

雷达反电子对抗(ECCM)技术展望

孙 仲 康

提 要 本文从近代电子对抗技术的发展来展望雷达反电子对抗技术的发展。文中对反干扰、反侦察、反反辐射导弹、反隐身的技术和问题进行了探讨,建议以各部雷达具备反电子对抗能力和潜力为基础,组织好探测定位雷达网的总体反电子对抗能力。

引 言

在总结几次中东战争及马岛之战的经验教训之后,西方军事专家对电子战作用的评价是,“如果第三次世界大战爆发,胜者将是能较好地控制和驾驭电磁频谱的一方”;并指出“有了电子技术才有可能进行空战”。苏联国防部第一付部长也说“电子对抗和导弹、核武器具有同等重要的作用”。由此看出西方及苏联对电子战的作用已有放在战略地位上的意向。

从第四次中东战争以色列由于没有掌握苏制地对空导弹的波段及信号形式,导致原有雷达警戒设备失效,而在头6天内就损失空军力量的三分之一(100架),惨遭失败;到1982年在黎巴嫩贝卡谷地,出其不意突然袭击,获得一举摧毁对方19个萨姆-6导弹群,击落米格机29架,而自己一无损失的战果。其关键在于以方通过无人机及电子战专用机在战前早已摸清对方的导弹群部置、制导雷达的波长、波形以及导弹发射的规律和控制程序;在作战中综合使用电子侦察、干扰、摧毁的手段,采用无人机“火力”侦察的战术引诱制导雷达辐射,即时传递雷达辐射源的信息,调用地地、空地反辐射导弹摧毁制导雷达,并大量施放对雷达、通信指挥控制系统的有源欺骗性干扰使地空导弹雷达成为“瞎子”、米格机载雷达迷失作战方向、指挥控制系统成为“哑吧”,这些都为以军获得战果提供决定性的条件。

英阿马岛之战中,阿方使用“超级军旗”飞机以低空隐蔽潜入的方式,利用雷达盲区及海杂波的掩护接近英“谢菲尔德”号。在距舰几十公里处爬升到300米高度发现和瞄准英舰,并在48公里处发射飞鱼导弹后载机本身又改变航向掠海超低空返航,从而自始至终载机未被“谢菲尔德号”发现。施放的飞鱼导弹以低空掠海飞行,用中段惯导及

末段雷达主动制导的方式命中目标。“谢菲尔德”号上的电子侦察及告警、干扰、摧毁设施只在被击中前四、五秒钟才发出导弹飞来的告警信号。由于电子对抗设备反应缓慢，或许还有未将法制飞鱼导弹雷达的数据存入数据库作为敌方威胁的缘故，导致英舰不能作出及时的反应来干扰、欺骗、摧毁来袭导弹或自身作出成功的回避机动。

以色列先一次失利，后一次得利及小小飞鱼导弹击沉现代化的导弹驱逐舰的典型战例；以及战前周密不间断的电子侦察、战中综合运用侦察干扰、摧毁的手段、大量集中使用多种有效的有源、无源干扰措施、大量使用地地、空地被动寻的式反辐射导弹、利用盲区及杂波的掩护、采用低空隐蔽潜入等战术的有效性；这些都充份说明电子对抗及反对抗在现代战争中的重要作用和地位。

防空警戒、指挥、火控雷达面临着被侦察、被干扰、被摧毁、被隐蔽潜入突防的威胁。千方百计地提高单站的反侦察、反干扰、反摧毁及低空探测定位等反电子对抗的性能，并在此基础上组织好探测定位网的总体反电子对抗能力是使空防部队能在复杂的电子对抗电磁环境中胜利地完成对空警戒、指挥及火控任务的保证。

§1 反干扰的发展动向

干扰技术的发展

现代战争中雷达面临着大量的集中的干扰。干扰分为两大类即消极干扰与积极干扰。消极干扰主要是由地物、海浪、雨云及干扰铝箔纤维丝、铝箔箔条等引起的。飞行器低空潜入时可借助地杂波、海杂波的掩护。投放干扰丝形成干扰云、干扰走廊则可以隐蔽飞行器的战术活动。积极干扰包含连续波或脉冲式干扰，可对雷达实施杂波压制及形成距离、方向、速度，敌我识别信号的欺骗或混淆。

现代飞行器将普遍配备有自卫式电子战装置。随着微波集成电路、微电子技术、微处理机技术和模块积木式结构技术的发展，这种自卫式电子战装置已从简单的告警设备加干扰丝投放器或欺骗式干扰机，即将发展到由雷达警戒设备、雷达干扰机及消极干扰投放器构成的综合系统。它可以在密集的信号环境中，接收、分选和分析信号、确定威胁等级、自动选用最佳干扰形式并实现干扰输出功率的合理管理。干扰机具有连续和脉冲、杂波和欺骗等两种干扰模式，输出功率可控并具有定向跟踪干扰的能力。能同时以最佳效果对付多部雷达站；消极干扰投放器可以投放干扰丝及红外曳光弹。这种综合系统的结构采用积木式模块化，发射机、接收机、处理机都可现场更换，适应战场上电磁环境的变化；系统内把所有的不同威胁等级的参数及对应的电子对抗措施存入软件包内，以便识别并作出反应。这种软件也可以在机场迅速更换，便于对付新的雷达威胁。整个综合系统的启动、自检、威胁显示、信号接收处理及对应的干扰对抗措施是自动快速地进行。

在战前实施电子侦察，战中提供电子战支援的专用电子战飞机，显然可以装备有远距离探测、识别、标定辐射源的高灵敏度接收机和实施远距干扰的大功率干扰机；频段复盖更宽，干扰功率更大，干扰方向可以全向或压缩指向。它可以对付雷达也可以对付

通信指挥控制系统。这种飞机和无人电子侦察机在战前侦察中起主力作用，在作战中则起支援作用，例如贝卡谷地战斗中，以色列出动近百架战斗机攻击机，全都装备有雷达警戒设备及双模式干扰机，而同时升空的专用电子战飞机只使用了以方拥有的 4 架中的 1 架。

反消极干扰

消极干扰与运动目标回波之间的主要差别在于消极干扰回波的相移不随时间而变或只随时间作慢变化，而运动目标回波中含有多卜勒频率，其相移是随时间作快速变化的。利用这个差别，通过提取变化的相位信息，采用频率区分的方法，可以在消极干扰中检测出运动目标来。

典型的动目标提取方法是 MTI 方法。它利用多个重复周期中回波的对消构成梳齿状高通滤波特性，在零频率处设置有零点，从而大大地抑制地、海杂波等消极干扰，获得高的输出信号杂波比及高的改善因子。参见列表 I。从最佳接收的观点看，这种 MTI 方法并不能使输出信杂比最大。利用匹配滤波的原理，对有色杂波输入而言可得最佳滤波器的频率特性为：

$$H(f) = K e^{-j2\pi f t_d} \frac{S^*(f)}{C(f) + N(f)}$$

式中 $S(f)$ 为信号的频谱， $C(f)$ 为杂波的功谱， $N(f)$ 为接收机噪声功谱。采用对消器串联多卜勒滤波器组的 MTD 系统可以近似实现这种频率特性，在这里对消器被看作为有色杂波的白化滤波器。实际上各个探测单元中的杂波频谱是不同的，一种对消器不可能成为所有各种杂波功谱的白化滤波器，因此这种结构是近似最佳的。采用了这种 MTD 方法改善因子又有成数量级的提高。见列表 1。

全相参雷达动检性能

表 1

型 号	厂 商	动 检 措 施	I (分贝)
AN/FPS-18 20	美 Bendix		36
ARSR-805	加 Raytheon		30~36
S 650 S 670	英 Marconi		~40
AN/TPS-43	美 Westinghouse	DMTI 4 脉冲	
AN/TPS-59	美 G. E.	DMT I	55(地物) 37(气象)
AN/TPS-63	美 Westinghouse	时变加权 4 脉冲	
TRS 2215	法	DMTI 3 脉冲	35~37(孤立杂波源)
ITTG ~ ³²⁰ 250	英	DMTI 4 脉冲	40
ITTG 400-250	英	DMTI 4 脉冲	45.6
LAR-I	荷兰	DMTI 3 脉冲	40
MPDR 30/1	西德 Siemens	MTD	66

采用对消器加多卜勒滤波器组成的 MTD 系统对相关杂波的抑制有利,但对消器的频率特性对接近零速的目标(或切向运动目标)往往起压制作用而难于检测,见图1-a.若动检系统采用布满重复频率 f_r 范围的 N 个多卜勒滤波器,每个带宽 f_r/N (例如作 N 点 DFT),把这组滤波器中心频率平移 $f_r/2N$ 可得如图 1-b 所示的特性,再将靠近零频的两个滤波器 F_{+1} 及 F_{-1} 的输出取幅度值并作相减操作,如图 2-a 所示。可以证明

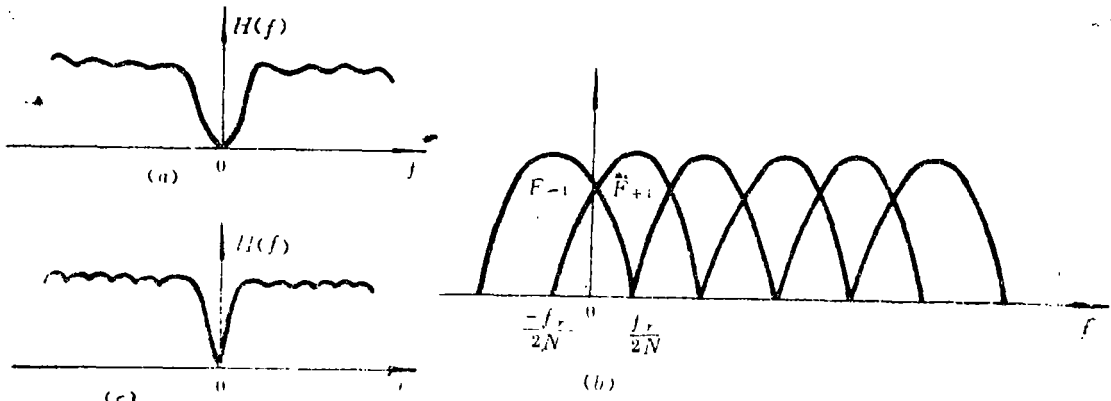


图 1

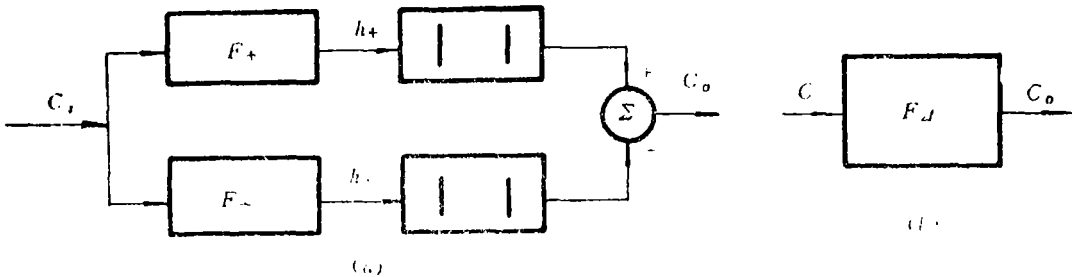


图 2

其等效的滤波特性将如图 1-c 所示。

由图 2-a 可以得出

$$C_o(t) = |h_+(t)| - |h_-(t)|$$

$$= |\mathcal{F}^{-1}[F_+(f)C_i(f)]| - |\mathcal{F}^{-1}[F_-(f)C_i(f)]|$$

式中 $F(f)$ 为中心频率为零的多卜勒滤波器的频率特性,而

$$F_+(f) = F(f - \Delta) = F\left(f - \frac{f_r}{2N}\right)$$

$$F_-(f) = F(f + \Delta) = F\left(f + \frac{f_r}{2N}\right)$$

这里 $C_i(f)$ 为输入杂波或信号的频谱,若 $C_i(f)$ 为单一谱线,其频率为 f_i 则

$$c_i(f) = c_i \delta(f - f_i)$$

对于孤立点杂波 $f_i = 0$, 则 $C_i(f) = c_i \delta(f)$ 。而对于等速目标, 则 $f_i = f_d$, 其

$$C_i(f) = c_i \delta(f - f_d)$$

设定输入是属于单一谱线型的, 则其输出为

$$\begin{aligned} c_0(t) &= |\mathcal{F}^{-1}[F(f - \Delta)c_i\delta(f - f_i)]| - |\mathcal{F}^{-1}[F(f + \Delta)c_i\delta(f - f_i)]| \\ &= |c_i F(f_i - \Delta)e^{j2\pi f_i t}| - |c_i F(f_i + \Delta)e^{j2\pi f_i t}| \\ &= c_i [|F(f_i - \Delta)| - |F(f_i + \Delta)|] = c_i F_\Delta(f_i) \end{aligned}$$

式中定义

$$F_\Delta(f_i) = |F(f_i - \Delta)| - |F(f_i + \Delta)|$$

这样可以把上述双路滤波输出取绝对值后做相减操作, 便等效成一个滤波操作, 其滤波特性用 $F_\Delta(f)$ 来表示, 如图 2-b 所示。

若取 $|F(f)| = e^{-af^{2n}}$ 的幅度频率特性, 则

当 $n=1$ 时

$$\begin{aligned} F_\Delta(f) &= e^{-a(f-\Delta)^2} - e^{-a(f+\Delta)^2} \\ &= 2e^{-a(f^2 + \Delta^2)} \sinh(2\alpha \Delta f) \end{aligned}$$

$n=2$ 时

$$F_\Delta(f) = 2e^{-a(f^4 + 6f^2\Delta^2 + \Delta^4)} \sinh[4\alpha \Delta f(f^2 + \Delta^2)]$$

$n=3$ 时

$$F_\Delta(f) = 2e^{-a(f^6 + 15f^4\Delta^2 + 15f^2\Delta^4 + \Delta^6)} \sinh[6f^5\Delta + 20f^3\Delta^3 + 6f\Delta^5]$$

对应它们的频率特性 $F(f)$ 、 $F_\Delta(f)$ 及 $|F_\Delta(f)|$ 其形状见图 3-a、b、c。

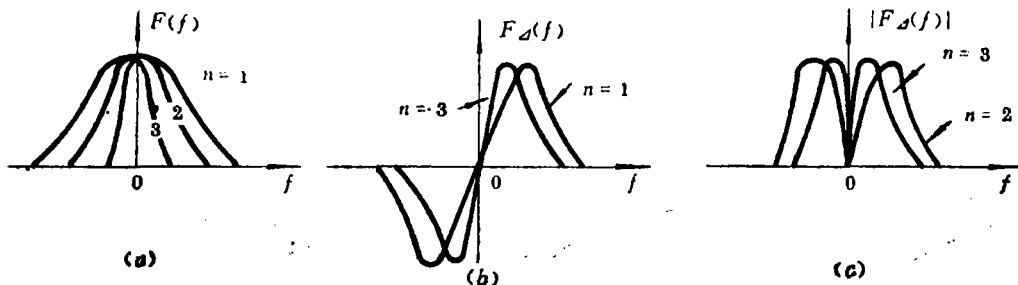


图 3

显然在零频率上可以获得一个陡峭的凹口, 从而改善了低速目标的检测性能。这种近零速滤波器被称之为 Kalmus 滤波器, 它对于窄频宽的杂波具有较好的抑制能力见图 4a。强的孤立点杂波往往会使滤波器输出超过检测门限而引起虚警, 这里两个相邻滤波器输出强的孤立点杂波, 经过绝对值相减以后就会被抑制掉。当天线扫描时, 孤立点杂波回波将被天线所调制, 这时可得杂波频谱为 $C_{id}(f)$ 。它是对零频率共轭偶对称的。这种杂波经过 Kalmus 滤波器后, 其输出为

$$C_0 = |\mathcal{F}^{-1}[F(f - \Delta)C_{id}(f)]| - |\mathcal{F}^{-1}[F(f + \Delta)C_{id}(f)]|$$

由于 $F(f)$ 及 $C_{id}(f)$ 都是共轭偶对称的, 即

$$F(f) = F^*(-f) \quad C_{id}(f) = C_{id}^*(-f)$$

因此可得

$$\begin{aligned}
 F(f+\Delta)C_{id}(f) &= F^*[-(f+\Delta)]C_{id}^*(-f) \\
 &= F^*[-f-\Delta]C_{id}^*(-f) \\
 &= [F(-f-\Delta)C_{id}(-f)]^*
 \end{aligned}$$

而

$$|\mathcal{F}^{-1}[F(f+\Delta)C_{id}(f)]| = |\mathcal{F}^{-1}[F(-f-\Delta)C_{id}(-f)]^*|$$

根据富里哀变换定理, 已知

$$g(t) \leftrightarrow G(f) \quad g^*(t) \leftrightarrow G^*(-f)$$

所以

$$\begin{aligned}
 |\mathcal{F}^{-1}[F(f+\Delta)C_{id}(f)]| &= |\mathcal{F}^{-1}[F(-f-\Delta)C_{id}(-f)]^*| \\
 &= \{|\mathcal{F}^{-1}[F(f-\Delta)C_{id}(f)]|\}^* \\
 &= |\mathcal{F}^{-1}[F(f-\Delta)C_{id}(f)]|
 \end{aligned}$$

由此可以得出看法, 即偶对称天线波束扫描调制的孤立点杂波经过 Kalmus 滤波后, 其输出也将被抑制掉。

对于由照射区多个杂波源形成的、平稳有色相关杂波, 设其功谱函数为 $S_c(f)$, 则 Kalmus 滤波器的杂波输出功率 $\sigma_{N_0}^2$ 为

$$\sigma_{N_0}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |F_{\Delta}(f)|^2 S_c(f) df$$

显然对于不同频宽的起伏杂波而言, Kalmus 滤波的抑制作用是不同的。见图4-a、b。若 $S_c(f)$ 频宽很窄处于 $F_{\Delta}(f)$ 的凹口处, 其杂波抑制能力强; 若 $S_c(f)$ 频谱宽度宽, 则输出的杂波被抑制的就少。

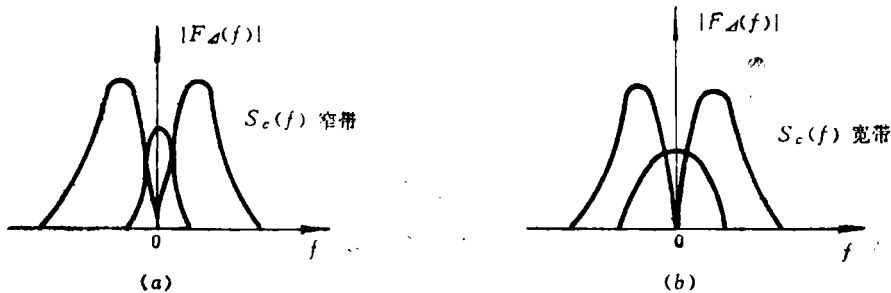


图 4

因此利用加权 DFT(如 Dolph、Blackman、Kaiser—Bessel 加权) 构成的多个滤波器排, 全部平移半个频宽 $f_r/2N$, 再使之构成 Kalmus 滤波器, 由此构成的动检系统可以获得高的杂波改善因子 (50 分贝以上), 提高近零速目标的检测性能, 抑制强的孤立点杂波等优点。

接收相参新技术

不管采用 MTI、MTD 或滤波器排加 Kalmus 滤波。这些动目标检测措施的前提都需要采用相参体制的收发系统。前面列表 I 中得到的改善因子数据都是在全相参雷达体制条件下获得的。对于磁控管发射机雷达来说, 由于磁控发射的管不稳定性, 如列表 II 所

示, 改善因子的上限受到这些不稳定因素的严重限制。目前磁控管雷达使用数量多、工作可靠、寿命长、维护方便、成本较低, 因此研究采用通过补偿这些不稳定因素以获得高的改善因子上限的措施, 有十分现实的实际意义。

磁控管发射的不稳定因素

表 2

因素	不 稳 定 程 度
起始相位	0~360 均匀分布
脉间频率抖动	2~8KHz 正态白噪声标准偏差
脉幅相对不稳定	0.25~0.5分贝
发射瞬间不稳定	1~2.5~10ns正态白噪声标准偏差
脉内相位不稳定	近似为二次变化

经典的注入锁相式接收相参系统可以补偿起始相位的随机变化, 获得20分贝左右的改善因子, 数字式相位记忆修正及幅度起伏补偿系统可以获得30~35分贝的改善因子。目前最好的补偿措施是采用匹配滤波或“倒置”滤波加幅度归一化的接收相参系统, 见图 5、它可以获得 50 分贝左右的改善因子, 从而使动检性能接近全相参雷达的相应指标。图中数字补偿单元可以实现幅度归一化补偿幅度起伏, 通过对接收信号进行匹配滤

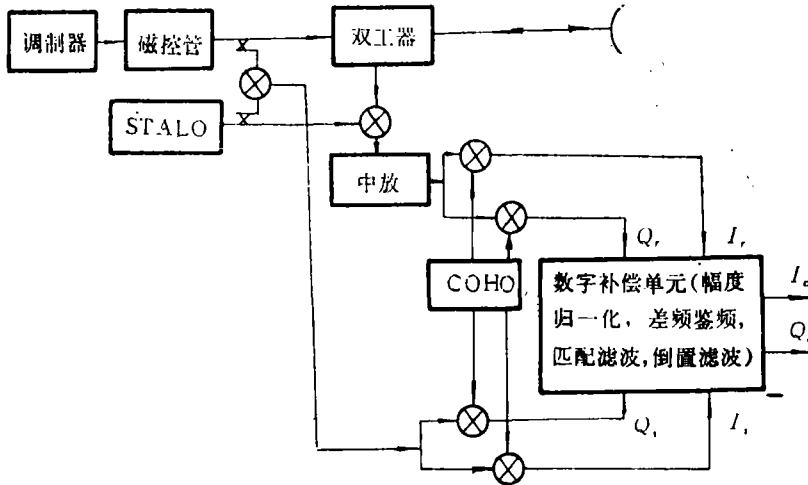


图 5

波倒置滤波来补偿起始相位、脉内相位变化及脉间频率抖动等不稳定因素。这些滤波器的脉冲响应 $h(t)$ 及频率响应 $H(j\omega)$, 分别如下式所示。

匹配滤波:

$$h(t) = s^*(-t), \quad H(j\omega) = S^*(j\omega)$$

倒置滤波:

$$h(t) = s^*(t), \quad H(j\omega) = S^*(-j\omega)$$

式中 $s(t)$ 为信号, $S(j\omega)$ 为信号频谱。经过补偿后输出的接收信号可以看成“相参

化”了的接收信号,输入到后继的动目标检测系统(如MTI、MTD、PD)中去。对于这种用滤波技术补偿不稳定因素的接收相参技术,由于它的实用价值,应当给以充分的重视。

反积极干扰

积极干扰可以由自卫式干扰机或电子战干扰机施放的。积极干扰可以是瞄准式或压制式的杂波干扰,也可以是距离、方向、速度、敌我识别信号的欺骗式干扰。对付这种积极干扰,可以使用频域区分、空域区分、波形区分、时域区分、运动规律区分等方法。

① 频域区分:它的主要目的是把发射载频逸出于干扰频域之外。在侦察到干扰频谱的情况下,采用载频跳频段(如S、X频段互跳)、频段内载频跳频率,可以使发射载频处于干扰频谱之外或干扰频谱的凹口处,从而可以使得信号与干扰区分开来。随着电子侦察中瞬时测频技术的发展,干扰频域复盖的展宽和对抗反应快速性的提高,人工控制的跳频段及跳频率措施的有效性就会显著降低。采用自适应跳频技术有可能改善这一处境。

采用逐个发射脉冲随机变化载频的频率捷变技术,可以使瞄准式杂波干扰显著降低效果;而当干扰机采用阻塞式压制干扰,并要求获得与瞄准式干扰相同的效果时,就必须使用 $K = B_i / B_r$ 倍的干扰功率,式中 B_i 为载频捷变带宽, B_r 为雷达接收机带宽。例如载频10000兆赫、捷变范围10%,接收机带宽 B_r 为2兆赫,这时系数 K 为

$$K = \frac{B_i}{B_r} = \frac{10000 \times 0.1}{2} = 500 \text{ 倍}$$

载频捷变的主要优点是:在干扰机输出功率确定的条件下,降低对雷达的干扰效果,或在保持对雷达干扰效果的条件下,迫使干扰机大大增加干扰的输出功率。雷达发射脉冲载频捷变时,还可以使目标回波幅度起伏频谱展宽,目标角闪烁频谱展宽,从而可以改善雷达对目标的探测性能和提高跟踪精度。

全相参主振放大式发射机可以用来控制实现发射脉冲载频捷变,使用旋转调谐磁控管或PIN管控制调谐磁控管也可以用来实现载频捷变。

② 空域区分:阵列式天线通过数字式波束形成技术来控制每个辐射元的幅相关系,可以使天线接收方向图的“零点”对准干扰源,并随着干扰源的运动自适应地保持以“零点”对准干扰源。若在空域的不同方向上有运动目标及随行掩护的干扰源时,采用这种自适应天线阵实现空域区分,可以用主瓣对准目标而对于干扰源则用“零点”方向对准,从而抑制了干扰的作用,提高目标回波的信号干扰比。这种自适应天线阵技术可以用来对付支援性干扰,对于目标载的自卫式干扰机发射的干扰,由于目标方向与干扰的来波方向是一致的,无法进行空域区分,因此对此使用自适应天线阵技术是难以奏效的。

配合雷达指向天线用一个全向小天线,把两天线接收到的信号经过加权相减处理后,可以抑制主天线旁瓣进入的干扰,这是一种空域区分的旁瓣对消技术。

③ 时域及运动规律区分:在对付欺骗式干扰中的距离牵引、方向牵引、速度牵引时,可以采用时域和运动规律区分的办法。牵引干扰信号往往都是在时间上落后于目标

回波信号的,而在幅度上则比回波信号强得多,牵引的速度要比实际目标的运动速率高,而且还会有加速变化。因此在接收中,采用保证在大干扰条件下接收到目标微弱回波信号的前提下,利用回波前沿提取目标回波信号,排除欺骗性的牵引大信号,这就是时域区分方法。此外还可以通过跟踪算法来获得目标距离、方向、速度的变化率。若获得的速率及运动数据偏离实际目标可能的范围,则可用来判别是否遇上了欺骗式干扰,并可采取相应的对抗措施,这就是运动规律区分方法。识别区分欺骗式干扰的方法还有多种。

④ 波形区分:利用回波信号或敌我识别应答信号与干扰信号波形上的不同,用波形区分的方法可以分出目标信号,并排除掉干扰信号;如脉宽选择、脉冲重复周期选择、脉幅选择、脉码选择。其中脉码选择尤应重视。

总的来看,有源干扰中以连续式杂波干扰及欺骗式脉冲干扰最为常用和难对付。雷达抗干扰的努力也需要针对这些干扰形式。

反干扰多模工作状态

在实战中,低空隐蔽潜入的飞行器不仅利用地海杂波作掩护,而且自身干扰机可施放积极干扰压制雷达工作,这时雷达就应该能同时对付消极与积极两种形式的干扰。已经知道动目标检测可以对付消极干扰而频率捷变则可抑制杂波干扰的效果;在两种干扰同时存在时,使雷达同时具有捷变频和动检性能是雷达反电子对抗中必须重视和应该解决的问题。

动目标检测是依靠从回波中提取多卜勒频率或线性变化相移来实现的。当发射信号为:

$$f_{Tn}(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) e^{j\omega_0 t}$$

时,实际目标的回波可以用下式表达

$$\begin{aligned} f_{rn}(t) &= a_n f_{Tn} \left[(t - t_{dn}) \left(1 - \frac{2\dot{R}}{C} \right) \right] \\ &= |a_n| A \operatorname{rect}\left(\frac{t - t_{dn}}{\tau}\right) \exp\left\{ j \left[\omega_0 \left(1 - \frac{2\dot{R}}{C} \right) t - \omega_0 \left(1 - \frac{2\dot{R}}{C} \right) t_{dn} + \phi_{\rho n} \right] \right\} \end{aligned}$$

式中 R_n 及 \dot{R} 为目标的距离和速度;

$t_{dn} = 2R_n/C$ 为目标回波延迟;

$a_n = |a_n| e^{j\phi_{\rho n}}$ 为电波来回传输并由目标反射引起的幅相传输系数。

这里 $\frac{2\dot{R}}{C} \omega_0 t = \omega_d t$ 就是由目标速度引起的、回波脉内的多卜勒线性变化相移或称多卜勒

频率; $\omega_0 \left(1 - \frac{2\dot{R}}{C} \right) t_{dn}$ 是在第 n 次发射所得到的运动目标回波的滞后相移。目前的动目

标检测都是利用脉间、同距离单元的回波滞后相移的线性变化来实现的。即利用下列相

位项中

$$\begin{aligned}\omega_0\left(1-\frac{2\dot{R}}{C}\right)t_{dn} &= \omega_0\left(1-\frac{2\dot{R}}{C}\right)\frac{2R_n}{C} \\ &= \omega_0\left(1-\frac{2\dot{R}}{C}\right)\frac{2}{C}(R_0 + \dot{R}nT_r)\end{aligned}$$

的线性变化项 $\phi_d(n)$, 即

$$\phi_d(n) = \frac{2\omega_0}{C}\left(1-\frac{2\dot{R}}{C}\right)\dot{R}T_r n$$

这时设定目标的传输反射相移 $\phi_{pn} = \phi_0 = \text{const.}$ 它不随 n 而变化。

假如发射载频作已知的脉间“随机”改变, 实现频率捷变, 即令第 n 次发射的频率为 ω_{0n} , 如下

$$\omega_{0n} = \omega_0(1 + k_n)$$

式中 k_n 是绝对值小于 1 的一个人工产生的随机变量。这时上述 $\phi_d(n)$ 项将成为

$$\begin{aligned}\phi_d(n) &= \frac{2\omega_{0n}}{C}\left(1-\frac{2\dot{R}}{C}\right)\dot{R}T_r n(1+k_n) \\ &= \frac{2\omega_0}{C}\left(1-\frac{2\dot{R}}{C}\right)\dot{R}T_r n + k_n \frac{2\omega_0}{C}\left(1-\frac{2\dot{R}}{C}\right)\dot{R}T_r n\end{aligned}$$

式中除了一项线性变化的相位项以外, 还附加一项随机变化的相位项; 显然这将使目标回波的多卜勒信息由接近谱线形状展宽到接近均匀频谱的白噪声情况。

另一方面发射载频捷变时, 传输反射相移 ϕ_{pn} 不可能再保持为一恒值, 从而使 ϕ_{pn} 作未知的杂乱变化。这个杂乱变化相移的引入, 也将进一步促使多卜勒信号频谱的展宽。

对于消极干扰物来说, 在频率捷变的情况下也必然会加剧反射幅相的起伏, 从而使消极干扰的功谱展宽起来。

由于在捷变频条件下, 运动目标回波及消极干扰物的频谱都展宽起来, 势将出现两者频谱重迭而难以在频域中区分的局面。因此运用通常的动检系统在捷变频下提取动目标信息是难以实现的。

一个自然得出的看法就是脉间实现动目标检测需要在同一载频条件下来实现, 而为了抗积极干扰还需要使载频不断地改变。由此出现如下几种实质上是时分工作的, 但一般名之为“兼容”的方案。

① 脉组变频: 同频脉组内动检 (如美 AN/TPS-43), 参见图 6-a。

② 交叉跳频: 同频脉组内动检 (如意大利 Pluto), 其发射信号序列参见图 6-b。

另一个途径是在每一个接收回波中提取脉内多卜勒线性变化的相位信息进行动目标检测, 例如采用可以测速的、调制的脉冲串信号作为发射波形, 如意大利的 RAT-31S 雷达。它采用脉冲间隔调制的脉冲信号, 类似 Resnick 脉间编码脉冲串, 并在接收时使用多卜勒滤波器组 (用 FFT 实现) 来提取目标回波脉内的多卜勒信号。波形参见图 6-c。既然动检是在一个回波脉冲内进行的, 这就不妨碍在下次, 发射时采用另一个

发射载频。这样就可以实现频率捷变及动检的真正的同时兼容。但是由于发射波形持续时间有限, 提取出的多卜勒信号频谱很宽, 加上回波内混杂有很强的弱相关的地杂波, 这就使动检的性能及改善因子提高不大 (约十几分贝)。

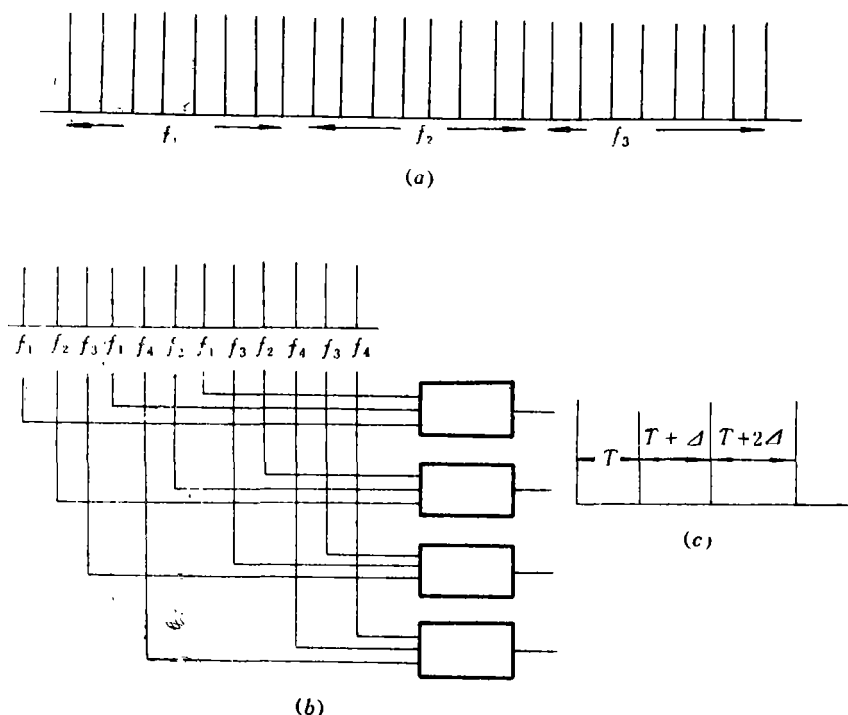


图 6

对比起来采用交叉跳频、同频脉组动检, 再对扫描中对同一目标不同载频获得的动检信息恰当地作积累处理的途径是比较现实的。对于全相参及滤波补偿的接收相参体制的雷达, 都可以被采用。它发射时更接近于脉间随机跳频的频率捷变, 而动检则在同载频条件下实现的。这种“兼容”方案可以同时对抗消极和积极干扰, 但它的对抗效果和动检性能分别会低于纯捷变频及纯动检的系统。下面列出各种反干扰技术措施的使用场合及反干扰效果的比较。

反干扰工作模式

表 3

反干扰工作模式	对付的干扰类型	抗干扰效果
相参雷达加动检 (MTD)	低空潜入、地海杂波及其它消极干扰	改善因子 I 可达 40~60 分贝
频率捷变 (FA)	瞄准式及阻塞式杂波干扰	大幅度降低干扰效果
MTD+FA (兼容)	同时对付共存的消极及积极干扰	可降低积极干扰效果, I 可达 20~30 分贝

为了实战, 雷达应该同时具备动检 (MTD) 性能、捷变频 (FA) 性能及 MTD+FA

兼容性能。这就便于分别对付低空潜入、高空带干扰机及低空潜入带干扰机的各种目标。为了对干扰环境作出快速反应,应该研究对干扰环境的判别,并设置一些准则作为自适应控制雷达工作模式的依据,可以使用计算机控制的办法,对干扰环境作出快速反应,实现雷达工作模式的转换。

§2 反电子侦察的发展动向

电子侦察

电子侦察是在战前经常不间断地通过专用电子战飞机、无人驾驶电子侦察机、侦察卫星来进行的。其目的是通过电子侦察摸清:

- 雷达在地理位置上的部署;
- 所部署雷达的作战用途及其威胁等级;
- 所部署雷达的技术参数,如工作载频 f 、重复频率 f_r 、脉冲宽度 τ 、幅射功率等级、调制波形、扫描方法及速率等;
- 所部署雷达在作战中的工作方式及程序。

以及以上这些项目随时间而变迁的动态或规律。平时侦察中获得的这些情报,将作为选择参战飞机自卫式电子战系统所需的收发模块组件和威胁参数软件包提供依据。在战中参战飞机仍将不间断地进行电子侦察、监视电磁辐射环境的变化,作出判断并采用保存自己及干扰对方的对抗措施。

电子侦察设备是在接收到的、密集的、各种辐射信号条件下,通过对辐射源的来波方向(DOA)、来波时间(TOA)、工作频率 f 等进行分选并对来波调制波形进行识别后区分出辐射源的性质、地理位置及威胁性质的。反电子侦察就要设法使电子侦察设备侦察不出真实的作战雷达的情报和数据,获得虚假的雷达情报和数据,或者获得多变的、难以作出判定的有关雷达的情报和数据。

有源雷达的反侦察

有源雷达对目标进行探测和定位跟踪,不辐射电磁波是不行的。从这个基本限制出发,有源雷达的反侦察可以有以下几个途径:

- ① 隐蔽实战中使用的参数(如载频、站址、辐射功率、重复频率、调制波形等),故意暴露实战中不用或少用的参数。
- ② 伪装使用的技术体制及参数,如假单脉冲隐蔽锥扫、火控跟踪用边扫边跟。
- ③ 采用多变的技术参数(如载频、重频、波形、辐射功率、工作方式,站址…可变);在平时,使用多变的参数可使对方难以作出明确的判断;在战时,使用多变的参数,可以使自卫式电子对抗设备作出错误的威胁等级判定。
- ④ 使用强而多的非信息辐射,加强信号密集度,压制侦察机难以作出分选和判定,或获得虚假的情报和数据。

上面这些反侦察措施大部分是从单站出发考虑的,对于由多部雷达构成的对空情报

网和火力网而言，采用隐蔽、伪装、多变、压制等战略战术会更灵活、更机动、更有效。

无源雷达在反电子对抗中的作用

假如使用不辐射的无源雷达来对目标进行探测和定位，显然这种只接收不辐射的无源雷达是用电子侦察设备侦察不出来的，因此它也是难以干扰的。

无源探测的前提是：目标要有电磁波辐射或散射。这就需要采取措施迫使目标进行辐射。例如利用有源雷达搜索跟踪目标并导致它使用干扰机的情况；或用电磁波照射的方法使目标散射电磁波，例如半主动制导系统的情况。

无源雷达进行定位是通过地理位置适当分布的多站交叉测向或测时差来实现的。若要通过多站测得的方向角对目标三维空间位置进行估计的话，需要有三个以上的方向角（方位或俯仰）数据。其中至少要有一个俯仰角数据以满足“可观察”条件。由测向误差引出的线误差是不小的，因此这种方法定位精度并不高。为此要利用线性化定位模型，在粗估目标空间位置的条件下，运用加权最小二乘估计及多次迭代来提高估计精度。当目标在空间运动时，可以在设定目标运动模型的条件利用卡尔曼滤波方法，用测向定位估值误差的协方差矩阵作为目标空间位置测量误差的协方差引入递推算法。这样就可以对运动目标进行跟踪定位了。图7示出了这种系统的工作原理方块图。举一例作仿真表明，在无源雷达作相距各40公里的等边三角形部置，并对目标同步进行方向角的测量，设定测量标准差为0.01弧度；这时，在无源雷达网区内及外部邻域可得目标在XYZ方向上的定位误差标准差为150~200米。

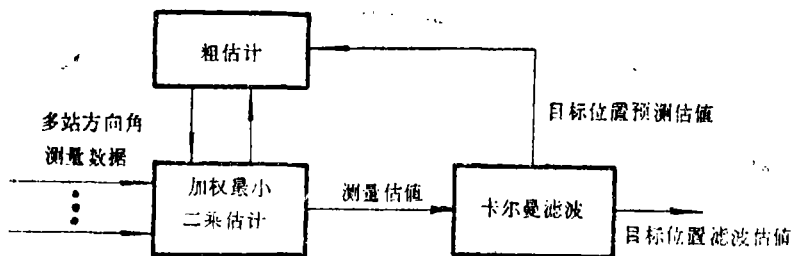


图 7

要求目标有辐射或散射以及测向定位精度难提高，这两点就是无源测向定位方法的弱点。但它有显著的反侦察、反干扰性能。

多站探测定位系统

使用多部发射站及多部接收站组网，构成多站探测定位系统或称多基地雷达，发射站的任务是照射目标，而多部接收站只接收目标散射来的回波信号。利用回波到达各接收站的距离差（时间差）和各发射站经目标抵达各接收站的距离和（时间和）数据，可以实现对目标空间位置的定位。或者也可通过各接收站的交叉测向进行定位。图8示出了这种系统的构成。利用距离和对应的旋转椭球面，及距离差对应的旋转双曲面，通过多个这类空间曲面的相交，可以解出目标的空间位置点来。

这种收发分开多站探测定位系统，在探测定位功能方面（即雷达功能方面）比单

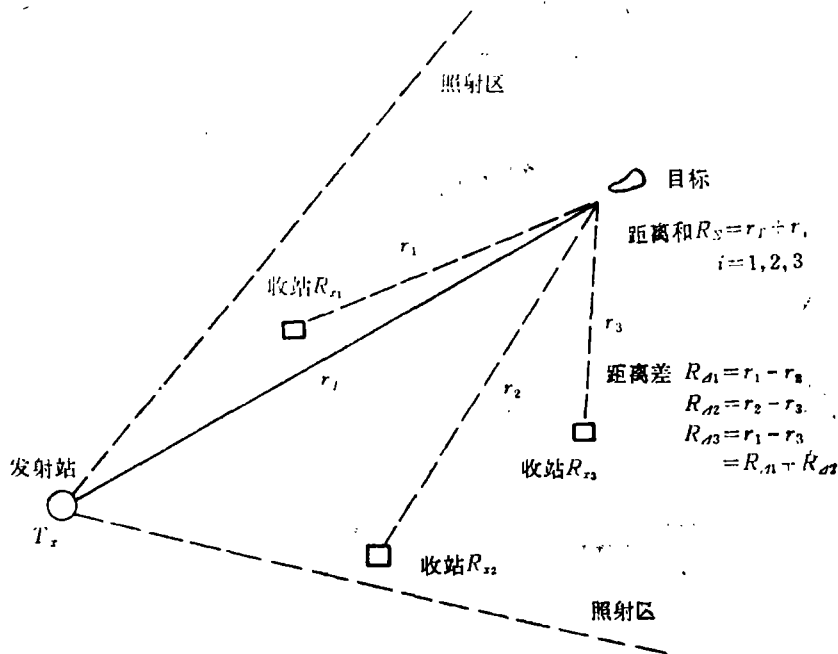


图 8

站雷达有许多优点。如

- 信号（特别是杂波）的动态范围减小了。这是由于收发分开，接收功率 P_R 不是与距离 r_T 成 4 次方反比关系，而是与 $r_T^2 r_R^2$ 成反比关系的缘故，即

$$P_R \text{ 多} \propto \frac{1}{r_T^2 r_R^2} \quad P_R \text{ 单} \propto \frac{1}{r_T^4}$$

实际上 r_T 及 r_R 的变化不一定是同向的，有时则是反向的。

- 发射脉冲可以采用高重复频率以提高数据率，而由此引起的距离“模糊”可以用多个接收站窄波束交叉测向来解除。
 - 对应不同的接收站，运动目标不可能同时处于切向运动的状态，因此有可能不出现零多卜勒频率的盲速现象。
 - 接收站可以组成干涉仪的工作状态，从而提高测向的分辨率。
- 在反电子对抗方面，这种系统具有特别显著的优点，如
- 接收站并不暴露，不易受到指向式有源干扰的照射。
 - 可以用交叉测向方法对干扰源进行定位或把不同接收站接收到的噪声干扰进行相关运算找出距离差，再利用两个以上的距离差旋转双曲面相交，求解得出干扰源的位置来。利用这类方法对多个辐射源进行定位，将出现很多虚假位置，这时就要设法利用辐射源的航迹速度及信号特征通过跟踪关联的办法来予以消除。
 - 由于目标不会出现盲速，而发射重复频率又高，因此动检系统可以在零速附近设计具有较宽的阻带特性；加上杂波动态范围比单站小，因此有利于对分布

目标杂波的抑制。

实现这种多站系统需要解决各站的扫描方式,对目标的截获等问题以及要求各收发站间具有宽带的数据传输、同步用的时统和在目标定位时所需的坐标变换运算。但是随着各站间需要通讯、指挥、控制、信息变换以及使用数字计算机的必然趋势,各站和指挥中心间设置信息传输系统和电子计算机将是必须要解决的问题了。因此这些将为多基地雷达体制的实现,提供有利的技术基础。

§3 反反辐射导弹

不使我雷达被对方摧毁、不使对空武器失控是保证我空防部队战斗力的重要课题。对方在已知我方雷达及空防设施的地理位置条件下,运用地面炮火、地地弹、空对地炮火及空对地导弹实施攻击;对于这类攻击的防御方法是与一般被保护目标的防御相类似的,这里主要介绍如何对付利用我雷达辐射进行被动寻的末制导的那种反辐射导弹。

美、苏、以、法等国都拥有自己的这类反辐射导弹,如百舌鸟、标准、哈姆、鲑鱼、王鱼、狼、玛特尔等。这些导弹的导引头天线系统是宽频带的(如1.5~8GHz或2~18GHz),它们应用单脉冲测向原理,获得对辐射来波方向的角度偏差信号,作为被动寻的用的制导信息。

导弹是在载机装备的电子侦察设备判定出来波方向、辐射频率、雷达性质、威胁等级,并决定要用反辐射导弹实施攻击后,再通过载机的俯冲机动使导引头瞄准目标后发射出来的。为了防止在制导过程中被攻击雷达停止辐射使导弹失控,有的侦察设备还使用无源被动测距的方法,把目标斜距送入导弹记忆起来,以便于记忆跟踪制导。

反反辐射导弹

对反辐射导弹的对抗,可以有下列措施:

- 要充分运用反侦察的手段,通过隐蔽、伪装、多变、压制等方法使载机判定不了“要不要发射导弹”或错误地判定发射或不发射导弹。
- 要设法尽早发现导弹的来袭,争取时间采取对抗措施。例如1983年有消息报导美AN/TPS—43E将采用抗杂波能力强的相参脉冲多卜勒雷达来探测出雷达截面积小的反辐射导弹。
- 要采用隐蔽、欺骗、伪装、干扰等方法对付反辐射导弹,如停止辐射或频段跳向导引头的复盖范围,可使导弹失控;使用分散配置的天线轮换工作改变辐射方向,诱敌误控;设置假的辐射源进行伪装诱敌错误攻击;使用分散部署的多部雷达,发射同频的、互不相关的编码信号,在导弹来向的传输途径上发射信号互有重叠,对导引头形成辐射来波方向的角度闪烁,导致导引误控。
- 采用收发分开的多站探测定位系统,对抗反辐射导弹也是有利的。因为,导弹只能打掉发射站,若有备份,系统仍能工作。更主要的是发射站可以配置在导弹射程之外,还可以使之机动,而接收站则配置在空防区内作探测定位制导之用。随着反雷达导引头的多样化发展,它可以利用雷达电波辐射,也可以利用

雷达的红外辐射或采用红外、可见光的图象进行被动匹配寻的末制导，因此雷达的反导弹摧毁需要认真对待。

§4 隐身反隐身问题

隐身技术

飞行器为了防止被对方用雷达、红外或其它探测器探测出来，从五十年代开始早已进行了低雷达截面积的研究。八十年代初期，这种使飞行器降低雷达截面积实现“隐身”的技术有了突破性的进展。根据目前对隐身技术的研究，飞行器的截面积已降低1~2个数量级。预计2000年还可降低到接近3个数量级，可参见列表IV

表 4

阶段	雷达截面积 (米) ²	机型		
		战斗机	轰炸机	空地弹
无隐身措施		2~3 (米格15)	>100 (B-52)	1~2
当前隐身水平		0.1 (ATF)	3~5 (B-1B)	<0.5 飞鱼
2000年隐身水平预测		0.01	0.1	0.004

飞行器隐身技术主要有

① 采用隐身的气动外形。如尖形鼻锥、圆滑表面、机身与机翼融合一体，拆除散射强的天线脊背等，它们可使来波作侧向反射并减小后向散射。

② 采用吸收衰耗电波的复合材料，如碳和玻璃纤维材料的结构、纤维增强的石墨蒙皮、石墨/环氧树脂的复合机翼等。

③ 采用表面吸收涂层（局部机身）。如采用铯—镉、镍—镉、铯—锌铁氧体，反尖晶石型铁氧体，放射性同位素涂层等。

④ 发动机进气道，采用奇妙的锯齿形管道，使雷达信号在管内来回反射，而不朝雷达方向反射。

这些隐身技术是综合使用的，从而降低了对雷达的散射截面积 σ_e 。大家知道雷达作用距离是与 σ_e 成正比的。假如 σ_e 降低三个数量级，则作用距离将减小5~6倍。一部作用距离为300公里的雷达，碰上隐身飞行器，作用距离一下子就降低到50公里了。显然隐身技术即将成为雷达面临的一种威胁和挑战。

反隐身问题

有“隐身”也一定会有“反隐身”。隐身技术主要着眼的方向是雷达的辐射方向，隐身形体的设计、隐身涂层的复盖都是使来波方向的后向散射减少，实际上形体对来波会产生侧向上的反射，而涂层对非法向的斜射和非后向散射的吸收效果也是较差的。那末

是不是可能利用收发分开的多站雷达体制来发现隐身飞行器呢?

隐身飞机会大量采用吸收衰耗电波的复合材料,当然离开全部取消使用金属材料,还会有相当长的距离。这样,多种不同特性材料的互相拼接,会不会出现电磁传输特性的非线性现象,从而引起目标产生足够的谐波辐射而可以利用呢?

隐身飞行器在飞行过程中会出现些什么物理现象?倘若存在着某种特有的物理现象,是不是有可能利用来发现隐身飞行器的存在和运动?

这里“反隐身”是作为一个问题提出的。上面谈及的一些仅仅是一些猜想,提出来为的是引起大家的注视、关心和探索心情。由此可以看出,研究目标的散射特性和运动目标及其环境的物理学,应该引起足够的重视。

§5 总体反电子对抗

在电子战中每一部雷达都应该具备反干扰、反侦察、反摧毁的技术潜力和战术措施,这是必要的,是进行反电子对抗的技术和战术基础。与此同时还应该从空防情报网及火控网的总体出发来进行总体的反电子对抗的斗争,以获得并提高反电子对抗的综合效果。

从反电子对抗出发,整个空防网也应该具有对付对方电子战的“侦察”、“干扰”、“摧毁”的技术和战术手段。为此需要进行:

① 经常不间断地侦察,获得对方电子战能力潜力的情报,并适时制订反电子对抗的策略和战术。

战前战中对方电子战的装备技术性能、作战战术战略要进行不间断的收集和侦察,为各雷达站和指挥中心提供情报,使之了解电子战的敌情。必要时可使用“火力侦察”的手段,用某种信号辐射迫使对方暴露出干扰机及其技术潜力来。同时还需适时地制定雷达站、指挥中心对应的反电子对抗的战术和战略。

② 组织增强空防情报网及火控网的反干扰反侦察能力;如各个雷达站可以配置多个频段不同性能的雷达,组网的雷达站在频段上应适当配置,扩大频率复盖范围。还应使用红外、激光、电视等探测定位系统,进一步扩展频段。在平时、战前、战中各个阶段网内各雷达站中雷达使用的频段应该在符合反侦察、反干扰的战略战术原则下有所暴露,有所隐蔽。

组网的雷达应该设法使之既可单站独立执行探测定位任务,又可工作在发射站、接收站的工作状态,组成收发分开的多站探测定位系统。使雷达网具备多种工作模式,即有源探测定位、无源探测定位,多基地探测定位等。随着电子对抗环境的改变,可以变换探测定位的工作模式来反干扰、反侦察、反摧毁。

组网雷达的站址。要在考虑到反侦察、反干扰、反隐身的要求,在保卫目标的各个方向上(前后、左右)作出反电子对抗最有效的站址几何分布的决策。站址的几何分布要随电子战战况发展而改变。显然雷达的机动性是十分重要的。

网内的雷达站和各级指挥中心应该有快速准确的信息交换系统,使各个方面获得的电子战情报信息为各个雷达站和指挥中心所共享,以便为作出反电子对抗的决策提供信

息依据。

网内应该设置反电子战的伪装,如假情报雷达、假制导雷达,还应该设置反电子侦察的干扰机。

③ 情报及火控网内应设置摧毁电子战飞机的地空反辐射导弹或其它火炮武器。在侦察到干扰飞机的同时,引导地空反辐射导弹予以摧毁。

④ 情报网及火控网反电子对抗,应该具备尽可能自动的快速反应能力。对电子战电磁环境有自适应的能力。

§6 小 结

现代战争中空防雷达及火控部队若不具备反电子对抗的能力,势必会丧失作战能力。为此应首先增强雷达的多模抗干扰能力,参数可变的抗侦察能力,以及可能的反反辐射导弹的能力。

在此基础上应该组成具有高抗侦察抗干扰能力的、并具有对敌电子战目标进行侦察、干扰能力的空防情报及火控制导雷达网。网内应装备有快速、准确、宽带的信息变换系统。

在反电子对抗斗争中,还应采取积极防御的措施,用地空武器如反辐射地空弹去摧毁专用电子战飞机。

参 考 文 献

- [1] “机载自卫干扰机—ASPJ—ALQ—165”, 电子对抗技术文选, 1984, 5.
- [2] “八十年代国外全相参脉冲雷达资料汇编”, 国营784厂, 1983, 8.
- [3] “横向滤波在接收相参系统中的应用”, 孙仲康, 张朋, 第一届(1984)全国信号处理学术会议论文集.
- [4] “雷达信号处理技术的新进展”, 保铮, 现代雷达.
- [5] “Doppler Wave Recognition with High Clutter Rejection”, H. P. Kalmus, TIEEE Vol AES-3 No6, 1967.
- [6] “Improved Coherent on Receive Radar Processing with Dynamic Transversal Filter”, K.L. Trapp, Radar 82.
- [7] “快速付里叶变换及其应用”, 孙仲康, 人民邮电出版社, 1982, 11.
- [8] “目前的雷达信号处理技术”, 现代雷达动态, 1984, 5.
- [9] “Radar Anti—jamming Techniques”, Maksimov, Artech House Inc, 1980.
- [10] “雷达信号理论”, 林茂庸, 柯有安, 国防工业出版社, 1981.
- [11] “对运动辐射源的被动定位与跟踪”, 张朋, 孙仲康, 电子学报(待发表).
- [12] “Principle and Concepts of Multistatic Surveillance Radars”, K. Milne, Radar 1977.
- [13] “The Applicability of Bistatic Radar to Short Range Surveillance”,

E.F. Ewing, Radar 1977.

[14] “隐身技术渐有头绪”，现代雷达动态，1984，1.

[15] “Harmonic Radar Detection Systems”，M.A. Flemming, Rader 1977.

Prospect for the ECCM Techniques for Radar

Sun Zhongkang

Abstract

This article looks forward to the development of the ECCM techniques for radar from the point of view of modern ECM techniques. Anti-jamming, anti-reconnaissance, anti-ARM and anti-stealth are approached. It is suggested that the overall ECCM capability of the radar network must be properly organized on the bases of the capability and potentiality of ECCM of every radar station.