



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105377142 B

(45)授权公告日 2017.10.31

(21)申请号 201480039633.1

(22)申请日 2014.07.08

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 105377142 A

(43)申请公布日 2016.03.02

(30)优先权数据  
2013-145012 2013.07.10 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日  
2016.01.11

(86)PCT国际申请的申请数据  
PCT/JP2014/068211 2014.07.08

(87)PCT国际申请的公布数据  
W02015/005354 JA 2015.01.15

(73)专利权人 株式会社日立制作所

地址 日本东京都

(72)发明人 久津将则 吉泽慎吾

(74)专利代理机构 北京金信知识产权代理有限公司 11225

代理人 黄威 徐爱萍

(51)Int.Cl.  
A61B 8/00(2006.01)

审查员 侯倩

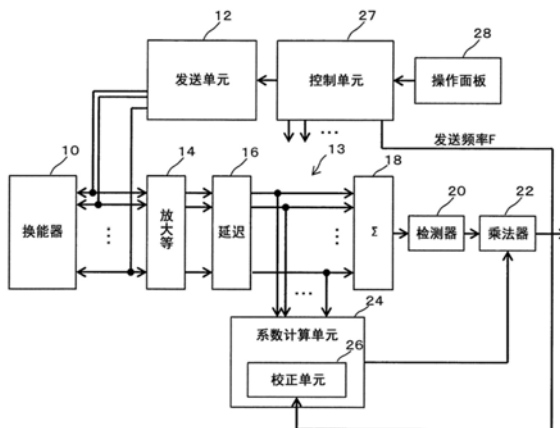
权利要求书1页 说明书11页 附图11页

(54)发明名称

超声波诊断装置

(57)摘要

一种超声波诊断装置,包括系数计算单元。系数计算单元基于在元件阵列方向上布置的多个接收信号中的相位分散来计算系数。整相求和后的波束数据乘以该系数。校正单元确保了系数不会基于发送频率而变得比需要的更小。因而消除或减少了主瓣成分的过度抑制。



1. 一种超声波诊断装置,包括:

接收单元,其配置为将延迟处理和求和处理应用于从由多个换能器元件组成的阵列换能器中输出的多个接收信号并且输出波束数据;

系数计算单元,其配置为在参照延迟处理之后和求和处理之前的多个接收信号中的全部或一部分的同时,计算用于调整所述波束数据的增益的系数;以及

抑制处理单元,其配置为基于所述系数来将抑制处理应用于所述波束数据,其特征在于,

所述系数计算单元如此计算所述系数,使得随着与延迟处理之后和求和处理之前的多个接收信号的全部或部分有关的元件布置方向上的相位变动越大,就越大程度地抑制所述波束数据,并且

所述系数计算单元如此计算所述系数,使得随着发送频率越高,在应用于所述波束数据的抑制处理中抑制程度就越小。

2. 根据权利要求1所述的超声波诊断装置,其中

所述系数计算单元基于用于从所述相位变动中获得所述系数的函数来计算所述系数,并且

根据发送频率,所述函数的输入条件改变或者所述函数中的参数值改变。

3. 根据权利要求2所述的超声波诊断装置,其中

所述系数计算单元包括输入开口调整单元,所述输入开口调整单元根据发送频率来改变用于从延迟处理之后和求和处理之前的多个接收信号之中选择将应用于所述函数的多个接收信号的输入开口,并且

将应用于所述函数的接收信号数根据发送频率而改变。

4. 根据权利要求3所述的超声波诊断装置,其中

所述输入开口是在用于形成接收波束的元件布置方向上扩展的接收开口中包括的开口。

5. 根据权利要求4所述的超声波诊断装置,其中

所述输入开口根据接收采样点在所述接收波束上的深度来改变。

6. 根据权利要求2所述的超声波诊断装置,其中

所述系数计算单元包括参数值改变单元,所述参数值改变单元根据发送频率来改变作为参数值的所述函数内的指数或偏移值。

7. 根据权利要求2所述的超声波诊断装置,其中

所述函数为用于基于在元件布置方向上的振幅分布中包含的直流附近成分来计算所述系数的函数,所述振幅分布基于在延迟处理之后和求和处理之前的所述接收信号中的全部或部分而形成,并且

所述系数计算单元包括区间改变单元,所述区间改变单元基于发送频率来改变作为参数值的定义直流附近成分的区间的大小。

## 超声波诊断装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种超声波诊断装置,并且更具体地,涉及用于抑制诸如在波束数据中包含的旁瓣成分的不需要成分的处理。

### 背景技术

[0002] 超声波诊断装置为发送超声波到诸如人体的生物体以及接收来自该生物体的超声波并且基于通过发送和接收超声波而获得的接收信号来形成超声波图像的装置。当发送和接收超声波时,形成发送波束和接收波束,将描述其中的接收波束。从阵列换能器输出的多个接收信号中的每个接收信号经历延迟处理然后这些延迟后的接收信号求和,使得能够获得作为已经经历整相求和处理(延迟求和处理)的接收信号的波束数据。在形成接收波束时,通常应用接收动态聚焦,用于按照接收的采样点在深度方向上的移动来沿深度方向移动接收聚焦点。

[0003] 整相求和后的接收信号除了包含对应于主瓣的信号成分(主瓣成分)之外,还包含由旁瓣、栅瓣等等产生的各种不需要的信号成分。着眼于在延迟处理之后和在求和处理之前的数个接收信号列,这些信号中包含的不需要的信号成分通常作为在元件布置方向(信道方向)上的相位变动(瞬时振幅)而被观测到。已经提出了利用这一特征来减少不需要的信号成分的若干方法。根据这样的方法,基于在元件布置方向上的相位变动(或者一样性的程度)来计算在增益调整中使用的系数,并且整相求和之后的波束数据乘以该系数。这样的系数例如具有0到1范围内的值。在延迟处理之后的多个接收信号之间相位越一致,不需要的信号成分就越小并且主瓣成分就越是支配性的,并且因此作为系数计算出的值就越大。相反,在延迟处理之后的多个接收信号之间相位变动越大,不需要的信号成分被认为是相对较大,并且作为系数计算出的值就越小。

[0004] 这样的系数可以包括CF (Coherence Factor,相干因子) (例如,参见专利文件1)、GCF (Generalized Coherence Factor,广义相干因子) (例如,参见非专利文件1)、SCF (Sign Coherence Factor,符号相干因子) (例如,参见非专利文件2)、GSCF (Generalized Sign Coherence Factor,广义符号相干因子) (例如,参见专利文件2)、STF (Sign Transit Factor,符号变换因子) (例如,参见专利文件3)、PCF (Phase Coherence Factor,相位相干因子) (例如,参见非专利文件2)等。

[0005] 引用列表

[0006] 专利文献

[0007] [专利文件1]US专利5910115

[0008] [专利文件2]JP2012-152311A

[0009] [专利文件3]JP2012-223430A

[0010] 非专利文献

[0011] [非专利文件1]Pai-Chi Li和Meng-Lin Li,“Adaptive Imaging Using the Generalized Coherence Factor”,IEEE超声学汇刊(IEEE Transactions on

Ultrasonics), Vol.50, No.2 (2003年2月)。

[0012] [非专利文件2] Jorge Camacho, Montserrat Parrilla 和 Carlos Fritsch, “Phase Coherence Imaging”, IEEE 超声学、铁电体与频率控制汇刊 (IEEE Transaction on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control), Vol.56, No.5, (2009年5月)。

## 发明内容

[0013] 技术问题

[0014] 由于上述系数基于在元件布置方向上(信道方向)的相位变化来计算,所以如果设定的声速 $c_0$ 和生物体中的实际声速“ $c$ ”彼此不同,则甚至主瓣成分的相位在整相处理之后也彼此不一致,其中设定的声速 $c_0$ 为用于计算在与各个接收信号有关的延迟处理中使用的延迟时间的基础。虽然声速校正技术近来已经变得普遍,但仍然难于将计算中的声速与实际声速完全匹配。

[0015] 即使在主瓣成分中,在某一程度上也不可避免地引起元件布置方向上的相位不齐。这样的相位不齐随着发送频率(其基本上与接收频率相同)越高而越大。这是因为发送频率越高,每个接收信号中在时间轴上的相位变化就越快,因此元件布置方向上的相移就越大。所以,随着发送频率增加,系数值就减小以在更大程度上抑制波束数据,这导致甚至不应该被抑制的主瓣成分被过度抑制的问题。

[0016] 解决问题的技术方案

[0017] 本发明的优点在于在超声波诊断装置中,在不想要信号成分的抑制处理中防止主瓣成分被过度抑制,并且具体地,在于在不想要信号成分的抑制处理中消除或减轻由发送频率的变化引起的的影响。

[0018] 根据本发明的超声波诊断装置包括:接收单元,其配置为将延迟处理和求和处理应用于从由多个换能器元件组成的阵列换能器中输出的多个接收信号并且输出波束数据;系数计算单元,其配置为在参照延迟处理之后和求和处理之前的所述多个接收信号中的全部或一部分的同时,计算用于调整波束数据的增益的系数,并且配置为如此计算系数,使得随着与延迟处理之后和求和处理之前的所述多个接收信号的全部或一部分有关的元件布置方向上的相位变动越大,就越大程度地抑制波束数据;以及抑制处理单元,其配置为基于所述系数来将抑制处理应用于波束数据。系数计算单元如此计算系数,使得随着发送频率越高,在应用于波束数据的抑制处理中抑制程度就越小。

[0019] 使用上述结构,基于在延迟处理之后和求和处理之前的多个接收信号的全部或一部分,计算用于调整由延迟求和处理(整相求和处理)产生的波束数据的增益的系数,也就是,计算用于抑制波束数据的系数。此时,系数被如此计算,使得波束数据的抑制程度随着发送频率(其通常与接收频率相同)越高而减少得越多。更具体地,因为随着发送频率越高,甚至在对应于主瓣的接收信号成分中瞬时振幅(或相位)变得不齐,所以所述装置被配置以防止除了不想要的信号成分被过度抑制之外,也防止主瓣成分被过度抑制。虽然期望在检测之后将上述增益调整应用于波束数据,但仍可以在检测之前将上述增益调整应用于波束数据。

[0020] 优选地,系数计算单元基于用于从相位变动中获得系数的函数来计算系数,并且根据发送频率,函数的输入条件改变或者函数中的参数值改变。基于函数的计算可以由根

据程序操作的处理器来实现,或者可以由专用软件来实现。

[0021] 上述系数可以包括CF(相干因子)、GCF(广义相干因子)、SCF(符号相干因子)、GSCF(广义符号相干因子)、STF(符号变换因子)、PCF(相位相干因子)等。采用适合于所使用的系数的函数。期望选择用于根据发送频率来改变系数的方法,也就是,用于根据每个系数的性质来校正函数的特性的方法(特性校正方法)。特性校正方法可以包括用于改变作为函数中的参数值的指数的大小的指数校正方法、用于改变作为函数中的参数值的偏移值的大小的偏移值校正方法、用于改变将应用于函数的输入信号的数量或结构的输入条件校正方法等。如果在与元件布置方向上的振幅分布有关的频谱中参照预定频率成分用于系数计算,则可以采用用于改变参照区间的区间校正方法等。

[0022] 优选地,系数计算单元包括输入开口调整单元,所述输入开口调整单元根据发送频率来改变用于从延迟处理之后和求和处理之前的所述多个接收信号中选择将应用于函数的多个接收信号的输入开口,并且将应用于函数的接收信号数根据发送频率而改变。由声速的不一致引起的相移朝向开口中心越小。这一结构将待应用于函数的信号限制到接收开口中心附近的信号以使得偏动明显很小,由此减轻对于波束数据的过度抑制。这一处理能够通过信号的选择来容易地实现。加权函数可以应用于输入开口。

[0023] 优选地,输入开口包括在用于形成接收波束的元件布置方向上扩展的接收开口中。输入开口独立于接收开口而形成。接收开口根据接收采样点的深度等动态地变化。此时,接收开口可以随着输入开口变化。在任意情况下,输入开口具有等于或小于接收开口的大小。然而,在计算期间,输入开口可以实质上大于接收开口。优选地,输入开口根据接收采样点在接收波束上的深度来变化。当与接收动态聚焦同步地执行可变开口控制时,输入开口相应地也动态地变动。还可以使得接收开口对应于输入开口,并且在此情况下,在每个深度的接收开口的大小根据发送频率而变化。

[0024] 优选地,系数计算单元包括参数值改变单元,所述参数值改变单元根据发送频率来改变作为参数值的函数内的指数或偏移值。指数和偏移值的校正能够容易地改变函数的特性。

[0025] 优选地,函数为用于基于在元件布置方向上的振幅分布中包含的直流附近成分来计算系数的函数,所述振幅分布基于在延迟处理之后和求和处理之前的接收信号中的全部或一部分而形成,并且系数计算单元包括区间改变单元,所述区间改变单元基于发送频率来改变作为参数值的定义直流附近成分的区间的大小。采用这样的校正,改变了不想要信号成分的灵敏度,由此减少或防止主瓣成分的过度抑制。

## 附图说明

[0026] 图1为示出根据本发明的超声波诊断装置的主要结构的框图。

[0027] 图2为示出系数计算单元的第一示例的图。

[0028] 图3为用于解释指数的作用的图。

[0029] 图4为示出系数计算单元的第二示例的图。

[0030] 图5为用于解释参照开口的变动的图。

[0031] 图6为示出系数计算单元的第三示例的图。

[0032] 图7为用于解释偏移值的作用的图。

- [0033] 图8为示出系数计算单元的第四示例的图。
- [0034] 图9为示出频谱中DC附近的图。
- [0035] 图10为示出系数计算单元的第五示例的图。
- [0036] 图11为示出系数计算单元的第六示例的图。
- [0037] 图12为示出系数计算单元的第七示例的图。
- [0038] 图13为示出系数计算单元的第八示例的图。
- [0039] 图14为示出系数计算单元的第九示例的图。
- [0040] 图15为示出系数计算单元的第十示例的图。
- [0041] 图16为示出系数计算单元的第十一示例的图。
- [0042] 图17为示出系数计算单元的第十二示例的图。
- [0043] 图18为示出系数计算单元的第十三示例的图。
- [0044] 图19为示出接收开口与输入开口之间的关系图。
- [0045] 图20为用于解释输入开口根据深度变动的图。

### 具体实施方式

- [0046] 将参照附图来描述本发明的优选实施例。
- [0047] 图1为示出根据本发明的优选实施例的超声波诊断装置的框图。本超声波诊断装置为在医疗领域中使用并且基于通过发送超声波到生物体和接收来自生物体的超声波而获得的接收信号来形成超声波图像的装置。在本实施例中，超声波诊断装置具有抑制不需要的信号成分的功能。
- [0048] 参见图1，附图标记10指代阵列换能器。阵列换能器10由多个换能器元件形成。每个换能器元件将电信号转换成超声波，或者将超声波转换成电信号。虽然在本实施例中阵列换能器10为1D阵列换能器，但可以使用2D阵列换能器。阵列换能器10形成电子扫描的超声波束。已知作为电子扫描方法的电子线性扫描、电子扇形扫描等。
- [0049] 发送单元12为发送波束形成器。在发送时，发送单元12将具有预定延迟关系的多个发送信号应用于阵列换能器10，使得在阵列换能器10上形成发送波束。发送单元12为发送处理器或发送电路。在接收时，由阵列换能器10接收来自生物体内的反射波，阵列换能器10输出多个接收信号至接收单元13。
- [0050] 接收单元13为接收波束形成器，并且对于多个接收信号执行延迟处理，然后将求和处理应用于延迟后的接收信号，由此产生对应于接收波束的波束数据。接收单元13为接收处理器或接收电路。正如以下将描述的那样，根据本实施例，接收单元13包括预处理电路14、延迟电路16、求和电路18等。
- [0051] 预处理电路14由对应于多个接收信号设置的多个处理器件组成，并且每个处理器件由前置放大器、A/D转换器、增益调整器等组成。接收开口内的加权处理在本预处理电路14中执行。
- [0052] 延迟电路16由对应于多个接收信号设置的多个延迟器件组成。每个延迟器件执行用于使接收信号延迟由发送/接收控制单元所设定的延迟时间量的处理。延迟时间根据接收到的聚焦点(接收到的采样点)的位置、波束指向方向等来预先计算出。
- [0053] 求和处理电路18对已经经历了延迟处理的多个接收信号执行求和处理，由此获得

作为整相求和之后的接收信号的波束数据。求和处理电路18例如由一个或多个加法器组成。从接收单元13输出的接收信号,也就是波束数据,在检测单元20中经历检测处理,并且检测处理之后的波束数据经由乘法器22发送至下游侧的图像处理电路(未示出)。检测单元20为检测电路。

[0054] 乘法器22起增益调整电路或不需要的信号成分抑制电路的作用。乘法器22为乘法电路。由将在以下描述的系数计算单元24计算出的系数在乘法器22中乘以波束数据,由此抑制不需要的信号成分。这里,系数对应于增益值。然而,可选地,可以计算代表信号衰减度的系数。如上所述,延迟数据计算所基于的声速与生物体内的实际声速之间的差异,在整相求和处理期间引起接收信号之间的相移,并且该移位随着发送频率变高而增大。如果如上所述的基于系数的信号抑制处理在这样的情况下执行,则特别是当发送频率增大时,可能引起甚至主瓣成分(也就是,真实信号成分)被过度抑制的问题。为了解决这样的问题,根据本实施例,系数计算单元24包括校正单元26。

[0055] 如图1中所示,多个接收信号在延迟电路16与求和电路18之间被单独提取(从叉开路径中),并且多个提取出的接收信号输入至系数计算单元24。系数计算单元24由根据程序操作的专用硬件或者处理器来实现。系数计算单元24基于多个接收信号,根据(基于)元件布置方向(也就是,振幅的分布)上的相位变动来计算上述系数。根据本实施例,校正单元26被设置为根据发送频率来防止过度信号抑制,并且该校正单元26可变地设定用于计算系数的函数的特性。存在用于计算系数的多个函数以及用于校正减少程度的多个方法,这将在以下描述。这里,对于在每个深度的每个接收到的采样点,系数计算单元24参照元件布置方向上的振幅波形,基于此来计算系数。元件布置方向指的是布置接收信号的方向。这样方向上的相位变动(即,瞬时振幅)的观测,使得能够进行关于延迟处理结果是否适当的事后评价。校正单元26为校正处理器或校正电路。

[0056] 参见图1,控制单元27由执行程序CPU组成。换言之,控制单元27为控制处理器。控制单元27控制图1中所示的每个组成元件的操作,并且特别地控制发送和接收处理。操作面板28由键盘、轨迹球等形成,并且使用操作面板28由用户输入的参数值等能够输入至控制单元27。根据本实施例,代表自动选择或由用户选择的发送频率的信息从控制单元27发送至校正单元26。校正单元26可以实现为控制单元27的功能。

[0057] 用于抑制不需要的信号成分的系数(增益系数)包括如上所述的CF、GCF、SCF、GSCF、STF、PCF等,其中的每个均为与元件布置方向上的振幅波形(振幅分布、振幅剖面)的变动大小对应的系数。用于根据发送频率来改变计算这些系数的函数的特性(抑制程度)的方法包括指数校正方法、输入开口校正方法、偏移值校正方法、参照频带校正方法等。期望的是,选择性地采用匹配系数的性质和条件的校正方法。

[0058] 指数校正方法为用于根据发送频率改变函数中的指数值以调整抑制程度的方法。输入开口校正方法为用于根据发送频率来改变待应用于函数的接收信号列的构成(特别是信号数)以减少明显变动,由此调整抑制程度的方法。偏移值校正方法为用于对函数中的偏移值求和并且根据发送频率来改变偏移值的大小,由此调整抑制程度的方法。参照频带校正方法为用于根据发送频率来在元件布置方向上的振幅波形的频谱上使待参照的区间(频带)的大小变动,由此调整抑制程度的方法。还可以采用不同于上述方法的任意方法。

[0059] 以下将描述每个系数及代表性的校正方法(指数校正方法)。

[0060] 例如,根据下面的表达式(1)来计算CF。在表达式中,“ $S_i$ ”表示在延迟处理之后和在求和处理之前的第*i*个接收信号。“*i*”为从1到N的整数。例如,N个接收信号对应于接收开口。类似于其他系数,顺序地为在每个深度的每个接收到的采样点计算CF。

[0061] [数学表达式1]

$$[0062] \quad CF = \left| \frac{\sum_{i=1}^N S_i}{\sum_{i=1}^N |S_i|} \right| \quad \dots(1)$$

[0063] 在上述表达式(1)中,分母为N个接收信号的绝对值的和,其中,不考虑每个接收信号的符号。分母被设置用于归一化(normalization)的目的。另一方面,上述表达式(1)中的分子为N个接收信号的和的绝对值,其中对于求和要考虑符号。因而,分子代表N个接收信号的相位的变动(非一样性)。

[0064] 例如,上述的指数校正方法能够用于根据发送频率来改变计算该CF的函数的特性。在这一情况下,利用在下面的表达式(2)中示出的函数中的指数“*p*”。

[0065] [数学表达式2]

$$[0066] \quad CF = \left[ \left| \frac{\sum_{i=1}^N S_i}{\sum_{i=1}^N |S_i|} \right| \right]^p \quad \dots(2)$$

[0067] 例如,根据下面的表达式(3)来计算GCF。表达式(3)中的分母代表与元件布置方向上的振幅波形的频谱有关的总功率值,且该表达式中的分子代表相同频谱中包括DC成分的DC附近成分的功率值。

[0068] [数学表达式3]

$$[0069] \quad GCF = \frac{\text{DC附近成分的功率值}}{\text{频谱的总功率值}} \quad \dots(3)$$

[0070] 如果上述振幅波形是完全平坦的,则功率将集中在频谱中的DC上,然而,如果振幅波形中有变动,则频谱将朝高频率侧扩展。因此,可以通过DC附近成分的功率值来评价振幅波形的变动程度。例如,DC附近被定义为从DC到预定频率的范围,其宽度(频带)由以下将描述的M来指定。如果将指数校正方法应用于上述表达式(3),则使用下面的表达式(4)。

[0071] [数学表达式4]

$$[0072] \quad GCF = \left[ \frac{\text{DC附近成分的功率值}}{\text{频谱的总功率值}} \right]^p \quad \dots(4)$$

[0073] 可以通过根据发送频率改变表达式(4)中的“*p*”来校正波束数据的抑制程度。如果采用参照频带校正方法,则上述M的大小根据发送频率来改变。

[0074] 例如,根据下面的表达式(5)来计算SCF。这里,示出了已经将指数校正方法并入的函数。在表达式(5)中,“*i*”表示接收信号的编号,在下面的示例中,其范围是从0到N-1。

[0075] [数学表达式5]

$$[0076] \quad SCF = \left| 1 - \sqrt{1 - \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} b_i \right\}^2} \right|^P \quad \dots(5)$$

[0077] 在上述的表达式 (5) 中, “bi” 由下面的表达式 (6) 定义。更具体地, “bi” 为接收信号的二值化结果。

[0078] [数学表达式6]

[0079]  $b_i = -1$  如果  $s_i < 0$

[0080]  $\dots(6)$

[0081]  $+1$  如果  $s_i \geq 0$

[0082] 上述表达式 (5) 包括作为关于二值化后信号列的变动的积分值 (平均值) 的计算。

[0083] 例如, 根据下面的表达式 (7) 来定义 GSCF。

[0084] [数学表达式7]

$$[0085] \quad GSCF = \left[ \frac{\sum_{m=0}^M \left| \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot \exp\left(-\frac{j \cdot 2\pi \cdot i \cdot m}{N}\right) \right|^2}{N \cdot \sum_{i=0}^{N-1} b_i^2} \right]^P \quad \dots(7)$$

[0086] 在 GSCF 中, 每个接收信号被二值化。通过在该前提下类似于上述的 GCF 来计算 [DC 附近成分的功率值] / [频谱的总功率值], 获得 GSCF。“N” 表示接收信号数, 且 “M” 表示如上所述的定义 DC 附近的参数值。如果将指数校正方法应用于该 GSCF, 则利用由下面的表达式 (8) 所代表的函数。

[0087] [数学表达式8]

$$[0088] \quad GSCF = \left[ \frac{\sum_{m=0}^M \left| \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot \exp\left(-\frac{j \cdot 2\pi \cdot i \cdot m}{N}\right) \right|^2}{N \cdot \sum_{i=0}^{N-1} b_i^2} \right]^P \quad \dots(8)$$

[0089] 根据下面的表达式 (9) 来定义 STF。在下面的表达式 (9) 中, 明确地指示出了接收到的采样点的深度 “k”。此外, 根据指数校正方法并入了指数 “q”。在本实施例中, 该指数 “q” 根据发送频率而改变。

[0090] [数学表达式9]

$$[0091] \quad STF(k) = \left| 1 - \sqrt{1 - A(k)^2} \right|^q \quad (0 \leq STF(k) \leq 1) \quad \dots(9)$$

[0092] 根据下面的表达式 (10) 来定义上述表达式 (9) 中的 A(k)。

[0093] [数学表达式10]

$$[0094] \quad A(k) = 1 - \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N-1} c_i(k) \quad \dots(10)$$

[0095] 这里, 上述表达式 (10) 中的  $c_i(k)$  如下面的表达式 (11) 中那样定义。

[0096] [数学表达式11]

$$[0097] \quad c_i(k) = \begin{cases} +1 & (\text{如果 } b_i(k) \neq b_{i+1}(k)) \\ 0 & (\text{如果 } b_i(k) = b_{i+1}(k)) \end{cases} \quad \dots(11)$$

[0098] 上述表达式(11)为用于符号反向的传感器:如果在元件布置方向上检测到符号反向的位置,则 $c_i(k)$ 被设定为1。关于深度“k”,元件布置方向上的符号判定次数代表相同方向上的振幅波形的变动程度,且反映这样的程度的STF如在上述表达式(9)中那样定义。在上述的示例描述中,已经描述了有代表性的系数,并且将省略对PCF和其他系数的描述。

[0099] 参照图2到图18,将描述上述系数计算单元的具体示例结构。

[0100] 图2示出了第一示例系数计算单元。图2中所示的系数计算单元24A执行上述表达式(2)。系数计算单元24A包括调整指数“p”的“p”调整器26A。“p”调整器26A基于发送频率F来可变地设定指数“p”。“p”调整器26A起参数改变单元的作用,其由处理器或电路组成。将在以下描述的其他调整器同样起由处理器或电路组成的参数改变单元的作用。

[0101] 图3以曲线形式示出了 $x$ 与 $|x|^p$ 之间的关系。曲线101指示p为0.5的情况;曲线102指示p为0.7的情况;曲线103其中p为1.0的情况;曲线104指示p为1.5的情况;曲线105指示p为2.0的情况;以及曲线106指示p为3.0的情况。如图所示,“p”值的可变设定使得能够实现上述表达式(2)中的函数特性的校正,也就是,使得能够实现根据发送频率来操纵系数CF的值。该结构能够使得系数值随着发送频率越高而减少得越少,由此避免将主瓣成分减少得比需要的多的问题。相反地,有可能的是,配置该装置使得在发送频率低时将指数设定为较大的值,由此更积极地抑制不需要的信号成分。

[0102] 图4示出了第二示例系数计算单元。系数计算单元24B执行上述表达式(1)。系数计算单元24B包括参照开口调整器30B,该参照开口调整器30B根据发送频率F可变地设定接收信号数,即,输入开口的大小,并且为图1中所示的校正单元的一个实施例。

[0103] 如图5中所示,例如,上述参照开口调整器在发送频率低时设定较大的输入开口 $W_0$ ,并且在发送频率F增大时设定较小的输入开口 $W_1$ 。图5在其上部中示出了元件布置方向上的振幅分布,其中振幅分布的中心对应于主波束的中心。输入开口即参照开口,可以根据发送频率的大小连续地改变或者可以分阶段地改变。输入开口通常设定在接收开口内,并且实际上也不超过接收开口。这将在以下参照图19和20来描述。使用上述输入开口的调整方法,操纵输入信号数能够改变明显变动的程度,由此校正函数的作用。这能够有利地减轻主瓣成分在发送频率高时不必要地减少的问题。

[0104] 图6示出了第三示例系数计算单元。系数计算单元24C为用于计算通过作为基础的表达式(1)增加偏移值所获得的结果的模块。在图6中,偏移值为“ $\alpha$ ”,并且对应于表达式(1)的右侧的部分乘以权重 $(1-\alpha)$ 。系数计算单元24C包括“ $\alpha$ ”调整器32C,该“ $\alpha$ ”调整器32C基于发送频率F来可变地设定作为参数值的偏移值“ $\alpha$ ”。更具体地,“ $\alpha$ ”调整器32C将偏移值“ $\alpha$ ”设定为使得偏移值“ $\alpha$ ”随着发送信号的频率F越高而越大,从而实现减少程度校正手段。

[0105] 这在图7中示出,其中横轴指示在图6中所示的计算表达式中方括弧中的值,且纵轴指示系数CF。通过根据发送频率F改变偏移值“ $\alpha$ ”,可以操纵图7中所示的线性特性的倾斜角和接点。这能够引起在发送频率高时减少或防止过度抑制主瓣成分。该装置可以配置为使得“ $\alpha$ ”的值能够由用户可变地设定,或者“ $\alpha$ ”的值能够基于图像质量、信号质量等来自动

确定。

[0106] 图8示出了第四示例系数计算单元。系数计算单元24D执行上述表达式(3)。系数计算单元24D包括M调整器32,M调整器32根据发送频率F可变地设定用于定义DC附近的频带M,并且起区间改变单元的作用。

[0107] 具体地,图9示出了元件布置方向上的振幅波形的频谱,其中横轴指示频率并且纵轴指示各个频率的功率。频率轴的左端对应于DC。如果元件布置方向上的信号波形是平坦的,诸如呈完全的直线,则所有的能量将集中在频谱中的DC上,然而如果信号波形中存在变动或改变,则频谱将朝频率轴上的高侧扩展。由于在这样的情况下DC附近成分(图9中的涂黑部分)根据变动程度而变化,所以GCF作为系数通过参照DC附近成分来设定。在该情况下,M调整器根据发送频率来可变地设定用于定义DC附近的频带M。更具体地,M调整器随着发送频率越高而增大M。由于该结构能够实现DC附近的面积相对于整个频谱的面积比率的操纵,所以可以减轻或消除主瓣成分在发送频率高时减少得比需要的多的问题。

[0108] 图10示出了第五示例系数计算单元。系数计算单元24E执行上述表达式(4)。系数计算单元24E包括根据发送频率可变地设定指数“p”的“p”计算单元26E。该结构能够实现由表达式(4)所代表的指数校正方法。

[0109] 图11示出了第六示例系数计算单元。系数计算单元24F执行上述表达式(3),其应用了输入开口校正方法。具体地,系数计算单元24F包括起输入开口调整器单元作用的参照开口调整器30F,并且参照开口调整器30F基于发送频率F可变地设定输入开口,即,参照开口。由于该结构能够实现对上述表达式(3)中所指示的函数中的输入信号数的操纵,也就是,例如,能够实现明显变动程度的减少,所以可以减轻主瓣成分在发送频率高时过度抑制的问题。

[0110] 图12示出了第七示例系数计算单元。系数计算单元24G在将偏移值可变方法应用于上述表达式(3)时计算函数,在此情况下,偏移值“ $\alpha$ ”由“ $\alpha$ ”调整器32F可变地设定。“ $\alpha$ ”调整器32F根据发送频率F来可变地设定偏移值“ $\alpha$ ”。

[0111] 图13示出了第八示例系数计算单元。系数计算单元24H执行上述表达式(5),也就是,将SCF作为系数进行计算。如所示,系数计算单元24H包括二值化单元34H和“p”调整器26H。二值化单元34H执行上述表达式(6)。“p”调整器26H基于发送频率F来可变地设定指数“p”,作为减少程度校正手段的一个实施例。二值化单元34H以及将在以下描述的二值化单元均为处理器或电路。

[0112] 采用上述结构,可以在发送频率F高时抑制SCF的减少程度由此解决主瓣成分中的过度减少。

[0113] 图14示出了第九示例系数计算单元。系数计算单元24I计算上述SCF并且包括二值化单元34I和参照开口调整器30I。参照开口调整器30I构成校正单元的一个实施例,其操纵将应用于计算SCF的函数的输入信号数由此调整明显变动,由此改变SCF的函数的特性。

[0114] 图15示出了第十示例系数计算单元。类似于上述示例,当系数计算单元24J计算SCF时,基于上述偏移校正方法的修正应用于计算SCF的函数中。类似于上述示例,系数计算单元24J包括二值化单元34J和“ $\alpha$ ”调整器32J,并且“ $\alpha$ ”调整器32J基于发送频率F可变地设定偏移值“ $\alpha$ ”。

[0115] 图16示出了第十一示例系数计算单元。系数计算单元24K基于上述表达式(7)来计

算GSCF。如所示,系数计算单元24K包括二值化单元34K和“p”调整器26K。如上所述,GSCF为GCF的修正,也就是,通过将输入信号转换成二进制信号而获得的信号。“p”调整器26K根据发送频率F来可变地设定指数“p”。采用该结构,可以减轻包括过度抑制主瓣成分的问题。

[0116] 图17示出了第十二示例系数计算单元。类似于上述示例,系数计算单元24L计算GSCF,并且为此目的包括二值化单元34L。参照开口调整器30L被设置为用于基于发送频率F来可变地设定作为参照开口的输入开口的调整单元。

[0117] 图18示出了第十三示例系数计算单元。类似于上述示例,系数计算单元24M计算GSCF。具体地,在该示例中,对于计算GSCF的函数并入偏移“ $\alpha$ ”。函数计算单元24M包括用于计算GSCF的二值化单元34M和构成减少程度调整手段的“ $\alpha$ ”调整器32M。“ $\alpha$ ”调整器32M基于发送频率F来可变地设定偏移“ $\alpha$ ”。

[0118] 参照图19和图20,将描述接收开口和输入开口(参照开口)之间的关系。

[0119] 参见图19,阵列换能器36由沿着直线布置的多个换能器元件组成。在该示例中,超声波束38代表发送波束和接收波束,并且被电子线性扫描。以该超声波束38作为中心轴,来设定接收开口40。具体地,来自形成接收开口40的多个接收元件的接收信号将经历整相求和处理。另一方面,输入开口由附图标记42指定。输入开口42为在超声波束38用作中心的情况下的固定开口,并且如上所述,输入开口42的大小根据发送频率而可变地设定。

[0120] 输入开口42等同于接收开口40或者设定在接收开口40内。具体地,输入开口42在实际获得的接收信号列中调整参照信号数。超声波束被电子扫描并且超声波束已经达到端部的状态如由附图标记44表示的所示。类似地设定接收开口46且也同样设定输入开口48。在该情况下,在假设虚拟换能器36A相对于阵列换能器36的端部明显存在下来进行控制。然而,实际有效的接收开口在由附图标记50指示的范围内,并且有效的输入开口在由附图标记52指示的范围内。在该情况下,接收开口和输入开口中的每个开口的一端都与阵列换能器36的一端对准。当然,图19中所示的控制示例仅仅为一个示例。在任何情况下,根据本实施例,接收开口和输入开口彼此独立地被设定,并且还根据其目的彼此独立地被控制。

[0121] 图20示出了接收开口和输入开口根据深度的变化。沿正交于阵列换能器36的方向示出超声波束50。由超声波束50指示的方向对应于深度方向。图20示出了五个深度d1到d5。为了方便起见,从最深层开始,在深度d5,将全开口54设定为接收开口,在接收开口内设定输入开口56。在深度d4,设定略微小的接收开口58,并且在接收开口58的范围内设定输入开口60。然而,在这些深度部分d4和d5处,输入开口56和60的大小维持不变。在该示例中,在略微更浅的中间深度d3,接收开口62对应于输入开口64。然而,输入开口64还对应于上述的输入开口56和60。而在更进一步浅的深度d2,接收开口66和输入开口68类似地彼此对应,它们被设定在比在更深部分设定的接收开口和输入开口的范围更小的范围内。在最浅深度d1也是这种情况,其中接收开口70和输入开口72彼此对应,但是它们被设定在比在更深部分设定的接收开口和输入开口的范围更小的范围内。

[0122] 如上所述,根据本实施例,独立地设定接收开口和输入开口,或者根据其目的并且取决于深度来设定接收开口和输入开口中每个的大小。在图20中所示的控制示例中,如上所述,输入范围的大小根据发送频率的大小来可变地设定。当发送频率高时,例如,输入开口的大小在每个深度减少,从而由此明显减少要参照的变动,使得可以防止系数值过度减少。

[0123] 由于在上述所有的各个结构示例中,系数的大小能够根据发送频率来操纵,所以可以与抑制不需要的信号成分一起消除或减轻过度抑制主瓣成分的问题。结果,能够维持或提高超声波图像的质量。

[0124] 虽然图1中所示的结构示例不包括声速校正单元,但当计算发送和接收延迟数据时,可以另外设置这样的电路以基于生物体内的声速来实现控制。在这样的情况中,由于生物体内声速在各部分中略微不同,所以同样能期望的是,如上所述根据发送频率来应用校正。

[0125] 在每个附图所示的结构中,代替多个处理器,可以设置执行多个处理器的多个功能的单个处理器。可选地,代替多个电路,可以设置执行由多个电路提供的多个功能的单个电路。相反地,代替单独的处理器,可以设置执行单独处理器的功能的多个处理器,或者,代替单独的电路,可以设置执行单独电路的功能的多个电路。

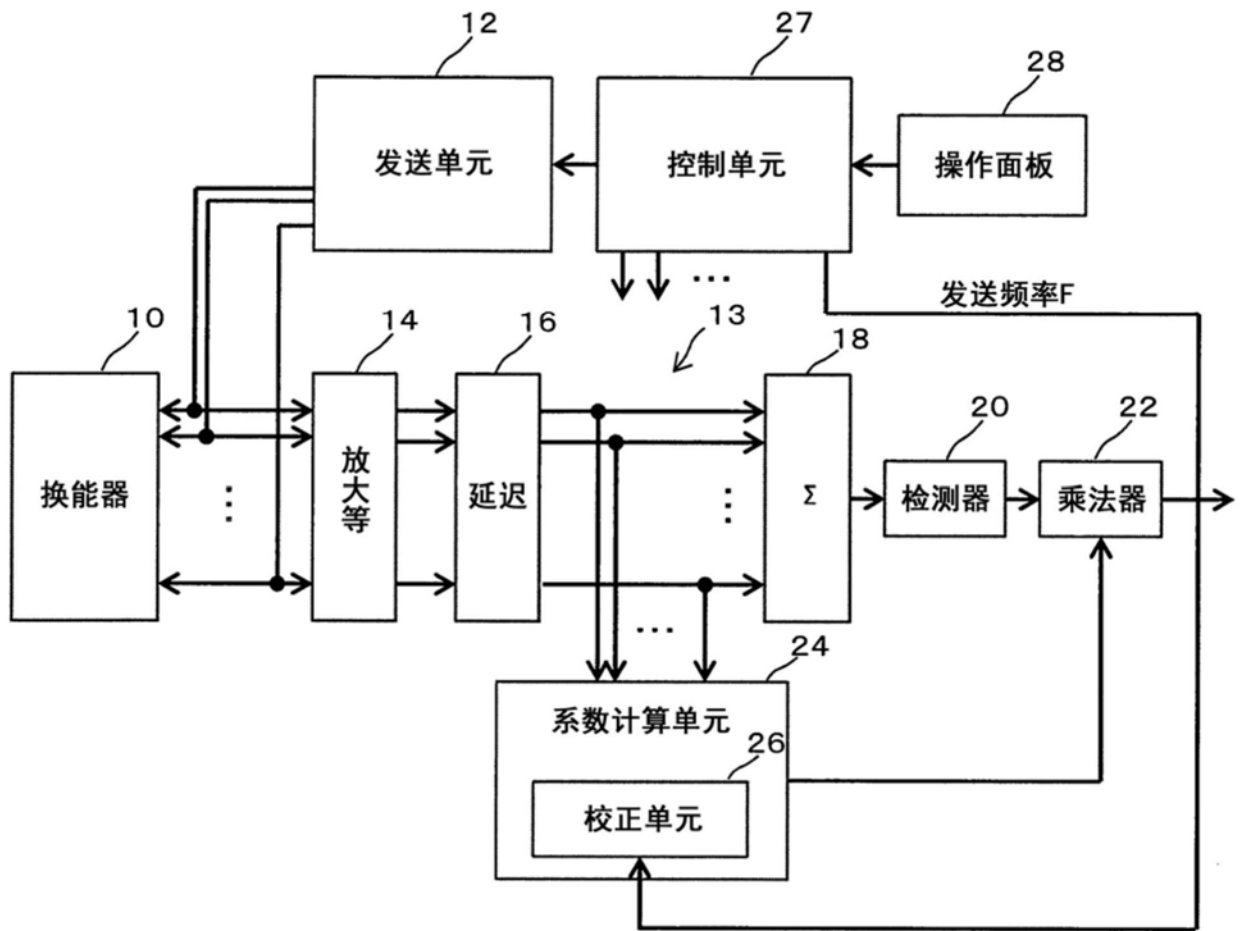


图1

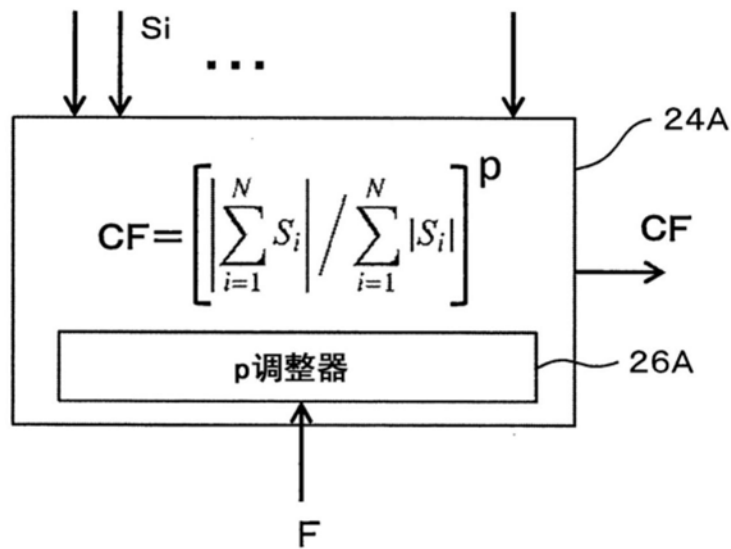


图2

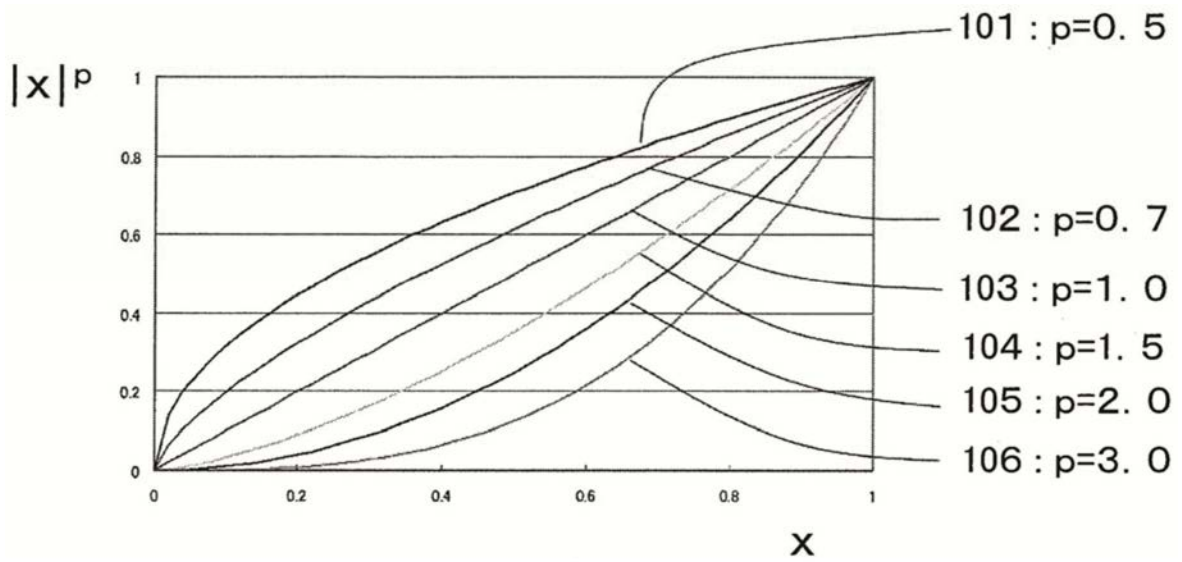


图3

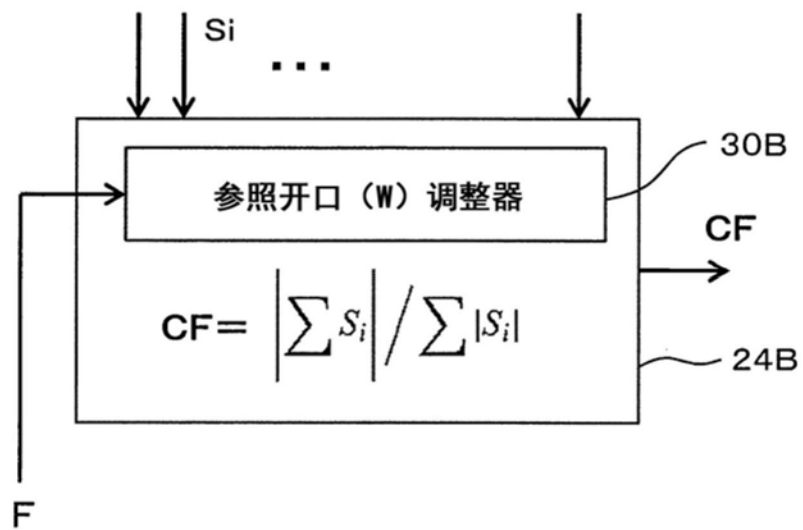


图4

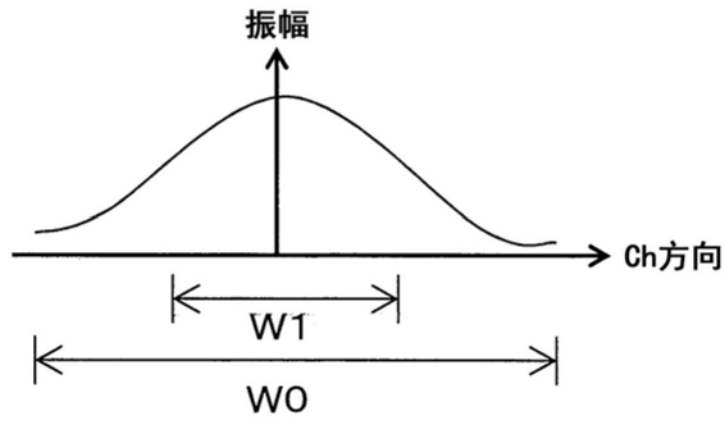


图5

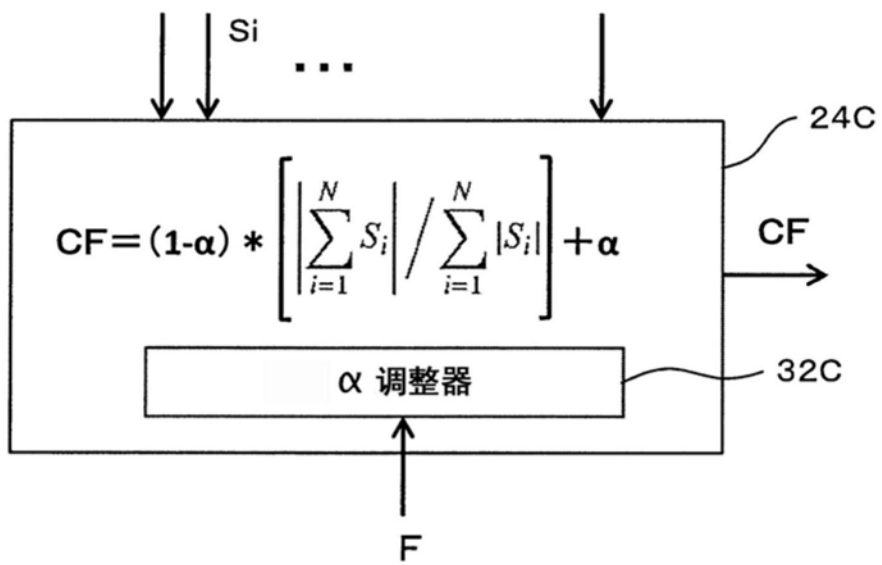


图6

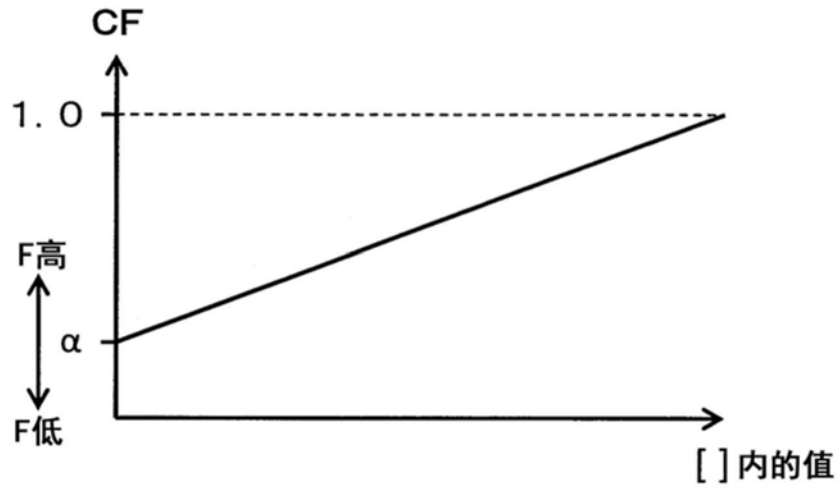


图7

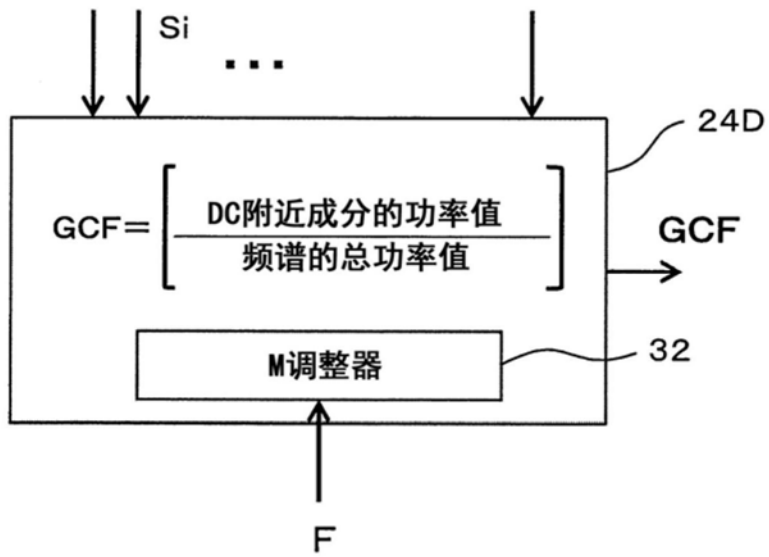


图8

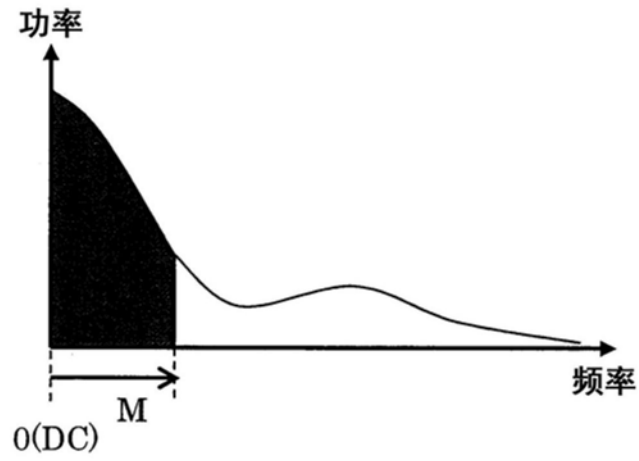


图9

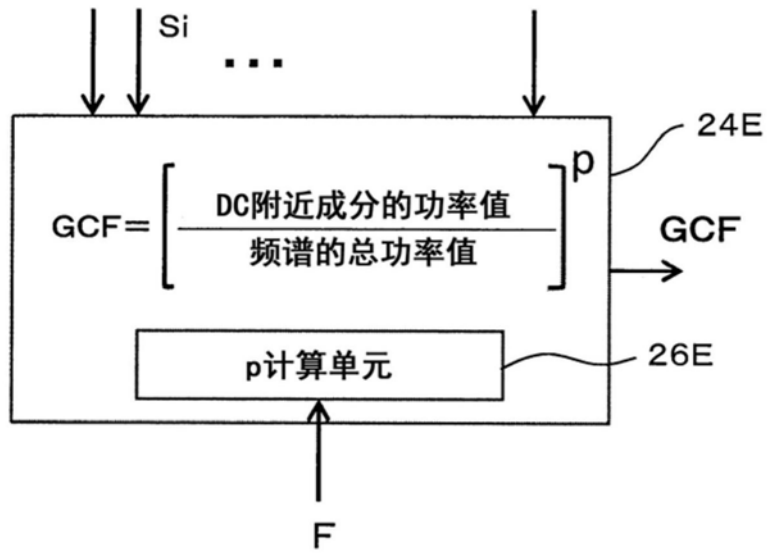


图10

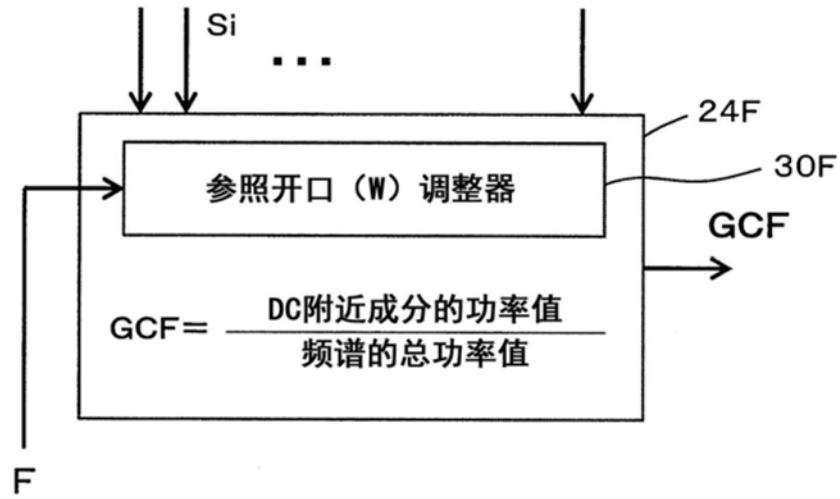


图11

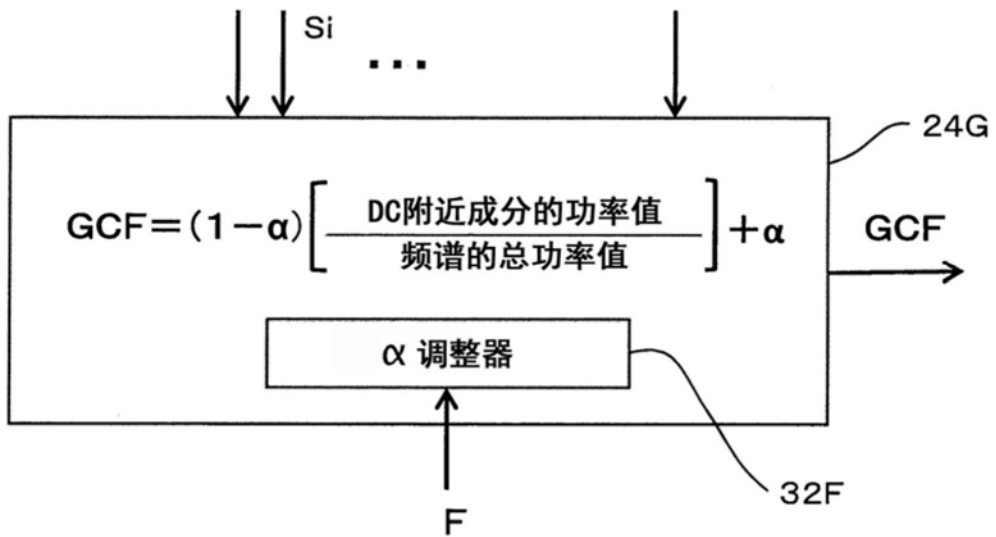


图12

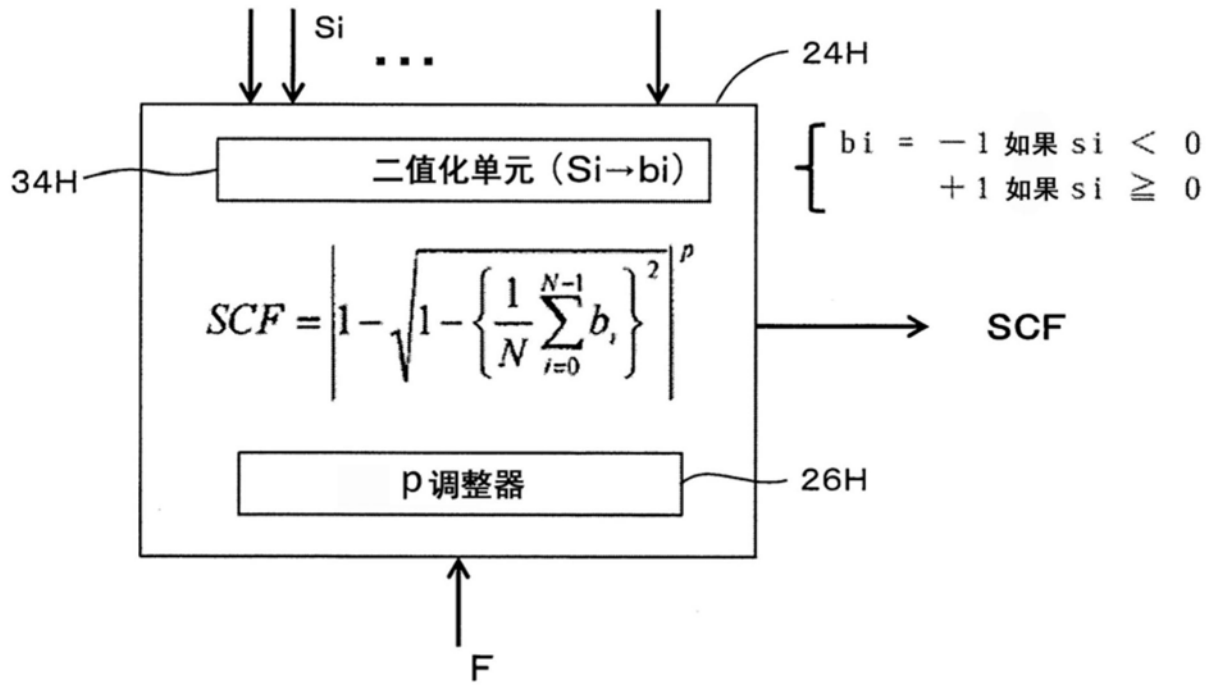


图13

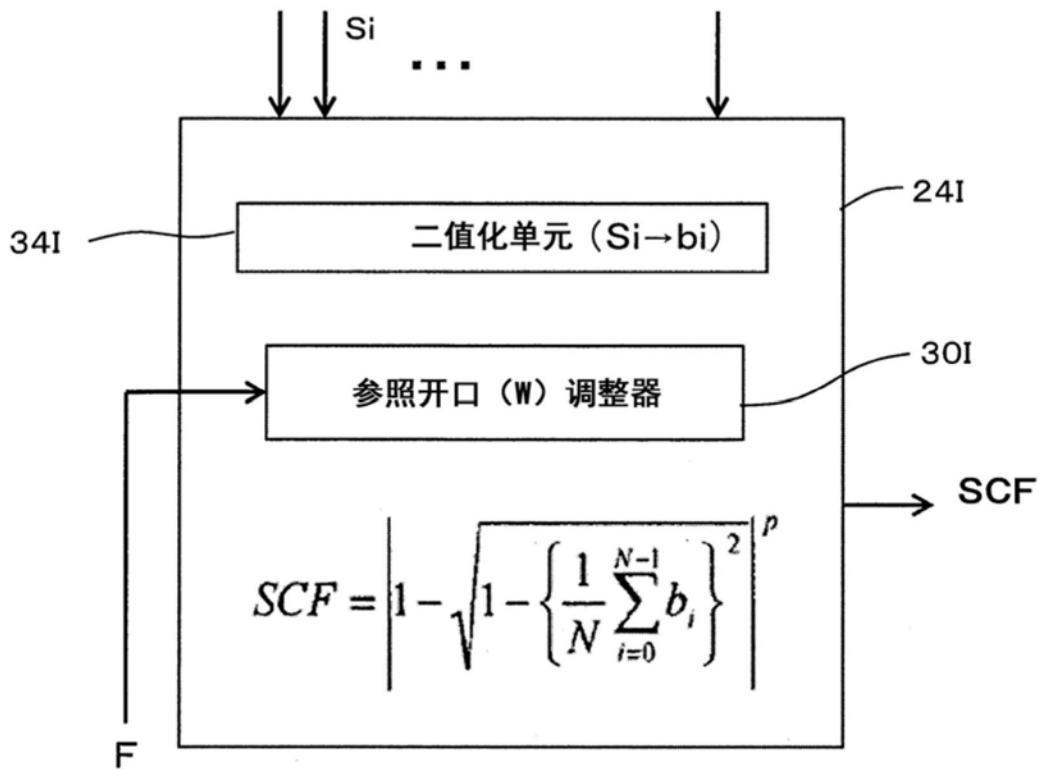


图14

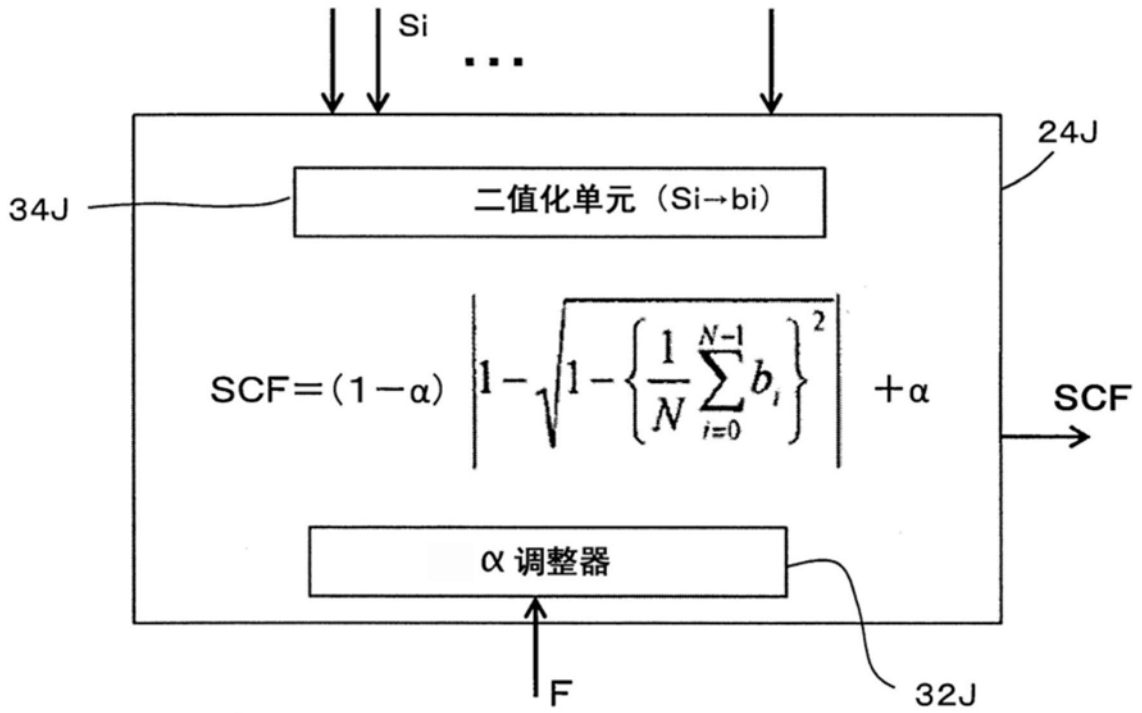


图15

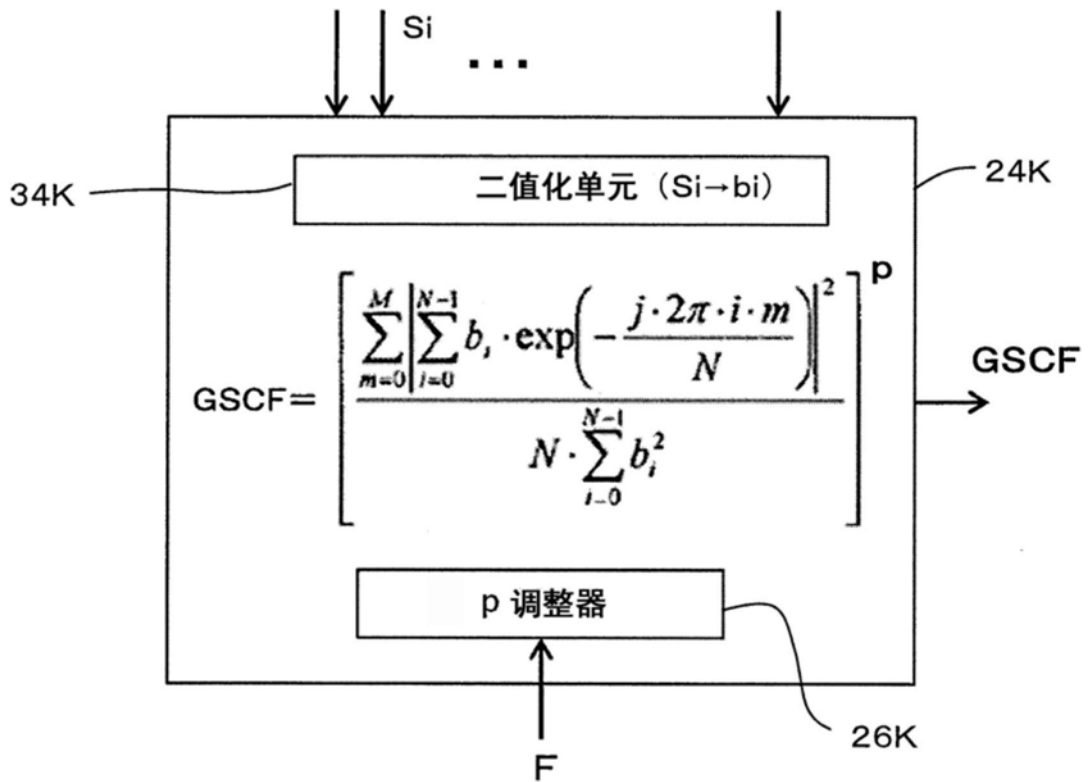


图16

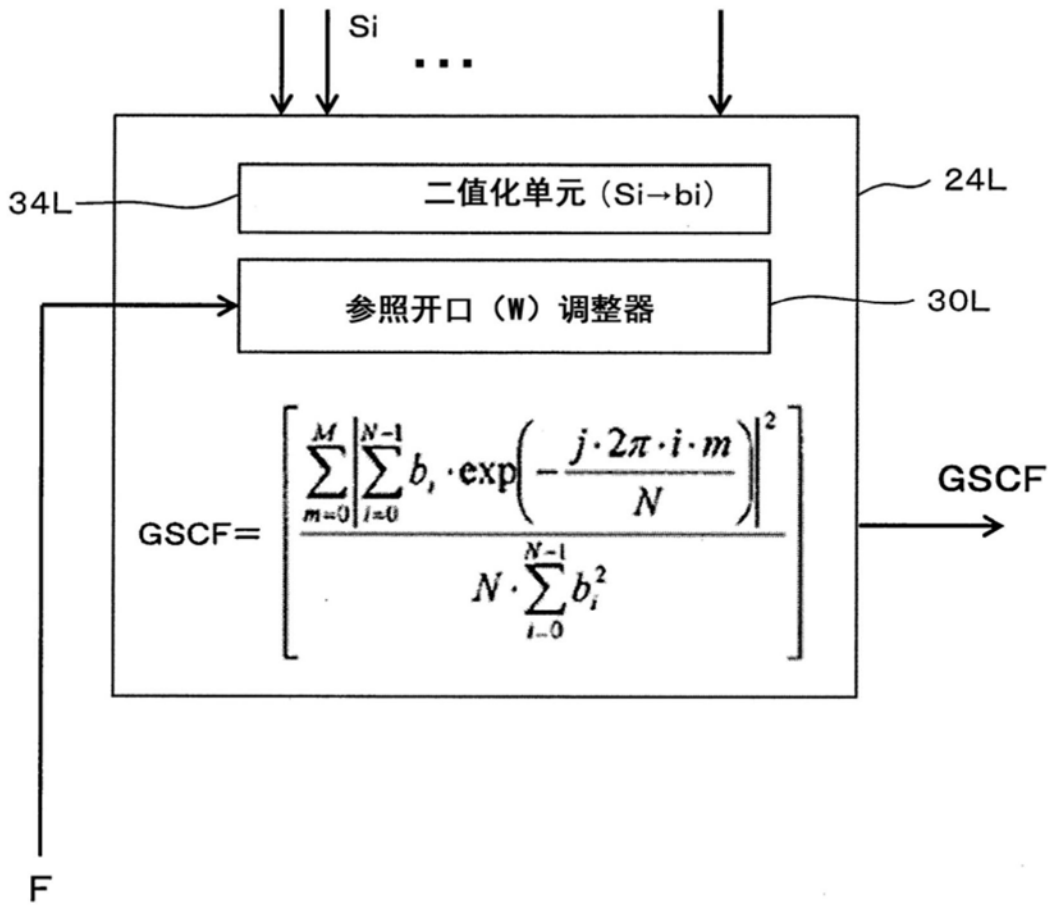


图17

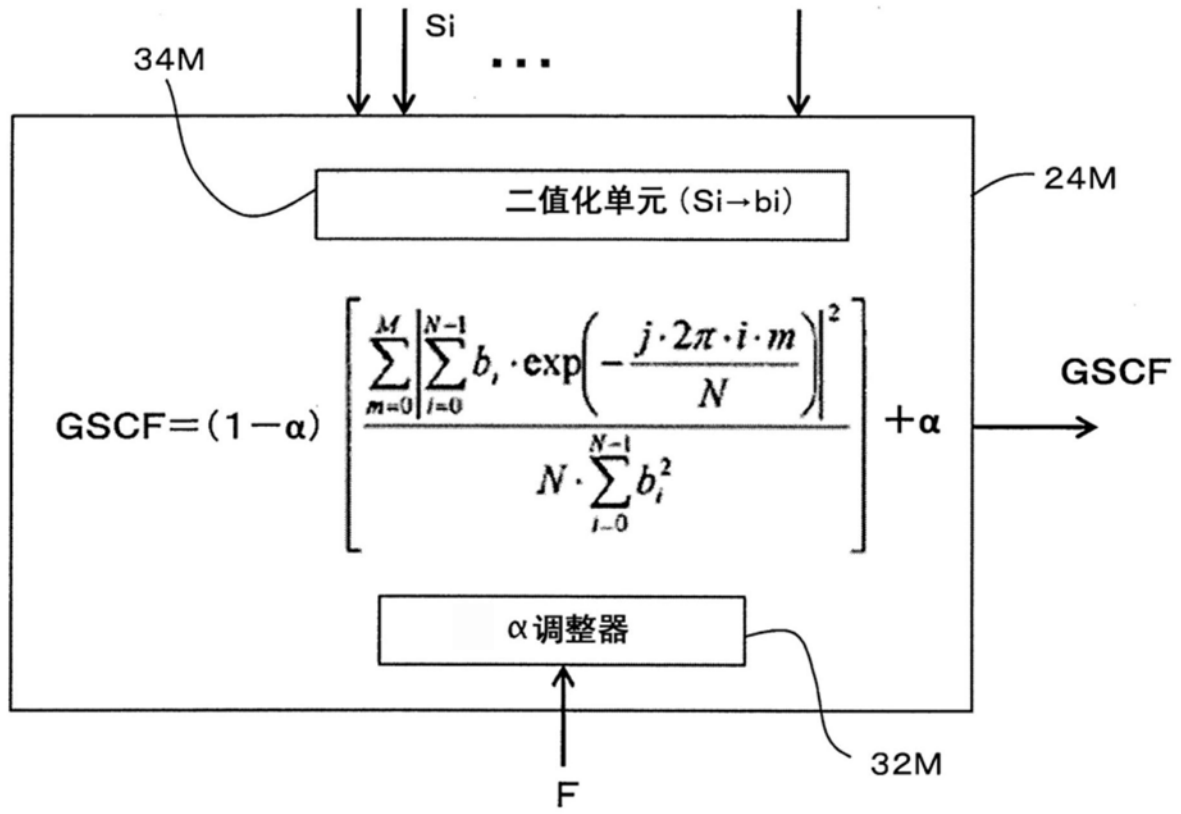


图18

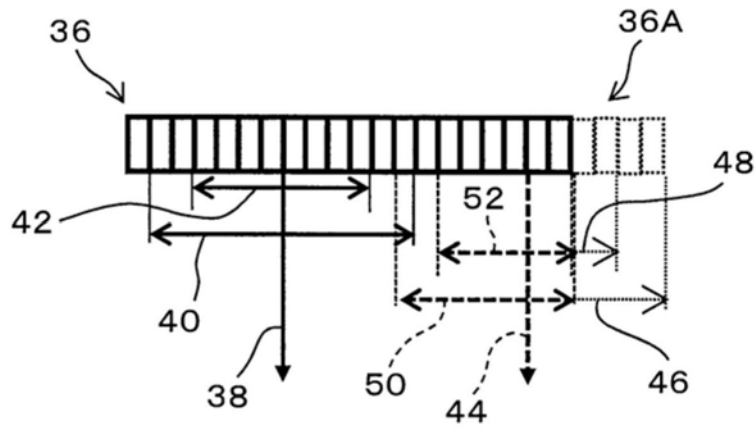


图19

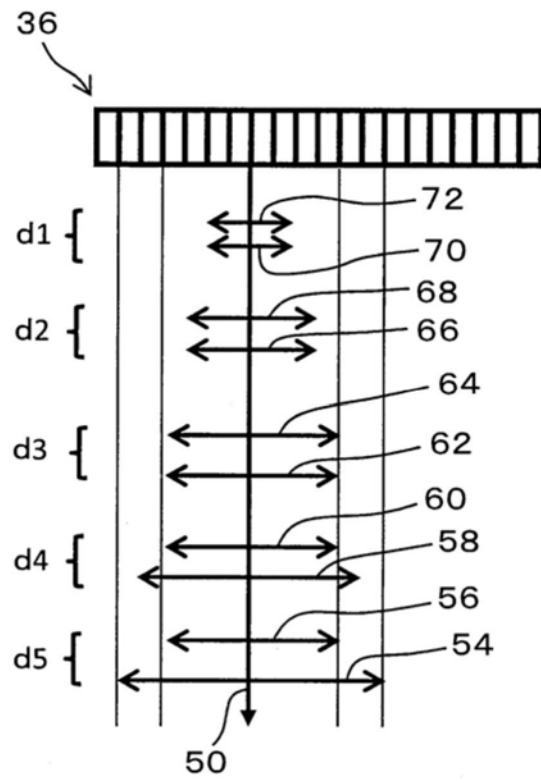


图20

专利名称(译)	超声波诊断装置		
公开(公告)号	<a href="#">CN105377142B</a>	公开(公告)日	2017-10-31
申请号	CN201480039633.1	申请日	2014-07-08
[标]申请(专利权)人(译)	日立阿洛卡医疗株式会社		
申请(专利权)人(译)	日立阿洛卡医疗株式会社		
当前申请(专利权)人(译)	株式会社日立制作所		
[标]发明人	久津将则 吉泽慎吾		
发明人	久津将则 吉泽慎吾		
IPC分类号	A61B8/00		
CPC分类号	G01S7/52047 A61B8/4483 A61B8/4488 A61B8/5207 G01S15/8915 G10K11/346		
代理人(译)	黄威 徐爱萍		
审查员(译)	侯倩		
优先权	2013145012 2013-07-10 JP		
其他公开文献	CN105377142A		
外部链接	<a href="#">Espacenet</a> <a href="#">SIPO</a>		

摘要(译)

一种超声波诊断装置，包括系数计算单元。系数计算单元基于在元件阵列方向上布置的多个接收信号中的相位分散来计算系数。整相求和后的波束数据乘以该系数。校正单元确保了系数不会基于发送频率而变得比需要的更小。因而消除或减少了主瓣成分的过度抑制。

