



# (12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 112088317 A

(43) 申请公布日 2020.12.15

(21) 申请号 201980030944.4

(22) 申请日 2019.05.06

(30) 优先权数据

259190 2018.05.07 IL

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2020.11.06

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/IL2019/050513 2019.05.06

(87) PCT国际申请的公布数据

WO2019/215733 EN 2019.11.14

(71) 申请人 阿尔贝机器人有限公司

地址 以色列特拉维夫

(72) 发明人 约拉姆·斯特廷尔 诺姆·阿尔坎

(74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限  
责任公司 11219

代理人 穆森 戚传江

(51) Int.Cl.

G01S 13/34 (2006.01)

G01S 13/36 (2006.01)

G01S 13/536 (2006.01)

权利要求书2页 说明书29页 附图40页

## (54) 发明名称

并入精细距离多普勒数据的改良慢速时间处理的FMCW汽车雷达

## (57) 摘要

一种新颖且有用的系统和方法,通过该系统和方法显著地改善了雷达角度和距离分辨率,而不增加关键硬件部件的复杂性。描述了一种多脉冲方法学,其中每个脉冲包含由总CPI带宽的一部分构成的部分角度和距离信息,被称为多波段啁啾。相对于单波段处理,每个啁啾具有显著地减小的分数带宽。每个啁啾包含填充“虚拟阵列”的仅一部分的角度信息,同时跨CPI包含全虚拟阵列信息。这使用每脉冲仅单个发射天线来完成,从而显著地简化MIMO硬件实现,被称为天线复用(AM)。用于生成多波段啁啾以及接收并生成改善的精细距离-多普勒数据图的技术。也公开了一种部署在与接收器相对的发射器中的加窗技术。

CN 112088317 A



1. 一种在被适配成利用非线性起始频率跳变序列来发射多波段啁啾信号的雷达系统中处理接收数据的方法,所述方法包括:

接收在快速时间维度上处理的采样输入数据以生成粗略距离信息;以及

利用改良傅立叶变换对所述采样输入数据执行慢速时间处理以生成多普勒数据和精细距离数据两者。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述粗略距离信息是通过在所述快速时间维度上对所述采样输入数据应用傅立叶处理而生成的。

3. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述改良傅立叶变换包括多普勒项,由此其相位随着慢速时间的推移线性地改变。

4. 根据权利要求3所述的方法,其中,所述多普勒项包括

$$e^{j2\pi\frac{2Tf_0}{c}V_k}$$

其中T是脉冲或啁啾的周期, $f_0$ 是载波中心频率,V是速率;并且k是表示慢速时间的啁啾指数。

5. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述改良傅立叶变换包括精细距离项,由此其相位依照非线性起始频率跳变序列随着慢速时间的推移非线性地改变。

6. 根据权利要求5所述的方法,其中,所述精细距离项包括

$$e^{-j2\pi\frac{(2R_\epsilon - 2kTV)}{c}\Delta[k]} \cdot e^{-j2\pi\frac{2\rho}{c}\Delta[k]}$$

其中 $R_\epsilon$ 是残余或精细距离,T是脉冲或啁啾的周期,V是速率;k是表示慢速时间的啁啾指数; $\rho$ 是粗略距离,c是光速; $\Delta[k]$ 是啁啾k处的频移。

7. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述改良傅立叶变换包括:

$$y[\rho, V, R_\epsilon] \stackrel{\substack{\text{改良} \\ \text{傅里叶} \\ \text{变换}}}{=} \sum_{k=0:K-1} \underbrace{\psi[\rho, k]}_{\substack{\text{多普勒} \\ \text{傅里叶系数} \\ \text{(慢速时间)}}} \cdot \underbrace{\left( e^{-j2\pi\frac{2Tf_0}{c}V_k} \cdot \left( e^{-j2\pi\frac{(2R_\epsilon - 2kTV)}{c}\Delta[k]} \cdot e^{-j2\pi\frac{2\rho}{c}\Delta[k]} \right) \right)}_{\substack{\text{精细距离傅里叶系数} \\ \text{(快速时间)}}}$$

其中 $\psi[\rho, k]$ 是由快速时间傅里叶处理提供的粗略距离/慢速时间数据图, $R_\epsilon$ 是残余或精细距离,T是脉冲或啁啾的周期,V是速率;k是表示慢速时间的啁啾指数; $\rho$ 是粗略距离,c是光速; $\Delta[k]$ 是啁啾k处的频移, $f_0$ 是载波中心频率。

8. 根据权利要求1所述的方法,其中,精细距离-多普勒耦合模糊通过与所述改良傅立叶变换处理相结合地针对所述啁啾序列利用非线性起始频率排序来打破。

9. 根据权利要求1所述的方法,其中,所述距离-多普勒慢速时间处理将多个较低分辨率粗略距离快速时间数据有效地组合成较高分辨率精细距离慢速时间数据。

10. 一种在被适配成利用非线性起始频率跳变序列来发射多波段啁啾信号的雷达系统中接收处理的方法,所述方法包括:

接收雷达数字输入数据样本;

在快速时间维度上对所述输入数据样本执行傅立叶变换以由此生成粗略距离区间数

据;以及

对于每个粗略距离区间,利用改良傅立叶变换对所述粗略距离区间数据执行慢速时间处理以生成多普勒数据和精细距离数据两者。

11.根据权利要求10所述的方法,其中,所述改良傅立叶变换包括多普勒项,由此其相位随着慢速时间的推移线性地改变。

12.根据权利要求11所述的方法,其中,所述多普勒项包括:

$$e^{j2\pi\frac{2Tf_0}{c}V_k}$$

其中T是脉冲或啁啾的周期, $f_0$ 是载波中心频率,V是速率;并且k是表示慢速时间的啁啾指数。

13.根据权利要求10所述的方法,其中,所述改良傅立叶变换包括精细距离项,由此其相位依照起始频率跳变序列随着慢速时间的推移非线性地改变。

14.根据权利要求13所述的方法,其中,所述精细距离项包括

$$e^{-j2\pi\frac{(2R_\epsilon - 2kTV)}{c}\Delta[k]} \cdot e^{-j2\pi\frac{2\rho}{c}\Delta[k]}$$

其中 $R_\epsilon$ 是残余或精细距离,T是脉冲或啁啾的周期,V是速率;k是表示慢速时间的啁啾指数; $\rho$ 是粗略距离,c是光速; $\Delta[k]$ 是啁啾k处的频移。

15.一种用于在被适配成利用非线性起始频率跳变序列来发射多波段啁啾信号的雷达系统中处理接收数据的装置,包括:

电路,所述电路可操作来接收在快速时间维度上处理的输入数据样本以由此生成粗略距离信息;和

处理器,所述处理器可操作来利用改良傅立叶变换对所述输入数据样本执行慢速时间处理以生成多普勒数据和精细距离数据两者。

16.根据权利要求15所述的装置,其中,所述改良傅立叶变换包括多普勒项,由此其相位随着慢速时间的推移线性地改变。

17.根据权利要求16所述的装置,其中,所述多普勒项包括

$$e^{j2\pi\frac{2Tf_0}{c}V_k}$$

其中T是脉冲或啁啾的周期, $f_0$ 是载波中心频率,V是速率;并且k是表示慢速时间的啁啾指数。

18.根据权利要求15所述的装置,其中,所述改良傅立叶变换包括精细距离项,由此其相位依照起始频率跳变序列随着慢速时间的推移非线性地改变。

19.根据权利要求18所述的装置,其中,所述精细距离项包括

$$e^{-j2\pi\frac{(2R_\epsilon - 2kTV)}{c}\Delta[k]} \cdot e^{-j2\pi\frac{2\rho}{c}\Delta[k]}$$

其中 $R_\epsilon$ 是残余或精细距离,T是脉冲或啁啾的周期,V是速率;k是表示慢速时间的啁啾指数; $\rho$ 是粗略距离,c是光速; $\Delta[k]$ 是啁啾k处的频移。

## 并入精细距离多普勒数据的改良慢速时间处理的FMCW汽车 雷达

### 技术领域

[0001] 本文公开的主题涉及用于经由FMCW信号执行距离测量并且/或者经由数字波束形成和阵列处理执行角度测量的成像雷达、声纳、超声和其他传感器的领域，并且更具体地涉及利用分数带宽时间复用FMCW信号的非线性序列以及相关距离和多普勒处理的FMCW雷达的系统和方法。

### 背景技术

[0002] 近来，雷达在汽车工业中的应用已开始出现。高端汽车已经具有雷达，这些雷达向驾驶员提供停车辅助和车道偏离警告。当前，对自动驾驶汽车的兴趣增长并且它当前被认为是未来几年汽车行业中的主要驱动力。

[0003] 自动驾驶汽车对雷达技术在汽车中的应用提供新视角。不是仅辅助驾驶员，而是汽车雷达还将能够在车辆的控制中发挥积极作用。它们因此很可能成为车辆的自主控制系统的传感器。

[0004] 雷达优先于诸如声纳或激光雷达的其他替代品，因为它不太受天气条件影响并且能够被做得非常小以降低所部署的传感器对车辆的空气动力学和外观的影响。调频连续波(FMCW)雷达是一种与其他雷达相比提供若干优点的雷达。例如，它确保能够同时地检测周围对象的距离和速率信息。此信息对于自动驾驶车辆的控制系统提供安全且无碰撞操作很重要。

[0005] 对于较短距离检测，如在汽车雷达中一样，通常使用FMCW雷达。FMCW雷达在汽车应用中的若干优点包括：(1) FMCW调制相对地易于生成，提供大带宽、高平均功率、良好的短距离性能、高准确性、由于低带宽处理而导致的低成本并且允许非常好的距离分辨率而且允许使用多普勒频移来确定速率，(2) FMCW雷达能够在短距离下操作，(3) FMCW传感器能够被做得较小，具有带振荡器的单个RF发射源，该振荡器也用于对接收信号进行下转换，(4) 由于发射是连续的，所以固态组件的适度输出功率是足够的。

[0006] 在线性FMCW雷达中，发射频率随时间线性地增加。来自在距离 $R_0$ 的目标的回波信号将在时间(即传播延迟) $\tau = 2R_0/c$ 返回。接收器中的混频器由于目标的距离而对于向上啁啾调制信号的拍频输出被给出为

$$[0007] \quad f_R = \frac{2R_0 B_{chirp}}{c T} \quad (1)$$

[0008] 其中

[0009]  $R_0$ 是到目标的距离；

[0010]  $B_{chirp}$ 是调制频率带宽；

[0011]  $T$ 是调制啁啾的持续时间；

[0012]  $c$ 是光速；

[0013] 多普勒频率使雷达返回信号的频率-时间图上移或下移。对于接近雷达的目标，所

接收到的多普勒频率是正确的。多普勒频率被给出为

$$[0014] \quad f_D = -\frac{2V_0 f_0}{c} \quad (2)$$

[0015] 其中

[0016]  $V_0$ 是目标径向速率(对于接近目标来说为负的)；

[0017]  $f_0$ 是载波频率；

[0018] 考虑雷达传感器在频率 $f_0$ 下操作。由于到目标的距离和多普勒频移而导致的拍频 $f_b$ 对于上啁啾被给出为

$$[0019] \quad f_b = f_R + f_D \quad (3)$$

$$[0020] \quad f_b = \frac{2R_0}{c} \frac{B_{chirp}}{T} - \frac{2V_0 f_0}{c} \quad (4)$$

[0021] 注意,单次啁啾测量对于每个目标产生频移。此值通过等式4与 $R_0$ 和 $V_0$ 有关。由于许多 $R$ 和 $V$ 组合能够满足等式,所以距离和速率估计是含糊的。

[0022] 安装在汽车中的雷达系统应该能够实时地提供由控制系统所要求的信息。需要能够提供足够的计算能力以满足实时系统要求的基带处理系统。处理系统对所接收到的信号执行数字信号处理以提取诸如周围对象的距离和速率的有用信息。

[0023] 当前,车辆(尤其是汽车)日益配备有被设计来在关键情形下辅助驾驶员的技术。除了相机和超声传感器之外,随着相关技术的成本降低,汽车制造商正在转向雷达。雷达的吸引力是它在任何天气条件下提供对多个对象的速率和距离的快速且清晰的测量。相关雷达信号被频率调制并且能够用频谱分析器来分析。以这种方式,雷达组件的开发者能够自动地检测、测量并显示甚至高达500GHz的频率的时域和频域中的信号。

[0024] 现在也对在自主车辆领域中使用雷达更感兴趣,这被预期在将来变得更普遍。毫米波汽车雷达适合于用在预防碰撞中并用于自动驾驶。与超声雷达和激光雷达相比,从77GHz至81GHz的毫米波频率不太易受雨、雾、雪和其他天气因素、灰尘和噪声的干扰影响。这些汽车雷达系统通常包括高频雷达发射器,该高频雷达发射器在已知方向上发射雷达信号。发射器可以在连续或脉冲模式下发射雷达信号。这些系统也包括连接到适当的天线系统的接收器,该接收器接收来自所发射的雷达信号的回波或反射。每个这种反射或回波表示由所发射的雷达信号照射的对象。

[0025] 高级驾驶员辅助系统(ADAS)是为了自动化、适配并增强车辆系统以进行安全且更好的驾驶而开发的系统。安全特征被设计以通过提供向驾驶员报警潜在问题的技术来避免碰撞和事故,或者通过实现保护措施并且接管车辆的控制来避免碰撞。自适应特征可以使照明自动化,提供自适应巡航控制,使制动自动化,并入GPS/交通警告,连接到智能电话,向驾驶员报警其他车辆或危险,使驾驶员保持在正确车道中,或者示出在盲区中有什么。

[0026] 有许多形式的ADAS可用:一些特征被内置到汽车中或者可用作附加包。另外,有售后解决方案可用。ADAS依靠来自多个数据源的输入,包括汽车成像、激光雷达、雷达、图像处理、计算机视觉和车内联网。附加输入可能来自自主车辆平台外部的其他源,诸如其他车辆,被称为车辆对车辆(V2V)或车辆对基础设施系统(例如,移动电话或Wi-Fi数据网络)。

[0027] 高级驾驶员辅助系统当前是汽车电子中增长最快的部分之一,同时车辆安全体系ISO 26262中的行业质量标准的采用率稳定地增加,正在开发技术特定标准,诸如IEEE

2020图像传感器质量和通信协议,诸如车辆信息API。

[0028] 近年来许多行业正在移向自主解决方案,诸如汽车行业、交付等。这些自主平台在环境中操作,同时与固定对象和移动对象两者交互。出于此目的,这些系统要求允许它们以可靠且高效的方式感测其周围环境的传感器套件。例如,为让自主车辆规划其在上面对其他车辆的道路上的路线,轨迹规划器必须具有环境的带有移动对象的指示的3D地图。

[0029] 视觉传感器也由于坏天气和差能见度(例如,雾、烟、沙、暴雨、暴雪等)而降级。它们在估计径向速率时也受到限制。光检测和测距设备(LIDAR)用于通过用激光照射目标来测量到目标的距离。然而,这些是昂贵的,因为大多数具有可动零件并且范围非常有限。因此,汽车雷达被视为一种增强而非替代技术。

[0030] 在汽车领域中,雷达传感器是舒适和安全功能的关键组件,例如自适应巡航控制(ACC)或碰撞减轻系统(CMS)。随着渐增数目的汽车雷达传感器同时彼此接近操作,雷达传感器可能接收到来自其他雷达传感器的信号。接收到外来信号(干扰)可能导致诸如重影目标或信噪比降低的问题。在图1中示出了具有来自若干周围车辆的直接干扰的这样的汽车干扰场景。

[0031] 到目前为止,干扰尚未被认为是主要问题,因为配备有雷达传感器的车辆的百分比低,因此干扰的概率低。另外,传感器被主要用于舒适功能。在这种情况下检测干扰并在干扰的持续时间内关闭功能(即整个雷达)可能就足够了。相反地,将来系统的安全功能要求非常低的故障率。因此,雷达对雷达干扰是雷达传感器网络中的主要问题,尤其是当若干雷达同时在同一频率波段中操作并且彼此相互干扰时。因此,不管预测更高数目的雷达系统,必须降低干扰引发的问题的概率。

[0032] 如上所述,将汽车雷达应用于自动驾驶面临的主要挑战是其中可能来自不同供应商的若干不同步雷达在地理邻近中操作并利用重叠频率波段的高度可能情形。注意,不能期望雷达的当前安装的基础与新的汽车雷达传感器进入者同步,也不与任何全局同步方案同步。

[0033] 减少阵列中的天线元件的数目的众所周知的方式是通过使用称为“虚拟阵列”的MIMO技术,其中从不同的天线(通常同时地)发射可分开的(例如,正交)波形,并且借助于数字处理生成较大的有效阵列。这种“虚拟阵列”的形状是发射和接收天线的位置的特殊卷积。

[0034] 也已知借助于带通采样,能够以较低A/D频率对去斜坡信号进行采样,同时保存距离与所设计的带通滤波器匹配的目标的距离信息。

[0035] 由于(尤其)硬件复杂性分辨率的线性增加,在角度、距离和多普勒维度上同时地实现高分辨率是重大挑战。

[0036] 在雷达系统中出现的一个问题被称为距离单元迁移(RCM),其中由于目标的速率,所计算出的雷达返回信号的距离区间随着时间(即慢速时间)的推移而迁移。距离区间的宽度取决于啁啾的RF带宽。带宽越宽,峰越陡。如果距离区间的宽度足够大,则RCM可能被忽视。然而,对于足够大的啁啾带宽,RCM对于足够快的目标或自我速率可能成为问题。

[0037] 出现的另一问题是多普勒速率与距离之间的模糊(在上描述),其中可能在某些条件下在相同位置处发生具有不同速率和距离的两个目标的峰,即使用来自峰位置的信息和峰之间的相位差来计算出目标距离和速率。这将导致错误或错过的检测。

[0038] 又一个问题涉及距离分辨率,其中啁啾带宽越高,距离分辨率越好。然而,较高的啁啾带宽呈现它自己的问题,因为在较高带宽下接收器中的电路的复杂性和成本明显较高。因此,期望使啁啾带宽最小化以便使实现成本最小化。

[0039] 因此存在对于使用克服了现有技术的雷达系统的问题的基于改良傅立叶的处理方法来经由FMCW信号在成像雷达、声纳、超声等领域中改善距离测量的需要。

## 发明内容

[0040] 本发明提供一种在不增加关键硬件零件的复杂性的情况下显著地改善雷达角和距离分辨率的系统和方法。标准雷达采样方法使用单脉冲方法学,即必须将所有角度和距离信息完全包含在每个单个脉冲内部。图2示出用于单脉冲处理的频率内容,其在整个相干处理间隔(CPI)中对于每个啁啾来说相同。

[0041] 相比之下,本发明使用一种新颖多脉冲方法学,其中每个脉冲(即啁啾)包含仅部分角度和距离信息,只要通过CPI时间获得所有距离和角度信息即可。图3示出多脉冲处理的频率内容,其在整个CPI中对于每个啁啾来说不同。

[0042] 部分距离信息意味着每个脉冲包含总CPI带宽的仅一部分,因此单个脉冲相对于单波段处理能够具有显著地减小的带宽。跨CPI使用多个不同的发射频率波段将因此被称为多波段(MB)并且在CPI中发射的啁啾被称为多波段啁啾(MBC)。另外,在每个CPI内使用非线性(例如,随机化)起始频率跳变序列来发射多波段啁啾。

[0043] 部分角度信息意味着每个脉冲包含填充“虚拟阵列”的仅一部分的角度信息(在基于MIMO的雷达系统中),然而跨CPI包含全虚拟阵列信息。在一个实施例中,每脉冲使用仅单个发射天线来做这个,从而显著地简化MIMO硬件实现。跨CPI每脉冲使用不同的天线发射将因此被称为天线复用(AM)。

[0044] 注意,诸如全MIMO PMCW雷达的现有技术的MIMO解决方案要求更复杂的硬件,包括较高频率的ADC和相关滤波器以在正交发射信号之间分开并使虚拟阵列完整。时间AM FMCW MIMO与从相同的一个或两个频率开始的所有啁啾一起使用,使得聚合带宽等于个别啁啾带宽(即其不是多波段)。

[0045] 本发明的雷达利用多波段啁啾(例如,频率跳变雷达)来增加距离分辨率,同时维持低采样率。如将在下更详细地示出的,通过将非线性(例如,随机化)引入到多波段发射的载波频率中以及引入到AM的天线阶数中,能够恢复具有全虚拟阵列的角距离分辨率和全CPI带宽的距离分辨率的雷达图像。此图像包含表征良好的随机化噪声,该随机化噪声能够粗略地被建模为相位噪声并且仅取决于目标的功率和CPI中的脉冲数。通过适当地调整雷达发射参数,能够使脉冲重复间隔(PRI)最小化。这使得能够增加CPI中的脉冲数并且使得能够使噪声保持在不限性能的可接受水平下,同时使得能够实现性能及硬件复杂性和成本之间的优良权衡。

[0046] 每虚拟信道在模拟硬件、处理和存储器方面简单得多的本发明允许利用多个TX和RX物理阵列元件构建相对较大的MIMO雷达。这直接转换为较大的虚拟阵列,从而提供更好的空间准确性和区分度,并且降低空间旁瓣水平。后者是使强目标对弱目标的可能掩盖最小化同时阻止假检测的关键。

[0047] 在一个实施例中,本发明是一种雷达传感器,该雷达传感器并入检测、减轻并避免



来自其他附近的汽车雷达的相互干扰的能力。线性大带宽FMCW啁啾的通常恒定的起始频率序列用起始频率横跨较宽带宽并在时间上非线性地(例如,随机地)排序(与起始频率的不断增加的序列对照)的较低带宽、短持续时间啁啾的序列替换,以创建伪随机啁啾跳变序列。然后使用已知非线性跳变序列来重组所接收到的反射波信号。

[0048] 注意,与其他类型的雷达相比,FMCW雷达提供许多优点。这些优点包括:(1) 高度准确地测量较小距离的能力;(2) 同时地测量目标距离及其相对速率的能力;(3) 能够在相对较低的频率范围下执行这些信号处理,从而大大简化处理电路的实现;(4) 在诸如雨、雪、湿度、雾和多尘条件的各种类型的天气和大气条件下很好地起作用;(5) FMCW调制与固态发射器兼容,并且此外表示对可从这些设备获得的输出功率的最佳使用;以及(6) 由于不存在高电路电压而具有轻重量和能耗。

[0049] 为了减轻干扰,专用接收器被提供有宽带侦听能力。所接收到的信号用于估计与其他雷达信号的冲突。如果检测到干扰,则对啁啾的非线性化(例如,随机化)应用约束。跳变序列以及可能个别啁啾的斜率被更改,使得啁啾不会干扰干扰雷达的啁啾。违规啁啾被重新随机化,完全丢弃,或者重用另一非违规啁啾的起始频率。

[0050] 另外,如果检测到干扰,则使用加窗消隐来使所接收到的啁啾的被干扰雷达的啁啾信号损坏的部分归零。另外,受害者雷达在检测到干扰的同时停止它自己的发射,其目的是使在干扰雷达处接收到的由它自己施以的干扰最小化。

[0051] 本发明也提供一种用于生成啁啾的非线性起始频率跳变序列的示例技术以及一种用于在接收器中对多波段啁啾信号进行慢速时间处理从而导致显著地改善精细距离分辨率并减少旁瓣的新颖技术。降低啁啾的RF带宽产生更宽范围的峰,这帮助掩盖距离单元迁移(RCM)。另外,在非线性序列中发射啁啾对于同一目标改变每个啁啾的检测相位,即使固定在同一距离处也如此。由于每个啁啾的起始频率不同而导致的这些相位变化提供附加分辨率。以这种方式,在快速时间中计算出的啁啾的个别宽峰的相位演化在慢速时间中跨CPI组合以产生具有精细分辨率的单个锐峰。改良傅立叶变换用于计算出经改善的精细分辨率。

[0052] 另外,提供了一种加窗技术,该加窗技术在不干扰多普勒数据处理的情况下进一步改善旁瓣性能。在此技术中,不是对接收数据应用窗函数,而是生成谱概率窗(SPW)并且在发射器中将其应用于所发射的啁啾。这实际上相当于将加窗函数应用于接收数据。

[0053] 依照本发明,因此提供了一种在被适配成利用非线性起始频率跳变序列来发射多波段啁啾信号的雷达系统中处理接收数据的方法,该方法包括:接收在快速时间维度上处理的采样输入数据以生成粗略距离信息;以及利用改良傅立叶变换对所述采样输入数据执行慢速时间处理以生成多普勒数据和精细距离数据两者。

[0054] 依照本发明,还提供了一种在被适配成利用非线性起始频率跳变序列来发射多波段啁啾信号的雷达系统中接收处理的方法,该方法包括:接收雷达数字输入数据样本;在快速时间维度上对输入数据样本执行傅立叶变换以由此生成粗略距离区间数据;以及对于每个粗略距离区间,利用改良傅立叶变换对所述粗略距离区间数据执行慢速时间处理以生成多普勒数据和精细距离数据两者。

[0055] 依照本发明,进一步提供了一种用于在被适配成利用非线性起始频率跳变序列来发射多波段啁啾信号的雷达系统中处理接收数据的装置,包括:电路,该电路可操作来接收



在快速时间维度上处理的输入数据样本以由此生成粗略距离信息；和处理器，该处理器可操作来利用改良傅立叶变换对所述输入数据样本执行慢速时间处理以生成多普勒数据和精细距离数据两者。

## 附图说明

[0056] 在以下示例性实施例中并参考图进一步详细地说明本发明，其中相同或类似的元件可以部分地由相同或类似的附图标记指示，并且各种示例性实施例的特征是可组合的。在本文中参考附图仅通过示例来描述本发明，其中：

[0057] 图1是图示并入了配备有汽车雷达传感器单元的若干车辆的示例街景的图；

[0058] 图2是图示单波段啁啾发射的示例频率内容的图；

[0059] 图3是图示多波段啁啾发射的示例可能的频率内容的图；

[0060] 图4是图示示例CW雷达啁啾波形的图；

[0061] 图5是图示示例发射啁啾和接收反射信号的图；

[0062] 图6是图示多个啁啾全部具有相同的起始频率和全带宽情况下的示例CPI的图；

[0063] 图7是图示在非线性序列中发射多个分数带宽啁啾情况下的示例CPI的图；

[0064] 图8是图示依照本发明构造的示例雷达收发器的图；

[0065] 图9是图示依照本发明构造的示例替代发射器的图；

[0066] 图10是更详细地图示FMCW啁啾生成器的图；

[0067] 图11是更详细地图示非线性频率跳变定序器的图；

[0068] 图12是图示本发明的示例雷达发射器数据处理方法的流程图；

[0069] 图13是图示用于获得多普勒和精细距离数据的示例慢速时间处理的图；

[0070] 图14是图示如何能够将每个频移脉冲描述为利用频移增量函数对单个采样内核波形进行卷积的图；

[0071] 图15是图示用于构造多波段发射的有效距离窗的可视化的图，包括相位噪声频率分布的影响和每脉冲应用的数字范围窗；

[0072] 图16是图示啁啾频率分布窗的示例可视化的图；

[0073] 图17是图示啁啾天线分布窗的示例可视化的图；

[0074] 图18是图示示例发射天线和频率跳变选择的高级框图；

[0075] 图19是图示依照本发明的示例MIMO FMCW雷达的高级框图；

[0076] 图20是图示依照本发明构造的示例数字雷达处理器 (DRP) IC的框图；

[0077] 图21是图示示例快速时间和慢速时间处理的图；

[0078] 图22是图示用于多个接收天线元件的距离-速率数据块的图；

[0079] 图23是图示用于MIMO天线阵列的示例方位角和仰角处理的图；

[0080] 图24是图示遍及慢速时间的距离单元迁移的示例的图；

[0081] 图25是图示示例快速时间傅立叶处理的图；

[0082] 图26是图示遍及慢速时间维度的示例改良傅立叶处理的图；

[0083] 图27A是图示改良傅立叶处理的示例结果的透视图的曲线图；

[0084] 图27B是图示改良傅立叶处理的速率结果的曲线图；

[0085] 图27C是图示改良傅立叶处理的精细距离结果的曲线图；

- [0086] 图28是图示本发明的示例雷达接收器数据处理方法的流程图；
- [0087] 图29是图示具有加窗的示例时域信号的曲线图；
- [0088] 图30是图示在傅立叶处理之后的所得频谱的曲线图；
- [0089] 图31是图示多波段线性FM (LFM) 啁啾的示例非均匀谱分布的图；
- [0090] 图32是图示示例精细分辨率增强方法的流程图；
- [0091] 图33是图示均匀分布的直接频率对时间的曲线图；
- [0092] 图34是图示汉宁分布的直接频率对时间的曲线图；
- [0093] 图35是图示针对均匀分布的聚合频率分布的示例直方图的曲线图；
- [0094] 图36是图示针对汉宁分布的聚合频率分布的示例直方图的曲线图；
- [0095] 图37是图示针对均匀分布和汉宁分布两者的峰值多普勒槽处的示例精细距离功率谱的曲线图；
- [0096] 图38是图示示例受害者视图的图；
- [0097] 图39是去斜坡后的示例受害者视图的图；
- [0098] 图40是图示在去斜坡和低通滤波之后的示例受害者视图的图；
- [0099] 图41是图示在去斜坡之后的示例3D受害者视图的图；
- [0100] 图42是在去斜坡之后的示例干扰源视图的图；
- [0101] 图43是图示依照本发明的约束啁啾序列的随机化的示例方法的流程图；
- [0102] 图44是图示在干扰检测和避免之后的示例受害者视图的图；
- [0103] 图45是图示依照本发明的避免干扰的示例方法的流程图；
- [0104] 图46是图示具有干扰检测和避免的示例干扰源视图的图；
- [0105] 图47是图示具有干扰检测和避免后去斜坡的示例受害者视图的图；
- [0106] 图48是图示具有干扰检测和避免后去斜坡的示例干扰源视图的图；
- [0107] 图49是图示没有干扰的示例雷达IF时域信号的图；
- [0108] 图50是图示没有干扰的示例IF距离谱的图；
- [0109] 图51是图示具有干扰的第一示例时域IF信号的图；
- [0110] 图52是图示依照本发明的减轻干扰的示例方法的流程图；
- [0111] 图53是图示在消隐之前和之后具有干扰的第一示例时域IF信号的图；
- [0112] 图54是图示具有干扰和加窗消隐的第一示例IF距离谱的图；
- [0113] 图55是图示具有干扰的第二示例时域IF信号的图；
- [0114] 图56是图示在消隐之前和之后具有干扰的第二示例时域IF信号的图；以及
- [0115] 图57是图示具有干扰和加窗消隐的第二示例IF距离谱的图。

### 具体实施方式

[0116] 在以下详细描述中，阐述了许多具体细节以便提供对本发明的透彻理解。然而，本领域技术人员应理解，可以在没有这些具体细节的情况下实践本发明。在其他情况下，尚未详细地描述众所周知的方法、过程和组件以免使本发明混淆。

[0117] 在已公开的那些益处和改进当中，本发明的其他目的和优点将从结合附图进行的以下描述中变得显而易见。在本文中公开了本发明的详细实施例。然而，应当理解，所公开的实施例仅仅图示可以以各种形式体现的本发明。另外，结合旨在为说明性而不是限制性

的本发明的各种实施例给出这些示例中的每一个。

[0118] 在说明书的结论部分中特别指出并清楚地要求保护被视为本发明的主题。然而，通过参考当与附图一起阅读时的以下详细描述，关于组织和操作方法及其目的、特征和优点，可以最好地理解本发明。

[0119] 图构成本说明书的一部分并且包括本发明的说明性实施例，而且图示其各种目的和特征。进一步地，图不一定按比例绘制，一些特征可能被放大以示出特定组件的细节。另外，图中所示的任何测量结果、规格等旨在为说明性的，而非限制性的。因此，本文公开的具体结构和功能细节不应被解释为限制性的，而是仅仅作为用于教导本领域技术人员不同地使用本发明的代表性基础。进一步地，在认为适当的情况下，可以在图当中重复附图标记以指示对应或类似的元件。

[0120] 因为所图示的本发明的实施例大部分可以使用为本领域技术人员已知的电子组件和电路来实现，所以将不在任何比认为必要的更大程度上说明细节，以便理解和领会本发明的底层构思并且以免使本发明的教导混淆或岔开。

[0121] 在说明书中对方法的任何引用应该被加以必要变更应用于能够执行该方法/system。在说明书中对系统的任何引用应该被加以必要变更应用于可以由系统执行的方法。

[0122] 贯穿说明书和权利要求书，除非上下文另外清楚地规定，否则以下术语取本文显式地关联的含义。如本文所使用的短语“在一个实施例中”、“在示例实施例中”和“在一些实施例中”不一定指代相同的实施例，但是它可以指代相同的实施例。此外，如本文所使用的短语“在另一实施例中”、“在替代实施例中”和“在一些其他实施例中”不一定指代不同的实施例，但是它可以指代不同的实施例。因此，如下所述，在不脱离本发明的范围或精神的情况下，可以容易地组合本发明的各种实施例。

[0123] 另外，如本文所使用的，除非上下文另外清楚地规定，否则术语“或”是包括性“或”操作符，并且相当于术语“和/或”。除非上下文另外清楚地规定，否则术语“基于”不是排他性的并且允许基于未描述的附加因素。另外，贯穿说明书，“一”、“一个”和“该”的含义包括复数引用。“在...中”的含义包括“在...中”和“在...上”。

[0124] 调频连续波(FMCW)雷达是使用频率调制的雷达。FMCW雷达的工作原理是发射具有增加(或降低)频率的连续波。这样的波被称为啁啾。在图4中示出了啁啾波形10的示例。在被对象反射之后的发射波由接收器接收。在图5中示出了发射的12个啁啾波形和在接收器处接收(即反射)的14个啁啾波形的示例。

[0125] 考虑将雷达用于汽车应用，车辆制造商当前能够利用具有不同带宽的24GHz和77GHz处的四个频率波段。虽然24GHz ISM波段具有250MHz的最大带宽，但是76-81GHz超宽带(UWB)提供多达5GHz。具有多达4GHz带宽的波段位于77至81GHz的频率之间。它当前用于许多应用。注意，用于此应用的其他分配的频率包括带宽为仅1GHz的122GHz和244GHz。由于信号带宽确定距离分辨率，所以具有足够的带宽在雷达应用中是重要的。

[0126] 常规的数字波束形成FMCW雷达通过跨径向、角度和多普勒维度的非常高的分辨率来表征。成像雷达基于众所周知的相控阵列技术，该技术使用均匀线性分布阵列(ULA)。众所周知，线性阵列架构的远场光束图案是使用傅立叶变换来获得的。距离测量结果是通过将发射信号的共轭与接收信号相乘而生成的去斜坡信号执行傅里叶变换来获得的。雷达距离分辨率由雷达的RF带宽确定并且等于光速c除以RF带宽的两倍。多普勒处理是通

过跨慢速时间维度执行傅立叶变换来执行的,并且其分辨率受相干处理间隔(CPI)——即,用于多普勒处理的总发射时间——限制。

[0127] 当在汽车应用中使用雷达信号时,期望在单个测量周期内同时地确定多个对象的速度和距离。普通脉冲雷达不能够容易地处理这样的任务,因为基于在周期内发射信号与接收信号之间的定时偏移,只能确定距离。如果还要确定速度,则使用调频信号,例如线性调频连续波(FMCW)信号。脉冲多普勒雷达也能够直接测量多普勒偏移。发射信号与接收信号之间的频率偏移也被称为拍频。拍频具有多普勒频率分量 $f_D$ 和延迟分量 $f_T$ 。多普勒分量包含关于速率的信息,而延迟分量包含关于距离的信息。在距离和速率的两个未知数情况下,确定期望参数需要两次拍频测量。紧接在第一信号之后,将具有线性改良频率的第二信号并入到测量结果中。

[0128] 能够利用FM啁啾序列在单个测量周期内确定两个参数。由于单个啁啾与总测量周期相比非常短,所以每个拍频主要由延迟分量 $f_T$ 确定。以这种方式,能够在每次啁啾之后直接探知距离。确定序列内的若干连续啁啾之间的相移允许使用傅立叶变换来确定多普勒频率,从而使得有可能计算出车辆的速度。注意,速度分辨率随着测量周期的长度增加而改善。

[0129] 多输入多输出(MIMO)雷达是一种使用多个TX和RX天线来发射和接收信号的雷达。阵列中的每个发射天线独立地辐射与从另一个天线辐射的信号不同的波形信号。替换地,信号可以是相同的但是在非重叠时间发射。能够在接收器天线中容易地分开属于每个发射器天线的反射信号,因为(1)要么在发射中使用正交波形,要么(2)因为在非重叠时间接收它们。创建包含从每个发射天线到每个接收天线的信息的虚拟阵列。因此,如果我们具有M个发射天线和N个接收天线,则通过使用仅M+N个物理天线,我们将在虚拟阵列中具有 $M \cdot N$ 个独立的发射和接收天线对。MIMO雷达系统的这种特性产生若干优点,诸如增加空间分辨率、增加天线孔径,并且检测缓慢移动对象的灵敏度可能更高。

[0130] 如上所述,从不同的TX天线发射的信号是正交的。能够通过使用时分复用(TDM)、频分复用或空间编译来获得发射波形的正交性。在本文呈现的示例和描述中,使用了每次仅允许单个发射器发射的TDM。

[0131] 本发明的雷达可操作来通过实现如与全MIMO FMCW对照的时间复用MIMO FMCW雷达来降低复杂性、成本和功耗。与全MIMO雷达相比,汽车MIMO成像雷达的时间复用方法具有与其相关联的显著成本和功率益处。全MIMO雷达同时地从多个发射阵列元件发射若干可分开的信号。需要通常使用一组匹配滤波器来在每个接收信道处分开那些信号。在这种情况下,完整虚拟阵列被立即填充。

[0132] 利用时间复用MIMO,一次仅一个发射(TX)阵列元件发射。发射侧被大大简化,并且每个接收(RX)信道不需要一组匹配滤波器。虚拟阵列在从阵列中的所有TX元件发射所花费的时间期间被渐进地填充。

[0133] 然而,注意,时间复用MIMO与若干问题相关,这些问题包括多普勒与空间方向(方位角和仰角)之间的耦合。在一个实施例中,这通过对TX阵列元件发射应用非线性(例如,随机)阶数来解决。从在所有TX元件之上循环的非线性地排序的发射序列开始,然后在CPI持续时间内重复“再用”次数。每次重复中的TX序列被非线性地(例如,随机地)排列。每次重复使用不同排列。因此,确保了每个TX元件在CPI期间发射相同的次数并且每个TX元件的发射

之间的暂停永不长于两个周期。这是重要的以便使多普勒旁瓣保持低。尽管没有必要从一个CPI到下一个CPI改变排列,但是这是边际有益的。

[0134] 解耦有效性主要由CPI中的啁啾数确定。因此,这是使用短持续时间啁啾的另一动机。在较低目标速度下发生多普勒模糊。在一个实施例中,这通过使用非线性(例如,随机)发射(TX)序列(如上所述)并通过使用相对较短的啁啾来解决。啁啾持续时间上的下界是到最远目标的传播延迟加上合理的重叠时间。在一个实施例中,使用七微秒的PRI来覆盖位于多达300米远的目标。注意,较短的啁啾也增加如在下更详细地说明的所需采样率。

[0135] 在一个实施例中,通过以下步骤来解决灵敏度:(1)增加发射功率,(2)增加TX增益和RX增益两者,(3)获得低噪声系数,以及(4)使处理损失最小化。降低采样率对计算复杂性和存储器要求有直接和成比例的影响。因此优选使IF采样率保持低以使复杂性、成本和功耗保持在合理的水平。所需采样率由每个啁啾后去斜坡的最大IF(即非RF)带宽确定。最大IF带宽由啁啾的斜率(即持续时间期间的带宽)乘以到最远目标并回来的传播延迟来确定。因此,优选通过低啁啾带宽或通过长啁啾持续时间或它们的组合来使啁啾斜率保持低。然而,这与对良好距离分辨率(其要求大RF带宽)和低多普勒模糊(其要求短啁啾)的要求相矛盾。

[0136] 在一个实施例中,通过使用具有不同起始频率的低带宽啁啾来解决此矛盾,使得所有啁啾横跨的聚合频率波段大得多。图6图示具有相同起始频率的长高带宽啁啾的序列。在相干处理间隔(CPI)20期间发射多个啁啾22,每个啁啾具有持续时间 $T_c$ (PRI)并且具有带宽(在本文呈现的示例中为1GHz)。图5图示从发射信号12延迟的回波信号14。图7图示具有非线性(例如,随机化)起始频率的短低带宽啁啾30的示例序列。每个啁啾30具有较短的持续时间 $T_c$ (PRI)和较小的带宽 $B_{\text{chirp}}$  34。在此示例中,每个啁啾的带宽从1GHz减小到125MHz。每个啁啾具有起始频率 $f_s$ 和终止频率 $f_e$ 。尽管CPI内的啁啾在时间上不重叠,但是它们可能在频率上重叠。因此,考虑80-81GHz之间的频率范围,两个啁啾的起始频率可以是80.11GHz和80.12GHz,同时每个啁啾具有125MHz的带宽。

[0137] 使用在下详细地描述的接收处理算法,距离分辨率由聚合带宽确定,然而采样率由小得多的啁啾带宽确定。此技术在此被称为多波段啁啾(MBC)。

[0138] 本发明的MBC技术的优点是当啁啾较短且带宽较低时减小相互干扰。在下更详细地描述相互干扰技术。

[0139] 距离单元迁移(RCM)是优选地避免的众所周知不希望的现象。然而,设计雷达以避免RCM通常在应对雷达与目标之间的快相对径向速度时与对良好的(即精细的)距离分辨率的要求冲突。在一个实施例中,MBC的使用解决此矛盾。不会产生RCM的雷达与目标之间的最大相对径向速度由与啁啾带宽相对应的距离分辨率而不是聚合带宽(即粗略距离分辨率)确定。整个CPI的最终距离分辨率由聚合带宽(即精细距离分辨率)确定。

[0140] 在一个实施例中,处理阶段包括:(1)用于生成粗略距离信息的每啁啾快速时间傅立叶处理;(2)使用改良傅里叶处理的同时多普勒和精细距离估计,包括每粗略区间和精细距离的相位校正,其中相位校正每个啁啾起始频率和粗略距离的函数;以及(3)数字波束形成(DBF)。注意,术语变焦距离是用于精细距离的另一术语。

[0141] 关于MBC,总带宽被分解成单独的但部分地重叠的波段,其中每个啁啾具有非线性(例如,随机)起始频率和相对较低的带宽(例如,50、75、100、125MHz)。所有啁啾一旦被聚

合,就覆盖大得多的总带宽(例如,1GHz)。

[0142] 本发明的MBC技术的使用可操作来打破一种或多种耦合并解决一种或多种模糊,例如多普勒、方位角和仰角。关于多普勒粗略距离,这种耦合通常低,因为在大多数汽车FMCW雷达操作模式下,由于距离而导致的频率偏差比由于多普勒而导致的频率偏差大得多。因此,能够在检测后做解耦。在下更详细地描述多普勒精细距离处理。

[0143] 关于多普勒与空间方向(即方位角和仰角)之间的耦合,SAR和其他时间复用雷达通常具有多普勒与空间方向(即方位角和仰角)的耦合。在时间复用MIMO雷达中,通过使用被同时地采样的多个RX天线来打破耦合。这将模糊函数从刀片状改变为钉床状,其中确切配置尤其取决于RX阵列元件间距。

[0144] 重要的是注意,在一个实施例中,通过使TX序列随机化来实现进一步解耦。多普勒模糊通过使PRI保持足够低使得TX天线的行(或列)在不到多普勒模糊周期(对于40m/s为25微秒)内被线性地扫描被推向较高的不相关速度。在一个实施例中,使一行中的六个TX元件线性地切换强制小于6.25微秒的PRI。

[0145] 然而注意,通过充分地使发射序列随机化(即,既水平地又垂直地),多普勒模糊仍由单个啁啾持续时间而不是全扫描持续时间确定。单维随机化(即,仅水平地或垂直地)也是可能的,但是在多普勒模糊被推多远方面不如全随机化。

[0146] 考虑随机化过程的示例。从遍及所有TX元件循环的有序发射序列开始,然后在CPI持续时间内重复再用次数。每次重复中的TX序列被随机地排列。每次重复使用不同排列。因此,确保了每个TX元件在CPI期间发射相同的次数,并且每个TX元件的发射之间的暂停永不长于两个周期。注意,将从一个CPI到下一个CPI改变排列是有益的。解耦有效性主要由CPI中的啁啾数确定。因此,附加动机是使用短啁啾。

[0147] 关于精细距离,将精细距离和多普勒解耦是优选的,因为精细距离和多普勒处理都在慢速时间中被执行。例如,如果啁啾起始频率随时间线性地增加,则不能将慢速时间相位演化与一些多普勒速率的慢速时间相位演化区分开。因此,对于精细距离处理来说优选在CPI结束时提供目标位置(即更多信息可用)。

[0148] 注意,解耦是通过使用非线性起始频率跳变序列来实现的,其中解耦有效性主要由CPI中的啁啾数确定。因此,这是使用短啁啾的另一动机。另外,在一个实施例中,通过在发射器中对啁啾起始频率的分布进行整形来进一步改善精细距离旁瓣性能。这提供以下好处:(1)在接收器侧没有窗损失;以及(2)由于增益未改变,所以没有与多普勒窗处理的相互作用。

[0149] 在图8中示出了图示依照本发明构造的示例雷达收发器的图。通常标号为80的雷达收发器包括发射器82、接收器84和控制器83。发射器82包括非线性频率跳变定序器88、FMCW啁啾生成器90、本地振荡器(L0)94、混频器92、功率放大器(PA)96和天线98。

[0150] 接收器84包括天线100、RF前端101、混频器102、IF块103、ADC 104、快速时间距离处理106、慢速时间处理(多普勒和精细距离)108以及方位角和仰角处理。

[0151] 在操作中,非线性频率跳变定序器88生成非线性起始频率跳变序列。用于每个啁啾的起始频率被输入到FMCW啁啾生成器90,该FMCW啁啾生成器用来以特定起始频率生成啁啾波形。依照L0 94经由混频器92将啁啾上转换到适当波段(例如,80GHz波段)。经上转换的RF信号经由PA 96被放大并输出到天线98,该天线在MIMO雷达的情况下可以包括天线阵列。

[0152] 在接收侧,到达天线100的回波信号被输入到RF前端块101。在MIMO雷达中,接收天线100包括天线阵列。来自RF前端电路的信号经由混频器102与发射信号混合以生成拍频,该拍频被输入到IF滤波器块103。IF块的输出经由ADC 104被转换为数字并输入到快速时间处理块106以生成粗略距离数据。慢速时间处理块108用来生成精细距离和多普勒速率数据两者。然后经由方位角/仰角处理块110计算出方位角和仰角数据。4D图像数据112被输入到下游图像处理和检测。

[0153] 在图9中示出了替代发射器框图。通常标号为310的发射器包括FMCW啁啾生成器块312,该FMCW啁啾生成器块用来经由与包括载波信号(例如,80GHz)的第一LO 316相乘来生成啁啾波形。非线性频率跳变序列326可操作来生成非线性起始频率跳变序列。起始频率被输入到第二LO 320,该第二LO用来生成被应用于载波波形的实际非线性频移。LO 2信号经由混频器318与第一混频器314的输出混合,从而在RF处以适当的起始频率产生啁啾。此信号被放大并输入到发射天线324。

[0154] 在图10中示出了更详细地图示图8的FMCW啁啾生成器的图。基于锁相环(PLL)的啁啾生成器通常标号为90,该电路包括相位/频率检测器(PFD)570、环路滤波器572、压控振荡器(VCO)574、分频器576、啁啾计数器578和 $\Sigma-\Delta$ 调制器(SDM)580。

[0155] 在操作中,啁啾计数器从啁啾定序器接收所需啁啾的起始频率和斜率579。输出573是在每个时钟周期更新(随时间而增加)的频率值的数字序列。SDM用来将啁啾计数器的数字值转换成被输入到PFD 570的模拟基准信号581。分频器(分数整数)576用来对IF输出信号575进行划分以生成被输入到PFD的分频信号577。PFD产生具有表示其两个输入之间的频率差的电压的脉冲。来自PFD的校正脉冲经由低通滤波器(LPF)572被滤波以生成调谐电压586。LPF(即环路滤波器)使调谐电压响应平滑化,使得VCO合成平滑化线性频率调制(LFM)。VCO可操作来接收控制输出信号575的调谐电压。注意,啁啾生成器电路共享用于同步操作的公共时钟基准信号。

[0156] 在图11中示出了更详细地图示图8的非线性频率跳变定序器的图。通常标号为88的非线性频率跳变定序器包括查找表(LUT)(例如,RAM,ROM,NVRAM等)590、串行外围设备接口(SPI)592和调度器594,该调度器可以包括硬件、软件或它们的组合。

[0157] 在操作中,LUT 590包含所有预定义起始频率的列表。SPI 592是主要在嵌入式系统中使用的众所周知的异步串行通信接口协议。SPI读取包含每个啁啾的起始频率和斜率的值的数字字591。SPI每啁啾(PRI)经由使能信号593被激活一次并且用被馈送到啁啾生成器的啁啾起始频率和啁啾斜率的值更新输出598。调度器用作用于为SPI提供定时控制的控制单元。调度器经由公共时钟基准信号与啁啾生成器同步。

[0158] 在图12中示出了图示本发明的示例雷达发射器数据处理方法的流程图。首先及时地生成或从存储器存储中检索啁啾起始频率的非线性跳变序列(步骤120)。在后者情况下,非线性跳变序列被先验生成并存储在ROM、RAM或任何其他合适的存储系统中。在示例实施例中,跳变序列被随机化。跳变可以相等地或不相等地(即平坦地或不平坦地或均匀地或不均匀地)分布在CPI的聚合带宽的全部或一个或多个部分上。在一个实施例中,可以将聚合带宽划分成跳变序列局限于的一个或多个频率块。啁啾序列覆盖总带宽的全部或部分,使得最低频率(即最低起始频率)和最高组合频率(即最高起始频率加上啁啾带宽)限定总聚合带宽。换句话说,只要使用“边缘”频率(即总带宽的底部和顶部),来自总带宽的实际频率



覆盖范围就可以是部分的。例如,如果所发射的啁啾被包含在总带宽的单个部分中,则用于啁啾的总带宽变为该部分它本身(其小于聚合带宽)。注意,在这种情况下,距离分辨率降低并且精细距离区间宽度增加。同样注意,由于诸如干扰、堵塞等的任何数目的原因,可能有必要使用带宽的一部分。然而,减小跳变序列的频率范围的覆盖范围将使慢速时间旁瓣性能降级。

[0159] 注意在一个实施例中,窗函数被应用于跳变序列以减小精细距离数据的旁瓣,如在下更详细地描述的。

[0160] 然后选取用于开始要发射的啁啾的跳变频率(步骤122)。发射器然后以所选跳变频率生成啁啾波形(步骤124)。在MIMO雷达系统的任选情况下,随机地选择TX天线元件以进行啁啾的发射(步骤125)。注意,由于能够在具有或没有TX元件定序的雷达中使用本发明的MBC技术,所以TX元件非线性定序的使用是任选的。然后经由所选TX天线元件发射所起始频率下的啁啾(步骤126)。

[0161] 在接收器中,在图13中示出了用于获得多普勒和精细距离数据的慢速时间处理的更详细框图。依照本发明并在下更详细地描述,慢速时间处理108可操作来生成具有分辨率显著地高于快速时间粗略距离处理的精细距离数据。这通过使用改良傅里叶变换218来实现。在操作中,改良傅里叶变换处理涉及三个项:(1)从快速时间粗略距离处理块106(图8)接收到的粗略距离数据212;(2)线性(即按时间顺序)阶数的慢速时间傅立叶系数214;以及(3)非线性阶数(即根据非线性频率跳变序列)的精细距离傅立叶系数216。改良傅立叶变换的结果是被随后输入到下游方位角/仰角处理的精细距离-多普勒图220。

[0162] 4D FMCW成像雷达本质上执行对输入数据的4D傅立叶变换。多波段(或多脉冲)处理的期望目标是跨如下三个维度对全信息进行二次采样:(1)距离(即发射频率);(2)仰角;和(3)方位角。在一个实施例中,由于多脉冲系统通过CPI收集信息并且跳过脉冲将影响这个,所以不对慢速时间(即多普勒)维度进行二次采样。

[0163] 能够通过两个操作来按二次采样维度对一般二次采样进行建模:(1)根据某个分布函数跨全维度跨度随机地对单个点进行采样;以及(2)将采样点与采样内核进行卷积(诸如多波段中的单脉冲带宽)。当在CPI级别下(在多普勒处理之后)检查时,将示出结果信号是与对随机采样分布函数的傅里叶变换进行卷积的目标信号加上紧密地类似相位噪声的噪声。注意,它相当于从目标随机地采样的维度起在一个区间分辨率立方外部的完全随机相位噪声。与采样内核的卷积使信号和作为卷积的结果的“相位噪声”着色。

[0164] 出于旁瓣估计的目的,使用以下公式来估计有效距离窗是有用的:

$$R_{\text{窗}} = \left( \mathcal{F}(\text{起始频率分布窗}) + \frac{1}{\text{sqrt}(\# \text{脉冲})} \right) \cdot \mathcal{F}(\text{距离采样内核}) \quad (5)$$

[0166] 注意,采样内核可以包括矩形窗(示出在图14中)、诸如汉宁窗、汉明窗的窗或甚至增量函数(在此情况下它将没有影响)。实体  $\frac{1}{\text{sqrt}(\# \text{脉冲})}$  表示白色的相位噪声并且对于所有频率具有恒定平均值。根据以上  $R_{\text{窗}}$  的等式5,能够看到具有专门地设计的频率分布将是有益的,该频率分配与采样内核一起产生所期望的窗特性。

[0167] 图15图示使用啁啾频率分布的傅立叶变换加上相位噪声再乘以每啁啾采样内核的傅立叶变换来修改有效距离窗,其在此示例中包括矩形窗。图16图示示例啁啾频率分布

窗。图17图示例啁啾天线分布窗。通过控制天线发射的分布,类似于距离的情况,例如在假定接收元件水平并且发射元件垂直的十字形天线阵列的仰角中,能够确定有效角窗。注意在这种情况下,仰角采样内核相对简单并包括增量函数,如下

$$EL_{窗} = \frac{\left(\mathcal{F}(\text{Tx 天线分布窗}) + \frac{1}{\sqrt{\#脉冲}}\right) \cdot \mathcal{F}(\text{仰角采样内核})}{\frac{1}{\sqrt{\#脉冲}}} \quad (6)$$

[0169] 重要的是注意,有效窗包含项 $\frac{1}{\sqrt{\#脉冲}}$ , 因为它是白色相位噪声的标准偏差,该标准偏差对于所有频率具有零的平均值并且允许我们示出如何为噪声着色。注意,这不应与窗的确定性部分混淆。如能够从以上 $R_{窗}$ 的等式6看到,窗的有效斜率由采样内核(即每啁啾数字距离窗)确定。由于接收目标功率与距离负四次幂成比例的雷达方程的性质,斜率为至少12dB/倍频程的距离窗是优选的,使得近距离处的目标不会掩盖距离更远处的目标。

[0170] 另一方面, $R_{窗}$ 的距离分辨率主要由频率分布窗 $\mathcal{F}$ (起始频率分布窗)确定,该频率分布窗下降得非常快并且与CPI中的总(聚合)带宽成比例。示例频率分布窗包括众所周知的汉宁窗和汉明窗。当使用频率分布窗时,每个啁啾的初始频率是从窗形状分布中选取的。或者,能够选择起始频率,使得其直方图以确切窗形状成形(无随机性)。然后能够将频率发射的次序选取为非线性伪随机排列。用于非线性(例如,随机化)的一个可能的实现是使用在如图18中所示的存储器表中预先配置的预定天线和发射频率。通常标号为230的发射方案包括接收脉冲(啁啾)指数232的非线性频率跳变起始频率定序器234和TX天线元件定序器236。起始频率和TX元件数据被输入到发射器电路238,并且所得的一个或多个发射信号被输出到TX天线阵列240中的适当元件。

[0171] 注意,优选尽可能多地减小距离傅里叶变换的扇形损失。这能够通过使用数字窗函数来实现,该数字窗函数具有增加等效噪声带宽并降低相干增益的缺点但是在存储器使用率方面高效。减小扇形损失的替代方式是通过使用零填充,该零填充既不增加等效噪声带宽,也不降低相干增益,但是增加存储器要求。然而,通过使用减小每个脉冲的带宽的多波段处理,在不增加存储器要求的情况下使用零填充,因为增加通过使用较小的啁啾带宽被补偿。

[0172] 现在将提供用于3D随机稀疏采样的模型。注意,能够毫无困难地将模型扩展到4D。假定雷达图像的维度是距离、多普勒和仰角,并且仅在距离和仰角维度上做二次采样,提出了问题的简化3D版本。

[0173] 注意,我们对具有3D信号 $s \in \mathbb{C}^{N_R \times N_D \times N_E}$ 的特定类型的3D稀疏采样感兴趣。项 $C_p$ 是稀疏采样指数组,其中两个指数为一组。项 $s$ 在行维度上按因子 $N_R$ 随机地下采样,在列维度上按因子一随机地下采样(即没有下采样),而在第三维度上按因子 $N_E$ 随机地下采样。注意,不一定按相等分布而是根据一般分布执行随机下采样,该一般分布能够采取诸如汉宁窗或汉明窗的窗函数 $f_{分布窗}$ 的形式。稀疏采样指数依照 $C_p$ ,使用操作符 $RD_{NR,1}$

$$[0174] \quad s_p = RD_{N_R,1,N_E}(s) = \begin{cases} s(i,j,k), & (i,j,k) \in C_p \\ 0, & (i,j,k) \notin C_p \end{cases} \quad (7)$$

[0175] 让我们假定 $s$ 具有与 $(m,n,o)$  3D DFT系数的频率确切地匹配的恒定振幅和线性相位 $s(p,q,r) = e^{j(w_m p + w_n q + w_o r)}$ 。为了简单起见,我们假定 $f_{\text{分辨率}} = 1/(N_R N_E)$  (即它们均匀地分布)。我们因此能够将不同DFT系数的值表达如下:

$$[0176] \quad W_{N_R} = \exp\left(-2\pi \cdot \frac{1i}{N_R}\right), W_{N_D} = \exp\left(-2\pi \cdot \frac{1i}{N_D}\right), W_{N_E} = \exp\left(-2\pi \cdot \frac{1i}{N_E}\right) \quad (8)$$

$$S_p^F(m,n,o) = \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_D} \sum_{k=1}^{N_E} s_p(i,j,k) W_{N_R}^{im} W_{N_D}^{jn} W_{N_E}^{ko}$$

$$= \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_D} \sum_{k=1}^{N_E} \left( \mathbb{1}_{(i,j,k) \in C_p} e^{\frac{1i \cdot 2\pi(ip+jq+kr)}{N}} \right) W_{N_R}^{im} W_{N_D}^{jn} W_{N_E}^{ko}$$

$$[0177] \quad = \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_D} \sum_{k=1}^{N_E} \left( \mathbb{1}_{(i,j,k) \in C_p} W_{N_R}^{-ip} W_{N_D}^{-jq} W_{N_E}^{-kr} \right) W_{N_R}^{im} W_{N_D}^{jn} W_{N_E}^{ko}$$

$$= \begin{cases} N_D, & (p,q,r) = (m,n,o) \\ \sim N(0, N_D), & (p,q,r) \neq (m,n,o) \end{cases} \quad (9)$$

[0178] 对于这种情况,信号与DFT频率精确地匹配,从而在零点处且在目标频率外部的其他频率处对矩形窗函数的变换进行采样以获得与脉冲数成正比的噪声。

[0179] 通常,能够将3D随机稀疏采样近似如下,其中 $\mathcal{F}_3$ 是三维傅里叶变换:

$$[0180] \quad \mathcal{F}_3(RD_{N_R,1,N_E}(s)) = \frac{\mathcal{F}_3(s) \mathcal{F}_3(f_{\text{分辨率}})}{N_R N_E} + \tilde{n}(0, \sigma_n) \quad (10)$$

$$[0181] \quad \tilde{n}(0, \sigma_n) \sim \begin{cases} 0, & \text{准确频率} \\ N(0, \sigma_n), & \text{从准确目标频率起在一个分辨率区间立方外部的频率} \end{cases} \quad (11)$$

$$[0182] \quad \sigma_n^2 = \frac{1}{N_R N_E} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N s(i,j,k)^2 \quad (12)$$

[0183] 在图19中示出了图示依照本发明的示例MIMO FMCW雷达的高级框图。通常标号为40的雷达收发器传感器包括多个发射电路66、多个接收电路46、58、本地振荡器(L0) 74、包括本地振荡器(L0) 61的斜坡或啁啾生成器60、非线性频率跳变定序器62、任选的TX元件定序器75(虚线)和信号处理模块44。在操作中,雷达收发器传感器通常与主机42进行通信并且可以由主机42控制。每个发射块包括功率放大器70和天线72。发射器接收啁啾生成器60的发射信号输出,该发射信号输出被馈送到每个发射块中的PA。任选的TX元件定序器(虚线)生成控制发射元件序列的多个使能信号64。应领会,本发明的MBC技术能够在有或没有TX元件定序的情况下并且在有或没有MIMO操作的情况下在雷达中操作。

[0184] 每个接收块包括天线48、低噪声放大器(LNA) 50、混频器52、中频(IF)块54和模数转换器(ADC) 56。在一个实施例中,雷达传感器40包括专用于侦听的单独的检测宽带接收器46。传感器使用此接收器来检测由附近的雷达传感器发射的带内干扰信号的存在。处理块使用所检测到的干扰信号的知识来制定响应(若有的话)以减轻并避免任何相互干扰。

[0185] 信号处理块44可以包括能够处理、接收或者发射数据或指令的任何合适的电子设

备。例如,处理单元可以包括下列中的一个或多个:微处理器、中央处理单元(CPU)、专用集成电路(ASIC)、现场可编程门阵列(FPGA)、数字信号处理器(DSP)、图形处理单元(GPU)或此类设备的组合。如本文所描述的,术语“处理器”意在包含单个处理器或处理单元、多个处理器、多个处理单元或一个或多个其他合适地配置的计算元件。

[0186] 例如,处理器可以包括一个或多个通用CPU核心以及任选地一个或多个专用核心(例如,DSP核心、浮点、门阵列等)。一个或多个通用核心执行通用操作码,然而专用核心执行特定于其目的的功能。

[0187] 附连或嵌入式存储器包括动态随机存取存储器(DRAM)或扩展数据输出(EDO)存储器或其他类型的存储器,诸如ROM、静态RAM、闪存和非易失性静态随机存取存储器(NVSRAM)、可移动存储器、气泡存储器等,或以上中的任一种的组合。存储器存储能够由设备使用的电子数据。例如,存储器能够存储电数据或内容,诸如例如雷达相关数据、音频和视频文件、文档和应用、设备设定和用户首选项、定时和控制信号或用于各种模块、数据结构或数据库的数据等。能够将存储器配置为任何类型的存储器。

[0188] 发射信号和接收信号被混合(即相乘)以生成要由信号处理单元44处理的信号。相乘过程生成两个信号:一个信号具有等于相乘信号之差的相位,而另一个信号具有等于相位之和的相位。和信号被滤出并且差信号由信号处理单元处理。信号处理单元对所接收到的数字信号执行所有所需处理并且也控制所发射的信号。由信号处理块执行的若干功能包括确定粗略距离、速率(即多普勒)、精细距离、仰角、方位角、执行干扰检测、减轻和避免、执行同时定位和映射(SLAM)等。

[0189] 在图20中示出了图示本发明的示例数字雷达处理器IC的框图。通常标号为390的雷达处理器IC包括包含温度传感器电路396、看门狗定时器398、通电复位(POR)电路400等的若干芯片服务功能392、包含电源域电路402的PLL系统394、包含并行FFT引擎406、数据分析器电路408、直接存储器存取(DMA)电路410和两级处理/控制电路411的雷达处理单元(RPU)404、包含TX/RX控制块414、安全核心块418及L1和L2高速缓存存储器电路424的CPU块412、存储器系统426以及接口(I/F)电路428。

[0190] TX/RX控制电路414并入用于消除频率源建立时间的建立时间控制块416。安全核心块418包括系统看门狗定时器电路420和被适配成对雷达系统中的RF元件执行连续测试的RFBIST电路。I/F电路包括用于雷达输出数据430、TX控制432、RX控制434、外部存储器436和RF时钟438的接口。

[0191] 注意,取决于特定实现方式,能够在单片硅上或跨多个集成电路实现数字雷达处理器电路390。类似地,取决于特定实现方式,能够在单个IC上或跨若干IC实现发射器和接收器电路。

[0192] 在一个实施例中,DRP 390被用在基于汽车雷达FMCW MIMO的系统中。这样的系统要求多个发射器和接收器信道以实现期望的距离、方位角、仰角和速率。信道数越高,分辨率性能越好。取决于实现方式,可以在单个芯片中并入多个发射信道并且可以在单个芯片中并入多个接收信道。系统可以包括多个TX和RX芯片。每个TX和RX芯片可作为被适配成实现最大系统性能的较大系统的一部分来操作。在一个实施例中,系统也包括至少一个控制信道。控制信道可操作来配置TX设备和RX设备两者。

[0193] 在一个实施例中,在接收器处理中,数字输入数据样本132表示在混频器填充2D数



据网格之后的拍频。在图21中示出了图示示例快速时间和慢速时间处理的图。2D数据网格130的列134表示在快速时间维度上(即遍及每个PRI)接收的数据样本,并且网格的行136表示在慢速时间维度上(即遍及每个CPI)接收的数据样本。

[0194] 通过在快速时间维度上对数据的每列执行傅立叶变换来生成距离数据140。在距离处理之后,对每行142执行多普勒处理以生成距离-多普勒数据图146。

[0195] 在MIMO雷达系统的情况下,多个接收天线元件将第三维度添加到2D数据网格。在图22中示出了图示用于多个接收天线元件的距离-速率数据块的图。在3D数据网格150中,深度维度154用于存储来自每个天线元件的距离-多普勒数据。例如,阴影区域152表示跨所有接收天线元件的距离-多普勒数据。

[0196] 在图23中示出了图示MIMO天线阵列的示例方位角和仰角处理的图。考虑2D天线阵列,能够在空间x和y方向上对距离-多普勒数据执行2D傅里叶变换以产生方位角和仰角数据图166。

[0197] 为了帮助理解本发明的原理,在下面呈现多波段啁啾技术的更详细描述。特别地,当使用相干处理间隔(CPI)内的时间复用频率跳变(与在每个脉冲处发射全带宽对照)以及使得能够对大带宽RF测量结果进行小带宽数字处理的改良距离-多普勒处理框架来遍及若干频率波段使用线性FM(LFM)连续波(CW)信号时导出所接收到的信号的表达式。

[0198] 为了导出接收信号模型,在不失一般性的情况下,我们仅考虑距离和多普勒效应的贡献,相当于单个发射器和接收器(与MIMO系统对照)。然而,应领会,所有结果也容易地适用于MIMO雷达收发系统。第k个脉冲处的发射信号是具有频率速率 $\beta$ 和脉冲宽度T的被表达如下的LFM脉冲(即啁啾):

$$[0199] \quad s[t, k] = e^{j2\pi[f_k t + \frac{1}{2}\beta t^2]} \quad (13)$$

[0200] 其中 $k=0, \dots, K-1$ 并且 $0 \leq t \leq T$ 。

[0201] 其中

[0202]  $s[t, k]$ 是在时间t处并具有频率指数k的发射脉冲或啁啾;

[0203] t表示时间(即啁啾内的快速时间);

[0204] T是脉冲或啁啾的周期;

[0205] k是脉冲(啁啾)指数并表示慢速时间;

[0206] K是CPI中的脉冲(啁啾)数;

[0207]  $\beta$ 表示啁啾的斜率;

[0208]  $f_k$ 是在指数k处的啁啾的频率(即起始频率);

[0209] 作为啁啾的斜率的频率速率由 $\beta = \frac{B_{\text{chirp}}}{T}$ 给出,其中 $B_{\text{chirp}}$ 是啁啾带宽。依照本发明,载波频率 $f_k$ (即起始频率)在每个脉冲(PRI)处不恒定,而是相反在值上非线性地变化,使得遍及CPI的聚合带宽是 $B_{\text{total}} > B_{\text{chirp}}$ 。在一个实施例中,起始频率中的非线性变化被随机化。或者,可以使用起始频率的任何序列或演化,只要该序列是非线性的即可。

[0210] 接收信号在由接收天线元件接收之后经由混频器102(图8)与发射信号相乘,这被称为去斜坡或去啁啾。

$$y[t, k] = x \cdot s^*[t - \Delta t, k] \cdot s[t, k] \quad (14)$$

$$= x \cdot e^{j2\pi \left[ f_k \Delta t_k + \frac{1}{2} \beta (t^2 - (t - \Delta t_k)^2) \right]}$$

$$= x \cdot e^{j2\pi \left[ f_k \Delta t_k + \beta \cdot \Delta t_k \cdot t - \frac{1}{2} \beta \Delta t_k^2 \right]}$$

[0212] 其中

[0213]  $y[t, k]$ 是在时间 $t$ 处和针对频率指数 $k$ 的接收信号；

[0214]  $x$ 是包括距离衰减的目标的雷达横截面 (RCS) 复系数；

[0215]  $\Delta t$ 表示从目标反射的脉冲的时间延迟；

[0216]  $\Delta t_k$ 表示从目标反射的脉冲 $k$ 的时间延迟；

[0217] 时间延迟  $\Delta t_k$ 由传播延迟 $\Delta t_k = \frac{2}{c}(R_0 - kV_0T)$ 给出, 其中 $R_0$ 是初始距离 (CPI的开始) 并且 $V_0$ 是径向速率。注意, 假定对多普勒频率的可忽略的贡献和可忽略的多普勒频移分别由 $\left| \frac{4\beta V_0 T}{c^2}(R_0 - kV_0T) \right| \ll 1$ 和 $\left| \frac{4\beta(V_0T)^2}{c^2} \right| \ll \frac{1}{K}$ 给出, 则丢弃项 $\frac{1}{2}\beta\Delta t_k^2$ 。在一个实施例中, 啁啾起始频率依照由 $f_k = f_0 + \Delta k$ 给出的非线性 (例如, 随机) 跳变序列在脉冲之间改变, 其中中心载波频率 $f_0$ 和位移 $\Delta[k]$ 以赫兹表达, 其是 $\left[ -\frac{B_{total}}{2}, \frac{B_{total}}{2} - B_{chirp} \right]$ 内的非线性分布 (例如, 随机) 序列。注意, 频移 $\Delta[k]$ 为发射器和接收器两者已知。在一个实施例中, 在单个CPI期间, 总带宽 $B_{total}$ 被完全覆盖, 可能具有一个或多个重叠。能够将接收信号重写如下:

$$y[t, k] = x \cdot e^{j2\pi \left[ \frac{2(R_0 - kV_0T)}{c} f_0 + \frac{2(R_0 - kV_0T)}{c} \Delta[k] + \frac{2(R_0 - kV_0T)}{c} \beta t \right]} \quad (15)$$

$$= \underbrace{x \cdot e^{j2\pi \frac{2R_0}{c} f_0}}_{\text{常数}} \cdot e^{-j2\pi \frac{2kV_0T}{c} f_0} \cdot e^{j2\pi \frac{2(R_0 - kV_0T)}{c} \Delta[k]} \cdot e^{j2\pi \frac{2(R_0 - kV_0T)}{c} \beta t}$$

$$= \tilde{x} \cdot \underbrace{e^{-j2\pi \frac{2kV_0T}{c} f_0}}_{\substack{\text{多普勒项} \\ \text{(慢速时间)}}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \frac{(2R_0 - 2kV_0T)}{c} \Delta[k]}}_{\substack{\text{精细距离项} \\ \text{(慢速时间)}}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \frac{(2R_0 - 2kV_0T)}{c} \beta t}}_{\substack{\text{拍频距离项} \\ \text{(快速时间)}}$$

[0219] 其中

[0220]  $f_0$ 是载波中心频率；

[0221]  $R_0$ 是初始距离；

[0222]  $V_0$ 是径向速率；

[0223]  $c$ 是光速；

[0224]  $\Delta[k]$ 表示在脉冲 $k$ 处的频移；

[0225] 注意, 在没有本发明的多波段啁啾技术的情况下, 等式15中的精细距离项等于一并且常规接收雷达信号仍然存在。

[0226] 如在雷达的操作中常见的, 由于目标距离与其径向速率之间的耦合, 可能出现距离单元迁移 (RCM) 的现象。具有恒定径向速度 $V_0$ 的目标具有通过CPI改变作为 $R_k = R_0 + kV_0T$ 给出的距离, 其中 $R_0$ 是在CPI开始时的初始距离。这意味着取决于CPI的长度, 目标可以移动通过若干距离区间, 从而有效地降低灵敏度和距离分辨率。

[0227] 常规的雷达系统的处理范例由距离-多普勒处理组成: (1) 遍及指数 $t$ 的快速时间

(即距离)FFT处理,以及(2)遍及指数k的慢速时间(即速率/多普勒)FFT处理。存在RCM效应,因为项 $kV_0T$ 变得更占优势并且(在幅度上)更接近于距离分辨率(在K个脉冲之后)。在这种情况下,目标峰功率距离区间可以在CPI帧期间移位。结果,慢速时间傅立叶处理将遍及若干区间产生“拖尾”信号功率谱,从而导致相干处理增益衰减,如图24中所示。

[0228] 为了在相干处理增益损失最小情况下对快速时间和慢速时间维度执行两步傅里叶变换,LFM发射参数(K,  $B_{chirp}$ , T)被选择为使得在大多数场景中距离-频率将被拖尾(即位移)小于单个距离区间的宽度。这能够被表达如下:

$$[0229] \quad K \cdot V_0 \cdot T < \frac{c}{2 \cdot B_{chirp}} \quad (16)$$

[0230] 以上不等式相当于慢速时间傅立叶积分中的最大损失3db并且能够被视为慢速目标假定。

[0231] 注意,粗略距离区间的宽度越宽,RCM具有的影响越低,因为较宽程度的“拖尾”能够被容忍并仍然存在在单个粗略距离区间中。粗略距离区间的大小主要由啁啾带宽确定。较高的带宽导致较窄的粗略距离区间,从而创建距离单元迁移的较高可能性。较低的啁啾带宽导致较宽的粗略距离区间并且减少距离单元迁移的问题。注意,在存在RCM的情况下跨慢速时间执行多普勒FFT产生遍布多个距离区间的结果,即能量遍及若干距离区间拖尾并且距离分辨率和灵敏度降级。例如,对点目标的峰位置的确定不太准确。

[0232] 在一个实施例中,多波段处理的使用支持相对较小的带宽的使用,从而支持较宽的距离区间和每脉冲的粗略分辨率。这允许迁移小于快速时间粗略距离分辨率的一半。使用多波段处理,恢复了全距离分辨率,并且通过将基于相位的运动补偿应用作为多波段回波信号的慢速时间处理的一部分而防止了关于精细距离分辨率的RCM。

[0233] 注意,此RCM补偿方法能够与其他方法组合,其他方法诸如在累积运动超过距离区间分辨率的一半的情况下在距离区间之间转换。这在使用零填充时可能是特别有用的,因为相对于当不使用零填充时,与在距离区间之间转换比是更精细的并且沿着慢速时间轴创建目标的更小振幅调制(由于扇形损失而导致)。

[0234] 现在将更详细地描述本发明的改良距离-多普勒处理范例。在一个实施例中,改良距离-多普勒处理(即精细距离和多普勒)处理包括:(1)利用指数t的快速时间傅立叶处理由此生成粗略距离维度,以及(2)改良或扩展慢速时间傅立叶处理由此同时地生成残余距离维度和速率维度。

[0235] 在一个实施例中,定义三个频率网格:(1)由 $\rho$ 表示的粗略距离;(2)由V表示的速率(多普勒);和(3)由 $R_\epsilon$ 表示的残余或精细距离。实际的真实距离值被定义如下:

$$[0236] \quad R_0 - kV_0T \triangleq \rho_0 + (R_{\epsilon_0} - kV_0T) \quad (17)$$

[0237] 其中 $\rho_0$ 表示目标在粗略距离区间中心的距离频率值(即距离频率的粗略量化)并且 $R_{\epsilon_0}$ 表示残余距离值或精细量化。

$$[0238] \quad y[t, k] = \tilde{x} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \frac{(z\rho_0 + (zR_{\epsilon_0} - zkV_0T))}{c} \beta t}}_{\substack{\text{粗略距离项} \\ \text{(快速时间)}}} \cdot \underbrace{e^{-j2\pi \frac{zkV_0T f_0}{c}}}_{\substack{\text{多普勒项} \\ \text{(慢速时间)}}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \frac{(zR_{\epsilon_0} - zkV_0T)}{c} \Delta[k]} \cdot e^{j2\pi \frac{z\rho_0}{c} \Delta[k]}}_{\substack{\text{精细距离项} \\ \text{(慢速时间)}}} \quad (18)$$

[0239] 注意,假定了立即啁啾带宽的RCM效应是可忽略的。在这种情况下,项 $R_0 - kV_0T$ 在整



个CPI期间改变不到粗略距离区间的宽度。因此能够将等式17重写为：

$$[0240] \quad y[t, k] \cong \tilde{x} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \frac{2(\rho_0 + R_{\varepsilon_0})}{c} \beta t}}_{\substack{\text{粗略距离项} \\ \text{(快速时间)}}} \cdot \underbrace{e^{-j2\pi \frac{2kV_0 T f_0}{c}}}_{\substack{\text{多普勒项} \\ \text{(慢速时间)}}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \frac{(2R_{\varepsilon_0} - 2kV_0 T)}{c} \Delta[k]}}_{\substack{\text{精细距离项} \\ \text{(慢速时间)}}} \cdot e^{j2\pi \frac{2\rho_0}{c} \Delta[k]} \quad (19)$$

[0241] 在第一阶段中，接收信号的快速时间傅立叶处理由下式给出并且被示出在图25中：

$$[0242] \quad \begin{aligned} \psi[\rho, k] &= \sum_{0 \leq t \leq T} y[t, k] \cdot \underbrace{e^{-j2\pi \frac{2\rho}{c} \beta t}}_{\substack{\text{粗略距离傅里叶系数} \\ \text{(快速时间)}}} \\ &= \tilde{x} \cdot \underbrace{W_\rho[\rho - (\rho_0 + R_{\varepsilon_0})]}_{\substack{\text{快速时间窗函数的傅里叶变换} \\ \text{(慢速时间)}}} \cdot \underbrace{e^{-j2\pi \frac{2kV_0 T f_0}{c}}}_{\substack{\text{多普勒项} \\ \text{(慢速时间)}}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi \frac{(2R_{\varepsilon_0} - 2kV_0 T)}{c} \Delta[k]}}_{\substack{\text{精细距离项} \\ \text{(慢速时间)}}} \cdot e^{j2\pi \frac{2\rho_0}{c} \Delta[k]} \quad (20) \end{aligned}$$

[0243] 其中 $W_\rho[\cdot]$ 是在快速时间维度(例如, sinc)上对窗的一维离散时间傅立叶变换(DTFT), 并且粗略距离轴 $\rho$ 具有区间宽度 $\delta\rho = c/(2B_{\text{chirp}})$

[0244] 在第二阶段(示出在图26中)中, 执行“改良(modified)”慢速时间(遍及指数 $k$ )傅里叶处理, 其中频谱是 $R_\varepsilon$ 和 $V$ 的二维函数。注意, 在常规雷达中, 仅单个维度 $V$ 与慢速时间处理相关联。除了会在由 $e^{j2\pi \frac{2kV_0 T f_0}{c}}$ 给出的常规慢速时间傅立叶变换中考虑的傅立叶系数之外, 还添加另一系数序列, 该系数序列说明“精细距离”项, 如下：

$$[0245] \quad \underbrace{Y[\rho, V, R_\varepsilon]}_{\substack{\text{改良傅里叶变换}}} \cong \sum_{k=0:K-1} \psi[\rho, k] \cdot \underbrace{e^{j2\pi \frac{2T f_0 V k}{c}}}_{\substack{\text{多普勒傅里叶系数} \\ \text{(慢速时间)}}} \cdot \underbrace{\left( e^{-j2\pi \frac{(2R_\varepsilon - 2kTV)}{c} \Delta[k]} \cdot e^{-j2\pi \frac{2\rho}{c} \Delta[k]} \right)}_{\substack{\text{精细距离傅里叶系数} \\ \text{(慢速时间)}}} \quad (21)$$

[0246] 其中 $R_\varepsilon$ 是受作为粗略距离区间的宽度的 $\left[ -\frac{c}{4B_{\text{chirp}}}, \frac{c}{4B_{\text{chirp}}} \right]$ 限制并且具有

$\delta R_\varepsilon = \frac{c}{2B_{\text{total}}}$ 的残余区间宽度的残余(或精细)距离轴。速率频率网格 $V$ 受

$\left[ -\frac{c}{4Tf_0}, \frac{c}{4Tf_0} \right]$ 限制并且具有区间宽度 $\delta V = \frac{c}{2f_0KT}$ 。

[0247] 注意, 多普勒(即速率)项相对于脉冲指数 $k$ 具有线性相位演化。第二项包括“精细”或“残余”距离, 其中相位序列相对于脉冲指数 $k$ 是非线性的。注意, 非线性序列为发射器和接收器两者已知。

[0248] 重要的是要注意, 由于相对于指数 $k$ 的非线性相位序列, 多普勒和距离维度被解耦, 即不含糊的。这仅在真实或实际距离-多普勒对 $R_{\varepsilon_0}, V_0$ 频率位置中产生源自目标反射的单个峰值。

[0249] 本发明的两步改良傅里叶变换的结果由下式给出：

$$[0250] \quad Y[\rho, V, R_\varepsilon] = \tilde{x} \cdot \underbrace{W_\rho[\rho - (\rho_0 + R_{\varepsilon_0})]}_{\substack{\text{以}\rho_0\text{为中心的峰值区间}}} \cdot \underbrace{\tilde{W}_{\rho, R_\varepsilon, V}[\rho - \rho_0, R_\varepsilon - R_{\varepsilon_0}, V - V_0]}_{\substack{\text{在}\rho_0, R_{\varepsilon_0}, V_0\text{处的峰值区间}}} \quad (22)$$

[0251] 其中精细距离和多普勒频率项  $\tilde{W}_{\rho, R_{\varepsilon}, V}$  由下式给出:

$$[0252] \quad \tilde{W}_{\rho, R_{\varepsilon}, V}[\rho - \rho_0, R_{\varepsilon} - R_{\varepsilon_0}, V - V_0] = \begin{cases} K, \rho = \rho_0, R_{\varepsilon} = R_{\varepsilon_0}, V = V_0 \\ W_{R_{\varepsilon}}[R_{\varepsilon} - R_{\varepsilon_0}], \rho = \rho_0, V = V_0 \\ \sim \mathcal{N}(0, K), \text{ 否则} \end{cases} \quad (23)$$

[0253] 其中对于  $R_{\varepsilon} \in \left[-\frac{c}{4B_{\text{chirp}}}, \frac{c}{4B_{\text{chirp}}}\right]$ ,  $W_{R_{\varepsilon}}[\cdot]$  由下式给出

$$[0254] \quad W_{R_{\varepsilon}}[R_{\varepsilon} - R_{\varepsilon_0}] = \sum_{k=0:K-1} e^{-j2\pi \frac{2(R_{\varepsilon} - R_{\varepsilon_0})}{c} \Delta[k]} \quad (24)^\circ$$

[0255] 图27A、图27B、图27C图示针对单个目标场景的组合距离(即粗略和精细)/多普勒图  $\mathcal{Y}[\rho, V, R_{\varepsilon}]$  的示例。特别地,在图27A中示出了示例改良精细距离-多普勒图的透视曲线图。在图27B中示出了示出示例改良精细距离-多普勒图的速率部分的曲线图。在图27C中示出了示出示例改良精细距离-多普勒图的精细距离部分的曲线图。

[0256] 在图28中示出了图示本发明的示例雷达接收数据处理方法的流程图。利用等式20在快速时间(即PRI)和慢速时间(即CPI)期间获得接收数字雷达返回数据(步骤200)。然后遍及快速时间维度执行傅立叶变换以获得粗略距离-慢速时间数据图(步骤202)。对于每个粗略距离频率数据  $\rho$ , 利用等式21在慢速时间维度上执行改良傅立叶变换以获得精细距离-多普勒图(步骤204)。生成由  $[\rho + R_{\varepsilon}, V]$  的所有组合构成的组合精细分辨率距离-多普勒图(步骤205)。然后对组合精细分辨率距离-多普勒图执行方位角和仰角处理(步骤206)。然后生成四维(4D)图像数据并将其输出到后续下游图像处理和对象检测(步骤208)。

[0257] 注意对于单个频率波段发射(即非MBC),改良精细距离和多普勒处理收敛为常规多普勒处理,即标准慢速时间傅立叶变换。

[0258] 进一步地,改良精细距离-多普勒处理范例的距离分辨率的极限由CPI聚合带宽  $\delta R \cong \frac{c}{2B_{\text{total}}}$  支配。因此,本发明的机制可操作来使用相对较小的带宽处理来获得相对较精细的距离分辨率。这允许实现具有较低带宽和采样率的发射和接收模块,从而与全啁啾带宽系统相比降低成本和复杂性。

[0259] 同样注意,RCM约束由减小的啁啾带宽  $B_{\text{chirp}}$  而不是较大的聚合带宽  $B_{\text{total}}$  确定。这允许实现现在高速率场景中具有更鲁棒检测概率的较高距离分辨率雷达。

[0260] 进一步地注意,由于非线性跳变序列的使用,在  $(V, R_{\varepsilon})$  域内产生的旁瓣(在一个实施例中也称为随机化旁瓣)是与非线性(例如,随机)相位序列(由于非线性频移阶数而导致)组合的傅立叶处理的结果。峰均旁瓣比是  $K$ , 即CPI中的脉冲数。峰最大旁瓣比与  $K$  成比例。

[0261] 同样注意,对于  $V = V_0$  来说,即当速率完美地匹配时,没有随机化旁瓣。

[0262] 为了简单并不失一般性的情况下,假定了以约奈奎斯特速率对每个维度进行采样。因此,所提及的用于粗略距离、多普勒和残余距离的频率区间宽度分别由  $\delta \rho \cong \frac{c}{2B_{\text{chirp}}}$ ,  $\delta V \cong \frac{c}{2f_0KT}$  和  $\delta R_{\varepsilon} \cong \frac{c}{2B_{\text{total}}}$  给出。如果利用过采样或零填充执行傅里叶变换以避免扇形损失(数字信号处理中的常规做法),则频率区间宽度小于所提及的用于粗略距

离、多普勒和残余距离的值。然而,用于每个维度的波束宽度是物理特性并且与频率区间/零填充的量无关。分辨率波束宽度由用于上述矩形加窗的值给出。

[0263] 在一个实施例中,在上述多波段啁啾发射框架内,提供了用于改善旁瓣在残余距离维度 $R_c$ (即,精细距离)中的行为。在一个实施例中,数字加窗包括将采样时域信号250与加权函数254(虚线)相乘,以便减少强信号的旁瓣并且防止掩盖较弱信号。

[0264] 在图29中示出了通常加窗的有效性的示例。迹线250的时域样本本质上乘以矩形窗。将样本乘以轮廓窗或加权函数254(虚线)产生迹线252的轮廓信号。应用傅立叶变换处理产生图30中所示的频谱,其中迹线260表示矩形加窗具有低于峰13dB的相对较高的旁瓣的频谱。迹线262表示加窗具有低于峰近40dB的显著较低的旁瓣的频谱。较高的旁瓣产生较低动态范围。

[0265] 因此期望将加窗应用于雷达系统的接收处理。尽管能够将加窗应用于粗略距离处理,但是在改善距离分辨率方面不是那么有效的。为了减少旁瓣,优选地将加窗应用于精细距离处理。

[0266] 通常,对于频率跳变序列的完全非线性(例如,随机化)排列,残余距离和速率 $[R_c, V]$ 在慢速时间维度上不可分开。因此,为了减少多普勒维度 $V$ 上的旁瓣而应用的数字加窗将向残余距离维度 $R_c$ 引入附加“处理噪声”,并且反之亦然。

[0267] 在一个实施例中,出于实际考虑,数字窗和频率序列排列的组合设计产生可接受的处理噪声水平。本发明提供一种用于在不增加多普勒旁瓣的情况下减少残余距离维度 $R_c$ 上的旁瓣的方法。

[0268] 在一个实施例中,为了解决此问题,不是在接收处理中应用加窗函数,而是在发射器中将它应用于所发射的啁啾。特别地,在发射器中使用的频率跳变序列的分布被适当地配置以在不影响多普勒谱的情况下减少残余距离谱 $R_c$ 中的旁瓣。因此,在发射阶段中而不是在接收阶段中执行加窗。

[0269] 注意,利用均匀起始频率跳变序列相当于对精细距离数据应用矩形窗函数。依照窗函数应用非均匀序列相当于将窗函数应用于精细距离数据。依照本发明,跳变序列被确定为使得遍及CPI的聚合序列不均匀。

[0270] 聚合功率谱形状直接确定残余距离 $R_c$ 的旁瓣行为并且由频率跳变谱分布确定。我们将“谱概率窗”(SPW)定义为聚合功率谱的包络形状。

[0271] 在均匀分布的情况下,SPW具有近似矩形形状。但是通过将SPW设计成具有非矩形包络形状(例如,常用窗函数中的任何一个),实现了精细距离样本的有效加窗。在图31中示出了图示示例多波段LFM啁啾的非均匀谱分布的图。连同谱概率窗272一起示出了多波段啁啾270。每个啁啾包括表示每个啁啾横跨有限频率范围的多个刻度线274。每个啁啾的起始频率是不同的并形成非线性序列。结果是谱概率窗272,该谱概率窗示出与边缘相比在聚合频率波段的中心中频率重用较高。

[0272] 假定了聚合带宽和立即啁啾带宽分别由 $B_{total}$ 和 $B_{chirp}$ 给出。附加地,每个啁啾的非线性(例如,随机)起始频率的跳变序列由 $\Delta[k] \in [0, B_{total} - B_{chirp}]$ 给出,其中 $0 \leq k \leq K-1$ 。

[0273] LFM啁啾的谱概率窗(SPW)的概率密度函数(pdf)是多波段啁啾起始频率与表示单个啁啾的带宽的矩形窗的卷积。

$$[0274] \quad SPW(f) = \sum_{k=0:K-1} \delta(f - \Delta[k]) \otimes \text{rect}_{[0, B_{chirp}]}(f) \quad (25)$$

[0275] 其中  $\otimes$  表示卷积操作符。因此,能够通过选取期望的起始频率概率密度函数(PDF)  $\Pr(\Delta[k]=f)$  来生成所需窗,该起始频率概率密度函数与具有单个啁啾带宽的矩形窗的卷积产生所需窗包络形状。然后依照窗包络形状(即SPW)生成起始频率跳变序列以产生加窗起始频率跳变序列。然后利用加窗起始频率跳变序列来生成啁啾。

[0276] 在图32中示出了图示示例精细分辨率改善方法的流程图。首先,为起始频率选择所期望的概率密度函数(PDF)  $\Pr(\Delta[k])$  (例如,汉明),使得实现所需谱概率窗(SPW)(步骤300)。注意在数学上,用于起始频率的PDF被设计为使得与大小  $B_{\text{chirp}}$  的矩形窗进行卷积会产生所期望的窗形状谱概率窗(SPW)。然后根据PDF来生成非线性起始频率序列(步骤302)。使用啁啾起始频率跳变序列来生成并发射啁啾信号(步骤304)。

[0277] 考虑以下说明性示例。在此示例中假定在  $T=7\mu\text{s}$  的PRI期间在每个啁啾的带宽  $B_{\text{chirp}}=125\text{MHz}$  的情况下发射  $K=512$  个LFM脉冲(即啁啾)。聚合带宽是  $B_{\text{total}}=1\text{GHz}$ 。所得的粗略距离分辨率被计算出为  $\delta\rho=1.2\text{m}$ ,并且速率分辨率  $\delta V=0.53\text{m/s}$ 。单个目标被以速率  $V_0=10\text{m/s}$  定位在初始距离  $R_0=11\text{m}$  处。

[0278] 在图33中示出了具有矩形分布窗的多波段啁啾的频率对时间的曲线图。注意依照本发明,啁啾根据非线性序列具有分数带宽及其起始频率跳变。应用汉宁分布窗产生如图34中所示的曲线图。注意,啁啾聚集在聚合频率波段的中心周围,其中较少的啁啾出现在波段的边缘处。

[0279] 考虑以速率  $V_0=10\text{m/s}$  定位在初始距离  $R_0=11\text{m}$  处的单个目标。在SPW的均匀分布与众所周知的汉宁窗的SPW之间比较峰旁瓣电平的性能。在图35中示出了谱概率窗的聚合均匀频率分布280的直方图282的曲线图。注意,直方图表示跨CPI的啁啾的频率的重用程度。它也与遍及CPI的啁啾序列的功率谱有关。注意,在聚合频率波段的边缘附近频率重用稍微减少。

[0280] 在图36中示出了谱概率窗的聚合汉宁频率分布290的直方图292的曲线图。注意,直方图示出在聚合频率波段的中心周围频率重用高得多,而在边缘附近频率重用远低得多。此曲线图也与CPI中啁啾的功率谱有关。

[0281] 因此,经由适合于啁啾起始频率的分布概率的正弦函数获得汉宁形状SPW如下:

$$[0282] \quad \Pr(\Delta[k]=f) = \sin^{1.5}\left(\pi \frac{f}{B_{\text{total}}-B_{\text{chirp}}}\right) \quad (26)$$

[0283] (根据等式26生成的)频率跳变序列与大小  $B_{\text{chirp}}$  的矩形窗进行卷积产生所需汉宁窗形状SPW。应领会,本发明不限于使用汉宁窗函数,因为可以使用如本领域中众所周知的任何期望的窗函数,例如,汉明、布莱克曼、纽塔尔、高斯、凯撒、泰勒等。

[0284] 在图37中示出了图示针对均匀分布和汉宁分布两者的峰多普勒区间处的另一示例精细距离功率谱的曲线图。针对均匀分布的谱294具有低于峰约15dB的第一旁瓣。针对汉宁分布的谱296具有改善了10dB低于峰约25dB的旁瓣。注意,汉宁谱上的主瓣稍微较宽。

[0285] 因此,发射依照本发明的加窗啁啾序列将窗函数有效地应用于精细距离数据(而不是多普勒数据),从而降低旁瓣。成本是相对较小的聚合带宽减少,从而导致主瓣稍微较宽。

[0286] 注意,与常规数字加窗不同,谱概率窗对于任何期望的窗选择维持相干积分增益。这是由于如在均匀频率分布中一样在CPI期间发射的总功率量相同而导致的。

[0287] 进一步地注意,总距离谱(即粗略和精细)是通过将快速时间窗和慢速精细距离窗的傅立叶变换即SPW(.)的傅立叶变换相乘来给出的。

[0288] 另外,假定采用加窗频率跳变分布,由于有效降低了聚合带宽 $\delta R > \frac{c}{2B_{total}}$ ,较低旁瓣的“成本”是稍微较宽的主瓣。

[0289] 相互干扰

[0290] 关于抗相互干扰,对于打算在非常拥挤的谱(通常被其他雷达系统部分占用)中操作的雷达系统来说,相互干扰通常是一个问题。减少相互干扰的两个方式包括:

[0291] 1.通过预测干扰的频率和时间一起避免相互干扰。优选具有带宽小的短脉冲,从而允许雷达使用甚至开放谱和时隙的小分片。这通过使用依照本发明的多波段啁啾来实现。

[0292] 2.通过将干扰信号乘以零(可能使用窗函数)来消除沿着CPI的干扰信号部分。在多波段啁啾的情况下,即使需要消除信号的大部分,系统的性能也在噪声和旁瓣两者方面优雅地下降级。

[0293] 本发明的MBC机制解决相互干扰问题。一种相互干扰抑制方法是将雷达载波频率移位到不受雷达对雷达干扰污染的频率范围。然而,这种方法具有问题的原因在于,通常难以找到具有足够带宽以供分布式雷达传感器网络操作的自由频率波段。它也要求使用设计且制造起来更困难的较高带宽天线。

[0294] 另一干扰抑制方法除移除了干扰之外的所有信号,类似于关闭发射器,以便从原始雷达信号中扣除。这种技术具有如下局限性:峰必须与干扰分开,或者至少未完全被干扰占用。

[0295] 在另一干扰抑制方法中,首先使用迭代滤波算法来抑制雷达对雷达干扰,然后对于每个雷达使用单独地匹配的滤波。

[0296] 时域或频域中的其他干扰抑制方法包括时频消隐、重建然后相减以及距离域正交投影滤波。在多静态自适应脉冲压缩算法中,给定个别雷达波形的知识,将在相同频率波段内同时接收的雷达信号分开。此算法基于最小均方误差公式的递归实现。通过利用同时分辨率单元的估计值来为每个接收到的雷达信号的每个分辨率单元估计一个自适应接收滤波器。然而,这些方法不适合于应对宽带或不平稳干扰,特别是通常在分布式雷达传感器网络中发生的宽带雷达对雷达干扰。

[0297] 在另一干扰抑制方法中,正常地发射的啁啾信号在带宽和持续时间方面显著地减小。在图6中示出了图示具有多个啁啾的示例CPI的图。

[0298] 为了减轻相互干扰以及为了改善多普勒处理的解耦并且降低在IF阶段中要求的采样率,如在上述图7中所示,个别发射的啁啾在带宽和持续时间方面减小。

[0299] 在一个实施例中,为了改善处理增益并且为了减轻干扰,将每个啁啾的起始频率非线性地(例如,随机地)布置在CPI或某个其他期望的间隔之上。优选地,随机化序列覆盖整个带宽 $B_{total}$ ,例如,在此示例中为1GHz。

[0300] 作为说明性示例,考虑聚合带宽为转换为15cm的距离分辨率的1GHz、相干处理间隔(CPI)为20ms且啁啾持续时间 $T_c$ 为6毫秒的雷达传感器。这产生 $CPI \div T_c = 3,333$ 个啁啾的啁啾序列。如果假定了每个啁啾具有125MHz的带宽并且所分配的RF波段从80GHz扩展到

81GHz, 则啁啾的起始频率在范围80至80.875GHz内, 否则啁啾溢出所分配的范围。

[0301] 接下来, 将80至80.875GHz频率波段划分成3,333个均匀隔开的起始频率 $f_s$ 。注意替换地, 起始频率可以不均匀地隔开。接下来, 3,333个起始频率被以非线性方式(例如, 随机)重新排序并用于发射啁啾序列。注意, 需要非线性排序来打破从一个啁啾到下一个啁啾的多普勒感应和距离感应相位演化之间的耦合。这通常被称为慢速时间阶段或视频阶段。如果按单调递增起始频率排序发射啁啾序列, 则将几乎不可能确定视频相位演化是源自距离还是多普勒。因此, 对啁啾应用“频率跳变”或“啁啾跳变”的形式。跳变图案在CPI上是非线性的, 例如是随机的, 但是不限于此。在一个实施例中, 能够与本文描述的干扰减轻相结合地使用上述SPW技术。

[0302] 在图38中示出了图示示例受害者视图的图。此谱图(即, 频率对时间以及作为颜色阴影的功率的关系)示出其他附近的干扰雷达的示例慢速高带宽啁啾330和本发明的受害者雷达的快速小带宽啁啾。在此示例中, 受害者雷达发射向上啁啾(正斜率), 而干扰雷达发射向下啁啾(负斜率)。示出的是与干扰雷达的规则长啁啾相比受害者雷达的较短啁啾的非线性跳变。当长向下倾斜啁啾330与在谱图中的许多位置中发生的短向前倾斜啁啾332交叉时发生干扰。

[0303] 注意, 从谱图中显然的是, 即使在不使用任何干扰避免技术的情况下, 一些干扰雷达啁啾也不会干扰受害者雷达啁啾。因此, 与使用横跨全波段(例如, 在此示例中为1GHz)的常规长啁啾的雷达相比实现了好得多的情形。在全1GHz啁啾的情况下, 除非雷达被同步, 否则两个雷达之间的交叉将不可避免。同样注意, 只有当两个雷达具有类似的斜率并且在时间上不重叠时, 避免技术才在这种情况下起作用。然而, 这样的避免技术将仅适用于一对一情形。避免具有不同斜率的两个或更多个其他雷达将是几乎不可能的。

[0304] 在图39中示出了图示在去斜坡之后的示例受害者视图的图。此谱图(即频率对时间以及作为颜色阴影的功率的关系)示出包括受害者雷达期望的信号334和干扰雷达信号336的图38后去斜坡过程的谱图。注意, 在由受害者雷达处理期间, 由干扰雷达发射的啁啾在受害者雷达的啁啾重组过程期间被斩波。同样注意, 在零频率周围并在12MHz的IF带宽内发生对受害者雷达的干扰, 其中线336中的任一条与线334交叉。

[0305] 在图40中示出了图示在去斜坡和低通滤波之后的示例受害者视图的图。在这里示出的谱图是受害者雷达的在去斜坡和低通滤波之后具有干扰的基带信号的。在约4MHz处的虚直线338表示雷达的多个啁啾, 然而垂直线340表示来自其他(即干扰)雷达的干扰。与线338交叉的每条线340表示对受害者雷达的干扰。

[0306] 在图41中示出了图示在去斜坡之后的示例3D受害者视图的图。此谱图与图39的谱图相同但是具有不同的观点, 其中干扰水平通过高度以dB为单位示出。注意, 干扰雷达的斩波啁啾344比期望信号342高约30dB。同样注意, 受害者雷达仅在干扰线344与线342交叉的地方遭受干扰。

[0307] 在图42中示出了图示在去斜坡之后的示例干扰源视图的图。此谱图表示其他(即干扰源)雷达看到什么。本发明的雷达被认为是受害者。因此, 衬衫倾斜线348表示如由干扰源雷达所看到的跳变啁啾图案, 并且在零频率周围的线346表示去斜坡干扰源的期望信号。在这里, 只有当线348中的一条与线346交叉时, 干扰源的雷达才遭受干扰。

[0308] 因此, 如上所述, 在不存在干扰的情况下, 用于发射啁啾的随机化无约束次序序列



是足够的并实现了良好的结果。然而,在存在具有已知参数的干扰的情况下,仅随机化不足以防止接收器由于来自附近雷达的啁啾信号即进入受害者接收器的IF的干扰啁啾信号之间的“冲突”而遭受干扰。

[0309] 为了克服这个,本发明的雷达传感器对非线性化(例如,随机化)过程施加约束。约束是在非线性化之后啁啾均不在时间-频率域中与干扰信号重叠。能够取决于特定应用以任何合适的方式实现此技术。

[0310] 在图43中示出了图示依照本发明的约束啁啾序列的非线性化的示例方法的图。在一个实施例中,在啁啾序列的非线性化(步骤350)之后,检查啁啾间隔以查看它们是否会与干扰源信号冲突(步骤352)。这能够基于啁啾的已知起始带宽及其带宽来确定。在序列中干扰的所有啁啾的受害者雷达上构造列表。这些啁啾中的每一个均被重新非线性化(步骤354)并且再次检查它们是否与干扰源信号重叠(步骤356)。如果是这样的话,则它们被再次重新非线性化。此过程继续直到找到不干扰干扰雷达信号的新非线性间隔或者达到重试次数极限为止(步骤358)。在后者情况下,原始违规啁啾要么被扔掉(即没有东西在其地点中被发射),要么重复非干扰啁啾中的一个(即重用起始频率)(步骤360)。

[0311] 在图44中示出了图示在干扰检测和避免之后的示例受害者雷达视图的图。在一个实施例中,受害者雷达能够减轻并避免上述谱图中示出的相互干扰。使用由检测接收器45(图19)提供的检测能力,雷达用来检测并估计其他干扰雷达的啁啾参数,诸如带宽、持续时间、定时等。

[0312] 在一个实施例中,这能够通过专用检测接收器利用快速ADC对其天线看到的总RF带宽进行采样来实现。或者,在侦听模式下使用周期性全啁啾(例如,使用直通或单独的L0)。

[0313] 一旦估计了其他雷达的啁啾特性,受害者雷达就更更改啁啾的起始频率以便避免干扰其他干扰雷达的啁啾。更改的结果的示例被示出在图44的谱图中,其中受害者雷达啁啾364现在被描绘为不与干扰雷达啁啾362中的任一个交叉。这种干扰减少将与图38的谱图进行比较,图38的谱图表示没有本发明的减轻技术的受害者雷达视图。

[0314] 注意,能够将雷达配置成(1)更改每个啁啾的起始频率从而创建每个啁啾或仅被估计为与干扰源的啁啾冲突的所选啁啾的定制起始频率;(2)维持啁啾的原始起始频率,但是在非线性化啁啾之后换出被估计为与受害者的啁啾冲突的啁啾跳变序列并且用与受害者的啁啾不冲突的啁啾替换它们,而且将经换出的啁啾重新指派给另一时隙,或者(3)以上两种技术的组合。

[0315] 在另一实施例中,如果检测到干扰,则受害者雷达除了更改啁啾的起始频率之外,还能够修改每个啁啾的斜率的符号(即,每个啁啾在分别相当于正斜率或负斜率的频率上上升还是下降)。

[0316] 在图45中示出了图示依照本发明的避免干扰的示例方法的流程图。如上所述,受害者的雷达首先检测干扰雷达的一个或多个啁啾序列(步骤370)。然后估计干扰雷达的啁啾的参数(步骤372)。基于所估计的参数,修改用于啁啾的将来跳变序列以避免与干扰雷达的啁啾信号冲突(步骤374)。然后依照跳变序列重组啁啾(步骤376)。

[0317] 在图46中示出了图示具有干扰检测和避免的示例干扰源视图的图。在此谱图中,干扰雷达的啁啾380与受害者雷达的非线性化和受约束的啁啾382不冲突。注意,优选地考



虑如给定汽车场景的性质以及什么被认为是可接受的残余互干扰水平而视为适当的两个雷达之间的最大传播延迟。

[0318] 在图47中示出了图示具有干扰检测和避免后去斜坡的示例受害者视图的图。在此谱图中,干扰雷达的啁啾386与受害者雷达的啁啾384不冲突。注意,无干扰区在零频率周围。然而,同样注意,若干啁啾间隔是空的。这是非线性化约束方法的结果,该非线性化约束方法产生不能够重新指派起始频率的若干啁啾。不是重用起始频率,而是在此示例中啁啾被简单地删除(即跳过而不发射)。这种干扰减少将与图39的谱图进行比较,图39的谱图表示没有本发明的减轻技术的受害者雷达视图。

[0319] 在图48中示出了图示在干扰检测和避免后去斜坡之后的示例干扰源视图的图。在此谱图中,受害者的啁啾442与干扰雷达的啁啾440不冲突。注意,无干扰区在零频率周围。这种干扰减少将与图41的谱图进行比较,图41的谱图表示没有本发明的减轻技术的受害者雷达视图。

[0320] 在图49中示出了图示没有干扰的示例雷达IF信号的图。由于不存在干扰,所以整个帧是有效的并且如通过包含整个帧的消隐信号450所表示的那样被使用。在加窗之前示出没有干扰的雷达信号452。窗(例如,汉宁、汉明等)454被应用于信号452,从而产生加窗信号456。注意,在避免减轻失败或不可能的情况下,发生冲突。

[0321] 在图50中示出了图示没有干扰的示例IF距离谱的图。加窗信号456(图49)的快速傅立叶变换(FFT)被示出为没有干扰(信号460)、具有干扰(信号462)、具有矩形消隐(信号464)和具有加窗消隐(信号466)。注意,图49和图50提供了在下描述的图51、图52、图53、图54、图55和图56的参考。

[0322] 除了受害者的雷达避免与干扰雷达的啁啾信号冲突之外,本发明的雷达还提供通过消隐啁啾的被干扰啁啾信号损坏的部分(即,冲突区域)来减轻干扰的能力。在下面提供并讨论两个示例。在第一示例中,在两个信号之间(即在干扰啁啾进入受害者的接收器的IF处)的冲突发生在啁啾开始附近。在第二示例中,两个信号之间的冲突更靠近啁啾的中间发生。

[0323] 在另一实施例中,干扰减轻可以包括只要检测到干扰受害者雷达就停止它自己的发射。这用来使由受害者雷达对附近的干扰雷达施以的干扰最小化。

[0324] 在图51中示出了图示具有干扰的第一示例时域IF信号的图。在此示例中,干扰出现在受害者的雷达IF带宽中并且在啁啾间隔的开始附近发生。所示信号包括IF信号(信号470)、包络(信号472)、平滑化包络(信号474)和阈值(信号476)。干扰的振幅比期望信号强约30dB。为了检测干扰,信号的包络(例如,复包络)被计算出并然后平滑化。例如,然后将阈值设定在30%百分位加上某个正偏置处。应领会,能够取决于特定应用而使用其他阈值。干扰检测(即每当平滑化包络超过阈值时)例如由均值滤波器滤波。然后标识期望信号没有干扰的区域,并且将每个区域乘以具有匹配长度的窗。然后照常继续进行信号处理,例如具体FFT计算、多普勒FFT计算、方位角和/或仰角计算、数字波束形成等。

[0325] 在图52中示出了图示依照本发明的减轻干扰的示例方法的图。首先,生成IF信号(步骤550)。计算出IF信号的复包络(步骤552)。然后使用任何合适的滤波器使复包络平滑化(步骤554)。使用任何合适的方法来确定要应用于平滑化复包络信号的阈值(步骤556)。应用阈值,由此高于阈值的所有值被归零(即消隐)(步骤558)。然后对消隐信号应用窗(步

骤560)。

[0326] 特别地,参考图51,受害者雷达的IF级(信号470)的时域信号输出因干扰源的雷达的啁啾而损坏。计算出信号的复包络(信号472)以及滤波或平滑化包络(即在低通滤波之后)(信号474)。使用任何合适的方法来确定阈值476以应用于平滑化包络。信号的高于阈值的任何部分被消隐(即归零)。注意,确定阈值的一种方法是计算出平滑化包络值加上某个正偏置的百分位。

[0327] 在图53中示出了图示在消隐之前和之后具有干扰的第一示例时域IF信号的图。在消隐之前示出了信号480。消隐信号484的高电平指示信号的有效且要使用的部分,然而低电平表示信号的要归零(即无效且要丢弃)的那些部分。垂直线492指示有效信号开始的地方,垂直线494指示有效信号停止并且消隐应该开始的地方,垂直线488指示消隐应结束并且有效信号再次开始的地方,并且垂直线490指示有效信号结束的地方。注意,既在应用加窗之前又在应用窗486之后示出了在应用消隐之后的信号482。

[0328] 在图54中示出了图示具有干扰和加窗消隐的第一示例IF距离谱的图。加窗信号482(图53)的快速傅里叶变换(FFT)被示出为没有干扰(信号500)、具有干扰(信号502)且无干扰消隐减轻、具有矩形干扰消隐减轻(信号504)和具有加窗干扰消隐减轻(信号506)。

[0329] 注意,如距离FFT谱中所示,如果未减轻(消除或消隐)干扰,则用于目标检测的自由动态范围严重地降级。如果干扰样本仅被归零,即矩形消隐,则动态范围被改善但是仍离无干扰情况很远。然而,如果采用加窗消隐,则可用于检测的动态范围几乎和无干扰情况一样好。因此,使用加窗干扰消隐减轻实现了显著的检测改善。

[0330] 在图55中示出了图示具有干扰的第二示例时域IF信号的图。在此示例中,干扰出现在受害者的雷达IF带宽中并且在啁啾间隔的中间附近发生。注意,与无消隐或具有矩形加窗的消隐比,加窗消隐实现好得多的结果。在啁啾中间发生干扰的情况下,能够使用(1)啁啾的两个部分,即在干扰之前和之后(如图41中所示,其中所得的峰似乎按预期划分,或者(2)仅使用信号的较长部分,由此获得较宽峰但是它未被划分。

[0331] 干扰的振幅比期望信号强约30dB。为了检测干扰,信号的包络(例如,复包络)被计算出并然后平滑化。例如,然后将阈值设定在30%百分位处。应领会,能够取决于特定应用而使用其他阈值。干扰检测例如使用均值滤波器来滤波(即每当平滑化包络超过阈值时)。然后标识期望信号没有干扰的区域,并且将每个区域乘以具有匹配长度的窗。然后照常继续进行信号处理,例如距离FFT计算、多普勒FFT计算等。

[0332] 特别地,受害者雷达的IF级(信号510)的时域信号输出因干扰源的雷达啁啾而损坏。计算出信号的复包络(信号512)以及滤波或平滑化包络(即在低通滤波之后)(信号514)。使用任何合适的方法来确定阈值516以应用于平滑化包络。信号的高于阈值的任何部分被消隐(即归零)。注意,确定阈值的一种方法是计算出平滑化包络值加上某个正偏置的百分位。

[0333] 在图56中示出了图示在消隐之前和之后具有干扰的第二示例时域IF信号的图。在消隐之前示出了信号520。消隐信号528、536的高电平指示信号的有效且要使用的部分,然而低电平表示信号的要归零(即无效且要丢弃)的那些部分。垂直线522指示有效信号开始的地方,垂直线526指示有效信号停止并且消隐应该开始的地方,垂直线530指示消隐应该结束并且有效信号再次开始的地方,并且垂直线534指示有效信号结束的地方。注意,既在

应用加窗之后又在应用窗532和538之后示出了在应用消隐之后的信号524。

[0334] 在图57中示出了图示具有干扰和加窗消隐的第二示例IF距离谱的图。加窗信号524(图56)的快速傅里叶变换(FFT)被示出为没有干扰(信号540)、具有干扰(信号542)且无干扰消隐减轻、具有矩形干扰消隐减轻(信号544)并且具有加窗干扰消隐减轻(信号546)。

[0335] 注意,如距离FFT谱中所示,如果未减轻(消除或消隐)干扰,则用于目标检测的自由动态范围严重地降级。如果干扰样本仅被归零,即矩形消隐,则动态范围被改善但是仍离无干扰情况很远。然而,如果采用加窗消隐,则可用于检测的动态范围几乎和无干扰情况一样好。因此,使用加窗干扰消隐减轻实现了显著的检测改善。

[0336] 用于实现相同功能性的组件的任何布置被有效地“关联”,使得所期望的功能性被实现。因此,可以将本文中组合以实现特定功能性的任何两个组件视为彼此“相关联”,使得所期望的功能性被实现,而不管架构或中间组件如何。同样地,也能够将如此关联的任何两个组件视为彼此“可操作地连接”或“可操作地耦合”以实现所期望的功能性。

[0337] 此外,本领域技术人员将认识到,上述操作之间的边界仅仅是说明性的。可以将多个操作组合成单个操作,可以将单个操作分布在附加操作中并且可以在时间上至少部分重叠地执行操作。此外,替代实施例可以包括特定操作的多个实例,并且可以在各种其他实施例中更改操作的次序。

[0338] 本文使用的术语仅用于描述特定实施例的目的,而不旨在限制本发明。如本文所使用的,除非上下文另外清楚地指示,否则单数形式“一”、“一个”和“该”也旨在包括复数形式。应进一步理解,术语“包括”和/或“包括有”当用在本说明书中时,指定存在陈述的特征、整数、步骤、操作、元件和/或组件,但是并不排除存在或添加一个或多个其他特征、整数、步骤、操作、元件、组件和/或它们的组。

[0339] 在权利要求中,放置在括号之间的任何附图标记不应被解释为限制权利要求。在权利要求中使用诸如“至少一个”和“一个或多个”的介绍性短语不应该被解释成暗示即使当同一权利要求包括介绍性短语“一个或多个”或“至少一个”以及诸如“一”或“一个”的不定冠词时,通过不定冠词“一”或“一个”引入另一权利要求要素也将包含这样引入的权利要求要素的任何特定权利要求限于包含仅一个这种要素的发明。定冠词的使用也是如此。除非另外陈述,否则诸如“第一”、“第二”等的术语用于任意地区分此类术语描述的元件。因此,这些术语不一定旨在指示此类元件的时间或其他优先顺序。在相互不同的权利要求中记载某些措施的单纯事实不指示这些措施的组合不能够用于处于优势。

[0340] 以下权利要求中的所有手段或步骤加上功能元件的对应结构、材料、行为和等同物旨在包括用于与如具体地要求保护的其他要求保护的元件相结合地执行功能的任何结构、材料或行为。已出于图示和描述的目的呈现了本发明的描述,但是本发明的描述不旨在为详尽的或者以所公开的形式限于本发明。因为本领域技术人员将容易地想到许多修改和改变,所以意图是本发明不限于本文描述的有限数目的实施例。因此,应领会,可以诉诸落在本发明的精神和范围内的所有合适的变化、修改和等同物。实施例被选取和描述以便最好地说明本发明的原理和实际应用,并且使得本领域其他普通技术人员能够理解本发明以得到具有如适于所设想的特定用途的各种修改的各种实施例。

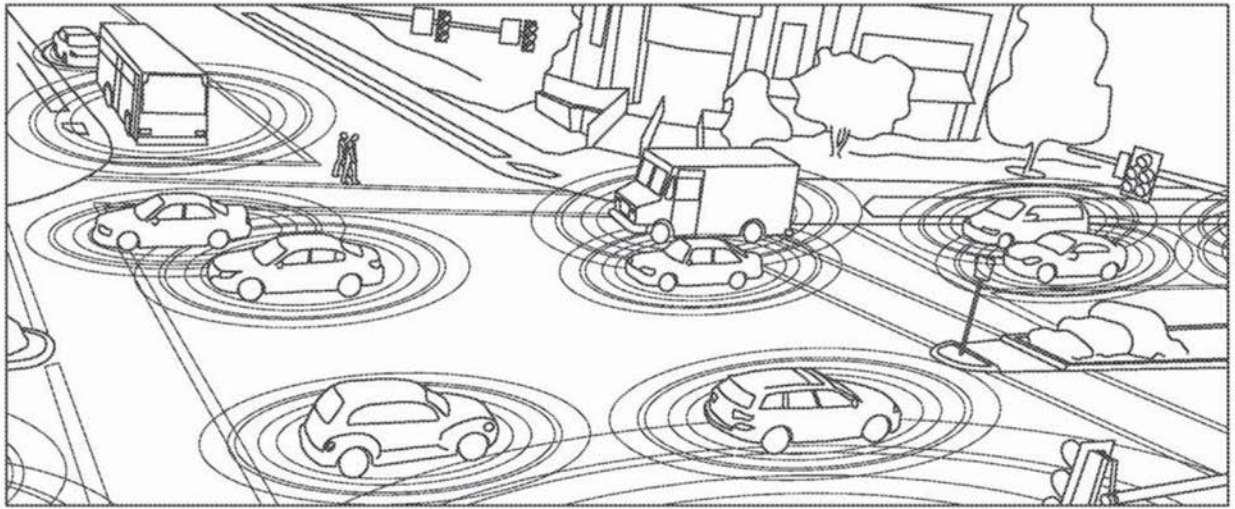


图1

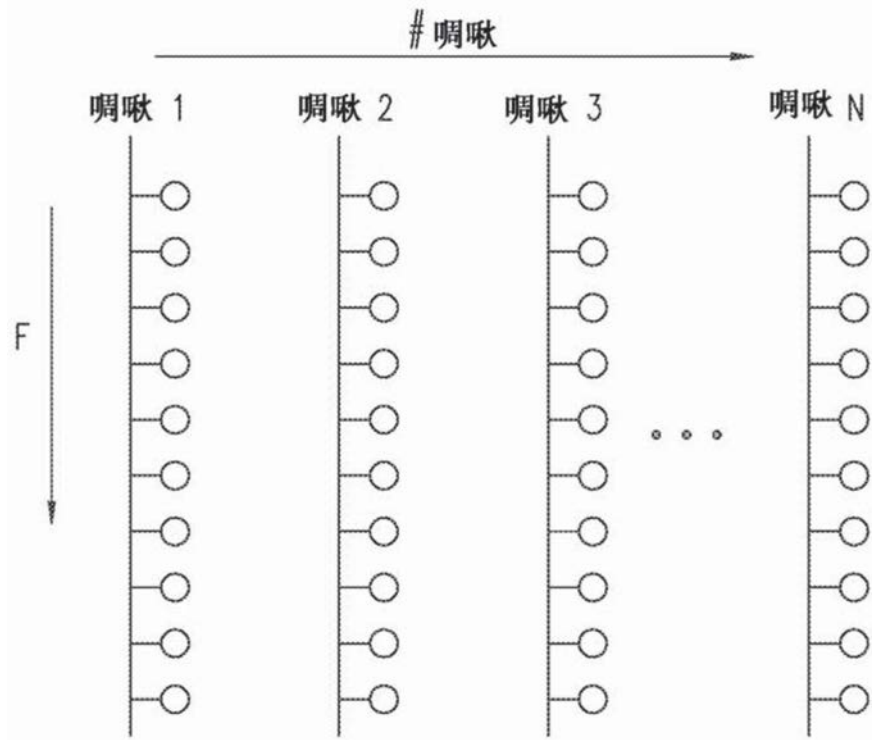


图2

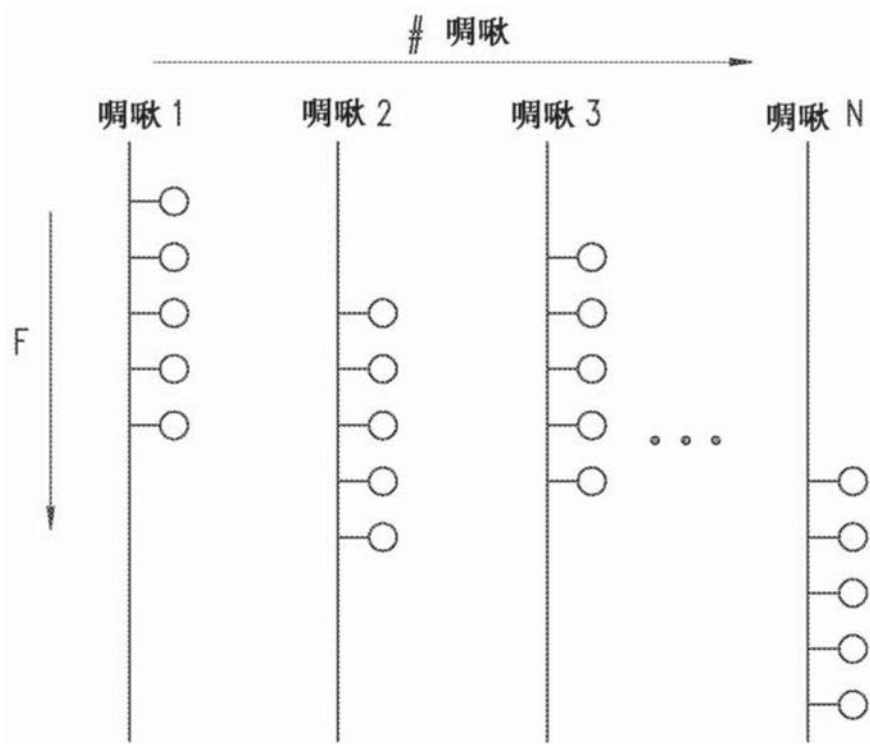


图3

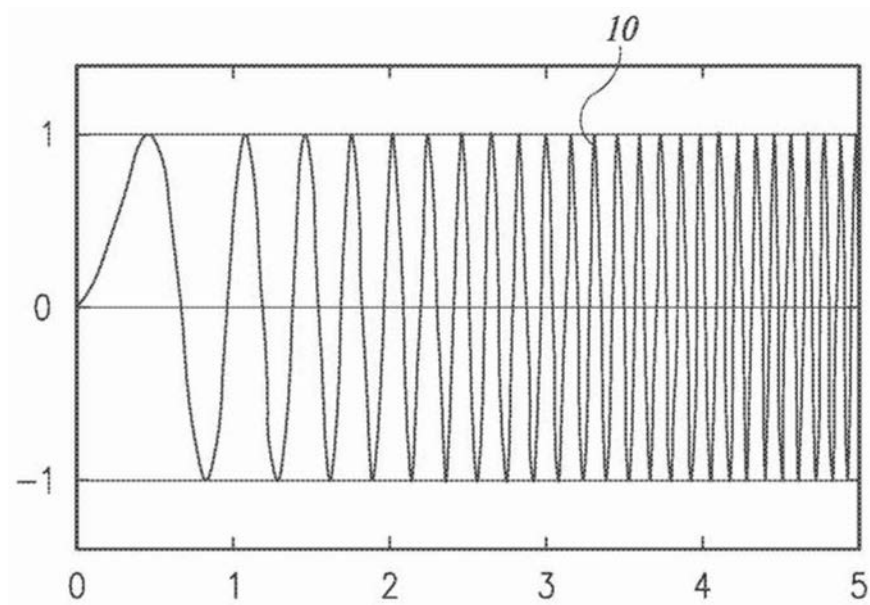


图4

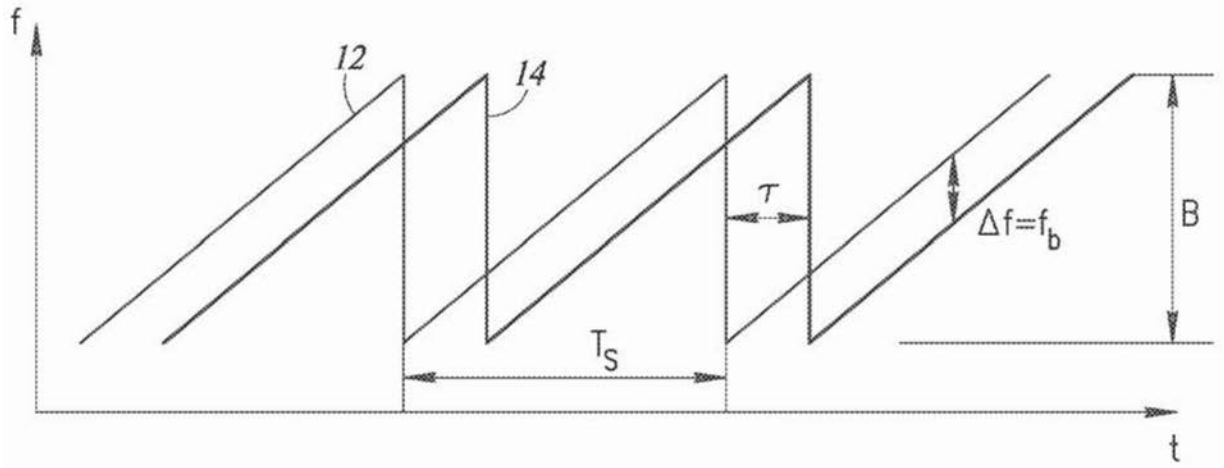


图5

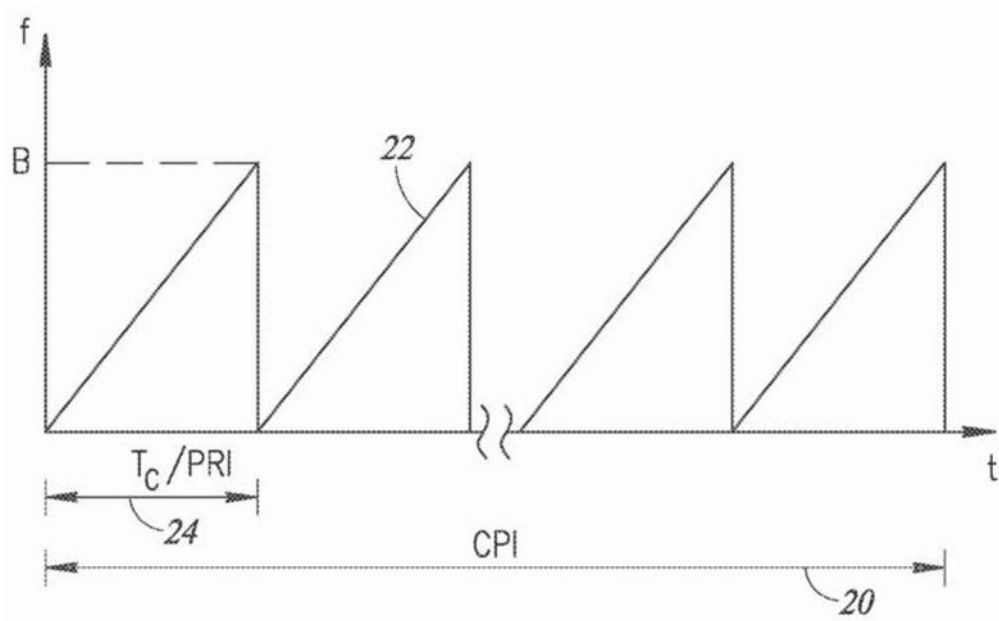


图6

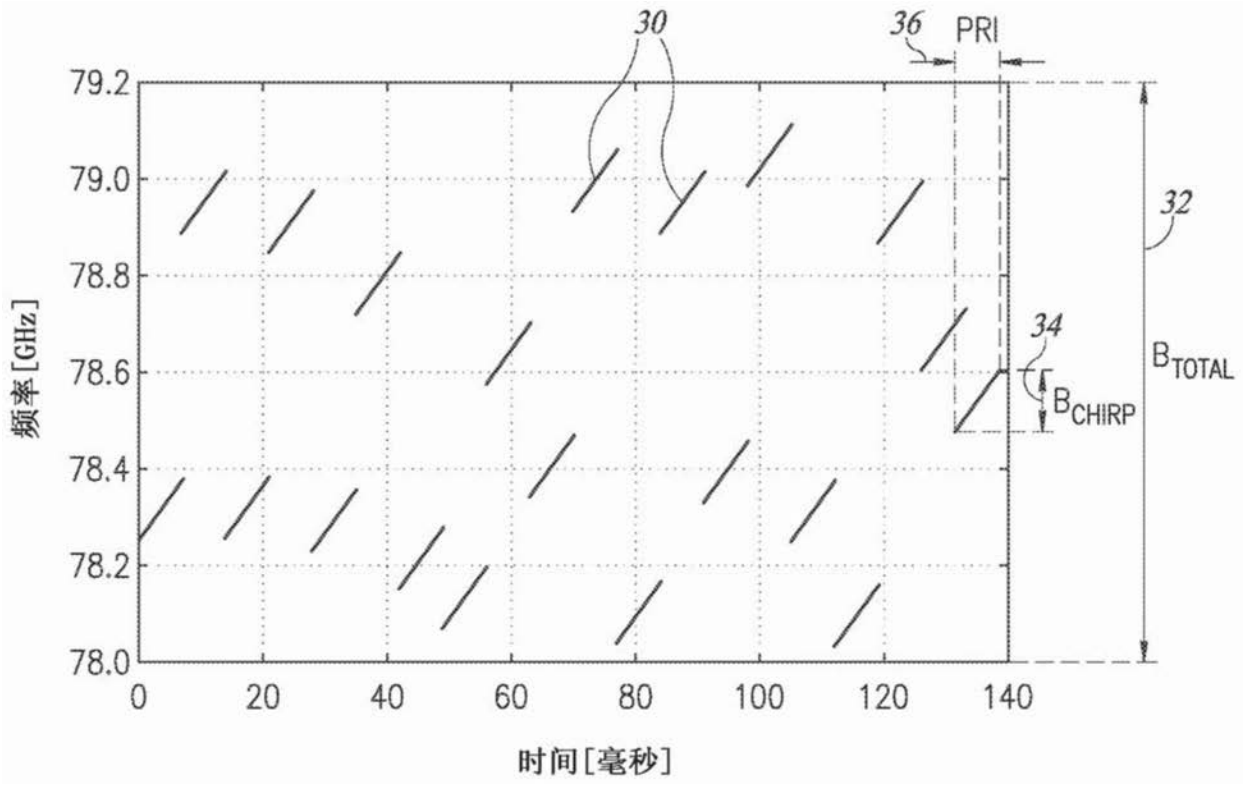


图7



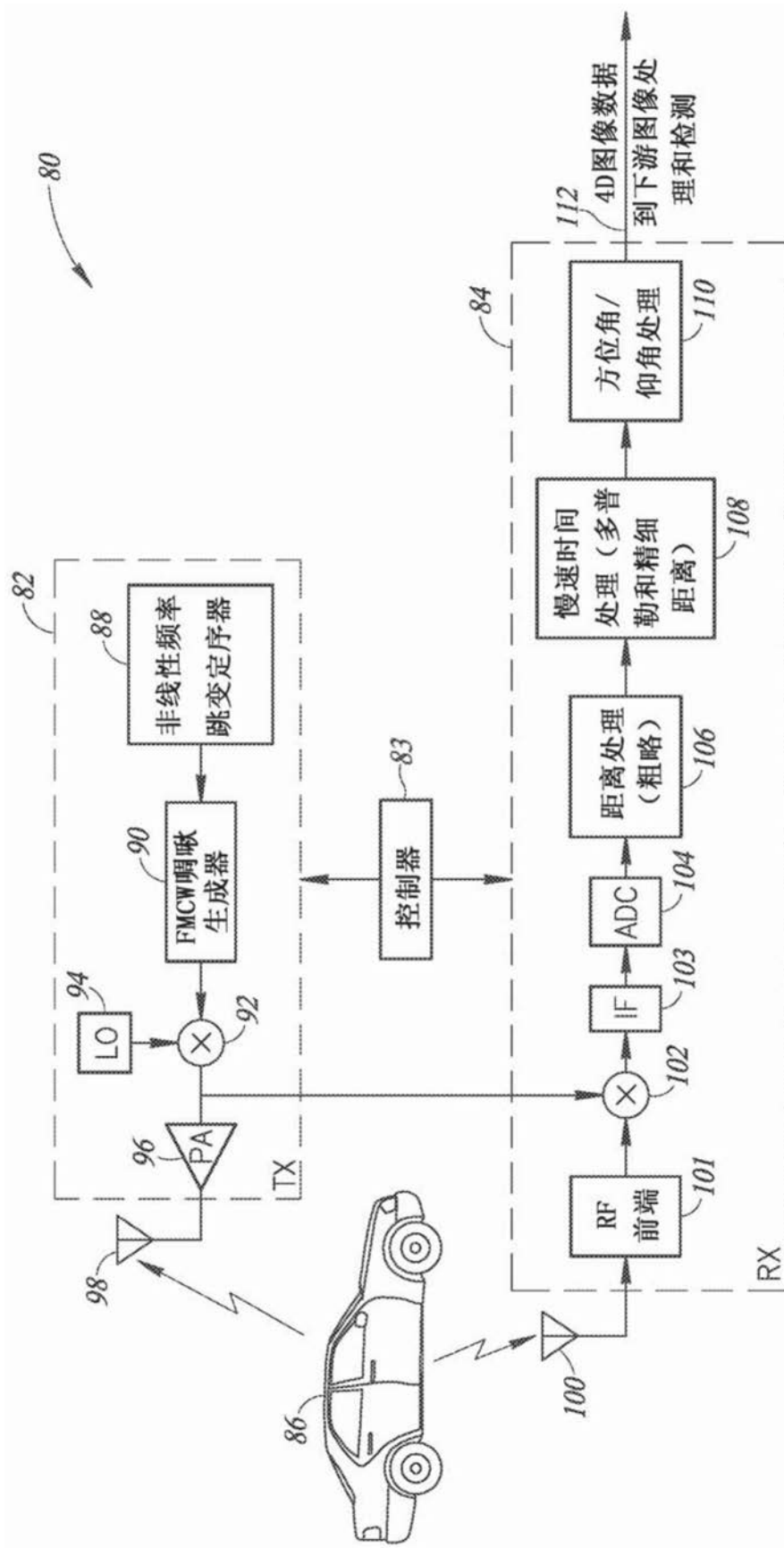


图8

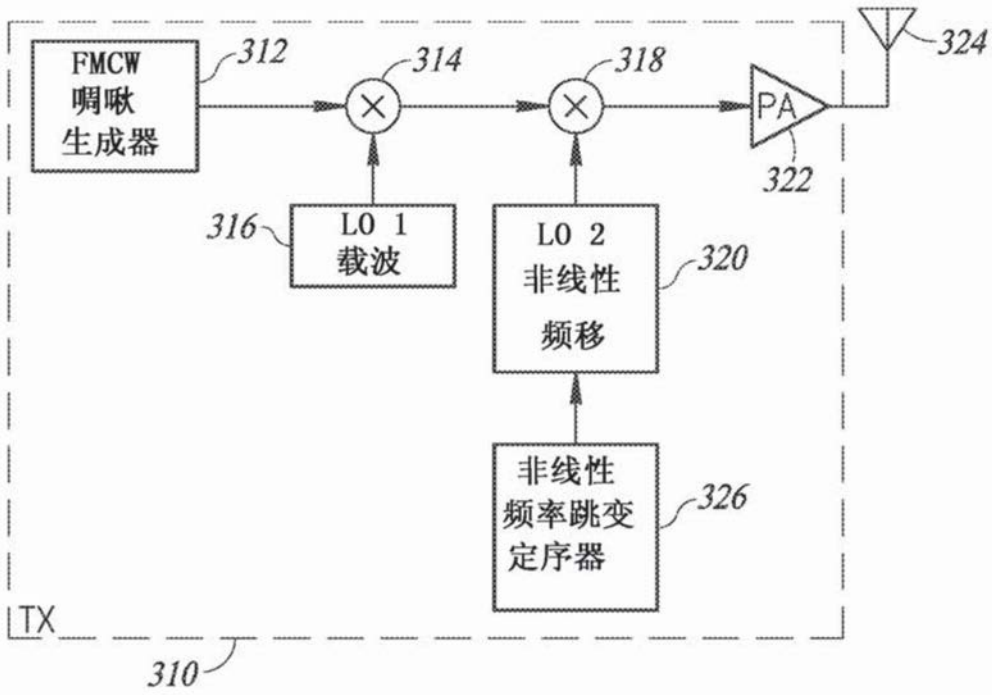


图9

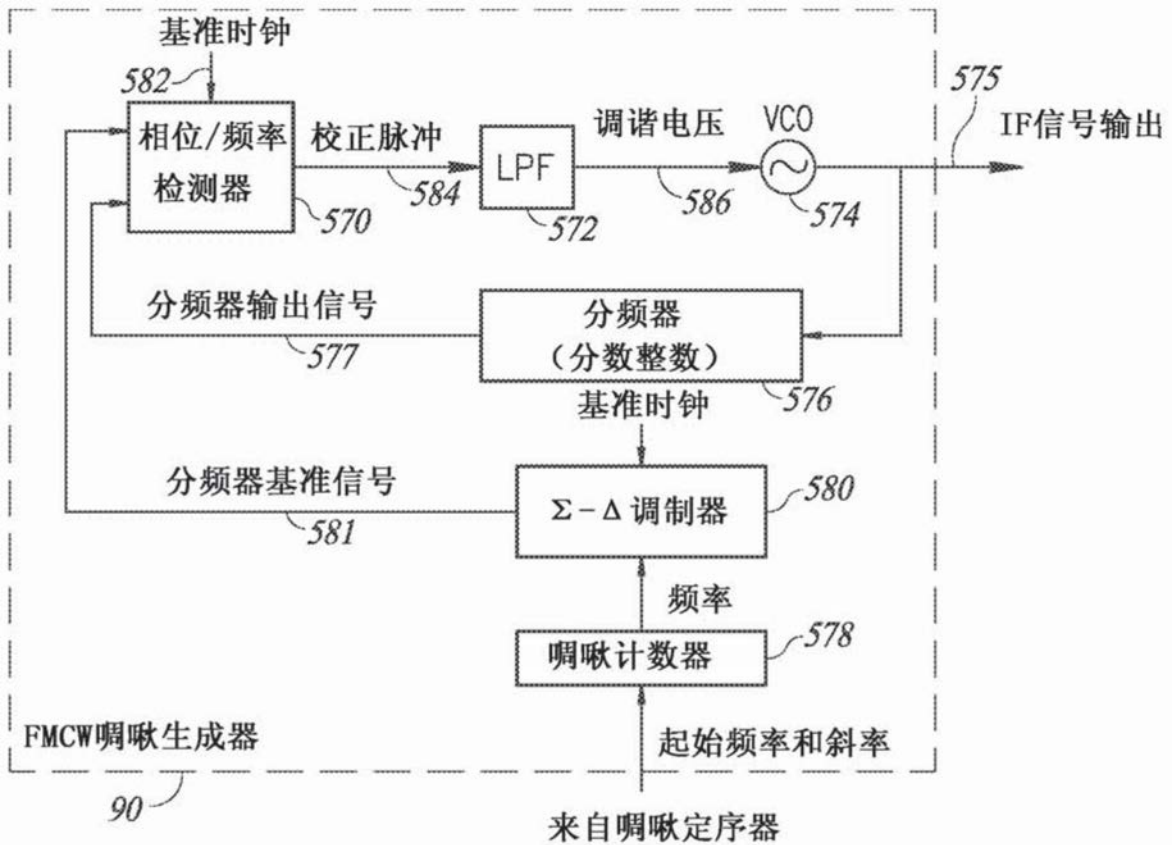


图10

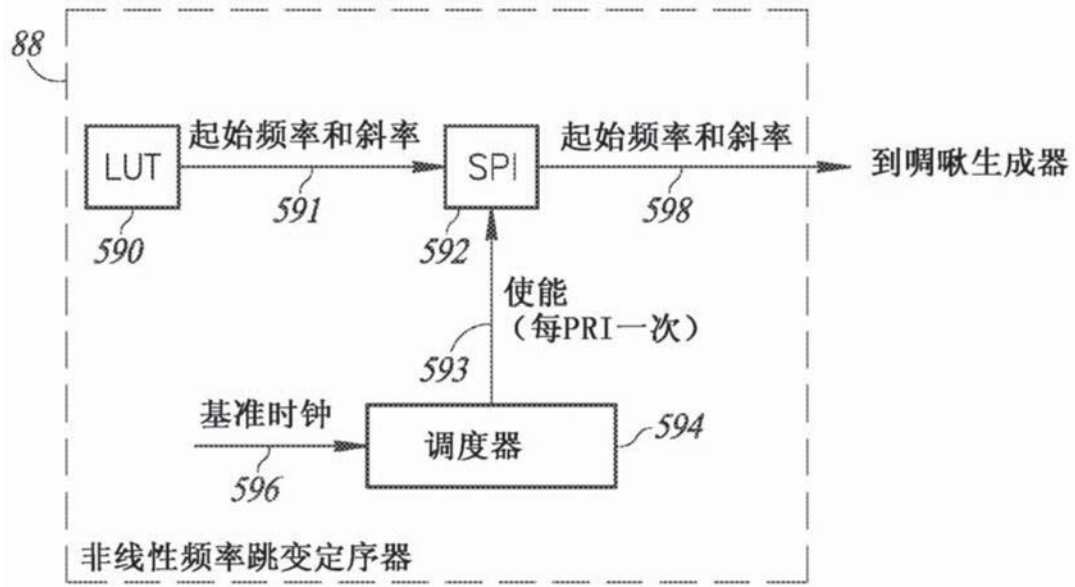


图11

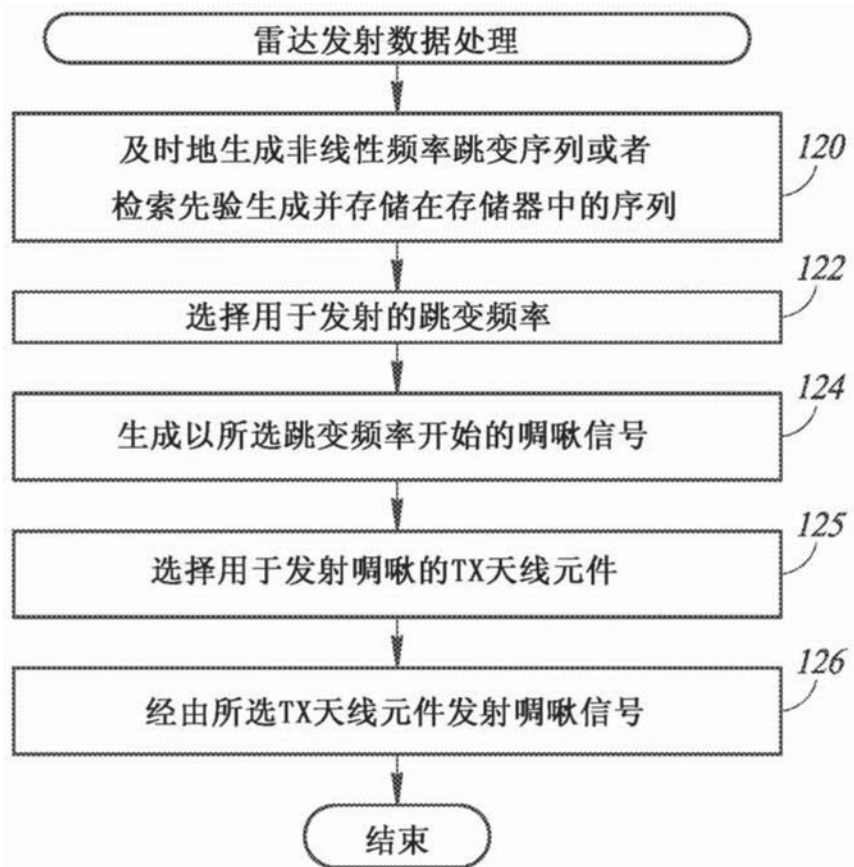


图12

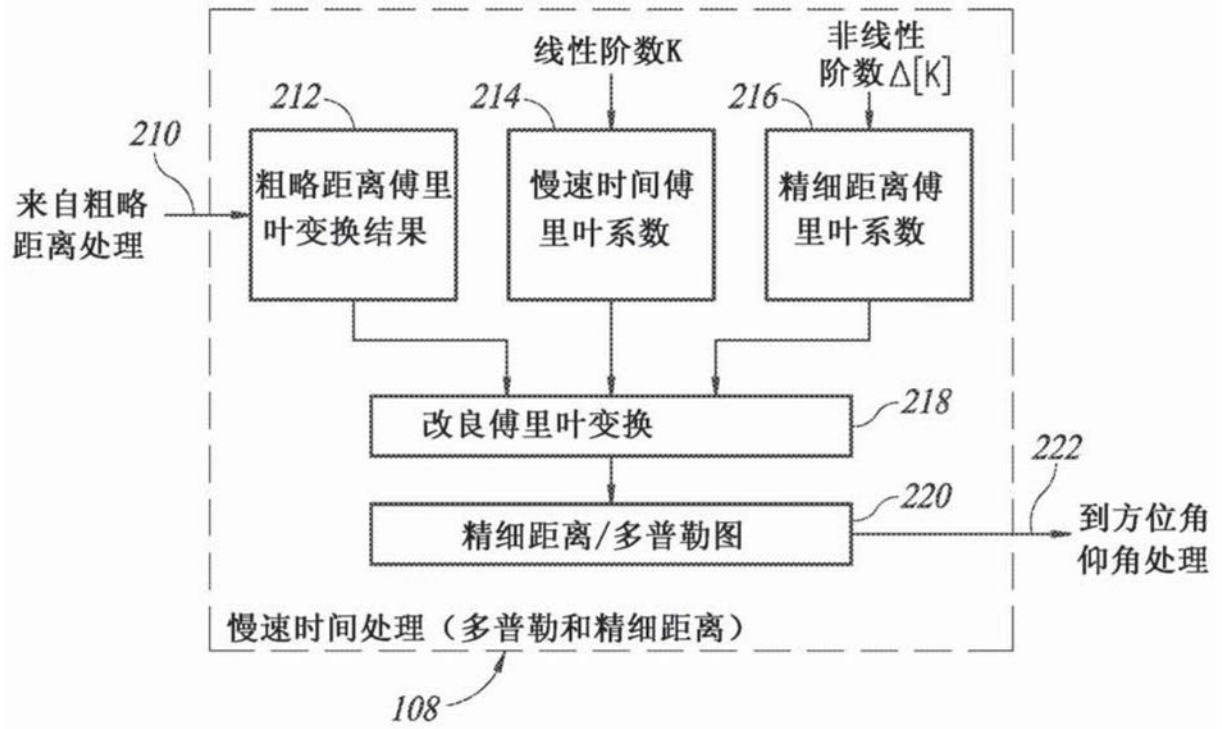


图13

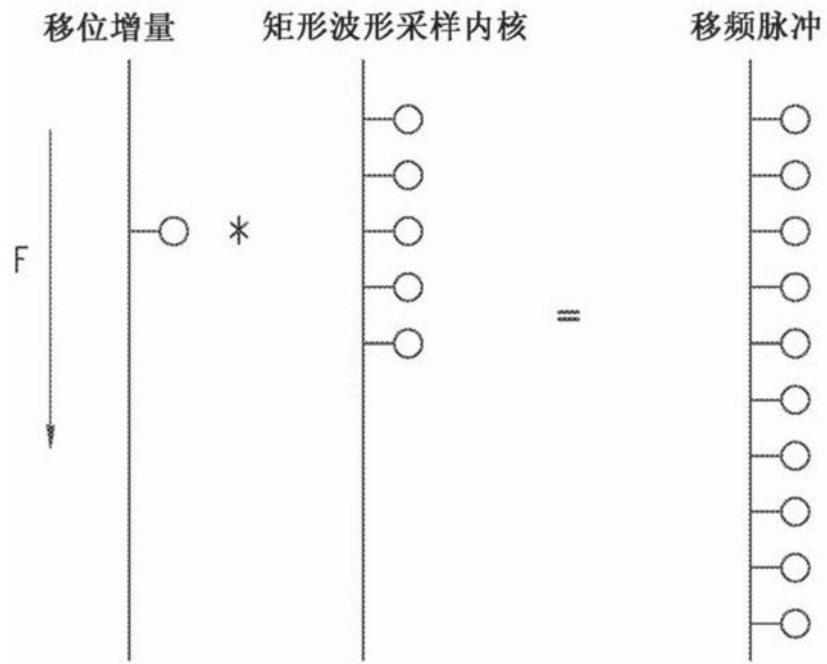


图14

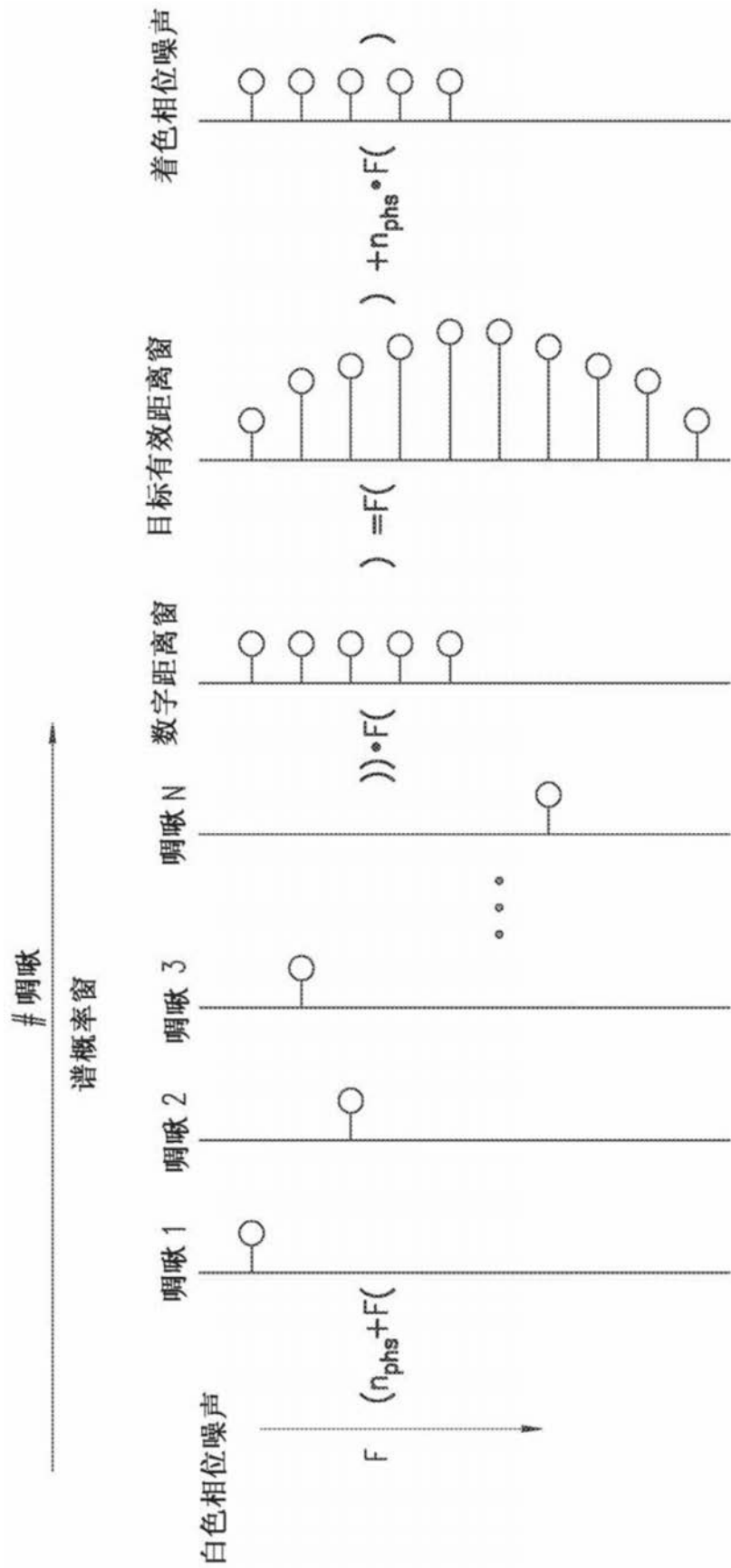


图15

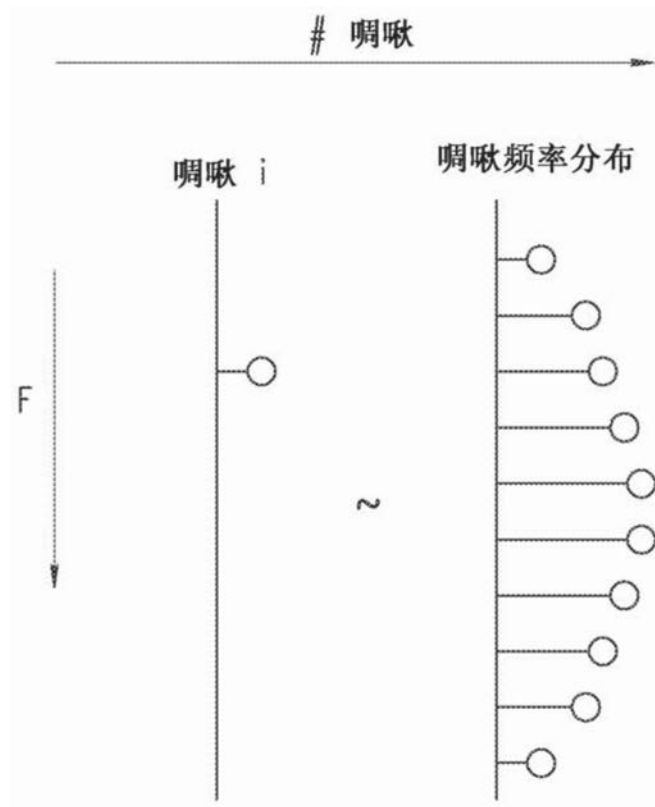


图16



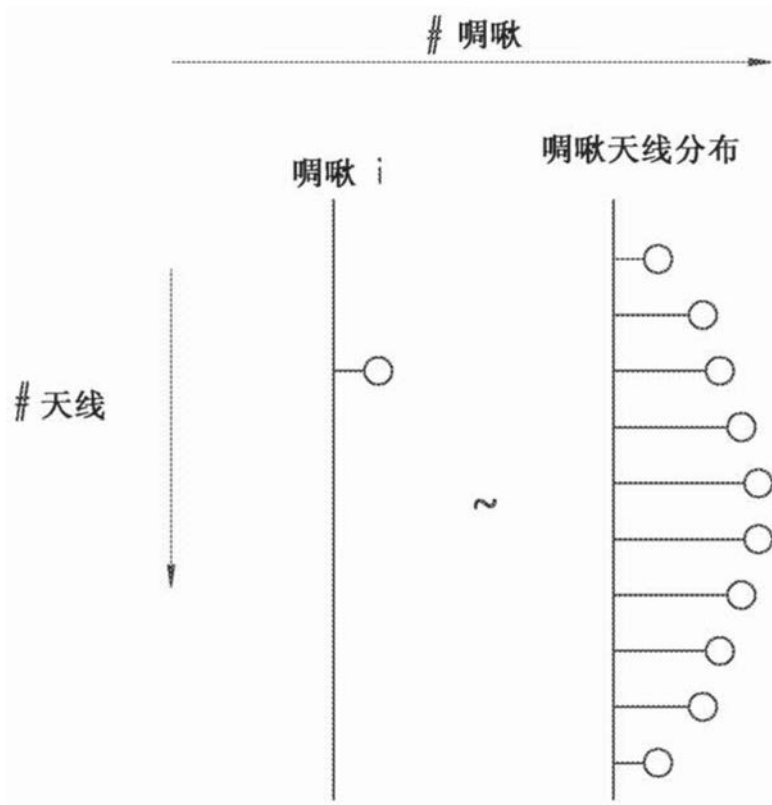


图17

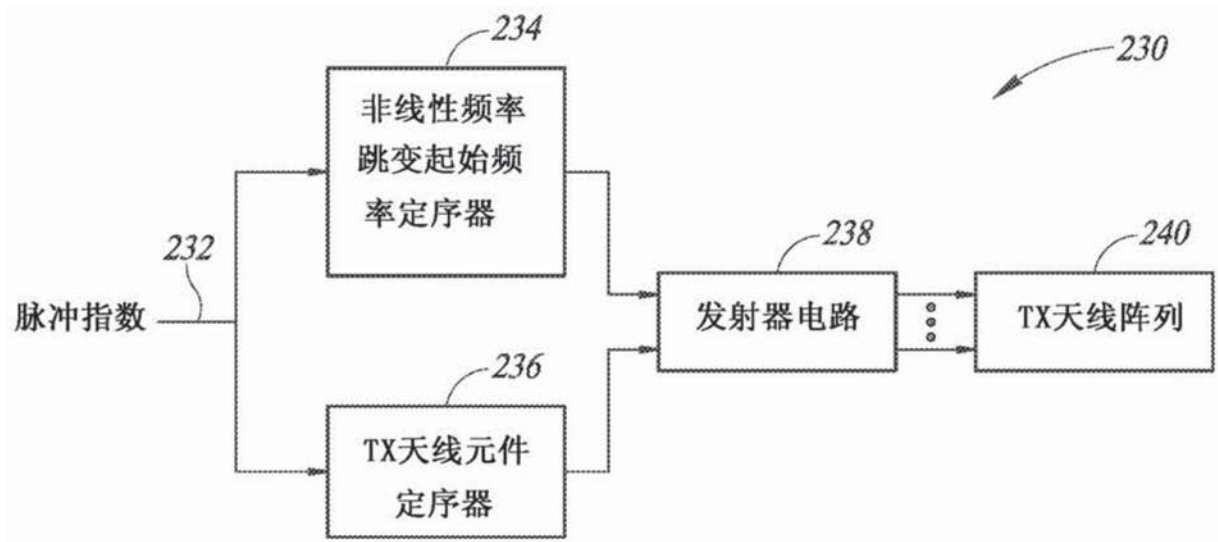


图18

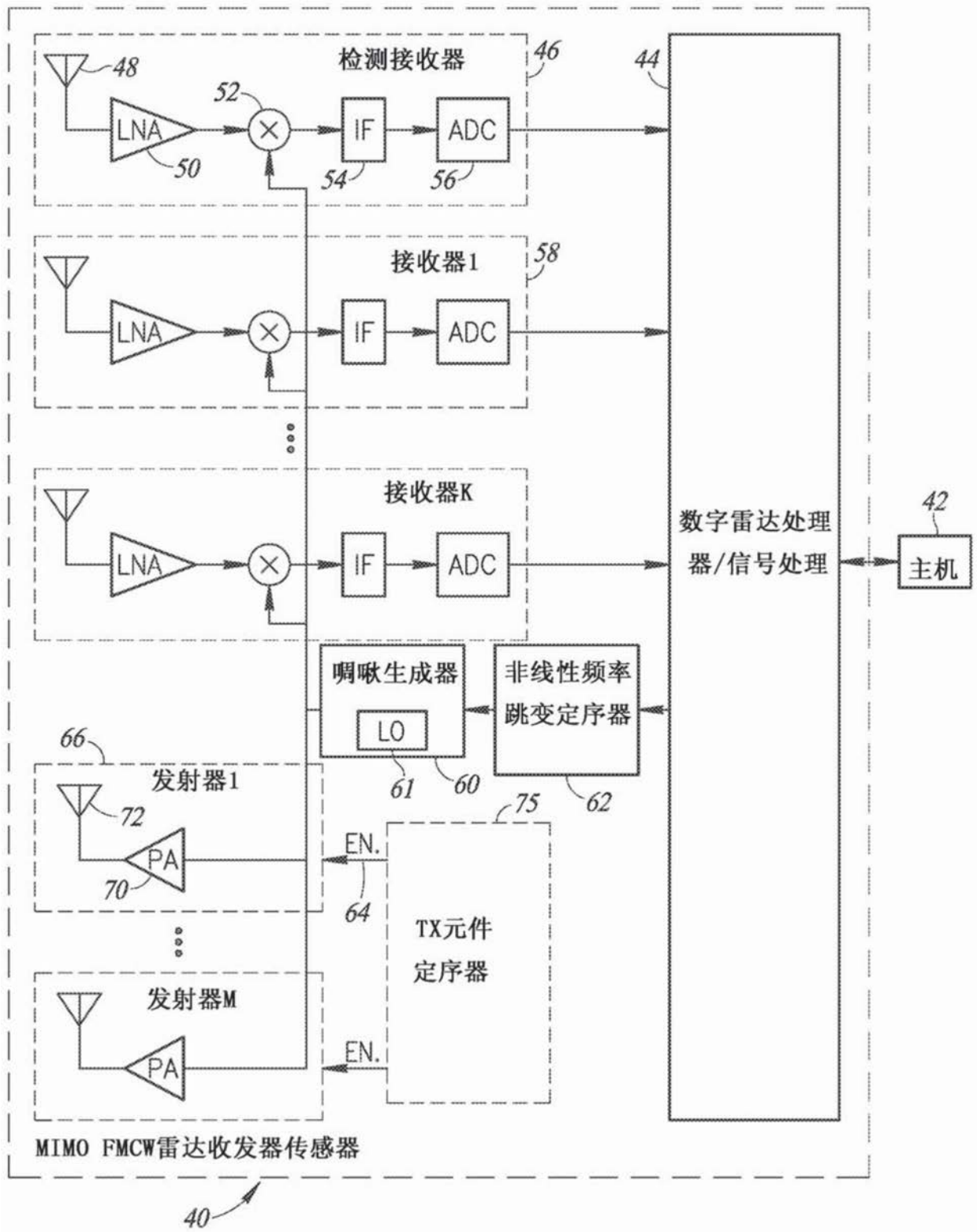


图19

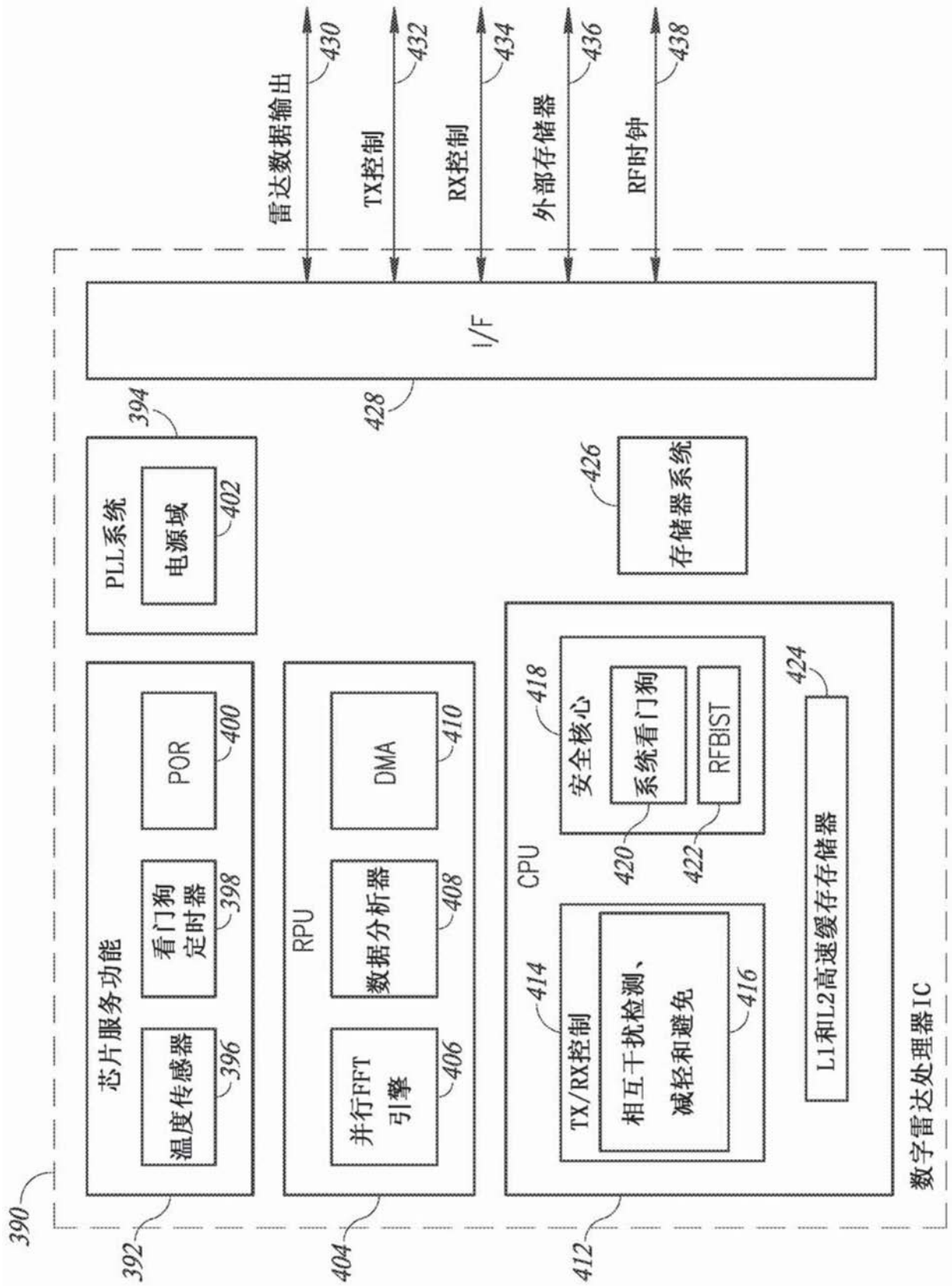


图20

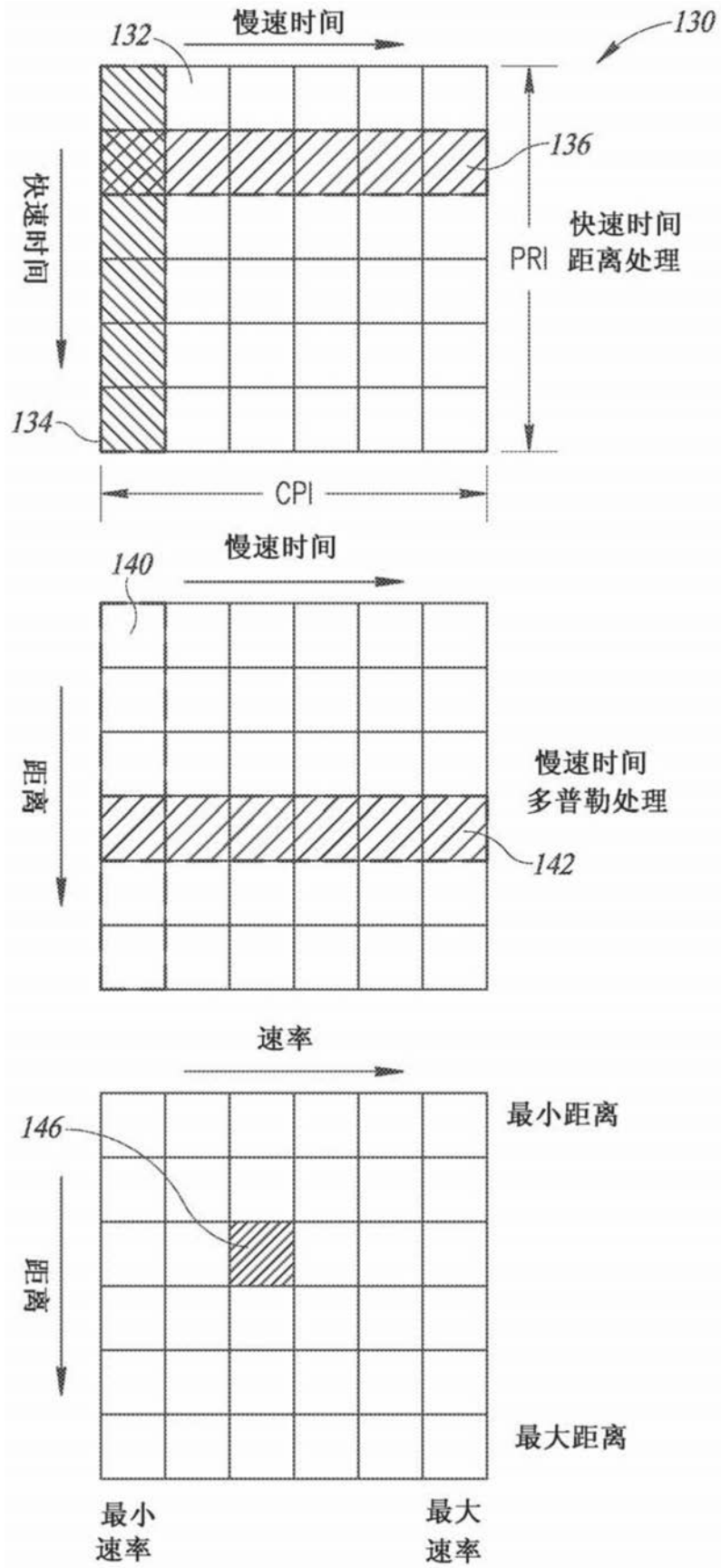


图21

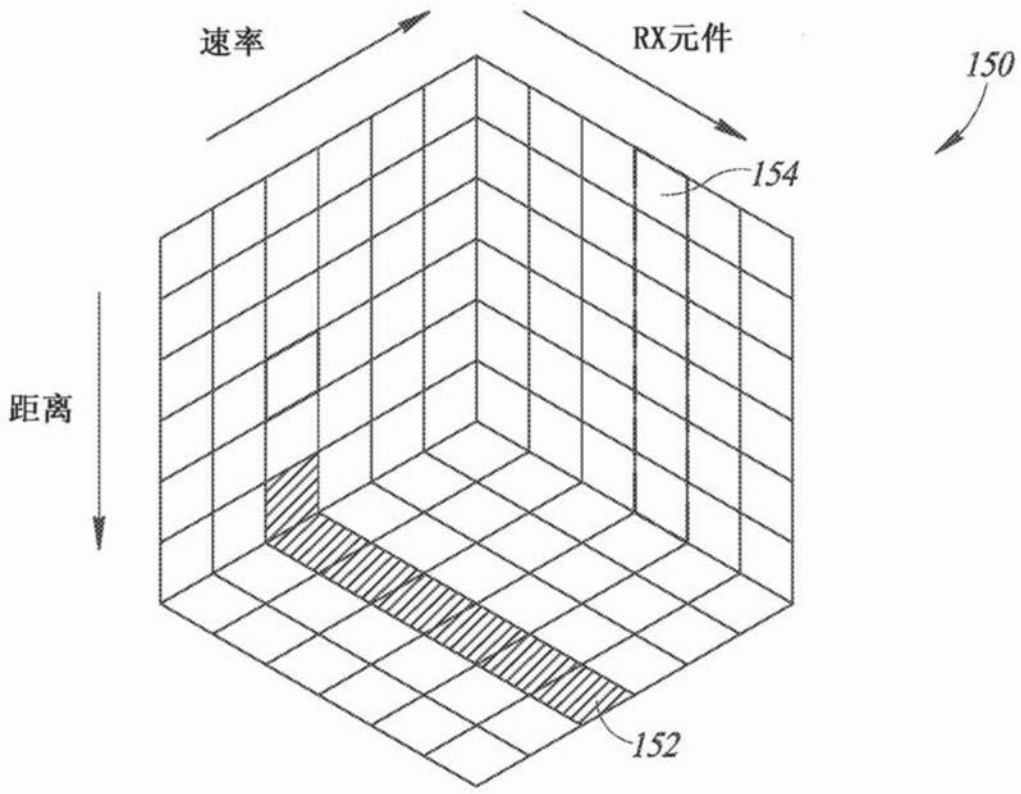


图22

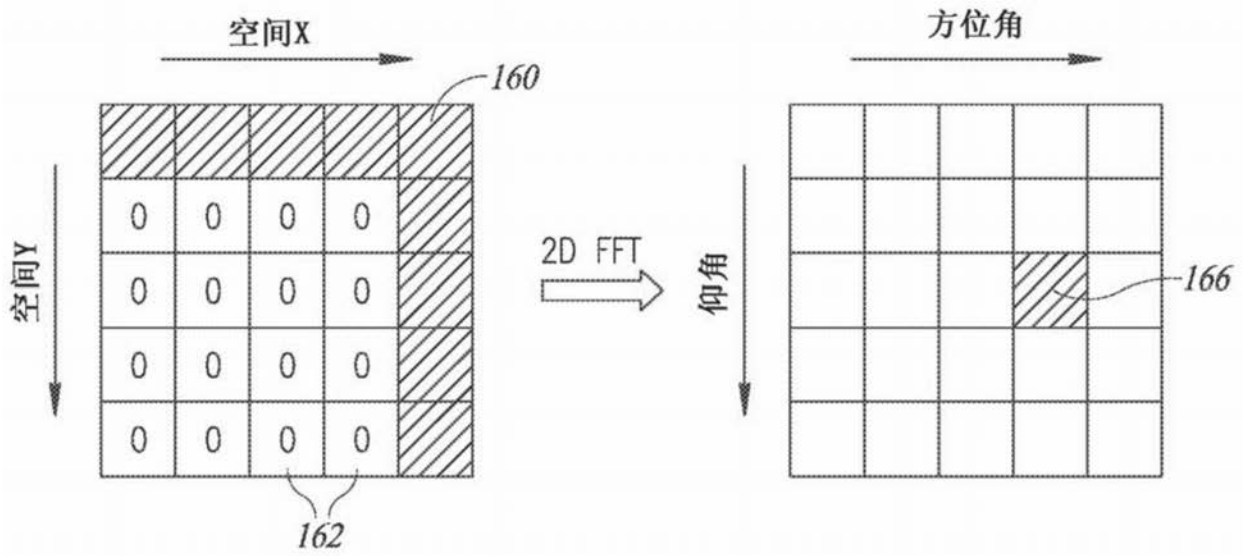


图23

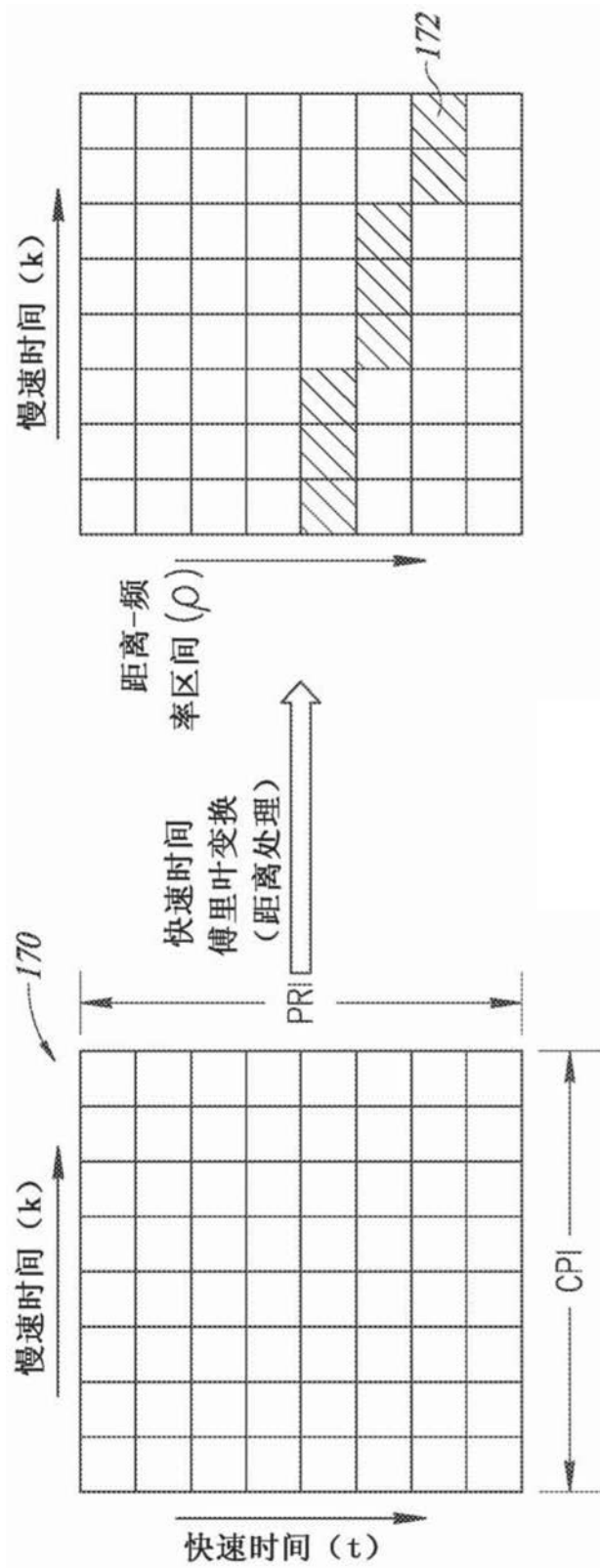


图24



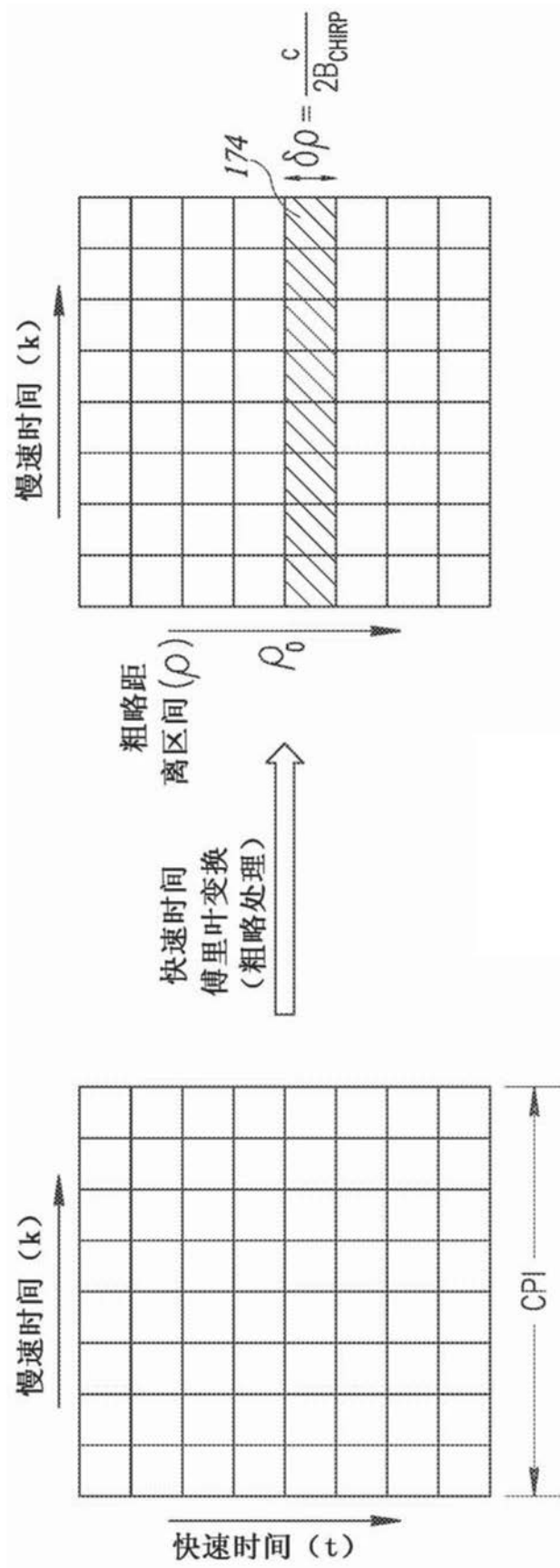


图25

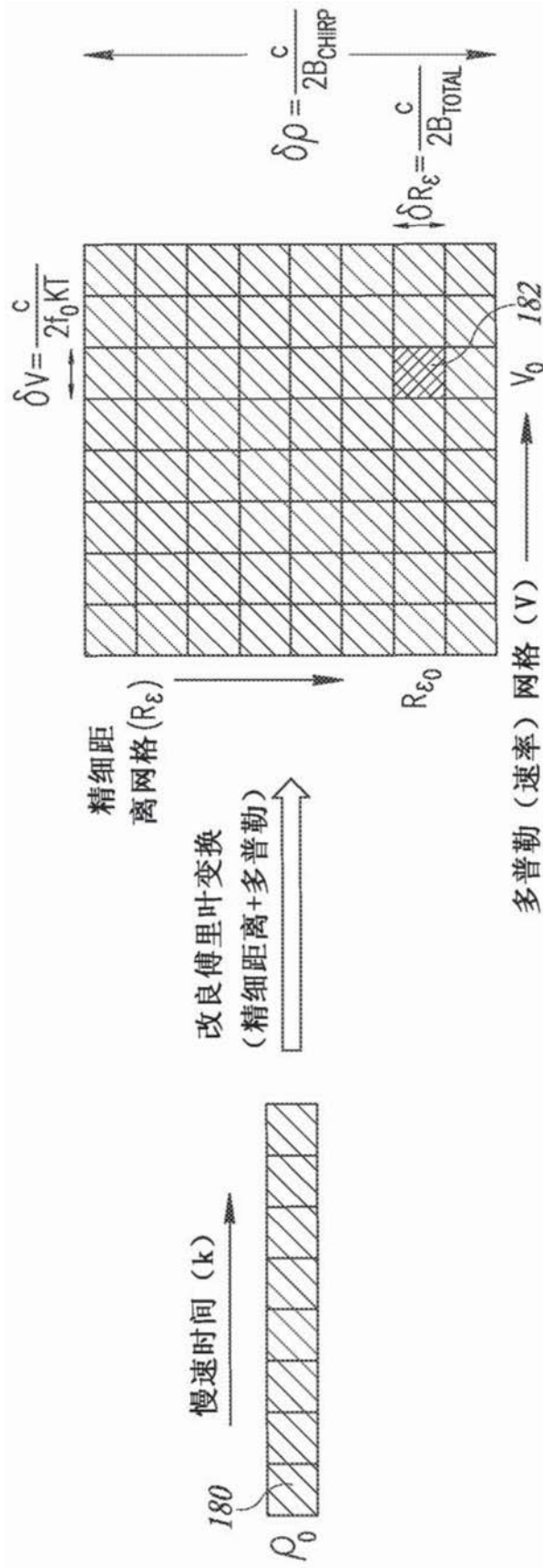


图26

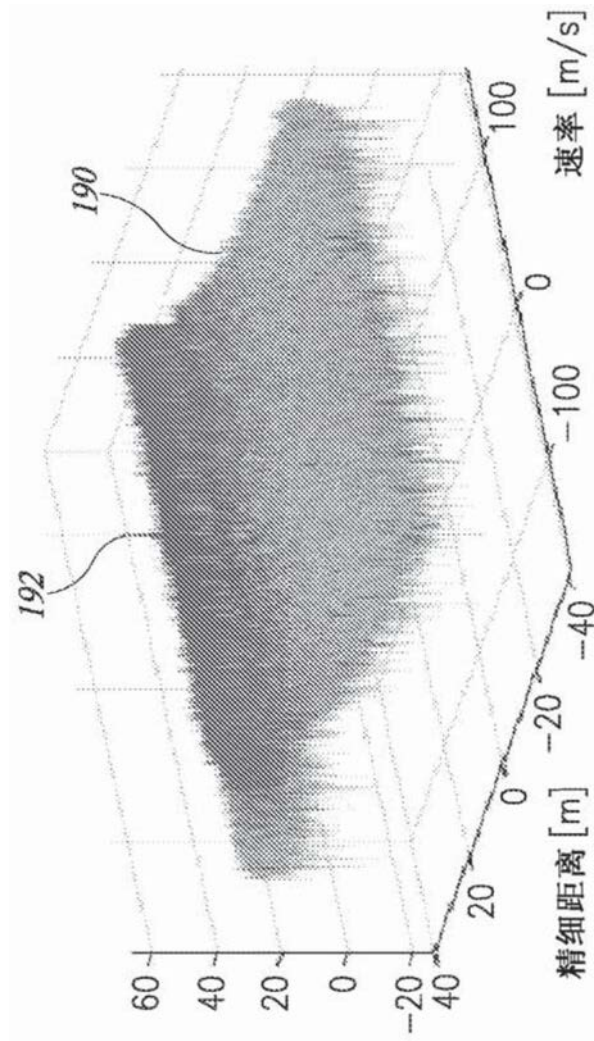


图27A

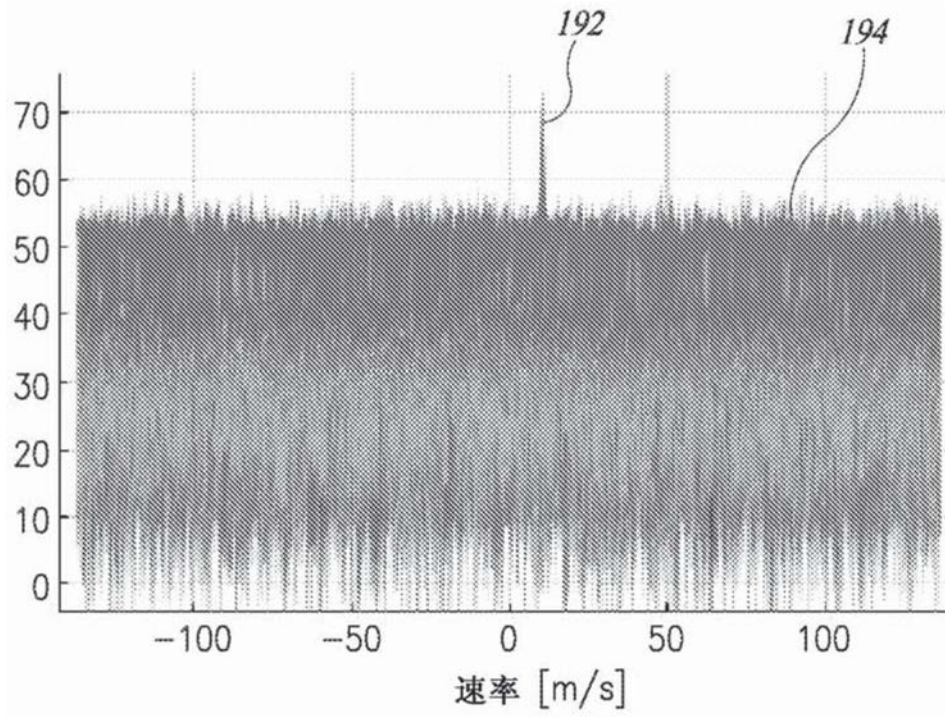


图27B

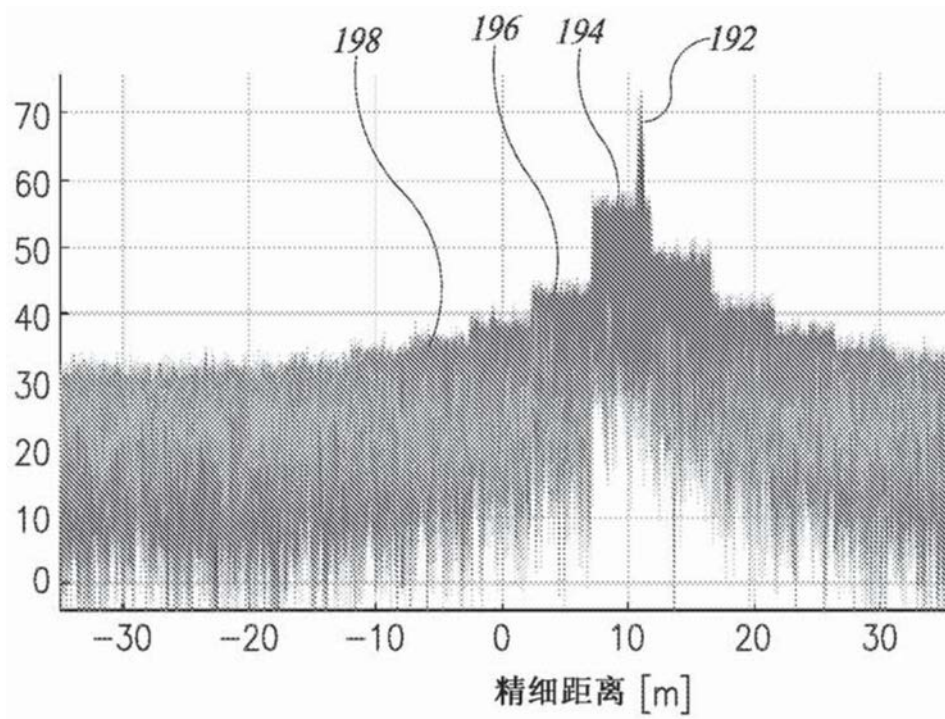


图27C

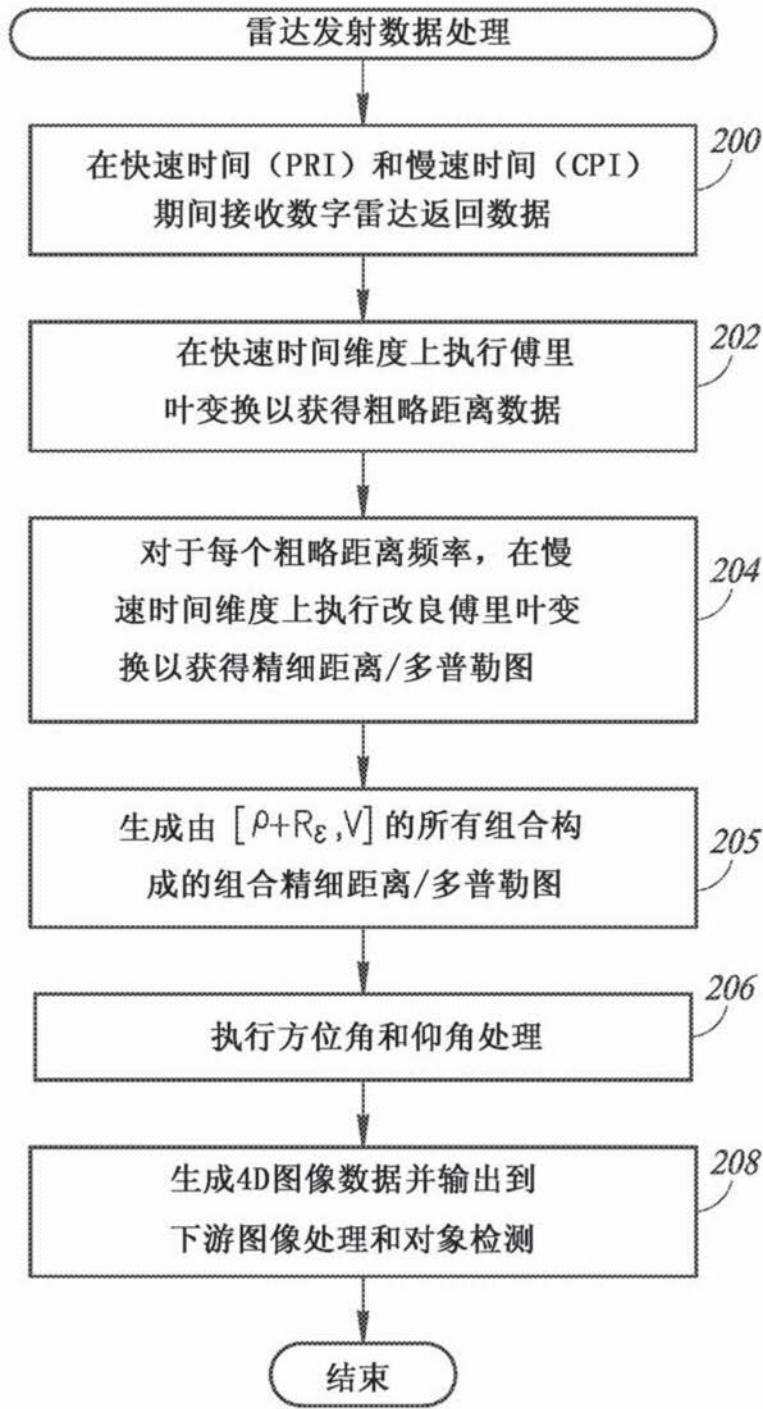
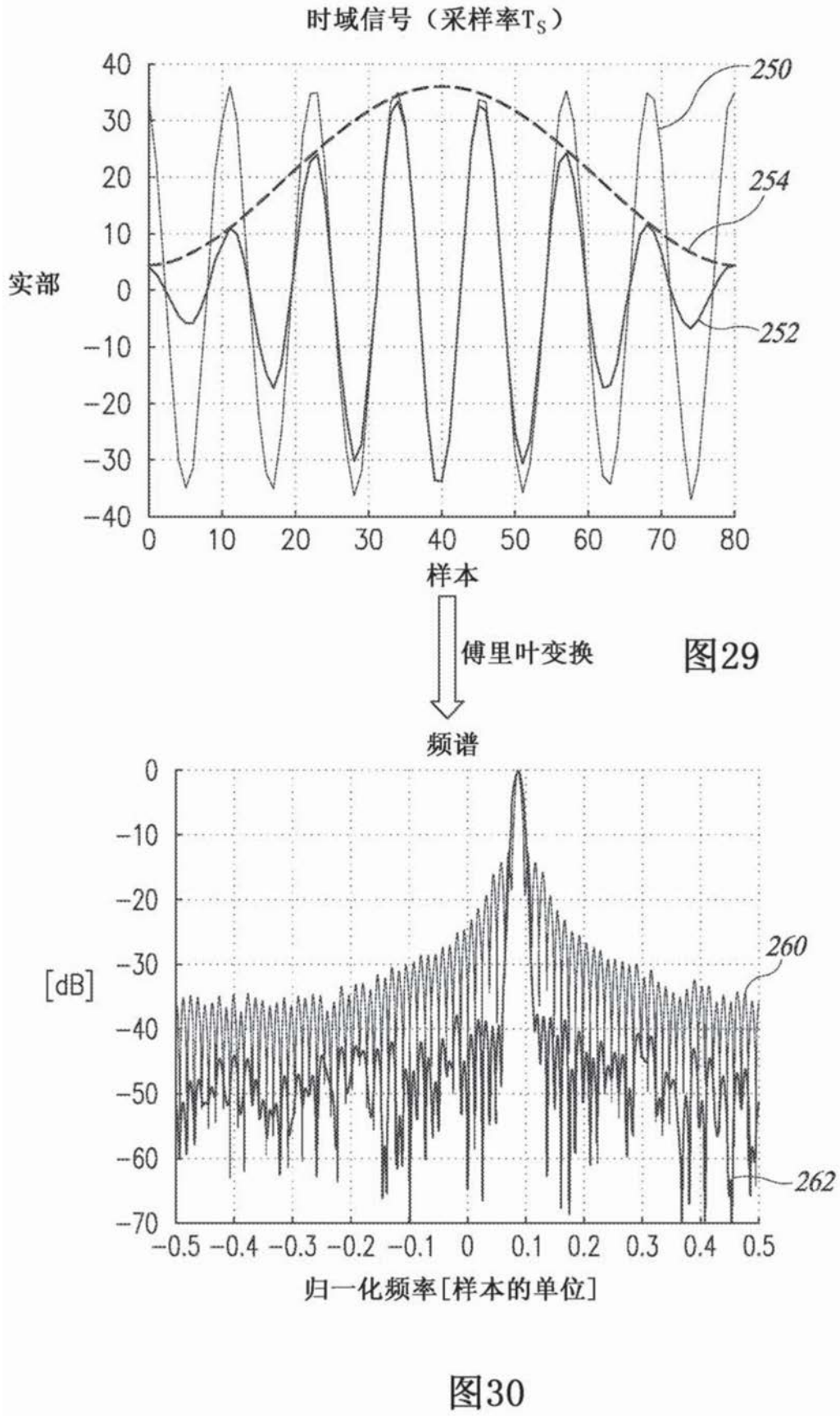


图28







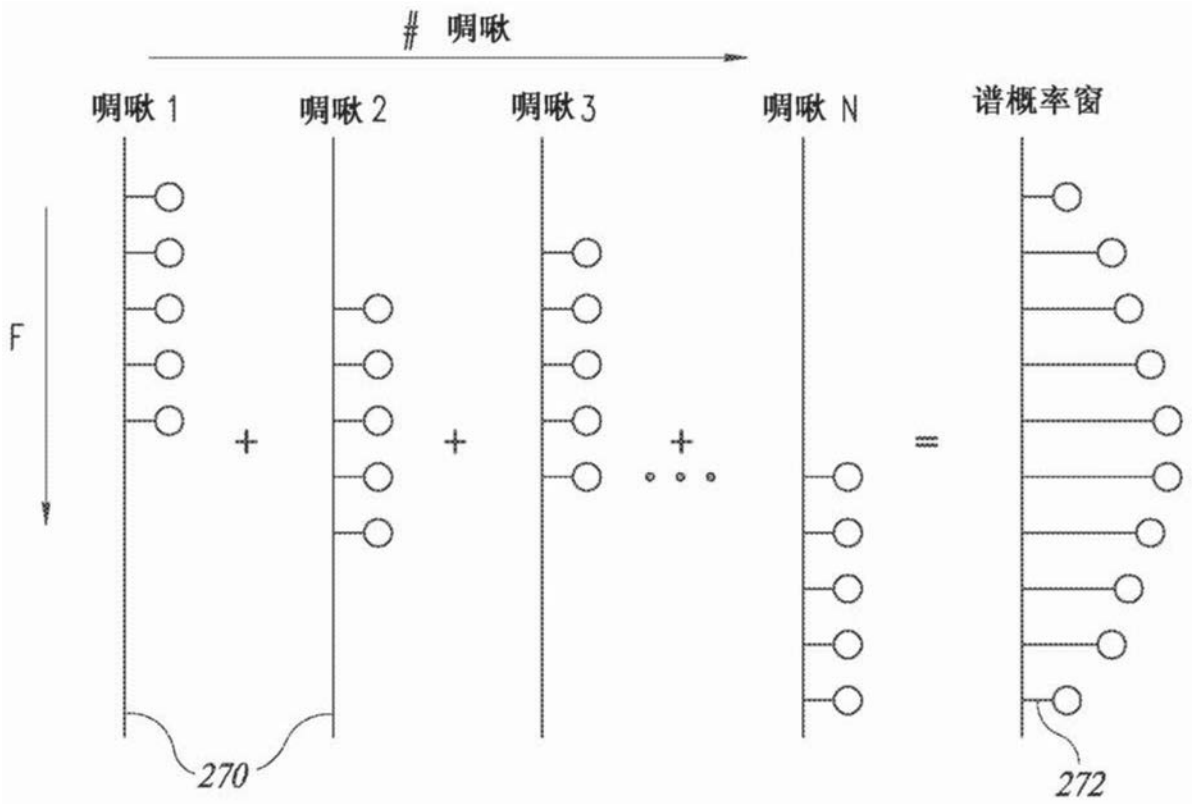


图31

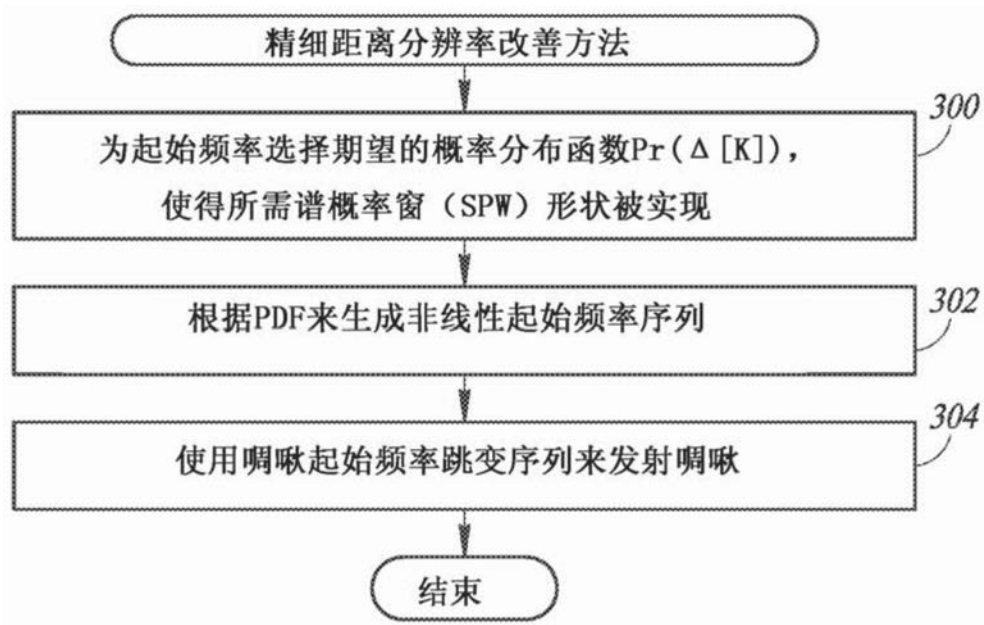


图32

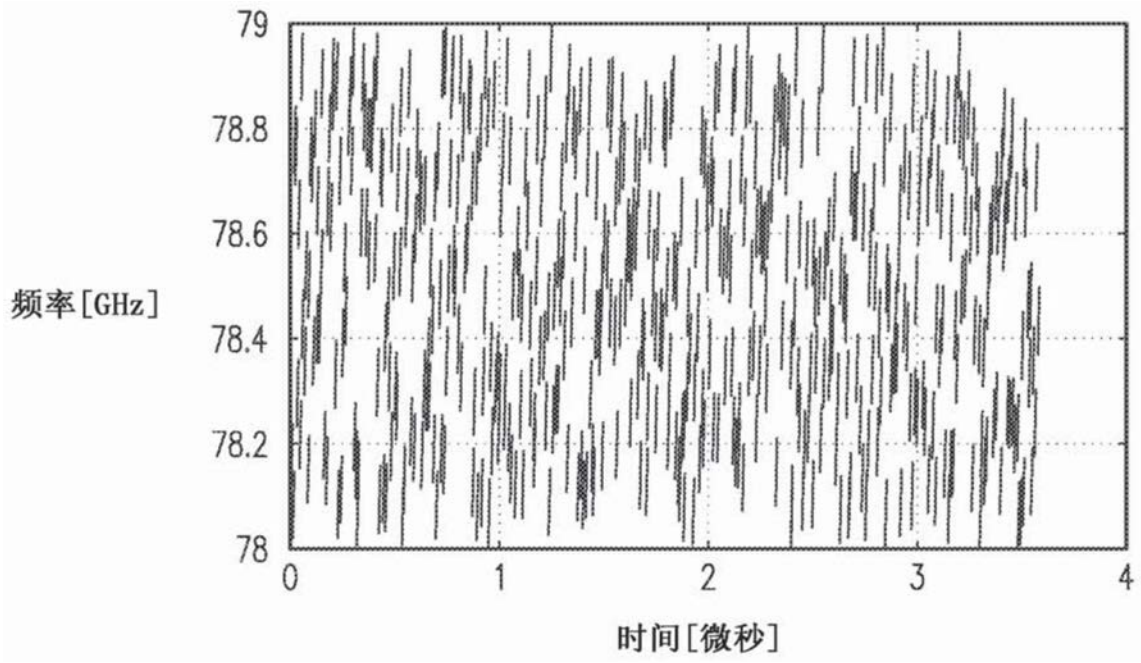


图33

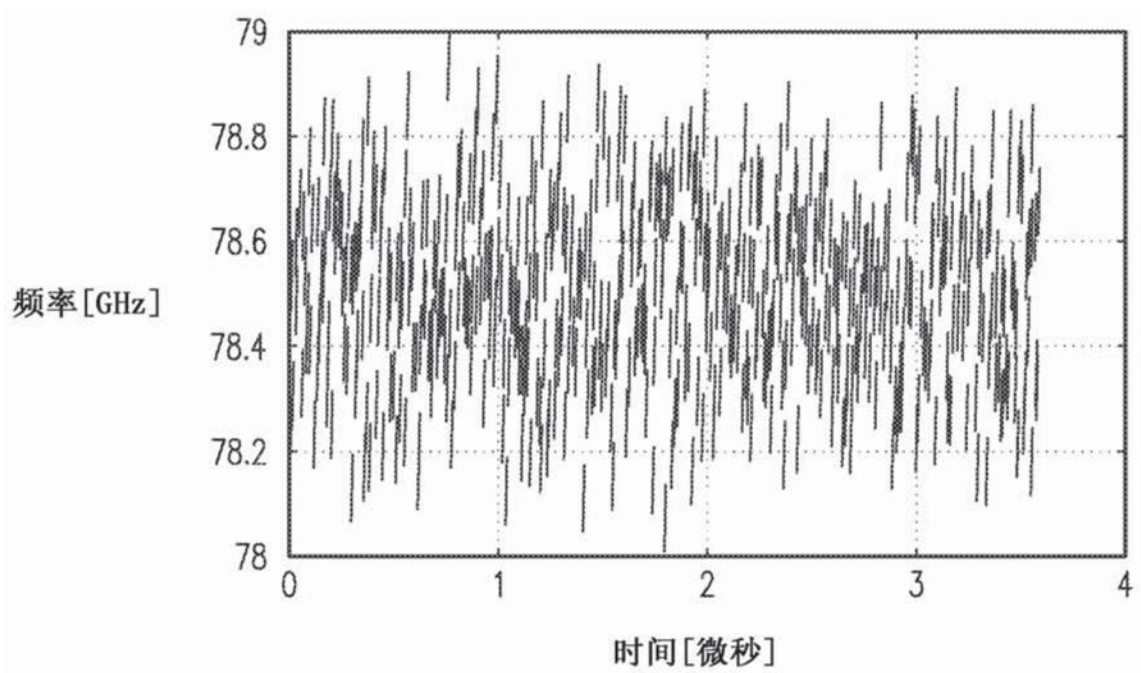


图34

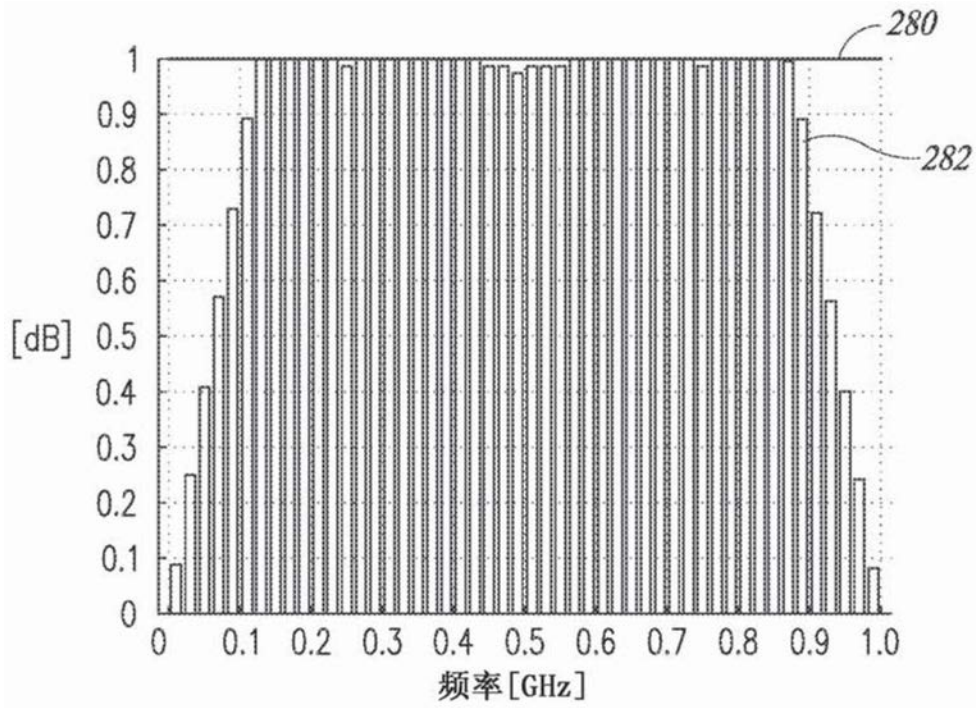


图35

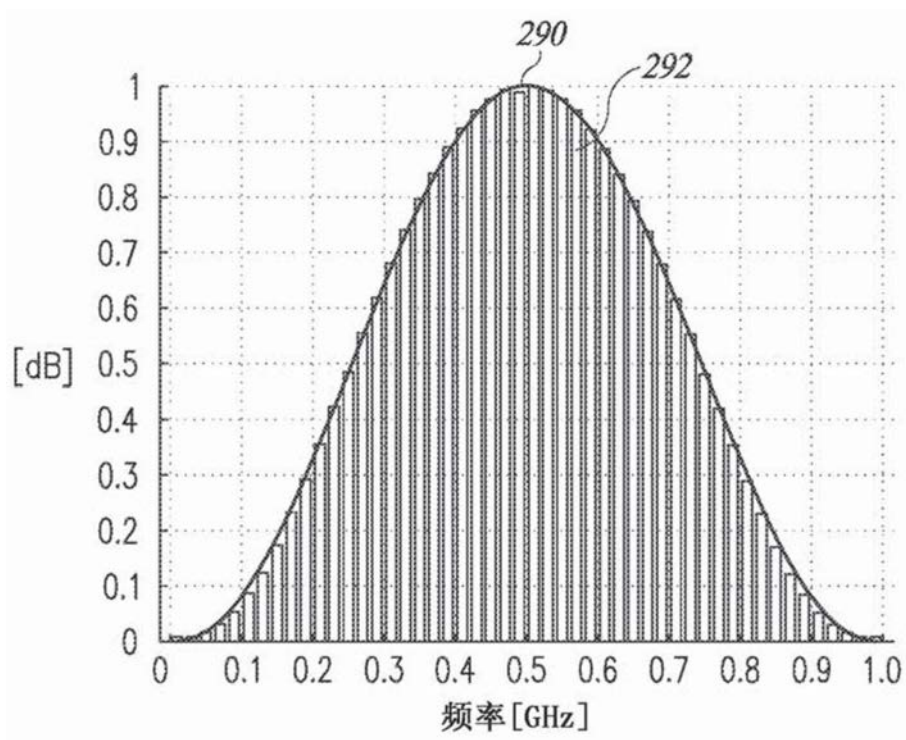


图36

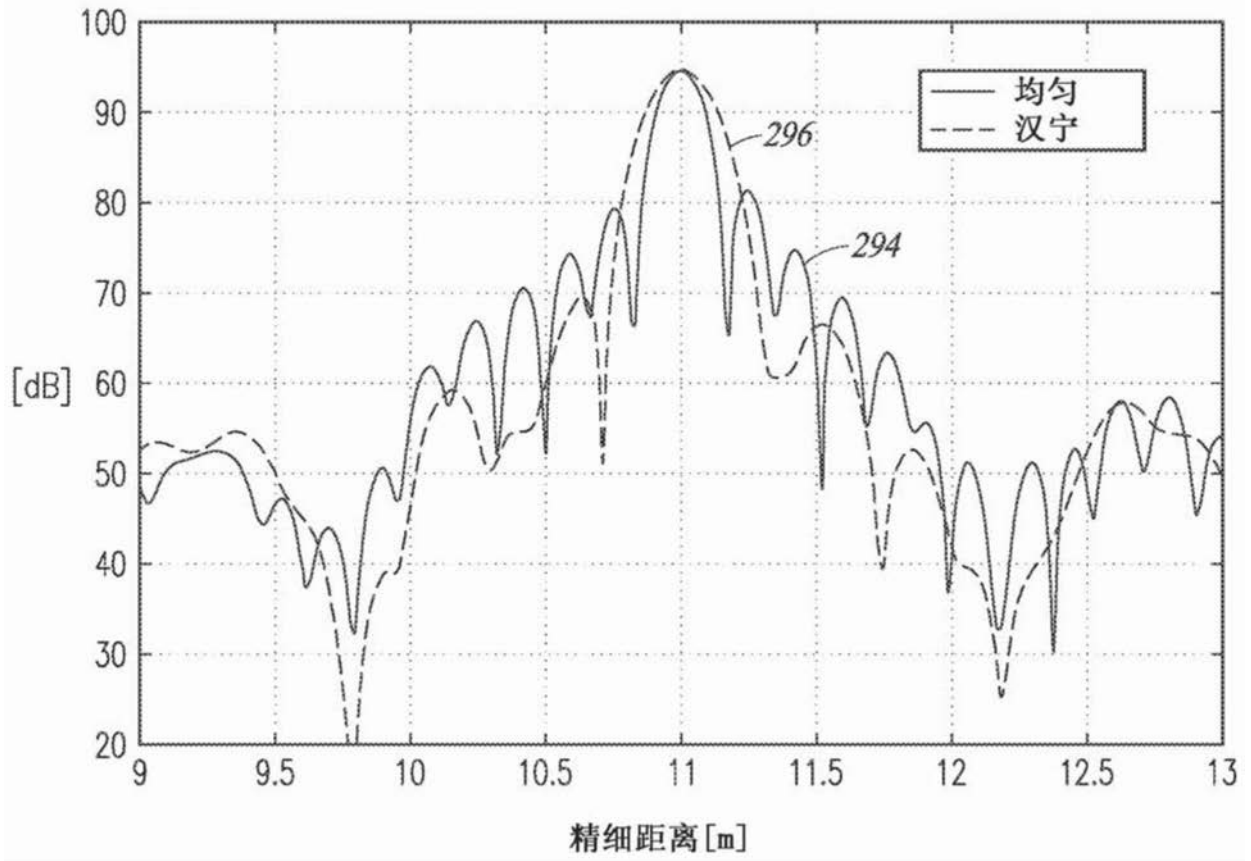


图37

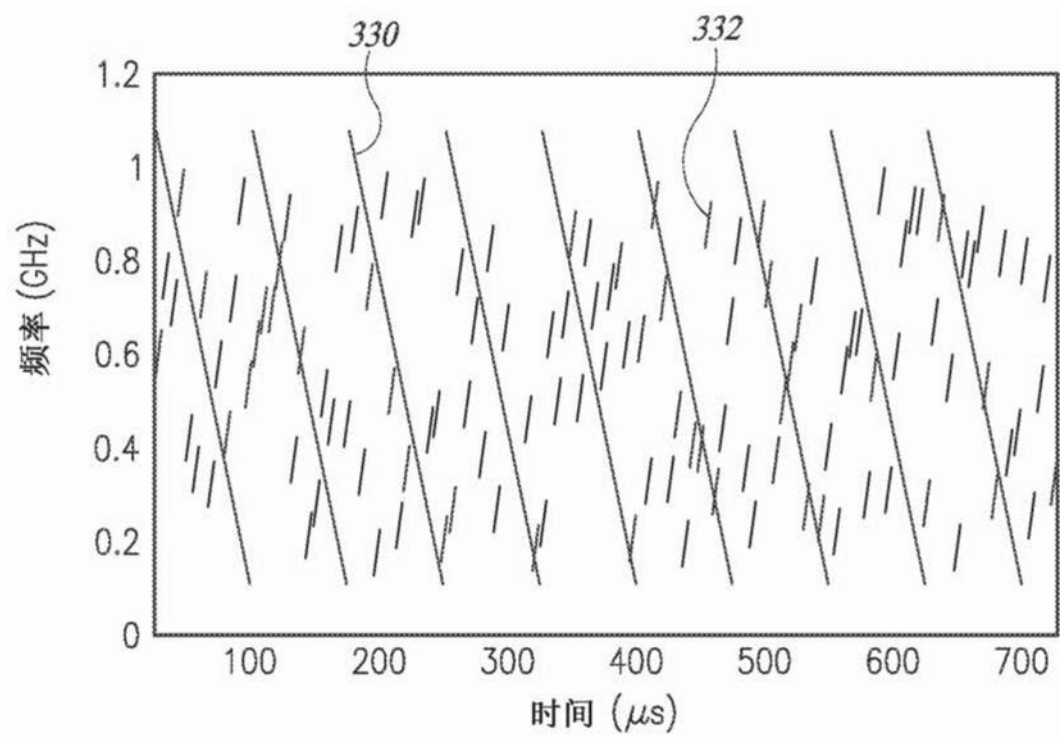


图38

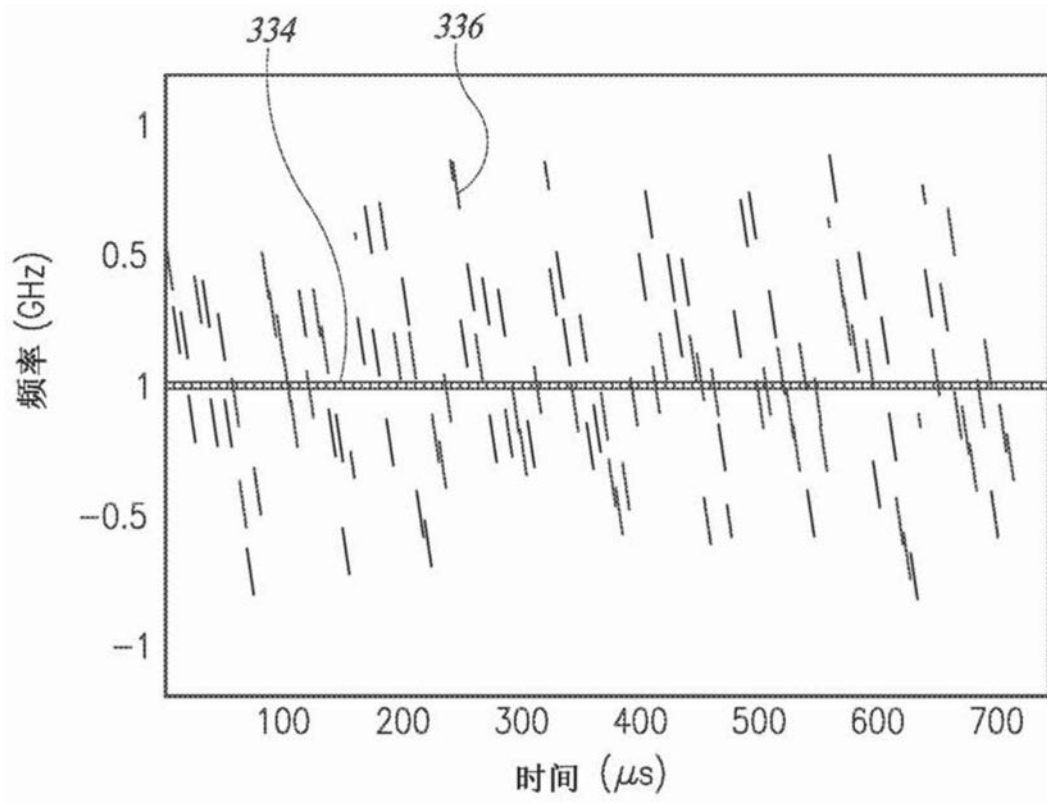


图39

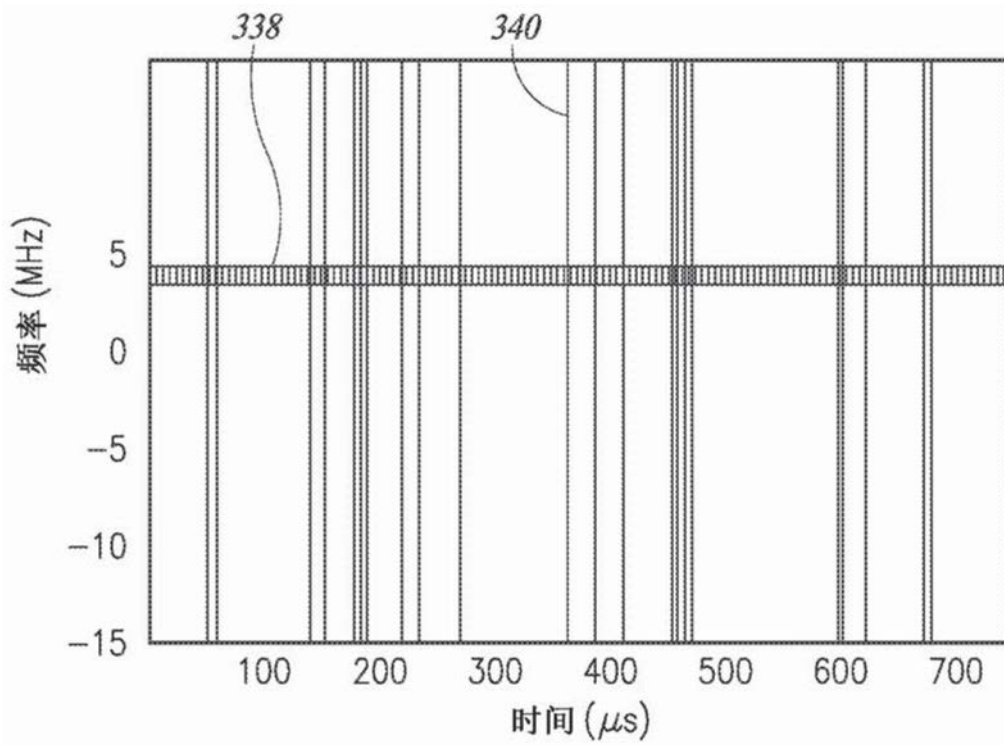


图40



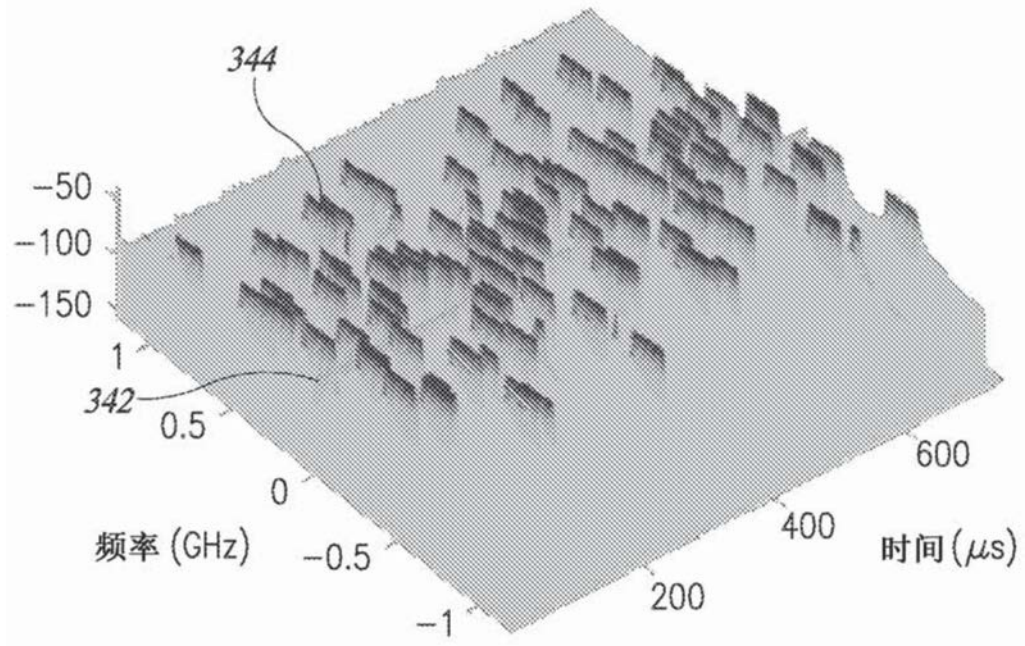


图41

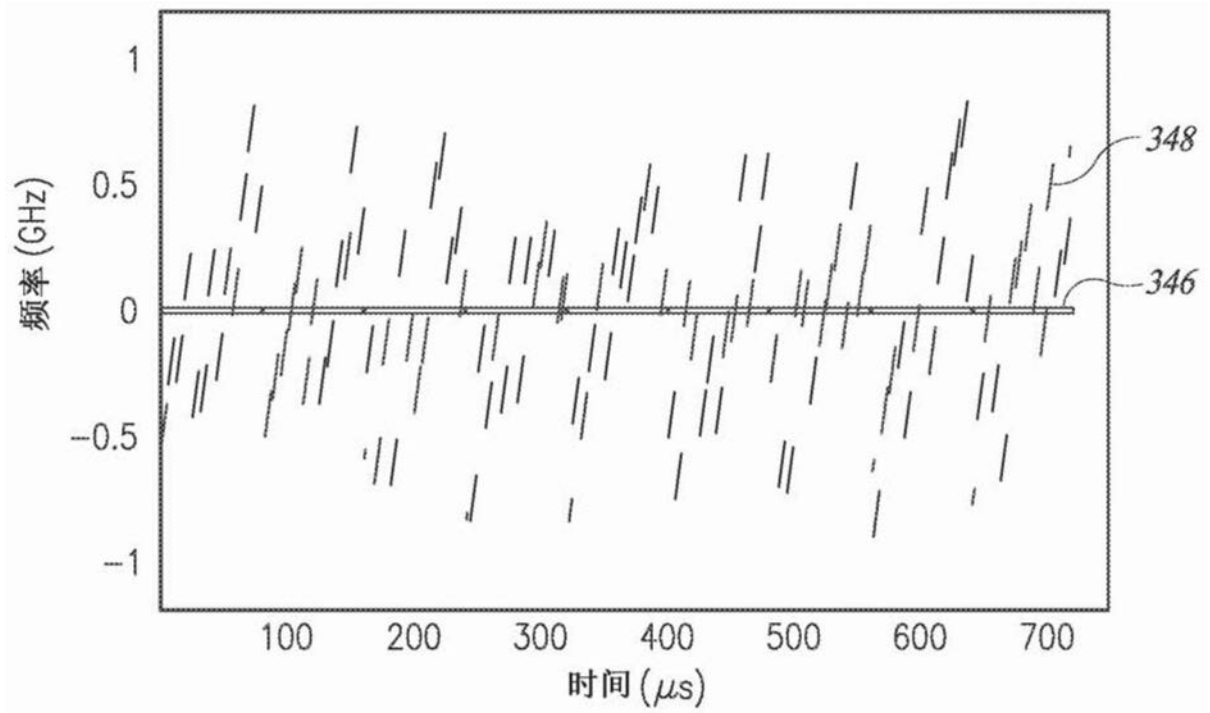


图42

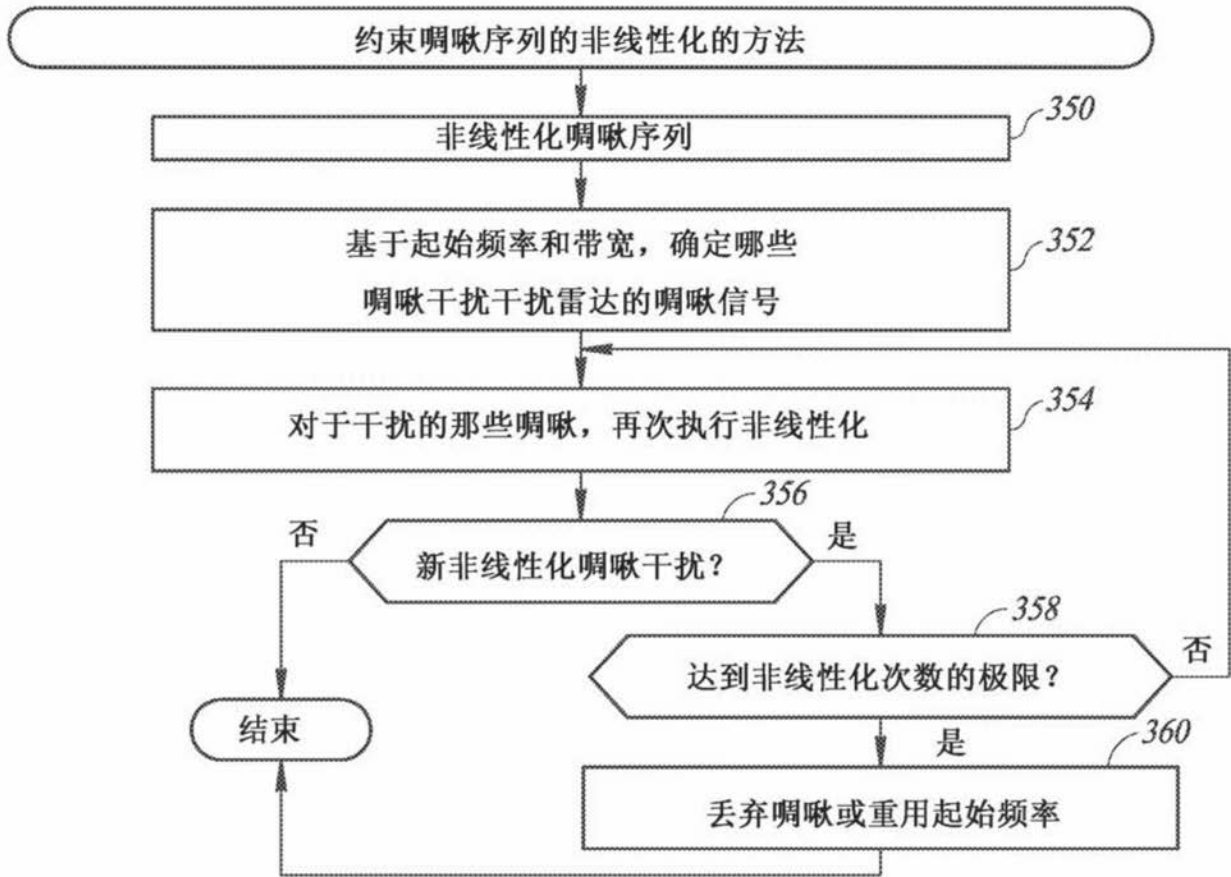


图43



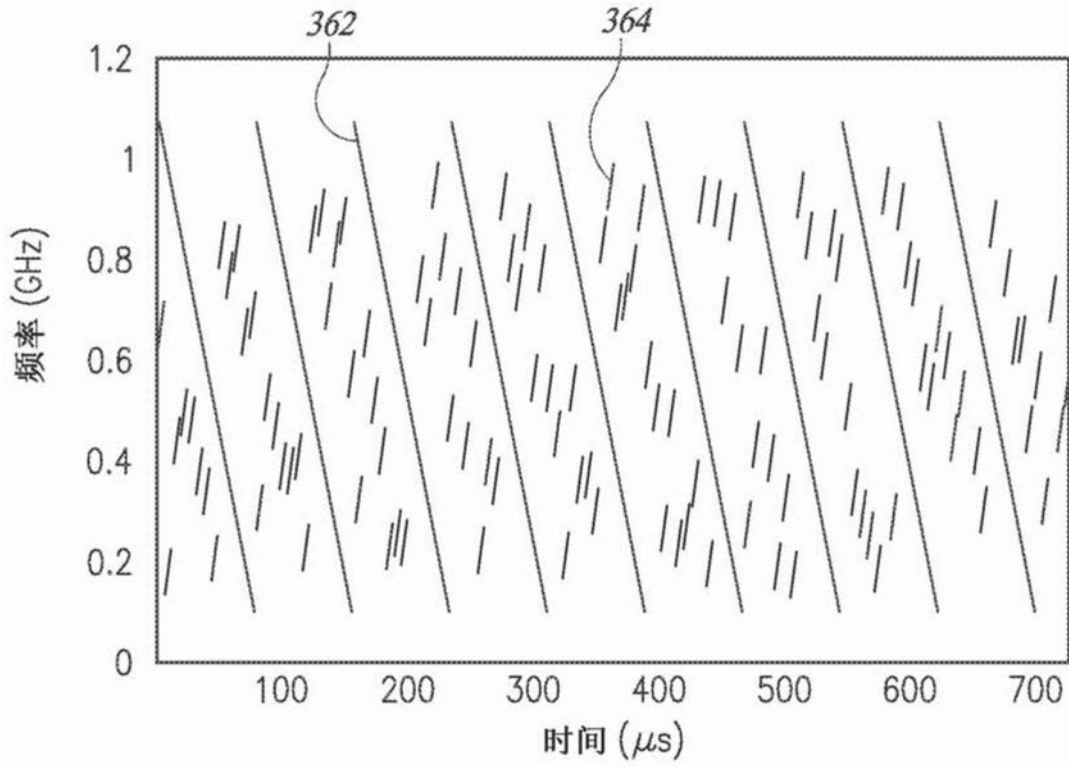


图44

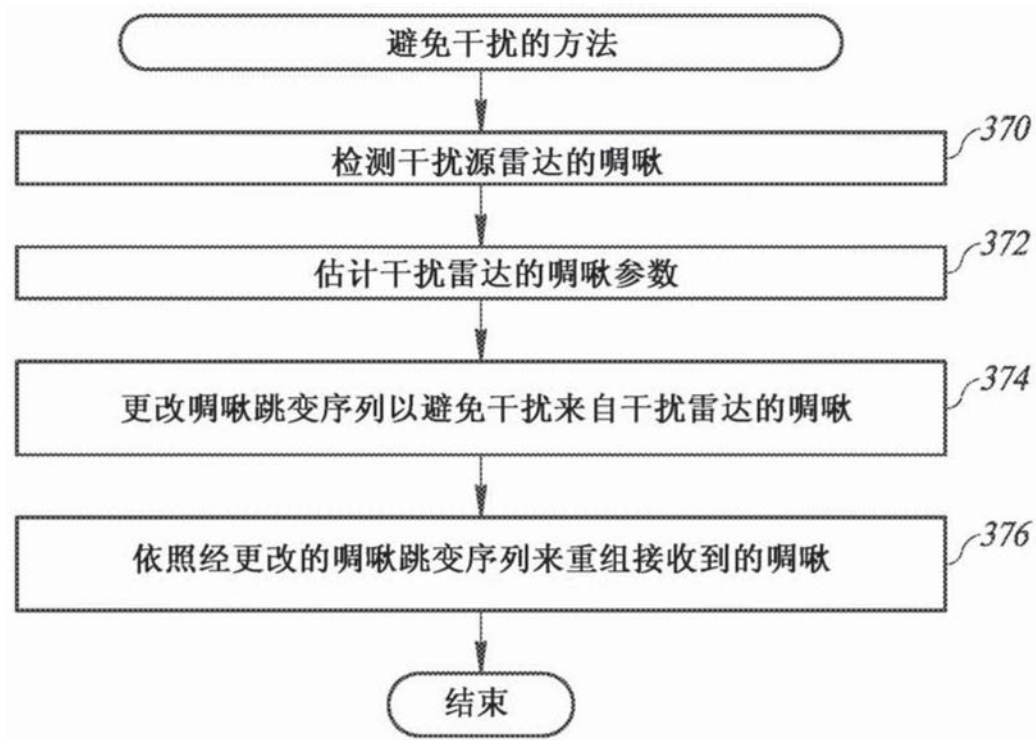


图45

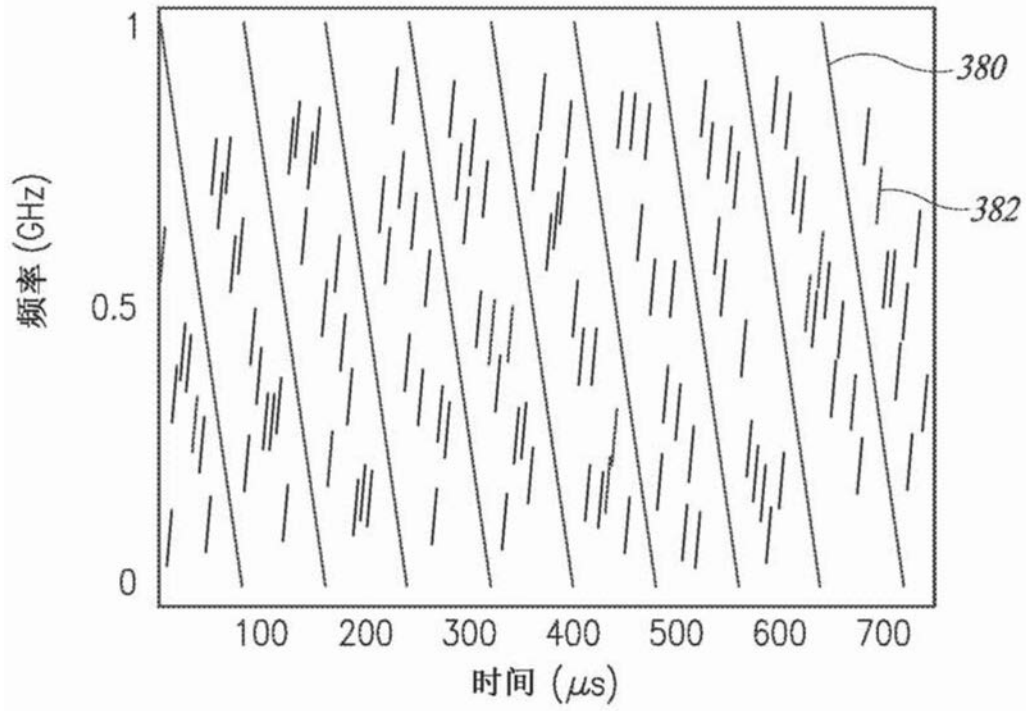


图46

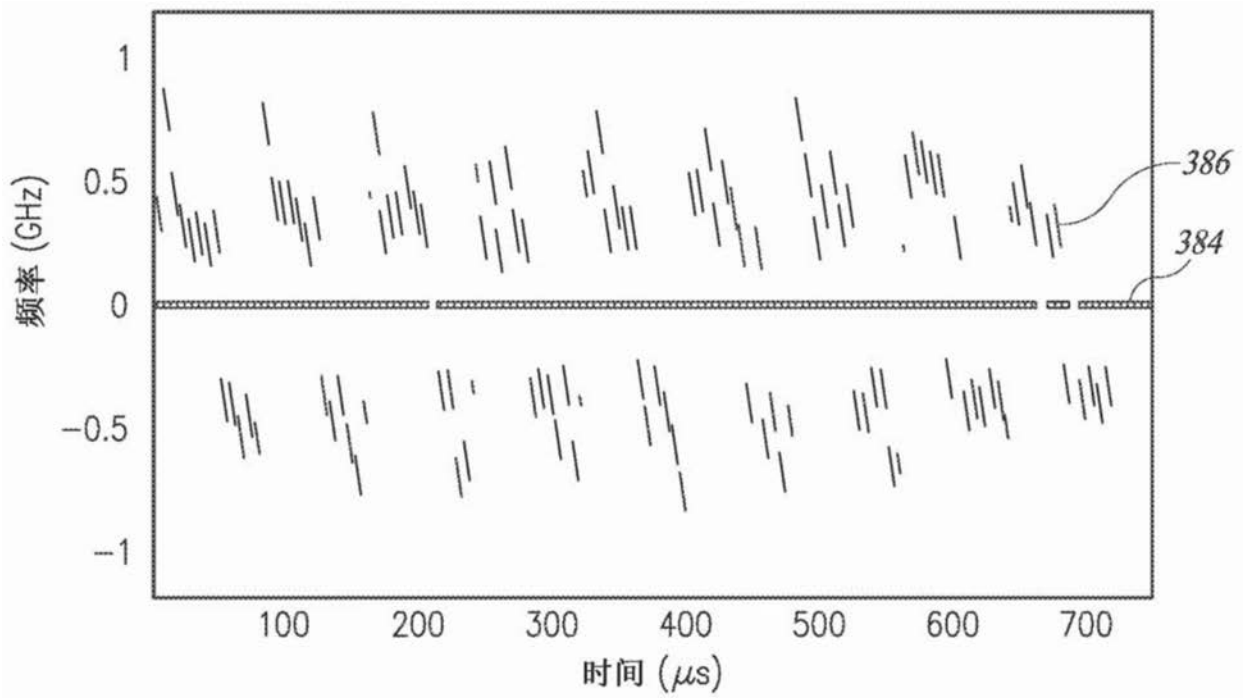


图47

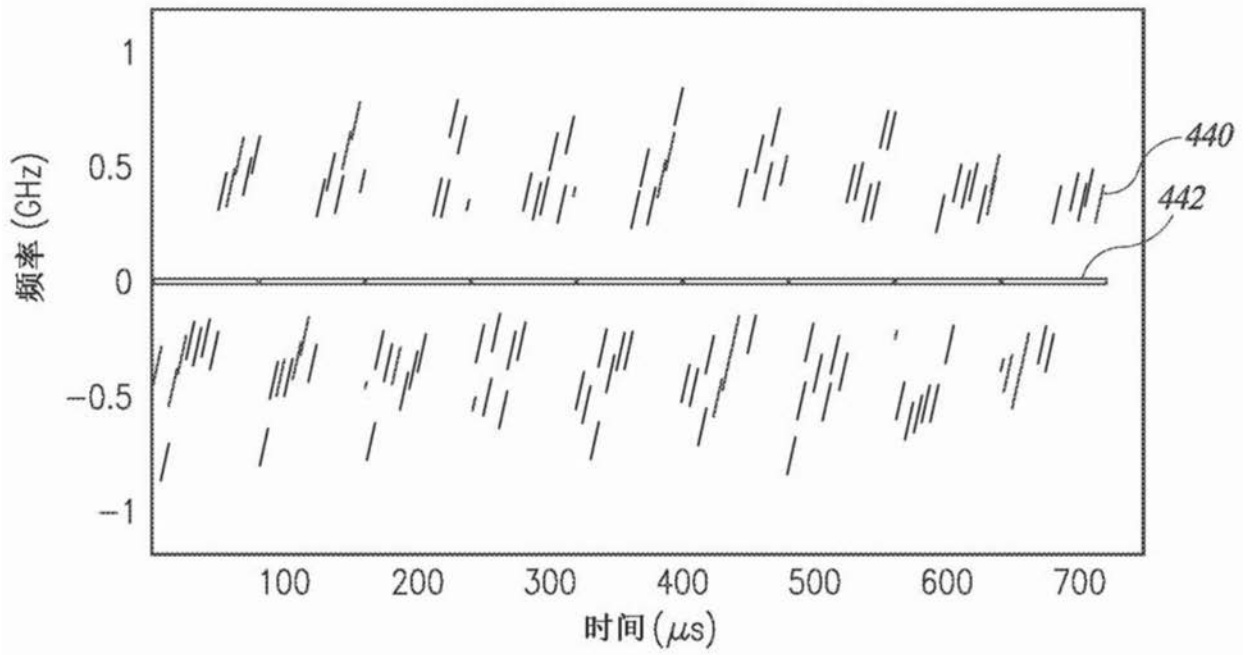


图48

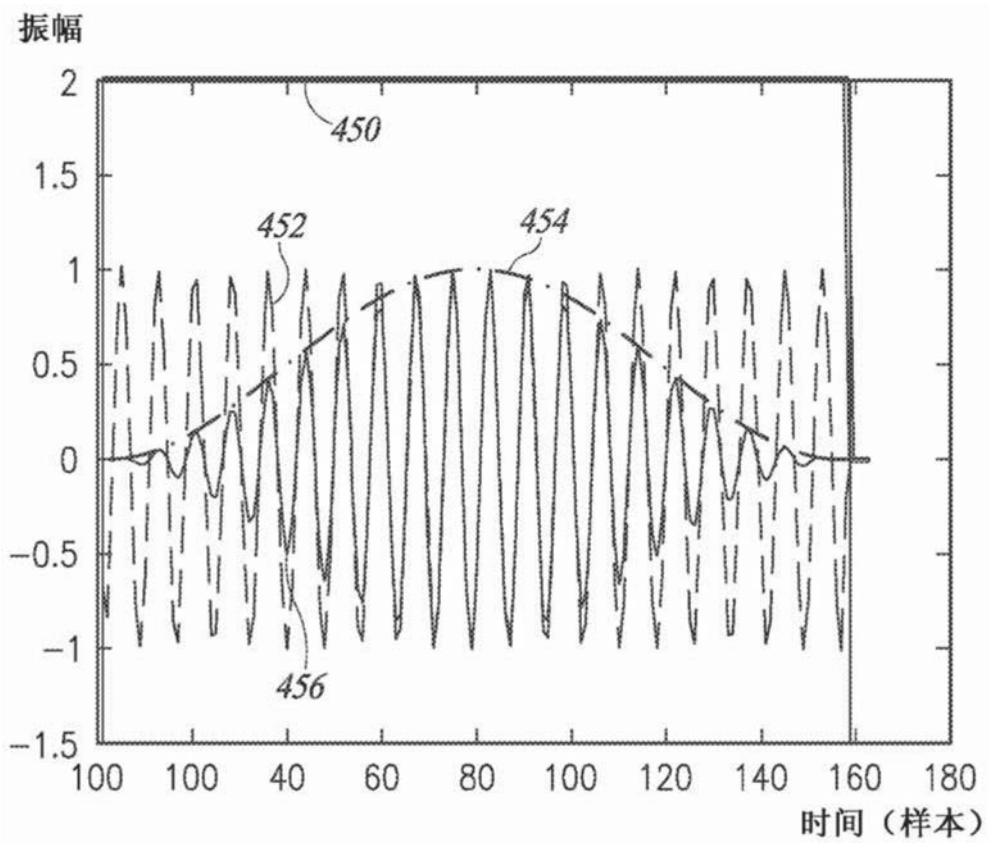


图49

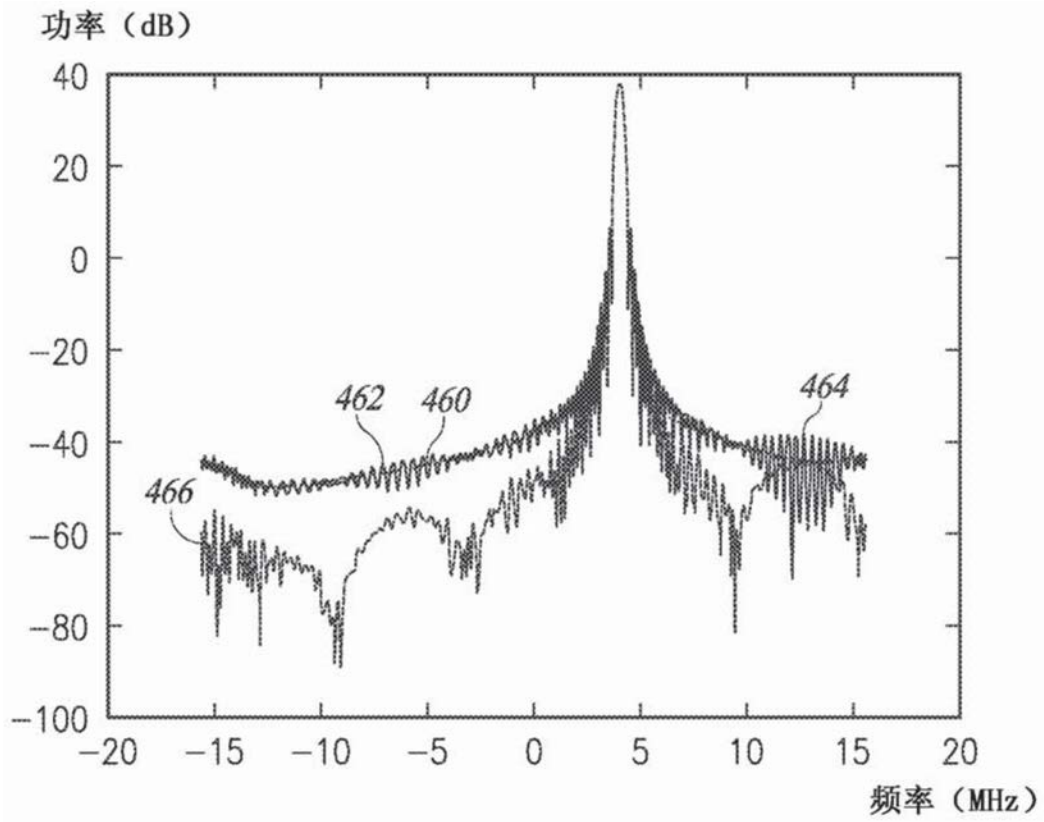


图50

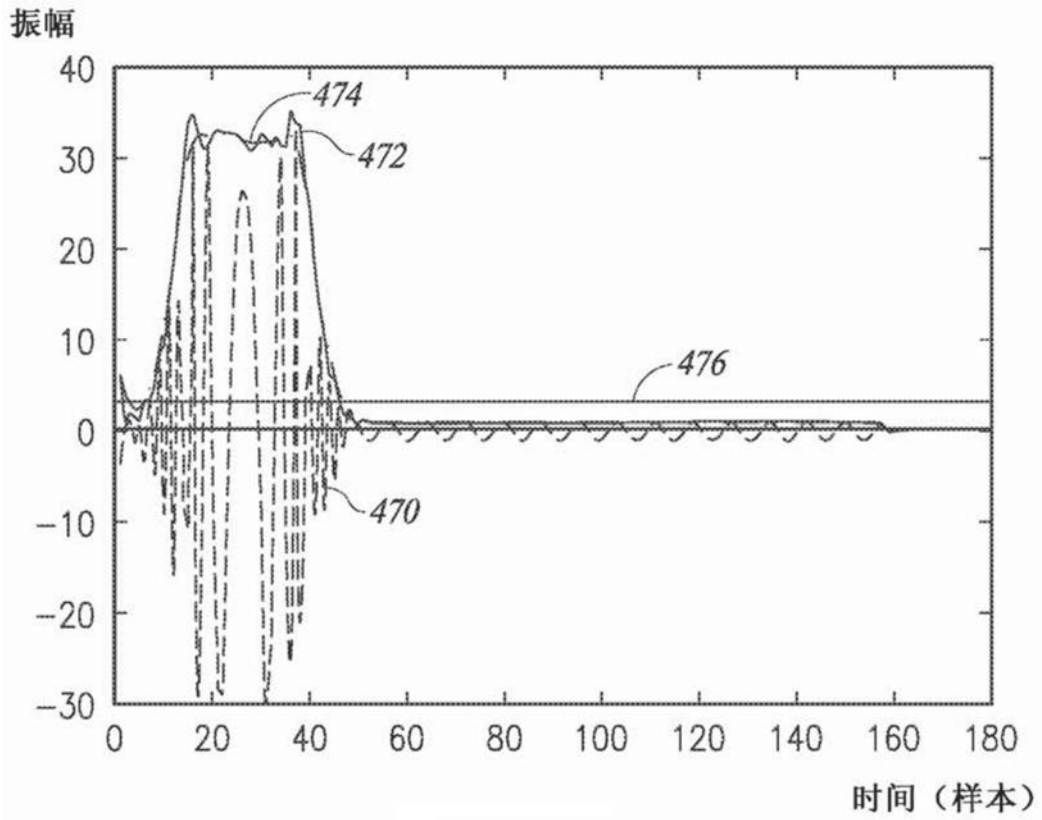


图51

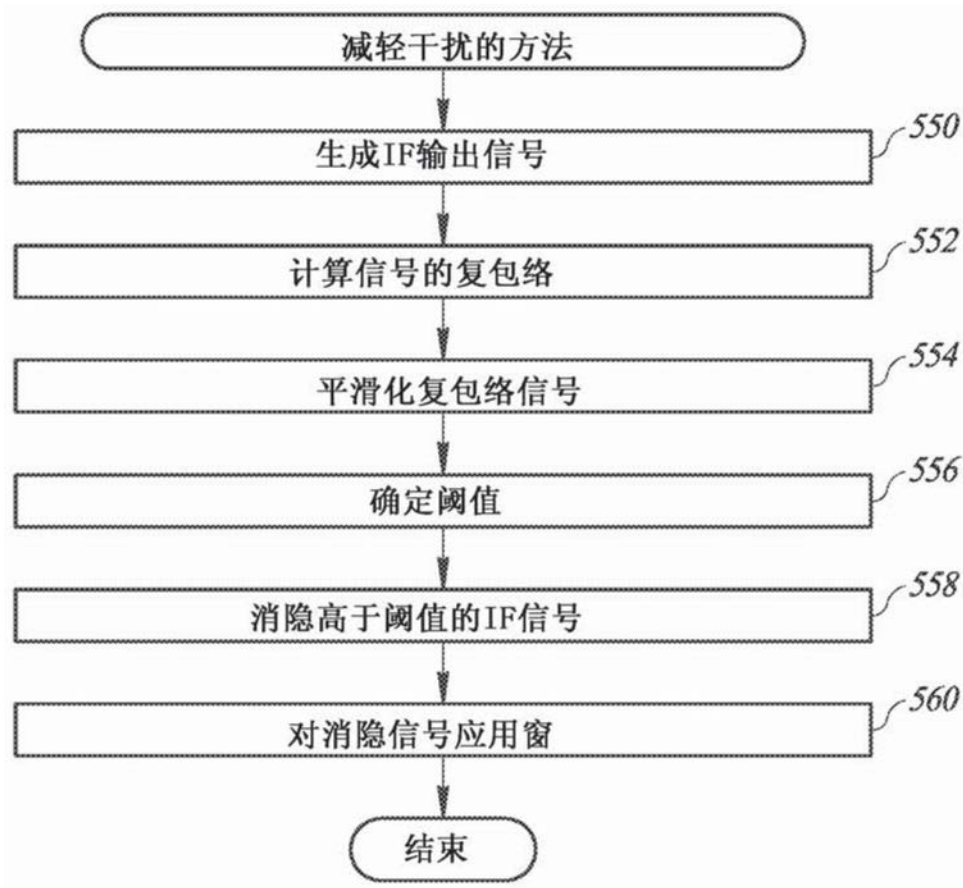


图52

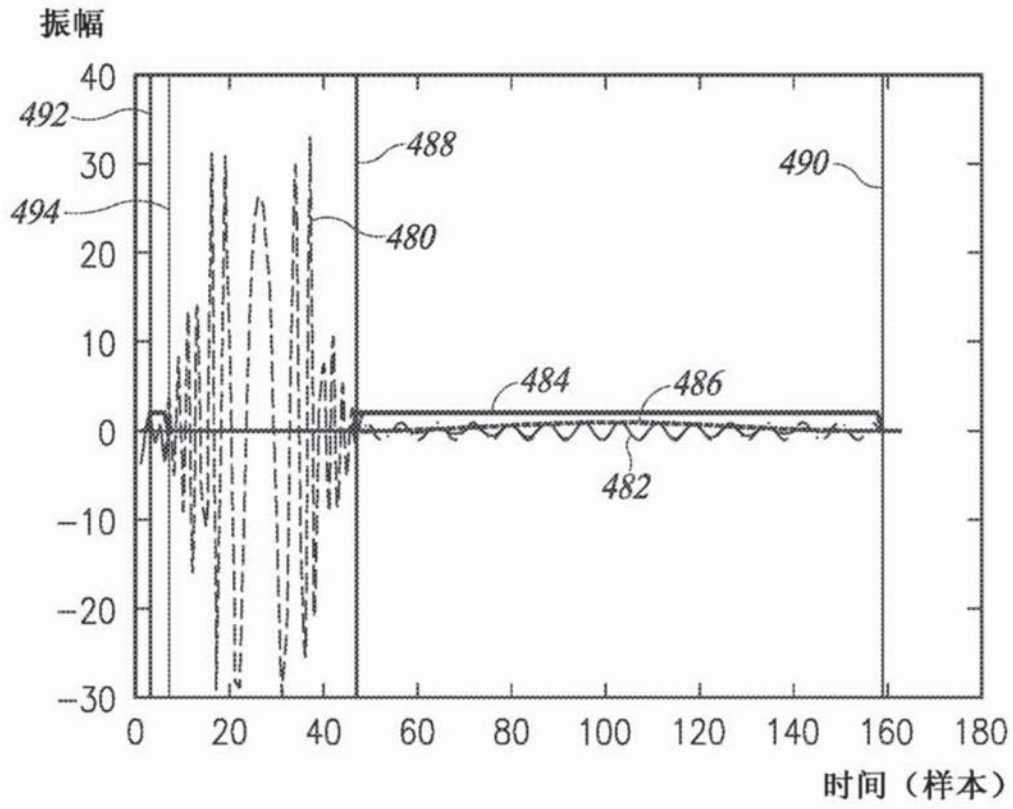


图53



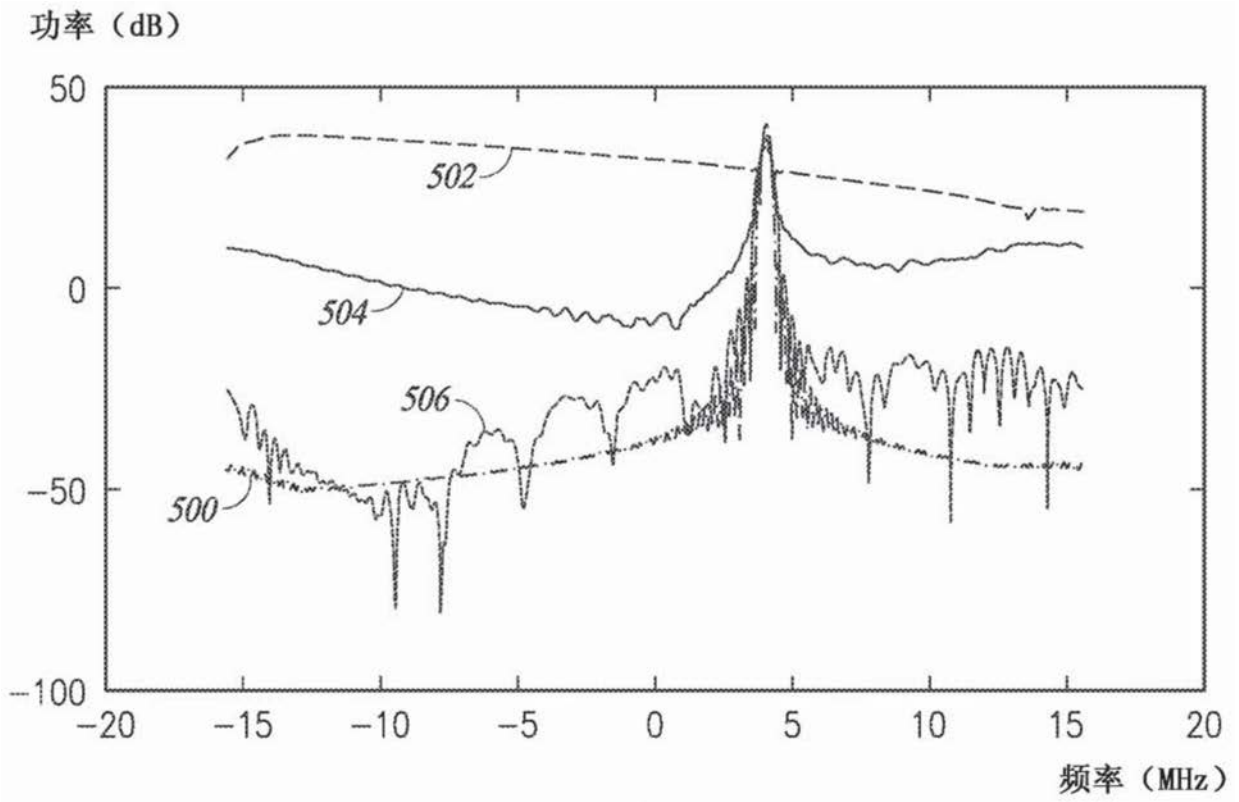


图54

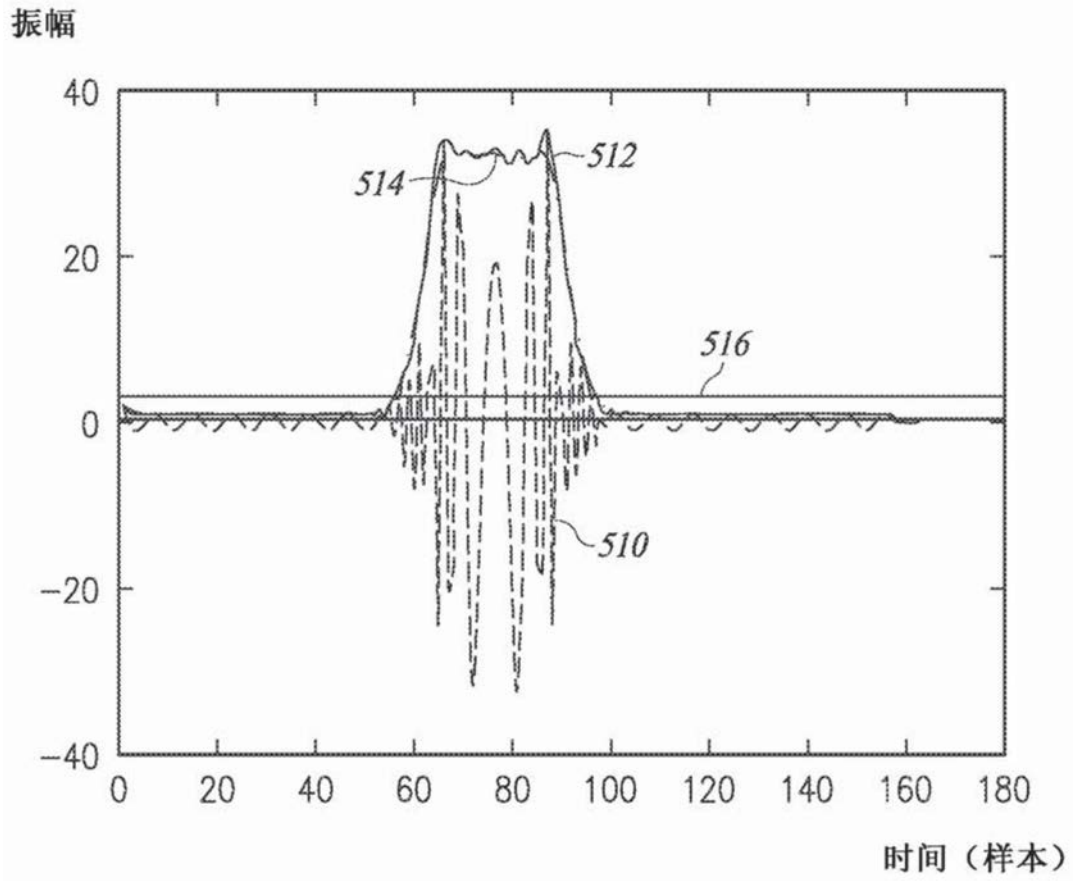


图55

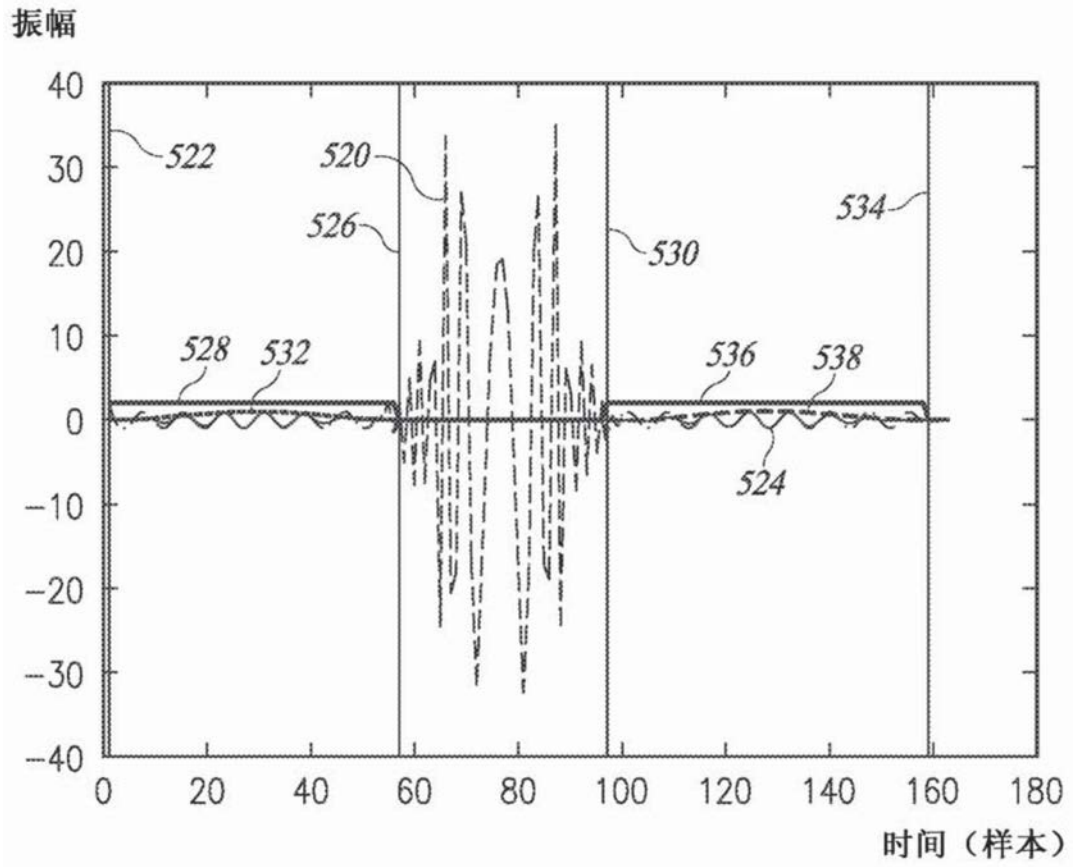


图56

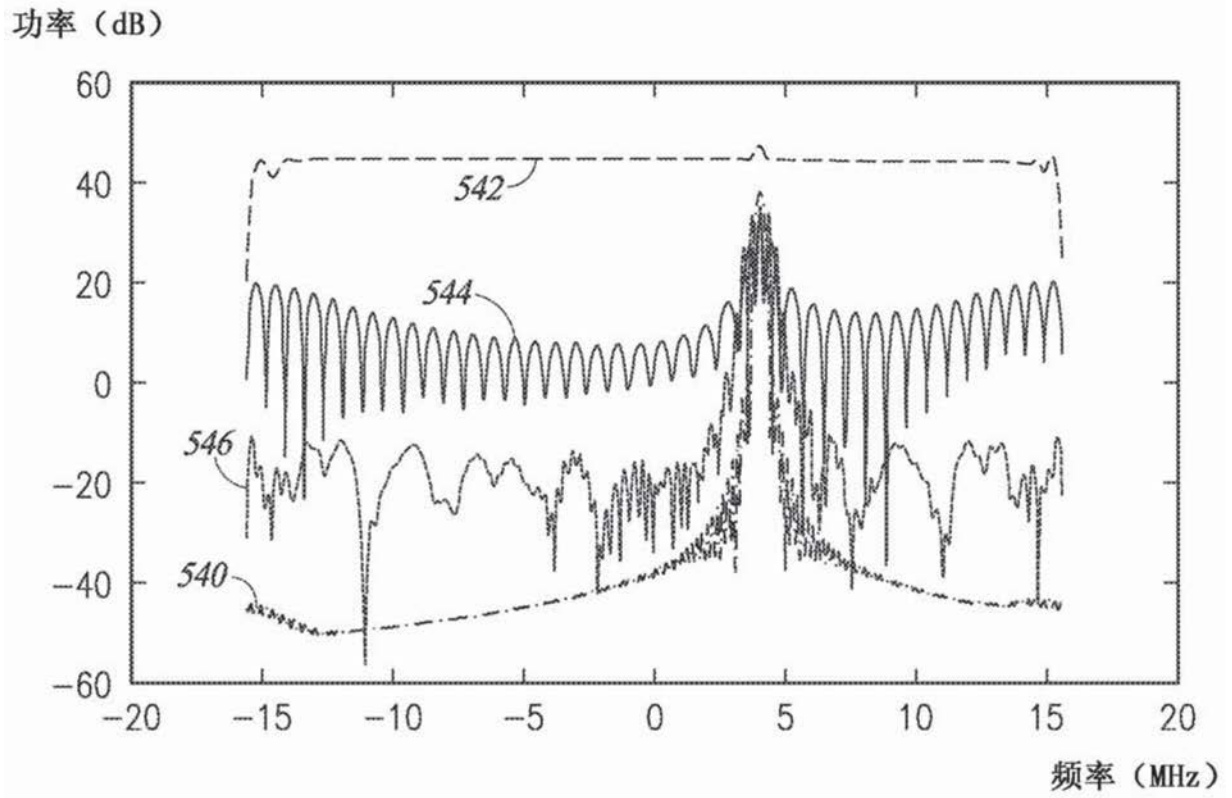


图57