



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 112204421 B

(45) 授权公告日 2023.06.16

(21) 申请号 201880093862.X
 (22) 申请日 2018.06.07
 (65) 同一申请的已公布的文献号
 申请公布号 CN 112204421 A
 (43) 申请公布日 2021.01.08
 (85) PCT国际申请进入国家阶段日
 2020.11.26
 (86) PCT国际申请的申请数据
 PCT/JP2018/021947 2018.06.07
 (87) PCT国际申请的公布数据
 W02019/234900 JA 2019.12.12
 (73) 专利权人 三菱电机株式会社
 地址 日本东京
 (72) 发明人 堤恒次 萩原达也 下泽充弘
 (74) 专利代理机构 中国贸促会专利商标事务所
 有限公司 11038
 专利代理师 李今子

(51) Int.Cl.
 G01S 13/34 (2006.01)
 G01S 7/40 (2006.01)
 (56) 对比文件
 JP 2007192575 A, 2007.08.02
 CN 102385053 A, 2012.03.21
 CN 105589067 A, 2016.05.18
 JP 2000235072 A, 2000.08.29
 EP 1925948 A1, 2008.05.28
 CN 102959427 A, 2013.03.06
 CN 103983957 A, 2014.08.13
 CN 1712985 A, 2005.12.28
 CN 106443653 A, 2017.02.22
 CN 107450068 A, 2017.12.08
 JP 2006010404 A, 2006.01.12
 JP 2007327930 A, 2007.12.20
 JP S64479 A, 1989.01.05
 US 2015226838 A1, 2015.08.13

审查员 赵晓娟

权利要求书2页 说明书11页 附图8页

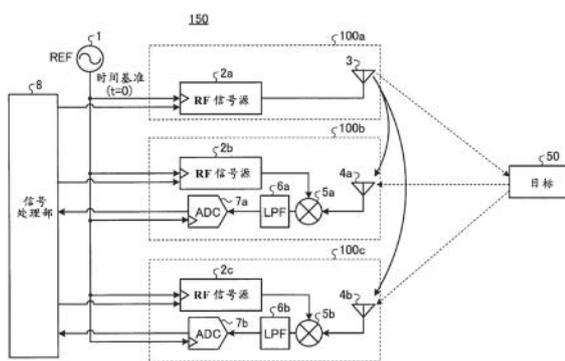
(54) 发明名称

雷达装置、控制电路以及程序存储介质

(57) 摘要

雷达装置(150)具备:发送模块(100a),具备生成与基准信号同步的发送线性调频脉冲信号的RF信号源(2a);接收模块(100b),具备生成与基准信号同步的接收本地用的接收线性调频脉冲信号的RF信号源(2b),接收从发送模块(100a)发射的发送线性调频脉冲信号的反射波,使用接收线性调频脉冲信号对接收到的接收信号进行混频;以及信号处理部(8),根据接收模块(100b)进行混频得到的差拍信号,检测目标(50)。信号处理部(8)以将发送线性调频脉冲信号和接收线性调频脉冲信号相互错开定时而输出的方式,控制RF信号源(2a、2b)中的至少1个,使用从发送模块(100a)向接收模块(100b)的直接波的信号的相位,校正发送模块(100a)与接收模块(100b)之

间的相位差的变动。



CN 112204421 B

1. 一种雷达装置,其特征在于,具备:

发送模块,具备生成与基准信号同步的发送线性调频脉冲信号的第1信号源;

接收模块,具备生成与所述基准信号同步的接收线性调频脉冲信号的第2信号源,该接收模块接收从所述发送模块发射的所述发送线性调频脉冲信号的反射波,使用所述接收线性调频脉冲信号,对接收到的接收信号进行混频;以及

信号处理部,根据所述接收模块进行混频得到的差拍信号,检测目标,

所述信号处理部以使所述发送线性调频脉冲信号和所述接收线性调频脉冲信号的相互的频率差成为恒定的方式,控制所述第1信号源以及所述第2信号源中的至少1个,使用从所述发送模块向所述接收模块的直接波的信号的相位,校正所述发送模块与所述接收模块之间的相位差的变动。

2. 根据权利要求1所述的雷达装置,其特征在于,

所述信号处理部以将所述发送线性调频脉冲信号和所述接收线性调频脉冲信号相互错开定时而输出以便出现恒定的所述频率差的方式,控制所述第1信号源以及所述第2信号源中的至少1个。

3. 根据权利要求2所述的雷达装置,其特征在于,

基于所述信号处理部的处理期间被划分成用于所述相位差的变动的校正的校正期间和用于所述目标的检测的通常测定期间,

所述信号处理部在所述校正期间进行所述相位差的变动的校正。

4. 根据权利要求2或者3所述的雷达装置,其特征在于,

所述信号处理部在进行所述相位差的变动的校正的期间也进行所述目标的检测。

5. 根据权利要求1或者2所述的雷达装置,其特征在于,

所述接收模块是具备所述第1信号源而还作为所述发送模块动作的发送接收模块,所述雷达装置具有至少2个所述发送接收模块。

6. 根据权利要求5所述的雷达装置,其特征在于,

基于所述信号处理部的处理期间被划分成根据从第1发送接收模块发送的发送信号被第2发送接收模块接收到的接收信号进行所述相位差的变动的校正的第1校正期间、根据从所述第2发送接收模块发送的发送信号被所述第1发送接收模块接收到的接收信号进行所述相位差的变动的校正的第2校正期间、以及用于所述目标的检测的通常测定期间,

所述信号处理部在所述第1校正期间以及所述第2校正期间进行所述相位差的变动的校正。

7. 根据权利要求5所述的雷达装置,其特征在于,

基于所述信号处理部的处理期间被划分成根据在第1发送接收模块与第2发送接收模块之间相互发送接收的发送接收信号进行所述相位差的变动的校正的校正期间和用于所述目标的检测的通常测定期间,

所述信号处理部在所述校正期间进行所述相位差的变动的校正。

8. 根据权利要求5至7中的任意一项所述的雷达装置,其特征在于,

所述信号处理部在进行所述相位差的变动的校正的期间也进行所述目标的检测。

9. 一种雷达装置的控制电路,其特征在于,该雷达装置具备:

发送模块,具备生成与基准信号同步的发送线性调频脉冲信号的第1信号源;以及

接收模块,具备生成与所述基准信号同步的接收线性调频脉冲信号的第2信号源,该接收模块接收从所述发送模块发射的所述发送线性调频脉冲信号的反射波,使用所述接收线性调频脉冲信号,对接收到的接收信号进行混频,

其中,

所述控制电路根据所述接收模块进行混频得到的差拍信号,检测目标,

所述控制电路以使所述发送线性调频脉冲信号和所述接收线性调频脉冲信号的相互的频率差成为恒定的方式,控制所述第1信号源以及所述第2信号源中的至少1个,使用从所述发送模块向所述接收模块的直接波的信号的相位,校正所述发送模块与所述接收模块之间的相位差的变动。

10. 一种雷达装置的存储介质,其特征在于,该雷达装置具备:

发送模块,具备生成与基准信号同步的发送线性调频脉冲信号的第1信号源;以及

接收模块,具备生成与所述基准信号同步的接收线性调频脉冲信号的第2信号源,该接收模块接收从所述发送模块发射的所述发送线性调频脉冲信号的反射波,使用所述接收线性调频脉冲信号,对接收到的接收信号进行混频,

其中,

所述存储介质存储有程序,所述程序被处理器执行时,

根据所述接收模块进行混频得到的差拍信号,检测目标,

以使所述发送线性调频脉冲信号和所述接收线性调频脉冲信号的相互的频率差成为恒定的方式,控制所述第1信号源以及所述第2信号源中的至少1个,使用从所述发送模块向所述接收模块的直接波的信号的相位,校正所述发送模块与所述接收模块之间的相位差的变动。

雷达装置、控制电路以及程序存储介质

技术领域

[0001] 本发明涉及进行作为目标物体的目标的检测的雷达装置。

背景技术

[0002] 雷达装置通过从发送天线发射电波并由接收天线接收到的来自目标的反射波来测定到目标的距离以及相对速度。例如,在车载雷达中,作为发送信号使用线性调频脉冲信号(chirp signal),根据通过用频率与发送信号相同的本地信号对接收信号进行下变频而得到的差拍信号(beat signal),测定到目标的距离。

[0003] 在此,通过将发送天线以及接收天线、或者发送接收兼用的天线使用多个来使天线的等效的开口尺寸变大,能够提高检测目标时的角度分辨率。但是,需要在天线之间已知接收的电波的相位差,在由于制造偏差、经年变化、或者温度变化等而相位差产生变动的情况下,需要进行相位差的校正。

[0004] 另外,在发送天线和接收天线的距离较远的情况下,还考虑在发送信号源和接收本地信号源中使用不同的信号源。然而,在使用不同的信号源的情况下,抑制各信号源之间的输出相位差的变动成为大的课题。例如,在下述专利文献1中,公开了在使用多个天线的雷达装置中使用来自目标的反射波来检测天线之间的相位差的方法。

[0005] 现有技术文献

[0006] 专利文献

[0007] 专利文献1:日本特开2006-10404号公报

发明内容

[0008] 上述专利文献1的方法是利用来自目标的反射波的方法,存在在运用中进行校正时限制大这样的课题。因此,期望无需利用反射波而校正天线之间的相位差。

[0009] 本发明是鉴于上述完成的,其目的在于得到一种无需利用反射波而能够校正天线之间的相位差的雷达装置。

[0010] 为了解决上述课题并达成目的,本发明的雷达装置具备发送模块,该发送模块具备生成与基准信号同步的发送线性调频脉冲信号的第1信号源。另外,雷达装置具备接收模块,该接收模块具备生成与基准信号同步的接收线性调频脉冲信号的第2信号源,接收从发送模块发射的发送线性调频脉冲信号的反射波,使用接收线性调频脉冲信号,对接收到的接收信号进行混频。另外,雷达装置具备信号处理部,该信号处理部根据接收模块进行混频得到的差拍信号,检测目标。信号处理部以使发送线性调频脉冲信号和接收线性调频脉冲信号的相互的频率差成为恒定的方式,控制第1信号源以及第2信号源中的至少1个。另外,信号处理部使用从发送模块向接收模块的直接波的信号的相位,校正发送模块与接收模块之间的相位差的变动。

[0011] 根据本发明所涉及的雷达装置,起到无需利用反射波而能够校正天线之间的相位差这样的效果。

附图说明

- [0012] 图1是示出实施方式1所涉及的雷达装置的结构例的框图。
- [0013] 图2是示出图1所示的RF信号源的输出的时间变化波形的时序图。
- [0014] 图3是示出实施方式2中的RF信号源的输出的时间变化波形的时序图。
- [0015] 图4是用于实施方式2中的雷达装置的优点的说明的图。
- [0016] 图5是示出实施方式3所涉及的雷达装置的结构例的框图。
- [0017] 图6是示出图5所示的RF信号源的输出的时间变化波形的时序图。
- [0018] 图7是示出实施方式4中的RF信号源的输出的时间变化波形的时序图。
- [0019] 图8是示出实施方式5中的RF信号源的输出的时间变化波形的时序图。
- [0020] 图9是示出实施方式6中的RF信号源的输出的时间变化波形的时序图。
- [0021] 图10是示出实现实施方式1至6中的信号处理部的功能的硬件结构的一个例子的框图。
- [0022] 图11是示出实现实施方式1至6中的信号处理部的功能的硬件结构的其他例子的框图。
- [0023] (符号说明)
- [0024] 1:基准信号源;2a、2b、2c:RF信号源;3、3a、3b:发送天线;4、4a、4b:接收天线;5a、5b:混频器;6a、6b:LPF;7a、7b:ADC;8:信号处理部;9a、9b:开关;50:目标;100a:发送模块;100b、100c:接收模块;101b、101c:发送接收模块;150、150A:雷达装置;200:处理器;202:存储器;203:处理电路;204:接口;206:显示器。

具体实施方式

[0025] 以下,参照附图,详细说明本发明的实施方式所涉及的雷达装置。此外,本发明不限于以下的实施方式。

[0026] 实施方式1.

[0027] 图1是示出实施方式1所涉及的雷达装置的结构例的框图。实施方式1所涉及的雷达装置150如图1所示,具备基准信号源1、1个发送模块100a、2个接收模块100b、100c、以及信号处理部8。此外,1这样的发送模块的数量是例示,也可以具备多个发送模块。另外,2这样的接收模块的数量是例示,也可以具备1个或者3个以上的接收模块。

[0028] 基准信号源1是生成成为使发送模块100a、接收模块100b、以及接收模块100c各自的动作同步时的基准的时钟的电路。基准信号源1生成的时钟被分发到发送模块100a以及接收模块100b、100c。

[0029] 发送模块100a是进行发送信号的发送的模块。在发送模块100a中,包括:作为第1信号源的高频(Radio Frequency:RF)信号源2a,生成与从基准信号源1输出的时钟同步的信号;以及发送天线3,向空间发射发送信号。

[0030] 接收模块100b、100c是接收向空间发射的发送信号从目标50反射的反射波的模块。此外,如图1所示,在存在从发送模块100a朝向接收模块100b、100c的直接波的情况下,接收模块100b、100c还接收该直接波来进行下述的处理。

[0031] 在接收模块100b中,包括作为第2信号源的RF信号源2b、接收天线4a、混频器5a、低通滤波器(Low-Pass Filter:LPF)6a、以及模拟数字变换器(Analogue Digital

Converter:ADC)7a。在接收模块100c中,包括作为第2信号源的RF信号源2c、接收天线4b、混频器5b、LPF6b、以及ADC7b。

[0032] RF信号源2b、2c生成与从基准信号源1输出的时钟同步的接收本地(L0cal:L0)信号。接收天线4a、4b接收来自发送模块100a的直接波以及来自目标50的反射波。混频器5a、5b使用接收L0信号对经由接收天线4a、4b接收到的接收信号进行混频,生成具有接收信号和接收L0信号的频率差的差拍信号。LPF6a仅使混频器5a的输出的低频分量通过。ADC7a进行与基准信号源1同步的采样动作,将LPF6a的输出变换为数字信号。另外,LPF6b仅使混频器5b的输出的低频分量通过。ADC7b进行与基准信号源1同步的采样动作,将LPF6b的输出变换为数字信号。

[0033] 信号处理部8控制RF信号源2a、2b、2c生成的信号的参数,进行由ADC7a、7b数字变换后的信号的信号处理。此外,此处所称的“参数”是指,决定线性调频脉冲信号的波形以及输出的定时的要素,例如是开始线性调频脉冲动作时的角频率的初始值、从基准时刻的延迟时间、线性调频脉冲信号的斜率等。

[0034] 为了雷达装置150正常地动作,例如需要已知从发送天线3发射的发送信号的相位和对由接收天线4a接收到的接收信号进行下变频的接收L0信号的相位的关系。用于生成这些发送信号以及接收L0信号的电路例如用相位同步电路(Phase Locked Loop:PLL)等实现。在PLL中,输入的基准信号和输出的RF信号的相位关系依赖于温度等而变动。因此,需要监视发送信号的相位和接收L0信号的相位的相位差。在RF信号源2a与RF信号源2c之间,也同样地进行相位差的监视。在本实施方式中,提供用于得知发送模块与接收模块之间的信号的相位关系的校正方法。

[0035] 接下来,参照图1以及图2,说明实施方式1所涉及的雷达装置150的动作。图2是示出图1所示的RF信号源2a、2b的输出的时间变化波形的时序图。

[0036] 在图2的上段部,用实线表示从RF信号源2a输出的信号的信号波形。如图1所示,RF信号源2a的输出成为从发送天线3输出的发送信号。另外,在图2的下段部,用虚线表示从RF信号源2b输出的信号的信号波形。如图1所示,RF信号源2b的输出是输入到混频器5a的接收L0信号。RF信号源2a生成的信号、以及RF信号源2b生成的接收L0信号如图2所示是频率调制后的线性调频脉冲信号。即,RF信号源2a生成发送线性调频脉冲信号(transmission chirp signal),RF信号源2b生成接收L0用的接收线性调频脉冲信号。

[0037] 从发送模块100a输出的线性调频脉冲信号在时刻 t_0 至时刻 t_2 的期间中,频率从 f_0 直线地增加,在时刻 t_2 返回到原来的频率 f_0 。时刻 t_0 至时刻 t_2 是1个周期。在作为接下来的周期的时刻 t_2 至时刻 t_3 的期间,频率也同样地变化。在时刻 t_3 以后,也反复该变化。在线性调频脉冲信号中,将波形的1个周期量适当地称为“线性调频脉冲(chirp pulse)”。

[0038] 在连续地送出的线性调频脉冲中最初的1个周期量,即时刻 t_0 至时刻 t_2 的线性调频脉冲被用于接收信号的校正,即接收信号的相位差的变动的校正。另外,2个周期以后,即时刻 t_2 以后的线性调频脉冲被用于通常的测定,即目标50的检测。在该意义下,将时刻 t_0 至时刻 t_2 称为“校正期间”,将2个周期以后称为“通常测定期间”。

[0039] 如上所述,在实施方式1中,基于信号处理部8的处理期间被划分成用于相位差的变动的校正的“校正期间”和用于目标的检测,即到目标的距离以及相对速度的测定的“通常测定期间”。此外,在图2中,将通常测定期间示出2个周期量,但通常测定期间也可以连续

几个周期量。同样地,关于“校正期间”,也不仅是1个周期,也可以连续几个周期量。

[0040] 关于校正期间中的线性调频脉冲信号,如图2所示,接收L0信号开始频率变化的时刻 t_1 相对发送信号开始频率变化的时刻 t_0 延迟 T_2 。即,从RF信号源2a输出线性调频脉冲信号的定时和从RF信号源2b输出线性调频脉冲信号的定时错开 T_2 的时间。该定时的错开例如能够通过使来自成为基准的基准信号源1的时钟信号以该时钟信号的周期的整数倍的单位错开来实现。通过这样的 T_2 的错开,在由接收模块100b的混频器5a混频的信号中,产生接收信号与接收L0信号之间的频率差。因此,能够在信号处理部8的处理中精度良好地进行直接波的检测。

[0041] 接下来,以下,使用几个公式说明该“错开”的含义。首先,将从RF信号源2a输出并从发送天线3发射的信号设为 $v_1(t)$ 。 $v_1(t)$ 用下式表示。

[0042] [式1]

$$[0043] \quad v_1(t) = \sin \left[\left\{ \omega_0 + \frac{\beta}{2}(t - \tau_1) \right\} (t - \tau_1) \right] \quad \dots (1)$$

[0044] 在上述(1)式中, ω_0 是线性调频脉冲动作开始时的角频率, β 是线性调频脉冲信号的斜率, τ_1 是以基准信号源1的输出为起点的、直至从发送天线3发射信号 $v_1(t)$ 为止的延迟时间。

[0045] 另外,将由RF信号源2b生成并输入到混频器5a的信号设为 $v_2(t)$ 。 $v_2(t)$ 用下式表示。

[0046] [式2]

$$[0047] \quad v_2(t) = \sin \left[\left\{ \omega_0 + \frac{\beta}{2}(t - \tau_2 - T_2) \right\} (t - \tau_2 - T_2) \right] \quad \dots (2)$$

[0048] 在上述(2)式中, τ_2 是以基准信号源1的输出为起点的、直至向混频器5a输入信号 $v_2(t)$ 为止的延迟时间。另一方面, T_2 是在RF信号源2b中有意地产生的延迟时间。因此,延迟时间 T_2 并不是由于RF信号源2b的偏差而引起的。由于RF信号源2a以及RF信号源2b的偏差而引起的相位差对应于延迟时间差 $\tau_1 - \tau_2$ 。因此,通过观测延迟时间差 $\tau_1 - \tau_2$ 的变动量,能够进行是否应该校正发送模块100a与接收模块100b之间的相位差的判断。以下,导出求出延迟时间差 $\tau_1 - \tau_2$ 的式。

[0049] 首先,将从发送天线3发射并由接收天线4a直接接收的信号设为 $v_{2rx}(t)$ 。 $v_{2rx}(t)$ 用下式表示。

[0050] [式3]

$$[0051] \quad v_{2rx}(t) = v_1(t - t_{d21}) = \sin \left[\left\{ \omega_0 + \frac{\beta}{2}(t - \tau_1 - t_{d21}) \right\} (t - \tau_1 - t_{d21}) \right] \quad \dots (3)$$

[0052] 在上述(3)式中, t_{d21} 是从发送天线3至接收天线4a的传输延迟时间。

[0053] 另外,将用混频器5a进行下变频进而通过LPF6a后的接收差拍信号设为 $v_{2mix}(t)$ 。接收差拍信号 $v_{2mix}(t)$ 用下式表示。

[0054] [式4]

$$[0055] \quad v_{2\text{mix}}(t) = \cos \left[\beta(-\tau_1 - t_{d21} + \tau_2 + T_2)t + \left\{ \omega_0 - \frac{\beta}{2}(\tau_1 + t_{d21} + \tau_2 + T_2) \right\}(-\tau_1 - t_{d21} + \tau_2 + T_2) \right] \quad \dots (4)$$

[0056] 根据上述(4)式,由ADC7a变换为数字后的信号的相位 $\phi_{2\text{adc}}$ 用下式表示。

[0057] [式5]

$$[0058] \quad \begin{aligned} \phi_{2\text{adc}} &= \left\{ \omega_0 - \frac{\beta}{2}(\tau_1 + t_{d21} + \tau_2 + T_2) \right\}(-\tau_1 - t_{d21} + \tau_2 + T_2) \quad \dots (5) \\ &\equiv \omega_0(-\tau_1 + \tau_2 + T_2 - t_{d21}) \end{aligned}$$

[0059] 在此,可知在将上述(5)式中的 ω_0 、 T_2 以及 t_{d21} 设为已知或者不变动的值时,如果通过上述(5)式观测相位 $\phi_{2\text{adc}}$,则求出延迟时间差 $\tau_1 - \tau_2$ 的变动量。此外,在求出延迟时间差 $\tau_1 - \tau_2$ 的变动量时,能够根据该变动量校正RF信号源2a的输出与RF信号源2b的输出之间的相位差。该相位差的变动的校正能够在信号处理部8的处理中进行。

[0060] 另外,在发送模块100a与接收模块100c之间,也通过利用与上述同样的手法观测延迟时间差 $\tau_1 - \tau_3$ 的变动量来能够校正RF信号源2a的输出与RF信号源2c的输出之间的相位差。在此, τ_3 是以基准信号源1的输出为起点的、直至从RF信号源2c输出的信号输入到混频器5b为止的延迟时间。

[0061] 通过上述处理,即使在例如由于发送天线和接收天线的距离较远而在发送信号源与接收L0信号源之间使用不同的信号源的情况下,也能够掌握发送信号源的输出与接收L0信号源的输出之间的相位差来校正该相位差。通过本校正,能够应对由于制造偏差、经年变化、或者温度变化等而引起的相位差变动。

[0062] 此外,在图2中,示出RF信号源2b的输出比RF信号源2a的输出延迟的例子,但只要能够观测延迟时间差 $\tau_1 - \tau_2$,则可以是任意的关系。因此,也可以与图2的例子相反地是RF信号源2a的输出比RF信号源2b的输出延迟的关系,即延迟时间 T_2 是负的值。在RF信号源2a与RF信号源2c之间也是同样的。

[0063] 另外,在将由RF信号源2c生成的信号的延迟时间设为 T_3 时,该延迟时间 T_3 既可以设为与延迟时间 T_2 相同的值,也可以设为不同的值。但是,根据接收模块100b中的接收天线4a的位置和接收模块100c中的接收天线4b的位置的关系选择延迟时间 T_3 即可。具体而言,优选地选择在接收模块100b的混频器5a中下变频后的拍频和在接收模块100c的混频器5b中下变频后的拍频成为大致相同值的延迟时间 T_3 。

[0064] 如果选择这样的延迟时间 T_3 ,则能够在接收模块100b与接收模块100c之间,使信号处理的参数匹配。由此,能够在接收模块100b与接收模块100c之间抑制由于测定偏差引起的误差。此外,在图1的结构例的情况下,发送天线3与接收天线4b之间的距离比发送天线3与接收天线4a之间的距离长,所以延迟时间 T_3 成为比延迟时间 T_2 小的值,以使接收模块100b、100c之间的相互的拍频成为大致相同值。

[0065] 如以上说明,根据实施方式1所涉及的雷达装置150,通过信号处理部8的处理,以将从RF信号源2a发送的发送信号和在RF信号源2b、2c的内部生成的接收L0信号相互错开定时而输出的方式,控制RF信号源2a、RF信号源2b以及RF信号源2c中的至少1个。由此,无需利用反射波而能够校正天线之间,即发送天线与接收天线之间的相位差。

[0066] 实施方式2.

[0067] 接下来,参照图3以及图4的附图,说明实施方式2所涉及的雷达装置。图3是示出实施方式2中的RF信号源2a、2b的输出时间变化波形的时序图。图4是用于实施方式2中的雷达装置的优点的说明的图。此外,实施方式2所涉及的雷达装置的功能能够通过图1所示的实施方式1相同或者等同的结构实现。

[0068] 图3所示的实施方式2所涉及的信号波形的、与图2所示的实施方式1的信号波形的差异在于RF信号源2b的输出。具体而言,如图3的下段部所示,RF信号源2b的输出中的所有线性调频脉冲相对RF信号源2a的输出延迟。即,从RF信号源2b输出的接收LO信号以使输出的定时相对从RF信号源2a输出的发送信号延迟延迟时间 T_2 的方式错开。因此,在实施方式2中的信号处理中,发送信号和接收LO信号的关系不像实施方式1那样针对每个线性调频脉冲成为不同的关系,而是维持全部相同的关系。由此,在实施方式2中,无需区分校正的期间和通常测定的期间,而在基于信号处理部8的全部处理期间中,能够一边进行通常测定,一边始终进行发送模块100a与接收模块100b之间的相位差的监视以及校正。

[0069] 在实施方式2所涉及的雷达装置中,用于计算发送模块100a与接收模块100b之间的相位差的、从发送天线3向接收天线4a的直接波所形成的接收信号和来自作为雷达装置应测定的目标50的反射波所形成的接收信号在同一测定时刻下,下变频后的频率变得不同。因此,通过信号处理部8的处理,能够分离直接波所形成的接收信号和来自目标50的反射波所形成的接收信号,能够一边监视发送模块100a与接收模块100b之间的相位差,一边还能够同时进行目标的检测。

[0070] 另外,作为实施方式2的手法的优点,还可以举出接收灵敏度的提高。在图4的左侧,示出发送信号和接收LO信号中的线性调频脉冲信号的输出定时相同的情况($T_2=0$)的接收差拍信号的谱。在图4的右侧,示出使发送信号和接收LO信号中的线性调频脉冲信号的输出定时错开的情况($T_2<0$)的谱。在这些图中,实线是直接波以及来自目标50的反射波,虚线是相位噪声中的从0[Hz]起的重叠分量。

[0071] 从发送天线3向接收天线4a的直接波的接收信号如图4所示成为接近直流(Direct Current:DC)的低频率,成为相位噪声的从0[Hz]起的重叠分量重叠,使信号噪声(Signal-Noise ratio:SN)比劣化。另一方面,在如实施方式2使发送信号和接收LO信号的输出定时错开的情况下,直接波以及来自目标50的反射波的接收差拍信号的频率变高。其结果,从0[Hz]起的重叠分量的影响变小,SN比变大。因此,相比于 $T_2=0$ 的情况,具有接收灵敏度得到改善这样的优点。

[0072] 实施方式3.

[0073] 图5是示出实施方式3所涉及的雷达装置的结构例的框图。在实施方式3所涉及的雷达装置150A中,从在图1所示的实施方式1所涉及的雷达装置的结构中具有1个发送模块100a和2个接收模块100b、100c的结构变更为具有2个发送接收模块101b、101c的结构。即,在实施方式3中,对2个发送接收模块101b、101c附加向空间发射发送信号的功能,省略发送模块100a。

[0074] 在图5所示的发送接收模块101b中,在图1所示的接收模块100b的结构中附加了向空间发射发送信号的发送天线3a和选择即切换是否向空间发射发送信号的开关9a。另外,在发送接收模块101c中,在图1所示的接收模块100c的结构中附加了向空间发射发送信号的发送天线3b和选择即切换是否向空间发射发送信号的开关9b。此外,其他结构与实施方

式1的结构相同或者等同,对同一或者等同的结构部附加同一符号,省略重复的结构说明。

[0075] 在实施方式1以及实施方式2所涉及的雷达装置中,在进行校正的模块之间的传输延迟时间恒定这样的条件下进行了发送模块与接收模块之间的相位差的检测。相对于此,实施方式3的要旨在于,在发送模块与接收模块之间的传输延迟时间也变动这样的条件下,检测发送模块和接收模块的相互的相位差。

[0076] 接下来,参照图5以及图6,说明实施方式3所涉及的雷达装置150A的动作。图6是示出图5所示的RF信号源2a、2b的输出时间变化波形的时序图。

[0077] 在图6的上段部,用实线表示从RF信号源2b输出并经由开关9a以及发送天线3a输出的发送信号的波形。如图5所示,RF信号源2b的输出成为从发送接收模块101b的发送天线3a输出的发送信号。另外,从RF信号源2b输出的信号还是输入到混频器5a的接收L0信号。

[0078] 在图6的下段部,用虚线表示从RF信号源2c输出并经由开关9b以及发送天线3b输出的发送信号的波形。如图5所示,RF信号源2c的输出成为从发送接收模块101c的发送天线3b输出的发送信号。另外,从RF信号源2c输出的信号还是输入到混频器5b的接收L0信号。

[0079] RF信号源2b生成的信号以及RF信号源2c生成的信号如图6所示是频率调制后的线性调频脉冲信号。即,RF信号源2b生成发送用以及接收L0用的线性调频脉冲信号,RF信号源2c生成发送用以及接收L0用的线性调频脉冲信号。此外,在以下的记载中,有时将发送接收模块101b称为“第1发送接收模块”,将发送接收模块101c称为“第2发送接收模块”。另外,有时将RF信号源2b生成的信号称为“第1线性调频脉冲信号”,将RF信号源2c生成的信号称为“第2线性调频脉冲信号”。

[0080] 从RF信号源2b输出的发送信号在时刻 t_0 至时刻 t_2 的期间,频率从 f_0 直线地增加,在时刻 t_2 返回到原来的频率 f_0 。另一方面,关于从RF信号源2c输出的接收L0信号,在时刻 t_0 至时刻 t_1 的期间维持频率 f_0 ,在时刻 t_1 至时刻 t_2 的期间,频率从 f_0 直线地增加,在时刻 t_2 返回到原来的频率 f_0 。时刻 t_0 至时刻 t_2 的第1周期是第1校正期间。在图6中,将第1校正期间记载为“校正期间1”。在校正期间1,通过由接收天线4b接收从发送天线3a发送的发送信号来进行相位差的变动的校正。即,校正期间1是将发送接收模块101b作为发送侧、将发送接收模块101c作为接收侧时的校正期间。

[0081] 将接着第1周期的时刻 t_2 至时刻 t_3 的期间设为“第2周期”。在第2周期的期间,从RF信号源2b输出的信号和从RF信号源2c输出的信号的关系是相反的。即,关于从RF信号源2c输出的发送信号,在时刻 t_2 至时刻 t_3 的期间,频率从 f_0 直线地增加,在时刻 t_3 返回到原来的频率 f_0 。另一方面,关于从RF信号源2b输出的接收L0信号,在时刻 t_2 至时刻 t_1 的期间维持频率 f_0 ,在时刻 t_1 至时刻 t_3 的期间,频率从 f_0 直线地增加,在时刻 t_3 返回到原来的频率 f_0 。第2周期是第2校正期间。在图6中,将第2校正期间记载为“校正期间2”。在校正期间2,通过由接收天线4a接收从发送天线3b发送的发送信号来进行相位差的变动的校正。即,校正期间2是将发送接收模块101c作为发送侧、将发送接收模块101b作为接收侧时的校正期间。此外,在校正期间1以及校正期间2结束后,成为通常测定期间。另外,在图6中,将通常测定期间示出1个周期量,但通常测定期间也可以连续几个周期量。同样地,关于“校正期间1”和“校正期间2”,也不仅是1个周期,而可以连续几个周期量。

[0082] 关于校正期间1中的线性调频脉冲信号,如图6所示,作为RF信号源2c的输出的接

收LO信号开始频率变化的时刻 t_1 相对作为RF信号源2b的输出的发送信号开始频率变化的时刻 t_0 延迟 T_2 。即,从RF信号源2b输出线性调频脉冲信号的定时和从RF信号源2c输出线性调频脉冲信号的定时错开时间 T_2 。

[0083] 另外,关于校正期间2中的线性调频脉冲信号,如图6所示,作为RF信号源2b的输出的接收LO信号开始频率变化的时刻 t_{21} 相对作为RF信号源2c的输出的发送信号开始频率变化的时刻 t_2 延迟 T_1 。即,从RF信号源2c输出线性调频脉冲信号的定时和从RF信号源2b输出线性调频脉冲信号的定时错开时间 T_1 。

[0084] 这些相互的定时的错开例如能够通过使来自成为基准的基准信号源1的时钟信号以该时钟信号的周期的整数倍的单位错开来实现。以下,使用几个公式,说明这些“错开”的含义。

[0085] 首先,将在校正期间1由发送接收模块101c的ADC7b数字变换后的信号的相位设为 ϕ_{2adc} 。通过与实施方式1同样的式变形,用下式表示该相位 ϕ_{2adc} 。

[0086] [式6]

$$\begin{aligned} \phi_{2adc} &= \left\{ \omega_0 - \frac{\beta}{2} (\tau_1 + t_{d21} + \tau_2 + T_2) \right\} (-\tau_1 - t_{d21} + \tau_2 + T_2) \quad \dots (6) \\ &\equiv \omega_0 (-\tau_1 + \tau_2 + T_2 - t_{d21}) \end{aligned}$$

[0088] 在上述(6)式中, ω_0 是线性调频脉冲动作开始时的角频率, β 是线性调频脉冲信号的斜率, τ_1 是以基准信号源1的输出为起点的、直至从发送天线3a发射信号为止的延迟时间, t_{d21} 是从发送天线3a至接收天线4b的传输延迟时间。

[0089] 同样地,将在校正期间2由发送接收模块101b的ADC7a数字变换后的信号的相位设为 ϕ_{1adc} 。与上述(6)式同样地,用下式表示该相位 ϕ_{1adc} 。

[0090] [式7]

$$\begin{aligned} \phi_{1adc} &= \left\{ \omega_0 - \frac{\beta}{2} (\tau_2 + t_{d12} + \tau_1 + T_1) \right\} (-\tau_2 - t_{d12} + \tau_1 + T_1) \quad \dots (7) \\ &\equiv \omega_0 (\tau_1 - \tau_2 + T_1 - t_{d12}) \end{aligned}$$

[0092] 在上述(7)式中, τ_2 是以基准信号源1的输出为起点的、直至从发送天线3b发射信号为止的延迟时间, t_{d12} 是从发送天线3b至接收天线4a的传输延迟时间。

[0093] 希望检测的参数是RF信号源2b与RF信号源2c之间的延迟时间差 $\tau_1 - \tau_2$ 、发送天线3a与接收天线4b之间的传输延迟时间 t_{d21} 的从初始状态的变动量、以及发送天线3b与接收天线4a之间的传输延迟时间 t_{d12} 的从初始状态的变动量。

[0094] 在此,在将传输延迟时间 t_{d21} 的初始值设为 t_{d21i} 时,传输延迟时间 t_{d21} 的从初始状态的变动量 Y 能够用 $Y = t_{d21i} - t_{d21}$ 表示。此外,在将传输延迟时间 t_{d12} 的初始值设为 t_{d12i} 时,在与传输延迟时间 t_{d21} 的初始值 t_{d21i} 之间,有 $t_{d12i} = t_{d21i}$ 的关系。另外,在传输延迟时间 t_{d12} 与传输延迟时间 t_{d21} 之间也有 $t_{d12} = t_{d21}$ 的关系,所以传输延迟时间 t_{d12} 的从初始状态的变动量也成为 Y 。因此,得到 $Y = t_{d21i} - t_{d21} = t_{d12i} - t_{d12}$ 的关系式。

[0095] 进而,如果用 X 表示RF信号源2b与RF信号源2c之间的延迟时间差 $\tau_1 - \tau_2$,使用这些 X 、 Y 表示上述(6)、(7)式,则得到以下的2个式。

[0096] [式8]

$$[0097] \quad \phi_{2\text{adc}} \cong \omega_0(-X + T_2 - t_{d21i} + Y) \quad \dots (8-1)$$

$$[0098] \quad \phi_{1\text{adc}} \cong \omega_0(X + T_1 - t_{d12i} + Y) \quad \dots (8-2)$$

[0099] 在此,上述(8-1)、(8-2)式中的 ω_0 、 T_1 、 T_2 、 t_{d12i} 以及 t_{d21i} 已知,所以可知如果观测相位 $\phi_{1\text{adc}}$ 以及 $\phi_{2\text{adc}}$,则求出X、Y的变动量。即,如果使用实施方式3的手法,则除了求出RF信号源2b、2c之间的延迟时间差的变动量以外,还能够求出由于发送接收模块101b、101c之间的距离的变动引起的传输延迟时间的变动量。由此,能够精度更良好地进行发送接收模块101b、101c之间的相位差的变动的校正。

[0100] 实施方式4.

[0101] 接下来,参照图7,说明实施方式4所涉及的雷达装置。图7是示出实施方式4中的RF信号源2b、2c的输出的时间变化波形的时序图。此外,实施方式4所涉及的雷达装置的功能能够通过是与图5所示的实施方式3相同或者等同的结构实现。

[0102] 图7所示的实施方式4所涉及的信号波形的、与图6所示的实施方式3的信号波形的差异在于,同时进行从发送接收模块101b的发送天线3a向发送接收模块101c的接收天线4b的电波的发送接收和从发送接收模块101c的发送天线3b向发送接收模块101b的接收天线4a的电波的发送接收。即,在实施方式4中,设置在发送接收模块101b与发送接收模块101c之间相互发送接收的期间,根据在该期间发送接收的发送接收信号,进行相位差的变动的校正。由此,校正期间仅为1个期间即可,相比于实施方式3,能够缩短校正所需的期间,具有能够相比于实施方式3将通常测定的期间确保得更长这样的优点。

[0103] 实施方式5.

[0104] 接下来,参照图8,说明实施方式5所涉及的雷达装置。图8是示出实施方式5中的RF信号源2b、2c的输出的时间变化波形的时序图。此外,实施方式5所涉及的雷达装置的功能能够通过是与图5所示的实施方式3相同或者等同的结构实现。

[0105] 图8所示的实施方式5所涉及的信号波形的、与图6所示的实施方式3的信号波形的差异在于,以能够在校正期间1和校正期间2这两方中进行通常的测定的方式,调整RF信号源2b、2c的输出。此外,在校正期间1、2中进行校正的原理如在实施方式3中说明,省略此处的说明。另外,在校正期间1、2中,进行通常的测定的原理如在实施方式2中说明,省略此处的说明。

[0106] 根据实施方式5,与实施方式2、3同样地未区分校正的期间和通常测定的期间,所以能够一边监视发送接收模块101b、101c之间的相位差,一边还能够同时进行目标的检测。

[0107] 实施方式6.

[0108] 接下来,参照图9,说明实施方式6所涉及的雷达装置。图9是示出实施方式6中的RF信号源2a、2b的输出的时间变化波形的时序图。与图2以及图3同样地,RF信号源2a的输出用实线表示,RF信号源2b的输出用虚线表示。此外,实施方式6所涉及的雷达装置的功能能够通过是与图1所示的实施方式1相同或者等同的结构实现。

[0109] 图9所示的实施方式6所涉及的信号波形的、与图3所示的实施方式2的信号波形的差异在于,在从RF信号源2a输出的发送信号和从RF信号源2b输出的接收LO信号中,并不是使各个线性调频脉冲信号的开始时间错开,而是使开始频率错开。具体而言,RF信号源2b的输出在与RF信号源2a的输出相同的定时、并且以相同的频率的斜率生成,但开始频率错开

Δf_1 。即,以使从RF信号源2a输出的发送信号和从RF信号源2b输出的接收LO信号的相互的频率差成为恒定的方式,控制RF信号源2a或者RF信号源2b。由此,能够得到与使线性调频脉冲信号的开始定时错开的情况相同的效果。在想要使线性调频脉冲信号的开始定时的调整比时钟信号的周期单位更细时,有时电路变得复杂、或者调整精度劣化。另一方面,线性调频脉冲信号的频率的设定一般是在分数型PLL中进行的,所以能够以非常细的分辨率进行高精度的设定。

[0110] 此外,在图9中,示出从RF信号源2a输出的发送信号和从RF信号源2b输出的接收LO信号的关系,但当然在从RF信号源2a输出的发送信号与从RF信号源2c输出的接收LO信号之间也设置同样的频率差来动作。

[0111] 另外,如果使用实施方式6的手法,则与实施方式2同样地,无需区分校正的期间和通常测定的期间,能够一边进行通常测定,一边始终进行发送模块100a与接收模块100b之间、以及发送模块100a与接收模块100c之间的相位差的监视以及校正。此外,在图3所示的实施方式2的手法中,在延迟时间 T_2 的期间无法进行信号处理,但如果如实施方式6那样使用使频率错开的手法,则具有在与延迟时间 T_2 对应的期间也能够进行信号处理这样的优点。即,在实施方式6的手法中,具有相比于实施方式2能够将通常测定的期间确保得更长这样的优点。

[0112] 此外,在实施方式6中,将使RF信号源2a的输出和RF信号源2b的输出的相互的频率差成为恒定的控制手法应用于图1所示的实施方式1的结构,但也可以将本控制手法应用于图5所示的实施方式3的结构。

[0113] 最后,参照图10以及图11的附图,说明用于实现实施方式1至6中的信号处理部8的功能的硬件结构。图10是示出实现实施方式1至6中的信号处理部8的功能的硬件结构的一个例子的框图。图11是示出实现实施方式1至6中的信号处理部8的功能的硬件结构的其他例子的框图。

[0114] 在用软件实现实施方式1至6中的信号处理部8的功能的情况下,如图10所示,能够做成包括进行运算的处理器200、保存由处理器200读取的程序的存储器202、进行信号的输入输出的接口204、以及显示检测结果的显示器206的结构。

[0115] 处理器200也可以是运算装置、微型处理器、微型计算机、CPU (Central Processing Unit, 中央处理单元)、或者DSP (Digital Signal Processor, 数字信号处理器) 这样的运算单元。另外,作为存储器202,可以例示RAM (Random Access Memory, 随机存取存储器)、ROM (Read Only Memory, 只读存储器)、闪存存储器、EPROM (Erasable Programmable ROM)、EEPROM (注册商标) (Electrically EPROM) 这样的非易失性或者易失性的半导体存储器、磁盘、软盘、光盘、压缩盘、迷你盘、DVD (Digital Versatile Disc, 数字多功能盘)。

[0116] 在存储器202中,保存有执行信号处理部8的功能的程序。处理器200经由接口204交换必要的信息,由处理器200执行保存于存储器202的程序,从而进行上述校正处理以及目标50的检测处理。由处理器200运算的结果能够存储到存储器202。另外,还能够将处理器200的处理结果显示于显示器206。此外,显示器206也可以设置于信号处理部8的外部。

[0117] 另外,图10所示的处理器200以及存储器202也可以如图11所示置换为处理电路203。关于处理电路203,单一电路、复合电路、ASIC (Application Specific Integrated

Circuit,专用集成电路)、FPGA(Field-Programmable Gate Array,现场可编程门阵列)、或者、它们的组合符合。

[0118] 此外,以上的实施方式所示的结构是本发明的内容的一个例子,既能够与其他公知的技术组合,也能够在不脱离本发明的要旨的范围内,将结构的一部分省略、变更。

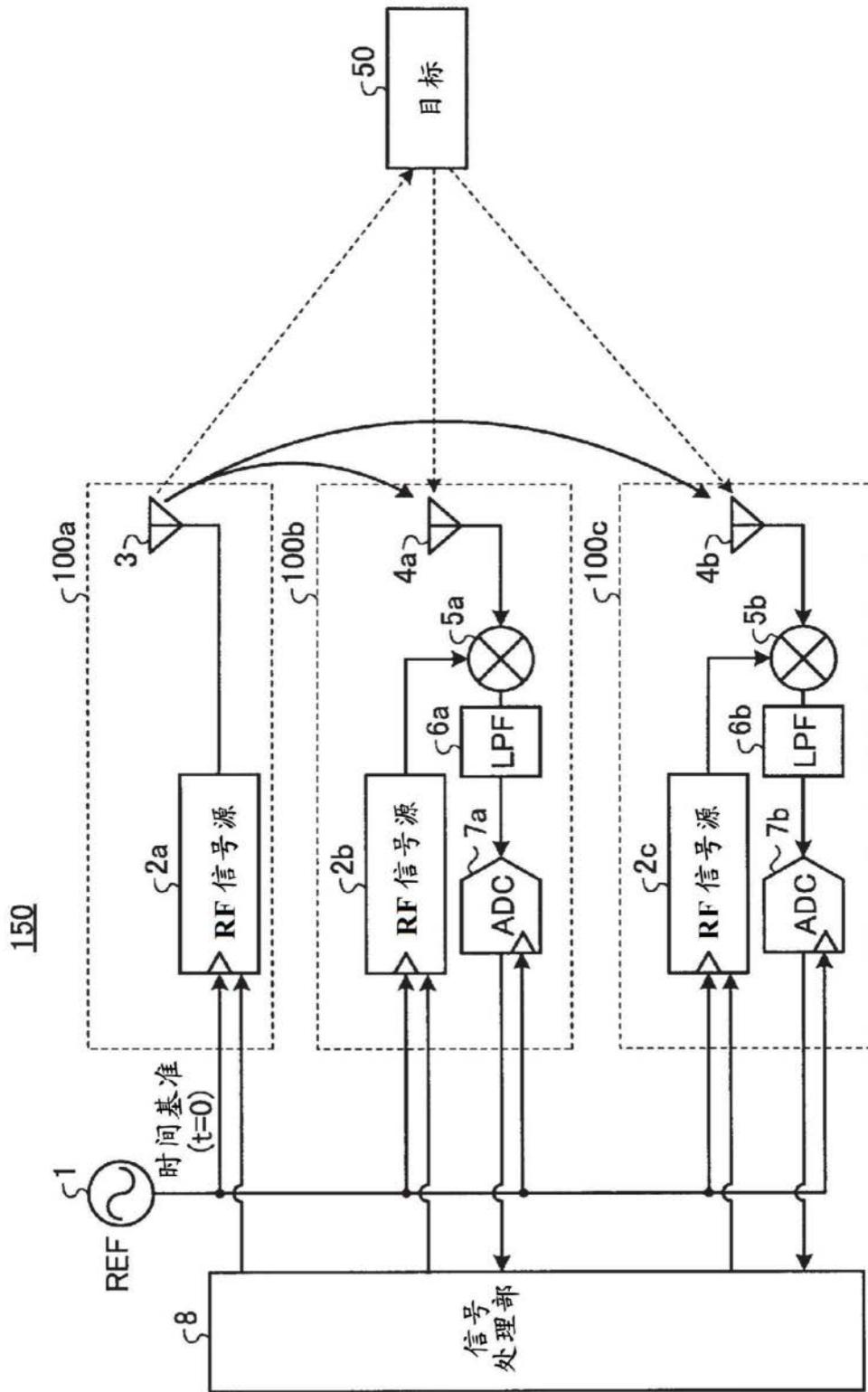


图1

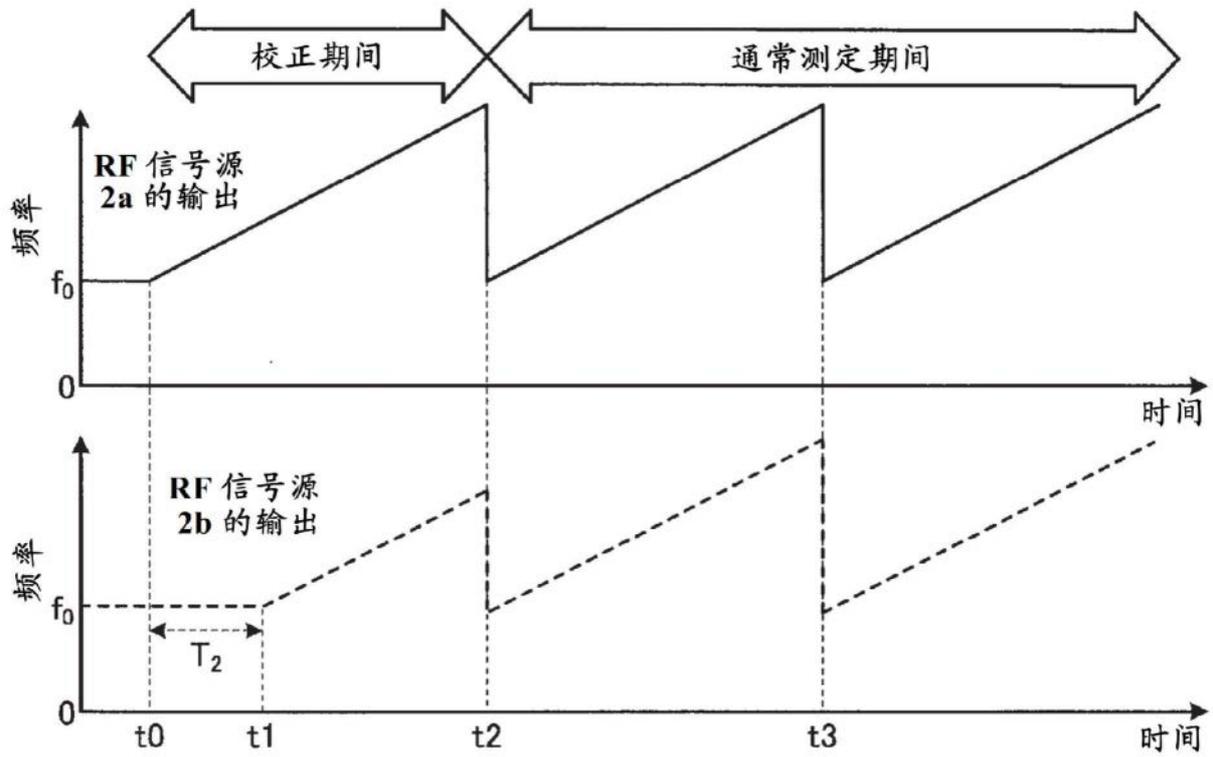


图2

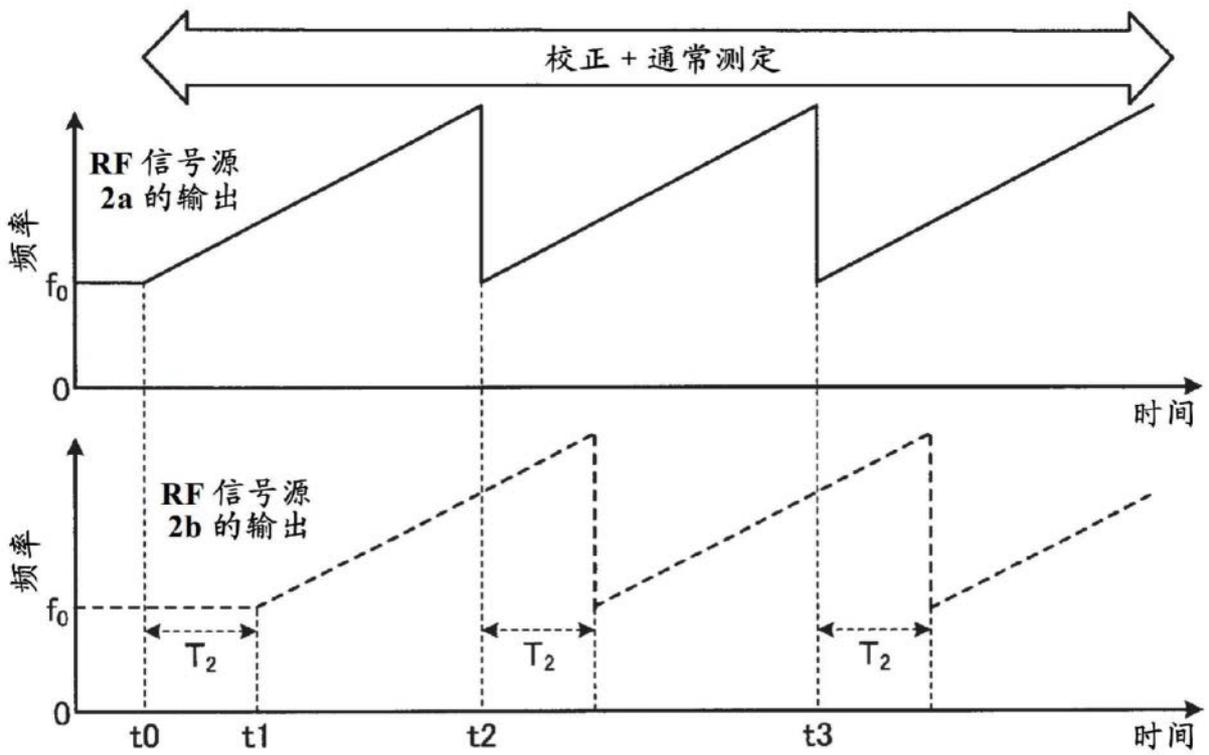
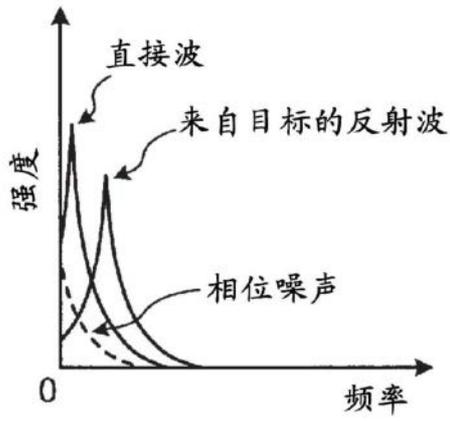
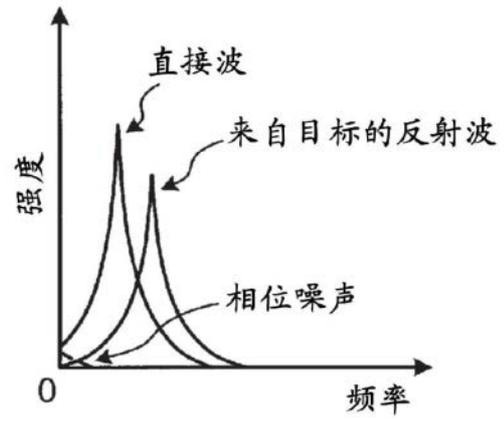


图3



发送信号和接收 LO 信号的
输出定时相同的情况($T_2=0$)



发送信号和接收 LO 信号的
输出定时错开的情况($T_2<0$)

图4

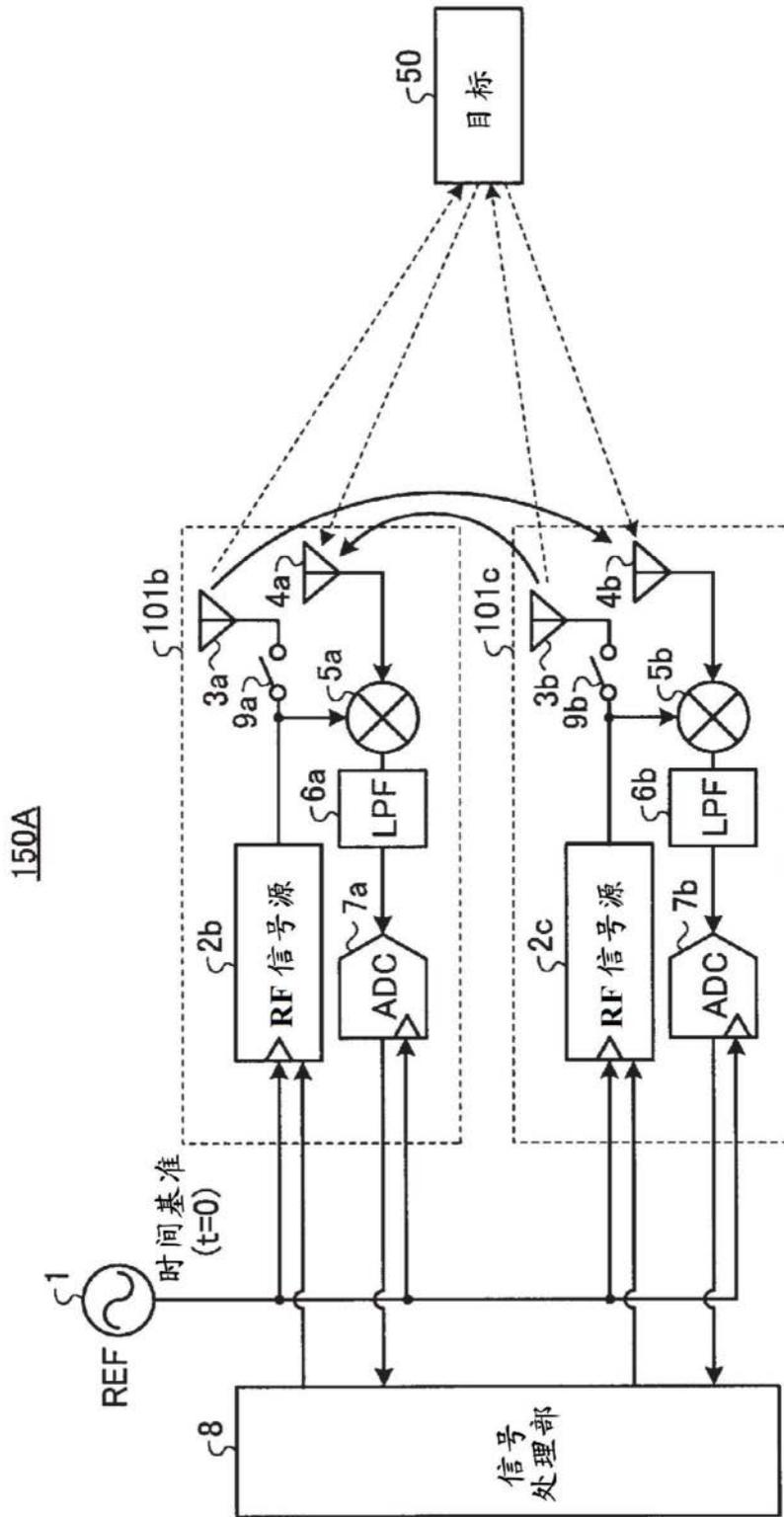


图5

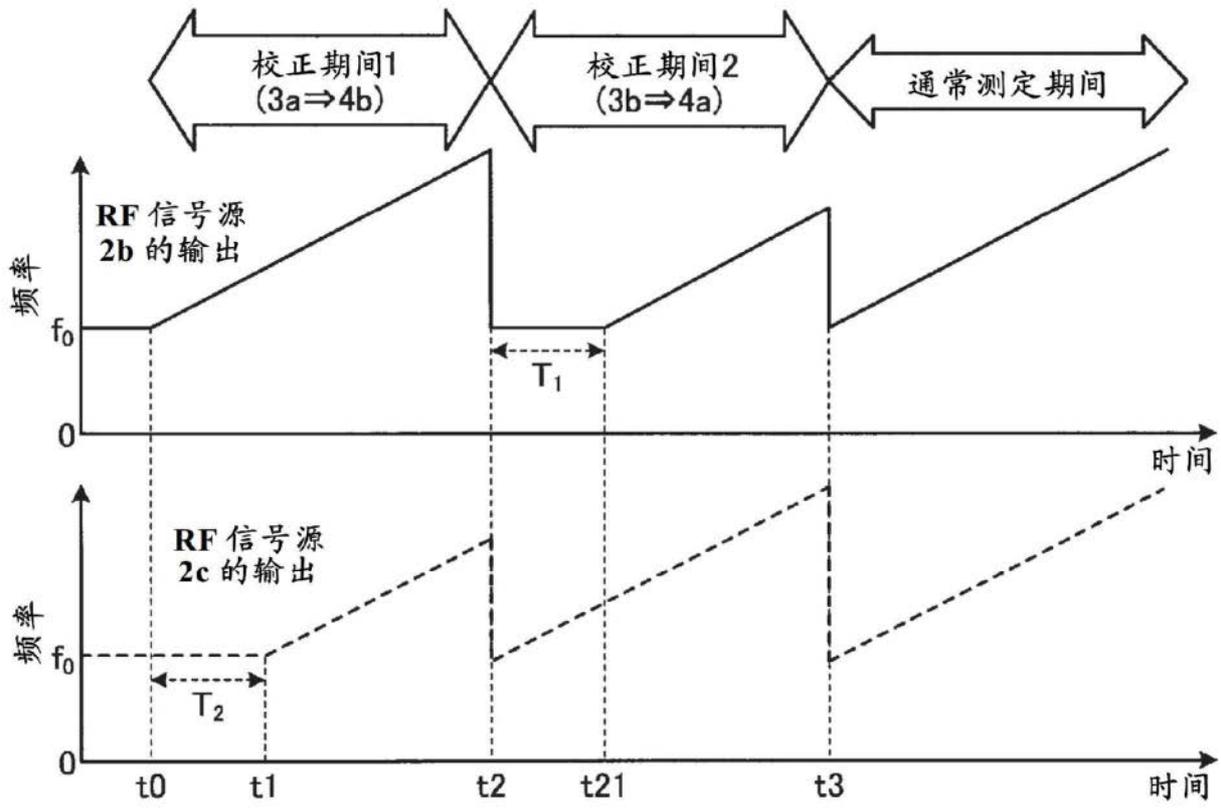


图6

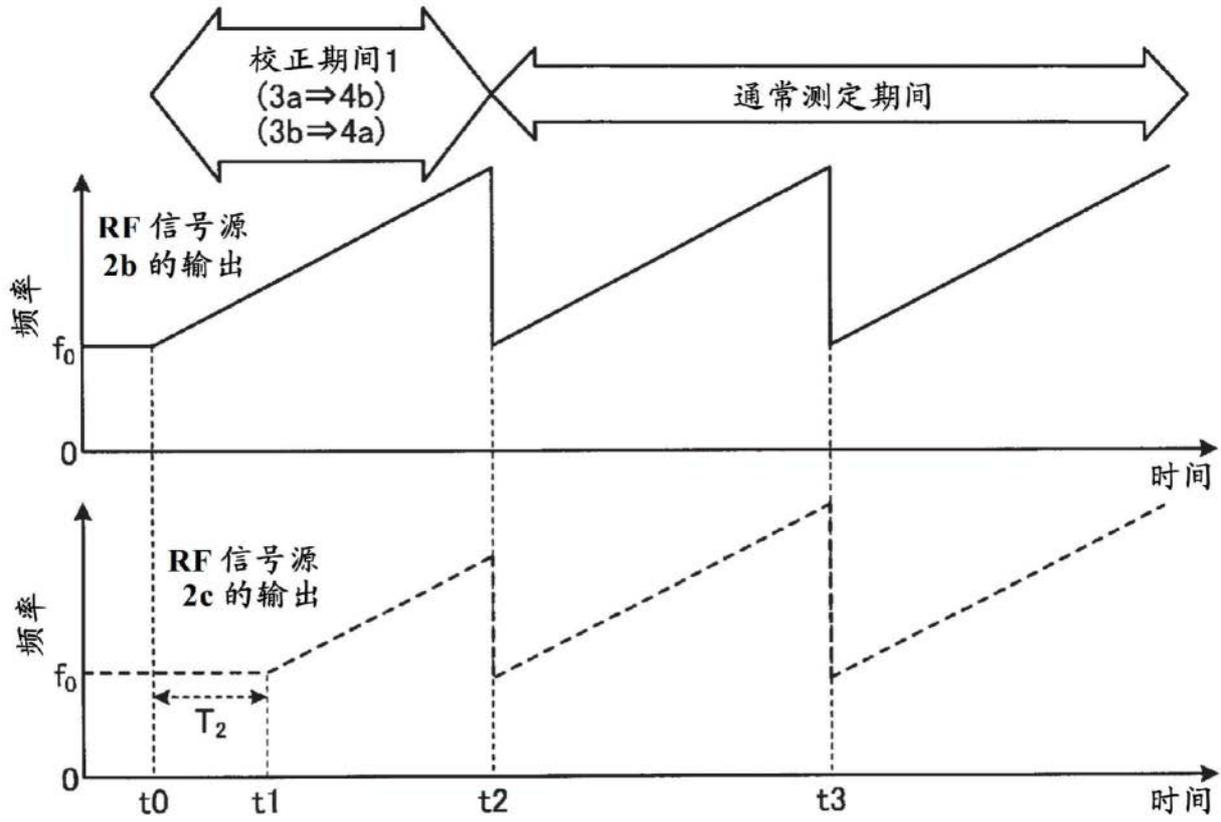


图7

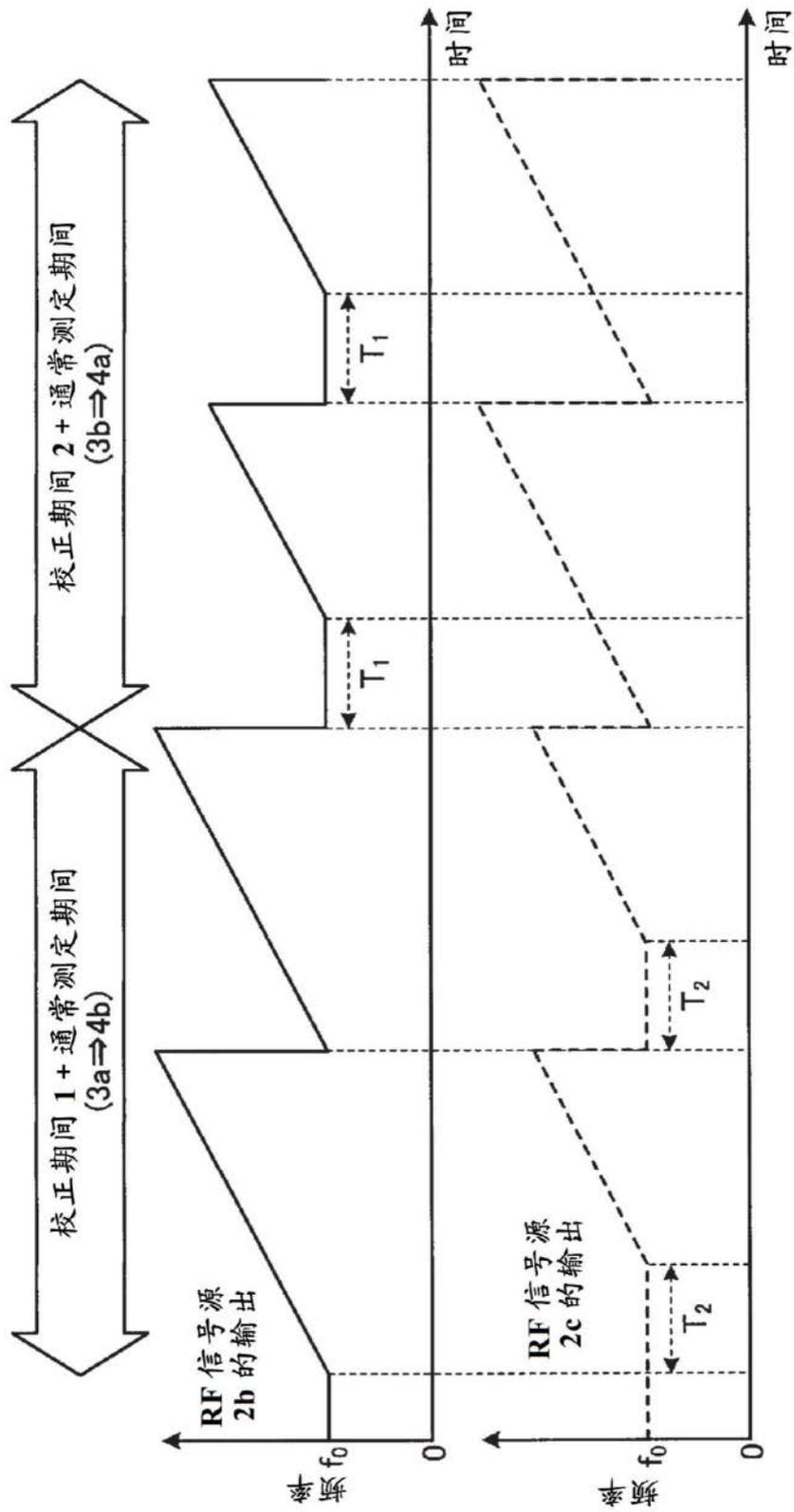


图8

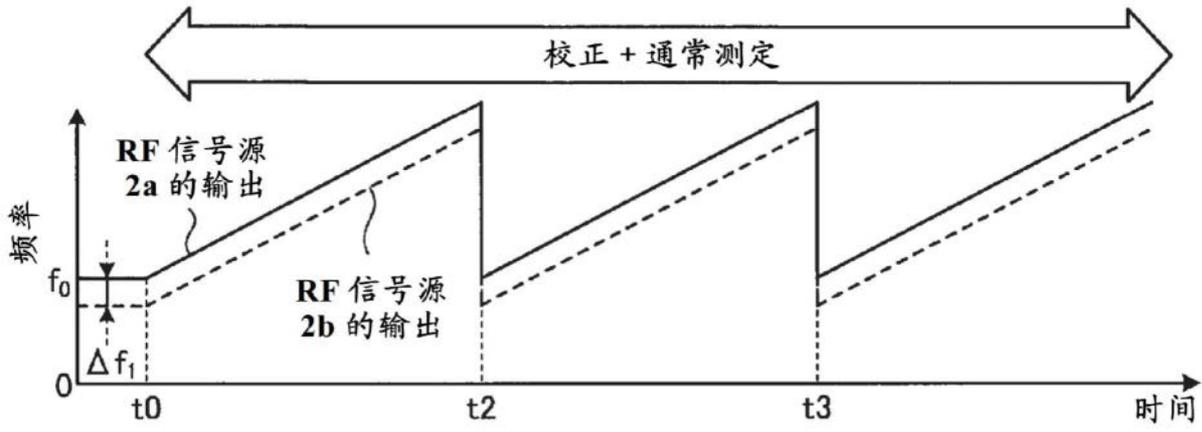


图9

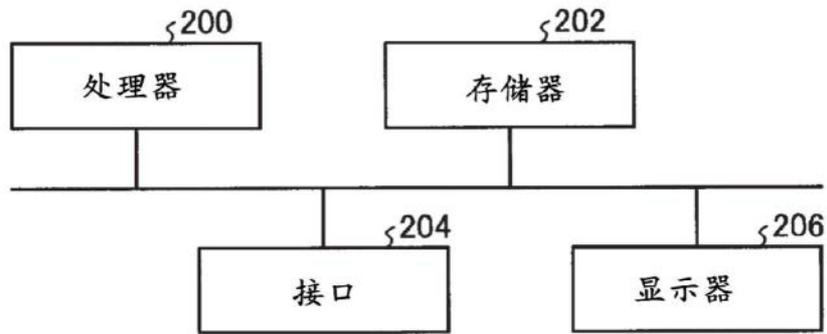


图10

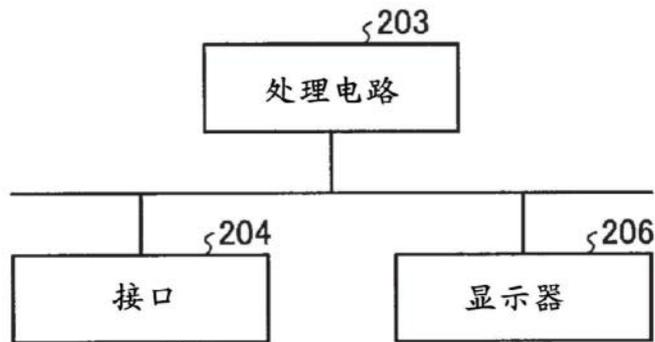


图11