

文章编号: 1671-0576(2022)01-0029-06

一种 OFDM 雷达通信共享信号优化设计方法

吴振南^{1,2}, 姚 瑶³, 张文旭^{1,2,4}, 代雪飞^{1,2}, 张发洋³

(1. 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001;

2. 哈尔滨工程大学先进船舶通信与信息技术工业和信息化部重点实验室,

黑龙江 哈尔滨 150001; 3. 上海无线电设备研究所, 上海 201109;

4. 南京航空航天大学电磁频谱空间认知动态系统工信部重点实验室, 江苏 南京 211106)

摘 要: 多载波体制的雷达通信共享信号主要采用正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术进行设计。基于 OFDM 的雷达通信共享信号的循环前缀具有消除码间串扰、维持各个子载波正交的重要作用。但循环前缀会使信号模糊函数产生“伪峰”,降低能量利用率,影响雷达性能。针对该问题,提出了一种利用空白保护间隔的方法,在不影响通信质量的前提下消除“伪峰”,同时有效降低模糊函数的峰值旁瓣比。在此基础上进一步利用互补 P4 码和 OFDM 相结合的方式生成新的雷达通信共享信号。经仿真验证,相比于 16 阶正交幅度调制(16QAM)与 OFDM 相结合生成的 16QAM-OFDM 信号,新的雷达通信共享信号距离模糊图的峰值旁瓣比降低了 1.871 dB。

关键词: 雷达通信共享信号; 模糊函数; 空白保护间隔; 互补 P4 码

中图分类号: TN957

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1671-0576.2022.01.006

Optimal Design Method of OFDM Radar Communication Shared Signal

WU Zhenan^{1,2}, YAO Yao³, ZHANG Wenxu^{1,2,4},

DAI Xuefei^{1,2}, ZHANG Fayang³

(1. College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University,

Harbin 150001, Heilongjiang, China; 2. Key Laboratory of Advanced Marine Communication

and Information Technology, Ministry of Industry and Information Technology, Harbin

Engineering University, Harbin 150001, Heilongjiang, China; 3. Shanghai Radio Equipment

Research Institute, Shanghai 201109, China; 4. Key Laboratory of Dynamic Cognitive System

of Electromagnetic Spectrum Space, Ministry of Industry and Information Technology,

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, Jiangsu, China)

收稿日期: 2021-11-18

基金项目: 南京航空航天大学电磁频谱空间认知动态系统工信部重点实验室基金(KF20181904); 黑龙江省自然科学基金(LH2020F020)

作者简介: 吴振南(1999—),男,硕士研究生,主要从事干扰侦查与被动探测技术研究。

Abstract: The radar communication shared signal of multi-carrier system is mainly designed by orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). The cyclic prefix in the radar communication shared signal based on OFDM plays an important role in eliminating intersymbol crosstalk and maintaining the orthogonality of each subcarrier. However, cyclic prefix causes "pseudo peak" of signal ambiguity function, reduces energy utilization and affects radar performance. To solve the problem, a method of using blank guard interval is proposed to eliminate the "pseudo peak" without affecting the communication quality, and to effectively reduce the peak sidelobe ratio (PSLR) of ambiguity function. On the basis of the method, a new radar communication shared signal is generated by the combination of complementary P4 code and OFDM. The simulation results show that compared with the shared signal based on 16 quadrature amplitude modulation and OFDM (16QAM-OFDM), the peak sidelobe ratio of range ambiguity map of the new radar communication shared signal is reduced by 1.871 dB.

Key words: radar communication shared signal; ambiguity function; blank protection interval; complementary P4 code

0 引言

雷达和通信技术被广泛应用于国防军事领域,很多作战平台同时采用雷达和通信设备。为节省作战平台的空间占用,雷达与通信设备的共享设计逐渐成为电子通信领域的研究热点之一^[1]。雷达与通信设备共享的实质是利用同一设备实现目标探测和信息传输功能,即在进行通信与探测的过程中,彼此可独立处理,实现各自的功能。雷达通信一体化包括系统的一体化和波形的一体化,其中波形的一体化有更多的问题待解决^[2]。波形一体化目前主要有基于复用的信号波形一体化和基于共享的信号波形一体化,雷达通信共享信号设计是雷达与通信波形一体化的关键之一。

当前雷达通信共享信号的研究主要集中在单载波和多载波两种体制上。单载波体制一般是对传统雷达信号的改造。曾浩等^[3]将高阶正交幅度调制(QAM)和线性调频(LFM)信号相结合,设计出16QAM-LFM共享信号。其频带利用率显著提升的同时降低了运算复杂度,但存在参数调整不灵活,通信速率不高的问题。多载波体制一般是利用正交频分复用(orthogonal frequency

division multiplexing, OFDM)技术设计雷达通信共享信号,可以有效提高信息传输能力,具有更好的低旁瓣特性^[4-5]。在提高模糊函数性能上, TIGREK等^[6]提出利用OFDM通信波形实现短距离目标探测。实验表明该处理方法可以有效抑制多普勒效应对模糊函数的影响。文献[7]利用最小二乘法对OFDM共享波形的模糊函数进行优化,能够有效降低其旁瓣,提高模糊函数的性能。文献[8]通过对调制信息进行预编码削弱了通信信息对模糊函数的影响。文献[9]根据信号功率谱自适应设计幅度加权函数,将旁瓣抑制问题转化为一个求解优化的过程。对于相移键控(PSK)与OFDM相结合的PSK-OFDM信号,随着通信速率的增大,需要的调制阶数也相应提高,从而导致较大的误码率。针对这个问题,文献[10]采用误码性能较好的QAM信号,设计了QAM-OFDM雷达通信一体化信号。

循环前缀(cyclic prefix, CP)是为了消除信道间干扰,在OFDM信号的保护间隔内插入的一种信号。但采用循环前缀会导致共享信号模糊函数峰值旁瓣偏高,同时PSK和QAM等传统通信信号的随机性会降低OFDM信号的探测性能^[11]。为解决上述问题,本文提出一种利用空白保护间隔来代替循环前缀的方法,以降低模糊函数的旁

瓣。在此基础上为进一步降低旁瓣,引入具有较好自相关性能的相位编码——互补 P4 码,设计一种基于互补 P4 码调制的 OFDM 雷达通信共享信号,并仿真验证其性能。

1 OFDM 雷达通信共享信号结构

传统的 OFDM 雷达信号是将单个 OFDM 符号脉冲化,用于雷达信号波形,其波形形成示意图 1 所示。



图 1 传统 OFDM 雷达信号波形形成示意图

基于 OFDM 的雷达通信共享信号与传统的 OFDM 雷达信号相比有很大区别。共享信号的一个脉冲是由多个子载波脉冲构成的脉冲串,该脉冲串形式的共享信号仍然满足现有通信协议中规定的信号结构要求,脉冲串中每个子脉冲都对应了一个 OFDM 符号。共享信号波形形式示意图 2 所示,其中 N 为子脉冲个数,即 OFDM 符号个数。与图 1 对比可知,采用共享信号能在同等带宽下提高数据传输速率。

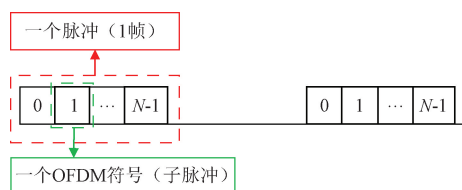


图 2 OFDM 雷达通信共享信号波形形成示意图

一个脉冲的共享基带信号^[8]

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} a(m, n) \times \exp[j2\pi m \Delta f (t - nT_s)] \times \text{rect}[(t - nT_s)/T_s] \quad (1)$$

式中: M 为一个 OFDM 符号中子载波的个数; $a(m, n)$ 为第 n 个 OFDM 符号上的第 m 个子载波所调制的数据比特; Δf 为子载波间隔; T_s 为 OFDM 码元持续时间; $\text{rect}(t - nT_s)$ 为单位矩形函数,在 $0 < t \leq T_s$ 范围内取值为 1,否则取值为 0。

为了防止 OFDM 信号发生符号间干扰,两个 OFDM 符号之间需要插入保护间隔。通常采用插入循环前缀的方法来实现 OFDM 符号的扩展,从而保持信号连续性。传统方法是把 OFDM 符号末端部分复制到 OFDM 符号前端,实现符号的循环扩展。OFDM 时域基带信号如图 3 所示。通过在有效数据前增加循环前缀,扩展形成完整的 OFDM 信号。

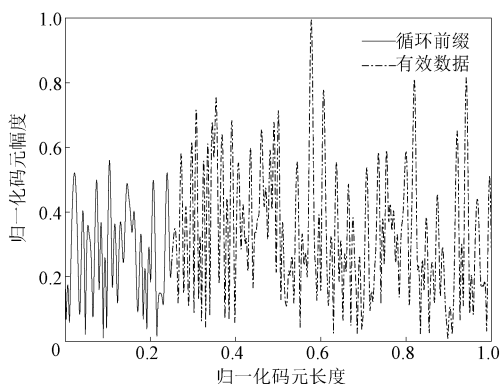


图 3 OFDM 时域基带信号

2 保护间隔对共享信号性能的影响

2.1 模糊函数分析

模糊函数是描述雷达信号性能的重要指标,雷达信号 $s(t)$ 模糊函数的一般表达式为

$$\chi(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t + \tau)\exp(j2\pi f_D t)dt \quad (2)$$

式中: τ 为时延; f_D 为多普勒频移; $*$ 为共轭运算符。符合条件 $\chi(\tau, f_D)/\chi(0, 0) \ll 1$,表示雷达信号具有良好的分辨率;符合条件 $\chi(\tau, f_D)/\chi(0, 0) \approx 1$,表示雷达信号无法准确分辨目标。当 $f_D=0$ 时,由式(2)可以得到距离模糊函数

$$\chi(\tau, 0) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t + \tau)dt \quad (3)$$

式(3)是信号 $s(t)$ 的自相关函数计算公式。 $\chi(\tau, 0)$ 表示雷达在探测时,两个目标回波时延差为 τ 的模糊函数,称为距离模糊函数,可以用来表征雷达信号在距离分辨率方面的特性。

类似的,当 $\tau=0$ 时,由式(2)可以得到速度模糊函数

$$\chi(0, f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t)\exp(j2\pi f_D t) dt \quad (4)$$

速度模糊函数可以表征雷达信号在速度分辨率方面的特性。

2.2 QAM 信号实现

文献[10]提出了基于 QAM 的 OFDM 雷达通信共享信号。QAM 是通信系统中较为常见的调制方式,通过对信号幅度和相位进行编码来实现信息的传输^[12]。QAM 信号中不同的幅度与相位代表不同的码元符号,与单一调幅或调相相比,具备更高的频带利用率,而且工程实现较为简单。首先将所传输的信息比特进行串并转换;再通过编码映射到一个二维平面上生成复数调制符号,对符号的实部和虚部进行幅度调制生成同相和正交分量;最后把同相和正交两路数据用载波频率为 ω_c 的两路正交信号 $\cos\omega_c t$ 与 $\sin\omega_c t$ 调制后相加。QAM 信号 $s_{\text{QAM}}(t)$ 的基本实现过程可以表示为

$$\begin{aligned} s_{\text{QAM}}(t) &= A_m(t)\cos\omega_c t + B_m(t)\sin\omega_c t \\ &= C(a_m(t)\cos\omega_c t + b_m(t)\sin\omega_c t), \\ m &= 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $A_m(t)$ 和 $B_m(t)$ 是 $s_{\text{QAM}}(t)$ 在 $\cos\omega_c t$ 和 $\sin\omega_c t$ 轴上的投影,也即 QAM 已调信号的同相和正交分量; M 为 QAM 进制数; C 为 QAM 已调信号星座图中所有的点到坐标原点距离的最大值,也即已调信号波形样本的最大幅度值; $a_m(t) = A_m(t)/C$ 和 $b_m(t) = B_m(t)/C$ 分别表示归一化的同相和正交分量。

在实际信号处理过程中,基带方波脉冲的正交分量 $A_m(t)$ 和 $B_m(t)$ 还要经过预调制部分,经滤波处理后形成信号 $x(t)$ 和 $y(t)$,再与正交载波相乘,形成 QAM 调制信号输出,如图 4 所示。

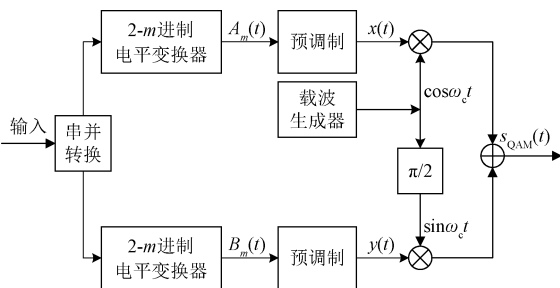


图 4 QAM 调制实现过程

2.3 空白保护间隔对信号性能的优化

为了消除信道间干扰,常用的方法是在 OFDM 信号的保护间隔内插入循环前缀。其长度大于多径信道的时延即可维持子载波的正交性,消除码间串扰。但采用循环前缀会导致共享信号模糊函数峰值旁瓣偏高。

若式(1)中的载波传输 QAM 已调信息,就可以得到 QAM-OFDM 信号,此时

$$a(m, n) = A_{m,n} \exp(j\varphi_{m,n}) \quad (6)$$

式中: $A_{m,n}$ 和 $\varphi_{m,n}$ 分别为数据比特的幅度和相位。图 5 给出了 16QAM-OFDM 信号在使用循环前缀情况下的模糊函数仿真图,其中循环前缀长度设置为码元符号长度的 1/4。可以看到,模糊函数图的中心呈现“斜刃”状,在雷达模糊函数图中有对称的伪峰,进而影响雷达探测性能。

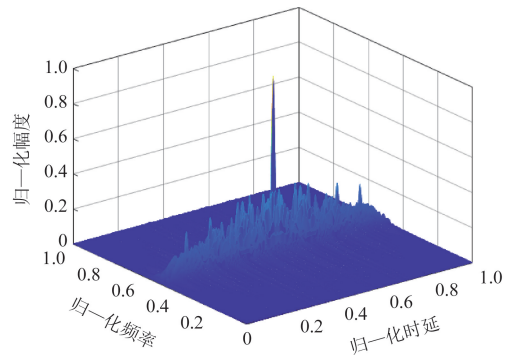


图 5 使用循环前缀的 16QAM-OFDM 信号模糊图

针对上述问题,本文提出了用空白保护间隔来代替循环前缀的方法。空白保护间隔的长度与循环前缀的长度一致,一般在 1/8 到 1/4 个有效码元持续时间内,本文空白保护间隔的长度为 1/4 有效码元持续时间。替换后的 OFDM 符号功率谱密度具有更小的带内纹波和更大的带外功率衰减,利于信号的发射。空白保护间隔满足一定长度即可消除符号间的干扰。在接收端,选择合适的时间窗长度,保证积分区间内不同子载波周期数是整数,可以起到抗信道间干扰的作用。

使用空白保护间隔的 16QAM-OFDM 信号的模糊函数仿真结果如图 6 所示。可以看到,模糊函数图中心主瓣与图 5 相比变得更窄,且旁瓣幅度更小,可以进一步提高雷达的探测性能。

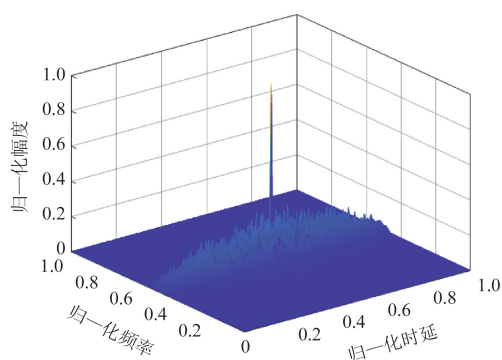


图 6 使用空白保护间隔的 16QAM-OFDM 信号模糊图

为定量分析 OFDM 系统中保护间隔对共享波形模糊函数性能的影响,引入峰值旁瓣比 (peak sidelobe ratio, PSLR),用 R_{PSL} 表示,定义为

$$R_{PSL} = 10\lg(P_{sl}/P_{ml}) \quad (7)$$

式中: P_{sl} 和 P_{ml} 分别表示最高旁瓣峰值和主瓣峰值。

对使用两种方法的 16QAM-OFDM 信号距离模糊函数进行仿真,结果如图 7 所示。采用循环前缀的 16QAM-OFDM 信号距离模糊函数旁瓣峰值最高为 0.32,采用空白保护间隔的信号距离模糊函数旁瓣峰值最高为 0.20。采用空白保护间隔的信号距离模糊函数的 PSLR 为 -6.990 dB,使用循环前缀的信号距离模糊函数的 PSLR 为 -5.229 dB,相比降低了 1.761 dB。

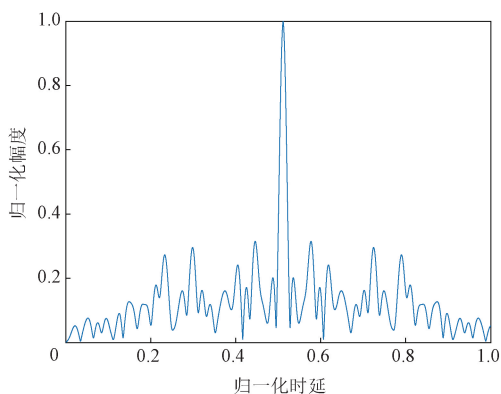
3 互补 P4-OFDM 共享信号优化设计

P4 码作为雷达常用多相编码,拥有良好的多普勒容限,利于减少频带外噪声叠加。其基本相位增量

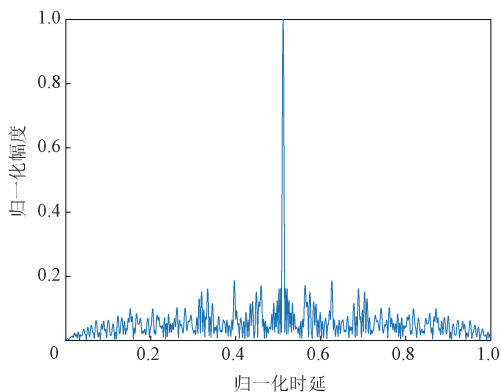
$$\theta_m = \pi(m-1)^2/M - \pi(m-1), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (8)$$

式中: M 代表 P4 码位数。P4 码还具有互补特性,需要 N 位 P4 码元经过循环移位方式获得 N 组互补码元。

当 $N=4$ 时,P4 码经过循环移位之后,能够生成一组互补 P4 码,如果用 $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$ 表征 4 种不同的通信数据,则有



(a) 循环前缀



(b) 空白保护间隔

图 7 16QAM-OFDM 信号距离模糊函数对比

$$\begin{cases} \phi_1 = \left\{ 0, \frac{5}{4}\pi, \pi, \frac{5}{4}\pi \right\} \\ \phi_2 = \left\{ \frac{5}{4}\pi, \pi, \frac{5}{4}\pi, 0 \right\} \\ \phi_3 = \left\{ \pi, \frac{5}{4}\pi, 0, \frac{5}{4}\pi \right\} \\ \phi_4 = \left\{ \frac{5}{4}\pi, 0, \pi, \frac{5}{4}\pi \right\} \end{cases} \quad (9)$$

图 8 是循环移位后的互补 P4 码发射方式示意图。相邻子载波频率间隔为 $1/t_b$, 其中 t_b 为码元持续时间,构成正交频复用的形式。图中, $a_1 \sim a_4$ 表示 P4 码的子载波码元, $f_1 \sim f_4$ 表示 P4 码子载波码元所处的频率点, $t_1 \sim t_4$ 表示经过循环移位后 4 个不同 P4 码的发射时刻。

文献[8]论证了共享信号中通信信息自相关特性越好,通信调制信息对模糊函数的影响越小。因此,对移位后的 N 组码元序列进行自相关处理,处理结果分别相加,叠加后码元的旁瓣会相互抵消。叠加后的自相关函数旁瓣归零,主瓣因叠加而倍增,其理想的自相关特性如图 9 所示。

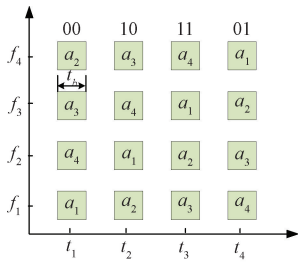


图 8 循环移位后的互补 P4 码发射方式

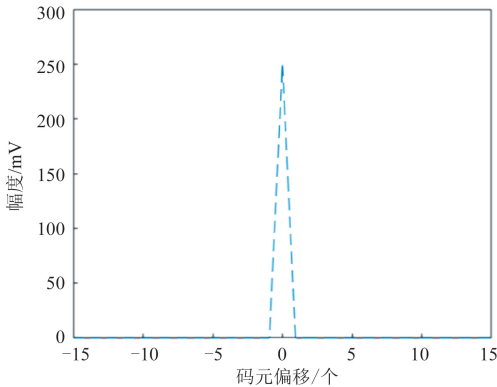


图 9 16 位互补 P4 码的自相关函数

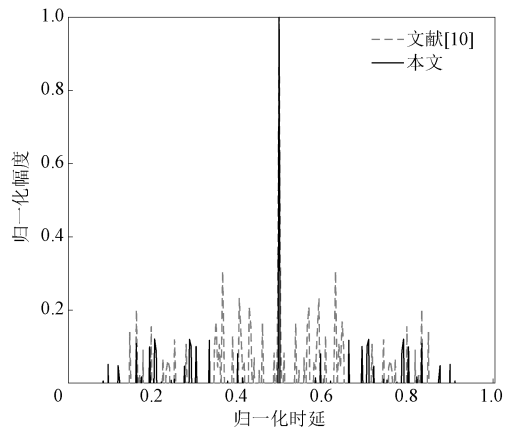


图 10 距离模糊函数对比

利用空白保护间隔的方法,在不影响通信质量的前提下有效降低了信号模糊函数的 PSLR。在此基础上利用互补 P4 码和 OFDM 相结合的方式生成的雷达通信共享信号,相比于 16QAM-OFDM 信号,距离模糊函数的 PSLR 降低了 1.871 dB,具有更好的测距性能。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 梁兴东,李强,王杰,等.雷达通信一体化技术研究综述[J].信号处理,2020,36(10):1615-1627.
- [3] 曾浩,利霞,李凤,等.16QAM-LFM 雷达通信一体化信号设计[J].通信学报,2020,41(3):182-189.
- [4] 孟紫薇,梅进杰,朱晟坤,等.基于 OFDM 共享信号的低截获雷达通信一体化波形设计[J].空军预警学院学报,2021,35(1):9-12.
- [5] MOHSENI R, SHEIKHI A, MASNADI-SHIRAZI M A. Multicarrier constant envelope OFDM signal design for radar applications[J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2010, 64(11): 999-1008.
- [6] TIGREK R F, DE HEIJ W J A, VAN GENDERN P. Multi-carrier radar waveform schemes for range and Doppler processing[C]//2009 IEEE Radar Conference, Pasadena, USA. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009: 1-5.

(下转第 55 页)

4 仿真结果及分析

利用空白保护间隔代替传统循环前缀,验证本文设计的互补 P4-OFDM 共享信号的性能。仿真参数设置为:载频 3.14 GHz, P4 编码位数和子载波数量均为 16,脉冲宽度 32 μ s,带宽 8 MHz。

图 10 是文献[10]的 16QAM-OFDM 与本文的互补 P4-OFDM 两种共享信号的零多普勒切面,即其距离模糊函数仿真结果。

由图 10 可知,互补 P4-OFDM 信号的距离模糊函数具有更低的峰值旁瓣比,其 PSLR 为 -8.861 dB,相较于采用循环前缀和空白保护间隔的 16QAM-OFDM 信号的 PSLR,分别降低了 3.562 dB 和 1.871 dB。

5 结束语

基于 OFDM 的雷达通信共享信号的循环前缀具有消除码间串扰,维持各个子载波正交的重要作用,但是影响了信号的雷达性能。本文提出