

# 无源双基地雷达直达波脉冲丢失与 相位突变影响分析

张财生<sup>1,2</sup>, 唐小明<sup>1</sup>, 何友<sup>1</sup>, 丁家会<sup>2</sup>

(1. 海军航空工程学院信息融合技术研究所, 山东烟台 264001; 2. 南京电子技术研究所, 江苏南京 210039)

**摘要:** 针对利用天线在方位上机械扫描的脉冲雷达为外辐射源的特殊性, 首先分析了发射天线主波束在目标驻留时间内, 从其副瓣波束截获的直达波存在脉冲丢失或/和 180°相位突变的现象, 然后分别推导了互模糊函数峰值输出与脉冲丢失总数、相位突变及其对应脉冲序数间的理论关系, 并仿真分析了脉冲丢失或/和相位突变对信噪比损失和多普勒频率估计的影响. 由仿真结果发现, 脉冲丢失或/和相位突变引入的最大信噪比损失约为 4 dB, 对应的最大多普勒频率估计误差约为频率分辨单元的 0.75 倍, 且其变化规律与理论分析结果相同.

**关键词:** 无源双基地雷达; 互模糊函数; 天线波瓣图; 直达脉冲丢失; 相位突变

**中图分类号:** TN971      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2012) 01-0066-07

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

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.01.011

## Analysis of Direct-path Pulses Loss and Phase Reversal Effect on Passive Bistatic Radar

ZHANG Cai-sheng<sup>1,2</sup>, TANG Xiao-ming<sup>1</sup>, HE You<sup>1</sup>, DING Jia-hui<sup>2</sup>

(1. Research Institute of Information Fusion, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai, Shandong 264001, China;

2. Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing, Jiangsu 210039, China)

**Abstract:** The amplitude and phase modulation caused by the rotating transmit antenna pattern results in pulses loss and phase reversal within the direct-path pulse train. The loss mechanisms of signal to noise ratio (SNR) were discussed for these modulation phenomena. With respect to the ordinal number of pulses loss or/and phase reversal happened, the analytical expressions for the peak output of CAF were derived. Simulation results show that the maximum loss in SNR is less than 4 dB, and the SNR loss curves of different Doppler frequencies and number of pulse loss are conformed to the analysis in theory. The maximum error of Doppler frequency estimation is about 0.75 of the frequency resolution cell.

**Key words:** passive bistatic radar (PBR); cross-ambiguity function (CAF); Antenna Pattern; direct path pulses loss; phase reversal

## 1 引言

从 1998 年 Lockheed-Martin 公司公布其关于“沉默哨兵”<sup>[1]</sup>的研究成果以来, 该体制雷达因其自身不发射信号, 具有良好的“四抗”能力, 使得基于己方或敌方雷达发射机和广播电视信号等机会照射源的无源雷达成为国际雷达界的研究热点<sup>[2,3]</sup>.

在以己方或敌方雷达发射信号为外辐射源的双基地雷达中, 由于发射天线的周期扫描, 使得即使在目标相参驻留时间内, 截获的直达波脉冲也可能受到发射天线波瓣图引入的幅度和相位调制, 导致直达波脉冲丢失

和相位突变. 在无源双基地雷达中目标检测与参数估计的经典方法就是计算直达波信号与目标回波信号间的 CAF, 然后在 CAF 平面上进行恒虚警检测, 超过门限的距离多普勒单元的对应参数即为目标参数的最大似然估计<sup>[4~7]</sup>. 通常借助快速傅里叶变换 FFT 来提高 CAF 算法的计算速度, 即先对直达波和目标回波采样序列的瞬时相关, 然后对感兴趣时延范围内的每个瞬时相关序列求 FFT, 从而得到离散形式的互模糊函数<sup>[8]</sup>. 然而, 由于 FFT 的处理过程隐含了数据是等间隔采样, 如果实际信号并不是等间隔采样, FFT 处理结果就不是对恒定多普勒频移信号的匹配滤波处理. 文献[9]从目标回波的概

率密度分布与接收角的关系出发,讨论了合作式双基地雷达在不同的几何配置条件下,发射天线工作在电扫和机械扫描方式时,双基地雷达天线方向图引入的损失.

本文将针对以非合作脉冲雷达为外辐射源的双基地雷达的特殊性,首先描述发射天线在方位上做机械扫描时,其天线波瓣图调制效应可能导致直达波脉冲丢失和相位突变的现象,然后推导存在脉冲丢失或/和相位突变时,系统互模糊函数峰值输出的解析表达式,并借助 SNR 损失和多普勒频率估计误差等参数来衡量脉冲丢失和相位突变的不利影响,最后给出脉冲丢失或/和相位突变时的仿真结果,并与理论计算结果进行对比分析.

## 2 问题描述

假设无源双基地脉冲雷达系统的几何配置如图 1 所示,发射天线主波束在方位上按顺序匀速扫过空间的每一个方位角,当收、发平台间在空间上同步时,发射和目标通道接收天线主瓣均将对准目标,能够保证对目标反射信号的良好接收,此时直达波通道截获的是从发射天线副瓣辐射的信号.

可以发现,在发射天线主波束在目标上的相参驻留时间内,系统截获的直达波和目标回波均是受发射天线波瓣图调制后的脉冲串.随着目标的运动,发射天线视角  $\theta_i$  也将变化,系统的几何结构也将不同.如果目标相参驻留时间与发射天线主瓣 3dB 波束宽度匹配,则可以利用发射天线主波束驻留时间内截获的目标回波进行相参积累.然而,由于发射天线各级波瓣的极性正负交替,且相邻的两个波瓣对之间存在波束零点<sup>[10,11]</sup>,如图 2 所示.可以预测,在天线主波束驻留时间内,系统截获的直达波信号将存在脉冲丢失或/和 180° 相位突变.对于矩形孔径的雷达天线,理论上其主瓣波束宽度是副瓣波束宽度的两倍,则天线主瓣在目标上驻留的时间内,从天线副瓣截获的脉冲串经历一

次波束零点,同时发生脉冲丢失和 180° 相位突变.而 PBR 系统工作时,当非合作双基地接收机在检测到直达脉冲后,目标主通道同时开始对回波进行采样.因此,即使非合作双基地雷达接收机的灵敏度足够高,其天线波瓣图之间的零点也将导致部分直达脉冲的丢失.当无法检测到波瓣图零点附近发射的脉冲时,这将使得目标驻留时间内的对应重复周期内的目标回波脉冲丢失,影响互模糊函数的输出.

## 3 脉冲丢失与相位突变时 CAF 的峰值输出

### 3.1 信号检测模型

假设在进行互相关模糊函数处理之前,直达波信号和目标回波信号的所有采样已按距离单元的顺序重组<sup>[12]</sup>,如图 3 所示.

设直达波脉冲串的复采样序列可表示为  $\mathbf{d}(1, N) = [(I, Q)_{d1}, (I, Q)_{d2}, \dots, (I, Q)_{dN}]$ ,目标在距离单元  $m$ ,其回波对应的复采样序列为  $\mathbf{r}(m, N) = [(I, Q)_{m1}, (I, Q)_{m2}, \dots, (I, Q)_{mN}]$ ,则直达波和目标回波信号的瞬时互相关可以表示为  $\mathbf{y}_m(n) = (\mathbf{d}(1, N))^H \times \mathbf{r}(m, N)$ ,其中上标 H 表示共轭转置,  $n = 1, 2, \dots, N$ .事实上,瞬时互相关处理相当于是对目标回波信号的发射初相进行校正的过程.为分析距离单元  $m$  的多普勒频率,需对瞬时互相关输出进行傅里叶变换,即

$$\mathbf{Y}_m(k) = \text{FFT}(\mathbf{y}_m(n)) \quad (1)$$

其中,  $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ;  $m = 1, 2, \dots, I$ ,则在对每个距离单元进行多普勒处理时,每个脉冲重复周期 PRI 内只有一个距离采样参与 FFT 运算,相当于是对相参驻留时间内所有在同一距离单元的脉冲回波采样进行多普勒频率分析.

### 3.2 脉冲丢失时 CAF 的峰值输出

为了便于分析,在此忽略所有其他因素可能导致的 SNR 损失,仅讨论脉冲丢失对互模糊函数处理输出 SNR 的影响.不失一般性,假设目标所在距离单元的接收信号采样幅度为 1,多普勒频率为  $f_d$ ,则相参驻留时间

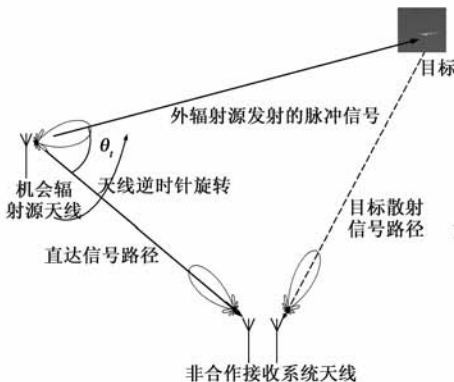


图1 非合作双基地脉冲雷达系统示意图

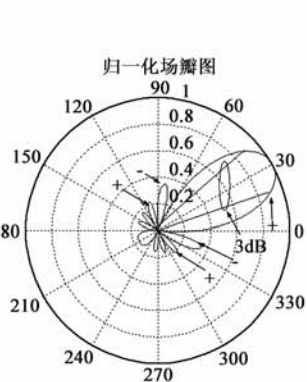


图2 某一扫描时刻天线的各级波瓣在方位上的指向的极坐标图

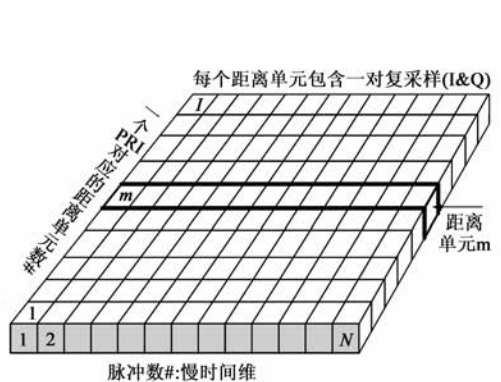


图3 脉冲串序列采样存储模型

内,目标所在距离单元  $m$  的  $N$  个回波采样经相位校正后的输出可以表示为  $\mathbf{y}_m(nT_r) = e^{j2\pi f_d nT_r}$ , 其中  $T_r$  为脉冲重复周期,  $n = 1, 2, \dots, N$ , 为脉冲的序数. 对相位补偿之后的采样序列  $\mathbf{y}_m(nT_r)$   $N$  点 FFT, 其输出各频率分量为

$$\mathbf{Y}_m(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\mathbf{y}_m(nT_r)}{N} e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

令  $f_d = p/NT_r$ ,  $p$  为实数, 则  $\mathbf{y}_m(nT_r) = e^{j\frac{2\pi pn}{N}}$ , 将其代入式(2), 可得

$$\mathbf{Y}_m(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi(p-k)n}{N}} \quad (3)$$

其中,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ . 若  $p = k$ , 即信号的多普勒频率恰好与第  $k$  个频率分析单元对应, 则

$$\mathbf{Y}_m(k) = \begin{cases} 1, & p = k \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

因此, 多普勒频率估计  $\hat{p} = p$ .

假设在实际发射天线周期扫描时, 第  $q+1$  到  $q+L$  个直达波脉冲丢失, 则相参处理输出的各频率分量的大小为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_m(k) &= \frac{1}{N} \left[ \sum_{n=0}^{q-1} e^{j\frac{2\pi pn}{N}} e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} + \sum_{n=q+L}^{N+L-1} e^{j\frac{2\pi pn}{N}} e^{-j\frac{2\pi k(n-L)}{N}} \right] \\ &= \frac{1}{N} \left[ \sum_{n=0}^{q-1} e^{j\frac{2\pi n(p-k)}{N}} + \sum_{n=q+L}^{N+L-1} e^{j\left(\frac{2\pi(p-k)n}{N} + \frac{2\pi kL}{N}\right)} \right] \quad (5) \end{aligned}$$

若直达波脉冲丢失对多普勒频率估计没有影响, 即  $p = k$ , 则对应目标多普勒频率分量的系数为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_m(k) &= \frac{1}{N} \left[ q + (N-q) \cos\left(\frac{2\pi kL}{N}\right) + j(N-q) \sin\left(\frac{2\pi kL}{N}\right) \right] \quad (6) \end{aligned}$$

可得  $\mathbf{Y}_m(k)$  的幅度为

$$\begin{aligned} |\mathbf{Y}_m(k)| &= \frac{1}{N\sqrt{2}} \sqrt{\left[ q + (N-q) \cos\left(\frac{2\pi kL}{N}\right) \right]^2 + (N-q)^2 \sin^2\left(\frac{2\pi kL}{N}\right)} \quad (7) \end{aligned}$$

则由式(4)和式(7), 可得脉冲丢失导致的信号相参积累输出的 SNR 损失为

$$Loss = 10 \lg \left[ 1 - 2q \frac{N-q}{N^2} \left( 1 - \cos\left(\frac{2\pi kL}{N}\right) \right) \right] \quad (8)$$

当  $kL = 0, N, 2N, \dots$  时,  $Loss = 0$ ; 当  $kL = N/4$  时,  $Loss = 10 \lg(1 - 2q(N-q)/N^2)$ ; 而当  $kL = N/2, 3N/2, \dots$  时  $Loss = 10 \lg\left(1 - 4q \frac{N-q}{N^2}\right)$ , 若  $q = N/2$ , 则  $L = \infty$ .

由于目标检测和参数估计都是以目标回波和直达波计算得到的互模糊函数平面中极大值对应的频率作为目标多普勒频率的极大似然估计. 而 FFT 处理本质上相当于信号通过数字带通滤波器组, 其输出的各频率分量的幅度表示的就是每个滤波器输出端的能量, 当输入数据中存在采样点丢失时, 信号频谱结构将发

生变化, 多普勒频率的估计存在误差. 从第 4 节的仿真结果可以发现, 若不考虑多普勒频率估计误差, 利用式(8)所得的理论 SNR 损失与仿真结果差别较大. 设多普勒频率的极大似然估计为  $\hat{p} = p + \delta_f$ , 其中  $\delta_f$  为多普勒估计误差, 则由式(5)可得与目标多普勒频率分量对应的输出频谱幅度为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_m(p + \delta_f) &= \frac{1}{N} \frac{1 - e^{-j\frac{2\pi q\delta_f}{N}} + e^{j\frac{2\pi[-(q+L)\delta_f + kL]}{N}} - e^{j\frac{2\pi[-(N+L)\delta_f + kL]}{N}}}{1 - e^{-j\frac{2\pi\delta_f}{N}}} \quad (9) \end{aligned}$$

则

$$\begin{aligned} |\mathbf{Y}_m(p + \delta_f)|^2 &= \frac{1}{N^2} \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi\delta_f}{N}\right) \right]^{-1} \left\{ 2 - \cos\left(\frac{2\pi q\delta_f}{N}\right) \right. \\ &\quad + \cos\left(\frac{2\pi[-(q+L)\delta_f + kL]}{N}\right) \\ &\quad - \cos\left(\frac{2\pi[-(N+L)\delta_f + kL]}{N}\right) \\ &\quad + \cos\left(\frac{2\pi[-(N+L-q)\delta_f + kL]}{N}\right) \\ &\quad - \cos\left(\frac{2\pi(N-q)\delta_f}{N}\right) \\ &\quad \left. - \cos\left(\frac{2\pi(k-\delta_f)L}{N}\right) \right\} \quad (10) \end{aligned}$$

### 3.3 相位突变时 CAF 的峰值输出

假设信号幅度为 1, 多普勒频率为常数, 重组之后脉冲采样点之间的间隔为  $T_r$ . 忽略其他因素可能带来的 SNR 损失, 仅考虑相位突变的影响. 假设直达脉冲串在第  $q+1$  个脉冲发生相位突变, 修正式(2), 可得 FFT 处理输出的各频率分量为

$$\mathbf{Y}_m(k) = \frac{1}{N} \left\{ \sum_{n=0}^{q-1} e^{j\frac{2\pi(p-k)n}{N}} - \sum_{n=q}^{N-1} e^{j\frac{2\pi(p-k)n}{N}} \right\} \quad (11)$$

若相位突变对多普勒频率估计无影响, 即  $p = k$ , 则

$$\mathbf{Y}_m(k) = \frac{1}{N} (2q - N) \quad (12)$$

则相位突变引入的 SNR 损失定义为

$$Loss = 20 \lg \frac{2q - N}{N} \quad (13)$$

由式(13)可知, 此时信号的能量损失仅与发相位生突变脉冲的序数有关, 而与信号多普勒频率的大小无关. 设目标多普勒频率的极大似然估计为  $\hat{p} = p + \delta_f$ , 则由式(11)可得目标多普勒频率分量的系数为

$$\mathbf{Y}_m(p + \delta_f) = \frac{1 - 2e^{-j\frac{2\pi q\delta_f}{N}} + e^{-j\frac{2\pi\delta_f}{N}}}{N - Ne^{-j\frac{2\pi\delta_f}{N}}} \quad (14)$$

可得

$$\begin{aligned} |\mathbf{Y}_m(p + \delta_f)|^2 &= \frac{3 + \cos(2\pi\delta_f) - 2\cos\left(\frac{2\pi q\delta_f}{N}\right) - 2\cos\left(\frac{2\pi(N-q)\delta_f}{N}\right)}{N^2 \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi\delta_f}{N}\right) \right]} \quad (15) \end{aligned}$$

### 3.4 脉冲丢失和相位突变同时发生时 CAF 的峰值输出

在波瓣图的零点处,相位突变与脉冲丢失往往同时发生.假设直达波脉冲串中从第  $q+1$  脉冲开始,丢失  $L$  个脉冲的同时发生相位突变,可得 FFT 输出的各频率分量的系数为

$$\begin{aligned} Y_m(k) &= \frac{1}{N} \left\{ \sum_{n=0}^{q-1} e^{j\frac{2\pi pn}{N}} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} - \sum_{n=q+L+1}^{N+L} e^{j\frac{2\pi pn}{N}} e^{-j\frac{2\pi k(n-L)}{N}} \right\} \\ &= \frac{1}{N} \left\{ \sum_{n=0}^{q-1} e^{j\frac{2\pi n(p-k)}{N}} - \sum_{n=q+L+1}^{N+L} e^{j\frac{2\pi n(p-k)}{N}} e^{j\frac{2\pi kL}{N}} \right\} \quad (16) \end{aligned}$$

当  $p=k$  时,式(16)可化简为

$$Y_m(k) = \frac{1}{N} \left[ q - (N-q)e^{j\frac{2\pi kL}{N}} \right] \quad (17)$$

则

$$\begin{aligned} |Y_m(k)| &= \\ \frac{1}{N\sqrt{}} &\sqrt{\left[ q - (N-q)\cos\left(\frac{2\pi kL}{N}\right) \right]^2 + (N-q)^2 \sin^2\left(\frac{2\pi kL}{N}\right)} \quad (18) \end{aligned}$$

由式(4)和式(18),可得脉冲丢失和相位突变导致的信号相参积累输出的 SNR 损失为

$$Loss = 10\lg \left[ 1 - 2q \frac{N-q}{N^2} \left( 1 + \cos\left(\frac{2\pi kL}{N}\right) \right) \right] \quad (19)$$

若  $q=N/2$ ,则式(17)可化简为

$$Y_m(k) = \frac{1}{2} \left[ 1 - e^{j\frac{2\pi kL}{N}} \right] \quad (20)$$

特殊情况下,当  $kL=N/2$  时

$$Y_m(k) = \frac{1}{N} [q + (N-q)] = 1 \quad (21)$$

式(21)表明脉冲丢失和相位突变的影响完全相互抵消,重新获得理想积累,条件就是脉冲丢失和相位突变均准确发生在脉冲串序列的中心,且信号频率所在的多普勒单元数  $k$  与脉冲丢失总数  $L$  的乘积等于积累脉冲总数的一半  $N/2$ .设目标多普勒频率的极大似然估计为  $\hat{p}=p+\delta_f$ ,即  $k=p+\delta_f$ ,则由式(16)可得与目标多普勒频率对应的输出为

$$\begin{aligned} Y_m(p+\delta_f) &= \frac{1}{N} \left[ 1 - \exp\left(-j\frac{2\pi\delta_f}{N}\right) \right]^{-1} \left\{ 1 - \exp\left(-j\frac{2\pi q\delta_f}{N}\right) \right. \\ &\quad \left. - \exp\left\{ j\frac{2\pi[-(q+L)\delta_f+kL]}{N} \right\} \right. \\ &\quad \left. + \exp\left\{ j\frac{2\pi[-(N+L)\delta_f+kL]}{N} \right\} \right\} \quad (22) \end{aligned}$$

则

$$\begin{aligned} |Y_m(p+\delta_f)|^2 &= \frac{1}{N^2} \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi\delta_f}{N}\right) \right]^{-2} \left\{ 2 - \cos\left(\frac{2\pi q\delta_f}{N}\right) \right. \\ &\quad \left. - \cos\left(\frac{2\pi[-(q+L)\delta_f+kL]}{N}\right) \right. \\ &\quad \left. + \cos\left(\frac{2\pi[-(N+L)\delta_f+kL]}{N}\right) \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &- \cos\left(\frac{2\pi[-(N+L-q)\delta_f+kL]}{N}\right) \\ &- \cos\left(\frac{2\pi(N-q)\delta_f}{N}\right) \\ &+ \cos\left(\frac{2\pi(k-\delta_f)L}{N}\right) \} \quad (23) \end{aligned}$$

## 4 仿真分析

本节主要通过 SNR 损失和多普勒频率估计误差来衡量脉冲丢失和相位突变的影响.在此,定义 SNR 损失为各种情况下,FFT 处理后的峰值输出相对于理想输出峰值的降低,即

$$Loss = 10\lg |Y_m(p+\delta_f)|^2 \quad (24)$$

多普勒频率估计误差定义为各种情况下基于最大似然准则估计的多普勒频率与目标真实频率的绝对误差与多普勒频率分析单元大小的比,即

$$\delta_{f_d} = \frac{\hat{P} - P}{1/NT_r} \quad (25)$$

### 4.1 直达波脉冲丢失的影响

下面给出在目标驻留时间内,多普勒频率为常数,利用在同一距离单元的 16 个脉冲回波信号的采样进行相参处理的仿真结果.在脉冲雷达中,其最大无模糊多普勒频率的分析范围为  $[-f_r/2, f_r/2]$ ,因此本文的仿真中所考虑的最大多普勒频率为  $8/NT_r$ .图 4 给出了在目标相参驻留时间内,目标多普勒频率分别为 0,  $2/NT_r, 4/NT_r, 6/NT_r, 8/NT_r$ ,丢失脉冲数  $L=1$  时,SNR 损失与脉冲丢失时对应的脉冲序数  $q$  的关系曲线.多普勒频率为负数时,其结果与图 4 类似,受篇幅的限制不单独给出.对比图 4 的仿真结果与理论分析结果可以发现,若假设脉冲丢失对多普勒频率估计没有影响,图 4(c)对应的 SNR 损失的理论值与图 4(a)对应的仿真结果相差很大.而由图 4(a)与图 4(b)可以看出,在考虑多普勒估计误差与仿真结果相同的条件下,SNR 损失的理论值比仿真结果稍小,但变化趋势相同,表明了理论分析的正确性.当多普勒频率为零时,SNR 没有损失,因为所有采样点的相位都相同,所以任何采样点的丢失都不会有影响.然而,当目标频率增大时,SNR 损失逐渐增大,且与所丢失脉冲的序数  $q$  密切相关.当  $f_d=8/NT_r$  时,回波脉冲间的相位差为  $180^\circ$ ,对应的最大 SNR 损失接近 4dB.总体来说,丢失脉冲数  $L=1$  时,SNR 损失随着多普勒频率的增大而增大.

多普勒估计误差与  $q$  的关系如图 5 所示,可以看出频率估计误差也随目标多普勒频率的增加而增大,且越靠近脉冲串序列的中心,误差越大.当  $f_d=8/NT_r$ ,且丢失脉冲序数为 8 时,即在脉冲串的中间,多普勒估计误差最大,接近 0.75 个多普勒频率分辨单元.

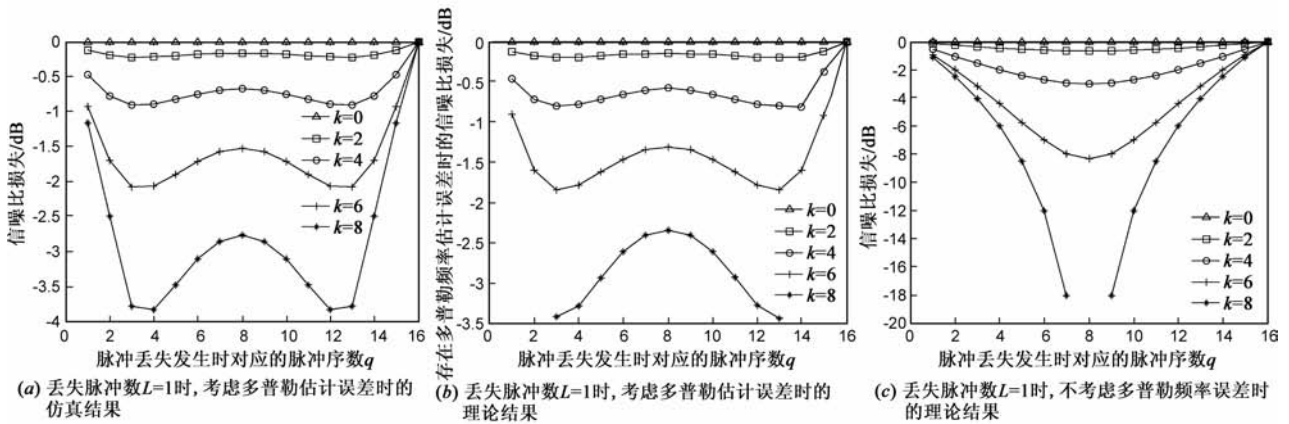


图4 脉冲丢失点数L=1时不同多普勒频率信号的SNR损失

### 4.2 相位突变的影响

在目标相参驻留时间内,目标多普勒频率分别为  $0, 2/NT_r, 4/NT_r, 6/NT_r, 8/NT_r$  时,相位突变引入的 SNR 损失和多普勒频率估计误差分别如图 6 和图 7 所示.由图 6 可以看出,相位突变引入的 SNR 损失仅与其发生的脉冲序号  $q$  有关,而与多普勒频率的大小近似无关.当  $\text{mod}(kL, N) = 8$  时,与仅有脉冲丢失的影响相同,此时的最大 SNR 损失也接近 4dB.这是因为  $\text{mod}(kL, N) = 8$  时,脉冲丢失点前后脉冲之间的相位等效于存在大小为  $180^\circ$  的突变.而由图 7 的仿真结果可见多普勒频率估计误差仅有微小的差别.在脉冲信号相位突变发生在目标驻留的中间时刻,多普勒频率估计误差接近 0.75 个多普勒单元.

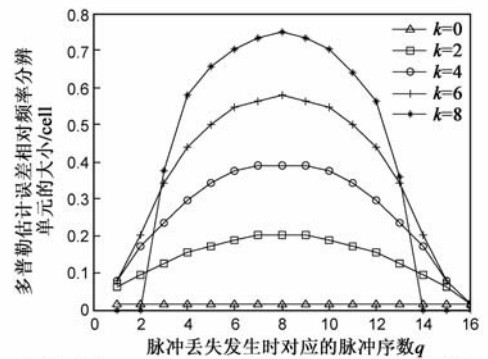


图5 脉冲丢失L=1时,不同多普勒频率信号的频率估计误差

个多普勒单元.

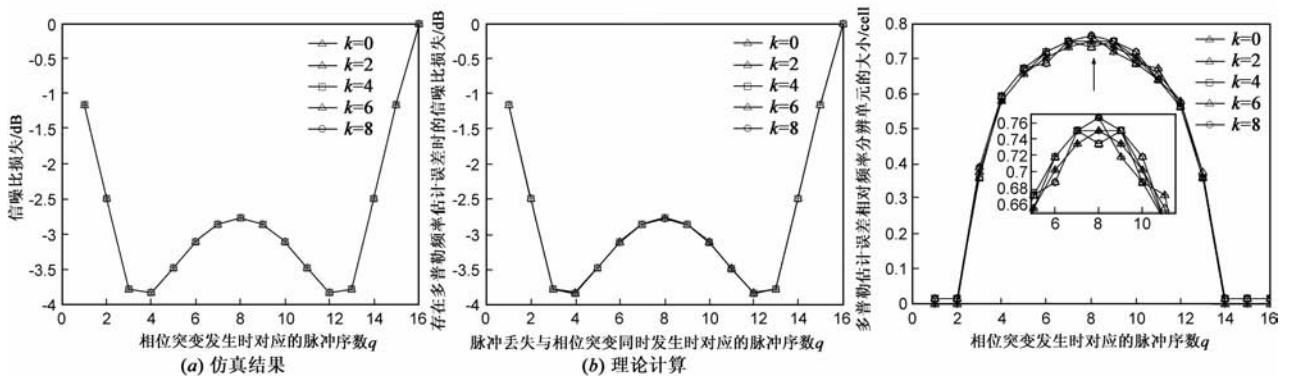


图6 相位突变对不同多普勒频率信号引入的SNR损失

图7 相位突变对多普勒频率估计的影响

### 4.3 脉冲丢失和相位突变同时发生时的影响

在驻留时间内,目标多普勒频率分别为  $0, 2/NT_r, 4/NT_r, 6/NT_r, 8/NT_r$  时,丢失 1 个脉冲的同时发生相位突变,SNR 损失和多普勒频率估计误差与  $q$  的关系分别如图 8 和图 9 所示.当  $f_d = 8/NT_r$  时,最大 SNR 损失接近 4dB,总的 SNR 损失并不比只有脉冲丢失时的 SNR 损失大.对比图 5 和图 9 还可以看出,最大多普勒频率估计误差也没有增大.然而,两种情况下,SNR 损失与多普勒频率估计误差随多普勒频率大小的变化规律不

同.对比图 4 和图 8 发现,脉冲丢失点数相同时,同时发生相位突变引入的 SNR 损失和仅有脉冲丢失引入的 SNR 损失按多普勒频率的大小逆序相同.如图 4 中  $k = 0$  和图 8 中  $k = 8$  时的 SNR 损失曲线相同.波瓣间脉冲丢失和相位突变同时发生时,其影响可能存在相互抵消.当多普勒频率为  $f_d = 8/NT_r$  且  $L = 1$  时,我们发现相位突变的影响与脉冲丢失的影响完全相互抵消,SNR 损失为 0dB,如图 8(a)所示,与理论分析结果式(21)一致.对比图 8 的仿真结果与理论分析结果可以发现,如

果假设脉冲丢失对多普勒频率估计没有影响,其 SNR 损失的理论值图 8(c)与仿真结果图 8(a)相差很大.在考虑多普勒估计误差时,其 SNR 损失的仿真结果图 8(a)比理论值图 8(b)稍大,但变化趋势相同.

脉冲串中存在相位突变的条件下,脉冲丢失总数分别为 1,3,5,7 时,SNR 损失与多普勒频率估计误差和  $q$  的关系分别如图 10 和图 11 所示.由图 10 可以看出,脉冲丢失总数相同的条件下,SNR 损失的理论值要比仿真结果小.

对比分析图 9 和图 11 可知,由于丢失脉冲的同时发生相位突变,多普勒频率估计误差随着  $\text{mod}(kL, N)$  的增大而减小,且所丢失的脉冲越靠近脉冲串序列的中心,多普勒频率估计误差越大.当  $\text{mod}(kL, N) = 1$  时,最大 SNR 损失接近 3dB,且若脉冲丢失和相位突变时对应的脉冲序数为 8,多普勒频率估计误差最大,约为 0.65 个多普勒单元.因此,SNR 损失和多普勒频率估计的误差均取决于脉冲丢失或/和相位突变引入的总的相位误差及其对应的脉冲序数.

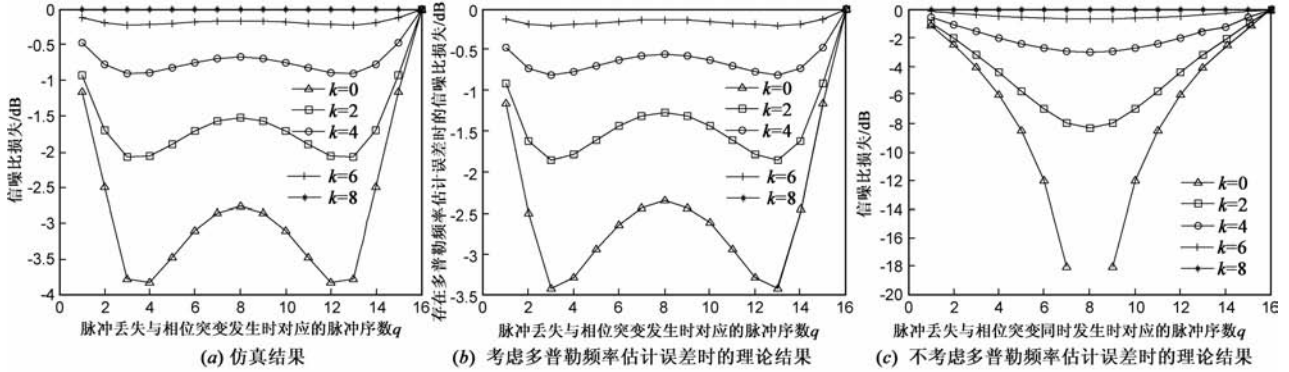


图 8 脉冲丢失总数  $L=1$  与相位突变时不同多普勒信号的 SNR 损失

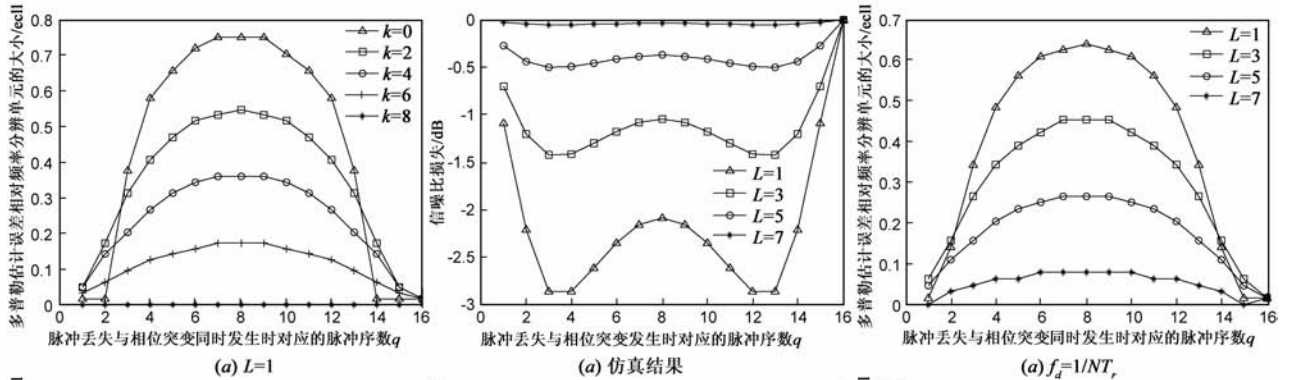


图 9 脉冲丢失与相位突变引入的多普勒频率估计误差

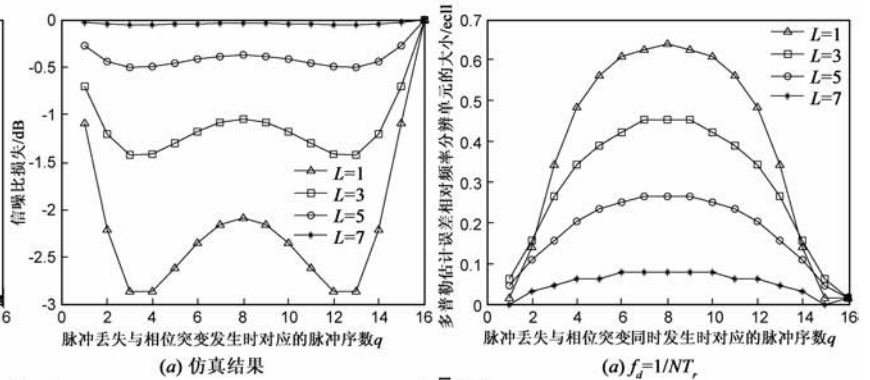


图 10 丢失脉冲数不同时相位突变对  $f_d=1/NT_r$  信号引入的 SNR 损失

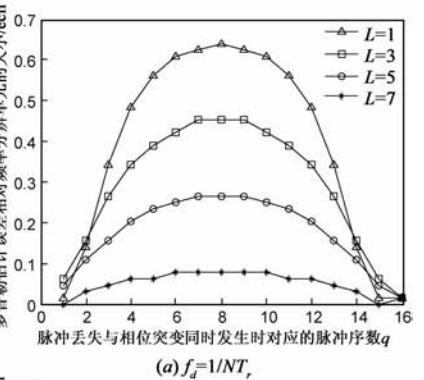


图 11 丢失脉冲数不同时,脉冲丢失与相位突变对不同多普勒频率的信号引入的频率估计误差

### 5 总结

本文针对利用发射天线在方位上机械扫描的脉冲雷达为外辐射源的双基地雷达的特殊性,分析了发射

天线主波束在目标上驻留的时间内,从其副瓣波束截获的直达波信号可能存在脉冲丢失和相位突变效应,然后推导出了发射天线扫描调制时,直达波脉冲丢失或/和相位突变对系统互相关处理峰值输出 SNR 损失

的解析表达式,并利用 SNR 损失和多普勒频率估计误差等参数来衡量脉冲丢失或/和相位突变的不利影响.从理论分析和仿真结果可知,脉冲丢失或/和相位突变引入的最大 SNR 损失约为 4 dB;而当目标多普勒频率无模糊时,其最大多普勒频率估计误差约为 0.75 个频率分辨率;同时发生脉冲丢失和相位突变所导致的 SNR 损失和多普勒频率估计误差并不比仅有脉冲丢失或相位突变时的严重,且最终的 SNR 损失和多普勒频率估计的误差均取决于脉冲丢失或/和相位突变引入的总的相位误差及其对应的脉冲序数.

## 参考文献

- [1] B D Nordwall. Silent sentry: A new type of radar[J]. Aviation Week & Space Technology, 1998, 149(22): 70 - 71.
- [2] 王小璞,匡永胜等. 监视雷达技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008. 366 - 369.
- [3] 宋杰,何友等. 基于非合作雷达辐射源的无源雷达技术综述[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(9): 2151 - 2156, 2180.  
SONG Jie, HE You, et al. Overview of passive radar technology based on non-cooperative radar illuminator[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(9): 2151 - 2156, 2180. (in Chinese)
- [4] P E Howland, D Maksimiuk, G Reitsma. FM radio based bistatic radar[J]. IEE Radar, Sonar and Navigation, 2005, 152(3): 107 - 115.
- [5] D D Thomas. Synchronization of noncooperative bistatic radar receivers[D]. New York: Syracuse University, 1999.
- [6] H D Griffiths, C J Baker. Passive coherent location radar systems Part 1: Performance prediction[J]. IEE Radar, Sonar and Navigation, 2005, 152(3): 153 - 159.
- [7] K S Kulpa, Z Gzekala. Masking effect and its removal in PCL radar[J]. IEE Radar, Sonar and Navigation, 2005, 152(3): 174 - 178.
- [8] 赵兴浩,陶然. 基于分数阶相关的无源雷达运动目标检测方法[J]. 电子学报, 2005, 33(9): 1567 - 1570.  
ZHAO Xinghao, TAO Ran. A new method for passive radar MTD based on the fractional correlation[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(9): 1567 - 1570. (in Chinese)

- [9] 王炎,徐善驾. 双基地雷达天线方向图损失分析[J]. 系统工程与电子技术, 2003, 25(10): 1219 - 1222, 1273.  
WANG Yan, XU Shan-jia. Antenna pattern loss analysis of bistatic radar[J]. Systems Engineering and Electronics, 2003, 25(10): 1219 - 1222, 1273. (in Chinese)
- [10] John D Kraus, Ronald J Marhefka. 章文勋译. 天线[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005. 67 - 68.
- [11] 张永顺,童宁宁,等. 雷达电子战原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2004. 28 - 34.
- [12] Mark A. Richards. 刑孟道,王彤等译. 雷达信号处理基础[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008. 132 - 133.

## 作者简介



**张财生** 男, 1983 年出生于江西赣州, 博士研究生, 主要研究方向: 无源双基地雷达探测系统信号处理理论.  
E-mail: caifbi2008@yahoo.com.cn



**唐小明** 男, 1974 年出生于浙江淳安, 副教授, 博士, 主要研究方向: 外辐射源雷达系统总体、无源相干信号处理.  
E-mail: tangxiaoming1974@163.com



**何友** 男, 1956 年出生于吉林磐石, 教授, 博士生导师, 现为海军航空工程学院院长, 研究方向: 多传感器信息融合、多目标跟踪、模式识别、雷达自适应检测方法、分布检测理论及应用, 外辐射源雷达系统总体等.

**丁家会** 男, 1942 年出生, 研究员, 国务院有突出贡献专家, 1965 年毕业于西军电(现为西安电子科技大学)无线电物理系, 毕业后一直在南京电子技术研究所从事雷达接收机研制与数字信号处理工作.