



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102440807 B

(45) 授权公告日 2014.09.17

(21) 申请号 201110315157.X

(22) 申请日 2011.10.11

(30) 优先权数据

2010-230404 2010.10.13 JP

2011-095018 2011.04.21 JP

(73) 专利权人 日立阿洛卡医疗株式会社

地址 日本东京

(72) 发明人 吉泽慎吾 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)

(56) 对比文件

US 20050033165 A1, 2005.02.10, 全文.

Jorge Camacho 等.Phase Coherence

Imaging. <IEEE Transactions on

Ferroelectrics and Frequency

Control>. 2009, 第 56 卷 (第 5 期), 958-974.

Pai-Chi Li 等.Adaptive Imaging Using the Generalized Coherence Factor. <IEEE Transactions on Ferroelectrics and Frequency Control>. 2003, 第 50 卷 (第 2 期), 128-141.

审查员 赵秋芬

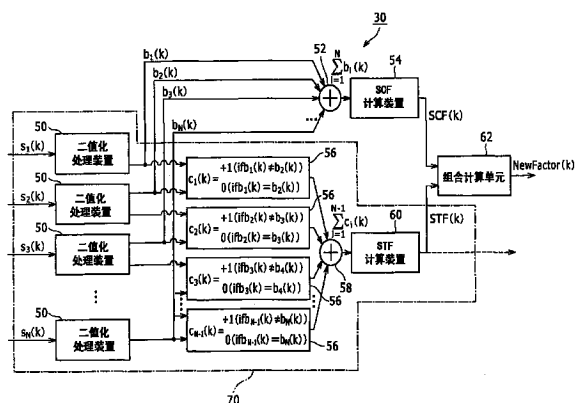
权利要求书1页 说明书9页 附图6页

(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。由沿元件排布方向排布的多个符号数据项构成的符号数据阵列是从已经过延迟处理但未经过求和处理的多个元件接收信号中提取的。因数计算单元计算第一因数和第二因数,所述第一因数表示符号数据阵列中的符号相干程度,所述第二因数表示符号数据阵列中的符号变换密度。然后,所述因数计算单元基于所述第一因数和所述第二因数来计算用于调整接收信号的增益的因数(评估值)。



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;
 - 计算单元,其基于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来计算评估值,所述符号数据项是从已经过所述延迟处理但未经所述求和处理的多个元件接收信号中提取的,所述计算单元基于互不相同的第一因数和第二因数来计算所述评估值,所述第一因数和所述第二因数是从小述符号数据阵列计算得到的;以及
 - 增益调整单元,其使用所述评估值来调整已经过所述求和处理的接收信号的增益,其中
 - 经过所述延迟处理之后的每个元件接收信号均是数字信号,并且所述符号数据是包含在所述数字信号中的符号位;
 - 所述第一因数表示符号数据阵列中的符号相干程度;并且
 - 所述第二因数表示符号数据阵列中的符号转变密度。
2. 根据权利要求 1 所述的超声波诊断装置,其中所述计算单元包括:
 - 第一因数计算单元,其根据所述符号数据阵列计算所述第一因数;
 - 第二因数计算单元,其根据所述符号数据阵列计算所述第二因数;以及
 - 评估值计算单元,其基于所述第一因数和所述第二因数来计算所述评估值。
3. 根据权利要求 2 所述的超声波诊断装置,其中所述第一因数计算单元和所述第二因数计算单元并行运行。
4. 根据权利要求 2 所述的超声波诊断装置,其中所述评估值计算单元通过使用所述第一因数和所述第二因数进行加权加法处理来计算所述评估值。
5. 根据权利要求 2 所述的超声波诊断装置,其中所述评估值计算单元通过使用所述第一因数和所述第二因数执行乘法处理来计算所述评估值。
6. 根据权利要求 2 所述的超声波诊断装置,其中在所述第一因数小于第一阈值并且所述第二因数大于第二阈值的特定情况下,所述评估值计算单元将基于所述第二因数的值或将预定值判定为所述第二因数。
7. 根据权利要求 2 所述的超声波诊断装置,其中对于接收采样点的每个深度,所述评估值计算单元根据所述接收采样点的深度实时动态变化来计算所述评估值。

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所含的不必要或不需要的信号分量(如旁瓣分量、栅瓣分量或等)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接收活体返回的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信号分量,即,旁瓣分量、栅瓣分量、噪声分量等。

[0003] 更具体地,在超声波诊断装置内的接收波束形成器中,为了调焦的目的,对从多个传感器元件提供的多个元件接收信号应用延迟处理(整相处理),然后,对已经过所述延迟处理的多个元件接收信号进一步应用求和处理。通过这些处理运算,即可获得用于形成超声波图像的用作 RF 信号的波束数据。当从焦点接收反射波时,由于已经过所述延迟处理的多个元件接收信号的相位相同,因此在求和处理之后,可获得具有大振幅的波束数据。相反,如果反射波来自焦点以外的点,则由于多个元件接收信号的相位不同,只能获得具有低振幅的波束数据。然而,所述波束数据实际上包含不必要的信号分量,例如,旁瓣分量。

[0004] 作为抑制接收信号中所含的不必要的信号分量的方法,目前已经提出了通过使用称为 SCF(符号相干因数)的因数来抑制接收信号的方法。根据此方法,基于由在元件排布方向上排布的多个符号数据项形成的符号数据阵列,调整经过所述求和处理之后的接收信号(波束数据)的增益,其中所述符号数据项是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的。具体地,依照基于正符号数据项数量与负符号数据项数量的比值限定的 SCF 来调整增益(参阅 IEEE 超声波汇刊 2009 年第 56 卷第 5 期 Jorge Camacho 等人发表的题为“相相干成像”(Phase Coherence Imaging)的论文(WO2010/018282))。

[0005] 然而,如果始终应用上述 SCF 方法,则可能出现主瓣分量被过度抑制的问题,从而降低超声波图像的图像质量。具体地,根据上述 SCF 方法,由于仅参考正符号数据项数量和负符号数据项数量,增益控制不是基于各个元件接收信号的振幅以及由多个元件接收信号的多个瞬时振幅值形成的振幅曲线。相应地,使用 SCF 方法,尽管振幅曲线在一定程度上相同,但是,当振幅曲线在整个基线上变化时,可能会识别错相位的紊乱。

发明内容

[0006] 本发明的一个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信号分量。

[0007] 本发明的另一个优点是全面确定和减少不必要的信号分量。

[0008] 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;

计算单元,其基于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来计算评估值,所述符号数据项是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的,所述计算单元基于互不相同的第一因数和第二因数来计算所述评估值,所述第一因数和所述第二因数是所述符号数据阵列计算的;增益调整单元,其使用所述评估值来调整已经过所述求和处理的接收信号的增益。

[0009] 根据上述构造,基于评估值来调整经过整相求和处理之后的接收信号的增益。在这种情况下,由于所述评估值是基于反映符号数据阵列的内容或构造并且互不相同的第一因数和第二因数而计算的,因此,与仅基于这些因数中的一个因数来计算评估值相比,可以进行符合需要的更适合的评估值计算。由于所述第一因数和所述第二因数是基于相同符号数据阵列计算得到的,因此,可以获得减少计算量并且简化构造的优点。

[0010] 优选地,所述第一因数表示所述符号数据阵列中的符号相干程度,而第二因数表示所述符号数据阵列中的符号转变密度。评估值是基于这两个因数计算的。

[0011] 当仅结合符号相干性计算所述评估值时,不考虑每个元件接收信号的振幅水平和符号数据在波道方向上的排布状态。相应地,尽管相位相同,但有时会出现将相位错误识别为紊乱的情况。此外,在仅结合符号转变密度计算所述评估值的情况下,由于符号变换密度随着强反射体与接收波束源之间的位置关系而变化,因此,可能识别错相位的紊乱。通过结合符号相干性和符号变换密度,可以防止或减少上述错误识别。

[0012] 可以计算符号数据阵列中正符号数据与负符号数据的存在比值,作为符号相干程度。例如,如果符号数据阵列仅由正符号数据或负符号数据中的一种构成,则符号相干程度最大。另一方面,如果符号数据阵列由相同数量的正符号数据项和负符号数据项构成,则符号相干程度最小。相反地,可以计算符号数据的变化程度或符号数据的多样性程度,作为符号相干程度。可以计算符号数据阵列中的符号反转事件的数量或符号反转的频率,作为符号转变密度。例如,当沿波道方向存在大量符号反转点时,符号变换密度被判定为大。另一方面,当沿波道方向仅存在少量符号反转点时,符号变换密度被判定为小。相反地,可以计算指示具有相同符号的数据沿着波道方向连续出现的次数的值,作为符号变换密度。

[0013] 优选地,所述计算单元包括:第一因数计算单元,其根据符号数据阵列计算所述第一因数;第二因数计算单元,其根据符号数据阵列计算所述第二因数;以及评估值计算单元,其基于所述第一因数和所述第二因数来计算所述评估值。优选地,所述第一因数计算单元和所述第二因数计算单元并行运行。

[0014] 优选地,所述评估值计算单元通过使用所述第一因数和所述第二因数进行加权加法处理来计算所述评估值。优选地,所述评估值计算单元通过使用所述第一因数和所述第二因数执行乘法处理来计算所述评估值。优选地,在所述第一因数小于第一阈值并且所述第二因数大于第二阈值的特定情况下,所述评估值计算单元将基于所述第二因数的值或将预定值判定为所述第二因数。优选地,对于接收采样点的每个深度,所述评估值计算单元根据接收采样点的深度实时动态变化来计算所述评估值。

[0015] 虽然可以使用下面所述的等式(2)计算符号相干性,但是只要能计算符号的变化,也可以使用其他计算等式。类似地,虽然可以使用下面所述的等式(4)计算符号转变密度,但是只要能计算符号反转的数量或频率,也可以使用其他计算等式。在计算这些指标之前,可以对每个符号数据项执行二值化处理。优选地,二值化处理单元共用于计算上述两个

因数。通过从表示每个元件接收信号的多个符号位中提取符号位,可以形成所述符号数据阵列。

附图说明

- [0016] 将基于下面附图详细说明本发明的优选实施例,其中:
- [0017] 图 1 为说明从强反射体朝向阵列传感器的反射波的视图;
- [0018] 图 2 为描绘来自强反射体的反射波的波表面状态的示意图;
- [0019] 图 3 为示出实例 1 中振幅曲线和实例 2 中振幅曲线的视图;
- [0020] 图 4 为示出实例 3 中振幅曲线和实例 4 中振幅曲线的视图;
- [0021] 图 5 为示出实例 5 中振幅曲线和实例 6 中振幅曲线的视图;
- [0022] 图 6 为说明在实例 1-6 中两种方法的应用结果的表;
- [0023] 图 7 为示出根据一实施例的超声波诊断装置的方块图;
- [0024] 图 8 为示出因数计算单元的特定示例的方块图;
- [0025] 图 9 为示出组合计算单元的第一特定示例的方块图;
- [0026] 图 10 为示出组合计算单元的第二特定示例的方块图;
- [0027] 图 11 为示出组合计算单元的第三特定示例的方块图;以及
- [0028] 图 12 为示出 STF 判定曲线的视图。

具体实施方式

[0029] 下面将参照附图详细说明本发明的优选实施例。

[0030] 根据本实施例的超声波诊断装置基于上述 SCF(符号相干因数)和下面将要描述的 STF(符号变换因数)来抑制不必要的或不需要的信号分量。换言之,两种方法组合(或选择性地)使用。此处,使用的两种方法并不限于所述 SCF 方法和所述 STF 方法。通过基于从不同观察点获得的多个因数来计算评估值,可以使得所述评估值的内容更适当。

[0031] 在下文的描述中,符号数据阵列由从已经过延迟处理但未经过求和处理的多个元件接收信号中提取的多个符号数据项构成。每个元件接收信号由沿深度方向排布的多个回波值(振幅值)构成。

[0032] (1)SCF 方法和 STF 方法的说明

[0033] SCF 方法是基于作为第一因数的 SCF(符号相干因数)来抑制不必要信号分量的方法,而 STF 方法是基于作为第二因数的 STF(符号转变因数)来抑制不必要信号分量的方法。

[0034] 首先将对 SCF 方法进行说明。SCF 是反映符号数据阵列中正符号数据项的数量和负符号数据项的数量或它们存在的比值的指标。假设深度为“k”且波道数量为“i”,则每个深度处的回波值或从中提取的符号位“ $s_i(k)$ ”按照下面等式(1)进行二值化处理:

[0035]

$$b_i(k) = \begin{cases} -1 & \text{如果 } s_i(k) < 0 \\ +1 & \text{如果 } s_i(k) \geq 0 \end{cases} \quad (1)$$

[0036] 由于符号位可以为 1 或 0,当符号位为 1 时, $b_i(k) = +1$,而当符号位为 0 时, $b_i(k) = -1$ 。然而,符号位可以直接用于计算所述评估值,无需应用此二值化处理。也可以将基

线设置到预定的振幅水平,而非零水平,并在此状态下执行所述二值化处理。在下文的描述中,上述 $b_i(k)$ 将被称为极性参数。

[0037] 通过使用此极性参数 $b_i(k)$,可以如下面等式 (2) 所描述的那样来限定因数 SCF,其作为关于相位紊乱程度的评估指标:

$$[0038] \quad SCF(k) = |1 - \sigma(b_i(k))|^p$$

$$[0039] \quad = \left| 1 - \sqrt{1 - \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N b_i(k) \right\}^2} \right|^p \quad (0 \leq SCF(k) \leq 1) \quad (2)$$

[0040] 在上面等式中,N表示接收波道的数量,其根据接收孔径而变化,p是用于调整 SCF 的可变常数。 $\sigma(b_i(k))$ 表示极性参数 $b_i(k)$ 的变化程度。相应地, $1 - \sigma(b_i(k))$ 表示关于符号数据阵列的符号相干程度。因数 SCF 被限定为针对每个深度 k。

[0041] 当所有接收波道中的相位均相同时,由于所有波道的极性参数相同,因此 SCF 为 1。另一方面,当各个接收波道中的相位紊乱时,由于也会导致极性紊乱,因此 SCF 接近 0。相应地,通过使用 SCF 对已经过整相求和处理的接收信号(波束数据)应用加权处理,可以减少不必要的信号分量,例如,旁瓣分量。

[0042] 但是,已经通过实验确认,当仅使用 SCF 执行抑制处理时,可能出现在均质介质(例如,器官内部的部分或组织堆叠的类似部分)中生成大量黑暗部分的“不均匀现象”。下面将说明导致此问题的原因。如上所述,所述 SCF 方法既有优点也有缺点。

[0043] 接下来,将说明所述 STF 方法。该方法是基于因数 STF(符号转变因数)来抑制不必要信号分量的方法。STF 是表示在关于波道方向的瞬时振幅曲线(相位曲线)中零交叉密度的指标。参数 $c_i(k)$ 表示关于波道方向的瞬时振幅曲线的变化特性,可以如下面等式 (3) 限定此参数:

[0044]

$$c_i(k) = \begin{cases} +1 & (\text{如果 } b_i(k) \neq b_{i+1}(k)) \\ 0 & (\text{如果 } b_i(k) = b_{i+1}(k)) \end{cases} \quad (3)$$

[0045] 上面等式 (3) 对应于零交叉点的检测。 $c_i(k)$ 将被称为极性变化参数。通过使用此极性变化参数 $c_i(k)$,可以如下面等式 (4) 限定作为表示相位紊乱程度的指标的 STF 的示例。此处,下面等式 (4) 中的 $A(k)$ 由下面等式 (5) 限定:

$$[0046] \quad STF(k) = \left| 1 - \sqrt{1 - A(k)^2} \right|^q \quad (0 \leq STF(k) \leq 1) \quad (4)$$

$$[0047] \quad A(k) = 1 - \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N-1} c_i(k) \quad (5)$$

[0048] 在上面等式中,N表示接收波道的数量,q是用于调整 STF 的参数。可以使用等式 (4) 和 (5) 以外的等式来计算 STF。在这种情况下,需要使用满足 $0 \leq STF(k) \leq 1$ 并且相对于零交叉密度 $1/(N-1) \times \sum c_i(k)$ 单调下降的函数(参见图 12,下面将进行说明)。

[0049] 当所有波道中的相位均相同时,由于各个相邻波道之间不会发生零交叉,因此,所述极性变化参数为 0 并且 STF 为 1。另一方面,当相位紊乱时,由于所述零交叉密度增大,因此 STF 减小。相应地,通过使用 STF 对已经过所述整相求和处理的接收信号(波束数据)应用加权处理,可以减少不必要的信号分量。

[0050] 但是,已经通过实验确认,当存在强反射体时,在与强反射体深度相同并远离于强反射体的位置会生成黑暗部分。而且,在某些情况下,已经发现在强反射体附近旁瓣减少效果的趋势并不明显。

[0051] (2) 两种方法的优点和缺点

[0052] 图 1 示出了一个强反射体(旁瓣分量生成源)和三个虚拟主波束(主瓣)。阵列传感器由多个传感器元件构成。符号“a”、“b”和“c”分别表示三个主波束位置(中心位置)。强反射体 112 远离于这些主波束位置并位于特定深度而存在。附图标记 114a、114b 和 114c 表示从强反射体向相应主波束位置源发射的反射波,附图标记 116a、116b 和 116c 表示这些反射波的波表面(例如,压缩波的瞬时波峰)。如图 1 所示,在水平方向接收波束 a、b、c 与强反射体之间的距离越远,接收到的旁瓣分量的波表面 116a、116b 和 116c 的倾斜度越大。

[0053] 图 2 以连续压缩波形式示意性地表示了上述三个波表面。在表示每个波表面时,考虑了接收单元中的延迟处理。在图 2 中,水平轴“ch”表示波道方向,垂直轴“r”表示深度方向。图 2(A) 示出了在从所述强反射体到主波束位置源的距离较短的情况下的波表面,图 2(B) 示出了在从所述强反射体到主波束位置源的距离为中等的情况下的波表面,图 2(C) 示出了在从所述强反射体到主波束位置源的距离较长的情况下的波表面。观察这三个实例中沿波道方向的符号数据阵列,可以发现:波表面的倾斜度越大,与基线相交的交叉点(符号反转点)的密度越大。

[0054] 图 3 示出了下面将说明的实例 1 和实例 2;图 4 示出了下面将说明的实例 3 和实例 4;图 5 示出了下面将说明的实例 5 和实例 6。在图 3 至图 5 所示的每个曲线图中,水平轴“ch”表示波道方向,垂直轴“A”表示已经过延迟处理的每个波道接收信号的振幅。图 6 是关于实例 1 至实例 6(参见附图标记 200)的表,其中说明了各种情况(参见附图标记 202),以及评估在各个实例中 SCF 方法和 STF 方法是否正确运行(参见附图标记 204)。下面将详细讨论 SCF 方法和 STF 方法各自的优点和缺点。

[0055] 如图 3(A) 所示,在实例 1 中,来自主波束方向的反射波分量(即,作为实际信号分量的主瓣分量)在接收信号中占优,并且沿波道方向的振幅曲线 116 远离基线。附图标记 118 表示振幅曲线的平均水平。但是,应该注意,即使在主瓣分量占优的情况下,由于在超声波诊断装置上设置的声波速度偏离于实际声波速度、在接收波束形成器中执行延迟处理期间的出错等所产生的影响,通常多个波道中的相位不完全相同。如图 3(B) 所示,在实例 2 中,主分量占优并且振幅曲线 120 接近基线。例如,当观其中的旁分量几乎不混合的均质介质时,将出现实例 1 和实例 2 的情况,并且根据波表面的到达在时间轴上以交替方式重复产生这两种情况。如图 6 所示,对于实例 1,在所述 SCF 方法和所述 STF 方法中可以判定为相位基本相同,因为正符号数据项的数量是最大值并且所述零交叉密度是 0(最小值)。在此实例 1 中,通过使用 SCF 方法或 STF 方法,可以执行适当的增益调整。另一方面,对于实例 2,尽管振幅曲线 120 的变化实际上很小,但因为振幅曲线 120 与基线相交,所以正数据项的数量与负数据项的数量基本相同,在 SCF 方法的情况下,认为是相位紊乱(参见附图标记 206)。换言之,可能导致错误识别。结果,可以理的是,对于所述 SCF 方法,增益调整是不适当的,并且在超声波图像上会产生上述的不均匀现象。另一方面,对于 STF 方法,由于基线上零交叉点 112 的数量少;即,由于检测到小的零交叉密度,因此各相位可被视为相同。因

此,可以适当地执行增益调整。

[0056] 如图 4(A) 所示,在实例 3 中,旁分量的量略大于主分量的量,并且沿波道方向的振幅曲线呈现出长周期(低频率)。此处,长周期(低频率)表示旁分量的生成源相对接近主波束。如图 4(B) 所示,在实例 4 中,旁分量的量略大于主分量的量,并且沿波道方向的振幅曲线呈现出短周期(高频率)。此处,短周期(高频率)表示旁分量的生成源相对远离主波束。实例 3 和实例 4 对应于在混合有旁分量的信号场中观均质组织的实例。如图 6 所示,在实例 3 中,判定为正符号数据与负符号数据的存在比值有少许偏差,在所述 SCF 方法中可适当判定为相位有轻微紊乱,并且可以执行适当的增益调整。另一方面,根据 STF 方法,由于零交叉密度不是非常大,将会不适当地判定为相位相同(参见附图标记 208)。因此,对于 STF 方法,增益调整可能会不适当。这可以理为在 STF 方法中强反射体附近的旁减少效果不佳的原因。另一方面,如图 6 所示,在实例 4 中,正符号数据与负符号数据的存在比值有偏差,根据 SCF 方法,可适当判定为相位有轻微紊乱,并且可以执行适当的增益调整。但是,由于零交叉密度很大,根据所述 STF 方法,将会不适当地判定为相位紊乱(参见附图标记 210)。这可以理为在所述 STF 方法中在远离强反射体的位置处产生黑暗部分的原因。

[0057] 如图 5(A) 所示,在实例 5 中,旁瓣分量占优并且沿波道方向的振幅曲线呈现出长周期(低频率)。如上所述,长周期(低频率)表明旁瓣分量的生成源相对接近主波束。如图 5(B) 所示,在实例 6 中,旁瓣分量占优并且沿波道方向的振幅曲线呈现出短周期(高频率)。如上所述,短周期(高频率)表明旁瓣分量的生成源相对远离主波束。例如,实例 5 和实例 6 中旁瓣分量在活体的腔室中生成。如图 6 所示,在实例 5 中,正符号数据的存在比值与负符号数据的存在比值基本相同,根据 SCF 方法,可以判定为相位紊乱并且可执行适当的增益调整。另一方面,由于零交叉密度不是非常大,根据 STF 方法,可能将相位错误识别为相同(参见附图标记 212)。这可以理解为在所述 STF 方法中强反射体附近的旁瓣减少效果不佳的原因。如图 6 所示,在实例 6 中,正符号数据与负符号数据的存在比值基本相同,根据所述 SCF 方法,可判定为相位紊乱,并且可以执行适当的增益调整。此外,由于零交叉密度增大,在 STF 方法中可以认为相位紊乱,并且可以执行适当的增益调整。

[0058] (3) 两种方法的组合

[0059] 因此,需要合并上述两种方法,以调整接收信号的增益。

[0060] 更具体地,可以考虑多种组合方法。第一种组合方法为根据需要选择所述 SCF 方法的方法,如下面等式(6)中所示。在下文中,在所述组合之后生成的新指标将被称为 NewFactor(k)。

[0061]

$$\text{NewFactor}(k) = \begin{cases} C & \text{如果 } SCF(k) < C \ \&\& \text{如果 } STF(k) \geq D \\ SCF(k) & \text{其他情况} \end{cases} \quad (6)$$

[0062] 第一种组合方法旨在改进图 6 中所示的实例 2 的缺点。具体地,因为在 $SCF(k)$ 小于预定值 C 并且同时 $STF(k)$ 为预定值 D 或更大值的情况下,这两种方法的评估结果互不相同;在这种情况下,NewFactor(k) 被固定为预定值 C 。在其他情况下,假设通过 $SCF(k)$ 得到的评估值是可靠的,则直接采用 $SCF(k)$ 作为 NewFactor(k)。此处, $STF(k)$ 仅间接用作区别各种情况的参考信息,并不直接用作确定 NewFactor(k) 的基础。然而,可以进行修改以完全或临时地直接使用 $STF(k)$ 。因为除了不适合实例 2 以外,SCF 方法适合其他各种情况,该

第一种组合方法可理解为基于 STF 识别通过所述 SCF 方法的处理是不适当的状态并且在确定这种状态时执行异常处理的技术。

[0063] 第二种组合方法根据下面等式 (7) 来限定 NewFactor (k) :

$$[0064] \quad \text{NewFactor}(k) = A \times \text{SCF}(k) + B \times \text{STF}(k) \quad (7)$$

$$[0065] \quad (A+B = 1, 0 \leq A \leq 1, 0 \leq B \leq 1)$$

[0066] 上面等式 (7) 是进行 SCF (k) 和 STF (k) 的加权相加的等式。由于在图 6 中关于实例 2 至实例 5 可以确定所述 SCF 方法和所述 STF 方法中任一方法的所有缺点, 一种方法的此类缺点都可以通过另一种方法来弥补。这样, 通过改变 A、B、用于调整 SCF 的参数 p, 以及用于调整 STF 的参数 q, 可以调整 SCF 和 STF 的贡献度。

[0067] 第三种组合方法根据下面等式 (8) 限定 NewFactor (k) :

$$[0068] \quad \text{NewFactor}(k) = \sqrt{\text{SCF}(k) \times \text{STF}(k)} \quad (8)$$

[0069] 使用此方法, 通过 SCF 和 STF 的几何平均值来获得 NewFactor (k)。如上述第二种组合方法的情况, 参见图 6 中的实例 2 至实例 5, 因为可以确定 SCF 方法和 STF 方法中任一方法的所有缺点, 所以一种方法的此类缺点都可以通过另一种方法来弥补。通过用于调整 SCF 的参数 p 和用于调整 STF 的参数 q, 可以调整 SCF 和 STF 的贡献度。

[0070] 此处, 只要使用这两个参数来计算评估值, 即, 正符号和负符号的存在比值以及零交叉密度, 评估值计算等式并不限于上述等式 (6) 至等式 (8)。虽然等式 (4) 和等式 (5) 是关于零交叉密度的单调下降函数, 为了决实例 4 中引起的问题, 可以增加如下处理: 设置零交叉密度的阈值, 并且在零交叉密度超出此阈值时固定 STF 值, 下文将详细说明。此外, 因此修改的 STF 可以与 SCF 组合使用。

[0071] (4) 实施例的构造

[0072] 图 7 为示出根据本发明的超声波诊断装置的优选实施例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而获得的接收信号来形成超声波诊断图像。虽然在本实施例中 B 模式断层分析图像被形成为超声波图像, 但是, 显然也可以形成多普勒图像或类似图像。

[0073] 参照图 7, 阵列传感器 10 布置在超声波探测器内并且由多个直线排布的传感器元件 12 构成。明显地, 传感器元件 12 可以弧形排布。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形扫描方法、电子线性扫描方法或类似方法。可以使用 2D 阵列传感器来代替 1D 阵列传感器。

[0074] 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 接收到。通过这种方式, 生成多个接收信号 (元件接收信号), 并且将所述多个接收信号输出到放大单元 16。放大单元 16、延迟单元 20 和信号求和单元 24 构成作为接收波束形成器的接收单元。

[0075] 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, 其由用于执行延迟处理 (整相处理) 的多个延迟器件 22 构成。从控制单元 42 提供供给每个延迟器件 22 的延迟时间, 即, 延迟数据。在延迟单元 20 的下游, 可以设置有变迹处理单元。每个延迟器件 22 可以由 FIFO 存储器形成。A/D 转换器单元未在图中示出。已经过所述延迟处理的多个接收信号 (多个元件接收信号) 被输入到信号求和单元 24, 然后

在其中对所述多个接收信号进行求和,从而以电子方式形成接收波束。在整相求和处理之后获得的接收信号被输出到检测单元 26,检测单元 26 为执行检测处理的已知电路。输入单元 44 连接至控制单元 42。

[0076] 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 28。具体地,不必要信号分量抑制单元 28 包括因数计算单元 30 和乘法器 32。因数计算单元 30 是基于已经过延迟处理但未经过求和处理的多个元件接收信号来计算用于不必要信号分量抑制的因数(评估值)的电路。乘法器 32 使用所述因数来执行不必要信号分量的抑制处理。乘法器 32 将检测之后的接收信号乘以所述因数,以依据不必要信号分量的量来抑制(减少)接收信号。已经过不必要信号分量抑制处理之后的接收信号被传送到信号处理单元 34。信号处理单元 34 执行各种信号处理操作(例如,对数变换)并且在处理之后将信号发送到图像形成单元 36。在本实施例中,图像形成单元 36 由用于形成 B 模式断层分析图像的数字扫描转换器(DSC)形成。图像数据经由显示处理单元 38 被传送到显示器件 40。虽然在本实施例中形成的是 B 模式图像,但是也可以形成二维血流图像或类似图像。尽管在本实施例中在抑制不必要信号分量的处理中执行因数的乘运算,但也可以使用其他技术(例如,信号的减运算)来抑制或减少不必要的信号分量。

[0077] 此外,也可以对由沿深度方向排布的多个因数构成的一维因数阵列应用平滑处理,并将已经过所述平滑处理的因数提供给乘法器 32。可选择地,也可以对包括沿深度方向和波束扫描方向排布的因数的二维因数阵列应用二维平滑处理,并将经过所述平滑处理之后的因数提供给乘法器 32。这些构造缓和减少图像质量的突然变化。

[0078] 下面将说明因数计算单元 30 的具体构造。因数计算单元 30 执行下面计算:计算用于不必要信号分量抑制的因数(NewFactor(k)),然后将所述因数乘以已经过所述整相求和处理的接收信号。因数计算单元 30 可以大致划分为二值化模块、SCF 计算模块、STF 计算模块和组合计算模块。

[0079] 参照图 8, $s_1(k)$ 至 $s_N(k)$ 表示经过所述延迟处理之后的接收信号阵列。在每个二值化处理装置 50 中,提取符号位。提取的多个符号位由 $b_1(k)$ 至 $b_N(k)$ 表示。此处,可以对符号位执行二值化处理。加法器 52 对多个符号位 $b_1(k)$ 至 $b_N(k)$ 进行求和,以获得总计值,SCF 计算装置 54 基于所述总计值来计算 SCF(参阅上述等式(2))。在每个块 56 中,在相邻信号(相邻符号位)之间检测到符号变换。具体地,当在波道方向上彼此相邻的两个符号位之间发生极性反转时,极性变化参数 $c_i(k)$ 为 +1,然而,当极性保持不变时,极性变化参数 $c_i(k)$ 为 0。在加法器 58 中对这些值进行求和以生成总计值。STF 计算装置 60 是基于上述等式(4)和(5)计算 STF 的电路。需要在加法器 58 之后或在 STF 计算装置 60 之后提供一维或二维平滑处理电路。虽然在示出的示例中检测到相邻元件之间符号位的反转,但是还可以检测到从多个元件中离散选择的多个元件中符号位的反转。

[0080] 对于上述每个深度 k,组合计算单元 62 基于 SCF(k) 和 STF(k) 来计算增益调整因数(NewFactor(k))。然后所述因数(NewFactor(k)) 被输出到乘法器 32。在超声波诊断装置中,可以仅安装图 8 中示出的模块 70。换言之,根据超声波诊断的状态,可以仅使用 STF 方法。在这种情况下,STF 被输出到图 8 中的虚线指示的乘法器。还可以将所述 STF 方法与所述 SCF 方法以外的第三种方法组合使用。

[0081] 图 9 至图 11 示出了图 8 中示出的组合计算单元 62 的几个具体示例。在图 9 示出

的块 72 中,按照上述等式 (6) 计算因数 $NewFactor(k)$ 。在此构造中,基于实例区别来指定所述因数。在图 10 示出的构造中,按照上述等式 (7) 来计算因数 $NewFactor(k)$ 。在此构造中,基于加权平均法来计算所述因数。电路 74 将 SCF 乘以权重 A,电路 76 将 STF 乘以权重 B,加法器 78 将这两个乘积相加。在图 11 示出的构造中,按照上述等式 (8) 来计算因数 $NewFactor(k)$ 。在此构造中,基于几何平均法来计算所述因数。乘法器 80 将 SCF 与 STF 相乘,块 82 计算乘积的平方根。块 82 由运算符或存储器(表)构成。

[0082] 图 12 示出了 STF 判定曲线。在图 12 中,水平轴表示零交叉密度,而垂直轴表示 STF。如实线 84 所示,虽然可以使用一般单调下降函数,但是,当零交叉密度大于固定值 α 时(当 STF 计算结果小于所述固定值时),STF 可以固定为预定值,如虚线 86 所示。此类修改可以应用于上述各种构造。

[0083] (5) 附加注释

[0084] 上述 STF 方法是即使当单独使用时也具有价值的新方法。本申请也包括下列发明:

[0085] (i) 一种超声波诊断装置,包括:多个传感器元件,其用于发射和接收超声波;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,以生成接收信号;因数计算单元,其基于由多个符号位构成的符号数据阵列中的符号位排布方向和符号位的符号反转次数来计算因数,所述多个符号位是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的;增益变更单元,其基于所述因数来更改已经过所述求和处理的接收信号的增益。

[0086] (ii) 在上述 (i) 中所述的装置中,所述因数计算单元包括:计数单元,其对在符号位阵列中的相邻符号位之间发生的符号反转事件的次数进行计数;以及标准化计算单元,其通过将符号反转事件的次数除以构成符号位阵列的符号位的数量来计算所述因数。

[0087] (iii) 在上述 (ii) 中所述的装置中,当符号反转事件的发生频率高时,所述因数计算单元生成使得接收信号的增益低的因数;而当符号反转事件的发生频率低时,所述因数计算单元生成使得接收信号的增益高的因数。

[0088] (iv) 在上述 (iii) 中所述的装置中,为了针对沿每个波束方向的每个深度计算所述因数,提供了一个单元,所述单元对沿波束方向排布的多个因数应用一维平滑处理,或对沿波束方向和波束排布方向排布的多个因数应用二维平滑处理,并且使用已经过所述平滑处理的因数来控制接收信号的增益。

[0089] 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的目的,而且应该理解的是,对本发明所做的更改和变型并不偏离随附的权利要求的精神或范围。

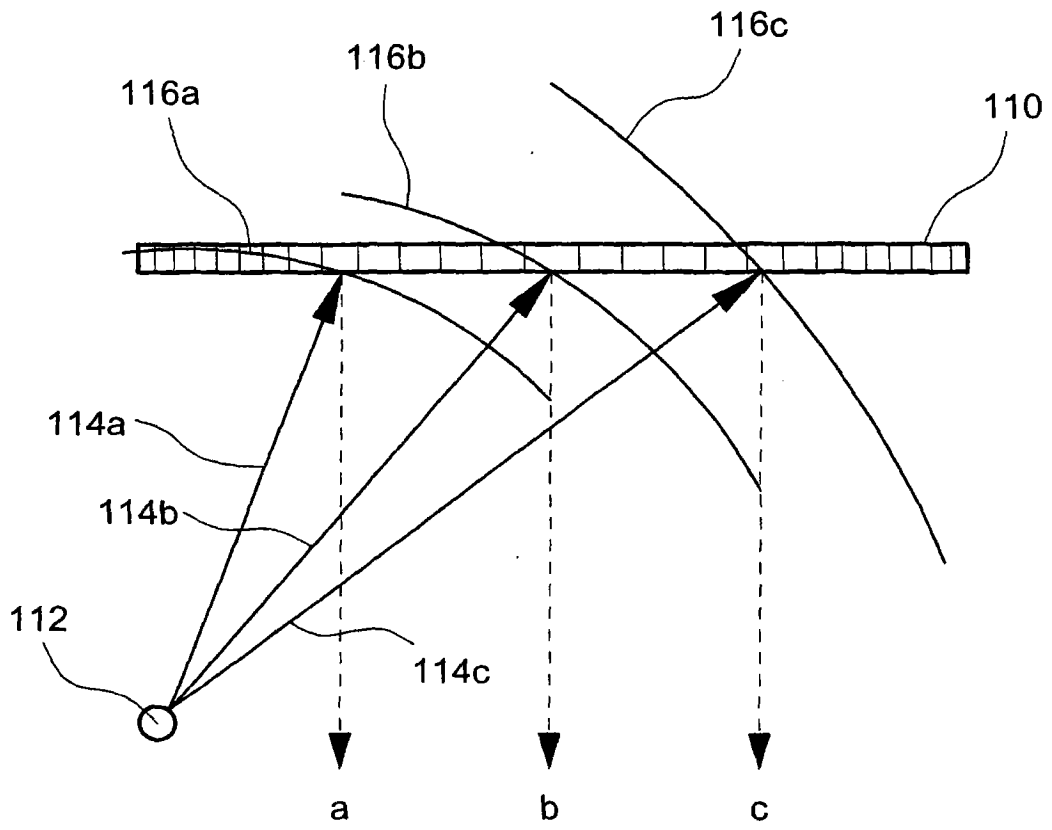


图 1

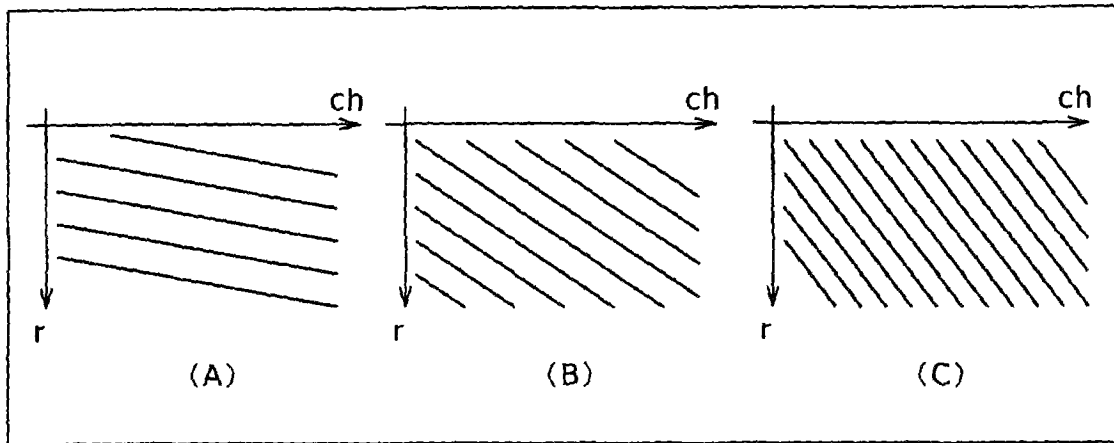


图 2

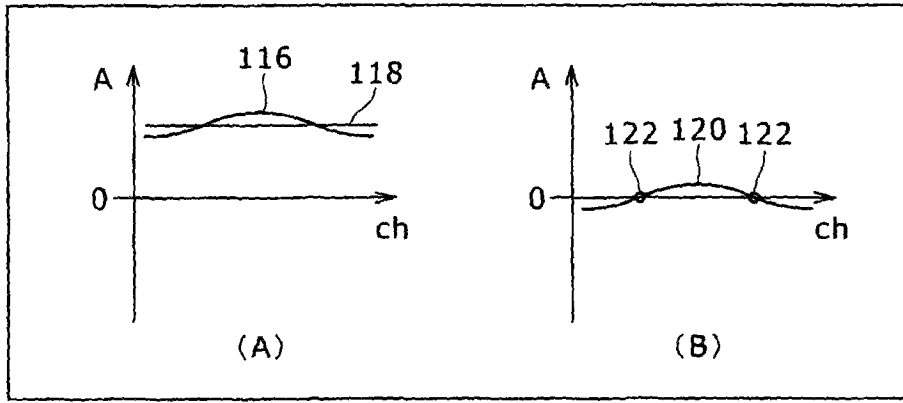


图 3

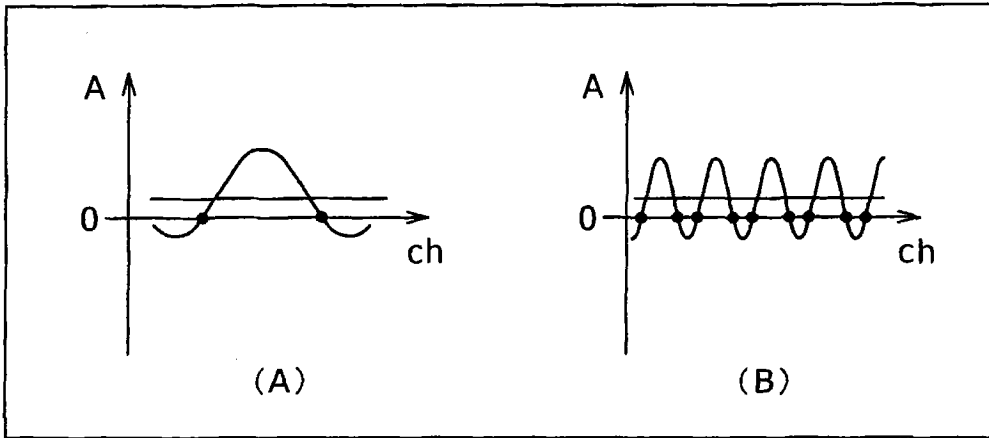


图 4

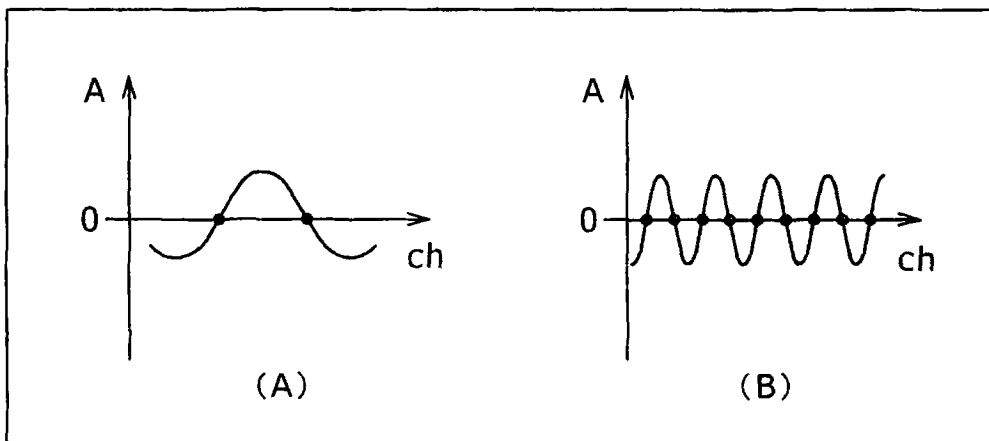


图 5

实例		状态			评估	
		分量比例	主瓣分量的 振幅曲线	旁瓣分量 生成的 零交叉频率	SCF	STF
1 (图3(A))	主瓣分量占优	远离 $\pm \pi/2$ (基线)	-	适当 (识别为相位相同)	适当 (识别为相位相同)	
		接近 $\pm \pi/2$ (基线)	-	不适当 (错误识别为相位紊乱)	适当 (识别为相位相同)	
3 (图4(A))	旁瓣分量的量 略大于 主瓣分量的量	-	低	适当 (识别为相位轻微紊乱)	不适当 (错误识别为相位相同)	
4 (图4(B))		-	高	适当 (识别为相位轻微紊乱)	不适当 (错误识别为相位紊乱)	
5 (图5(A))	旁瓣分量占优	-	低	适当 (识别为相位紊乱)	不适当 (错误识别为相位相同)	
6 (图5(B))		-	高	适当 (识别为相位紊乱)	适当 (识别为相位紊乱)	

图 6

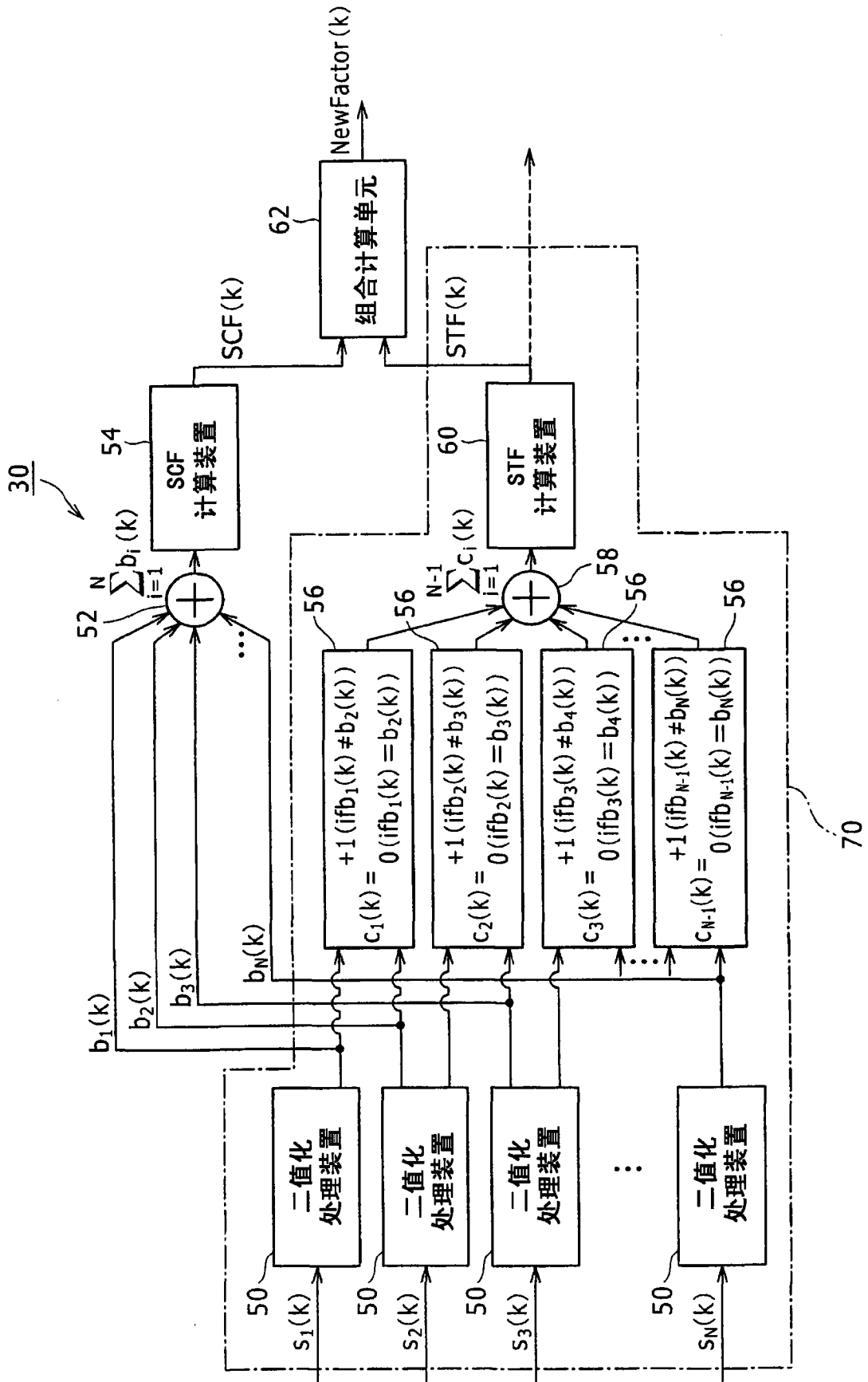


图 8

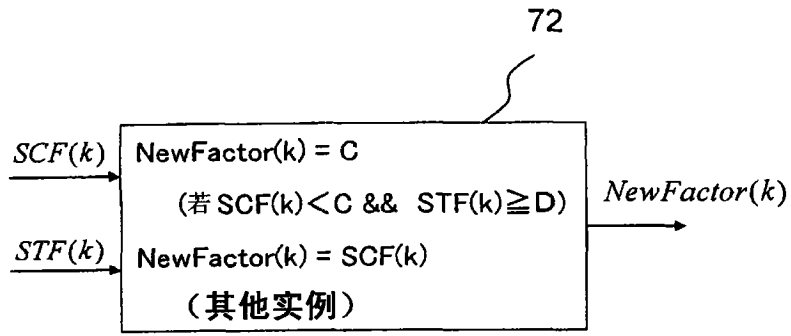


图 9

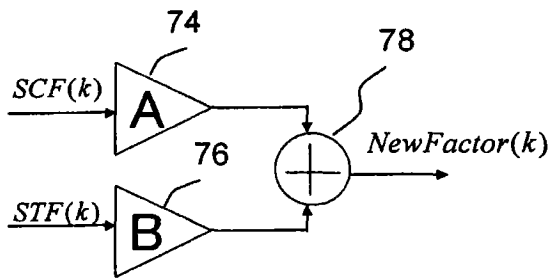


图 10

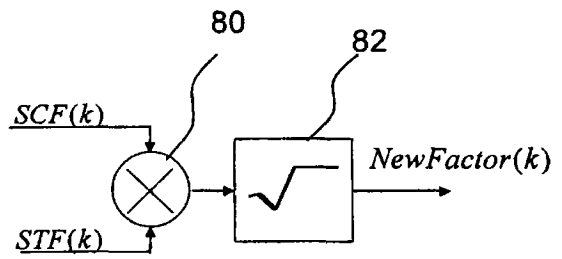


图 11

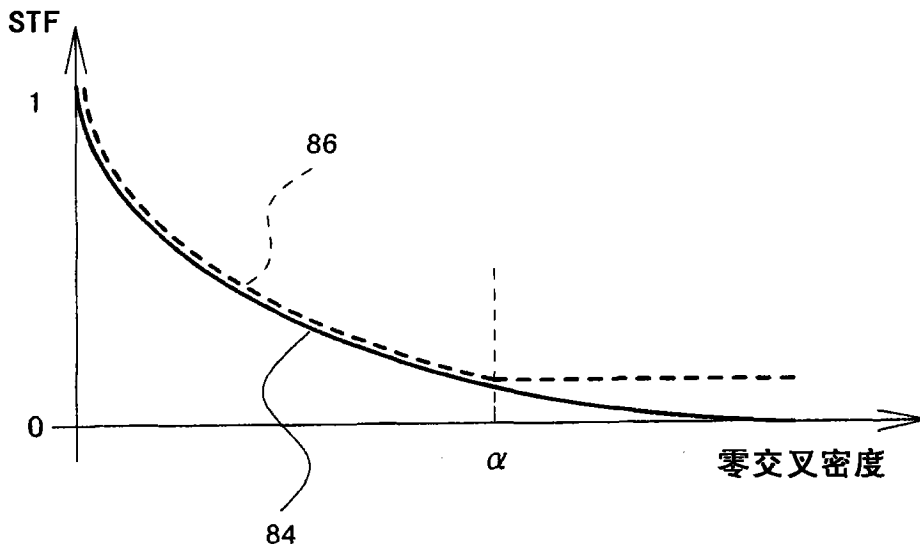


图 12

专利名称(译)	超声波诊断装置		
公开(公告)号	CN102440807B	公开(公告)日	2014-09-17
申请号	CN201110315157.X	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	吉泽慎吾 久津将则		
发明人	吉泽慎吾 久津将则		
IPC分类号	A61B8/00		
CPC分类号	G01S7/52047 G01S7/52033 A61B8/5269 G10K11/346 G01S7/52077 G01S15/8915 G01S7/52049		
代理人(译)	黄威 张彬		
优先权	2010230404 2010-10-13 JP 2011095018 2011-04-21 JP		
其他公开文献	CN102440807A		
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。由沿元件排布方向排布的多个符号数据项构成的符号数据阵列是从已经过延迟处理但未经过求和处理的多个元件接收信号中提取的。因数计算单元计算第一因数和第二因数，所述第一因数表示符号数据阵列中的符号相干程度，所述第二因数表示符号数据阵列中的符号变换密度。然后，所述因数计算单元基于所述第一因数和所述第二因数来计算用于调整接收信号的增益的因数(评估值)。

