

基于 MIMO—OFDM 的雷达通信一体化收发方法

刘玉涛¹, 詹平², 梁晨¹, 吕玉静¹, 李根¹

(1. 中国电子科技集团公司第五十四研究所, 石家庄 050081;

2. 中国人民解放军第 96901 部队, 北京 100000)

摘要: 基于 MIMO—OFDM 的雷达通信一体化共享信号设计了一种收发方法, 研究分析了 MIMO—OFDM 系统的信号模型以及在雷达通信一体化系统中通信信息调制在 OFDM 雷达信号上的处理方法; 利用 MIMO 波束形成技术来实现雷达通信一体化信号的发射和接收处理, 设计满足雷达目标探测方向和通信方向要求的发射方向图以实现雷达通信一体化信号的发射, 同时接收波束形成分别在雷达目标方向和通信方向零陷从而获得通信信号和雷达回波, 这样可以减轻其信号间干扰; 数值仿真表明, 所提出的雷达通信一体化共享信号收发方法可以提高一体化系统的通信性能, 同时获得更精确的雷达目标参数。

关键词: MIMO—OFDM; MIMO 波束形成; 雷达通信一体化

MIMO—OFDM Based Dual—Function Radar—Communication Transmit—Receive Technique

Liu Yutao¹, Zhan Ping², Liang Chen¹, Lv Yujing¹, Li Gen¹

(1. The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang Hebei 050081, China;

2. Unit 96901, PLA, Beijing 100000, China)

Abstract: A method of dual—function radar—communication sharing signal transmit—receive based on MIMO—OFDM (multiple input multiple output—orthogonal frequency division multiplexing) in this paper. The signal model of MIMO—OFDM system and processing method of communication information modulation on OFDM radar signal in dual—function radar—communication system are analyzed. One can realize the transmitting and receiving of dual—function radar—communication signal by using MIMO beam—forming technique. The emission pattern which meets radar target detection and communication directions is designed to achieve the transmitting of dual—function radar—communication signal, and receiving beam—forming nulls in radar target direction and the communication direction to obtain communication signals and radar echo, since it can decrease mutual interference between the signals. Numerical simulations show that the proposed method of dual—function radar—communication sharing signal transmit—receive can improve the communication performance of the integrated system, and obtain more accurate radar target parameters.

Keywords: MIMO—OFDM; MIMO Beam—forming; Dual—Function Radar—Communication

0 引言

随着科学技术的日益发展, 单一系统已不适合复杂多变的战场环境, 并且伴随着在相关领域的不断深入, 不同系统之间的差异也在逐渐变小。因此, 一体化技术成为军事领域发展的重要方向之一。雷达系统用于对任务目标实现探测、定位以及跟踪, 通信系统则是对信息进行传递, 它们都是借助于发射接收电磁波实现自己的功能。雷达通信一体化是将雷达系统与通信系统进行一体化设计, 实现系统资源的共享, 提高装备在恶劣环境下的整体性能。

MIMO (多输入多输出) 雷达^[1]的概念引用自通信领域的 MIMO 通信系统, 相比于传统的相控阵, MIMO 雷达可以让每个发射天线发射独立的波形, 因此获得了更多的自由度。正是因为 MIMO 雷达有着更多的自由度, 所以可以

使雷达系统提高空间分辨率, 有更好的参数识别能力和更低的旁瓣水平, 而且在收发端都可以获得更加多样性的波束形成。MIMO 雷达根据天线阵的布置可以分为两类: 分布式 MIMO 雷达和相干 MIMO 雷达。分布式 MIMO 雷达的天线分布的足够远, 从而每个天线可以从不同的角度探测雷达目标, 获得空间分集。相干 MIMO 雷达的天线距离很近, 探测到的是目标的同一个侧面, 即可看作是从同一个角度去探测目标, 相干 MIMO 雷达虽然不能获得空间分集, 却可以提高系统的空间分辨率。对于相干 MIMO 雷达^[2], 可以设计多样的波束形成, 在不同的方向形成期望的波束, 从而满足雷达通信一体化系统的需要。OFDM (正交频分复用) 信号被广泛应用于超宽带数字通信和高速无线通信系统中, 既可以看作是一种调制技术, 也可以看作是一种复用技术。OFDM 将数据流用多个相互正交的子载波进行调制, 把宽带信号划分为若干子带传输, 因此可以有有效的抗多径衰落、抗窄带干扰, 并且有较高的频谱利用率。随着雷达技术的发展, OFDM 信号也被引入到雷达系统应用中^[3], 而且由于其可以通过 IFFT、FFT 实现, 简

收稿日期: 2019-03-26; 修回日期: 2019-05-05。

基金项目: 国家自然科学基金(61504124)。

作者简介: 刘玉涛(1981-), 男, 河北石家庄人, 博士, 高级工程师, 主要从事无线自组织网络方向的研究。

单快捷, 从而吸引了越来越多研究者的关注。

综合考虑 MIMO 和 OFDM 在各自系统中的优势, 将二者结合起来, 即在 MIMO 系统的各个收发机中分别采用 OFDM 的传输方案, 就是 MIMO-OFDM 系统。MIMO-OFDM^[4-5] 系统在通信领域中有着较为成熟的理论, 并且在实际通信工程中得到了较为广泛的应用。一方面, 在无线通信中, MIMO-OFDM 可以解决带宽效率和多径衰落, MIMO 技术可以在空间中产生独立的并行信道同时传输多路数据流, 有很高数据传输速率, 可进行大容量的信息数据传输; 另一方面, 在雷达系统中, MIMO 和 OFDM 这两种技术的结合可以获得空间、时间和频率的分集, 有助于获得高精度成像和三维成像, 可以进行精确定位, 提高雷达测速测角精度。鉴于 MIMO-OFDM 具有空间、时间和频率分集等巨大优势, 把其引用到雷达上是很自然的。因此, MIMO-OFDM 雷达通信一体化的概念被提了出来。随着 MIMO-OFDM 雷达理论研究的日渐成熟, MIMO-OFDM 作为雷达通信一体化的桥梁有了更多的可行性和可操作性。

1 基于 OFDM 的 MIMO 雷达信号模型

1.1 MIMO 雷达信号模型

MIMO 雷达采用多个天线收发的方式, 每个天线可以发射独立的波形^[6]。MIMO 基本的思想: 在发射端, 通过多个天线并行发射出被分成多路的数据信息; 在接收端, 使用多于发送并行分离, 最后把恢复出来的信号通过合并形成串行的信号^[11]。模型建立如下:

假设一个 MIMO 雷达系统包含 M 个发射天线和 N 个接收天线, 不失一般性, 我们考虑一个均匀线性发射阵, 其每个天线之间相隔半个波长的距离。由于天线之间距离足够近, 因此一个远场目标的到达角度对于各个天线都可看作是同一个角度, 本文只讨论相干天线阵列。设一组正交信号集为 $\{s_m(t), m = 1, \dots, M\}$, 则任意两个信号之间满足:

$$\int_{T_0} s_m(t) s_n^*(t) dt = \delta(m-n) \quad (1)$$

其中: T_0 为雷达脉冲宽度, $(\cdot)^*$ 表示取共轭。

假设在远场有 Q 个目标散射体, 则雷达接收天线接收到的回波信号为:

$$r(t, \tau) = \sum_{q=1}^Q \alpha_q(\tau) [a^T(\theta_q) S(t)] b(\theta_q) + n(t, \tau) \quad (2)$$

式中, t 为快时间因子, τ 为慢时间因子 (即脉冲数), $\alpha_q(\tau)$ 是第 q 个目标的反射系数, θ_q 是从第 q 个目标到天线阵的空间角度, $a(\theta)$ 和 $b(\theta)$ 分别为发射阵和接收阵的导向矢量, $(\cdot)^T$ 表示转置操作, $S(t) \triangleq [s_1(t), \dots, s_M(t)]^T$ 表示发射符号矢量, 而 $n(t, \tau)$ 为零均值的高斯白噪声矢量。由于远场同一目标到天线阵的空间角度一样, 因此, 发射阵和接收阵的导向矢量分别为:

$$a(\theta_q) = [1, e^{-j\pi \sin(\theta_q)}, \dots, e^{-j\pi(M-1) \sin(\theta_q)}]^T \quad (3)$$

$$b(\theta_q) = [1, e^{-j\pi \sin(\theta_q)}, \dots, e^{-j\pi(N-1) \sin(\theta_q)}]^T \quad (4)$$

在此, 我们并没有考虑时延和多普勒频移这两个因素, 我们将会在第 3 节考虑雷达回波的时延和多普勒频移对雷达通信一体化系统的影响。

1.2 OFDM 信号的信息插入

OFDM 基本原理: 首先将信道分成若干正交子信道, 将高速的数据经过编码和基带调制后, 再分别分配到 N 个并行的正交载波上^[7]。这些子载波每一个都具有很低的调制速率, 符号的持续时间间隔比信道时间扩散大很多, 这样能够保证有效地对传输的信号进行保护, 特别是在有较大失真和突发干扰的情况下。在接收端对收到的信号进行与发射端相对应的处理就可以恢复得到发送的数据信号^[12]。一帧 OFDM 信号的基带复包络时域表达式为:

$$s_m(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} c_m(k) e^{j2\pi f_k t} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad m = 1, \dots, M \quad (5)$$

式中, N_c 为子载波的个数, T 为符号周期, f_k 是第 k 个子载波的载频, $c_m(k)$ 是第 k 个子载波上的信息调制符号, $\text{rect}(\cdot)$ 是矩形窗函数。为满足子载波之间的正交性, 子载波间的频率间隔应该取 $\Delta f = \frac{1}{T}$, 从而 $f_k = (k-1)\Delta f$ 。

对于任意两个 OFDM 信号 $s_m(t)$ 和 $s_n(t)$, 有:

$$\begin{aligned} \int_T s_m(t) s_n^*(t) dt &= \\ \frac{1}{T} \int_T \sum_{l=0}^{N-1} c_m(l) e^{j2\pi f_l t} \sum_{k=0}^{N-1} c_n^*(k) e^{-j2\pi f_k t} dt &= \\ \frac{1}{T} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} c_m(l) c_n^*(k) \int_T e^{j2\pi(f_l - f_k)t} dt & \end{aligned} \quad (6)$$

式中的积分项的结果为:

$$\int_T e^{j2\pi(f_l - f_k)t} dt = \begin{cases} 0, & l \neq k \\ T, & l = k \end{cases} \quad (7)$$

从而有:

$$\int_T s_m(t) s_n^*(t) dt = \sum_{k=1}^{N-1} c_m(k) c_n^*(k) \quad (8)$$

如果调制符号矢量 c_m 和 c_n 是正交的, 则 OFDM 信号 s_m 和 s_n 也是正交的。在通信中, OFDM 信号的符号矢量 c_m 通常是 BPSK 或者 QPSK 调制的, 而完全正交的 BPSK 或者 QPSK 调制的波形利用 Hadamard 编码可以很容易获得, 下面我们只给出一个 8 阶的 Hadamard 矩阵, 更高阶的 Hadamard 矩阵以及其详细的产生方法可以参考文献 [9]。

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

2 一体化信号收发处理

在雷达通信一体化系统中, 作为雷达信号, 其需要窄

的发射波束以获得更精确的目标参数,提高雷达性能;而作为通信信号,波束形成技术可以增强期望方向信号的功率从而能适当降低发射功率,同时由于其空域滤波特性可以减少同信道干扰。

因此,在雷达探测方向和通信基站方向需要形成各自的方向图,MIMO 雷达有着很高的自由度,可以同时满足雷达和通信在收发波束形成这两方面的要求。

雷达通信一体化信号的信号处理流程如图 1 所示。

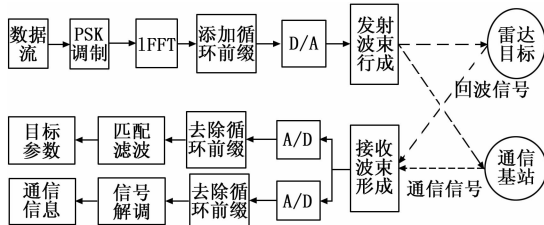


图 1 一体化信号处理流程图

在雷达通信一体化系统中,先把数据流调制到 OFDM 信号上,添加循环前缀,然后通过 MIMO 波束形成发射出去。在一体化接收端,接收到的是雷达回波和通信信号的叠加,通过接收波束形成分别在雷达目标方向和通信方向零陷从而获得雷达回波和通信信号,对雷达回波去除循环前缀后进行匹配滤波得到目标参数,波去除循环前缀后进行匹配滤波得到目标参数,对通信信号去除循环前缀后进行解调得到调制在 OFDM 信号上的数据流。

2.1 一体化信号发射波束形成

对于在相对雷达平台 θ_q 方向的目标,其接收到的信号离散表达式为:

$$r_q(n) = \sum_{l=1}^M \sum_{i=1}^M w_{li} e^{-j(l-1)\pi \sin(\theta_q)} s_i(n), n = 1, \dots, N \quad (10)$$

式中, w_{li} 为第 l 个天线上给 s_i 加的权值, s_i 为正交信号集里的第 i 个信号。把式 (10) 写成向量形式为:

$$r_q(n) = a^T(\theta_q) \mathbf{W}^T \mathbf{S}(n) \quad (11)$$

其中,权矩阵为:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1M} \\ w_{21} & w_{22} & \cdots & w_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{M1} & w_{M2} & \cdots & w_{MM} \end{bmatrix} \quad (12)$$

此时,目标处的接收功率为:

$$P(\theta_q) = E\{a^T(\theta_q) \mathbf{W}^T \mathbf{S}(n) \mathbf{S}^H(n) \mathbf{W} a(\theta_q)\} \quad (13)$$

由于发射的符号矢量是正交的, $E\{S(n) S^H(n)\} = I$, 所以式 (13) 可以写为:

$$P(\theta_q) = a^T(\theta_q) \mathbf{W}^H \mathbf{W} a(\theta_q) \quad (14)$$

为了获得期望的功率 $P_d(\theta_q)$, 只需要优化权矩阵 \mathbf{W} , 其代价函数为:

$$J(\mathbf{W}) = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q (a^T(\theta_q) \mathbf{W}^H \mathbf{W} a(\theta_q) - \alpha P_d(\theta_q))^2 \quad (15)$$

其中, α 为比例因子。可以看出,这个优化方案并不需要要求 \mathbf{W} 为半正定矩阵,仅仅需要保证产生相互独立的恒模波形,这个优势是用 SQP 优化波形相关性协方差矩阵^[10] 方案所不具有的。

通常情况下,我们希望在每个天线上发射的平均功率都相同,根据上面的分析,第 l 个天线上的平均功率为:

$$P_{ave}(l) = E\left\{\left|\sum_{i=1}^M w_{li} s_i(n)\right|^2\right\} = E\{w_{li}^H S(n) S^H(n) w_{li}\} = w_{li}^H w_{li} \quad (16)$$

其中, w_{li} 为权矩阵 \mathbf{W} 的第 l 个列向量。因此,要使得每个发射天线上的平均功率相同,只需要使权矩阵 \mathbf{W} 的列向量都有相同的范数即可。权矩阵 \mathbf{W} 的具体产生方法在文献 [8] 给出了两种方案。

根据上面的分析,发射波束形成的优化方案可以表示为:

$$\begin{cases} \min J(\mathbf{W}) \\ s. t. w_{li}^H w_{li} = P_l, l = 1, \dots, M \end{cases} \quad (17)$$

其中, P_l 为单个天线的发射功率。

从上面的分析可以看出,所提的 MIMO 发射波束形成优化方案优化的是权矩阵 \mathbf{W} , 与要发射的符号矢量无关,这有利于通信信息调制插入到雷达信号上,实现雷达通信一体化共享信号。为了方便分析,假设一个通信基站相对一体化平台在 $\theta_c = 40^\circ$ 方向,雷达目标相对一体化平台在 $\theta_r = 0^\circ$ 方向,根据雷达的威力和通信距离得到期望的发射功率 $P_d(\theta_r, \theta_c)$, 由上述的优化权矩阵方案得到的发射方向图如图 2 所示。

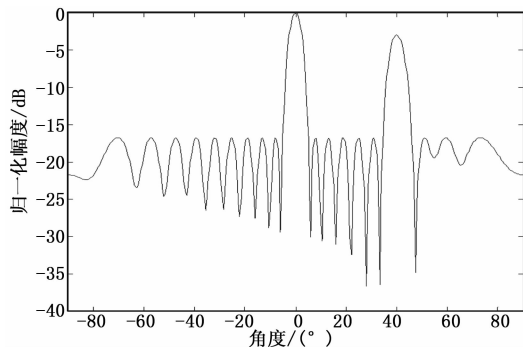


图 2 发射方向图

2.2 一体化信号接收波束形成

在一体化接收端,接收到的是雷达回波和通信信号的叠加信号,可以通过设计优化两组接收权系数 \mathbf{W}_R 和 \mathbf{W}_C 在空域把雷达回波和通信信号进行分离。雷达权系数 \mathbf{W}_R 使接收波束形成在通信方向零陷从而获得雷达回波,而通信权系数 \mathbf{W}_C 使接收波束形成在雷达方向零陷从而获得通信信号,这样可以减轻其信号间干扰。

在雷达通信一体化系统中,通信基站方向是精确已知的,而雷达目标方向不是精确知道的,其角度应是有一定

宽度的, 因此, 通信接收波束形成的优化方案为:

$$\begin{cases} \min W_c R W_c \\ s. t. W_c b(\theta_c) = 1, \\ W_c b(\Theta) = 0, \Theta \in (\theta_r - \theta/2, \theta_r + \theta/2) \end{cases} \quad (18)$$

其中: R 为接收信号的协方差矩阵, $b(\theta_c)$ 为通信方向的导向矢量, θ_r 为雷达目标方向, θ 为发射主波束的半功率波束宽度。由式 (17) 优化得到的通信接收波束形成可以有效抑制雷达回波信号的干扰, 从而得到通信信号。

由于通信基站方向是精确知道的, 雷达接收波束形成可以直接在通信方向零陷, 抑制通信信号的干扰, 从而得到雷达回波信号, 其优化方案应为:

$$\begin{cases} \min W_r R W_r \\ s. t. W_r b(\theta_r) = 1, W_r b(\theta_c) = 0 \end{cases} \quad (19)$$

其中: $b(\theta_r)$ 为雷达方向的导向矢量。

式 (18) 和式 (17) 分别为雷达接收系数和通信接收系数的优化方案, 优化得到的接收波束形成分别如图 3 和图 4 所示。发射主波束的半功率波束宽度为 $\theta = 4^\circ$ 。

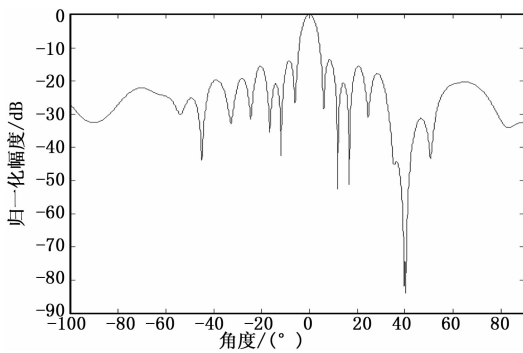


图 3 雷达目标方向接收方向图

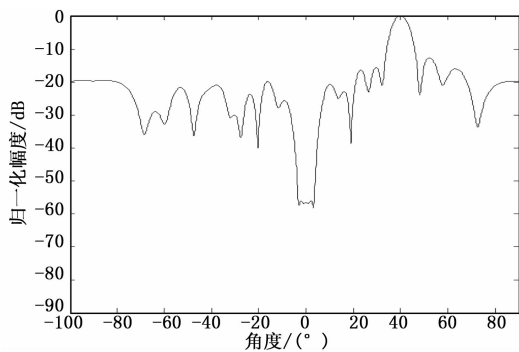


图 4 通信基站方向接收方向图

3 性能分析和数值仿真

3.1 雷达与通信信号处理

在雷达回波接收时, 经过雷达接收波束形成以后来自通信基站方向的信号被零陷抑制, 得到的是雷达回波, 由前面两节的分析可知, 雷达接收信号可以表示为:

$$r(t, \tau) = \sum_{q=1}^Q \alpha_q(\tau) \beta_q [a^T(\theta_q) W^T S(t)] b(\theta_q) + n(t, \tau) \quad (20)$$

式中, $\beta_q = \sum_{k=1}^{N_t} e^{-j2\pi k \Delta f \tau} e^{j2\pi f_d t}$ 为由时延和多普勒频移合成的

的因子, 其中, τ_q 和 f_{dq} 分别为第 q 个目标的时延和目标运动引起的多普勒频移。显然, β_q 包含了第 q 个目标的距离信息和速度信息。

对接收信号匹配滤波后得到:

$$y(\tau) = \text{vec} \left(\int_{T_s} r(t, \tau) S^H(t) W^* dt \right) = \sum_{q=1}^Q \alpha_q(\tau) \beta_q [a(\theta_q) \otimes b(\theta_q)] + \tilde{n}(\tau) \quad (21)$$

式中, $\text{vec}(\cdot)$ 表示堆积矩阵列向量操作, \otimes 表示 Kronecker 积, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置, 其中第二项为 $\tilde{n}(\tau) = \text{vec} \left(\int_{T_s} n(t, \tau) S^H(t) W^* dt \right)$ 。可以看到, 匹配滤波之后雷达目标的所有信息都保留了下来。如果进行了距离补偿和速度补偿之后, 则可以得到雷达目标的散射特性。

在通信信号接收时, 经过通信接收波束形成后来自雷达目标方向的回波被零陷抑制, 得到的是通信基站方向的通信信号, 通信接收信号可以表示为:

$$r_c(t) = \beta_c a^T(\theta_c) W^T S(t) + w(t) \quad (22)$$

式中, β_c 为通信信道的信道系数, θ_c 为雷达平台相对于通信基站的空间角度, $w(t)$ 为零均值的高斯白噪声。如果有良好的信道估计, 则信道系数 β_c 是可知的, 从而由通信信号处理方法可以对通信信号进行解调, 获得调制在 OFDM 信号上的数据流。

3.2 数值仿真

通常评估通信系统性能的指标是其信道容量, 误码特性和数码率等因素。在这里, 我们主要关心通信的误码特性, 其他的通信性能评估指标的推导分析可以参考文献 [2], 通过建立 MIMO-OFDM 信号模型, 仿真分析使用 MIMO 波束形成技术的雷达通信一体化系统的通信性能。假设雷达通信一体化系统的收发天线个数均为 8, OFDM 信号的调制符号个数为 8, 子载波个数为 256。

雷达通信一体化系统的通信误码特性如图 5 所示。从图中的误码特性曲线可以看出, MIMO-OFDM 的误码特性要优于阵列 OFDM, 在误码率为 10^{-3} 时, 信噪比改善了约 4 dB。

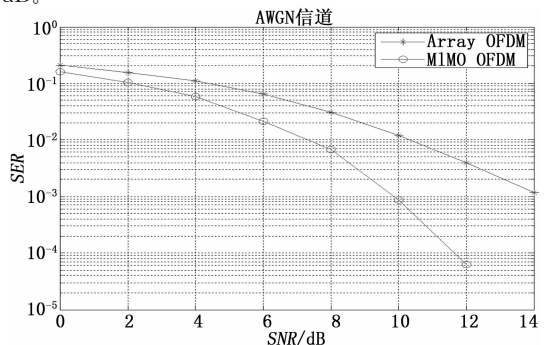


图 5 一体化系统通信误码特性图

4 结论

本文提出了一种基于 MIMO-OFDM 的雷达通信一体化共享信号接收处理方法, MIMO-OFDM 在通信上有着较为成熟的理论和实际应用。本文建立了 MIMO 的雷达信号模型, 并给出了 OFDM 信号的时域结构和通信信息调制在 OFDM 雷达信号上的处理方法, 利用 MIMO 波束形成技术实现了雷达通信一体化的信号发射和接收处理, MIMO 技术使得波束形成获得更大的自由度, 数值仿真表明, MIMO 波束形成可以改善雷达通信一体化系统的通信性能, 同时可以获得更精确的雷达目标参数。未来我们的工作是一步研究 MIMO 波束形成技术以改善雷达通信一体化的性能, 以及通信信息插入到雷达信号上的处理方法。

参考文献:

- [1] Li J, Stoica P. MIMO Radar Signal Processing [M]. Hoboken, NJ: Wiley, 2008.
- [2] BouDaheer E, Hassanien A. Towards a dual-function MIMO radar-communication System [A]. 2016 IEEE Radar Conference [C]. 2016.
- [3] Cao Y, Xia X G, Wang S. IRCI free co-located MIMO radar based on sufficient cyclic prefix OFDM waveforms [EB/OL]. 2014. Unpublished. [Online]. Available: <http://arxiv.org/pdf/1406.1488>
- [4] 张 驰, 高跃清. 基于 OFDM 的雷达通信一体化信号处理技

术研究 [J]. 无线电工程, 2017, 47 (3): 19-22.

- [5] Sit Y L, Zwick T. MIMO OFDM Radar with Communication and Interference Cancellation Features [C]. 2014.
- [6] B J Donnet, Longstaff I D. Combining MIMO Radar with OFDM communications [A]. Proceedings of the 3rd European Radar Conference [C]. 2006.
- [7] Hassanien A, Vorobyov S A. Transmit/receive beamforming for MIMO radar with collocated antennas [A]. ICASSP 2009 [C]. 2009.
- [8] Zhang Y, Wang J X. OFDM-Coded signals design for MIMO radar [A]. ICSP2008 Proceedings [C]. 2008.
- [9] Ahmed S, Alouini M S. MIMO radar transmit beampattern design without synthesising the covariance matrix [A]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62 (9).
- [10] 韩晓娉, 刘会红, 张 晖. 雷达通信一体化技术 [J]. 无线电通信技术, 2019, 45 (2): 128-132.
- [11] 郝博雅, 马传焱, 等. 基于动态门限的频谱感知算法研究 [J]. 无线电工程, 2017, 47 (2): 23-27.
- [12] Boussakta S, Holt J G A. Fast algorithm for calculation of both Walsh-Hadamard and Fourier transforms (FWFTs) [J]. IET Electron. Lett., 1989, 25: 1352-1353.
- [13] Stoica P, Li J, Xie Y. On probing signal design for MIMO radar [A]. IEEE Trans. Signal Process [C]. 2007, 55: 4151-4161.

(上接第 201 页)

置进行优化解算, 提高定位精度。测试结果表明: 基于 UWB 的地铁隧道定位系统具有功耗低、通信稳定、抗干扰性强、定位精度高的优点, 适用于地铁隧道中对施工作业人员的实时精确定位, 并可广泛应用于室内、隧道、井下等复杂环境中。

参考文献:

- [1] Mextorf H, Daschner F, Kent M, et al. UWB free-space characterization and shape recognition of dielectric objects using statistical methods [J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2011, 60 (4): 1389-1396.
- [2] 张士兵, 张力军. 超宽带无线通信及其关键技术 [J]. 电讯技术, 2004, 44 (5): 1-6.
- [3] Silva B, Hancke G P. IR-UWB-based non-line-of-sight identification in harsh environments: principles and challenges [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2016, 12 (3): 1188-1195.
- [4] 唐春玲, 孙明刚. 基于无线定位技术的煤矿井下人员定位系统研究 [J]. 煤炭技术, 2014, 33 (1): 116-118.
- [5] 杨 洲, 汪云甲, 陈国良, 等. 超宽带室内高精度定位技术研

究 [J]. 导航定位学报, 2014, 2 (4): 31-35.

- [6] 王明东, 戴亚文, 范 俊, 等. 基于 UWB 技术的隧道无线定位方法研究 [J]. 武汉理工大学学报, 2016, 38 (8): 56-60.
- [7] 卞佳兴, 朱 荣, 陈 玄. 基于改进双向测距-到达时间差定位算法的超宽带定位系统 [J]. 计算机应用, 2017, 37 (9): 2496-2500+2511.
- [8] 包子阳, 余继周, 杨 杉. 智能优化算法及其 MATLAB 实例 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2016.
- [9] 张 然, 宋来亮, 冉龙俊. 非视距环境下基于粒子群的超宽带定位算法 [J]. 传感器与微系统, 2017, 36 (9): 117-120, 124.
- [10] 张 华, 宋正勋, 石 云, 等. 基于超宽带的 TOA 定位技术研究 [J]. 吉林大学学报信息科学版, 2008, 26 (1): 106-110.
- [11] 肖 竹, 谭光华, 李仁发, 等. 无线传感器网络中基于超宽带的 TOA/AOA 联合定位研究 [J]. 计算机研究与发展, 2013, 50 (3): 453-460.
- [12] 赵 强, 王敬东, 刘云霄, 等. 基于粒子群 TOA 室内定位的系统误差修正 [J]. 电子测量技术, 2017, 40 (8): 189-192, 197.