

对解线调处理的 ISAR 的相干干扰技术

张 煜, 董春曦, 崔艳鹏, 杨绍全

(西安电子科技大学电子对抗研究所, 陕西西安 710071)

摘 要: 逆合成孔径雷达 (ISAR) 通常采用解线调处理的方法来得到频域距离像. 本文提出一种附加调制的相干干扰方法, 即对接收的雷达信号产生附加的频率调制后转发, 干扰谱就能覆盖距离像的频域范围, 破坏 ISAR 一维距离成像; 对频率调制后的信号再附加相位调制, 就能破坏 ISAR 二维多普勒成像. 这种干扰信号能获得一定的处理增益, 因此能节省干扰功率.

关键词: 电子对抗; 解线调处理; 相干干扰; 逆合成孔径雷达

中图分类号: TN972+ .1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 09-1590-05

Coherent Jamming Technique Countering ISAR

ZHANG Yu DONG Chun-xi CUI Yan-peng YANG Shao-quan

(Research Inst of Electronic Countermeasures Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract For the reduction of sampling bandwidth, Inverse synthetic aperture radar (ISAR) echoes are usually dechirped first in the receiver. Then the dechirped signal employs FFT to get the range image in frequency domain. In general, the bandwidth of the target image is much less than that of the radar signals. So the narrowband signal can be used to modulate the receiving signal. Coherent jamming is proposed for jamming ISAR. Some video signals modulate the receiving signal in frequency domain, then the resulting signal is retransmitted. The dechirped output of the coherent jamming will produce cover jamming. Thus, ISAR can not obtain the range image. The paper also studies the effect of phase modulated jamming on the Doppler image. The coherent jamming can obtain some processing gain, so it can save jamming power. Theoretical analysis and computer simulation justify the validity and efficiency of this jamming technique.

Key words electronic countermeasures; dechirping; coherent jamming; Inverse synthetic aperture radar

1 引言

逆合成孔径雷达 (ISAR) 利用对目标成像的方法侦察和识别目标^[1]. 它能实现距离向和方位向的二维压缩, 因此比普通雷达具有更强的抗干扰能力, 若使用常规的干扰方法则需要更大的干扰功率. 因此, 研究以较小干扰功率有效对抗 ISAR 的干扰方法, 在军事上有重要的意义.

目前针对 ISAR 的对抗研究尚不多见. 文献 [2] 研究了数字成像合成技术 (DIS), 指出采用 DIS 技术可以使 ISAR 合成虚假图像. 文献 [3] 指出采用隐身技术可以破坏雷达的成像制导系统. 文献 [4] 研究了对空间合成孔径雷达的噪声干扰, 指出使用噪声干扰可以降低 SAR 的信干比, 使其图像分辨率下降甚至无法成像, 而噪声干扰同样能够用于对抗 ISAR.

当 ISAR 工作于成像模式时, 通常发送带宽 1GHz 以上

的线性调频信号. 这要求雷达的信号处理具有很高的 Nyquist 采样率. 为了降低回波信号的采样率, ISAR 常发射宽、窄频谱交替的脉冲, 利用窄谱脉冲测距, 产生参考信号与回波信号混频, 得到频率确定的窄带信号, 这个过程就称作解线调. 混频后的信号经 FFT 变换后产生一维距离像, 即频域距离像, 再对相同距离单元的回波集合进行处理, 产生二维像^[5]. 因此, 干扰解线调的 ISAR 时, 干扰波形的设计应从频域距离像这个特点来考虑.

本文基于以上特点提出一种新的应答式干扰技术——相干干扰, 即对接收的雷达照射信号附加频率调制后转发, 使干扰谱覆盖距离像的频域范围, 破坏 ISAR 成像^[6]. 相干干扰信号与雷达照射信号有相似的特性, 因此干扰也会获得一定的处理增益, 从而可以大大节省干扰功率. 理论分析和计算机仿真证明了本文提出方法能以较小干扰功率有效干扰 ISAR 成像.

2 解线调距离成像原理

设雷达发射信号

$$p(t) = \text{Rec}\left\{\frac{t}{T_p}\right\} \exp\{j2p(\alpha t + \beta t^2/2)\} \quad (1)$$

式中 α 为载频, $\beta = \frac{B}{T_p}$ 为调频斜率, B 为信号频宽, T_p 为信号时宽.

又设目标由 N 个散射点组成, 它们与雷达的距离分别为 r_1, r_2, \dots, r_N , 相应的反射强度为 $\sigma_i (i=1, 2, \dots, N)$, σ_i 等于第 i 个散射点雷达反射截面 (RCS) 的平方根.

第 i 个散射点的回波信号为

$$s_i(t) = \sigma_i \text{Rec}\left\{\frac{t-t_i}{T_p}\right\} \exp\{j2p[\alpha(t-t_i) + \beta(t-t_i)^2/2]\} \quad (2)$$

其中 $t_i = \frac{2r_i}{c}$. 设窄带信号测得的目标距离为 r_{ref} 而 $t_{\text{ref}} = \frac{2r_{\text{ref}}}{c}$, 则参考信号

$$s_{\text{ref}}(t) = \text{Rec}\left\{\frac{t-t_{\text{ref}}}{T_p}\right\} \exp\{j2p[\alpha(t-t_{\text{ref}}) + \beta(t-t_{\text{ref}})^2/2]\} \quad (3)$$

式中 T_{ref} 为参考信号的脉宽, 它比 T_p 要大一些.

解线调处理后的输出

$$s_c(t) = s(t) s_{\text{ref}}^*(t) = \sigma_i \text{Rec}\left\{\frac{t-t_i}{T_p}\right\} \exp\{-j2p\beta(t_i - t_{\text{ref}})t\} \cdot \exp(j2p\phi_i) \quad (4)$$

式中 $\phi_i = -\alpha(t_i - t_{\text{ref}}) + \beta(t_i^2 - t_{\text{ref}}^2)/2$

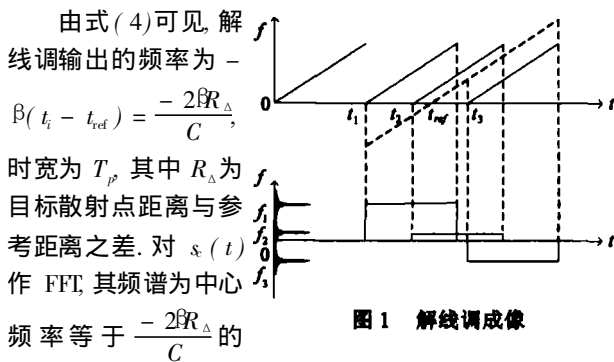


图 1 解线调成像

sinc 函数, 谱宽 $B_c = \frac{1}{T_p}$. 解线调的过程如图 1 所示.

可见解线调处理后, 在频域上的频谱分布表示目标的一维像. 当目标长度为 L 时, 解线调后目标上散射点回波的最大频率差 $B_s = \frac{2B}{C} = \frac{2BL}{CT_p} \ll B$. 即解线调后谱宽大大降低, 便于采样和作 FFT^[1].

3 相干干扰的产生及其时频分析

设干扰信号持续时间为 $T_j = T_p$, 其瞬时频率为

$$\alpha + \beta t + k_j n(t) \quad (5)$$

其中 k_j 为调谐率. 若 $n(t)$ 为基带噪声, 这种干扰称为灵巧噪声干扰 (Smart Noise Jamming) 或相干噪声干扰 (Coherent Noise Jamming)^[6]. $n(t)$ 也可以是规则信号. 瞬时频率满足式 (5) 的干扰信号通称为相干干扰.

相干干扰的一般表示式为

$$s_j(t) = \text{Rec}\left\{\frac{t-t_j}{T_p}\right\} \exp\{j2p[\alpha(t-t_j) + \beta(t-t_j)^2/2]\} \cdot \exp(j2p \int_{t_j}^t k_j n(t) dt) \quad (6)$$

设干扰机位于目标上, 它离雷达的距离为 $r_j, r_j \in (r_1, r_N)$. 则解线调以后的干扰信号

$$s_{jc}(t) = s_j(t) s_{\text{ref}}^*(t) = \text{Rec}\left\{\frac{t-t_j}{T_p}\right\} \exp\{-j2p\beta(t_j - t_{\text{ref}})t\} \cdot \exp(j2p\phi_j) \cdot \exp\{j \int_{t_j}^t k_j n(t) dt\} \quad (7)$$

其中 $t_j = 2r_j/c, \phi_j = -\alpha(t_j - t_{\text{ref}}) + \beta(t_j^2 - t_{\text{ref}}^2)/2$

解线调后的干扰信号瞬时频率为

$$f_j(t) = -\beta(t_j - t_{\text{ref}}) + k_j n(t) \quad (8)$$

解线调后输出的干扰信号是频率随 $n(t)$ 变化的调频信号. 对 $s_{jc}(t)$ 作 FFT 后, 频谱的中心频率为 $f_{jc} = -\beta(t_j - t_{\text{ref}})$, 频谱形状和宽度决定于调制信号的参数.

当 $\frac{k_j \sigma}{B_N} \gg 1$ 时, 调频信号的谱分布可近似地与调制信号 n

(t) 的幅度概率密度分布成正比^[7]. 式中 σ 为幅值 ($n(t)$ 为规则信号时) 或均方根值 ($n(t)$ 为随机信号时), B_N 为调制信号的频率 ($n(t)$ 为规则信号时) 或带宽 ($n(t)$ 为随机信号时). 若选择合适调频参数和干扰功率, 解线调后的干扰谱将扩展到目标距离像的全部范围, 起到模糊距离像的作用.

为进一步说明相干干扰的机理, 对解线调处理前后的相干干扰信号分别进行线性时频分析 (这里不采用 Wigner-Ville 等非线性时频分析方法, 以避免产生交叉项), 如图 2 所示.

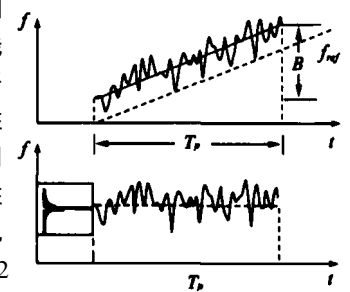


图 2 相干噪声干扰

图中的 $n(t)$ 为均匀噪声, 则解线调之后的干扰谱也呈均匀分布, 如果干扰功率和均匀噪声的均方根值设置得当, 干扰谱将会遮盖目标距离像.

4 对二维像的干扰

ISAR 雷达获得各脉冲周期的距离像后, 补偿目标平动引起的距离像位移和附加多普勒频移. 在相干积累时间内, 同一距离单元的信号经 FFT 处理后产生方位像.

在研究对二维像的干扰时, 可认为干扰产生的一维像

是一个假目标的像,如果干扰的射频相位在每个脉冲重复周期内不变,等效于目标相对雷达不转动,因此,干扰对方位向没有影响,只能形成距离向干扰。当干扰的射频信号相位在每个脉冲周期内变化时,干扰将破坏目标像的距离对准,或在方位向产生随机干扰,使目标不能成像。

(1) 固定相移增量

设目标散射点分布在图 3 的 AC 轴上,且 AC 以 B 为中心绕雷达 0 垂直于纸面的轴旋转。AC 轴上不同散射点产生的多普勒频率不同,因而可根据多普勒频率特性确定散射点在方位上的分布。

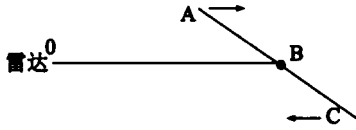


图 3 ISAR 方位成像原理图

设干扰信号

$$s_j(t) = \text{Re} \left\{ \exp \left[j \left(\alpha(t-t_j) + \beta(t-t_j)^2/2 + \int_0^t n(t) dt \right) \right] \right\} \cdot \exp[j\phi_j(mT_r)] \quad (9)$$

若每个 T_r 相位增量是固定的,则

$$\phi_j(mT_r) = \phi_0 + m \Delta\phi \quad (10)$$

上式可看作连续相位 $\phi_j(t) = \phi_0 + \frac{\Delta\phi}{T_r} t$ 的采样,采样周期为 T_r 。若 $\Delta\phi = 0$ 相当于目标既无转动,也无平动,ISAR 只能获得固定目标的像,即只有一维距离像而不能产生二维像。若 $\Delta\phi \neq 0$ 即目标上所有散射点都产生相同的多普勒频率,因此干扰的二维像仍呈条带状,仅在方位上产生偏移,该偏移量正比于 $\frac{d\phi_j(t)}{dt}$ 。因此,固定相移增量不能使干扰在方位向展开。

但应指出,当每个 T_r 的相位增量固定时,如果干扰样本在每个 T_r 内重复,它等效于相邻的干扰距离像是相关的,但附以固定的频移。当干扰强度大于目标的距离像强度时,目标像将发生错误的距离对准而无法成像,其效果等效于 ISAR 脉压处理时,干扰信号在相邻 T_r 间有固定时延影响距离像的对准。

(b) 变化的相位增量

若 $\phi_j(t)$ 以某种规律变化时,将在二维像的方位向产生干扰。例如, $\phi_j(t)$ 以正弦规律变化时, $\phi_j(mT_r) = (\phi_0 + \phi_m \sin \Omega m T_r) \pmod{2\pi}$, 则多普勒频率 $f_d = \frac{\phi_m}{\Omega} \cos \Omega m T_r$, 干扰将在方位向产生疏密相间的条纹。

类似地,若 $\phi_j(mT_r)$ 随机变化,干扰信号无法在方位上压缩,因此干扰将散布在很大方位区间。

5 相干干扰功率增益

定义系统干扰功率增益 K_d 为

$$K_d = J_0 / J_i \quad (11)$$

其中 J_0 和 J_i 分别为解线调前后的干扰功率。由于不同干扰方法中的干扰信号特性不同,因此它们的系统干扰功率增益也不同,通过对 K_d 进行比较,能够客观反映不同干扰方法对线性调频信号的干扰影响。

由前面的分析可知,对于单个点目标回波信号,它进行解线调之前的长度为 T_p ,解线调之后的频域距离像长度为 $\frac{1}{T_p}$,对应到时域应该是 $\frac{1}{T_p} \cdot \frac{1}{\beta} = \frac{1}{B}$ 。由于解线调处理网络是无源的,根据能量守恒原理,有

$$P_i T_p = P_0 \cdot \frac{1}{B} \quad (12)$$

所以雷达信号的功率增益

$$K = P_0 / P_i = B T_p \quad (13)$$

其中 P_0 和 P_i 分别为解线调前后的信号功率,可以看出使用解线调处理方法与脉冲压缩具有同样的处理增益。

对于本文提出的相干干扰信号,它进行解线调之前的长度也为 T_p ,解线调之后的频域距离像长度设为 B_j ,对应到时域应该是 B_j / β 。同样根据能量守恒原理,有

$$J_i T_p = J_0 B_j / \beta \quad (14)$$

所以相干干扰的功率增益

$$K_d = J_0 / J_i = \beta T_p / B_j = B / B_j \gg 1 \quad (15)$$

而常规射频噪声干扰与雷达信号不匹配,干扰在解线调处理变到频域后,干扰谱宽得不到压缩,因此干扰功率增益为 1(若考虑到噪声经过解线调系统的损失,噪声干扰功率增益将小于 1)。

所以我们可以得出这样的结论:相干干扰相比于常规射频噪声干扰而言,要达到相同的干扰效果,前者需要的功率更小,是后者所需功率的 B_j / B 。当 $B_j = B$ 时,干扰恰好遮盖目标上所有的散射点回波,此时相干干扰功率得到最有效的利用,仅为噪声干扰所需功率的 B_j / B ,这是远远小于 1 的。

换言之,普通噪声干扰的干扰功率应等于回波信号功率的 K 倍时 ($K = B T_p$),干扰才有效;而相干干扰的功率只需要等于回波信号功率的 B_j / B 倍,便可以得到与普通噪声干扰相同的干扰效果。

6 仿真

为了验证本文对相干干扰效果和功率的分析,下面进行仿真实验研究。雷达工作在 X 波段,信号载频 10GHz 带宽 1GHz,脉冲宽度 $16\mu\text{s}$,脉冲重复频率 1.2kHz。

6.1 相干干扰效果

下面给出相干干扰方法对一维和二维成像的干扰效果,为便于演示,其中一维真实像取为三点场景,二维真实像取为一个飞机像。根据前面对调制噪声参数的讨论,仿真中 $K_f \sigma = 3 \times 10^6$, $B_n = 250 \times 10^3 \text{Hz}$ 。

当式(5)中 $n(t)$ 为均匀分布噪声时,仿真结果如图 4 所示,由图可见在目标区域内,频域距离像近似为均匀分

布, 干扰使距离像无法准确对准, 导致目标方位像变淡, 而干扰在二维像上呈条带状。

行了仿真研究, 其干扰效果与上述干扰效果相似, 只不过对一维像的干扰分别呈高斯状和马鞍状, 而对二维成像的干扰均呈条带状。

除此以外, 我们还对 $n(t)$ 为高斯噪声和正弦信号等进

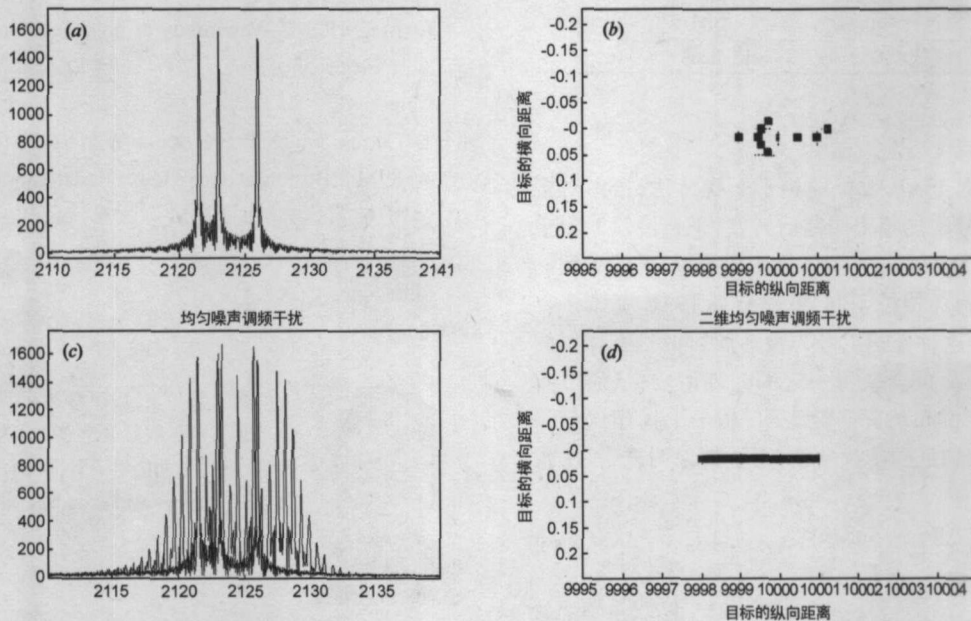


图 4 (a) 无干扰时的一维距离像 ;(b) 无干扰时的二维像 ;(c) 对一维像的干扰效果 ;(d) 对二维像的干扰效果

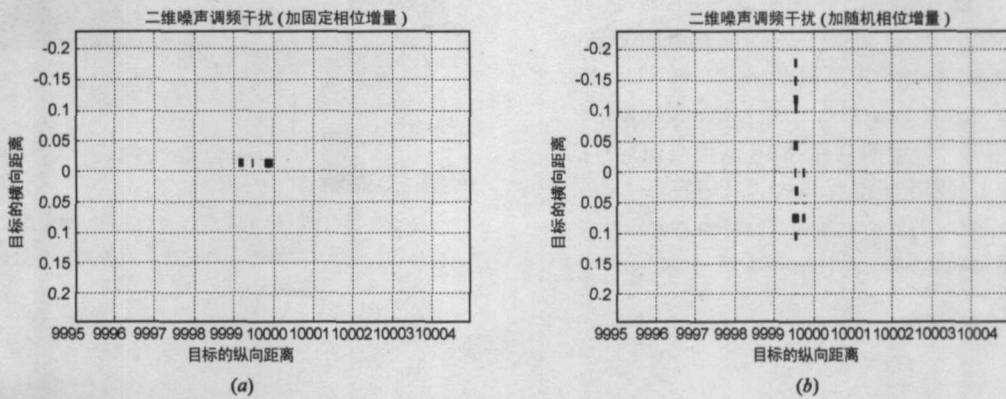


图 5 (a) $\phi_j(mT_p)$ 的增量为固定值 ;(b) $\phi_j(mT_p)$ 随机变化

6.2 $\phi_j(mT_p)$ 对干扰效果的影响

为了研究 $\phi_j(mT_p)$ 的变化对干扰效果的影响, 当 $n(t)$ 为高斯噪声时, 分别研究了相位增量为常量和随机量两种情况的干扰效果. 仿真结果如图 5 所示。

当相位增量固定时 (这里取 $\phi_j(mT_p) = m\pi/10$), 干扰效果类似于图 4(d), 仍为条带干扰, 但在方位向上产生位移; 当相位增量变化时 (这里取的 $\phi_j(mT_p)$ 在 0 到 $\pi/25$ 之间随机变化), 干扰会在方位向展开. 两者均无法得到清晰的目标二维像。

6.3 与噪声干扰功率的对比

由雷达参数可计算出解线调的处理增益 $D = 16 \times 10^3$. 常规射频噪声干扰中, 噪声非但得不到这个增益, 还会存在系统损耗, 因此压缩后干信比一定低于 $10 \log_{10}(1/D) = -42.0412 \text{ dB}$ 而相干干扰可以利用到解线调处理增益, 脉

压后干信比应该大得多。

由前面的理论分析, 假设常规射频噪声和相干干扰在解线调处理之前的干信比均为 0dB 则解线调处理之后前者的干信比应为 -42.0412 dB 后者的应比此值大 $10 \log_{10}(B/B_s)$ dB 仿真中将目标的长度取为 $L = 5 \text{ m}$, 则 $B_s = \frac{2\Omega}{C} = \frac{2BL}{CT_p} = 2.0833 \times 10^6 \text{ Hz}$ 而 $B = 1 \text{ GHz}$ 因此可计算出相干干扰解线调之后干信比的理论值。

表 1 给出仿真实验中得到的不同方法的干扰功率增益与干信比增益比较情况。

从表 1 中可见, 仿真得出的结果与理论分析基本一致, 相干干扰相对于常规噪声干扰来说具有相当大的功率优势, 在仿真给定的条件下, 干扰功率增益提高了 22.2288dB/实验值与理论值之间的差异是由噪声的滤波

损失造成的)。

表 1 相干干扰与常规射频噪声干扰方法对比结果

干扰形式	干扰功率增益 (dB)		干信比增益 (dB)	
	理论值	实验	理论值	实验
噪声干扰	0	-0.0095	< -42.0412	-42.0507
相干干扰	26.8124	25.2193	-15.2288	-16.8219

7 结束语

本文研究了对 ISAR 成像的相干干扰方法, 指出对接收的雷达照射信号附加频率调制后转发, 干扰谱就能覆盖距离像的频域范围, 破坏 ISAR 一维距离成像; 对接受到的雷达照射信号再附加相位调制, 就能破坏 ISAR 二维多普勒成像. 并且由于这种干扰信号与雷达照射信号有相似的频域特性, 因此干扰也会获得一定的处理增益, 从而节省干扰功率. 理论分析和仿真研究表明, 相干干扰相比于噪声干扰来说, 要求较低的干扰功率, 干扰效果明显, 且实现简单.

参考文献:

- [1] 保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2005. 19-35.
- [2] Fernando A Le Dantec. Performance analysis a digital imager synthesizer as a countermeasure against inverse synthetic aperture Radar [R]. Monterey, California Naval Postgraduate School, September 2002 ADA 407076 23-42.
- [3] 冯德军, 王雪松, 等. 空间目标 ISAR 成像与识别对抗研究 [J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(1): 43-45
Feng Dejun Wang Xuesong et al Study on countermeasures against ISAR imaging and identification of space target [J].

Systems Engineering and Electronics 2005, 27(1): 43-45 (in Chinese)

- [4] 李兵, 洪文. 合成孔径雷达噪声干扰研究 [J]. 电子学报. 2004, 32(12): 2305-2307.
LI Bing HONG Wen Study of noise jamming to SAR [J]. Acta Electronica Sinica 2004, 32(12): 2305-2307. (in Chinese)
- [5] D Curtus Schleher. Electronic Warfare in the Information Age [M]. Boston Artech House Radar Library, 1999.
- [6] 赵国庆. 雷达对抗原理 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社. 1999. 142-144.

作者简介:



张 焯 女, 1979 年生于陕西省咸阳市, 现正在西安电子科技大学工程学院攻读博士学位, 研究方向为电子对抗技术.

E-mail: zhangyt@mail.xidian.edu.cn



董春曦 男, 1970 年生于河南省陕县, 现为西安电子科技大学讲师, 博士, 研究方向为通信和计算机网络安全技术.

杨绍全 男, 1938 年生于浙江省台州市, 现为西安电子科技大学博士生导师, 研究方向为电子对抗技术及阵列信号处理.