - \Delta\tau_{rl}$ ,  $\tau_{0l} = R/c$ ;  $\Delta\tau_{ek}$ 、 $\Delta\tau_{rl}$  分别为目标与第  $k$  个发射阵元相对于发射阵中心和第  $l$  个接收阵元相对于接收阵中心的延时差, 与阵列形状有关. 在阵列不是太大以及发射信号为窄带的

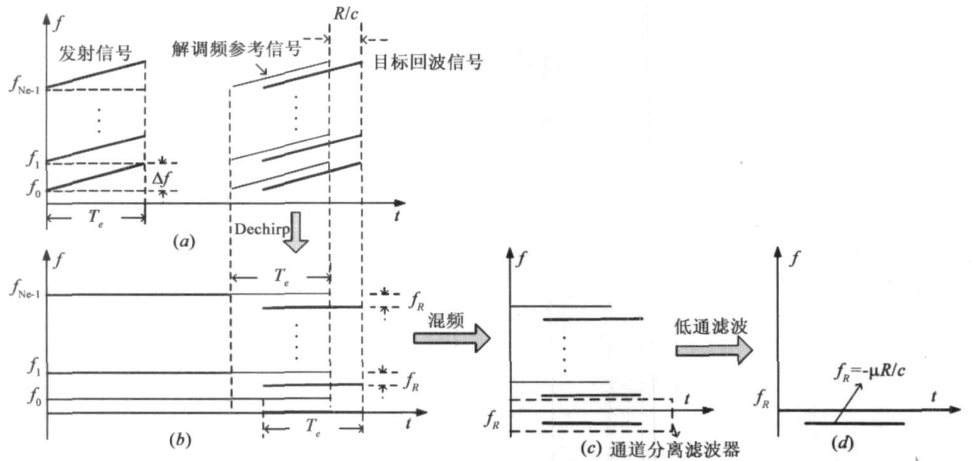


图1 信号频谱变化图

情况下,  $\tau_{r0} \gg (\Delta\tau_{ek} + \Delta\tau_{rl})$ , 各阵元接收信号包络近似相等.

先对各个接收阵元数字采样后的信号作常规的接收 DBF, 权值  $w_{rl} = \exp[-j2\pi(f_0 \Delta\tau_{rl} + 0.5\mu \Delta\tau_{rl}^2)]$ , 则接收 DBF 合成的信号可近似表示为

$$S_r(t) \approx \sum_{k=1}^{N_e} \exp\{j2\pi[f_0 t + 0.5\mu t^2] + c_k \Delta f t - \mu \tau_{0l} t - f_k(\tau_{0l} - \Delta\tau_{ek}) + 0.5\mu \tau_{0l}^2\} \quad (5)$$

其中,  $\tau_{0l} = \tau_{r0} - \Delta\tau_{ek}$ .

然后对合成信号进行解调频 (Dechirping) 处理, 即与一个发射基准信号  $\exp[j2\pi(f_0 t + 0.5\mu t^2)]$  复混频, 可得基带信号为

$$S_B(t) = \sum_{k=1}^{N_e} \exp\{j2\pi[c_k \Delta f t - \mu \tau_{0l} t - f_k(\tau_{0l} - \Delta\tau_{ek}) + 0.5\mu \tau_{0l}^2]\} \quad (6)$$

接着再对信号进行通道分离, 即分别与各发射阵元的频差项  $\exp(-2\pi c_k \Delta f t)$  混频并低通滤波 (LPF), 可分离出各路发射信号

$$S_k(t) = \exp\{j2\pi[-\mu \tau_{0l} t - f_k \tau_{0l} + f_k \Delta\tau_{ek} + 0.5\mu \tau_{0l}^2]\}, k = 0 \sim N_e - 1 \quad (7)$$

以上信号处理过程的频谱变化如图 1 所示, 可以看出, 这种分离方法要求目标距离相对应的频率满足下式

$$f_R = \mu \tau_{0l} < \Delta f / 2 \quad (8)$$

否则通道间就会产生混叠, 无法进行通道分离, 由此可知对应的最大不模糊距离为  $R_u = c \Delta f / 2\mu$ . 其中通道分离滤波器的幅频特性曲线如图 2 所示, 其通带截止频率  $f_p$  由最大作用距离决定, 需满足  $f_p \gg R_{\max} = uR_{\max} / c$ . 如当  $\mu = 1\text{GHz/s}$ , 最大

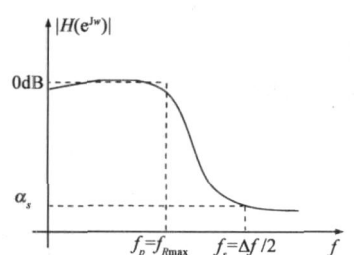


图2 通带分离滤波器幅频特性图

作用距离  $R_{\max} (= R_t + R_r) = 30\text{km}$  时,  $f_{R_{\max}} = uR_{\max}/c = 100\text{kHz}$ , 则滤波器的通带截止频率  $f_p$  可取为  $110\text{kHz}$ . 而阻带截止频率  $f_s$  可取为  $\Delta f/2$ . 为了保证分离后的信号中不包括其它路的信号, 要求滤波器的过渡带要陡峭, 在  $\Delta f/2$  处的阻带衰减  $\alpha_s$  至少要低于  $-60\text{dB}$

然后再对  $S_k(t)$  作距离压缩处理(即 FFT 变换), 可得

$$S_{rk}(f) \approx 2\pi\delta(f + \mu\tau_{r0}) \exp[j2\pi(-f_k\tau_{r0} + f_k\Delta\tau_{ek} + 0.5\mu\tau_{ek}^2)] \quad (9)$$

由上式可见各个通道信号得到的 sinc 函数的谱峰位置是相同的, 所对应的频率为  $f_R = \mu\tau_{r0} = \mu R/c$ , 故由此可得到目标的粗测距离为

$$R = f_R \cdot c / \mu = f_R \cdot c \cdot T / B_u = (f_R T) \cdot c / B_u \quad (10)$$

借鉴综合脉冲孔径雷达<sup>[2-4]</sup>, 可以采用多维匹配滤波方式对各路信号合成, 即综合脉冲与孔径处理. 此时, 对第  $k$  路信号分量而言, 匹配滤波器可取为

$$h_k(t, \theta, \varphi) = \exp(j2\pi\Delta f_k t) \exp(j2\pi f_k \Delta\tau_{ek}) \exp(j\pi\mu\Delta\tau_{ek}^2) \quad (11)$$

式中  $\Delta\tau_{ek} = (y_k \sin\theta \cos\varphi + z_k \sin\varphi) / c$ . 只有当  $\theta = \theta_0, \varphi = \varphi_0, \Delta\tau_{ek} = \Delta\tau_{ek}, t = \tau_{r0}$  时, 对式(9)中各路发射信号分量的相位项  $\exp(-j2\pi\Delta f_k \tau_{r0})$  和  $\exp(j2\pi f_k \Delta\tau_{ek})$  得到补偿, 才能同时完成脉冲综合和孔径综合. 因不知目标的方位和俯仰角, 需作搜索来获得距离、方位以及俯仰三维曲线, 并由此确定目标的距离和方位、俯仰信息<sup>[3]</sup>.

### 3.1 利用 IFFT 相参合成实现距离高分辨

为了充分利用天线间的频率差  $N_e \Delta f$  获得高的距离分辨率, 并提高运算速度, 我们提出对各路信号综合孔径(发射波束形成)的同时利用 IFFT 相参合成来提高距离分辨率.

经过一次 FFT 变换后目标所在粗分辨率单元的

信号可表示为

$$S_k = \exp[j2\pi(-f_k\tau_{r0} + f_k\Delta\tau_{ek} + 0.5\mu\tau_{ek}^2)], k = 0 \sim N_e - 1 \quad (12)$$

取目标所在波位对上述信号补偿多余相位, 即乘以一个方向性函数  $a(\theta, \varphi) = \exp[-j2\pi[f_k\Delta\tau_{ek} + 0.5\mu(\tau_{r0} - \Delta\tau_{ek})^2]]$ , 其中  $\Delta\tau_{ek}$  由搜索时的方位、俯仰角确定, 而  $\tau_{r0}$  可由第一次 FFT 粗测的距离  $R$  求得. 这样准确补偿后的信号为

$$S'_k = S_k \cdot a(\theta, \varphi) = \exp[j2\pi\mu - (f_0 + k\Delta f)\tau_{r0}], k = 0 \sim N_e - 1 \quad (13)$$

再对该距离单元上所有天线的信号  $S'_k$  作  $N_e$  点的 IFFT, 可得到

$$\begin{aligned} p(n) &= \sum_{k=0}^{N_e-1} \exp[j2\pi\mu - (f_0 + k\Delta f)\tau_{r0}] \cdot \exp(j\frac{2\pi}{N_e}kn) \\ &= \exp(-j2\pi f_0 \tau_{r0}) \cdot \sum_{k=0}^{N_e-1} \exp\left[j\frac{2\pi}{N_e}(n - N_e\Delta f\tau_{r0})k\right] \\ &= \exp(-j2\pi f_0 R/c) \cdot \exp\left[j\frac{(N_e-1)\pi}{N_e}(n - N_e\Delta f R/c)\right] \\ &\quad \cdot \frac{\sin[\pi(n - N_e\Delta f R/c)]}{\sin[\pi(n - N_e\Delta f R/c)/N_e]} \end{aligned} \quad (14)$$

对上式取模可得到

$$p(n) = \left| \frac{\sin[\pi(n - N_e\Delta f R/c)]}{\sin[\pi(n - N_e\Delta f R/c)/N_e]} \right| \quad (15)$$

这样就完成了一次相参合成处理. 由式(15)可知, 脉冲合成出一个主瓣宽度为  $1/N_e \Delta f$  的 sinc 函数型窄脉冲, 在  $B_u$  近似等于  $\Delta f$  的情况下, 精测距离的分辨率是单个天线时的  $N_e$  倍, 即

$$\Delta R_s = c/N_e \Delta f \quad (16)$$

对所有的距离单元都作相参合成处理并拼接则可以得到整个观测范围内的距离像, 其处理过程可用图 3 表

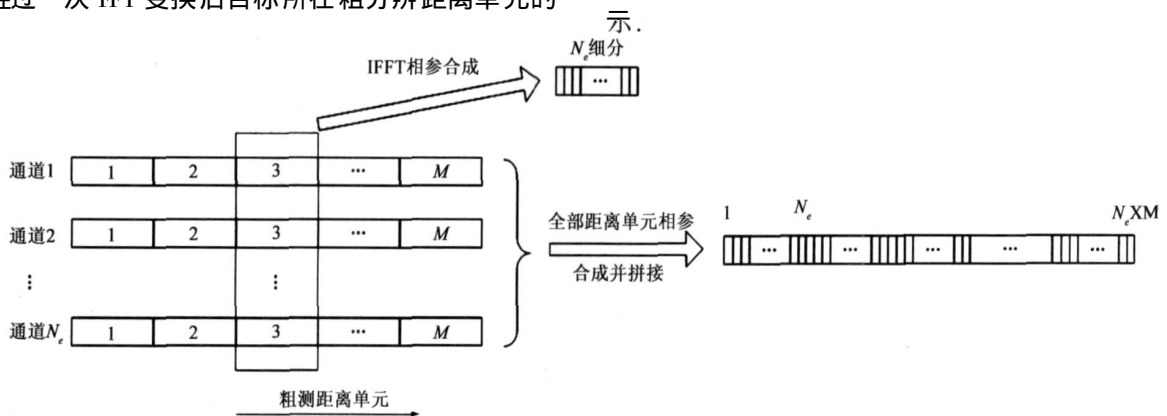


图3 IFFT相参合成示意图

这种处理方法参考步进调频雷达成像的原理, 利用了 MIMO 雷达将时域的频率步进转换为空域频率集的思想. 与传统的步进频率成像相比, 由于所取各路信号为同一时刻的信号, 故不用考虑单个周期内目

标的运动而引起的多普勒频移, 处理简单, 而且利用 IFFT 可以提高运算速度. 易得到最大不模糊距离窗的长度为

$$\Delta R_{sw} = c/\Delta f \quad (17)$$

要实现全范围的目标检测,  $\Delta R_{sv}$  必须大于调频率对应的距离分辨率, 即  $\Delta R_{sv} \geq \Delta R_u = c/B_u$ , 可得利用这种处理方法的条件为

$$B_u \geq \Delta f \quad (18)$$

当  $B_u > \Delta f$  时要注意距离像的拼接问题<sup>[7]</sup>.

与综合脉冲孔径处理相同, 在补偿了目标距离所对应的相位后, 对感兴趣空间内的方位、俯仰角全部搜索一遍后即可得到目标的方向图。所以综合孔径(发射波束形成)和 IFFT 相参合成求得高分辨距离是同时完成的, 不可分开, 只有在目标所在的距离和角度上才能综合出窄脉冲。由上分析, 可得信号处理流程如图 4 所示。

### 3.2 距离分辨率分析

由式(9)和式(15)可知, 脉冲综合得到的目标处的信号为

$$p(n) = \left| \frac{\sin[\pi(n - N_{fft} \tau_0)/N_{fft}]}{\sin[\pi(n - N_{fft} \tau_0)/N_{fft}]} \right| \left| \frac{\sin[\pi(n' - N_e \Delta f R/c)]}{\sin[\pi(n' - N_e \Delta f R/c)/N_e]} \right| \quad (19)$$

即为两个类 sinc 函数的乘积, 其中  $N_{fft}$  为求粗分辨率时 FFT 的点数。因此这种处理方法的距离分辨率取决于两个方面: 一是在调制周期  $T$  内的调频带宽  $B_u = \mu T$ ; 二是各发射信号的频率差所包含的信号带宽  $B_y = N_e \Delta f$ 。当  $B_u$  远大于  $B_y$  时, 距离分辨率主要取决于  $B_u$ ; 当  $B_y$  远大于  $B_u$  时, 距离分辨率主要取决于  $B_y$ ; 而当  $B_y$  与  $B_u$  较接近时, 距离分辨率由两者共同决定。例如, 当  $B_u = 500\text{kHz}$ ,  $B_y = 500\text{kHz}$  时, 两个带宽对应的距离分辨率均为  $\Delta R_1 = 300\text{m}$ , 则总的距离分辨率约为  $\Delta R = \Delta R_1/\sqrt{2} \approx 210\text{m}$ 。但  $B_u$  大会使调频率  $\mu$  很大, 可能导致无法将发射信号分离。

### 4 运动目标的信号处理方法

上述的处理是针对静止目标的, 当目标运动时, 会有一些的变化。假设目标相对于发射站的径向速度为  $v_{s1}$ , 相对于接收站的径向速度为  $v_{s2}$  (假设接收站静止), 当  $0 < t < T$  时, 有

$$\tau_k = \tau_0 - \Delta \tau_{ok} - (v_{s1} + v_{s2})t/c \quad (20)$$

当  $t > T$  时, 对第  $m$  个扫频周期, 令  $t' = m \cdot T + t$ ,  $m$  为调频周期数, 令  $v_r = v_{s1} + v_{s2}$ , 有

$$\tau_k = \tau_0 - \Delta \tau_{ok} - v_r t'/c \quad (21)$$

$$\phi_r = 2\pi \mu t' = 2\pi \mu [\tau_0 - \Delta \tau_{ok} - v_r t'/c] t \quad (22)$$

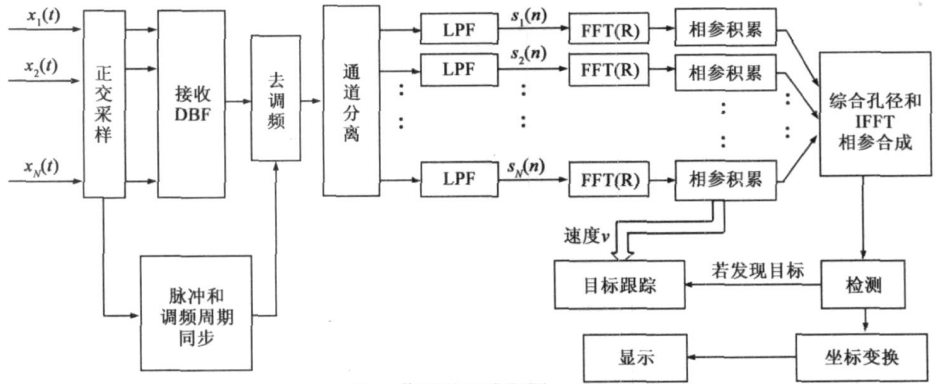


图4 信号处理流程图

这时通道分离后的信号可表示为

$$S_{rk}(t) = \exp\{j2\pi[\mu(\tau_0 - \Delta \tau_{ok} - v_r t'/c)t - f_k(\tau_0 - \Delta \tau_{ok} - v_r t'/c) - 0.5\mu\tau_k^2]\} = \exp\{j2\pi[\mu(\tau_0 - \Delta \tau_{ok} - v_r t'/c)t + f_{kr}(mT_r + t)/c - f_k\tau_0 + f_k\Delta \tau_{ok} - 0.5\mu\tau_k^2]\}, k = 0 \sim N_e - 1 \quad (23)$$

由于  $\Delta \tau_{ok}, v_r t'/c$  相对于  $\tau_0$  来说都小很多, 故上式可近似为

$$S_{rk}(t) \approx \exp\{j2\pi[\mu\tau_0 + f_{kr}/c)t + f_{kr}mT_r/c - f_k\tau_0 + f_k\Delta \tau_{ok} - 0.5\mu\tau_k^2]\} \quad (24)$$

对上式做一次 FFT 后可得到

$$S_{rk}(f) \approx 2\pi \delta[f - (\mu\tau_0 + f_{kr}/c)] \exp\{j2\pi[f_{kr}/c)mT_r - f_k\tau_0 + f_k\Delta \tau_{ok} - 0.5\mu\tau_k^2]\} \quad (25)$$

由上式知, 在

$$f = \mu\tau_0 + f_{kr}/c = \mu R/c + f_{dk} \quad (26)$$

处出现峰值。可见, 目标运动的多普勒频率  $f_{dk}$  耦合到距离信息中, 必须对其进行补偿才能得到正确的距离信息。

将  $M$  个扫频周期的信号都作完距离 FFT 后, 对同一个距离单元的信号做相参积累, 由式(25)可知, 只有在目标所在的多普勒单元处才会综合出窄脉冲, 且此次得到的频率就对应着  $f_{dk} = f_{kr}/c$ 。利用得到的  $f_{dk}$  对式(26)进行补偿, 就可计算出目标运动时的真实距离  $R$ 。对所有的距离单元都做谱分析后可以得到距离—多普勒三维曲线  $R(r_s, f_d)$  图。

然后再利用前述的方法对信号进行综合孔径和 IFFT 相参合成, 即可得到目标的距离和方位俯仰信息。

#### 4.1 速度补偿精度分析

由式(26)知, 多普勒频率耦合产生的距离误差为

$$\Delta R_v = f_{dk} \cdot c/\mu = f_k \cdot v_r/\mu \quad (27)$$

若假设可以容忍的测距误差是半个分辨率单元, 即要满足

$$|\Delta R_v| \leq R_s/2 = c/2N_e \Delta f \quad (28)$$

代入式(27)化简可得

$$|\Delta v_r| \leq cW / (2N_e \Delta f \cdot f_k) \quad (29)$$

根据以上公式就可以算出需要对耦合距离项进行补偿的最小速度分辨单元。

#### 4.2 相参积累周期数 $M$ 的选取

由式(29)可得对应需补偿的最小多普勒分辨单元为

$$|\Delta f_d| \leq f_k \Delta v_r / c = u / 2N_e \Delta f \quad (30)$$

这样相参积累的多普勒分辨率  $\mathcal{F}_d$  必须要小于  $\Delta f_d$ , 即

$$\mathcal{F}_d = 1/2MT \leq \Delta f_d = u / 2N_e \Delta f \quad (31)$$

为了保证在相参积累时间内目标不运动出半个距离分辨单元(此处应该是粗距离分辨单元  $\Delta R_u$ ), 则要满足

$$v_r \cdot MT \leq \Delta R_u = c / B_u \quad (32)$$

另外, 不同发射频率之间的多普勒差别最大为

$$\Delta f_{d\max} = v_r (f_{\max} - f_{\min}) / c = v_r B_{\Delta f} / c \quad (33)$$

式中  $f_{\max}, f_{\min}$  分别是最高和最低工作频率,  $B_{\Delta f} = (f_{\max} - f_{\min}) = (N_e - 1) \Delta f$ ,  $v_r$  为目标相对于发射站和接收站的径向速度之和, 则需要满足

$$\Delta f_{d\max} \leq \mathcal{F}_d = 1/2MT \quad (34)$$

由以上几式可得,  $M$  取值范围为

$$N_e \Delta f / B_u \leq M \leq \min\{c / (B_u \cdot v_r \cdot T), c / [2v_r \cdot T \cdot (N_e - 1) \Delta f]\} \quad (35)$$

而为了利用 FFT 提高计算速度,  $M$  一般取满足式(35)的 2 的整数次幂值。

#### 5 计算机仿真

利用文献[6]中优化后的阵列, 即发射接收子阵均为  $5 \times 5$  阵元的平面子阵, 接收阵列为方形, 密布放置  $4 \times 4$  个子阵, 发射阵采用 32 个子阵优化后的阵列形状, 每个子阵发射不同载频的信号, 频率间隔  $\Delta f = 500\text{kHz}$ . 取波束指向方位、俯仰角分别为  $0^\circ$  和  $-5^\circ$ . FMCW 信号调频周期  $T = 500\mu\text{s}$ , 信号持续时间  $T_e = 490\mu\text{s}$ , 调频带宽  $B_u = 500\text{kHz}$ , 则调频斜率  $\mu = B_u / T = 10^9\text{Hz/s}$ , 采样率  $f_s = 40\text{MHz}$ .

(1) 先假设有一静止目标, 距离发射站和接收站的距离和  $R = R_r + R_t = 30.05\text{km}$ , 接收信号的信噪比  $\text{SNR} = -10\text{dB}$ , 则可得仿真结果如图 6 所示。

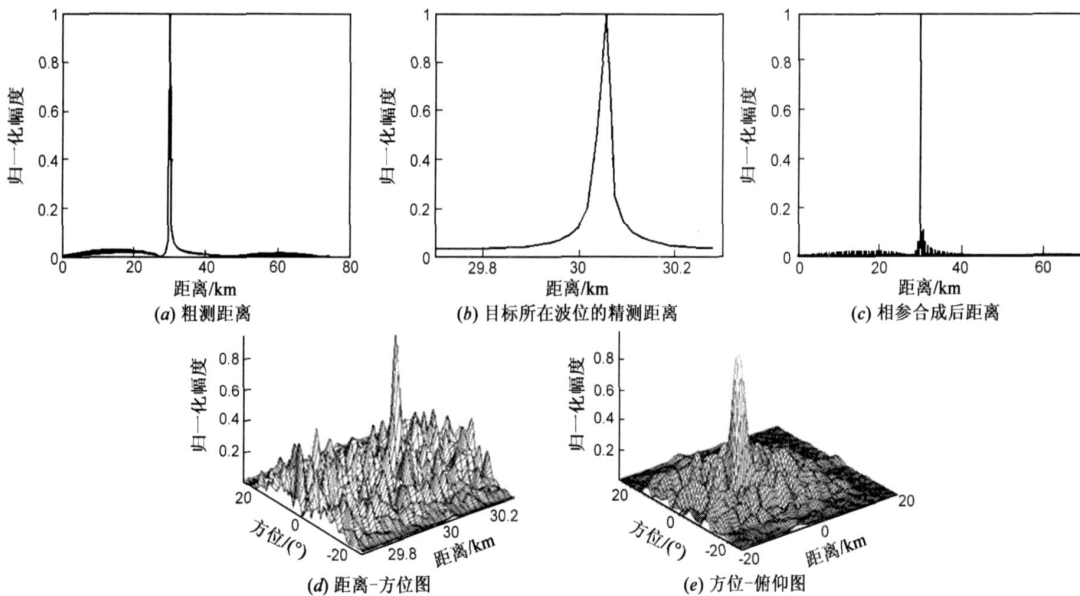


图5 静止目标仿真结果

图 5(a) 是 32 路信号分离后粗测距离的结果, 只能粗略测得目标距离在 30km, 从图 5(b) 可以看出, 采用 IFFT 方法可以精确的测出目标相距发射站和接收站的距离和 30.050km. 图 5(c) 是将整个观测范围内的精分辨距离像拼接的结果, 由于  $B_u = \Delta f$ , 则对精测距离直接拼接即可. 图 5(d) 和 (e) 是综合孔径和 IFFT 相参合成后的距离-方位图以及方位-俯仰图, 可见该方法可以正确综合出目标所在的方向, 即方位和俯仰角, 但旁瓣有点高, 可以通过其他的方法(如优化布阵、加权处理等)来进一步抑制。

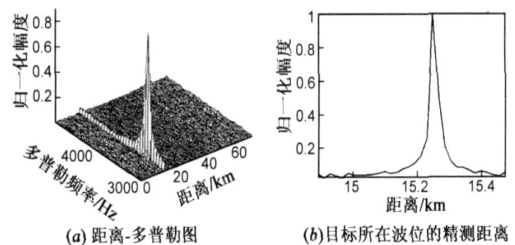


图6 运动目标仿真结果

(2) 如果目标在运动, 假设目标初始距离和为  $R_0 = 15.250\text{km}$ , 相对速度和为  $V_r = 340\text{m/s}$ , 由式(35)计算可

得  $M$  取值范围为  $32 \leq M \leq 59$ , 取 32 个调频周期的数据进行相参积累, 则可得到仿真结果如下:

由于选取的参数存在多普勒模糊, 对此可采用变频、距离微分等方法来解模糊, 此处暂时利用已知速度计算出多普勒范围, 直接进行了补偿. 由图 6(a) 的距离-多普勒图可以得出目标的多普勒频率为 3406Hz, 与实际值  $f_d = V_r / \lambda_0 = 3400\text{Hz}$  近似相等. 利用得到的多普勒频率对距离进行补偿后可得图 6(b), 此时也可以精确得到目标的距离和为 15.252km.

## 6 结束语

多载频 MIMO 雷达在反隐身、抗干扰和抗 ARM 方面都有其独特优势, 具有一定的研究和推广价值. 笔者结合它将时域的频率步进转换为空域的频率分集的思想, 参考步进频率成像的原理, 解决了距离高分辨的问题, 并系统论述了 FMCW 信号在多载频 MIMO 雷达中的应用以及其中一些关键问题的分析, 最后进行了计算机仿真, 结果验证了这些理论.

### 参考文献:

- [1] Eran Fishler, Alex Haimovicht, Rick Blumt, et al. MIMO radar: an idea whose time has come [A]. Proceedings of the IEEE Radar Conference [C]. Philadelphia: IEEE, 2004. 71-78.
- [2] 陈伯孝. SIAR 及其四维跟踪处理等技术研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 1997.  
Chen Bai xiao. Researches on 4 dimensional tracking and long time coherent integration for synthetic impulse and aperture radar [D]. Xi'an: Xidian University, 1997. (in Chinese)
- [3] 陈伯孝, 许辉, 张守宏. 舰载无源综合脉冲/孔径雷达及其若干关键问题 [J]. 电子学报, 2003, 31(12): 29-33.  
Chen Bai xiao, Xu Hui, Zhang Shou hong. Ship based passive synthetic impulse and aperture radar and some key questions [J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 29-33. (in Chinese)
- [4] 陈伯孝, 孟佳美, 张守宏. 岸舰多基地地波超视距雷达的

发射波形及其解调 [J]. 西安电子科技大学学报, 2005, 32(1): 7-11.

Chen Bai xiao, Meng Jia mei, Zhang Shou hong. Design of transmitting waveforms and its demodulation in the coast ship multi static ground wave over the horizon radar [J]. Journal of Xidian University, 2005, 32(1): 7-11. (in Chinese)

- [5] 王剑, 戴征坚, 林谦. 微波综合脉冲孔径雷达技术 [J]. 现代雷达, 2006, 28(1): 9-12.  
Wang Jian, Dai Zheng jian, Lin Qian. Technology of microwave synthetic impulse and aperture radar [J]. Modern Radar, 2006, 28(1): 9-12. (in Chinese)
- [6] 杨明磊, 陈伯孝, 张守宏. 微波综合脉冲孔径雷达方向图综合研究 [J]. 西安电子科技大学学报, 2007, 34(5): 738-742.  
Yang Ming lei, Chen Bai xiao, Zhang Shou hong. Study on pattern synthesis of microwave SIAR arrays [J]. Journal of Xidian University. (in Chinese)
- [7] 刘铮. 脉冲合成高分辨雷达目标运动补偿与成像 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2000.

### 作者简介:



杨明磊 男, 1981 年 6 月生于山东潍坊. 西安电子科技大学博士研究生. 主要研究方向为阵列信号处理、MIMO 雷达、综合脉冲孔径雷达及其实现.

Email: ml\_yang@mail.xidian.edu.cn

陈伯孝 男, 1966 年生于安徽宿松, 1997 年获西安电子科技大学博士学位. 现任西安电子科技大学教授, 博士生导师, 研究方向包括新体制雷达系统设计、雷达信号处理、阵列信号处理、精确制导与目标跟踪等. 发表论文 40 余篇.

Email: lxchen@xidian.edu.cn

张守宏 男, 1938 年生于安徽六安, 1964 年毕业于西安军事电讯工程学院. 现为西安电子科技大学教授, 博士生导师, 长期从事雷达系统和雷达信号处理等领域的科研工作.