

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2014年4月17日 (17.04.2014)



(10) 国际公布号
WO 2014/056328 A1

- (51) 国际专利分类号:
G10L 21/02 (2013.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2013/076685
- (22) 国际申请日: 2013年6月4日 (04.06.2013)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
201210387313.8 2012年10月12日 (12.10.2012) CN
- (71) 申请人: 华为技术有限公司 (HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.) [CN/CN]; 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。
- (72) 发明人: 詹五洲 (ZHAN, Wuzhou); 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。
- (81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG,

BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

- (84) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

- 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

(54) Title: ECHO CANCELLATION METHOD AND DEVICE

(54) 发明名称: 一种回声抵消方法和设备

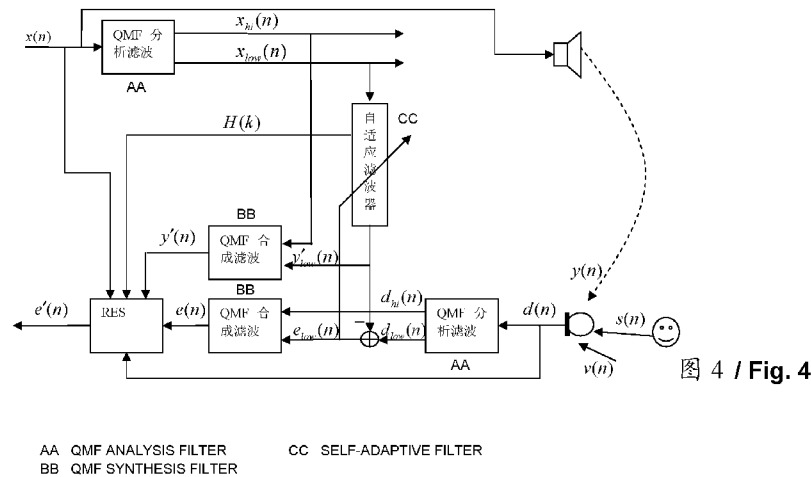


图 4 / Fig. 4

(57) Abstract: An echo cancellation method and device. The method comprises: dividing audio signals to be processed into high-band audio signals to be processed and low-band audio signals to be processed; an AEC module performing self-adaptive filter echo cancellation on the low-band audio signals to be processed, and not performing self-adaptive filter echo cancellation on the high-band audio signals to be processed so as to generate preliminary echo cancellation signals; an RES module performing envelope forecasting echo suppression on the high-band audio signals of the preliminary echo cancellation frequency-domain signals, and calculating and outputting a residual echo suppression coefficient; the RES module performing echo suppression on the low-band signals of the preliminary echo cancellation frequency-domain signals, and outputting the processing result; and multiplying the output result by the residual echo suppression coefficient, so as to output an echo cancellation signal. The device comprises the AEC module and the RES module. By respectively performing high-band and low-band processing on the signals to be processed, the method and the device reduce the amount of calculation for echo cancellation, as well as solving the problem that echo leakage exists at the sub-band boundary.

(57) 摘要:

[见续页]

WO 2014/056328 A1



一种回声抵消方法和设备，该方法包括：划分待处理音频信号为高带待处理音频信号和低带待处理音频信号；AEC模块对低带待处理音频信号进行自适应滤波回声抵消处理，对高带待处理音频信号不进行自适应滤波回声抵消处理，生成初步回声抵消信号；RES模块对初步回声抵消频率信号中的高带信号进行包络预测回声抑制，计算并输出残留回声抑制系数；RES模块对初步回声抵消频域信号中的低带信号进行回声抑制，输出处理结果；将输出结果与残留回声抑制系数相乘输出回声抵消后信号。该设备包括AEC模块和RES模块。所述的方法和设备通过对待处理信号分别进行高带和低带处理，既降低了回声抵消的计算量，又解决了子带边界存在回声泄露的问题。

一种回声抵消方法和设备

本申请要求于 2012 年 10 月 12 日提交中国专利局、申请号为 201210387313.8、发明名称为“一种回声抵消方法和设备”的中国专利申请的优先权，其全部内容通过引用结合在本申请中。

5 技术领域

本发明涉及音频信号处理领域，尤其涉及一种回声抵消方法和设备。

背景技术

图 1 是回声抵消技术的应用场景示意图，从网络上传来的远端信号经过 CODEC，即编译码器模块解码之后，进行模数转换，送到扬声器播放，麦克风不仅拾取近端信号，同时也拾取了扬声器播放的远端信号（即回声），
10 麦克风拾取的信号进行回声抵消处理之后，麦克风信号中的回声被消除，只剩下近段信号，经过 CODEC 模块编码处理之后，通过网络送到远端。如果麦克风信号中的回声没有被消除，送到远端后，远端会听到自己的声音，回声抵消技术的目的是尽量消除回声，而保留近端信号。

15 回声抵消处理通常包括两个部分：AEC（Adaptive Echo Canceller），自适应回声抵消以及 RES（Residual Echo Suppressor），残留回声抑制。自适应回声抵消采用自适应滤波器模拟空间回声路径，消除麦克风信号中的回声，一般情况下，由于噪声等因素的影响，AEC 模块不能将回声消除的很干净，因此需要 RES 模块对残留的回声进行进一步的回声抑制处理。

20 自适应滤波有 NLMS、RLS、MDF（Multidelay block frequency domain adaptive filter）算法是块 NLMS 算法在频域的一种实现形式）等算法。在混响时间较长、采样率较高时，自适应滤波器需要很长的阶数，例如混响为 300ms，采样率为 48kHz 时，需要的阶数为 $48000 \times 0.3 = 14400$ ，这样导致自适应滤波器的计算量很大，从而增加设备的成本。本发明提供一种低复杂度

的回声抵消算法。

现有技术为了降低复杂度，采用子带自适应滤波来解决这个问题。如图 2 所示，近端信号 $d(n)$ 和远端信号 $x(n)$ 分别进行子带分割，每个子带带宽 250Hz，因此 8KHz 共有 16 各子带，16KHz 共有 32 个子带，32KHz 共有 64 个子带。每个子带采用 NLMS 算法进行回声抵消，之后各个子带进行综合，得到残留回声信号。

但是，现有技术至少存在以下问题：

子带边界存在回声泄露。经调试发现子带的自适应滤波器，在子带边界处回声衰减量明显不足，经常会残留一些较强的单频信号（听起来就是类似“叭咣”的声音，比较影响主观感受）。

发明内容

鉴于此，有必要提供一种回声抵消方法和设备来解决上述问题。

本发明实施例提供了一种回声抵消方法，该方法包括：

划分待处理音频信号为高带待处理音频信号和低带待处理音频信号；

AEC 模块对低带待处理音频信号进行自适应滤波回声抵消处理；

RES 模块对高带待处理音频信号进行包络预测回声抑制，对低带待处理音频信号进行回声抑制，输出处理后信号。

本方法既有效的降低了回声抵消的计算量，又解决了子带边界存在的回声泄露问题。

本发明实施例同时提供一种回声抵消 AEC 模块，包括：

参考信号分析滤波器，将参考信号处理为高带参考信号和低带参考信号，将高带参考信号输出到人造回声合成滤波器，将低带参考信号输出到自适应滤波器；

待处理音频信号分析滤波器，将待处理音频信号处理为高带待处理音频信号和低带待处理音频信号，将高带待处理音频信号输出到初步回声抵消信

号合成滤波器；将低带待处理音频信号输出到自适应滤波器；

所述自适应滤波器，与参考信号分析滤波器和待处理音频信号分析滤波器相连，将低带参考信号经过自适应滤波处理生成低带人造回声信号，并输出到人造回声合成滤波器；将低带待处理音频信号经过自适应滤波处理生成
5 低带初步回声抵消信号，并输出到初步回声抵消信号合成滤波器；

人造回声合成滤波器，与自适应滤波器相连，将高带参考信号和低带人造回声信号合成为人造回声信号，并输出给 RES 设备；

初步回声抵消信号合成滤波器，与自适应滤波器相连，将高带待处理音频信号和低带初步回声抵消信号合成为初步回声抵消信号，并输出给 RES
10 模块。

本发明实施例还提供一种回声抵消 RES 模块，包括：

FFT 变换模块，将参考信号、待处理音频信号、人造回声信号、初步回声抵消信号经过 FFT 变换，生成对应的参考频域信号、待处理频域音频信号、人造回声频域信号以及初步回声抵消频域信号；并将待处理频域音频信
15 号、人造回声频域信号以及初步回声抵消频域信号输入到 RES 低带模块，将参考频域信号、初步回声抵消频域信号输入到 RES 高带模块；

RES 高带模块，对初步回声抵消频域信号中的高带信号进行包络预测回声抑制，计算并输出残留回声抑制系数；

RES 低带模块，对初步回声抵消频域信号中的低带信号进行回声抑制，
20 输出处理结果。

本设备既有效的降低了回声抵消的计算量，又解决了子带边界存在的回声泄露问题。

附图说明

25 为了更清楚地说明本发明实施例或现有技术中的技术方案，下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作一简单地介绍，显而易见地，下

面描述中的附图是本发明的一些实施例，对于本领域普通技术人员来讲，在不付出创造性劳动性的前提下，还可以根据这些附图获得其他的附图。

图 1 是本发明背景技术的方法流程图；

图 2 是本发明背景技术中现有技术的方法流程图；

5 图 3 是本发明实施例一的设备结构图；

图 4 是本发明实施例一的方法流程图；

图 5 是本发明实施例一的方法流程图；

图 6 是本发明实施例一的方法流程图；

图 7 是本发明实施例一的子带划分方式参考图

10 图 8 是本发明实施例一的回声冲激响应以及能量衰减曲线的示例图；

图 9 是本发明实施例一的 QMF 分析和综合滤波器处理流程图。

具体实施方式

为使本发明实施例的目的、技术方案和优点更加清楚，下面将结合本发明实施例中的附图，对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述，
15 显然，所描述的实施例是本发明一部分实施例，而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例，本领域普通技术人员在没有作出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例，都属于本发明保护的范围。

本发明实施例提供一种回声抵消方法，将待处理音频信号中的回声抵消，输出回声抵消后信号。

20 请参考图 3，参考信号 $x(n)$ （即远端信号，在本专利中参考信号和远端信号具有相同含义）输出到扬声器播放；麦克风拾取待处理音频信号 $d(n)$ ，其中包括回声信号 $y(n)$ 、本端信号 $s(n)$ 以及噪声 $v(n)$ ，待处理音频信号经过 AEC 模块和 RES 模块的处理，消除回声信号 $y(n)$ 和噪声 $v(n)$ ，保留本端信号。具体而言，该方法包括以下步骤，请参考图 4：

25 S1: AEC 模块对待处理音频信号进行初步回声抵消处理，生成初步回声抵消信号 $e(n)$ 。

AEC 模块对参考信号 $x(n)$ 、待处理音频信号 $d(n)$ 进行处理，输出初步回声抵消信号 $e(n)$ 、人造回声信号 $y'(n)$ 以及频域的低带回声滤波系数 $H(k)$ ；并将参考信号 $x(n)$ 和待处理音频信号 $d(n)$ 输出到 RES 模块。具体而言，包括：

1、根据参考信号 $x(n)$ 生成人造回声信号 $y'(n)$ 。

5 参考信号 $x(n)$ 经过 QMF 分析滤波器处理后生成高带参考信号 $x_{hi}(n)$ 和低带参考信号 $x_{low}(n)$ ，其中，输出高带参考信号 $x_{hi}(n)$ 到 QMF 合成滤波器，输出低带参考信号 $x_{low}(n)$ 到自适应滤波器；

低带参考信号 $x_{low}(n)$ 经过自适应滤波器处理后生成低带人造回声信号 $y'_{low}(n)$ ，并输出给 QMF 合成滤波器；

10 高带参考信号 $x_{hi}(n)$ 和低带人造回声信号 $y'_{low}(n)$ 经过 QMF 合成滤波器处理后生成人造回声信号 $y'(n)$ ，并输出给 RES 模块；

2、根据待处理音频信号 $d(n)$ 生成初步回声抵消信号 $e(n)$ 。

待处理音频信号 $d(n)$ 经过 QMF 分析滤波器处理后，生成高带待处理音频信号 $d_{hi}(n)$ 和低带待处理音频信号 $d_{low}(n)$ ，其中，输出高带待处理音频信号 $d_{hi}(n)$ 到 QMF 合成滤波器；

低带待处理音频信号 $d_{low}(n)$ 减去低带人造回声信号 $y'_{low}(n)$ 得到低带初步回声抵消信号 $e_{low}(n)$ ，并输出到 QMF 合成滤波模块；

高带待处理音频信号 $d_{hi}(n)$ 和低带初步回声抵消信号 $e_{low}(n)$ 经过 QMF 合成滤波器处理后，生成初步回声抵消信号 $e(n)$ ，并输出到 RES 模块；

20 3、频域的低带回声滤波系数 $H(k)$ 是由自适应滤波处理低带参考信号的过程中计算得到的；

另外，AEC 模块还将参考信号 $x(n)$ 和待处理音频信号 $d(n)$ 输出到 RES 模块作为 RES 模块经行进一步回声抵消的辅助处理信号。

S2: RES 模块对初步回声抵消信号 $e(n)$ 进行进一步回声抵消处理，生成回声抵消后信号，请参考图 5。

S201: RES 模块分别对参考信号 $x(n)$ 、待处理音频信号 $d(n)$ 、人造回声信号 $y'(n)$ 以及初步回声抵消信号 $e(n)$ 进行快速傅里叶变换 (FFT, Fast Fourier Transformation), 生成对应的参考频域信号 $X(k)$ 、待处理频域音频信号 $D(k)$ 、人造回声频域信号 $Y'(k)$ 以及初步回声抵消频域信号 $E(k)$; 并将待处理频域音频信号 $D(k)$ 、人造回声频域信号 $Y'(k)$ 、以及残留频域回声信号 $E(k)$ 输入到 RES 低带模块, 将参考频域信号 $X(k)$ 、低带回声滤波系数 $H(k)$ 以及初步回声抵消频域信号 $E(k)$ 输入到 RES 高带模块;

S203: RES 高带模块对初步回声抵消频域信号 $E(k)$ 中的高带信号 (以下简称高带信号) 进行包络预测回声抑制, 计算并输出残留回声抑制系数 $G_{he}(k)$; RES 低带模块对初步回声抵消频域信号 $E(k)$ 中的低带信号 (以下简称低带信号) 采用现有的回声抑制技术进行回声抑制, 输出处理结果; 请参考图 6。

需要说明的是, 为了消除混叠影响, 高带信号与低带信号之间有重叠, 如果有 512 根谱线, 低带 RES 对 263 根以下的谱线进行残留回声抑制, 而高带对 231 根以上的谱线进行抑制, 共有 32 根谱线的重叠。

1、RES 高带模块计算残留回声抑制系数的过程为, 根据初步回声抵消频域信号 $E(k)$ 的各子带能量 $E(i)$ 、参考频域信号 $X(k)$ 各子带能量 $U(i)$ 、残留回声频域信号各子带能量 $\tilde{E}(i)$ 、高带包络预测系数 $g_i(i)$ 以及高带包络预测系数的衰减因子 factor 计算各子带增益; 根据各子带增益计算高带各谱线增益 $G_{he}(k)$, 即残留回声系数。具体而言, 包括:

(1) 计算初步回声抵消频域信号 $E(k)$ 的各子带能量 $E(i)$ 、参考频域信号 $X(k)$ 各子带能量 $U(i)$ 、残留回声频域信号各子带能量 $\tilde{E}(i)$ 、高带包络预测系数 $g_i(i)$ 以及高带包络预测系数的衰减因子 factor。

A、高带 RES 模块采用包络预测的方法估计高带的回声, 然后进行抑制。所谓包络预测就是不考虑相位的影响, 在频域上用前面若干帧参考信号的能量来估计当前帧回声的能量, 用公式表示如下:

$$\tilde{E}(i) = \sum_{l=0}^{L-1} g_l(i) U_{-l}(i) \quad (1)$$

公式中, i 表示在频域上划分的子带序号, L 是用于包络预测的帧数。 $g_l(i)$ 表示第 i 个子带第 l 个系数, $U_{-l}(i)$ 表示参考频域信号 $X(k)$ 前面第 l 个帧第 i 个子带的能量。在谱线数目为 512 根时, 高带 RES 的子带划分方式请参考图 7, 共 5 个子带, 子带之间采用三角窗的方式进行重叠。

需要说明的是, 本例子带之间采用三角窗的方式进行重叠, 但不限于此方式, 还可以采用正弦窗、矩形窗等方式进行重叠。

$\tilde{E}(i)$ 是第 i 个子带估计出来的残留回声频域信号的能量。如前文所述, 待处理音频信号 $d(n)$, 包括回声信号 $y(n)$ 、本端信号 $s(n)$ 以及噪声 $v(n)$ 三部分。待处理音频信号 $d(n)$ 经过 AEC 模块初步回声抵消处理后, 生成了初步回声抵消信号 $e(n)$, 该信号通过 FFT 变换生成了初步回声抵消频域信号 $E(k)$, 所以初步回声抵消频域信号 $E(k)$ 信号同样包括三部分: 残留回声频域信号、本端频域信号和噪声频域信号。

B、 $U(i)$ 的计算公式如下:

$$U(i) = \sum_{k=kl(i)}^{kh(i)} w_k(i) |X(k)|^2 \quad (2)$$

公式中 $kl(i)$ 是第 i 个子带的起始频率, $kh(i)$ 是第 i 个子带的结束频率, $w_k(i)$ 是各个频率的加权系数。令 $kc(i)$ 为第 i 个子带的中心频率, 则 $w_k(i)$ 按如下公式取值:

$$\begin{cases} w_k(i) = \frac{(k - kl(i))}{(kc(i) - kl(i))} & k \geq kl(i) \ \& \ k \leq kc(i) \\ w_k(i) = 1 - \frac{(k - kc(i))}{(kh(i) - kc(i))} & k > kc(i) \ \& \ k \leq kh(i) \end{cases} \quad (3)$$

其中, $kl(i)$ 取为 $kc(i-1)$, $kh(i)$ 取为 $kc(i+1)$ 。这样取值可以增强声音的平滑效果。

用上述计算 $U(i)$ 的方式可以计算初步回声抵消频域信号 $E(k)$ 各个子带的能量:

$$E(i) = \sum_{k=kl(i)}^{kh(i)} w_k(i) |E(k)|^2 \quad (4)$$

C、如果已知各个子带的回声冲激响应 $h_n(i)$ ，则可以计算出包络预测系

5 数 $g_l(i)$:

$$g_l(i) = \sum_{n=l*N}^{l*N+N-1} h_n(i) * h_n(i) \quad (5)$$

公式中 N 是帧长。由于只能获得频域的低带回声滤波系数 $H(k)$ ，因此只能用低带的回声滤波系数来近似高带的滤波系数，具体实现方法是，将 $H(k)$ 进行 IFFT 变换，获得时域的低带冲激响应，然后进行高通滤波，获得
10 高子带的冲激响应 $h0_n$ ，然后用上面公式计算计算包络预测系数:

$$g_l(i) = \sum_{n=l*N}^{l*N+N-1} h0_n * h0_n \quad (6)$$

从上面公式可知，高带的各子带采用相同的包络预测系数。

D、计算包络预测系数的衰减因子 factor。

图 8 是回声冲激响应以及能量衰减曲线(EDC)的一个示例:

15 可以看出 EDC 在中间部分基本上是线性的。EDC 定义为:

$$EDC(i) = 10 * \log_{10} \left(\sum_{n=i}^{L*N} h_n * h_n \right) \quad (7)$$

i 表示时刻，如果冲激响应分为 L 帧，则每帧的 EDC 为:

$$\begin{aligned} EDC(l) &= 10 * \log_{10} \left(\sum_{n=l*N}^{L*N} h_n * h_n \right) \\ &= 10 * \log_{10} \left(\sum_{m=l}^L g_m \right) \end{aligned} \quad (8)$$

对于帧 EDC，EDC 斜率的含义为相邻帧 EDC 的差值，即:

$$q = EDC(l) - EDC(l-1) \quad (9)$$

q 为 EDC 斜率。因此有：

$$\begin{aligned} q &= 10 * \log_{10} \left(\sum_{m=l}^L g_m \right) - 10 * \log_{10} \left(\sum_{m=l-1}^L g_m \right) \\ &= 10 * \log_{10} \left(\frac{\sum_{m=l}^L g_m}{\sum_{m=l-1}^L g_m} \right) \\ &\approx 10 * \log_{10} \left(\frac{\sum_{m=l}^{\infty} g_m}{\sum_{m=l-1}^{\infty} g_m} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

相邻帧之间包络预测系数的衰减因子为：

$$5 \quad factor = g_m / g_{m-1} \quad (11)$$

则有

$$\begin{aligned} q &= 10 * \log_{10}(factor) \\ factor &= 10^{q/10} \end{aligned} \quad (12)$$

因此通过计算出 EDC 的斜率 q 就可以计算出包络预测系数的衰减因子。

EDC 的斜率可以通过线性递归的方法计算。可以看出，除了起始的属于早期回声的几十毫秒，EDC 是线性的，即包络预测系数的衰减因子是一固定值。用包络预测系数估计回声时用到的帧数比较多，例如回声拖尾为 256ms，每帧的长度为 8ms，则需要 32 帧，这样需要较多的存储空间和计算量，而利用衰减因子是一固定值这一特性，可以减小存储空间和计算量，具体方法如下：

$$\begin{aligned} \tilde{E}(i) &= \sum_{l=0}^{10} g_l(i) U_{-l}(i) + \sum_{l=10+1}^{L-1} g_l(i) U_{-l}(i) \\ &= \sum_{l=0}^{10} g_l(i) U_{-l}(i) + \tilde{E}_{r,m}(i) \end{aligned} \quad (13)$$

公式中¹⁰取为7，即前面8帧（64ms）认为是早期回声，而8帧之后的回声认为是后期回声，用 $\tilde{E}_{r,m}(i)$ 表示，m表示是当前帧，r表示是后期回声，利用公式 $factor = g_l / g_{l-1}$ ，可得出 $\tilde{E}_{r,m}(i)$ 的近似估计方式：

$$\begin{aligned}
\tilde{E}_{r,m}(i) &= \sum_{l=l_0+1}^{L-1} g_l(i) U_{-l}(i) \\
&\approx \sum_{l=l_0+1}^{\infty} g_l(i) U_{-l}(i) \\
&= \sum_{l=l_0+2}^{\infty} g_l(i) U_{-l}(i) + g_{l_0+1}(i) U_{-l_0-1}(i) \\
&= factor * \sum_{l=l_0+2}^{\infty} g_{l-1}(i) U_{-l}(i) + g_{l_0+1}(i) U_{-l_0-1}(i) \quad (14) \\
&= factor * \sum_{l=l_0+1}^{\infty} g_l(i) U_{-l-1}(i) + g_{l_0+1}(i) U_{-l_0-1}(i) \\
&= \tilde{E}_{r,m-1}(i) * factor + g_{l_0+1}(i) U_{-l_0-1}(i)
\end{aligned}$$

5 (2) 计算各子带增益。按下列公式计算各子带增益：

$$\tilde{E}_{db}(i) = 10 * \log_{10}(\tilde{E}(i)) \quad (15)$$

其中， $\tilde{E}_{db}(i)$ 为 $\tilde{E}(i)$ 的分贝值；

$$E_{db}(i) = 10 * \log_{10}(E(i)) \quad (16)$$

$E_{db}(i)$ 为 $E(i)$ 的分贝值。

$$10 \left\{ \begin{array}{l} G(i) = 0.1, \quad E_{db}(i) - \tilde{E}_{db}(i) \leq 0 \\ G(i) = (E_{db}(i) - \tilde{E}_{db}(i)) * (1 - 0.1) / 10 + 0.1, \\ \quad (E_{db}(i) - \tilde{E}_{db}(i) > 0) \& (E_{db}(i) - \tilde{E}_{db}(i) < 10) \\ G(i) = 1, \quad E_{db}(i) - \tilde{E}_{db}(i) \geq 10 \end{array} \right. \quad (16)$$

上面公式中， $G(i)$ 表示各子带增益， $E_{db}(i) - \tilde{E}_{db}(i) \leq 0$ 表示估计的回声比原始的回声还要大，此时子带增益取下限0.1； $E_{db}(i) - \tilde{E}_{db}(i) \geq 10$ 表示原始回

声比估计回声大 10DB 以上，此时可以基本认为麦克风信号里面没有回声，子带增益取上限 1； $(E_{db}(i) - \tilde{E}_{db}(i) > 0) \& (E_{db}(i) - \tilde{E}_{db}(i) < 10)$ 表示原始回声比估计回声大 0DB 至 10DB 之间，此时子带增益取值范围为 0.1 至 1 之间，且和 $(E_{db}(i) - \tilde{E}_{db}(i))$ 的 DB 差值成正比。

- 5 (3) 在计算出子带增益之后，高带各谱线的增益 $G_{he}(k)$ ，即残留回声抑制系数可用相邻子带增益插值获得：

$$G(k) = w_k(i)G(i) + w_k(i-1)G(i-1) \quad (17)$$

$w_k(i)$ 就是前面计算各子带能量的系数。

- S205: RES 低带模块输出结果乘以 RES 高带模块输出的残留回声抑制系数，得到并输出回声抵消后信号 $E'(k)$ 。

S207: 对回声抵消后信号 $E'(k)$ 进行快速傅里叶反变换 (IFFT, Inverse Fast Fourier Transformation)，再回填噪声，输出最终处理信号。

- 需要说明的是，其中回填噪声模块根据 NLP 标识判断当前帧是是否是残留回声，如果是，则回填噪声，否则判断 VAD 标识，如果当前帧是噪声，
15 则保存噪声信号到噪声缓冲区。

本发明实施例通过将信号划分为高带信号和低带信号，对低带信号采用现有的回声抵消算法，对高带信号采用包络预测的回声抑制算法，达到了大幅降低计算复杂度的效果，同时可以避免子带自适应滤波边界泄露的问题。

本发明实施例同时提供一种回声抵消 AEC 模块，包括

- 20 参考信号分析滤波器，将参考信号处理为高带参考信号和低带参考信号，将高带参考信号输出到人造回声合成滤波器，将低带参考信号输出到自适应滤波器；

- 待处理音频信号分析滤波器，将待处理音频信号处理为高带待处理音频信号和低带待处理音频信号，将高带待处理音频信号输出到初步回声抵消信号合成滤波器；
25 将低带待处理音频信号输出到自适应滤波器；

自适应滤波器，与参考信号分析滤波器和待处理音频信号分析滤波器相

连，将低带参考信号经过自适应滤波处理生成低带人造回声信号，并输出到人造回声合成滤波器；将低带待处理音频信号经过自适应滤波处理生成低带初步回声抵消信号，并输出到初步回声抵消信号合成滤波器；

人造回声合成滤波器，与自适应滤波器相连，将高带参考信号和低带人造回声信号合成为人造回声信号，并输出给 RES 设备；

初步回声抵消信号合成滤波器，与自适应滤波器相连，将高带待处理音频信号和低带初步回声抵消信号合成为初步回声抵消信号，并输出给 RES 模块。

需要说明的是，QMF 的分析和综合滤波器处理流程如图 9，输入信号 $x(n)$ 被低通滤波器 $H_0(z)$ 和高通滤波器 $H_1(z)$ 滤波之后，进行 2 倍下采样，然后分别进行低带处理和高带处理，再分别进行 2 倍上采样，以及综合滤波器 $F_0(z)$ 和 $F_1(z)$ 滤波，相加之后输出合成的信号 $y(n)$ 。为了消除混叠，滤波器有以下一些限制：

$$H_1(z) = H_0(-z)$$

$$G_0(z) = 2 * H_1(-z) = 2 * H_0(z)$$

$$G_1(z) = -2 * H_0(-z) = -2 * H_1(z)$$

在时域上，令 $h_0(i) = h(i)$ ， $i = 0, 1 \dots N-1$ 。其中 N 为滤波器的长度，则有

$$h_1(i) = (-1)^i h(i)$$

$$g_0(i) = 2h(i)$$

$$g_1(i) = -2 * (-1)^i h(i)$$

因此，在设计滤波器时只需要设计低通分析滤波器就行了，其他滤波器可以根据低通分析滤波器参考上述参数来获得。

本发明实施例同时还提供一种回声抵消 RES 模块，包括：

FFT 变换模块，将参考信号、待处理音频信号、人造回声信号、初步回声抵消信号经过 FFT 变换，生成对应的参考频域信号、待处理频域音频信号、人造回声频域信号以及初步回声抵消频域信号；并将待处理频域音频信

号、人造回声频域信号以及初步回声抵消频域信号输入到 RES 低带模块，将参考频域信号、初步回声抵消频域信号输入到 RES 高带模块；

RES 高带模块，对初步回声抵消频域信号中的高带信号进行包络预测回声抑制，计算并输出残留回声抑制系数；

5 RES 低带模块，对初步回声抵消频域信号中的低带信号进行回声抑制，输出处理结果。

其中，RES 高带模块包括：

初步回声抵消频域信号各子带能量计算模块，计算初步回声抵消频域信号各子带能量，并输出所述初步回声抵消频域信号子带能量到子带增益计算
10 模块；

参考频域信号各子带能量计算模块，用于计算参考频域信号各子带能量，并输出所述参考频域信号各子带能量到所述子带增益计算模块；

IFFT 变换模块，将低带回声滤波系数进行 IFFT 变换，生成时域的低带冲激响应，并将所述冲激响应输出到高通滤波模块；

15 所述高通滤波模块，与所述 IFFT 变换模块相连，将所述时域的低带冲激响应进行高通滤波处理，生成高带的冲激响应，并将所述高带的冲激响应输出到高带包络预测系数计算模块；

所述高带包络预测系数计算模块，与所述高通滤波模块相连，根据所述高带的冲激响应计算高带包络预测系数，并将所述高带包络预测系数输出到
20 EDC 斜率计算模块和所述子带增益计算模块；

所述 EDC 斜率计算模块，与所述高带包络预测系数计算模块相连，计算 EDC 斜率，并将所述 EDC 斜率输出到衰减因子计算模块；

所述衰减因子计算模块，与所述 EDC 斜率计算模块相连，根据所述 EDC 斜率计算衰减因子，并将所述衰减因子输出到所述子带增益计算模块；

25 所述子带增益计算模块，与所述初步回声抵消频域信号各子带能量计算模块、参考频域信号各子带能量计算模块、高带包络预测系数计算模块以及衰减因子计算模块相连，根据所述初步回声抵消频域信号各子带能量、参考

频域信号各子带能量、高带包络预测系数以及衰减因子计算子带增益，并将所述子带增益输出到高带各谱线增益计算模块；

所述高带各谱线增益计算模块，与所诉子带增益计算模块相连，根据所述子带增益计算高带各谱线增益，即残留回声抑制系数。

5 本发明实施例提供的设备通过将信号划分为高带信号和低带信号，对低带信号采用现有的回声抵消算法，对高带信号采用包络预测的回声抑制算法，达到了大幅降低计算复杂度的效果，同时可以避免子带自适应滤波边界泄露的问题。

最后应说明的是：以上实施例仅用以说明本发明的技术方案，而非对其
10 限制；尽管参照前述实施例对本发明进行了详细的说明，本领域的普通技术人员应当理解：其依然可以对前述各实施例所记载的技术方案进行修改，或者对其中部分技术特征进行等同替换；而这些修改或者替换，并不使相应技术方案
的本质脱离本发明各实施例技术方案的精神和范围。

15

20

25

权 利 要 求

1、一种回声抵消方法，其特征在于，所述方法包括以下步骤：

划分待处理音频信号为高带待处理音频信号和低带待处理音频信号；

对所述低带待处理音频信号进行自适应滤波回声抵消处理，对所述高带待
5 处理音频信号不进行自适应滤波回声抵消处理，生成初步回声抵消信号；

对初步回声抵消频域信号中的高带信号进行包络预测回声抑制，计算并输出
残留回声抑制系数；RES 模块对初步回声抵消频域信号中的低带信号进行回
声抑制，输出处理结果；将所述输出结果与残留回声抑制系数相乘输出回声抵
消后信号。

10 2、根据权利要求 1 所述的回声抵消方法，其特征在于，所述划分待处理音
频信号是通过 QMF 分析滤波进行划分。

3、根据权利要求 1 所述的回声抵消方法，其特征在于，所述步骤 B 包括：

低带待处理音频信号经过自适应滤波处理后生成低带初步回声抵消信号；

所述低带初步回声抵消信号和高带待处理音频信号进行合成滤波处理之后
15 生成初步回声抵消信号；

4、根据权利要求 1 或 3 所述的回声抵消方法，其特征在于，所述步骤 B
还包括：

AEC 模块将参考音频信号通过 QMF 分析滤波，生成高带参考音频信号和
低带参考音频信号；

20 AEC 模块将所述低带参考音频信号进行自适应滤波处理生成低带合成回声
信号；

AEC 模块将所述高带参考音频信号和所述低带合成回声信号进行 QMF 合成滤波处理，生成合成回声信号；

5、根据权利要求 1 所述的回声抵消方法，其特征在于，进行所述所述步骤 C 之前还包括：

5 将所述初步回声抵消信号经过 FFT 变换生成初步回声抵消频域信号。

6、根据权利要求 1 所述的回声抵消方法，其特征在于，所述计算残留回声抑制系数包括：

10 计算初步回声抵消频域信号各子带能量，计算参考频域信号各子带能量，计算残留回声频域信号各子带能量，计算高带包络预测系数，计算高带包络预测系数的衰减因子；

根据所述初步回声抵消频域信号各子带能量、参考频域信号各子带能量、残留回声频域信号各子带能量、初步回声抵消频域信号中的高带信号的包络预测系数以及高带包络预测系数的衰减因子计算初步回声抵消频域信号中的高带信号各子带增益；

15 根据初步回声抵消频域信号中的高带信号各子带增益计算初步回声抵消频域信号中的高带信号各谱线增益，即残留回声抑制系数。

7、根据权利要求 6 所述的回声抵消方法，其特征在于，所述计算初步回声抵消频域信号中的高带信号的包络预测系数，方法为：

根据公式
$$g_l(i) = \sum_{n=l*N}^{l*N+N-1} h_n(i) * h_n(i)$$
 计算所述包络预测系数；

20 其中 $g_l(i)$ 表示所述包络预测系数，N 表示帧长， $h_n(i)$ 表示初步回声抵消频域信号中的高带信号各子带的回声冲激响应；

获得 $h_n(i)$ 的方法为，将低带回声滤波系数 $H(k)$ 进行 IFFT 变换，获得时域的低带冲激响应，然后将所述低带冲激响应进行高通滤波处理，获得高带的冲激响应 $h_n(i)$ 。

8、根据权利要求 6 所述的回声抵消方法，其特征在于，所述计算各子带能量方法为：

计算早期回声子带能量，计算后期回声子带能量；

将早期回声子带能量与后期回声子带能量相加得到子带能量。

9、根据权利要求 1 所述的回声抵消方法，其特征在于，所述初步回声抵消频域信号中的高带信号与初步回声抵消频域信号中的低带信号，二者的关系为，二者之间有重叠，以消除混叠影响。

10、根据权利要求 1、2 和 3 项中任一所述的回声抵消方法，其特征在于，所述将待处理音频信号划分为高带待处理音频信号和低带待处理音频信号之前，使用音频采集设备采集所述待处理音频信号，所述待处理音频信号包括：回声音频信号、本端信号以及噪声信号。

11、一种回声抵消 AEC 模块，其特征在于，所述 AEC 模块包括：

参考信号分析滤波器，将参考信号处理为高带参考信号和低带参考信号，将高带参考信号输出到人造回声合成滤波器，将低带参考信号输出到自适应滤波器；

待处理音频信号分析滤波器，将待处理音频信号处理为高带待处理音频信号和低带待处理音频信号，将高带待处理音频信号输出到初步回声抵消信号合成滤波器；将低带待处理音频信号输出到自适应滤波器；

所述自适应滤波器，与所述参考信号分析滤波器和待处理音频信号分析滤

波器相连，将所述低带参考信号经过自适应滤波处理生成低带人造回声信号，并输出到人造回声合成滤波器；将所述低带待处理音频信号经过自适应滤波处理生成低带初步回声抵消信号，并输出到初步回声抵消信号合成滤波器；

所述人造回声合成滤波器，与所述自适应滤波器相连，将所述高带参考信号和低带人造回声信号合成为人造回声信号，并输出给 RES 设备；

所述初步回声抵消信号合成滤波器，与所述自适应滤波器相连，将所述高带待处理音频信号和低带初步回声抵消信号合成为初步回声抵消信号，并输出给 RES 模块。

12、一种回声抵消 RES 模块，其特征在于，所述 RES 模块包括：

FFT 变换模块，将参考信号、待处理音频信号、人造回声信号、初步回声抵消信号经过 FFT 变换，生成对应的参考频域信号、待处理频域音频信号、人造回声频域信号以及初步回声抵消频域信号；并将待处理频域音频信号、人造回声频域信号以及初步回声抵消频域信号输入到 RES 低带模块，将参考频域信号、初步回声抵消频域信号输入到 RES 高带模块；

RES 高带模块，对初步回声抵消频域信号中的高带信号进行包络预测回声抑制，计算并输出残留回声抑制系数；

RES 低带模块，对初步回声抵消频域信号中的低带信号进行回声抑制，输出处理结果。

13、根据权利要求 12 所述的 RES 模块，其特征在于，所述 RES 高带模块包括：

初步回声抵消频域信号各子带能量计算模块，计算初步回声抵消频域信号各子带能量，并输出所述初步回声抵消频域信号子带能量到子带增益计算模块；

参考频域信号各子带能量计算模块，用于计算参考频域信号各子带能量，

并输出所述参考频域信号各子带能量到所述子带增益计算模块;

IFFT 变换模块, 将低带回声滤波系数进行 IFFT 变换, 生成时域的低带冲激响应, 并将所述冲激响应输出到高通滤波模块;

5 所述高通滤波模块, 与所述 IFFT 变换模块相连, 将所述时域的低带冲激响应进行高通滤波处理, 生成高带的冲激响应, 并将所述高带的冲激响应输出到高带包络预测系数计算模块;

所述高带包络预测系数计算模块, 与所述高通滤波模块相连, 根据所述高带的冲激响应计算高带包络预测系数, 并将所述高带包络预测系数输出到 EDC 斜率计算模块和所述子带增益计算模块;

10 所述 EDC 斜率计算模块, 与所述高带包络预测系数计算模块相连, 计算 EDC 斜率, 并将所述 EDC 斜率输出到衰减因子计算模块;

所述衰减因子计算模块, 与所述 EDC 斜率计算模块相连, 根据所述 EDC 斜率计算衰减因子, 并将所述衰减因子输出到所述子带增益计算模块;

15 所述子带增益计算模块, 与所述初步回声抵消频域信号各子带能量计算模块、参考频域信号各子带能量计算模块、高带包络预测系数计算模块以及衰减因子计算模块相连, 根据所述初步回声抵消频域信号各子带能量、参考频域信号各子带能量、高带包络预测系数以及衰减因子计算子带增益, 并将所述子带增益输出到高带各谱线增益计算模块;

20 所述高带各谱线增益计算模块, 与所述子带增益计算模块相连, 根据所述子带增益计算高带各谱线增益, 即残留回声抑制系数。

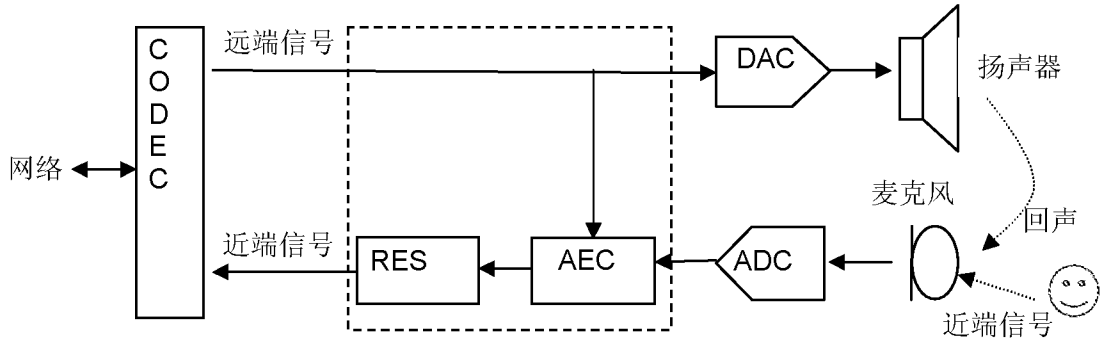


图 1

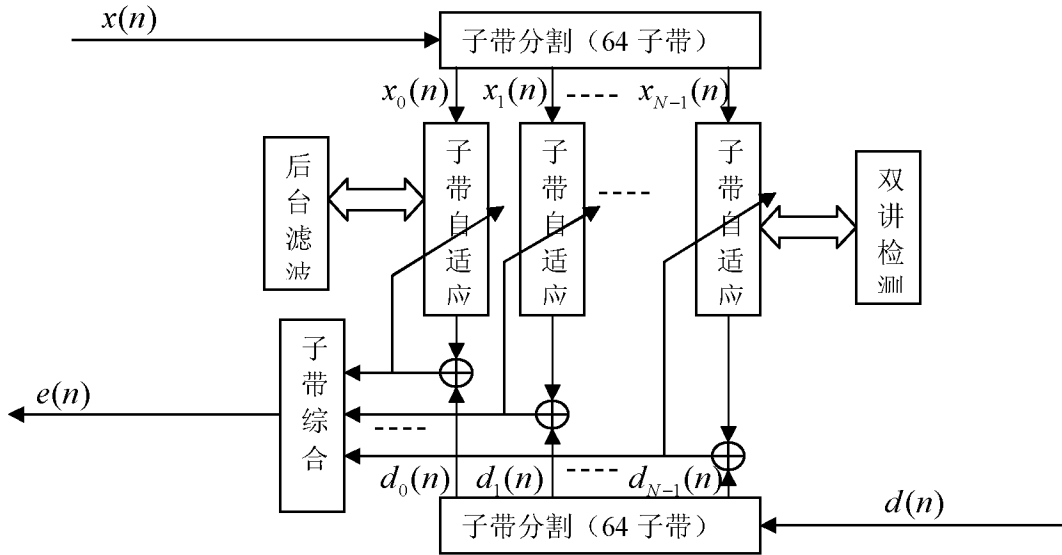


图 2

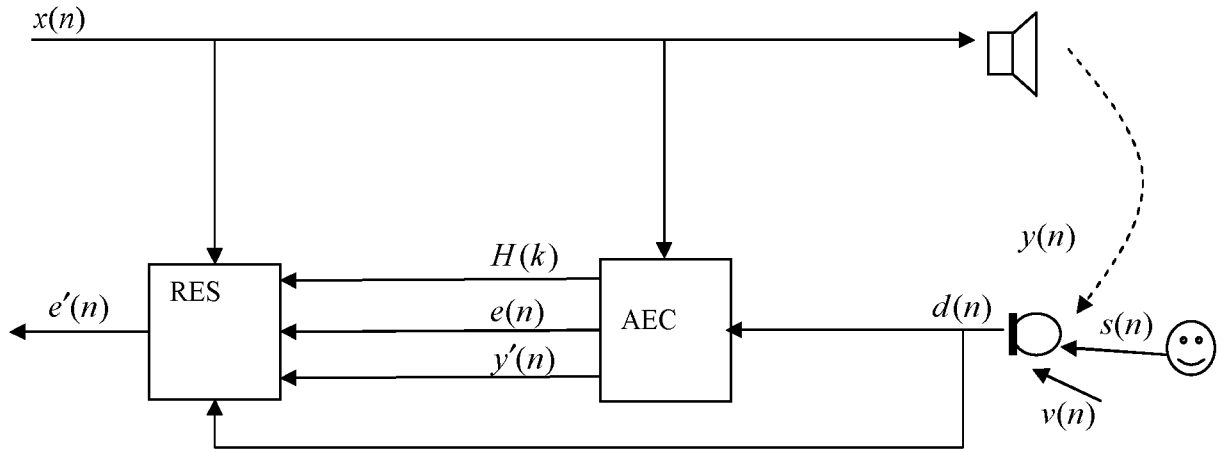


图 3

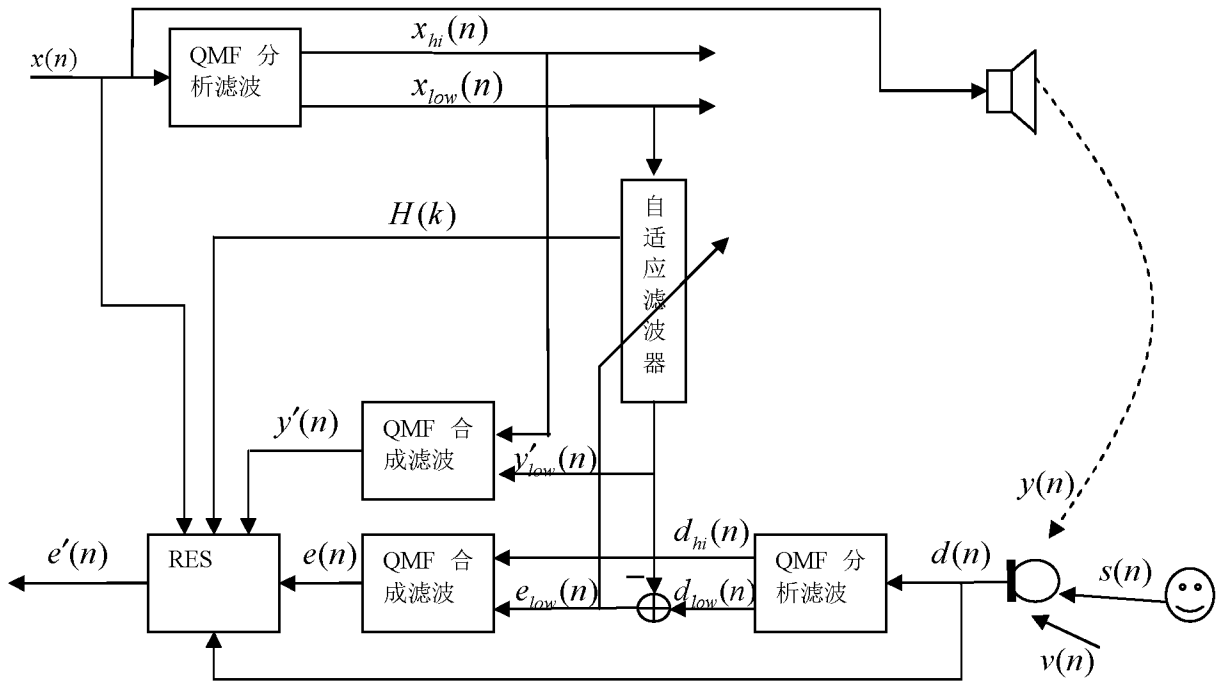


图 4

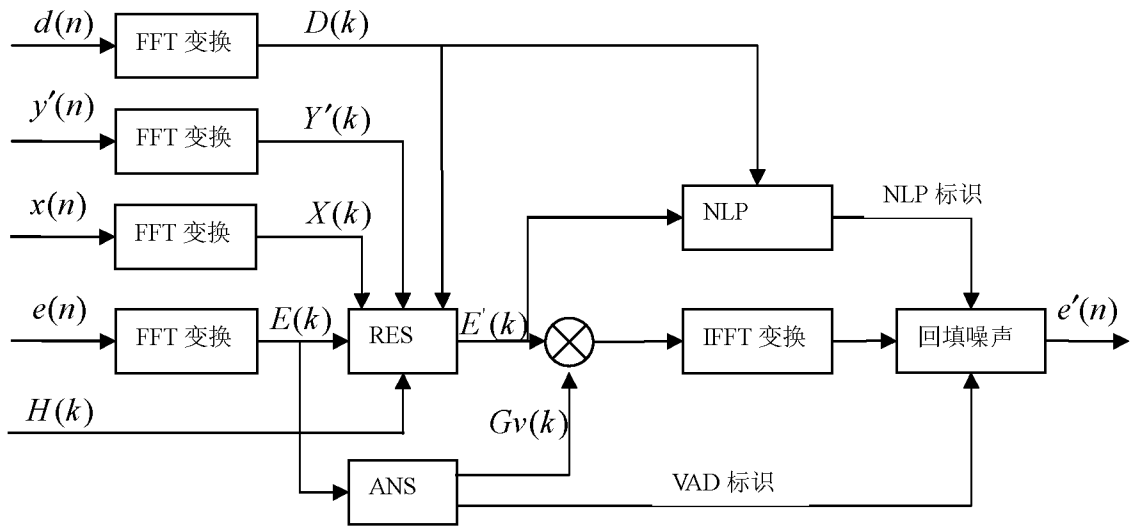


图 5

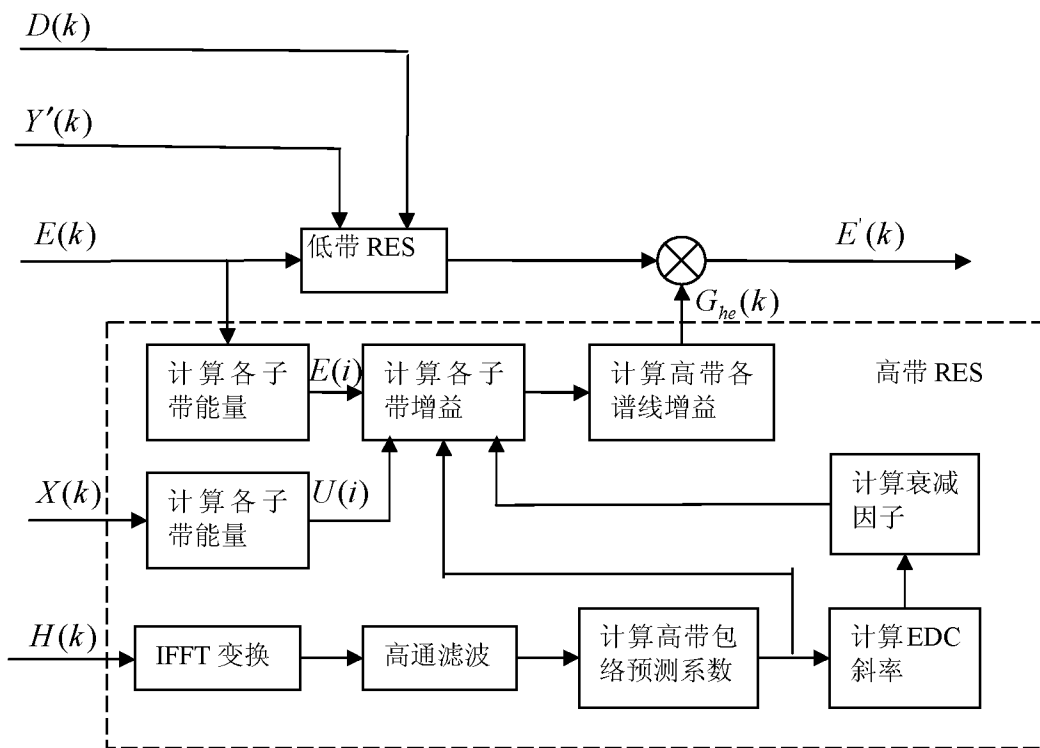


图 6

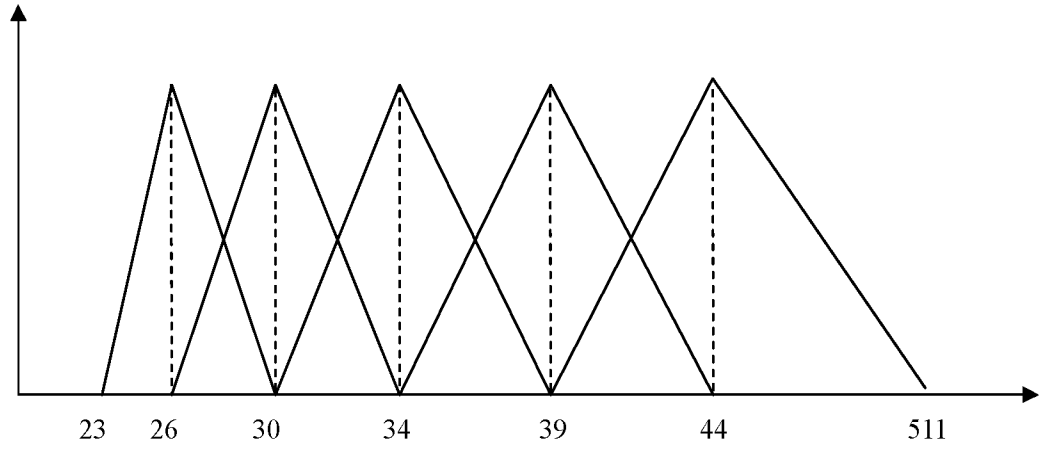
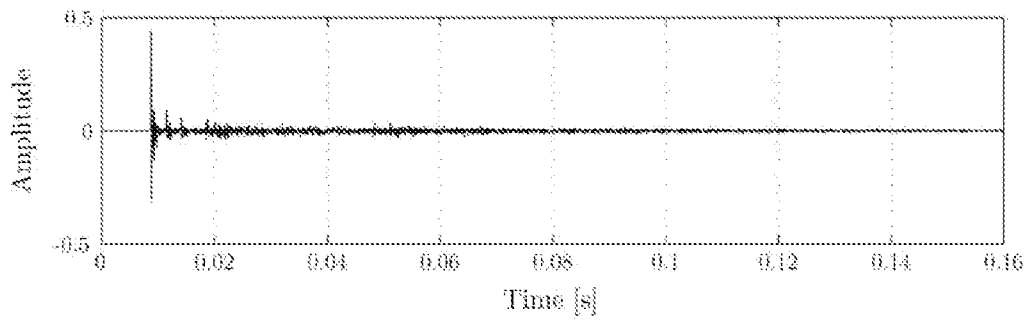
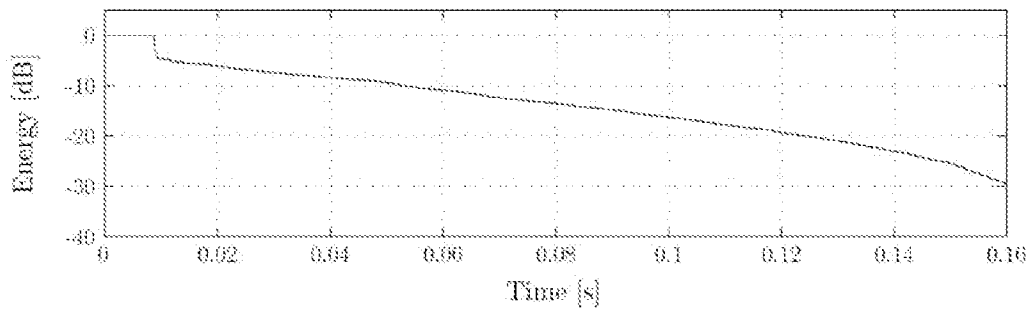


图 7



(a)



(b)

图 8

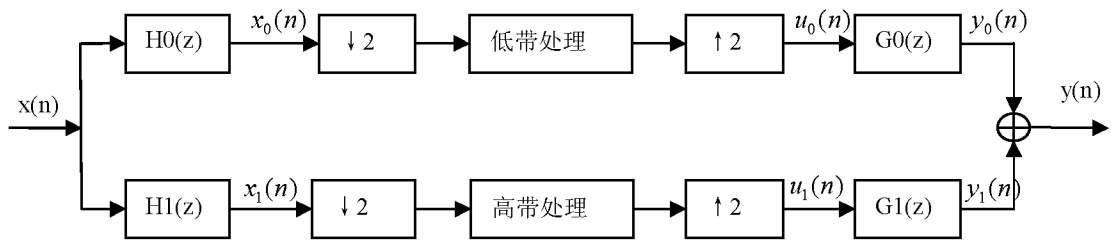


图 9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2013/076685

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

G10L 21/02 (2013.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC: G10L 21/-

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNPAT, WPI, EPODOC, CNABS, TWABS, CNKI, GOOGLE: voice frequency, offset, frequency domain, time domain, voice, audio, echo, suppress+, residual, high, low, frequency, time, domain, band, adaptive, filter, envelope

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 102379004 A (NTT DOCOMO INC.), 14 March 2012 (14.03.2012), the whole document	1-13
A	CN 1805011 A (BEIJING VIMICRO CO., LTD.), 19 July 2006 (19.07.2006), the whole document	1-13
A	CN 101778183 A (HUAWEI DEVICE CO., LTD.), 14 July 2010 (14.07.2010), the whole document	1-13
A	WO 2009/151062 A1 (YAMAHA CORP. et al.), 17 December 2009 (17.12.2009), the whole document	1-13
A	JP 2003284184 A (SONY CORP.), 03 October 2003 (03.10.2003), the whole document	1-13

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

<p>* Special categories of cited documents:</p> <p>“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date</p> <p>“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p>	<p>“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>“&” document member of the same patent family</p>
---	---

Date of the actual completion of the international search
20 August 2013 (20.08.2013)

Date of mailing of the international search report
05 September 2013 (05.09.2013)

Name and mailing address of the ISA/CN:
State Intellectual Property Office of the P. R. China
No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao
Haidian District, Beijing 100088, China
Facsimile No.: (86-10) 62019451

Authorized officer
YANG, Bin
Telephone No.: (86-10) **82245017**

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2013/076685

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 102379004 A	14.03.2012	WO 2010/114123 A1	07.10.2010
		CA 2757440 A	07.10.2010
		JP 2011034046 A	17.02.2011
		JP 4932917 B	16.05.2012
		TW 201126515 A	01.08.2011
		WI 379288 B	11.12.2012
		AU 2010232219 A	03.11.2011
		AU 2010232219 B	22.11.2012
		SG 174975 A	28.11.2011
		MX 2011010349 A	29.11.2011
		KR 20110134442 A	14.12.2011
		KR 101172325 B	14.08.2012
		US 2012/0010879 A1	12.01.2012
		EP 2416316 A	08.02.2012
		CN 102379004 B	12.12.2012
		JP 2012053493 A	15.03.2012
		JP 4921611 B	25.04.2012
		JP 2012093794 A	17.05.2012
		KR 20120079182 A	11.07.2012
		KR 101172326 B	14.08.2012
		KR 20120080258 A	16.07.2012
		KR 20120080257 A	16.07.2012
		KR 20120082476 A	23.07.2012
		KR 20120082475 A	23.07.2012
		EP 2503546 A	26.09.2012
		EP 2503548 A	26.09.2012
		EP 2503547 A	26.09.2012
		EP 2509072 A	10.10.2012
		CN 102737640 A	17.10.2012
		TW 201243830 A	01.11.2012
		TW 201243833 A	01.11.2012
		TW 201243832 A	01.11.2012
		TW 201243831 A	01.11.2012
CN 102779520 A	14.11.2012		
CN 102779523 A	14.11.2012		
CN 102779522 A	14.11.2012		
CN 102779521 A	14.11.2012		
TW 201246194 A	16.11.2012		

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2013/076685

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
		RU 2011144573 A	10.05.2013
		US 2013/0138432 A1	30.05.2013
CN 1805011 A	19.07.2006	CN 100524464 C	05.08.2009
CN 101778183 A	14.07.2010	None	
WO 2009/151062 A1	17.12.2009	JP 2009302599 A	24.12.2009
JP 2003284184 A	03.10.2003	JP 4192483 B	10.12.2008

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2013/076685

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利	公布日期
CN 102379004 A	14.03.2012	WO 2010/114123 A1	07.10.2010
		CA 2757440 A	07.10.2010
		JP 2011034046 A	17.02.2011
		JP 4932917 B	16.05.2012
		TW 201126515 A	01.08.2011
		TWI 379288 B	11.12.2012
		AU 2010232219 A	03.11.2011
		AU 2010232219 B	22.11.2012
		SG 174975 A	28.11.2011
		MX 2011010349 A	29.11.2011
		KR 20110134442 A	14.12.2011
		KR 101172325 B	14.08.2012
		US 2012/0010879 A1	12.01.2012
		EP 2416316 A	08.02.2012
		CN 102379004 B	12.12.2012
		JP 2012053493 A	15.03.2012
		JP 4921611 B	25.04.2012
		JP 2012093794 A	17.05.2012
		KR 20120079182 A	11.07.2012
		KR 101172326 B	14.08.2012
		KR 20120080258 A	16.07.2012
		KR 20120080257 A	16.07.2012
		KR 20120082476 A	23.07.2012
		KR 20120082475 A	23.07.2012
		EP 2503546 A	26.09.2012
		EP 2503548 A	26.09.2012
		EP 2503547 A	26.09.2012
		EP 2509072 A	10.10.2012
		CN 102737640 A	17.10.2012
		TW 201243830 A	01.11.2012
		TW 201243833 A	01.11.2012
		TW 201243832 A	01.11.2012
		TW 201243831 A	01.11.2012
		CN 102779520 A	14.11.2012
		CN 102779523 A	14.11.2012
		CN 102779522 A	14.11.2012
		CN 102779521 A	14.11.2012
		TW 201246194 A	16.11.2012

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2013/076685

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利	公布日期
		RU 2011144573 A	10.05.2013
		US 2013/0138432 A1	30.05.2013
CN 1805011 A	19.07.2006	CN 100524464 C	05.08.2009
CN 101778183 A	14.07.2010	无	
WO 2009/151062 A1	17.12.2009	JP 2009302599 A	24.12.2009
JP 2003284184 A	03.10.2003	JP 4192483 B	10.12.2008