

# 高频地波舰载超视距雷达的海杂波对消

高兴斌,宗成阁,袁业术

(哈尔滨工业大学 338 信箱,哈尔滨 150001)

**摘 要:** 高频地波超视距雷达在舰载条件下探测舰船目标面临着诸多挑战.其中之一是雷达平台运动导致的一阶 Bragg 谱线的展宽将淹没多普勒频率落入此展宽区的目标.本文首先利用合成孔径原理分析了展宽谱的性能.在此基础上,论证了通过空间滤波对消海杂波而留存目标回波的实际可行性.最后给出的实验结果进一步证明了本文所提方法的有效性.

**关键词:** 超视距雷达;海杂波对消;合成孔径;目标检测

**中图分类号:** TN959.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 03-0005-04

## Sea-Clutter-Canceling for HF Ground-Wave Shipborne OTH Radar

GAO Xing-bin, ZONG Cheng-ge, YUAN Ye-shu

(Harbin Institute of Technology P O Box 338, Harbin 150001, China)

**Abstract:** For HF ground-wave OTH radar to detect ship targets in the shipboard environment is faced with a range of technical challenges. One of them is that the spreading of the first order Bragg lines will obscure targets with Doppler frequencies within the range of this spreading. In this paper, the properties of the spreading are firstly analyzed with the aid of the synthetic aperture theory. On this basis, the feasibility of canceling sea-clutter and retaining target returns by the space filtering is proved. The experimental results presented in the end further demonstrate the effectiveness of the technique put forward in this paper.

**Key words:** OTH radar; sea-clutter-canceling; synthetic aperture; target detecting

### 1 引言

高频地波对海探测雷达利用垂直极化高频电磁波沿海面绕射的原理,能够对海面舰船及掠海飞行的低空或超低空目标进行超视距探测.舰载高频地波雷达能探测离海岸线更远的目标,并具有更好的机动性和更强的生存能力.近十年来,英美等发达国家十分重视舰载高频地波雷达的研究.英国马可尼公司推出的舰载高频地波超视距雷达,利用长度约 100 m 的接收天线阵、10kW 的发射机、4~8MHz 的工作频率,探测到了 150km 以远的船目标.美国海军也在近几年实施了高频表面波雷达舰载计划.据有关资料报道:洛克希德—马丁公司的桑德斯子公司已收到美国海军 640 万美元的一个初期合同,旨在把先进的高频表面波探测技术转为舰载应用,以期提高海上舰队的生存能力.

海表面可以看成是由大量的单个波串组成,每个波串都有不同的波长、振幅和传播方向,其中的两个波串对雷达波发生谐振散射,这两个波串分别是传向或背离雷达的海波,且波长等于雷达波长的一半<sup>[1]</sup>.深海中的水波是一种引力波,其传播速度为:

$$v_w = \pm \sqrt{g w / 2} = \pm \sqrt{g \lambda / 4} \quad (1)$$

式中:  $g$  为重力加速度,  $w$  为海波波长,  $\lambda$  为雷达波长.谐振海回波的多普勒频移为:

$$f_d = \pm \sqrt{g / \lambda} \quad (2)$$

这种谐振散射又称之为—阶 Bragg 散射.在海回波的多普勒频谱图上,对称地出现在零频两边的两个尖峰称之为—阶 Bragg 峰.

岸基的高频地波雷达通常都是多普勒处理雷达.它通过长时间的相关积累,以获得所需的多普勒频率分辨率,海上舰船的回波可以作为明显不同的多普勒频率分量被检测到.对于舰载高频地波雷达,雷达平台运动导致的一阶 Bragg 谱线的展宽将淹没多普勒频率落入此展宽区的目标,从而使目标检测成为需要研究的新课题.文献[2]中提及正在研究采用方向图零值对准和高分辨方位波束等信号处理技术来缓解此问题,但至今未见报告其研究成果的文献.文献[4]提出了用空时处理抑制海杂波的方法,该方法对载舰速度有苛刻要求,载舰在一个雷达周期里走过的距离应为天线阵元间距的一半.本文首先利用合成孔径原理分析了一阶 Bragg 展宽谱的性质.在此基础上,论证了通过空间滤波对消海杂波而留存目标回波的实际可行性.最后给出的实验结果进一步证明了本文所提方法的有效性.

## 2 展宽谱的性质

首先给展宽谱一个明确的定义. 在舰载高频地波雷达也是多普勒处理雷达的前提下, 雷达平台运动导致的展宽的一阶 Bragg 谱线称之为展宽谱.

文献[2]中对一阶 Bragg 谱线展宽机理做了简单的几何描述. 本文拟采用合成孔径原理分析一阶 Bragg 谱线的展宽, 试图对一阶 Bragg 展宽谱的性质有更准确的描述, 并以此奠定舰载高频地波雷达信号处理的基础.

一阶 Bragg 谱线的展宽将淹没多普勒频率落入此展宽区的目标, 这是载舰运动带来的不利因素. 载舰运动是否存在有利的一面呢? 研究载舰运动的有利因素实际上就是研究按合成孔径原理进行信号处理会给舰载高频地波雷达带来怎样的好处.

首先分析合成孔径的长度. 检测舰船的典型积累时间为 30~300s. 我们取其中间值 165s 为合成孔径时间. 载舰的经济航速一般为 18 节 (9.26m/s). 因此, 合成孔径长度  $L$  应在 1500m 左右.

根据 SAR(合成孔径雷达 synthetic aperture radar)的信号处理理论<sup>[3]</sup>, 若合成孔径长度满足:

$$L \leq \sqrt{R_0} \quad (3)$$

式中  $R$  和  $\theta_0$  分别为探测距离和雷达波长

则信号处理属于非聚焦型的, 即不必补偿二次相位变化.

舰载高频地波雷达中的合成孔径处理在许多情况下应属非聚焦型. 例如: 在雷达工作频率  $f_0 = 5\text{MHz}$ , 雷达波长  $\lambda_0 = 60\text{m}$  时, 若  $R > 50\text{km}$ , 便满足  $\sqrt{R_0} > 1500\text{m}$ . 非聚焦合成孔径处理的方位分辨力  $\delta_s$  不仅与合成孔径的长度  $L$  有关, 还与方位角  $\theta_0$  本身以及多普勒频谱分析时采用的加权类型有关.

采用 -40dB 旁瓣的海明窗加权时, 方位分辨力为:

$$\delta_s = \theta_0 / L \cos \theta_0 \quad (4)$$

当  $L = 1500\text{m}$ ,  $\theta_0 = 60\text{m}$ ,  $\theta_0 = 0^\circ$  时,  $\delta_s = 2.3^\circ$ .

若采用矩形窗加权, 则方位分辨力还可提高一倍.

下面讨论非聚焦 SAR 的信号处理.

令  $\{x(n), n=0, 1, 2, \dots, N-1\}$  表示某一距离分辨单元在合成孔径时间内回波幅度的  $N$  个连续抽样值. SAR 信号处理的实质是对  $x(n)$  加权求和, 加权又称之为相位补偿, 其中包括线性相位补偿和二次相位补偿. 对于非聚焦 SAR 的信号处理, 二次相位补偿可省略. 因此, 我们可以把讨论集中在线性相位补偿上. 合成孔径较之实孔径的最大缺陷在于: 它对距离分辨单元内散射源的运动状态有苛刻的要求, 不满足这种要求, 便无法实现方位的高分辨.

如果距离分辨单元内的散射源都是静止的, 或者是在合成孔径时间内可认为是静止的, 那么在已知雷达平台运动速度的前提下, 就可以对  $x(n)$  做不同的线性相位补偿并求和, 得到该距离分辨单元内不同方位上散射源的回波强度, 从而实现方位的高分辨. 对  $x(n)$  做不同的线性相位补偿并求和这种运算, 恰好是对  $x(n)$  做离散傅立叶变换, 而对  $x(n)$  做离散傅立叶变换的结果又是  $x(n)$  的多普勒频谱, 因此, 非聚焦

SAR 的信号处理实际上就是多普勒处理或称之为多普勒波束锐化,  $x(n)$  中的不同频率分量来自该距离分辨单元内不同方位上的散射源.

在舰载高频地波雷达中, 距离分辨单元内的散射源的运动状态是复杂的. 谐振海波与目标船都不能认为在合成孔径时间内是静止不动的. 假设距离分辨单元内的散射源只有一阶 Bragg 谐振海波, 由于不同方位角上一阶 Bragg 谐振海波的径向速度相等并且已知, 在已知雷达平台运动速度的前提下, 对  $x(n)$  做不同的线性相位补偿并求和, 即可得到该距离分辨单元内不同方位上一阶 Bragg 谐振海波的回波幅度, 从而实现一阶 Bragg 谐振海波方位高分辨. 同样, 这里对  $x(n)$  做不同的线性相位补偿并求和, 也等效为对  $x(n)$  做离散傅立叶变换运算, 仍可认为是对  $x(n)$  做多普勒频谱分析, 不同的多普勒频率分量来自不同方位上的一阶 Bragg 谐振海波. 当该距离分辨单元内有船目标时, 船目标的散射使  $x(n)$  中增加了一个多普勒频率分量, 即使该频率分量能在多普勒频谱图中检测到, 对目标的方位高分辨并没有实现, 因为目标回波的多普勒频率不仅与目标所在的方位有关, 而且还与目标船本身的径向速度有关.

通过上面的分析, 对于展宽谱的性质可以得出以下结论. 展宽谱的性质与载舰速度  $v_s$ 、积累时间  $T$ 、探测距离  $R$  以及雷达波长  $\lambda_0$  有关. 仅当  $v_s \cdot T \leq \sqrt{R_0}$  条件满足时, 展宽谱才是方位高分辨的一阶 Bragg 谐振海波. 不同的多普勒频率分量来自不同方位上的一阶 Bragg 谐振海波. 本文提出的对消海杂波的方法正是利用了展宽谱的这一性质. 在  $v_s \cdot T \leq \sqrt{R_0}$  不满足情况下的海杂波对消方法将在后续的论文中报告. 在以下的讨论中, 假设条件  $v_s \cdot T \leq \sqrt{R_0}$  总是满足的.

## 3 海杂波对消

在展宽的一阶 Bragg 谱线覆盖的区域内,  $k$  号多普勒频率分辨单元中的能量必来自某个方位确知的高分辨方位角度内的一阶 Bragg 谐振海波. 设这个确知的方位角为  $\theta_1$ .  $k$  号多普勒频率分辨单元中的能量也可能含有某个目标的回波, 设该目标的方位角为  $\theta_2$ .  $\theta_2$  与  $\theta_1$  的差值  $\Delta\theta$  是由于目标的径向速度  $v_T$  与一阶 Bragg 谐振海波的传播速度  $v_w = \sqrt{g \cdot \theta_1 / 4}$  的差值  $v$  造成的. 它们之间的关系可由下面的推导得到:

$$v_T + v_s \sin \theta_2 = v_w + v_s \sin \theta_1 \quad (5)$$

$$v = 2 v_s \cos \frac{\theta_2 + \theta_1}{2} \sin \frac{\theta_2 - \theta_1}{2} \quad (6)$$

$$\left| \sin \frac{\theta_2 - \theta_1}{2} \right| = \left| \frac{v}{2 v_s \cos \frac{\theta_2 + \theta_1}{2}} \right| \geq \left| \frac{v}{2 v_s} \right| \quad (7)$$

$v$  所导致的  $\Delta\theta$  与载舰的速度  $v_s$  有关. 表 1 给出了  $v = 1\text{m/s}$  在不同的载舰速度下所导致的  $\Delta\theta$  值.

表 1 不同载舰速度下  $\Delta\theta$  值

$v_s (\text{m/s})$	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Delta\theta (^\circ)$	19.2	14.4	11.5	9.6	8.2	7.2	6.4	5.7

如果  $\Delta\theta$  与  $\theta_1$  的差值  $\Delta\theta$  足够大, 我们就可以通过空域滤

波把位于方位角  $\theta_2$  上的目标与位于方位角  $\theta_1$  上的一阶 Bragg 谐振海波分离开,然后再通过时域滤波把位于方位角  $\theta_2$  上的目标与其它方位上的一阶 Bragg 谐振海波分离开.空域滤波可以通过方向图零值对准实现,而时域滤波则可以通过多普勒频谱分析完成.在一定的条件下,能否把位于方位角  $\theta_2$  上的目标与位于方位角  $\theta_1$  上的一阶 Bragg 谐振海波分离开取决于接收天线阵的实孔径,接收天线阵的实孔径决定了空域滤波器过渡带的宽度.在空域滤波完成之后,能否把位于方位角  $\theta_2$  上的目标与其它方位上的一阶 Bragg 谐振海波分离开取决于相干积累时间,相干积累时间决定了多普勒频谱分析的分辨率.下面介绍空域滤波以及时域滤波在本文中是如何实现的.

设接收天线阵共有  $M$  个阵元,令  $x_k(n)$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$  表示第  $k$  个阵元接收到的某一距离分辨单元在相干积累时间内回波复幅度的  $N$  个等间隔抽样值,  $k = 1, 2, \dots, M$ . 将  $M$  个阵元的输出合并为一个差波束的输出  $y(n)$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ , 差波束中心凹口对准某一方向,使该方向的海回波受到很大的抑制.对这个差波束的输出做多普勒频谱分析后,如果多普勒分辨率足够高,那么在展宽的一阶 Bragg 谱线覆盖的区域内应出现两个明显的凹口,一个凹口在正多普勒频率区,另一个凹口在负多普勒频率区.根据差波束的指向和载舰的速度可以准确地定位两个凹口的位置.我们称这两个凹口为目标检测窗口.它可以告诉我们凹口所占据的多普勒分辨单元中是否有目标存在.凹口被填满时,说明该多普勒分辨单元中有目标存在.如果不同方位角上的海浪具有相同的回波强度,那么当凹口中无目标时,凹口的深度代表了空域滤波和时域滤波之后海杂波被抑制的程度.它主要取决于对差波束凹口方向的一阶 Bragg 谐振海波的方位分辨率  $\theta_s$  以及差波束凹口本身的宽度.差波束凹口越宽,多普勒频谱中的凹口越深.

在给定差波束方向图和方位分辨率  $\theta_s$  的情况下,如何对凹口深度做定量分析呢?本文采用了如下做法:用一个矩形窗函数与差波束方向图做卷积,矩形窗的宽度等于方位分辨率  $\theta_s$ .平滑处理后的差波束凹口深度可以作为对多普勒频谱中凹口深度的估计.这样做的理由如下:每个多普勒频率分辨单元中的能量都是宽度为  $\theta_s$  的某一方位范围内回波的叠加,用宽度为  $\theta_s$  的矩形函数与差波束方向图卷积是对多普勒频率分辨单元中回波叠加的一种近似处理方法.差波束凹口对准  $0^\circ$  方位角时,凹口宽度最小,而方位分辨率  $\theta_s$  最高.随着差波束凹口指向的偏转,凹口宽度增大,但方位分辨率减小.因此,多普勒频谱中的凹口深度与差波束凹口指向关系不大.表 2 给出了几种方位分辨率下多普勒频谱中的凹口深度.与差波束方向图有关的参数如下:雷达频率为  $5.283\text{MHz}$ ,接收天线阵有 7 个阵元,阵元间距为  $14\text{m}$ ,两个和波束的形成采用了  $-40\text{dB}$  旁瓣的切比雪夫加权.

表 2 几种方位分辨率下多普勒频谱中的凹口深度

$\theta_s / ^\circ$	1.0	2.0	2.4	3.0	4.0	4.8	5.0
凹口深度 (dB)	-36.7	-30.7	-29	-27.2	-24.7	-23	-22.7

如果用  $M$  个阵元的输出形成  $J$  个差波束的输出,并令这  $J$  个差波束中心凹口的方位角间隔足够小且分布范围足够大,就可以在展宽的一阶 Bragg 谱线覆盖的区域内实现目标检测.具体做法如下:对这  $J$  个差波束的输出分别做多普勒频谱分析,只保留其中的两根谱线,其余谱线都置成 0.将  $J$  个差波束的处理结果相加,就得到了海浪回波被对消掉的多普勒频谱,而目标的多普勒谱线将在残余的展宽谱中显露出来.

高频地波雷达在舰载条件下的海杂波对消依赖于空域滤波和时域滤波.空域滤波的前提是目标的径向速度  $v_T$  与一阶 Bragg 谐振海波的传播速度  $v_w = \sqrt{g\lambda/4}$  的差值  $\Delta v$  必须足够大.例如在载舰速度  $v_s = 5\text{m/s}$ ,速度差  $\Delta v = 1\text{m/s}$  时,可以允许空域滤波器的过渡带宽为  $12^\circ$  左右,对于  $100\text{m}$  长的天线孔径,实现这样的过渡带宽并不困难.实际上,岸基高频地波雷达检测舰船目标同样对这个速度差  $\Delta v$  有要求.岸基高频地波雷达检测舰船目标的典型积累时间为  $60\text{s}$  左右,当雷达工作频率为  $5\text{MHz}$  时,速度分辨率约为  $1\text{m/s}$ .如果目标的径向速度  $v_T$  与一阶 Bragg 谐振海波的传播速度  $v_w$  的差值  $\Delta v < 1\text{m/s}$ ,就不能把目标的多普勒谱线与一阶 Bragg 峰分辨开.由此可见,舰载条件下和岸基条件下检测舰船目标对速度差  $\Delta v$  有几乎同样的要求,但前者利用它做空域滤波,而后者利用它做时域滤波.

## 4 实验结果

高频地波超视距雷达由岸基转为舰载将面临的几项关键技术.为了用实测数据来支撑这些关键技术研究,并验证所取得的一些研究成果的有效性和实用性,已研制成功高频地波舰载超视距雷达数据采集系统,并采集了一批带有雷达平台运动信息的实测数据.

该数据采集系统包括发射系统、接收系统、激励器和数据采集器等几个部分.雷达体制为 FMCW,工作频率为  $f_0 = 5.283\text{MHz}$ ,调频周期  $T = 0.262\text{s}$ ,线性调频信号带宽为  $30\text{kHz}$ ,距离分辨力为  $5\text{km}$ .发射系统采用  $10\text{m}$  高的单极振子天线,发射机由 HF-430 型  $1.6\text{kW}$  短波单边带通信发射机改装而成.接收天线由 7 根  $5\text{m}$  高的鞭状天线组成,它们沿舰侧舷排成等间隔线性边射阵,阵元间隔为  $14\text{m}$ .载舰速度  $v_s = 5\text{m/s}$ .接收通道由 7 个相同的正交接收机组成,接收通道的 7 路零中频信号输出一并送给数据采集器.激励器为本系统提供射频信号、参考信号以及各种控制信号.数据采集器的任务是在相当长的一段时间内以  $976.5625\text{Hz}$  的采样率不间断地采集雷达回波数据,并将所采数据及时存入硬盘,每个通道在一个调频周期内的采样点数为 256.

本数据采集实验还安排了一个半合作目标,它是一艘由大连开往上海的客轮,其速度为  $15$  节,并且事先已知它何时位于何地.通过精心安排雷达载舰的航向,使这个半合作目标在相当长的一段时间里位于零度方位角,径向速度为  $-10$  节左右.

对采集到的数据进行了海杂波对消处理.

第一步:对各通道在一个调频周期  $T$  内的回波数据做距

高分辨处理,连续处理  $N$  个调频周期,  $N \times T$  为相干积累时间或称之为合成孔径时间,合成孔径长度  $L = N \times T \times v_s$ , 令:  $\{x_k^m(n), n=0,1,2,\dots,N-1\}$  表示第  $m$  个距离分辨单元在第  $k$  个接收通道中的回波历史,  $k=1,2,\dots,7$ .

第二步:由 7 个通道的输出产生一个和波束的输出:  $\{s^m(n), n=0,1,2,\dots,N-1\}$

$$s^m(n) = \sum_{k=1}^7 w_k \cdot x_k^m(n) \quad (8)$$

式中:  $w_k$  为 -40dB 旁瓣的切比雪夫加权系数.

对  $s^m(n)$  做多普勒频谱分析即可得到展宽谱.

多普勒频谱分析时采用 -40dB 旁瓣的海明加权.  $N=1024$  时的展宽谱如图 1(a) 所示.

1024 个多普勒分辨单元依次编号为 0~1023, 其中 512 号单元为零多普勒单元. 在雷达波长  $\lambda_0=56.786\text{m}$ 、载舰速度  $v_s=5\text{m/s}$  的情况下, 402~495 号多普勒分辨单元为负展宽谱区, 而 529~622 号多普勒分辨单元为正展宽谱区. 保留展宽区外的多普勒谱线不变, 将展宽区的谱线都置成 0, 以此作为对和波束处理的最终结果.

第三步:把 7 个通道的输出转化为  $J$  个差波束的输出  $\{y_j^m(n), n=0,1,2,\dots,N-1\}, j=1,2,\dots,J$ . 当  $N=1024$  时,  $J=94$ , 这 94 个差波束中心凹口的指向分别为:  $-79.82^\circ, -74.38^\circ, \dots, -0.5477^\circ, 0.6663^\circ, \dots, 74.82^\circ, 80.51^\circ$ . 差波束形状如图 2 所示. 94 个差波束分别用来检测 402~495 号以及 529~622 号多普勒分辨单元中是否有目标存在. 对这 94 个差波束的输出分别做多普勒频谱分析, 只保留其中的两根谱线, 其余谱线都置成 0, 以此作为对差波束处理的最终结果. 多普勒频谱分析时仍采用 -40dB 旁瓣的海明加权.

第四步:将 94 个差波束的最终处理结果以及和波束的最终处理结果相加, 就得到了海浪回波被对消掉的多普勒频谱, 而目标的多

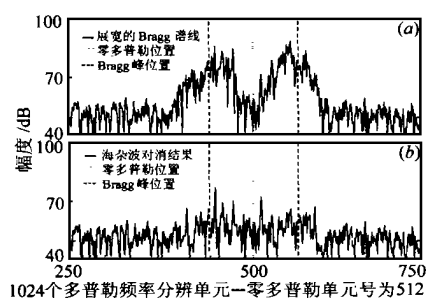


图 1 (a) 海浪杂波对消前多普勒频谱; (b) 海浪杂波对消后多普勒频谱

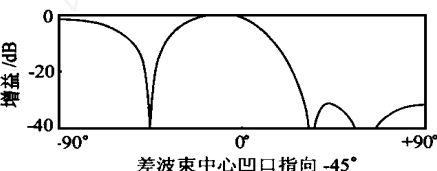


图 2 差波束方向图

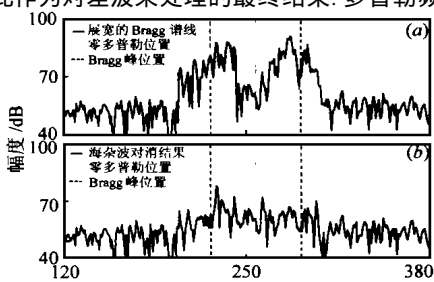


图 3 (a) 海浪杂波对消前多普勒频谱; (b) 海浪杂波对消后多普勒频谱

普勒谱线将在残余的展宽谱中显露出来. 图 1(b) 给出了 80km 处一个距离分辨单元海杂波被对消后的多普勒频谱图, 图中幅度最大的谱线即为数据采集实验中的那个半合作目标船.

图 3(a)、(b)

和图 4(a)、(b) 分别给出了  $N=512$  和  $N=256$  时海

杂波对消前后多普勒频谱的变化. 比较图 1、图 3、图 4, 不难看出合成孔径长度  $L$  对抑制海杂波的影响.

图 4(a) 海杂波对消前多普勒频谱; (b) 海杂波对消后多普勒频谱

三种情况下的合成孔径长度和对一阶 Bragg 谐振海波的方位分辨力  $\theta_s$  以及残余展宽谱的均值列于表 3.

表 3 合成孔径长度对抑制海杂波的影响

调频周期数 $N$	1024	512	256
合成孔径时间	268s	134s	67s
合成孔径长度	1340m	670m	335m
方位分辨力 $\theta_s$	$2.4^\circ$	$4.8^\circ$	$9.6^\circ$
残余展宽谱均值	50.71dB	54.57dB	59.67dB

## 5 讨论

实际海杂波对消结果与理论预测的结果存在一定的偏差. 偏差首先表现在对海杂波的抑制程度上.  $\theta_s=2.4^\circ$  时, 理想条件下对海杂波的抑制可达 30dB 左右, 而实际的海杂波抑制在 20dB 左右. 偏差还表现在合成孔径长度对抑制海杂波的影响上. 在理想条件下, 合成孔径长度每增加一倍, 对海杂波的抑制应增加 6dB, 而实际处理结果只有 4dB 的改善. 造成这些偏差的主要原因是接收天线各阵元以及接收机各通道之间的幅相不一致性. 幅相不一致性导致差波束凹口方向的偏差, 从而影响到对多普勒频谱中凹口定位的偏差, 因此不能保证把凹口最深处的值提取出来.



高兴斌 1962 年出生. 1984 年毕业于清华大学无线电电子学系, 1994 年在哈尔滨工业大学通信与电子系统学科获博士学位. 现任哈工大电子工程教研室主任、副教授. 主要研究方向为雷达系统理论与信号处理技术.



宗成阁 1954 年出生. 1977 年毕业于哈尔滨工业大学无线电工程系. 1992 年获哈尔滨工业大学通信与电子系统学科硕士学位. 现任哈工大电子工程技术研究所副研究员. 主要研究方向为电子系统设计、计算机自动测试、模糊控制与信号处理等.

(下转第 4 页)

中还可以看出,如果加权矩阵存在误差,或者加权矩阵不容易得到,即使采用未经加权的 TLS 估计也略好于 LS 估计.图 2 表明,当波束指向误差较大时,TLS 估计的估计误差方差略大于 LS 估计.

#### 实验 2:目标偏离截获中心对角度截获的影响

考虑目标不在截获中心,而是存在偏离的情况.设波束指向误差的标准差为  $1/10$  倍的波束宽度,其他条件同实验一,图 3,4 为实验结果.结果表明,目标偏离截获中心对加权 TLS 估计误差的均值影响不大,而对 LS 估计误差的均值影响较大.LS 估计的估计误差方差略小于 TLS 估计的误差方差.与实验一相同,不加权的 TLS 估计的性能介于 LS 估计与正确加权的 TLS 估计之间.

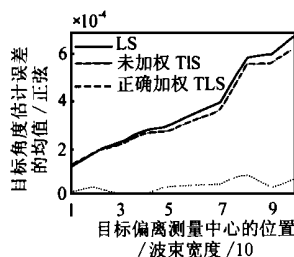


图 3

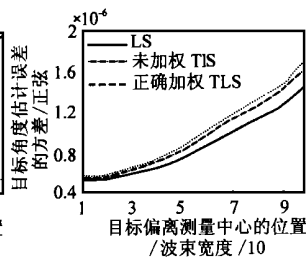


图 4

## 4 结论

本文提出的采用 TLS 估计的目标角度截获方法的优点在于:不仅考虑了观测向量中的噪声扰动,而且考虑了数据矩阵中的噪声扰动,使包括观测向量误差和数据矩阵误差在内的误差矩阵达到 Frobenius 范数的最小值.

通过仿真实验可以看出当波束指向误差很小时, TLS 与 LS 算法性能接近,但是当波束指向误差较大时, TLS 算法明显优于 LS 算法.如果得不到加权矩阵或加权矩阵存在较大误差,即使不使用加权矩阵, TLS 估计性能也略好于 LS 估计.实验还表明,当目标偏离截获中心时,波束指向误差将使 LS 估计将产生很大的偏,而 TLS 对此不敏感.

## 参考文献

- [1] Samuel M. Sherman. Monopulse Principles and Techniques. Artech House, Inc., 1984

- [2] H. A. Wheeler. Antenna beam patterns which retain shape with defocusing, IRE Trans. Antennas and Propagation, Sep. 1962, AP-10:573 ~ 580
- [3] Henry W. Redlein Jr. Monopulse Operation with Continuously Variable Beamwidth by Antenna Defocusing. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Jul. 1968
- [4] Jian-ming Qu, Chen-yang Yang, Shi-yi Mao, Shao-hong Li. A Missile Capture Scheme Based on Conical-Like Scan Method. IEEE National Aerospace & Electronics Conference proceeding, 1998
- [5] 屈剑明,杨晨阳,毛士艺,李少洪.一种目标截获中的角度提取方法.中国航空学会信号与信息处理专业第二届学术会议论文集,1998:79 ~ 84
- [6] G. H. Golub, C. F. Van Loan. An Analysis of the Total Least Square Problem. SIAM J. Numer. Anal., Dec. 1980, 17(6):883 ~ 893
- [7] G. H. Golub. Generalizing the Singular Value Decomposition. SIAM J. Numer. Anal., Mar. 1976, 13:76 ~ 83
- [8] S. Van Huffel J. Vanewalle. Analysis and Properties Of the Generalized Total Least Squares Problem  $AX = B$  when Some Or all Columns in  $A$  are subject to error. SIAM J. Matrix Anal. Appl., Jul., 1989, 10(3):294 ~ 315



**屈剑明** 1971 年生,1994 年获北京航空航天大学学士学位,现为北京航空航天大学电子工程系博士研究生,主要研究方向为雷达数据处理、相控阵雷达调度、制导等.

**杨晨阳** 1986 年获南京航空航天大学学士学位,1989 年、1997 年获北京航空航天大学硕士和博士学位,主要研究方向为多目标跟踪、高阶谱估计、雷达信号处理和数据处理等.

**毛士艺** 1935 年生,北京航空航天大学电子工程系教授,博士生导师,主要研究领域为合成孔径雷达成像处理、数据互联和多目标跟踪、多传感器数据融合、目标分类与识别、信号建模与谱分析、制导等.

(上接第 8 页)

## 参考文献

- [1] M. I. Skolnik. Introduction To Radar Systems. Section 13.3. McGraw-Hill Book Co., Inc. New York, 1980
- [2] A. M. Ponsford. Progress In Ship Tracking By HF Ground-Wave Radar.

in Proc. Int. Conf. Radar, 1987:89 ~ 96

- [3] J. C. Curlander. Synthetic Aperture Radar: System and Signal Processing. Section 1.2.2 John Wiley & Sons, Inc. New York, 1991
- [4] 谢俊好等.高频地波舰载超视距雷达中的空时处理.系统工程与电子技术,1998(2):30 ~ 36