

多载波雷达的单次回波速度估计方法

王海青^① 张劲东^{①②} 李戛晟^① 朱晓华^①

^①(南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094)

^②(南京航空航天大学信息科学与技术学院 南京 210016)

摘要: 该文分析了多载波雷达信号静止目标和运动目标的回波模型,利用各个子载波上多普勒频率间的特殊关系,提出了分别在单散射点和多散射点目标模型下单次回波的速度估计方法,该方法将各个载波自相关处理后的数据进行非线性最小二乘估计测量速度。给出了相应的实现框图,分析了速度估计方法的理论精度和复杂度。理论分析和仿真结果表明该方法运算量小,灵活简便,且是有效的。

关键词: 多载波雷达; 自相关; 非线性最小二乘; 单次回波

中图分类号: TN 957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)12-2868-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00026

Multicarrier Radar Velocity Measurement Using Single Pulse

Wang Hai-qing^① Zhang Jin-dong^{①②} Li Yu-sheng^① Zhu Xiao-hua^①

^①(School of Electronic Engineering and Optoelectronic Technology, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

^②(College of Information Science and Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: In this paper, multicarrier radar signal models of stationary and moving targets are analyzed. Based on the Doppler frequency difference of different subcarrier, a new method is proposed to estimate the velocity of the target with one and multiple scattering points using single echo. This method measures the velocity from the data produced by multiple auto correlation channels using nonlinear least squares criteria. The correspondence processing scheme is given and the complexity of this algorithm is analyzed. Simulation results show that this method is feasible and effective.

Key words: Multicarrier radar; Auto correlation; Nonlinear least squares; Single echo

1 引言

现代雷达对于高距离分辨能力的需求是宽带雷达信号研究的动力。宽带雷达提供了高距离分辨力和更好的目标识别能力。作为一种典型的宽带雷达信号,步进频率信号具有良好的距离分辨力和较窄的瞬时带宽,因而在工程中得到广泛的应用。然而,步进频率信号对目标的径向运动较为敏感,存在距离-多普勒耦合现象,在进行IFFT脉冲相参合成处理前必须对目标运动加以精确补偿,否则将会导致目标距离像的徙动和散焦^[1]。

多载波雷达信号是近年来出现的一种新的雷达信号形式。与步进频率信号在不同时刻将不同载波频率信号发射出去不同,多载波信号将雷达信号调制到多个彼此正交的子载波上同时发射出去,降低

了被电子侦察接收机截获的可能,并且雷达利用多个载波返回的信息同时进行探测,可有效提高目标探测的能力^[2,3]。作为测距技术的研究热点,多载波测距雷达具有测距范围大和精度高的特点,应用于导航、测控和各种空间精密测距系统中^[4,5]。

与步进频率信号相比,多载波信号的持续时间较短,对目标运动不敏感,因此较合适高速目标的探测^[6]。文献[7]针对多载波雷达信号中由于合成频谱不连续性导致近区高旁瓣和由子带间耦合引起远区高旁瓣问题,提出了基于倒数谱滤波器和子带信号带外衰减的旁瓣抑制方法。文献[8]针对多载频线性调频连续波(FMCW),提出了针对静止目标的IFFT相参合成处理和空域合成带宽处理,并针对运动目标下距离-多普勒的耦合问题,提出了利用相参积累和多普勒估计的运动补偿方法。上述运动目标下的多普勒补偿处理是针对多个脉冲周期进行的。步进频率信号的一种测速方法是利用前后两帧回波

信号在不同频率上的多普勒频率调制引起的相位关系获得速度估计的^[9]。这种方法具有实现简单、运算量小的特点。本文借鉴了文献[9]中的新思路, 利用多载波信号各个子载波上多普勒频率间的特殊关系, 提出一种新的多载波雷达测速方法, 利用单次回波信号就可同时实现距离成像和速度估计。本文首先对大时宽多载波雷达信号的距离高分辨处理进行了分析, 接着研究了分别对单散射点和多散射点目标的多载波雷达信号测速方法, 给出了相应的实现框图。然后分析了实现复杂度, 最后进行了计算机仿真和性能分析。

2 大时宽多载波信号的距离高分辨处理

多载波雷达信号的数学形式可表示为

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(j2\pi f_n t) \quad (1)$$

其中 $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形包络, T 为信号持续时间, $f_n = f_0 + n\Delta f$ 为第 n 个子载波频率, f_0 为中心频率, Δf 为子载波间隔。目前在通信领域广泛应用正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 的形式, 即有 $T\Delta f = 1$, 这样各子载波上的信号保持相互正交。本文主要针对多载波雷达信号的测速方法进行研究, 因此适当增加脉冲宽度, 使 $T\Delta f = Z$, 且 Z 为大于 1 的正整数, 即多载波雷达信号具有大时宽带宽积, 且各子载波上的信号仍保持相互正交。下面对大时宽多载波雷达信号的距离高分辨处理进行分析。

假设雷达接收到距离 $R = R_0$ 处静止目标的回波信号为

$$\begin{aligned} R(t) &= \alpha s(t - \tau) \\ &= \alpha \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T}\right) \exp[j2\pi f_n (t - \tau)] \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $\tau = 2R_0/c$ 为目标回波的时延, α 为目标回波的强度。将回波信号分别与 N 路发射基准信号 $\exp(j2\pi f_i t)$, $i = 0, 1, \dots, N-1$ 进行混频处理, 第 i 路混频信号可表示为

$$\begin{aligned} r_i(t) &= (\exp(j2\pi f_i t))^* R(t) \\ &= \alpha \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T}\right) \exp[j2\pi(c_{ni}\Delta f t - f_n \tau)] \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $*$ 代表共轭, $c_{ni} = n - i$ 。对第 i 路混频信号 $r_i(t)$ 进行子载波分离, 即低通滤波, 可得第 i 路子载波的基带解调信号为

$$b_i(t) = \alpha \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T}\right) \exp(-j2\pi f_i \tau) \quad (4)$$

利用各个子载波的基带解调信号在 t 时刻的 $b_i(t)$ 上的相位信息, 即对 $b_i(t)$ 的采样值进行 IFFT 相参合

成处理, 就可得到目标的距离向高分辨成像结果。具体形式可表示为

$$\begin{aligned} B(l) &= \sum_{i=0}^{N-1} \exp(-j2\pi f_i \tau) \cdot \exp(j2\pi l i / N) \\ &= \exp(-j2\pi f_0 \tau) \cdot \exp\left[j\pi \frac{N-1}{N} (N\Delta f \tau - l)\right] \\ &\quad \cdot \frac{\sin \pi(l - N\Delta f \tau)}{\sin \frac{\pi}{N} (l - N\Delta f \tau)} \end{aligned} \quad (5)$$

当 $l - N\Delta f \tau = kN$, $k \in \mathbb{Z}$ 时, $|B(l)|$ 出现最大值, $l_k = N\Delta f \tau + kN$, 令 $l_0 = N\Delta f \tau$, 在实际测量过程中 $N\Delta f \tau$ 可能不为整数, l_0 是离实际峰值最近的距离位置, 测量得到的目标距离为

$$R_0 = \frac{cl_0}{2N\Delta f}, \frac{c(l_0 + N)}{2N\Delta f}, \frac{c(l_0 + 2N)}{2N\Delta f}, \dots \quad (6)$$

根据 IFFT 的性质, 其变换结果是以 N 为周期延拓的, 信号处理时只取其中一个周期即可。因此由式 (6) 可见, 多载波雷达信号的最大不模糊距离窗的宽度为 $\Delta R = c/(2\Delta f)$, 距离分辨力为 $\Delta r = c/(2N\Delta f)$ 。脉冲宽度 T 对整个距离高分辨处理没有影响, 而且对最大不模糊距离窗和距离分辨力也没有影响。多载波雷达信号的最大不模糊距离窗和距离分辨力与步进频率雷达信号是一致的。

3 基于单次回波的多载波雷达速度估计

3.1 单散射点目标

下面讨论单散射点运动目标情况下的多载波雷达信号处理。假设目标的径向速度为 v , 目标距离为 $R = R_0 + vt$, 运动目标的第 i 路的基带解调信号可表示为

$$\begin{aligned} b_i(t) &= \alpha \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T}\right) \exp\left[-j \frac{4\pi}{c} f_i (R_0 + vt)\right] \\ &= \alpha \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T}\right) \exp\left[-j \frac{4\pi}{c} (f_0 R_0 + i\Delta f R_0)\right] \\ &\quad \cdot \exp(-j2\pi f_{di} t), \quad i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (7)$$

其中第 i 路子载波上的多普勒频率为 $f_{di} = 2(f_0 v + i\Delta f v)/c$, c 为光速。因此各个子载波上的多普勒频率是随着子载波频率的增大步进递增的。对 t_0 时刻基带解调信号采样值进行 IFFT 处理, 可得 t_0 时刻目标的 1 维距离像

$$\begin{aligned} b(l) &= \exp\left[-j \frac{4\pi}{c} f_0 (R_0 + vt_0)\right] \\ &\quad \cdot \exp\left\{j\pi \frac{N-1}{N} \left[\frac{2N\Delta f}{c} (R_0 + vt_0) - l\right]\right\} \\ &\quad \cdot \frac{\sin \pi \left[l - \frac{2N\Delta f}{c} (R_0 + vt_0)\right]}{\sin \frac{\pi}{N} \left[l - \frac{2N\Delta f}{c} (R_0 + vt_0)\right]} \end{aligned} \quad (8)$$

由式(8)可见,对不同时刻基带信号采样值进行IFFT相参合成处理时,由于运动引起回波的一次相位项导致距离成像的走动。在脉冲信号的持续时间较短和目标运动速度较小的情况下距离走动是可忽略的,因此直接IFFT相参合成处理仍可用于运动目标情况下的多载波雷达高分辨距离成像。与之相比,步进频率信号由于目标运动产生二次相位项,导致合成处理的峰值急剧下降,因此多载波信号更有利于运动目标的检测。对第*i*路基带信号以采样周期 T_s 进行采样,得到*M*点离散时间信号,离散化的第*i*路的解调信号可表示为

$$b_i(m) = \exp\left[-j\frac{4\pi}{c}(f_0 R_0 + i\Delta f R_0 + m f_0 v T_s + im\Delta f v T_s)\right], \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (9)$$

式(9)中解调信号中包含了目标的距离信息,因此直接处理无法得到目标速度估计值。为了将目标距离和速度信息分离开来,本文对各个子载波的采样信号进行自相关处理使目标距离相位项对消,从而只剩下目标速度信息。即对第*i*路的输出 $\{b_i(m)\}_{m=1}^{M-k+1}$ 和 $\{b_i(m)\}_{m=k}^M$ 进行自相关处理,可得第*i*路解调信号中第*k*路相关输出通道的多普勒频率相位累计量,其可表示为

$$d_i(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^{M-k+1} b_i(m) b_i^*(m+k-1) = \left(\frac{M-k+1}{M}\right) \exp\left[-j\frac{4\pi}{c}(k-1)(f_0 v T_s + i\Delta f v T_s)\right] \quad (10)$$

上述相关处理过程可针对 $2 \leq k \leq M-1$ 组不同信号进行,即对 $M-2$ 路不同时延信号进行的。

假设

$$\mathbf{d}(k) = [d_1(k) \quad d_2(k) \quad \dots \quad d_N(k)]^T$$

$$\beta = \left(\frac{M-k+1}{M}\right) \exp\left[-j\frac{4\pi}{c}(k-1)f_0 v T_s\right]$$

$$\omega = -\frac{4\pi}{c}(k-1)\Delta f v T_s, \quad \mathbf{B} = [e^{j\omega} \quad e^{j2\omega} \quad \dots \quad e^{jN\omega}]^T$$

第*k*路相关输出通道中多普勒频率相位累计量以向量的形式表示为

$$\mathbf{d}(k) = \beta \mathbf{B} \quad (11)$$

对 $\mathbf{d}(k)$ 中速度*v*的估计问题可归结为对其中的线谱 ω 的估计,因此这里采样非线性最小二乘法(Nonlinear Least Squares, NLS)对速度*v*进行估计。根据文献[10],对线谱 ω 的NLS估计可采用如下形式

$$\hat{\omega} = \arg \max_{\omega} [\mathbf{d}^H(k) \mathbf{B} (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{d}(k)] \quad (12)$$

根据估计值 $\hat{\omega}$ 可反推出速度 $\hat{v} = -c\hat{\omega}/4\pi(k-1)\Delta f T_s$ 。文献[10]给出了估计误差 $|\hat{\omega} - \omega|$ 的方差形式,因此速度估计误差可表示为

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{6\sigma^2}{N^3\beta^2} = \frac{6\sigma^2 M^2}{N^3(M-k+1)^2} \quad (13)$$

其中 σ^2 为噪声功率。第*k*路相关处理的单散射点速度估计的框图如图1所示。由式(13)可知,针对 $M-2$ 路相关处理支路的输出进行NLS估计即可得到目标速度的估计值。这 $M-2$ 处理支路的处理都可获得速度估计值,但各个支路的速度估计精度都是不同的,随着*k*的增大,相关处理的运算量可以减小,但相关处理的信号点数减小,输出幅度的减小从而引起信噪比的损失,因此在实际过程中需要对运算量和回波信噪比之间进行权衡,选取合适的*k*相关支路进行处理。假设某多载波雷达系统参数如下:载波个数 $N=100$,信噪比 $\text{SNR}=50$ dB,采样点数 $M=100$, $k=50$,频率间隔 $\Delta f=5$ MHz,采样间隔 $T_s=1$ μs ,则预测 $\hat{\omega}$ 的估计误差在 10^{-10} 数量级,相应的速度 \hat{v} 的估计误差在 10^0 数量级。

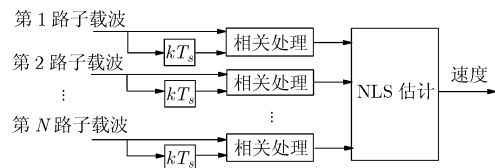


图1 第*k*路相关处理的单散射点速度估计

3.2 具有相同速度的多散射点分析

上述过程中假设是目标单散射点的情况,一个实际目标的回波通常由多个散射点目标的回波组成。假设多个散射点目标具有相同运动速度,则含有*P*个散射点的基带解调回波信号可表示为

$$b_i(t) = \sum_{p=1}^P \alpha_p \text{rect}\left(\frac{t - \tau_p}{T}\right) \cdot \exp\left[-j\frac{4\pi}{c}(f_0 R_p + i\Delta f R_p + f_0 v t + i\Delta f v t)\right] \quad (14)$$

其中 α_p , R_p 和 τ_p 分别为第*p*个散射点的幅度、距离和时延。由于不同散射点的时延所能引起的回波包络时延,与实际采样间隔比较是非常小的,因此可以忽略不计。与单散射点情况类似,为了消除距离信息,对该回波进行离散采样后作相关处理。假设对多散射点的回波采样*M*点,且保证*P*个散射点的回波都被采样到。由此可得第*i*路解调信号中第*k*路相关输出通道的多普勒频率相位累计量,表示为

$$d_i(k) = \frac{M-k+1}{M} \cdot \left(\sum_{p=1}^P \sum_{q=1}^P \alpha_p \alpha_q \cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} [f_0(R_p - R_q) + i\Delta f(R_p - R_q)] \right\} \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} (kf_0 v T_s + ik\Delta f v T_s) \right] \right) \quad (15)$$

此时相关处理的结果中含有目标散射点距离差引起的相位项, 会影响到目标的速度估计。这里利用第 2 个相关通道的处理结果作为参考值, 将 $\{d_i(k), k=3, \dots, M\}$ 对第 2 个相关通道的处理结果进行归一化的处理, 可得

$$f_i(k) = \frac{d_i(k)}{d_i(2)} = \frac{M-k+1}{M-1} \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} (k-2)(f_0 v T_s + i\Delta f v T_s) \right] \quad (16)$$

尽管这些点目标回波会在式中的计算过程中产生不同的相位项, 但是点目标回波之间存在固定相位差, 因此多个点目标回波可以通过归一化处理化为单个点目标回波乘以一个固定常数项, 这样不会改变上述第 i 路信号解调后的表示形式。类似于单散射点目标速度估计的方法, 这里采样 NLS 对速度进行估计。

$$\hat{\omega} = \arg \max_{\omega} [f^H(k) \mathbf{B} (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H f(k)] \quad (17)$$

其中 $f(k)$ 和 \mathbf{B} 的形式与上一节类似。

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{6\sigma^2(M-1)^2}{N^3(M-k+1)^2} \quad (18)$$

由此可见, 对多散射点目标的速度估计类似于单散射点目标。第 k 路相关处理的多散射点速度估计的框图如图 2 所示。

3.3 算法复杂度分析

本文将 N 路子载波信号通过 $M-2$ 路相关处理后进行 NLS 估计得到的, 因此主要运算量集中在相关处理运算和 NLS 估计上。如果 $M-2$ 路相关器并行进行工作, 则总的运算量为 $O[N(M-1)(M-2)]$ 。

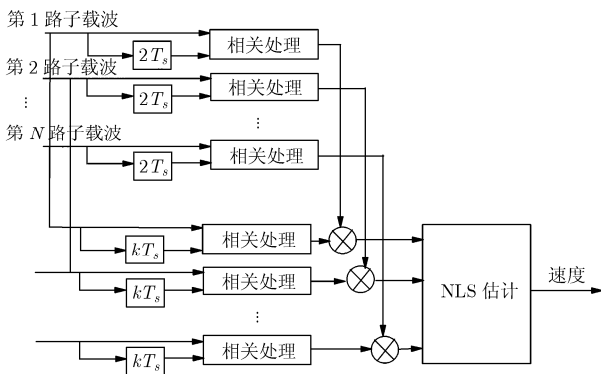


图 2 第 k 路相关处理的多散射点速度估计

但在实际过程中, 我们只需要得到一定精度的速度估计值, 因此选取其中的某个相关器的输出进行 NLS 估计, 这样运算量可以降到 $O[NM]$ 。NLS 估计过程中, 由于 \mathbf{B} 为向量形式, 因此 $(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1}$ 的运算可以省略, 因此在单次搜索 NLS 估计的运算量为 $2N$, 假设在某速度搜索范围内进行 L 次搜索, 整体运算量约为 $O(2NL)$ 。因此整个速度估计过程的运算量为 $O[N(2L+M)]$ 。在速度搜索范围不大, 速度估计精度要求不高的情况下, 运算量可以保证较小。

4 计算机仿真与结果分析

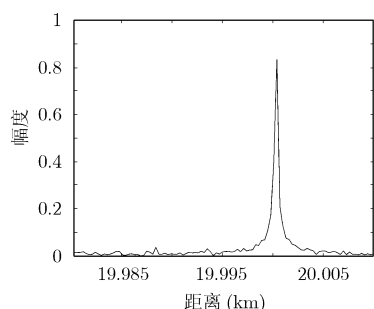
假设多载波雷达发射信号的中心频率 $f_0 = 1$ GHz, 脉冲宽度 $T = 10 \mu\text{s}$, 子载波个数 $N = 100$, 载波频率间隔 $\Delta f = 5$ MHz。基带采样频率 $f_s = 5$ MHz, 采样点数 $M = 100$, 在相关处理时最多可以形成 48 个相关处理通道。下面针对单散射点和多散射点情况下的运动估计问题进行仿真。假设有一个单散射点和多散射点的运动目标, 距离 $R_0 = 20$ km, 运动速度 $v = 200$ m/s, 对回波信号采用 IFFT 相参合成处理得到的单散射点目标和多散射点目标的 1 维距离像如图 3(a) 和 3(b) 所示, 可见单散射点目标在 20 km 处有一个窄脉冲, 多散射点在 20 km 附近有 3 个窄脉冲。

图 4(a) 和 4(b) 分别给出了信噪比 60 dB 下单散射点和多散射点情况下运动速度估计误差。这里在进行 NLS 估计的过程中, 我们选择的速度范围是 $[175, 225]$ m/s, 搜索速度间隔是 0.25 m/s, 进行了 100 次 Monte Carlo 仿真。如图 4(a) 所示, 在 k 较小的情况下由于相位变化不明显, 因此速度估计误差较大; 在 k 很大的时候, 由于峰值的下降使得误差会有所偏大, 因此在中间的相关通道可以在保持一定速度分辨力的情况下又保证一定的信噪比, 因此在实际系统中, 不必设计所有的相关通道, 而只需通过仿真选择合适的相关通道即可。图 4(b) 中的估计误差和图 4(a) 相比有所增大, 是因为对于多散射点目标进行速度估计过程中, 归一化运算在噪声较大时会将一些噪声相位引入式(16)中。

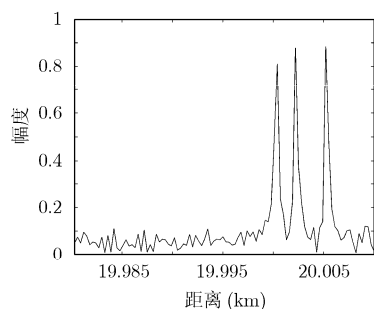
选择 $k = 25$ 的相关处理支路作为指定支路, 图 5(a) 和 5(b) 分别给出了该支路在不同信噪比条件下的速度估计误差。由图可见, 当信噪比大于 50 dB 时速度估计误差很小, 随着信噪比的下降, 估计误差迅速上升。此外, 对于多散射点而言, 通过归一化引入的噪声对速度估计误差的影响不大, 因此可以忽略不计。

5 结束语

多载波雷达信号可以充分利用各个子载波上多

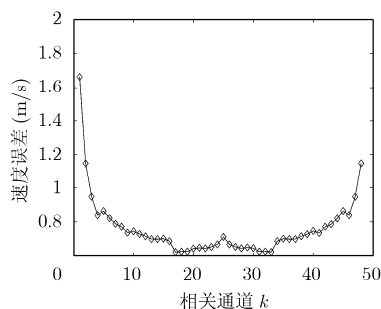


(a) 单散射点目标

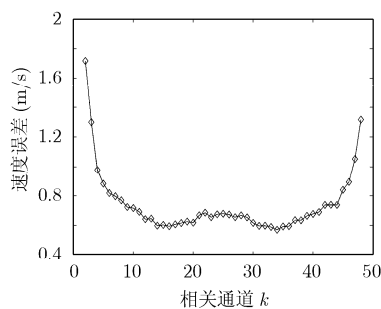


(b) 多散射点目标

图3 目标的1维距离像

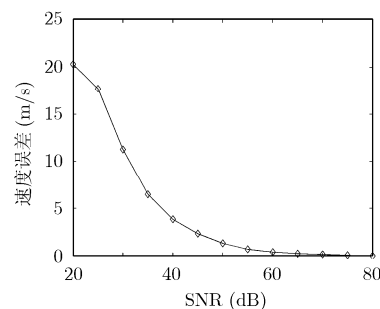


(a) 单散射点目标

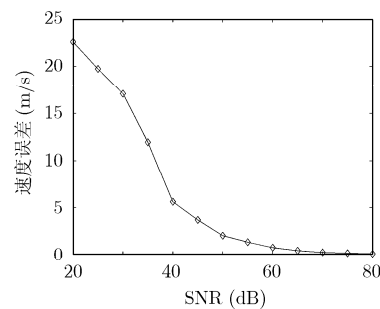


(b) 多散射点目标

图4 各个相关处理支路的速度估计误差



(a) 单散射点目标



(b) 多散射点目标

图5 相关处理支路($k = 25$)在不同信噪比下的速度估计误差

普勒频率间的特殊关系, 实现传统单载波信号无法实现的单次回波速度估计。本文在步进频率雷达高精度运动参数估计的思想基础上, 提出了一种新的实现速度估计的多载波雷达信号处理方法。由于能够在一个脉冲内就可实现目标的高分辨成像和速度估计, 因此可以用于高信噪比条件下对远程高速、高机动目标的观测。理论分析和仿真结果表明该方法实现简单, 能够在单散射点和多散射点的情况下实现有效的速度估计。

参考文献

- [1] 王德纯. 频率步进雷达及其在小目标检测中的应用[J]. 现代雷达, 2006, 28(2): 1-4.
Wang De-chun. Frequency stepping radar and its application to detection of low RCS target[J]. *Modern Radar*, 2006, 28(2): 1-4.
- [2] Levanon N and Mozeson E. Multicarrier radar signal-pulse train and CW[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2002, 34(2): 707-720.
- [3] Mozeson E and Levanon N. Multicarrier radar signal with low peak-to-mean envelop power ratio[J]. *IEE Proc. Radar Sonar and Navigation*, 2003, 30(2): 71-77.
- [4] 任光亮, 白云, 倪浩, 等. 一种高精度空间多载波测距新算法[J]. 西安电子科技大学学报, 2009, 36(6): 957-961.
Ren Guang-liang, Bai Yun, and Ni Hao, et al. New precise space ranging algorithm for multi-carrier systems[J]. *Journal of Xidian University*, 2009, 36(6): 957-961.
- [5] 任光亮, 孙垂强, 倪浩, 等. 空间精密 OFDM 测距技术[J]. 西安电子科技大学学报, 2009, 36(2): 203-206.
Ren Guang-liang, Sun Chui-qiang, and Ni Hao, et al. OFDM based precise ranging technique in space[J]. *Journal of Xidian University*, 2009, 36(2): 203-206.
- [6] 熊张亮, 是湘全, 王志华, 赵兆. 多载波雷达信号分析[J]. 现代雷达, 2007, 29(10): 35-39.
Xiong Zhang-liang, Shi Xiang-quan, Wang Zhi-hua, and Zhao Zhao. Analysis of multicarrier radar signal[J]. *Modern Radar*, 2007, 29(10): 35-39.
- [7] 戴喜增, 许稼, 彭应宁, 夏香根. FD-MIMO 距离高分辨雷达及其旁瓣抑制[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(9): 2033-2037.
- [8] 杨明磊, 张守宏, 陈伯孝, 张焕颖. 多载频 MIMO 雷达的一种新的信号处理方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(1): 147-151.
- [9] 张劲东, 顾陈, 李彧晟, 朱晓华. 正负步进频率雷达的运动补偿新方法[J]. 现代雷达, 2009, 31(2): 36-39.
- [10] Stoica P, Moses R 著, 吴仁彪等译. 现代信号谱分析[M]. 北京: 电子工业出版社, 2007: 225-230.
- [11] 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论[M]. 第1版. 北京: 国防工业出版社, 1981.

王海青: 女, 1976年生, 讲师, 博士生, 从事雷达信号处理、数字信号处理等领域的研究工作。

张劲东: 男, 1981年生, 讲师, 博士, 从事雷达信号理论、雷达信号处理等领域的研究工作。

李彧晟: 男, 1979年生, 讲师, 博士生, 从事雷达成像、雷达信号处理等领域的研究工作。

朱晓华: 男, 1966年生, 教授, 博士生导师, 从事现代雷达系统设计、高速数字信号处理等领域的研究工作。