

机载火控雷达慢速目标检测¹

王彤 保铮 廖桂生

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

摘要 该文研究机载火控雷达对慢速目标的检测方法以及发射信号带宽对慢速目标的检测性能的影响。通常情况下,机载火控雷达地杂波多普勒频率多重模糊,主瓣杂波带宽大,常规处理性能很差。该文结合实际情况,重点分析了机载火控雷达检测地面慢速目标的特点,分析了主瓣杂波这一制约系统检测性能的主要因素,比较了两类空时二维处理方案对慢速目标的检测性能。采用较大的发射带宽是火控雷达的发展方向,雷达发射信号的带宽是影响系统对慢速目标检测性能的重要因素,该文通过理论分析和仿真试验比较了不同带宽情况下系统对慢速目标的检测能力。

关键词 空时自适应处理(STAP),杂波抑制,信号带宽

中图分类号 TN951

1 引言

机载脉冲多普勒雷达下视工作时,较强的地杂波会使系统对动目标的检测性能大大下降,Brennan等人提出的空时二维自适应处理是抑制地杂波提高检测性能的重要方法,它在以侧视阵为主的机载预警雷达中的应用研究引起了广泛的重视^[1-5],接着,R.Klemm提出了辅助通道法^[4],西电研究小组提出了3DT等空时二维自适应滤波方法^[5,6]。最近,R.Klemm等人还对前视阵的情况进行了一些简单分析^[7-9]。机载火控雷达是机载脉冲多普勒雷达中的一个特殊情况,机载火控雷达下视工作与一般的机载预警雷达有很大的差异。机载火控雷达的天线多为前视阵;与机载预警雷达相比,其工作波长短,载机运动速度快;同时,在多普勒域目标十分靠近主杂波谱,机载火控雷达倾向于采用低重复频率。这些特点使机载火控雷达的地杂波特性与机载预警雷达有很大的区别,杂波谱在距离上不平稳,杂波在距离上不模糊,但在多普勒频率上多重模糊,使杂波的多普勒频率随锥角变化很快。这样对于常规处理而言,主瓣杂波的多普勒频率分布在很宽的一段频率范围内,在这种情况下,对地面行驶的慢速车辆目标进行检测是十分困难的。主瓣杂波成为制约雷达性能的主要因素,多普勒频率落在主瓣杂波多普勒频带内的慢速目标很难被发现。这样,即使实现了超低副瓣,也不能有效提高系统的检测性能。另一方面,机载火控雷达为了完成对目标距离的精确定位,往往采用较大的发射信号带宽,发射带宽同杂波带宽一样是影响系统检测性能的重要因素。

随着技术的发展,机载火控雷达采用相控阵天线已经成为一种必然趋势。美国的F22,法国的阵风(Rafale)和俄罗斯的米格-31(ZASLON)和苏-37^[1]新一代战斗机都采用了波束可快速灵活控制的相控阵雷达,而且都具有对地面进行攻击的能力。采用相控阵雷达为空时二维处理提供了条件。

在过去的研究中,文献[2-5]主要针对机载预警雷达的特点进行讨论。文献[7-9]主要针对杂波分布进行讨论,并未考虑低重复频率情况下杂波多普勒频率多重模糊的实际情况。文献[10]讨论了发射带宽对空域波束形成的影响。发射带宽对机载系统性能的影响,特别是其对慢速目标检测的影响,目前讨论的比较少。本文首先针对窄带系统,结合机载火控雷达的若干特点,重点分析机载火控雷达检测地面慢速目标的主要特点,推导了主瓣杂波多普勒带宽的公式,分析了主瓣杂波这一制约系统检测性能的主要因素,并结合这些特点比较了机载火控雷达自适应滤除主瓣杂波的时空级联自适应处理和空时联合自适应处理的区别,通过系统仿真比较了几种情况下系统对慢速目标的检测性能。其次,本文通过理论分析和仿真试验比较了不同带宽情况

¹ 2000-05-10收到,2000-12-20定稿

下系统对慢速目标检测能力的变化, 指出系统带宽的增加会加大杂波自由度, 对慢速目标检测具有不可忽视的影响。

2 机载火控雷达对慢速目标进行检测的特点

机载火控雷达对地面慢速目标的检测能力与地杂波带宽密切相关, 同时也与系统发射带宽密切相关。首先, 我们以一个窄带系统为例, 说明机载火控雷达对地面慢速目标进行检测的特点。设载机速度为 300m/s , 飞行高度 3000m , 雷达工作波长为 0.03m (载频 $f_c=10\text{GHz}$), 发射信号为窄带信号, 带宽 $B=1\text{MHz}$, 天线阵面法线方向指向飞机正前方, 脉冲重复频率为 $f_r=2500\text{Hz}$ 。注意此处发射信号带宽是载波频率的万分之一, 可以不予考虑, 发射信号带宽增大到一定程度会对系统性能造成显著的影响, 这一点本文将在第 4、5 节进行详细讨论。

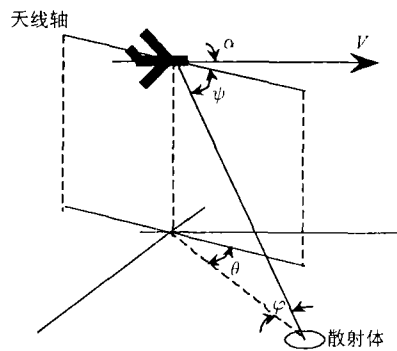


图 1 机载雷达与地面散射体的几何关系

按照散射体回波的多普勒频率的公式

$$f_d = \frac{2V}{\lambda} \cos(\theta + \alpha) \cos \varphi = \frac{2V}{\lambda} (\cos \psi \cos \alpha - \sqrt{\cos^2 \varphi - \cos^2 \psi} \sin \alpha) \quad (1)$$

其中 θ 为地杂波散射体相对于天线轴向的方位角, α 为天线轴向与速度方向的夹角, φ 为散射体相对于天线的高低角, ψ 为散射体相对于天线轴的锥角, $\cos \psi = \cos \theta \cos \varphi$ 。此处 $\alpha = -90^\circ$, 表示前视阵, 高低角 φ 的取值与载机高度和所观测的距离有关。按公式可以得到杂波多普勒频率的最大值为 20000Hz 左右, 远远大于脉冲重复频率, 所以地杂波在多普勒频率上是多重模糊的。

现在推导波束主瓣内的杂波的多普勒带宽, 我们定义主瓣宽度为波束主瓣两个零点间的宽度。在阵面法线方向 $\psi_0 = 90^\circ$, 主瓣宽度最小; 偏离法线方向, 主瓣宽度变大。但在阵面及其压低旁瓣的锥削一定的情况下, 无论波束指向如何变化, 主瓣两个零点的锥角余弦之差不变, 即 $\cos \psi_2 - \cos \psi_1 = \text{常数}$ 。如果是 N 元等距线阵, 阵元间距为 $\lambda/2$, 则 $\cos \psi_2 - \cos \psi_1 = (4/N)\beta$, $\beta \geq 1$, 其中 β 是加锥削后主瓣展宽的因子, 在不加锥削的情况下 $\beta = 1$, 两个零点 ψ_1, ψ_2 分别满足

$$\cos \psi_1 = \cos \psi_0 - (2/N)\beta, \quad \cos \psi_2 = \cos \psi_0 + (2/N)\beta \quad (2)$$

由于阵面是前视阵, $\alpha = -90^\circ$ 。在波束主瓣不包含 $\psi = 90^\circ$ 时, 主瓣内的杂波多普勒频带宽度可以用两个主瓣零点对应多普勒频率之差 $|f_{d2} - f_{d1}|$ 来表示。将 ψ_1, ψ_2 代入上面公式可得

$$\left. \begin{aligned} f_{d1} &= (2V/\lambda) \sqrt{\cos^2 \varphi - (\cos \psi_0 - (2/N)\beta)^2} \\ f_{d2} &= (2V/\lambda) \sqrt{\cos^2 \varphi - (\cos \psi_0 + (2/N)\beta)^2} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$|f_{d2} - f_{d1}| = \left| \frac{2V}{\lambda} \left[\sqrt{\cos^2 \varphi - (\cos \psi_0 + \frac{2}{N}\beta)^2} - \sqrt{\cos^2 \varphi - (\cos \psi_0 - \frac{2}{N}\beta)^2} \right] \right|$$

$$= \frac{16V\beta}{N\lambda} \frac{|\cos \psi_0|}{\sqrt{\cos^2 \varphi - (\cos \psi_0 + \frac{2}{N}\beta)^2} + \sqrt{\cos^2 \varphi - (\cos \psi_0 - \frac{2}{N}\beta)^2}} \quad (4)$$

当观察距离远大于载机高度时, $\varphi \approx 0^\circ$, 对于机载火控雷达, 通常 $N \gg 2$, 上式可以近似为

$$|f_{d2} - f_{d1}| = \frac{16V\beta}{N\lambda} \frac{|\cos \psi_0|}{|2 \sin \psi_0|} = \frac{8V\beta}{N\lambda} |\operatorname{ctg} \psi_0| \quad (5)$$

由余切函数的特性可知, ψ 越接近于 90° (阵面法线方向), 主瓣杂波带宽越小; ψ 越偏离 90° , 主瓣杂波带宽越大。按照上面公式, 我们可以作出主瓣杂波带宽随锥角 ψ 变化的示意图, 如图 2(a) 所示, 将带宽对重复频率归一化, 可得归一化带宽如图 2(b) 所示, 图 2(b) 中的阴影部分表示的物理意义实际是常规处理多普勒盲区占整个多普勒频率宽度的比例, 在 $\psi = 60^\circ$ 或 120° 时 (波束偏离法线方向 $\pm 30^\circ$) 时, 多普勒盲区达到了 38.49%; 在 $\psi = 45^\circ$ 或 135° 时 (波束偏离法线方向 $\pm 45^\circ$) 时, 多普勒盲区达到了 66.67%; 在 $\psi \leq 33.5^\circ$ 或 $\psi \geq 146.5^\circ$ 时 (波束偏离法线方向超过 56.5°) 时, 多普勒盲区达到了 100%。可见由于主瓣地杂波内的多普勒扩散, 大大降低了采用常规处理技术的机载火控雷达发现地面慢速目标的能力。(值得注意的是, 在 $\psi = 90^\circ$ 附近的一个很小的区域, 上面主瓣杂波谱宽度的公式并不成立, 但不影响本文的说明), 在波束加锥削的情况下, 主瓣进一步展宽, 比如加 40dB 切比雪夫权的情况下, $\beta \approx 1.80$, 主瓣杂波的影响进一步变大, 这里不再具体说明。

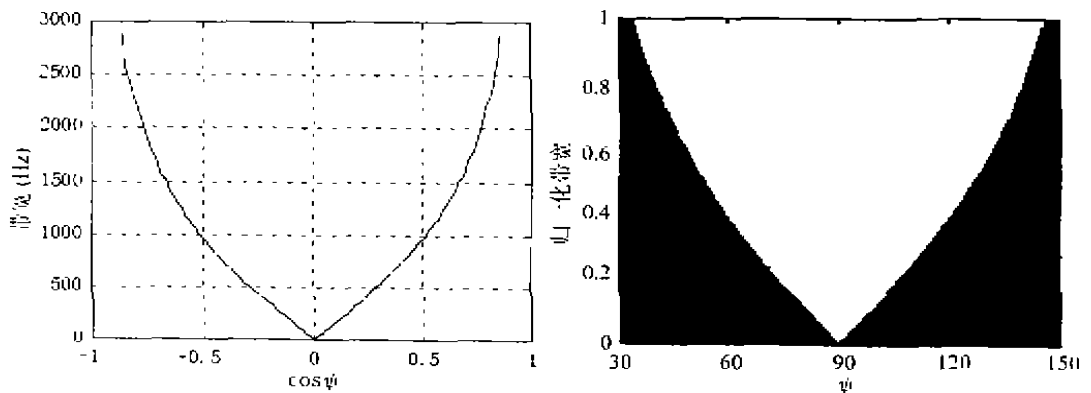


图 2 主瓣杂波多普勒频率带宽

从图 1 和图 2 中可以看到, 机载火控雷达的杂波分布与以前研究的机载预警雷达有着显著的区别, 机载火控雷达检测慢速目标有以下几个特点。

首先, 机载火控雷达的杂波在距离上是不平稳的。这就限制了独立同分布数据的数量, 所以不宜采用过多的系统自由度。

其次, 机载火控雷达多采用前视阵, 工作频率较高, 重复频率低, 载机运动速度快, 使得地杂波的多普勒频率多重模糊, 杂波分布在 $(2f_d/f_r) \sim \cos \psi$ 图上的斜率非常大, 主瓣内杂波在

频率上分布很宽。多普勒频率落在主瓣杂波多普勒频带内的慢速目标很难被发现。这样,即使实现了超低副瓣,常规处理也不能有效提高系统的检测性能。

3 空时二维处理抑制主瓣杂波

本世纪六十年代就提出的 DPCA 技术是最早的空时二维滤波技术,它将天线相位中心相对于机身作偏置调整,而相对于大地则处于静止状态,随后提出的用和差波束自适应滤除地杂波的 EDPCA 技术也是基于这种原理,显然这种技术最适用于沿机身侧面安置的天线。后来有人试图用 DPCA 的观点解释空时二维滤波,这种观点在侧面阵时取得了一定的进展,但在前视阵的空时二维处理上遇到了困难。我们在前视阵仿真中也发现仅用和差波束作空时二维处理,取得的好处是十分有限的,不能满足系统对慢速目标检测的要求。Klemm 指出空时二维滤波还是应该从二维滤波和色噪声条件下的匹配滤波的观点来解释^[7,9]。

所以,二维滤波器的设计必须结合二维杂波谱的特性,在此处就必须根据主瓣杂波的特点来选择自适应处理的方案。二维处理的全自适应方法受到系统复杂度和能够获得的独立同分布的样本数的限制,在目前条件下不宜采用。我们在此结合机载火控的杂波谱特性,比较常用的时空级联处理方法和空时联合处理方法抑制主瓣杂波的性能。

由公式 1 可以看到,地杂波谱在 $(2fa/f_r) \sim \cos \psi$ 平面上的分布是相当复杂的,在 $\cos \psi$ 接近于 0(即 ψ 接近 90°) 的地方,归一化杂波谱的斜率相对比较小; ψ 离 90° 越远,归一化杂波谱的斜率越大。因此,我们设想在 $\cos \psi$ 接近于 0 的情况下,常规处理就可以取得较好的效果;在 $\cos \psi$ 距离 0 较远的情况下,应该采用较多的空域自由度和一定数目的时域自由度,一方面,依靠空域自由度在空间上避开主瓣杂波,另一方面,时域上的自由度也可以起一些辅助作用,使滤波器的凹口在二维平面上斜过来,使滤波器特性和杂波谱更加匹配。由于空域自由度是硬件通道,经常会受到一些系统复杂度和成本的限制,在空域自由度的选取上,可以借用机载火控相控阵雷达中经常要用到的和差波束,再加上一些辅助通道,以简化系统,本文对此不作详细讨论。时域自由度的选取不受硬通道数的限制,主要要考虑系统计算复杂度和能够获得的独立同分布的样本数。

在机载火控雷达的条件下,主瓣杂波是限制系统性能的主要因素。对于旁瓣杂波,通常可以采用时域空域级联处理,先多普勒滤波,再通过空域自适应让旁瓣避开杂波,在杂波方向形成零点即可。而主瓣杂波的杂波谱在二维平面上非常接近目标信号,仅用空域自适应难以在滤除杂波的同时有效地保护目标信号。在此必须强调空时联合处理的重要性,这就是说,抑制主瓣杂波必须有足够多的空间自由度和一定的时间自由度。

为了更好地比较在机载火控雷达工作条件下空时联合处理的重要性,我们可以比较时空级联处理和空时联合处理杂波协方差矩阵的特征谱,本文采用文献 [9] 中的二维滤波器结构进行说明。如果杂波协方差矩阵最小的特征值远远小于较大的特征值,我们就可以期望获得较好的杂波抑制性能。以一个 48 列的面阵为例,图 3 显示了在总自由度为 48 的情况下,两种方法的特征谱,其中图 3(a) 表示空域取 48 个自由度(48 列),时域只取一个多普勒通道的情况;图 3(b) 表示空域取 16 个自由度(16 个子阵),时域取三个多普勒通道的情况,其总的自由度一样,两个协方差矩阵表示的总功率相同。由图中可见,虽然图 3(a) 的大特征值看起来比较集中,但其小特征值也比较大,图 3(b) 的大特征值与小特征值之比(条件数)比较大。我们推断图 3(b) 的结构应该能够取得较好的性能。

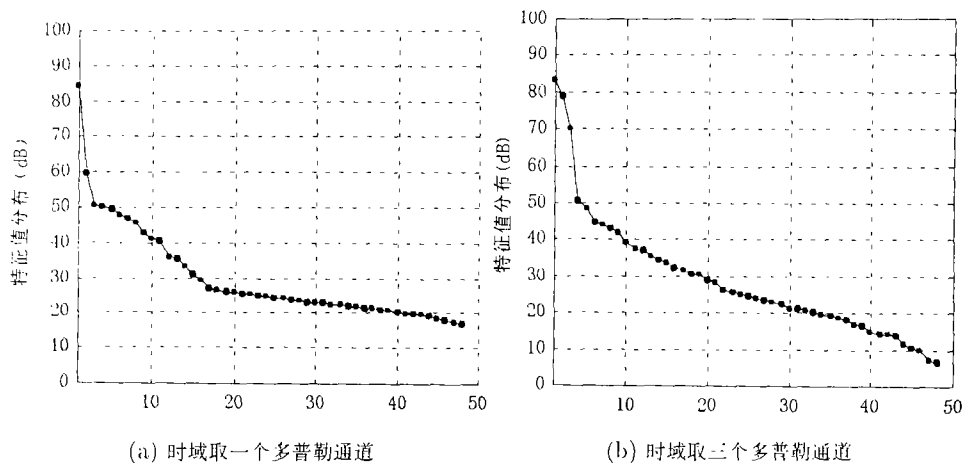


图3 不同自由度选取方法的特征谱

如果不考虑总的自由度，仅考虑表示硬件通道数的空域自由度。在空域自由度一样多的情况下，时域自由度越多杂波抑制性能越好，不过这时系统自由度的总数也增加了。在有些情况下，这种好处也很重要，这一点可以从后面的仿真实验中看到。

图4给出两种情况下系统的响应，图4(a)表示时域空域级联自适应处理，图4(b)表示空时二维联合自适应处理。由图中可见时域空域级联处理只能在空间方向上形成凹口，将时域多普勒滤波器通带内的杂波滤除，这时系统二维响应的多普勒中心频率被挤偏，远离杂波的多普勒频率；而空时二维联合处理可以按归一化杂波谱的斜率形成斜凹口，更好地和杂波匹配，更好地滤除杂波。对于地面目标，速度越低，其多普勒特性越接近固定地物，回波的二维频率越接近归一化二维杂波谱。由于形成斜凹口可以有效滤除杂波，并有效保护杂波谱附近的目标不受影响，所以它对低速目标的检测是十分重要的。有关空时二维联合对低速目标的得益我们将通过下一节的实例来说明。

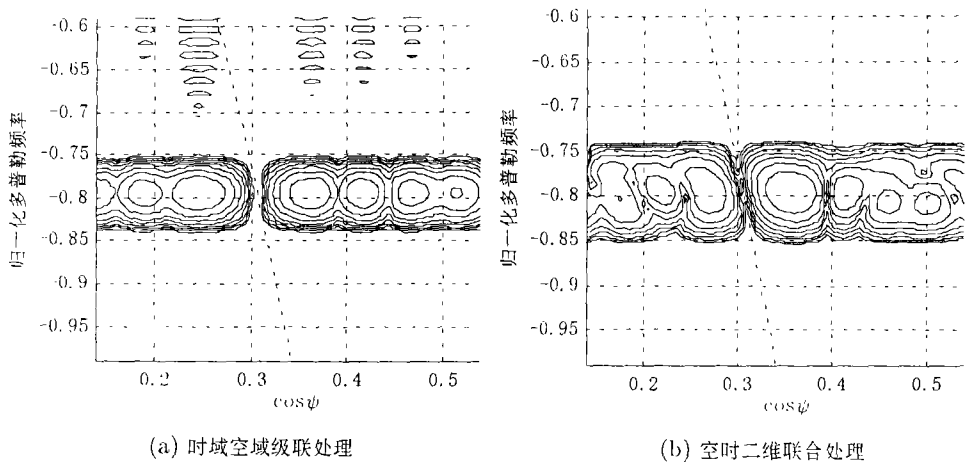


图4 自适应处理的空时二维响应

4 带宽对系统性能的影响

机载火控雷达除了发现目标外,还必须对目标进行精确定位,以便引导武器对目标进行攻击,有些情况下还要对目标进行成像和识别。因此,机载火控雷达倾向于采用较大的发射信号带宽以便获得较高的距离分辨力。这里我们以最简单的线性调频信号为例说明信号带宽对系统检测性能的影响。

为了获得空时二维数据,每个阵元或子阵的微波输出端应由匹配滤波器对回波信号进行脉冲压缩,经过正交双通道检波后进行距离采样。这样 K 个发射脉冲和 N 个阵元对同一距离单元的采样就构成了一个包含空域和时域信息的数据快拍。线性调频信号经过脉冲压缩后的输出是辛格函数,这就是它的距离分辨函数。在许多情况下,为了压低距离旁瓣,对回波数据加权后再进行脉冲压缩,使距离分辨函数的主瓣展宽,旁瓣降低。对于一个天线阵元,如果一个散射点与阵元的距离 r 等于某一个距离门的中心距离,则在这个距离门它的输出幅度最大,当它偏离距离门中心时,它在这个距离门的输出变小。幅度随距离变化的函数就是它的距离分辨函数(辛格函数)。值得注意的是,单个散射点在某一时刻与不同的天线阵元之间的距离是不同的,在不同时刻它与同一阵元的距离也是不同的,这就是说单个散射点与天线阵元的距离是阵元序号和脉冲序号两个变量的函数,它在某一距离门输出的幅度也是阵元序号和脉冲序号两个变量的函数。

对于一个固定散射点,同一脉冲不同阵元上的该散射点回波信号的相位不同,这构成其空间信息;同一阵元不同脉冲的两次采样该散射点回波信号的相位不同,这构成其时间(多普勒)信息。在信号带宽趋近于零的情况下,距离门宽度远远大于阵列孔径和相干处理间隔(CPI)中载机运动的距离,可以近似认为这些回波的幅度是相同的。该散射点的导向矢量可以写成时域导向矢量和空域导向矢量简单直积的形式,

$$\mathbf{a}(\psi, f) = \mathbf{u}(f) \otimes \mathbf{v}(\psi) = [1 \quad e^{j2\pi f} \dots e^{j2\pi(K-1)f}]^T \otimes [1 \quad e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \cos \psi} \dots e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(N-1) \cos \psi}]^T \quad (7)$$

但是信号带宽增大到一定程度,距离门宽度与阵列孔径或与相干处理间隔(CPI)中载机运动的距离接近之时,不同阵元和不同脉冲采样的同一散射点的回波信号不仅相位不同,而且幅度也发生明显变化,这是因为不同阵元距离该散射点的距离不同,同一阵元在不同脉冲时与该散射点的距离也不同,这种差别对于较小的距离门宽度而言是不可忽略的。散射点的导向矢量不能写成矢量直积的形式,空域导向矢量和时域导向矢量是耦合的。图 5 所示的相对带宽 15% 情况下一个散射点在某一距离门的空时二维数据的幅度。由图中可见在不同的脉冲时,阵元上回波信号的幅度发生了变化。这种变化的形状与辛格函数是一致的。

这种幅度上的变化会引起杂波谱的扩散和数据在空间和时间上相关性的降低。协方差矩阵也会发生明显变化。图 6 举例说明特征谱随带宽的变化。可见带宽的增加会使杂波的自由度增大,给空时二维处理抑制杂波带来困难,实际上杂波在二维平面上的分布会在时域和空域两个方向上进一步展宽。在仿真中我们发现很多情况下,发射信号的相对带宽超过 5% 时,杂波谱就会出现明显的展宽。在空间波束的旁瓣电平较低的情况下,带宽的影响主要反映在主瓣杂波带宽增大,反映在改善因子曲线上,主瓣杂波对应的凹口加宽,这会明显地降低系统对慢速目标的检测性能。

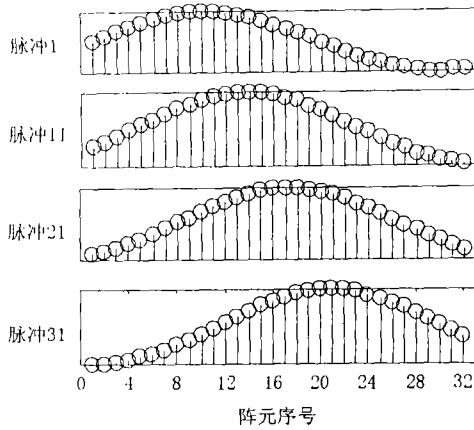


图5 不同脉冲不同阵元上单个散射点的回波幅度

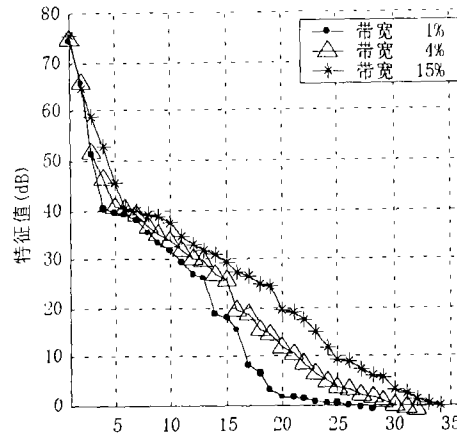


图6 杂波特征谱随带宽的变化

如果要求系统发射信号的带宽不对检测性能构成影响，发射带宽应该足够小。它应该使得一个距离门的宽度 $c/(2B)$ 远大于阵面孔径和一个相干处理间隔 (CPI) 内飞机运动的距离。所以仅有以前定义的窄带的条件 ($B \ll f_c$) 是远远不够的。

5 仿真实验结果举例

仿真实验采用如下参数：载机高度 3km，载机飞行速度为 300m/s，前视阵，波长 0.03m，重复频率 2500Hz，阵面大小 48×8 ，波束俯仰角 $\varphi = -3.126^\circ$ (对应距离 55km)，空域方位预加权 -40dB，阵元幅度和相位误差为 5%。空时联合处理结构上采用固定结构降维的 STAP 方法，先对每个空域通道用多普勒滤波器预滤波，将全空时分布的杂波局域化为窄带定向有源干扰，再对其中 3 个多普勒通道的输出作空时二维自适应处理，将杂波滤掉，这样系统总的自由度为空间通道数的 3 倍。对于空时级联处理，则每个空域通道用多普勒滤波后只取一个多普勒通道，总的自由度与空间通道数相同。

首先说明系统发射带宽 $B=1\text{MHz}$ 情况下的实验结果。图 7(a) 和图 7(b) 分别表示波束锥角 $\psi = 110^\circ$ 和 $\psi = 120^\circ$ 时 (即波束偏离阵面法线方向 20° 和 30°) 系统的改善因子，这时，波束指向方向的归一化杂波多普勒频率分别为 -0.9843 和 -0.1718，所以改善因子曲线在此处出现了凹口。图中菱形表示常规处理，圆点表示空时联合处理的方法，其中时域采用三个多普勒通道。由图中可见，在 $\psi = 110^\circ$ 和 120° 的情况下，常规处理的多普勒盲区都远远大于自适应的情况。按系统实际参数和地面车辆目标回波强度计算，以改善因子大于 65dB 时可以完成对目标的检测作为标准，则由图 7(a) 和图 7(b) 可得， $\psi = 110^\circ$ 时，自适应处理可以检测到径向速度绝对值大于 4.25km/h 的目标，常规处理只能检测到径向速度绝对值大于 13.81km/h 的目标； $\psi = 120^\circ$ 时，自适应处理可以检测到径向速度绝对值大于 5.84km/h 的目标，常规处理只能检测到径向速度绝对值大于 26.03km/h 的目标。在锥角继续变大的情况下，常规处理的检测性能还要进一步变差，这里不再给出实例。

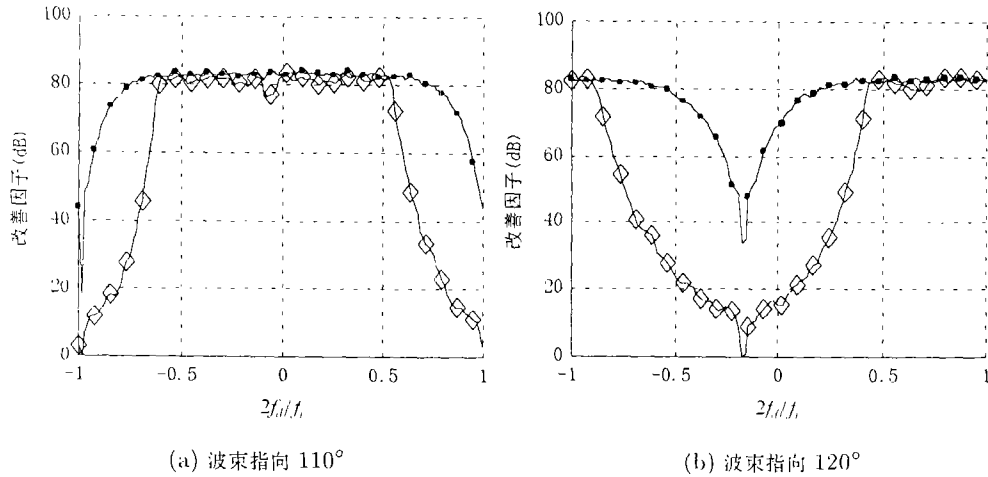


图 7 空时二维处理与常规处理的改善因子的比较

表 1 列举了 ψ 取一些角度时系统的多普勒盲区的百分比和最小可检测速度。其中时空级联处理和空时联合处理拥有相同的自适应自由度 48。由表中可以看到空时处理的确在很大程度上改善了系统对慢速目标的检测性能。而在两种空时处理中空时联合方法由于可以按照杂波分布形成斜凹口, 更好地与杂波匹配, 所以可以明显地进一步减小多普勒盲区, 这正是检测地面慢速目标所需要的。

表 1 三种方法的多普勒盲区和最小可检测速度

$\psi(^{\circ})$	常规处理		时空级联方法		空时联合方法	
	多普勒盲区百分比 (%)	最小可检测径向速度 (km/h)	多普勒盲区百分比 (%)	最小可检测径向速度 (km/h)	多普勒盲区百分比 (%)	最小可检测径向速度 (km/h)
90	4.69	3.18	3.91	2.65	2.34	1.59
80 或 100	20.31	13.81	10.16	6.90	6.25	4.25
70 或 110	38.28	26.03	15.63	10.62	8.59	5.84
60 或 120	60.16	40.90	21.88	14.87	12.50	8.50
45 或 135	100.00	31.25	21.25	22.66	15.40
30 或 150	100.00	90.63	61.63	51.56	35.06

..... 表示对任何速度的目标都无法检测

考虑系统发射带宽影响的条件下, 上面的结论仍然成立, 但发射带宽的变化会对空时二维处理的性能造成显著影响。图 8 给出不同系统发射信号带宽条件下空时二维处理所能得到的改善因子, 图 8(a) 和图 8(b) 分别表示波束锥角 $\psi = 110^{\circ}$ 或 $\psi = 120^{\circ}$ 的情况。星号、园点、三角符号分别表示带宽 B 等于 10MHz, 100MHz 和 400MHz 的情况, 由图中可见改善因子对于带宽的变化是相当敏感的。主瓣杂波对应的凹口宽度变化十分明显, 这种变化使系统对低速目标检测的性能大大下降。波束锥角 $\psi = 110^{\circ}$ 情况下, 三种带宽条件下的最小可检测速度分别为 6.46km/h, 14.62km/h 和 28.97km/h; 波束锥角 $\psi = 120^{\circ}$ 情况下, 三种带宽条件下的最小可检测速度分别为 9.23km/h, 19.48km/h 和 34.61km/h。图 9 给出了 $\psi = 110^{\circ}$, $2f_a/f_r = -0.75$, 虚警概率 $PFA=10^{-6}$ 情况下, 三种带宽的检测概率曲线, 随着带宽的增加, 系统对目标的检测概率逐步降低。因此系统发射带宽对慢速目标检测性能的影响是不可忽视的。

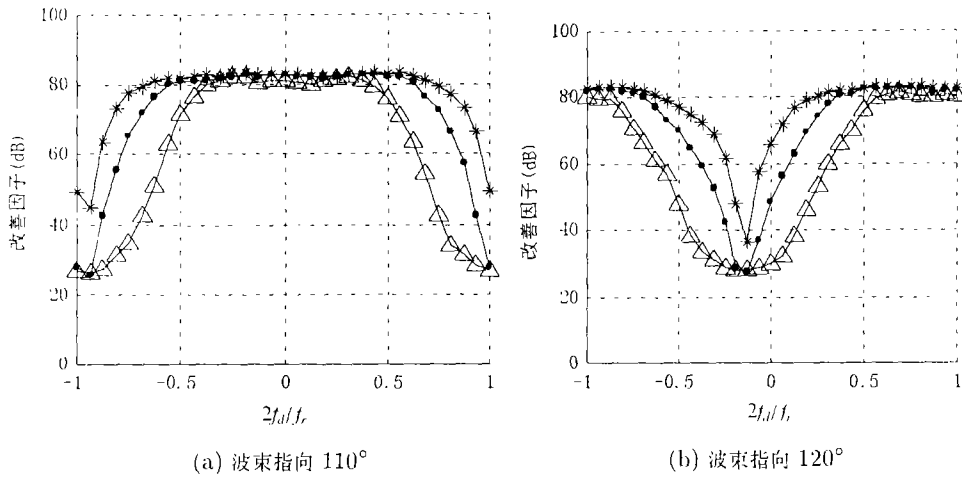


图8 空时二维处理改善因子随发射信号带宽的变化

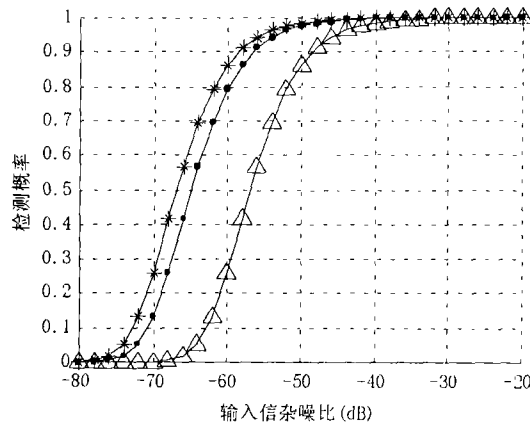


图9 检测性能曲线

6 结 论

机载火控雷达的天线多为前视阵，其工作波长短，载机运动速度快；机载火控雷达倾向于采用低重复频率。这些特点使机载火控的地杂波在距离上不平稳，杂波在距离上不模糊，但在多普勒频率上多重模糊，使二维杂波在多普勒-方位平面上分布斜率很大。这样对于常规处理而言，主瓣杂波的多普勒频率分布在很宽的一段频率范围内，对地面行驶的慢速车辆目标进行检测是十分困难的。主瓣杂波成为制约雷达性能的主要因素，多普勒频率落在主瓣杂波多普勒频带内的慢速目标很难被发现。这样，即使实现了超低副瓣，也不能有效提高系统的检测性能，必须依靠空时二维自适应信号处理技术有效地抑制主瓣杂波。在空时二维处理中空时联合处理可以取得较好的性能，这就要求系统在自适应时具有足够多的空域自由度和一定的时域自由度。另一方面，系统发射信号带宽对慢速目标的检测有十分重要的影响，它对主瓣杂波谱的宽度和杂波自由度有明显的影响，在对系统的检测性能进行估计时，必须考虑发射信号带宽的影响。

参 考 文 献

- [1] A. Fowler, Old radar types never die; They just phased array or...55 years of trying to avoid mechanical scan, IEEE AES Magazine, 1998, 14(9), 21-28.
- [2] L. E. Brennan, I. S. REED, Theory of adaptive radar, IEEE Trans. on AES, 1973, AES-9(1), 273-282.
- [3] L. E. Brennan, J. D. Mallett, I. S. Reed, Adaptive arrays in airborne MTI, IEEE Trans. on AP, 1976, AP-24, (5), 607-615.
- [4] R. Klemm, Adaptive airborne MTI: An auxiliary channel approach, IEEE Proc. F, 1987, 134(3), 269-276.
- [5] 保铮等, 相控阵机载雷达杂波抑制的时空二维自适应滤波, 电子学报, 1993, 21(9), 1-7.
- [6] 廖桂生等, 机载雷达时空二维部分联合自适应处理, 电子科学学刊, 1993, 15(6), 576-580.
- [7] R. Klemm, Adaptive airborne MTI: Comparison of sideways and forward looking radar, Proc. of IEEE Int. Radar Conf., Alexandria, VA, USA, MAY 1995, 614-618.
- [8] P. G. Richardson, S. D. Hayward, Adaptive space-time processing for forward looking radar, Proc. of IEEE Int. Radar Conf., VA, USA, MAY 1995, 629-634.
- [9] R. Klemm, Adaptive airborne MTI with tapered antenna arrays, IEE Proc.-F, 1998, 145(1), 3-8.
- [10] W. E. Rodgers, Adaptive array bandwidth with tapped delay-line processing, IEEE Trans. on AES, 1979, 15(1), 21-28.

SLOWLY MOVING TARGET DETECTION FOR
AIRBORNE FIRE-CONTROL RADAR

Wang Tong Bao Zheng Liao Guisheng

(Key Lab. for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract In this paper, slowly moving target detection for airborne fire-control radar and the effect of transmitting bandwidth are discussed. The system of this kind is often characterized by the highly ambiguous Doppler frequency of ground clutter and large Doppler bandwidth of mainbeam clutter. In this case, conventional processing can not give systems good performance of detection. Considering the actual conditions, this paper is focused on the features of detection of slowly moving targets by use of the airborne fire-control radar, and the cascade processing and joint processing are compared. Because using large transmitting bandwidth is today's trend, the effect of bandwidth on slowly moving target detection is also discussed. Finally, simulation results are included to validate the conclusions of the bandwidth effect.

Key words STAP(Space Time Adaptive Processing), Clutter suppression, Signal bandwidth

王 彤: 男, 1974 年生, 博士生, 主要研究兴趣: 阵列信号处理, 空时二维自适应信号处理.

保 铮: 男, 1927 年生, 教授, 中国科学院院士, 中国电子学会会士, 研究方向为雷达信号处理.

廖桂生: 男, 1963 年生, 教授, 博士, 主要研究兴趣: 阵列信号处理, 空时二维自适应信号处理及其在雷达和通信中的应用.