

恒包络 OFDM 雷达通信一体化研究

肖 涛^{1,2}, 任光亮¹

(1. 西安电子科技大学通信工程学院, 陕西西安 710071;

2. 中国电子科技集团公司航天信息应用技术重点实验室, 河北石家庄 050081)

摘 要: 提出一种新的 OFDM 雷达通信一体化系统模型, 通过 DFT 预编码和交织式子载波映射解决了 OFDM 信号峰均功率比较高的问题, 实现了 OFDM 信号的包络恒定。同时, 给出一体化系统信号处理方案, 在通信接收端, 通过传统的 OFDM 信号解调得到通信数据。在雷达接收端, 通过二维联合搜索和时域相位测量进行目标速度的估计; 结合相关处理和频域相位测量, 实现雷达的高精度测距。仿真结果表明, 在保证通信传输功能的前提下, 一体化系统能够实现厘米级别的测距精度和米每秒级别的测速精度。

关键词: 正交频分复用; DFT 预编码; 交织式子载波映射; 雷达通信一体化

中图分类号: TN957.51; TN92 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2018)05-0491-05

Research on Integrated Radar and Communication System Based on Constant Envelope OFDM

XIAO Tao^{1,2}, REN Guangliang¹

(1. School of Telecommunications Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China;

2. CETC Key Laboratory of Aerospace Information Applications, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: This paper proposes a new radar and communication integrated system model based OFDM. With DFT pre-coding and interleaved subcarrier mapping, the high peak-to-average power ratio problem is overcome, which achieves constant signal envelope. Simultaneously, the integrated signal processing scheme is given. At the communication receive end, the communication data is obtained by use of the traditional OFDM demodulation method. At the radar receive end, the target velocity is estimated by the two-dimensional joint search and time-domain phase measurement. Combining with correlation processing and frequency-domain phase measurement, high distance measurement accuracy is realized. The simulation results shows that the integrated system can achieve centimeter-level distance measurement accuracy and meter-per-second speed measurement accuracy under the premise of ensuring the communication transmission function.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing; DFT pre-coding; interleaved subcarrier mapping; integrated radar and communication

0 引言

完全单一功能的系统已不能迎合现代信息化战争的需求, 为了使作战平台整体攻防实力得到提升, 需要配备各种功能的电子设备, 这将导致系统庞大、操作复杂、相互电子干扰等。为解决该问题, 许多学者提出多功能的电子系统一体化, 如美军 2005 年完成的多功能射频实验平台^[1-2]实现了

射频前端的一体化集成。对于雷达和通信的一体化概念, 实际是设计具备信息传输和目标测量功能的综合性系统, 既满足常规探测功能, 又能够进行信息交互。

针对雷达与通信一体化的理论研究不在少数。最简单的是分时体制^[3], 通过预先分配雷达和通信时隙, 在扫描到通信或雷达时隙段时, 转入相应的工作模式; 这种一体化方案虽然容易实现,

但系统模式固定,雷达和通信不能同时进行。当前研究更倾向于设计一体化共享波形,研究最多的就是以线性调频(LFM)信号作为雷达探测信号、BPSK 或 MSK 信号作为通信信号^[4-5],在发送端通过调制器将通信信号调制到雷达信号上,接收端通过一定的分离算法实现信号分离。基于 LFM 信号的雷达通信一体化虽然实现了波形共享,但存在雷达和通信信号相互占用功率的问题^[6],且接收端分离算法复杂。近几年,有学者提出正交频分复用(OFDM)雷达通信一体化,OFDM 作为 4G 通信的关键技术,有高的频谱效率和良好的抗干扰特性;同时因其截获率低等特点,在雷达探测领域有重要的研究价值。文献^[7-8]就设计了在多个 OFDM 脉冲间隙内实现通信功能的一体化模式,并提出了一种高分辨的目标距离速度联合估计方法。文献^[9]则研究了基于波束扫描以及压缩感知的 OFDM 雷达通信一体化信号处理方法。另外,OFDM 信号存在峰均功率比(PAPR)较高的问题^[10],目前研究较多的是采用分组格雷编码^[11]或限幅法^[12-13]等传统方法来抑制,但都有一定的局限。

针对以上问题,本文提出一种新的 OFDM 雷达通信一体化系统方案。为了抑制 OFDM 信号的高峰均功率比,在生成一体化信号过程中加入 DFT 预编码以及交织式子载波映射(IFDMA)处理过程,使一体化信号的包络恒定。同时本文给出一体化系统信号处理方案,通过仿真分析,本文提出的 OFDM 雷达通信一体化系统性能更优异。

1 系统模型

本文所提出的 OFDM 雷达通信一体化系统模型如图 1 所示,系统分为发射端、通信接收端和雷达接收端三个部分。进行雷达探测或通信传输时,将通信数据在发射端经过编码、调制、DFT 预编码、子载波映射以及 IFFT 变换等,生成一体化共享信号发射出去。

雷达接收端接收到目标反射的回波信号后,通过估计信号的多普勒频偏计算目标速度,并对信号进行频偏补偿;然后,利用 OFDM 信号的时频特性,先后对信号分别在时域和频域处理,估计精准的回波时延,得到目标距离。通信接收端在对接收信号预处理后,依次进行 FFT 变换、解映射、IDFT 变换、解调制以及译码等,获得通信信

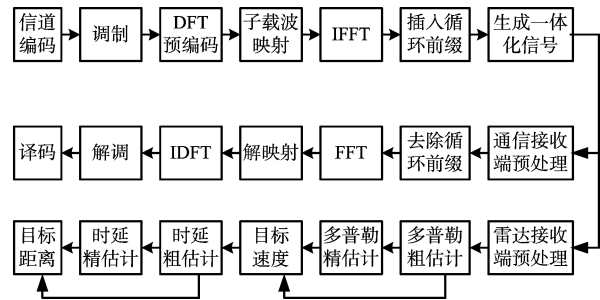


图 1 恒包络 OFDM 雷达通信一体化系统

息,完成信息传输。

2 恒包络 OFDM 信号

雷达发射系统功放有很强的非线性作用,会对 OFDM 这种高 PAPR 的发射信号产生严重的失真。本文提出通过 DFT 预编码以及 IFDMA 映射实现发射信号的包络恒定,使 OFDM 信号 PAPR 恒为 1。处理过程为:在 OFDM 信号产生过程中,子载波调制后,做一次 M 点 DFT 预编码(M 为系统实际使用的子载波数),再将 M 路信号映射到 N 路子载波上(N 为系统子载波总数, $N = nM, n = 1, 2, 3, \dots$),映射方式为交织式映射,即 IFDMA。映射示意图如图 2 所示,图中 X_1, \dots, X_M 表示 DFT 预编码后的 M 路信号, Y_1, \dots, Y_N 表示映射到 N 路子载波上的信号。

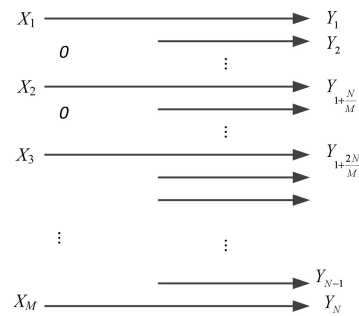


图 2 交织式子载波映射方式

对于 DFT 预处理和 IFDMA 后的 OFDM 系统,简单来看是进行 DFT 和 IFFT 变换后,两次变换互逆,相互抵消。变换后符号周期变短,在频域上所占的频带变宽,所以峰值功率不会太大。另外,信号经过 IFDMA 后能够在每个采样点上保持输入符号值不变,故利用 DFT 预编码和 IFDMA 映射处理后的 OFDM 一体化信号,能够实现信号包络恒定的目的。

3 雷达信号处理

假设系统发射端的 OFDM 一体化发送信号为

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n \exp\left(j2\pi \frac{n}{T} t\right) \quad (1)$$

式中, N 为系统子载波总数目, T 为 OFDM 符号周期。假设信号经过空间无线信道, 则雷达接收端接收信号为

$$y(t) = \alpha \cdot s(t - \tau) \cdot \exp(j2\pi f_d t) + \omega(t) \quad (2)$$

式中, α 表示幅度衰减因子, 其大小由雷达方程决定, τ 表示信号时延, f_d 表示由于目标移动引起的多普勒频偏, $\omega(t)$ 表示高斯白噪声。

接收端对信号以采样间隔 $T_s = T/N$ 进行采样, 采样后信号表示为

$$y(n) = y(kT_s) = \alpha \cdot s(kT_s - \Delta_\tau T_s) \cdot \exp(j2\pi f_d kT_s) + \omega(n) \quad (3)$$

式中, $\Delta_\tau T_s$ 表示不到一个采样时间间隔长度的时延, 即小数倍采样时延。

3.1 雷达测速算法

本文通过测量多普勒频移来估计目标移动速度, 由式(3)可知, 采样后的信号中小数时延与多普勒频偏同时存在, 二者相互影响。本文首先采用时延频率二维联合搜索进行小数时延和多普勒频偏的粗估计, 再通过测量多普勒引起的相位偏移进行频偏精估计。

以固定间隔的频偏和小数时延构造本地搜索信号组, 即

$$L_m(n) = s(kT_s - \Delta_{\tau_i} T_s) \cdot \exp(j2\pi f_j kT_s) \quad m=1, 2, 3, \dots \quad (4)$$

式中, $\Delta_{\tau_i} \in [0, 1)$, $f_j \in [0, f_{d\max}]$ 。

将构造的 $L_m(n)$ 分别与采样后的回波信号 $y(n)$ 进行相关搜索, 检测使相关峰值达到最大频偏和时延, 即为接收信号多普勒频偏和小数时延的粗估计。

$$\hat{f}_{d1}, \hat{\Delta}_\tau = \arg\left\{\max_m \left| \sum_{k=0}^{N-1} y^*(n) \cdot L_m(n+k) \right|\right\} \quad (5)$$

得到粗估计值后, 对回波信号进行粗补偿, 补偿完的信号可以准确获得符号的定时, 并以此作为信号起始点, 进行多普勒频率的精估计。

构造发送信号的复共轭因子 $f_c(n)$ 为

$$f_c(n) = s^*(n) / |s(n)|^2 \quad (6)$$

将接收信号 $y(n)$ 与 $f_c(n)$ 相乘, 去除接收信号中发送符号的影响, 得到只含有剩余多普勒频偏 f_{d2} 的复信号 $y_1(n)$ 为

$$y_1(n) = y(n) \cdot f_c(n) = [s(n) \cdot \exp(-j2\pi f_{d2} nT_s) + \omega(n)] \cdot s(n)^* / |s(n)|^2 = c_0 \exp(-j2\pi f_{d2} nT_s) + \omega_1(n) \quad (7)$$

式中, c_0 为常数, $\omega(n)$ 和 $\omega_1(n)$ 为高斯白噪声。将 $y_1(n)$ 每间隔 L 点共轭相乘后累加, 得

$$y_2(n) = \sum_{l=1}^{N-1} c_0 \exp[-j2\pi f_{d2} lT_s] \cdot \text{conj}(c_0 \exp[-j2\pi f_{d2} (l+L)T_s]) = c_1 \exp(j2\pi f_{d2} LT_s) \quad (8)$$

取 $y_2(n)$ 相位, 即可由固定相位偏移计算得到多普勒频偏的精确估计值为

$$\hat{f}_{d2} = \text{angle}(y_2(n)) / (2\pi LT_s) \quad (9)$$

因此, 雷达探测目标的速度估计值为

$$\hat{v} = \frac{\lambda \cdot \hat{f}_d}{2} = \frac{\lambda \cdot (\hat{f}_{d1} + \hat{f}_{d2})}{2} \quad (10)$$

式中, λ 为发射电磁波波长。

3.2 雷达测距算法

本文结合相关处理和相位测量进行目标距离估计, 首先在时域利用相关处理进行距离粗估计, 而后变换到频域, 测量由时延在频域引起的 OFDM 子载波间的固定相位偏差进行距离精确估计, 实现精准测距。

将回波信号与本地发送的一体化发送信号进行时域相关, 即

$$R(m) = \sum_{n=0}^{N-1} y_{n+m} \cdot s_n^* \quad (11)$$

令

$$\hat{p} = \arg\{\max_m |R(m)|\} \quad (12)$$

则 \hat{p} 即为 OFDM 一体化发送信号的起始点, 由此可知回波信号整数倍采样时延估计值为

$$\hat{\tau}_c = \hat{p} \cdot T_s \quad (13)$$

得到整数时延后, 从发送信号起始点, 对接收数据和本地发送数据分别进行 FFT 变换, 得到频域数据 Y_i 和 S_i , $i=0, 1, \dots, N-1$, 令

$$Z_i = Y_i \cdot S_i^* \quad (14)$$

$$W = \sum_{i=0}^{N-\Delta-1} Z_{i+\Delta} \cdot Z_i^* \quad (15)$$

得到 W 的相位为

$$\hat{\phi} = \text{angle}\{W\} \quad (16)$$

$\hat{\varphi}$ 即为频域上间隔 Δ 个子载波间的固定相差的估计值。

小数倍采样时延 τ_f 会对 OFDM 信号子载波在频域上引起相位的偏移,所以在接收信号中第 $i + \Delta$ 个子载波与第 i 个子载波相位偏移的差值为

$$\begin{aligned} \theta_{i+\Delta} - \theta_i &= 2\pi \frac{i+\Delta}{T} \tau_f - 2\pi \frac{i}{T} \tau_f = \\ &= 2\pi \frac{\Delta}{T} \tau_f \end{aligned} \quad (17)$$

结合式(16)和式(17),可得到小数倍采样时延的估计值为

$$\hat{\tau}_f = \frac{\hat{\varphi}}{2\pi\Delta/T} \quad (18)$$

假设忽略转发接收过程中的固有时延,实际到达时延的估计值 $\hat{\tau}$ 即为整数时延和小数时延的和,从而可求得距离估计值为

$$\hat{d} = \hat{\tau} \cdot c = \frac{\hat{\tau}_c + \hat{\tau}_f}{2} \cdot c \quad (19)$$

式中, c 为自由空间中电波的传播速度。

4 性能仿真分析

为了验证本文所提的恒包络 OFDM 雷达通信一体化方案的可行性及其性能,根据以上理论分析,利用 Matlab 软件对文中所述系统方案进行了仿真实验。在相同的仿真环境和参数设置下,将本文所提的系统 and 现有文献研究较多的基于 LFM 的两种雷达通信一体化方案进行了性能对比。本次仿真实验系统参数为:系统带宽 10 MHz,采样频率 10 MHz,OFDM 子载波数 1 024 个,实际使用子载波数 512 个,子载波交织式映射因子 Q 为 2,通信数据子载波调制方式为 BPSK/QPSK,信道编码为卷积码,雷达发射功率为 1 kW,发射载频为 10 GHz,发送/接收天线增益为 25 dB,目标反射截面积为 1 m^2 ,信道模型为 AWGN 信道,噪声大小为 -174 dBm/Hz 。

实验仿真验证了 OFDM 雷达通信一体化信号的恒包络性能,图 3 为 OFDM 雷达通信一体化系统发射信号的时域波形仿真图,可见经过 DFT 预编码以及使用交织式子载波映射处理后,信号包络恒定,OFDM 信号 PAPR 为 1。

针对一体化系统的性能,实验仿真了系统在不同雷达探测距离或通信传输距离下,雷达的测距测速精度(用均方根误差 RMSE 衡量)和通信误

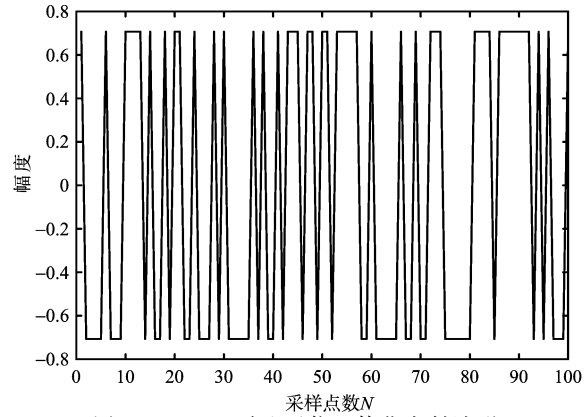


图 3 OFDM 雷达通信一体化发射波形

码率(BER)。不同距离下雷达接收端或通信接收端接收的信号功率由雷达方程或通信方程决定,不同距离对系统性能的影响体现在接收信噪比(SNR)上,距离越远,接收信噪比越低。图 4~图 6 所示为在上述仿真条件下,文献所提基于 LFM 信号的两种雷达通信一体化系统和本文所提 OFDM 雷达通信一体化系统的性能比较。

图 4 和图 5 给出了所测距离在 10~1 000 km 之间 3 种一体化系统测距、测速方案的 RMSE 曲

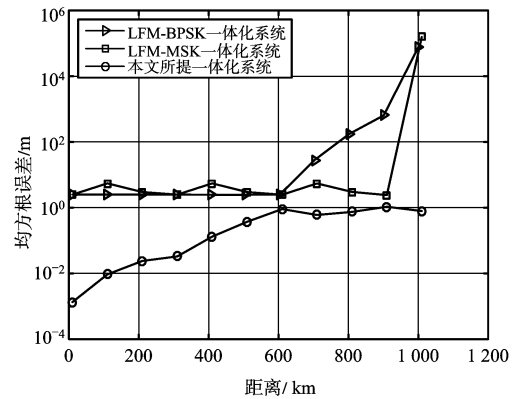


图 4 一体化系统测距精度

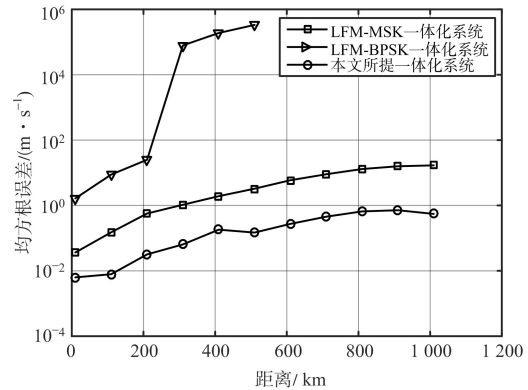


图 5 一体化系统测速精度

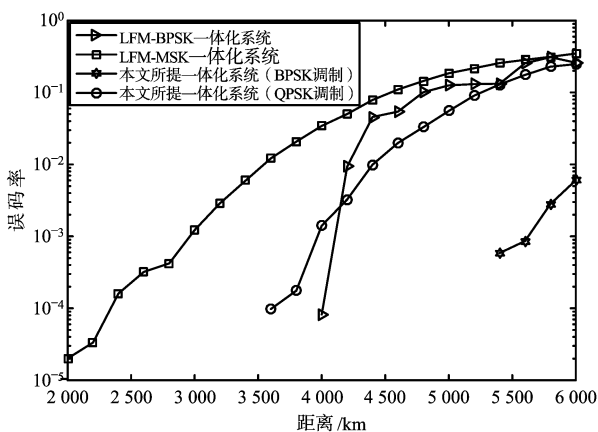


图6 一体化系统通信误码率

线。图4中,由于LFM-BPSK和LFM-MSK两种雷达通信一体化系统距离估计方法都为相关处理,本系统结合频域相位测量,大大提升了测距精度,在近距离探测中,其测距精度达到厘米级别。图5中,由于本文采用时延频率二维联合搜索粗估计以及相偏法精估计,仿真结果显示,其测速精度远高于其他两种一体化系统测速方案,其测速精度维持在米每秒以下。图6是通信误码率的比较,其中本文所提OFDM一体化系统采用两种子载波调制方式。当使用QPSK调制时,其误码率比LFM-MSK系统低,在距离较近(信噪比较高)时误码性能不如LFM-BPSK系统;而使用BPSK调制时,其通信性能最优。

5 结束语

文中提出了一种恒包络的OFDM雷达通信一体化系统模型,在一体化信号生成过程中加入DFT预编码和IFDMA处理,使OFDM信号包络恒定。另外,针对一体化系统信号处理方法,提出了结合时延频率二维搜索和时域相位测量提升雷达的测速精度;利用OFDM信号时频特性实现目标距离的高精度测量。实验结果表明,无论是通信性能,还是探测性能,该系统都有一定的优势。

参考文献:

- [1] TAVIK G C, HILTERBRICK C L, EVINS J B, et al. The Advanced Multifunction RF Concept[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(3):1009-1020.
- [2] MAZUMDER S, DURAND J P, MEYER S L, et al.

High-Band Digital Preprocessor(HBDP) for the AMR-FC Test-Bed[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(3):1065-1071.

- [3] 黄鹤. 雷达-通信一体化系统设计[J]. 雷达科学与技术, 2014, 12(5):460-464.
HUANG He. Design of Integrated Radar and Communication System[J]. Radar Science and Technology, 2014, 12(5):460-464. (in Chinese)
- [4] 邹广超. 雷达通信一体化设计的信号与处理方法研究[D]. 无锡: 江南大学, 2011.
- [5] 孙延坤. 雷达通信一体化波形的机载应用研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2013.
- [6] 肖海燕. 雷达通信干扰一体化波形设计与发生[D]. 南京: 南京理工大学, 2015.
- [7] 刘永军, 廖桂生, 杨志伟, 等. 一种超分辨OFDM雷达通信一体化设计方法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(2):425-433.
- [8] 刘永军, 廖桂生, 杨志伟. 基于OFDM的雷达通信一体化波形模糊函数分析[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(9):2008-2018.
- [9] 王明星. 基于OFDM的雷达通信一体化信号设计研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
- [10] 张春蕾. OFDM雷达通信一体化信号设计与峰均比降低技术研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2017.
- [11] 李自琦, 梅进杰, 胡登鹏, 等. 基于分组格雷编码的OFDM雷达通信一体化系统峰均功率比抑制[J]. 雷达学报, 2014, 3(5):548-555.
- [12] 王孟奇. 基于OFDM的雷达通信一体化信号设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.
- [13] 陈康润, 刘洋, 张伟. 雷达通信一体化系统中低复杂度PAPR抑制算法研究[J]. 计算机工程, 2016, 42(6):86-90.

作者简介:



肖涛 男, 1992年8月生于湖南邵阳, 硕士研究生, 主要研究方向为雷达与通信一体化、雷达或通信信号处理、无线通信。

E-mail: 283767881@qq.com



任光亮 男, 1971年2月生于江苏徐州, 教授、博士生导师, 主要研究方向为信息传输、信道测量、通信信号处理、无线通信。

E-mail: glren@mail.xidian.edu.cn