

两源交叉眼与多源线阵交叉眼的干扰性能分析

周 亮, 刘永才, 孟 进, 杨浩楠

(海军工程大学舰船综合电力国防科技重点实验室, 湖北武汉 430033)

摘 要: 交叉眼干扰是单脉冲雷达最有效的干扰方式之一, 增益是衡量交叉眼干扰性能的重要指标. 本文在两源反向交叉眼干扰(TRCJ, Two source Retro-directive Cross-eye Jamming)和多源线阵反向交叉眼干扰(LMRCJ, Linear array Multi-source Retro-directive Cross-eye Jamming)增益模型的基础上, 以 4 源线阵反向交叉眼干扰为例, 对相同幅值比下 LMRCJ 的增益最大值进行了推导, 提出了 LMRCJ 整体相位容限计算方法, 综合考虑 LMRCJ 不同环路之间的相位控制方式、幅相波动以及平台回波等因素, 对比分析了 LMRCJ 和 TRCJ 的增益值和幅相容限. 仿真结果表明: 不考虑平台回波时, 在相同的幅值比下, TRCJ 的增益最大值不低于 LMRCJ 的增益最大值, 且增益值高时 TRCJ 的相位容限比 LMRCJ 的相位容限更宽松; 当 LMRCJ 和 TRCJ 的幅相控制能力相同且均较弱时, LMRCJ 的增益值高于 TRCJ 的增益值; 考虑平台回波时, 在高干信比(JSR, Jam-to-Signal Ratio)下, LMRCJ 和 TRCJ 的增益及相位容限规律与隔离平台回波时的一致. 论文研究可以为交叉眼干扰机的工程设计提供指导.

关键词: 单脉冲雷达; 交叉眼; 多源线阵; 整体相位容限; 干信比

中图分类号: TN974 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2021)12-2289-10

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20200898

Interference Performance Analysis of Two Source Retro-Directive Cross-Eye Jamming and Multi-Source Linear Array Retro-Directive Cross-Eye Jamming

ZHOU Liang, LIU Yong-cai, MENG Jin, YANG Hao-nan

(National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan, Hubei 430033, China)

Abstract: Cross eye jamming is one of the most effective jamming methods for monopulse radar, and cross eye gain is an important index to measure the performance of cross eye jamming. Based on the gain models of two source retro-directive cross-eye jamming(TRCJ) and linear array multi-source retro-directive cross-eye jamming(LMRCJ), the maximum gain value of LMRCJ under the same amplitude ratio is deduced by taking the cross eye interference of 4-source linear array as an example, and the calculation method of overall phase tolerance of LMRCJ is proposed. Considering the phase control mode between different loops of LMRCJ, amplitude phase fluctuation and platform echo, the gain value and amplitude compatibility limit of LMRCJ and TRCJ are compared and analyzed. The simulation results show that, without considering the platform echo, the maximum gain of TRCJ is not lower than that of LMRCJ under the same amplitude ratio, and the phase tolerance of TRCJ is more relaxed than that of LMRCJ when the gain is high; when the amplitude and phase control capabilities of LMRCJ and TRCJ are the same and weak, the gain of LMRCJ is higher than that of TRCJ; when considering the platform echo, the gain and phase tolerance of LMRCJ and TRCJ are consistent with those of isolating platform echo at high JSR. The paper can provide guidance for the engineering design of the cross-eye jammer.

Key words: monopulse radar; cross eye; multi-source linear array; global phase tolerance; JSR(Jam-to-Signal Ratio)

1 引言

导弹是飞机、舰船等作战平台生存的重要威胁, 目

前导弹末端跟踪制导主要以单脉冲雷达为主. 由于导弹使用频率低、使用时间极短, 平时搜集积累的信号特征数据少, 使得导弹末端防御成为当前作战平台自我

防御的重难点。

交叉眼干扰被认为是对单脉冲雷达最有效的干扰方式之一^[1-3]。对此,大量学者对交叉眼干扰进行建模并展开了大量的研究。由于信号空中传输路径对幅相造成的影响,文献[4]指出反向的收发天线结构是交叉眼干扰走向工程实践的有效途径。两点源反向交叉眼干扰(Two Retrodirective Cross-eye Jammer, TRCJ)作为最基本的交叉眼干扰单元,交叉眼增益是反映交叉眼干扰角度欺骗能力最重要的指标之一。文献[5]对隔离平台回波的情况,基于扩展性分析法对TRCJ的增益和雷达指示角进行了推导。由于TRCJ的角度作用范围有限,且工程上对于高频信号的幅相精确控制存在难度,TRCJ难以获得较高增益。对此,不少学者提出了对多个TRCJ进行组阵,称为多源反向交叉眼干扰(Multi-loop Retrodirective Cross-eye Jammer, MRCJ)。文献[6]在不考虑反向天线结构的情况下,对多源线阵交叉眼干扰作用下的雷达和通道和差通道信号进行了分析;文献[7]指出2对TRCJ共线共中心时,MRCJ的增益最大;文献[8]以4源线阵反向交叉眼干扰为例,在固定其中1组环路的相位差后,研究了另一组环路与TRCJ的幅相容限;文献[9,10]推导了考虑平台雷达回波时LMRCJ(Linear array Multiloop Retrodirective Cross-eye Jammer, LMRCJ)的增益,并讨论了回波相位随机性对交叉眼增益的影响。还有学者对TRCJ进行非线性组阵进行了研究。文献[11,12]对两对TRCJ进行了正交组阵,研究了交叉眼增益与干扰机转角之间的关系;文献[13]研究了交叉眼增益与矩形阵夹角、干扰机转角的关系。另外,亦有文献[14,15]对交叉眼的信号传输路径差异对干扰效果进行研究。以上文献在研究LMRCJ的幅相容限时,只研究了其中一组环路的相位容限,并未考虑LMRCJ的整体幅相容限,且并未考虑幅相波动对TRCJ和LMRCJ性能的影响。

对此,本文在TRCJ和LMRCJ的增益模型的基础上,以4源线阵交叉眼干扰为例,对LMRCJ相同幅值比下的增益最大值进行了推导,提出了LMRCJ整体相位容限计算方法。综合考虑LMRCJ不同环路之间的相位控制方式、幅相波动以及平台回波等因素,对LMRCJ和TRCJ的增益值和幅相容限进行了对比分析。论文研究可以为交叉眼干扰机的工程设计提供指导。

2 干扰场景描述

单脉冲雷达通过和差天线对信号进行和差运算,从而实现目标跟踪。交叉眼干扰机理正是依据单脉冲雷达测角原理。交叉眼干扰机与雷达的相对位置关系如图1所示。多点源线性反向交叉眼干扰由 N 个单元组成,其中,天线单元1和天线单元 N 组成干扰

环路1,基线长度为 d_{c1} ,天线单元2和天线单元 $N-1$ 组成干扰环路2,基线长度为 d_{c2} ,天线单元 $(N-1)/2$ 和天线单元 $N/2$ 组成干扰环路 n ,基线长度为 d_{cn} , θ_e 为干扰机第1对环路天线与单脉冲雷达天线中心的连线和单脉冲雷达天线中心与干扰机中心连线的夹角, $\theta_{en}(n=1,2,\dots,N/2)$ 为干扰机第 $N/2$ 对环路天线与单脉冲雷达天线中心的连线和单脉冲雷达天线中心与干扰机中心连线的夹角, θ_s 为假目标与单脉冲雷达天线中心的连线和单脉冲雷达天线中心与干扰机中心连线的夹角。

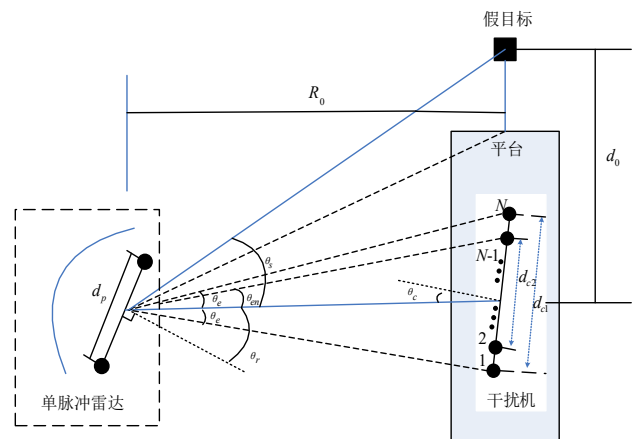


图1 雷达与干扰机相对位置关系

3 TRCJ与LMRCJ的增益及指示角建模

3.1 雷达指示角建模

交叉眼干扰后单脉冲雷达的指示角指向搭载平台的安全范围之外,假设假目标距离舰船中心距离为 d_0 ,则雷达假目标指示角为:

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{d_0}{R_0}\right) \quad (1)$$

式中: R_0 为单脉冲雷达到干扰机中心的距离;

为了方便比较TRCJ和LMRCJ的性能,本文假设LMRCJ最外环的基线长度与TRCJ的基线长度相同,均为 d_{c1} 。若雷达视轴中心与干扰机天线的夹角为 θ_e ,则:

$$\theta_e = \arctan\left(\frac{d_{c1} \cdot \cos(\theta_c)}{2R_0 + d_{c1} \cdot \sin(\theta_c)}\right) \quad (2)$$

式中, θ_c 为干扰机相对雷达的转角。

由于 R_0 远大于 d_{c1} ,因此,

$$\theta_e \approx \arctan\left(\frac{d_{c1} \cdot \cos(\theta_c)}{2R_0}\right) \approx \frac{d_{c1} \cdot \cos(\theta_c)}{2R_0} \quad (3)$$

在隔离平台回波下,若TRCJ的幅值比和相位差分别为 α_0, ϕ_0 ,则其增益 G_{ct} 为^[5]:

$$G_{ct} = \frac{1 - \alpha_0^2}{1 + 2\alpha_0 \cos\phi_0 + \alpha_0^2} \quad (4)$$

若 LMRCJ 中环路 n 的幅值比为 α_n , 相位差为 ϕ_n , 在忽略各环路信号空中传输路径引起的幅相差异时, Re 表示取实部, 则 LMRCJ 的增益为^[7]:

$$G_{CMc} = \text{Re} \left(\frac{\sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{j\phi_n} (1 - \alpha_n \cdot e^{j\phi_n}) F_n}{\sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{j\phi_n} (1 + \alpha_n \cdot e^{j\phi_n})} \right) \quad (5)$$

其中, $A_n \cdot e^{j\phi_n}$ 为干扰机内环路 n 信号传输电路差异性引起的幅度和相位差异, F_n 为基线比, 其定义为:

$$F_n = \frac{d_{cn}}{d_{c1}} \quad (6)$$

式中, d_{cn} 为干扰机环路 n 的基线长度.

假设所有干扰环路差异性均得到精确补偿, 则式 (5) 可简化为:

$$G_{CMc} = \text{Re} \left(\frac{\sum_{n=1}^{N/2} (1 - \alpha_n \cdot e^{j\phi_n}) F_n}{\sum_{n=1}^{N/2} (1 + \alpha_n \cdot e^{j\phi_n})} \right) \quad (7)$$

由根据文献[7]可知, 单脉冲比 M_{Mc} 与交叉眼增益之间的关系为:

$$M_{Mc} \approx \frac{\sin(2k) + \sin(2k_c) \cdot G_{CMc}}{\cos(2k) + \cos(2k_c)} \quad (8)$$

其中,

$$\begin{cases} k \approx \beta \cdot \frac{d_r}{2} \sin(\theta_r) \\ k_c \approx \beta \cdot \frac{d_r}{2} \cos(\theta_r) \theta_{en} \end{cases} \quad (9)$$

式中: θ_r 为雷达视轴相对于干扰机中心的转角, β 是波数.

而单脉冲比与雷达指示角 θ_i 之间的关系为:

$$M_{Mc} = \tan \left[\beta \cdot \frac{d_r}{2} \cdot \sin\theta_i \right] \quad (10)$$

因此, 联合式 (1) ~ (10), 可以计算不考虑隔离平台反射回波下的 LMRCJ 和 TRCJ 干扰下的雷达指示角.

以上对不考虑平台回波的 LMRCJ 和 TRCJ 干扰下的雷达指示角进行了建模, 下面对考虑平台回波时雷达指示角进行建模.

在雷达天线接收端, 假设雷达目标回波相比干扰信号的幅值大小为 α_s , 则可定义 JSR 来衡量交叉眼干扰机功率与雷达回波信号功率之间大小, JSR 为:

$$\text{JSR} = \frac{1}{\alpha_s^2} \quad (11)$$

若雷达目标回波相位相比干扰信号的相位差异为

ϕ_s , 则当交叉眼干扰内环路电路差异性引起的幅相变化被精确补偿时, LMRCJ 的增益值为^[9,10]:

$$G'_{CMc} = \text{Re} \left(\frac{\sum_{n=1}^{N/2} (1 - \alpha_n \cdot e^{j\phi_n}) F_n}{\alpha_s \cdot e^{j\phi_s} + \sum_{n=1}^{N/2} (1 + \alpha_n \cdot e^{j\phi_n})} \right) \quad (12)$$

根据文献[9]可知, 由于平台回波相位存在一定的随机性, 因此 G'_{CMc} 存在最大值、最小值和中值, 本文以交叉眼干扰增益中值为分析对象, 为:

$$G'_{CMc-m} = G_{CMc} \cdot K_s \quad (13)$$

式中, K_s 为:

$$K_s = \frac{a^2 + b^2}{a^2 + b^2 + \alpha_s^2} \quad (14)$$

其中:

$$\begin{cases} a = \sum_{n=1}^{N/2} (\alpha_n \cdot \cos(\phi_n)) \\ b = \sum_{n=1}^{N/2} (\alpha_n \cdot \sin(\phi_n)) \end{cases} \quad (15)$$

而考虑平台回波下两点源交叉眼干扰的增益中值为:

$$G'_{CMc-m} = \frac{1 - \alpha_0^2}{1 + 2\alpha_0 \cos\phi_0 + \alpha_0^2 + \alpha_s^2} \quad (16)$$

联合式 (10)、(13)、(16) 分别可以求出平台回波下的 TRCJ 和 LMRCJ 干扰增益的中值, 以及其对应的雷达指示角.

3.2 相同幅值比下 LMRCJ 的增益最大值

由于在高 JSR 下, 雷达反射平台回波相比干扰信号大小可以忽略, 因此在分析 LMRCJ 的相位容限时, 以不考虑平台回波的 LMRCJ 为对象, 由于干扰机天线相位中心和雷达天线相位中心难以准确获取, 多环路之间路径差引起的相位差难以补偿, 亦为了和文献[7~10]分析对象保持一致性, 对此, 本文多源线性阵交叉眼干扰均以 4 源线阵交叉眼干扰为对象进行分析, 此时式 (7) 变为:

$$G_{CMc} = \text{Re} \left(\frac{(1 - \alpha_1 \cdot e^{j\phi_1}) \cdot F_1 + (1 - \alpha_1 \cdot e^{j\phi_2}) \cdot F_2}{2 + \alpha_1 \cdot e^{j\phi_1} + \alpha_2 \cdot e^{j\phi_2}} \right) \quad (17)$$

令 $G_{CMc} = \frac{f_1}{f_2}$, 则:

$$f_1 = (F_1 - F_2)(\alpha_2 \cos\phi_2 - \alpha_1 \cos\phi_1) + 2F_1 + 2F_2 - F_1 \alpha_1^2 - F_2 \alpha_2^2 - (F_1 + F_2) \alpha_1 \alpha_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) \quad (18)$$

$$f_2 = 4 + 4(\alpha_1 \cos\phi_1 + \alpha_2 \cos\phi_2) + (\alpha_1 \cos\phi_1 + \alpha_2 \cos\phi_2)^2 + (\alpha_1 \sin\phi_1 + \alpha_2 \sin\phi_2)^2 \quad (19)$$

由于 TRCJ 是 LMRCJ 中 $F_2 = 1$ 的特殊形式, 因此先讨论 G_{CMc} 与 F_2 的单调变化关系. 式 (19) 中 f_2 不含 F_2 , 且恒大于 0. 因此, G_{CMc} 与 F_2 的关系变换为 f_1 与 F_2 之间的关系.

由于 $F_1 = 1$, 因此式 (18) 化简为:

$$f_1 = (1 - F_2)(\alpha_2 \cos \phi_2 - \alpha_1 \cos \phi_1) + 2 + 2F_2 - \alpha_1^2 - F_2 \alpha_2^2 - (1 + F_2)\alpha_1 \alpha_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) \quad (20)$$

对式 (9) 中 F_2 进行求导, 则:

$$f_1' = 2 - \alpha_2^2 - (\alpha_2 \cos \phi_2 - \alpha_1 \cos \phi_1) - \alpha_1 \alpha_2 \cos(\phi_1 - \phi_2) \quad (21)$$

因此在 $\alpha_1, \alpha_2, \phi_1, \phi_2$ 为任何一定值时, f_1 随 F_2 恒单调递增或递减.

下面对 LMRCJ 中两环路 ϕ_1, ϕ_2 相位控制关系下的交叉眼增益进行讨论.

(1) ϕ_1, ϕ_2 关联控制

若 TRCJ 和 LMRCJ 的幅值比相同, 且 $\phi_1 = \phi_2 + \delta$, 当 $F_2 \rightarrow 1$ 时, G_{CMc} 的极值为:

$$G_{\text{CMc-e}} = \frac{2 - \alpha_0^2 - \alpha_0^2 \cos(\delta)}{2 + \alpha_0^2 + \alpha_0^2 \cos(\delta) + 2\alpha_0(\cos(\phi_2 + \delta) + \cos \phi_2)} \quad (22)$$

对式 (22) 求导得到 $G_{\text{CMc-e}}$ 取极值时 δ 需满足 $\sin\left(\frac{\delta}{2}\right) = \alpha_0 \sin \phi_2$, 由于 α_0 的范围在 $[0, 1]$, $\sin \phi_2$ 的值在 $[-1, 1]$ 之间, 因此, $\alpha_0 \sin \phi_2 \in [-1, 1]$, 根据 ϕ_1 与 ϕ_2 之间的关系, 取极端值为 $\delta = 0^\circ$ 和 $\delta = 180^\circ$ 对 G_{CMc} 的最大值进行讨论.

当 $\delta = 0^\circ$ 时,

$$\begin{cases} f_1 = (1 + F_2) \cdot (2 - 2\alpha_0^2) \\ f_1' = 2 - 2\alpha_0^2 \end{cases} \quad (23)$$

当 $\delta = 180^\circ$ 时,

$$\begin{cases} f_1 = 2 + 2\alpha_0 \cos \phi_2 + 2F_2(1 - \alpha_0 \cos \phi_2) \\ f_1' = 2 - 2\alpha_0 \cos \phi_2 \end{cases} \quad (24)$$

而当 $\alpha_0 \leq 1$ 时, f_1 和 f_1' 均大于 0, 因此 G_{CMc} 随 F_2 的变化恒单调递增.

根据文献 [7] 可知, 当 ϕ_1, ϕ_2 均接近 180° 时, LMRCJ 的干扰效果最好, 因此在 $\phi_1 \rightarrow 180^\circ$ 时, $\delta = 0^\circ$ 时, G_{CMc} 在 $F_2 \rightarrow 1$ 时最大, 最大值为:

$$G_{\text{CMc-max}} = \frac{1 - \alpha_0^2}{1 + 2\alpha_0 \cos \phi_2 + \alpha_0^2} = G_{\text{ct}} \quad (25)$$

当 $\delta = 180^\circ$, G_{CMc} 随 F_2 的变化亦单调递增, G_{CMc} 在 $F_2 \rightarrow 1$ 时最大, 最大值为:

$$G_{\text{CMc-max}} = 1 \quad (26)$$

(2) ϕ_1, ϕ_2 独立控制

与关联控制相同, 同样考虑 $\phi_2 = 0^\circ$ 和 $\phi_2 = 180^\circ$ 两种极值情况.

当 $\phi_2 = 0^\circ$ 时,

$$\begin{cases} f_1 = (1 + F_2) \left[2 - \alpha_0^2 (1 + \cos \phi_1) \right] \\ \quad + \alpha_0 (1 - F_2) (1 - \cos \phi_1) \\ f_1' = (1 - \alpha_0) (2 + \alpha_0 + \alpha_0 \cos \phi_1) \end{cases} \quad (27)$$

当 $\phi_2 = 180^\circ$ 时,

$$\begin{cases} f_1 = (1 - \alpha_0) \cdot (2 + \alpha_0 - \alpha_0 \cos \phi_1) \\ \quad + F_2 \cdot (1 + \alpha_0) \cdot (2 - \alpha_0 + \alpha_0 \cos \phi_1) \\ f_1' = (1 + \alpha_0) (2 - \alpha_0 + \alpha_0 \cos \phi_1) \end{cases} \quad (28)$$

无论 $\phi_2 = 0^\circ$ 或 $\phi_2 = 180^\circ$, 当 $\alpha_0 \leq 1$ 时, f_1 和 f_1' 均大于 0, 因此 G_{CMc} 随 F_2 的变化恒单调递增.

当 $\phi_2 = 0^\circ$ 时, $F_2 \rightarrow 1$ 时的极值为:

$$G_{\text{CMc-max}} = \frac{2 - \alpha_0^2 (1 + \cos \phi_1)}{2 + (1 + \cos \phi_1) (\alpha_0^2 + 2\alpha_0)} \quad (29)$$

此时, $G_{\text{CMc-max}}$ 的最大值小于等于 1.

当 $\phi_2 = 180^\circ$ 时, $F_2 \rightarrow 1$ 时的极值为:

$$G_{\text{CMc-max}} = \frac{2 - \alpha_0^2 (1 - \cos \phi_1)}{2 - 2\alpha_0 (1 - \cos \phi_1) + \alpha_0^2 (1 - \cos \phi_1)} \quad (30)$$

当 $\phi_1 \rightarrow 180^\circ$ 时, $G_{\text{CMc-max}}$ 与 G_{ct} 的值相同, 均为 $\frac{1 + \alpha_0}{1 - \alpha_0}$.

3.3 LMRCJ 的整体相位容限

G_{CMc} 与 ϕ_1, ϕ_2 之间关于 180° 对称, 即 $G_{\text{CMc}}(\phi_1, \phi_2) = G_{\text{CMc}}(180^\circ - \phi_1, 180^\circ - \phi_2)$, 而当 $\phi_1 \rightarrow 180^\circ, \phi_2 \rightarrow 180^\circ$ 时 G_{CMc} 最大.

若增益在一定值 G_b 下, ϕ_1 为 δ' 时, 在 G_b 值下 ϕ_2 的相位波动范围记为 $\mathbf{R}_1^{\delta'}$, 为:

$$\mathbf{R}_1^{\delta'} = \zeta(G_b, \delta') \quad (31)$$

若 ϕ_1 为 δ'' 时, 在 G_b 值下 ϕ_2 的相位波动范围为 $\mathbf{R}_2^{\delta''}$, 为

$$\mathbf{R}_2^{\delta''} = \zeta(G_b, \delta'') \quad (32)$$

则要使交叉眼干扰机增益满足条件, 则 ϕ_2 应该是 ϕ_1 从 δ' 变为 δ'' 时, G_{CMc} 均大于或等于 G_b 对应的相位范围, 即为 $\mathbf{R}_1^{\delta'}$ 和 $\mathbf{R}_2^{\delta''}$ 的合集, 记为 $\text{aren}(\phi_2)$, 即:

$$\text{aren}(\phi_2) = \mathbf{R}_1^{\delta'} \cap \mathbf{R}_2^{\delta''} \quad (33)$$

$\text{aren}(\phi_1)$ 的值则为 ϕ_1 的变化范围, 为:

$$\text{aren}(\phi_1) \in [\delta, \delta''] \quad (34)$$

根据式(33)和式(34)可以得到 LMRCJ 的整体相位容限.

4 仿真结果分析

4.1 仿真参数

为增强对比性,本文选取的仿真参数与文献[7,8]保持一致.假设某单脉冲雷达工作频率为 10GHz,孔径间距为 2.54λ ,两点源反向交叉眼干扰机发射天线 J_1 、 J_2 的间距为 10m,干扰机天线中心与雷达天线中心直线距离为 1km,干扰机天线中心相对雷达的转角为 30° .

4.2 仿真分析

由于环路 1 和环路 2 的天线做不到位置点的重合,即 F_2 不可能为 1,下面在讨论 LMRCJ 的相位参数容限和 TRCJ 的相位参数容限时,选取 $F_2=0.8$.

在讨论 LMRCJ 和 TRCJ 不同幅相控制条件下的角度欺骗效果时,选取交叉眼干扰增益作为评估指标.

4.2.1 交叉眼增益随幅值比变化

当基线比 F_2 为 0.8 时,若 α_0 和 α_1 的值均为 -1dB 时,当 ϕ_2 的值分别为 180° 和 0° 时,LMRCJ 的增益 G_{CMc} 和 TRCJ 的增益 G_{ct} 随相位差变化分别如图 2 所示.

分析图 2(a)可知,在 α_0 、 α_1 和 α_2 均相同的情况下, G_{ct} 的最大值大于 G_{CMc} 的最大值.与 TRCJ 交叉眼增益随相位变化曲线不同的是,LMRCJ 的增益随相位变化曲线显得“矮胖”.假设交叉眼增益为 G_b , $G_b < \max(G_{\text{ct}})$, $G_b < \max(G_{\text{CMc}})$,则 LMRCJ 对应 ϕ_1 的范围比 TRCJ 对应 ϕ_0 值的范围大.如 G_{ct} 和 $G_{\text{CMc}}(\alpha_2=-1\text{dB})$ 的值均为 4.5 对应的相位差范围分别为 $[168.8^\circ, 191.2^\circ]$ 、 $[158.6^\circ, 201.4^\circ]$,其相位波动范围大小值分别为 22.4° 、 42.8° .

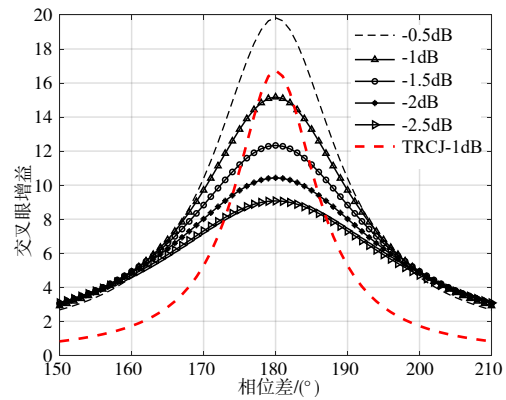
分析图 2(b)可知,当 $\phi_2=0^\circ$ 时,LMRCJ 中环路 2 的幅值比 α_2 越大,交叉眼干扰增益越小,这是因为环路 2 充当一个信标机的作用,增强了搭载平台回波,与 LMRCJ 中环路 1 发射的信号存在抵消, α_2 的值越大,抵消部分越大,从而削弱了交叉眼的干扰效果.

4.2.2 LMRCJ 两环路相位控制方式

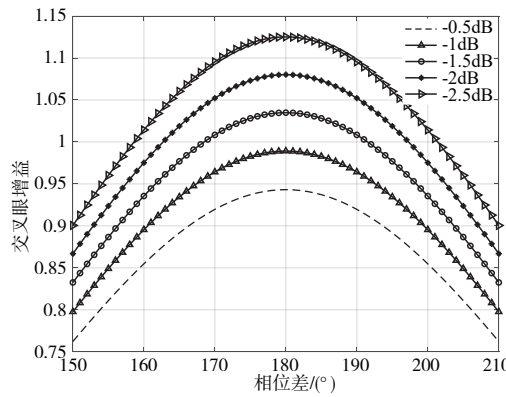
LMRCJ 中两环路相位 ϕ_1 和 ϕ_2 有两种控制方式,一种是 ϕ_1 和 ϕ_2 保持固定的相位关系,即 $\phi_1 = \phi_2 + \delta$,本文称之为关联控制;另外一种为 ϕ_1 和 ϕ_2 独立控制.下面分别对 ϕ_1 、 ϕ_2 关联控制和独立控制时的交叉眼增益进行讨论.

4.2.2.1 LMRCJ 两环路相位关联控制

实行相位关联控制时,影响 ϕ_1 的因素有 ϕ_2 和 δ ,因此影响干扰效果的有 ϕ_2 和 δ ,故关联控制的相位容限为 ϕ_2 和 δ 的综合.若 $\alpha_1 = \alpha_2 = -1\text{dB}$, $\phi_2 = \phi_1 + \delta$,在不同的 δ



(a) $\phi_2 = 180^\circ$



(b) $\phi_2 = 0^\circ$

图 2 不同 ϕ_2 值下交叉眼干扰增益随相位差的变化

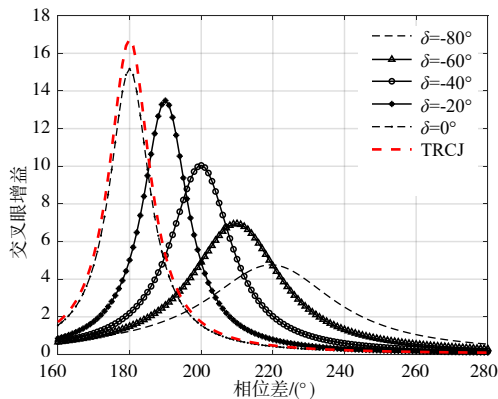
值下, G_{CMc} 随 ϕ_1 变化如图 3 所示.

分析图 3(a)可以得到, δ 的值越大, LMRCJ 的交叉眼增益越低.这是因为当 δ 的值越大时, LMRCJ 中环路 1 和环路 2 的一致性越差,其中 1 组环路呈现出信标机的作用.分析图 3(b)可知,当 δ 的值关于 0° 对称时, LMRCJ 的 G_{CMc} 随相位差变化曲线关于相位差值为 180° 呈对称.

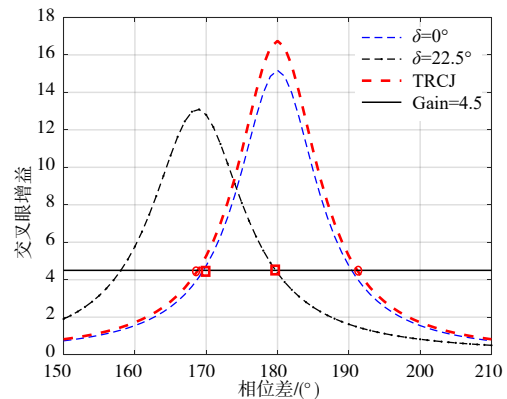
为了方便比较 TRCJ 与 LMRCJ 的相位容限范围,以增益值为 G_b 对应 ϕ_0 的范围来决定 δ 的范围,使 δ 的波动范围与 ϕ_0 的波动范围大小相同,从而通过比较 ϕ_1 与 ϕ_0 波动范围大小而得到 TRCJ 与 LMRCJ 的相位容限宽松程度.

以 G_b 的值为 4.5 进行分析,其 ϕ_0 的波动范围大小为 22.4° .当 δ 的范围分别为 $[0^\circ, 22.4^\circ]$ 和 $[-11.2^\circ, 11.2^\circ]$ 时, TRCJ 与 LMRCJ 的增益随相位差变化分别如图 4 所示.图中标记的两个方框对应的横坐标为 ϕ_1 的范围,两个圆对应的横坐标为 ϕ_0 的范围.

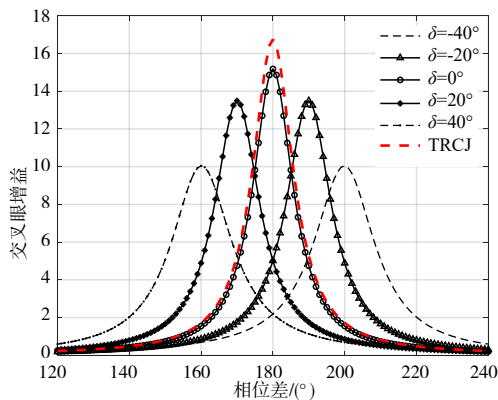
分析图 4 可得, LMRCJ 中 ϕ_1 的范围包含于 ϕ_0 .由于弹头杀伤半径以及交叉眼天线布局与平台尺寸等因素不同,对交叉眼增益要求亦不同,但至少必须大于 1,当



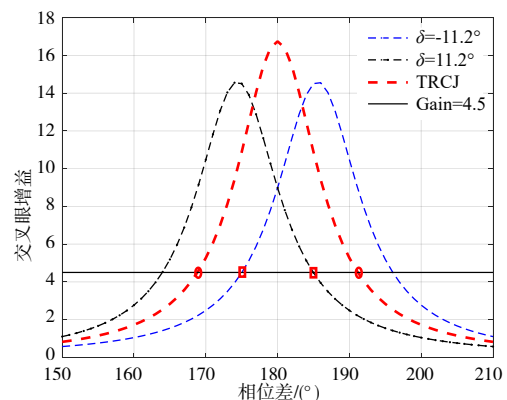
(a) δ 的值单调变化



(a) $\delta \in [0^\circ, 22.4^\circ]$



(b) δ 的值关于 0° 对称



(b) $\delta \in [-11.2^\circ, 11.2^\circ]$

图3 相位关联控制

图4 不同 δ 范围对应的 ϕ_1 范围

增益分别为 1、4.5、10 时, ϕ_0 、 ϕ_1 的相位范围如表 1 所示.

分析表 1 可知, 增益值为 1、4.5 和 10 时, TRCJ 的相位波动范围大小均比 LMRCJ 大. 而 TRCJ 的增益最大值大于 LMRCJ 的最大值, 因此当增益值更大时, TRCJ 的相位波动范围大小依旧比 LMRCJ 大.

4.2.2.2 LMRCJ 两环路相位独立控制

若 $\alpha_1 = \alpha_2 = -1\text{dB}$, $\phi_2 = 180^\circ + \delta$, 在不同的 δ 值下, G_{CMC} 随 ϕ_1 变化如图 5 所示.

分析图 5 可知, 在 G_{CMC} 随 δ 的变化规律上, 与图 3 保持一致. 但与图 3 不同的是, 在不同 δ 值下, G_{CMC} 随 ϕ_1 的变化曲线呈现“矮胖”的形式, 与 TRCJ 的增益 G_{ct} 随相位的变化曲线相比, 要“胖”很多. 因此, 在一定增益值下, LMRCJ 对应的相位差范围均比 TRCJ 对应的相位范围大. 但需要注意的是, LMRCJ 对应的 ϕ_2 的相位差容限范围比 ϕ_0 宽松, 但其前提是 LMRCJ 中 ϕ_2 为固定值, 这本身就蕴含了更为苛刻的前提条件, 即 LMRCJ 的整体相位容限是 0 度, 小于 TRCJ. 因此, 需要时考虑 ϕ_1 在一定范围内动态变化、满足增益条件的 ϕ_2 的相位容限范围.

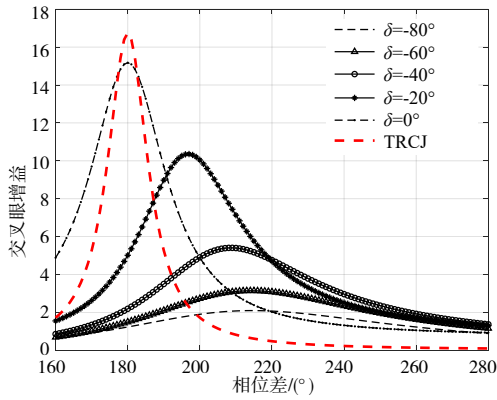
表 1 相位关联控制下不同增益对应的相位容限

G_b	ϕ_0	δ	ϕ_1	TRCJ	LMRCJ
1	153.0°~207.0°	0°~54°	154.5°~189.7°	54.0°	35.2°
		-27°~27°	164.5°~195.5°	54.0°	31.0°
4.5	168.8°~191.2°	0°~22.4°	169.6°~190.4°	22.4°	20.8°
		-11.2°~11.2°	175.0°~185.0°	22.4°	10.0°
10	174.4°~185.6°	0°~11.2°	169.6°~179.2°	11.2°	9.6°
		-5.6°~5.6°	177.9°~182.1°	11.2°	4.2°

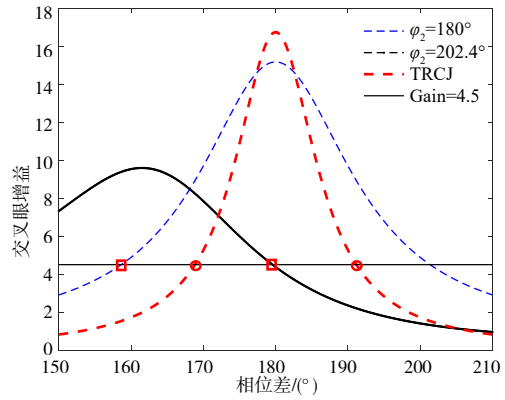
对比分析图 5(a) 和图 5(b) 可知, 当 $\phi_2 < 180^\circ$ 时, G_{CMC} 随 ϕ_1 的变化逐步向右移, 反之, 则逐步左移, 且 $\phi_2 = 180^\circ + \delta$ 的曲线与 $\phi_2 = 180^\circ - \delta$ 曲线与纵轴 180° 呈对称关系.

下面根据图 5 中不同 δ 下交叉眼增益变化规律, 分析 LMRCJ 在相位独立控制下, 以确定在一定增益值下, 满足条件的 ϕ_2 与 ϕ_1 的相位差范围, 进而比较 LMRCJ 整体的相位容限范围与 TRCJ 的相位容限范围大小.

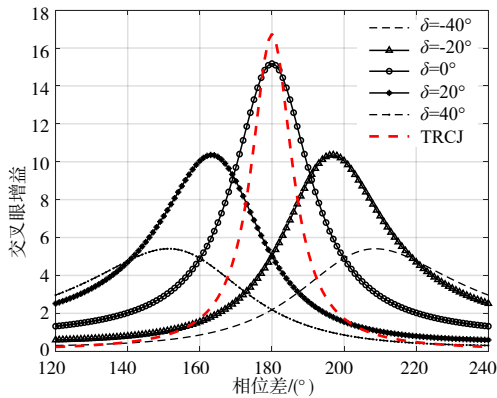
同样以增益值为 4.5 的 LMRCJ 和 TRCJ 进行分析, 当 ϕ_2 的范围分别为 $[0^\circ, 22.4^\circ]$ 和 $[-11.2^\circ, 11.2^\circ]$ 时, TRCJ 与 LMRCJ 的增益随相位差变化分别如图 6(a)、6



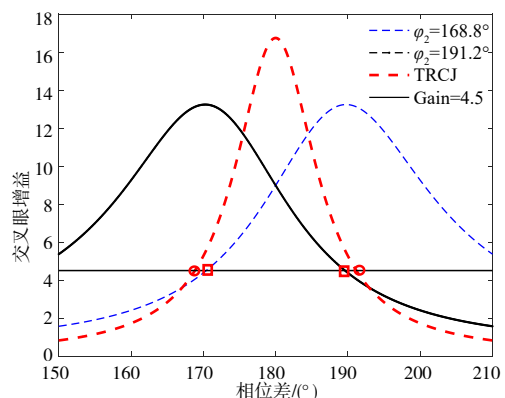
(a) δ 的值单调变化



(a) $\phi_2 \in [180^\circ, 202.4^\circ]$



(b) δ 的值关于 0° 对称



(b) $\phi_2 \in [168.8^\circ, 191.2^\circ]$

图5 相位独立控制

图6 不同 ϕ_2 范围对应的 ϕ_1 范围

(b)所示. 图中标记的两个方框对应的横坐标为 ϕ_1 的范围, 两个圆对应的横坐标为 ϕ_0 的范围.

对比分析图 4 和图 6 可知, LMRCJ 两环路相位独

立控制比关联控制的相位容限更宽松. 当增益分别为 1、4.5、10 时, ϕ_0 、 ϕ_1 、 $\phi_2 \cap \phi_1$ 的范围及其波动大小如表 2 所示.

表 2 相位独立控制下不同增益对应的相位容限

G_b	ϕ_0	ϕ_2	ϕ_1	$\phi_2 \cap \phi_1$	TRCJ	LMRCJ(ϕ_1)	LMRCJ($\phi_2 \cap \phi_1$)
1	152.9°~207.1°	180°~234.2°	92.4°~191.8°	180°~191.8°	54.2°	99.4°	11.8°
		152.9°~207.1°	155.9°~204.1°	155.9°~204.1°	54.2°	48.2°	48.2°
4.5	168.8°~191.2°	180°~202.4°	158.6°~179.6°	168.8°~179.6°	22.4°	21.0°	10.8°
		168.8°~191.2°	170.4°~189.6°	170.4°~189.6°	22.4°	19.2°	19.2°
10	174.4°~185.6°	180°~191.2°	170.4°~178.4°	\emptyset	11.2°	8.0°	0°
		174.4°~185.6°	175.9°~184.2°	175.9°~184.2°	11.2°	8.3°	8.3°

分析表 2 可知, 当交叉眼干扰增益为 1 时, ϕ_1 的相位范围大小比 ϕ_0 大, 但此时 TRCJ 和 LMRCJ 的相位均比较宽松. 当增益大于 4.5 后, ϕ_1 的相位范围大小小于 ϕ_0 , 因此在相位独立控制下, 当增益较大时 TRCJ 对应的整体相位容限比 LMRCJ 对应的容限宽松.

当 LMRCJ 中 ϕ_1 和 ϕ_2 均在一定范围变化时, 不同交叉眼增益值的等高线变化如图 7 所示.

4.2.3 幅相控制不稳定性对干扰效果的影响

由于工程实际中幅相控制受器件温漂、工业水平

限制, α_0 、 α_1 、 α_2 、 ϕ_0 、 ϕ_1 、 ϕ_2 均存在波动. 若 TRCJ 和 LMRCJ 中幅相控制能力相同, 假设 α_0 、 α_1 、 α_2 波动服从均值为 u_1 , 方差 δ_1 的正态分布, 如 $\alpha_0 = 0.9 + N(u_1, \delta_1)$; ϕ_0 、 ϕ_1 、 ϕ_2 波动服从均值为 u_2 , 方差 δ_2 的正态分布, 如 $\phi_0 = 170^\circ + N(u_2, \delta_2)$. 设置统计次数为 100, 计算步骤为:

- Step1: 初始化产生三组幅值比, 三组相位差;
- Step2: 将三组幅值比、三组相位差分别赋给 α_0 、

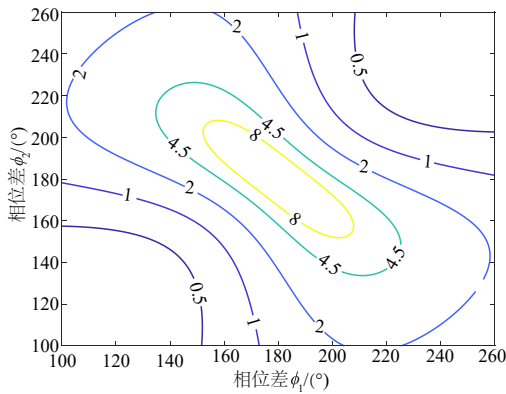
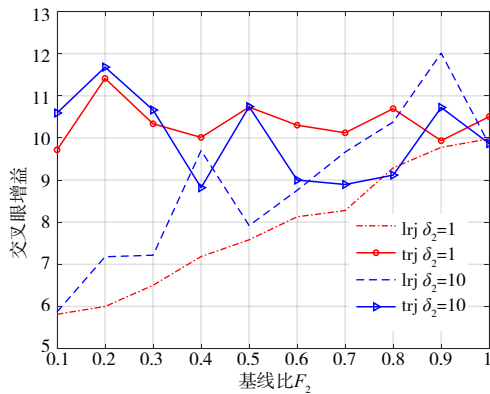


图7 LMRCJ不同相位容限下的增益等高线

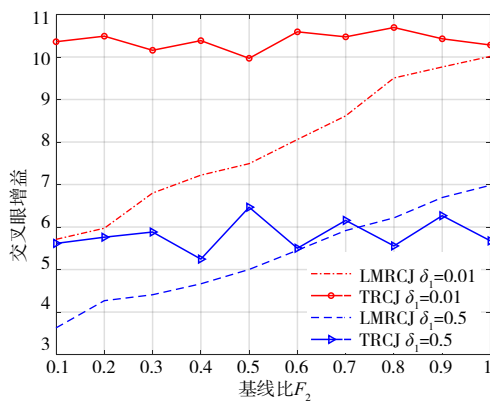
α_1, α_2 和 ϕ_0, ϕ_1, ϕ_2 , 并依据 TRCJ 和 LMRCJ 的计算模型计算交叉眼增益 G_{CMc} 和 G_{ct} 的值;

Step3: 当仿真次数达到 num 时, 统计 $|G_{CMc}|, |G_{ct}|$ 的均值.

当 $u_1=0.05, \delta_1=0.01, u_2=5^\circ$ 时, 在不同 δ_2 值下, 交叉眼干扰增益随 F_2 的变化如图 8(a) 所示; 当 $u_2=5^\circ, u_1=0.05, \delta_2=1$ 时, 在不同 δ_1 值下, 交叉眼干扰增益随 F_2 的变化如图 8(b) 所示.



(a) $\delta_1=0.01$



(b) $\delta_2=1$

图8 幅相波动下交叉眼增益随基线比变化

分析图 8(a) 可得, 当 LMRCJ 两环路幅相控制能力与 TRCJ 的幅相控制能力相同时, 当 $\delta_2=1$ 时, 无论基线比为何值, TRCJ 的增益均高于或等于 LMRCJ 的交叉眼增益; 但当 $\delta_2=10$ 时, 仅当基线比 F_2 小于 0.38 时, TRCJ 的交叉眼增益均高于或等于 LMRCJ 的交叉眼增益, 而在基线比大于 0.38 时, LMRCJ 的交叉眼增益值出现大于 TRCJ 的交叉眼增益的情况. 同理, 如图 8(b) 中幅值波动的情况, 在 δ_1 值较小时, TRCJ 的交叉眼增益均大于或等于 LMRCJ 的交叉眼增益; 在 δ_1 值较大时, 且 LMRCJ 基线比 F_2 大于 0.7 时, LMRCJ 的交叉眼增益大于 TRCJ 的交叉眼增益. 因此, 在相同的幅相控制能力下, 若幅相控制均较为精准稳定, 则 TRCJ 的交叉眼干扰增益高于 LMRCJ 的交叉眼干扰增益; 若幅相控制能力不稳定, 则在基线比较大时, LMRCJ 的交叉眼干扰增益高于 TRCJ.

4.2.4 考虑回波下的角度欺骗效果分析

以上考虑了隔离平台回波下, TRCJ 与 LMRCJ 的角度欺骗效果, 下面讨论考虑平台回波下, LMRCJ 与 TRCJ 的交叉眼欺骗效果, 并采用交叉眼增益中值进行评估指标.

4.2.4.1 基线比变化

当 $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ 均为 -1dB 时, ϕ_0, ϕ_1, ϕ_2 均为 170° 时, 在不同的 F_2 值下, LMRCJ 与 TRCJ 的交叉眼干扰增益中值随 JSR 变化如图 9 所示.

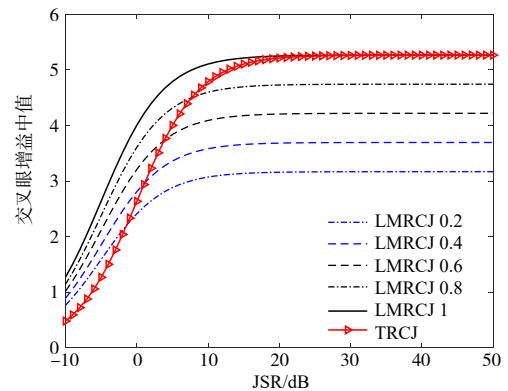


图9 不同的 F_2 值下交叉眼增益随 JSR 的变化

分析图 9 可知, LMRCJ 和 TRCJ 的增益中值先随 JSR 的增大而不断增长, 当增益中值增大一定值后, 不再随 JSR 的增大而增大, 这是因为 JSR 过小时, 在雷达接收的信号当中, 平台回波占主要部分, 因此交叉眼干扰增益值小, 雷达依旧指向目标平台, 而随着 JSR 的不断增大, 雷达接收信号中干扰机信号的能量不断增大, 当 JSR 大到一定程度后, 相比平台回波信号, 雷达接收的信号主要是干扰机信号, 交叉眼增益不再随 JSR 的增大而变大.

在图 9 中, TRCJ 的增益中值并不是一直都大于或

等于任意 F_2 值下 LMRCJ 的增益中值,特别是在 JSR 较小时,基线比为 0.2 的 LMRCJ 增益中值比 TRCJ 的增益中值大.这是因为 LMRCJ 的功率是 TRCJ 的 2 倍,而在 JSR 较小时,交叉眼干扰增益中值随 JSR 变化敏感.因此,LMRCJ 能够降低单个干扰机的功率.

4.2.4.2 相位差变化

当 $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ 均为 -1dB 时, $\phi_1 = 170^\circ$, $F_2 = 0.8$ 时,在不同的 ϕ_2 值下,LMRCJ 与 TRCJ 的交叉眼干扰增益中值随 JSR 变化如图 10 所示.

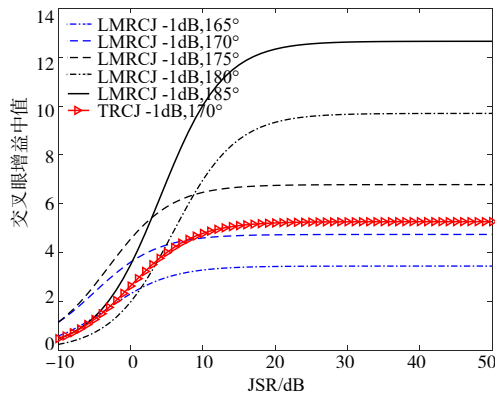


图 10 不同的 ϕ_2 值下交叉眼增益随 JSR 的变化

分析图 10 可得,当 LMRCJ 的幅相值与 TRCJ 的幅相值相同时,在 JSR 小于 9dB 时,LMRCJ 的增益中值比 TRCJ 的增益中值要高,而当在 JSR 大于 9dB 时,LMRCJ 的增益中值比 TRCJ 的增益中值要高.

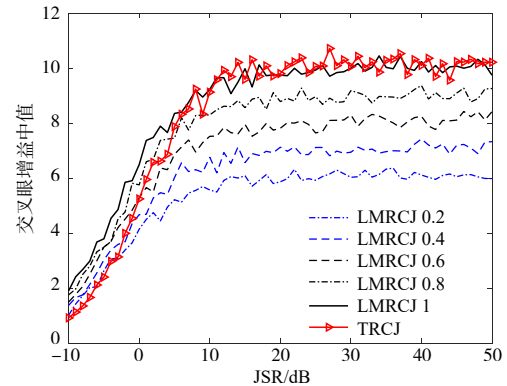
4.2.4.3 幅相波动

当 $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ 和 ϕ_0, ϕ_1, ϕ_2 服从正态分布,如 $\alpha_0 = 0.9 + N(u_1, \delta_1)$, $\phi_0 = 170^\circ + N(u_2, \delta_2)$. LMRCJ 和 TRCJ 交叉眼干扰增益中值计算流程与 3.2.3 节相同.以相位波动为例,分析不同相位波动大小对 TRCJ 和 LMRCJ 交叉眼增益的影响.

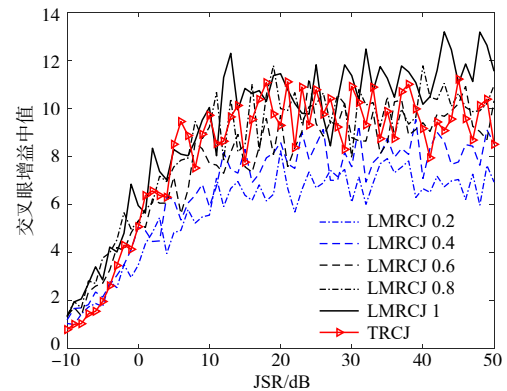
当 $u_1 = 0.05, \delta_1 = 0.01, u_2 = 5, \delta_2 = 1$ 时,在不同 F_2 值下,交叉眼干扰增益随 JSR 的变化如图 11(a) 所示;当 $u_1 = 0.05, \delta_1 = 0.01, u_2 = 5, \delta_2 = 10$ 时,在不同 F_2 值下,交叉眼干扰增益随 JSR 的变化如图 11(b) 所示.

分析图 11 可知,当 $\delta_2 = 1$ 的值较小时,交叉眼增益中值随 JSR 变化规律与图 10 相同.当 $\delta_2 = 10$ 时,不同 JSR 对应的交叉眼增益中值与 $F_2 = 0.6$ 的时候接近,其变化规律与图 10 相似,在此不再分析.

综合图 9 ~ 11 分析可得,LMRCJ 与 TRCJ 的区别在于功率,在 JSR 较小时,LMRCJ 由于在功率上的优势,其增益大于 TRCJ,当 JSR 大到一定程度时,LMRCJ 和 TRCJ 的增益与幅相、基线比之间的变化规律与隔离平台回波时 LMRCJ 与 TRCJ 对应变化规律相同.而由文献[8, 16]可知,受平台回波相位随机性影响,在 JSR 较



(a) $\delta_2 = 1$



(b) $\delta_2 = 10$

图 11 交叉眼增益中值随 JSR 变化

大时(高于 20dB)交叉眼增益比较稳定,因此在考虑平台回波时的 LMRCJ 与 TRCJ 的幅相容限规律与隔离平台回波时 LMRCJ 与 TRCJ 的幅相容限规律相同.

5 结论

本文在 LMRCJ 和 TRCJ 交叉增益模型的基础上,以 4 源线性阵交叉眼干扰为对象,比较分析了 LMRCJ 和 TRCJ 交叉眼增益的最大值,推导了 LMRCJ 相同幅值比下交叉眼增益的最大值,并提出了 LMRCJ 模型整体相位容限计算方法.仿真结果表明:TRCJ 的增益最大值与 LMRCJ 最大值相同;当干扰机幅相误差控制能力弱时,LMRCJ 的增益高于 TRCJ,反之,则 TRCJ 高.论文研究可为交叉眼干扰机工程实现提供指导.

参考文献

- [1] SHERMAN S M. Monopulse Principles and Techniques (Second Edition)[M]. Boston & London: Artech House Inc, 2011. 283 - 284.
- [2] ZHAO Guo-qin. Principle of Radar Countermeasure[M]. Xi'an: Xidian University Press, 1999. (in Chinese)
- [3] FALK L. Cross-eye jamming of monopulse radar[A].

- IEEE Waveform Diversity & Design Conference[C]. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007. 209 – 213.
- [4] LEE S H, LEE S J, CHOI I O, et al. ICA-based phase-comparison monopulse technique for accurate angle estimation of multiple targets[J]. IET Radar Sonar & Navigation, 2018, 12(3): 323 – 331.
- [5] PLESSIS W P. A Comprehensive Investigation of Retrodirective Cross-Eye Jamming[D]. Pretoria: University of Pretoria, 2010.
- [6] HARWOOD N M, DAWBER W N, KING D J, et al. Multiple-element cross eye[J]. IET Radar Sonar & Navigation, 2007, 1(1): 67 – 73.
- [7] PLESSIS W P. Cross-eye gain in multiloop retrodirective cross-eye jamming[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2016, 52(2): 875 – 882.
- [8] LIU T P, LIAO D, WEI X, et al. Performance analysis of multiple-element retrodirective cross-eye jamming based on linear array[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2015, 51(3): 1867 – 1876.
- [9] LIU T P, LIU Z, LIAO D, et al. Platform skin return and multiple-element linear retrodirective cross-eye jamming [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2016, 52(2): 821 – 835.
- [10] YANG D G, LIANG B G, ZHAO D. Cross-eye gain distribution of multiple-element retrodirective cross-eye jamming [J]. Journal of systems Engineering and Electronics, 2018, 29(6): 1170 – 1179.
- [11] LIU Song-yang, DONG Chun-xi, ZHU Ying-tong, et al. Tolerance analysis of rotating cross-eye jamming based on angle factor specific boundary value[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(4): 906 – 912. (in Chinese)
- [12] LIU S Y, DONG C X, XU J, et al. Analysis of rotating cross-eye jamming[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015, 14: 939 – 942.
- [13] LIU Wei, MENG Jin, ZHOU Liang, et al. Interference modeling of rectangular array retrodirective cross-eye jamming method[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2019, 41(11): 2453 – 2459. (in Chinese)
- [14] SHERMAN S M. Complex indicated angles applied to unresolved radar targets and multi-path[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1971, 7(1): 160 – 170.
- [15] PLESSIS W P. Analysis of path-length effects in multiloop cross-eye jamming[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2017, 53(5): 2266 – 2276.

作者简介



周亮 男,1989年生于湖北黄冈.现为海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室助理研究员.主要研究方向为电子对抗、装备综合保障.

E-mail:zh201314l@163.com



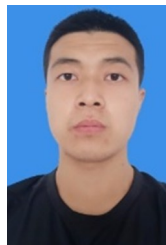
刘永才 男,1988年生于黑龙江哈尔滨.现为海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室助理研究员.主要研究方向为电子对抗.

E-mail:leonudi@163.com



孟进(通讯作者) 男,1979年生于河南南阳.现为海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室教授.主要研究方向为电磁攻防.

E-mail:mengjinemc@163.com



杨浩楠 男,1996年生于山西怀仁.现为海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室博士研究生.主要研究方向为电子对抗.

E-mail:18220526812@163.com