

(12) 发明专利申请

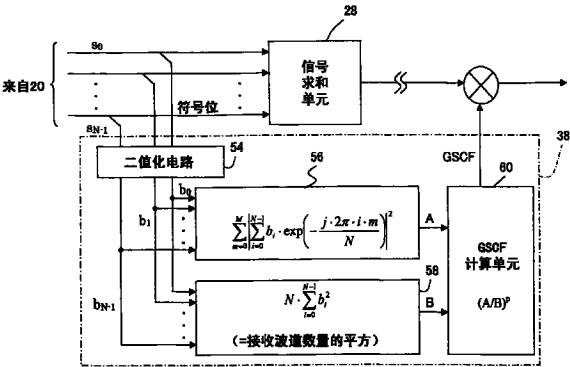
(10) 申请公布号 CN 102599929 A
(43) 申请公布日 2012. 07. 25

(21) 申请号 201110315120. 7
(22) 申请日 2011. 10. 11
(30) 优先权数据
2011-012701 2011. 01. 25 JP
(71) 申请人 日立阿洛卡医疗株式会社
地址 日本东京
(72) 发明人 久津将则
(74) 专利代理机构 北京金信立方知识产权代理有限公司 11225
代理人 黄威 张彬
(51) Int. Cl.
A61B 8/00(2006. 01)

权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 7 页

(54) 发明名称
超声波诊断装置
(57) 摘要

本发明提供了一种超声波诊断装置,其能够减少接收信号中的不必要信号分量。从多个元件接收信号中提取沿波道方向排布的多个符号位。二值化电路对所述多个符号位应用二值化处理,从而生成符号数据阵列。评估值计算单元基于频率轴上符号数据阵列中所含的 DC 附近分量来计算评估值 (GSCF)。该评估值用于在乘法器中调整接收信号的增益。通过应用二值化处理,能够防止接收信号过度减少。此外,由于参考了 DC 附近分量,即使主瓣分量存在一定幅度的波动,也能够适当地减少旁瓣分量。



1. 一种超声波诊断装置,包括:
阵列传感器,其由多个传感器元件构成;
延迟处理单元,其对从所述多个传感器元件输出的多个元件接收信号进行延迟处理;
求和处理单元,其对已经过所述延迟处理的多个元件接收信号进行求和处理并且输出接收信号;
电路,其从已经过所述延迟处理但未经过所述求和处理的多个元件接收信号中,提取由沿元件排布方向排布的多个符号数据项形成的符号数据阵列;
评估值计算单元,其基于所述符号数据阵列中所含的直流附近分量来计算评估值;以及
增益调整单元,其使用所述评估值来调整接收信号的增益。
2. 根据权利要求1所述的超声波诊断装置,进一步包括:
控制单元,其设置相对于所述阵列传感器动态变化的接收孔径,
其中
所述评估值计算单元通过使用形成所述接收孔径的传感器元件的数量使所述直流附近分量标准化来计算所述评估值。
3. 根据权利要求1所述的超声波诊断装置,进一步包括:
函数生成单元,其生成由多个权重值形成的加权函数;以及
加权处理单元,其使用所述加权函数对多个元件接收信号进行加权处理,
其中
所述评估值计算单元按照所述加权函数来计算所述评估值。
4. 根据权利要求1所述的超声波诊断装置,其中:
所述加权处理单元设置在所述延迟处理单元与所述求和处理单元之间,而且
用于提取所述符号数据阵列的所述电路,从已经过所述延迟处理但未经过所述加权处理的多个元件接收信号中提取所述符号数据阵列。
5. 根据权利要求1所述的超声波诊断装置,其中
用于提取所述符号数据阵列的所述电路,通过从多个元件接收信号中提取多个符号位来提取所述符号数据阵列。
6. 根据权利要求1所述的超声波诊断装置,其中
用于提取所述符号数据阵列的所述电路包括:
从多个元件接收信号中提取由多个瞬时振幅值形成的振幅曲线的电路;以及
对所述振幅曲线进行具有滞后特性的二值化处理的电路。
7. 根据权利要求1所述的超声波诊断装置,进一步包括:
检测单元,其对接收信号进行检测处理,
其中
所述增益调整单元包括乘法器,所述乘法器将已经过所述检测处理的接收信号乘以所述评估值。
8. 根据权利要求1所述的超声波诊断装置,进一步包括:
设置单元,用户能够通过所述设置单元可变地设置所述直流附近分量。

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,尤其涉及减少接收信号中不必要或不需要的信号分量的技术。

背景技术

[0002] 超声波诊断装置是通过向活体发射超声波并从活体接收超声波来形成超声波诊断图像的装置。为了提高超声波诊断图像的图像质量,理想的做法是减少接收信号中所含的不必要的信号分量,即旁瓣分量、栅瓣分量、噪声分量等。

[0003] 目前已经提出了两种在整相求和 (phase alignment and summing) 处理之后减少或抑制接收信号中所含的不必要的信号分量的方法:第一种方法 (GCF 方法) 为,通过使用称为 GCF (广义相干因数) 的因数来抑制接收信号 (参阅 IEEE 超声波汇刊 2003 年第 50 卷第 2 期 Pai-Chi Li 等人发表的题为“使用广义相干因数的自适应成像”(Adaptive Imaging Using the Generalized Coherence Factor) 的论文);第二种方法 (SCF 方法) 为,通过使用称为 SCF (符号相干因数) 的因数来抑制接收信号 (参阅 IEEE UFFC 汇刊 2009 年第 56 卷第 5 期 J. Camacho 等人发表的题为“相位相干成像 (Phase Coherence Imaging)”的论文 (W02010/018282))。

[0004] 不过,上述两种方法既有优点也有缺点。从增强超声波诊断图像的图像质量的角度,既需要防止对主瓣分量的过度抑制,同时也需要有效抑制不必要的信号分量,如旁瓣分量。

发明内容

[0005] 本发明的优点是防止对接收信号的过度抑制,同时减少接收信号中所含的不必要的信号分量。

[0006] 根据本发明的一方案,提供了一种超声波诊断装置,包括:阵列传感器,其由多个传感器元件构成;延迟处理单元,其对从所述多个传感器元件输出的多个元件接收信号进行延迟处理;求和处理单元,其对已经过所述延迟处理的多个元件接收信号进行求和处理,并且输出接收信号;电路,其从已经过所述延迟处理但未经过所述求和处理的多个元件接收信号中,提取由沿元件排布方向排布的多个符号数据项形成的符号数据阵列;评估值计算单元,其基于所述符号数据阵列中所含的直流附近分量来计算评估值;增益调整单元,其使用所述评估值来调整接收信号的增益。

[0007] 根据上述构造,由于从多个元件接收信号中提取的多个符号数据项被用作计算评估值的基础,即,由于多个元件接收信号的多个振幅值并不直接被用作计算所述评估值的基础,因此,可以实现受到旁瓣分量等影响较小或者对旁瓣分量的依赖程度较低的评估值计算。相应地,由于能够防止由旁瓣分量等导致的对接收信号的过度抑制,因此,能够防止或减少由强反射体 (reflector) 在超声波诊断图像上的不同位置处产生黑暗部分的可能。此外,借助于上述构造,由于不仅是所述符号数据阵列中所含的直流 (DC) 分量、而且直流

区域附近的交流分量也可以用作计算所述评估值的基础,因此,即使主瓣分量有波动,也可以实现受到此类波动影响较小的评估值计算。结果,由于能够防止由于主瓣分量的波动导致的对接收信号的过度抑制,因此,能够防止或减少“不均匀现象”的发生,即在超声波诊断图像上的均质介质(具有均匀性的组织)中生成大量细微的黑暗部分。如上所述,根据上述构造,既可以利用传统 GCF 和 SCF 的优点,同时也可以减少其缺点的影响。相应地,可以提供具有高实用价值的信号处理。上述直流附近分量对应于功率谱的下侧部分,并且是指频率轴上从频率零(DC)到预定频率的区段(section)内存在的功率分量。此处,所述预定频率一般被设置为频率轴上的直流区域附近的低频率,并且理想情况是自动地或由用户可变动地设置所述预定频率。

[0008] 优选地,所述超声波诊断装置进一步包括控制单元,所述控制单元设置相对于所述阵列传感器而动态变化的接收孔径,并且所述评估值计算单元通过使用形成所述接收孔径的传感器元件的数量使所述直流附近分量标准化来计算所述评估值。随着所述接收孔径的尺寸变化,生成的接收信号的数量,即工作的传感器元件数量,与所述直流附近分量的功率变化相关联地变化。相应地,为了防止所述接收孔径尺寸的变化导致增益的不利变化,需要使工作传感器元件的数量标准化。

[0009] 优选地,所述超声波诊断装置进一步包括:函数生成单元,其生成由多个权重值形成的加权函数;以及加权处理单元,其使用所述加权函数对多个元件接收信号进行加权处理,并且所述评估值计算单元按照所述加权函数来计算所述评估值。因为在所述整相求和处理中各个元件接收信号的贡献程度或影响程度会由于针对多个元件接收信号的所述加权处理而变化,所以在计算所述评估值时需要考虑所述加权函数,即多个权重值。优选地,所述加权处理单元被安排在所述延迟处理单元与所述求和处理单元之间,而且用于提取所述符号数据阵列的所述电路从已经过所述延迟处理但未经过所述加权处理的多个元件接收信号中提取所述符号数据阵列。根据此构造,甚至当所述多个权重值中包含负值时,也能够正确地计算所述评估值。

[0010] 优选地,用于提取所述符号数据阵列的所述电路,通过从多个元件接收信号中提取多个符号位来提取所述符号数据阵列。另一选择是,用于提取所述符号数据阵列的所述电路包括:从多个元件接收信号中提取由多个瞬时振幅值形成的振幅曲线的电路,以及对所述振幅曲线进行具有滞后特性的二值化(binanzation)处理的电路。在具有滞后特性的二值化处理中,可以进行不依赖于基线附近的不稳定振幅表现的自然处理。众所周知,所述的具有滞后特性的二值化处理是指对波形的升降使用单独阈值的处理。此外,也可以应用三值化(ternarization)处理,其中基线附近的信号被转换为零。

[0011] 优选地,所述超声波诊断装置进一步包括检测单元,所述检测单元对接收信号进行检测处理,并且所述增益调整单元包括乘法器,所述乘法器将已经过所述检测处理的接收信号乘以所述评估值。

[0012] 在上述构造中,需要采用一种配置,以使观察超声波诊断图像的用户可以可变动地设置以直流附近分量为基准的频率轴上的范围,或者根据超声波诊断图像的评估结果自动地可变动地设置此范围。随着参考范围的扩大,主瓣分量波动的影响变得更小,因此,能够进一步防止接收信号的过度抑制。随着参考范围的缩小,可以获得与所述 SCF 方法相近的效果。

附图说明

- [0013] 将基于下面附图详细说明本发明的优选实施例,其中:
- [0014] 图 1 为示出波形接收处理和接收信号阵列的说明图;
- [0015] 图 2 为示出通过振幅曲线的频率分析获得的功率谱的图;
- [0016] 图 3 为示出二值化处理的图;
- [0017] 图 4 为示出含有栅瓣分量的元件接收信号阵列的图;
- [0018] 图 5 为示出根据一实施例的超声波诊断装置的构造的方块图;
- [0019] 图 6 为示出评估值计算单元的第一示例构造的方块图;
- [0020] 图 7 为示出对含有栅瓣分量的元件接收信号进行二值化处理的图;
- [0021] 图 8 为示出具有滞后特性的二值化处理的图;以及
- [0022] 图 9 为示出评估值计算单元的第二示例构造的方块图。

具体实施方式

[0023] 下面将参照附图详细说明本发明的优选实施例。

[0024] (1)GCF 方法和 SCF 方法的说明

[0025] 图 1 示出了超声波诊断装置中接收波束形成器的功能。所述接收波束形成器构成接收单元或整相求和处理单元。附图标记 200 表示接收波的处理。阵列传感器 206 包括以直线形或弧形排布的多个传感器元件 206a。附图标记 208 表示来自接收焦点的反射波(主瓣分量),附图标记 210 表示不必要的波分量(在本示例中,其为来自强反射体的旁瓣分量)。所述接收波束形成器包括用于延迟处理的延迟线阵列 212。延迟线阵列 212 由多条延迟线 212a 构成。各条延迟线 212a 的延迟时间以可变方式动态设置,以使超声波充分聚焦于动态变化的所述接收焦点处。每条延迟线 212a 可以由 FIFO 存储器形成。

[0026] 在图 1 中,附图标记 202 表示对应于三个相关实例的三个元件接收信号阵列。每个元件接收信号阵列由已经过延迟处理并沿波道(ch)方向排布的多个元件接收信号形成。附图标记 204 表示对应于所述三个相关实例的三个相位图。每个相位图由沿波道方向排布的多个元件接收信号的相位(对应于瞬时振幅)形成。在第一个实例中,主瓣分量被接收,在已经过所述延迟处理的元件接收信号阵列 214 中,各个元件接收信号的相位是相同的(参见附图标记 220)。在第二个实例中,旁瓣分量被接收,在已经过所述延迟处理的元件接收信号阵列 216 中,各个元件接收信号的相位沿着波道方向按顺序偏移(参见附图标记 222)。在本实例中观察到的相位差异或频率取决于主瓣方向与旁瓣方向之间的角度差。在第三个实例中,在非均质介质内产生声速的变化(相位失常),在已经过所述延迟处理的元件接收信号阵列 218 中,各个元件接收信号的相位呈紊乱状态(参见附图标记 224)。在所述接收波束形成器中,所述整相求和处理被应用于已经过所述延迟处理的元件接收信号阵列,从而抑制所述不必要的信号分量。不过,仅通过整相求和处理很难去除所有不必要的信号分量,因此,已经过整相求和处理的接收信号(波束数据)实际上包含各种不必要的信号分量,这就是超声波诊断图像的图像质量下降的原因。

[0027] 目前已经提出了两种在整相求和处理之后减少或抑制接收信号中所含的不必要的信号分量的方法:第一种方法(GCF 方法)为,通过使用称为 GCF(广义相干)的因数来抑

制接收信号；第二种方法（SCF 方法）为，通过使用称为 SCF（符号相干因数）的因数来抑制接收信号。

[0028] 首先，将详细说明第一种方法。沿波道方向排布的多个元件接收信号具有在一定时间点沿波道方向排布的多个瞬时振幅值，并且这些多个瞬时振幅值形成振幅曲线（对应于上文所述的相位图）。所述振幅曲线由各个时间点（各个采样正时）限定，并随着时间的推移而动态变化。通过对振幅曲线应用傅立叶变换（频率分析），可获得功率谱。图 2 示出了对应于上述三个实例的三个功率谱。具体地，图 2(a) 示出了对应于上述第一个实例的功率谱，其中主瓣分量占优。图 2(b) 示出了对应于上述第二个实例的功率谱，其中旁瓣分量占优。图 2(c) 示出了对应于上述第三个实例的功率谱，其中可以识别出由相位失常导致的相位紊乱。在第一个实例中，由于在元件接收信号阵列中相位彼此相同，主瓣分量在频率轴上的 DC（频率零）点处生成尖峰，如图 2(a) 所示。附图标记 226（阴影部分）表示从 DC 到特定值的区段内存在的 DC 附近分量（DC 附近的功率分量）。另一方面，在第二个实例中，波峰 229 出现在根据旁瓣分量的进入方向（进入角）限定的频率处，如图 2(b) 所示。附图标记 228 表示本实例中的 DC 附近分量。在第三个实例中，产生了相位失常，功率谱沿频率轴扩展，噪声水平总体增加，如图 2(c) 所示。附图标记 230 表示本实例中的 DC 附近分量。通过利用上述功率谱形状的变化，GCF 被限定为基于下面等式 (1) 的评估值，所述评估值为表示整相求和和处理的结果的评估的因数。

[0029] $GCF = (\text{作为 DC 附近分量的部分功率}) / (\text{整个功率谱的功率}) \dots (1)$

[0030] 在图 2(a)、2(b) 和 2(c) 中，阴影部分 226、228 和 230 表示上述等式 (1) 中分子的值。如果主瓣分量（即，DC 附近分量）的量大于整个功率谱，则 GCF 接近 1；否则，GCF 接近 0。相应地，GCF 是指示正确分量存在的比率的评估值。通过在所述整相求和处理之后使用 GCF 来调整信号的增益，既可以保留关于主瓣分量的振幅信息，又可以减少不必要的信号分量。

[0031] 根据第一种方法，由于因数是基于在频率轴上具有特定宽度范围（即 DC 附近区段内的区域）的分量限定的，因此，即使对应于主瓣的信号分量有一定幅度的波动，GCF 的值也不会下降。相应地，使用第一种方法，在图像上不会发生在均质介质中生成大量细小黑暗部分的“不均匀现象”。另一方面，根据第一种方法，在所述延迟处理（对应于低通滤波处理）之后的求和处理期间，尽管抑制了旁瓣分量，在一些实例中过度抑制了接收信号，这是因为该因数是仅通过未进行所述求和处理的元件接收信号阵列确定的。结果，可能与所述强反射体深度相同并远离所述强反射体的点处产生局部黑暗部分（低亮度部分）。

[0032] 接下来，将详细说明第二种方法。在此方法中，二值化处理被应用于波道编号“i”指定的接收信号“si”。实际上，通过从每个元件接收信号中提取符号位，能够获得由下面等式 (2) 表示的信号。

[0033] $b_i = -1 \text{ if } s_i < 0$

[0034] $+1 \text{ if } s_i \geq 0 \dots (2)$

[0035] 具体地，通过沿着波动方向（横向）依次从多个元件接收信号中提取符号，能够获得上述信号“bi”。通过使用此信号“bi”，可以将用作指示整相程度的评估指示器的 SCF 限定为由下面等式 (3) 表示：

$$[0036] \quad SCF = \left| 1 - \sqrt{1 - \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} b_i \right\}^2} \right|^p \quad \dots(3)$$

[0037] 在上述等式中，N 表示接收波道的数量（形成所述接收孔径的工作传感器元件的数量），p 是用于调整 SCF 的参数。如果所有波道相位都相同，则 SCF 为 1，而相位越紊乱，SCF 越接近 0。相应地，通过在整相求和处理之后使用 SCF 来调整接收信号的增益，可以减少不必要的信号分量。

[0038] 图 3 以虚线示出了振幅曲线 232。振幅曲线 232 由位于特定正时的多个振幅值形成，这些振幅值是从在所述延迟处理之后的元件接收信号阵列中提取的。在图 3 中，水平轴表示波道，而垂直轴表示振幅。通过对所述振幅曲线应用二值化处理，可以获得由实线表示的符号数据阵列 234。在正常脉冲波传送的情况下，可以获得图 4 所示的由栅瓣分量形成的元件接收信号阵列。在图 4 中，水平轴表示深度，而垂直轴表示波道。多个波形表示所述延迟处理之后的多个元件接收信号。对于特定时间点（对应于特定深度）236，相位仅在几个波道中基本相同（在图 4 的示例中，两个波道中的波峰匹配）。由于这几个波道中的振幅值大于相同时间点处其他波道的振幅值，在使用 GCF 的情况下，这几个波道中的信号占优地贡献于因数，从而获得大的 GCF。另一方面，在使用 SCF 的情况下，由于每个波道中的振幅值会经过上述二值化处理，因此，因数的值不取决于大的振幅值，而是取决于大量其他波道中的振幅值。在图 4 所示的示例中，SCF 具有较小的值，与使用 GCF 时相比较，当使用 SCF 时栅瓣分量的减少效果增强。从这个角度来讲，当使用 SCF 时，图像质量的改善程度更高。另一方面，由于相位失常的影响或由于散射体产生的斑点的影响，主瓣分量也会波动，当 SCF 由于这种波动而较小时，很可能产生上述“不均匀现象”。根据获得 SCF 的上述等式 (3)，其中只有功率谱中的 DC 用于计算因数，因此，超出 DC 的分量的量越大，SCF 越小。另一方面，在使用 GCF 的情况下，由于还会考虑 DC 附近的区域中的分量，因此主瓣分量的轻微波动不会影响所述因数。

[0039] 如上所述，根据所述 GCF 方法，其中，因为所述评估值是基于具有频率轴上特定宽度的 DC 附近分量的功率计算的，所以即使主瓣的相位有一定幅度的波动，所述评估值也不会下降，甚至可以通过这种波动来防止主瓣的过度抑制。另一方面，对于所述 GCF 方法，尽管通过在所述延迟处理之后进行所述求和处理来减少旁瓣分量，但所述评估值是由延迟处理之后的多个元件接收信号计算出的，而不考虑旁瓣分量的减少。结果，当使用此评估值来调整已经过所述延迟处理和所述求和处理的接收信号的增益时，必定会出现接收信号过度减少的问题。

[0040] 另一方面，根据所述 SCF 方法，由于不考虑每个元件接收信号的振幅大小，而只考虑每个符号项的数量，在栅瓣中不是主要考虑相位相对相同的几个波道，而是主要考虑其他波道，从而可以期望获得比所述 GCF 方法更好的栅瓣分量的减少效果。然而，由于一定程度的相位失常的影响或由于散射体产生的斑点的影响，存在主瓣分量甚至在要评估的 DC 附近区域之外的情况。结果，断层分析图像上很可能出现上述的“不均匀现象”。在此类实例中，主瓣分量的图像形成受到损害。

[0041] (2) 新方法 (GSCF 方法) 的说明

[0042] 根据本实施例的超声波诊断装置，通过对由从元件接收信号阵列中提取的多个瞬

时振幅值构成的振幅曲线应用二值化处理来获得符号数据阵列,利用符号数据阵列的 DC 附近的功率值计算作为评估值的 GSCF(广义符号相干因数),然后使用所述评估值来调整已经过所述整相求和处理的接收信号的增益。通过使用 GSCF,既可以弥补所述 GCF 方法和所述 SCF 方法的缺点,同时又可以获得这两种方法的优点。明显地,本发明并不限于使用 GSCF 的方法,也包括根据经过所述二值化处理之后的符号数据阵列在频率轴上扩展的情况下获得的 DC 附近分量来确定评估值的一般方法。

[0043] 图 5 为示出根据本实施例的超声波诊断装置的整体构造的方块图。该超声波诊断装置用于医疗领域,基于针对活体发射并接收超声波所获得的接收信号来形成超声波诊断图像。在本实施例中,B 模式断层分析图像被形成成为超声波诊断图像。实际上,可以形成多普勒图像等。该超声波诊断装置具有抑制上述不需要或不必要的信号分量的功能。

[0044] 参照图 5,阵列传感器 10 布置在超声波探测器内并且由沿直线排布的多个传感器元件 12 构成。明显地,传感器元件 12 可以按弧形排布。超声波束(发射波束和接收波束)是通过使用多个传感器元件 12 形成的,并且经过电子扫描。已知电子扫描方法包括电子扇区扫描方法、电子线性扫描方法或类似方法。可以使用 2D 阵列传感器代替 1D 阵列传感器。

[0045] 发射单元 14 是发射光束形成器。具体地,在发射时,发射单元 14 提供与多个传感器元件 12 具有预定延迟关系的多个发射信号。通过这种方式形成发射波束。在接收时,来自活体内的反射波被阵列传感器 10 接收。通过这种方式多个接收信号(元件接收信号)被生成并输出到放大单元 16。放大单元 16、延迟单元 20 和信号求和单元 28 形成接收单元,所述接收单元为接收波束形成器。

[0046] 放大单元 16 由多个放大器 18 构成。在放大单元 16 的下游侧,设置有延迟单元 20,延迟单元 20 由用于执行延迟处理(整相处理)的多个延迟器件 22 构成。待供给每个延迟器件 22 的延迟时间,即延迟数据,是从控制单元 50 供给的。在延迟单元 20 的下游,可以设置有变迹处理单元或加权处理单元。经过所述延迟处理之后的多个接收信号(多个元件接收信号)被输入到信号求和单元 28,在信号求和单元 28 中对经由延迟处理之后的多个接收信号进行求和以生成接收信号(波束数据)。整相求和处理是用于电子形成的接收波束的处理。经过所述整相求和处理之后的接收信号被输出到检测单元 30,检测单元 30 为执行检测处理的已知电路。输入单元 52 连接至控制单元 50。在本实施例中,为了抑制不必要的信号分量,设置有不必要信号分量抑制单元。具体地,所述不必要信号分量抑制单元包括评估值计算单元 38 和乘法器 40。

[0047] 乘法器 40 对在经由检测之后的接收信号进行增益调整。不过,也可以对于检测之前的接收信号进行增益调整。基于下面将详述的新评估值(GSCF)进行所述增益调整。例如,当所述评估值为 1 时,增益为 1,在这种情况下不进行对振幅的抑制,而是保持接收信号。当提供的评估值小于 1 时,抑制接收信号。对于各个时间点实时地计算所述评估值,从而接收信号的增益是动态可变的。

[0048] 信号处理单元 42 是将各种信号处理操作(例如,对数压缩)应用于接收信号的模块。图像形成单元 44 由数字扫描转换器(DSC)构成,并基于多个接收信号(波束数据)来形成二维断层分析图像(B 模式断层分析图像)。DSC 具有坐标转换功能、插值处理功能等。如此生成的图像数据经由显示处理单元 46 发送到显示单元 48。显示单元 48 显示超声波诊断图像。控制单元 50 控制图 5 示出的各个部件的操作。控制单元 50 具有发射/接收控制

功能,特别是设置所述阵列传感器上的接收孔径的功能。通常,在超声波束上动态可变地设置接收焦点,相应地步调一致地可变地设置所述接收孔径。

[0049] 下面将说明评估值计算单元 38。图 6 示出了评估值计算单元的第一构造示例。首先说明外围构造。经过求和处理之后的元件接收信号阵列中的元件接收信号在信号求和单元 28 中被求和以形成接收信号(波束数据),然后乘法器 40 对所述接收信号应用增益调整处理。

[0050] 从多个元件接收信号中提取的多个符号位被输入到评估值计算单元 38。更具体地,多个 A/D 转换器(未示出)将每个元件接收信号的格式从模拟信号格式转换为数字信号格式。经过此处理,各个元件接收信号的瞬时振幅值由多个位字符串表示。位字符串中的一位是指示正或负的符号位。沿波道方向排布的多个符号位形成符号数据阵列。二值化电路 54 对每个符号位应用二值化处理。实际上,根据上述等式(2),二值化电路 54 将符号位 1 转换为符号数据 1,将符号位 0 变为符号数据 -1。不过,该处理可以省略。经过二值化处理之后的符号数据被输入到运算单元 56 和 58。图 7 示出了针对含有栅瓣分量的接收信号的二值化处理。附图标 238 指定的虚线所示的波形表示由位于特定正时的沿波道方向排布的多个瞬时振幅形成的振幅曲线。附图标 240 指定的实线所示的波形表示对振幅曲线应用二值化处理之后的信号。虽然在所述振幅曲线中源自栅瓣分量的多个波峰彼此匹配,但是,由于通过所述二值化处理去除了详细的振幅值,因此在所述二值化处理之后的信号中存在的栅瓣分量的比率很小。

[0051] 返回参照图 6,经过二值化处理之后的符号数据阵列被输入到运算单元 56 和 58,运算单元 56 和 58 是计算下面等式(4)中的分子和分母的模块:

[0052]

$$GSCF = \left[\frac{\text{二进制信号的DC附近分量的功率值}}{\text{二进制信号的总功率值}} \right]^p$$

[0053]

$$= \left[\frac{\sum_{m=0}^M \left| \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot \exp\left(-\frac{j \cdot 2\pi \cdot i \cdot m}{N}\right) \right|^2}{N \cdot \sum_{i=0}^{N-1} b_i^2} \right]^p \quad \dots(4)$$

[0054] 上述运算单元 56 和 58 可以由硬件形成或可作为软件功能实施。在上述等式(4)中,分子表示二进制信号的 DC 附近分量的功率值,即,经过傅立叶扩展之后的频率轴上从 DC(频率 0)到特定频率值的区段 M 内存在的功率值。在上述等式(4)中,分母对应于二进制信号的总功率值,并且实际上对应于接收波道数量的平方。因此,虽然分母可以忽略,但是仍然需要根据接收孔径的变化来改变分母。虽然运算单元 56 可以具有 FFT(快速傅立叶变换)函数,但是运算单元 56 具有用于实施等式(4)的电路构造即可,因为只需要获得 DC 附近分量的功率值。通过此构造,能够降低运算量或减小电路规模。

[0055] 运算单元 60 是通过使用等式(4)中的分子 A 和分母 B 来计算用作评估值(即,增益调整因数)的 GSCF 的模块。在这种情况下,等式(4)中的参数 p 作为指数运算。通过使用此参数 p,可以改变抑制幅度。还可以可变地设置上述 M,以更改变增益调整的幅度和内容。

计算得出的 GSCF 作为增益值被输出到放大器 40。

[0056] 当执行上述二值化处理时,可以使用图 8 示出的具有滞后特性的二值化处理。在图 8 中, +T 是第一阈值,其仅在振幅从低值到高值变化时起作用; -T 是第二阈值,其仅在振幅值从高值到低值变化时起作用。在此构造中,可以从振幅曲线 242 中获得二进制信号 244。此处,也可以应用三值化处理,从而将基线附近的信号强制设置为 0。

[0057] 图 9 示出了评估值计算单元 38 的第二示例构造。在图 9 中,与图 6 示出的第一示例构造中的元件相同的元件采用相同的附图标记指定,并且不再进行说明。在本示例构造中,为乘法单元(加权处理单元)68 提供了加权函数生成器 66 生成的一组权重值。乘法单元 68 由对应于多个元件接收信号设置的多个乘法器 70 构成。每个乘法器 70 将每个元件接收信号乘以权重值,以实现变迹处理。孔径的变化可以通过此变迹处理来实现。由多个权重值构成的序列也被输入到运算单元 62 和运算单元 64。在运算单元 62 中,权重值被乘以 DC 附近分量的功率。在运算单元 64 中,多个权重值被求和。该处理基于下面的等式 (5):

$$[0058] \quad GSCF = \left[\frac{\sum_{m=0}^M \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot b_i \cdot \exp\left(-\frac{j \cdot 2\pi \cdot i \cdot m}{N}\right) \right|^2}{N \cdot \sum_{i=0}^{N-1} a_i^2} \right]^p \quad \dots(5)$$

[0059] 在图 9 示出的构造中,首先提取多个符号位,然后将其输入到乘法单元 68 中。在此构造中,即使权重值是负值,也可以执行正确处理。但是,如果权重值仅采用正值,可以从乘法单元 68 的下游阶段提取多个符号位。

[0060] 根据上述新方法,由于对每个元件接收信号的二值化处理消除了振幅信息,因此,可以获得类似于 SCF 方法的不必要信号抑制效果。此外,由于每个元件接收信号的二值化处理改变了功率谱使得旁瓣分量在 DC 附近具有一定的功率水平,能够防止对振幅的过度抑制,对振幅的过度抑制恰是 GCF 方法的缺点。另外,通过上述新方法,由于所述评估值是使用 DC 附近分量计算的(类似于 GCF 方法),因此能够解决波动产生的问题,波动产生的问题恰是 SCF 方法的缺点。更具体地,由于即使主瓣分量波动也不会导致所述评估值显著下降,因此能够防止或改善不均匀现象。此处,如果使用波道数量的平方作为上述等式 (4) 中的分母,则能够减少运算量。

[0061] 虽然已经使用特定术语描述了本发明的优选实施例,但是此类描述仅用于说明目的,而且应该理解的是,对本发明所做的修改和变化并不偏离随附的权利要求的精神或范围。

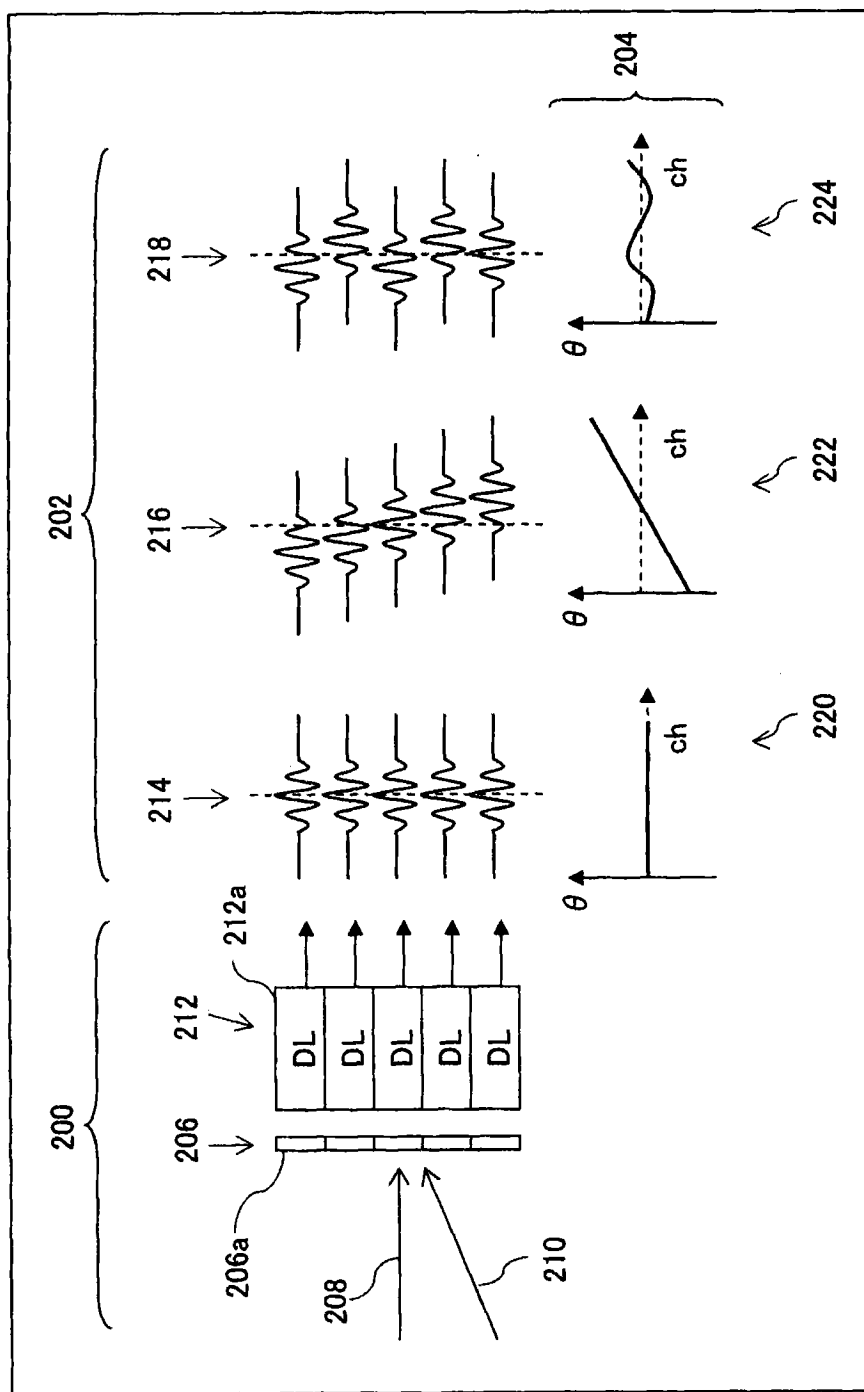


图 1

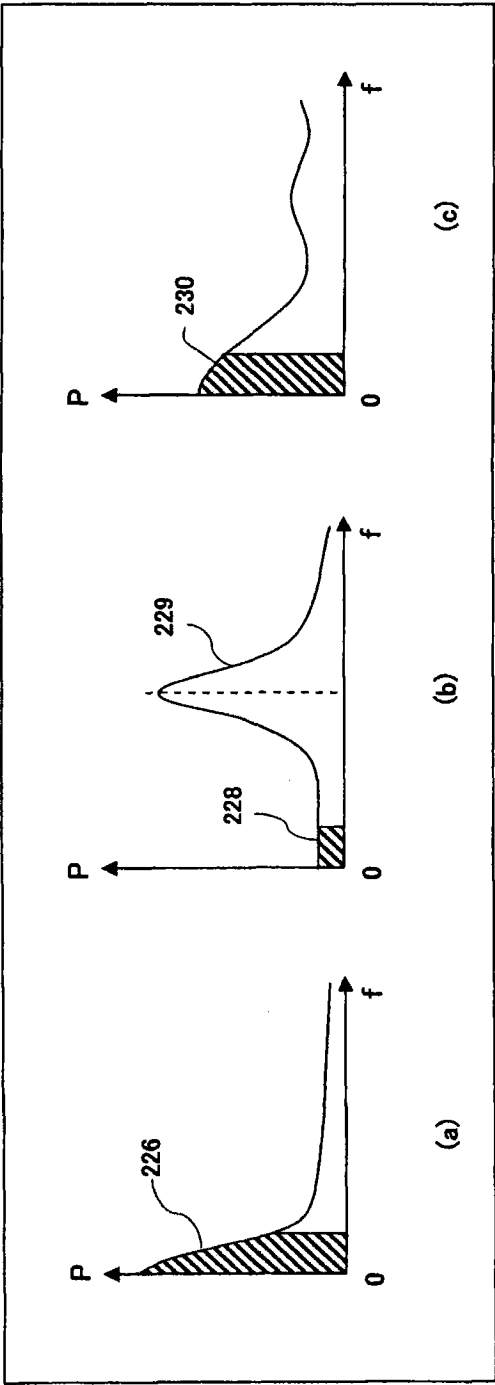


图 2

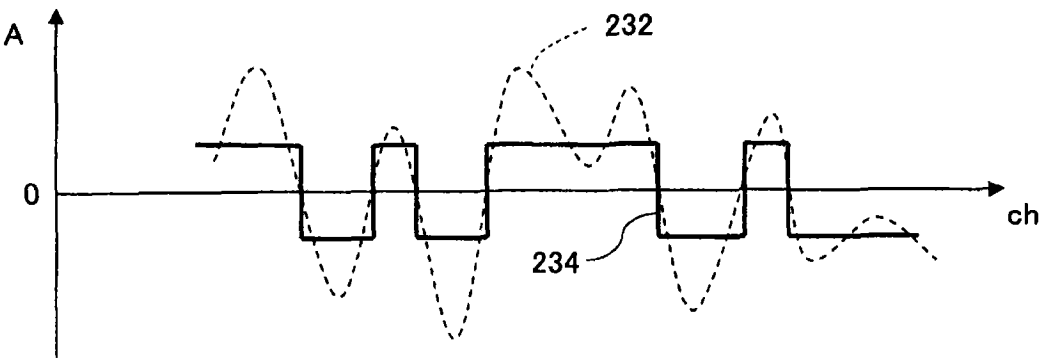


图 3

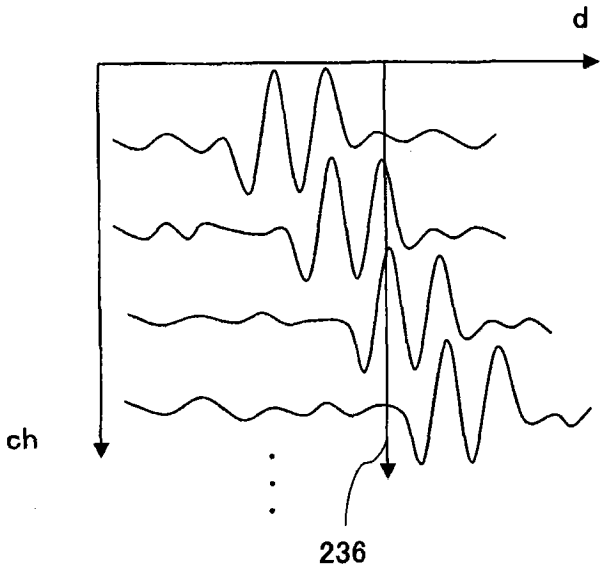


图 4

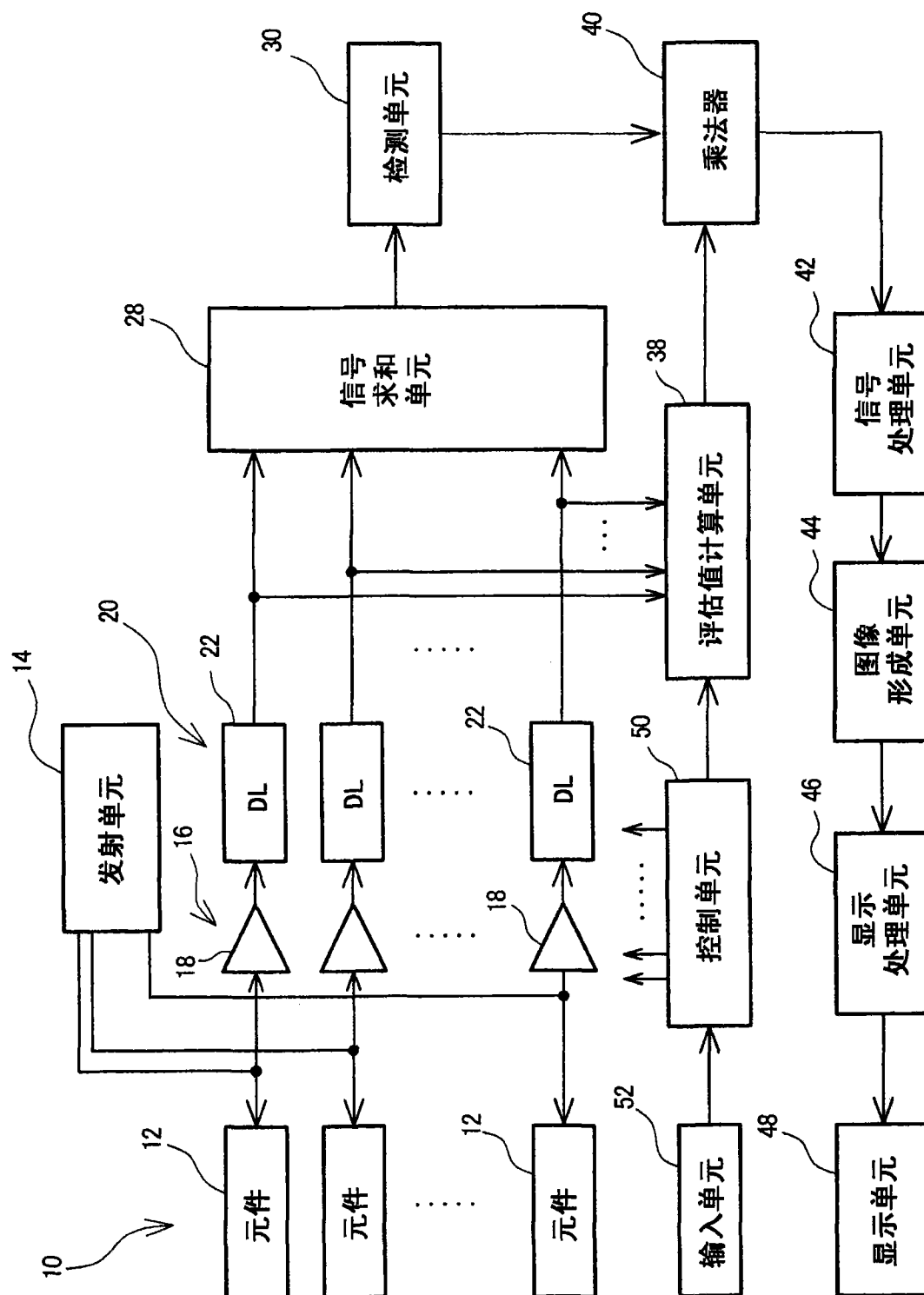


图 5

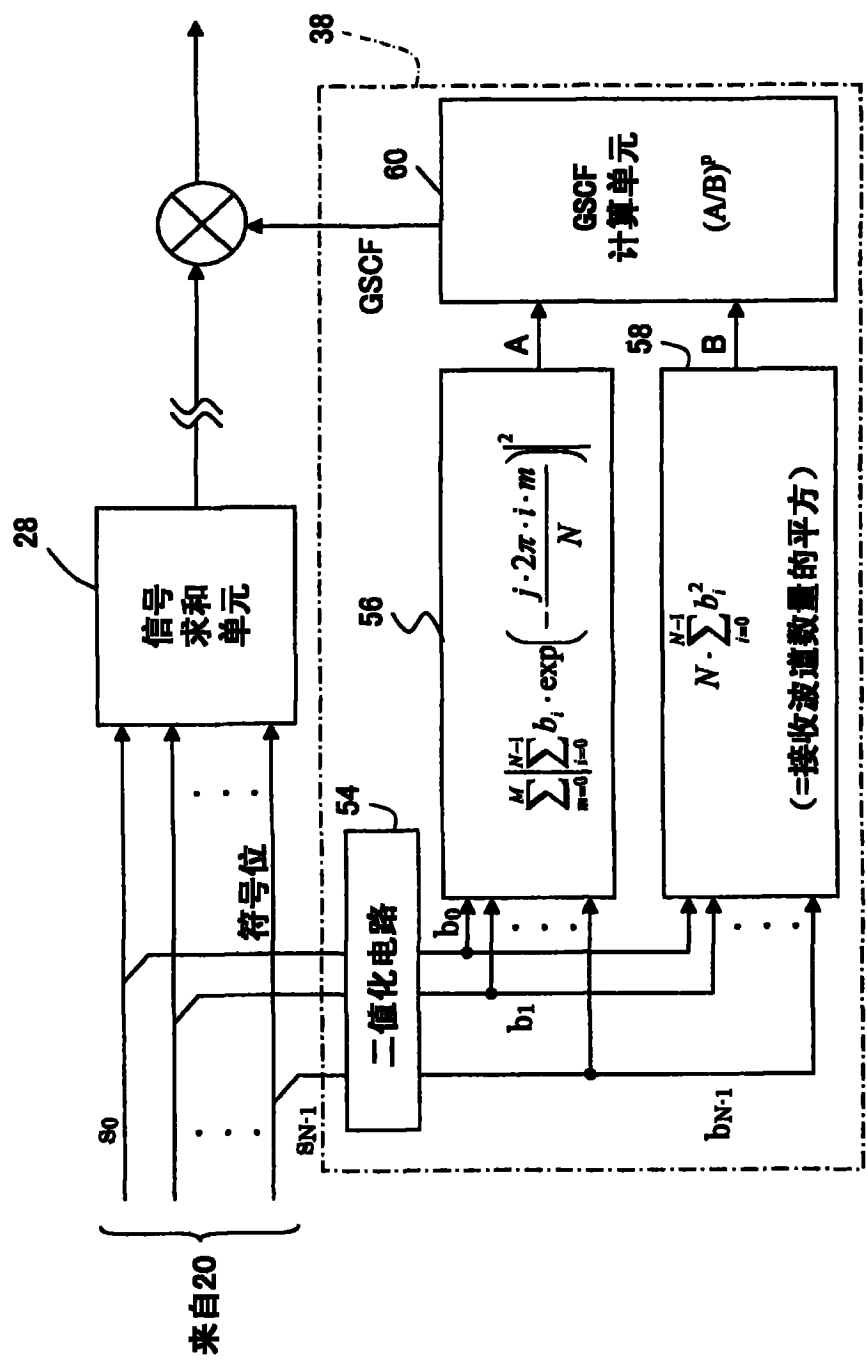


图 6

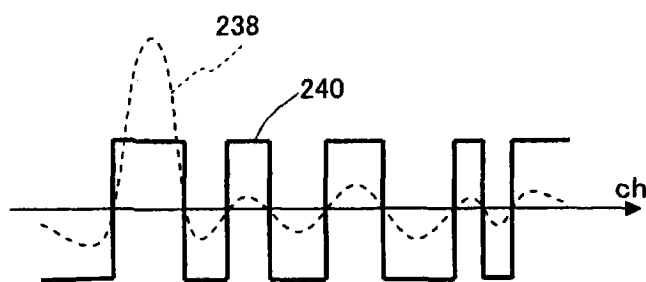


图 7

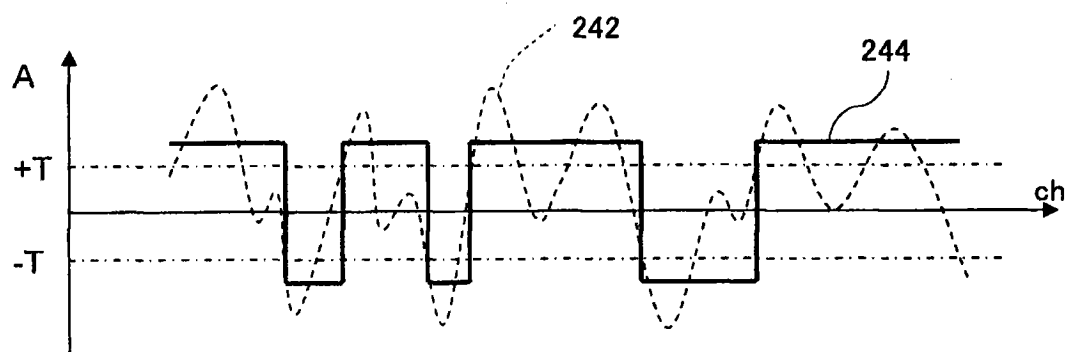


图 8

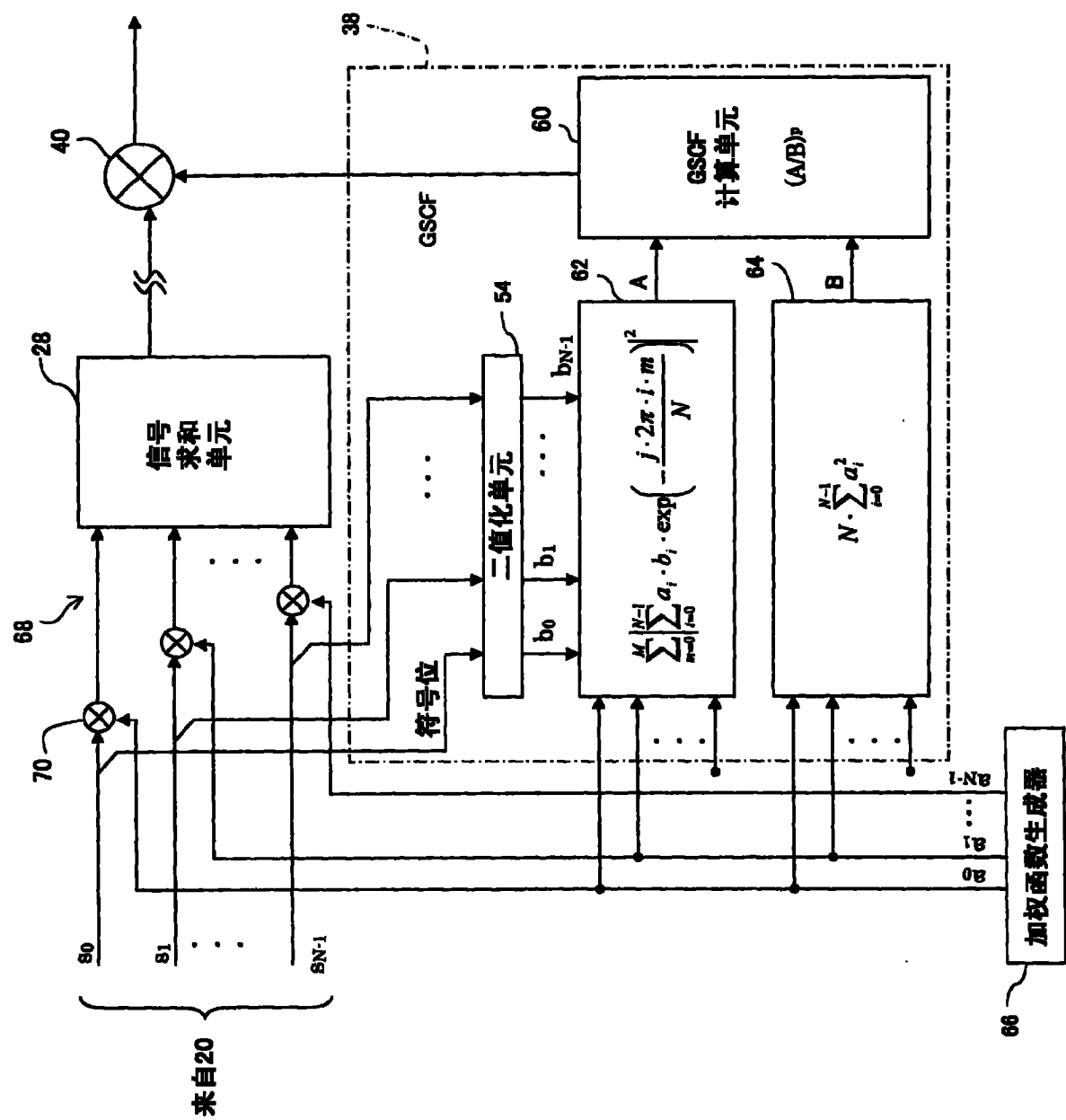


图 9

专利名称(译)	超声波诊断装置		
公开(公告)号	CN102599929A	公开(公告)日	2012-07-25
申请号	CN201110315120.7	申请日	2011-10-11
[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)	日立阿洛卡医疗株式会社		
[标]发明人	久津将则		
发明人	久津将则		
IPC分类号	A61B8/00		
CPC分类号	G01S15/8915 G01S7/52077 G10K11/346 G01S15/8909 G01S7/52049 A61B8/5269 G01S7/52033 G01S7/52047		
代理人(译)	黄威 张彬		
优先权	2011012701 2011-01-25 JP		
其他公开文献	CN102599929B		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

本发明提供了一种超声波诊断装置，其能够减少接收信号中的不必要信号分量。从多个元件接收信号中提取沿波道方向排布的多个符号位。二值化电路对所述多个符号位应用二值化处理，从而生成符号数据阵列。评估值计算单元基于频率轴上符号数据阵列中所含的DC附近分量来计算评估值(GSCF)。该评估值用于在乘法器中调整接收信号的增益。通过应用二值化处理，能够防止接收信号过度减少。此外，由于参考了DC附近分量，即使主瓣分量存在一定幅度的波动，也能够适当地减少旁瓣分量。

