



论 文

无源相干脉冲雷达时间同步误差影响分析

何友^①, 张财生^{①②*}, 丁家会^②, 唐小明^①^① 海军航空工程学院信息融合技术研究所, 烟台 264001^② 南京电子技术研究所, 南京 210039

* 通信作者. E-mail: caifbi2008@yahoo.com.cn

收稿日期: 2010-05-18; 接受日期: 2010-08-09

国家自然科学基金 (批准号: 60672139, 60972160, 61032001) 和国家自然科学基金青年基金 (批准号: 61002045) 资助项目

摘要 在无源相干脉冲雷达系统中, 由于直达波信号的起伏, 难以实现对其脉冲重复频率实时且精确地估计, 导致脉冲重复频率与采样时钟之间总是存在时间同步误差, 很难满足脉冲间相参采样的条件. 文中首先通过对无源相干脉冲雷达系统的中频采样过程进行建模, 推导了脉冲间相对采样时刻的变化周期与时间同步误差的关系, 然后定义了归一化干扰功率来分析时间同步误差对无源相干脉冲雷达系统相参处理输出的影响. 在此基础上, 推导了脉冲间相对采样时刻的差服从均匀分布和 Gauss 分布时的归一化干扰功率, 并给出了相应的仿真结果. 同时, 推导了存在时间同步误差时 Doppler 频率估计的理论误差, 并给出了相对采样时刻变化周期不同时 Doppler 频率估计的仿真实例, 验证了理论分析的正确性.

关键词 无源相干脉冲雷达 时间同步误差 归一化干扰功率

1 引言

脉冲 Doppler 雷达相参信号处理的前提之一就是中频采样后的信号仍保持脉间相参性, 对中频采样参数提出了多个约束条件^[1,2]. 而为保证脉冲之间的相参性, 要求采样时钟和触发信号必须与发射信号的脉冲重复频率 (PRF, pulse repetition frequency) 同步, 同步的精度将直接影响后续信号相参处理的性能^[3].

在无源相干脉冲雷达中, 系统为了实现相参检测, 需要独立解决时间同步问题. 然而, 其实现时间同步的唯一方法就是利用系统截获的直达波脉冲信号作为接收系统采样时钟的同步触发信号^[4-7]. 而实际上, 即使在直达波信号接收良好的情况下, 其信噪比的大小也将影响 PRF 的估计精度, 使得采样时钟与接收信号不能精确同步, 脉冲间的相对采样时刻存在漂移, 导致脉冲重复间隔内的实际采样点数不是整数. 而数字信号处理时, 采样序列的自变量是以整数形式表示, 没有任何关于采样时间间隔抖动的信息, 如果利用这些采样序列进行数字谱分析, 这必然导致频谱分析结果与真实频谱之间存在误差, 从而影响脉冲间的相参积累.

Jeng^[8,9] 最早从理论上分析了非均匀采样条件下, 理想的正弦连续波信号的数字频谱问题, 其基本思路是将非均匀的采样序列重新组合为 M 个均匀的采样序列, 并建立了非均匀采样序列的数字频谱和原模拟信号频谱之间的关系. 在此基础上, 文献 [10] 深入研究了非均匀采样信号的数字谱, 并推

导出了更加一般的非均匀采样周期信号的频谱表达式. 文献 [11] 从非均匀采样信号数字频谱重构的角度出发, 推导给出了定时误差已知时, 完美重构原信号频谱的算法. 这些研究成果促进了非均匀采样信号分析理论的发展, 同时国内也有文献 [12] 研究了在可以获得某些信息条件下的频谱重构问题.

本文将讨论时间同步误差 (TSE, time synchronization error), 对无源相干脉冲雷达系统的相参检测和 Doppler 频率估计的影响. 第 2 节将对无源相干脉冲雷达系统的中频采样过程进行建模, 详细描述采样时间不同步时可能带来的问题; 第 3 节将推导采样时间不同步时相对采样时刻变化的周期; 第 4 节定义了归一化干扰功率以研究时间同步误差对无源相干脉冲雷达系统相参检测的影响, 并推导脉冲间的相对采样时刻的差服从均匀分布和 Gauss 分布时, 归一化干扰功率的解析式, 然后分析时间同步误差对 Doppler 频率估计的影响; 第 5 节总结全文.

2 问题描述

假设无源相干脉冲雷达系统的信号路径如图 1 所示, 当非合作双基地接收系统频率调谐在机会雷达辐射源的发射频率时, 将会检测到沿基线传播到达的直达波信号和经过目标散射后的微弱回波. 为了实现对目标的检测及其参数的估计, 首先需要对接收系统的两个通道信号分别采样, 利用直达波通道用于提取时间和相位同步信息, 然后通过通道间的相参处理, 获得目标参数, 以实现特定区域目标的探测、预警或成像 [13,14].

在信号采样过程中, 采样频率需要保证信号采样后的频谱不出现混叠, 即满足奈奎斯特采样定理的基本要求, 但是对于相参脉冲雷达的中频信号采集而言, 还要求保证采样后各脉冲信号仍然能够保持原有信号的相参性 [1]. 一般情况下, 脉冲信号的采样过程如图 2 所示 [3]. 为方便表示, 我们定义每个发射脉冲的上升沿为每个 PRF 的起始时刻, 图中 δt_i 表示第 i 个脉冲的第 1 个采样点与触发时刻间的间隔, $0 \leq \delta t_i \leq T_s$, 其中 T_s 为采样间隔, 是由信号传输路径等自身原因造成的采样时钟与雷达脉冲起始时刻间的固定延迟. 为了保证后续相参处理的性能, 则要求保证 $\delta t_1 = \delta t_2 = \dots = \delta t_i$, 或采样频率与脉冲重复频率 f_r 之间满足整数倍的关系, 即 $F_s = pf_r$, $p = 1, 2, 3, \dots$.

然而, 对于无源相干脉冲雷达系统, 需要利用直达波信号来估计其脉冲重复频率. 接收系统截获的直达波信号幅度是随着发射天线的扫描呈现周期性起伏, 其信噪比将直接影响脉冲重复频率的估计精度, 导致不能保证所选取的采样频率与接收信号的脉冲重复频率间精确同步.

在实际非合作双基地接收系统中, 我们利用第 1 个过门限的直达波脉冲的上升沿作为采样时钟的触发, 则每次距离扫描均包括一系列采样. 不失一般性, 假设在目标相参驻留时间内, 接收系统截获的散射回波脉冲串的数据采集过程如图 3 所示. 从图 3 中可以发现, 每个脉冲的第 1 个采样时刻相对于每个脉冲的起始时刻都有漂移. 从 PRI 1 到 PRI 4, 采样点 1 都是对应 PRI 的第 1 个采样, 即第 1 个距离门, 而从 PRI 5 到 PRI 8, 采样点 4 成为脉冲的第 1 个采样, 且采样点 4 相对脉冲的起始时刻与 PRI 1 到 PRI 4 内采样点 1 的相对采样时刻依次相同, 同时发现在每个脉冲重复周期内的采样点数并不固定. 在图 3 中, 同时还可以看出, 对于前 3 个 PRI, 每个 PRI 内都有 4 个采样点, 而第 4 个 PRI 只有 3 个采样点. 而事实上, 每隔 4 个 PRI 就会出现少一个采样点的现象. 因而采样时间不同步的直接结果就是每个 PRI 内的数据点数出现周期性地变化. 如果系统利用 5 个 PRI 的采样点 1 进行脉间相参积累, 很明显就可以看出, 第 5 个脉冲重复周期的采样点 1 对积累没有任何贡献. 因此, 如果采样信号无法实现相参重构, 对脉冲间相参积累的直接影响就是可利用的脉冲数减少. 同时还可以推测, 在对任何一个包含有效回波的距离门内进行频谱分析时, 不管是直达波、干扰还是目标回波, 都会

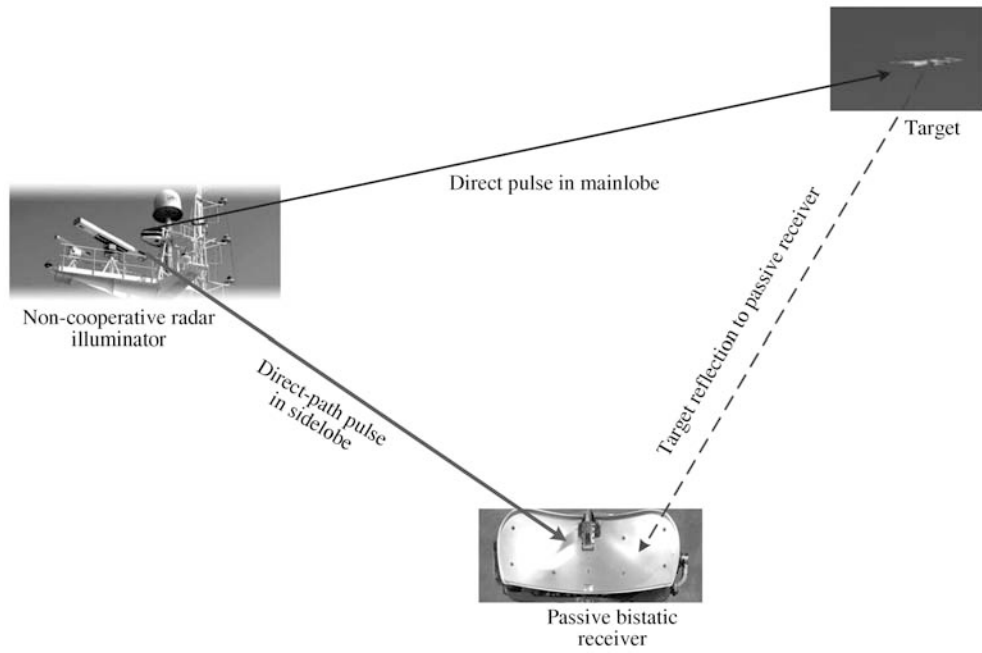


图 1 无源相干脉冲雷达系统的信号路径示意图

Figure 1 Signal paths in passive coherent pulsed radar system

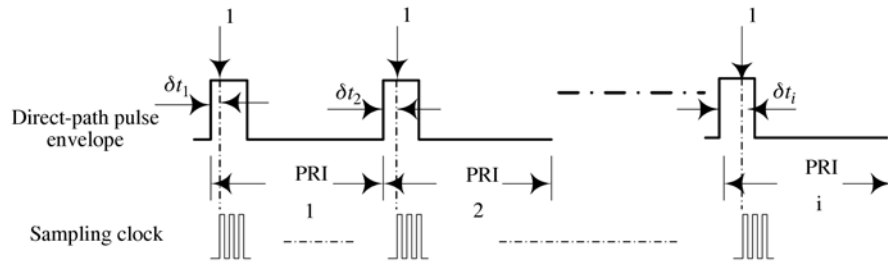


图 2 相参脉冲信号采样示意图

Figure 2 Sketch map of coherent pulses sampling

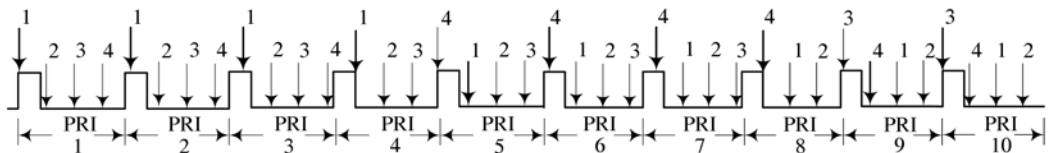


图 3 脉冲相对采样时刻变化示意图

Figure 3 Sketch map of relative sample instances change

产生由于采样点数周期性变化引起的杂散谱线.

3 相对采样时刻变化周期的推导

假设非合作脉冲雷达发射信号的脉冲重复间隔 PRI(pulse repetition interval) 为 T_r , 采样频率 $F_s = 1/T_s$, 则在每个 PRI 内的采样点数为 $N_p = T_r/T_s$. 如果每个 PRI 内的采样点数 N_p 不是整数, 且第 1 个直达脉冲的第 1 个采样点的采样时刻为 δt_1 , 则第 2 个直达脉冲的第 1 个采样点的采样时刻为 $[\text{int}(N_p + 1)]T_s + \delta t_1$, 其中 $\text{int}(x)$ 表示取整运算. 而在一般情况下, 当 $(n-1)N_p$ 为整数时, 则第 n 个脉冲的第 1 个采样对应的时刻 $t(n, i)$ 为 $[(n-1)N_p + 1]T_s + \delta t_1$, 否则为 $\text{int}[(n-1)N_p + 1]T_s + \delta t_1$, 即

$$t(n, 1) = \begin{cases} [(n-1)N_p + 1]T_s + \delta t_1, & \text{当} [(n-1)N_p + 1]T_s \text{为整数,} \\ \text{int}[(n-1)N_p + 1]T_s + \delta t_1, & \text{其他.} \end{cases} \quad (1)$$

类似地, 可得第 n 个脉冲的第 i 个采样点对应的时刻为

$$t(n, i) = \begin{cases} [(n-1)N_p + (i-1)]T_s + \delta t_i, & \text{当} [(n-1)N_p + (i-1)]T_s \text{为整数,} \\ \text{int}[(n-1)N_p + (i-1)]T_s + \delta t_i, & \text{其他.} \end{cases} \quad (2)$$

为了考察每个脉冲的第 1 个采样点的相对采样时刻 δt_i 的变化周期, 需要确定采样点相对每个 PRI 的起始时刻 δt_n . 通过观察图 3 可以确定第 n 个脉冲的第 1 个采样点的相对采样时刻 δt_n 为

$$\delta t_n = \text{mod}(\text{mod}(\text{int}[(n-1)N_p + 1]T_s + \delta t_1, T_r), T_s). \quad (3)$$

其中 $\text{mod}(a, b)$ 表示 a 对 b 取余. 忽略系统自身原因导致的触发延迟的影响, 不妨设第 1 个脉冲的第 1 个采样在 0 时刻, 即 $\delta t_1 = 0$, 则第 2 个脉冲的第 1 个采样应该在 $4T_s$ 时刻. 而实际上, 由于图 3 所对应的 $N_p = 3.75$, 则第 2 个 PRI 的起始时刻是 $3.75T_s$, 所以 $\delta t_2 = 0.25T_s$. 也可令 $n = 2$, 由 (3) 式得

$$\delta t_2 = \text{mod}(\text{mod}(\text{int}[3.75 + 1]T_s + \delta t_1, 3.75T_s), T_s) = 0.25T_s. \quad (4)$$

同理可得, $\delta t_3 = 0.5T_s$, $\delta t_4 = 0.75T_s$, $\delta t_5 = 0.0$, $\delta t_6 = 0.25T_s$, 即采样时刻分别为 $0.0T_s, 0.25T_s, 0.5T_s, 0.75T_s, 0.0T_s, 0.25T_s, \dots$. 通过观察图 3 所示脉冲串信号的一系列采样时刻, 可得到相对采样时刻的变化周期为 4 个 PRI.

一般情况下, 假设由于时间同步误差的影响, 每个 PRI 内的采样点数为 $N_p = T_r/T_s$, 则可以推断脉冲串中, 每个脉冲的相对采样时刻的变化周期 (以 PRI 的整数倍来衡量) 是 N_p 小数部分绝对值的倒数, 其中 N_p 的小数部分定义为

$$\overline{\text{frac}}(N_p) = \begin{cases} \text{frac}(N_p), & \text{当 } 0 < \text{frac}(N_p) < 0.5, \\ 1 - \text{frac}(N_p), & \text{当 } 0.5 < \text{frac}(N_p) < 1. \end{cases} \quad (5)$$

其中 $\text{frac}(\cdot)$ 表示求参数的小数部分.

事实上, 设相对采样时刻 δt_i 的最小变化周期为 MT_r , 且在 M 个脉冲重复周期内的总采样点数为 L , 即 $MT_r = LT_s$, 其中 M, L 是使等式成立的最小整数, 则有

$$L = MN_p = M(\text{int}(N_p) + M\overline{\text{frac}}(N_p)). \quad (6)$$

显然, $\text{Mint}(N_p)$ 是整数, 则 (6) 式等价于要求

$$\text{frac}(N_p)M = n, n = 1, 2, 3, \dots \quad (7)$$

一般情况下, 如果 $\text{mod}(1, \overline{\text{frac}}(N_p)) = 0$, 则

$$M = 1/\overline{\text{frac}}(N_p). \quad (8)$$

若每个 PRI 内的采样点数为 10.5, 则由于时间不同步引起的相对采样时刻的变化周期为 2 个 PRI, 脉冲串间的采样点数变化规律为 10, 11, 10, 11, ...; 如果是 10.2, 则变化周期为 5 个 PRI, 如果为 10.9, 变化周期就等于 10 个 PRI. 进一步分析可知, 当 $\text{frac}(N_p) < 0.5$ 时, 则每个隔 M 个脉冲, 一个 PRI 内就将周期性地出现多一个采样点; 而当 $\overline{\text{frac}}(N_p) > 0.5$ 时, 每个隔 M 个脉冲, 一个 PRI 内就将出现少一个采样点的现象. 而当 $\text{mod}(1, \overline{\text{frac}}(N_p)) \neq 0$ 时, 相对采样时刻的变化周期就不能以 PRI 的整数倍来表示. 如 $\overline{\text{frac}}(N_p) = 0.3$ 时, 其对应的相对采样时刻变化周期为 3.33 PRI, 此时可以考虑利用采样间隔 T_s 来表示.

4 TSE 对相参检测和 Doppler 频率估计的影响

令 $N = kM + n$, 其中 $N = 0, 1, 2, 3, \dots$, $k = 0, 1, 2, 3, \dots$, $n = 0, 1, 2, \dots, M - 1$, 则类似于 (2) 式, 可以写出第 N 个脉冲的第 i 个采样点对应的采样时刻 $t(N, i)$ 为

$$t(N, i) = \begin{cases} [(n-1)N_p + (i-1)]T_s + kMT_r + \delta t_1, & \text{当 } (n-1)N_p \text{ 为整数,} \\ \text{int}[(n-1)N_p + (i-1)]T_s + kMT_r + \delta t_1, & \text{其他.} \end{cases} \quad (9)$$

事实上, 如果利用 δt_n 来表示 $t(N, i)$, 则

$$t(N, i) = kMT_r + (n-1)T_r + \delta t_n + (i-1)T_s. \quad (10)$$

不失一般性, 设目标通道中第 N 个中频脉冲信号的第 i 个采样, 经中频正交处理后的输出可以表示为

$$e_{IF}(N, i) = A_s \tilde{S}_T(t(N, i)) \exp[2\pi(F_{IF} + f_d)(kMT_r + (n-1)T_r + \delta t_n + (i-1)T_s)]. \quad (11)$$

其中 A_s 为散射路径对信号的衰减, $\tilde{S}_T(t)$ 脉冲的复包络, f_d 为目标的双基地 Doppler 频率, $1 \leq i \leq T/T_s$. 因为本文主要讨论的是时间同步误差对相参处理的影响, 所以在此忽略回波信号中的噪声项. 类似地, 直达信号通道中第 N 个脉冲信号的第 i 个采样点经中频正交处理的输出可表示为

$$d_{IF}(N, i) = A_d \tilde{S}_T(t(N, i) + \tau) \exp[2\pi F_{IF}(kMT_r + (n-1)T_r + \delta t_n + (i-1)T_s + \tau)]. \quad (12)$$

其中 A_d 为直达路径对信号的衰减, τ 为目标通道信号相对直达信号通道的延时, 且 $0 < \tau < T_r$, 即假设目标无距离模糊.

由文献 [15–17] 可知, 无源双基地雷达的经典相参检测方法就是计算基于目标信号与参考信号的距离–Doppler 二维互相关函数, 其离散形式可以表示为 [17]

$$|\Psi(\tau, f_d)| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} e(n) d^*(n - \tau) \exp(j2\pi f_d n/N) \right|. \quad (13)$$

简单地说, 实现相参处理的过程就是对每一个感兴趣的距离单元, 计算 $e(n)d^*(n-\tau)$ 的离散 Fourier 变换. 若对 $d^*(n)$ 的延时处理后恰好与目标所在的距离单元相对应, 则 $e(n)d^*(n-\tau)$ 的输出信号可以表示为

$$x(N, i) = A_d A_s \tilde{s}_T^2(t(N, i)) \exp\{j2\pi f_d(kMT_r + (n-1)T_r + \delta t_n + (i-1)T_s)\}. \quad (14)$$

为了去除直达波信号幅度起伏对相参积累的影响, 将利用直达波信号的幅度对 (14) 式进行归一化处理, 可得

$$\tilde{x}(N, i) = A_s \tilde{s}_T(t(N, i)) \exp\{j2\pi f_d(kMT_r + (n-1)T_r + \delta t_n + (i-1)T_s)\}. \quad (15)$$

一般情况下, 对 $\tilde{x}(N, i)$ 的输出信号进行脉冲间相参积累时, 我们认为采样过程满足同步的要求, 利用每个脉冲的第 i 个采样点对应的输出 $\tilde{x}(N, i)$ 进行离散 Fourier 变换, 可得

$$X(f, i) = A_s/T_r \sum_{l=-\infty}^{+\infty} A(l) S\left(f - f_d - \frac{lf_r}{M}\right) \exp\left(-j2\pi \frac{liT_s}{MT_r}\right). \quad (16)$$

其中 $A(l) = \sum_{n=0}^{M-1} 1/M \exp(j2\pi f_d \delta t_n) \exp(-j2\pi ln/M)$, $S(f) = \text{FT}[\tilde{s}_T(t)]$, 表示 $\tilde{s}_T(t)$ 的 Fourier 变换. (16) 式的详细推导参见附录 A.

理论上, $A(l)$ 可理解为序列 $1/M \exp(j2\pi f_d \delta t_n) \exp(-j2\pi ln/M)$ 的离散 Fourier 变换, 周期为 M , 对应地, $X(f, i)$ 的频谱是以 f_r 为周期, 且每个周期包含 M 根谱线, 谱线间距为 f_r/M . $X(f, i)$ 的最大峰值对应的是目标信号的 Doppler 频率 f_d , 幅度为 $|A(0)|$, 而第 l 阶频率分量 $f_d + lf_r/M$ 对应的幅度为 $|A(l)|$. 这些频率分量分布在目标 Doppler 频率的邻近单元, 将影响它们所在的频率单元的目标检测, 可能产生虚警, 因此我们在此认为这些频率分量是干扰. M 越大, 受干扰的频率单元越多.

由帕萨瓦尔定理, 可知

$$\sum_{n=0}^{M-1} \left| \frac{1}{M} \exp(j2\pi f_d \delta t_n) \right|^2 = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} |A(l)|^2. \quad (17)$$

则 $\sum_{l=0}^{M-1} |A(l)|^2 = 1$, 这表明采样时间不同步将导致目标信号频率 f_d 的部分能量泄漏到了频率分量 $f_d + lf_r/M$.

而当采样时间精确同步时, 有 $\delta t_n = 0$, 则

$$A(l) = \begin{cases} 1, & \text{当 } l = 0, M, 2M, \dots, \\ 0, & \text{其他.} \end{cases}$$

谱线间距为 f_r , 表明信号能量集中在 Doppler 频率分量处.

4.1 TSE 对相参处理输出的影响

首先我们对时间同步误差产生的多个干扰频率进行量化分析. 为了评估时间同步误差的统计平均效果, 借鉴文献 [18] 的定义方法, 在此我们定义归一化干扰功率 (NIP, normalized interference power) 如下

$$\text{NIP} = \frac{\sum_{l=1}^{M-1} \text{E}[A(l)A^*(l)]}{\text{E}[A(0)A^*(0)]}. \quad (18)$$

其中 $\text{E}[\cdot]$ 表示求期望, 上标 $*$ 表示复共轭.

事实上, 如果 δt_n 是周期性变化的未知确定量 (例如图 3 所示的情况), 则由 (17) 式, 还可将 (18) 式表示为

$$\text{NIP}_d = \frac{\sum_{l=1}^{M-1} |A(l)|^2}{|A(0)|^2} = \frac{1 - |A(0)|^2}{|A(0)|^2}. \quad (19)$$

其中, 下标 d 表示误差是确定量. 对应地, 可以求出 $|A(0)|^2$ 为

$$|A(0)|^2 = \frac{1}{M} + \frac{1}{M^2} \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_d(\delta t_n - \delta t_m)). \quad (20)$$

令 $\Delta = \delta t_{m+1} - \delta t_m$, 则 (20) 式可以简化为

$$|A(0)|^2 = \frac{1}{M} + \frac{1}{M^2} \sum_{n=0}^{M-1} (M-n) \cos(2\pi f_d n \Delta). \quad (21)$$

当 $\Delta = 0$ 时, 则 $|A(0)|^2 = 1$, 即表明时间同步采样是不同步采样的特例.

而实际系统工作时, 所采用的非合作雷达辐射源是时间基准要求不是非常高的非相参雷达 (如气象雷达或者航空交通管制雷达), 与双基地接收系统的定时时钟是相互独立的, 使得脉冲重复周期和采样时钟的随机抖动误差不能忽略, 因此定义

$$\Delta_{nm} = \Delta t_n - \Delta t_m. \quad (22)$$

则 Δ_{nm} 为服从某种分布的独立随机变量. 此时 (17) 式仍然成立, 但 (17) 式表示的是平稳随机信号的一个样本函数与其 Fourier 变换的关系.

下面讨论 Δ 服从两种典型分布情况下, 相参处理输出后的 NIP.

1) 设 Δ 为在 $(-T_s, T_s)$ 间服从均匀分布的随机变量, 则其特征函数为^[19] $\Phi(t) = E[\exp(jt\Delta)] = \text{sinc}(T_s t)$, 可以很容易求出 $E[|A(0)|^2]$ 为

$$E[|A(0)|^2] = \frac{1}{M} + \left(1 - \frac{1}{M}\right) \text{sinc}(2\pi f_d T_s). \quad (23)$$

将 (23) 式代入 (18) 式, 可得 NIP 为

$$\text{NIP}_U = \frac{(M-1)[1 - \text{sinc}(2\pi f_d T_s)]}{(M-1)\text{sinc}(2\pi f_d T_s) + 1}. \quad (24)$$

其中下标 U 表示均匀分布.

2) 如果 Δ 服从均值为零, 方差为 T_s^2 的 Gauss 分布, 则其特征函数为^[19] $\Phi(t) = E[\exp(jt\Delta)] = \exp[-T_s^2 t^2 / 2]$. 类似地, 有

$$E[|A(0)|^2] = \frac{1}{M} + \left(1 - \frac{1}{M}\right) \exp[-2(\pi f_d T_s)^2]. \quad (25)$$

同理, 将 (25) 式代入 (18) 式, 可得 NIP 为

$$\text{NIP}_G = \frac{(M-1)[1 - \exp[-2(\pi f_d T_s)^2]]}{(M-1)\exp[-2(\pi f_d T_s)^2] + 1}. \quad (26)$$

其中下标 G 表示 Gauss 分布.

当 $f_d=5$ kHz, $T_s = 10$ μ s 时, 归一化干扰功率分析结果如图 4 所示. 由图 4 可以看出, 当采样偏差的标准差逐渐增大时, 归一化干扰功率迅速增大. 由于采样偏差标准差的增大, 意味着 $2\pi f_d \delta t_n$ 取值的随机性也增大, 导致脉冲间的相参性变差, 信号能量泄漏严重. 当采样偏差标准差增大到一定值时, $\text{sinc}(2\pi f_d \delta t_s)$ 和 $\exp[-2(\pi f_d T_s)^2]$ 均渐近趋向于 0, NIP 输出近似等于 $M - 1$. 因为此时信号采样在脉冲间不再相参, 导致频率分量 $f_d + l f_r / M$ 的幅度与信号分量的幅度接近. 而当相对采样时刻的标准差接近于 0 时, NIP 近似等于零, 即表明此时脉冲间采样的相参性好. 因为理论上, 当 $f_d T_s$ 趋近于零时, $\text{sinc}(2\pi f_d \delta t_s)$ 和 $\exp[-2(\pi f_d T_s)^2]$ 均接近于 1, 则 (24) 式与 (26) 式的取值与 M 近似无关, NIP 接近于零. 因此

$$0 < \text{NIP} < M - 1. \quad (27)$$

从图 4 还可以看出, M 取值一定的情况下, 当 $f_d T_s$ 较小时, 脉冲间的相参性比较好, 均匀分布假设下的归一化干扰功率较大. 这是因为均匀分布是最差的一种分布, 也是一种最保守的假设, 没有利用任何先验信息. 而当 $f_d T_s$ 较大时, 由于信号失去了脉冲间的相参性, 故在两种假设下相参积累对输出性能都没有任何改善, 归一化干扰功率近似为常数.

事实上, 因为时间同步误差使得信号能量泄漏, 信号能量降低的同时还抬高了噪声电平, NIP 还可理解为存在时间同步误差时相参积累输出信噪比的恶化, 因此将其作为衡量相参积累输出的性能指标之一是合理的.

4.2 TSE 对 Doppler 频率估计的影响

在理想同步采样情况下, 每个脉冲的第 1 个采样经中频正交处理后的输出可以表示为 $A_s \exp(j2\pi f_d n T_r)$, 其中 n 为脉冲的序数. 如果利用 M 个脉冲进行 FFT 分析, 则对应的 Doppler 频率分辨单元大小为 $1/MT_r$. 忽略量化误差的影响, 并假设输入 Doppler 频率准确落入单元 k 的中心, 即 $f_d = k/(MT_r)$, 则输入采样信号可表示为 $A_s \exp(j2\pi(k/(MT_r))nT_r)$.

而实际中, 由于时间同步误差的影响, 相邻脉冲间对应采样点的实际采样间隔为 $T'_r = T_r + \Delta T_r$, 则第 n 个脉冲的第 1 个采样点经中频正交处理后的输出可以表示为

$$A_s \exp\left(j2\pi\left(\frac{k}{MT_r}\right)n(T_r + \Delta T_r)\right) = A_s \exp\left(j2\pi\left(\frac{k}{MT_r}\right)nT_r\left(\frac{T_r + \Delta T_r}{T_r}\right)\right). \quad (28)$$

则估计得到 Doppler 频率 f' 为

$$f' = f + \Delta f = \frac{k}{MT_r} \frac{T_r + \Delta T_r}{T_r} \quad (29)$$

表明估计 Doppler 频率有误差, 误差大小为 $\Delta f = \frac{k}{MT_r} \frac{\Delta T_r}{T_r}$. 假设第 M 个脉冲的第 1 个采样点相对第 1 个脉冲的第 1 个采样点的采样时刻漂移了一个脉冲宽度 T 或一个采样间隔 T_s , 即 M 为相对采样时刻的变化周期, 如图 5 所示, 则

$$\Delta T_r = \frac{\min(T, T_s)}{M} \quad (30)$$

对应的 Doppler 频率误差为

$$\Delta f = k \frac{\min(T, T_s)}{(MT_r)^2}. \quad (31)$$

一般情况下, 为了满足采样定理的基本要求, 采样间隔 T_s 小于脉冲宽度 T , 又由 $MT_r = NT_s$, 重新整理 (31) 式, 可得

$$\Delta f = \frac{1}{MT_r} \frac{kT_s}{MT_r} = \frac{1}{MT_r} \frac{k}{N}. \quad (32)$$

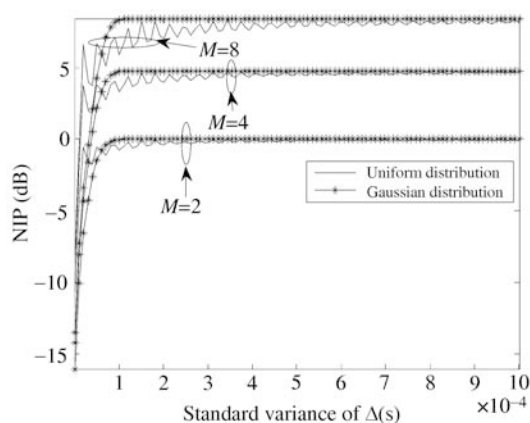


图 4 采样不同步时的归一化干扰功率

Figure 4 NIP in asynchronous sampling

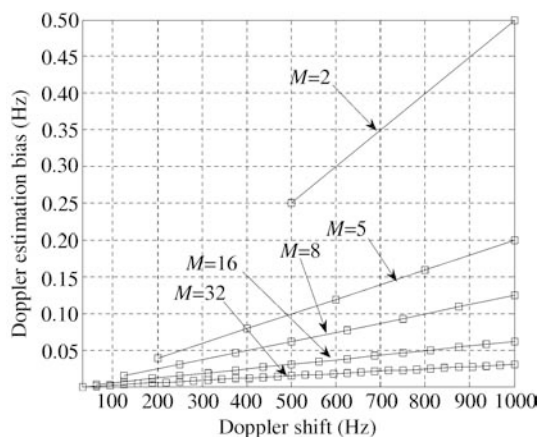


图 6 时间同步误差导致的 Doppler 频率估计误差

Figure 6 Doppler bias due to asynchronous sampling

(32) 式中第 1 项为 Doppler 分辨单元的大小. 当 $kT_s \ll MT_r$ 时, 第 2 项是非常小的量, 此时 Doppler 频率误差只占 Doppler 分辨单元的一小部分; 而当 $k = T_r/T_s = N_p$ 时

$$\Delta f = \frac{kT_s}{M^2T_r}. \quad (33)$$

Doppler 频率误差将取决于 Doppler 分辨单元的大小 $1/MT_r$ 和相对采样时刻变化周期 M .

图 6 给出了 PRF 为 1 kHz, 积累脉冲数分别为 5、8、16、32 时的 Doppler 频率误差; 图 7 对应的是 PRF 为 2.2 kHz, 积累脉冲数分别为 5、8、16、32 时的 Doppler 频率误差. 从以上理论分析和仿真结果可以看出: 1) 相对采样时刻变化周期一定时, 信号 Doppler 频率越高, Doppler 偏差越大; 2) M 较大时, Doppler 频率估计误差相对较小; 如图 6 与图 7 所示情形的 Doppler 频率误差基本可以忽略.

下面仿真分析 Doppler 频率不同时的估计误差. 假设理想信号的脉冲重复频率为 1 kHz, 占空比为 0.5, 系统采样频率为 40 kHz. 图 8, 9 给出了 Doppler 频率分别为 400 Hz 和 100 Hz, N_p 分别为 40, 40.1, 40.9 时, 利用 20 个脉冲进行相参积累的仿真结果. 当 $N_p = 40.1$ 和 $N_p = 40.9$ 时, 相对采样时刻变化周期均为 10, 此时的 Doppler 分辨单元的大小相同, 但是脉冲串的采样点 N 不同, 相比较而言, $N_p = 40.9$ 时的采样点数较多, 由 (32) 式可知, 其对应的估计误差较小, 如图 8 所示.

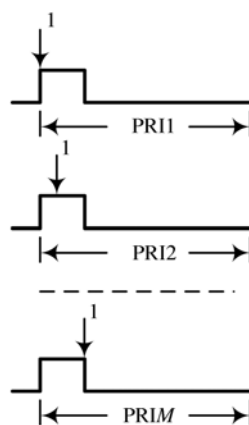
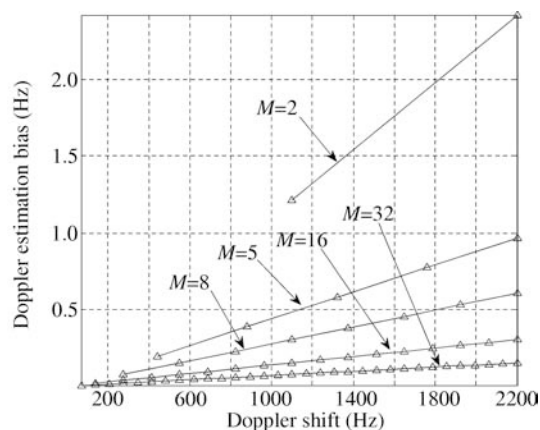
图 5 相参处理时间内的 M 个脉冲采样Figure 5 M pulses for coherent integration

图 7 时间同步误差导致的 Doppler 频率估计误差

Figure 7 Doppler bias due to asynchronous sampling

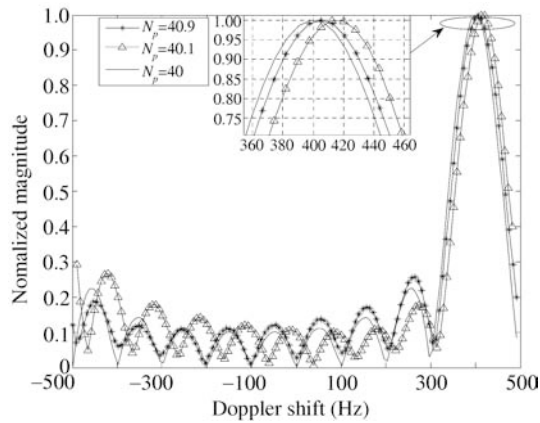


图 8 $f_d=400$, $M=10$ 时的 Doppler 频率估计结果

Figure 8 Doppler frequency Estimation for $f_d=400$ Hz, $M=10$

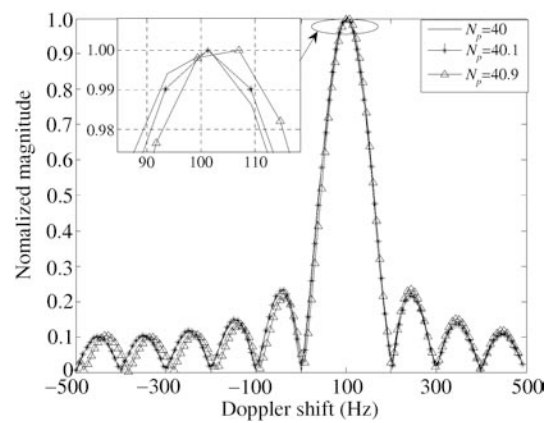


图 9 $f_d=100$, $M=10$ 时的 Doppler 频率估计结果

Figure 9 Doppler frequency Estimation for $f_d=100$ Hz, $M=10$

当相参积累脉冲串内总的采样点 N 相同时, 即 N_p 相同时, 通过比较图 8 和图 9 可以发现, Doppler 频率较大时, Doppler 频率估计误差较大, 因为其所对应的 Doppler 频率单元 k 也较大, 与直接利用 (32) 式得到的结论相同。

5 总结

本文首先完成了存在时间同步误差时, 无源相干脉冲雷达信号采集过程的建模, 推导出了脉冲间相对采样时刻的变化周期与时间同步误差的关系, 然后通过 NIP 研究了时间同步误差对系统相参处理输出的影响, 并且在此基础上, 推导出了脉冲间的相对采样时刻的差服从均匀分布和 Gauss 分布时, 归一化干扰功率的解析表达式, 同时还推导了存在时间同步误差时 Doppler 频率估计的理论误差, 并给出了仿真分析结果. 主要得到以下结论:

(1) 由 (16) 式可知, 时间同步误差将导致无源相干脉冲雷达相参处理输出的检测区间出现 M 个新的干扰分量, 可能产生虚警并影响目标邻近 Doppler 单元的检测;

(2) 相对采样时刻差的标准偏差逐渐增加时, NIP 迅速增大, 导致相参处理的增益降低, 直至积累无效, 表明时间同步误差将直接影响无源相干脉冲雷达的相参检测的性能;

(3) 理论和仿真分析均表明, 时间同步误差对 Doppler 频率估计的直接影响较小.

这些结论对无源相干脉冲雷达的相参信号处理具有一定的参考价值和指导意义.

致谢 感谢南京电子技术研究所范义晨主任为我提供的各种实验条件和理论指导, 感谢钱丽和陈泳高级工程师在关于无源双基地雷达信号处理理论的有益讨论.

参考文献

- 1 Qi R, Coakley F P, Evans B G. Practical consideration for band-pass sampling. IEE Electron Lett, 1996, 32: 1861–1862

- 2 Ma B T, Fan H Q, Fu Q. IF sampling conditions for coherent pulse radar(in Chinese). J Data Acqui Proces, 2009, 24: 114–118
- 3 Zhu Y L, Fan H Q, Ma B T, et al. Design of IF signal acquisition system for pulse coherent radars. Syst Eng Elect(in Chinese), 2009, 31: 489–496
- 4 Wang X M, Kuang Y S, Chen Z X. Surveillance Radar Technology(in Chinese). Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008. 366–369
- 5 Yang Z Q, Zhang Y S, Luo Y J. Bistatic/Multistatic Radar System (in Chinese). Beijing: Publishing House of National Defense Industry, 1998. 209–214
- 6 Thomas D D. Synchronization of noncooperative bistatic radar receivers. PhD Dissertation. NY: Syracuse University, 1999
- 7 Wang W Q, Ding C B, Liang X D. Time and phase synchronization via direct-path signal for bistatic synthetic aperture radar systems. IET Radar Son Nav, 2008, 2: 1–11
- 8 Jenq Y C. Digital spectra of non-uniformly sampled signals: fundamentals and high-speed waveform digitizers. IEEE Trans Instrum Meas, 1988, 37: 245–251
- 9 Jenq Y C. Digital Spectra of non-uniformly sampled signals: digital look-up tunable sinusoidal oscillators. IEEE Trans Instrum Meas, 1988, 37: 358–362
- 10 Tarczynski A, Valimaki V, Cain G D. FIR filtering of non-uniformly sampled signals. In: Proceeding of IEEE International Conference on ASSP. New Paltz: IEEE Press, 1997. 2237–2240
- 11 Jenq Y C. Perfect reconstruction of digital spectrum from non-uniformly sampled signals. In: Proceeding of IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. Ottawa: IEEE Press, 1997. 19–21
- 12 Tao W W, Zhang J Q, Lu Q Y. Spectral interpolated compensation analysis of non-coherent sampling signals(in Chinese). J Fudan Univ(Nat Sci), 2008, 47: 703–709
- 13 Geng X P, Hu Y H, Yan H H, et al. An improved imaging algorithm for fixed-receiver bistatic SAR. Sci China Ser F-Inf Sci, 2010, 53: 1461–1469
- 14 Zhang L, Jing W, Xing M D, et al. Unparallel trajectory bistatic spotlight SAR imaging. Sci China Ser F-Inf Sci, 2009, 52: 91–99
- 15 Kulpa K S, Czekala Z. Masking effect and its removal in PCL radar. IEE Radar Son Nav, 2005, 152: 174–178
- 16 Griffiths H D, Baker C J. Passive coherent location radar systems. Part 1 performance prediction. IEE Radar Son Nav, 2005, 152: 153–159
- 17 Howland P E, Maksimiuk D, Reitsma G. FM radio Based bistatic radar. IEE Radar Son Nav, 2005, 152: 107–115
- 18 Choi Y S, Voltz P J, Casara F A. On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels. IEEE Trans Commun, 2001, 49: 1375–1387
- 19 Lu D J. Stochastic process with application(in Chinese). Beijing: Publishing House of Tsinghua University, 2007. 661–662

附录 A

下面给出 (16) 式的详细推导过程.

$$\begin{aligned}
 X(f, i) &= \sum_{N=0}^{+\infty} \tilde{x}(N, i) \exp[-j2\pi f(NT_r + iT_s)] \\
 &= A_s \sum_{k=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{M-1} \tilde{s}_T(kMT_r + nT_r + \delta t_n + iT_s) \exp[j2\pi f_d(kMT_r + nT_r + \delta t_n + iT_s)] \\
 &\quad \exp\{-j2\pi f[(kM + n)T_r + iT_s]\} \\
 &= A_s \exp[j2\pi(f_d - f)iT_s] \sum_{k=0}^{+\infty} \exp[j2\pi(f_d - f)kMT_r] \sum_{n=0}^{M-1} \tilde{s}_T(kMT_r + nT_r + \delta t_n + iT_s) \\
 &\quad \exp[j2\pi(f_d - f)nT_r] \exp(j2\pi f_d \delta t_n)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= A_s \exp[j2\pi(f_d - f)iT_s] \sum_{k=0}^{+\infty} \exp[j2\pi(f_d - f)kMT_r] \sum_{n=0}^{M-1} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\Omega) \exp[j\Omega((kM + n)T_r + iT_s)] d\Omega \\
&\quad \exp(j2\pi(f_d - f)nT_r) \exp(j2\pi f_d \delta t_n) \\
&= A_s \exp[j2\pi(f_d - f)iT_s] \sum_{n=0}^{M-1} \exp[j2\pi f_d \delta t_n] \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\Omega) \left\{ \sum_{k=0}^{+\infty} \exp[j(\Omega + 2\pi(f_d - f))kMT_r] \right\} \\
&\quad \exp[j(\Omega + 2\pi(f_d - f))nT_r + iT_s] d\Omega \\
&= A_s \exp[j2\pi(f_d - f)iT_s] \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_d \delta t_n) \frac{1}{MT_r} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\Omega) \delta \left[\Omega + 2\pi(f_d - f) - \frac{2\pi l}{MT_r} \right] \\
&\quad \exp[j(\Omega + 2\pi(f_d - f))nT_r] \exp(j\Omega iT_s) d\Omega \\
&= A_s \exp[j2\pi(f_d - f)iT_s] \frac{1}{MT_r} \sum_{n=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_d \delta t_n) \sum_{l=-\infty}^{+\infty} S \left(2\pi f - 2\pi f_d - \frac{2\pi l}{MT_r} \right) \\
&\quad \exp \left(-j \frac{2\pi l n}{MT_r} \right) \exp \left[-j2\pi \left(f_d - f + \frac{l}{MT_r} \right) iT_s \right] \\
&= A_s \frac{1}{T_r} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_d \delta t_n) \exp \left(-j \frac{2\pi l n}{M} \right) \right\} \exp \left[j2\pi \left(-\frac{l}{MT_r} \right) iT_s \right] S \left(2\pi f - 2\pi f_d - \frac{2\pi l}{MT_r} \right) \\
&= A_s \frac{1}{T_r} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} S \left(2\pi f - 2\pi f_d - \frac{2\pi l}{MT_r} \right) \exp \left[j2\pi \left(-\frac{l}{MT_r} \right) iT_s \right].
\end{aligned}$$

The impact of time synchronization error on passive coherent pulsed radar system

HE You¹, ZHANG CaiSheng^{1,2*}, DING JiaHui² & TANG XiaoMing¹

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

² Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210039, China

*E-mail: caifbi2008@yahoo.com.cn

Abstract Passive bistatic coherent radar system operates with distinct non-cooperative transmitter and receiver located at different sites. In such spatial separation, the receiving system needs to independently solve the problem of time and phase synchronization via direct-path signal. The impact of time synchronization error was explored and solved in passive bistatic coherent radar. The common model of digital sampling process is introduced to illustrate the effect of time synchronization error (TSE). The periodicity of relative sample instant variation of each pulse is deduced. Then, normalized interference power (NIP) is defined to evaluate the potential impact of TSE. The NIP expressions are derived when the difference between the adjacent relative sample instant is uniform distribution or Gaussian distribution. It is found that there are new spurious frequency components and the detection performance is decreased in the case of asynchronous sampling. At the same time, the analytical Doppler frequency bias expression caused by TSE is presented. Theoretical results are confirmed by simulation in the cases of different periods of relative sampling instant.

Keywords passive coherent radar (PCR), time synchronization error (TSE), normalized interference power (NIP)