[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl[6]
G11B 20/10

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 96107649.6

[43]公开日 1997 年 1 月 8 日

[11] 公开号 CN 1139805A

[22]申请日 96.6.13

[30]优先权

[32]95.6.14 [33]JP[31]147742/95

[71]申请人 索尼公司

地址 日本东京都

[72]发明人 赤桐健三

[74]专利代理机构 柳沈知识产权律师事务所

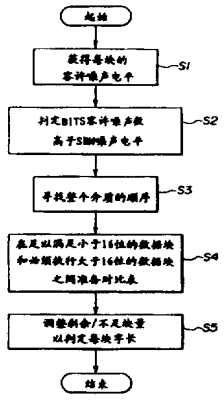
代理人 孙履平

权利要求书 3 页 说明书 20 页 附图页数 16 页

[54]发明名称 数据记录方法

[57]摘要

一种具有固定比特速率的 CD 盘，其提供了基本可变的比特速率，以使其改善音质，其每个样值由 16 比特的固定长度来表示，对于一个具有比特过剩块 k 的样值而言，它的数据基本上是由 14 比特以上的部分代表的，将块 k 的较低的两个比特分配给基本上由 18 比特代表的比特亏空块 L 的数据的较低的两个比特的数据上。



权 利 要 求 书

1、一种传输固定字长的数字数据的方法，包括以下步骤：

在数字数据的每个时间样值中规定不能察觉的LSB侧的比特；和

写入至少一部分另外时间样值的信息，用来替代该不能察觉的LSB侧比特，用以提供整个时间样值的相同字长。

2、按照权利要求1所述的方法，其中，所述另外的时间样值是相同信道的一个暂时超前的时间样值或一个暂时后置的时间样值，或者是另外的信道的一个时间样值。

3、按照权利要求1所述的方法，其中，该不能察觉的比特是声学上不能察觉的比特，和其中该比特规定步骤包括检测从该数字数据的心理声学特性导出的屏蔽信号电平，规定该屏蔽信号高于每个时间样值的可行传输电平的信号部分的各比特，排列和传输，该屏蔽信号电平低于该可行的传输电平的信号部分的该信息，作为至少一部分另外的时间样值。

4、按照权利要求1所述的方法，其中，所述数字数据被记录在CD盘上和其中地址信息被记录在CD盘的子码中。

5、按照权利要求4所述的方法，其中，所述地址至少包括，该声学不可闻信号电平高于可行的传输电平的地址信息和该声学不可闻信号电平低于可行的传输电平的地址信息。

6、按照权利要求1所述的方法，其中，该固定字长的数字数据是直接PCM编码和其中在电平上低于另外一个时间样值的可行传输

电平的声学可闻的LSB侧部分被排列和被发送，以替代直接PCM码的时间样值的声学上不可闻的LSB侧部分。

7、按照权利要求1所述的方法，其中，固定字长的数字数据是直接PCM编码和其中安排和发送另外一个时间样值的压缩的PCM码的部分数据，以替代直接PCM码的时间样值的声学上不可闻的LSB测部分。

8、一种用于重放数字数据的设备，其中，存储多个固定长度时间样值和对这些多个固定长度时间样值进行相互交换以便产生新的时间样值，其中在该记录介质写入数字数据、馈送该数字数据到该重放设备的处理数字数据的步骤为:

规定不在数字数据的每个时间样值中的不能察觉的LSB侧比特和

写入另外一个时间样值的至少一部分信息替代该不能察觉的LSB侧比特，以便提供整个时间样值的相同字长。

9、按照权利要求8所述的设备，包括:

用于以高于实时速度的读出速度预读包含在具有后置重放定时的码部分中的信息的装置；和

用于对具有前置重放定时的码部分进行附加的装置。

10、按照权利要求8所述的设备，包括:

用于预读包含在具有前置重放定时的码部分的信息并将该读出信息存储在一个存储器中的装置和

用于对具有后置重放定时的码部分进行附加的装置。

11、按照权利要求1所述的方法，其中，该数字数据的每个时间样值是来自具有第一噪声整形特性的量化器的每个时间样值和其

中，其量化误差是由具有第二噪声整形特性的量化器被量化和被安排替代不能察觉的LSB侧比特。

12、按照权利要求1所述的方法，其中，所述噪声整形特性是由一个声频范围内的声学特性确定的。

说 明 书

数据记录方法

本发明涉及信号传输的方法和设备、信号重放的方法和设备和量化的方法和设备，更具体地涉及这样的方法和设备，即用于在保持与现存CD盘(商品标志)互换性的同时，有效地改善音质的方法和设备。

对于CD盘来说，其是以16比特的样值字长，直接用PCM进行记录的。

然而，每样值20比特记录的声源能够获得。以致希望以20比特的音质记录到CD盘上或从CD盘上重放。

对于以16比特记录每样值20比特的声源来说，是简单地舍去20比特声源的最低有效位(LSB)的4个比特。

另外一种方案，是由本发明人在美国专利US 5,070,515，中所提出的超比特位映射(SBM)技术，它也是商品标志，其可以用于优化声学上可察觉出的量化噪声电平。

但是，如果简单地舍去20比特声源的四个LSB侧的比特，在样值中量化噪声的增加会超过20dB，固此不可避免地恶化了声音质量。

利用SBM技术，可以得到在16比特声学上优化的量化噪声。但是，这是不充分的，在屏蔽的情况下是不能令人满意的，因为即使不考虑量化噪声的频谱或取决于信号的内容也能设定用固定字长量化的量化噪声。

为了保持20比特声源本身的声音质量，希望更低一些的量化噪声。

此外，目前还要求在市场上的CD播放机是互换性的，使得20比特声源将以与16比特量化信号相同的声音质量重放。还有一种要求，即与通常的CD盘相比较记录的时间不被明显地减少。

因此，本发明的目的是使20比特声源的数字信号，在保持与16比特声源的常规产品的互换性的同时，可以被记录在介质上或从记录介质上重放。

利用本发明的信号传输方法，可以将具有精确改进信息的不同时域的时间样值或不同信道的时间样值的信号排列在该时间样值的LSB侧，并传输该合成的信号。

利用本发明的信号传输方法，能够检测声学上不可闻的信号电平，将低于可传输电平的声学上不可闻信号电平信号部分的信息排列在高于可传输电平的声学上不可闻信号电平的信号部分，并将其形成的信号发送。

利用本发明的信号传输方法，可将声学上不可闻的信号电平中高于适合传输的电平的信号部分的地址信息和声学上不可闻的信号电平中低于适合传输的电平的信号部分的地址信息进行记录并在CD盘的子码中发送。

利用本发明的信号传输方法，至少一个具有低于直接PCM码的适合传输电平的不同时域(zone)或不同信道的声学上可闻的LSB侧部分，被排列在直接PCM码的声学上不可闻LSB侧部分和将该形成的信号发送。

该不同时域的PCM码是压缩的PCM码。

本发明的其他目的、特征和优点将结合实施例参考附图描述如下:

图1是按照本发明的编码器装置的一个示意性结构方框图;

图2是说明图1的实施例中第一通过处理的流程图;

图3是说明图1实施例的第二通过处理的流程图;

图4是说明在图2中步骤S1的处理的流程图;

图5是说明图1所示实施例的处理电路51的内部等效结构的框图;

图6是图5实施例的处理示意图;

图7是图5实施例的处理的另一示意图;

图8是图5实施例的处理的再一示意图;

图9是图5实施例的操作流程图;

图10是表示在图2的步骤S2中进行N比特SBM量化的说明性电路结构框图;

图11是容许噪声电平和SBM量化噪声电平的示意图;

图12是各块之间的比特交换示意图;

图13是比特过剩块和比特亏空块之间的数据交换示意图;

图14是表示比特过剩块和比特亏空块之间的数据交换, 类似于图12的图;

图15是表示用于执行2级SBM量化的一种说明性电路结构的框图;

图16是表示一种子码结构;

图17是按照本发明的一种解码装置的结构示意图;

图18表示高速预读技术;

图19是表示图17实施例的操作流程图;

图20表示在图19的步骤22中的处理。

图1表示按照本发明的一种编码器装置的结构示意图。

在该实施例中，待记录的数字语言信号被馈送到由计算电路52和存储电路53组成的处理电路51。该存储电路53存储输入的语言(speech)数据，而计算电路52对存储在其中的语言数据执行预置计算。

以预置方式处理的语言数据(音乐信息)和子码信息被馈送到同步信息和子码信息附加电路54中。该同步信息和子码信息附加电路54被连接到调制电路55，在该电路中利用EFM对信号进行调制，和因此该信号被馈送到光学头56，以便将其记录在盘57上。主轴马达58以一个预置的速度旋转盘57。

现在解释编码器装置的操作。当语言数据被馈送到处理电路51时，编码器装置执行图2所示的第一通过的处理和然后执行图3所示的第二通过的处理。

在第一通过处理中，计算电路52分割输入语言数据为一些块和以块为基础计算容许噪声电平。即，该输入语言数据被形成为一些预置规模的时间单元。例如，每信道数据的1024样值被设置为一个块数据，并接下来以块为基础执行处理。

然后进行由图4所表示的流程处理。即，在步骤S31每个样值组被分为256点时间(point time)块，并被具有512点宽度的窗口相乘，然后处理被转移到步骤S32，在那里由窗口选择的数据被利用诸如快速傅里叶变换(FFT)的正交变换来处理。

由FFT处理得到的频域频谱数据由所谓的临界频带来分组。这些临界频带是考虑到人的听觉机理的心理声学特征的频带分裂(split)。临界频带是一个可以被具有和噪声相同的强度的纯声音屏蔽

的噪声频带，并具有噪声频率附近的频率。该临界频带的宽度随着纯声音频率的增加而增加。 整个OHz到20 kHz声音频率范围可以被分割为例如25个临界频带，如表1所示。

表 1

频带号(巴克)	中心频率(Hz)	带宽(Hz)
1	50	80
2	150	100
3	250	100
4	350	100
5	450	110
6	570	120
7	700	140
8	840	150
9	1000	160
10	1170	190
11	1370	210
12	1600	240
13	1850	280
14	2150	320
15	2500	380
16	2900	450

表 1(续)

频带号(巴克)	中心频率(Hz)	带宽(Hz)
17	3400	550
18	4000	700
19	4800	900
20	5800	1100
21	7000	1300
22	8500	1800
23	10500	2500
24	13500	3500
25		

在步骤S33，考虑到称为心理声学(psychoacoustic)的屏蔽效应，对于每个临界频带的容许噪声量是基于临界频带按照频谱数据分裂来确定的。为了进行这一处理，该处理电路51基本上在其中已包含了如图5所示的容许噪声计算单元20。实际上，这个电路的功能是通过编程软件处理实现的。

参照图5，在FFT上得到的频域频谱数据被馈送到输入端21。

频域频谱数据被传输到一个以频带为基础的能量计算电路22，在该电路中各临界频带的能量是通过计算在相应频带中各频谱分量的幅度总和来确定的。幅度峰值或平均值也可以用于代替在相应频带中的信号能量。指示作为能量计算电路22的输出的每一相应频带

的和值的每个频谱分量称为巴克(Bark)频谱。 在图6中，以简图的方式表示各临界频带的频带B1到B12。

应当注意，考虑到屏蔽效应，将每个频谱分量SB被预置加权函数相乘的操作是通过卷积方式执行的。为此目的，以频带为基础的能量计算电路22的输出，即频谱分量SB的每个值被传输到卷积滤波器电路23。

该卷积滤波器电路23包括用于顺序地延迟输入数据的多个延迟元件，多个诸如与相应频带相关的用于将各延迟元件的输出与滤波系数或加权函数相乘的25个乘法器之类的乘法器，和用于计算相应各乘法器的输出之和的加法器。 通过这种卷积，由图6的虚线指示的各部分的和可以被确定。

由于人的听觉感官的心理声学特性，该屏蔽意指，某些信号由其它信号所掩蔽并变得不可闻的现象。屏蔽效应可以被分类为由时域声频信号产生的时域屏蔽效应和由频域信号产生的同时发生的屏蔽效应。利用这种屏蔽，在被屏蔽部分任何出现的噪声都变得不可闻。

因此，在实际声频信号中，在被屏蔽范围内的噪声是一种容许噪声。按照本发明，因为在这个被屏蔽范围内的数据不能被察觉，区别于固有数据的有效数据被写入其中，取代该固有数据。

通过卷积滤波器电路23各相应滤波器的乘法系数或滤波系数的说明性举例，如果对于一个任意频带的乘法器M的系数是1，则各延迟元件的输出在乘法器M－1、M－2、M－3、M＋1、M＋2和M＋3中被乘以系数0.15、0.0019、0.0000086、0.4，0.06和0.007， M是从1到25的一个任意整数，以便实现各频谱分量SB的卷积。

该卷积滤波器电路23的输出被传送到减法器24，该减法器用于确定对应于在该卷积范围内容许噪声电平的一个电平α。同时，该容许噪声电平α是这样的一个电平，该电平将对每个临界频带给出一个容许噪声电平，这正如将在下面予以描述的那样，其是利用除法器26通过解卷积(deconvolution)实现的。减法器24从函数发生器25馈送一个用于确定电平α的容许函数（一个代表屏蔽电平的函数）。通过增加或减少该容许函数控制电平α。正如将在下文予以描述的那样，容许函数是从(N－ai)函数发生器25馈送的。

即，对应于容许噪声电平的电平α是由方程(1)确定的:

$$\alpha = S - (n - ai) \qquad (1)$$

其中，i是从较低侧开始与临界频带顺序一致的号，n和a是常数，其中a> o和S是卷积的巴克频谱的密度。在方程(1)中，(n－ai)代表容许函数。在本实施例中，n = 38和a = 1。

该电平α是以这种方式确定的并传送到除法器26其由在卷积的范围内解卷积该电平α所构成。利用这种解卷积，从电平α中确定屏蔽阈值。这个屏蔽的频谱变为容许噪声电平。虽然解卷积需要复杂的运算一逻辑步骤，但是在本实施例中它是通过使用除法器26而被简化的。

该屏蔽频谱经由合成电路27被传输到减法器28，该减法器将以频带为基础的能量检测电路22的输出馈送，该输出是上述的巴克频谱分量SB。该减法器28从频谱SB中减去屏蔽的频谱，用于屏蔽低于该声学屏蔽电平MS的电平的巴克频谱分量SB的部分。

该减法器28的输出经由容许噪声校正电路30被从输出端31取出。

考虑到在合成电路27的上行电路中产生的延迟，提供延迟电路

29，用来延迟来自能量计算电路22的巴克频谱分量SB。

该合成电路27还可以设计为合成声学屏蔽电平MS和从最小可闻度曲线产生电路32来的最小可闻度曲线RC的数据其代表如图8所示的人的听觉感官的心理声学特性如果绝对噪声电平低于最小可闻度曲线RC，则该噪声变为不可闻。

该最小可闻度曲线与例如在重放时的重放音量的调整差别有所不同。但是，在实际的数字音频系统中，每种音乐广播(music air)的数据被这样量化，即如果动态范围是18比特，则整个18比特的范围将被利用。因此，如果在对人耳最敏感的4kHz附近的频率范围的量化噪声未被听到，则在其他任意频率范围内，低于该最小可闻度曲线电平的量化噪声不会被听到。

因此，如利用的记录/重放设备，已使得4 kHz附近的噪声听不到，而容许噪声电平是通过合成最小可闻度曲线RC和声学屏蔽电平MS被得到，容许噪声电平可能达到图9中由阴影线所指示的电平。在图9中表示出信号频谱SS。

因此合成电路27执行由图9流程图所示的处理。即，从除法器26输入的声学上可察觉的屏蔽电平MS在步骤S41与从最小可闻度曲线发生电路32输入的最小可闻度曲线RC的电平相比较。声学上可察觉的屏蔽电平MS或最小可闻度曲线RC的电平，无论哪个较高，则在步骤S42被选择并输出到减法器28。

此外，容许噪声校正电路30根据从校正信息输出电路33传输的等响度曲线信息校正减法器28的输出中的容许噪声电平。等响度曲线是一个涉及人听觉感官的心理声学特性的特性曲线，并且是利用确定与1 kHz纯音相同响度的在相应各频率听到的声音的声压，和

利用曲线连接声压而被得到。作为等响度灵敏度曲线，也是已知的。该等响度曲线也描绘成一个基本上与表示在图8的最小可闻度曲线相同的曲线。

利用该等响度曲线，在4 kHz附近的声音以与1 kHz声音相同的响度被听到，即使该声压从1 kHz的声音降低8－10 dB。相反，具有与1 kHz的声音相同响度的10 kHz附近的声音不能被听到，除非该声压高于1 kHz声音15 dB左右。因此可以看出，在容许噪声校正电路30中，容许噪声电平最好具有由符合等响度曲线的曲线表示的频率特性。因此可以看出考虑到等响度曲线的容许噪声电平的校正是与人的听觉感官心理声学特性一致的。

如果这时所用的等响度曲线对应于一个正弦波，则对于噪声的响度曲线在临界带宽规范化上可以获得。代替一个单一的响度曲线，可以选择在具有平坦特性的曲线和响度曲线之间的一个中间曲线。

返回到图2，如果，如上所述在步骤S1得到容许噪声电平，则处理被转移到步骤S2，在那里通过SBM数据处理确定量化噪声频谱电平。然后，确定在步骤S1得到的量化噪声频谱电平或容许噪声电平哪一个是较大的。

图10表示设计为执行SBM处理的一种电路结构。这个电路基本上也包括在表示在图1所示的处理电路1中。

具体地讲，量化输入字输入到第一减法器111，在那里计算输入字与反馈滤波器114输出之间的差，第一减法器111的输出输入到进行量化为N比特的N比特量化电路112。

第二减法器113确定第一减法器111的输出（到N比特量化电路112的输入）与N比特量化电路112的输出之间的差，即所谓量化误差，

和输出该计算的结果到反馈滤波器114。该反馈滤波器114校正输入数据的频率特性，使得经校正的频率特性将变为对应于例如等响度特性的特性，并输出该经校正的频率特性到第一减法器111。

第一减法器111因此从量化输入字的输入数据中减去来自反馈滤波器114的输出，然后输出按上述方式进行处理的差数据。

其结果是得到量化噪声被处理的N比特数据，使该数据具有对应于通过噪声整形的等响度曲线的特性。

因为上述SBM处理已被详细描述在上面援引的美国专利5070515中，这里就不再予以赘述。

按上述得到的SBM噪声电平在步骤S2中与在图2的步骤S1得到的容许噪声电平进行比较。通过改变图10中反馈滤波器114的特性，得到多个SBM噪声电平的值。另外，N个值被改变为14、16和18比特，以便得到SBM噪声的各对应值(图11的曲线A到F)。

参考图11，解释SBM噪声电平和容许噪声电平之间的比较。

如果在图2的步骤S1得到的声学屏蔽电平(容许噪声电平)，诸如图11的MT2，其在整个频谱中高于由任何16比特SBM处理实现的量化噪声频谱电平，其中的曲线D，则时间块信号不需要16比特。相反，如果得到的容许噪声电平，诸如MT1其在整个频谱中的任何范围低于由每个16比特SBM处理实现的量化噪声频谱电平(曲线C和D)，则需要设置长于16比特的字长。

以这种方式，由16比特SBM处理实现的量化噪声频谱电平和以块为基础的声学屏蔽电平(容许噪声电平)被互相比较。此外，对于全体中各个块(待记录的全部音乐信息的各块)在图2的步骤S3中由处理电路51计算比特过剩或比特亏空的各比特长度。

在步骤S4，制备满足少于16比特的块地址和要求多于16比特的块地址的对照表。在步骤S5，调整过剩比特和亏空比特，以便确定相应的各块的字长的比特长度。

为了简化起见，下面的描述仅涉及2比特长度的过剩和亏空比特。但是，该比特长度也可以被归纳到N个比特。

图12表示过剩和亏空数据的状态。在这个图中，按照在CD盘的情况下，字长固定在16比特。如图12中0表示的电平是最低可能传输的电平，而由虚线表示的线表示屏蔽电平。A到I表示在以16比特进行量化的情况下的过剩比特，而A′到I′表示在以16比特进行量化的情况下的亏空比特。如果过剩或亏空比特长度是2比特，则由SBM以14比特或16比特处理实现的量化噪声频谱电平与声学屏蔽电平(容许噪声电平)进行比较。如果在整个频率的频谱中容许噪声电平高于由14比特SBM处理实现的量化噪声频谱电平，则该块被认为是利用14比特SBM处理的。

相反，如果在整个频谱中在至少一个区域容许的可闻噪声电平高于由16比特SBM处理实现的量化噪声频谱，则该块被认为需要用18比特SBM处理。在另外的情况下，比特过剩或比特亏空被判断为不存在。

对于从该第一音乐广播的开始到结束的数据，进行上述的处理。这叫做第一通过处理。第一通过处理产生指示比特长度是过剩还是亏空的信息或指示哪一个块处于这种状态的地址信息。

图3示出第二通过的处理被执行。首先，在步骤S11，利用在图2中步骤S5确定的字长执行SBM量化处理。具有未达到16比特的短比特长度的块称为具有过剩比特长度的块或比特过剩块。相反，具有

超过16比特的长比特长度的块称为具有亏空比特长度的块，即比特亏空块。

在步骤S12，比特过剩块和比特亏空块被识别并且该比特亏空块按照该比特亏空块的各比特与比特过剩块相连系，以便信息写入。

即，按照本发明的CD播放机需要一种以快于实时若干倍的速度读出信息的功能。这种功能并不特定并且其使用在例如便携CD播放机中。即在便携式播放机中由于外部的冲击和振动存在一些跟踪不连续的场合。因此，便携播放机被组成用于高于实时速度若干倍的速度读出信息，以便瞬时存储在存储器中。数据以实时为基础从该存储器中读出，以保证防止振动。

该处理电路51将包含在具有后置重放定时的码部分中的信息加到具有在实时重放系统中的超前重放定时的部分中，用于改善在实时重放系统中的具有超前重放定时的码部分的精度。

处理电路51分析例如五分钟期间的信号。该处理电路判断，如果存在一个暂时地在先的比特亏空块L和暂时在后的比特过剩块K，如图13所示，在这两块之间执行比特借入/比特贷出。此时，对应于来自暂时在先的比特亏空块L的MBS的第17和第18比特的信息被写入暂时在后的比特过剩块k的过剩比特的LSB侧。

对照图13所示的情况有相同的安排，即在图14的情况下，其中比特过剩块k与比特亏空块L之间的暂时关系与图13所示是相反的。然而，在这种情况下，从记录介质(CD盘)的读出速度是与比特过剩块k与比特亏空块L之间的暂时距离的最大容许值无关的，并且其取决于子码的地址信息的量，其中写入指示比特过剩块k和比特亏空块L的位置的地址，和存储器的容量，其中写入来自比特亏空块L的

MSB的第17和第18比特。

如果比特亏空块L目前暂时是在后的而比特过剩块K目前暂时是在先的， 则处理电路52使在这两个块之间产生比特借入/比特贷出。此时，暂时在后再现的比特亏空块L的MSB侧的第17和第18比特被写入暂时在先的比特过剩块K的两个LSB侧的比特中。

比特亏空块L和比特过剩块k之间的比特借入/比特贷出的安排，即哪个比特亏空块和比特过剩块应当具有互相的比特借入/比特贷出关系是有相当大的选择余地的。近似的准则如下：

假设对于一个小时的序列的比特亏空块和比特过剩块都已被检测。

如果比特亏空块的数小于比特过剩块的数，做出在暂时将要重放信息部分写入附加信息的判断，其有可能以超过实时的高速度进行。由于比特过剩块和比特亏空块之间的定时关系，这种操作在将附加信息写入在暂时通过的重放信息部分的情况下进行是不可能的。如果没有比特过剩块在对暂时将要重放信息部分的附加信息写入致能时域被找到，以超过实时的高速读出变为可能，这个处理被舍弃。

对于其余的比特亏空块和比特过剩块，从暂时过去的块开始设置一一对应的关系。

如果比特亏空块的数目大于比特过剩块，做出在暂时将要重放信息部分中写入附加信息的决定，其有可能以超过实时的高速写入进行。这种操作在附加信息写入到暂时过去的重放信息部分的情况下进行是不可能的。如果没有比特过剩块在对暂时将要重放的信息部分的附加信息写入致能时域被找到，超过实时的高速读出变为不可能，这个处理被舍弃。当在可用比特过剩块已被用尽的时间点上，

该处理进行到终点。

对于其余的比特亏空块和比特过剩块，从暂时过去的块开始设置一一对应的关系，当在可用比特过剩块已被用尽的时间点上，这个处理进入结束。

当如上所述图3的步骤12的处理进入结束时，处理转移到步骤S13，以便执行在记录介质上的记录。

即，在由图1所示的编码器设备的处理电路51进行的上述处理以后，将在下文参照图16解释音频数据(音乐信息)和子码信息其被馈送到同步信息和子码信息附加电路54，在那里子码信息被加入到音频数据信息中，具有预置格式的数据输入到调制电路55，在那里由EFM对其进行调制。调制电路55的输出数据被馈送到光学头56，而后该光学头对应于输入数据辐射激光束到由主轴马达58以预置速度旋转的盘57上，其将数据记录在盘57上。

以字长超过16比特再现的块是在两个不同的记录部分被记录的。为了保持与常规CD盘的可互换性，一个很大的特点，即，能使由通用CD播放机记录的CD盘，毫无困难地在本发明的系统中重放。为此目的，即，为了产生良好的重放声音即使仅由通用的CD播放机再生MSB侧的16比特，即，如果18比特的较低的两比特不被再生，可利用下面的两级SBM技术。

这种技术将参照图15予以解释。具有20比特字长的量化输入字被馈送到减法器101和16比特SBM量化电路102。减法器101计算输入字本身与16比特SBM量化电路102的输出之间的差。产生的差由SBM量化电路103予以量化。该SBM量化电路102、103是按照图10所示组成的和依据预置的特性执行噪声整形。

以这种方式， 16比特SBM量化电路102执行16比特SBM量化和减法器101产生16比特SBM量化前的数据与16比特SBM量化后的数据之间的差。这个差信号（量化误差）由利用2比特SBM量化的2比特SBM量化电路103进行量化。其产生一个16比特SBM量化信号(16比特SBM量化电路102的输出）和附加到该16比特SBM量化信号的一个2比特SBM量化信号，从而产生一个18比特SBM量化信号。

通过这个第二通过的编码处理， 对应的各块利用14比特SBM量化、16比特SBM量化和18比特SBM量化而被量化。 该18比特SBM量化是由两级量化产生的，即16比特SBM量化和2比特SBM量化。

虽然用于比特借入/比特贷出的比特长度被限于两个比特， 但也可以是各种比特数。

从第二通过处理的量化输出根据由第一通过处理得到的相应地址关系被重新排列和被发送到图1的同步信息和子码信息附加电路54。

图16表示子码结构。一字节的子码被附加到音乐信息的32个符号的块上，每个符号是由8比特构成的。 98个子码被集合起来形成一个单一的子码块。 在这个子码块中有四个具有120比特的容量的包。在这个部分中，比特过剩块和比特亏空块按类别和位置的信息被记录。

如果被记录的盘57是一个主盘，从其产生出一个模子(stamper)，和作为复制品的大量的盘(CD盘)从该模子中产生出来。这种CD盘从图17所示的重放设备(CD机)中进行重放。

在本实施例中，盘(CD盘)72被主轴马达以预置速度旋转。光学头73辐射激光束到盘72上。记录在盘72上的信息被由盘72反射的激

光束所再现。由光学头73输出的RF信号被馈送到RF放大器74并由此被放大，以便馈送到解调电路75，用于由EFM解调。解调电路75的输出被馈送到纠错电路76，用于纠错。

由纠错电路76纠错数据，该子码被馈送到子码信息解码电路77，同时音频数据被馈送到字恢复电路78，子码信息解码电路77输出解码结果到字恢复电路78，字恢复电路78根据来自子码信息解码电路77馈送的子码解码结果恢复音频数据并经由D/A变换器79输出恢复的数据到扬声器，(未示出)。

在操作中，例如，EFM信道调制信号从盘72被读出到RF放大器74，此时，数据是以比实时速度快8倍的速度读出的。这种快速读出的操作参照图18予以解释。

在图18中，时域T1表示有8倍于利用实时速度读出的信息容量之多的信息容量的一个时域。时域T2表示光学头73的搜素时间域。在时域T1期间，对应于读出时间的信息被读出，该读出时间8倍于实时读出时间之多。通过重复这种读出操作，相同的信息被重复再现8次。

即，如果由第一重放操作(读出1)将一个预置的区域已读出，如图18所示，光学头73转回(jumped back)以便重放一个新的区域，该区域是从该重放区域的开始位置前进1/8的一个位置上开始和在从第一区域(读出2)的重放结束点前进1/8的一个位置上结束。在该新的区域的重放结束以后，光学头73再次转回，用于类似地重放第三区域，该区域是从该重放的新的区域的开始位置前进1/8的一个位置上开始和从新的区域(读出3)的重放结束点前进1/8的一个位置上结束。

上述重放操作连续地重复。

其能精确地改善在暂时将要重放信息位置的字Wa中信号的写入，该位置将被用于暂时过去的字Wb。

RF放大器74的输出被馈送到解调电路75，用于执行信道调制信号的EFM解调。解调输出被馈送到用于纠错的纠错电路76。通过上述处理，16比特SBM量化数据、14比特SBM量化数据和2比特SBM量化数据，如图13和14所示在记录处理期间的处理下，其在包含在字恢复电路78中的存储器中得到。相应的子码信息在包含在子码信息解码电路77中的存储器中得到。

子码信息解码电路77和字恢复电路78执行如图19所示的处理。首先，子码信息解码电路77在步骤S21读出输入的和存储的子码信息，并解码在相应各帧中比特过剩块和比特亏空块的比特借入/比特贷出状态。解码的结果被送到字恢复电路78。

根据从子码信息解码电路77馈送的比特借入/比特贷出状态信息，字恢复电路78在步骤S22执行判定比特借入/比特贷出状态。

即，从相应的写入子码的地址确定哪个16比特SBM量化数据应当附加2比特量化数据。2比特SBM量化数据被附加到16比特量化数据上，完成18比特SBM量化数据。

参照图20，仅示意性地表示16比特SBM量化数据131和对应的2比特SBM量化数据132在加法器133中被相加以输出一个18比特SBM量化数据。该图20示意性表达了上述相应的处理。

如果应当附加2比特SBM量化数据的16比特量化数据当未被存入存储器，则该2比特SBM量化数据被保持，直至这个数据被馈送并被存储。

同样，未被利用的2比特SBM量化数据被保持，直至相应的16比特SBM量化数据被存储在存储器中。 当相应数据可得到时表示在图20的处理被执行。

该比特过剩块的该16比特被直接地或由数据“00”置换较低两比特后处理，该比特过剩块的该16比特是在附加作为较低的两比特的另外的比特亏空块较低两比特数据中得到的。

然后该处理转移到图19的步骤S23，用于执行重放操作。 即，由字处理器78恢复的数据被馈送到D/A变换器79，用于D/A变换并将其输出到扬声器，未示出。

重复进行上述的处理。

考虑到盘72是在普通的CD播放机上被重放的，总是以16比特字长的字被重放的。在这种情况下，14比特SBM处理的字和16比特SBM处理的字被重放， 并且14比特SBM处理的字在噪声电平方面比容许噪声电平要低，而16比特SBM处理的字具有与普通16比特SBM处理的CD相同的声音质量，因此保证了互换性。

以这样的方式，取决于音乐内容的可变比特率编码可以引入到固有地含有固定比特率系统的CD盘音乐系统中。结果是，所要求的比特量可能被分配到需要的时间部分，从而能使音质得到改善。

此外，通过屏蔽效应，比特挪用时间部分的声音质量可以期望得到，以使编码性能利用可变比特率编码能得到改善。

在上述实施例中， 在时域的LSB侧安排给定时域的不同时间样值比特。 然而，可能在时域的LSB侧安排一些不同样值的一些时间样值比特。

按照本发明， 其中在时间样值的LSB侧，还安排具有不同时域

的时间样值或不同信道的时间样值的精确改进信息的信号，在比特速率保持不变的同时，重放数据可以在质量上得到改善。

再有，具有低于可行传输电平的声学上不可闻的信号电平信号部分的信息被排列在具有高于可行传输电平的声学上不可闻的信号电平信号部分，这样在保持互换性的同时，可以改善声音质量。

虽然本发明已经参照记录音频信号的情况进行了描述，应当指出，本发明也可以应用到记录视频信号或在记录介质上记录任何其他信号的情况。

说 明 书 附 图

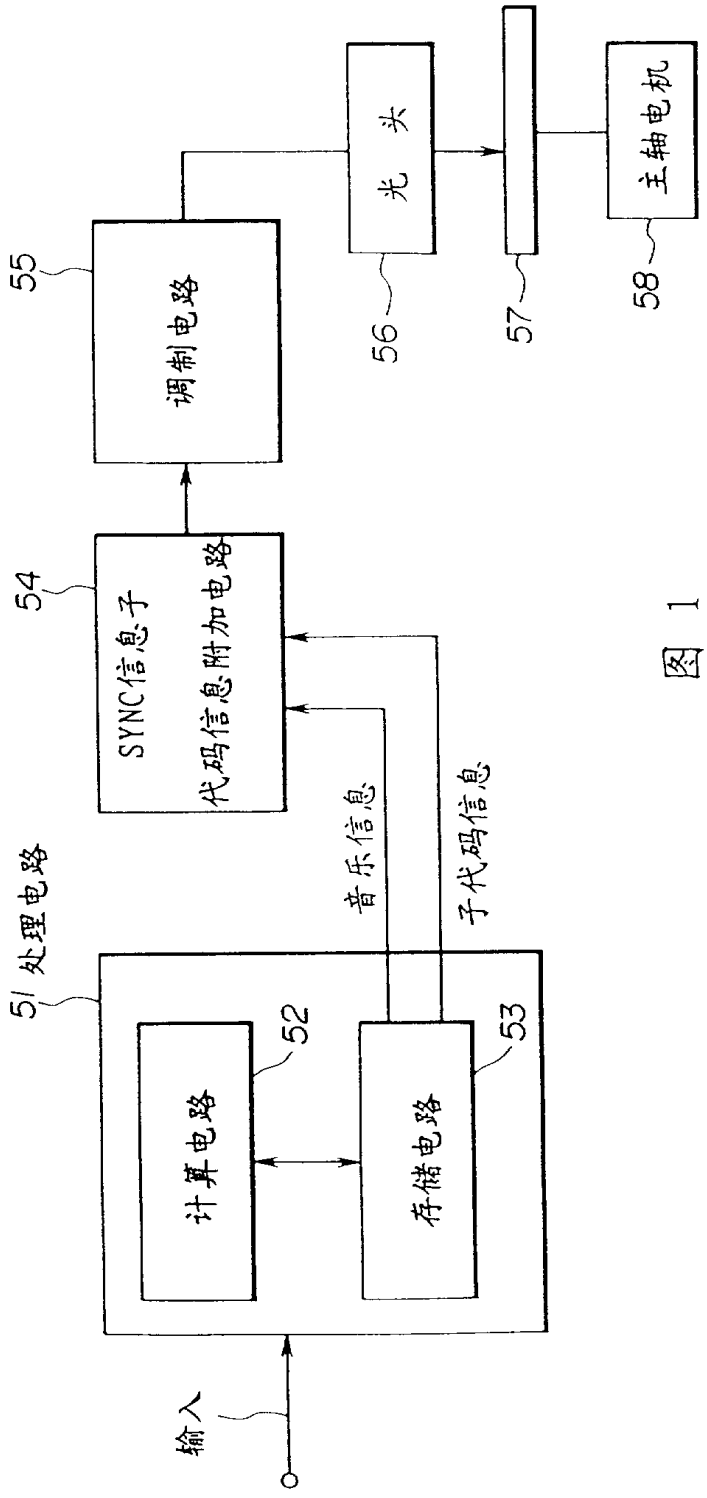

输入
51 处理电路
计算电路
52
存储电路
53
音乐信息
子代码信息
54
SYNC信息子
代码信息附加电路
55
调制电路
56
光 头
57
58
主轴电机

图 1

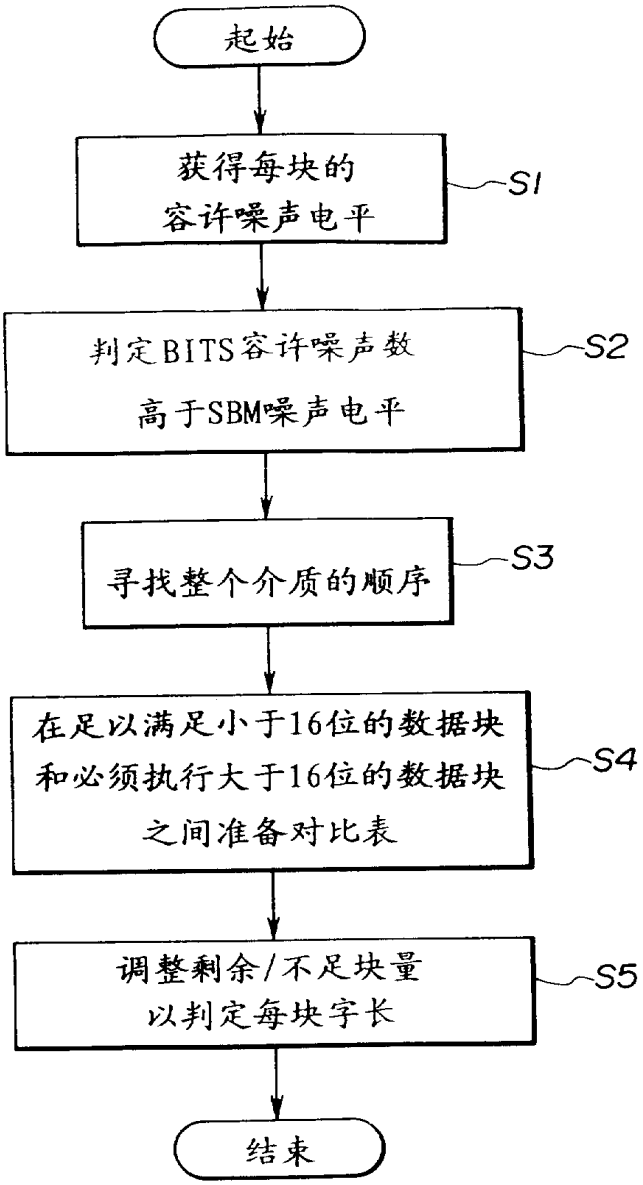

起始
获得每块的
容许噪声电平
S1
判定BITS容许噪声数
高于SBM噪声电平
S2
寻找整个介质的顺序
S3
在足以满足小于16位的数据块
和必须执行大于16位的数据块
之间准备对比表
S4
调整剩余/不足块量
以判定每块字长
S5
结束

图 2

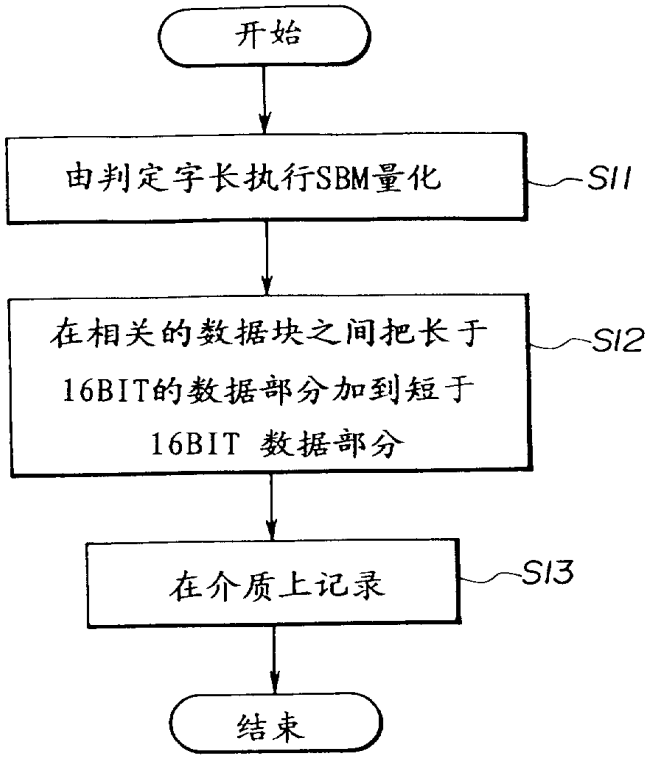

开始
由判定字长执行SBM量化
S11
在相关的数据块之间把长于16BIT的数据部分加到短于16BIT 数据部分
S12
在介质上记录
S13
结束

图 3

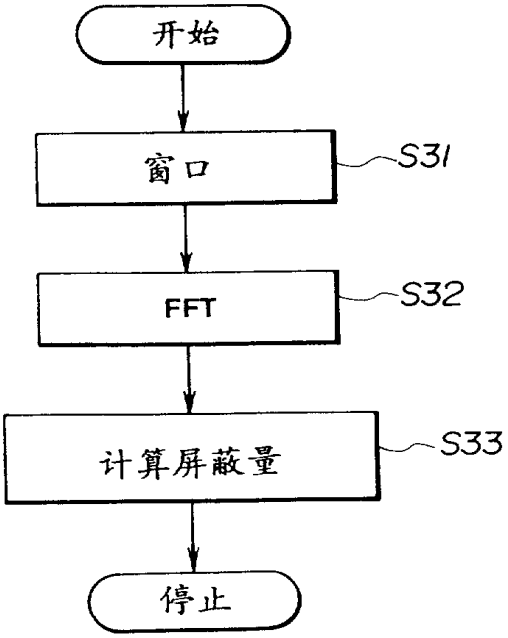

开始
窗口
S31
FFT
S32
计算屏蔽量
S33
停止

图 4

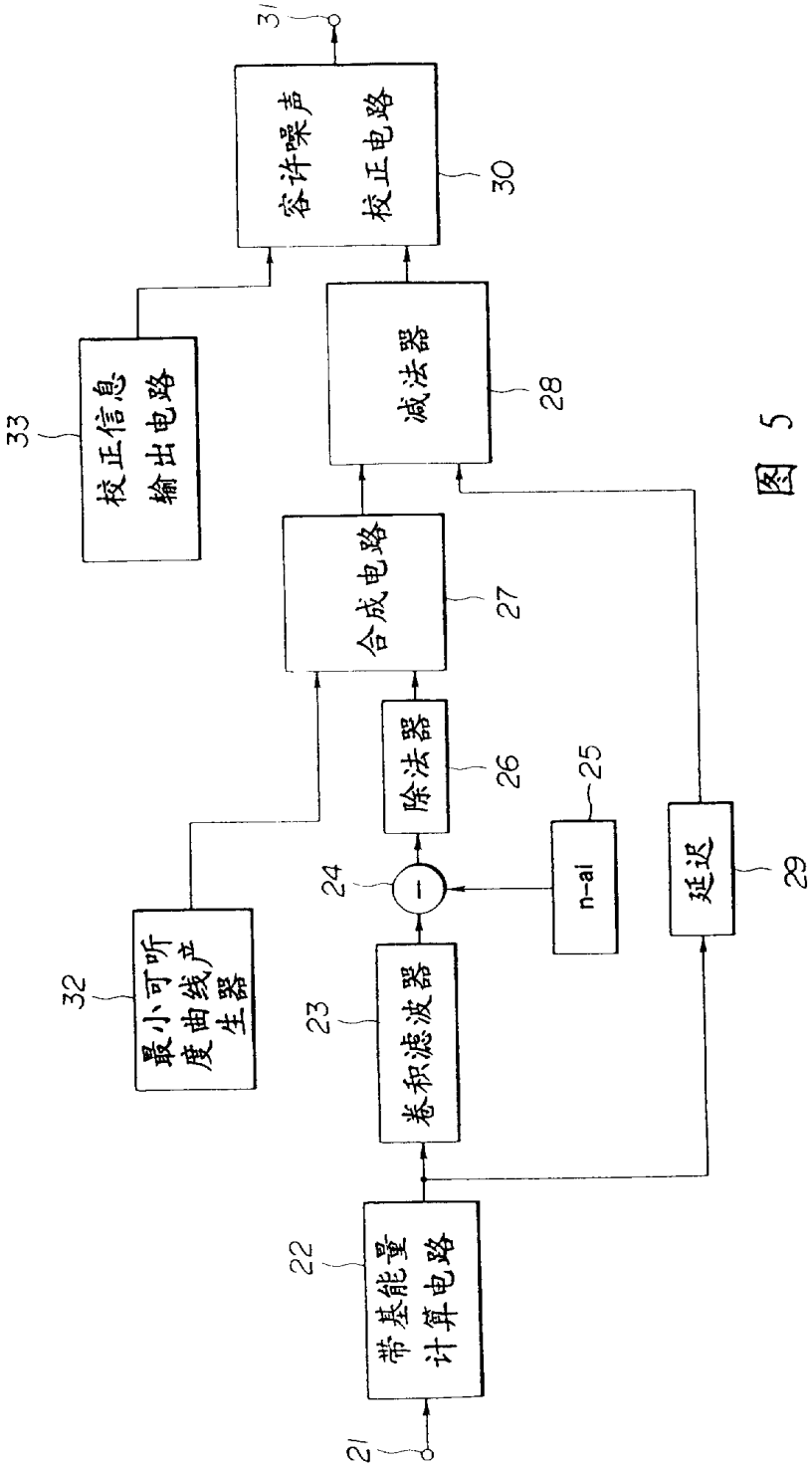

21
带基能量计算电路
22
卷积滤波器
23
24
−
n-al
25
除法器
26
合成电路
27
减法器
28
延迟
29
容许噪声校正电路
30
31
校正信息输出电路
33
最小可听度曲线产生器
32

图 5

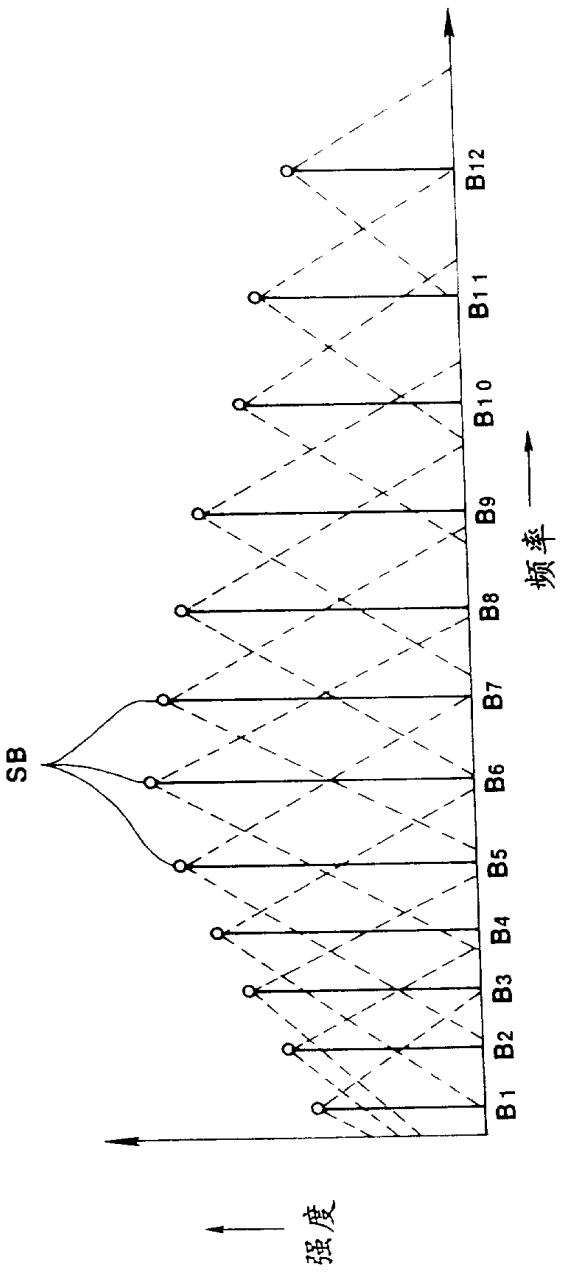


图 6

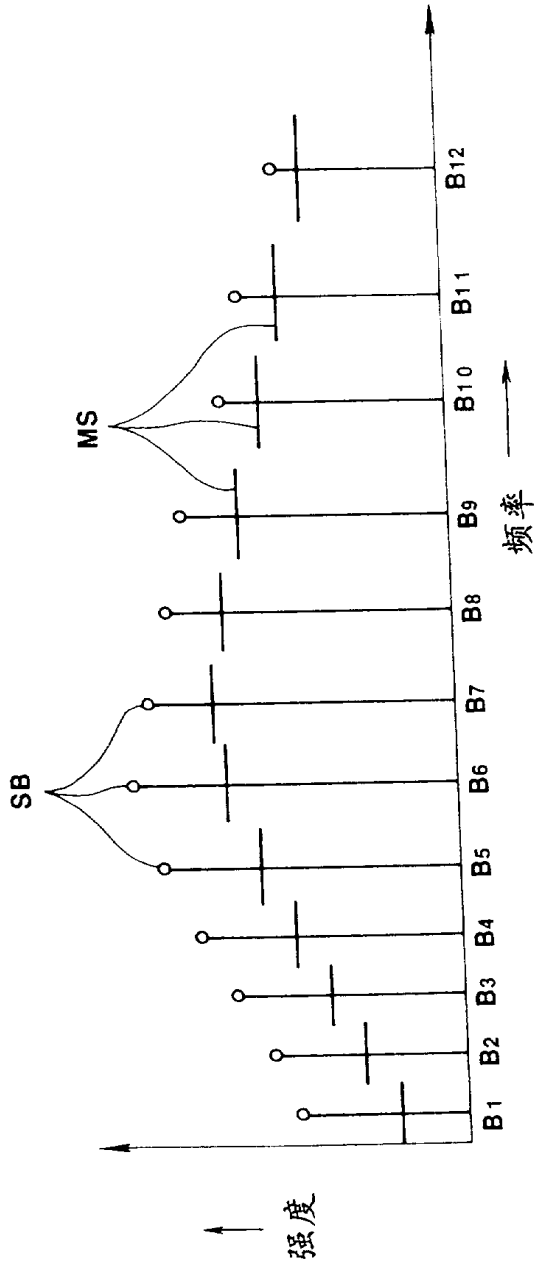


图 7

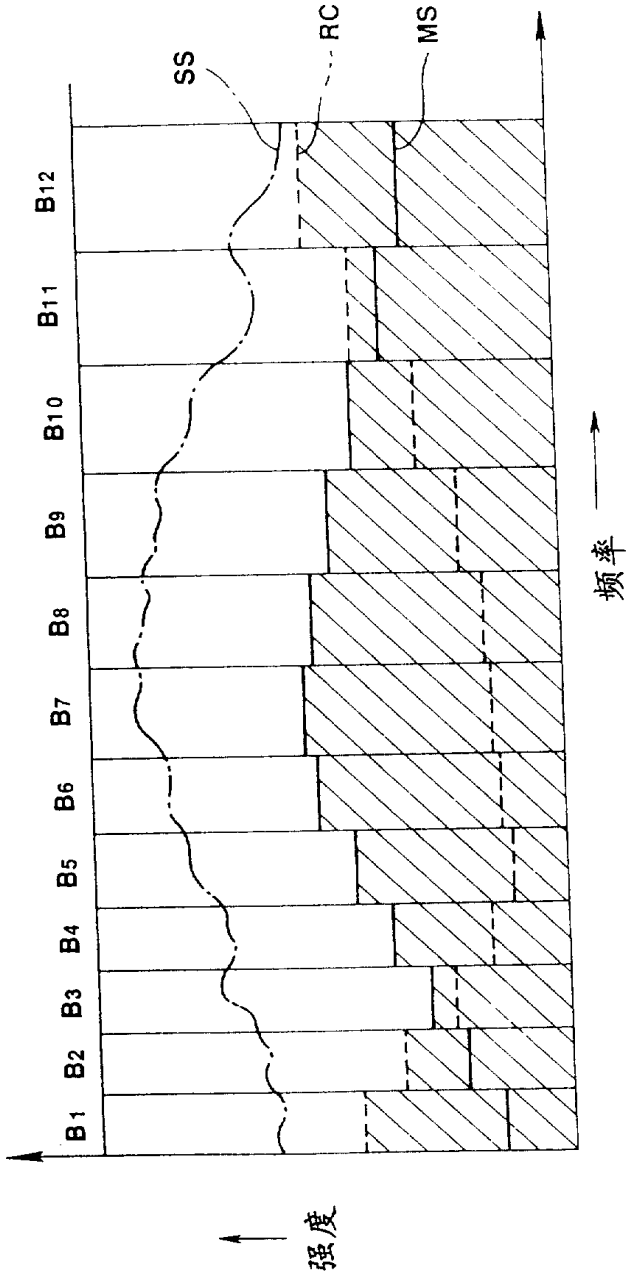


图 8

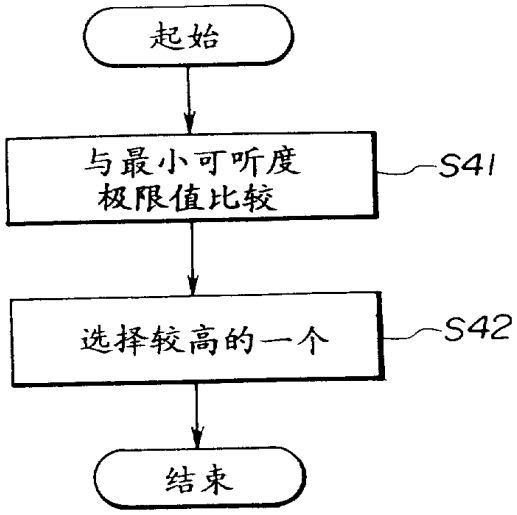

起始
与最小可听度
极限值比较
S41
选择较高的一个
S42
结束

图 9

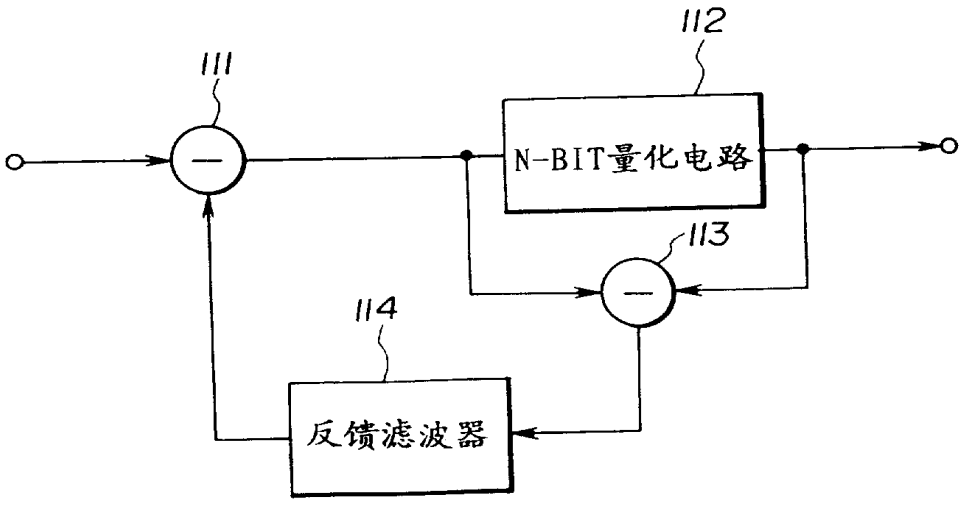

111
112
N-BIT量化电路
113
114
反馈滤波器

图 10

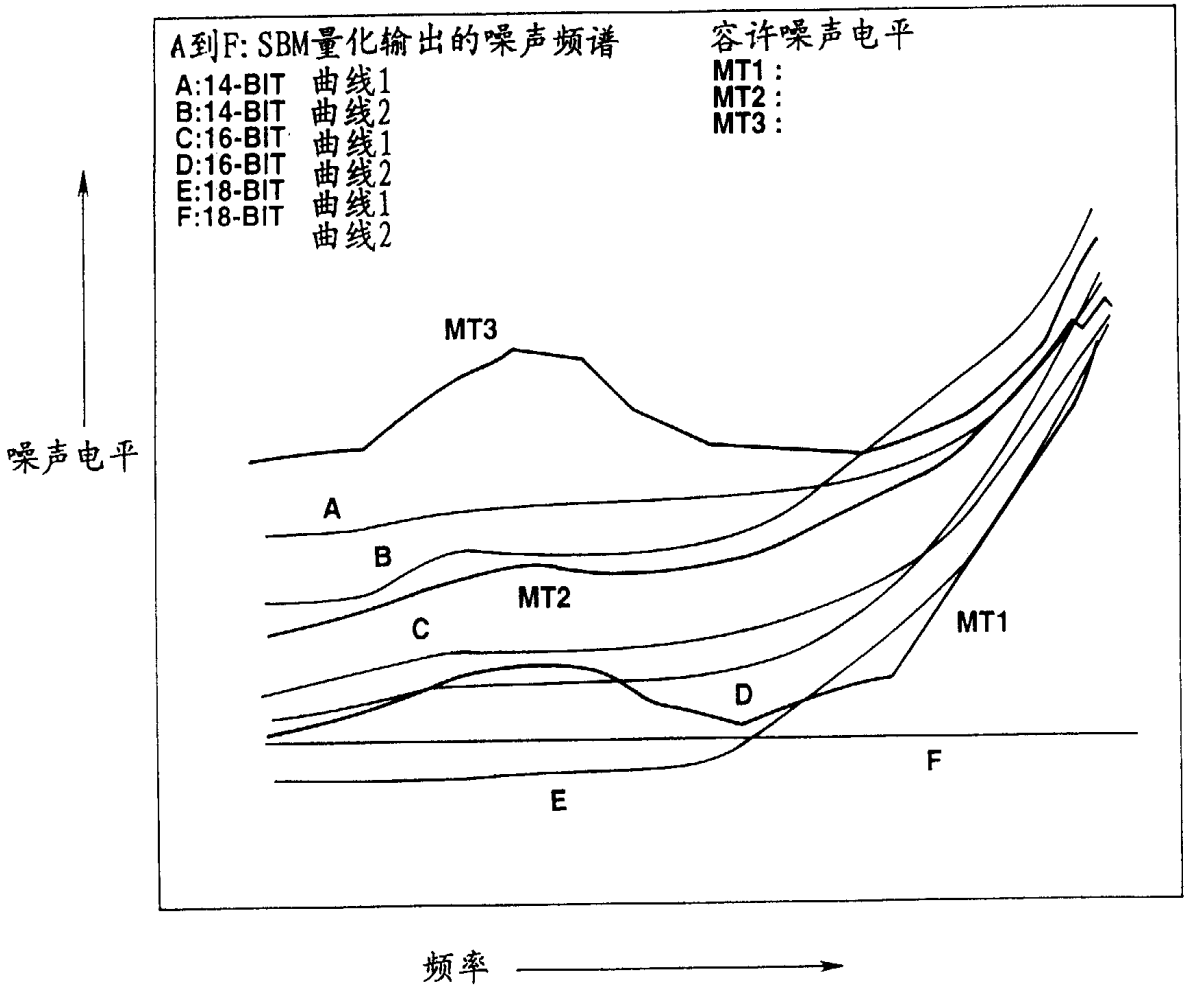

A到F: SBM量化输出的噪声频谱
A:14-BIT 曲线1
B:14-BIT 曲线2
C:16-BIT 曲线1
D:16-BIT 曲线2
E:18-BIT 曲线1
F:18-BIT 曲线2
容许噪声电平
MT1 :
MT2 :
MT3 :
MT3
A
B
MT2
C
MT1
D
F
E
噪声电平
频率

图 11

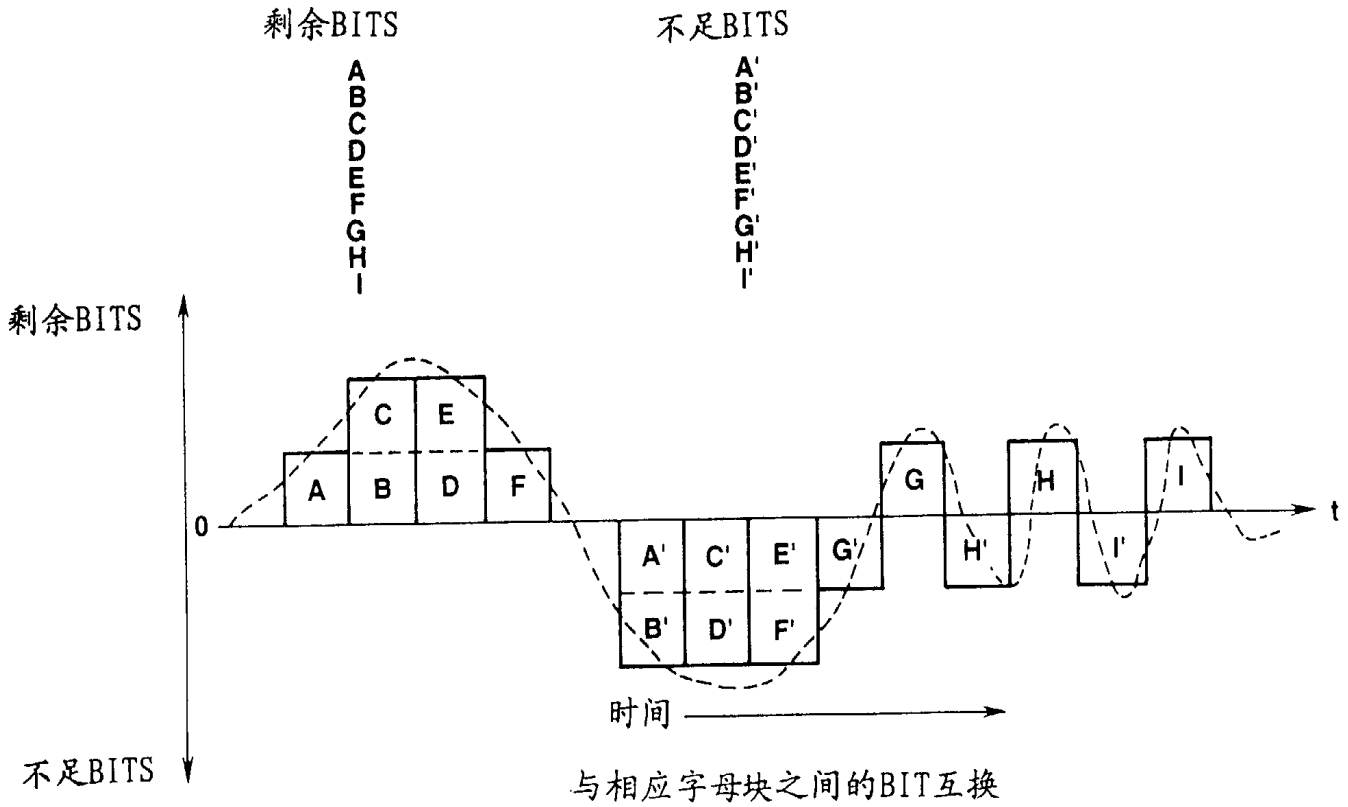

剩余BITS
不足BITS
A B C D E F G H I
A' B' C' D' E' F' G' H' I'
剩余BITS
0
t
A
B
C
D
E
F
A'
B'
C'
D'
E'
F'
G
G'
H
H'
I
I'
时间
不足BITS
与相应字母块之间的BIT互换

图 12

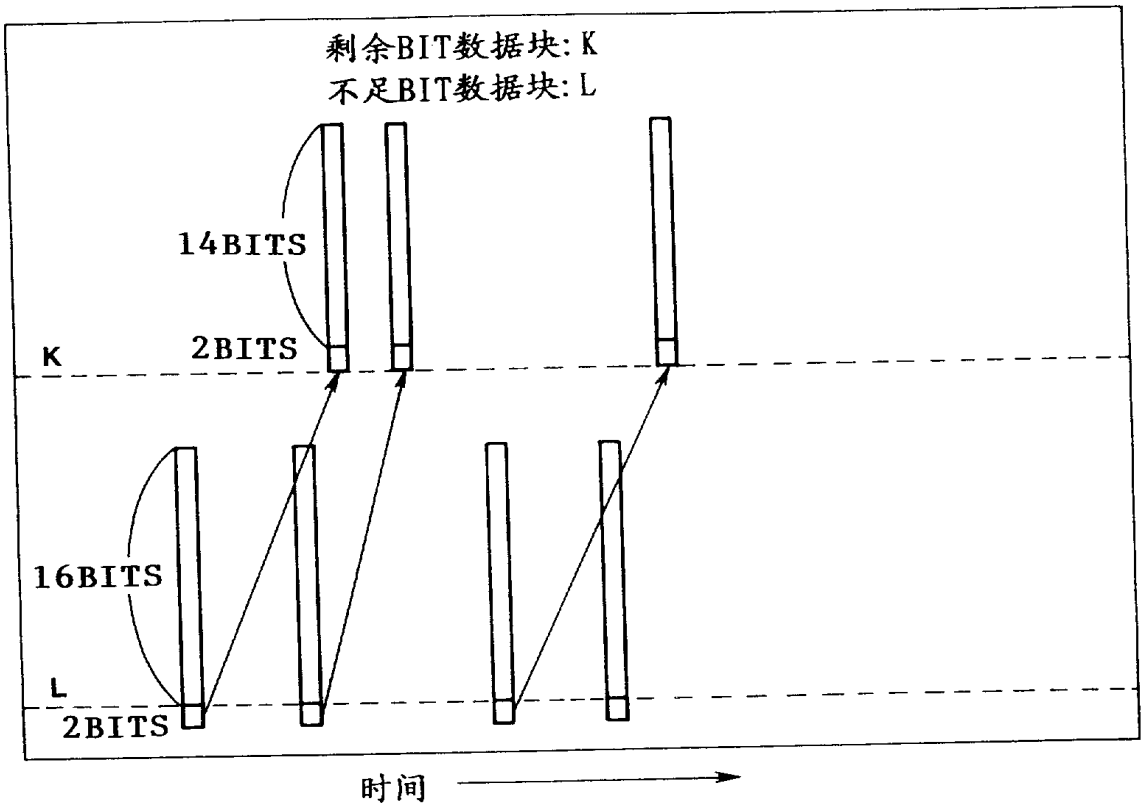


图 13

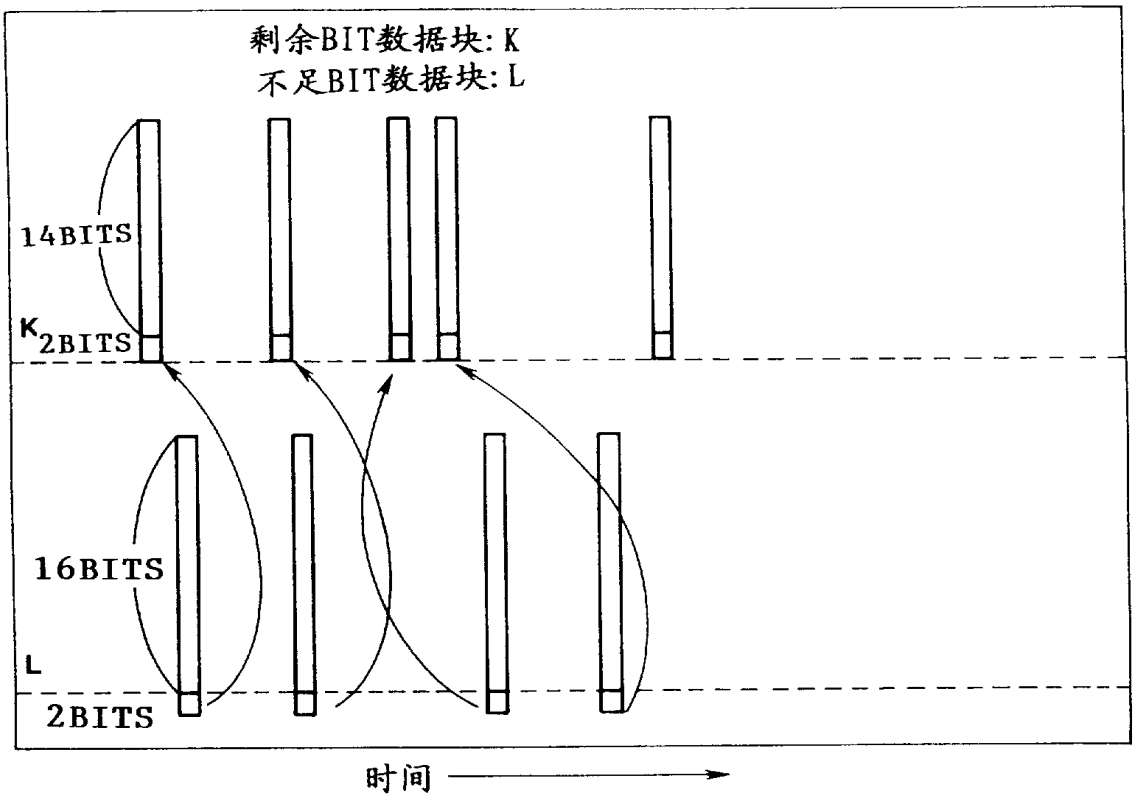


图 14

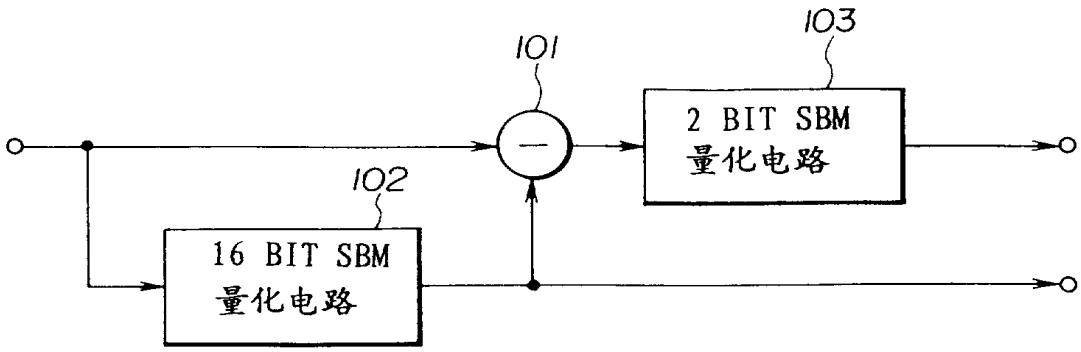

101
103
2 BIT SBM
量化电路
102
16 BIT SBM
量化电路

图 15

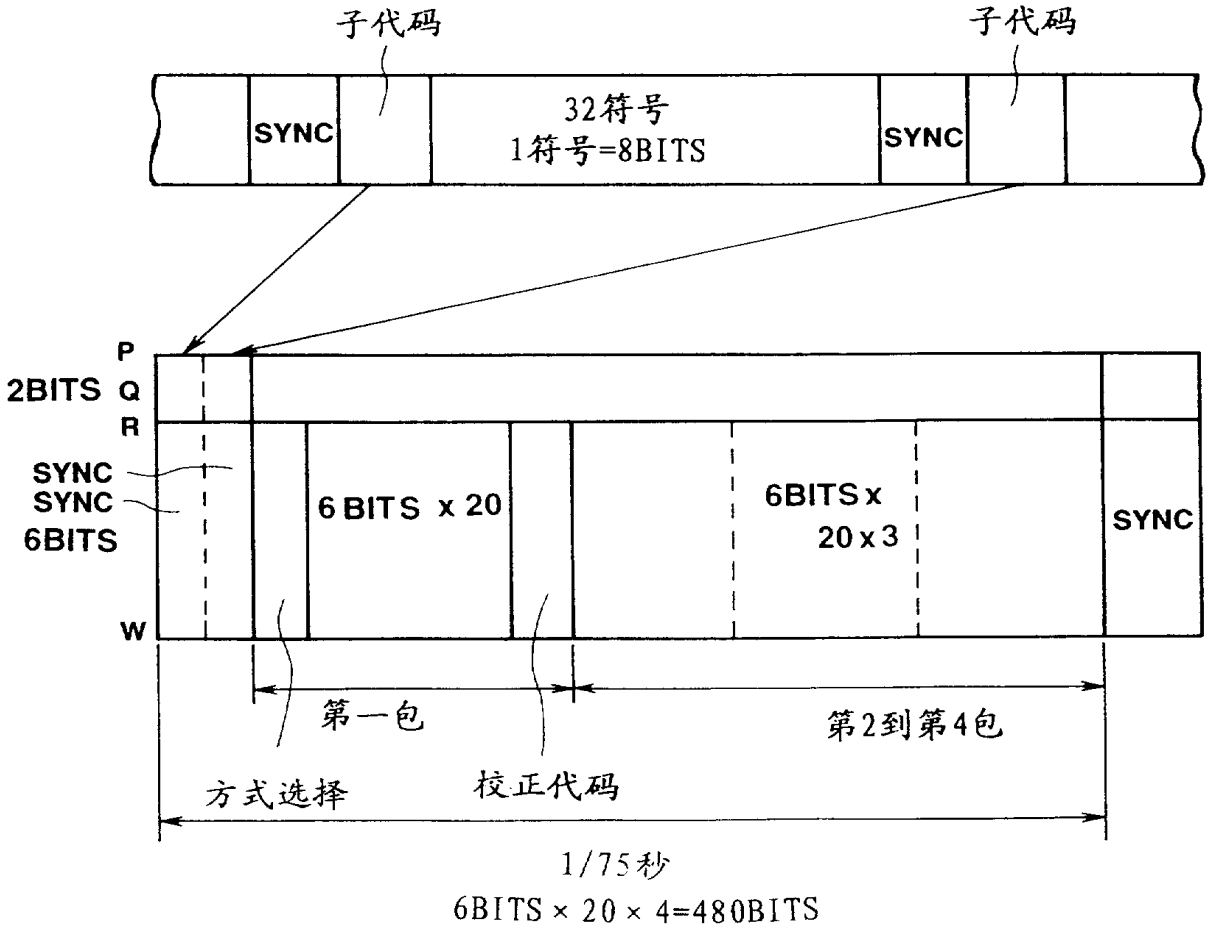

子代码
子代码
SYNC
32符号
1符号=8BITS
SYNC
P
2BITS Q
R
SYNC
SYNC
6BITS
6 BITS x 20
6BITS x
20 x 3
SYNC
W
第一包
第2到第4包
方式选择
校正代码
1/75秒
6BITS × 20 × 4=480BITS

图 16

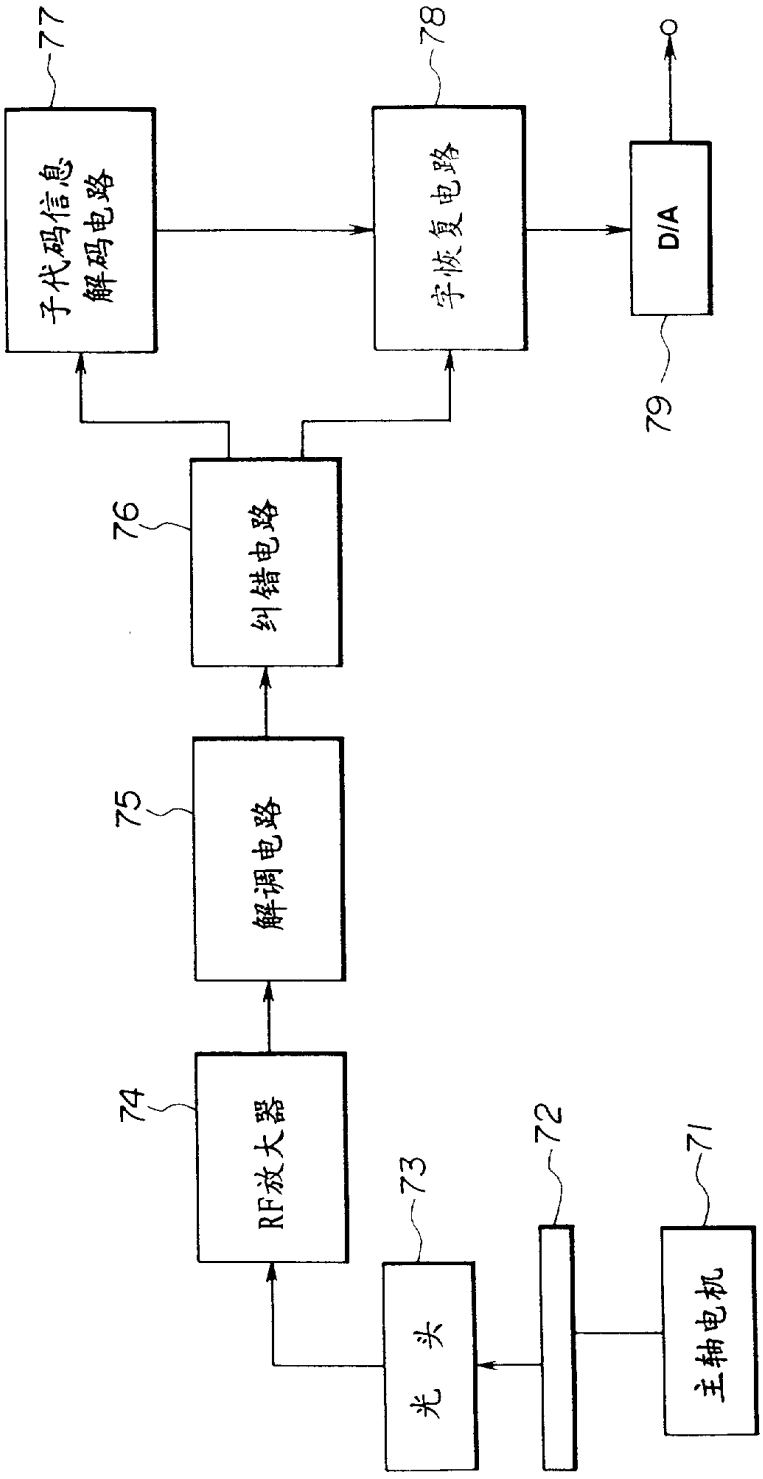

77
子代码信息
解码电路
78
字恢复电路
D/A
79
76
纠错电路
75
解调电路
74
RF放大器
73
光 头
72
71
主轴电机

图 17

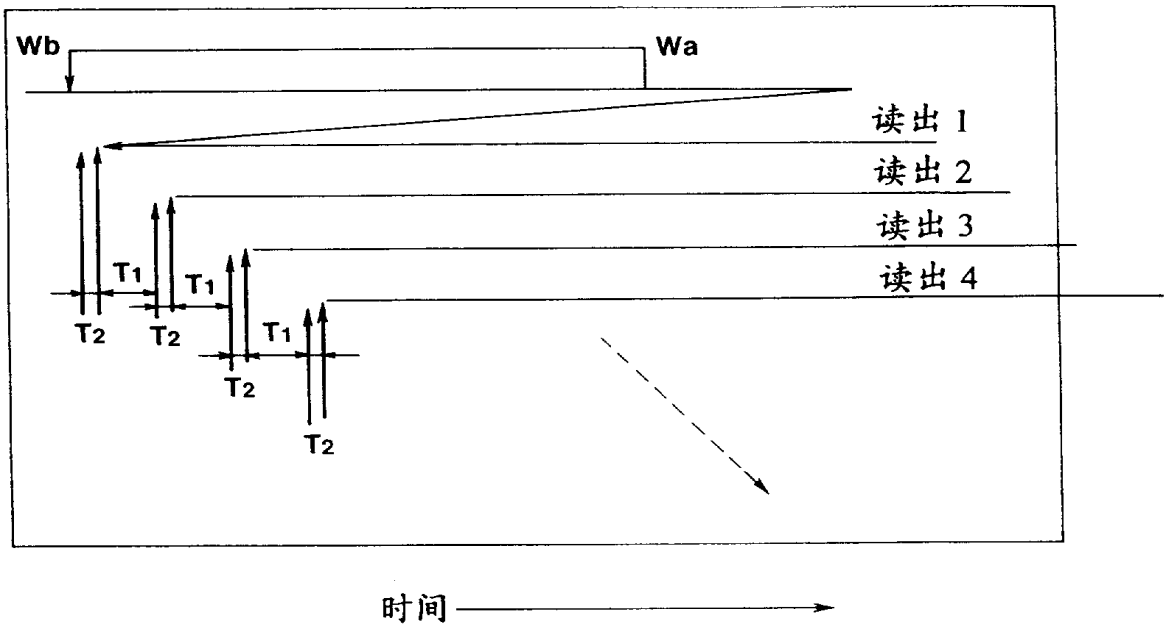


图 18

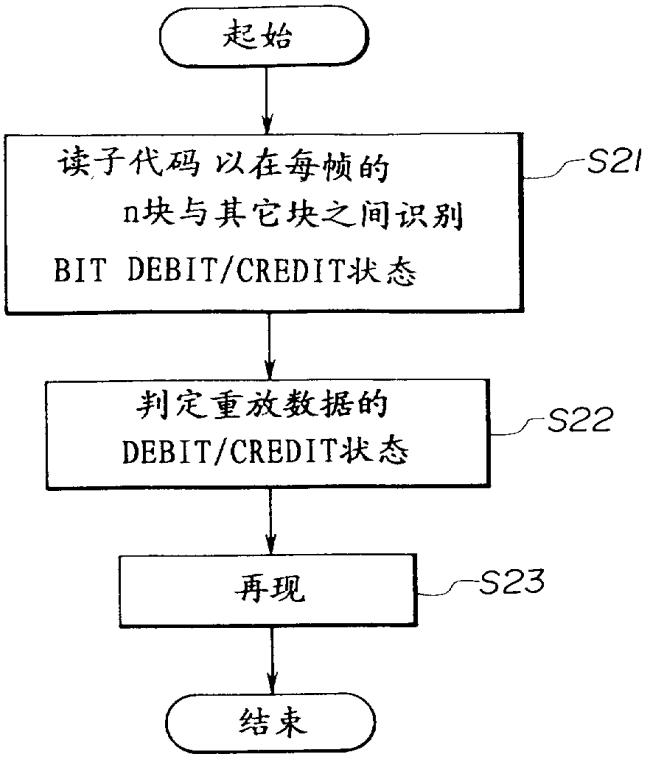

起始
读子代码 以在每帧的
n块与其它块之间识别
BIT DEBIT/CREDIT状态
S21
判定重放数据的
DEBIT/CREDIT状态
S22
再现
S23
结束

图 19

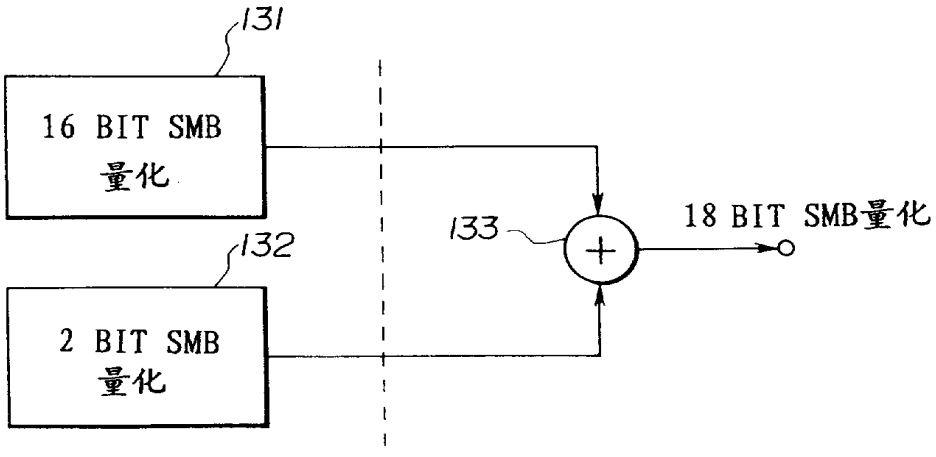

131
16 BIT SMB
量化
132
2 BIT SMB
量化
133
18 BIT SMB量化

图 20