

# 基于 OFDM 的雷达通信一体化波形模糊函数分析

刘永军, 廖桂生, 杨志伟

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

**摘要:** 在采用 OFDM 信号实现雷达通信一体化中, 通信调制信息会影响一体化波形的模糊函数。针对此问题, 结合基于 OFDM 的雷达通信一体化信号模型, 给出了模糊函数的具体形式; 讨论了通信调制信息对一体化信号模糊函数的影响; 进而提出对通信信息进行预调制的方法, 使同一脉冲不同 OFDM 符号间所调制的通信信息尽可能地具有优良的非周期自相关和互相关特性。理论分析和仿真实验表明, 所提方法能很好解决一体化波形模糊函数对通信调制信息敏感的问题。

**关键词:** 雷达通信一体化; 模糊函数; 正交频分复用; 预调制

**中图分类号:** TN 957. 52

**文献标志码:** A

**DOI:**10. 3969/j. issn. 1001-506X. 2016. 09. 07

## Ambiguity function analysis of integrated radar and communication waveform based on OFDM

LIU Yong-jun, LIAO Gui-sheng, YANG Zhi-wei

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

**Abstract:** In the integrated radar and communication system based on the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) waveform, the communication modulation information has great influence on the ambiguity function. To solve this problem, the specific expression of the ambiguity function is derived, which proceeds from the signal model of the integrated radar and communication system based on OFDM. Moreover, the effect of communication modulation information on the ambiguity function is discussed. Then, a novel method of communication information pre-modulation is proposed. The communication information of different OFDM symbols possesses excellent aperiodic auto and cross correlated properties. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed method can effectively deal with the problem that the ambiguity function of the integrated waveform is sensitive to the communication information.

**Keywords:** integrated radar and communication; ambiguity function; orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); pre-modulation

## 0 引言

在现代作战系统中, 随着高新技术的发展以及各种智能化新型武器系统在军事领域中的广泛应用, 电子装备扮演着越来越重要的角色。为了提高作战平台的攻防能力, 需要加装多种功能相对独立的电子装备, 而这将导致系统体积庞大、重量增加、操作复杂、电磁兼容问题恶化、能耗增大、天线增多、系统的隐身能力和性能下降等。为解决该问题, 已有学者提出先进多功能一体化电子系统<sup>[1-2]</sup>。该系统采用综合化的设计方法, 在同一平台上, 共享系统的天线、信号处理和显示等多种硬件资源, 实现多种装备的功能, 从而

减小系统能耗和体积, 简化系统操作, 增强系统可靠性等。

目前, 雷达和通信设备在现代电子装备中已广泛存在, 此外, 随着交通运输业的发展, 许多单位开始研发智能驾驶系统和智能交通系统<sup>[3-4]</sup>, 在这些系统中, 为了能够传递信息和感知周围的交通环境, 雷达和通信已成为不可或缺的设备。因此, 实现雷达和通信的一体化不仅具有提升作战装备性能的军事意义, 也具有推动智能交通发展的民事意义。随着电子技术的发展, 通信波段逐渐向微波波段延伸, 与传统的雷达工作频段出现重叠, 这样雷达和通信能够工作在同一频段, 而且雷达和通信的射频前端也逐渐相近, 使射频前端的共用成为可能, 此外, 随着数字处理技术的发

收稿日期:2015-06-26; 修回日期:2016-02-19; 网络优先出版日期:2016-07-03。

网络优先出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/11.2422.TN.20160703.1245.010.html>

基金项目: 国家自然科学基金(61231017)资助课题

展,雷达和通信已经可以实现数字化的信号处理,使数字信号处理芯片的共用也成为可能。这些使得雷达通信的一体化在硬件实现上成为可能。

雷达通信一体化的实现,关键在于一体化的波形设计,所谓一体化的波形就是要能够同时具有雷达探测和通信信息传递能力的波形。目前,已有许多学者进行了相关的研究工作,主要可以分为两大类:一是基于复用技术的一体化波形设计,主要有空分复用、码分复用<sup>[5]</sup>、频分复用<sup>[6]</sup>和时分复用<sup>[7]</sup>;二是采用公用信号的一体化波形设计,包括通过在雷达波形上调制通信信息<sup>[8]</sup>和将通信信号进行很小的改变或直接使用通信信号实现雷达和通信的一体化<sup>[9]</sup>。目前,在直接采用通信波形实现雷达通信一体化方面,主要是利用正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)波形<sup>[10-15]</sup>。OFDM 信号由于具有子载波调制灵活、高的频谱利用率、便于同步和均衡等优点,已广泛应用在实际通信中。此外,许多学者已经研究了 OFDM 信号在雷达中的应用,也即 OFDM 雷达,如文献<sup>[16-17]</sup>分别分析了 OFDM 雷达的宽带和窄带模糊函数特性。一般 OFDM 雷达考虑在一个脉冲内发射一个 OFDM 符号(不含循环前缀),未考虑通信信息的传递问题,即使进行通信信息传递,也存在通信传输数据率低和同步困难等问题。在采用 OFDM 信号实现雷达通信一体化方面已有许多相关研究<sup>[18-19]</sup>,但是这些研究工作未考虑到当采用脉冲发射体制时,通信信息对雷达模糊函数的影响,不同的通信调制信息可能会严重影响到雷达模糊函数的特性,从而影响雷达的探测性能。

针对以上问题,本文采用脉冲发射方式,由在时间上连续的多个完整的 OFDM 符号构成一个发射脉冲,一个脉冲内的所有 OFDM 符号又构成一帧,从而在脉冲内实现通信功能。在这种工作模式下,分析了通信信息对雷达模糊函数性能的影响,并通过对通信信息进行预编码方式,使同一脉冲不同 OFDM 符号间所调制的通信信息具有优良的非周期自相关和互相关特性,从而确保一体化信号的模糊函数不易受所要传递信息的影响。

## 1 基于 OFDM 的一体化信号模型

### 1.1 工作模式

与传统 OFDM 雷达发射形式(见图 1(a))不同,本文采用如图 1(b)所示的雷达发射体制,在该体制下,雷达所发射的每个脉冲由多个子脉冲构成,每个子脉冲又是通信中一个完整的 OFDM 符号,一个脉冲内所包含的多个 OFDM 符号按照通信协议的需要构成完整的一帧或复帧。与每个脉冲只发射一个 OFDM 符号的传统 OFDM 雷达相比,该方式将一个脉冲划分为多个子脉冲(OFDM 符号),从而在相同带宽下提高了通信的数据率。此外,该发射方式的每一脉冲又是一帧或一复帧,因此,在一个脉冲内即可实现通信功能,且与传统方式相比更易于同步。

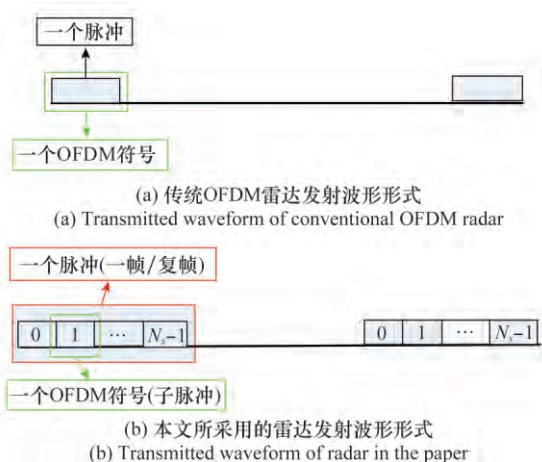


图1 OFDM 雷达发射波形形式

Fig. 1 Transmitted waveform of OFDM radar

如图 2 所示,一个完整的 OFDM 符号由有效 OFDM 符号和循环前缀构成,其中,完整的 OFDM 符号持续时间为  $T_s$ ,有效 OFDM 符号持续时间为  $T$ ,循环前缀时间为  $T_g$ ,循环前缀是将有效 OFDM 符号部分的后面一段复制到 OFDM 符号的开始部分,长度根据通信信道的最大时延扩展进行选择。由图 2 关系易知  $T_s = T_g + T$ 。

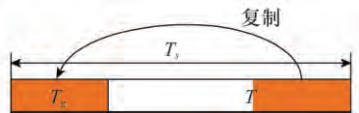


图2 OFDM 符号结构

Fig. 2 Structure of OFDM symbol

在 IEEE802.11a 中对无线局域网做出了规定<sup>[20]</sup>,将 OFDM 调制技术标准应用到物理层汇聚协议(physical layer convergence protocol, PLCP)中,并具体规定了 OFDM 的帧结构:前面是长  $16 \mu\text{s}$  的前导训练序列,接着是  $4 \mu\text{s}$  的信号段,后面是数据段,一个完整的 OFDM 符号长为  $4 \mu\text{s}$ ,其中,循环前缀为  $0.8 \mu\text{s}$ ,有效 OFDM 符号为  $3.2 \mu\text{s}$ 。对于雷达而言,一般可取雷达占空比  $D = \frac{N_s T_s}{T_r}$  为 15%,脉冲重复频率  $f_r = \frac{1}{T_r}$  为 1.25 kHz,其中  $N_s$  为每个脉冲所包含的 OFDM 符号个数,  $T_r$  为脉冲重复周期。

由上述通信协议和雷达系统参数可知,每个脉冲中有 25 个 OFDM 符号携带有所要传输的通信信息,由于每个脉冲都包含有通信同步所需的同步序列,从而便于通信同步。由 802.11a 可知,在连续波下,通信速率可达到  $R_b = 54 \text{ Mbit/s}$ 。考虑到脉冲发射方式,  $D = 15\%$  的占空比,则通信速率降为  $DR_b = 8.1 \text{ Mbit/s}$ 。对于每一脉冲只发射一个 OFDM 符号的传统 OFDM 雷达而言,不但每一脉冲的能量降低了,而且如果要达到同等的通信速率,需要将雷达的脉冲重复频率提高到 37.5 kHz,这将导致雷达的最大无模糊探测距离小于 4 km,无法同时兼顾通信速率和雷达最大无模糊探测范围。

## 1.2 信号模型

假设雷达发射的每个脉冲由  $N_s$  个 OFDM 符号构成, OFDM 符号的载波数为  $N_c$ , 载波间隔  $\Delta f = \frac{1}{T}$ , OFDM 符号持续时间为  $T_s$ , 那么发射一个脉冲信号  $s(t)$  的基带形式为

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} a(m, n) \times \exp\{j2\pi m \Delta f(t - nT_s)\} \text{rect}\left[\frac{t - nT_s}{T_s}\right] \quad (1)$$

式中,  $a(m, n)$  表示第  $n$  个 OFDM 符号的第  $m$  个载波所调制的通信信息。

$$\text{rect}\left[\frac{t}{T_s}\right] = \begin{cases} 1, & 0 < t \leq T_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

那么, 延迟时间  $\tau$  后的信号  $s(t - \tau)$  为

$$s(t - \tau) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} a(m, n) \times \exp\{j2\pi m \Delta f(t - nT_s - \tau)\} \text{rect}\left[\frac{t - nT_s - \tau}{T_s}\right] \quad (2)$$

## 2 一体化波形的模糊函数分析

### 2.1 模糊函数形式

由于雷达通信一体化波形需要携带通信信息, 而通信信息的改变会导致一体化波形的改变, 这样可能会严重影响雷达的性能。模糊函数作为雷达波形设计与分析的重要工具, 它可以刻画波形与相应匹配滤波器的特征, 通过分析雷达发射波形的模糊函数, 可以得到雷达系统在采用最优匹配滤波处理时的分辨能力、测量精度和模糊度等。为了研究调制信息对雷达性能的影响, 对雷达模糊函数进行分析。模糊函数具有多种定义方式, 本文中采用如式(3)所示的定义。

$$\chi(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) s^*(t - \tau) \exp\{j2\pi f_d t\} dt \quad (3)$$

式中,  $s(t)$  为雷达发射信号;  $\tau$  为时间延迟;  $f_d$  为多普勒频移;  $s^*(t)$  表示对  $s(t)$  的共轭。将式(1)和式(2)代入到式(3)中可得

$$\chi(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} a(m, n) \times \exp\{j2\pi m \Delta f(t - nT_s)\} \text{rect}\left[\frac{t - nT_s}{T_s}\right] \times \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} a^*(m, n) \exp\{-j2\pi m \Delta f(t - nT_s - \tau)\} \times \text{rect}\left[\frac{t - nT_s - \tau}{T_s}\right] \exp\{j2\pi f_d t\} dt \quad (4)$$

下面对式(4)的结果进行讨论。

(1) 当延时  $|\tau| \geq N_s T_s$  时,  $\chi(\tau, f_d) = 0$ , 其中  $|\tau|$  表示  $\tau$  的绝对值。

(2) 当  $-N_s T_s < \tau < 0$  时, 且  $\lfloor \frac{\tau}{T_s} \rfloor = k$ ,  $\lfloor x \rfloor$  表示对  $x$  下取整(见图 3), 模糊函数  $\chi(\tau, f_d)$  为

$$\chi(\tau, f_d) = (-|k| T_s - \tau) \sum_{n=1}^{N_s-1-|k|} \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(m, n-1) \times$$

$$\begin{aligned} & a^*(p, n+|k|) \exp\left\{j2\pi(m+p)\Delta f \frac{\tau}{2}\right\} \times \\ & \exp\left\{j2\pi\Delta f \frac{[(m+p)|k|+2m]T_s}{2}\right\} \times \\ & \exp\left\{j2\pi f_d \frac{(|k|+2n)T_s + \tau}{2}\right\} \times \\ & \text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{-(|k|T_s - \tau)}{2}\right\} + \\ & [(|k|+1)T_s + \tau] \sum_{n=0}^{N_s-1-|k|} \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(m, n) \times \\ & a^*(p, n+|k|) \exp\left\{j2\pi(m+p)\Delta f \frac{\tau}{2}\right\} \times \\ & \exp\left\{j2\pi\Delta f \frac{[(m+p)|k|+(m-p)]T_s}{2}\right\} \times \\ & \exp\left\{j2\pi f_d \frac{(|k|+2n+1)T_s + \tau}{2}\right\} \times \\ & \text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{(|k|+1)T_s + \tau}{2}\right\} \end{aligned} \quad (5)$$

式中,  $\text{sinc}(x) = \frac{\sin x}{x}$ 。



图 3 延时小于 0 时模糊函数计算积分图示

Fig. 3 Diagram of the calculation of ambiguity function for time delay less than 0

(3) 当  $0 < \tau < N_s T_s$  时, 且  $\lfloor \frac{\tau}{T_s} \rfloor = k$  (见图 4), 模糊函数

$\chi(\tau, f_d)$  为

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) = & (-|k| T_s + \tau) \sum_{q=1}^{N_s-1-|k|} \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(m, q+|k|) \times \\ & a^*(p, q-1) \exp\{j2\pi(m+p)\Delta f \frac{\tau}{2}\} \times \\ & \exp\left\{-j2\pi\Delta f \frac{[(m+p)|k|+2p]T_s}{2}\right\} \times \\ & \exp\left\{j2\pi f_d \frac{(|k|+2q)T_s + \tau}{2}\right\} \times \\ & \text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{-(|k|T_s + \tau)}{2}\right\} + \\ & [(|k|+1)T_s - \tau] \sum_{q=0}^{N_s-1-|k|} \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(m, q+|k|) \times \\ & a^*(p, q) \exp\left\{j2\pi(m+p)\Delta f \frac{\tau}{2}\right\} \times \\ & \exp\left\{j2\pi\Delta f \frac{[(m-p)|k|-(m+p)|k|]T_s}{2}\right\} \times \\ & \exp\left\{j2\pi f_d \frac{(|k|+2q+1)T_s + \tau}{2}\right\} \times \\ & \text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{(|k|+1)T_s - \tau}{2}\right\} \end{aligned} \quad (6)$$



图4 延时大于0时模糊函数计算积分图示

Fig. 4 Diagram of the calculation of ambiguity function for time delay greater than 0

从上面计算结果中的式(5)和式(6)可以看出: 一体化波形的模糊函数 $\chi(\tau, f_d)$ 不仅受时间延迟 $\tau$ 和多普勒频移 $f_d$ 的影响, 而且也受通信调制信息 $a(m, n)$ 的影响。当每个脉冲调制的 OFDM 符号数 $N_s=1$ , 且 $T_g=0$ 时, 式(5)和式(6)退化为 OFDM 雷达的模糊函数形式<sup>[17]</sup>

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) = & (T - |\tau|) \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(m, n) a^*(p, q) \times \\ & \exp\left\{j2\pi\Delta f \frac{(m-p)T}{2}\right\} \times \\ & \exp\left\{j2\pi(m+p)\Delta f \frac{\tau}{2}\right\} \exp\left\{j2\pi f_d \frac{T+\tau}{2}\right\} \times \\ & \text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{T-|\tau|}{2}\right\} \quad (7) \end{aligned}$$

一般 OFDM 雷达根据雷达性能要求, 通过对编码 $a(m)$ 进行优化, 从而设计相应的模糊函数<sup>[21]</sup>, 也即编码 $a(m)$ 只受雷达性能要求的限制, 编码 $a(m)$ 确定后, 雷达的模糊函数就不再随时间改变。而对于雷达通信一体化, 一般而言, 通信调制信息 $a(m, n)$ 与所需要传输的信息有关, 而所传信息会随时间变化, 这可能会严重影响雷达性能。下面对此进行分析。

## 2.2 模糊函数分析

### 2.2.1 通信调制信息对模糊函数的影响

对于雷达通信一体化波形而言, 由于要传递通信信息, 而通信信息的不确定性或随时间的可变性造成了雷达模糊函数随通信信息变化, 这可能严重恶化雷达性能, 下面分别针对不同情况, 分析通信调制信息 $a(m, n)$ 对雷达模糊函数 $\chi(\tau, f_d)$ 的影响及解决方法。

(1) 当 $-N_s T_s < \tau < 0$ , 且 $\lfloor \frac{\tau}{T_s} \rfloor = k$ 时

为便于分析, 定义 $\tau' = \tau + (1 + |k|)T_s$ ,  $\tau'' = \tau + |k|T_s$ , 则 $\tau' = \tau'' + T_s$ ,  $-T_s < \tau'' \leq 0$ ,  $0 < \tau' \leq T_s$ , 那么

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) = & \sum_{n=1}^{N_s-1-|k|} \exp\{j2\pi(n-1)f_d T_s\} \chi_{n-1, n+|k|}^+(\tau', f_d) + \\ & \sum_{n=0}^{N_s-1-|k|} \exp\{j2\pi n f_d T_s\} \chi_{n, n+|k|}^-(\tau'', f_d) \quad (8) \end{aligned}$$

(2) 当 $0 < \tau < N_s T_s$ , 且 $\lfloor \frac{\tau}{T_s} \rfloor = k$ 时

定义 $\tau' = \tau - kT_s$ ,  $\tau'' = \tau - (|k| + 1)T_s$ , 则 $\tau' = \tau'' + T_s$ ,  $0 \leq \tau' < T_s$ ,  $-T_s \leq \tau'' < 0$ , 那么

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) = & \sum_{n=0}^{N_s-1-|k|} \exp\{j2\pi(|k| + q)f_d T_s\} \chi_{q+|k|, q}^+(\tau', f_d) + \\ & \sum_{q=1}^{N_s-1-|k|} \exp\{j2\pi(|k| + q)f_d T_s\} \chi_{q+|k|, q-1}^-(\tau'', f_d) \quad (9) \end{aligned}$$

式中,  $\chi_{n, q}^-(\tau, f_d)$ ,  $\chi_{n, q}^+(\tau, f_d)$  分别表示当延时满足 $-T_s \leq \tau \leq 0$ 和 $0 < \tau < T_s$ 时, 第 $n$ 个 OFDM 符号与第 $q$ 个 OFDM 符号之间的互模糊函数。其中, 当 $-T_s \leq \tau \leq 0$ 时, 互模糊函数积分情况如图 5(a) 所示, 进而有

$$\begin{aligned} \chi_{n, q}^-(\tau, f_d) = & (T_s + \tau) \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(m, n) a^*(p, q) \times \\ & \exp\{j2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{T_s + \tau}{2}\} \times \end{aligned}$$

$$\exp\{j2\pi p \Delta f \tau\} \text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{T_s + \tau}{2}\right\} \quad (10)$$

当 $0 < \tau < T_s$ 时, 互模糊函数积分情况如图 5(b) 所示, 类似地, 有式(11)成立, 即

$$\begin{aligned} \chi_{n, q}^+(\tau, f_d) = & (T_s - \tau) \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(m, n) a^*(p, q) \times \\ & \exp\{j2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{T_s - \tau}{2}\} \times \end{aligned}$$

$$\exp\{j2\pi p \Delta f \tau\} \text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{T_s - \tau}{2}\right\} \quad (11)$$

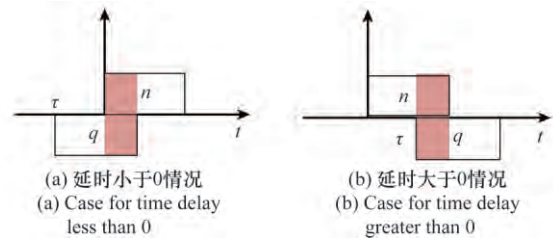


图5 互模糊函数计算积分图示

Fig. 5 Diagram of the calculation of cross ambiguity function

鉴于式(8)与式(9)有类似的结构, 本文只对式(8)进行分析。不考虑多普勒频移, 即 $f_d=0$ 时, 由式(8)可得

$$\chi(\tau, 0) = \sum_{n=1}^{N_s-1-|k|} \chi_{n-1, n+|k|}^+(\tau', 0) + \sum_{n=0}^{N_s-1-|k|} \chi_{n, n+|k|}^-(\tau'', 0) \quad (12)$$

由式(12)可看出, 模糊函数 $\chi(\tau, 0)$ 由 $\chi_{n, n+|k|}^-(\tau'', 0)$ 和 $\chi_{n-1, n+|k|}^+(\tau', 0)$ 决定, 而

$$\begin{aligned} \chi_{n, n+|k|}^-(\tau'', 0) = & (T_s + \tau'') \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(m, n) \times \\ & a^*(p, n + |k|) \exp\left\{j2\pi(m-p)\Delta f \frac{T_s + \tau''}{2}\right\} \times \\ & \exp\{j2\pi p \Delta f \tau''\} \text{sinc}\left\{2\pi(m-p)\Delta f \frac{T_s + \tau''}{2}\right\} \quad (13) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \chi_{n-1, n+|k|}^+(\tau', 0) = & (T_s - \tau') \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(m, n-1) \times \\ & a^*(p, n + |k|) \exp\left\{j2\pi(m-p)\Delta f \frac{T_s - \tau'}{2}\right\} \times \\ & \exp\{j2\pi p \Delta f \tau'\} \text{sinc}\left\{2\pi(m-p)\Delta f \frac{T_s - \tau'}{2}\right\} \quad (14) \end{aligned}$$

为了进一步明确 $\chi_{n, n+|k|}^-(\tau'', 0)$ 和 $\chi_{n-1, n+|k|}^+(\tau', 0)$ 与延时 $\tau$ 的关系, 这里分两种情况进行讨论。

① 当  $\frac{T_s + \tau''}{2} \Delta f$  较小时

对于  $\chi_{n, n+|k|}^-(\tau'', 0)$  而言,  $\text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f] \frac{T_s + \tau''}{2}\right\}$  的取值处于  $\text{sinc}(x)$  的主瓣区时,  $|m-p| < N$  ( $N$  较大, 表示主瓣区宽度), 故有

$$\chi_{n, n+|k|}^-(\tau'', 0) \approx (T_s + \tau'') \sum_{i=-N+1}^0 \sum_{p=0}^{N_c-1} a(p+i, n) \times \\ a^*(p, n+|k|) \exp\{j2\pi p \Delta f \tau''\} \exp\left\{j2\pi i \Delta f \frac{T_s + \tau''}{2}\right\} + \\ (T_s + \tau'') \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(p+i, n) a^*(p, n+|k|) \times \\ \exp\{j2\pi p \Delta f \tau''\} \exp\left\{j2\pi i \Delta f \frac{T_s + \tau''}{2}\right\}$$

对于  $\chi_{n-1, n+|k|}^+(\tau', 0)$  而言,  $\text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f] \frac{T_s - \tau'}{2}\right\}$  的取值处于  $\text{sinc}(x)$  的主瓣区时,  $|m-p| \leq \bar{N}$  ( $\bar{N}$  较小, 表示主瓣区宽度) 故有

$$\chi_{n-1, n+|k|}^+(\tau', 0) \approx (T_s - \tau') \sum_{i=-N+1}^0 \sum_{p=0}^{N_c-1} a(p+i, n-1) \times \\ a^*(p, n+|k|) \exp\{j2\pi p \Delta f \tau'\} \exp\left\{j2\pi i \Delta f \frac{T_s + \tau'}{2}\right\} + \\ (T_s - \tau') \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} a(p+i, n-1) a^*(p, n+|k|) \times \\ \exp\{j2\pi p \Delta f \tau'\} \exp\left\{j2\pi i \Delta f \frac{T_s + \tau'}{2}\right\}$$

为了使  $\chi(\tau, 0)$  的旁瓣尽可能的小, 也就是使  $\chi_{n, n+|k|}^-(\tau'', 0)$  和  $\chi_{n-1, n+|k|}^+(\tau', 0)$  尽可能的小。当  $k \neq 0$  时, 为了使  $\chi_{n, n+|k|}^-(\tau'', 0)$  尽可能的小, 那么, 第  $n$  个 OFDM 符号所调制的通信信息  $a(n)$  与第  $n+|k|$  个 OFDM 符号所调制的通信信息  $a(n+|k|)$  的非周期互相关函数  $C_{xy}(i)$  在  $|i| < N$  的范围内尽可能的小; 为了使  $\chi_{n-1, n+|k|}^+(\tau', 0)$  尽可能的小, 那么, 第  $n$  个 OFDM 符号所调制的通信信息  $a(n)$  与第  $n+|k|+1$  个 OFDM 符号所调制的通信信息  $a(n+|k|+1)$  的非周期互相关函数  $C_{xy}(i)$  在  $|i| \leq \bar{N}$  的范围内尽可能的小。当  $k=0$ ,  $\tau \neq 0$  时, 要求  $a(n)$  的非周期自相关函数  $R(i)$  对  $i \neq 0$  尽可能的小。其中,  $N$  越大,  $\bar{N}$  越小,  $a(n) = [a(0, n) \ a(1, n) \ \cdots \ a(N_c-1, n)]^T$ 。矢量  $a_x(n)$  和  $a_y(n)$  的非周期互相关函数及  $a(n)$  的非周期自相关函数  $R(i)$  定义为

$$C_{xy}(i) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1-k} a_x(n) a_y^*(n+i), & 0 \leq i \leq N-1 \\ \sum_{n=0}^{N-1+k} a_x(n-i) a_y^*(n), & 1-N \leq i < 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

式中,  $a_x(n) = [a_x(0) \ a_x(1) \ \cdots \ a_x(N-1)]^T$ ;  $a_y(n) = [a_y(0) \ a_y(1) \ \cdots \ a_y(N-1)]^T$ ;  $i$  为两者间的相对延迟。

② 当  $\frac{T_s + \tau''}{2} \Delta f$  较大时, 有类似的结论。

以上分析均未考虑多普勒频移的情况, 对于具有多普勒频移, 即  $f_d \neq 0$  时, 其对  $\text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{T_s + \tau''}{2}\right\}$  和对  $\text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{T_s - \tau'}{2}\right\}$  的影响可看作是对  $(m-p)$  大小的影响, 与以上分析类似。

同理, 对于式(9)中  $0 < \tau < N_s T_s$  的情况, 与式(8)结论相似。

### 2.2.2 特殊情况影响分析

对于上述第 2.2.1 节中分析的一种特殊情况, 即延时  $\tau$  为整数倍的 OFDM 符号持续时间, 当  $-N_s T_s \leq \tau = k T_s < 0$  时 ( $k$  为负整数)

$$\chi(\tau, f_d) = \chi(k, f_d) = \\ T_s \sum_{n=0}^{N_s-1-|k|} \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} (-1)^{m-p} a(m, n) a^*(p, n+|k|) \times \\ \exp\left\{j2\pi f_d \frac{(2n+1)T_s}{2}\right\} \exp\left\{j2\pi \frac{(m-p)\Delta f T_s}{2}\right\} \times \\ \text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{T_s}{2}\right\} \quad (15)$$

当  $0 < \tau = k T_s \leq N_s T_s$  时 ( $k$  为正整数)

$$\chi(\tau, f_d) = \chi(k, f_d) = \\ T_s \sum_{q=0}^{N_s-1-|k|} \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} (-1)^{m-p} a(m, q+|k|) a^*(p, q) \times \\ \exp\left\{j2\pi f_d \frac{(2|k|+2q+1)T_s}{2}\right\} \exp\left\{j2\pi \frac{(m-p)\Delta f T_s}{2}\right\} \times \\ \text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f + f_d] \frac{T_s}{2}\right\} \quad (16)$$

由式(15)和式(16)可以看出, 它们具有类似的表达式, 因此, 这里只对式(15)进行分析。式(15)即式(8)中  $\tau' = T_s, \tau'' = 0$  的情况, 不考虑多普勒频移, 即  $f_d = 0$  时

$$\chi(k, 0) = T_s \sum_{n=0}^{N_s-1-|k|} \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} (-1)^{m-p} a(m, n) \times \\ a^*(p, n+|k|) \exp\left\{j2\pi \frac{(m-p)\Delta f T_s}{2}\right\} \times \\ \text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f] \frac{T_s}{2}\right\} \quad (17)$$

由式(17)容易看出, 当  $m-p \neq 0$  时,  $\text{sinc}\left\{2\pi[(m-p)\Delta f] \frac{T_s}{2}\right\}$  的取值已经处于函数  $\text{sinc}(x)$  的旁瓣区, 对  $\chi(k, 0)$  的贡献很小; 而当  $m-p=0$  时

$$\chi(k, 0) = T_s \sum_{n=0}^{N_s-1-|k|} \sum_{m=0}^{N_c-1} a(m, n) a^*(m, n+|k|)$$

主要受通信调制信息  $a(n)$  的影响。当  $k \neq 0$  时, 为了使  $\chi(k, 0)$  对所有  $-N_s+1 < k < 0$  最小, 即  $\chi(k, 0) = 0$ , 也就是使模糊函数的旁瓣尽可能的小, 具有图钉状特性<sup>[22]</sup>。为此要求第  $n$  个 OFDM 符号所调制的通信信息  $a(n)$  与第  $n+|k|$  个 OFDM 符号所调制的通信信息  $a(n+|k|)$  正交。同理, 对于式(16)中  $0 < \tau = k T_s \leq N_s T_s$  的情况, 也有类似的结论。

综合以上分析, 为了使模糊函数的旁瓣尽可能低, 要求同一脉冲内不同 OFDM 符号所调制的信息  $a(n)$  间的非周期互相关函数和非周期自相关函数尽可能的小。



### 2.2.3 模糊函数统计特性分析

正如前文所述,雷达通信一体化波形要传递通信信息,而通信信息是随时间而变化的,即通信调制信息  $a(m, n)$  具有不确定性,为分析模糊函数的定量特性,需要研究其统计特性,这里假设  $a(m, n)$  服从相位随机均匀分布,故

$$E[a(m, n)a^*(p, q)] = \begin{cases} 1, & m = p; n = q \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (18)$$

式中,  $E[\cdot]$  表示求均值。

(1) 当  $-N_s T_s < \tau < 0$ , 且  $\lfloor \frac{\tau}{T_s} \rfloor = k$  时

① 如果  $k \geq 1$ , 即  $-N_s T_s < \tau \leq -T_s$ , 对式(8)求均值有

$$E[\chi(\tau, f_d)] = \sum_{n=1}^{N_s-1-|k|} \exp\{j2\pi(n-1)f_d T_s\} \times \\ E[\chi_{n-1, n+|k|}^+(\tau', f_d)] + \\ \sum_{n=0}^{N_s-1-|k|} \exp\{j2\pi n f_d T_s\} E[\chi_{n, n+|k|}^-(\tau'', f_d)] \quad (19)$$

结合式(18)易知

$$E[\chi_{n-1, n+|k|}^+(\tau', f_d)] = 0$$

$$E[\chi_{n, n+|k|}^-(\tau'', f_d)] = 0$$

故式(19)为  $E[\chi(\tau, f_d)] = 0$ 。

② 如果  $k=0$ , 即  $-T_s < \tau < 0$ , 对式(8)求均值有

$$E[\chi(\tau, f_d)] = \sum_{n=1}^{N_s-1} \exp\{j2\pi(n-1)f_d T_s\} \times \\ E[\chi_{n-1, n}^+(\tau', f_d)] + \\ \sum_{n=0}^{N_s-1} \exp\{j2\pi n f_d T_s\} E[\chi_{n, n}^-(\tau'', f_d)] \quad (20)$$

由式(18)得

$$E[\chi_{n, n}^-(\tau'', f_d)] = [T_s + \tau''] \text{sinc}\left\{2\pi f_d \frac{T_s + \tau''}{2}\right\} \times$$

$$\exp\left\{j2\pi f_d \frac{T_s + \tau''}{2}\right\} \sum_{m=0}^{N_s-1} \exp\{j2\pi m \Delta f \tau''\}$$

$$E[\chi_{n-1, n}^+(\tau', f_d)] = 0$$

由  $\tau'' = \tau + |k|T_s = \tau$ , 故式(20)为

$$E[\chi(\tau, f_d)] = \varphi(T_s + \tau) \text{sinc}\left\{2\pi f_d \frac{T_s + \tau}{2}\right\}$$

其中

$$\varphi = \exp\left\{j2\pi f_d \frac{T_s + \tau}{2}\right\} \sum_{m=0}^{N_s-1} \exp\{j2\pi m \Delta f \tau\} \times \\ \sum_{n=0}^{N_s-1} \exp\{j2\pi n f_d T_s\}$$

为与延时和多普勒频移有关的相位项。

综合①和②的讨论可得

$$E[\chi(\tau, f_d)] =$$

$$\begin{cases} \varphi(T_s + \tau) \text{sinc}\left\{2\pi f_d \frac{T_s + \tau}{2}\right\}, & -T_s < \tau < 0 \\ 0, & -N_s T_s < \tau \leq -T_s \end{cases} \quad (21)$$

从式(21)可以看出,在统计意义上,当延时满足  $-T_s <$

$\tau < 0$  时,一体化波形模糊函数的模值在延时维上同时受到三角函数和  $\text{sinc}(x)$  函数的调制,在多普勒维上具有函数  $\text{sinc}(x)$  的特性,对于  $-N_s T_s < \tau \leq -T_s$ , 其值为 0。

(2) 当  $0 < \tau < N_s T_s$ , 且  $\lfloor \frac{\tau}{T_s} \rfloor = k$  时,有类似的结论。

结合(1)和(2)的结论可以看出,当通信调制信息  $a(m, n)$  满足式(19)的条件时,一体化波形的模糊函数在统计意义上具有图钉状特性,而前文分析所得结论也就是为了使通信调制信息尽可能逼近式(19)的结果。

### 2.2.4 循环前缀对模糊函数的影响

通信中,在采用 OFDM 进行通信信息传递时,为了消除由于信道特性引起的码间干扰和多径造成的信道间干扰,会在每个有效的 OFDM 段前面加入一段循环前缀,这段循环前缀会在雷达模糊函数中引入对称的伪峰,下面将对此进行分析说明。

当延时  $\tau = T$  时,模糊函数的积分情况如图 6 所示。

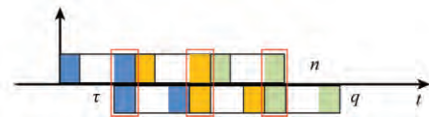


图6 延时等于有效持续时间的模糊函数计算积分图示

Fig. 6 Diagram of the calculation of ambiguity function for time delay equal to efficient duration time

从图 6 可以清楚地看出,当不考虑多普勒频移(或忽略多普勒在脉冲内所引起相位差别)时,由于循环前缀的原因,两个信号之间的相关会在每一个 OFDM 符号的循环前缀部分处完全相等(图 6 中的方框所圈区域),这时此区域的积分结果将不受通信编码信息的影响,只受循环前缀的长度影响。对于  $\tau = -T$  也有相同的结论。

### 2.3 消除信息调制对模糊函数的影响

在第 2.2 节中通过对模糊函数进行推导和分析得出,为了使一体化信号的模糊函数具有图钉状的特性,每一个 OFDM 符号所调制的通信信息  $a(n)$  需要满足一定的条件。然而,在实际通信中,所要传递的通信信息是由信源决定的,在很大程度上并不满足一体化波形的要求。例如,当通信信息传递一段相同的信息时,即每个 OFDM 符号所调制的信息一样,这里考虑每个 OFDM 符号的调制信息  $a(n)$  都为全 1 向量。此时,模糊函数  $\chi(\tau, f_d)$  的大小主要由延时  $\tau$  决定,这时沿着时延轴方向,模糊函数将呈现出三角形轮廓,雷达探测性能恶化。

为消除通信调制信息对模糊函数的影响,本文提出对通信信息预调制的方法,使通信在同一脉冲内不同 OFDM 符号所调制的信息  $a(n)$  间的非周期互相关函数以及  $a(n)$  的非周期自相关函数  $R(i)$  对  $i \neq 0$  尽可能的小,也就是使每个 OFDM 符号所调制的编码序列具有优良的非周期自相关和互相关特性。在卫星通信领域获得广泛应用的 Gold 序列满足该要求,而且产生的序列较多,故本文选取 Gold 序列进行通信信息预调制,以解决一体化模糊函数对通信调制信息敏感的问题。

具体实现方案为(见图 7):对同一脉冲内各 OFDM 符号分配不同的 Gold 序列  $g_k$ 。这样,即使有一段连续相同的信息需要传递,也不会造成一体化波形模糊函数的恶化,并且还具有一定的旁瓣,也即消除了前文中关于通信信息对模糊函数的影响。此外,由于每个 OFDM 符号分配有不同的 Gold 序列,因此这种调制方式可以很容易地扩展到多用户通信中,即给每个用户所传递的信息通过不同的 Gold 序列进行区分(类似于码分多址)。

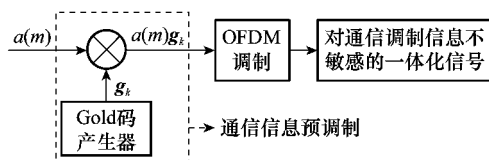


图 7 对通信调制信息不敏感的一体化信号产生框图

Fig. 7 Block diagram for generation of integrated signal insensitive to communication information

采用本文所提对通信信息进行预调制的方法,会降低通信的信息率,但在进行通信信息码解调时,由于 Gold 序列的引入,提高了解码的信噪比。因此,在保证信息码解调误码率一定的情况下,可以通过减小 OFDM 符号持续时间,即降低 Gold 码片信噪比的方式,在一个脉冲内发射更多的 OFDM 符号,在一定程度上补偿预调制带来的通信信息率损失。

### 3 仿真实验

#### 3.1 通信码序列特性

图 8 给出了 Gold 序列与 m 序列的非周期自相关与互相关函数比较结果。仿真中,采用级数为 7 的 m 序列,反馈系数为(1,0,0,0,0,1,1)和(1,0,0,0,1,0,0,1),并以此作为优选对产生 Gold 序列,m 序列的非周期互相关函数是从同一反馈系数产生的 m 序列中选择两个计算得到的。从仿真结果可以看出,Gold 序列具有优良的非周期自相关和互相关特性,m 序列的非周期自相关特性要优于 Gold 序列,但其非周期互相关特性不理想,这是由于 m 序列的周期性导致其在某一延迟处出现峰值。

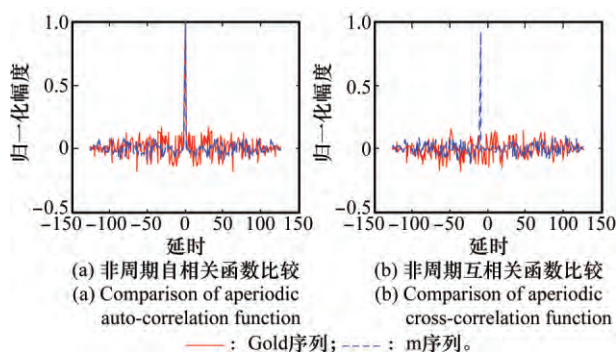


图 8 Gold 序列与 m 序列非周期相关函数比较

Fig. 8 Comparison of aperiodic correlation function between Gold and m sequences

#### 3.2 模糊函数特性比较

为了定量比较模糊函数的性能,利用合成孔径雷达(synthetic aperture radar, SAR)中衡量图像质量的两个参数:峰值旁瓣比(peak sidelobes ratio, PS LR)和积分旁瓣比(integrated sidelobes ratio, IS LR)。PS LR 指最高旁瓣峰值  $P_s$  与主瓣峰值  $P_m$  之比,定义为  $PS LR = 10 \lg \frac{P_s}{P_m}$  (单位: dB)。IS LR 指旁瓣能量  $E_s$  与主瓣能量  $E_m$  之比,定义为  $IS LR = 10 \lg \frac{E_s}{E_m}$  (单位: dB)。在本文中主瓣区域取第一相邻零点间的区域。此外,用平均积分旁瓣比(average integrated sidelobes ratio, AIS LR)衡量主瓣与旁瓣的平均能量之比,定义为  $AIS LR = 10 \lg E \left\{ \frac{E_s}{E_m} \right\}$  (单位: dB)。

OFDM 信号由多个正交子载波叠加构成,调制不同的通信信息,可能导致发射波形在某一时刻出现峰值,通信中为衡量其包络变化,常采用峰值平均功率比(peak to average power ratio, PAPR)和峰值系数(crest factor, CF)进行评估。PAPR 定义为信号的最大功率与平均功率之比:  $PAPR = 10 \lg \frac{\max\{|x_n|^2\}}{E\{|x_n|^2\}}$  (单位: dB)。CF 定义为最大信号值与信号均方根值之比:  $CF = 10 \lg \frac{\max\{|x_n| \}}{\sqrt{E\{|x_n|^2\}}}$  (单位: dB),

其中,  $x_n$  为信号时间序列。

图 9~图 12 分别给出了线性调频信号, m 序列相位编码信号,采用 Gold 序列进行预调制的 OFDM 信号和一段相同信息调制(  $a(n)$  都为全 1 向量)的 OFDM 信号的模糊函数特性。图 13 和图 14 分别给出了不同波形的距离模糊图(零多普勒速度对应的模糊函数)和速度模糊图(零时延对应的模糊函数)的累积旁瓣值随累积旁瓣数的变化情况比较。仿真中采用反馈系数为(1,0,0,1,0,1)和(1,1,0,1,0,1)作为优选对产生 Gold 序列, OFDM 信号的载波数为 31, 一个有效 OFDM 符号持续时间为 4  $\mu$ s, 保护间隔为 432/403  $\mu$ s, 载频间隔为 0.25 MHz, 每一脉冲含有 13 个完整的 OFDM 符号。线性调频信号和 m 序列相位编码信号采用与 OFDM 信号相同的脉冲宽度和带宽。 OFDM 分别采用 Gold 序列、相位正态分布、相位均匀分布、等概率 2PSK 和相同信息调制方式。由于采用 Gold 序列、相位正态分布、相位均匀分布、等概率 2PSK 调制的 OFDM 信号波形特性及模糊函数特性的图示描述接近,故文中只给出了 Gold 序列预调制的 OFDM 信号特性及模糊函数特性,但在表 1 中给出了不同波形在不同参数下的比较。对比图 9~图 12 可以看出,线性调频信号的模糊函数呈现出剪切刀刃型,距离模糊图和速度模糊图的旁瓣衰减很快。 m 序列相位编码信号模糊函数呈现出图钉状,距离模糊图由 m 序列

的特性决定,速度模糊图呈现出与线性调频信号速度模糊图类似的特性,这主要由其脉冲宽度决定。采用 Gold 序列进行信息调制的 OFDM 一体化信号的模糊函数呈现出图钉状,距离模糊图和速度模糊图的旁瓣衰减慢,且较为平坦,对于距离模糊图而言,这是由于旁瓣主要受不同 OFDM 符号间的互模糊函数特性和时延的三角形调制影响;另外,正如前文所分析的,在距离模糊图中可以清楚看到对称出现的两个峰值,这两个峰值是由于循环前缀造成的,不受通信调制信息的影响。速度模糊图旁瓣的平坦特性是由

OFDM 信号对多普勒频移较为敏感和通信调制信息共同影响决定的,当多普勒频移为整数倍(或近似整数倍)的载波间隔时,旁瓣主要受调制信息的互相关特性影响,其他情况主要受 OFDM 信号的本身特性影响。对于采用相位正态分布、相位均匀分布、等概率 2PSK 调制的 OFDM 信号波形也具有类似的性质。而对于相同信息调制的 OFDM 信号波形,从图 12 可以看出,正如前文分析,其在多普勒和时延方向都呈现出三角形包络的特性,不适合用于雷达探测。

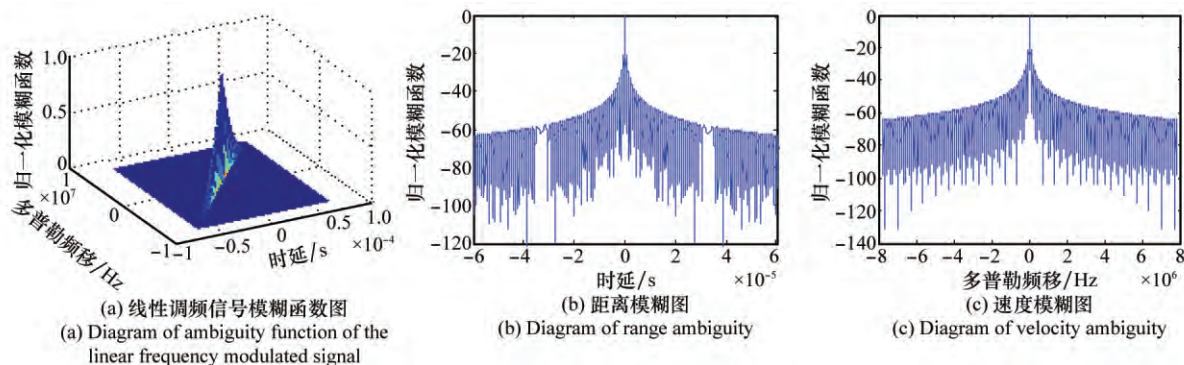


图9 线性调频信号模糊函数特性

Fig. 9 Characters of ambiguity function of the linear frequency modulated signal

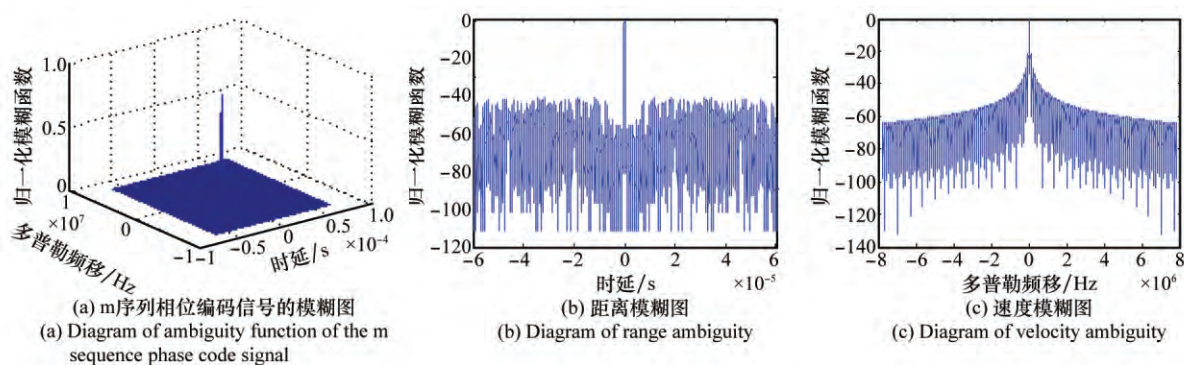


图10 m序列相位编码信号特性

Fig. 10 Characters of ambiguity function of the m sequence phase code signal

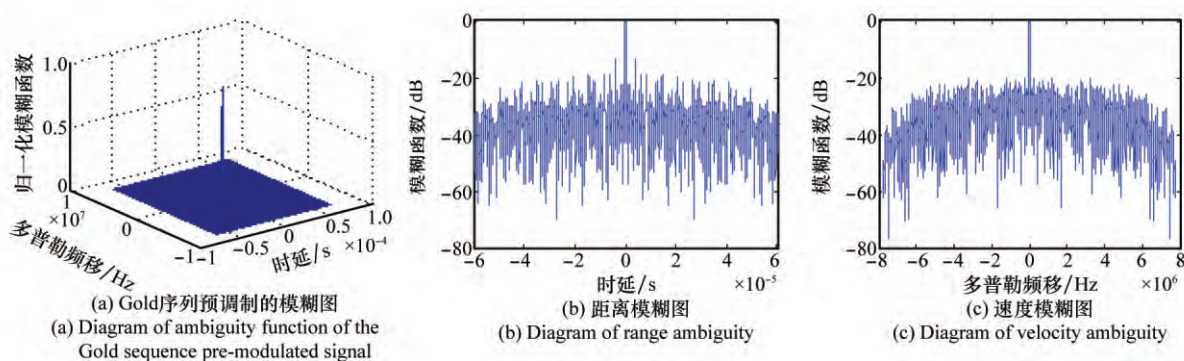


图11 Gold序列预调制的 OFDM 信号特性

Fig. 11 Characters of ambiguity function of the OFDM signal with Gold sequence pre-modulated



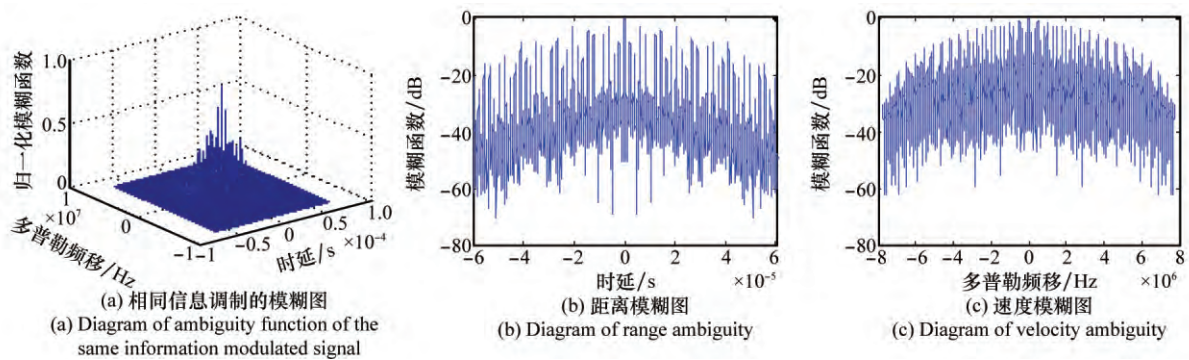


图 12 相同信息调制的 OFDM 信号特性

Fig. 12 Characters of ambiguity function of the same information modulated signal

从图 13 和图 14 比较中可以看出,线性调频信号和 m 序列相位编码信号的距离和速度模糊图的旁瓣特性要优于其他 5 种不同调制信息下 OFDM 信号的旁瓣特性,其中相同信息调制的 OFDM 信号旁瓣特性最差,其他 4 种性能接近。对于距离模糊图而言,在旁瓣数小于 30 时,除相同信息调制的 OFDM 信号外其他 4 种的旁瓣特性接近线性调频信号,与 m 序列相位编码信号相差不大;等概率 2PSK 和 Gold 序列调制的 OFDM 信号的旁瓣特性较优。对于速度模糊图,在旁瓣数小于 32 时,除相同信息调制的 OFDM 信号外其他 4 种的旁瓣特性与线性调频信号和 m 序列相位编码信号基本相同;在旁瓣数大于 32 时,除相同信息调制的 OFDM 信号外其他 4 种的旁瓣特性与线性调频信号和 m 序列相位编码信号相差不大。

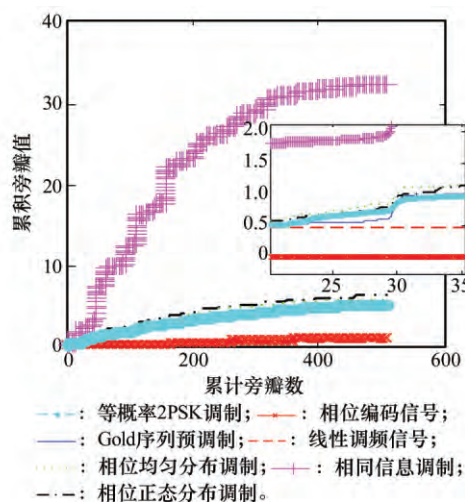


Fig. 13 Variation of accumulation sidelobe value with the number of sidelobes for range ambiguity

表 1 中 PSLR 和 ISLR 中的“距离/速度/模糊”分别表示距离模糊图/速度模糊图/模糊图。从表 1 给出的不同波形在不同参数下的性能比较可以看出,相同信息调制的 OFDM 信号的特性整体最差,其他 4 种不同调制的 OFDM 信号的整体特性差别不大,距离图的 PSLR 特性与 m 序列相

位编码信号和线性调频信号类似,速度图的 PSLR 特性与线性调频信号类似,但比 m 序列相位编码信号差,模糊图的 PSLR 特性与 m 序列相位编码信号相似,但优于线性调频信号,这是由于线性调频信号的模糊图为非图钉状;距离图和速度图的 ISLR 特性都比线性调频信号和 m 序列相位编码信号差,模糊图的 ISLR 特性与 m 序列相位编码信号类似,但 AISLR 特性比线性调频信号只高 3 dB 左右,与 m 序列相位编码信号相当;旁瓣均值处于同一水平,但旁瓣方差要优于线性调频信号,与 m 序列相位编码信号相差不大,且旁瓣方差都很小,说明旁瓣具有很平坦的特性;对于 PAPR 和 CF 而言,OFDM 信号的非恒模特性,导致其特性比线性调频信号和 m 序列相位编码信号较差。

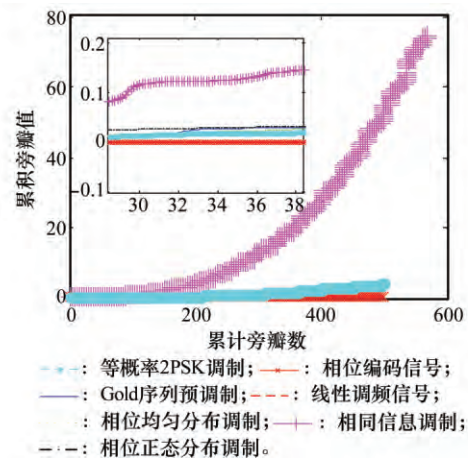


Fig. 14 Variation of accumulation sidelobe value with the number of sidelobes for velocity ambiguity

综合以上比较,可以看出,采用不同调制方式的 OFDM 信号(除相同信息调制的 OFDM 信号外)具有图钉状的模糊函数特性,且旁瓣较为平坦,PSLR、ASLR、旁瓣均值和旁瓣方差特性与同为图钉状模糊函数的 m 序列相位编码信号相比,性能接近;PAPR 和 CF 特性比线性调频信号和 m 序列相位编码信号差。采用 Gold 序列进行通信信息的预调制,在同类中具有优良的特性,而其他 3 种 OFDM 调制

方式也展现出类似的特性,这是由于它们对不同 OFDM 符号的调制满足前文中对不同 OFDM 符号调制通信信息时的要求。这从侧面也验证了前文中的相关结论。此外,也

可采用其他比 Gold 序列特性更好的序列按照本文的方式进行通信信息的预调制,可达更好的性能,这已不是本文研究的重点。

表 1 不同波形在不同参数下比较

Table 1 Comparison of different parameters among different waveforms

波形	PSLR/dB 距离/速度/模糊	ISLR/dB 距离/速度/模糊	AISLR/dB	旁瓣 均值	旁瓣 方差	PAPR/dB	CF/dB
线性调频信号	-13.334/-13.294/-0.024	-9.698/-9.697/24.733	-28.865	4.879e-4	1.619e-4	0	0
相位编码信号	-13.294/-26.934/-13.294	-4.971/-9.693/28.282	-25.317	3.950e-4	2.663e-7	0	0
GOLD 序列预调制	-11.117/-13.422/-12.959	0.368/0.798/29.895	-25.603	4.857e-4	6.613e-7	8.946	4.473
相位正态分布调制	-11.900/-13.608/-11.900	1.493/1.397/28.147	-25.451	4.837e-4	5.727e-7	9.278	4.639
相位均匀分布调制	-13.159/-13.159/-13.652	1.188/0.581/28.016	-25.582	4.852e-4	6.002e-7	8.898	4.449
等概率 2PSK 调制	-12.369/-13.651/-12.369	0.673/0.786/28.065	-25.533	4.857e-4	5.930e-7	9.797	4.899
相同信息调制	-0.696/-3.051/-0.696	8.729/13.437/28.234	-25.908	4.814e-4	1.740e-5	14.767	7.383

## 4 结 论

基于 OFDM 雷达通信一体化信号的模糊函数易受通信调制信息影响,本文针对此问题,提出对通信信息预调制的方法,使脉内不同 OFDM 符号所调制的信息具有优良的互相关和自相关特性,从而使一体化信号的模糊函数不易受所传通信信息的影响,且具有图钉状特性。此外,如果已知某些所传信息的先验知识,可以利用通信中的预编码或其他方式,使所调制的信息满足一体化信号模糊函数的要求,从而提高信息速率。

## 参考文献:

- [1] Yang X, Rong H, Wang J K. Integration of radio-electronic-warfare-communication radar reconnaissance system operational effectiveness model research[J]. *Science and Technology Information*, 2014(13): 220-221. (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.)
- [2] Tavik G, Hilterbrick C, Evins J, et al. The advanced multifunction RF concept[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2005, 53(3): 1009-1020.
- [3] Han L, Wu K. Multifunctional transceiver for future intelligent transportation systems[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2011, 59(7): 1879-1892.
- [4] Han L, Wu K. 24-GHz integrated radio and radar system capable of time-agile wireless communication and sensing[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2012, 60(3): 619-631.
- [5] Takase H, Shinriki M. A dual-use radar and communication system with complete complementary codes[C]// *Proc. of the 15th International Radar Symposium*, 2014: 16-18.
- [6] Mishra A K, Inggs M. FOPEN capabilities of commensal radars based on whitespace communication systems[C]// *Proc. of the Electronics, Computing and Communication Technologies*, 2014: 1-5.
- [7] Takahara H, Ohno K, Itami M. A study on UWB radar assisted by inter-vehicle communication for safety applications [C] //

*Proc. of the IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety*, 2012: 99-104.

- [8] Mealey R M. A method for calculating error probabilities in a radar communication system [J]. *IEEE Trans. on Space Electronics and Telemetry*, 1963, 9(2): 37-42.
- [9] Sit Y L, Zwick T. MIMO OFDM radar with communication and interference cancellation features[C]// *Proc. of the IEEE Radar Conference*, 2014: 19-23.
- [10] Sit Y L, Reichardt L, Sturm C, et al. Extension of the ofdm joint radar-communication system for a multipath, multiuser scenario[C]// *Proc. of the IEEE Radar Conference*, 2011: 718-723.
- [11] Zhao X Y, Zhang Q, Lou H, 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. (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.)
- [12] Li Z Q, Mei J J, Hu D P, et al. Peak-to-average power ratio reduction for integration of radar and communication systems based on OFDM signals with block golay coding[J]. *Journal of Radars*, 2014, 3(5): 548-555. (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.)
- [13] Zhao J J, Huo K, Li X. A chaos-based phase-coded OFDM signal for joint radar-communication systems[C]// *Proc. of the IEEE International Conference on Signal Processing*, 2014: 1997-2002.
- [14] Hu L, Du Z C, Xue G G. Radar-communication integration based on OFDM signal[C]// *Proc. of the IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing*, 2014: 442-445.
- [15] Liu Y J, Liao G S, Yang Z W, et al. A super-resolution design method for integration of OFDM radar and communication [J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2016, 38(2): 425-433. (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.)

- [16] Shi X T, Wang H, Chen J J, et al. Wideband ambiguity function of OFDM radar signal[J]. *Radar Science and Technology*, 2010, 8(6): 554-558. (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.)
- [17] Zhang W, Tang X Y, Gu H, et al. Ambiguity function analysis of OFDM radar signals[J]. *Journal of Nanjing University of Science and Technology*, 2011, 35(4): 513-518. (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.)
- [18] Hu Y L, Xue G R, Tang Y Y, et al. Research on integrated radar and communication based on multi-carrier phase modulation signal[J]. *Telecommunication Engineering*, 2014, 54(10): 1391-1395. (胡摇朗, 薛广然, 唐摇尧, 等. 多载频相位编码雷达通信一体化研究[J]. 电讯技术, 2014, 54(10): 1391-1395.)
- [19] Han X H Y, Bao L L, Yang R J, et al. Performance analysis of radar and communication signals sharing based on OFDM[J]. *Journal of Airforce Early Warning Academy*, 2013, 27(4): 270-274. (韩潇弘毅, 鲍蕾蕾, 杨瑞娟, 等. 基于 OFDM 雷达通信共享信号性能分析[J]. 空军预警学院学报, 2013, 27(4): 270-274.)
- [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]. LAN/MAN Standards Committee, 1999.
- [21] Sen S, Nehorai A. Adaptive design of OFDM radar signal with improved wideband ambiguity function[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2010, 58(2): 928-933.
- [22] Chen B X. *Modern radar system analysis and design*[M]. Xi'an: Xidian University Publishing House, 2012: 130-131. (陈伯孝. 现代雷达系统分析与设计[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2012: 130-131.)

## 作者简介:

刘永军(1990-),男,博士研究生,主要研究方向为阵列信号处理、多维度一体化波形设计。

E-mail: yjliuinsist@163.com

廖桂生(1963-),男,教授,博士,主要研究方向为空时自适应处理、天基预警、多维度一体化波形设计、阵列信号处理。

E-mail: liaogs@xidian.edu.cn

杨志伟(1980-),男,副教授,博士,主要研究方向为阵列信号处理、空时极化自适应处理、地面运动目标检测、天基预警、多维度一体化波形设计。

E-mail: yangzw@xidian.edu.cn