

互补波形在雷达目标检测中的应用

5.1 引言

第4章主要研究了地基单基地雷达的格雷互补波形的多目标检测问题与互补波形组的旁瓣抑制波形设计方法,其研究内容基于的检测背景与系统设置都相对比较简单,即高斯白噪声背景与单基地情况,而实际的检测环境与雷达系统都很有可能更复杂。通常情况下,检测背景中除了噪声还有各种杂波,如海杂波、地杂波、叶簇杂波等,与目标特性相似的强杂波将会导致虚假目标的出现,影响真实目标的检测。另外,为更好地完成不同的雷达任务,雷达的系统设置也更加多样化,例如,采用多基地分布式雷达可以更好地探测隐身目标、对目标进行更精准的定位。鉴于互补波形已经在第4章的简单条件下表现出了较好的旁瓣抑制与目标检测性能,我们也希望能够对其在更复杂条件下的旁瓣抑制与目标检测效果进行评估,以使对互补

波形的目标检测分析更接近实际情况。由于目前尚无法获得真正采用互补波形的雷达系统采集的实测数据,所以本章主要通过理论分析和仿真实验开展了两种设想应用场景下的互补波形研究工作,并对这两种场景下互补波形的目标检测性能进行了初步验证。

本章的内容安排如下:5.2节简化了4.2节研究的格雷互补波形目标检测联合设计方法,接着利用该简化方法分析了海杂波情况下格雷互补波形的目标检测性能,并与同样条件下的LFM波形进行了性能比较;5.3节讨论了互补波形组在分布式多基地雷达中的互补波形组目标检测以及天线的不同载频与初始相位对目标回波的影响;5.4节对本章内容进行了小结。

5.2 海杂波情况下格雷互补波形的目标检测

海杂波作为一种电磁波照射在海面反射的回波,是杂波中较为复杂的一种形式^[1]。相对其他类型的杂波来说,海杂波通常具有回波幅度高、时间和位置上比目标起伏变化更快等特点^[2]。前面已经介绍过,格雷互补波形对于目标多普勒的变化较为敏感,而海杂波的这些特点将会导致时延-多普勒图像中出现更多虚假目标和距离旁瓣,使得该波形的目标检测性能可能被恶化。

基于上述因素,本节将重点考虑海杂波对格雷互补波形的目标检测可能产生的影响。由于海杂波对时延-多普勒图像中目标检测性能的影响主要体现在幅度上,我们首先介绍了几种常见的海杂波幅度统计特性;另外,我们接着分析了格雷互补波形与LFM波形的时延主瓣,将其与传统雷达发射波形进行了比较;然后简化了4.2节研

究的格雷互补波形目标检测联合设计方法,从目标虚警概率和检测概率的角度讨论了逐点最小值处理的有效性;进一步通过若干组仿真实验验证了简化联合设计方法同样可以有效抑制由海杂波产生的虚假目标和距离旁瓣,提高真实目标的检测性能,并具有比 LFM 波形更好的效果。

5.2.1 海杂波幅度统计特性简要介绍

海杂波的幅度统计特性一般可以通过雷达系统接收端回波幅度的概率密度函数来描述,但是由于实际情况的海杂波相当复杂,我们无法根据某一种幅度统计特性模型来完备地说明海杂波的起伏变化,因此需要根据检测环境和系统条件尽量选择合适的模型来进行拟合。下面我们简要介绍几种常用的海杂波幅度统计特性模型。

5.2.1.1 瑞利分布

根据中心极限定理(central limit theorem),海杂波是大量独立且随机分布的散射体后向散射回波的矢量和。在雷达分辨率较低时,可以通过复高斯模型来表述海杂波模型,其幅度服从经典的瑞利分布(Rayleigh distribution),即

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.1)$$

其中, $r \geq 0$ 表示海杂波幅度, σ^2 为其方差。具有不同方差的 Rayleigh 分布概率密度函数分布曲线如图 5.1 所示。Rayleigh 分布是一种理想简单的模型,通常用于要求不高的海杂波特性的理论分析。然而随着对海杂波研究的深入以及雷达分辨率的提高,海杂波的分布更

加趋近于一种重拖尾分布 (heavy-tailed distribution), 呈现很强的非高斯特性^[3-6]。此时 Rayleigh 分布将不能很好地刻画海杂波的幅度统计特性, 可能出现较高的虚警。

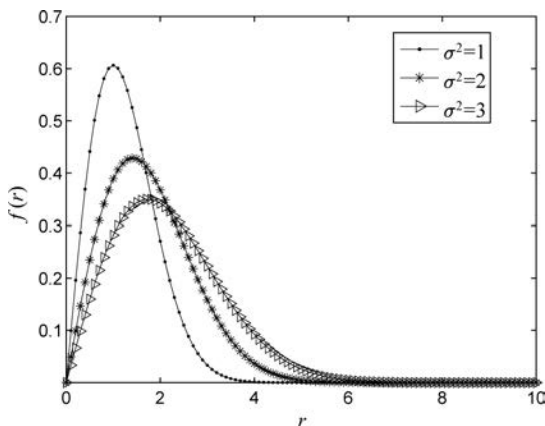


图 5.1 不同方差的 Rayleigh 分布概率密度函数分布曲线

5.2.1.2 对数正态分布

当分辨率较高时, 场景中检测到的具有高幅度的海杂波也会更多, 导致海杂波的幅度统计特性偏离了 Rayleigh 分布模型, 即前面所说的, 需要采用更重拖尾的分布来进行拟合。对数正态分布 (log-normal distribution)^[7] 的曲线具有更重的拖尾, 因此相比 Rayleigh 分布更适合于分辨率较高的雷达系统, 其概率密度函数可以表示为

$$f(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma r} \exp \left[-\frac{(\ln r - \mu)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (5.2)$$

其中, $r \geq 0$ 表示海杂波幅度, $\mu \geq 0$ 表示该分布的中位数, 是尺度参数; $\sigma > 0$ 表示该分布的偏斜程度, 为形状参数; $r = 0$ 时, $f(0) = 0$ 。具有不同参数值的对数正态分布概率密度函数分布曲线如图 5.2 所示。

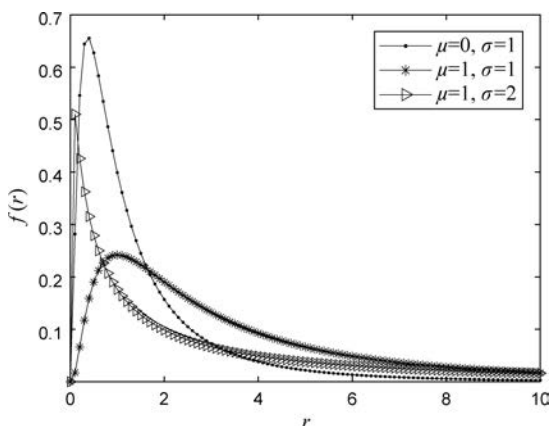


图 5.2 不同参数值的对数正态分布概率密度函数分布曲线

值得一提的是,对数正态分布的一个缺点是有可能过度估计海杂波幅度的变化^[8]。

5.2.1.3 威布尔分布

根据前面的介绍可以发现, Rayleigh 分布和对数正态分布只能满足非常有限的海杂波幅度统计特性情况。一般来说, Rayleigh 分布倾向于拟合环境较为简单的海杂波模型, 往往会低估海杂波幅度的动态范围; 而对数正态分布更趋向于表示海杂波的相对极端情况, 更有可能高估海杂波幅度的动态范围。相比之下, 威布尔分布 (Weibull distribution) 可以通过调整其参数在更广的条件下更为准确地表征实际的海杂波分布, 它是一种介于 Rayleigh 分布和对数正态分布之间的分布模型^[9]。威布尔分布的概率密度函数可以表示为

$$f(r) = \frac{\mu}{\sigma} \left(\frac{r}{\sigma} \right)^{\mu-1} \exp \left[- \left(\frac{r}{\sigma} \right)^{\mu} \right] \quad (5.3)$$

其中, $r \geq 0$ 表示海杂波幅度, 尺度参数 $\mu \geq 0$ 表示该分布的中位数;

形状参数 $\sigma > 0$ 表示该分布的偏斜程度。可以发现, $\mu = 2$ 时威布尔分布变成了 Rayleigh 分布; $\mu = 1$ 时威布尔分布则变成了指数分布(此时不能很好地拟合海杂波的幅度统计特性, 因此对于该分布来说, 合适的参数选取是决定拟合效果的重要因素)。具有不同参数值的威布尔分布概率密度函数分布曲线如图 5.3 所示。

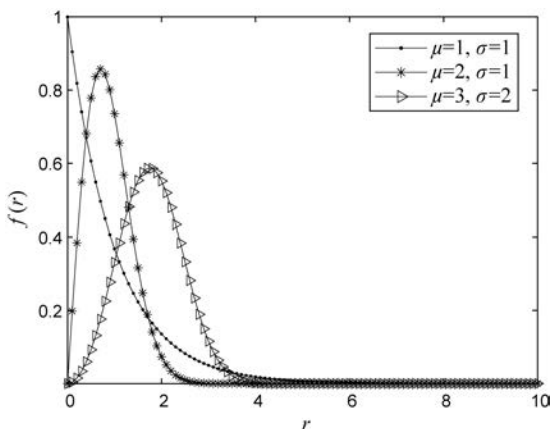


图 5.3 不同参数值的威布尔分布概率密度函数分布曲线

但是, 威布尔分布存在的一个问题是它在参数的选取上相对更依赖经验, 缺乏理论推导与证明^[10]。

5.2.1.4 K 分布

K 分布是一种可以较为有效反映海杂波幅度统计特性的分布模型。该分布综合考虑了实际海杂波存在的快变分量——海杂波尖峰的平均幅度变化, 记为 r ; 以及慢变分量——海杂波幅度的周期变化, 记为 y ^[11-12]。通常慢变分量 y 可以用伽马(Gamma)分布表示, 即

$$f_m(y) = \frac{b^v}{\Gamma(v)} y^{v-1} \exp(-by) \quad (5.4)$$

式中, $y \geq 0$ 表示慢变分量幅度, $\Gamma(\cdot)$ 表示 Gamma 函数, v 与 b 分别

表示该分布的形状参数与比例参数,且

$$b^2 = \frac{v}{E(y^2)}$$

其中, $E(y^2)$ 表示慢变分量 y 的平均功率。

另外,快变分量 r 可以用 Rayleigh 分布来描述,即

$$f(r | y) = \frac{\pi r}{2y^2} \exp\left(-\frac{\pi r^2}{2y^2}\right) \quad (5.5)$$

式中, $r \geq 0$ 表示快变分量幅度,且该分布的方差为 $\sigma^2 = 2y^2/\pi$,这说明该分布的均值 $\text{mean}(r) = \sigma \sqrt{\pi/2} = y$ 。

那么,海杂波的幅度统计特性可以通过慢变分量与快变分量的分布模型相乘以符合 K 分布,即

$$f(r) = \int_0^{+\infty} f(r | y) f_m(y) dy = \frac{2a}{\Gamma(v)} \left(\frac{ar}{2}\right)^v K_{v-1}(ar) \quad (5.6)$$

其中, $K_{v-1}(\cdot)$ 表示 $v-1$ 阶第二类修正贝塞尔函数($(v-1)$ th order modified Bessel function of second kind), v 与 a 分别表示该分布的形状参数与比例参数,且 $a = b\sqrt{\pi}$ 。

与威布尔分布类似的是, Rayleigh 分布同样是 K 分布的一种特殊情况^[10,13]。K 分布较为全面地考虑了海杂波的散射机理,因而成为了目前应用最广泛的海杂波模型之一。具有不同参数值的 K 分布概率密度函数分布曲线如图 5.4 所示。

5.2.1.5 α 稳定分布

α 稳定分布(α -stable distribution)模型是一种更一般化的重拖尾分布模型。文献[14]中指出,现有的分布模型在海杂波的幅度变化处于比较广的程度、甚至趋于冲激形式时对海杂波的雷达散射截面

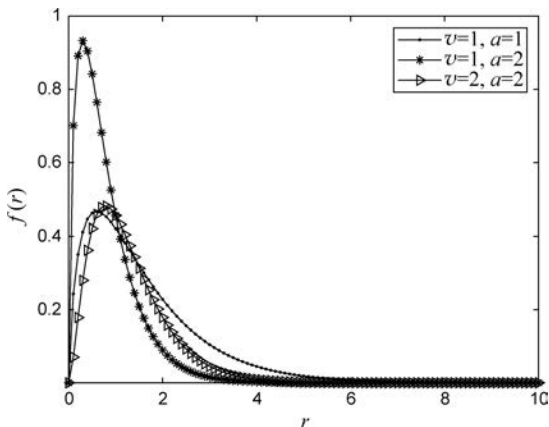


图 5.4 不同参数值的 K 分布概率密度函数分布曲线

积(radar cross section, RCS)的描述性能会不那么尽如人意,而作为另一种分布模型选择方案, α 稳定分布模型可以在更广的幅度变化范围内较好地拟合海杂波的幅度统计特性,特别是在海杂波的幅度变化趋近冲激状态时以及低 SNR 情形下相对其他分布模型具有更好的表示效果。

关于 α 稳定分布较为系统的论述更早可以回溯到文献[15]和文献[16]中的内容。 α 稳定分布是基于广义中心极限定理(generalized central limit theorem)得到的一种分布模型,并且同样将 Rayleigh 分布纳为其一种特殊情况。由于 α 稳定分布概率密度函数的理论表达式较难得到,它通常利用特征函数(characteristic function, 概率密度函数经傅里叶变换后的函数)来进行描述^[10],即

$$\phi(t) = \begin{cases} \exp \left\{ j\hat{\xi}t - \gamma |t|^\alpha \left[1 + j\beta \operatorname{sgn}(t) \tan \left(\frac{\alpha\pi}{2} \right) \right] \right\}, & \alpha \neq 1 \\ \exp \left\{ j\hat{\xi}t - \gamma |t| \left[1 + j\beta \operatorname{sgn}(t) \frac{2}{\pi} \lg |t| \right] \right\}, & \alpha = 1 \end{cases} \quad (5.7)$$

式中,“sgn”表示符号函数; $-\infty < \xi < +\infty$ 是位置参数,表征概率密度函数分布曲线在概率密度函数域的 x 轴上的偏移量; $\gamma > 0$ 是尺度参数,衡量随机变量相对其均值的偏移; $0 < \alpha \leq 2$ 为特征指数,决定概率密度函数的拖尾程度; $-1 \leq \beta \leq 1$ 是形状参数,控制概率密度函数分布曲线的偏斜程度。

α 稳定分布可以通过适当调整上述参数来更好地拟合实际情况下的海杂波幅度统计特性,但在很多时候这将导致相当复杂的操作。事实上,我们可以考虑 α 稳定分布模型的一种特殊情况,即设 $\xi = 0$ 以及 $\beta = 0$,这种分布模型称为零均值均匀 α 稳定分布(zero-mean symmetric α -stable (S α S) distribution),其特征函数可以写为

$$\phi(t) = \exp(-\gamma |t|^\alpha) \quad (5.8)$$

由于零均值 S α S 分布的特征函数表达式相对较为简单,我们可以通过一系列数学推导得到它的概率密度函数表达式^[10],即

$$f_{\alpha,\gamma}(r) = \int_0^{+\infty} t \exp(-\gamma t^\alpha) J_0(tr) dt \quad (5.9)$$

式中, $J_0(\cdot)$ 表示 0 阶第一类贝塞尔函数(zeroth order Bessel function of the first kind)^[17]。

利用文献[18]中的结论,我们可以进一步得到,当 $\alpha = 2$ 时,

$$f_{2,\gamma}(r) = \frac{r}{2\gamma} \exp\left(-\frac{r^2}{4\gamma}\right) \quad (5.10)$$

此时为传统的 Rayleigh 分布;当 $\alpha = 1$ 时,

$$f_{1,\gamma}(r) = \frac{r\gamma}{(r^2 + \gamma^2)^{3/2}} \quad (5.11)$$

而对于其他 α 值,目前还无法将式(5.9)推导为更简单的形式,但我们仍可以通过数值仿真来对比不同 α 值时零均值 S α S 分布概率密度函数分布曲线的变化,如图 5.5 所示(不失一般性,图中各曲线的 γ 值均设为 1)。

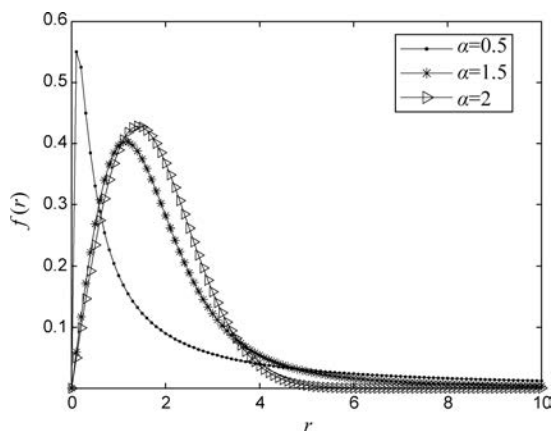


图 5.5 不同 α 值时 $S\alpha S$ 分布的概率密度函数分布曲线 ($\gamma=1$)

基于上述讨论,在 5.2 节中将采用零均值 $S\alpha S$ 分布模型来对海杂波进行建模。通常,当 $1.3 < \alpha < 2$ 时,零均值 $S\alpha S$ 分布变现为重拖尾 Rayleigh 分布,此时可以估计若干 α 的值,计算分布的概率密度函数,然后选择对实际海杂波拟合更好的 α 值^[14]。文献[10]进一步给出了具体估计 α 和 γ 值的方法。

另外,在仿真海杂波时,认为其均匀地出现在时延-多普勒图像中(即具有不同的时延和多普勒值),并且其出现密度可以由泊松分布(Poisson distribution)进行描述,即

$$P(X | \lambda) = \frac{\lambda^X}{X!} e^{-\lambda} \quad (5.12)$$

其中,参数 X 和 λ 分别表示被检测为假目标的海杂波尖峰在时延-多普勒图像中可能出现的实际数目与其平均值。

5.2.2 格雷互补波形与 LFM 波形的时延主瓣宽度比较

在 4.2 节的论述中,通过比较格雷互补波形的不同波形设计方法

说明了其目标检测性能,但并没有比较与其他发射波形的检测效果。因此本节将以 LFM 波形为例,进一步比较格雷互补波形与传统的雷达发射波形之间的目标检测性能差异。

对于 LFM 波形,理论上其回波经过匹配滤波后的时延主瓣宽度为

$$\mathcal{M}_{\text{LFM}} = \frac{2}{B} \quad (5.13)$$

另外,格雷互补波形回波经过匹配滤波后的时延主瓣宽度为

$$\mathcal{M}_{\text{Golay}} = 2T_c \quad (5.14)$$

给定同样的脉冲宽度 $T_p = LT_c$,并规定 LFM 波形的调频率为 $k_{\text{LFM}} = B/T_p$,其带宽 B 与格雷互补波形的每一位码元的带宽相等。因为格雷互补波形的每一位码元在理想情况下都是一个宽度为 T_c 的简单脉冲,因此 $B = 1/T_c^{[19]}$ 。所以在理论上应有

$$\mathcal{M}_{\text{Golay}} = \mathcal{M}_{\text{LFM}}$$

格雷互补波形与 LFM 波形经过匹配滤波后的结果如图 5.6 所示(画图所需的各项参数将在 5.2.5 节给出)。由于 LFM 波形存在

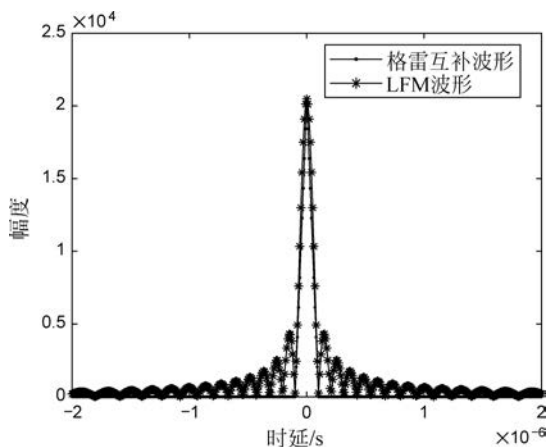


图 5.6 格雷互补波形与 LFM 波形经过匹配滤波后的结果

显著旁瓣,因此可以预见格雷互补波形在时延-多普勒图像中会具有比 LFM 波形更好的时延分辨率。

5.2.3 格雷互补波形目标检测简化联合设计方法

在 4.2 节中我们研究采用了包含三种具体设计方法的格雷互补波形联合设计方法,发现方法 1 和方法 2 虽然具有很好的旁瓣抑制和目标检测效果,但是相比方法 3 需要消耗多得多的处理时间,因此在以后对实时性要求较高的可能应用场景中这两种方法的可行性仍有待进一步探究。为了方便分析海杂波对之前研究的格雷互补波形联合设计方法的影响,我们将该方法进行简化,记为“加权旁瓣最小方法”(weighted sidelobe minimization (WSM) procedure)。简化后的方法仅采用方法 3,即加权平均多普勒方法,与二项式设计方法进行逐点最小值处理,如图 5.7 所示。

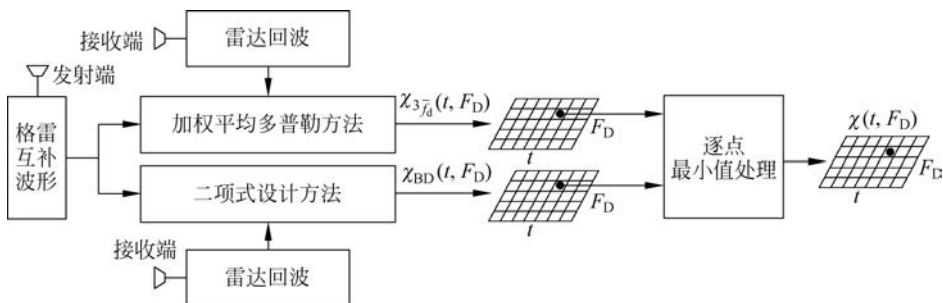


图 5.7 加权旁瓣最小方法流程

此时该方法的最终输出为

$$\chi(t, F_D) = \min\{\chi_{3\bar{f}_d}(t, F_D), \chi_{BD}(t, F_D)\} \quad (5.15)$$

基于 4.2 节所做的假设,由于海杂波尖峰的幅度和位置通常随时

间的变化比目标快很多,因此在理论上 $\chi_{3_{f_d}}(t, F_D)$ 和 $\chi_{BD}(t, F_D)$ 中海杂波的分布不同,那么经过逐点最小值处理后的最终输出的时延-多普勒图像中,不仅是距离旁瓣,海杂波也将会被显著抑制。

5.2.4 目标虚警概率与检测概率分析

在 4.2.4 节我们分析了对于一个 Swerling II 模型描述的目标来说,逐点最小值处理能够在时延-多普勒图像中有效使用的临界位置振荡条件。这里所说的临界位置条件是指 Swerling II 目标在经过了逐点最小值处理后不至于完全不可能被检测的位置振荡范围,但在振荡较大时,目标的检测概率一般较小,通常难以满足规定的检测概率要求。在本节我们将分析给定一个检测概率时, Swerling II 目标的各种振荡可以被容许在何种范围之内。

事实上,在统计意义上一个 Swerling II 目标的振荡可以被认为包含了三种独立的振荡形式——幅度振荡(或 RCS 振荡)、时延振荡和多普勒振荡。在远场条件下,这三种振荡形式可以近似地认为是 IID 的高斯分布^[19],即 $\mathcal{N}(\hat{A}, \sigma_A^2)$, $\mathcal{N}(\hat{\tau}, \sigma_T^2)$ 和 $\mathcal{N}(\hat{f}_d, \sigma_D^2)$, 其中 $\hat{A}$ 、 $\hat{\tau}$ 和 $\hat{f}_d$ 为目标幅度、时延和多普勒的估计值, σ_A^2 、 σ_T^2 和 σ_D^2 分别是它们的方差。

我们仍考虑 4.2.4 节讨论的逐点最小值处理有效性的最差情况,此时目标可以被检测的条件是经过逐点最小值处理输出的目标幅度仍大于最大旁瓣幅度(记为 A_s)。接着,我们在时延-多普勒图像中目标尖峰的幅度为 A_s 处截取一个椭圆截面,此时该截面的时延半轴值和多普勒半轴值(记为 τ_s 和 f_{ds})则分别表示了目标在时延和多普勒上振荡范围的边界。以上三种 IID 振荡的概率密度函数与它们的振

荡范围边界的关系如图 5.8 所示。

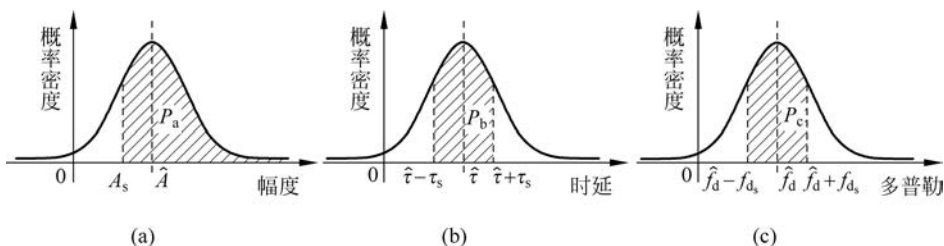


图 5.8 三种 IID 振荡的概率密度函数与它们的振荡范围边界的关系：

(a) 幅度振荡；(b) 时延振荡；(c) 多普勒振荡

图 5.8 中阴影部分的积分表示了三种振荡处于边界之内的概率，分别记为 P_a 、 P_b 和 P_c ， $0 < P_a, P_b, P_c < 1$ 。根据高斯分布的性质，可以得到^[20]

$$P_a = \int_a^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}A^2\right) dA \quad (5.16)$$

$$P_b = \int_{b_1}^{b_2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}\tau^2\right) d\tau \quad (5.17)$$

$$P_c = \int_{c_1}^{c_2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}f_d^2\right) df_d \quad (5.18)$$

其中， $a = (A_s - \hat{A})/\sigma_A$ ， $b_1 = -\tau_s/\sigma_T$ ， $b_2 = \tau_s/\sigma_T$ ， $c_1 = -f_{d_s}/\sigma_D$ ， $c_2 = f_{d_s}/\sigma_D$ 。

由于三种振荡满足 IID 高斯分布，那么经过逐点最小值处理后的目标检测概率 P_D 为

$$P_D = P_a \times P_b \times P_c \quad (5.19)$$

对于一个给定的目标检测概率，对应的 σ_A 、 σ_T 和 σ_D 描述了三种振荡容许的标准差，并且由 σ_T 和 σ_D 作为时延和多普勒半轴的椭圆划定了此时目标尖峰在时延-多普勒图像中的振荡范围（该范围在

$P_a = P_b = P_c$ 时达到最大,后面的例子中也将采用这种情形)。

例 5.1: 图 5.9 给出了 $\chi(t, F_D)$ 的一个示例结果。如图 5.9(a) 所示,图中包含了一个 0dB 的强目标和一个 -20dB 的弱目标(这里暂时没有考虑海杂波和噪声的影响),且最大旁瓣幅度为 -23.74dB。为了使弱目标满足逐点最小值处理有效性的最差情况,我们希望其振荡后的幅度至少大于 -23dB。通过这个值可以在弱目标尖峰上截取一个椭圆截面,其时延半轴 τ_s 和多普勒半轴 f_{ds} 的值分别为 $0.03\mu\text{s}$ 和 0.088rad (或者在距离和速度的振荡等价于 4.5m 和 42.02m/s),如图 5.9(b) 所示。这时如果我们规定该弱目标检测概率为 $P_D = 0.9$,则可以得到 $P_a = P_b = P_c = 0.9655$,然后可以求出 σ_A 、 σ_T 和 σ_D 分别为 $0.2747\mu\text{s}$ 、 $0.0142\mu\text{s}$ 和 0.0416rad 。满足该 P_D 的目标尖峰振荡范围如图 5.9(b) 所示。另外,由于目标分辨单元的时延半轴和多普勒半轴值分别为 $0.1\mu\text{s}$ 和 0.1988rad ,那么相对于该分辨单元的大小,目标尖峰在时延和多普勒上的振荡可以分别容许在 14.20% 及 20.93% 的范围内,以保证其具有 90% 的检测概率。

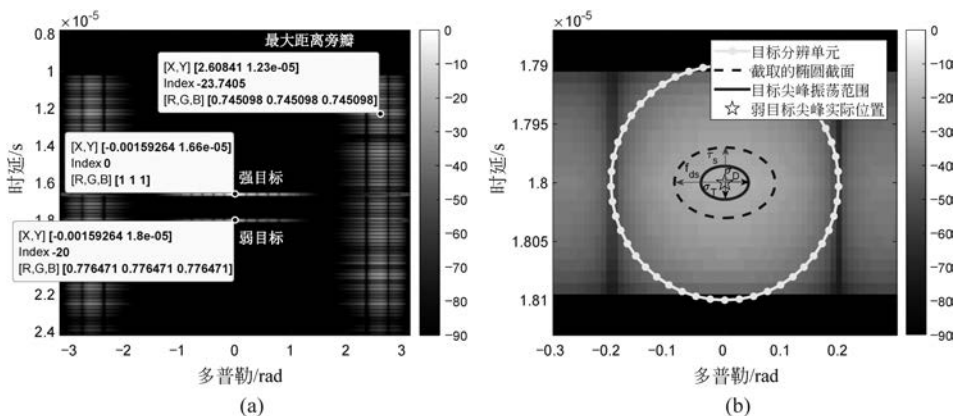


图 5.9 振荡范围示例结果: (a) $\chi(t, F_D)$ 的示例结果; (b) 图(a)在弱目标附近的放大图像(图中幅度色条的单位为 dB)

反过来说,当获得了 Swerling II 目标的幅度、时延和多普勒振荡的统计信息时,我们也可以计算经过逐点最小值处理后的目标检测概率。

另外,此时的虚警主要由幅度与目标相当的海杂波尖峰引起,其虚警概率可以表示为

$$P_{\text{FA}} = \frac{X}{Y_0} P(X | \lambda) \quad (5.20)$$

其中, Y_0 表示在时延-多普勒图像的 $[0, T] \times [-\pi, \pi]$ 区间内的总分辨单元数目。每个分辨单元大小可以表示为

$$\frac{1}{f_s} \times \Delta F_D$$

其中, ΔF_D 为多普勒轴上的步进值,由多普勒分辨率 $1/(NT)$ 决定,通常 $\Delta F_D \leq 1/(2NT)^{[19]}$ 。因此可以计算得到

$$Y_0 = T f_s \times \frac{2\pi}{\Delta F_D} \quad (5.21)$$

5.2.5 仿真结果与分析

本节与 4.2.6 节类似,采用了若干组仿真实验来验证在海杂波中 WSM 方法的有效性。仿真所用的全局信号参数如下: 雷达工作频率为 $f_c = 1\text{GHz}$, 带宽为 $B = 10\text{MHz}$, 采样率 $f_s = 10B$, PRI 为 $T = 50\mu\text{s}$, 脉冲数目 $N = 2^5 = 32$ 。所采用的格雷互补波形的各组二值序列均具有 $L = 64$ 位 ± 1 码元, 每一位码元宽度为 $T_c = 0.1\mu\text{s}$, 因此每一位码元具有 $f_s \times T_c = 10$ 个采样点。时延-多普勒图像的显示门限 $\text{DL} = -90\text{dB}$ 。对比用的 LFM 波形调频率 $k_{\text{LFM}} = B/(LT_c)$, 且单个脉冲的能量与格雷互补波形相等。我们类似地设计一组海杂波下的固定目标场景仿真来验证 WSM 方法的有效性, 以及一组随机目标场

景仿真来比较传统二项式设计方法、LFM 波形与 WSM 方法的目标检测性能。

5.2.5.1 具有海杂波的固定目标场景仿真

我们仍考虑一个具有 5 个不同幅度目标的检测场景,目标包括 3 个幅度为 0dB 的强目标(目标 1~目标 3)和 2 个幅度为 -20dB 的弱目标(目标 4 和目标 5),它们在图中的位置信息见表 5.1。

表 5.1 海杂波下固定目标场景中各目标时延与多普勒值

目标序号	时延	多普勒
目标 1	$\tau_1 = 11.4\mu\text{s}$	$f_{d_1} = 1.3\text{rad}$
目标 2	$\tau_2 = 18.6\mu\text{s}$	$f_{d_2} = -0.7\text{rad}$
目标 3	$\tau_3 = 11.4\mu\text{s}$	$f_{d_3} = 0.9\text{rad}$
目标 4	$\tau_4 = 19\mu\text{s}$	$f_{d_4} = 2.2\text{rad}$
目标 5	$\tau_5 = 13.9\mu\text{s}$	$f_{d_5} = -2.1\text{rad}$

所有目标均通过 Swerling II 模型进行建模,模型参数 σ_A 、 σ_T 和 σ_D 与例 4.1 中取值一致。场景噪声 $E \sim \mathcal{CN}(0,1)$,信噪比为 $\text{SNR} = 10\text{dB}$ 。海杂波模型采用零均值 S α S 分布模型,模型参数 $\alpha = 1.37$, $\gamma = 1^{[10]}$;海杂波的出现密度模型参数为 $\lambda = 10$,海杂波尖峰的平均幅度为 -10dB。

实际上,利用海杂波随时间变化较快的特性,我们一般通过积累多组雷达回波然后求平均的方法来提高信杂比(signal-to-clutter ratio,SCR),因此在本节仿真中我们同样对二项式设计方法和 LFM 波形采用此方法来提高它们的杂波抑制性能。我们对二项式设计方法和 LFM 波形积累连续的 5 组雷达回波后计算平均的时延-多普勒图像,并记为“积累二项式设计结果”与“积累 LFM 波形结果”。

图 5.10 比较了二项式设计方法、积累二项式设计结果、LFM 波

形、积累 LFM 波形结果以及 WSM 方法输出的时延-多普勒图像。从图中结果可以发现,WSM 方法不需要进行更多的雷达回波积累(这使得在有海杂波的情况下使用 WSM 方法不会比无杂波情况下使用增加更多的计算量),并且获得了相比其他方法更好的杂波与旁瓣抑制效果。另外,该仿真结果也验证了格雷互补波形在时延-多普勒图像中具有比 LFM 波形更好的时延分辨率。

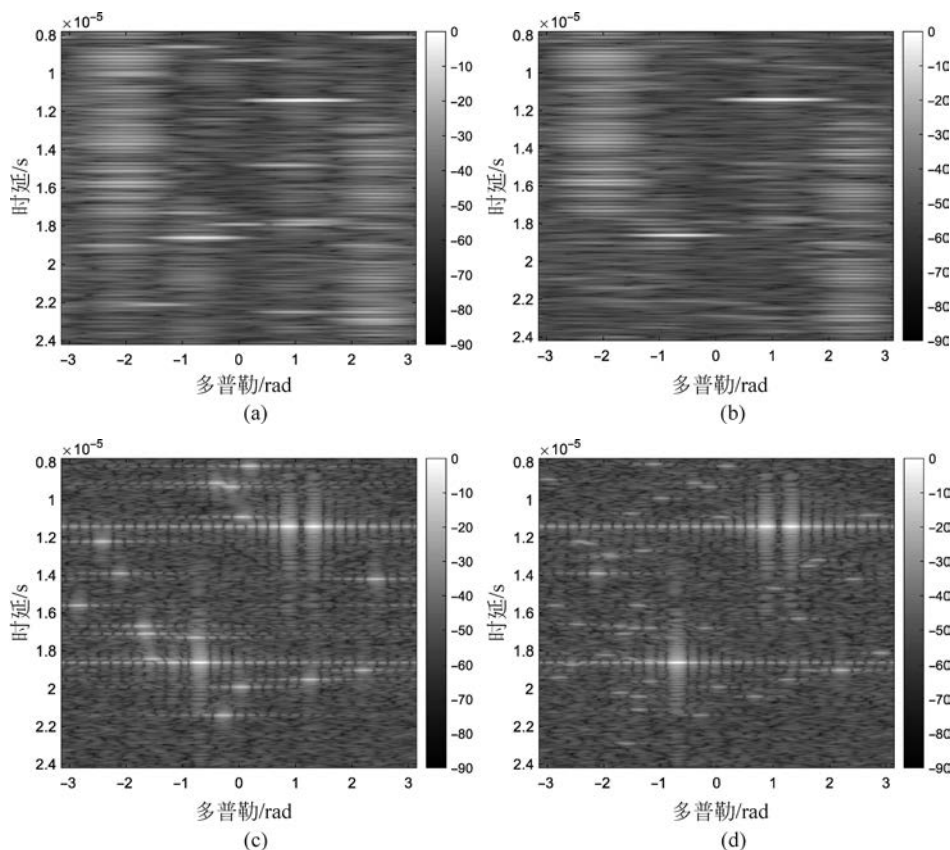


图 5.10 具有海杂波的固定目标检测场景下的仿真结果:(a)二项式设计方法;(b)积累二项式设计结果;(c)LFM 波形;(d)积累 LFM 波形结果;(e)WSM 方法在固定目标场景仿真中输出的时延-多普勒图像;(f)各目标在检测场景中的位置和幅度示意图(图中幅度色条的单位为 dB)

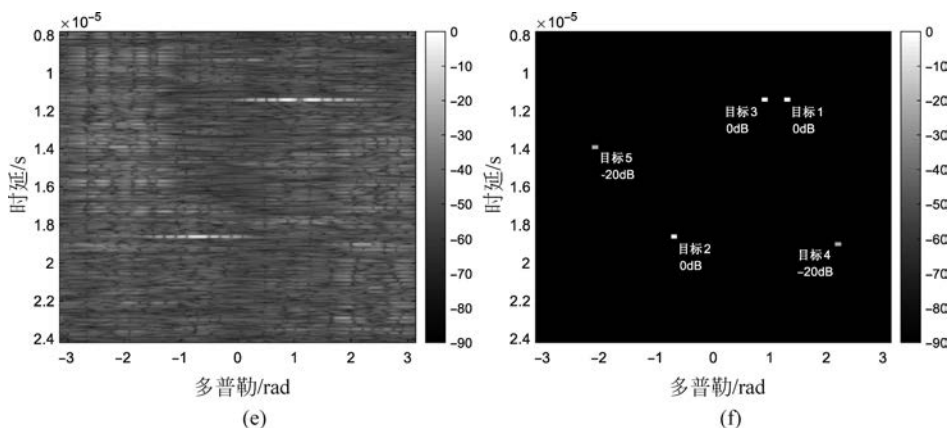


图 5.10 (续)

值得一提的是,该仿真中上述 5 种方法的计算量之比为 1 : 5 : 1 : 5 : 2。

5.2.5.2 具有海杂波的随机目标场景仿真

本节我们类似地研究 4.2.6.2 节讨论的 4 种情况,即

- (1) 1 个强目标、1 个弱目标;
- (2) 1 个强目标、2 个弱目标;
- (3) 2 个强目标、2 个弱目标;
- (4) 3 个强目标、2 个弱目标;

并采用 1000 次 Monte Carlo 仿真计算二项式设计方法、积累二项式设计结果、LFM 波形、积累 LFM 波形结果以及 WSM 方法的正确目标检测次数。同样,一次正确检测是指在一次 Monte Carlo 仿真中所有的真实目标都被检测到,并且没有虚警或漏警出现。这里我们采用最大旁瓣幅度值作为每次 Monte Carlo 仿真的检测门限(再次重申,选取该门限是基于仿真情况下确切知道最大旁瓣幅度的条件来进行的,用以评估和说明各方法的目标检测性能,在实际中如何选取

门限仍需进一步研究),此时对于 WSM 方法,目标经过逐点最小值处理后有可能因幅度低于门限而造成漏警,或者由于海杂波没有被完全抑制而产生虚警。仿真结果如图 5.11 所示。该结果在统计意义上验证了 WSM 方法相比其他 4 种方法的优越性。与图 3.6(c)同理,当目标数目增多时,由于目标引起的距离旁瓣也同时增多,所有方法的性能均逐渐下降。此外还可以发现,LFM 波形具有比二项式设计方法更多的正确目标检测次数(不论积累前后,因为二项式设计方法严重牺牲了多普勒分辨率,导致目标重叠在一起的可能性相比 LFM 波形的结果更大),并且在没有海杂波影响的情况下可以达到与 WSM 方法差不多的检测效果。

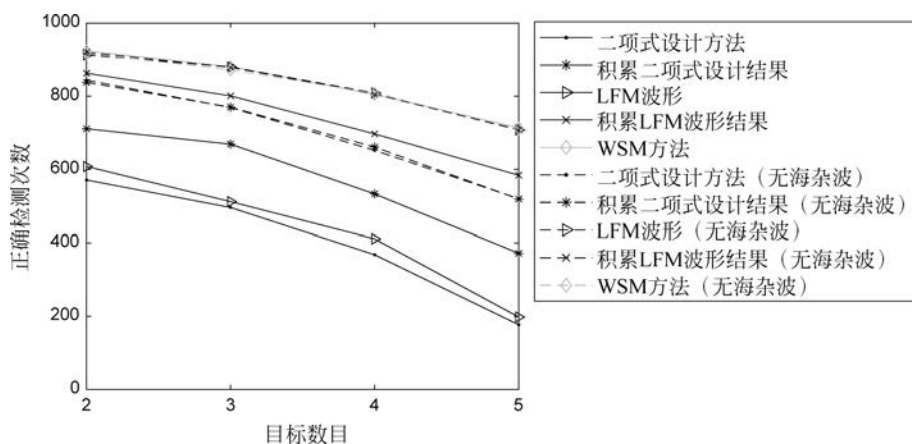


图 5.11 在有/无海杂波的情况下,二项式设计方法、积累二项式设计结果、LFM 波形、积累 LFM 波形结果以及 WSM 方法的正确检测次数对比结果

进一步,我们特别在第 4 种情况下(3 个强目标、2 个弱目标)讨论了二项式设计方法、LFM 波形和 WSM 方法在不同 SNR 下的“多目标检测概率”。基于前面的设定,我们对每组 SNR 都进行 1000 次

Monte Carlo 仿真,并定义多目标检测概率为 1000 次仿真中正确目标检测次数所占的百分比。由于前面已经设定好了最大旁瓣幅度值作为检测门限,这里我们通过改变海杂波的出现密度(即改变参数 λ 的值)来实现虚警概率的变化,仿真结果如图 5.12 所示。图 5.12(a)的结果表明 WSM 方法在 SNR 很低的情况下与其他两种方法的多目标检测概率差不多,这是因为此时目标基本淹没在了强噪声中导致目标检测效果大大降低;但它在高 SNR 时具有更好的多目标检测性能,这也与前面的讨论一致。另外需要指出,和传统的虚警概率与检测概率的关系不同的是,由于该仿真是通过增大海杂波的出现密度来提高虚警概率(这事实上是降低了 SCR),所以我们在图 5.12(b)中发现当虚警概率增大时,WSM 方法的多目标检测概率没有增加反而减小了,这是基于我们的仿真机理出现的合理现象,并且对于其他两种方法也存在类似的结果。

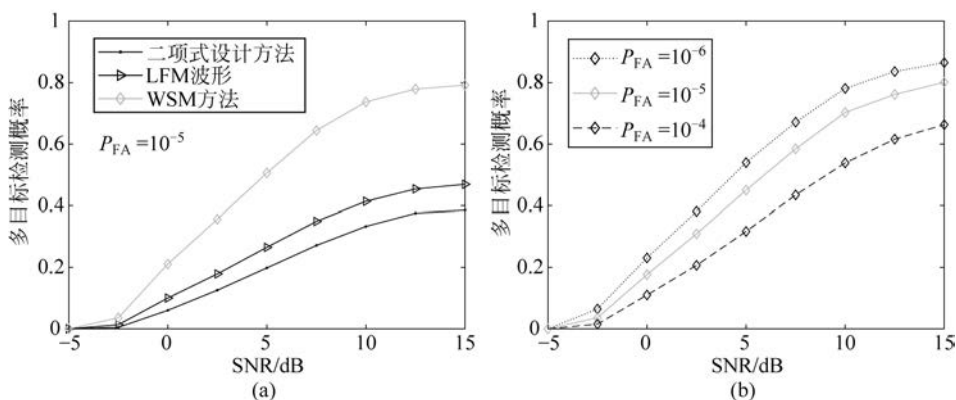


图 5.12 海杂波情况下多目标检测概率结果:(a)虚警概率 $P_{FA} = 10^{-5}$ 时二项式设计方法、LFM 波形和 WSM 方法在不同 SNR 下的多目标检测概率比较;(b)WSM 方法在不同虚警概率下的多目标检测概率曲线

5.3 分布式多基地雷达中的互补波形组目标检测

分布式多基地雷达作为 MIMO 雷达的一种类型,在目标检测、目标跟踪等领域已得到了广泛的应用。目前已有研究利用分布式多基地超宽带(ultra-wideband, UWB)雷达来提高寻找灾难场景中,如碎石下的受困者的性能^[21-23]。此外,分布式多基地雷达在多人目标检测与跟踪^[24-25]、室内跟踪^[26]等问题上也取得了丰富的研究成果。对于分布式多基地雷达来说,能在各天线的接收端实现高 SNR 的一个重要条件是每个天线发射信号的回波都可以被正确区分,否则会产生由信号串扰引起的交叉项,降低接收端 SNR。传统的波形方案,如 LFM 波形、OFDM 波形等通常都是通过对天线中的信号调制不同的载频来减少信号串扰,以保持其匹配滤波后的 SNR^[27-28],此时雷达系统将需要占用较宽的频段范围。在绪论和 4.3 节已经介绍的文献[29-32]将互补波形组作为一种可选择的发射波形方案用在了 MIMO 雷达上,为其设计了旁瓣抑制方法。上述文献都主要聚焦于收发共置的 MIMO 雷达,并认为在远场条件下,每个天线接收到的目标时延和多普勒是一致的。但是对于分布式多基地雷达,这两个参数对于每个天线来说显然不同。

因此,本节我们重点讨论互补波形组在分布式多基地雷达中的目标检测效果。首先建立了基于互补波形组的分布式多基地雷达系统模型,然后分析了信号载频和初始相位对雷达回波中的旁瓣抑制性能的影响,并通过若干组多目标仿真实验进行了验证。

5.3.1 基于互补波形组的分布式多基地雷达系统模型

为简单起见,我们考虑一个静止点目标的检测场景。分布式多基地雷达系统包含天线 $1, 2, \dots, m, \dots, M$ 共 M 个天线,每个天线均发射 N 个脉冲。设一个如式(5.22)所示的互补波形组矩阵

$$\Delta' = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1N} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{M1} & a_{M2} & \cdots & a_{MN} \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

那么,基于互补波形组的分布式多基地雷达系统模型示意图如图 5.13 所示。

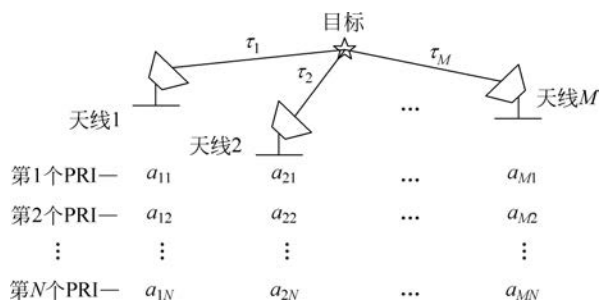


图 5.13 基于互补波形组的分布式多基地雷达系统模型示意图

其中, $\tau_1 \sim \tau_M$ 分别表示场景中的目标到各个天线的时延。第 m 个天线发射在第 p ($p=1, 2, \dots, N$) 个 PRI 发射经过调制的 a_{mp} 序列可表示为(注意,根据后续讨论可以发现,为了进一步简化系统的复杂度,矩阵 Δ' 的每一列可以相同,即各天线在每个脉冲都固定地发射互补波形组中的同一个序列,这对研究结论不会有影响)

$$a_{mp}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_{mp}(l) \Omega(t - lT_c) \quad (5.23)$$

并且同时接收所有天线发射的信号的回波,即经过不同时延的回波序列 $[a_{1p}, a_{2p}, \dots, a_{Mp}]$ 。

设天线 m 中信号的载频为 f_{c_m} ,并具有一个初始相位 ϕ_m ,那么经过调制后的 $a_{mp}(t)$ 即为 $a_{mp}(t) \exp[j2\pi f_{c_m}(t + \phi_m)]$ 。接下来,天线 m 在第 p 个PRI接收到的回波信号为

$$y_{mp}(t) = \sum_{i=1}^M a_{ip} \left(t - \frac{\tau_i + \tau_m}{2} \right) \exp \left[j2\pi f_{c_i} \left(t - \frac{\tau_i + \tau_m}{2} + \phi_i \right) \right] \quad (5.24)$$

对该信号用 $\exp[j2\pi f_{c_m}(t + \phi_m)]$ 进行解调,然后与 $a_{mp}(t)$ 进行匹配滤波,得到匹配滤波后的输出为

$$z_{mp}(t) = y_{mp}(t) \exp[-j2\pi f_{c_m}(t + \phi_m)] a_{mp}^*(t) \quad (5.25)$$

然后对所有PRI的结果进行相加,得到天线 m 获得的最终信号,即目标的距离像为

$$\begin{aligned} z_m(t) &= \sum_{p=1}^N y_{mp}(t) \exp[-j2\pi f_{c_m}(t + \phi_m)] a_{mp}^*(t) \\ &= \sum_{p=1}^N \sum_{i=1}^M \left\{ a_{ip} \left(t - \frac{\tau_i + \tau_m}{2} \right) a_{mp}^*(t) \cdot \right. \\ &\quad \left. \exp \left[j2\pi f_{c_i} \left(t - \frac{\tau_i + \tau_m}{2} + \phi_i \right) \right] \exp[-j2\pi f_{c_m}(t + \phi_m)] \right\} \end{aligned} \quad (5.26)$$

5.3.2 信号载频与初始相位对旁瓣抑制性能的影响

对互补波形组设置 $f_{c_m} = f_c$,这时式(5.26)可以进一步推导为

$$z_m(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{k=-L+1}^{L-1} \left\{ \sum_{p=1}^N C_{a_{mp}, a_{ip}}(k) C_{\Omega} \left(t - \frac{\tau_i + \tau_m}{2} - kT_c \right) \cdot \exp \left[-j2\pi f_c \left(\frac{\tau_i + \tau_m}{2} + \phi_m - \phi_i \right) \right] \right\} \quad (5.27)$$

由

$$\sum_{p=1}^N C_{a_{mp}, a_{ip}}(k) = \begin{cases} NL\delta(k), & i = m \\ 0, & i \neq m \end{cases}$$

可以发现,根据互补波形组的互补性,各天线不同的初始相位理论上不会对互补波形组的匹配滤波结果造成影响,并且每个天线中的匹配滤波结果都能不受其他天线的信号干扰,输出一个无旁瓣的静止目标距离像。但是还可以发现,当各天线中信号的载频存在很大差异时(即每个天线中的互补波形组序列被差距很大的载频调制时),距离像上将会出现显著旁瓣。

对于 LFM 波形来说,通常各天线在每个 PRI 发射的 LFM 信号调频率相同,但具有不同的载频和初始相位,则接收时需要通过一系列的带通滤波器组分离出从每个天线接收的回波分量,然后对滤波后的回波分量进行相位补偿。设天线 m 在第 p 个 PRI 发射的 LFM 信号为 $b_{mp}(t) \exp[j2\pi f_{c_m}(t + \phi_m)]$, 其中,

$$b_{mp}(t) = \exp \left[j2\pi f_{c_m} \left(t + \frac{1}{2} k_{\text{LFM}} t^2 \right) \right] \quad (5.28)$$

则天线 m 在第 p 个 PRI 接收到的回波表达式为

$$y'_{mp}(t) = \sum_{i=1}^M b_{ip} \left(t - \frac{\tau_i + \tau_m}{2} \right) \exp \left[j2\pi f_{c_i} \left(t - \frac{\tau_i + \tau_m}{2} + \phi_i \right) \right] \quad (5.29)$$

通过带通滤波器组后,只留下式(5.29)中载频为 f_{c_m} 的项,并进行相

位补偿,然后与 $b_{mp}(t)$ 进行匹配滤波得到的输出为

$$z'_{mp}(t) = b_{ip}(t - \tau_m) b_{ip}^*(t) \exp[j2\pi f_{c_m}(-\tau_m)] \quad (5.30)$$

同样,对所有 N 个 PRI 的结果进行相加得到天线 m 获得的最终信号,即目标距离像为

$$z'_m(t) = \sum_{p=1}^N b_{ip}(t - \tau_m) b_{ip}^*(t) \exp[j2\pi f_{c_m}(-\tau_m)] \quad (5.31)$$

综上所述可以做出以下 3 点小结:

(1) 理论上,当每个天线中的信号使用相同的载频时,采用互补波形组在各天线中的静止目标距离像不会出现由于天线通道间串扰引起的旁瓣,并且各天线不同的初始相位不会对互补波形组的匹配滤波结果造成影响。

(2) 相比于传统的 LFM 波形,互补波形组可以减少系统占用的频段范围,并且不需要进行天线间的相位补偿。对比式(5.27)和式(5.31)可以发现,在单个脉冲具有相同能量的情况下,互补波形组在每个天线中可以获得来自更多天线信道的积累,因而可以获得 SNR 更高的匹配滤波输出;但是互补波形组在发射时为了保证其互补性,有时候需要发射比 LFM 波形更多的脉冲数目。

(3) 互补波形组可以容忍一定的信号载频抖动,但当每个天线中信号的载频抖动过大时,距离像上将会出现显著旁瓣。显然,这种过大的抖动是限制在不超波形带宽的条件下分析的,若载频的差异大于等于波形带宽,则此时通常称为载频调制,波形在频域上将会具有正交性,此时同样可以抑制天线通道间交叉项带来的干扰。

5.3.3 仿真结果与分析

在本节的仿真中我们考虑一个天线数目为 4 的多基地分布式雷

达系统,并采用式(2.28)的方法生成一个用于发射的 $4 \times 4 \times L$ 的正交互补波形组矩阵 Δ' 。仿真所用的全局信号参数如下:雷达带宽为 $B=10\text{MHz}$,采样率 $f_s=10B$,PRI 为 $T=50\mu\text{s}$,每个天线发射的脉冲数目 $N=4$ 。所采用的互补波形组的各组二值序列均具有 $L=64$ 位 ± 1 码元,每位码元宽度为 $T_c=0.1\mu\text{s}$,因此每位码元具有 $f_s \times T_c=10$ 个采样点。对比用的 LFM 波形调频率 $k_{\text{LFM}}=B/(LT_c)$,且单个脉冲的能量与格雷互补波形相等。天线 1~4 在目标检测场景中的位置分别设为 $(0,0)\text{m}$, $(1500,300)\text{m}$, $(2000,1000)\text{m}$ 和 $(1400,800)\text{m}$;场景中还设有一强、一弱两个静止的点目标,其幅度分别为 0dB 和 -20dB ,位置分别为 $(700,600)\text{m}$ 和 $(1000,400)\text{m}$ 。另外,设检测场景中每个天线的接收端均加有一组零均值复高斯白噪声 $E \sim \mathcal{CN}(0,1)$,信噪比为 $\text{SNR}=10\text{dB}$ 。

我们首先考虑最理想的情况(1):

(1) 对于互补波形组: $f_{c_1}=f_{c_2}=f_{c_3}=f_{c_4}=1\text{GHz}$, $\phi_1=\phi_2=\phi_3=\phi_4=0$; 对于 LFM 波形: $f_{c_1}=1\text{GHz}$, $f_{c_2}=1\text{GHz}+10\text{MHz}$, $f_{c_3}=1\text{GHz}+20\text{MHz}$, $f_{c_4}=1\text{GHz}+30\text{MHz}$, $\phi_1=\phi_2=\phi_3=\phi_4=0$; 且 LFM 波形的结果为通过了带通滤波器组和相位补偿之后的输出。

此时我们分别画出采用互补波形组与 LFM 波形时各天线的目标距离像,如图 5.14 和图 5.15 所示。可以发现,互补波形组的结果完全没有旁瓣影响,且具有比 LFM 波形的结果更高的 SNR,而 LFM 波形的距离像中明显出现了若干虚假目标。

接下来,为分析信号载频和初始相位对互补波形组的结果的影响,我们讨论情况(2)和(3):

(2) $f_{c_1}=1\text{GHz}+\eta_1$, $f_{c_2}=1\text{GHz}+\eta_2$, $f_{c_3}=1\text{GHz}+\eta_3$, $f_{c_4}=1\text{GHz}+\eta_4$; $\phi_1=0$, $\phi_2=(\pi/5)\text{rad}$, $\phi_3=(\pi/3)\text{rad}$, $\phi_4=(\pi/2)\text{rad}$; 其

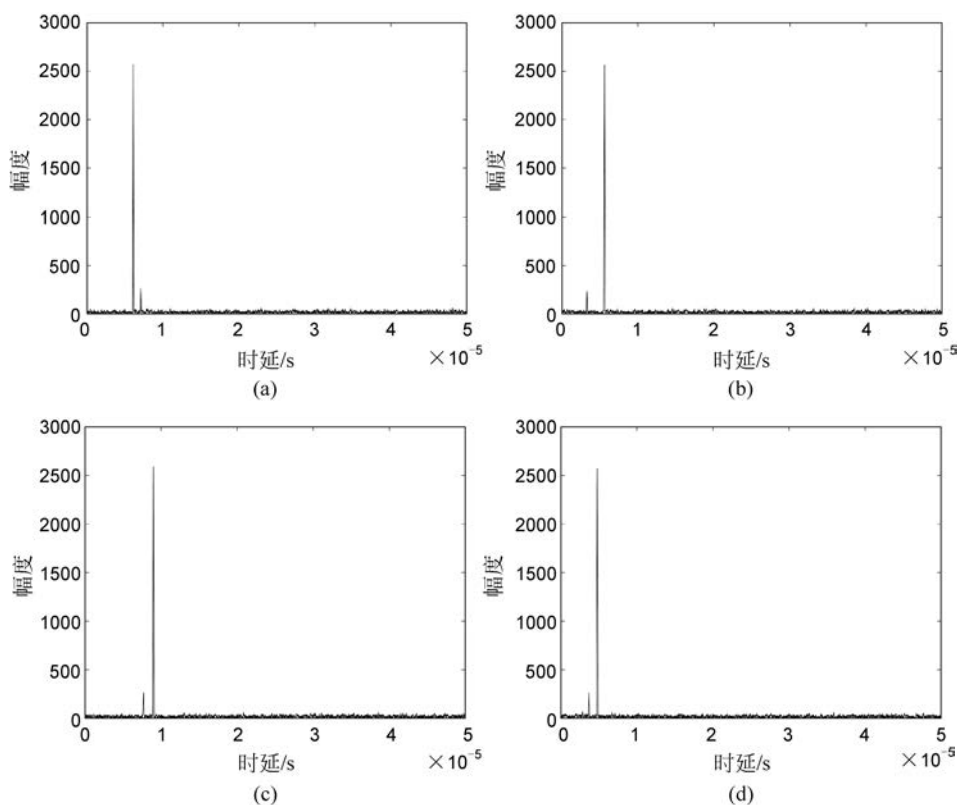


图 5.14 对于情况(1)采用互补波形组时各天线的目标距离像：(a)天线 1；
(b)天线 2；(c)天线 3；(d)天线 4

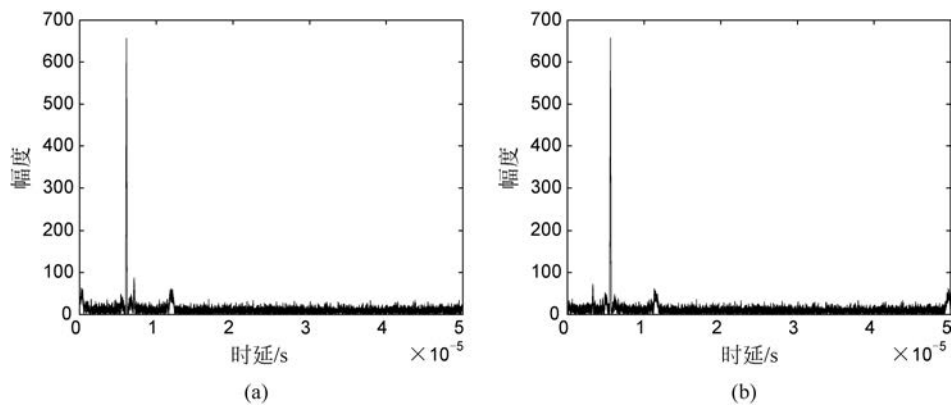


图 5.15 对于情况(1)采用 LFM 波形时各天线的目标距离像：(a)天线 1；
(b)天线 2；(c)天线 3；(d)天线 4

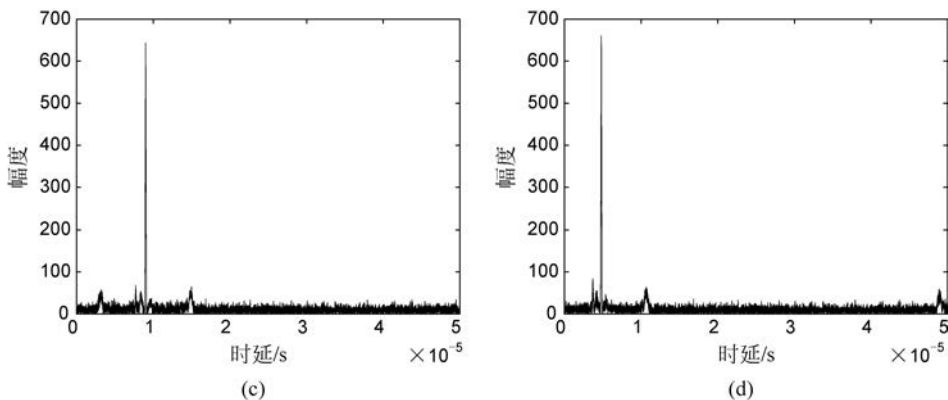


图 5.15 (续)

中随机数 η_1 、 η_2 、 η_3 以及 η_4 反映的是由于雷达系统本身或环境引起的各天线实际载频相对于设定值可能的抖动或偏移,并设定其抖动范围为 $[-4\text{kHz}, 4\text{kHz}]^{[33]}$ 。

(3) $f_{c_1} = 1\text{GHz}$, $f_{c_2} = 1\text{GHz} + 2\text{MHz}$, $f_{c_3} = 1\text{GHz} + 4\text{MHz}$, $f_{c_4} = 1\text{GHz} + 6\text{MHz}$; $\phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = \phi_4 = 0$ 。

画出这两种情况采用互补波形组时各天线的目标距离像,如图 5.16 和图 5.17 所示。图 5.16 表明互补波形组可以不受天线不同初始相位的影响,并容忍一定程度的天线载频抖动;而图 5.17 说明当各天线中信号的载频抖动过大,又没有带通滤波器组对各天线的信号分量进行分离时,互补波形组的匹配滤波结果中会出现显著旁瓣,使弱目标难以被检测。

上述仿真结果验证了前面 3 点小结的论述,说明了互补波形组可以作为分布式多基地雷达的一种可行的发射波形方案,它相比于 LFM 波形能在利用更少的频段范围的情况下获得更高的距离像 SNR。

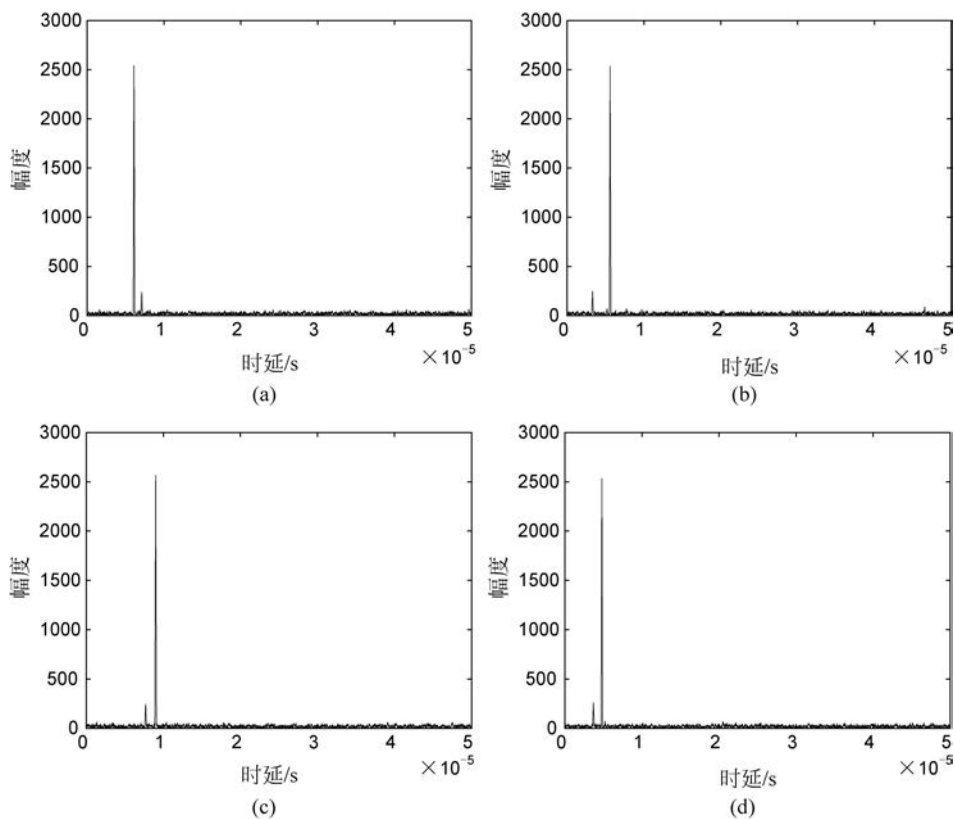


图 5.16 对于情况(2)采用互补波形组时各天线的目标距离像：(a)天线 1；
(b)天线 2；(c)天线 3；(d)天线 4

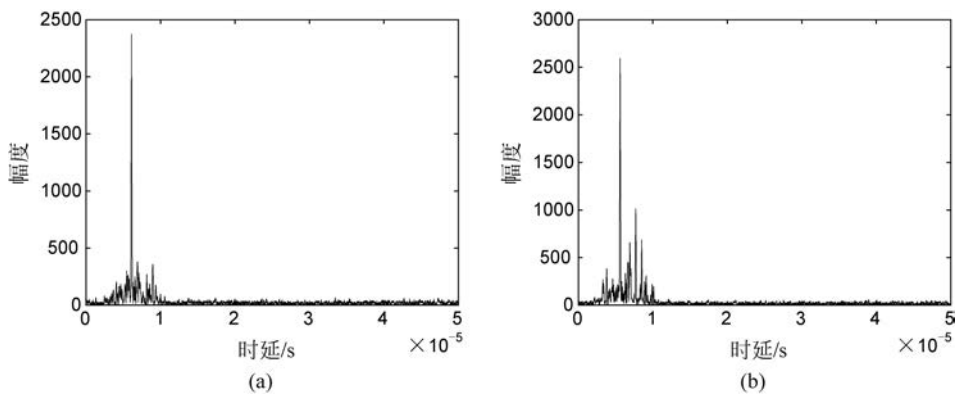


图 5.17 对于情况(3)采用互补波形组时各天线的目标距离像：(a)天线 1；
(b)天线 2；(c)天线 3；(d)天线 4

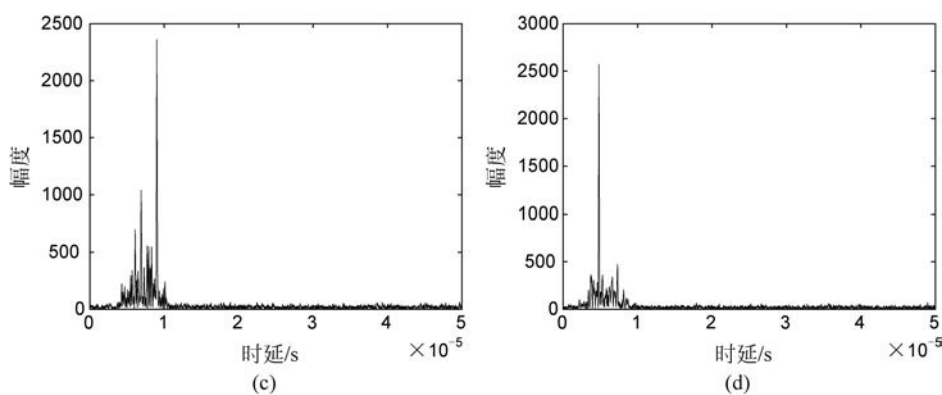


图 5.17 (续)

5.3.4 关于运动目标情况下的问题讨论

前面我们都是考虑的目标在检测场景中静止的情况,这时互补波形组能够很好地利用其互补性在各天线获得高 SNR 的匹配滤波输出。当目标以速度 v 向某个方向匀速运动时,各天线将观测到不同的目标多普勒,此时天线 m 在第 p 个 PRI 接收到的回波信号为(为了方便分析,下面采用相同的天线载频并省略了调制解调过程)

$$y''_{mp}(t) = \sum_{i=1}^M a_{ip} \left(t - \frac{\tau_i + \tau_m}{2} \right) \exp \left[j2\pi f_{d_i} \left(t - \frac{\tau_i + \tau_m}{2} \right) \right] \quad (5.32)$$

式中, $f_{d_i} = (v_i + v_m)/\lambda$ 为目标的多普勒, v_i 和 v_m 分别表示目标相对于天线 i 和天线 m 的径向速度^[34], λ 为各天线发射信号的波长。此时经过匹配滤波后,综合所有 PRI 的最终输出可以表示为

$$z_m''(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{k=-L+1}^{L-1} \sum_{p=1}^N C_{a_{mp}, a_{ip}}(k) C_{\Omega} \left(t - \frac{\tau_i + \tau_m}{2} - kT_c \right) \cdot \exp \left[j2\pi f_{d_i} \left(t - \frac{\tau_i + \tau_m}{2} \right) \right] \quad (5.33)$$

对比式(5.27)可以发现,虽然目标运动时对各天线的距离像结果不会造成太大影响(因为我们假设了目标在一个 PRI 内是相对天线静止的),但目标速度的引入会造成潜在的多普勒失配,体现在时延-多普勒图像上就会产生显著的距离旁瓣。抑制这些旁瓣需要先对各天线之内和之间的多普勒进行对齐,然后再设计旁瓣抑制方法。鉴于该问题相对较为复杂,本书不做过多讨论,留作一项后续研究工作。

5.4 本章小结

本章研究了两种设想应用场景下互补波形的目标检测性能。首先简化了 4.2 节研究的格雷互补波形目标检测联合设计方法,并基于该简化方法验证了其对于海杂波情况下的目标检测性能。然后讨论了互补波形组在分布式多基地雷达中的目标检测问题,研究了各天线中信号的不同载频与初始相位对目标距离像的影响。本章的主要研究工作与结论如下:

(1) 验证了简化后的格雷互补波形目标检测联合设计方法在海杂波情况下的有效性,分析了 Swerling II 目标的各种振荡对逐点最小值处理输出的结果中目标虚警概率与检测概率的影响,并且发现该简化方法的时延-多普勒图像具有比 LFM 波形更好的时延分辨率与多目标检测概率。

(2) 建立了互补波形组的分布式多基地雷达目标检测模型,并研

究发现了互补波形组能够有效抑制天线通道间交叉项和不同初始相位带来的干扰,使之能够在单一载频下进行发射,不仅减小了系统占用的频带范围,而且可以在理论上获得无旁瓣的静止目标距离像;另外,互补波形组可以容忍一定程度的信号载频抖动,但过大的抖动会显著降低距离像中的信噪比。

本章研究的内容是基于第4章的更深入讨论。通过考虑海杂波和分布式多基地雷达这两种实际应用情景,让我们对互补波形在实际情况下的杂波抑制与目标检测性能有了进一步的了解,可以为后续可能开展的实测数据研究提供理论和仿真结果提供参考。

参考文献

- [1] 李东宸. 海杂波中小目标的特征检测方法[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2016.
- [2] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理[M]. 3版. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2006.
- [3] Trunk G V, George S F. Detection of targets in non-Gaussian sea clutter [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1970, AES-6(5): 620-628.
- [4] Trunk G V. Radar properties of non-Rayleigh sea clutter [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1972, AES-8(2): 196-204.
- [5] Farina A, Gini F, Greco M V, et al. High resolution sea clutter data: statistical analysis of recorded live data [J]. IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 1997, 144(3): 121-130.
- [6] Conte E, Maio A D, Galdi C. Statistical analysis of real clutter at different range resolutions [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2004, 40(3): 903-918.
- [7] Ulaby F T, Dobson M C. Handbook of radar scattering statistics for

- terrain[M]. MA: Artech House, 1989.
- [8] Kuttikkad S, Chellappa R. Non-Gaussian CFAR techniques for target detection in high resolution SAR images [C]. Proceedings of 1st International Conference on Image Processing, 1994: 910-914 (Vol. 1).
- [9] Sekine M, Mao Y. Weibull radar clutter[M]. UK: IEEE Press, 1990.
- [10] Kuruoğlu E E, Zerubia J. Modeling SAR images with a generalization of the Rayleigh distribution [J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2004, 13 (4): 527-533.
- [11] 杨海文. 海杂波建模与实测数据分析[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2011.
- [12] Marier L J. Correlated K-distributed clutter generation for radar detection and track[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31 (2): 568-580.
- [13] Jao J. Amplitude distribution of composite terrain radar clutter and the K distribution[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1984, 32 (10): 1049-1062.
- [14] Pierce R D. RCS characterization using the alpha-stable distribution [C]. Proceedings of the 1996 IEEE National Radar Conference, 1996: 154-159.
- [15] Samorodnitsky G, Taqu M S. Stable non-Gaussian random processes: Stochastic Models with Infinite Variance [M]. NY: Chapman & Hall, 1994.
- [16] Nikias C L, Shao M. Signal processing with Alpha-Stable distributions and applications[M]. NY: Wiley, 1995.
- [17] Abramowitz M, Stegun I A. Handbook of mathematical functions[M]. 10th ed. DC: U. S. Government Printing Office, 1972.
- [18] Gradshteyn S I, Ryzhik I M. Table of integrals, series, and products [M]. NY: Academic, 1965.
- [19] Richards M A. Fundamentals of radar signal processing [M]. NY: McGraw-Hill Education, 2005.
- [20] Kay S M. Fundamentals of statistical signal processing, Vol II-Detection Theory[M]. Prentice Hall, 1998.
- [21] He Y, Aubry P, Chevalier F L, et al. Decentralized tracking for human target in multistatic ultra-wideband radar [J]. IET Radar, Sonar Navigation, 2014, 8 (9): 1215-1223.
- [22] Chernyak V. Signal processing in multisite UWB radar devices for searching survivors in rubble[C]. 2006 European Radar Conference, 2006:

- 190-193.
- [23] Nezirovic A, Yarovoy A G, Ligthart L P. Signal processing for improved detection of trapped victims using UWB radar [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2010, 48 (4): 2005-2014.
 - [24] Zhang J, Jin T, He Y, et al. Range-Doppler-based centralized framework for human target tracking in multistatic radar[J]. IET Radar, Sonar Navigation, 2017, 11 (1): 193-203.
 - [25] Gulmezoglu B, Guldogan M B, Gezici S. Multiperson tracking with a network of ultrawideband radar sensors based on Gaussian mixture PHD filters[J]. IEEE Sensors Journal, 2015, 15 (4): 2227-2237.
 - [26] Bartoletti S, Conti A, Giorgetti A, et al. Sensor radar networks for indoor tracking [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2014, 3 (2): 157-160.
 - [27] Majumder U K, Bell M R, Rangaswamy M. A novel approach for designing diversity radar waveforms that are orthogonal on both transmit and receive [C]. 2013 IEEE Radar Conference (RadarCon13). 2013: 1-6.
 - [28] Wang W Q. Space-time coding MIMO-OFDM SAR for high-resolution imaging[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2011, 49 (8): 3094-3104.
 - [29] Tang J, Zhang N, Ma Z, et al. Construction of Doppler resilient complete complementary code in MIMO radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62 (18): 4704-4712.
 - [30] Nguyen H D, Coxson G E. Doppler tolerance, complementary code sets, and generalized Thue-Morse sequences[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2016, 10 (9): 1603-1610.
 - [31] Li S F, Chen J, Zhang L Q, et al. Construction of quadri-phase complete complementary pairs applied in MIMO radar systems [C]. 9th International Conference on Signal Processing. 2008: 2298-2301.
 - [32] Li S F, Chen J, Zhang L Q. Optimisation of complete complementary codes in MIMO radar system[J]. Electronics Letters, 2010, 46 (16): 1157-1159.
 - [33] Zheng R, Xing J, Lin Z, et al. Oscillator design based on frequency jitter technique [C]. 3rd International Conference on Anti-counterfeiting, Security, and Identification in Communication. 2009: 299-302.
 - [34] 杜晓林. MIMO 雷达相位编码信号集设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.