



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02807768.7

[45] 授权公告日 2005 年 11 月 2 日

[11] 授权公告号 CN 1225723C

[22] 申请日 2002.3.20 [21] 申请号 02807768.7

[30] 优先权

[32] 2001. 3. 30 [33] SE [31] 0101157 - 6

[32] 2001. 7. 13 [33] SE [31] 0102519 - 6

[86] 国际申请 PCT/SE2002/000534 2002.3.20

[87] 国际公布 WO2002/080149 英 2002.10.10

[85] 进入国家阶段日期 2003.9.30

[71] 专利权人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72] 发明人 A·埃克里松 T·特朗普

审查员 杨艳兰

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

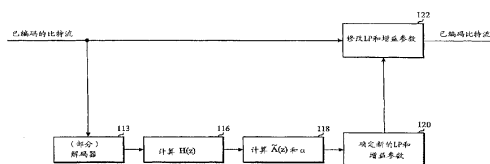
代理人 李亚非 罗 朋

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 6 页

[54] 发明名称 噪声抑制系统和方法以及网络噪声抑制器

[57] 摘要

网络噪声抑制器包括用来对 CELP 已编码比特流进行部分解码的装置(113); 根据已解码参数确定噪声抑制滤波器 $H(z)$ 的装置(116); 利用这个滤波器确定修改后的 LP 和增益参数的装置(118, 120); 以及在已编码比特流中以修改过的参数替换相应的参数的装置(122)。



1. 一个噪声抑制方法，包括以下步骤：
5 将一个混有噪声的信号表示为由基于线性预测编码综合滤波器的信号编码形成的一个比特流；
确定一个噪声抑制滤波器；
确定一个修改过的近似体现为前述综合滤波器和噪声抑制滤波器的级联的综合滤波器；以及
10 直接在已编码的比特流中用代表前述修改过的综合滤波器的相应编码参数替换代表前述综合滤波器的预先确定的编码参数。
2. 如权利要求 1 所述的方法，包括替换至少一个码本增益的步骤。
3. 如权利要求 2 所述的方法，包括替换固定码本增益的步骤。
4. 如权利要求 1 所述的方法，包括替换线谱对参数和一个固定
15 码本增益修正因子。
5. 如权利要求 4 所述的方法，其中固定码本矢量保持不变。
6. 一个噪声抑制系统，包括：
用于将一个噪声信号表示为由基于线性预测综合滤波器的信号
20 编码形成的一个比特流的装置；
用于确定一个噪声抑制滤波器的装置；
用于确定一个修改过的近似体现为所述综合滤波器和噪声抑制滤波器的级联的综合滤波器的装置；以及
用于直接在已编码的比特流中用代表所述修改过的综合滤波器的
25 相应编码参数替换代表所述综合滤波器的预先确定的编码参数的装置。
7. 如权利要求 6 所述的系统，包括用于修改至少一个码本增益的装置。
8. 如权利要求 7 所述的系统，包括用于修改固定码本增益的装置。
9. 如权利要求 6 所述的系统，包括用户修改线谱对参数和一个
30 固定码本增益修正因子的装置。
10. 一个网络噪声抑制器，包括：

用于接收一个表示噪声信号的比特流的装置，所述比特流由基于线性预测编码综合滤波器的信号编码形成；

用于确定一个噪声抑制滤波器的装置；

5 用于确定一个修改过的近似体现为前述综合滤波器和噪声抑制滤波器的级联的综合滤波器的装置；以及

用于在已编码的比特流中直接用代表上述修改过的综合滤波器的相应编码参数替换代表上述综合滤波器的预先确定的编码参数的装置。

10 11. 如权利要求 10 所述的噪声抑制器，包括用于修改至少一个码本增益的装置。

12. 如权利要求 11 所述的噪声抑制器，包括用于修改固定码本增益的装置。

13. 如权利要求 10 所述的噪声抑制器，包括用于修改线谱对参数和一个固定码本增益修正因子的装置。

噪声抑制系统和方法以及网络噪声抑制器

技术领域

5 本发明是关于通话系统的噪声抑制，特别是基于网络的噪声抑制。

背景技术

噪声抑制用来抑制任何叠加在有用语音信号上的背景声音，同时保留语音的特征。在大多数应用中，噪声抑制器作为语音编码器的预处理器进行工作。噪声抑制器也可以作为语音编码器中的一个完整部分实现。

10 安装于网络中的噪声抑制算法的实现方法也是存在的。应用这些基于网络的方法，其理论基础是，当终端不包含任何噪声抑制时，也可以实现噪声的降低。这些算法在 PCM（脉冲编码调制）编码信号上运行，并且不依赖于语音编码算法的比特率。然而，在一个运用低语音编码比特率的电话系统中（例如数字蜂窝系统）中，基于网络的噪声抑制在没有引入语音的级联编码的情况下无法实现。对于大多数的现存系统，这并不是一个很严格的限制，因为核心网络中的传送通常是基于 PCM 编码语音，也就是说级联编码已经存在。然而，无级联或不

15 20 不含代码转换器(transcoder)的操作中，语音的解码及之后的编码必须在噪声抑制装置本身中进行，这样打破了原本不需级联的操作。这种方法的一个缺陷是，级联编码会引起语音质量的下降，尤其是在低比特率下编码的语音。

发明内容

25 本发明的一个目的是降低由 LP（线性预测）编码形成的已编码的语音信号的噪声，特别是对于在低比特率下的 CELP（码激励线性预测）已编码语音，而不引入任何级联编码。

30 简要地说，本发明是基于修改包含编码比特流中的频谱和增益信息的参数，而保持激励信号不变。它给出了对于不含代码转换器操作的系统的可改进的语音质量的噪声抑制。

根据本发明的一个噪声抑制方法，包括步骤：将一个混有噪声的信号表示为由基于线性预测编码综合滤波器的信号编码形成的一个比

特流；确定一个噪声抑制滤波器；确定一个修改过的近似体现为前述综合滤波器和噪声抑制滤波器的加叠的综合滤波器；以及直接在已编码的比特流中用代表前述修改过的综合滤波器的相应编码参数替换代表前述综合滤波器的预先确定的编码参数。

- 5 根据本发明的一个噪声抑制系统，包括：用于将一个噪声信号表示为由基于线性预测综合滤波器的信号编码形成的一个比特流的装置；用于确定一个噪声抑制滤波器的装置；用于确定一个修改过的近似体现为所述综合滤波器和噪声抑制滤波器的级联的综合滤波器的装置；以及用于直接在已编码的比特流中用代表所述修改过的综合滤波器的相应编码参数替换代表所述综合滤波器的预先确定的编码参数的装置。

- 10 根据本发明的一个网络噪声抑制器，包括：用于接收一个表示噪声信号的比特流的装置，所述比特流由基于线性预测编码综合滤波器的信号编码形成；用于确定一个噪声抑制滤波器的装置；用于确定一个修改过的近似体现为前述综合滤波器和噪声抑制滤波器的级联的综合滤波器的装置；以及用于在已编码的比特流中直接用代表上述修改过的综合滤波器的相应编码参数替换代表上述综合滤波器的预先确定的编码参数的装置。

附图的简要描述

- 20 本发明其它的目的和益处，通过参考附图及下面的描述，能够得到更好的理解。其中：

图 1 是一个典型的包含一个网络噪声抑制器的传统通信系统方框图；

- 25 图 2 是另一个典型的包含一个网络噪声抑制器的传统通信系统方框图；

图 3 是 CELP 综合模型的简化方框图；

图 4 是 LP 综合滤波器的功率传递函数的示意图；

图 5 是图示噪声抑制滤波器的功率传递函数的示意图；

- 30 图 6 是将原始的综合滤波器与真实及近似的噪声抑制滤波器的功率传递函数相对比的示意图；

图 7 是包含依照本发明的网络噪声抑制器的通信系统方框图；

图 8 是图示一个运用本发明的噪声抑制方法的示范性的实施例的

流程图;

图 9 是图示对噪声抑制滤波器的改进的一组示意图;

图 10 是一个运用本发明的网络噪声抑制器的示范性的实施例的方框图。

5 实施例详细描述

在下面描述中, 功能相同或近似的部件以相同的参考符号表示。

图 1 是一个典型的包含一个网络噪声抑制器的传统通信系统方框图。发送终端 10 对语音编码并将编码后的语音信号送到基站 12, 在那里对语音信号进行解码成为 PCM 信号。PCM 信号经过核心网中的噪声抑制器 14, 改进过的 PCM 信号被送到第二个基站 16, 在那里, 它被编码并发送到接收终端 18, 在终端 18, 它被解码成为语音信号。

图 2 是另一个典型的包含一个网络噪声抑制器的传统通信系统的方框图。这个实施例和图 1 的实施例不同在于, 编码后的语音信号也用于核心网, 因此增加了网络的容量, 因为编码后的语音信号比传统 PCM 信号需要更低的比特率。然而, 所运用的噪声抑制算法是在 PCM 信号上进行抑制。因此, 除了实际噪声抑制器单元 14, 网络噪声抑制器还包含一个解码器 13, 用来将接收到的编码后的语音信号解码成 PCM 信号, 以及编码器 15, 用来为改进后的 PCM 信号编码。这个特征叫做级联编码。级联编码的一个缺陷是, 在语音编码的比特率较低的情况下, 编码-解码-编码过程会导致语音质量的下降。原因是, 运用了噪声抑制算法的已解码信号, 由于低编码比特率并不一定准确地代表原始语音信号。因此这个信号的二次编码(在噪声抑制之后)可能导致不能很好地代表原始语音信号。

本发明通过避免传统系统中的第二次编码步骤来解决这个问题。本发明不修改解码后的 PCM 信号样本, 而是利用修改某些语音参数, 直接对语音编码的比特流进行噪声抑制, 这些内容将在下面更详细地描述。

现在参考 CELP 编码来讲解本发明。但是需要理解的是, 相同的原理可以被运用于各种线性预测编码。

图 3 是 CELP 综合模型的简化方框图。来自固定码本 20 和自适应码本 22 的矢量分别以 g_c 和 g_d 为增益被放大, 并且在加法器 24 中相加

以形成一个激励信号 $u(n)$ 。这个信号被发送到一个由滤波器 $1/A(z)$ 描述的 LP 综合滤波器 26，产生出语音信号 $s(n)$ 。可以由以下方程来描述：

$$s(n) = \frac{1}{A(z)} u(n)$$

5 滤波器 $A(z)$ 的参数和定义激励信号 $u(n)$ 的参数从语音编码器产生的比特流中得出。

噪声抑制算法可以被描述为一个工作在由语音解码器产生的语音信号上的线性滤波器，即：

$$y(n) = H(z)s(n)$$

其中（时变）滤波器 $H(z)$ 是为了抑制噪声，同时保持语音的基本特征而设计的。滤波器 $H(z)$ 的详细推导请参见例 [1]。

10 现在应用语音解码器如何产生解码后的语音的知识，噪声抑制信号可以在语音解码器输出端得到：

$$y(n) = H(z)s(n) = \frac{H(z)}{A(z)} u(n)$$

本发明的基本思想是利用 AR 滤波器 $\tilde{A}(z)$ 去近似滤波器 $A(z)$ ，其中 $\tilde{A}(z)$ 是与 $A(z)$ 有相同的阶数的且有增益因子 α 的滤波器。这样，语音解码器输出端的经过噪声抑制的信号可以近似表示为：

$$y(n) = H(z)s(n) = \frac{H(z)}{A(z)} u(n) \approx \frac{1}{\tilde{A}(z)} \alpha u(n)$$

20 因此，用新的描述滤波器 $\tilde{A}(z)$ 的参数和一个降低 α 的增益来代替描述滤波器 $A(z)$ 的编码后的比特流的参数和激励信号的增益，不需要引入任何对语音信号完整的解码和后续编码就能实现噪声抑制。

图 4 是 LP 综合滤波器的功率传递函数的示意图。它的特征是在某些频率点处的尖峰，它们由低谷相连接。

25 图 5 是图示噪声抑制滤波器的功率传递函数的示意图。注意它与图 4 的频谱图具有近似相同频率的尖峰。将这个滤波器应用到图 4 所示频谱上的效果是使尖峰更加尖锐，同时降低了低谷，如图 6 所示，图 6 是将原始的综合滤波器与真实及近似的噪声抑制滤波器的功率传递函数相对比的示意图。

图 7 是包含依照本发明的网络噪声抑制器的通信系统的方框图。可以从图 7 中看出，噪声抑制器单元 114 和基站 16 之间的编码器被删减了。根据这项发明，噪声抑制直接在比特流的参数上进行，这使得编码器不再是必需的。此外，解码器 113 既可以进行全部解码也可以进行部分解码，这依赖于所使用的算法，这部分将在下面详细描述。在两种情况下解码都仅用于确定对编码后的比特流进行哪些必要的修改。

现参照图 8 描述一个如何进行比特流修改的例子，将本发明应用于 GSM 和 UMTS 系统 [2] 中的自适应多速率 (AMR) 语音编码，采用 12.2 kbit/s 的模型。然而本发明并不限于这种语音编码，而是很容易延伸到任何语音编码，参数谱和编码后的序列是已编码参数的一部分。可以从图 3 看出，为了达到减少噪声的目的而待修改的参数是描述 LP 综合滤波器 $A(z)$ 的参数和固定码本的增益 g_c 。代表固定和自适应码本矢量的码字并不需要被改变，自适应码本增益 g_p 也不必被修改 (在这个模式中)。这个过程可以总结为图 8 所描述的如下步骤。

步骤 1. 第一步是将代表滤波器 $A(z)$ 的量化后的 LSP (线谱对 Line Spectral Pair) 变换为相应的滤波器系数 $\{\alpha_i\}$ ，在 [2] 的 5.2.4 节中有详细的叙述。

步骤 2. 为了确定噪声抑制滤波器 $H(z)$ ，需要已编码语音信号功率谱密度 $\hat{\Phi}_x(k)$ 的一个度量。运用已确定的滤波器系数 $\{\alpha_i\}$ ，可以得到：

$$\hat{\Phi}_x(k) = \frac{\sigma^2}{\left| 1 + \sum_{m=1}^M \alpha_m e^{-j2\pi m \frac{k}{K}} \right|^2}$$

其中 σ^2 由固定码本增益 g_c 和自适应码本增益 g_p 根据下式得到：

$$\sigma^2 = g_c^2 + g_p^2$$

另一种可能的方法是将语音信号完全解码，并使用快速傅立叶变换得到 $\hat{\Phi}_x(k)$ 。

步骤 3. 确定噪声抑制滤波器 $H(z)$ 。

$$H(k) = \left(1 - \delta \left(\frac{\hat{\Phi}_v(k)}{\hat{\Phi}_x(k)} \right)^\lambda \right)^\beta$$

其中 $\hat{\Phi}_v(k)$ 是从前面“纯噪声”帧保存下来的功率谱密度, β , δ , λ 是常数。

5 步骤 4. 按照 [1] 中描述的方法修改由 $H(k)$ 定义的滤波器, 得到我们期望的 $H(z)$ 。修改的原因是在频域中设计的噪声抑制滤波器是实值的, 这导致了时域中的一个现象: 滤波器的尖峰从滤波器的开始至结尾被分为两半 (这等同于一个关于 0 对称的滤波器, 即它是非因果的)。这使得滤波器不适合分块循环卷积, 因为这种滤波器会产生时域混叠。所进行的修改在图 9 中进行了概括。它本质上包括将 $H(k)$ 变换至时域, 循环移位已变形的滤波器, 使它成为因果的和线性相位的, 10 给已被移位的滤波器加窗 (避免时域混叠) 提取最重要的抽头, 循环移位加窗后的滤波器, 消除初始的延时, 然后 (可选择的) 将线性相位滤波器变换成为最小相位滤波器。一种可替换的修改方法在 [3] 中描述。

15 步骤 5. 用一个长度为 L 的 FIR (有限冲激响应) 滤波器 $G(z)$ 来近似由 $H(z)/A(z)$ 定义的 IIR (无限冲激响应) 滤波器。 $G(z)$ 的系数可以从 $H(z)/A(z)$ 的冲激响应 $g(k)$ 的前 L 个系数得到, 或者运用多项式除法计算 $H(z)/A(z)$, 确定 z^{-1} , \dots z^{-L} 各项的系数。

20 步骤 6. 运用 Levinson-Durbin 算法从 $G(z)$ 的自相关方程得到 $\tilde{A}(z)$ 。

$$r(k) = \sum_{l=0}^L g(l)g(l-k)$$

请参考 [2] 中的 5.2.2 节

步骤 7. 按照 [2] 中 5.2.3 节的描述, 将定义 $\tilde{A}(z)$ 的系数 $\{\alpha_i\}$ 变形为修改后的 LSP 参数。

25 步骤 8. 按照 [2] 中 5.2.5 节的描述, 对修改后的 LSP 参数进行量化和编码, 代替比特流中的 AR 参数码。

步骤 9. 固定码本增益的修改因子 α 由预测误差功率的平方根定

义，它的计算方法与[2]中5.2.2节所描述的 E_{LD} 的计算方法相同。

步骤10. 使用[2]中6.1节所述的程序，用于得到激励信号的增益。固定码本增益由下式给出：

$$\hat{g}_c = \gamma(n)g'_c$$

5 其中因子 $\gamma(n)$ 是由编码器发送的增益修正因子。因子 g'_c 由下式给出：

$$g'_c = 10^{0.05(\bar{E}(n)+\bar{E}-E_l)}$$

其中 \bar{E} 是常能量， E_l 是码字的能量，且：

$$\bar{E}(n) = \sum_{i=1}^4 b_i \hat{R}(n-i)$$

10 其中 $\hat{R}(n)$ 是在一个成比例的复数域中的过去的增益修正因子。

噪声抑制算法利用因子 α 修改增益。因此，解码器的增益应该等于 α 乘以编码器的增益，即：

$$\hat{g}_c^{dec} = \alpha \hat{g}_c^{enc}$$

使用上面的表达式可以得出：

$$15 \quad \gamma^{new}(n)10^{0.05(\bar{E}^{dec}(n)+\bar{E}-E_l)} = \alpha\gamma(n)10^{0.05(\bar{E}^{enc}(n)+\bar{E}-E_l)}$$

因此，被发送的增益修正因子应该被改写为：

$$\gamma^{new}(n) = \alpha\gamma(n)10^{0.05(\bar{E}^{enc}(n)-\bar{E}^{dec}(n))}$$

20 其中 $\bar{E}^{enc}(n)$ 和 $\bar{E}^{dec}(n)$ 是根据编码器发送的增益因子和由噪声抑制算法修改过的增益因子得出的预测能量。

步骤11. 找到与 $\gamma^{new}(n)$ 最接近的码字的下标，并覆盖编码后的比特流中的原始固定码本的增益修正下标。

25 在所述例子中，固定和自适应码本增益被独立地编码。在一些低比特率的编码模式中，它们被矢量量化。在这种情况下，自适应码本增益也将被噪声抑制修改。然而，激励向量仍然保持不变。

图10是一个运用本发明的网络噪声抑制器的示范性的实施例的方框图。接收到的编码后的比特流在113模块中被（部分）解码。模块116根据已解码的参数来确定噪声抑制滤波器 $H(z)$ 。模块118计算 $\tilde{A}(z)$ 和 α 。模块120确定新的线性预测以及增益参数。模块122修改

已编码的比特流中的相应参数。典型地，在该网络噪声抑制器中的功能是由一个或若干微处理器或微/信号处理器相结合来实现的。然而，同样的功能也可以通过专用集成电路（ASIC）实现。

5 在本领域中的专业人员应该明白的是，在本发明的范围内，可以对本发明进行各种不同的修改和改变，这些在附加的权力要求中作出定义。

参考内容

[1] W001/18960 A1

10 [2] “AMR speech codec; Transcoding function”, 3G TS 26.090 V3.1.0, 3GPP, France, 1999

[3] H. Gustafsson 等 “spectral subtraction using correct convolution and a spectrum dependent exponential averaging method”, 研究报告 15/98, 瑞典 Karlskrona/Ronneby 大学, 信号处理部门, 1998 年

15

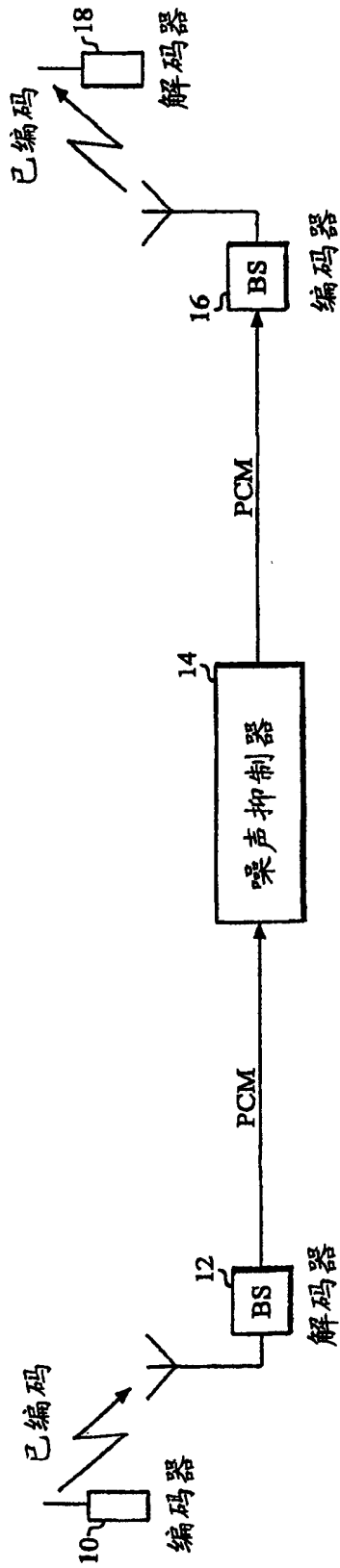


图 1 (传统)

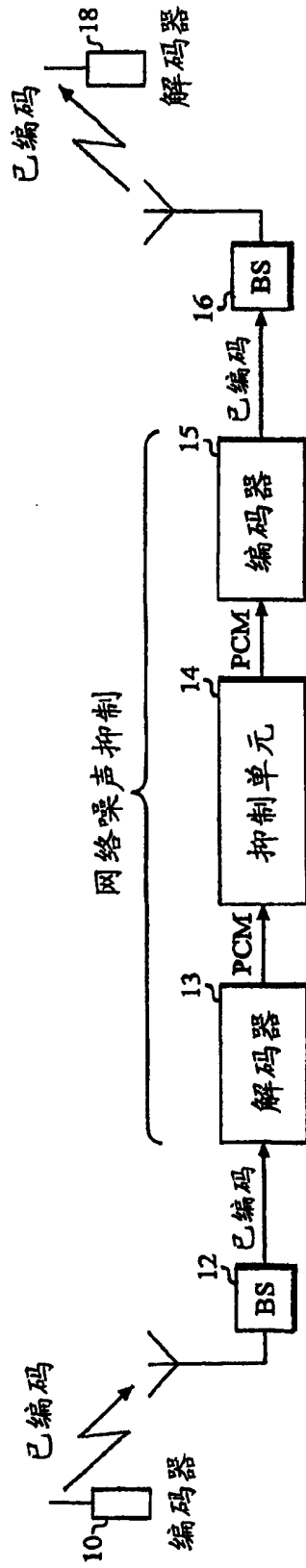


图 2 (传统)

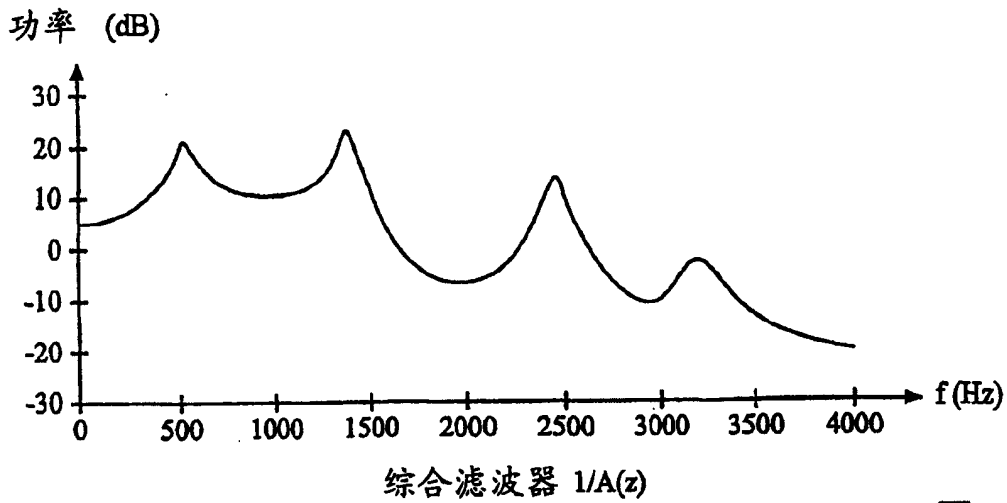
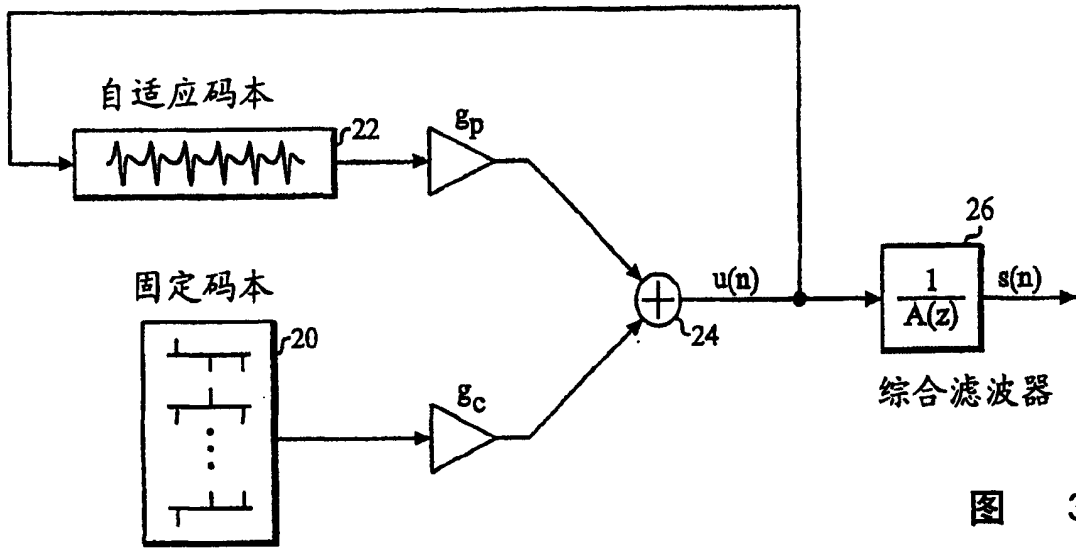


图 4

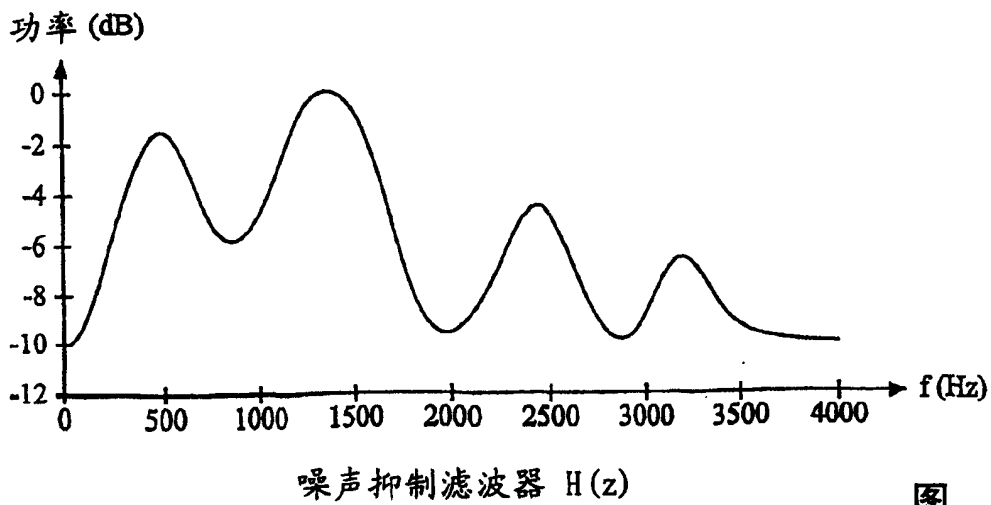


图 5

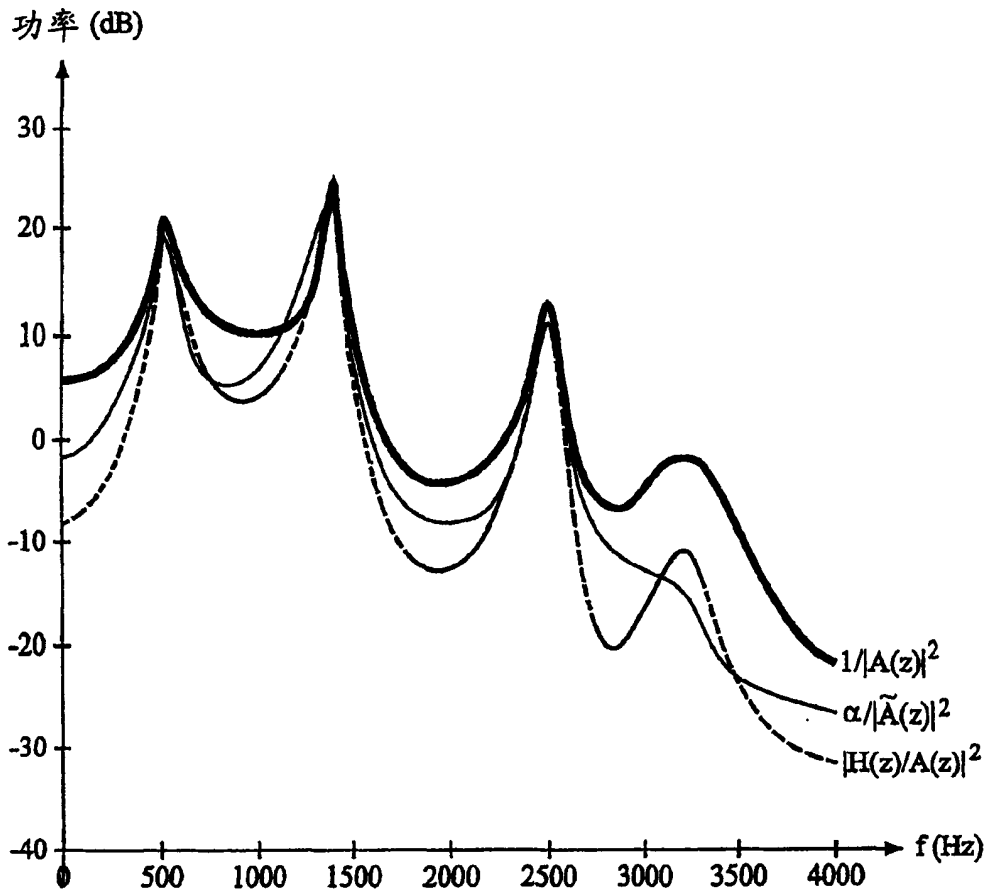


图 6

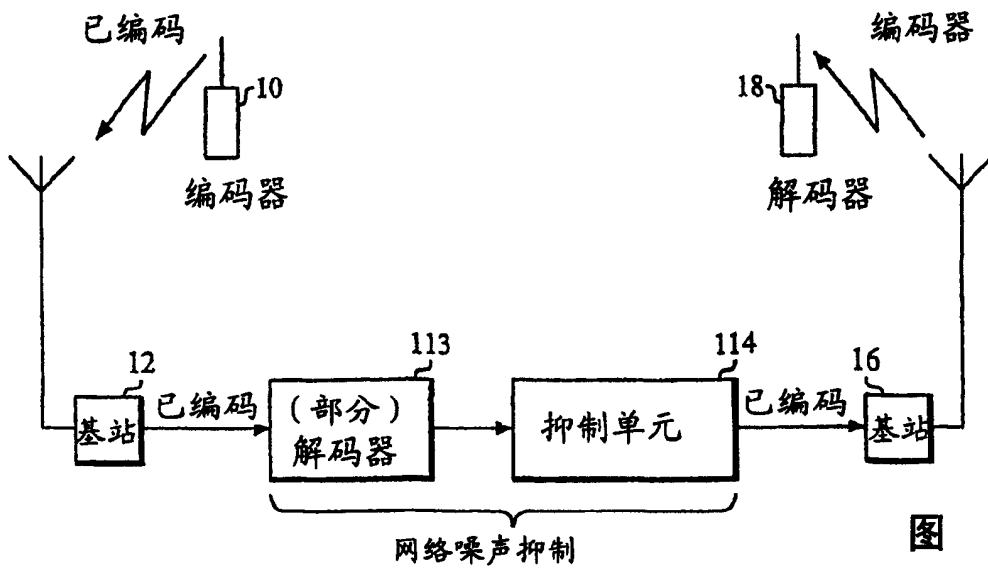


图 7

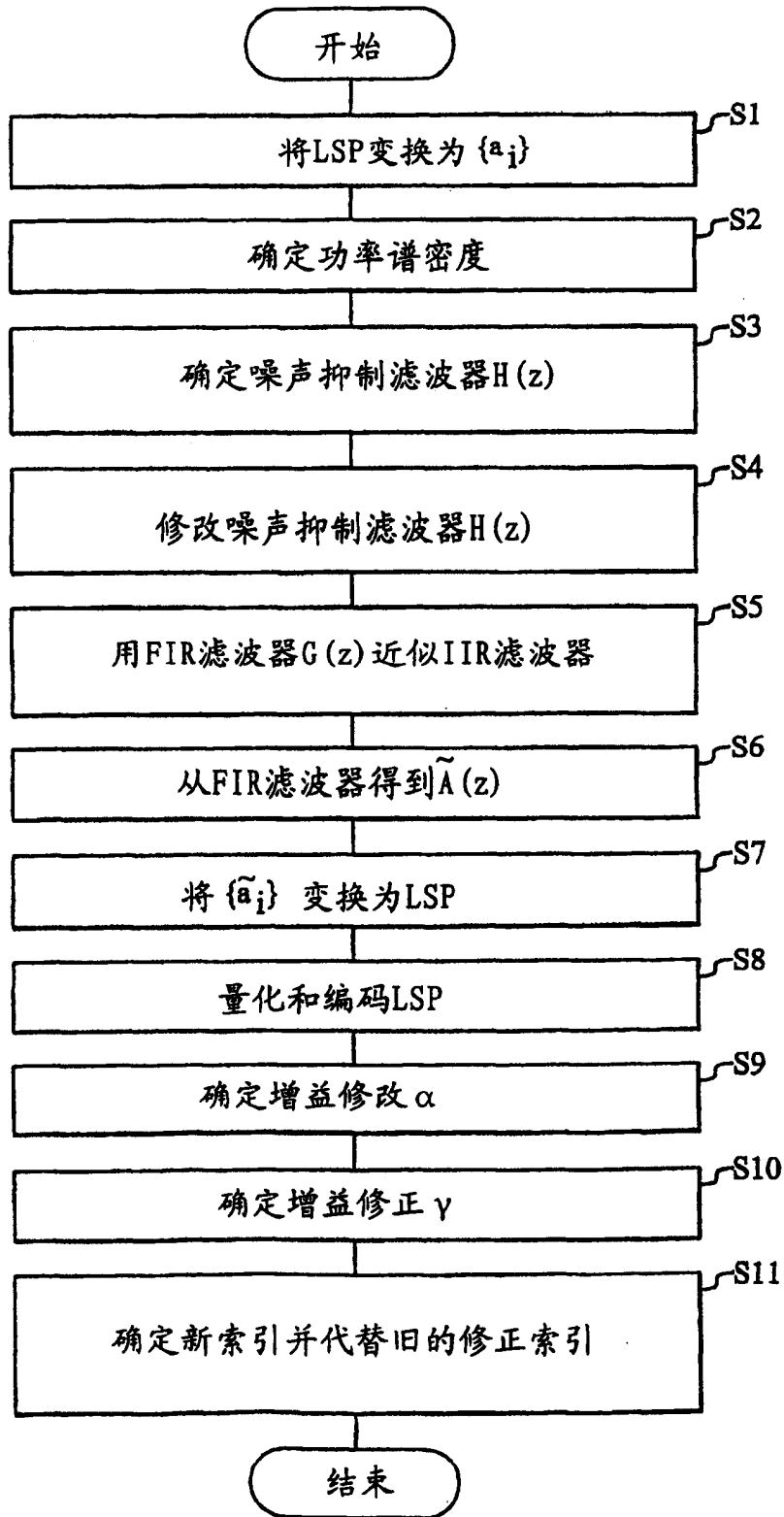
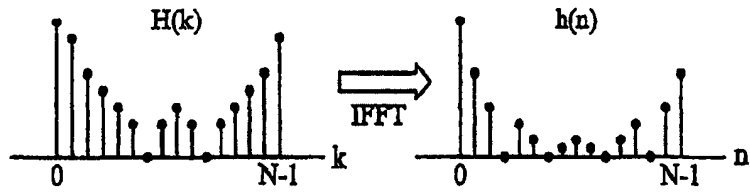
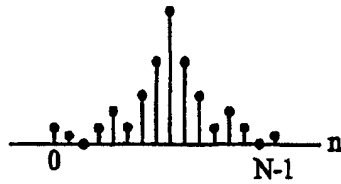


图 8



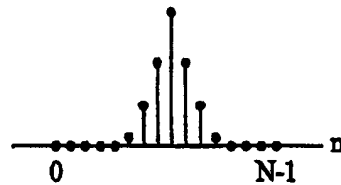
循环移位 \downarrow

$h((n+N/2) \bmod N)$



加窗 \downarrow

$u(n) = h((n+N/2) \bmod N) w(n)$



循环移位 \downarrow

$f(n) = u((n+D) \bmod N)$

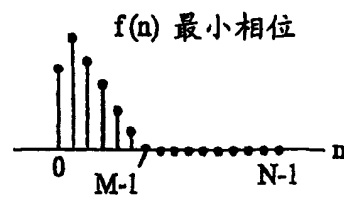
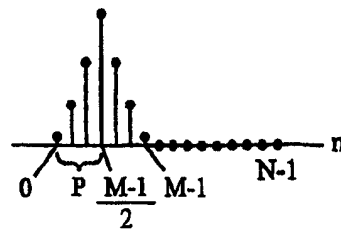
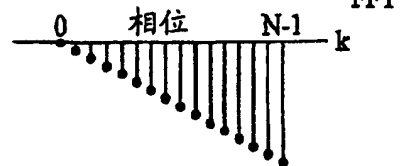
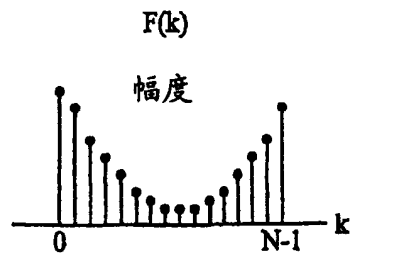
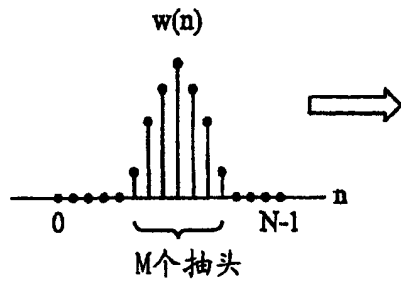


图 9



$\xleftarrow{\text{FFT}}$

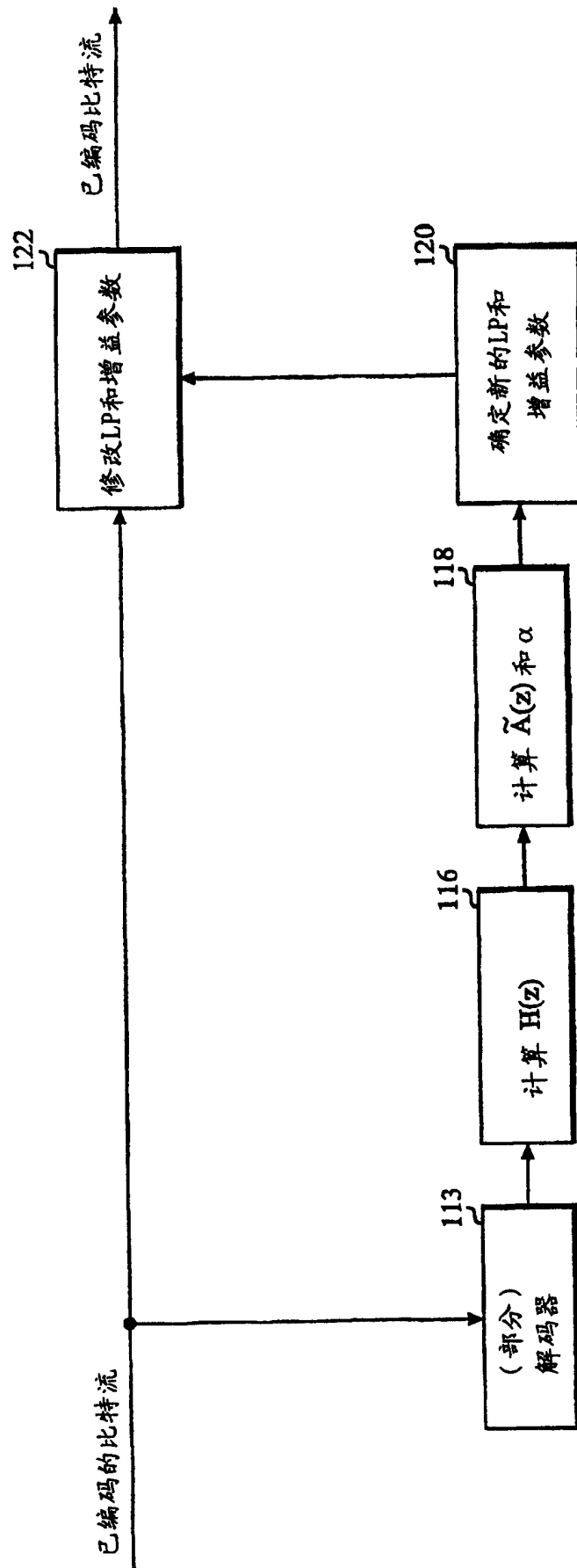


图 10