



## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103003714 B

(45) 授权公告日 2016. 06. 01

(21) 申请号 201180034765. 1

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2011. 07. 14

G01S 13/28(2006. 01)

(30) 优先权数据

G01S 7/292(2006. 01)

2010-170821 2010. 07. 29 JP

G01S 13/93(2006. 01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

(56) 对比文件

2013. 01. 15

US 5786788 A, 1998. 07. 28,

(86) PCT国际申请的申请数据

JP 昭 61-96482 A, 1986. 05. 15,

PCT/JP2011/004028 2011. 07. 14

JP 平 2-196982 A, 1990. 08. 03,

(87) PCT国际申请的公布数据

CN 1767420 A, 2006. 05. 03,

W02012/014402 JA 2012. 02. 02

JP 特开平 10-268040 A, 1998. 10. 09,

(73) 专利权人 松下知识产权经营株式会社

审查员 周璐璐

地址 日本大阪府

(72) 发明人 岸上高明 中川洋一 向井裕人

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 邝万奎

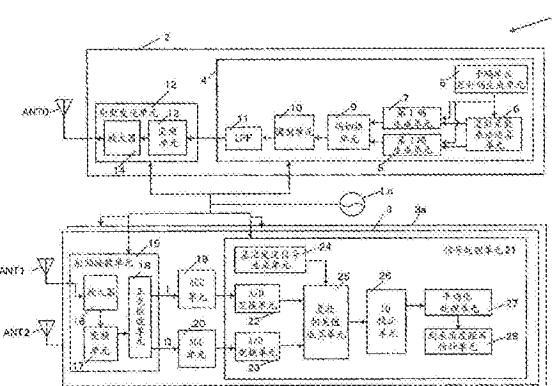
权利要求书3页 说明书18页 附图12页

(54) 发明名称

雷达装置

(57) 摘要

实时并且合适地校正在由目标反射的信号的正交检波后的 I 信号和 Q 信号之间产生的相位偏移量，并抑制目标的到来角度的估计精度的劣化。将高频发送信号以规定的发送周期从发送天线发送，以接收天线接收由目标反射的反射波的信号。根据具有将规定的码长度的码序列分割所得的子码长度的第 1 子码序列、第 2 子码序列，以及对第 1 子码序列、第 2 子码序列分别乘以了两种不同的系数所得的第 3 子码序列、第 4 子码序列、第 5 子码序列、第 6 子码序列，在第 1 发送周期，生成对连接了第 3 子码序列和第 4 子码序列的码进行调制所得的第 1 发送信号。在第 2 发送周期，生成对连接了第 4 子码序列和第 5 子码序列的码进行调制所得的第 2 发送信号。将生成的第 1 发送信号和第 2 发送信号变换为高频发送信号，并从发送天线发送。



1. 雷达装置，具备将高频发送信号以规定的发送周期从发送天线发送的发送单元，和以接收天线接收由目标反射的反射波的信号的接收单元，

所述发送单元包括：

发送信号生成单元，使用将第1子码序列乘以第1系数所得的第3子码序列、将第2子码序列乘以第2系数所得的第4子码序列、将第1子码序列乘以第2系数所得的第5子码序列、将第2子码序列乘以第1系数所得的第6子码序列生成第1发送信号和第2发送信号，

所述第1子码序列和所述第2子码序列具有将规定的码长度的码序列分割所得的子码长度，所述第1系数和所述第2系数包括复数系数，并为相互不同的2种系数，

所述第1发送信号为在第1发送周期，对连结了所述第3子码序列和所述第4子码序列的码进行调制所得的发送信号，

所述第2发送信号为在第2发送周期，对连结了所述第5子码序列和所述第6子码序列的码进行调制所得的发送信号；以及

射频发送单元，将所述发送信号生成单元生成的所述第1发送信号及所述第2发送信号变换为高频发送信号，从所述发送天线发送；

所述接收单元包括：

射频接收单元，用于将所述接收天线接收的所述反射波的信号变换为基带的第一接收信号以及第二接收信号，所述第一接收信号包括所述第3子码序列和第4子码序列，所述第二接收信号包括所述第5子码序列和第6子码序列；

I信号AGC单元，对所述第一接收信号中的I信号进行放大，对所述第二接收信号中的I信号进行放大；

Q信号AGC单元，对所述第一接收信号中的Q信号进行放大，对所述第二接收信号中的Q信号进行放大；

基准发送信号生成单元，与所述第1发送周期同步，生成由所述发送信号生成单元生成的与发送信号相同的包括所述第3子码序列以及所述第4子码序列的第一基准发送信号，与所述第2发送周期同步，生成由所述发送信号生成单元生成的与发送信号相同的包括所述第5子码序列以及所述第6子码序列的第二基准发送信号；

复数相关值运算单元，在所述第1发送周期中，对所述第一接收信号与所述第一基准发送信号中包含的所述第3子码序列之间的第1相关值、以及所述第一接收信号与所述第一基准发送信号中包含的所述第4子码序列之间的第2相关值进行运算，在所述第2发送周期中，对所述第二接收信号与所述第二基准发送信号中包含的所述第5子码序列之间的第3相关值、以及所述第二接收信号与所述第二基准发送信号中包含的所述第6子码序列之间的第4相关值进行运算；

IQ校正单元，对使所述第1相关值的振幅和所述第2相关值的振幅相等的第一校正系数进行运算，使用所述第一校正系数对所述第1相关值或所述第2相关值进行校正，生成将所述第1相关值和所述第2相关值中、校正后的相关值和未被校正的相关值进行加法运算得到的校正后的第1接收信号，对使所述第3相关值的振幅和所述第4相关值的振幅相等的第二校正系数进行运算，使用所述第二校正系数对所述第3相关值或所述第4相关值进行校正，生成将所述第3相关值和所述第4相关值中、校正后的相关值和未被校正的相关值进行加法运算得到的校正后的第2接收信号；以及

平均化处理单元,将所述校正后的第2接收信号移动所述规定的发送周期的1发送周期,将所述校正后的第1接收信号与移动所述1发送周期后的校正后的第2接收信号进行加法运算,

所述规定的码长度的码序列是互补码序列。

2. 权利要求1所述的雷达装置,其特征在于,还包括:

到来角度距离估计单元,基于所述平均化处理单元的加法运算结果,运算所述目标的到来角度或距离。

3. 权利要求1所述的雷达装置,其特征在于,

所述I信号AGC单元将由所述射频接收单元变换的所述第1接收信号或者所述第2接收信号的同相信号的电平,以在所述发送周期中从非发送区间开始定时起的经过时间对应的增益进行放大;以及

所述Q信号AGC单元将由所述射频接收单元变换的所述第1接收信号或者第2接收信号的正交信号的电平,以在所述发送周期中从所述非发送区间开始定时起的经过时间对应的增益进行放大。

4. 权利要求3所述的雷达装置,其特征在于,还包括:

第1A/D变换单元,将所述I信号AGC单元放大的同相信号变换为数字数据;以及

第2A/D变换单元,将所述Q信号AGC单元放大的正交信号变换为数字数据。

5. 权利要求1所述的雷达装置,其特征在于,还包括:

第1码序列存储单元,存储连结了所述第3子码序列和所述第4子码序列的码序列;以及  
第2码序列存储单元,存储连结了所述第5子码序列和所述第6子码序列的码序列,

所述发送信号生成单元对所述第1码序列存储单元、第2码序列存储单元所存储的各码序列分别进行调制而生成所述第1发送信号以及第2发送信号。

6. 权利要求1所述的雷达装置,其特征在于,还包括:

相位旋转量运算单元,以由所述平均化处理单元进行了加法运算的相关值作为基准相关值,基于多次发送期间的各发送周期中的所述规定的码长度的码序列的相关值,测定随着所述目标的移动在所述反射波的信号中的相位旋转量,所述多次发送期间是由所述平均化处理单元进行了加法运算的相关值的观测时间;以及

多普勒频率估计单元,基于所述相位旋转量运算单元运算的相位旋转量,估计随着所述目标的移动在所述反射波的信号中产生的多普勒频率。

7. 权利要求1所述的雷达装置,其特征在于,

所述第1系数为1,

所述第2系数为复数系数j。

8. 权利要求1所述的雷达装置,其特征在于,

所述第1系数为复数系数j,

所述第2系数为-1。

9. 权利要求1所述的雷达装置,其特征在于,

所述第1系数为-1,

所述第2系数为反转的复数系数-j。

10. 权利要求1所述的雷达装置,其特征在于,

所述第1系数为复数系数j，

所述第2系数为1。

11. 权利要求1所述的雷达装置，其特征在于，

所述第1系数为反转的复数系数-j，

所述第2系数为-1。

12. 权利要求1所述的雷达装置，其特征在于，

所述第1系数为-1，

所述第2系数为复数系数j。

## 雷达装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及以天线接收由目标(target)反射的反射波来检测该目标的雷达装置。

### 背景技术

[0002] 雷达装置是通过将电波从测定地点发射到空间,接收由目标反射的反射波,从而测定该测定地点和目标之间的距离、方向等的装置。特别是近年来,通过采用了微波或毫米波等的波长短的电波的高分辨率的测定,正在开展不仅以汽车而且以行人等作为可检测的目标的雷达装置的开发。

[0003] 雷达装置接收混合了来自位于近距离的目标和位于远距离的目标的反射波的接收信号。特别地,在因来自位于近距离的目标的反射波的信号的自相关特性而产生距离旁瓣(range side lobe)的情况下,在雷达装置的接收时,该距离旁瓣和来自位于远距离的目标的反射波的信号混杂,因此,有时雷达装置中的位于远距离的目标的检测精度会劣化。

[0004] 此外,在汽车和行人处于距测定地点相同距离的情况下,有时雷达装置接收分别混合了雷达反射截面积(RCS:Radar cross section)不同的来自汽车和行人的反射波的接收信号。一般来说行人(人)的雷达反射截面积小于汽车的雷达反射截面积。因此,例如即使在汽车和行人处于距测定地点相同的距离的情况下,雷达装置也需要适当地接收不仅来自汽车而且来自行人的反射波。

[0005] 因此,就要求上述的高分辨率的测定的雷达装置来说,其要求在发送时发送具有低距离旁瓣电平(level)的特性(以下,称为低距离旁瓣特性)的脉冲波或脉冲调制波。而且,在该雷达装置的接收时,要求相对该接收到的信号具有宽的接收动态范围。

[0006] 关于上述低距离旁瓣特性,以往,作为具有低距离旁瓣特性的脉冲波或脉冲调制波,已知使用互补码发送的脉冲压缩雷达。这里,脉冲压缩是,将脉冲信号进行脉冲调制或相位调制并使用脉冲宽度宽的信号来发送,在接收后的信号处理中对该接收到的信号进行解调而变换为脉冲宽度窄的信号的方法。根据脉冲压缩,可以增大目标的探测距离,而且,可以提高对该探测距离的距离估计精度。

[0007] 此外,互补码由多个、例如两个互补码序列( $a_n, b_n$ )构成,在一方的互补码序列的自相关运算结果和另一方的互补码序列的自相关运算结果中,在使延迟时间(移位时间) $\tau$ 一致而将各自相关运算结果相加的情况下,具有距离旁瓣为零的性质。再有,参数n为 $n=1, 2, \dots, L$ ,参数L表示码序列长度。

[0008] 关于这样的互补码的性质,参照图9进行说明。图9是说明以往的互补码的性质的说明图。该图(a)是表示一方的互补码序列 $a_n$ 的自相关运算结果的说明图。该图(b)是表示另一方的互补码序列 $b_n$ 的自相关运算结果的说明图。该图(c)是表示两个互补码序列( $a_n, b_n$ )的自相关运算结果的相加值的说明图。

[0009] 两个互补码序列( $a_n, b_n$ )中一方的互补码序列 $a_n$ 的自相关运算结果,根据式(1)导出。另一方的互补码序列 $b_n$ 的自相关运算结果,根据式(2)导出。再有,参数R表示自相关运算结果。但是,在 $n>L$ 或 $n<1$ 的情况下,两个互补码序列( $a_n, b_n$ )都为零。再有,星号\*表示共轭

复数运算符。

$$[0010] R_{aa}(\tau) = \sum_{n=1}^L a_n a_{n+\tau}^* \dots (1)$$

$$[0011] R_{bb}(\tau) = \sum_{n=1}^L b_n b_{n+\tau}^* \dots (2)$$

[0012] 如图9(a)所示,根据式(1)导出的一方的互补码序列 $a_n$ 的自相关运算结果 $R_{aa}(\tau)$ ,在延迟时间 $\tau$ 为零时出现峰值(peak),在延迟时间(移位时间) $\tau$ 不为零的情况下存在距离旁瓣。同样地,如图9(b)所示,根据式(2)导出的另一方的互补码序列 $b_n$ 的自相关运算结果 $R_{bb}(\tau)$ ,在延迟时间 $\tau$ 为零时峰值出现,在延迟时间(移位时间) $\tau$ 不为零的情况下存在距离旁瓣。

[0013] 如图9(c)所示,这些自相关运算结果( $R_{aa}(\tau)$ 、 $R_{bb}(\tau)$ )的相加值,在延迟时间 $\tau$ 为零时出现峰值,在延迟时间(移位时间) $\tau$ 不为零的情况下距离旁瓣不存在而为零。将这种情况以式(3)表示。再有,图9(a)~(c)的横轴表示自相关运算中的延迟时间( $\tau$ ),纵轴表示运算出的自相关运算结果。

[0014]  $R_{aa}(\tau) + R_{bb}(\tau) \neq 0$ , 当  $\tau = 0$

[0015]  $R_{aa}(\tau) + R_{bb}(\tau) = 0$ , 当  $\tau \neq 0$  ……(3)

[0016] 此外,作为采用了上述脉冲压缩的以往的脉冲压缩雷达,已知专利文献1中公开的脉冲压缩发送接收装置及脉冲压缩发送接收方法。

[0017] 在专利文献1中,发送装置发送以互补序列的一方进行了脉冲内相位调制的宽度T的脉冲,以及隔开该发送脉冲宽度T以上的时间间隔w、以互补序列的另一方进行了脉冲内相位调制的宽度T的脉冲。而且,发送装置在接收这些二串发送脉冲的反射脉冲后,每隔PRI(脉冲重复间隔)发送二串发送脉冲。接收装置的相关器求时间间隔(2T+w)的接收信号的最初的时间间隔T的信号和以最初的发送脉冲的调制所使用的互补序列进行了调制的参考信号之间的相关。

[0018] 而且,接收装置的相关器求最后的时间间隔T的信号和以互补序列的另一方的序列调制过的参考信号之间的相关。接收信号的判断器根据由相关器求得的两个相关结果决定相关值。由此,可以将在接收信号中没有因多普勒频率造成的相位调制的情况下的距离旁瓣设为零,减少有因多普勒频率造成的相位调制的情况下的距离旁瓣的劣化。

[0019] 此外,在基于雷达装置的接收时,已知相比来自距测定地点位于近距离的目标的到来时间早的反射波,来自位于远距离的目标的到达时间晚的反射波的信号的衰减大这样的性质。已知要使雷达装置具有大的接收动态范围,则与上述性质相关联,对于来自目标的反射波,用AGC(Auto Gain Control;自动增益控制)单元放大该反射波的信号。关于该情况,参照图10进行说明。

[0020] 图10是说明在以往的雷达装置中放大反射波的信号的动作的说明图。该图(a)是表示发送信号的发送区间和接收信号的测定区间的说明图。该图(b)是表示在接收信号的测定区间内以AGC单元放大的增益的变化的说明图。

[0021] 图10(a)表示在以发送区间和非发送区间构成的发送周期间歇地发送脉冲信号的情况下,在相当于非发送区间的区间中设置对该脉冲信号的反射波的测定区间的例子。该情况下,如图10(b)所示,从非发送区间起的经过时间越长,就越能增加AGC单元的增益。由

此,在雷达装置中,可以实现大的动态范围。

[0022] 现有技术文献

[0023] 专利文献

[0024] 专利文献1:日本特开平10-268040号公报

## 发明内容

[0025] 发明要解决的课题

[0026] 但是,在以往的雷达装置中,在由目标反射的反射波的信号被正交检波后,分别用AGC单元放大通过该正交检波而变换的同相信号和正交信号的情况下,有时在AGC单元间产生增益的偏差。关于该情况,参照图11进行说明。图11是表示以往的雷达装置的雷达接收单元50a的内部结构的方框图。此外,在以下说明中,将由雷达装置的雷达接收单元正交检波的信号的同相信号记载为‘I信号’,将该正交检波的信号的正交信号称为‘Q信号’。

[0027] 在图11中,AGC单元52将由射频接收单元51进行了正交检波后输出的I信号以规定的增益放大。AGC单元53将由射频接收单元51进行了正交检波后输出的Q信号以规定的增益放大。由AGC单元52放大的I信号输入到A/D变换单元55,由AGC单元53放大的Q信号输入到A/D变换单元56。输入到各A/D变换单元55、56的I信号及Q信号分别由信号处理单元54进行信号处理,运算距目标的距离及到来角度。

[0028] 理论上不会产生AGC单元52、53间的增益的偏差。但是,实际上,根据构成AGC单元52、53的各AGC电路元件的个体差,在AGC单元52、53间会产生增益的偏差。在该情况下,I信号和Q信号的振幅不同,在信号处理单元54中所运算的目标的到来角度的估计精度就会劣化。参照图12说明这种情况。

[0029] 图12是说明以往的雷达装置中的AGC单元的增益的偏差造成的影响的说明图。在图12中,在AGC单元52、53各自理想地动作的情况下的角度和AGC单元52、53的增益产生偏差而动作情况下的角度之间产生差异。在该情况下,I信号和Q信号的振幅不同,而且,在I信号的相位分量和Q信号的相位分量之间产生相位偏移量。相位偏移量在由信号处理单元54的到来角度估计单元63估计目标的到来角度时,就成了不容忽略的误差。因此,在产生了该相位偏移量的情况下,难以高精度地估计目标的到来角度。

[0030] 在校正这样的AGC单元52、53间的增益的偏差的情况下,作为以往的方法,可考虑根据增益而预先运算用于校正该偏差的校正系数,将该运算所得的校正系数作为表来保存的方法。但是,如图10所示,AGC单元52、53的增益随时间改变。因此,预先计算与各增益对应的校正系数的方法,实际上非常繁杂。而且,已知AGC单元52、53的增益容易受到周围温度的影响。因此,预先在表中保存的校正系数未必就是对应于增益的值而一直成为合适的值。

[0031] 本发明鉴于上述以往的情况而完成,其目的在于,提供实时并且适当地校正在由目标反射的反射波信号的正交检波后的I信号和Q信号之间产生的相位偏移量,抑制目标的到来角度的估计精度的劣化的雷达装置。

[0032] 用于解决课题的方案

[0033] 本发明是上述的雷达装置,具备将高频发送信号以规定的发送周期从发送天线发送的发送单元,和以接收天线接收由目标反射的反射波的信号的接收单元,它包括:发送信号生成单元,使用将第1子码序列乘以第1系数所得的第3子码序列、将第2子码序列乘以第2

系数所得的第4子码序列、将第1子码序列乘以第2系数所得的第5子码序列、将第2子码序列乘以第1系数所得的第6子码序列，生成第1发送信号和第2发送信号，所述第1子码序列和所述第2子码序列具有将规定的码长度的码序列分割所得的子码长度，所述第1系数和所述第2系数包括复数系数，并为相互不同的2种系数，所述第1发送信号为在第1发送周期，对连结了所述第3子码序列和所述第4子码序列的码进行调制所得的发送信号，所述第2发送信号为在第2发送周期，对连结了所述第5子码序列和所述第6子码序列的码进行调制所得的发送信号；以及射频发送单元，将所述发送信号生成单元生成的所述第1发送信号及所述第2发送信号变换为高频发送信号，从所述发送天线发送；所述接收单元包括：射频接收单元，用于将所述接收天线接收的所述反射波的信号变换为基带的第1接收信号以及第2接收信号，所述第1接收信号包括所述第3子码序列和第4子码序列，所述第2接收信号包括所述第5子码序列和第6子码序列；I信号AGC单元，对所述第1接收信号中的I信号进行放大，对所述第2接收信号中的I信号进行放大；Q信号AGC单元，对所述第1接收信号中的Q信号进行放大，对所述第2接收信号中的Q信号进行放大；基准发送信号生成单元，与所述第1发送周期同步，生成由所述发送信号生成单元生成的与发送信号相同的包括所述第3子码序列以及所述第4子码序列的第1基准发送信号，与所述第2发送周期同步，生成由所述发送信号生成单元生成的与发送信号相同的包括所述第5子码序列以及所述第6子码序列的第2基准发送信号；复数相关值运算单元，在所述第1发送周期中，对所述第1接收信号与所述第1基准发送信号中包含的所述第3子码序列之间的第1相关值、以及所述第1接收信号与所述第1基准发送信号中包含的所述第4子码序列之间的第2相关值进行运算，在所述第2发送周期中，对所述第2接收信号与所述第2基准发送信号中包含的所述第5子码序列之间的第3相关值、以及所述第2接收信号与所述第2基准发送信号中包含的所述第6子码序列之间的第4相关值进行运算；IQ校正单元，对使所述第1相关值的振幅和所述第2相关值的振幅相等的第1校正系数进行运算，使用所述第1校正系数对所述第1相关值或所述第2相关值进行校正，生成将所述第1相关值和所述第2相关值中、校正后的相关值和未被校正的相关值进行加法运算得到的校正后的第1接收信号，对使所述第3相关值的振幅和所述第4相关值的振幅相等的第2校正系数进行运算，使用所述第2校正系数校正所述第3相关值或所述第4相关值进行校正，生成将所述第3相关值和所述第4相关值中、校正后的相关值和未被校正的相关值进行加法运算得到的校正后的第2接收信号；以及平均化处理单元，将所述校正后的第2接收信号移动所述规定的发送周期的1发送周期，将所述校正后的第1接收信号与移动所述1发送周期后的校正后的第2接收信号进行加法运算，所述规定的码长度的码序列是互补码序列。

[0034] 发明效果

[0035] 根据本发明的雷达装置，可以实时并且适当地校正在由目标反射的反射波信号的正交检波后的I信号和Q信号之间产生的相位偏移量，抑制目标的到来角度的估计精度的劣化。

#### 附图说明

[0036] 图1是表示第1实施方式的雷达装置的内部结构的方框图。

[0037] 图2是表示由具有将规定的脉冲码长度分割所得的子码长度的子码序列构成的互补码序列的生成步骤的说明图。

[0038] 图3是有关第1实施方式的雷达装置的动作的定时图,(a)是发送区间和非发送区间构成的发送周期的说明图,(b)是测定区间的说明图,(c)是对每个发送周期逐次切换发送互补码序列的状况和离散时刻之间的关系的说明图。

[0039] 图4是有关雷达接收单元的AGC单元的动作的定时图,(a)是对每个发送周期逐次地切换发送互补码序列的状况的说明图,(b)是测定区间的说明图,(c)是AGC单元的增益根据从非发送区间的开始定时起的经过时间而变化的状况的说明图。

[0040] 图5是表示复数相关值运算单元及IQ校正单元的结构的说明图。

[0041] 图6是说明复数相关值运算单元及IQ校正单元的动作的流程图。

[0042] 图7是表示发送信号生成单元的另一内部结构的方框图,(a)是表示发送信号生成单元的变形例的内部结构的方框图,(b)是表示发送信号生成单元的另一变形例的内部结构的方框图。

[0043] 图8是表示第1实施方式的变形例中的雷达接收单元的内部结构的方框图。

[0044] 图9是说明以往的互补码的性质的说明图,(a)是表示一方的互补码序列的自相关运算结果的说明图,(b)是表示另一方互补码序列的自相关运算结果的说明图,(c)是表示两个互补码序列的自相关运算结果的加法运算值的说明图。

[0045] 图10是说明在以往的雷达装置中放大反射波的信号的动作的说明图,(a)是表示发送信号的发送区间和接收信号的测定区间的说明图,(b)是表示接收信号的测定区间内AGC单元放大的增益的变化的说明图。

[0046] 图11是表示以往的雷达装置的雷达接收单元的内部结构的方框图。

[0047] 图12是说明以往的雷达装置的AGC单元的增益的偏差造成的影响的说明图。

[0048] 标号说明

[0049] 1 雷达装置

[0050] 2 雷达发送单元

[0051] 3、3a 雷达接收单元

[0052] 4、4a、4b 发送信号生成单元

[0053] 5、5b 子码单位互补码生成单元

[0054] 6 复数系数乘法运算单元

[0055] 7、7b 第1码生成单元

[0056] 8、8b 第2码生成单元

[0057] 7a 第1码存储单元

[0058] 8a 第2码存储单元

[0059] 9、9a、9b 码切换单元

[0060] 10、10a、31b、35b 调制单元

[0061] 11 LPF

[0062] 12 射频发送单元

[0063] 13、17 变频单元

[0064] 14、16 功率放大单元

[0065] 15 射频接收单元

[0066] 18 正交检波单元

- [0067] 19、20 AGC单元
- [0068] 21、21b 信号处理单元
- [0069] 22、23 A/D变换单元
- [0070] 24 基准发送信号生成单元
- [0071] 25 复数相关值运算单元
- [0072] 26 IQ校正单元
- [0073] 27 平均化单元
- [0074] 28 到来角度距离估计单元
- [0075] 29 相位旋转量测定单元
- [0076] 30 多普勒频率估计单元
- [0077] 32b、34b 90度相移调制单元
- [0078] 33b、36b P/S变换单元
- [0079] ACC 校正系数运算单元
- [0080] ANTO 发送天线
- [0081] ANT1、ANT2 接收天线
- [0082] B1、B2、B3、B4 缓冲器
- [0083] CC 互补码序列相关值运算单元
- [0084] FR 第1子码单位相关值运算单元
- [0085] Lo 本机振荡器
- [0086] M1、M2 校正后相关值运算单元
- [0087] R1、R2、R3、R4、R5、R6、R7、R8 移位寄存器
- [0088] SR 第2子码单位相关值运算单元
- [0089] Tr 发送周期
- [0090] Tw 发送区间

### 具体实施方式

[0091] 以下，参照附图说明本发明的实施方式。此外，以下的实施方式的雷达装置，使用由使用互补码序列进行脉冲调制的子码序列构成的信号作为发送信号的一例进行说明。此外，在以下说明中，在由雷达装置接收的接收信号中，包含来自雷达装置的高频发送信号被目标反射的反射波的信号，以及该雷达装置周围的噪声信号。

[0092] [第1实施方式]

[0093] 参照图1～图5说明第1实施方式的雷达装置1的结构及动作。图1是表示第1实施方式的雷达装置1的内部结构的方框图。图2是表示由具有将规定的脉冲码长度L分割所得的子码长度的子码序列构成的互补码序列的生成步骤的说明图。

[0094] 图3是有关雷达装置1的动作的定时图(timing chart)。该图(a)是由发送区间和非发送区间构成的发送周期的说明图。该图(b)是测定区间的说明图。该图(c)是说明对每个发送周期逐次切换发送互补码序列的状况和离散时刻之间关系的说明图。

[0095] 图4是有关雷达接收单元3的AGC单元19、20的动作的定时图。该图(a)是说明对每个发送周期逐次切换发送互补码序列的状况的说明图。该图(b)是测定区间的说明图。该图

(c)是表示AGC单元19、20的增益根据从非发送区间的开始定时起的经过时间而变化的状况的说明图。此外,图5是说明复数相关值运算单元25和IQ校正单元26的结构及动作的说明图。

[0096] 如图1所示,雷达装置1包括:本机振荡器Lo;连接了发送天线ANT0的雷达发送单元2;连接了接收天线ANT1的雷达接收单元3;以及连接了接收天线ANT2的雷达接收单元3a。第1实施方式的雷达装置1将由雷达发送单元2生成的规定的间歇性的高频发送信号从发送天线ANT0发送,以雷达接收单元3及雷达接收单元3a接收由目标反射的反射波的信号。雷达装置1从各雷达接收单元3、3a接收到的接收信号中检测目标。再有,目标是雷达装置1要检测的对象的物体,例如是汽车或人等,在以下的各实施方式中也是同样。

[0097] 首先,说明雷达发送单元2。雷达发送单元2包括发送信号生成单元4和射频(RF)发送单元12。发送信号生成单元4包括:子码单位互补码生成单元5、复数系数乘法运算单元6、第1码生成单元7、第2码生成单元8、码切换单元9、调制单元10、以及LPF(Low Pass Filter;低通滤波器)11。在图1中,发送信号生成单元4以包含LPF11的方式构成,但LPF11也可以与发送信号生成单元4独立地构成。射频发送单元12包括变频单元13和放大器14。

[0098] 发送信号生成单元4基于由本机振荡器Lo生成的参考信号,生成对该参考信号倍增到规定倍数的定时块(timing block)。发送信号生成单元4的各部分基于该生成的定时块进行动作。发送信号生成单元4将由具有L[个]元素(1)和元素(-1)的脉冲码长度L构成的互补码序列分割为两个,对该分割所得的各子码序列进行调制而周期性地生成基带的发送信号r(n)。参数n表示离散时刻。

[0099] 此外,由发送信号生成单元4生成的发送信号,设为不是连续的信号。例如,在图3(a)所示的状况下,在从发送天线ANT0发送的高频发送信号存在的区间Tw[秒],作为基带的发送信号r(n)存在Nr[个]的样本。另一方面,在该高频发送信号不存在的区间(Tr-Tw)[秒]中,假设作为基带的发送信号r(n)存在Nu[个]样本。这里,参数Tr是从发送天线ANT0发送的高频发送信号的发送周期[秒]。

[0100] 子码单位互补码生成单元5生成具有脉冲码长度L的构成互补码序列(a,b)的各子码序列(c,d),而且,基于该各子码序列(c,d)生成互补码序列(a,b)。再有,各子码序列(c,d)的码长度以将互补码序列(a,b)的脉冲码长度L进行N分割所得的L/N表示。以下,将各子码序列的码长度仅称为‘子码长度’。在以下的说明中,说明分割数N=2的情况下的动作。

[0101] 子码单位互补码生成单元5,例如按图2所示的步骤生成子码序列(c,d)及互补码序列(a,b)。即,如图2所示,子码单位互补码生成单元5生成由元素(1)或元素(-1)构成的子码序列(c,d),进而生成脉冲码长度L=2<sup>p</sup>的码长度的互补码序列(a,b)。这里,一方的互补码序列(a)是连结了子码序列(c)和子码序列(d)的序列。另一方的互补码序列(b)是连结了子码序列(c)和子码序列(-d)的序列。

[0102] 再有,(a,b)分别表示互补码序列,(c,d)表示分别构成互补码序列的子码序列。此外,参数(p)确定由子码单位互补码生成单元5生成的互补码序列(a,b)的码长度。子码单位互补码生成单元5将该生成的子码序列(c,d)分别输出到复数系数乘法运算单元5、第1码生成单元7、以及第2码生成单元8。

[0103] 复数系数乘法运算单元6输入由子码单位互补码生成单元5输出的子码序列(c,d),生成对于该输入的子码序列(c,d)分别乘以复数系数j的复数子码序列(jc,jd)。复数系

数乘法运算单元6将该生成的复数子码序列( $jc, jd$ )分别输出到各个第1码生成单元7和第2码生成单元8。

[0104] 第1码生成单元7输入由子码单位互补码生成单元5输出的子码序列( $c, d$ )，以及从复数系数乘法运算单元6输出的复数子码序列( $jc, jd$ )。第1码生成单元7通过将该输入的各子码序列及复数子码序列( $c, d, jc, jd$ )中的子码序列( $c$ )和复数子码序列( $jd$ )连结，生成码序列[ $c, jd$ ]。第1码生成单元7将该生成的码序列[ $c, jd$ ]输出到码切换单元9。在以下说明中，将第1码生成单元7生成的码序列记载为‘Code#1’。

[0105] 第2码生成单元8输入由子码单位互补码生成单元5输出的子码序列( $c, d$ )，以及从复数系数乘法运算单元6输出的复数子码序列( $jc, jd$ )。第2码生成单元8通过将该输入的各子码序列及复数子码序列( $c, d, jc, jd$ )中的子码序列( $d$ )和复数子码序列( $jc$ )连结，生成码序列[ $jc, d$ ]。第2码生成单元8将该生成的码序列[ $jc, d$ ]输出到码切换单元9。在以下说明中，将第2码生成单元8生成的码序列记载为‘Code#2’。

[0106] 码切换单元9输入由第1码生成单元7生成的码序列Code#1和由第2码生成单元8生成的码序列Code#2。码切换单元9将该输入的码序列Code#1及码序列Code#2，如图3(c)所示，对每个发送周期Tr逐次地切换而输出到调制单元10。具体地说，在图3(c)的最初的发送周期Tr的发送区间，码切换单元9将码序列Code#1输出到调制单元10。在该周期的下一发送周期Tr的发送区间，码切换单元9将码序列Code#2输出到调制单元10。在该下一周期以后的发送周期的发送区间中也同样地，码切换单元9同样逐次地切换码序列Code#1和码序列Code#2并输出到调制单元10。

[0107] 调制单元10输入由码切换单元9输出的码序列Code#1或码序列Code#2。调制单元10对该输入的码序列Code#1或码序列Code#2，通过对各码序列采用Nr/L个样本的脉冲进行调制而生成发送信号。此外，调制单元10对于该输入的码序列Code#1或码序列Code#2，也可以通过参照图7(b)进行后述的相位调制而生成发送信号。细节将在后面记载。调制单元10通过LPF11，仅将该生成的发送信号中预先设定的限制频带以下的发送信号r(n)输出到射频(RF)发送单元12。

[0108] 射频发送单元12基于由本机振荡器Lo生成的参考信号，生成将该参考信号倍增到规定倍数的定时块。射频发送单元12基于该生成的参考信号进行动作。具体地说，变频单元13输入由发送信号生成单元4生成的发送信号r(n)，将该输入的基带的发送信号r(n)进行变频而生成载波频带的高频发送信号。变频单元13将该生成的高频发送信号输出到放大器14。

[0109] 放大器14输入该输出的高频发送信号，将该输入的高频发送信号的电平(level)放大到规定的电平并输出到发送天线ANT0。该放大的高频发送信号通过发送天线ANT0辐射到空间而发送。

[0110] 发送天线ANT0将由射频发送单元12输出的高频发送信号辐射到空间而发送。如图3(a)所示，高频发送信号在发送周期Tr中的发送区间Tw的期间发送，在非发送区间(Tr-Tw)的期间不发送。

[0111] 接着，说明雷达接收单元3、3a。雷达接收单元3包括：接收天线ANT1、射频接收单元15、AGC单元19、AGC单元20、以及信号处理单元21。雷达接收单元3a除了取代接收天线ANT1而包括与该接收天线ANT1不同的另一接收天线ANT2以外，具有与雷达接收单元3同样的结

构。因此,在以下的雷达接收单元3、3a的说明中,仅说明雷达接收单元3。但是,雷达接收单元3a进行与雷达接收单元3同样的动作。

[0112] 射频接收单元15包括:放大器16、变频单元17、以及正交检波单元18。信号处理单元21包括:A/D变换单元22、A/D变换单元23、基准发送信号生成单元24、复数相关值运算单元25、IQ校正单元26、平均化处理单元27、以及到来角度距离估计单元28。

[0113] 接收天线ANT1将由雷达发送单元2发送的高频发送信号被目标反射的反射波的信号和该雷达装置1的周围的噪声信号作为接收信号接收。再有,该反射波的信号是高频带的信号。由接收天线ANT1接收的接收信号被输入到射频接收单元15。如图1所示,第1实施方式的雷达装置1的雷达接收单元作为两个单元来说明,但雷达接收单元的数量不限于两个。再有,在雷达装置1中,雷达接收单元保持一个接收天线。

[0114] 如图3(b)所示,接收天线ANT1在高频发送信号的发送周期Tr内相当于非发送区间( $Tr-Tw$ )的区间,接收上述接收信号。因此,接收该接收信号的区间成为雷达装置1中的测定区间。

[0115] 射频接收单元15基于由本机振荡器Lo生成的参考信号,生成对该参考信号倍增至规定倍数的定时块。射频接收单元15基于该生成的定时块进行动作。具体地说,放大器16输入由接收天线ANT1接收的高频带的接收信号,将该接收的高频带的接收信号的电平放大到规定的电平并输出到变频单元17。

[0116] 变频单元17输入由该放大器16输出的高频带的接收信号,将该输入的高频带的接收信号变频到基带,并将该变频的基带的接收信号输出到正交检波单元18。

[0117] 正交检波单元18通过将变频单元17输出的基带的接收信号中的一部分接收信号的相位分量移相90[度],生成由I信号和Q信号构成的基带的接收信号。正交检波单元18将该生成的I信号输出到AGC单元19,将该生成的Q信号输出到AGC单元20。

[0118] 如图4(c)所示,AGC单元19将由正交检波单元18输出的I信号以该图(b)所示的测定区间(非发送区间)的开始定时起的经过时间所对应的增益进行放大。如图4(c)所示,AGC单元19的增益不是固定而是可变的。AGC单元19将该放大的I信号输出到A/D变换单元22。

[0119] 如图4(c)所示,AGC单元20将由正交检波单元18输出的Q信号以该图(b)所示的测定区间(非发送区间)的开始定时起的经过时间所对应的增益进行放大。如图4(c)所示,AGC单元20的增益不是固定而是可变的。AGC单元20将该放大的Q信号输出到A/D变换单元23。

[0120] A/D变换单元22对于由AGC单元19输出的基带的I信号进行离散时刻k的采样,从而将该I信号变换为数字数据。同样地,A/D变换单元23对于由AGC单元20输出的基带的Q信号进行离散时刻k的采样,从而将该Q信号变换为数字数据。这里,参数k表示与高频发送信号所包含的基带的发送信号r(n)的样本数对应的离散时刻。

[0121] 这里,接收天线ANT1的离散时刻k的接收信号,使用该接收信号的同相信号 $I(s,k)$ 及该接收信号的正交信号 $Q(s,k)$ ,作为式(4)的复数信号来表示。参数j是满足 $j^2=-1$ 的复数系数。在第1实施方式的雷达装置1中,参数s表示接收天线ANT1或接收天线ANT2,s=1或s=2。将离散时刻k的AGC单元19或AGC单元20的增益表示为 $g(k,I)$ 或 $g(k,Q)$ 。在AGC单元19、20的特性是理想的情况下,在 $k=1 \sim (Nr+Nu)$ 的情况下, $g(k,I)=g(k,Q)$ 成立。但是,在AGC单元19、20间产生偏差的情况下, $g(k,I) \neq g(k,Q)$ 。

[0122]  $x(s,k)=g(k,I)I(s,k)+jg(k,Q)Q(s,k) \quad \cdots(4)$

[0123] 再有,在以下说明中,离散时刻k为 $k=1 \sim 2(Nr+Nu)$ 。如图3(c)所示,离散时刻 $k=1$ 表示高频发送信号中的码序列Code#1的发送周期 $Tr$ 的开始定时。此外,离散时刻 $k=2(Nr+Nu)$ 表示码序列Code#2的发送周期 $Tr$ 的结束定时。即,雷达接收单元3将由码序列Code#1的高频发送信号的发送周期 $Tr$ 和码序列Code#2的高频发送信号的发送周期 $Tr$ 构成的2倍的发送周期( $2Tr$ )的区间,作为信号处理单元21中的信号处理区间而周期性地运算。

[0124] 此外,如图3(c)所示,离散时刻k在码序列Code#1的高频发送信号的发送开始定时时 $k=1$ ,在码序列Code#1的高频发送信号的发送结束定时时 $k=Nr$ 。同样地,离散时刻k在码序列Code#2的高频发送信号的发送开始定时时 $k=(Nr+Nu)$ ,在码序列Code#2的高频发送信号的发送结束定时时 $k=(2Nr+Nu)$ 。而且,离散时刻k在码序列Code#2的高频发送周期 $Tr$ 的结束定时时 $k=2(Nr+Nu)$ 。离散时刻k在码序列Code#1的高频发送信号的发送开始定时起至码序列Code#2的高频发送信号的发送结束定时的范围被重复设定。

[0125] 基准发送信号生成单元24与发送信号生成单元4的动作同步,与该发送信号生成单元4同样地基于由本机振荡器Lo生成的参考信号,生成对该参考信号倍增到规定倍数的定时块。基准发送信号生成单元24基于该生成的参考信号,周期性地生成与发送信号生成单元4生成的发送信号相同基带的基准发送信号 $r(n)$ 。基准发送信号生成单元24将该生成的基准发送信号 $r(n)$ 输出到复数相关值运算单元25。

[0126] 再有,雷达发送单元2的发送信号生成单元4生成的发送信号及基准发送信号生成单元24生成的基准发送信号,作为由I信号 $Ir(k)$ 及Q信号 $Qr(k)$ 构成的基带的信号 $r(n)$ ,可以由式(5)表示。再有,参数 $gr(k)$ 表示离散时刻k的AGC19、20的增益。

$$[0127] r(n) = Ir(k) + jQr(k) \quad \cdots (5)$$

[0128] 有关复数相关值运算单元25及IQ校正单元26的动作,参照图5及图6来说明。图6是说明离散时刻 $k=1 \sim 2(Nr+Nu)$ 中的复数相关值运算单元25及IQ校正单元26的动作的流程图。图6的步骤S11至步骤S15是复数相关值运算单元25的动作,该图的步骤S16至步骤S18的动作是IQ校正单元26的动作。

[0129] 如图5所示,复数相关值运算单元25包括:多个移位寄存器R1~R8;第1子码单位相关值运算单元FR;第2子码单位相关值运算单元SR;以及缓冲器B1、B2。IQ校正单元26包括:缓冲器B3、B4;校正系数运算单元ACC;校正后相关值运算单元M1、M2;以及互补码序列相关值运算单元CC。

[0130] 在图6中,各移位寄存器R1~R8分别输入由A/D变换器22、23变换后的复数信号 $x(s,k)$ (S11)。再有,图5表示码长度 $L=8$ 时的复数相关值运算单元25的结构。各移位寄存器R1~R8对应于将后述的式(6)及(7)中的参数m错开,输入复数信号 $x(s,k)$ 。参数m表示相关值的运算中的移位时间。此外,第1子码单位相关值运算单元FR及第2子码单位相关值运算单元SR分别输入由基准发送信号生成单元24输出的基准发送信号 $r(n)$ 。

[0131] 这里,在AGC单元19、20的特性是理想的情况下,在离散时刻 $k=1 \sim 2(Nr+Nu)$ , $gr(k)=g(k,I)=g(k,Q)$ 。在该情况下,第1子码单位相关值运算单元FR将步骤S11中输入的复数信号 $x(s,k)$ 和步骤S12中输入的基准发送信号 $r(n)$ 的复数共轭值之间的相关值,如式(6)所示进行运算(S13)。此外,第2子码单位相关值运算单元SR将步骤S11中输入的复数信号 $x(s,k)$ 和步骤S12中输入的基准发送信号 $r(n)$ 的复数共轭值之间的相关值,如式(7)所示进行运算(S13)。

[0132] 该式(6)的运算时,离散时刻k=1~(Nr+Nu)的区间,相当于图3所示的码序列Code#1的高频发送信号的发送周期。此外,式(7)的运算时,离散时刻k=(Nr+Nu+1)~2(Nr+Nu)的区间,相当于图3所示的码序列Code#2的高频发送信号的发送周期。因此,第1子码单位相关值运算单元FR及第2子码单位相关值运算单元SR,分别在步骤S12中,根据离散时刻k的范围,切换输入由基准发送信号生成单元24输出的基准发送信号r(n)。

[0133] 具体地说,第1子码单位相关值运算单元FR,在离散时刻k=1~(Nr+Nu)的区间,作为基准发送信号r(n)而输入与码序列Code#1的高频发送信号相同的基准发送信号(S12)。此外,第2子码单位相关值运算单元SR,在离散时刻k=(Nr+Nu+1)~2(Nr+Nu)的区间,作为基准发送信号r(n)而输入与码序列Code#2的高频发送信号相同的基准发送信号(S12)。

$$[0134] AC_1(s, k) = \sum_{m=1}^{Nr} \frac{x(s, k+m-1)}{g_r(k+m-1)} r_{code\#1}^*(m) \quad \dots (6)$$

$$[0135] AC_2(s, k) = \sum_{m=1}^{Nr} \frac{x(s, k+m-1)}{g_r(k+m-1)} r_{code\#2}^*(m) \quad \dots (7)$$

[0136] 这里,式(6)中的参数r<sub>Code#1</sub>(m)表示与离散时刻k=1~(Nr+Nu)的区间中的码序列Code#1的高频发送信号相同的基准发送信号。此外,同样地,式(7)中的参数r<sub>Code#2</sub>(m)表示与离散时刻k=(Nr+Nu+1)~2(Nr+Nu)的区间中的码序列Code#2的高频发送信号相同的基准发送信号。此外,星号(\*)表示共轭复数运算符。

[0137] 另一方面,在AGC单元19、20间发生偏差的情况下,参数g<sub>r</sub>(k)≠g(k,I)≠g(k,Q)。在该情况下,第1子码单位相关值运算单元FR,对由子码长度L/N(图5的情况下L/N=4)构成的子码序列,运算步骤S11中输入的复数信号x(s,k)和步骤S12中输入的基准发送信号r(n)的子码序列(c)之间的子码序列相关值(S13)。此外,第2子码单位相关值运算单元SR,对由子码长度L/N构成的复数子码序列,运算步骤S11中输入的复数信号x(s,k)和步骤S12中输入的基准发送信号r(n)的复数子码序列(c)之间的复数子码序列相关值(S13)。

[0138] 具体地说,第1子码单位相关值运算单元FR,在离散时刻k=1~(Nr+Nu),根据式(8)运算步骤S11中输入的复数信号x(s,k)和步骤S12中输入的基准发送信号r(n)的子码序列(c)之间的子码序列相关值(S13)。此外,第2子码单位相关值运算单元SR,在同样的离散时刻k=1~(Nr+Nu),根据式(9)运算步骤S11中输入的复数信号x(s,k)和步骤S12中输入的基准发送信号r(n)的复数子码序列(jd)之间的复数子码序列相关值(S13)。

[0139] 第1子码单位相关值运算单元FR将步骤S13中运算的各子码序列相关值临时地存储在该复数相关值运算单元25内的缓冲器B1中(S14),并输出到IQ校正单元26的缓冲器B3(S15)。而且,第2子码单位相关值运算单元SR将步骤S13中运算的各复数子码序列相关值临时地存储在该复数相关值运算单元25内的缓冲器B2中(S14),并输出到IQ校正单元26的缓冲器B4(S15)。

$$[0140] AC_{1\_sub1}(s, k) = \sum_{m=1}^{Nr} \frac{x(s, k+m-1)}{g_r(k+m-1)} [c(m)]^* \quad \dots (8)$$

$$[0141] AC_{1\_sub2}(s, k) = \sum_{m=1}^{Nr} \frac{x(s, k+m-1)}{g_r(k+m-1)} [jd(m)]^* \quad \dots (9)$$

[0142] 此外,第1子码单位相关值运算单元FR,在离散时刻k=(Nr+Nu+1)~2(Nr+Nu),根

据式(10)运算步骤S11中输入的复数信号x(s,k)和步骤S12中输入的基准发送信号r(n)的复数子码序列(jc)之间的复数子码序列相关值(S13)。此外,第2子码单位相关值运算单元SR,在同样的离散时刻k=(Nr+Nu+1)~2(Nr+Nu),根据式(11)运算步骤S11中输入的复数信号x(s,k)和步骤S12中输入的基准发送信号r(n)的复数子码序列(jc)之间的复数子码序列相关值(S13)。

[0143] 第1子码单位相关值运算单元FR将步骤S13中运算的各复数子码序列相关值临时地存储在该复数相关值运算单元25内的缓冲器B1中(S14),并输出到IQ校正单元26的缓冲器B3(S15)。而且,第2子码单位相关值运算单元SR将步骤S13中运算的各子码序列相关值临时地存储在该复数相关值运算单元25内的缓冲器B2中(S14),并输出到IQ校正单元26的缓冲器B4(S15)。

$$[0144] AC_{2\_sub_2}(s, k) = \sum_{m=1}^{Nr} \frac{x(s, k+m-1)}{g_r(k+m-1)} [jc(m)] \quad \dots (10)$$

$$[0145] AC_{2\_sub_2}(s, k) = \sum_{m=1}^{Nr} \frac{x(s, k+m-1)}{g_r(k+m-1)} [d(m)] \quad \dots (11)$$

[0146] 在图6中,校正系数运算单元ACC基于由复数相关值运算单元25运算的各子码序列相关值、各复数子码序列相关值,运算用于使AGC单元19、20的各增益相等的校正系数(S16)。具体地说,校正系数运算单元ACC基于在离散时刻k=1~(Nr+Nu)根据式(8)及式(9)运算的各子码序列相关值、各复数子码序列相关值,将运算式(12)成立时的式(8)或式(9)的系数,作为第1校正系数H1(s,k)(其中,k=1~(Nr+Nu))(S16)。

[0147] 具体地说,第1校正系数H1(s,k)作为使在发送信号中使用了复数子码序列的情况下复数子码序列相关值AC1-sub2(s,k+(Nr/N))和在发送信号中使用了子码序列的情况下子码序列相关值AC1-sub1(s,k)的各振幅电平(振幅标度)相等的情况下系数来运算。该运算的第1校正系数H1(s,k)被乘以AC1-sub2(s,k+(Nr/N))或AC1-sub1(s,k)。

[0148] 例如,在运算在发送信号中使用了码序列Code#1的情况下相关值的情况下,校正系数运算单元ACC计算第1校正系数H1(s,k)=|AC1-sub2(s,k+(Nr/N))|/|AC1-sub1(s,k)|的比率。而且,校正后相关值运算单元M2将AC1-sub2(s,k+(Nr/N))乘以进行了该运算的第1校正系数H1(s,k),并进行如式(13)的加法运算。

[0149] 即,式(12)表示在离散时刻k=1~(Nr+Nu)的情况下,在发送信号中使用了子码序列(c)时的子码序列相关值和在发送信号中使用了复数子码序列(jd)时的复数子码序列相关值的各振幅电平相等的情况下,AGC单元19、20的增益相等。即,在式(12)成立的情况下,在AGC单元19、20的增益中不产生变动(偏差)。

[0150] 由此,校正系数运算单元ACC,在离散时刻k=1~(Nr+Nu)的情况下,可以运算用于对因AGC单元19、20间的变动使I信号和Q信号的振幅的尺度的偏倚而产生的I信号和Q信号之间的相位偏移量适当地校正的校正系数H1(s,k)。由此,最终能够提高雷达的测定性能(特别是提高测角精度)。

$$[0151] AC_{1\_sub_2}(s, k + \frac{Nr}{N}) \text{ 的振幅电平} = AC_{1\_sub_1}(s, k) \text{ 的振幅电平} \quad \dots (12)$$

[0152] 校正后相关值运算单元M2,在离散时刻k=1~(Nr+Nu)的情况下,将通过步骤S16运算的第1校正系数H1(s,k)、与AC1-sub2(s,k+(Nr/N))或AC1-sub1(s,k)进行乘法运算

(S17)。这里,例如,设为复数子码序列相关值 $AC_1-sub_2(s, k+(Nr/N))$ 和校正系数 $H_1(s, k)$ 进行乘法运算。而且,互补码序列相关值运算单元CC将通过步骤S17乘法运算的校正后相关值运算结果和根据式(8)进行了运算的子码序列相关值,根据式(13)进行加法运算(S18)。根据该式(13)进行了运算的相关值,表示码序列Code#1的互补码序列的相关值。

$$[0153] AC_1(s, k) = AC_1-sub_1(s, k) + H_1(s, k)AC_1-sub_2(s, k + \frac{Nr}{N}) \quad \dots (13)$$

[0154] 通过各接收天线,对于离散时刻 $k=1 \sim (Nr+Nu)$ 进行复数相关值运算单元25及IQ校正单元26的运算。但是,在作为雷达装置1的测定对象的目标的存在范围位于距该雷达装置1近距离的范围的前提下,也可以进一步限定离散时刻k的范围。由此,雷达装置1可以降低复数相关值运算单元25及IQ校正单元26的运算量。即,雷达装置1可以降低信号处理单元21的耗电量。

[0155] 此外,校正系数运算单元ACC,在离散时刻 $k=(Nr+Nu+1) \sim 2(Nr+Nu)$ ,基于根据式(10)及式(11)运算的各子码序列相关值、各复数子码序列相关值,将运算式(14)成立时的式(10)或式(11)的系数,作为第2校正系数 $H_2(s, k)$ (其中, $k=(Nr+Nu+1) \sim 2(Nr+Nu)$ )(S16)。

[0156] 具体地说,第2校正系数 $H_2(s, k)$ 作为在发送信号中使用了子码序列的情况下子码序列相关值 $AC_2-sub_2(s, k+(Nr/N))$ 和在发送信号中使用了复数子码序列的情况下复数子码序列相关值 $AC_2-sub_1(s, k)$ 的各振幅电平(振幅标度)相等的情况下系数来运算。该运算的第2校正系数 $H_2(s, k)$ 被乘以 $AC_2-sub_2(s, k+(Nr/N))$ 或 $AC_2-sub_1(s, k)$ 。

[0157] 例如,在运算在发送信号中使用了码序列Code#2的情况下相关值的情况下,校正系数运算单元ACC计算第2校正系数 $H_2(s, k) = |AC_2-sub_2(s, k+(Nr/N))| / |AC_2-sub_1(s, k)|$ 的比率。而且,校正后相关值运算单元M1将 $AC_2-sub_2(s, k+(Nr/N))$ 乘以进行了该运算的第2校正系数 $H_2(s, k)$ ,并进行如式(14)的加法运算处理。

[0158] 即,式(14)表示在离散时刻 $k=(Nr+Nu+1) \sim 2(Nr+Nu)$ 的情况下,在发送信号中使用了复数子码序列(jc)时的复数子码序列相关值和在发送信号中使用了子码序列(d)时的子码序列相关值的各振幅电平相等的情况下,AGC单元19、20的增益相等。即,在式(14)成立的情况下,在AGC单元19、20的增益中不产生变动(偏差)。

[0159] 由此,校正系数运算单元ACC,在离散时刻 $k=(Nr+Nu+1) \sim 2(Nr+Nu)$ 的情况下,可以运算用于对因AGC单元19、20间的变动而产生的I信号和Q信号之间的相位偏移量进行适当地校正的校正系数 $H_2(s, k)$ 。由此,能够最终提高雷达的测定性能(特别是提高测角精度)。

$$[0160] AC_2-sub_2(s, k + \frac{Nr}{N})\text{的振幅电平} = AC_2-sub_1(s, k)\text{的振幅电平} \quad \dots (14)$$

[0161] 校正后相关值运算单元M1,在离散时刻 $k=(Nr+Nu+1) \sim 2(Nr+Nu)$ 的情况下,将由步骤S16进行了运算的第2校正系数 $H_2(s, k)$ 、与 $AC_2-sub_2(s, k+(Nr/N))$ 或 $AC_2-sub_1(s, k)$ 进行乘法运算(S17)。这里,例如,设子码序列相关值 $AC_2-sub_2(s, k+(Nr+Nu))$ 和校正系数 $H_2(s, k)$ 进行乘法运算。而且,互补码序列相关值运算单元CC将由步骤S17进行了乘法运算的校正后相关值运算结果和根据式(10)运算的复数子码序列相关值,根据式(15)进行加法运算(S18)。根据该式(15)运算的相关值,表示码序列Code#2的互补码序列的相关值。

$$[0162] AC_2(s, k) = AC_{2\_sub_1}(s, k) + H_2(s, k)AC_{2\_sub_2}(s, k + \frac{Nr}{N}) \dots (15)$$

[0163] 通过各接收天线,对于离散时刻k=(Nr+Nu+1)~2(Nr+Nu)进行复数相关值运算单元25及IQ校正单元26的运算。但是,在作为雷达装置1的测定对象的目标的存在范围位于距该雷达装置1近距离的范围的前提下,也可以进一步限定离散时刻k的范围。由此,雷达装置1可以降低复数相关值运算单元25及IQ校正单元26的运算量。即,雷达装置1可以降低信号处理单元21的耗电量。

[0164] 平均化处理单元27将根据式(13)运算所得的码序列Code#1的互补码序列的相关值、以及根据式(15)运算所得的码序列Code#2的互补码序列的相关值进行加法运算。但是,码序列Code#2的互补码序列的相关值的运算中的离散时刻k,相比码序列Code#1的互补码序列的相关值的运算中的离散时刻k,延迟相当于发送周期Tr的1周期。

[0165] 平均化处理单元27考虑各码序列的互补码序列的相关值的运算中的离散时刻k的不同,进行将码序列Code#2的互补码序列的相关值的运算中的离散时刻k进行了在时间上移动相当于发送周期Tr的式(16)的运算。式(16)表示的相关值是由发送信号生成单元4生成的互补码序列(码序列Code#1、码序列Code#2)和由接收天线ANTs接收到的接收信号之间的相关值。这里,离散时刻k为k=1~(Nr+Nu)。雷达装置1根据平均化处理单元27的式(16)的运算,如上述式(1)及图8所示,可以获得距离旁瓣被抑制得低的信号。

$$[0166] AC_1(s, k) + AC_2(s, k + (Nr + Nu)) \dots (16)$$

[0167] 到来角度距离估计单元28基于由平均化处理单元27进行了运算的互补码序列(码序列Code#1、码序列Code#2)的相关值AC<sub>1</sub>(s, k)+AC<sub>2</sub>(s, k+Nr+Nu),进行目标的到来角度及至该目标为止的距离的估计运算。到来角度距离估计单元25的到来角度的估计运算,已经是公知的技术,例如可通过参照下述参考非专利文献1而实现。而且,到来角度距离估计单元28的至目标为止的距离的估计运算,可通过参照下述参考非专利文献2而实现。

[0168] (参考非专利文献1)JAMES A.Cadzow, 'Direction of Arrival Estimation Using Signal Subspace Modeling', IEEE, Vol.28, pp.64-79(1992)

[0169] (参考非专利文献2)J.J.BUSSGANG, et al., 'A Unified Analysis of Range Performance of CW, Pulse, and Pulse Dopper Radar', Proceedings of the IRE, Vol.47, Issue 10, pp.1753-1762(1959)

[0170] 例如,到来角度距离估计单元28对于目标的到来角度,基于接收天线ANT1的互补码序列的加法运算的相关值,计算该接收天线的接收信号的电平。在该接收信号的电平中,包含目标的到来角度的相位分量。到来角度距离估计单元28将该接收信号的电平取最大值的情况下相位分量的角度作为该目标的到来角度进行估计。

[0171] 此外,例如,到来角度距离估计单元28对于与目标之间的距离,基于接收天线ANT1中的互补码序列的加法运算的相关值,基于该相关值取最大值时的离散时刻和高频发送信号的发送时间之间的时间差,估计该目标的距离。

[0172] 如上所述,根据第1实施方式的雷达装置1,可以适当地校正在由目标反射的反射波的信号的正交检波后的I信号和Q信号之间产生的相位偏移量,可以抑制目标的到来角度的估计精度的劣化。

[0173] 此外,雷达装置1对于高频发送信号以码长度L/N进行脉冲压缩,所以可以获得由

目标反射的反射波的信号中的SNR(Signal Noise Ratio;信噪比)得到了改善的相关值。因此,雷达装置1可以高精度地运算将I信号和Q信号之间的相位偏移量适当地校正的校正系数,可以抑制目标的到来角度的估计劣化。

[0174] 而且,根据雷达装置1,通过使用了互补码序列(码序列Code#1、码序列Code#2),可以保持低距离旁瓣特性。由此,可以抑制雷达装置1造成的目标的到来角度及距离的估计的劣化。

[0175] 而且,根据雷达装置1,可以在预先确定的测定期间,以实时方式运算因受到温度等外部环境影响而变动的与AGC单元19、20的增益的偏差等对应的校正系数。

[0176] [第1实施方式的变形例1]

[0177] 在第1实施方式中,使用子码序列( $c, d, jc, jd$ ),将互补码序列( $a, b$ )表示为 $a = [c, jd]$ 及 $b = [jc, d]$ 。但是,互补码序列( $a, b$ )的表示方式不限定于该表示方式。例如,在设对子码序列c及d的系数(A,B,C,D)的情况下,将互补码序列( $a, b$ )表示为 $a = [Ac, Bd]$ 及 $b = [Cc, Dd]$ 的情况下,在第1实施方式中,各系数(A,B,C,D) = (1, j, j, 1)成立。另外,在使用以下各个系数作为各系数的情况下,也可以获得与第1实施方式同样的效果。

[0178] 具体地说,将作为第1参数的互补码序列( $a, b$ )表示为 $a = [jc, -d]$ 及 $b = [-c, jd]$ 。在该情况下,各系数(A,B,C,D) = (j, -1, -1, j)。

[0179] 接下来将作为第2参数的互补码序列( $a, b$ )表示为 $a = [-c, -jd]$ 及 $b = [-jc, -d]$ 。在该情况下,各系数(A,B,C,D) = (-1, -j, -j, -1)。这里,-j为反转的复数序列。

[0180] 接下来将作为第3参数的互补码序列( $a, b$ )表示为 $a = [jc, d]$ 及 $b = [c, jd]$ 。在该情况下,各系数(A,B,C,D) = (j, 1, 1, j)。

[0181] 接下来将作为第4参数的互补码序列( $a, b$ )表示为 $a = [-jc, -d]$ 及 $b = [-c, -jd]$ 。在该情况下,各系数(A,B,C,D) = (-j, -1, -1, -j)。

[0182] 最后将作为第5参数的互补码序列( $a, b$ )表示为 $a = [-c, jd]$ 及 $b = [jc, -d]$ 。在该情况下,各系数(A,B,C,D) = (-1, j, j, -1)。

[0183] [第1实施方式的变形例2]

[0184] 在第1实施方式中,说明了通过雷达装置1的结构解决因在雷达接收单元3的AGC单元19、20的增益之间产生波动(偏差),而在I信号和Q信号之间发生相位偏移量的问题。但是,不限于雷达接收单元3具有AGC单元19、20的情况,已知在该雷达接收单元3没有AGC单元19、20的直接变换方式的雷达装置的情况下,在正交检波后的I信号和Q信号之间也发生相位偏移量。即,即使在该直接变换方式的雷达装置的情况下,因射频接收单元的正交检波单元的硬件误差因素,在该正交检波后的I信号和Q信号之间仍会发生相位偏移量。

[0185] 因此,第1实施方式的变形例2包括没有第1实施方式的雷达接收单元3中的AGC单元19、20的直接变换方式的雷达装置的结构。即,第1实施方式的变形例2的雷达装置包括与雷达装置1的雷达发送单元2同样的雷达发送单元,从雷达装置1的雷达接收单元3中省去AGC单元19、20,其他结构具有相同的结构。

[0186] 根据第1实施方式的变形例2的雷达装置,即使没有如第1实施方式的雷达装置1那样的AGC单元19、20的情况下,也可以适当地校正因射频接收单元的正交检波单元的硬件的误差因素产生的I信号和Q信号之间发生的相位偏移量。

[0187] [第1实施方式的变形例3]

[0188] 在第1实施方式中,雷达装置1的发送信号生成单元4的结构如图1所示。但是,本发明的雷达装置的雷达发送单元不限定于第1实施方式的发送信号生成单元4。

[0189] 因此,在第1实施方式的变形例3中,雷达装置的雷达发送单元,替代第1实施方式的雷达装置1的发送信号生成单元4而包括图7(a)所示的发送信号生成单元4a、或图7(b)所示的发送信号生成单元4b的结构。再有,第1实施方式的变形例3的雷达装置中的雷达接收单元与第1实施方式的雷达装置1是同样的。因此,省略第1实施方式的变形例3的雷达装置中的雷达接收单元的说明。

[0190] 图7是表示发送信号生成单元的另一内部结构的方框图。该图(a)是表示发送信号生成单元4的变形例即发送信号生成单元4a的内部结构的方框图。该图(b)是表示发送信号生成单元4的另一变形例即发送信号生成单元4b的内部结构的方框图。

[0191] 如图7(a)所示,发送信号生成单元4a包括:第1码存储单元7a、第2码存储单元8a、码切换单元9a、以及调制单元10a。第1码存储单元7a预先存储由第1实施方式的雷达装置1中的第1码生成单元7生成的子码序列。同样地,第2码存储单元8a预先存储由第1实施方式的雷达装置1中的第2码生成单元8生成的子码序列。

[0192] 码切换单元9a基于由本机振荡器Lo生成的参考信号,生成对该参考信号倍增到规定倍数的定时块。码切换单元9a基于该生成的定时块,从第1码存储单元7a或第2码存储单元8a读出相应存储的子码序列。码切换单元9a的读出后的动作及调制单元10a的动作,与第1实施方式的发送信号生成单元4中的码切换单元9的动作及调制单元10的动作相同,所以省略该同一内容的说明。

[0193] 如图7(b)所示,发送信号生成单元4b包括:子码单位互补码生成单元5b、第1码生成单元7b、第2码生成单元8b、以及码切换单元9b。此外,第1码生成单元7b包括:调制单元31b、90度相移调制单元32b、以及P/S变换单元33b。同样地,第2码生成单元8b包括:90度相移调制单元34b、调制单元35b、以及P/S变换单元36b。

[0194] 子码单位互补码生成单元5b与第1实施方式的子码单位互补码生成单元5同样地生成子码序列(c),输出到对于该生成的子码序列(c)例如在I轴(同相轴)上进行调制的调制单元31b。此外,子码单位互补码生成单元5b与第1实施方式的子码单位互补码生成单元5同样地生成子码序列(d),输出到对于该生成的子码序列(d)例如在Q轴(正交轴)上进行调制的90度相移调制单元32b。

[0195] 子码单位互补码生成单元5b与第1实施方式的子码单位互补码生成单元5同样地生成子码序列(c),输出到对于该生成的子码序列(c)例如在Q轴(正交轴)上进行调制的90度相移调制单元34b。此外,子码单位互补码生成单元5b与第1实施方式的子码单位互补码生成单元5同样地生成子码序列(d),输出到对于该生成的子码序列(d)例如在I轴(同相轴)上进行调制的调制单元35b。

[0196] 调制单元31b输入由子码单位互补码生成单元5b生成的子码序列(c),将该子码序列(c)在I轴(同相轴)上调制,将进行了该调制的信号输出到P/S变换单元33b。

[0197] 90度相移调制单元32b输入由子码单位互补码生成单元5b生成的子码序列(d),将该子码序列(d)在Q轴(正交轴)上调制,将进行了该调制的信号输出到P/S变换单元33b。再有,该90度相移调制单元32b对于子码序列(d)在Q轴上进行调制,相当于通过第1实施方式的发送信号生成单元4的复数系数乘法运算单元6乘以复数系数j。

[0198] P/S变换单元33b输入从调制单元31b输出的信号和从90度相移调制单元32b输出的信号。P/S变换单元33b将由调制单元31b输出的信号输出到码切换单元9b，然后，将从90度相移调制单元32b输出的信号输出到码切换单元9b。再有，该动作与第1实施方式的第1码生成单元7中的将码序列[c、jd]输出到码切换单元9的动作相同。

[0199] 90度相移调制单元34b输入由子码单位互补码生成单元5b生成的子码序列(c)，将该子码序列(c)在Q轴(正交轴)上进行调制，将进行了该调制的信号输出到P/S变换单元36b。再有，该90度相移调制单元34b对于子码序列(c)在Q轴上进行调制，相当于通过第1实施方式的发送信号生成单元4的复数系数乘法运算单元6乘以复数系数j。

[0200] 调制单元35b输入由子码单位互补码生成单元5b生成的子码序列(d)，将该子码序列(d)在I轴(同相轴)上进行调制，将进行了该调制的信号输出到P/S变换单元36b。

[0201] P/S变换单元36b输入从90度相移调制单元34b输出的信号和从调制单元35b输出的信号。P/S变换单元36b将从90度相移调制单元34b输出的信号输出到码切换单元9b，然后，将从调制单元35b输出的信号输出到码切换单元9b。再有，该动作与第1实施方式的第1码生成单元7中的将码序列[jc、d]输出到码切换单元9的动作相同。

[0202] 码切换单元9b将第1码生成单元7b输出的信号即调制过的码序列Code#1、以及第2码生成单元8b输出的信号即调制过的码序列Code#2，如图3(c)所示，对每个发送周期Tr逐次切换并输出到调制单元10。

[0203] 如上所述，根据第1实施方式的变形例3的雷达装置，可以具有第1实施方式的发送信号生成单元4的替代性结构。特别是，在第1实施方式的变形例的雷达装置的发送信号生成单元4a中，可以简化该发送信号生成单元4b的结构。

[0204] [第1实施方式的变形例4]

[0205] 在第1实施方式中，说明了通过信号处理单元21的IQ校正单元26，适当地校正因AGC单元19、20间的增益的偏差产生的I信号和Q信号之间的相位偏移量，抑制目标的到来角度的估计精度的劣化。

[0206] 在第1实施方式的变形例4中，基于由第1实施方式的平均化处理单元27进行了加法运算的、上述式(16)表示的相关值，测定伴随目标的移动的相位旋转量，进行多普勒频率的估计。

[0207] 图8是表示第1实施方式的变形例4的雷达接收单元3b的内部结构的方框图。如图8所示，雷达接收单元3b包括：接收天线ANT1、射频接收单元15、AGC单元19、AGC单元20、以及信号处理单元21b。信号处理单元21b包括：A/D变换单元22、A/D变换单元23、基准发送信号生成单元24、复数相关值运算单元25、IQ校正单元26、平均化处理单元27、相位旋转量测定单元29、以及多普勒频率估计单元30。雷达接收单元3b的信号处理单元21中除了相位旋转量测定单元29及多普勒频率估计单元30之外的其他结构，与第1实施方式的雷达装置1相同，所以省略该同一部位的说明。

[0208] 相位旋转量测定单元29将由平均化处理单元27运算的互补码序列的相关值作为基准的相关值，基于多次发送期间N<sub>tx</sub>的各发送周期中的互补码序列的相关值，测定相位旋转量 $\Delta\theta(k)$ 。相位旋转量测定单元29将该测定出的相位旋转量 $\Delta\theta(k)$ 输出到多普勒频率估计单元30。

[0209] 多普勒频率估计单元30基于由相位旋转量测定单元29输出的相位旋转量 $\Delta\theta(k)$ ，

根据式(17)运算伴随目标的移动的相位旋转量、即多普勒频率 $f_d(k)$ 。参数 $N_{Tx}$ 是由平均化处理单元27进行了加法运算的互补码序列的相关值的观测时间[秒]。

$$[0210] \quad f_d(k) = \frac{\Delta\theta(k)}{2\pi N_{Tx} * (2Tr)} \quad \dots (17)$$

[0211] 由此,根据第1实施方式的变形例4的雷达装置,基于由平均化处理单元27运算的互补码序列的相关值,可以高精度地进行伴随目标的移动的相位旋转量及多普勒频率的估计。

[0212] 以上,参照附图说明了各种实施方式,但不言而喻,本发明的雷达装置不限定于这样的例子。只要是本领域技术人员都可以理解,在权利要求的范围所记载的范畴中可以想到各种变形例或修正例是很明显的,而它们当然也属于本发明的技术范围。

[0213] 在上述第1实施方式中,说明了平均化处理单元27将高频发送信号的发送周期 $Tr$ 的2倍的发送周期的相关值的加法运算结果作为一个单位,可以获得低距离旁瓣特性。但是,平均化处理单元27也可以在更多次发送周期中分别运算该2倍的发送周期的相关值的加法运算结果,将该运算的2倍的发送周期中的相关值的加法运算结果进行平均。由此,雷达装置可以获得进一步抑制了噪声信号的接收信号。即,可以高精度地进行用于目标的到来角度的估计及距离的估计的运算。

[0214] 再有,在第1实施方式中,A/D变换单元22、23对于由AGC单元19、20放大的基带的I信号及Q信号,以离散时刻k对应的过采样变换为数字数据。但是,在雷达接收单元3、3a中,不需要以与雷达发送单元2中的基带的发送信号相同的采样率进行A/D变换。

[0215] 例如,在第1实施方式的雷达发送单元2中,对于码长度L使用Nr的样本数,生成了基带的发送信号。这相当于每一个码Nr/L样本的过采样(oversampling)。但是,在雷达接收单元3、3a中,只要为每一个码1倍的样本以上,则可进行接收信号的信号处理。

[0216] 再有,本申请基于2010年7月29日提交的日本专利申请(特愿2011-170821),其内容在本申请中作为参照而引入。

[0217] 工业实用性

[0218] 本发明的雷达装置适当地校正在由目标反射的信号的正交检波后的I信号和Q信号之间产生的相位偏移量,作为抑制目标的到来角度的估计精度的劣化的雷达装置是有用的。

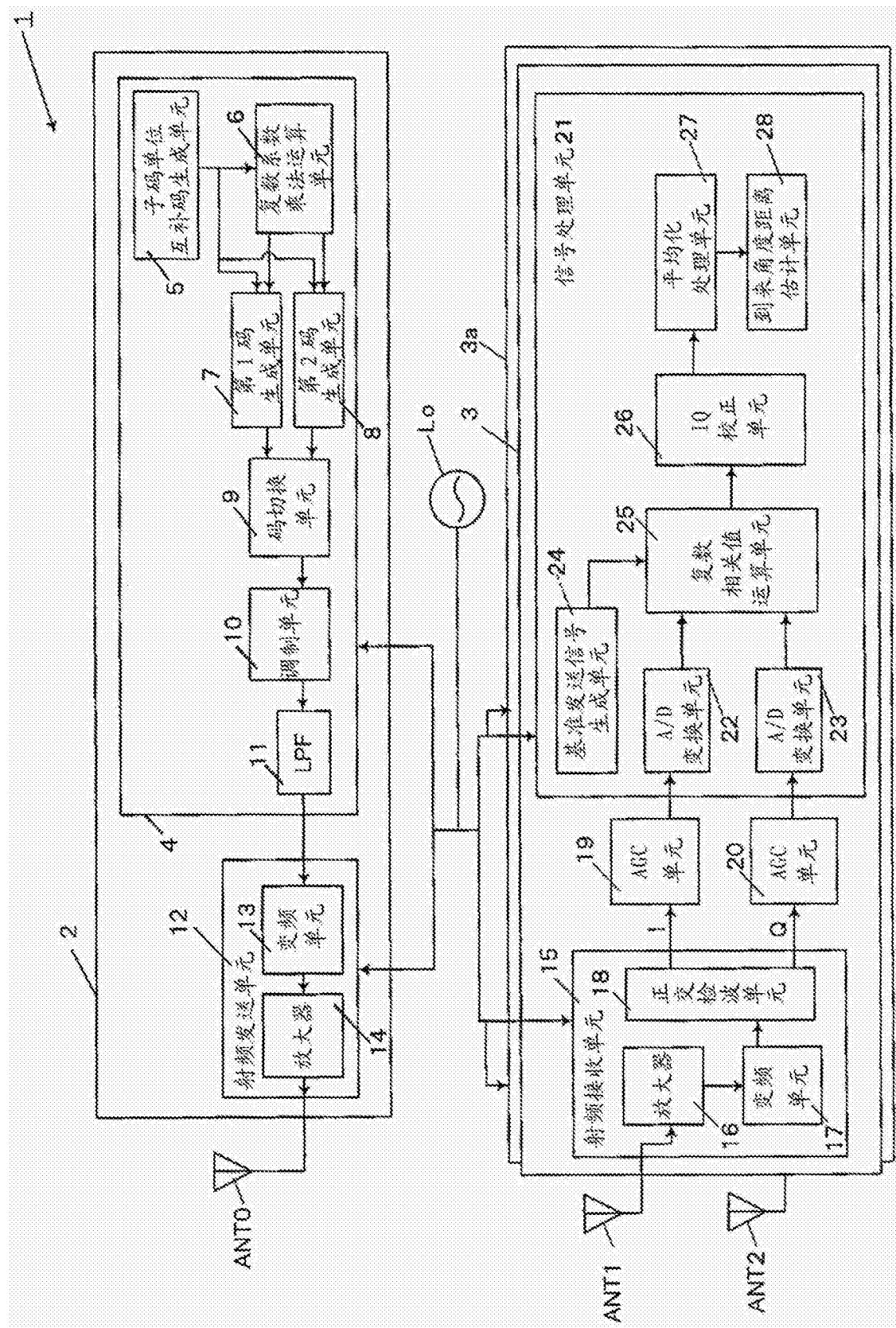


图1

码长度  $L=2^p$  的互补码 a、b 的生成方法：

```
a=[1 1]; b=[1 -1];
for i=1:p
    c=a;
    d=b;
    a=[c d];% 子码 c、d 的连接
    b=[c -d];% 子码 c、d 的连接，d 为对子码 c 的各元素乘以 1
end
```

图2

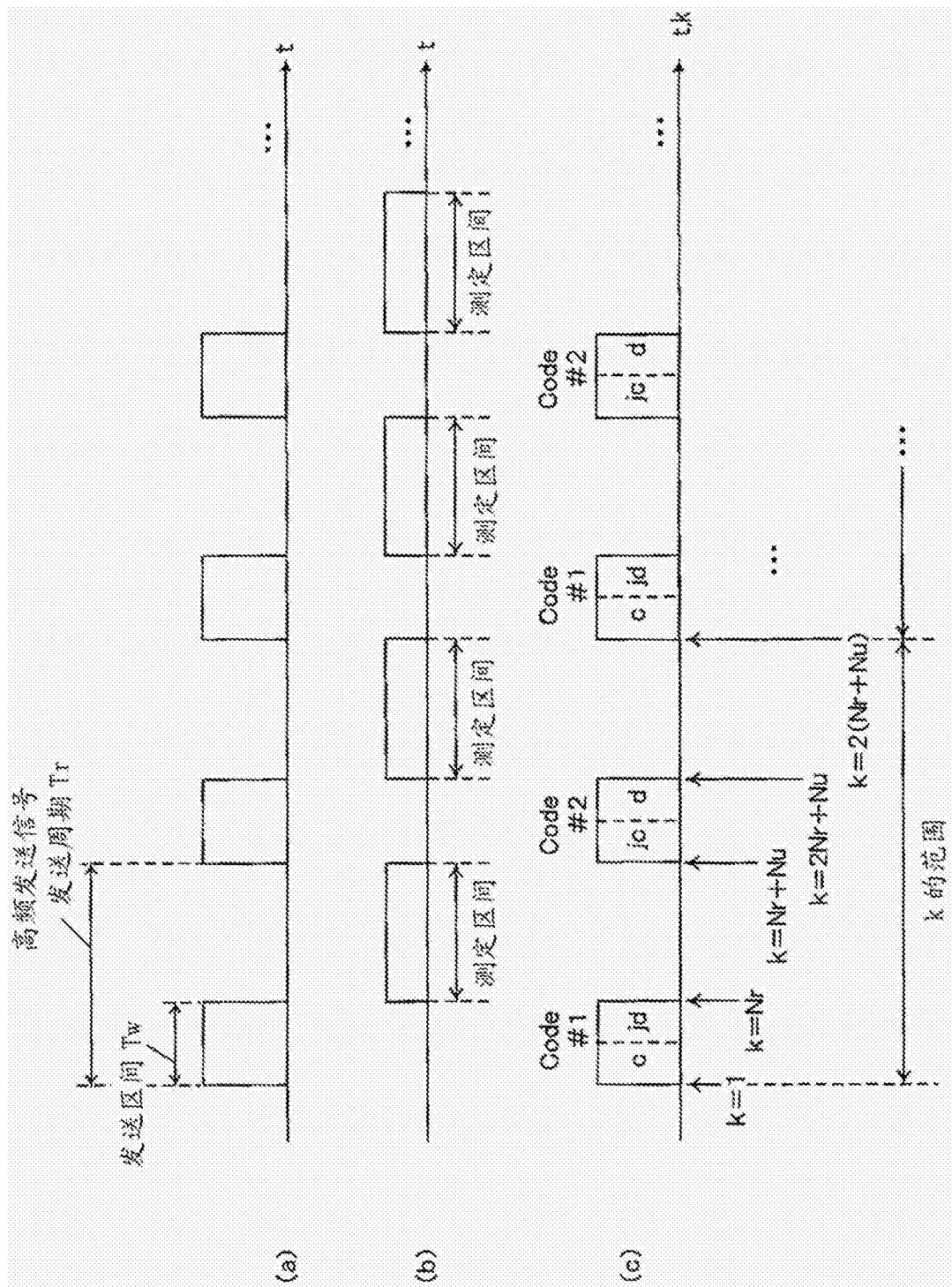


图3

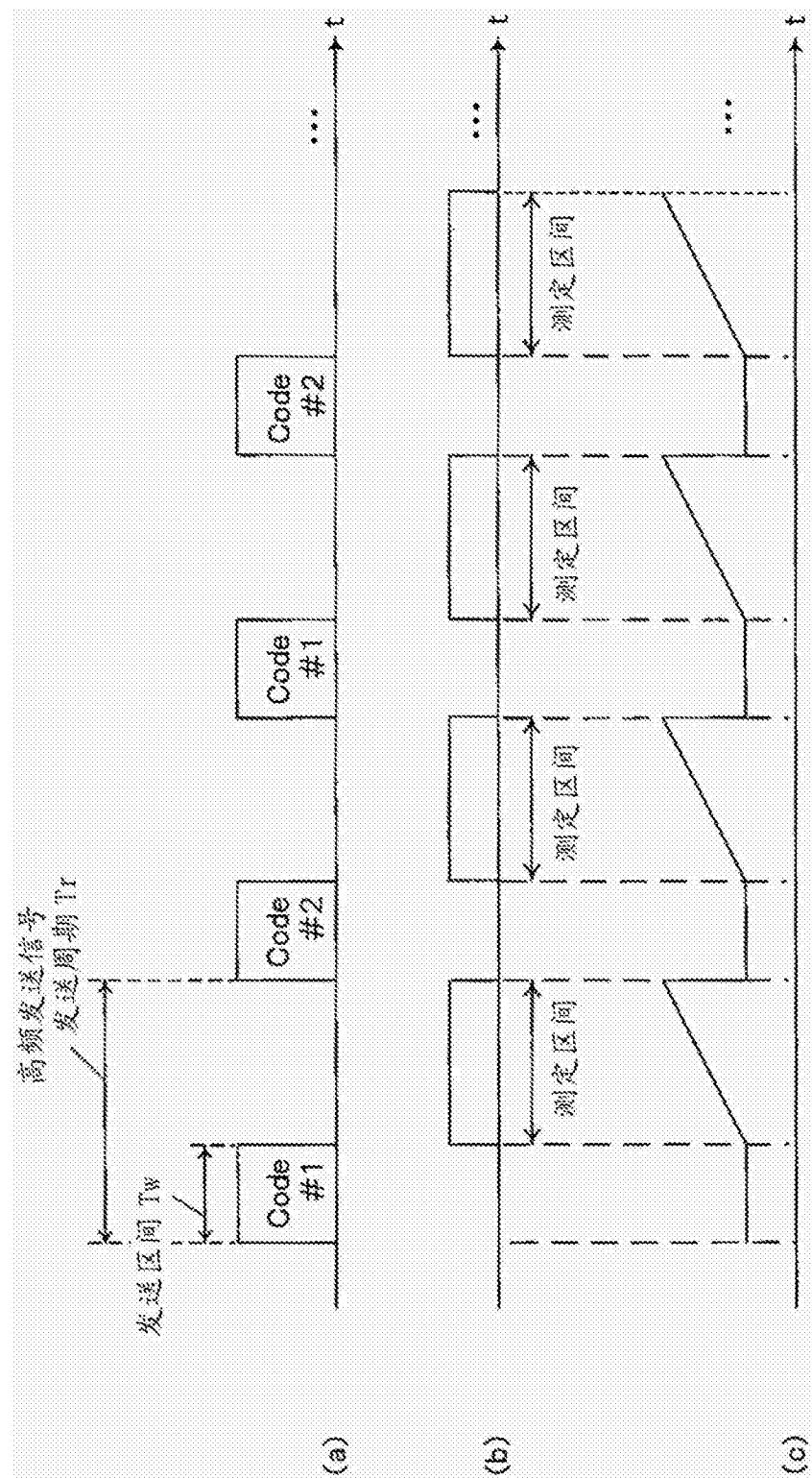


图4

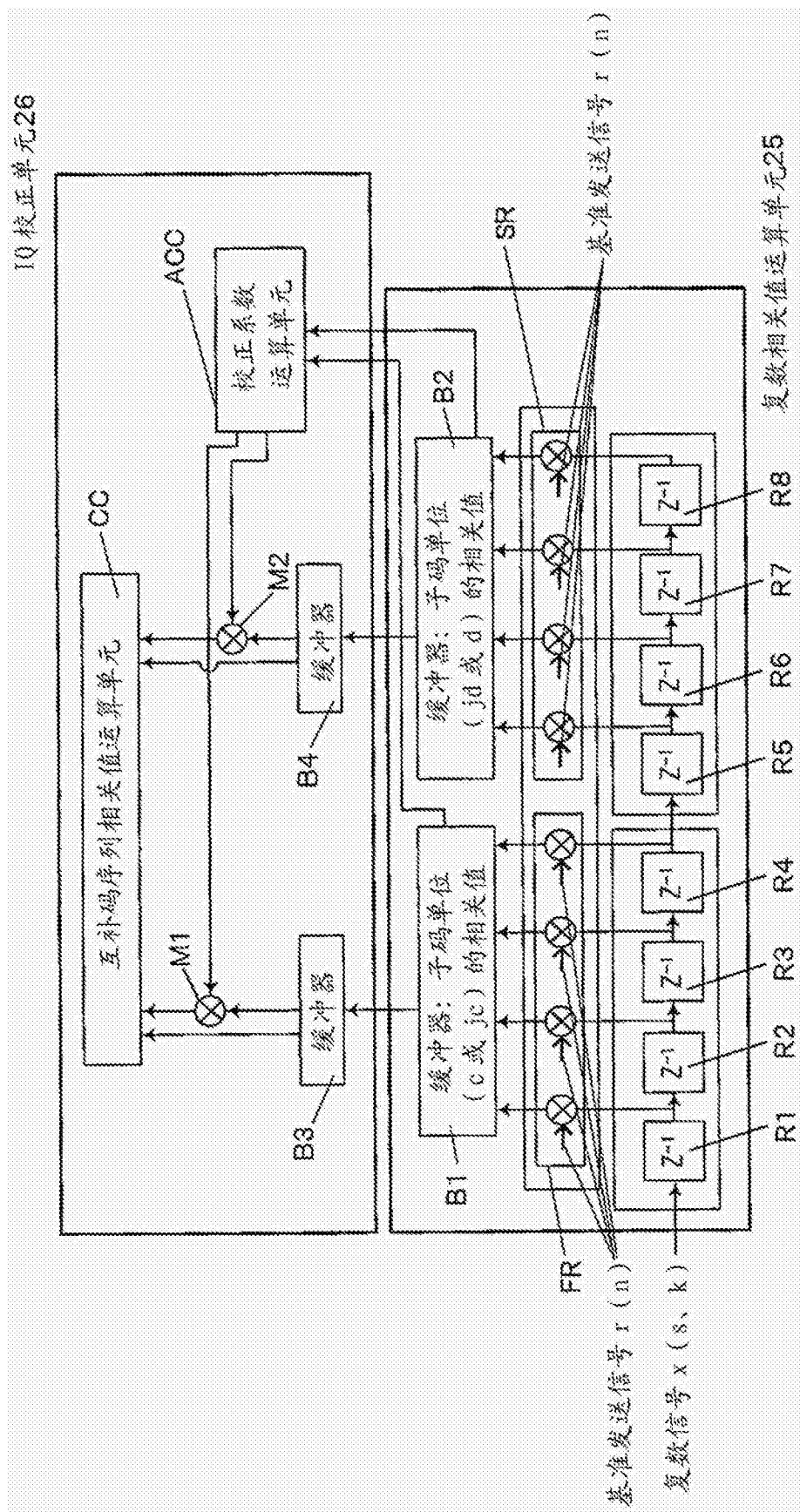


图5

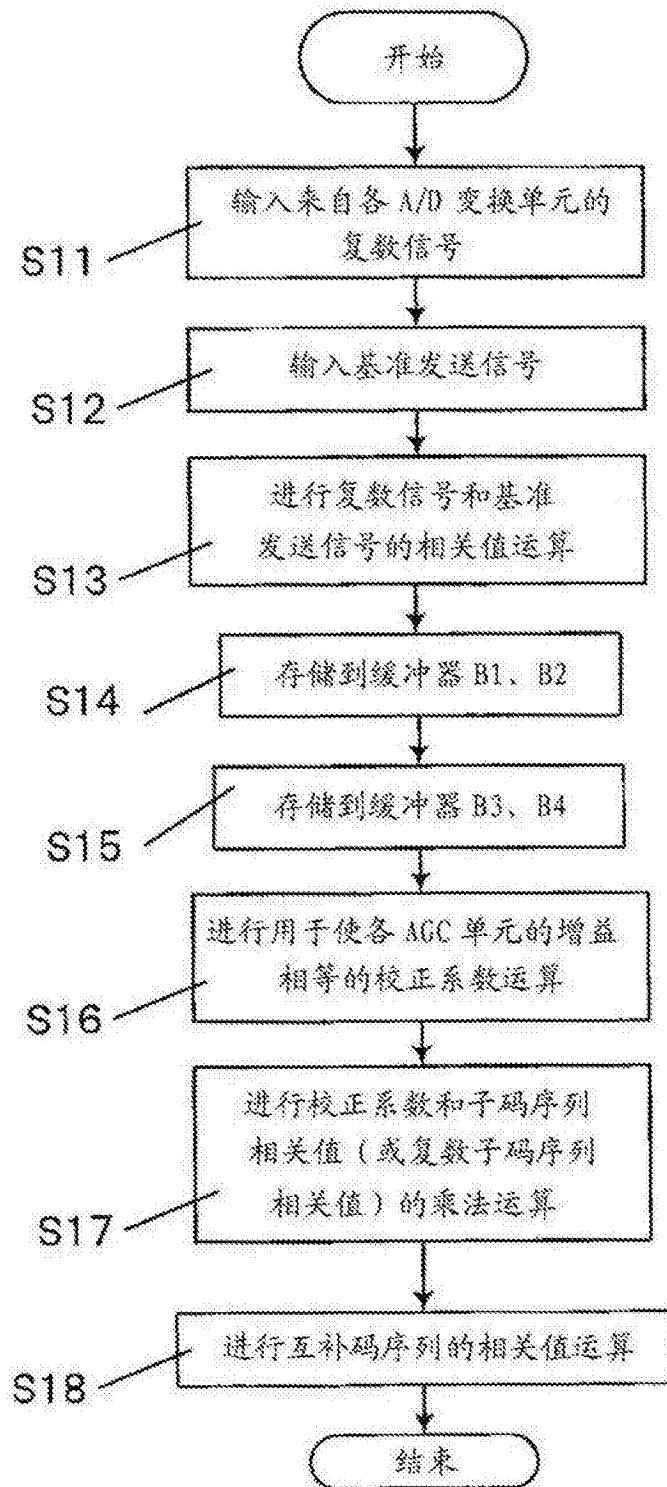


图6

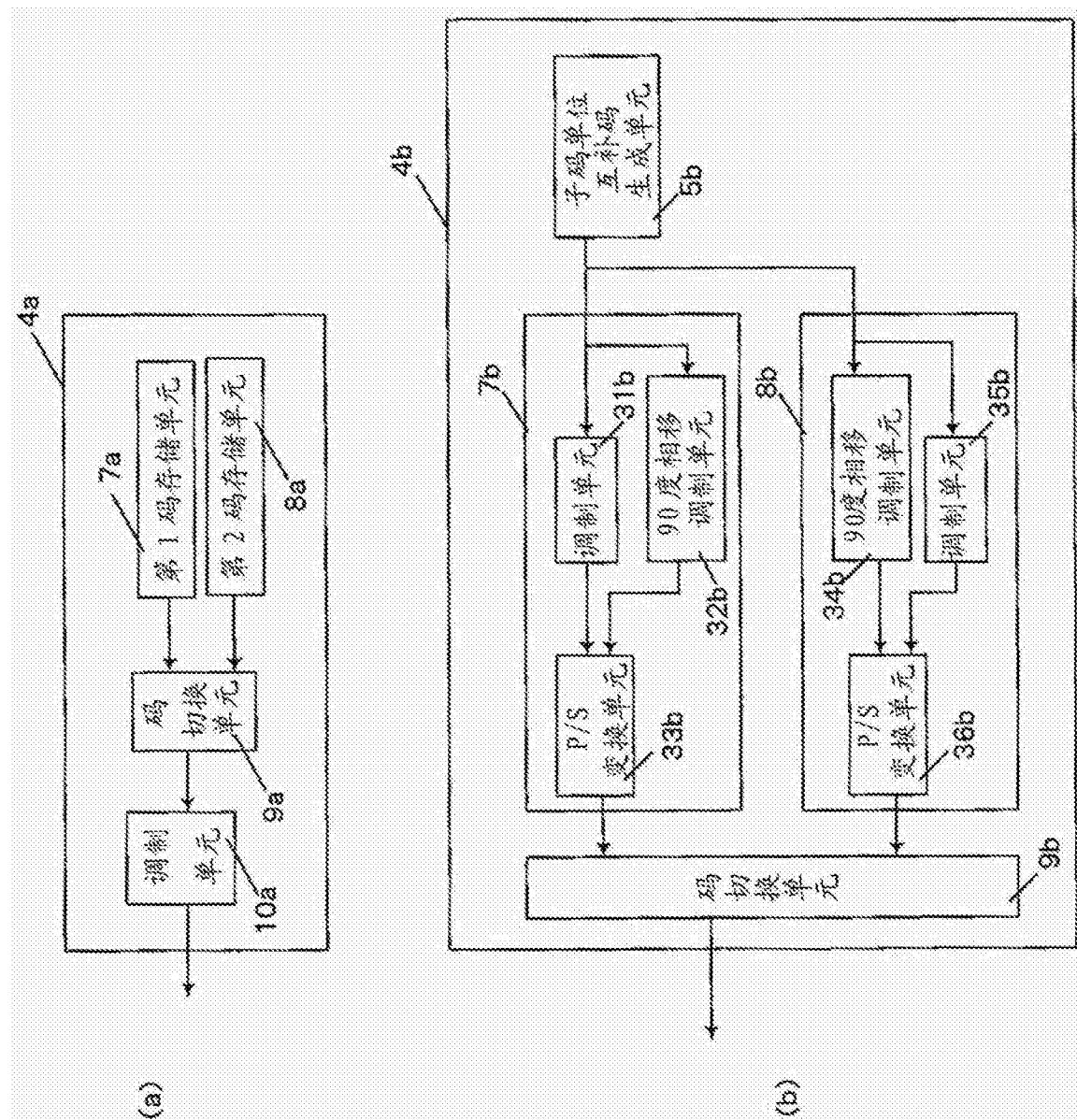


图7

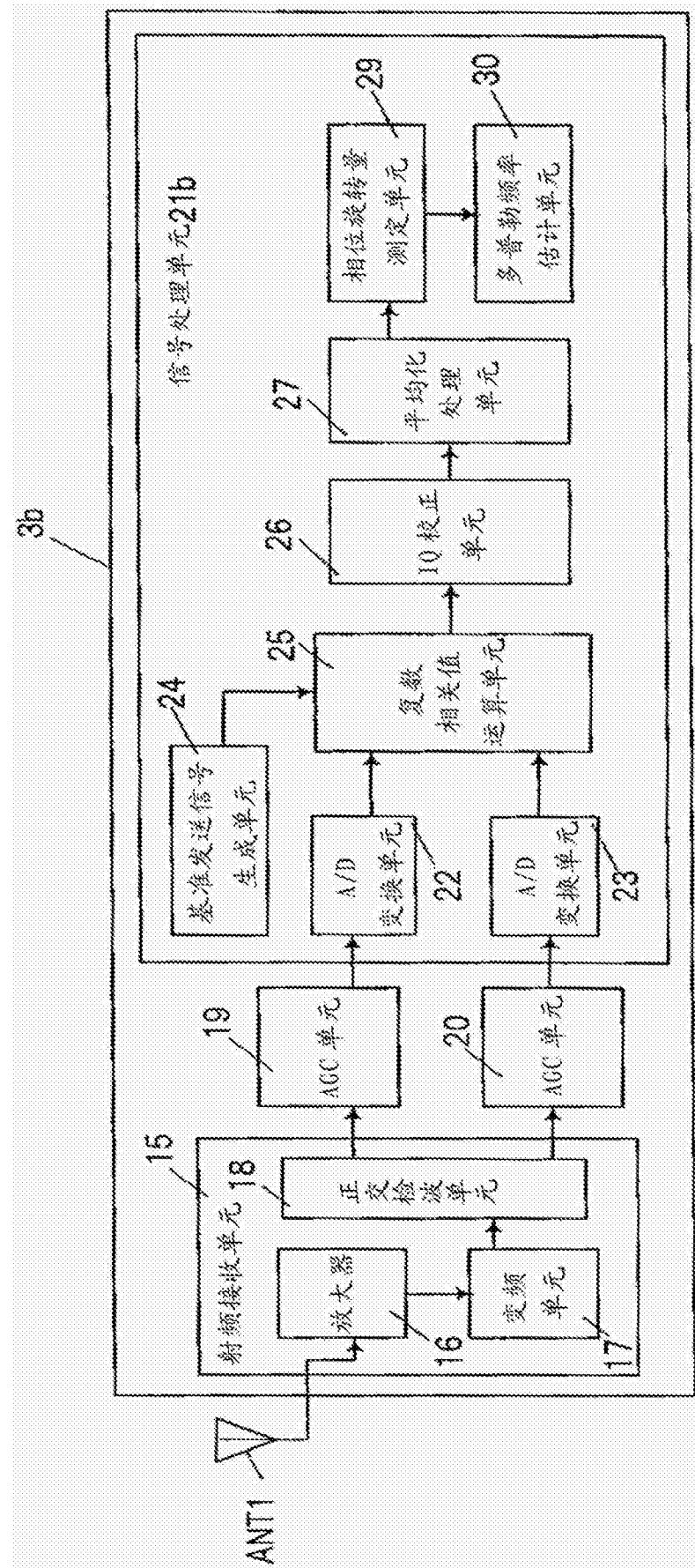


图8

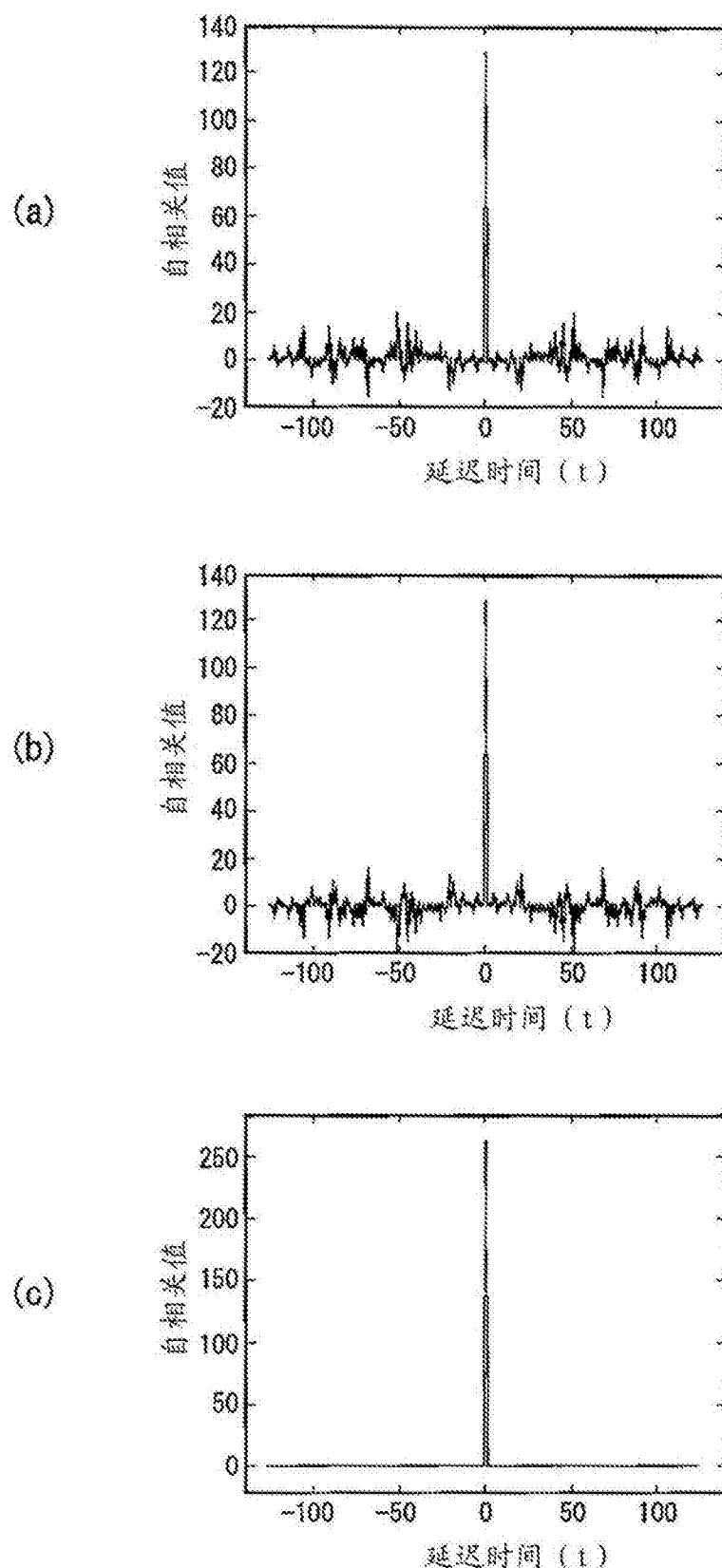


图9

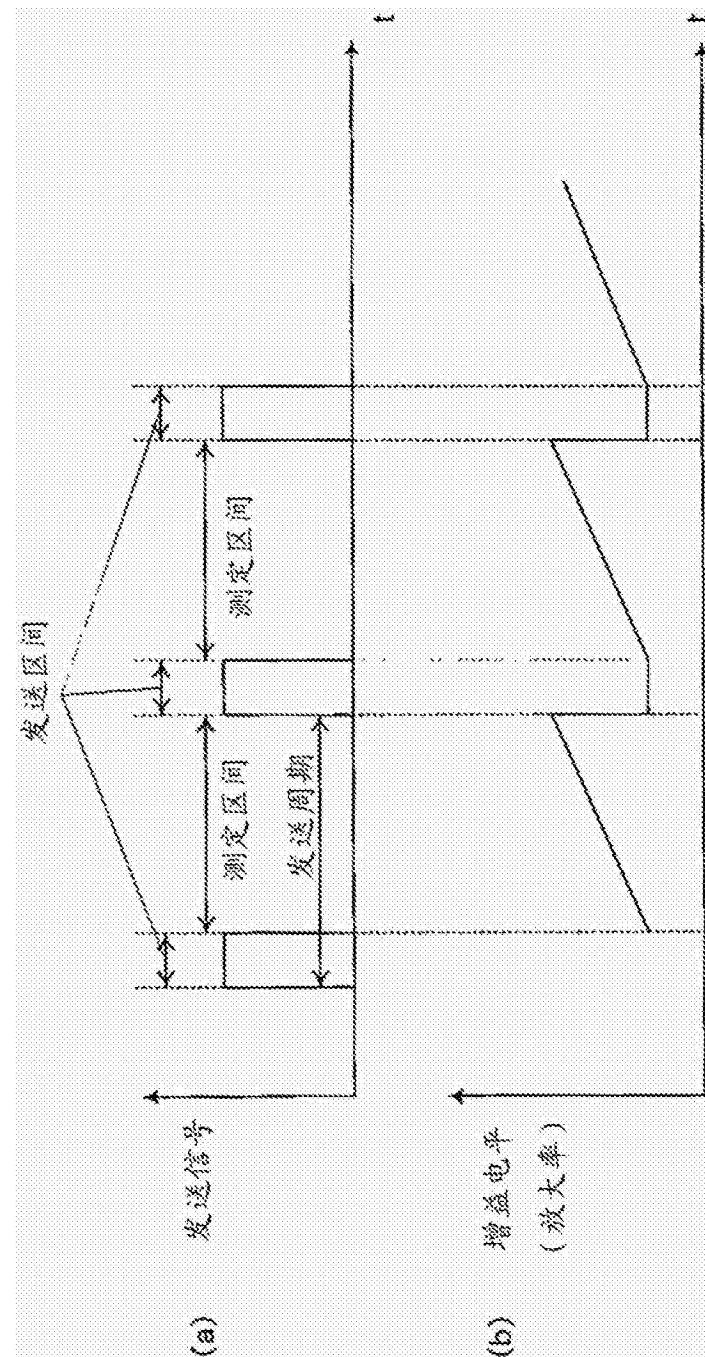


图10

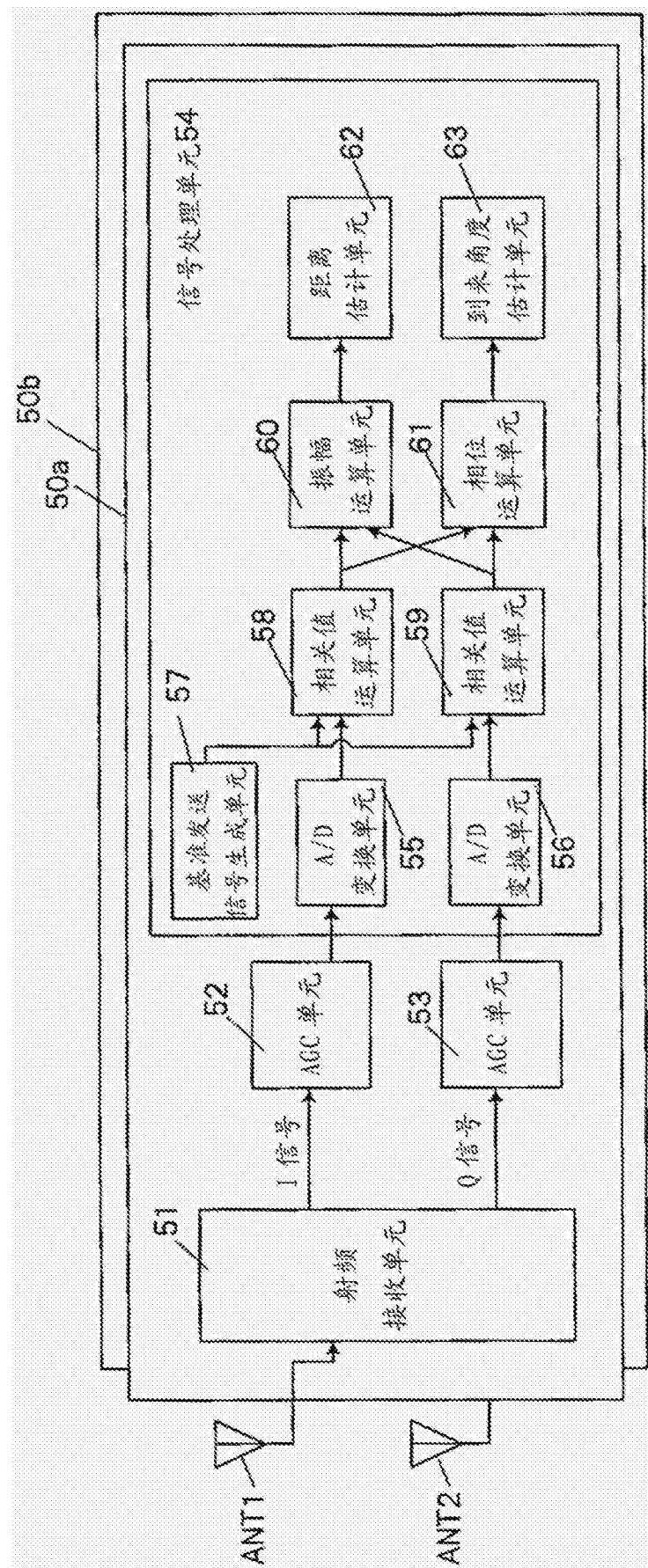


图11

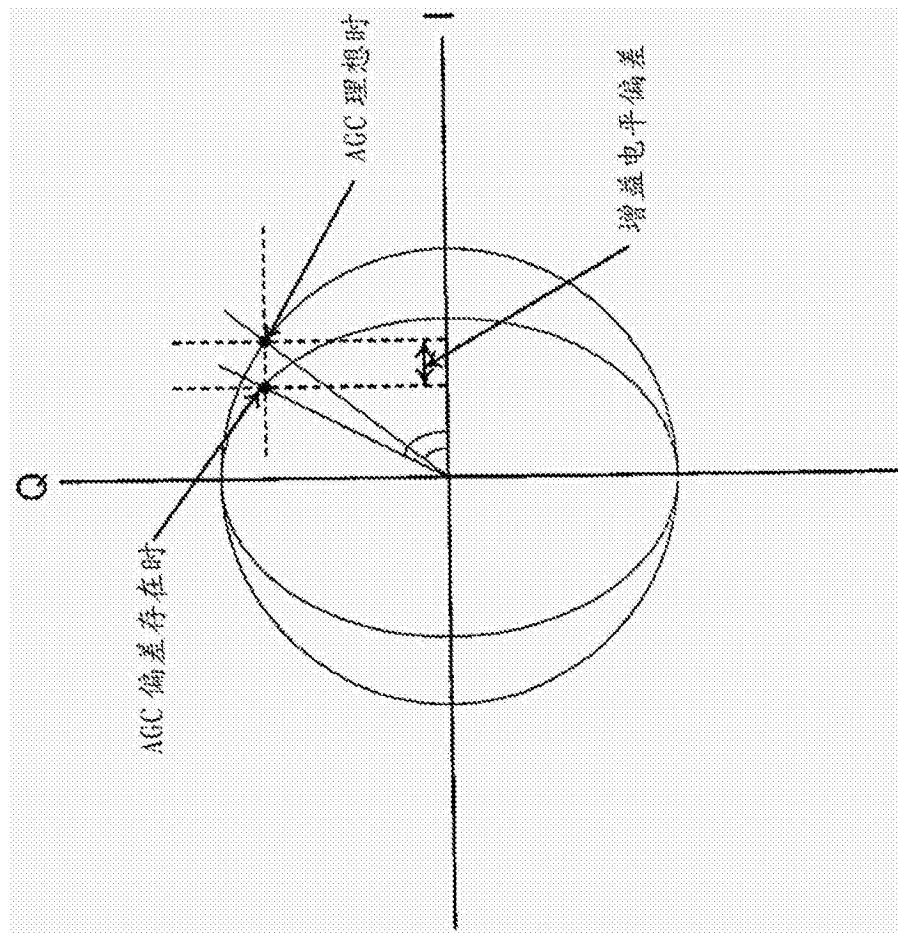


图12