文章编号: 1001- 2486(2008) 05- 0043- 06

雷达目标全极化一维距离像的瞬时测量方法*

刘 勇[1], 李永祯[1], 王雪松[1], 吕彤光[2]
(1. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073; 2. 二炮装备研究院, 北京 100085)

摘 要: 雷达目标宽带全极化测量在雷达成像、目标识别等领域有着重要应用, 为此, 基于正交频率分集思想, 设计了一种用于宽带全极化瞬时测量的矢量信号波形; 给出发射信号模型和回波信号模型, 利用该波形的单个脉冲回波, 可以获取测量带宽内多频点全极化数据, 再经逆离散傅立叶变换后可以得到目标的全极化一维距离像; 最后, 用仿真数据和实测数据进行仿真实验, 验证了该方法的有效性。

关键词: 全极化一维距离像; 瞬时测量; 正交频率分集; 极化散射矩阵
中图分类号: TN958 文献标识码: A

Instantaneous Measuring Method of Radar Target Full-polarization Range Profiles

LIU Yong[1], LI Yong-zhen[1], WANG Xue-song[1], LU Tong-guang[2]
(1. College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China;
2. The Second Artillery Equipment Institute, Beijing 100085, China)

Abstract: Wideband full-polarization measurement for radar target is of important application in the research fields of radar imaging and target recognition. Based on orthogonal frequency division and full-polarization instantaneous measuring method, a new waveform vector was designed to get full-polarization information simultaneously under wideband condition. Firstly, the models of emitting and receiving signals were given, and full-polarization datum in frequency could be gathered, and then target full-polarization range profiles were obtained after IDFT. Finally, the validity of this measuring method was verified by simulation, using simulated datum and real measured datum.

Key words: full-polarization range profile; instantaneous measurement; orthogonal frequency division; polarization scattering matrix

目标光学区电磁散射特性可以用散射点模型来近似, 当雷达信号带宽足够宽时, 目标散射点径向分布将被分辨出来, 得到一维距离像[1-2]。另一方面, 目标的极化信息可用来描述表面粗糙度、对称性及取向等特征, 对完整刻画目标特性是不可缺少的。因此, 将极化与高分辨技术相结合成为雷达成像、目标识别领域的研究热点[2-4]。

全极化一维距离像的获取可分成两个独立过程: 一是利用宽带信号来获取一维距离像, 常用的宽带信号有步进频信号、线性调频信号等[5-6]; 二是进行全极化测量以得到四路极化通道数据, 全极化测量主要有两种方案[7-9]: 分时极化测量和瞬时极化测量。当前普遍采用的是分时极化测量, 即交替发射两路正交极化信号, 并与接收、处理两路回波信号一起来实现全极化测量。这种测量方案的缺点是明显的[7-8]: 对于高速运动目标, 在两次相邻观测期间, 雷达相对于目标的观测姿态发生变化, 雷达并不能获得目标在同一时刻的全极化数据。为此, 必须采用两个正交极化通道同时发射、同时接收的全极化瞬时测量方案[7-8], Guili 等研究几种常用波形(双频脉冲、正负线性调频及二相编码)的瞬时测量性能, 另外, 王雪松等研究了基于双频矢量脉冲波形的全极化瞬时测量方法[10]。

然而, 现有全极化瞬时测量方法大都只限于窄带应用, 因此, 本文在步进频宽带信号基础上, 结合正交频率分集思想, 设计出一种宽带全极化瞬时测量波形, 利用其单次脉冲回波信号来获取目标全极化一

* 收稿日期: 2008- 04- 16
基金项目: 国家自然科学基金重点项目(60736006); 湖南省教育厅资助科研项目
作者简介: 刘勇(1981—), 男, 博士生。

维距离像。

1 信号模型

结合正交频率分集思想(OFDM)[11-12]，可设计出类似于步进频信号的全极化瞬时测量波形矢量，称作瞬时步进频矢量脉冲波形。其基本原理是：全极化雷达的 H、V 极化通道同时发射多个窄带正交子载波信号，而接收机在宽带接收基础上，利用子载波之间的正交性消除互扰，并综合多个测量频点的全极化数据来获取目标全极化一维距离像。

1.1 发射信号模型

设雷达载波频率为 f_c，测量带宽为 B，发射信号的基带调制频率分别是 f_0、f_1、…、f_{M-1}，M 个测量频率分别是 f_c+f_0、f_c+f_1、…、f_c+f_{M-1}。这时，瞬时极化雷达的基带调制信号矢量为

$$\boldsymbol{e}_t(t)=\begin{bmatrix}e_{\mathrm{H}}(t)\\ e_{\mathrm{V}}(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\sum\limits_{i=0}^{M-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_i t}\\ \sum\limits_{i=0}^{M-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_i+\delta f)t}\end{bmatrix}\cdot rect\left(\frac{t}{\tau_p}\right)=\sum_{i=0}^{M-1}\boldsymbol{e}_{t,i}(t) \tag{1}$$

其中，$e_{\mathrm{H}}(t)$、$e_{\mathrm{V}}(t)$ 分别是 H、V 极化通道的调制信号；$rect\left(\frac{t}{\tau_p}\right)=\frac{1}{\tau_p}$，$|t|\leqslant\frac{\tau_p}{2}$，$\tau_p$ 是脉冲宽度；δf 是为消除极化通道间的波形互扰所选择的频率差，称为极化频差。当 δf 很小时，可认为目标在频率 f_c+f_i、$f_c+f_i+\delta f$ 的极化散射矩阵近似相等。同时，设 M 个测量频率均匀分布在带宽 B 内，相邻频点之间的频差记作 Δf，目的是消除不同测量频点间的波形互扰，称为测量频差。这样，第 i 个调制子载波频率为 $f_i=f_0+i\cdot\Delta f$。$\boldsymbol{e}_{t,i}=\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_i t}\quad \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_i+\delta f)t}\right]^{\mathrm{T}}rect\left(\frac{t}{\tau_p}\right)$ 是发射信号的第 i 个窄带调制子载波矢量，瞬时步进频矢量脉冲波形可看作是 M 个窄带子载波矢量的叠加。

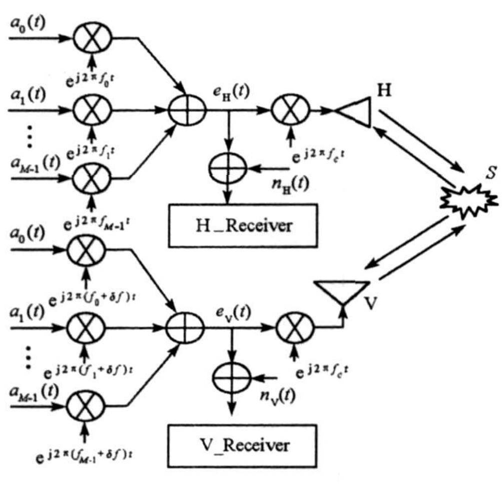


图 1 基于瞬时步进频矢量波形的极化雷达信号流程

Fig. 1 Signal flow of polarization radar based on instantaneous stepping frequency waveform vector

图 1 是基于瞬时步进频矢量脉冲波形的极化雷达信号流程图，其中，$a_0(t)=\cdots=a_{M-1}(t)=rect\left(\frac{t}{\tau_p}\right)$，$n_{\mathrm{H}}(t)$、$n_{\mathrm{V}}(t)$ 分别是 H、V 极化通道的接收机噪声。

1.2 雷达目标多散射点回波信号模型

在光学区，雷达目标回波可看作是多个散射点回波信号的相干合成[1]。这样，由多个散射点组成的复杂目标将呈现出频域色散特性，即其极化散射矩阵随观测频率的变化而变化。

设雷达目标由 L 个强散射点组成, 并记第 k 个散射点的极化散射矩阵为 $\boldsymbol{S}^k=\begin{bmatrix} s_{hh}^k & s_{hv}^k \\ s_{vh}^k & s_{vv}^k \end{bmatrix}$, 到雷达的初始距离为 r_0^k, 径向速度是 v^k, 则时变距离可表示成 $r^k(t)=r_0^k-v^k t$, 与之对应的回波延时为 $t^k=\dfrac{2r^k(t)}{c}=\dfrac{2r_0^k}{c}-\dfrac{2v^k}{c}t=t_0^k-\dfrac{2v^k}{c}t$, 其中, $k=1, \cdots, L$, $t_0^k=\dfrac{2r_0^k}{c}$是初始距离引起的固定延时, c 为光速。

雷达目标后向散射回波信号矢量表示为

$$\boldsymbol{e}_s(t)=\sum_{k=1}^{L}\boldsymbol{S}^k\cdot\boldsymbol{e}_t(t-t^k)=\sum_{k=1}^{L}\boldsymbol{S}^k\cdot\begin{bmatrix}\sum\limits_{i=0}^{M-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i)(t-t^k)}\,rect\left(\dfrac{t-t^k}{\tau_p}\right)\\ \sum\limits_{i=0}^{M-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i+\delta f)(t-t^k)}\,rect\left(\dfrac{t-t^k}{\tau_p}\right)\end{bmatrix}\tag{2}$$

上式的物理解释是: 目标散射回波矢量 $\boldsymbol{e}_s(t)$ 看作是 L 个散射点回波矢量的相干合成, 而每个散射点的散射回波是 M 个子载波回波的叠加。当脉冲宽度对应距离比散射点的分布尺寸大很多时, 各脉冲包络叠加波形与单个脉冲包络基本相同, 回波包络延时可用统一延时 t^0 代替。这样, 雷达接收机用频率为f_c 的参考信号与回波信号混频, 得到的基带回波信号矢量为

$$\boldsymbol{e}_r(t)=\sum_{k=1}^{L}\boldsymbol{S}^k\cdot\begin{Bmatrix}\sum\limits_{i=0}^{M-1}\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_i t}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i)\frac{2v^k}{c}t}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i)t_0^k}\right]\\ \sum\limits_{i=0}^{M-1}\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_i+\delta f)t}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i+\delta f)\frac{2v^k}{c}t}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i+\delta f)t_0^k}\right]\end{Bmatrix}\cdot rect\left(\frac{t-t^0}{\tau_p}\right)+\boldsymbol{n}(\mathrm{t})\tag{3}$$

其中, $(f_c+f_i)\cdot\dfrac{2v^k}{c}$为第$k$ 个散射点相对于频率f_c+f_i 产生的多普勒频移, 记作$f_{i,d}^k$; $\delta f_d\cdot\dfrac{2v^k}{c}$是相对于极化频差产生的多普勒频移, 记作 δf_d^k; $\boldsymbol{n}(t)=[n_{\mathrm{H}}(t), n_{\mathrm{V}}(t)]^{\mathrm{T}}$ 是接收通道噪声矢量。

交换式(3) 中的求和顺序, 可以得到

$$\begin{aligned}\boldsymbol{e}_r(t)&=\sum_{i=0}^{M-1}\sum_{k=1}^{L}\left\{\boldsymbol{S}^k\odot\begin{bmatrix}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{i,d}^k t}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i)t_0^k} & \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_{i,d}^k+\delta f_d^k)t}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i+\delta f)t_0^k}\\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{i,d}^k t}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i)t_0^k} & \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_{i,d}^k+\delta f_d^k)t}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i+\delta f)t_0^k}\end{bmatrix}\right\}\cdot\begin{bmatrix}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_i t}\\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_i+\delta f)t}\end{bmatrix}\cdot rect\left(\frac{t-t^0}{\tau_p}\right)+\boldsymbol{n}(t)\\ &=\sum_{i=0}^{M-1}\sum_{k=1}^{L}\left[\boldsymbol{S}^k\odot\boldsymbol{T}_i^k\right]\cdot\boldsymbol{e}_{t,i}(t)+\boldsymbol{n}(t)\end{aligned}\tag{4}$$

其中, $\odot$ 表示矩阵对应元素相乘, $\boldsymbol{T}_i^k=\begin{bmatrix}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{i,d}^k t}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i)t_0^k} & \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_{i,d}^k+\delta f_d^k)t}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i+\delta f)t_0^k}\\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{i,d}^k t}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i)t_0^k} & \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_{i,d}^k+\delta f_d^k)t}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i+\delta f)t_0^k}\end{bmatrix}$, 是第 k 个散射点对于第i 个子载波矢量的延时 —频移参数矩阵, $\boldsymbol{S}^k\odot\boldsymbol{T}_i^k$ 描述了第k 个散射点对于第i 个子载波矢量的后向散射特性, $\sum\limits_{k=1}^{L}\boldsymbol{S}^k\odot\boldsymbol{T}_i^k$ 描述了由L 个散射点组成的复杂目标对第i 个子载波矢量的后向散射特性。

令$f'_0=f_c+f_0$, 并把$f_i=f_0+i\cdot\Delta f$ 代入, 可得$f_c+f_i=f'_0+i\cdot\Delta f$, 把每个散射点的极化散射矩阵代入, 则 H 极化通道的接收信号具体表达式为

$$\begin{aligned}e_{r,\mathrm{H}}(t)=&\sum_{i=0}^{M-1}\left\{\left[\sum_{k=1}^{L}s_{hh}^k\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{i,d}^k t}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i)t_0^k}\right]\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_i t}\right.\\ &\left.+\left[\sum_{k=1}^{L}s_{hv}^k\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_{i,d}^k+\delta f_d^k)t}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_c+f_i+\delta f)t_0^k}\right]\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_i+\delta f)t}\right\}\cdot rect\left(\frac{t-t^0}{\tau_p}\right)+n_{\mathrm{H}}(t)\\ =&\sum_{i=0}^{M-1}\left\{\left[\sum_{k=1}^{L}s_{hh}^k\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{i,d}^k t}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f'_0+i\cdot\Delta f)t_0^k}\right]\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_i t}\right.\\ &\left.+\left[\sum_{k=1}^{L}s_{hv}^k\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_{i,d}^k+\delta f_d^k)t}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f'_0+i\cdot\Delta f+\delta f)t_0^k}\right]\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_i+\delta f)t}\right\}\cdot rect\left(\frac{t-t^0}{\tau_p}\right)+n_{\mathrm{H}}(t)\end{aligned}\tag{5}$$

一般情况下, 有 $\delta f_d^k\ll\delta f$, 并且 $\delta f_d^k\tau_p\ll 1$, 故 $\delta f_d^k t$ 项在脉冲持续期内可近似认为不变, 记 $\delta\varphi_0^k=-2\pi\delta f t_0^k+2\pi\delta f_d^k t$, 当目标只做刚体平动而没有旋转等运动时, 可认为各散射点的径向速度相等, 即有

$f_{i,d}^1=\cdots=f_{i,d}^L=f_{i,d}$，则式(5)化简成

$$e_{r,\mathrm{H}}(t)=\sum_{i=0}^{M-1}\Big\{\Big[\sum_{k=1}^{L}s_{hh}^{k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_0+i\cdot\Delta f)t_0^k}\Big]\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{i,d}t}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_i t}+\Big[\sum_{k=1}^{L}s_{hv}^{k}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\delta\varphi_0^k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_0+i\cdot\Delta f)t_0^k}\Big]\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{i,d}t}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_i+\delta f)t}\Big\}\cdot rect\Big(\frac{t-t^0}{\tau_p}\Big)+n_{\mathrm{H}}(t) \tag{6}$$

同理，V 极化通道的接收信号为

$$e_{r,\mathrm{V}}(t)=\sum_{i=0}^{M-1}\Big\{\Big[\sum_{k=1}^{L}s_{vh}^{k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_0+i\cdot\Delta f)t_0^k}\Big]\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{i,d}t}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_i t}+\Big[\sum_{k=1}^{L}s_{vv}^{k}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\delta\varphi_0^k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_0+i\cdot\Delta f)t_0^k}\Big]\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{i,d}t}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_i+\delta f)t}\Big\}\cdot rect\Big(\frac{t-t^0}{\tau_p}\Big)+n_{\mathrm{V}}(t) \tag{7}$$

对 H、V 两路接收信号关于 t 做傅立叶变换，可以得到

$$\begin{aligned}E_{r,\mathrm{H}}(f)=&\sum_{i=0}^{M-1}\Big\{\sum_{k=1}^{L}s_{hh}^{k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_0+i\cdot\Delta f)t_0^k}\cdot \mathrm{sinc}[\pi(f-f_i-f_{i,d})\tau_p]\\&+\sum_{k=1}^{L}s_{hv}^{k}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\delta\varphi_0^k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_0+i\cdot\Delta f+\delta f)t_0^k}\mathrm{sinc}[\pi(f-f_i-\delta f-f_{i,d})\tau_p]\Big\}+N_{\mathrm{H}}(f)\\E_{r,\mathrm{V}}(f)=&\sum_{i=0}^{M-1}\Big\{\sum_{k=1}^{L}s_{vh}^{k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_0+i\cdot\Delta f)t_0^k}\cdot \mathrm{sinc}[\pi(f-f_i-f_{i,d})\tau_p]\\&+\sum_{k=1}^{L}s_{vv}^{k}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\delta\varphi_0^k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_0+i\cdot\Delta f+\delta f)t_0^k}\mathrm{sinc}[\pi(f-f_i-\delta f-f_{i,d})\tau_p]\Big\}+N_{\mathrm{V}}(f)\end{aligned} \tag{8}$$

其中，$\mathrm{sinc}(\cdot)$ 是辛克函数，$N_{\mathrm{H}}(f)$、$N_{\mathrm{V}}(f)$ 分别是 $n_{\mathrm{H}}(t)$、$n_{\mathrm{V}}(t)$ 的傅立叶变换。

2 全极化一维距离像的瞬时测量算法

2.1 子载波调制频率的选择

由式(6)、(7)看出，每个子载波回波主要受两方面因素影响：一是同极化通道间的子载波互扰；二是正交极化通道间的子载波串扰。首先，为消除 H、V 极化通道间的载波串扰，要合理选择极化频差 δf，使子载波 $\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_i t}\cdot rect\big(\frac{t}{\tau_p}\big)$ 与 $\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_i+\delta f)t}\cdot rect\big(\frac{t}{\tau_p}\big)$ 正交，极化频差应满足 $\delta f=\frac{k}{\tau_p}$，特别地，可选取 $\delta f=\frac{1}{\tau_p}$。另外，为消除同极化通道的载波互扰，需要选择合适的测量频差，使 $\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_i t}\cdot rect\big(\frac{t}{\tau_p}\big)$ $(i=1,2,\cdots,M)$ 构成正交子载波，测量频差应选择为 $\Delta f=\frac{K}{\tau_p}$。这样，当 $f_{i,d}=0$ 时，各调制子载波之间满足以下关系：

$$\begin{aligned}&\mathrm{sinc}[\pi(f-f_i)\tau_p]\big|_{f=f_i}=\mathrm{sinc}[\pi(f-f_i-\delta f)\tau_p]\big|_{f=f_i+\delta f}=1\\&\mathrm{sinc}[\pi(f-f_i)\tau_p]\big|_{f=f_i+\delta f}=\mathrm{sinc}[\pi(f-f_i-\delta f)\tau_p]\big|_{f=f_i}=0\\&\mathrm{sinc}[\pi(f-f_i)\tau_p]\big|_{f=f_j\neq f_i}=\mathrm{sinc}[\pi(f-f_i-\delta f)\tau_p]\big|_{f=f_j\neq f_i}=0\end{aligned} \tag{9}$$

2.2 瞬时成像算法

本文只分析静止目标的全极化一维距离像瞬时成像算法。在对 H、V 极化通道的脉冲回波信号作傅立叶变换后，取频谱在频点 f_i、$f_i+\delta f$ $(i=0,1,\cdots M-1)$ 处的频域采样值，由子载波的正交性，得到

$$\begin{aligned}&E_{r,\mathrm{H}}(f_i)=\sum_{k=1}^{L}s_{hh}^{k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_0+i\cdot\Delta f)t_0^k},\quad E_{r,\mathrm{H}}(f_i+\delta f)=\sum_{k=1}^{L}s_{hv}^{k}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\delta\varphi_0^k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_0+i\cdot\Delta f+\delta f)t_0^k}\\&E_{r,\mathrm{V}}(f_i)=\sum_{k=1}^{L}s_{vh}^{k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_0+i\cdot\Delta f)t_0^k},\quad E_{r,\mathrm{V}}(f_i+\delta f)=\sum_{k=1}^{L}s_{vv}^{k}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\delta\varphi_0^k}\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(f_0+i\cdot\Delta f+\delta f)t_0^k}\end{aligned} \tag{10}$$

对式(10)关于变量 i 作 M 点 IDFT 处理，并把 $t_0^k=\frac{2r_0^k}{c}$ 代入，即求出目标全极化一维距离像。

$$y_{ph}(n) = \frac{1}{M}\sum_{k=1}^{L} s_{ph}^{k} \cdot e^{-j2\pi f_0 \frac{2r_0^k}{c}} \cdot e^{\left[j\pi(M-1)\left(\frac{n}{M}-\Delta f\cdot\frac{2r_0^k}{c}\right)\right]} \frac{\sin M\pi\left(\frac{n}{M}-\Delta f\cdot\frac{2r_0^k}{c}\right)}{\sin\pi\left(\frac{n}{M}-\Delta f\cdot\frac{2r_0^k}{c}\right)}, \quad p\in\{h,v\}$$

$$y_{qv}(n) = \frac{1}{M}\sum_{k=1}^{L} s_{qv}^{k} \cdot e^{j\delta\phi_0} \cdot e^{-j2\pi(f_0+\delta f)\frac{2r_0^k}{c}} e^{\left[j\pi(M-1)\left(\frac{n}{M}-\Delta f\cdot\frac{2r_0^k}{c}\right)\right]} \frac{\sin M\pi\left(\frac{n}{M}-\Delta f\cdot\frac{2r_0^k}{c}\right)}{\sin\pi\left(\frac{n}{M}-\Delta f\cdot\frac{2r_0^k}{c}\right)}, \quad q\in\{h,v\} \tag{11}$$

特别地,当目标只有一个强散射点($M=1$)时,四路极化通道的一维距离像形式一致,表示为

$$|y_{pq}(n)| = \frac{1}{M}s_{pq}^{1}\cdot\frac{\sin M\pi\left(\frac{n}{M}-\Delta f\cdot\frac{2r_0^1}{c}\right)}{\sin\pi\left(\frac{n}{M}-\Delta f\cdot\frac{2r^1}{c}\right)}, \quad p,q\in\{h,v\} \tag{12}$$

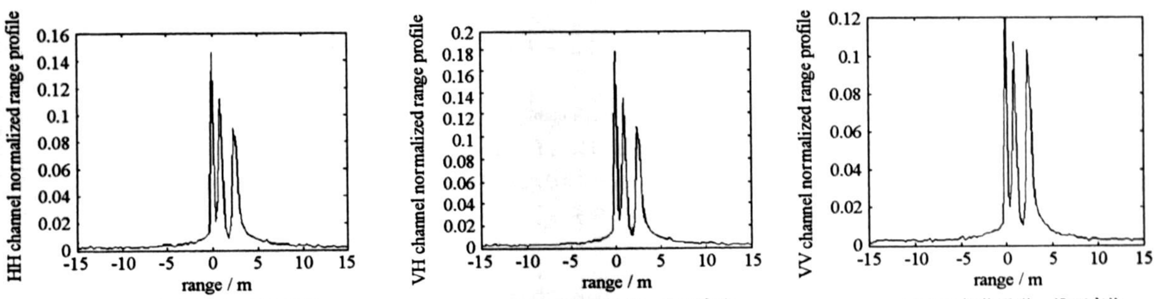
与步进频宽带信号类似,该矢量波形的距离分辨率为 $\Delta r=\frac{c}{2M\Delta f}$,最大无模糊距离为 $r_u=\frac{c}{2\Delta f}$。

3　全极化一维距离像瞬时测量实验

为验证本文提出的全极化一维距离像瞬时测量方法的有效性,分别利用仿真数据和实测数据进行仿真实验。

3.1　仿真实验

仿真条件: 载波频率为 $f_c=10$GHz,发射信号的起始调制频率 $f_0=10$MHz,脉冲宽度为 $\tau_p=10\mu$s,极化频差 $\delta f=\frac{1}{\tau_p}=100$kHz,测量频差 $\Delta f=\frac{50}{\tau_p}=5$MHz,测量频点数 $M=101$,测量带宽 $B=500$MHz,距离分辨率为 $\Delta r=\frac{c}{2B}=0.3$m,最大无模糊距离为 $r_u=\frac{c}{2\Delta f}=30$m。设距离径向扩展目标由3个散射点组成,相对距离分别为 $r_1=0$m、$r_2=1$m、$r_3=2.5$m,运动速度为0,三个散射点的极化散射矩阵分别为 $\boldsymbol{S}_1=\begin{bmatrix}1 & j\\ j & 0.5\end{bmatrix}$、$\boldsymbol{S}_2=\begin{bmatrix}1 & 0.8j\\ 0.8j & 0.6\end{bmatrix}$ 及 $\boldsymbol{S}_3=\begin{bmatrix}1 & 0.6j\\ 0.6j & 0.7\end{bmatrix}$,仿真信噪比 SNR=10dB。图2是按本文算法得到目标全极化一维距离像,其中,图2(a)、图2(b)、图2(c)分别是HH、VH、VV极化通道一维距离像。



(a) HH 极化通道一维距离像　(b) VH 极化通道一维距离像　(c) VV 极化通道一维距离像

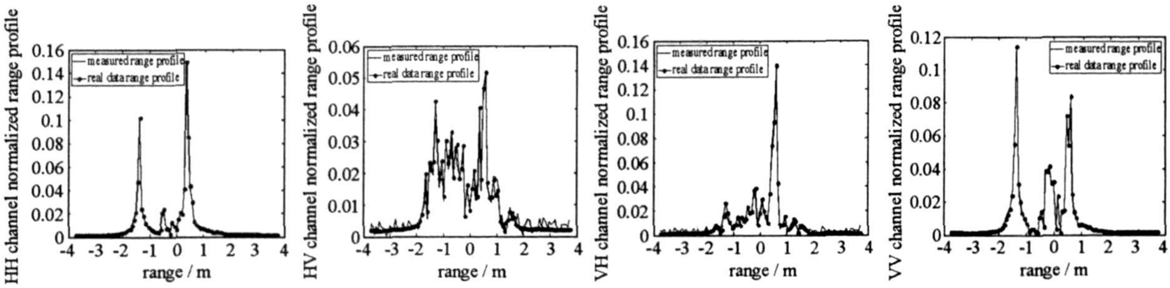
图2　全极化一维距离像仿真结果

Fig. 2　Simulating results for full polarization range profile

3.2　实测数据实验

为进一步验证该测量方法的正确性,利用某弹头类目标的暗室测量数据进行仿真实验。目标长度约2.1m,暗室测量条件为:测量频率范围为8.75GHz~10.75GHz,频率步进间隔为20MHz,俯仰角为0°,方位角为30°。选择瞬时步进频矢量脉冲波形参数如下:载波频率 $f_c=8.74$GHz,脉冲宽度 $\tau_p=10\mu$s,极化频差 $\delta f=\frac{1}{\tau_p}=100$kHz,测量频差 $\Delta f=20$MHz,测量频点数 $M=101$,测量带宽 $B=2$GHz,信噪比SNR

= 5dB。以该波形激励目标, 利用实测数据产生回波信号, 并按本文算法求出全极化一维距离像, 结果如图 3 所示。其中, 图 3(a)、图 3(b)、图 3(c) 及图 3(d) 分别是 HH、HV、VH 及 VV 极化通道的一维距离像, “－”是本文方法得到的结果, “-•—”是实测数据直接进行 IDFT 的结果。



(a) HH 极化通道一维距离像 (b) HV 极化通道一维距离像 (c) VH 极化通道一维距离像 (d) VV 极化通道一维距离像

图 3 某弹头类目标的全极化一维距离像

Fig. 3 Full polarization range profile of one missile target

4 结束语

本文结合正交频率分集思想和全极化瞬时测量方法, 设计出瞬时步进频矢量脉冲波形, 推导了目标多散射点回波模型, 并给出全极化一维距离像的瞬时测量算法, 最后, 分别利用仿真实数据和实测数据进行仿真实验, 验证了该方法的有效性。然而, 本文未对此波形的多普勒频移特性及二维成像问题进行分析。

参 考 文 献:

[1] 黄培康, 殷红成, 等, 雷达目标特性[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.

[2] Steedly W M, Moses R L. High Resolution Exponential Modeling of Fully Polarized Radars[J]. IEEE Trans. on AES, 1991, 27(5): 459–469.

[3] Boerner W M, et al. A State-of-the-art Review in Radar Polarimetry and Its Applications in Remote Sensing [J]. IEEE AES, 1999: 3–6.

[4] Boerner W M. Direct and Inverse Methods in Radar Polarimetry[C]//Proc. of DIMRP' 88, Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 1992.

[5] Gill G S, Huang J C. The Ambiguity Function of the Step Frequency Radar Signal Processor [C]//CIE International Conference, 1996: 375–380.

[6] 王学刚, 张明友. 现代信号理论, 雷达目标特性[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.

[7] Giuli D, Fossi M, Facheris L. Radar Target Scattering Matrix Measurement through Orthogonal Signals [J]. IEE Proceedings, 1993, 140(4): 233–242.

[8] Giuli D, Facheris L, Fossi M, et al. Simultaneous Scattering Matrix Measurement through Signal Coding [C]//IEEE International Radar Conference, 1990: 258–262.

[9] Dai B W, et al. The Study of New Operaration Modes for Spaceborne Polarimetric SAR System [J]. IGARSS 2000, 2002: 2316–2318.

[10] 王雪松, 王剑, 等. 雷达目标极化散射矩阵的瞬时测量方法[J]. 电子学报, 2006, 36(6): 1020–1025.

[11] Pandhaipande A, et al. Principles of OFDM [J]. IEEE Potentials, 2002, 21(2): 16–19.

[12] Franken G E A, et al. Doppler Tolerance of OFDM-coded Radar Signals [C]//Proceedings of the 3rd European Radar Conference, 2006: 108–111.