

TDS-OFDM 雷达通信共享信号波形设计*

左家骏, 杨瑞娟, 罗少华, 李晓柏

(空军预警学院 预警情报系, 湖北 武汉 430019)

摘要:在使用正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)信号的雷达通信一体化系统中,循环前缀(Cyclic Prefix, CP)和导频的存在,使得共享信号在自相关运算中出现较高的副瓣电平,严重影响雷达检测性能。针对这个问题,提出一种新的基于时域同步 OFDM(Time Domain Synchronization OFDM, TDS-OFDM)的共享信号形式,该信号利用训练序列填充保护间隔,同时完成同步与信道估计,从而避免了 CP 副瓣和导频副瓣的出现。首先分析 TDS-OFDM 共享信号的模糊函数,然后通过训练序列的优化设计,有效降低 TDS-OFDM 信号的距离峰值副瓣,同时保持训练序列自身良好的自相关性能。理论分析与仿真表明,相对于 CP-OFDM, TDS-OFDM 共享信号更加适用于雷达通信一体化系统。

关键词:雷达通信一体化;正交频分复用;时域同步;峰值副瓣电平

中图分类号:TN95 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2020)05-009-07

Waveform design of integrated radar and communication signals based on TDS-OFDM

ZUO Jiajun, YANG Ruijuan, LUO Shaohua, LI Xiaobai

(Early Warning Intelligence Department, Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430019, China)

Abstract: In the IRCS(integrated radar and communication system), which uses OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) signals, the CP(cyclic prefix) and pilots can cause the problem of high peak to side lobe level in autocorrelation operation, which deteriorates the radar detection performance seriously. To solve this problem, a new RadCom signal based on TDS-OFDM(time domain synchronization OFDM) was proposed. The TDS-OFDM adopts TS(training sequence) for guard interval, as well as synchronization and channel estimation, so that the CP and pilots can be avoided. First, the ambiguity function of TDS-OFDM RadCom signal was analyzed. And then, TS was optimized to suppress the range side lobe of TDS-OFDM signal and maintain the autocorrelation properties of TS simultaneously. Theoretical derivation and simulation results show that TDS-OFDM signals are more suitable than CP-OFDM signals for IRCS.

Keywords: integrated radar and communication; orthogonal frequency division multiplexing; time domain synchronization; peak side lobe level

雷达通信一体化共享信号(RadCom)技术,使用一种信号同时实现雷达与通信两种功能,不但能够有效降低平台的负重、能耗以及电磁干扰等,而且能大大提高对能量与频谱资源的利用率,近年来受到了军事与民用领域的广泛关注^[1]。

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)本身是在通信系统中广泛使用的一种多载波数据传输技术,由于其可调参数多、波形设计灵活,也逐渐应用于雷达领域,因此成为一种合适的共享信号体制。与通信系统类似,雷达一体化系统通常使用多个 OFDM 符号组成的脉冲信号实现大容量数据传输^[2-4]。为了对

抗多径引起的符号间干扰,在 OFDM 符号之间需要设置一定长度的保护间隔,一般使用循环前缀(Cyclic Prefix, CP)进行填充。

CP 的存在提高了信号的正交性,减少了载波间干扰。但是将 CP-OFDM 信号用于雷达通信一体化系统时,CP 作为 OFDM 数据块后一段的复制,在自相关运算中,不可避免地会产生较高的峰值副瓣电平(Peak Side lobe Level, PSL)^[5],并且 CP 占比越大,副瓣电平越高。另外,为了进行通信同步与信道估计,CP-OFDM 共享信号还必须使用导频,而无论是梳状、块状还是梅花状导频,都会产生一定的导频副瓣^[6]。在雷达目标检测中,

* 收稿日期:2019-03-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61271451)

作者简介:左家骏(1990—),男,湖北武汉人,博士研究生,E-mail:zuojiajun59@126.com;

杨瑞娟(通信作者),女,教授,博士,博士生导师,E-mail:ruijuan@soho.com

这些副瓣容易形成假目标,在多目标环境下还将产生严重的遮蔽问题,严重制约了 OFDM 雷达通信一体化信号在实际中的应用。

针对这一问题,文献[7-8]提出了将参考信号的 CP 与导频置零,然后再与回波信号相关的做法。该方法能够有效去除 CP 及导频副瓣,但损失了信号能量,使脉压增益下降,大大降低了雷达探测性能。针对 CP-OFDM 存在的难以解决的 CP 及导频副瓣问题,本文提出了一种新的基于时域同步 OFDM (Time Domain Synchronization, OFDM, TDS-OFDM) 的共享信号形式。TDS-OFDM 信号用训练序列取代 CP,填充到保护间隔中,该序列同时也作为通信同步与信道估计的训练序列。因此,TDS-OFDM 信号不再需要设置循环前缀与导频,从而避免了 CP 及导频副瓣的问题。

TDS-OFDM 是数字电视地面广播 (Digital Terrestrial Television Broadcasting, DTTB) 标准中的关键技术,DTTB 标准在中国、古巴、柬埔寨等国已得到成功应用,在通信方面已发展得较为成熟^[9],因此本文主要探讨 TDS-OFDM 共享信号在雷达方面的性能。首先推导 TDS-OFDM 共享信号的模糊函数,在此基础上提出兼顾雷达与通信性能的训练序列设计准则,建立优化的数学模型,然后采用序列二次优化 (Sequence Quadratic Program, SQP) 算法,求解满足条件的训练序列。

1 信号模型

设计的信号采用脉冲体制,如图 1 所示,每个 TDS-OFDM 共享信号的脉冲由 N 个 OFDM 符号组成,每个 OFDM 符号包含时长为 T_g 的保护间隔和时长为 T_b 的数据段,保护间隔则由一段训练序列替代 CP 填充。将一个 TDS-OFDM 共享信号脉冲的包络表示为两部分之和

$$s(t) = A_1 s_1(t) + A_2 s_2(t) \quad (1)$$

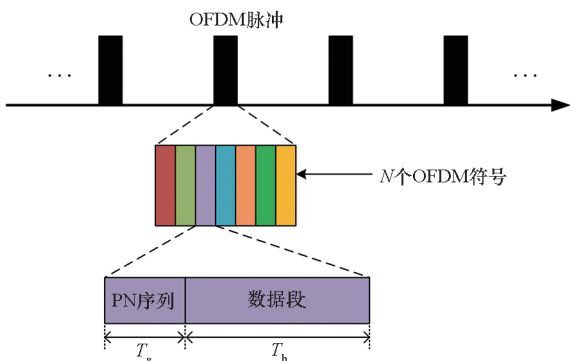


图 1 TDS-OFDM 共享信号结构示意图

Fig. 1 Structure diagram of TDS-OFDM RadCom signals

其中: $s_1(t)$ 表示 N 个训练序列组成的训练序列串; $s_2(t)$ 表示 N 个 OFDM 符号的数据段; A_1 、 A_2 分别表示二者的幅度,且有 $A_1^2 + A_2^2 = 1$ 。

$$s_1(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} c_{n,k} \text{rect}\left(\frac{t - kT_1 - nT_2}{T_1}\right) \quad (2)$$

$$s_2(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{n,m} e^{j2\pi m \Delta f (t - nT_2 - T_g)} \text{rect}\left(\frac{t - nT_2 - T_g}{T_b}\right) \quad (3)$$

式(2)中: $c_{n,k} = c_0 e^{j\varphi_{n,k}}$ 表示第 n 个训练序列中第 k 个码元,其中 c_0 为码元的幅度,其取值满足 $\int |s_1(t)|^2 dt = 1$ 的能量归一化条件; $\varphi_{n,k}$ 为码元的相位,是需要优化设计的信号参数。 K 为训练序列中码元的个数; $T_1 = T_g/K$ 为一个码元的持续时间,且满足 $T_1 = 1/B$, B 为 TDS-OFDM 信号的带宽。 $T_2 = T_g + T_b$ 为一个完整 OFDM 符号的持续时间; $\text{rect}(\cdot)$ 是矩形窗函数。

式(3)中: M 表示子载波的个数; Δf 为子载波频率间隔,为保持子载波正交有 $\Delta f = 1/T_b$ 。 $d_{n,m}$ 表示第 n 个 OFDM 符号中第 m 个子载波上传输的通信数据,调制方式可以是相移键控调制,也可以是正交振幅调制,在不同位置上的调制数据相互独立,且满足期望 $\varepsilon[d_{n,m}] = 0$ 以及 $\varepsilon\left[\int |s_2(t)|^2 dt\right] = 1$ 的能量归一化条件。

2 模糊函数推导

当雷达采用匹配滤波接收时,模糊函数反映了信号经过匹配滤波器后的时延-多普勒特征,是研究雷达信号以及波形设计的重要工具,本节详细推导了 TDS-OFDM 雷达通信共享信号的模糊函数。

2.1 TDS-OFDM 共享信号的模糊函数

对于一般的点目标,可用如下的窄带模糊函数进行分析。

$$\chi(\tau, \xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) s^*(t - \tau) e^{j2\pi \xi t} dt \quad (4)$$

式中, τ 表示时延, ξ 表示多普勒频移。将式(1)代入式(4)可得 TDS-OFDM 共享信号的模糊函数 $\chi_s(\tau, \xi)$ 为

$$\chi_s(\tau, \xi) = A_1^2 \chi_{1,1}(\tau, \xi) + A_2^2 \chi_{2,2}(\tau, \xi) + A_1 A_2 \chi_{1,2}(\tau, \xi) + A_1 A_2 \chi_{2,1}(\tau, \xi) \quad (5)$$

式中 $\chi_{i,j}(\tau, \xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_i(t) s_j^*(t - \tau) e^{j2\pi \xi t} dt$, $i, j = 1, 2$ 。 $\chi_{1,1}(\tau, \xi)$ 与 $\chi_{2,2}(\tau, \xi)$ 分别为训练序列串、OFDM 数据段的自模糊函数, $\chi_{1,2}(\tau, \xi)$ 与

$\chi_{2,1}(\tau, \xi)$ 为训练序列串与 OFDM 数据段的互模糊函数。注意到,由于 $\varepsilon[d_{n,m}] = 0$,互模糊函数的期望 $\varepsilon[\chi_{1,2}(\tau, \xi)] = \varepsilon[\chi_{2,1}(\tau, \xi)] = 0$,因此对式(5)两边取期望可得

$$\varepsilon[\chi_s(\tau, \xi)] = A_1^2 \chi_{1,1}(\tau, \xi) + A_2^2 \varepsilon[\chi_{2,2}(\tau, \xi)] \quad (6)$$

实际上,增大 OFDM 脉冲的时宽带宽积或者在脉冲压缩后采用相参积累,都能有效减小 $\chi_s(\tau, \xi)$ 的方差^[10],因此近似有

$$\chi_s(\tau, \xi) \approx \varepsilon[\chi_s(\tau, \xi)] \quad (7)$$

结合式(6)、式(7),因此 $\chi_s(\tau, \xi)$ 就等于 $\chi_{1,1}(\tau, \xi)$ 与 $\varepsilon[\chi_{2,2}(\tau, \xi)]$ 的关于能量比值的加权。其中 OFDM 数据段的模糊函数的期望 $\varepsilon[\chi_{2,2}(\tau, \xi)]$ 已由文献[5]给出,可表示为

$$\varepsilon[\chi_{2,2}(\tau, \xi)] = (T_b - |\tau|) \text{sinc}[\xi(T_b - |\tau|)] \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \{ |d_{n,m}|^2 e^{j2\pi m \Delta f \tau} e^{j\pi \xi (T_b + 2nT_2 + \tau)} \}, \quad -T_b < \tau \leq T_b \quad (8)$$

以下重点推导训练序列串的模糊函数。

2.2 训练序列串的模糊函数

将式(2)代入式(4)可得

$$\chi_{1,1}(\tau, \xi) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{k'=0}^{K-1} [c_{n,k} c_{n',k'}^* \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi \xi t} \text{rect}\left(\frac{t - kT_1 - nT_2}{T_1}\right) \text{rect}\left(\frac{t - k'T_1 - n'T_2 - \tau}{T_1}\right) dt] \quad (9)$$

求解式(9)中的积分项,最终可得训练序列串的模糊函数为

$$\chi_{1,1}(\tau, \xi) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{k'=0}^{K-1} \{ c_{n,k} c_{n',k'}^* \cdot (T_1 - |\Delta k T_1 + \Delta n T_2 - \tau|) e^{j\pi \xi [(k+k'+1)T_1 + (n+n')T_2 + \tau]} \cdot \text{sinc}[\xi(T_1 - |\Delta k T_1 + \Delta n T_2 - \tau|)] \}, \quad |\Delta k T_1 + \Delta n T_2 - \tau| \leq T_1 \quad (10)$$

式中, $\Delta k = k - k'$, $\Delta n = n - n'$ 。 Δk 、 Δn 的取值决定了时延 τ 的范围。令 $\tau = 0$, 可知 $\Delta k = 0$ 、 $\Delta n = 0$, 可得训练序列串模糊函数的零时延切片为

$$\chi_{1,1}(0, \xi) = T_1 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} |c_{n,k}|^2 e^{j\pi \xi [(2k+1)T_1 + 2nT_2]} \quad (11)$$

训练序列具有恒模的性质,因此式(11)表明,训练序列串的速度自相关函数与训练序列的取值无关,不同的训练序列都具有相同的多普勒容限,因而在训练序列串设计时,不需要考虑对多普勒容限的影响。另外,在式(10)中取 $\tau = \Delta k T_1 + \Delta n T_2$, 令 $\xi = 0$, 可得训练序列串的距离自相关函数为

$$\chi_{1,1}(\Delta k + M\Delta n) = T_1 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{k'=0}^{K-1} c_{n,k} c_{n',k'}^* \quad (12)$$

从式(12)可以看出,当 $\Delta n = 0$, 即在 $-T_2 < \tau < T_2$ 的范围内, $\chi_{1,1}$ 等于 N 个训练序列的自相关函数之和; 当 $\Delta n \neq 0$, 即在 $|\tau| > T_2$ 时, $\chi_{1,1}$ 等于不同训练序列的互相关函数之和。因此,要在整个时延范围内降低峰值副瓣,就是要设计 N 个长度为 K 的训练序列,使其同时具有较好的自相关和互相关性。

将式(8)、式(10)代入式(6),可得到 TDS-OFDM 共享信号模糊函数的期望,其具体的数学表达式不再赘述。在 $N = 8$ 、 $M = 128$ 、 $K = 32$ 的条件下,对 OFDM 数据段模糊函数期望、训练序列串模糊函数以及 TDS-OFDM 共享信号模糊函数期望进行了仿真,分别如图 2、图 3、图 4 所示,图中数值均归一化。由图可以看到, TDS-OFDM 共享信号的模糊函数在时延轴上表现出间隔的栅瓣,并且主要是由训练序列串引起,因此需要对训练序列进行优化设计。在归一化多普勒频移等于 0.25 处,速度自相关函数取值约为 0.9,反映了其多普勒容限与常规 OFDM 共享信号一致^[11]。

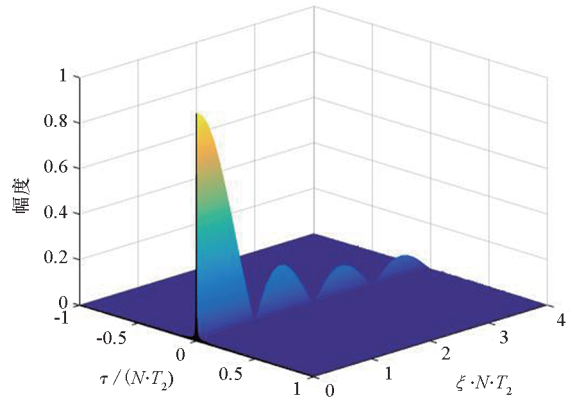


图2 OFDM 数据段模糊函数期望
Fig. 2 Ambiguity function expectation of OFDM data segment

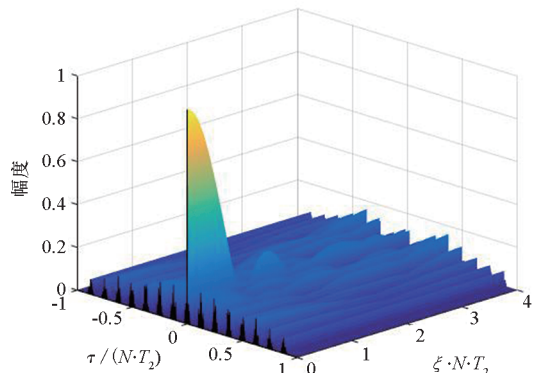


图3 训练序列串模糊函数
Fig. 3 Ambiguity function of training sequence string

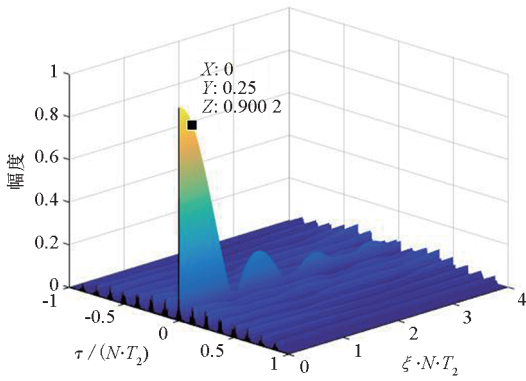


图 4 TDS-OFDM 共享信号模糊函数期望

Fig. 4 Ambiguity function expectation of TDS-OFDM RadCom signals

3 训练序列优化设计

雷达距离副瓣是影响雷达目标检测的一个重要因素,在多目标环境中,副瓣电平过高使得强信号的副瓣会掩盖弱信号主峰。因此,需要对训练序列进行优化设计,抑制 TDS-OFDM 共享信号的距离副瓣。根据前面的推导,将 TDS-OFDM 信号自相关序列的期望的 PSL 作为优化的其中一个目标函数:

$$PSL_0 = \max_{k=1, \dots, N_\chi-1} |\mathcal{E}[\chi_s(k)]| \quad (13)$$

式中, $\mathcal{E}[\chi_s(k)]$ 表示 TDS-OFDM 共享信号的自相关序列的期望, N_χ 表示信号的最大采样点数。为了降低一个符号时延范围内的副瓣,自相关运算中使用了汉明窗加权处理。

另外,为了实现通信同步以及信道估计,还需要训练序列本身具有较好的自相关性。用 $r_{n,n}(k)$ 表示第 n 个训练序列的非周期自相关函数

$$r_{n,n}(k) = \sum_{m=k}^{K-1} c_{n,m} c_{n,m-k}^* \quad (14)$$

将 N 个训练序列的最大峰值副瓣作为另外一个目标函数

$$PSL_{TS} = \max_{\substack{k=1, \dots, K-1 \\ n=0, \dots, N-1}} |r_{n,n}(k)| \quad (15)$$

因此,训练序列的设计准则是要同时降低 PSL_{TS} 与 PSL_0 。应用约束非线性规划,建立如下的数学模型:

$$\begin{aligned} & \min s \\ \text{s. t. } & \begin{cases} |r_{n,n}(k)| \leq s, n=1, \dots, N-1; k=1, \dots, K-1 \\ \mu |\mathcal{E}[\chi_s(k)]| \leq s, k=1, \dots, N_\chi-1 \end{cases} \end{aligned} \quad (16)$$

式中: s 既是目标函数,也是优化的辅助变量,通过最小化 s ,该模型同时降低 PSL_{TS} 与 PSL_0 ; $\mu > 0$ 表示加权系数,用于调整两个优化目标之间的比

重,二者的关系是

$$PSL_{TS} = \mu PSL_0$$

决策变量 $\varphi_{n,k}$ 的取值范围为 $[0, 2\pi)$, 因此得到的训练序列的相位是连续的,具有比离散相位更高的自由度。

令优化变量为 $\mathbf{x} = [\varphi_0, \dots, \varphi_{K-1}, s]$, 式(16)即可转化为标准优化模型。对于这个非线性优化问题,采用 SQP 算法求解。SQP 算法的核心思想是:在每一次迭代中,先使用拟牛顿法逼近由目标函数和约束函数增广而成的拉格朗日函数的海森矩阵;再通过海森矩阵产生一个二次规划子问题,并求解得到变量的搜索方向;然后通过线性搜索确定步长;最后用搜索方向和步长来更新当前的变量。在 SQP 求解过程中,需要设定变量的初始值,由于没有先验信息,实验中采用 $[0, 2\pi)$ 中随机生成的相位作为训练序列初始值, s 的初始值设为 1。

4 仿真实验与分析

采用 MATLAB 优化工具包中的 fmincon 函数对式(16)进行求解, fmincon 函数调用了 SQP 算法。在实验参数设计中,以 IEEE802.11a 协议中 OFDM 信号帧结构为蓝本,确定了 OFDM 共享信号的载波频率、带宽、保护间隔、符号长度等参数,同时考虑到 S 波段雷达的要求,确定了脉冲宽度与 OFDM 符号数。相关信号参数如表 1 所示, SQP 最大迭代次数为 100。

表 1 OFDM 信号参数

Tab.1 OFDM signal parameters

信号参数	取值
载波频率	2.4 GHz
信号带宽	20 MHz
脉冲宽度	32 μs
时宽带宽积	640
OFDM 数据块长度	3.2 μs
保护间隔	0.8 μs
OFDM 符号数 N	8
训练序列长度 K	16
子载波个数 M	64

4.1 训练序列设计

令权重 $\mu = 6.5$, 在一次随机实验中,得到了以下仿真结果。表 2 给出了所设计的训练序列串的相位信息。图 5 所示为训练序列的自相关函数, 8 个训练序列的自相关峰值副瓣均为 -18.78 dB, 表现出十分良好的自相关性, 可使信

表2 所设计的训练序列串

Tab.2 Designed training sequence string

序列	相位/rad															
1	4.450	3.981	2.194	0.512	3.676	1.355	0.700	3.394	5.189	3.465	5.562	5.790	5.994	3.995	5.284	1.099
2	1.822	6.077	5.061	1.665	3.593	3.291	0.597	1.620	1.348	1.282	1.340	3.138	0.115	3.504	5.329	1.342
3	0.621	6.006	0.381	3.024	5.846	5.427	3.908	0.352	3.079	2.763	1.154	1.019	2.925	3.845	3.982	2.278
4	5.739	2.312	3.448	5.060	1.118	1.394	1.262	1.507	0.138	1.146	3.967	2.446	2.039	6.040	3.846	1.226
5	1.491	3.809	2.848	4.380	3.345	5.959	3.040	4.460	0.455	4.063	2.495	1.990	1.051	4.413	5.185	0.222
6	5.337	3.460	2.818	5.370	0.311	1.574	1.381	1.245	2.166	2.608	0.461	1.011	5.686	2.234	4.773	1.666
7	0.415	2.042	2.726	0.653	1.173	0.877	0.929	3.204	0.692	4.122	0.996	5.314	5.210	3.406	1.170	1.279
8	4.550	3.629	4.110	3.728	3.242	4.838	0.863	0.389	0.130	3.045	3.122	5.653	1.007	5.492	3.125	0.280

号在通信方面具有较好的同步与信道估计性能。

题,极大地改善了信号自相关性能。

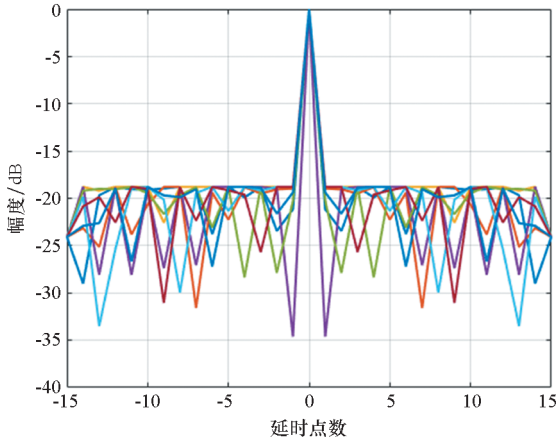


图5 训练序列的自相关函数

Fig.5 Autocorrelation function of training sequence

TDS-OFDM 共享信号自相关函数的期望如图6所示, PSL_0 达到了 -34.78 dB。因此在平均意义上,所设计的信号具有较好的对微弱目标检测能力。

4.2 TDS-OFDM 与 CP-OFDM 性能比较

在表1所示的信号参数条件下,对TDS-OFDM共享信号与CP-OFDM共享信号的模糊函数进行了仿真,其中TDS-OFDM共享信号采用的是4.1节所设计的训练序列。

图7所示为TDS-OFDM共享信号的模糊函数,其形状为理想的图钉型,自相关副瓣电平较低,受到通信数据的影响,自相关副瓣存在一定的随机波动。图8所示为CP-OFDM共享信号的模糊函数,可以看到在时延轴上,存在着两组对称的伪峰,这是由CP与导频所引起的副瓣,并且副瓣电平较高,将会严重影响雷达的目标检测性能。通过对比可以看到,经过优化设计的TDS-OFDM共享信号很好地解决了CP副瓣与导频副瓣问

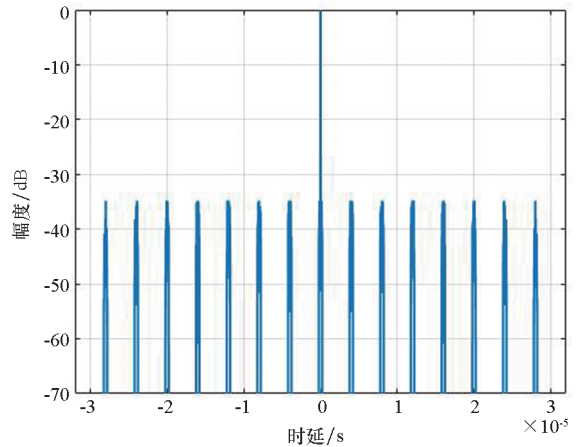


图6 TDS-OFDM 共享信号的距离自相关函数期望

Fig.6 Expectation of autocorrelation function of TDS-OFDM RadCom signals

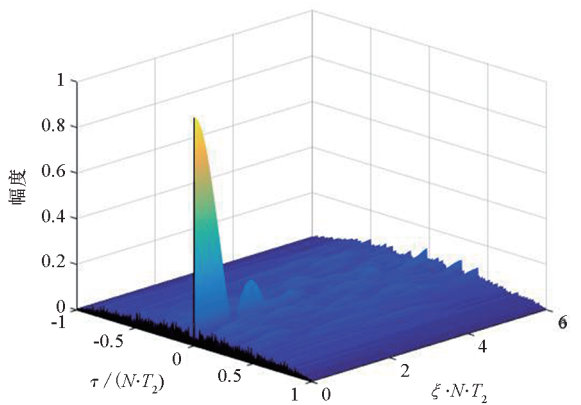


图7 TDS-OFDM 共享信号模糊函数

Fig.7 Ambiguity function of TDS-OFDM RadCom signals

另外,可采用相参积累技术降低单脉冲信号自相关函数的波动,进一步降低TDS-OFDM共享信号的副瓣。为了说明这个问题,对经过P个脉冲相参积累后的TDS-OFDM共享信号距离自相

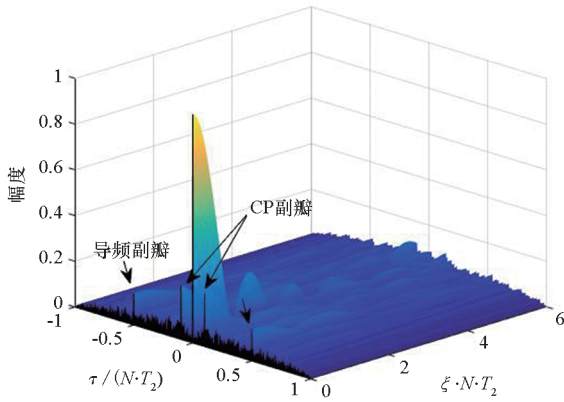


图 8 CP-OFDM 共享信号模糊函数

Fig. 8 Ambiguity function of CP-OFDM signal

关函数进行了仿真, P 分别为 1、4、16、64。

图 9 给出了 TDS-OFDM 共享信号的距离自相关函数仿真结果。可以看到, 自相关函数中存在类似“噪声”的基底, 这是由通信数据引起的副瓣随机波动。受其影响, 单脉冲的 PSL 仅有 -20 dB 左右, 而随着积累的脉冲数增加, PSL 逐渐降低, 当 $P = 64$ 时, PSL 约为 -33 dB, 已十分接近 PSL_0 。该仿真表明, 增加相参积累脉冲数, 能够有效降低通信数据随机性的影响, 使自相关函数趋近于期望值。由于现代雷达普遍采用相参积累技术, 因此, 优化信号自相关函数期望的方法是有效的。

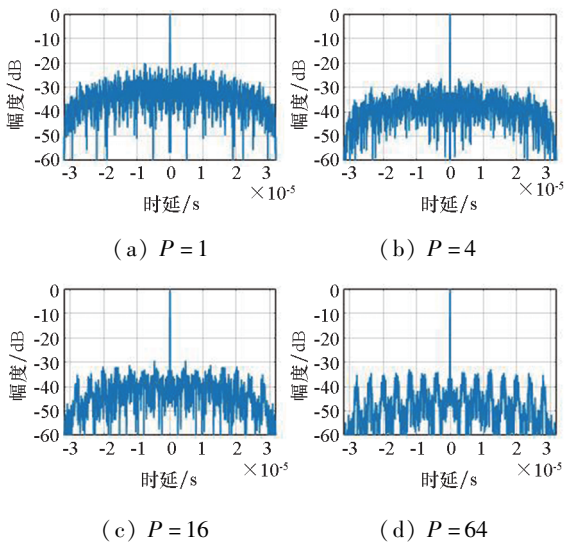


图 9 TDS-OFDM 共享信号的距离自相关函数

Fig. 9 Autocorrelation function of TDS-OFDM RadCom signals

4.3 加权系数的影响分析

在不同的权重 μ 取值条件下, 对 SQP 算法进行了仿真。图 10 给出了所设计训练序列的 PSL_{TS} 与 PSL_0 随权重 μ 的变化曲线。从图中可看出, 在

双对数坐标系下, 随着权重 μ 增大, PSL_{TS} 近似线性升高, 而 PSL_0 近似线性降低。二者的差值, 即为权重 μ 的取值。

另外, PSL_0 降低的速度比 PSL_{TS} 升高的速度快。这表明, 适当牺牲 PSL_{TS} , 可以使 PSL_0 获得较大改善。但没有必要追求极低的 PSL_0 , 一方面是因为 μ 过大容易导致算法性能下降, 另一方面是信号 PSL 还受到前述“噪声”的影响。因此要根据实际情况, 综合考虑雷达、通信对训练序列性能的要求, 合理确定加权系数 μ 的取值。

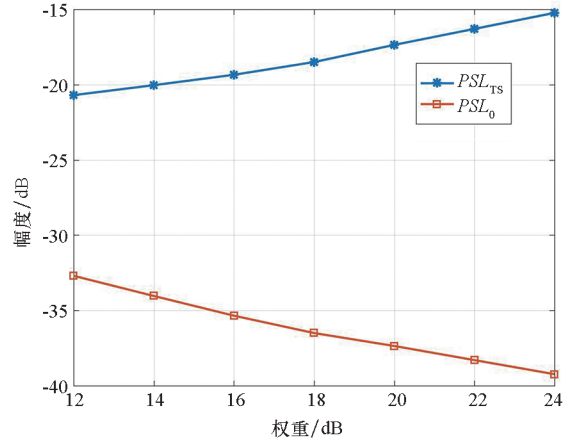


图 10 优化目标与加权系数关系曲线

Fig. 10 Optimization objective versus weight

5 结论

为了解决传统 CP-OFDM 共享信号存在 CP 副瓣与导频副瓣的问题, 本文提出了一种基于 TDS-OFDM 的共享信号方案。通过训练序列的优化设计, 有效降低了 TDS-OFDM 信号的距离峰值副瓣, 同时也保持了训练序列自身的自相关性, 从而兼顾雷达和通信性能。但不可否认的是, TDS-OFDM 信号在通信端的处理更加复杂, 尤其是在信道估计时需要去除训练序列与 OFDM 数据块的相互影响, 增加了计算量。但综合考虑, 相比于 CP-OFDM 在雷达目标检测中存在的问题, TDS-OFDM 更加适合于雷达通信一体化系统。

参考文献 (References)

[1] 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.

[2] Liu Y J, Liao G S, Yang Z W, et al. Multiobjective optimal waveform design for OFDM integrated radar and communication systems[J]. Signal Processing, 2017, 141: 331 - 342.

[3] Liu Y J, Liao G S, Yang Z W, et al. Design of integrated

- radar and communication system based on MIMO-OFDM waveform [J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2017, 28(4): 669 – 680.
- [4] Liu Y J, Liao G S, Xu J W, et al. Adaptive OFDM integrated radar and communications waveform design based on information theory [J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(10): 2174 – 2177.
- [5] 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.
- LIU Yongjun, LIAO Guisheng, YANG Zhiwei. Ambiguity function analysis of integrated radar and communication waveform based on OFDM [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2016, 38(9): 2008 – 2018. (in Chinese)
- [6] 邵启红, 万显荣, 张德磊, 等. 基于 OFDM 波形的短波通信与超视距雷达集成实验研究 [J]. *雷达学报*, 2012, 1(4): 370 – 379.
- SHAO Qihong, WAN Xianrong, ZHANG Delei, et al. Experimental study on shortwave communication and OTHR integrated system based on OFDM waveform [J]. *Journal of Radars*, 2012, 1(4): 370 – 379. (in Chinese)
- [7] Wan X R, Zhao Z X, Zhang D L, et al. HF passive bistatic radar based on DRM illuminators [C] // *Proceedings of IEEE CIE International Conference on Radar*, 2011: 157 – 160.
- [8] Zhao Z X, Wan X R, Zhang D L, et al. An experimental study of HF passive bistatic radar via hybrid sky-surface wave mode [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(1): 415 – 424.
- [9] Dai L L, Wang Z C, Yang Z X. Compressive sensing based time domain synchronous OFDM transmission for vehicular communications [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(9): 460 – 469.
- [10] Tigrek R F, de Heij W J A, van Genderen P. OFDM signals as the radar waveform to solve Doppler ambiguity [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(1): 130 – 143.
- [11] Franken G E A, Nikookar H, van Genderen P. Doppler tolerance of OFDM-coded radar signals [C] // *Proceedings of European Radar Conference*. IEEE, 2007.