

DOI: 10.7652/xjtuxb201906011

恒包络 OFDM 雷达通信一体化信号设计

张秋月, 张林让, 谷亚彬, 周宇

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 710071, 西安)

摘要: 为利用同一信号同时实现雷达探测与通信传输,设计了一种恒包络 OFDM 雷达通信一体化信号。首先,对信号相位进行调制,将其分为通信调制项与雷达调制项;其次,设计通信调制项为 OFDM 相位乘以加权系数,并利用矢量合成的方法定量分析了其对雷达的影响,确定了通信加权系数的取值标准;然后,设计雷达调制项为一组余弦函数的和,并通过设置各余弦函数的调制系数,改变信号的模糊函数使雷达适用于不同场景;最后,利用三角函数的正交性及雷达波形确定性确立了解调步骤。仿真结果表明,当调制系数为随机序列时,能够得到图钉状模糊函数;在相同参数设置下,相比于传统恒包络 OFDM 信号,脉压后设计信号的第一旁瓣降低了 25 dB,主瓣宽度降低了 7 倍,利于实现雷达高分辨率、高检测概率探测,且随着序列长度增加,距离分辨率提高;通过控制通信加权系数的大小,可在雷达和通信性能之间取得最佳折中。

关键词: 雷达通信一体化;OFDM 信号;模糊函数;误码率

中图分类号: TN957 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2019)06-0077-08

Signal Design of Communication Integration for Radars with Constant Envelope OFDM

ZHANG Qiuyue, ZHANG Linrang, GU Yabin, ZHOU Yu

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

Abstract: An extended constant envelope OFDM signal for an integrated radar and communication system is proposed to perform radar detection and communication simultaneously. Phase modulations are performed to divide a phase into two parts, i. e., communication modulation and radar modulation. Communication modulation function is the real part of OFDM with a weighted coefficient. A vertical resultant theorem is introduced to quantitatively analyze the effect of embedded communication symbols on radar waveform performance and to ascertain the weighted coefficient of the communication modulation function. Radar modulation term is designed to be a sum of a series of cosine functions, and the modulation coefficient of each cosine function is set to change the ambiguity function shape of the signal and to make the radar suitable for different scenes. Orthogonality of trigonometric functions and certainty of radar waveforms are employed to establish the demodulation procedure. Simulation results show that a thumbtack-like ambiguity function is obtained by setting the modulation coefficient as a random sequence. The first side lobe of the designed signal is 25 dB lower than that of the original constant envelope OFDM signal, and the main lobe width is reduced by a factor of seven under the same setting parameters of a given context. Thus, high range resolution and Doppler resolution are achieved.

收稿日期: 2018-10-23。 作者简介: 张秋月(1995—),女,博士生;张林让(通信作者),男,教授,博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61671361,61601343,61731023)。

网络出版时间: 2019-03-26 网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20190323.2251.004.html>

The range resolution improves when the length of the random sequence increases. The best balance between radar performance and the communication bit error rate can be achieved through controlling the size of weighted coefficient of communication.

Keywords: integration of radar and communication; OFDM signal; ambiguity function; bit error rate

随着信息化科技的飞速发展,作战平台需要装备越来越多的雷达、通信等设备。过多的电子设备会占用大量空间、产生电磁干扰,影响平台的综合性能^[1-2],因此将雷达与通信相结合,设计雷达通信一体化系统具有重要意义^[3-6]。

现阶段,实现雷达通信一体化的一个重要方向是设计雷达通信一体化信号。目前设计信号的方法主要有两种:一种是从通信波形出发,利用通信波形实现雷达探测;另一种是从雷达波形出发,在脉间对雷达波形引入差异性,利用差异性调制通信信息。第一种设计方法,OFDM 信号由于其频带利用率高、子载波设计灵活等特点被广泛应用。文献[7-11]研究了基于 OFDM 的雷达通信一体化信号设计方法,但 OFDM 的多载波体制,使其存在峰均比(PAPR)高的问题。高峰均比会降低雷达末端 C 类放大器的功率效率,难以应用于雷达远距离探测。文献[12]提出了一种基于相位调制的恒包络 OFDM 信号,解决了峰均比问题,但为了保证通信解调性能,须添加调制系数使调制相位位于相位解调器的工作范围内,该调制系数的加入会使得脉压旁瓣急剧上升,分辨率下降。因此,在利用 OFDM 设计雷达通信一体化信号时,应尽可能降低峰均比。

在第 2 种设计方法中,文献[13-15]以线性调频(LFM)信号为载波调制最小频移键控(MSK)符号相位,但随着码元数增多,频谱泄露严重。文献[16-17]利用 LFM 与分数阶傅里叶变换(FRFT)的对应关系,通过调制初始频率与调频率实现通信调制,但随着码元数增多,参数设计复杂度增加,且该种方式通信速率有限。该方法下,由于调制的通信信息随机,不同脉冲间会产生差异。当进行匹配滤波时,在一个相参处理间隔(CPI)内,各脉冲脉压结果的旁瓣结构各不相同,产生距离旁瓣调制(RSM),导致相参积累增益降低,影响目标检测性能。文献[18]利用矩阵点除的方式消除 RSM,但该方法需要准确的目标时延信息。文献[19]通过设计主副载波功率比,在一定程度上抑制了 RSM,但是该方法无法实现雷达通信能量共享。文献[20-21]通过设计滤波器消除 RSM,但随着调制码元数增加,滤波器

性能急剧下降。因此,在设计一体化信号时,需要兼顾通信信息调制和 RSM 抑制。

基于以上分析,本文设计了一种基于恒包络 OFDM 的雷达通信一体化信号。为了避免多载波带来的信号峰均比高的问题,对信号相位进行设计,其相位由雷达调制项和通信调制项组成,通过控制雷达调制项的自由度及调制系数可以得到满足特定场景的模糊函数,得到峰均比为 0 dB 的恒包络信号,保证了雷达的远距离探测;在通信调制项前添加加权系数控制 RSM,通过改变加权系数的大小在雷达与通信性能之间进行平衡。理论分析和仿真实验表明,所设计信号具有距离和速度二维高分辨,并能在有效抑制通信调制对雷达性能影响的情况下获得良好的误码率性能。

1 一体化信号设计

恒包络 OFDM 相位调制信号^[12]的表达式如下

$$s(t) = \exp\{j(2\pi f_c t + \varphi(t))\} \quad (1)$$

式中: f_c 是信号载频; $\varphi(t)$ 是相位调制项,其表达式如下

$$\varphi(t) = 2\pi h \sum_{m=1}^M a_m \cos\left(2\pi m \frac{t}{T}\right) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2)$$

其中, h 是调制系数,用来控制调制相位的大小, M 是副载波个数, a_m 是第 m 个副载波携带的调制信号, T 是脉冲宽度。由于调制的所有码元在一个脉冲宽度内叠加,每个码元所占的时间宽度均为脉冲宽度 T ,因此此处省略脉冲成型函数 $g(t)$ 。

为了满足恒包络需求,本文所设计波形在信号相位上进行调制,调制相位分为通信调制相位和雷达调制相位。设计通信调制部分为 m 个 $\cos$ 函数的加权和,加权系数为通信传输的码元信息;设计雷达调制相位为 n 个余弦函数的加权和,因此所设计波形的相位调制项的形式如下

$$\varphi(t) = \sum_{m=1}^M a(m) \cos\left(2\pi m \frac{t}{T}\right) + \sum_{n=1}^N b(n) \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) \quad (3)$$

式中: $a(m)$ 是调制的码元信息, $a(m) = \pm 1$; $b(n)$ 是一组固定的序列, 可根据不同的场景进行设计实现不同的雷达模糊函数, 本文中 $b(n)$ 设置为一组随机序列; M 、 N 分别为通信调制系统和雷达调制系统的自由度, 无必然联系。

由于调制的码元信息 $a(m)$ 在一个 CPI 内的脉冲间是不同的, 因此会出现 RSM, 进而影响相参积累的增益。为了抑制 RSM, 引入加权系数 p 减小通信调制项的大小, 设计信号的相位项变为以下形式

$$\varphi(t) = p \sum_{m=1}^M a(m) \cos\left(2\pi m \frac{t}{T}\right) + \sum_{n=1}^N b(n) \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) \quad (4)$$

因此, 所设计一体化信号的形式如下

$$s(t) = \exp\left[jp \sum_{m=1}^M a(m) \cos\left(2\pi m \frac{t}{T}\right) + j \sum_{n=1}^N b(n) \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right)\right] \quad (5)$$

可以看出, 加权系数 p 直接影响相位调制项的大小。当 p 过大, 利用一体化信号进行雷达探测时, RSM 较大, 脉压增益小; 随着 p 减小, RSM 减小, 但由于用于通信的能量降低, 因而导致通信误码率上升。当 $p=0$ 时, 通信调制项为 0, 共享波形即为雷达波形, 此时雷达性能最优, 但无法实现通信功能。因此, 选取合适的 p 值, 能使信号兼顾雷达及通信性能。

2 性能分析

2.1 通信相位调制项上限分析

为了分析通信相位调制项对雷达相参处理带来的影响, 图 1 给出了不同相移信号的矢量合成过程。图 1 中, 设原始信号的模值为单位能量, 信号 1 与信号 2 分别为原始信号经过相移 φ_1 和 φ_2 后的信号, 模值均与原始信号相同, φ_1 与 φ_2 分别为正相移和负相移的绝对值大小, 对信号 1 与信号 2 进行矢量合成, 利用余弦定理计算得合成信号的模值为

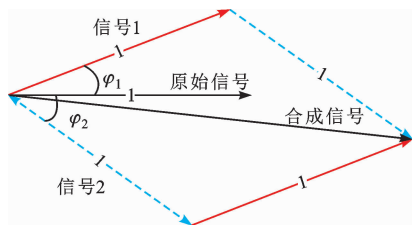


图1 相移为正及相移为负的信号合成

$\sqrt{2-2\cos[\pi-(\varphi_1+\varphi_2)]}$, 即 $\sqrt{2+2\cos(\varphi_1+\varphi_2)}$ 。为了将 RSM 控制在可接受范围内, 取合成信号的最小模值为 $\sqrt{2}$, 得到 $0 \leq \varphi_1 + \varphi_2 \leq \frac{\pi}{2}$; 取 $0 \leq \varphi_1 \leq \frac{\pi}{4}$, $0 \leq \varphi_2 \leq \frac{\pi}{4}$, 则 $0 \leq \varphi_1 + \varphi_2 \leq \frac{\pi}{2}$ 必满足。

因此, 在选取 p 时, 需保证通信相位调制项的绝对值大小在 $[0, \pi/4]$ 内。

2.2 模糊函数分析

模糊函数能够定量描述当系统工作于多目标环境下, 发射一种波形并采用相应的滤波器时, 系统对不同距离、不同速度目标的分辨能力^[22], 可以通过模糊函数定量得到系统的分辨率。

经上述分析可知, 当选取了加权系数 p 使得通信相位调制项的绝对值大小在 $[0, \pi/4]$ 内时, 通信调制部分引起的总的相位变化相比于雷达调制部分可以忽略, 因此可以忽略通信调制项对模糊函数的影响。将所设计的一体化信号的模糊函数简化为

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t+\tau) \exp(j2\pi f_d t) dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[j \sum_{n=1}^N b(n) \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) - \right. \\ &\quad \left. j \sum_{m=1}^M b(m) \cos\left(2\pi m \frac{t+\tau}{T}\right)\right] \exp(j2\pi f_d t) dt \end{aligned} \quad (6)$$

式中: τ 为时延; f_d 为多普勒频移; $b(n)$ 为一组特定的序列, 可根据不同场景进行设计。由 $m=n$ 的项组成主瓣模糊函数 χ_M , 由 $m \neq n$ 的项组成副瓣模糊函数, 即邻近干扰项 χ_i 。本文仅分析主瓣区域的模糊函数。

为了分析多普勒分辨率, 取 $\tau=0$, 则主瓣模糊函数的形式变为

$$|\chi_M(0, f_d)| = \left| \frac{\sin \pi f_d T}{\pi f_d T} T \right| \quad (7)$$

可以看出, 零时延多普勒切片表现为 sinc 函数的形式, 该一体化信号能够得到高多普勒分辨率, 且多普勒分辨率取决于脉冲宽度 T , 与 T 成正比, 即 T 越大, 多普勒分辨率越高。

为了分析距离分辨率, 取 $f_d=0$, 则主瓣模糊函数的形式变为

$$\chi_M(\tau, 0) = \int_0^T \exp\left[j \sum_{n=1}^N b'(n) \sin\left(2\pi n \frac{t}{T} + \Psi\right)\right] dt \quad (8)$$

式中: $b'(n)$ 为雷达调制系数, 是 $b(n)$ 乘以一个常数得到, 本文选取 $b(n)$ 为一组固定的随机序列以实现

图钉状模糊函数,因此 $b'(n)$ 依旧为一组固定的随机序列; Ψ 为由 n 与 τ 确定的一个角度常量,对分析无影响,因此将其简化为 Ψ 。由于 $b'(n)$ 是随机序列,所以其模糊函数和伪随机序列所确定的模糊函数具有相同的形式,均为图钉状,因此,该一体化信号能够得到高距离分辨率;又由于 $b'(n)$ 固定,所设计一体化信号的模糊函数在满足通信相位调制项的绝对值大小在 $[0, \pi/4]$ 内时基本保持不变。

2.3 解调方案设计

对于 $\cos$ 函数,有以下关系存在

$$\int_0^T \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt = \begin{cases} \frac{T}{2}, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases} \quad (9)$$

已知发射信号的相位如式(4)所示,结合式(9)所示的三角函数的正交性,给接收信号的相位乘以一个 $\cos$ 函数并积分,得到以下关系

$$\int_0^T \psi(t) \cos\left(2\pi l \frac{t}{T}\right) dt = \frac{(pa(l) + b(l))T}{2} \quad (10)$$

因此,得到调制的码元信息为

$$a(l) = \frac{2 \int_0^T \psi(t) \cos(2\pi lt/T) dt - Tb(l)}{Tp} \quad (11)$$

式中: $a(l)$ 为第 l 个码元。由于式(10)所示关系存在,且 $b(l)$ 与脉冲宽度 T 均已知,因此可以根据式(11)解调得到原始调制的码元信息。用框图描述的解调流程如图2所示。



图2 解调流程

3 仿真分析

3.1 通信调制相位上限分析

设置仿真参数 $T=10 \mu s$, $f_s=400 \text{ MHz}$, $M=100$, $N=100$, $a(m)=\pm 1$, 仿真所设计信号的相位调制项大小与 $\pi/4$ 的关系如图3所示。

由图3可知,在所设计的参数下, $p=0.02$ 能够保证通信调制项的值小于 $\pi/4$ 。由2.1节分析可知:此时能够将通信调制项对雷达的影响控制在可接受范围内,由于 N 为雷达调制项的自由度,因此其取值对通信调制项无影响; M 为通信调制项的自由度,当 M 改变时,只需改变 p 的取值,依旧能控制通信调制项的值小于 $\pi/4$ 。

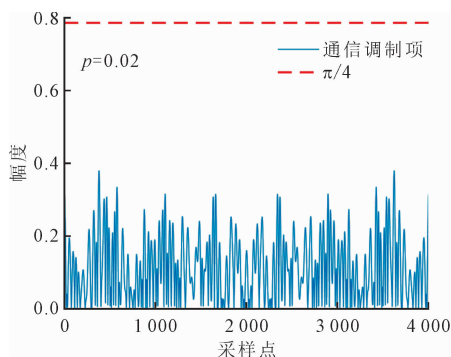


图3 通信调制项的相位大小与 $\pi/4$ 的关系

3.2 模糊函数及分辨率分析

根据图3的仿真结果,当 $M=100$ 、 $p=0.02$ 时,设计信号的通信调制项大小能满足其上限需求,通信调制项对模糊函数的影响可以忽略。因此,设置仿真参数为 $p=0.02$, $T=10 \mu s$, $f_s=400 \text{ MHz}$, $N=100$, $M=100$, $a(m)=\pm 1$, 仿真所设计一体化信号的模糊函数如图4所示。

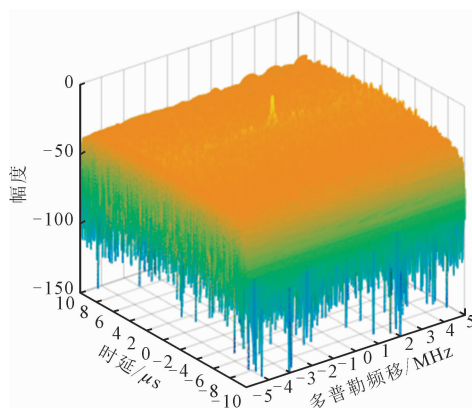
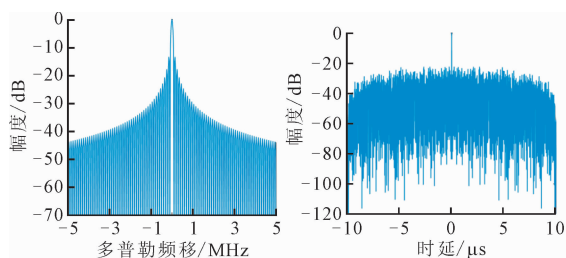


图4 设计信号的模糊函数

由图4可以看出,设计信号的模糊函数为图钉型,与理论分析相符,表明所设计的一体化信号可以获得良好的距离及多普勒分辨率。

取该模糊函数的零时延多普勒切片及零多普勒时延切片分别如图5a和图5b所示。



(a) 零时延多普勒切片 (b) 零多普勒时延切片

图5 模糊函数切片图

由图5可以看出:信号的零时延多普勒切片为

sinc 函数,其第一旁瓣的高度为 -13.4 dB,与理论推导得到的式(7)一致;信号的零多普勒时延切片的最大旁瓣为 -25 dB,且只在时延为 0 处出现尖峰,与理论推导得到的式(8)一致,利于雷达检测。

由于雷达调制系统的自由度 N 直接影响雷达调制序列,为了判断 N 对信号分辨率的影响,保持其余参数不变,分别仿真 $N=100$ 、 $N=200$ 和 $N=500$ 时同一通信调制序列对应的一体化信号的零多普勒时延切片,结果如图 6 所示。

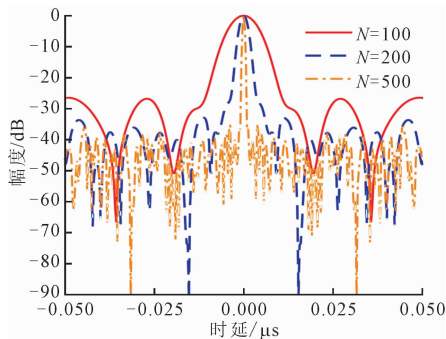


图 6 不同自由度 N 对应的一体化信号的零多普勒时延切片

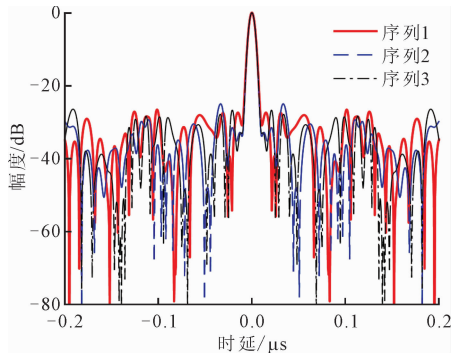
由图 6 可以看出,随着 N 增大,信号零多普勒时延切片的旁瓣降低,这是由于随着 N 增大,信号的随机性增强。另一方面,随着 N 增大,信号时延切片的主瓣宽度减小,距离分辨率性能提升。因此,可以通过增大 N 以获得更高的检测概率及距离分辨率。

3.3 RSM 分析

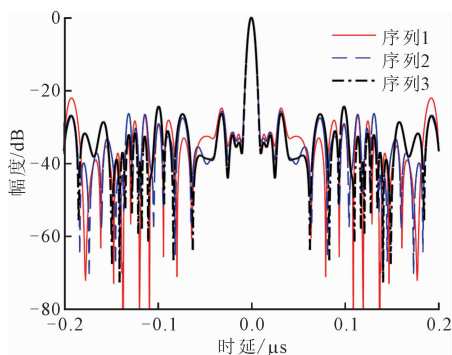
为验证本文设计的信号能有效抑制 RSM,设置仿真参数为 $T=10\ \mu\text{s}$, $f_s=400\ \text{MHz}$, $N=100$, $M=100$, $a(m)=\pm 1$,雷达调制序列保持不变,分别取 $p=0.1$ 、 $p=0.05$ 、 $p=0.02$,仿真所设计信号及恒包络 OFDM 信号在不同 p 下所对应的模糊函数的零多普勒时延切片如图 7 所示。

由图 7a~7c 可以看出,不同通信序列 $a(m)$ 在同一雷达调制序列 $b(n)$ 下,会产生不同的脉压结果,出现 RSM,且随着 p 增大,RSM 增。当 $p=0.1$ 时,信号经过脉压之后的旁瓣结构差异较大,即 RSM 较大;当 $p=0.05$ 时,RSM 相较于 $p=0.1$ 明显减小;当 $p=0.02$ 时,RSM 基本被抑制,雷达能够实现相参处理。由图 3 仿真结果可知,在 $M=100$ 时, $p=0.02$ 能够保证通信相位调制项绝对值在 $[0, \pi/4]$ 以内。由图 7c 可以看出,在该条件下,随机调制的通信相位相较于雷达调制相位可以忽略,几乎不影响雷达信号之间的相参性,这也论证了 2.2 节

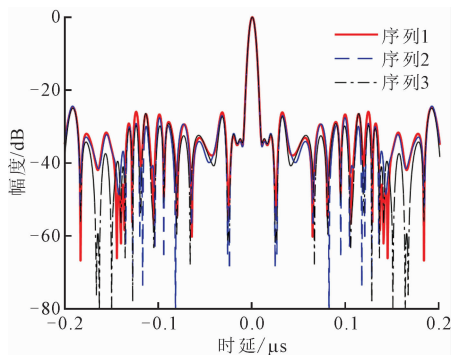
分析得到的结论:当确定了雷达调制序列,通信调制部分引起的总的相位变化相比于雷达调制部分可以忽略时,雷达模糊函数几乎不改变。由图 7a~7c 仿真结果可知,随着 p 减小,通信序列对雷达的影响



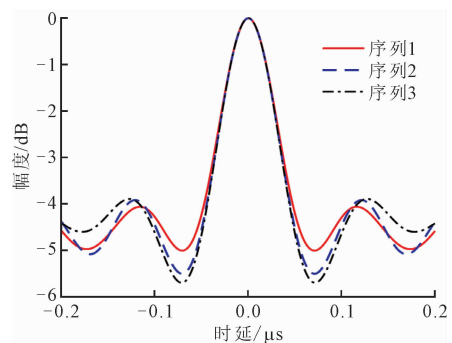
(a) 设计信号, $p=0.1$



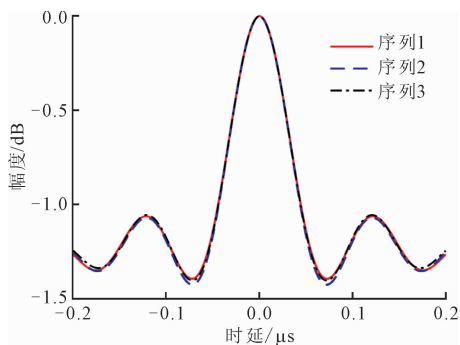
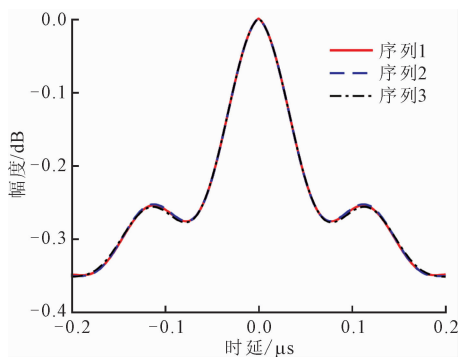
(b) 设计信号, $p=0.05$



(c) 设计信号, $p=0.02$



(d) 恒包络 OFDM 信号, $p=0.1$

(e) 恒包络 OFDM 信号, $p=0.05$ (f) 恒包络 OFDM 信号, $p=0.02$ 图7 设计信号及恒包络 OFDM 信号
在不同 p 下的时延切片

减小,脉压后脉间差异减小,当 p 的取值使得通信相位调制项的绝对值的大小在 $[0, \pi/4]$ 内时,通信对雷达的影响可以忽略,满足雷达信号处理时的相参需求,仿真结果与理论分析相一致。

另一方面,随着 p 减小,脉压后信号的主副瓣比几乎无变化,主瓣与旁瓣的差值保持在大约 25 dB,保证了雷达的检测性能;主瓣展宽不明显,维持了雷达的距离分辨率性能。

由图 7d~7f 可以看出:在抑制 RSM 方面,恒包络 OFDM 信号与设计信号具有相似的结论,随着 p 减小,通信序列对雷达的影响减小,RSM 减小;另一方面,随着 p 减小,恒包络 OFDM 信号经脉压后的旁瓣急剧上升,主副瓣比急剧增大,当 $p=0.02$ 时,主瓣仅比旁瓣高大约 0.25 dB,导致雷达无法检测目标;此外,随着 p 减小,恒包络 OFDM 信号经脉压后的主瓣严重展宽,雷达分辨率降低。图 7d~7f 的仿真结果也表明,恒包络 OFDM 信号难以应用于雷达探测。

通过图 7 可以看出:所设计信号与恒包络 OFDM 信号均能够通过改变 p 控制通信相位的大小,进而实现抑制 RSM 的功能;但是,相比于同系数下的恒

包络 OFDM 信号,设计信号能够保持雷达的高检测概率及高距离分辨率性能。

3.4 误码率分析

为了验证 p 的大小对误码率的影响,设置仿真参数为 $T=10 \mu\text{s}$, $f_s=400 \text{ MHz}$, $M=100$, $N=100$, 分别仿真 $p=0.1$ 、 $p=0.05$ 和 $p=0.02$ 时设计信号及恒包络 OFDM 信号通过加性高斯白噪声(AWGN)信道的误码率,其误码率随着信噪比增加的变化情况如图 8a 所示;为了验证雷达调制系统的自由度 N 对误码率的影响,保持 T 、 f_s 、 M 不变,设置 $p=0.1$,分别仿真 $N=50$ 、 $N=80$ 和 $N=100$ 时设计信号通过 AWGN 信道的误码率,其误码率随着信噪比增加的变化情况如图 8b 所示;为了验证通信调制系统的自由度 M 对误码率的影响,保持 T 、 f_s 、 N 不变,设置 $p=0.1$,分别仿真 $M=100$ 、 $M=150$ 和 $M=200$ 时设计信号通过 AWGN 信道的误码率,其误码率随着信噪比增加的变化情况如图 8c 所示。

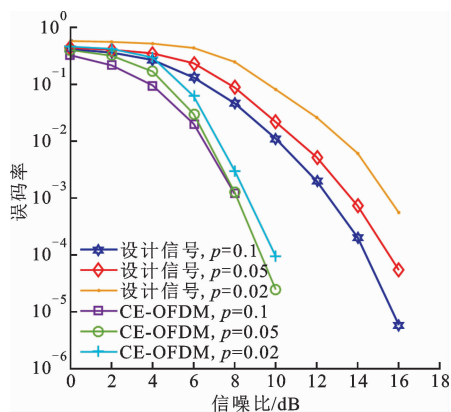
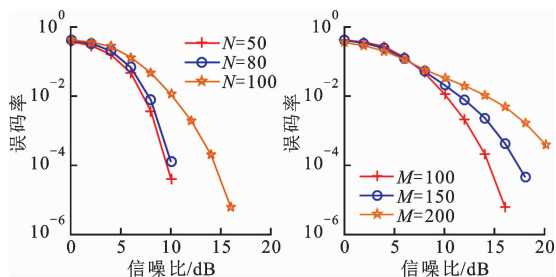
(a) 不同 p 下设计信号和恒包络 OFDM 信号的误码率(b) 不同 N 设计信号
的误码率(c) 不同 M 设计信号
的误码率

图8 本文设计的一体化信号的误码率性能

由图 8a 可以看出:随着信噪比增加,所设计信号和恒包络 OFDM 信号的 BER 性能均变好,与实际情况相符;在同一信号对应的同等参数下,随着 p 增大,误码率性能会改善,但改善幅度小于一个数量

级;相比于恒包络 OFDM 信号,在同等条件下,设计信号的误码率性能会下降,为了使误码率小于 1×10^{-5} ,设计信号所需信噪比高于恒包络 OFDM 信号所需信噪比约 5 dB。由图 8b 可以看出,随着 N 减小,设计信号的误码率性能提升。这是由于随着 N 减小,雷达调制序列对信号的影响减小,因此通信调制序列对信号的影响增大,进而导致误码率性能提升。由 $N=50$ 和 $N=80$ 对应的误码率曲线可以看出,当 N 减小到一定程度时,通信调制对信号的影响相较于雷达调制序列更大,因此误码率性能趋于稳定,随着 N 减小,误码率性能依旧会改善,但是其改善非常微小,为了达到同样的误码率,二者对信噪比的需求相差小于 1 dB。由图 8c 可以看出,当信噪比小于 8 dB 时, M 的大小对误码率几乎无影响,当信噪比大于 8 dB 时,随着 M 增大,误码率性能变差。

由图 7、图 8 对设计信号的 RSM 以及 BER 的仿真结果及其分析可知,设计信号能够通过控制 p 的大小使信号在雷达远距离探测与通信低误码率传输性能之间进行平衡。

4 结 论

(1)本文在 OFDM 信号的基础上,设计了一种新的将相位分为雷达调制相位与通信调制相位的恒包络雷达通信一体化信号,避免了信号峰均比高的问题;

(2)将雷达相位项的调制系数设计为一组随机序列,得到图钉状模糊函数,通过对不同序列长度下信号模糊函数的时延切片进行仿真,发现随着序列长度增加,雷达距离分辨率及检测性能提升;

(3)通过对比在固定其余参数、不同 p 下的 RSM 及 BER,验证了所设计信号能够通过控制 p 来平衡雷达远距离探测与通信低误码率传输性能。

参考文献:

- [1] 刘志鹏. 雷达通信一体化波形研究 [D]. 北京: 北京理工大学, 2015: 3-4.
- [2] 陈兴波, 王小谟, 曹晨, 等. 雷达通信综合化波形设计技术分析 [J]. 现代雷达, 2013, 35(12): 56-63.
CHEN Xingbo, WANG Xiaomo, CAO Chen, et al. Techniques analysis of radar-communication integration waveform [J]. Modern Radar, 2013, 35(12): 56-63.
- [3] 李明兵, 谷亚彬, 张林让, 等. 一种 OFDM 雷达通信一体化的距离超分辨方法 [J]. 电讯技术, 2017, 57(6): 622-628.

- LI Mingbing, GU Yabin, ZHANG Linrang, et al. A range super-resolution method for integration of OFDM radar and communication [J]. Telecommunication Engineering, 2017, 57(6): 622-628.
- [4] HUGH G, LAWRENCE C, SIMON W, et al. Radar spectrum engineering and management: technique and regulatory issues [J]. Proceedings of the IEEE, 2015, 103(1): 85-102.
- [5] 霍凯, 赵晶晶. OFDM 新体制雷达研究现状与发展趋势 [J]. 电子与信息学报, 2015, 37(11): 2776-2789.
HUO Kai, ZHAO Jingjing. The development and prospect of the new OFDM radar [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(11): 2776-2789.
- [6] 杨慧婷. 基于线性调频信号的雷达通信一体化信号研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2018: 1-2.
- [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.
LIU Yongjun, LIAO Guisheng, YANG Zhiwei, et al. A super-resolution design method for integrated of OFDM radar and communication [J]. Journal of Electronic & Information Technology, 2016, 38(2): 425-433.
- [8] 谷亚彬, 张林让, 周宇, 等. 采用相关函数的 OFDM 雷达通信一体化设计方法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2018, 45(4): 1-7.
GU Yabin, ZHANG Linrang, ZHOU Yu, et al. OFDM radar and communication sharing signal processing using the correlation function [J]. Journal of Xidian University, 2018, 45(4): 1-7.
- [9] TIAN Xuanxuan, SONG Zhaohui. On radar and communication integrated system using OFDM signals [C] // 2017 IEEE Radar Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 0318-0323.
- [10] STURM C, WIESBECK W. Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing [J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99(7): 1236-1259.
- [11] 肖涛, 任光亮. 恒包络 OFDM 雷达通信一体化研究 [J]. 雷达科学与技术, 2018, 16(5): 491-495.
XIAO Tao, REN Guangliang. Research on integrated radar and communication system based on constant envelope OFDM [J]. Radar Science and Technology, 2018, 16(5): 491-495.
- [12] TSAI Y M, ZHANG G D, PAN J L. Orthogonal frequency division multiplexing with phase modulation and constant envelope design [C] // Proceedings of

- IEEE Military Communications Conference MILCOM. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2005: 2658-2664.
- [13] SAHIN C, JAKABOSKY J, MCCORMICK P M, et al. A novel approach for embedding communication symbols into physical radar waveforms [C] // 2017 Radar Conference. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2017: 1498-1503.
- [14] ZHANG Yu, LI Qingyu, HUANG Ling, et al. A modified waveform design for radar-communication integration based on LFM-CPM [C] // 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2017: 1-5.
- [15] CHEN Xingbo, WANG Xiaomo, XU Shanfeng, et al. A novel radar waveform compatible with communication [C] // 2011 International Conference on Computational Problem-Solving. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2011: 177-181.
- [16] 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.
- LI Xiaobo, 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.
- [17] 周宇, 杨慧婷, 谷亚彬, 等. 基于调频率调制的雷达通信一体化信号研究 [J]. 电子科技大学学报, 2017, 46(6): 830-835.
- ZHOU Yu, YANG Huiting, GU Yabin, et al. Study on integrated radar and communication signal based on chirp-rate modulation [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2017, 46(6): 830-835.
- [18] 谷亚彬, 张林让, 周宇. 采用 FRFT-OFDM 的雷达通信功能共享方法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2017, 44(6): 48-52.
- GU Yabin, ZHANG Linrang, ZHOU Yu. Integration of the radar and communication method with FRFT-OFDM signals [J]. Journal of Xidian University, 2017, 44(6): 48-52.
- [19] 杨慧婷, 周宇, 谷亚彬, 等. 参数调制多载波雷达通信共享信号设计 [EB/OL]. (2018-07-13) [2018-09-30]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/10.1030.TN.20180713.1852.002.html>.
- [20] BLUNT S D, COOK M R, STILES J. Embedding information into radar emissions via waveform implementation [C] // 2010 International Waveform Diversity and Design Conference. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2010: 195-199.
- [21] O'CONNOR A C, KANTOR J M, JAKABOSKY J. Joint equalization filters that mitigate waveform-diversity modulation of clutter [C] // 2016 IEEE Radar Conference. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2016: 7485173.
- [22] 陈伯孝, 杨林, 朱伟, 等. 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: 121-122.
- (编辑 刘杨)