

## 收发同时对电磁频谱控制区域的影响研究

罗景青<sup>\*①</sup> 孙兵<sup>①</sup> 朱伟强<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(电子工程学院 合肥 230037)

<sup>②</sup>(中国航天科工集团 8511 研究所 南京 210007)

**摘要:** 在电子系统中,有时需要在同一平台上实现同时进行信号的接收和发射。这时,通常会采用一定的收发隔离措施和信号相消处理技术。相对于收发非同时而言,收发同时会对电磁频谱控制区域产生较大的影响。该文以同时接收雷达信号又干扰该雷达的情况为例,研究了收发同时对电磁频谱控制区域的影响,提出了综合天线收发隔离与后续数字相消处理的总体隔离度概念,分析了影响总体隔离度的因素,建立了数学模型,推导了相关公式,仿真分析了总体隔离度对侦察作用区、干扰暴露区以及电磁频谱控制区的影响。

**关键词:** 电磁频谱控制区;收发同时;隔离度

**中图分类号:** TN97

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2016)11-2739-06

**DOI:** 10.11999/JEIT160051

## Research on the Influences of Simultaneous Transmission and Reception on Electronic Warfare Area

LUO Jingqing<sup>①</sup> SUN Bing<sup>①</sup> ZHU Weiqiang<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China)

<sup>②</sup>(No. 8511 Research Institute of CASIC, Nanjing 210007, China)

**Abstract:** In the electronic system, it occasionally needs to accomplish the transmission and reception of signal in the same platform, at this time, certain transceiver isolation and signal cancellation processing technology are usually adopted. Relative to non-simultaneous transmission and reception, simultaneous transmission and reception makes more influence on electronic warfare area. This paper takes the situation of receiving the radar signal and interfering in itself for example, makes the research of the effect of simultaneous transmission and reception on electronic warfare area. The conception of total isolation of comprehensive transceiver antenna and follow-up digital cancellation is proposed in the paper, and the factors that affect the total isolation are analyzed, then the mathematical model is set up, and the correlative formulas are deduced. In the end, the influence of total isolation on the reconnaissance function area, jamming exposure area and comprehensive electronic warfare area are analyzed by simulation.

**Key words:** Comprehensive electronic warfare area; Simultaneous transmission and reception; Isolation

### 1 引言

随着电子对抗与雷达在相互对抗中不断发展,对电子对抗系统的要求不断提高<sup>[1]</sup>。为了提高电子干扰机生存能力及作战性能,在很多情况下,干扰机需连续侦察周围的雷达设备,并能够不间断地发射对敌方雷达的干扰信号。因此,干扰机需要同时进行侦察接收与干扰发射,也就是收发同时工作<sup>[2-8]</sup>。我们把可以同时侦察和干扰敌电磁系统的区域称为电磁频谱控制区。当系统工作在收发同时模式时,一般采用一定的收发隔离措施<sup>[9-13]</sup>。然而,收发隔离是有限的,侦察接收机不只是接收到雷达信号,

干扰信号也会耦合进入侦察接收机。因此,干扰信号的强度与接收信号强度之间有一约束关系,根据这一关系,结合收发隔离因素的影响,电磁频谱控制区域将会发生变化。

收发隔离是收发同时的关键技术,它是为了保证干扰发射信号耦合到接收机后不影响接收机的正常工作。常见的收发同时采用的隔离技术分为两类。一类是天线间收发隔离技术<sup>[14]</sup>,主要包括空间隔离,旁瓣隔离,极化隔离等;一类是利用数字对消<sup>[15-20]</sup>技术,改善接收机输出端信噪比,提高收发隔离度。对于收发同时的隔离问题已有较为广泛研究,但是收发同时对于电磁频谱控制区域的影响却没有进行深入分析。

收发隔离技术直接影响耦合进入接收机的干扰

信号功率大小, 从而影响侦察距离; 为了确保侦察机具有良好的侦察性能, 在收发同时模式和隔离度有限的情况下, 干扰信号发射功率受到约束, 有效干扰压制区域也受到影响。本文先介绍收发同时工作常用的收发隔离措施, 然后对收发隔离度对侦察作用距离、干扰作用距离以及电磁频谱控制区的影响展开研究。

## 2 收发同时可采取的隔离技术及总体隔离度

### 2.1 收发天线间的收发隔离技术

当收发天线被安装在固定位置后, 接收机收到的干扰信号功率为

$$P_{cj} = \frac{P_j}{4\pi r^2} G_j(\theta, f) \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r(\theta, f) \gamma \quad (1)$$

其中,  $P_{cj}$  为采用天线间收发隔离技术后, 进入侦察接收机输入端的干扰信号功率;  $P_j$  为干扰机发射功率;  $\theta$  为耦合方向角;  $r$  为收发天线等效相位中心之间的直线距离;  $G_j(\theta, f)$  为干扰发射天线在耦合方向上的增益系数, 一般还与频率有关;  $G_r(\theta, f)$  为接收天线在耦合方向上的增益系数, 一般也与频率有关;  $\gamma$  为收发天线的极化匹配系数。

干扰发射功率通过种种途径到达接收机输入端的衰减量一般称为收发天线间隔度。

$$\alpha = 10 \lg \left( \frac{P_j}{P_{cj}} \right) \quad (2)$$

将式(1)代入, 收发天线间隔度还可以写成

$$\alpha = T_D + G_m(\theta, f) + \gamma_D \quad (3)$$

其中,  $T_D = 20 \lg \frac{4\pi r}{\lambda}$  为空间隔离度, 表示自由间传输损耗与天线间距和工作波长的关系;  $G_m(\theta, f) = -10 \lg[G_j(\theta, f)G_r(\theta, f)]$  为旁瓣隔离度, 利用收发天线在耦合方向上形成零点或者低旁瓣;  $\gamma_D = -10 \lg \gamma$  为极化隔离度。

例如, 当收发天线等效相位中心间距为 8 m, 在 7.5 GHz 频率上, 得到  $T_D = 68$  dB, 加上其他的技术措施可得到 10 dB, 这对于近距离小功率干扰机而言, 一般可以满足收发隔离需求。

### 2.2 自适应数字对消技术

一般的自适应回波抵消的原理框图如图 1 所示。主通道的输入信号为

$$x(n) = s(n) + x_0(n) \quad (4)$$

其中  $s(n)$  为有用的雷达信号,  $x_0(n)$  为耦合干扰信号; 参考信号  $d(n)$  是对干扰发射信号采样后的信号, 它与耦合干扰信号  $x_0(n)$  具有相关性。在接收的雷达信号与耦合干扰信号不相关的情况下, 自适应滤波

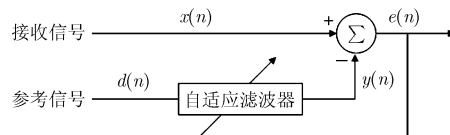


图 1 自适应数字相消原理框图

器通过自动地调整自身参数, 力图使自适应滤波器输出  $y(n)$  成为  $x_0(n)$  的最佳估计值。此时, 误差信号  $e(n)$  将逼近雷达信号  $s(n)$ , 实现耦合干扰信号的消除, 提高信噪比。

### 2.3 总体隔离度

无耦合干扰信号时, 接收机输入端的信噪比为

$$\text{SNR} = P_r / N_i = P_r / (kTB_n) \quad (5)$$

其中,  $N_i = kTB_n$  为接收机输入端的额定噪声功率,  $k$  为波尔兹曼常数,  $T$  为用绝对温标度量的环境温度,  $B_n$  为接收机等效噪声带宽。当式(5)中的  $\text{SNR} = DF$  时 ( $D$  为检测因子,  $F$  为接收机噪声系数), 接收机输入功率称为最小可检测信号功率。

$$P_{r\min} = N_i FD = kTB_n FD \quad (6)$$

当收发同时工作时, 接收机输入端不止存在热噪声功率, 而且存在通过干扰天线耦合进入侦察接收机的干扰信号功率, 把采用天线间收发隔离技术后的耦合干扰信号视为噪声信号, 因此, 接收机输入端总的噪声功率为

$$P_{ni} = kTB_n + P_{cj} \quad (7)$$

这时, 接收机输入端的信噪比为

$$\text{SNR}' = \frac{P_r}{(kTB_n + P_{cj})} \quad (8)$$

数字相消前的信噪比为  $\text{SNR}' / F$ 。采取数字相消技术的目的是提高信噪比。定义数字相消效率因子  $\beta$  为相消前后的信噪比提高的分贝数, 即相消后的信噪比为

$$\text{SNR}'' = \frac{P_r}{(kTB_n + P_{cj})F} 10^{0.1\beta} \quad (9)$$

在这种情况下, 侦察接收机最小可检测信号功率  $(P_{r\min})_j$  为

$$(P_{r\min})_j = \frac{(kTB_n + P_{cj})FD}{10^{0.1\beta}} \quad (10)$$

一般情况下, 耦合干扰功率远大于热噪声功率:

$$P_{cj} \gg kTB_n \quad (11)$$

则式(10)改写为

$$(P_{r\min})_j = \frac{P_{cj}}{10^{0.1\beta}} \cdot FD \quad (12)$$

将式(2)代入式(12), 于是有

$$(P_{r\min})_j = \frac{P_j}{10^{0.1\eta}} FD = P'_{cj} FD \quad (13)$$

式中,

$$P'_{cj} = P_j \cdot \frac{1}{10^{0.1\eta}} \quad (14)$$

为采用两类隔离措施后, 等效进入侦察接收机输入端的干扰信号功率。而

$$\eta = \alpha + \beta \quad (15)$$

为采用天线间隔离措施和数字相消措施后等效的总体隔离度, 简称隔离度。

### 3 隔离度对侦察作用距离的影响

侦察作用距离是指侦察接收机能侦察到雷达辐射源辐射信号的最远距离, 是衡量雷达侦察系统的侦测雷达信号能力的一个重要技术指标。当收发同时条件, 干扰发射天线和侦察接收天线之间存在耦合, 进入侦察接收机的信号使接收机灵敏度降低, 使侦察作用距离降低。本节就隔离度对侦察距离的影响进行分析。

不考虑收发同时的最大侦察作用距离:

$$R_{r\max} = \left[ \frac{P_t G'_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{r\min} L} \right]^{1/2} \quad (16)$$

其中,  $R_{r\max}$  为最大侦察作用距离,  $P_t$  为雷达发射功率,  $G'_t$  为雷达天线在侦察方向上的增益,  $G_r$  侦察天线增益,  $\lambda$  为雷达信号波长,  $P_{r\min}$  为接收机检测和处理的的最小信号功率,  $L$  为系统损耗和损失。

当收发同时工作时, 侦察接收机最小可检测信号  $P_{r\min}$  功率变为  $(P_{r\min})_j$ , 收发同时最大侦察作用距离为

$$R_{r\max}^j = \left[ \frac{P_t G'_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 P_j \cdot \frac{1}{10^{0.1\eta}} FDL} \right]^{1/2} \quad (17)$$

将式(6)代入式(17)得最大侦察作用距离为

$$R_{r\max}^j = \left[ \frac{P_t G'_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{r\min} L} \right]^{1/2} \cdot \left[ \frac{kTB_n}{P_j \cdot \frac{1}{10^{0.1\eta}}} \right]^{1/2} \quad (18)$$

由于地球表面弯曲, 存在直视距离  $d_0$ :

$$d_0 \approx 4.1 \left( \sqrt{h_1(m)} + \sqrt{h_2(m)} \right) \quad (19)$$

其中,  $h_1$  为侦察设备高度,  $h_2$  为目标的高度,  $h_1$  和  $h_2$  单位为 m,  $d_0$  单位是 km。

考虑直视距离后, 雷达对抗侦察机的侦察作用距离为

$$d_{\max} = \begin{cases} R_{r\max}^j, & R_{r\max}^j \leq d_0 \\ d_0, & R_{r\max}^j > d_0 \end{cases} \quad (20)$$

假定侦察接收机高度为  $h_1 = 5000$  m 和目标高度为  $h_2 = 100$  m, 此时可视距离  $d_0 = 331$  km。假设

敌方雷达发射功率  $P_t = 60$  dBW, 雷达天线在侦察方向上的增益  $G'_t = 40$  dBW, 信号波长  $\lambda = 0.1$  m, 侦察接收机灵敏度  $P_{r\min} = -80$  dBW, 接收机天线增益  $G_r = 20$  dB, 接收机各部分损耗  $L = 15$  dB,  $kT = 4 \times 10^{-21}$  W/Hz, 接收机带宽  $B_n = 500$  MHz。总体隔离度对侦察作用距离影响如图 2 所示。由图 2 可以得到两点结论:

(1)提高总体隔离度可以增加最大侦察距离。当总体隔离度较低时, 需要信号很强才能到使信噪比达到侦察灵敏度, 所以最大侦察距离受到影响。提高总体隔离度  $\eta$  可以减小等效进入接收机输入端的干扰信号功率  $P'_{cj}$ , 从而增加最大侦察作用距离  $d_{\max}$ , 但是由于可视距离限制, 当最大侦察距离增加到  $d_0$  时, 最大侦察距离不再随隔离度的提高而增加。

(2)干扰发射功率对侦察作用距离有限制作用。当总体隔离度一定时, 干扰发射功率越小, 侦察作用距离  $d_{\max}$  越大。因为干扰发射功率越小, 等效进入接收机输入端的干扰信号功率  $P'_{cj}$  越小, 侦察作用距离越大。

当分别对雷达主瓣和旁瓣进行侦察时, 设雷达主瓣增益为 40 dB, 旁瓣增益为 20 dB, 干扰发射功率为 20 dBW, 此时总体隔离度对侦察作用距离的影响如图 3 所示。由图 3 可以得出结论: 总体隔离度在一定范围内, 主瓣侦察较旁瓣侦察有明显的距离优势, 如果要求主瓣侦察和旁瓣侦察具有相同的侦察作用距离, 则旁瓣侦察需要更高的隔离度。

### 4 隔离度对最小干扰距离的影响

干扰方程是设计干扰机时进行初始计算以及选取整机参数的基础, 同时也是使用干扰机时计算和确定干扰机有效干扰空间(即干扰机威力范围)的依据。由于干扰机的基本任务就是压制雷达, 保卫目标, 所以, 干扰方程必然涉及到干扰机、目标和雷达 3 个因素, 干扰方程就是反映干扰机、雷达和目标三者之能量关系的方程。本节就总体隔离度对最小干扰距离的影响进行分析。

干扰方程的一般形式:

$$\frac{P_{rj}}{P_{rs}} = \frac{P_j G_j}{P_t G_t} \cdot \frac{4\pi\gamma_j}{\sigma} \cdot \frac{R_t^4}{R_j^2} \cdot \frac{G'_t}{G_t} \geq K_j \quad (21)$$

其中,  $P_{rj}$  雷达接收到的干扰功率,  $P_j$  为干扰发射功率,  $G_j$  为干扰天线增益,  $\gamma_j$  为干扰信号对雷达天线的极化系数,  $R_t$  为目标至雷达的距离,  $G'_t$  为雷达在干扰机方向上的天线发射增益,  $P_{rs}$  雷达接收到的回波信号功率,  $P_t$  为雷达发射功率,  $G_t$  为雷达天线主瓣方向上增益,  $\sigma$  为目标有效反射面积,  $R_j$  是干

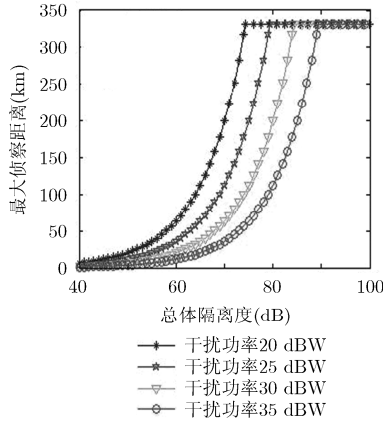


图 2 总体隔离度对侦察距离影响

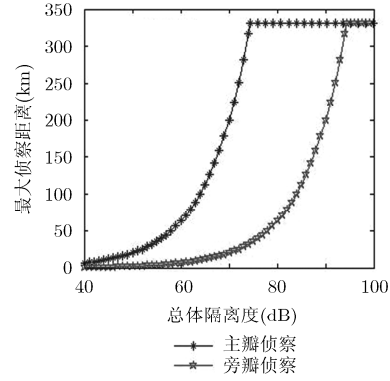


图 3 主、副瓣侦察隔离度对侦察作用距离影响

扰机至雷达的距离,  $K_j = K_a \frac{\Delta f_j}{\Delta f_i}$ ,  $K_a$  为端内压制系数,  $\Delta f_j$  为干扰信号带宽,  $\Delta f_i$  为雷达信号带宽。

本节以自卫式干扰为例, 分析隔离度对干扰区域的影响。当干扰机配置在被保卫目标上时,  $R_i = R_j = R, G_t = G'_t$ , 此时,

$$R \geq \left[ \frac{K_j}{\gamma_j} \cdot \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi P_j G_j} \right]^{1/2} \quad (22)$$

可令,

$$R_0 = \left[ \frac{K_j}{\gamma_j} \cdot \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi P_j G_j} \right]^{1/2} \quad (23)$$

当  $R \geq R_0$ , 即干扰机与雷达的距离大于  $R_0$  的空间, 干扰方程都满足, 因此  $R \geq R_0$  的空间是有效干扰区(压制区),  $R_0$  称为最小干扰距离。

在不考虑收发同时情况下, 干扰发射功率  $P_j$  越大, 干扰压制区越大, 但由于收发同时, 干扰功率过大, 会使耦合进入侦察接收机的功率增加, 使侦察接收机侦察性能降低甚至无法正常工作。因此, 为了保证侦察机具有一定的侦察性能, 需要限制耦合功率进入接收机的耦合功率, 存在允许的最大  $(P'_{cj})_{\max}$ , 由式(14), 总体隔离度  $\eta$  一定时,  $(P'_{cj})_{\max}$  对应允许的最大干扰发射功率  $(P_j)_{\max}$ , 约束关系为

$$(P_j)_{\max} = (P'_{cj})_{\max} \cdot 10^{0.1\eta} \quad (24)$$

为了获得最大的干扰压制区, 此处以允许的最大发射功率  $(P_j)_{\max}$  发射干扰, 此时最小干扰  $R_0$  改写为

$$\begin{aligned} R_0 &= \left[ \frac{K_j}{\gamma_j} \cdot \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi (P_j)_{\max} G_j} \right]^{1/2} \\ &= \left[ \frac{K_j}{\gamma_j} \cdot \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi (P'_{cj})_{\max} \cdot 10^{0.1\eta} G_j} \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (25)$$

由式(24)和式(25)可以看出, 当总体隔离度  $\eta$  提

高时, 允许发射的最大发射功率  $(P_j)_{\max}$  越大, 最小干扰距离  $R_0$  减小, 干扰压制区变大。因此提高总体隔离度有利于增大干扰压制区。

由于干扰发射机存在最大工作额定功率  $P_j^*$ , 以此功率发射时的最小干扰距离为

$$R_0^* = \left[ \frac{K_j}{\gamma_j} \cdot \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi P_j^* G_j} \right]^{1/2} \quad (26)$$

因此最小干扰距离  $R_0$  不会小于  $R_0^*$ , 再考虑可视距离影响, 则实际最小干扰压制距离为

$$R'_0 = \begin{cases} d_0, & R_0 \geq d_0 \\ R_0, & d_0 > R_0 \geq R_0^* \\ R_0^*, & R_0 < R_0^* \end{cases} \quad (27)$$

假定被保护目标截面积  $\sigma = 20 \text{ m}^2$ , 干扰发射天线增益  $G_j = 10 \text{ dB}$ , 干扰压制系数  $K_j = 20$ , 极化系数  $\gamma_j = 0.5$ , 干扰发射机最大工作额定功率  $P_j^* = 40 \text{ dBW}$ , 其它参数同上, 总体隔离度对最小干扰距离影响如图 4。由图 4 可以得出两点结论:

(1) 总体隔离度不够会使最小干扰距离增大。在

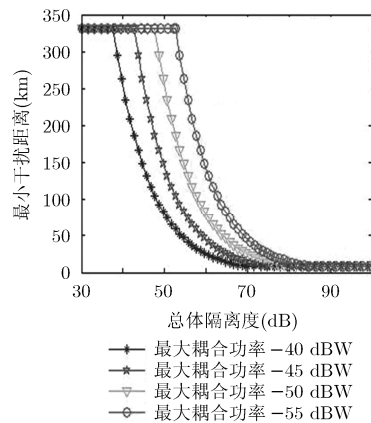


图 4 隔离度对最小干扰距离影响

一定范围内，总体隔离度越高，最小干扰距离越小，但是隔离度超出一定范围后，最小干扰距离不再随隔离度的增加而减小。这是因为允许的最大耦合功率  $(P'_{cj})_{\max}$  一定情况下，总体隔离度  $\eta$  提高，允许发射的最大干扰功率  $(P_j)_{\max}$  增大，最小干扰距离  $R'_0$  减小，但  $\eta$  超过一定范围时，由于干扰机存在最大额定工作功率  $P_j^*$ ，所以最小干扰距离不会小于  $R_0^*$ 。

(2) 总体隔离度  $\eta$  一定时，允许的最大耦合功率  $(P'_{cj})_{\max}$  越大，最小干扰距离越小。

### 5 收发同时对电磁频谱控制区域的影响

对目标进行干扰时，有些情况下需要侦察和干扰同时进行，侦察引导干扰，此时作用区域是侦察作用区域和干扰压制区域重叠的区域，即电磁频谱控制区。本节以这个区域的面积作为衡量性能的标准。正常情况下，侦察作用区域边界要远大于有效干扰压制区边界，但由于收发同时，会有干扰信号耦合进入接收机，使接收机灵敏度下降，侦察作用距离减小，当隔离度很差时，甚至可能使侦察作用区域半径小于有效压制区域边界半径，无法利用侦察信息引导干扰。

以 2 维为例，图 5 为电磁频谱控制区示意图。电磁频谱控制区域面积可按式(28)计算：

$$S = \begin{cases} \pi(d_0^2 - (R'_0)^2), & d_{\max} \geq d_0 \\ \pi(d_{\max}^2 - (R'_0)^2), & d_0 > d_{\max} \geq R'_0 \\ 0, & d_{\max} < R'_0 \end{cases} \quad (28)$$

图 6 为不同隔离度情况下，电磁频谱控制区域面积与干扰发射功率的关系图。由图 6 可以得出结论：总体隔离度  $\eta$  一定时，为了获得最大的电磁频谱控制区域面积，存在最佳干扰发射功率。由图看出，总体隔离度  $\eta$  一定时，电磁频谱控制区域面积

随着干扰发射功率  $P_j$  的增加，呈现出先增加后减小的趋势。因为当干扰发射功率  $P_j$  在一段较小的范围内时， $P_j$  增加，虽然使进入接收机的  $P'_{cj}$  增加，但此时最大侦察作用距离  $d_{\max}$  始终大于可视距离  $d_0$ ，因此侦察区域面积不会变化，而  $P_j$  的增加使干扰压制区域增加，所以电磁频谱控制区域面积增加。当干扰发射功率  $P_j$  超过这一范围时，虽然  $P_j$  的增加使有效压制区域面积增加，但此时侦察作用距离小于可视距离， $P_j$  的增加使进入接收机的  $P'_{cj}$  增加，侦察作用区域减小，相比于干扰区域面积增加量来说，侦察作用区域面积减小更加严重，所以重叠的电磁频谱控制区域面积减小。

图 7 为不同干扰发射功率情况下，电磁频谱控制区域面积与隔离度的关系图。由图 7 可以得出结论：总体隔离度越高，电磁频谱控制区域面积越大。干扰发射功率  $P_j$  一定时，最小干扰压制距离  $R'_0$  一定，有效干扰压制区域不变，总体隔离度  $\eta$  增加，使等效进入接收机输入端的干扰信号功率  $P'_{cj}$  减小，侦察作用距离  $d_{\max}$  增加，侦察区域面积变大，因此，电磁频谱控制区域面积增加，但当超过这一范围时，侦察作用距离受到可视距离限制不再增加，此时电磁频谱控制区域面积不再增加。

### 6 结束语

针对收发同时对电磁频谱控制区的影响，本文首先分析了收发同时可以采用的隔离措施，提出总体隔离度概念，建立了数学模型，推导了相关公式，然后分析了总体隔离度对侦察作用距离、最小干扰压制距离的影响，最后分析了干扰发射功率和总体隔离度对电磁频谱控制区域的影响。仿真实验表明，在一定范围内，提高收发隔离度有利于增大侦察作用区、干扰压制区以及电磁频谱控制区，超过这一范围，隔离度的提高没有意义。另外，隔离度一定

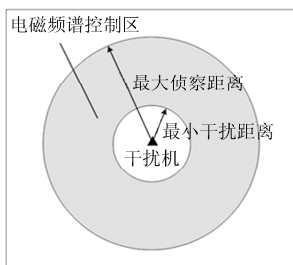


图 5 电磁频谱控制区示意图

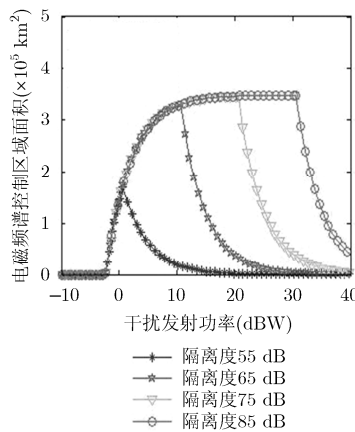


图 6 干扰发射功率对电磁频谱控制区域影响

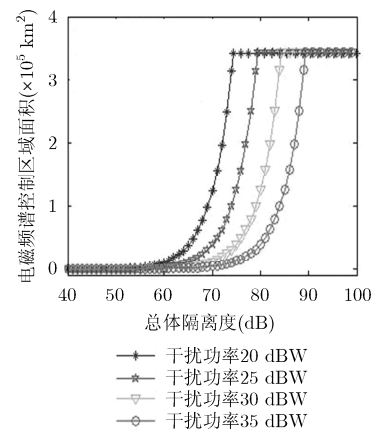


图 7 总体隔离度对电磁频谱控制区域影响

的条件下, 存在最佳的干扰发射功率使得电磁频谱控制区面积最大。

### 参考文献

- [1] 罗景青. 雷达对抗原理[M]. 合肥: 解放军出版社, 2003: 1-4.  
LUO Jingqing. The Principle of Radar Countermeasures[M]. Hefei: The People's Liberation Army Press, 2003: 1-4.
  - [2] LEE D and MIN B. Results and trade-off of self-interference cancellation in a full-duplex radio front-end[C]. International Workshop on Antenna Technology, Korea, 2015: 249-251. doi: 10.1109/IWAT.2015.7365318.
  - [3] KORPI D, ANTTILA L, and VALKAMA M. Reference receiver based digital self-interference cancellation in MIMO full-duplex transceivers[C]. Globecom Workshops, Austin, 2014: 1001-1007. doi: 10.1109/GLOCOMW.2014.7063564.
  - [4] 张志亮, 罗龙, 邵士海. ADC量化对同频全双工数字自干扰消除的误码率性能分析[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(6): 1331-1337. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.01288.  
ZHANG Zhiliang, LUO Long, and SHAO Shihai. Analysis of ADC quantizing affection on SER performance of self-interference canceling common-frequency full-duplex system [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(6): 1331-1337. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.01288.
  - [5] SAHAI A, PATEL G, DICK C, *et al.* On the impact of phase noise on active cancelation in wireless full-duplex[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2013, 62(9): 4494-4510. doi: 10.1109/TVT.2013.2266359.
  - [6] WANG Jun, ZHAO Hongzhi, and TANG Youxi. A RF adaptive least mean square algorithm for self-interference cancellation in co-frequency co-time full duplex systems[C]. IEEE International Conference on Communications, Sydney, 2014: 5622-5627. doi: 10.1109/ICC.2014.6884217.
  - [7] AHMED E and ELTAWIL A M. All-digital self-interference cancellation technique for full-duplex systems wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(7): 3519-3532. doi: 10.1109/TWC.2015.2407876.
  - [8] AHMED E, ELTAWIL A M, and SABHARWAL A. Self-interference cancellation with nonlinear distortion suppression for full-duplex systems[C]. Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, 2013: 1199-1203. doi: 10.1109/ACSSC.2013.6810483.
  - [9] PORRANZL M, WAGNER C, and JAEGER H. A new active quasi-circulator structure with high isolation for 77-GHz automotive FMCW radar systems in SiGe technology[C]. Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, New Orleans, 2015: 1-4. doi: 10.1109/CSICS.2015.7314479.
  - [10] SHI Xiukun and HUANG Jian. Development radar for Ka band Mono-antenna FMCW isolation of RF front-end with high T/R[C]. IEEE CIE International Conference on Radar, Chengdu, 2011: 276-279. doi: 10.1109/CIE-Radar.2011.6159532.
  - [11] COOPER K B and DENGLER R J. Residual radar in a submillimeter-wave FMCW isolation phase noise and transmit/receive[C]. IEEE MTT-S International Conference on Microwave Symposium, Tampa, 2014: 1-4. doi: 10.1109/MWSYM.2014.6848268.
  - [12] SANCHEZ L I, ROY J L, and IGLESIAS E. High isolation proximity coupled multilayer patch antenna for dual-frequency operation[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, 56(4): 1180-1183. doi: 10.1109/TAP.2008.919218.
  - [13] 吕波, 正秋容, 袁乃昌. 一种改善雷达收发隔离的新方法[J]. 系统工程与电子技术, 2008, 30(8): 1595-1597.  
LÜ Bo, ZHENG Qiurong, and YUAN Naichang. A new measurement to improve the transceiver isolation of radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2008, 30(8): 1595-1597.
  - [14] 张锡祥, 肖开奇, 顾杰. 新体制雷达对抗导论[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2010: 248-253.  
ZHANG Xixiang, XIAO Kaiqi, and GU Jie. Introduction to New System Radar Countermeasures[M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2010: 248-253.
  - [15] 黄龙, 董春曦, 赵国庆. 多天干扰机对抗 InSAR 双通道干扰对消的研究[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(4): 913-918. doi: 10.11999/JEIT140769.  
HUANG Long, DONG Chunxi, and ZHAO Guoqing. Investigation on countermeasure against InSAR dual-channel cancellation technique with multi-antenna jammer[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(4): 913-918. doi: 10.11999/JEIT140769.
  - [16] 黄龙, 董春曦, 赵国庆. 利用多干扰机对抗 SAR 双通道干扰对消技术的研究[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(4): 903-907. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00887.  
HUANG Long, DONG Chunxi, and ZHAO Guoqing. Investigation on countermeasure against SAR dual-channel cancellation technique with multi-jammers[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(4): 903-907. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00887.
  - [17] HAN Feng. A multiuser TRDMA uplink system with 2D parallel interference cancellation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(3): 1011-1022. doi: 10.1109/TCOMM.2014.013114.130632.
  - [18] GUAN Xin, ZHONG Lihua, and HU Donghui. Adaptive cancellation based on phase-offset block least mean square cancellation signal and clutter filter in passive radar[C]. International Conference on Signal Processing, Hangzhou, 2014: 2158-2162. doi: 10.1109/ICOSP.2014.7015377.
  - [19] SANG Naijian, WANG Xuegang, and ZHOU Yun. Adaptive cancellation in transmitted signal of repeating type jammer based on fractional delay filter[C]. IEEE CIE International Conference on Radar, Chengdu, 2011: 1075-1078. doi: 10.1109/CIE-Radar.2011.6159737.
  - [20] VENKATAMUNI T, SARMA L S S, and KALGHATGI A. Adaptive reflected power canceller for single antenna FMCW radar[C]. Microwave Conference, Singapore, 2009: 1841-1844. doi: 10.1109/APMC.2009.5384165.
- 罗景青: 男, 1957年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达与雷达对抗技术、空间信息处理、阵列信号处理、电子对抗信息处理。
- 孙兵: 男, 1991年生, 硕士生, 研究方向为雷达及雷达对抗理论与技术。
- 朱伟强: 男, 1964年生, 研究员, 博士生导师, 主要研究方向为空间信息处理、信号与信息处理。