(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105589067 B
(45)授权公告日 2019.01.15

(21)申请号 201510744782.4

(22)申请日 2015.11.05

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 105589067 A

(43)申请公布日 2016.05.18

(30)优先权数据
14/538,541 2014.11.11 US

(73)专利权人 恩智浦有限公司
地址 荷兰埃因霍温高科技园区60邮编：5656AG

(72)发明人 费克·戈斯·詹森
阿莱西奥·菲利皮
佐兰·兹科维克

(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 杨静

(51)Int.Cl.
G01S 13/88(2006.01)

(56)对比文件
US 2012/0001791 A1,2012.01.05,
US 2010/0156701 A1,2010.06.24,
US 2002/0122502 A1,2002.09.05,
CN 103149564 A,2013.06.12,
CN 103823217 A,2014.05.28,
Johanna Guetlein-Holzer et al..Comparison of Motion Compensation Methods applied to a TDM FMCW MIMO Radar System.《2014 International Radar Conference》.2014,第Ⅰ部分,第Ⅱ部分,第Ⅳ.A部分,附图3.
秦国栋等.MIMO雷达多目标多维参数估计预处理算法.《西安电子科技大学学报》.2013,第40卷(第2期),第103-109页,第206页.

审查员 陈曦

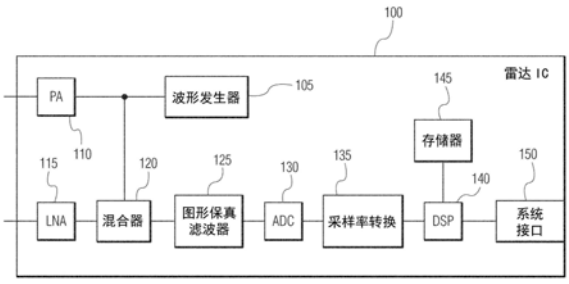
权利要求书3页 说明书10页 附图11页

(54)发明名称

MIMO雷达系统

(57)摘要

示例性实施例涉及一种用于使用雷达系统检测对象的方法,包括:通过处理器接收N×M个数字信号,N个接收机接收与M个编码发射信号序列相对应的M个接收信号,得到N×M个数字信号;对N×M个数字信号进行处理,以产生N×M个第一测距/相对速度矩阵;向N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵施加相位补偿,以补偿N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵和第M个测距/速度矩阵之间的测距差;使用发射编码的逆解码N个接收机的M个相位补偿测距/相对速度矩阵;使用针对N个接收机的M个测距/相对速度矩阵检测对象,以产生检测向量。



CN 105589067 B

1.一种雷达系统,包括:

M个发射天线;

N个接收天线;

波形发生器,被配置为产生包括波形序列的发射信号;

信号编码器,使用发射编码来对发射信号进行编码,以产生M个编码发射信号序列;

N个接收机,包括:下转换器,被配置为对接收信号进行下转换,以产生下转换信号,其中所述接收信号对应于所述M个编码发射信号序列;以及模数转换器,被配置为将下转换信号转换为数字信号;

数字信号处理器,被配置为:

接收N×M个数字信号,其中N个接收机接收对应于M个编码发射信号序列的M个接收信号,得到N×M个数字信号;

对所述N×M个数字信号进行处理,以产生N×M个第一测距/相对速度矩阵;

向N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵施加相位补偿,以对N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵和第M个测距/速度矩阵之间的测距差进行补偿;

使用发射编码的逆来对N个接收机的M个相位补偿测距/相对速度矩阵进行解码,以产生针对N个接收机的M个解码相位测距/相对速度矩阵;

使用针对N个接收机的M个测距/相对速度矩阵来检测对象,以产生检测向量;

所述相位补偿的计算与所检测对象的速度无关。

2.根据权利要求1所述的雷达系统,其中,相位修正的幅度取决于速度指标和时间常数。

3.根据权利要求1所述的雷达系统,其中,数字信号处理器还被配置为计算被检测的对象的AOA。

4.根据权利要求1所述的雷达系统,其中:

发射信号是包括频率啁啾波形的序列在内的调频连续波FMCW信号;

对第一发射信号进行下转换包括:将发射信号与接收信号混合;以及

产生所述N×M个测距/相对速度矩阵包括:对N×M个数字信号执行二维快速傅里叶变换FFT,其中第一方向中的FFT对应于测距,且第二方向中的FFT对应于相对速度。

5.根据权利要求1所述的雷达系统,其中:

发射信号是包括具有脉冲重复频率PRF的波形的序列在内的脉冲雷达信号;以及

产生所述N×M个测距/相对速度矩阵包括:对N×M个数字信号执行距离选通,并且对所述N×M个数字信号执行快速傅里叶变换FFT。

6.根据权利要求1所述的雷达系统,其中,对发射信号进行编码包括:

产生包括由第一天线和第二天线发射的信号在内的第一编码发射序列;以及

产生包括由第一天线和第三天线发射的信号在内的第二编码发射序列。

7.根据权利要求6所述的雷达系统,其中,数字信号处理器还被配置为:使用来自第一天线的两个不同接收信号对检测中的改变进行补偿。

8.根据权利要求1所述的雷达系统,其中,对对象进行检测包括:使用恒虚警率检测器。

9.根据权利要求1所述的雷达系统,其中,所述发射编码包括满秩编码矩阵。

10.一种用于使用雷达系统检测对象的方法,所述雷达系统具有M个发射天线、N个接收

天线以及处理器,所述方法包括:

由处理器接收N×M个数字信号,其中N个接收机接收与M个编码发射信号序列相对应的M个接收信号,得到N×M个数字信号;

对所述N×M个数字信号进行处理,以产生N×M个第一测距/相对速度矩阵;

向N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵施加相位补偿,以对N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵和第M个测距/速度矩阵之间的测距差进行补偿;

使用发射编码的逆来对N个接收机的M个相位补偿测距/相对速度矩阵进行解码,以产生针对N个接收机的M个解码相位测距/相对速度矩阵;

使用针对N个接收机的M个测距/相对速度矩阵来检测对象,以产生检测向量;

所述相位补偿的计算与所检测对象的速度无关。

11.根据权利要求10所述的方法,其中,相位修正的幅度取决于速度指标和时间常数。

12.根据权利要求11所述的方法,还包括:计算被检测的对象的AOA。

13.根据权利要求10所述的方法,还包括:

对N×M个接收信号进行下转换,以产生N×M个下转换信号,其中所述接收信号对应于M个编码发射信号序列;以及

模数转换器被配置为将所述N×M个下转换信号转换成N×M个数字信号。

14.根据权利要求13所述的方法,还包括:

生成包括波形序列的发射信号;以及

使用发射编码对发射信号进行编码,以产生M个编码发射信号序列。

15.根据权利要求14所述的方法,其中:

发射信号是包括频率啁啾波形的序列在内的调频连续波FMCW信号;

对第一发射信号进行下转换包括:将发射信号与接收信号混合;以及

产生所述N×M个测距/相对速度矩阵包括:对N×M个数字信号执行多个二维快速傅里叶变换FFT,其中第一方向中的FFT对应于测距,且第二方向中的FFT对应于相对速度。

16.根据权利要求14所述的方法,其中:

发射信号是包括具有脉冲重复频率PRF的波形的序列在内的脉冲雷达信号;以及

产生所述N×M个测距/相对速度矩阵包括:对N×M个数字信号上执行距离选通,并且对N×M个数字信号执行快速傅里叶变换FFT。

17.根据权利要求14所述的方法,其中,发射编码包括满秩编码矩阵。

18.根据权利要求14所述的方法,其中,对发射信号进行编码包括:

产生包括由第一天线和第二天线发射的信号在内的第一编码发射序列;以及

产生包括由第一天线和第三天线发射的信号在内的第二编码发射序列。

19.根据权利要求18所述的方法,还包括:使用来自第一天线的两个不同的接收信号对检测中的改变进行补偿。

20.一种编码有指令的非瞬时机器可读存储介质,所述指令用于由雷达系统执行以用于检测对象,所述雷达系统具有M个发射天线和N个接收天线,所述介质包括:

用于接收N×M个数字信号的指令,其中N个接收机接收与M个编码发射信号序列相对应的M个接收信号,得到N×M个数字信号;

用于对所述N×M个数字信号进行处理以产生N×M个第一测距/相对速度矩阵的指令;

用于向N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵施加相位补偿以对N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵和第M个测距/速度矩阵之间的测距差进行补偿的指令；

用于使用发射编码的逆来对N个接收机的M个相位补偿测距/相对速度矩阵进行解码以产生针对N个接收机的M个解码相位测距/相对速度矩阵的指令;以及

用于使用针对N个接收机的M个测距/相对速度矩阵来检测对象以产生检测向量的指令；

所述相位补偿的计算与所检测对象的速度无关。

MIMO雷达系统

技术领域

[0001] 本发明总体上涉及一种基于CDMA的MIMO雷达系统。

背景技术

[0002] 雷达系统可用来检测附近目标的测距(range)和速度。通过使用各种先进技术，如今的雷达系统可用于多种不同的应用。例如，汽车雷达被认为对增加公路安全性是至关重要的。

发明内容

[0003] 下文示出了对多种示例性实施例的简要概括。可对以下概括进行适当简化和省略，这意在强调和引入各个示例性实施例中的某些方面，而不是限制本发明的范围。下文将示出对优选示例性实施例的具体描述，它们足以允许本领域技术人员作出和使用创造性概念。

[0004] 本文所述的各个实施例涉及一种用于使用雷达系统检测对象的方法，所述雷达系统具有M个发射天线、N个接收天线以及处理器，所述方法包括：通过处理器接收N×M个数字信号，其中N个接收机接收与M个编码发射信号序列相对应的M个接收信号，得到N×M个数字信号；对所述N×M个数字信号进行处理，以产生N×M个第一测距/相对速度矩阵；向N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵施加相位补偿，以对N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵和第M个测距/速度矩阵之间的测距差进行补偿；使用发射编码的逆来对N个接收机的M个相位补偿测距/相对速度矩阵进行解码，以产生针对N个接收机的M个解码相位测距/相对速度矩阵；使用针对N个接收机的M个测距/相对速度矩阵来检测对象，以产生检测向量。

[0005] 本文所述的各个实施例涉及一种雷达系统，包括：M个发射天线；N个接收天线；波形发生器，被配置为产生包括波形序列的发射信号；信号编码器，使用发射编码来对发射信号进行编码，以产生M个编码发射信号序列；N个接收机，包括：下转换器，被配置为对接收信号进行下转换，以产生下转换信号，其中接收信号对应于所述M个编码发射信号序列；以及模数转换器，被配置为将下转换信号转换为数字信号；数字信号处理器，被配置为：接收N×M个数字信号，其中N个接收机接收对应于M个编码发射信号序列的M个接收信号，得到N×M个数字信号；对所述N×M个数字信号进行处理，以产生N×M个第一测距/相对速度矩阵；向N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵施加相位补偿，以对N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵和第M个测距/速度矩阵之间的测距差进行补偿；使用发射编码的逆来对N个接收机的M个相位补偿测距/相对速度矩阵进行解码，以产生针对N个接收机的M个解码相位测距/相对速度矩阵；使用针对N个接收机的M个测距/相对速度矩阵来检测对象，以产生检测向量。

[0006] 本文所述的各个实施例涉及一种编码有指令的非瞬时机器可读存储介质，所述指令用于由雷达执行以用于检测对象，所述雷达系统具有M个发射天线和N个接收天线，所述介质包括：用于接收N×M个数字信号的指令，其中N个接收机接收与M个编码发射信号序列相对应的M个接收信号，得到N×M个数字信号；用于对所述N×M个数字信号进行处理以产生

N×M个第一测距/相对速度矩阵的指令;用于向N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵施加相位补偿以对N×(M-1)个第一测距/相对速度矩阵和第M个测距/速度矩阵之间的测距差进行补偿的指令;用于使用发射编码的逆来对N个接收机的M个相位补偿测距/相对速度矩阵进行解码以产生针对N个接收机的M个解码相位测距/相对速度矩阵的指令;以及用于使用针对N个接收机的M个测距/相对速度矩阵来检测对象以产生检测向量的指令。

附图说明

[0007] 为了更好地理解各种示例性实施例,对附图进行参考,其中:

[0008] 图1示出了FMCW雷达系统的实施例的功能图;

[0009] 图2示出了FMCW波形信号的示例;

[0010] 图3示出了具有N个啁啾的序列;

[0011] 图4示出了计算二维FFT的两个FFT步骤;

[0012] 图5示出了使用一个发射天线和多个接收天线来估计到达角;

[0013] 图6示出了两个发射天线和四个接收天线的布置;

[0014] 图7示出了虚拟接收天线在具有两个发射天线和两个接收天线的系统中的位置;

[0015] 图8示出了使用正交发射信号的具有两个发射天线和四个接收天线的雷达系统;

[0016] 图9示出了包含施加相移的序列的表;

[0017] 图10示出了对两个接收信号的2D FFT处理;

[0018] 图11示出了使用正交发射信号的具有三个发射天线和四个接收天线的雷达系统;以及

[0019] 图12示出了与图11中的雷达系统相关联的发射方案。

[0020] 为了便于理解,使用相同的附图标记来指代具有基本相同或相似结构或基本相同或相似功能的元素。

具体实施方式

[0021] 本文所示的具体实施方式和附图示出了多种原理。将理解的是,本领域技术人员将能够想出能够实现这些原理并位于本公开的范围之内的各种布置(虽然本文并未明确描述或示出)。本文的术语“或”是非排除性的“或”(即,和/或),除非本文另有指示(例如,“或其它”或“或备选地”)。此外,本文描述的各实施例不必相互排除,并且可组合以产生加入了本文所述的原理的其它实施例。

[0022] 汽车雷达系统被认为对于增加公路安全性来讲是至关重要的。在这种应用中,期望雷达系统检测其视场中的反射对象,明确地测量到被检测的每一个对象的距离,明确地测量被检测的每一个对象的相对径向速度,以及以高分辨率测量被检测的每一个对象的反射雷达信号的到达角。

[0023] 汽车雷达系统会经历两种不期望的情况。在第一种情况中,具有较高绝对相对径向速度的被检测反射器的相对径向速度被误解,导致速度模糊性。在第二种情况中,由于移动的反射器导致角度测量误差,所以多输入多输出系统中的到达角估计失真。虽然本文讨论了汽车雷达,但应该注意的是,本文以下所述的实施例的各种教导可适用于其它应用中使用的雷达系统。

[0024] 在雷达系统中，可在特定载波频率(例如79GHz)处发送根据具体波形原理调制的信号。可通过模拟接收机将反射信号下转换为基带信号，并通过系统的数字部分进行处理。在这些处理步骤中，计算到对象的距离、相对径向速度以及对象和雷达之间的到达角(AOA)。

[0025] 由于其准确性和鲁棒性，调频连续波(FMCW)对于汽车雷达系统是合适波形。发射短持续时间频率啁啾的序列的雷达实现方式在检测以非零相对径向速度移动的对象方面具有有益属性。

[0026] 图1示出了FMCW雷达系统的实施例的功能图。所接收的信号在时间上相对于发射信号具有延迟。时间延迟是由于在向外方向和返回方向上在雷达系统和反射对象之间的传播时间导致的。雷达系统100可包括波形发生器105、功率放大器110、低噪放大器(LNA)115、混合器120、图形保真滤波器125、模数转换器(ADC)130、采样率转换器135、数字信号处理器(DSP)140、存储器145和系统接口150。波形发生器105产生具有频率啁啾的连续波信号。PA 110接收和放大所述频率啁啾连续波信号。该信号然后被发射天线(未示出)发射，以便检测对象。可通过接收天线(未示出)接收反射信号。LNA 115从接收天线接收反射信号并对其进行放大。然后，混合器120接收放大接收信号并将其与通过波形发生器105产生的当前发射波形混合。然后，图形保真滤波器125对混合信号进行滤波。然后，ADC 130进行采样，并将滤波混合信号转换为数字信号。然后，采样率转换器135将数字信号的采样率转换为另一采样率。这将在下文详细描述。DSP 140然后对接收数字信号进行处理，以产生所检测的对象的各期望测量，比如测距、相对径向速度和到达角(AOA)。存储器145向将要使用的DSP 140提供存储，已处理接收的数字信号。系统接口150提供外部接口，该外部接口可用来向其他系统提供测量信息。雷达系统100可实现在单个集成电路(IC)上。其还可被实现为IC的组合。

[0027] 现在描述图1所示的雷达系统100的操作和用来检测对象的信号处理。在FMCW系统中，发送具有线性增加的正弦波：

[0028] $$s(t)=\exp\left(j2\pi f_c t + j\pi\frac{\Delta f}{T_{ramp}}t^2 + j\varphi\right) \qquad (1),$$

[0029] 其中f_c是载波频率，t是运行时间，Δf是啁啾的频率偏差，T_{ramp}是频率增加的啁啾持续时间，φ是发射信号的初始相位。其它实施例可使用下降频率啁啾。

[0030] 图2示出了FMCW波形信号的示例。信号的周期为T。在第一时间周期T_{ramp}期间，针对总的频率改变，发射波形的频率线性增加。最终，在第三时间周期T_{reset}期间，发射信号的频率快速减少回到载波频率。从而，$T=T_{ramp}+T_{reset}$。

[0031] 在下转换操作中，混合器120将波形发生器105产生的当前发射信号与时间延迟接收信号混合。图2中通过点线波形示出了针对单个反射对象的该延迟接收信号。当雷达系统100和反射对象之间的相对速度是零时，接收信号是发射信号的衰减和相位旋转版本的时间延迟信号。

[0032] 下转换操作的结果是在所谓的拍频处振荡的正弦波，该正弦波被称为拍信号，其具有基于发射信号和接收信号之间的频率差的拍频。如果在雷达的视野中存在K个反射器，则接收信号是：

[0033] $$r(t)=\sum_{k=0}^{K-1}A_k\exp\left(-j2\pi f_c\tau_k(t)-j2\pi\frac{\Delta f}{T}\tau_k(t)t+j2\pi\frac{\Delta f}{T}\tau_k(t)^2\right) \quad (2),$$

[0034] 其中，A_k和$\tau_k(t)$分别是第k个反射器的幅值和(时间相关)飞行时间。注意到，具有载波频率两倍的频率的频率分量被滤掉。

[0035] 该拍频取决于到反射对象的距离D、斜面的开始和停止频率之差Δf以及斜面的持续时间T_{ramp}：

[0036] $$f_{beat}=\frac{\Delta F}{T_{ramp}}\frac{2D}{c_0}, \quad (3)$$

[0037] 其中c_0等于光速。当多个反射器对于雷达可见时，拍信号是在相应拍频处振荡的正弦波之和，所述拍频具有基于雷达截面和反射器距离的幅值。

[0038] DSP 140处理接收信号，以估计振荡频率的幅度。因此，在ADC 130对信号进行采样和量化之后，DSP 140可使用快速傅里叶变换(FFT)来估计振荡频率。ADC 130进行采样的频率是f_{adc}。根据采样原理，可由数字信号表示的最大频率是针对实值样本等于f_{adc}的一半的Nyquist频率。在远距离处的反射对象可具有超过f_{adc}的一半的拍频。结果，其在频谱中的位置是模糊的，例如该位置是基带谱中的位置加上f_{adc}的未知整数倍。

[0039] 在一些情况中，对远离的反射器不感兴趣。为了防止不期望的混叠，可使用图形保真滤波器(anti-aliasing)125。这些滤波器使超出等于$f_{adc}/2$的Nyquist频率的频率分量强烈衰减。所述图形保真滤波器可被实现为模拟滤波器和数字滤波器的组合。还可使用图形保真滤波器的其它实现。

[0040] 当相对速度是非零的时，将相应的多普勒频率添加到拍频。可通过下式来计算多普勒频率：

[0041] $$f_{Doppler}=\frac{2Vf_c}{c_0}. \quad (4),$$

[0042] 针对具有f_c＝79GHz和相对雷达速度V＝300km/h的汽车雷达系统，$f_{Doppler}\approx$44kHz。

[0043] 然而，啁啾的持续时间可能非常短，例如100μs，并且频率偏差可以是例如至少几十MHz。结果，多普勒频率的幅度与拍频幅度相比非常小，并且在距离计算过程中可忽略。

[0044] 多普勒频移的效果在拍信号的相位方面更为显著。接收信号的相位从一个啁啾到另一个啁啾的弧度增加(或减少)由下式给出：

[0045] $\Phi_{Doppler}=2\pi f_{Doppler}T$； (5)

[0046] $T=T_{ramp}+T_{dwell}+T_{reset}$. (6)

[0047] 该相位的演变可通过使用FMCW啁啾序列来测量。图3示出了具有N个啁啾的序列。

[0048] 二维FFT可被用来计算针对反射器的相对径向速度以及反射器的测距。图4示出了计算二维FFT的两个FFT步骤。DSP 140可针对与FMCW啁啾序列中的每个发送的FMCW啁啾相对应的数据样本集来计算FFT。步骤1中的每一行对应于序列中的FMCW啁啾之一。FFT的每个得到的频率样本对应于特定接收拍频，并从而对应于测距，得到一系列距离门(range gate)。

[0049] 一旦已经接收了序列中的所有FMCW啁啾并使用FFT进行了处理，则DSP 140可在第二步骤中，在各列中的数据样本上执行FFT。该第二FFT确定由于雷达系统100和反射器之间

的任何相对速度导致的多普勒效应对于所接收的信号的频率的贡献。

[0050] 然而，当$\Phi_{Doppler}$超过π时，速度测量将是不明确的。使用等于下式的采样频率对多普勒分量进行采样：

[0051] $f_{s,Doppler}=T^{-1}$。

[0052] 因此，可被明确地测量的绝对最大相对速度受到单个啁啾的总持续时间的限制。

[0053] 图5示出了使用一个发射天线和多个接收天线来估计到达角。发射天线510发射雷达信号。多个接收天线520-530均接收从反射器反射的雷达信号。每个接收天线520-530可连接到RF接收机和模数转换器。因此，针对每个接收天线信号，可计算2D谱，比如图4中。通过到达角、载波频率以及接收天线的相对位置给出位于这些2D矩阵中的相等的行和列索引处的信号之间的相位关系(由于飞行时间不同)。

[0054] 可由2D矩阵中具有相等的行和列索引的样本构成向量，其中样本的顺序遵循与它们物理上放置的顺序相同的顺序。从而，可以通过对该样本向量进行傅里叶变换来估计AOA。傅里叶变换信号的功率达到其最大值处的索引对应于AOA。还可通过其他已知技术来估计AOA。

[0055] 可通过使用多个发射天线和多个接收天线来增加到达角测量的准确性。这被称为多输入多输出(MIMO)雷达。在MIMO雷达中，使用位于发射机和接收机阵列流形(manifold)的卷积处的天线形成虚拟阵列。图6示出了两个发射天线和四个接收天线的布置。可使用相等间隔放置接收天线630、632、634和636，例如载波频率处的半波长，以使得能够进行明确测量。如该例中所示，发射天线610和620间隔2个波长。针对静态反射器，前向路径长度取决于发射机和反射器的位置。后向路径长度取决于接收机和反射器的位置。因此，当使用位于不同位置处的发射天线时，总路径发生改变。该路径长度差用来创建包括均匀间隔的虚拟元素的所谓虚拟阵列。这些虚拟元素640、642、644和646示于图6中。

[0056] 图7示出了虚拟接收天线在具有两个发射天线和两个接收天线的系统中的位置。在图7中，对象位于相对于雷达天线面成角度φ的位置。两个发射天线710和720相距距离2d，其中d等于载波频率处的半波长。两个接收天线730和732相距d，并且如图所示，其中心位于两个发射天线710和720之间。发射天线710和检测对象之间的距离是R_1。发射天线720和检测对象之间的距离是R_2。从而，从发射天线720发射并由接收天线730和732接收的信号看起来与虚拟接收天线740和742具有相同的位置。这使得MIMO雷达具有较大的明显天线口径，这导致更为准确的角度测量。

[0057] 在上述AOA估计方法中，AOA估计的分辨率和准确性取决于接收机的数量。为了构建虚拟阵列，由多个发射机发射的信号在接收机侧分离。为了在接收机侧分离所述信号，发射信号可以是正交的。

[0058] 一种对发射信号进行正交的方法是使用信号编码器向发射信号施加相移或增益项。图8示出了使用正交发射信号的具有两个发射天线和四个接收天线的雷达系统。雷达系统800可包括如上操作的波形发生器805。第一移相器860和第一开关864连接到第一发射天线(未示出)。第一移相器860和第一开关864可以是第一信号编码器。第一移相器860可向所生成的波形施加相移，第一开关864可确定是否发射了信号。第二移相器862和第二开关866以相似的方式操作。第二移相器862和第二开关866可以是第二信号编码器。雷达系统800具有四个带有关联接收信道的接收天线。每个接收信道包括LNA 815、混合器820、图形保真滤

波器825和ADC 830。这些接收信道中的每一个按以上参照图1所述进行操作。此外，第一和第二信号编码器还可被认为是单个信号编码器。

[0059] 现在描述正交信号的发送。通过改变第一和第二移相器860和862施加的施加相移，可构建码矩阵。例如，可在每个发射的啁啾的开始处改变相移。图9示出了包含被施加相移的序列的表。码矩阵900用于具有两个发射机和包括8个啁啾信号的序列的系统。码矩阵是2×2矩阵，并且被施加四次。

[0060] 接收天线所看见的信号是两个发射信号的反射之和。在将接收信号与原始发射信号混合之后，按下式获得中间频率(IF)信号：

[0061] $$r_{IF}(t)=A\sum_{n=0}^{N-1}A_n\exp\left(-j2\pi f_c\tau_n(t)-j2\pi\frac{\Delta f}{T}\tau_n(t)t+j2\pi\frac{\Delta f}{T}\tau_n^{\,2}(t)+j\theta_n\right),\qquad(7)$$

[0062] $$\tau_n(t)=\tau_0+\frac{d_n\sin(\theta)}{c_0}+\frac{2tV}{c_0}=\tau_n+\frac{2tV}{c_0}+\Delta\tau_n。\qquad(8)$$

[0063] 这里，假定了在天线之间具有等间隔(等于半个载波波长)的N个发射天线组成的线性阵列，并且d_n是x轴上的第n个发射机的位置，θ_n和A_n分别是施加到第n个发射机的相移和增益项，A是表示接收信号幅值的项，以及V是速度。在雷达系统800中，d_n具有若干波长的量级，因此拍频或拍相位的增加是可忽略的。结果，式7可近似为：

[0064]

$$r_{IF}(t)\approx A\exp\left(-j2\pi\left\{f_c\left(\tau_0+\frac{2tV}{c_0}\right)+\frac{\Delta f}{T}\left(\tau_0+\frac{2tV}{c_0}\right)t-\frac{\Delta f}{T}\left(\tau_0+\frac{2tV}{c_0}\right)^2\right\}\right)\sum_{n=0}^{N-1}A_n\exp(j\theta_n-j2\pi f_c\Delta\tau_n)\qquad(9)。$$

[0065] 根据式9，清楚的是，以特定到达角到达的信号的相移的特定组合可完全抵消。例如，在反射器沿天线阵列的法线放置的两发射机系统中，从每个发射机到反射器的路径长度相等意味着$\Delta\tau_n=0$。如果一个发射信号中施加180度的相移，另一发射信号中施加0度的相移，则式9的和将等于0。这一空间滤波效应将导致接收啁啾信号的幅度调制。该幅度调制将使得2D谱失真，使得其不可能在多普勒谱中识别两个不同的谱峰。因此，对于特定到达角，发射机信号不能分离。需要备选信号处理技术。该技术如下所述。

[0066] 在接收机侧，信号$r_{IF}(t)$被数字化，产生$s_{ADC}(mt_{sample})$，为了可读性，在以下推导中将丢弃$t_{sample}=F_s^{-1}$。具有长度L的接收序列被划分成Q(发射天线的数量)个子集，每个子集包含N_c个长度为M的序列。这里，在计算第二轮2D FFT计算之前，完成划分。通过以下方式来完成划分Q个子集：每个子集仅包含根据相同发射机配置来发射的信号。图10中描述了针对L＝192、Q＝2、N_c＝8以及M＝12的示例。图10示出了对两个接收信号的2D FFT处理。

[0067] 针对Q个子集中的每一个，计算2D FFT。在具有2个发射机和4个接收机的系统中，计算总共8个2D FFT矩阵。根据图10，清楚的是，A1和A2包含不在相同时刻获取的样本。来自A2的样本比来自A1的样本晚T秒获得。在该T秒期间，反射器移动，这将增加(减少)路径长度，并从而增加(减少)接收信号的相位。需要对这一相位失真进行修正。预先计算长度1×Nc的修正表，并将其存储在片上存储器中。修正表的项形成在啁啾T的持续时间期间以速度V移动的反射器针对以载波频率f_c发射的信号将接收的相移的反旋(de-rotation)。可按照下式计算子集q的相位反旋值：

[0068] $$c_{corr,q}(1,n_c)=\exp\left(-j2\pi\frac{2qTf_c}{c_0}V(n_c)\right)=\exp\left(-j2\pi\frac{2qTf_c}{c_0}\frac{c_0}{2Tf_c}\frac{n_c}{N_c}\right)=\exp\left(-j2\pi\frac{n_c}{N_c}q\right),\quad(10)$$

[0069] 其中 $n_c=-\frac{N_c}{2}\quad-\frac{N_c}{2}+1\quad\cdots\quad\frac{N_c}{2}-2\quad\frac{N_c}{2}-1$ 且q＝0 q … Q-2 Q-1。

[0070] 可通过将每行的元素与修正表相乘来施加相位修正，其中每行是与特定距离门相关联的多普勒谱。不需要知道反射器的具体相对速度。相反，可基于所使用的载波频率和波形的持续时间计算具体的相位反旋。此外，将反旋施加到接收样本的全部或部分。

[0071] 在修正之后，可按时间对齐所有Q个子集，并且可执行信号分离步骤。系统从第一接收机的经修正的2D谱中选择具有相等索引的Q个样本。以向量收集Q个样本，其中其排序遵循编码矩阵中列的排序。接下来，将该向量乘以编码矩阵的逆。假设以下的3×3编码矩阵已经被用来为三发射机情况生成S：

[0072] $$C=\begin{bmatrix}1&1&1\\1&-1&1\\1&1&-1\end{bmatrix}$$

[0073] $$S=\begin{bmatrix}t1&t2&t3\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1&1&1\\1&-1&1\\1&1&-1\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}t1+t2+t3&t1-t2+t3&t1+t2-t3\end{bmatrix}$$

[0074] 这里，t1、t2和t3简单地指示三个发射机发射的信号。从而，以下矩阵可被用来分离信号：

[0075] $$C^H\left(C^HC\right)^{-1}=\frac{1}{2}\begin{bmatrix}0&1&1\\1&-1&0\\1&0&-1\end{bmatrix}$$

[0076]

$$\begin{bmatrix}t1+t2+t3&t1-t2+t3&t1+t2-t3\end{bmatrix}\frac{1}{2}\begin{bmatrix}0&1&1\\1&-1&0\\1&0&-1\end{bmatrix}=\frac{1}{2}\begin{bmatrix}t1-t2+t3+t1+t2-t3\\t1+t2+t3-t1+t2-t3\\t1+t2+t3-t1-t2+t3\end{bmatrix}^T=\begin{bmatrix}t1&t2&t3\end{bmatrix}$$

[0077] 该操作的结果是Q个样本的集合，其中每个样本对应于单个发射天线。

[0078] 在针对所有接收机天线执行了该步骤之后，可形成包含与发射机和接收机数量之乘积相同数目样本的样本向量。所述样本是根据它们在虚拟阵列中的位置进行排序的。经过排序的样本向量现在能够用于到达角估计或进一步的处理。在一种实现中，样本向量可与Hamming窗相乘，并通过FFT操作进行处理。得到的角度谱从而可用来检测反射器并估计它们的到达角。

[0079] 现在描述另一实施例。对所描述的编码和相关处理技术的使用导致波形的有效持续时间的增加。波形持续时间的增加与所使用的发射天线的数量(例如编码矩阵的秩)是线性的。延长的波形持续时间导致可被明确测量的最大多普勒频率的减小。

[0080] 由于混叠多普勒谱可开始重叠并可导致反射器的正确检测更为复杂，因此不期望最大多普勒频率出现较大的减小。该实施例提供减小的最大可测多普勒频率和所使用的发射天线的数量之间的折衷。在图11中，将图8中的两发射机雷达系统扩展到三发射机系统。

图11示出了使用正交发射信号的具有三个发射天线和四个接收天线的雷达系统。

[0081] 雷达系统1100包括如上操作的波形发生器1105。第一移相器1160和第一开关1164连接到第一发射天线(未示出)。第一移相器1160和第一开关1164可以是第一信号编码器。第一移相器1160可向所生成的波形施加相移,第一开关1164可确定是否发射信号。第二移相器1162、第二开关1166、第三移相器1168和第三开关1170以相似的方式操作。移相器和开关可以是信号编码器。雷达系统1100具有四个带有关联接收信道的接收天线。每个接收信道包括LNA 1115、混合器1120、图形保真滤波器1125和ADC 1130。这些接收信道中的每一个按以上参照图1所述进行操作。

[0082] 图12示出了与图11中的雷达系统相关联的发射方案。图12示出了一种三发射天线方案,其中每个三角形表示一个啁啾波形。三角形被填充指示所述发射机已经被用来发射啁啾波形。在该示例中,使用TDMA编码。

[0083] 在所述发射方案中,执行两个或更多个测量。测量的差别在于波形持续时间和/或不同的带宽。由于这些差别,可解决混叠响应,得到清楚测量。

[0084] 不同的发射天线可用于不同测量。但是,在非静态环境中,反射器的响应随时间改变。响应的该改变将破坏相位阵列雷达配置中的线性相位关系。为了解决这一不期望的改变,可使用具有虚拟参考天线的系统。虚拟参考天线可具有在空域重叠的虚拟天线阵列元素。在该实施例中,天线在时域重叠。

[0085] 在图12中,发射机Tx2在两个测量中都被用到,并且充当参考。发射机Tx1和发射机Tx3分别用于序列1和2中。两次使用Tx2的原因在于,反射器响应随时间改变。由于Tx2被使用两次,所以雷达系统1100可在反射器响应中移除所述改变。

[0086] 对两个测量的处理遵循以上实施例中所描述的步骤。因此,获得来自三个发射机的四个信号。在这四个发射机信号中,发射机Tx2被呈现两次,一次在测量A中,一次在测量B中。从而,可以创建以下虚拟导引(steering)向量:

[0087] $\Psi_A(u,m)=[A1_1(u,m)\ \ A1_2(u,m)\ \ \Phi(m)A2_1(u,m)\ \ \Phi(m)A2_2(u,m)\ \ \Gamma(m)B1_1(u,m)\ \ \Gamma(m)B1_2(u,m)]$

[0088] 其中$\Phi(m)=c_{corr,q}(1,m)$,Γ是基于$A2_p$和$B2_p$之间的内积的修正因子,p表示接收天线的索引,并且$A1_1$是在A测量中源自发射机1的并且由具有索引p=1的接收天线接收的样本。从而,虚拟导引向量可用来基于12个天线来估计AOA。Γ可计算如下:

[0089] $$\Gamma=\sum_{p=1}^{P}P\frac{|A2_p|}{|B2_p|}\frac{A2_p(B2_p)^H}{|A2_p(B2_p)^H|},$$

[0090] 从而,虚拟导引向量可用来基于12个天线来估计AOA。

[0091] 在该实施例中并且在每次测量中,使用两个发射天线,而可使用三个发射天线计算到达角。因此,最大明确(unambiguous)多普勒频率缩减到1/2。如果在每次测量中使用三个发射天线,则缩减将是1/3。因此,该实施例中重叠多普勒谱的机会较小,而角度分辨率与在每次测量中使用三个发射天线的系统相等。还注意到,可使用满秩的任意其它编码矩阵。

[0092] 上述实施例克服了三个问题。首先,用来从多个发射机发射正交雷达信号的技术通常是昂贵的,这是因为它们需要复杂的硬件,比如具有高采样速度的ADC或多个振荡器。其次,在发射期间的对象位移可破坏对于多发射机多接收机到达角估计来讲至关重要的线

性相位关系。第三，对使用MIMO编码的多发射机的使用减小系统能够测量的最大明确多普勒频率。

[0093] 上述实施例包括用来克服这些问题的多个特征。所述实施例描述一种雷达系统和信号处理方法，其使得能够使用多个同时发射天线和多个同时接收天线，以用于零和非零相对径向速度场景中的高分辨率到达角估计。

[0094] 所述实施例还描述了根据满秩编码矩阵，使用多个发射机的子序列序列的发射。每个子序列包括的波形的数量与由一个或多个调制发射机根据编码矩阵的列发射的每个波形所涉及的发射机的数量相同。编码矩阵描述包括相对相位和幅值的发射机状态。

[0095] 所述实施例还描述了一种接收机信号处理技术，其中将接收信号分成序列的集合。每个集合中的采样信号序列对应于发射这些序列所使用的编码矩阵的相同列索引。每个集合被处理，以产生二维信号矩阵，其中每个矩阵项对应于空间距离和多普勒频率。

[0096] 所述实施例还描述了针对发射它们的时间偏移期间的对象位移，对所有采样矩阵进行相位修正。每个空间距离和多普勒频率组合的相位修正基于相应的采样多普勒频率以及所考虑的编码列的发射与作为参考的列向量的发射之间的时间分隔。

[0097] 所述实施例还描述了矩阵变换，该矩阵变换施加到具有相等空间距离和所有2D矩阵的多普勒频率索引的位移修正样本的向量。变换包括将具有所提及的样本的向量乘以编码矩阵的逆矩阵。

[0098] 所述实施例还描述了发射方案，其中使用不同的发射天线来执行多次测量，并且其中在另一测量中重新使用至少一个发射天线，其目的是创建时间上的参考天线，使得能够修正长时间反射器响应改变。

[0099] 所述实施例还描述了一种雷达系统，其中对虚拟导引向量进行进一步处理，以产生到达角估计和/或形成对象检测算法的输入。

[0100] 上述实施例使用FMCW雷达作为示例。关于这些实施例描述的技术还可用于其它类型的雷达，例如脉冲雷达。在脉冲雷达的情况中，信号的到达时间用来形成测距波闸，从而可执行FFT以解决多普勒。这将导致相同的测距/多普勒矩阵，这是从接收FMCW波形上的2D FFT得到的。然后，可将相同的技术应用到脉冲雷达测距/多普勒矩阵。多个发射天线可用来改善为由多个发射机发射的信号使用低成本编码技术的雷达的角分辨率，其中多个发射机在接收机侧分离。

[0101] 根据上述描述，明显的是，本发明的各实施例可实现为硬件。此外，各实施例可实现为存储在非瞬时机器可读存储介质(比如易失性存储器或非易失性存储器)上的指令，可通过至少一个处理器(例如以上的DSP)读取和执行所述指令，以执行本文所详述的操作。机器可读存储介质可包括用于采用机器可读形式存储信息的任何机制，比如个人计算机或膝上型计算机、服务器、或其它计算设备。从而，非瞬时机器可读存储介质排除瞬时信号，但可包括易失性和非易失性存储器，包括但不限于只读存储器(ROM)、随机存取存储器(RAM)、磁盘存储介质、光存储介质、闪存设备和类似的存储介质。

[0102] 本领域技术人员应该理解的是，本文中的任何框图表示实现本发明的原理的电路的概念性视图。类似地，将理解的是，任何流程图、流图、状态变化图、伪码等表示各种处理，这些处理可通过机器可读介质实质性地表示，并由计算机或处理器执行，而不管这种计算机或处理器是否明确地示出。

[0103] 虽然已经通过具体参考各个示例性实施例中的特定示例性方面对示例性实施例进行了详细描述，将理解的是，本发明能够实现其他实施例，并且其细节能够在多种明显方面进行修改。对本领域技术人员明显的是，在保持在本发明的精神和范围之内的情况下，可以对其进行修改和改变。因此，前述公开、描述和附图只是为了说明的目的，不限制本发明，本发明只通过权利要求限定。

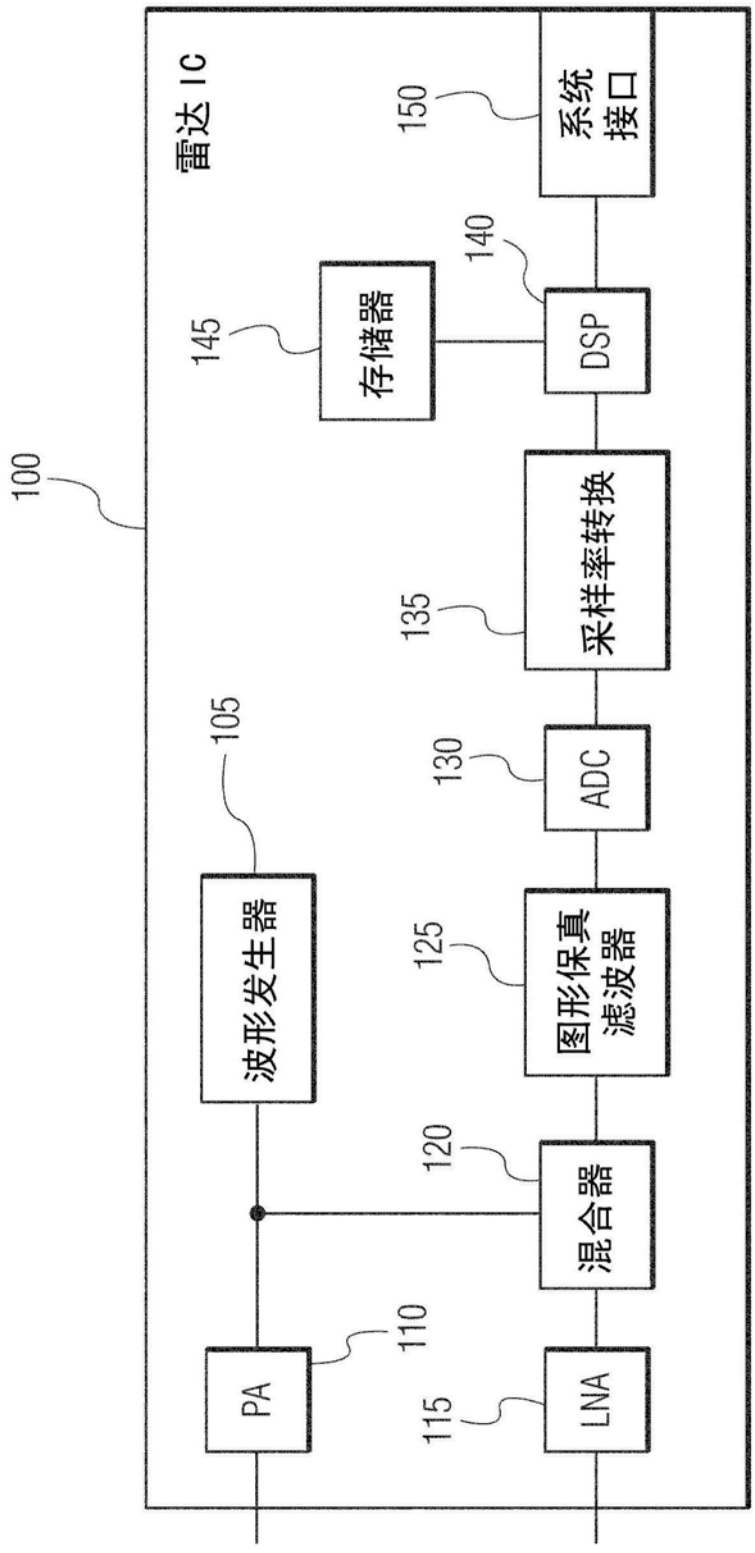

雷达 IC
100
150
系统接口
140
145
存储器
DSP
135
采样率转换
105
130
ADC
波形发生器
125
图形保真滤波器
120
混合器
110
PA
115
LNA

图1

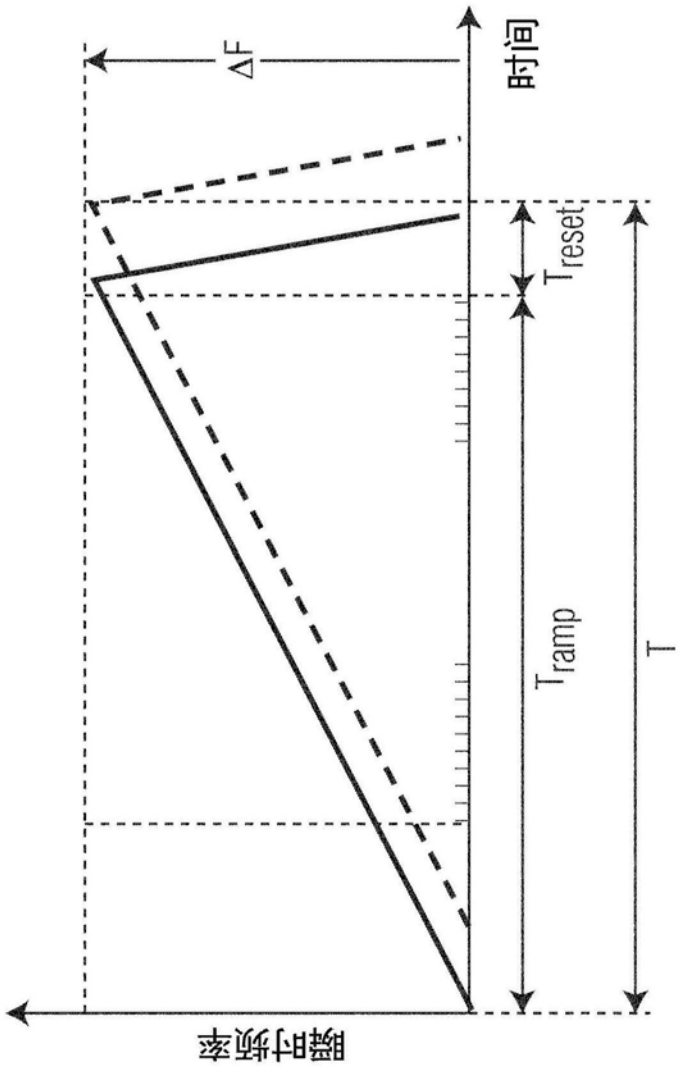


图2

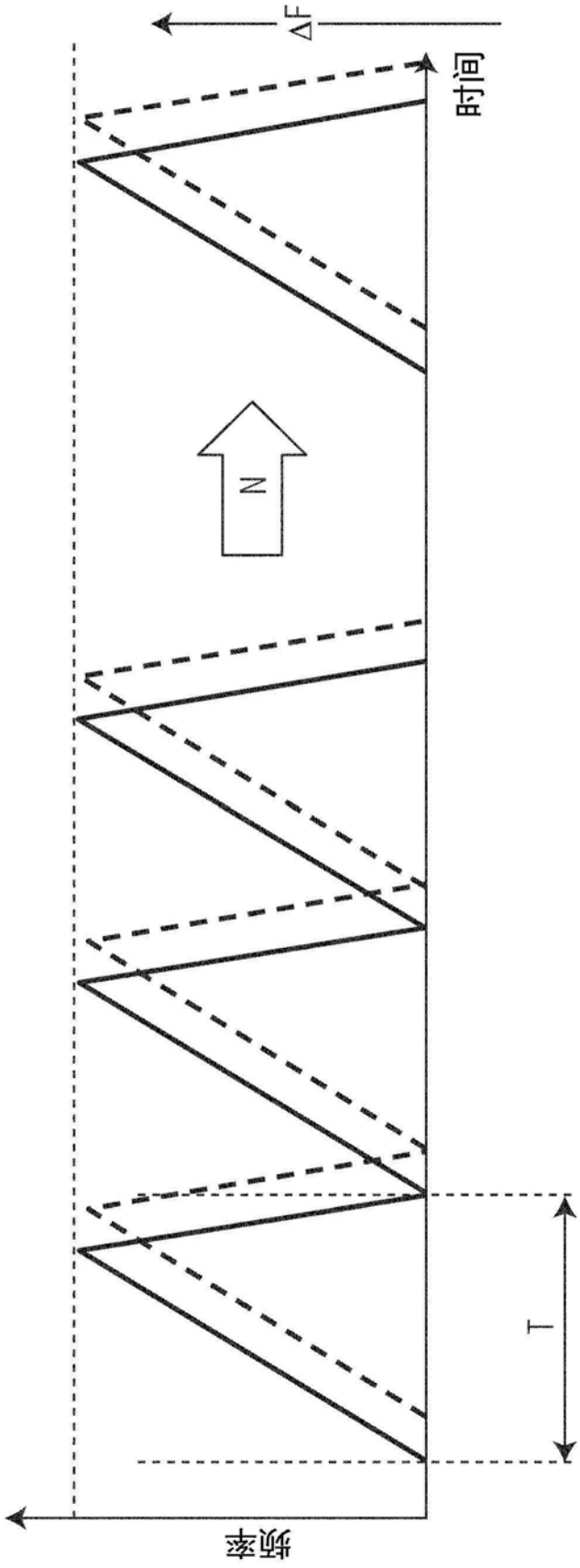


图3

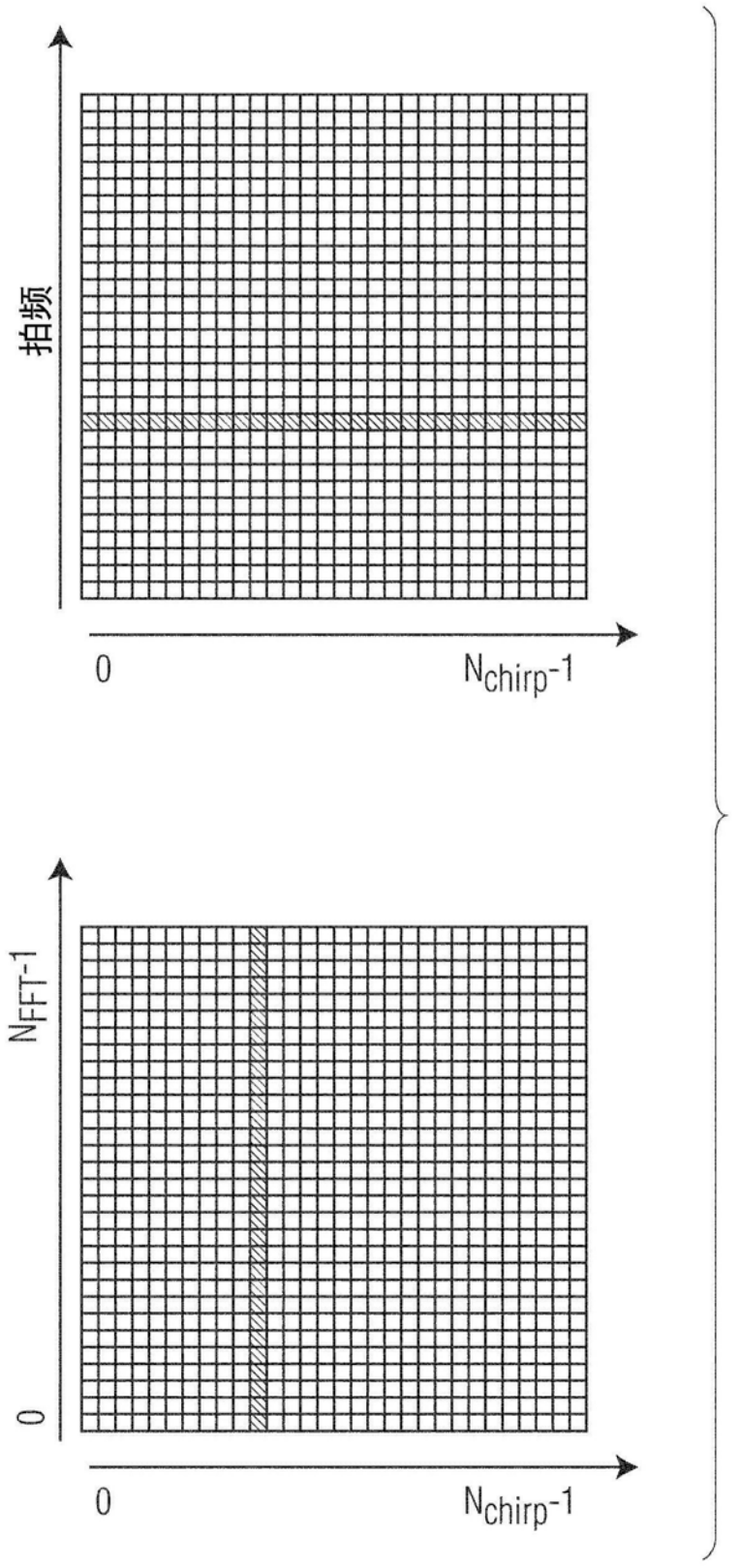


图4

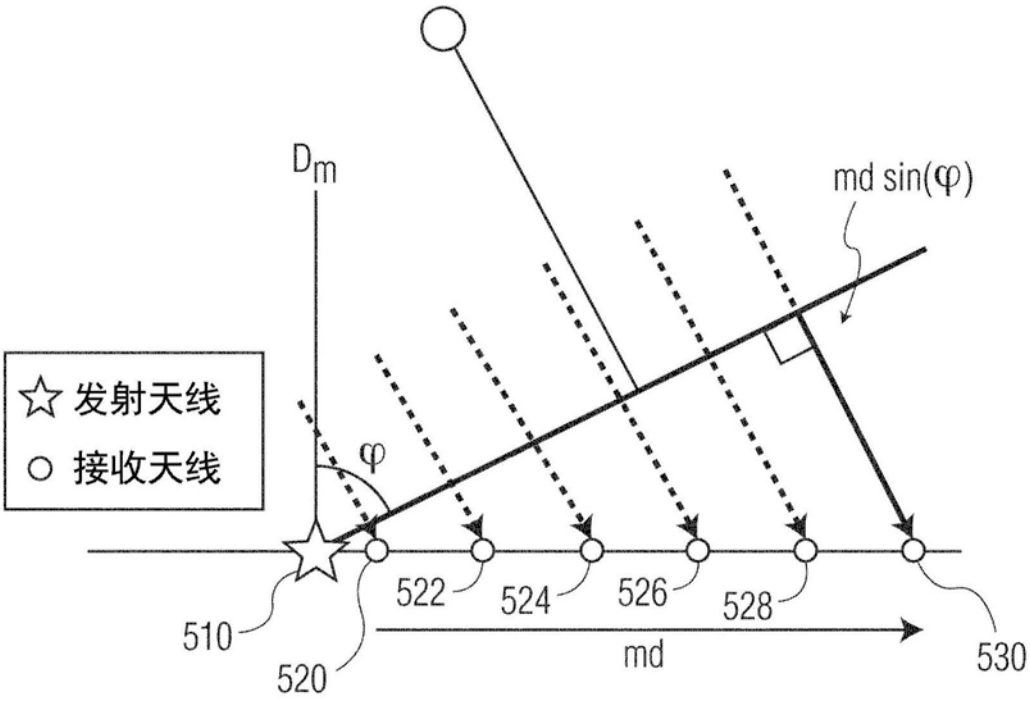

Dm
md sin(φ)
☆ 发射天线
○ 接收天线
φ
510
520
522
524
526
528
530
md

图5

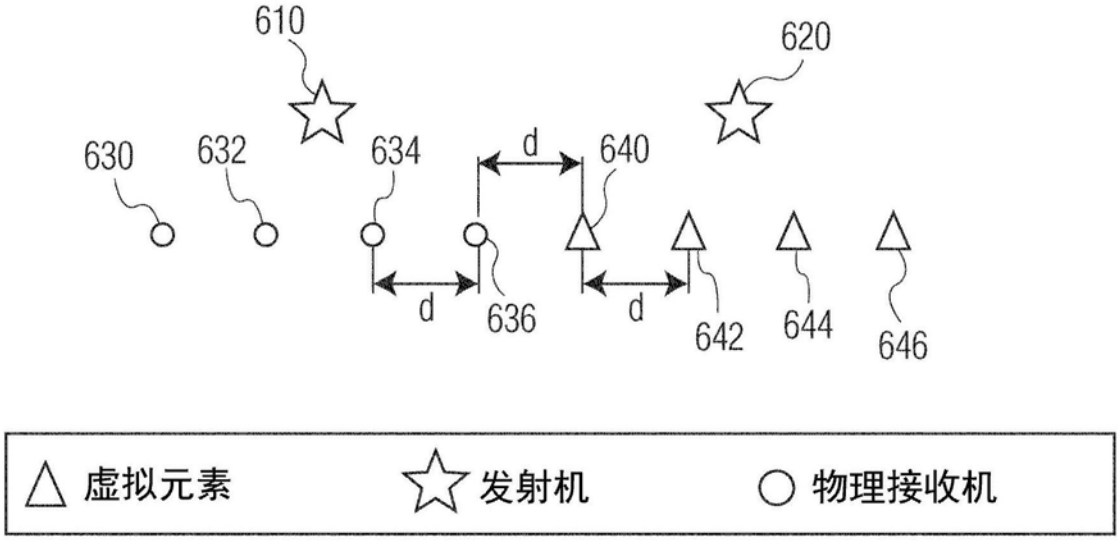

610
620
630
632
634
d
640
d
636
d
642
644
646
△ 虚拟元素
发射机
○ 物理接收机

图6

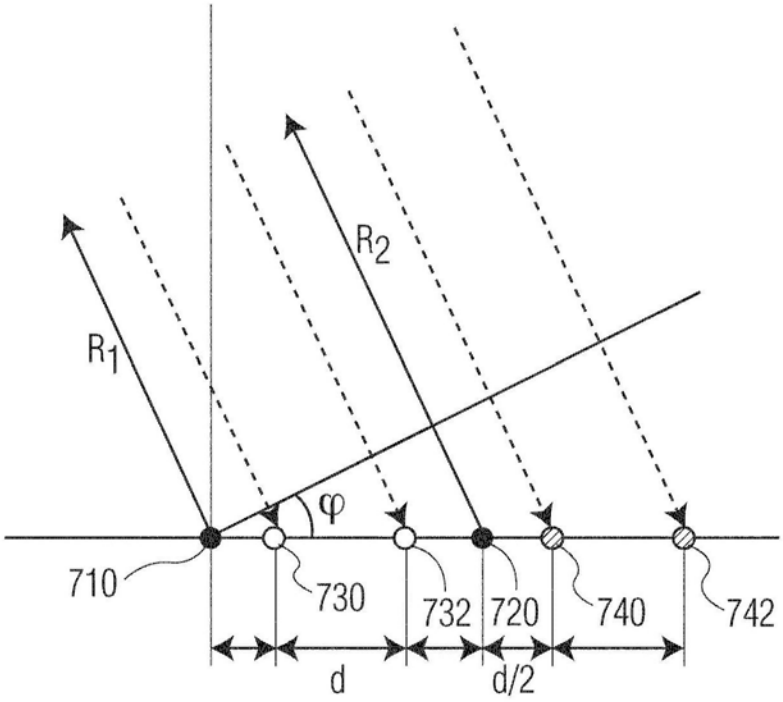


图7

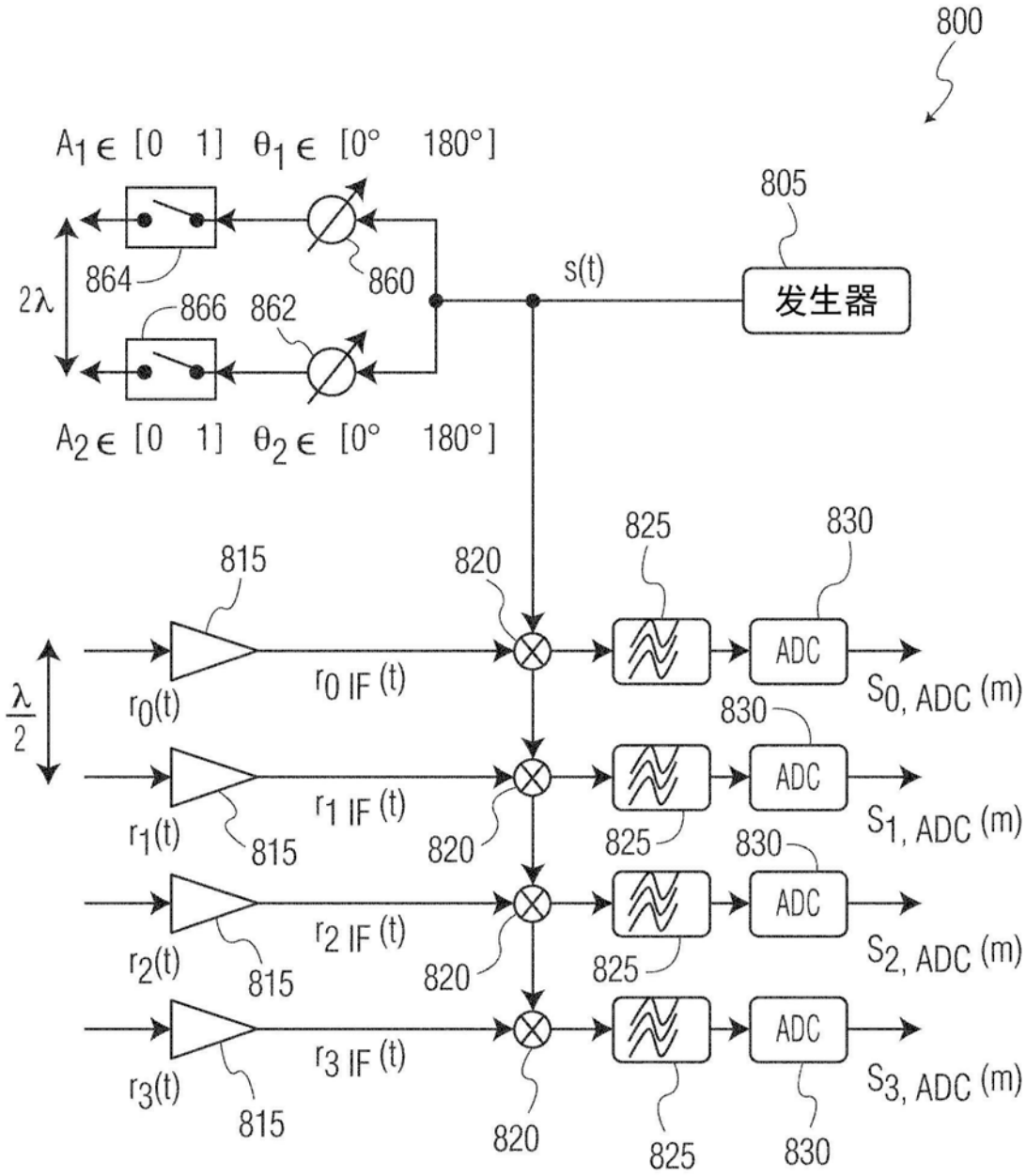

800
A1 ∈ [0 1] θ1 ∈ [0° 180°]
805
2λ
864
860
866
862
s(t)
发生器
A2 ∈ [0 1] θ2 ∈ [0° 180°]
825
830
815
820
ADC
λ/2
r0(t)
r0 IF (t)
S0, ADC (m)
r1(t)
r1 IF (t)
S1, ADC (m)
r2(t)
r2 IF (t)
S2, ADC (m)
r3(t)
r3 IF (t)
S3, ADC (m)

图8

900

发射机	啁啾 0	啁啾 1	啁啾 2	啁啾 3	啁啾 4	啁啾 5	啁啾 6	啁啾 7
Tx_1	0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°	0°
Tx_2	0°	180°	0°	180°	0°	180°	0°	180°

图9

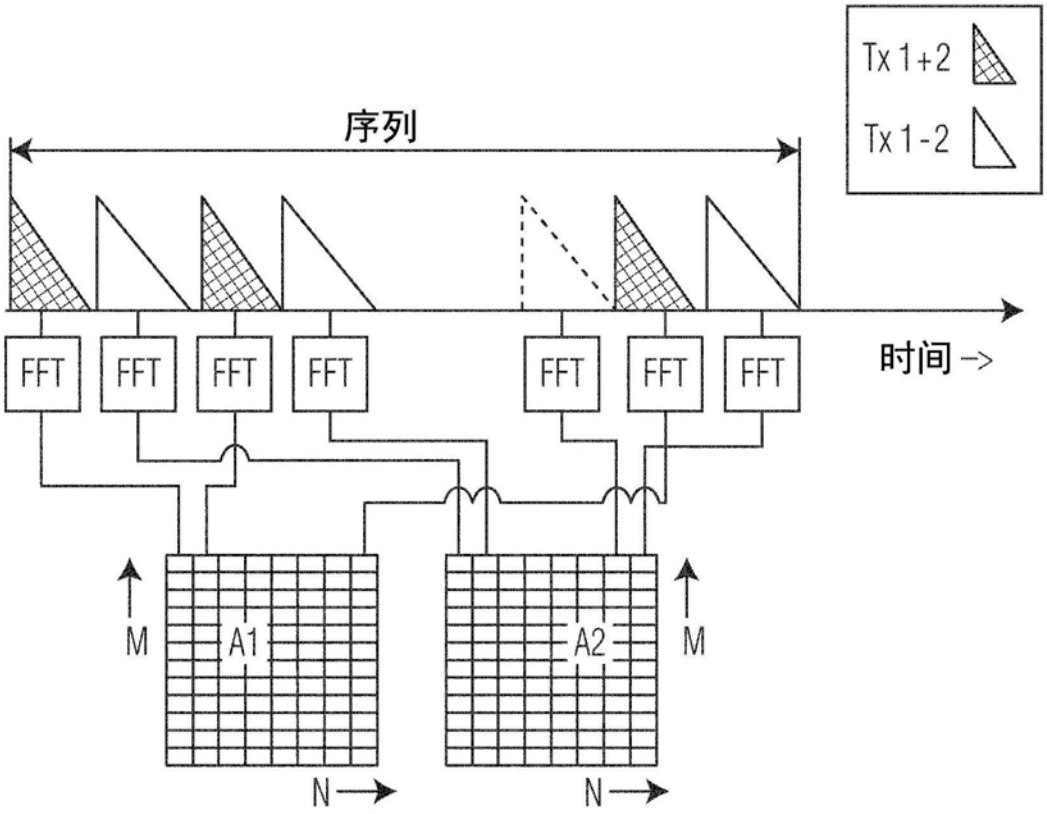


图10

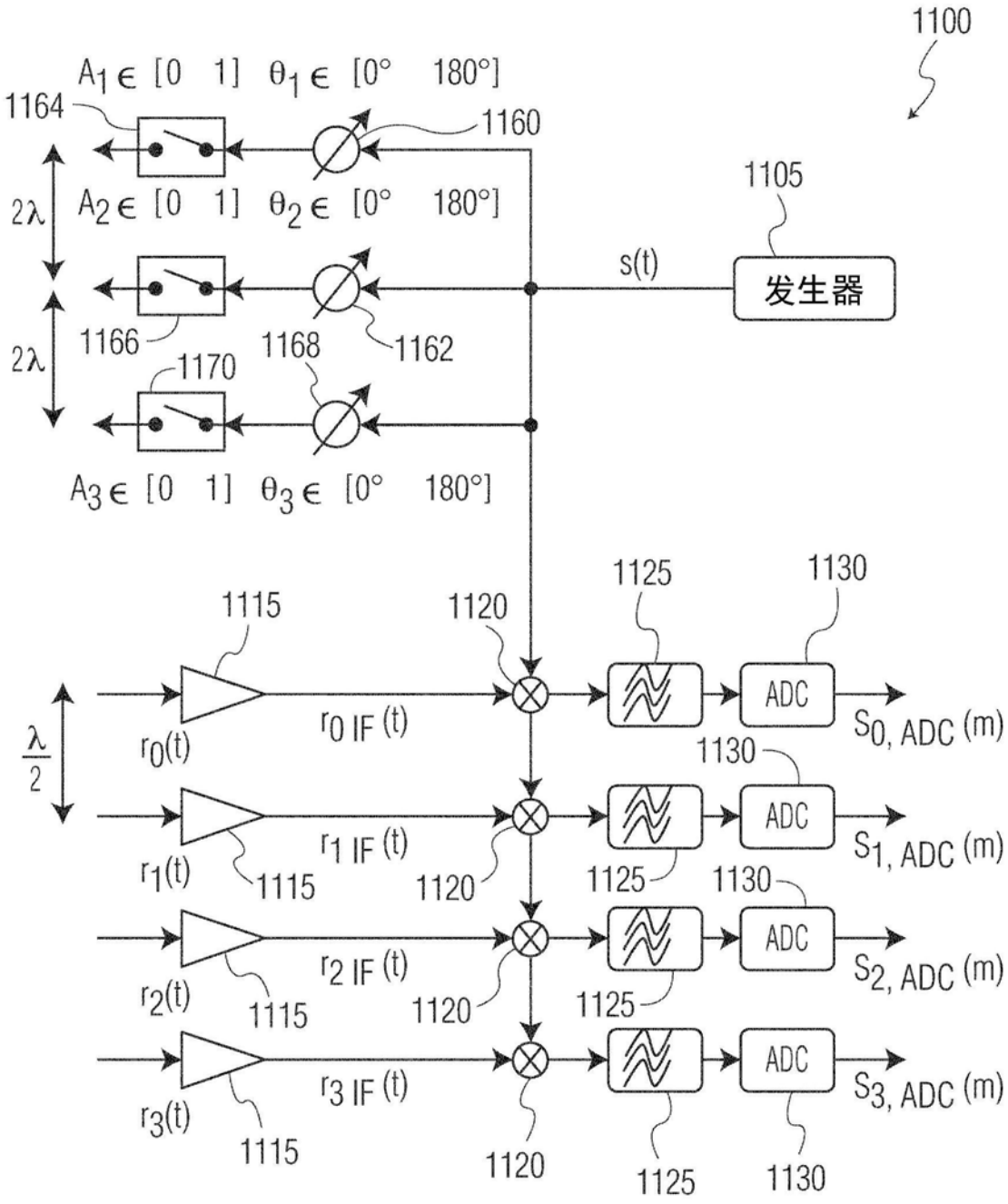

1100
$A_1 \in [0\ \ 1]$ $\theta_1 \in [0°\ \ 180°]$
1164
1160
2λ
$A_2 \in [0\ \ 1]$ $\theta_2 \in [0°\ \ 180°]$
1105
s(t)
发生器
2λ
1166
1168
1162
1170
$A_3 \in [0\ \ 1]$ $\theta_3 \in [0°\ \ 180°]$
1125
1130
1115
1120
ADC
$r_0(t)$
$r_{0\ IF}(t)$
$S_{0,\ ADC}(m)$
λ/2
$r_1(t)$
$r_{1\ IF}(t)$
$S_{1,\ ADC}(m)$
$r_2(t)$
$r_{2\ IF}(t)$
$S_{2,\ ADC}(m)$
$r_3(t)$
$r_{3\ IF}(t)$
$S_{3,\ ADC}(m)$

图11

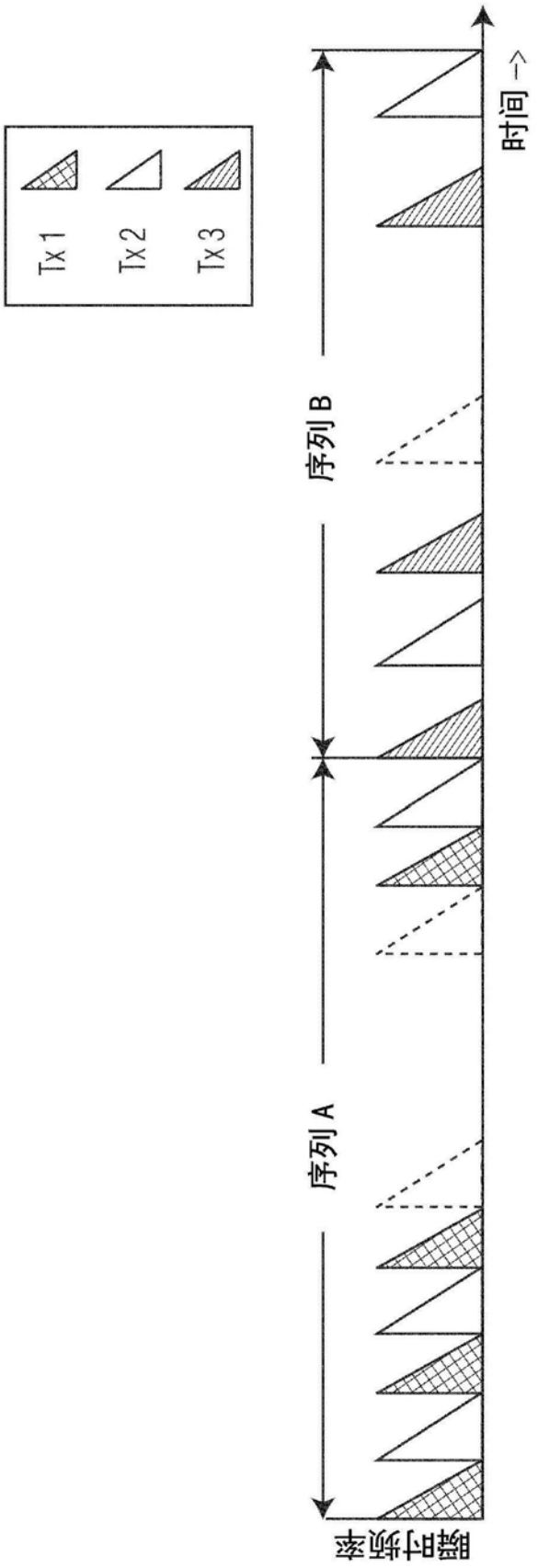


图12