

# 基于OFDM-LFM信号的MIMO雷达通信一体化信号共享设计研究

刘冰凡 陈伯孝\*

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

(西安电子科技大学信息感知技术协同创新中心 西安 710071)

**摘要:** 雷达通信一体化具有频谱利用率高、设备少等优势, 该文在OFDM-LFM MIMO雷达的基础上, 通过改变每个阵元发射信号的初始频率实现了雷达通信一体化。通信接收端通过判别信号的频率实现信息解调; 雷达接收端通过时域频谱拼接实现信号合成, 达到与传统OFDM-LFM MIMO雷达一样的距离分辨率。该方法将数据嵌入到发射信号中, 改变了发射信号的初始频率, 但没有影响信号之间的正交性。因此, 该方法没有改变MIMO雷达的全向方向图, 同时也使得通信方向是全向的。仿真实验表明了该方法在雷达和通信两个方面的有效性。

**关键词:** 雷达通信一体化; OFDM-LFM MIMO雷达; 信号共享

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)04-0801-08

DOI: 10.11999/JEIT180547

## Integration of MIMO Radar and Communication with OFDM-LFM Signals

LIU Bingfan CHEN Baixiao

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

(Collaborative Innovation Center of Information Sensing and Understanding,

Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** Integration of radar and communication on the electronic war platform is an effective method to reduce volume and enhance spectrum usage and efficiency. A transmitted pattern based on OFDM-LFM MIMO radar is designed to realize the integration of radar and communication by changing initial frequency. The communication receiver interpretation of the bit is based on the initial frequency of the signal. In radar receiver, the same range resolution as tradition OFDM-LFM MIMO radar can be get with get the time domain synthetic bandwidth methods. The proposed method changes the initial frequency without changing the omnidirectional pattern because the orthogonal transmitted signals are nonoverlapping in the spectrum. Simulation examples are provided for performance evaluation and to demonstrate the effectiveness of the proposed information embedding technique.

**Key words:** Integration of radar and communication; OFDM-LFM MIMO radar; Signal sharing

### 1 引言

随着信息技术的发展, 射频频谱拥挤的现象日趋严重<sup>[1]</sup>, 雷达通信一体化作为解决频谱拥挤的办法而备受关注。雷达通信一体化不仅能提高频谱的利用率, 还能减少设备的体积、成本、能耗等。

雷达通信一体化的实现方式有很多种, 目前主要是通过通信共享雷达资源来实现。文献[2,3]预设设计正交信号集, 每个脉冲周期发射其中的1个, 接收机根据接收到的正交信号就可解出相应的信息。然而, 脉冲之间的信号不同会使雷达的相干处理受到

影响, 正交波形的设计也会增加, 使系统更加复杂。将雷达信号当作载波, 用通信信号去调制雷达信号形成发射信号也是一种有效的方法, 文献[4]用最小频移键控(Minimum Shift Keying, MSK)信息去调制雷达常用的线性调频信号(Linear Frequency Modulated, LFM)。然而信息调制将会使线性调频信号的多普勒容限降低。通过改变每个脉冲周期发射信号的初始频率, 文献[5]在常规相控阵雷达上实现通信信息的嵌入。

多输入多输出(MIMO)技术首先被应用于无线通信领域, 主要起到抗多径衰落和提高信道容量的作用<sup>[6]</sup>, 并随之被拓展到雷达领域<sup>[7]</sup>, 彼此正交的信号, 其形成的低增益宽波束能够覆盖很大的空域

范围。基于MIMO技术的雷达/通信一体化系统能更好地发挥两大系统的优势。文献[8]受MIMO雷达的影响,将二进制信息嵌入到 $Q$ 个正交波形中,并通过优化方法控制目标方向上方向图旁瓣的高低,信号的调制方式相当于振幅键控(Amplitude Shift Keying, ASK),每个脉冲周期将传递了 $Q$  bit的信息。文献[9]将 $2^L$ 进制的信息嵌入到 $Q$ 个正交波形中,并通过优化方法控制目标方向上各个波形与参考波形的相位,信号的调制方式相当于相移键控(Phase Shift Keying, PSK),每个脉冲周期将传递 $QL$  bit的信息。文献[10]将PSK信号嵌入到跳频信号(Frequency-Hopping, HF)中,使得MIMO雷达同时也具有通信功能。在频谱日益拥挤的今天,也有许多学者研究如何通过设计波形使得MIMO雷达和MIMO通信系统共享频谱而相互干扰[11-13]。

线性调频信号一直以来被雷达设计师所采用,用于改善雷达的分辨率与作用距离间的关系。文献[14]巧妙地将二进制PSK信号嵌入到线性调频信号实现了雷达通信的波形共用。本文以正交频分线性调频(Orthogonal Frequency Division Multiplexing Linear Frequency Modulated, OFDM-LFM) MIMO雷达[15]为基础,通过改变波形的初始频率和带宽来实现信息的嵌入;同时,每一路信号的调频率一致,且各路信号带宽不重叠,但总带宽一致,雷达的距离分辨率没有受到影响。接收机在接收端与参考信号混频后通过低通滤波器实现信号分离后,判断输出信号频率偏移的位置进行解调。这种方法采用的OFDM-LFM信号具有恒模特性,各路信号相互之间几乎正交,因此雷达发射方向图与传统MIMO方向图一致。本方法在不影响雷达性能的情况下,完成数据传输,实现了雷达通信一体化。

## 2 信号模型

### 2.1 MIMO雷达OFDM-LFM信号模型

假设单基雷达天线为 $M$ 个阵元组成均匀线阵,阵元间距 $d = \lambda/2$ 。第 $m$ 个阵元发射信号为

$$s_m(t) = \text{rect} \left\{ \frac{t}{T_p} \right\} \exp \{ j2\pi(f_c + f_m)t + j\pi\mu t^2 \} \quad (1)$$

其中,  $T_p$ 为脉冲宽度,  $f_c$ 为载频,  $\mu$ 为调频斜率,单路带宽为 $B = \mu T_p$ ,  $f_m$ 为起始频率。通常情况下,  $f_m = (m-1)\Delta f$ , 各路载频起始频率间隔 $\Delta f$ 设为 $B$ , 这样在信号合成时消除了栅瓣的影响,同时也保证了各路信号之间的正交性能[16]。OFDM-LFM信号的时频关系如图1所示。

### 2.2 MIMO雷达OFDM-LFM通信一体化信号模型

为了将二进制信息嵌入到雷达信号当中,将阵

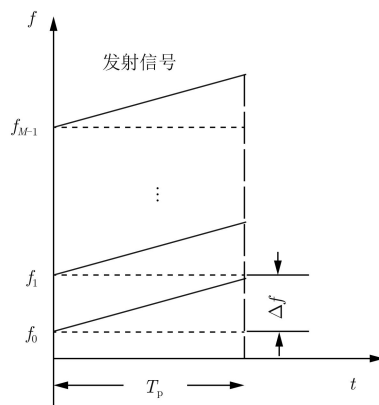


图1 OFDM-LFM信号的时频关系图

元分为奇偶两组,每一对阵元传递1 bit信息,各个阵元发射的信号重写为

$$s_m(t) = \begin{cases} \text{rect} \left\{ \frac{t}{T_p + B_q \delta_t} \right\} \exp \{ j2\pi f_c t + j\pi\mu t^2 \} \\ \quad \cdot \exp \{ j2\pi f_m t \}, & m \text{ 为奇数} \\ \text{rect} \left\{ \frac{t}{T_p - B_q \delta_t} \right\} \exp \{ j2\pi f_c t + j\pi\mu t^2 \} \\ \quad \cdot \exp \{ j2\pi(f_m + B_q \delta_f) t \}, & m \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $B_q$ 代表传送的第 $q$ 个二进制数据,  $\delta_t = \mu \delta_f$ ,当传递“0”时,  $B_q = 0$ ,各个阵元发送的信号与常规OFDM-LFM信号一致如式(1)所示。当传递“1”时,  $B_q = 1$ ,奇数阵元的脉宽减少 $\delta_t$ ,相应的带宽减少 $\delta_f$ ,初始频率还是 $(m-1)\Delta f$ ;偶数阵元的脉宽增加 $\delta_t$ ,相应的带宽增加 $\delta_f$ ,初始频率变为 $(m-1)\Delta f - \delta_f$ 。雷达在传递“0”或者“1”时所发射信号的时频关系对比如图2所示。

图2(a)为第 $m$ 个阵元和 $m+1$ 个阵元共同传递“0”时,雷达所发射波形的时频关系图;图2(b)为第 $m$ 阵元和 $m+1$ 个阵元共同传递“1”时,雷达所发射波形的时频关系图。可见,无论传递什么信息,每一路的波形在频域没有重叠,有利于雷达回波的信号带宽合成。

## 3 雷达通信一体化系统

本文所提雷达通信一体化如图3所示。将二进制信息映射到不同初始频率线性调频信号中,在通信接收端将各路信号与参考信号进行对比,检测其信号频率是否有 $\delta_f$ 的偏移,以此对数据进行解调。在雷达接收端,将各路信号分离后,采用时域带宽合成的办法得到目标的1维距离像。

### 3.1 通信信号处理流程

当天线发送的信号如式(2)所示时,目标接收到的信号为

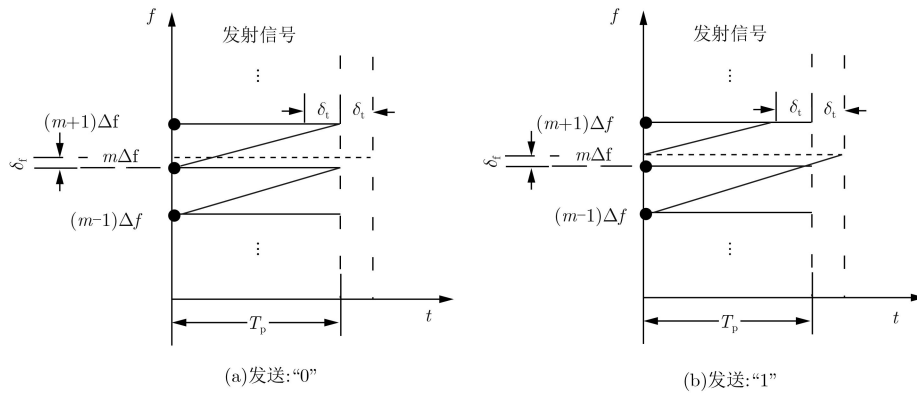


图2 雷达通信一体化波形时频关系图

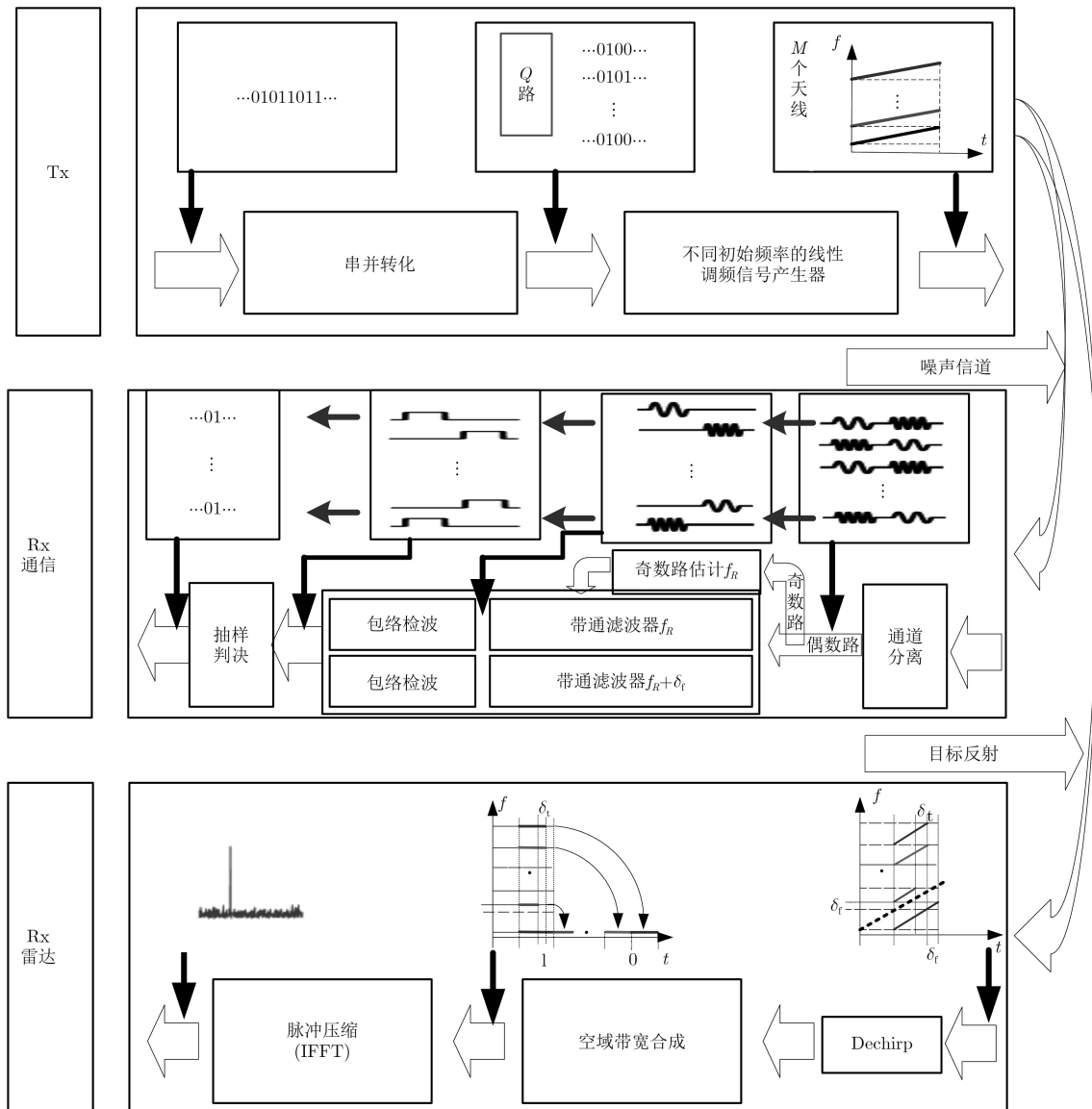


图3 雷达通信一体化框图

$$x(t) = \alpha \mathbf{a}^T(\theta) \mathbf{s}(t - \tau_1) \quad (3)$$

其中， $\mathbf{a}(\theta) = [1, \exp(j2\pi d \sin \theta / \lambda), \dots, \exp(j2\pi(M-1)d \sin \theta / \lambda)]^T$  和  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]^T$  分别为天线导向矢量和发射信号矢量， $\alpha$ 为信道增益。

$\tau_1 = R/c$ 为信号从雷达到目标的时延， $R$ 为雷达到目标的距离。通信目标对接收到的信号进行解调频(Dechirp)处理，即与1个发射基准信号 $S_c(t)$ 复混频

$$S_c(t) = \exp(j2\pi(f_c(t - \tau_{c1}) + 0.5\mu(t - \tau_{c1})^2)) \quad (4)$$

其中,  $\tau_{c1} = R_c/c$ ,  $R_c$ 为参考距离,  $c$ 代表光速。

对信号进行通道分离, 即分别与各发射阵元的频差项  $\exp(-j2\pi f_m t)$  混频并通过通道分离滤波器(Channel Separation Filter, CSF)后, 可分离出各通道的发射信号

$$y_m(t) = \begin{cases} A_1 \text{rect} \left\{ \frac{t - \tau_1}{T_p + B_q \delta_t} \right\} \exp(j\psi_n) \\ \cdot \exp \{j2\pi\mu(\tau_{c1} - \tau_1)t\} \\ \cdot \exp \{j2\pi f_m(\tau_{c1} - \tau_1)\}, \\ m \text{ 为奇数} \\ A_1 \text{rect} \left\{ \frac{t - \tau_1}{T_p - B_q \delta_t} \right\} \exp(j\psi_n) \\ \cdot \exp \{j2\pi\mu(\tau_{c1} - \tau_1)t\} \\ \cdot \exp \{j2\pi f_m(\tau_{c1} - \tau_1)\} \\ \cdot \exp \{j2\pi B_q \delta_f(t - \tau_1)\}, \\ m \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $A_1$ 是幅度常量,  $\psi_n$ 为发射导向矢量所引起的阵元间相位差。可以看出通道分离之后的信号都是单频信号, 对于 $m$ 是奇数的信号频率为 $f_{R0} = 2\mu(\tau_{c1} - \tau_1)$ ,  $m$ 是偶数的信号频率为 $f_{Re} = 2\mu(\tau_{c1} - \tau_1) + B_q \delta_f$ 。因此以奇数阵元的信号频率为参考频率, 判断偶数阵元的信号频率相对前者是否有 $B_q \delta_f$ 的频率偏移, 就可以判断 $B_q$ 的值。对 $y_m(t)$ 做FFT变换, 可以得到

$$Y_m(f) = \begin{cases} A_2 \text{sinc}(\pi(T_p + B_q \delta_t)(f - f_{R0})), \\ m \text{ 为奇数} \\ A_2 \text{sinc}(\pi(T_p - B_q \delta_t)(f - f_{Re})), \\ m \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $A_2$ 为幅度常量。当 $m$ 为奇数时, 得到 $Y_m(f)$ 峰值所在的位置 $f_{R0}$ ; 当 $m$ 为偶数时, 设 $Y_m(f)$ 在 $f_{R0}$ 处幅值为 $a_0$ , 在 $f_{R0} + \delta_f$ 处幅值为 $a_1$ 。当 $a_0 > a_1$ 时,  $B_q = 0$ , 峰值出现在 $f_{Re} = f_{R0}$ 处; 当 $a_0 < a_1$ 时,  $B_q = 1$ , 峰值出现在 $f_{Re} = f_{R0} + \delta_f$ 处。本判决方式类似于二进制频移键控(2 Frequency Shift Keying, 2FSK)信号的解调方式, 其抗干扰性能将在后续分析。

如果需要雷达接收己方目标的通信信号, 可以让己方目标的雷达以本文方法工作, 而让原来的雷

达作为通信目标, 此时使用本文所提处理方法, 则可以实现己方目标到雷达的通信。

### 3.2 雷达信号处理流程

信号经目标反射回来, 雷达接收到的信号为

$$z(t) = A_3 \mathbf{b}(\theta) \mathbf{a}^T(\theta) \mathbf{s}(t - \tau_2) \quad (7)$$

其中, 雷达天线收发共用, 接收导向矢量 $\mathbf{b}(\theta) = \mathbf{a}(\theta)$ ,  $A_3$ 为幅度衰减因子,  $\tau_2 = 2R/c$ 为目标时延。

首先对 $z(t)$ 进行接收DBF得到

$$p(t) = A_3 \mathbf{b}(\theta_0) \mathbf{b}(\theta) \mathbf{a}^T(\theta) \mathbf{s}(t - \tau_2) \quad (8)$$

其中,  $\theta_0$ 为数字波束指向。与上节一样, 对信号进行解调频(Dechirp)处理, 接着再对信号进行通道分离, 得到各通道的发射信号。解调频时参考时延为 $\tau_{c2}$ 。通道分离时, 由于雷达已知所发数据, 所以当通道编号 $m$ 为奇数时, 与信号混频的载频差项依然为 $\exp(-j2\pi f_m t)$ ; 而当 $m$ 为偶数时, 载频差项改为 $\exp(-j2\pi(f_m + B_q \delta_f)t)$ 。这样根据式(5)可知, 分离出各通道的发射信号可以改写为

$$\tilde{y}_m(t) = \begin{cases} A_4 \text{rect} \left\{ \frac{t - \tau_2}{T_p + B_q \delta_t} \right\} \exp(j\psi_n) \\ \cdot \exp \{j2\pi\mu(\tau_{c2} - \tau_2)t\} \\ \cdot \exp \{j2\pi(f_c + f_m)(\tau_{c2} - \tau_2)\}, \\ m \text{ 为奇数} \\ A_4 \text{rect} \left\{ \frac{t - \tau_2}{T_p - B_q \delta_t} \right\} \exp(j\psi_n) \\ \cdot \exp \{j2\pi\mu(\tau_{c2} - \tau_2)t\} \\ \cdot \exp \{j2\pi(f_c + f_m)(\tau_{c2} - \tau_2)\} \\ \cdot \exp \{j2\pi B_q \delta_f(\tau_{c2} - \tau_2)\}, \\ m \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (9)$$

其中,  $A_4$ 是与频率 $t$ 无关的量,  $\psi_n$ 为发射导向矢量所引起的阵元间的相位差。信道分离之后, 需要对信号进行再合成, 得到更高的信噪比和距离分辨率, 这一过程在MIMO雷达里称为等效发射DBF。在这里, 采用时域合成带宽方法<sup>[17]</sup>。其基本思想就是将分离后的各路单频信号拼接成1个更大时宽的单频信号, 最后再对合成后的信号做IFFT处理获得更高的距离分辨率, 其处理示意图如图4所示。

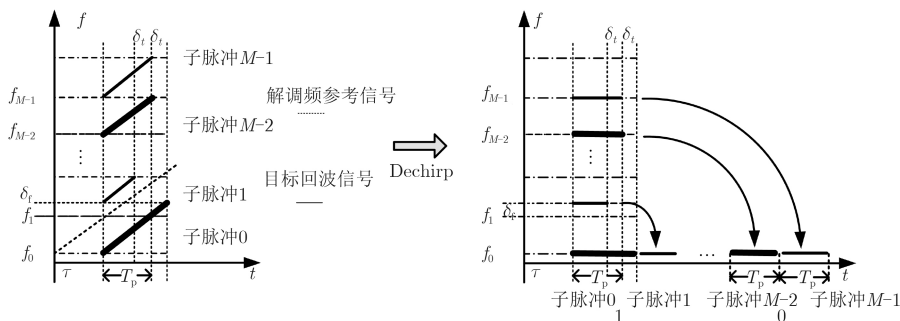


图4 时域合成带宽示意图

将 $f_m = (m-1)\Delta f = (m-1)\mu T_p$ 和 $\delta_f = \mu\delta_t$ 代入式(9), 化简可得

$$\tilde{y}_m(t) = \begin{cases} A_5 \text{rect} \left\{ \frac{t - \tau_2}{T_p + B_q \delta_t} \right\} \exp(j\psi_n) \\ \quad \cdot \exp \{j2\pi\mu [(t + (m-1)T_p)(\tau_{c2} - \tau_2)]\} \\ \quad \cdot \exp \{j2\pi f_c(\tau_{c2} - \tau_2)\}, m \text{ 为奇数} \\ A_5 \text{rect} \left\{ \frac{t - \tau_2}{T_p - B_q \delta_t} \right\} \exp(j\psi_n) \\ \quad \cdot \exp \{j2\pi\mu [(t + (m-1)T_p + B_q \delta_t)(\tau_{c2} - \tau_2)]\} \\ \quad \cdot \exp \{j2\pi f_c(\tau_{c2} - \tau_2)\}, m \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (10)$$

补偿天线间的相位差 $\psi_n$ , 并将 $M$ 路信号顺序排列(如图4所示)可得

$$\tilde{s}(t) = \sum_{m=1}^M \tilde{y}_m(t - t_{dm}) = A_6 \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - \tau_2}{MT_p} \right\} \cdot \exp \{j2\pi\mu [t(\tau_{c2} - \tau_2)]\} \quad (11)$$

其中, 当 $m$ 为奇数, 排列时的时延 $t_{dm} = (m-1)T_p$ ; 当 $m$ 为偶数,  $t_{dm} = (m-1)T_p + B_q\delta_t$ 。  $A_5, A_6$ 都为幅度常量, 相邻两路信号总脉宽一定, 这保证了各路信号之间没有重叠。接着对合成后的信号做IFFT即可得到目标的精确测距信息

$$\tilde{S}(f) = A_7 \cdot \text{sinc}(\pi MT_p(f - \mu(\tau_{c2} - \tau_2))) \quad (12)$$

其中,  $A_7$ 是与频率 $f$ 无关的量。由式(12)可知, 距离分辨率为 $\delta_R = c/(2\mu MT_p)$ , 这与常规OFDM-LFM MIMO雷达最后合成的距离分辨率一致。

#### 4 $\delta_f$ 的选取和通信误码率分析

本文通过改变发射波形的初始频率实现信息的嵌入, 通信接收端根据频率的偏移来解调数据。频率偏移 $\delta_f$ 越大, 通信接收端越能很好地解调数据, 但也会造成波形的相关性能下降, 因此不宜太大。由式(6)可知, 单路信号的频率分辨率约为 $1/T_p$ , 因此需要频率偏移 $\delta_f = \mu\delta_t$ 至少满足

$$\delta_f > \frac{1}{T_p} \text{ 或 } \delta_t > \frac{1}{\mu T_p} = \frac{1}{B} \quad (13)$$

通信信号处理流程如图3所示, 首先根据奇数路回波信号估计出 $f_{R0} = 2\mu(\tau_{c1} - \tau_1)$ , 设计两个中心频率分别为 $f_1 = f_{R0}$ 和 $f_2 = f_{R0} + \delta_f$ 的带通滤波器。这样接收端两个带通滤波器的输出波形 $\text{com}_1(t)$ 和 $\text{com}_2(t)$ 分别为

$$\text{com}_1(t) = \begin{cases} a \exp(j2\pi f_1 t) + n_1(t), \text{ 发送 "0"} \\ n_1(t), \text{ 发送 "1"} \end{cases} \quad (14)$$

$$\text{com}_2(t) = \begin{cases} a \exp(j2\pi f_2 t) + n_2(t), \text{ 发送 "1"} \\ n_2(t), \text{ 发送 "0"} \end{cases}$$

其中,  $a$ 为复常数项,  $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 分别为高斯白噪声通过两个带通滤波器的输出噪声——窄带高斯噪声, 其均值同为0, 方差同为 $\sigma^2$ , 中心频率分别为 $f_1, f_2$ 。该信号形式和2FSK信号一致, 其解调方式也与常规2FSK解调方式一致<sup>[18]</sup>。使用包络检波方法, 可得总误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\text{SNR}/2} \quad (15)$$

其中, 检波器输入信噪比 $\text{SNR} = |a|^2/\sigma^2$ 。

#### 5 系统仿真分析

在系统仿真中, 设均匀线阵共8个阵元, 载频600 MHz, 阵元间距半波长, 脉冲宽度100  $\mu\text{s}$ , 单路信号带宽1 MHz, 取采样频率10 MHz。某对天线传输数据“1”时, 奇数路天线发射的信号带宽增加 $\delta_f = 1/T_p = 10$  kHz, 保持调频率不变, 脉冲宽度相应增加 $\delta_t = \mu\delta_t = 1$   $\mu\text{s}$ ; 奇数路天线发射的信号初始频率在原有初始频率的基础上增加 $\delta_f$ , 脉宽减少 $\delta_t$ 。假设在某次脉冲周期, 并行发送4 bit数据“0110”, 则8个阵元发送信号的初始频率和脉冲宽度如表1所示。

表1 一体化发射信号参数

天线序列	1	2	3	4	5	6	7	8
发送数据	0	1	1	0	1	0	1	0
初始频率(MHz)	0	1	2	2.99	4	4.99	6	7
脉冲宽度( $\mu\text{s}$ )	100	100	101	99	101	99	100	100

设1个静止目标, 方位 $20^\circ$ , 到雷达的距离 $R = 78$  km, 参考距离 $R_c = 80$  km, 接收信噪比-5 dB, 脉冲压缩时对回波加Hamming窗。

##### 5.1 DBF仿真和信号正交性

MIMO雷达的接收DBF是在信号做完正交采样后完成, 而发射DBF是在带宽合成中, 通过给通道分离后的各信号补偿相应的发射相位差来实现。理论上, 一体化波形不会对DBF产生影响。图5为距离-方位3维图在目标所在距离单元的切面图, 图中

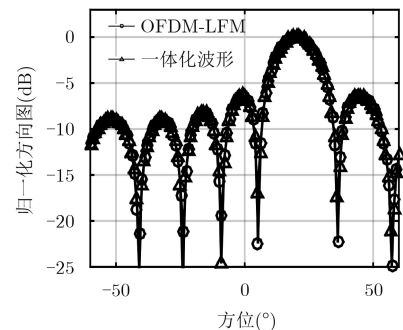


图5 距离-方位3维图在目标处的切面

两条线分别代表使用常规OFDM-LFM信号的方向图和使用一体化波形的方向图。仿真结果表明两种发射波形下的方向图几乎完全一致。

MIMO雷达各路信号的相关性会对发射方向图产生影响<sup>[16]</sup>，只有理想正交的信号才会形成全向方向图，因此需要各路信号的互相关峰值尽可能低。为获得高分辨力，还需要信号具有低自相关旁瓣。

图6为改变时宽和带宽信号的自相关性能，其横坐标用脉冲 $T_p$ 进行归一化。可以看出脉宽的增加或减少对信号的自相关副瓣影响很少。各路信号载频差距越大，信号的正交性越好<sup>[16]</sup>，互相关峰值越小。接下来只分析初始频率相邻的信号的相关性，相邻的信号只会存在以下5种情况，其发射信号的时频关系示意图如图7(a)所示，横坐标代表时间，纵坐标代表频率。图7(b)是5种情况下的信号

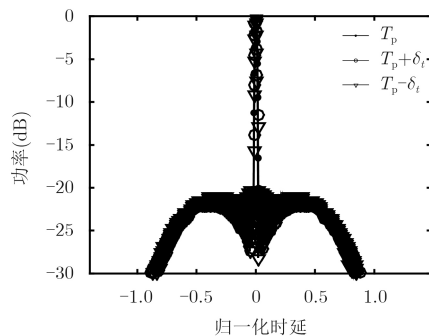


图6 一体化波形自相关性

互相关性能，其纵坐标为归一化幅度，单位dB，横坐标为归一化时延。可见，在本方案中，无论发射什么数据，各天线发射的信号在频域上不重叠，因此其互相关性能与不发送数据时的信号相关性能基本一致。

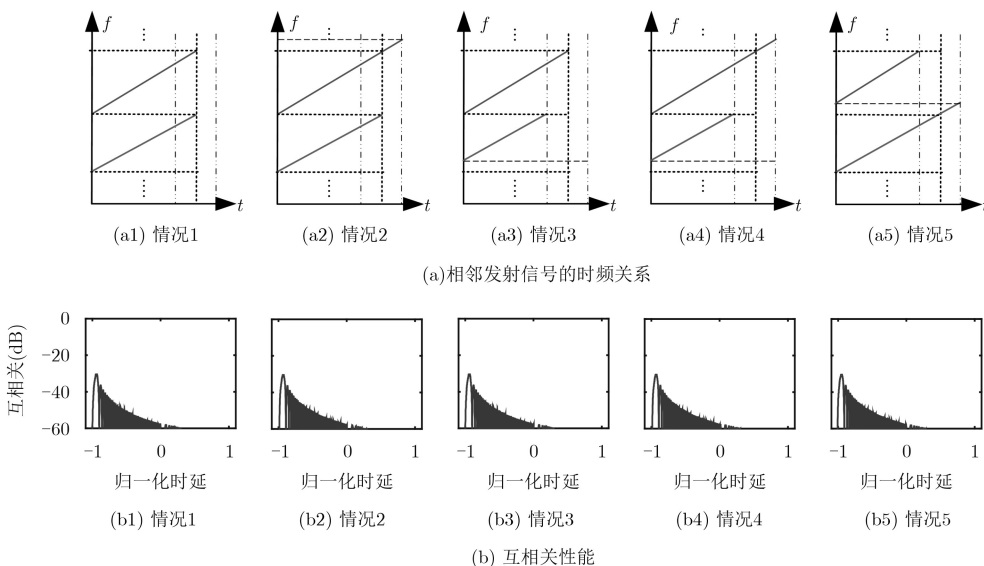


图7 一体化波形互相关性

### 5.2 距离像合成仿真

图8点划线、虚线和点线分别代表脉宽为100 μs, 101 μs, 99 μs的信号的距离像，可以看出三者的距离分辨率几乎一致。图8实线表示各路信号合成后的距离像，可见合成后的距离像分辨率大大提高了。由于各路数据的带宽互不重合，也没有在整个信号带宽中留下空隙，因此可以实现各路信号的无缝拼接，使合成后的信号不受栅瓣的影响。仿真结果表明数据信息的嵌入没有影响雷达的距离分辨率。

### 5.3 通信误码率仿真

图9所示是系统误码率随判决器输入端的信噪比变化的仿真情况，误码率由1000次试验结果统计得到。可以看出，误码率随信噪比的增加而减少，当信噪比达到10 dB时，系统已经出现误码平台。

本文判决方式类似于2FSK信号的解调方式，

理论上的误码率随信噪比的变化如图9中虚线所示，可以看出仿真结果与理论仿真基本一致。值得

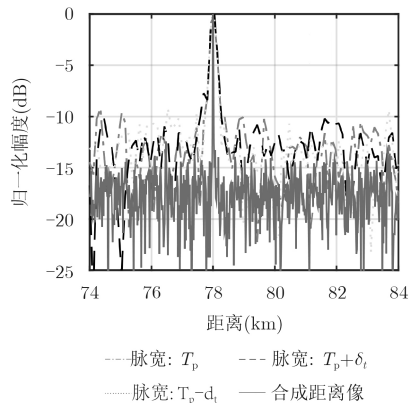


图8 合成距离像

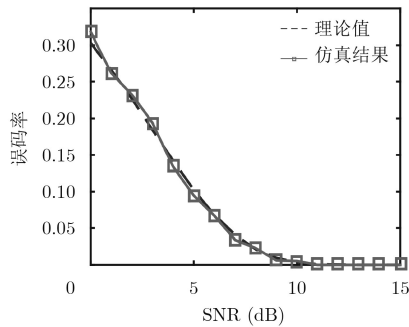


图9 不同信噪比下误码率的变化

注意的是在该体制下, 信号经过带通滤波器后, 信噪比会得到 $10\lg(N)$  dB的增益, 这个过程类似于雷

达信号处理中的脉冲压缩。其中 $N = T f_s = D$ , 即为脉冲信号的时宽带宽积。通常通信系统中每个码元不会有这么高的信噪比, 本文中1个脉冲信号传递1 bit数据, 经前文所述处理后可得很高的信噪比, 因此本方法可以实现远距离数据传输。

#### 5.4 雷达通信一体化方法比较

本文所提方法是在OFDM-LFM MIMO雷达的基础上加以改进, 作为MIMO雷达, 发射波形不用优化。将数据嵌入发射信号时, 只需要改变各路信号的初始频率和带宽。假设要实现相同的传输速率(每个脉冲重复周期传输 $N_b$  bit信息), 本文方法与已有通信一体化方法对比如表2所示。

表2 一体化方法比较

	波形分集 <sup>[3]</sup>	多波形ASK <sup>[8]</sup>	FRFT <sup>[5]</sup>	本文方法
波形	$2^{N_b}$ 正交波形	$N_b$ 路正交波形	$2^{N_b}$ 路初始频率不同的LFM信号	$2N_b$ 路OFDM-LFM信号
波形是否需要优化	是	是	否	否
通信方向	主瓣通信	旁瓣通信	主瓣通信	全向通信
雷达发射方向图	针状波束	宽波束(需要优化)	针状波束	全向方向图

文献[3]需要设计 $2^{N_b}$ 路正交波形, 但每个脉冲重复周期只发送1种波形。这种方式不仅造成波形利用率不足, 脉冲间波形的变化也会影响脉冲积累的性能。文献[8]需要设计 $N_b$ 路正交波形, 同时也要优化设计两组权值, 两组权值都会使雷达方向图主瓣一致, 通信方向上旁瓣电平不同。该方法是用旁瓣进行通信, 每次波束改变, 都需要重新优化权值。上述两种方式的正交波形假设正交的, 理论上任意一种正交波形都可使用, 但具体到实际当中, 还需考虑距离旁瓣、互相关等性能。文献[5]和本文使用的都是LFM信号, 本文方法属于MIMO雷达体制, 每个天线发射载频不同的信号, 文献[5]属于常规雷达体制, 每个脉冲周期所有天线发射同一信号, 不同脉冲周期发射不同初始频率的信号。文献[5]中的方法与文献[3]相似, 前者使用波形的正交性来携带信息, 后者用波形的初始频率来携带信息。

本文方法得益于MIMO雷达的优势, 可以实现全空域波束覆盖, 同时也将携带的信息辐射到整个空域, 并且雷达和通信两个功能互不影响。而文献[3]和文献[5]都属于相控阵体制, 雷达和通信都有指向性。文献[8]发射波束为宽波束, 需要对每个阵元的权值进行优化, 优化过程也要考虑通信目标的方位, 因此这种方法实现更为复杂。

## 6 结论

本文以OFDM-LFM MIMO雷达为基础, 通过改变每个阵元发射信号的初始频率实现了雷达通信

一体化。文中主要讨论了基于本文方法下雷达信号处理流程和通信系统的处理流程。讨论雷达探测性能与常规OFDM-LFM MIMO雷达探测性能的差异, 并分析了嵌入信号时初始频率偏移的选取和通信系统的误码率。与其它一体化方式相比, 本文方法可以实现全空域同时通信和波束覆盖, 发射波形是以LFM信号为基础, 实现起来更加简单。

## 参考文献

- [1] GRIFFITHS H, BLUNT S, COHEN L, *et al.* Challenge problems in spectrum engineering and waveform diversity[C]. 2013 IEEE Radar Conference, Ottawa, Canada, 2013: 1-5. doi: [10.1109/RADAR.2013.6586140](https://doi.org/10.1109/RADAR.2013.6586140).
- [2] BLUNT S D, YATHAM P, and STILES J. Intrapulse radar-embedded communications[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46(3): 1185-1200. doi: [10.1109/TAES.2010.5545182](https://doi.org/10.1109/TAES.2010.5545182).
- [3] BLUNT S D, COOK M R, and STILES J. Embedding information into radar emissions via waveform implementation[C]. 2010 International Waveform Diversity and Design Conference, Niagara Falls, USA, 2010: 000195-000199. doi: [10.1109/WDD.2010.5592502](https://doi.org/10.1109/WDD.2010.5592502).
- [4] CHEN Xingbo, WANG Xiaomo, XU Shanfeng, *et al.* A novel radar waveform compatible with communication[C]. 2011 International Conference on Computational Problem-Solving, Chengdu, China, 2011: 177-181. doi: [10.1109/ICCPS.2011.6092272](https://doi.org/10.1109/ICCPS.2011.6092272).
- [5] 李晓柏, 杨瑞娟, 陈新永, 等. 基于分数阶傅里叶变换的雷达通

- 信一体化信号共享研究[J]. 信号处理, 2012, 28(4): 487–494. doi: [10.3969/j.issn.1003-0530.2012.04.004](https://doi.org/10.3969/j.issn.1003-0530.2012.04.004).
- LI Xiaobai, YANG Ruijuan, CHEN Xinyong, *et al.* The sharing signal for integrated radar and communication based on FRFT[J]. *Signal Processing*, 2012, 28(4): 487–494. doi: [10.3969/j.issn.1003-0530.2012.04.004](https://doi.org/10.3969/j.issn.1003-0530.2012.04.004).
- [6] 杨代明. MIMO通信系统的研究[D]. [博士学位论文], 复旦大学, 2004.
- YANG Daiming. On the study of MIMO communication system[D]. [Ph.D. dissertation], Fudan University, 2004.
- [7] LI Jian and STOICA P. MIMO radar with colocated antennas[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(5): 106–114. doi: [10.1109/MSP.2007.904812](https://doi.org/10.1109/MSP.2007.904812).
- [8] HASSANIEN A, AMIN M G, ZHANG Y D, *et al.* A dual function radar-communications system using sidelobe control and waveform diversity[C]. 2015 IEEE Radar Conference, Arlington, USA, 2015: 1260–1263. doi: [10.1109/RADAR.2015.7131188](https://doi.org/10.1109/RADAR.2015.7131188).
- [9] HASSANIEN A, AMIN M G, ZHANG Y D, *et al.* Dual-function radar-communications using phase-rotational invariance[C]. 2015 23rd European Signal Processing Conference, Nice, France, 2015: 1346–1350. doi: [10.1109/EUSIPCO.2015.7362603](https://doi.org/10.1109/EUSIPCO.2015.7362603).
- [10] HASSANIEN A, HIMED B, and RIGLING B D. A dual-function MIMO radar-communications system using frequency-hopping waveforms[C]. 2017 IEEE Radar Conference, Seattle, USA, 2017: 1721–1725. doi: [10.1109/RADAR.2017.7944485](https://doi.org/10.1109/RADAR.2017.7944485).
- [11] QIAN Junhui, LOPS M, ZHENG Le, *et al.* Joint design for co-existence of MIMO radar and MIMO communication system[C]. 2017 51st Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, USA, 2017: 568–572. doi: [10.1109/ACSSC.2017.8335405](https://doi.org/10.1109/ACSSC.2017.8335405).
- [12] QIAN Junhui, LOPS M, ZHENG Le, *et al.* Joint system design for Co-existence of MIMO radar and MIMO communication[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(13): 3504–3519. doi: [10.1109/TSP.2018.2831624](https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2831624).
- [13] LI Bo and PETROPULU A P. Joint transmit designs for coexistence of MIMO wireless communications and sparse sensing radars in clutter[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2017, 53(6): 2846–2864. doi: [10.1109/TAES.2017.2717518](https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2717518).
- [14] NOWAK M J, ZHANG Zhiping, LOMONTE L, *et al.* Mixed-modulated linear frequency modulated radar-communications[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2017, 11(2): 313–320. doi: [10.1049/iet-rsn.2016.0249](https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2016.0249).
- [15] 杨明磊, 张守宏, 陈伯孝, 等. 多载频MIMO雷达的一种新的信号处理方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(1): 147–151. doi: [10.3724/SP.J.1146.2008.00045](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2008.00045).
- YANG Minglei, ZHANG Shouhong, CHEN Baixiao, *et al.* A novel signal processing approach for the multi-carrier MIMO radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(1): 147–151. doi: [10.3724/SP.J.1146.2008.00045](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2008.00045).
- [16] 刘波. MIMO雷达正交波形设计及信号处理研究[D]. [博士学位论文], 电子科技大学, 2008.
- LIU Bo. Research on Generation of orthogonal waveform and signal processing for MIMO radar[D]. [Ph.D. dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2008.
- [17] 白霞, 毛士艺, 袁运能. 时域合成带宽方法: 一种0.1米分辨率 SAR技术[J]. 电子学报, 2006, 34(3): 472–477. doi: [10.3321/j.issn:0372-2112.2006.03.020](https://doi.org/10.3321/j.issn:0372-2112.2006.03.020).
- BAI Xia, MAO Shiyi, and YUAN Yunneng. Time domain synthetic bandwidth methods: A 0.1 m resolution SAR technique[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2006, 34(3): 472–477. doi: [10.3321/j.issn:0372-2112.2006.03.020](https://doi.org/10.3321/j.issn:0372-2112.2006.03.020).
- [18] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2001: 180–220.
- FAN Changxin and CAO Lina. *Communication Theory*[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2001: 180–220.
- 刘冰凡: 男, 1993年生, 博士生, 研究方向为MIMO雷达、阵列信号处理.
- 陈伯孝: 男, 1966年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为新体制雷达系统设计、阵列信号处理和精确制导与目标跟踪.