

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.  
G10L 21/02 (2006.01)



# [12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200480044105.1

[43] 公开日 2007年8月29日

[11] 公开号 CN 101027719A

[22] 申请日 2004.10.28  
 [21] 申请号 200480044105.1  
 [86] 国际申请 PCT/JP2004/016027 2004.10.28  
 [87] 国际公布 WO2006/046293 日 2006.5.4  
 [85] 进入国家阶段日期 2007.3.28  
 [71] 申请人 富士通株式会社  
 地址 日本神奈川县  
 [72] 发明人 大谷猛 松原光良 远藤香绪里  
 大田恭士

[74] 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司  
 代理人 黄纶伟

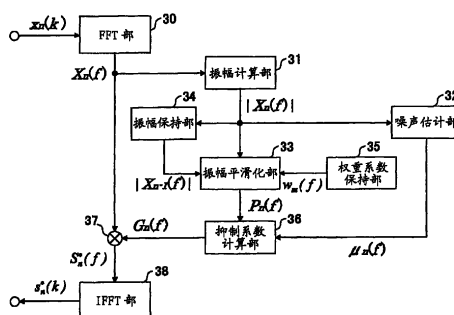
权利要求书 3 页 说明书 15 页 附图 20 页

## [54] 发明名称

噪声抑制装置

## [57] 摘要

本发明提供一种噪声抑制装置，该噪声抑制装置具有将输入信号分割为多个频带，输出频带信号的频率分割单元；求出频带信号的振幅分量的振幅计算单元；估计输入信号所含的噪声的振幅分量来按照每个频带求出估计噪声振幅分量的噪声估计单元；按照每个频带产生不同的权重系数的权重系数产生单元；使用权重系数求出将频带信号的振幅分量进行了时间上的平滑化的平滑化振幅分量的振幅平滑化单元；按照每个频带从平滑化振幅分量和估计噪声振幅分量求出抑制系数的抑制量计算单元；根据抑制系数对频带信号进行抑制的噪声抑制单元；以及将噪声抑制单元输出的多个频带的噪声抑制后的频带信号合成输出的频率合成单元，从而可以既抑制音乐噪声的产生，又将对声音的影响抑制为最小限度，能够实现稳定的噪声抑制性能。



1、一种噪声抑制装置，其特征在于，该噪声抑制装置具有：  
将输入信号分割为多个频带，输出频带信号的频率分割单元；  
求出上述频带信号的振幅分量的振幅计算单元；  
估计上述输入信号所含的噪声的振幅分量来按照每个频带求出估计噪声振幅分量的噪声估计单元；  
按照每个频带产生不同的权重系数的权重系数产生单元；  
使用上述权重系数求出将上述频带信号的振幅分量进行了时间上的平滑化的平滑化振幅分量的振幅平滑化单元；  
按照每个频带从上述平滑化振幅分量和上述估计噪声振幅分量求出抑制系数的抑制量计算单元；  
根据上述抑制系数对上述频带信号进行抑制的噪声抑制单元；以及  
将上述噪声抑制单元输出的多个频带的噪声抑制后的频带信号合成输出的频率合成单元。

2、一种噪声抑制装置，其特征在于，该噪声抑制装置具有：  
将输入信号分割为多个频带，输出频带信号的频率分割单元；  
求出上述频带信号的振幅分量的振幅计算单元；  
估计上述输入信号所含的噪声的振幅分量来按照每个频带求出估计噪声振幅分量的噪声估计单元；  
使权重系数在时间上发生变化并将其输出的权重系数产生单元；  
使用上述权重系数求出将上述频带信号的振幅分量进行了时间上的平滑化的平滑化振幅分量的振幅平滑化单元；  
按照每个频带从上述平滑化振幅分量和上述估计噪声振幅分量求出抑制系数的抑制量计算单元；  
根据上述抑制系数对上述频带信号进行抑制的噪声抑制单元；以及  
将上述噪声抑制单元输出的多个频带的噪声抑制后的频带信号合成输出的频率合成单元。

3、根据权利要求1或2所述的噪声抑制装置，其特征在于，

上述权重系数产生单元输出预先设定的权重系数。

4、根据权利要求 1 或 2 所述的噪声抑制装置，其特征在于，

上述权重系数产生单元根据上述输入信号的振幅分量按照每个频带计算权重系数。

5、根据权利要求 1 或 2 所述的噪声抑制装置，其特征在于，

上述权重系数产生单元根据上述平滑化振幅分量按照每个频带计算权重系数。

6、根据权利要求 1 或 2 所述的噪声抑制装置，其特征在于，

上述权重系数产生单元根据上述输入信号的振幅分量和上述估计噪声振幅分量之比按照每个频带计算权重系数。

7、根据权利要求 1 或 2 所述的噪声抑制装置，其特征在于，

上述权重系数产生单元根据上述平滑化振幅分量和上述估计噪声振幅分量之比按照每个频带计算权重系数。

8、根据权利要求 1 至 7 中任一项所述的噪声抑制装置，其特征在于，

上述权重系数产生单元产生时间上的总和为 1 的权重系数。

9、根据权利要求 1 至 8 中任一项所述的噪声抑制装置，其特征在于，

上述频率分割单元为快速傅立叶转换器，

上述频率合成单元为快速傅立叶逆转换器。

10、根据权利要求 1 至 8 中任一项所述的噪声抑制装置，其特征在于，

上述频率分割单元由多个带通滤波器构成，

上述频率合成单元由加法电路构成。

11、根据权利要求 1 至 10 中任一项所述的噪声抑制装置，其特征在于，

上述振幅平滑化单元根据上述权重系数按照每个频带对当前的输入信号的振幅分量和过去的输入信号的振幅分量进行加权相加。

12、根据权利要求 1 至 10 中任一项所述的噪声抑制装置，其特征在于，

上述振幅平滑化单元根据上述权重系数按照每个频带对当前的输入

---

信号的振幅分量和过去的平滑化振幅分量进行加权相加。

13、根据权利要求 1 至 12 中任一项所述的噪声抑制装置，其特征在于，

上述权重系数产生单元产生在低域为大值在高域为小值的权重系数。

## 噪声抑制装置

### 技术领域

本发明涉及噪声抑制装置，涉及从噪声重叠的声音信号中降低噪声分量的噪声抑制装置。

### 背景技术

在移动电话系统和 IP (Internet Protocol) 电话系统等中，除了通话者的声音之外还会向话筒内混入环境噪音。其结果，声音信号变得恶劣，损坏了声音的清晰感。于是，以往开发了从恶劣的声音信号中降低噪声分量，提高通话质量的技术（例如参照非专利文献 1 和专利文献 1）。

图 1 表示以往的噪声抑制装置的一个例子的框图。该图中，时间频率转换部 10 每单位时间（帧）将当前帧  $n$  的输入信号  $x_n(k)$  从时域  $k$  转换为频域  $f$ ，求出输入信号的频域信号  $X_n(f)$ 。振幅计算部 11 根据频域信号  $X_n(f)$  计算输入信号的振幅分量  $|X_n(f)|$ （下面称为“输入振幅分量”）。噪声估计部 12 从没有通话者的声音的情况下的输入振幅分量  $|X_n(f)|$  求出估计噪声的振幅分量  $\mu_n(f)$ （下面称为“估计噪声振幅分量”）。

抑制系数计算部 13 按照 (1) 式从  $|X_n(f)|$  和  $\mu_n(f)$  求出抑制系数  $G_n(f)$ 。

[算式 1]

$$G_n(f) = 1 - \frac{\mu_n(f)}{|X_n(f)|} \dots (1)$$

噪声抑制部 14 按照 (2) 式从  $X_n(f)$  和  $G_n(f)$  求出噪声抑制之后的振幅分量  $S_n^*(f)$ 。

[算式 2]

$$S_n^*(f) = X_n(f) \times G_n(f) \dots (2)$$

时间频率转换部 15 将  $S_n^*(f)$  从频域转换为时域，求出噪声抑制之

后的信号  $s_n^*(k)$ 。

(非专利文献 1) S. F. Boll, "Suppression of Acoustic Noise in Speech Using Spectral Subtraction", IEEE Transaction on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ASSP-33, vol.27, pp.113-120, 1979

(专利文献 1) 日本特开 2004-20679

在图 1 中, 估计噪声振幅分量  $\mu_n(f)$  例如通过对不包含过去的通话者的声音的帧上的输入信号的振幅分量进行平均来求出。这样背景噪声的平均的(长期的)倾向根据过去的输入振幅分量来估计。

图 2 表示以往的抑制系数计算方法的一个例子的原理图。该图中, 在抑制系数计算部 16 中, 根据当前帧  $n$  的振幅分量  $|X_n(f)|$  和估计噪声振幅分量  $\mu_n(f)$  来计算抑制系数  $G_n(f)$ , 通过将该抑制系数乘以输入振幅分量, 来抑制输入信号所含的噪声分量。

但是, 难以正确地求出重叠于当前帧上(短期的)的噪声的振幅分量。即, 重叠于当前帧上的噪声的振幅分量与估计噪声振幅分量之间产生估计误差(下面称为噪声估计误差)。因此, 如图 3 所示, 用实线所示的噪声的振幅分量与用虚线所示的估计噪声振幅分量之间的差即噪声估计误差变大。

其结果, 在噪声抑制装置中, 上述的噪声估计误差引起过度抑制或抑制不足。进而, 由于噪声估计误差按照每帧发生很大变动, 所以过度抑制或抑制不足也发生变动, 在噪声抑制性能上产生时间上的不均。该噪声抑制性能的时间上的不均产生作为音乐噪声(musical noise)而被知晓的怪声。

图 4 表示以往的抑制系数计算方法的其他的一个例子的原理图。它是以抑制噪声抑制装置中伴随过度抑制或抑制不足而产生的怪声为目的的平均化噪声抑制技术。该图中, 在振幅平滑化部 17 中进行当前帧  $n$  的振幅分量  $|X_n(f)|$  的平滑化, 抑制系数计算部 18 根据平滑化之后的输入信号的振幅分量  $P_n(f)$  (下面称为“平滑化振幅分量”)和估计噪声振幅分量  $\mu_n(f)$  求出抑制系数  $G_n(f)$ 。

作为振幅分量的平滑化方法, 使用下面 2 种方法。

### （第 1 平滑化方法）

将当前帧和过去多帧的输入振幅分量的平均值作为平滑化振幅分量  $P_n(f)$ 。该方法为单纯的平均化，可以用（3）式求出平滑化振幅分量。

[算式 3]

$$P_n(f) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{N-1} |X_{n-k}(f)| \dots (3)$$

M：进行平滑化的范围（帧数）

### （第 2 平滑化方法）

将当前帧的振幅分量  $|X_n(f)|$  和前一帧的平滑化振幅分量  $P_{n-1}(f)$  之间的加权平均值作为平滑化振幅分量  $P_n(f)$ 。这被称为指数平滑化，可以通过（4）式来求出平滑化振幅分量。

[算式 4]

$$P_n(f) = \alpha \times |X_n(f)| + (1 - \alpha) \times P_{n-1}(f) \dots (4)$$

$\alpha$ ：平滑化系数

在图 4 的抑制系数计算方法中，在计算抑制系数之前对输入振幅分量进行平均化或者进行指数平滑化，从而在没有输入通话者的声音时，如图 5 所示，可以减小用实线所示的噪声的振幅分量和用虚线所示的估计噪声振幅分量的差即噪声估计误差。其结果，可以抑制在图 2 的抑制系数计算中作为问题的、噪声输入时的过度抑制或抑制不足，能够抑制音乐噪音。

但是，在输入了通话者的声音时，如图 6 所示，平滑化振幅分量变得钝化，用虚线所示的声音信号的振幅分量和用实线所示的平滑化振幅分量的误差（下面称为“声音估计误差”）变大。

其结果，由于根据声音估计误差较大的平滑化振幅分量和估计噪声振幅来求出抑制系数，并将输入振幅分量乘以抑制系数，所以具有错误地抑制了输入信号所含的声音分量，引起音质的劣化的问题。该现象特别在声音的起始时（声音的开始区间）内比较显著。

### 发明内容

本发明是鉴于上述问题而完成的，其总的目的在于提供一种噪声抑

制装置，该噪声抑制装置能够抑制音乐噪音的产生，并且将其对声音的影响降至最低，实现稳定的噪声抑制性能。

为了达成该目的，本发明的噪声抑制装置具有：按照每个频带求出输入信号的振幅分量的振幅计算单元；估计上述输入信号的噪声的振幅分量来按照每个频带求出估计噪声振幅分量的噪声估计单元；按照每个频带产生不同的权重系数的权重系数产生单元；使用上述按照每个频带而不同的权重系数对上述输入信号的振幅分量进行时间上的平滑化，并按照每个频带求出平滑化振幅分量的振幅平滑化单元；按照每个频带从上述平滑化振幅分量和上述估计噪声振幅分量求出抑制系数的抑制量计算单元；以及按照每个频带从上述输入信号和上述抑制系数求出对噪声进行了抑制的声音信号的噪声抑制单元。

根据这种噪声抑制装置，可以抑制音乐噪音的产生，并且将其对声音的影响降至最低，实现稳定的噪声抑制性能。

#### 附图说明

图 1 是以往的噪声抑制装置的一个例子的框图。

图 2 是以往的抑制系数计算方法的一个例子的原理图。

图 3 是用于说明以往的噪声估计误差的图。

图 4 是以往的抑制系数计算方法的其他一个例子的原理图。

图 5 是用于说明以往的噪声估计误差的图。

图 6 是用于说明以往的声音估计误差的图。

图 7 是本发明的抑制系数计算的原理图。

图 8 是本发明的抑制系数计算的原理图。

图 9 是使用 FIR 滤波器的情况下的振幅平滑化部的结构图。

图 10 是使用 IIR 滤波器的情况下的振幅平滑化部的结构图。

图 11 是表示本发明的权重系数的一个例子的图。

图 12 是表示从平滑化振幅分量和估计噪声振幅分量来求出抑制系数的关系式的图。

图 13 是用于说明本发明的噪声估计误差的图。



- 图 14 是用于说明本发明的声音估计误差的图。
- 图 15 是重叠有噪声的声音的输入信号的波形图。
- 图 16 是以往的噪声抑制装置的输出声音信号的波形图。
- 图 17 是本发明的噪声抑制装置的输出声音信号的波形图。
- 图 18 是本发明的噪声抑制装置的第 1 实施方式的框图。
- 图 19 是本发明的噪声抑制装置的第 2 实施方式的框图。
- 图 20 是本发明的噪声抑制装置的第 3 实施方式的框图。
- 图 21 是表示非线性函数 func 的图。
- 图 22 是本发明的噪声抑制装置的第 4 实施方式的框图。
- 图 23 是表示信噪比与权重系数的关系的图。
- 图 24 是本发明的噪声抑制装置的第 5 实施方式的框图。
- 图 25 是应用了本发明装置的移动电话的一个实施方式的框图。
- 图 26 是应用了本发明装置的移动电话的另一个实施方式的框图。

#### 符号说明

- 21: 振幅平滑化部;
- 22: 抑制系数计算部;
- 23: 权重系数计算部;
- 30: FFT 部;
- 31、41: 振幅计算部;
- 32、42: 噪声估计部;
- 33: 振幅平滑化部;
- 34: 振幅保持部;
- 35: 权重系数保持部;
- 36、46: 抑制系数计算部;
- 37、47: 噪声抑制部;
- 40: 信道分割部;
- 43: 振幅平滑化部;
- 44: 振幅保持部;
- 45: 权重系数计算部;

## 48: 信道合成部

### 具体实施方式

下面根据附图说明本发明的实施方式。

图 7 和图 8 表示本发明的抑制系数计算的原理图。在本发明中与图 4 相同地，在计算抑制系数之前进行输入振幅分量的平滑化。

在图 7 中，在振幅平滑化部 21 内使用当前帧  $n$  的振幅分量  $|X_n(f)|$  和权重系数  $w_m(f)$  得到平滑化振幅分量  $P_n(f)$ 。抑制系数计算部 22 根据平滑化振幅分量  $P_n(f)$  和估计噪声振幅分量  $\mu_n(f)$  求出抑制系数  $G_n(f)$ 。

在图 8 中，权重系数计算部 23 从输入振幅分量计算特征量（信噪比和输入信号的振幅等），根据特征量来适应性控制权重系数  $w_m(f)$ 。在振幅平滑化部 21 中使用当前帧  $n$  的振幅分量  $|X_n(f)|$  和来自权重系数计算部 23 的权重系数  $w_m(f)$  得到平滑化振幅分量  $P_n(f)$ 。抑制系数计算部 22 根据平滑化振幅分量  $P_n(f)$  和估计噪声振幅分量  $\mu_n(f)$  求出抑制系数  $G_n(f)$ 。

作为平滑化的方法具有使用 FIR 滤波器的方法和使用 IIR 滤波器的方法，在本发明中可以选择任一平滑化方法。

（使用 FIR 滤波器的情况）

图 9 表示使用 FIR 滤波器的情况下的振幅平滑化部 21 的结构。该图中，在振幅保持部 25 中，保持过去  $N$  帧的输入振幅分量（平滑化前的振幅分量）。进而在平滑化部 26 中，按照（5）式从过去  $N$  帧的平滑化前的振幅分量和当前的振幅分量求出平滑化后的振幅分量。

[算式 5]

$$P_n(f) = w_0(f) \times |X_n(f)| + \sum_{m=1}^N (w_m(f) \times |X_{n-m}(f)|) \dots \quad (5)$$

（使用 IIR 滤波器的情况）

图 10 表示使用 IIR 滤波器的情况下的振幅平滑化部的结构。该图中，在振幅保持部 27 中，保持过去  $N$  帧的平滑化后的振幅分量。进而在平滑化部 28 中，按照（6）式从过去  $N$  帧的平滑化后的振幅分量和当前的振

幅分量求出平滑化后的振幅分量。

[算式 6]

$$P_n(f) = w_0(f) \times |X_n(f)| + \sum_{m=1}^N (w_m(f) \times |P_{n-m}(f)|) \dots (6)$$

在上述 (5)、(6) 式中,  $m$  是构成滤波器的延迟元件数,  $w_0(f) \sim w_m(f)$  是构成滤波器的  $m+1$  个乘法器各自的权重系数, 通过调整该值, 可以控制在对输入信号进行平滑化时的平滑化的强度。

以往从 (3)、(4) 式可知在整个频带中同样使用权重系数, 但在本发明中如 (5)、(6) 式那样, 权重系数  $w_m(f)$  表示为频率的函数, 其特征在于按照每个频带使用不同的值。

图 11 表示本发明的权重系数  $w_0(f)$  的一个例子。在图 11 中, 输入信号的性质被设想成低频带不易变动而高频带易于变动的情况, 通过按照实线所示那样将当前帧的振幅分量  $|X_n(f)|$  相关的权重系数  $w_0(f)$  设为在低域中较大高域中较小的值, 从而追随高频带的变动, 而且对低频带更强地施加平滑化。而且, 按照每个频带将权重系数的时间上的总和设为 1, 当  $w_1(f) = 1 - w_0(f)$  时,  $w_1(f)$  成为单点划线所示那样。

另外, 以往的 (4) 式中作为权重系数的平滑化系数  $\alpha$  为常数, 但在本发明中, 将权重系数  $w_m(f)$  作为变量, 用图 8 所示的权重系数计算部 23 从输入振幅分量计算信噪比和输入信号的振幅等的特征量, 根据特征量适应性地控制权重系数。

作为从平滑化振幅分量  $P_n(f)$  和估计噪声振幅分量  $\mu_n(f)$  求出抑制系数  $G_n(f)$  时的关系式, 可以选择任意的关系式。例如可以使用 (1) 式, 还可以使用图 12 所示的关系式。在图 12 中,  $P_n(f) / \mu_n(f)$  越小  $G_n(f)$  也越小。

在本发明的噪声抑制装置中, 在计算抑制系数之前对输入振幅分量进行平滑化, 因此在没有输入通话者的声音时, 如图 13 所示, 可以减小用实线所示的噪声的振幅分量和用虚线所示的估计噪声振幅分量的差即噪声估计误差。

进而, 即使在输入了通话者的声音时, 如图 14 所示, 也能减小用虚线所示的声音信号的振幅分量和用实线所示的平滑化振幅分量的差即声

音估计误差。其结果，能够抑制音乐噪音的产生，并且将其对声音的影响降至最低，实现稳定的噪声抑制性能。

此处，如图 15 所示，当提供了重叠有噪声的声音的输入信号时，使用了图 4 的抑制系数计算方法的以往的噪声抑制装置的输出声音信号成为图 16 所示的波形，本发明的噪声抑制装置的输出声音信号成为图 17 所示的波形。

如果比较图 16 的波形和图 17 的波形，则可知在说话开始的区间  $\tau$  中，图 17 的波形的劣化小。为了比较各自的输出声音，将在没有声音的区间来测定噪声输入时的抑制性能、在说话开始的区间测定声音输入时的音质劣化的结果表示如下。

关于噪声输入时的抑制性能（在非声音区间测定），以往的噪声抑制装置为大约 14dB，本发明的噪声抑制装置为大约 14dB。关于声音输入时的音质劣化（在说话开始的区间测定），以往的噪声抑制装置为大约 4dB，而本发明的噪声抑制装置为大约 1dB，改善了大约 3dB。由此，本发明可以在声音输入时减小声音分量的抑制，来减轻音质劣化。

图 18 表示本发明的噪声抑制装置的第 1 实施方式的框图。该实施方式将 FFT（Fast Fourier Transform）/IFFT（Inverse FFT）用于信道分割/合成，采用基于 FIR 滤波器的平滑化方法，用（1）式进行抑制系数的计算。

在该图中，FFT 部 30 按照每个单位时间（帧）将当前帧  $n$  的输入信号  $x_n(k)$  从时域  $k$  转换为频域  $f$ ，求出输入信号的频域信号  $X_n(f)$ 。而且，下标  $n$  表示帧序号。

振幅计算部 31 从频域信号  $X_n(f)$  求出输入振幅分量  $|X_n(f)|$ 。噪声估计部 32 进行声音区间检测，在说话者声音的非检测时按照（7）式从输入振幅分量  $|X_n(f)|$  求出估计噪声振幅分量  $\mu_n(f)$ 。

[算式 7]

$$\mu_n(f) = \begin{cases} 0.9 \times \mu_{n-1}(f) + 0.1 \times |X_n(f)| & \text{声音非检测时} \\ \mu_{n-1}(f) & \text{声音检测时} \end{cases} \quad \dots (7)$$

振幅平滑部 33 按照（8）式从输入振幅分量  $|X_n(f)|$ 、在振幅保持部 34 中保持的前一帧的输入振幅分量  $|X_{n-1}(f)|$  和在权重系数保持部 35

中保持的权重系数  $w_m(f)$  求出平均化振幅分量  $P_n(f)$ 。其中,  $f_s$  为对声音进行数字化时的抽样频率。另外, 图 11 表示权重系数  $w_m(f)$ 。

[算式 8]

$$P_n(f) = w_0(f) \times |X_n(f)| + w_1(f) \times |X_{n-1}(f)| \dots \quad (8)$$

$$w_0(f) = \begin{cases} 1.0 & f < \frac{f_s}{8} \text{ 时} \\ 0.8 & \frac{f_s}{8} \leq f \leq \frac{f_s}{4} \text{ 时} \\ 0.5 & \frac{f_s}{4} \leq f \text{ 时} \end{cases}$$

$$w_1(f) = 1.0 - w_0(f)$$

抑制系数计算部 36 按照 (9) 式从平均化振幅分量  $P_n(f)$  和估计噪声振幅分量  $\mu_n(f)$  求出抑制系数  $G_n(f)$ 。

[算式 9]

$$G_n(f) = 1 - \frac{\mu_n(f)}{P_n(f)} \dots \quad (9)$$

噪声抑制部 37 按照 (10) 式从  $X_n(f)$  和  $G_n(f)$  求出噪声抑制后的振幅分量  $S_n^*(f)$ 。

[算式 10]

$$S_n^*(f) = X_n(f) \times G_n(f) \dots \quad (10)$$

IFFT 部 37 将振幅分量  $S_n^*(f)$  从频域转换为时域, 求出噪声抑制后的信号  $s_n^*(k)$ 。

图 19 表示本发明的噪声抑制装置的第 2 实施方式的框图。该实施方式将带通滤波器用于信道分割/合成, 采用基于 FIR 滤波器的平滑化方法, 用 (1) 式进行抑制系数的计算。

该图中, 信道分割部 40 是用频带滤波器 (BPF) 按照 (11) 式将输入信号  $x_n(k)$  分割为频带信号  $x_{BPF}(i,k)$ 。而且, 下标  $i$  表示信道序号。

[算式 11]

$$x_{BPF}(i,k) = \sum_{j=0}^{M-1} (BPF(i,j) \times x(k-j)) \dots \quad (11)$$

BPF (i,j): 频带分割用的 FIR 滤波器系数

M: 上述 FIR 滤波器的次数

振幅计算部 41 按照 (12) 式在各帧中从频带信号  $x_{BPF}(i,k)$  计算频带的输入振幅  $Pow(i,n)$ 。而且, 下标  $n$  表示帧序号。

[算式 12]

$$Pow(i,n) = \frac{1}{N} \times \sum_{l=0}^{N-1} (x_{BPF}(i,k-1))^2 \dots \quad (12)$$

N: 帧长度

噪声估计部 42 进行声音区间检测, 在通话者声音的非检测时根据 (13) 式从频带的输入振幅分量  $Pow(i,n)$  求出估计噪声的振幅分量  $\mu(i,n)$ 。

[算式 13]

$$\mu(i,n) = \begin{cases} 0.99 \times \mu(i,n-1) + 0.01 \times Pow(i,n) & \text{声音非检测时} \\ \mu(i,n-1) & \text{声音检测时} \end{cases} \dots \quad (13)$$

权重系数计算部 45 将按照频带的输入振幅分量  $Pow(i,n)$  与规定的阈值  $THR1$  进行比较来计算权重系数  $w(i,m)$ 。其中, 设  $m=0, 1, 2$ 。

当  $Pow(i,n) \geq THR1$  时,

$$w(i,0)=0.7$$

$$w(i,1)=0.2$$

$$w(i,2)=0.1$$

当  $Pow(i,n) < THR1$  时,

$$w(i,0)=0.4$$

$$w(i,1)=0.3$$

$$w(i,2)=0.3$$

即, 每个信道的权重系数的时间上的总和为 1。

振幅平滑部 43 按照 (14) 式从在振幅保持部 44 保持的按照频带的输入振幅分量  $Pow(i,n-1)$ 、 $Pow(i,n-2)$ 、来自振幅计算部 41 的按照频带的输入振幅分量  $Pow(i,n)$  和权重系数  $w(i,m)$  计算平滑化输入振幅分量  $Pow_{AV}(i,n)$ 。

[算式 14]

$$Pow_{AV}(i,n) = \sum_{m=0}^2 (w(i,m) \times Pow(i,n-m)) \dots \quad (14)$$

抑制系数计算部 46 使用 (15) 式从平滑化输入振幅分量  $Pow_{AV}(i,n)$

和估计噪声的振幅分量  $\mu(i,n)$  计算抑制系数  $G(i,n)$ 。

[算式 15]

$$G(i,n) = 1 - \frac{\mu(i,n)}{Pow_{AV}(i,n)} \dots (15)$$

在噪声抑制部 47 中按照 (16) 式从频带信号  $x_{BPF}(i,k)$  和抑制系数  $G(i,n)$  求出噪声抑制后的频带信号  $s^*_{BPF}(i,k)$ 。

[算式 16]

$$s^*_{BPF}(i,k) = x_{BPF}(i,k) \times G(i,n) \dots (16)$$

信道合成部 48 由加法电路构成, 按照 (17) 式将频带信号  $s^*_{BPF}(i,k)$  加法合成后求出输出声音信号  $s^*(k)$ 。

[算式 17]

$$s^*(k) = \sum_{i=0}^L (s^*_{BPF}(i,k)) \dots (17)$$

L: 频带分割数

图 20 表示本发明的噪声抑制装置的第 3 实施方式的框图。该实施方式将 FFT/IFFT 用于信道分割/合成, 采用基于 IIR 滤波器的平滑化方法, 用非线性函数进行抑制系数的计算。

该图中, FFT 部 30 按照每单位时间 (帧), 将当前帧  $n$  的输入信号  $x_n(k)$  从时域  $k$  转换为频域  $f$ , 求出输入信号的频域信号  $X_n(f)$ 。而且, 下标  $n$  表示帧序号。

振幅计算部 31 从频域信号  $X_n(f)$  求出输入振幅分量  $|X_n(f)|$ 。噪声估计部 32 进行声音区间检测, 在说话者声音的非检测时按照 (7) 式从输入振幅分量  $|X_n(f)|$  求出估计噪声振幅分量  $\mu_n(f)$ 。

振幅平滑化部 51 按照 (18) 式从输入振幅分量  $|X_n(f)|$ 、振幅保持部 52 保持的过去 2 帧的平均化振幅分量  $P_{n-1}(f)$ 、 $P_{n-2}(f)$  和权重系数保持部 53 保持的权重系数  $w_m(f)$  求出平均化振幅分量  $P_n(f)$ 。

[算式 18]

$$P_n(f) = w_0(f) \cdot |X_n(f)| + w_1(f) \cdot P_{n-1}(f) + w_2(f) \cdot P_{n-2}(f) \dots (18)$$

权重系数计算部 53 将平均化振幅分量  $P_n(f)$  与规定的阈值 THR2 进行比较来计算权重系数  $w_m(f)$ 。其中, 设  $m=0, 1, 2$ 。

当  $P_n(f) \geq \text{THR2}$  时,

$$w_m(f) = 1.0$$

$$w_m(f) = 0.0$$

$$w_m(f) = 0.0$$

当  $P_n(f) < \text{THR2}$  时,

$$w_m(f) = 0.6$$

$$w_m(f) = 0.2$$

$$w_m(f) = 0.2$$

即, 每个信道的权重系数的时间上的总和为 1。

抑制系数计算部 54 使用 (19) 式所示的非线性函数 *func* 从平均化振幅分量  $P_n(f)$  和估计噪声的振幅分量  $\mu_n(f)$  求出抑制系数  $G_n(f)$ 。而且, 图 21 表示非线性函数 *func*。

[算式 19]

$$G_n(f) = \text{func}\left(\frac{P_n(f)}{\mu_n(f)}\right) \dots (19)$$

噪声抑制部 37 按照 (10) 式从  $X_n(f)$  和  $G_n(f)$  求出噪声抑制之后的振幅分量  $S_n^*(f)$ 。IFFT 部 37 将振幅分量  $S_n^*(f)$  从频域转换为时域, 求出噪声抑制后的信号  $s_n^*(k)$ 。

这样, 通过根据平滑化后的振幅分量控制权重系数, 可以对不稳定的噪声进行强有力且稳定的控制。

图 22 表示本发明的噪声抑制装置的第 4 实施方式的框图。该实施方式将 FFT/IFFT 用于信道分割/合成, 采用基于 IIR 滤波器的平滑化方法, 用非线性函数进行抑制系数的计算。

在该图中, FFT 部 30 在每个单位时间 (帧) 将当前帧  $n$  的输入信号  $x_n(k)$  从时域  $k$  转换为频域  $f$ , 求出输入信号的频域信号  $X_n(f)$ 。而且, 下标  $n$  表示帧序号。

振幅计算部 31 从频域信号  $X_n(f)$  求出输入振幅分量  $|X_n(f)|$ 。噪声估计部 32 进行声音区间检测, 在说话者声音的非检测时按照 (7) 式从输入振幅分量  $|X_n(f)|$  求出估计噪声振幅分量  $\mu_n(f)$ 。

信噪比计算部 56 使用 (20) 式按照每个频带从当前帧的输入振幅分



量 $|X_n(f)|$ 和估计噪声振幅分量 $\mu_n(f)$ 求出信噪比 $SNR_n(f)$ 。

[算式 20]

$$SNR_n(f) = \frac{|X_n(f)|}{\mu_n(f)} \dots (20)$$

权重系数计算部 57 从信噪比  $SNR_n(f)$  求出权重系数  $w_0(f)$ 。而且，图 23 表示  $SNR_n(f)$  和  $w_0(f)$  的关系。另外，按照 (21) 式从  $w_0(f)$  计算  $w_1(f)$ 。即，每个频带的权重系数的时间上的总和为 1。

[算式 21]

$$w_1(f) = 1.0 - w_0(f) \dots (21)$$

振幅平滑化部 58 按照 (22) 式从当前帧的输入振幅分量 $|X_n(f)|$ 、振幅保持部 34 保持的前一帧的输入振幅分量 $|X_{n-1}(f)|$ 和来自权重系数计算部 57 的权重系数  $w_m(f)$  即  $w_0(f)$ 、 $w_1(f)$ ，求出平均化振幅分量  $P_n(f)$ 。

[算式 22]

$$P_n(f) = w_0(f) \cdot |X_n(f)| + w_1(f) \cdot |X_{n-1}(f)| \dots (22)$$

抑制系数计算部 36 按照 (9) 式从平均化振幅分量  $P_n(f)$  和估计噪声的振幅分量  $\mu_n(f)$  求出抑制系数  $G_n(f)$ 。噪声抑制部 37 按照 (10) 式从  $X_n(f)$  和  $G_n(f)$  求出噪声抑制之后的振幅分量  $S_n^*(f)$ 。IFFT 部 37 将振幅分量  $S_n^*(f)$  从频域转换为时域，求出噪声抑制后的信号  $s_n^*(k)$ 。

这样，通过根据信噪比控制权重系数，可以无关话筒的音量而进行稳定的控制。

图 24 表示本发明的噪声抑制装置的第 5 实施方式的框图。该实施方式将 FFT/IFFT 用于信道分割/合成，采用基于 IIR 滤波器的平滑化方法，用非线性函数进行抑制系数的计算。

在该图中，FFT 部 30 在每个单位时间（帧）将当前帧  $n$  的输入信号  $x_n(k)$  从时域  $k$  转换为频域  $f$ ，求出输入信号的频域信号  $X_n(f)$ 。而且，下标  $n$  表示帧序号。

振幅计算部 31 从频域信号  $X_n(f)$  求出输入振幅分量 $|X_n(f)|$ 。噪声估计部 32 进行声音区间检测，在说话者声音的非检测时按照 (7) 式

从输入振幅分量 $|X_n(f)|$ 求出估计噪声振幅分量 $\mu_n(f)$ 。

振幅平滑化部 51 按照 (18) 式从输入振幅分量 $|X_n(f)|$ 、振幅保持部 52 保持的过去 2 帧的平均化振幅分量  $P_{n-1}(f)$ 、 $P_{n-2}(f)$  和来自权重系数保持部 61 的权重系数  $w_m(f)$  求出平均化振幅分量  $P_n(f)$ 。

在信噪比计算部 60 中, 使用 (23) 式按照每个频带从平滑化振幅分量  $P_n(f)$  和估计噪声振幅分量  $\mu_n(f)$  计算信噪比  $SNR_n(f)$ 。

[算式 23]

$$SNR_n(f) = \frac{P_n(f)}{\mu_n(f)} \dots (23)$$

权重系数计算部 61 从信噪比  $SNR_n(f)$  求出权重系数  $w_0(f)$ 。而且, 图 23 表示  $SNR_n(f)$  和  $w_0(f)$  的关系。另外, 按照 (21) 式从  $w_0(f)$  计算  $w_1(f)$ 。

抑制系数计算部 54 使用 (19) 式所示的非线性函数  $func$  从平均化振幅分量  $P_n(f)$  和估计噪声振幅分量  $\mu_n(f)$  求出抑制系数  $G_n(f)$ 。噪声抑制部 37 按照 (10) 式从  $X_n(f)$  和  $G_n(f)$  求出噪声抑制之后的振幅分量  $S^*_n(f)$ 。IFFT 部 37 将振幅分量  $S^*_n(f)$  从频域转换为时域, 求出噪声抑制后的信号  $s^*_n(k)$ 。

这样, 通过根据平滑化后的信噪比控制权重系数, 可以对不稳定的噪声进行强有力且稳定的控制, 可以无关话筒的音量而进行稳定的控制。

图 25 表示应用了本发明装置的移动电话的一个实施方式的框图。该图中, 话筒 71 的输出声音信号被本发明的噪声抑制装置 70 进行了噪声抑制之后被编码器 72 编码, 由发送部 73 发送到公共网 74。

图 26 表示应用了本发明装置的移动电话的另一个实施方式的框图。该图中, 从公共网 74 发送的信号被接收部 75 接收, 在解码器 76 中被解码, 用本发明的噪声抑制装置 70 进行噪声抑制。之后, 提供给扬声器 77 发出声音。

而且, 也可以组合图 25 和图 26 在送话系统和听话系统的双方上设置本发明的噪声抑制装置 70。

另外, 振幅计算部 31、41 对应于权利要求所述的振幅计算单元, 噪声估计部 32、42 对应于噪声估计单元, 权重系数保持部 35、权重系数计

---

算部 45、信噪比计算部 56、60 对应于权重系数产生单元，振幅平滑化部 33、43 对应于振幅平滑化单元，抑制系数计算部 36、46 对应于抑制量计算单元，37、47 对应于噪声抑制单元，FFT 部 30、信道分割部 40 对应于频率分割单元，IFFT 部 38、信道合成部 48 对应于频率合成单元。

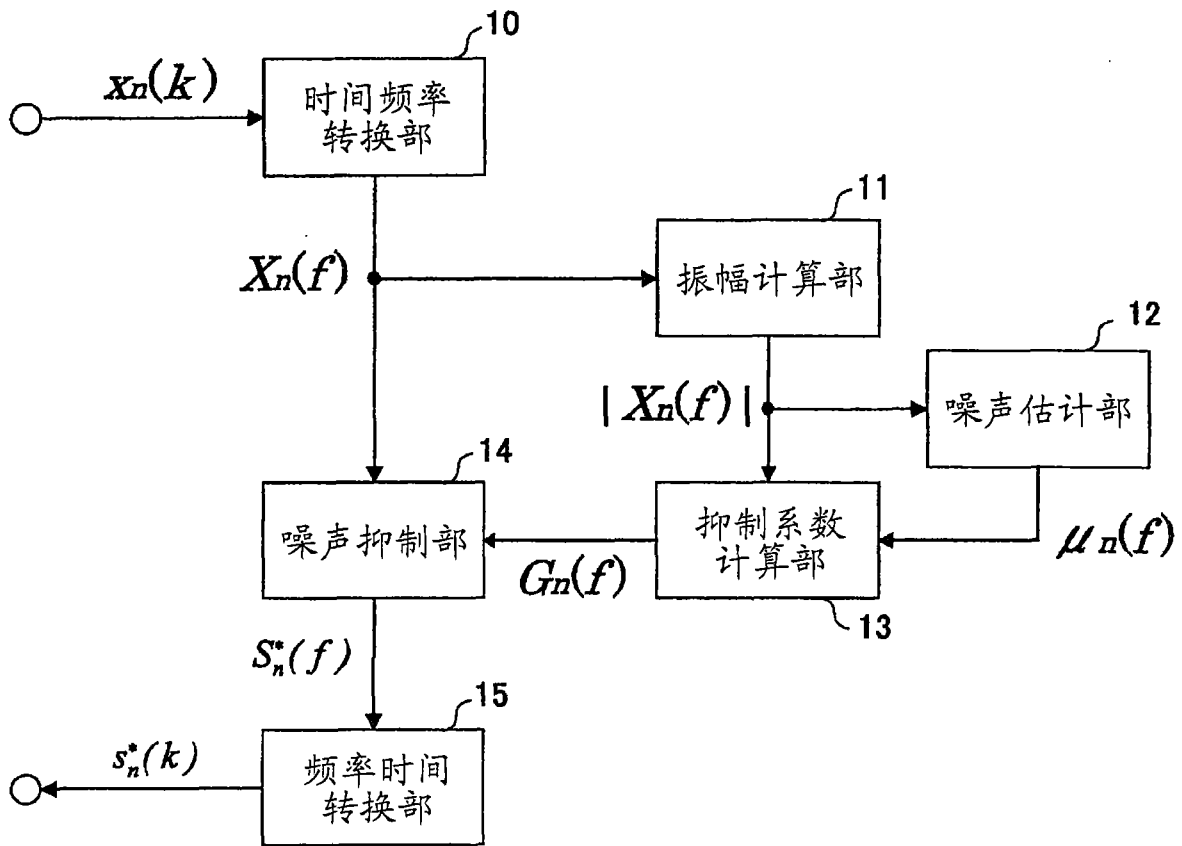


图 1

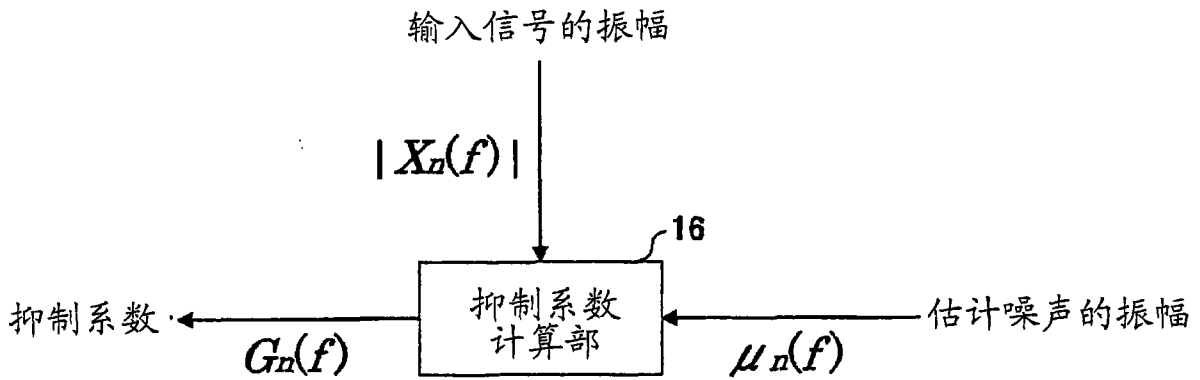


图 2

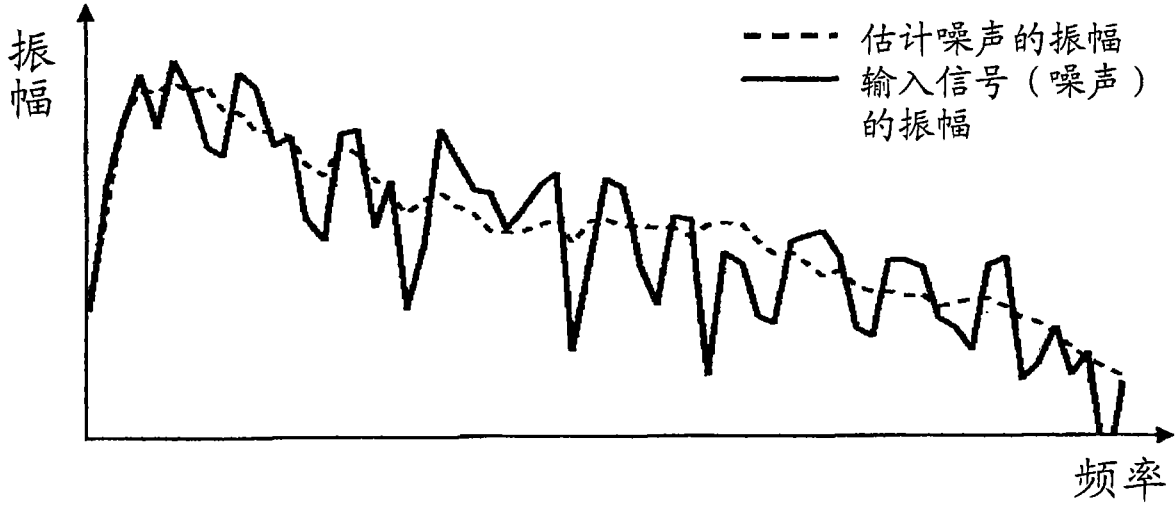


图 3

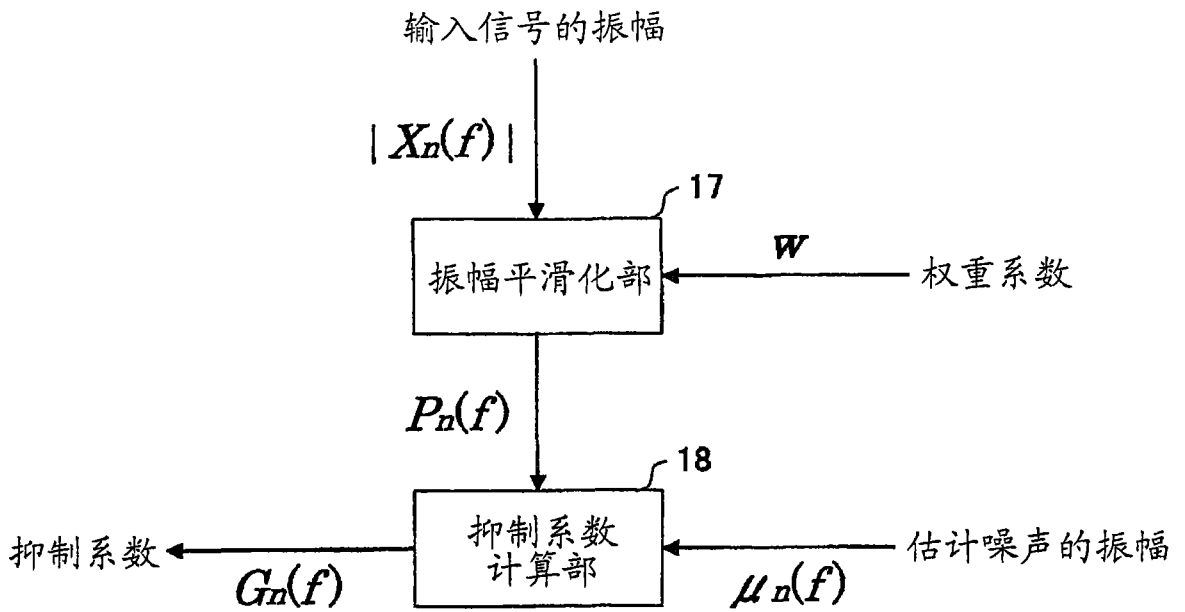


图 4

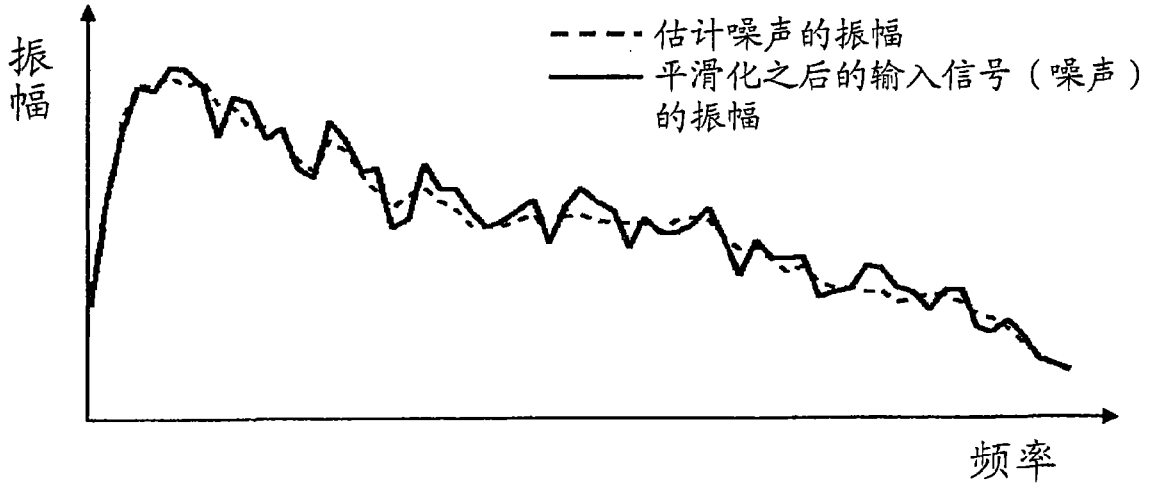


图 5

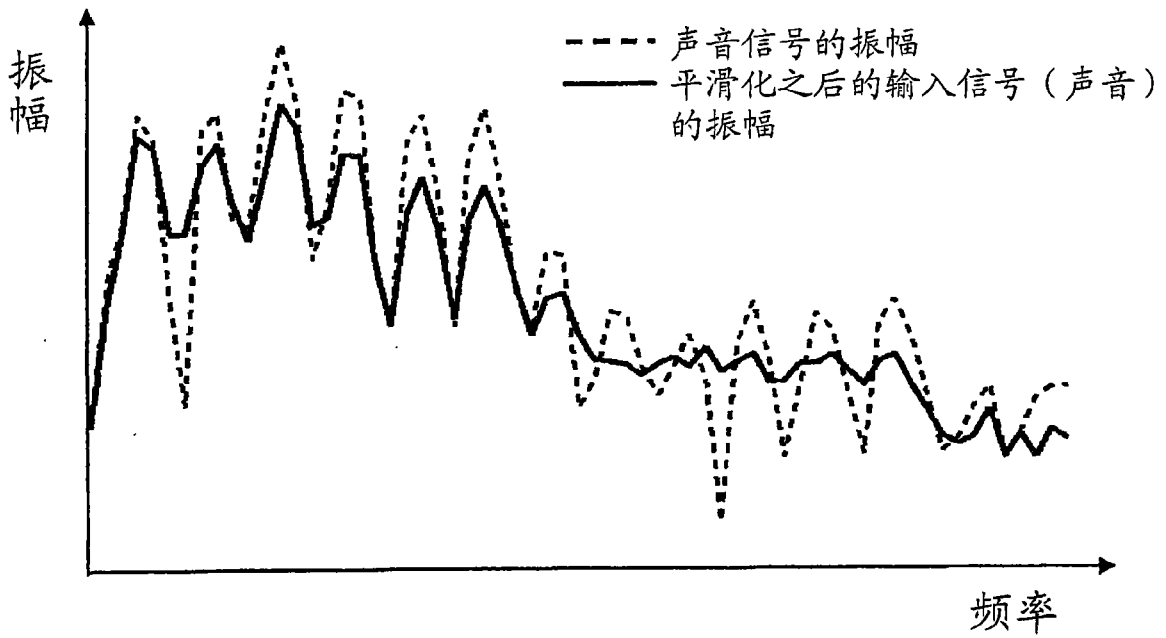


图 6

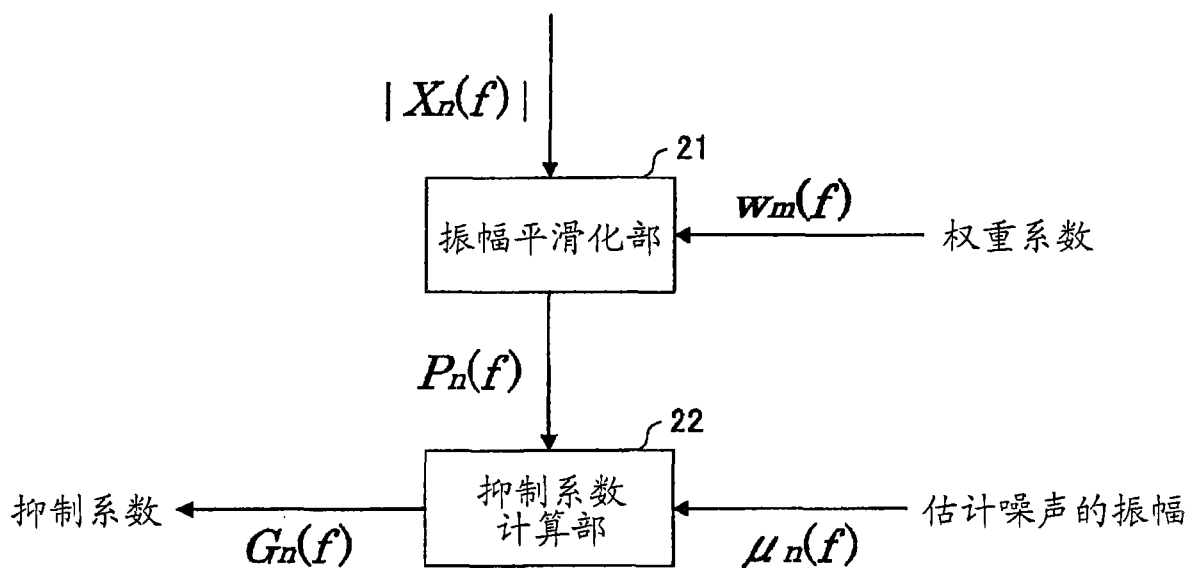


图 7

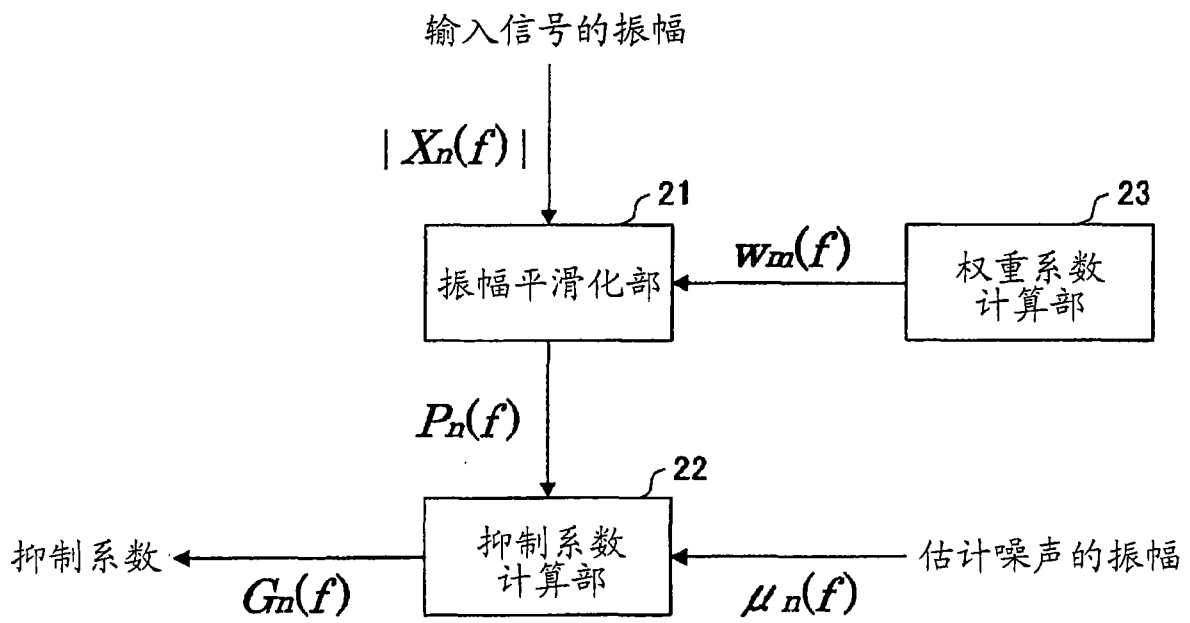


图 8



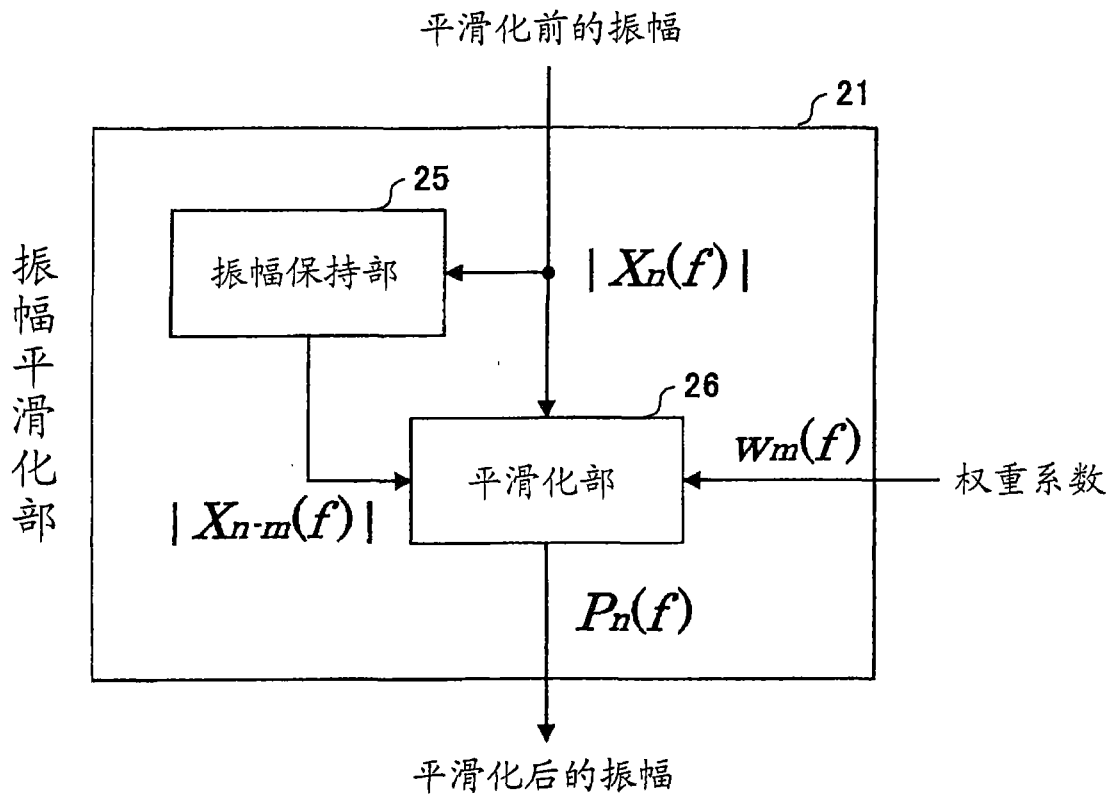


图 9

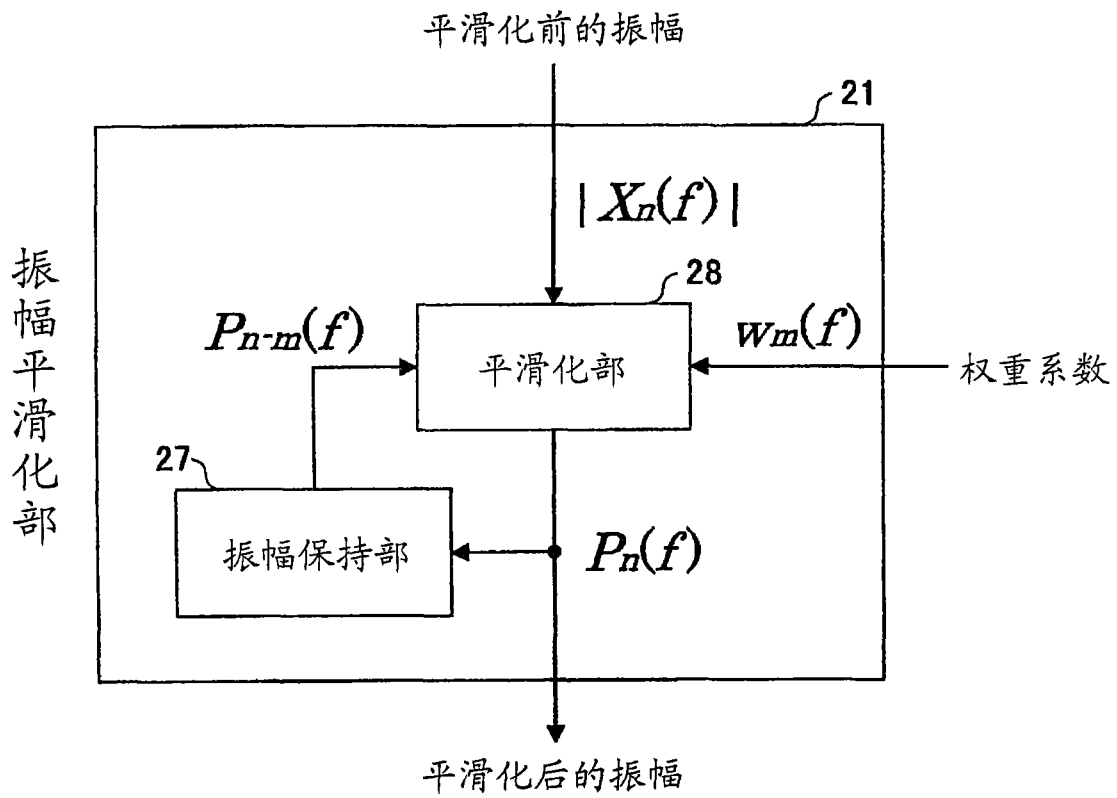


图 10

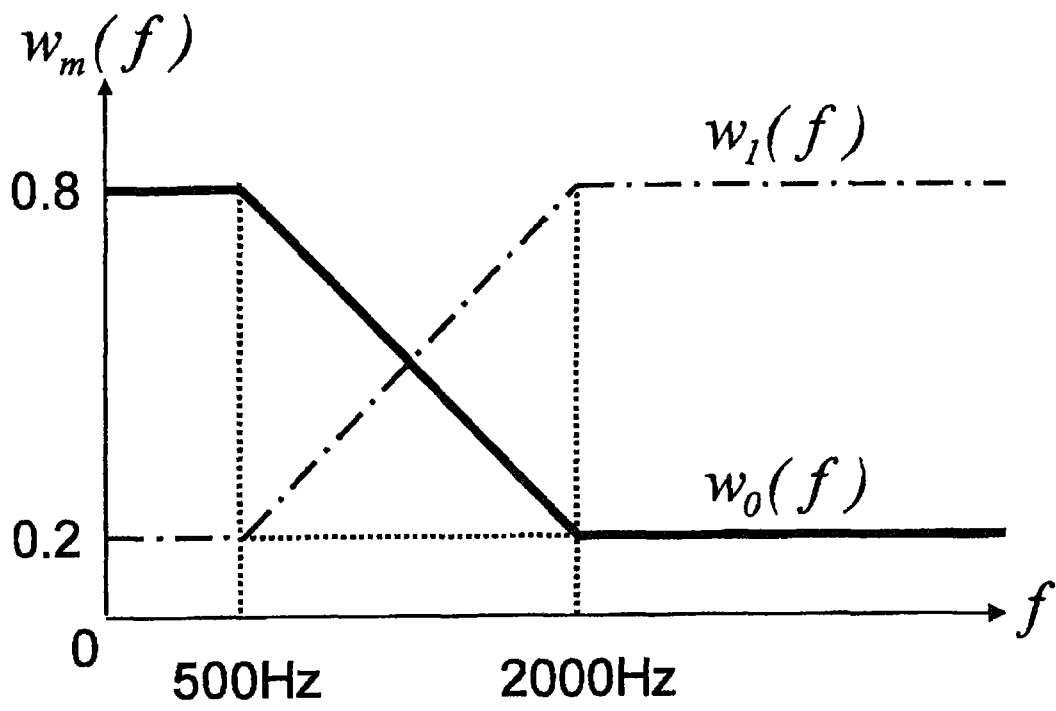


图 11

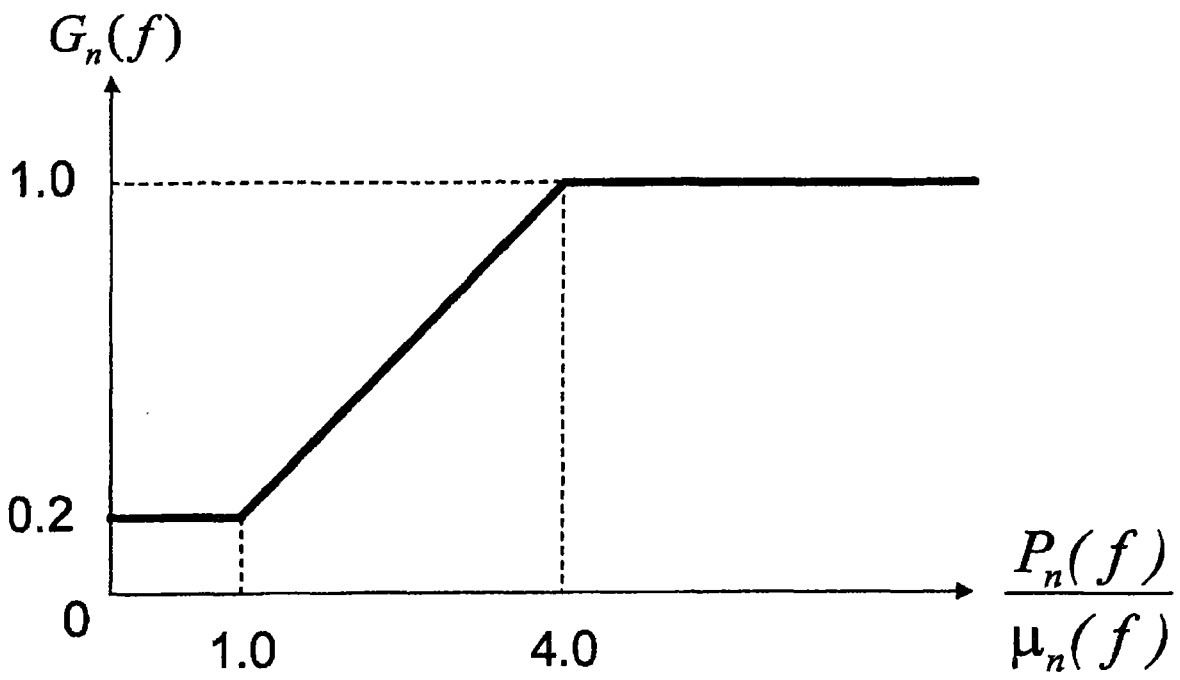


图 12

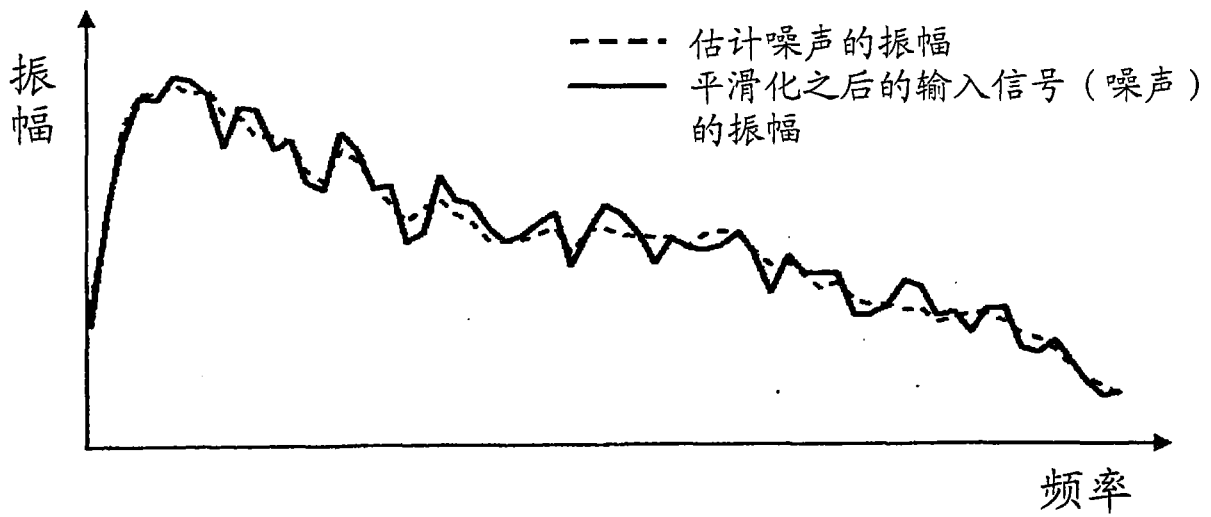


图 13

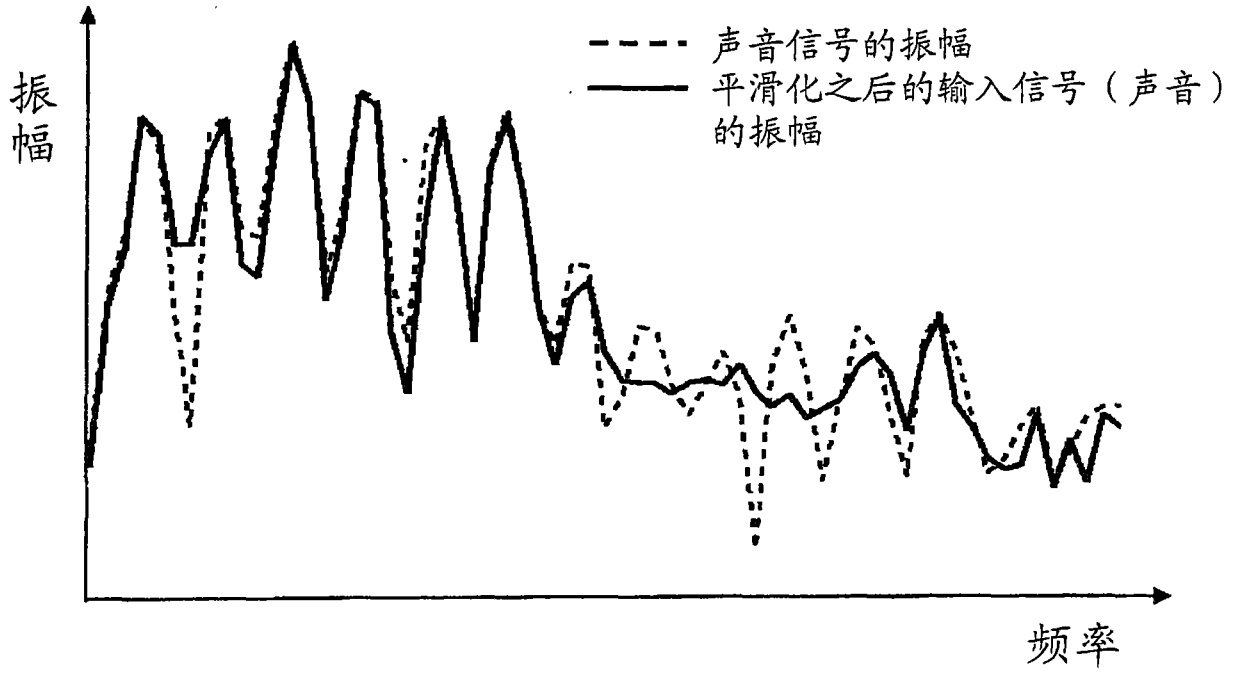


图 14

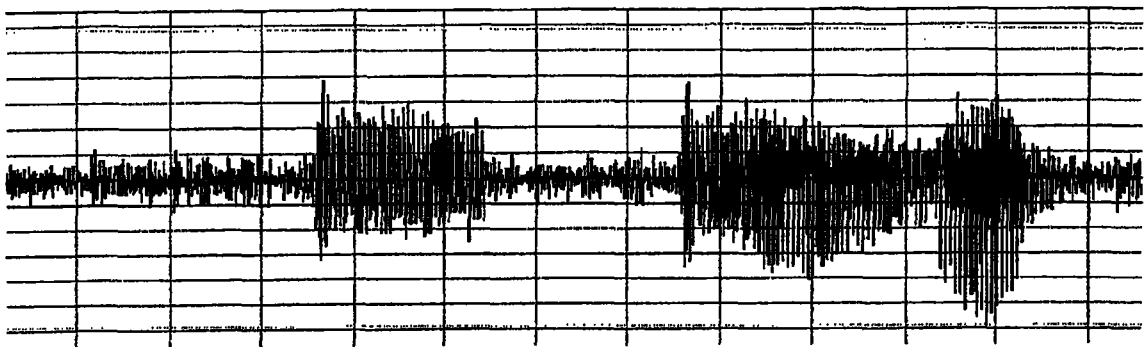


图 15

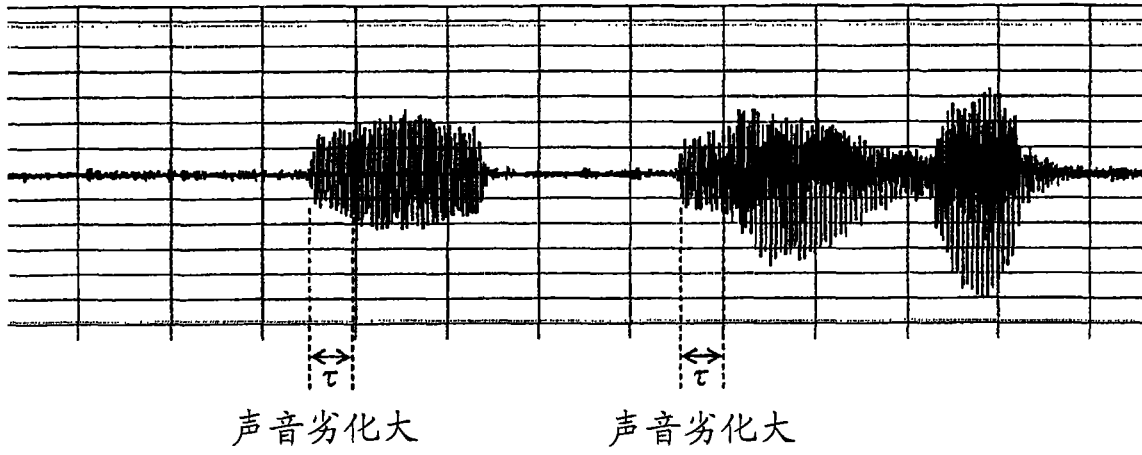


图 16

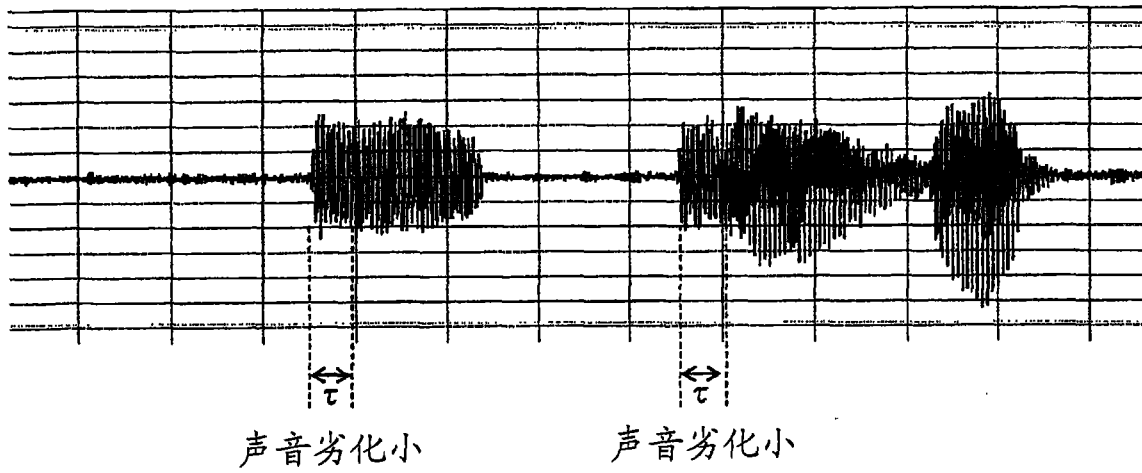


图 17

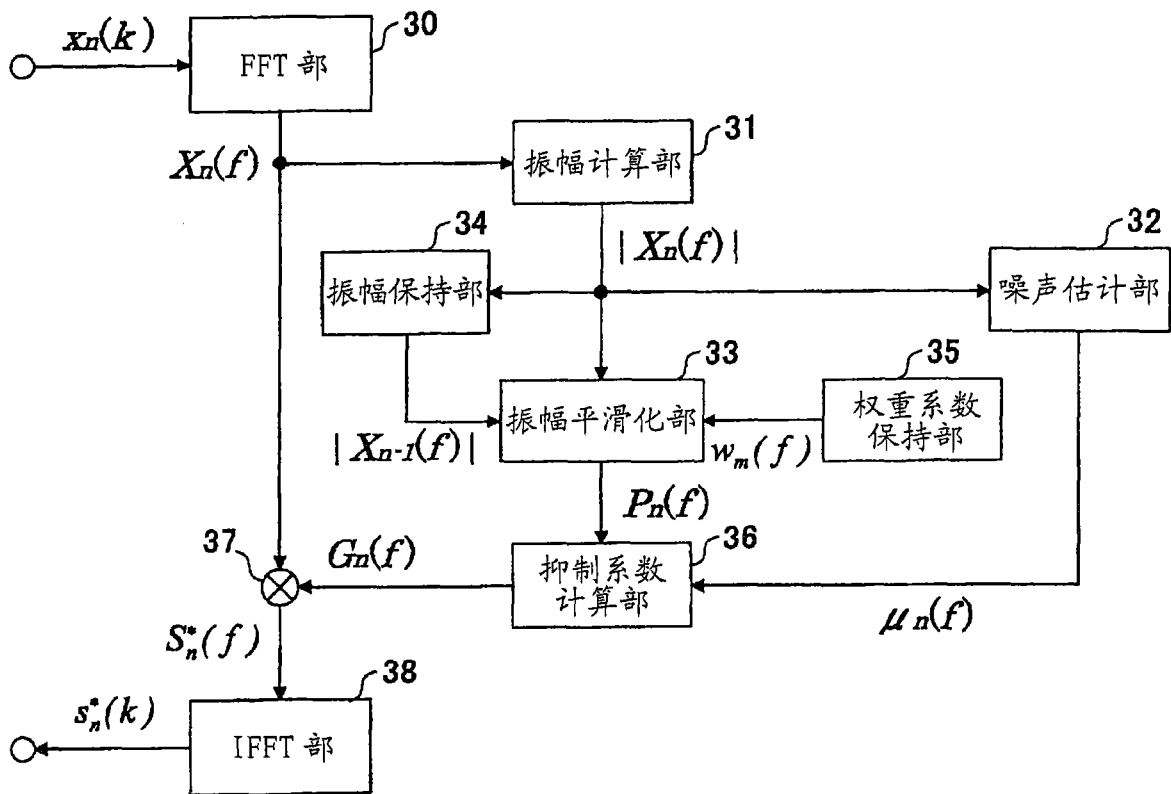


图 18

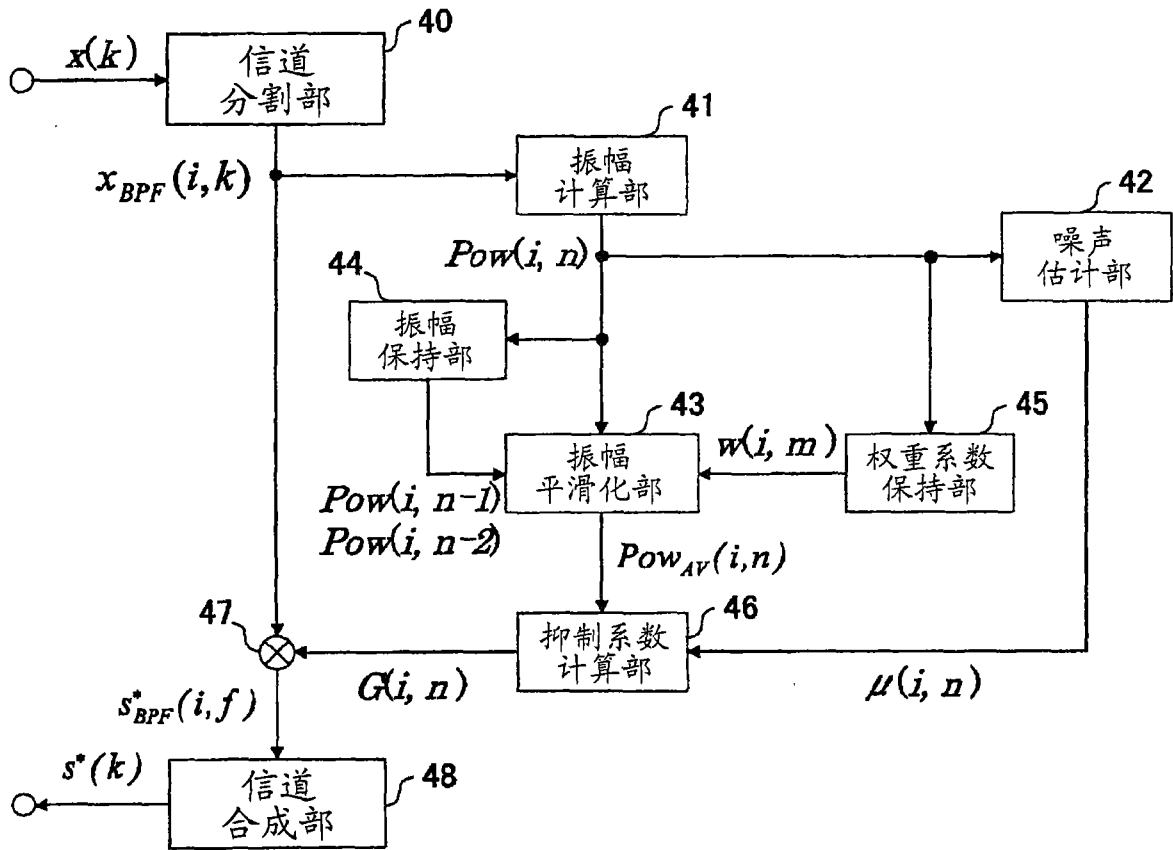


图 19



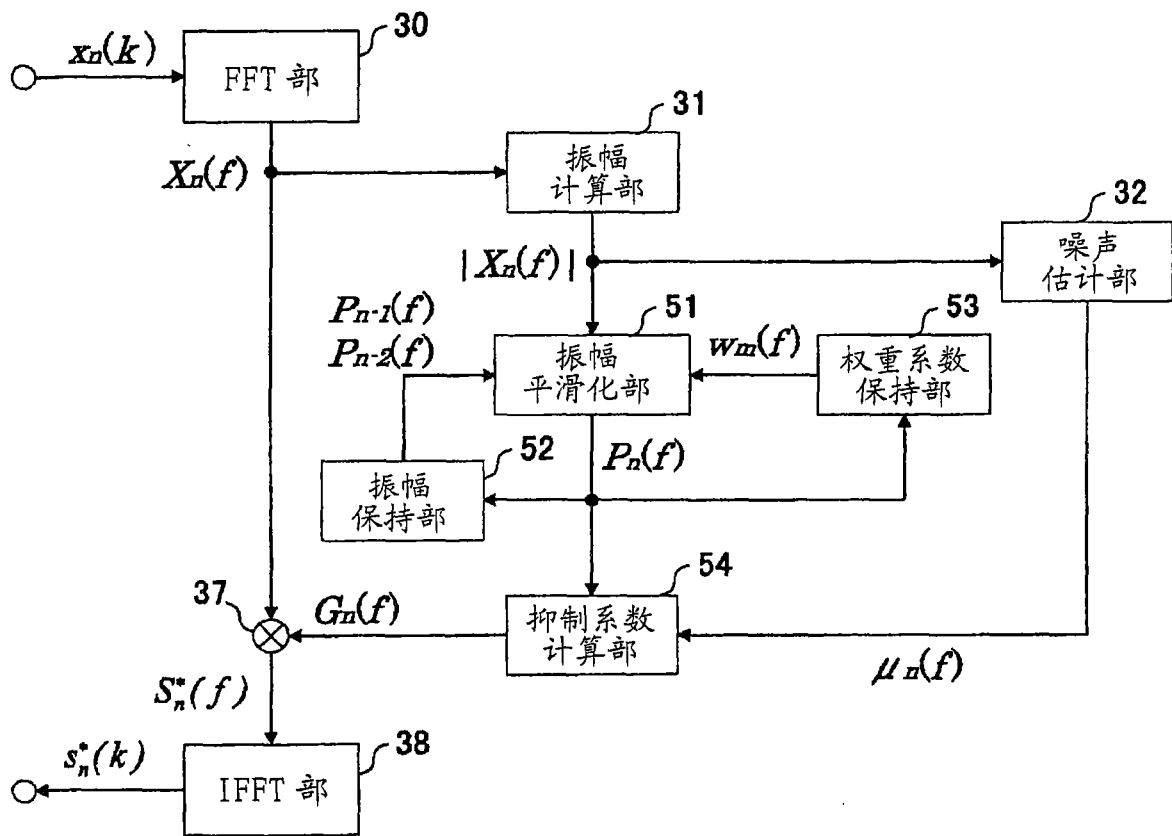


图 20

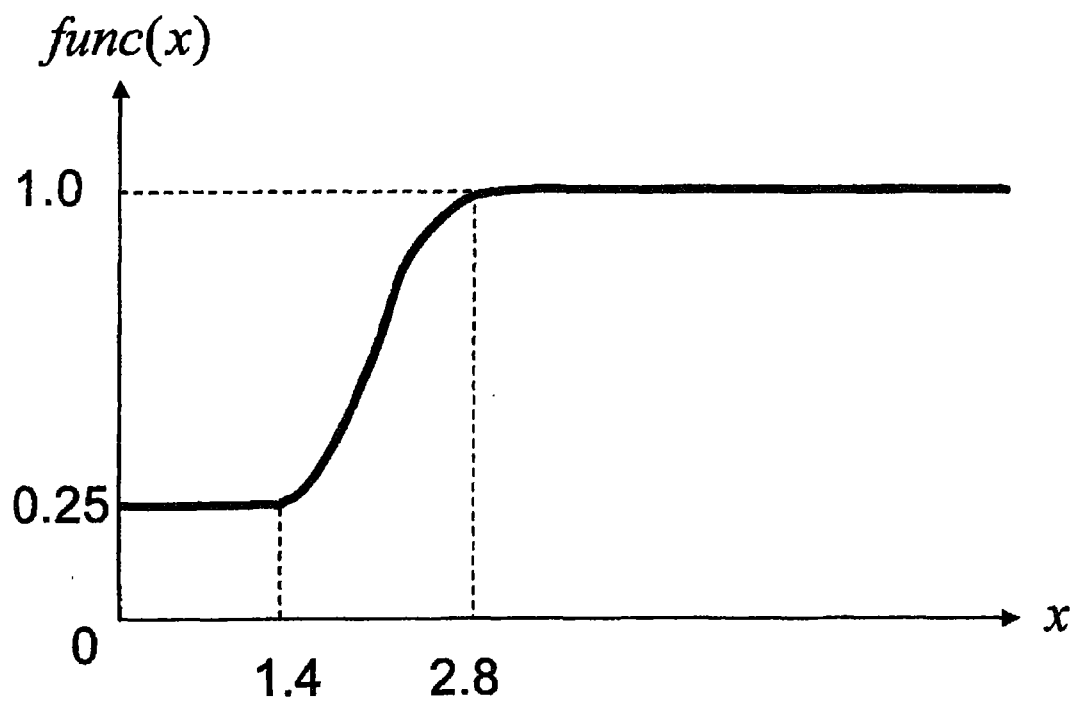


图 21

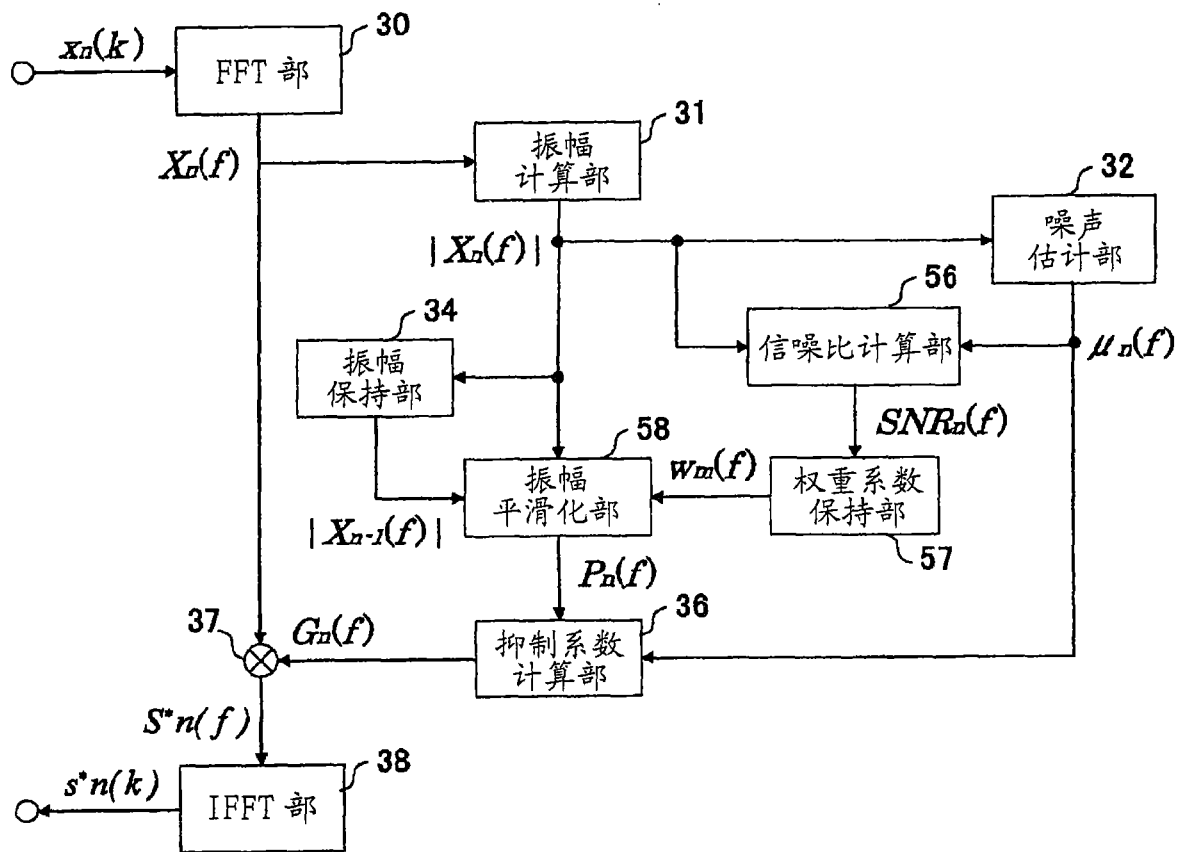


图 22

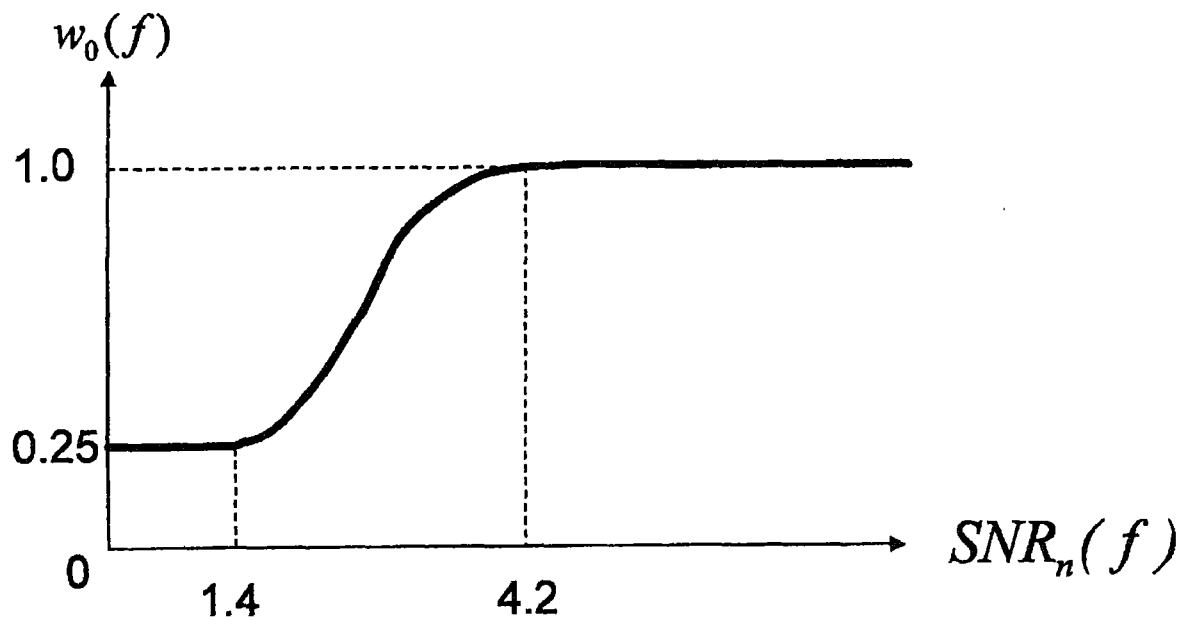


图 23

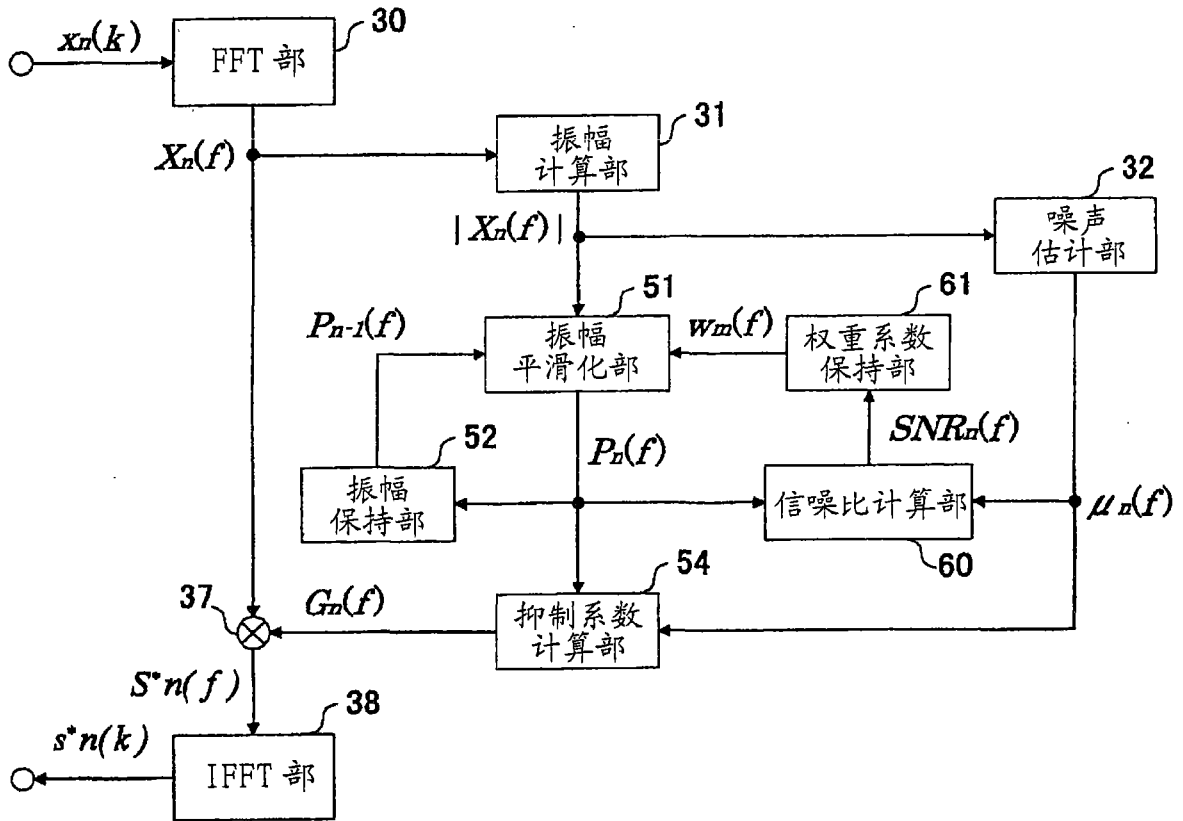


图 24

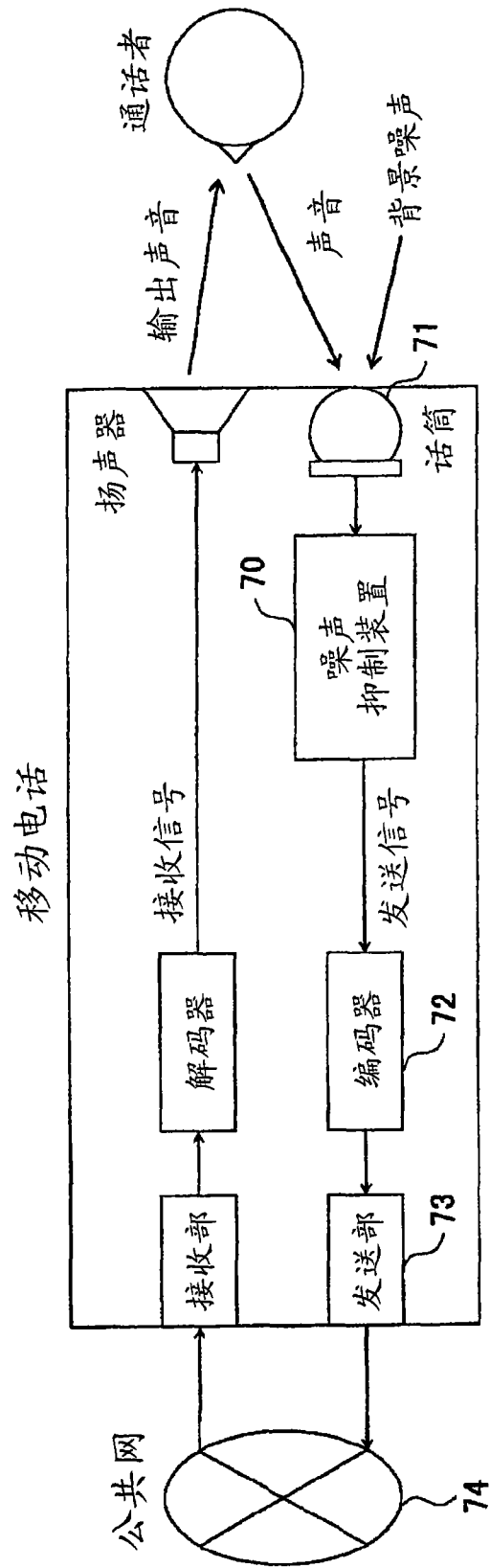


图 25

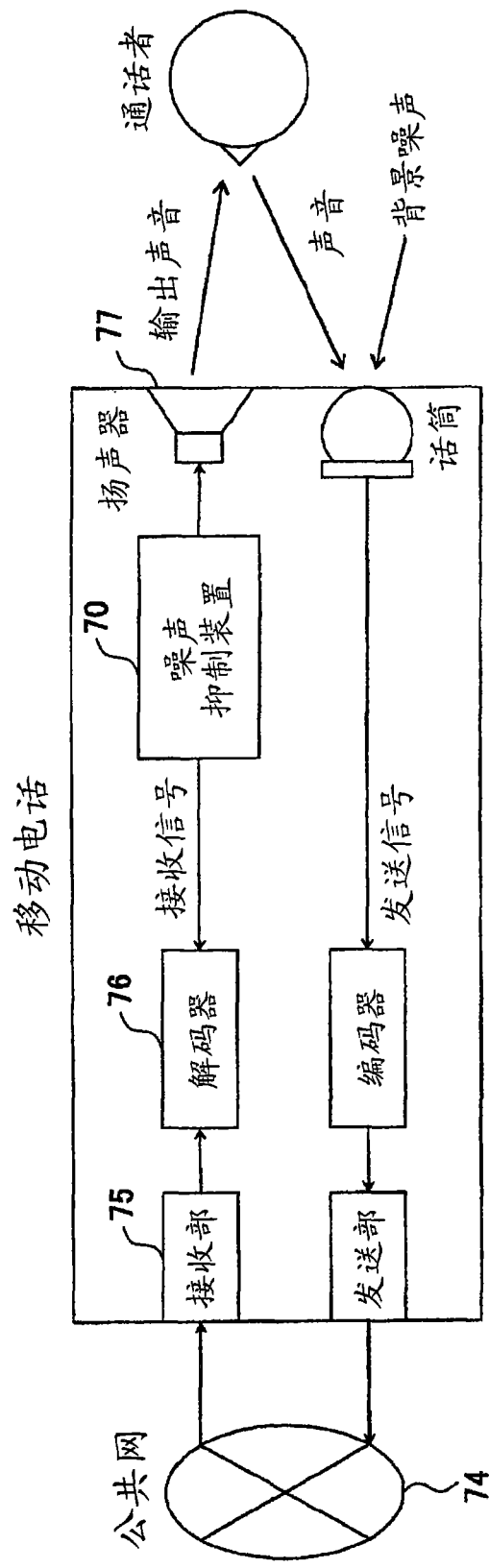


图 26