[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl[6]
G10L 9/00

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 96121977.7

[43]公开日 1997 年 8 月 13 日

[11] 公开号 CN 1156872A

[22]申请日 96.10.26

[30]优先权

[32]95.10.26[33]JP[31]279417 / 95

[71]申请人 索尼公司

地址 日本东京都

[72]发明人 饭岛和幸 西口正之

松本淳 大森士郎

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

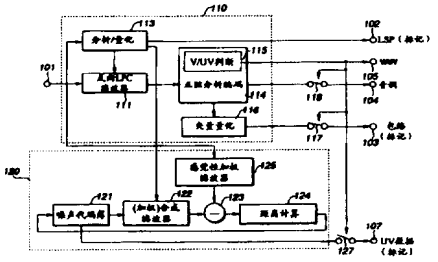
代理人 张志醒 王 岳

权利要求书 1 页 说明书 43 页 附图页数 14 页

[54]发明名称 语音编码的方法和装置

[57]摘要

一种编码装置，其中的输入语音信号划分成基本的（数据）块并且以编码结果的块作为单位。编码装置包括具有噪音代码簿 121 和执行 CELP 编码的编码单元 120，矢量量化代码簿是由限幅高斯噪音产生的代码矢量和使用由限幅高斯噪音作为初始值产生的代码簿矢量通过查明获得的代码簿矢量构成的。该编码装置能对各种语音构成作最佳编码。



权　利　要　求　书

1　一种将在时间轴上的输入语音信号划分成作为单位的（数据）块和编码该结果信号的语音信号编码方法，包括:

使用合成提供的分析以最佳矢量的时域闭环检索作矢量量化的编码步骤，其中由以多个阈值限幅高斯噪音所产生的代码簿用作矢量量化的代码簿。

2　根据权利要求1 的语音信号编码方法，其特征是，其中矢量量化的代码簿是由限幅所说的高斯噪音产生的代码矢量和用由限幅高斯噪音产生的作为初始值的代码簿矢量查明所获得的代码簿矢量构成的。

3　一种将在时间轴上的输入语音信号划分成作为单位的（数据）块和编码该结果信号的语音信号编码装置，包括:

使用合成方法提供的分析用矢量量化最佳矢量的时域闭环检索的编码装置，其中用多个阈值限幅高斯噪声产生的代码簿用作矢量量化的代码簿。

4　根据权利要求3 的语音信号编码装置，其特征是，矢量量化的代码簿是由限幅所说的高斯噪音产生的代码矢量和使用限幅高斯噪音作为初始值所产生的代码簿矢量通过查明所获得的代码簿矢量所构成的。

5　一种便携无线电终端装置，包括:

放大输入语音信号的放大器装置;

对放大后的信号进行 A/D 转换的 A/D 转换器装置;

语音编码所说的A /D 转换器装置的输出的语音编码装置;

信道解码所说的编码信号的传输通路编码装置；和

放大来自D /A 转换装置的信号和提供放大了的信号给天线的调制装置;

所说的语音编码装置还包括:

使用合成方法提供的分析矢量量化最佳矢量的时域闭环检索的编码装置，其中以多种阈值限幅高斯噪音产生的代码簿用作所说的矢量量化的代码簿。

说　明　书

语音编码的方法和装置

本发明涉及一种语音编码的方法和装置，其中输入的语音信号被划分为基本的块以及编码所得到的数据块作为单位。

迄今已经知道了各种编码音频信号（包括语音和声信号）的编码方法，以便利用在时间域和频率域中的信号的统计特性以及人耳的音质特性压缩编码的音频信号。该编码的方法粗略分类为时间域编码，频率域编码和分析/合成编码。语音信号的高效编码的例子包括诸如谐波编码，多频带激励（MBE）编码，分频段编码（SBC），线性预测编码（LPC），离散余弦变换（DCT），改进DCT（MDCT）和快速付里叶变换（FFT）的正弦分析编码。语音信号的高效编码的其他例子包括由最佳矢量闭环搜索使用分析方法的合成所作的代码激励的线性预测（CELP）编码。

在例如语音信号的高效编码例子的代码激励线性预测中，编码的质量受到编码的语音信号特性的明显的影响。例如，有各种不同结构的语音，以致对包括与一些诸如发音为英语的发音Sa，Shi，Su，Se和So或者具有诸如英语的发音Pa，Pi，Pu，Pe和Po的具有爆破发音的辅音的接近噪声的辅音的所有语言进行编码很难得到满意的结果。

因此，本发明的目的在于提供一种语音编码的方法和装置，使用它们可以对各种不同结构的语音满意地编码。

本发明的语音编码的方法和装置是对在时间轴上划分输入的语音信号成为单位的块进行编码，时间域的波形的矢量量化是由最佳矢量的闭环搜索使用分析方法得到的合成进行的，其中用多个阈值对高斯噪声（Gaussian noise）矢量进行限幅，获得矢量量化的代码本。

也就是根据本发明，用多个不同的阈值对高斯噪声矢量限幅得到的代码矢量执行矢量量化以处理各种语音结构。

图1是根据本发明的语音信号编码方法以及完成该编码方法的语音信号编码装置（编码器）的基本结构的方框图；

图2是语音信号解码装置（解码器）的基本结构的方框图，该解码器是对图1所示的编码的信号进行解码的装置；

图3 是图1 所示的语音信号编码器的更具体结构的方框图;

图4 是图2 所示的语音解码器的更详尽结构的方框图;

图5 是L P C 量化器的具体基本结构的方框图;

图6 是L P C 量化器的更详细的结构的方框图;

图7 是矢量量化器的基本结构的方框图;

图8 是矢量量化器的更详细结构的方框图;

图9 是本发明的语音信号编码器的 (E L P) 编码部分 (第二编码单元) 的详细结构的方框电路图;

图1 0 是图9 所示方案中的处理流程的流程图;

图1 1 A 和图1 1 B 是用不同的阈值限幅后的高斯噪声的波形图;

图1 2 是在用学习方法产生形状代码簿的时间的处理流程的流程图;

图1 3 是使用本发明语音信号编码器的便携终端的传输端结构的方框图;

图1 4 是使用对应图1 3 的相应装置的语音信号解码器的便携终端的接收端的结构的方框图;

图1 5 是在本发明的语音信号解码器中不同比特率的输出数据的表格。

结合附图将详细解释本发明的优选实施例。

在图1 中示出了完成本发明的语音编码方法的语音信号编码器的基本结构的方框图。该语音信号编码器包括作为寻找语音输入信号的短期预测残余的装置的反向L P C 滤波器1 1 1 和从短期预测残余中寻找正弦分析编码参量的正弦分析编码器装置1 1 4 。该语音信号编码器还包括矢量量化单元1 1 6 和第二编码单元1 2 0 。单元1 1 6 是作为在正弦分析编码参数上执行感觉性加权矢量量化的装置, 单元1 2 0 是作为用相位传输波形编码编码输入的语音信号的装置。

图2 是语音信号解码装置 (解码器) 的基本结构的方框图, 该解码器对应图1 中所示的编码装置的对应装置, 图3 是图1 中所示语音信号编码器的更具体的方框图, 图4 是图2 中所示的语音解码器的更详尽的方框图。

现在解释图1 至图4 的方框图的结构。

图1 中的语音信号编码器的基本结构在于, 该编码器具有寻找诸如线性预测编码 (L P C) 残余的执行, 诸如谐波编码的正弦分析编码的输入语音信号的第一编码单元1 1 0 , 和用呈现相位再现性的波形编码编码输入语音信号的第二编码单元1 2 0 , 以及第一编码单元1 1 0 和第二编码单元1 2 0 用以分

别地对输入的信号的浊音部分和清音部分进行编码。

第一编码单元110 具有用谐波编码或多波段编码（MBE）的正弦分析编码的编码LPC残余的结构。第二编码单元120 具有使用合成方法的分析使用最佳矢量的闭环搜索的矢量量化进行代码激励线性预测（CELP）的结构。

在该实施例中，供给输入端101 的语音信号发送给第一编码单元110 的反向LPC滤波器111 和LPC分析/量化单元113。从LPC分析/量化单元113 得到的LPC系数或所谓的 α－ 参数传送给反向LPC滤波器111，以便由反向LPC滤波器111 取出输入语音依赖的线性预测残余（LPC残余）。正象以后解释的那样，线性频谱对（LSP）的量化输出，从LPC分析/量化单元113 取出和发送给输出端102。来自反向LPC滤波器111 的LPC的残余发送给正弦分析编码单元114。正弦分析编码单元114 执行音调（pitch）检测，频谱包络幅度计算和由浊音的（V）/清音的（UV）识别单元115 所作的V/UV识别。来自正弦分析编码单元114 的频谱包络幅度数据发送给矢量量化单元116。 来自矢量量化单元116 的作为频谱包络的矢量量化输出的代码簿的下标（index）通过开关117 发送给输出终端103，同时正弦分析编码单元114 的输出通过开关118 发送给输出终端104。来自V/UV识别单元115 的V/UV识别输出发送给输出终端105 以及作为开关控制信号传送给开关117 和118。浊音信号，下标和音调被选择，以便在输出端103 和104 处取出。

在本实施例中，图1 的第2 编码单元120 具有代码激励线性预测（CELP）编码结构，以及通过合成方法的分析使用，闭环搜索执行时间域波形的矢量量化。在合成方法中，噪声代码簿121 的输出由加权合成滤波器122 合成，该合成加权语音传送给减法器123，在这里加权语音和加到输入端101 的语音信号经过了感觉性加权滤波器125 后的信号间的误差被取出和传送给距离计算电路124，以便执行距离计算，而且最小化误差的矢量由噪声代码簿121 检索到。如前面所述，这个CELP 编码用于编码清音的部分。来自噪声代码簿121 的作为UV数据的代码簿下标通过开关127 在输出端107 处取出，当来自V/UV识别单元115 的V/UV识别结果指示为清音的声音（UV）时，开关127 接通。

图2 是图1 的语音信号编码器的相对应的语音信号解码器的基本结构的方

框图，它用以根据本发明完成语音解码方法。

参照图2，作为来自图1 的输出端1 0 2 的线性频谱对（L S P）的量化输出的代码簿的下标供给输入端2 0 2 。作为下标数据，音调和作为包络量化输出的V /U V 识别输出，输出端1 0 3 ， 1 0 4 和1 0 5 的输出分别送到输入端2 0 3 至2 0 5 。作为清音数据的下标数据从图1 的输出端1 0 7 加给输入端2 0 7 。

作为输入端2 0 3 的量化输出的下标传送给反向矢量量化单元2 1 2 ，以便反向矢量量化，从而得到传送给浊音的语音合成器2 1 1 的L P C 残余的频谱包络。浊音的语音合成器2 1 1 用正弦合成浊音的语音部分的线性预测编码（L P C）残余。浊音的语音合成器2 1 1 还从输入端2 0 4 和2 0 5 馈送音调和V /U V 识别输出。 来自浊音的语言合成单元2 1 1 的浊音语言的L P C 的残余传送给L P C 合成滤波器2 1 4 。来自输入端2 0 7 的U V 数据的下标数据传送给清音的合成单元2 2 0 ，在这里噪声代码簿必须被查阅以取出清音部分的L P C 的残余。在L P C 合成滤波器2 1 4 中，浊音部分的L P C 的残余和清音部分的L P C 的残余由L P C 合成来处理。另外，浊音部分的L P C 的残余和清音部分的L P C 的残余和可以由L P C 合成来处理。来自输入端2 0 2 的L S P 下标数据传送给L P C 参量再现单元2 1 3 ，在这里L P C 的α－参量被取出和传送给L P C 合成滤波器2 1 4 。该由L P C 合成滤波器2 1 4 合成的语音信号在输出端2 0 1 处取出。参照图3 ，对图1 所示的语音信号编码器的更详细的结构现在将解释，类似于图1 所示的部分或元件用相同的标号数字表示。

在图3 所示的语音信号编码器中，提供给输入端1 0 1 的语音信号由高通滤波器1 0 9 滤波，以除去不需要波段的信号， 以及从这里加到L P C 分析/量化单元1 1 3 的L P C 分析电路1 3 2 和反向L P C 滤波器1 1 1 。L P C 分析/量化单元1 1 3 的L P C 分析电路1 3 2 应用汉明窗口， 用大约2 5 6 个取样的样品的输入信号波形的长度作为（数据）块，和用自校正方法寻找线性预测系数，该系数就是所谓的α－参数，这个作为数据输出单元的成帧间隙近似地设定1 6 0 个样品值。如果例如取样频率是8 K H z ，1 6 0 个样品值的一帧间隙是2 0 毫秒（m s ）。

来自L P C 分析电路1 3 2 的α－参量传送给α－L S P 转换电路1 3 3 ，

以便转换成行频谱对（ＬＳＰ）参量。作为由直接式的滤波系数所建立的，这就转变α－参量成为例如１０，也就是5 对ＬＳＰ参量。这个转换例子可以通过Ｎｅｗｔｏｎ－Ｒｈａｐｓｏｎ方法完成的。α－参量转换成ＬＳＰ参量的原因在于内插特性优于α－参量。

来自α－ＬＳＰ转换电路１３３的ＬＳＰ参量被矩阵化或由ＬＳＰ量化器１３４作矢量量化。这就有可能在矢量量化前取得帧与帧的差别，或者为了执行矩阵量化收集多个帧。在目前的事例中，ＬＳＰ参量的两帧（２０ｍｓｅｃ）（每个计作２０ｍｓｅｃ）被收集和用矩阵量化和矢量量化所处理。

作为ＬＳＰ量化的下标数据的量化器１３４的量化输出在终端１０２处取出，同时量化的ＬＳＰ矢量传送给ＬＳＰ内插电路１３６。

为了提供8 －倍的速率，ＬＳＰ内插电路１３６内插ＬＳＰ矢量，也就是每２０毫秒或４０毫秒量化一次的矢量。也就是，ＬＳＰ矢量每２．５毫秒更新一次。该原因在于，如果残余波形用谐波编码/解码方法的分析/合成处理的话，则合成波形的包络表现出极缓和的波形，以致如果ＬＰＣ系数每２０毫秒突然急剧变化，很可能产生不相干的噪声。也就是，如果每２．５毫秒逐渐地变化ＬＰＣ的系数，可以防止出现不相干的噪声。

使用每2 .5 毫秒产生的内插的ＬＳＰ矢量反向滤波输入的语音，ＬＳＰ参量由ＬＳＰ－α转换电路１３７转换或α－参量作为例如１０阶直接滤波器的系数。ＬＳＰ－α转换电路１３７的输出传送给LPC反向滤波器电路１１１，由电路１１１执行反向滤波，以便使用每２．５毫秒更新的α－参量产生缓和的输出。反向ＬＰＣ滤波器１１１的输出传送给例如是谐波编码电路的正弦分析编码单元１１４的例如是ＤＣＴ电路的正交变换电路１４５。

将来自ＬＰＣ分析/量化单元１１３的ＬＰＣ分析电路１３２的α－参量送往感觉性加权滤波计算电路１３９，以求出感觉性加权数据。将这些加权数据送往感觉性加权矢量量化器１１６、第二编码单元１２０的感觉性加权滤波器１２５和感觉性加权合成滤波器１２２。

谐波编码电路的正弦分析编码单元１１４用谐波编码的方法分析反向ＬＰＣ滤波器１１１的输出。这也就是，完成音调的检测，分别的谐波的幅度Ａｍ的计算和浊音的（Ｖ）/清音的（ＵＶ）识别，以及随音调变化的幅度Ａｍ的数或分别的谐波的包络由维的变换而做成辅音。

在图3 所示正弦分析编码单元1 1 4 的举例说明的例子中，使用通常的谐波编码。特别在多波段激励（MBE）编码中，在摸拟中采用浊音部分和清音部分出现在频率区域或在相同时间点的频段上（在相同的块或帧中）。在其他的谐波编码技术中，不论在一个块中或一帧中的语音是浊音的或清音的只有唯一的判断。在随后的说明当中，如果波段的总体是UV，就MBE 编码而言，给定点的帧判定为UV。

开环音调搜索单元1 4 1 和图3 中的正弦分析编码单元1 1 4 的过零计数器1 4 2 被分别地馈给来自输入端1 0 1 的输入语音信号和来自高通滤波器（HPF）1 0 9 的信号。来自反向LPC 滤波器1 1 1 的LPC 残余或线性预测残余供给正弦分析编码单元1 1 4 的正交变换电路1 4 5 。开环音调搜索单元1 4 1 取得输入信号的LPC 残余，以通过开环执行比较粗略的音调搜索。正如后面要解释的，由闭环将抽取的粗略的音调数据传送给精细音调搜索单元1 4 6 。从开环音调搜索单元1 4 1 ，由规格化与粗略音调数据一道的LPC 残余的自相关的最大值得到的规格化的自相关r （P）的最大值和粗略音调数据一道取出，以便传送给V /UV 识别单元1 1 5 。

正交变换电路1 4 5 执行诸如离散付里叶变换（DFT）的正交变换，以便转换在时间轴上的LPC 残余成为在频率轴上的频谱幅度数据。正交变换电路1 4 5 的输出传送给精细音调搜索单元1 4 6 和频谱估值单元1 4 8 ，以便估算频谱幅度或包络。

精细音调搜索单元1 4 6 被馈以由开环音调搜索单元1 4 1 抽取的比较粗略的音调数据和由正交变换单元1 4 5 DFT 得到的频率域数据。为了最终达到具有最佳函数点（浮点）的精细音调数据的值，在粗略的音调值数据的中心附近，以0 .2 至0 .5 的速率，精细音调搜索单元1 4 6 变动音调数据以±几个取样。合成方法的分析用于精细搜索技术，以选择音调，以致功率频谱将取得最接近原始声音的功率频谱。来自闭环精细音调搜索单元1 4 6 的音调数据通过开关1 1 8 传送给输出端1 0 4 。

在频谱估算单元1 4 8 中，每个谐波的幅度和作为谐波的和的频谱包络，根据频谱幅度和作为LPC 残余的正交变换输出被估算， 以及传送给精细音调搜索单元1 4 6 ， V / UV 识别单元1 1 5 和感觉性加权矢适量量化单元1 1 6 。

V /U V 识别单元1 1 5 根据正交变换电路1 4 5 的输出是， 来自精细音调搜索单元1 4 6 的最佳音调，来自频谱估算单元1 4 8 的频谱幅度数据，来自开环音调搜索单元1 4 1 的规格化自相关r （P ）的最大值和来自过零计数器1 4 2 的过零计算值识别帧的V /U V。此外，M B E 的基带V /U V 识别的边界位置还可以用作V /U V 识别的条件。在输出端1 0 5 取出V /U V 识别单元1 1 5 的识别输出。

频谱估算单元1 4 8 的输出单元或矢量量化单元1 1 6 的输入单元配备给数据数转换单元（执行取样率种类的转换的单元）。数据数转换单元用于设定包络的幅度数据1 A m l ，它是考虑这样的实际，在频率轴上频带被分成的数和数据的数不同于音调。这就是，如果有效频带高达3 4 0 0 K H Z ，依赖音调有效频带能分成8 至6 3 个频带。从频带到频带获得的幅度数据1 A m l 的m M X +1 的数在从8 至6 3 的范围内变动。因此，数据数转换单元用于转变可变动m M x +1 的幅度数为例如是4 4 数据的数据的预定的数M。

来自数据数转换单元，提供在频谱估算单元1 4 8 的输出单元上或者矢量量化单元1 1 6 的输入单元上的幅度数据或预置数M 的包络数据，由矢量量化单元1 1 6 ，用执行加权矢量量化的方法按照诸如4 4 数据的数据预置数目集合起来作为单位。这个加权是由感觉性加权滤波器估算电路1 3 9 的输出提供的。来自矢量量化器1 1 6 的包络的下标通过开关1 1 7 在输出端1 0 3 处取出。在加权矢量量化前，最好使用由预置数目的数据组成的矢量的适合的泄漏系数取得帧间差。

现在解释第二个编码单元1 2 0 。第二个编码单元1 2 0 具有所谓的C E L P 编码的结构，并且特别用于输入的语音信号的清音部分的编码。在输入语音信号的清音部分的C E L P 编码结构中，对应作为表示噪声代码簿的输出值的清音的L P C 的残余的噪声输出，或者所谓的随机代码簿1 2 1 通过增益控制电路1 2 6 传送给感觉性加权合成滤波器1 2 2 。该加权合成滤波器1 2 2 L P C 合成输入的噪声和传送产生的加权的清音的信号给减法器1 2 3 。来自输入端1 0 1 的信号， 经过高通滤波器（H P F ）1 0 9 和由感性加权滤波器1 2 5 感觉性加权后馈给减法器1 2 3 。 该差或该信号与来自合成滤波器1 2 2 之间的误差被取出。同时，感觉性加权会成滤波器的零输入响应预先从感觉性加权滤波器1 2 5 的输出中减去。这个误差馈送给计算距离的距离计算

电路124。在噪声代码簿中表示最小化误差的矢量值被搜索。以上是依次使用合成方法的分析用闭环搜索时间域波形的矢量量化的概括。

作为来自使用CELP编码结构的第二编码器120的清音（UV）部分的数据，来自噪声代码簿121的代码簿的形状下标，以及来自增益电路126的代码簿的增益下标被取出。将来自噪声代码簿121的UV数据的形状下标和增益电路126的UV数据的增益下标通过开关127g传送给输出端107g。

开关127s，127g和开关117，118的接通和关断取决于来自V/UV识别单元115的V/UV决定的结果。具体地说，如果现时传输的帧的语音信号的V/UV识别的结果表示是浊音的（V），则开关117，118接通，如果现时传输的帧的语音信号是清音的（UV），则开关127S，127g接通。

图4示出了图2中所示语音信号解码器的更详尽的结构。在图4中，用相同的数字表示与图2中所示的相对应的部分。

在图4中，对应图1和图3的输出端102的是代码簿下标的矢量量化输出提供给输入端202。

LSP下标传送给LPC参量再现单元213的LSP的反向矢量量化器231，以致被反向矢量量化成为线频谱对（LSP）数据，然后该数据供给用作内插的内插电路232，233。结果的内插数据被LSP－α转换电路234，235转换成α参数，该参数传送给LPC合成滤波器。LSP内插电路232和LSP－α转换电路是为浊声（V）声音设计的，而LSP内插电路233和LSP－α转换电路是为清声（UV）声音设计的。LPC合成滤波器214将声音语言部分的LPC合成滤波器236与清音的语言部分的LPC合成滤波器237分开。也就是，LPC系数内插为浊音语言部分和清音语言部分独立地完成，以禁止不这样的话从浊音语言部分到清音语音部分的过渡部分产生坏的影响，反过来，用总的不同特性的LSP的内插也是一样。

将图1和3的编码器的输出端103的对应加权矢量量化的频谱包络Am的代码下标数据提供给图4的输入端203。来自图1和图3的端点104的音调数据加到输入端204，来自图1和图3的端点105的V/UV识别数据加到输入端205。

来自输入端203的频谱包络的矢量量化下标数据传送给作反向矢量量化的反向矢量量化器212，在这里完成有关数据数转换的反向转换。最后的频谱包络数据传送给正弦合成电路215。

如果在编码期间，在频谱的矢量量化前发现帧间差，在反向矢量量化以后帧间差被解码，以便产生频谱包络数据。

来自输入端204的音调和来自输入端205的V/UV识别数据馈送给正弦合成电路215。对应图1和图3中所示的LPC反向滤波器111的输出的LPC残余数据从正弦合成电路215取出并使送到加法器218。

反向矢量量化器212的包络数据和来自输入端204，205的音调的V/UV识别数据传送给噪声合成电路216，以便浊音部分（V）的噪声相加。噪声合成电路216的输出通过加权迭加电路217传送给加法器218。具体地讲，在考虑到这样实际的噪声加到LPC残余信号的浊音部分，该实际是作为输入到浊音的LPC合成滤波器的激励由正弦波合成产生，在如男性语音的低音调中产生了沉闷的感觉，而且在浊音和清音间的声音质量的突变产生了不自然的听觉感觉。这样的噪声考虑到与诸如浊语音部分的LPC合成滤波器有联系的音调，频谱包络的幅度，在一帧中的最大幅度或残余信号电平的语音编码数据有关的参数，这就是激励。

加法器218的加和输出传送给LPC合成滤波器的浊音的合成滤波器236，在这里完成LPC合成，以形成时间波形数据，然后该数据由浊语音的后滤波器238V滤波并传送到加法器239。

作为来自图3中的输出端107s和107g的数据的波形下标和增益下标供给图4的输入端207s和207g，并且因此加给清语音的合成单元220。来自端点207s的波形下标传送给清语音合成单元220的噪声代码簿221。同时，来自端点207g的增益下标传送给增益电路222。来自噪声代码簿221的读取的代表值输出是对应清语音的LPC残余的噪声信号成分。这就变成了增益电路222中的预置增益幅度，并且传送给窗口电路223，以致被开窗，以便光滑连接浊语音部分。

窗口电路223的输出传送给LPC合成滤波器214的清（UV）语音的合成滤波器237。传送给合成滤波器237的数据用LPC合成来处理，以便变成清音部分的时间波形数据。在传送给加法器239以前，由清音部分

的后滤波器将清音部分的时间波形数据滤波。

在加法器239中，将来自浊语音238V的后滤波器的时间波形信号和来自清语音的后滤波器238u的清语音部分的时间波形数据彼此相加，并且在输出端201处取出加和的结果数据。

前述的语音信号编码器能输出取决于所需求的声音质量的不同比特率的数据。也就是以可变化的比特率输出数据。例如，如果低比特率是2 Kb /秒，高比特率是6 Kb /秒，则该输出数据是具有图15中所示比特率的比特率。

来自输出端104的音调总是以8比特/20毫秒的比特率输出浊语音，和从输出端105总是以1比特/20毫秒的速率输出V /UV识别输出。从输出端102输出的LSP量化的下标在32比特/40毫秒和48比特/40毫秒间转换。另一方面，由输出端103输出的浊语音（V）期间的下标在15比特/20毫秒和87比特/20毫秒间转换。从输出端107s和107g输出的清音（UV）的下标在11比特/10毫秒和23比特/5毫秒间转换。浊音（V）的输出数据是2 Kbps（每秒千比特）的40比特/20毫秒，和6 Kbps的120千比特/20毫秒。另一方面，浊音（V）的输出数据是2 Kbps的39比特/20毫秒和6 Kbps的117千比特/20毫秒。

在涉及到下述有关方案时，再解释LSP量化的下标，浊语音（V）的下标和清语音（UV）的下标。

涉及图5和图6，现在详细解释LSP量化器134中的矩阵量化和矢量量化。

来自LPC分析电路132的α－参量传送给转换为LSP参量的α－LSP电路133。如果在LPC分析电路132中的执行P阶LPC分析，计算出P α－参量。P α－参量被转换成保存在缓冲器610中的LSP参量。

缓冲器610输出两帧LSP参量。该两帧LSP参量通过由第一矩阵量化器620_1和第二矩阵量化器620_2组成的矩阵量化器620进行矩阵量化。该两帧LSP参量在第一矩阵量化器620_1中矩阵量化，其结果量化误差进一步在第二矩阵量化器620_2中矩阵量化。该矩阵量化利用在时间轴和频率轴二者上的相关。

来自矩阵量化器620_2的两帧量化误差进入由第一矢量量化器640_1和第二矢量量化器640_2组成的矢量量化器。第一矢量量化器640_1是由

两个矢量量化部分650，660组成。然而，第二矢量量化器640$_2$是由两个矢量量化部分670，680组成。来自矩阵量化单元620的量化误差由第一矢量量化器640$_1$的矢量量化部分650，660在帧的基础上被量化。结果的量化误差矢量由第二矢量量化器640$_2$的矢量量化部分670，680进一步矢量量化。上述的矢量量化利用了沿频率轴的相关。

如上所述执行矩阵量化的矩阵量化单元620至少包括执行第一矩阵量化步骤的第一矩阵量化器620$_1$和执行矩阵量化由第一矩阵量化产生的量化误差的第二矩阵量化步骤的第二矩阵量化器620$_2$。如上所述的执行矢量量化的矢量量化单元640至少包括执行第一矢量量化步骤的第一矢量量化器640$_1$和执行矩阵量化由第一矢量量化产生的量化误差的第二矩阵量化步骤的第二矢量量化器640$_2$。

现在将详细解释矩阵量化和矢量量化。

作为10×2矩阵的存储在缓冲器600中的二帧LSP参量传送给第一矩阵量化器620$_1$。第一矩阵量化器620$_1$通过LSP参量加法器621传送二帧LSP参量到寻找最小值的加权距离的加权距离计算单元623。

在代码簿搜索期间，由第一矩阵量化器620$_1$所作的失真测量由方程（1）给出：

$$d_{MQ1}(X_1,X_1') = \sum_{t=0}^{1}\sum_{i=1}^{P} w(t,i)(x_1(t,i) - x_1'(t,i))^2 \qquad \ldots(1)$$

其中，X_1是LSP参量，X_1'是量化值，t和i是p－维的数字。

在频率轴和时间轴上不考虑加权限制的加权w（t，i）由方程（2）给出：

$$w(t,i) = \frac{1}{x(t,i+1) - x(t,i)} + \frac{1}{x(t,i) - x(t,i-1)} \quad \ldots(2)$$

其中，x （t ，o ）=0 ，x （t ，p +1 ）= π，而不考虑t 。

方程（2 ）的加权还用于下游端的矩阵量化和矢量量化。

将计算的加权距离传送给矩阵量化的矩阵量化器MQ6 2 2 。由这个矩阵量化输出的8 －比特下标传送给信号转换器6 9 0 。由矩阵量化的量化值在加法器6 2 1 中从两帧的L S P 参量中减去。由加权距离计算单元6 2 3 每两帧地顺序计算加权的距离，以致在矩阵量化单元6 2 2 中完成矩阵量化。而且，使加权距离最小化的最化值被选择。加法器6 2 1 的输出传送给第二矩阵量化器6 2 0 $_2$ 的加法器6 3 1 。

类似第一矩阵量化器6 2 0 $_1$ ，第二矩阵量化器6 2 0 $_2$ 执行矩阵量化。加法器6 2 1 的输出通过加法器6 3 1 送到加权距离计算单元6 3 3 ，在这里计算最小的加权距离。

由第二矩阵量化器6 2 0 $_2$ 在代码簿搜索期间所作的失真测量由方程（3 ）给出。

$$d_{MQ2}(X_2,X_2') = \sum_{t=0}^{1}\sum_{i=1}^{P} w(t,i)(x_2(t,i) - x_2'(t,i))^2 \quad \ldots(3)$$

其中，X $_2$ 和X $_2$ ' 分别是来自第一矩阵量化器6 2 0 $_1$ 的量化误差和量

化值。

经加权的距离传送给矩量化的矩阵量化单元（MQ2）632。由矩阵量化输出的8－比特的下标在加法器631处从两帧的量化误差中减去。使用加法器631的输出，加权距离计算单元633顺序地计算加权距离。最小化加权距离的量化值被选择。加法器631的输出一帧一帧地传送给第一矢量量器640_1的加法器651，661。

第一矢量量化器640_1一帧一帧地执行矢量量化。加法器631的输出通过计算最小值加权距离的加法器651，661一帧一帧地传送给每个加权距离计算单元653，663。

量化误差X_2和量化误差X_2'间的差是（10×2）的矩阵。如果该差表示为$X_2 - X_2' = [X_{3-1}, X_{3-2}]$，由第一矢量量化器$640_1$的矢量量化单元652，662在代码簿搜索期间的失真测量d_{VQ1}，d_{VQ2}由方程（4）和（5）给出：

$$d_{VQ1}(x_{3-1},x_{3-1}') = \sum_{i=1}^{P} w(0,i)(x_{3-1}(0,i) - x_{3-1}'(0,i))^2 \quad \ldots(4)$$

$$d_{VQ2}(x_{3-2},x_{3-2}') = \sum_{i=1}^{P} w(1,i)(x_{3-2}(1,i) - x_{3-2}'(1,i))^2 \quad \ldots(5)$$

加权距离传送给矢量量化的矢量量化单元$VQ_1$652和矢量量化单元$VQ_2$662。由矢量量化输出的每8比特下标传送给信号转换器690。量化值由加法器651，661从输入的两帧量化误差矢量中减去。加权距离计

算单元653，663使用加法器651，661的输出顺序地计算加权距离，以便选择最小化加权距离的量化值。加法器651，661的输出传送给第二矢量量化器6402的加法器671，681。

在代码簿搜索期间由第二矢量量化器6402的矢量量化器672，682作失真测量，

$$X_{4-1} = X_{3-1} - X_{3-1}'$$

$$X_{4-2} = X_{3-2} - X_{3-2}'$$

由方程（6）和（7）给出：

$$d_{VQ3}(x_{4-1}, x_{4-1}') = \sum_{i=1}^{P} w(0,i)(x_{4-1}(0,i) - x_{4-1}'(0,i))^2 \quad \ldots(6)$$

$$d_{VQ4}(x_{4-2}, x'_{4-2}) = \sum_{i=1}^{P} w(1,i)(x_{4-2}(1,i) - x'_{4-2}(1,i))^2 \quad \ldots(7)$$

这些加权距离传送给矢量量化的矢量量化器（VQ3）672和矢量量化器（VQ4）682。来自矢量量化的8－比特输出下标数据由加法器671，681从两帧的输入量化误差矢量中减去。加权的距离计算单元673，683使用加法器671，681的输出顺序地计算加权的距离，以便选择最小化的加权距离的量化值。

在代码簿查明期间，根据相应的失真测量，由通用的劳埃德算法执行该查明。

在代码簿搜索期间和查明期间失真测量可以是不同的值。

来自矩阵量化单元622，632和矢量量化单元652，662，672和682和8－比特下标数据由信号转换器690转换，并在输出端691处输出。

具体地讲，对于低比特率，完成第一矩阵量化步骤的第一矩阵量化器620$_1$，完成第二矩阵量化步骤的第二矩阵量化器620$_2$和完成第一矢量量化步骤的第一矢量量化器640$_1$的输出被取出。相反，对于高比特率，低比特率的输出加到完成第二矢量量化步骤的第二矢量量化器640$_2$，而且该结果的和被取出。

这将分别输出2 Kbps和6 Kbps的32比特/40毫秒的下标和48比特/40毫秒的下标。

矩阵量化单元620和矢量量化单元640在符合于表示LPC系数的参量特性的频率轴和/或时间轴上执行限定的加权。

首先解释在符合LSP参数特性的频率轴上的限定的加权。如果阶数P = 10，LSP参量X (i) 分组为:

$$L_1 = \{X(i) \mid 1 \leq i \leq 2\}$$
$$L_2 = \{X(i) \mid 3 \leq i \leq 6\}$$
$$L_3 = \{X(i) \mid 7 \leq i \leq 10\}$$

低、中、高三个范围。如果分组L_1，L_2和L_3的加权是1/4，1/2和1/4，仅在频率轴上限定的加权由方程(8)，(9)和(10)给出。

$$w'(i) = \frac{w(i)}{\sum_{j=1}^{2} w(j)} \times \frac{1}{4} \qquad \ldots(8)$$

$$w'(i) = \frac{w(i)}{\sum_{j=3}^{6} w(j)} \times \frac{1}{2} \qquad \ldots(9)$$

$$w'(i) = \frac{w(i)}{\sum_{j=7}^{10} w(j)} \times \frac{1}{4} \qquad \ldots(10)$$

分别的L S P 参量的加权仅在每组中执行，以及相应的权重由每个组的加权所限定。

从时间轴方向看，对应帧的总和必须是1 ，以致在时间轴方向上的限定是以帧为基础的。在时间轴方向上的仅有的限定的权重由方程（1 1 ）给出:

$$w'(i,t) = \frac{w(i,t)}{\sum_{j=1}^{10} \sum_{s=0}^{1} w(j,s)} \qquad \ldots(11)$$

这里，1 ≤i ≤1 0 和0 ≤t ≤1

用方程（1 1 ），在具有t =0 ，和t =1 的帧数的两帧间，在频率轴方向上完成未限定的加权。在用矩阵量化处理的两帧间完成仅在时间轴方向上的

限定的加权。

在查明期间，具有总数T，用作查明数据的总的帧根据方程（12）被加权:

$$w'(i,t) = \frac{w(i,t)}{\sum_{j=1}^{10}\sum_{s=0}^{T} w(j,s)} \qquad \ldots(12)$$

这里，$1 \leq i \leq 10$ 和 $0 \leq t \leq T$

现在解释在频率轴方向上和在时间轴方向上的限定的加权。如果阶数P = 10，LSP参量 X（i，t）分组为:

$$L_1 = \{X(i,t) \mid 1 \leq i \leq 2,\ 0 \leq t \leq 1\}$$
$$L_2 = \{X(i,t) \mid 3 \leq i \leq 6,\ 0 \leq t \leq 1\}$$
$$L_3 = \{X(i,t) \mid 7 \leq i \leq 10,\ 0 \leq t \leq 1\}$$

低、中、高范围的三个范围。如果组L_1，L_2 和L_3 的加权是1/4，1/2和1/4，由方程（13），（14）和（15）给出仅在频率轴上的限定的加权:

$$w'(i,t) = \frac{w(i,t)}{\sum_{j=1}^{2}\sum_{s=0}^{1} w(j,s)} \times \frac{1}{4} \qquad \ldots(13)$$

$$w'(i,t) = \frac{w(i,t)}{\sum_{j=3}^{6}\sum_{s=0}^{1} w(j,s)} \times \frac{1}{2}$$

...(14)

$$w'(i,t) = \frac{w(i,t)}{\sum_{j=7}^{10}\sum_{s=0}^{1} w(j,s)} \times \frac{1}{4}$$

...(15)

用方程（13）至（15）完成在频率轴方向上每三帧和用矩阵量化处理的两帧上的限定的加权。这在代码簿搜索期间和查明期间是有效的。

在查明期间，全部数据的所有的帧被加权。LSP参量X（i，t）分组成为：

$$L_1 = \{X(i,t) \mid 1 \leq i \leq 2,\ 0 \leq t \leq T\}$$
$$L_2 = \{X(i,t) \mid 3 \leq i \leq 6,\ 0 \leq t \leq T\}$$
$$L_3 = \{X(i,t) \mid 7 \leq i \leq 10,\ 0 \leq t \leq T\}$$

低、中和高范围。如果组L_1，L_2和L_3是1/4，1/2和1/4，仅在频率轴上限制的组L_1，L_2和L_3的加权由方程（16），（17）和（18）给出：

$$w'(i,t) = \frac{w(i,t)}{\sum_{j=1}^{2}\sum_{s=0}^{T} w(j,s)} \times \frac{1}{4} \qquad \ldots(16)$$

$$w'(i,t) = \frac{w(i,t)}{\sum_{j=3}^{6}\sum_{s=0}^{T} w(j,s)} \times \frac{1}{2} \qquad \ldots(17)$$

$$w'(i,t) = \frac{w(i,t)}{\sum_{j=7}^{10}\sum_{s=0}^{T} w(j,s)} \times \frac{1}{4} \qquad \ldots(18)$$

通过方程（16）至（18），在频率轴方向上的三个频带，以及时间轴方向上的所有的帧都能执行加权。

另外，矩阵量化单元620和矢量量化单元640执行依赖于在LSP参量中变化的幅度的加权。在V至UV或UV至V过渡区域，LSP参量，由于辅音和元音音节频率响应中的区别，而明显地变化，所说的过渡区域表示所有语音帧中的少数帧。因此，由方程（19）所示的加权可以由加权W（i，t）倍增，以便在过渡区域上安置重点加权。可使用方程（19），

$$wd(t) = \sum_{i=1}^{10} |x_1(i,t) - x_1(i,t-1)|^2 \qquad \ldots(19)$$

和随后的方法（20）：$wd(t) = \sum_{i=1}^{10} \sqrt{|x_1(i,t) - x_1(i,t-1)|}$ ...(20)

因此，ＬＳＰ 量化单元1 3 4 执行两级矩阵量化和两级矢量量化，以给与输出下标变量的比特数。

图7 示出了矢量量化单元1 1 6 的基本结构，同时在图7 中所示矢量量化单元1 1 6 的更详尽的结构示于图8 中。现在解释在矢量量化单元1 1 6 中频谱包络Ａm 的加权矢量量化的说明性的结构。

首先解释在图3 中所示语音信号编码装置中的在频谱估算单元1 4 8 的输出端或矢量量化单元1 1 6 的输入端上提供的频谱包络幅度的恒定数目的数据的数据数目转换的示意性方案。

可以想到数据数目转换的各种方法。在本实施例中，将来自块中的最后一个数据到块中的第一个数据的伪数据内插值或诸如重复块中的最后一个数据或第一个数据的预置的数据加到频率轴上的有效频带上的一个数据块的幅度数据上，以提高数据数为ＮＦ，数目上等于0 倍的幅度数据，就象8 倍的一样，就象由例如ＦＩＲ 滤波器作有限频带的8 倍的附加取样那样，由0 倍的所表征。用（（ｍＭｘ ＋1）ｘ 0）的幅度数据线性内插，以扩大为较大的数ＮＭ，例如为2 0 4 8 。这个ＮＭ数据被二次取样，以转换到上述的预置的数目Ｍ的数据，例如4 4 数据。

实际上，最终需要的表达Ｍ数据的仅仅必要的数据由附加取样，并没有发现上述的ＮＭ数据的线性内插计算。

完成图7 的加权矢量量化的矢量量化单元1 1 6 至少包括执行第一矢量量化步骤的第一矢量量化单元5 0 0 和完成在第一矢量量化期间量化由第一矢量量化单元5 0 0 产生的量化误差矢量的第二矢量量化步骤的第二矢量量化单元5 1 0 。这个第一矢量量化单元5 0 0 是所谓的第一级矢量量化单元，同时第二矢量量化单元5 1 0 是所谓的第二级矢量量化单元。

作为具有预定数目Ｍ的包络数据的频谱估算单元1 4 8 的输出矢量X 进入第一矢量量化单元5 0 0 的输入端5 0 1 。 这个输出矢量X 由矢量量化单元5 0 2 用加权矢量量化量化。因此，由矢量量化单元5 0 2 输出的形状下标在输出端5 0 3 输出，同时量化的值Ｘ′。在输出端5 0 4 输出和传送给加法器5 0 5 ，5 1 3 。这个加法器5 0 5 从源矢量X 中减去量化的值Ｘ′。，以给出多阶量化误差矢量y 。

量化误差矢量y 传送给第二矢量量化单元5 1 0 中的矢量量化单元5 1 1 。

这个第二矢量量化单元是由多个矢量量化单元或者图 7 中的两个矢量量化器5 1 1 $_1$，5 1 1 $_2$ 所组成量化误差矢量被维空间地分离，以致由在两个矢量量化器5 1 1 $_1$，5 1 1 $_2$ 中的加权矢量量化所量化。这些由矢量量化器5 1 1 $_1$，5 1 1 $_2$ 输出的形状下标在输出端5 1 2 $_1$，5 1 2 $_2$ 输出，同时量化的值y_1'，y_2'在维空间方向上连接并传送到加法器5 1 3 。加法器5 1 3 将量化值y_1'，y_2'加到量化值X_0'上，以产生在输出端5 1 4 输出的量化值X_1'。

因此，对于低比特率。由第一矢量量化单元5 0 0 的第一矢量量化步骤的输出被取出，反过来、对于高比特率，第一矢量量化步骤的输出和由第二量化单元5 1 0 的第二量化步骤的输出被输出。

具体地讲，在矢量量化部分1 1 6 的第一矢量量化单元5 0 0 中的矢量量化器5 0 2 是诸如4 4 阶2 级结构的L －阶的，如图8 中所示。

也就是，用增益g_i 乘的，具有大小为3 2 的代码簿的4 4 阶矢量量化代码簿的矢量输出的和用作4 4 阶频谱包络矢量$\underline{X}$的量化值$\underline{X}_0'$。因此，如图8 所示，两个代码簿是C B 0 和C B 1 ，同时输出矢量是$\underline{S}_{1i}$ 和$\underline{S}_{1j}$，其中的0 ≤i 和j ≤3 1 。另一方面，增益代码簿C B g 的输出是g 1 ，其中0 ≤l ≤3 1 其中的g_1 是标量。最终输出$\underline{X}_0'$是g 1 $(\underline{s}_{1i} + \underline{s}_{1j})$。

由上述的L P C 残余的M B E 分析和转换成预置等级所获得的频谱包络A m 是$\underline{X}$。因此，如何有效率地量化$\underline{x}$是很关键的。

量化误差能量E 定义如下:

$$E = \| W \{H\underline{x} - Hg_1((\underline{s}_{0i} + \underline{s}_{1j})\}\|^2$$
$$= \| WH \{\underline{x} - \{\underline{x} - g_1(\underline{s}_{0i} + \underline{s}_{1j})\}\|^2 \quad \ldots(21)$$

其中，H 表示在L P C 合成的频率轴上的特性，以及加权的矩阵W代表频率轴上的频谱加权的特性。

如果现时帧的L P C 分析结果的α －参量表示为α_i $(1 \leq i \leq P)$，例

如对应点的4 4 阶的L 阶的值由方程 (2 2) 的频率响应取样,

$$H(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^{P} \alpha_i z^{-i}} \qquad \ldots(22)$$

对于计算, 用0 填充在相邻串1 , α_1 , α_2 , $\cdots\alpha_p$ 的地方, 以得到串1 , α_1 , α_2 , $\cdots\alpha_p$, 0 , 0 , $\cdots$0 以给出例如2 5 6 点的数据。于是, 用2 5 6 点F F T , $(re^2 + im^2)^{1/2}$ 计算与0 到π范围有关的点, 而且发现该结果的倒数, 这些倒数作L 点的二次取样, 例如4 4 个点。从而形成在对角线上有L 个元素的矩阵:

$$H = \begin{bmatrix} h(1) & & & 0 \\ & h(2) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & h(L) \end{bmatrix}$$

互易地加权, 矩阵W由方程2 3 给出:

$$W(z) = \frac{1 + \sum_{i=1}^{P} \alpha_i \lambda_b^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^{P} \alpha_i \lambda_a^i z^{-i}}$$

这里的α_i是LPC分析的结果，λ_a、λ_b是常数，以致$\lambda_a=0.4$和$\lambda_b=0.9$。

矩阵W可以由上述方程（23）的频率响应计算出来。例如FFT可以用256点数据，1，$\alpha 1\ \lambda b$，$\alpha 2\ \lambda 1\ b^2 \cdots\cdots \alpha p\ \lambda b^p$，0，0……0表示以找到0到$\pi$范畴的$(re^2[i]+Im^2[i])^{1/2}$。用在从发现$(re'^2[i]+Im'^2[i])^{1/2}$的128个点上的1，$\alpha 1\ \lambda a$，$\alpha_2\ \lambda_a^2 \cdots\cdots \alpha p\ \lambda a^p$，0，0，…，0的0至$\pi$的范畴的256点的FFT找到分母的频率响应，这里的$0 \leq i \leq 128$。

方程23的频率响应可以由下式得到:

$$w_0[i] = \frac{\sqrt{re^2[i] + im^2[i]}}{\sqrt{re'^2[i] + im'^2[i]}}$$

这里$0 \leq i \leq 128$。这就用下面的方法：表示例如44阶矢量的每个相关的点。更准确地说，应当使用线性内插。然而，在随后的例子中，替换了最接近的点。

也就是，

$\omega[i] = \omega 0\ [int\ \{128\ i\ /L)]$，这晨$1 \leq i \leq L$。

在该方程中，int（X）是恢复最接近X的值的函数。

用类似的方法找到H，h（1），h（2），…h（L）。

也就是，

$$H = \begin{bmatrix} h(1) & & 0 \\ & h(2) & \\ & & \ddots \\ 0 & & h(L) \end{bmatrix} \quad W = \begin{bmatrix} w(1) & & 0 \\ & w(2) & \\ & & \ddots \\ 0 & & w(L) \end{bmatrix}$$

$$WH = \begin{bmatrix} h(1)w(1) & & & 0 \\ & h(2)w(2) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & h(L)w(L) \end{bmatrix}$$

...(24)

作为另一个例子，对于减小F F T 的倍数的情况，首先表示H （Z ） W （Z ），然后表示频率响应。也就是方程（2 5 ）的分母:

$$H(z)W(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^{P} \alpha_i z^{-i}} \cdot \frac{1 + \sum_{i=1}^{P} \alpha_i \lambda_b^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^{P} \alpha_i \lambda_a^i z^{-i}}$$

...(25)

扩展为，

$$\left(1 + \sum_{i=1}^{P} \alpha_i z^{-i}\right)\left(1 + \sum_{i=1}^{P} \alpha_a^i \lambda_a^i z^{-i}\right) = 1 + \sum_{i=1}^{2P} \beta_i z^{-i}$$

2 5 6 点数据，例如使用串1 ， β_1 ， β_2 …， β_{2P} ， 0 ， 0 ， ……0 产生

之。然后进行256点FFT，幅度的频率响应是，

$$rms[i] = \sqrt{re''^2[i] + im''^2[i]}$$

这里$0 \leq i \leq 128$，其中，

$$wh_0[i] = \frac{\sqrt{re^2[i] + im^2[i]}}{\sqrt{re''^2[i] + im''^2[i]}}$$

这里$0 \leq i \leq 128$。这将表示每一个L维矢量的对应点。如果FFT的点数很少，应当使用线性内插。然而，在此可由下面公式表示最接近的值；

$$wh[i] = wh_0[n\ int(\frac{128}{L} \cdot i)]$$

这里$1 \leq i \leq L$，如果具有对角线元素的矩阵是W'，

$$W' = \begin{bmatrix} wh(1) & & & 0 \\ & wh(2) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & wh(L) \end{bmatrix}$$

...(26)

则，方程（2 6）表示与方程（2 4）相同的矩阵。

另外，从与$\omega = i / L \lambda$有关的方程（2 5）可以直接表示，以致可用于Wh（i）。另外，方程（2 5）的脉冲响应表示适当的长度，例如64个点，以及快速付里叶变换以发现然后用于Wh（i）的幅度频率特性。

使用这个矩阵重写方程（2 1）。它是加权合成滤波器的频率响应，我们得到方程（2 7）：

$$E = \| W'(\underline{x} - g_1((\underline{s}_{0i} + \underline{s}_{1j})) \|^2 \quad \ldots(27)$$

现在解释查明形状代码簿和增益代码簿的方法。

对所有的帧K，使所有的失真的期望值减至最小，对于这些帧代码矢量选择为CB0。如果是M帧，如果

$$J = \frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M} \| W_k'(x - g_k(s_{0c} + s_{1k})) \|^2 \quad \ldots(28)$$

是最小化的，它将是充分的。在方程（2 8）中，W_k'，X_k，g_k和S_{ik}分别地表示第K帧的加权，第K帧的输入，第K帧的增益和第K帧的代码簿CB1的输出。

最小化方程（2 8），

$$J=\frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\{(\underline{x}_k^T-g_k(\underline{s}_{0c}^T+\underline{s}_{1k}^T))W_k'^TW_k'(\underline{x}_k-g_k(\underline{s}_{0c}+\underline{s}_{1k}))\}$$
$$=\frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\{\underline{x}_k^TW_k'^TW_k'\underline{x}_k-2g_k(\underline{s}_{0c}^T+\underline{s}_{1k}^T)W_k'^TW_k'\underline{x}_k$$
$$+g_k^2(\underline{s}_{0c}^T+\underline{s}_{1k}^T)W_k'^TW_k'(\underline{s}_{0c}+\underline{s}_{1k})\}$$
$$=\frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\{\underline{x}_k^TW_k'^TW_k'\underline{x}_k-2g_k(\underline{s}_{oc}^T+\underline{s}_{1k}^T)W_k'^TW_k'\underline{x}_k$$
$$+g_k^2\underline{s}_{oc}^TW_k'^TW_k'\underline{s}_{oc}+2g_k^2\underline{s}_{oc}^TW_k'^TW_k'\underline{s}_{1k}+g_k^2\underline{s}_{1k}^TW_k'^TW_k'\underline{s}_{1k}\}$$

...(29)

$$\frac{\partial J}{\partial \underline{s}_{0c}}=\frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\{-2g_kW_k'^TW_k'\underline{x}_k+2g_k^2W_k'^TW_k'\underline{s}_{0c}+2g_k^2W_k'^TW_k'\underline{s}_{1k}\}=0$$

...(30)

因此

$$\sum_{k=1}^{M}(g_kW_k'^TW_k'\underline{x}_k-g_k^2W_k'^TW_k'\underline{s}_{lk})=\sum_{k=1}^{M}g_k^2W_k'^TW_k'\underline{s}_{0c}$$

所以

$$s_{0c}=\left\{\sum_{k=1}^{M}g_k^2W_k'^TW_k'\right\}^{-1}\cdot\left\{\sum_{k=1}^{M}g_kW_k'^TW_k'(x-g_k\underline{s}_{lk})\right\}$$

...(31)

这里的 () 表示反向矩阵和$W_k'^T$表示转置矩阵W_k'。

然后，考虑增益最优化。

有关选择增益的代码字g c 的第k 帧的失真的期望值由下面给出:

$$
\begin{aligned}
J_g &= \frac{1}{M}\sum_{k=1}^{N}\|W_k'(\underline{x}_k - g_c(\underline{s}_{0k} + \underline{s}_{1k}))\|^2 \\
&= \frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\Big\{\underline{x}_k^T W_k'^T W_k'\underline{x}_k - 2g_c\underline{x}_k^T W_k'^T W_k'(\underline{s}_{0k} + \underline{s}_{1k}) \\
&\quad - g_c^2(\underline{s}_{0k}^T + \underline{s}_{1k}^T)W_k'^T W_k'(\underline{s}_{0k} + \underline{s}_{1k})\Big\}
\end{aligned}
$$

解方程

$$
\begin{aligned}
\frac{\partial J_g}{\partial g_c} &= \frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\{-2\underline{x}_k^T W_k'^T W_k'(\underline{s}_{0k} + \underline{s}_{1k}) \\
&\quad -2g_c(\underline{s}_{0k}^T + \underline{s}_{1k}^T)W_k'^T W_k'(\underline{s}_{0k} + \underline{s}_{1k})\} = 0
\end{aligned}
$$

我们得到:

$$
\sum_{k=1}^{M}\underline{x}_k^T W_k'^T W_k'(\underline{s}_{0k} + \underline{s}_{1k}) = \sum_{k=1}^{M} g_c(\underline{s}_{0k}^T + \underline{s}_{1k}^T)W_k'^T W'(\underline{s}_{0k} + \underline{s}_{1k})
$$

和

$$
g_c = \frac{\sum_{k=1}^{M}\underline{x}_k^T W_k'^T W_k'(\underline{s}_{0k} + \underline{s}_{1k})}{\sum_{k=1}^{M}(\underline{s}_{0k}^T + \underline{s}_{1k}^T)W_k'^T W'(\underline{s}_{0k} + \underline{s}_{1k})} \qquad \ldots(32)
$$

上面的方程（3 1）和（3 2）给出了形状S_{oi}，S_{ii}的最佳质（量中）心和$0 \leq i \leq 31$的增益g_i，这也是最佳解码输出。同时，$\underline{S}_{ii}$可以用相同的方式表示为$\underline{S}_{oi}$。

最接近邻近条件的最佳编码条件被考虑。

由使方程$E = \| W' (X - g c (S_{ii} + S_{ij})) \|^2$尽可能小的$S_{oi}$和$S_{ij}$确定失真测量的前面的方程（2 7）将给出每次表明输入$\underline{X}$和加权矩阵W'，它是以一帧接着一帧为基础的。

实质上，对于g_l $(0 \leq l \leq 31)$，S_{oi} $(0 \leq i \leq 31)$和S_{ij} $(0 \leq i \leq 31)$的所有的组合，E建立在环形的知更鸟方式上，也就是为了找到S_{oi}，S_{ii}的组，它是$32 \times 32 \times 32 = 32768$，它将给出E的最小值。然而，由于这需要庞大的计算，在本实施例中顺序地搜索形状和增益。同时，环形和更鸟式的搜索用于S_{oi}和S_{ii}的组合。这里有$32 \times 32 = 1024$个S_{oi}和S_{ii}的组合。在以后的说明中，为了简单用S_m表示$S_{ii} + S_{ij}$。

上面的方程（2 7）变为$E = \| W'(X - g_l a_m) \|^2$，如果为了进一步简化，我们得到$X_k = \underline{W'S}$和$S_w = W'S_{np}$。

$$E = \| X_k - g_{low} \|^2 \qquad \ldots(33)$$

$$E = \|x_w\|^2 + \|s_w\|^2 \left(g_l - \frac{x_w^T \cdot s_w}{\|s_w\|^2} \right)^2 - \frac{\left(x_w^T \cdot s_w\right)^2}{\|s_w\|^2} \qquad \ldots(34)$$

因此，如果g_l作得充分的精确，可以用下面的两个步骤执行搜索：

（1）对极大化的$\underline{S}_w$的搜索，

$$\frac{(x_w^T \cdot s_w)^2}{\|s_w\|^2}$$

和

（2）对g 1 的搜索，g 1 最接近，

$$\frac{x_w^T \cdot s_w}{\|s_w\|^2}$$

如果使用原来的符号重写以上的话，

（1）′对S_{0i}和S_{1i}组进行搜索，它将是最大化的，

$$\frac{\left(x^T W'^T W'(s_{0i} + s_{1j})\right)^2}{\|W'(s_{0i} + s_{1j})\|^2}$$

和

（2）′对g 1 进行搜索，g 1 最接近

$$\frac{x^T W'^T W'(s_{0i} + s_{1j})}{\|W'(s_{0i} + s_{1j})\|^2}$$

上面的方向（3 5）表示最佳编码条件（最接近相邻的条件）。

使用方程（3 1）和（3 2）的条件（质（量中）心条件）和方程（3 5）的条件，代码簿（C B 0，C B 1 和C B g）可以在使用所谓的一般化的劳埃德算法（G L A）的同时进行实践。

在本实施例中，用输入X的范围划分的W′用作W′。也就是W′/‖×‖替代方程（3 1），（3 2）和（3 5）中的W′。

另外，在由矢量量化器1 1 6 作矢量量化时，用作感性加权的加权W’由上面的方程（2 6）定义。然而，考虑到暂时掩盖的加权W’可以通过发现现时的加权W’而被发现。在现时加权中已经考虑到过去的W’。

正象在第几帧的时候所发现的，在上面方程（2 6）中的Wh（1），wh（2），…wh（L）的值分别地表示为whn（1），whn（2），whn（L）。

如果在时间n 的加权考虑到过去的值，它将定义为An（i），这里1 ≤ i ≤L，

$$An(i) = \lambda An-1(i) + (1-\lambda)\,whn(i),$$
$$(whn(i) \leq An-1(i))$$
$$= whn(i), \quad (whn(i) > An-1(i))$$

这里，λ可以设定，例如，λ=0 .2。在An（i）中，同时1 ≤i ≤L。因此发现，具有诸如An（i）作为对角线元素的矩阵可以用于上面的加权。

用这种方法通过加权矢量量化获得的形状下标值s_{0i}，s_{ij}分别地在输出端5 2 0，5 2 2 输出。而且，在输出端5 0 4 输出量化值x_0'，同时传送给加法器5 0 5。

加法器5 0 5，从频谱包络矢量x中减该量化值，以产生量化误差矢量y。具体地讲，这个量化误差矢量y使送给矢量量化单元5 1 1，以致空间地分离和由矢量量化器5 1 1，至5 1 1 g 用加权矢量量化进行量化。

第二矢量量化单元5 1 0 使用大于第一矢量量化单元5 0 0 的比特数。因此，代码簿的存储容量和代码簿搜索的处理容量（复杂性）明显地增加。因此，用和第一矢量量化单元5 0 0 相同的4 4 阶完成矢量量化已成为不可能。因此，在第二矢量量化单元5 1 0 中的矢量量化单元5 1 1 是由多个矢量量化器组成，

以及输入的量化值被空间地分离成多个低空间的矢量，以执行加权的矢量量化。

对于矢量量化器5 1 1 ₁ 至5 1 1 ₈ 中的量化值y ₀ 至y ₇ 间的关系，空间的维数和比特数示于随后的表2 中。

表 2

量 化 值	维 数	比特数
y_0	4	1 0
y_1	4	1 0
y_2	4	1 0
y_3	4	1 0
y_4	4	9
y_5	8	8
y_6	8	8
y_7	8	7

来自矢量量化器5 1 1 ₁ 至5 1 1 ₈ 的输出的下标值 I d ᵥ q o 至 I d ᵥq7在输出端5 2 3 ₁ 至5 2 3 ₈ 输出。这些下标数据的比特的和是7 2 。

如果通过在空间方向上连接矢量量化器5 1 1 ₁ 至5 1 1 ₈ 的量化输出值y_0 ′至y_7 ′，所得到的值是y_′，量化值y_′和X O ′由加法器5 1 3 求和，以给出量化值x_1 ′。因此，量化值X_1 ′表示为，

$$\underline{X}_1' = \underline{X}_0' + \underline{y}'$$
$$= \underline{X} - \underline{y} + \underline{y}'$$

也就是，最终量化误差矢量是$\underline{y}' - \underline{y}$。

如果来自第二矢量量化器5 1 0 的量化值$\underline{X}'$是被解码的，语音信号解码装置不需要来自第一量化单元5 0 0 的量化值$\underline{X}'$。然而，需要来自第一量化单元5 0 0 和第二量化单元5 1 0 的下标数据。

以后要解释在矢量量化部分5 1 1 中的查明方法和代码簿搜索。

作为查明方法，量化误差矢量$\underline{y}$用表2 中所示的加权W′被划分成为$\underline{y}_0$至$\underline{y}_7$的8 个低阶矢量。如果权重W′是具有对角线元素的4 4 个二次取样的点的矩阵，

$$W' = \begin{bmatrix} wh(1) & & & 0 \\ & wh(2) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & wh(44) \end{bmatrix} \quad \ldots(36)$$

其中，权重W′分离成下面的8 个矩阵，

$$W_1' = \begin{bmatrix} wh(1) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & wh(4) \end{bmatrix}$$

$$W_2' = \begin{bmatrix} wh(5) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & wh(8) \end{bmatrix}$$

$$W_3' = \begin{bmatrix} wh(9) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & wh(12) \end{bmatrix}$$

$$W_4' = \begin{bmatrix} wh(13) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & wh(16) \end{bmatrix}$$

$$W_5' = \begin{bmatrix} wh(17) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & wh(20) \end{bmatrix}$$

$$W_6' = \begin{bmatrix} wh(21) & 0 & \\ & \ddots & \\ 0 & & wh(28) \end{bmatrix}$$

$$W_7' = \begin{bmatrix} wh(29) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & wh(36) \end{bmatrix}$$

$$W_8' = \begin{bmatrix} wh(37) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & wh(44) \end{bmatrix}$$

因此，分离成低空间维的$\underline{y}$和W′称作Y i 和W_1′，其中，分别地1 ≤i ≤8 。

该失真测量E定义为，

$$E = \| w_1' (\underline{y}_i - S) \|^2$$

代码簿矢量S 是$\underline{y}_i$ 的量化结果。使失真测E 最小化的代码簿的代码矢量被搜索。

在查明代码簿中，使用劳埃德算法（G L A）进行进一步的加权。首先解释查明的最佳质心条件。如果具有作为最佳量化结果的选择的代码矢量的M个输入矢量y ，而且实践数据是$\underline{y}_k$ ，失真J 的期望值由在有关的所有帧K 的加权上使失真中心尽可能小的方程（3 8 ）给出:

$$\begin{aligned} J &= \frac{1}{M}\sum_{k-1}^{M} \|W_k'(\underline{y}_k - \underline{s})\|^2 \\ &= \frac{1}{M}\sum_{k-1}^{M} (\underline{y}_k - \underline{s})^T W_k'^T W_k' (\underline{y}_k - \underline{s}) \\ &= \frac{1}{M}\sum_{k-1}^{M} \underline{y}_k^T W_k'^T W_k' \underline{y}_k - 2\underline{y}_k^T W_k'^T W_k' \underline{s} \\ &\quad + \underline{s}^T W_k'^T W_k' \underline{s} \end{aligned} \qquad \ldots(38)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \underline{s}} = \frac{1}{M}\sum_{k-1}^{M} (-2\underline{y}_k^T W_k'^T W_k' + 2\underline{s}^T W_k'^T W_k') = 0$$

解方程，我们得到:

$$\sum_{k=1}^{M} y_k^T W_k'^T W_k' = \sum_{k=1}^{M} S^T W_k'^T W_k'$$

互换两侧的值，我们得到:

$$\sum_{k=1}^{M} W_k'^T W_k' y_k = \sum_{k=1}^{M} W_k'^T W_k' S$$

因此

$$S = \left(\sum_{k=1}^{M} W_k'^T W_k' \right)^{-1} \sum_{k=1}^{M} W_k'^T W_k' y_k$$

...(39)

在上面方程（39）中，S 是最佳的代表矢量和表示最佳的质心状态。

至于最佳编码条件，它在搜索与查明期间的W_1'不相同的期间满足搜索使$\| W_1' (\underline{y}_1 - \underline{S}) \|^2 \cdot W_1'$的值最小的$\underline{S}$，并且可以是非加权的矩阵:

$$\begin{bmatrix} 1 & & 0 \\ & 1 & \\ & \ddots & \\ 0 & & 1 \end{bmatrix}$$

通过由两级矢量量化单元构成在语音信号编码器中的矢量量化单元116，这将有可能使输出下标比特变为可变的。

使用上述的本发明的CELP 编码器构造的第二编码单元120，它由图

9 所示的多级矢量量化处理器构成。在图9 的实施例中，这些多级矢量量化处理器构成两级编码单元1 2 0 $_1$，1 2 0 $_2$，其中示出了在传输比特率能在例如2 K b p s 和6 K b p s 间转换的情况下处理6 K b p s 的传输比特率的方案。另外，形状和增益下标输出可以在2 3 比特/5 毫秒和1 5 比特/5 毫秒间转换。在图9 方案中的处理流程示于图1 0 中。

参照图9，图9 的L P C 分析电路3 0 2 对应于图3 中所示的L P C 分析电路1 3 2，同时L S P 参量量化电路3 0 3 对应于图3 的从α－L S P 转换电路1 3 3 到L S P －α转换电路1 3 7 的结构，以及感性加权滤波器3 0 4 对应图3 的感性加权滤波计算电路1 3 9 和感性加权滤波器1 2 5 。因此，在图9 中，与图3 的第一编码单元1 1 3 的L S P －α转换电路1 3 7 相同的输出提供到端点3 0 5，同时与图3 的感性加权滤波计算电路的输出相同的输出加到端点3 0 7，以及与图3 的感性加权滤波器1 2 5 的输出相同的输出加到端点3 0 6 。然而，与感性加权滤波器1 2 5 不同，图9 的感性加权滤波器3 0 4 产生感性加权信号，也就是和图3 的感性加权滤波器1 2 5 的输出相同的信号，使用输入语音数据和预量化α参数替代使用L S P －α转换电路1 3 7 的输出。

在图9 中所示的两级第二编码单元1 2 0 $_1$ 和1 2 0 $_2$ 中，减法器3 1 3 和3 2 3 对应图3 的减法器1 2 3，同时距离计算电路3 1 4，3 2 4 对应图3 的距离计算电路1 2 4 。另外，增益电路3 1 1，3 2 1 对应图3 的增益电路1 2 6，同时，随机代码簿3 1 0，3 2 0 和增益代码簿3 1 5，3 2 5 对应图3 的噪声代码簿1 2 1 。

在图9 的结构中，在图1 0 的步骤S $_1$，L P C 分析电路将由端点3 0 1 提供的输入语音数据x 分离成前面所述的帧，以为了发现 α－参量而执行L P C 分析。L S P 参量量化电路3 0 3 将来自L P C 分析电路的α－参量转换成L S P 参量，以量化该L S P 参量。量化的L S P 参量被内插和转换成α－参量。L S P 参量量化电路3 0 3 由从量化的L S P 参量转换的α－参量产生L P C 合成滤波函数1 /H (Z)，并且将产生的L P C 合成滤波函数1 /H (Z) 通过终端3 0 5 传送给第一级第二编码单元1 2 0 的感性加权合成滤波器3 1 2 。

感性加权滤波器3 0 4 发现相同于图3 的感性加权滤波计算电路1 3 9 由

来自LPC分析电路302的参量产生的感性加权数据，这也就是预量化α－参量。这些加权数据通过端点307加到第一级第二编码单元120$_1$的感性加权合成滤波器312。感性加权滤波器312象图10中所示的步骤S$_2$那样，从输入的语音数据和预量化α－参量，产生相同于感性加权滤波器125输出的感性加权信号。也就是，由预量化α－参量首先产生LPC合成滤波函数W（Z）。该产生的滤波函数W（Z）因此加上输入语音数据$\underline{X}$，以产生通过终端306作为感性加权信号加给第一级第二编码单元120$_1$的减法器303的Xk。

在第一级第二编码单元120$_1$中，9比特的形状下标输出的随机代码簿310的代表值输出传送给增益电路311，然后，该电路将来自随机代码簿310的代表输出乘上来自6比特增益下标输出的增益代码簿315的增益（标量）。用增益电路311的增益乘过的代表值输出传送给具有1/A（Z）＝（1/H（Z））*W（Z）的感性加权合成滤波器312。加权合成滤波器312，传送1/A（Z）零输入响应输出给由图10的步骤S$_3$所示的减法器313。该减法器313执行感性加权合成滤波器312的零－输入响应输出与来自感性加权滤波器304的感性加权信号Xk的减法，并将结果的差值或误差作为参考矢量$\underline{Y}$取出。在第一级第二编码单元120的搜索期间，这个参考矢量$\underline{r}$传送给距离计算电路314，在这里，如图10中的步骤S4所示，计算出距离和搜索了形状矢量$\underline{S}$和使量化误差能量E最小的增益g。这里，1/A（E）是在零状态。也就是，如果与零状态中的1/A（Z）、合成的代码簿中的形状矢量S是S$_{syn}$，则最小化方程（40）为：

$$E = \sum_{n=0}^{N-1} \left(r(n) - gs_{syn}(n)\right)^2 \qquad \ldots(40)$$

其形状矢量$\underline{S}$和增益g被搜索。

虽然使量化误差能量E最小的$\underline{S}$和g能完全地搜索，但可以使用下面的方法以减少计算的量。

第一种方法是，搜索使E_s最小的形状矢量$\underline{S}$，由下面的方程（4 1）定义E_s

$$E_s = \frac{\sum_{n=o}^{N-1} r(n)s_{syn}(n)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} s_{syn}(n)^2}} \qquad \ldots(41)$$

从用第一种方法获得的S，理想的增益由方程（4 2）表示:

$$g_{ref} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} r(n)s_{syn}(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} s_{syn}(n)^2} \qquad \ldots(42)$$

因此；作为第二种方法，搜索使下述方程（4 3）最小的g。

$$E_g = (g_{ref} - g)^2 \qquad (4\ 3)$$

由于E是g的二次方程，最小化E_g的g使E最小。

从由第一和第二种方法得到的$\underline{S}$，可以由下面的方程（4 4）计算量化误差矢量$\underline{e}$。

$$\underline{e} = \underline{r} - g\,\underline{s}_{syn} \qquad (4\ 4)$$

这就象在第一级那样，这个量化作为第二级第二编码单元120_2的参考基准。

这也就是供给端点3 0 5 和3 0 7 的信号是直接从第一级第二编码单元1 2 0 $_1$ 的感性加权合成滤波器3 1 2 加给第二级第二编码单元1 2 0 $_2$ 的感性加权合成滤波器3 2 2 。由第一级第二编码单元1 2 0 $_1$ 发现的量化误差矢量e_供给第二级第二编码单元1 2 0 $_2$ 的减法器3 2 3 。

在图1 0 的步骤S 5 ，类似于在第一级中执行的处理发生在第二级第二编码单元1 2 0 $_2$ 中，也就是，来自5 比特形状下标输出的随机代码簿3 2 0 的分别的输出值传送给增益电路3 2 1 ，在这里代码簿3 2 0 的代表值输出乘以来自3 比特增益下标输出的增益代码簿3 2 5 的增益。加权合成滤波器3 2 2 的输出传送给减法器3 2 3 ，在这里感性加权合成滤波器3 2 2 的输出和第一级误差矢量e_间的差被发现。这个差传送给作距离计算的距离计算电路3 2 4 ，这是为了搜索形状矢量S_和使量化误差能量E 最小的增益g 。

随机代码簿3 1 0 的形状下标输出和第一级第二编码单元1 2 0 $_1$ 的增益代码簿3 1 5 的增益下标输出，以及随机代码簿3 2 0 的下标输出和第二级第二编码单元1 2 0 $_2$ 的增益代码簿3 2 5 的下标输出传送给下标输出转换电路3 3 0 。如果由第二编码单元1 2 0 输出2 3 比特，第一级和第二级第二编码单元1 2 0 $_1$ ，1 2 0 $_2$ 的随机代码簿3 1 0 ，3 2 0 和增益代码簿3 1 5 ，3 2 5 的下标数据被求总和并且输出。如果输出1 5 比特，第一级第二编码单元1 2 0 $_1$ 的随机代码簿3 1 0 和增益代码簿的下标数据被输出。

如步骤S6 所示，为了计算零输入响应输出，滤波器状态于是被更新。

在本实施例中，第二级第二编码单元的下标比特的数象形状矢量的5 那样小。同时，它的增益象3 那样小。如果适当的形状和增益没有出现在代码簿的情况下，则量化误差很可能增加而不是减小。

虽然能提供0 的增益以防止那种缺陷，这里只有3 比特给增益。如果这些中的一个设定为0 ，量化器性能明显地恶化。在这个考虑中，为形状矢量提供所有的0 矢量，已有大量的比特分配给形状矢量。除了所有的零矢量，上述的搜索被执行。如果量化误差已经最终增加了，那么选择所有的零矢量。增益是任意的。这就有可能在第二级第二编码单元1 2 0 $_2$ 中防止量化误差被增加。

虽然以上描述了两级方案，级数可以大于2 。在这种情况下，如果用第一级闭环搜索的矢量量化已经结束，则2 $\leq$N 的第N 级量化，用作为基准输入的第 (N －1) 级的量化误差将其完成。第N 级的量化误差用作第 (N ＋1) 级

的基准输入。

从图9 和图1 0 可以看到，使用第二编码单元的多级矢量量化器与使用有相同比特数的直线向量量化器或使用配对代码簿的相比较，其计算量减少。特别是，在使用合成方法得到的分析作闭环搜索的时间轴波形矢量量化的C E L P 编码中，少量的搜索操作时间是至关重要的。另外，比特数能够容易地在使用两级第二编码单元1 2 0 $_1$，1 2 0 $_2$ 的两个下标输出和仅使用第一级第二编码单元1 2 0 $_1$ 的而不使用第二级第二编码单元1 2 0 $_2$ 的输出之间进行转换。如果第一级和第二级第二编码单元1 2 0 $_1$，1 2 0 $_2$ 的下标输出结合起来输出，解码器能容易地处理选择一个下标输出的结构。也就是解码器容易使用2 K b p s 的解码器，其操作解码用例如6 K b p s 的编码的参量的结构。另外，如果在第二级第二编码单元1 2 0 $_2$ 的波形代码簿中包含零矢量，它将有可能防止量化误差被增加，性能上的恶化小于将0 加给增益的情形。

随机代码簿的代码矢量，例如能通过限幅所谓高斯噪声产生。具体地说，通过用产生的高斯噪声、用适当的阈值限幅该高斯噪声和规格化的限幅的高斯噪声能产生该代码簿。

然而，有各种不同类型的语音、例如高斯噪声能处理诸如S a，S h i，S u，S e 和S o 的接近噪声的辅音，而高斯噪声不能处理急剧升高的辅音，如“P a，P i，P u，P e，和P o”。根据本发明，高斯噪声应用到一些代码矢量，同时剩余的代码矢量部分查明了可以处理，因此具有急剧升高辅音和接近噪声的辅音二者能够被处理。如果例如阈值增加，可以获得的矢量有一些较大峰点，相反，如果阈值减小，代码矢量接近高斯噪音。因此，通过增加限幅阈值的偏差，将有可能处理具有急剧升高部分如“P a，P i，P u，P e 和P o”的辅音或接近噪声如“S a，S h i，S u，S e 和S o”的辅音，因此增加了清晰程度。图1 1 分别地示出了用实线表示的高斯噪声的和虚线表示的限幅噪声的例子。图1 1 A 和图1 1 B 示出了用限幅阈值等于1 . 0 的较大的阈值的噪声和用限幅阈值等于0 .4 的较小的阈值的噪声。从图1 1 A 和图1 1 B 可以看到，如果阈值选择较大的，于是得到有一些较大峰点的矢量。相反，如果阈值选择较小的，噪声就接近高斯噪声本身。

为了实现这个，用限幅高斯噪声的方法准备初始的代码簿和设置适当数量的非查明的代码矢量。为了处理接近诸如“S a，S h i，S u，S e 和S o”

的噪音的辅音，按增加变化值的顺序选择非查明的代码矢量。用LBG算法查明该矢量。在最接近的邻域值条件下的编码，使用固定代码矢量和查明所获得的代码矢量二者。在质心条件下，只有代码矢量组为了查明而被刷新。因此，代码矢量组用于查明能处理诸如“Pa，Pi，Pu，Pe和Po”的尖锐上升的辅音。

最佳增益用通常的知识可以查明这些代码矢量。

图12是用限幅高斯噪音、处理代码簿的结构的流程。

在图12中，为了初始化查明的次数n 在步骤S10设定n =0。 误差$D_0=\infty$，查明的最大次数n_{max}被设定，以及设定查明最终状态的阈值ϵ被设定。

在下一步骤S11， 限幅高斯噪声得到的最初代码簿产生了。 在步骤S12，固定了部分的代码矢量作为未查明的代码矢量。

在下一个步骤S13，编码被完成，使上述代码簿作响，在步骤S14，计算了误差。 在步骤S15判断是否$D_{n-1}-Dn/Dn<\epsilon$， 或者$n=n_{max}$，如果结果是YES (是)，处理将结束，如果结果是NO (否)， 处理转移到步骤S16。

在步骤S16，没有用于编码的代码矢量被处理。在下个步骤S17，代码簿被刷新。在步骤S18，在返回到步骤S13以前查明的n 的次数被增加。

上述的信号编码和信号解码装置可以用于使用中的语音代码簿，例如图14中所示的便携通信终端或便携电话机。

图13示出了使用象图1和图3所示结构的语音编码单元160的便携终端的发送端。由话筒161收集的语音信号由放大器162放大和由模/数(A/D)转换器163转换成数字信号， 该数字信号传送给结构象图1和图3中所示结构的语音编码单元161。由A/D转换器163给出的数字信号供给输入端101。语音编码单元160执行结合图1和图3所作解释的编码。图1和图2的输出编的输出信号作为语音编码单元160的输出信号传送给发送信道编码单元164，然后单元164对提供的信号执行信道编码。发送信道编码单元164的输出信号传送给用于调制的调制电路165和从而通过数/模(D/A)转换器和RF (射频) 放大器167加到天线168上。

图14示出了使用如图4中结构的语音编码单元260的便携终端的接收

端。由图1 4 的天线2 6 1 接收的语音信号由放大器2 6 2 放大并通过模/ 数（A /D）转换器2 6 3 传送给传输信道解码单元2 6 5 。 解码单元2 6 5 的输出信号供给如图2 和图4 中所示结构的语音解码单元2 6 0 。语音解码单元2 6 0 就象结合图2 和图4 所解释的那样解码信号。在图2 和图4 的输出端上的输出信号作为语音解码单元2 6 0 的信号传送给数/模（D /A）转换器2 6 6 。来自D /A 转换器的模拟语音信号传送给扬声器2 6 8 。

本发明不限于上述的实施例。例如，语音合成端（编码器）的结构或语音合成（解码器）的结构，至此作为硬件描述的，它也可以使用所谓的数字信号处理器（D S P）由软件程序实现。而且多帧数据可以收集在一起和由矩阵量化以替代矢量量化。然而，语音编码方法或对应的语音解码方法不但可以应用前面述及的使用多波段激励的语音合成/ 分析方法而且可以应用于诸如用正弦合成的这些合成语音的浊音部分以及根据噪声信号合成清语音部分的各种不同的语音合成/分析方法。该应用也可以应用到合理的应用领域。 也就是本发明不限于传输或记录/重放，而且能应用到音调转换，语音药物治疗或噪声抑制。

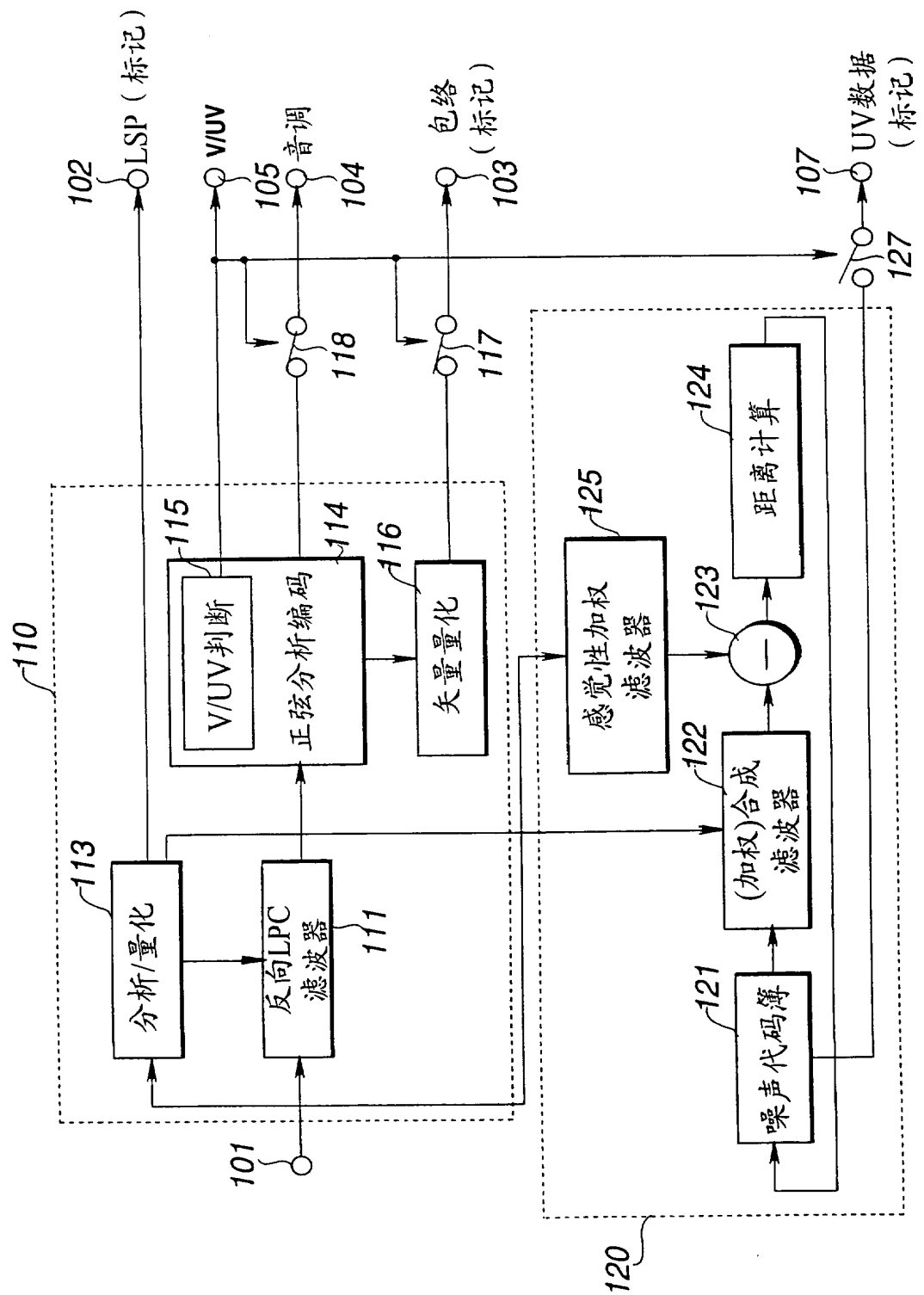

102
LSP（标记）
V/UV
105
音调
104
包络
（标记）
103
107
UV数据
（标记）
127
110
115
V/UV判断
114
正弦分析编码
116
矢量量化
113
分析/量化
反向LPC
滤波器
111
101
118
117
125
感觉性加权
滤波器
124
距离计算
123
122
(加权)合成
滤波器
121
噪声代码簿
120

图 1

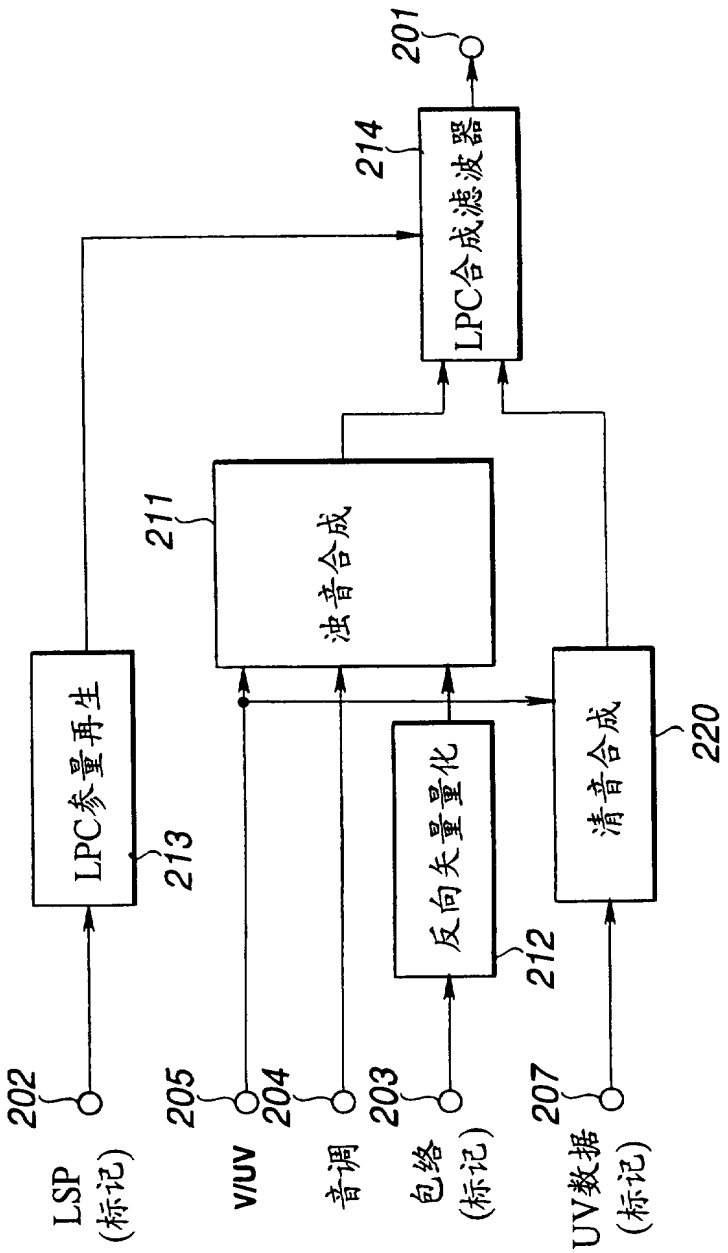

LSP
(标记)
202
LPC参量再生
213
V/UV
205
音调
204
包络
(标记)
203
反向矢量量化
212
UV数据
(标记)
207
清音合成
220
浊音合成
211
LPC合成滤波器
214
201

图 2

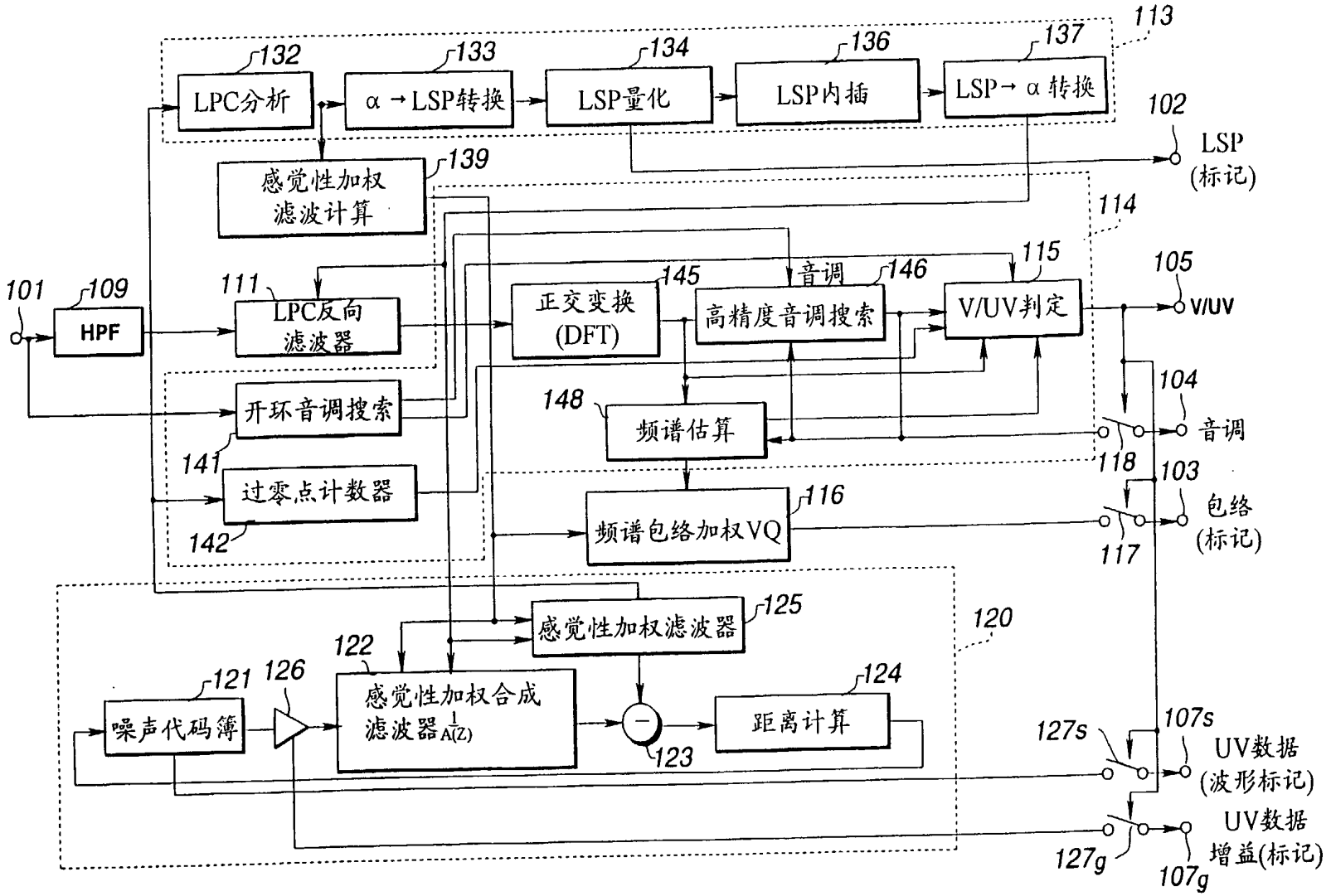

113
132
LPC分析
133
α→LSP转换
134
LSP量化
136
LSP内插
137
LSP→α转换
102
LSP
(标记)
139
感觉性加权
滤波计算
114
101
109
HPF
111
LPC反向
滤波器
145
正交变换
(DFT)
音调
146
高精度音调搜索
115
V/UV判定
105
V/UV
开环音调搜索
148
频谱估算
104
音调
141
过零点计数器
118
103
包络
(标记)
116
频谱包络加权VQ
117
142
120
125
感觉性加权滤波器
122
121
126
感觉性加权合成
滤波器 1/A(Z)
124
噪声代码簿
123
距离计算
127s
107s
UV数据
(波形标记)
UV数据
增益(标记)
127g
107g

图 3

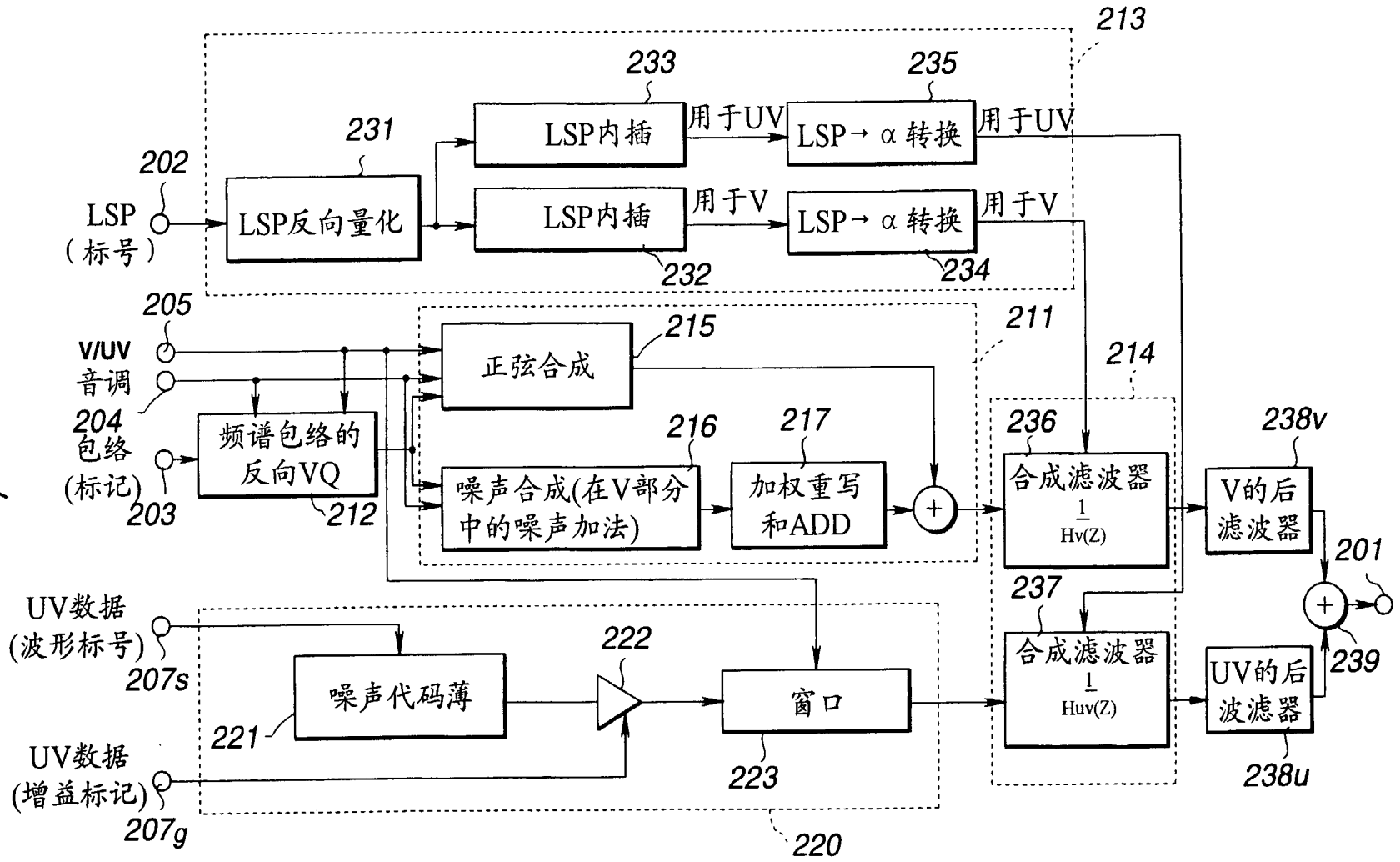

213
233
235
231
LSP内插
用于UV
LSP→α转换
用于UV
202
LSP
(标号)
LSP反向量化
LSP内插
用于V
LSP→α转换
用于V
232
234
205
V/UV
音调
204
包络
(标记)
203
211
214
215
正弦合成
216
217
236
238v
频谱包络的
反向VQ
212
噪声合成(在V部分
中的噪声加法)
加权重写
和ADD
合成滤波器
1/Hv(Z)
V的后
滤波器
201
237
UV数据
(波形标号)
207s
222
合成滤波器
1/Huv(Z)
UV的后
波滤波器
239
噪声代码薄
221
窗口
223
UV数据
(增益标记)
207g
220
238u

图 4

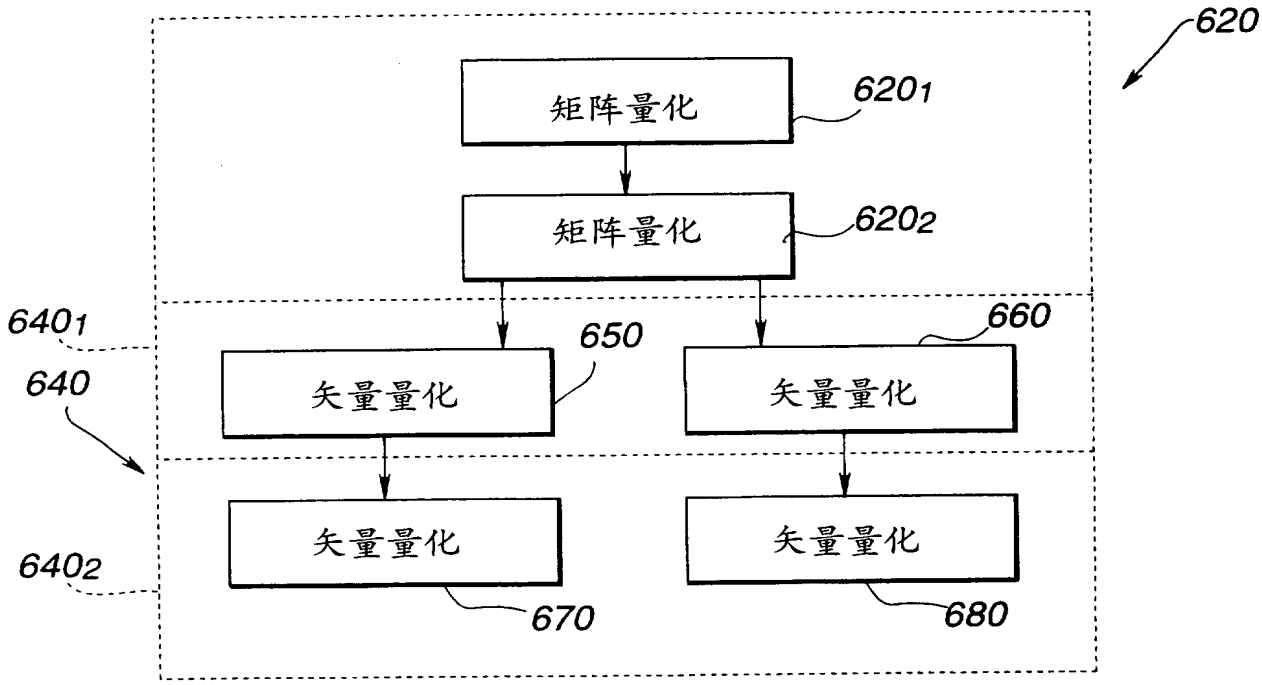

620
矩阵量化
6201
矩阵量化
6202
6401
650
660
640
矢量量化
矢量量化
矢量量化
矢量量化
6402
670
680

图 5

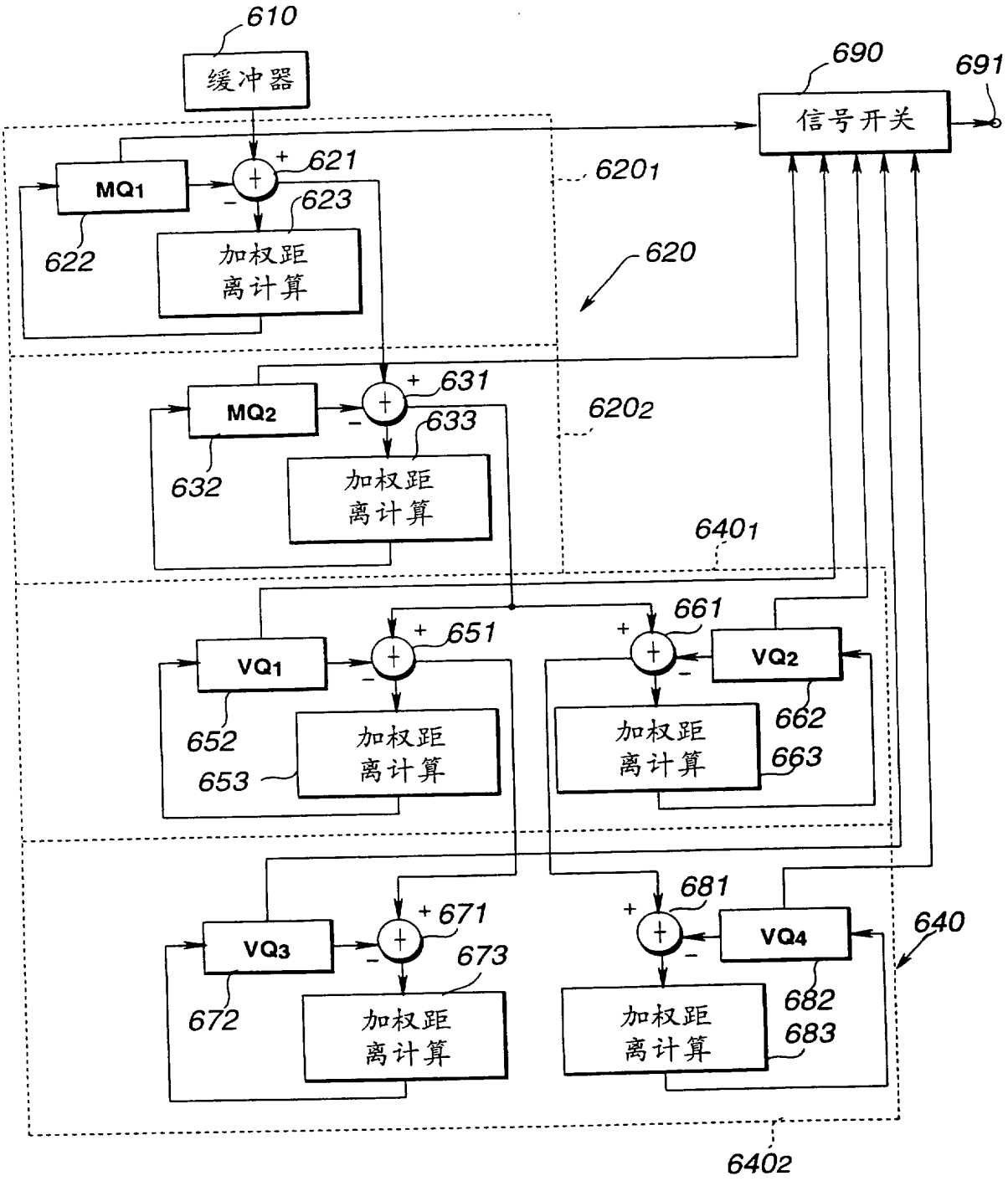

610
缓冲器
690
691
信号开关
621
MQ1
623
622
加权距
离计算
6201
620
631
MQ2
633
632
加权距
离计算
6202
6401
661
651
VQ1
VQ2
652
653
加权距
离计算
662
663
加权距
离计算
681
671
VQ3
VQ4
640
673
672
682
683
加权距
离计算
加权距
离计算
6402

图 6

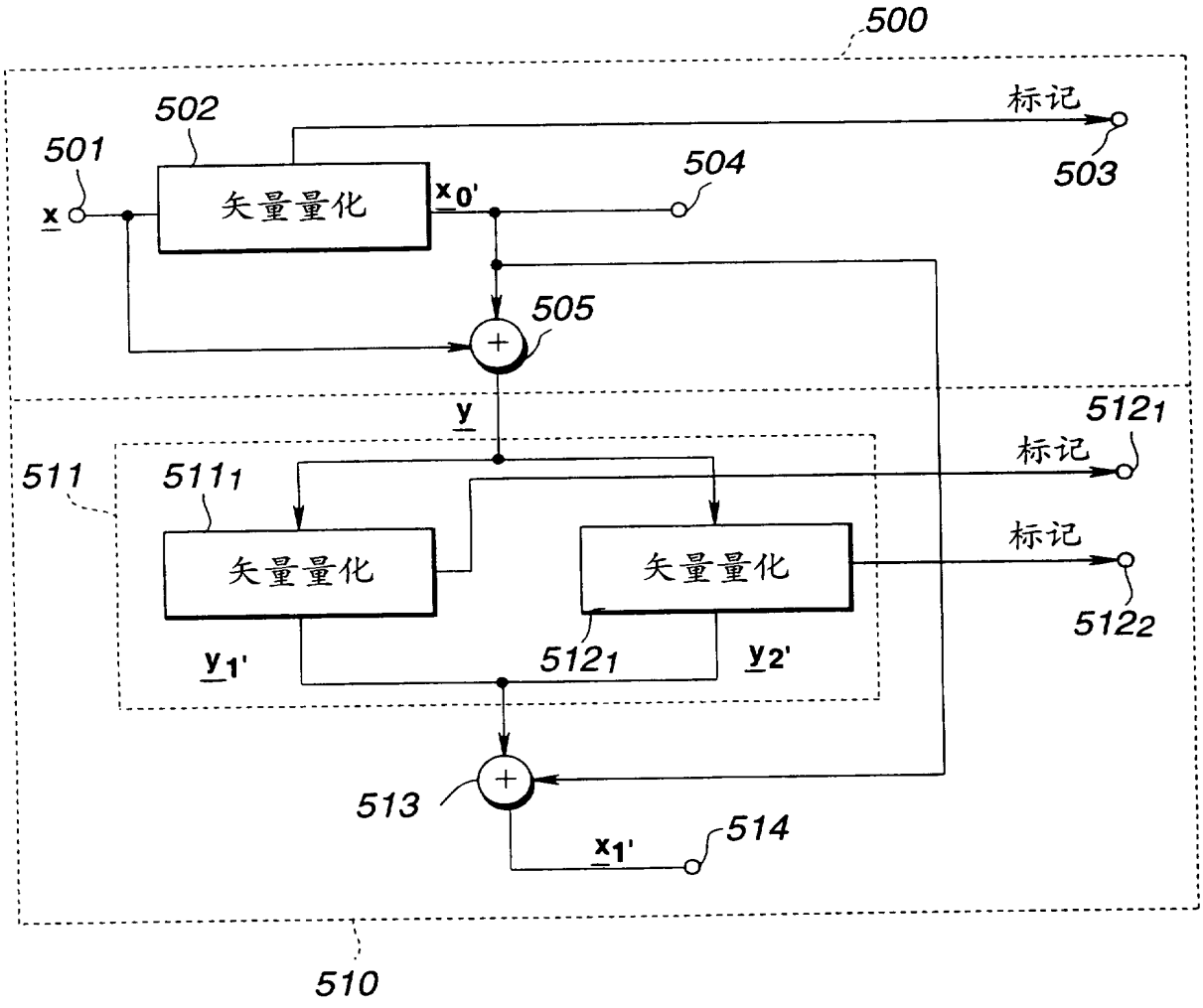

500
502
501
x
矢量量化
x0'
504
标记
503
505
y
5121
标记
511
5111
矢量量化
矢量量化
标记
5122
y1'
5121
y2'
513
514
x1'
510

图 7

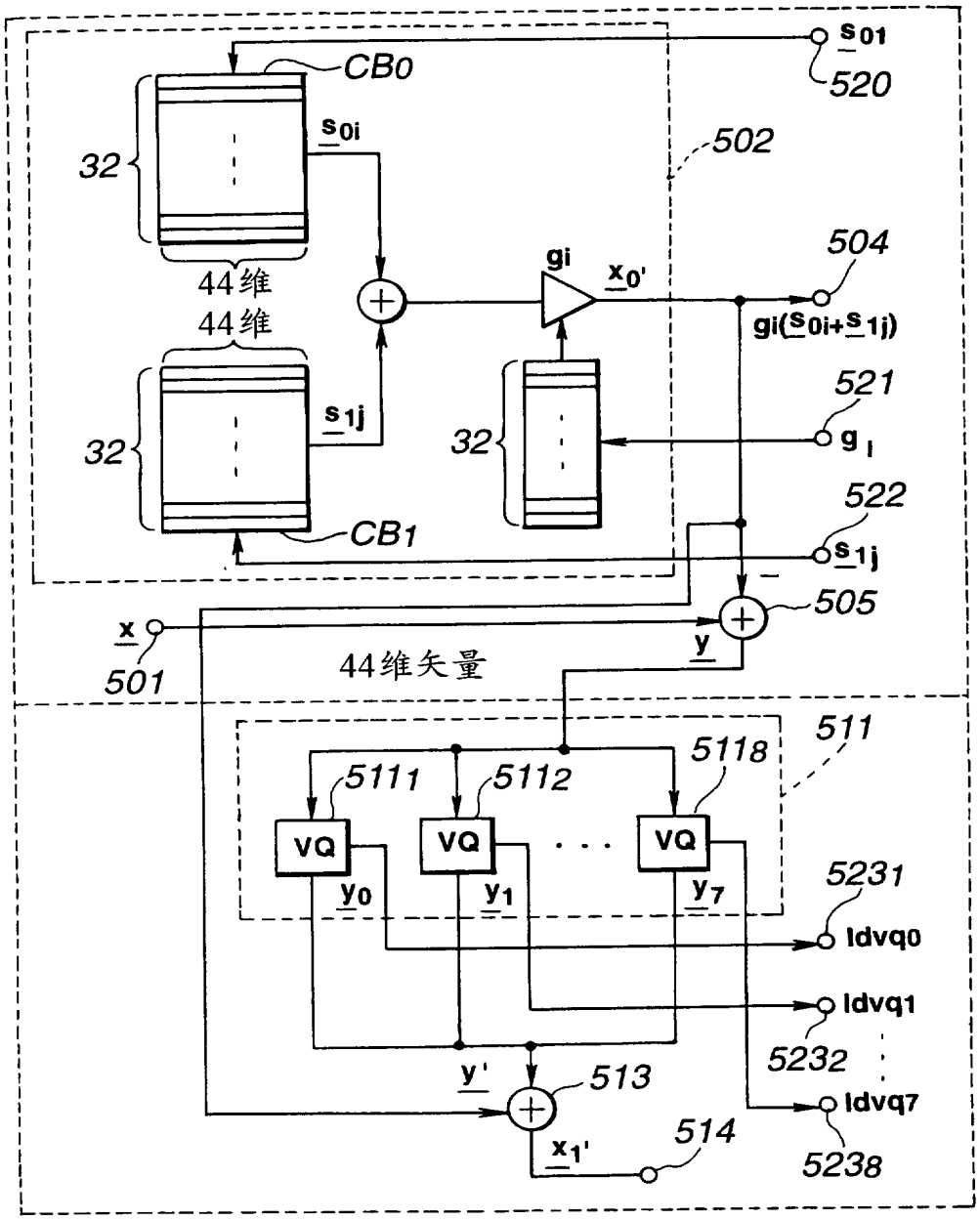

CB0
s0i
32
44维
44维
s1j
32
CB1
gi
x0'
32
s01
520
502
504
gi(s0i+s1j)
521
g i
522
s1j
505
x
501
44维矢量
y
511
5111
5112
5118
VQ
VQ
VQ
y0
y1
y7
5231
ldvq0
ldvq1
5232
ldvq7
5238
y'
513
x1'
514

图 8

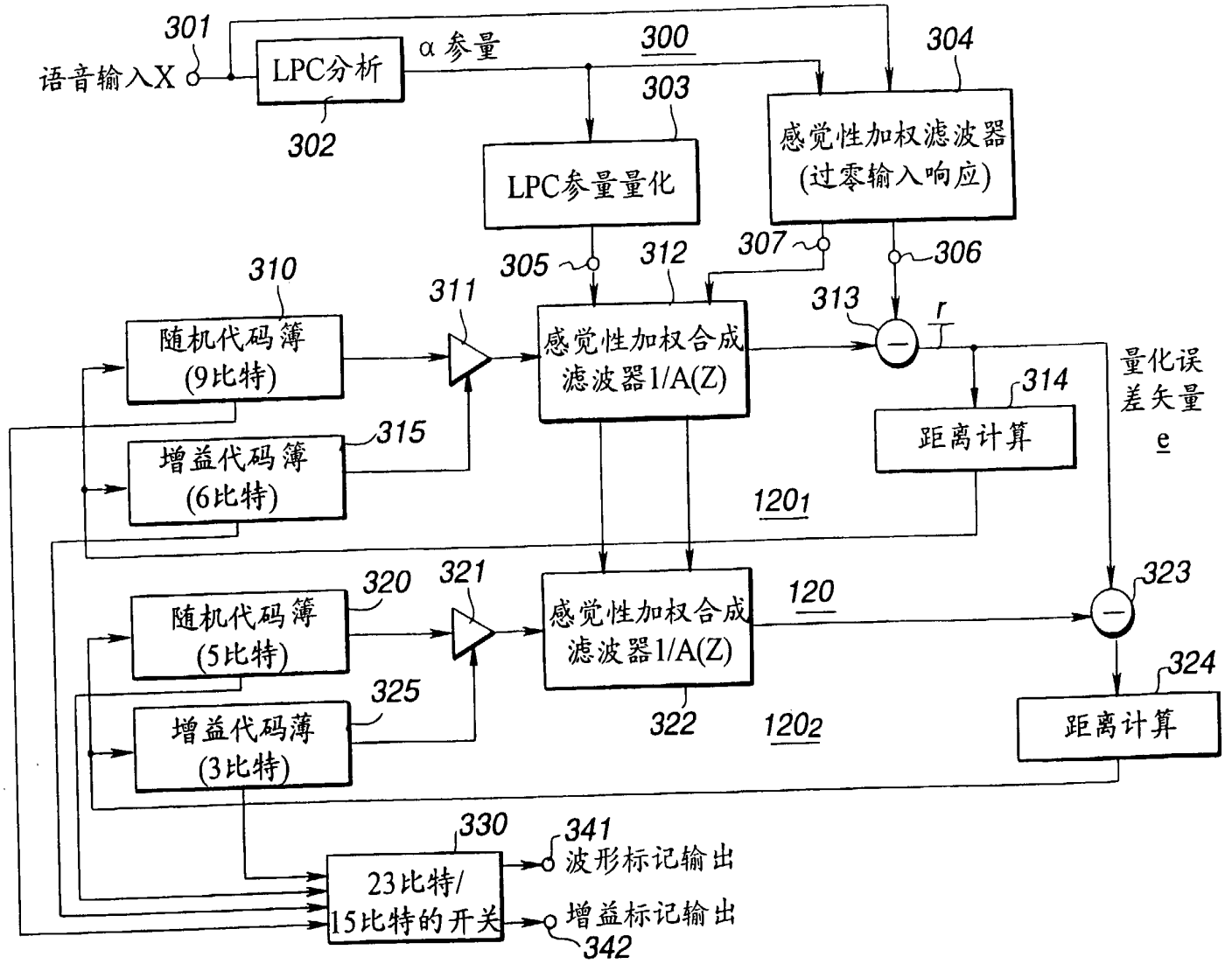

301
语音输入X
LPC分析
α参量
300
304
302
303
LPC参量量化
感觉性加权滤波器
(过零输入响应)
307
305
312
306
310
311
313
r
随机代码簿
(9比特)
感觉性加权合成
滤波器1/A(Z)
量化误
差矢量
e
314
315
增益代码簿
(6比特)
距离计算
1201
320
321
323
随机代码簿
(5比特)
感觉性加权合成
滤波器1/A(Z)
120
324
325
增益代码薄
(3比特)
322
1202
距离计算
330
341
波形标记输出
23比特/
15比特的开关
增益标记输出
342

图 9

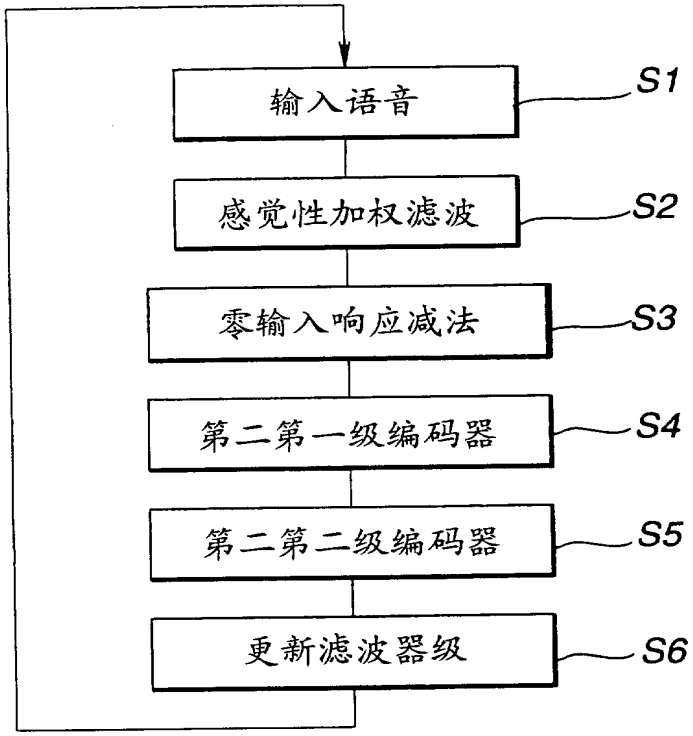

输入语音
S1
感觉性加权滤波
S2
零输入响应减法
S3
第二第一级编码器
S4
第二第二级编码器
S5
更新滤波器级
S6

图 10

限幅阈值1.0

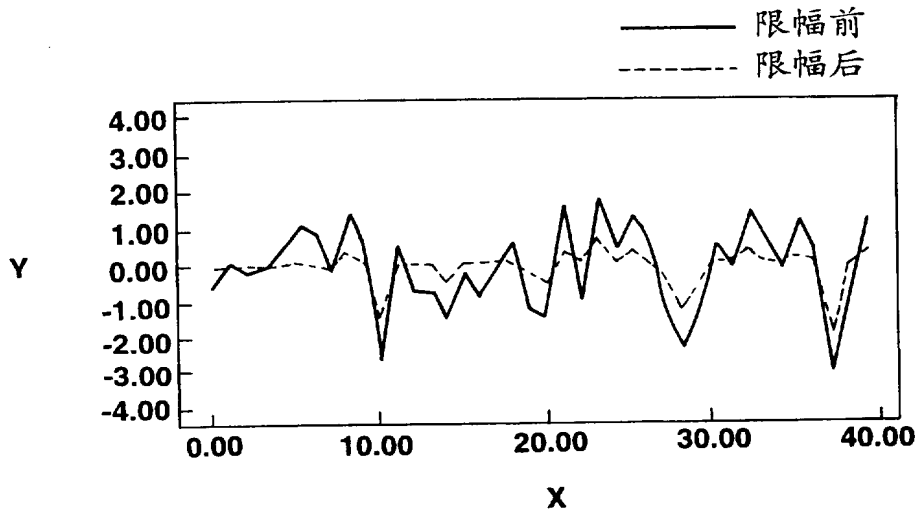


图 11A

限幅阈值0.4

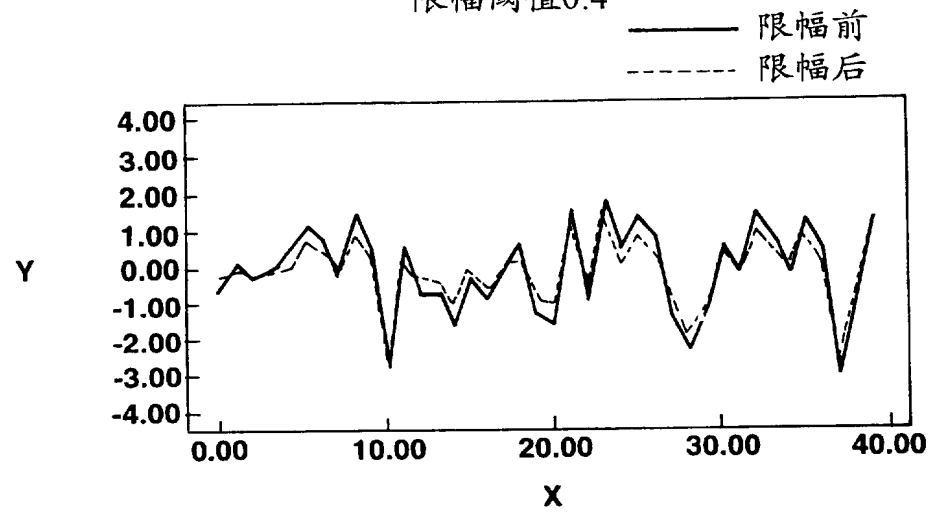


图 11B

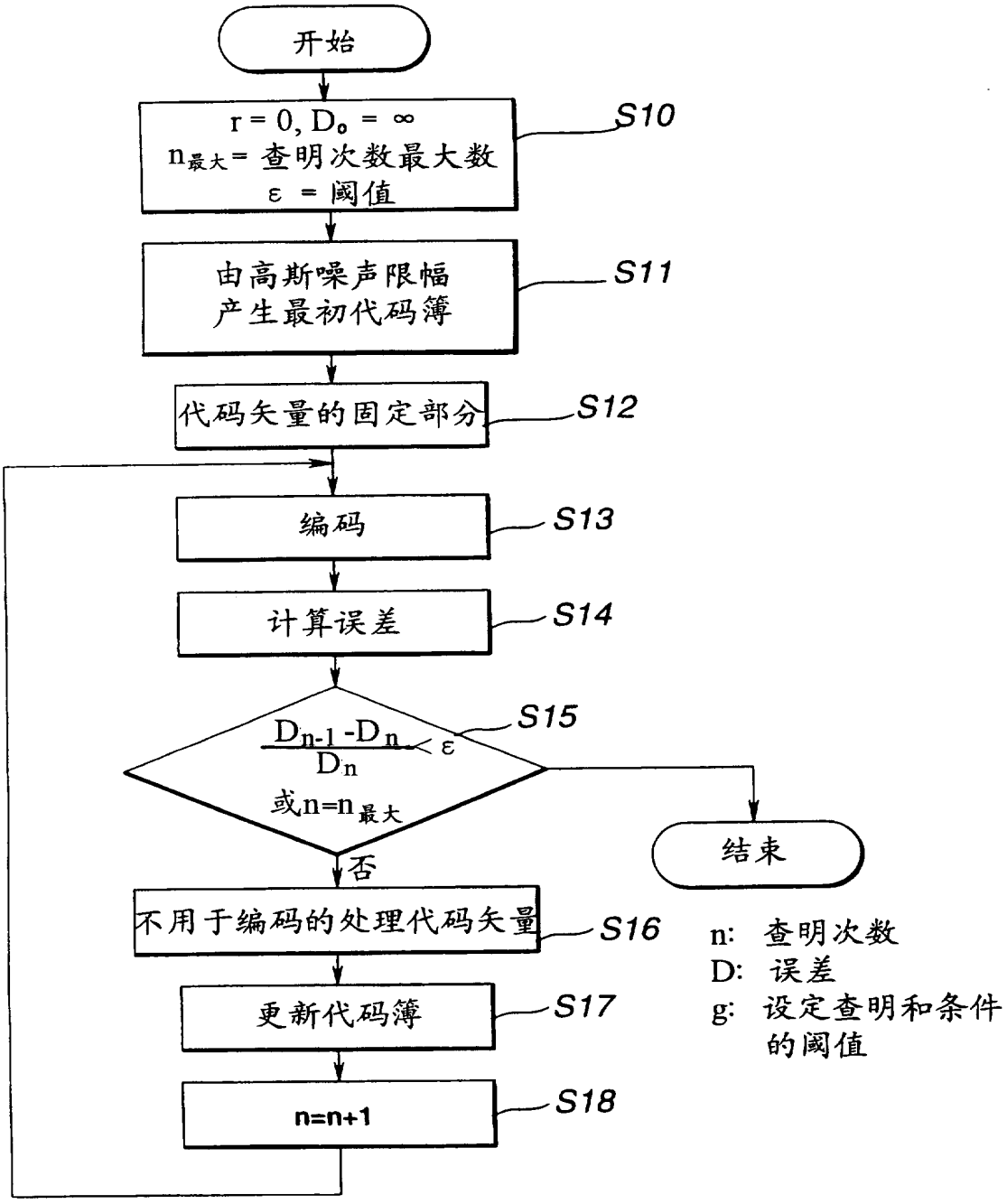

开始
r = 0, D0 = ∞
n最大= 查明次数最大数
ε = 阈值
S10
由高斯噪声限幅
产生最初代码簿
S11
代码矢量的固定部分
S12
编码
S13
计算误差
S14
Dn-1 -Dn / Dn < ε
或n=n最大
S15
否
结束
不用于编码的处理代码矢量
S16
更新代码簿
S17
n=n+1
S18
n: 查明次数
D: 误差
g: 设定查明和条件的阈值

图 12

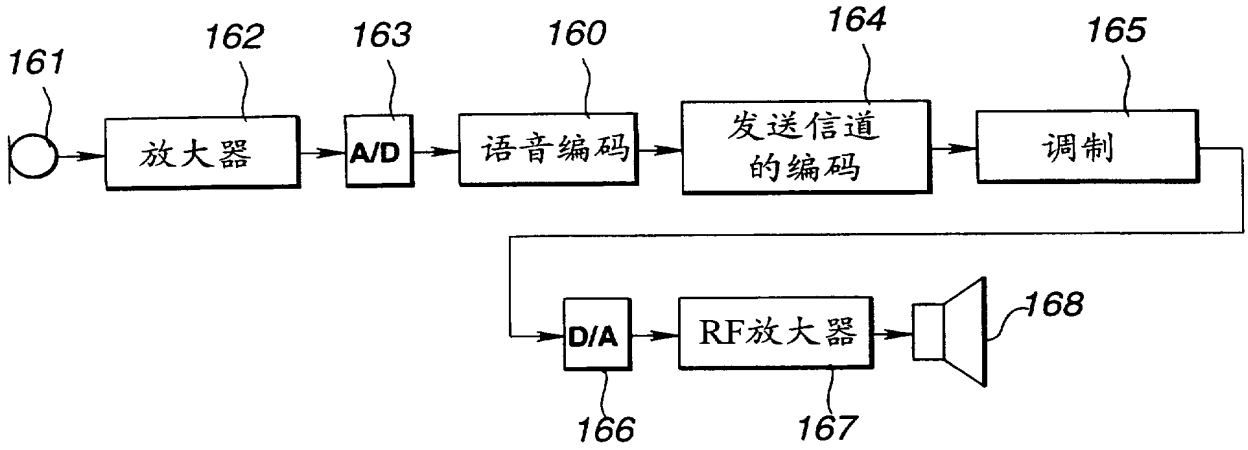

161
162
163
160
164
165
放大器
A/D
语音编码
发送信道
的编码
调制
D/A
RF放大器
168
166
167

图 13

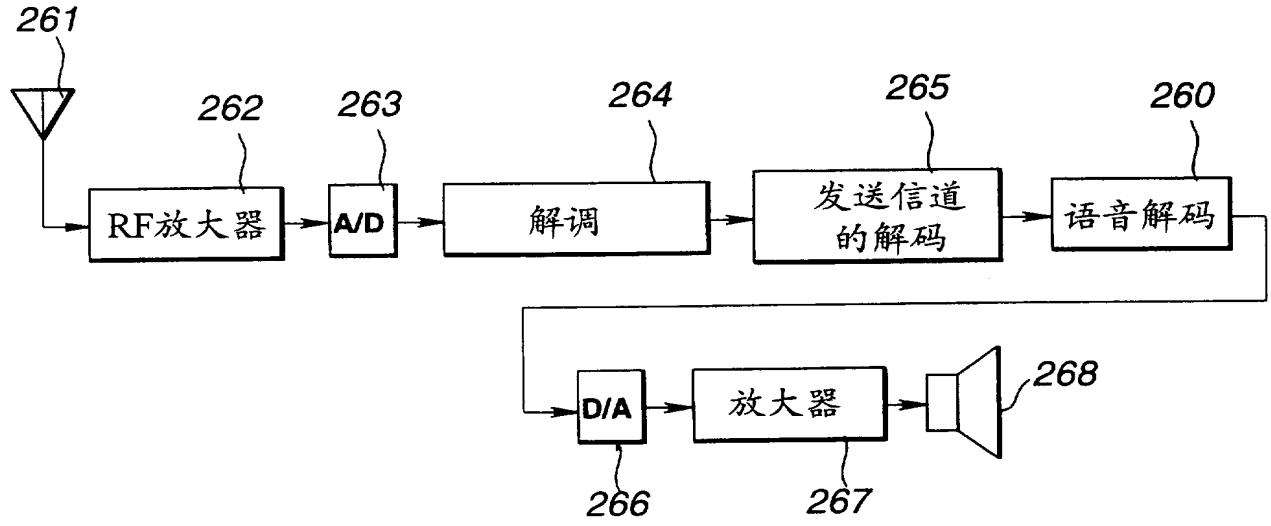

261
262
263
264
265
260
RF放大器
A/D
解调
发送信道
的解码
语音解码
D/A
放大器
268
266
267

图 14

	2kbps	6kbps
U/V决定的输出	1比特20毫秒	1比特/20毫秒
LSP量化标记	32比特/40毫秒	48比特/40毫秒
用于浊语音 (V)	语音数据8比特/20毫秒	语音数据8比特/20毫秒
	频谱包络VQ标记 15比特/20毫秒	频谱包络VQ标记87比特/20毫秒
	形状(第一级)，5 + 5比特/20毫秒 增益，5比特/20毫秒	形状（第一级），5 + 5比特/20毫秒 增益，5比特/20毫秒 标记（第二级），72比特/20毫秒
用于清语音 (UV)	时域VQ标记11比特/10毫秒	时域VQ标记 × 23比特/5毫秒
	形状（第一级），7比特/10毫秒 增益，4比特/10毫秒	第一级形状，9比特/5毫秒 增益，6比特/5毫秒 第二级形状，5比特/5毫秒 增益，3比特/5毫秒
用于浊语音 用于清语音	40比特/20毫秒 39比特/20毫秒	120比特/20毫秒 117比特/20毫秒

图 15