

基于 FDD-OFDM 信号外辐射源双基雷达的低空目标微动特征提取

屈筱钰¹, 李开明^{1,2}, 张 群^{1,2,3}, 夏雨荷¹, 林永照¹

(1. 空军工程大学信息与导航学院, 西安, 710077; 2. 信息感知技术协同创新中心, 西安, 710077;

3. 复旦大学电磁波信息科学教育部重点实验室, 上海, 200433)

摘要 作为当前一种广泛使用的民用移动通信信号, LTE 信号是低空目标探测的一种重要外辐射源信号。开展基于 LTE 信号的低空目标特征分析与提取研究, 对于低空监视与要地防护等具有重要意义。LTE 移动通信信号的核心技术之一是多载频正交频分复用技术, OFDM, 分为时分双工 TDD 和频分双工 FDD 2 种模式。针对 FDD-OFDM 信号, 首先建立了带旋翼低空目标雷达回波模型, 推导了目标散射点的多普勒和微多普勒参数化表达, 并分析了其微多普勒频率的影响因素。在此基础上, 使用时频分析和 Hough 变换结合的方法对目标的微动特征参数进行提取, 验证基于 FDD-OFDM 信号外辐射源双基雷达的低空目标微动特征提取的可行性和有效性。

关键词 外辐射源雷达; 旋转目标; 微多普勒; LTE; 特征提取

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2019.03.015

中图分类号 TN959 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2019)03-0090-07

Extraction of Micro-Doppler Characteristics for Low-Altitude Targets Based on FDD-OFDM Signal under Passive Bistatic Radar

QU Xiaoyu¹, LI Kaiming^{1,2}, ZHANG Qun^{1,2,3}, XIA Yuhe¹, LIN Yongzhao¹

(1. College of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;

2. Collaborative Innovation Center of Information Sensing and Understanding, Xi'an 710077, China;

3. Key Laboratory for Information Science of Electromagnetic Waves, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: The feature analysis and extraction of low-altitude targets based on LTE signal is of great significance for low-altitude target surveillance and key site protection. One of the core techniques of LTE communication signals is multi carrier orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), i. e. Time Division Duplex (TDD) and Frequency Division Duplex (FDD). In this paper, a radar echo model of low-altitude targets with rotors is established based on FDD-OFDM signal, the parameterized expressions of Doppler and micro-Doppler of target scattering points are derived, and the factors of micro-Doppler frequency of rotating parts are analyzed. On this basis, the micro-motion parameters of the target are extracted by a method consisting of time frequency analysis and Hough

收稿日期: 2018-11-22

基金项目: 国家自然科学基金(61701530); 中国博士后科学基金(2017M623421); 空军工程大学校长基金(XZJY2018042)

作者简介: 屈筱钰(1995—), 女, 陕西西安人, 硕士生, 主要从事雷达信号处理研究。E-mail: qxywukawula@163.com

引用格式: 屈筱钰, 李开明, 张群, 等. 基于 FDD-OFDM 信号外辐射源双基雷达的低空目标微动特征提取[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2019, 20(3): 90-96. QU Xiaoyu, LI Kaiming, ZHANG Qun, et al. Extraction of Micro-Doppler Characteristics for Low-Altitude Targets Based on FDD-OFDM Signal under Passive Bistatic Radar[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2019, 20(3): 90-96.

transform. The feasibility and the validity of feature extraction of low-altitude micro-motion targets are verified under passive FDD-OFDM bistatic radar.

Key words: passive radar; rotating targets; micro-Doppler; long-term evolution; feature extraction

随着低空领域的逐步开放,大量通用飞行器,尤其是无人机进入低空空域,给低空监管带来巨大挑战。外辐射源雷达本身并不发射电磁波信号,具有隐蔽性高、作用距离远、反隐身性能好、生存能力强等特点^[1]。基于民用通信信号的外辐射源雷达可作为低空目标探测和识别的重要手段^[1-3]。常用的基于民用通信信号的外辐射源主要有数字电视广播信号、卫星导航信号、Wi-Fi 信号和 4G 移动通信信号,针对低空目标探测的相关研究成果可见于国内外多篇文献^[4-14]。

目前,低空领域的主要目标有直升机、螺旋桨飞机、带螺旋桨的滑翔机、带螺旋桨的微(小)型无人机及鸟类目标等。这些目标不同于飞艇、热气球、固定翼飞机(起飞降落阶段),都包含旋转、振动等微动形式。国内,武汉大学^[4-8]、国防科技大学^[13-14]等都开展了基于外辐射源雷达的微动目标微多普勒效应研究,但主要针对数字地面广播信号。相较于其他民用通信信号外辐射源,第四代移动通信信号(4G),即长期演进(Long-term Evolution, LTE)移动通信信号载频更高,对低空旋转目标的微多普勒效应更加敏感,且基站基本实现全国覆盖,更加适用于对低空目标的探测与识别。

LTE 移动通信信号本质上是正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)信号。OFDM 采用多载波调制,且各路子载频严格正交,避免了码间串扰,提高了频带利用率^[15]。国防科学技术大学的霍凯等人将 OFDM 信号作为雷达发射信号,分析研究了基于单基雷达的目标高分辨成像原理^[13],并研究了微动目标的调制机理^[14]。LTE 移动通信主要有 2 种工作模式,时分双工(Time Division Duplex, TDD)和频分双工(Frequency Division Duplex, FDD),在低空微动目标运动参数提取和分类识别方面应用前景广阔。但目前基于 LTE 信号外辐射源的双基雷达微动目标微多普勒效应研究还未见相关文献发表。

本文以 FDD-OFDM 移动通信信号作为外辐射源,建立了基于双基雷达模型的带旋翼低空目标的回波模型,在此基础上推导了目标主体多普勒和旋转散射点微多普勒的数学表达式,并利用时频分析和 Hough 变换结合的方法进行提取目标

微动特征参数,证明了基于 FDD-OFDM 信号外辐射源双基雷达的低空目标微动特征提取的可行性和有效性。

1 低空目标回波模型建立及分析

1.1 建立回波模型

设 LTE 基站、雷达接收机和旋转目标的几何关系见图 1。以 LTE 发射基站为坐标原点 Q ,建立雷达坐标系 (U, V, W) , O_R 为雷达接收机位置,位于 U 轴距基站距离为 D 。以目标中心 O 为坐标原点建立参考坐标系 (X, Y, Z) ,参考坐标系平行于雷达坐标系。目标本地坐标系为 (x, y, z) ,坐标原点与参考坐标系相同。

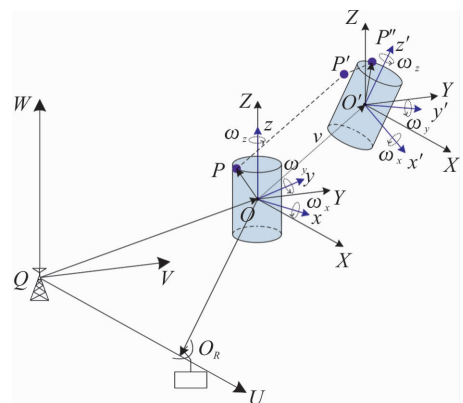


图 1 LTE 基站、雷达接收机与低空目标的几何关系示意

目标以速度 v 平动的同时,分别以角速度 ω_x 、 ω_y 和 ω_z 绕本地坐标系的 x 轴、 y 轴和 z 轴做旋转运动,该旋转运动既可以用本地坐标系中的角速度矢量 $\boldsymbol{\omega} = (\omega_x, \omega_y, \omega_z)^T$ 来描述,转化到参考坐标系中角速度矢量 $\hat{\boldsymbol{\omega}} = \mathbf{R}_{\text{init}} \boldsymbol{\omega}$ 。其中, \mathbf{R}_{init} 为由初始欧拉角确定的初始旋转矩阵,本地坐标系 (x, y, z) 分别围绕 z 轴旋转 ϕ_e ,围绕 x 轴旋转 θ_e ,再围绕 z 轴旋转 φ_e 。其具体表达式如下:

$$\mathbf{R}_{\text{init}} = \begin{bmatrix} \cos\phi_e & -\sin\phi_e & 0 \\ \sin\phi_e & \cos\phi_e & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ 0 & \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos\varphi_e & -\sin\varphi_e & 0 \\ \sin\varphi_e & \cos\varphi_e & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:

$$\begin{cases} a_{11} = \cos \phi_e \cos \varphi_e - \sin \phi_e \cos \theta_e \sin \varphi_e \\ a_{12} = -\cos \phi_e \sin \varphi_e - \sin \phi_e \cos \theta_e \cos \varphi_e \\ a_{13} = \sin \phi_e \sin \theta_e \\ a_{21} = \sin \phi_e \cos \varphi_e + \cos \phi_e \cos \theta_e \sin \varphi_e \\ a_{22} = -\sin \phi_e \sin \varphi_e + \cos \phi_e \cos \theta_e \cos \varphi_e \\ a_{23} = -\cos \phi_e \sin \theta_e \\ a_{31} = \sin \theta_e \sin \varphi_e \\ a_{32} = \sin \theta_e \cos \varphi_e \\ a_{33} = \cos \theta_e \end{cases} \quad (2)$$

设 P 为目标上的任一散射点, 起始时刻其在本地坐标系中坐标矢量为 $\mathbf{r}_0 = (r_{x0}, r_{y0}, r_{z0})^T$, 则在参考坐标系中坐标矢量可表示为 $\hat{\mathbf{r}}_0 = \mathbf{R}_{\text{init}} \mathbf{r}_0$. 设经过时间 t 后, 目标中心由 O 点运动到 O' 点, 参考坐标系 (X, Y, Z) 做相应平移, 目标本地坐标系变为 (x', y', z') , P 点运动到 P'' 的位置, 在本地坐标系中对应的矢量变为 $\mathbf{r} = (r_x, r_y, r_z)^T$, 其在参考坐标系中坐标对应的矢量为 $\hat{\mathbf{r}} = (r_x, r_y, r_z)^T = \mathbf{R}_{\text{init}} \mathbf{r}$. 在 t 时刻, 散射点 P 到基站与到接收机的距离和为:

$$r(t) = \|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}t + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\| + \|\overrightarrow{OR} + \mathbf{v}t + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\| \quad (3)$$

由于目标以角速度 ω_x 、 ω_y 和 ω_z 分别绕本地坐标系的 x 轴、 y 轴和 z 轴做旋转运动, 设 $\Omega = \|\boldsymbol{\omega}\|$, 则在参考坐标系中单位旋转矢量可描述为:

$$\hat{\boldsymbol{\omega}}_e = \frac{\mathbf{R}_{\text{init}} \boldsymbol{\omega}}{\Omega} \quad (4)$$

则 t 时刻散射点 P 的旋转矩阵可表示为^[16]:

$$\mathbf{R}_{\text{rotating}} = \mathbf{I} + \hat{\boldsymbol{\omega}}' \sin \Omega t + \hat{\boldsymbol{\omega}}'^2 (1 - \cos \Omega t) \quad (5)$$

式中: $\hat{\boldsymbol{\omega}}'$ 为斜对称矩阵, 可表示为:

$$\hat{\boldsymbol{\omega}}' = \begin{bmatrix} 0 & -\omega'_z & \omega'_y \\ \omega'_z & 0 & -\omega'_x \\ -\omega'_y & \omega'_x & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

LTE 移动通信基站发射有 TDD 和 FDD2 种工作模式, 且子载频存在 QPSK、16QAM (Quadrature Amplitude Modulation)、64QAM 等相位调制方式。在 FDD 模式下, OFDM 信号在时间上连续, 采用 2 个对称频率进行双工通信。因此, FDD-LTE 下行信号可等效为窄带 OFDM 连续波信号, 而 QPSK、16QAM、64QAM 3 种相位调制方式本质上都是正交振幅调制, 区别是不同进制的调制可以用 MAQM 统一进行替代。实际中, 由于 OFDM 信号工作模式和调制方式的多样性, 对接收站而言, 基站发射信号形式是未知的。

为简化分析, 假设 LTE 基站辐射的下行信号表达式为^[14]:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_n V_{\text{MQAM}} \exp(j2\pi f_n t) \cdot$$

$$\text{rect}\left(\frac{t - kT_p}{T_p} - \frac{1}{2}\right) \quad (7)$$

式中: N 为子载频数; K 为编码长度 (与调制方式有关); a_n 为第 n 个子载频的加权系数; $V_{\text{MQAM}} = A_{\text{Re}} + jA_{\text{Im}}$ 为 MQAM 调制系数, A_{Re} 为复平面上实部调制系数, A_{Im} 为虚部调制系数; T_p 为 OFDM 符号持续时间; $f_n = f_0 + n\Delta f$ 为第 n 个子载频频率, Δf 为子载频频率间隔, 满足 OFDM 正交的条件则 $\Delta f = 1/T_p$ ^[15]。图 2 为 OFDM 信号频谱仿真结果, 其中 $f = 0$ Hz, $\Delta f = 15$ kHz。

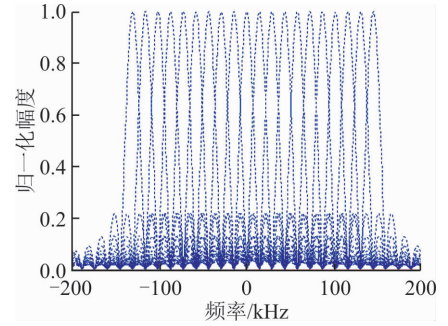


图 2 OFDM 信号频谱仿真结果

发射信号满足 OFDM 信号子载频正交的条件:

$$\frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \exp(j2\pi(f_0 + n\Delta f)t) \cdot \exp(j2\pi(f_0 + m\Delta f)t) dt = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ 0, & m \neq n \end{cases} \quad (8)$$

则散射点 P'' 的回波信号为:

$$s_r(t_k, t_m) = \sigma \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_n (A_{\text{Re}} + jA_{\text{Im}}) \cdot \exp(j2\pi(f_0 + n\Delta f)(t_k - \frac{r(t_m)}{c})) \cdot \text{rect}\left(\frac{t_k - kT_p - r(t_m)/c}{T_p} - \frac{1}{2}\right) \quad (9)$$

式中: σ 为目标的散射系数。

参考信号为接收机接收到的发射基站的直达波信号, 可表示为:

$$s_{\text{ref}}(t_k, t_m) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_n (A_{\text{Re}} + jA_{\text{Im}}) \cdot \text{rect}\left(\frac{t_k - kT_p - D/c}{T_p} - \frac{1}{2}\right) \cdot \exp(j2\pi(f_0 + n\Delta f)(t_k - \frac{D}{c})) \quad (10)$$

式中: D 为基站与接收机之间的距离。

1.2 多普勒和微多普勒效应分析

假设接收信号中的多径杂波得到较好的抑制, 已获取较为干净的目标回波与直达波, 则将回波信号与参考信号共轭相乘得:

$$s_b(t_k, t_m) = s_r^*(t_k, t_m) s_{\text{ref}}(t_k, t_m) = \sigma \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} a_n^2 (A_{\text{Re}}^2 + A_{\text{Im}}^2) \text{rect}\left(\frac{t_k - kT_p - r(t_m)/c}{T_p} - \frac{1}{2}\right) \cdot$$

$$\exp(j2\pi(f_0 + n\Delta f)\left(\frac{r(t_m) - D}{c}\right)) \quad (11)$$

将式(11)改写为幅度相位形式:

$$s_b(t_k, t_m) = \alpha_n^2 (A_{\text{Re}}^2 + A_{\text{Im}}^2) \cdot$$

$$\sum_{k=0}^{K-1} \text{rect}\left(\frac{t_k - kT_p - r(t_m)/c}{T_p} - \frac{1}{2}\right) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j\Phi(t_m)) \quad (12)$$

式中的相位项可表示为:

$$\Phi(t_m) = 2\pi(f_0 + n\Delta f)\left(\frac{r(t_m) - D}{c}\right) = \frac{2\pi(f_0 + n\Delta f)r_\Delta}{c} \quad (13)$$

式中: $r_\Delta = r(t_m) - D$.

对相位项关于时间 t_m 求导,推导出回波的多普勒频率表达式为

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t_m)}{dt_m} = \frac{f_0 + n\Delta f}{c} \left[\frac{d}{dt} (\|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|) + \frac{d}{dt} (\|\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|) \right] \quad (14)$$

其中

$$\begin{aligned} & \frac{d}{dt_m} (\|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|) = \\ & \frac{1}{2\|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|} \cdot \\ & \left\{ \left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right]^T (\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) + \right. \\ & \left. (\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0)^T \left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right] \right\} \quad (15) \end{aligned}$$

由于

$$\begin{aligned} & \left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right]^T \in \mathbb{R}^{1 \times 3}, \\ & (\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \in \mathbb{R}^{3 \times 1} \end{aligned} \quad (16)$$

因此

$$\left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right]^T (\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \quad (17)$$

结果为标量。同理:

$$(\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0)^T \left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right] \quad (18)$$

结果也为标量。因此有:

$$\begin{aligned} & \left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right]^T (\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) = \\ & (\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0)^T \left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right] \quad (19) \end{aligned}$$

则式(15)可进一步化简为:

$$\begin{aligned} & \frac{d}{dt_m} (\|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|) = \\ & \frac{1}{2\|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|} \cdot \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & 2 \left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right]^T (\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) = \\ & \left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right]^T \frac{(\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0)}{\|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|} \quad (20) \end{aligned}$$

同理:

$$\begin{aligned} & \frac{d}{dt_m} (\|\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|) = \\ & \left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right]^T \frac{(\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0)}{\|\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|} \quad (21) \end{aligned}$$

因此

$$\begin{aligned} & f_d = \frac{f_0 + n\Delta f}{c} \left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right]^T \cdot \\ & \left(\frac{\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0}{\|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|} + \frac{\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0}{\|\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|} \right) \quad (22) \end{aligned}$$

由于目标位于雷达远场,则 $\|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m\| \cdot \|\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|$, $\|\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m\| \cdot \|\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|$, 因此有:

$$\frac{\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0}{\|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|} \approx \frac{\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m}{\|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m\|} \quad (23)$$

$$\frac{\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0}{\|\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m + \mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0\|} \approx \frac{\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m}{\|\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m\|} \quad (24)$$

则式(22)可改写为:

$$\begin{aligned} & f_d = \frac{f_0 + n\Delta f}{c} \left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right]^T \cdot \\ & \left(\frac{\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m}{\|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m\|} + \frac{\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m}{\|\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m\|} \right) = \\ & \frac{f_0 + n\Delta f}{c} \left[\mathbf{v} + \frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right]^T \mathbf{n}_b(t_m) \quad (25) \end{aligned}$$

式中: $\mathbf{n}_b(t_m) = \frac{(\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m)}{\|\overrightarrow{QO} + \mathbf{v}_m\|} + \frac{(\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m)}{\|\overrightarrow{OR}O + \mathbf{v}_m\|}$.

由双基雷达回波建模的等效原理可知^[17], $\mathbf{n}_b(t_m)$ 为 t 时刻目标相对于基站和接收机夹角的角平分线矢量的反向矢量。可以看出,式(25)右边第1项为目标主体运动引起的多普勒频率,第2项为由旋转散射点旋转引入的微多普勒频率,即:

$$f_{m-D} = \frac{f_0 + n\Delta f}{c} \left[\frac{d}{dt_m} (\mathbf{R}_{\text{rotating}} \hat{\mathbf{r}}_0) \right]^T \mathbf{n}_b(t_m) \quad (26)$$

带入式(5),得:

$$\begin{aligned} & f_{m-D} = \frac{\Omega(f_0 + n\Delta f)}{c} \left[\hat{\boldsymbol{\omega}}' (\mathbf{I} + \hat{\boldsymbol{\omega}}' \sin \Omega t_m + \hat{\boldsymbol{\omega}}'^2 (1 - \cos \Omega t_m)) \hat{\mathbf{r}}_0 \right]^T \mathbf{n}_b(t_m) = \frac{\Omega(f_c + n\Delta f)}{c} \cdot \\ & \left[\hat{\boldsymbol{\omega}}' (\hat{\boldsymbol{\omega}}' \sin \Omega t_m + \mathbf{I} \cos \Omega t_m) \hat{\mathbf{r}}_0 \right]^T \mathbf{n}_b(t_m) = \\ & \frac{\Omega(f_0 + n\Delta f)}{c} (A_1 \sin \Omega t_m + A_2 \cos \Omega t_m) = \\ & A \cos(\Omega t_m + \theta) \quad (27) \end{aligned}$$

$$A = \frac{\Omega(f_0 + n\Delta f)}{c} \sqrt{A_1^2 + A_2^2} \quad (28)$$

式中: $A_1 = \hat{\omega}'^2 \mathbf{n}_b(t_m)$ 且 $A_1 = A \cos \theta$, $A_2 = \hat{\omega}' \mathbf{n}_b(t_m)$ 且 $A_2 = A \sin \theta$, θ 为初相, 且满足 $\arctan \theta = A_2 / A_1$ 。

式(27)表明旋转目标的微多普勒频率是时变的, 且其变化规律表现为余弦形式, 其幅值由发射的子载频率 $f_0 + n\Delta f$ 、目标旋转角速度 ω 、旋转半径矢量 \mathbf{r}_0 和 t 时刻目标相对于基站和接收机夹角的角平分线矢量的反向矢量 $\mathbf{n}_b(t)$ 确定。

由于相位项 $\Phi(t_m)$ 中幅度 A 蕴含目标旋转半径 r ($r = |\mathbf{r}_0|$) 信息, 下面对 A 与旋转半径 r 的关系进行分析。

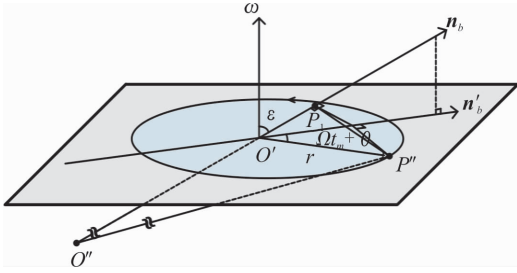


图3 目标与雷达的几何关系示意图

图3为 t_m 时刻旋转目标与雷达之间的几何关系示意图, 此时等效的单基雷达位于远场的 O'' 点, \mathbf{n}_b 为目标相对于基站和接收机夹角的角平分线矢量的反向矢量, 即为等效的单基雷达视线方向矢量。 \mathbf{n}'_b 为 \mathbf{n}_b 在由 P 点旋转轨迹张成的平面上的投影, P_1 为 P'' 在等效的单基雷达视线方向上的投影。因此, 由图3的几何关系, 可知目标距坐标原点 O' 的距离在 \mathbf{n}_b 方向的投影可表示为:

$$r_{\Delta} = \|\overrightarrow{O'P_1}\| = r \sin \epsilon \cos(\Omega t_m + \theta') \quad (29)$$

式中: r 为目标散射点的旋转半径; Ωt_m 为经过 t_m 时间目标散射点转过的角度; θ' 为初始相位。

结合式(13), 目标的微多普勒相位项可以表示为:

$$\Phi(t_m) = \frac{2\pi(f_c + n\Delta f)}{c} r \sin \epsilon \cos(\Omega t_m + \theta') = \frac{2\pi(f_c + n\Delta f)}{c} r \sin \epsilon \sin(\Omega t_m + \theta' + \frac{\pi}{2}) \quad (30)$$

式中: r 为目标旋转半径; ϵ 为 ω 与 \mathbf{n}_b 的夹角; θ' 为初相。

将式(27)代入式(25)中, 得:

$$f_d = \frac{f_0 + n\Delta f}{c} \cdot \mathbf{v} \cdot \mathbf{n}_b(t_m) + A \cos(\Omega t_m + \theta) \quad (31)$$

反演出的相位 $\Phi(t_m)$ 为:

$$\Phi(t_m) = \frac{2\pi(f_0 + n\Delta f)}{c} \mathbf{v} t_m \cdot \mathbf{n}_b(t_m) + 2\pi A \sin(\Omega t_m + \theta) \quad (32)$$

假设目标已完成平动补偿, 则相位项 $\Phi(t_m)$ 可简化为:

$$\Phi(t_m) = 2\pi A \sin(\Omega t_m + \theta) \quad (33)$$

与式(30)对比可得:

$$r = \frac{Bc}{\sin \epsilon (f_c + n\Delta f)}, \quad \theta' = \theta - \frac{\pi}{2} \quad (34)$$

式中: B ($B = A$) 为目标旋转的等效半径; θ 为目标的等效初相。

2 时频分析及特征提取

仿真参数设置: 本地坐标系原点 O 在雷达坐标系中的坐标 $(4, 5, 5)$ km, 本地坐标系与参考坐标系初始欧拉角 $(\pi/3, \pi/4, \pi/5)$, 雷达接收机与基站的距离 $D = 2$ km。雷达与目标参数见表1, 为简化分析, 设散射点散射系数均为1。

表1 雷达与目标参数设置

雷达参数	值	目标参数	值
中心载频 f_0 /GHz	2.6	目标平动速度 $\mathbf{v}/(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	$(0, 0, 20)^T$
子载频间隔 Δf /kHz	15	目标旋转角速度 $\omega/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	$(0, 0, 50\pi)^T$
子载频个数 N	1 024	目标散射点的本地坐标/m	$(0, 3, 0), (5, 6, 8), (5, 6, -8)$
脉冲重复频率 PRF/Hz	2 000		
子载频权系数	1		
信号照射时间/s	0.2	ϵ	$\pi/6$

经仿真计算, 目标旋转散射点回波的微多普勒理论曲线见图4。可以看出, 目标的微多普勒表现为时变的正弦曲线, 与式(26)的推导结果一致。

进一步, 分别对目标回波使用 Gabor 变换、Wigner-Ville 分布 (Wigner-Ville Distribution, WVD)、伪 Wigner-Ville 分布 (Pseudo WVD, PWVD)、平滑伪 Wigner-Ville 分布 (Smoothed PWVD, SPWVD)、Page 变换、短时傅里叶变换 (Short-Time Fourier Transform, STFT) 等多种时

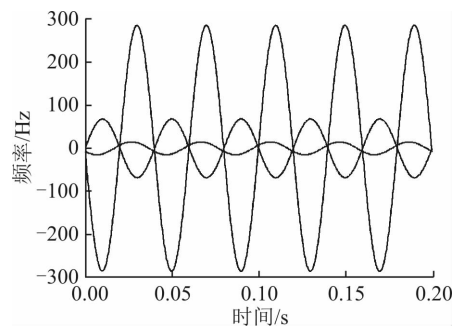


图4 目标旋转散射点微多普勒理论曲线

频分析方法,其结果见图 5。可见,目标微多普勒曲线呈正弦规律变化,与理论分析一致。对比可以发现,Gabor 变换的分析结果最为理想,为多条正弦曲线,这是因为 Gabor 变换采用高斯窗,而高斯窗的傅里叶变换也是高斯的,满足测不准原理的下限,因此 Gabor 变换在时频域有较强的聚焦性能,且受交叉项影响较小^[18];STFT 和 WVD 的分析结果次之,只能看到一条正弦曲线;PWVD、SPWVD 和 Page 变换由于交叉项的干扰,已经无法获得正确的时频

分析结果。

Gabor 变换后的结果利用 Hough 变换进行目标特征参数提取,结果见表 2。经由 Hough 变换提取的旋转频率即为目标的旋转频率,最大振幅可由式(34)换算出目标的旋转半径。经计算,提取的目标参数与理论值较为接近,进一步对振幅经式(32)换算可得,旋转散射点的旋转半径为 10.38 m、2.30 m、0.59 m,与真实旋转半径十分接近。

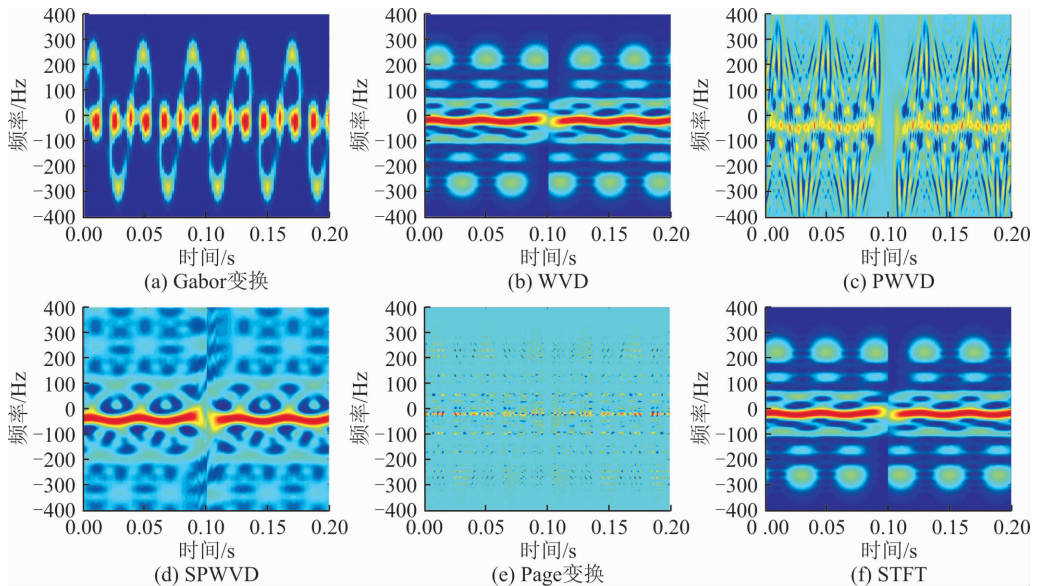


图 5 目标散射点时频分析结果

表 2 目标散射点参数提取结果

散射点 序号	旋转 频率/Hz	准确率/%	最大 振幅/Hz	准确率/%
1	24.379	97.51	282.8	99.47
2	24.379	97.51	62.56	92.26
3	24.379	97.51	16.17	90.15

由上述分析可知,基于 FDD-OFDM 信号的外辐射源双基雷达系统中使用 Gabor 变换结合 Hough 变换能够较好地提取出旋转散射点的微动参数外辐射源。

3 结语

本文针对 LTE 通信基站,对基于 FDD-OFDM 信号的外辐射源双基雷达旋转目标进行了回波建模,分析推导了低空目标非旋转散射点多普勒和旋转散射点微多普勒的数学表达式,并利用 Gabor 变换结合 Hough 变换的方法对目标的微动特征参数进行了提取,验证了在该系统下提取低空目标微动特征的可行性和有效性。实际环境中,存在多种有源和无源干扰以及杂波,且由于目标姿态的变化和遮挡效应影响,使得回波数据存在大量损坏信息,造成有效数据的缺损,下一步将针对数据缺损情况下的低空目标微动特征提取展开研究。

参考文献(References):

[1] 单月晖,康文兴.从最近几次局部战争看无源雷达的

为验证该方法的抗噪性,本文进行 500 次蒙特卡洛实验。在不同信噪比下,结合 Gabor 变换和 Hough 变换,提取目标旋转半径和旋转频率这 2 个参数,其精度曲线见图 6。可知,该方法受信噪比影响较小,即在低信噪比条件下仍然可高精度地提取目标参数,具有良好的抗噪性。

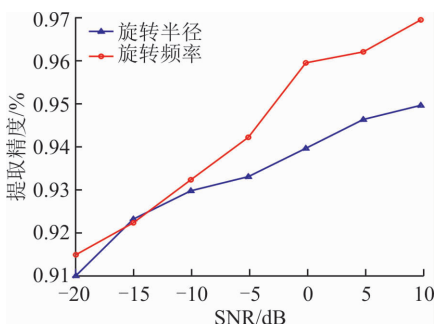


图 6 特征参数提取精度曲线

- 发展[J]. 航天电子对抗, 2004(3): 30-33.
- SHAN Y H, KANG W X. Passive Radar Development from Recent Localized Conflicts[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2004(3): 30-33. (in Chinese)
- [2] 杨广平, 董士嘉. 无源雷达发展展望[J]. 中国电子科学研究院学报, 2004(3): 34-36.
- YANG G P, DONG S J. The Future of Passive Radar [J]. China Academic Journal Electronic Publishing House, 2004(3): 34-36. (in Chinese)
- [3] 左斌, 赵洪立. 无源探测雷达系统的现状及发展趋势浅述[J]. 中国科技信息, 2009(14): 52-53.
- ZUO B, ZHAO H L. Elementary Introduction of the Developing Situation and the Further Development of the Passive Detecting Radar System[J]. China Science and Technology Information, 2009(14): 52-53. (in Chinese)
- [4] 唐慧, 万显荣, 陈伟, 等. 数字地面多媒体广播外辐射源雷达目标探测实验研究[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(3): 575-580.
- TANG H, WAN X R, CHEN W, et al. Experimentation on Target Detection with Passive Radar Based on Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(3): 575-580. (in Chinese)
- [5] 刘玉琪, 易建新, 万显荣, 等. 数字电视外辐射源雷达多旋翼无人机为微多普勒效应实验研究[J]. 雷达学报, 2018, 7(5): 585-592.
- LIU Y Q, YI J X, WAN X R, et al. Experimental Research on Micro-Doppler Effect of Multi-Rotor Drone with Digital Television Based Passive Radar[J]. Journal of Radars, 2018, 7(5): 585-592. (in Chinese)
- [6] 夏鹏. 外辐射源雷达成像及目标微动效应研究[D]. 武汉: 武汉大学, 2015.
- XIA P. Target Imaging and Its Micro-Motion Effect for Passive Radar [D]. Wuhan: Wuhan University, 2015. (in Chinese)
- [7] XIA P, WAN X R. Micro-Doppler Imaging for Fast Rotating Targets Using Illuminators of Opportunity [J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2015: 1-6.
- [8] 夏鹏, 万显荣, 易建新. 外辐射源雷达目标旋转部件微动参数估计[J]. 电波科学学报, 2016, 31(4): 676-682.
- XIA P, WAN X R, YI J X. Micromotion Parameters Estimation for Rotating Structures on Target in Passive Radar [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2016, 31(4): 676-682. (in Chinese)
- [9] CLEMENTE C, PARRY T, GALSTON G, et al. GNSS Based Passive Bistatic Radar for Micro-Doppler Based Classification of Helicopters; Experimental Validation [C]//IEEE Radar Conference. Arlington VA, USA: IEEE, 2015: 1104-1108.
- [10] MARTELLI T, COLONE F, BONGIOANNI C, et al. Short-Range Passive Radar for Small Private Airports Surveillance[C]//Proceedings of the 13th European Radar Conference. London, UK:[s. n.], 2016.
- [11] WANG Q, HUANG S, YANG J Y, et al. Waveform Analysis of LTE Signal for Passive Radar Application [C] // Joint International Conference on Pervasive Computing and Web Society, ICPCA/SWE. Vina del mar, Chile:[s. n.], 2013: 632-642.
- [12] SALAH A A, RAJA A R S A, ISMAIL A, et al. Experimental Investigation on Target Detection and Tracking in Passive Radar Using Long-Term Evolution Signal [J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2016, 10(3): 577-585.
- [13] 霍凯, 游鹏, 邓斌, 等. OFDM 雷达信号合成目标高分辨距离像原理[J]. 现代雷达, 2010, 32(10): 50-54.
- HUO K, YOU P, DENG B, et al. Principle of Synthesizing High Resolution Range Profile of Targets Using OFDM Radar Signals[J]. Modern Radar, 2010, 32(10): 50-54. (in Chinese)
- [14] 霍凯, 李康乐, 姜卫东, 等. 微动目标 OFDM 雷达回波调制机理[J]. 电子学报, 2011, 39(3): 685-689.
- HUO K, LI K L, JIANG W D, et al. Analysis of the Modulation Effects on OFDM Radar Echoes from Targets with Micro-Motions[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(3): 685-689. (in Chinese)
- [15] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2006.
- FAN C X, CAO L N. Communication Principle [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2006. (in Chinese)
- [16] CHEN V C, LI F Y, HO S S, et al. Micro-Doppler Effect in Radar; Phenomenon, Model and Simulation Study[J]. IEEE Trans on AES, 2006, 42(1): 2-21.
- [17] NICHOLAS J, WILLIS. Bistatic Radar [M]. New York: Technology Service Corporation, 1995.
- [18] 李开明, 李长栋, 李松, 等. 基于 Gabor 变换的微动目标微多普勒分析与仿真[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2010, 11(1): 40-43, 94.
- LI K M, LI C D, LI S, et al. Analysis and Simulation for Micro-Doppler Information of Micro-Motion Target Based on Gabor Transformation [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2010, 11(1): 40-43, 94. (in Chinese)