

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1942932 B

(45) 授权公告日 2010.07.28

(21) 申请号 200680000135.1

(22) 申请日 2006.02.07

(30) 优先权数据

031824/2005 2005.02.08 JP

069768/2005 2005.03.11 JP

166760/2005 2005.06.07 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2006.09.29

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2006/302092 2006.02.07

(87) PCT申请的公布数据

W02006/085537 JA 2006.08.17

(73) 专利权人 日本电通电话株式会社

地址 日本东京都

(72) 发明人 泽田宏 荒木章子 向井良

牧野昭二

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 邵亚丽 李晓舒

(51) Int. Cl.

G10L 21/02 (2006.01)

(56) 对比文件

JP 特开 2004-170552 A, 2004.06.17, 全文.

WO 2004/079388 A1, 2004.09.16, 说明书第

17 页第 24 行 - 第 18 页第 8 行, 第 21 页第 19 行 -

第 22 页第 15 行, 第 29 页第 1-8 行, , 第 30 页第 19-26 行, .

Sawada, H. ET AL. A robust and precise method for solving the permutation problem of frequency-domain blind source separation. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing 12 5. 2004, 12(5), 530-538.

Winter, S. ET AL. Overcomplete BSS for Convolutional Mixtures Based on Hierarchical Clustering. PROC. ICA - Independent component analysis and blind source separation. 2004, 610-617.

Sawada, H. Araki, S. Makino, S. Blind Extraction of a Dominant Source Signal from Mixtures of Many Sources. Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2005. Proceedings. (ICASSP ' 05). IEEE Vol. 3. 2005, Vol. 3 III/61-III/64.

Swada, H. ET AL. Polar coordinate based nonlinear function for frequency-domain source separation. IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences vol. 3. 2003, vol. 3590-596.

审查员 任蕊

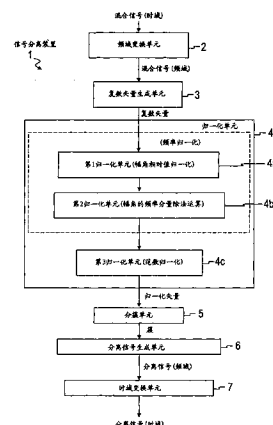
权利要求书 5 页 说明书 45 页 附图 41 页

(54) 发明名称

信号分离装置和信号分离方法

(57) 摘要

频域变换单元 (2) 将由多个传感器观测到的混合信号转换为频域的混合信号, 复数矢量生成单元 (3) 用频域的混合信号生成复数矢量, 归一化单元 (4) 生成将该复数矢量的频率依赖性排除的归一化矢量, 分簇单元 (5) 对归一化矢量进行分簇, 并生成簇。然后, 分离信号生成单元 (6) 用簇的信息生成频域的分离信号, 时域变换单元 (7) 将频域的分离信号转换为时域的分离信号。



1. 一种信号分离装置,将混合了从多个信号源发出的源信号所构成的混合信号分离为该源信号,该装置具有:

频域变换单元,将由多个传感器观测到的所述混合信号变换为频域的混合信号;

归一化单元,将使用所述频域的混合信号生成的复数矢量归一化,并生成将该复数矢量的频率依赖性排除了的归一化矢量;以及

分簇单元,将所述归一化矢量分簇,并生成簇。

2. 如权利要求 1 所述的信号分离装置,其中,

所述归一化单元包括:

第 1 归一化单元,将所述复数矢量具备的一个特定元素作为基准而将该复数矢量的各元素的幅角归一化;以及

第 2 归一化单元,将由所述第 1 归一化单元归一化的各元素的幅角除以与频率成比例的值。

3. 如权利要求 2 所述的信号分离装置,其中,

所述归一化单元还包括:

第 3 归一化单元,将由所述第 2 归一化单元归一化过的各元素构成的范数归一化为规定的值。

4. 一种信号分离装置,将混合了从多个信号源发出的源信号所构成的混合信号分离为该源信号,它包括:

频域变换单元,将从多个传感器观测到的所述混合信号变换为频域的混合信号;

分离矩阵计算单元,使用所述频域的混合信号,对每个频率计算分离矩阵;

逆矩阵计算单元,计算所述分离矩阵的一般化逆矩阵;

基底矢量归一化单元,进行对构成所述一般化逆矩阵的基底矢量归一化,计算归一化基底矢量;

分簇单元,将所述归一化基底矢量分簇,并生成簇;以及

排列计算单元,使用所述簇的中心矢量和所述归一化基底矢量,计算用于重新排列所述分离矩阵的元素的排列,

所述基底矢量归一化单元进行将所述基底矢量的频率依赖性排除的归一化。

5. 如权利要求 4 所述的信号分离装置,其中,

将所述基底矢量的频率依赖性排除的归一化是将所述基底矢量具备的特定的一个元素作为基准而对该基底矢量的各元素的幅角进行归一化,进而将各元素的幅角除以与频率成比例的值归一化。

6. 如权利要求 4 所述的信号分离装置,其中,

将所述基底矢量的频率依赖性排除的归一化是对于所述基底矢量 $A_p(f)$ ($p = 1, \dots, N$, N 是信号源的数) 的各元素 $A_{qp}(f)$ ($q = 1, \dots, M$, M 是观测所述混合信号的传感器的数), 通过 \exp 为纳皮尔数, $\arg[\cdot]$ 为幅角, f 为频率, j 为虚数单位, c 为信号的传送速度, Q 为从 M 以下的自然数中选择出的基准值, 将 d 设为了满足 $d > d_{\max}/2$ 的实数的情况下的

$$A_{qp}'(f) = |A_{qp}(f)| \exp \left[j \frac{\arg[A_{qp}(f)/A_{Qp}(f)]}{4fc^{-1}d} \right]$$

的运算进行的归一化,其中 d_{\max} 意味着与元素 $A_{qp}(f)$ 对应的基准传感器和其他传感器之间的最大距离。

7. 如权利要求 6 所述的信号分离装置,其中,

所述 d 是与所述 $A_{qp}(f)$ 对应的基准传感器和其他传感器的最大距离 d_{\max} 。

8. 如权利要求 4 所述的信号分离装置,其中,

所述基底矢量归一化单元进行将所述基底矢量的频率依赖性排除的归一化、以及使范数为规定值的归一化。

9. 一种信号分离装置,将混合了从多个信号源发出的源信号所构成的混合信号分离为该源信号,它包括:

频域变换单元,将多个传感器观测到的所述混合信号变换为频域的混合信号;

分离矩阵计算单元,使用所述频域的混合信号,对每个频率计算分离矩阵;

逆矩阵计算单元,计算所述分离矩阵的一般化逆矩阵;

基底矢量归一化单元,进行对构成所述一般化逆矩阵的基底矢量的归一化,计算归一化基底矢量;

分簇单元,将所述归一化基底矢量分簇,并生成簇;以及

排列计算单元,使用根据所述频域的混合信号和所述分离矩阵或重新排列了其行的分离矩阵求出的分离信号的包络线、所述簇的中心矢量、以及所述归一化基底矢量,计算用于重新排列所述分离矩阵的元素的排列,

所述基底矢量归一化单元进行将所述基底矢量的频率依赖性排除的归一化。

10. 一种信号分离装置,将混合了从多个信号源发出的源信号所构成的混合信号分离为该源信号,它包括:

频域变换单元,将多个传感器观测到的所述混合信号变换为频域的混合信号;

信号分离单元,使用所述频域的混合信号,对每个频率计算分离矩阵和分离信号;以及

目标信号选择单元,将作为所述分离矩阵的一般化逆矩阵的列的基底矢量归一化,将该归一化后的基底矢量分簇,并以该簇的方差作为指标而从所述分离信号中选择包含了目标信号的选择信号,

所述目标信号选择单元进行的所述归一化为将所述基底矢量的频率依赖性排除的归一化。

11. 如权利要求 10 所述的信号分离装置,其中,还包括:

屏蔽生成单元,使用所述频域的混合信号和所述基底矢量生成时频屏蔽;以及

屏蔽单元,将所述时频屏蔽应用于由所述目标信号选择单元选择出的所述选择信号,生成屏蔽处理选择信号。

12. 如权利要求 11 所述的信号分离装置,其中,

所述屏蔽生成单元包括:

白化矩阵生成单元,使用所述频域的混合信号生成白化矩阵;

白化单元,使用所述白化矩阵,计算对以所述频域的混合信号为分量的混合信号矢量进行变换的白化混合信号矢量和对所述基底矢量进行变换的白化基底矢量;

角度计算单元,对每个时频计算所述白化混合信号矢量和所述白化基底矢量形成的角度;以及

函数运算单元,生成以所述角度为分量的函数的所述时频屏蔽。

13. 如权利要求 12 所述的信号分离装置,其中,

所述白化矩阵是频率为 f 、离散时间为 τ 、所述混合信号矢量为 $X(f, \tau)$ 、将矢量 $*$ 进行时间平均的矢量为 $\langle * \rangle$ 、矢量 $*$ 的复数共轭转置矢量为 $*^H$ 、 $R(f) = \langle X(f, \tau) \cdot X(f, \tau)^H \rangle$ τ 情况下的 $V(f) = R(f)^{-1/2}$;

白化单元通过 $Z(f, \tau) = V(f) \cdot X(f, \tau)$ 的运算来计算白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$, 并通过所述基底矢量为 $A(f)$ 的情况下的 $B(f) = V(f) \cdot A(f)$ 的运算来计算所述白化基底矢量 $B(f)$;

所述角度计算单元通过矢量的绝对值为 $|*|$ 、矢量 $*$ 的范数为 $\|*|\|$ 的情况下的 $\theta(f, \tau) = \cos^{-1}(|B^H(f) \cdot Z(f, \tau)| / \|B(f)\| \cdot \|Z(f, \tau)\|)$ 的运算,计算所述角度 $\theta(f, \tau)$;

函数运算单元将 α 、 g 、 θ_{τ} 为实数的情况下的逻辑斯谛函数 $M(\theta(f, \tau)) = \alpha / (1 + e^{g \cdot (\theta(f, \tau) - \theta_{\tau})})$ 作为所述时频屏蔽来计算。

14. 如权利要求 11 所述的信号分离装置,其中,

所述屏蔽生成单元包括:

频率归一化单元,将用所述频域的混合信号生成的混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 归一化为不依赖频率的频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$;

第 1 范数归一化单元,将所述频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 归一化为范数为规定的值的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$;

形心选择单元,提取与所述选择信号对应的形心 η_{τ} ;

第 2 范数归一化单元,将与所述选择信号对应的形心 η_{τ} 归一化为该范数为所述规定的值的范数归一化形心 η_{τ}' ;

平方距离计算单元,计算所述范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 和所述范数归一化形心 η_{τ}' 之间距离的平方 $DS(f, \tau)$;以及

函数生成单元,生成使用了以所述距离的平方 $DS(f, \tau)$ 为分量的函数的所述时频屏蔽。

15. 如权利要求 10 所述的信号分离装置,其中,

将所述基底矢量的频率依赖性排除的归一化是将所述基底矢量具备的特定的一个元素作为基准来对该基底矢量的各元素的幅角进行归一化,进而将各元素的幅角除以与频率成比例的值的归一化。

16. 如权利要求 15 所述的信号分离装置,其中,

将所述基底矢量的频率依赖性排除的归一化是在对于所述基底矢量 $A_p(f)$ (p 为自然数)的各元素 $A_{qp}(f)$ ($q = 1, \dots, M$, M 为观测所述混合信号的传感器的数),通过 \exp 为纳皮尔数、 $\arg[\cdot]$ 为幅角、 f 为频率、 j 为虚数单位、 c 为信号的传送速度、 Q 为从 M 以下的自然数中选择出的基准值、将 d 设为了满足 $d > d_{\max}/2$ 的实数的情况下的

$$A_{qp}'(f) = |A_{qp}(f)| \exp \left[j \frac{\arg[A_{qp}(f) / A_{Qp}(f)]}{4fc^{-1}d} \right]$$

的运算进行的归一化,其中 d_{\max} 意味着与元素 $A_{Qp}(f)$ 对应的基准传感器和其他传感器之间的最大距离。

17. 如权利要求 16 所述的信号分离装置,其中,

所述 d 是与 $A_{qp}(f)$ 对应的基准传感器和其他传感器之间的最大距离 d_{\max} 。

18. 如权利要求 10 所述的信号分离装置,其中,

所述目标信号选择单元进行将所述基底矢量的频率依赖性排除的归一化、以及使范数为规定值的归一化。

19. 如权利要求 10 所述的信号分离装置,其中,

所述目标信号选择单元选择方差最小簇,并将对应于选择出的簇的选择信号选择为所述选择信号。

20. 一种信号分离装置,将混合了从多个信号源发出的源信号所构成的混合信号分离为该源信号,它包括:

频域变换单元,将多个传感器观测到的所述混合信号变换为频域的混合信号;

矢量归一化单元,进行由所述频域的混合信号构成的混合信号矢量的归一化,计算归一化矢量;

分簇单元,将所述归一化矢量分簇,并生成簇;以及

分离信号生成单元,从属于第 k 的所述簇的所述归一化矢量的与时频对应的所述混合信号矢量中提取第 Q' 号的元素,并生成将其作为第 k 元素的分离信号矢量,其中 $k = 1, \dots, N$, N 是所述信号源的数, Q' 是从 M 以下的自然数中选择出的基准值, M 是传感器的数;

所述矢量归一化单元进行将所述混合信号矢量的频率依赖性排除的归一化。

21. 如权利要求 20 所述信号分离装置,其中,

将所述混合信号矢量的频率依赖性排除的归一化是将所述混合信号矢量具备的特定的一个元素作为基准而对该基底矢量的各元素的幅角进行归一化,进而将各元素的幅角除以与频率成比例的值的归一化。

22. 如权利要求 21 所述的信号分离装置,其中,

将所述混合信号矢量的频率依赖性排除的归一化是通过在 M 为所述传感器的数、 $q = 1, \dots, M$ 、所述混合信号矢量的各元素为 $X_q(f, \tau)$ 、 \exp 为纳皮尔数、 $\arg[\cdot]$ 为幅角、 j 为虚数单位、 c 为信号的传送速度、 Q 为从 M 以下的自然数中选择出的基准值、 d 设为满足 $d > d_{\max}/2$ 的实数、 f 为频率、 τ 为离散时间的情况下的

$$X_q'(f, \tau) = |X_q(f, \tau)| \exp \left[j \frac{\arg[X_q(f, \tau) / X_Q(f, \tau)]}{4fc^{-1}d} \right]$$

运算来进行, d_{\max} 意味着与元素 $X_q(f, \tau)$ 对应的基准传感器和其他传感器之间的最大距离。

23. 如权利要求 22 所述的信号分离装置,其中,

所述 d 是对应于所述分量 $X_q(f, \tau)$ 的传感器和其他传感器的最大距离 d_{\max} 。

24. 如权利要求 20 所述的信号分离装置,其中,

所述矢量归一化单元进行将所述混合信号矢量的频率依赖性排除的归一化、以及使范数为规定值的归一化。

25. 一种信号分离方法,用于将混合了从多个信号源发出的源信号所构成的混合信号分离为该源信号,该方法包括以下步骤:

将多个传感器观测到的所述混合信号变换为频域的混合信号并输出；
使用所述频域的混合信号，对每个频率计算分离矩阵；
计算并输出所述分离矩阵的一般化逆矩阵；
对构成所述一般化逆矩阵的基底矢量进行归一化，计算归一化基底矢量；
将所述归一化基底矢量分簇，并生成簇来输出；以及
使用所述簇的中心矢量和所述归一化基底矢量，计算并输出用于将所述分离矩阵的元素重新排列的排列；

所述基底矢量的归一化为将所述基底矢量的频率依赖性排除的归一化。

26. 一种信号分离方法，用于将混合了从多个信号源发出的源信号所构成的混合信号分离为该源信号，该方法包括以下步骤：

将多个传感器观测到的所述混合信号变换为频域的混合信号并输出；
使用所述频域的混合信号，对每个频率计算分离矩阵和分离信号并输出；以及
将所述分离矩阵的作为一般化逆矩阵的列的基底矢量进行归一化，将该归一化后的基底矢量分簇，以这种簇的方差作为指标，从所述分离信号中，选择包含了目标信号的选择信号；

所述基底矢量的归一化为将所述基底矢量的频率依赖性排除的归一化。

27. 一种信号分离方法，用于将混合了从多个信号源发出的源信号所构成的混合信号分离为该源信号，该方法包括以下步骤：

将多个传感器观测到的所述混合信号变换为频域的混合信号并输出；
进行由所述频域的混合信号构成的混合信号矢量的归一化，计算归一化矢量并输出；
将所述归一化矢量分簇，生成并输出簇；以及
从属于第 k 的所述簇的对应于所述归一化矢量的时频的所述混合信号矢量中提取第 Q' 号的分量，生成并输出将该分量作为第 k 分量的分离信号矢量，其中 $k = 1, \dots, N$ ， N 是所述信号源的数， Q' 是从 M 以下的自然数中选择出的基准值， M 是传感器的数；

所述混合信号矢量的归一化为将所述混合信号矢量的频率依赖性排除的归一化。

信号分离装置和信号分离方法

技术领域

[0001] 本发明涉及信号处理技术领域,特别涉及从在空间内混合了多个源信号的混合信号中提取源信号的技术。

[0002] 背景技术

[0003] 作为通过使用多个传感器来提取某个信号从而抑制其他信号的以往技术,众所周知波束形成装置 (beamformer) (也称为波束形成) (例如参见非专利文献 1)。但是,波束形成装置需要与目标信号的方向有关的信息,所以在未获得这样的信息 (或不能估计) 的状况下难以利用的缺点。

[0004] 此外,作为更新的其他技术,可列举盲信号分离 (BSS:Blind SignalSeparation) (例如参见非专利文献 2)。盲信号分离的优势表现在不需要上述波束形成装置所必需的信息方面,被期待在各种各样的状况下的应用。以下,说明有关这种盲信号分离的信号分离。

[0005] 首先,进行盲信号分离的格式化。假设所有的信号被以某个采样频率 f_s 采样,并被离散地表现。此外,假设 N 个信号被混合并被 M 个传感器观测。以下,对信号因从信号的发生源至传感器的距离而衰减、延迟,或信号因墙壁等而被反射从而发生传输路径的失真进行处理。这样的状况下混合的信号可以由从信号源 k 至传感器 q (q 表示传感器的号码 [$q = 1, \dots, M$], 而 k 表示信号源的号码 [$k = 1, \dots, N$]) 的冲击响应 $s_{h_{qk}}(r)$ 的卷积混合

[0006]
$$x_q(t) = \sum_{k=1}^N \sum_{r=0}^{\infty} h_{qk}(r) s_k(t-r) \quad \dots (1)$$
 来表现。其中 t 表示采样时刻, $s_k(t)$

表示在采样时刻 t 从信号源发出的源信号, $x_q(t)$ 表示在采样时刻 t 由传感器 q 观测的信号。而 r 表示用于扫描的变量。

[0007] 一般的冲击响应 $h_{qk}(r)$ 在经过适当的时间后具有脉冲性的强响应,随着衰减而不断衰减。盲信号分离的目的是不知道源信号 $s_1(t)$ 、 \dots 、 $s_N(t)$ 或冲击响应 $s_{h_{11}}(r)$ 、 \dots 、 $h_{1N}(r)$ 、 \dots 、 $h_{M1}(r)$ 、 \dots 、 $h_{MN}(r)$ 而仅根据观测信号 (以下称为“混合信号”) $x_1(t)$ 、 \dots 、 $x_M(t)$ 来求与源信号 $s_1(t)$ 、 \dots 、 $s_N(t)$ 分别对应的分离信号 $y_1(t)$ 、 \dots 、 $y_N(t)$ 。

[0008] 下面,说明有关以往的盲信号分离的过程。

[0009] 这里,在频域中进行分离的操作。因此,对传感器 q 中的混合信号 $x_q(t)$ 采用 L 点的快速离散傅立叶变换 (STFT:Short-Time Fourier Transform), 并求每个频率的时间序列

[0010]
$$X_q(f, \tau) = \sum_{r=-L/2}^{(L/2)-1} x_q(\tau+r) g(r) e^{-j2\pi f r} \quad \dots (2)$$

[0011] 。其中, f 作为频率被离散化为 $f = 0, f_s/L, \dots, f_s(L-1)/L$ (其中 f_s 是采样频率), τ 是离散时间, j 是虚数单位, 而 $g(r)$ 是窗函数。作为窗函数, 例如, 使用在

[0012]
$$g(r) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{2\pi r}{L} \right)$$

[0013] 汉明窗等的 $g(0)$ 中具有幂中心的窗函数。这种情况下, $X_q(f, \tau)$ 表现以时刻 $t =$

τ 为中心的混合信号 $x_q(t)$ 的频率特性。再有, $X_q(f, \tau)$ 包含遍及 L 样本的信息, 所以对每个合适的间隔的 τ 求 $X_q(f, \tau)$, 而不必对所有的 τ 求 $X_q(f, \tau)$ 。

[0014] 在频域中进行处理时, 由算式 (1) 表示的时域中卷积混合可以近似表现为

$$[0015] \quad X_q(f, \tau) = \sum_{k=1}^N H_{qk}(f) S_k(f, \tau) \quad \dots (3)$$

[0016] 的各频率下的简单混合, 分离的操作变得简单。其中, $H_{qk}(f)$ 是从源信号 k 至传感器 q 的频率响应, $S_k(f, \tau)$ 是根据与算式 (2) 同样的算式对信号源 $s_k(t)$ 实施了快速离散傅立叶变换所得的信号。使用矢量来表示算式 (3) 时, 变为

$$[0017] \quad X(f, \tau) = \sum_{k=1}^N H_k(f) S_k(f, \tau) \quad \dots (4)$$

[0018] 。其中, $X(f, \tau) = [X_1(f, \tau), \dots, X_M(f, \tau)]^T$ 表示混合信号矢量, $H_k(f) = [H_{1k}(f), \dots, H_{Mk}(f)]^T$ 是集中了从信号源 k 至各传感器的频率响应的矢量。再有, $[*]^T$ 表示 $[*]$ 转置矢量。

[0019] 作为盲信号分离方法之一, 有利用独立分量分析 (ICA: 独立分量分析 is) 的信号分离。在利用该 ICA 的方法中, 仅从混合信号矢量 $X(f, \tau)$, 计算 N 行 M 列的分离矩阵 $W(f)$

$$[0020] \quad y(f, \tau) = W(f)X(f, \tau) \dots (5)$$

[0021] 。这里, 分离矩阵 $W(f)$ 以分离信号矢量 $y(f, \tau) = [Y_1(f, \tau), \dots, Y_N(f, \tau)]^T$ 的各元素 (分离信号) 相互独立来计算。就这样的算法来说, 有记载于非专利文献 4 中的算法。

[0022] 在 ICA, 由于着眼于信号的独立性而进行分离, 所以就获得的分离信号 $y_1(f, \tau), \dots, Y_N(f, \tau)$ 来说, 有顺序的任意性。即使信号的顺序被更换, 它们的独立性仍然保留。这种顺序的任意性的问题被称为置换的 (permutation) 问题, 在频域中的信号分离中是非常重要的问题。因而, 该置换的问题必须被解决, 以使与相同源信号 $S_k(f, \tau)$ 对应的分离信号 $y_p(f, \tau)$ 的下标 p 在所有的频率 f 下相同。

[0023] 作为解决这种置换问题的以往方法, 例如有非专利文献 5 中公开的方法。在该方法中, 将选择出的两个传感器 (传感器对) 的位置作为基准来估计与信号源的位置有关的信息 (方向和距离)。然后, 通过将多个传感器对的估计值集中, 获得更详细的位置信息。然后, 将作为这些位置信息的估计值进行分簇, 属于相同簇 (cluster) 的估计值被看作与相同信号源对应的估计值, 从而解决置换问题。

[0024] 作为另一个盲信号分离方法, 有利用时频屏蔽的方法。该方法是即使在信号源的数 N 和传感器数 M 为 $M < N$ 的情况下也有效的信号分离提取方法。

[0025] 在该方法中, 假设信号的稀疏性。稀疏是指信号几乎在离散时间 τ 中为 0。信号的稀疏性例如以频域中的语音信号来确认。通过假设信号的稀疏性和相互独立性, 即使多个信号同时存在, 也可以假设在各时频点 (f, τ) 被相互重叠并观测的几率低。因此, 各时频点 (f, τ) 的各传感器中的混合信号可以假设为由在该时频点 (f, τ) 有效的一个信号 $s_p(f, \tau)$ 构成。因此, 将混合信号矢量通过合适的特征量进行分簇, 对提取与各簇 C_k 的元的时频 (f, τ) 对应的混合信号 $X(f, \tau)$ 的时频屏蔽 $M_k(f, \tau)$ 进行估计, 根据

$$[0026] \quad y_k(f, \tau) = M_k(f, \tau) X_{Q'}(f, \tau)。$$

[0027] , 分离提取各信号。其中, $X_{Q'}(f, \tau)$ 是混合信号中的一个信号, $Q' \in \{1, \dots,$

M}。

[0028] 作为用于分簇的特征量,例如,可以例示根据计算两个传感器(传感器 q 和基准传感器 q (再有, Q 称为基准值,与基准值 Q 对应的传感器标记为基准传感器 q))中的混合信号的相位差的

$$[0029] \quad \phi(f, \tau) = \angle \frac{X_q(f, \tau)}{X_Q(f, \tau)} \quad \dots (8)$$

[0030] 得到的信号的估计到来方向(Direction of Arrival :DOA)为

$$[0031] \quad \theta(f, \tau) = \cos^{-1} \frac{\phi(f, \tau) \cdot c}{2\pi \cdot f \cdot d} \quad \dots (9)$$

[0032] (例如参见非专利文献3)。再有, d 是传感器 q 和基准传感器 q 之间的距离, c 是信号的传送速度。此外,对于分簇来说,可以使用 k -means方法(例如参见非专利文献6)。此外,作为时频屏蔽 $M_k(f, \tau)$,例如求属于各个簇 C_k 的元(members)的平均值 $\theta_1^{\sim}, \theta_2^{\sim}, \dots, \theta_N^{\sim}$,可以使用如

$$[0033] \quad M_k(f, \tau) = \begin{cases} 1 & \theta_k^{\sim} - \Delta \leq \theta(f, \tau) \leq \theta_k^{\sim} + \Delta \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (k = 1, \dots, N)$$

[0034] 那样生成的平均值。其中, Δ 给出将信号提取的范围。在该方法中,减小 Δ 时,可获得更好的分离提取性能,但非线性失真增大。而增大 Δ 时,非线性失真减小,但分离性能恶化。

[0035] 另外,作为分簇的特征量,也可以使用两个传感器(传感器 q 和基准传感器 q)的相位差(算式(8))或两者的增益比

$$[0036] \quad \alpha(f, \tau) = \left| \frac{X_q(f, \tau)}{X_Q(f, \tau)} \right|$$

[0037] 非专利文献1:B.D.Van Veen and K.M.Buckley, " Beamforming :aversatile approach to special filtering, " IEEE ASSP Magazine, pp. 4-24, April 1988

[0038] 非专利文献2:S.Haykin, eds, " Unsupervised Adaptive Filtering, " John-Wiley & Sons, 2000, ISBN 0-471-29412-8

[0039] 非专利文献3:S.Araki, S.Makino, A.Blin, R.Mukai, and H.Sawada, " Underdetermined blind separation for speech in real environments with sparseness and ICA, " in Proc. ICASSP 2004, vol. III, May 2004, pp. 881-884

[0040] 非专利文献4:A.Hyvarinen and J.Karhunen and E.Oja, " 独立分量分析 is, " John Wiley & Sons, 2001, ISBN 0-471-40540

[0041] 非专利文献5 :R.Mukai, H.Sawada, S.Araki and S.Makino, " Frequency Domain Blind Source Separation using Small and Large Spacing Sensor Pairs, " in Proc. of ISCAS 2004, vol. V, pp. 1-4, May 2004

[0042] 非专利文献6 :R.O.Duda, P.E.Hart, and D.G.Stork, Pattern Classification, Wiley Interscience, 2nd edition, 2000

发明内容

[0043] 但是,在上述以往的技术中,存在不能容易并且高效地利用从多个传感器的观测信号获得的信息来进行信号分离处理的问题。

[0044] 例如,在利用独立分量分析的信号分离的情况下,有为了正确地解决置换问题而需要进行繁杂的操作的问题。即,在以往的置换问题的解决方法中,对每个传感器进行方向和距离比的估计。因此,为了正确地解决置换问题而需要将多个传感器对中的估计值集中。此外,在该估计值中包含误差,但需要优先使用被认为是误差更少的传感器对,或在集中方法上下工夫,以可以巧妙地吸收误差。而且,在这种以往方法中,因需要估计与信号源的位置有关的信息,所以还存在必须预先取得传感器的位置信息的问题。这在将传感器不规则地配置的情况下十分不利。此外,例如即使是将传感器规则地配置,也难以精确地知道配置信息,为了更正确解决置换问题而需要校准等的操作。

[0045] 此外,在以往的利用时频屏蔽的信号分离方法的情况下,提出了传感器仅为两个的情况下的方法,即使是传感器为三个以上的情况,也仅使用其中特定的两个传感器 q 、 Q 的信息来计算特征量。这意味着维数的下降,与使用全部的传感器的情况相比,信息量欠缺。因此,在未高效率地使用全部的传感器的信息的性能上有限度。此外,就有效利用全部的传感器的信息来说,例如,在非专利文献 5 中,也可将多个传感器对求出的特征量集中,但为了这种集中,需要进行用于特征量提取的进一步处理,考虑优先使用被认为集中误差更少的传感器对等,需要在集中时下工夫。而且,这种方法中还存在需要预先知道传感器的精确的配置信息的问题。这在将传感器自由地配置的情况下十分不利。此外,例如即使是规则地配置,也难以精确地知道配置信息,为了更正确的信号提取而需要进行校准等的操作。

[0046] 而且,盲信号分离的处理基本是将传感器观测到的混合信号分离,并输出多个分离信号。但是,有时不是所有的分离信号是重要的,而仅在一部分分离信号中包含有作为目标的目标信号。这样的情况下,需要对包含目标信号的分离信号进行选择,但在以往的盲信号分离中,还不能提供在哪个分离信号中包含目标信号的信息。因此,需要通过一些其他方法来判定在哪个分离信号中包含目标信号。

[0047] 本发明鉴于这种状况而完成,其目的在于,提供可容易并且高效率地利用从多个传感器的观测信号获得的信息来进行信号分离处理的技术。

[0048] 在本发明,为了解决上述课题,频域变换单元首先将多个传感器观测出的混合信号变换为频域的混合信号。然后,归一化单元将使用该频域的混合信号所生成的复数矢量归一化,并生成将该复数矢量的频率依赖性排除的归一化矢量。接着,分簇单元将该归一化矢量分簇,并生成簇。然后,使用该簇进行信号分离。

[0049] 这里,就该簇的生成来说,不需要将观测混合信号各传感器的精确位置信息作为输入信息来直接使用。此外,各簇基于依赖于各信号源的位置的信息而形成。由此,在本发明中,可进行信号分离而不使用各传感器的精确的位置信息。

[0050] 此外,在本发明中,归一化单元优选是包括:第 1 归一化单元,将复数矢量具备的特定的一个元素(element)作为基准而对该复数矢量的各元素的幅角进行归一化;以及第 2 归一化单元,将已由第 1 归一化单元归一化的各元素的幅角除以与频率成比例的值。

[0051] 这些归一化后的复数矢量形成依赖于信号源的位置的簇。由此,可不使用各传感

器的精确的位置信息来进行信号分离处理。

[0052] 此外,在本发明中,归一化单元还优选包括将已由第 2 归一化单元归一化的各元素构成的矢量的范数归一化为规定值第 3 归一化单元。

[0053] 这些归一化后的复数矢量形成依赖于信号源的位置的簇。而通过将由第 2 归一化的各元素构成的矢量的范数进行归一化,分簇的处理被简化。

[0054] 此外,在优选的第 1 发明中,频域变换单元首先将多个传感器观测出的混合信号变换为频域的混合信号。然后,分离矩阵计算单元使用频域的混合信号对每个频率计算分离矩阵,逆矩阵计算单元计算分离矩阵的一般化逆矩阵。然后,基底矢量归一化单元对构成一般化逆矩阵的基底矢量进行归一化,计算归一化基底矢量。接着,分簇单元将归一化基底矢量分簇,并生成簇。然后,排列计算单元使用簇的中心矢量和归一化基底矢量,计算用于重新排列分离矩阵的元素的排列。再有,基底矢量是包含于复数矢量的概念。

[0055] 在该第 1 发明中,将基底矢量归一化并进行分簇,并计算用于解决置换问题的排列。因此,在该分簇时,不需要预先取得传感器的位置信息。而且,在本发明中,优选是将归一化基底矢量的所有分量作为对象来进行分簇,根据其结果来计算用于解决置换问题的排列。因此,不需要象以往那样将估计结果集中的操作。

[0056] 此外,在该第 1 发明中,优选是基底矢量归一化单元进行将基底矢量的频率依赖性排除的归一化。因而,将该基底矢量的频率依赖性排除的归一化更优选是,将基底矢量具备的特定的一个元素作为基准而将该基底矢量的各元素的幅角归一化,而且,将各元素的幅角除以与频率成比例的归一化。通过这样的归一化,可形成依赖于信号源的位置的簇。

[0057] 此外,在该第 1 发明中,将基底矢量的频率依赖性排除的优选是,对于基底矢量 $A_p(f)$ ($p = 1, \dots, N$, N 是信号源的数) 的各元素 $A_{qp}(f)$ ($q = 1, \dots, M$, M 是观测混合信号的传感器的数), 进行

$$[0058] \quad A_{qp}'(f) = |A_{qp}(f)| \exp \left[j \frac{\arg[A_{qp}(f)/A_{Qp}(f)]}{4fc^{-1}d} \right] \quad \dots (10)$$

[0059] 的运算的归一化。其中, \exp 是纳皮尔数, $\arg[\cdot]$ 是幅角, f 是频率, j 是虚数单位, c 是信号的传送速度, Q 是从 M 以下的自然数中选择出的基准值, d 是实数。即,通过算式 (10) 的运算进行的归一化是,将基底矢量具备的特定的一个元素作为基准而对该基底矢量的各元素的幅角进行归一化,而且将各元素的幅角除以与频率成比例的值的归一化。通过该归一化,可以排除对频率的依赖性。此外,在该归一化中,不需要传感器的精确配置信息。

[0060] 此外,上述算式 (10) 的实数 d 期望是与元素 $A_{qp}(f)$ 对应的基准传感器 q 和其他传感器之间的最大距离 d_{\max} 。这是因为分簇的精度普通地提高。其细节后面论述。

[0061] 此外,在第 1 发明中,优选是将基底矢量归一化为不依赖频率的频率归一化矢量,并将该频率归一化矢量归一化为范数取规定值的归一化矢量。通过以上两阶段的归一化所生成的归一化基底矢量不依赖于频率,仅依赖于信号源的位置。再有,通过范数的归一化,分簇的处理被简化。

[0062] 而且,在第 1 发明中,优选是使用分离信号的包络线(分离信号的绝对值的包络线)和簇的中心矢量及归一化基底矢量来计算排列。由此,可以更精确地解决置换问题。

[0063] 此外,在优选的第 2 发明中,频域变换单元将多个传感器观测出的混合信号变换为频域的混合信号,信号分离单元使用频域的混合信号,对每个频率计算分离矩阵和分离

信号。然后,目标信号选择单元从多个分离信号中将包含目标信号的分离信号作为选择信号来选择。该过程是将作为分离矩阵的一般化逆矩阵的列的基底矢量进行归一化,将该归一化的基底矢量分簇,将该簇的方差作为指标来决定选择信号的过程。再有,分离矩阵为方阵的情况下,‘一般化逆矩阵’相当于逆矩阵。即,这里的一般化逆矩阵是还包含通常的逆矩阵的概念。

[0064] 通过以簇的方差作为指标,将距传感器近的信号作为目标信号来定位,可以将包含这样的目标信号的分离信号作为选择信号而选出。其理由后面论述。这里,基底矢量的归一化在从多个信号源发出的信号的卷积混合与规定的模型(例如,近距离场模型)近似的情况下进行,以使归一化后的基底矢量形成仅依赖于信号源的位置的簇。但是,在实际环境中,存在为反映到这样的模型中的各种各样的因子。例如,在近距离场模型中,因信号反射到墙壁等而产生的传输失真未被反映。这样的实际环境和模型之间的背离,从信号源至传感器的距离越大则越大,距传感器越近的信号则越小。因此,距传感器越近的信号,可以按接近实际环境的条件归一化,可以使实际环境和模型之间的背离引起的簇的方差小。在优选的第2发明中,着眼于这种关系,将簇的方差作为指标,提取包含了距传感器近的信号的目标信号。通过以上操作,可以提取目标信号,并将其他干扰信号某种程度地抑制。

[0065] 但是,在利用独立分量(component)分析(ICA:独立分量分析)进行分离矩阵及分离信号的计算的情况下,通过以上处理可完全抑制的干扰信号的数是从传感器的数中减1的数。即,干扰信号的数在其以上的情况下,未被抑制的残留分量保留。因此,在本发明中,优选是屏蔽生成单元还使用频域的混合信号和基底矢量来生成时频屏蔽,屏蔽单元将该时频屏蔽应用于被选择出的选择信号。由此,即使是信号源的数比传感器数多的情况,也可以将选择信号中残留的干扰信号更好地抑制。

[0066] 而且,在第2发明中,屏蔽生成单元优选是使用频域的混合信号生成白化矩阵,使用白化矩阵,计算对将频域的混合信号作为分量的混合信号矢量进行变换的白化混合信号矢量、以及对基底矢量进行变换的白化基底矢量,对每个时频计算白化混合信号矢量和白化基底矢量形成的角度,并使用以该角度为分量的函数来生成时频屏蔽。通过将该时频屏蔽应用于选择信号,可以进一步抑制在选择信号中残留的干扰信号。

[0067] 而且,在第2发明中,白化矩阵是 $V(f) = R(f)^{-1/2}$, 其中 $R(f) = \langle X(f, \tau) \cdot X(f, \tau)^H \rangle_{\tau}$, f 为频率, τ 为离散时间, $X(f, \tau)$ 为混合信号矢量, $\langle * \rangle_{\tau}$ 为将矢量 $*$ 进行时间平均所得的矢量,而 $*^H$ 为矢量 $*$ 的复数共轭转置矢量(采用各元素的复数共轭转置的矢量)。然后,通过 $Z(f, \tau) = V(f) \cdot X(f, \tau)$ 的运算,计算白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$, 通过基底矢量为 $A(f)$ 的情况下的 $B(f) = V(f) \cdot A(f)$ 的运算,计算白化矢量 $B(f)$ 。此外,通过矢量 $*$ 的绝对值为 $|*|$ 、矢量 $*$ 的范数为 $\|*\|$ 的情况下的 $\theta(f, \tau) = \cos^{-1}(|B(f) \cdot Z(f, \tau)| / \|B(f)\| \cdot \|Z(f, \tau)\|)$ 的运算,计算角度 $\theta(f, \tau)$, 将 α 、 g 、 θ_{τ} 是实数的情况下的逻辑斯谛函数 $M(\theta(f, \tau))$ 作为时频屏蔽来计算。通过将该时频屏蔽应用于提取出的选择信号,可以进一步抑制在选择信号中残留的干扰信号。

[0068] 此外,在第2发明中,优选是目标信号选择单元进行将基底矢量的频率依赖性排除的归一化。在第2发明中,将基底矢量的频率依赖性排除的归一化优选是将基底矢量具备的特定的一个元素作为基准来对该基底矢量的各元素的幅角进行归一化,而且将各元素的幅角除以与频率成比例的数的归一化。而且,在第2发明中,将基底矢量的频率依赖性排

除的归一化优选是对于观测基底矢量 $A_p(f)$ (p 为自然数) 的各元素 $A_{qp}(f)$ ($q = 1, \dots, M, M$ 是观测混合信号的传感器的数), 进行

$$[0069] \quad A_{qp}'(f) = |A_{qp}(f)| \exp \left[j \frac{\arg[A_{qp}(f)/A_{Qp}(f)]}{4fc^{-1}d} \right] \quad \dots (11)$$

[0070] 的运算的归一化。其中, \exp 为纳皮尔数, $\arg[\cdot]$ 为幅角, f 为频率, j 为虚数单位, c 为信号的传送速度, Q 为从 M 以下的自然数中选择出的基准值, d 为实数。通过这样的归一化, 在将从多个信号源发出的信号的卷积混合近似为规定的模型的情况下, 归一化后的基底矢量形成依赖于信号源的位置的簇。其结果, 如上述那样, 将簇的方差的大小作为指标, 可以选择包含了目标信号的分离信号。再有, 在该归一化中, 不需要传感器的精确配置信息。

[0071] 而且, 上述算式 (11) 的实数 d 最好是基准传感器 Q 和其他传感器之间的最大距离 d_{\max} 。这是为了分簇的精度普遍地提高。该细节后面论述。

[0072] 此外, 在第 2 发明中, 优选是目标信号选择单元选择离散最小的簇, 将与选择出的簇对应的分离信号作为包含了目标信号来选择。由此, 可以将与模型的背离最少的信号 (例如, 距传感器最近的信号) 作为目标信号来提取。

[0073] 此外, 在优选的第 3 发明中, 频域变换单元首先将多个传感器观测出的混合信号变换为频域的混合信号。然后, 矢量归一化单元对由频域的混合信号构成的混合信号矢量进行归一化, 计算归一化矢量。然后, 分簇单元簇将归一化矢量分簇, 并生成簇。然后, 分离信号生成单元从与属于第 k 簇的归一化矢量的时频对应的混合信号矢量中提取规定号码的分量, 生成将其作为第 k 分量的分离信号矢量。

[0074] 这里, 在第 3 发明中, 将全部的传感器观测出的混合信号归一化并进行分簇, 使用各簇的信息生成分离信号矢量。这意味着同时使用全部传感器的信息来提取分离信号。此外, 在该处理中, 不需要传感器的精确配置信息。通过以上, 在第 3 发明中, 可以不需要传感器的精确的配置信息而容易并且高效率地利用从全部的观测信号中获得的信息来进行信号分离。

[0075] 此外, 在第 3 发明中, 优选是矢量归一化单元进行将频域的混合信号构成的混合信号矢量的频率依赖性排除的归一化。此外, 将混合信号矢量的频率依赖性排除的归一化更好是, 将混合信号矢量具备的特定的一个元素作为基准来对该基底矢量的各元素的幅角进行归一化, 而且将各元素的幅角除以与频率成比例的值的归一化。而且将混合信号矢量的频率依赖性排除的归一化更好是, 对于混合信号矢量的各元素 $X_q(f, \tau)$ ($q = 1, \dots, M, M$ 是观测混合信号的传感器的数), 进行

$$[0076] \quad X_q'(f, \tau) = |X_q(f, \tau)| \exp \left[j \frac{\arg[X_q(f, \tau)/X_Q(f, \tau)]}{4fc^{-1}d} \right] \quad \dots (12)$$

[0077] 的运算的归一化。其中, \exp 为纳皮尔数, $\arg[\cdot]$ 为幅角, j 为虚数单位, c 为信号的传送速度, Q 为从 M 以下的自然数中选择出的值, d 为实数, f 为频率, τ 为离散时间。由此, 可以排除频率依赖性。再有, 可以形成依赖于信号源的位置的簇。再有, 在该归一化中, 不需要传感器的精确的配置信息。

[0078] 此外, 上述算式 (12) 的实数 d 优选是与元素 $X_q(f, \tau)$ 对应的传感器和其他传感

器之间的最大距离 d_{\max} 。这是为了分簇的精度普遍提高。其细节后面论述。

[0079] 此外,在第 3 发明中,优选是矢量归一化单元进行将混合信号矢量的频率依赖性排除的归一化、以及使范数为规定值的归一化。由此,分簇的处理被简化。

[0080] 如以上那样,在本发明中,可以容易并且高效率地利用从多个传感器的观测信号中获得的信息来进行信号分离处理。

[0081] 例如,在第 1 发明中,不需要事先取得精确的传感器配置的信息或进行繁杂的操作就可以正确地解决置换问题。而在第 2 发明中,可以不知道有关目标信号的方向的信息而从多个信号源发出的信号被混合的混合信号中提取目标信号(即使 $N > M$)。此外,在第 3 发明中,可以不需要传感器的精确的配置信息而容易并且高效率地利用从全部的观测信号中获得的信息来进行信号分离(即使 $N > M$)。

附图说明

[0082] 图 1 是例示了具备本发明的原理的信号分离装置的功能结构的方框图。

[0083] 图 2 是例示了第 1 实施方式的信号分离装置的硬件结构的方框图。

[0084] 图 3 是第 1 实施方式的信号分离装置的例示方框图。

[0085] 图 4A 是例示了图 3 中的置换问题解决单元的细节的方框图;图 4B 是例示了图 4A 的基底矢量归一化单元的细节的方框图。

[0086] 图 5 是用于说明第 1 实施方式的信号分离装置的整体处理的流程图。

[0087] 图 6 是用于说明第 1 实施方式的归一化处理细节的流程图。

[0088] 图 7A 是用于说明 $d_{\max}/2 \geq d$ 情况下的每个参数 d 的归一化基底矢量的分量 $A_{qp}''(f)$ 和其幅角 $\arg[A_{qp}''(f)]$ 之间关系的复数平面图;图 7B 是用于说明 $d_{\max}/2 < d < d_{\max}$ 情况下的每个参数 d 的归一化基底矢量的分量 $A_{qp}''(f)$ 和其幅角 $\arg[A_{qp}''(f)]$ 之间关系的复数平面图。

[0089] 图 8A 是用于说明 $d = d_{\max}$ 的情况下的每个参数 d 的归一化基底矢量的元素 $A_{qp}''(f)$ 和其幅角 $\arg[A_{qp}''(f)]$ 之间关系的复数平面图;图 8B 是用于说明 $d > d_{\max}$ 的情况下的每个参数 d 的归一化基底矢量的元素 $A_{qp}''(f)$ 和其幅角 $\arg[A_{qp}''(f)]$ 之间关系的复数平面图。

[0090] 图 9 是第 2 实施方式的信号分离装置的例示方框图。

[0091] 图 10A 是例示了图 9 的置换问题解决单元的细节的方框图;图 10B 是例示了图 10A 的排列修正单元的细节的方框图。

[0092] 图 11 是用于说明第 2 实施方式的信号分离装置的整体处理的流程图。

[0093] 图 12 是用于说明图 11 中的步骤 S58 的例子的流程图。

[0094] 图 13 是用于说明图 11 中的步骤 S58 的例子的流程图。

[0095] 图 14A 是表示第 1 实施方式和第 2 实施方式的音源分离实验条件的图;图 14B 是表示第 1 实施方式和第 2 实施方式的音源分离实验结果的图。

[0096] 图 15A 是表示第 1 实施方式和第 2 实施方式的音源分离实验条件的图;图 15B 是表示第 1 实施方式和第 2 实施方式的音源分离实验结果的图。

[0097] 图 16 是例示了第 3 实施方式的信号分离装置的结构方框图。

[0098] 图 17A 是例示了图 16 的目标信号选择单元的详细结构的方框图;图 17B 是例示了

图 17A 的基底矢量簇单元的详细结构的方框图。

[0099] 图 18A 是例示了图 16 的时频屏蔽单元的详细结构的方框图 ;图 18B 是例示了图 18A 的屏蔽生成单元的细节的方框图。

[0100] 图 19 是用于说明第 3 实施方式的信号分离处理整体的流程图。

[0101] 图 20 是用于说明第 3 实施方式的目标信号选择单元的处理细节的流程图。

[0102] 图 21A 是用于说明步骤 S112 的频率归一化的细节的流程图 ;图 21B 是用于说明步骤 S113 的范数归一化的细节的流程图。

[0103] 图 22 是例示了选择信号的选择过程 (步骤 S115) 的细节的流程图。

[0104] 图 23 是用于说明图 19 的步骤 S104 的细节的流程图。

[0105] 图 24A 是例示了对于两种实数参数 θ_{τ} 、 g ，根据算式 (46) 算出的时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 的图 ;图 24B 是表示在某个时频位置 (f, τ) 中除了与目标信号 (假设 $I(f) = 1$) 对应的矢量 $V(f) \cdot H_1(f)$ 以外，同时存在与干扰信号对应的矢量的 $V(f) \cdot H_2(f)$ 、 $V(f) \cdot H_3(f)$ 的图。

[0106] 图 25 是第 4 实施方式的信号分离装置的例示的方框图。

[0107] 图 26 是用于说明第 4 实施方式的信号分离装置的处理的流程图。

[0108] 图 27 是第 5 实施方式的信号分离装置的例示的方框图。

[0109] 图 28A 是表示图 27 的时频屏蔽单元的详细结构的方框图 ;图 28B 是表示图 28B 的屏蔽生成单元的详细结构的方框图。

[0110] 图 29 是用于说明第 5 实施方式的时频屏蔽的生成处理的流程图。

[0111] 图 30A 是用于说明图 29 的步骤 S171 的细节的流程图 ;图 30B 是用于说明图 29 的步骤 S172 的细节的流程图。

[0112] 图 31A 是表示了用于表示第 3 实施方式及第 4 实施方式的效果的实验条件的图 ;图 31B 是表示仅 ICA 的情况 (第 4 实施方式)、以及将 ICA 和时频屏蔽两者组合的情况 (第 3 实施方式) 下的 SIR 的平均改善量的表。

[0113] 图 32 是第 6 实施方式的信号分离装置的例示的方框图。

[0114] 图 33 是例示了图 32 的信号分离单元的细节的方框图。

[0115] 图 34 是用于说明第 6 实施方式的信号分离装置的整体处理的流程图。

[0116] 图 35A 是用于说明图 34 所示的步骤 S202 的处理细节的流程图 ;图 35B 是用于说明图 34 所示的步骤 S203 的处理细节的流程图。

[0117] 图 36 是用于说明图 34 所示的步骤 S205 的处理细节的流程图。

[0118] 图 37A 是用于说明 $d_{\max}/2 \geq d$ 的情况下的每个参数 d 的范数归一化矢量 $X_q''(f, \tau)$ 的元素 $X_q''(f, \tau)$ 和其幅角 $\arg[X_q''(f, \tau)]$ 之间关系的复数平面图 ;图 37B 是用于说明 $d_{\max}/2 < d < d_{\max}$ 的情况下的每个参数 d 的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 的分量 $X_q''(f, \tau)$ 和其幅角 $\arg[X_q''(f, \tau)]$ 之间关系的复数平面。

[0119] 图 38A 是用于说明 $d = d_{\max}$ 的情况下的每个参数 d 的范数归一化矢量 $X_q''(f, \tau)$ 的元素 $X_q''(f, \tau)$ 和其幅角 $\arg[X_q''(f, \tau)]$ 之间关系的复数平面图 ;图 38B 是用于说明 $d > d_{\max}$ 的情况下的每个参数 d 的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 的分量 $X_q''(f, \tau)$ 和其幅角 $\arg[X_q''(f, \tau)]$ 之间关系的复数平面图。

[0120] 图 39A 是表示第 6 实施方式的音源分离实验条件的图 ;图 39B 是表示第 6 实施方

式的音源分离实验结果的图。

[0121] 图 40A 是表示第 6 实施方式的音源分离实验条件的图 ;图 40B 是表示第 6 实施方式的音源分离实验结果的图。

[0122] 图 41A 是表示第 6 实施方式的音源分离实验条件的图 ;图 41B 是表示第 6 实施方式的音源分离实验结果的图。

[0123] 标号说明

[0124] 1、10、200、1001、1200、1300、2001 信号分离装置

具体实施方式

[0125] 以下,参照附图说明本发明的实施方式。

[0126] 首先,说明本发明的原理。

[0127] 图 1 是例示了具备本发明的原理的信号分离装置 1 的方框图。再有,如后述那样,信号分离装置 1 例如可以通过使公知的冯·诺伊曼型计算机执行规定的程序而构成。

[0128] 信号分离装置 1 是将混合了从多个源信号发出的源信号构成的混合信号分离为该源信号的装置。如图 1 所示,信号分离装置 1 有频域变换单元 2、复数矢量生成单元 3、归一化单元 4 及分簇单元 5。这里,归一化单元 4 包括:第 1 归一化单元 4a,将复数矢量具备的特定的一个元素作为基准而将该复数矢量的各元素的幅角归一化;第 2 归一化单元 4b,将由第 1 归一化单元 4a 归一化后的各元素的幅角除以与频率成比例的值;以及第 3 归一化单元 4c,将由第 2 归一化单元 4b 归一化后的各元素构成的矢量的范数归一化为规定值。再有,通过第 1 归一化单元 4a 和第 2 归一化单元 4b,复数矢量的频率依赖性被排除(频率归一化)。

[0129] 在通过信号分离装置 1 进行信号分离的情况下,首先,由多个传感器观测的混合信号(时域的信号)被输入到频域变换单元 2。频域变换单元 2 通过快速离散傅立叶变换等,将多个传感器观测到的混合信号(时域的信号)变换为频域的混合信号。然后,复数矢量生成单元 3 使用该频域的混合信号,生成多个分量构成的复数矢量。接着,归一化单元 4 将该复数矢量归一化,并生成将该复数矢量的频率依赖性排除的归一化矢量。

[0130] 在图 1 之例的归一化中,第 1 归一化单元 4a 首先对每个时频以该复数矢量具备的特定的一个元素作为基准而将该复数矢量的各元素的幅角归一化。由此,复数矢量的各元素的幅角不依赖于信号源的相位或振幅,而仅依赖于信号源相对于各传感器的相对位置或频率(细节后述)。然后,第 2 归一化单元 4b 将由第 1 归一化单元 4a 归一化后的各元素的幅角除以与频率成比例的值。由此,各复数矢量的各元素的频率依赖性被排除,复数矢量被归一化为仅依赖于各信号源相对于各传感器的相对位置的复数矢量。进而,第 3 归一化单元 4c 将由第 2 归一化单元 4b 归一化后的各元素构成的矢量的范数归一化为规定的值。

[0131] 然后,分簇单元 5 对进行了这样的归一化的归一化矢量进行分簇,生成簇。这些簇仅依赖于各信号源相对于各传感器的相对位置。分离信号生成单元 6 使用这些簇进行各种信号分离处理,生成频域的分离信号。最后,时域变换单元变换将频域的分离信号变换为时域的分离信号。

[0132] 如上所述,不需要为了生成这些簇而事先取得各传感器的精确的位置信息。此外,就这些簇的生成来说,全部的传感器的观测信号的信息被使用。即,在本发明中,可以容易

并且高效率地利用从多个传感器观测信号获得的信息来进行信号分离处理。

[0133] 再有,即使不将范数归一化,但通过对分簇的方法下工夫,也可以生成仅依赖于各信号源相对于各传感器的相对位置的分簇。但是,为了简化分簇的处理,期望进行利用第3归一化单元4c的范数归一化。

[0134] 以下,详细地说明本发明的各实施方式。

[0135] 首先,说明本发明的第1实施方式。

[0136] 本实施方式是根据上述原理,正确地解决置换问题而不需要事先取得精确的传感器配置的信息或进行繁杂的操作的实施方式。再有,在本实施方式,后述的“基底矢量”相当于上述的“复数矢量”。

[0137] <硬件结构>

[0138] 图2是例示了第1实施方式的信号分离装置10的硬件结构的方框图。

[0139] 如图2所示,信号分离装置10具有:CPU(Central Processing Unit)10a;输入单元10b;输出单元10c;辅助存储装置10f;RAM(Random Access Memory)10d;ROM(Read Only Memory)10e及总线10g。

[0140] 本例的CPU10a具有控制单元10aa、处理单元10ab、寄存器10ac,根据被读入寄存器10ac中的各种程序而执行各种各样的运算处理。而本例的输入单元10b是被输入数据的输入端口、键盘、鼠标等;输出单元10c是将数据输出的输出端口、显示器等。辅助存储装置10f,例如是硬盘、MO(Magneto-Optical disc)、半导体存储器等,具有存储了用于执行本实施方式的信号分离处理的信号分离程序的信号分离程序区10fa及存储了由传感器观测出的时域的混合信号等各种数据的数据区10fb。而RAM10d例如是SRAM(Static Random Access Memory)、DRAM(Dynamic Random Access Memory)等,具有被写入信号分离程序的信号分离程序区10da及被写入各种数据的数据区10db。本例的总线10g可通信地连接CPU10a、输入单元10b、输出单元10c、辅助存储装置10f、RAM10d及ROM10e。

[0141] <硬件和软件的协同>

[0142] 本例的CPU10a根据被读入的OS(Operating System)程序,将存储于辅助存储装置10f的信号分离程序区10fa中的信号分离程序写入RAM10d的信号分离程序区10da。同样,CPU10a将存储于辅助存储装置10f的数据区10fb中的时域的混合信号等各种数据写入RAM10d的数据区10db。而且,CPU10a将被写入了该信号分离程序或各种数据的RAM10d上的地址存储在寄存器10ac。然后,CPU10a的控制单元10aa将被存储在寄存器10ac中的这些地址依次读出,从读出的地址所示的RAM10d上的区域读出程序或数据,并使运算单元10ab依次执行该程序所示的运算,并将其运算结果存储在寄存器10ac中。

[0143] 图3是通过这样在CPU10a中被读入信号分离程序所构成的信号分离装置10的方框图。图4A是例示了图3的置换问题解决单元140的细节的方框图;图4B是例示了图4A的基底矢量归一化单元142的细节的方框图。

[0144] 如图3所示,信号分离装置10包括:存储器100、频域变换单元120、分离矩阵计算单元130、置换问题解决单元140、分离信号生成单元150、时域变换单元160及控制单元170。本例的置换问题解决单元140具有逆矩阵计算单元141(对应于“复数矢量生成单元”)、基底矢量归一化单元142(对应于“归一化单元”)、分簇单元143、排列单元144及分簇单元145。基底矢量归一化单元142具有频率归一化单元142a及范数归一化单元

142b。频率归一化单元 142a 具有第 1 归一化单元 142aa 及第 2 归一化单元 142ab。控制单元 170 具有临时存储器 171。

[0145] 存储器 100 及临时存储器 171 相当于寄存器 10ab、辅助存储装置 10f 的数据区 10fb 或 RAM10d 的数据区 10db。频域变换单元 120、分离矩阵计算单元 130、置换问题解决单元 140、分离信号生成单元 150、时域变换单元 160 及控制单元 170 通过在 CPU10a 中被读入 OS 程序或信号分离程序而构成。

[0146] 再有,图 3 及图 4 的虚线的箭头表示理论上的信息的流,实线的箭头表示实际的数据的流。此外,在这些图中与输入输出到控制单元 170 的数据的流对应的箭头有时省略,与图 4 的实际的数据的流对应的箭头有时也省略。

[0147] < 处理 >

[0148] 下面,说明有关本实施方式的信号分离装置 10 的处理。再有,在以下,对 N 个源信号被混合、用 M 个传感器观测到的状况进行处理。此外,在前处理中,假设各传感器观测到的时域的混合信号 $X_q(t)$ ($q = 1, \dots, M$) 被存储在存储器 100 的存储区 101 中,信号的传送速度 c、从 M 以下的自然数选择出的基准值 Q (从 M 个传感器选择出的一个基准传感器的下标号) 及实数 d 的各参数被存储在存储区 107 中。

[0149] 图 5 是用于说明第 1 实施方式的信号分离装置 10 的整体处理的流程图。以下,参照图 5,说明本实施方式的信号分离装置 10 的处理。

[0150] 首先,在频域变换单元 120 中,从存储器 100 的存储区 101 读出时域的混合信号 $X_q(t)$,将它们通过快速离散傅立叶变换等而变换为每个频率的时序信号 (称为“频域的混合信号”) $X_q(f, \tau)$ ($q = 1, \dots, M$),并存储在存储器 100 的存储区 102 (步骤 S1)。

[0151] 然后,在分离矩阵计算单元 130 中,从存储器 100 的存储区 102 读出频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$ 。读出了频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$ 的分离矩阵计算单元 130 使用这些信号构成的混合信号矢量 $X(f, \tau) = [X_1(f, \tau), \dots, X_M(f, \tau)]^T$,通过独立分量分析 (ICA),对每个频率计算第 1 分离矩阵 $W(f)$ 和分离信号矢量 $Y(f, \tau) = [Y_1(f, \tau), \dots, Y_N(f, \tau)]^T$ 。然后,算出的第 1 分离矩阵 $W(f)$ 被存储在存储器 100 的存储区 103 中 (步骤 S2)。

[0152] 这里,在分离矩阵计算单元 130 中算出的第 1 分离矩阵 $W(f)$ 中,包含排列的任意性。因此,如以下那样,在置换问题解决单元 140 中,将第 1 分离矩阵 $W(f)$ 变换为解决了排列的任意性的第 2 分离矩阵 $W'(f)$ 。

[0153] 首先,在逆矩阵计算单元 141 中,从存储器 100 的存储区 103 读出第 1 分离矩阵 $W(f)$,计算该穆尔·彭罗斯 (Moore-Penrose) 型一般化逆矩阵 $W^+(f) = [A_1(f), \dots, A_N(f)]$ ($M = N$ 的情况下与逆矩阵 $W^{-1}(f)$ 一致),将构成该矩阵的基底矢量 $A_p(f) = [A_{1p}(f), \dots, A_{Mp}(f)]^T$ 存储在存储器 100 的存储区 104 中 (步骤 S3)。

[0154] 然后,在基底矢量归一化单元 142 中,从存储器 100 的存储区 104 读出基底矢量 $A_p(f)$ ($p = 1, \dots, N, f = 0, f_s/L, \dots, f_s(L-1)/L$),计算将它们归一化的归一化基底矢量 $A_p''(f)$,并存储在存储器 100 的存储区 106 中 (步骤 S4)。再有,基底矢量归一化单元 142 将全部的基底矢量 $A_p(f)$ ($p = 1, \dots, N, f = 0, f_s/L, \dots, f_s(L-1)/L$) 归一化,将它们归一化为不依赖于频率而仅依赖于信号源的位置的归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 。其结果,在将它们分簇时,各簇与各信号源对应。不进行这种归一化时不形成簇。此外,本实施方式的归一化由频率归一化和范数归一化的两阶段构成。频率归一化是在频率归一化单元 142a (图 4B)

中,将基底矢量归一化为不依赖于频率的频率归一化矢量。范数归一化是在范数归一化单元 142b 中,将频率归一化矢量归一化为范数取规定值(在本例中为 1)的归一化基底矢量。后面论述有关这些归一化处理的细节。

[0155] 然后,在分簇单元 143 中,从存储器 100 的存储区 106 读出归一化基底矢量 $A_p''(f)$,将这些归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 分簇而生成 N 个簇 $C_k(k=1, \dots, N)$,并将各簇 C_k 和确定它们的形心(centroids)(中心矢量) η_k 的信息存储在存储器 100 的存储区 108、109 中(步骤 S5)。这种分簇例如是将使各簇 C_k 的分量(归一化基底矢量 $A_v''(f)$)和各簇 C_k 的形心 η_k 之间的平方和 U_k 的总和 U

$$[0156] \quad U = \sum_{k=1}^M U_k$$

$$[0157] \quad U_k = \sum_{A_v''(f) \in C_k} \|A_v''(f) - \eta_k\|^2$$

[0158] 为最小值化作为基准来进行。该最小值化例如可通过使用非专利文献 6 等中论述的 k -means 分簇而高效率地进行。再有,簇 C_k 的形心 η_k 通过

$$[0159] \quad \eta_k = \frac{\sum_{A_v''(f) \in C_k} A_v''(f) / |C_k|}{\left\| \sum_{A_v''(f) \in C_k} A_v''(f) / |C_k| \right\|}$$

[0160] 来计算。其中, $|C_k|$ 是簇 C_k 中的分量(归一化基底矢量 $A_v''(f)$)的数。此外,这里,作为距离,使用欧几里得距离的平方,但也可以使用将其一般化的闵可夫斯基距离等。再有,后面论述有关归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 形成簇的理由。

[0161] 然后,在排列计算单元 144 中,从存储器 100 的存储区 106 读出归一化基底矢量 $A_p''(f)$,从存储区 109 读出各 C_k 的形心 η_k 。然后,排列计算单元 144 使用它们,对每个频率计算用于重新排列第 1 分离矩阵 $W(f)$ 的分量的排列 Π_f (从 $\{1, 2, \dots, N\}$ 至 $\{1, 2, \dots, N\}$ 的双映射函数),并存储在存储器 100 的存储区 110 中(步骤 S6)。再有,该排列 Π_f 由

$$[0162] \quad \Pi_f = \arg \min_{\Pi} \sum_{k=1}^N \|\eta_k - A_{\Pi(k)}''(f)\|^2 \quad \dots (13)$$

[0163] 决定。其中,算式(13)中的“ $\arg \min_{\Pi} \cdot$ ”意味着使“ \cdot ”最小值化的 Π 。再有,作为根据算式(13)决定排列 Π_f 的过程,例如,可以例示对于可采用的全部排列 Π ($N!$ 那样),通过计算

$$[0164] \quad \sum_{k=1}^N \|\eta_k - A_{\Pi(k)}''(f)\|^2$$

[0165] ,将其最小值所对应的 Π 决定作为排列 Π_f 的过程。以下,表示该具体例。

[0166] 假设信号源的数 N 为 3,某个频率 f 中的归一化基底矢量 $A_1''(f)$ 、 $A_2''(f)$ 、 $A_3''(f)$ 和各形心 η_1 、 η_2 、 η_3 之间的距离的平方如以下的表所示。

[0167]

	$A_1''(f)$	$A_2''(f)$	$A_3''(f)$
η_1	0.85	0.1	0.7
η_2	0.9	0.6	0.2
η_3	0.15	0.8	0.95

[0168] 这种情况下,由算式(13)获得的排列是

$$[0169] \quad \Pi_f : [1, 2, 3] \rightarrow [2, 3, 1]$$

[0170] 。这是因为

[0171] $|| \eta_1 - A_{\Pi(1)}''(f) ||^2 = || \eta_1 - A_2''(f) ||^2 = 0.1$

[0172] $|| \eta_2 - A_{\Pi(2)}''(f) ||^2 = || \eta_2 - A_3''(f) ||^2 = 0.2$

[0173] $|| \eta_3 - A_{\Pi(3)}''(f) ||^2 = || \eta_3 - A_1''(f) ||^2 = 0.15$

[0174] 这样的组合,使

[0175] $\sum_{k=1}^3 || \eta_k - A_{\Pi(k)}''(f) ||^2$

[0176] 为最小(决定排列 Π_f 的具体例 1 的说明结束)。

[0177] 但是,这种过程在 N 增大时不现实。因此,作为其近似方法,在以不重复来依次选择使 $|| \eta_k - A_{\Pi(k)}''(f) ||^2$ 为最小值的 $A_{\Pi(k)}''(f)$ 时,也可以采用将该选择出的 $A_{\Pi(k)}''(f)$ 移动到归一化基底矢量 $A_k''(f)$ 的排列作为排列 Π_f 的过程等。以下,说明对于与上述‘决定排列 Π_f 的具体例 1’相同的条件,采用该近似方法来决定排列 Π_f 的过程。

[0178] 首先,上述表 1 的情况下,由于距离的平方的最小值为 0.1(归一化基底矢量 $A_2''(f)$ 和各形心 η_1 之间的距离的平方),所以决定 $\Pi(1) = 2$ 。然后,将与归一化基底矢量 $A_2''(f)$ 和形心 η_1 相关联的行和列消除时,如以下那样。

[0179]

	$A_1''(f)$	$A_2''(f)$	$A_3''(f)$
η_1			
η_2	0.9		0.2
η_3	0.15		0.95

[0180] 在该表 2 的情况下,由于距离的平方的最小值为 0.15(归一化基底矢量 $A_1''(f)$ 和形心 η_3 之间的距离的平方),所以决定 $\Pi(3) = 1$ 。最后,将 $\Pi(2)$ 中剩余的 3 分配([决定排列 Π_f 的具体例 2]的说明结束)。

[0181] 然后,在重新排列单元 145 中,从存储器 100 的存储区 103 读出第 1 分离矩阵 $W(f)$,从存储区 110 读出排列 Π_f 。然后,重新排列单元 145 生成将该第 1 分离矩阵 $W(f)$ 的行依据排列 Π_f 而重新排列的第 2 分离矩阵 $W'(f)$ 并将其存储在存储器 100 的存储器 111 中(步骤 S7)。再有,将第 1 分离矩阵 $W(f)$ 的行依据排列 Π_f 重新排列意味着第 1 分离矩阵 $W(f)$ 进行与上述穆尔·彭罗斯型一般化逆矩阵 $W^+(f)$ 中的从元素 $A_{\Pi(k)}''(f)$ 至 $A_k''(f)$ 的重新排列对应重新排列。即,第 1 分离矩阵 $W(f)$ 的第 $\Pi_f(k)$ 排列行重新排列,以使其成为第 2 分离矩阵 $W'(f)$ 的第 k 行。在上述‘决定排列 Π_f 的具体例 1、2’的情况下,第 1 分离矩阵 $W(f)$ 的第 2、3、1 行分别变为第 2 分离矩阵 $W'(f)$ 的第 1、2、3 行。

[0182] 然后,在分离信号生成单元 150 中,从存储器 100 的存储区 102 读出频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$,从存储区 111 读出第 2 分离矩阵 $W'(f)$ 。然后,分离信号生成单元 150 使用频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$ 构成的混合信号矢量 $X(f, \tau) = [X_1(f, \tau), \dots, X_M(f, \tau)]^T$ 和第 2 分离矩阵 $W'(f)$,计算分离信号矢量

[0183] $y(f, \tau) = W'(f) \cdot X(f, \tau)$

[0184] ,并将作为这些各元素的频域的信号称为‘频域的混合信号’) $y_p(f, \tau)$ 存储在存储器 100 的存储区 112 中(步骤 S8)。

[0185] 最后,在时域变换单元 160 中,从存储器 100 的存储器 112 读出频域的分离信号 $Y_p(f, \tau)$,将其通过对每个下标字 p($Y_p(f, \tau)$) 进行快速傅立叶逆变换等而变换为时域的分离信号 $y_p(t)$,并将这些时域的分离信号 $y_p(t)$ 存储在存储器 100 存储区 113 中(步骤

S9)。

[0186] 下面,说明有关上述基底矢量归一化单元 142 中的归一化处理的细节(步骤 S4 的细节)。

[0187] 图 6 是说明该归一化处理的细节的流程图。

[0188] 首先,在控制单元 170(图 3)中对参数 p 代入 1,并将其存储在临时存储器 171 中(步骤 S11)。在控制单元 170 中还对参数 q 代入 1,并将其存储在临时存储器 171 中(步骤 S12)。然后,在频率归一化单元 142a(图 4)中,从存储器 100 的存储区 107 读出上述参数 d、c、Q,从临时存储器 171 读出参数 p、q,并对基底矢量 $A_p(f)$ 的元素 $A_{qp}(f)$,进行

$$[0189] \quad A_{qp}'(f) = |A_{qp}(f)| \exp \left[j \frac{\arg[A_{qp}(f)/A_{Qp}(f)]}{4fc^{-1}d} \right] \quad \dots (14)$$

[0190] 的运算,将该运算结果 $A_{qp}'(f)$ 存储在存储器 100 的存储区 105 中(步骤 S13)。再有, $\arg[\cdot]$ 意味着幅角, j 意味着虚数单位。

[0191] 更详细地说,频率归一化单元 142a 的第 1 归一化单元 142aa 首先将基底矢量 $A_p(f)$ 的特定的一个元素 $A_{qp}(f)$ 作为基准并通过以下的运算而将该基底矢量 $A_p(f)$ 的各元素 $A_{qp}(f)$ 的幅角归一化。

$$[0192] \quad A_{qp}''(f) = |A_{qp}(f)| \exp \{ j \cdot \arg[A_{qp}(f)/A_{qp}(f)] \} \dots (15)$$

[0193] 然后,频率归一化单元 142a 的第 2 归一化单元 142ab 将由第 1 归一化单元 142aa 归一化后的各元素 $A_{qp}''(f)$ 的幅角如以下那样除以与频率 f 成比例的值 $4fc^{-1}d$ 。

$$[0194] \quad A_{qp}'(f) = |A_{qp}'''(f)| \exp \left[j \frac{\arg[A_{qp}'''(f)]}{4fc^{-1}d} \right] \quad \dots (16)$$

[0195] 然后,在控制单元 170 中,判断被存储在临时存储器 171 中的参数 q 是否满足 $q = M$ (步骤 S14)。这里,如果不是 $q = M$,则控制单元 170 使 $q+1$ 的运算结果为新的参数 q,并将其存储在临时存储器 171 中(步骤 S15),将处理返回到步骤 S13。另一方面,如果 $q = M$,则控制单元 170 进一步判断是否满足了 $p = N$ (步骤 S16)。

[0196] 如果不是 $p = N$,则在控制单元 170 中,使 $p+1$ 的运算结果为新的参数 p 的值,并将其存储在临时存储器 171 中(步骤 S17),将处理返回到步骤 S12。另一方面,如果 $p = N$,则在控制单元 170 中对参数 p 代入 1,并将其存储在临时存储器 171 中(步骤 S18),开始范数归一化单元 142b 的处理。在范数归一化单元 142b 中,首先从存储器 100 的存储区 105 读出频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 的各元素 $A_{pq}'(f)$,进行

$$[0197] \quad \|A_p'(f)\| = \sqrt{\sum_{q=1}^M (A_{pq}'(f))^2} \quad \dots (17)$$

[0198] 的运算,求频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 的范数 $\|A_p'(f)\|$,将频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 和其范数 $\|A_p'(f)\|$ 存储在临时存储器 171 中(步骤 S19)。

[0199] 然后,在范数归一化单元 142b 中,从临时存储器 171 读出频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 和其范数 $\|A_p'(f)\|$,进行

$$[0200] \quad A_p''(f) = A_p'(f) / \|A_p'(f)\| \dots (18)$$

[0201] 的运算而求归一化基底矢量 $A_p''(f)$,并将其存储在存储器 100 的存储区 106 中(步骤 S20)。

[0202] 然后,在控制单元 170 中,判断被存储在临时存储器 171 中的参数 p 是否满足 $p = N$ (步骤 S21)。如果不是 $p = N$,则控制单元 170 使 $p+1$ 的运算结果为新的参数 p ,并将其存储在临时存储器 171 中 (步骤 S22),返回到步骤 S19 的处理。另一方面,如果 $p = N$,则控制单元 170 使步骤 S4 的处理结束。

[0203] 这样生成的归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 成为不依赖于频率而仅依赖于信号源的位置的矢量。其结果,该归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 形成簇。以下说明其理由。

[0204] 基底矢量 $A_p(f)$ 的各元素 $A_{qp}(f)$ 变成从与源信号 p 对应的信号源 k 至传感器 q 的频率响应 H_{qk} 成比例 (乘以了某个复数标量) 的元素。这些复数标量随着离散时间而变化,但与源信号 p 和传感器 q 对应的复数标量、以及与源信号 p 和传感器 Q 对应的复数标量之间的相对值,即使离散时间变化也是一定的 (如果频率 f 相同)。即,如果频率 f 相同,则与源信号 p 和传感器 q 对应的复数标量的幅角、以及与源信号 p 和传感器 Q 对应的复数标量的幅角之间的相对值是一定的。

[0205] 如上所述,频率归一化单元 142a 的第 1 归一化单元 142aa 将基底矢量 $A_p(f)$ 的特定的一个元素 $A_{qp}(f)$ 作为基准而将该基底矢量 $A_p(f)$ 的各元素 $A_{qp}(f)$ 的幅角归一化。由此,将对上述复数标量的相位引起的不确定性除去,将与源信号 p 和传感器 q 对应的基底矢量 $A_p(f)$ 的元素 $A_{qp}(f)$ 的幅角作为与源信号 p 和基准传感器 Q (对应于基准值) 对应的基底矢量 $A_p(f)$ 的元素 $A_{qp}(f)$ 的幅角的相对值来表现。再有,这种情况下,与元素 $A_{qp}(f)$ 的幅角对应的该相对值表现为 0。可考虑将从信号源 k 至传感器 q 的频率响应用没有反射或混响的直达波模型近似。于是,由上述第 1 归一化单元 142aa 归一化过的幅角成为与从信号源 k 至传感器的波的到达时间差成比例的幅角。这里的到达时间差是来自信号源 k 的波到达传感器 q 为止的时间和该波到达基准传感器 Q 为止的时间之间的时间差。

[0206] 如上所述,第 2 归一化单元 142ab 将第 1 归一化单元 142aa 归一化过的各元素 $A_{qp}''(f)$ 的幅角除以与频率 f 成比例的值。由此,将个元素 $A_{qp}''(f)$ 归一化为排除了它们的幅角发频率依赖性的各元素 $A_{qp}'(f)$ 。由此,归一化过的各元素 $A_{qp}'(f)$ 根据直达波模型,成为仅依赖于从信号源 k 至传感器的波的到达时间差的元素。这里,从信号源 k 至传感器的波的到达时间差仅依赖于信号源 k 、传感器 q 、基准传感器 Q 之间的相对位置。因此,如果信号源 k 、传感器 q 、基准传感器 Q 相同,则即使频率 f 有所不同各元素 $A_{qp}'(f)$ 的幅角也相同。因此,频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 不依赖于频率 f 而仅依赖于信号源 k 的位置。

[0207] 因此,通过将频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 的范数归一化的归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 的分簇,形成与相同信号源对应的簇。再有,在实际的环境中,因反射或混响等的影响,直达波模型未被严密地满足,但如后述的实验结果所示那样成为十分良好的近似。

[0208] 下面,用模型说明归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 形成簇的理由。使用上述算式 (1) 所示的冲击响应 $h_{qk}(r)$ 用直达波 (近距离场) 混合模型来近似,并用频域表示时,变成

$$[0209] \quad H_{qk}(f) = \frac{1}{d_{qk}} \exp[-j2\pi f c^{-1}(d_{qk} - d_{Qk})] \quad \dots (19)$$

[0210] 。其中, d_{qk} 是信号源 k 和传感器 q 之间的距离,而衰减 $1/d_{qk}$ 由距离 d_{qk} 决定,延迟 $(d_{qk} - d_{Qk})/c$ 由基准传感器 Q 的位置归一化的距离决定。

[0211] 此外,考虑到独立分量分析 (ICA) 的排列的任意性和定标 (scaling) 的任意性时,在将基底矢量 $A_p(f)$ 和从算式 (4) 的信号源 k 至各传感器的频率响应集中的矢量 $H_k(f)$ 之

间,以下的关系成立。

$$[0212] \quad A_p(f) = \varepsilon_p \cdot H_k(f), A_{qp}(f) = \varepsilon_p \cdot H_{qk}(f) \quad \dots (20)$$

[0213] 其中, ε_p 是表现定标的任意性的复数标量值,下标字 k 和 p 表现不同可能性的排列的任意性。这里,通过算式 (16)、(18)、(19)、(20),变为

$$[0214] \quad A_{qp}''(f) = \frac{1}{d_{qk} D} \exp\left[-j \frac{\pi (d_{qk} - d_{Qk})}{2d}\right], D = \sqrt{\sum_{i=1}^M \frac{1}{d_{ik}^2}} \quad \dots (21)$$

[0215] 。从该算式可知,归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 的元素 $A_{qp}''(f)$ 独立于频率,仅依赖于信号源 k 和传感器 q 的位置。因此,将归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 分簇时,形成与每个相同信号源对应的簇。

[0216] 同样的情况还指用未考虑信号的衰减的近距离场混合模型进行模型化的情况。即,将上述算式 (1) 所示的卷积混合模型用忽略衰减的近距离场混合模型来近似,并用频域表示时,变成

$$[0217] \quad H_{qk}(f) = \exp[-j2\pi f c^{-1}(d_{qk} - d_{Qk})] \quad \dots (22)$$

[0218] 。这种情况下,根据算式 (16)、(18)、(20)、(22),变成

$$[0219] \quad A_{qp}''(f) = \frac{1}{\sqrt{M}} \exp\left[-j \frac{\pi (d_{qk} - d_{Qk})}{2d}\right] \quad \dots (23)$$

[0220] 。这种情况下,归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 的各元素 $A_{qp}''(f)$ 独立于频率,仅依赖于信号源 k 和传感器 q 的位置。

[0221] 此外,不仅近距离场混合模型,而且即使是远距离场混合模型也是同样的。即,将上述算式 (1) 所示的卷积混合模型用远距离场模型近似,并用频域表示时,变成

$$[0222] \quad H_{qk}(f) = \exp[-j2\pi f c^{-1} \|SE_q - SE_Q\| \cos \theta_k^{qQ}] \dots (24)$$

[0223] 。再有, SE_q 及 SE_Q 表示传感器 q, Q 的位置的矢量。而 θ_k^{qQ} 是表示由连接传感器 q, Q 的直线与连接传感器 q, Q 的中心点和信号源 k 的直线所形成的角度。这种情况下,根据算式 (16)、(18)、(20)、(24),变成

$$[0224] \quad A_{qp}''(f) = \frac{1}{\sqrt{M}} \exp\left[-j \frac{\pi \|SE_q - SE_Q\| \cos \theta_k^{qQ}}{2d}\right] \quad \dots (25)$$

[0225] 。这种情况下,归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 的各元素 $A_{qp}''(f)$ 也独立于频率 f ,仅依赖于信号源 k 和传感器 q 的位置。

[0226] 此外,从算式 (21) 可知,期望参数 d 的值为 $d > d_{\max}/2$ (d_{\max} 意味着与元素 $A_{qp}(f)$ 对应的基准传感器 Q 和其他传感器之间的最大距离),更好是 $d \geq d_{\max}$,最好是 $d = d_{\max}$ 。以下,对该理由进行说明。

[0227] 图 7 和图 8 是用于说明每个参数 d 的归一化基底矢量的元素 $A_{qp}''(f)$ 和其幅角 $\arg[A_{qp}''(f)]$ 之间关系的复数平面图。再有,这些图中的横轴表示实轴,纵轴表示虚轴。

[0228] 图 7A 是 $d_{\max}/2 \geq d$ 的情况下的复数平面图。这里,根据上述 d_{\max} 的定义,对于任意的 q 和 k , $d_{qk} - d_{Qk}$ 的绝对值为 d_{\max} 以下。因此,在 $d_{\max}/2 \geq d$ 的情况下, $(\pi/2) \cdot (d_{qk} - d_{Qk})/d \leq -\pi$ 、 $(\pi/2) \cdot (d_{qk} - d_{Qk})/d \geq \pi$ 可以成立。其结果,由算式 (21) 表示的 $A_{qp}''(f)$ 的幅角 $\arg[A_{qp}''(f)]$ 有可能分布在超过 2π 的 $\alpha_1 \leq \arg[A_{qp}''(f)] \leq \alpha_2$ ($\alpha_1 \leq -\pi$ and $\alpha_2 \geq \pi$)

的范围内。因此,不同的归一化基底矢量的元素 $A_{qp}''(f)$ 的幅角有可能一致,在上述分簇中,有可能将不同的归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 分簇在相同簇中。因此,期望是 $d > d_{\max}/2$ 。但是,如果与该幅角的重复范围对应的归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 的样本不存在,则即使 $d_{\max}/2 \geq d$ 也没有问题。

[0229] 图 7B 是 $d_{\max}/2 < d < d_{\max}$ 的情况下的复数平面图。这种情况下, $-\pi < (\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{qk})/d < -\pi/2$ 、 $\pi/2 < (\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{qk})/d < \pi$ 可以成立。其结果,算式 (21) 表示的 $A_{qp}''(f)$ 的幅角 $\arg[A_{qp}''(f)]$ 有可能分布在 $\beta_1 \leq \arg[A_{qp}''(f)] \leq \beta_2$ ($-\pi < \beta_1 < -\pi/2$ 、 $\pi/2 < \beta_2 < \pi$) 的范围内。因此,在 $-\pi < \arg[A_{qp}''(f)] < -\pi/2$ 和 $\pi/2 < \arg[A_{qp}''(f)] < \pi$ 的范围内,随着不同的频率归一化矢量元素间的幅角之差的增加,这些频率归一化矢量元素间的距离还有可能不单调增加。这有可能使上述分簇的精度下降。因此,期望 $d \geq d_{\max}$ 。

[0230] 图 8A 是 $d = d_{\max}$ 的情况下的复数平面图。图 8B 是 $d > d_{\max}$ 的情况下的复数平面图。这里,在 $d > d_{\max}$ 的情况下, $-\pi/2 < (\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{qk})/d < 0$ 、 $0 < (\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{qk})/d < \pi/2$ 可以成立。其结果,如图 8B 所示,由算式 (21) 表示的 $A_{qp}''(f)$ 的幅角 $\arg[A_{qp}''(f)]$ 分布在 $\gamma_1 \leq \arg[A_{qp}''(f)] \leq \gamma_2$ ($-\pi/2 < \gamma_1 < 0$ 、 $0 < \gamma_2 < \pi/2$) 范围内。因而,如果 d 越大,则该分布范围越窄,在窄的范围内簇密集。这使上述分簇的精度下降。

[0231] 相反,在 $d = d_{\max}$ 的情况下, $-\pi/2 \leq (\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{qk})/d < 0$ 、 $0 < (\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{qk})/d \leq \pi/2$ 可以成立。其结果,由算式 (21) 表示的 $A_{qp}''(f)$ 的幅角 $\arg[A_{qp}''(f)]$ 如图 8A 所示可以分布在 $-\pi/2 \leq \arg[A_{qp}''(f)] \leq \pi/2$ 的范围内。这种情况下,对于频率归一化矢量的元素间的幅角之差的增加,它们的距离仍维持单调增加的关系,并且可以使簇离散在尽可能宽的范围中。其结果,一般可以使分簇的精度提高。

[0232] 下面说明有关本发明的第 2 实施方式。

[0233] 在第 1 实施方式,通过从基底矢量获得的信息而解决了置换问题,但在本实施方式,对置换问题通过特开 2004-145172 号公报或 'H. Sawada, R. Mukai, S. Araki, S. Makino, " A Robust and Precise Method for Solving the Permutation Problem of Frequency-Domain Blind Source Separation, " IEEE Trans. Speech and Audio processing, Vol. 12, No. 5, pp. 530-538, Sep. 2004 (以下称为"参考文献")' 中所示的分离信号的包络线信息,更高精度地解决置换问题。再有,在这些文献中,利用与信号源的方向有关的信息来取代基底矢量。

[0234] 以下,以与第 1 实施方式不同的方面为中心进行说明,省略说明有关与其共同的事项。

[0235] < 结构 >

[0236] 图 9 是第 2 实施方式的信号分离装置 200 的方框图的例示。再有,本实施方式的信号分离装置 200 也通过在 CPU10a(图 2) 中读入信号分离程序而构成。图 10A 是例示了图 9 中的置换问题解决单元 240 的细节的方框图,图 10B 是例示了图 10A 的排列校正单元 247 的细节的方框图。再有,图 9 和图 10 中对于与第 1 实施方式共同的部分附加了与第 1 实施方式相同的标号。此外,图 9 和图 10 中的虚线的箭头表示理论上的信息的流,实线的箭头表示实际的数据的流。此外,在这些图中输入输出到控制单元 170 的数据的流所对应的箭头被省略,与图 10 中的实际的数据的流对应的箭头也被省略。

[0237] 本实施方式的与第 1 实施方式的不同方面主要是置换问题解决单元 240 的结构。即,本实施方式的置换问题解决单元 240 在第 1 实施方式的置换问题解决单元 140 中附加了排列评价单元 246 和排列校正单元 247(图 9、10A)。再有,排列评价单元 246 对每个频率评价排列的可靠性,排列校正单元 247 对被评价为排列的可靠性低的频率,使用分离信号的包络线来计算新的排列。此外,排列校正单元 247 包括:判定单元 247a、分离信号生成单元 247b、包络线计算单元 247c、排列再计算单元 247d 及再重新排列单元 247e(图 10B)。在本实施方式,通过排列计算单元 144 和排列校正单元 247 构成方案 4 的“排列计算单元”。

[0238] <处理>

[0239] 图 11 是用于说明第 2 实施方式的信号分离装置 200 的整体处理的流程图。以下,参照该图,说明本实施方式的信号分离装置 200 的处理。

[0240] 步骤 S51 至 S57 的处理与第 1 实施方式的步骤 S1 至 S7 相同,所以省略说明。在本实施方式,在步骤 S57 的处理之后,在排列评价单元 246 中,对每个频率评价,并对被评价为排列 Π_f 的可靠性低的频率,使用分离信号的包络线计算排列 Π_f ,仅对该频率将第 2 分离矩阵 $W'(f)$ 的行根据排列 Π_f' 重新排列而生成第 3 分离矩阵 $W''(f)$,并将其存储在存储器 100 的存储区 110 中(步骤 S58)。再有,后面论述有关该处理的细节。

[0241] 然后,在分离信号生成单元 150 中,从存储器 100 的存储区 102 读出频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$,从存储区 111 读出第 3 分离矩阵 $W''(f)$ 。然后,分离信号生成单元 150 使用频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$ 构成混合信号矢量 $X(f, \tau) = [X_1(f, \tau), \dots, X_M(f, \tau)]^T$ 和第 3 分离矩阵 $W''(f)$,计算分离信号矢量

[0242] $y(f, \tau) = W''(f) \cdot X(f, \tau)$

[0243] ,并将频域的分离信号 $Y_p(f, \tau)$ 存储在存储器 100 的存储区 112 中(步骤 S59)。

[0244] 最后,在时域变换单元 160 中,从存储器 100 的存储区 112 读出频域的分离信号 $Y_p(f, \tau)$,将其对每个下标字 p 变换为时域的分离信号 $y_p(t)$,将这些时域的分离信号 $y_p(t)$ 存储在存储器 100 的存储区 113 中(步骤 S60)。

[0245] 图 12 和图 13 是用于说明图 11 的步骤 S58 的例子的流程图。以下,参照该流程图说明步骤 S58 的细节。

[0246] 首先,在控制单元 170 中对参数 f 代入 0,并使集合 F 为空集,将表示它们的信息存储在临时存储器 171 中(步骤 S71)。然后,在中,对每个频率评价被存储在存储器 100 存储区 110 中的排列 Π_f 的可靠性,并将该评价结果 $\text{trust}(f)$ 存储在临时存储器 171 中(步骤 S72)。这里,排列 Π_f 的可靠性高,例如是指归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 十分接近各自对应的形心 η_k 。此外,归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 是否十分接近各自对应的形心 η_k ,例如,归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 和形心 η_k 之间的距离是否比簇 C_k 的方差 $U_k/|C_k|$ 小,可通过

[0247] $U_k/|C_k| > ||\eta_k - A_{\Pi(k)}''(f)||^2 \dots (26)$

[0248] 来判定。因此,在该步骤中,例如,在排列评价单元 246 中,首先从存储器 100 的存储区 105 读出归一化基底矢量 $A_p''(f)$,从存储区 109 读出形心 η_k ,从存储区 110 读出排列 Π_f 。然后,排列评价单元 246 对每个频率 f 判断是否满足算式 (26),在满足的情况下,输出 $\text{trust}(f) = 1$,并存储在临时存储器 171 中,在未满足的情况下输出 $\text{trust}(f) = 0$,存储在临时存储器 171 中。

[0249] 然后,排列校正单元 247 的判定单元 247a 从临时存储器 171 读出对每个频率 f 的

评价结果 $\text{trust}(f)$, 判断是否 $\text{trust}(f) = 1$ (步骤 S73)。这里, 在 $\text{trust}(f) = 0$ 的情况下, 原样进至步骤 S76 的处理。另一方面, 在 $\text{trust}(f) = 1$ 的情况下, 在控制单元 170 中, 将集合 F 和 $\{f\}$ 的和集合作为新的集合 F 而存储在临时存储器 171 中 F (步骤 S74), 在再次重新排列单元 247e 中, 将该频率 f 中的第 2 分离矩阵 $W'(f)$ 作为第 3 分离矩阵 $W''(f)$ 存储在存储器 100 的存储区 111 中 (步骤 S75), 并进至步骤 S76。

[0250] 在步骤 S76, 在控制单元 170 中, 判断被存储在临时存储器 171 中的参数 f 的值是否满足 $f = (L-1)f_s/L$ (步骤 S76), 如果未满足, 则将 $f+f_s/L$ 的运算结果作为新的参数 f 的值 (步骤 S77) 而存储在临时存储器 171 中, 并返回到步骤 S72。

[0251] 另一方面, 在满足 $f = (L-1)f_s/L$ 的情况下, 在分离信号生成单元 247b 中, 选择一个不属于集合 F 的频率 f 。然后, 分离信号生成单元 247b 对于该频率 f 和在其附近属于集合 F 的全部频率 $g(g \in F, |g-f| \leq \delta, \delta$ 是常数), 从存储器 100 的存储区 102 读出频域的混合信号 $X(f, \tau) = [X_1(f, \tau), \dots, X_M(f, \tau)]^T$ and $X(g, \tau) = [X_1(g, \tau), \dots, X_M(g, \tau)]^T$, 从存储区 111 读出第 2 分离矩阵 $W'(f)$ 、 $W'(g)$, 通过

$$[0252] \quad y(f, \tau) = W'(f) \cdot X(f, \tau)$$

$$[0253] \quad y(g, \tau) = W'(g) \cdot X(g, \tau)$$

[0254] 而计算分离信号 $y(f, \tau) = [Y_1(f, \tau), \dots, Y_N(f, \tau)]^T$ 、 $Y(g, \tau) = [Y_1(g, \tau), \dots, Y_N(g, \tau)]^T$, 并存储在临时存储器 171 中 (步骤 S78)。

[0255] 然后, 在包络线计算单元 247c 中, 从临时存储器 171 读出全部的频域的分离信号 $Y_p(f, \tau)$ 、 $Y_p(g, \tau)$, 计算它们的包络线

$$[0256] \quad v_p^f(\tau) = |Y_p(f, \tau)|$$

$$[0257] \quad v_p^g(\tau) = |Y_p(g, \tau)|$$

[0258] 后将其存储在临时存储器 171 中 (步骤 S79)。

[0259] 然后, 在排列再计算单元 247d 中, 计算在频率之差 δ 以下附近的相关 cor 的和的最大值

$$[0260] \quad R_f = \max_{\Pi} \sum_{|g-f| \leq \delta} \sum_{k=1}^N \text{cor}(v_{\Pi(k)}^f, v_{\Pi'(k)}^g)$$

[0261] 后将其存储在临时存储器中 (步骤 S80)。这里, Π' 是对于频率 g 已经决定的排列。再有, 该算式中的相关 $\text{cor}(\Phi, \Psi)$ 表示两个信号 Φ 、 Ψ 之间的相关, 被如下那样定义。

$$[0262] \quad \text{cor}(\Phi, \Psi) = (\langle \Phi, \Psi \rangle - \langle \Phi \rangle \cdot \langle \Psi \rangle) / (\sigma_\Phi \cdot \sigma_\Psi)$$

[0263] 其中, $\langle \zeta \rangle$ 是 ζ 的时间平均, σ_Φ 是 Φ 的标准偏差。

[0264] 此外, 在排列再计算单元 247d 中, 计算将该相关 cor 的和进行最大值化的排列

$$[0265] \quad \Pi_f' = \arg \max_{\Pi} \sum_{|g-f| \leq \delta} \sum_{k=1}^N \text{cor}(v_{\Pi(k)}^f, v_{\Pi'(k)}^g)$$

[0266] 后将其存储在存储器 100 的存储区 110 中 (步骤 S81)。这里, Π' 是对于频率 g 已经决定的排列。再有, $\arg \max_{\Pi} v$ 意味着将 v 最大值化的 Π 。

[0267] 接着, 在控制单元 170 中将与集合 F 和 $\{\zeta\}$ ($\zeta = \arg \max_f R_f$) 的和集合作为新的集合 F 而存储在临时存储器 171 中 (步骤 S82)。然后, 在再次重新排列单元 247e 中, 设 $f = \zeta$, 生成将第 2 分离矩阵 $W'(f)$ 的行根据排列 Π_f' 而重新排列的第 3 分离矩阵 $W''(f)$,

并将其存储在存储器 100 的存储区 111 中（步骤 S83）。

[0268] 接着,在控制单元 170 中,判断被存储在临时存储器 171 中的集合 F 是否有被完全离散化的频率 $f = 0, f_s/L, \dots, f_s(L-1)/L$ 的元素（步骤 S84）。这里,如果集合 F 没有被完全离散化的频率 $f = 0, f_s/L, \dots, f_s(L-1)/L$ 的元素,则控制单元 170 将处理返回到步骤 S78。另一方面,如果集合 F 有被完全离散化的频率 $f = 0, f_s/L, \dots, f_s(L-1)/L$ 的元素,则控制单元 170 使步骤 S58 的处理结束。

[0269] 再有,不使用以上的方法,而使用在上述特开 2004-145172 号公报或‘参考文献’中记载的其他方法,也可以执行步骤 S58 的处理。

[0270] < 实验结果 >

[0271] 下面,表示利用上述第 1 实施方式及第 2 实施方式的音源分离实验结果。

[0272] 第 1 个实验是利用不规则的传感器配置的实验。实验条件如图 14A 所示那样。这里,使用了将四个无方向性话筒不规则地配置的话筒,作为它们的配置信息,仅将话筒间隔的上限为 4cm 提供给信号分离装置。音源的数为三个,从扬声器流出 3 秒的英语的语音。结果在图 14B 中通过 SIR(signal-to-interference ratio) 来表示。SIR 越大,表示分离性能越好。这里,对解决置换问题的四种方法比较它们的结果。Env 是仅使用了分离信号的包络线 $|Y_p(f, \tau)|$ 的信息的方法,Basis 是利用归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 的分簇的方法（第 1 实施方式的方法）,Basis+Env 是将这两种信息综合而更高精度地解决问题的方法（第 2 实施方式的方法）,Optimal 是利用可知道源信号 s_k 和冲击响应 $h_{qk}(r)$ 的最佳排列的方法。

[0273] 考察结果时,仅 Env 在性能上有偏差,但只有第 1 实施方式的 Basis 可获得充分的分离性能。而将双方综合的第 2 实施方式的 Basis+Env 的结果几乎接近 Optimal（最佳）。这样,即使在使用了不规则的传感器配置的情况下,根据本发明,也可使频域中的盲信号分离高性能实现。

[0274] 第 2 个实验是利用规则的传感器配置的实验。实验条件如图 15A 所示那样。将三个无方向性话筒以 4cm 间隔直线状地配置。音源的数同样为三个,从扬声器流出 3 秒的英语语音。图 15B 表示其结果。在该实验中,作为以往技术表示的将与信号源的位置有关的估计值分簇的方法也作为比较对象,对于六种方法来比较结果。DOA 是仅用信号的到达方向 (DOA :direction-of-arrival) 的估计值来解决置换问题的方法,DOA+Env 是还将分离信号的包络线信息综合的方法。

[0275] 以往技术的 DOA 及 DOA+Env 和本发明的 Basis 及 Basis+Env 比较时,即使对于可采用以往方法的规则的传感器配置,总体而言,根据本发明可知结果被改善。再有,关于运算量,与以往技术大致相等。

[0276] < 第 1、第 2 实施方式的特征 >

[0277] 通过以上,将上述第 1、第 2 实施方式的特征归纳时如下那样。

[0278] (1) 由于不需要精确地知道传感器的配置信息,而仅知道从某个传感器至其他传感器的距离的上限即可,所以可以采用不规则的传感器配置,而且不需要校正位置。(2) 完全使用从基底矢量获得的信息来进行分簇,所以可以更正确地解决置换问题,提高信号分离的性能。

[0279] 再有,本发明不限于上述实施方式。例如,在上述各实施方式中,使用了穆尔·彭罗斯型一般化逆矩阵,但也可以是利用其他一般化矩阵的方式。

[0280] 此外,在第1实施方式,频率归一化单元142a的第1归一化单元142aa将基底矢量 $A_p(f)$ 的特定的一个元素 $A_{qp}(f)$ 作为基准,并通过算式(15)而将基底矢量 $A_p(f)$ 的各元素 $A_{qp}(f)$ 的幅角归一化。但是,例如,也可以是根据如下那样的算式,第1归一化单元142aa将基底矢量 $A_p(f)$ 的特定的一个元素 $A_{qp}(f)$ 作为基准,将该基底矢量 $A_p(f)$ 的各元素 $A_{qp}(f)$ 的幅角归一化的结构。

$$[0281] \quad A_{qp}''(f) = |A_{qp}(f)| \exp\{j \cdot (\arg[A_{qp}(f) \cdot A_{qp}^*(f)])\} \quad \dots (27-1)$$

$$[0282] \quad A_{qp}''(f) = |A_{qp}(f)| \exp\{j \cdot (\arg[A_{qp}(f)] - \arg[A_{qp}(f)])\} \quad \dots (27-2)$$

$$[0283] \quad A_{qp}''(f) = |A_{qp}(f)| \exp\{j \cdot \Psi(\arg[A_{qp}(f)/A_{qp}(f)])\} \quad \dots (27-3)$$

[0284] 其中, \cdot^* 是复数共轭。而 $\Psi\{\cdot\}$ 是函数,从分簇精度的观点来看,期望是单调增加函数。

[0285] 此外,频率归一化单元142a也可以通过

$$[0286] \quad A_{qp}'(f) = \rho \cdot \frac{\arg[A_{qp}(f)/A_{Qp}(f)]}{4fc^{-1}d} \quad \dots (28-1)$$

$$[0287] \quad A_{qp}'(f) = \rho \cdot \frac{\arg[A_{qp}(f) \cdot A_{Qp}^*(f)]}{4fc^{-1}d} \quad \dots (28-2)$$

$$[0288] \quad A_{qp}'(f) = \rho \cdot \frac{\arg[A_{qp}(f)] - \arg[A_{Qp}(f)]}{4fc^{-1}d} \quad \dots (28-3)$$

$$[0289] \quad A_{qp}'(f) = \rho \cdot \frac{\Psi(\arg[A_{qp}(f)/A_{Qp}(f)])}{4fc^{-1}d} \quad \dots (28-4)$$

[0290] 等的运算而进行频率归一化来取代算式(14)。这里, ρ 是常数(例如 $\rho = 1$)。

[0291] 此外,在上述实施方式,在范数归一化单元142b中进行使范数为1的归一化,但也可以进行使范数为1以外的规定值的归一化。而且,也可以是不设置范数归一化单元142b,不进行范数归一化的结构。这种情况下,分簇单元143进行频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 的分簇。但是,频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 未被统一范数。因此,这种情况下的分簇基准不是矢量是否包含范数来近似,而成为仅矢量的方向是否近似。这成为使用近似度的评价。作为近似度之一,可以例示余弦距离

$$[0292] \quad \cos \theta = |A_p'^H(f) \cdot \eta_k| / (||A_p'(f)|| \cdot ||\eta_k||)$$

[0293] 。其中 θ 是频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 和形心 η_k 的矢量形成的角度。使用余弦距离的情况下,分簇单元143生成使余弦距离的总和

$$[0294] \quad U_i = \sum_{A_p'(f) \in C_i} |A_p'^H(f) \cdot \eta_i| / (||A_p'(f)|| \cdot ||\eta_i||)$$

[0295] 为最小值化的簇。再有,形心 η_k 作为各簇的元(member)的平均来计算。

[0296] 而且,在上述第2实施方式,对每个频率评价排列的可靠性,对被评价为排列的可靠性低的频率,使用分离信号的包络线计算新的排列。但是,也可以将分离信号的包络线和簇的中心矢量及归一化基底矢量一次综合来计算排列。

[0297] 此外,也可以首先使用分离信号的包络线计算排列,对每个频率评价其排列的可靠性,并对被评价为可靠性低的频率,采用第1实施方式的方法计算新的排列。

[0298] 而且,在上述第2实施方式,使用第2分离矩阵 $W'(f)$ 来计算分离信号的包络线,但也可以为使用第1分离矩阵 $W(f)$ 或使用将其行重新排列的分离矩阵来计算包络线的结

构。

[0299] 此外,参数 d 可以对全部的传感器 q 相同,也可以对应于各传感器 q 设定多个值。例如,也可以将基准传感器和传感器 q 之间的距离作为与各个传感器 q 对应的参数 d 。

[0300] 下面,说明有关本发明的第 3 实施方式。

[0301] 第 3 实施方式是使用上述原理,不知道有关目标信号的方向的信息,而混合了从多个信号源发出的信号的混合信号中提取目标信号的实施方式。

[0302] < 结构 >

[0303] 本实施方式的信号分离装置也与第 1 实施方式同样,通过信号分离程序被读入公知的冯·诺伊曼型计算机而构成。图 16 是例示了第 3 实施方式的信号分离装置 1001 的结构方框图。

[0304] 如该图例示的那样,信号分离装置 1001 具有:具有存储区 1101-1114 的存储器 1100、频域变换单元 1120、信号分离单元 1130、目标信号选择单元 1140、时频屏蔽单元 1150(相当于“分离信号生成单元”)、时域变换单元 1160、控制单元 1170 及临时存储器 1180。这里,存储器 1100 及临时存储器 1180 例如相当于寄存器 10ac、辅助存储装置 10f 的数据区 10fb 或 RAM 10d(图 2)数据区 10db 的至少一部分,但对此没有特别限定。此外,频域变换单元 1120、信号分离单元 1130、目标信号选择单元 1140、时频屏蔽单元 1150、时域变换单元 1160、控制单元 1170 及临时存储器 1180 例如通过 OS 程序或信号分离程序被读入 CPU10a(图 2)而构成。

[0305] 图 17A 是例示了图 16 的目标信号选择单元 1140 的详细结构的方框图。图 17B 是例示了图 17A 的基底矢量分簇单元 1142 的详细结构的方框图。

[0306] 如这些图中所示那样,目标信号选择单元 1140 包括:逆矩阵计算单元 1141(对应于“复数矢量生成单元”)、基底矢量分簇单元 1142 及选择单元 1143。基底矢量分簇单元 1142 包括:频率归一化单元 1142a(构成“归一化单元”)、范数归一化单元 1142b(构成“归一化单元”)、分簇单元 1142c 及方差判定单元 1142d。频率归一化单元 1142a 包括第 1 归一化单元 1142aa 和第 2 归一化单元 1142ab。

[0307] 图 18A 是例示了图 16 的时频屏蔽单元 1150 的详细结构的方框图。图 18B 是例示了图 18A 的屏蔽生成单元 1151 的细节的方框图。

[0308] 如这些图中例示的那样,时频屏蔽单元 1150 包括屏蔽生成单元 1151 和屏蔽单元 1152。屏蔽生成单元 1151 包括:白化矩阵生成单元 1151a、白化单元 1151b、角度计算单元 1151c 及函数运算单元 1151d。

[0309] 再有,图 16~图 18 中的实线的箭头表示实际的数据的流,虚线的箭头表示理论上的信息的流,但输入输出到控制单元 1170 及临时存储器 1180 的数据的流被省略。此外,信号分离装置 1001 受控制单元 1170 控制并执行各处理。此外,只要未特别示出,控制单元 1170 一边将不要的数据写入临时存储器 1180,一边执行各处理。

[0310] < 处理 >

[0311] 下面,说明有关本实施方式的信号分离装置 1001 的处理。

[0312] 假设在空间内存在 N 个信号源 $k(k \in \{1, 2, \dots, N\})$, 这些信号 $s_k(t)$ (“ t ”是采样时刻)被混合,由 M 个传感器 $q(q \in \{1, 2, \dots, M\})$ 作为混合信号 x_q 而被观测。在本实施方式,仅从混合信号 $x_1(t), \dots, x_m(t)$ 中提取从某个信号源发出的目标信号,从而计算将

其他干扰信号抑制的信号 $y(t)$ 。再有,信号源的数 N 可以比传感器的数 M 多,也可以少,或也可以是相同数。而且,即使是事先不必知道信号源的数 N ,或信号源的数未被计数的状况也没有关系。

[0313] 图 19 是用于说明第 3 实施方式的信号分离处理的整体的流程图。以下,使用该图说明本实施方式的信号分离处理的整体。

[0314] 首先,在前处理中,将由 M 个传感器观测到的时域的混合信号 $x_q(t)$ ($q \in \{1, \dots, M\}$) 存储在存储器 1100 的存储区 1101 中。开始信号分离时,在频域变换单元 1120 中,首先从存储器 1100 的存储区 1101 读出时域的混合信号 $x_q(t)$ 。然后,频域变换单元 1120 将它们通过快速傅立叶变换等而变换为频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$,并将其存储在存储器 1100 的存储区 1102 中(步骤 S101)。

[0315] 然后,信号分离单元 1130 从存储器 1100 的存储区 1102 读出频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$ 。本例的信号分离单元 1130 对将读出的混合信号 $X_q(f, \tau)$ 作为元素的混合信号矢量 $X(f, \tau) = [X_1(f, \tau), \dots, X_M(f, \tau)]^T$ 采用独立分量分析(ICA),对每个频率 f 计算 M 行 M 列的分离矩阵 $W(f) = [W_1(f), \dots, W_M(f)]^H$ (*^H 是矩阵 * 的复数共轭转置矩阵)和分离信号矢量

$$[0316] \quad y(f, \tau) = W(f) \cdot X(f, \tau) \dots (30)$$

[0317] (步骤 S102)。再有,算出的分离矩阵 $W(f)$ 被存储在存储器 1100 的存储区 1103 中。构成分离信号矢量 $y(f, \tau) = [Y_1(f, \tau), \dots, Y_M(f, \tau)]^T$ 的分离信号 $y_p(f, \tau)$ ($p \in \{1, \dots, M\}$) 被存储在存储区 1107 中。后面论述有关步骤 S102 的细节。

[0318] 然后,在目标信号选择单元 1140 中,从存储器 1100 的存储区 1103 读出分离矩阵 $W(f)$,将作为其一般化逆矩阵的列的基底矢量归一化,并将该归一化后的基底矢量分簇。然后,目标信号选择单元 1140 将该簇的方差作为指标,从存储器 1100 的存储区 1107 对每个频率 f 选择包含了目标信号的选择信号 $Y_{I(f)}(f, \tau)$ 和与其对应的基底矢量 $A_{I(f)}(f)$,并将其存储在存储器 1100 的存储区 1111 中(步骤 S103)。再有,在本实施方式,距传感器近,因而由传感器观测的功率与其他信号源相比是支配性的,而且作为信息,将有用的信号作为目标信号来提取。后面论述有关该步骤 S103 的细节。

[0319] 然后,在时频屏蔽单元 1150 中,从存储器 1100 的存储区 1102 读出频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$,从存储区 1104 读出与选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$ 对应的基底矢量 $A_{I(f)}(f)$,使用它们生成时频屏蔽 $M(f, \tau)$,并将其存储在存储区 1112 中(步骤 S104)。再有,后面论述有关步骤 S104 的处理(时频屏蔽单元 1150 的处理)的细节。

[0320] 然后,在时频屏蔽单元 1150 中,从存储器 1100 的存储区 1107 读出由目标信号选择单元 1140 选择出的选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$,从存储区 1112 读出时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 。然后,时频屏蔽单元 1150 将该时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 采用为选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$,生成将选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$ 中残留的干扰信号分量进一步抑制的屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$,并将其存储在存储器 1100 的存储区 1113 中(步骤 S105)。后面论述该步骤 S105 的处理的细节(时频屏蔽单元 1150 的处理)。

[0321] 最后,在时域变换单元 1160 中,从存储器 1100 的存储区 1113 读出频域的被选择出的分离信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$,对其实施快速傅立叶逆变换等而生成时域的分离信号 $y(t)$,并将其存储在存储器 1100 的存储区 1114 中(步骤 S106)。

[0322] 如上所述,本例的信号分离单元 1130 通过独立分量分析 (ICA),根据混合信号矢量 $X(f, \tau) = [X_1(f, \tau), \dots, X_M(f, \tau)]^T$ 计算 M 行 M 列的分离矩阵 $W(f) = [W_1(f), \dots, W_M(f)]^H$ 和分离信号矢量 $Y(f, \tau) = [Y_1(f, \tau), \dots, Y_M(f, \tau)]^T$ (步骤 S102)。独立分量分析 (ICA) 是计算分离矩阵 $W(f)$ 以使分离信号矢量 $y(f, \tau) = [Y_1(f, \tau), \dots, Y_M(f, \tau)]^T$ 的各元素相互独立的方法,作为其算法,介绍了非专利文献 4 中记载的算法等各种各样的算法。再有,独立分量分析 (ICA) 是一种方法,与功率小、高斯性强的干扰信号相比,可以更有利地分离提取功率大、非高斯性强的本实施方式的目标信号。

[0323] 在独立分量分析 (ICA) 中,着眼于信号的独立性而进行它们的分离,所以在获得的分离信号 $y_p(f, \tau)$ 中有顺序的任意性。这是因为即使替换这种顺序,独立性也被保持的缘故。因此,必须对每个频率选择与目标信号对应的分离信号。目标信号选择单元 1140 通过以下所示的处理,进行这种选择。

[0324] 图 20 是用于说明第 3 实施方式的目标信号选择单元 1140 的处理的细节的流程图。以下,使用该图,说明目标信号选择单元 1140 的处理的细节。

[0325] 首先,在逆矩阵计算单元 1141 中,对每个频率从存储器 1100 的存储区 1103 读出 M 行 M 列的分离矩阵 $W(f)$,并计算它们的逆矩阵

[0326] $W(f)^{-1} = [A_1(f), \dots, A_M(f)]$ (其中 the 行 are $A_p(f) = [A_{1p}(f), \dots, A_{Mp}(f)]^T$)... (31)

[0327] 这里,通过对算式 (30) 的两边乘以算式 (31),可以获得频域的混合信号 $X(f, \tau)$ 的分解

[0328] $X(f, \tau) = \sum_{p=1}^M A_p(f) Y_p(f, \tau) \dots$ (32)

[0329] 。其中, $A_p(f)$ 是基底矢量,分别与每个频率的各分离信号 $Y_p(f, \tau)$ 对应。如算式 (31) 那样算出的基底矢量 $A_p(f)$ 被存储在存储器 1100 的存储区 1104 中 (步骤 S111)。

[0330] 然后,在基底矢量分簇单元 1142 中,将全部的基底矢量 $A_p(f)$ ($p = 1, \dots, M$ and $f = 0, F_s/L, \dots, f_s(L-L)/L$) 归一化。该归一化在将从多个信号源发出的信号的卷积近似为规定的模型 (例如,近距离场模型) 的情况下,以使归一化后的基底矢量 $A_p(f)$ 形成仅依赖于信号源的位置的簇来进行。在本例中,进行与第 1 实施方式同样的频率归一化和范数归一化。

[0331] 频率归一化在基底矢量分簇单元 1142 (图 17B) 的频率归一化单元 1142a 中进行。即,在频率归一化单元 1142a 中,读出存储器 1100 的存储区 1104 的基底矢量 $A_p(f)$ ($p = 1, \dots, M, f = 0, f_s/L, \dots, F_s(L-L)/L$),并将它们归一化为不依赖于频率的频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 后将其存储在存储器 1100 的存储区 1105 中 (步骤 S112)。再有,该归一化对基底矢量 $A_p(f)$ 的每个元素 $A_{qp}(f)$ 进行 (细节后面论述)。范数归一化在基底矢量分簇单元 1142 的范数归一化单元 1142b (图 17B) 中进行。即,在范数归一化单元 1142b 中,从存储器 1100 的存储区 1105 读出频率归一化矢量 $A_p'(f)$,将它们归一化为范数取规定值 (在本例中为 1) 的归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 后将其存储在存储器 1100 的存储区 1106 中 (步骤 S113)。再有,该归一化对每个频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 进行 (细节后面论述)。

[0332] 基底矢量的归一化结束时,接着在分簇单元 1142c (图 17B) 中,鉴别通过归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 而形成的 M 个簇 C_i ($i \in \{1, \dots, M\}$)。在本例的情况下,在分簇单元 1142c 中,从存储器 1100 的存储区 1106 读出归一化基底矢量 $A_p''(f)$,将它们分簇而生成 M 个簇

C_i ($i = 1, \dots, M$), 并将确定各簇 C_i 的信息 (例如, 表示属于各簇的归一化基底矢量 $A_v''(f)$ 的信息) 和各簇 C_i 形心 (中心矢量) η_i 分别存储在存储器 1100 的存储区 1109、1110 中 (步骤 S114)。再有, 该分簇例如以使各簇 C_i 的元素 (归一化基底矢量 $A_v''(f)$) 和各簇 C_i 的形心 η_i 之间的平方和 U_i 的总和

$$[0333] \quad U = \sum_{i=1}^M U_i \quad \dots (33)$$

$$[0334] \quad U_i = \sum_{A_v''(f) \in C_i} \|A_v''(f) - \eta_i\|^2$$

[0335] 最小值化为基准来进行。该最小值化例如可以通过使用由非专利文献 6 等论述的 k-means 分簇而高效率地进行。再有, 簇 C_i 的形心 η_i 通过

$$[0336] \quad \eta_i = \frac{\sum_{A_v''(f) \in C_i} A_v''(f) / |C_i|}{\left\| \sum_{A_v''(f) \in C_i} A_v''(f) / |C_i| \right\|} \quad \dots (34)$$

[0337] 来计算。其中, $|C_i|$ 是簇 C_i 中的元素 (归一化基底矢量 $A_v''(f)$) 的数, $\|*\|$ 是矢量 $*$ 的范数。这里, 作为距离使用欧几里得距离的平方, 但也可以使用将其一般化的闵可夫斯基距离。

[0338] 获得 M 个簇 C_i 时, 接着在方差判定单元 1142d (图 17B) 中, 选择与目标信号对应的簇, 并将表示被选择出的簇的选择信息 $I(f)$ 存储在存储器 1100 的存储区 1111 中 (步骤 S115)。再有, 在本实施方式, 以簇的方差 $U_i / |C_i|$ 为指标, 包含目标信号的分离信号被选择。即, 本实施方式的基底矢量的归一化, 在将从多个信号源发出的信号的卷积混合近似为规定的模型的情况下, 以归一化后的基底矢量形成仅依赖于信号源的位置的簇来进行。但是, 在实际环境中, 存在未反映到这样的模型中的各种各样的因子, 信号源至传感器的距离越大, 这样的实际环境和模型的背离就越大。例如, 在近距离场模型中, 未考虑因信号反射到墙壁等造成的反射波分量, 反射波分量与直达波分量的比例是信号源距传感器越远则越大。因此, 随着信号远离传感器, 模型难以成立。其结果, 越是距传感器近的信号, 越可以按接近实际环境的条件进行归一化, 可以使实际环境和模型的背离造成的簇的方差小。在本实施方式, 由于将传感器附近的信号作为目标信号, 所以将离散小的簇作为目标信号对应的簇来选择就可以。再有, 后面论述有关该选择过程 (步骤 S115) 的细节。

[0339] 在对各每个频率 f 的选择信息 $I(f)$ 被算出时, 接着, 选择各频率 f 中的选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$ 和与其对应的基底矢量 $A_{I(f)}(f)$ 。即, 在选择单元 1143 中, 首先从存储器 1100 的存储区 1111 读出选择信息 $I(f)$ 。然后, 选择单元 1143 将与该选择信息 $I(f)$ 对应的分离信号作为选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$ 从存储区 1107 读出, 将与其对应的基底矢量 $A_{I(f)}(f)$ 从存储区 1104 读出, 并将它们存储在存储区 1111 中 (步骤 S116)。

[0340] 下面, 表示步骤 S112、113 (图 20) 的归一化的细节。

[0341] 图 21A 是用于说明步骤 S112 的频率归一化的细节的流程图。

[0342] 首先, 在控制单元 1170 (图 16) 中对参数 p 代入 1, 并将其存储在临时存储器 1180 中 (步骤 S121)。此外, 在控制单元 1170 中对参数 q 代入 1, 并将其存储在临时存储器 1180 中 (步骤 S122)。然后, 在频率归一化单元 1142a (图 17B) 中, 从存储器 1100 的存储区 1108 读出上述参数 d, c, Q , 从存储区 1104 读出基底矢量 $A_p(f)$ 的元素 $A_{qp}(f)$, 从临时存储器 1180 读出参数 p, q 。然后, 该频率归一化单元 1142a 对于基底矢量 $A_p(f)$ 的元素 $A_{qp}(f)$ 进行

$$[0343] \quad A_{qp}'(f) = |A_{qp}(f)| \exp \left[j \frac{\arg[A_{qp}(f)/A_{Qp}(f)]}{4fc^{-1}d} \right] \quad \dots (35)$$

[0344] 的运算,将该运算结果 $A_{qp}'(f)$ 作为频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 的各元素 $A_{qp}'(f)$ 而存储在存储器1100的存储区1105中(步骤S123)。再有, $\arg[\cdot]$ 意味着幅角, \exp 意味着纳皮尔数, j 意味着虚数单位。更详细地说,通过上述算式(15)、(16)进行该归一化。

[0345] 然后,在控制单元1170中,判断被存储在临时存储器1180中的参数 q 是否满足 $q = M$ (步骤S124)。这里,如果不是 $q = M$,则控制单元1170使 $q+1$ 的运算结果为新的参数 q 的值,将其存储在临时存储器1180中(步骤S125),将处理返回到步骤S123。另一方面,如果 $q = M$,控制单元1170还判断是否满足 $p = M$ (步骤S126)。

[0346] 这里,如果不是 $p = M$,则控制单元1170使 $p+1$ 的运算结果为新的参数 p 的值,并将其存储在临时存储器1180中(步骤S127),将处理返回到步骤S122。另一方面,如果 $p = M$,则控制单元1170使步骤S112的处理结束(步骤S112(频率归一化)的细节的说明结束)

[0347] 图21B是用于说明步骤S113的范数归一化的细节的流程图。

[0348] 首先,在控制单元1170中,对参数代入1,并将其存储在临时存储器1180中(步骤S131)。然后,在范数归一化单元1142b中,从存储器1100的存储区1105读出频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 的各元素 $A_{qp}'(f)$,进行

$$[0349] \quad \|A_p'(f)\| = \sqrt{\sum_{q=1}^M (A_{pq}'(f))^2} \quad \dots (38)$$

[0350] 的运算,求频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 的范数 $\|A_p'(f)\|$,将频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 和其范数 $\|A_p'(f)\|$ 存储在临时存储器1180中(步骤S132)。

[0351] 然后,在范数归一化单元1142b中,从临时存储器1180读出频率归一化矢量 $A_p'(f)$ 及其范数 $\|A_p'(f)\|$,进行

$$[0352] \quad A_p''(f) = A_p'(f) / \|A_p'(f)\| \quad \dots (39)$$

[0353] 的运算并求归一化基底矢量 $A_p''(f)$,将其存储在存储器1100的存储区1106中(步骤S133)。然后,在控制单元1170中,判断被存储在临时存储器1180中的参数 p 是否满足 $p = M$ (步骤S134)。这里,如果不是 $p = M$,则控制单元1170使 $p+1$ 的运算结果为新的参数 p 的值,并将其存储在临时存储器1180中(步骤S135),返回到步骤S132的处理。另一方面,如果 $p = M$,则控制单元1170使步骤S113的处理结束。再有,归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 形成簇的理由如第1实施方式中所示的那样(步骤S113(范数归一化)的细节的说明结束)。

[0354] 这样生成的归一化基底矢量 $A_p''(f)$ 如第1实施方式中所示那样,成为不依赖于频率而仅依赖于信号源的位置的矢量。

[0355] 下面,例示上述选择信号的选择过程(步骤S115)。

[0356] 簇的选择过程1

[0357] 第1例是将方差最小的簇作为与目标信号对应的簇来选择的例子。图22是用于说明该第1例的流程图。

[0358] 这种情况下,首先在方差判定单元1142d(图17B)中,从存储器1100的存储区1109读出用于确定簇 $C_i (i \in \{1, \dots, M\})$ 的信息,进而从存储区1106、1110分别读出归一

化基底矢量 $A_p''(f) \in C_i$ 及形心 η_i 。然后,方差判定单元 1142d 通过对各 i 如算式 (33) 那样求 U_i ,对属于簇 C_i 的元素(归一化基底矢量 $A_v''(f)$)的数进行计数而求 $|C_i|$,计算簇 C_i 的方差 $U_i/|C_i|$,并将其存储在临时存储器 1180 中。然后,方差判定单元 1142d 从被存储在该临时存储器 1180 中的方差 $U_i/|C_i|$ 中选择最小的方差,将表示与其对应的簇的信息作为

$$[0359] \quad i = \operatorname{argmin}_i U_i/|C_i| \dots (40)$$

[0360] 的簇选择信息而存储在临时存储器 1180 中(步骤 S141)。再有,算式 (40) 中的 argmin_i 意味着使 i 最小的 i 。

[0361] 然后,在控制单元 1170(图 16)中,对参数代入 0,并将其存储在临时存储器 1180 中(步骤 S142)。

[0362] 然后,方差判定单元 1142d 从临时存储器 1180 读出簇选择信息 i ,从存储器 1100 的存储区 1110 读出与簇选择信息 i 对应的形心 η_i 。此外,方差判定单元 1142d 从存储器 1100 的存储区 1106 读出归一化基底矢量 $A_p''(f) \{p \in \{1, \dots, M\}\}$ 。然后,方差判定单元 1142d 对每个频率 f 计算选择信息

$$[0363] \quad I(f) = \operatorname{argmin}_p \|A_p''(f) - \eta_i\|^2 \dots (41)$$

[0364] ,并将其存储在存储区 1111 中(步骤 S143)。

[0365] 然后,在控制单元 1170 中,从临时存储器 1180 读出参数 f ,并判断是否 $f = (L-1) \cdot f_s/L$ (步骤 S144)。这里,如果不是 $f = (L-1) \cdot f_s/L$,则控制单元 1170 使在该参数 f 相加了 f_s/L 的值作为新的 f 并将其存储在临时存储器 1180 中(步骤 S145),将处理返回到步骤 S143。另一方面,如果 $f = (L-1) \cdot f_s/L$,则控制单元 1170 使步骤 S115 的处理结束。

[0366] 簇的选择过程 2:

[0367] 第 2 例的将方差比预定的阈值小的簇作为与目标信号对应的簇来选择的例子。再有,阈值例如是基于实验结果或经验所确定的值,事先存储在存储器 1100 中。

[0368] 这种情况下,取代步骤 S141(图 22)的处理,在方差判定单元 1142d 中,首先将各簇的方差 $U_i/|C_i|$ 通过公知的重新排列算法而升序或降序地重新排列。然后,方差判定单元 1142d 读取被存储在存储器 1100 中的阈值,选择方差 $U_i/|C_i|$ 比阈值小的簇,将与选择出的簇对应的下标字 i 的集合作为簇选择信息 i 存储在临时存储器 1180 中。除此以外,与簇的选择过程 1 相同。

[0369] 簇的选择过程 3:

[0370] 第 3 例是不仅将从方差最小的簇,而且还方差最小的簇至对第规定号的簇为止(例如,从方差最小的簇至对第 3 方差小的簇为止)的簇作为与目标信号对应的簇来选择。

[0371] 这种情况下,取代步骤 S141(图 22)的处理,在方差判定单元 1142d 中,首先将各簇的方差 $U_i/|C_i|$ 通过公知的重新排列算法而升序或降序地重新排列。然后,方差判定单元 1142d 选择从方差 $U_i/|C_i|$ 小的簇至第规定号方差 $U_i/|C_i|$ 小的簇为止的簇。在该选择后,方差判定单元 1142d 将与选择出的簇对应的下标字 i 的集合作为簇选择信息 i 存储在临时存储器 1180 中。除此以外,与簇的选择过程 1 相同。

[0372] 再有,取代簇的选择过程 1,可以选择方差程度第 2 小以后的其中一个簇,也可以采用将上述簇的一部分选择过程组合所得的过程(步骤 S115 的说明结束/步骤 S103 的处理(目标信号选择单元 1140 的处理)的细节的说明结束)。

[0373] 下面,说明有关时频屏蔽单元 1150 的处理。如前述那样,时频屏蔽单元 1150 将目标信号选择单元 1140 选择出的选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$ 中残存的干扰信号进一步抑制。在以下,首先说明为什么在选择信号 $Y_{I(f)}(f, \tau)$ 中残存干扰信号。

[0374] 将上述算式 (30) 写为仅与选择信号有关时,可以表记为

$$[0375] \quad y_{I(f)}(f, \tau) = W_{I(f)}^H(f) \cdot X(f, \tau) \dots (42)$$

[0376] 。此外,对其代入算式 (4) 而省略频率 f 可写为

$$[0377] \quad Y_I(\tau) = W_I^H \cdot H_I \cdot S_I(\tau) + \sum_{k=1, \dots, I-1, I+1, \dots, N} W_I^H \cdot H_k \cdot S_k(\tau) \dots (43)$$

[0378] 。如果 $N \leq M$, 则利用独立分量分析 (ICA), 有可能设定能够满足 $W_I^H \cdot H_k = 0, \forall k \in \{1, \dots, I-1, I+1, \dots, N\}$ 的 W_I 。因此,算式 (43) 的第 2 项为 0。但是,更一般地,在信号源数 N 比传感器数 M 多的情况下,存在变为 $W_I^H \cdot H_k \neq 0,$

$\forall k \in \kappa$ 的 $\kappa \subseteq \{1, \dots, I-1, I+1, \dots, N\}$ 的 $\sum_{k \in \kappa} W_I^H \cdot H_k \cdot S_k(\tau)$ 这种情况下,选择信号 $y_I(f)$ 将包含不必要的残留分量(干扰信号的残留分量)

$$[0379] \quad \sum_{k \in \kappa} W_I^H \cdot H_k \cdot S_k(\tau)$$

[0380] (以后不省略 f)。

[0381] 时频屏蔽单元 1150 的目的是抑制被包含在该选择信号 $y_I(f, \tau)$ 中的不需要的残留分量,并生成比选择信号 $Y_I(f, \tau)$ 的干扰信号的残留分量更少的屏蔽处理选择信号 $Y_I'(f, \tau)$ 。为此,时频屏蔽单元 1150 首先在屏蔽生成单元 1151(图 18)中,生成对于具有干扰信号的残留分量的时频时隙采用小的值、对于干扰信号的残留分量少的时频时隙采用大的值的时频屏蔽 $0 \leq M(f, \tau) \leq 1$ 。然后,在屏蔽单元 1152 中,根据

$$[0382] \quad y_{I(f)}'(f, \tau) = M(f, \tau) \cdot Y_{I(f)}(f, \tau) \dots (44)$$

[0383] 进行屏蔽处理,将屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 输出。以下,说明有关其细节。

[0384] 图 23 是用于说明图 19 中的步骤 S104 的流程图。以下,使用该图,说明步骤 S104(屏蔽生成单元 1151) 的处理的细节。

[0385] 本例的屏蔽生成单元 1151 在将频域的混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 白化的空间中,求混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 和与选择信号对应的基底矢量 $A_{I(f)}(f)$ 形成的角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$,基于该角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 而生成时频屏蔽。再有,白化是将混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 线性地变形,使其协方差矩阵与单位矩阵相等。

[0386] 为此,首先在白化矩阵生成单元 1151a 中,使用频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$,生成将混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 转移到白化空间的白化矩阵 $V(f)$ (步骤 S151)。在本例的情况下,白化矩阵生成单元 1151a 从存储器 1100 的存储区 1102 读出混合信号 $X_q(f, \tau)$,将 $R(f) = \langle X(f, \tau) \cdot X(f, \tau)^H \rangle_\tau$ 的情况下的 $V_{(f)} = R(f)^{-1/2}$ 作为白化矩阵 $V(f)$ 来计算,并将其存储在存储区 1112 中。再有, $\langle * \rangle_\tau$ 意味着将矢量 * 时间平均后的矢量, $*^H$ 意味着 * 的复数共轭转置,并意味着满足 $R^{-1/2} \cdot R \cdot (R^{-1/2})^H = I$ (I 是单位矩阵) 的矩阵。此外,作为计算白化矩阵 $V(f)$ 的典型的方法,可以例示将 $R(f)$ 进行固有值分解,即 $R(f) = E(f) \cdot D(f) \cdot E(f)^H$ (其中 $E(f)$ 是酉矩阵, $D(f)$ 是对角矩阵),并进行 $V(f) = D(f)^{-1/2} \cdot E(f)^H$ 的运算的方法。再有, $D(f)^{-1/2}$ 等价于对角矩阵 $D(f)$ 的乘以了各元素的 $(-1/2)$ 的对角矩阵,所以可以通过

乘以对角矩阵 $D(f)$ 的各元素的 $(-1/2)$ 来计算。

[0387] 然后,在白化单元 1151b 中,使用该白化矩阵 $V(f)$,计算将混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 映射到白化空间的白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$ 、以及将基底矢量 $A_{I(f)}(f)$ 映射到白化空间的白化基底矢量 $B_{I(f)}(f)$ (步骤 S152)。本例的情况下,首先在白化单元 1151b 中,从存储器 1100 的存储区 1102 读出混合信号 $X_q(f, \tau)$,从存储区 1111 读出与选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$ 对应的基底矢量 $A_{I(f)}(f)$,从存储区 1112 读出白化矩阵 $V(f)$ 。然后,白化单元 1151b 通过 $Z(f, \tau) = V(f) \cdot X(f, \tau)$ 的运算而计算白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$,通过 $B_{I(f)}(f) = V(f) \cdot A_{I(f)}(f)$ 的运算而计算白化基底矢量 $B_{I(f)}(f)$,并将它们存储在存储器 1100 的存储区 1112 中。

[0388] 然后,在角度计算单元 1151c 中,对每个时频计算由白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$ 和白化基底矢量 $B_{I(f)}(f)$ 形成的角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ (步骤 S153)。本例的情况下,首先在角度计算单元 1151c 中,从存储器 1100 的存储区 1112 读出白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$ 和白化基底矢量 $B_{I(f)}(f)$ 。然后,角度计算单元 1151c 通过

$$[0389] \quad \theta_{I(f)}(f, \tau) = \cos^{-1}(|B_{I(f)}^H(f) \cdot Z(f, \tau)| / ||B_{I(f)}(f)|| \cdot ||Z(f, \tau)||) \dots (45)$$

[0390] 的运算,对各时频时隙计算角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$,并存储在存储区 1112 中。再有,算式 (45) 中的 $|*|$ 意味着矢量 $*$ 的绝对值,而 $||*||$ 意味着矢量 $*$ 的范数。

[0391] 接着,在函数运算单元 1151d 中,生成以角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 为元素的函数的时频屏蔽 $M(f, \tau)$ (步骤 S154)。本例的情况下,在函数运算单元 1151d 中,首先从存储器 1100 的存储区 1108 读出实数参数 θ_T ,从存储区 1112 读出角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 。然后,函数运算单元 1151d 将逻辑斯谛函数

$$[0392] \quad M(\theta(f, \tau)) = \frac{1}{1 + e^{g \cdot (\theta(f, \tau) - \theta_T)}} \quad \dots (46)$$

[0393] 作为时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 来计算。再有,实数参数 θ_T 、 g 分别是指定时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 的转向点和斜率的参数,通过前处理被存储在存储区 1108 中。图 24A 表示对两种实数参数 θ_T 、 g ,根据算式 (46) 算出的时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 。如该图中例示那样,实数参数 θ_T 越小,时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 取大的值(本例中为 1)的区域越窄。这是因为实数参数 θ_T 越小,屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 中残留的干扰信号分量越少,而其反面,则呈现屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 为不自然的信号的倾向。例如,在语音信号为目标信号的情况下,使实数参数 θ_T 越小,音乐噪声(musical noise)越大。而实数参数 g 越大,时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 的波形(从大的值(本例中为 1)向小的值(本例中为 0)的转移)越急剧。这里,为了尽可能减少在屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 中残存的干扰信号分量,并使屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 为自然的信号,期望使实数参数 g 小,并使时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 的波形为平滑的波形。

[0394] 再有,也可以为对每个频率设定这些实数参数 θ_T 、 g 的结构。而且也可以导入实数参数 α ,并将逻辑斯谛函数

$$[0395] \quad M(\theta(f, \tau)) = \frac{\alpha}{1 + e^{g \cdot (\theta(f, \tau) - \theta_T)}} \quad \dots (47)$$

[0396] 作为时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 。而且,如果是在角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 接近 0 的区域中采用大的值,在 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 大的区域中采用小的值的 $0 \leq M(\theta(f, \tau)) \leq 1$ 的函数,则即使将其他函数用作时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 也可以(步骤 S104(屏蔽生成单元 1151)的处理的细节的说

明结束)。

[0397] 屏蔽单元 1152 从存储器 1100 的存储区 1111 读出选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$, 从存储区 1112 读出时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 。然后, 屏蔽单元 1152 通过

$$[0398] \quad y_{I(f)}'(f, \tau) = M(f, \tau) \cdot Y_{I(f)}(f, \tau) \dots (48)$$

[0399] 的运算而求屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$, 将其存储在存储器 1100 的存储区 1113 中 (步骤 S105 (屏蔽单元 1152) 的处理的细节的说明结束)。

[0400] 下面, 说明有关利用上述时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 的屏蔽的效果。

[0401] 如果信号源的分离性好, 信号源 $S_k(f, \tau)$ 接近零的可能性高, 则算式 (4) 可以近似为

$$[0402] \quad X(f, \tau) \approx H_k(f) \cdot S_k(f, \tau), k \in \{1, \dots, N\} \dots (49)$$

[0403] 。再有, 算式 (49) 中的 k 是与各信号源对应的下标, 对每个时频位置 (f, τ) 来决定。因此, 在目标信号唯一有效或接近它的时频位置 (f, τ) , 白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$ 可以近似为

$$[0404] \quad Z(f, \tau) \approx V(f) \cdot H_{I(f)}(f) \cdot S_{I(f)}(f, \tau) \approx V(f) \cdot A_{I(f)}(f) \cdot Y_{I(f)}(f, \tau)$$

[0405] 。其中, $Y_{I(f)}(f, \tau)$ 是标量值。此外, 如上所述, 白化基底矢量 $B_{I(f)}(f)$ 为

$$[0406] \quad B_{I(f)}(f) = V(f) \cdot A_{I(f)}(f) \dots (50)$$

[0407] 。从以上可知, 在目标信号唯一有效或接近它的时频位置 (f, τ) , 白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$ 和白化基底矢量 $B_{I(f)}(f)$ 形成的角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 接近 0。因而, 可以说时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 是将目标信号唯一有效或接近它的时频位置 (f, τ) 中的选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$ 作为屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 提取的时频屏蔽 (参照算式 (48))。

[0408] 另一方面, 假如在 $I(f) = 1$ 的情况, 在目标信号几乎无效的时频位置 (f, τ) , 白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$ 可以近似为

$$[0409] \quad Z(f, \tau) \approx \sum_{k=2}^N V(f) \cdot H_k(f) \cdot S_k(f, \tau) \dots (51)$$

[0410] 。这里, 如果信号源的 N 与传感器的数 M 相同或比其少, 则在白化空间中的矢量 $V(f) \cdot H_1(f), \dots, V(f) \cdot H_k(f)$ 相互地正交。再有, 算式 (51) 的 $S_k(f, \tau)$ 是标量值。由此可知, 白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$ 和白化基底矢量 $B_{I(f)}(f)$ 形成的角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 增大。此外, 即使 $N > M$, 白化基底矢量 $B_{I(f)}(f)$ ($I(f) = 1$) 与目标信号以外的矢量 $V(f) \cdot H_2(f), \dots, V(f) \cdot H_k(f)$ 也具有大的角度趋势。从以上可知, 在目标信号几乎无效的时频位置 (f, τ) , 采用角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 大的值。因而, 时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 在从角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 偏离 0 的区域中采用小的值的原因可认为是, 将目标信号几乎无效的时频位置 (f, τ) 中的选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$ 从屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 中排除 (参见算式 (28))。

[0411] 从以上可知, 利用时频屏蔽 $M(f, \tau)$ 的时频屏蔽处理进一步抑制在选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$ 中残存的干扰信号分量。

[0412] 再有, 该时频屏蔽处理对语音或音乐等具有分离性的信号特别有效。在分离性低的情况下, 即使在目标信号有效的时频位置 (f, τ) 也大多包含其他干扰信号, 算式 (49) 的近似不成立, 有可能角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 偏离 0。即, 在没有分离性的情况下, 例如, 如图 24B 那样, 在某一时频位置 (f, τ) 中出来与目标信号 ($I(f) = 1$) 对应的矢量 $V(f) \cdot H_1(f)$ 以外, 还共存有与干扰信号对应的矢量 $V(f) \cdot H_2(f)$ 、 $V(f) \cdot H_3(f)$ 。本例的情况下, 白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$ 为

$$[0413] \quad Z(f, \tau) \approx \sum_{k=1}^3 V(f) \cdot H_k(f) \cdot S_k(f, \tau) \quad \dots (52)$$

[0414] ,所以白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$ 和白化基底矢量 $B_{I(f)}(f)$ 形成的角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 也会偏离 0。这表示着有可能将目标信号为有效的时频位置 (f, τ) 的信号从屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 中排除。

[0415] 此外,该时频屏蔽处理在目标信号的功率比干扰信号的功率充分大的情况下特别有效。即,因为在目标信号的功率比干扰信号的功率充分大的情况下,即使是分离性低,在目标信号为有效的时频位置 (f, τ) 也包含其他干扰信号分量的状况,算式 (49) 的近似相对成立,角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 近似为 0。例如,在目标信号的功率比干扰信号的功率充分大的情况下,算式 (52) 中的干扰信号的贡献度变低,白化混合信号矢量 $Z(f, \tau)$ 和白化基底矢量 $B_{I(f)}(f)$ 形成的角度 $\theta_{I(f)}(f, \tau)$ 也近似为 0。这表示可以降低目标信号为有效的时频位置 (f, τ) 的信号从屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 中被排除的可能性。此外,意味着可以使在屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 中仍残存的干扰信号分量相对低(步骤 S105(屏蔽单元 1152) 的处理的细节的说明结束)。

[0416] 下面,说明有关本发明的第 4 实施方式。

[0417] 第 4 实施方式是第 3 实施方式的变形例,仅在不进行利用时频屏蔽的处理方面与第 3 实施方式有所不同。以下,以与第 3 实施方式的不同方面为中心进行说明,对于与第 3 实施方式共同的事项省略说明。

[0418] < 结构 >

[0419] 图 25 是第 4 实施方式的信号分离装置 1200 的方框图的例示。

[0420] 如图 25 中例示那样,本实施方式的信号分离装置 1200 与信号分离装置 1001 的不同点是,在存储器 1100 中没有存储区 1112、1113,以及没有时频屏蔽单元 1150。

[0421] < 处理 >

[0422] 下面,说明有关本实施方式的信号分离装置 1200 的处理。

[0423] 图 26 是用于说明第 4 实施方式的信号分离装置 1200 的处理的流程图。以下,以与第 3 实施方式的不同点为中心进行说明。

[0424] 首先,与第 3 实施方式同样,在频域变换单元 1120 中,从存储器 1100 的存储区 1101 读出时域的混合信号 $x_q(t)$ 。然后,频域变换单元 1120 将它们通过快速傅立叶变换等变换为频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$,并将其存储在存储器 1100 的存储区 1102 中(步骤 S161)。

[0425] 然后,在信号分离单元 1130 中,从存储器 1100 的存储区 1102 读出频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$ 。本例的信号分离单元 1130 对以读出的混合信号 $X_q(f, \tau)$ 为元素的混合信号矢量 $X(f, \tau) = [X_1(f, \tau), \dots, X_M(f, \tau)]^T$,采用独立分量分析(ICA),对每个频率 f 计算 M 行 M 列的分离矩阵 $W(f) = [W_1(f), \dots, W_M(f)]^H$ (*^H是矩阵 * 的复数共轭转置矩阵)和分离信号矢量 $y(f, \tau) = W(f) \cdot X(f, \tau)$ (步骤 S162)。再有,算出的分离矩阵 $W(f)$ 被存储在存储器 1100 的存储区 1103 中。此外,构成分离信号矢量 $y(f, \tau) = [Y_1(f, \tau), \dots, Y_M(f, \tau)]^T$ 的分离信号 $y_p(f, \tau)$ ($p \in \{1, \dots, M\}$) 被存储在存储区 1107 中。

[0426] 然后,在目标信号选择单元 1140 中,从存储器 1100 的存储区 1103 读出分离矩阵 $W(f)$,将作为其一般化逆矩阵的列的基底矢量归一化,并将该归一化过的基底矢量分簇。然后,目标信号选择单元 1140 将该簇的方差作为指标,从存储器 1100 的存储区 1107 的分离

信号中对每个频率 f 选择出选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$, 并将其存储在存储器 1100 的存储区 1111 中 (步骤 S163)。

[0427] 然后, 在时域变换单元 1160 中, 读出从存储器 1100 的存储区 1111 所选择的分离信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$, 对其实施快速傅立叶逆变换等而生成时域的分离信号 $y(t)$, 并将其存储在存储器 1100 的存储区 1114 中 (步骤 S164)。

[0428] 下面, 说明有关本发明的第 5 实施方式。

[0429] 本实施方式是第 3 实施方式的变形例, 仅时频屏蔽的生成方法与第 3 实施方式有所不同。以下, 以与第 3 实施方式的不同点为中心进行说明, 对于与第 3 实施方式共同的事项省略说明。

[0430] < 结构 >

[0431] 图 27 是第 5 实施方式的信号分离装置 1300 的方框图的例示。图 28A 是表示图 27 中的时频屏蔽单元 1350 的详细结构的方框图。图 28B 是表示图 28A 的屏蔽生成单元 1351 的详细结构的方框图。再有, 在这些图中对与第 3 实施方式相同的部分, 附加与第 3 实施方式的图相同的标号。

[0432] 如图 27 中例示那样, 本实施方式的信号分离装置 1300 与信号分离装置 1001 的不同点是, 信号分离装置 1300 有时频屏蔽单元 1350 来取代时频屏蔽单元 1150, 存储器 1100 有存储区 1308、1312 来取代存储区 1108、1112。如图 28A 所示, 时频屏蔽单元 1350 包括屏蔽生成单元 1351 和屏蔽单元 1152。如图 28B 所示, 屏蔽生成单元 1351 包括频率归一化单元 1351a、范数归一化单元 1351b、形心提取单元 1351c、平方距离计算单元 1351d 及函数生成单元 1351e。频率归一化单元 1351a 包括第 1 归一化单元 1351aa 和第 2 归一化单元 1351ab。形心提取单元 1351c 包括形心选择单元 1351ca 和范数归一化单元 1351cd。

[0433] < 屏蔽生成处理 >

[0434] 本实施方式与第 3 实施方式的不同点仅是时频屏蔽生成处理 (步骤 S104)。以下, 仅说明本实施方式的时频屏蔽的生成处理。

[0435] 图 29 是用于说明第 5 实施方式的时频屏蔽生成处理的流程图。图 30A 是用于说明图 29 中的步骤 S171 的细节的流程图。图 30B 是用于说明图 29 中的步骤 S172 的细节的流程图。以下, 用这些图说明本实施方式的时频屏蔽生成处理。

[0436] 首先, 屏蔽生成单元 1351 的频率归一化单元 1351a 将存储在存储器 1100 的存储区 1102 中的频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$ 所构成的混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 归一化为不依赖于频率的频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ (频率归一化), 将该频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 的各元素 $X'_q(f, \tau)$ 存储在存储器 1100 的存储区 1312 中 (步骤 S171)。

[0437] 以下, 说明该频率归一化处理 (步骤 S171) 的细节。

[0438] 首先, 在控制单元 1170 (图 27) 中对参数 q 代入 1, 并将其存储在临时存储器 1180 中 (步骤 S181)。然后, 在频率归一化单元 1351a (图 28B) 中, 从存储器 1100 的存储区 1308 读入上述参数 d 、 c 、 Q , 从存储区 1102 读入与各 (f, τ) 对应的混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的元素 $X_q(f, \tau)$, 从临时存储器 1180 读入参数 q 。然后, 频率归一化单元 1351a 进行

$$[0439] \quad X'_q(f, \tau) = |X_q(f, \tau)| \exp \left[j \frac{\arg[X_q(f, \tau)/X_Q(f, \tau)]}{4fc^{-1}d} \right] \quad \dots (53)$$

[0440] 的运算, 将该运算结果作为频率归一化矢量 $X'(f, \tau) = [X'_1(f, \tau), \dots,$

$X_M'(f, \tau)]^T$ 的各元素, 存储在存储器 1100 的存储区 1312 中 (步骤 S182)。再有, $\arg[\cdot]$ 表示幅角, j 表示虚数单位。

[0441] 更详细地说, 首先, 频率归一化单元 1351a 的第 1 归一化单元 1351aa 将混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的特定的一个元素 $X_q(f, \tau)$ 作为基准而将该混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的各元素 $X_q(f, \tau)$ 的幅角通过以下运算进行归一化。

$$[0442] \quad X_q''(f, \tau) = |X_q(f, \tau)| \exp\{j \cdot \arg[X_q(f, \tau)/X_q(f, \tau)]\} \dots (54)$$

[0443] 然后, 频率归一化单元 1351a 的第 2 归一化单元 1351ab 将由第 1 归一化单元 1351aa 归一化过的各元素 $X_q''(f, \tau)$ 的幅角如以下那样除以与频率 f 成比例的值 $4fc^{-1}$ 。

$$[0444] \quad X_q'(f, \tau) = |X_q'''(f, \tau)| \exp\left[j \frac{\arg[X_q'''(f, \tau)]}{4fc^{-1}d}\right] \dots (55)$$

[0445] 然后, 在控制单元 1170 中, 判断被存储在临时存储器 1180 中的参数 q 是否满足 $q = M$ (步骤 S183)。这里, 如果不是 $q = M$, 则控制单元 1170 使 $q+1$ 的运算结果为新的参数 q 的值, 并将其存储在临时存储器 1180 中 (步骤 S184), 将处理返回到步骤 S182。另一方面, 如果 $q = M$, 则控制单元 1170 使步骤 S171 的处理结束, 执行以下的步骤 S172 的处理 (频率归一化处理 (步骤 S171) 的细节结束)。

[0446] 然后, 屏蔽生成单元 1351 的范数归一化单元 1351b 将被存储在存储器 1100 的存储区 1312 中的各元素 $X_q'(f, \tau)$ 构成的频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 归一化为范数为规定值 (本例中为 1) 的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$, 将这些各元素 $X_q''(f, \tau)$ 存储在存储区 1312 中 (步骤 S172)。

[0447] 以下, 说明该范数归一化处理 (步骤 S172) 的细节。

[0448] 首先, 在范数归一化单元 1351b (图 28B) 中, 从存储器 1100 的存储区 1312 读入与各 (f, τ) 对应的频率归一化矢量 $X'(f, \tau) = [X_1'(f, \tau), \dots, X_M'(f, \tau)]^T$ 。然后, 范数归一化单元 1351b 进行

$$[0449] \quad \|X'(f, \tau)\| = \sqrt{\sum_{q=1}^M (X_q'(f, \tau))^2}$$

[0450] 的运算而求它们的范数 $\|X'(f, \tau)\|$, 将频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 和范数 $\|X'(f, \tau)\|$ 存储在临时存储器 1180 中 (步骤 S185)。

[0451] 然后, 范数归一化单元 1351b 从临时存储器 1180 读出与各 (f, τ) 对应的频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 和范数 $\|X'(f, \tau)\|$, 进行

$$[0452] \quad X''(f, \tau) = X'(f, \tau) / \|X'(f, \tau)\|$$

[0453] 的运算而求范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ (步骤 S186)。

[0454] 求出的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 被存储在存储器 1100 的存储区 1312。由此, 步骤 S172 的处理结束 (范数归一化处理 (步骤 S172) 的细节的说明结束)。

[0455] 然后, 形心提取单元 1351c 的形心选择单元 1351ca 从临时存储器 1180 读入簇选择信息 ι (参照步骤 S141), 从存储器 1100 的存储区 1110 读入与该簇选择信息 ι 对应的形心 η_{ι} (步骤 S173)。然后, 范数归一化单元 1351cb 将形心选择单元 1351ca 读入的形心 η_{ι} 的范数归一化为规定的值 (步骤 S172 的规定值 [本例中为 1])。将该范数归一化后的形心 η_{ι} 称为范数归一化形心 η_{ι}' (步骤 S174)。再有, 范数归一化的过程与步骤 S185、

S186 相同。此外,范数归一化形心 $\eta_{i'}$ 被存储在存储器 1100 存储区 1312 中。

[0456] 然后,平方距离计算单元 1351d 从存储器 1100 的存储区 1312 读入范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 和范数归一化形心 $\eta_{i'}$, 计算它们的距离的平方

$$[0457] \quad DS(f, \tau) = \|\eta_{i'} - X''(f, \tau)\|^2$$

[0458] (步骤 S175), 将该距离的平方 $DS(f, \tau)$ 存储在存储器 1100 的存储区 1312 中。

[0459] 然后, 函数生成单元 1351e 从存储器 1100 的存储区 1312 读入距离的平方 $DS(f, \tau)$, 使用将其作为变量的函数而生成时频屏蔽 $M(f, \tau)$, 并存储在存储器 1100 的存储区 1312 中 (步骤 S176)。具体地说, 例如, 函数生成单元 1351e 从存储器 1100 的存储区 1308 读入实数参数 g, D_T , 将以下的逻辑斯谛函数作为时频屏蔽 $M(DS(f, \tau))$ 而生成。再有, D_T 被事先存储在存储区 1308。而 e 是纳皮尔数。

$$[0460] \quad M(DS(f, \tau)) = \frac{1}{1 + e^{g \cdot (DS(f, \tau) - D_T)}} \quad \dots (56)$$

[0461] 然后, 以上那样生成的时频屏蔽 $M(DS(f, \tau))$ 与第 3 实施方式同样, 用于屏蔽单元 1152 中的屏蔽处理。

[0462] 为了表示第 3、第 4 实施方式的效果, 进行了将靠近话筒的主要语音增强提取的实验。在该实验中, 在图 31A 所示的实验条件下测量了冲击响应 $h_{qk}(r)$ 。这里, 配置了扬声器, 以再现鸡尾酒会的状况。此外, 全部的扬声器的音量几乎相等, 仅特别的扬声器的音量未明显增大。话筒中的混合将以 8kHz 采样的 6 秒的英语语音通过与测量出的冲击响应卷积而达成。话筒配置如图 31A 所示进行三维配置, 但在安装了信号分离装置的系统 (装置) 中, 仅将基准话筒 (话筒 2) 和其它话筒间的最大距离 (3.5cm) 作为信息来提供, 未提供详细的话筒配置。在各实验中, 从靠近话筒的四个扬声器位置 (a120, b120, c120, and c170) 中将一个选择为目标音源, 剩余的三个扬声器为无音状态。远离话筒的六个扬声器在各实验中始终作为干扰音动作。提取结果通过作为 Input SIR-Output SIR 的 SIR(signal-to-interference ratio) 的改善量来评价。该值越大, 意味着更好地提取目标语音, 进一步抑制其他干扰音。这两种 SIR 由

$$[0463] \quad \text{InputSIR} = 10 \log_{10} \frac{\langle \left| \sum_r h_{1l}(r) \cdot s_l(t-r) \right|^2 \rangle_t}{\langle \left| \sum_{k \neq 1} \sum_r h_{lk}(r) \cdot s_k(t-r) \right|^2 \rangle_t} \quad (\text{dB})$$

$$[0464] \quad \text{OutputSIR} = 10 \log_{10} \frac{\langle \left| \sum_r u_{1l}(r) \cdot s_l(t-r) \right|^2 \rangle_t}{\langle \left| \sum_{k \neq 1} \sum_r u_{lk}(r) \cdot s_k(t-r) \right|^2 \rangle_t} \quad (\text{dB})$$

[0465] 定义。其中

$$[0466] \quad u_{lk}(r) = \sum_{q=1}^M \sum_{\tau=0}^{L-1} w_{lq}(\tau) \cdot h_{qk}(r-\tau)$$

[0467] 是从 $s_k(t)$ 对 $y_l(t)$ 的冲击响应。

[0468] 实验对于各目标音源位置, 将七个语音 (一个目标语音和六个干扰语音) 构成的组合达成 16 种来进行。图 31B 是表示仅 ICA 的情况下 (第 4 实施方式)、将 ICA 和时频屏蔽两者组合的情况下 (第 3 实施方式) 的 SIR 的平均改善量的表。SIR 的改善量多少受目标音源位置左右, 但获得大致良好的结果。在位置 a120 和 b120 的结果良好的原因是, 干扰音从不同的位置到来。位置 c120 和 c170 被二维地观察时, 由于从相同的方向到来许多干

扰音而被看成困难的位置,但实际上位置 c170 的结果变得很好。这是因为 c170 的高度与干扰音有所不同,通过三维地排列的话筒,本系统自动地利用高度的差异来进行提取处理。此外,根据图 31B 的表可知,通过时频屏蔽性能被改善。对于决定时频屏蔽的算式 (46),使用了图 31A 所示的三种参数。通过使用更小的 θ_{τ} ,取得更大的 SIR 改善量。但是,利用小的 θ_{τ} 的几个音带来不自然的音(音乐噪声)。实验的结果,在多数情况下确认了参数 $(\theta_{\tau}, g) = (0.333\pi, 20)$ 可充分进行干扰音的抑制,并且输出自然音。

[0469] 再有,本发明不限于上述第 3 至第 5 实施方式。例如,在上述各实施方式,在信号分离单元 1130 中计算 M 行 M 列的分离矩阵 $W(f)$,但也可以是计算 N 行 M 列等方矩阵以外的分离矩阵 $W(f)$ 的结构。这种情况下,基底矢量成为分离矩阵 $W(f)$ 的一般化逆矩阵 $W^+(f)$ (例如,穆尔·彭罗斯一般化矩阵)的各列。

[0470] 此外,在第 3 实施方式,使用时频屏蔽由选择信号 $y_{I(f)}(f, \tau)$ 生成进一步抑制干扰信号分量的屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$,但也可以通过其他方法生成对干扰信号分量进行抑制的屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 。例如,在信号源仅有两个的情况下,比较被提取出的分离信号 $y_1(f, \tau)$ 、 $Y_2(f, \tau)$ 的大小,如果 $|Y_1(f, \tau)| > |Y_2(f, \tau)|$,则生成将 $Y_1(f, \tau)$ 作为时频屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 提取的时频屏蔽,如果 $|Y_1(f, \tau)| < |Y_2(f, \tau)|$,则生成将 $Y_2(f, \tau)$ 作为屏蔽处理选择信号 $y_{I(f)}'(f, \tau)$ 提取的时频屏蔽,并将分离信号 $y_1(f, \tau)$ 、 $Y_2(f, \tau)$ 乘以作为元素的矢量就可以。

[0471] 而且,在上述第 3 实施方式,信号分离单元 1130 使用独立分量分析(ICA)来计算分离矩阵和分离信号,但也可以通过时频屏蔽(意味着每个时频的屏蔽,例如,取 1 或 0 的值的二进制屏蔽)从观测信号中提取分离信号(例如,参照 O. Yilmaz and S. Rickard, "Blind separation of speech mixtures via time-frequency masking," IEEE Trans. on SP. Vol. 52, No. 7, pp. 1830-1847, 2004),从该计算结果而生成分离矩阵。

[0472] 此外,在上述第 3 实施方式,频率归一化单元 1142a 的第 1 归一化单元 1142aa 以基底矢量 $A_p(f)$ 的特定的一个元素 $A_{qp}(f)$ 作为基准,通过作为算式 (35) 的一部分的算式 (15) 将该基底矢量 $A_p(f)$ 的各元素 $A_{qp}(f)$ 的幅角归一化。但是,例如,根据上述算式 (27-1) ~ (27-3) 等,第 1 归一化单元 1142aa 也可以为将基底矢量 $A_p(f)$ 的特定的一个元素 $A_{qp}(f)$ 作为基准,将该基底矢量 $A_p(f)$ 的各元素 $A_{qp}(f)$ 的幅角归一化。

[0473] 此外,频率归一化单元 1142a 也可以取代算式 (35) 而通过上述算式 (28-1) ~ (28-4) 等的运算来进行频率归一化。

[0474] 此外,在上述第 3 实施方式,在范数归一化单元 1142b 中进行了范数为 1 的归一化,但即使进行使范数为 1 以外的规定值的归一化也可以。而且,也可以是不设置范数归一化单元 1142b,不进行范数归一化的结构。这种情况下的分簇如上述那样,将矢量的方向的类似性作为基准来进行。

[0475] 此外,参数 d 对于所有的传感器 q 可以相同,也可以对应于各传感器 q 而设定多个值。例如,也可以将基准传感器和传感器 q 之间的距离作为与各个传感器 q 对应的参数 d 的值。

[0476] 下面论述本发明的第 6 实施方式。

[0477] 本实施方式是使用上述原理,不需要传感器的精确配置信息,容易并且高效率地

利用从所有观测信号获得的信息来进行信号分离的实施方式。在本实施方式,后述的‘混合信号矢量’相当于前述的‘复数矢量’。

[0478] < 结构 >

[0479] 本实施方式的信号分离装置 2001 也与第 1 实施方式同样,通过信号分离程序被读入公知的冯·诺伊曼型计算机而构成。图 32 是表示第 6 实施方式的信号分离装置 2001 的结构的方框图。图 33 是表示将图 32 的信号分离单元 2120 的细节例示的方框图。再有,这些图中的实线的箭头表示实际的数据的流,虚线的箭头表示理论的信息流。此外,在这些图中与输入到控制单元 2140 的数据的流对应的箭头省略。

[0480] 如图 32 和图 33 中例示那样,信号分离装置 2001 包括存储器 2100、频域变换单元 2110(包括与“复数矢量生成单元”相当的功能)、信号分离单元 2120、时域变换单元 2130 及控制单元 2140。此外,该信号分离单元 2120 包括频率归一化单元 2121(构成“归一化单元”)、范数归一化单元 2122(构成“归一化单元”)、分簇单元 2123 及分离信号生成单元 2124。频率归一化单元 2121 包括第 1 归一化单元 2121a 和第 2 归一化单元 2121b。控制单元 2140 有临时存储器 2141。

[0481] 这里,存储器 2100 及临时存储器 2141 相当于寄存器 10ac、辅助存储装置 10f 及 RAM 10d 等。频域变换单元 2110、信号分离单元 2120、时域变换单元 2130 及控制单元 2140 通过在 CPU10a 中读入 OS 程序或信号分离程序,CPU10a 执行它们而构成。

[0482] < 处理 >

[0483] 下面,说明有关本实施方式的信号分离装置 2001 的处理。在以下,对混合了 N 个源信号,由 M 个传感器观测的状况进行处理。此外,在前处理中,假设由各传感器观测的时域的混合信号 $X_q(t)$ ($q = 1, \dots, M$) 被存储在存储器 2100 的存储区 2101 中,信号的传送速度 c 、从 M 以下的自然数选择出的基准值 Q, Q' (分别从 M 个传感器选择出的基准传感器的下标号)及实数 d 的各参数存储在存储区 2105 中。

[0484] 图 34 是用于说明本实施方式的信号分离装置 2001 的处理整体的流程图。以下,参照该图,说明本实施方式的信号分离装置 2001 的处理。

[0485] 首先,在频域变换单元 2110 中,从存储器 2100 的存储区 2101 读出时域的混合信号 $X_q(t)$,将它们通过快速离散傅立叶变换而变换为每个频率的时序信号(称为“频域的混合信号”) $X_q(f, \tau)$ ($q = 1, \dots, M$ and $f = 0, f_s/L, \dots, f_s(L-1)L$, f_s 是采样频率),并存储在存储器 2100 的存储区 2102 中(步骤 S201)。

[0486] 然后,在信号分离单元 2120 的频率归一化单元 2121 中,从存储器 2100 的存储区 2102 读入频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$ 。读出了频域的混合信号 $X_q(f, \tau)$ 的频率归一化单元 2121 将它们构成的混合信号矢量 $X(f, \tau) = [X_1(f, \tau), \dots, X_M(f, \tau)]^T$ 归一化为不依赖于频率 f 的频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ (步骤 S202)。生成的频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 被存储在存储器 2100 的存储区 2103 中。再有,有关步骤 S202 的处理细节后面论述。

[0487] 然后,在信号分离单元 2120 的范数归一化单元 2122 中,从存储器 2100 的存储区 2103 读入各频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$,将它们归一化为范数为规定的值(例如 1)的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 。然后,范数归一化单元 2122 将生成的各范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 存储在存储器 2100 的存储区 2104 中(步骤 S203)。再有,有关该细节后面论述。

[0488] 然后,在信号分离单元 2120 的分簇单元 2123 中,从存储器 2100 的存储区 2104 读

入各范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ ，将它们分簇，并生成簇。然后，分簇单元 2123 将确定各簇的簇信息 C_k (确定第 k ($k = 1, \dots, N$) 簇的元 $X''(f, \tau)$ 的信息) 存储在存储器 2100 存储区 2106 中 (步骤 S204)。再有，有关细节后面论述。

[0489] 然后，在信号分离单元 2120 的分离信号生成单元 2124 中，从存储器 2100 的存储区 2106、2105 读入簇信息 C_k 及基准值 Q' 。然后，分离信号生成单元 2124 使用该簇信息 C_k 及基准值 Q' ，根据与属于第 k 簇的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 对应的混合信号矢量 $X(f, \tau)$ ，从存储区 2120 提取第 Q' 元素 $X_{Q'}(f, \tau)$ ，并生成将其作为第 k 分量 $Y_k(f, \tau)$ 的分离信号矢量 $y(f, \tau)$ 。然后，分离信号生成单元 2124 将生成的分离信号矢量 $y(f, \tau)$ 存储在存储器 2100 的存储区 2107 中 (步骤 S205)。再有，有关该细节后面论述。

[0490] 最后，在时域变换单元 2130 中，从存储器 2100 的存储区 2107 读入分离信号矢量 $y(f, \tau)$ ，通过将该分离信号分量 $y_k(f, \tau)$ 对每个下标 k 进行快速傅立叶逆变换等而变换为时域分离信号 $Y_k(t)$ 。然后，时域变换单元 2130 将变换后的时域分离信号 $y_k(t)$ 存储在存储器 2100 的存储区 2108 中 (步骤 S206)。

[0491] 下面说明有关各处理的细节。

[0492] 频率归一化单元 2121 及范数归一化单元 2122 将全部的混合信号矢量 $X(f, \tau) = [X_1(f, \tau), \dots, X_M(f, \tau)]^T$ ($f = 0, f_s/L, \dots, f_s(L-1)/L$) 归一化，并将它们归一化为不依赖于频率而仅依赖于信号源的位置的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 。由此，将它们在步骤 S204 中分簇时，各簇仅与各信号源对应。未适当地进行该归一化时不形成簇。如上述那样，本实施方式的归一化构成频率归一化和范数归一化。频率归一化是在频率归一化单元 2121 中将混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 归一化为不依赖于频率的频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 。范数归一化是在范数归一化单元 2122 中将频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 归一化为范数取规定值 (在本例中为 1) 的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 。以下说明这些归一化的细节。

[0493] 图 35A 是用于说明图 34 所示的步骤 S202 的处理细节的流程图。以下，参照该流程图说明步骤 S202 的处理细节。

[0494] 首先，在控制单元 2140 (图 32) 中将 1 代入参数 q ，并将其存储在临时存储器 2141 中 (步骤 S211)。然后，在频率归一化单元 2121 (图 32 和图 33) 中，从存储器 2100 的存储区 2105 读入参数 d, c, Q ，从存储区 2102 读入与各 $X(f, \tau)$ 对应的混合信号矢量 (f, τ) 的元素 $X_q(f, \tau)$ ，从临时存储器 2141 读入参数 q 。然后，频率归一化单元 2121 进行

$$[0495] \quad X_q'(f, \tau) = |X_q(f, \tau)| \exp \left[j \frac{\arg[X_q(f, \tau)/X_Q(f, \tau)]}{4fc^{-1}d} \right] \dots (60)$$

[0496] 的运算，将该运算结果作为频率归一化矢量 $X'(f, \tau) = [X_1'(f, \tau), \dots, X_M'(f, \tau)]^T$ 的各元素，并存储在存储器 2100 存储区 2103 中 (步骤 S212)。再有， $\arg[\cdot]$ 意味着幅角，而 j 意味着虚数单位。

[0497] 更详细地说，第 1 归一化单元 2121a 的频率归一化单元 2121 将混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的特定的一个元素 $X_q(f, \tau)$ 作为基准，将该混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的各元素 $X_q(f, \tau)$ 的幅角通过以下运算进行归一化。

$$[0498] \quad X_q''(f, \tau) = |X_q(f, \tau)| \exp \{ j \cdot \arg[X_q(f, \tau)/X_Q(f, \tau)] \} \dots (61)$$

[0499] 然后，频率归一化单元 2121 的第 2 归一化单元 2121b 将第 1 归一化单元 2121a 归一化后的各元素 $X_q''(f, \tau)$ 的幅角如以下那样除以与频率 f 成比例的值 $4fc^{-1}d$ 。

$$[0500] \quad X_q'(f, \tau) = |X_q'''(f, \tau)| \exp \left[j \frac{\arg[X_q'''(f, \tau)]}{4fc^{-1}d} \right] \quad \dots (62)$$

[0501] 然后,在控制单元 2140 中,判断被存储在临时存储器 2141 中的参数 q 是否满足 $q = M$ (步骤 S213)。如果不是 $q = M$,则控制单元 2140 使 $q+1$ 的运算结果为新的参数 q ,并将其存储在临时存储器 2141 中 (步骤 S214),将处理返回到步骤 S212。另一方面,如果 $q = M$,则控制单元 2140 使步骤 S202 的处理结束,并执行以下的步骤 S203 的处理。

[0502] 图 35B 是用于说明图 34 的步骤 S203 的处理细节的流程图。以下,参照该流程图说明步骤 S203 的处理细节。

[0503] 在范数归一化单元 2122 (图 32、图 33) 中,从存储器 2100 的存储区 2103 读入与各 (f, τ) 对应的频率归一化矢量 $X'(f, \tau) = [X_1'(f, \tau), \dots, X_M'(f, \tau)]^T$ 。然后,范数归一化单元 2122 进行

$$[0504] \quad \|X'(f, \tau)\| = \sqrt{\sum_{q=1}^M (X_q'(f, \tau))^2}$$

[0505] 的运算而求这些范数 $\|X'(f, \tau)\|$,将频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 和范数 $\|X'(f, \tau)\|$ 存储在临时存储器 2141 中 (步骤 S221)。

[0506] 接着,范数归一化单元 2122 从临时存储器 2141 读出各 (f, τ) 对应的频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 及范数 $\|X'(f, \tau)\|$,进行

$$[0507] \quad X''(f, \tau) = X'(f, \tau) / \|X'(f, \tau)\| \dots (63)$$

[0508] 的运算而求范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ (步骤 S222)。求出的各范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 被存储在存储器 2100 的存储区 2104 中。由此,步骤 S203 的处理结束。

[0509] 这样生成的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 成为不依赖于频率而仅依赖于信号源的位置的矢量。其结果,该范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 形成簇。以下说明其理由。

[0510] 由于在本实施方式中假设源信号的分离性,所以混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的各元素 $X_q(f, \tau)$ 变成与从对应于信号源 p 的信号源 k 至传感器 q 的频率响应 H_{qk} 成比例的 (乘以了作为某个复数标量的源信号 $S_k(f, \tau)$) 的分量 ($X_q(f, \tau) = H_{qk}(f, \tau) \cdot S_k(f, \tau)$)。

[0511] 这些源信号 $S_k(f, \tau)$ 根据离散时间 (即根据相位) 而变化,当然,如果频率 f 相同,则由传感器 q 观测的信号源 $S_k(f, \tau)$ 的幅角、以及由基准传感器 Q 观测的源信号 $S_k(f, \tau)$ 的幅角的相对值即使离散时间变化也是一定的。

[0512] 如上所述,频率归一化单元 2121 的第 1 归一化单元 2121a 将混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的特定的一个元素 $X_q(f, \tau)$ 作为基准而将该混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的各 $X_q(f, \tau)$ 的幅角归一化。

[0513] 由此,除去上述源信号 $S_k(f, \tau)$ 的相位引起的不确定性,将与信号源 p 和传感器 q 对应的混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的各元素 $X_q(f, \tau)$ 的幅角作为与相对于信号源 p 和基准传感器 Q (对应于基准值 Q) 对应的混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的元素 $X_Q(f, \tau)$ 的幅角的相对值来表现。再有,这种情况下,与元素 $X_q(f, \tau)$ 的幅角对应的相对值被表现为 0。

[0514] 考虑将从信号源 k 至传感器 q 的频率响应用没有反射或混响的直达波模型来近似。于是,由上述第 1 归一化单元 2121a 归一化的幅角成为与从信号源 k 至传感器的波的到达时间差和频率 f 双方成比例的幅角。这里的到达时间差是来自信号源 k 的波到达传感器 q 为止的时间和该波到达基准传感器 Q 为止的时间差。

[0515] 如上所述,第 2 归一化单元 2121b 将第 1 归一化单元 2121a 归一化后的各元素 $X_q''(f, \tau)$ 的幅角除以与频率 f 成比例的值。由此,将各元素 $X_q'(f, \tau)$ 归一化为排除了它们的幅角的频率依赖性的各元素 $X_q''(f, \tau)$ 。由此,归一化后的各元素 $X_q'(f, \tau)$, 如果根据直达波模型,则仅依赖于从信号源 k 至传感器的波的到达时间差。这里,从信号源 k 至传感器的波的到达时间差仅依赖于信号源 k 、传感器 q 、和基准传感器 Q 的相对位置。因此,如果信号源 k 、传感器 q 、基准传感器 Q 相同,则即使频率 f 有所不同,各元素 $X_q'(f, \tau)$ 的幅角也相同。因此,频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 不依赖于频率 f , 而仅依赖于信号源 k 的位置。因此,通过将频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 的范数归一化的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 的分簇,生成与每个信号源对应的簇。再有,在实际环境下,因反射或混响等的影响,直达波模型未被严密地满足,但如后述的实验结果所示那样,变得十分近似。

[0516] 下面,用模型说明范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 形成簇的理由。

[0517] 用直达波(近距离场)混合模型来近似上述算式(1)表示的冲击响应 $h_{qk}(r)$, 并以频域表示时,变为

$$[0518] \quad H_{qk}(f) = \frac{\gamma(f)}{d_{qk}} \exp[-j2\pi f c^{-1}(d_{qk} - d_{Qk})] \quad \dots (64)$$

[0519] 。其中 d_{qk} 是信号源 k 和传感器 q 的距离, $\gamma(f)$ 是依赖于频率的常数。此外,衰减 $\gamma(f)/d_{qk}$ 由距离 d_{qk} 和常数 $\gamma(f)$ 决定,延迟 $(d_{qk}-d_{Qk})/c$ 由在基准传感器 Q 的位置被归一化距离决定。

[0520] 此外,假设信号的分线性时,在各时频 (f, τ) 中以下关系成立。

$$[0521] \quad X_q(f, \tau) = H_{qk}(f, \tau) \cdot S_k(f, \tau) \dots (65)$$

[0522] 这里,由算式(62)、(63)、(64)及(65),变为

$$[0523] \quad X_p''(f, \tau) = \frac{1}{d_{qk} D} \exp\left[-j\frac{\pi}{2} \frac{(d_{qk} - d_{Qk})}{d}\right], \quad D = \sqrt{\sum_{i=1}^M \frac{1}{d_{ik}^2}} \quad \dots (66)$$

[0524] 从该算式可知,范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 的各元素 $X_q''(f, \tau)$ 独立于频率 f , 仅依赖于信号源 k 和传感器 q 的位置。因此,将范数归一化矢量分簇时,对每个相同信号源形成对应的簇。

[0525] 此外,同样的情况还指以不考虑信号的衰减的近距离场混合模型或远距离场混合模型进行模型化的情况(与第 1 实施方式相同)。

[0526] 此外,与第 1 实施方式同样,根据算式(66),期望参数 d 的值为 $d > d_{\max}/2$ (d_{\max} 表示与元 $X_q''(f, \tau)$ 对应的基准传感器和其他传感器的),更好是 $d \geq d_{\max}$, 最好是 $d = d_{\max}$ 。

[0527] 图 37 和 38 是用于说明每个参数 d 的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 的分量 $X_q''(f, \tau)$ 和其幅角 $\arg[X_q''(f, \tau)]$ 之间关系的复数平面图。再有,图中的横轴表示实轴,纵轴表示虚轴。

[0528] 图 37A 是表示 $d_{\max}/2 \geq d$ 的情况下的复数平面图。这里,根据上述 d_{\max} 的定义,对于任意的 q 和 k , $d_{qk}-d_{Qk}$ 的绝对值在 d_{\max} 以下。因此, $d_{\max}/2 \geq d$ 的情况下, $(\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{Qk})/d \leq -\pi$ 和 $(\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{Qk})/d \geq \pi$ 成立。其结果,由算式(66)表示的 $X_q''(f, \tau)$ 的幅角 $\arg[X_q''(f, \tau)]$ 有可能分布在超过 2π 的 $\alpha_1 \leq \arg[X_q''(f, \tau)] \leq \alpha_2$ ($\alpha_1 \leq -\pi$, $\alpha_2 \geq \pi$) 的范围内。因此,不同的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 的分量 $X_q''(f, \tau)$ 的幅角

有可能一致,在上述分簇中,有可能将不同的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 分簇在相同簇中。因此,期望 $d > d_{\max}/2$ 。但是,如果与该幅角的重复范围对应的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 的样本不存在,则即使是 $d_{\max}/2 \geq d$ 也没有问题。

[0529] 图 37B 是表示 $d_{\max}/2 < d < d_{\max}$ 的情况下的复数平面图。这种情况下, $-\pi < (\pi/2) \cdot (d_{qk}-D_{qk})/d < -\pi/2, \pi/2 < (\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{qk})/d < \pi$ 成立。其结果,由算式 (66) 表示的 $X_q''(f, \tau)$ 的幅角 $\arg[X_q''(f, \tau)]$ 有可能分布在 $\beta_1 \leq \arg[X_q''(f, \tau)] \leq \beta_2$ ($-\pi < \beta_1 < -\pi/2, \pi/2 < \beta_2 < \pi$) 的范围内。因此,在 $-\pi < \arg[X_q''(f, \tau)] < -\pi/2$ 及 $\pi/2 < \arg[X_q''(f, \tau)] < \pi$ 的范围中,随着不同的范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 的元素间的幅角之差的增加,这些元素间的距离也可能不单调增加。这有可能使上述分簇的精度降低。因此,期望是 $d \geq d_{\max}$ 。

[0530] 图 38A 是 $d = d_{\max}$ 情况下的复数平面图,图 38B 是 $d > d_{\max}$ 的情况下的复数平面图。这里, $d > d_{\max}$ 的情况下, $-\pi/2 < (\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{qk})/d < 0, 0 < (\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{qk})/d < \pi/2$ 成立。其结果,由算式 (66) 表示的 $X_q''(f, \tau)$ 的幅角 $\arg[X_q''(f, \tau)]$ 如图 38B 所示,分布在 $\gamma_1 \leq \arg[X_q''(f, \tau)] \leq \gamma_2$ ($-\pi/2 < \gamma_1 < 0, 0 < \gamma_2 < \pi/2$) 的范围内。因而, d 越大,该分布范围越窄,在窄范围中簇密集。这使上述分簇的精度下降。

[0531] 对此, $d = d_{\max}$ 的情况下, $-\pi/2 \leq (\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{qk})/d < 0$ and $0 < (\pi/2) \cdot (d_{qk}-d_{qk})/d \leq \pi/2$ 成立。其结果,由算式 (66) 表示的 $X_q''(f, \tau)$ 的幅角 $\arg[X_q''(f, \tau)]$ 如图 38A 所示,分布在 $-\pi/2 \leq \arg[X_q''(f, \tau)] \leq \pi/2$ 的范围。这种情况下,对于范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$ 的元素间的幅角之差的增加,它们的距离也可以维持单调增加的关系,同时使簇在尽可能宽的范围中分散。其结果,一般可以提高分簇的精度([频率归一化单元 2121 和范数归一化单元 2122 的处理的细节]的说明结束)。

[0532] 如上所述,分簇单元 2123 从存储器 2100 的存储区 2104 读入范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$,将它们分簇而生成 M 个簇。该分簇例如标准地进行将各簇的元 ($X''(f, \tau) \in C_k$) 和各簇的形心 η_k 之间的平方和 U_k 的总和 U

$$[0533] \quad U = \sum_{k=1}^M U_k$$

$$[0534] \quad U_k = \sum_{X''(f, \tau) \in C_k} \|X''(f, \tau) - \eta_k\|^2$$

[0535] 最小化。例如,该最小化例如可以通过使用由非专利文献 6 等说明的 k -means 分簇而高效率地进行。例如,簇信息 C_k 表示的簇的形心(中心矢量) η_k 通过

$$[0536] \quad \eta_k = \frac{\sum_{X''(f, \tau) \in C_k} X''(f, \tau) / |C_k|}{\left\| \sum_{X''(f, \tau) \in C_k} X''(f, \tau) / |C_k| \right\|}$$

[0537] 来计算。其中 $|C_k|$ 是簇信息 C_k 表示的簇的元(范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$) 的数。这里,作为距离,使用欧几里得距离的平方,但也可以使用将其一般化的闵可夫斯基距离距离([分簇单元 2123 的处理的细节]的说明结束)。

[0538] 图 36 是用于说明图 34 所示的步骤 S205 的处理的细节的流程图。以下,参照该图说明步骤 S205 的处理的细节。

[0539] 首先,在控制单元 2140(图 32)中,将全部的参数 $k(k = 1, \dots, N)$ 及时频 (f, τ) (被定义的范围中的所有 f 和 τ) 初始化为 0,并将它们存储在存储器 2100 的存储区 2107

中 (步骤 S230)。

[0540] 接着,在控制单元 2140 中将 1 代入参数 k,将其存储在临时存储器 2141 (步骤 S231)。接着,在分离信号生成单元 2124 (图 32 和图 33) 中,读入存储器 2100 的存储区 2106 的簇信息 C_k ,提取它表示的第 k 簇的元 (members) (归一化矢量 $X''(f, \tau)$),并将它们存储在临时存储器 2141 (步骤 S232) 中。接着,分离信号生成单元 2124 参照步骤 S232 中被存储在临时存储器 2141 中的各范数归一化矢量 $X''(f, \tau)$,从存储器 2100 存储区 2102 读入与这些矢量对应的时频 (f, τ) 的各混合信号矢量 $X(f, \tau)$,将它们存储在临时存储器 2141 (步骤 S233) 中。然后,分离信号生成单元 2124 从存储器 2100 的存储区 2105 读入基准值 Q' ,从临时存储器 2141 中提取在步骤 S233 中被存储的混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的第 Q' 号元素 $X_{Q'}(f, \tau)$ (对于每个时频 (f, τ))。然后,分离信号生成单元 2124 将提取出的元素 $X_{Q'}(f, \tau)$ 作为分离信号矢量 $Y(f, \tau)$ 的第 k 号分量 $Y_k(f, \tau)$ 来更新存储器 2100 的存储区 2107 的值 (步骤 S234)。即,该例的分离信号生成单元 2124 提取

$$[0541] \quad Y_k(f, \tau) = \begin{cases} X_{Q'}(f, \tau) & X''(f, \tau) \in C_k \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0542] 作为 $Y_k(f, \tau)$ 。

[0543] 然后,在控制单元 2140 中,判断被存储在临时存储器 2141 中的参数 k 是否满足 $k = N$ (步骤 S235)。这里,如果不是 $k = N$,控制单元 2140 使 $k+1$ 的运算结果为新的参数 k,并将其存储在临时存储器 2141 中 (步骤 S236),将处理返回到步骤 S232。另一方面,如果 $k = N$,则控制单元 2140 使步骤 S205 的处理结束 ([分离信号生成单元 2124 的处理的细节] 的说明结束)。

[0544] < 实验结果 >

[0545] 下面,表示利用本实施方式的音源分离实验结果。这里,进行用于表示本实施方式效果的两种信号分离的实验。

[0546] 第 1 个实验是利用两个传感器的分离实验。该实验条件如图 39A 所示。信号源为三个,从扬声器输出 6 秒种的英语的语音。此外,该实验结果表示在图 39B 的表中。在该表中,表示有 SIR(signal-to-interference ratios) 的提高量。数字越大,表示分离性能越好。这里,表示了分离前的传感器的观测结果 (InputSIR)、利用 DOA 的分簇的结果 (DOA(Previous))、以及利用本实施方式 (利用归一化的分簇) 的结果。通过该结果,可以确认在两个传感器的情况下,根据本实施方式的方法,可按与仅利用 DOA 的分簇结果相同的性能进行信号分离。

[0547] 第 2 个实验是利用不规则的传感器配置的实验。实验条件如图 40A 所示。在该实验中,将四个无方向性话筒 (传感器) 非直线配置。此外,作为它们的配置信息,将话筒间隔的上限为 4cm 提供给分离系统。信号源的数为四个,从扬声器输出 6 秒的英语的语音。在这样的传感器或信号源的配置中使用 DOA 时,采用进行对各个传感器对估计 DOA → 对每个传感器对分簇 → 将有关所有传感器对的分簇结果集中这样的繁杂的处理。但是,在本实施方式中不进行这样繁杂的集中处理,就可以获得图 40B 所示的高分离性能。此外,即使在图 41A 那样的条件下进行第 2 个实验,也可以同样获得图 41B 所示的高分离性能。

[0548] < 第 6 实施方式的特征 >

[0549] 通过以上,将第 6 实施方式的特征归纳如下。

[0550] (1) 由于全部使用从混合信号矢量获得的信息进行分簇,所以可以有效地灵活使用所有传感器的信息,提高信号分离的性能。

[0551] (2) 由于不需要精确地知道传感器的配置信息,所以可以采用不规则的传感器配置,而且可以不需要校正传感器位置。

[0552] < 变形例等 >

[0553] 本发明不限于上述第 6 实施方式。例如,在第 6 实施方式,频率归一化单元 2121 的第 1 归一化单元 2121a 将混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的特定的一个元素 $X_q(f, \tau)$ 作为基准而对该混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的各元素 $X_q(f, \tau)$ 的幅角通过算式 (61) 的运算进行归一化。但是,例如,根据以下那样的算式,频率归一化单元 2121 的第 1 归一化单元 2121a 也可以是将混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的特定的一个元素 $X_q(f, \tau)$ 作为基准而将该混合信号矢量 $X(f, \tau)$ 的各元素 $X_q(f, \tau)$ 的幅角归一化的结构。

$$[0554] \quad X_q''(f, \tau) = |X_q(f, \tau)| \exp\{j \cdot (\arg[X_q(f, \tau) \cdot X_q^*(f, \tau)])\}$$

$$[0555] \quad X_q''(f, \tau) = |X_q(f, \tau)| \exp\{j \cdot (\arg[X_q(f, \tau)] - \arg[X_q(f, \tau)])\}$$

$$[0556] \quad X_q''(f, \tau) = |X_q(f, \tau)| \exp\{j \cdot \Psi(\arg[X_q(f, \tau)/X_q(f, \tau)])\}$$

[0557] 其中, \cdot^* 是 \cdot 的复数共轭。而 $\Psi\{\cdot\}$ 是函数,从分簇精度的观点来看,期望是单调增加函数。

[0558] 此外,频率归一化单元 2121 也可以取代算式 (60),通过

$$[0559] \quad X_q'(f, \tau) = \rho \cdot \frac{\arg[X_q(f, \tau)/X_Q(f, \tau)]}{4fc^{-1}d}$$

$$[0560] \quad X_q'(f, \tau) = \rho \cdot \frac{\arg[X_q(f, \tau) \cdot X_Q^*(f, \tau)]}{4fc^{-1}d}$$

$$[0561] \quad X_q'(f, \tau) = \rho \cdot \frac{\arg[X_q(f, \tau)] - \arg[X_Q(f, \tau)]}{4fc^{-1}d}$$

$$[0562] \quad X_q'(f, \tau) = \rho \cdot \frac{\Psi(\arg[X_q(f, \tau)/X_Q(f, \tau)])}{4fc^{-1}d}$$

[0563] 等的运算而进行频率归一化。其中, ρ 是常数 (例如 $\rho = 1$)。

[0564] 此外,在上述第 6 实施方式,在范数归一化单元 2122 中进行了使范数为 1 的归一化,但也可以进行使范数为 1 以外的规定值的归一化。此外,也可以是不设置范数归一化单元 2122,不进行范数归一化的结构。这种情况下,分簇单元 2123 进行频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 的分簇。但是,频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 的范数未统一。因此,这种情况下的分簇基准不是矢量是否包含范数并相似,而变为是否仅矢量的方向相似。它变成使用相似度的评价。作为相似度之一,可以例示余弦距离

$$[0565] \quad \cos \theta = |X'^H(f, \tau) \cdot \eta_k| / (||X'(f, \tau)|| \cdot ||\eta_k||)$$

[0566] 。其中 θ 是频率归一化矢量 $X'(f, \tau)$ 和形心 η_k 的矢量形成的角度。使用余弦距离的情况下,分簇单元 2123 生成使余弦距离的总和

$$[0567] \quad U_i = \sum_{X_p'(f, \tau) \in C_i} |X_p'^H(f, \tau) \cdot \eta_i| / (||X_p'(f, \tau)|| \cdot ||\eta_i||)$$

[0568] 为最小值化的簇。再有,形心 η_k 是各簇的元的平均。

[0569] 此外,上述基准值 Q, Q' 可以相互相等,也可以不等。

[0570] 此外,参数 d 可以对全部的传感器 q 相同,也可以对应于各传感器 q 而设定多个值。例如,也可以将基准传感器和传感器 q 之间的距离作为对应于各个传感器 q 的参数 d 。

[0571] 此外,在分离信号生成单元 2124 中,将

$$[0572] \quad Y_k(f, \tau) = \begin{cases} X_{Q'}(f, \tau) & X''(f, \tau) \in C_k \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0573] 代入,达成

$$[0574] \quad M_k(f, \tau) = \begin{cases} 1 & X''(f, \tau) \in C_k \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0575] 的二元屏蔽 (binary mask),也可以作为

$$[0576] \quad y_k(f, \tau) = M_k(f, \tau) X_{Q'}(f, \tau)$$

[0577] 而获得分离信号矢量 $y(f, \tau)$ 的第 k 分量 $Y_k(f, \tau)$ 。

[0578] 而且,在上述各实施方式,通过傅立叶变换及傅立叶逆变换来进行频域和时域之间的变换,但使用小波变换、DFT 滤波器组、多相滤波器组等,也可以进行这种变换(例如,参见 R. E. Crochiere, L. R. Rabiner, " Multirate Digital Signal Processing. " Eaglewood Cliffs, NJ :Prentice-Hall, 1983 (ISBN0-13-605162-6))。此外,上述各种处理不仅根据记载而时序地执行,也可以根据执行处理的装置的处理能力或需要而并行或单独地执行。另外,在不脱离本发明的意图的范围内,当然可进行适当变更。

[0579] 此外,在通过计算机来实现上述各实施方式的结构的情况下,各装置应具有的功能的处理内容通过程序来记述。然后,通过由计算机执行该程序,可在计算机上实现上述处理功能。

[0580] 此外,可以将记述了这些处理内容的程序预先记录在计算机可读的记录媒体中。作为计算机可读的记录媒体,例如可以是磁记录装置、光盘、光磁记录媒体、半导体存储器等那样的记录媒体,但具体地说,例如,作为磁记录装置,可以使用硬盘装置、软盘、磁带等,作为光盘,可以使用 DVD (Digital Versatile Disc)、DVD-RAM (Random Access Memory)、CD-ROM (Compact Disc Read Only Memory)、CD-R (Recordable/RW (Re Writable)) 等,作为光磁记录媒体,可使用 MO (Magneto-Optical disc) 等,作为半导体存储器,可使用 EEPROM (Electrically Erasable and Programmable-Read Only Memory) 等。

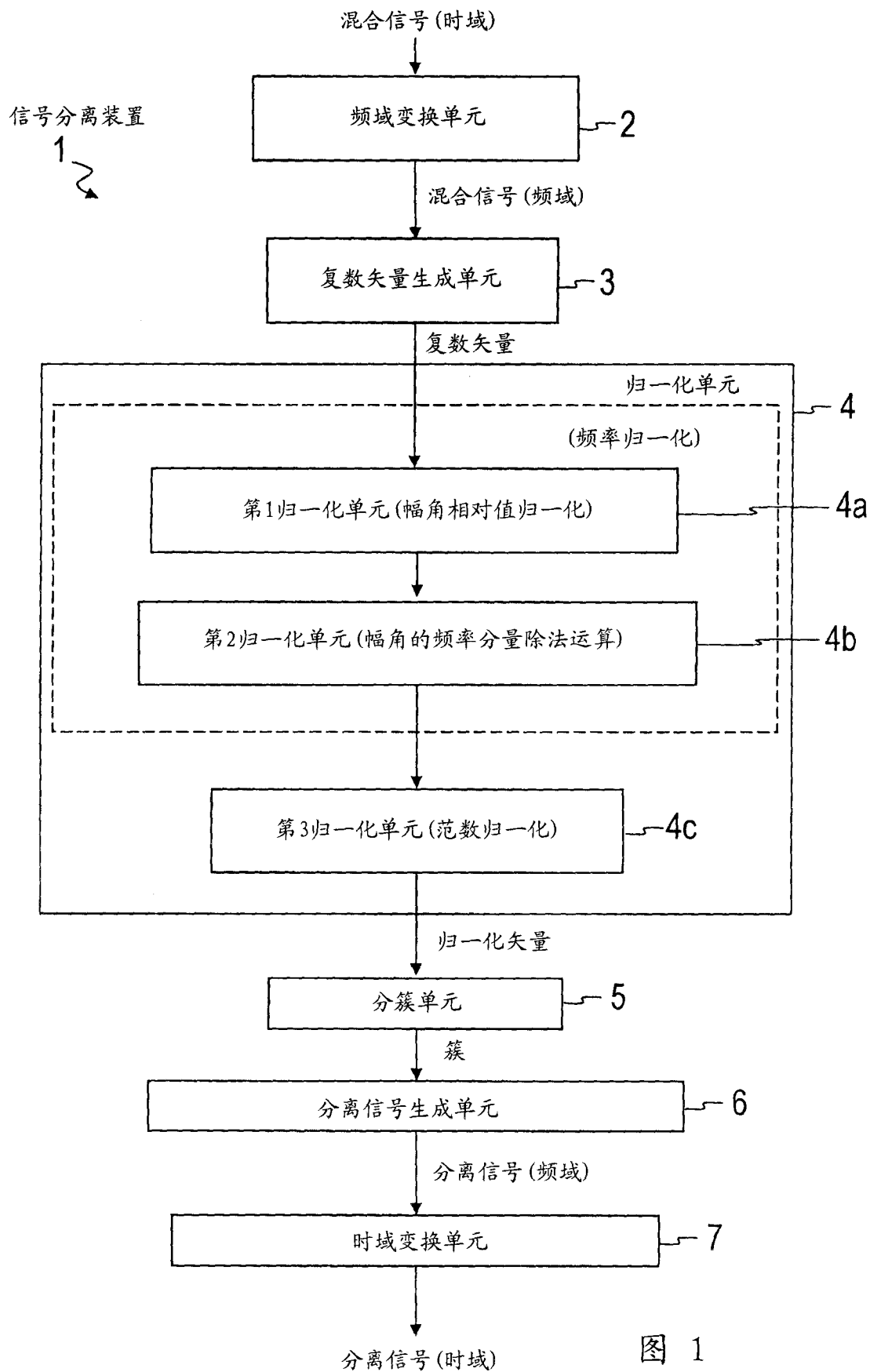
[0581] 此外,这种程序的流通,例如通过将记录了该程序的 DVD、CD-ROM 等可移动式记录媒体销售、转让、租赁等进行。而且,将这种程序预先存储在服务器计算机的存储装置中,经由网络,通过从服务器计算机对其他计算机传送该程序,也可以形成使该程序流通的结构。

[0582] 此外,作为上述实施方式的其他实行方式,计算机从可移动式记录媒体中直接读取该程序,可以根据该程序来执行处理,而且还可以对该计算机每次从服务器计算机传送程序,根据每次接受的程序来执行处理。此外,也可以不从服务器计算机进行对该计算机的程序的传送,而通过仅取得该执行指示和结果来实现处理功能的所谓的 ASP (应用服务提供商) 型的服务器,作为执行上述处理的结构。再有,就本实施方式的程序来说,包含以作为用于供给电子计算机的处理的程序为标准的程序(不是对计算机的直接指令,而是带有对计算机的处理进行规定的性质的数据等)。

[0583] 此外,在该方式中,通过在计算机上执行规定的程序,从而构成该装置,但也可以将这些处理内容的至少一部分硬件地实现。

[0584] 工业上的可利用性

[0585] 通过本发明的技术,在发生各种各样的干扰信号的实际环境中,可高精度地取出目标信号。作为对声音信号的应用例,例如,可列举作为声音识别器的前端而作用的声音分离系统等。即使是说话人和话筒处于分离位置,话筒将说话人以外的声音集音的状况,通过使用这样的系统,也可以仅取出说话人的声音而正确地识别声音。



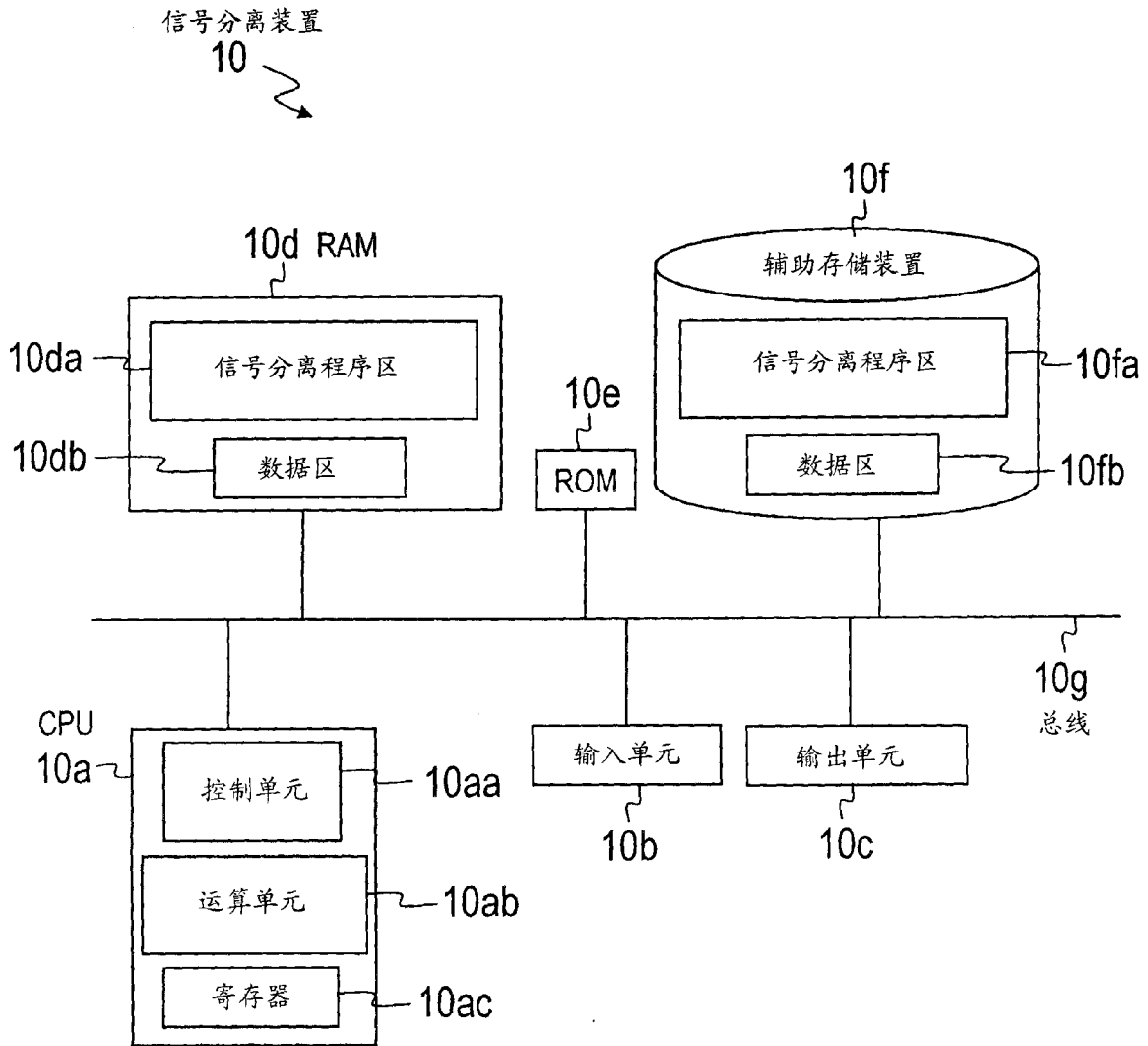


图 2

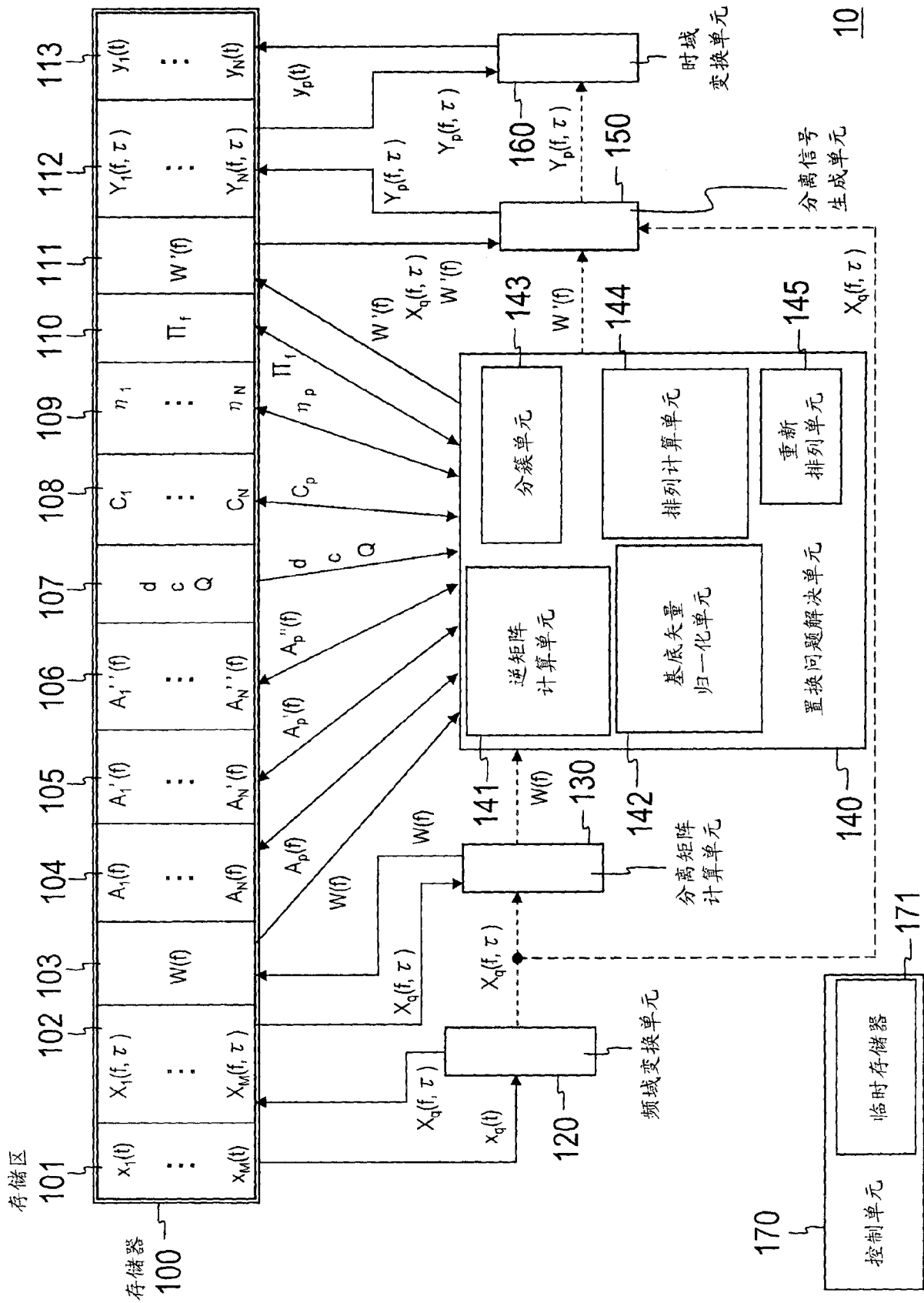


图 3

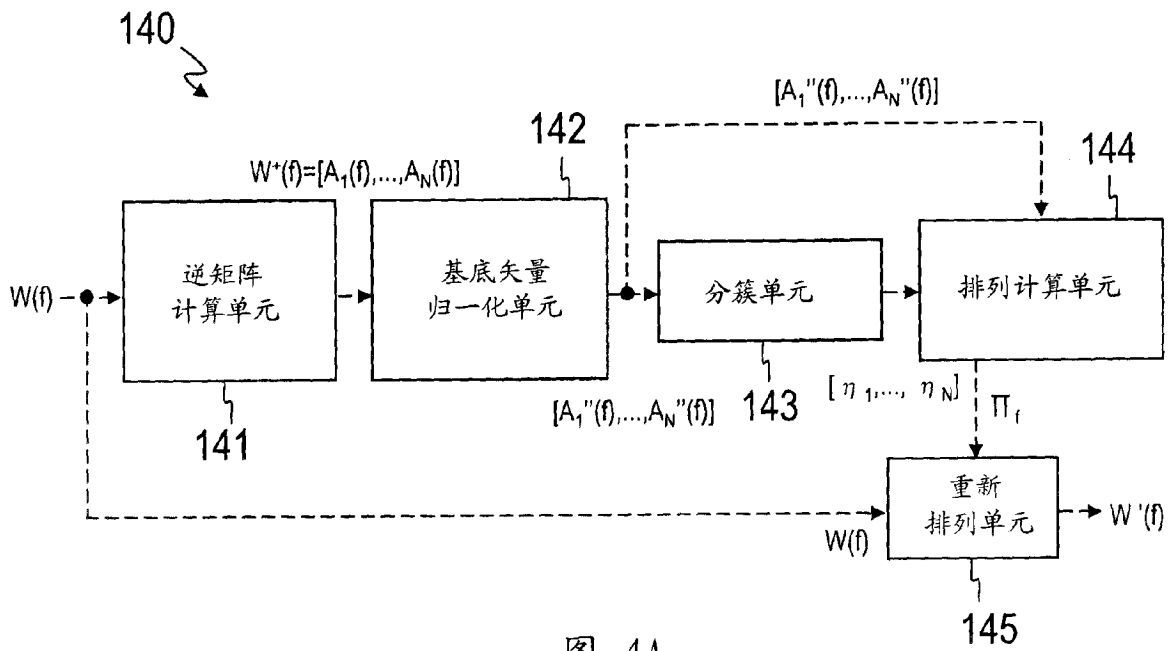


图 4A

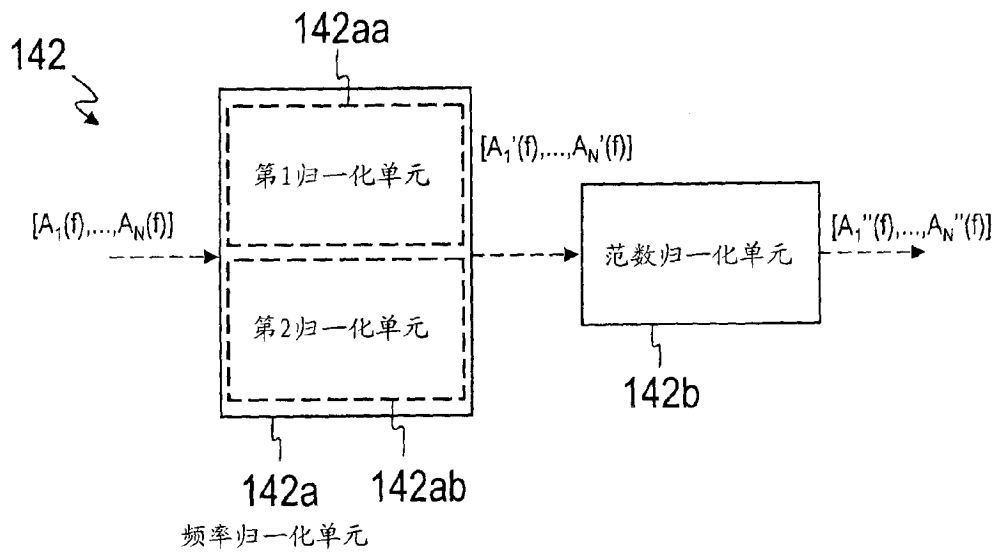


图 4B



图 5

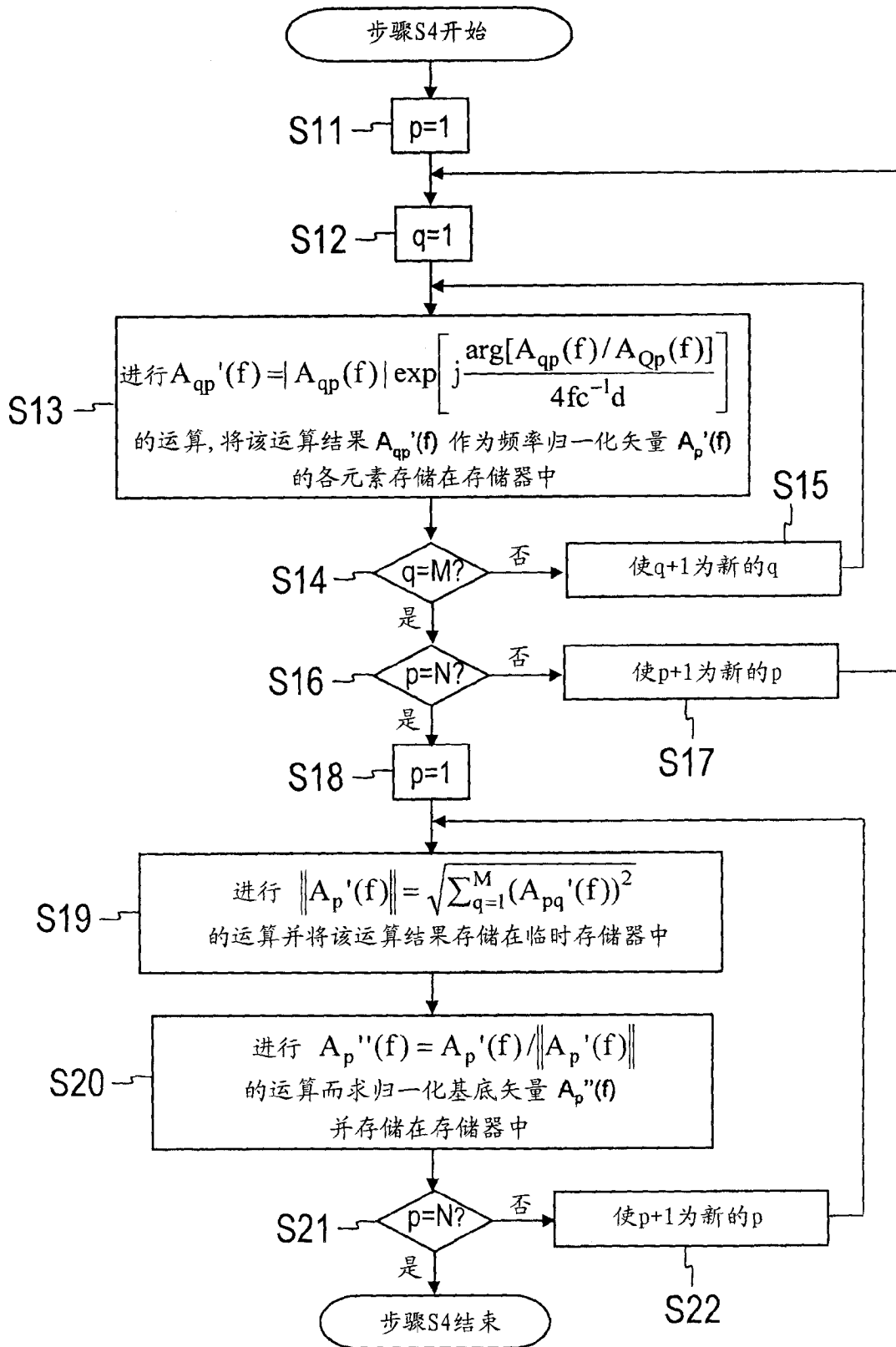


图 6

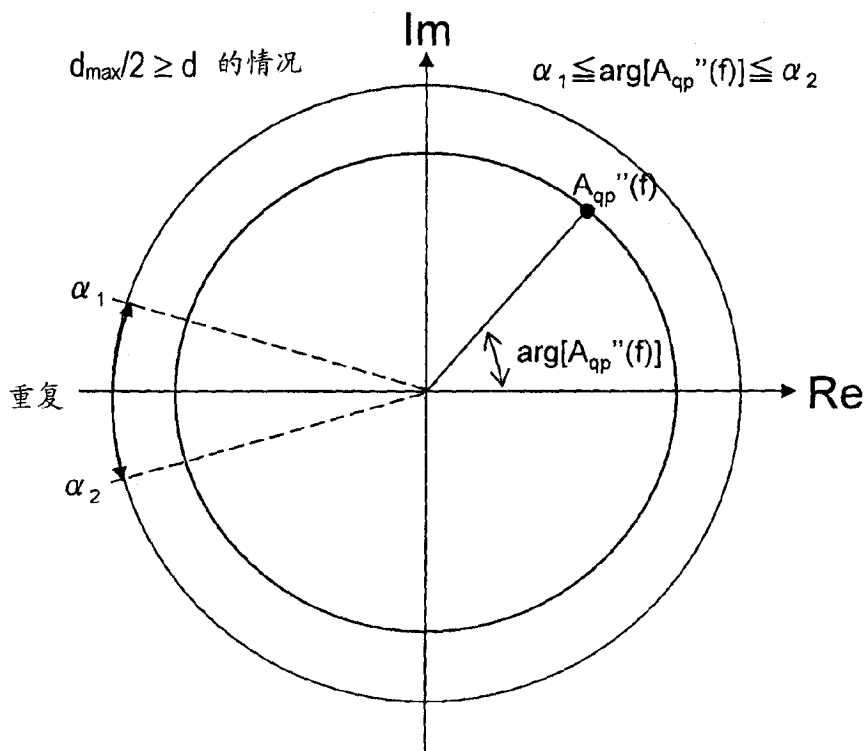


图 7A

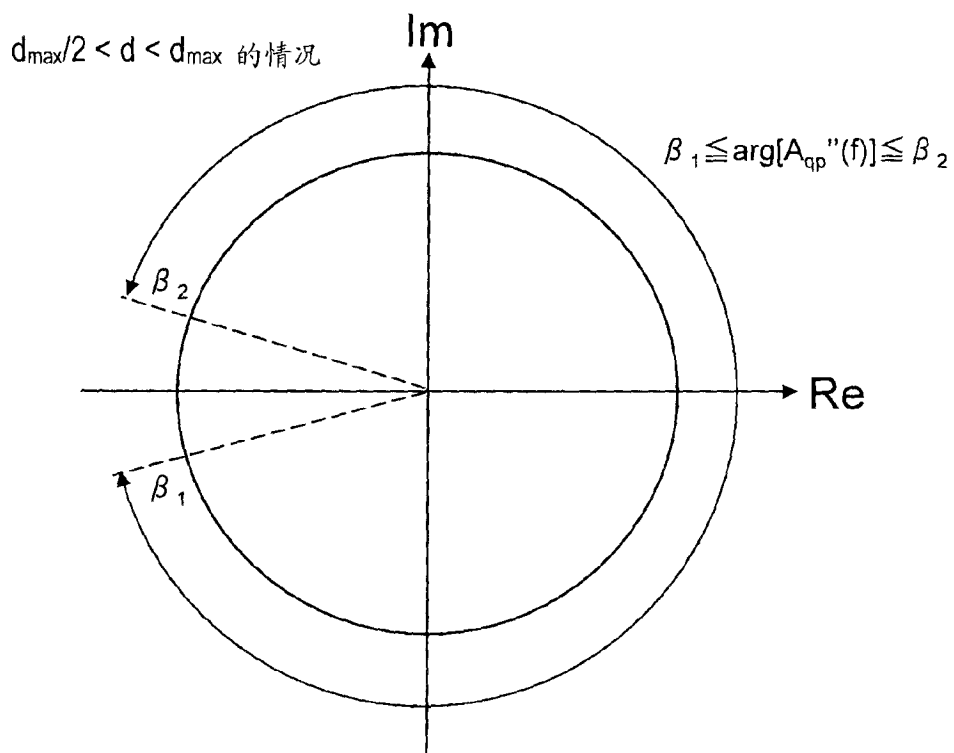


图 7B

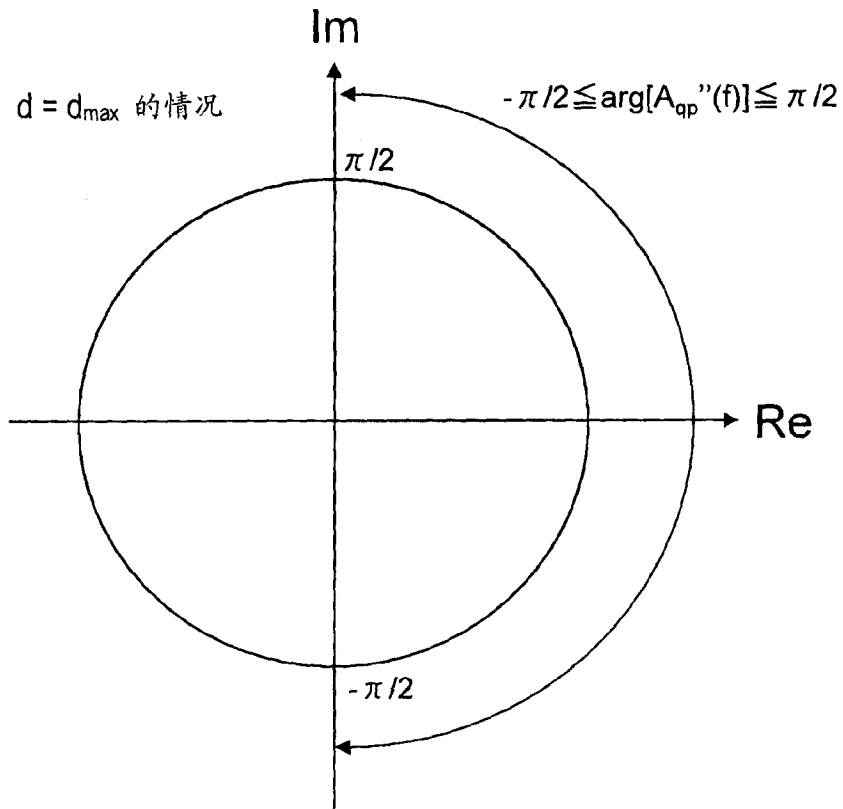


图 8A

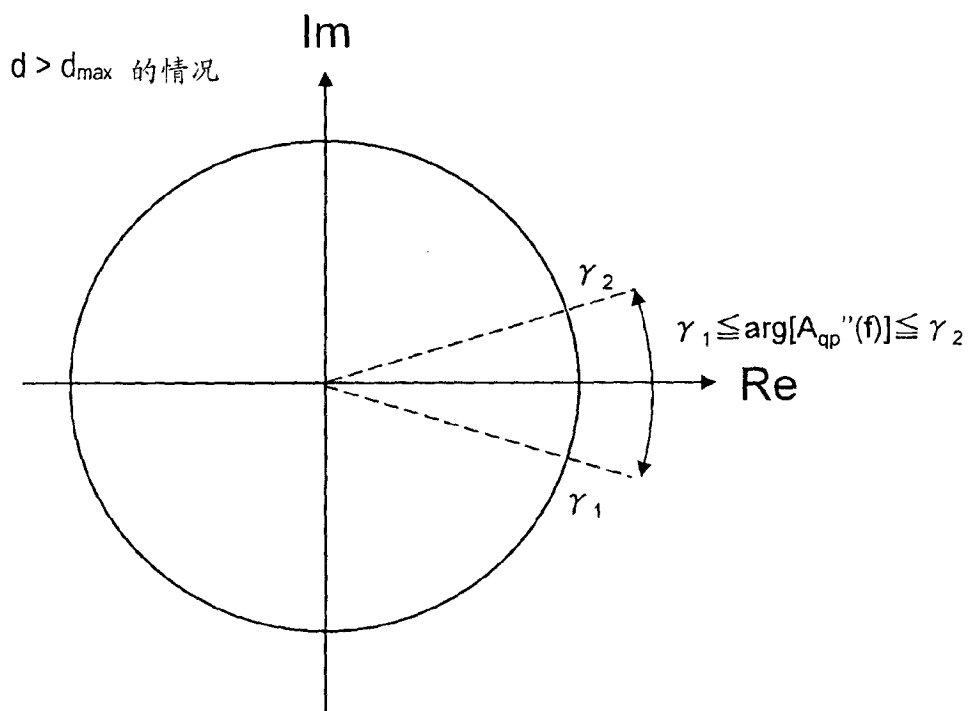


图 8B

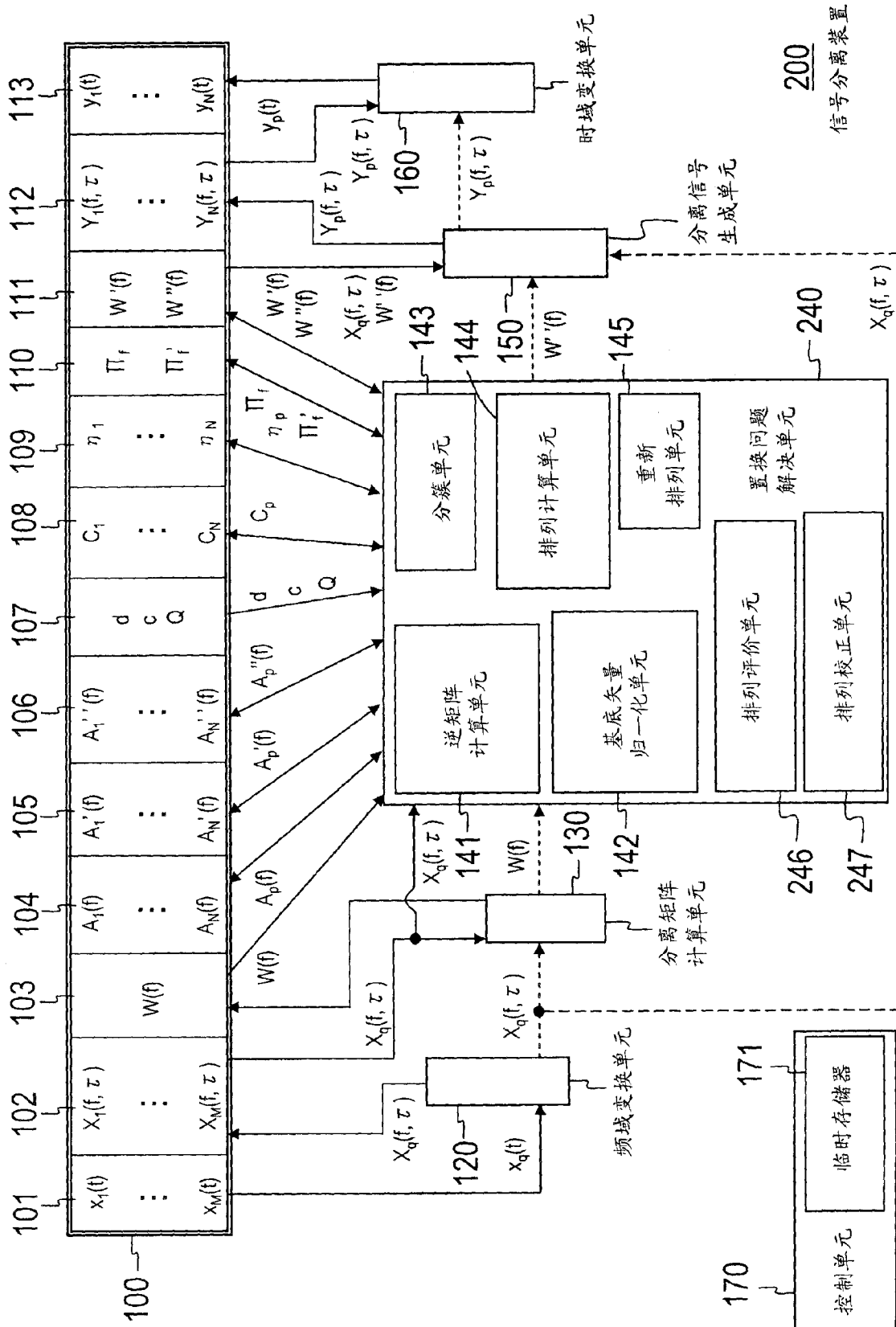


图 9

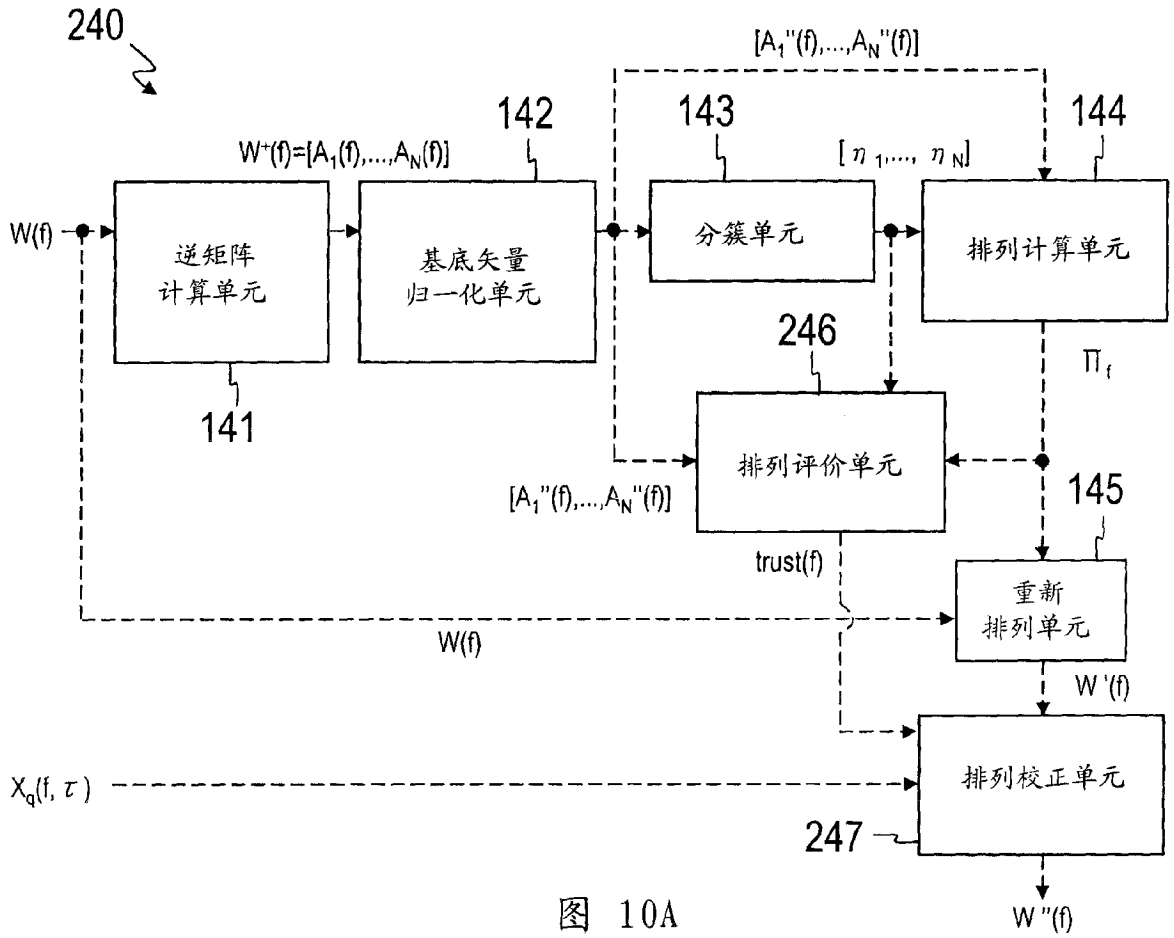


图 10A

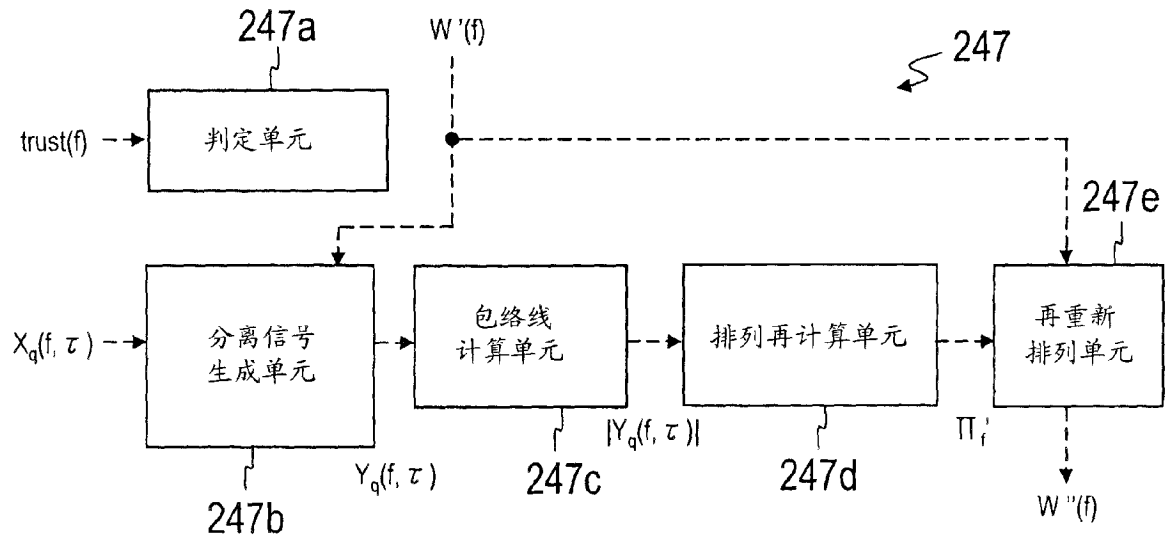


图 10B

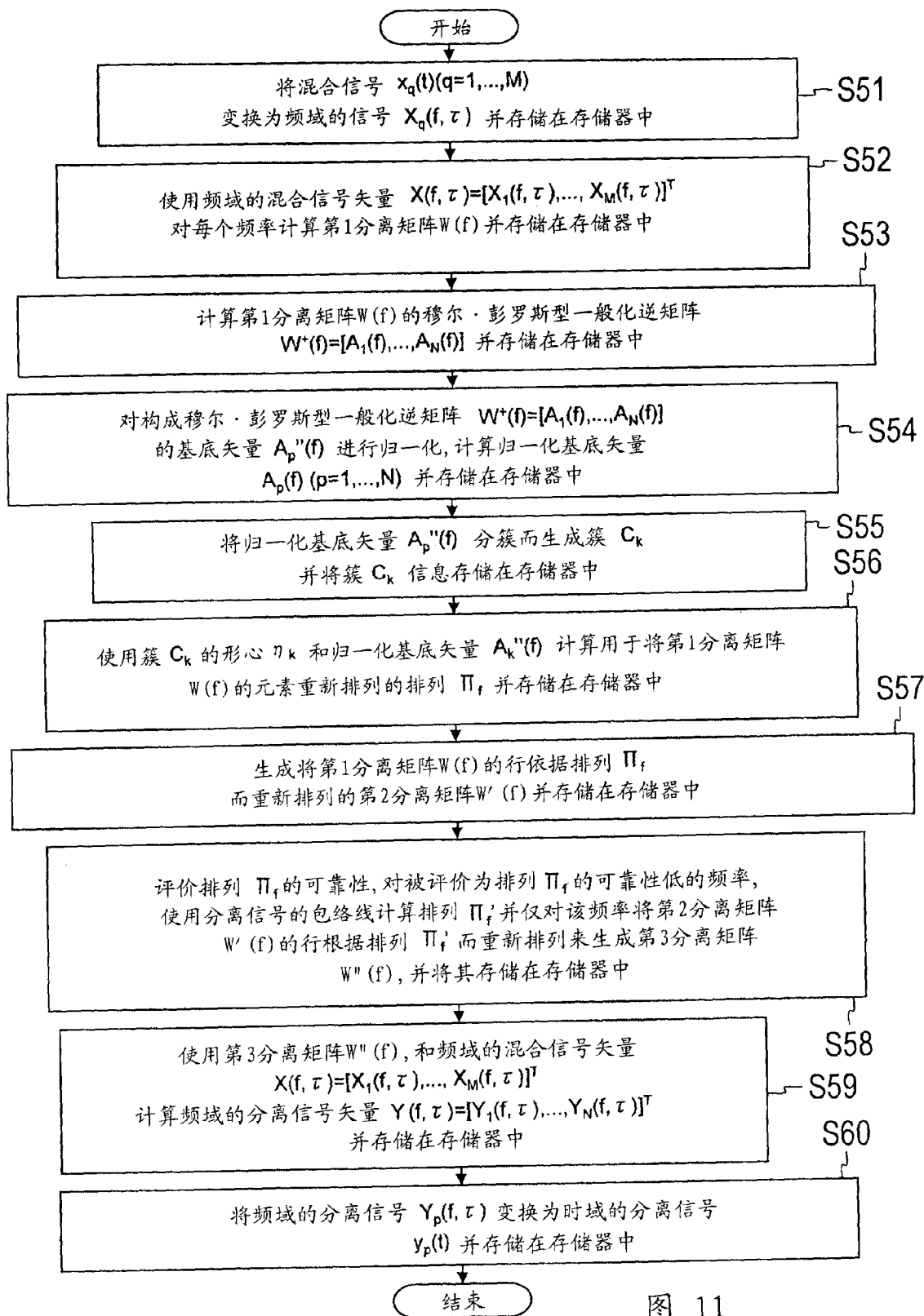


图 11

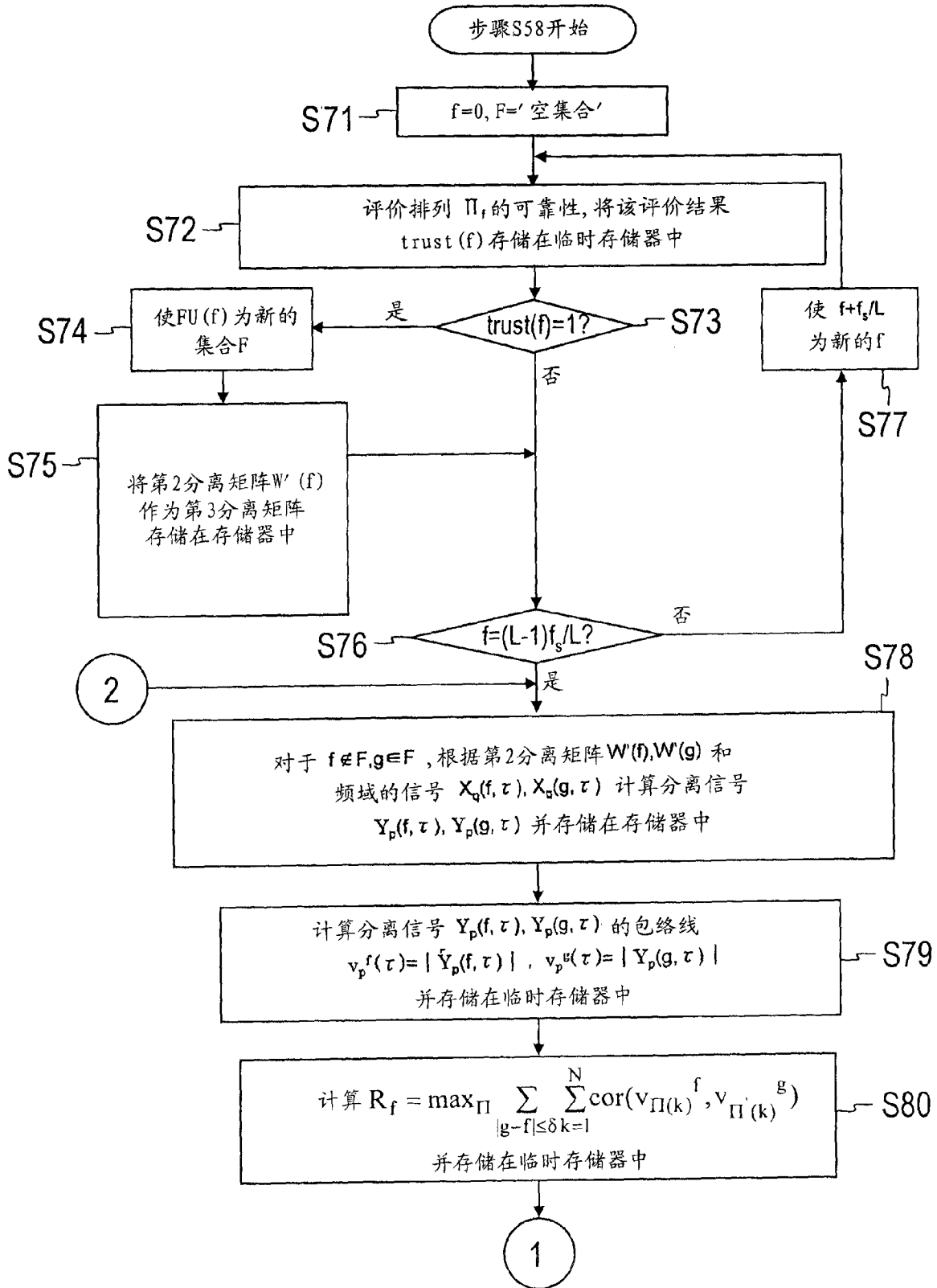


图 12

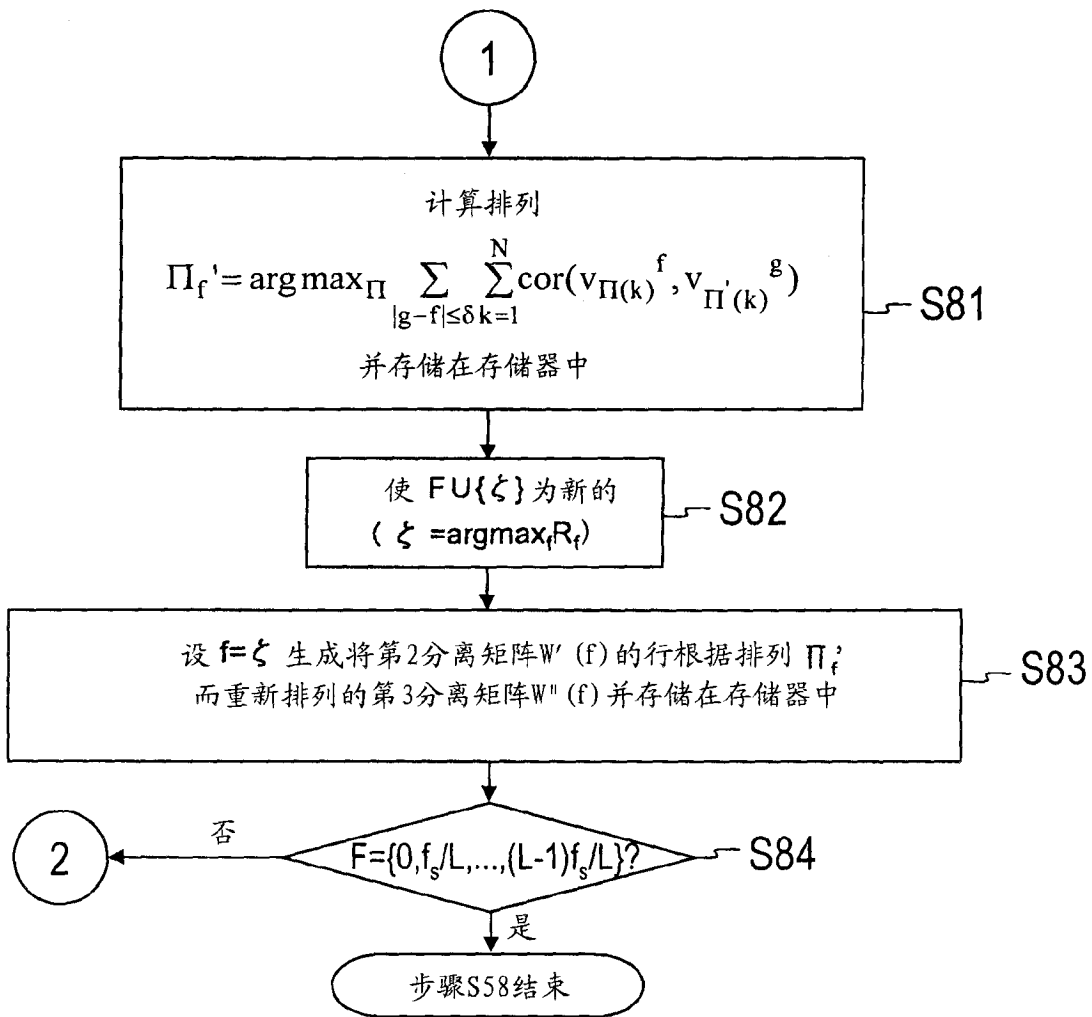


图 13

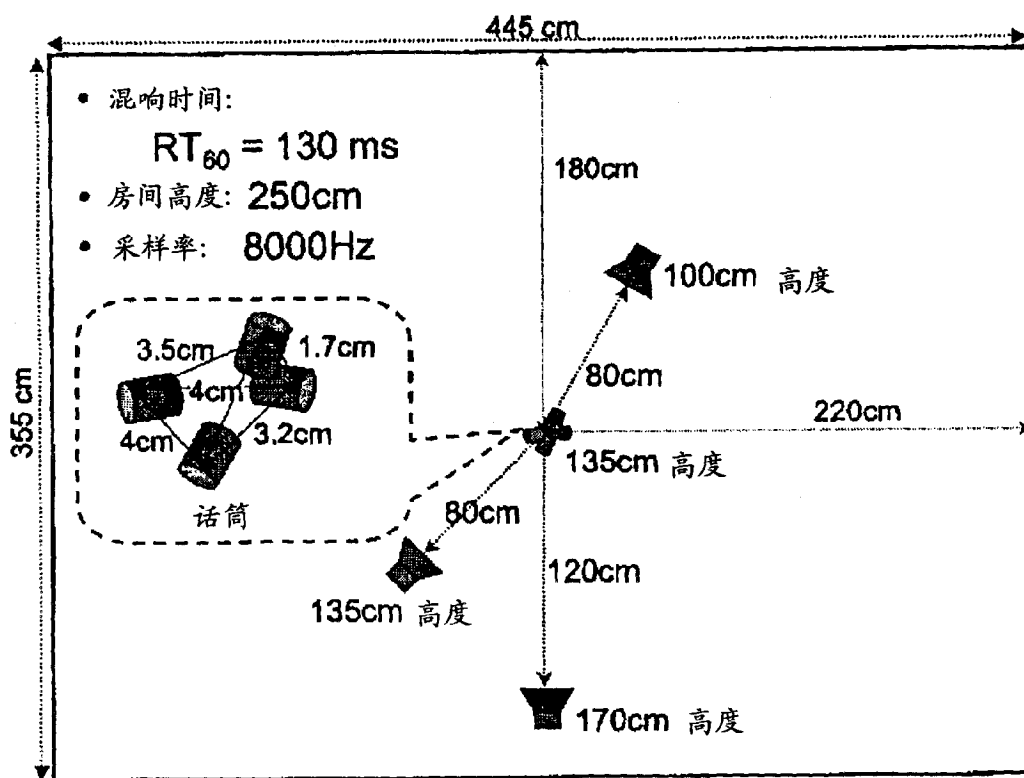


图 14A

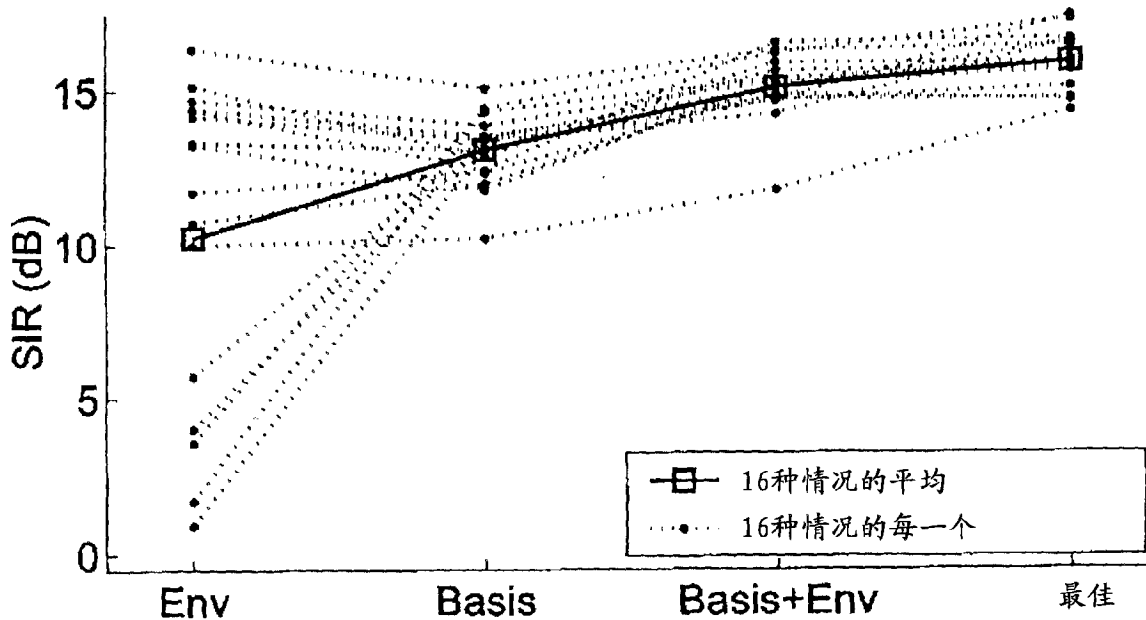


图 14B

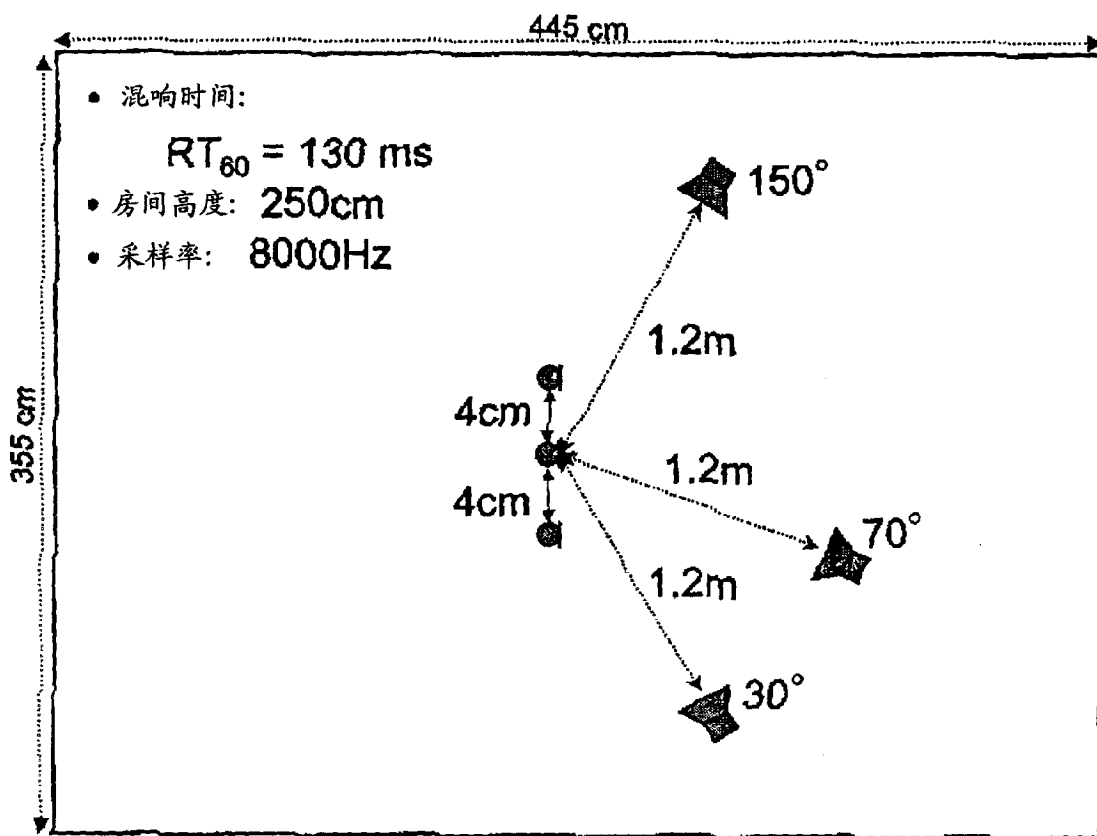


图 15A

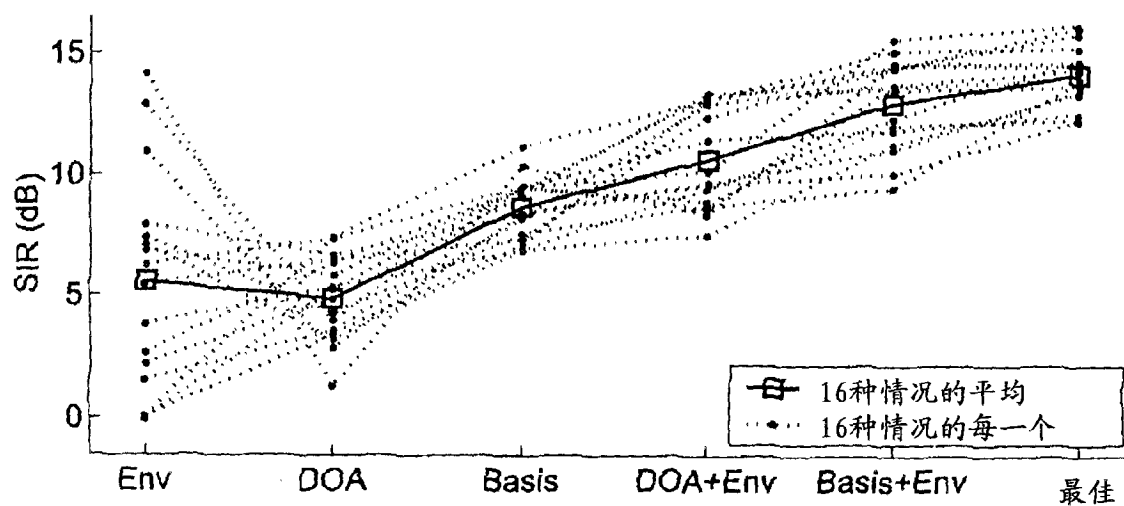


图 15B

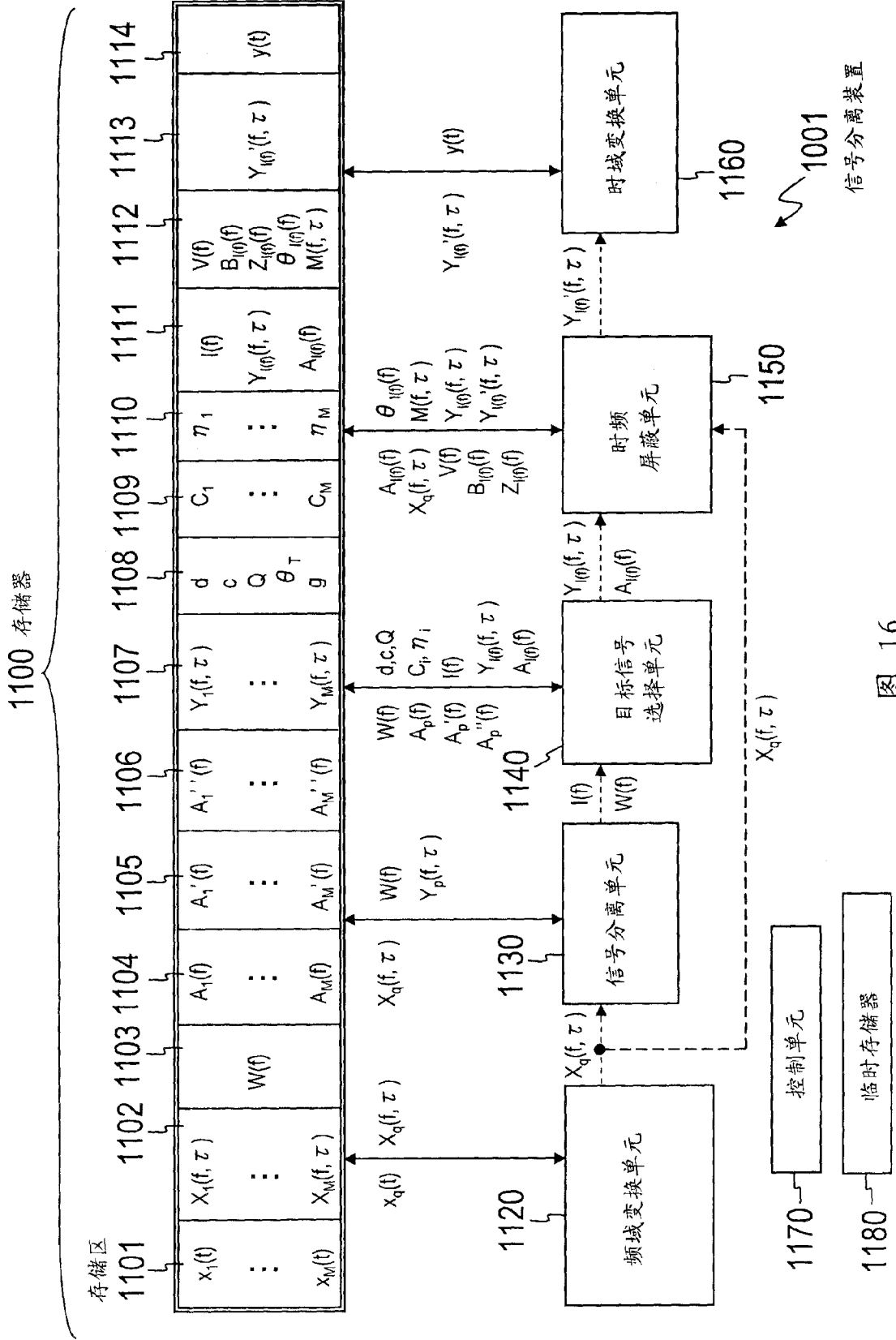


图 16

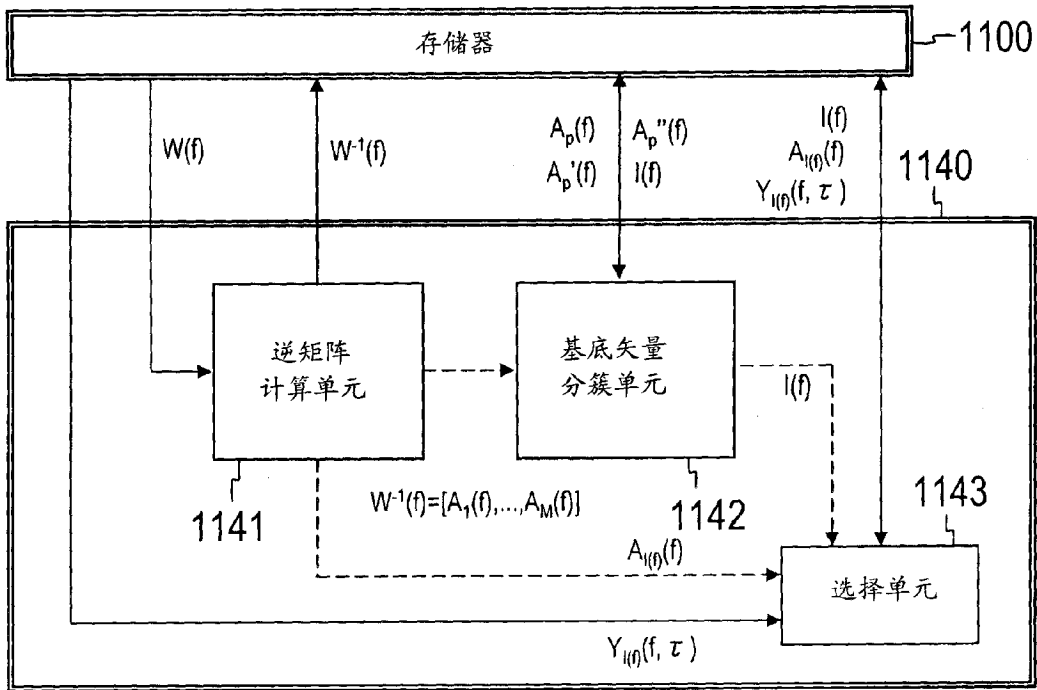


图 17A

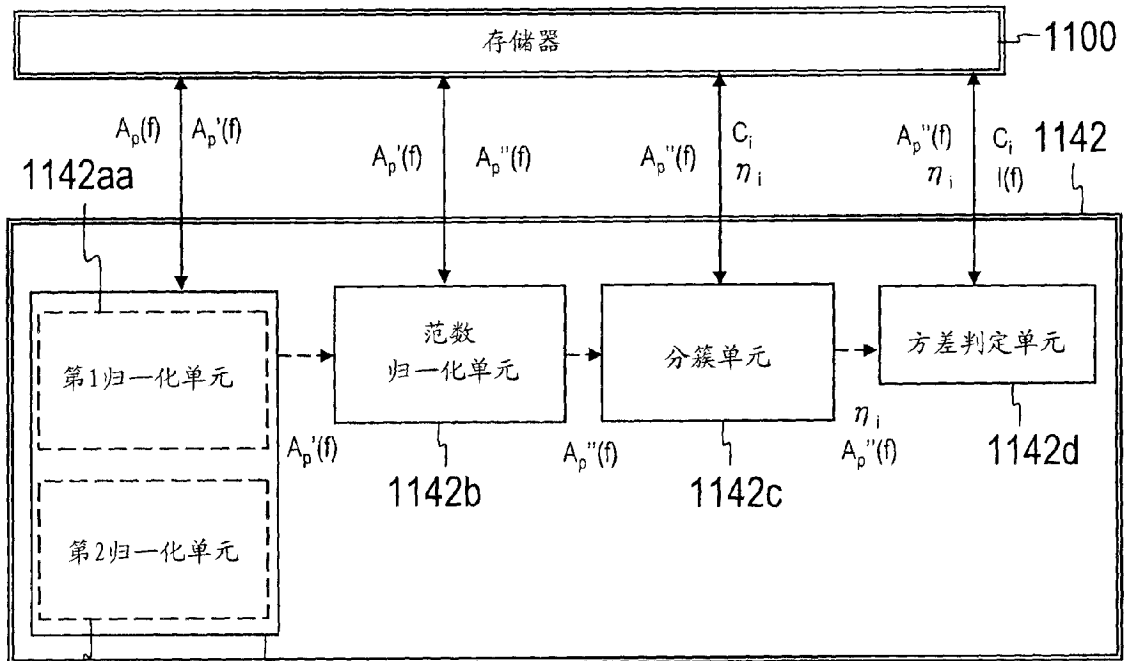


图 17B

1142ab

1142a

频率归一化单元

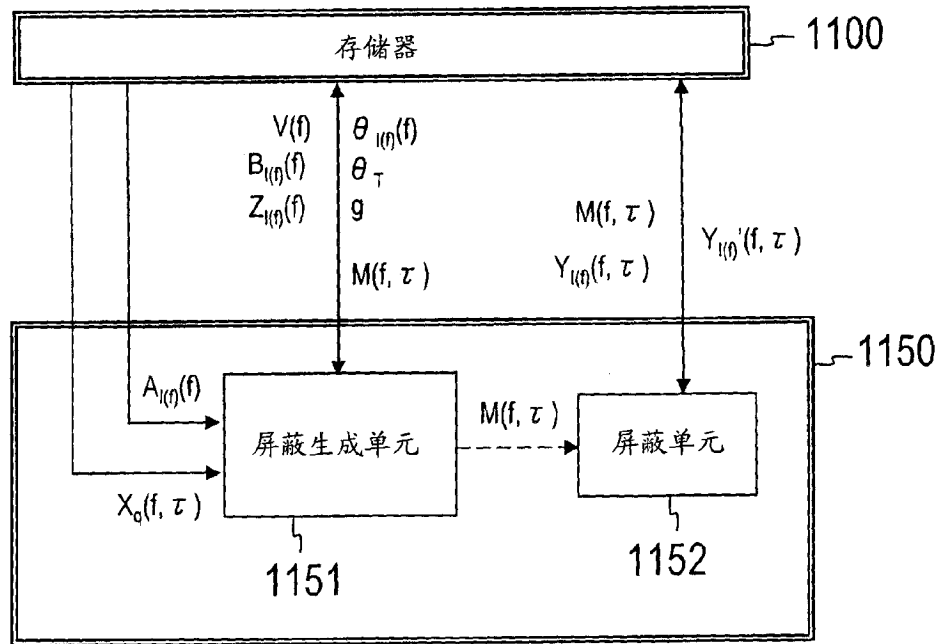


图 18A

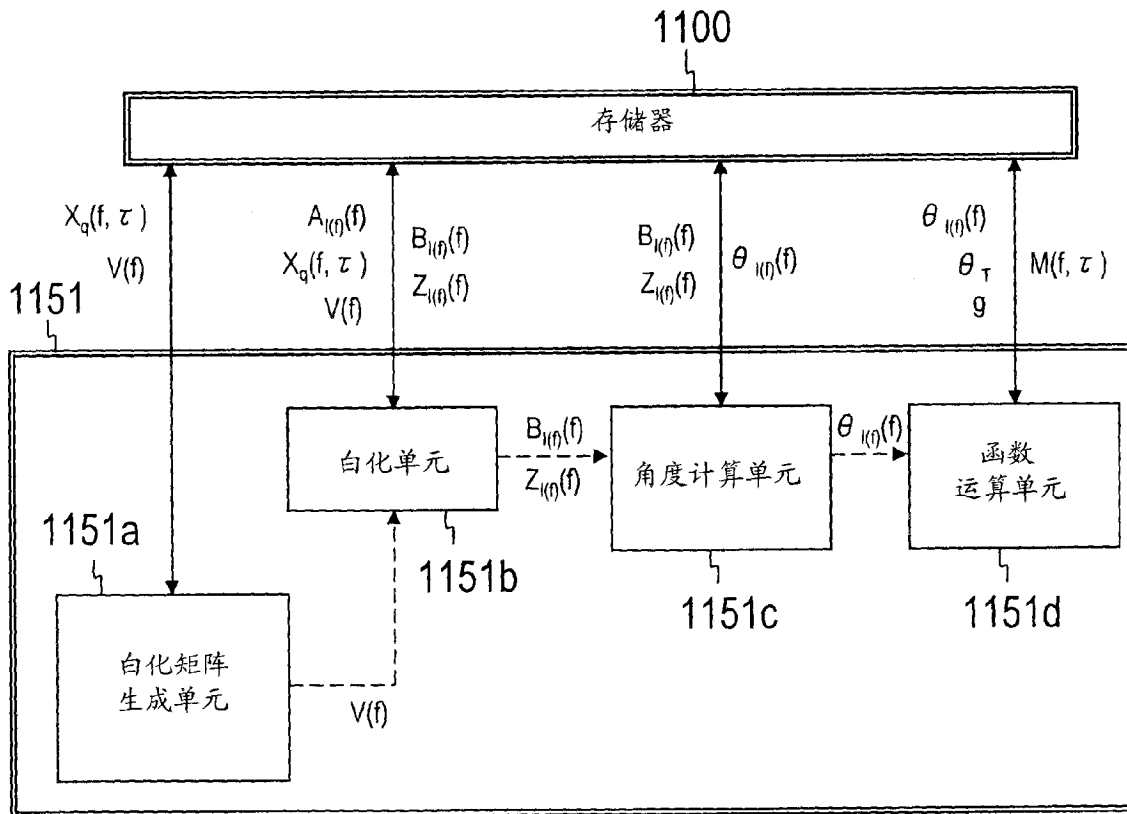


图 18B

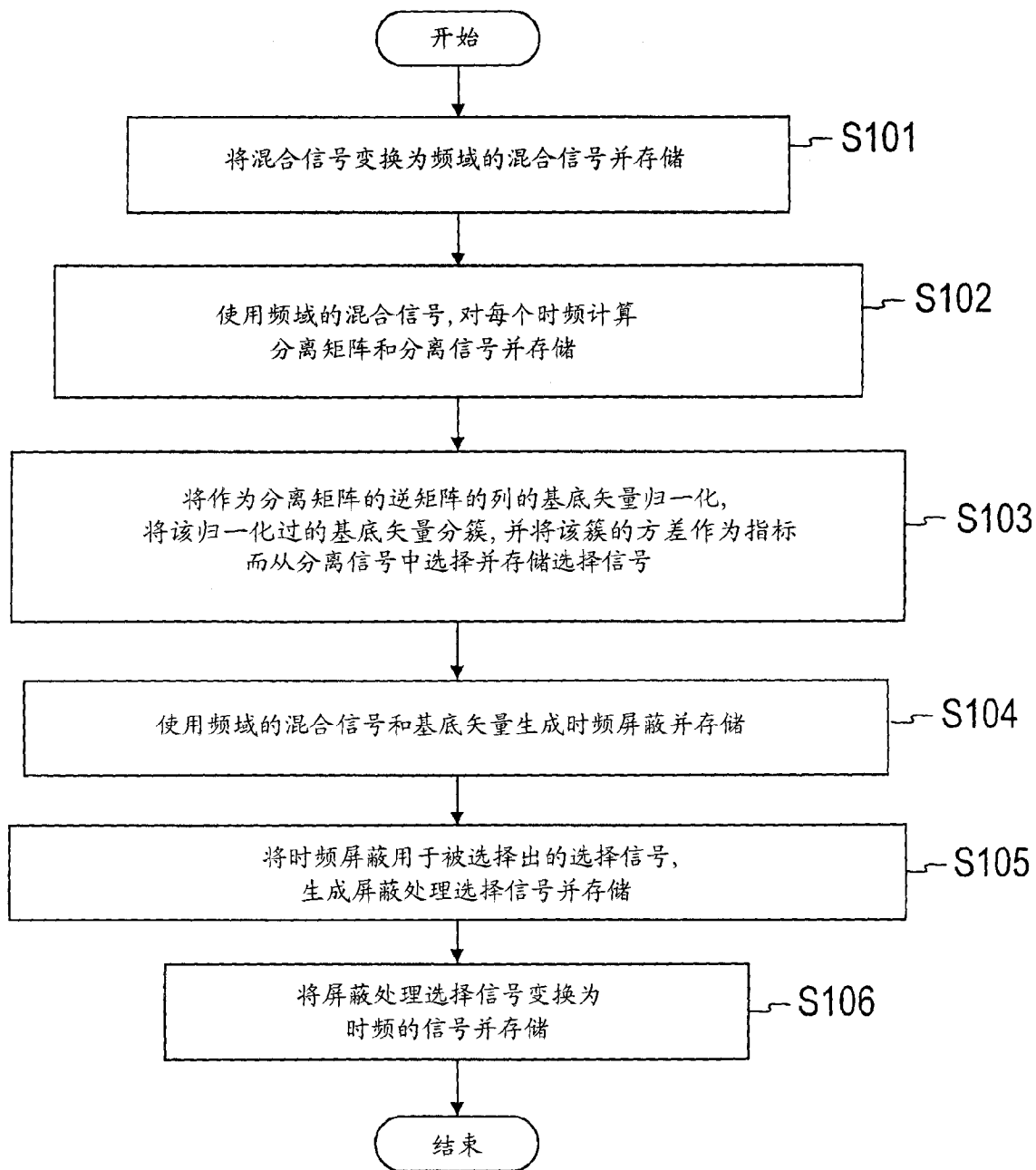


图 19

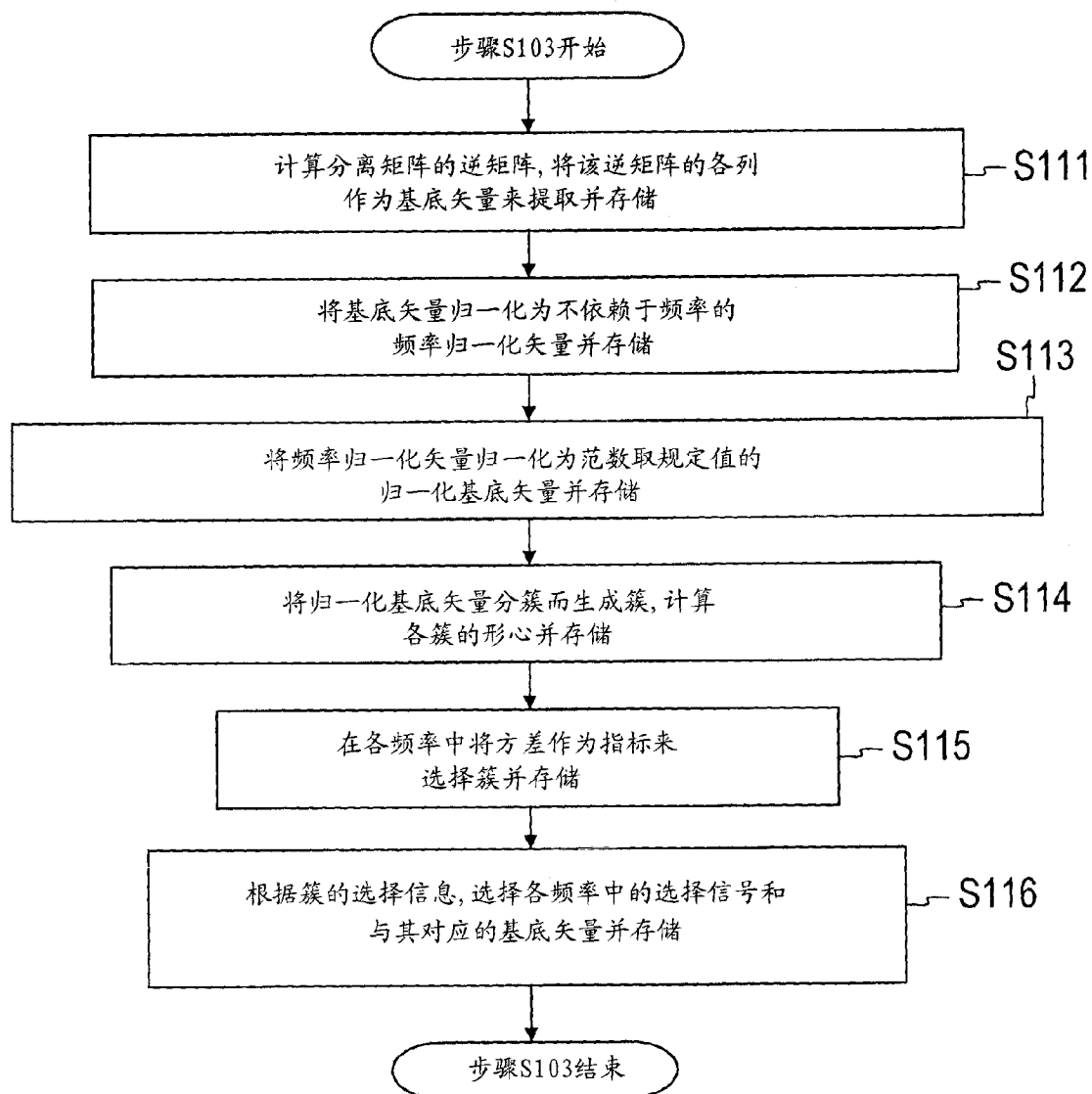


图 20

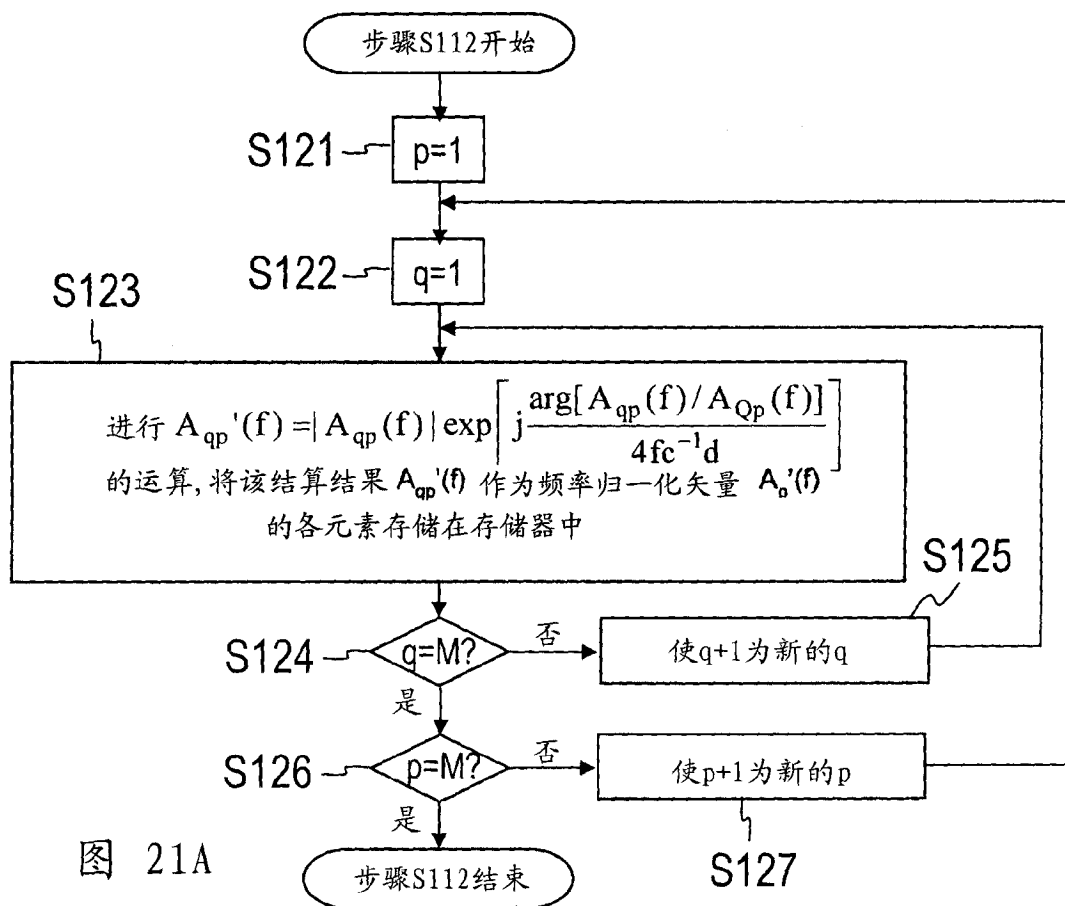


图 21A

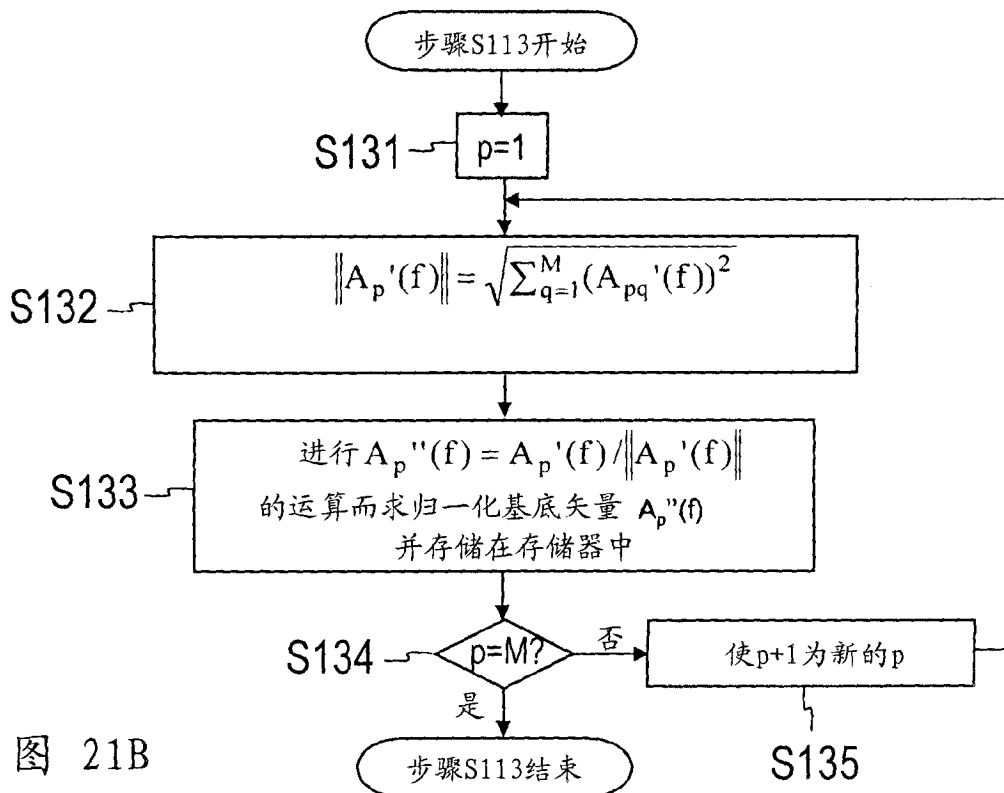


图 21B

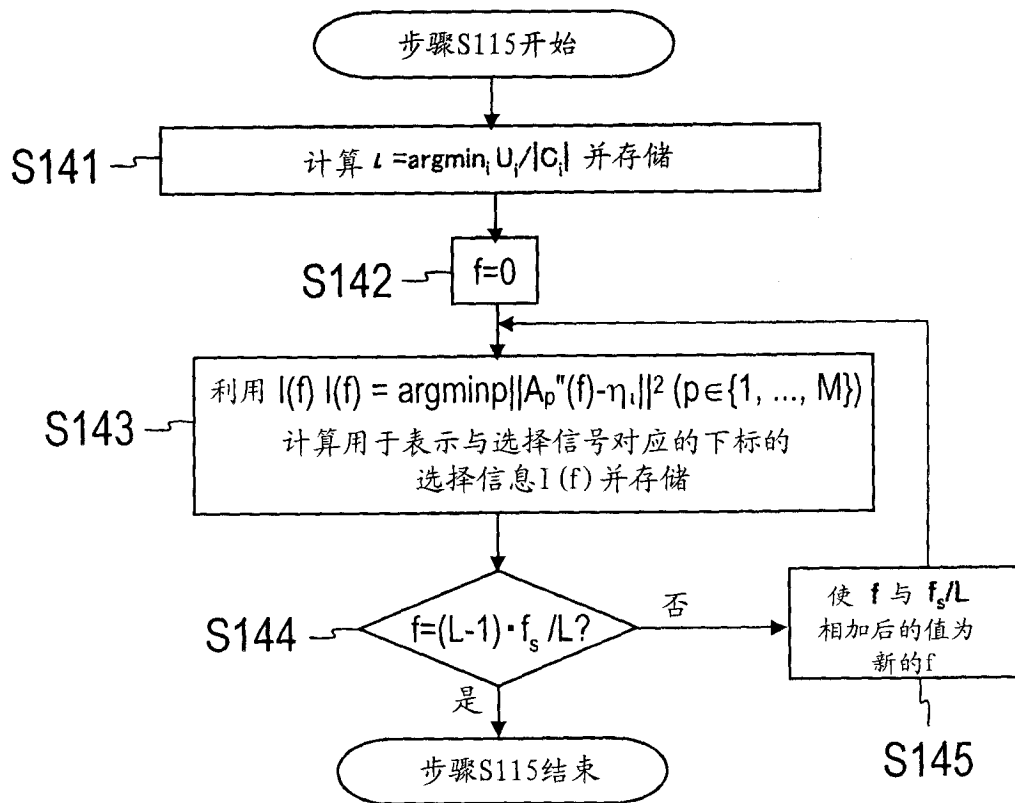


图 22

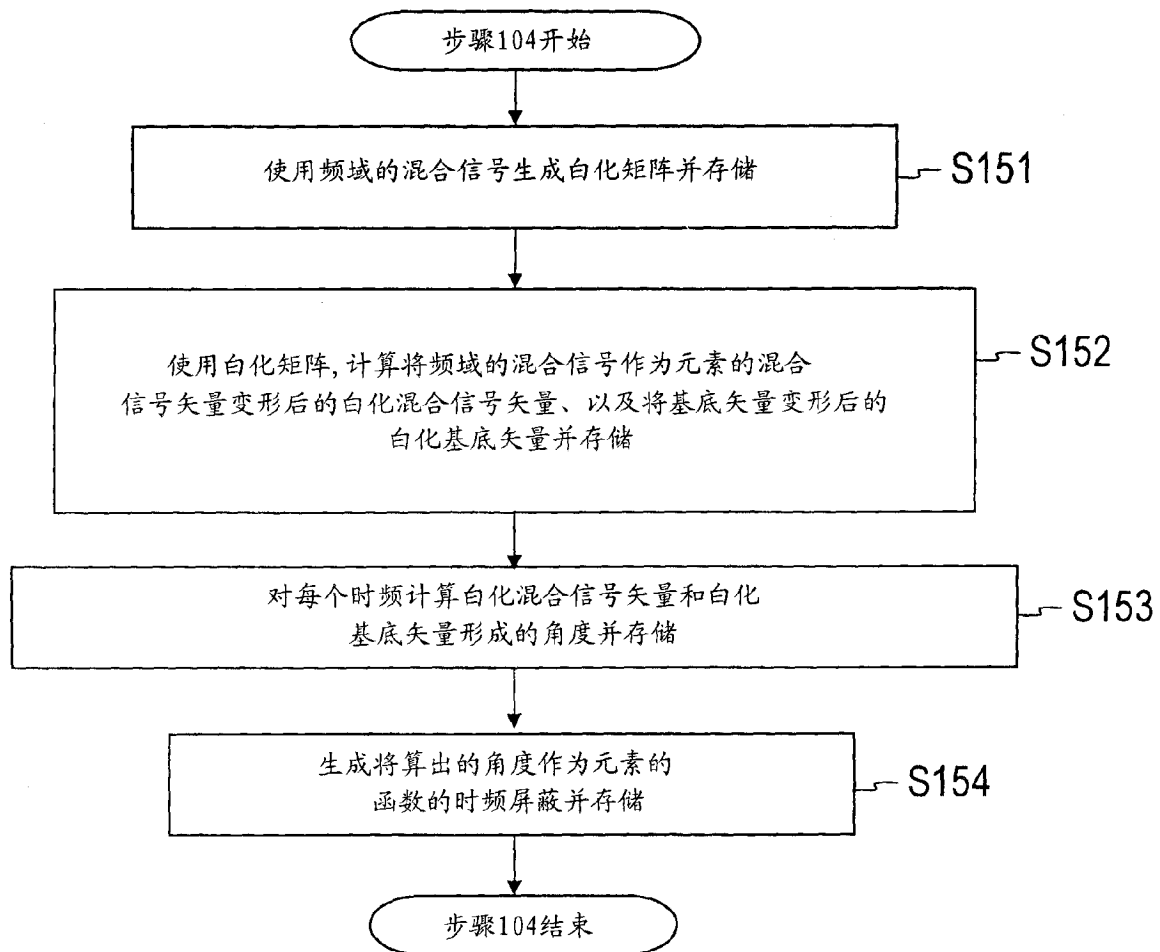


图 23

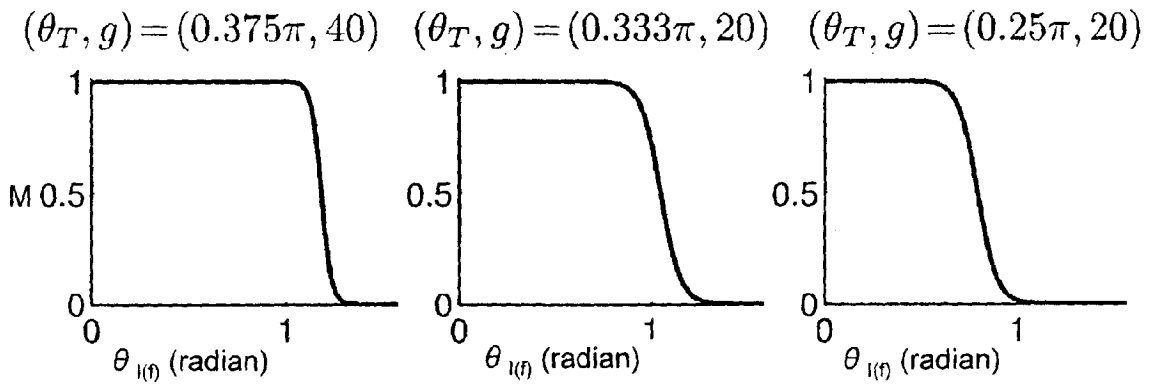


图 24A

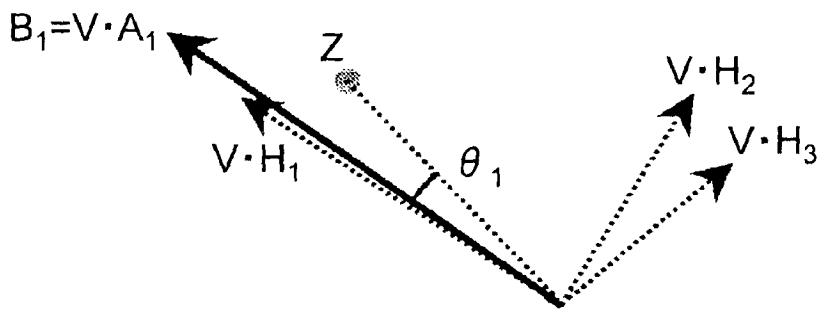


图 24B

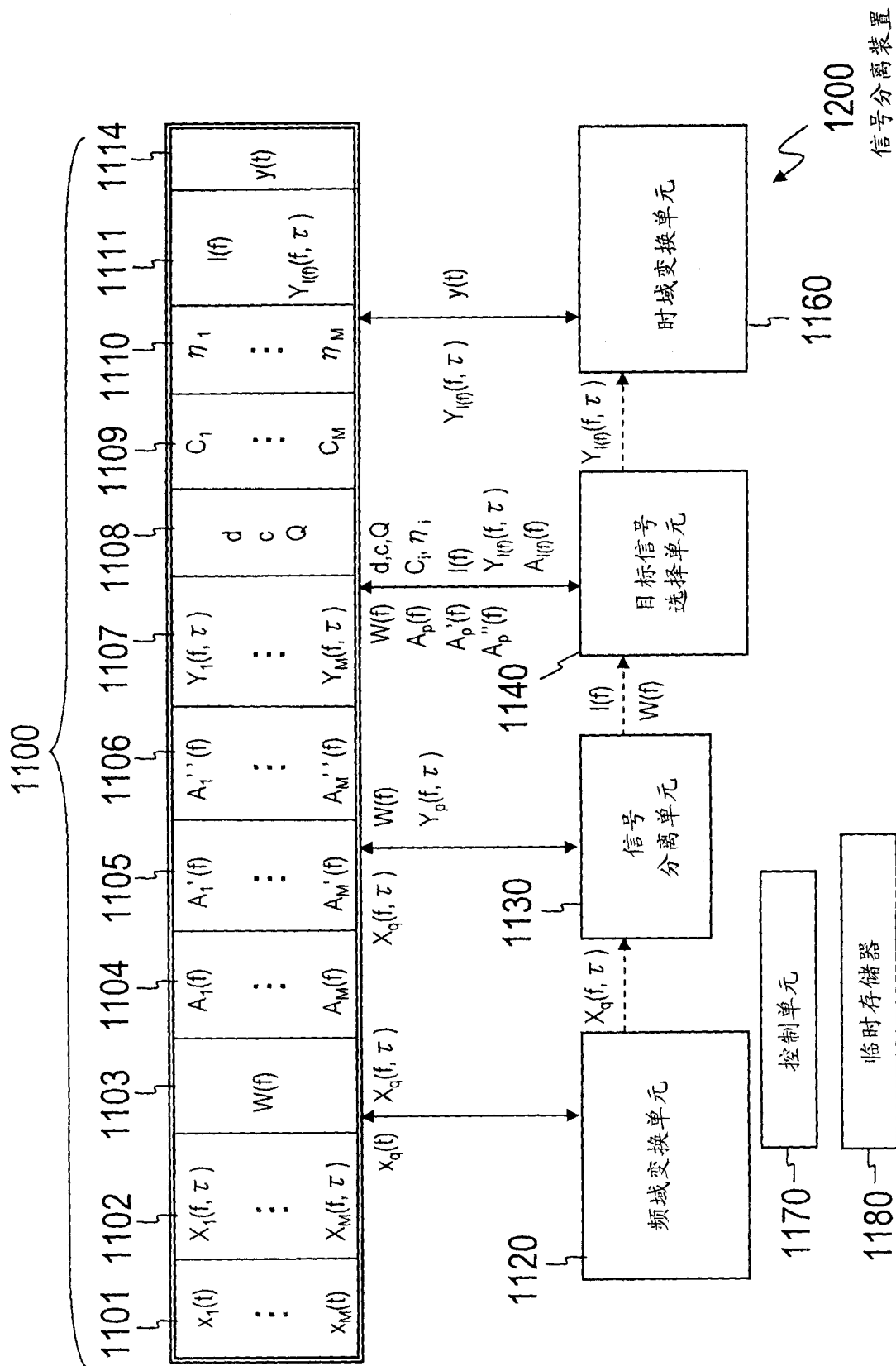


图 25

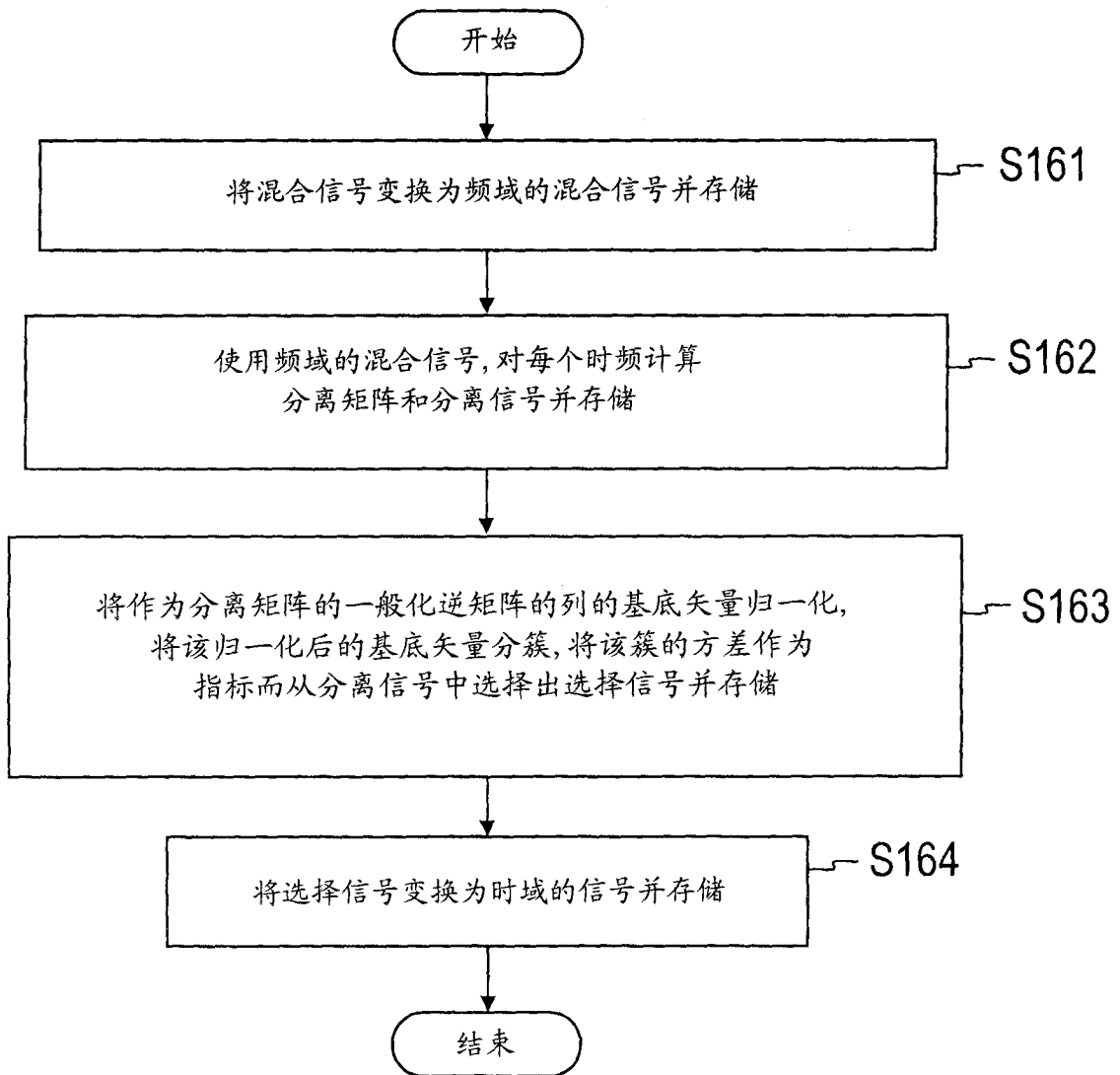


图 26

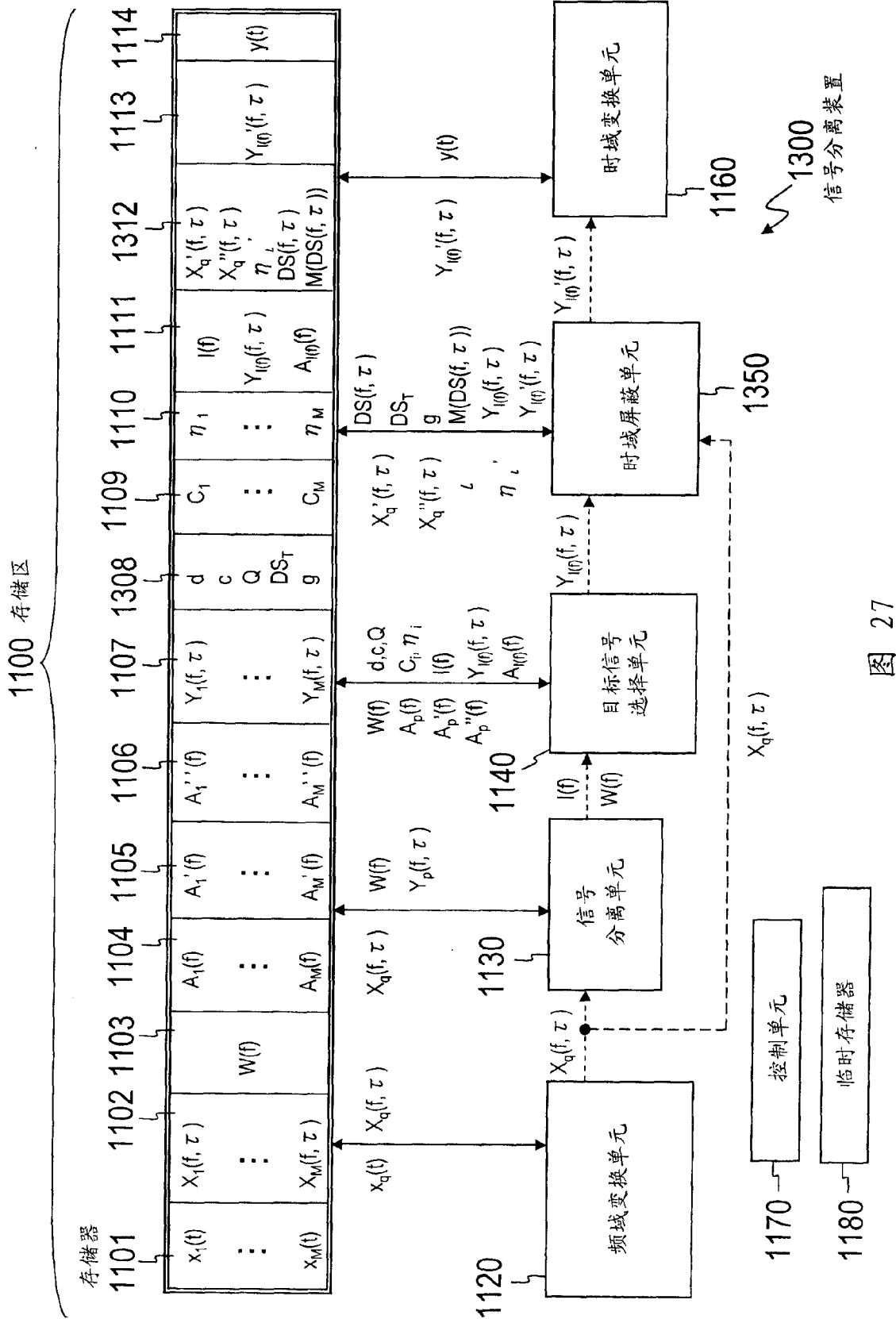
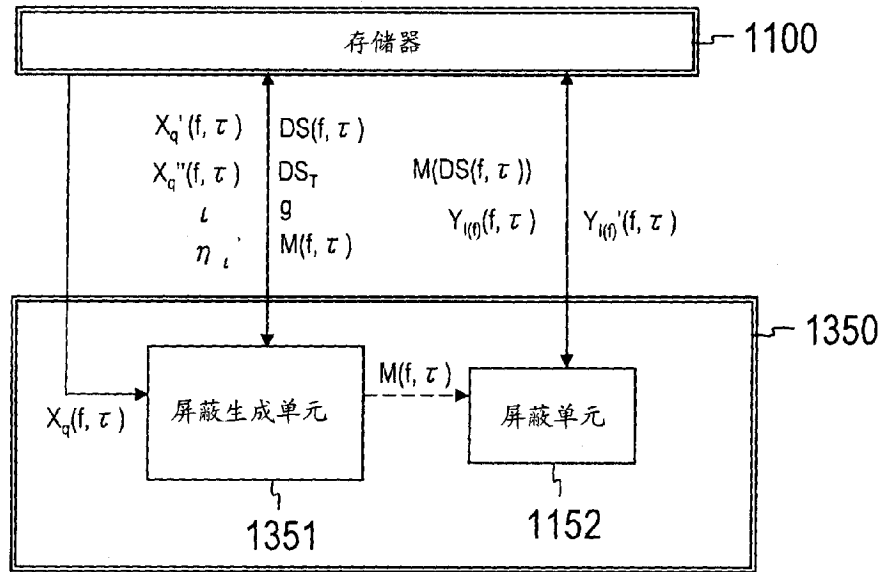


图 27



1100 图 28A

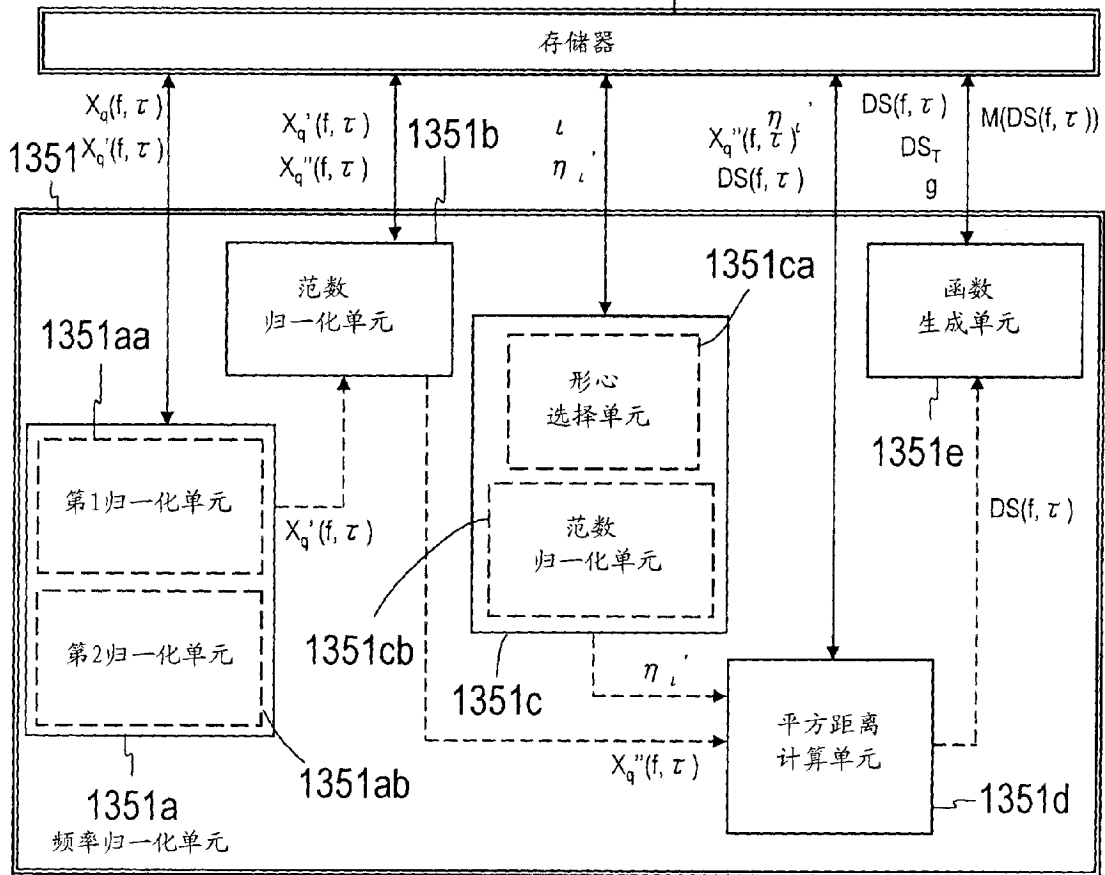


图 28B

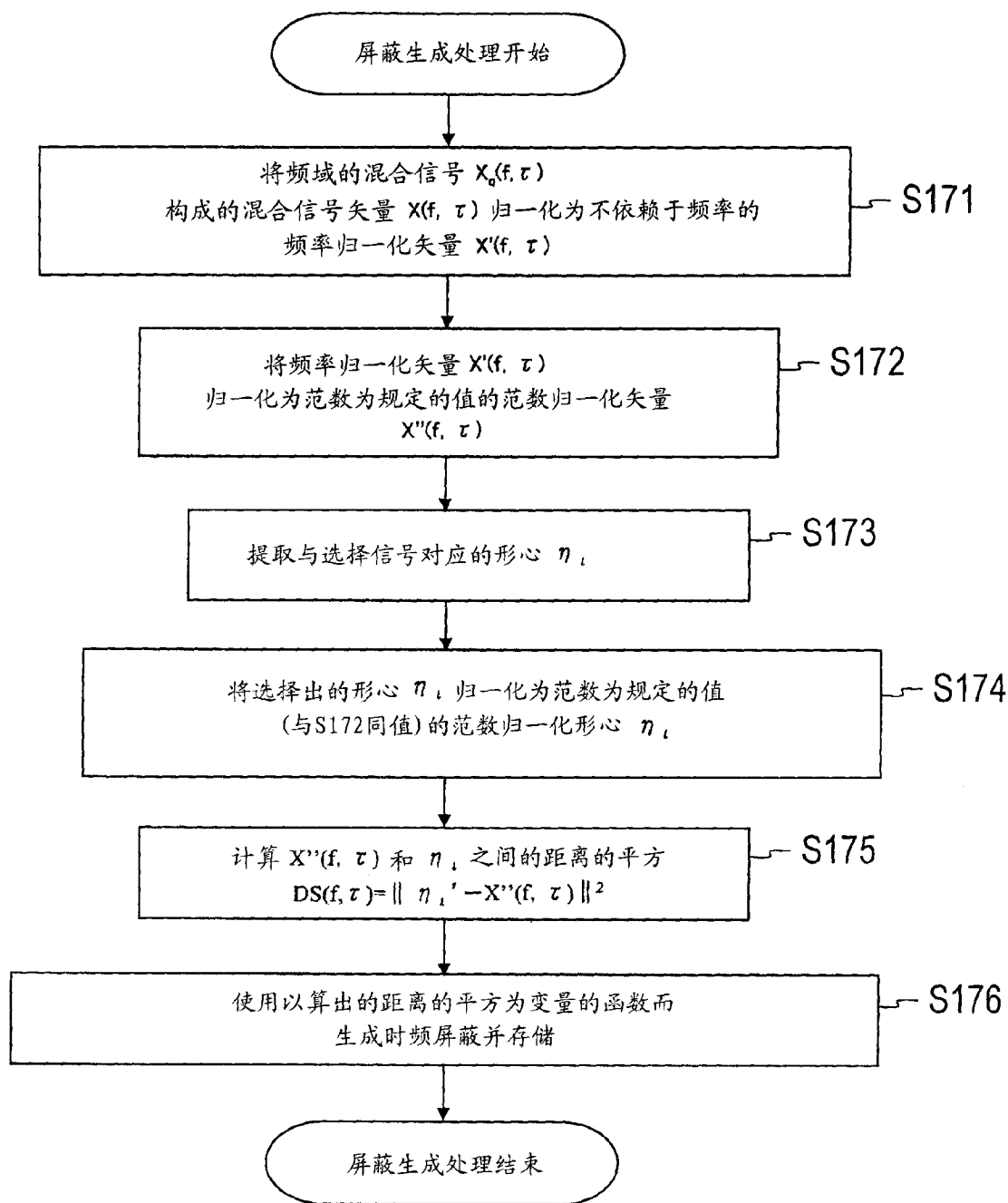


图 29

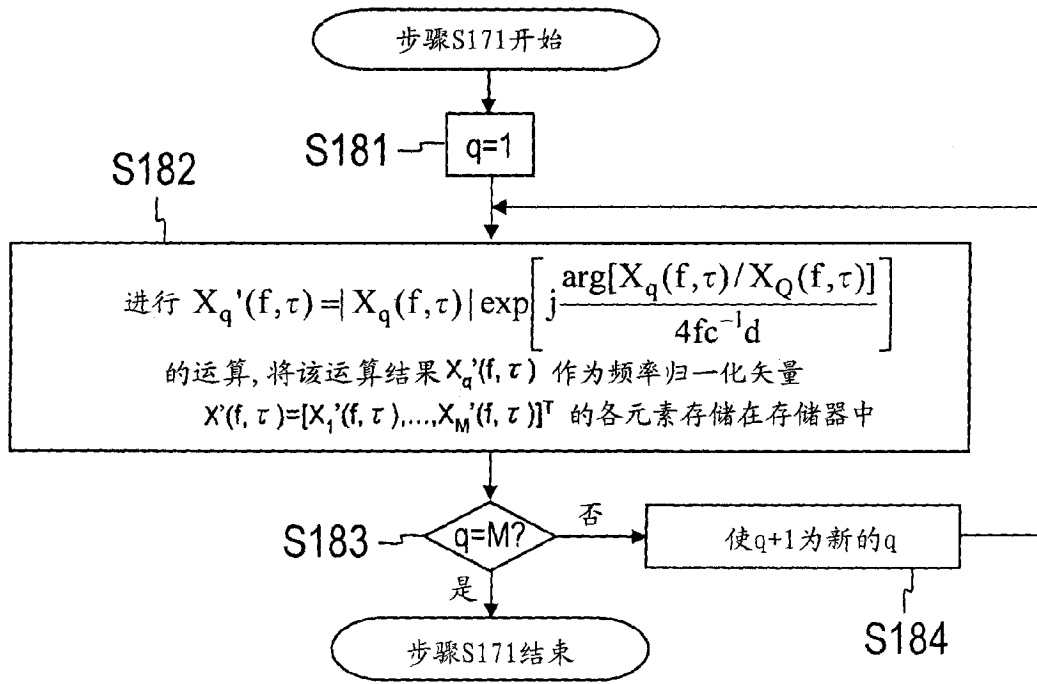


图 30A

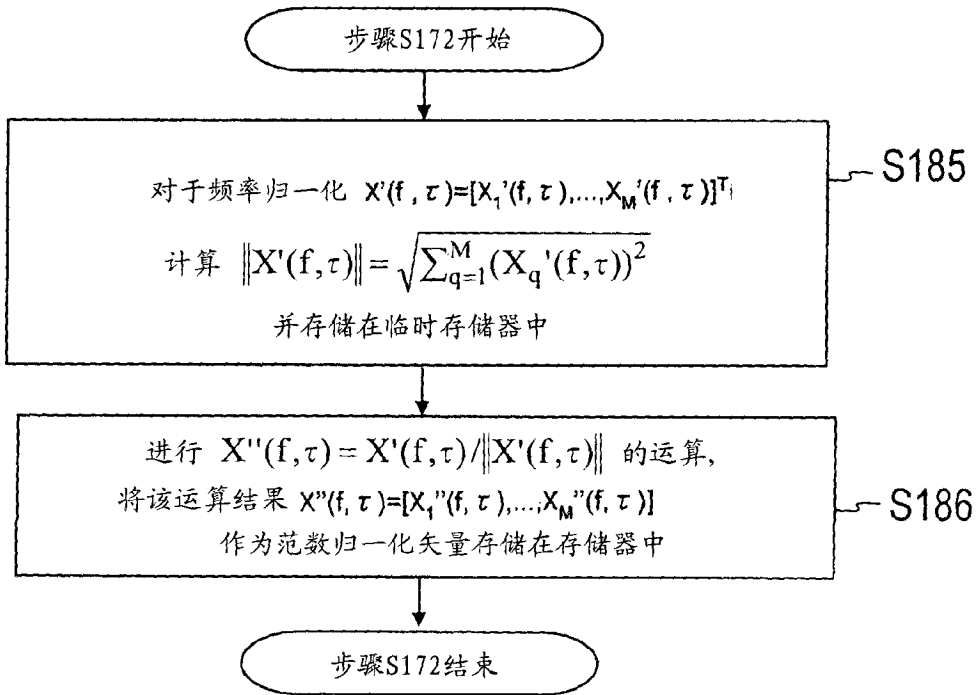


图 30B

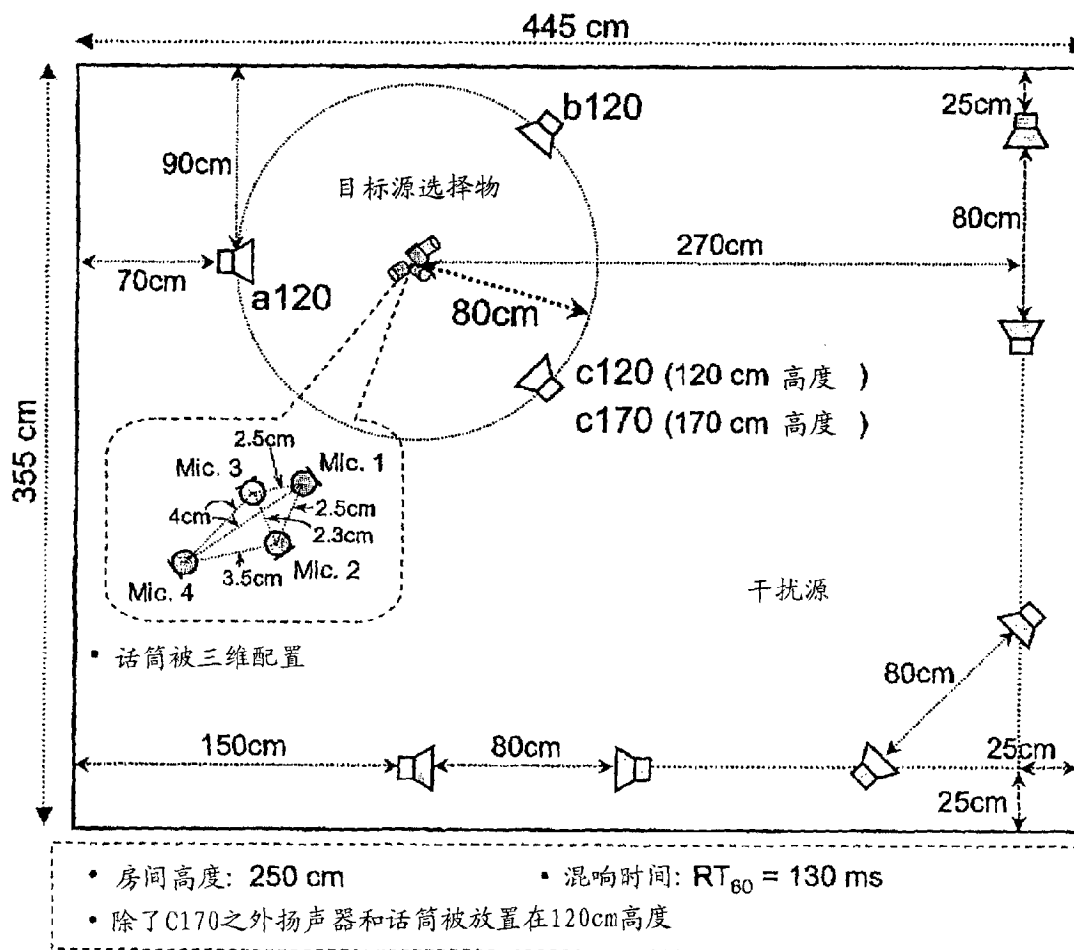


图 31A

目标语音位置	a120	b120	c120	c170
仅ICA	11.7dB	11.7dB	9.0dB	12.9dB
同时使用屏蔽 ($0.375\pi, 40$)	15.5dB	14.3dB	12.4dB	16.7dB
同时使用屏蔽 ($0.333\pi, 20$)	16.9dB	15.4dB	14.0dB	18.1dB
同时使用屏蔽 ($0.25\pi, 20$)	19.7dB	17.9dB	16.9dB	20.8dB

图 31B

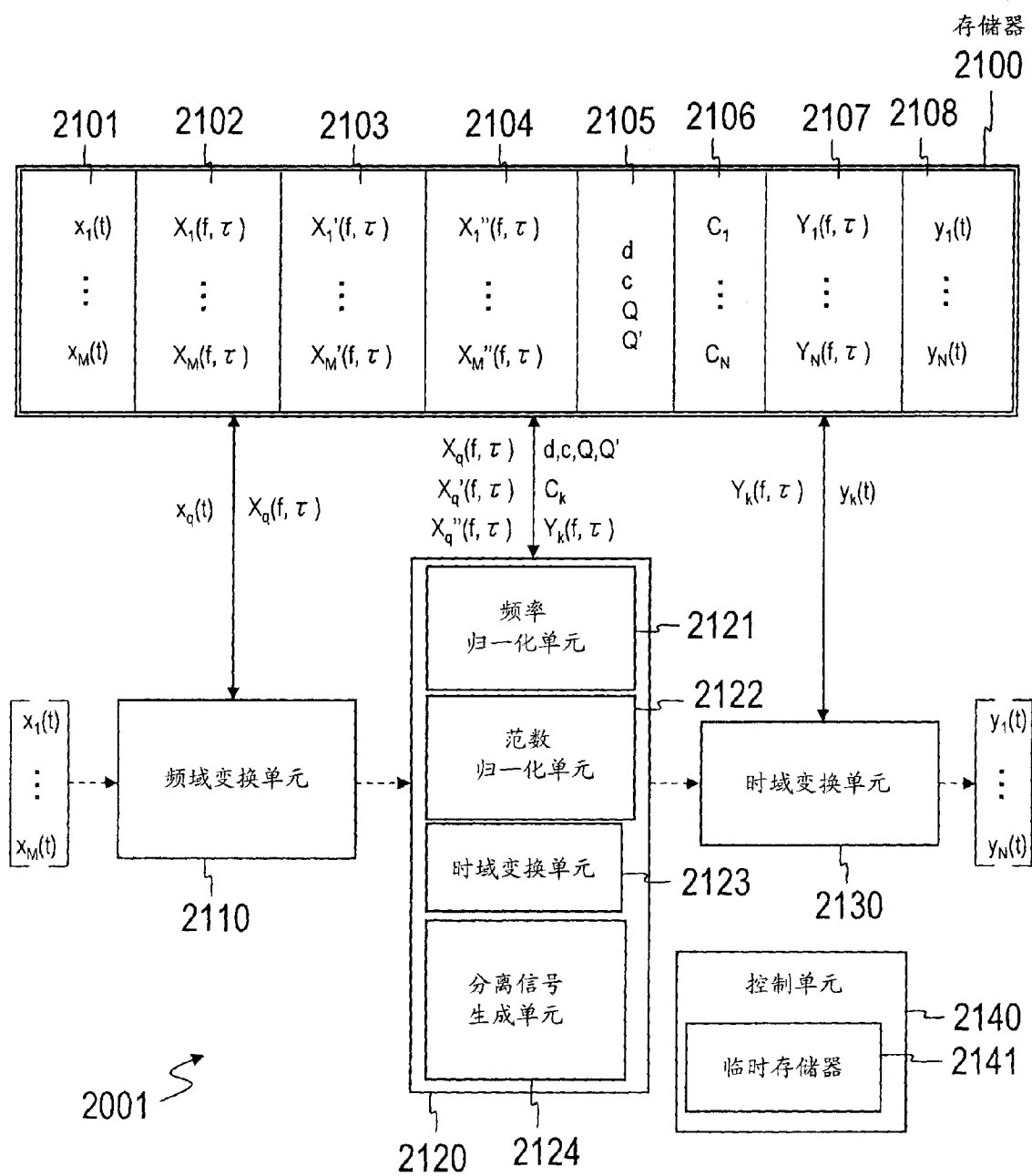


图 32

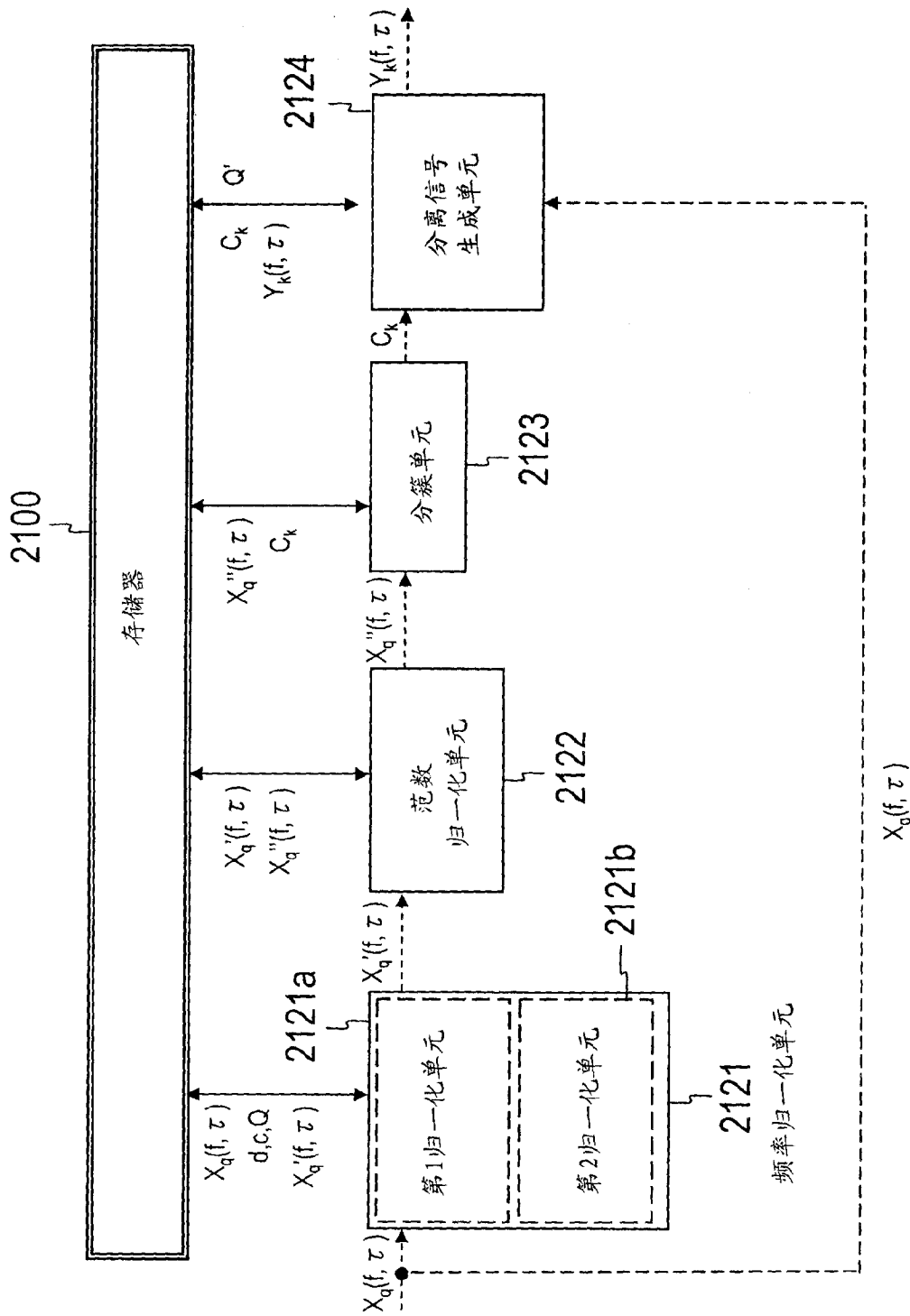


图 33

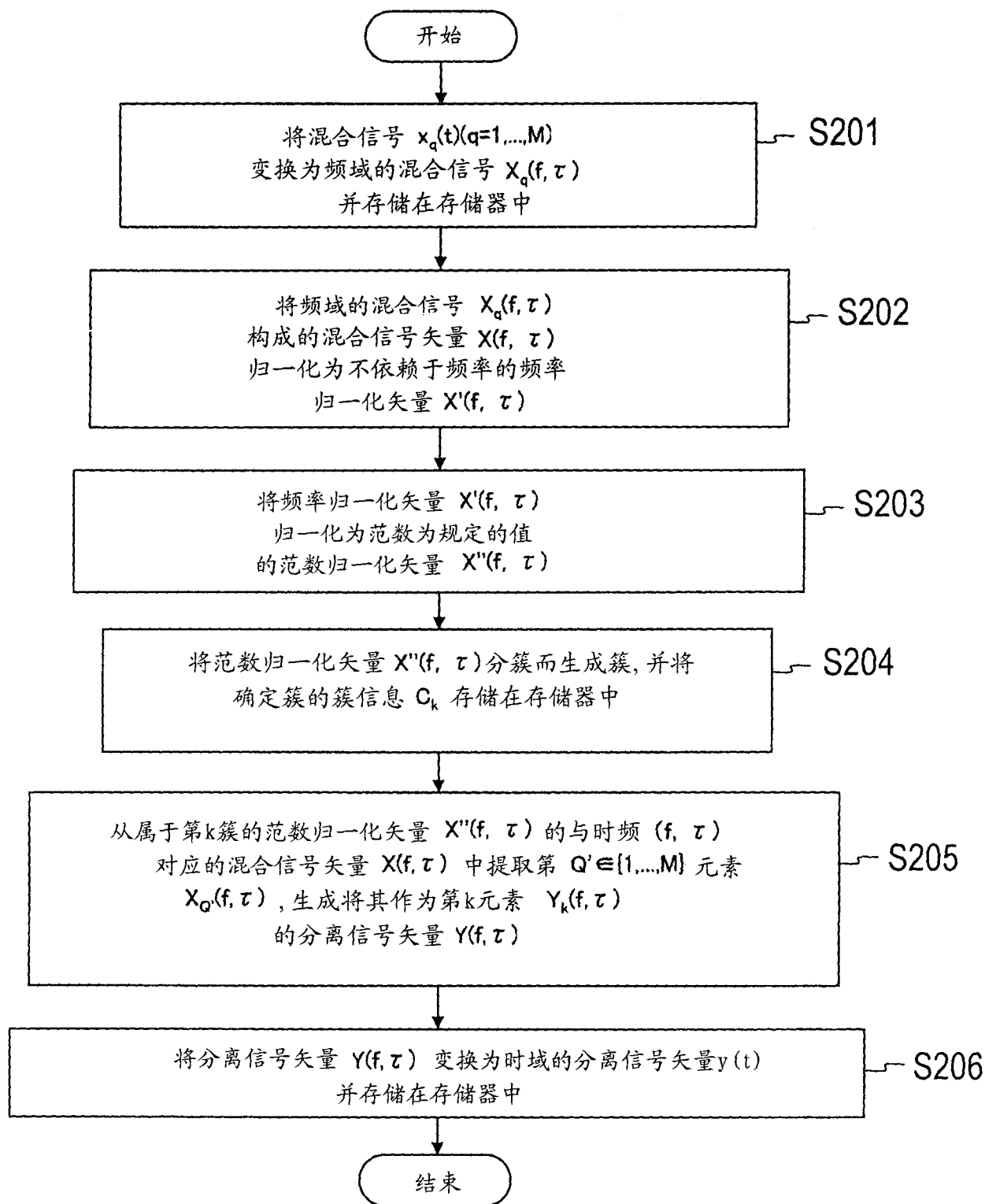


图 34

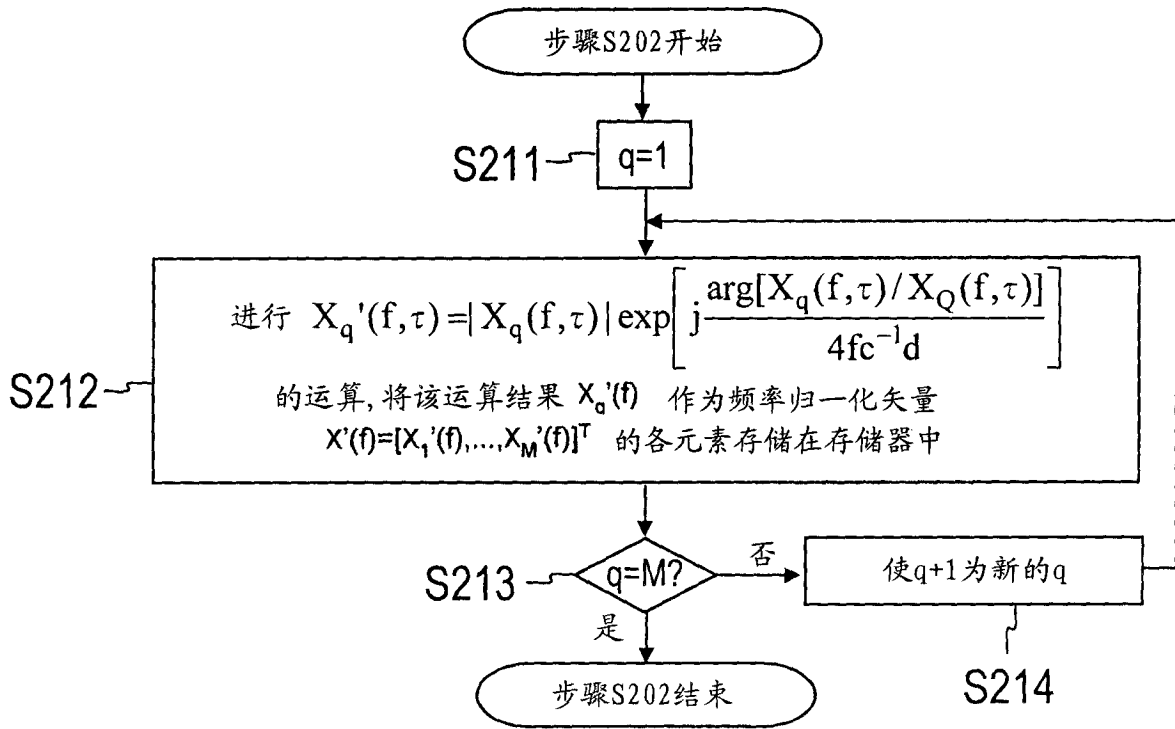


图 35A

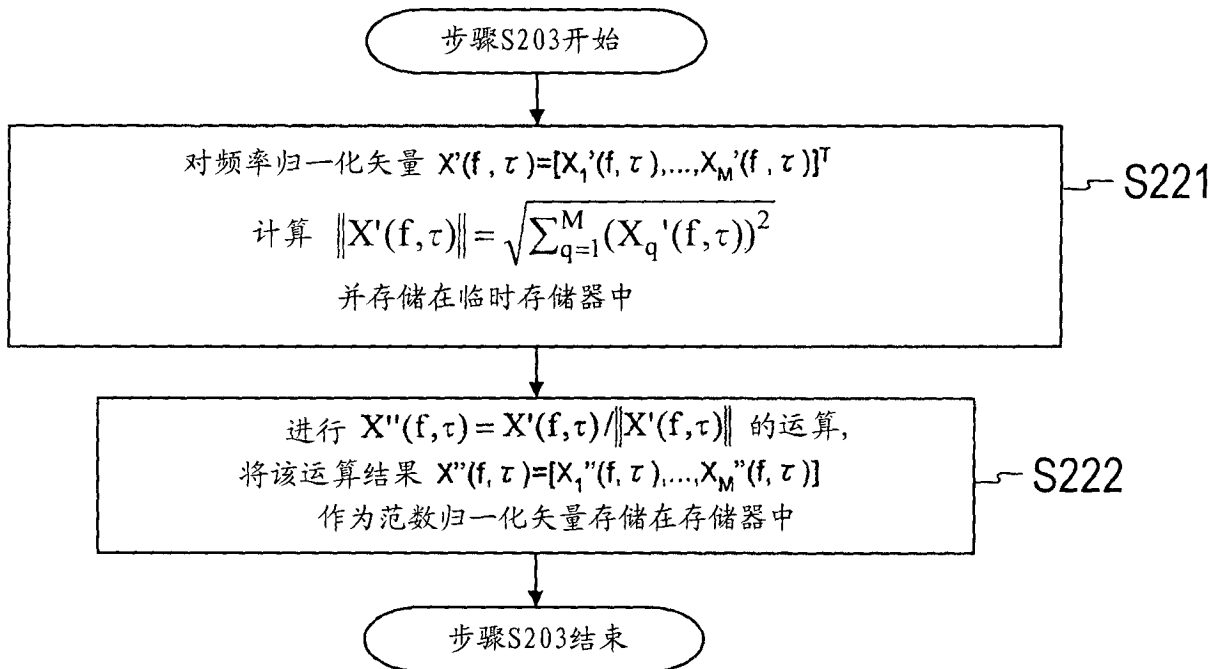


图 35B

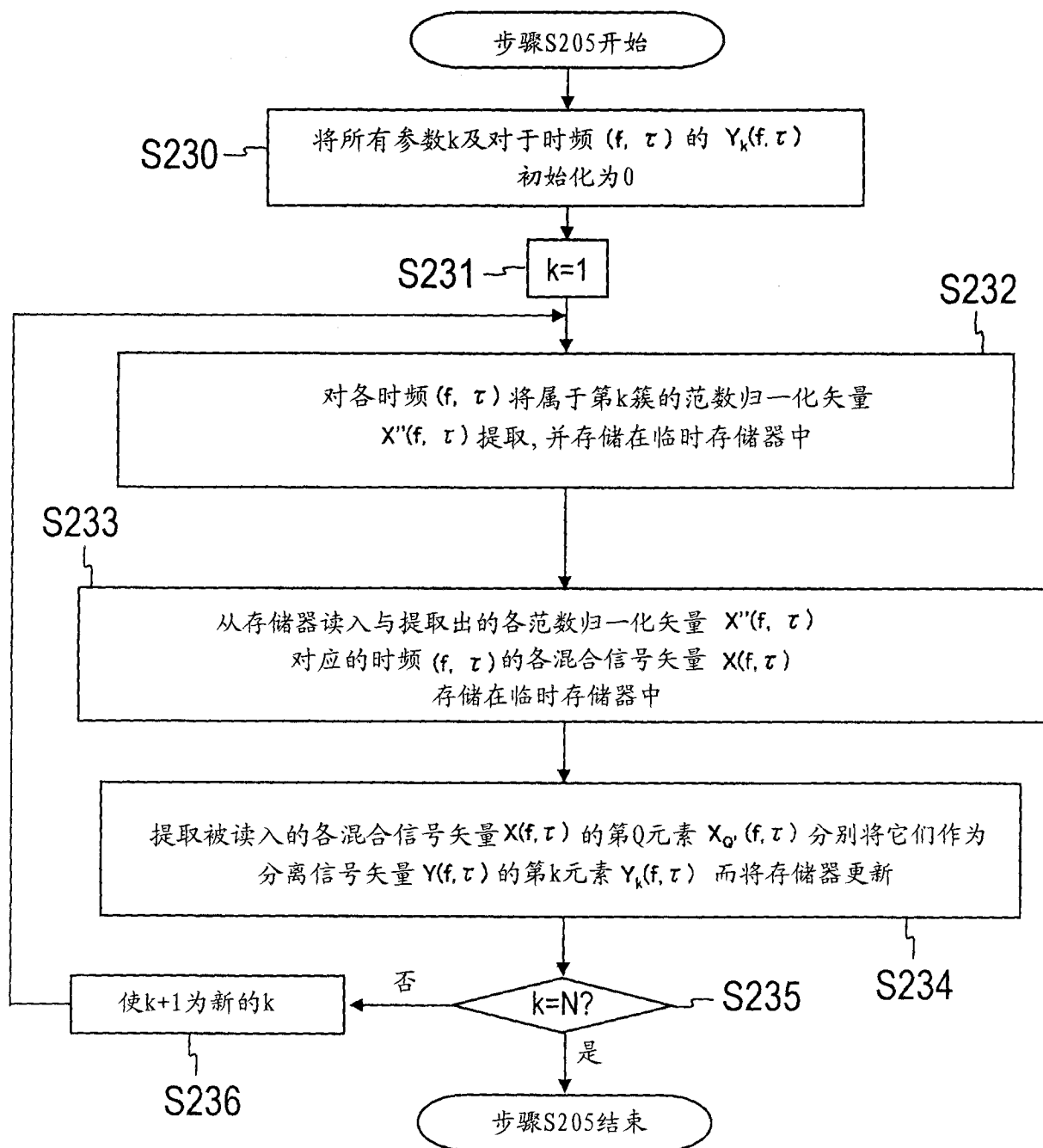


图 36

$d_{\max}/2 \geq d$ 的情况

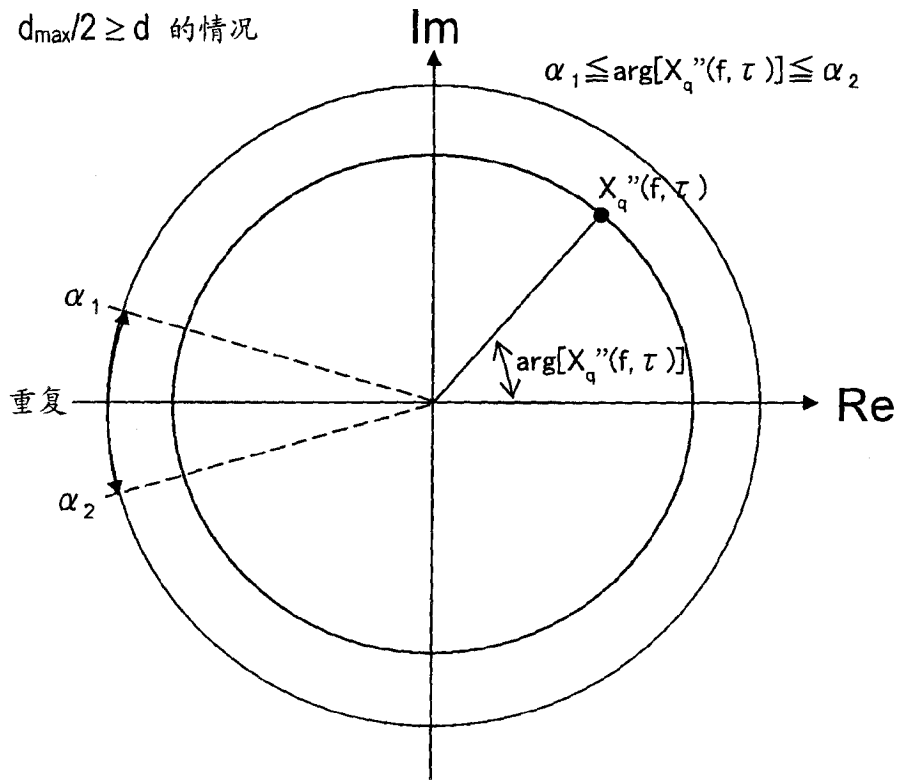


图 37A

$d_{\max}/2 < d < d_{\max}$ 的情况

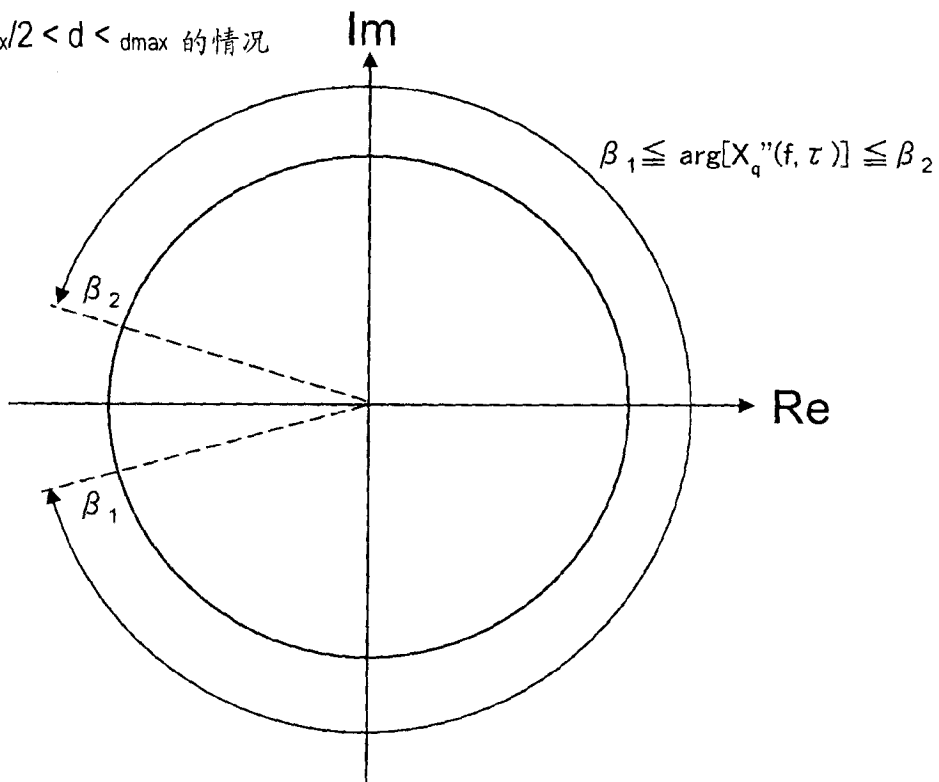


图 37B

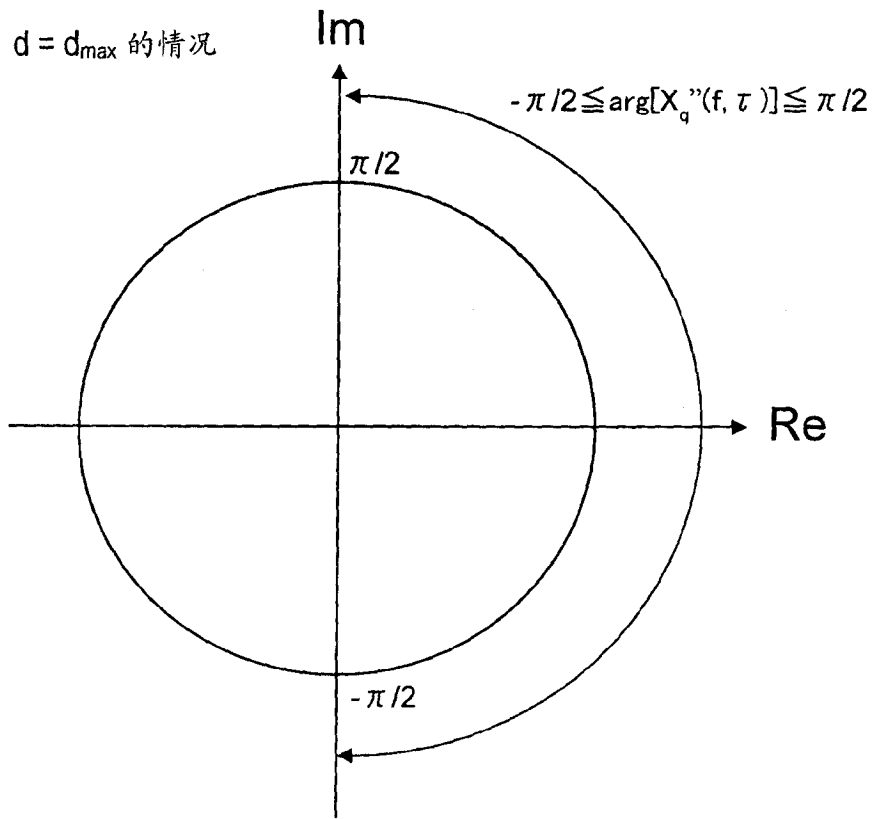


图 38A

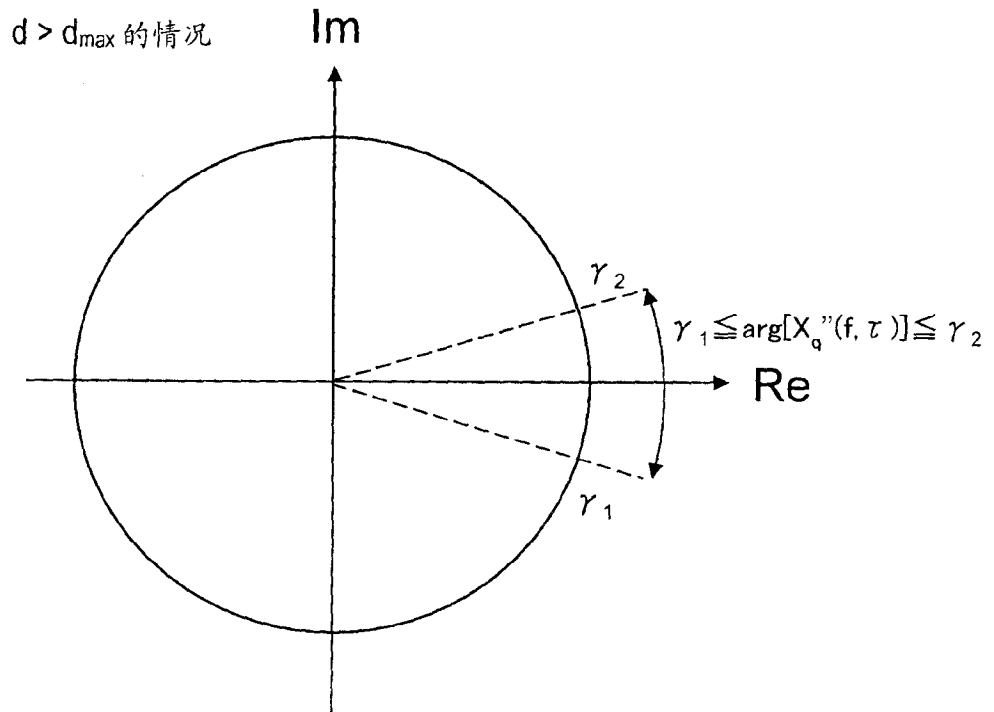


图 38B

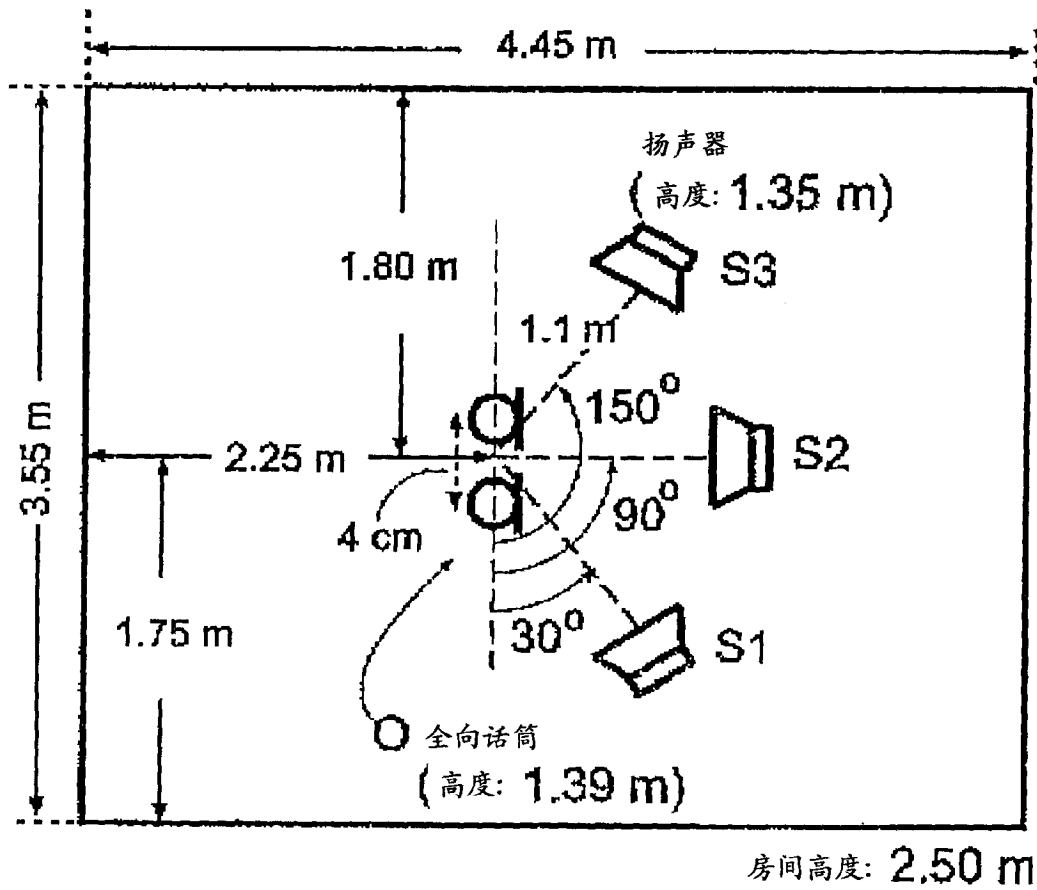


图 39A

实验结果 (in [dB])

	SIR ₁	SIR ₂	SIR ₃
InputSIR	-5.2	-1.5	-2.9
DOA (Previous)	17.7	6.3	12.7
Normalized obser. vector (Proposed)	16.4	6.0	13.0

图 39B

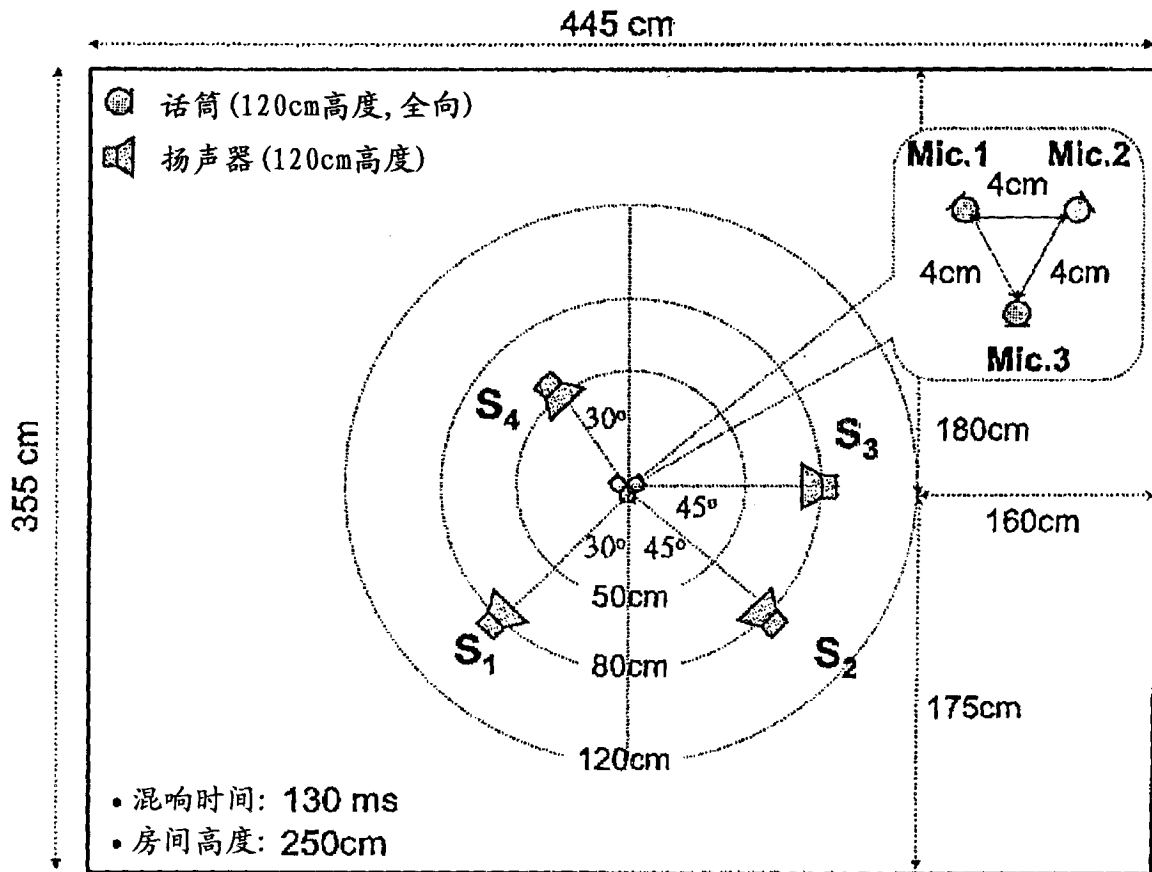


图 40A

实验结果 (in [dB])

	SIR ₁	SIR ₂	SIR ₃	SIR ₄
InputSIR	-8.1	-6.0	-5.9	-0.8
Proposed	16.8	10.6	14.5	10.8

图 40B

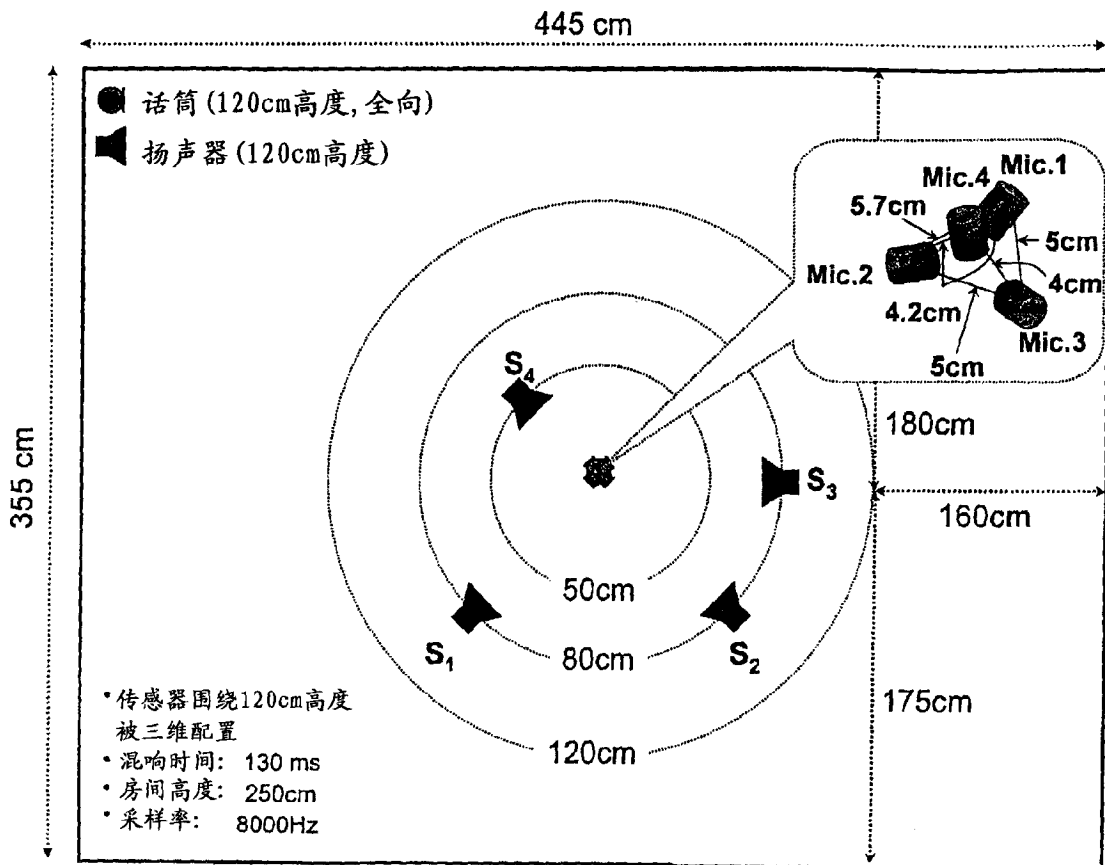


图 41A

实验结果 (in [dB])

	SIR ₁	SIR ₂	SIR ₃	SIR ₄
InputSIR	-8.1	-5.3	-6.6	-0.6
Proposed	17.8	15.6	9.6	15.7

图 41B