

一种超分辨 OFDM 雷达通信一体化设计方法

刘永军* 廖桂生 杨志伟 许京伟

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 传统 OFDM 雷达通常不考虑传递通信信息, 该文设计出一种新的基于 OFDM 的雷达发射方式以实现雷达和通信的一体化, 并提出一种基于通信信息补偿的目标距离速度联合高分辨估计方法。所设计的雷达发射方式, 采用脉冲发射, 每个脉冲由多个 OFDM 符号构成, 在脉冲内实现通信功能; 在雷达相干处理时间内, 对回波进行通信信息补偿和解相干处理后, 采用子空间投影方法实现对目标距离和速度的联合超分辨估计。理论分析和仿真实验表明, 所提方法能够在保证通信功能的条件下, 可有效实现雷达目标距离和速度的联合超分辨估计。

关键词: 雷达通信一体化; 正交频分复用; 距离速度联合估计; 超分辨

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)02-0425-09

DOI: 10.11999/JEIT150320

A Super-resolution Design Method for Integration of OFDM Radar and Communication

LIU Yongjun LIAO Guisheng YANG Zhiwei XU Jingwei

(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: The traditional OFDM radar is usually without regard to transmit communication information. A new radar transmitting pattern based on OFDM is designed to realize the integration of radar and communication. And a new method based on compensated communication information is proposed to achieve joint high-resolution estimation of targets' ranges and velocities. In the designed radar transmitting pattern, the radar transmits pulse consisting of multi-OFDM symbols and the communication function is realized within the pulse. During coherent processing interval, the subspace projection method is used to obtain the joint super-resolution estimation of ranges and velocities of targets after the echo data is compensated using communication information and induced non-coherent. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed method can obtain the joint super-resolution estimation of targets' distances and velocities under the condition of guaranteeing the communication function.

Key words: Integration of radar and communication; OFDM; Joint estimation of range and velocity; Super-resolution

1 引言

随着科技的不断发展, 为了满足新战场环境下的军事需求, 同一作战平台上安装的电子装备逐渐增多, 造成系统体积、能耗和重量增大, 操作复杂, 冗余加大, 设备间的电磁干扰加重, 系统性能下降等诸多问题。采用多功能综合一体化电子系统^[1,2]是解决上述问题的有效途径。这种系统不是传统方式下的各种电子装备的简单累加, 而是各系统功能共用系统资源, 同样可在同一平台上实现多种电子装

备的功能, 而且减小了相互间的干扰以及系统的功耗和体积, 增强了系统的可靠性。

在现代电子装备中雷达和通信在同一平台上广泛存在, 此外, 目前的智能交通、智能驾驶系统^[3,4]正在蓬勃地发展, 而这些智能化的系统至少要能够感知周围环境和进行信息交互, 这使得雷达和通信在这些系统中成为必不可少的设备。因此, 雷达和通信一体化的实现不仅在提高电子装备性能方面具有重大的军事意义, 而且在促进智能交通发展方面也具有深远的民事意义。

为实现雷达和通信的一体化^[5], 一体化的信号波形是关键, 目前已有一些学者进行了这方面的研究工作, 现有的雷达通信一体化信号波形设计方式可概括为两大类: 一是采用复用技术的一体化波形设

收稿日期: 2015-03-17; 改回日期: 2015-11-03; 网络出版: 2015-12-04

*通信作者: 刘永军 yjliuinsist@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61231017)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61231017)

计方式,一是采用信号共用的一体化波形设计方式。采用复用技术的一体化波形设计技术主要有空分复用、时分复用^[6]、频分复用^[7]和码分复用^[8]4种途径,该类方式会造成雷达和通信在某一方面不能实现资源共享,此外,雷达通信复用波形在接收端需要分离,分离质量对雷达,尤其对通信波形的恢复质量产生很大影响。采用信号共用的一体化波形设计技术主要有两种途径:一种是通过改变雷达波形,使雷达波形具有某些差异性的变化,从而用这些差异性变化携带通信信息^[9];另一种是直接使用通信信号,通过通信信号实现对目标的探测,实现雷达功能^[10]。采用信号共用方式可实现雷达和通信共享系统资源,但是雷达和通信性能需要进行折中考虑,增加了波形设计的难度。

对于直接使用通信信号的一体化的波形设计方法,主要是采用正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)信号。OFDM信号具有高的频谱利用率,抗多径衰落,便于同步和均衡,子载波调制灵活等优点,在通信中应用广泛,已有许多学者研究了其在实际通信中的应用问题,如利用多重信号分类(MUSIC)算法^[11]对OFDM信号在通信中的多径时延估计^[12]问题。此外,已有学者研究了OFDM信号在雷达中的应用,提出了OFDM雷达的概念与实现方法^[13,14]。文献[15]和文献[16]分别分析了OFDM雷达信号的窄带和宽带模糊函数特性,文献[17]利用压缩感知理论实现OFDM信号对目标距离和速度的估计,该方法虽然能够实现对高分辨距离和速度测量,但是运算量大。根据现有文献[13-17],已有的OFDM雷达未考虑与通信的一体化问题,在每一脉冲内均只发射一个OFDM符号,如果直接用于实现通信功能,存在信息传输率低且同步困难等问题。在基于OFDM的雷达通信一体化方面,文献[18]采用收发分置的连续波发射方式,通过矩阵点除实现目标距离和速度的估计,但是该方法的距离和速度分辨率很低;文献[19]利用在OFDM雷达脉冲间频率捷变的方式传输通信信息,实现雷达通信的一体化,但该方式的数据率较低。

针对以上算法所存在的问题,本文设计出一种新的基于OFDM的雷达发射形式,采用脉冲发射方式,每一脉冲由多个子脉冲构成,每个子脉冲为一个完整的OFDM符号,在脉冲内实现通信信息传输,在相干处理时间内,对回波进行通信信息补偿和解相干处理后,利用MUSIC算法进行距离和速度的联合估计,实现距离和速度的高分辨处理,分辨率高于文献[18]和文献[19]中算法。

2 雷达发射信号模型

2.1 发射方式与系统参数设计

图1(a)为传统OFDM雷达发射形式,不同于传统体制,本文提出如图1(b)所示的雷达发射体制,在新体制中,雷达采用脉冲发射方式,每一个发射脉冲由多个子脉冲构成,每个子脉冲是一个完整的OFDM符号,这样,一个脉冲就由多个OFDM符号构成,而这些OFDM信号构成1帧或1复帧,也就是说,每一个脉冲按照通信协议的需要构成完整的1帧或1复帧,这样,与传统的OFDM雷达相比,在相同的信号带宽下,通过将1个脉冲划分为多个子脉冲(OFDM符号)的方式,提高了通信的数据率,此外,由于所提发射方式的1个脉冲就构成1帧或1复帧,即可实现通信的功能,故与传统发射方式相比易于同步。

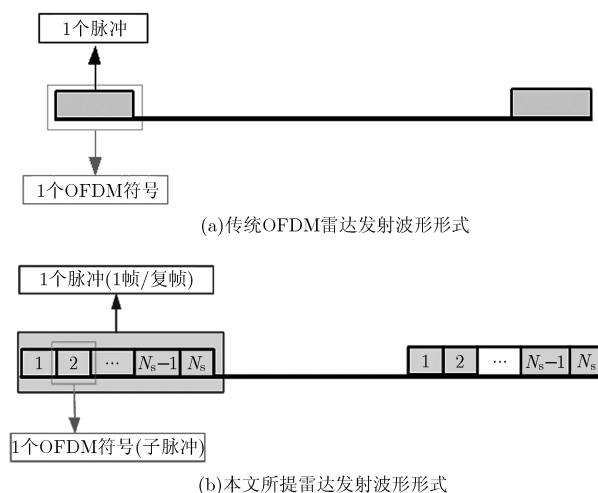


图1 OFDM雷达发射波形形式

一个完整的OFDM符号(如图2所示)由循环前缀和有效OFDM符号构成, T_G 为循环前缀时间, T_s 为OFDM符号持续时间, T 为有效OFDM符号持续时间,循环前缀的长度 T_G 既要不小于通信信道的最大时延扩展 τ_{\max} , 也要不小于雷达一个距离门对应的时间 T/N_c , 即满足 $T_G \geq \max\{\tau_{\max}, T/N_c\}$ 。由图2关系易知 $T_s = T_G + T$ 。

设雷达发射的每个脉冲由 N_s 个子脉冲构成, 也即由 N_s 个OFDM符号构成, 脉冲重复周期为 T_r , 那么雷达发射信号的占空比 D 为 $D = (N_s T_s) / T_r$ 。

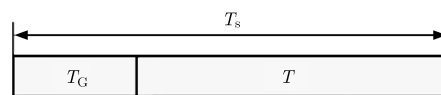


图2 OFDM符号结构

般情况下, 雷达占空比取 10%, 脉冲重复频率 $f_r = 1/T_r$ 取 1 kHz。在 IEEE802.11a 关于无线局域网的规定^[20]中, 物理层汇聚协议 (Physical Layer Convergence Protocol, PLCP) 采用的是 OFDM 调制技术标准, 且对 OFDM 的帧结构作了具体规定: OFDM 的前导训练序列长 $16 \mu\text{s}$, 接着是 $4 \mu\text{s}$ 的信号段, 后面是数据段, 每个 OFDM 符号由 $3.2 \mu\text{s}$ 的有效 OFDM 符号和 $0.8 \mu\text{s}$ 的循环前缀构成, 即一个完整的 OFDM 符号 $T_s = 4 \mu\text{s}$ 。据此可知, 一个脉冲内可由 20 个 OFDM 符号进行通信信息的传输, 这就有利于通信的同步。如果按照 802.11a 中的规定, 在连续波下, 通信速率 R_b 可达 54 Mbit/s, 考虑到雷达的占空比 D 取 10%, 故通信速率变为 DR_b , 即 5.4 Mbit/s; 对于传统的 OFDM 雷达, 每一脉冲发射一个 OFDM 符号, 如果同时携带通信信息, 在相同带宽、子载波间隔、脉冲重复频率和调制方式下, 本文所提方式的通信数据率是其 N_s 倍。此外, 传统 OFDM 雷达每一脉冲发射一个 OFDM 符号, 不但雷达的每一脉冲能量降低了, 而且要达到相同的通信速率, 脉冲重复频率要变为 25 kHz, 雷达的最大无模糊探测距离小于 6 km, 这就使得其在数据率和最大无模糊探测距离上无法兼顾。所以采用本文所提方式既有利于通信的同步, 也提高了信息传输速率。

2.2 信号模型

假设雷达发射 OFDM 信号的载波数为 N_c , 载波间隔为 $\Delta f = 1/T$, 一个脉冲含有 N_s 个 OFDM 符号, 脉冲重复周期为 T_r , 载波频率为 f_c , 相干处理时间为 N_p 个脉冲重复周期时间, 那么发射第 p 个脉冲, 第 n 个有效 OFDM 符号的信号形式可表示为

$$s_t(t - nT - pT_r) = \sum_{m=0}^{N_c-1} a(m, n, p) \exp \left\{ j2\pi m \Delta f (t - nT_s - pT_r) \right. \\ \left. + j2\pi f_c (t - pT_r) \right\} \text{rect} \left[\frac{t - nT_s - pT_r}{T} \right] \quad (1)$$

其中, $a(m, n, p)$ 为携带的通信信息, $n=0 \sim N_s-1$,

$$p = 0 \sim N_p - 1, \text{rect} \left[\frac{t}{T} \right] = \begin{cases} 1, & 0 < t \leq T \\ 0, & \text{其它} \end{cases}.$$

假设有 N_t 个目标, 第 i 个目标在距离 R_i 处, 径向速度为 v_i 且满足 $2v_i/c \ll 1$, 在相干处理时间内的散射强度为 A_i , 且各自所处的距离单元不变, 不同目标间的最大距离差不超过 OFDM 符号循环前缀 T_G 对应的距离 $cT_G/2$, 其中 c 为光速, 接收到的一个 OFDM 符号的回波模型^[21]如图 3 所示。

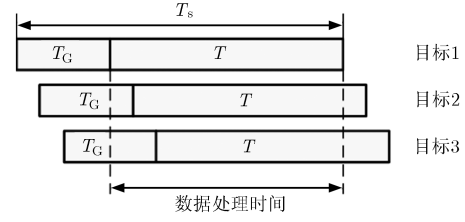


图3 接收到的 1 个 OFDM 符号的回波信号 (3 个目标处于不同的距离)

接收到 N_t 个目标的第 p 个脉冲, 第 n 个 OFDM 符号回波经过下变频和去循环前缀后:

$$s_r(n, p) = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{m=0}^{N_c-1} A_i a(m, n, p) \cdot \exp \left\{ j2\pi m \Delta f \left(t - \frac{2R_i}{c} + \frac{2v_i(t + nT_s + pT_r)}{c} \right) \right\} \\ \cdot \exp \left\{ j2\pi f_c \left(-\frac{2R_i}{c} + \frac{2v_i(t + nT_s + pT_r)}{c} \right) \right\} \\ \cdot \text{rect} \left[\frac{t}{T} \right] + n_n(n, p) \quad (2)$$

式中, $n_n(n, p)$ 为高斯白噪声。

对式(2)表示的接收回波进行采样, 采样频率为 $f_s = N/T$, 其中, $N = N_c$, 采样时刻 $t = (k/N)T$, $k = 0 \sim N_c - 1$, 那么第 k 次采样结果为

$$s_r(k, n, p) = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{m=0}^{N_c-1} A_i a(m, n, p) \cdot \exp \left\{ j2\pi m \Delta f \left(1 + \frac{2v_i}{c} \right) \frac{k}{N} T \right\} \\ \cdot \exp \left\{ -j2\pi m \Delta f \frac{2R_i}{c} \right\} \exp \left\{ -j2\pi f_c \frac{2R_i}{c} \right\} \\ \cdot \exp \left\{ j2\pi m \Delta f \frac{2v_i(pT_r + nT_s)}{c} \right\} \\ \cdot \exp \left\{ j2\pi f_c \frac{2v_i k T}{c N} \right\} \\ \cdot \exp \left\{ j2\pi f_c \frac{2v_i(pT_r + nT_s)}{c} \right\} + n_n(k, n, p) \quad (3)$$

其中, $n_n(k, n, p)$ 为高斯白噪声采样。将接收到的信号表示为矩阵形式。

$$\mathbf{s}_r(n, p) = \sum_{i=0}^{N_t-1} A_i \varphi_{R_i} \varphi_{v_i}(n, p) \mathbf{D}_{v_i} \mathbf{F} \mathbf{D}_c(n, p) \cdot \bar{\mathbf{D}}_{v_i}(n, p) \mathbf{a}(R_i) + \mathbf{n}(n, p) \quad (4)$$

式中

$$\mathbf{s}_r(n, p) = [s_r(0, n, p) \quad s_r(1, n, p) \quad \cdots \quad s_r(N-1, n, p)]^T$$

$$\varphi_{v_i}(n, p) = e^{j2\pi f_c \frac{2v_i(pT_r + nT_s)}{c}}, \quad \varphi_{R_i} = e^{-j2\pi f_c \frac{2R_i}{c}}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{a}}_{n,p}(v_i) &= \left[1 \quad e^{j2\pi\Delta f \frac{2v_i}{c}(pT_r+nT_s)} \quad \dots \quad e^{j2\pi(N_c-1)\Delta f \frac{2v_i}{c}(pT_r+nT_s)} \right]^T \\
\mathbf{a}(v_i) &= \left[1 \quad e^{j2\pi f_c \frac{2v_i}{c} T \frac{1}{N}} \quad \dots \quad e^{j2\pi f_c \frac{2v_i}{c} T \frac{N-1}{N}} \right]^T \\
\tilde{\mathbf{D}}_{v_i}(n,p) &= \text{diag}[\tilde{\mathbf{a}}_{n,p}(v_i)] \\
\mathbf{a}(R_i) &= \left[1 \quad e^{-j2\pi\Delta f \frac{2R_i}{c}} \quad \dots \quad e^{-j2\pi(N_c-1)\Delta f \frac{2R_i}{c}} \right]^T \\
\mathbf{D}_c(n,p) &= \text{diag}[\mathbf{a}_c(n,p)] \\
\mathbf{a}_c(n,p) &= \left[a(0,n,p) \quad a(1,n,p) \quad \dots \quad a(N_c-1,n,p) \right]^T \\
\mathbf{F} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & w & w^2 & \dots & w^{N-1} \\ 1 & w^2 & w^4 & \dots & w^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & w^{N-1} & w^{2(N-1)} & \dots & w^{2(N-1)^2} \end{bmatrix} \\
\mathbf{n}_n(n,p) &= [n_n(0,n,p) \quad n_n(1,n,p) \quad \dots \quad n_n(N_c-1,n,p)]^T \\
w &= e^{2\pi\left(1+\frac{2v_i}{c}\right)\frac{1}{N}} \\
\mathbf{D}_{v_i} &= \text{diag}[\mathbf{a}(v_i)], \quad \mathbf{D}_{R_i} = \text{diag}[\mathbf{a}(R_i)]
\end{aligned}$$

其中 $\mathbf{D} = \text{diag}[\mathbf{a}]$ 表示将矢量 \mathbf{a} 对角化, 对角线元素为矢量 \mathbf{a} 的元素。由于 $2v_i/c \ll 1$, 故 \mathbf{F} 可近似为逆离散傅里叶变换矩阵。

3 距离速度联合超分辨估计

由于本文所提发射方式的 1 个脉冲就构成通信中的 1 帧或 1 复帧, 且调制方式与传统的 OFDM 通信并无区别, 因此, 在通信接收端可按照传统的 OFDM 通信解调方式进行信息解调, 故无需再讨论通信信息的处理问题。但对雷达而言, 一般雷达每个脉冲发射相同的波形, 而在雷达通信一体化框架下, 为了携带通信信息, 雷达每个脉冲发射不同的波形, 传统的雷达处理方式已不再适用, 在对目标距离和速度估计时, 需要进行额外的预处理工作。下面主要阐述本文所提基于通信信息补偿的目标距离速度联合高分辨估计方法。

3.1 通信信息补偿

对于雷达而言, 发射波形是已知的, 那么回波信号所携带的通信信息也是已知的, 也即每一脉冲中每一 OFDM 符号所调制的通信编码 $a(m,n,p)$ 是已知的, 从而在进行雷达处理时, 可以直接补偿接收数据中的通信信息。首先将接收到的回波数据变

换到频域, 然后根据已知的发射信息, 补偿相位编码 $\mathbf{D}_c(n,p) = \text{diag}[\mathbf{a}_c(n,p)]$, 对式(4)进行通信信息补偿可得:

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}(n,p) &= \sum_{i=0}^{N_t-1} A_i \varphi_{R_i} \varphi_{v_i}(n,p) \mathbf{D}_c^{-1}(n,p) \\
&\quad \cdot \mathbf{F}^{-1} \mathbf{D}_{v_i} \mathbf{F} \mathbf{D}_c(n,p) \tilde{\mathbf{D}}_{v_i}(n,p) \mathbf{a}(R_i) \\
&\quad + \mathbf{D}_c^{-1}(n,p) \mathbf{F}^{-1} \mathbf{n}(n,p)
\end{aligned} \quad (5)$$

式(5)中 \mathbf{F}^{-1} 表示 \mathbf{F} 的逆矩阵, 也即离散傅里叶变换矩阵, $\mathbf{D}_c^{-1}(n,p)$ 表示 $\mathbf{D}_c(n,p)$ 的逆矩阵。

由于 $e^{j2\pi f_c \frac{2v_i}{c} t}$ 在 $t \in [0, T]$ 内变化很小, 故 \mathbf{D}_{v_i} 可近似为 $\varphi_i \mathbf{I}$, φ_i 为一恒定相位, \mathbf{I} 为单位矩阵。同样, $e^{j2\pi(N_c-1)\Delta f \frac{2v_i}{c}(pT_r+nT_s)}$ 的相位很小, 故 $\tilde{\mathbf{D}}_{v_i}(n,p)$ 可近似为 $\tilde{\varphi}_i \mathbf{I}$, 故式(5)可化简为

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}(n,p) &\approx \sum_{i=0}^{N_t-1} A_i \varphi_i \tilde{\varphi}_i \varphi_{R_i} \varphi_{v_i}(n,p) \mathbf{a}(R_i) \\
&\quad + \mathbf{D}_c^{-1}(n,p) \mathbf{F}^{-1} \mathbf{n}(n,p)
\end{aligned} \quad (6)$$

由式(6)可以看出, 接收数据 $\mathbf{y}(n,p)$ 类似于阵元数为 N_c 的均匀线阵的一次快拍数据, $\mathbf{a}(R_i)$ 类似于阵列的导向矢量, 第 n 个 OFDM 符号的回波数据相当于阵列的一次快拍采样, 这样就可以采用阵列信号处理的方式进行目标距离估计。

由以上分析可知, 通过对接收数据按照类似于阵列信号处理的方式进行处理, 就可实现对目标距离的估计, 为了能够同时对目标的速度进行估计, 对接收到的回波数据进行重排, 将每一个脉冲的第 n 个 OFDM 符号的数据排成一列, 可得到式(7)的结果。

$$\mathbf{y}(n) \approx \sum_{i=0}^{N_t-1} A_i \varphi_i \tilde{\varphi}_i \varphi_{R_i} \varphi_{v_i}(n) \mathbf{a}(v_i, R_i) + \tilde{\mathbf{n}}(n) \quad (7)$$

其中,

$$\begin{aligned}
\varphi_{v_i}(n) &= e^{j2\pi f_c \frac{2nv_i T_s}{c}} \\
\mathbf{y}(n) &= [\mathbf{y}^T(n,0) \quad \mathbf{y}^T(n,1) \quad \dots \quad \mathbf{y}^T(n,N_p-1)]^T \\
\mathbf{a}(v_i, R_i) &= [\varphi_{v_i}(n,0) \mathbf{a}^T(R_i) \quad \varphi_{v_i}(n,1) \mathbf{a}^T(R_i) \quad \dots \\
&\quad \varphi_{v_i}(n,N_p-1) \mathbf{a}^T(R_i)]^T = \mathbf{a}_p(v_i) \otimes \mathbf{a}(R_i) \\
\mathbf{a}_p(v_i) &= \left[1 \quad e^{j2\pi f_c \frac{2v_i T_r}{c}} \quad e^{j2\pi f_c \frac{2 \times 2v_i T_r}{c}} \quad \dots \quad e^{j2\pi f_c \frac{2(N_p-1)v_i T_r}{c}} \right]^T
\end{aligned}$$

$$\tilde{\mathbf{n}}(n,p) = \mathbf{D}_c^{-1}(n,p) \mathbf{F}^{-1} \mathbf{n}(n,p)$$

$$\tilde{\mathbf{n}}(n) = [\tilde{\mathbf{n}}^T(n,0) \quad \tilde{\mathbf{n}}^T(n,1) \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{n}}^T(n,N_p-1)]^T$$

接收到的 N_p 个脉冲的回波数据可表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}_{vR} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (8)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= [\mathbf{y}(0) \ \mathbf{y}(1) \ \cdots \ \mathbf{y}(N_s - 1)] \\ \mathbf{A}_{vR} &= [\mathbf{a}(v_1, R_1) \ \mathbf{a}(v_2, R_2) \ \cdots \ \mathbf{a}(v_{N_t}, R_{N_t})] \\ \mathbf{S} &= [\mathbf{s}(0) \ \mathbf{s}(1) \ \cdots \ \mathbf{s}(N_s - 1)] \\ \mathbf{s}(n) &= [s_1(n) \ s_2(n) \ \cdots \ s_{N_t-1}(n)]^T \\ s_i(n) &= A_i \varphi_i \tilde{\varphi}_i \varphi_{R_i} \varphi_{v_i}(n) \\ \mathbf{N} &= [\tilde{\mathbf{n}}(0) \ \tilde{\mathbf{n}}(1) \ \cdots \ \tilde{\mathbf{n}}(N_s - 1)] \\ i &= 1, 2, \dots, N_t, \ n = 0, 1, \dots, N_s - 1 \end{aligned}$$

由式(8)可以看出, 接收到的数据类似于阵元数为 N_c 的均匀线阵接收到的 N_s 次快拍数据, 矢量 $\mathbf{a}(v_i, R_i)$ 类似于阵列的导向矢量。故可利用阵列信号处理的相关知识进行超分辨的距离和速度联合估计。

3.2 解相干处理

由于 $s_i(n) = A_i \varphi_i \tilde{\varphi}_i \varphi_{R_i} \varphi_{v_i}(n)$ 随 n 的变化情况主要由 $\varphi_{v_i}(n) = e^{j2\pi f_c \frac{2nv_i T_s}{c}}$ 和 $\tilde{\varphi}_i$ 决定, 而 $\varphi_{v_i}(n)$ 和 $\tilde{\varphi}_i$ 随 n 基本没有变化, 故不同目标间的相关性非常高, 所以需要进行解相干处理。对于相干信号源, 在阵列信号处理中一般采用空间平滑进行解相干处理, 根据空间平滑的思想, 本文采用“时间平滑”的方法进行解相干处理, 即将每一个脉冲的第 n 个 OFDM 符号的第 $k \sim k + M - 1 \leq N_c$ 预处理后的数据排成一行, 构成第 k 个“时间子阵”(如图 4 所示), 其中, $k = 1, 2, \dots, N_c - M + 1$ 。

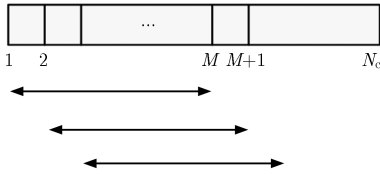


图 4 预处理后的一个 OFDM 符号数据

根据上述解相干处理的方式, 可得到如下的结果:

$$\mathbf{y}_k(n) \approx \sum_{i=0}^{N_t-1} e^{j2\pi(k-1)\Delta f \frac{2R_i}{c}} s_i(n) \tilde{\mathbf{a}}(v_i, R_i) + \tilde{\mathbf{n}}_k(n) \quad (9)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k(n) &= [\mathbf{y}_k^T(n, 0) \ \mathbf{y}_k^T(n, 1) \ \cdots \ \mathbf{y}_k^T(n, N_p - 1)]^T \\ \tilde{\mathbf{a}}(R_i) &= \begin{bmatrix} 1 & e^{j2\pi\Delta f \frac{2R_i}{c}} & \cdots & e^{j2\pi(M-1)\Delta f \frac{2R_i}{c}} \end{bmatrix}^T \\ \tilde{\mathbf{a}}(v_i, R_i) &= \mathbf{a}_p(v_i) \otimes \tilde{\mathbf{a}}(R_i) \\ \mathbf{y}_k(n, i) &= \mathbf{y}(n, i)[k : k + M - 1] \end{aligned}$$

表示 $\mathbf{y}(n, i)$ 的第 $k \sim k + M - 1$ 个元素, 同样 $\tilde{\mathbf{n}}_k(n) = \tilde{\mathbf{n}}(n)[k : k + M - 1]$ 。故接收到的 N_p 个脉冲的回波数据按照式(9)的处理方式可表示为

$$\mathbf{Y}_k = \tilde{\mathbf{A}}_{vR} \tilde{\mathbf{S}}_k + \tilde{\mathbf{N}}_k \quad (10)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_k &= [\mathbf{y}_k(0) \ \mathbf{y}_k(1) \ \cdots \ \mathbf{y}_k(N_s - 1)]^T, \ n = 0, \\ \tilde{\mathbf{A}}_{vR} &= [\tilde{\mathbf{a}}(v_1, R_1) \ \tilde{\mathbf{a}}(v_2, R_2) \ \cdots \ \tilde{\mathbf{a}}(v_{N_t}, R_{N_t})] \\ \tilde{\mathbf{S}}_k &= [\tilde{\mathbf{s}}_k(0) \ \tilde{\mathbf{s}}_k(1) \ \cdots \ \tilde{\mathbf{s}}_k(N_s - 1)]^T \\ \tilde{\mathbf{s}}_k(n) &= [s_{k,1}(n) \ s_{k,2}(n) \ \cdots \ s_{k,N_t-1}(n)]^T \\ s_{k,i}(n) &= e^{j2\pi(k-1)\Delta f \frac{2R_i}{c}} s_i(n) \\ \tilde{\mathbf{N}}_k &= [\tilde{\mathbf{n}}_k(0) \ \tilde{\mathbf{n}}_k(1) \ \cdots \ \tilde{\mathbf{n}}_k(N_s - 1)]^T \\ k &= 1, 2, \dots, N_c - M + 1, \ n = 0, 1, \dots, N_s - 1, \ i = 1, 2, \dots, N_t \end{aligned}$$

3.3 子空间投影

经过 3.2 节中的解相干处理后, 可利用阵列信号处理中的信号子空间类超分辨处理方法, 实现对目标距离和速度的超分辨估计, 本文中采用 MUSIC 算法进行距离和速度联合估计。

假设噪声为高斯白噪声, 噪声功率为 σ^2 , 那么 $\mathbf{R}_k = E\{\mathbf{y}_k^H(n) \mathbf{y}_k(n)\} = \tilde{\mathbf{A}}_{vR} \tilde{\mathbf{R}}_s \tilde{\mathbf{A}}_{vR}^H + \sigma^2 \mathbf{I} / N_c$, 其中, $\tilde{\mathbf{R}}_s = E\{\tilde{\mathbf{s}}_k^H(n) \tilde{\mathbf{s}}_k(n)\}$, \mathbf{I} 为单位阵。对 \mathbf{R}_k 进行特征分解, 求出最小特征值对应的特征向量构成噪声子空间, 构造空间谱函数进行距离和速度估计。实际处理中具体流程如下:

- (1) 首先估计协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$, $\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N_c - M + 1} \sum_{k=1}^{N_c - M + 1} \hat{\mathbf{R}}_k$, 其中, $\hat{\mathbf{R}}_k = \mathbf{Y}_k \mathbf{Y}_k^H / N_s$;
- (2) 对估计的协方差矩阵进行特征分解 $\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{U}^H$;
- (3) 由小特征值对应的特征向量构成噪声子空间 \mathbf{G} ;
- (4) 计算空间谱函数

$$P(v, R) = 1 / [\tilde{\mathbf{a}}^H(v, R) \cdot \mathbf{G} \mathbf{G}^H \tilde{\mathbf{a}}(v, R)]$$

谱函数 $P(v, R)$ 的谱峰所对应的距离和速度即为目标的距离和速度。

3.4 解距离模糊

由前面的分析可以看出, 目标的距离是根据距离导向矢量来估计的, 而由 $\tilde{\mathbf{a}}(R_i)$ 可以看出, 采用上述算法, 目标的最大无模糊估计距离 $\tilde{R}_{\max} = c / (2\Delta f) = (cT) / 2$, 有效 OFDM 符号持续时间 T 一般为微秒级, 因此对目标估计的最大无模糊距离为百米或千米级, 这样小的最大无模糊距离对于雷达而言, 会产生几个量级的距离模糊数, 因此必须解决距离模糊问题。

由 2.1 节中所采用的雷达发射方式可知, 可以通过对回波信号进行脉冲压缩处理, 得到对目标距离的粗略估计, 而此时目标的最大无模糊估计距离 $R_{\max} = cT_r/2$, 脉冲重复周期 T_r 一般为毫秒级, 因此对目标估计的最大无模糊距离达到百公里级, 可满足雷达对一般目标距离探测的要求。目标距离估计的最终结果由式(11)确定:

$$\hat{R} = b\hat{R}_{\max} + \hat{R}_s \quad (11)$$

其中, $b = \lfloor \hat{R}_p / \hat{R}_{\max} \rfloor, \lceil \hat{R}_p / \hat{R}_{\max} \rceil$ 表示对 $\hat{R}_p / \hat{R}_{\max}$ 下取整, 也即模糊次数, \hat{R}_p 表示通过脉冲压缩估计的目标距离, \hat{R}_s 表示通过 MUSIC 算法估计所得的目标距离。但是在实际处理中, 由于不同目标间的相互影响, 以及脉冲压缩精度和目标位置等因素的存在, 可能会造成在进行脉冲压缩处理后, 出现计算所得的模糊次数为 $b-1, b$ 或 $b+1$ 这 3 种情况(假设模糊次数的计算误差不会超过两次模糊次数, 也即不会出现 $b \pm n_0$ 的情况, 其中, n_0 为大于 1 的整数)。为了确定真实的目标距离, 本文采用如下判断准则:

$$\hat{R} = \arg \min_{\hat{R}_i} \{ |\hat{R}_i - \hat{R}_p| \} \quad (12)$$

其中, $\hat{R}_i = (b+i)\hat{R}_{\max} + \hat{R}_s, i = -1, 0, 1$ 。

为了实现更好的脉冲压缩效果, 可以根据 MUSIC 算法估计所得的目标距离和速度构造相应的匹配滤波函数, 再进行脉冲压缩处理, 根据脉冲压缩处理结果估计目标的距离。

4 仿真实验

本文所有仿真信号为窄带信号, 发射的 OFDM 信号采用相位调制, 噪声为高斯白噪声。

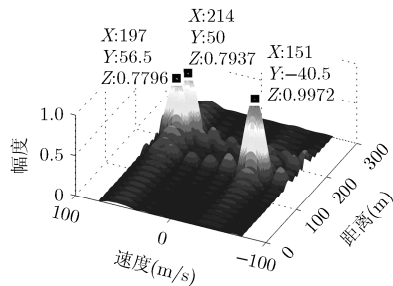


图5 FFT 算法距离速度联合估计

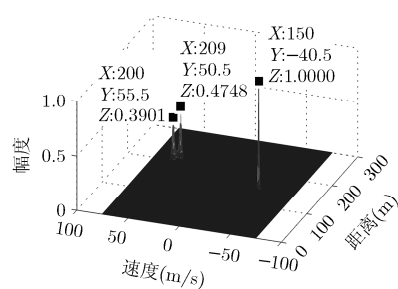
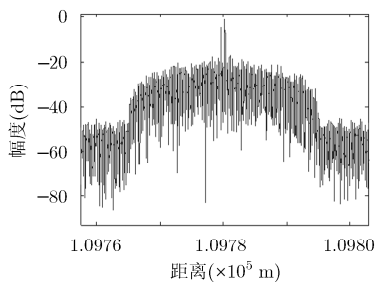
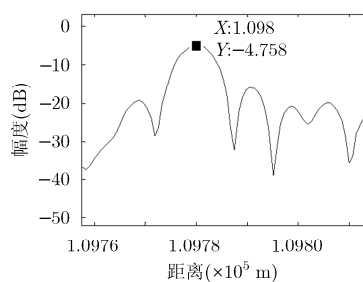


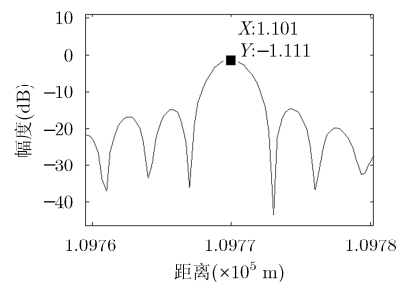
图6 MUSIC 算法距离速度联合估计



(a) 单脉冲 OFDM 信号的脉冲压缩结果



(b) 第 1 个峰值局部放大图



(c) 第 2 个峰值局部放大图

图7 OFDM 信号脉冲压缩结果

4.1 参数估计与解距离模糊

图 5 和图 6 分别给出了采用 FFT 算法和 MUSIC 算法进行距离和速度联合估计的仿真结果, 图 7 给出了通过脉冲压缩解距离模糊的仿真结果, 图 8 给出了发射线性调频信号的传统脉冲雷达的 MTD 结果。仿真中 OFDM 信号的载波数为 20, 1 个有效 OFDM 符号持续时间为 $2 \mu\text{s}$, 保护间隔为 $0.5 \mu\text{s}$, 载频间隔为 0.5 MHz , 载波频率为 500 MHz 。脉冲数为 8, 每 1 个脉冲含有 20 个完整的 OFDM 符号, 脉冲重复周期为 2 ms 。传统脉冲雷达发射线性调频信号, 与本文所提发射方式相比具有相同的脉冲宽度, 脉冲重复周期和信号带宽。有 3 个目标, 信噪比均为 10 dB , 所在距离分别为 110010 m , 110001 m , 109950 m ; 速度分别为 50 m/s , 55 m/s , -40 m/s 。由仿真结果可以看出采用本文所提的发射体制, 可同时实现雷达和通信功能, 且可实现对目标距离和速度的联合高分辨估计。对比图 5, 图 6 和图 8 可明显地看出采用 MUSIC 算法的处理结果要优于 FFT 算法的处理结果, 此外, 由图 8 所示的仿真结果可看出, 传统脉冲雷达在相同条件下无法实现对目标的超分辨(无法分辨目标 1(110010 m , 50 m/s)和目标 2(110001 m , 55 m/s)), 所以, 采用本文所提发射方式不仅能够同时实现通信功能, 而且在目标距离和速度估计方面要优于发射线性调频信号的传统脉冲雷达。

正如前文所述, 采用本文所述的处理方法, 会产生很大的距离模糊, 从图 5 和图 6 的仿真结果可明显地看出, 距离估计结果与实际目标所在位置相差甚远。为解决此问题, 采用脉冲压缩的处理, 由图 7 的仿真结果可以看出, 脉冲压缩结果只有两个

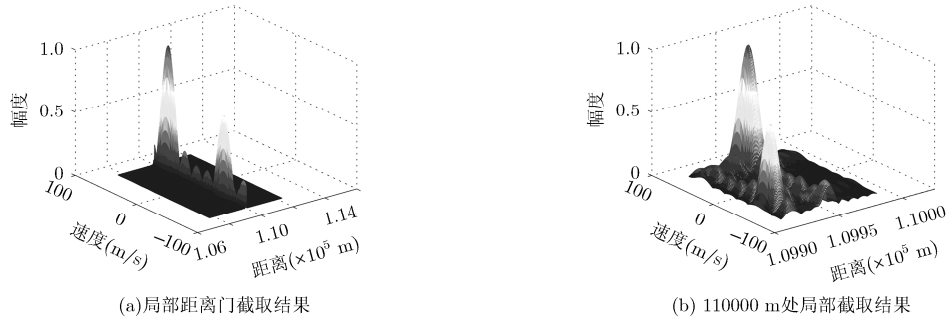


图8 发射线性调频信号的传统脉冲雷达的 MTD 结果

目标, 分别在 109800 m 和 110100 m 处, 这是由于目标 1 和目标 2 靠得太近, 脉冲压缩处理和传统雷达无法分辨出两个目标。根据脉冲压缩估计结果, 结合式(12)的目标距离计算方法, 利用 MUSIC 算法的估计结果, 最终, 估计出的目标距离为 110009 m, 110000 m 和 109950 m; 而利用 FFT 算法估计出的目标距离为 110014 m, 109997 m 和 109951 m, 估计结果要比 MUSIC 算法差。

4.2 分辨率比较

图 9 给出了本文所提发射方式与传统雷达发射线性调频信号方式在距离分辨率方面的比较。仿真中, 本文所提发射方式采用 OFDM 信号的载波数为 20, 一个有效 OFDM 符号持续时间为 $2\ \mu\text{s}$, 保护间隔为 $0.5\ \mu\text{s}$, 载频间隔为 0.5 MHz, 载波频率为 500 MHz。脉冲数为 1, 脉冲含有 8 个完整的 OFDM 符号, 脉冲重复周期为 2 ms。传统雷达发射线性调频信号, 与本文所提发射方式相比具有相同的脉冲宽度, 脉冲重复周期和信号带宽。这里仿真的目的只是为了比较不同发射方式的距离分辨性能, 因此目标设置在 3725 m 处, 速度为 50 m/s, 信噪比为 10 dB。由仿真结果可以看出, 采用本文所提发射方式, 不仅实现了通信功能, 而且在相同脉冲宽度, 相同脉冲重复周期和相同的信号带宽下, 实现与传统雷达的脉冲压缩相似的处理(FFT 算法), 且具有相同的距离分辨能力, 此外, 采用本文所提的发射方式,

可将阵列信号处理中的超分辨处理方法应用到距离估计, 实现距离的超分辨估计。同时也可看出, 由于雷达通信一体化波形要携带通信信息, 在进行与雷达相关处理之前必须要对回波数据进行通信信息补偿, 在此过程中存在性能损失, 进而导致在距离分辨率方面与不含通信信息的同类算法相比, 性能有所下降。

图 10 给出了本文所提发射方式与传统雷达发射线性调频信号方式在速度分辨率方面的比较。仿真中, 本文所提发射方式采用 OFDM 信号的载波数为 15, 脉冲数为 8, 脉冲含有 25 个完整的 OFDM 符号; 目标设置在 8000 m 处, 速度为 -20 m/s, 信噪比为 5 dB; 其它仿真条件与图 9 仿真条件一致。由仿真结果可看出, 采用本文所提发射方式, 在相同的脉冲宽度, 脉冲重复周期和信号带宽下, 可实现与传统雷达 MTD(动目标检测)相同的处理(FFT 算法), 且具有相同的速度分辨性能, 此外, 可利用相关阵列信号处理算法实现速度的超分辨估计。同时, 与图 9 的仿真结果类似, 在速度分辨率方面, 携带有通信信息的一体化信号, 在进行通信信息补偿时, 存在性能损失, 从而导致与不含通信信息的同类算法相比, 性能有所下降。

4.3 通信性能仿真分析

图 11 给出了本文所提发射方式在不同通信传

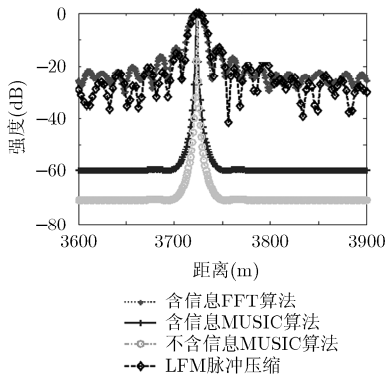


图9 距离分辨性能比较

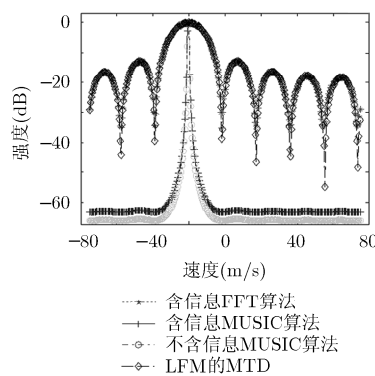


图10 速度分辨性能比较

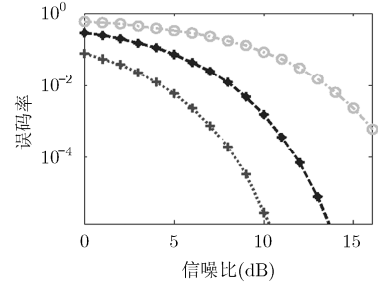


图11 不同传输数据率下, 误码率随信噪比变化情况

输速率下, 误码率随信噪比的变化情况, 仿真中, 信道为高斯白噪声信道, OFDM 信号采用相位调制方式, 载波数为 64, 一个有效 OFDM 符号持续时间为 $2\ \mu\text{s}$, 保护间隔为 $0.5\ \mu\text{s}$, 载频间隔为 $0.5\ \text{MHz}$, 占空比为 10%。从仿真结果可以看出, 随着信噪比的增大, 通信的误码率降低; 而随着通信数据率的提升, 通信的误码率也随之升高。因此在系统设计时, 需要在误码率和通信数据率之间进行折中考虑。

5 总结

本文提出一种新的实现雷达通信一体化的解决方案, 该方案采用脉冲发射体制, 每一脉冲由多个 OFDM 符号构成, 而每一脉冲又是通信的一帧或复帧, 从而实现通信功能; 按照所提的基于通信信息补偿的目标距离速度联合高分辨估计方法实现对目标距离和速度的高分辨估计, 从而实现雷达功能。理论分析和仿真实验表明, 所提方案能够实现雷达、通信的一体化和对目标距离、速度的联合高分辨估计。

参考文献

- [1] 杨熙, 戎华, 王君可. 雷达-电子战-通信一体化系统雷达侦察作战效能模型研究[J]. 科技信息, 2014(13): 220-221. doi: 10.3969/j.issn.1001-9960.2014.13.155.
- [2] YANG Xi, RONG Hua, and WANG Junke. Integration of radio-electronic-warfare-communication radar reconnaissance system operational effectiveness model research[J]. *Science and Technology Information*, 2014(13): 220-221. doi: 10.3969/j.issn.1001-9960.2014.13.155.
- [3] TAVIK G, HILTERBRICK C, EVINS J, *et al*. The advanced multifunction RF concept[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, 53(3): 1009-1020. doi: 10.1109/TMTT.2005.843485.
- [4] HAN Liang and WU Ke. Multifunctional transceiver for future intelligent transportation systems[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011, 59(7): 1879-1892. doi: 10.1109/TMTT.2011.2138156.
- [5] HAN Liang and WU Ke. 24-GHz integrated radio and radar system capable of time-agile wireless communication and sensing[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, 60(3): 619-631. doi: 10.1109/TMTT.2011.2179552.
- [6] 姚誉, 高峻, 吴乐南, 等. 基于双频 EBPSK-MODEM 的雷达通信机研究[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(8): 1786-1791. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.01371.
- [7] YAO Yu, GAO Jun, and WU Lenan, *et al*. Studies of a dual-frequency EBSPK-MODEM based radar-communication transceiver[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(8): 1786-1791. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.01371.
- [8] TAKAHARA H, OHNO K, and ITAMI M. A study on UWB radar assisted by inter-vehicle communication for safety applications[C]. 2012 IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety, Turkey, 2012: 99-104. doi: 10.1109/ICVES.2012.6294272.
- [9] MISHRA A K and Inggs M. FOPEN capabilities of commensal radars based on whitespace communication systems[C]. Electronics, Computing and Communication Technologies (IEEE CONECCT), Bangalore, 2014: 1-5. doi: 10.1109/CONECCT.2014.6740313.
- [10] TAKASE H and SHINRIKI M. A dual-use radar and communication system with complete complementary codes[C]. 2014 15th International, Radar Symposium(IRS), Gdansk, 2014: 16-18. doi: 10.1109/IRS.2014.6869268.
- [11] 李晓柏, 杨瑞娟, 程伟. 基于频率调制的多载波 Chirp 信号雷达通信一体化研究[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(2): 406-412. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00567.
- [12] LI Xiaobai, YANG Ruijuan, and CHENG Wei. Integrated radar and communication based on multicarrier frequency modulation Chirp signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(2): 406-412. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00567.
- [13] SIT Y L and ZWICK T. MIMO OFDM radar with communication and interference cancellation features[C]. 2014 IEEE Radar Conference, Cincinnati, 2014: 19-23. doi: 10.1109/RADAR.2014.6875596.
- [14] SCHMIDT R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, 1986, AP-34(3): 276-280. doi: 10.1109/TAP.1986.1143830.
- [15] OZIEWICZ M. On application of MUSIC algorithm to time delay estimation in OFDM channels[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2005, 51(2): 249-255. doi: 10.1109/TBC.2005.846193.
- [16] ZHANG Tianxian and XIA Xianggen. OFDM synthetic aperture radar imaging with sufficient cyclic prefix[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2015, 53(1): 394-404. doi: 10.1109/TGRS.2014.2322813.
- [17] SEN S. OFDM radar space-time adaptive processing by exploiting spatio-temporal sparsity[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(1): 118-130. doi: 10.1109/TSP.2012.2222387.
- [18] 张卫, 唐希源, 顾红, 等. OFDM 雷达信号模糊函数分析[J]. 南京理工大学学报, 2011, 35(4): 513-518. doi: 10.3969/j.issn.1005-9830.2011.04.018.
- [19] ZHANG Wei, TANG Xiyuan, GU Hong, *et al*. Ambiguity function analysis of OFDM radar signals[J]. *Journal of Nanjing University of Science and Technology*, 2011, 35(4): 513-518. doi: 10.3969/j.issn.1005-9830.2011.04.018.

- [16] 施祥同, 王虎, 陈建军, 等. OFDM 雷达信号的宽带模糊函数性能分析[J]. 雷达科学与技术, 2010, 8(6): 554-558. doi: 10.3969/j.issn.1672-2337.2010.06.013.
- SHI Xiangtong, WAN Hu, CHEN Jianjun, *et al.* Wideband ambiguity function of OFDM radar signal[J]. *Radar Science and Technology*, 2010, 8(6): 554-558. doi: 10.3969/j.issn.1672-2337.2010.06.013.
- [17] SEN S and NEHORAI A. Sparsity-based multi-target tracking using OFDM radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(4): 1902-1906. doi: 10.1109/TSP.2010.2103064.
- [18] STURM C and WIESBECK W. Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2011, 99(7): 1236-1259. doi: 10.1109/JPROC.2011.2131110.
- [19] 赵兴运, 张群, 娄昊, 等. 基于 OFDM 随机步进频的雷达通信一体化信号模型[J]. 电讯技术, 2014, 54(8): 1107-1112. doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2014.08.013.
- ZHAO Xingyun, ZHANG Qun, LOU Hao, *et al.* A signal model for integration of radar and communication based on random stepped-frequency OFDM radar pulses[J]. *Telecommunication Engineering*, 2014, 54(8): 1107-1112. doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2014.08.013.
- [20] IEEE Std 802.11a-1999. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band[S]. 1999.
- [21] WU X H, KISHK A A, and GLISSON A W. MIMO-OFDM radar for direction estimation[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2010, 4(1): 28-36. doi: 10.1049/iet-rsn.2008.0152.
- 刘永军: 男, 1990 年生, 博士生, 研究方向为阵列信号处理和多维度一体化波形设计.
- 廖桂生: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 长江学者特聘教授, 主要从事雷达探测系统信号处理, 包括空时自适应处理、天基预警、多维度一体化波形设计和阵列信号处理等研究领域.
- 杨志伟: 男, 1980 年生, 博士, 副教授, 博士生导师, 主要从事阵列信号处理、空时极化自适应处理、地面运动目标检测、天基预警和多维度一体化波形设计领域研究.
- 许京伟: 男, 1987 年生, 博士, 主要研究方向为阵列与空时自适应信号处理和 MIMO 雷达信号处理.