

有源干扰的能量在 SAR 图像中分布的研究

唐波^{①②} 王卫延^①

^①(中国科学院电子学研究所微波成像技术国防重点实验室 北京 100080)

^②(中国科学院研究生院 北京 100039)

摘要 该文研究了对合成孔径雷达干扰中的能量问题,提出了干扰能量的等同原则。指出如果雷达接收到相同能量的干扰,那么经成像处理后在雷达图像中的总干扰能量相同,不同相关性的干扰信号可以改变干扰能量在合成孔径雷达图像中的分布;这对选择合适的干扰方法和研制干扰系统具有参考意义。此外,文中还推导了合成孔径雷达干扰功率的计算公式。

关键词 合成孔径雷达(SAR), 电子对抗, 干扰, 能量

中图分类号: TN972+.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2006)04-0650-04

The Distribution of the Jamming Energy in SAR Image

Tang Bo^② Wang Wei-yan^①

^①(Nat. Key Lab of MW Imaging Tech., Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

^②(Graduated School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract This paper is about energy problem in SAR jamming. A new concept of Jamming Energy Equivalence (JEE) is presented here. The concept implies that SAR warfare is still power warfare, though SAR is interference radar. This paper indicates that different jamming methods only lead to different distribution of the jamming energy in SAR image, which is useful to the choice of jamming method and the building of jamming system. In addition, this paper gives the jamming equation of SAR.

Key words Synthetic Aperture Radar (SAR), Electronic warfare, Jamming, Energy

1 引言

SAR作为一种微波成像雷达,可以不受复杂气象的限制,提供对目标区的全天候监测^[1],在一定条件下可以穿透树林和干燥的沙地,发现隐藏的目标。世界上已有多个国家拥有机载或星载SAR,有部分用于地理遥感,也有许多用于军事侦察。星载SAR是美军太空侦察系统的重要组成部分。海湾战争时期美军SAR曾经成功地发现了隐藏于沙漠下的伊军坦克。SAR在军事上发挥着如此重要的作用,因此,开展对SAR的电子对抗研究就显得很必要。而进行有源干扰对抗时干扰发射机发射功率的设定是一个重要问题,干扰功率太小达不到干扰效果,太大会使干扰系统重量增加和容易招致反辐射武器攻击。本文主要研究SAR对抗中的干扰能量和干扰功率的问题。

2 有源干扰的能量等同原则

设SAR发射线性调频信号,记为 $s_t(t) = \exp(j \cdot \pi \cdot k_r t^2)$

$\cdot \text{rect}((t - n/\text{PRF})/\tau)$, 其中 k_r 为调频斜率, τ 为脉冲持续时间, PRF 为脉冲重复频率, n 为脉冲序数。由驻定相位原理, $s_t(t)$ 单个脉冲在频域仍为线性调频信号^[1]。事实上,合成孔径雷达要求发射信号不但具有良好的频域特性,还要求信号具有良好的时域特性。线性调频信号既具有良好的时域特性又具有良好的频域特性。即使SAR发射其它种类的信号,一般也应具有这两种特性。匹配函数具有恒定的频域包络是本文所提出的干扰中的能量等同的前提条件。这里所说的能量等同,是指在进入接收机相同的干扰电磁波能量下,发射波形的选择不会影响雷达图像中产生的干扰能量。

设干扰机1在一段时间 T 内发射干扰波形 $g_1(t)$, 干扰机2在一段时间 T 内发射干扰波形 $g_2(t)$ 。 $g_1(t)$, $g_2(t)$ 频谱范围在 SAR 系统带宽之内,进行瞄准式干扰。且干扰机1、2使用同一副天线,在同一地点同一时间对同一目标进行干扰。 $|g_1(t)|^2$, $|g_2(t)|^2$ 为等效发射功率 ERP。若

$$\int_T |g_1(t)|^2 dt = \int_T |g_2(t)|^2 dt \quad (1)$$

即干扰机 1, 2 发出的干扰能量相同。将式(1)两边同乘以距离衰减因子 $1/(4\pi R^2)$, 接收机功率放大系数 K , SAR 天线有效接收面积 $A_r(\theta_j)$ 和极化失配因子 γ , 得

$$\int_T \gamma A_r(\theta_j) K / (4\pi R^2) |g_1(t)|^2 dt = \int_T \gamma A_r(\theta_j) K / (4\pi R^2) |g_2(t)|^2 dt$$

这表明接收机输出的信号能量也相同, 即

$$\int_T |g_1'(t)|^2 dt = \int_T |g_2'(t)|^2 dt \quad (2)$$

其中 $g_1'(t)$, $g_2'(t)$ 表示干扰机 1, 2 发出的干扰信号被接收机接收后输出的信号波形。对式(2)中的 $g_1'(t)$, $g_2'(t)$ 同时进行傅里叶变换, 再乘上频域匹配函数 $F(\omega)$ 的恒定包络的平方, 得

$$\int_B |G_1'(\omega)|^2 |F(\omega)|^2 d\omega = \int_B |G_2'(\omega)|^2 |F(\omega)|^2 d\omega$$

即

$$\int_B |G_1'(\omega)F(\omega)|^2 d\omega = \int_B |G_2'(\omega)F(\omega)|^2 d\omega \quad (3)$$

B 为系统带宽。由式(2)到式(3)的过程中应用了 Parseval 定理。记 $p_1(t)$ 为 $G_1'(\omega)F(\omega)$ 的傅里叶逆变换, $p_2(t)$ 为 $G_2'(\omega)F(\omega)$ 的傅里叶逆变换, 再次利用 Parseval 定理, 则式(3)成为

$$\int_T |p_1(t)|^2 dt = \int_T |p_2(t)|^2 dt \quad (4)$$

式(4)表明, 以不同的发射波形进入接收机相同的干扰能量, 经匹配处理后, 在雷达图像中产生的干扰能量必定相同。

另外, 由 $\int_T |p_1(t)|^2 dt = K / (4\pi R^2) \cdot F \int_T |g_1(t)|^2 dt$ 可得

$$\Gamma = \frac{\int_T |p_1(t)|^2 dt}{\int_T |g_1(t)|^2 dt} = \gamma A_r(\theta_j) K / (4\pi R^2) \cdot F^2 \quad (5)$$

等式右边是由 SAR 系统和干扰机天线极化参数决定的常数。方位向匹配函数频谱包络恒定时, 可以得到与式(4), 式(5)相同的结果。式(4), 式(5)表明在瞄准式干扰条件下, 发射相同的干扰电磁能量, 必将在图像中生成相同的干扰图像能量, 干扰电磁能量与干扰图像能量之比是一常数, 与发射波形无关。该结论是在瞄准式干扰条件下得到的。这里所讲的瞄准, 对于 SAR, 不仅在距离维频带瞄准, 还包括在方位维要瞄准用来孔径合成的由雷达天线主瓣决定的多普勒频带, 干扰信号的方位向频谱应处于雷达天线主瓣宽度决定的多普勒频带之内。

以上的关于干扰能量等同的分析, 是基于距离方位向匹配函数频谱具有恒定包络的前提条件。一般情况下, 这个条件是满足的。有时会有些变化, 比如方位向的匹配函数有时会将天线方向图考虑进去, 这时在相同的干扰能量下发射波形为了使雷达图像中的干扰能量最大有一最优波形。然而,

一般天线主瓣宽度之内的方向图还是比较平缓的, 这种意义下的最优与非最优波形并不会使图像中干扰能量产生显著的差别, 并且这种最优波形在实际使用中是不现实的, 所以可以不考虑。

3 不同类型干扰能量在 SAR 图像中的分布

从式(5)看到, 在瞄准式干扰条件下, SAR 图像中的总干扰能量与干扰信号形式无关。

按照干扰能量等同原则, 不可能存在一种对 SAR 干扰的捷径, 这印证了电子战是电磁波的功率战这个结论。不存在绝对的最好的干扰方法和干扰波形, 每种干扰方法和干扰波形都有其自身的特点。但是, 我们有可能根据不同的需求, 寻求相对于这种需求的最优干扰方法和干扰波形。

以下将分析不同类型干扰信号如何影响总干扰能量在 SAR 图像中的分布。

(1)非相关干扰 噪声干扰是最常见的一种有源非相干干扰方式^[2]。噪声干扰的特点是干扰能量在图像中的分布比较均匀, 不会由于匹配处理的影响而显著改变。当需要对大区域的面目标进行压制式掩护时, 噪声干扰是一种很好的选择。

式(5)中 $p(t) = |p(t)| \exp(j\varphi)$, 令 φ 为随机时间序列。这种干扰波形为非相干干扰, 其成像处理结果表现出非聚焦特性。干扰能量平铺于干扰图像上, 如图 1(a)。

(2)相干干扰^[3, 4] 当侦测到对方发射信号的形式时, 可以发射同样的信号形式, 这就是转发干扰。当然, 也可以将该信号与某一图像进行卷积, 再发出去, 这就是面目标的欺骗干扰^[3]。转发干扰是一种产生虚假点目标的干扰方式, 发出的信号经匹配处理后能量汇聚于一点, 在图像该点上产生很好的干扰效果。然而其代价是仅对该点有干扰效果, 干扰区域小。

相干干扰是进行欺骗干扰所必需的。因为只有相干干扰才可以灵活地安排干扰能量的分布, 使之成为欺骗干扰图形。但是由于面目标回波的生成计算量巨大, 出于这方面的考虑, 相干干扰可以用于对小区域目标的欺骗干扰。当然, 相干干扰也可以用于压制干扰。

令式(5)中 $p(t) = |p(t)| \exp(j\varphi)$, $\varphi = \pi \cdot k_r t^2$, k_r 为调频斜率。此为产生点目标的相干干扰, 由于干扰信号规则的相位特性, 匹配处理后将使干扰能量汇聚于一点, 如图 1(b)。

(3)部分相干干扰^[5] 部分相干干扰有多种方式, 有一种干扰方式类似于转发干扰, 但是并不是发射同样的信号。如对方发射某调频斜率的线性调频信号, 则转发时将该斜率做一微调, 使匹配后的主瓣展宽。通过改变微调, 可以改变主瓣宽度, 从而达到控制干扰能量在图像中分布区域的大小。这是一种适合于对小区域目标进行压制式干扰掩护的干扰方法, 如图 1(c)。部分相干干扰还包括在一维使用相干干扰, 在另一维使用非相干干扰, 如图 1(d)。

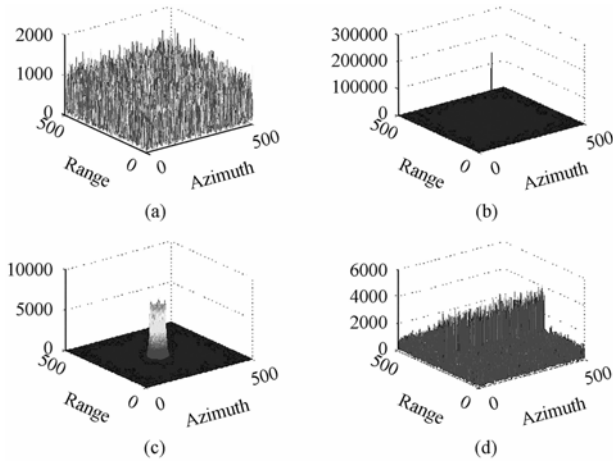


图1 仿真结果

Fig1. Simulation results

4 数值模拟结果

本节对以上的分析进行了数值模拟。图1(a), 1(b), 1(c), 1(d)分别表示使用噪声干扰、相干干扰、部分相干干扰方法发射相同的干扰能量后经匹配处理形成的干扰复信号的模图像。

可以看到, 噪声干扰形成的图像幅度小但分布广, 如图1(a); 相干干扰在图中产生一很大的冲击, 但该干扰效果仅存在于一个分辨单元上, 掩护区域小, 如图1(b); 而部分相干干扰的效果介于前两种之间, 既保持一定的干扰幅度又保持一定的干扰范围, 如图1(c); 而图1(d)则表示能量在一维上汇聚、在另一维上均匀分布。通过计算, 图1(a), 1(b), 1(c), 1(d)的图像能量相等, 皆为 $2.5600\text{e}+010$ 。由于仅作相对比较, 所以图中没有指出物理单位。

5 干扰机进行压制干扰时发射功率的计算

在相同的干扰效果下, 干扰机的功率越低越好。干扰效果使用干信比(J/S)来衡量。本节将从能量分布角度推导SAR干扰方程, 分析不同干扰方法对干扰机功率的要求。

假设地域上某分辨单元 $\Delta x \Delta y$, 后向散射系数为 σ , 斜距为 R , SAR发射机发射功率为 P_t , 平均发射功率为 P_{av} 。则离散化后, 分辨单元 $\Delta x \Delta y$ 的回波数据的个数为 $M \times N$, 其中 $M = \tau \cdot B$, $N = R \Delta \theta / (v / \text{PRF})$, $\Delta \theta$ 为天线主瓣宽度, v 为雷达速度。在单个回波数据 (m, n) 中, 分辨单元 $\Delta x \Delta y$ 的回波能量:

$$E(m, n) = K \cdot P_t \frac{G_t \Delta x \Delta y \sigma A_r}{(4\pi R^2)^2} \Delta t \quad (6)$$

G_t , A_r 分别为雷达天线的增益和有效接收面积, K 为接收机功率放大倍数, Δt 为采样保持时间。由 $G_t = 4\pi A_t / \lambda^2$, 将式(6)化为

$$E(m, n) = K P_t \frac{G_t^2 \Delta x \Delta y \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \Delta t \quad (7)$$

在单个回波数据 (m, n) 中, 干扰能量为

$$E_j(m, n) = K P_j \frac{\gamma G_j A_r(\theta_j)}{4\pi R_j^2} \Delta t$$

式中 P_j 为干扰机发射功率, G_j 为干扰天线增益, R_j 为干扰机斜距, $A_r(\theta_j)$ 表示在干扰方向上雷达天线有效口径。匹配处理后 $\Delta x \Delta y$ 对应像素中的干信比为

$$\begin{aligned} J/S &= \frac{E_j(m, n)}{MN \cdot E(m, n)} \frac{q_r q_a}{p_r p_a} \\ &= \gamma \frac{(4\pi R)^2 R^2 P_j G_j A_r(\theta_j)}{MN R_j^2 P_t G_t^2 \Delta x \Delta y \sigma \lambda^2} \frac{q_r q_a}{p_r p_a} \end{aligned} \quad (8)$$

乘以 MN 表示能量增益 MN 倍(忽略了增益 G_t 在主瓣中随视角的差异), 因子 p_r, p_a 表示考虑了 G_t 随视角的差异和作加权匹配处理引起能量变动的情况及其它一些实际情况时所作的修正因子, 分别代表距离向因素和方位向因素, 一般地, p_r, p_a 均小于等于 $0.8-0.9$ ^[1]。SAR雷达方程中也有同样的因子^[1]。 q_r, q_a 表示干扰能量从分布在 $q_r q_a l$ 个回波数据中汇聚到 l 个像素数据中。将式(8)改写为满足一定干信比条件所需的等效辐射功率, 则为

$$\begin{aligned} \text{ERP} &\geq \frac{1}{\gamma} \frac{p_r p_a}{q_r q_a} \frac{MNP_{av} G_t^2 \Delta x \Delta y \sigma \lambda^2}{(4\pi R)^2 \text{PRF} \cdot \tau \cdot A_r(\theta_j)} \frac{R_j^2}{R^2} (J/S) \\ &= \frac{1}{\gamma} \frac{p_r p_a}{q_r q_a} \frac{NBP_{av} G_t^2 \Delta x \Delta y \sigma \lambda^2}{(4\pi R)^2 \text{PRF} \cdot A_r(\theta_j)} \frac{R_j^2}{R^2} (J/S) \\ &= \frac{1}{\gamma} \frac{p_r p_a}{q_r q_a} \frac{R \Delta \theta / (v / \text{PRF}) B P_{av} G_t^2 \Delta x \Delta y \sigma \lambda^2}{(4\pi R)^2 \text{PRF} \cdot A_r(\theta_j)} \frac{R_j^2}{R^2} (J/S) \\ &= \frac{1}{\gamma} \frac{p_r p_a}{q_r q_a} \frac{\Delta \theta \cdot B \cdot P_{av} G_t^2 \Delta x \Delta y \sigma \lambda^2}{(4\pi)^2 R \cdot \text{PRF} \cdot v \cdot A_r(\theta_j)} (J/S) \\ &= \frac{1}{q_r q_a} \frac{\Delta \theta \cdot P_{av} G_t^2 \cdot (c/2) \Delta y \sigma \lambda^2}{(4\pi)^2 R \cdot \text{PRF} \cdot v \cdot A_r(\theta_j) \sin \alpha} \frac{R_j^2}{R^2} \frac{p_r p_a}{\gamma} (J/S) \end{aligned} \quad (9)$$

其中 α 为入射角, 推导中使用了关系式 $\Delta x = 1/B \cdot (c/2) / \sin \alpha$, $\text{ERP} = P_j G_j$, $M = \tau \cdot B$, $N = R \Delta \theta / (v / \text{PRF})$ 。下面讨论不同区域大小条件下的干扰情况。

(1)对大区域进行干扰 所谓大区域, 是指面目标尺寸大于一个合成孔径长度和半个脉冲长度。此时, 干扰能量应均匀覆盖该大区域, 所以干扰能量不会向某点或者某小区域汇聚。而匹配处理会使分辨单元 $\Delta x \Delta y$ 的回波能量汇聚。在此情况下, $q_r = 1$, $q_a = 1$, 相干干扰所需功率与非相干干扰所需功率相等。

(2)对小区域进行干扰 所谓小区域, 是指面目标尺寸小于一个合成孔径长度和半个脉冲长度。对于噪声干扰, $q_r = 1$, $q_a = 1$; 对于方位相干转发干扰, $q_r q_a = MN$, 方位不相干转发干扰 $q_r = M$, $q_a = 1$; 对于部分相干干扰, $MN > q_r q_a > 1$ 。在此情况下, 使用相干干扰可以降低干扰功率。

(3)对条形区域进行干扰 条形区域是指一维满足大区域条件,一维满足小区域条件。此时,在长度维,相干干扰所需功率与非相干干扰所需功率相等,在宽度维,相干干扰所需功率比非相干干扰所需功率小。

当 $q_a = 1$ 时,由式(9)看到,ERP 与距离一次方成反比 (R 与 R_j 量级相当),距离越远,在其它指标不变的条件下所需干扰功率越小。当 $q_a = N$ 时,由于 N 正比于 R ,ERP 与距离二次方成反比。

本文的分析都是基于瞄准式干扰,式(9)也不例外。为了将式(9)推广到最一般的情况,需考虑距离、方位向上的频率失配因子 β_r, β_a , 成为

$$\text{ERP}_{\min} = \frac{1}{q_r q_a} \frac{\Delta\theta \cdot P_{\text{av}} G_t^2 \cdot (c/2) \Delta y \sigma \lambda^2}{(4\pi)^2 R \cdot \text{PRF} \cdot v \cdot A_t(\theta_j) \cdot \sin \alpha} \frac{R_j^2}{R^2} \frac{1}{\gamma} \frac{P_r P_a}{\beta_r \beta_a} \text{ (J/S)} \quad (10)$$

式(10)称为 SAR 干扰方程。

6 结束语

本文从干扰能量分布的角度分析各种干扰方法(干扰波形),在匹配函数频谱具有恒定包络的合理假定下,提出干扰能量等同的概念。即以不同的干扰波形发射相同的干扰电磁能量进入 SAR 系统,通过成像处理在雷达图像中产生的总干扰能量相同,而与干扰信号的相关特性无关。在此概念下,研究了几种干扰方法的特点,认为噪声干扰适用于对大区域进行掩护的压制干扰,部分相干干扰适用于对小区域目标进

行掩护的压制干扰,相干干扰适用于欺骗干扰和压制干扰。文章从能量分析的角度推导了合成孔径雷达干扰系统的等效辐射干扰功率的计算公式。公式同样表明,在大区域条件下,相干干扰与非相干干扰要求功率相同。仅在干扰区域较小时相干干扰才有可能比非相干干扰要求功率小。最后,给出了一般的针对合成孔径雷达的干扰方程。

参考文献

- [1] 张澄波. 综合孔径雷达原理、系统分析与应用. 北京: 科学出版社, 1989.
- [2] 梁百川. 对合成孔径雷达的干扰. 上海航天, 1995, 12(1): 37 - 43.
- [3] 王盛利, 余立, 倪晋麟, 张光义. 合成孔径雷达的有源欺骗干扰方法研究. 电子学报, 2003, 31(12): 1900 - 1902.
- [4] 胡东辉, 吴一戎, 王宏琦, 彭海良. 基于移相调制的合成孔径雷达虚假图像干扰. 雷达与对抗, 2002, (2): 1 - 5.
- [5] 吴一戎, 胡东辉. 一种新的合成孔径雷达压制干扰方法. 电子与信息学报, 2002, 24(11): 1664 - 1667.

唐波: 男, 1978年生, 博士生, 从事微波成像研究.

王卫延: 男, 1947年生, 研究员, 博士生导师, 主要从事电磁散射与逆散射、微波成像原理等研究.