

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

G06F 17/28

G10L 19/02



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 00126979.8

[45] 授权公告日 2004 年 1 月 21 日

「11」 授权公告号 CN 1135486C

[22] 申请日 2000.9.1 [21] 申请号 00126979.8

[30] 优先权

[32] 1999. 9. 1 [33] JP [31] 247340/1999

[32] 2000. 8.14 [33] JP [31] 245933/2000

[71] 专利权人 索尼株式会社

地址 日本东京

[72] 发明人 小谷田智弘

审查员 杨 叁

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

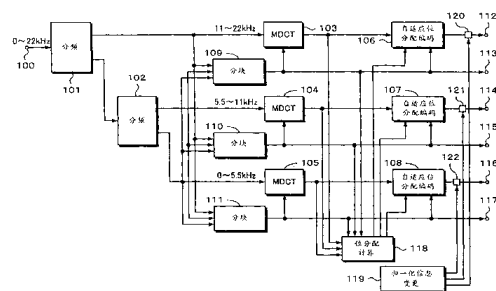
代理人 李 湘

权利要求书 2 页 说明书 19 页 附图 13 页

[54] 发明名称 数字音频信号处理设备和数字音频信号处理方法

[57] 摘要

将一数字信号进行解码、编辑，然后再高效编码。该信号的输入数据已经按预定数据量分段成块，各块并随同邻近块一起进行编码。对这种信号处理过程中产生的延迟进行补偿。这样能对数字信号中经高效编码过的一部分数字信号进行编辑。



ISSN 1008-4274

1. 一种处理输入数字信号的数字音频信号处理设备, 该输入数字信号已经分段成块, 每一块有预定的数据量, 并随同邻近块一起经高效编码, 其特征在于包含:

把高效编码数字信号随同邻近块一起进行解码的解码装置;

修正解码数字信号的修正处理装置;

把修正后的数字信号随同邻近块一起进行高效编码的编码装置; 以及

对用所述解码方法解码的信号补偿延迟的延迟补偿装置。

2. 如权利要求 1 所述的数字音频信号处理设备, 其特征在于所述编码装置包含:

把所述输入数字信号分成多个频带分量的分频装置;

分块和编码装置, 用于把以多个频带分量排列的一序列样本按照时间顺序方向和/或频率方向分成块并进行编码;

归一化经所述编码方法编码过的每块并产生归一化信息的归一化处理装置;

计算能代表所述信号分量各块特征的量化系数的量化系数计算装置;

位分配装置, 用于决定由所述量化系数计算装置得到的所述量化系数的每块位分配量的; 以及

编码数据产生装置, 用于重新量化对应由所述归一化处理装置和按所述位分配装置获得的所述位分配量产生的所述归一化信息的每块并按预定格式产生编码数据。

3. 如权利要求 1 所述的数字音频信号处理设备, 其特征在于所述解码装置是按各块的信息压缩参数对所述数字信号进行解码。

4. 如权利要求 1 所述的数字音频信号处理设备, 其特征在于允许所述用户指定要进行编码的高效编码信号。

5. 如权利要求 1 所述的数字音频信号处理设备, 其特征在于从一种记录介质中读出已经高效编码的输入信号。

6. 如权利要求 5 所述的数字音频信号处理设备, 其特征在于对用所述编码方法高效编码信号按所述延迟补偿装置补偿延迟, 然后把所述已补偿信号写入所述记录介质, 使所述已补偿信号的所述相位与从所述记录介质读出的所述数字信号的所述相位匹配。

7. 一种用于处理按预定数据量分块并随同邻近块一起高效编码的输入数字信

号的数字音频信号处理方法，其特征在于包括下列步骤：

- (a) 把高效已编码信号随同邻近块一起解码；
- (b) 修正所述解码信号；以及
- (c) 对已改变的所述数字信号随同邻近块一起进行高效编码，并对按所述(a)

步骤解码的解码信号补偿一延迟。

8. 如权利要求 7 所述的数字音频信号处理方法，其特征在于步骤(c)包含下列步骤：

- (d) 把所述输入数字信号分成多个频带分量，
- (e) 按照时间顺序方向和/或频率方向，把以多个频率分量排列的一序列采样分段成块，并对所述块进行编码；
- (f) 对用所述编码方法编码过的每块归一化并产生归一化信息；
- (g) 计算代表所述信号分量各块所述特征的量化系数；
- (h) 按照步骤(g)算得的量化系数，决定各块所述位分配量；以及
- (i) 按照步骤(f)产生的归一化信息和步骤(h)得到的所述位分配量，重新量化各块，并产生对应一种预定格式的编码数据。

9. 如权利要求 7 所述的数字音频信号处理方法，其特征在于步骤(a)是通过对应各块的所述信息压缩参数将所述数字信号解码来完成的。

10. 如权利要求 7 所述的数字音频信号处理方法，其特征在于还包括下列步骤：

- (j) 允许所述用户指定要编辑的高效已编码数字信号。

11. 如权利要求 7 所述的数字音频信号处理方法，其特征在于已高效编码的输入信号读自一记录介质。

12. 如权利要求 11 所述的数字音频信号处理方法，其特征在于按步骤(a)高效编码的所述数字信号在步骤(c)补偿一延迟，然后将所述已补偿信号写入所述记录介质，使所述已补偿信号的所述相位和读自所述记录介质的所述数字信号的所述相位匹配。

数字音频信号处理设备和数字音频信号处理方法

技术领域

本发明关于一种信号处理设备和一种信号处理方法。信号预先按一定数据量分块。这种方法允许编辑块数字信号，使每一块连同它邻近的块，有效地进行编码。

背景技术

对于声频信号，作为高效编码方法的技术参照，例如，众所周知的，变换编码方法。该方法是分块频带分频方法的一个例子。在这种变换编码方法中，时间基声频信号按预定时间周期单元分成块，每一块时间基信号转换成频率基信号(即正交变换)。这样，该时间基信号被分成许多频带，在每一个频带中，块被编码了。作为另一相关技术参照，谐波频带编码(SBC)方法是所谓非分块频带分频方法的一个例子。在SBC方法中，将一个时间基声频信号分成许多频带，然后编码，而不把信号按预定的时间周期单元分成块。

作为高效编码方法的另一相关参照，是频带分隔编码和SBC方法的组合。在这种方法中，每个谐振信号正交变换成相应变换编码方法的频率基信号，被变换信号按每个谐波频带编码。

作为采用上述项谐波频带编码方法的分频滤波器的例子，有众所周知的QMF(正交镜面滤波器)。在第55卷8期(1976)Bell Syst.Tech.J中，R.E.Crochiere所著“Digital coding of speech in sub bands”一文中叙述了QMF。在ICASSP.83,BOSTON“Polyphase Quadrature filters - A new sub band coding technique”一文中，Joseph H.Roth Wiler叙述了采用等频宽分频方法的多相正交滤波器和相应的设备。

作为正交变换的一个例子，输入声频信号按预定的时间周期单元(如每帧)的间隔分块，每块如，用快速付里叶变换(FFT)方法离散，余弦变换(DCT)方法，或修正的DCT变换(MDCT)方法进行变换，其结果把时间基信号转换成频率基信号。在1987年，Surrey Royal Melbourne大学技术学院的J.P.Princen和A.B.Bradley所著“Sub band/Transform coding Using Filter Bank Designs Based on Time Domain Aliasing Cancellation”一文中叙述过MDCT。

在另一方面，考虑到人的听觉特性，采用分频宽度量化每个次谐波分量。

换句话说，所谓临界频带指人的听觉宽度正比于频率。用临界频带，声频信号可以分成许多次谐频(如 25 个次谐频)。根据次谐频编码方法，当每个次谐波进行编码时，将预定的位数分成每个项谐频，换种说法，每个次谐频分到的位数是自适应的。例如，MDCT 过程产生的 MDCT 系数数据，用上述位分配方法进行编码，自适应的位数分配给每个次谐波的 MDCT 系数数据，每块分配到的位数，也就编码了。

作为位分配方法及其设备相关的实例，参见 1997 年 25 卷 4 期 IASSP 的“a method for allocating bit corresponding to the strength of a signal of each sub band”，另一相关参照为 1980 年 ICASP 的“a method for fixedly allocating bits corresponding to a signal to noise ratio for each sub band using a masking of the sense of hearing”和 M.A.Kransner MIT 的“The critical band coder - digital encoding of the perceptual requirements of the auditory system”。

在对每个次谐频的每块进行编码时，对每个次谐频来说，每块是归一化和量化。这样，每块有效编码，此过程称作块浮量过程。当用 MDCT 过程产生 MDCT 系数作编码时，得到每个次谐频 MDCT 系数的量大绝对值。根据这最大值，MDCT 系数归一化，然后量化。从而 MDCT 系数能更有效编码。归一化过程可如下完成。从许多数值中，每块选一个值用预定计算过程作归一化过程。赋予选定值的数用作归一化信息。大多数的值数字化，从而声级能增加 2dB。

上述高效编码信号按如下解码。参照每个次谐频的位分配信息和归一化信息等产生已高效编码信号的 MDCT 系数。由于对该 MDCT 系数作所谓反正交变换过程，产生时间基数据。当完成高效编码过程时，只要频带用分频滤波器分成次谐频，则用次谐频组合滤波器组合出时间基数据。当归一化信息可以用加、减过程改变或者类似，再生级调整功能，滤波功能等等来改变实现时间基信号，编码数据的解码，这就是所谓数据的编辑方法。根据这种方法，因为再生级可用一计算过程如加、减来进行，调整所以设备的结构就变得简单了。此外，因为解码过程，编码过程等等并不需要过多，重新可以调整不降低信号质量。此外，用这种方法，可修正编码信号而不改变解码产生信号的时间周期，解码过程产生的部分信号可能改变而不影响其他部分。

除了改变归一化信息，当得到解码信号和原始信号之间的时间逻辑关系(即相位的延迟量)时，与解码信号具有相同时间逻辑关系的编码数据产生。

当编码数据用上述方法改变时，可完成编辑操作，如级调整。对应增加或减小归一化信息的一个值(如 2dB)，这样，可以完成如此精确的级调整。在时

间逻辑方面，如级调整这样的编辑操作不能完成。精度超出所用编码方法对应编码数据格式的最小时间单元(最小时间单元，如1帧)。

然而，由于对所用编码方法和编码数据格式的如此限制，重放级和频率范围的编辑操作和时间逻辑方向的操作不能更精确完成。

发明内容

可以，本发明的一个目的是提供一种数字信号处理设备，一种数字信号处理方法，一种数字信号记录设备和一种数字信号记录方法，允许对重放级极少受所用编码格式影响完成这种编辑过程。本发明的另一个目的，是提供能记录这种数据的记录介质。

本发明的第一方面，是处理输入信号已分成块的数字信号处理设备。每块有预定的数据量，并与相邻块一起高效编码，包含一个解码方法，能把高效编码信号连同它邻近块一起解码。一种改变过程的方法，用来改变解码的数字信号，一种编码方法，用来将改变了的数字信号连同它相邻块一起高效编码。以及一种延迟补偿方法，用来补偿用解码方法解码后信号一个延迟。

本发明的第二方面是一种数字信号处理方法。处理已被分成块的输入数字信号。每块有预定的数据量，并已与相邻块一起高效编码，包含下述步骤：(a)对被高效编码信号连同相邻块一起的解码。(b)改变已解码的数字信号。(c)将改变后的数字信号加同与相邻块一起高效编码，并对步骤(a)解码的解码信号一个延迟补偿。

经下列最好实施例的详细叙述和加图示说明，本发明的这些目的、特性和优点将会一目了然。

附图说明

图1按本发明的数字信号记录设备的结构框图。

图2A 半常规信号情况下，正交变换块大小的示意图。

图2B 非规则信号情况下，短模式正交变换块大小的示意图。

图2C 非规则信号情况下，中模式a正交变换块大小的示意图。

图2D 非规则信号情况下，中模式b正交变换块大小的示意图。

图3按本发明的编码数据格式示意图。

图4 图3第一字节数据详情示意图。

图 5 分配计算电路的结构框图。

图 6 频谱按临界频带、块浮置等等划分图。

图 7 声掩蔽谱图。

图 8 最小可听曲线和掩蔽谱图。

图 9 按本发明数字信号重放和/或记录设备的结构框图。

图 10 归一化信息产生示意图。

图 11 改变归一化信息的电平操作示意图。

图 12 改变归一化信息的滤波操作示意图。

图 13 编码数据、帧重迭示意图。

图 14 按本发明，完成编码过程的结构框图。

图 15A 信号波形和记录介质上记录帧之间关系示意图。

图 15B 信号波形和完成解码过程和有效过程后相应帧之间关系示意图。

图 15C 信号波形和完成编码过程后相应帧之间的关系示意图。

图 16 按本发明，编码过程中单帧的时间逻辑关系示意图。

图 17A 输入窗滤波并按帧编码的 PCM 数据情况的示意图。

图 17B 部分经图 17A 编码并录在介质上的 PCM 数据编辑示意图。

图 17C 用一延迟补偿量补偿窗位置滤波的示意图。

图 18 按 MPEG 声格式的编码数据格式示意图。

具体实施方式

参照图 1，将叙述按本发明的一种数字信号记录设备的结构实例。本发明的实施例是一种具有编码过程系统的数字信号记录设备。

能对输入数字信号，如对应次谐频编码(SBC)过程，自适应变换编码(ATC)过程和自适应位分配过程，声频 PCM(脉码调制)信号完成高效编码过程。在这些例子中，作为输入数字信号，可以是数字声频数据信号(人的语言、歌声、器乐声或类似数字化过的)，数字视频信号或类似可以被处理的信号。

当取样频率为 44.1 千赫时，频带为 0 到 22 千赫的一声频 PCM 信号，通过输入终端 100 输到分频滤波器 101，分频滤波器 101 把提供的信号分成一个频带为 0 到 11 千赫的次谐频信号和一个频带为 11 到 22 千赫的次谐频信号。次谐频为 11 到 22 千赫的信号提供给 MDCT(修改的离散余弦变换)电路 103 和块电路 109、110 和 111。

0 千赫到 11 千赫的次谐波信号提供给分频滤波器 102, 分频滤波器 102 把所提供的信号分成一个频带为 5.5 千赫到 11 千赫的次谐波一个频带为 0 千赫到 5.5 千赫的次谐波信号。5.5 千赫到 11 千赫的次谐波信号提供给 MDCT 电路 104 和块电路 109、110 和 111。另一方面, 0 到 5.5 千赫的次谐波信号提供给 MDCT 电路 105 和块电路 109、110 和 111、每个分频滤波器 101 和 102 可包含一个 QFM 或类似的滤波器。块电路 109 指明对应提供信号的块大小, 把代表块大小的信息提供给 MDCT 电路 103 和输出终端 113。

块电路 110 指明对应所提供信号的块大小。把代表块大小的信息提供给 MDCT 电路 104 和输出终端 115。块电路 111 指定对应所提供信号的块大小, 把代表指定块大小的信息提供给 MDCT 电路 105 和输出终端 117。块电路 109、110 和 111 使发起使块大小即块长度在完成正交变换过程前随输入数据自适应的改变。

图 2A、2B、2C 和 2D 表示提供给 MDCT 电路 103、104 和 105 单个次谐波的数据例。块电路 109、110 和 111 独立指定由分频滤波器 101 和 102 输出的单个次谐波的正交变换块的大小。此外, MDCT 电路 103、104 和 105 能按照信号的时间特性和频率分布改变时间分辨率。当输入信号在时间逻辑上为半稳恒时, 每个正交变换块大小的长模式为 11.6 毫秒。

另一方面, 当输入信号是非稳恒时, 每个正交变换块大小的一种模式是长模式的 $1/2$ 或 $1/4$ 。实际上, 用短模式, 正交变换块大小为长模式的 $1/4$ 。这样, 用短模式, 每个正交变换块的大小为 2.9 毫秒, 如图 2B 所示。有两种中间模式, 为中间模式 a 和中间模式 b。用中间模式 a, 正交变换块的大小为长模式的 $1/2$ 。而中间模式 b, 正交变换块的大小为长模式的 $1/4$ 。这样, 在中间模式 a, 一个正交变换块的大小为 5.8 毫秒, 另一个正交变换块大小为 2.9 毫秒, 如图 2C 所示。在中间模式 b, 一个正交变换块的大小是长模式的 $1/4$ 。而另一个正交变换块的大小是长模式的 $1/2$ 。所以, 在中间模式 b, 一个正交变换块是 2.9 毫秒, 而另一个正交变换块大小为 5.8 毫秒, 如图 2D 所示。随着时间分辨率的种种变化, 可以处理复杂化了的输入信号。

考虑到设备的电路标尺和诸如此类引起的限制, 每个正交变换块的大小可以用较为复杂的方式进行划分。这样, 显然现实输入信号可更充分进行处理。块电路 109、110 和 111 指定块大小。把代表块大小的信息提供给 MDCT 电路 103、104 和 105, 位分配计算电路 118 和输出终端 113、115 和 117。

回到图 1, MDCT 电路 103 对应块电路 109 指定的块大小完成 MDCT 过程。

该过程产生的高频带 MDCT 系数，即频率基谱数据，与每个临界频带相结合，提供给自适应位分配编码电路 106 和位分配计算电路 118。MDCT 电路 104，按照块电路 110 指定的块大小完成 MDCT 过程。此过程产生的中间频带 MDCT 系数，即频率基谱数据，提供给自适应位分配编码电路 107 和位分配计算电路 118。临界频带宽度的划分要考虑块浮是过程的效率。

MDCT 电路 105 按块电路 111 指定的块大小完成 MDCT 过程。该过程的结果，低频带 MDCT 系数与每个临界频带相结合，则提供给自适应位分配编码电路 108 和位分配计算电路 118。临界频带是频率通带，要考虑人的听觉特性来进行划分。当一个特定的清亮的声时被一个和它具有相同强度并频带相邻的窄带噪声所掩盖，则窄带噪音的频带就是临界频带。临界频带的带宽正比于它们的频率。例如，0 到 22 千赫的频带可分成 25 个临界频带。

位分配计算电路 118，对应所提供的 MDCT 系数，即频率基谱数据和块大小信息，考虑到上述临界频带和掩蔽效应(以后会讲到)的块浮置，计算每个次谐频的掩蔽量，能量和/或峰值，根据计算结果，位分配计算电路 118 计算换算因数和每个谐频分配到的位数。把算出的分配到的位数提供给自适应位分配编码电路 106、107 和 108。在以下描述中，每个次谐频作为一个位分配单元认作单元块。

自适应位分配编码电路 106 重量化谱数据即 MDCT 系数，而该 MDCT 系数是 MDCT 电路 103 按照块电路 109 指定的块大小信息和位分配电路 118 所提供的分配到的位数和换算因数信息来提供的。作为过程的结果，自适应位分配电路 106 产生对应所用编码格式的编码数据。已编码的数据提供给计算设备 120。自适应位分配编码电路 107 重量化谱数据即 MDCT 系数。该系数是 MDCT 电路 104 按块电路 110 给的块大小信息和计算电路 118 给的分配到的位数和换算因数信息来提供的。作为该过程的结果，产生对应编码格式的编码数据。该编码数据提供给计算设备 121。

图 3 显示一个数据格式的实例。在图 3 中，左边数字 1, 1, 2, ……，211 代表字节。本例中一帧包括 212 个字节。在第 0 字节位置存放由图 1 所示块电路 109, 110 和 111 指定的每个谐频的块大小信息。在第 1 字节位置存放单元块的数目。在高频段位分配计算电路 118 很有可能不给单元块分配位，从而不被记录。这样，要处理这种情况，用这种方式指定单元块的数目，使较多的位分配给中间频带区域和低频带区域，因为它们相比于高频带区域，更会大大影响

人的听觉。此外，在第 1 字节位置，存放了包含双重写的位分配信息的单元块数目以及包含双重写的换算因数信息的单元块数目。

为了修正一个错误，同样的信息被重写了。换句话说，被记录在某一特定字节的数据在另一字节又被记录了。虽然对抗出错的强度正比于双重被写的数据量和用于谱数据递减的数据量。在编码格式的实例中，因为含有重写位分配信息的单元块数和含有重写换算因数的单元块数是独立指定的，抗错强度和用于谱数据的位数目可以进行优化。按预定位的代码和单元块数之间的相互关系被定义成一个格式。

图 4 例举第 1 字节的 8 位的内容。本例中前 3 位代表所包含的单元块数目。后两位代表含有重写位分配信息的单元块数目，最后 3 位代表含有重写换算因数的单元块数目。

图 3 中第 2 字节位置表示存放的每一单元块的位分配信息。例如，一个单元块包含 4 位那末，作为原文块数的位分配信息从第 0 个单元块开始存放。紧接着位分配信息的是每个单元块的换算因数信息。实例中用作换算因数信息，每个单元块包含 6 位。这样，作为单元块数的换算因数从第 0 个单元块开始存放。

接着换算因素信息的是每个单元块的谱数据。存放真实包容的单元块数的谱数据。因为每个单元块包含的谱数据是已被定义成一种格式，随同位分配信息，能得到数据关系。当特定的单元块分配到的位数为零，说明不容纳该单元块。

接在谱数据后面的是重写过的换算因数和重写过的位分配信息。换算因数信息和位分配信息按照如图 4 所示的双重写信息进行重写。在最后一个字节(第 211 字节)和倒数第 2 个字节(210 字节(将第 0 个字节的信息和第 1 个字节的信息进行重写，这已定义成一种格式。但是重写过的换算因数信息和重写过的位分配信息是不能改变的。

一帧包括经输入终端 100 提供的 1024 个 PCM 采样。前 512 个采样用作前帧，后 512 个采样用作下一帧。从 MDCT 过程的重失观点采用这种排列。

回到图 1，归一化信息变换电路 119 产生改变低频带，中频带和高频带的换算因数信息的值，并将对应低频带，中频带和高频带的值分别提供给计算设备 120、121 和 122。计算设备 120 把归一化信息变换电路 119 提供的值加到由自适应位分配编码电路 106 提供的编码数据含有的换算因数信息。当归一化信

息变换电路 119 输出的值为负值时, 计算设备 120 操作成减设备。计算设备 121 把归一化信息变换电路 119 给的值和自适应位分配编码电路 107 给出的编码数据中包含的换算因数信息相加。当归一化信息变换电路 119 输出的值为负值时, 计算设备 121 操作成减设备。

计算设备 122 把归一化信息变换电路 119 给的值和自适应位分配编码电路 108 给出编码数据中的换算因数信息相加。当归一化信息变换电路 119 的输出为负值时, 计算设备 122 操作成减设备。归一化信息变换电路 119 按照用户通过面板给出的操作而操作。这种情况下, 电平调节过程、滤波过程和诸如此类过程后面都会讲到, 用户的要求都能实现。计算设备 120、121 和 122 的输出信号分别通过输出终端 112、114 和 116 送到常规的记录系统(未显示)。该记录系统把 120、121 和 122 等记录设备的输出信号记录在一种记录介质, 例如磁光盘上。

记录系统至少记录一种用记录介质上的磁道地址完全能控制而产生的编码数据以及还没处理过的数据。记录方式为编码数据和未经处理的数据分开记录。后面会讲到此过程, 这样在记录介质上至少记录了一种类型的编码数据和/或预编辑数据。说到记录介质, 除了磁光盘外还可以用盘状的记录介质(如磁盘), 带状的记录介质(如磁带或光带)或半导体存贮器(如 IC 存贮器, 卡型存贮器, 存贮卡或光存贮器)。

接下来详细叙述每个过程。图 5 表示位分配计算电路 118 的一个实例。通过输入终端 301 把 MDCT 电路 103、104 和 105 提供的频率基频数据或 MDCT 系数送到能量计算电路 R_c 。另外, 块电路 109、110 和 111 给出的块大小信息也通过输入终端 301 送到能量计算电路 302, 能量计算电路 302 计算每个单元块振幅值的总和, 从而算出各单元块的能量。

图 6 表示能量计算电路 302 输出信号的一个实例。图 6 中各谐频总和的谱 SB 用顶端带圆的垂直线表示。图 6 的水平轴和垂直轴分别代表频率和信号强度。简化起见, 只在谱 B12 的顶端同和“SB”字样。次谐频(单元块)的数目是 12(从 B1 到 B12), 要是不用能量计算电路 302, 也可以安排部分结构来计算振幅的峰值, 平均值等等, 再对应振幅的峰值, 平均值等等完成位分配过程。

能量计算电路 302 指定换算因数值。事实上在取舍换算因数时提供几种正值。常选择其中比谱数据即各单元块 MDCT 系数绝对值较大的那些。选中值中的最小值作为该单元块的换算因数。实例中分给可选换算因数值的数只有几位。

比如,可存在 ROM(只读存储器)中。由此,实例中将换算因数值增加 2 分贝。分配给特定单元块的换算因数值的数字义为该特定单元块的换算因数信息。

能量计算电路 302 的输出信号(即,每个谱值 SB)提供给褶积滤波电路 303。该褶积滤波电路 303 为考虑掩蔽的影响,用谱 SB 乘上一个预定加权函数后相加来完成褶积过程。接着,参照图 6,详细叙述该褶积过程。如上所述,图 6 表示各块谱 SB 的一个实例。在褶积滤波电路 303 的褶积过程中计算虚数所划部分的总和。该褶积滤波电路 303 可包括许多延迟设备、许多乘设备和一个求总和的加设备。每个延迟设备相继延迟输入数据,而每个乘设备把对应延迟设备的输入数据乘上一个滤波系数(加权函数)。总和相加设备把多个设备的输出数据全部加起来。

回到图 5,把褶积滤波电路 303 的一个输出信号送到计算设备 304,容差函数(代表掩蔽电平)是从(n-ai)函数生成电路 305 提供给计算调和 304 的。计算设备 304 用容量函数算出对应褶积滤波电路 303 的褶积区域内的容差噪声电平的电平 α ,后面将讲到,对应容差噪声电平的电平 α 是每个临界频带的容差电平,作为反褶积过程的结果。算得的电平 α 值受容差函数的增加/减小所控制。

换句话说,如果把最低临界频带分配到的数标成 i,则可按下列方式(1)得到对应容差噪声电平的电平 α :

$$\alpha = S - (n - ai) \quad \dots (1)$$

其中 n 和 α 是常数; $a > 0$; S 是褶积谱的强度。公式 1 中(n-ai)是容差函数。本例中给定 $n=38$ 和 $a=1$ 。

计算设备 304 算得的电平 α 送到除法设备 306,除法设备 306 反褶积电平 α 。其结果除法设备 306 产生对应电平 α 的一个掩蔽谱。该掩蔽谱是一个容差噪声谱。一般完成反褶积过程要求复杂计算。但是,按照本发明的第一实施例,利用结构十分简单的除法设备 306 就完成了反褶积过程。掩蔽谱送到组合电路 307。此外,代表最小可听曲线 Rc(后面会讲到)的数据是由最小可听曲线生成电路 312 送到组合电路 307。

该组合电路 307 把除法设备 306 输出的掩蔽谱和代表最小可听曲线 Rc 的数据相组合,并产生一个掩蔽谱。把所产生的掩蔽谱送到减设备 308,能量计算电路 302 输出信号(即每个谱值的谱 SB)的时序用延伸电路进行调整。最终信号送到减设备 308 该减设备 308 完成相应掩蔽谱和谱 SB 的减过程。

作为减过程的结果,各块的谱 SB 被掩蔽了,以至于比掩蔽谱电平小的一

部分被掩蔽。图 7 是掩蔽过程的一个实例。参照图 7，谱 SB 中小于掩蔽谱(MS)电平的一部被掩蔽。简化起见，图 7 中只有谱 B12 标上“SB”，且对应掩蔽谱电平标上“MS”字样。

当噪声绝对电平等于或小于最小可听曲线 R_c ，人就听不到这种噪声。即使用同样编码方法最小可听曲线也会随着重放重量变化。然而，在一实数字系统中，例如处于 16 一位动态范围的音乐数据不会有很大变化。那末，假设在大多数可听频带附近 4 千赫的量化噪声为不可听的，则建议在其他频段中小于最小可听曲线电平的量化噪声是不可听的。

这样，处于系统学长周围 4 千赫的噪声就不算可听声了。如果用组合最小可听曲线 R_c 和掩蔽谱 MS 来得到容差噪声电平，则图 8 下半影线部分能代表容差噪声电平。本例中位于最小可听曲线 4 千赫处的电平设备为最小电平，例如等价于 20 位。图 8 中各块的 SB 用实线表示，各块的 MS 用虚线表示，但简化起见，图 8 中只有谱 B12 用“SB”、“MS”和“ R_c ”字样表示。

回到图 5 减设备 308 的输出信号提供给容差噪声补偿电路 310。该容差噪声补偿电路 310 补偿减设备 308 输出信号的容差噪声电平，对应本例，用相同小圆曲线表示的数据。换句话说，容差噪声补偿电路 310 对各单元块按照各种参数，诸如上述掩蔽和听觉特性计算分配到的位。通过输出终端 311，把容差噪声补偿电路 310 的输出信号作为位分配计算电路 118 的最终输出数据。本例中，等小圆曲线是表示人听觉特性的特性曲线。例如，能听到的各频率声的声压是用 1 千赫清亮声音的相同强度画出来的。把这些点连起来就可表示成一曲线。该曲线认作小圆等灵敏度曲线。

在图 8 中等小圆曲线和最小可听曲线相匹配。等小圆曲线上，虽然 4 千赫附近的声压比 1 千赫附近的声压要小 8 到 10 分贝，但是 4 千赫的强度和 1 千赫的强度都相同。相比较，除非 50 赫的声压比 1 千赫的声压大到约 15 分贝，则 50 赫的强度才和 1 千赫的声强不相同。这样，超出最小可听曲线 R_c (即容差噪声电平) 和等小圆曲线具有相同的频率特性，人就听不到这噪声。因此，显然考虑了等小圆曲线，容差噪声电平就能补偿人的听觉特性。

下面将详细讨论换算因数信息，因为换算因数值有可选择性，所以在多个正值(例如 63 个正值)存放在位分配计算电路 118 的存贮器中。从任选值中选出超出谱数据绝对最大值或特定块 MDCT 系数的值。取被选出值中的最小值作为特定块的换算因数值。分配给选定换算因数值的数定义为特定单元块的换算因数

信息, 该换算因数信息包含编码数据。给可供选择的换算因数值中的正值分配 6 位数。正值增加 2 分贝。

当换算因数信息受加操作和减操作控制时, 重放声频数据的电平可调整到增加 2 分贝。例如, 当归一化信息变换电路 119 输出的相同值被加或被所有单元块的换算因数信息相减时, 所存单元块的电平可高整 2 分贝。加/减操作后产生的换算因数信息限于所用格式规定的范围。

另一种情况, 当归一化信息变换电路 119 输出不同值相加或和各单元块的换算因数信息相减时, 则各单元块的电平可分别。调整其结果可用一个滤波系数来实现。更为实际是当该归一化信息变换电路 119 输出一对单元块数和被加或与该单元块换算因数信息相减的一个值时, 单元块和被加或与该单元块换算因数信息相减的值是相关的。

通过上述方式改变换算因数信息, 参照图 10、11 和 12 叙述所能实现的功能。此外, 已知一种数字信号处理设备, 它并不是用 QMF 和 MDCT 来完成谐频编码方法和编码方法。例如用一种编码方法完成利用归一化信息和位分配信息的是化操作(例如, 对应于次谐频编码方法用滤波器组)时, 则能完成为改变归一化信息的编辑过程。

接下来, 参照图 9 将叙述按照本发明的一种数字信号重放和/或记录设备的结构实例。被重放的编码数据从记录介质, 诸如磁光盘上输到输入终端 707, 另外, 从输入终端 708 给出编码过程中用到的块大小信息(即, 等价于图 1 所示输出终端 113、115 和 117 的输出信号)。另外, 通过例如一操作面板, 输入一个用户命令后, 归一化信息变换电路 709 产生编辑过程要用的一个参数(例如, 是一个要与各单元块换算因数信息相加或相减的一个值)。

编码数据将由输入终端 707 给计算设备 710。计算设备 710 还从归一化信息变换电路 709 接收数字数据。计算设备把归一化信息变换电路 119 提供的数字数据对应于被提供的编码数据的换算因数信息相加。当归一化信息变换电路 709 输出的数值为负值时, 计算设备 710 操作成一个减设备。计算设备 710 的输出信号送到自适应位分配解码电路 706 和输出终端 711。

该自适应位分配解码电路 706 参照自适应位分配信息, 把分配位进行分解。自适应位分配解码电路 704 的输出信号提供反正交变换电路 703、704 和 705, 反正交变换电路 703、704 和 705 把频率基信号变换成时间基信号。反正交变换电路 703 的输出信号提供频带组合滤波器 701, 反正交变换电路 704、705 输出

信号提供频带组合滤波器 702。每个反正交变换电路 703、704 和 705 可包括反修正 DCT 变换电路(IMDCT)。

频带组合滤波器 702 把所提供的信号进行组合并将结果提供给频带组合滤波器 701，频带组合滤波器 701 将所提供的信号进行组合，并将组合结果提供给终端 700。用这样的方式，反正交变换电路 703、704 和 705 输出的各分立次谐波时间基信号被解码成全频带的一个信号。每个频带组合滤波器 701 和 702 可以包括例如 IQMF(反正交镜面滤波面)。将全频带的解码信号提供给一生成从输出终端 700 输出重放声的结构配置，它包括数字/模拟转换器，扬声器等(未列出)。

通过计算设备 710 的加操作或减操作来操作换算因数信息，能实现重放数据的电平调整。例如，每次 2 分贝。当归一化信息变换电路 709 输出相同值并将此值和各单元块的换算因数信息相加或相减。从而各单元块电平可调整 2 分贝。在此过程中，作为加/减操作结果的换算因数信息限于所用格式规定的换算因数值的范围。

另一种情况，当归一化信息变换电路 709 对各单元块输出不同值时，将此不同值和各单元块的换算因数信息相加或相减，则可实现各单元块的电平调整。其结果可实现滤波器功能。事实上，归一化信息变换电路 709 输出对应各单元块的一组数和可相加或相减的一个值。这样，各单元块可以与被换算因数信息相加或相减的值相关。

接下来要详细叙述通过改变换算因数信息完成的编辑过程。图 10 是表明因归一化过程影响自适应位分配编码电路 706 输出的编码数据，块浮置过程的实例。在图 10 中假设准备了 0 到 9 的 10 个归一化电平。单个单元块中最大谱数据或对应较大于 MDCT 系数的最小归一化电平的归一化电平数看作当前单元块的换算因数信息。这样，在图 10 中对应块号的换算因数信息是 5，而对应块号 1 的换算因数信息是 7。同样可指定各块的换算因数信息。参照图 3 的描述把换算因数信息写入编码数据。通常，对应归一化信息，数据是解码的。

图 11 是如图 10 所示换算因数信息操作的实例。当归一化信息变换电路 119 对所存块输出“-1”，而且计算设备 120、121 和 122 把这个“-1”加到如图 10 所示换算因数信息，这样换算因数信息变或比原始值小“1”的值。此过程中，谱数据或各块的 MDCT 系数被解码成比原始值小 2 分贝的值。换句话说，实现了电平调整，使信号电平降低了如 2 分贝。

图 12 表示由归一化信息变换电路 709 为编码数据中包含的换算因数信息完成的另一实例过程。如图 10 所示,当归一化信息变换电路 119 对块号 3 输出值“-6”而对块号 4 输出值“-4”,然后将这些值分别与第 3 块和第 4 块的换算因数信息相加,这样,第 3 块和第 4 块的换算因素信息都变成“0”,如图 12 所示。其结果就完成 9 滤波过程。在图 12 所示例中,给换算因数值加负值(或减正值)使它们变成“0”。另一种方法是将所需块的换算因数值可以强制设置为“0”。

在图 10 到图 12 的实例中,单元块的数目为 5(从单元块 0 到单元块 4),归一化任选的数目为 10(可选 0 到 9)。但是,按实际记录介质如 MD(迷你磁盘),磁光盘的格式,单元块的数目为 52(从单元块 0 到单元块 51),可选的归一化数目为 64(从中到 63)。在此范围内最好指定改变换算因数信息等用的单元块和参数,就能更精确完成电平调整过程,滤波过程等。

如果在图 9 中加入记录系统结构,则录在记录介质上的数据可以按照编辑结果重写。记录介质,诸如盘状记录介质(如磁光盘或磁盘),带状记录介质(如磁带或光带)或半导体存贮器(如 IC 存贮器,存贮条或存贮卡)。当编辑结果通过输出终端 711 输出,如图 9 所示,并写入记录介质时,也可以用这样一个简单结构把换算因数信息写入记录介质。这样,参照重放结果(即,听听重放声音),用户或相当用户就能完成编辑过程,使记录系统按编辑结果重写被录在介质上的数据。因此,编辑过程的结果因改变了归一化信息或类似信息就可以存放了。另外,可提供录有编辑过程结果的记录介质。

作为编辑过程的结果,因改变了参照图 10 到 12 叙述的换算因数信息,就可以实现各种功能诸如重放电平调整功能,渐强功能,渐弱功能滤波功能和颤动功能。但是要完成的电平调整至多对应增加或减小归一化信息的一个值(如 2 分贝)换句话说,所能完成的电平调整精度不能小于 2 分贝。同样,按时间顺序,用相应所用格式的编码数据格式完成电平调整。(如,精度上最多是一帧或类似一帧)。

为了按照本发明解决这些问题,暂时将编码数据解码成 PCM 采样。此后用所要方式编辑 PCM 采样。再次把 PCM 采样编辑。其结果得到编码数据。但是每帧编码数据包含与邻近帧的重迭,需要考虑到重迭部分的过程。下面会讲到这些过程。如上所述,每帧包括 1024 个 PCM 采样。用 MDCT 的 103、104 和 105 完成的过程中相继处理的每帧有重迭的采样部分。当帧 N 中处理第 n 个到第 n+

1535 个采样。第 $N+2$ 帧中处理的 1024 个采样是第 $n+1024$ 个到 $n+2047$ 个采样。

但是，在第 1 帧中，假设在采样序列开始之前，有 512 个零数据的 PCM 采样组成一个虚拟帧。因此要处理的第 1 帧与虚拟帧重迭。同样，在最后一帧中假设在采样序列的末端后面还有 512 个零数据的 PCM 采样组成一虚拟帧。这样最后一帧也和虚拟帧重迭。在这样的过程中，实际处理的采样数目是 512。

如上所述，通过改变换算因数信息，可以完成每帧的编码过程。但是，在每帧的 MDCT 过程中，显然要考虑到重迭部分。这一点将参照图 13 来叙述。图 13 中 PCM 采样表示成一组按时间顺序排列的点。当对第 N 帧和第 $N+1$ 帧改变换算因数信息进行编码过程时，则实现对第 $n+512$ 个到第 $n+1023$ 个 PCM 采样的电平调整功能或类似编辑过程。但是，因为第 n 个到第 $n+511$ 个 PCM 采样和第 $n+1024$ 个到第 $n+1535$ 个 PCM 采样与沿编辑的相邻帧相重迭，所以对这些 PCM 采样并没完成编辑过程。

此外，至多对应增加或减小归一化信息的一个值(如 2 分贝)来完成电平调整。再有，滤波功能或类似功能也只限于一帧的单元块数，且对应各单元块的频率划分宽度。换句话说，编辑过程受到所用编码方法和编码数据格式的限制。

图 14 表示暂时解码的编码数据的结构实例。它包括完成解码 PCM 采样的编辑过程，且把已编辑过的 PCM 采样再按照本发明进行编码。通过终端 801，把编辑数据提供给解码电路 802。该解码电路 802 部分将提供的编码数据解码并产生 PCM 采样。解码电路 802 按照用户或相当用户从一操作面板发出的命令，部分对编码数据解码换句话说，用户可以指定要解码电路 802 进行解码的部分编码数据。解码电路 802 产生 PCM 采样并将它们提供给存贮器 803。存贮器 803 暂存这些 PCM 采样。

数据修正电路 804 完成多路修正过程之一如对存在存贮器 803 中 PCM 采样进行的编辑过程。该修正过程的实例是混响过程，回声过程，滤波过程，压缩过程和量化过程。数据修正电路 804 为延迟补偿电路 805 提供修正的 PCM 采样。该延迟补偿电路 805 对修正的 PCM 采样完成延迟补偿过程，补偿过的 PCM 采样暂时存放在存贮器 806，编码电路 807 给输出终端输出产生的编码数据。这样，已被编辑过的编码数据通过输出终端记录在记录介质上。

接下来将详细叙述延迟补偿电路 805 的过程。延迟补偿过程是一种位相调整过程，用来补偿编码电路 807 的输出数据相对从终端 801 输入的编码数据，

接下来将详细叙述延迟补偿电路 805 的过程。延迟补偿过程是一种相位调整过程，用来补偿编码电路 807 的输出数据相对从终端 801 输入的编码数据，因解码电路 802 和编码电路 807 的操作时间周期所造成的时间滞后。这样，延迟补偿电路 805 保证从编码电路 807 输出帧和从终端 801 输入帧之间的时间顺序关系。延迟量与分频滤波或合频滤波(如组数目，滤波器的输入时序，零数据 PCM 采样的数目以及 MDCT 过程中用的缓冲窗)的结构有关。

例如，图 1 所示分频滤波器 101 和 102 各所包含的组数目是 48，同样图 9 中每个合频滤波器 702 和 701 包含的组数目也是 48。当与第 1 帧相重迭的虚拟帧 512 个零数据 PCM 采样时，因编码过程和解码过程造成的延迟量变成 653 个 PCM 采样。延迟补偿电路 805 可以安排在解码电路 802 的输出以及编码电路 807 的输出之间的任何位置。延迟补偿电路 805 可以有一个缓冲存贮器或类似设备用于补偿延迟量。另一种情况，延迟补偿电路 805 可以是一个时序控制电路，回来控制存贮器 803 和 806，以至于仅在考虑延迟量的时刻才能被存取。

图 14 中表明了解码电路 802 具有图 9 所示的结构。另一方面，图 14 所示的编码电路 807 有图 1 所示的结构。图 14 所示结构部分暂时解码编码数据，完成解码 PCM 采样的编辑过程，编码编码过的 PCM 采样并把生成的编码数据写入记录介质。除磁光盘以外，举例的记录介质可以有盘状记录(如磁盘)、带状记录介质(如磁带或光带)或半导体存贮器(如 IC 存贮器，存贮条或存贮卡)。

接着，参照图 16 将详细叙述通过输出终端 801 提供的编码数据和通过输出终端 808 输出的编码数据之间的时间顺序关系。在图 16 中，表示的帧 $N-1$ ， N ， $N+1$ 帧 $N+2$ 和帧 $N+3$ 代表由输入终端 801 输入的编码数据的帧。从这些帧解码出的 PCM 采样用一组按时间顺序方向排列的点标出。被解码的 PCM 采样的时间顺序关系并不会改变，即使编辑了如图 12 所示的信号振幅值。但是，为了保持编码电路 807 产生的编码数据帧和未经编辑的编码数据帧之间的时间顺序关系，应该对 653 点补偿延迟。

当用帧 $M-1$ 表示经延迟补偿过的编码 PCM 采样的第一帧。该帧 $M-1$ 中最后 512 个 PCM 采样是起始位置经 653 个采样延迟后的 512 个编码 PCM 采样。在此，因为该帧 $M-1$ 是第一个编码帧，它的前 512 个采样应该是零数据 PCM 采样。然后帧 $M+1$ ， $M+2$ 和 $M+3$ 相继编码，并通过输出终端 808 输出。在这种情况下，帧 $M-1$ 对应帧 $N-1$ ；帧 M 对应帧 N ；帧 $M+1$ 对应帧 $N+1$ ，帧 $M+2$ 对应帧 $N+2$ ，和帧 $M+3$ 对应帧 $N+3$ 。

和后一帧。

但是，对从输出终端 808 输出的帧 $M-1$ ，帧 M 和帧 $M+1$ ，应该考虑重迭关系。换句话说，要编辑图 16 中的部分 e。如果编辑帧 N ，然后用帧 M 替代，由于跟帧 $M+1$ 有重迭部分，不能得到所要的编辑结果。在这种情况下，为了得到所要的编辑结果，必须编辑帧 $N+1$ ，然后用帧 $M+1$ 替代该结果。在这种情况下，如上所述，必须解码帧 N 到帧 $N+3$ 。

换句话说，为了编辑部分 e 和得到所要结果，必须提取帧 $N-1$ 到帧 $N+3$ ，并进行解码。这样，产生 PCM 采样并进行了编辑。其结果，得到帧 M 和帧 $M+1$ ，用来替代帧 N 和帧 $N+1$ 。此外，通过考虑为得到所要编辑结果而产生的数据和为产生 PCM 采样而要解码的一帧间的时间顺序关系。能够编辑相当长时间周期的数据。再有，按照本发明的实施例，不考虑窗函数对正交变换的影响。但是，如果考虑了它，编辑过程能更好完成。

这一点将参照图 15A、15B 和 15C 实用地进行叙述。

图 15A 表明记录在记录介质上的信号。在图 15A 中， F_1 、 F_2 、 F_3 、 F_4 、 F_5 和 F_6 表示在记录介质上形成的帧。每个帧是一个数据记录单元。每帧包含一个可用信号波形代表的数字编码信号。

接下来将叙述图 15A 所示帧 F_3 和 F_4 完成的实施过程。帧 F_3 和帧 F_4 ，完成实施过程后输入终端 801，如图 14 所示。然后把帧 F_3 和 F_4 解码，并把解码后的帧送入存贮器 803。存贮器 803 存贮解码帧。存在存贮器 803 中的帧 F_3 和 F_4 的数字化解码信号提供给数据变换电路 804。数据变换电路 804 完成帧 F_3 和 F_4 的数字化解码信号的实施过程。解码过程和实施过程的结果造成延迟 D_2 ，如图 15B 所示。换句话说，如上所述，帧 F_3 作为第一帧，其前面必须要有含 512 个零数据的 PCM 采样的虚拟帧帧 F_3 被处理成与虚拟帧重迭。当用帧 DF_3 和帧 DF_4 分别表示处理过的帧 F_3 和帧 F_4 时，可以用具有延迟 D_2 的部分波形代表。换句话说，帧 DF_3 和帧 DF_4 是作为信号波形的一部分来生成的，只是在信号波形开始之前填充了一个零数据信号，如图 15A 所示。

当带有延迟 D_1 的信号用编码电路 807 编码时，和解码情况一样，会发生延迟 D_2 ，作为一部分信号，延迟 D_1 和延迟 D_2 加入图 15A 所示信号波形，于是产生帧 DDF_3 和帧 DDF_4 。换句话说，帧 DDF_3 和帧 DDF_4 是信号波形的一部分，从记录介质的帧 1 开始按延迟 D_1 和延迟 D_2 的周期填充零数据信号。

当把帧 DDF_3 和帧 DDF_4 重写入记录介质上对应帧 DDF_3 和帧 DDF_4 的时间信

息的位置时，如果延迟补偿电路 805 没有完成对帧 DDF3 和帧 DDF4 的延迟补偿过程，则帧 DDF3 复写到记录介质上帧 F5 和帧 F6 的位置。另一方面，帧 DDF4 复写到记录介质上帧 F6 和帧 F7 的位置。

这样，帧 F1、F2、F3 和 F4，帧 F5 的一部分，经有效处理过的帧 DDF3 和帧 DDF4，和部分帧 F7 都被记录在记录介质上。其结果信号的连续性丢失了。

为解决这个问题，生成帧 DDF3 和帧 DDF4 的时间信息按延迟量 D1 和 D2 的总时间周期进行偏移。这样，帧 DDF3 和帧 DDF4 可分别重写到记录介质上帧 F3 和帧 F4 的位置。其结果，可提供包含经有效处理过的帧的记录介质。

接着，参照图 17A、17B 和 17C 将叙述把记录介质上记录的部分编码 PCM 数据解码，编辑后重写回记录介质的情况。

图 17A 表明输入 PCM 数据用窗口滤波并按帧编码的情况。本例中，各个窗口的大小和每个帧大小相同。本例中每个窗口大小为 1024 个采样。

例如，输入 PCM 数据的帧 N，用三个窗口 W2、W3 和 W4 进行滤波，然后组合。

当图 17A 中所示部分 A 的 PCM 数据进行编码时，部分 A 是和帧 N-2 及帧 N-1 起产生的。此外，要用经窗口 W1 和 W2 滤波过的 PCM 数据。

因为部分 A 是 PCM 数据的开始部分，它只和帧 N 的一边相邻，所以只有一个邻近帧。因此，在对应窗口 W1 前一半的帧里要加空数据。其结果，部分 A 的两个相邻帧中的一个空帧。

当对图 17A 所示 PCM 数据进行编码时，则把帧 N-1，N，N+1，N+2，…，和 N+5 都记录在记录介质上。但是，空帧不要录入记录介质。这样，只把包含输入 PCM 数据的最少数量的帧录入记录介质，换句话说，编码过程所需要的帧是不录入记录介质的。

接下来，参照图 17B 将叙述部分经编码并录入如图 17A 所示记录介质的 PCM 数据的情况。

本例中，经编码并录入如图 17A 所示记录介质的 PCM 数据的如图 17B 所示部分 EDIT 被编辑。在这种情况下，应该对帧 N，N+1，N+2 和 N+3 进行解码。在图 17B 所示例中，便于理解，对帧 N+ 也进行了解码。

当这五帧解码时，第一帧 N-1 和最后一帧 N+3 都只有一个相邻帧，不能解码。因此为了对 N-1 和帧 N+3 进行解码，把另一个相邻帧空帧。对解码后的 PCM 数据进行编码。如上所述，帧 N-1 的起始位置因空帧位相延迟产生时间

解码。因此为了对 $N-1$ 和帧 $N+3$ 进行解码，把另一个相邻帧空帧。对解码后的 PCM 数据进行编码。如上所述，帧 $N-1$ 的起始位置因空帧相位延迟产生时间逻辑偏离，滤波器组的数目要按 653 帧。

当对解码后 PCM 数据的部分 EDIT 进行编辑时，显然对应记录介质上录入数据的波形不同被编辑部分的波形。

为什么帧 $N+3$ 的后一半波形不同于记录介质上录入数据的波形的理由是当帧 $N+3$ 的后一半被解码时，是用空帧替代帧 $N+4$ 的前一半。

另一方面，因为帧 $N-1$ 是用空帧编码，当帧 $N-1$ 解码时，用空帧解码的 PCM 数据波形与输入 PCM 信号的波形相同。

有必要把编辑过程的 PCM 信号重写入记录介质上相关帧的位置。

由此，当 PCM 信号用如图 17A 所示相同窗口进行编码时(即窗口 $W1$ 、 $W2$ 、 $W3$ ，等等)，在解码过程中，这些窗口通过延迟产生偏离。

为解决此问题，当信号用如图 17B 所示新窗口 $W11$ 、 $W12$ ， $W13$ ，...和 $W16$ 进行滤波时，能得到与如图 17A 所示相同时间顺序关系的信号。

因此，可以说如图 17B 所示窗口 $W11$ 对应于如图 17A 所示窗口 $W1$ ；图 17B 所示窗口 $W12$ 对应图 17A 所示窗口 $W2$ ；以及图 17B 所示窗口 $W13$ 对应图 17A 所示窗口 $W3$ 。

其结果，当利用窗口把滤波器按如图 17C 所示延迟补偿量进行移动时，可以把已编码的帧 N ， $N+1$ 和 $N+2$ 重写入记录介质上的对应帧位置。

按照本发明的第一实施例和第二实施例，用组合 MDCT，对相应高效编码方法，编码数据的多次谐频，完成了考虑人所觉特性的分频，多次谐频的位分配，归一化过程和是化过程。另一种选样，将本发明用于另一种编码方法，如对应于 MPEG 声频标准的编码数据格式。图 18 表示对应 MPEG 声频标准的编码数据格式。

标题由 32 位(固定长度)组成。标题包含同步字、ID、层、保护位、位速率索引，采样频率、填充位、专用位、模式，版权保护状态码、原始/复制表示码、和增强等诸如此类的信息，标题后面跟的是可任选的出错检验数据。接着是声频数据。因为声频数据包含环形分配信息和换算因数信息，以及本发明为这种格式采用的采样数据。

相应于该编码方法，可不用换算因数信息而用归一化信息。在这种情况下，能采用本发明。

成的约束在编辑过程中能得到抑制。因此能更好地进行编辑。

参照实现图例，叙述完了本发明的特殊实施例，可以明了本发明并不局限于这种精确的实施例，这方面是专业人员只要不违背本发明附加的权利要求，可以施加多种改变和修正。

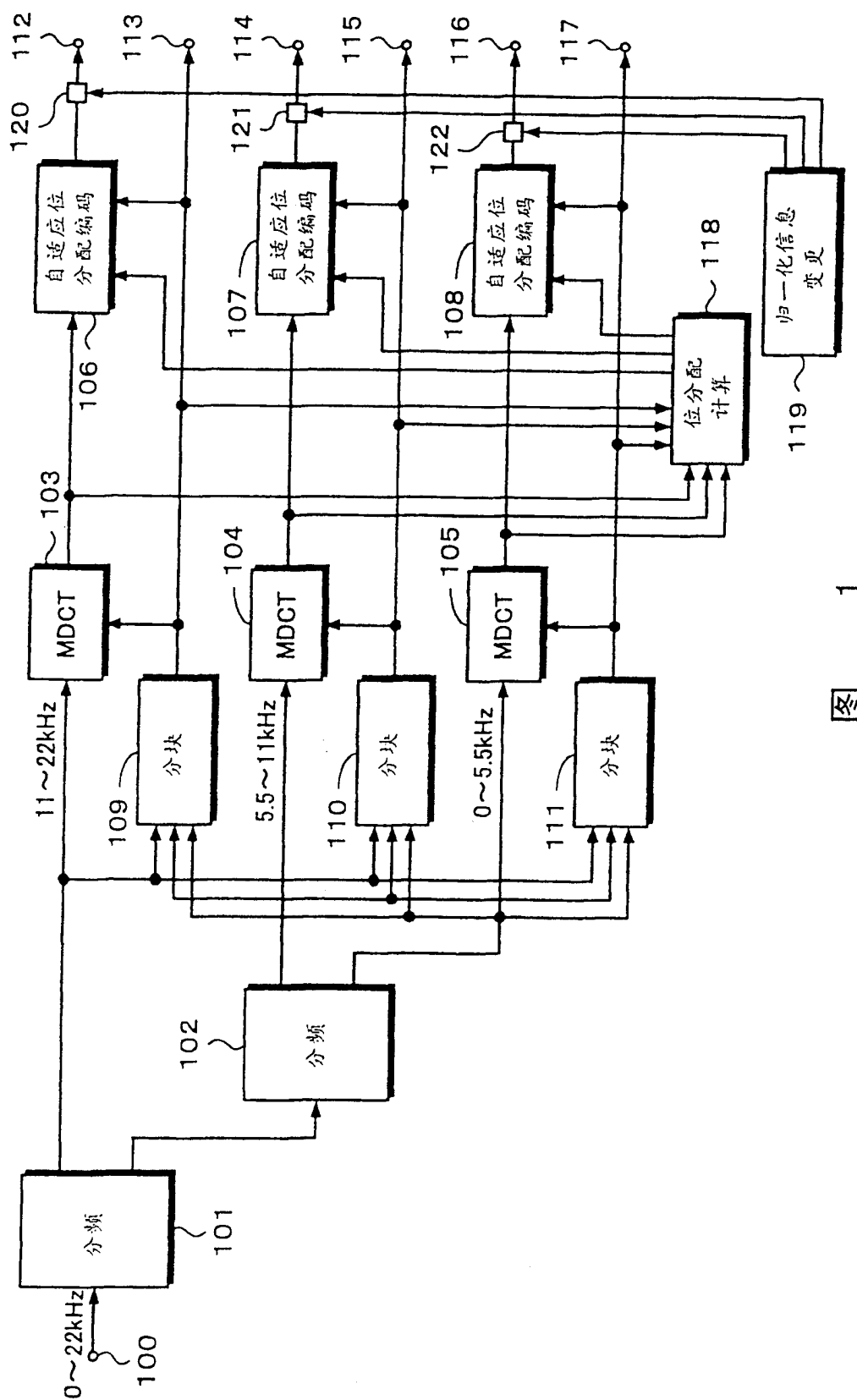


图 1

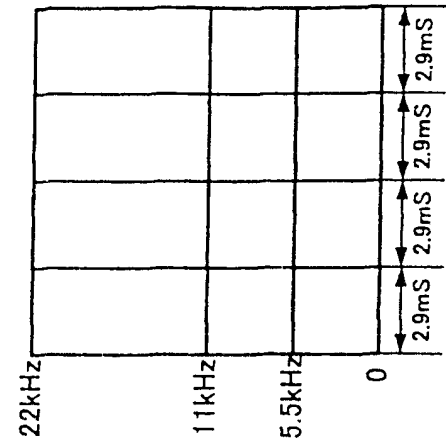


图 2A

图 2B

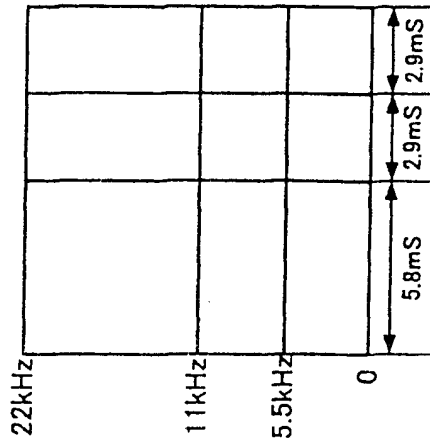


图 2D

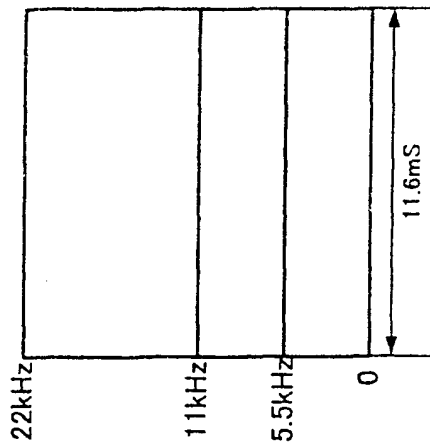


图 2C

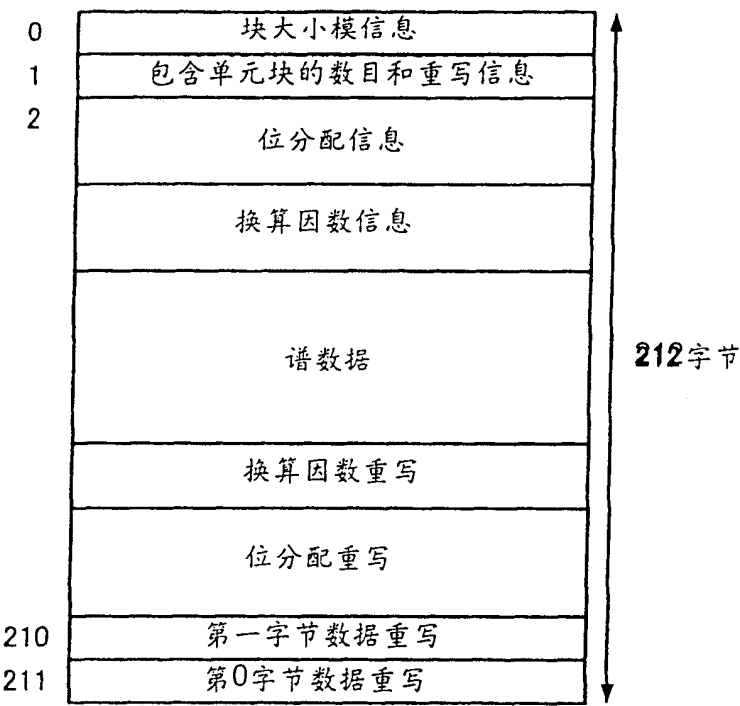
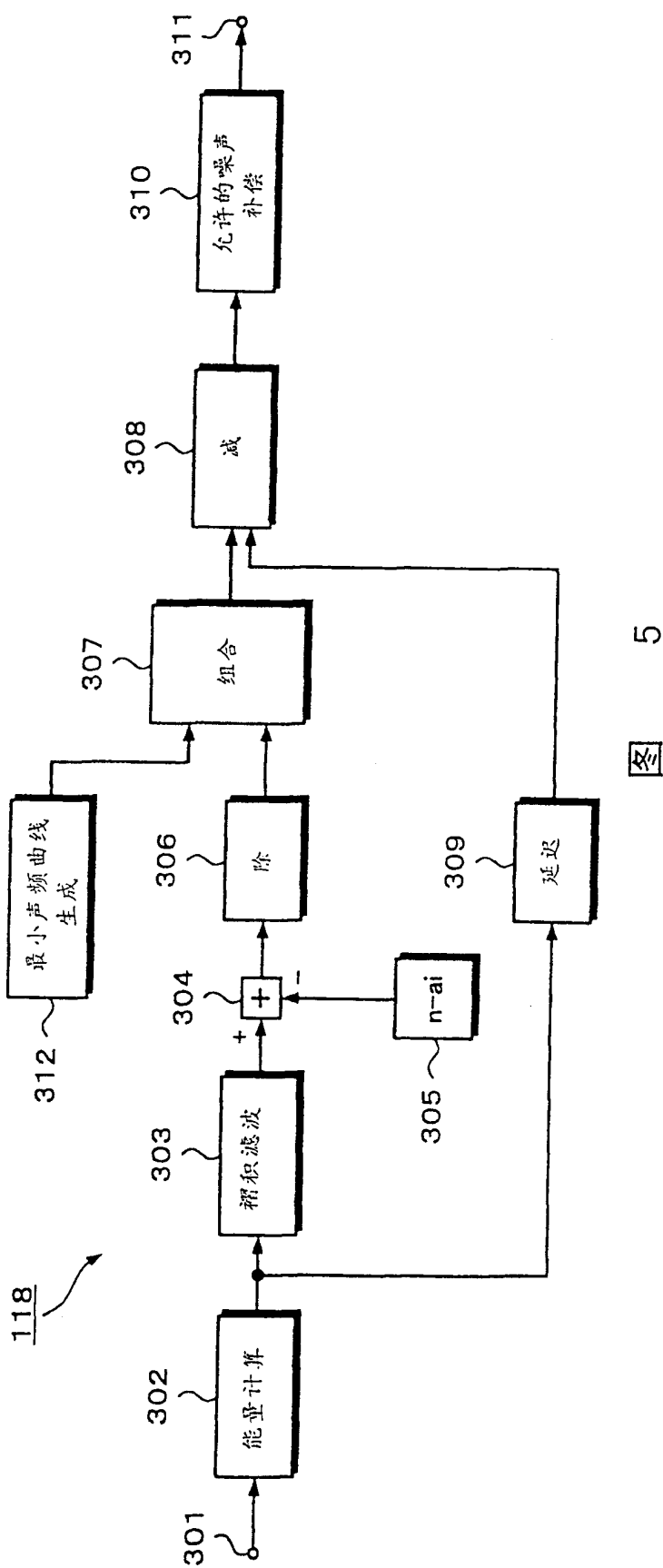


图 3

包含的单元块数		位分配信息重写		换算因数信息重写	
CODE	QTY	CODE	QTY	CODE	QTY
000	20	00	0	000	0
001	28	01	28	001	8
010	32	10	44	010	12
011	36	11	52	011	16
100	40			100	24
101	44			101	36
110	48			110	44
111	52			111	52

图 4



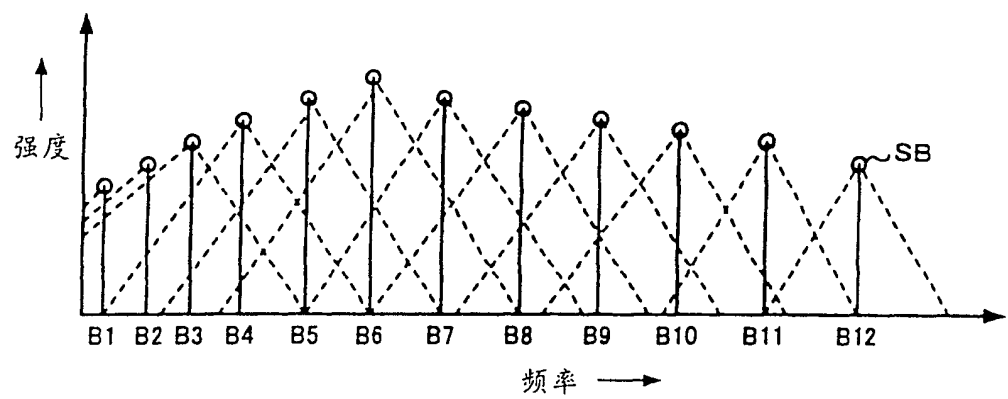


图 6

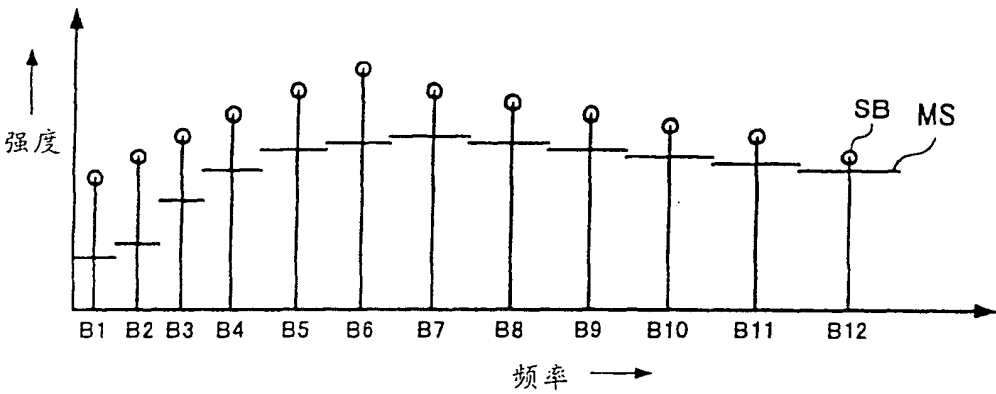


图 7

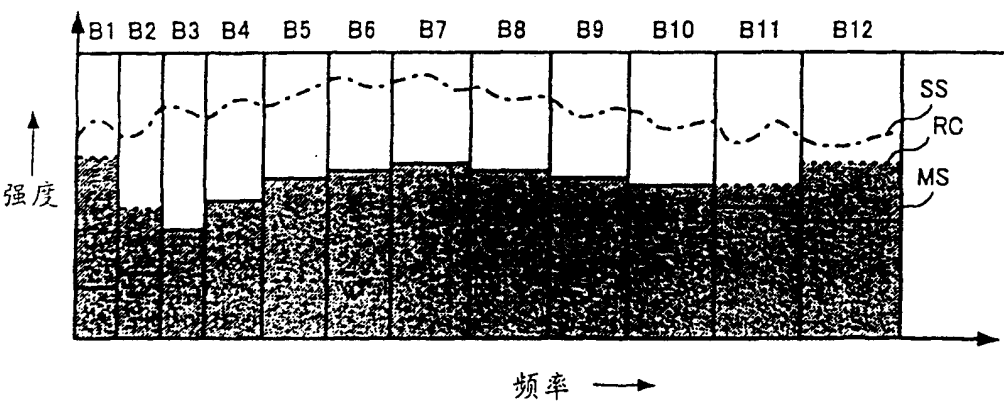


图 8

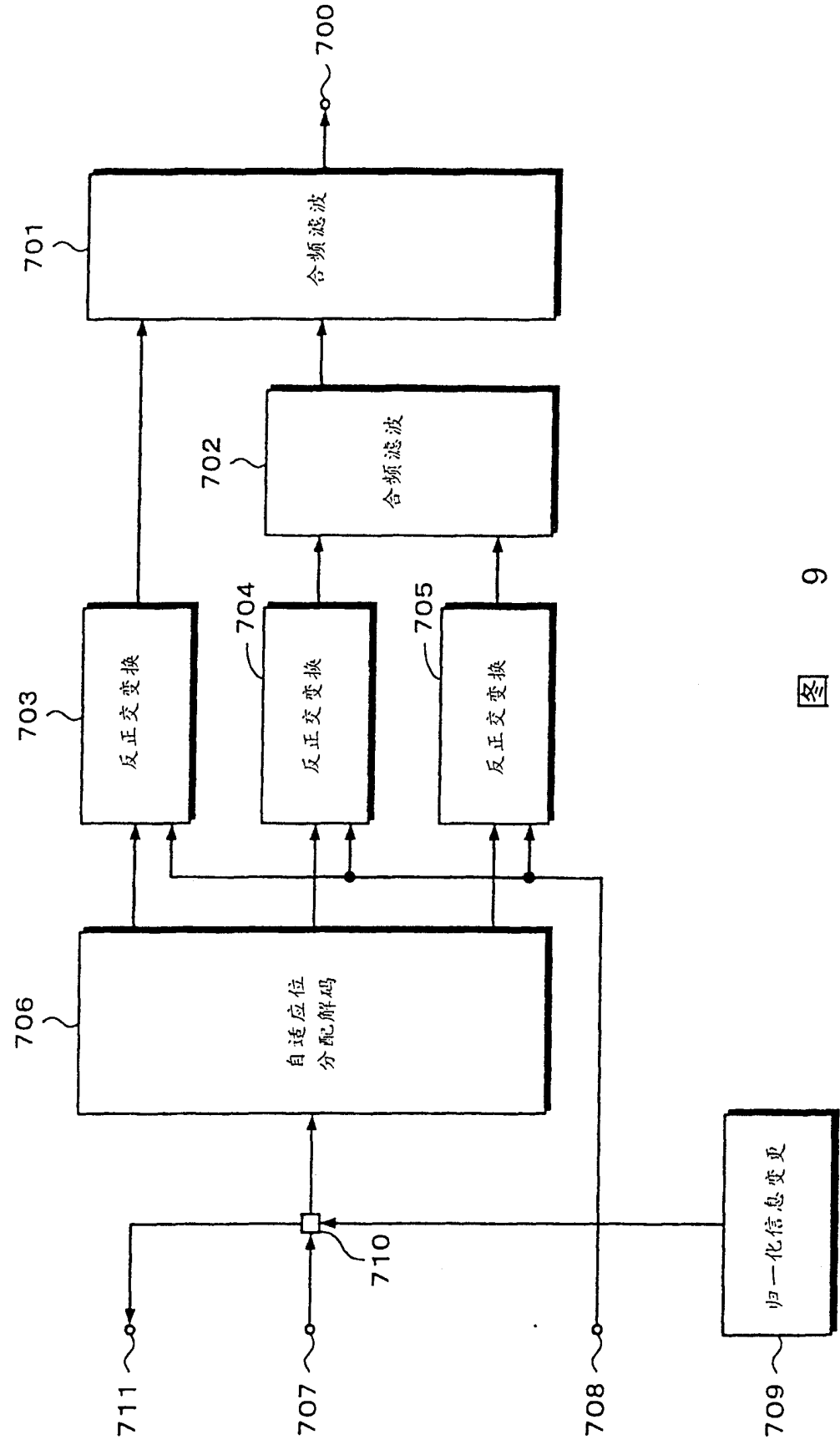


图 9

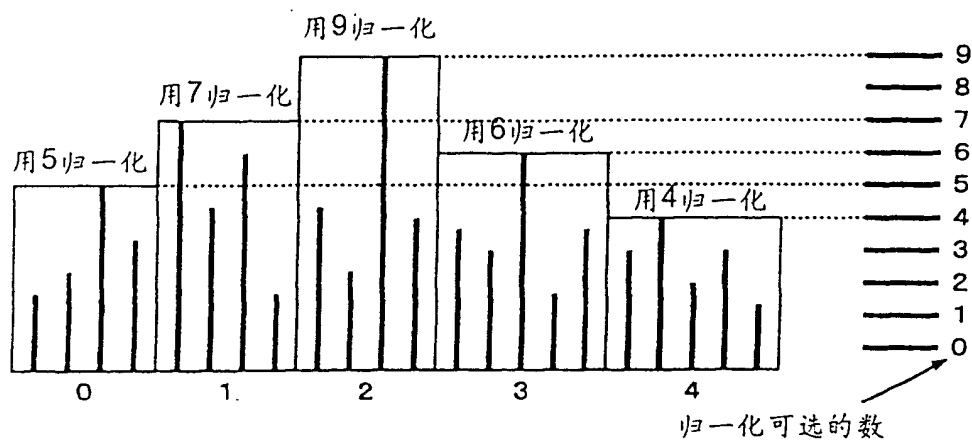


图 10

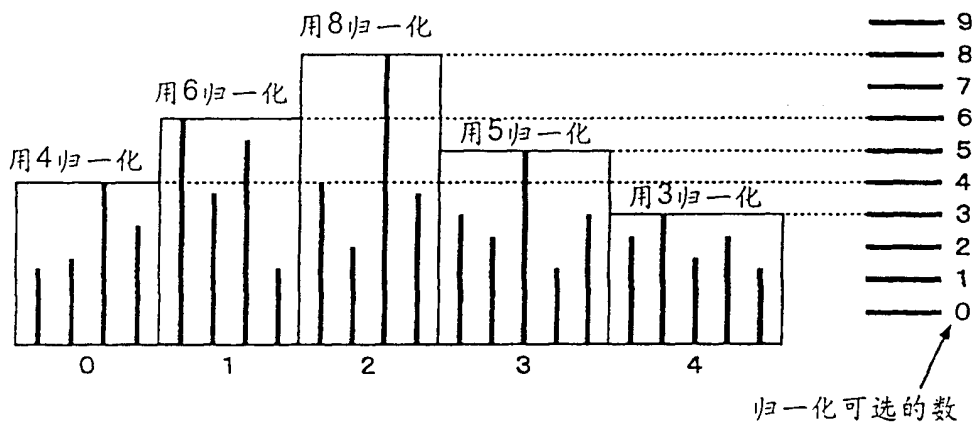


图 11

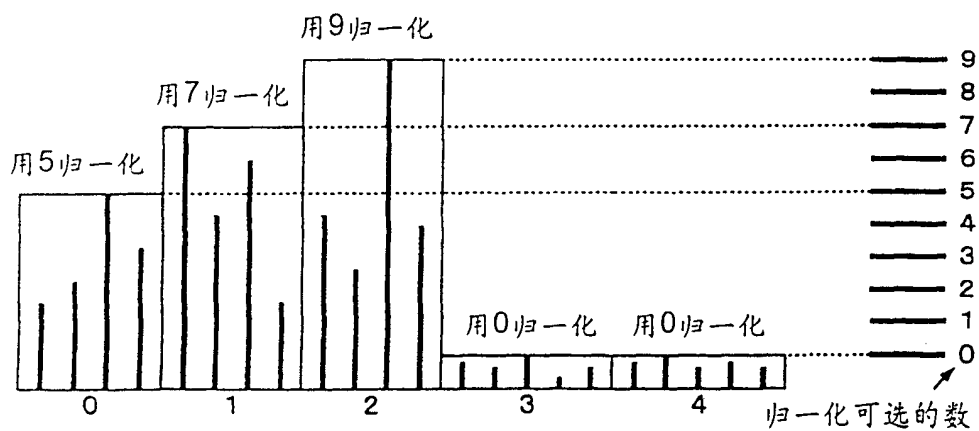
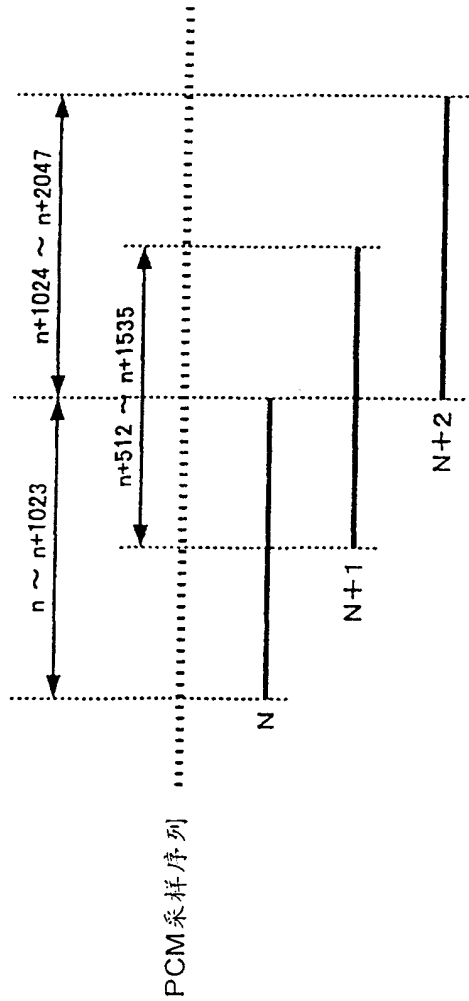


图 12



图

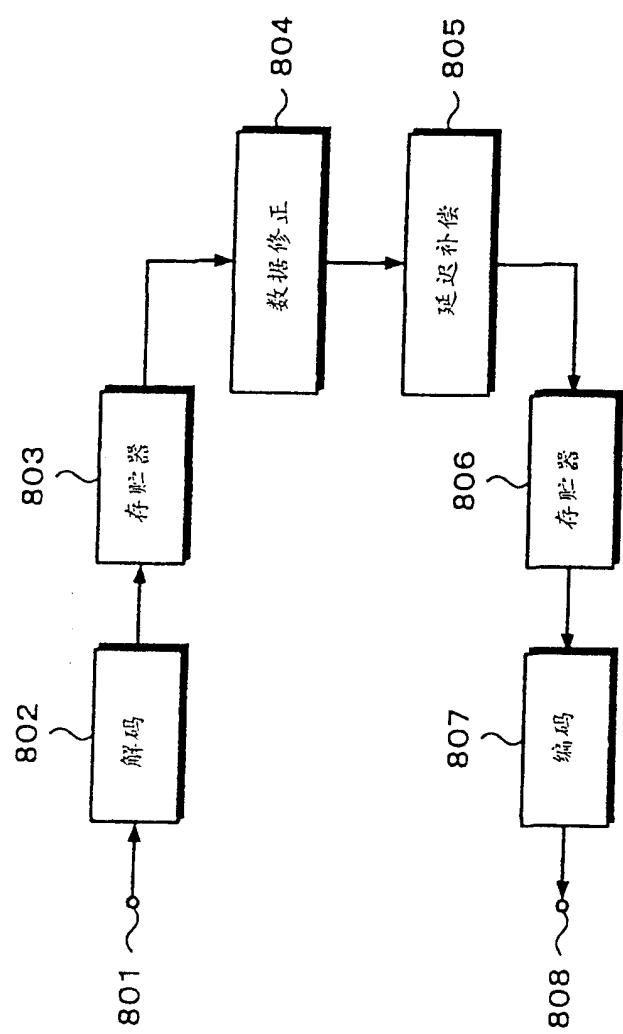


图 14

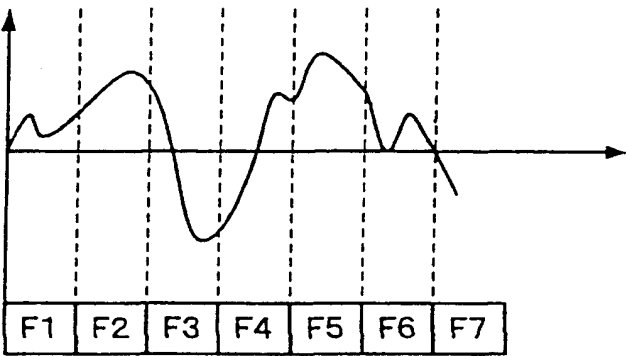


图 15A 解码过程和实施过程

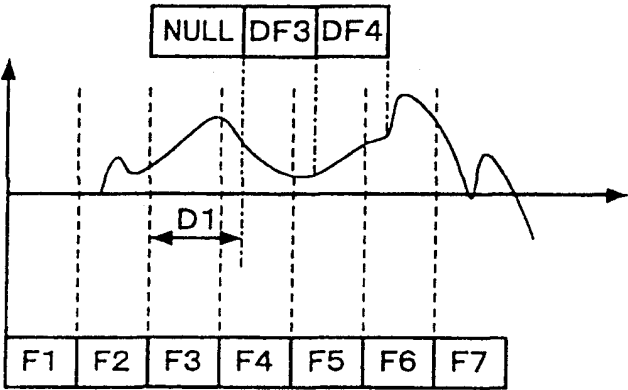


图 15B 编码过程

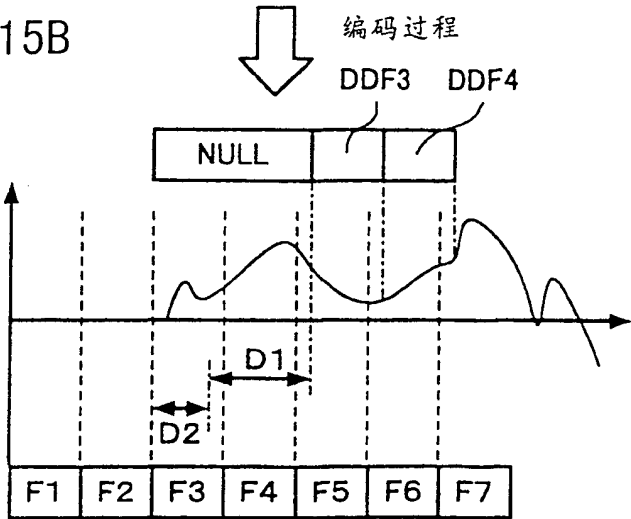
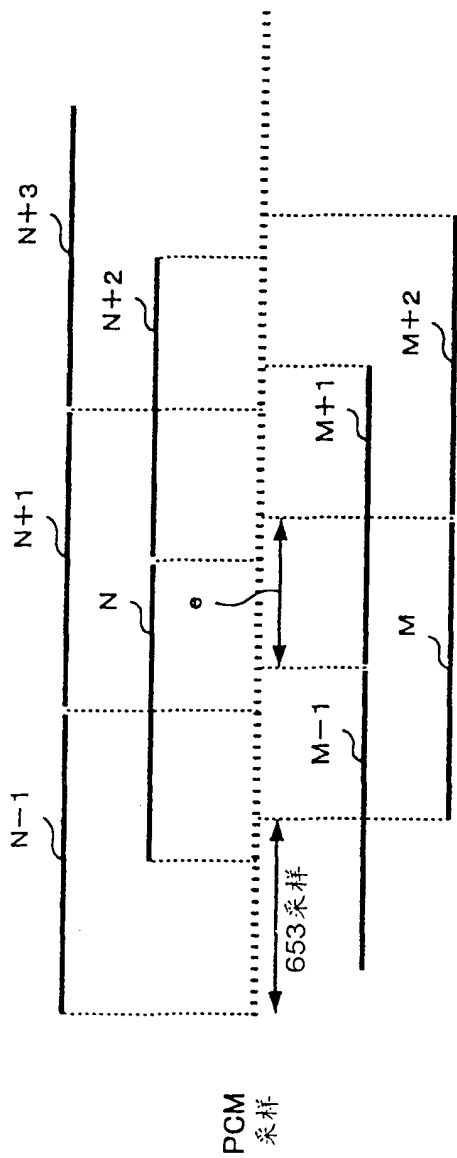


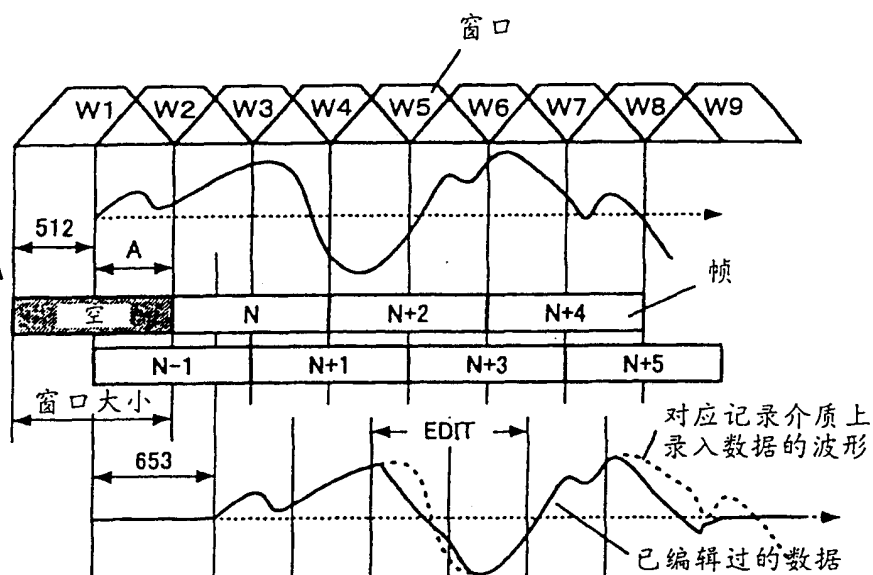
图 15C



16

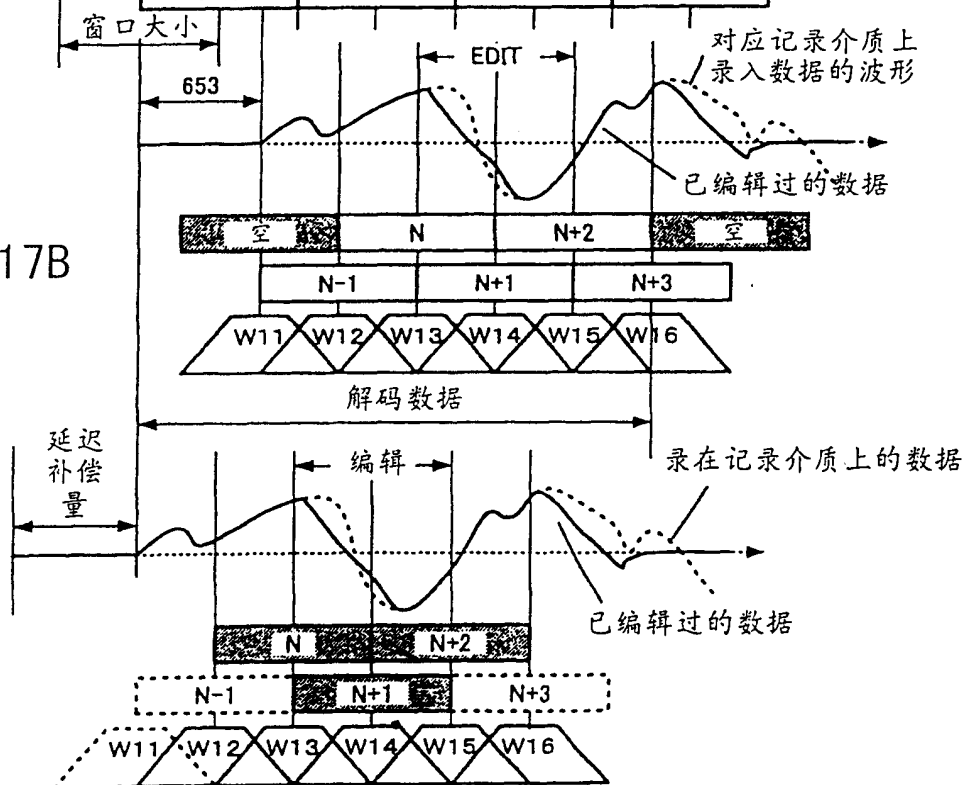
图

17A



图

17B



图

17C

标题	检验 出错	声频数据		
		位分配	换算因数	采样

图 18