



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 115442199 A

(43) 申请公布日 2022. 12. 06

(21) 申请号 202211053014.0

(22) 申请日 2022.08.30

(71) 申请人 西安电子科技大学
地址 710071 陕西省西安市太白南路2号

(72) 发明人 刘高高 李鹏 王友明 王丽军
杨诸胜 周峰 王钊 蔡晶晶
武斌

(74) 专利代理机构 陕西电子工业专利中心
61205
专利代理师 田文英 王品华

(51) Int. Cl.
H04L 27/26 (2006.01)
H04B 7/0413 (2017.01)
H04L 25/02 (2006.01)

权利要求书4页 说明书8页 附图3页

(54) 发明名称
无CP的MIMO-OFDM一体化信号设计及处理方法

(57) 摘要
本发明公开了一种无CP的MIMO-OFDM一体化信号设计及处理方法,生成无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号,分别处理阵列天线接收回波信号中的通信信息和雷达信息。本发明具体实现步骤包括,生成无CP的OFDM信号;生成MIMO-OFDM雷达通信一体化信号;生成无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号;处理阵列天线接收回波信号中的通信信息;处理阵列天线接收回波信号中的雷达信息。本发明克服了传统CP-OFDM信号循环前缀占用通信资源,传输通信信息时空间利用率不高,信道容量受到限制的缺点,降低了通信误码率,提高了通信传输效率。



1. 一种无CP的MIMO-OFDM一体化信号设计方法,其特征在于,生成无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号;该设计方法的步骤包括如下:

步骤1,生成无CP的OFDM信号;

步骤2,生成MIMO-OFDM雷达通信一体化信号;

步骤3,生成无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号:

步骤3.1,利用通信发送和接收双方共同确认的脉冲参数,调制无CP的MIMO-OFDM发射脉冲信号,得到训练脉冲;

步骤3.2,将待传输的通信信息调制无CP的MIMO-OFDM发射脉冲信号作为数据脉冲;

步骤3.3,按照下式,计算无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在每个采样时刻的幅值:

$$s(t, \eta_{2n}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_L[k_1] \exp(j2\pi k \Delta f t)$$

$$s(t, \eta_{2n-1}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_L[k_2] \exp(j2\pi k \Delta f t)$$

其中, $s(t, \eta_{2n})$ 表示携带训练脉冲的无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在第 t 个采样时刻的幅值, η_{2n} 表示调制无CP的MIMO-OFDM训练脉冲的脉冲计数值, N 表示一个OFDM发射脉冲的子载波的总数, k 表示子载波的序号, $S_L[k_1]$ 表示训练脉冲所携带的符号数据, $\exp(\cdot)$ 表示以自然常数 e 为底的指数操作, j 表示虚数单位, π 表示圆周率, $s(t, \eta_{2n-1})$ 表示携带数据脉冲的无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在第 t 个采样时刻的幅值, η_{2n-1} 表示调制无CP的MIMO-OFDM数据脉冲的脉冲计数值, $S_L[k_2]$ 表示数据脉冲所携带的符号数据, Δf 表示雷达通信一体化信号的子载波间隔, $\Delta f = 1/T$, T 表示一个OFDM符号的周期。

2. 根据权利要求1所述的无CP的MIMO-OFDM一体化信号设计方法,其特征在于,步骤1中所述的生成无CP的OFDM信号的具体步骤如下:

第一步,按照下式,计算每条路径中每个OFDM发射脉冲的基带信号在每个采样时刻的幅值:

$$s_{pL}(t) = \sum_{k=0}^{N_L-1} S_L[k] \exp\{j2\pi f_k(t - LT_r)\} \text{rect}\left[\frac{t - LT_r}{T}\right]$$

其中, $s_{pL}(t)$ 表示第 p 条路径中第 L 个OFDM发射脉冲的基带信号在第 t 个采样时刻的幅值, $p=0, 1, \dots, m-1$, m 表示路径总数, $L=0, 1, \dots, N_L-1$, 每个OFDM发射脉冲由 N 个子载波相加得到, N_L 表示第 L 个OFDM子载波的脉冲总数, $S_L[k]$ 表示第 L 个OFDM脉冲在第 k 个子载波上携带的数据, f_k 表示第 k 个子载波的中心频率, T_r 表示OFDM发射脉冲重复周期, $\text{rect}[\cdot]$ 表示矩形

窗函数,当采用空白保护间隔时,当 $0 \leq t \leq T$ 时, $\text{rect}\left[\frac{t - LT_r}{T}\right] = 1$, 其他情况下,该值为0;

第二步,按照下式,计算所有传输路径接收信号在积分窗长 T_L 上叠加后的OFDM发射脉冲的基带信号在每个采样时刻的幅值:

$$y_L(t) = \sum_{p=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{N_L-1} S_L[k] \exp\{j2\pi f_k(t - LT_r - \tau_p)\} \text{rect}\left[\frac{t - LT_r - \tau_0}{T_L}\right]$$

其中, $y_L(t)$ 表示所有路径叠在积分窗长 T_L 上叠加后的第 L 个 OFDM 发射脉冲的基带信号在第 t 个采样时刻的幅值, τ_p 表示第 p 条路径的时间延迟, $\text{rect}[\cdot]$ 表示矩形窗函数, T_L 表示 T 的任意整数倍, 当 $0 \leq t \leq T_L$ 时, $\text{rect}\left[\frac{t-LT_r-\tau_0}{T_L}\right]=1$, 其他情况下, 该值为 0, τ_0 表示直射路径接收信号的时间延迟。

3. 根据权利要求 1 所述的无 CP 的 MIMO-OFDM 一体化信号设计方法, 其特征在于, 步骤 2 中所述生成 MIMO-OFDM 雷达通信一体化信号的具体步骤如下:

第一步, 按照下式, 计算每根天线传输的 MIMO-OFDM 雷达通信一体化信号中每个子载波的频率:

$$f_{i,m} = f_c + [(i-1)M+m] \Delta f$$

其中, $f_{i,m}$ 表示 MIMO 雷达阵列天线中第 i 根天线传输的一体化信号中第 m 个子载波的频率, i 表示 MIMO 雷达阵列天线中天线的序号, m 表示子载波的序号, f_c 表示子载波的中心频率, M 表示阵列天线的总数, Δf 表示子载波的频率间隔, $\Delta f = 1/T$;

第二步, 按照下式, 计算每根天线传输的 MIMO-OFDM 雷达通信一体化信号在每个采样时刻的幅值:

$$s_i(t) = \sum_{k=1}^{N_c} a(k) \exp(j2\pi f_{i,k} t)$$

其中, $s_i(t)$ 表示第 i 根天线传输的 MIMO-OFDM 雷达通信一体化信号在第 t 个采样时刻的幅值, $0 \leq t < T$, N_c 表示一体化信号的子载波总数, k 表示子载波序号, $a(k)$ 表示在第 k 个子载波上调制的符号序列, $f_{i,k}$ 表示在第 i 根天线上传输的一体化信号的第 k 个子载波的频率。

4. 根据权利要求 1 所述设计信号的一种无 CP 的 MIMO-OFDM 一体化信号处理方法, 其特征在于, 分别处理阵列天线接收回波信号中的通信信息和雷达信息; 该处理方法的步骤包括如下:

步骤 1, 处理阵列天线接收回波信号中的通信信息:

步骤 1.1, 按照下式, 计算由阵列天线接收到的回波信号组成的回波矢量信号中每个采样时刻的幅值:

$$y_c(t) = \sum_{q=1}^Q \mathbf{H}_1^q \mathbf{s}(t-\tau_q) + \hat{\mathbf{n}}_1(t)$$

其中, $y_c(t)$ 表示通信接收端接收到的一体化回波矢量信号在第 t 个采样时刻的幅值, Q 表示通过回波矢量信号信道的总数, q 表示通过回波矢量信号信道的序号, \mathbf{H}_1^q 表示通过回波矢量信号的第 q 个信道的信道参数矩阵, $\mathbf{s}(t-\tau_q)$ 表示阵列天线发射的一体化矢量信号在第 $t-\tau_q$ 个采样时刻的幅值, $\mathbf{s}(t-\tau_q) = [s_1(t-\tau_q), s_2(t-\tau_q), \dots, s_M(t-\tau_q)]^T$, $s_i(t-\tau_q)$ 表示第 i 根天线传输的 MIMO-OFDM 雷达通信一体化信号在第 $t-\tau_q$ 个采样时刻的幅值, $[\cdot]^T$ 表示转置操作, τ_q 表示 MIMO-OFDM 雷达通信一体化信号在第 q 个信道中传输产生的时延, $\hat{\mathbf{n}}_1(t)$ 表示信道中的噪声矢量信号在第 t 个采样时刻的幅值;

步骤 1.2, 利用符号同步算法, 对接收到的回波矢量信号进行符号同步, 得到训练符号信息和通信符号信息所在的位置;

步骤 1.3, 对符号同步后的回波矢量信号进行正交相移键控 QPSK 算法解映射, 再经过信

道解码处理获得原始发送的通信信息；

步骤2,处理阵列天线接收回波信号中的雷达信息；

步骤2.1,计算接收阵列天线接收的探测目标散射的雷达回波矢量信号在每个采样时刻的幅值；

步骤2.3,将雷达回波矢量信号通过匹配滤波器,得到匹配滤波后的回波矢量信号；

步骤2.4,将匹配滤波器滤波后的雷达回波矢量信号输入到数字信号处理器,输出经过数字信号处理后的回波矢量信号；

步骤2.5,对数字信号处理后的雷达回波矢量信号进行降采样处理,得到降采样处理后的雷达回波矢量信号；

步骤2.6,利用公式 $f'_d = \frac{v_p}{\lambda}$,计算降采样处理后的雷达回波矢量信号中的多普勒频偏 f'_d ,其中, v_p 表示雷达探测目标的运动速度；

步骤2.7,采用多普勒频偏补偿算法,消除降采样处理后的雷达回波矢量信号中的多普勒频偏 f'_d ,得到不含有多普勒频偏的雷达回波矢量信号。

5.根据权利要求4所述的无CP的MIMO-OFDM一体化信号处理方法,其特征在于,步骤2.1中所述计算接收阵列天线接收的探测目标散射的雷达回波矢量信号在每个采样时刻的幅值是由下述步骤得到的：

第一步,按照下式,计算阵列天线中每个接收天线接收到的雷达回波信号在每个采样时刻的幅值：

$$y_n(t) = \alpha x(t; \theta_t) e^{-j\beta_n} + n(t)$$

其中, $y_n(t)$ 表示第n个接收天线接收的雷达回波信号在第t个采样时刻的幅值, α 表示传输衰减系数, $x(t; \theta_t)$ 表示雷达探测目标与天线位置之间的夹角 θ_t 的雷达回波矢量信号在第t个采样时刻的幅值,

$x(t; \theta_t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) e^{-j2\pi\delta_m}$, δ_m 表示第m个发射天线发射的一体化信号相对于参考天线到达目标处的时延, β_n 为中间表达式, $\beta_n = [2\pi(n-1)d_r \sin\theta_t]/\lambda$, d_r 表示接收天线的阵元间距, $n(t)$ 表示雷达回波信号在传输过程中掺杂的噪声信号在第t个采样时刻的幅值；

第二步,按照下式,计算雷达回波矢量信号在每个采样时刻的幅值：

$$\mathbf{y}(t) = \alpha x(t; \theta_t) \mathbf{a}_r(\theta_t) + \hat{\mathbf{n}}_2(t)$$

其中, $\mathbf{y}(t)$ 表示雷达回波矢量信号在第t个采样时刻的幅值, $\mathbf{a}_r(\theta_t)$ 表示 θ_t 角度上的接收导向矢量, $\mathbf{a}_r(\theta_t) = [e^{-j\beta_1}, e^{-j\beta_2}, \dots, e^{-j\beta_M}]^T$, $\hat{\mathbf{n}}_2(t)$ 表示雷达回波信号在传输过程中掺杂的噪声矢量信号。

6.根据权利要求4所述的无CP的MIMO-OFDM一体化信号处理方法,其特征在于,步骤2.4中所述经过数字信号处理后的回波矢量信号是由下式计算得到的：

$$\mathbf{y}'(\theta_t) = [\mathbf{a}_r(\theta_t) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_t)]^H \mathbf{z}$$

其中, $\mathbf{y}'(\theta_t)$ 表示 θ_t 角度上的雷达探测目标散射的经过数字信号处理的滤波后的雷达回波矢量信号, $[\cdot]^H$ 表示共轭转置操作, $\mathbf{a}_r(\theta_t)$ 表示 θ_t 角度上的接收导向矢量, $\mathbf{a}_t(\theta_t)$ 表示

θ_t 角度上的发射导向矢量, \otimes 表示Kronecker积操作, z 表示经过匹配滤波器滤波后的雷达回波矢量信号, $\mathbf{z} = \alpha [\mathbf{a}_r(\theta_t) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_t)] + \mathbf{v}'$, \mathbf{v}' 表示匹配滤波后的噪声矢量信号。

无CP的MIMO-OFDM一体化信号设计及处理方法

技术领域

[0001] 本发明属于通信技术领域,更进一步涉及雷达通信技术领域中的一种采用无循环前缀CP(Cyclic Prefix)的多进多出正交频分复用MIMO-OFDM(Multiple-In Multiple-Out Orthogonal-Frequency Division Multiplexing)一体化信号设计及处理方法。本发明生成的信号通过雷达发送后既可以传输通信信息,也可以根据回波获取雷达信息。

背景技术

[0002] 为了使雷达通信一体化系统能高效地工作,需要设计一种使频谱资源得到充分利用的一体化融合信号,以此同时实现雷达和通信功能。典型的一体化信号的生成方法是利用通信信号来实现雷达功能,常用的是正交频分复用OFDM信号。OFDM是一种多载波并行传输技术,带宽较大,与传统的雷达信号相比,在对抗频率选择性衰落和窄带干扰、频率捷变及多普勒容限等多个方面有着十分明显的优势,并易于与多进多出MIMO雷达进行结合,是一种有效的雷达信号。

[0003] 电子科技大学在其申请的专利文献“一种基于正交频分复用的雷达通信一体化信号设计方法”(申请号201910025384.5,申请公布号CN 108512797 A)中公开了一种OFDM载波联合优化的通信雷达一体化信号的设计方法。该方法是在传统的OFDM信号基础上,发送端首先将待发送的比特流调制为数据符号,然后利用数据符号与随机相位序列根据数据带宽比进行局部保留波形设计,得到雷达通信一体化频域信号,然后通过逆快速傅里叶变换IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)映射到时域,在添加循环前缀CP之后通过射频前端发射到信道中。在接收端,接收信号在去循环前缀CP后通过快速傅里叶变换FFT(Fast Fourier Transform)映射到频域,对其进行均衡以弥补信道失真,然后将均衡后的信号根据数据带宽比提取符号,最后通过符号解调得到比特信息。同时,发射端与接收端的频域信号被用于雷达处理。该发明引入部分保留循环算法,能够在保持通信系统自身优势的前提下,灵活的分配带宽,并有效的降低峰值平均功率比,提高频谱利用率。但是,该方法仍然存在的不足之处是,传统OFDM一体化信号的空间利用率不高,信道容量受到限制,导致通信数据的传输效率较低;

[0004] 西安电子科技大学在其申请的专利文献“OFDM雷达通信一体化固定平台系统的信号处理方法”(申请号201811218839.7,申请公布号CN 109085574 B)中公开了一种OFDM雷达通信一体化固定平台系统的信号处理方法。该方法首先设置回波信号条件,然后将回波信号进行下变频处理和采样处理,得到处理后的基带信号,并移除该信号的循环前缀,对移除循环前缀后的信号进行傅里叶变换,对傅里叶变换后的信号进行解码和判决,得到通信信息,最终利用参考信号对移除循环前缀后的信号进行脉冲压缩处理。但是,该方法仍然存在的不足之处是,由于OFDM信号对多普勒频移较为敏感,含循环前缀的OFDM信号利用循环前缀抵抗多径效应,在面对目标较多且分散的复杂场景时,雷达和通信能力受限,并且循环前缀的引入不仅会降低通信速率,同时会在雷达的模糊函数中引入对称的伪峰,导致雷达距离和速度分辨率降低。

发明内容

[0005] 本发明的目的在于针对上述已有技术的不足,提出一种无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号设计及处理方法,用于解决传统OFDM雷达通信一体化信号的空间利用率不高,信道容量受到限制,以及在面对复杂环境时延较大的场景下,循环前缀的长度往往不够用来抵消多径的影响产生的通信误码率较高的问题。

[0006] 实现本发明的具体思路是,本发明在设计生成一体化信号时,采用无循环前缀的MIMO-OFDM一体化信号,完成雷达探测与通信的功能,利用MIMO雷达的空间复用增益,采用多副接收和发送天线,充分利用有限的空间资源,解决了传统OFDM雷达通信一体化信号空间利用率不高,信道容量受到限制的问题,有效提高通信数据传输效率,规避了现有技术中循环前缀在OFDM系统中占用通信资源的问题。本发明在处理无循环前缀的MIMO-OFDM一体化信号时,周期性的发射已知的OFDM训练符号作为导频来进行信道估计,这种导频估计方式由于所有子载波都存在已知信号,因此能够有效地改善峰值旁瓣比、积分旁瓣比和通信误码率等指标,解决了传统CP-OFDM信号中循环前缀的长度不够用来抵消多径的影响产生的通信误码率较高的问题。

[0007] 本发明设计无CP的MIMO-OFDM一体化信号方法的具体步骤包括如下:

[0008] 步骤1,生成无CP的OFDM信号;

[0009] 步骤2,生成MIMO-OFDM雷达通信一体化信号;

[0010] 步骤3,生成无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号:

[0011] 步骤3.1,利用通信发送和接收双方共同确认的脉冲参数,调制无CP的MIMO-OFDM发射脉冲信号,得到训练脉冲;

[0012] 步骤3.2,将待传输的通信信息调制无CP的MIMO-OFDM发射脉冲信号作为数据脉冲;

[0013] 步骤3.3,按照下式,计算无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在每个采样时刻的幅值:

$$[0014] \quad s(t, \eta_{2n}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_L[k_1] \exp(j2\pi k \Delta f t)$$

$$[0015] \quad s(t, \eta_{2n-1}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_L[k_2] \exp(j2\pi k \Delta f t)$$

[0016] 其中, $s(t, \eta_{2n})$ 表示携带训练脉冲的无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在第 t 个采样时刻的幅值, η_{2n} 表示调制无CP的MIMO-OFDM训练脉冲的脉冲计数值, N 表示一个OFDM发射脉冲的子载波的总数, k 表示子载波的序号, $S_L[k_1]$ 表示训练脉冲所携带的符号数据, $\exp(\cdot)$ 表示以自然常数 e 为底的指数操作, j 表示虚数单位, π 表示圆周率, $s(t, \eta_{2n-1})$ 表示携带数据脉冲的无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在第 t 个采样时刻的幅值, η_{2n-1} 表示调制无CP的MIMO-OFDM数据脉冲的脉冲计数值, $S_L[k_2]$ 表示数据脉冲所携带的符号数据, Δf 表示雷达通信一体化信号的子载波间隔, $\Delta f = 1/T$, T 表示一个OFDM符号的周期。

[0017] 本发明对设计的无CP的MIMO-OFDM一体化信号进行处理的具体步骤包括如下:

[0018] 步骤1,处理阵列天线接收回波信号中的通信信息:

[0019] 步骤1.1,按照下式,计算由阵列天线接收到的回波信号组成的回波矢量信号中每个采样时刻的幅值:

$$[0020] \quad \mathbf{y}_c(t) = \sum_{q=1}^Q \mathbf{H}_1^q \mathbf{s}(t - \tau_q) + \hat{\mathbf{n}}_1(t)$$

[0021] 其中, $y_c(t)$ 表示通信接收端接收到的一体化回波矢量信号在第 t 个采样时刻的幅值, Q 表示通过回波矢量信号信道的总数, q 表示通过回波矢量信号信道的序号, \mathbf{H}_1^q 表示通过回波矢量信号的第 q 个信道的信道参数矩阵, $\mathbf{s}(t - \tau_q)$ 表示阵列天线发射的一体化矢量信号在第 $t - \tau_q$ 个采样时刻的幅值, $\mathbf{s}(t - \tau_q) = [s_1(t - \tau_q), s_2(t - \tau_q), \dots, s_M(t - \tau_q)]^T$, $s_i(t - \tau_q)$ 表示第 i 根天线传输的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在第 $t - \tau_q$ 个采样时刻的幅值, $[\cdot]^T$ 表示转置操作, τ_q 表示MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在第 q 个信道中传输产生的时延, $\hat{\mathbf{n}}_1(t)$ 表示信道中的噪声矢量信号在第 t 个采样时刻的幅值;

[0022] 步骤1.2, 利用符号同步算法, 对接收到的回波矢量信号进行符号同步, 得到训练符号信息和通信符号信息所在的位置;

[0023] 步骤1.3, 对符号同步后的回波矢量信号进行正交相移键控QPSK算法解映射, 再经过信道解码处理获得原始发送的通信信息;

[0024] 步骤2, 处理阵列天线接收回波信号中的雷达信息:

[0025] 步骤2.1, 计算接收阵列天线接收的探测目标散射的雷达回波矢量信号在每个采样时刻的幅值;

[0026] 步骤2.3, 将雷达回波矢量信号通过匹配滤波器, 得到匹配滤波后的回波矢量信号;

[0027] 步骤2.4, 将匹配滤波器滤波后的雷达回波矢量信号输入到数字信号处理器, 输出经过数字信号处理后的回波矢量信号;

[0028] 步骤2.5, 对数字信号处理后的雷达回波矢量信号进行降采样处理, 得到降采样处理后的雷达回波矢量信号;

[0029] 步骤2.6, 利用公式 $f_d' = \frac{v_p}{\lambda}$, 计算降采样处理后的雷达回波矢量信号中的多普勒频偏 f_d' , 其中, v_p 表示雷达探测目标的运动速度;

[0030] 步骤2.7, 采用多普勒频偏补偿算法, 消除降采样处理后的雷达回波矢量信号中的多普勒频偏 f_d' , 得到不含有多普勒频偏的雷达回波矢量信号。

[0031] 与现有技术相比, 本发明具有如下优点:

[0032] 第一, 由于本发明在设计无CP的MIMO-OFDM一体化信号中, 采用空白保护间隔构造无循环前缀的OFDM雷达通信一体化信号, 避免通信系统资源被循环前缀占用, 同时由于在信号的传输过程中, 周期性的发射已知的OFDM训练符号作为导频来进行信道估计, 使得峰值旁瓣比、积分旁瓣比和通信误码率等性能得到改善, 克服了现有技术循环前缀占用通信系统资源以及在通信传输过程中误码率较高的不足, 使得本发明在通信传输过程中提高了通信传输的效率以及准确性。

[0033] 第二, 由于本发明在对设计的无CP的MIMO-OFDM一体化信号进行处理时, 采用多副接收天线和发射天线传输一体化信号, 在通信接收端处理回波信号中包含的通信信息, 克服了传统OFDM雷达通信一体化信号在传输通信信息时空间利用率不高, 信道容量受到限制的不足, 使得本发明充分利用有限的空间资源, 提高了信道容量, 具有较高的通信传输效率的优点。

附图说明

[0034] 图1为本发明流程图；

[0035] 图2为本发明仿真实验中通信分系统中通信信噪比在-5~15dB间的误码率变化曲线图；

[0036] 图3为本发明仿真实验中不同收发天线个数的条件下MIMO-OFDM一体化信号的信道容量变化图；

[0037] 图4为本发明仿真实验中有CP的QPSK-MIMO-OFDM一体化信号的雷达模糊函数图；

[0038] 图5为本发明仿真实验中无CP的QPSK-MIMO-OFDM一体化信号的雷达模糊函数图。

具体实施方式

[0039] 下面结合附图和实施例,对本发明做进一步详细描述。

[0040] 参照附图1和实施例,对本发明实现的具体实施步骤做进一步详细描述。

[0041] 步骤1,生成无CP的OFDM信号。

[0042] 步骤1.1,按照下式,计算每条路径中每个OFDM发射脉冲的基带信号在每个采样时刻的幅值:

$$[0043] \quad s_{pL}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_L[k] \exp\{j2\pi f_k(t - LT_r)\} \text{rect}\left[\frac{t - LT_r}{T}\right]$$

[0044] 其中, $s_{pL}(t)$ 表示第 p 条路径中第 L 个OFDM发射脉冲的基带信号在第 t 个采样时刻的幅值, $p=0, 1, \dots, m-1$, m 表示路径总数, $L=0, 1, \dots, N_L-1$, 每个OFDM发射脉冲由 N 个子载波相加得到, N 表示一个OFDM发射脉冲的子载波的总数, k 表示子载波的序号, N_L 表示第 L 个OFDM子载波的脉冲总数, $S_L[k]$ 表示第 L 个OFDM脉冲在第 k 个子载波上携带的数据, $\exp(\cdot)$ 表示以自然常数 e 为底的指数操作, j 表示虚数单位, π 表示圆周率, f_k 表示第 k 个子载波的中心频率, T_r 表示OFDM发射脉冲重复周期, $\text{rect}[\cdot]$ 表示矩形窗函数, 当采用空白保护间隔时, T 表示一个OFDM符号周期, 当 $0 \leq t \leq T$ 时, $\text{rect}\left[\frac{t - LT_r}{T}\right] = 1$, 其他情况下, 该值为0。

[0045] 步骤1.2,按照下式,计算所有传输路径接收信号在积分窗长 T_L 上叠加后的OFDM发射脉冲的基带信号在每个采样时刻的幅值:

$$[0046] \quad y_L(t) = \sum_{p=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{N-1} S_L[k] \exp\{j2\pi f_k(t - LT_r - \tau_p)\} \text{rect}\left[\frac{t - LT_r - \tau_0}{T_L}\right]$$

[0047] 其中, $y_L(t)$ 表示所有路径叠在积分窗长 T_L 上叠加后的第 L 个OFDM发射脉冲的基带信号在第 t 个采样时刻的幅值, τ_p 表示第 p 条路径的时间延迟, $\text{rect}[\cdot]$ 表示矩形窗函数, T_L 表示 T 的任意整数倍, 当 $0 \leq t \leq T_L$ 时, $\text{rect}\left[\frac{t - LT_r - \tau_0}{T_L}\right] = 1$, 其他情况下, 该值为0, τ_0 表示直射路径接收信号的时间延迟。

[0048] 步骤2,生成MIMO-OFDM雷达通信一体化信号。

[0049] 步骤2.1,按照下式,计算每根天线传输的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号中每个子载波的频率:

$$[0050] \quad f_{i,m} = f_c + [(i-1)M+m] \Delta f$$

[0051] 其中, $f_{i,m}$ 表示MIMO雷达阵列天线中第*i*根天线传输的一体化信号中第*m*个子载波的频率, *i*表示MIMO雷达阵列天线中天线的序号, *m*表示子载波的序号, f_c 表示子载波的中心频率, *M*表示阵列天线的总数, Δf 表示子载波的频率间隔, $\Delta f=1/T$ 。

[0052] 步骤2.2,按照下式,计算每根天线传输的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在每个采样时刻的幅值:

$$[0053] \quad s_i(t) = \sum_{k=1}^{N_c} a(k) \exp(j2\pi f_{i,k} t)$$

[0054] 其中, $s_i(t)$ 表示第*i*根天线传输的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在第*t*个采样时刻的幅值, $0 \leq t < T$, N_c 表示一体化信号的子载波总数, *k*表示子载波序号, $a(k)$ 表示在第*k*个子载波上调制的符号序列, $f_{i,k}$ 表示在第*i*根天线上传输的一体化信号的第*k*个子载波的频率。

[0055] 步骤3,生成无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化发射信号。

[0056] 步骤3.1,根据通信发送和接收双方共同确认的训练脉冲参数,利用该训练脉冲参数调制无CP的MIMO-OFDM发射脉冲信号后得到训练脉冲,根据需要传输的通信信息调制无CP的MIMO-OFDM发射脉冲信号作为数据脉冲。

[0057] 步骤3.2,按照下式,计算无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在每个采样时刻的幅值:

$$[0058] \quad s(t, \eta_{2n}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_L[k_1] \exp(j2\pi k \Delta f t)$$

$$[0059] \quad s(t, \eta_{2n-1}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_L[k_2] \exp(j2\pi k \Delta f t)$$

[0060] 其中, $s(t, \eta_{2n})$ 表示携带训练脉冲的无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在第*t*个采样时刻的幅值, η_{2n} 表示训练脉冲所在的脉冲重复周期, $S_L[k_1]$ 表示训练脉冲所携带的符号数据; $s(t, \eta_{2n-1})$ 表示携带数据脉冲的无CP的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在第*t*个采样时刻的幅值, η_{2n-1} 表示数据脉冲所在的脉冲重复周期, $S_L[k_2]$ 表示数据脉冲所携带的符号数据, Δf 表示雷达通信一体化信号的子载波间隔, $\Delta f=1/T$ 。

[0061] 步骤4,处理阵列天线接收回波信号中的通信信息。

[0062] 步骤4.1,阵列天线发射的一体化信号通过衰落信号到达通信接收端,所有接收天线接收到的回波信号组成一个回波矢量信号。

[0063] 按照下式,计算回波矢量信号在每个采样时刻的幅值:

$$[0064] \quad \mathbf{y}_c(t) = \sum_{q=1}^Q \mathbf{H}_1^q \mathbf{s}(t - \tau_q) + \hat{\mathbf{n}}_1(t)$$

[0065] 其中, $\mathbf{y}_c(t)$ 表示通信接收端接收到的一体化回波矢量信号在第*t*个采样时刻的幅值, *Q*表示通过回波矢量信号信道的总数, *q*表示通过回波矢量信号信道的序号, \mathbf{H}_1^q 表示通过回波矢量信号的第*q*个信道的信道参数矩阵, $\mathbf{s}(t - \tau_q)$ 表示阵列天线发射的一体化矢量信号在第*t*- τ_q 个采样时刻的幅值, $\mathbf{s}(t - \tau_q) = [s_1(t - \tau_q), s_2(t - \tau_q), \dots, s_M(t - \tau_q)]^T$, $s_i(t - \tau_q)$ 表示第*i*根天线传输的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在第*t*- τ_q 个采样时刻的幅值, $[\cdot]^T$ 表示转置操作, τ_q 表示MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在第*q*个信道中传输产生的时延, $\hat{\mathbf{n}}_1(t)$ 表示信

道中的噪声矢量信号在第 t 个采样时刻的幅值。

[0066] 步骤4.2,对接收到的回波矢量信号进行符号同步,采用周期性的脉冲序列在回波矢量信号中提取时钟,使该时钟与回波矢量信号的符号速率同步,以确定训练符号信息和通信符号信息所在的位置。

[0067] 步骤4.3,对符号同步后的回波矢量信号先进行正交相移键控QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 算法解映射,再经过信道解码处理获得原始发送的通信信息。

[0068] 步骤5,处理阵列天线接收回波信号中的雷达信息。

[0069] 步骤5.1,发射天线发射的MIMO-OFDM雷达通信一体化信号在雷达探测目标处散射,雷达接收端的所有阵列天线接收散射后的回波信号。

[0070] 按照下式,计算每个接收天线接收到的雷达回波信号在每个采样时刻的幅值:

$$[0071] \quad y_n(t) = \alpha x(t; \theta_t) e^{-j\beta_n} + n(t)$$

[0072] 其中, $y_n(t)$ 表示第 n 个接收天线接收的雷达回波信号在第 t 个采样时刻的幅值, α 表示传输衰减系数, $x(t; \theta_t)$ 表示与参考天线位置夹角为 θ_t 的雷达探测目标处的窄带信号在第 t 个采样时刻的幅值,

$x(t; \theta_t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) e^{-j2\pi\delta_m}$, δ_m 表示第 m 个发射天线发射的一体化信号相

对于参考天线到达目标处的时延, β_n 为中间表达式, $\beta_n = [2\pi(n-1)d_r \sin\theta_t]/\lambda$, d_r 表示接收天线的阵元间距, $n(t)$ 表示雷达回波信号在传输过程中掺杂的噪声信号在第 t 个采样时刻的幅值。

[0073] 步骤5.2,按照下式,计算由所有接收天线接收到的雷达回波信号构成的雷达回波矢量信号在每个采样时刻的幅值:

$$[0074] \quad \mathbf{y}(t) = \alpha x(t; \theta_t) \mathbf{a}_r(\theta_t) + \hat{\mathbf{n}}_2(t)$$

[0075] 其中, $y(t)$ 表示雷达回波矢量信号在第 t 个采样时刻的幅值, $\mathbf{a}_r(\theta_t)$ 表示 θ_t 角度上的接收导向矢量, $\mathbf{a}_r(\theta_t) = [e^{-j\beta_1}, e^{-j\beta_2}, \dots, e^{-j\beta_M}]^T$, $\hat{\mathbf{n}}_2(t)$ 表示雷达回波信号在传输过程中掺杂的噪声矢量信号。

[0076] 步骤5.3,将雷达回波矢量信号通过匹配滤波器,得到匹配滤波后的回波矢量信号;

[0077] 步骤5.4,将经过匹配滤波器滤波后的雷达回波矢量信号通过数字信号处理器,按照下式,计算经过数字信号处理的滤波后的雷达回波矢量信号:

$$[0078] \quad \mathbf{y}'(\theta_t) = [\mathbf{a}_r(\theta_t) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_t)]^H \mathbf{z}$$

[0079] 其中, $\mathbf{y}'(\theta_t)$ 表示与参考天线位置夹角为 θ_t 的雷达探测目标散射的经过数字信号处理的滤波后的雷达回波矢量信号, $[\cdot]^H$ 表示共轭转置算法, $\mathbf{a}_t(\theta_t)$ 表示 θ_t 角度上的发射导向矢量, \mathbf{z} 表示经过匹配滤波器滤波后的雷达回波矢量信号, $\mathbf{z} = \alpha [\mathbf{a}_r(\theta_t) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_t)] + \mathbf{v}'$, \mathbf{v}' 表示匹配滤波后的噪声矢量信号。

[0080] 步骤5.5,对经过数字信号处理的滤波后的雷达回波矢量信号进行降采样处理,得到降采样处理后的雷达回波矢量信号。

[0081] 步骤5.6,利用公式 $f'_d = \frac{v_p}{\lambda}$,计算降采样处理后的雷达回波矢量信号中的多普勒频

偏 f'_d ,其中, v_p 表示已知的雷达探测目标的运动速度;

[0082] 步骤5.7,采用多普勒频偏补偿算法,对降采样处理后的雷达回波矢量信号进行处理,消除回波矢量信号中的多普勒频偏 f'_d ,得到不含有多普勒频偏的回波矢量信号。

[0083] 下面结合本发明的仿真实验对本发明的效果做进一步的描述。

[0084] 1. 仿真实验条件。

[0085] 本发明的仿真实验的硬件平台:CPU为Intel Core i5-1135G7,RAM为16GB。

[0086] 本发明的仿真实验的软件平台:Windows 10操作系统和Matlab R2015a。

[0087] 根据参数之间的约束条件设置一体化信号及目标的仿真参数。其中,载波频率为10GHz,脉冲重复周期为100us,脉冲宽度为10us,信号宽度为512MHz,基本采样率为512MHz,上采样倍数为16,子载波个数为4096,映射方式为QPSK,探测弥补相对雷达平台速度为150m/s,合作目标相对雷达平台速度为150m/s,探测目标高度为3km,探测目标场景中心距离为50km,雷达系统信噪比为-5dB,通信系统信噪比为-5dB~15dB,多径信号延迟为[0 1us]。

[0088] 2. 仿真内容与结果分析。

[0089] 本发明的仿真实验是采用本发明提出的方法和现有技术生成多种一体化波形信号,再对生成的一体化波形信号进行通信性能分析和雷达性能分析。对于通信系统,分别对有CP的OFDM信号、无CP的OFDM信号、无CP的MIMO-OFDM信号的误码率进行分析比较,通过仿真软件Matlab R2019a对每组误码率以绘制曲线形式进行仿真,得到对比图如图2所示,并对不同配置下的信道容量进行仿真,得到对比图如图3所示;对于雷达系统,分别对有CP的QPSK-MIMO-OFDM信号和无CP的QPSK-MIMO-OFDM信号的模糊函数图进行分析比较,通过仿真软件对模糊函数绘制三维图,得到模糊函数图如图4、5所示。

[0090] 图2为三种情况下的通信误码率曲线图。其中,x轴表示通信信道的信噪比,y轴表示通信信号解调后的误码率。其中五角型符号标示的曲线代表传统OFDM信号传输的误码率结果曲线。以米字型符号标示的曲线代表MIMO-OFDM信号传输的误码率结果曲线。虚线标示的曲线代表无CP-OFDM信号传输的误码率结果曲线。当发射信号为有CP的OFDM信号时,误码率非常高,并且随着信噪比增大,其误码率逐渐降低;当发射信号为无CP的OFDM信号时,随着信噪比的增大,误码率大幅降低;而当发射信号为无CP的MIMO-OFDM信号时,误码率随信噪比的增大而不断下降,并且与无CP的OFDM信号的变化接近一致。由此可以看出,对于有CP的OFDM信号而言,CP长度不足以对抗多径带来的载波间干扰,积分区间内各子载波间不再正交,因此无法正确提取出对应的权值,对速度带来的频偏进行补偿或者加大信噪比对误码率的提升有限。对于无CP的OFDM信号而言,通过加大积分区间,将所有的载波周期都接收回来,进而抽取采样点可以保持子载波间的正交性,消除了多径带来的影响。因此,从以上仿真结果可以看出,在较高信噪比的情况下,所设计的无CP的MIMO-OFDM信号误码率很低,通信系统具有较高的精度。

[0091] 图3为不同收发天线配置下MIMO-OFDM信道容量变化图。其中,x轴表示通信信道的信噪比,y轴表示信道容量的比特率。其中,以圆形符号标示的曲线代表4发4收天线的信道容量。以左三角形符号标示的曲线代表2发2收天线的信道容量。以正方形符号标示的曲线代表2发1收天线的信道容量。以右三角形符号标示的曲线代表1发2收天线的信道容量。以正三角形符号标示的曲线代表1发1收天线的信道容量。当系统有4个发射天线和4个接收天

线时,随着信噪比的增大,信道容量逐渐提升,此时的通信数据率最高;当系统有2个发射天线和2个接收天线时,随着信噪比的增大,信道容量逐渐提升,通信数据率较高;当系统有1个发射天线和2个接收天线时,随着信噪比的增大,信道容量缓慢提升,此时的数据率较低;当系统有2个发射天线和1个接收天线、1个发射天线和1个接收天线时,随着信噪比的增大,数据率与上述曲线趋近。由此可以看出,MIMO技术采用多副接收和发送天线,充分利用有限的空间资源,应用MIMO的空间复用增益达到提高信道容量的目的,并且并未给发射机的功率带来额外负担。MIMO技术应用于通信时,数据速率也会是单输入单输出系统的多倍,采用MIMO技术可以显著减少一体化波形采用非连续波进行通信数据传输时的数据速率损失,通信数据率得到显著提升。

[0092] 图4、图5的x轴表示归一化的频率,y轴表示归一化的时间,z轴表示归一化的幅值。图4为有CP的MIMO-OFDM信号的模糊函数图,当信号存在CP时,信号相关性会恶化,在雷达模糊函数出现对称的旁瓣,这将影响成像质量。

[0093] 图5为不含CP的MIMO-OFDM信号的模糊函数图,模糊函数为图钉型,并且与含有CP的模糊函数对比,其峰值是陡峭且唯一的,在时延和多普勒构成的平面上,峰值之外的能量没有突兀地分布。峰值陡峭意味着能达到较高的距离和速度分辨力,唯一的峰值意味着不会存在距离或速度的模糊问题,没有突兀的能量分布表明不会有强的干扰掩盖弱的目标。以上这些特征对于获得高的雷达探测性能是十分有益的,反映了信号优越的距离和速度分辨率性能。



图1

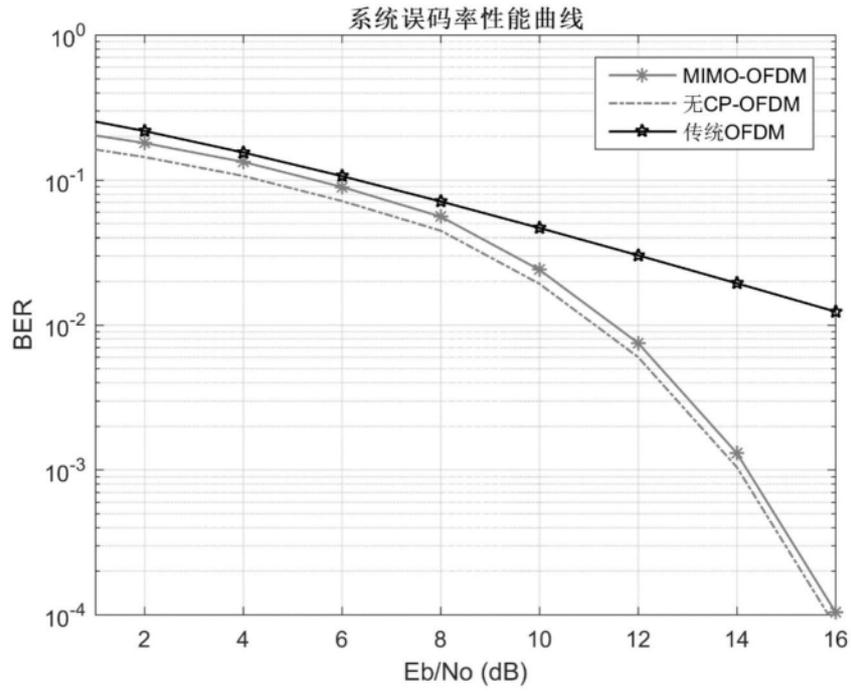


图2

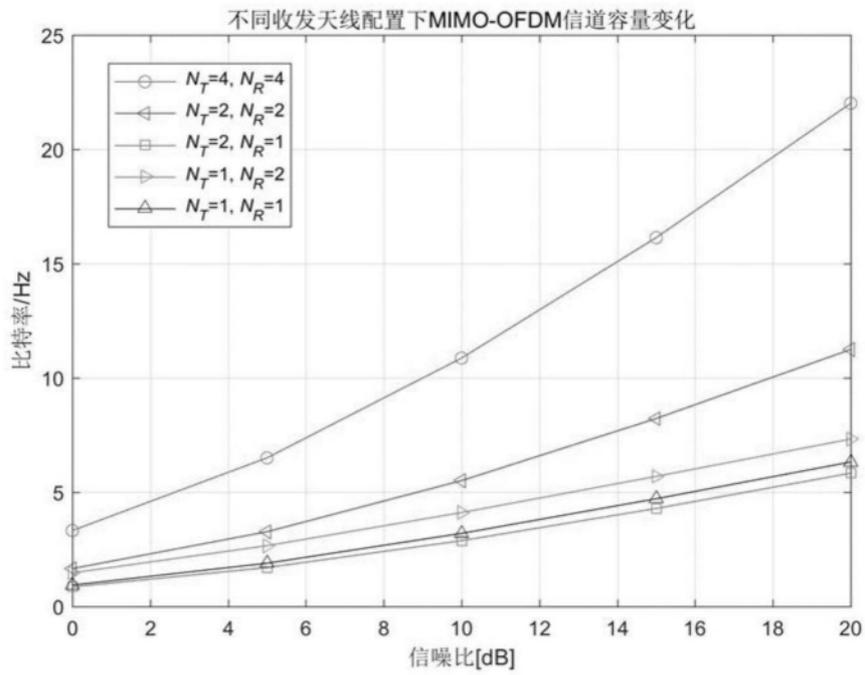


图3

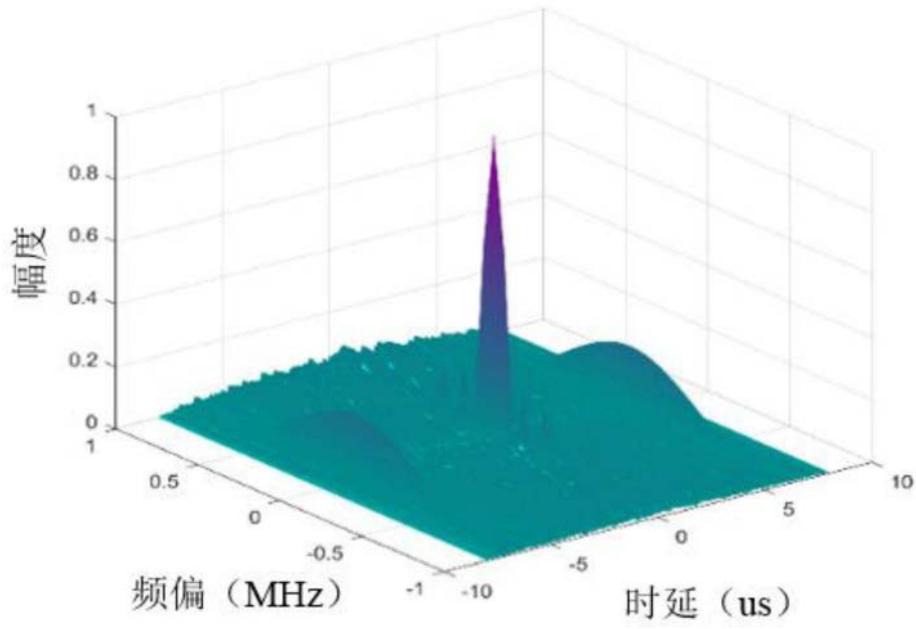


图4

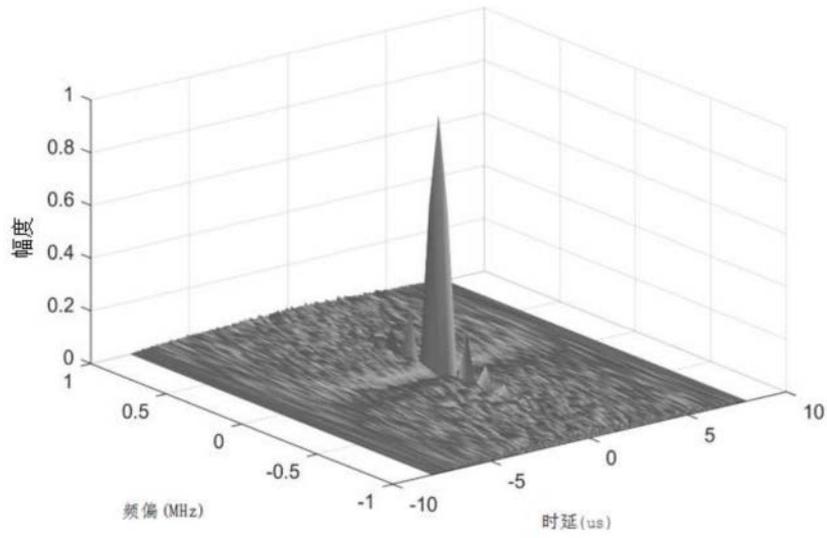


图5