



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 111337915 A
(43)申请公布日 2020.06.26

(21)申请号 201911305984.3

(22)申请日 2019.12.17

(30)优先权数据

16/224,050 2018.12.18 US

(71)申请人 恩智浦美国有限公司

地址 美国德克萨斯州

(72)发明人 吴浩云 李春澍 阿鲁涅什·罗伊

(74)专利代理机构 中科专利商标代理有限责任
公司 11021

代理人 倪斌

(51)Int.Cl.

G01S 13/02(2006.01)

G01S 13/931(2020.01)

G01S 7/42(2006.01)

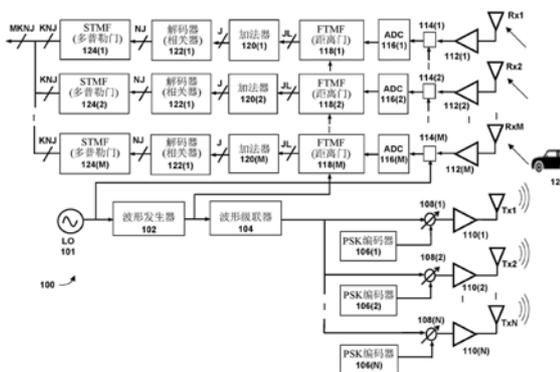
权利要求书3页 说明书29页 附图24页

(54)发明名称

经过扩展的多普勒PMCW码分MIMO雷达

(57)摘要

提供了一种雷达系统的实施例,所述雷达系统包括:N个发射天线;以及N个相移键控(PSK)编码器,所述N个PSK编码器各自被分配优化发射器代码集中的相应优化发射器代码,所述集中的每一个优化发射器代码包括K个代码码片的序列,所述集中的每一个优化发射器代码与所述集中的所有其它优化发射器代码正交,对任何两个优化发射器代码之间的互相关的频谱分析产生具有不大于预定检测阈值的值的旁瓣,每一个PSK编码器根据所述相应优化发射器代码的K个代码码片的所述序列对K个测距波形块进行编码,并且产生相应优化编码序列,并且所述N个发射天线中的每一个发射天线同时输出所述相应优化编码序列。



1. 一种雷达系统,其特征在于,包括:
N个发射天线;以及
N个相移键控 (PSK) 编码器,所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被分配优化发射器代码集中的相应优化发射器代码,其中
所述集中的每一个优化发射器代码包括K个代码码片的序列,
所述集中的每一个优化发射器代码与所述集中的所有其它优化发射器代码正交,
对任何两个优化发射器代码之间的互相关的频谱分析产生具有不大于预定检测阈值的值的旁瓣,
每一个PSK编码器被配置成根据所述相应优化发射器代码的K个代码码片的所述序列对K个测距波形块进行编码,并且产生相应优化编码序列,并且
所述N个发射天线中的每一个发射天线被配置成同时输出所述相应优化编码序列。
2. 根据权利要求1所述的雷达系统,其特征在于,
所述相应优化编码序列被发射一次以形成多普勒帧,并且
在所述多普勒帧期间,用于对所述相应优化编码序列进行编码的K个代码码片的所述序列从不重复。
3. 根据权利要求2所述的雷达系统,其特征在于,
脉冲重复间隔 (PRI) 的持续时间等于或大于所述测距波形块的持续时间,
在所述多普勒帧期间完成K个PRI,
所述雷达系统的多普勒测量分辨率为 $1/(K \times \text{PRI})$,并且
能由所述雷达系统测量的最大明确多普勒频移为 $\pm 0.5 \times (1/\text{PRI})$ 。
4. 根据权利要求2所述的雷达系统,其特征在于,
所述多普勒帧小于或等于驻留时间,
所述驻留时间是由所述雷达系统对回波信号进行相干处理的最大时间量,并且
K是在所述驻留时间期间允许的整数个多普勒筐。
5. 根据权利要求1所述的雷达系统,其特征在于,
所述优化发射器代码集包括二进制相移键控 (BPSK) 发射器代码集,并且
所述预定检测阈值小于或等于 \sqrt{K} 。
6. 根据权利要求1所述的雷达系统,其特征在于,进一步包括:
M个接收天线,所述M个接收天线被配置成接收由所述N个发射天线中的一个或多个发射天线发射并且从目标反射出的经过反射的优化编码序列,其中
每一个回波信号的原始优化编码序列包括根据特定优化发射器代码的K个代码码片的序列编码的K个测距波形块的序列,每一个测距波形块包括L个单位测距波形;
M个快时匹配滤波器 (FTMF),每一个FTMF包括一组J个距离门,所述J个距离门各自包括L个滤波器,所述J个距离门各自被调谐到相应距离,其中所述J个距离门被配置成将所述回波信号分选到J个距离筐中;
M个加法器块,每一个加法器块被配置成将一组 $J \times L$ 个输出加到J个距离门输出中;以及
M个联合匹配滤波器,所述M个联合匹配滤波器中的每一个联合匹配滤波器对所述J个

距离门输出中的每一个距离门输出实施 $N \times K$ 个组合滤波器,总共 $N \times K \times J$ 个组合滤波器,其中

所述 $N \times K \times J$ 个组合滤波器中的每一个组合滤波器被配置成同时执行回波信号的解码和多普勒滤波。

7. 根据权利要求6所述的雷达系统,其特征在于,
对于所述 J 个距离门输出中的每一个距离门输出:

所述 $N \times K$ 个组合滤波器被分成 N 个组,所述 N 个组各自具有 K 个组合滤波器,
所述 N 个组中的每一组与所述优化发射器代码集中的不同的优化发射器代码相关联,
给定组中的所述 K 个组合滤波器中的每一个组合滤波器被调谐到相应多普勒频移,并且

所述给定组中的所述 K 个组合滤波器中的每一个组合滤波器用所述不同的优化发射器代码的相应代码码片的复共轭加权。

8. 根据权利要求6所述的雷达系统,其特征在于,
所述 $N \times K \times J$ 个组合滤波器用快速傅立叶变换(FFT)滤波器实施。

9. 一种雷达系统,其特征在于,包括:

N 个发射天线;

M 个接收天线,所述 M 个接收天线被配置成接收由所述 N 个发射天线中的一个或多个发射天线发射并且从目标反射出的经过反射的优化编码序列,其中

每一个回波信号的原始优化编码序列包括根据特定优化发射器代码的 K 个代码码片的序列编码的 K 个测距波形块的序列,每一个测距波形块包括 L 个单位测距波形;

M 个快时匹配滤波器(FTMF),每一个FTMF包括一组 J 个距离门,所述 J 个距离门各自包括 L 个滤波器,所述 J 个距离门各自被调谐到相应距离,其中所述 J 个距离门被配置成将所述回波信号分选到 J 个距离筐中;

M 个加法器块,每一个加法器块被配置成将一组 $J \times L$ 个输出加到 J 个距离门输出中;以及

M 个联合匹配滤波器,所述 M 个联合匹配滤波器中的每一个联合匹配滤波器对所述 J 个距离门输出中的每一个距离门输出实施 $N \times K$ 个组合滤波器,总共 $N \times K \times J$ 个组合滤波器,其中

所述 $N \times K \times J$ 个组合滤波器中的每一个组合滤波器被配置成同时执行回波信号的解码和多普勒滤波。

10. 一种雷达系统,其特征在于,包括:

N 个发射天线;

波形发生器,所述波形发生器被配置成产生单位测距波形;

波形级联器,所述波形级联器被配置成级联 L 个单位测距波形以形成测距波形块;以及

N 个相移键控(PSK)编码器,其中

所述 N 个PSK编码器中的每一个PSK编码器被分配来自代码长度小于 K 的第一未优化发射器代码集的第一相应未优化发射器代码,

所述 N 个PSK编码器中的每一个PSK编码器被配置成重复所述第一相应未优化发射器代码以对 K 个测距波形块进行编码,从而形成第一相应未优化编码序列,

所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被进一步分配来自代码长度小于K的第二未优化发射器代码集的第二相应未优化发射器代码，

所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被配置成重复所述第二相应未优化发射器代码以对K个测距波形块进行编码，从而形成第二相应未优化编码序列，

对所述第一未优化发射器代码集中的任一个未优化发射器代码与所述第一相应未优化发射器代码之间的互相关的第一频谱分析产生第一多个峰值，

对所述第二未优化发射器代码集中的任一个未优化发射器代码与所述第二相应未优化发射器代码之间的互相关的第二频谱分析产生第二多个峰值，

频谱跟踪算法指示，在所述第一频谱分析和所述第二频谱分析中对应于一致多普勒筐的任何峰值指示正确峰值，并且

在所述第一频谱分析和所述第二频谱分析中对应于不一致多普勒筐的任何峰值被抑制。

经过扩展的多普勒PMCW码分MIMO雷达

技术领域

[0001] 本公开总体上涉及汽车雷达系统,并且更具体地说,涉及相位调制连续波 (PMCW) 码分多路复用 (CD) 多输入多输出 (MIMO) 雷达系统。

背景技术

[0002] 在非MIMO (多输入多输出) 雷达系统中,相同的波形在雷达系统的所有发射器信道上发射,每一个发射器信道具有用于将传输波形聚焦在远场中期望的观测方向上的不同的相移量。这称作使用天线阵列的发射波束成形。在MIMO雷达系统中,不尝试发射波束成形。相反,每一个发射器信道以宽辐射模式发射,以照射雷达的整个视场 (FOV)。所发射的波形也不相同,但在时间、频率、代码或其它域上彼此正交。在接收器处,源自单独发射器的信号然后被分离,并且对所分离的信号进行处理以提取目标的范围、多普勒速度 (即径向速度) 和到达方向 (DoA) 信息。

[0003] MIMO雷达系统包括多个发射元件和接收元件,所述发射元件和接收元件形成用于检测天线的FOV中的目标的几乎很大的天线阵列孔径。对于任何MIMO雷达,由不同的发射器信道发射的信号在任何接收器信道上都可作为单独的信号明显地传播,使得所得天线阵列具有等于发射天线阵列与接收天线阵列的卷积的有效孔径。对于具有N个发射天线和M个接收天线的示例MIMO雷达,可以由N+M个物理天线构建总共N×M个虚拟接收元件。每一个虚拟接收元件有效地位于位置向量处,所述位置向量是成对的发射元件和接收元件位置向量的总和。因此,可以用更少的物理元件虚拟地形成大的天线阵列,以实现更好的角度分辨率。MIMO雷达的这一特性对汽车雷达具有重要价值,其要求在严格的尺寸、重量、功率和成本限制下具有良好的角度分辨率性能。因此,MIMO雷达系统通常用于要求高角度分辨率的汽车雷达应用中,特别是76至81GHz毫米波汽车雷达系统。

发明内容

[0004] 根据本发明的第一方面,提供一种雷达系统,包括:

[0005] N个发射天线;以及

[0006] N个相移键控 (PSK) 编码器,所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被分配优化发射器代码集中的相应优化发射器代码,其中

[0007] 所述集中的每一个优化发射器代码包括K个代码码片的序列,

[0008] 所述集中的每一个优化发射器代码与所述集中的所有其它优化发射器代码正交,

[0009] 对任何两个优化发射器代码之间的互相关的频谱分析产生具有不大于预定检测阈值的值的旁瓣,

[0010] 每一个PSK编码器被配置成根据所述相应优化发射器代码的K个代码码片的所述序列对K个测距波形块进行编码,并且产生相应优化编码序列,并且

[0011] 所述N个发射天线中的每一个发射天线被配置成同时输出所述相应优化编码序列。

- [0012] 在一个或多个实施例中,所述相应优化编码序列被发射一次以形成多普勒帧,并且
- [0013] 在所述多普勒帧期间,用于对所述相应优化编码序列进行编码的K个代码码片的所述序列从不重复。
- [0014] 在一个或多个实施例中,脉冲重复间隔(PRI)的持续时间等于或大于所述测距波形块的持续时间,
- [0015] 在所述多普勒帧期间完成K个PRI,
- [0016] 所述雷达系统的多普勒测量分辨率为 $1/(K \times \text{PRI})$,并且
- [0017] 能由所述雷达系统测量的最大明确多普勒频移为 $\pm 0.5 \times (1/\text{PRI})$ 。
- [0018] 在一个或多个实施例中,所述多普勒帧小于或等于驻留时间,
- [0019] 所述驻留时间是由所述雷达系统对回波信号进行相干处理的最大时间量,并且
- [0020] K是在所述驻留时间期间允许的整数个多普勒筐。
- [0021] 在一个或多个实施例中,所述优化发射器代码集包括二进制相移键控(BPSK)发射器代码集,并且
- [0022] 所述预定检测阈值小于或等于 \sqrt{K} 。
- [0023] 在一个或多个实施例中,所述雷达系统进一步包括:
- [0024] M个接收天线,所述M个接收天线被配置成接收由所述N个发射天线中的一个或多个发射天线发射并且从目标反射出的经过反射的优化编码序列,其中
- [0025] 每一个回波信号的原始优化编码序列包括根据特定优化发射器代码的K个代码码片的序列编码的K个测距波形块的序列,每一个测距波形块包括L个单位测距波形;
- [0026] M个快时匹配滤波器(FTMF),每一个FTMF包括一组J个距离门,所述J个距离门各自包括L个滤波器,所述J个距离门各自被调谐到相应距离,其中所述J个距离门被配置成将所述回波信号分选到J个距离筐中;
- [0027] M个加法器块,每一个加法器块被配置成将一组 $J \times L$ 个输出加到J个距离门输出中;以及
- [0028] M个联合匹配滤波器,所述M个联合匹配滤波器中的每一个联合匹配滤波器对所述J个距离门输出中的每一个距离门输出实施 $N \times K$ 个组合滤波器,总共 $N \times K \times J$ 个组合滤波器,其中
- [0029] 所述 $N \times K \times J$ 个组合滤波器中的每一个组合滤波器被配置成同时执行回波信号的解码和多普勒滤波。
- [0030] 在一个或多个实施例中,对于所述J个距离门输出中的每一个距离门输出:
- [0031] 所述 $N \times K$ 个组合滤波器被分组成N个组,所述N个组各自具有K个组合滤波器,
- [0032] 所述N个组中的每一组与所述优化发射器代码集中的不同的优化发射器代码相关联,
- [0033] 给定组中的所述K个组合滤波器中的每一个组合滤波器被调谐到相应多普勒频移,并且
- [0034] 所述给定组中的所述K个组合滤波器中的每一个组合滤波器用所述不同的优化发射器代码的相应代码码片的复共轭加权。
- [0035] 在一个或多个实施例中,对于所述J个距离门输出中的每一个距离门输出:

- [0036] 对于所述N个组中的每一组：
- [0037] K个组合滤波器各自被配置成将给定回波信号的特定优化发射器代码的相应代码码片乘以所述不同的优化发射器代码的相应代码码片的所述复共轭，并且
- [0038] 所述K个组合滤波器中的每一个组合滤波器被配置成输出相关信号。
- [0039] 在一个或多个实施例中，对于所述J个距离门输出中的每一个距离门输出：
- [0040] 对于所述N个组中的每一组：
- [0041] 当所述K个组合滤波器的输出之和大于所述预定检测阈值时，检测到相关峰值，并且
- [0042] 所述相关峰值指示所述回波信号的所述特定优化发射器代码的所有代码码片与所述不同的优化发射器代码的所有代码码片相匹配。
- [0043] 在一个或多个实施例中，所述 $N \times K \times J$ 个组合滤波器用快速傅立叶变换 (FFT) 滤波器实施。
- [0044] 根据本发明的第二方面，提供一种雷达系统，包括：
- [0045] N个发射天线；
- [0046] M个接收天线，所述M个接收天线被配置成接收由所述N个发射天线中的一个或多个发射天线发射并且从目标反射出的经过反射的优化编码序列，其中
- [0047] 每一个回波信号的原始优化编码序列包括根据特定优化发射器代码的K个代码码片的序列编码的K个测距波形块的序列，每一个测距波形块包括L个单位测距波形；
- [0048] M个快时匹配滤波器 (FTMF)，每一个FTMF包括一组J个距离门，所述J个距离门各自包括L个滤波器，所述J个距离门各自被调谐到相应距离，其中所述J个距离门被配置成将所述回波信号分选到J个距离筐中；
- [0049] M个加法器块，每一个加法器块被配置成将一组 $J \times L$ 个输出加到J个距离门输出中；以及
- [0050] M个联合匹配滤波器，所述M个联合匹配滤波器中的每一个联合匹配滤波器对所述J个距离门输出中的每一个距离门输出实施 $N \times K$ 个组合滤波器，总共 $N \times K \times J$ 个组合滤波器，其中
- [0051] 所述 $N \times K \times J$ 个组合滤波器中的每一个组合滤波器被配置成同时执行回波信号的解码和多普勒滤波。
- [0052] 在一个或多个实施例中，所述N个发射天线中的每一个发射天线被分配优化发射器代码集中的相应优化发射器代码，
- [0053] 所述集中的每一个优化发射器代码包括K个代码码片的序列，
- [0054] 所述集中的每一个优化发射器代码与所述集中的所有其它优化发射器代码正交，并且
- [0055] 对任何两个优化发射器代码之间的互相关的频谱分析产生具有不大于预定检测阈值的值的旁瓣。
- [0056] 在一个或多个实施例中，对于所述J个距离门输出中的每一个距离门输出：
- [0057] 所述 $N \times K$ 个组合滤波器被分组成N个组，所述N个组各自具有K个组合滤波器，
- [0058] 所述N个组中的每一组与所述优化发射器代码集中的不同的优化发射器代码相关联，

- [0059] 给定组中的所述K个组合滤波器中的每一个组合滤波器被调谐到相应多普勒频移,并且
- [0060] 所述给定组中的所述K个组合滤波器中的每一个组合滤波器用所述不同的优化发射器代码的相应代码码片的复共轭加权。
- [0061] 在一个或多个实施例中,对于所述J个距离门输出中的每一个距离门输出:
- [0062] 对于所述N个组中的每一组:
- [0063] K个组合滤波器各自被配置成将给定回波信号的特定优化发射器代码的相应代码码片乘以所述不同的优化发射器代码的相应代码码片的所述复共轭,并且
- [0064] 所述K个组合滤波器中的每一个组合滤波器被配置成输出相关信号。
- [0065] 在一个或多个实施例中,对于所述J个距离门输出中的每一个距离门输出:
- [0066] 对于所述N个组中的每一组:
- [0067] 当所述K个组合滤波器的输出之和大于所述预定检测阈值时,检测到相关峰值,并且
- [0068] 所述相关峰值指示所述回波信号的所述特定优化发射器代码的所有代码码片与所述不同的优化发射器代码的所有代码码片相匹配。
- [0069] 在一个或多个实施例中,所述 $N \times K \times J$ 个组合滤波器用快速傅立叶变换(FFT)滤波器实施。
- [0070] 在一个或多个实施例中,所述雷达系统进一步包括:
- [0071] 波形发生器,所述波形发生器被配置成产生单位测距波形;
- [0072] 波形级联器,所述波形级联器被配置成级联L个单位测距波形以形成测距波形块;以及
- [0073] N个相移键控(PSK)编码器,所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被分配所述优化发射器代码集中的所述相应优化发射器代码,并且被配置成根据所述相应优化发射器代码对K个测距波形块进行编码以形成相应优化编码序列。
- [0074] 在一个或多个实施例中,所述相应优化发射器代码是第一相应优化发射器代码,
- [0075] 所述优化发射器代码集是第一优化发射器代码集,
- [0076] 所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被进一步分配来自代码长度为K的第二优化发射器代码集中的第二相应优化发射器代码,所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被配置成根据所述第二相应优化发射器代码对K个测距波形块进行编码以形成第二相应优化编码序列,
- [0077] 所述第一优化发射器代码集中的任一个优化发射器代码与所述第一相应优化发射器代码之间的第一互相关的第一频谱分析与所述第二优化发射器代码集中的任一个优化发射器代码与所述第二相应优化发射器代码之间的第二互相关的第二频谱分析相干地求和,以得到积分频谱分析,其中
- [0078] 在所述第一频谱分析和所述第二频谱分析两者中对应于一致多普勒筐的任何峰值被相长地求和,以在所述积分频谱分析中产生正确峰值,
- [0079] 在所述第一频谱分析和所述第二频谱分析中对应于不一致多普勒筐的任何虚假峰值被抑制。
- [0080] 根据本发明的第三方面,提供一种雷达系统,包括:

- [0081] N个发射天线；
- [0082] 波形发生器,所述波形发生器被配置成产生单位测距波形；
- [0083] 波形级联器,所述波形级联器被配置成级联L个单位测距波形以形成测距波形块；
- 以及
- [0084] N个相移键控 (PSK) 编码器,其中
- [0085] 所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被分配来自代码长度小于K的第一未优化发射器代码集的第一相应未优化发射器代码，
- [0086] 所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被配置成重复所述第一相应未优化发射器代码以对K个测距波形块进行编码,从而形成第一相应未优化编码序列，
- [0087] 所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被进一步分配来自代码长度小于K的第二未优化发射器代码集的第二相应未优化发射器代码，
- [0088] 所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被配置成重复所述第二相应未优化发射器代码以对K个测距波形块进行编码,从而形成第二相应未优化编码序列，
- [0089] 对所述第一未优化发射器代码集中的任一个未优化发射器代码与所述第一相应未优化发射器代码之间的互相关的第一频谱分析产生第一多个峰值，
- [0090] 对所述第二未优化发射器代码集中的任一个未优化发射器代码与所述第二相应未优化发射器代码之间的互相关的第二频谱分析产生第二多个峰值，
- [0091] 频谱跟踪算法指示,在所述第一频谱分析和所述第二频谱分析中对应于一致多普勒的任何峰值指示正确峰值,并且
- [0092] 在所述第一频谱分析和所述第二频谱分析中对应于不一致多普勒的任何峰值被抑制。
- [0093] 在一个或多个实施例中,接收未优化编码序列的回波信号的接收器上的多普勒滤波器的滤波器长度为K个样本，
- [0094] 所述第一未优化发射器代码集和所述第二未优化发射器代码集为哈达玛代码，
- [0095] 所述第一集中的所述未优化发射器代码各自具有第一代长度,并且
- [0096] 所述第二集中的所述未优化发射器代码各自具有第二代长度,所述第二代长度是所述第一代长度的两倍长。
- [0097] 本发明的这些和其它方面将根据下文中所描述的实施例显而易见,且参考这些实施例予以阐明。

附图说明

- [0098] 通过参照附图,可以更好地理解本发明,并且其许多目的、特征和优点对于本领域技术人员将变得显而易见。
- [0099] 图1是描绘示例PMCW CD MIMO雷达系统的框图,所述示例PMCW CD MIMO雷达系统实施常规发射器编码过程、常规发射器解码过程和常规多普勒滤波过程。
- [0100] 图2是描述根据本公开的一些实施例的示例PMCW CD MIMO雷达系统的框图,所述示例PMCW CD MIMO雷达系统实施优化发射器编码过程以及联合发射器解码和多普勒滤波过程。
- [0101] 图3A、3B和3C示出了根据常规代码集的振幅域中的示例测距波形的波形图。

[0102] 图4示出了根据本公开的一些实施例的根据优化代码集的振幅域中的示例测距波形的波形图。

[0103] 图5A、5B和5C是根据常规代码集编码并通过常规发射器解码过程和常规多普勒滤波过程处理的测距波形的图形表示。

[0104] 图6A、6B、6C和6D是根据本公开的一些实施例的测距波形的图形表示,所述测距波形根据优化代码集编码并通过示例联合发射器解码过程和多普勒滤波过程进行处理。

[0105] 图7A、7B和7C是根据本公开的一些实施例的测距波形的图形表示,所述测距波形根据哈达玛(Hadamard)代码集编码并通过示例联合发射器解码过程和多普勒滤波过程进行处理。

[0106] 图8A和8B是根据本公开的一些实施例的测距波形的图形表示,所述测距波形根据针对多普勒旁瓣峰值迁移的多个代码集进行编码。

[0107] 图9A、9B、9C和9D是根据本公开的一些实施例的测距波形的图形表示,所述测距波形根据针对多普勒旁瓣电平抑制的多个代码集进行编码。

[0108] 图10是描绘根据本公开的一些实施例的示例汽车系统的框图,图2的雷达系统可以在所述示例汽车系统中实施。

[0109] 图11是描绘根据本公开的一些实施例的用于图2的雷达系统中的联合发射器解码和多普勒滤波的示例联合匹配滤波器的框图。

[0110] 本发明是通过举例来说明的并且不受附图的限制,在附图中,相似的附图标记指示类似的元件,除非另有说明。附图中的元件是为了简单和清楚起见而示出的,并且不一定按比例绘制。

具体实施方式

[0111] 下文阐述了旨在说明本发明的各个实施例的详细描述并且不应被认为是限制性的。

[0112] 概述

[0113] 存在多种用于在雷达接收器处分离雷达发射器信号的技术,这是多输入多输出(MIMO)雷达系统的关键要求。MIMO雷达系统包括多个发射器(或发射器信道)和多个接收器(或接收器信道)。除其它MIMO技术之外,典型的技术包括时分复用(TD)、频分复用(FD)和码分复用(CD)。在TD MIMO中,在任何给定时间只有一个发射器发射,因此接收器只需通过简单地了解每一个发射器的传输时间就可以分离发射器信号。在FD MIMO中,发射器同时发射,但每一个发射器在不同且不重叠的频带上发射,因此接收器只需通过简单地了解每一个发射器的传输频带就可以分离发射器信号。在CD MIMO中,发射器信号以不同的编码序列布置,并且这些代码彼此正交,因此接收器可以通过用已知的发射器代码解码来分离不同的发射器信号。由于代码的正交性质,每一个解码器只能输出用匹配代码编码的信号,而用其它代码编码的信号被抑制。TD MIMO技术的硬件利用率较低,因为在任何给定时间只有一个发射器在工作,所以从硬件利用率的角度来看效率较低。FD MIMO的频谱效率较低,因为它需要多个频带才能工作,所以从频谱利用率的角度来看效率较低。在这三种MIMO技术中,CD MIMO技术没有这些低效问题中的任何一种问题,并且被认为是最高效的,这使得其成为一个非常受欢迎的解决方案。然而,实施CD MIMO技术的折衷涉及正交编码和解码过程的更复

杂的收发器设计。

[0114] 图1中示出了示例PMCW CD MIMO雷达系统100,所述示例PMCW CD MIMO雷达系统100可以实施下文进一步讨论的常规的发射器编码和解码方案以及常规的多普勒滤波过程。雷达系统100包括实施N个发射器(或发射器信道)的本地振荡器(LO) 101、波形发生器102、波形级联器104、相移键控(PSK)编码器106(1)–(N)、混频器108(1)–(N)、功率放大器110(1)–(N)以及发射天线Tx1–TxN。雷达系统100还包括实施M个接收器(或接收器信道)的接收天线Rx1–RxM、低噪声放大器(LNA) 112(1)–(M)、混频器块114(1)–(M)、模数转换器(ADC) 116(1)–(M)、快时匹配滤波器(FTMF) 118(1)–(M)、加法器块120(1)–(M)、解码器122(1)–(M)以及慢时匹配滤波器(STMF) 124(1)–(M)。下面将进一步详细讨论这些部件。雷达系统100也可以被称为收发器100,所述收发器100包括N个发射器和M个接收器。在操作期间,N个发射器驱动发射天线Tx1–TxN上的编码输出信号,所述发射天线Tx1–TxN后向散射掉雷达系统100范围内的物体,如车辆124,并且回波信号在接收天线Rx1–RxM上被接收。由于回波信号与发射器输出信号相比在时间上延迟,因此雷达系统100生成指示回波信号与发射器输出信号之间的关系的信号,这些信号可以由功能评估电路处理并提供给数字信号处理以确定关于物体的信息,所述物体在此也被称为目标。

[0115] 常规的发射器编码过程通过将单位测距波形级联成测距波形块来生成发射器输出信号。单位测距波形是相位调制信号,所述信号的相位根据由内部代码定义的预定相移模式受时间影响而变化。内部代码是代码码片的序列,其中每一个代码码片都具有与相移相对应的值,如当相移为 0° 时,代码码片的值为+1,并且当相移为 180° 时,代码码片的值为-1。将L个单位测距波形级联以形成测距波形块,并且将N'个测距波形块的序列级联并进行相位编码以形成发射器波形块(也称为编码序列)。根据由外部代码定义的预定相移模式,对N'个测距波形块进行相位编码,所述外部代码是N'个代码码片的序列,也称为具有代码长度N'。每一个外部代码是发射器代码集的一部分,其中所述集中的每一个发射器代码与所述集中的其它代码正交,并且代码长度N'不短于N个发射器。N个发射器中的每一个发射器被分配相应发射器代码,代码集中总共有N个发射器代码。每一个发射器同时重复多次(如K次)发射其相应编码序列,以便于进行多普勒估计。K个经过重复的编码序列形成发射器输出信号,所述发射器输出信号也称为多普勒波形块。换句话说,内部代码相位编码的PMCW测距波形序列的外部代码相位编码的序列(外部代码长度接近于发射器的数量)随时间重复,以便于进行多普勒估计。

[0116] 假设单位波形的长度为 T_r [秒],则每个相应测距波形块的长度为 $L \times T_r$ [秒],并且每个相应发射器波形块的长度为 $N' \times L \times T_r$ [秒]。每个编码序列的重复传输间隔为脉冲重复间隔或PRI,本文将其理解为“发射器波形块重复间隔”。图1的雷达系统可以实现 $N' \times L \times T_r$ 的最小PRI,其中包括K个经过重复的发射器波形块的多普勒波形块的总传输时间为 $K \times N' \times L \times T_r$ [秒]。PRI的长度必须大于或等于单位测距波形的持续时间 T_r ,以容纳一些系统中的单位波形之间的发射器空闲时间。重复的单位波形允许在多个PRI上产生距离测量。由于雷达与目标之间的相对移动、本地振荡器的稳定性和传播信道的平稳性,存在一定有限时间,在所述有限时间期间,可以从范围多普勒门检测单元相干地提取目标的回波信号,并且可以明确地确定目标的范围和多普勒速度。目标回波信号在检测单元内可以被相干地处理的最大时间被称为检测单元驻留时间($T_{驻留}$)或简称驻留时间。

[0117] 通常情况下,在驻留时间期间,每一个接收器接收发射器的多普勒波形块的回波信号并处理回波信号以提取信息。每一个接收器包括FTMF 118,所述FTMF 118实施J个距离门,所述J个距离门各自包括L个内部代码滤波器,所述L个内部代码滤波器用于根据相对于经过发射的多普勒波形块的到达时间将由给定接收器接收的回波信号分选到J个距离筐(bin)中,其中不同的距离筐对应于目标可能位于的不同范围。每一个接收器还包括加法器块120,所述加法器块120针对J个距离门中的每一个距离门的J×L个输出进行求和,从而产生J个距离门输出。每一个接收器还包括解码器122,所述解码器122实施J个组的N个相关器,其中J个距离门输出中的每一个距离门输出被提供给相应一组N个相关器。N个相关器中的每一个相关器与代码集的相应发射器代码相关联,并且回波信号与N个发射器代码中的每一个发射器代码互相关。N个相关器中的每一个相关器都输出相关信号,当(最有可能)用与相关器的相关联的发射器代码匹配的发射器代码对回波信号进行编码时,所述相关信号具有峰值。结果,具有匹配发射器代码的回波信号被解码,并且其它信号(如噪声信号或用不同发射器代码编码的信号)被抑制。每一个接收器另外包括STMF 124,所述STMF 124实施K个多普勒门,所述多普勒门根据相对于经过发射的多普勒测距波形块的多普勒频率偏移或偏置将解码回波信号分选到K个多普勒筐中,其中不同的多普勒筐对应于目标可能行进的不同多普勒速度。可由雷达系统实现的多普勒筐的数量取决于驻留时间期间完成的PRI的数量。

[0118] 然而,由于发射器编码的代码长度要求取决于雷达系统中的N个发射器(并且假设在目标上的驻留时间是一个固定限制),因此按比例增加MIMO雷达系统中的N个发射器会减少可以针对发射器解码构建的多普勒筐的数量,这就减少了可由系统测量的最大明确多普勒速度。换句话说,需要编码的发射器越多,系统能观察到的最大速度就越有限。另外,因为发射器解码过程在每一个编码序列内假设多普勒效应可忽略,对于快速移动目标或延长的编码序列的情况,一个编码序列中的单位波形之间的相位旋转由于多普勒频移变得不可忽略,并且由于解码相关器中的相位失配而发生退化。失配效应降低了解码器相关峰值并导致较高的解码器相关旁瓣,从而导致发射器分离不良,这劣化了由MIMO虚拟孔径构建的性能。

[0119] 本发明提供了一种PMCW CD MIMO雷达系统,所述系统实施优化发射器编码过程以及联合发射器解码和多普勒滤波过程,这些过程通过以下克服了上文讨论的问题:首先通过选择发射器代码集,所述发射器代码集的代码长度等于可由驻留时间允许的多普勒筐的数量,所述发射器代码彼此正交,并且其互相关本质上不太具有周期性;并且其次通过使用正交外部代码的复共轭对多普勒门进行加权。所得组合滤波器可同时调谐到发射器外部代码和多普勒频移,使得专用于常规雷达系统中的发射器解码的唯一任务的解码器变得不必要。正交和低周期性互相关代码的选择是确保明确解码输出的重要步骤。许多正交代码在其互相关方面是高度周期性的,并且应该避免这种代码。

[0120] 此外,由于在联合发射器解码和多普勒滤波过程中考虑到单位波形之间的相位旋转效应,因此由目标移动引起的相位失配效应不再是一个问题。结果,当与常规雷达系统相比时,可由本发明的系统测量的最大明确多普勒频移扩展了等于发射器数量的至少一个因数。解码器失配也被消除,从而引起更好的发射器分离性能以及因此构建的MIMO虚拟孔径的更好的性能。

[0121] 在本公开的其它实施例中,跨多个测量周期构建和使用了多个代码集,其中在多个测量周期内对测量进行跟踪或整合,以增强多普勒估计的动态范围。

[0122] 示例实施例

[0123] 图2示出了示例相位调制连续波 (PMCW) 码分 (CD) 多输入多输出 (MIMO) 雷达系统 200,所述雷达系统200实施优化发射器编码和解码方案,所述方案使用如下文进一步讨论的优化代码集以及联合发射器解码和多普勒滤波过程。雷达系统200包括实施N个发射器的本地振荡器 (LO) 101、波形发生器102、波形级联器104、相移键控 (PSK) 编码器206 (1) - (N)、混频器108 (1) - (N)、功率放大器110 (1) - (N) 以及发射天线Tx1-TxN。雷达系统200还包括实施M个接收器的接收天线Rx1-RxM、低噪声放大器112 (1) - (M)、混频器块114 (1) - (M)、模数转换器116 (ADC) (1) - (M)、快时匹配滤波器 (FTMF) 118 (1) - (M)、加法器块120 (1) - (M) 以及联合发射器解码和多普勒滤波器222 (1) - (M)。雷达系统200也可以称为包括N个发射器和M个接收器的雷达收发器200。下面将进一步详细讨论这些部件。图1和图2中具有相同附图标记的元件指示实施相同功能的相同部件。发射器及其相关联的发射天线都可以识别为TxN,如Tx1或Tx2。接收器及其相关联的接收天线都可以识别为RxM,如Rx1或Rx2。另外,应注意的是,L、M、K、N和J(在下文中使用)是大于1的整数。

[0124] 在图1和图2中,在发射器侧,LO 101以载波频率生成正弦信号,所述正弦信号被提供给波形发生器102。波形发生器102用基带波形调制正弦信号的相位,所述基带波形在频谱域中具有有限的带宽。所得波形被称为单位测距波形,其例子在图3A中的振幅域波形中示出。单位测距波形302是相位调制的(或相位编码的)信号,所述信号的相位根据内部代码304定义的预定相移模式受时间影响而变化。内部代码304是代码码片的序列,其中内部代码的码片的数量被称为 L_c ,其被标记为304 (1) - (L_c)。每个代码码片都具有与相移对应的值,如当相移为 0° 时,代码码片的值为+1,当相移为 180° 时,代码码片的值为-1,其中每个可能的相移的持续时间被称为内部代码码片持续时间 T_c 。例如,巴克 (Barker) 代码序列可以用作内部代码。13码片巴克代码序列含有13个代码码片,或者[+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1]。这种类型的代码只有两个相移值,因此被称为二进制相移键控 (BPSK) 代码。PMCW CD-MIMO雷达中常用的BPSK内部代码类型包括最大长度序列(也称为m序列)和几乎最佳自相关序列 (APAS)。这些代码因其优越的循环自相关特性而广受欢迎,所述特性对于使用连续波 (CW) 雷达系统实现良好的测距性能是必需的。在图3A所示的例子中,使用31码片m序列内部代码[+1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1 -1 -1 -1 -1 +1 -1 -1 +1 -1 +1 +1 -1 -1 +1 +1]对单位测距波形302进行相位编码。

[0125] 在图1和图2中,波形发生器102向波形级联器104输出单位测距波形流,所述波形级联器104将L个单位测距波形级联以形成图3B所示的测距波形块。单位测距波形302 (1) - (L) 中的每一个单位测距波形的长度 T_r [秒]等于内部代码码片的数量 L_c 乘以内部代码码片持续时间 T_c (或 $T_r = L_c \times T_c$),从而产生长度为 $L \times T_r$ [秒]的测距波形块306。波形级联器104输出测距波形块306的流。

[0126] 在图1和图2中,N个发射器中的每一个发射器都具有相移键控 (PSK) 编码器,所述编码器被配置成实施预选正交发射器代码的代码集(也称为外部代码)。图1中的PSK编码器106使用代码长度为 N' 的常规发射器代码集,而图2中的PSK编码器206使用代码长度为K的优化发射器代码集,所述常规发射器代码集和优化发射器代码集将在下文“发射器编码”的

标题下进一步讨论。由波形级联器104输出的测距波形块306根据混频器108处的相应代码集进行编码,并且所产生的RF波形被称为编码序列(CS)或发射器波形块。

[0127] 图1中的PSK编码器106被配置成使用常规的发射器(或外部)代码对具有 N' 个测距波形块的CS进行编码,其中CS被重复 K 次以产生图3C所示的多普勒波形块。测距波形块306(1)–(N')中的每一个测距波形块的长度都为 $L \times T_r$ [秒],从而导致CS 308(或发射器波形块308)的长度为 $N' \times L \times T_r$ 。CS 308重复 K 次以形成慢时(多普勒)测量帧310或多普勒波形块310,所述慢时(多普勒)测量帧310或多普勒波形块310的持续时间等于 $K \times N' \times L \times T_r$ 。

[0128] 图2中的PSK编码器206被配置成使用优化发射器(或外部)代码对优化CS进行编码,如图4所示。多普勒波形块410(或慢时多普勒测量帧410)由具有 K 个测距波形块306的单个优化CS(OCS)408形成。适当的多普勒波形块(图1中的 K 个重复的CS或图2中的优化CS)被提供给PA 110,所述PA 110在对应的发射天线 T_x 上驱动多普勒波形块。每一个发射器与相应多普勒波形块相关联,这些多普勒波形块同时发射(示出为从发射天线发出的同心波),从而照射雷达系统的FOV中的目标,如车辆124。如下文所讨论的,来自雷达系统的FOV中的目标的回波信号(或反射的多普勒波形块)然后到达所有接收器并被处理。

[0129] 在图1和图2中,对于 M 个接收器中的每一个接收器,回波信号在相应接收天线 R_x 上被接收(示出为在接收天线处接收的箭头,所述箭头可能已经从车辆124弹回)并穿过LNA 112。然后,回波信号被块114缩混。在一些实施例中,块114包括混频器,所述混频器将回波信号与 L_0 101的输出缩混(例如,使用载波频率将回波信号缩混到基带或使用不同的频率将回波信号缩混到中频(IF)域)。在一些实施例中,块114还包括低通滤波器。

[0130] 然后,缩混后的回波信号被ADC 116采样,所述ADC 116输出数字信号。注意,回波信号在被接收器的每一个功能块处理后可以采用各种形式,但是各种形式在本文中仍然被称为“回波信号”,因为每种形式继续对应于回波信号。回波信号包括发射器(外部)代码,所述发射器(外部)代码用于对产生回波信号的原始多普勒波形块的测距波形块进行编码。

[0131] 每个接收器还包括快时匹配滤波器(FTMF) 118,所述FTMF 118从ADC 116输出接收回波信号样本和由波形发生器102提供的单位测距波形样本,并检测目标的距离。每个FTMF 118基本上实施一组 J 个距离门, J 个距离门各自由 L 个内部代码滤波器或 J 个组的 L 个滤波器实施(其中 L 是在测距波形块中实施的级联单元测距波形的数量)。 J 个组各自都被调谐到不同的时间延迟或距离筐,所述距离筐对应于所关注的距离。 J 个组中的每一个 L 个滤波器可以由相关器实施,所述相关器被配置成将回波信号的样本与单位测距波形块的样本的相应复共轭副本相乘,所述单位测距波形块的样本的延迟量与距离门对应。每个相关器提供输出信号,所述输出信号与目标位于所关注的范围之一中的可能性相对应。因为 N' 个测距波形块(或已经发射的多普勒波形块)的序列由多个单位测距波形形成,所以期望多个相关结果。输出信号在相关器处最大化,所述相关器具有与目标距离匹配的时间延迟量。延迟不匹配的其它相关器的输出信号被抑制。结果,每个FTMF 118具有 $J \times L$ 个输出。 J 个组的 L 个滤波器充当 J 个距离门,所述 J 个距离门将回波信号分选到不同距离筐中。在一些实施例中,每个相关器使用时域滤波来实施。在其它实施例中,每个相关器使用更有效的频域滤波来实施。所估计的范围的自然分辨率对应于波形带宽上的分辨率,并且最大可测量的明确范围与波形长度成比例。距离分辨率为 $C \times T_c / 2$ (其中 C 为光速),其与测距波形带宽的倒数成比例(从零位到零位为 $2/T_c$ [Hz])。可根据单个测距波形块测量的最大明确距离由 $T_r \times C / 2$ [m]限定。

[0132] 在图1中,每个FTMF 118的 $J \times L$ 个输出被提供给每个接收器中的相应加法器块120。因为预期多个相关结果,所以通过对 J 个组中的每个组的 L 个输出信号进行积分来获得最终估计。注意,由于外部代码覆盖在 N' 个测距波形块序列的顶部,所以相位转换经常发生在两个测距波形块之间,并且每个测距波形块的第一单位测距波形可能被外部代码的相位转换引起的相位不连续破坏。结果,第一单位测距波形通常被丢弃,这表明 L 的最小数量(即测距波形块中级联的单位测距波形的数量)应该为2。结果,加法器块120被配置成对 J 个组中的每个组的第2到第 L 个输出进行求和,使得每个加法器块120具有对应于 J 个距离筐的 J 个输出,所述 J 个输出也被称为 J 个距离门输出。在一些实施例中,通过忽略由前述外部代码转换引起的相位不连续引起的潜在退化,特意将 L 的值设置为1。这通常不是优选的,但在某些情况下,由于资源限制,可能需要这样做。

[0133] 在图1中,每个加法器块120的 J 个输出被提供给每个接收器中的相应解码器122,以对回波信号的外部代码进行解码。每个解码器122包括 J 组 N 个相关器,一组 N 个相关器用于 J 个距离门输出中的每个距离门输出。在每一组中, N 个相关器中的每一个相关器与长度为 N' (不小于 N)的相应常规发射器(外部)代码相关联。所述 N 个相关器中的每一个相关器被配置成使回波信号与相关器的相关联的发射器代码互相关,以检测回波信号是否包括相关联的发射器代码,从而有效地检查针对用于在所述 N 个发射器处编码的每一个发射器代码的回波信号。由于 N' 个测距波形块的已经发射的序列根据每个相应发射器处的不同发射器外部代码进行相移,因此每个 J 距离门输出(其从源自 N' 个测距波形块的已经发射的序列的回波信号中导出)根据 N 个发射器外部代码中的每一个发射器外部代码等效地相移。解码器122使 J 个距离门输出中的每一个距离门输出与 N 个发射器外部代码中的相应一个发射器外部代码相关,从而产生针对每一个 J 距离门输出的 N 个输出或 $N \times J$ 个输出。每个相关器输出相关信号,所述相关信号指示在回波信号中检测到相关器的相关联的发射器代码的缩放概率(例如,指示回波信号的测距波形块用相关联的发射器代码编码的缩放概率)。当回波信号的发射器代码与相关器的相关联的发射器代码匹配时,相关信号包括大于检测阈值的峰值,而当不匹配时,相关信号保持低于检测阈值。由于发射器代码的正交性质,因此每一个解码器122仅输出与包括匹配发射器代码的回波信号相关联的相关信号,而其它信号被抑制。

[0134] 另外,在图1中,每一个解码器122的 $N \times J$ 个输出被提供给每一个接收器中的相应慢时匹配滤波器(STMF)124。注意,在FTMF 118的任何给定距离门输出处,如果存在目标,则对应于反射目标的径向速度的相位旋转将存在于滤波器的输出中。因此,从多个PRI观察到的频谱域信息(通常称为慢时域)包含目标的径向速度信息。每一个STMF 124实施一组 K 个滤波器,这些 K 个滤波器中的每一个滤波器都调谐到由目标反射的载波频率的不同多普勒频移,所述多普勒频移用于提取目标的径向速度信息。例如,每一个STMF 124通常包括一组 K 个快速傅里叶变换(FFT)滤波器,所述一组 K 个FFT滤波器用作多普勒门,所述多普勒门将回波信号分选到各个多普勒筐中。根据慢时域处理测量的多普勒频移具有可测量的明确频率,其范围处于 $-0.5/PRI$ [Hz]与 $+0.5/PRI$ [Hz]之间,其中PRI等于 $N' \times L \times Tr$ 。转换为径向速度,可测量的明确径向速度的范围处于 $-0.5 \times C / (PRI \times fc)$ [m/s]与 $+0.5 \times C / (PRI \times fc)$ [m/s]之间,其中 C 是光速,并且 fc 是载波频率。多普勒测量的分辨率由发射的PRI的数量确定并且等于 $1 / (K \times PRI)$ [Hz] (或相当于 $1 / (K \times N' \times Tr)$ [Hz]),其中 K 是PRI的数量。转换为径向速

度,其分辨率为 $C/(K \times PRI \times fc)$ [m/s] (或相当于 $C/(K \times N' \times Tr \times fc)$ [m/s])。每一个STMF 124具有 $K \times N \times J$ 个输出,其中在 M 个接收器上产生总数为 $M \times K \times N \times J$ 个输出。

[0135] 相比之下,图2不具有解码器122(1)-(M)和STMF 124(1)-(M),而接收器包括实施联合发射器解码和多普勒滤波过程的联合匹配滤波器(MF) 222(1)-(M)。在接收器端上的加法器块120输出拾取,每个加法器块120的 J 个输出被提供给相应联合MF 222,其中每个联合MF 222包括用于每一个 J 距离门输出的一组 $K \times N$ 个组合滤波器。图11示出了示例联合匹配滤波器222,所述示例联合匹配滤波器222包括用于 J 个距离门输出的 $K \times N$ 个组合滤波器组1100,其中对于每一个 J 个距离门输出,重复所述组1100。组合滤波器可以被分组成对应于 N 个发射器的 N 个组1102,其中每一组包括 K 个组合滤波器(CF),如包括CF1112(1)-(K)的组1102(1)、包括CF 1122(1)-(K)的组1102(2)以及包括CF1132(1)-(K)的组1102(N)。给定组中的 K 个组合滤波器(也称为多普勒滤波器)中的每一个组合滤波器被调谐到由目标反射的载波频率的不同多普勒频移,从而用作多普勒门,所述多普勒门被配置成根据不同的多普勒频移将回波信号分选到 K 个多普勒筐中。 $K \times N$ 组合滤波器可以由一组 $K \times N$ FFT滤波器实施,每一个FFT滤波器被调谐到由目标反射的载波频率的不同多普勒频移。

[0136] 同时,回波信号可以由 $K \times N$ 个组合滤波器解码。 N 个组的组合滤波器中的每一组组合滤波器还与具有长度 K 的相应优化发射器(外部)代码相关联(对于发射器Tx1的优化发射器代码示出为OC(Tx1),对于发射器Tx2的优化发射器代码示出为OC(Tx2),并且对于发射器TxN的优化发射器代码示出为OC(TxN)),其中优化发射器代码是 K 个代码码片的序列。 N 个组中的每一组包括 K 个组合滤波器,其中 K 个组合滤波器中的每一个组合滤波器与相关联的优化发射器代码的相应代码码片相关联(例如, K 个组合滤波器与 K 个代码码片之间的一一对应关系)。如下文进一步讨论的,使用相关联的代码码片的复共轭(例如, $c(1,1)^*$,其中星号*指示代码码片的复共轭)对 $K \times N$ 个组合滤波器中的每一个组合滤波器进行加权,其中回波信号的代码码片乘以相关联的代码码片的复共轭(例如, $ec(x,1)$,其中 x 指示用于对回波信号的原始编码序列进行编码的发射器代码尚未知)。

[0137] 复数的复共轭的实部等于复数的实部,并且虚部的大小等于复数的虚部,但符号相反(例如, $x+iy$ 具有复共轭 $x-iy$)。将代码码片与相同代码码片的复共轭相乘得到非负实数,所述非负实数可以用于提供指示回波信号的代码码片与组合滤波器的相关联的代码码片匹配的大相关信号。 $K \times N$ 个组合滤波器中的每一个组合滤波器输出相关信号(例如,如所示出的,输出(1,1)),当回波信号的代码码片乘以匹配代码码片的复共轭时,所述相关信号具有峰值(例如,回波信号的一部分(最有可能)用匹配组合滤波器的相关联的发射器代码码片的发射器代码码片进行编码)。在每一组内,当回波信号的发射器代码与相关联的优化发射器代码匹配时(或者当回波信号中包括的全部代码码片序列与由 K 个组合滤波器检查的 K 个代码码片序列匹配时),由 K 个组合滤波器进行的相关信号的组合(例如,针对第一组的所有输出(1,1)-(1,K)的总和)提供大于检测阈值的峰值,而当不匹配时,峰值保持低于检测阈值。如此, N 个组的 K 个组合滤波器被配置成使回波信号与相关联的优化发射器代码互相关,从而有效地检查针对用于在 N 个发射器处编码的每一个发射器代码的回波信号。

[0138] 结果,每一个联合MF 222可同时调谐到优化发射器代码和多普勒频移,而不需要专用解码器。根据慢时域处理测量的多普勒频移具有可测量的明确频率,其范围处于 $-0.5/PRI$ [Hz]与 $+0.5/PRI$ [Hz]之间,其中 PRI 等于 $L \times Tr$ 。系统检测到的最大明确多普勒频移为 $1/PRI$

$(L \times Tr)$ [Hz], 这与系统实现的改进因数 N' (与实现最大 $1/(N' \times L \times Tr)$ [Hz] 的常规系统相比) 相对应。转换为径向速度, 可测量的明确径向速度的范围处于 $-0.5 \times C/(PRI \times fc)$ [m/s] 与 $+0.5 \times C/(PRI \times fc)$ [m/s] 之间, 其中 C 是光速, 并且 fc 是载波频率。多普勒测量的分辨率由发射的 PRI 的数量确定并且等于 $1/(K \times PRI)$ [Hz] (或相当于 $1/(K \times Tr)$ [Hz]), 其中 K 是 PRI 的数量。转换为径向速度, 其分辨率为 $C/(K \times PRI \times fc)$ [m/s] (或相当于 $C/(K \times Tr \times fc)$ [m/s])。每一个联合 MF 222 具有 $K \times N \times J$ 个输出, 在 M 个接收器上产生的总数为 $M \times K \times N \times J$ 个输出。

[0139] 在标题-发射器编码下进一步讨论了优化发射器代码, 并且在标题-发射器解码和多普勒滤波下进一步讨论了由联合 MF 222 (1) - (M) 实施的联合解码和多普勒滤波过程。如下文结合图10进一步讨论的, 关于目标的信息可以通过评估 $M \times K \times N \times J$ 个输出来获得。

[0140] 图10示出了示例汽车系统1000, 雷达系统200可以实施在所述示例汽车系统1000中, 如实施在车辆上。在所示出的实施例中, 雷达系统200可以实施为集成电路 (IC), 标记为雷达 IC 200, 其可以形成为位于车辆内的半导体管芯或半导体衬底的一部分。雷达 IC 200 可以附接到底层载体衬底 (如微控制器板或 PCB) 以形成雷达装置的一部分, 其中载体衬底包括使用聚酰亚胺或 FR4 或 BT 树脂形成的非导电衬底上的导电特征。雷达 IC 200 包括上文结合图2讨论的收发器 (例如, 发射器和接收器) 部件。当雷达 IC 200 通过传输线连接到发射天线 $Tx1-TxN$ 和接收天线 $Rx1-RxM$ 时, 发射天线 $Tx1-TxN$ 和接收天线 $Rx1-RxM$ 可以形成为雷达集成电路的一部分, 或者可以形成为单独的集成电路 (例如, 作为雷达传感器的一部分) 并附接到微控制器板, 或者可以形成为单独的装置 (例如, 作为雷达传感器的一部分) 并附接到车辆外部 (例如, 以在车辆周围提供360度覆盖)。

[0141] 汽车系统1000还包括雷达功能评估电路1002, 所述雷达功能评估电路1002被配置成接收和处理雷达收发器200的输出, 以检测目标的存在并估计目标的方位角或仰角或两者。雷达功能评估电路1002还可以被配置成提取目标范围、多普勒速度 (或径向速度) 和到达方向 (DoA) 信息。跟踪结果以进一步降低噪声, 并且然后进行分类。例如, 雷达功能评估电路1002可以包括功能块, 如检测器、DoA估计器、跟踪器和分类器。然后跟踪 (例如, 通过基于卡尔曼滤波器的跟踪器) 所检测目标在范围、径向速度和角度空间方面的所得列表 (有时被称为目标图), 以进一步减少检测误差并对信息进行聚集和聚类, 并进行分类以识别目标的类型。雷达功能评估电路1002也可以单独形成并附接到微控制器板上。

[0142] 所提取的目标信息 (以及任选的中间数据或原始数字化信号样本或两者) 然后被发送到数据链路接口1004, 所述数据链路接口1004连接到其它汽车控制和处理系统1006, 所述其它汽车控制和处理系统1006可以位于车辆中远离微控制器板的其它地方。系统1006的例子包括但不限于用于安全监控、驾驶员辅助、自动驾驶应用和其它应用的传感器融合系统、控制和处理系统。典型的数据链路接口包括移动行业处理器接口 (MIPI)、控制器局域网 (CAN) 总线、标准局域网 (LAN) 接口以及串行器-解串行器 (SerDes) 接口和光纤链路。

[0143] 雷达功能评估电路1002可以通过数据链路接口1004向汽车控制和处理系统1006提供关于所跟踪物体的警告指示。例如, 汽车处理器进而可以通过视觉显示、音频警告或鸣响以及驾驶员辅助 (例如, 使车辆减速或改变车辆路线) 向车辆驾驶员传达关于所跟踪物体的警告。

[0144] 发射器编码

[0145] 为了更好地说明使用常规代码集和优化代码集之间的差异,此处讨论了图1中的PSK编码器106(1)-(N)的操作。

[0146] 在图1中,PSK编码器106(1)-(N)各自被配置成实施常规代码集,所述常规代码集具有不短于待编码的N个发射信号的代码长度 N' (例如,最小代码长度等于N),其中代码长度等于代码集的每一个发射器代码中存在的代码码片的数量。测距波形块306重复 N' 次,其中根据混频器108处的常规代码集的 N' 个代码码片对 N' 个测距波形块进行编码,并且所得波形被称为编码序列(CS)308(例如,CS 308中的测距波形块306的数量等于代码长度 N')。这种编码序列308构成慢时域中的单次观测。典型的发射器编码方案基于M相移键控(M-PSK)技术(其中M-PSK中的M与M个接收器无关),其中M的整数值确定了用于对测距波形块进行编码的相移位置的数量。对于M等于2的情况,其被称为二进制相移键控(BPSK),其中两个相移位置 0° 和 180° (分别以相量格式表示为+1和-1)用于对发射器波形进行编码。例如,为了对4个发射器波形进行编码,通常使用以下基于长度 N' (其中 N' 等于4)哈达玛代码的代码集。

$$[0147] \quad C_1 = [c_{1,1} \ c_{1,2} \ c_{1,3} \ c_{1,4}] = [+1 \ +1 \ +1 \ +1]$$

$$[0148] \quad C_2 = [c_{2,1} \ c_{2,2} \ c_{2,3} \ c_{2,4}] = [+1 \ -1 \ +1 \ -1]$$

$$[0149] \quad C_3 = [c_{3,1} \ c_{3,2} \ c_{3,3} \ c_{3,4}] = [+1 \ +1 \ -1 \ -1]$$

$$[0150] \quad C_4 = [c_{4,1} \ c_{4,2} \ c_{4,3} \ c_{4,4}] = [+1 \ -1 \ -1 \ +1]$$

[0151] 每个发射器代码(例如, C_1)包括用于对测距波形块进行相位调制的4个代码码片序列(例如, $c_{1,1}$ 、 $c_{1,2}$ 、 $c_{1,3}$ 和 $c_{1,4}$),其中每个发射器代码码片序列用于相应发射器,最多4个发射器。例如,图3示出了针对发射器Tx2的示例编码序列CS,所述示例编码序列CS与第二发射器代码 C_2 相关联。参考上文的第二发射器代码 C_2 ,代码码片 $c_{2,1}$ (其在上文例子中的值为+1)意味着 0° 的相移被施加到发射器Tx2的第一测距波形块306(1)(即,没有施加相移)。代码码片 $c_{2,2}$ (其值为-1)意味着 180° 的相移被施加到发射器Tx2的第二测距波形块306(2)。CS 308也随着时间重复(如K次),以便于进行多普勒估计。如图3所示,每个CS308包括根据适当的发射器代码码片序列编码的 N' 个测距波形块的重复模式,其中CS 308重复K次以形成慢时(多普勒)测量帧310,所述测量帧310的持续时间等于 $K \times N' \times L \times T_r$ [秒],其小于或等于检测单元驻留时间($T_{\text{驻留}}$)。

[0152] 相比之下,在图2中,PSK编码器206(1)-(N)各自都被配置成实施优化编码方案,所述优化编码方案使用正交发射器代码集,所述正交发射器代码集满足选择标准或优化标准(如下所列)并且具有等于多普勒滤波器长度(即多普勒滤波样本的数量)的代码长度(或代码码片的数量)。例如,如果可以发射总共K个测距波形块以根据最大驻留时间估计目标的多普勒频移,则代码长度应当被选择成使得其尽可能接近于K,但是不大于K。

[0153] 每一个发射器被分配一个来自优化发射器代码集的不同发射器代码,所述发射器代码在相应PSK编码器206处实施(发射器的部件(如发射天线Tx或PSK编码器)也可以被称为被分配不同的发射器代码)。优化发射器代码集中不同的发射器代码必须满足以下选择标准或优化标准:

[0154] 1) 任何发射器代码与选定代码集中的任何其它发射器代码正交;以及

[0155] 2) 选定代码集中的任何两个发射器代码之间的互相关的傅立叶变换(例如,频谱分析)产生具有不大于预定检测阈值的值的旁瓣。

[0156] 当发射器信号在接收器处分离时,优化标准1确保MIMO解码过程中的最小泄漏。优化标准2确保多普勒估计有足够的动态范围,这允许在相同距离门中存在强(大RCS)目标的情况下检测到弱目标(小雷达截面或RCS)。回波信号(其包括优化发射器代码之一)与N个优化发射器代码中的每一个发射器代码互相关。频谱分析(如离散傅立叶变换)将这些互相关信号分解成其分量频率,所述分量频率被称为频率响应或频谱,所述频率响应或频谱为信号的频域表示。频谱包括以某一频率分辨率间隔开的多个多普勒筐(所述频率分辨率取决于在ADC 116处实施的采样频率),并且每一个多普勒筐与频率分量大小相关联。互相关信号的频率分量被分选到多普勒筐中,但是一些频率分量可能不会干净地落入单个多普勒筐中,而是落在两个多普勒筐之间。由于频率响应是离散的,因此来自频率分量的能量“泄漏”到任何周围的多普勒筐中,表现为旁瓣。第二个标准规定,这种旁瓣可与主瓣区分开,以确保发射器分离具有不大于预定检测阈值的值的旁瓣,其中主瓣具有大得多的值。例如,预定检测阈值可以是代码长度的平方根(或 \sqrt{K}),其中具有等于或小于 \sqrt{K} 的(经过解码的)幅值的相关信号本身可能不是检测到的峰值。此 \sqrt{K} 阈值基于与不匹配的编码序列相关的K个接收到的测距波形块的求和。因为两个编码序列不匹配,所以互相关的总和以非相干的方式累积,导致平均幅值 \sqrt{K} 。另一方面,当回波信号的发射器代码与匹配的发射器代码互相关时,互相关的总和以相干的方式累积,从而导致高 \sqrt{K} 的幅值K。注意,码分多址(CDMA)系统的常规远近问题不适用于这种情况,因为所讨论的目标距雷达的距离相同。

[0157] 通常用于MIMO发射器编码的一些流行正交代码(如哈达玛代码)是完全正交的,并且将满足第一优化标准。但是,不幸的是,这些正交代码没有达到第二个标准,因为严重的旁瓣存在于其互相关的傅立叶域中。因此,并非所有正交代码都适用于本发明,并且仔细选择联合发射器和多普勒代码是至关重要的。正交和低周期性互相关代码的选择是确保明确解码输出的重要步骤。许多正交代码在其互相关方面是高度周期性的,并且应该避免这种代码。

[0158] 如图4所示,测距波形块306重复K次,并根据长度为K的BPSK发射器代码进行相移。在驻留时间内,对于整个慢速测量帧,只有一个发射器代码码片序列从不重复。如图4所示,测距波形块306根据混频器108处的长度为K的代码集进行编码,并且所得波形被称为优化编码序列(OCS) 408。测距波形块306使用代码长度为K的优化发射器代码进行编码,如 $[+1 -1 -1 \dots -1 -1 +1 +1]$,其中+1代码码片转换为施加到相应测距波形块的0度相移,而-1代码码片转换为施加到相应测距波形块的180度相移。换句话说,OCS 408中的测距波形块306的数量等于代码长度K。K个测距波形块形成具有小于或等于驻留时间的持续时间为 $K \times L \times T_r$ [秒]的慢时(多普勒)测量帧410(也称为多普勒帧410)。在此例子中,包括K个测距波形块306的单个OCS 408形成帧410(例如,OCS 408在帧410期间不重复),其中K个PRI在帧410期间完成,其中PRI等于 $L \times T_r$ 。相比之下,图3示出了包括 N' 个测距波形块(如4个块)的常规CS 308,其中CS 308被重复K次以形成持续时间为 $K \times N' \times L \times T_r$ 的帧310,其在帧310期间完成了K个PRI,其中PRI等于 $N' \times L \times T_r$ (如 $4 \times L \times T_r$)。

[0159] 下面提供了满足优化标准的代码长度为K(其中在此例子中, $K=128$)的优化正交发射器代码的示例代码集OC,并在下面的解码示例中使用。虽然省略了1s,加号(“+”)指示施加0度相移的代码码片,并且减号(“-”)指示施加180度相移的代码码片:

$$\begin{aligned}
& \mathbf{OC}_1 = [c_{1,1} \quad c_{1,2} \quad c_{1,3} \quad c_{1,4} \dots c_{1,K}] \\
[0160] \quad & = [+ \ - \ + \ - \ - \ - \ + \ + \ + \ - \ - \ - \ + \ + \ + \ + \ + \ + \ - \ + \ + \ + \ - \ + \ + \ + \ - \ - \ + \ + \ + \ \dots \\
& \quad + \ - \ - \ + \ - \ + \ - \ - \ - \ + \ + \ - \ - \ + \ - \ + \ - \ + \ - \ + \ + \ + \ + \ + \ - \ + \ - \ - \ + \ + \ - \ - \ \dots \\
& \quad - \ - \ + \ - \ + \ + \ + \ + \ - \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ - \ - \ - \ - \ + \ - \ - \ - \ - \ - \ + \ - \ + \ + \ - \ - \ - \ \dots \\
& \quad - \ - \ - \ + \ + \ + \ - \ + \ - \ - \ + \ + \ - \ - \ + \ - \ + \ - \ + \ + \ - \ - \ + \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ - \ - \ +]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \mathbf{OC}_2 = [c_{2,1} \quad c_{2,2} \quad c_{2,3} \quad c_{2,4} \dots c_{2,K}] \\
[0161] \quad & = [+ \ + \ + \ + \ + \ + \ + \ + \ + \ + \ + \ - \ - \ + \ - \ + \ + \ + \ - \ - \ - \ - \ + \ - \ - \ + \ - \ + \ + \ + \ - \ \dots \\
& \quad - \ - \ - \ - \ + \ + \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ + \ + \ - \ + \ + \ + \ + \ + \ - \ + \ - \ - \ + \ - \ - \ - \ + \ - \ + \ \dots \\
& \quad + \ - \ + \ - \ + \ + \ - \ - \ - \ + \ + \ + \ - \ - \ + \ - \ + \ - \ + \ - \ + \ - \ - \ + \ - \ - \ + \ - \ + \ - \ - \ + \ \dots \\
& \quad + \ + \ - \ + \ + \ + \ - \ + \ + \ + \ + \ - \ + \ - \ + \ + \ + \ + \ - \ + \ + \ - \ - \ - \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ - \ -]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \mathbf{OC}_3 = [c_{3,1} \quad c_{3,2} \quad c_{3,3} \quad c_{3,4} \dots c_{3,K}] \\
[0162] \quad & = [- \ + \ - \ + \ + \ + \ + \ - \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ + \ + \ + \ - \ - \ + \ - \ + \ - \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ - \ + \ - \ \dots \\
& \quad + \ + \ - \ + \ + \ + \ - \ + \ - \ - \ + \ + \ - \ + \ - \ + \ - \ + \ - \ + \ - \ + \ + \ + \ - \ - \ + \ + \ - \ - \ + \ + \ \dots \\
& \quad + \ + \ + \ + \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ - \ - \ + \ + \ + \ + \ - \ + \ + \ - \ - \ - \ - \ + \ + \ - \ - \ - \ - \ + \ - \ - \ \dots \\
& \quad - \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ - \ - \ - \ + \ + \ - \ + \ - \ - \ + \ + \ - \ - \ - \ + \ - \ -]
\end{aligned}$$

[0163] 发射器解码和多普勒滤波

[0164] 为了更好地说明使用常规解码与联合解码和多普勒滤波之间的差异,这里讨论了图1的FTMF 118 (1) - (M)、解码器122 (1) - (M) 和STMF124 (1) - (M) 的操作。

[0165] 在图1中,在FTMF 118的任何给定距离门输出处,如果存在目标,则对应于反射目标的径向速度的相位旋转将存在于滤波器的输出中。如由常规发射器代码所规定的,来自跨四个代码码片的N个发射天线的信号呈现相同的相对相位关系。从多个PRI观察到的频谱域信息(通常称为慢时域)包含由解码器122提取的目标的径向速度信息。例如,假设在第m个接收器处、在FTMF 118的第j个距离门的输出处(其中m=1...M并且j=1...J),如果波形未被编码并且只有第n个发射器正在发射(n=1...N),则目标具有复振幅A(n,m,j),在接收器处,来自所有发射器的距离门的输出为:

[0166] $x \equiv x_1 + x_2 + x_3 + x_4$

[0167] $= [A_{1,m,j} + A_{2,m,j} + A_{3,m,j} + A_{4,m,j}, A_{1,m,j} - A_{2,m,j} + A_{3,m,j} - A_{4,m,j}, \dots, A_{1,m,j} + A_{2,m,j} - A_{3,m,j} - A_{4,m,j}, A_{1,m,j} - A_{2,m,j} - A_{3,m,j} + A_{4,m,j}]$

[0168] $= [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]$

[0169] 其中:

[0170] $x_1 = [A_{1,m,j}c_{1,3} \ A_{1,m,j}c_{1,2} \ A_{1,m,j}c_{1,3} \ A_{1,m,j}c_{1,4}] = [A_{1,m,j} \ A_{1,m,j} \ A_{1,m,j} \ A_{1,m,j}]$

[0171] $x_2 = [A_{2,m,j}c_{2,1} \ A_{2,m,j}c_{2,2} \ A_{2,m,j}c_{2,3} \ A_{2,m,j}c_{2,4}] = [A_{2,m,j} \ -A_{2,m,j} \ A_{2,m,j} \ -A_{2,m,j}]$

[0172] $x_3 = [A_{3,m,j}c_{3,1} \ A_{3,m,j}c_{3,2} \ A_{3,m,j}c_{3,3} \ A_{3,m,j}c_{3,4}] = [A_{3,m,j} \ A_{3,m,j} \ -A_{3,m,j} \ -A_{3,m,j}]$

[0173] $x_4 = [A_{4,m,j}c_{4,1} \ A_{4,m,j}c_{4,2} \ A_{4,m,j}c_{4,3} \ A_{4,m,j}c_{4,4}] = [A_{4,m,j} \ -A_{4,m,j} \ -A_{4,m,j} \ A_{4,m,j}]$

[0174] 源自第n个发射器的目标振幅然后将代码码片输出与对应的发射器代码的复共轭进行逐元素相乘来提取,并且然后累加以获得求和输出。例如,为了提取第4个发射器Tx4目标振幅,解码器122执行以下运算:

$$[0175] \quad \hat{A}_{4,m,j} = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4] * \text{conj} \left\{ \begin{bmatrix} +1 \\ -1 \\ -1 \\ +1 \end{bmatrix} \right\} = 4A_{4,m,j}$$

[0176] 如上文例子所示,来自乘加运算的输出提取额外处理增益等于代码长度的正确目标振幅。上面的例子表示一个编码序列的第j个距离门的解码器122的输出,其中解码器122具有NJ个输出。如前所述,为了测量多普勒频移,必须发射多个代码序列,并收集和输出。图3示出了常规的编码测距波形块序列308的例子(基于上述例子的第二C₂哈达玛代码),所述测距波形块序列308重复K次以形成慢时(多普勒)测量帧310。

[0177] 此外,将 $\hat{A}_n[k]$ 表示为对应于用于第k个编码序列或慢时样本的第j个距离门处的第n个发射器信号的解码目标振幅,其中 $k=1 \cdots K$ 。然后,由第n个发射器照射的距离门处的目标多普勒频移通过STMF 124对样本序列 $\hat{\mathbf{A}}_n = [\hat{A}_n[1], \hat{A}_n[2], \dots, \hat{A}_n[K]]$ 执行离散傅立叶变换(DFT)来获得。为了以多普勒频移值 f_D [Hz]提取目标信号,执行以下DFT滤波运算:

$$[0178] \quad y_{n,m,j}(f_D) = \sum_{k=1}^K \hat{A}_n[k] e^{-j2\pi f_D(k-1)PRI} \quad (\text{注意, } j = \sqrt{-1}, \quad j \neq j)$$

[0179] 理论上,可以对任意所关注的多普勒频移进行上述DFT滤波。实际上,使用快速傅里叶变换(FFT)实施DFT滤波器组以获得更高的运算效率。STMF 124的K个FFT输出表示为

$$[0180] \quad y_{n,m,j} = [y_{n,m,j,1}, y_{n,m,j,2}, \dots, y_{n,m,j,K}]$$

[0181] 其中 $y_{n,m,j,k}$ 表示为第k个FFT或第k个多普勒门输出,所述第k个FFT或第k个多普勒门输出对应于调谐到以下多普勒频移的DFT滤波器的输出

$$[0182] \quad f_{D,k} = \frac{k-1}{K * PRI}$$

[0183] 上述 $y_{n,m,j,k}$ 表示第m个接收器的目标振幅匹配滤波到第j个距离门和第k个多普勒门,并被第n个发射器照射。

[0184] 如上所述,目标在检测单元内可以被相干地处理的最大时间被称为检测单元驻留时间($T_{\text{驻留}}$)或简称驻留时间。由于对目标的固定驻留时间的限制,对发射器编码的要求因此减少了可以构建的多普勒筐的数量,这降低了可由系统测量的最大明确多普勒速度。例如,假设驻留时间为30毫秒,对于30微秒的测距波形块(即 $L \times T_r = 30e-6$),在发射器编码和多普勒估计的任务中可以共用高达1000个(即 $K=1000$)测距波形块。作为比较,在N为1的非MIMO的情况下,最小PRI等于测距波形块长度。所产生的最大可测量明确多普勒频移为 $\pm 16.6\text{KHz}$,或者(假设载波频率为78GHz)相当于64m/s或230km/hr的最大可测量明确径向速度,所述径向速度适用于公路交通。对于MIMO雷达的情况,假设有3个发射器,通常将需要为发射器编码分配4个测距波形块。结果,最大可测量的明确径向速度降低了4倍,达到 $\pm 57\text{km/hr}$ 。随着更多的发射器需要编码,这种降低变得更加严重。例如,对于16个发射器的情况,最大可测量的明确径向速度降低了16倍,达到 $\pm 14\text{km/hr}$,所述速度对于道路使用是有

限的。对于具有高距离分辨率的系统,情况会更糟。30毫秒驻留时间的例子假设距离分辨率为1m,并且最大径向速度为120km/hr。如果距离分辨率为0.1m,则驻留时间减少到3毫秒,并且可以测量的最大多普勒变为1.4km/hr,并且其有用性严重受限。

[0185] 另外,因为常规的发射器解码过程在每一个编码序列内假设多普勒效应可忽略,对于快速移动目标或延长的编码序列的情况,相位旋转效应由于多普勒频移变得不可忽略,并且由于解码相关器中的相位失配而发生退化。失配效应降低了解码器相关峰值并导致更高的解码器相关旁瓣,从而导致发射器分离不良,这劣化了由MIMO虚拟孔径构建的性能。

[0186] 继续上述例子,假设雷达与目标之间没有相对运动,没有应用任何外部编码,那么 $A_{n,m,j}$ 被表示为第m个接收器从第n个发射器的照射接收到的第j个距离门输出处的复合目标振幅。常规地,4x4哈达玛代码可以用于对发射器的测距波形块序列进行编码,其再现如下:

$$[0187] \quad C_1 = [c_{1,1} \ c_{1,2} \ c_{1,3} \ c_{1,4}] = [+1 \ +1 \ +1 \ +1]$$

$$[0188] \quad C_2 = [c_{2,1} \ c_{2,2} \ c_{2,3} \ c_{2,4}] = [+1 \ -1 \ +1 \ -1]$$

$$[0189] \quad C_3 = [c_{3,1} \ c_{3,2} \ c_{3,3} \ c_{3,4}] = [+1 \ +1 \ -1 \ -1]$$

$$[0190] \quad C_4 = [c_{4,1} \ c_{4,2} \ c_{4,3} \ c_{4,4}] = [+1 \ -1 \ -1 \ +1]$$

[0191] 在接收器的第j个距离门输出处接收到的外部编码序列是(假设雷达与目标之间没有相对运动),其还如下再现:

$$[0192] \quad x = [A_{1,m,j} + A_{2,m,j} + A_{3,m,j} + A_{4,m,j}, A_{1,m,j} - A_{2,m,j} + A_{3,m,j} - A_{4,m,j}, \dots, A_{1,m,j} + A_{2,m,j} - A_{3,m,j} - A_{4,m,j}, A_{1,m,j} - A_{2,m,j} - A_{3,m,j} + A_{4,m,j}]$$

[0193] 如果径向速度不为零(即雷达与目标之间存在相对移动),则在距离门输出处接收到的编码序列变为:

$$[0194] \quad x(m) \cong [A_{1,m,j} + A_{2,m,j} + A_{3,m,j} + A_{4,m,j}, \dots \\ A_{1,m,j} e^{j2\pi f_D LTr} - A_{2,m,j} e^{j2\pi f_D LTr} + A_{3,m,j} e^{j2\pi f_D LTr} - A_{4,m,j} e^{j2\pi f_D LTr}, \dots$$

$$A_{1,m,j} e^{j4\pi f_D LTr} + A_{2,m,j} e^{j4\pi f_D LTr} - A_{3,m,j} e^{j4\pi f_D LTr} - A_{4,m,j} e^{j4\pi f_D LTr}, \dots$$

$$[0195] \quad A_{1,m,j} e^{j6\pi f_D LTr} - A_{2,m,j} e^{j6\pi f_D LTr} - A_{3,m,j} e^{j6\pi f_D LTr} + A_{4,m,j} e^{j6\pi f_D LTr}]$$

[0196] 其中:

$$[0197] \quad f_D = \frac{-2v_R * f_c}{C}$$

[0198] v_R 为径向速度(以[m/s]为单位),并且

[0199] f_c 为载波频率(以[Hz]为单位),并且C为光速(以[m/s]为单位),假设n-m个发射器-接收器对之间的多普勒频移之间的差异是可忽略不计的。

[0200] 为了提取第一发射器Tx1的目标振幅,解码器120执行以下运算:

$$\begin{aligned}
\hat{A}_{1,m,j} &= [\mathbf{x}] * \text{conj} \left\{ \begin{bmatrix} +1 \\ +1 \\ +1 \\ +1 \end{bmatrix} \right\} \\
&= (A_{1,m,j} + A_{2,m,j} + A_{3,m,j} + A_{4,m,j}) * 1 + \dots \\
&\quad (A_{1,m,j} e^{j2\pi f_D LTr} - A_{2,m,j} e^{j2\pi f_D LTr} + A_{3,m,j} e^{j2\pi f_D LTr} - A_{4,m,j} e^{j2\pi f_D LTr}) * 1 + \dots \\
&\quad (A_{1,m,j} e^{j4\pi f_D LTr} + A_{2,m,j} e^{j4\pi f_D LTr} - A_{3,m,j} e^{j4\pi f_D LTr} - A_{4,m,j} e^{j4\pi f_D LTr}) * 1 + \dots \\
[0201] \quad &\quad (A_{1,m,j} e^{j6\pi f_D LTr} - A_{2,m,j} e^{j6\pi f_D LTr} - A_{3,m,j} e^{j6\pi f_D LTr} + A_{4,m,j} e^{j6\pi f_D LTr}) * 1 \\
&= A_{1,m,j} (1 + e^{j2\pi f_D LTr} + e^{j4\pi f_D LTr} + e^{j6\pi f_D LTr}) + \dots \\
&\quad A_{2,m,j} (1 - e^{j2\pi f_D LTr} + e^{j4\pi f_D LTr} - e^{j6\pi f_D LTr}) + \dots \\
&\quad A_{3,m,j} (1 + e^{j2\pi f_D LTr} - e^{j4\pi f_D LTr} - e^{j6\pi f_D LTr}) + \dots \\
&\quad A_{4,m,j} (1 - e^{j2\pi f_D LTr} - e^{j4\pi f_D LTr} + e^{j6\pi f_D LTr}) \\
[0202] \quad &\begin{cases} = 4A_{1,m,j} & \text{条件是 } f_D = 0 \text{ 或 } \text{mod}(2\pi f_D LTr, 2\pi) = 0 \\ \cong 4A_{1,m,j} & \text{条件是 } 2\pi f_D (N' - 1)LTr \cong 0 \\ \neq 4A_{1,m,j} & \text{其它情况} \end{cases}
\end{aligned}$$

[0203] 使用上述Tx1的目标振幅运算进行比较,我们可以看到,只有当 $A_{4,m,j}$ 项保持不变并且剩余的 $A_{1,m,j}$ 和 $A_{2,m,j}$ 项都为零时,解码第4个发射器Tx4才将是理想的。我们还可以看到,在没有 $f_D=0$ 或 f_D 的情况下,理想的提取一般将是不可能的。结果,对于任何移动的目标场景,常规的解码过程不能完美地分离发射器信号,从而导致解码器输出泄漏。由于成功的MIMO孔径构造需要分离发射器的信号,因此所述泄漏导致形成的虚拟孔径退化。这种退化的效果也是随机的,并且随着目标相对速度的增加而恶化。实际上,为了确保整个PRI的可容许失配,外部代码长度和测距波形块持续时间受到限制(即,确保 $2\pi f_D (N' - 1)LTr \cong 0$,使得 $e^{j2\pi f_D LTr}$ 、 $e^{j4\pi f_D LTr}$ 和 $e^{j6\pi f_D LTr} \cong 1$)。

[0204] 为了解决这些问题,本公开提供了与多普勒测量过程相结合的优化发射器解码过程,以解决移动场景中降低的最大明确多普勒速度和解码器相位失配问题。本公开的联合发射器解码和多普勒滤波过程选择优化发射器外部代码集,所述发射器代码彼此正交,并且其互相关本质上不太具有周期性,其代码长度等于可由驻留时间允许的多普勒筐的数量(上文在标题发射器编码下讨论过)。使用正交外部代码的复共轭对组合多普勒滤波器进行加权,使得组合滤波器同时可调谐到发射器外部代码和多普勒频移,这消除了对专用于发射器解码的唯一任务的解码器的需要。

[0205] 另外,因为在联合发射器解码和多普勒滤波过程中考虑到相位旋转效应,因此由目标移动引起的失配效应不再是一个问题。结果,与常规的编码方案和解码方案相比,可由本发明的系统测量的最大明确多普勒频移至少扩展了等于发射器的数量的因数,并且解码器相位失配也被消除,从而引起更好的发射器分离性能以及因此构建的MIMO虚拟孔径的更好的性能。

[0206] 继续上述例子的讨论,其中每个PRI包括4个测距波形块,这些测距波形块用常规的长度为4的哈达玛代码编码,并针对K个PRI重复,将 $x(m,k)$ 表示为针对第k个PRI的第m个接收器的第j个距离门的输出,所述输出包含针对第k个PRI的四个测距波形块的距离门的输出。假设在这种情况下,只有3个发射器正在发射,考虑到目标的多普勒频移,则 $x(m,k)$ 可以用以下表达式写成:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}(m,k) &= [x_1, x_2, x_3, x_4] \\
 [0207] \quad &= [(A_{1,m,j} + A_{2,m,j} + A_{3,m,j})e^{j2\pi f_D LTr}, \dots \\
 &\quad (A_{1,m,j} - A_{2,m,j} + A_{3,m,j})e^{j2\pi f_D LTr}, \dots \\
 [0208] \quad &\quad (A_{1,m,j} + A_{2,m,j} - A_{3,m,j})e^{j4\pi f_D LTr}, \dots \\
 &\quad (A_{1,m,j} - A_{2,m,j} - A_{3,m,j})e^{j6\pi f_D LTr}] * e^{j2\pi f_D (k-1)N' LTr}
 \end{aligned}$$

[0209] 在常规的解码方案中,接收到的编码序列 $x(m,k)$ 首先由解码器122解码,并且然后输出由STMF 124进行傅立叶变换以获得多普勒估计。例如,使用发射器Tx1的代码对每一个 $x(m,k)$ 进行解码,第k个PRI的解码器输出为

$$\hat{A}_{1,m,j}[k] = [\mathbf{x}(m,k)] * \text{conj} \left\{ \begin{bmatrix} +1 \\ +1 \\ +1 \\ +1 \end{bmatrix} \right\}$$

$$\begin{aligned}
 [0210] \quad &= (A_{1,m,j}(1 + e^{j2\pi f_D LTr} + e^{j4\pi f_D LTr} + e^{j6\pi f_D LTr}) + \dots \\
 &\quad A_{2,m,j}(1 - e^{j2\pi f_D LTr} + e^{j4\pi f_D LTr} - e^{j6\pi f_D LTr}) + \dots \\
 &\quad A_{3,m,j}(1 + e^{j2\pi f_D LTr} - e^{j4\pi f_D LTr} - e^{j6\pi f_D LTr})) * e^{j2\pi f_D (k-1)N' LTr}
 \end{aligned}$$

[0211] (其中 $k=1 \dots K$)

[0212] 基于以下表达式计算与多普勒频移 f_d [Hz]匹配的离散多普勒滤波器或门:

$$\begin{aligned}
 \hat{y}_{1,m,j}(f_d) &= \sum_{k=1}^K \hat{A}_{1,m,j}[k] e^{-j2\pi f_d (k-1)PRI} \\
 &= \sum_{k=1}^K \hat{A}_{1,m,j}[k] e^{-j2\pi f_d (k-1)N' LTr} \\
 [0213] \quad &= \sum_{k=1}^K e^{j2\pi f_D (k-1)N' LTr} * e^{-j2\pi f_d (k-1)N' LTr} \\
 &\quad * \{A_{1,m,j}(1 + e^{j2\pi f_D LTr} + e^{j4\pi f_D LTr} + e^{j6\pi f_D LTr}) \\
 &\quad + A_{2,m,j}(1 - e^{j2\pi f_D LTr} + e^{j4\pi f_D LTr} - e^{j6\pi f_D LTr}) \\
 &\quad + A_{3,m,j}(1 + e^{j2\pi f_D LTr} - e^{j4\pi f_D LTr} - e^{j6\pi f_D LTr})\}
 \end{aligned}$$

[0214] 通过观察上述等式,可以看出,当 $f_d=f_D$ (即多普勒滤波器的中心频率与目标的实际多普勒频率匹配)时,前两项的乘积为1,因为

$$[0215] \quad e^{j2\pi f_D(k-1)N'LT_r} * e^{-j2\pi f_D(k-1)N'LT_r} = e^0 = 1。$$

[0216] 如果 f_D 足够小使得

$$[0217] \quad e^{j2\pi f_D L T_r} \cong 1, \quad e^{j4\pi f_D L T_r} \cong 1, \quad e^{j6\pi f_D L T_r} \cong 1$$

[0218] 成立,则匹配的DFT多普勒滤波器的输出在K处最大化,因为

$$[0219] \quad \hat{y}_{1,m,j} = \sum_{k=1}^K 1 = K。$$

[0220] 在本公开中,优化发射器解码和多普勒滤波联合执行。用 $x(m,k)$ 表示针对第k个PRI的第m个接收器的第j个距离门输出,所述输出包含针对第k个PRI的单个测距波形块的距离门的输出。对于3个发射器的情况, $x(m,k)$ 可以写成($k=1 \cdots K$):

$$[0221] \quad x(m,k) = (A_{1,m,j}c_{1,k} + A_{2,m,j}c_{2,k} + A_{3,m,j}c_{3,k}) * e^{j2\pi f_D(k-1)N'LT_r}$$

[0222] 对于3个发射器,优化代码集如下所示:

$$[0223] \quad OC_1 = [c_{1,1} \ c_{1,2} \ \cdots \ c_{1,K}]$$

$$[0224] \quad OC_2 = [c_{2,1} \ c_{2,2} \ \cdots \ c_{2,K}]$$

$$[0225] \quad OC_3 = [c_{3,1} \ c_{3,2} \ \cdots \ c_{3,K}]$$

[0226] 并且当这些代码彼此正交时,则以下为真:

$$[0227] \quad \sum_{k=1}^K c_{n',k} c_{n,k}^* = \begin{cases} K & \text{条件是 } n' = n \\ \cong 0 & \text{条件是 } n' \neq n \end{cases}$$

[0228] 然后,基于以下互相关操作来执行联合发射器解码和多普勒滤波过程:1)使回波信号与用于对回波信号进行编码的N个优化发射器码(或K个代码码片的N个序列)互相关;以及2)用优化发射器代码的对应的代码码片的复共轭(如由星号“*”所示)进行加权,以对第n个发射器进行解码并且对 f_d [Hz]的多普勒频移进行滤波:

$$[0229] \quad \hat{y}_{n,m,j}(f_d) = \sum_{k=1}^K x(m,k)(c_{n,k})^* e^{-j2\pi f_d(k-1)PRI} = \sum_{k=1}^K x(m,k)(c_{n,k})^* e^{-j2\pi f_d(k-1)N'LT_r}$$

$$= \sum_{k=1}^K e^{j2\pi f_D(k-1)N'LT_r} * e^{-j2\pi f_d(k-1)N'LT_r} * (A_{1,m,j}c_{1,k}c_{n,k}^* + A_{2,m,j}c_{2,k}c_{n,k}^* + A_{3,m,j}c_{3,k}c_{n,k}^*)$$

$$= A_{1,m,j} \sum_{k=1}^K c_{1,k}c_{n,k}^* e^{j2\pi(f_D-f_d)(k-1)N'LT_r} + A_{2,m,j} \sum_{k=1}^K c_{2,k}c_{n,k}^* e^{j2\pi(f_D-f_d)(k-1)N'LT_r}$$

$$[0230] \quad + A_{3,m,j} \sum_{k=1}^K c_{3,k}c_{n,k}^* e^{j2\pi(f_D-f_d)(k-1)N'LT_r}$$

[0231] 根据上述表达式,可以看出当组合滤波器被调谐到正确多普勒频率时(即, $f_d=f_D$),

$$[0232] \quad \hat{y}_{n,m,j}(f_d) = A_{1,m,j} \sum_{k=1}^K c_{1,k}c_{n,k}^* + A_{2,m,j} \sum_{k=1}^K c_{2,k}c_{n,k}^* + A_{3,m,j} \sum_{k=1}^K c_{3,k}c_{n,k}^* = KA_{n,m,j}$$

[0233] 组合滤波器的输出在 $KA_{n,m,i}$ 处最大化。换句话说,假设组合滤波器被调谐到目标的多普勒频率,当回波信号包括与第 n 个发射器的发射器代码匹配的优化发射器代码时,组合滤波器由于用优化发射器代码码片的复共轭进行的加权而输出最大值或峰值(其中代码码片和其复共轭的相乘得到用于生成大相关峰值的非负实数),从而有效地对回波信号进行解码并同时确定频谱峰值。

[0234] 当组合滤波器未调谐到目标的多普勒频率时,这些输出可能不为零,并且残差的水平取决于代码互相关的周期性,表示为

$$[0235] \quad \rho_{n',n}[k] \equiv c_{n',k}c_{n,k}^*$$

[0236] 如果 $\rho_{n',n}[k]$ 具有与组合滤波器的 $\rho_{n',n}[k]$ 频率匹配的周期性,则将产生大的响应。因此,找到具有低互相关周期性的代码集是很重要的。

[0237] 为了完整起见,返回图10,雷达功能评估电路1002中包括的DoA估计器块可以使用目标振幅来确定DoA估计。为简单起见,进一步将 $y_{i,j,k}$ 表示为对应于匹配滤波到第 j 个距离门和第 k 个多普勒门的第 i 个虚拟接收元件的目标振幅,其中第 i 虚拟接收元件根据MIMO原理映射到第 n 个发射器和第 m 个接收器对,其中 $y_{i,j,k}$ 、 $y_{i,j,k}$ 并且 $y_{i,j,k}$ 。然后,通过使用标准的确定性或统计波束成形方法或其它更高分辨率方法(如多信号分类(MUSIC)和通过旋转不变性技术估计信号参数(ESPRIT))处理虚拟阵列信号 $y_{i,j,k}$ (其中 $y_{i,j,k}$)来对第 j 个范围和第 k 个多普勒门输出进行DoA估计(假设其幅值高于检测阈值,如恒虚警率或CFAR 阈值)。

[0238] 还应注意,以上结合图1讨论的常规的编码和解码方案的数据刷新率(例如,在DoA估计块处)等于 $1/(N' \times Tr \times K)$ [Hz]。相比之下,上面结合图2讨论的优化编码和解码方案的数据刷新率等于 $1/(Tr \times K)$ [Hz]。

[0239] 解码例子

[0240] 图5A、5B和5C示出了使用常规的长度为4的哈达玛发射器代码集进行的常规解码过程。图6A、6B、6C和6D示出了使用优化发射器代码集进行的联合解码和多普勒滤波过程。图7A、7B和7C示出了使用常规的长度为4的哈达玛发射器代码集进行的联合解码和多普勒滤波过程。图8A和8B中还示出了本公开的其它实施例,其示出了使用多个代码集的虚假多普勒旁瓣峰值抑制,并且图9A、9B、9C和9D示出了使用多个代码集积分的虚假多普勒旁瓣电平抑制。出于解释的目的,在对这些图的讨论中省略了常规的发射编码和解码过程的一些方面(上文已经讨论过)。

[0241] 图5A示出了针对3个发射器Tx1、Tx2和Tx3的情况的长度为4的经哈达玛编码的序列的例子。每个框表示已根据发射器外部代码码片编码的测距波形块,其中以0度相移编码的测距波形块示出为填充框,并且以180度相移编码的测距波形块示出为透明框。顶行框表示针对第一发射器Tx1的第一编码序列CS(例如,使用哈达玛代码的 C_1),中间行框表示针对第二发射器Tx2的第二编码序列(例如,使用哈达玛代码的 C_2),并且底行框表示针对第三发射器Tx3的第三编码序列(例如,使用哈达玛代码的 C_2)。三个编码序列CS(Tx1)、CS(Tx2)和CS(Tx3)在相应发射器上同时发射,并且每个序列重复32次(或 $K=32$),对于整个驻留时间,总共128个测距波形块306。PRI长度为4个测距波形块,产生32个PRI,其中PRI 502的持续时间等于 $4 \times L \times Tr$ 。

[0242] Tx1、Tx2和Tx3的编码序列在接收器上被接收,并且由解码器122通过将这些序列与发射器Tx1的发射器代码 C_1 互相关来解码。图5B中示出了三个编码序列的互相关结果,其

分别标记为 $X\text{Corr}(T_{x1}, T_{x1})$ 、 $X\text{Corr}(T_{x2}, T_{x1})$ 和 $X\text{Corr}(T_{x3}, T_{x1})$ 。对于4个块PRI中的每一个PRI,产生一个解码输出504,从而产生32个解码输出504(1)–(32)。每一个框表示具有归一化的解码幅值的输出504,其中最大的归一化的解码幅值示出为填充框,并且最小的归一化的解码幅值示出为透明框。

[0243] 32个解码输出504然后通过STMF 124的FFT滤波器组,以产生K个多普勒筐的多普勒频谱。图5C中示出了滤波的结果,其分别标记 $\text{FFT}\{X\text{Corr}(T_{x1}, T_{x1})\}$ 、 $\text{FFT}\{X\text{Corr}(T_{x2}, T_{x1})\}$ 和 $\text{FFT}\{X\text{Corr}(T_{x3}, T_{x1})\}$ 。每一个框表示具有归一化的频谱幅值的频谱响应,其中最大的归一化的频谱幅值示出为填充框,并且最小的归一化的频谱幅值示出为透明框。在所示的例子中,假设多普勒频移为零,因此所得频谱在发射器 T_{x1} 的频谱的零多普勒筐506(1)处示出最强的频谱响应。所述例子清楚地示出使用常规编码方案的问题,其中由于发射器编码,最大明确多普勒频移为 $1/(4 \times L \times T_r)$ [Hz]。注意,在此例子中,即使仅编码3个发射器,由于正交代码的限制,也使用长度为4的哈达玛代码(不存在长度为3的哈达玛代码)。

[0244] 图6A示出了针对3个发射器的情况的长度为K的编码序列的例子。代码长度为 $K=128$ (如上文在标题-发射器编码下提供的)的示例正交BPSK发射器代码集OC用于为每一个发射器编码K个测距波形块。顶行框表示针对第一发射器 T_{x1} 的第一优化编码序列OCS(例如,使用优化代码集的 OC_1),中间行框表示针对第二发射器 T_{x2} 的第二优化编码序列OCS(例如,使用优化代码集的 OC_2),并且底行框表示针对第三发射器 T_{x3} 的第三优化编码序列OCS(例如,使用优化代码集的 OC_3)。基于上文提供的两个优化标准,可以通过多种方式找到正交代码OC,如通过随机搜索或通过穷举搜索或通过任何其它引导搜索算法。在此示例中,没有假设多普勒频移。三个编码序列 $OCS(T_{x1})$ 、 $OCS(T_{x2})$ 和 $OCS(T_{x3})$ 在相应发射器上同时发射,无需重复,总共128个测距波形块填充整个驻留时间。PRI长度为一个测距波形块,产生128个PRI,其中PRI 602的持续时间等于 $L \times T_r$ 。

[0245] T_{x1} 、 T_{x2} 和 T_{x3} 的序列在接收器上被接收,并且被联合MF 222的组合滤波器组同时进行解码和多普勒滤波。出于解释的目的,在单独的图中示出了等效的互相关解码操作和多普勒滤波操作,即使这些操作是由联合MF 222同时执行的。图6B示出了这些序列与发射器 T_{x1} 的发射器代码 OC_1 的互相关,所述互相关分别标记为 $X\text{Corr}(T_{x1}, T_{x1})$ 、 $X\text{Corr}(T_{x2}, T_{x1})$ 和 $X\text{Corr}(T_{x3}, T_{x1})$ 。产生了针对这些PRI中的每一个PRI的代表性解码输出604,从而产生128个代表性解码输出604(1)–(128)。

[0246] T_{x1} 的序列与其自身代码的互相关产生针对 $X\text{Corr}(T_{x1}, T_{x1})$ 的所有1的序列,从而产生图6C中所示的零多普勒筐606(1)处的频谱峰值。 T_{x2} 的序列与 T_{x1} 的代码的互相关以及 T_{x3} 的序列与 T_{x1} 的代码的互相关不会产生零(如由图6B中的填充框和透明框所示,指示回波信号的一些代码码片与 T_{x2} 和 T_{x3} 代码中的代码码片匹配),但是这些互相关也不是周期性的。组合滤波器还使用发射器代码码片的复共轭进行加权,从而产生归一化幅值小于图6C中针对 T_{x2} 和 T_{x3} 的检测阈值的频谱响应。由于优化发射器编码,最大明确多普勒频移为 $1/T_r$ [Hz]。图6D所示的频谱分析结果中示出了互相关周期性,所述结果示出了优化代码集OC的低互相关周期性。还可以在图6D中看到零多普勒筐606(1)处的频谱峰值,而这三个序列的其它多普勒筐的频谱响应低于检测阈值,这是因为频谱幅值小于或等于 \sqrt{K} 。从结果中可能看不到明显的旁瓣。平均旁瓣电平也足够低,以便在相同距离门处解析最大RCS(雷达截面)和最小RCS目标。注意,动态范围通常随着代码长度的增加而增加。为了实现用于多普

勒估计的更高动态范围,可以使用更长的代码长度(但是代码长度仍然受到相干时间的影响)。需要另外的过程来进一步改进动态范围,使其超过驻留时间允许的范围。

[0247] 图7A示出了基于长度为4的哈达玛代码的正交BPSK代码集的例子,所述正交BPSK代码用于对标记为CS(Tx1)、CS(Tx2)和CS(Tx3)的发射器序列的128个测距波形块进行编码。图7B示出了每一个序列与Tx1的代码的等效互相关,所述Tx1的代码具有代表性解码输出704(1)-(128),并且图7C示出了对应的频谱响应,其中频谱峰值706在零多普勒处被正确检测。如前所述,哈达玛代码在其互相关中不具有低周期性,因此其不是本公开的合适选择。这可以从观察到大的明显的虚假多普勒峰值708的图7C所示的互相关的多普勒频谱中看出。如果不尝试另外的处理来缓解问题,这种强的虚假峰值可能导致错误检测或阴影目标。

[0248] 在本发明的另一个实施例中,在后续慢时帧中构建并使用了多个代码集,并且在多个测量帧上对所述测量进行相干地整合或跟踪,以增强多普勒估计的动态范围,并抑制由于代码的互相关中的高周期性导致的虚假峰值。

[0249] 图8A和8B示出了使用多个未优化发射器代码集的虚假多普勒旁瓣峰值迁移。图8A示出了三个未优化发射器代码集,如哈达玛发射器外部代码、代码集1(CS1)802(1)、代码集2(CS2)802(2)以及代码集3(CS3)802(3)。这些哈达玛代码在三个发射器上实施,并在多普勒波形块或多普勒帧期间按顺序重复。例如,发射器Tx1、Tx2和Tx3将CS1的相应代码用于第一多普勒帧、将CS2的相应代码用于第二多普勒帧并且将CS3的相应代码用于第三多普勒帧。然后重复所述顺序,其中发射器Tx1、Tx2和Tx3然后将其相应CS1的代码用于第四多普勒帧、将其相应CS2的代码用于第五多普勒帧并且将其相应CS3的代码用于第六多普勒帧。

[0250] 在所示实施例中,不同的未优化代码集具有不同的代码长度,如每4个测距波形块重复一次的CS1 802(1)(例如,长度为4的代码)、每8个测距波形块重复一次的CS2 802(2)(例如,长度为8的代码)以及每16个测距波形块重复一次的CS3 802(3)(例如,长度为16的代码)。图8B示出了三个代码集CS1、CS2和CS3中的每一个代码集的所得多普勒频谱,其标记为 $\text{FFT}\{\text{XCorr}(\text{Tx1}, \text{Tx1})\}$ 、 $\text{FFT}\{\text{XCorr}(\text{Tx2}, \text{Tx1})\}$ 及 $\text{FFT}\{\text{XCorr}(\text{Tx3}, \text{Tx1})\}$ 。可以清楚地观察到虚假峰值804的存在(并且用围绕每个虚假峰值的大圆圈突出显示),其中虚假峰值位置跨三个未优化代码集不一致,如当仅一个虚假峰值可能存在于任何给定时间点时,如由跨三个多普勒频谱的虚线箭头所指示的。然而,关于每一个代码的虚假峰值的相对位置一致,并且可以看到在相应代码集的每个单独的多普勒频谱中虚假峰值的相对位置在时间上重复。真峰值位置806(1)-(3)跨三个代码集一致,其中在零多普勒处检测到正确频谱峰值808。因此,可以应用跟踪算法来抑制由于其不一致的检测而导致的虚假峰值的错误检测。可以通过在多个检测帧中采用不同的未优化代码集来抑制来自错误多普勒峰值的影响。

[0251] 图9A、9B、9C和9D示出了使用多个代码集积分的虚假多普勒旁瓣电平抑制。图9A示出了两个优化代码集OCS1 902(1)和OCS2 902(2),其为随机搜索的优化发射器外部代码集。图9B示出了针对OCS1的所得多普勒频谱910(1)和相关联的频谱分析结果912(1),并且图9C示出了针对OCS2的所得多普勒频谱910(2)和相关联的频谱分析结果912(2)。对于OCS1和OCS2,可以在每个零多普勒处看到频谱峰值904(1)和904(2),并且所述频谱峰值904(1)和904(2)在OCS1和OCS2的频谱分析结果中可以视为峰值906(1)和906(2)。在一些实施例中,由于频谱幅值小于或等于检测阈值(如 \sqrt{K}),因此OCS1和OCS2中的三个序列的其它

多普勒谱的频谱响应低于检测阈值。这些随机的优化代码集导致互相关周期性较低,通过频谱分析结果912(1)和912(2)的其余部分,这种低互相关周期性可以被视为均匀或低多普勒旁瓣电平。例如,对于OCS1,频谱分析结果912(1)和912(2)的平均频谱幅值大约为0.07848,并且对于OCS2,频谱分析结果912(1)和912(2)的平均频谱幅值大约为0.080106。

[0252] 图9D示出了频谱分析结果912(1)和912(2)的积分914,所述积分914被相干地求和(即,通过矢量和)。真目标峰值将被相长地(constructively)求和,视为峰值908,而旁瓣将以随机方式求和,从而导致SNR(信噪比)增益为3dB。例如,积分的结果914的平均谱幅值大约为0.56341。示例结果914示出了可以通过对来自两个代码集的多普勒频谱求和而获得的大约3dB增益(例如,2.9682dB多普勒旁瓣抑制)。SNR增益或动态范围改善是积分的代码集数量的函数,其在振幅上等于 \sqrt{Q} 或在[dB]上等于 $10 \times \log_{10}(Q)$,其中Q是积分的代码集的数量。

[0253] 本文描述的实施例雷达系统200的电路系统可以在半导体衬底上实施,所述半导体衬底可以是任何半导体材料或材料的组合,如砷化镓、硅锗、绝缘体上硅(SOI)、硅、单晶硅等以及以上的组合。用于管芯上的雷达系统200的有源电路系统是使用应用于半导体衬底(如半导体晶片)的许多工艺步骤的序列形成的,包括但不限于:沉积包括介电材料和金属的半导体材料,如生长、氧化、溅射和保形沉积;蚀刻半导体材料,如使用湿蚀刻剂或干蚀刻剂;使半导体材料平坦化,如执行化学机械抛光或平坦化;执行光刻法以进行图案化,包括沉积并移除光刻掩模或其它光刻胶材料;离子注入;退火等等。集成电路部件的例子包括但不限于处理器、存储器、逻辑、模拟电路系统、传感器、MEMS(微机电系统)装置、独立式分立装置如电阻器、电感器、电容器、二极管、功率晶体管等等。在一些实施例中,有源电路系统可以是上面列出的集成电路部件的组合或者可以是另一种类型的微电子装置。在一些实施例中,有源电路系统包括LDMOS(横向扩散金属氧化物半导体)晶体管。

[0254] 到目前为止,应当理解,已经提供了优化发射器编码方案和优化联合发射器解码和多普勒滤波方案,这些方案涉及首先通过选择发射器代码集,所述发射器代码集彼此正交并且其互相关本质上不太具有周期性,并且其代码长度等于可由驻留时间允许的多普勒谱的数量;其次通过使用这些正交码的复共轭作为权重对多普勒滤波器进行复加权。

[0255] 在本公开的一个实施例中,提供了一种雷达系统,所述雷达系统包括:N个发射天线;以及N个相移键控(PSK)编码器,所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被分配优化发射器代码集中的相应优化发射器代码,其中所述集中的每一个优化发射器代码包括K个代码码片的序列,所述集中的每一个优化发射器代码与所述集中的所有其它优化发射器代码正交,对任何两个优化发射器代码之间的互相关的频谱分析产生具有不大于预定检测阈值的值的旁瓣,每一个PSK编码器被配置成根据所述相应优化发射器代码的K个代码码片的所述序列对K个测距波形块进行编码,并且产生相应优化编码序列,并且所述N个发射天线中的每一个发射天线被配置成同时输出所述相应优化编码序列。

[0256] 上述实施例的一方面提供的是,所述相应优化编码序列被发射一次以形成多普勒帧,并且在所述多普勒帧期间,用于对所述相应优化编码序列进行编码的K个代码码片的所述序列从不重复。

[0257] 上述实施例的另一方面提供的是,脉冲重复间隔(PRI)的持续时间等于或大于所述测距波形块的持续时间,K个PRI在所述多普勒帧期间完成,所述雷达系统的多普勒测量

分辨率为 $1/(K \times \text{PRI})$ ，并且可由所述雷达系统测量的最大明确多普勒频移为 $\pm 0.5 \times (1/\text{PRI})$ 。

[0258] 上述实施例的另一个另外方面提供的是，所述多普勒帧小于或等于驻留时间，所述驻留时间是由所述雷达系统对回波信号进行相干处理的最大时间量，并且K是在所述驻留时间期间可允许的整数个多普勒筐。

[0259] 上述实施例的另一方面提供的是，所述优化发射器代码集包括二进制相移键控(BPSK)发射器代码集，并且所述预定检测阈值小于或等于 \sqrt{K} 。

[0260] 上述实施例的另一方面提供的是，所述雷达系统另外包括：M个接收天线，所述M个接收天线被配置成接收由所述N个发射天线中的一个或多个发射天线发射并且从目标反射出的经过反射的优化编码序列，其中每一个回波信号的原始优化编码序列包括根据特定优化发射器代码的K个代码码片的序列编码的K个测距波形块的序列，每一个测距波形块包括L个单位测距波形；M个快时匹配滤波器(FTMF)，每一个FTMF包括一组J个距离门，J个距离门各自包括L个滤波器，J个距离门各自被调谐到相应距离，其中所述J个距离门被配置成将所述回波信号分选到J个距离筐中；M个加法器块，每一个加法器块被配置成将一组 $J \times L$ 个输出加到J个距离门输出中；以及M个联合匹配滤波器，所述M个联合匹配滤波器中的每一个联合匹配滤波器对所述J个距离门输出中的每一个距离门输出实施 $N \times K$ 个组合滤波器，总共 $N \times K \times J$ 个组合滤波器，其中所述 $N \times K \times J$ 个组合滤波器中的每一个组合滤波器被配置成同时执行回波信号的解码和多普勒滤波。

[0261] 上述实施例的另一方面提供的是，对于所述J个距离门输出中的每一个距离门输出：所述 $N \times K$ 个组合滤波器分组成N个组，N个组各自具有K个组合滤波器，所述N个组中的每一组与所述优化发射器代码集中的不同的优化发射器代码相关联，给定组中的所述K个组合滤波器中的每一个组合滤波器被调谐到相应多普勒频移，并且所述给定组中的所述K个组合滤波器中的每一个组合滤波器用所述不同的优化发射器代码的相应代码码片的复共轭加权。

[0262] 上述实施例的仍另一方面提供的是，对于所述J个距离门输出中的每一个距离门输出：对于所述N个组中的每一组：K个组合滤波器各自被配置成将给定回波信号的特定优化发射器代码的相应代码码片乘以所述不同的优化发射器代码的相应代码码片的所述复共轭，并且所述K个组合滤波器中的每一个组合滤波器被配置成输出相关信号。

[0263] 上述实施例的仍又另一方面提供的是，对于所述J个距离门输出中的每一个距离门输出：对于所述N个组中的每一组：当所述K个组合滤波器的输出之和大于所述预定检测阈值时，检测到相关峰值，并且所述相关峰值指示所述回波信号的所述特定优化发射器代码的所有代码码片与所述不同的优化发射器代码的所有代码码片相匹配。

[0264] 上述实施例的另一另外方面提供的是，所述 $N \times K \times J$ 个组合滤波器用快速傅立叶变换(FFT)滤波器实施。

[0265] 在本公开的另一个实施例中，提供了一种雷达系统，所述雷达系统包括：N个发射天线；M个接收天线，所述M个接收天线被配置成接收由所述N个发射天线中的一个或多个发射天线发射并且从目标反射出的经过反射的优化编码序列，其中每一个回波信号的原始优化编码序列包括根据特定优化发射器代码的K个代码码片的序列编码的K个测距波形块的序列，每一个测距波形块包括L个单位测距波形；M个快时匹配滤波器(FTMF)，每一个FTMF包

括一组J个距离门,J个距离门各自包括L个滤波器,J个距离门各自被调谐到相应距离,其中所述J个距离门被配置成将所述回波信号分选到J个距离筐中;M个加法器块,每一个加法器块被配置成将一组J×L个输出加到J个距离门输出中;以及M个联合匹配滤波器,所述M个联合匹配滤波器中的每一个联合匹配滤波器对所述J个距离门输出中的每一个距离门输出实施N×K个组合滤波器,总共N×K×J个组合滤波器,其中所述N×K×J个组合滤波器中的每一个组合滤波器被配置成同时执行回波信号的解码和多普勒滤波。

[0266] 上述实施例的一方面提供的是,所述N个发射天线中的每一个发射天线被分配优化发射器代码集中的相应优化发射器代码,所述集中的每一个优化发射器代码包括K个代码码片的序列,所述集中的每一个优化发射器代码与所述集中的所有其它优化发射器代码正交,并且对任何两个优化发射器代码之间的互相关的频谱分析产生具有不大于预定检测阈值的值的旁瓣。

[0267] 上述实施例的另一方面提供的是,对于所述J个距离门输出中的每一个距离门输出:所述N×K个组合滤波器分组成N个组,N个组各自具有K个组合滤波器,所述N个组中的每一组与所述优化发射器代码集中的不同的优化发射器代码相关联,给定组中的所述K个组合滤波器中的每一个组合滤波器被调谐到相应多普勒频移,并且所述给定组中的所述K个组合滤波器中的每一个组合滤波器用所述不同的优化发射器代码的相应代码码片的复共轭加权。

[0268] 上述实施例的仍另一方面提供的是,对于所述J个距离门输出中的每一个距离门输出:对于所述N个组中的每一组:K个组合滤波器各自被配置成将给定回波信号的特定优化发射器代码的相应代码码片乘以所述不同的优化发射器代码的相应代码码片的所述复共轭,并且所述K个组合滤波器中的每一个组合滤波器被配置成输出相关信号。

[0269] 上述实施例的仍又另一方面提供的是,对于所述J个距离门输出中的每一个距离门输出:对于所述N个组中的每一组:当所述K个组合滤波器的输出之和大于所述预定检测阈值时,检测到相关峰值,并且所述相关峰值指示所述回波信号的所述特定优化发射器代码的所有代码码片与所述不同的优化发射器代码的所有代码码片相匹配。

[0270] 上述实施例的另一方面提供的是,所述N×K×J个组合滤波器用快速傅立叶变换(FFT)滤波器实施。

[0271] 上述实施例的另一另外方面提供的是,所述雷达系统另外包括:波形发生器,所述波形发生器被配置成产生单位测距波形;波形级联器,所述波形级联器被配置成级联L个单位测距波形以形成测距波形块;以及N个相移键控(PSK)编码器,所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被分配所述优化发射器代码集中的所述相应优化发射器代码,并且被配置成根据所述相应优化发射器代码对K个测距波形块进行编码以形成相应优化编码序列。

[0272] 上述实施例的仍另一方面提供的是,所述相应优化发射器代码是第一相应优化发射器代码,所述优化发射器代码集是第一优化发射器代码集,所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被进一步分配来自代码长度为K的第二优化发射器代码集中的第二相应优化发射器代码,所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被配置成根据所述第二相应优化发射器代码对K个测距波形块进行编码以形成第二相应优化编码序列,所述第一优化发射器代码集中的任一个优化发射器代码与所述第一相应优化发射器代码之间的第一互相关的第一频谱分析与所述第二优化发射器代码集中的任一个优化发射器代码与所述第二相应

优化发射器代码之间的第二互相关的第二频谱分析相干地求和,以得到积分频谱分析,其中在所述第一频谱分析和所述第二频谱分析两者中对应于一致多普勒筐的任何峰值被相长地(constructively)求和,以在所述积分频谱分析中产生正确峰值,在所述第一频谱分析和所述第二频谱分析中对应于不一致多普勒筐的任何虚假峰值被抑制。

[0273] 在本公开的另一个实施例中,提供了一种雷达系统,所述雷达系统包括:N个发射天线;波形发生器,所述波形发生器被配置成产生单位测距波形;波形级联器,所述波形级联器被配置成级联L个单位测距波形以形成测距波形块;以及N个相移键控(PSK)编码器,其中所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被分配来自代码长度小于K的第一未优化发射器代码集的第一相应未优化发射器代码,所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被配置成重复所述第一相应未优化发射器代码以对K个测距波形块进行编码,从而形成第一相应未优化编码序列,所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被进一步分配来自代码长度小于K的第二未优化发射器代码集的第二相应未优化发射器代码,所述N个PSK编码器中的每一个PSK编码器被配置成重复所述第二相应未优化发射器代码以对K个测距波形块进行编码,从而形成第二相应未优化编码序列,对所述第一未优化发射器代码集中的任一个未优化发射器代码与所述第一相应未优化发射器代码之间的互相关的第一频谱分析产生第一多个峰值,对所述第二未优化发射器代码集中的任一个未优化发射器代码与所述第二相应未优化发射器代码之间的互相关的第二频谱分析产生第二多个峰值,频谱跟踪算法指示,在所述第一频谱分析和所述第二频谱分析中对应于一致多普勒筐的任何峰值指示正确峰值,并且在所述第一频谱分析和所述第二频谱分析中对应于不一致多普勒筐的任何峰值被抑制。

[0274] 上述实施例的一个方面提供的是,接收未优化编码序列的回波信号的接收器上的多普勒滤波器的滤波器长度为K个样本,所述第一未优化发射器代码集和所述第二未优化发射器代码集为哈达玛代码,所述第一集中的所述未优化发射器代码各自具有第一代码长度,并且所述第二集中的所述未优化发射器代码各自具有第二代码长度,所述第二代码长度是所述第一代码长度的两倍长。

[0275] 因为实施本发明的设备在很大程度上由本领域的技术人员已知的电子部件和电路构成,所以如上文所说明的,对电路细节的解释将不会超过认为必要的程度,以便于理解和认识本发明的基本概念并且以免混淆本发明的教导或将注意力转移到本发明的教导之外。

[0276] 如本文中所使用的,术语“实质上”或“基本上”意味着足以以实际方式实现所阐述的目的或值,考虑到在晶圆制造期间可能出现的通常和期望的过程异常所产生的对于所阐述的目的或值不显著的任何微小缺陷或偏差(如果有的话)。还如本文中所使用的,术语“近似地”和“约等于”意味着接近或在指示值、数量或质量的可接受的范围内的值,这还包括精确的指示值本身。

[0277] 尽管本文参考特定实施例描述了本发明,但是在不脱离如下面的权利要求中所阐述的本发明的范围的情况下,可以进行各种修改和改变。例如,可以在图2中实施另外的或更少的发射器和接收器。因此,本说明书和附图将被视为是说明性的,而不是限制性的,并且所有这种修改都旨在包括在本发明的范围内。本文关于特定实施例描述的任何益处、优点或问题解决方案不旨在被解释为任何或所有权利要求的关键、必需或必要的特征或要

素。

[0278] 如本文所使用的,术语“耦合”不旨在限于直接耦合或机械耦合。

[0279] 此外,说明书和权利要求中的术语“前面”、“后面”、“顶部”、“底部”、“上方”、“下方”等(如果有的话)用于描述性目的并且不一定用于描述永久的相对位置。应当理解,如此使用的这些术语在合适的情况下是可互换的,使得本文中所描述的本发明的实施例如能够按照除了本文所示出的或以其它方式描述的那些朝向以外的其它朝向来操作。

[0280] 此外,如本文所用的,术语“一个或一种(a或an)”被定义为一个或多于一个。而且,在权利要求中使用如“至少一个”和“一个或多个”等引入性短语不应被解释为暗示通过不定冠词“一个或一种(a或an)”引入的另一权利要求要素将包含这种所引入权利要求要素的任何特定权利要求限于仅包含一个这种要素的发明,甚至是在同一权利要求包括引入性短语“一个或多个”或“至少一个”以及如“一个或一种(a或an)”等不定冠词时也是如此。对于定冠词的使用也是如此。

[0281] 除非另有说明,否则如“第一”和“第二”等术语用于任意区分这种术语描述的要素。因此,这些术语不一定旨在指示这种要素的时间优先次序或其它优先次序。

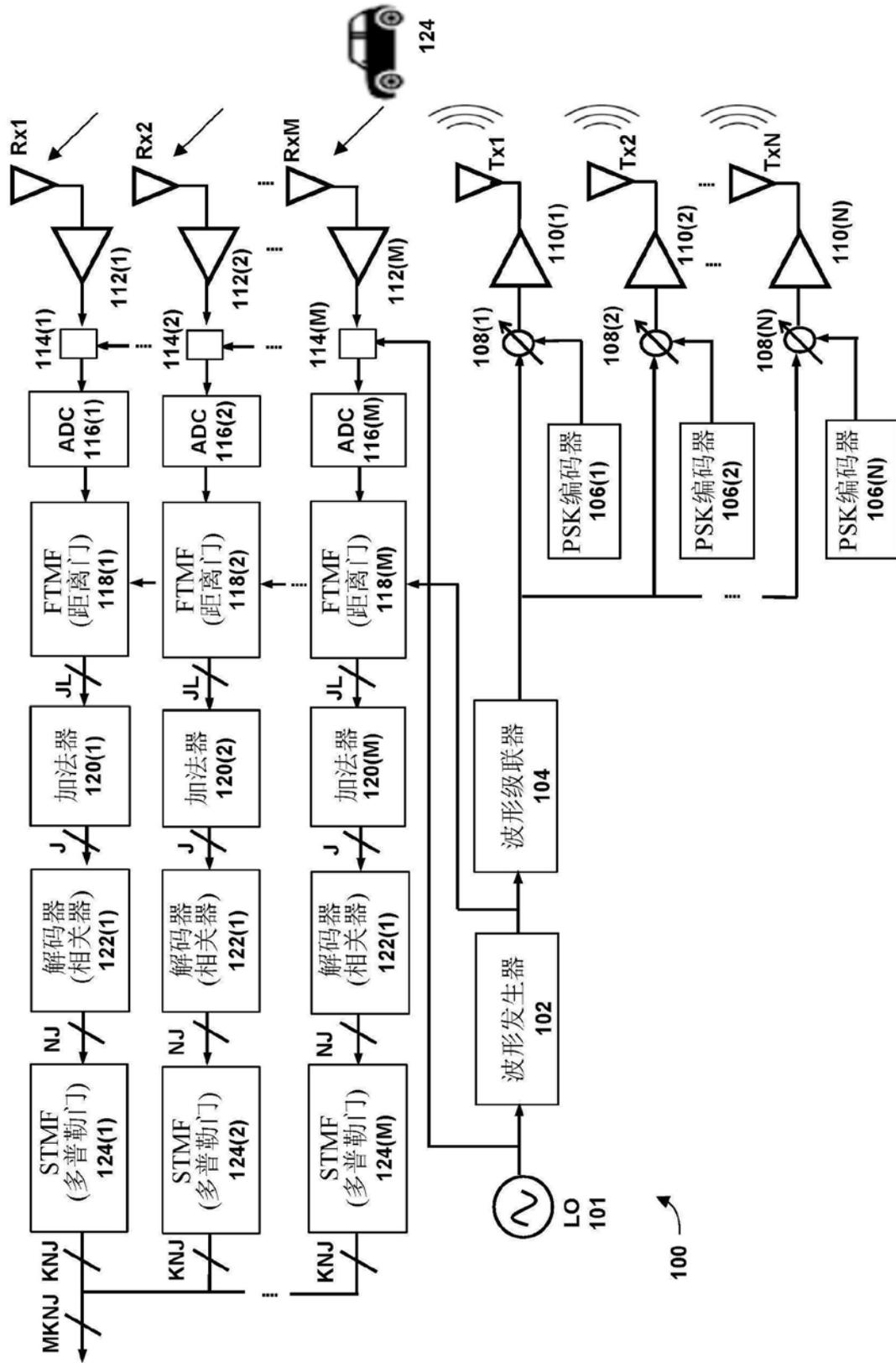


图1

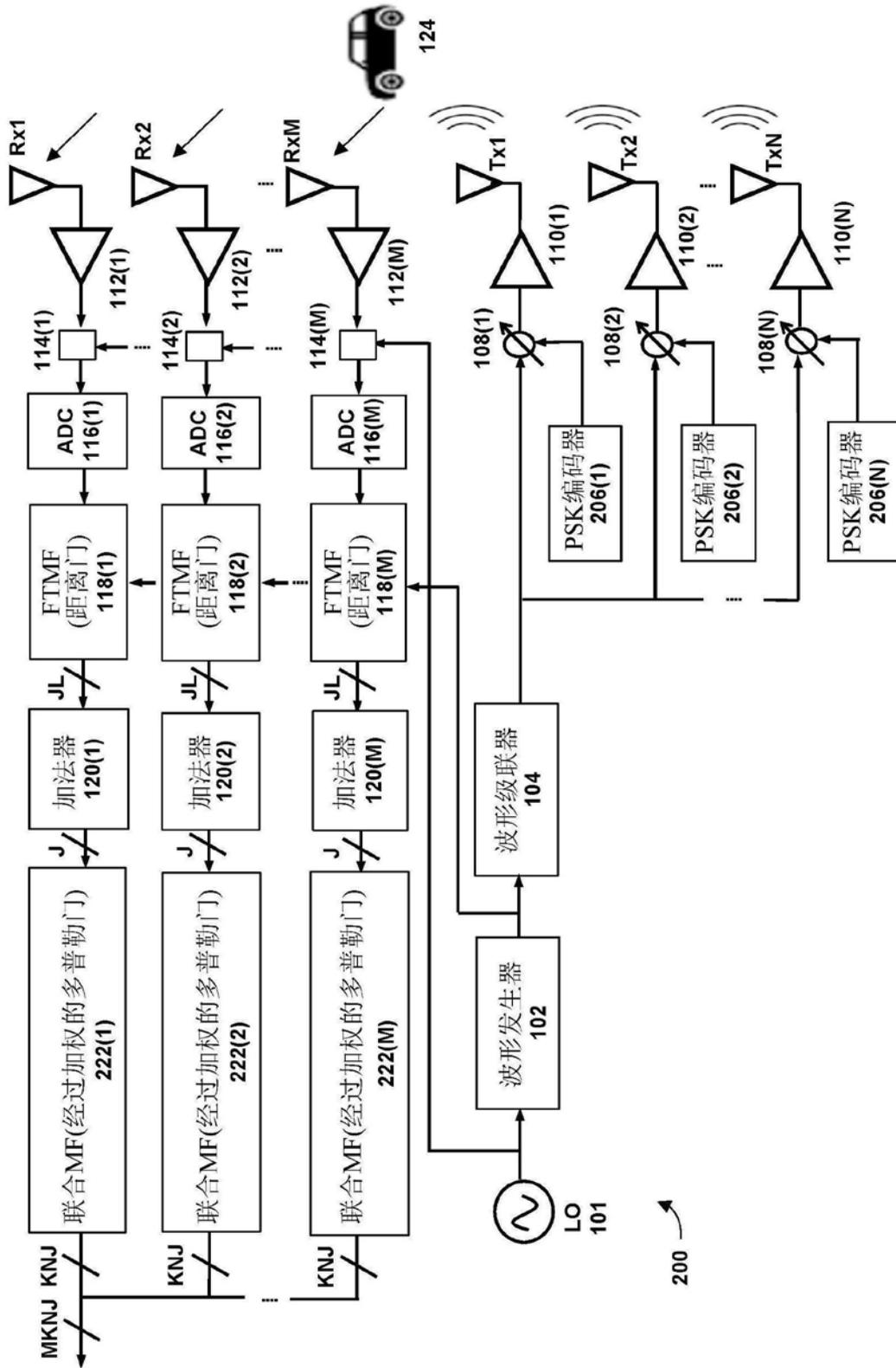


图2

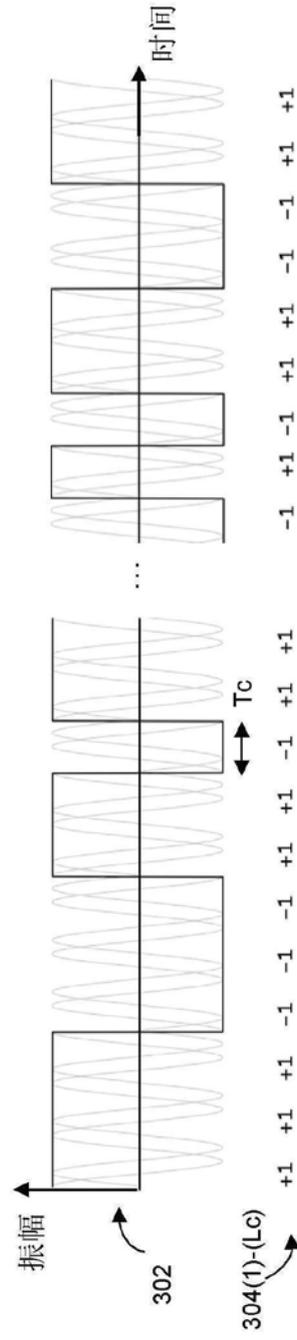


图3A

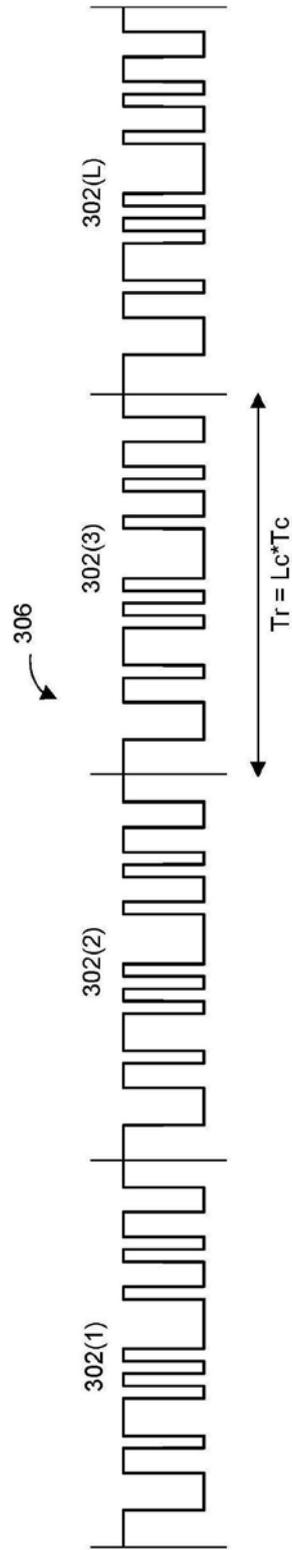


图3B

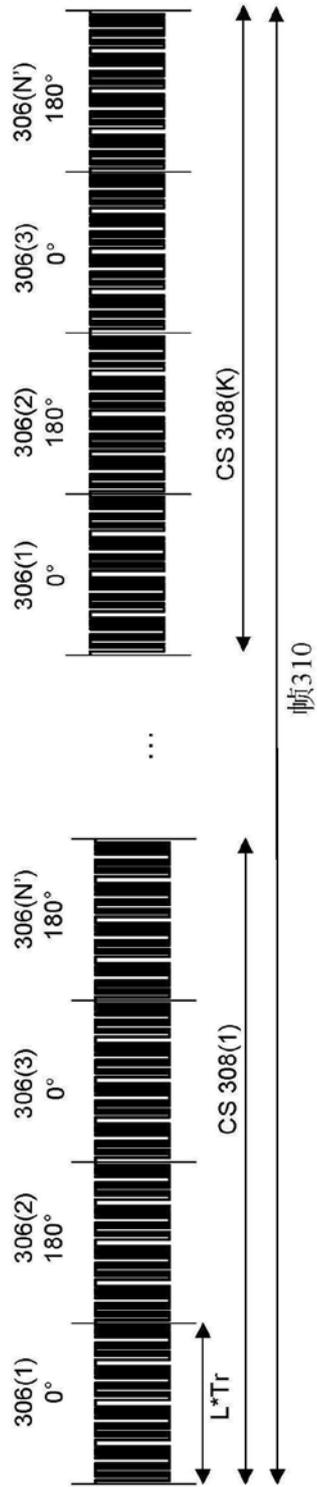


图3C

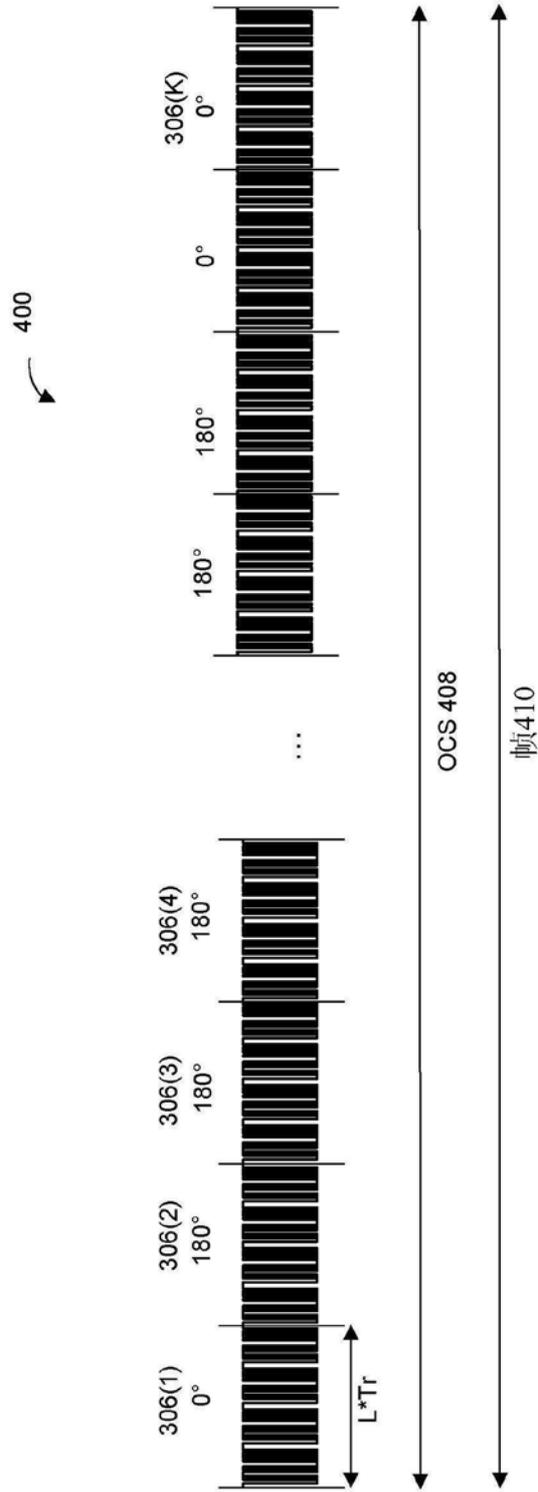


图4

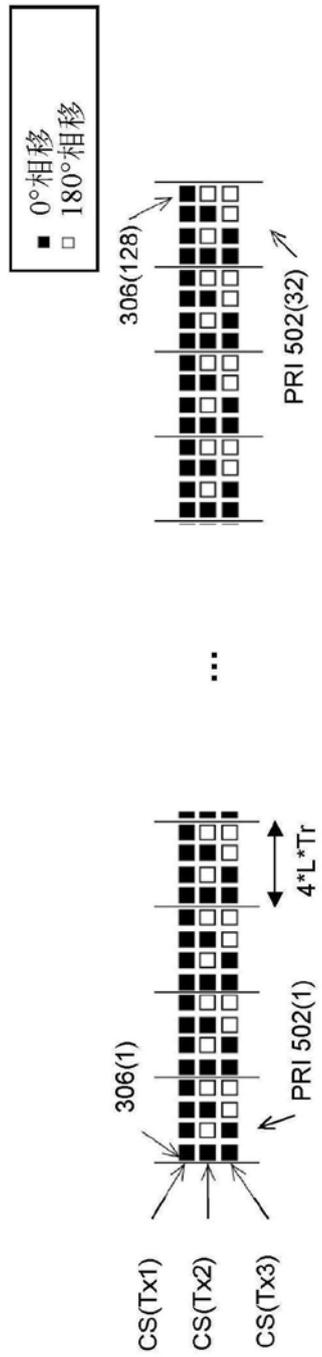


图5A

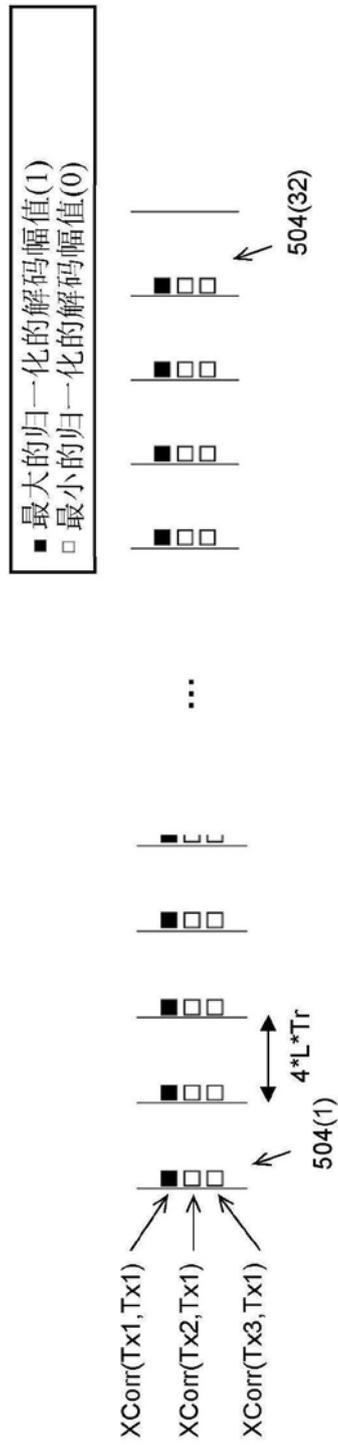


图5B

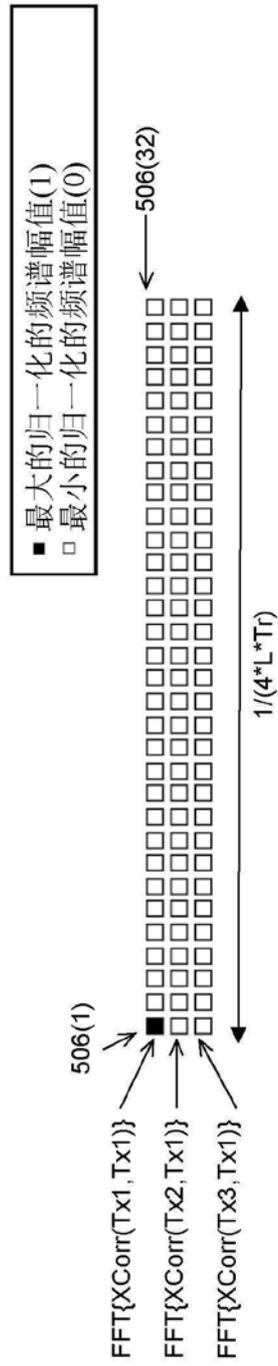


图5C

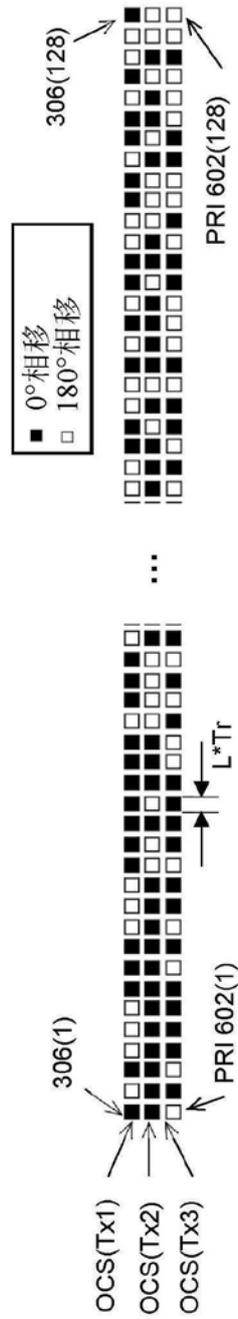


图6A

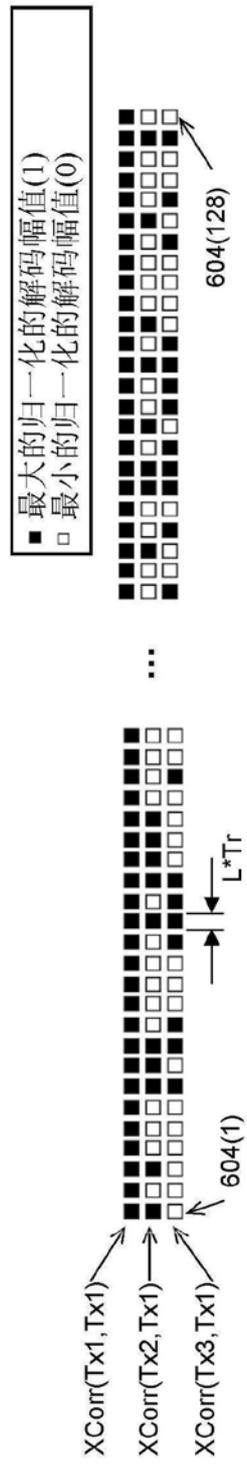


图6B

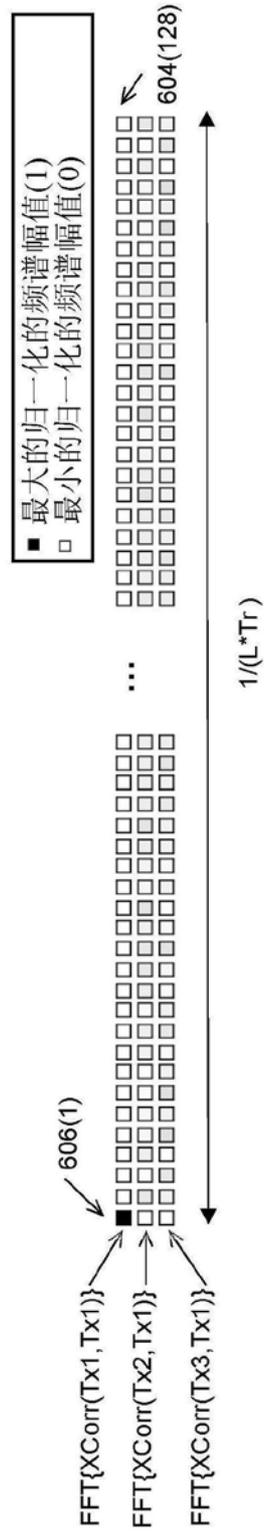


图6C

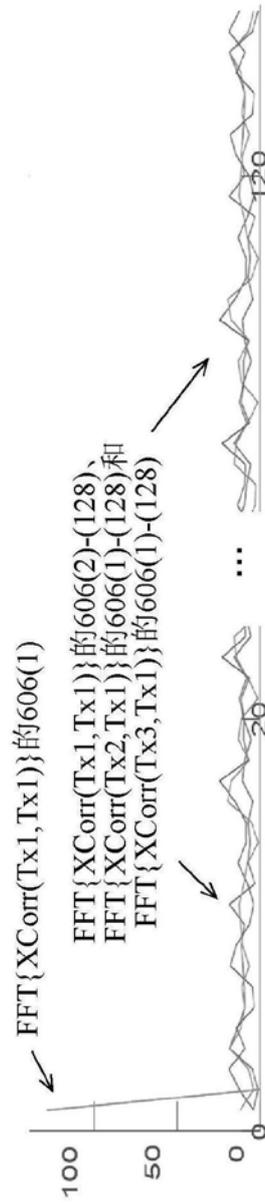


图6D

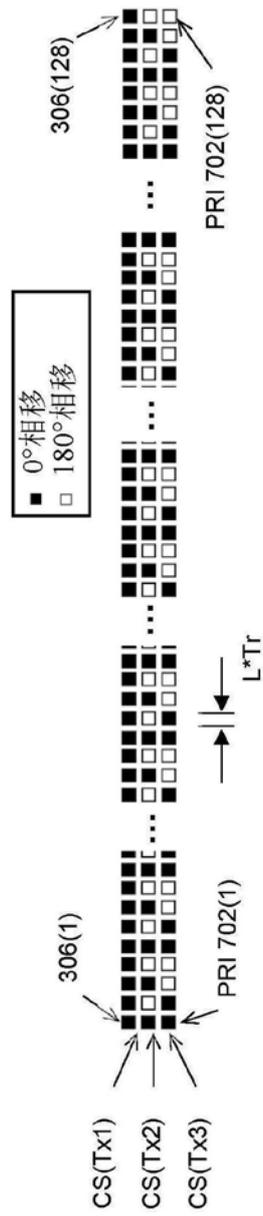


图7A

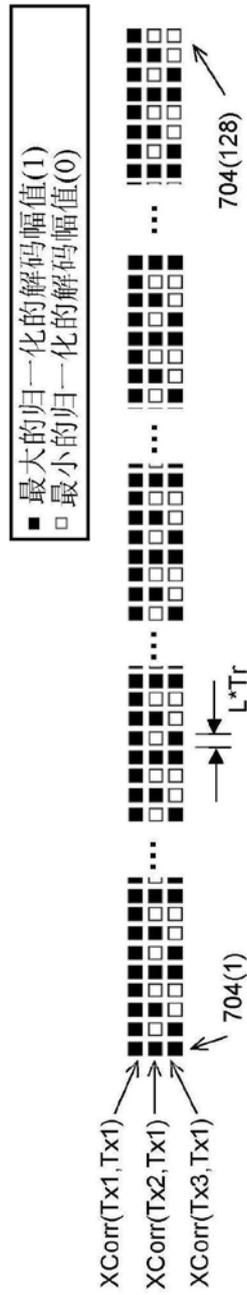


图7B

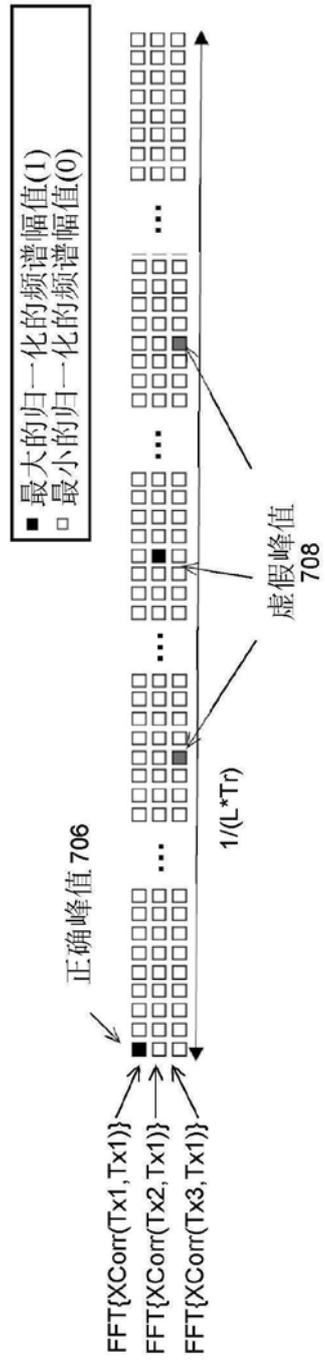


图7C

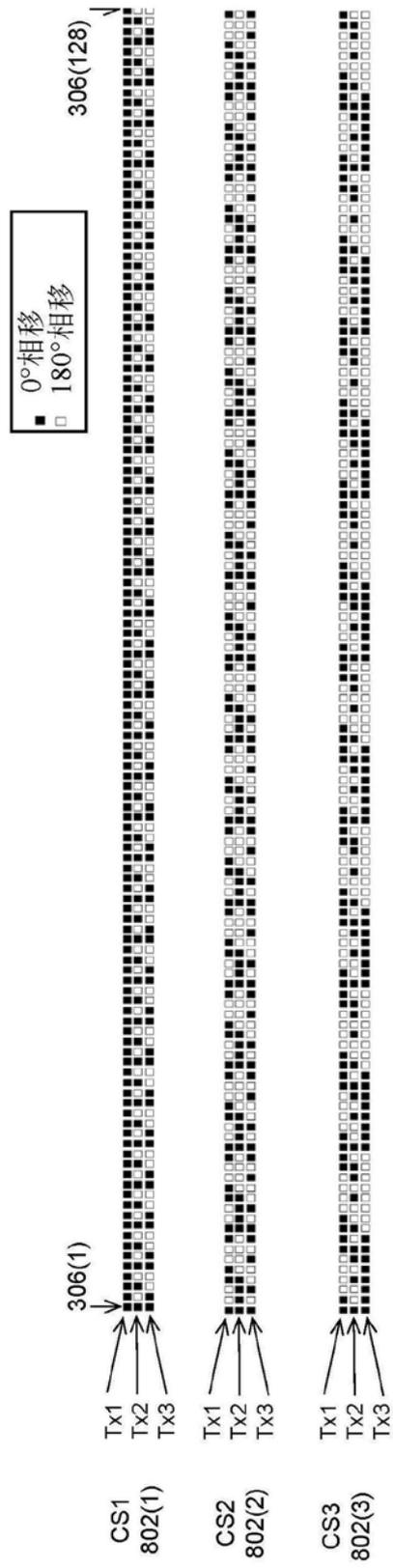


图8A

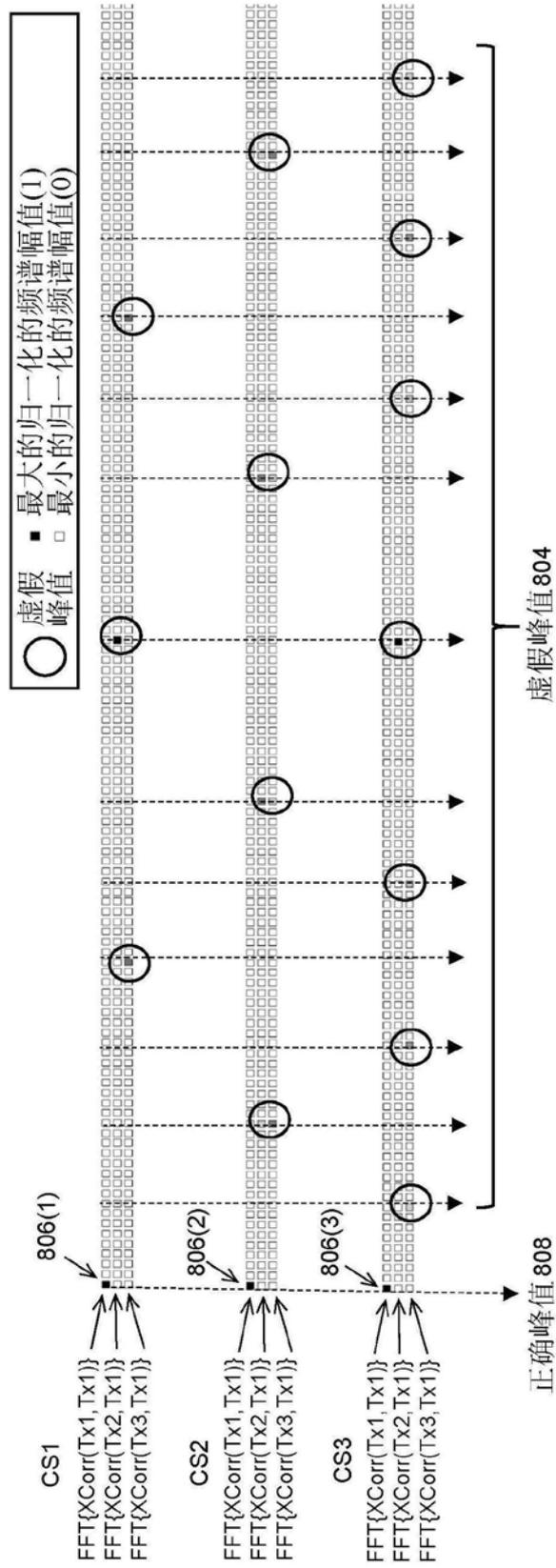


图8B

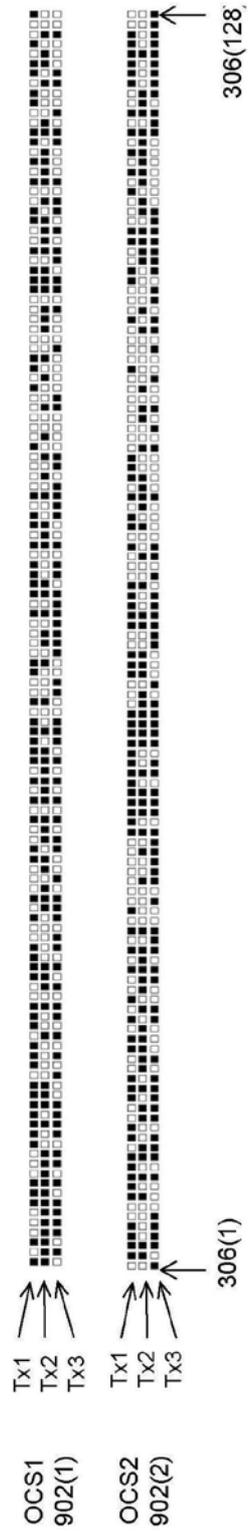


图9A

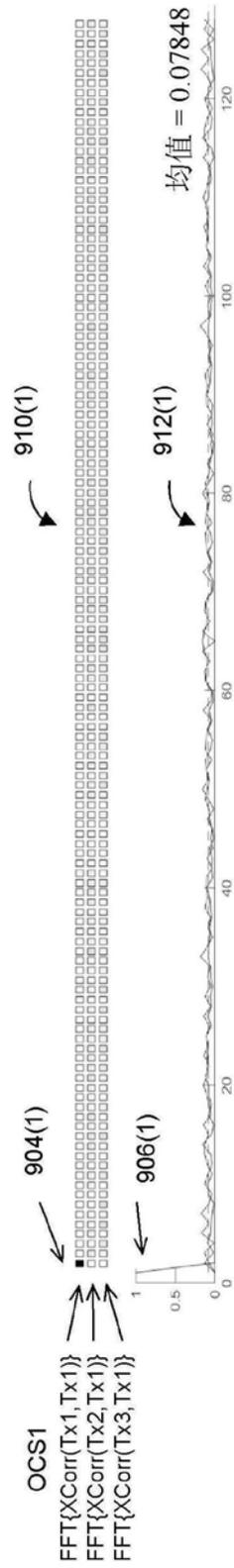


图9B

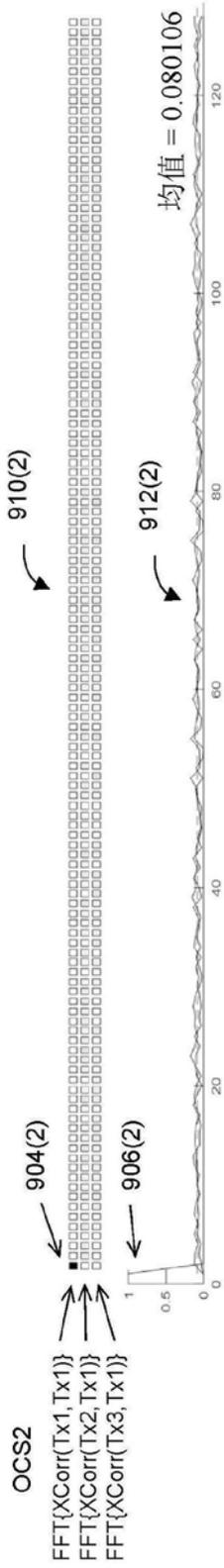


图9C

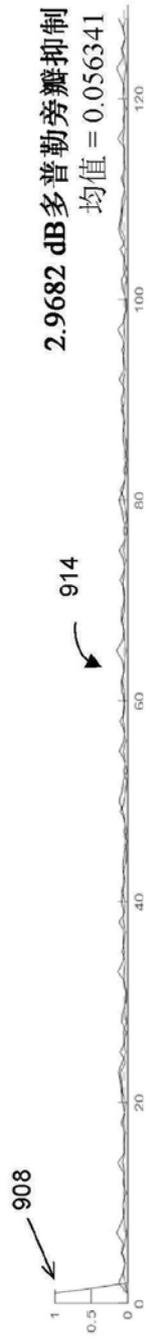


图9D

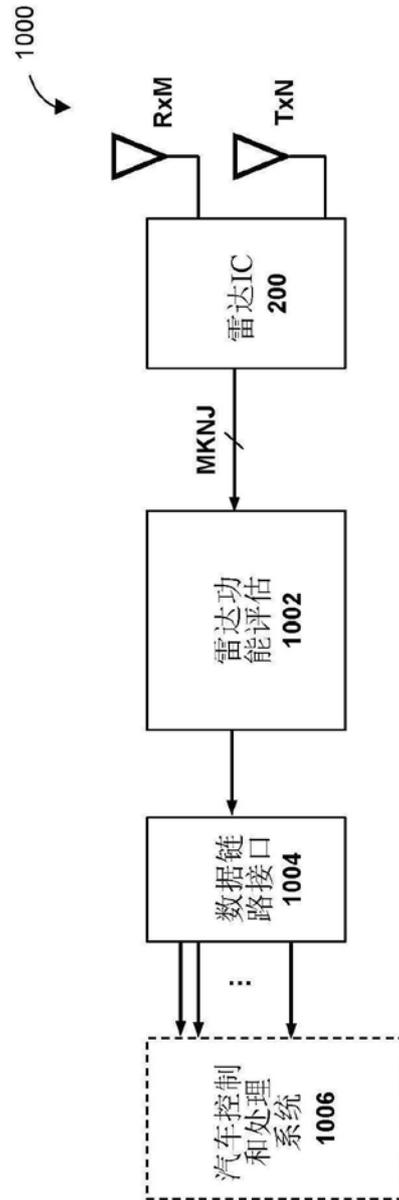


图10

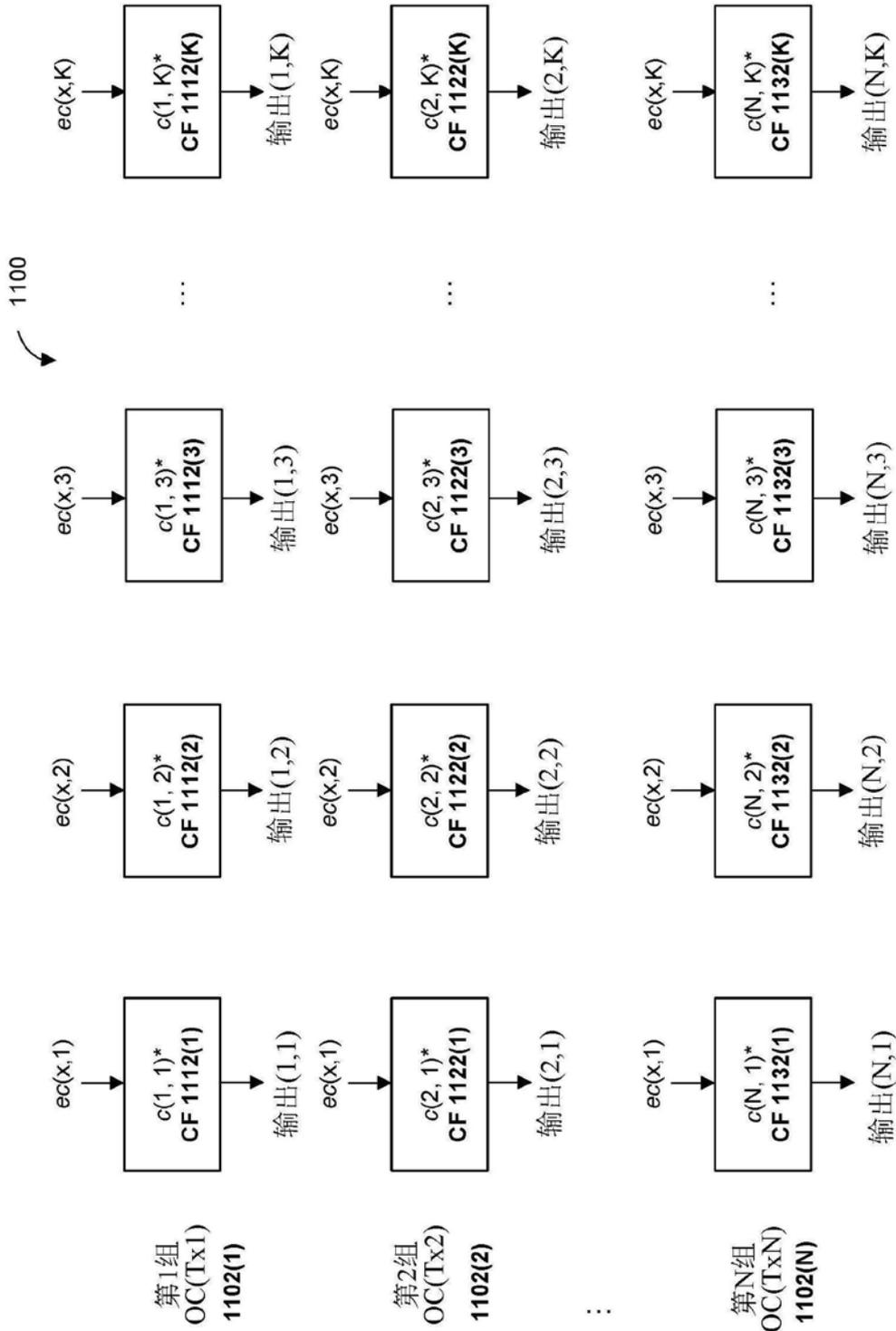


图11