



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1639984 B

(45) 授权公告日 2011.05.11

(21) 申请号 03805550.3

森岳至

(22) 申请日 2003.03.10

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所
11105

(30) 优先权数据

- 63598/2002 2002.03.08 JP
- 63449/2002 2002.03.08 JP
- 288677/2002 2002.10.01 JP
- 304646/2002 2002.10.18 JP
- 346789/2002 2002.11.29 JP
- 25272/2003 2003.01.31 JP

代理人 黄小临 王志森

(51) Int. Cl.

- H03M 7/30(2006.01)
- G10L 19/00(2006.01)

(85) PCT申请进入国家阶段日
2004.09.08

(56) 对比文件

- JP 1998051791 A, 1998.02.20, 全文.
- JP 1997009266 A, 1997.01.10, 全文.

(86) PCT申请的申请数据
PCT/JP2003/002809 2003.03.10

审查员 周述虹

(87) PCT申请的公布数据
W02003/077425 JA 2003.09.18

(73) 专利权人 日本电信电话株式会社
地址 日本东京都

(72) 发明人 守谷健弘 神明夫 池田和永

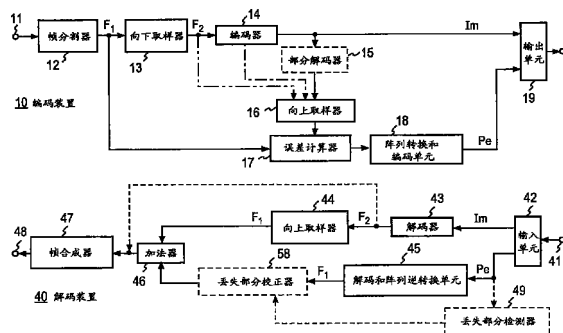
权利要求书 14 页 说明书 57 页 附图 71 页

(54) 发明名称

数字信号编码方法、解码方法、编码设备、解码设备

(57) 摘要

对于每个帧，数字信号的取样频率被向下取样单元 (13) 从 96kHz 转换为 48kHz。被转换的信号被压缩 / 编码和输出为主代码 I_m 。对应于主代码 I_m 的本地信号被向上取样单元 (16) 转换为例如原始 96kHz 的取样频率的信号，并且产生在这个信号和输入的数字信号之间的误差信号。误差信号的取样串的比特被重新布置 / 编码单元 (18) 重新布置和输出为误差代码 P_e 。在解码端，通过使用主代码 I_m 和误差代码 P_e ，就有可能获得高度忠实的再现信号或仅仅基于主代码 I_m 的再现信号。



1. 一种数字信号编码方法,包括步骤:

(a) 产生和编码在属性级别上比要编码的信号低的信号或从所述在属性上较低的信号中修改的信号;以及

(b) 无损编码在要编码的信号和下述信号之一之间的差信号,其中所述下述信号为:在属性级别上低的所述信号和从所述在属性级别上较低的信号中修改的信号。

2. 根据权利要求 1 所述的数字信号编码方法,其中步骤 (a) 包括:在逐个帧基础上将在第一取样频率的数字信号转换为在低于所述第一取样频率的第二取样频率的数字信号;和

压缩编码在第二取样频率的数字信号,随后输出所述压缩编码的数字信号来作为主代码,以及

其中步骤 (b) 包括:将对应于主代码的部分信号转换为在第一取样频率的部分信号;

计算在第一取样频率的所述部分信号和在第一取样频率的所述数字信号之间的误差信号来作为所述误差信号;

产生所述误差信号的预测误差信号;以及

无损编码等距比特串,并且输出所述编码的等距比特串来作为误差代码,其中所述等距比特串跨在用于表示所述预测误差信号的每个取样的幅度的每个比特位置上的所述预测误差信号的取样上。

3. 根据权利要求 1 所述的数字信号编码方法,其中步骤 (b) 包括:利用反转其频率轴来无损编码所述误差信号的预测误差信号。

4. 根据权利要求 2 所述的数字信号编码方法,其中步骤 (b) 包括步骤:

将所述误差信号转换为在低于第一取样频率的取样频率的误差信号;

产生所述误差信号的被转换版本的预测信号,并且将所述预测信号转换为在第一取样频率的预测信号;以及

从所述预测信号的被转换版本和在第一取样频率的误差信号中确定预测误差信号。

5. 根据权利要求 2 所述的数字信号编码方法,其中步骤 (b) 包括步骤:线性预测分析所述误差信号,和通过以线性预测分析的预测系数来处理所述误差信号而产生预测信号;以及

通过确定在所述预测信号和所述误差信号之间的差来产生所述预测误差信号,并且编码所述预测系数以输出系数代码。

6. 根据权利要求 1 所述的数字信号编码方法,其中步骤 (a) 包括步骤:对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,压缩编码具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的 (m, n) 数字信号以输出 (m, n) 代码,以及

其中步骤 (b) 包括:对于在 $m = 1$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,将所述 (m, n) 数字信号向上取样为高于第 n 取样频率的第 $n+1$ 取样频率,并且输出 $(m, n+1)$ 向上取样信号;

压缩编码作为在以第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率取样的 $(m, n+1)$ 数字信号和所述 $(m, n+1)$ 向上取样信号之间的误差信号的 $(m, n+1)$ 误差信号,并且输出所述被压缩编码的信号来作为 $(m, n+1)$ 代码;

对于在范围 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $1 \leq n \leq N$ 内的一组 (m, n) ,将所述 (m, n) 数字信号精度

转换为高于第 m 个量化精度的第 $m+1$ 量化精度,并且产生 $(m+1, n)$ 精度转换信号;以及

压缩编码 $(m+1, n)$ 误差信号,并且输出被压缩编码的信号来作为 $(m+1, n)$ 代码,其中所述 $(m+1, n)$ 误差信号是在以第 $m+1$ 量化精度和第 n 取样频率取样的 $(m+1, n)$ 数字信号和所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号之间的误差信号。

7. 根据权利要求 6 所述的数字信号编码方法,其中步骤 (b) 包括:编码用于表示调整参数的 $(m, n+1)$ 子信息,并且输出所述被编码的信息来作为 $(m, n+1)$ 子码,其中所述调整参数最小化相对于已经基于所述调整参数调整的所述 $(m, n+1)$ 向上取样信号的 $(m, n+1)$ 误差信号的功率。

8. 根据权利要求 6 所述的数字信号编码方法,其中步骤 (b) 包括:编码用于表示调整参数的 $(m+1, n)$ 子信息,并且输出所述被编码的信息来作为 $(m+1, n)$ 子码,其中所述调整参数最小化相对于已经基于所述调整参数调整的所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号的 (m, n) 误差信号的功率。

9. 根据权利要求 1 所述的数字信号编码方法,其中步骤 (a) 包括:对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,压缩编码 (m, n) 误差信号,并且产生 (m, n) 代码,

其中步骤 (b) 包括:

对于在 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N$ 的范围内的一组 (m, n) ,压缩编码 $(m-1, n)$ 数字信号,并且产生 $(m-1, n)$ 代码;

对于在 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,产生 $(m-1, n+1)$ 误差信号,该误差信号是在 $(m-1, n)$ 数字信号和具有第 $m-1$ 量化精度和高于第 n 取样频率的第 $n+1$ 取样频率的 $(m-1, n+1)$ 数字信号之间的误差;以及

通过压缩编码所述 $(m-1, n+1)$ 误差信号来产生 $(m-1, n+1)$ 代码。

10. 根据权利要求 1 所述的数字信号编码方法,其中步骤 (a) 包括:对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,压缩编码具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的 (m, n) 数字信号,

其中步骤 (b) 包括:

对于在 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,产生 (m, n) 误差信号和 $(m-1, n+1)$ 误差信号来作为误差信号,其中所述 (m, n) 误差信号是在具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 数字信号和所述 (m, n) 数字信号之间的误差信号,以及所述 $(m-1, n+1)$ 误差信号是在所述 $(m, n+1)$ 数字信号和 $(m-1, n+1)$ 数字信号之间的误差信号;以及

选择所述 (m, n) 误差信号和 $(m-1, n+1)$ 误差信号中在失真上较小的那个,无损压缩编码所选择的误差信号以产生 $(m, n+1)$ 代码,和产生指示选择哪个误差信号的 $(m, n+1)$ 子码。

11. 根据权利要求 1 所述的数字信号编码方法,其中步骤 (a) 包括:对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,压缩编码具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的 (m, n) 数字信号,以及

其中步骤 (b) 包括:

对于在 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,通过加权求和所述 (m, n) 数字信号和所述 $(m-1, n+1)$ 数字信号来产生 $(m, n+1)$ 和信号,并且产生在所述 $(m, n+1)$ 和信号和 $(m, n+1)$ 数字信号之间的差来作为所述误差信号;以及

通过无损压缩编码所述误差信号来产生 $(m, n+1)$ 代码。

12. 根据权利要求 1 所述的数字信号编码方法,其中步骤 (a) 包括:对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,压缩编码具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的 (m, n) 数字信号,并且输出 (m, n) 代

码,以及

其中步骤 (b) 包括:

对于在 $1 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,将所述 (m, n) 数字信号向上取样为高于第 n 取样频率的第 $n+1$ 取样频率,并且输出 $(m, n+1)$ 向上取样的信号;

压缩编码 $(m, n+1)$ 误差信号,并且输出所述压缩编码的信号来作为 $(m, n+1)$ 代码,其中所述 $(m, n+1)$ 误差信号是在具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 数字信号和所述 $(m, n+1)$ 向上取样的信号之间的误差信号;以及

对于在 $m = 1$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 范围内的一组 (m, n) ,将所述 (m, n) 数字信号精度转换到高于第 m 量化精度的第 $m+1$ 量化精度,并且产生 $(m+1, n)$ 精度转换的信号;以及

压缩编码 $(m+1, n)$ 误差信号,并且输出所述压缩编码的信号来作为 $(m+1, n)$ 代码,其中所述 $(m+1, n)$ 误差信号是在具有第 $m+1$ 量化精度和第 n 取样频率的 $(m+1, n)$ 数字信号和所述 $(m+1, n)$ 精度转换的信号之间的误差信号。

13. 根据权利要求 12 所述的数字信号编码方法,其中步骤 (b) 包括步骤:

编码调整参数,并且输出所述被编码的参数来作为 $(m, n+1)$ 子码,其中所述调整参数最小化相对于已经基于所述调整参数调整的所述 $(m, n+1)$ 向上取样的信号的 $(m, n+1)$ 误差信号的功率,或者

编码调整参数,并且输出所述被编码的参数来作为 $(m+1, n)$ 子码,其中所述调整参数最小化相对于由所述调整参数调整的所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号的 $(m+1, n)$ 误差信号。

14. 一种数字信号编码装置,包括:

主代码产生部件,用于产生和编码在属性级别上比要编码的信号低的信号或从所述在属性等级上较低的信号中修改的信号;以及

误差信号编码部件,用于无损编码在要编码的信号和下述信号之一之间的差信号,其中所述下述信号为:在属性级别上低的所述信号和从所述在属性级别上较低的信号中修改的信号。

15. 根据权利要求 14 所述的数字信号编码装置,其中所述主代码产生部件包括:

向下取样器,用于在逐个帧的基础上将在第一取样频率的信号转换为在低于第一取样频率的第二取样频率的数字信号;以及

编码器,用于压缩编码在第二取样频率的数字信号,并然后输出所述压缩编码的信号来作为主代码,以及

其中所述误差信号编码部件包括:

向上取样器,用于将对应于主代码的部分信号转换为在第一取样频率的部分信号;

误差计算器,用于计算在第一取样频率的所述部分信号和在第一取样频率的所述数字信号之间的误差信号来作为所述误差信号;和

预测误差产生器,用于产生所述误差信号的预测误差信号;以及

阵列转换器,用于无损编码等距比特串,并且输出所述无损编码的比特串来作为误差代码,其中所述等距比特串跨在用于表示所述预测误差信号的每个取样的幅度的每个比特位置上的所述预测误差信号的取样上。

16. 根据权利要求 14 所述的数字信号编码装置,其中所述主代码产生部件包括: (m, n) 编码器,用于对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,压缩编码 (m, n) 数字信号,并且输出 (m, n) 代码,

其中,所述误差信号编码部件包括:

向上取样器,用于对于在 $m = 1$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,将所述 (m, n) 数字信号向上取样为高于第 n 取样频率的第 $n+1$ 取样频率,并且输出 $(m, n+1)$ 向上取样信号;

$(m, n+1)$ 编码器,用于对于在 $m = 1$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,压缩编码作为在所述 $(m, n+1)$ 向上取样信号和 $(m, n+1)$ 数字信号之间的误差信号的 $(m, n+1)$ 误差信号,并且输出所述被压缩编码的信号来作为 $(m, n+1)$ 代码;以及

$(m+1, n)$ 精度转换器,用于对于在范围 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $1 \leq n \leq N$ 内的一组 (m, n) ,将所述 (m, n) 数字信号精度转换为高于第 m 个量化精度的第 $m+1$ 量化精度,并且产生 $(m+1, n)$ 精度转换信号。

17. 根据权利要求 14 所述的数字信号编码装置,其中所述主代码产生部件包括:分割器,用于将具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的 (m, n) 数字信号分割为具有低于第 m 量化精度的第 $m-1$ 量化精度和第 n 取样频率的数字信号和作为在所述 $(m-1, n)$ 数字信号和所述 (m, n) 数字信号之间的误差的 (m, n) 误差信号;

(m, n) 压缩器,用于对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,通过无损压缩编码所述 (m, n) 误差信号来产生 (m, n) 代码;以及

$(m-1, n)$ 压缩器,用于对于在 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,通过压缩编码所述 $(m-1, n)$ 数字信号或输入的 $(m-1, n)$ 数字信号来产生 $(m-1, n)$ 代码,以及

其中所述误差信号编码部件包括:

$(m-1, n+1)$ 误差产生器,用于产生 $(m-1, n+1)$ 误差信号,该误差信号是在用于产生所述 $(m-1, n)$ 代码的 $(m-1, n)$ 数字信号和具有第 $m-1$ 量化精度和高于第 n 取样频率的第 $n+1$ 取样频率的 $(m-1, n+1)$ 数字信号之间的误差;

$(m-1, n+1)$ 压缩器,用于通过无损压缩编码所述 $(m, n+1)$ 误差信号来产生 $(m-1, n+1)$ 代码。

18. 根据权利要求 14 所述的数字信号编码装置,其中所述主代码产生部件包括:

(m, n) 编码部件,用于对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,压缩编码具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的 (m, n) 数字信号,以及

其中所述误差信号编码部件包括:

$(m-1, n+1)$ 编码部件,用于对于在 $1 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,压缩编码具有低于第 m 量化精度的第 $m-1$ 量化精度和高于第 n 取样频率的第 $n+1$ 取样频率的 $(m-1, n+1)$ 数字信号;

误差信号产生部件,用于产生 (m, n) 误差信号和 $(m-1, n+1)$ 误差信号,其中所述 (m, n) 误差信号是在具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 数字信号和所述 (m, n) 数字信号之间的误差信号,以及所述 $(m-1, n+1)$ 误差信号是在具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的所述 $(m, n+1)$ 数字信号和所述 $(m-1, n+1)$ 数字信号之间的误差信号;

$(m, n+1)$ 压缩器,用于选择所述 (m, n) 误差信号和 $(m-1, n+1)$ 误差信号中在失真上较小的那个,并且无损压缩编码所选择的误差信号以产生 $(m, n+1)$ 代码;以及

$(m, n+1)$ 子码编码器,用于产生指示选择哪个误差信号的 $(m, n+1)$ 子码。

19. 根据权利要求 14 所述的数字信号编码装置,其中所述主代码产生部件包括:($m,$

n) 编码部件,用于对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,压缩编码具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的 (m, n) 数字信号,以及

其中所述误差信号编码部件包括:

$(m, n+1)$ 混合器,用于对于在 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,通过加权求和所述 (m, n) 数字信号和所述 $(m-1, n+1)$ 数字信号来产生 $(m, n+1)$ 和信号,和产生在所述 $(m, n+1)$ 和信号和 $(m, n+1)$ 数字信号之间的差来作为所述误差信号;以及

$(m, n+1)$ 压缩器,用于通过无损压缩编码所述误差信号来产生 $(m, n+1)$ 代码。

20. 根据权利要求 14 所述的数字信号编码装置,其中所述主代码产生部件包括:对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,压缩编码具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的 (m, n) 数字信号,和输出 (m, n) 代码,

其中所述误差信号编码部件包括:

$(m, n+1)$ 向上取样器,用于对于在 $1 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,通过将所述 (m, n) 数字信号向上取样为高于第 n 取样频率的第 $n+1$ 取样频率来产生 $(m, n+1)$ 向上取样的信号;

$(m, n+1)$ 压缩器,用于压缩编码 $(m, n+1)$ 误差信号,并且输出所述压缩编码的信号来作为 $(m, n+1)$ 代码,其中所述 $(m, n+1)$ 误差信号是在具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 数字信号和所述 $(m, n+1)$ 向上取样的信号之间的误差信号;和

$(m+1, n)$ 精度转换器,用于对于在 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $1 \leq n \leq N$ 范围内的一组 (m, n) ,将所述 (m, n) 数字信号精度转换到高于第 m 量化精度的第 $m+1$ 量化精度,和产生 $(m+1, n)$ 精度转换的信号;以及

$(m+1, n)$ 压缩器,用于压缩编码 $(m+1, n)$ 误差信号,并且输出所述压缩编码的信号来作为 $(m+1, n)$ 代码,其中所述 $(m+1, n)$ 误差信号是在具有第 $m+1$ 量化精度和第 n 取样频率的 $(m+1, n)$ 数字信号和所述 $(m+1, n)$ 精度转换的信号之间的误差信号。

21. 一种数字信号解码方法,包括步骤:

(a) 通过解码输入代码来产生误差信号;以及

(b) 通过合成所述误差信号和解码信号或从所述解码信号中修改的信号来产生解码信号,其中所述解码信号是从主代码解码的,并且在属性等级上低于所述误差信号。

22. 根据权利要求 21 所述的数字信号解码方法,其中步骤 (a) 包括:解码作为输入代码的输入的误差代码,并且再现由跨在每个比特位置处的取样上的、在同一比特位置的比特串形成的在第一取样频率的预测误差信号,

其中步骤 (b) 包括:通过合成所述预测误差信号来再现所述误差信号,将从主代码解码的解码信号转换为具有高于其取样频率的第一取样频率的信号,并且将被转换的解码信号和所述误差信号求和为再现的数字信号。

23. 根据权利要求 21 所述的数字信号解码方法,其中步骤 (b) 包括:利用其频率轴反转来求和所述误差信号和所述解码信号。

24. 根据权利要求 22 所述的数字信号解码方法,其中步骤 (b) 包括:

将所述预测误差信号转换为在低于第一取样频率的第二取样频率的预测误差信号;

将在第二取样频率的预测误差信号的预测信号转换为在第一取样频率的预测信号;以

及

通过求和在第一取样频率的所述预测信号和在第一取样频率的所述预测误差信号来产生所述误差信号。

25. 根据权利要求 22 所述的数字信号解码方法,其中步骤 (b) 包括:

通过根据从输入的系数代码中解码的线性预测系数来线性预测所述预测误差信号而产生预测信号;以及

通过求和所述预测信号和所述预测误差信号来获得所述误差信号。

26. 根据权利要求 21 所述的数字信号解码方法,其中步骤 (a) 包括第一流程和第二流程中的至少一个,其中所述第一流程包括:

对于在 $m = 1$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,将具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的、作为较低级属性信号的 (m, n) 数字信号向上取样为高于第 n 取样频率的第 $n+1$ 取样频率,并且产生 $(m, n+1)$ 向上取样信号;以及

对于在范围 $1 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的一组 (m, n) ,通过解码作为输入信号的 $(m, n+1)$ 代码而产生具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 误差信号,并且通过相加所述 $(m, n+1)$ 误差信号和所述 $(m, n+1)$ 向上取样信号来产生 $(m, n+1)$ 再现信号;以及

其中所述第二流程包括:对于在范围 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $1 \leq n \leq N$ 内的一组 (m, n) ,通过将作为具有较低等级属性的信号的 (m, n) 数字信号转换为高于第 m 量化精度的第 $m+1$ 量化精度而产生 $(m+1, n)$ 精度转换信号,通过解码作为输入代码的 $(m+1, n)$ 代码来产生具有第 $m+1$ 量化精度和第 n 取样频率的 $(m+1, n)$ 误差信号,并且通过求和所述 $(m+1, n)$ 误差信号和所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号而产生 $(m+1, n)$ 数字信号,以及

其中步骤 (b) 包括:对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,通过解码 (m, n) 代码来产生所述 (m, n) 数字信号。

27. 根据权利要求 26 所述的数字信号解码方法,其中,对于在范围 $1 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的一组 (m, n) ,步骤 (a) 包括步骤:

通过解码 $(m, n+1)$ 子信息来产生所述 $(m, n+1)$ 向上取样信号的调整参数;以及

通过求和所述 $(m, n+1)$ 误差信号和使用所述调整参数所调整的 $(m, n+1)$ 向上取样信号来产生 $(m, n+1)$ 再现信号。

28. 根据权利要求 26 所述的数字信号解码方法,其中步骤 (a) 包括:

对于在范围 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $1 \leq n \leq N$ 内的一组 (m, n) ,通过解码 $(m+1, n)$ 子码来产生所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号的调整参数;以及

通过求和所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号和使用所述调整参数调整的 $(m+1, n)$ 精度转换信号来产生 $(m+1, n)$ 数字信号。

29. 根据权利要求 21 所述的数字信号解码方法,其中步骤 (a) 包括:

对于在范围 $1 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的一组 (m, n) ,通过无损扩展解码作为具有较低等级属性的信号的 $(m, n+1)$ 代码来产生具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 误差信号;以及

通过对于在 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,求和作为较低等级属性信号的 (m, n) 数字信号和 $(m-1, n)$ 数字信号之一和所述 $(m, n+1)$ 误差信号来再现 $(m, n+1)$ 数字信号,其中由从 $(m, n+1)$ 子码所解码的选择信号来指定所述作为较低等级属性信号的 (m, n) 数字信号和 $(m-1, n)$ 数字信号之一,

其中步骤 (b) 包括 : 通过对于 $m = 1$ 和 $n = 1$ 的一组 (m, n) , 解码 (m, n) 代码来产生所述 (m, n) 数字信号。

30. 根据权利要求 21 所述的数字信号解码方法, 其中步骤 (a) 包括 :

对于在除了 $m = 1$ 和 $n = 1$ 之外的 $1 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) , 通过无损扩展解码 $(m, n+1)$ 代码而产生具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 误差信号 ;

对于在 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) , 通过加权求和作为在属性等级上较低的信号的 (m, n) 数字信号和具有从 $(m, n+1)$ 子码中解码的信息的 $(m-1, n+1)$ 数字信号来产生具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 和信号 ; 以及

通过求和所述 $(m, n+1)$ 和信号和所述 $(m, n+1)$ 误差信号来再现 $(m, n+1)$ 数字信号 ; 以及

其中步骤 (b) 包括 : 通过对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$, 解码 (m, n) 代码而产生所述 (m, n) 数字信号。

31. 根据权利要求 21 所述的数字信号解码方法, 其中步骤 (a) 通过执行第一流程和第二流程之一来产生解码的信号,

其中所述第一流程包括 :

对于在范围 $1 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的一组 (m, n) , 通过将作为在属性等级上较低的信号的 (m, n) 数字信号向上取样为高于第 n 取样频率的第 $n+1$ 取样频率而产生 $(m, n+1)$ 向上取样信号 ; 以及

通过解码作为输入代码的 $(m, n+1)$ 代码而产生具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 误差信号 ;

对于在范围 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $1 \leq n \leq N$ 内的一组 (m, n) , 通过将所述 (m, n) 数字信号精度转换为高于第 m 量化精度的第 $m+1$ 量化精度而产生 $(m+1, n)$ 精度转换信号 ; 以及

对于在范围 $1 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的一组 (m, n) , 通过求和所述 $(m, n+1)$ 误差信号和作为在属性等级上较低的修改信号的 $(m, n+1)$ 向上取样信号来产生 $(m, n+1)$ 数字信号,

其中所述第二流程包括 : 对于在范围 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $1 \leq n \leq N$ 内的一组 (m, n) , 通过求和所述 $(m+1, n)$ 误差信号和作为在属性等级上较低的修改信号的所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号而产生 $(m+1, n)$ 数字信号,

其中步骤 (b) 包括 : 通过对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$, 解码 (m, n) 代码来产生所述 (m, n) 数字信号。

32. 根据权利要求 31 所述的数字信号解码方法, 其中所述第一流程包括 : 调整根据从 $(m, n+1)$ 子码中解码的调整参数来求和的所述 $(m, n+1)$ 向上 取样信号, 以及所述第二流程包括 : 通过根据所产生的调整参数来解码 $(m+1, n)$ 子码来调整所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号。

33. 一种数字信号解码装置, 包括 :

误差信号产生部件, 用于通过解码输入代码来产生误差信号 ; 和

信号合成部件, 用于通过合成所述误差信号和在属性等级上比所述误差信号更低的解码信号或从在属性等级上更低的所述解码信号中修改的信号来产生解码信号。

34. 根据权利要求 33 所述的数字信号解码装置,其中所述误差信号产生部件包括:
阵列转换器,通过经由解码输入的误差代码而获得比特串和通过从所获取的比特串的一个帧中提取在比特阵列的方向中的同一比特位置处的比特,产生在第一取样频率的预测误差信号;以及
预测合成器,通过预测合成所述预测误差信号来再现误差信号,以及
其中所述信号合成部件包括:
解码器,通过解码输入的主代码来获取解码的信号;
向上取样器,用于将所述解码的信号转换为在高于其取样频率的第一取样频率的解码信号;以及
加法器,通过求和所述被转换的解码信号和所述误差信号而提供再现的数字信号。

35. 根据权利要求 33 所述的数字信号解码装置,其中所述信号合成部件包括 $(m, n+1)$ 再现部件和 $(m+1, n)$ 再现部件之一,

其中所述 $(m, n+1)$ 再现部件包括:

向上取样器,用于对于在 $m = 1$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,通过将具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的、作为在属性等级上较低的信号的 (m, n) 数字信号向上取样为高于第 n 取样频率的第 $n+1$ 取样频率,来产生 $(m, n+1)$ 向上取样信号;

$(m, n+1)$ 解码器,用于对于在范围 $1 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的一组 (m, n) ,通过解码 $(m, n+1)$ 代码而产生具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 误差信号;以及

$(m, n+1)$ 加法器,用于通过相加所述 $(m, n+1)$ 误差信号和所述 $(m, n+1)$ 向上取样信号来产生一个 $(m, n+1)$ 再现信号,

其中所述 $(m+1, n)$ 再现部件包括:

精度转换器,用于对于在范围 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $1 \leq n \leq N$ 内的一组 (m, n) ,通过将在属性等级上较低的 (m, n) 数字信号转换为高于第 m 量化精度的第 $m+1$ 量化精度而产生 $(m+1, n)$ 精度转换信号;

$(m+1, n)$ 解码器,用于通过解码 $(m+1, n)$ 代码来产生具有第 $m+1$ 量化精度和第 n 取样频率的 $(m+1, n)$ 误差信号;以及

$(m+1, n)$ 加法器,用于通过求和所述 $(m+1, n)$ 误差信号和所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号而产生 $(m+1, n)$ 数字信号,以及

其中所述信号合成部件包括: (m, n) 解码器,用于对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,通过解码 (m, n) 代码来产生所述 (m, n) 数字信号。

36. 根据权利要求 33 所述的数字信号解码装置,其中所述误差信号产生部件包括:

再现部件,用于对于在除了 $m = 1$ 和 $n = 1$ 之外的范围 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的一组 (m, n) ,解码多个代码,并且再现具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的 (m, n) 数字信号以及具有低于第 m 量化精度的第 $m-1$ 量化精度和高于第 n 取样频率的第 $n+1$ 取样频率的 $(m-1, n+1)$ 数字信号;

$(m, n+1)$ 扩展器,用于通过无损扩展解码 $(m, n+1)$ 代码而产生具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 误差信号;以及

$(m, n+1)$ 加法器,用于通过对于范围 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的一组 (m, n) ,求和作为在属性等级上较低的信号的 (m, n) 数字信号和 $(m-1, n)$ 数字信号之一和所述 $(m, n+1)$

误差信号来再现 $(m, n+1)$ 数字信号,其中由从 $(m, n+1)$ 子码中解码的选择信号来指定所述作为在属性等级上较低的信号的 (m, n) 数字信号和 $(m-1, n)$ 数字信号之一,以及

其中所述信号合成部件包括:通过对于 $m = 1$ 和 $n = 1$ 的一组 (m, n) ,解码一个 (m, n) 代码来产生所述 (m, n) 数字信号。

37. 根据权利要求 33 所述的数字信号解码装置,其中所述误差信号产生部件包括:

$(m, n+1)$ 扩展器,用于对于在除了 $m = 1$ 和 $n = 1$ 之外的 $1 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,通过无损扩展解码 $(m, n+1)$ 代码而产生具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 误差信号;

$(m, n+1)$ 子解码器,用于确定通过解码 $(m, n+1)$ 子码来指定求和方法的子信息;

$(m, n+1)$ 混合器,用于对于在 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的范围内的一组 (m, n) ,根据所述子信息而加权求和作为在属性等级上较低的信号的 (m, n) 数字信号和 $(m-1, n+1)$ 数字信号来产生作为在属性等级上较低的修改信号的 $(m, n+1)$ 和信号;以及

$(m, n+1)$ 加法器,用于通过求和所述 $(m, n+1)$ 和信号和所述 $(m, n+1)$ 误差信号来再现具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 数字信号。

38. 根据权利要求 33 所述的数字信号解码装置,其中所述误差信号产生和合成部件包括在 $(m, n+1)$ 再现部件、 $(m+1, n)$ 再现部件、所述 $(m+1, n)$ 再现部件和 $(m+1, n+1)$ 再现部件中的至少一个,

其中所述 $(m, n+1)$ 再现部件包括:

$(m, n+1)$ 向上取样器,用于对于在范围 $1 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的一组 (m, n) ,通过将作为在属性等级上较低的信号的 (m, n) 数字信号向上取样为高于第 n 取样频率的第 $n+1$ 取样频率而产生 $(m, n+1)$ 向上取样信号;

$(m, n+1)$ 扩展器,用于通过解码作为输入代码的 $(m, n+1)$ 代码而产生具有第 m 量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 误差信号;以及

$(m, n+1)$ 加法器,用于对于在范围 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $1 \leq n \leq N$ 内的一组 (m, n) ,通过求和所述 $(m, n+1)$ 误差信号和作为在属性等级上较低的修改信号的 $(m, n+1)$ 向上取样信号来产生 $(m, n+1)$ 数字信号,

其中所述 $(m+1, n)$ 再现部件包括:

$(m+1, n)$ 精度转换器,用于对于范围 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $n = 1$ 内的一组 (m, n) ,通过将所述 (m, n) 数字信号精度转换为高于第 m 量化精度的第 $m+1$ 量化精度来产生 $(m+1, n)$ 精度转换信号;

$(m+1, n)$ 扩展器,用于通过解码 $(m+1, n)$ 代码来产生具有第 $m+1$ 量化精度和第 n 取样频率的 $(m+1, n)$ 误差信号;以及

$(m+1, n)$ 加法器,用于通过求和所述 $(m+1, n)$ 误差信号和所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号来产生 $(m+1, n)$ 数字信号,以及

其中所述信号合成部件包括 (m, n) 扩展器,用于对于一组 $m = 1$ 和 $n = 1$,通过解码 (m, n) 代码来产生所述 (m, n) 数字信号。

39. 根据权利要求 1 所述的数字信号编码方法,其中要编码的信号是在包括多个信道的第一组中的一个信道的数字信号,

以及其中在属性等级上较低的信号和从其修改的信号之一是包括在数量上小于第一

组的信道的第二组的一个信道的数字信号或所述多个信道的数字信号的线性耦合。

40. 根据权利要求 39 所述的数字信号编码方法,其中所述第二组的数字信号包括具有第一量化精度和第一取样频率的单声道信号和多个信道信号,所述多个信道信号的每个都具有第二量化精度和第二取样频率,并且在属性等级上高于所述单声道信号,第一组的数字信号具有第二量化精度和第二取样频率,以及第一组包括在数量上等于或大于第二组的信道信号,

其中步骤 (a) 包括步骤:编码所述单声道信号,以及

其中步骤 (b) 包括:

步骤 (b-1),用于产生转换信号,该转换信号是从所述单声道信号在属性等级上被升级到第二量化精度和第二取样频率的;

步骤 (b-2),用于产生和编码在所述转换信号和第二组的信道信号之间的差来作为第二组的误差信号;以及

步骤 (b-3),用于产生和编码在第二组的信道信号和第一组的信道信号之间的误差信号。

41. 根据权利要求 40 所述的数字信号编码方法,其中第二组包括左信道信号和右信道信号,以及其中步骤 (b-2) 包括步骤:

产生和编码在左信道信号和右信道信号之间的差信号来作为第二组的误差信号之一;和

产生左信道信号和右信道信号的和信号,并且产生和编码在所述转换信号和和信号之间的差信号来作为误差信号的另一个。

42. 根据权利要求 14 所述的数字信号编码装置,其中要编码的信号是在包括多个信道的第一组中的一个信道的数字信号,以及

其中在属性等级上较低的信号或从其修改的信号之一是包括在数量上小于第一组的信道的第二组的一个信道的数字信号或所述多个信道的数字信号的线性耦合。

43. 根据权利要求 42 所述的数字信号编码装置,其中所述第二组的数字信号包括具有第一量化精度和第一取样频率的单声道信号和多个信道信号,所述多个信道信号的每个都具有第二量化精度和第二取样频率,并且在属性等级上高于所述单声道信号,第一组的数字信号具有第二量化精度和第二取样频率,以及第一组包括在数量上等于或大于第二组的信道信号,

其中所述主代码产生部件是用于压缩编码所述单声道信号的部件,以及

其中所述误差信号产生部件包括:

升级部件,用于产生转换信号,该转换信号是从所述单声道信号在属性等级上被升级到第二量化精度和第二取样频率的;

多个第二组减法器,用于确定在所述转换信号和第二组的信道信号之间的误差,并且输出多个第一误差信号;

压缩编码器,用于无损编码第二组的误差信号;

多个第一组减法器,用于产生在第二组的信道信号和第一组的信道信号之间的多个第一组误差信号;以及

多个第一组压缩编码器,用于无损编码所述多个第一组误差信号。

44. 根据权利要求 43 所述的数字信号编码装置,其中第二组的信道信号包括左信道信号和右信道信号,并且第一组的信道信号包括至少两个多信道信号,以及

其中用于产生第二组的误差信号的第二组减法器包括:

第一减法器,用于产生在左信道信号和右信道信号之间的差信号,来作为第二组的误差信号之一;

加法器,用于产生左信道信号和右信道信号的和信号;以及

第二减法器,用于产生在所述和信号和所述转换信号之间的差,来作为第二组的误差信号。

45. 根据权利要求 21 所述的数字信号解码方法,其中所述误差信号是包括多个信道的第一组的一个信道的数字误差信号,以及

其中所述在属性等级上较低的解码信号或所述解码信号是包括在数量上小于第一组的信道的第二组的一个信道的数字信号或所述多个信道的数字信号的线性耦合。

46. 根据权利要求 45 所述的数字信号解码方法,其中所述第二组的数字信号包括具有第一量化精度和第一取样频率的单声道信号和多个信道信号,所述多个信道信号的每个都具有第二量化精度和第二取样频率,并且在属性等级上高于所述单声道信号,第一组的数字误差信号具有第二量化精度和第二取样频率,以及第一组包括在数量上等于或大于第二组的信道信号,

其中步骤 (a) 包括步骤:解码第二组的信道信号的误差代码和第一组的信道信号的误差代码,并且产生第二组误差信号和第一组误差信号,以及

其中步骤 (b) 包括:

步骤 (b-1),用于通过解码主代码而再现所述单声道信号;

步骤 (b-2),用于产生转换信号,该转换信号是从所述单声道信号在属性等级上被升级到第二量化精度和第二取样频率的;

步骤 (b-3),用于通过求和所述转换信号和第一误差信号而再现第二组的信道信号;以及

步骤 (b-4),用于通过求和第二组的再现信道信号和第一组的误差信号来再现第一组的信道信号。

47. 根据权利要求 46 所述的数字信号解码方法,其中第二组的信道信号包括左信道信号和右信道信号,并且步骤 (b-3) 包括步骤:

通过解码第二组的误差信号而产生所述左信道信号和右信道信号的和信号和差信号;以及

通过求和所述差信号和所述和信号并且从所述和信号中减去所述差信号来再现左信道信号和右信道信号。

48. 根据权利要求 33 所述的数字信号解码装置,其中所述误差信号是包括多个信道的第一组的一个信道的数字误差信号,以及

其中所述在属性等级上较低的解码信号或所述解码信号是包括在数量上小于第一组的信道的第二组的一个信道的数字信号或所述多个信道的数字信号的线性耦合。

49. 根据权利要求 48 所述的数字信号解码装置,其中所述第二组的数字信号包括具有第一量化精度和第一取样频率的单声道信号和多个信道信号,所述多个信道信号的每个都

具有第二量化精度和第二取样频率,并且在属性等级上高于所述单声道信号,第一组的数字信号具有第二量化精度和第二取样频率,以及第一组包括在数量上等于或大于第二组的信道信号,

其中所述误差信号产生部件包括:第二组解码器,用于通过解码第二组的误差信号来获取第二组的误差信号;以及第一组解码器,用于通过解码第一组的误差来获取第一组的误差信号,以及

其中所述信号合成部件包括:单声道信号解码器,用于通过解码主代码来再现所述单声道信号;升级器,用于产生转换信号,所述转换信号是从所述单声道信号在属性等级上被升级到在与第二组的信道信号相同的属性等级上的第二量化精度和第二取样频率;第二组加法器,用于通过求和所述转换信号和所述第二组的误差信号来再现第二组的信道信号;以及第一组加法器,用于通过求和所述第二组的再现的信道信号和第一组的误差信号来再现第一组的信道信号。

50. 根据权利要求 49 所述的数字信号解码装置,其中第一组的信道信号包括左信道信号和右信道信号,第二组的解码的误差信号之一是差信号,以及第二组加法器包括:第一加法器,用于通过求和所述转换信号和第二组的解码误差信号之一来产生所述左信道信号和右信道信号的和信号;以及第二加法器和减法器,分别用于通过求和所述差信号和所述和信号并且从所述和信号中减去所述差信号来再现左信道信号和右信道信号。

51. 根据权利要求 1 所述的数字信号编码方法,其中要编码的信号是包括多个信道的第一组的一个信道的数字信号,以及

其中所述在属性等级上较低的信号或从其修改的信号是包括在数量上小于第一组的信道的第二组的一个信道的数字信号或所述多个信道的数字信号的线性耦合。

52. 根据权利要求 51 所述的数字信号编码方法,其中所述第二组的数字信号包括具有第一量化精度和第一取样频率的单声道信号和多个信道信号,所述多个信道信号的每个都具有第二量化精度和第二取样频率,并且在属性等级上高于所述单声道信号,第一组的数字信号具有第二量化精度和第二取样频率,以及第一组包括在数量上等于或大于第二组的信道信号,

其中步骤 (a) 包括步骤:压缩编码具有第一量化精度和第二取样频率的单声道信号,以及

其中步骤 (b) 包括步骤:

产生转换信号,该转换信号是从所述单声道信号在属性等级上被升级到第二量化精度和第二取样频率的,

产生和编码在所述转换信号和第二组的信道信号之间的差,来作为第二组的误差信号;以及

通过信道之间正交变换第一组的信道信号来产生频域信号;

产生在所述频域信号的至少一个和所述转换信号之间的差,来作为第一组的误差信号;以及

压缩编码所述第一组的误差信号和所述频域信号。

53. 根据权利要求 21 所述的数字信号解码方法,其中所述误差信号是包括多个信道的第一组的一个信道的数字误差信号,以及

其中所述在属性等级上较低的解码信号或所述解码信号是包括在数量上小于第一组的信道的第二组的一个信道的数字信号或所述多个信道的数字信号的线性耦合。

54. 根据权利要求 53 所述的数字信号解码方法,其中所述第二组的数字信号包括具有第一量化精度和第一取样频率的单声道信号和多个信道信号,所述多个信道信号的每个都具有第二量化精度和第一取样频率,并且在属性等级上高于所述单声道信号,第一组的数字误差信号具有第二量化精度和第一取样频率,以及第一组包括在数量上等于或大于第二组的信道信号,

其中步骤 (b) 包括:通过解码主代码来再现所述单声道信号,以及

其中步骤 (a) 包括:

产生转换信号,该转换信号是从所述单声道信号在属性等级上被升级到第二量化精度和第一取样频率的;

通过解码第二组的误差信号而产生第二组的误差信号;

通过求和第一组的误差信号之一和所述转换信号来再现第二组的信道信号;以及

通过逆正交变换作为结果产生的和和剩余的频域信号而再现所述时域信号,来作为第二组的信道信号。

55. 根据权利要求 14 所述的数字信号编码装置,其中要编码的信号是包括多个信道的第一组的一个信道的数字信号,以及

其中所述在属性等级上较低的信号或从其修改的信号是包括在数量上小于第一组的信道的第二组的一个信道的数字信号或所述多个信道的数字信号的线性耦合。

56. 根据权利要求 55 所述的数字信号编码装置,其中所述第二组的数字信号包括具有第一量化精度和第一取样频率的单声道信号和多个信道信号,所述多个信道信号的每个都具有第二量化精度和第一取样频率,并且在属性等级上高于所述单声道信号,第一组的数字信号具有第二量化精度和第一取样频率,以及第一组包括在数量上等于或大于第二组的信道信号,

其中所述主代码产生部件是用于压缩编码具有第一量化精度和第一取样频率的所述单声道信号的部件,以及

其中所述误差信号产生部件包括:

升级器,用于产生转换信号,该转换信号是从所述单声道信号在属性等级上被升级到第二量化精度和第一取样频率的;

第二组减法器,用于产生在第二组的信道信号的分量和所述转换信号之间的差来作为第二组的误差信号;

第一压缩编码器,用于通过压缩编码第二组的误差信号来输出所述第二组的误差代码;

信道之间正交变换器,用于通过信道之间正交变换第一组的信道信号来产生频域信号;

第一组减法器,用于产生在所述频域信号的至少一个和所述转换信号之间的差,来作为第一组的误差信号;以及

第二压缩编码器,用于通过压缩编码第一组的误差信号来输出所述第一组的误差代码。

57. 根据权利要求 33 所述的数字信号解码装置,其中所述误差信号是包括多个信道的第一组的一个信道的数字误差信号,以及

其中所述在属性等级上较低的解码信号或所述解码信号是包括在数量上小于第一组的信道的第二组的一个信道的数字信号或所述多个信道的数字信号的线性耦合。

58. 根据权利要求 57 所述的数字信号解码装置,其中所述信号合成部件包括:

主代码解码器,用于通过解码主代码而再现单声道信号;

第二组解码器,用于通过解码第二组的误差代码来产生第二组误差信号;

第一组解码器,用于通过解码包括至少一个误差代码的第一组代码来产生频域信号和第一组误差信号;

升级器,用于产生转换信号,该转换信号是从所述单声道信号被升级到第二量化精度和第二取样频率的;

第二组加法器,用于通过求和所述转换信号和所述第二组的误差信号来再现第二组的信道信号;以及

逆正交变换器,用于通过求和所述转换信号和第一组的误差信号和通过将作为结果产生的和和所述频域信号进行逆正交变换为时域信号来再现第一组的信道信号。

数字信号编码方法、解码方法、编码设备、解码设备

技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于将诸如语音、音乐和图像的数字信号转换为被压缩成以小数量信息的代码的方法、装置和程序,以及涉及一种用于对所述代码进行解码的方法、装置和程序。

背景技术

[0002] 允许失真的有损编码方法和不允许失真的无损编码方法可以被获得来作为用于压缩诸如语音和图像的信息的方法。众所周知的是各种有损压缩方法是基于 ITU-T(国际电信联盟-电信标准)或 ISO/IEC MPEG(国际标准化组织/国际电工委员会运动图像专家组)的标准的。这些有损压缩方法的使用使得可以将数字信号压缩为 1/10 或更小,同时将失真控制为最小。但是,所述失真依赖于编码条件和输入信号,被再现的信号的变差依赖于应用的类型而变得有问题。

[0003] 另一方面,众所周知的是广泛用来在计算机中压缩文件和文本的通用压缩编码技术是用来完全地再现原始文本的无损压缩方法。利用这种技术,可以压缩任何信号,并且文本通常被压缩为大约原始数量的一半。如果直接被应用到语音和视频数据,则结果产生的压缩比是大约 20%。

[0004] 通过组合在高压压缩比上进行的有损编码操作和在再现信号和其原始信号之间的误差的无损压缩来以高压压缩比进行无损压缩。这种组合压缩方法在下文中被提出:日本专利申请公开物第 2001-44847 号“无损编码方法、无损解码方法、用于执行这些方法的装置和程序存储介质(Lossless Encoding Method, Lossless Decoding Method, Apparatuses and Program Storage Medium for Performing These Methods)”。这种技术被公开,并且将简短地被讨论。

[0005] 在编码器中,帧分割器连续地将输入的数字信号(以下称为输入信号取样链)分割成帧,每个帧包括 1024 个输入信号取样。所述数字信号是基于每一个帧进行编码的有损压缩。只要通过解码处理在一定程度上重建原始输入数字信号,则可以使用适合于输入信号的任何编码方法。例如,如果数字输入信号是语音,则可以使用作为 ITU-T 的 G. 729 标准推荐的语音编码。如果数字输入信号是音乐,则可以使用在 MPEG-4 中采用的 Twin VQ(变换域加权交织向量量化)编码。或者,可以使用在上面引用的出版物中所公开的所述有损编码方法。所述有损压缩代码然后被部分地解码,并且产生在部分信号和原始数字信号之间的误差信号。实际上,不需要部分解码,就足以确定在有损压缩代码的产生期间所获得的量化信号和原始数字信号之间的误差。误差信号的幅度通常实质上小于原始数字信号的幅度。信息量被设置为在误差信号的无损压缩编码中比在原始数字信号的无损压缩编码中要小。

[0006] 为了增强在无损压缩编码中的效率,对于误差信号的带有符号的和绝对值的表示中的取样链中的一个帧中的所有取样(带有符号的和绝对值的二进制值),利用在每个比特位置的取样链的方向(时间方向)上链接的比特、即 MSB、第二 MSB、...、LSB 来形成比特

串。换句话说,转换了比特阵列。在同一位置链接的1024个比特的比特串在此被称为“等距比特串”。相反,用于表示包括每个取样的极性的幅度值的一个字的比特串在此被称为“幅度比特串”。因为误差信号幅度小,在每个取样中在最高有效比特之下的一个比特或多个比特通常为“0”。通过以预定符号来表示在比特位置链接和产生的等距比特串,提高了误差信号的无损压缩编码效率。

[0007] 等距比特串是如此进行编码的无损压缩。无损压缩编码可以是熵编码(entropy coding),诸如霍夫曼编码(Huffman coding)或算术编码(arithmetic coding)。当在链中连续重复或在链中频繁出现同一符号(1或0)时,可以使用熵编码。

[0008] 解码端对无损压缩的代码进行解码,并且所解码的信号然后进行比特阵列逆转换。换句话说,基于每一个帧来将等距比特串转换成幅度比特串。结果产生的误差信号被连续地再现。同样对有损压缩的代码进行解码。将解码的信号和所再现的误差信号求和,并且求和的信号在逐帧的基础上被连续地链接起来,于是再现了原始数字信号串。

[0009] 本发明的目的是压缩数字信号和提供一种编码方法、解码方法、编码装置、解码装置及其用于使得可以选择分层的取样率的程序。

发明内容

[0010] 根据本发明,一种数字信号编码方法包括步骤:

[0011] (a) 产生在要编码的信号和下述信号之一之间的差信号,其中所述下述信号是:在属性级别上比要编码的信号低的信号和从所述在属性级别上较低的信号中更改的信号;以及

[0012] (b) 无损编码所述差信号。

[0013] 根据本发明,一种数字信号编码装置包括:差信号产生部件,用于产生在要编码的信号和下述信号之一之间的差信号,其中所述下述信号是:在属性级别上比要编码的信号低的信号和从所述在属性级别上较低的信号中更改的信号;差信号无损编码部件,用于无损编码所述差信号。

[0014] 根据本发明,一种数字信号解码方法包括步骤:

[0015] (a) 通过解码输入代码来产生差信号;以及

[0016] (b) 通过合成所述差信号和下述信号之一来产生目标解码信号,其中所述下述信号是:在属性级别上比所述差信号低的已解码的信号和从所述在属性级别上较低的信号中更改的信号。

[0017] 根据本发明,一种数字信号解码装置包括:差信号解码部件,用于通过解码输入代码来产生差信号;以及信号合成部件,用于通过合成所述差信号和下述信号之一来产生目标解码信号,其中所述下述信号是:在属性级别上比所述差信号低的已解码的信号和从所述在属性级别上较低的信号中更改的信号。

[0018] 根据本发明,一种计算机可执行的编码程序描述了编码数字信号的过程,并且所述过程包括步骤:

[0019] (a) 产生在要编码的信号和下述信号之一之间的差信号,其中所述下述信号是:在属性级别上比要编码的信号低的信号和从所述在属性级别上较低的信号中更改的信号;以及

[0020] (b) 无损编码所述差信号。

[0021] 根据本发明,一种计算机可执行的解码程序描述了解码数字信号的过程,并且所述过程包括步骤:

[0022] (a) 通过解码输入代码来产生差信号;以及

[0023] (b) 通过合成所述差信号和下述信号之一来产生目标解码信号,其中所述下述信号是:在属性级别上比所述差信号低的已解码的信号和从所述在属性级别上较低的信号中更改的信号。

附图说明

[0024] 图1是用于图解根据本发明的第一实施例的编码装置和解码装置的功能方框图。

[0025] 图2是用于图解根据本发明的第二实施例的编码装置和解码装置的功能方框图。

[0026] 图3是用于图解根据本发明的第三实施例的编码装置和解码装置的功能方框图。

[0027] 图4是用于图解阵列转换和编码单元18的功能方框图。

[0028] 图5A图解了以极性和绝对值表示的取样链(sample chain)的比特阵列转换。

[0029] 图5B图解了以二进制补码表示的取样链的比特阵列转换。

[0030] 图5C图解了分组的格式的一个示例。

[0031] 图6是图解解码和阵列逆转换单元45和丢失部分校正器58的功能方框图。

[0032] 图7是图解用于图6的丢失信息校正处理的过程(procedure)的流程图。

[0033] 图8是图6的丢失信息校正单元58B的具体功能方框图。

[0034] 图9是根据本发明的第三实施例的编码装置和解码装置的功能方框图。

[0035] 图10A是图9的预测误差产生器31的具体功能图。

[0036] 图10B图解了另一种预测误差产生器31的结构。

[0037] 图11A是图9的预测合成器56的具体功能方框图。

[0038] 图11B图解了另一种预测合成器56的结构。

[0039] 图12A在概念上图解了误差信号的频谱特性。

[0040] 图12B图解了作为将图12A的频谱特性的频率轴反转的结果而获得的频谱特性。

[0041] 图13是根据本发明的第四实施例的编码装置和解码装置的功能方框图。

[0042] 图14A图解了根据本发明的代码的层分割的一个示例。

[0043] 图14B图解了在幅度分辨率和幅度字长之间的关系。

[0044] 图15图解了如图14A中所示的层分割代码、各种取样频率和各种幅度分辨率的关系。

[0045] 图16是根据本发明的第五实施例的编码装置的功能方框图。

[0046] 图17A图解了通过向上取样的内插。

[0047] 图17B图解了内插滤波器。

[0048] 图18A是图解作为本发明的一个实施例的无损压缩编码器设备的示例的功能方框图。

[0049] 图18B是与图18A的无损压缩编码器相对应的、作为本发明的一个实施例的解码器设备的功能方框图。

[0050] 图19A是图解作为本发明的一个实施例的无损编码器设备的功能方框图。

- [0051] 图 19B 是作为本发明的一个实施例的无损解码器设备的功能方框图。
- [0052] 图 20A 图解了在子码和抽头数量之间的对应关系的一个示例。
- [0053] 图 20B 图解了在子码和增益之间的对应关系的一个示例。
- [0054] 图 20C 图解了在子码和取样点的移动之间的对应关系的一个示例。
- [0055] 图 20D 图解了子码的一个示例。
- [0056] 图 21 是根据本发明的一个实施例的解码装置的功能方框图。
- [0057] 图 22 是根据本发明的另一个实施例的编码装置的功能方框图。
- [0058] 图 23 是根据本发明的另一个实施例的编码装置的功能方框图。
- [0059] 图 24 图解了一种用于解释本发明的优点的音乐提供 (delivery) 系统。
- [0060] 图 25 图解了根据本发明的第七实施例的代码的层分割的示例。
- [0061] 图 26 图解了层分割码、各种取样率和各种幅度分辨率的组的关系。
- [0062] 图 27 是根据本发明的第七实施例的编码器装置的功能方框图。
- [0063] 图 28 是实现本发明的实施例的编码设备的功能方框图。
- [0064] 图 29 是根据本发明的第七实施例的编码装置的另一个示例的功能方框图。
- [0065] 图 30 是根据本发明的第七实施例的解码装置的功能方框图。
- [0066] 图 31 是根据本发明的第八实施例的编码装置的功能方框图。
- [0067] 图 32 是根据本发明的第八实施例的解码装置的功能方框图。
- [0068] 图 33 图解了根据本发明的第九实施例的代码的层分割的示例。
- [0069] 图 34 图解了根据本发明的第九实施例的在取样频率和幅度字长之间的关系。
- [0070] 图 35 是根据本发明的第九和第十实施例的编码装置的功能方框图。
- [0071] 图 36 是图 35 的选择器 76 的功能方框图。
- [0072] 图 37 是根据本发明的第九和第十实施例的解码装置的功能方框图。
- [0073] 图 38 是图 35 的选择器 76 的另一个示例的功能方框图。
- [0074] 图 39 是并入进第九实施例的解码装置中的选择器 87 的功能方框图。
- [0075] 图 40 图解了根据第九和第十实施例的编码装置的另一个示例。
- [0076] 图 41 图解了根据第九和第十实施例的编码装置的另一个示例。
- [0077] 图 42 图解了根据本发明的第十一实施例的代码的层分割的示例。
- [0078] 图 43 图解了如图 42 中所示的层分割码、各种取样频率和各种幅度分辨率的组合。
- [0079] 图 44 是根据本发明的第十一实施例的编码装置的功能方框图。
- [0080] 图 45 是根据本发明的第十一实施例的解码装置的功能方框图。
- [0081] 图 46 在概念上图解了根据本发明的第十二实施例的一种编码方法。
- [0082] 图 47 是具体地图解了根据本发明的第十二实施例的编码装置的方框图。
- [0083] 图 48 是具体地图解了根据本发明的第十二实施例的解码装置的方框图。
- [0084] 图 49 在概念上图解了根据本发明的第十三实施例的一种编码方法。
- [0085] 图 50 是具体地图解了根据本发明的第十三实施例的编码装置的方框图。
- [0086] 图 51 是具体地图解了根据本发明的第十三实施例的解码装置的方框图。
- [0087] 图 52 是图解根据第十二和第十三实施例的编码装置中的校正器的结构的方框图。
- [0088] 图 53 是图解根据第十二和第十三实施例的解码装置中的校正器的结构的方框图。

图。

- [0089] 图 54 在概念上图解了根据本发明的第十四实施例的一种编码方法。
- [0090] 图 55 是图解根据本发明的第十四实施例的编码装置的具体结构的方框图。
- [0091] 图 56 是图解根据本发明的第十四实施例的解码装置的具体结构的方框图。
- [0092] 图 57 是图解根据本发明的第十五实施例的编码装置的结构方框图。
- [0093] 图 58 是图解根据第十五实施例的差模块的结构方框图。
- [0094] 图 59 是图解另一个差模块的结构方框图。
- [0095] 图 60 是图解第十五实施例的解码装置的结构方框图。
- [0096] 图 61 是图解图 60 的加法器模块的方框图。
- [0097] 图 62 是图解另一个加法器模块的结构方框图。
- [0098] 图 63 是图解图 57 的另一个差模块的结构方框图。
- [0099] 图 64 是图解图 57 的另一个差模块的结构方框图。
- [0100] 图 65 是图解图 60 的另一个加法器模块的结构方框图。
- [0101] 图 66 是图解图 60 的另一个加法器模块的结构方框图。
- [0102] 图 67 图解了用于合成具有不同的取样频率和量化精度的信号的过程。
- [0103] 图 68 是图解根据本发明的第十六实施例的编码装置的结构方框图。
- [0104] 图 69 是图解对应于图 68 的编码装置的解码装置的方框图。
- [0105] 图 70 是图 68 的编码装置的修改的方框图。
- [0106] 图 71 是对应于图 70 的编码装置的解码装置的方框图。
- [0107] 图 72 图解了附加到代码串中的层信息的一个示例。
- [0108] 图 73 图解了四层编码配置。
- [0109] 图 74 图解了附加到在图 73 的编码配置中的代码串中的层信息。
- [0110] 图 75 图解了九层编码配置。
- [0111] 图 76 图解了附加到在图 75 的编码配置中的代码串中的层信息。
- [0112] 图 77 图解了附加到在图 57 的编码配置中的代码串中的层信息。
- [0113] 图 78 图解了附加到在图 50 的编码配置中的代码串中的层信息。
- [0114] 图 79 是图解本发明的编码方法的处理的流程图。
- [0115] 图 80 是图解本发明的解码方法的处理的流程图。
- [0116] 图 81 是图解用于执行本发明的编码和解码程序的计算机的结构方框图。

具体实施方式

[0117] 第一实施例

[0118] 现在参照图 1 来讨论本发明的第一实施例。如图所示, 也通过符号来表示取样率(频率)。来自输入端 11 的数字信号被帧分割器 12 以例如每 1024 个取样的每个帧单元来分割, 并且在第一取样频率 F_1 处的数字信号被向下取样器 13 转换成在比第一取样频率 F_1 低的第二取样频率 F_2 处的数字信号。在这种情况下, 低通滤波处理去除在频率上等于或大于频率 $F_2/2$ 的分量, 以便在第二取样频率 F_2 处的取样不会引起环回信号(loop-back signal)。

[0119] 编码器 14 有损或无损压缩编码在第二取样频率 F_2 处的数字信号, 并且输出结果

产生的信号来作为主代码 I_m 。如果编码器 14 执行有损压缩编码操作,则主代码 I_m 被部分解码器 15 所解码。在第二取样频率 F_2 处的已解码的部分信号被向上取样器 16 转换为在第一取样频率 F_1 处的部分信号。如果编码器 14 执行有损编码操作来最小量化误差,则如此获得的量化信号是与由部分解码器 15 所提供的输出相同的。所述量化信号可以沿着由点划链线所表示的线被输入到向上取样器 16 中。在这种情况下,就不需要部分解码器 15。如果编码器 14 执行无损编码操作,则部分解码器 15 的输出变得与编码器 14 的输入信号相同。在这种情况下,编码器 14 的输入信号可以沿着由两点划链线所表示的线被提供到向上取样器 16,并且不需要部分解码器 15。在任一种情况下,被馈送到向上取样器 16 的信号对应于主代码 I_m ,并且为了在讨论下面的实施例中的方便而被称为部分信号。在剩余的实施例中,同样不需要使用部分解码器 15。

[0120] 误差计算器 17 计算在第一取样频率 F_1 的部分信号和在从帧分割器 12 分支的第一取样频率处的数字信号之间的差来作为误差信号,并且向阵列转换和编码单元 18 提供所述误差信号。下面将讨论阵列转换和编码单元 18 的处理。阵列转换和编码单元 18 包括比特阵列转换器和无损编码器,并且将所述误差信号编码为可以被正确解码、即无损解码的误差代码 P_e 。输出单元 19 将来自阵列转换和编码单元 18 的误差代码 P_e 和主代码 I_m 格式化为所需要的形式,然后向输出终端 21 输出作为结果产生的信号。

[0121] 从本发明的编码装置 10 输出的代码串信号可以经由传输线被发送到解码装置 40,或者可以被暂时存储在记录介质中。从所述记录介质读取的代码串信号随后可以被发送到解码装置 40。如果所述代码串信号经由传输线被发送,则输出单元 19 将主代码 I_m 和误差代码 P_e 分出优先顺序和按每个预定长度(例如,一个或多个帧的长度)分组化,并且连续地输出所述分组化的信号。如果所述代码串被存储在记录介质中,则主代码 I_m 和误差代码 P_e 按每个帧被链接为一系列链接的代码串,并且根据与其连接的装置的接口而被输出作为多个并行比特或单个比特串。在随后的讨论中,以分组来输出主代码 I_m 和误差代码 P_e 。

[0122] 在解码装置 40 中的输入单元 42 将通过接收终端 41 所接收的分组分离为主代码 I_m 和误差代码 P_e 。解码器 43 通过与编码装置 10 的编码器 14 的处理相对应的解码处理来有损或无损解码主代码 I_m ,由此产生在第二取样频率 F_2 处的解码信号。向上取样器 44 将在第二取样频率 F_2 处的解码信号向上取样为在第一取样频率 F_1 处的解码信号。在这种情况下,执行内插处理以将取样频率提高到在 F_2 之上,由此产生部分信号。

[0123] 所分离的误差代码 P_e 经由解码和阵列逆转换单元 45 处理以再现误差信号。下面将讨论所述解码和阵列逆转换单元 45 的具体结构和处理。所再现的误差信号的取样频率是第一取样频率 F_1 ,以及所述误差信号和来自向上取样器 44 的部分信号被加法器 46 求和。所述信号的和然后被馈送到帧合成器 47 来作为再现的数字信号。帧合成器 47 连续地级连(concatenate)成逐帧再现的数字信号,并且将所级连的信号输出到输出端 48。在由虚线表示的一种更实际的布置中,丢失部分检测器 49 和丢失部分校正器 58 被提供在解码和阵列逆转换单元 45 的输出侧上。丢失部分检测器 49 检测误差代码 P_e 的丢失分组(packet),以及丢失部分校正器 58 根据丢失分组检测的结果来校正已解码的误差信号取样。稍后将参照图 6、7 和 8 来详细讨论这些元件。

[0124] 在这种布置中,使用主代码 I_m 和误差代码 P_e 来再现具有与原始数字信号相同的

取样频率的高质量信号。如果以分组来提供编码的输出,则主代码 I_m 的分组被给予高优先级,以便即使当误差代码 P_e 的分组丢失时也可以再现相对高质量的信号。当用户需要普通质量的数据信号时,仅仅可以提供基于在取样频率上低于原始数字信号的信号的主代码 I_m 。因此为小数量的信息提供了相对高质量的信号。例如,如果通过网络来传输数字信号,则发送端可以根据网络条件(路径、通信容量和通信量)或响应于来自接收端的请求来自由地做出是仅仅发送主代码 I_m 还是同时发送主代码 I_m 和误差代码 P_e 的选择。

[0125] 下面将具体地讨论由编码器 14 执行的无损编码,并且所述无损编码可以执行与阵列转换和编码单元 18 的处理相同的处理。在这样的情况下,解码器 43 以与解码和阵列逆转换单元 45 相同的方式来执行解码处理。

[0126] 第二实施例

[0127] 根据本发明的第二实施例,数据信号的取样频率以多层被布置,并且有选择性地提供了更多类型质量的信号。

[0128] 如图 2 所示,与参照图 1 所述的那些相同的元件被指定相同的附图标号。根据第二实施例,向下取样器 22 将来自误差计算器 17 的在第一取样频率 F_1 的误差信号向下取样为在第三取样频率 F_3 的误差信号,所述第三取样频率 F_3 低于第一取样频率 F_1 ,但是高于第二取样频率 F_2 。例如,向下取样器 13 将输入信号的第一取样频率 F_1 降低到四分之一,由此产生第三取样频率 F_3 。向下取样器 22 将误差信号的第二取样频率 F_2 降低到一半,由此产生取样频率 F_3 。换句话说,取样频率的关系是 $F_1 = 4F_2$ 和 $F_1 = 2F_3$ 。

[0129] 编码器 23 有损或无损地压缩编码来自向下取样器 22 的在第三取样频率 F_3 的误差信号,由此输出辅助码 I_e 。部分解码器 24 解码所述辅助码 I_e ,由此输出在第三取样频率 F_3 的部分信号。向上取样器 25 将所述部分信号向上取样为在第一取样频率 F_1 的部分信号。误差计算器 26 计算在第一取样频率的所述部分信号和来自误差计算器 17 的在第一取样频率的误差信号之间的误差,来作为一个误差信号,并且向阵列转换和编码单元 18 提供所述误差信号。将后述的阵列转换和编码单元产生误差代码 P_e 。作为部分解码器 15,也不需要部分解码器 24。如果编码器 23 执行有损编码操作,则在输入到编码器 23 的信号的量化处理中所获得的量化信号被馈送到向上取样器 25,以便使误差最小化。如果编码器 23 执行无损编码操作,则编码器 23 的输入信号可以被馈送到向上取样器 25。象在剩余的实施例中那样,如果不使用部分解码器 15 和 24 的布置是可能的,则表示部分解码器 15 和 24 的方框。输出单元 19 将主代码 I_m 、辅助码 I_e 和误差代码 P_e 进行分组,并且在如需要而输出它们之前将这些代码区分出优先顺序。

[0130] 解码装置 40 从通过输入单元 42 接收的分组中分离主代码 I_m 、辅助码 I_e 和误差代码 P_e 。主代码 I_m 被提供到解码器 43,辅助码 I_e 被提供到解码器 43,以及误差代码 P_e 被提供到解码和阵列逆转换单元 45。同样也执行与图 1 所示的解码器 43 和解码和阵列逆转换单元 45 对主代码 I_m 和误差代码 P_e 分别执行的那些处理相同的处理也被执行。因此获得在取样频率 F_2 的母信号(mater signal)和在取样频率 F_1 的误差信号。

[0131] 解码器 27 解码辅助码 I_e ,由此再现在第三取样频率 F_3 的已解码的辅助信号。解码器 27 执行与在编码装置 10 中的编码器 23 的解码处理相对应的解码处理。向上取样器 52 将在第三取样频率 F_3 的已解码信号转换为在第一取样频率 F_1 的解码信号。解码器 43 将所述在第一取样频率的解码信号和来自向上取样器 44 的在第一取样频率的解码信号求

和。加法器 46 将解码信号的和与来自解码和阵列逆转换单元 45 的在第一取样频率 F_1 的误差信号求和,由此向帧合成器 47 提供作为结果产生的和来作为再现的数字信号。

[0132] 如果编码装置具有上述的取样频率的关系,则向上取样器 44 将取样频率 F_2 乘以 4 以便其成为取样频率 F_1 ,并且向上取样器 52 将取样频率 F_3 加倍为取样频率 F_1 。

[0133] 在这种布置中,如果正确地获得所有信息,即 I_m 、 I_e 和 P_e ,则获得在高的第一取样频率 F_1 的原始数字信号。如果未获得任何再现的误差信号,则向上取样器 54 将来自解码器 43 的在第二取样频率 F_2 的解码信号转换为如虚线所示的在第三取样频率 F_3 的解码信号。这个信号和来自解码器 27 的解码信号被加法器 55 求和。作为结果产生的和被提供到帧合成器 47,来作为再现的数字信号。虽然再现的数字信号在质量上略低于原始的数字信号,但是因此从高效率编码的代码中获得与取样频率 F_3 具有相同等级 (level) 的数字信号。

[0134] 为了进一步增强编码效率,仅仅主代码 I_m (即来自解码器 43 的在第二取样频率 F_2 的解码信号) 可以被提供到帧合成器 47 来作为再现的数字信号。

[0135] 假定作为原始数字信号的第一取样频率 F_1 是 192kHz 的音乐信号,并且假设第三取样频率 F_3 是 96kHz,并且假设第二取样频率 F_2 是 48kHz,则在取样频率 48kHz 的再现的数字信号通常提供紧磁盘 (CD) 级别的高质量。用户对这个声音质量满意,解码装置 40 使用仅仅主代码 I_m 。高质量信息于是带有小数量的信息。对于期望在较高的取样频率 96kHz 的再现数字信号的用户来说,可以使用主代码 I_m 和辅助码 I_e 这两者。用户因此享受比具有较高压缩比的 CD 更高质量的信号。对于期望更高取样频率的用户来说,可以在解码装置 40 中使用 I_m 、 I_e 和 P_e 来再现在 192kHz 的原始数字信号。

[0136] 第二实施例的修改

[0137] 现在将参照图 3 来讨论具有多级取样频率的第二实施例的修改。在图 3 中,与参照图 2 所讨论的那些元件相同的元件被指定了相同的附图标号。在编码装置 10 中,逐个帧的数字信号在被多个向下取样器级处理之后被馈送到编码器 14。如图所示,使用向下取样器 13 和向下取样器 27 的两级布置。用于接收第一取样频率 F_1 的输入的向下取样器 13 的输出是第三取样频率 F_3 。用于接收第三取样频率 F_3 的输入的向下取样器 27 的输出是第二取样频率 F_2 。编码器 14 通过解码主代码 I_m 而提供的在第二取样频率 F_2 的部分信号被向上取样器 16 转换为在向下取样器 27 的输入信号的取样频率的部分信号,即在第三取样频率 F_3 的部分信号,其中所述向下取样器 27 被布置在编码器 14 的紧前部。在上述的取样频率关系中,向下取样器 13 和向下取样器 27 中的每个都将各自的取样频率转换为一半。误差计算器 52 计算在第三取样频率 F_3 的部分信号和向下取样器 27 的输入信号之间的误差,来作为误差信号。所述误差信号被编码器 23 有损或无损编码、最好是有损或无损高压缩率地编码成辅助码 I_e 。

[0138] 部分解码器 24 将辅助码 I_e 解码为在第三取样频率 F_3 的部分信号。加法器 29 将所述部分信号和向下取样器 27 的输入信号求和。向上取样器 25 将在第三取样频率 F_3 的已求和的部分信号转换为在第一取样频率的已求和的部分信号。误差计算器 17 计算在所述已求和的部分信号和从帧分割器 12 的输出中分支的数字信号之间的误差,来作为误差信号。在接收到所述误差信号时,阵列转换和编码单元 18 产生误差代码 P_e 。误差代码 P_e 、主代码 I_m 和辅助码 I_e 被级连 (concatenate) 然后被输出。

[0139] 在作为图 3 中所示的修改的编码装置 10 中,部分解码器 15 和部分解码器 24 不可

以象在图 1 和 2 中所示的编码装置那样被使用。在这种情况下,编码器 14 和 23 的量化信号可以被分别提供到向上取样器 16 和加法器 29(如果编码器 14 和 23 执行有损编码处理),或编码器 14 和 24 的输入信号可以分别被提供到向上取样器 16 和加法器 29(如果编码器 14 和 23 执行无损编码处理)。

[0140] 在解码装置 40 中的输入单元 42 将从接收终端 41 输入的分组分离为主代码 I_m 、辅助码 I_e 和误差代码 P_e 。主代码 I_m 、辅助码 I_e 和误差代码 P_e 被解码器 43、解码器 51 和解码和阵列逆转换单元 45 分别再现为已经参照图 2 所讨论的部分信号和误差信号。向上取样器 44 在此将来自解码器 43 的在第二取样频率 F_2 的解码信号转换为在第三取样频率 F_3 的解码信号。这个解码信号和来自解码器 51 的在第三取样频率 F_3 的解码信号被加法器 53 求和。所求和的解码信号被向上取样器 52 转换为在第一取样频率 F_1 的解码信号。加法器 46 将这个解码信号和来自解码和阵列逆转换单元 45 的在第一取样频率 F_1 的误差信号求和。作为结果产生的和被提供到帧合成器 47,来作为再现的数字信号。

[0141] 如果不可获得用于再现误差信号的足够信息,或者如果不输入误差代码 P_e ,则加法器 53 向帧合成器 47 提供在第二取样频率 F_2 的所述求和信号,来作为再现的数字信号。如果仅仅可以获得主代码 I_m ,则来自解码器 43 的在第二取样频率 F_2 的解码信号被提供到帧合成器 47。

[0142] 在图 2 和 3 说明的第二实施例中的两个级处对取样频率进行转换。或者,可以在用于编码或解码的三个或更多级处对取样频率进行转换。

[0143] 阵列转换和编码单元

[0144] 现在将参照图 4 具体讨论在图 1、2 和 3 中图解的编码装置的实施例中的阵列转换和编码单元 18。来自误差计算器 17(在图 2 中指定的 26)的误差信号被馈送到子信息产生器 18E。在子信息产生器 18E 中的有效数字数量检测器 18E5 检测作为有效数字数量 F_e 的有效数字数量,该有效数字数量用于在逐帧基础上表示一个帧内的误差信号取样的最大绝对值。比特阵列转换器 18A 仅仅提取穿过在有效数字数量的部分内的每个误差信号的取样的相同比特位置处的比特,来作为等距比特串。

[0145] 来自比特阵列转换器 18A 的等距比特串被发送和记录单元分割器 18B 划分为按发送单元或记录单元的数据。被划分的发送/记录单元数据被无损压缩器 18C 无损压缩编码为误差数据代码 I_{ne} ,该误差数据代码 I_{ne} 然后被馈送到子码加法器 18D。子码加法器 18D 向所述误差数据代码 I_{ne} 增加来自以后要讨论的子信息编码器 18F 的子码 I_{nx} ,并且输出作为结果产生的和,来作为误差代码 P_e 。

[0146] 图 5A 图解了比特阵列转换的示例。通过图 5A 的左部上的每个垂直列来表示以极性符号和绝对值表示的每个误差信号取样的幅度比特串。幅度比特串的一个帧在取样的方向中被连续地布置。为了容易理解一个幅度比特串的状态,通过实线来包围跨在所述幅度上的幅度比特串 $DV(k)$ 。在此, k 表示在帧内的时间,例如 $k = 1, 2, \dots, 1024$ 。在这个示例中,幅度比特串 $DV(k)$ 的极性符号被布置为接近绝对值的 MSB。如图所示,极性符号被布置为刚好高于 MSB(最高有效数字)。

[0147] 以极性和绝对值表示来表达的误差信号被馈送到有效数字数量检测器 18E5。有效数字数量检测器 18E5 检测最接近于在误差信号的幅度比特串的一个帧之内的 MSB 的“1”的位置,并且确定从 LSB(最低有效数字)到所述数字的有效数字的数量,来作为有效数字

数量 F_e 。落入在误差信号的一个帧中的有效数字数量 F_e 之内的部分 LBP 和极性符号被转换为等距比特串。换句话说,不必将从有效数字数量 F_e 延伸到 MSB 的部分 HBP 转换为等距比特串。

[0148] 仅仅每个取样的幅度(幅度比特串)的值的极性比特(符号)(即在一个帧之内的时间方向上级联(concatenate)的比特)被从这样的取样阵列数据中提取来作为等距比特串。然后,在有效数字数量 F_e 之内的一个链中的一系列最高数字被提取来作为等距比特串。同样,在每个数字(在对应的比特位置处)的在时间轴中级联(concatenate)的等距比特串被连续地提取。最后,提取在所述帧内连接的等距 LSB 比特的串。所提取的等距比特串之一被表示为通过图 5A 的左手部分上所示的水平阵列中的粗线来包围的 $DH(i)$ 。在此, i 表示在阵列转换之前形成在幅度比特串中的等距比特串的多个比特的一个比特位置。形成所述比特串的每个比特的内容通过比特阵列转换保持不变。

[0149] 对于取样串执行比特阵列转换,在所述取样串中,以二进制补码中的正和负整数来表示每个误差信号取样。图 5B 图解了幅度比特串的一个帧。如果所述幅度比特串是正值,则在高于表示取样的最大绝对值的数字之上的数字组(以图 5B 的部分 HBP 来表示)全是“0”。如果所述幅度比特串是负值,则全部为“1”。除了所述部分 HBP 之外的部分 LBP 的数字的数量被图 4 的有效数字数量检测器 18E5 检测为有效数字数量 F_e 。只要有效数字部分 LBP 和与其相邻的比特位置(数字)、即极性符号被转换为等距比特串,就是足够的。

[0150] 发送和记录单元分割器 18B 将等距比特串按每一个等距比特串 $DH(i)$ 或每多个相邻的等距比特串 $DH(i)$ 分割为发送和记录单元数据。在这种情况下,包括单个等距比特串的发送和记录单元数据和包括多个等距比特串的发送和记录单元数据可以在一个帧中共存。无损压缩器 18C 将所分割的发送和记录单元数据无损压缩编码为误差数据代码 I_{ne} 。所述误差数据代码 I_{ne} 然后被馈送到子码加法器 18D。

[0151] 如图 5C 中所示,输出单元 19 在有效负荷 PYD 中存储所述发送和记录单元数据的误差信号,并且向有效负荷 PYL 附加头部 HD。例如,所述头部 HD 包括由帧编号和在所述帧内的发送和记录单元数据编号(输出序列号)组成的分组编号 PKTN、优先级 PRIO 和数据长度 DTL,以便解码端因此重建信号取样串。

[0152] 如果发送和记录单元数据(有效负荷)PYL 的数据长度是固定的,则不需要数据长度 DTL。但是,如果无损压缩器 18C 压缩所述发送和记录单元数据,则数据长度从分组到分组变化,并且因此需要数据长度 DTL。而且,通常向分组的结尾附加误差检测代码 RD,诸如 CRC 代码,用于检测是否在整个分组中发生误差。因此构建了分组 PKT。对于主代码 I_m 和辅助码 I_e 等地进行分组。误差代码 P_e 、主代码 I_m 和辅助码 I_e 的分组 PKT 被连续地输出到输出终端 21。

[0153] 如果分组 PKT 被列入优先地位,则向包含靠近 MSB 的发送和记录单元数据的分组提供较高的优先级。优先级等级可以是 2 至 5。极性符号的等距比特串被给予最高的优先级,其后跟随着表示主代码 I_m 的比特串和以此顺序表示辅助码 I_e 的比特串。

[0154] 返回图 4,由有效数字数量检测器 18E5 检测的有效数字数量 F_e 被子信息编码器 18F 所编码。所编码的有效数字数量 F_e 然后被输出。在图 4 的示例中,通过使用线性预测分析,谱包络计算器 18E4 从逐个帧误差信号的取样链中将用于表示谱包络的参数链 LPC 确定为线性预测系数。功率计算器 18E1 在逐个帧的基础上计算误差信号的平均功率 P_W 。所

述误差信号被输入到逆滤波器 18E2, 该逆滤波器 18E2 是基于由谱包络计算器 18E4 所确定的线性预测系数链而被构造的。逆滤波器 18E2 以谱包络来归一化 (normalize) 误差信号, 由此执行拉平处理。被拉平的误差信号的平均功率被拉平功率计算器 18E3 所确定。子信息编码器 18F 使用低达 30-50 比特 / 秒的比特率来量化参数链 LPC 和平均功率 PW, 并且输出将这些量化值表示为子码 In_x 的代码。其中包括有效数字数量 Fe 、谱包络的参数链 LPC 和平均功率 PW 的所述子码 In_x 被馈送到输出单元 19。子码 In_x 被附加到每个帧的代表性分组内, 诸如包括具有极性符号的发送和记录单元数据的分组, 或者该子码 In_x 被输出为独立的分组。

[0155] 阵列转换和编码单元检测在每个帧中的取样的最大有效数字数量, 并且对于在有效数字数量之内的比特执行阵列转换。或者, 可以以比特阵列转换和编码在采样链中的从 LSB 到 MSB 的所有比特而不检测有效数字数量, 虽然这样的布置的效率被略为变差。

[0156] 解码和阵列逆转换单元

[0157] 在图 6 中与丢失部分校正器 58 的具体示例一起示出了对应于上述的阵列转换和编码单元 18 的解码和阵列逆转换单元 45 的一个具体示例。解码和阵列逆转换单元 45 包括分离器 45A、无损扩展器 45B、发送和记录单元积分器 45C 和比特阵列逆转换器 45D。丢失部分校正器 58 包括子信息解码器 58D、开关 58A、丢失信息校正器 58B、以及列对齐单元 58C。

[0158] 分离器 45A 将由输入单元 42 分离的误差代码 Pe 的分组分离成误差数据代码 In_e 和子码 In_x 。误差数据代码 In_e 被提供到无损扩展器 45B, 而子码 In_x 被提供到在丢失部分校正器 58 中的子信息解码器 58D。子信息解码器 58D 解码表示谱包络的参数链 LPC 和表示平均功率 PW 的代码。子信息解码器 58D 向列对齐单元 58C 提供有效数字数量 Fe , 并且向丢失信息校正器 58B 提供谱包络参数链 LPC 和平均功率 PW。

[0159] 无损扩展器 45B 将误差数据代码 In_e 无损解码为发送和记录单元的误差数据。发送和记录单元积分器 45C 根据其分组编号来积分作为结果产生的发送和记录单元的误差数据, 以便来自多个分组的一个帧的误差数据被以图 5A 的右手部分上所示的等距比特串来布置。被积分的等距比特串被比特阵列逆转换器 45D 转换为幅度比特串, 即取样串 (波形)。在这种情况下, 如果在每个取样中的发送和记录单元数据被以极性符号和绝对值来表示, 则比特阵列逆转换器 45D 以与参照图 5A 讨论的比特阵列转换相反的方式来将图 5 的右手部分中所示的等距比特串转换为图 5 的左手部分中所示的幅度比特串, 并且输出误差信号取样链。在这个阵列逆转换中, 属于在编码装置 10 中的相同取样的比特被来自发送和记录单元积分器 45C 的误差数据的等距比特串中提取出来。因此构成了一个取样的幅度比特串。

[0160] 如果发送和记录单元数据是基于从以二进制补码表示的幅度比特串直接转换的等距比特串的, 则在图 5B 的右手部分中所示的等距比特串的布置被转换为图 5B 的左手部分中所示的等距比特串的布置。那种处理与前述的由极性值和绝对值构成的取样的阵列转换处理的逆版本相同。来自比特阵列逆转换器 45D 的误差信号取样被馈送到列对齐单元 58C。列对齐单元 58C 根据有效数字数量 Fe 来对每一个幅度比特串执行列对齐。换句话说, 根据图 5A 的数字部分 HBP 向幅度比特串的较高数字上加“0”, 以便构造原始幅度比特串的比特 (数字) 的数量。在以二进制补码来表示取样的情况下, 而如果极性符号是正的, 则向

图 5B 中的数字部分 HBP 附加“0”，如果极性符号是负的，则附加“1”。如此对齐的幅度比特串被输出作为再现的误差信号取样串（即作为解码的误差信号取样）。

[0161] 如果丢失分组，则丢失部分检测器 49 从所接收的分组的分组编号中检测丢失的分组的编号。作为响应，开关 58A 被转换，并且来自比特阵列逆转换器 45D 的幅度比特串被提供到丢失信息校正器 58B 而不用直接被提供到列对齐单元 58C。对于所述幅度比特串（取样）执行丢失信息校正，并且被校正的幅度比特串被馈送到列对齐单元 58C。

[0162] 丢失信息校正器 58B 通过从已知的信息中估计丢失的信息来执行校正。如果丢失了分组，诸如靠近通常具有低优先级的 LSB 端的比特的分组，则不可能确定与丢失部分相对应的值。这是没有办法的，但可使用诸如 0 或在最小可能值和最大可能值之间的中间值的小值来再现波形。在这种情况下，保持固定比特编号的精度，但是大的失真导致可以听见。这是因为在原始声音中的能量通常向低频区域移动。相反，由于丢失比特而引起的失真分量导致基本上平坦的谱形。高频分量变得大于原始声音，如果被再现的话，则高频分量声音对于听众来说像噪音。不固定的波形被校正，以便不固定分量的频谱近似于平均频谱或在每个帧基础上固定的频谱。以这种方式，在校正后的在频谱中的高频分量变小，以及以原始声音来屏蔽（mask）失真，从而改善了声音质量。

[0163] 更具体而言，对于丢失信息执行校正，以便从所关心的帧的除了丢失信息之外的信息中获得的频谱变为对于几个过去的帧的平均频谱或从后述的解码子信息所产生的帧中的固定频谱的相当接近的近似值。下面将讨论用于校正的优选技术。在一种简单的校正技术中，丢失信息校正器 58B 使用低通滤波器来平均所输入的再现取样链，由此去除高频噪音分量。如果预先知道原始声音的谱形（包络），则选择低通滤波器的阻塞特性，以便使用根据所述阻塞特性设置的截止频率来衰减高频分量。或者，如上所述，可以确定平均频谱，或可以考虑到在逐个帧基础上固定的频谱的形状来自适应地修改所述阻塞特性。

[0164] 解码和阵列逆转换单元 45 以这种方式来校正由丢失的分组所引起的丢失信息。如果在 LSB 侧的分组根据需要有意不发送以增强压缩编码效率，则解码和阵列逆转换单元 45 可以仍然执行无损编码处理，或者在不引起收听问题的误差层次上执行再现处理。

[0165] 或者，向每个取样值增加丢失信息（比特）的可能值的所有组合以产生校正取样链（波形）候选者。所述候选者的谱包络被确定。其谱包络相当接近地近似到子信息的解码的谱包络的校正取样链（波形）候选者被输出到列对齐单元 58C 来作为校正取样链。参见图 4 和 6，可以不需要无损压缩器 18C 和无损扩展器 45B。

[0166] 在解码和阵列逆转换的上述讨论中，编码装置 10 计算有效数字数量，并且阵列转换在所述有效数字数量之内的比特。如果没有通过编码装置 10 来检测有效数字数量就对在取样链内的所有比特进行阵列转换，则解码装置 40 不必执行列对齐操作。

[0167] 通过子信息的校正

[0168] 如果丢失信息（比特）的数量根据可能的丢失信息值的所有组合来在校正取样候选者的产生中增长，则校正取样链（波形）大大地增加，由此导致在工作负荷中的大大提高。校正操作会变得不现实。现在将讨论没有这种问题的丢失信息校正器 58B 的结构、功能和处理。

[0169] 图 7 图解了处理的一个示例，以及图 8 图解了功能和结构的一个示例。使用从比特阵列逆转换器 45D 输入到试验波形产生器 58B1 的固定比特来再现在一个帧内的试验波

形(试验取样链)(S1)。在试验波形的再现中,丢失比特可以被固定为0或在由丢失的比特可能采取的最大值和最小值之间的中间值。例如,如果丢失了较低有效的4个比特,则在第0层和第15层之间的任何值是校正值,但是可以试验性地设置第8层或第7层。

[0170] 谱包络计算器58B2计算在试验波形中的谱包络(S2)。例如,如果对于所述试验性波形执行在语音分析中使用的全杆式(all-pole-type)线性预测分析。误差计算器58B3将估计的谱包络与被作为子信息传送的原始声音的谱包络(即通过子信息解码器58D解码的谱包络)相比较。如果误差落入预定的允许范围,则控制开关SW1以输出试验性波形来作为校正的再现误差信号(S3)。

[0171] 如果在所估计的谱包络形状和解码的谱包络形状之间的误差超过允许的范围,则向试验性波形施加所估计的谱包络的特性的反转版本(S4)。更具体而言,在用于全杆式线性预测的逆滤波器(全零型)58B4中设置用于表示在步骤S2中确定的谱包络的参数,并且向逆滤波器58B4输入由试验波形产生器58B1通过开关SW2提供的试验波形。试验波形的频谱因此被拉平。由此产生拉平的信号。由功率计算器58B5来计算拉平的信号的平均功率。校正量计算器58B6例如通过计算一个功率对另一个功率的比率或其间的差别而从所述平均功率和由子信息解码器58D解码的平均功率PW(图4的功率计算器18E1的输出)来计算校正量。响应于所述校正量,功率校正器58B7幅度校正逆滤波器58B4的输出功率值。更具体而言,逆滤波器58B4的输出乘以所述校正量,或者向逆滤波器58B4的输出加上所述校正量。功率校正器58B7的输出功率值因此被设置为与解码的功率值一致(S5)。

[0172] 子信息的谱包络的特性被施加到幅度校正的拉平信号上以校正谱包络(S6)。更具体而言,功率校正器58B7的输出被馈送到全杆式合成滤波器58B8,该全杆式(all-pole-type)合成滤波器58B8使用参数LPC,该参数LPC表示子信息的解码的谱包络。因此产生频谱校正的波形。结果是,作为结果产生的波形的谱包络是对原始误差信号的相当接近的近似。

[0173] 但是,会与已经固定的数字的比特相矛盾的频谱校正的波形必须使用校正器58B9被修改为正确的值(S7)。例如,如果在具有16比特精度的幅度值中,较低有效的4个比特是未知的,则每个取样的每个可能值在16的范围内是不固定的。所述取样被修改为接近频谱校正的波形的值。更具体而言,如果在每个取样中校正的取样值落在可能的取样值的范围之外,则将所述取样值修改为可能的取样值范围的极限。例如,如果较高有效的12比特的校正取样值大于正确的12比特的取样值,则将所述较高有效的12比特的校正取样值修改为这样的校正取样值,该校正取样值的较低有效的4比特全被设置为“1”(上限)。如果所述校正的取样值小于正确的12比特的取样值,则较低有效的4个比特全是“0”(下限)。在这种校正中,具有固定幅度值的比特变得重合,并且以相当接近地接近原始误差信号的波形来再现谱包络。

[0174] 被修改的波形可以在步骤S1和步骤S2被用作试验性波形,并且可以重复随后的步骤。当有效数字数量逐个帧不同时,要经过谱包络计算器58B2进行的线性预测分析的所关心的取样以及逆滤波器58B4和合成滤波器58B8的处理可以跨在当前帧和过去的帧上。在这种情况下,即使如果要处理当前帧,所述过去帧的有效数字数量也必须在分析和滤波处理之前与当前帧的有效数字数量对齐。如果一个过去帧的有效数字数量比当前帧的有效数字数量小N个有效数字,则过去帧的取样被下移N个有效数字以缩小幅度值。有效数字

数量与当前帧的有效数字数量对齐。相反,如果一个过去帧的有效数字数量比当前帧的有效数字数量大 M 个有效数字,则过去帧的取样在浮点显示中被暂时上移 M 个有效数字以扩展所述幅度值。所述有效数字数量与当前帧的有效数字数量对齐。如果上移引起信息从寄存器中溢出并且大量丢失,则所述过去帧的取样的幅度值在精度上下降。在这种情况下,可以不使用所述过去帧,或者可以跳过当前帧的取样的校正处理。

[0175] 如图 7 中的虚线所示,如果在步骤 S2 中的分析步骤需要的话,则在步骤 S2 之前执行有效数字数量校正 ($S2'$)。如果在步骤 S4 中的滤波处理需要的话,则在步骤 S4 之前执行有效数字数量校正 ($S4'$)。如果在步骤 S6 中的合成滤波处理需要的话,则在步骤 S6 之前执行有效数字数量校正 ($S6'$)。如图 8 中的虚线所示,在需要过去帧的取样的情况下,由子信息解码器 58D 解码的有效数字数量 F_e 被馈送到谱包络计算器 58B2、滤波器 58B4 和合成滤波器 58B8 中的任何一个。谱包络计算器 58B2、滤波器 58B4 和合成滤波器 58B8 在过去帧的取样的有效数字数量与当前帧的有效数字数量对齐后执行它们自己的处理。

[0176] 被假定是整数的波形(取样值)在滤波计算中被处理为实数,并且必须将滤波器的输出值整数化。合成滤波器提供依赖于是否所述输出值按每个取样或每个帧同时被整数化而不同的结果。任何一种方法都是可以接受的。

[0177] 如图 7 和 8 所示,在步骤 S4 中,所述试验性波形被拉平。被拉平的试验性波形(拉平信号)然后被提供到合成滤波器 58B8。合成滤波器 58B8 提供谱包络校正的、重新构建的取样链(波形)($S5'$)。功率校正器 58B7' 幅度校正所述谱包络校正的波形($S7'$)并且算法进行到步骤 S7。在这种情况下,功率计算器 58B5' 计算来自合成滤波器 58B8 的谱包络校正的波形的平均功率。校正量计算器 58B6' 根据子信息(对应于图 4 的子功率计算器 18E 的输出)的平均功率和解码的功率 P_W 来确定校正量。响应于所述校正量,功率校正器 58B7' 幅度校正合成滤波器 58B8 的输出。

[0178] 在图 7 的步骤 S3 之后,合成谱包络计算器 58B10 计算合成滤波器 58B8' 的滤波系数,该合成滤波器 58B8' 是用于在步骤 S2 中估计的谱包络的滤波器 58B4 和用于子信息的谱包络的合成滤波器 58B8 的组合。试验波形被输入到其中设置了滤波器系数的合成滤波器 58B8'。合成滤波器 58B8' 于是合成具有其谱包络被校正的波形。而且,可以对谱包络校正的波形执行幅度校正。如果所有的幅度比特串被阵列转换为等距的比特串并且在编码装置 10 中的比特阵列转换器 18A 未检测到图 5A 和 5B 中所示的有效数字数量 F_e ,则不需要在与那个操作相关联的解码装置 40 中的有效数字数量检测器 18E5 和列对齐单元 58C。不必执行通过发送和记录单元的分割,并且也不必执行分组化。如果执行分组化,则也分组化在第一到第三实施例中的主代码 I_m 、辅助码 I_e 和其它代码。

[0179] 在本说明书中,分组丢失指的是因为在所述一个帧中的分组被有意去除以调整信息量而使得在一个帧中的所有分组未被解码器接收的情况、因为转换中心由于大的通信量而未能发送一些分组或由于在传输路径或记录和再现装置中的故障而使得分组丢失的情况、因为在输入的分组中的误差而导致不能读取和使用发送和记录单元数据的情况、以及给定的分组被过量地延迟的情况。

[0180] 根据上述的第一和第二实施例,原始数字信号在取样频率上被转换和编码。误差信号在原始信号的取样频率上被输出为等距比特串。于是再现在质量上满足各种需要的信

号。

[0181] 第三实施例

[0182] 在图 1、2 和 3 的实施例中,阵列转换和编码单元 18 阵列转换和编码来自误差计算器 17 或 26 的误差信号。或者,可以阵列转换和编码误差信号的预测误差。图 9 图解了其中这样的技术被应用到图 1 的编码装置 10 的布置和对应于此的解码装置 40 的结构。

[0183] 在那种布置中,在误差计算器 17 和阵列转换和编码单元 18 之间的、在图 1 的编码装置 10 中提供了预测误差产生器 31,并且在解码和阵列逆转换单元 45 和加法器 46 之间的解码装置 40 中提供了预测合成器 56。其余的布置保持与图 1 无变化。

[0184] 如图 10A 所示,预测误差产生器 31 包括预测分析器 31A、取样寄存器 31B、线性预测器 31C、整数化器 31D 和减法器 31E。取样寄存器 31B 向线性预测器 31C 提供来自误差计算器 17 的紧前(immediate past)的误差信号的多个取样。线性预测器 31C 根据频谱的一组包络参数对所述取样和来自预测分析器 31A 的预测系数 LPC 执行卷积运算,由此提供线性预测值。整数化器 31D 整数化所述线性预测值。减法器 31E 计算在所述整数预测值和来自误差计算器 17 的误差信号的当前取样之间的差,由此输出预测误差信号 Spe 。所述预测误差信号 Spe 被输入到阵列转换和编码单元 18。

[0185] 参见图 10B,预测误差产生器 31 包括预测分析器 31A、线性预测器 31C、整数化器 31D 和减法器 31E。预测分析器 31A 对于来自误差计算器 17 的误差信号执行线性预测分析,由此提供预测值 LPC。线性预测器 31C 对所述预测系数 LPC 和对应于误差信号的取样执行卷积运算,由此提供预测信号。整数化器 31D 整数化所述预测信号,以及减法器 31E 计算在所述整数化的预测信号和输入的误差信号之间的差来作为预测误差信号 Spe 。作为结果产生的预测误差信号 Spe 被馈送到阵列转换和编码单元 18。输出单元 19 被提供系数 代码 Ic ,该系数代码 Ic 对应于由预测分析器 31A 确定的预测系数 LPC 的量化值。

[0186] 在上述的实施例的每个中,计算机通过分别执行编码程序和解码程序而作为编码装置 10 和解码装置 40 运行。在这种情况下,从 CD-ROM、软磁盘或经由通信线路向计算机的程序存储器下载无损编码程序和无损解码程序。

[0187] 使用与上述相同的方式,阵列转换和编码单元 18 比特阵列转换和编码如此获得的预测误差信号 Spe ,由此产生误差代码 Pe 。误差代码 Pe 然后被提供到输出单元 19。输出单元 19 分组化所述误差代码 Pe 和主代码 Im ,以及必要时分组化系数代码 Ic ,并且从输出端 21 输出分组。

[0188] 在解码装置 40 中,解码和阵列逆转换单元 45 将来自输入单元 42 的分离的误差代码 Pe 解码为等距比特串。所述等距比特串的一个帧因此被阵列转换为幅度比特串,因此再现预测误差信号。在接收到预测误差信号时,预测合成器 56 执行预测分析,由此再现误差信号。预测合成器 56 对应于在编码装置 10 中的预测误差产生器 31。更具体而言,如果预测误差产生器 31 的结构如图 10A 所示,则在解码装置 40 中的预测合成器 56 包括线性预测器 56A、加法器 56B、预测分析器 56C 和整数化器 56D,如图 11A 所示。

[0189] 预测分析器 56C 确定预测系数,以便最小化在由线性预测器 56A 产生的预测信号和由加法器 56B 提供的再现的误差信号之间的误差的功率。线性预测器 56A 对预测系数和来自加法器 56B 的多个被再现的过去的误差信号取样执行卷积运算,由此输出预测信号。所述预测信号被整数化器 56D 整数化。加法器 56B 对所述整数预测信号和来自解码和阵列

逆转换单元 45 的预测误差信号求和,由此输出再现的误差信号。

[0190] 如果在编码装置 10 中的预测误差产生器 31 的结构如图 10B 所示,则在解码装置 40 中的预测合成器 56 包括线性预测器 56A、加法器 56B、整数化器 56D 和系数解码器 56E,如图 11B 所示。

[0191] 由输入单元 42 分离的系数代码 I_c 被系数解码器 56E 解码。线性预测器 56A 对解码信号和来自解码和阵列逆转换单元 45 的预测误差信号执行卷积运算,由此产生预测信号。作为结果产生的预测信号被整数化器 56D 整数化。加法器 56B 对整数值的预测信号和来自解码和阵列逆转换单元 45 的预测误差信号求和,由此输出误差信号。

[0192] 如此再现的误差信号的取样频率是第一取样频率 F_1 。加法器 46 将所述误差信号和来自向上取样器 44 的在第一取样频率 F_1 的解码信号求和,由此再现所述数字信号。所述数字信号被提供到帧合成器 47。帧合成器 47 连续地连接在一个帧和另一个帧上的再现数字信号,由此向输出端 48 输出作为结果产生的信号。

[0193] 在这种布置中,例如,被输入到输入端 11 的在第一取样频率 F_1 的解码信号是在 96kHz 的音乐信号。如果解码装置 40 接收到主代码 I_m 和分组 P_e 并且需要时接收到系数代码 P_c ,即所有信息,则解码装置 40 再现在对于原始信号忠实的 96kHz 的取样频率的数字信号。如果用户对 48kHz 的取样频率的信号很满意,则向下取样器 13 将取样频率设置为一半。在提供主代码 I_m 的情况下,提供高压缩率的代码。换句话说,提高编码效率。在这种情况下,解码装置 40 向帧合成器 47 提供来自解码器 43 的在第二取样频率的解码信号来作为再现的数字信号。

[0194] 可以提供在满足用户需要的质量水平上的编码信号。向下取样器 13 去除高频分量。来自误差计算器 17 的误差信号相对较大,并且如果所述误差信号被直接馈送到阵列转换和编码单元 18 以编码,则信息量也变大。但是,根据图 9 所示的第三实施例,误差信号的预测误差信号被产生,并且被馈送到阵列转换和编码单元 18。误差信号的一个分量被输出,而与很小的信息量无关。

[0195] 向下取样器 13 向下取样输入信号以产生其中去除了大于 $F_1/4$ 频率的分量的信号,并且向上取样器 16 将作为结果产生的信号向上取样到第一取样频率 F_1 。因此,通过从原始输入信号中减去所述向上取样的信号而产生误差计算器 17 的在第一取样频率 F_1 的误差信号。结果,在保持高频分量的同时去除低频分量。产生具有大高频分量的频谱形状,如图 12A 所示。在第一取样频率 F_1 的误差信号的带宽是 $F_1/2$ 。如图 9 中的虚线所示,在误差计算器 17 的输出端上布置频率轴反转器 32。频率轴反转器 32 将频率轴相对于频率 $F_1/4$ 反转,以便低频分量具有如图 12B 所示的较大误差。为了在时间域中反转频率轴,可以将误差信号的取样乘以交替的极性反转系列 +1 和 -1。所述频率轴反转的误差信号然后被馈送到预测误差产生器 31。

[0196] 在频率轴反转中,要反转的误差信号 $e(t)$ 的取样幅度值被乘以 $(-1)^n$ (n 是表示取样编号的整数)。为此,按每个取样来反转幅度值的正符号和负符号。频率域系数 $E(f)$ (f 表示频率) 沿着频率轴被反转,由此变为 $E(F_1/2-f)$ 。在此, F_1 是输入信号的取样频率。如果在向下取样后的取样频率是 $F_1/2$ 并且要被有损编码的频带从 0 向 $F_1/4$ 扩展,则误差信号的高频区域 (从 $F_1/4$ 到 $F_1/2$) 没有有损压缩的效果。频率轴反转的误差信号分量在低频区域 ($0-F_1/4$) 中具有主要部分。为此,误差信号被转换为低频分量,其高频分量对随机性

贡献较小。通过无损压缩线性预测的预测误差,提高了压缩率。因此输出通过无损编码处理而无损编码的代码。作为线性预测的结果的线性预测系数被量化,因此输出预测的系数代码。

[0197] 频率轴反转器 57 被布置在由虚线表示的、在解码装置 40 中的预测合成器 56 之后的级上。频率轴反转器 57 以与频率轴反转器 32 相同的方式来在时间域中反转频率轴。例如,图 12B 所示的误差信号频谱被反转为图 12A 所示的误差信号频谱,并且被提供给加法器 46,换句话说,作为与来自在编码装置 10 中的误差计算器 17 的误差信号相同的误差信号。在解码端,解码和阵列逆转换单元 45 无损地解码无损压缩的代码 P_e ,由此提供预测误差 S_{pe} 。在接收到由输入单元 42 分离的系数代码 I_c 时,系数解码器 56E 再现预测系数 LPC。从预测误差再现的预测系数 LPC 被线性预测以确定预测信号。频率轴反转器 57 反转预测信号,由此再现误差信号。在频率轴反转中,要反转的误差信号 $e(t)$ 的取样幅度值乘以 $(-1)^n$ (n 是表示取样编号的整数)。为此,按每个取样来反转幅度值的正符号和负符号。沿着频率轴反转频率域系数 $P(f)$ (f 表示频率),由此变为 $P(F_1/2-f)$ 。因为预测信号在低频区域 (0 至 $F_1/4$) 中具有主要部分,因此从频率轴反转获得的误差信号在高频区域 ($F_1/4$ 至 $F_1/2$) 中具有其主要分量。

[0198] 试验显示,当其取样频率被提高的误差信号被频率轴反转以产生预测误差信号时比不执行频率轴反转时获得更高的性能。

[0199] 第四实施例

[0200] 图 13 图解了本发明的第四实施例。与参照图 9 所述的那些元件相同的元件被指定相同的附图标号。在第四实施例中的编码装置 10 和在图 9 的编码装置 10 之间的差别是向下取样器 33 将要提供给预测误差产生器 31 的误差信号转换为在第三取样频率 F_3 的误差信号。更具体而言,误差信号在被提供到预测误差产生器 31 之前在取样频率上被降低。第三取样频率 F_3 最好等于第二取样频率 F_2 。在这种情况下,被提供到向下取样器 33 的误差信号在被提供到向下取样器 33 之前被频率轴反转器 32 按频率轴反转。

[0201] 在图 10B 所示的预测误差产生器 31 中,预测分析器 31F 对从向下取样器 33 输入的误差信号执行线性预测分析。线性预测器 31C 响应于线性预测系数而处理来自向下取样器 33 的误差信号。整数化器 31D 整数化预测信号。向上取样器 31F 将整数预测信号转换为在第一取样频率 F_1 的预测信号。减法器 31E 计算在第一取样频率 F_1 的预测信号和来自频率轴反转器 32 的误差信号之间的差。所述差被提供到阵列转换和编码单元 18 来作为预测误差信号。

[0202] 在解码装置 40 中,预测合成器 56 在结构上被修改。向下取样器 56F 将来自解码和阵列逆转换单元 45 的在第一取样频率 F_1 的再现预测误差信号转换为在第三取样频率 F_3 的预测误差信号。线性预测器 56A 对所述预测误差信号和从系数解码器 56E 解码的线性预测系数执行卷积运算,由此产生预测信号。所述预测信号然后被整数化器 56D 整数化。向上取样器 56G 将整数预测信号转换为在第一取样频率 F_1 的预测信号。加法器 56B 将所述预测信号和来自解码和阵列逆转换单元 45 的再现的预测信号求和,由此产生误差信号。所述误差信号在被频率轴反转器 57 按频率轴反转后被馈送到加法器 46。

[0203] 在编码装置 10 中的预测误差产生器 31 可以是图 10A 所示的那个。在这种情况下,向上取样器 31F 被布置在整数化器 31D 的输出端。与所述布置一起,可以将解码装置 40 中

的预测合成器 56 构造为如图 11A 所示。而且,向下取样器 56F 被布置在线性预测器 56A 的信号输入端,并且向上取样器 56G 被布置在整数化器 56D 的输出端。

[0204] 在降低误差信号的取样频率而产生预测误差信号的情况下,误差信号具有低频分量,即仅仅在图 12B 所示的误差信号中的高电平分量。因为在这个带宽内的窄信号的预测误差信号被产生,所以处理工作负荷变得较小,或者被确定的预测信号在精度水平上变高。

[0205] 在每个上述的实施例中,计算机通过分别执行编码程序和解码程序而作为编码装置 10 和解码装置 40 来运行。在这种情况下,从 CD-ROM、软磁盘或经由通信线路向计算机的程序存储器中下载无损编码程序和无损解码程序。

[0206] 根据本发明的第三和第四实施例,如果正确地解码主代码 I_m 和如果正确地再现误差信号,则具有在高频范围上的取样频率的高质量信号被再现。主代码的解码使得可以再现相对较高质量的信号,即使误差信号未被获取或如果误差信号不被适当地再现也是这样。当用户对于高质量信号的需要不强时,通过仅仅提供主代码 I_m 来提高编码效率。误差信号的提供使得需要极高质量信号的用户满意。在这种情况下,通过提供误差信号来作为预测误差信号而提高编码效率。

[0207] 第五实施例

[0208] 二维分层

[0209] 根据上述的第一到第四实施例,代码(主代码 I_m) 的输出被向下取样到低于输入的数字信号而被输出的取样频率上。而且,输出是以在原始声音的同一取样频率的误差代码 P_e ,即在编码的主代码 I_m 和原始声音之间的误差。根据质量需要,用户在仅仅主代码 I_m 的使用和主代码 I_m 和误差代码 P_e 两者的使用之间进行选择。换句话说,在这些实施例中,具有两个层取样频率的信号被用作要编码的信号。

[0210] 在第五实施例中,信号具有 $M \times N$ 的两维分层结构,即 M 种取样(也称为幅度字长或量化精度,并且以比特编号来表示)和 N 种取样频率(取样率)的幅度分辨率的组合。数字信号的所有层被编码和产生。图 14A 图解了在数字信号的两维层编码中的数字信号的组合。这个示例提供了 3×3 层,其中 $M = 3$ 种类型,即 16 比特、20 比特和 24 比特的幅度字长,和 $N = 3$,即 48kHz、96kHz 和 192kHz 的取样频率。参见图 14A,幅度字长(比特编号)被从取样字的最高有效位 MSB 向下绘制,并且水平地绘制取样频率。

[0211] 图 14B 示出了具有代码 A、代码 B 和代码 C 的层结构。作为代码 A,具有 24 比特幅度字长的数字信号的、除了较低的 8 个比特之外的、较高的 16 个比特在 48kHz 的取样频率被编码。作为代码 B,等于或高于代码 A 的编码分量的频率分量在 96kHz 的取样频率被编码。作为代码 C,等于或高于代码 B 的编码分量的频率分量在 192kHz 的取样频率被编码。

[0212] 对于具有较低的 4 个比特附加到 16 比特字长的 20 比特字长的信号来说,较低的 4 个比特分量、即从 20 比特字长中减去 16 比特字长的剩余量分别在取样频率 48kHz、96kHz 和 192kHz 的取样频率被编码,并且它们被分别分层为代码 D、E 和 F。对于具有较低的 4 比特进一步被附加到 20 比特字长的 24 比特字长信号,较低的 4 个比特、即从 24 比特字长中减去 20 比特字长的剩余量分别在取样频率 48kHz、96kHz 和 192kHz 被编码,并且它们分别被分层为代码 G、H 和 I。在每一个 16 比特或更长的信号的取样频率处执行代码的分层。

[0213] 使用在幅度字长(幅度分辨率和量化精度)和取样频率的 9 种两维分层编码条件之下编码的代码 A-I 来输出 9 种数字信号,它们是 3 种幅度字长和 3 种取样频率的所有组

合。通常,使用 M 种幅度字长和 N 种取样频率的组合来产生 $M \times N$ 种分层数字信号。使用用于取样频率和幅度字长的组合的图 15 所示的代码。例如,如果代码 A、B、E 和 H 被用于具有 96kHz 的取样频率和 24 比特的幅度字长的数字信号的情况中,就是足够的。

[0214] 现在将参照图 16 的功能方框图来讨论产生代码 A-I 的编码方法。在下面对实施例的讨论中, M 种幅度分辨率以从低到高分辨率的顺序被称为第一幅度分辨率、第二幅度分辨率、...、第 M 幅度分辨率,并且任何一个分辨率被称为第 m 个幅度分辨率。在此, m 是落入范围 $1 \leq m \leq N$ 内的整数。类似地, N 种取样频率被称为第一取样频率、第二取样频率、...、第 N 取样频率。在此, n 是落在范围 $1 \leq n \leq N$ 内的整数。而且,第 n 个幅度分辨率和第 m 个取样频率的数字信号被称为 (m, n) 数字信号。

[0215] 原始声音 (m, n) 数字信号 $S_{m,n}$ 被存储在用于产生代码 A-I 所需要的取样频率和幅度字长的组合的 (m, n) 声音源 $60_{m,n}$ 中。在此, m 表示第 m 个幅度字长(量化精度),其中 $m = 1, 2$ 或 3 。更具体而言, $m = 1$ 表示 16 个比特, $m = 2$ 表示 20 个比特,以及 $m = 3$ 表示 24 比特。而且, n 表示第 n 个取样频率(取样率),其中 $n = 1, 2$ 或 3 。更具体而言, $n = 1$ 表示 48kHz, $n = 2$ 表示 96kHz,以及 $n = 3$ 表示 192kHz。

[0216] 如果未准备具有给定条件的数字信号,则产生比那个数字信号更高的数字信号。至少准备具有 24 比特的幅度分辨率和 192kHz 取样频率的 $(3, 3)$ 数字信号 $S_{3,3}$ 、即数字信号 $60_{3,3}$ 。通过向下取样 $(3, 3)$ 数字信号 $S_{3,3}$ 或删节较低的比特(在此例如为较低的 4 个比特或较低的 8 个比特)来产生另一个声音源 $60_{m,n}$ ($m \neq 3$ 和 $n \neq 3$) 的数字信号。

[0217] $(1, 1)$ 压缩器 $61_{1,1}$ 压缩编码来自 $(1, 1)$ 声音源 $60_{1,1}$ 的 $(1, 1)$ 数字信号 $S_{1,1}$, 由此产生 $(1, 1)$ 代码 A。精度转换器 $62_{1,1}$ 将 $(1, 1)$ 数字信号 $S_{1,1}$ 从第一量化精度向高于该第一量化精度的第二量化精度进行精度转换。如果以代码绝对值来表示 $(1, 1)$ 数字信号 $S_{1,1}$, 则向预定数量的比特(在这个示例中是 4 比特)增加 0。 $(2, 1)$ 精度转换信号与 $(2, 1)$ 声音源 $60_{2,1}$ 的 $(2, 1)$ 数字信号 $S_{2,1}$ 具有相同的量化精度(相同的幅度字长)。 $(2, 1)$ 减法器 $63_{3,1}$ 来自 $(2, 1)$ 声音源 $60_{2,1}$ 的 $(2, 1)$ 数字信号 $S_{2,1}$ 中减去所述 $(2, 1)$ 精度转换信号,由此产生 $(2, 1)$ 误差信号 $\Delta_{2,1}$ 。 $(2, 1)$ 压缩器 $61_{2,1}$ 压缩编码所述 $(2, 1)$ 误差信号 $\Delta_{2,1}$, 由此产生和输出 $(2, 1)$ 代码 D。

[0218] $(1, 1)$ 向上取样器 $64_{1,1}$ 将 $(1, 1)$ 数字信号 $S_{1,1}$ 的取样频率转换为 $(1, 2)$ 向上取样频率,来作为高于所述第一取样频率的第二取样频率。在这个示例中,取样频率被从 48kHz 向 96kHz 转换。例如,由虚线表示的取样被插入在由图 17A 的实线表示的 $(1, 1)$ 数字信号 $S_{1,1}$ 的取样链中的两个相邻取样之间。由虚线表示的取样被设置为尽可能接近作为通过以第二取样频率取样原始声音而获得的第一幅度字长的数字信号的取样。如图 17B 所示。例如,所述 $(1, 1)$ 数字信号 $S_{1,1}$ 被延迟单元 D1 和 D2 连续地延迟。输入到这些延迟单元的取样和从延迟单元 D2 输出的取样分别被乘法器 641、642 和 643 乘以加权值 $W1$ 、 $W2$ 和 $W3$ 。加法器 644 对这些乘积求和,由此提供取样 US_1 。换句话说,图 17B 的内插滤波器对所述 $(1, 1)$ 数字信号 $S_{1,1}$ 执行线性内插,由此产生 $(1, 2)$ 向上取样的信号 US_1 。

[0219] $(1, 2)$ 减法器 $63_{1,2}$ 来自 $(1, 2)$ 声音源 $60_{1,2}$ 的 $(1, 2)$ 数字信号 $S_{1,2}$ 中减去 $(1, 2)$ 向上取样信号 US_1 , 由此产生 $(1, 2)$ 误差信号 $\Delta_{1,2}$ 。 $(1, 2)$ 压缩器 $61_{1,2}$ 压缩编码所述 $(1, 2)$ 误差信号 $\Delta_{1,2}$, 由此产生和输出 $(1, 2)$ 代码 B。

[0220] 为了产生代码 E, $(1, 2)$ 精度转换器 $62_{1,2}$ 向来自 $(1, 2)$ 声音源 $60_{1,2}$ 的 $(1, 2)$ 数

字信号 $S_{1,2}$ 附加 4 比特的“0”。由此产生具有幅度字长为 20 比特的 (2,2) 精度转换信号。(2,2) 减法器 $63_{2,2}$ 从来自 (2,2) 声音源 $60_{2,2}$ 的 (2,2) 数字信号 $S_{2,2}$ 中减去所述 (2,2) 精度转换信号,由此产生 (2,2) 误差信号 $\Delta_{2,2}$ 。(2,2) 压缩器 $61_{2,2}$ 压缩编码所述 (2,2) 误差信号 $\Delta_{2,2}$,由此提供代码 E。

[0221] 通过压缩编码在来自 (3,2) 声音源 $60_{3,2}$ 的 (3,2) 数字信号 $S_{3,2}$ 和通过精度转换来自 (2,2) 声音源 $60_{2,2}$ 的 (2,2) 数字信号 $S_{2,2}$ 而获得的信号之间的误差信号 $\Delta_{3,2}$ 而获得代码 H。通过压缩编码 (1,3) 误差信号 $\Delta_{1,3}$ 来获得代码 C,其中所述 (1,3) 误差信号 $\Delta_{1,3}$ 是在来自 (1,3) 声音源 $60_{1,3}$ 的 (1,3) 数字信号 $S_{3,1}$ 和通过向上取样来自 (1,2) 声音源 $60_{1,2}$ 的 (1,2) 数字信号 $S_{1,2}$ 所获得的信号 US_2 之间的误差。通过压缩编码在来自 (2,3) 声音源 $60_{2,3}$ 的 (2,3) 数字信号 $S_{2,3}$ 和通过精度转换来自 (1,3) 声音源 $S_{1,3}$ 的 (1,3) 数字信号 $S_{1,3}$ 所获得的信号之间的误差信号 $\Delta_{2,3}$,来获得代码 F。通过压缩编码在来自 (3,3) 声音源 $60_{3,3}$ 的 (3,3) 数字信号 $S_{3,3}$ 和通过精度转换来自 (2,3) 声音源 $60_{2,3}$ 的 (2,3) 数字信号 $S_{2,3}$ 所获得的信号之间的 (3,3) 误差信号 $\Delta_{3,3}$,来获得代码 I。

[0222] 现在将概括地讨论这些代码 A-I。对于 $m = 1$ 和 $n = 1$ 的组合, (1,1) 压缩器 $61_{1,1}$ 压缩编码来自 (1,1) 声音源 $60_{1,1}$ 的 (1,1) 数字信号 $S_{1,1}$,由此产生 (1,1) 代码 A。对于落入范围 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $1 \leq n \leq N$ 内的 m 和 n 的组合, (m,n) 精度转换器 $62_{m,n}$ 将 (m,n) 数字信号 $S_{m,n}$ 转换为具有高于第 m 个量化精度的第 $m+1$ 量化精度的 (m+1, n) 精度转换信号。(m+1, n) 减法器 $63_{m+1,n}$ 从来自 (m+1, n) 声音源 $60_{m+1,n}$ 的 (m+1, n) 数字信号 $S_{m+1,n}$ 中减去所述 (m+1, n) 精度转换信号,因此产生余项 (residual) (m+1, n) 误差信号 $\Delta_{m+1,n}$ 。(m+1, n) 压缩器 $61_{m+1,n}$ 压缩编码所述 (m+1, n) 误差信号 $\Delta_{m+1,n}$,由此产生 (m+1, n) 代码。

[0223] 对于落入范围 $m = 1$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的 m 和 n 的组合, (m, n) 向上取样器 $64_{m,n}$ 将所述 (m, n) 数字信号向上取样到高于第 n 个向上取样频率的第 $n+1$ 向上取样频率,由此产生 (m+1, n) 向上取样信号。(m, n+1) 减法器 $63_{m,n+1}$ 从来自 (m, n+1) 声音源 $60_{m,n+1}$ 的 (m, n+1) 数字信号中减去 (m, n+1) 向上取样信号,由此产生余项 (m, n+1) 误差信号 $\Delta_{m,n+1}$ 。(m, n+1) 压缩器 $61_{m,n+1}$ 压缩编码 (m, n+1) 误差信号 $\Delta_{m,n+1}$,由此产生 (m, n+1) 代码。

[0224] 因为能量在 (1,1) 数字信号 $S_{1,1}$ 中不均匀地分布,所以 (1,1) 压缩器 $61_{1,1}$ 通过组合预测编码、变换编码和高压缩率编码来执行压缩编码。图 18A 作为一个具体示例图解了一种无损压缩编码器,它允许高压缩率编码。这种技术被公开在日本专利申请公开出版物第 2001-144847 号中。

[0225] 参见图 18A,在编码器设备 61 中,帧分割器 61A 在时间轴上将输入的数字信号连续地划分为帧,每个帧包括 1024 个数字信号 (即 1024 个点取样)。一帧接一帧的数字信号被有损量化器 61B 有损压缩编码。所述编码方法在此可以是适合于输入信号的任何类型,只要在解码处理期间原始数字信号按一定程度上被再现就行。例如,如上所述,如果数字输入信号是语音信号,则可以使用 ITU-T 标准的语音编码。如果数字输入信号是音乐,则可以使用作为 MPEG-4AUDIO 的选项的 TwinVQ。可以使用任何其它的有损编码方法。所述有损编码的代码 $I(n)$ 被解量化器 61C 部分地解码。差电路 61D 产生在所述部分信号和原始数字信号之间的误差信号。以与参照图 1 的部分解码器 15 前述的相同的方式,有损量化器 61B 执行有损量化,由此提供量化的信号。使用所述量化的信号,可以获得误差信号。可以不需要解量化器 61C。误差信号表示有损量化器 61B 的量化误差。所述误差信号的幅度比原始数

字信号的幅度小得多。当数字信号被有损压缩编码时,信息量可以比当量化误差信号被无损地压缩编码时更小。

[0226] 为了提高在无损压缩编码中的效率,阵列转换器 61E 阵列转换误差信号,即取样链。阵列转换器 61E 的处理与前面参照图 5 所讨论的处理相同。但是,在未检测有效数字的情况下对于所有比特执行阵列转换。从跨在来自差电路 61D 的量化误差信号的帧内的取样上的相同比特位置的每个、即从每个取样的 MSB、第二 MSB、...、LSB 的每个中提取出比特来作为等距比特串。无损编码器 61F 无损编码所述等距比特串,由此输出代码 I(e)。在无损编码器 61F 输出代码 I(e) 的同时,无损量化器 61B 输出量化代码 I(n)。

[0227] 因为 (1,2) 误差信号 $\Delta_{1,2}$ 和 (1,3) 误差信号 $\Delta_{1,3}$ 中的每一个都具有仅仅在其频率带宽的上半部分上的能量,所以 (1,2) 压缩器 $61_{1,2}$ 和 (1,3) 压缩器 $61_{1,3}$ 可以在预测信号后或在图 18A 的阵列转换器 61E 的处理之后执行压缩编码。压缩器 $61_{2,1}$ 、 $61_{3,1}$ 、 $61_{2,2}$ 、 $61_{3,2}$ 、 $61_{2,3}$ 和 $61_{3,3}$ 中的每个都可以是具有其中去除了有损量化器 61B、解量化器 61C、差电路 61D 的图 18A 的编码器设备,即图 19A 的无损编码器设备 61。如果输入到压缩器 $61_{2,1}$ 、 $61_{3,1}$ 、...、 $61_{2,3}$ 和 $61_{3,3}$ 中的每个的误差信号足够小,则输入的误差信号变得接近噪音,并且不可预期大的压缩。在这个帧中,可以仅仅对表示 0 的代码执行压缩编码。

[0228] 如果在解码端不预先知道在 (1,1) 向上取样器 $64_{1,1}$ 和 (1,2) 向上取样器 $64_{1,2}$ 中使用的内插滤波器的抽头的数量(在图 17B 中的乘法器的数量,在图 17B 的示例中的 3),则子信息编码器 $65_{1,2}$ 和 $65_{1,3}$ 分别输出表示抽头数量的子信息来作为分别具有以虚线表示的、与其相关联的 (1,2) 代码和 (1,3) 代码的 (1,2) 子信息和 (1,3) 子信息。图 20A 示出了内插滤波器的抽头数量和子码的示例。对于内插滤波器的抽头数量,如果在解码端执行高精度解码则选择大数量,而如果在解码中的精度要求不很高,则选择小数量。抽头数量可以是固定的数量,并且在这种情况下,不必发送子码。

[0229] 现在将参照图 21 来讨论对应于图 16 的编码器设备的解码器设备。

[0230] (1,1) 代码 A、(2,1) 代码 D、(3,1) 代码 G、(1,2) 代码 B、(2,2) 代码 E、(3,2) 代码 H、(1,3) 代码 C、(2,3) 代码 F 和 (3,3) 代码 I 被分别输入到 (1,1) 扩展器 $80_{1,1}$ 、(2,1) 扩展器 $80_{2,1}$ 、(3,1) 扩展器 $80_{3,1}$ 、(1,2) 扩展器 $80_{1,2}$ 、(2,2) 扩展器 $80_{2,2}$ 、(3,2) 扩展器 $80_{3,2}$ 、(1,3) 扩展器 $80_{1,3}$ 、(2,3) 扩展器 $80_{2,3}$ 、以及 (3,3) 扩展器 $80_{3,3}$ 中来用于扩展解码。以这种方式,(1,1) 数字信号 $S_{1,1}$ 和误差信号 $\Delta_{2,1}$ 、 $\Delta_{3,1}$ 、 $\Delta_{1,2}$ 、 $\Delta_{2,2}$ 、 $\Delta_{3,2}$ 、 $\Delta_{1,3}$ 、 $\Delta_{2,3}$ 、和 $\Delta_{3,3}$ 。除了 $m=1$ 和 $n=1$ 之外的 (m,n) 扩展器 $80_{m,n}$ 扩展解码第 m 个量化精度和第 n 个取样频率的 (m,n) 误差信号 $\Delta_{m,n}$ 。(m,n) 扩展器 $80_{m,n}$ 扩展解码已经由对应于 (m,n) 扩展器 $80_{m,n}$ 的 (m,n) 压缩器 $61_{m,n}$ 压缩编码的 (m,n) 代码。

[0231] 对于落入范围 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $1 \leq n \leq N$ 之内的 m 和 n 的组合,(m,n) 精度转换器 $81_{m,n}$ 将由 (m,n) 扩展器 $80_{m,n}$ 扩展解码的、具有第 m 个量化精度和第 n 个取样频率的数字信号 $S_{m,n}$ 转换为具有第 (m+1,n) 个量化精度来作为量化精度(幅度字长)的 (m+1,n) 精度转换信号。(m+1,n) 加法器 $82_{m+1,n}$ 向由 (m+1,n) 扩展器 $80_{m+1,n}$ 扩展解码的 (m+1,n) 误差信号 $\Delta_{m+1,n}$ 上增加所述 (m+1,n) 精度转换信号,由此再现具有第 (m+1) 个量化精度(幅度字长)和第 n 个取样频率的 (m+1,n) 数字信号 $S_{m+1,n}$ 。

[0232] 例如,(1,1) 精度转换器 $81_{1,1}$ 向由 (1,1) 扩展器 $80_{1,1}$ 扩展解码的 (1,1) 数字信号 $S_{1,1}$ 的较低的 4 个比特上附加 0,由此产生具有 20 比特幅度字长的 (2,1) 精度转换信号。

(2,1) 加法器 $82_{2,1}$ 向由 (2,1) 扩展器 $80_{2,1}$ 扩展解码的 (2,1) 误差信号 $\Delta_{2,1}$ 增加 (2,1) 精度转换信号, 由此产生 (2,1) 数字信号 $S_{2,1}$ 。

[0233] 对于落入范围 $m = 1$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 的 m 和 n 的组合, (1, n) 向上取样器 $83_{1,n}$ 将来自 (1, n) 扩展器 $80_{1,n}$ 的 (1, n) 数字信号 $S_{1,n}$ 转换为具有第 ($n+1$) 向上取样频率的 (1, $n+1$) 向上取样信号。(1, $n+1$) 加法器 $82_{1,n+1}$ 向从 (1, $n+1$) 扩展器 $80_{1,n+1}$ 提供的、具有第一量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 (1, $n+1$) 误差信号 $\Delta_{1,n+1}$ 加上第 $n+1$ 个向上取样信号, 由此再现具有第一量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 (1, $n+1$) 数字信号 $S_{1,n+1}$ 。

[0234] 例如, (1,1) 向上取样器 $83_{1,1}$ 将由 (1,1) 扩展器 $80_{1,1}$ 扩展解码的 (1,1) 数字信号 $S_{1,1}$ 转换为具有从第一取样频率转换的第二取样频率的 (1,2) 向上取样信号。(1,2) 加法器 $82_{1,2}$ 向由 (1,2) 扩展器 $80_{1,1}$ 扩展解码的 (1,2) 误差信号 $\Delta_{1,2}$ 加上 (1,2) 向上取样信号, 由此再现 (1,2) 数字信号 $S_{1,2}$ 。

[0235] 如果未预先知道在 (1,1) 向上取样器 $83_{1,1}$ 和 (1,2) 向上取样器 $83_{1,2}$ 中使用的内插滤波器的抽头数量, 则子信息解码器 $85_{1,2}$ 和 $85_{1,3}$ 将与 (1,2) 代码 B 和 (1,3) 代码 C 相关联地输入的 (1,2) 子信息和 (1,3) 子信息分别解码为作为子信息的抽头数量, 并且在 (1,1) 向上取样器 $83_{1,1}$ 和 (1,2) 向上取样器 $83_{1,2}$ 中设置各自的抽头数量。

[0236] (1,1) 扩展器 $80_{1,1}$ 是对应于在图 16 的编码装置中的 (1,1) 压缩器 $61_{1,1}$ 的一个扩展器。如果图 18A 的编码器设备 61 被用作 (1,1) 压缩器 $61_{1,1}$, 则图 18B 的解码器设备 80 被用作 (1,1) 扩展器 $80_{1,1}$ 。

[0237] 在解码器设备 80 中, 无损解码器 80A 解码无损编码的代码 I(e)。阵列逆转换器 80B 对于解码的信号执行由在编码器设备 61 中的阵列转换器 61E 执行的处理的逆版本 (inverted version) (例如在与参照图 5A 和 5B 所讨论的处理相反的处理中将等距比特串按阵列转换为幅度比特串)。在逐个帧的基础上连续地再现量化误差信号。阵列逆转换器 80B 也解码所述有损压缩的代码 I(n), 以及加法器 80D 将所述解码信号加到被再现的量化误差信号上。最后, 帧合成器 80F 将被求和的信号逐个帧地连续地连接, 由此再现原始数字信号。

[0238] 在 (1,1) 代码 A 中的无损压缩的代码 I(e) 被无损地解码。从作为帧的量化误差信号的解码比特串中再现在帧中的对应比特位置处的比特串的以符号和绝对值表示的多个取样。在 (1,1) 代码 A 中的无损压缩代码 I(n) 被加到量化误差信号上, 因此提供 (1,1) 数字信号 $S_{1,1}$ 。

[0239] 扩展器 $80_{1,1}$ 和 $80_{1,3}$ 使用对应于由压缩器 $61_{1,2}$ 和 $61_{1,3}$ 执行的编码方法的解码方法。扩展器 $80_{1,1}$ 和 $80_{1,3}$ 可以执行预测解码技术或变换解码技术。剩余的扩展器执行对应于由压缩器执行的编码方法的编码方法。如果压缩器如图 19A 所示而构造, 则与其对应的扩展器可以是去除解量化器 80C 和加法器 80D 的图 18B 的解码器设备 80, 即图 19B 所示的布置。

[0240] 在图 16 的编码器设备的布置中, 以概括的方式来在两维的分层结构中编码各种数字信号, 其中每个是各种幅度分辨率 (幅度字长) 之一和各种取样频率 (取样率) 之一的组合。总的来说, 以高效率来执行压缩编码处理。使用小数量的数据以用户请求的组合可以获得数字信号。

[0241] 根据图 21 的解码装置的结构, 从来自图 16 的编码装置所编码的代码中的、以量

化精度和取样频率的多种组合的数字信号之中的以统一的方式来解码期望的信号。

[0242] 一些用户不必要求在图 16 中所示的所有组合中的 (m, n) 数字信号 $S_{m,n}$ 。图 21 的解码装置至少包括 $(1, 1)$ 扩展器 $80_{1,1}$ 、 $(1, 1)$ 向上取样器 $83_{1,1}$ 、 $(1, 2)$ 扩展器 $80_{1,2}$ 和 $(1, 2)$ 加法器 $82_{1,2}$ ，以便解码代码 A 和代码 B，并且至少包括 $(1, 1)$ 精度转换器 $81_{1,1}$ 、 $(2, 1)$ 扩展器 $80_{2,1}$ 和 $(2, 1)$ 加法器 $82_{2,1}$ 或者 $(1, 2)$ 精度转换器 $81_{1,2}$ 、 $(2, 2)$ 扩展器 $80_{2,2}$ 和 $(2, 2)$ 加法器 $82_{2,2}$ 或者 $(1, 2)$ 向上取样器 $83_{1,2}$ 、 $(1, 3)$ 扩展器 $80_{1,3}$ 、 $(1, 3)$ 加法器 $82_{1,3}$ 、 $(1, 3)$ 精度转换器 $81_{1,3}$ 、 $(2, 3)$ 扩展器 $80_{2,3}$ 和 $(2, 3)$ 加法器 $82_{2,3}$ ，以便解码代码 D 或代码 E 或代码 C 和 F。

[0243] 在图 16 至图 21 的每个实施例中，量化精度的类型的数量 M 和取样频率的类型的数量 N 中的每个不限于 3。数量 M 可以被增加或减少以增加或减少层的数量。类似地，数量 N 可以被增加或减少以增加或减少层的数量。

[0244] 第六实施例

[0245] 以图 16 所示的量化精度和取样频率的组合中的 (m, n) 数字信号 $S_{m,n}$ 的声音源 $60_{m,n}$ 是预先准备的一个声音源。每个声音源的数字信号与其中 (m, n) 数字信号仅仅进行向下取样和较低比特删节处理的处理不同。依赖于建立者的偏好，向数字信号加上噪音（固定的颤动信号）。所述数字信号可能已经经历了各种在幅度和取样（在取样点位置）上的变换和调整。通常预先未知何种类型的变换和调整。

[0246] 根据本发明的第六实施例，图 16 的编码装置还包括调整器 66，以便当 (m, n) 精度转换器 $62_{m,n}$ 或 (m, n) 向上取样器 $64_{m,n}$ 分别将较低幅度分辨率的数字信号或较低取样频率的数字信号转换为较高幅度分辨率（量化精度、幅度字长）的数字信号或向上取样频率的数字信号的时候，最小化减法器 $63_{m+1,n}$ （或 $63_{m,n+1}$ ）的输出的 $(m+1, n)$ 误差信号 $\Delta_{m+1,n}$ （或 $\Delta_{m,n+1}$ ）。

[0247] 如图 22 所示，例如， (m, n) 精度转换器 $62_{m,n}$ 将来自声音源 $60_{m,n}$ 的 (m, n) 数字信号从第 m 个量化精度（幅度字长、幅度分辨率）向第 $m+1$ 个量化精度转换，如上所述。所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号然后被在调整单元 66 中的增益调整器 66A 按电平调整。电平（增益）调整的 $(m+1, n)$ 精度转换信号然后被定时调整器 66B 在取样位置上调整。减法器 63 确定在取样位置调整的 $(m+1, n)$ 精度转换信号和 $(m+1, n)$ 数字信号之间的差。

[0248] 作为减法器 63 的相减结果的 $(m+1, n)$ 误差信号 $\Delta_{m+1,n}$ 被输入到误差最小化器 66C 中。误差最小化器 66C 控制在增益调整器 66A 中的电平调整的数量和在定时调整器 66B 中的取样位置调整的数量，以便最小化在压缩前的 $(m+1, n)$ 误差信号 $\Delta_{m+1,n}$ 的信息量。为此，所述误差信号被压缩编码，并且比较作为结果产生的误差信号的信息量。作为近似信息量的比较的简单方法，误差信号的功率电平被比较，并且增益和取样位置可以被确定以便最小化功率。在下面的实施例中，最小化误差信号的功率。例如，误差最小化器 66C 使用表格的形式在未示出的存储器部分中存储电平调整的数量或多个预定值和取样位置调整量的多个预定值，其中在所述表格中，子码分别与这些值相关联，如图 20B 和 20C 中所示。从电平调整数量的值中选择最小化 $(m+1, n)$ 误差信号 $\Delta_{m+1,n}$ 的一个值，以及从取样位置调整量的值中选择最小化 $(m+1, n)$ 误差信号 $\Delta_{m+1,n}$ 的那个值。表示所选择的电平调整量和所选择的取样位置调整量的子码被输出。电平调整量和取样位置调整量可以被成对地存储在一个表格中而不是在独立的表格中。例如，电平调整量的一个值和取样位置调整量的一个值可

以被配对,并且与各自的一对相关联的子码可以被存储在表格中。

[0249] 如果最小化了误差信号的功率,则向 $(m+1, n)$ 压缩器 $61_{m+1, n}$ 发出压缩命令信号。 $(m+1, n)$ 压缩器 $61_{m+1, n}$ 压缩编码 $(m+1, n)$ 误差信号 $\Delta_{m+1, n}$ 。误差最小化器 66C 向子码产生器 69 提供表示在那个时间的电平调整量和取样位置调整量的子码。子码产生器 69 将输入的电平调整量和取样位置调整量的子码相连接,由此输出被连接的子码来作为与 $(m+1, n)$ 代码相关联的 $(m+1, n)$ 子码。

[0250] 类似地由图 22 中的虚线和加上括号的附图标号所表示, (m, n) 向上取样器 $64_{m, n}$ 以第 $(n+1)$ 取样频率来向上取样 (m, n) 数字信号,由此产生 $(m, n+1)$ 向上取样信号。以与前述相同的方式, $(m, n+1)$ 向上取样信号在电平上被定时调整器 66B 调整,并且在取样位置上被定时调整器 66B 调整。当接收到被调整的 $(m, n+1)$ 向上取样信号时。减法器 63 从 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m, n+1}$ 中减去所述 $(m, n+1)$ 向上取样信号,由此产生 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m, n+1}$ 。误差最小化器 66C 控制增益调整器 66A 和定时调整器 66B,以便最小化 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m, n+1}$ $(m, n+1)$ 压缩器 $61_{m, n+1}$ 压缩已最小化的 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m, n+1}$ 子码产生器 65 编码对应于所选择的增益和所选择的取样位置量的子码,由此输出与 $(m, n+1)$ 代码相关联的 $(m, n+1)$ 子码。如果输出 (m, n) 向上取样器 $64_{m, n}$ 的内插滤波器的抽头数量,则子码产生器 65 也将内插滤波器的抽头数量编码为 $(m, n+1)$ 子码。

[0251] 图 20B 图解了在子码和增益调整之间的对应关系,以及图 20C 图解了在子码和取样位置调整量(取样点移动量)之间的对应关系。如图 20D 所示,这些子码包括以下述顺序排列的用于表示是否存在或不存在子码信息的存在/不存在代码 C11、增益代码 C12、移动量代码 C13 和抽头数量代码 C14,并且被称为 $(m, n+1)$ 子码。参见图 22,增益调整器 66A 可以与定时调整器 66B 在位置上相互交换。增益调整器 66A 和定时调整器 66B 之一可以被省略。可以在逐个帧的基础上执行由误差最小化器 66C 进行的子码的产生。例如,如果固定的颤动信号被附加到 (m, n) 数字信号上,并且预先知道所述固定颤动信号的附加,则从 $(m+1, n)$ 精度转换信号和 $(m, n+1)$ 向上取样信号之一中减去所述固定的颤动信号,并且结果可以被馈送到 $(m, n+1)$ 减法器 $63_{m, n+1}$ 。所述固定的颤动信号可以被编码,并且被输出为 $(m+1, n)$ 子码。

[0252] 如果如上所述在编码装置中调整较低的数字信号、更具体而言是 $(m+1, n)$ 精度转换信号,则编码装置必须包括调整器以根据解码的子信息来调整所述精度转换信号。图 23 图解了这样的操作。调整器 87 调整 (m, n) 数字信号。子信息解码器 88 解码与 $(m+1, n)$ 代码相关联的 $(m+1, n)$ 子代码,由此产生子信息,在这种情况下是增益量和取样位置调整量。所述子信息被馈送到调整器 87 的形状改变控制器 87C。

[0253] (m, n) 精度转换器 $81_{m, n}$ 将扩展解码的 (m, n) 数字信号转换为具有第 $m+1$ 量化精度的 $(m+1, n)$ 精度转换信号。所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号被连续地提供到在调整器 87 中的增益调整器 87A 和定时调整器 87B,然后被提供到加法器 $87_{m+1, n}$ 。形状改变控制器 87C 在增益调整器 87A 中设置解码的增益,并且在定时调整器 87B 中设置对应于解码的取样位置量的延迟时间。所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号因此处在编码装置中的增益调整器 66A 调整的不同电平处和定时调整器 66B(图 22)调整的不同取样位置处。换句话说,恢复与在编码端相同的形状。 $(m+1, n)$ 加法器 $82_{m+1, n}$ 将如此电平调整和取样位置调整的 $(m+1, n)$ 精度转换信号加到由 $(m+1, n)$ 扩展器 $80_{m+1, n}$ 解码的 $(m+1, n)$ 误差信号 $\Delta_{m+1, n}$ 上。来自 $(m+1, n)$ 加法

器 $82_{m+1,n}$ 的被再现的 $(m+1, n)$ 数字信号 $S_{m+1,n}$ 变得与在编码装置中的 $(m+1, n)$ 声音源 $60_{m+1,n}$ 的 $(m+1, n)$ 数字信号 $S_{m+1,n}$ 相同。

[0254] 使用向上取样所再现的 (m, n) 数字信号来再现 $(m, n+1)$ 数字信号。如果输入与 $(m, n+1)$ 代码相关联的 $(m, n+1)$ 子码, 则向上取样器 $83_{m,n}$ 转换所再现的 (m, n) 数字信号, 由此产生具有由图 23 中的虚线和加有括号的符号所表示的第 $n+1$ 向上取样频率的 $(m, n+1)$ 向上取样信号。 $(m, n+1)$ 向上取样信号被连续地施加到增益调整器 87A 和定时调整器 87B, 然后被施加到加法器 $82_{m,n+1}$ 。所述 $(m, n+1)$ 子码被子信息解码器 88 解码。形状改变控制器 87C 分别在增益调整器 87A 和定时调整器 87B 中设置解码的增益调整、对应于取样位置量的增益、延迟时间。 $(m, n+1)$ 加法器 $82_{m,n+1}$ 向扩展解码的 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m,n+1}$ 加上如此电平调整的和取样位置调整的 $(m, n+1)$ 精度转换信号。于是再现 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m,n+1}$ 。

[0255] 增益调整器 87A 可以与定时调整器 87B 在位置上相互交换。可以省略增益调整器 87A 和定时调整器 87B 之一。如果可以获得固定的颤动信号来作为从子码解码的信息, 则可以从 $(m+1, n)$ 精度转换信号或 $(m, n+1)$ 向上取样信号中减去这个信号。

[0256] 图 22 中所示的编码装置和编码方法本身与图 23 中所示的解码装置和解码方法本身构成了本发明的实施例。无损压缩编码以量化精度和取样频率的各种组合中的、至少两个声音源的数字信号是可能的, 并且被编码的代码以高精度被无损解码。

[0257] 图 22 所示的编码装置和编码方法和图 16 所示的解码装置和解码方法提供了量化精度和取样频率的两维多层结构。类似地, 图 23 所示的解码装置和解码方法可以具有两维的多层结构, 如图 21 所示。

[0258] 图 16 和 22 中分别图解的编码装置和图 21 和 23 中分别图解的解码装置可以包括计算机, 该计算机用于通过执行程序来执行所述装置的功能。在这种情况下, 对于解码装置, 从诸如 CD-ROM 或磁盘的记录介质或经由通信线路向计算机的程序存储器中下载解码程序, 以及计算机执行所述解码程序。

[0259] 为了讨论本发明的优点, 比较图 24 所示的 3 种音乐提供配置。换句话说, 为了满足在取样频率和量化精度 (幅度分辨率) 上不同的要求, 服务器执行下列步骤:

[0260] A. 服务器以并入本发明的可升级的编码方法来编码音乐信号, 并且存储所编码的音乐数据。例如, 服务器准备图 14A 所示的一系列代码 A-I。响应于来自客户终端的请求, 所述服务器选择和组合代码, 并且将所述代码发送到客户终端。

[0261] B. 服务器预先准备每个信号来作为多个取样频率的每个和多个量化精度的每个的组合, 例如, 响应于客户终端对于图 16 所示的 9 个声音源的信号的请求的、一系列的组合的代码, 并且响应于来自所述终端的请求而选择一个代码和将所述代码发送到所述客户终端。

[0262] C. 服务器仅仅存储具有最高取样频率和最高量化精度的信号的压缩代码, 并且响应于来自客户终端的请求而解码所述代码, 转换取样频率, 转换量化精度, 重新编码所述代码, 然后向客户终端发送所编码的代码。

[0263] 客户终端解码所接收的系列代码, 并且重新构建用于执行在并入本发明的配置 A 中的向上取样和精度转换处理的数字信号。在配置 C 和 D 中, 解码信号被立即重新构建。

[0264] 压缩代码系列的量在配置 B 的服务器中变大, 并且计算量在配置 C 中变大。在引入

本发明的配置 A 中,具有最高取样频率和最高幅度分辨率的压缩代码包括具有较低取样频率和较低幅度分辨率的压缩代码。使用所涉及的较小的信息量就容易地满足了多种请求。

[0265] 如上所述,本发明被应用到数字音乐信号上,但是可以等同地被应用到数字视频信号上。

[0266] 根据第五和第六实施例,响应于在幅度精度和取样率上不同的要求而执行编码处理,并且具体上,以统一的方式来执行无损编码,由此提高整个系统的效率。

[0267] 第七实施例

[0268] 现在将讨论本发明的第七实施例。在这个实施例中,要产生的数字信号具有来自作为 M 种量化精度的、3 种的 16 比特、20 比特和 24 比特的量化精度之中的任何一种,并且具有来自作为 N 种取样频率的、3 种的 48kHz、96kHz 和 192kHz 的取样频率之中的任何一种。现在将讨论数字信号的两维多层编码。

[0269] 图 25 图解了第七实施例和代码的示例,其中 24 比特和 192kHz 的数字信号在两维多层编码中被分解。数字信号在取样频率上被分层为代码 A、代码 B 和代码 C。通过以取样频率 48kHz 编码去除了较低的 8 个比特的、具有幅度字长 24 比特的数字信号的较高的 16 比特而获得代码 A。通过以取样频率 96kHz 编码高于被编码为代码 A 的分量的频率分量而获得代码 B。通过以取样频率 192kHz 来编码高于被编码为代码 B 的分量的频率分量来获得代码 C。

[0270] 对于以较低的 4 比特附加到 16 比特字长的 20 比特字长的信号,所述较低的 4 比特分量、即从所述 20 比特字长中减去所述 16 比特字长的余项在取样频率 48kHz 上被编码,然后被称为代码 D。通过在取样频率 96kHz 上编码高于代码 D 的编码分量的频率分量而分层代码 E。通过在取样频率 192kHz 上编码高于代码 E 的编码分量的频率分量而分层代码 F。对于将是较低的 4 个比特进一步附加到所述 20 比特字长的 24 比特字长信号,所述较低的 4 比特,即从所述 24 比特字长中减去所述 20 比特字长的余项在取样频率 48kHz 上被编码,并且被称为代码 G。通过在取样频率 96kHz 上编码高于代码 G 的编码分量的频率分量来分层代码 H。通过在取样频率 192kHz 上编码高于代码 H 的编码分量的频率分量来分层代码 I。

[0271] 使用在幅度字长(幅度分辨率和量化精度)和取样频率的 MxN 种两维分层编码条件下编码的代码 A-I 来输出 MxN 种数字信号,它们是 M 种幅度字长和 N 种取样频率的所有组合。在图 26 中所示的用于取样频率和幅度字长的组合的代码(1)被使用。例如,如果代码 A、B、D、E、G 和 H 被用于编码具有取样频率 96kHz 和幅度字长 24 比特的数字信号的情况下,则是足够的。

[0272] 在这个实施例中,对于具有量化精度 16 比特和取样频率 48kHz 的数字信号基本本地执行编码,并且对于上层信号,编码相对于具有较低量化精度或较低取样频率的差信号分量。通过诸如在图 26 中所示的使用的代码(1)的简单代码的组合来表示具有第 m 个量化精度和第 n 个取样频率的信号。

[0273] 图 27 图解了用于执行图 25 和 26 所示的两维分层编码处理的编码装置的功能结构。图 27 所示的到压缩器 $61_{m,n}$ 的输入信号是单个原始声音(在这种情况下,为具有 24 比特幅度字长和 192kHz 取样频率的数字信号)通过多种量化精度和多种取样频率被按层分解为的、多个分层信号之一。

[0274] 来自声音源 60 的具有 24 比特幅度字长和 192kHz 的取样频率的数字信号被比特

分离器 71 分离为多个比特周期,即较高的 16 比特、较低的 4 比特和更低的 4 比特。向下取样器 $72_{1,3}$ 将所述较高的 16 比特向下取样到 96kHz 的取样频率。向下取样器 $72_{1,3}$ 的输出被向下取样器 $72_{1,2}$ 进一步向下取样到 48kHz 的取样频率。向下取样器 $72_{1,2}$ 的输出被提供到压缩器 $61_{1,1}$ 。压缩器 $61_{1,1}$ 无损压缩编码输入信号,由此输出代码 A。当数字信号被用作 16 比特信号时,可以执行舍入处理 (rounding process),或可以增加被称为颤音 (dither) 的低电平噪音而不仅仅去除 20 比特的较低的 4 个比特。在这种情况下,在所产生的 16 比特信号和 20 比特信号之间的误差分量信号也被分离。幅度可以是 5-6 比特而不是 4 比特,但是可以原样使用增加的比特数量。其它处理步骤 与上述的相同,并且也应用于下面的实施例。

[0275] 来自向下取样器 $72_{1,2}$ 的输出被向上取样器 $73_{1,1}$ 向上取样到取样频率 96kHz。减法器 $74_{1,2}$ 将在来自向上取样的输出的输出和来自向下取样器 $72_{1,2}$ 的输出之间的差确定为误差信号 $\Delta_{1,2}$ 。(1,2) 压缩器 $61_{1,2}$ 无损压缩编码误差信号 $\Delta_{1,2}$,由此输出代码 B。

[0276] 向上取样器 $73_{1,2}$ 将来自向下取样器 $72_{1,3}$ 的输出向上取样到 192kHz 的取样频率。减法器 $74_{1,3}$ 将在来自向上取样器 $73_{1,2}$ 的输出和由比特分离器 71 分离的 16 比特信号之间的差确定为误差信号 $\Delta_{1,3}$ 。压缩器 $61_{1,3}$ 无损压缩编码所述误差信号 $\Delta_{1,3}$,由此输出代码 C。

[0277] 向下取样器 $72_{2,3}$ 和 $72_{2,2}$ 将正好比来自比特分离器 71 的信号的较高的 16 比特低的 4 个比特的信号转换为 48kHz 的取样频率。压缩器 $61_{2,1}$ 无损压缩编码向下取样器 $72_{2,2}$ 的输出,由此输出代码 D。减法器 $74_{2,2}$ 将在向下取样器 $72_{2,3}$ 的输出和向上取样器 $73_{2,1}$ 通过向上取样向下取样器 $72_{2,2}$ 的输出所提供的向上取样的输出之间的差确定为误差信号 $\Delta_{2,2}$ 。压缩器 $61_{2,2}$ 无损压缩编码误差信号 $\Delta_{2,2}$,由此输出代码 E。减法器 $74_{2,3}$ 将在向上取样器 $73_{2,2}$ 通过向上取样向下取样器 $72_{2,3}$ 的输出所提供的向上取样的输出和来自比特分离器 71 的 4 比特信号之间的差确定为误差信号 $\Delta_{2,3}$ 。压缩器 $61_{2,3}$ 无损压缩编码误差信号 $\Delta_{2,3}$,由此输出代码 F。

[0278] 以与上述相同的方式,使用向下取样器 $72_{3,3}$ 和 $72_{3,2}$ 、向上取样器 $73_{3,1}$ 和 $73_{3,2}$ 、减法器 $74_{3,2}$ 和 $74_{3,3}$ 、以及压缩器 $61_{3,1}$ 、 $61_{3,2}$ 和 $61_{3,3}$ 来基于来自比特分离器 71 的信号的最低的 4 个比特而产生和输出代码 G、H 和 I。

[0279] 图 27 所示的每个向上取样器对于输入到其的信号执行内插滤波处理,如上参照图 17A 和 17B 所述。因子 W1、W2 和 W3 被确定以便最小化对应的减法器 $74_{m, n+1}$ 的输出误差信号 $\Delta_{m, n+1}$ 的功率。

[0280] 来自减法器 $74_{1,3}$ 的输出误差信号具有 16 比特的幅度字长和 192kHz 的取样频率。这个信号具有 96kHz 的带宽,并且在幅度上小,并且在从 0 到 48kHz 的范围内几乎是 0。例如,图 28 所示的编码器设备 61 被用作压缩器 $61_{1,3}$ 。线性预测器 61A 对来自减法器 $74_{1,3}$ 的误差信号执行线性预测分析。作为结果产生的线性预测系数被量化,并且输出对应于量化值的代码 I_c 。使用所述预测系数,产生输入的误差信号的预测信号。所述预测信号被整数化器 61B 整数化。减法器 61C 将在被整数化的预测信号和输入的误差信号之间的差确定为预测误差信号。无损压缩器 61D 有效地无损压缩编码所述预测误差信号。其它的压缩器使用所述预测编码技术等来有效地执行压缩编码处理。

[0281] 如上在编码处理中所述,具有 24 比特的量化精度和 192kHz 的取样频率的信号的

每个取样都被分离并且因此被分层为 16 比特、4 比特和 4 比特的三个信号。每个其比特在所述量化精度的、被分离的信号在取样频率 48kHz、96kHz 和 192kHz 被分层。或者,输入的数字信号可以首先在取样频率被分层,然后,可以根据取样的幅度字长来分离在每个层处的误差信号。如图 29 所示,向下取样器 72_3 将来自声音源 60 的具有量化精度 24 比特和取样频率 192kHz 的信号向下取样为 96kHz 的取样频率,以及向上取样器 73_2 将所述向下取样的信号向上取样为取样频率 192kHz。减法器 74_1 将在向上取样信号和来自声音源 60 的原始声音之间的差确定为误差信号 Δ_1 。

[0282] 向下取样器 72_2 将向下取样器 72_3 的输出向下取样为取样频率 48kHz。向上取样器 73_1 将所述向下取样的信号向上取样为取样频率 96kHz。减法器 74_2 将在所述向上取样的信号和来自向下取样器 72_3 的输出信号之间的差确定为误差信号 Δ_2 。来自减法器 74_1 和 74_2 的误差信号和来自向下取样器 72_2 的输出被比特分离器 71_1 、 71_2 和 71_3 分别分离为较高的 16 比特、较低的 4 比特和最低的 4 比特。分离的信号被压缩器无损压缩编码。在图 29 中,对应于图 27 所示的压缩器的压缩器被指定了相同的附图标号。

[0283] 到图 29 所示的压缩器 $61_{m,n}$ 的输入信号是单个原始声音(在这种情况下,为具有 24 比特幅度字长和 192kHz 取样频率的数字信号)通过多种幅度分辨率(量化精度)和多种取样频率被按层分解成的多个分层信号之一。

[0284] 第七实施例的解码装置

[0285] 图 30 图解了第七实施例的解码装置的功能结构。第七实施例的解码装置解码由图 27 或图 29 中图解的编码装置编码的、组合了 M 种量化精度和 N 种取样频率的 $9 = M \times N$ 种数字信号。

[0286] 扩展器 $80_{1,1}$ 、 $80_{1,2}$ 、 $80_{1,3}$ 、 $80_{2,1}$ 、 $80_{2,2}$ 、 $80_{2,3}$ 、 $80_{3,1}$ 、 $80_{3,2}$ 、和 $80_{3,3}$ 分别无损扩展代码 A、B、...、I,由此提供编码器设备的压缩器的输入的分层信号。扩展器 $80_{m,n}$ 可以执行与由在解码器设备 80 中的无损解码器 80A 和阵列逆转换器 80B 使用的技术相同的技术。

[0287] 扩展器 $80_{1,1}$ 输出具有幅度字长 16 比特和取样频率 48kHz 的数字信号(以下称为 16b、48kHz 数字信号)来作为再现信号 $S_{1,1}$,以及向上取样器 $83_{1,1}$ 将所述再现信号 $S_{1,1}$ 向上取样到取样频率 96kHz。加法器 $82_{1,2}$ 向由扩展器 $80_{1,2}$ 解码的误差信号 $\Delta_{1,2}$ 上加上向上取样的信号,由此输出再现的 16b、96kHz 数字信号 $S_{1,2}$ 。向上取样器 $83_{1,2}$ 将所述 16b、96kHz 数字信号 $S_{1,2}$ 向上取样到取样频率 192kHz。加法器 $82_{1,3}$ 向由扩展器 $80_{1,3}$ 解码的误差信号 $\Delta_{1,2}$ 上加上向上取样的信号,由此输出再现的 16b、192kHz 数字信号 $S_{1,3}$ 。加法器 $82_{2,1}$ 向由扩展器 $80_{2,1}$ 解码的误差信号 $\Delta_{2,1}$ 上加上再现的 16b、48kHz 数字信号,由此输出再现的 20b、48kHz 数字信号 $S_{2,1}$ 。

[0288] 通过类似地组合分层信号,再现了数字信号 $S_{2,2}$ 、 $S_{2,3}$ 、 $S_{3,1}$ 、 $S_{3,2}$ 、和 $S_{3,3}$ 。如果由加法器 $82_{m,n}$ 相加的两个取样频率彼此不同,则在相加之前向上取样较低的取样频率以用于频率匹配。关于表示向上取样器的附图标号 $83_{m,n}$ 的下标,在右侧上的 n 表示第 n 个取样频率被向上取样为第 n+1 个取样频率。例如,右下标 $n = 1$ 表示取样频率被从 48kHz 向 96kHz 向上取样,以及下标 $n = 2$ 表示取样频率被从 96kHz 向 192kHz 向上取样。总之,分层部分信号的向上取样和在幅度方向上的比特连接重新构建了高精度的信号。

[0289] 如果在解码端不要求高质量的解码信号(诸如具有量化精度 24 比特和取样频率 192kHz 的数字信号),则可以省略具有高于所需要的质量(量化精度和取样频率)的量化

精度和取样频率的信号。例如,利用 24 比特的最大量化,可以省略最低的 4 比特的分层信号或用于再现具有高取样频率的信号的信号的分层信号。

[0290] 为了通过网络发送信号,在不同的分组中设置代码 A、...、I,并且低分层(即低等级)的代码被分配了较高的优先级。以这种方式,有效地使用网络资源。例如,可以在正常的操作条件下发送所有信息,但是在网络故障或通信量重期间,至少可以优先发送代码 A。

[0291] 第八实施例

[0292] 参见图 31,根据本发明的第八实施例,像在第七实施例中一样在取样频率上分层具有量化精度 16 比特的信号,但是在每个取样频率处执行对于 16 比特或更多的分层处理。换句话说,对于具有 20 比特的量化精度的信号,具有从中减去 16 比特的量化精度的信号分量的、并且在取样频率 48kHz、96kHz 和 192kHz 的剩余分量分别被编码为代码 D、E 和 F。对于具有 24 比特的量化精度的信号,具有从中减去 20 比特的量化精度的信号分量的、并且在取样频率 48kHz、96kHz 和 192kHz 的剩余分量分别被编码为代码 G、H 和 I。

[0293] 使用代码 A、...、I,因此再现多种幅度分辨率(量化精度)和多种取样频率的数字信号。用于再现所述数字信号的代码在图 26 中被示出为使用中的代码(2)。例如,由代码 A、代码 B、代码 C 来表示具有取样频率 192kHz 和量化精度 20 比特的信号,其中代码 A 是通过编码具有取样频率 48kHz 和量化精度 16 比特的信号而获得的,代码 B 是通过编码具有取样频率 96kHz 和量化精度 16 比特的信号而获得的,代码 C 是通过编码具有取样频率 192kHz 和量化精度 16 比特的信号而获得的。

[0294] 从来自图 31 所示的第八实施例的编码装置中的声音源 60(60_{3,3})的 24b、192kHz 数字信号 S_{3,3} 中来再现具有多种取样频率和多种幅度字长的数字信号,然后编码这些数字信号。比特分离器 71_{3,3} 在逐个取样的基础上将 24b、192kHz 数字信号 S_{3,3} 分离为较低的 4 比特和较高的 20 比特。在接收到较低的 4 比特时,组成器 61_{3,3} 产生代码 I。比特分离器 71_{2,3} 将较高的 20 比特分离为较高的 16 比特和较低的 4 比特。在接收到所述较低的 4 比特时,组成器 61_{2,3} 产生代码 F。较高的 16 比特的信号被提供到减法器 63_{1,3}。

[0295] 向下取样器 72_{3,3} 将 24b、192kHz 的数字信号 S_{3,3} 向下取样为取样频率 96kHz 的信号。所述向下取样的信号也由比特分离器 71_{3,2} 和 71_{2,2} 以比特周期连续地分离,即分离为最低的 4 比特、较低的 4 比特和较高的 16 比特的信号。压缩器 61_{3,2} 和 61_{2,2} 压缩前两组 4 个比特信号,由此产生代码 H 和 E。后 16 比特信号被提供到减法器 63_{1,2}。

[0296] 向下取样器 72_{3,2} 还将已经被向下取样器 72_{3,2} 向下取样为取样频率 96kHz 的 24b、96kHz 的数字信号进一步向下取样为取样频率 48kHz。所述 24b、48kHz 的数字信号也由比特分离器 71_{3,1} 和 71_{2,1} 连续地分离为比特周期,即分离为最低的 4 比特、较低的 4 比特和较高的 16 比特的信号。这两组 4 比特信号和 16 比特信号被压缩器 61_{3,1}、61_{2,1} 和 61_{1,1} 压缩为代码 G、D 和 A。

[0297] 向上取样器 73_{1,1} 将 16b、48kHz 的数字信号向上取样为 96kHz 的取样频率。减法器 63_{1,2} 将在所述向上取样的信号和来自比特分离器 71_{2,2} 的 16 比特信号之间的差确定为误差信号 $\Delta_{1,2}$ 。压缩器 61_{1,2} 压缩所述误差信号,由此产生代码 B。向上取样器 73_{1,2} 将来自比特分离器 71_{2,2} 的 16 比特信号向上取样为取样频率 192kHz。减法器 63_{1,3} 将在所述向上取样的信号和来自比特分离器 71_{2,3} 的 16 比特信号之间的差确定为误差信号 $\Delta_{1,3}$ 。压缩器 61_{1,3} 将误差信号 $\Delta_{1,3}$ 编码为代码 C。图 31 中的每个组成器执行与图 27 中的每个压缩器相同

的压缩编码处理。

[0298] 因为能量在通过向下取样 24b、192kHz 的诸如语音信号或音乐信号的原始声音数字信号而产生的 16b、48kHz 数字信号 $S_{1,1}$ 中的低频范围中不均匀地分布,因此压缩器 $61_{1,1}$ 通过组合预测编码、变换编码和高压缩率编码来执行压缩编码。更具体而言,可以使用图 18A 所示的编码器设备。

[0299] 压缩器 $61_{1,2}$ 和压缩器 $61_{1,3}$ 可以通过按频率轴反转误差信号和压缩编码如上参照图 9 的实施例所述的预测误差来确定预测误差,这是因为输入的误差信号 $\Delta_{1,2}$ 和 $\Delta_{1,3}$ 分别仅仅在 0-48kHz 频带中的从 24kHz 到 48kHz 这上半范围中和仅仅在 0-96kHz 频带中的从 48kHz 到 96kHz 的这上半范围中具有能量。或者,可以在图 18A 的阵列转换器 61E 的转换处理之后执行压缩编码处理。移去了有损量化器 61B、解量化器 61C 和差电路 61D 的图 18A 的编码器设备 61、即图 19A 的编码器设备可以被用作压缩器 $61_{2,1}$ 、 $61_{3,1}$ 、 $61_{2,2}$ 、 $61_{3,2}$ 、 $61_{2,3}$ 和 $61_{3,3}$ 中的每个。如果输入到压缩器 $61_{2,1}$ 、 $61_{3,1}$ 、...、 $61_{2,3}$ 、 $61_{3,3}$ 中的每个的误差信号足够小,则输入的误差信号变得接近噪音,并且不期望任何大的压缩。在这个帧中,可以仅仅对表示 0 的代码执行压缩编码。

[0300] 如果在解码端不预先知道在向上取样器 $73_{1,1}$ 和向上取样器 $73_{1,2}$ 中使用的内插滤波器的抽头的数量,则子信息编码器 $65_{1,2}$ 和 $65_{1,3}$ 分别编码用于表示抽头数量的子信息和作为与以图 31 中的虚线分别表示的 (1,2) 代码 B 和 (1,3) 代码 C 分别相关联的 (1,2) 子信息和 (1,3) 子信息而输出。内插滤波器的抽头数量和子信息的示例与图 20A 保持不变。

[0301] 要编码的数字信号的声音源可用彼此独立,如图 31 中的虚线方框 $60_{2,3}$ 、 $60_{1,3}$ 、...、 $60_{1,1}$ 表示。在这种情况下,数字信号可以被提供给各自的比特分离器 $71_{3,3}$ 、 $71_{2,3}$ 、 $71_{3,2}$ 、 $71_{2,2}$ 、 $71_{3,1}$ 、 $71_{2,1}$ 或减法器 $63_{1,3}$ 和 $63_{1,2}$ 或压缩器 $61_{1,1}$ 。如果数字信号 $S_{1,1}$ - $S_{2,3}$ 中的任何一个具有其本身的声音源,则所述数字信号从其声音源中被产生。如果不存在声音源,则使用比特分离器 and 向下取样器从较高的数字信号中产生数字信号。如图 31 中的虚线所示,选择器 $75_{2,3}$ 、 $75_{1,3}$ 、 $75_{3,2}$ 、 $75_{2,2}$ 、 $75_{1,2}$ 、 $75_{3,1}$ 、 $75_{2,1}$ 、 $75_{1,1}$ 被排列。每个选择器从一个声音源(如果存在的话)选择一个数字信号。如果不存在对应的声音源,则选择器从紧上边的比特分离器或向上取样器中选择一个信号。例如,如果存在 20b、192kHz 的数字信号的声音源,则选择器 $75_{2,3}$ 从那个声音源中选择数字信号。如果不存在声音源,则选择器 $75_{2,3}$ 从比特分离器 $71_{3,3}$ 中选择较高的 20 比特信号,并且向比特分离器 $71_{2,3}$ 提供所选择的信号。如果存在对应的声音源,则选择器 $75_{3,2}$ 选择 24b、96kHz 的数字信号。如果不存在声音源,则选择器 $75_{3,2}$ 选择已经被向下取样器 $72_{3,3}$ 向下取样的信号,并且向比特分离器 $71_{3,2}$ 传送所述向下取样的信号。

[0302] 如上所述,现在将通过将所述编码方法概括化为使用 M 种量化精度和 N 种取样频率的分层的编码方法来讨论所述编码方法。

[0303] 现在假定从声音源 $60_{m,n}$ 获取具有第 M 个量化精度和第 N 个取样频率的至少一个 (M, N) 数字信号 $S_{m,n}$ 。

[0304] 对于落入范围 $m = 1$ 和 $2 \leq n \leq N$ 的 m 和 n 的组合,减法器 $63_{m,n}$ 将在输入的数字信号 $S_{m,n}$ 和通过分离数字信号 $S_{m+1,n}$ 所产生的数字信号 $S_{m,n}$ 之一与通过向上取样 (m, n-1) 数字信号 $S_{m,n-1}$ 所产生的信号 $S_{m,n}$ 之间的差确定为 (m, n) 误差信号 $\Delta_{m,n}$ 。压缩器 $61_{m,n}$ 压缩编码所述 (m, n) 误差信号 $\Delta_{m,n}$,由此产生 (m, n) 代码。

[0305] 对于落入范围 $m = M$ 和 $2 \leq n \leq N$ 的 m 和 n 的组合, 向下取样 (m, n) 数字信号 $S_{m,n}$ 以产生 $(m, n-1)$ 数字信号 $S_{m,n-1}$ 。对于落入范围 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N$ 内的 m 和 n 的组合, 具有第 m 个量化精度和第 n 个取样频率的 (m, n) 数字信号被分离为具有小于第 m 个量化精度的第 $m-1$ 个量化精度和第 n 个取样频率的 $(m-1, n)$ 数字信号 $S_{m-1,n}$, 和作为在 $(m-1, n)$ 数字信号和 (m, n) 数字信号之间的误差的 (m, n) 误差信号 $\Delta_{m,n}$ 。 (m, n) 压缩器 $61_{m,n}$ 无损压缩编码所述 (m, n) 误差信号 $\Delta_{m,n}$, 由此产生 (m, n) 代码。

[0306] 对于 $m = 1$ 和 $n = 1$ 的组合, 通过压缩编码从 $(m+1, n)$ 数字信号或输入的 (m, n) 数字信号 $S_{m,n}$ 分离的、具有第 m 个量化精度的 (m, n) 数字信号 $S_{m,n}$ 而产生 (m, n) 代码。

[0307] 在这种编码方法中, 在保持要编码的最高层信号 $S_{M,N}$ 的幅度分辨率的同时产生具有连续减少的第 $N-1$ 、第 $N-2$ 、... 取样频率的数字信号。在每个取样频率, 量化精度被分层。

[0308] 现在将参照图 32 来讨论对应于图 31 的编码装置的编码装置。代码 A、代码 D、代码 G、代码 B、代码 E、代码 H、代码 C、代码 F 和代码 I 被分别输入到扩展器 $80_{1,1}$ 、 $80_{2,1}$ 、 $80_{3,1}$ 、 $80_{1,2}$ 、 $80_{2,2}$ 、 $80_{3,2}$ 、 $80_{1,3}$ 、 $80_{2,3}$ 、和 $80_{3,3}$ 中以用于扩展解码。 $80_{m,n}$ 被设计来扩展解码由对应的 $61_{m,n}$ 压缩编码的 (m, n) 代码。

[0309] 使用与前一个实施例的讨论相同的方式, 具有量化精度 24 比特和取样频率 192kHz 的数字信号被称为 24b、192kHz 数字信号。由扩展器 $80_{1,1}$ 扩展解码的 16b、48kHz 数字信号 $S_{1,1}$ 被原样输出。精度转换器 $81_{1,1}$ 向所述 16b、48kHz 数字信号 $S_{1,1}$ 的较低 4 位上增加 0, 由此产生具有 20 比特幅度字长的 20b、48kHz 的精度转换信号。加法器 $82_{2,1}$ 向来自扩展器 $80_{2,1}$ 的 20b、48kHz 误差信号 $\Delta_{2,1}$ 加上精度转换信号, 由此再现 20b、48kHz 的数字信号 $S_{2,1}$ 。

[0310] 向上取样器 $83_{1,1}$ 将由扩展器 $80_{1,1}$ 扩展解码的 16b、48kHz 数字信号 $S_{1,1}$ 向上取样到取样频率 96kHz。加法器 $82_{1,2}$ 向由扩展器 $80_{1,2}$ 扩展解码的 16b、96kHz 误差信号加上向上取样的 16b、48kHz 数字信号, 由此再现 16b、96kHz 的数字信号 $S_{1,2}$ 。

[0311] 在所概括的表达方式中, 对于落入范围 $1 \leq m \leq M-1$ 和 $1 \leq n \leq N$ 内的一组 m 和 n , 精度转换器 $81_{m,n}$ 转换由扩展器 $80_{m,n}$ 扩展解码的、并具有第 m 个量化精度和第 n 个取样频率的 (m, n) 数字信号, 由此产生具有第 $m+1$ 个量化精度来作为量化精度 (幅度字长) 的 $(m+1, n)$ 精度转换信号。加法器 $82_{m+1,n}$ 向由扩展器 $80_{m+1,n}$ 扩展解码的 $(m+1, n)$ 剩余信号上加上所述 $(m+1, n)$ 精度转换信号, 由此再现具有第 $m+1$ 个量化精度 (幅度字长) 和第 n 个取样频率的 $(m+1, n)$ 数字信号 $S_{m+1,n}$ 。

[0312] 对于落入范围 $m = 1$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的一组 m 和 n , 向上取样器 $83_{m,n}$ 将来自扩展器 $80_{m,n}$ 的 (m, n) 数字信号转换为具有第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 向上取样的信号。加法器 $82_{m,n+1}$ 向来自扩展器 $80_{m,n+1}$ 的具有第 m 个量化精度和第 $m+1$ 个取样频率的 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m+1,n}$ 加上所述 $(m, n+1)$ 向上取样的信号, 由此再现具有第 m 个量化精度和第 $n+1$ 取样频率的 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m,n+1}$ 。对于除了 $m = 1$ 和 $n = 1$ 之外的 m 和 n 的组合, 扩展器 $80_{m,n}$ 扩展解码具有第 m 个量化精度和第 n 个取样频率的 (m, n) 误差信号。

[0313] 如果预先不知道在向上取样器 $83_{1,1}$ 和向上取样器 $83_{1,2}$ 中使用的内插滤波器的抽头数量, 则子信息编码器 $85_{1,2}$ 和 $85_{1,3}$ 分别解码子信息, 该子信息分别使用与其相关联的代码 B 和代码 C 来将抽头数量表示为 (1, 2) 子信息和 (1, 3) 子信息。在各自的向上取样器

83_{1,1} 和 83_{1,2} 中设置所述抽头数量。

[0314] 扩展器 80_{1,1} 可以是对应于压缩器 61_{1,1} 的那个。如果图 18A 的编码器设备 61 被用于压缩器 61_{1,1}, 则图 18B 的解码器设备 80 被用于扩展器 80_{1,1}。

[0315] 扩展器 80_{1,2} 和 80_{1,3} 可以分别执行对应于压缩器 61_{1,2} 和 61_{1,3} 的编码方法的解码方法, 所述解码方法可以包括预测解码、变换解码等。其它的扩展器可以执行对应于由压缩器执行的编码方法的解码方法。如果压缩器被如图 19A 所示布置, 则对应的扩展器可以具有图 19B 所示的布置。

[0316] 在图 31 的编码器设备的布置中, 以统一的方式在两维分层结构中编码各种数字信号, 其中每个是各种幅度分辨率 (幅度字长) 之一和各种取样频率 (取样率) 之一的组合。总体上, 以高效率来执行扩展解码处理。可以获得由用户使用小数量数据请求的组合中的数字信号。

[0317] 图 32 的布置一贯地从由图 31 的编码装置编码的代码之中解码以量化精度和取样频率的各种组合中的期望的数字信号。

[0318] 依赖于用户, 图 31 所示的 (m, n) 数字信号的所有组合不是必须的。可以接受, 图 32 的解码装置包括扩展器 80_{1,1}、向上取样器 83_{1,1}、扩展器 80_{1,2}、加法器 82_{1,2} 和下列之一: {精度转换器 81_{1,1}、扩展器 80_{2,1}、加法器 82_{2,1}}、{精度转换器 81_{1,2}、扩展器 80_{2,2}、加法器 82_{2,2}}、和 {向上取样器 83_{1,2}、扩展器 80_{1,3}、加法器 82_{1,3}、精度转换器 81_{1,3}、扩展器 80_{2,3}、加法器 82_{2,3}}。

[0319] 第九实施例

[0320] 第九实施例基于如下假设: 存在用于输出 M 种幅度字长 (量化精度) 和 N 种取样频率 (取样率) 的组合的 (m, n) 数字信号声音源。但是, 如果不存在任何声音源, 则可以如上参照图 31 的编码装置所述, 从上层数字信号中产生对应的数字信号。

[0321] 对于在图 33 的情况下具有最短幅度字长 16 比特的数字信号, 通过向上取样具有较低取样率的、即较低的取样频率的数字信号来执行取样频率的分层, 以便所述向上取样的数字信号具有与第一数字信号相同的取样频率。具有所述向上取样的信号的误差信号被编码以确定代码 B 和 C。对于在这个示例中具有最低取样频率 48kHz 的数字信号, 在 16 比特信号和 20 比特信号之间的误差信号和在 20 比特信号和 24 比特信号之间的误差信号被连续地用于构建代码 D 和 G。

[0322] 如果数字信号在取样频率的方向上或在幅度字长的方向上具有较低等级的信号, 换句话说, 如果可以获得具有较低取样频率或较低幅度字长的数字信号, 则可以获得两种选择。更具体而言, 在所关心的数字信号和具有较低取样频率的数字信号之间的误差被与在所关心的数字信号和具有较低幅度字长 (幅度分辨率) 的数字信号之间的误差相比较。具有较小属性功率的的误差信号被选择和编码, 并且用于定义所选择的属性的子信息也被编码。所产生的例如是在 20b、96kHz 数字信号 S_{2,2} 和精度转换器 62_{1,2} 通过向 16b、96kHz 数字信号 S_{1,2} 的每个取样上附加 0 到较低的 4 个比特而产生的信号之间的误差信号、以及在 20b、96kHz 数字信号 S_{2,2} 和向上取样器 64_{2,1} 通过将 20b、48kHz 数字信号 S_{2,1} 向上取样为 96kHz 而产生的信号之间的误差信号。选择具有较小功率的误差信号之一。压缩器 61_{2,2} 编码所选择的误差信号 $\Delta_{2,2}$, 由此产生代码 E, 而子编码器 77_{2,2} 编码表示所选择的属性的子信息。被编码的子信息被输出并且具有与其相关联的代码 E。

[0323] 取样频率低于数字信号 $S_{2,2}$ 的数字信号 $S_{2,1}$ 和在幅度字长（量化精度）上低于数字信号 $S_{2,2}$ 的数字信号 $S_{1,2}$ 被加权求和。加权系数被确定为子信息，以便在作为结果产生的和和数字信号 $S_{2,2}$ 之间的误差信号的功率被最小化。作为加权系数的子信息和误差信号 $\Delta_{2,2}$ 被编码。

[0324] 图 33 示出了，使用代码 A、B 和 E 的组合或代码 B、D 和 E 的组合来再现 20b、96kHz 的数字信号。表示选择的子信息指的是在数字信号的再现中在图 33 中要选择哪个解码路径、空箭头标记或实箭头标记。如果以这种方式选择较低的数字信号和编码所述误差信号，则在图 34 中所示的表格中列出了用于再现每个数字信号所需要的代码。

[0325] 编码装置

[0326] 图 35 中示出了第九实施例的编码装置。假定声音源 $60_{m,n}$ 存储原始声音的 (m, n) 数字信号，即产生代码 E 和 I 所需要的取样频率和量化精度的组合。或者，可以从外部输入所述 (m, n) 数字信号。在此，m 表示第 m 个幅度字长（量化精度），并且 $m = 1, 2$ 和 3，更具体而言， $m = 1$ 表示 16 比特， $m = 2$ 表示 20 比特，和 $m = 3$ 表示 24 比特。在此，n 表示第 n 个取样频率（取样率），并且 $n = 1, 2$ 和 3，更具体而言， $n = 1$ 表示 48kHz， $n = 2$ 表示 96kHz，和 $n = 3$ 表示 192kHz。m 和 n 的每个越大，则它具有的分层等级就越高。所述 (m, n) 数字信号表示具有第 m 个量化精度和第 n 个取样频率的数字信号。所述 (m, n) 数字信号有时使用第 m 个量化精度和第 n 个取样频率的值以直接的方式被表示为 16b、96kHz 数字信号。

[0327] 如果不能获得预定条件的数字信号，则从较高等级的数字信号来产生那个信号。至少准备 (3, 3) 数字信号 $S_{3,3}$ ，即具有幅度字长 24 比特和取样频率 192kHz 的数字信号声音源 $60_{3,3}$ 。通过向下取样 (3, 3) 数字信号 $S_{3,3}$ 或删除 (3, 3) 数字信号 $S_{3,3}$ 的较低的比特（在这种情况下是较低的 4 比特或较低的 8 比特）来产生另一个声音源 $60_{m,n}$ 的 (m, n) 数字信号 ($m \neq 3$ 和 $n \neq 3$)。

[0328] 压缩器 $61_{1,1}$ 压缩编码来自声音源 $60_{1,1}$ 的 16b、48kHz 数字信号 $S_{1,1}$ ，由此产生和输出代码 A。精度转换器 $62_{1,1}$ 将 16b、48kHz 的数字信号 $S_{1,1}$ 从第一量化精度（16 比特）向第二量化精度（20 比特）进行精度转换。例如，如果 16b、48kHz 数字信号 $S_{1,1}$ 是以符号和绝对值表示，则向较低的比特（在此是 4 比特）增加零。作为结果产生的 20b、48kHz 精度转换信号在量化精度（幅度字长）上等于来自声音源 $60_{2,1}$ 的 20b、48kHz 数字信号 $S_{2,1}$ 。减法器 $63_{2,1}$ 从自声音源 $60_{2,1}$ 输出的 20b、48kHz 数字信号 $S_{2,1}$ 中减去 20b、48kHz 精度转换信号，由此产生 20b、48kHz 的误差信号 $\Delta_{2,1}$ 。压缩器 $61_{2,1}$ 压缩编码误差信号 $\Delta_{2,1}$ ，由此产生和输出代码 D。

[0329] 向上取样器 $64_{1,1}$ 将 16b、48kHz 数字信号 $S_{1,1}$ 转换为具有高于第一取样频率（48kHz）的第二取样频率（96kHz）的 16b、96kHz 向上取样的信号。减法器 $63_{1,2}$ 将在所述 16b、96kHz 向上取样的信号和从声音源 $60_{1,2}$ 输出的 16b、96kHz 的数字信号 $S_{1,2}$ 之间的差确定为 16b、96kHz 误差信号 $\Delta_{1,2}$ 。压缩器 $61_{1,2}$ 压缩编码所述 16b、96kHz 误差信号 $\Delta_{1,2}$ ，由此产生和输出代码 B。

[0330] 具有不能更低的取样频率的数字信号、即具有最低取样频率的数字信号，诸如 24b、48kHz 数字信号 $S_{3,1}$ 或 20b、48kHz 数字信号 $S_{2,1}$ ，被通过下面的方式编码：通过压缩编码在具有相同的取样频率但是具有在等级上紧低于最低取样频率的数字信号的量化精度

的数字信号之间的误差信号。具有不能更低的量化精度的数字信号,诸如 16b、96kHz 数字信号 $S_{1,2}$ 或 16b、192kHz 数字信号 $S_{1,3}$,通过下面的方式被编码:通过压缩编码相对于具有相同的量化精度但是具有下一个较低取样频率的数字信号 $S_{1,1}$ 或 $S_{1,2}$ 的误差信号。

[0331] 如果诸如数字信号 $S_{2,2}$ 的数字信号具有在量化精度上较低的数字信号和在取样频率上较低的数字信号,则可以选择任何上述方法。更具体而言,对于 20b、96kHz 的数字信号 $S_{2,2}$,要参照图 36 讨论的选择器 76_{2,2} 选择使用 20b、96kHz 向上取样信号或 20b、96kHz 精度转换信号的哪个。所述 20b、96kHz 向上取样信号由向上取样器 64_{2,1} 提供,该向上取样器 64_{2,1} 向上取样具有紧低的较低取样频率但是具有相同的幅度字长的 20b、48kHz 的数字信号 $S_{2,1}$ 。所述 20b、96kHz 精度转换信号是由精度转换器 62_{1,2} 提供的,该精度转换器 62_{1,2} 将 0 附加到具有紧低的幅度字长(量化精度)但是具有相同的取样频率的 16b、96kHz 数字信号 $S_{1,2}$ 的较低 4 个比特上。减法器 63_{2,2} 将在所选择的信号和 20b、96kHz 数字信号 $S_{2,2}$ 之间的差确定为误差信号 $\Delta_{2,2}$ 。选择器 76_{2,2} 选择在属性上小于误差信号 $\Delta_{2,2}$ 的功率的较低等级的数字信号。子编码器 77 编码用于指示选择哪个属性信号的信息,由此输出子信息。压缩器 61_{2,2} 压缩编码 20b、96kHz 误差信号 $\Delta_{2,2}$,由此输出代码 E。

[0332] 类似地,向上取样器 63_{3,1} 将 24b、48kHz 数字信号 $S_{3,1}$ 向上取样为 24b、96kHz 的向上取样信号。精度转换器 62_{2,2} 向 20b、96kHz 的数字信号 $S_{2,2}$ 的较低的 4 个比特上附加“0”,由此提供 24b、96kHz 的精度转换信号。选择器 76_{3,2} 选择这些信号之一。减法器 63_{3,2} 将在所选择的信号和 24b、96kHz 数字信号 $S_{3,2}$ 之间的差确定为 24b、96kHz 的误差信号 $\Delta_{3,2}$,由此输出代码 H。

[0333] 在 20b、192kHz 数字信号 $S_{2,2}$ 以及 20b、96kHz 的数字信号 $S_{2,2}$ 的向上取样信号和 16b、192kHz 数字信号 $S_{1,3}$ 的精度转换信号之一之间的误差信号 $\Delta_{2,3}$ 被压缩编码以产生代码 F。所述代码是从在 24b、192kHz 数字信号 $S_{3,3}$ 和由选择器 76_{3,3} 选择的数字信号 $S_{3,2}$ 和 $S_{2,3}$ 之一之间的误差信号 $\Delta_{3,3}$ 所产生的。

[0334] 图 36 示出了选择器 76_{2,2}、76_{3,2}、76_{2,3} 和 76_{3,3} 的具体示例。在这个示例中,对于落入范围 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的一组 m 和 n ,压缩编码 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m, n+1}$ 。向上取样器 64_{m, n} 将 (m, n) 数字信号 $S_{m, n}$ 向上取样为 $(m, n+1)$ 向上取样信号。精度转换器 62_{m-1, n+1} 将 $(m-1, n+1)$ 数字信号 $S_{m-1, n+1}$ 精度转换为 $(m, n+1)$ 精度转换信号。在所述 $(m, n+1)$ 向上取样信号和所述 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m, n+1}$ 之间的失真以及在所述 $(m, n+1)$ 精度转换信号和所述 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m, n+1}$ 之间的失真分别被失真计算器 76A 和 76B 计算为 (m, n) 失真和 $(m-1, n+1)$ 失真。比较器 76C 比较所述 (m, n) 失真与所述 $(m-1, n+1)$ 失真。比较器 76C 控制开关 76D,以便如果所述 (m, n) 失真在功率上较小则选择 $(m, n+1)$ 向上取样信号,或如果所述 $(m-1, n+1)$ 失真在功率上较小则选择 $(m, n+1)$ 精度转换信号。

[0335] 由开关 76D 选择的信号被提供到减法器 63_{m, n+1}。减法器 63_{m, n+1} 产生相对于 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m, n+1}$ 的 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m, n+1}$ 。压缩器 61_{m, n+1} 将所述 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m, n+1}$ 压缩编码为 $(m, n+1)$ 代码。被选择为 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m, n+1}$ 的是在 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m, n+1}$ 和 (m, n) 数字信号 $S_{m, n}$ 之间的误差信号或在 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m, n+1}$ 和 $(m-1, n+1)$ 数字信号 $S_{m-1, n+1}$ 之间的误差信号,其中任何一个都在功率上小。子编码器 77 将所述 $(m, n+1)$ 代码与作为 $(m, n+1)$ 代码以指示开关 76D 已经选择了哪个信号的子信息相关联。如果所述子信息指示对于 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m, n+1}$ 选择了具有紧低的取样频率的 (m, n) 数字信号

$S_{m,n}$ 和具有紧低的量化精度的 $(m-1, n+1)$ 数字信号 $S_{m-1, n+1}$ 中的哪个, 就足够了。 $(m, n+1)$ 子码可以包括两个比特, 一个用于指示子信息的存在与否, 以及另一个用于指示选择了哪个信号。当被输出时, 可以以使得可区别误差信号代码和子信息的方式来将所述 $(m, n+1)$ 子代码与所述 $(m, n+1)$ 代码集成。

[0336] 图 37 图解了对应于图 35 的编码装置的解码装置的一个实施例。通过图 32 的解码装置来执行对于具有最低取样频率 48kHz 的数字信号的解码。当具有低于要被解码的数字信号的量化精度的量化精度或具有低于要被解码的数字信号的取样频率的取样频率的数字信号已经被再现时, 例如, 当 20b、96kHz 数字信号 $S_{2,2}$ 向上取样信号被再现时, 向上取样器 $83_{2,1}$ 将被再现的 20b、48kHz 数字信号 $S_{2,1}$ 转换为 20b、96kHz 向上取样信号, 并且所述 20b、96kHz 向上取样信号然后被提供给选择器 $87_{2,2}$ 。精度转换器 $81_{1,2}$ 将被再现的 16b、96kHz 数字信号 $S_{1,2}$ 转换为 20b、96kHz 精度转换信号。所述 20b、96kHz 精度转换信号被提供到选择器 $87_{2,2}$ 。子解码器 $86_{2,2}$ 解码 $(2, 2)$ 子码。响应于由解码的子信息指示的选择信息, 选择器 $87_{2,2}$ 选择两个输入之一, 由此向加法器 $82_{2,2}$ 提供所选择的输入。加法器 $82_{2,2}$ 将由选择器 $87_{2,2}$ 选择的信号加到来自扩展器 $80_{2,2}$ 的代码 E 的解码的 20b、96kHz 误差信号 $\Delta_{2,2}$ 上, 由此再现 20b、96kHz 数字信号 $S_{2,2}$ 。

[0337] 对于落入范围 $2 \leq m \leq M$ 和 $1 \leq n \leq N-1$ 内的一组 m 和 n , 选择器 $87_{m, n+1}$ 响应于子解码器 $86_{m, n+1}$ 将 $(m, n+1)$ 子码解码成的子信息而选择任何一个属性信号, 即在 $(m, n+1)$ 向上取样信号和 $(m, n+1)$ 精度转换信号之间选择。所述 $(m, n+1)$ 向上取样信号是向上取样器 $83_{m, n}$ 将 (m, n) 数字信号 $S_{m, n}$ 向上取样的信号, 以及所述 $(m, n+1)$ 精度转换信号是精度转换器 $81_{m-1, n+1}$ 将被再现的 $(m-1, n+1)$ 数字信号 $S_{m-1, n+1}$ 转换的信号。加法器 $82_{m, n+1}$ 将所选择的信号加到从 $(m, n+1)$ 代码扩展解码的 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m, n+1}$ 上, 由此再现 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m, n+1}$ 。

[0338] 解码 (m, n) 数字信号 $S_{m, n}$ 和 $(m-1, n+1)$ 数字信号 $S_{m-1, n+1}$ 的代码的解码方法不限于图 37 所示的技术。重要的是可以获得用于再现所述两个数字信号的任何手段。

[0339] 第十实施例

[0340] 根据第九实施例, 通过选择其中在误差信号功率上都小的两个数字信号之一来提高压缩率, 其中一个数字信号具有相同的取样频率但是具有较低的量化精度, 而另一个数字信号具有相同的量化精度但是具有较低的取样频率。可以通过加权求和所述两个较低的数字信号来减少误差信号的功率。参见图 35, 如在每个选择器 $76_{m, n}$ ($2 \leq m \leq M$ 和 $2 \leq n \leq N$) 的方框中的括号表达形式中的混合器所示, 混合器取代选择器而被用于加权求和两个输入。例如, 混合器 $76_{2,2}$ 加权求和来自向上取样器 $64_{2,1}$ 的 20b、96kHz 向上取样信号和来自精度转换器 $62_{1,2}$ 的 20b、96kHz 精度转换信号。减法器 $63_{2,2}$ 产生在所述 20b、96kHz 加权求和信号和 20b、96kHz 数字信号 $S_{2,2}$ 之间的 20b、96kHz 误差信号 $\Delta_{2,2}$ 。从在未示出的存储器中存储的多个组中选择和确定在混合器 $76_{2,2}$ 中来最小化 20b、96kHz 误差信号 $\Delta_{2,2}$ 所使用的一组加权系数。压缩器 $61_{2,2}$ 压缩编码所述最小化功率的 20b、96kHz 误差信号 $\Delta_{2,2}$, 由此输出代码 E。

[0341] 图 38 图解了混合器 $76_{m, n+1}$ 的具体示例。乘法器 $76G$ 和 $76H$ 分别将来自 (m, n) 向上取样器 $64_{m, n}$ 的 $(m, n+1)$ 向上取样信号和来自精度转换器 $62_{m-1, n+1}$ 的 $(m, n+1)$ 精度转换信号分别乘以在所选择的组中的加权系数 $W1$ 和 $W2$ 。加法器 $76J$ 将所产生的乘积求和。减法器

器 $63_{m,n+1}$ 将在所述 $(m, n+1)$ 求和信号和所述 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m,n+1}$ 之间的差确定为误差信号。 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m,n+1}$ 被分支出 (branch off) 和输入到控制器 76K。如上所述, 控制器 76K 在未示出的存储器中保存预定数量的组的系数 W1 和 W2, 并且以代码表示与表格形式的系数相关联的组。控制器 76K 选择用于最小化 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m,n+1}$ 的功率的一组加权系数 W1 和 W2, 并且分别向乘法器 76G 和 76H 提供所选择的系数 W1 和 W2。压缩器 $61_{m,n+1}$ 压缩编码用于最小化误差信号功率的所述 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m,n+1}$ 。子编码器 79 将用于指定所选择的一组加权系数 (W1 和 W2) 的代码编码为 $(m, n+1)$ 子码, 并且输出与误差信号 $\Delta_{m,n+1}$ 的 $(m, n+1)$ 代码相关联的代码。

[0342] 数字信号的编码通常通过将信号分为帧 (编码单元时间) 来执行。子信息确定不仅在逐个帧的基础上被执行, 而且在每个子帧的基础上被执行。子帧构成一个帧。

[0343] 对于具有混合器 76 的编码装置的解码装置包括混合器 87 而不是选择器 87, 如图 37 中所示的括号表达形式所示。混合器 87 在结构上与图 38 的用于加权求和的布置、即包括乘法器 76G 和 76H 和加法器 76J 的布置相同。例如, 子解码器 $86_{2,2}$ 在未示出的存储器中存储与图 38 的控制器 76K 所保存的加权系数表格相同的加权系数表格。子解码器 $86_{2,2}$ 从所述加权系数表格中检索在基于输入的子码的对应组中的加权系数 W1 和 W2、即指示加权系数的组合的代码。混合器 $87_{2,2}$ 分别将来自向上取样器 $83_{2,1}$ 的 20b、96kHz 向上取样信号和来自精度转换器 $81_{1,2}$ 的 20b、96kHz 精度转换信号乘以加权系数 W1 和 W2。作为结果产生的乘积被求和。加法器 $82_{2,2}$ 将所述 20b、96kHz 的求和信号加到 20b、96kHz 的误差信号 $\Delta_{2,2}$ 上, 由此再现 20b、96kHz 的数字信号 $S_{2,2}$ 。

[0344] 一般而言, 混合器 $87_{m,n+1}$ 分别将来自向上取样器 $83_{m,n}$ 的 $(m, n+1)$ 向上取样信号和来自精度转换器 $81_{m-1,n+1}$ 的 $(m, n+1)$ 精度转换信号乘以由从子解码器 $86_{m,n+1}$ 输入的子码指定的一组加权系数 W1 和 W2。作为结果产生的乘积被求和。加法器 $82_{m,n+1}$ 将所述 $(m, n+1)$ 求和信号加到扩展器 $80_{m,n+1}$ 通过解码 $(m, n+1)$ 代码而提供的 $(m, n+1)$ 误差信号 $\Delta_{m,n+1}$ 上, 由此再现 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m,n+1}$ 。

[0345] 第十实施例的修改

[0346] 图 35 所示的量化精度和取样频率的各种组合的 (m, n) 数字信号被作为从同一声场独立提取的信号而输入, 或者被存储在声音源 $60_{1,1}$ - $60_{3,3}$ 中, 然后被读取。每个声音源的数字信号与仅仅通过向下取样 (m, n) 数字信号 $S_{m,n}$ 或删节 (m, n) 数字信号 $S_{m,n}$ 的较低比特而获得的数字信号不同。噪音 (固定的颤音信号) 有时被加到数字信号上。有可能数字信号已经经历了在幅度或取样位移 (取样点位置) 上的多种变换或调整。通常, 这样的变换或调整是预先不知道的。

[0347] 根据第十实施例的修改, 具有较低的第 $n-1$ 取样频率的数字信号或具有较低的第 $m-1$ 量化精度的数字信号被修改为相同等级的数字信号, 即在图 35 的编码装置中的具有第 n 取样频率和第 m 量化精度的数字信号, 以便通过从较高等级的数字信号中减去较低等级的数字信号而获得的误差信号被最小化。

[0348] 参见图 22, 如上所述, 精度转换器 $62_{m,n}$ 将以所述量化精度 (幅度字长或幅度分辨率) 的 (m, n) 数字信号 $S_{m,n}$ 转换为第 $m+1$ 量化精度。增益调整器 66A 电平调整 $(m+1, n)$ 精度转换信号。定时调整器 66B 在取样位置上调整电平 (增益) 调整的 $(m+1, n)$ 精度转换信号。减法器 $63_{m+1,n}$ 对取样位置调整的 $(m+1, n)$ 精度转换信号和 $(m+1, n)$ 数字信号 $S_{m+1,n}$ 执

行相减运算。调整 处理保持与参照图 22 前述的不变,在此省略其讨论。

[0349] 如果对较低等级的数字信号、更具体而言是在编码装置中的 $(m+1, n)$ 精度转换信号执行时间和增益调整,则需要对解码装置中的 $(m+1, n)$ 精度转换信号执行时间和增益调整。在这种情况下,使用参照图 23 所述的相同布置,在此省略其讨论。

[0350] 在所述修改中,编码和解码处理被应用到在图 35 和 37 中的具有最低取样频率 48kHz 的数字信号上、和在图 35 和 37 中具有最低量化精度 16 比特的数字信号上。如果使用选择器和混合器,则调整器 76E 调整来自向上取样器 $64_{m,n}$ 的向上取样信号和由图 36 和 38 中的虚线表示的 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m,n+1}$ 。并且以增益调整器 66A 执行电平调整和 / 或定时调整器 66B 执行取样位置调整,如图 22 所示。参见图 36,被调整的信号被提供到失真计算器 76A 和开关 76D(或图 38 中的乘法器 76G)。调整器 76F 对来自精度转换器 $62_{m-1,n+1}$ 的 $(m, n+1)$ 精度转换信号和所述 $(m, n+1)$ 数字信号执行图 22 所示的电平调整和 / 或取样位置调整,然后向失真计算器 76B(或乘法器 76H) 提供被调整的信号。来自调整器 76E 和 76F 的增益调整量和 / 或取样位置调整量被输出作为 $(m, n+1)$ 子码。所述 $(m, n+1)$ 子码可以与来自子编码器 77 的 $(m, n+1)$ 子码一起被输出作为单个 $(m, n+1)$ 子码。在图 38 所示的布置中,调整器 76E 和 76F 的调整的增益可以分别被乘法器 76G 和 76H 的加权系数 $W1$ 和 $W2$ 相乘,并且作为结果产生的乘积可以用于子信息。

[0351] 当在图 37 的解码装置中使用选择器或混合器 $87_{m,n}$ 时,由图 39 的子信息解码器 88 来解码所述 $(m, n+1)$ 子码。在选择器(混合器) $87_{m,n+1}$ 和向上取样器 $83_{m,n}$ 之间和在精度转换器 $81_{m-1,n+1}$ 之间分别布置增益调整器 87A 和定时调整器 87B。增益调整器 87A 和 87B 的每个在结构上与图 23 的调整器 87 相同。响应于接收到由子信息解码器 88 解码的增益调整量和 / 或取样位置调整量,每一个 $(m, n+1)$ 向上取样信号和 $(m, n+1)$ 精度转换信号都进行电平调整和 / 或取样位置调整,并且被调整的信号被提供到选择器(混合器) $87_{m,n+1}$ 。

[0352] 如果在图 35 的编码装置中编码所述 20b、96kHz 数字信号 $S_{2,2}$,则可以使用图 34 所示的代码 A、D、和 E 的组合或代码 A、B 和 E 的组合。可以使用基于来自这些组合中的、涉及最小信息量的组合的编码方法。类似地,使用来自下列 6 个代码组合中的、涉及最小信息量的代码组合来编码 24b、192kHz 数字信号 $S_{3,3}$,其中所述 6 个代码组合包括代码 A、B、C、F 和 I 的组合、代码 A、B、E、F 和 I 的组合、代码 A、B、E、H 和 I 的组合、代码 A、D、E、F 和 I 的组合、代码 A、D、E、H 和 I 的组合、代码 A、D、G、H 和 I 的组合。因此实现高编码效率。如上在图 34 中的逻辑表达中所述,也编码另一个数字信号。例如,使用下列四个代码组合之一来编码 20b、192kHz 数字信号,其中所述四个代码组合包括代码 A、B、C 和 F 的组合、代码 A、B、E 和 F 的组合、代码 A、B、E 和 F 的组合、代码 A、D、E 和 F 的组合。可以使用下列三个代码组合之一来编码 24b、96kHz 数字信号,其中所述三个代码组合包括代码 A、B、E 和 H 的组合、代码 A、D、E 和 H 的组合、代码 A、D、G 和 H 的组合。通过使用涉及最小信息量的代码组合(实现最高压缩率的组合)来提高发送效率。

[0353] 在图 35 的编码装置中的压缩器可以具有与图 27 和 31 的编码装置的压缩器相同的结构。类似地,图 37 的解码装置的扩展器可以具有与图 30 和 32 的扩展器相同的结构。

[0354] 如上所述,如果在第十实施例的编码装置中不能获得任何声音源,或如果仅仅可以获得用于最高量化精度和最高取样频率的数字信号的声音源,则从来自任何其它可用的声音源的信号中产生其它量化精度和其它取样频率的数字信号。在参照图 40 的下列示例

中从 24b、192kHz 数字信号 $S_{3,3}$ 中产生所有数字信号。在图 40 中,对应于参照图 35 所述的那些的元件被指定相同的附图标号,并且仅仅讨论不同的元件。在图 40 的左部中在虚线方框中的声音源不存在。

[0355] 下溢单元 $67_{3,3}$ 去除所述 24b、192kHz 数字信号 $S_{3,3}$ 的较低的 4 个比特,由此产生 20b、192kHz 的数字信号 $S_{2,3}$ 。下溢单元 $67_{2,3}$ 去除 20b、192kHz 数字信号 $S_{2,3}$ 的较低的 4 个比特,由此产生 16b、192kHz 数字信号 $S_{1,3}$ 。向下取样器 $68_{3,3}$ 将所述 24b、192kHz 数字信号 $S_{3,3}$ 向下取样为 96kHz 的取样频率,由此产生 24b、96kHz 数字信号 $S_{3,2}$ 。下溢单元 $67_{3,2}$ 和 $67_{2,2}$ 连续地从所述 24b、96kHz 数字信号 $S_{3,2}$ 中去除较低的 4 个比特,由此产生 20b、96kHz 的数字信号 $S_{2,2}$ 和 16b、96kHz 的数字信号 $S_{1,2}$ 。同样,由向下取样器 $68_{3,2}$ 和下溢单元 $67_{3,1}$ 和 $67_{2,1}$ 来产生 24b、48kHz 数字信号 $S_{3,1}$ 和 20b、48kHz 数字信号 $S_{2,1}$ 和 16b、48kHz 数字信号 $S_{1,1}$ 。

[0356] 图 41 图解了这些数字信号的产生方法的另一个示例。以图 40 所示的相同的方式,下溢单元 $67_{3,3}$ 和 $67_{2,3}$ 分别产生 20b、192kHz 数字信号 $S_{2,3}$ 和 16b、192kHz 数字信号 $S_{1,3}$ 。向下取样器 $68_{3,3}$ 和 $68_{2,3}$ 分别产生 24b、96kHz 数字信号 $S_{3,2}$ 和 24b、48kHz 数字信号 $S_{3,1}$ 。在这个示例中,向下取样器 $68_{2,3}$ 和 $68_{1,3}$ 分别向下取样来自下溢单元 $67_{3,3}$ 的 20b、192kHz 数字信号 $S_{2,3}$ 和来自下溢单元 $67_{2,3}$ 的 16b、192kHz 数字信号 $S_{1,3}$,由此产生 20b、96kHz 数字信号和 16b、96kHz 数字信号 $S_{1,2}$ 。这些信号被向下取样器 $68_{2,3}$ 和 $68_{1,3}$ 进一步向下取样为 20b、48kHz 数字信号 $S_{2,1}$ 和 16b、48kHz 数字信号 $S_{1,1}$ 。图 40 和图 41 的其余结构与图 35 所示的结构相同。

[0357] 根据上述的第七到第十实施例,量化精度的类型数量 M 和取样频率的类型数量 N 每个都不限于 3。 M 可以为不同的数量。同样, N 不限于 3,可以取另一个数量。在上述的实施例的每个中,每个编码器和每个解码器的功能可以被执行程序的计算机所执行。在这样的情况下,对于例如解码器,在计算机中的控制装置从诸如 CD-ROM 或磁盘的记录介质或经由通信线路下载解码程序,以便计算机执行所述解码程序。

[0358] 第七到第十实施例实现例如参照图 24 前述的音乐提供系统。

[0359] 根据第七到第十实施例,以统一的方式来执行对于在幅度的量化精度和取样频率上不同的数字信号的编码。提高了整个系统的压缩率。

[0360] 第十一实施例

[0361] 图 42 图解了根据第十一实施例的数字信号的二维分层。 M 种,在此是 3 种量化精度是 16 比特、20 比特和 24 比特,以及 N 种,在此为 3 种取样频率是 48kHz、96kHz 和 192kHz。因此产生总共 $M \times N = 9$ 种数字信号。

[0362] 通过以取样频率 48kHz 编码去除了较低的 8 比特的、具有 24 比特的量化精度的 24 比特信号的较高的 16 比特来提供代码 A。通过以取样频率 96kHz 编码高于被编码为代码 A 的较高的 16 比特的频率分量的频率分量来提供代码 B。通过以取样频率 192kHz 编码高于被编码为代码 B 的频率分量的频率分量来提供代码 C。以这种方式,具有 16 比特的幅度字长的数字信号被分层为多个取样频率。换句话说,使用 16 比特字长信号来执行取样频率的分层。

[0363] 对于以较低的 4 比特附加到 16 比特字长信号的 20 比特字长信号,通过以取样频率 48kHz 编码较低的 4 比特分量而提供代码 D,所述较低的 4 比特分量即通过从 20 比特字

长信号减去所述 16 比特字长信号而获得的剩余分量（误差信号）。通过压缩下述误差信号而提供代码 J，所述误差信号是在通过以取样频率 96kHz 向上取样具有 20 比特字长和取样频率 48kHz 的信号而获得的信号与具有 20 比特字长和取样频率 96kHz 的数字信号之间的误差信号。通过压缩编码下述误差信号而提供代码 K，所述误差信号是在通过以取样频率 192kHz 向上取样 20b、96kHz 数字信号而获得的向上取样信号和一个 20b、192kHz 数字信号之间的误差信号。以这种方式来执行 20 比特字长信号的取样频率的分层。

[0364] 对于以较低的 4 比特附加到 20 比特字长信号的 24 比特字长信号，通过以取样频率 48kHz 编码较低的 4 比特分量来提供代码 G，所述较低的 4 比特分量即通过从所述 24 比特字长信号减去所述 20 比特字长信号而获得的剩余分量（误差信号）。通过压缩编码下述误差信号而提供代码 L，所述误差信号是在通过以取样频率 96kHz 向上取样 24 比特、48kHz 数字信号而获得的信号和一个 24b、96kHz 数字信号之间的的误差信号。通过压缩编码血癌数误差信号来提供代码 M，所述误差信号是在通过以取样频率 192kHz 向上取样一个 24b、96kHz 数字信号而获得的信号和一个 24b、192kHz 数字信号之间的误差信号。以这种方式，在频率的方向中执行分层编码。换句话说，在每个取样频率的基础上执行对于 16 比特或更多的量化精度的分层。在分层结构中的量化精度和取样频率和代码 A、B、C、D 和 G 的关系保持与图 25 的不变。但是，在这个实施例，对应于代码 L 的信号包括对应于图 25 中的代码 B、E 和 H 的信号。类似地，在这个实施例中的代码 M 包括图 25 中的代码 C、F 和 I。在这个实施例中的代码 K 包括在图 25 中的代码 C 和 F，在这个实施例中的代码 J 包括在图 25 中的代码 B 和 E。

[0365] 使用在幅度字长（幅度分辨率或量化精度）和取样频率的两维分层结构中的 9 中编码条件下编码的代码 A-D、G、J-M 来输出具有如表格 43 所示的 $M = 3$ 种幅度字长和 $N = 3$ 种取样频率的总共 $M \times N = 9$ 种数字信号。仅仅使用图 43 中列出的、高于取样频率和量化精度的每个组合的代码来执行编码。例如，对于取样频率 96kHz 和幅度字长 24 比特，使用代码 A、D、G 和 L。

[0366] 下面参照图 44 中图解的功能结构来说明代码 A-D、G、J-M 的编码方法。假定声音源 $60_{m,n}$ 存储拉对应于产生代码 A-D、G、J-M 所需要的取样频率和幅度字长的组合的每个原始声音的 (m, n) 数字信号。在此， m 表示第 m 个幅度字长（量化精度），其中 $m = 1, 2, 3$ ，更具体而言， $m = 1$ 表示 16 比特、 $m = 2$ 表示 20 比特， $m = 3$ 表示 24 比特。在此， n 表示第 n 个取样频率（取样率），并且 $n = 1, 2$ 和 3，更具体而言， $n = 1$ 表示 48kHz， $n = 2$ 表示 96kHz， $n = 3$ 表示 192kHz。如果不能获得预定条件的数字信号，则从更高等级的数字信号产生那个信号。至少准备 $(3, 3)$ 数字信号 $S_{3,3}$ ，即具有幅度字长 24 比特和取样频率 192kHz 的数字信号声音源 $60_{3,3}$ 。通过向下取样 $(3, 3)$ 数字信号 $S_{3,3}$ 或删除 $(3, 3)$ 数字信号 $S_{3,3}$ 的较低比特（在这种情况下是较低的 4 比特或较低的 8 比特）而产生另一个声音源 $60_{m,n}$ 的 (m, n) 数字信号 ($m \neq 3$ ，并且 $n \neq 3$)。

[0367] 压缩器 $61_{1,1}$ 压缩编码来自声音源 $60_{1,1}$ 的 16b、48kHz 数字信号 $S_{1,1}$ ，由此产生和输出 $(1, 1)$ 代码 A。精度转换器 $62_{1,1}$ 将 $(1, 1)$ 数字信号 $S_{1,1}$ 从第一量化精度向高于第一量化精度的第二量化精度精度转换。例如，如果 $(1, 1)$ 数字信号 $S_{1,1}$ 是以符号和绝对值表示，则向较低的比特（在此为 4 个比特）增加 0。作为结果产生的 $(2, 1)$ 精度转换信号在量化精度（幅度字长）上与来自声音源 $60_{2,1}$ 的 $(2, 1)$ 数字信号 $S_{2,1}$ 相同。减法器 $63_{2,1}$ 从自声音

源 $60_{2,1}$ 输出的 $(2,1)$ 数字信号 $S_{2,1}$ 减去 $(2,1)$ 精度转换信号,由此产生 $(2,1)$ 误差信号 $\Delta_{2,1}$ 。压缩器 $61_{2,1}$ 压缩编码所述误差信号 $\Delta_{2,1}$,由此产生和输出代码 D。对于在多个数字信号中的具有最低取样频率的数字信号,对于通过将具有紧低于所关心的数字信号的量化精度的数字信号精度转换为相同的量化精度水平(幅度字长)而获得的信号,确定误差信号,并且然后压缩编码误差信号。 $(3,1)$ 数字信号被等同地编码,并且因此提供代码 G。

[0368] 向上取样器 $64_{1,1}$ 将 $(1,1)$ 数字信号 $S_{1,1}$ 转换为具有高于第一取样频率的第二取样频率的 $(1,2)$ 向上取样信号。在这个示例中,取样频率被从 48kHz 转换为 96kHz。例如,如上参照图 17A 和 17B 所述,由虚线表示的、内插两个相邻的取样的取样被插入在由实线表示的一系列数字信号的取样之间。

[0369] 减法器 $63_{1,2}$ 来自声音源 $60_{1,2}$ 的 $(1,2)$ 数字信号 $S_{1,2}$ 减去所述 $(1,2)$ 向上取样信号,由此产生 $(1,2)$ 误差信号 $\Delta_{1,2}$ 。压缩器 $61_{1,2}$ 压缩编码所述 $(1,2)$ 误差信号 $\Delta_{1,2}$,由此产生和输出 $(1,2)$ 代码 B。

[0370] 类似地,编码剩余的代码 B、C、J、K、L 和 M。一般地讨论这些代码的产生。对于 $m = 1$ 和 $n = 1$ 的 m 和 n 的组合, (m, n) 压缩器 $61_{m,n}$ 压缩编码最低等级的 (m, n) 数字信号,由此产生和输出 (m, n) 代码。

[0371] 关于对于一组落入范围 $2 \leq m \leq M$ 和 $n = 1$ 内的 m 和 n 的 (m, n) 数字信号 $S_{m,n}$, $(m-1, n)$ 精度转换器 $62_{m-1,n}$ 将具有紧低于第 m 个量化精度的第 $m-1$ 量化精度的 $(m-1, n)$ 数字信号转换为具有相同的第 m 量化精度的 (m, n) 数字信号。减法器 $63_{m,n}$ 确定在所述 (m, n) 数字信号和 (m, n) 精度转换信号之间的差,由此输出一个 (m, n) 误差信号。压缩器 $61_{m,n}$ 压缩编码所述 (m, n) 误差信号,由此产生和输出 (m, n) 代码。

[0372] 关于对于其取样频率不是最低、即 $n \geq 2$ 的 (m, n) 数字信号 $S_{m,n}$, 向上取样器 $64_{m,n-1}$ 将具有相同的量化精度和紧低的取样频率的 $(m, n-1)$ 数字信号向上取样为 (m, n) 向上取样信号。减法器 $63_{m,n}$ 从所述 (m, n) 数字信号减去所述 (m, n) 向上取样信号,由此产生 (m, n) 误差信号。压缩器 $61_{m,n}$ 压缩编码所述 (m, n) 误差信号,由此产生和输出一个 (m, n) 代码。

[0373] 如果声音源是语音或音乐,则 $(1,1)$ 数字信号通常包括其主要部分分布在低频范围中的能量。 $(1,1)$ 压缩器 $61_{1,1}$ 可以因此与高压缩率编码组合执行预测编码、变换编码或压缩编码。更具体而言,可以使用图 18A 的前述的编码器设备 61。

[0374] 输入到压缩器 $61_{1,2}$ 和 $61_{1,3}$ 的 $(1,2)$ 误差信号和 $(1,3)$ 误差信号出了 $(1,1)$ 误差信号的频带。因为在频带的上半部分中存在能量,因此,在由前述的图 18A 的阵列转换器 61E 执行的转换处理之后,可以执行信号预测,或者可以执行压缩编码。压缩器 $61_{2,1}$ 、 $61_{3,1}$ 、 $61_{2,2}$ 、 $61_{3,2}$ 、 $61_{2,3}$ 、 $61_{3,3}$ 可以是前述的图 28 的预测编码器和无损压缩器,或是前述的从其去除有损量化器 61B、解量化器 61C 和差电路 61D 的图 18A 的编码器设备、即图 19A 的无损编码器设备 61。如果输入到压缩器 $61_{2,1}$ 、 $61_{3,1}$ 、...、 $61_{2,3}$ 、 $61_{3,3}$ 的误差信号足够小,并且像噪音一样在顺序上是随机的,则不期望数量上的任何改善。在这个帧中,可以对仅仅表示 0 的代码执行压缩编码。

[0375] 如果在解码端不预先知道用于向上取样器 $64_{m,n}$ 中的内插滤波器的抽头的数量(见图 17B),则子信息编码器 $65_{m,n}$ 将由虚线表示的抽头数量编码为 $(m, n+1)$ 子码,并且输出与 $(m, n+1)$ 代码相关联的 $(m, n+1)$ 子码。图 20A 图解了在子码和内插滤波器的抽头数量

之间的对应关系的示例。

[0376] 接着参照 45 来说明对应于图 44 的方法的数字信号解码方法。

[0377] 代码 A、D、G、B、J、L、C、K 和 M 被分别输入到扩展器 $80_{1,1}$ 、 $80_{2,1}$ 、 $80_{3,1}$ 、 $80_{1,2}$ 、 $80_{2,2}$ 、 $80_{3,2}$ 、 $80_{1,3}$ 、 $80_{2,3}$ 、 $80_{3,3}$ 以扩展解码。这些 (m,n) 扩展器 $80_{m,n}$ 扩展解码由对应的压缩器 $61_{m,n}$ 压缩编码的 (m,n) 代码。

[0378] 精度转换器 $31_{1,1}$ 向由扩展器 $80_{1,1}$ 扩展解码的 (1,1) 数字信号的较低的 4 个比特增加 0, 由此产生具有 20 比特幅度字长的 (2,1) 精度转换信号。加法器 $80_{2,1}$ 向由扩展器 $80_{2,1}$ 扩展解码的 (2,1) 误差信号 $\Delta_{2,1}$ 加上所述 (2,1) 精度转换信号, 由此再现 (2,1) 数字信号 $S_{2,1}$ 。

[0379] 向上取样器 $83_{1,1}$ 将由扩展器 $80_{1,1}$ 扩展解码的 (1,1) 数字信号信号 $S_{1,1}$ 从第一取样频率向上取样为第二取样频率, 转换为 (1,2) 取样信号。加法器 $82_{1,2}$ 向由 (1,2) 扩展器 $80_{1,2}$ 扩展解码的 (1,2) 误差信号 $\Delta_{1,2}$ 加上 (1,2) 向上取样信号, 由此再现 (1,2) 数字信号 $S_{1,2}$ 。

[0380] 如果 n 是最低值, 即 $n = 1$, 则 (m,n) 精度转换器将由扩展器 $80_{m,n}$ 扩展解码的、具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的 (m,n) 数字信号转换为具有第 m+1 量化精度 (幅度字长) 的 (m+1,n) 精度转换信号。扩展器 $80_{m+1,n}$ 向由扩展器 $80_{m+1,n}$ 解码的 (m+1,n) 误差信号加上 (m+1,n) 精度转换信号, 由此再现具有第 m+1 量化精度和第 n 取样频率的 (m+1,n) 数字信号。

[0381] 如果来自扩展器 $80_{m,n}$ 的 (m,n) 误差信号的取样频率大于最低的频率, 即 $n > 1$, (m,n-1) 向上取样器 $83_{m,n-1}$ 将具有紧低于第 m 取样频率的第 n-1 取样频率的再现的 (m,n-1) 解码信号向上取样为具有第 n 取样频率的 (m,n) 取样信号。加法器 $82_{m,n}$ 向所述 (m,n) 误差信号加上 (m,n) 向上取样信号, 由此再现具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的 (m,n) 数字信号。除了 $m = 1$ 和 $n = 1$ 之外的扩展器 $80_{m,n}$ 扩展解码具有第 m 量化精度和第 n 取样频率的 (m,n) 误差信号。

[0382] 如果不预先知道用于向上取样器 $83_{m,n}$ 中的内插滤波器的抽头数量, 则子解码器 $85_{1,2}$ 、 $85_{2,2}$ 、 $85_{3,2}$ 、 $85_{1,3}$ 、 $85_{2,3}$ 和 $85_{3,3}$ 将与相关联的代码 B、J、L、C、K 和 M 输入的 (1,2) 子码、(2,2) 子码、(3,2) 子码、(1,3) 子码、(2,3) 子码、(3,3) 子码分别解码为相应的抽头数量在相应的向上取样器 $83_{1,1}$ 、 $83_{2,1}$ 、 $83_{3,1}$ 、 $83_{1,2}$ 、 $83_{2,2}$ 、 $83_{3,2}$ 中设置抽头数量。

[0383] 扩展器 $80_{1,1}$ 是对应于压缩器 $61_{1,1}$ 的扩展器。如果图 18A 的编码器设备 61 用于压缩器 $61_{1,1}$, 则图 3 的解码器设备用于扩展器 $80_{1,1}$ 。换句话说, 无损解码在代码 A 中的无损压缩编码的代码。从解码的比特串再现作为在一个帧内的相同比特位置的以符号和绝对值表示的多个取样。有损压缩代码被有损解码为部分再现信号。所述再现和误差信号被求和和再现为 (1,1) 数字信号。

[0384] 扩展器 $80_{1,2}$ 和 $80_{1,3}$ 分别执行对应于压缩器 $61_{1,2}$ 和 $61_{1,3}$ 的编码方法的解码方法, 并且所述解码方法包括预测解码或变换解码。剩余的扩展器也执行对应于对应的压缩器的编码方法的解码方法。如果如图 19A 所示构造编码器设备 61, 则与其对应的解码器设备 80 与去除了解量化器 80C 和加法器 80D 的图 18B 的解码器设备 80 相同, 即与图 19B 的布置相同。

[0385] 图 44 的编码装置以统一的方式编码在两维分层结构中的、以量化精度 (幅度分辨

率或幅度字长)和取样频率(取样率)的各种组合的多种数字信号。压缩编码总体上以高效率被执行。以所涉及的小数量来提供各种组合的数字信号以提供具有由用户要求的质量的再现信号。

[0386] 图 45 的解码装置根据由图 44 的编码装置编码的代码以统一的方式来从以量化精度和取样频率的各种组合的数字信号解码期望的解码信号。

[0387] 不必然需要图 44 所示的 (m, n) 数字信号的所有组合。例如,图 45 的解码装置从所述多个解码器中需要扩展器 $80_{1,1}$ 和第一装置、第二装置和第三装置的至少一个,其中第一装置包括向上取样器 $83_{1,1}$ 、扩展器 $80_{1,2}$ 和加法器 $82_{2,1}$,第二装置包括精度转换器 $81_{1,1}$ 、扩展器 $80_{2,1}$ 和加法器 $82_{2,1}$,第三装置包括精度转换器 $81_{1,2}$ 、 $(2, 2)$ 扩展器 $80_{2,2}$ 、 $(2, 2)$ 加法器 $82_{2,2}$ 、向上取样器 $83_{2,1}$ 、扩展器 $80_{2,2}$ 和加法器 $82_{2,2}$ 。

[0388] 在图 44 和 45 的每个实施例中,取样频率的类型数量 M 和取样频率的类型数量 N 每个不限于 3,可以是其它值。

[0389] 如果预先准备在图 44 中的各种组合的 (m, n) 数字信号的声音源 $60_{1,1}$ - $60_{3,3}$,则每个声音源的 (m, n) 数字信号与仅仅通过向下取样 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m, n+1}$ 或删节 $(m, n+1)$ 数字信号 $S_{m, n+1}$ 的较低比特而获得的那个不同。噪音(固定颤音信号)可以有时被加到所述数字信号上。有可能所述数字信号已经经历了在幅度或取样位移(取样点位置)上的各种变换或调整。通常,不预先知道这样的变换和调整。

[0390] 根据第十一实施例的编码方法,编码具有多种量化精度(幅度分辨率或幅度字长)和多种取样频率的数字信号。当编码一个具有给定量化精度和给定取样频率的、所关心的解码信号时,相对于通过向上取样具有相同的量化精度和低于但接近所述关心的数字信号的取样频率的信号而产生所述所关心的解码信号的误差信号。所述误差信号然后被压缩编码。除了具有最低取样频率的数字信号之外,仅仅通过压缩编码相对于所述向上取样信号的误差信号而编码所有的数字信号。对于具有最低取样频率的解码信号,编码装置编码相对于下述信号的误差信号:所述信号的获得是通过将具有低于但是最接近所述相同的量化精度的数字信号精度转换为所述相同的量化精度(相同的幅度字长)。

[0391] 根据第十一实施例的解码方法,扩展解码要解码的解码信号的误差信号的压缩的代码。因此产生误差信号。与要解码的数字信号具有相同的量化精度和低于但是较接近其的取样频率的再现数字信号被向上取样为与解码的误差信号相同的取样频率。向上取样信号然后被加到解码的误差信号上以提供所述数字信号。

[0392] 在图 22 和 23 中图解的、图 16 和 21 的实施例的修改可以被应用到图 44 和 45 的实施例。向上取样信号和/或精度转换信号可以进行取样电平调整和取样位置调整。

[0393] 图 44 的编码装置和图 45 的解码装置的功能可以由执行程序的计算机执行。在这种情况下,对于例如解码装置,从诸如 CD-ROM 或磁盘的记录介质或经由通信线路下载解码程序,计算机执行所述解码程序。

[0394] 在上述的讨论中,本发明被应用到数字音乐信号。或者,本发明可以应用到数字适配信号。

[0395] 根据第十一实施例,以统一的方式来执行在幅度精度要求和取样率要求上不同的编码操作、尤其是无损编码操作。用于独立的编码条件的压缩性能和用于一般编码条件的

压缩性能被平衡。

[0396] 第十二实施例

[0397] 图 46 图解了本发明的第十二实施例的结构的整体思想。在这个实施例中,分层编码 5 个信道信号和 3 种信道,所述 5 个信道信号是用于左前的 L5c、用于右前的 R5c、用于中央的 C5c、用于左后的 LS5c(环绕)、用于右后的 RS5c(环绕),所述 3 种信道包括 2 个信道的立体声信号 L 和 R 和 1 个信道的单声道信号 M。所有这些信号在同一空间内被拾取。在小数量信道中的立体声信号 L 和 R 和单声道信号 M 在等级上低于所述 5 个信道信号。在小数量信道(即一个信道)中的单声道信号 M 在等级上低于立体声信号 L 和 R,或被分层在根据预定标准记录的类别中。

[0398] 单声道信号 M 单独被压缩编码。这个编码可以是无损或有损的。在立体声信号 L 和 R 的编码中,单声道信号 M 被校正为 M' 。信号 M' 被从立体声信号 L 和 R 减去,并且差信号 $L-M'$ 和 $R-M'$ 被无损压缩编码。与校正相关联的子信息也被无损编码。如果子信息本身被作为代码输出,则对于子信息的进一步编码是不必要的。因为单声道信号 M 与立体声信号 L 和 R 在一定程度上相关联,因此差信号经常被设置为在幅度上小于信号 L 和 R 本身。

[0399] 将参照图 52 在下面讨论,所述校正通过将信号取样值乘以系数或取样位置的调整或其两者的组合来执行幅度调整。所述校正将要压缩编码的误差信号的幅度降低,如下所述。可以使用子信息来在逐个帧的基础上执行所述校正。也编码与所确定的校正量相关联的子信息。

[0400] 立体声信号 L 和 R 和单声道信号 M 用于改善 5 个信道的编码效率。在典型的记录条件下,在 5 个信道信号中的信号 L5c 和 LS5c 与立体声信号 L 紧密相关联,5 个信道中的信号 R5c 和 RS5c 与立体声 R 紧密相关联,并且 5 个信道中的信号 C5c 与单声道信号 M 紧密相关联。利用这个事实来执行差编码。更具体而言,在立体声信号 L 和 5 个信道的信号 L5c 之间的差信号 ($L5c-L$) 和在立体声信号 L 和信号 LS5c 之间的差信号 ($LS5c-L$) 分别被无损压缩编码。在立体声信号 R 和 5 个信道信号的信号 R5c 之间的差信号 ($R5c-R$) 和在立体声信号 R 和 5 个信道信号的信号 RS5c 之间的差信号 ($RS5c-R$) 分别被无损编码。而且,在单声道信号 M 和 5 个信道信号的 C5c 之间的差信号 ($C5c-M$) 被无损压缩编码。。

[0401] 图 47 图解了图 46 的第十二实施例的思想的具体结构。声音源 10C5、10L5、10R5、10LS、10RS 提供了 5 个信道信号 C5c、L5c、R5c、LS 5c、RS 5c,每个具有取样频率 192kHz 和取样字长(量化精度)24 比特。声音源 10L 和 10R 提供了立体声信号 L 和 R,每个具有取样频率 192kHz 和取样字长 24 比特。声音源 10M 提供具有取样频率 192kHz 和取样字长 16 比特的单声道信号 M。

[0402] 减法器 13L5 和 13LS 分别从 5 个信道的信号 L5c 和 LS5c 减去由参照 52 血癌数的校正器 16L5 和 16LS 校正的立体声信号 L' 。作为结果产生的剩余信号(也称为误差信号或差信号)被压缩编码器 11L5 和 11LS 无损编码。由校正器 11L5 和 11LS 确定的子信息被子信息编码器 15L5 和 15LS 无损编码。类似地,减法器 13R5 和 13RS 分别从 5 个信道信号的信号 R5c 和 RS5c 减去由校正器 16R5 和 11RS 校正的立体声信号 R' 。作为结果产生的剩余信号被压缩编码器 11R5 和 11RS 无损编码。由校正器 16R5 和 16RS 确定的参数被子信息编码器 15R5 和 15RS 无损编码为子信息。如果子信息本身被输出为代码,则子信息编码器

不必进一步编码所述子信息。

[0403] 单声道信号 M 被升级器 62 从 48kHz 向 192kHz 向上取样。每个取样向最高有效比特被位移 8 个比特，“0”被加到较低的 8 个比特以升级到 24 比特的取样。被升级的单声道信号被提供到校正器 16C5、16L 和 16R。减法器 13C5、13L 和 13R 分别从 5 个信道信号的信号 C5c 减去分别由校正器 16C5、16L 和 16R 校正的升级的单声道信号 M'。作为结果产生的误差信号分别被压缩编码器 11C5、11L 和 11R 无损压缩编码。单声道信号 M 被压缩编码器 11M 压缩编码。压缩编码器 11M 的编码可以是无损或有损的。

[0404] 图 48 图解了对应于图 47 的编码装置的具体解码装置。由图 47 的压缩编码器 11C5、11L5、11R5、11LS、11RS、11L 和 11R 分别压缩编码的代码根据对应于各自的编码步骤的解码算法而被解码扩展器 30C5、30L5、30R5、30LS、30RS、30L 和 30R 解码。加法器将 32C5、32L5、32R5、32LS、32RS、32L 和 32R 解码的信号分别加到由 36C5、36L5、36R5、36LS、36RS、36L 和 36R 校正的信号 M'、L'、R'、L'、R'、M' 和 M'，由此产生原始信号 C5c、L5c、R5c、LS5c、RS5c、L 和 R。来自在编码装置中的压缩编码器 11M 的代码根据对应于在图 47 的编码装置中的压缩编码器 11M 的编码处理的解码算法而被解码扩展器 30M 解码，并且被输出为单声道信号 M。在编码装置中编码的子信息根据对应于编码处理的解码算法被子信息解码器 35C5、35L5、35R5、35LS、35RS、35L 和 35R 解码。解码的子信息然后被提供到校正器 36C5、36L5、36R5、36LS、36RS、36L 和 36R。

[0405] 由扩展解码器 30M 解码的单声道信号被输出为具有字长 16 比特和取样频率 48kHz 的单声道信号 M。解码的单声道信号 M 也被升级器 81 升级为字长 24 比特和取样频率 192kHz，然后被提供到校正器 36C5、36L 和 36R。将参照图 53 后述的校正器 36C5、36L 和 36R 使用由子信息解码器 35C5、35L 和 35R 分别解码的校正参数（后述的增益系数 k 和定时调整量 p）来校正被升级的单声道信号 M'。校正的单声道信号 M' 被加到加法器 32C5、32L 和 32R。32C5、32L 和 32R 输出 5 个信道信号的中央信号 C5c 和立体声信号 L 和 R。

[0406] 校正器 36L5 和 36LS 使用由子信息解码器 35L5 和 35LS 解码的校正参数来校正校正器 32L 的输出（立体声信号 L），由此向加法器 33L5 和 32LS 提供校正的信号 L'。校正器 36R5 和 36RS 使用由子信息解码器 35R5 和 35RS 解码的校正参数来校正加法器 32R 的输出（立体声信号 R），幼体向加法器 32R5 和 32RS 提供校正的信号 R'。加法器 32L5、32R5、32LS 和 32RS 输出 5 个信道信号的 L5c、R5c、LS5c 和 RS5c。

[0407] 第十三实施例

[0408] 图 49 图解了第十三实施例的思想，其中产生在双信道立体声信号 L 和 R 之间的和与差。在通常的记录条件下，和信号 (L+R) 在幅度上大于差信号 (L-R)，并且通常与在一个位置拾取的、5 个信道信号的单声道信号 M 和中央信号 C5c 具有大的相关性。在和信号 (L+R) 和单声道信号 M 之间的差与在和信号 (L+R) 和中央信号 C5c 之间的差被无损编码，而差信号 (L-R) 被直接无损编码。同样，单声道信号 M 被直接无损或有损编码。当在和信号和单声道信号之间的差被计算时，使用和信号的一半值或单声道信号的双倍值。当计算在和信号和中央信号之间的差时，使用所述和信号的一半值或中央信号的双倍值。在两种情况下，为了获得所述一半值或双倍值，可以将表示每个信号的比特串向 MSB 或 LSB 移位 1 个比特。

[0409] 立体声信号 L 通常与 5 个信道信号的信号 L5c 和 LS5c 具有大的相关性，而立体声

信号 R 通常与 5 个信道信号的信号 R5c 和 RS5c 具有大的相关性。在信号 L5c 和 LS5c 的每个与信号 L 之间的差和在信号 R5c 和 RS5c 的每个和信号 R 之间的差分别被无损编码。在后面的讨论中, 编码差信号 (L-R) 和和信号 (L+R)。如果差与和之一被除以 2, 则差信号 (L-R) 的最小有效数字的比特等于和信号 (L+R) 的最小有效数字的比特。被除以 2 的信号在解码期间被加倍 (换句话说, 向下向 MSB 移位 1 个比特), 并且其最小有效数字的比特等于未被除以 2 的信号的最小有效数字的比特。以这种方式, 差信号 (L-R) 与和信号 (L+R) 使得可以重新构建所有 5 个信道信号、立体声信号和单声道信号。

[0410] 图 50 图解了实现在图 49 所示的思想的第十三实施例的具体布置。用于编码 5 个信道信号的信号 L5c、R5c、LS5c 和 RS5c 的处理的布置与图 47 的布置相同。与图 47 的布置的差别是: 使用相对于被编码的和信号 (L+R) 的差而不是相对于单声道信号的查获来执行对中央信号 C5c 的编码。如图 50 所示, 减法器 78S 确定在立体声信号 L 和 R 之间的差, 由此产生差信号 (L-R)。所述差信号 (L-R) 被压缩编码器 11L 无损编码。加法器 78A 相加立体声信号 L 和 R, 由此产生和信号 (L+R)。减法器 13M 确定在所述和信号 (L+R) 与来自升级器 62 的、具有取样字长 24 比特和取样率 192kHz 的升级的单声道信号 M' 之间的差, 并且作为结果产生的差被压缩编码器 11R 无损编码。校正器 16C5 校正来自加法器 78A 的输出信号 (L+R), 由此向减法器 13C5 输出校正的信号。减法器 13C5 确定在校正的信号和中央信号 C5c 之间的差。将参照图 52 来讨论与校正器 16C5、16L5、16R5、16LS、16RS、16L 和 16R 的相同的校正器的结构和操作。

[0411] 图 51 图解了对应于图 50 的编码装置的解码装置。在这个示例中, 具有取样字长 16 比特和取样率 48kHz 的、由扩展解码器 30M 解码的单声道信号 M 在被升级器 81 升级为具有取样字长 24 比特和取样率 192kHz 的信号的同时被直接输出。升级的信号被提供到加法器 32M。加法器 32M 将升级的单声道信号 M' 加到来自扩展解码器 30R 的解码的误差信号上, 由此产生和信号 (L+R)。校正器 36C5 使用由解码器 35C5 解码的子信息来校正和信号 (L+R) (如后参照图 53 所述), 由此向加法器 32C5 提供校正的结果。加法器 32C5 向来自扩展解码器 30C5 的解码的误差信号加上校正的和信号 (L+R), 由此输出 5 个信道信号的中央信号 C5c。

[0412] 加法器 97A 将由扩展解码器 30L 解码的差信号 (L-R) 加到来自加法器 32M 的和信号 (L+R) 上, 并且将作为结果产生的和除以 2, 由此产生立体声信号 L。加法器 97S 确定在和信号 (L+R) 和差信号 (L-R) 之间的差, 并且将作为结果产生的差除以 2, 由此产生立体声信号 R。由扩展解码器 30L5、30R5、30LS 和 30S 解码的误差信号的处理保持与图 50 图解处理不变。通过所述处理, 产生所述 5 个信道信号 C5c、L5c、R5c、LS5c 和 RS5c。

[0413] 在图 47 和 50 中的校正器 16C5、16L5、16R5、16LS、16RS、16L 和 16R 在结构上彼此相同, 图 52 图解了表示所述这些校正器的一个校正器 $16_{m,n}$, 它实质上与图 22 所示的相同。校正器 $16_{m,n}$ 包括增益调整器 16A、定时调整器 16B 和误差最小化器 16C。增益调整器 16A 将来自一个信号源的信道信号乘以由误差最小化器 16C 提供的系数 k。定时调整器 16B 将增益调整的信号在向前或向后的方向上位移对应于由误差最小化器 16C 指定的取样定时的位移量 p。定时调整的信号然后被提供到减法器 $13_{m,n}$ (表示 13C5、13L5)。误差最小化器 16C 通过选择多个预定组 (k, p) 的一组来确定使得减法器 $13_{m,n}$ 的输出误差的功率最小的系数 k 和位移量 p。表示被确定的系数 k 和位移量 p 的系数被馈送到子信息编码器 $15_{m,n}$ (表

示 15C5、15L5、...) 来作为子信息。子信息编码器 $15_{m,n}$ 编码所述系数, 并且输出被编码的系数来作为子码。

[0414] 在图 48 和 51 中的校正器 36C5、36L5、36R5、36LS、36RS、36L 和 36R 在结构上彼此相同, 图 53 图解了表示这些校正器的一个校正器 $36_{m,n}$, 校正器 $36_{m,n}$ 实质上在结构上与图 23 所示的那个相同, 并且包括增益调整器 36A、定时调整器 36B。增益调整器 36A 将信号取样的幅度乘以增益调整系数 k , 然后, 定时调整器 36B 将来自增益调整器 36A 的信号在取样定时上位移时间位移量 p , 其中增益调整系数 k 和时间位移量 p 被子信息解码器 $35_{m,n}$ 解码为校正参数。作为结果产生的调整信号被馈送到减法器 $32_{m,n}$ 。

[0415] 第十四实施例

[0416] 图 54 图解了本发明的编码方法的第十四实施例的思想。根据第实时实施例, 对于 5 个信道信号执行信道之间的正交变换以获得信号与其它信道信号的差。信道之间的正交变换表示通过信道向频域的转换, 并且等同于下述操作: 其中具有作为维数的信道数量 N_c 的向量被乘以 $N_c \times N_c$ 正交矩阵。每个信道具有在同一时间点的其取样来作为元素。信道之间正交变换的示例可以是在信道之间的主要分量分析矩阵、哈达马德矩阵、DCT (数字余弦变换) 或 DFT (数字傅立叶变换)。

[0417] 通过这种变换, 一个输入相应的向量被转换为由在频域中的取样元素组成的向量。在随后的讨论中, 变换的输出取样元素是以从低频到高频顺序的 F_0 、 F_1 、 F_2 、 F_3 和 F_4 。在正交变换之后, 具有最低频率的分量 F_0 是作为 5 个信道信号的和的分量, 并且通常在功率上大于在频率上较高的分量。例如, 如果信道之间的相关性像在多信道音乐信号中一样大, 则能量记帐在低频端, 并且在高频范围的能量小。在信道之间的正交变换之后, 在最低频率中的信号 F_0 的幅度变得更大。

[0418] 在信道之间的变换输出 F_0 - F_4 中的具有最大幅度的信号, 例如 F_0 , 被预期与单声道信号 M 具有大的相关性。第二最大幅度的信号, 例如 F_1 , 被预期与差信号 (L-R) 具有大的相关性。单声道信号 M 被校正, 并且在校正的单声道信号 M 和具有最大幅度的正交变换输出信号 F_0 之间的差被无损编码。差信号 (L-R) 被校正, 并且在校正的差信号 (L-R) 和具有第二最大幅度的正交变换输出信号 F_1 之间的差被无损编码。

[0419] 图 55 图解了实现图 54 的第十四实施例的编码方法的思想的编码装置。图 55 的校正器 16A 和 16B 被以与图 52 所示的相同的方式被配置。为了简化附图, 加法器的输出与校正器和子信息编码器 $15_{m,n}$ 的连接被省略。信道之间正交变换器 19 对于 5 个信道信号 $C5c$ 、 $L5c$ 、 $R5c$ 、 $LS5c$ 和 $RS5c$ 执行信道之间的正交变换, 由此输出变换输出信号 F_0 - F_4 。像在图 50 中一样, 减法器 78S 和减法器 78A 响应于立体声信号 L 和 R 而产生差信号 (L-R) 与和信号 (L+R)。所述差信号 (L-R) 被压缩编码器 11L 无损编码。

[0420] 单声道信号 M 被压缩编码器 11M 无损或有损编码。单声道信号 M 被升级器 62 在取样频率上从 48kHz 升级到 192kHz, 并且在量化精度上被从 16 比特升级到 24 比特。减法器 13M 确定在升级的单声道信号 M 与和信号 (L+R) 之间的差。作为结果产生的误差信号然后被压缩编码器 11R 无损压缩。升级的单声道信号 M 然后被校正器 16A 校正。减法器 13A 确定在所述校正信号和在信号 F_0 - F_4 中具有最大幅度的信号 F_0 。作为结果产生的误差信号然后被压缩编码器 11C5 无损编码。

[0421] 差信号 (L-R) 被校正器 16B 校正。减法器 13B 确定在校正的差信号 (L-R) 和在信

号 F0-F4 中具有第二最大幅度的信号 F1 之间的误差信号,并且作为结果产生的误差信号被压缩编码器 11C5 编码。其它的正交变换输出信号 F2-F4 分别被压缩编码器 11R5、11LS 和 11RS 编码。在信道之间正交变换器 19 的输出 F0、F1、... 中,依赖于输入信号,信号 F1 不总是具有最大的幅度,信号 F2 不总是具有第二最大幅度。如果注意到这样的趋势,则可取的是根据所述趋势来预先设置产生什么频率的信号。

[0422] 图 56 图解了对应于图 55 的解码装置。由扩展解码器 30M 解码的信号被输出作为具有取样频率 48kHz 和取样频率 16 比特的单声道信号 M。升级器 81 将所述解码的信号升级为具有取样频率 192kHz 和量化精度 24 比特的信号。减法器 32M 向被升级的单声道信号 M 加上由扩展解码器 30R 解码的误差信号,由此产生和信号 (L+R)。加法器 97A 将所述和信号 (L+R) 和由解码器 30L 解码的差信号 (L-R) 求和,并且将作为结果产生的和除以 2,由此产生立体声信号 L。减法器 97S 确定在所述和信号 (L+R) 和所述差信号 (L-R) 之间的差,并且将作为结果产生的差除以 2,由此产生立体声信号 R。

[0423] 被升级的单声道信号 M 和差信号 (L-R) 分别被校正器 36A 和 36B 校正。校正的单声道信号 M 和校正的差信号 (L-R) 被提供到加法器 32A 和 32B。加法器 32A 和 32B 将校正的单声道信号 M 和校正的差信号 (L-R) 分别加到由解码器 30C5 和 30L5 解码的信号上,由此产生信号 F0 和 F1。信道之间正交逆变换器 39 对于信号 F0 和 F1 以及由解码器 30R5、30LS 和 30RS 解码的信号 F2、F3 和 F4 执行逆正交变换。因此产生在时间域中的 5 信道信号 C5c、L5c、R5c、LS5c 和 RS5c。在前述图 47 和 50 中图解的实施例的解码装置中,5 信道信号具有取样频率 192 取样频率和幅度分辨率 24 比特。相反,单声道信号 M 具有低达 48kHz 的取样频率和低达 16 比特的幅度分辨率。但是,升级器 62 将单声道信号 M 升级为具有取样频率 192kHz 和幅度分辨率 24 比特的信号,并且无损编码在升级的单声道信号 M 和 5 信道信号的中央信号 C5c 之间的差。

[0424] 根据前面的实施例,以统一的方式来执行使用不同信道数量的无损编码。与信道被单独地编码而不编码其间的差的情况相比较,在整个系统上提高了压缩率。通过使用在立体声信号的每个和所述 5 个信道信号的每个之间的差,去除了其间的相关性。使用比当独立地压缩所述 5 个信道信号和立体声信号时涉及的信息量小的信息量来表达一个代码比特串。可以监控在一个网络上的通信量。当通信量超过预定门限时,所述 5 个信道信号的发送可能被停止,但是可以连续地发送立体声信号和单声道信号。考虑到在网络上可用的频带中的改变,可以提高或降低信道的数量。

[0425] 第十五实施例

[0426] 压缩诸如声音和视频的信息而不包含失真的无损编码方法是已知的。依赖于应用,取样频率和量化精度可能不同。如果像前面的实施例中那样可以获得不同取样率和幅度分辨率的多个组合,则依赖于应用、用户偏好和网络条件,与从多个取样频率选择的一个和从多个幅度分辨率选择的一个相结合的无损压缩编码是可能的。下面描述考虑到这样的编码方法的本发明的第十五实施例。

[0427] 如上参照图 33 所述,信号的幅度的取样频率和量化精度被两维分层,并且所述信号被编码。因此以较低等级的编码来表示较高等级的编码。以指定的取样频率和量化精度来再现原始声音。在分层结构中统一了多种编码。通过组合、选择或合成具有低等级取样频率的信号的低频分量和具有低等级幅度分辨率的信号的高频分量来确定与原始信号的差,

从而改善编码效率。

[0428] 当如图 33 所示执行量化精度和取样频率的两维分层时, 量化精度的等级 $P = 3$ 包括 16、20 和 24 比特, 取样率的等级 $Q = 3$ 包括 48、96 和 192kHz。提供了 $P \times Q = 9$ 种原始声音, 即 A、B、C、D、E、F、G、H 和 I。以尽可能小的信息量来执行编码, 并且无失真地解码原始声音。原始声音的属性被分级为 $P \times Q = 3 \times 3 = 9$ 种, 使用在取样频率和量化精度上较低的信号来构建较高等级的信号。

[0429] 关于具有量化精度 16 比特的信号, 向上取样在取样频率上等级较低但是在量化精度上具有相同等级的信号, 并且在所关心的信号和向上取样的信号之间的误差信号被编码。关于 48kHz 的信号, 在量化精度上较低等级的信号被精度转换为同一等级。并且编码在所述 48kHz 信号和精度转换信号之间的误差信号。如果在取样频率的方向和量化精度的方向上分别提供较低等级的信号, 则可以选择两个较低等级的信号之一。例如, 为了编码具有取样频率 96kHz 和量化精度 20 比特的信号 E, 可以根据哪个提供更小的误差信号功率来选择具有取样频率 96kHz 和量化精度 16 比特的信号 B 和具有取样频率 48kHz 和量化精度 20 比特的信号 D 之一。

[0430] 图 57 是第十五实施例的编码装置。所述编码装置包括: 原始声音 $10_{3,3}$ 、 $10_{2,3}$ 和 $10_{1,3}$, 它们分别输出具有取样频率 192kHz 和量化精度 24 比特、20 比特和 16 比特的信号 $S_{3,3}$ 、 $S_{2,3}$ 和 $S_{1,3}$; 原始声音 $10_{3,2}$ 、 $10_{2,2}$ 和 $10_{1,2}$, 它们分别输出具有取样频率 192kHz 和量化精度 24 比特、20 比特和 16 比特的信号 $S_{3,2}$ 、 $S_{2,2}$ 和 $S_{1,2}$; 原始声音 $10_{3,1}$ 、 $10_{2,1}$ 和 $10_{1,1}$, 它们分别输出具有取样频率 48kHz 和量化精度 24 比特、20 比特和 16 比特的信号 $S_{3,1}$ 、 $S_{2,1}$ 和 $S_{1,1}$ 。差模块 $13_{3,3}$ 、 $13_{2,3}$ 和 $13_{1,3}$ 分别确定来自相应的声音源 $10_{3,3}$ 、 $10_{2,3}$ 和 $10_{1,3}$ 的输出原始声音信号 $S_{3,3}$ 、 $S_{2,3}$ 和 $S_{1,3}$ 分别相对于在等级上比 $S_{3,3}$ 、 $S_{2,3}$ 和 $S_{1,3}$ 低的信号的升级版本的差。所述差然后分别被压缩编码器 $11_{3,3}$ 、 $11_{2,3}$ 和 $11_{1,3}$ 无损编码。

[0431] 类似地, 差模块 $13_{3,2}$ 、 $13_{2,2}$ 和 $13_{1,2}$ 分别确定来自相应的声音源 $10_{3,2}$ 、 $10_{2,2}$ 和 $10_{1,2}$ 的输出原始声音信号 $S_{3,2}$ 、 $S_{2,2}$ 和 $S_{1,2}$ 相对于在等级上比 $S_{3,2}$ 、 $S_{2,2}$ 和 $S_{1,2}$ 低的信号的升级版本的差。所述差然后分别被压缩编码器 $11_{3,2}$ 、 $11_{2,2}$ 和 $11_{1,2}$ 无损编码。差模块 $13_{3,1}$ 、 $13_{2,1}$ 和 $13_{1,1}$ 分别确定来自相应的声音源 $10_{3,1}$ 、 $10_{2,1}$ 和 $10_{1,1}$ 的输出原始声音信号 $S_{3,1}$ 、 $S_{2,1}$ 和 $S_{1,1}$ 相对于在等级上比 $S_{3,1}$ 、 $S_{2,1}$ 和 $S_{1,1}$ 低的信号的升级版本的差。所述差然后分别被压缩编码器 $11_{3,1}$ 、 $11_{2,1}$ 和 $11_{1,1}$ 无损编码。因为来自信号源 $10_{1,1}$ 的原始声音信号 $S_{1,1}$ 在其下没有更低等级的信号, 因此信号 $S_{1,1}$ 被原始编码器 $11_{1,1}$ 直接无损或有损编码。

[0432] 在图 57 的编码装置中, 差模块 $13_{3,3}$ 、 $13_{2,3}$ 和 $13_{1,3}$ 的每个确定在来自信号源 $10_{m,n}$ ($m = 2, 3; n = 2, 3$) 的原始声音信号 $S_{m,n}$ 和较低等级的 $S_{m-1,n}$ 或 $S_{m,n-1}$ 之间的查获, 并且将所述误差输出到压缩编码器 $11_{m,n}$ 。所述较低等级的 $S_{m-1,n}$ 或 $S_{m,n-1}$ 进行向上取样操作和精度调整以产生尽可能接近来自信号源 $10_{m,n}$ 的原始声音信号 $S_{m,n}$ 的信号。在这种情况下, 从具有相同取样频率但是较低量化精度的较低等级信号和具有相同量化精度和较低取样频率的较低等级信号中选择一个。所述信号的选择信息被输出为子信息。

[0433] 差模块 $13_{3,3}$ 接收原始声音信号 $S_{3,2}$ 和原始声音信号 $S_{2,3}$, 所述原始声音信号 $S_{3,2}$ 具有与原始声音信号 $S_{3,3}$ 相同的量化精度 24 比特和较低的取样频率、即 96kHz, 所述原始声音信号 $S_{2,3}$ 具有与原始声音信号 $S_{3,3}$ 相同的取样频率 192kHz 和较低的量化精度、即 20 比特。如将参照图 58 所述, 差模块 $13_{3,3}$ 选择两个较低等级信号之一并且确定在所选择的信号和

原始声音信号 $S_{3,3}$ 之间的差。在具有较低取样频率的信号的情况下,所述装置仅仅使用预期提供低噪音电平的较低频率范围(其上限在原始声音信号 $S_{m,n}$ 的取样频率的半值的较低频率分量)。在具有较低量化精度的信号的情况下,所述装置仅仅使用于提供较低噪音电平的高频范围(其下限在在原始声音信号 $S_{m,n}$ 的取样频率的半值的较高频率分量)。

[0434] 不是选择较低等级信号之一,而是可以合成两种信号。合成包括平均、算术加权平均、加权随着时间改变的加权平均等。例如,如参照图 59 下面所述,在两个信号 $S_{3,2}$ 和 $S_{2,3}$ 的算数加权平均和原始声音信号 $S_{3,3}$ 之间的差被产生和输出。差模块 $13_{2,3}$ 、 $13_{3,2}$ 和 $13_{2,2}$ 具有相同的结构。

[0435] 差模块 $13_{1,3}$ 、 $13_{1,2}$ 、 $13_{3,1}$ 和 $13_{3,2}$ 被分别仅仅提供原始声音信号 $S_{1,2}$ 、 $S_{1,1}$ 、 $S_{2,1}$ 、 $S_{1,1}$, 因为输入的原始声音信号 $S_{1,3}$ 、 $S_{1,2}$ 、 $S_{3,1}$ 、 $S_{2,1}$ 没有各自的更低的取样频率。

[0436] 不是选择信号的整个帧,而是可以每个子帧或每多个帧选择用于提供较小差功率的信号之一。差模块 $13_{1,3}$ 、 $13_{1,2}$ 、 $13_{3,1}$ 和 $13_{2,1}$ 确定信号 $S_{1,3}$ 、 $S_{1,2}$ 、 $S_{3,1}$ 、 $S_{2,1}$ 相对于紧低等级信号的差,并且向相应的压缩编码器提供作为结果产生的差。

[0437] 参见图 58,差模块 $13_{m,n}$ 表示 $13_{3,3}$ 、 $13_{2,3}$ 、 $13_{3,2}$ 和 $13_{2,2}$ 。响应于输入的原始声音信号 $S_{m,n}$ ($m = 2, 3; n = 2, 3$), 较低等级原始声音 $S_{m,n-2}$ 和 $S_{m-1,n}$ 被分别提供到向上取样器 13A 和精度转换器 13C。向上取样器 13A 将较低等级信号 $S_{m,n-1}$ 向上取样为与原始声音信号 $S_{m,n}$ 相同的取样率,并且所述向上取样的信号通过低通滤波器 13B 被施加到选择器 13E, 所述低通滤波器 13B 具有在取样频率的半值的上限的截止频率。精度转换器 13C 将较低等级信号 $S_{m-1,n}$ 向上位移 4 个比特。所述较低等级信号 $S_{m-1,n}$ 具有与信号 $S_{m,n}$ 相同的量化精度,并且以“0”附加到 4 个比特。所述精度转换的信号通过高通滤波器 13D 被施加到选择器 13E, 所述高通滤波器 13D 的截止频率具有在原始声音信号 $S_{m,n}$ 的取样频率的半值的下限。减法器 13S 从输入的信号 $S_{m,n}$ 减去由选择器 13E 选择的信号。误差最小化器 13F 控制选择器 13E, 以便选择器 13E 选择最小化减法器 13S 的输出误差的功率的信号之一。误差最小化器 13F 输出指示选择哪个信号的选择信息来作为子信息。所述子信息被馈送到由图 57 中的虚线表示的对应的原始编码器 $11_{m,n}$, 并且与误差信号一起被编码。

[0438] 图 59 图解了差模块 $13_{m,n}$ ($m = 2, 3; n = 2, 3$), 它计算较低等级信号 $S_{m,n-1}$ 和 $S_{m-1,n}$ 相对于原始声音信号 $S_{m,n}$ 的算数加权平均。图 58 的选择器 13E 被替换为加权乘法器 13G 和 13H 和加法器 13K。加权乘法器 13G 和 13H 将由误差最小化器 13F 设置的加权系数 $w1$ 和 $w2$ 乘以低通滤波器 13B 的输出和乘以高通滤波器 13D 的输出, 所述低通滤波器 13B 具有截止频率, 其上限在原始声音信号 $S_{m,n}$ 的取样频率的半值。加法器 13K 将两个乘积求和, 作为结果产生的和被提供到减法器 13S。误差最小化器 13F 在其存储器(未示出)中存储加权系数的表格, 用于列出预定多组加权系数 ($w1$ 和 $w2$), 每个代码与每个组相关联。误差最小化器 13F 从加权系数表中选择一组加权系数 $w1$ 和 $w2$ 以便最小化减法器 13S 的误差信号的功率, 并且输出对应于所述组加权系数 $w1$ 和 $w2$ 的代码来作为子信息。因为图 57 的差模块 $13_{1,3}$ 、 $13_{1,2}$ 、 $13_{3,1}$ 、 $13_{1,1}$ 的较低等级信号分别是单个信号、即 $S_{1,2}$ 、 $S_{1,1}$ 、 $S_{2,1}$ 、 $S_{1,1}$, 因此, 不需要向上取样器 13A、低通滤波器 13B、选择器 13E 和误差最小化器 13F(每个都如图 58 所示), 并且高通滤波器 13D 的输出被直接提供到减法器 13S。类似地, 在图 59 的这些差模块中, 高通滤波器 13D 的输出被直接提供到减法器 13S。

[0439] 图 60 图解了对应于图 57 的编码装置的解码装置的结构。对应于适用于信号 I、F、

C、H、E、B、G、D 和 A 的输入代码与子信息一起被相应的扩展解码器解码。来自扩展解码器 30_{1,1} 的解码信号被输出为最低等级解码的原始声音信号 S_{1,1}, 它也被提供到加法器模块 32_{1,2} 和 32_{2,1}。剩余的解码器 30_{3,3}-30_{2,1} 的解码的误差信号被分别提供到加法器模块 32_{3,3}-32_{2,1}。每个加法器模块 32_{3,3}、32_{2,3}、32_{3,2} 和 32_{2,2} 相加解码的误差信号和两个较低等级的原始声音信号的升级版之一, 或者相加解码的误差信号和两个较低等级的原始声音信号的加权平均。因此提供了原始声音信号 S_{3,3}、S_{2,3}、S_{2,1} 和 S_{3,2}。

[0440] 图 61 图解了表示图 60 所示的加法器模块 32_{3,3}、32_{2,3}、32_{3,2} 和 32_{2,2} 的任何加法器模块 32_{m,n} (m = 2, 3; n = 2, 3) 的结构。m 或 n 的数量越大, 则取样频率越高或取样频率越高 (表示越高的等级属性)。在这个示例中, 选择两个较低等级的信号之一来用于图 58 的差模块 13_{m,n}。所述较低等级原始声音信号 S_{m,n-1} 和 S_{m-1,n} 分别被向上取样器 32A 和精度转换器 32C 升级为与 S_{m,n} 相同的取样率和相同的量化精度。升级的信号然后分别通过低通滤波器 32B 和高通滤波器 32D 分别被提供到选择器 32E。控制器 32F 响应于选择信息而转换选择器 32E, 所述选择信息作为子信息, 用于指示选择两个较低等级信号的哪个。加法器 32 相加所选择的信号和解码的误差信号, 由此产生原始的声音信号 S_{m,n}。剩余的加法器模块 32_{1,3}、32_{1,2}、32_{3,1} 和 32_{2,1} 未示出, 并且这些加法器模块的每个具有这样的结构: 其中高通滤波器 32D 的输出被提供到在图 61 中的加法器 32S, 并且去除了向上取样器 32A、低通滤波器 32B、选择器 32E 和控制器 32F 全部。

[0441] 图 62 图解了对应于图 59 的差模块的、图 60 的加法器模块 32_{m,n} (m = 2, 3; n = 2, 3) 的结构。加权乘法器 32G 和 32H 和加法器 32K 被提供来取代在图 61 中的选择器 32E。加权乘法器 32G 和 32H 将较低等级信号 S_{m,n-1} 和 S_{m-1,n} 的升级版乘以通过子信息解码的加权系数 w1 和 w2。作为结果产生的乘积被加法器 32K 求和。加法器 32 将作为结果产生的和加到来自扩展解码器 30_{m,n} 的解码的误差信号上, 由此产生原始声音信号 S_{m,n}。剩余的加法器模块 32_{1,3}、32_{1,2}、32_{3,1} 和 32_{2,1} 未示出, 并且这些加法器模块的每个具有这样的结构: 其中乘法器 32H 的输出被提供到在图 62 中的加法器 32S, 并且去除了向上取样器 32A、低通滤波器 32B、乘法器 32G 和加法器 32K 全部。

[0442] 如图 63 和 64 所示, 向上取样器 13A 和精度转换器 13C 的输出可以连接到图 58 和 59 的低通滤波器 13B1 和高通滤波器 13B2 以及差模块的结构中的低通滤波器 13D1 和高通滤波器 13D2。具有较低取样率的信号 S_{m,n-1} 和具有较低量化精度的信号 S_{m-1,n} 被升级到较高等级, 并且被升级的信号然后相对于作为截止频率的较高等级取样频率的半值被分离为高频分量和低频分量。误差最小化器 13F 确定导致来自减法器 13 的误差信号的较小功率的滤波器输出的组合, 并且选择器 31E 选择那个组合 (图 63)。如图 64 所示, 乘法器 13G1、13G2、13H1 和 13H2 将所有滤波器 13B1、13B2、13D1 和 13D2 的输出乘以加权系数 w11、w12、w21 和 w22。加法器 13K 对这些乘积求和, 由此计算所述乘积的算数加权平均。误差最小化器 13F 确定所述加权系数 w11、w12、w21 和 w22, 以便最小化来自减法器 13 的输出误差的功率。在这种情况下, 误差最小化器 13F 包括存储器 (未示出), 并且存储一个表格, 所述表格列出多组加权系数值 (w11、w12、w21 和 w22) 和表示各个组的代码。误差哈最小化器 13F 搜索和确定最小化误差信号的功率的一个组, 并且输出对应于那个组的代码。

[0443] 如图 65 和 66 所示, 在图 61 和 62 中的解码装置中的加法器模块 32_{m,n} 可以以与图 63 和图 64 中所示的类似的方式被重新布置。低通滤波器 32B1 和高通滤波器 32B2 将向上

取样器 32A 的输出相对于作为信号 $S_{m,n}$ 的截止频率的取样频率的半值分离为两个分量,即高频分量和低频分量。类似地,低通滤波器 32D1 和高通滤波器 32D2 将精度转换器 32C 的输出相对于作为信号 $S_{m,n}$ 的截止频率的取样频率的半值分离为两个分量,即高频分量和低频分量。选择器 32E 响应于解码的选择信息而选择滤波器的输出(图 65)。或者,加权系数乘法器 32G11、32G12、32G21 和 32G22 将相应的滤波器输出分别乘以加权系数 $w11$ 、 $w12$ 、 $w21$ 和 $w22$,并且加法器 32K 将所述乘积求和,由此计算算数加权平均(图 66)。

[0444] 图 67 图解了一个实施例,其中具有低于截止频率的较低取样频率的信号 $S_{m,n-1}$ 的低频分量和具有较低量化精度的信号 $S_{m-1,n}$ 的高频分量容易被合成。具有图 67A 所示的较低取样频率的信号 $S_{m,n-1}$ 的第 N 个取样 ($N = 0, 1, 2, \dots$) 被直接布置在图 67B 所示的双取样频率的偶数数量 $2N$ 的取样位置并且其幅度值不变。具有图 67C 所示的较低量化精度的信号 $S_{m-1,n}$ 被布置到对应于奇数取样的位置,并且取样位置对齐。

[0445] 或者,如上所述,偶数编号的取样被重新布置。对于奇数编号的取样,加权求和通过向上取样具有较低取样频率的信号 $S_{m,n-1}$ 而获得的信号和具有较低量化精度的信号,或者选择这两个信号之一。作为结果产生的信号的取样被布置。

[0446] 第十六实施例

[0447] 已经讨论了使用图 33 和 34 所示的量化精度和取样频率的两维分层的、第十五实施例的编码和解码方法。根据第十六实施例,使用图 42 和 43 所示的量化精度和取样频率的两维分层,并且在频域中编码误差信号。接着参照图 68 来描述这个实施例。

[0448] 参见图 68,第十六实施例的编码装置包括与根据图 42 和 43 的信号分层结构的、图 44 所示的那些相同的声源 $60_{1,1}$ - $60_{3,3}$ 。在这个实施例中,正交变换器 $19_{1,2}$ - $19_{3,3}$ 分别将对应于取样频率的每预定数量的取样(变换长度)的、在取样频率 96kHz 和 192kHz 的声源 $60_{1,2}$ - $60_{3,3}$ 的输出变换为在频域中的相同数量的取样,并且被变换的信号被提供到相应的减法器 $63_{1,2}$ - $63_{3,3}$ 。

[0449] 来自声源 $60_{1,2}$ 、 $60_{2,2}$ 和 $60_{3,2}$ 的较低取样频率 96kHz 的数字信号分别被正交变换器 $19_{1,2}$ 、 $19_{2,2}$ 和 $19_{3,2}$ 变换为频域信号,并且所述频域信号分别被校正器 $16_{1,3}$ 、 $16_{2,3}$ 和 $16_{3,3}$ 校正。减法器 $63_{1,1}$ 、 $63_{2,2}$ 和 $63_{3,3}$ 分别将在来自校正器 $16_{1,3}$ 、 $16_{2,3}$ 和 $16_{3,3}$ 的频域信号和来自的正交变换器 $19_{1,2}$ 、 $19_{2,2}$ 和 $19_{3,2}$ 的频域信号之间的差确定为在频域中的误差信号 $\Delta_{1,3}$ 、 $\Delta_{2,3}$ 、 $\Delta_{3,3}$ 。压缩器 $61_{1,3}$ 、 $61_{2,3}$ 和 $61_{3,3}$ 压缩编码误差信号 $\Delta_{1,3}$ 、 $\Delta_{2,3}$ 、 $\Delta_{3,3}$,由此分别输出代码 C、K 和 M。自然的是,在时域中执行在取样频率 48kHz 的信号 $S_{1,1}$ 和 $S_{2,1}$ 的量化精度的精度转换,并且来自声源 $60_{1,1}$ 和 $60_{2,1}$ 的 16 比特和 20 比特的量化精度的数字信号 $S_{1,1}$ 和 $S_{2,1}$ 被分别提供到精度转换器 $61_{1,1}$ 和 $61_{2,1}$ 。

[0450] 最低等级数字信号 $S_{1,1}$ 被提供到正交变换器 $19_{1,1}$,并且在频域中的作为结果产生的信号被压缩器 $61_{1,1}$ 直接压缩编码。压缩编码的信号被输出为代码 A。

[0451] 精度转换器 $62_{1,1}$ 通过向低于数字信号的每个取样的 LSB 的较低比特位置附加 4 个比特的“0”而将给定的数字信号 $S_{1,1}$ 在量化精度上从 16 比特向 20 比特进行精度转换。所述精度转换信号被馈送到减法器 $63_{2,1}$ 。减法器 $63_{2,1}$ 将在所述精度转换信号和来自声源 $60_{2,1}$ 的数字信号 $S_{2,1}$ 之间的差确定为误差信号,由此向正交变换器 $19_{2,1}$ 提供误差信号。正交变换器 $19_{2,1}$ 将输入的误差信号变换为在频域中的误差信号 $\Delta_{2,1}$,由此向压缩器 $61_{2,1}$ 提供误差信号 $\Delta_{2,1}$ 。压缩器 $61_{2,1}$ 压缩编码误差信号 $\Delta_{2,1}$,由此输出代码 D。类似地,减法器

63_{2,1} 确定在来自声音源 60_{3,1} 的数字信号 S_{3,1} 和通过将来自精度转换器 62_{2,1} 的信号从 20 比特转换为 14 比特而获得的信号之间的差。正交变换器 19_{3,1} 将作为结果产生的误差信号变换为频域误差信号 $\Delta_{3,1}$ 。压缩器 61_{3,1} 压缩编码所述误差信号 $\Delta_{3,1}$ ，由此输出编码信号来作为代码 G。

[0452] 如图 42 所示，具有取样频率 96kHz 和量化精度 16 比特的信号 S_{1,2} 包括代码 A 和 B 的信号分量，具有量化精度 20 比特的信号 S_{1,2} 包括代码 A、D 和 J 的信号分量，具有量化精度 24 比特的信号 S_{3,2} 包括代码 A、D、G 和 L 的信号分量。减法器 63_{1,2}、63_{2,2}、63_{3,2} 执行在频域的差计算，以便获得代码 B、J 和 L 的信号分量。更具体而言，由正交变换器 19_{1,1} 变换的、具有量化精度 16 比特的信号 S_{1,1} 经由校正器 16_{1,2} 被施加到减法器 63_{1,2}。减法器 63_{1,2} 确定在来自校正器 16_{1,2} 的校正信号和作为具有取样频率 96kHz 的信号 S_{1,2} 的频域版本的信号之间的差。所述差被提供到压缩器 61_{1,2} 来作为在频域中的误差信号 $\Delta_{1,2}$ 。压缩器 61_{1,2} 压缩编码所述误差信号 $\Delta_{1,2}$ ，由此输出代码 B。

[0453] 类似地，在被正交变换后，数字信号 S_{2,2} 被提供到减法器 63_{2,2}。来自正交变换器 19_{1,1} 和 19_{2,1} 的频域信号被提供到减法器 63_{2,2}。减法器 63_{2,2} 从信号 S_{2,2} 的频域分量减去频域信号，由此产生在频域中的误差信号 $\Delta_{2,2}$ 。压缩器 61_{2,2} 压缩编码所述误差信号 $\Delta_{2,2}$ ，由此输出代码 J。减法器 63_{3,2} 从在频域中的数字信号 S_{2,2} 减去数字信号 S_{1,1} 的频域分量、频域误差信号 $\Delta_{2,1}$ 、频域误差信号 $\Delta_{3,1}$ ，由此产生误差信号 $\Delta_{3,2}$ 。压缩器 61_{3,2} 压缩编码误差信号 $\Delta_{3,2}$ ，由此输出代码 L。

[0454] 来自正交变换器 19_{1,2}、19_{2,2} 和 19_{3,2} 的频域信号通过校正器 16_{1,3}、16_{2,3} 和 16_{3,3} 分别被提供到减法器 63_{1,3}、63_{2,3} 和 63_{3,3}。校正器 16_{1,3}、16_{2,3} 和 16_{3,3} 减去来自正交变换器 19_{1,2}、19_{2,2} 和 19_{3,2} 的频域信号，由此分别产生误差信号 $\Delta_{1,3}$ 、 $\Delta_{2,3}$ 、 $\Delta_{3,3}$ 。这些误差信号被相应的压缩器压缩编码，并且被输出为代码 C、K 和 M。

[0455] 为了执行无失真的再现，正交变换器 19_{1,1}–19_{3,3} 可以包括对于整数系数的 DCT（离散余弦变换）或 MDCT（修改的离散预先变换）。通过考虑到取样频率而确定变换长度来降低在不同取样频率之间的误差信号。例如，对于取样频率 48kHz、96kHz 和 192kHz 的变换长度分别在取样的数量上是 N 点、2N 点和 4N 点。在通过变换具有取样频率 96kHz 的信号的 2N 个点取样而获得的 2N 个信号中，较低的 N 个点类似于通过变换具有取样频率 48kHz 的信号的 N 点取样而获得的频域中的 N 个信号。如果从这些信号计算一个差，这减小了误差信号。这也适用于在具有取样频率 192kHz 的信号和具有取样频率 96kHz 的信号之间的关系。

[0456] 这个实施例的特征是在频域中产生误差信号，并且不必在具有不同取样频率的信号之间执行向上取样而执行误差信号的产生。如上参照图 52 所述，校正器 16_{1,2}、16_{2,2}、16_{3,2}、16_{1,3}、16_{2,3}、16_{3,3} 调整频域信号的增益以便最小化误差信号功率（频谱功率），并且输出将增益表示为子信息的代码。可以通过将一个加权系数给予在频域中的每个取样来执行增益调整。

[0457] 图 69 图解了对应于图 68 的编码装置的解码装置。输入代码 A、D、G、B、J、L、C、K 和 M 分别被提供到扩展器 80_{1,1}–80_{3,3}。扩展器 80_{1,1}–80_{3,3} 执行扩展解码处理，由此产生在频域中的最低等级信号和误差信号 $\Delta_{2,1}$ – $\Delta_{3,3}$ 。逆正交变换器 39_{1,1} 将来自最低等级扩展器 80_{1,1} 的解码信号转换为时域信号，由此再现最低等级数字信号 S_{1,1}。在频域中的误差信号 $\Delta_{2,1}$ 被逆正交变换器 39_{2,1} 转换为在时域中的误差信号，并且时域误差信号被提供到加法器 82₂。

1_1 。加法器 $82_{2,1}$ 向由精度转换器 $81_{1,1}$ 升级为 20 比特量化精度的信号加上时域信号,由此再现数字信号 $S_{2,1}$ 。被再现的信号 $S_{2,1}$ 然后被精度转换器 $81_{2,1}$ 在量化精度上升级为 24 比特,然后被提供到加法器 $82_{3,1}$ 。误差信号 $\Delta_{3,1}$ 被逆正交变换器 $39_{3,1}$ 转换为时域误差信号。所述时域误差信号被提供到加法器 $82_{3,1}$ 。加法器 $82_{3,1}$ 向一个量化精度升级信号加上所述时域误差信号,由此这些数字信号 $S_{3,1}$ 。逆正交变换器 $39_{1,1}$ - $39_{3,3}$ 执行与图 68 所示的正交变换器 $19_{1,1}$ - $19_{3,3}$ 的处理相反的处理,由此将频域信号变换为时域信号。

[0458] 由扩展器 $80_{1,2}$ 解码的频域误差信号 $\Delta_{1,2}$ 被提供到加法器 $82_{1,2}$ 。加法器 $82_{1,2}$ 向由校正器 $36_{1,2}$ 校正的频域误差信号加上误差信号 $\Delta_{1,2}$ 。逆正交变换器 $39_{1,2}$ 将作为结果产生的和变换为时域信号,由此再现数字信号 $S_{1,2}$ 。类似地,在频域中的信号 $\Delta_{2,2}$ 被提供到加法器 $82_{2,2}$ 。来自扩展器 $80_{1,1}$ 和 $80_{2,1}$ 的信号分别被校正器 $36_{2,2}$ 校正。校正的信号被提供到加法器 $82_{2,2}$ 。加法器 $82_{2,2}$ 相加所接收的信号。逆正交变换器 $39_{2,2}$ 将作为结果产生的和变换为时域信号,由此再现数字信号 $S_{2,2}$ 。在频域中的误差信号 $\Delta_{3,2}$ 被提供到加法器 $82_{3,2}$ 。也被提供到加法器 $82_{3,2}$ 的是在分别被校正器 $36_{3,2}$ 校正之后的、来自扩展器 $80_{1,1}$ 、 $80_{2,1}$ 、 $80_{3,1}$ 的信号。加法器 $82_{3,2}$ 将所接收的信号求和,由此向逆正交变换器 $39_{3,2}$ 提供作为结果产生的和。逆正交变换器 $39_{3,2}$ 将输入的信号变换为时域信号,由此再现数字信号 $S_{3,2}$ 。频域误差信号 $\Delta_{1,3}$ 、 $\Delta_{2,3}$ 、 $\Delta_{3,3}$ 被分别提供到加法器 $82_{1,3}$ 、 $82_{2,3}$ 、 $82_{3,3}$ 。来自 $82_{1,2}$ 、 $82_{2,2}$ 、 $82_{3,2}$ 的频域信号被校正器 $36_{1,3}$ 、 $36_{2,3}$ 、 $36_{3,3}$ 校正,然后被分别提供到加法器 $82_{1,3}$ 、 $82_{2,3}$ 、 $82_{3,3}$ 。加法器 $82_{1,3}$ 、 $82_{2,3}$ 、 $82_{3,3}$ 求和相应的输入信号,向逆正交变换器 $39_{1,3}$ 、 $39_{2,3}$ 、 $39_{3,3}$ 提供作为结果产生的和。逆正交变换器 $39_{1,3}$ 、 $39_{2,3}$ 、 $39_{3,3}$ 将输入的信号变换为时域信号,由此分别再现数字信号 $S_{1,3}$ 、 $S_{2,3}$ 、 $S_{3,3}$ 。校正器 $36_{1,2}$ 、 $36_{2,2}$ 、 $36_{3,2}$ 、 $36_{1,3}$ 、 $36_{2,3}$ 和 $36_{3,3}$ 以与图 68 中所示的校正器 $16_{1,2}$ 、 $16_{2,2}$ 、 $16_{3,2}$ 、 $16_{1,3}$ 、 $16_{2,3}$ 和 $16_{3,3}$ 相同的方式、使用由输入的子信息表示的参数来执行诸如增益校正的校正。

[0459] 在图 68 的实施例中,在时域中确定在最低取样频率 48kHz 的数字信号 $S_{2,1}$ 和 $S_{3,1}$ 的误差信号。在图 70 的一个替代实施例中,在频域中确定具有最低取样频率 48kHz 的数字信号 $S_{2,1}$ 和 $S_{3,1}$ 的误差信号。其余的结构保持与图 68 的不变。

[0460] 在这种情况下,精度转换器 $62_{1,1}$ 和 $62_{2,1}$ 接收频域信号,所述频域信号是正交变换器 $19_{1,1}$ 和 $19_{2,1}$ 将具有量化精度 16 比特和 20 比特的数字信号 $S_{1,1}$ 和 $S_{2,1}$ 分别变换为的频域信号。精度转换器 $62_{1,1}$ 和 $62_{2,1}$ 向频域取样的最小有效比特附加 4 个比特的“0”,由此将量化精度升级一个等级而分别到 20 比特和 24 比特。被升级的信号然后被提供到减法器 $63_{2,1}$ 和 $63_{3,1}$ 。减法器 $63_{2,1}$ 和 $63_{3,1}$ 也接收正交变换器 $19_{1,1}$ 和 $19_{2,1}$ 将数字信号 $S_{2,1}$ 和 $S_{3,1}$ 变换为的频域信号,并且确定所述频域信号相对于由精度转换器 $62_{1,1}$ 和 $62_{2,1}$ 精度转换的信号误差信号 $\Delta_{2,1}$ 和 $\Delta_{3,1}$ 。

[0461] 在取样频率 48kHz 的数字信号 $S_{1,1}$ 、 $S_{2,1}$ 和 $S_{3,1}$ 被转换为频域信号,然后分别通过减法器 $63_{1,2}$ 、 $63_{2,2}$ 和 $63_{3,2}$ 被提供到校正器 $16_{1,2}$ 、 $16_{2,2}$ 和 $16_{3,2}$ 。减法器 $63_{1,2}$ 、 $63_{2,2}$ 和 $63_{3,2}$ 确定所接收的信号 $S_{1,2}$ 、 $S_{2,2}$ 和 $S_{3,2}$ 相对于由正交变换器 $19_{1,2}$ 、 $19_{2,2}$ 和 $19_{3,2}$ 变换的频域信号的误差信号 $\Delta_{1,2}$ 、 $\Delta_{2,2}$ 、 $\Delta_{3,2}$ 。替代实施例的剩余结构和操作保持与图 68 的实施例不变。

[0462] 图 71 图解了对应于图 70 的替代实施例的编码装置的解码装置。同样在这个实施例中,在频域中执行在最低取样频率的解码信号的精度转换。换句话说,扩展器 $80_{1,1}$ 将输入的代码 A 扩展解码为频域信号。所述频域信号被提供到精度转换器 $81_{1,1}$,同时被逆正交变

换器 $39_{1,1}$ 转换为时域信号。因此再现数字信号 $S_{1,1}$ 。解码装置的其余结构保持与图 20 所示的结构不变。

[0463] 扩展器 $80_{2,1}$ 、 $80_{3,1}$ 、 $80_{1,2}$ 、 $80_{2,2}$ 、 $80_{3,2}$ 、 $80_{1,3}$ 、 $80_{2,3}$ 、 $80_{3,3}$ 扩展解码输入的代码 D、G、B、J、L、C、K 和 M，由此分别产生频域误差信号 $\Delta_{2,1}$ 、 $\Delta_{3,1}$ 、 $\Delta_{1,2}$ 、 $\Delta_{2,2}$ 、 $\Delta_{3,2}$ 、 $\Delta_{1,3}$ 、 $\Delta_{2,3}$ 、 $\Delta_{3,3}$ 。所述频域误差信号 $\Delta_{2,1}$ 、 $\Delta_{3,1}$ 、 $\Delta_{1,2}$ 、 $\Delta_{2,2}$ 、 $\Delta_{3,2}$ 、 $\Delta_{1,3}$ 、 $\Delta_{2,3}$ 、 $\Delta_{3,3}$ 被提供到加法器 $82_{2,1}$ 、 $82_{3,1}$ 、 $82_{1,2}$ 、 $82_{2,2}$ 、 $82_{3,2}$ 、 $82_{1,3}$ 、 $82_{2,3}$ 、 $82_{3,3}$ 。精度转换器 $81_{1,1}$ 将 16 比特量化精度转换为的 20 比特信号在加法器被加到误差信号 $\Delta_{2,1}$ 。作为结果产生的和然后被提供到精度转换器，同时被逆正交变换器 $39_{2,1}$ 转换为时域信号。因此再现数字信号 $S_{2,1}$ 。精度转换器 $81_{2,1}$ 将具有量化精度 20 比特的频域信号转换为具有量化精度 24 比特的信号，并且向加法器 82 输出所述 24 比特信号。加法器 $82_{3,1}$ 将所述 24 比特信号加到 误差信号 $\Delta_{3,1}$ 上。逆正交变换器 $39_{3,1}$ 将作为结果产生的和变换为时域信号，由此再现数字信号 $S_{3,1}$ 。

[0464] 对于逆正交变换器 $39_{1,1}$ 、 $39_{2,1}$ 、 $39_{3,1}$ 的输入信号分别通过校正器 $36_{1,2}$ 、 $36_{2,2}$ 、 $36_{3,2}$ 被提供到加法器 $82_{1,2}$ 、 $82_{2,2}$ 、 $82_{3,2}$ 。加法器 $82_{1,2}$ 、 $82_{2,2}$ 、 $82_{3,2}$ 将输入的信号分别加到频域误差信号 $\Delta_{1,2}$ 、 $\Delta_{2,2}$ 、 $\Delta_{3,2}$ 上。逆正交变换器 $39_{1,2}$ 、 $39_{2,2}$ 、 $39_{3,2}$ 将作为结果产生的和变换为时域信号，由此再现数字信号 $S_{1,2}$ 、 $S_{2,2}$ 、 $S_{3,2}$ 。类似地，对于逆正交变换器 $39_{1,2}$ 、 $39_{2,2}$ 、 $39_{3,2}$ 的输入信号分别通过校正器 $36_{1,3}$ 、 $36_{2,3}$ 、 $36_{3,3}$ 被提供到加法器 $82_{1,3}$ 、 $82_{2,3}$ 、 $82_{3,3}$ 。加法器 $82_{1,3}$ 、 $82_{2,3}$ 、 $82_{3,3}$ 将输入的信号分别加到频域误差信号 $\Delta_{1,3}$ 、 $\Delta_{2,3}$ 、 $\Delta_{3,3}$ 上。逆正交变换器 $39_{1,3}$ 、 $39_{2,3}$ 、 $39_{3,3}$ 将作为结果产生的和变换为时域信号，由此再现数字信号 $S_{1,3}$ 、 $S_{2,3}$ 、 $S_{3,3}$ 。

[0465] 在图 68 的实施例中，校正器 $16_{1,2}$ 、 $16_{2,2}$ 、 $16_{3,2}$ 、 $16_{1,3}$ 、 $16_{2,3}$ 、 $16_{3,3}$ 在频域中执行校正处理，但是可以在时域中执行。在时域中的校正处理中，对于信号 $S_{3,2}$ 的增益被调整以便最小化误差信号的功率。如在校正器 $3_{3,3}$ 中虚线所示，通过校正器 $16'_{3,3}$ 来校正作为对于正交变换器 $19_{3,2}$ 的输入的、在时域中的数字信号 $S_{3,2}$ ，校正的结果被正交变换器 $19'_{3,2}$ 正交变换为频域信号，并且所述频域信号被提供到减法器 $63_{3,3}$ 。在其它校正器中执行相同的操作。如在图 69 中所示的解码装置中的虚线所示，通过校正器 $36'_{3,3}$ 来校正从逆正交变换器 $39'_{3,2}$ 输出的、在时域中的再现的数字信号 $S_{3,2}$ ，校正的结果被正交变换器 $39'_{3,2}$ 变换为频域信号，并且所述频域信号被加法器 $82_{3,3}$ 加到在频域中的误差信号 $\Delta_{3,3}$ 上。其它校正器执行相同的操作。如果所述校正处理是无损的，则通过校正器 $16''_{3,3}$ 来仅仅校正数字信号 $S_{3,2}$ ，被校正的信号被提供到正交变换器 $19_{3,2}$ ，并且正交变换器 $19_{3,2}$ 的输出被直接提供到如图 68 所示的减法器 $63_{3,3}$ 。如在图 69 中所示的解码装置中虚线所示，加法器 $82_{3,2}$ 的输出被直接提供到加法器 $82_{3,3}$ ，并且校正器 $36''_{3,3}$ 仅仅校正对应的逆正交变换器 $39_{3,2}$ 的输出时域信号。在后者的修改中，不必提高在编码装置和解码装置中的正交变换器的数量。

[0466] 第十七实施例

[0467] 由本发明处理的多个原始声音信号可以在诸如取样频率、量化精度和信道数量的属性上不同。可以通过预先准备多种组合的信号并且执行所述多个信号系列的分层编码来提高整体压缩效率。现在讨论指定多个信号的多种分层结构的方法。

[0468] 如上所述，较高等级信号的编码包括通过分层取样频率、量化精度和信道的数量来编码较低等级信号。在指定的取样频率、量化精度和信道数量再现原始声音信号。使用多种条件的编码被统一。具体上，在此，接着描述具有输入信号的自由度的描述方法。

[0469] 图 72 图解了一个实施例，其中在压缩的代码串中指定分层的关系。这个实施例

涉及考虑到取样频率（在频率方向上）和量化精度的分层、信道数量的分层结构而压缩编码的分层之间误差信号代码串。图 72 图解了四个压缩编码的代码串 M、L、G 和 A。每个压缩的代码串包括在数据区域中的、在同一层的原始声音被编码为的一串代码（后述的字段 x9）。作为原始声音的同一层被应用到所述代码串。描述对应的代码串的属性（层信息）的场 x1-x7 被附加到那个代码串。

[0470] 字段 x1 表示每个代码串的串编号。在此，多个代码串 M、L、G 和 A 被以串编号 0、1、2 和 3 依序编号。字段 x2 表示对应的原始声音信号的信道结构。字段 x3 表示取样率，字段 x4 标识号原始声音信号的量化精度，字段 x5 表示对应的原始声音信号的较低等级代码串的数量，字段 x6 表示较低等级代码串的串编号，字段 x7 表示扩展标记“1”或“0”，用于指示是否存在子信息，字段 x9 表示数据（从原始编码获得的代码串）。仅仅当字段 x7 的扩展标记是“1”时布置表示子信息的字段 x8。例如，代码串 M 具有具有代码串 L 和 G 来作为相对于其的两个较低等级代码串 L 和 G。在这种情况下，较低等级串 x5 的数量是 2。两个较低等级代码串的代码串编号 2 和 3 被写入在字段 x6 上。最低等级代码串 A 其下没有进一步的代码串。

[0471] 如果扩展标记 x7 是“1”，则增加字段 x8 的编码子信息。如果扩展标记 x7 是“0”，字段 x9 的数据串开始。在代码串 G 中，控制标记 x7 是“1”，并且子信息的字段 x8 被包含。每个代码串通常在每个帧的基础上以与其相关联的分组被发送。可以与现有的因特网协议一致地管理分组。如果所述数据仅仅被存储而不被发送，则通常独立于代码串而管理每个代码串的前端位置。

[0472] 图 73 图解了具有量化精度 24 比特和分别具有取样频率 192kHz 和 96kHz 的原始声音信号 $S_{1,1}$ 和 $S_{1,2}$ 以及具有取样频率 48kHz 和分别具有量化精度 24 比特和 16 比特的原始声音信号 $S_{2,1}$ 和 $S_{2,2}$ 的分层编码。

[0473] 减法器 $13_{2,2}$ 执行在来自信号源 $10_{2,2}$ 的原始声音信号 $S_{2,2}$ 和向上取样器 13A1 将较低等级信号 $S_{2,1}$ 在取样频率上从 96kHz 向 192kHz 向上取样而得到的信号之间的相减操作。作为结果产生的误差信号 $\Delta_{2,2}$ 被压缩编码器 $11_{2,2}$ 无损编码为代码串 M 来作为输出。减法器 $13_{2,1}$ 执行在来自信号源 $10_{2,1}$ 的原始声音信号 $S_{2,1}$ 和向上取样器 13A2 将较低等级信号 $S_{1,2}$ 在取样频率上从 48kHz 向 96kHz 向上取样而得到的信号之间的相减操作。作为结果产生的误差信号 $\Delta_{2,1}$ 被压缩编码器 $11_{2,1}$ 无损编码为代码串 L 来作为输出。减法器 $13_{1,2}$ 执行在来自信号源 $10_{1,2}$ 的原始声音信号 $S_{1,2}$ 和精度转换器 13C1 将较低等级信号 $S_{1,1}$ 在量化精度上从 16 比特向 20 比特转换而得到的信号之间的相减操作。作为结果产生的误差信号 $\Delta_{1,2}$ 被压缩编码器 $11_{1,2}$ 无损编码为代码串 G 来作为输出。来自信号源 $10_{1,1}$ 的最低等级信号 $S_{1,1}$ 被压缩编码器 $11_{1,1}$ 直接编码，并且被输出为代码串 A。

[0474] 代码串 M 与较低等级代码串 L 相关联，代码串 L 与较低等级代码串 G 相关联，并且代码串 G 与较低等级代码串 A 相关联。

[0475] 图 74 图解了代码串和在代码串之间的关联性，其中定义层结构的信息字段 x1-x7 被附加到在图 73 的编码处理中产生的代码串 M、L、G 和 A 的每个上。串编号 0、1、2 和 3 分别被写入在代码串 M、L、G 和 A 的字段 x1 中。在相应的字段 x2 中写入的是信道结构（信道的数量）各个代码串的原始声音信号的 2、2、2、2。原始声音信号的取样率 192、96 和 48 (kHz) 被写入在相应的字段 x3 中。原始声音信号的量化精度 24、24、24、16（比特）被写入在相应

的字段 x4 中。原始声音信号 S22、S21 和 S12 的每个取得的较低等级原始声音信号的数量是 1, 并且原始声音信号 S22 无差别。因此, “1” 被写入在代码串 M、L 和 G 的字段 x5 中来作为较低等级串的数量。在当前的代码串下的较低等级代码串的串编号被写入在字段 x6 中。“0” 被写入在代码串 A 的字段 x5 和 x6 中。因为代码串 M、L、G 和 A 没有子信息, “0” 被写入在其字段 x7 中。

[0476] 图 75 图解了用于编码作为三个取样频率 192kHz、96kHz 和 48kHz 和三种量化精度 24 比特、20 比特和 16 比特的组合的结果的、9 种分层原始声音信号的结构。图 76 图解了包括描述分层结构的字段的代码串。因为在图 75 的编码中未使用子信息, 因此在字段 x7 中的扩展标记, 因此在字段 x7 中的扩展标记全被设置为“0”。除了最低等级信号 $S_{1,1}$ 之外的、全部信号 $S_{3,3}$ 、 $S_{3,3}$ 、 $S_{3,3}$ 、 $S_{3,3}$ 、 $S_{3,3}$ 、 $S_{3,3}$ 、 $S_{3,3}$ 、 $S_{3,3}$ 的每个仅仅相对于其各自的一个更低等级信号有差别, “1” 被写入在较低等级代码串的数量中。

[0477] 图 77 描述了在图 57 中图解的分层原始声音信号的编码中产生的代码串 I、F、C、H、E、B、G、D 和 A 的分层结构。以与图 75 图解的相同的方式, 压缩 9 中分层原始声音信号。因为在那个编码中使用子信息, 因此除了代码串 A 之外的所有代码串的扩展标记 x7 被设置为“1”。扩展标记 x7 后紧随编码的子信息的字段 x8。

[0478] 图 78 图解了对应于参照图 50 被多信道分层的代码串的分层结构。在以上所述的实施例中, 编码装置通常对较低等级代码执行相减运算, 并且解码装置通常对较低等级代码执行相加运算。参见图 78, 由在代码编号 5 和 6 的代码串的字段 x 中的代码编号 7 和 8 指定的代码串表示一个差信号和一个和信号向代码串的转换。在解码装置的情况下, 字段 x9 的压缩编码数据不被附加到串编号 5 和 6 的代码串。串编号 5 的子信息指令解码端产生来自串编号 7 和 8 的代码串的和信号, 串编号 6 的子信息指定解码端产生来自串编号 7 和 8 的代码串的差信号。为此, 代码编号 5 和 6 没有其本身的压缩编码数据。

[0479] 在参照图 55 所述的、用于执行信道之间正交变换的编码处理中, 如图 78 所示, 在其中已经执行信道之间正交变换的代码串的子信息字段 x8 中写入用于指示已经执行了正交变换的信息。如果必要的话, 则可以定义语法来附加正交变换的详细信息。

[0480] 图 79 图解了以上所述的编码装置的基本处理。根据本发明, 编码多个具有分层属性的原始声音信号。根据第一到第十六实施例。分层属性是取样频率和量化精度的类型。第十二到第十四实施例涉及一种信号系统, 其中包括多个组, 每个组包括不同数量的信道, 诸如 5 信道信号、立体声信号 (两信道信号)、单声道信号 (一信道信号)。在这种情况下, 在一个信号所属的一个组中的信道的数量也是信号的属性。信道数量降低的方向是向较低等级的方向。根据第十五实施例, 所述属性是多个预定的取样频率和多个预定幅度分辨率。在上述的定义中, 编码处理执行如下:

[0481] 步骤 1: 对于要编码的原始声音信号搜索具有较低等级属性的原始声音信号。

[0482] 步骤 2: 如果存在较低等级原始声音信号, 则在要编码的原始声音信号和较低等于原始声音信号和从其修改的信号之间的误差信号。换句话说, 如果可以获得两个较低等级原始声音信号, 通过合成两个较低等级的信号来产生修改的信号。因此确定了在修改的信号和要编码的原始声音信号之间的误差信号。

[0483] 步骤 3: 误差信号被无损编码。

[0484] 步骤 4: 确定是否完成了所有原始声音信号的编码。如果所有原始声音信号的包

括还未完成,则算法循环到步骤 S1。

[0485] 步骤 S5:如果在步骤 S1 确定要编码的原始声音信号没有较低等级的原始声音信号,则无损编码那个原始声音信号。

[0486] 图 80 图解了上述实施例的解码装置的基本处理。

[0487] 步骤 S1:解码多个输入代码,并且获得误差信号和原始声音信号。

[0488] 步骤 S2:在属性等级上低于误差信号的解码的原始声音信号或从解码的原始声音信号修改的信号和修改的信号的误差信号被合成以产生解码的原始声音信号。

[0489] 步骤 S3:确定是否所有输入代码的解码被完成。如果还未完成所有输入代码的解码,则算法循环到步骤 S1。

[0490] 可以在计算机可执行的程序中说明上述的编码处理和解码处理。其上安装了这样的程序的计算机可以执行根据本发明的编码和解码信号的处理。

[0491] 图 81 图解了用于执行其中描述程序的本发明的编码方法和解码方法的计算机的结构。计算机 100 包括随机存取存储器 (RAM) 110、中央处理单元 (CPU) 120、硬盘 (HD) 130、输入和输出接口 140 和收发器部分 150。它们都连接到公共数据总线 160。用于描述参照图 79 和图 80 所述的编码处理和解码处理的程序被预先从安装在未示出的介质驱动器(诸如 CD 驱动器)中的记录介质安装在硬盘 130 上。或者,向硬盘 130 上安装经由网络 NW 下载的程序。

[0492] 当执行编码处理或解码处理时,程序被从硬盘 130 读取到 RAM 110 上,并且计算机在 CPU 120 的控制下执行所述程序。例如,为了执行所述编码处理,编码一个多信道信号,所述多信道信号来自与输入和输出接口 140 连接的多信道输入设备 220。被编码的信号被暂时存储在硬盘 130 上或可以经由网络 NW 从收发部分 150 被发送。例如,为了执行解码处理,解码经由网络 NW 接收的多信道音乐节目,并且被解码的音乐节目经由输入和输出接口 140 被输出到再现设备 210。

[0493] 本发明的优点

[0494] 根据本发明,产生在具有分层属性的、要编码的信号和在属性等级上低于要编码的信号或从所述较低等级信号修改的信号之间的误差信号。所述误差信号然后被无损编码。因此执行高效率编码。无损编码被实现。

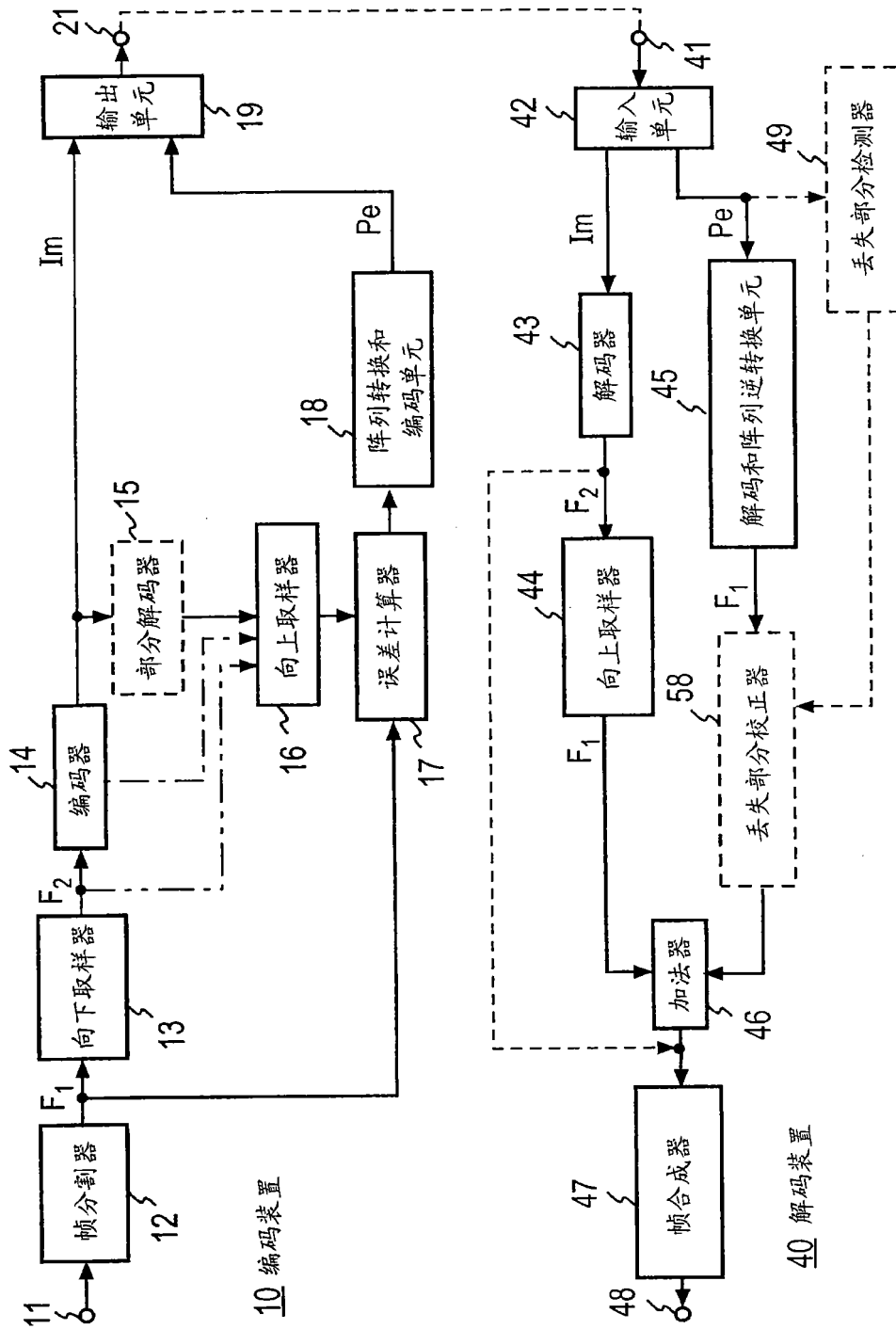


图 1

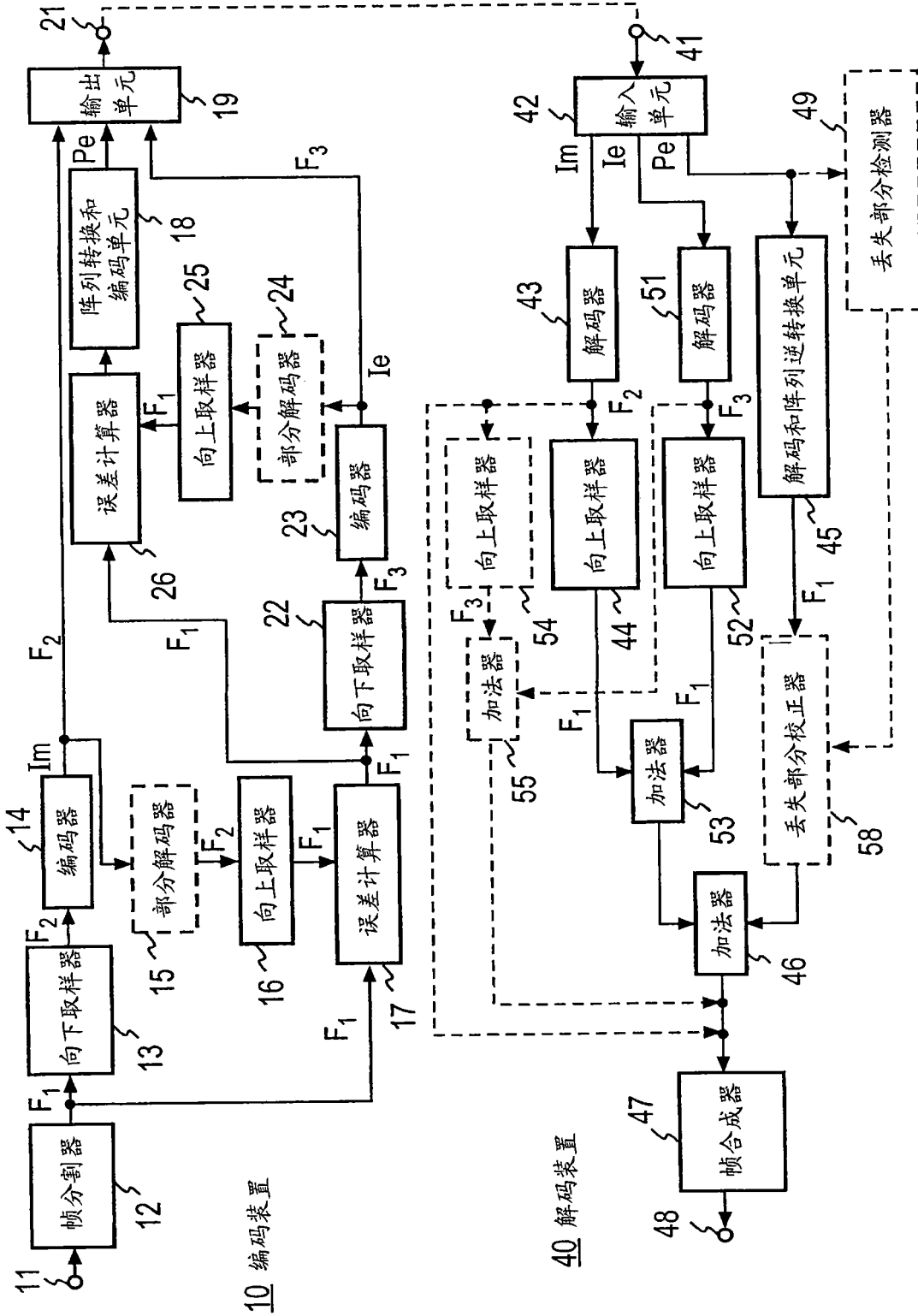


图 2

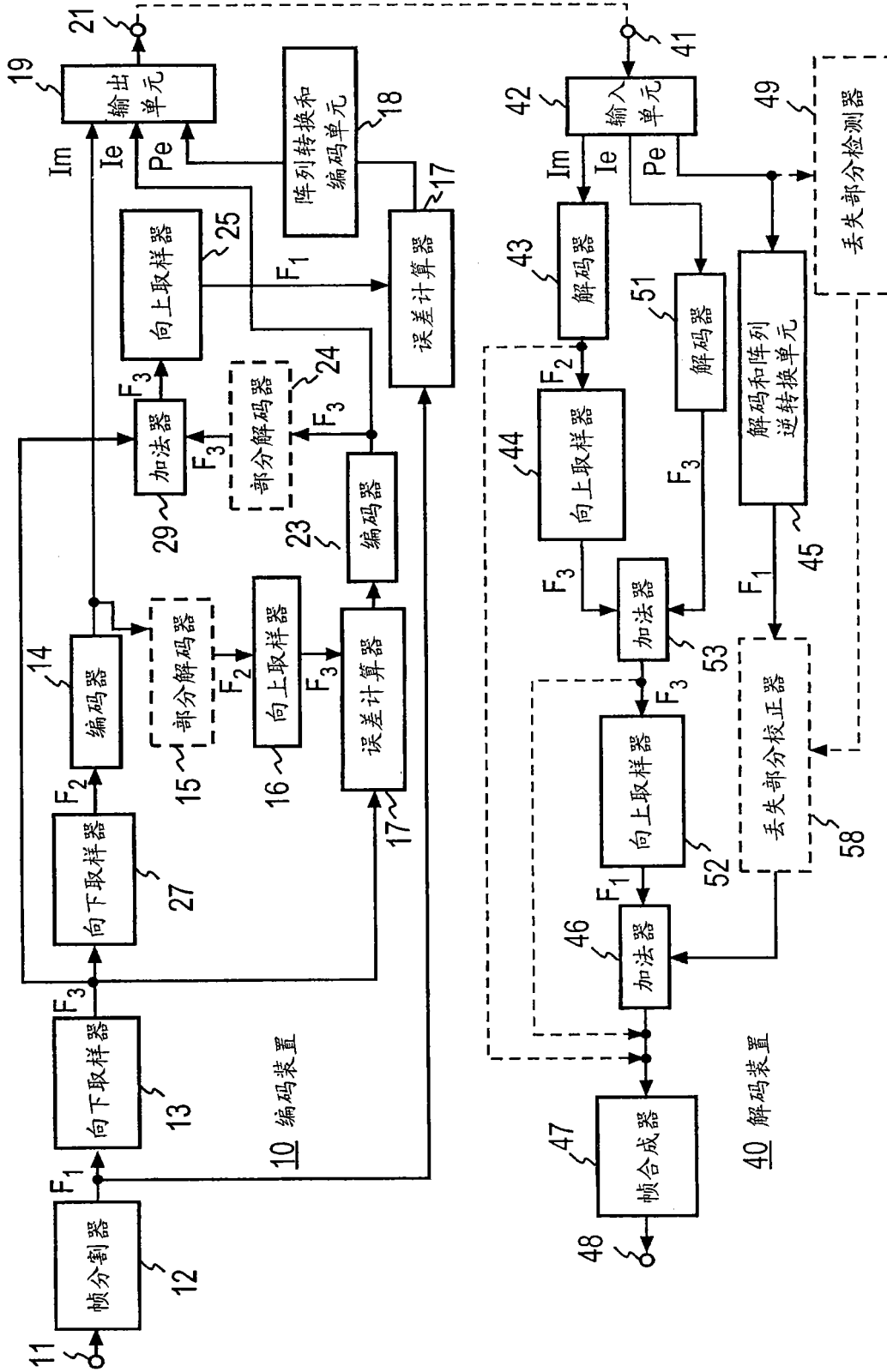


图 3

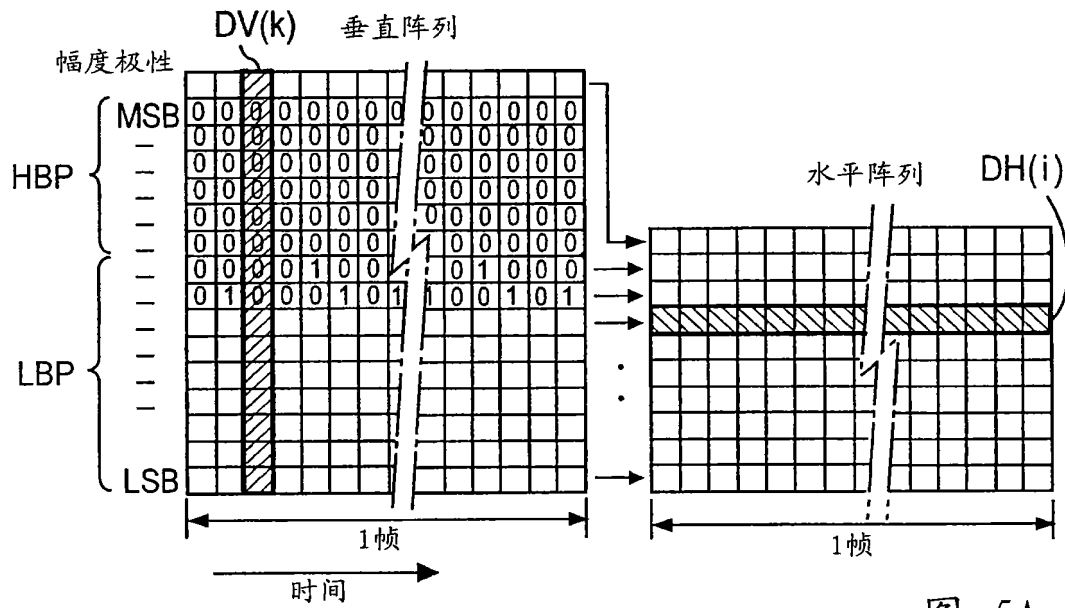


图 5A

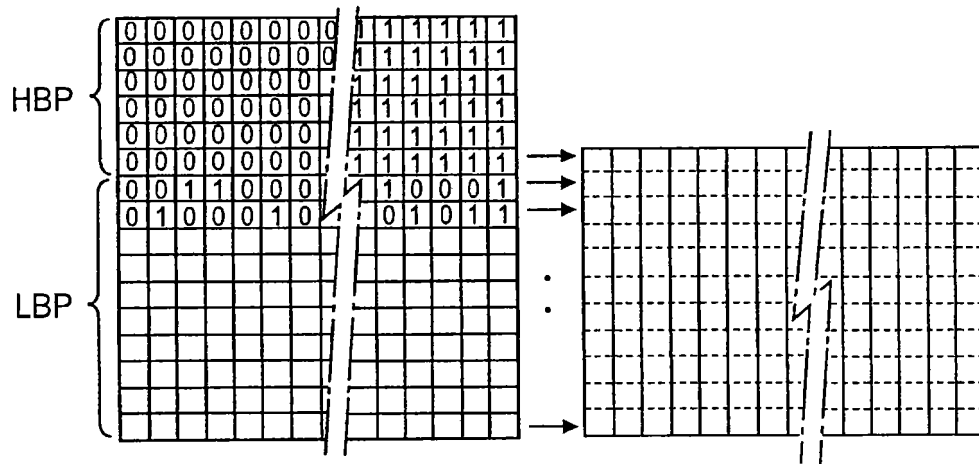


图 5B

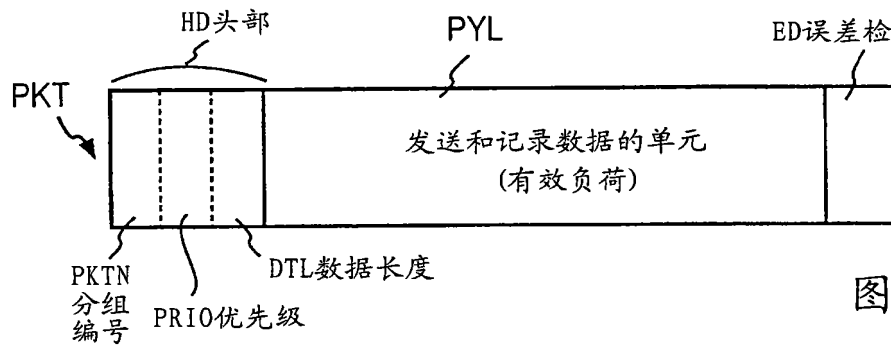


图 5C

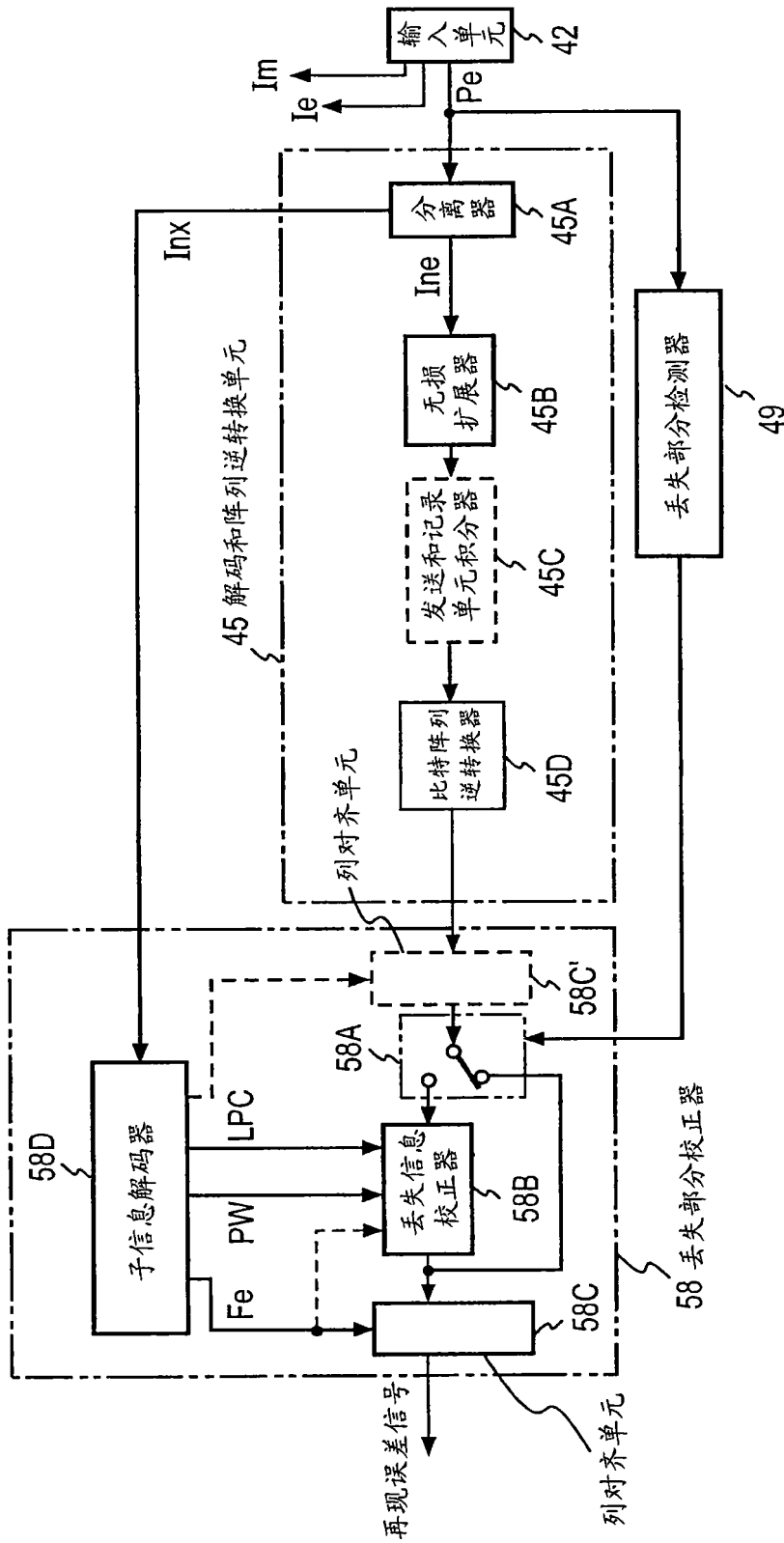
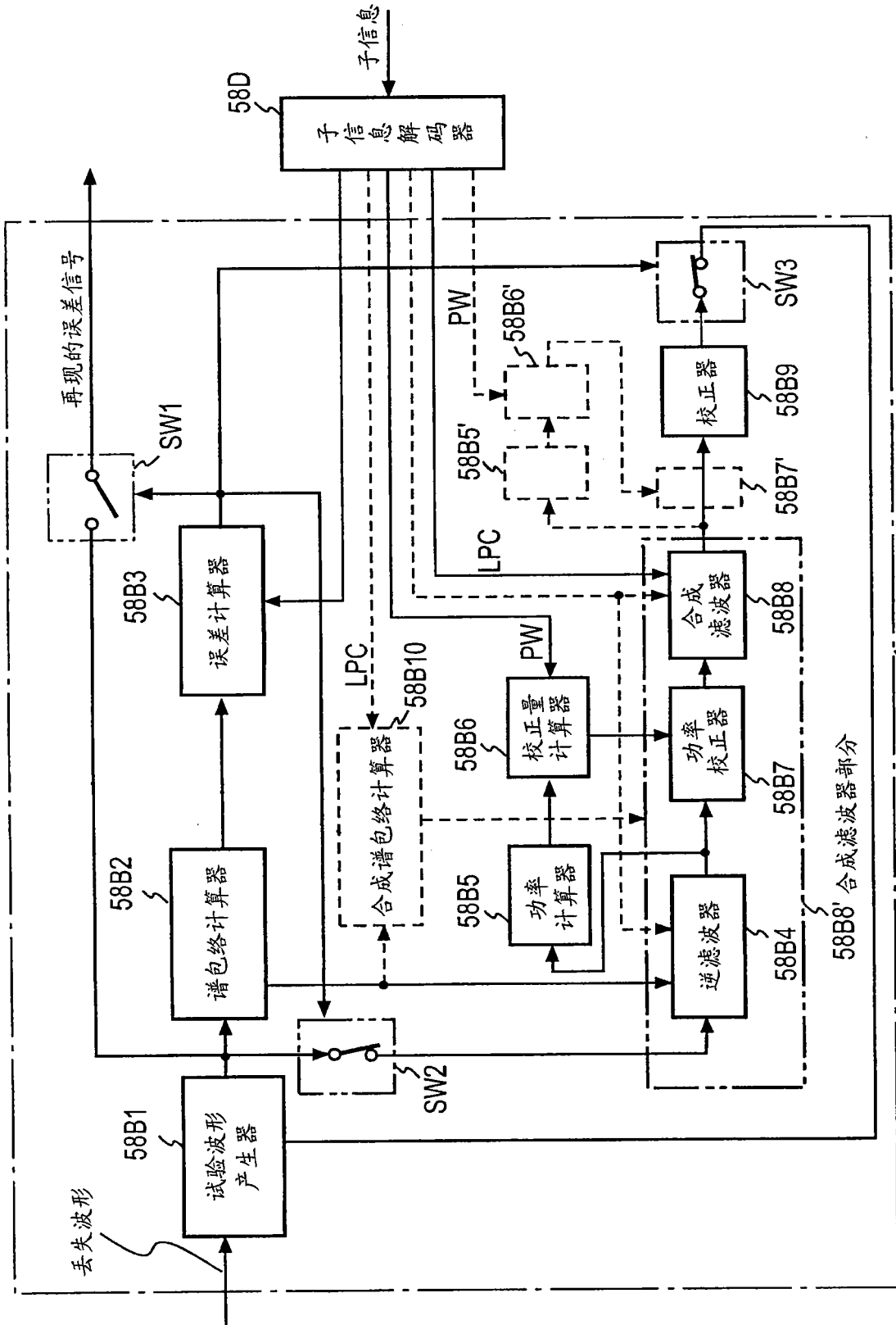


图 6



58B 丢失信息校正单元

图 8

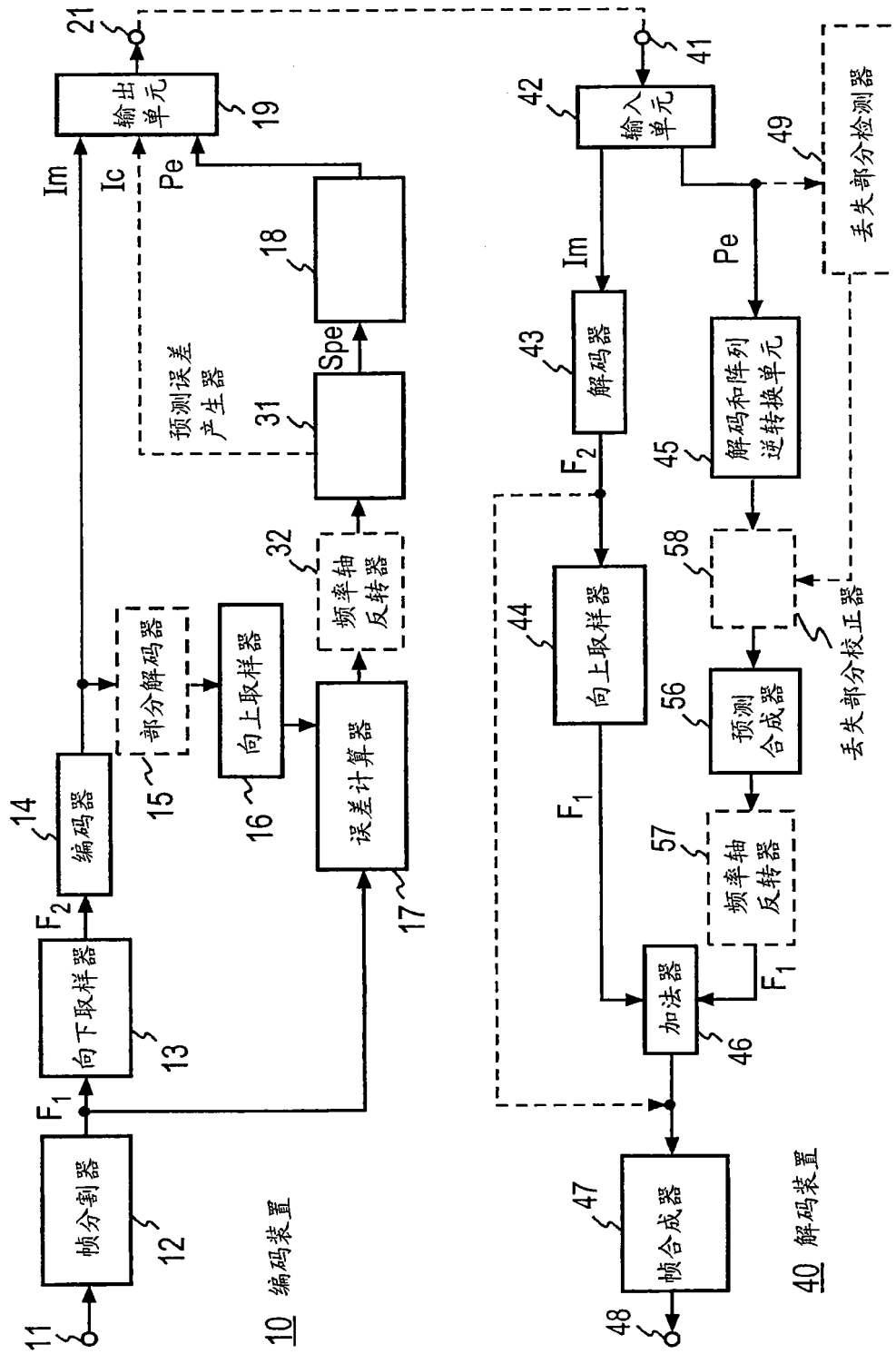


图 9

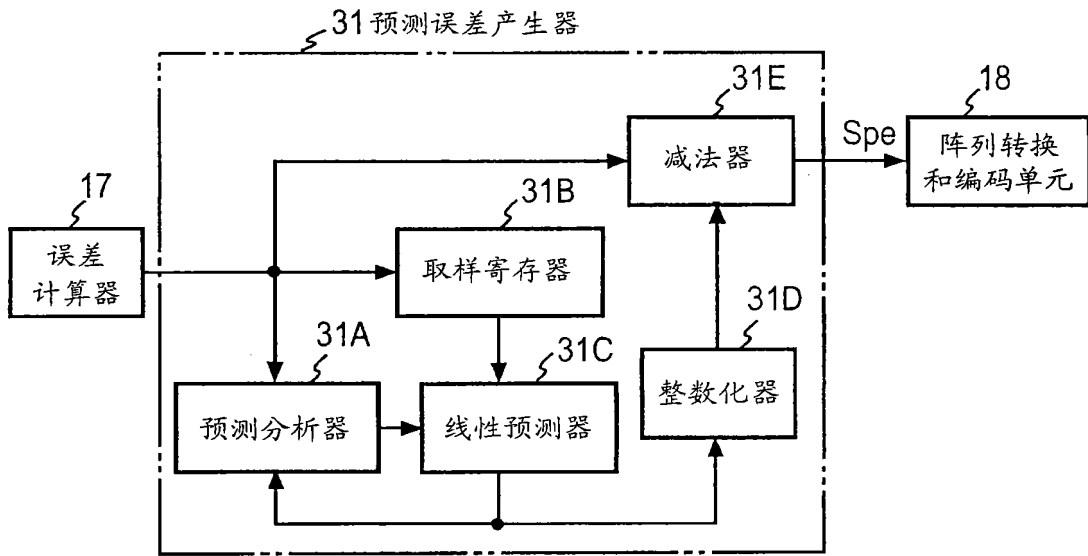


图 10A

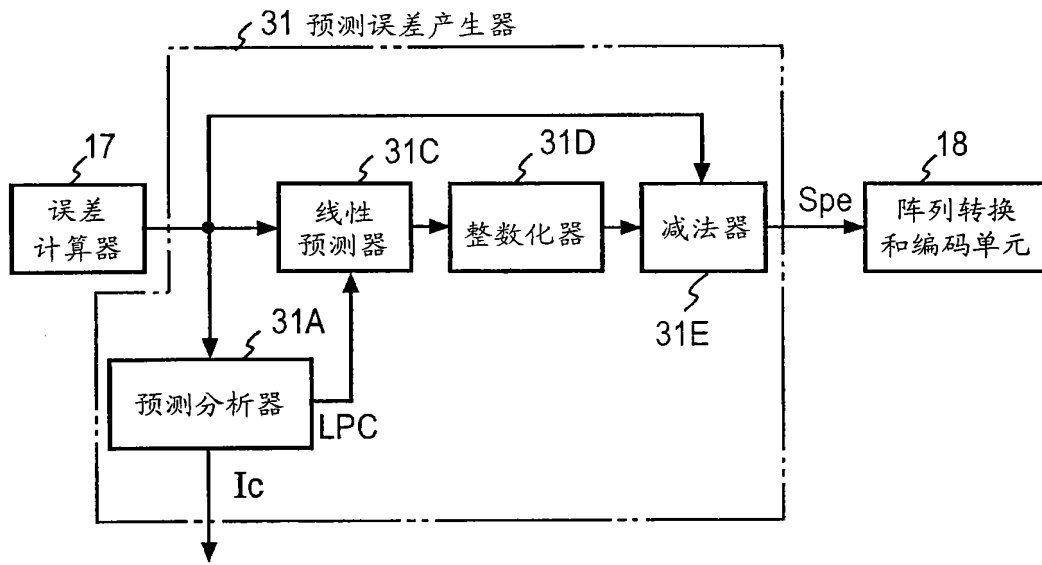


图 10B

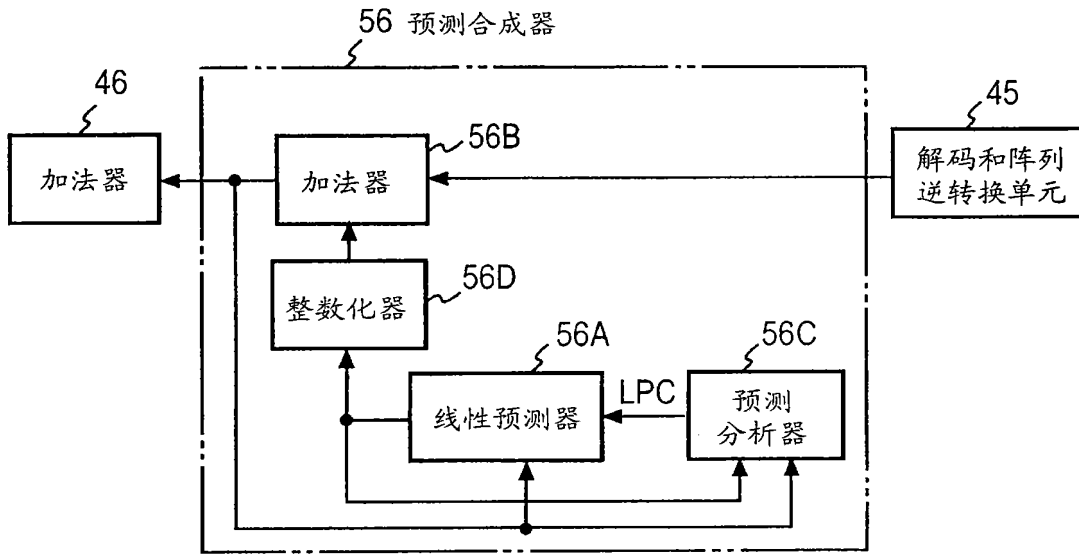


图 11A

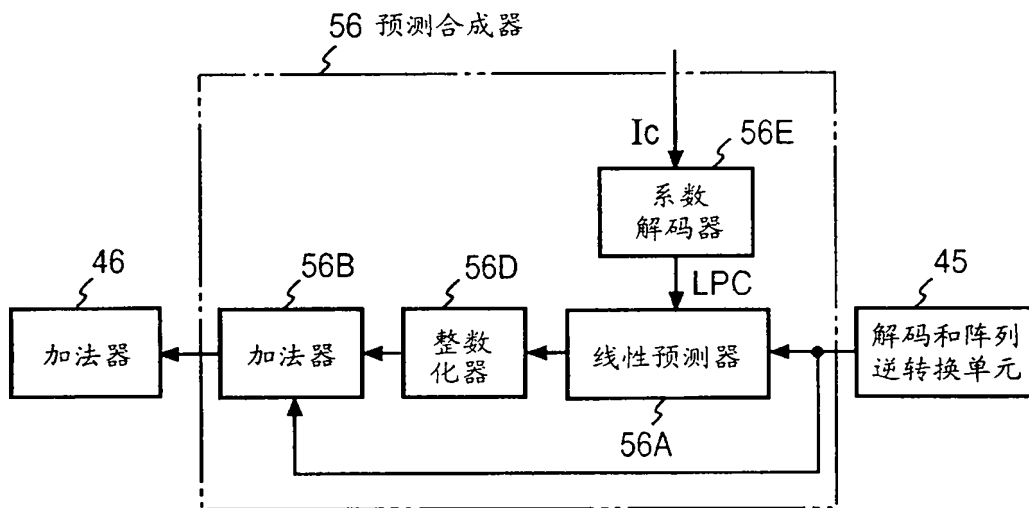


图 11B

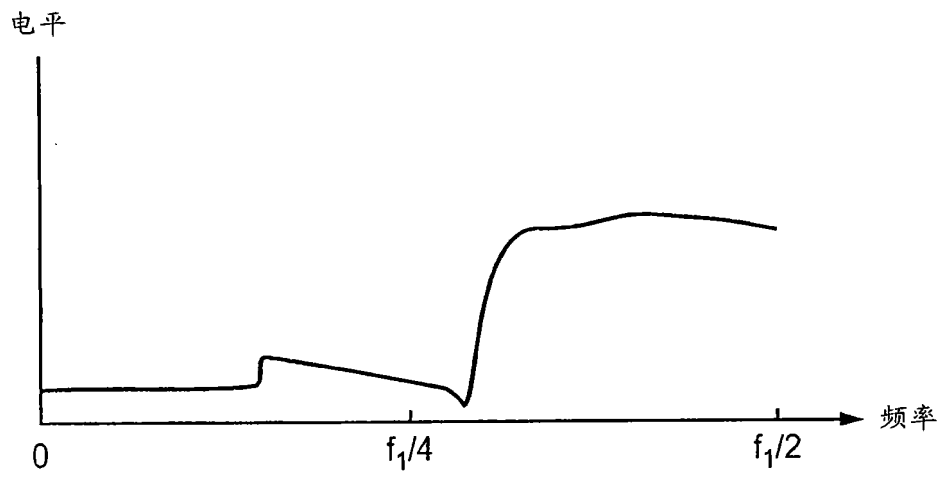


图 12A

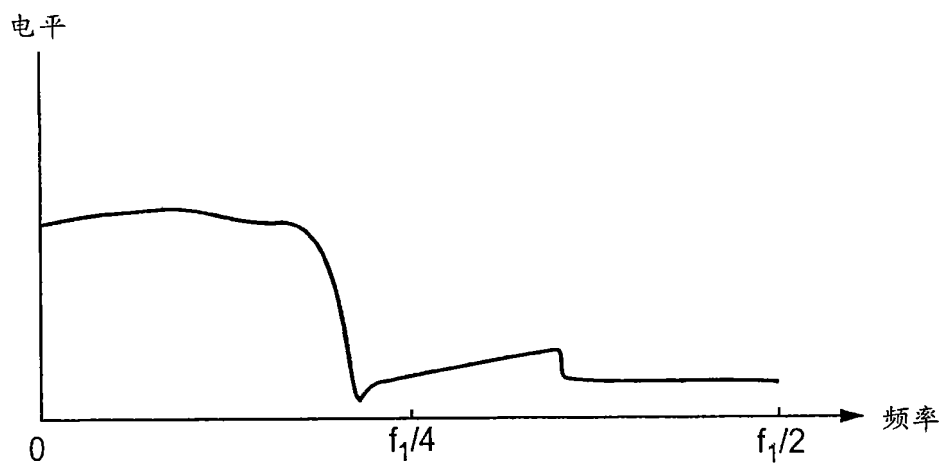


图 12B

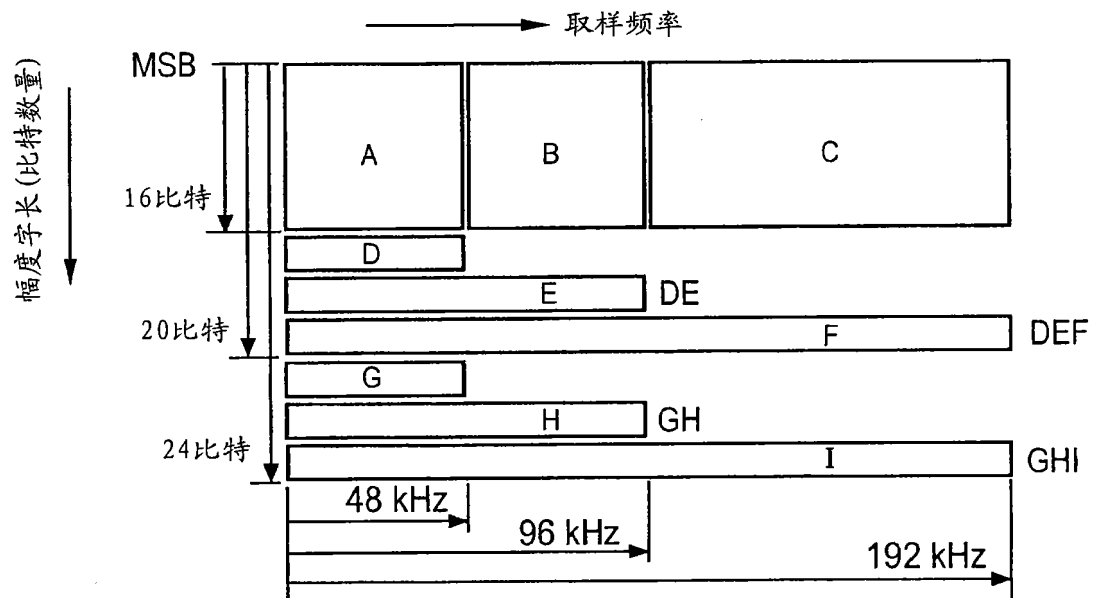


图 14A

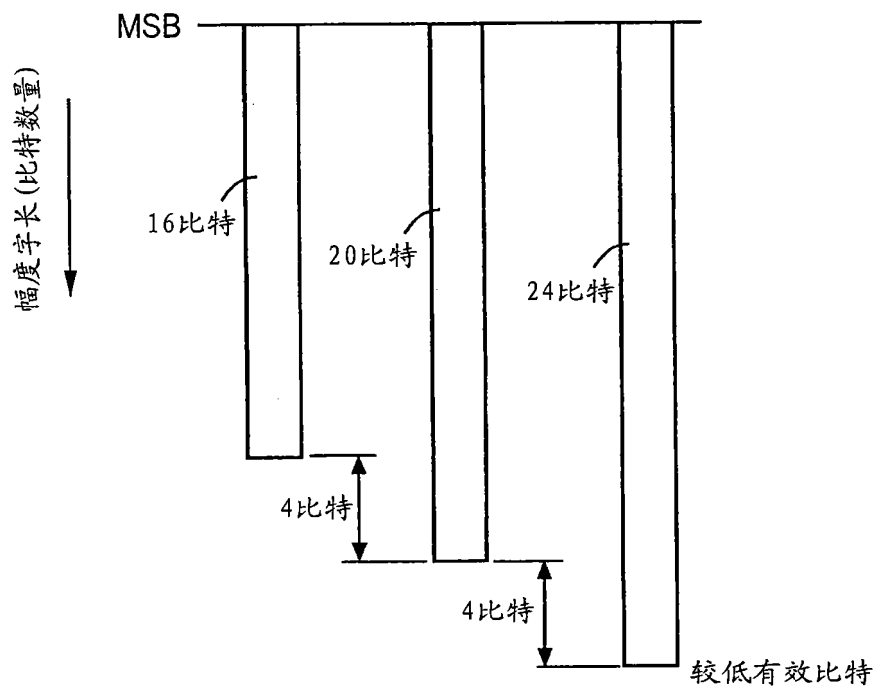


图 14B

取样频率 kHz	量化精度比特	使用中的代码
192	24	A+B+C+F+I
192	20	A+B+C+F
192	16	A+B+C
96	24	A+B+E+H
96	20	A+B+E
96	16	A+B
48	24	A+D+G
48	20	A+D
48	16	A

图 15

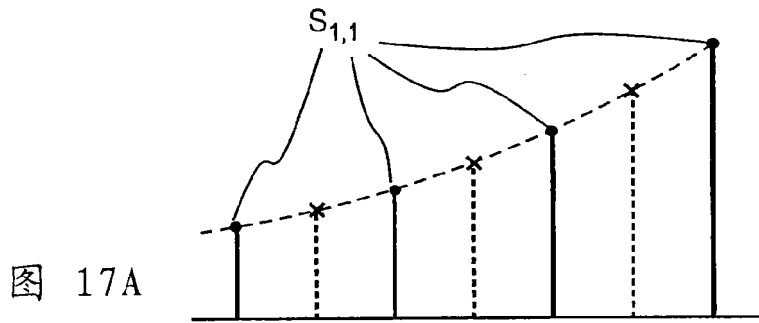


图 17A

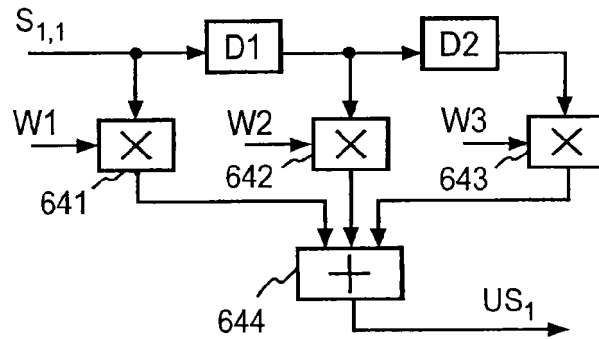


图 17B

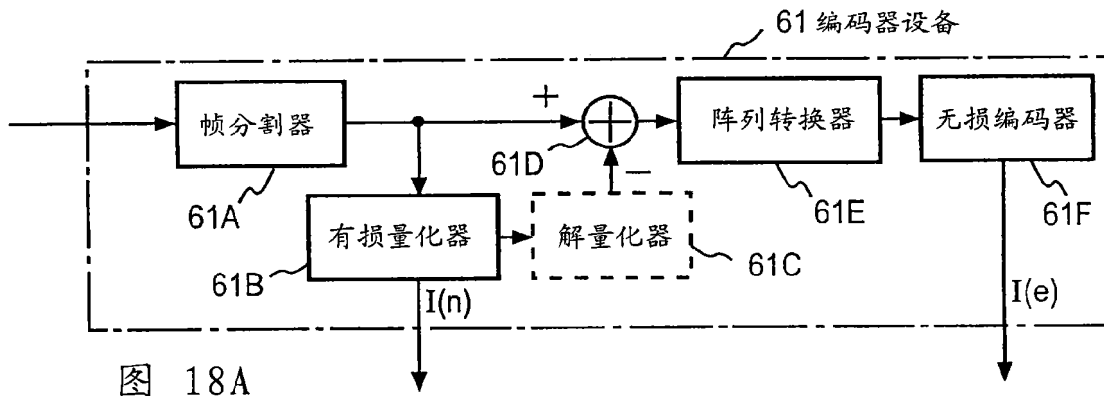


图 18A

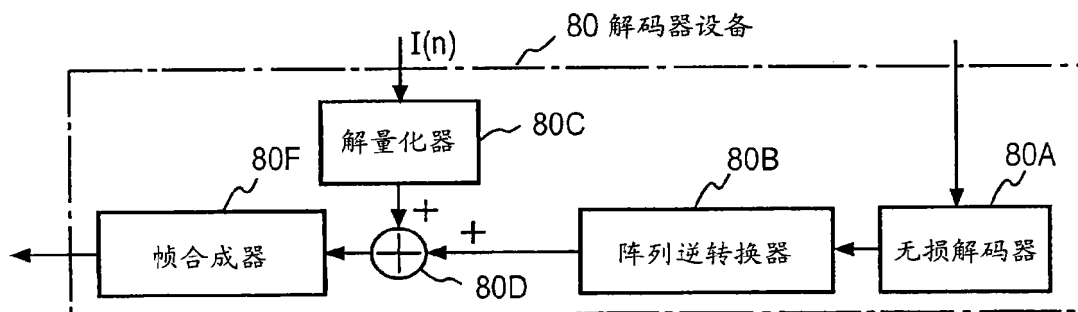


图 18B

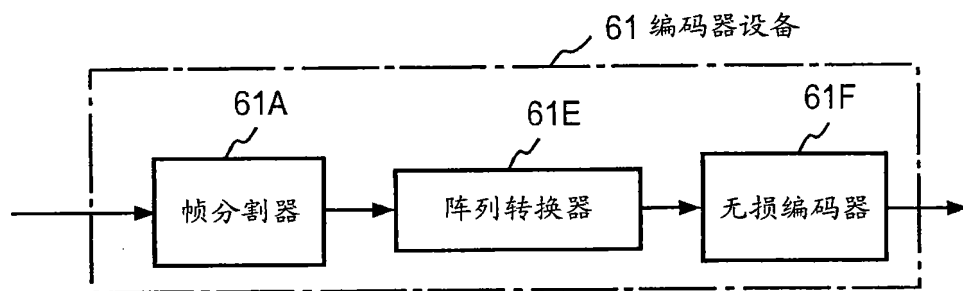


图 19A

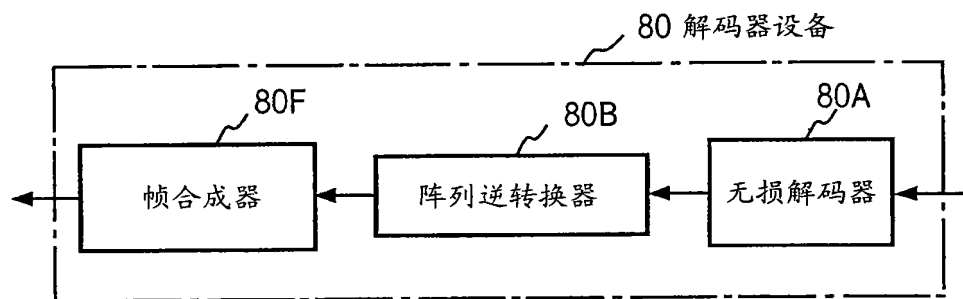


图 19B

子码	00	01	10	11
抽头的数量	3	9	27	81

图 20A

子码	00	01	10	11
增益	0.875	1.0	1.25	1.5

图 20B

子码	00	01	10	11
取样点的移位	-0.25	0.00	+0.25	+0.50

图 20C

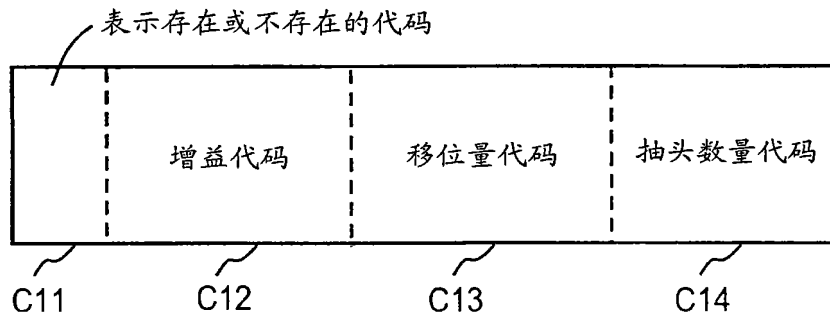


图 20D

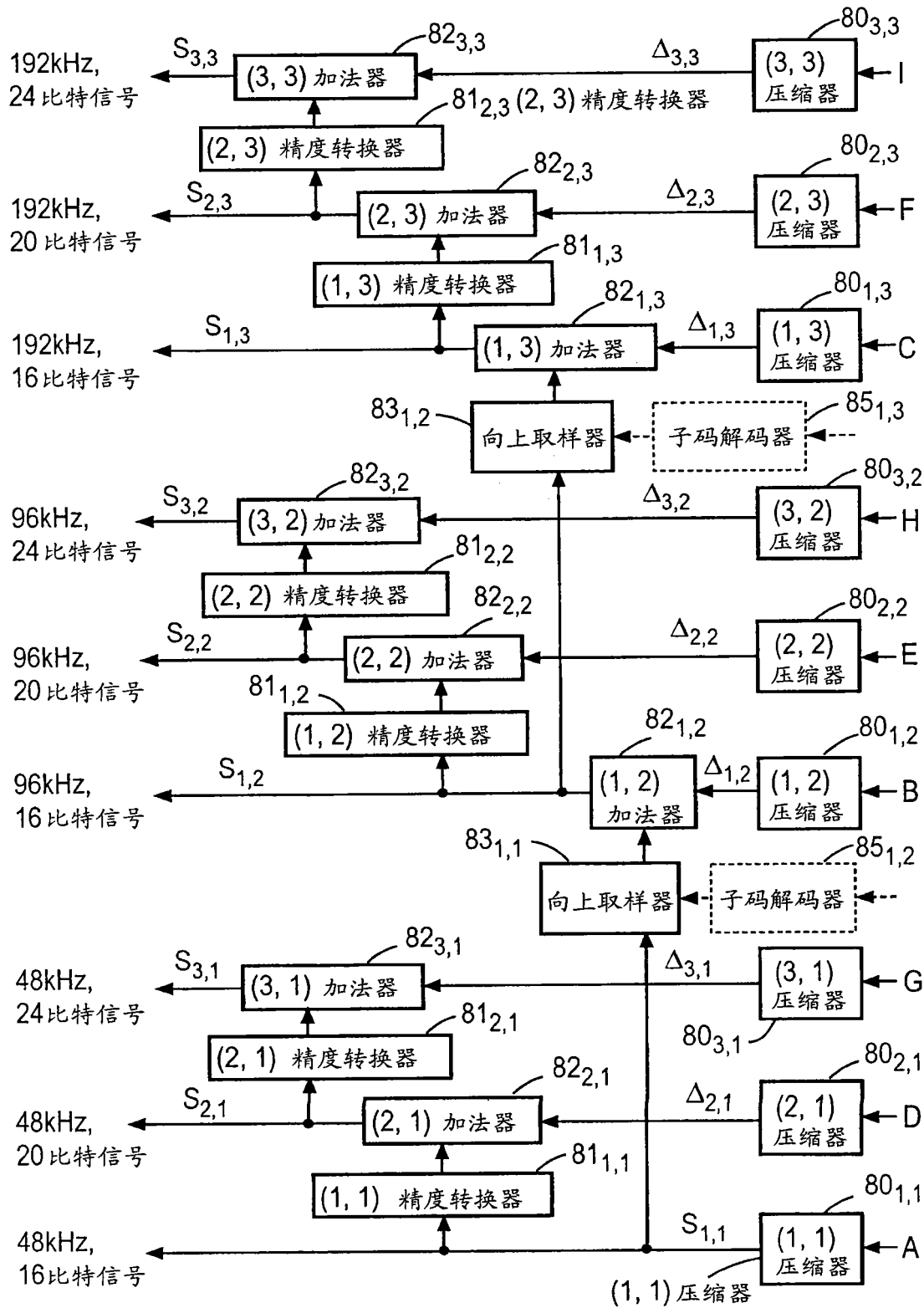


图 21

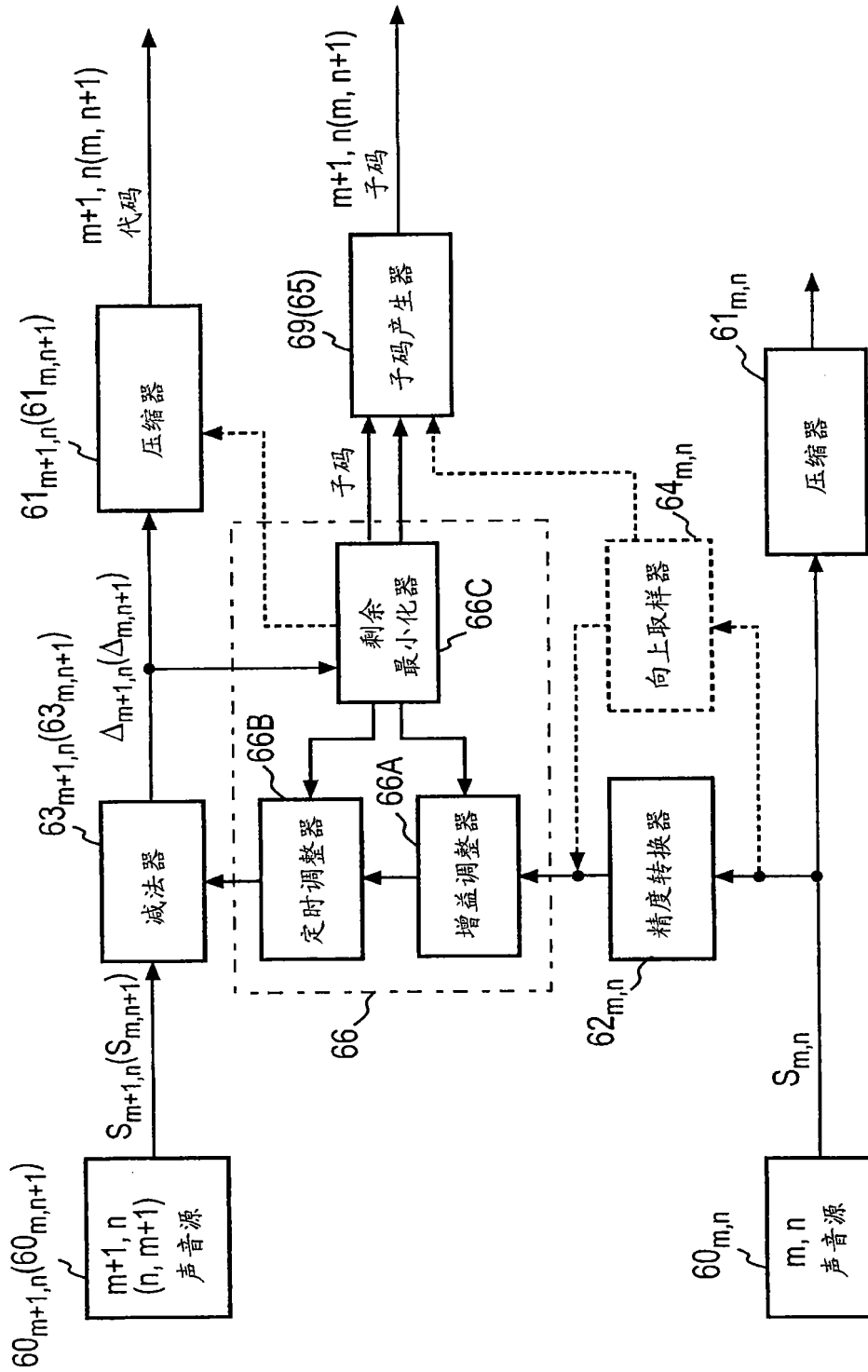


图 22

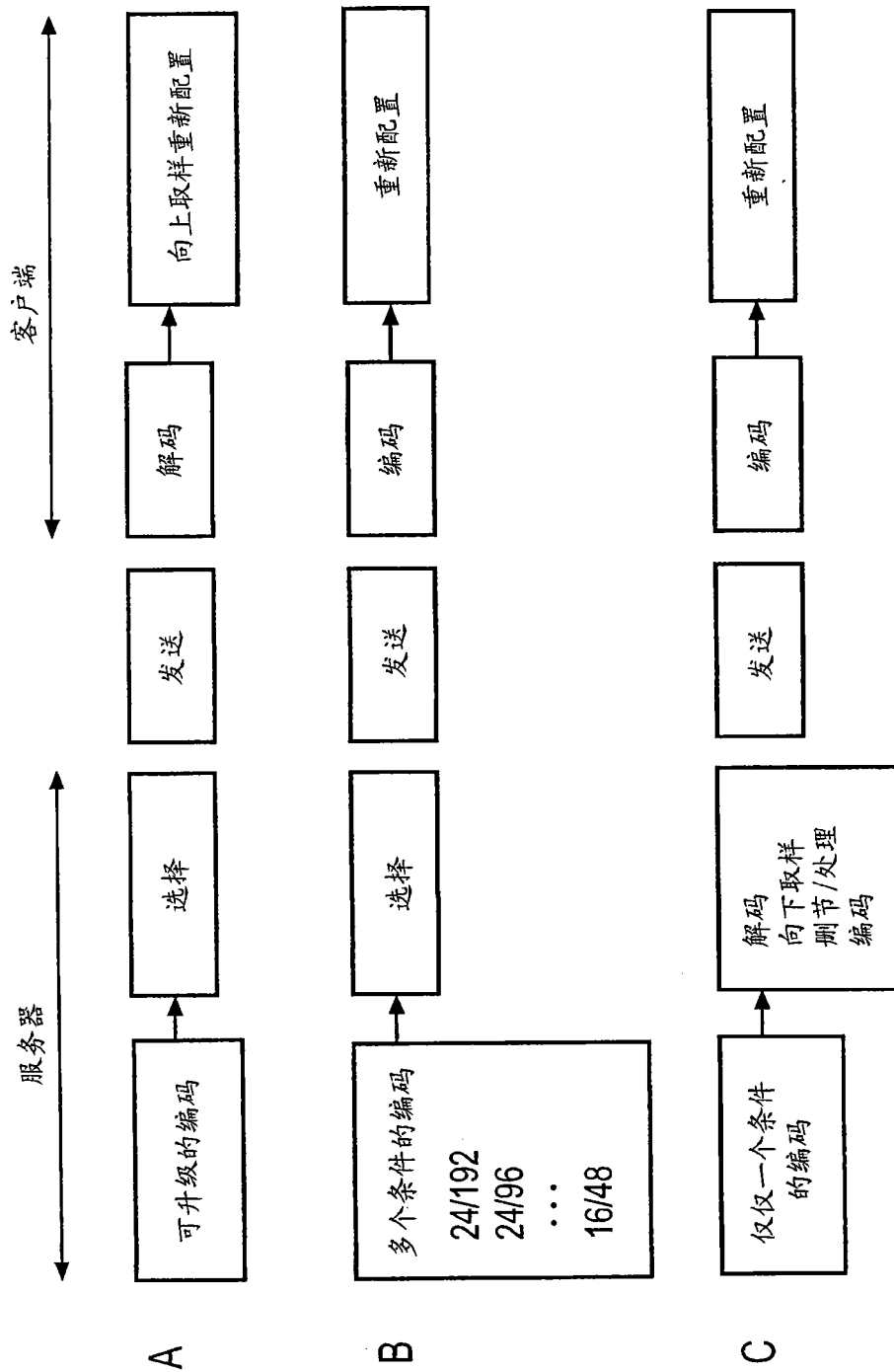


图 24

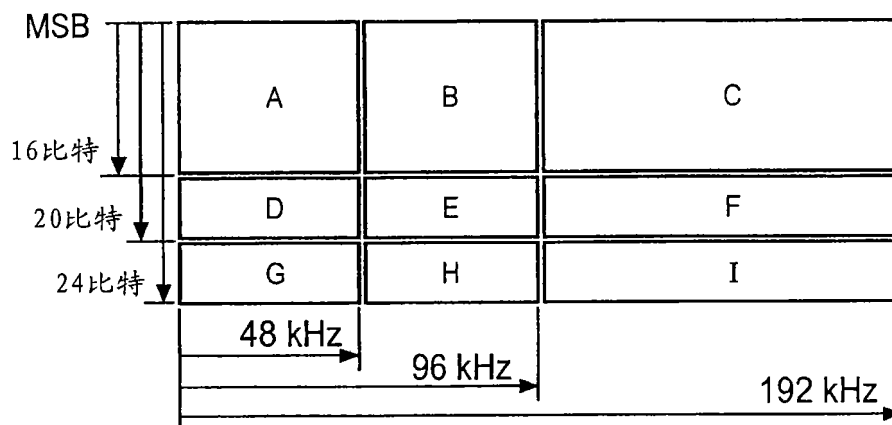


图 25

取样频率 KHz	量化精度 比特	使用中的代码 (1)	使用中的 代码 (2)
192	24	A+B+C+D+E+F+G+H+I	A+B+C+F+I
192	20	A+B+C+D+E+F	A+B+C+F
192	16	A+B+C	A+B+C
96	24	A+B+D+E+G+H	A+B+E+H
96	20	A+B+D+E	A+B+E
96	16	A+B	A+B
48	24	A+D+G	A+D+G
48	20	A+D	A+D
48	16	A	A

图 26

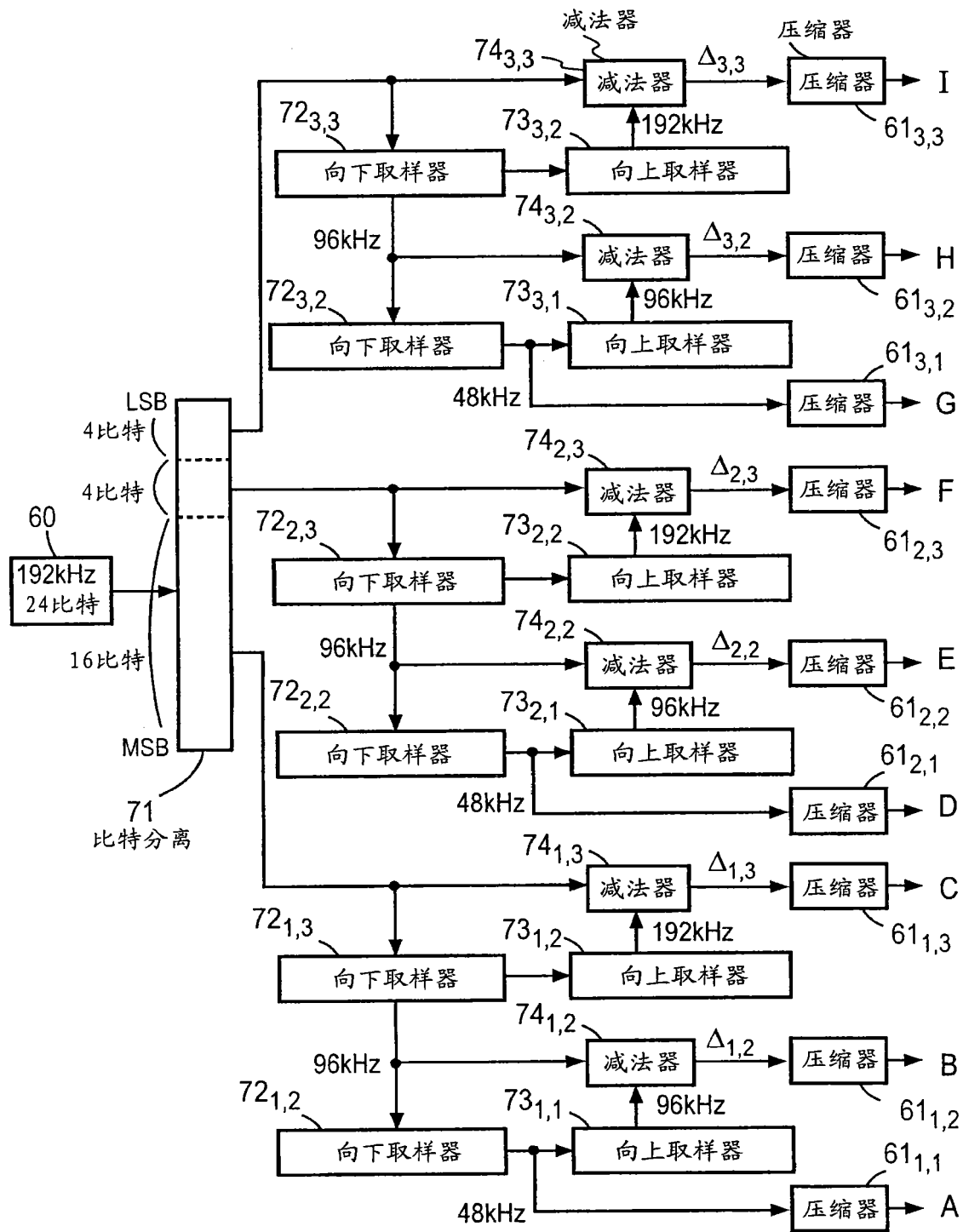


图 27

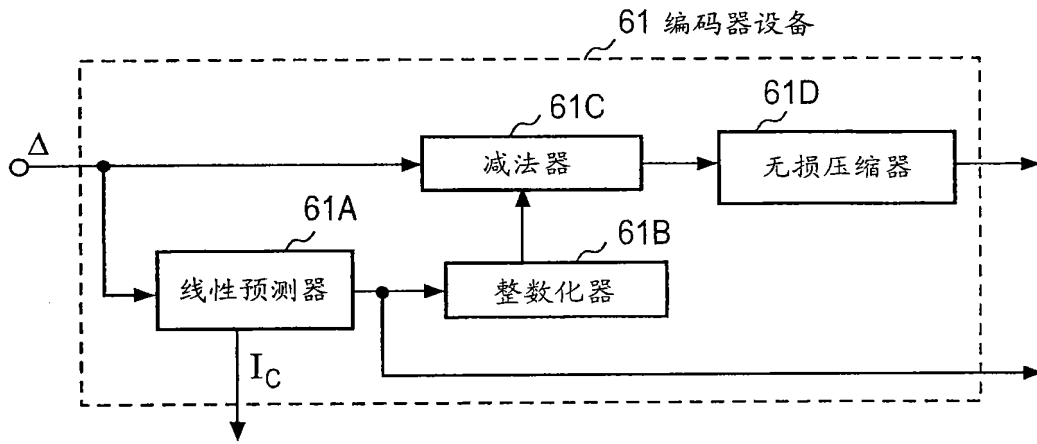


图 28

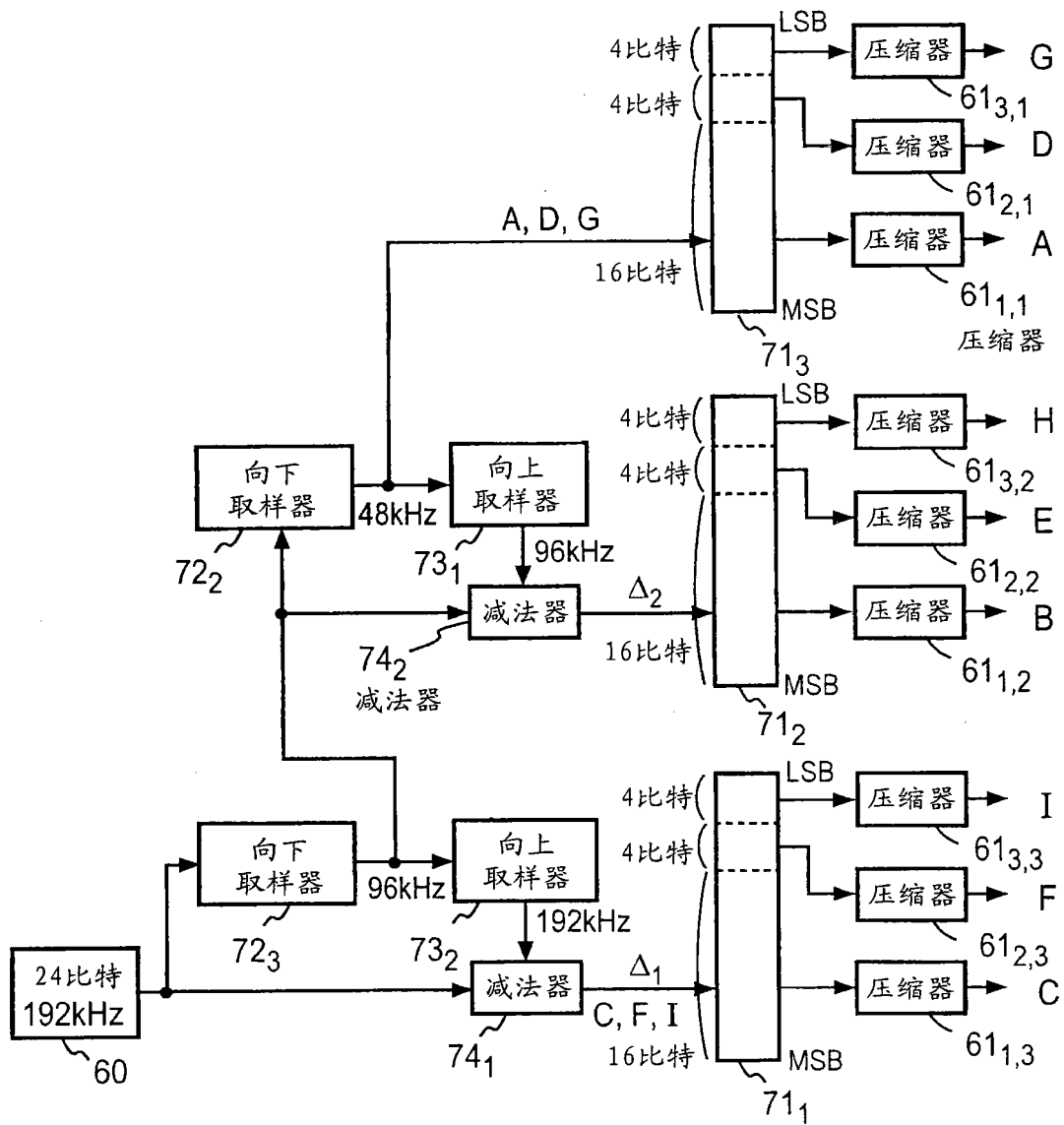


图 29

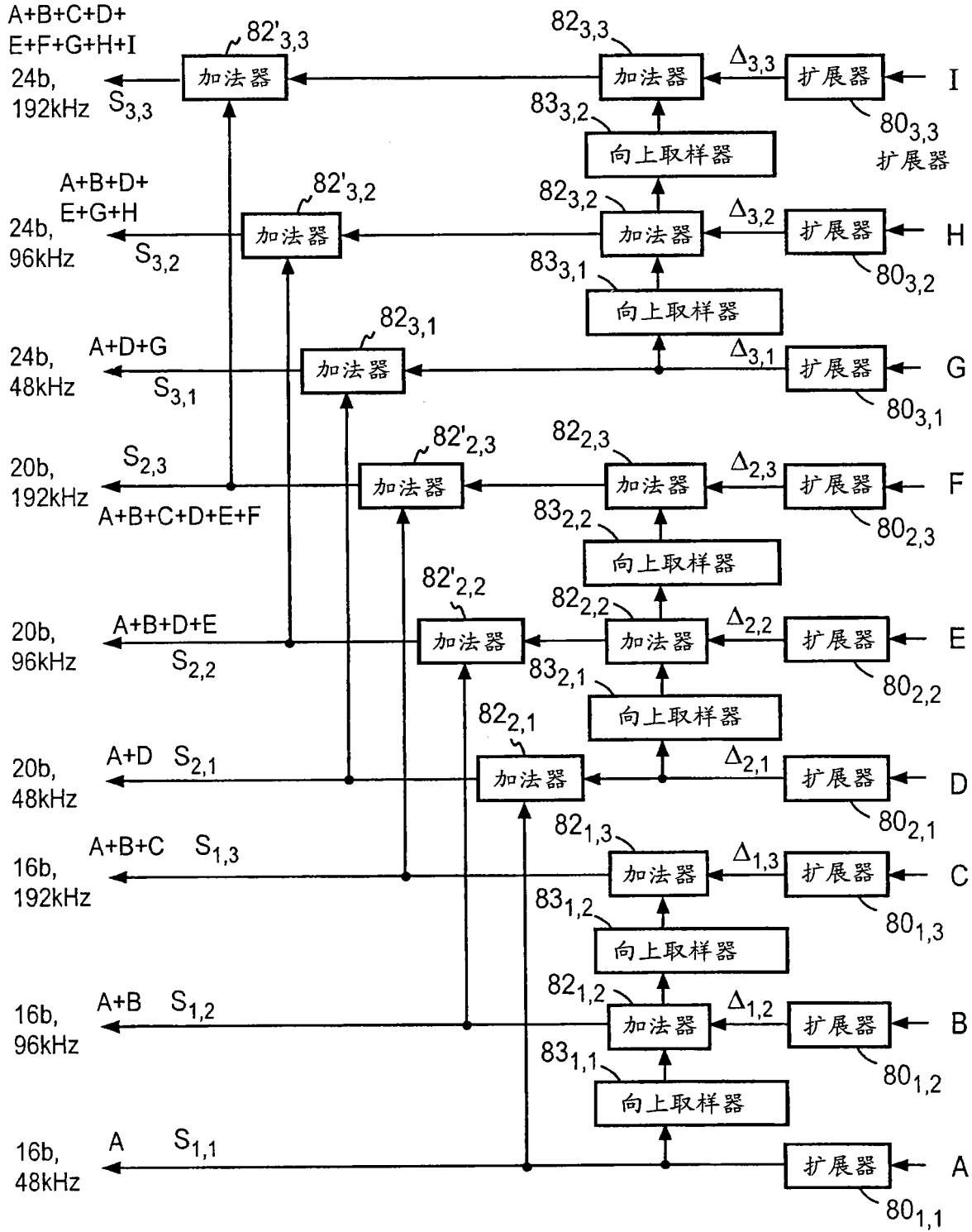


图 30

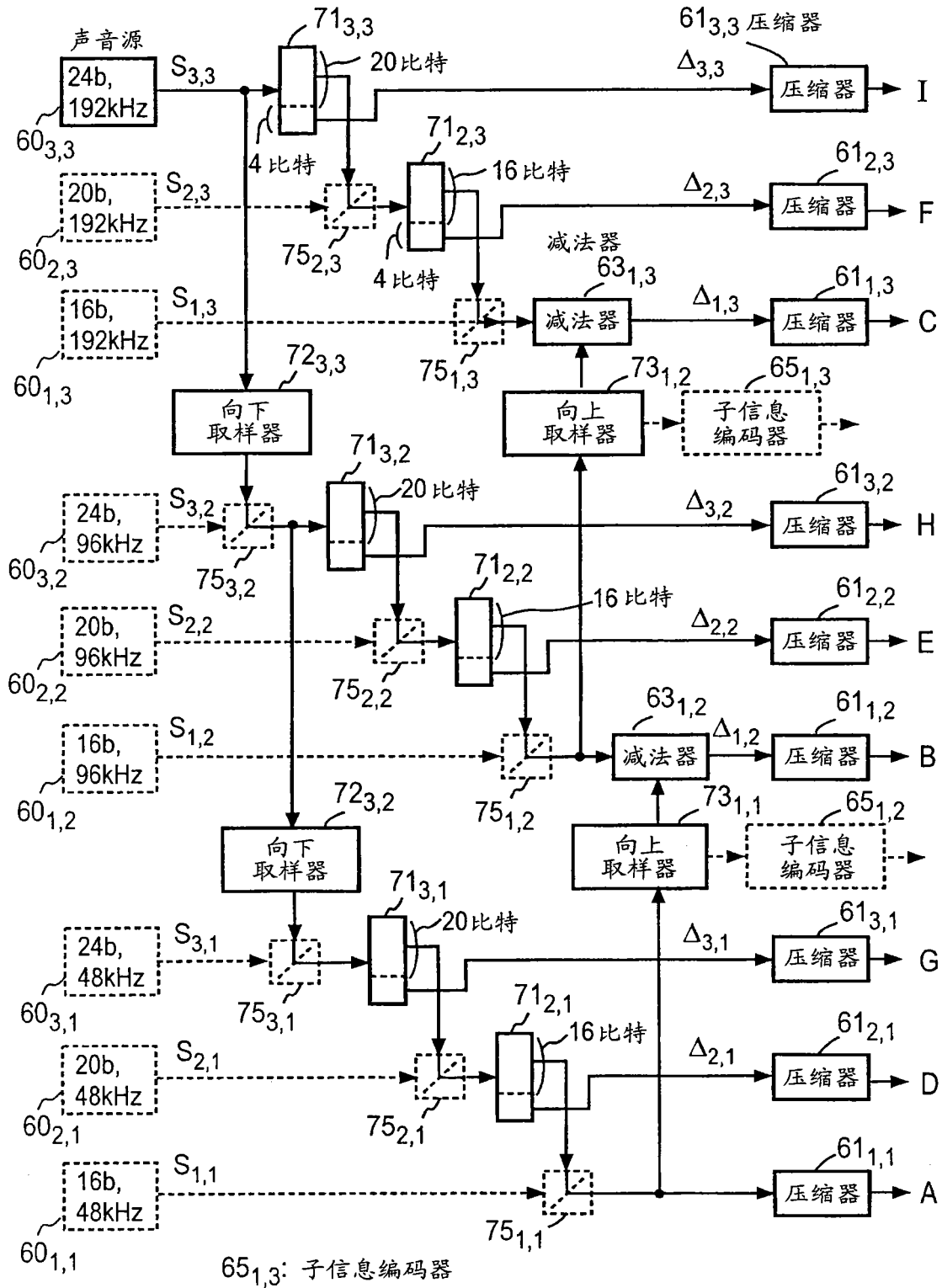


图 31

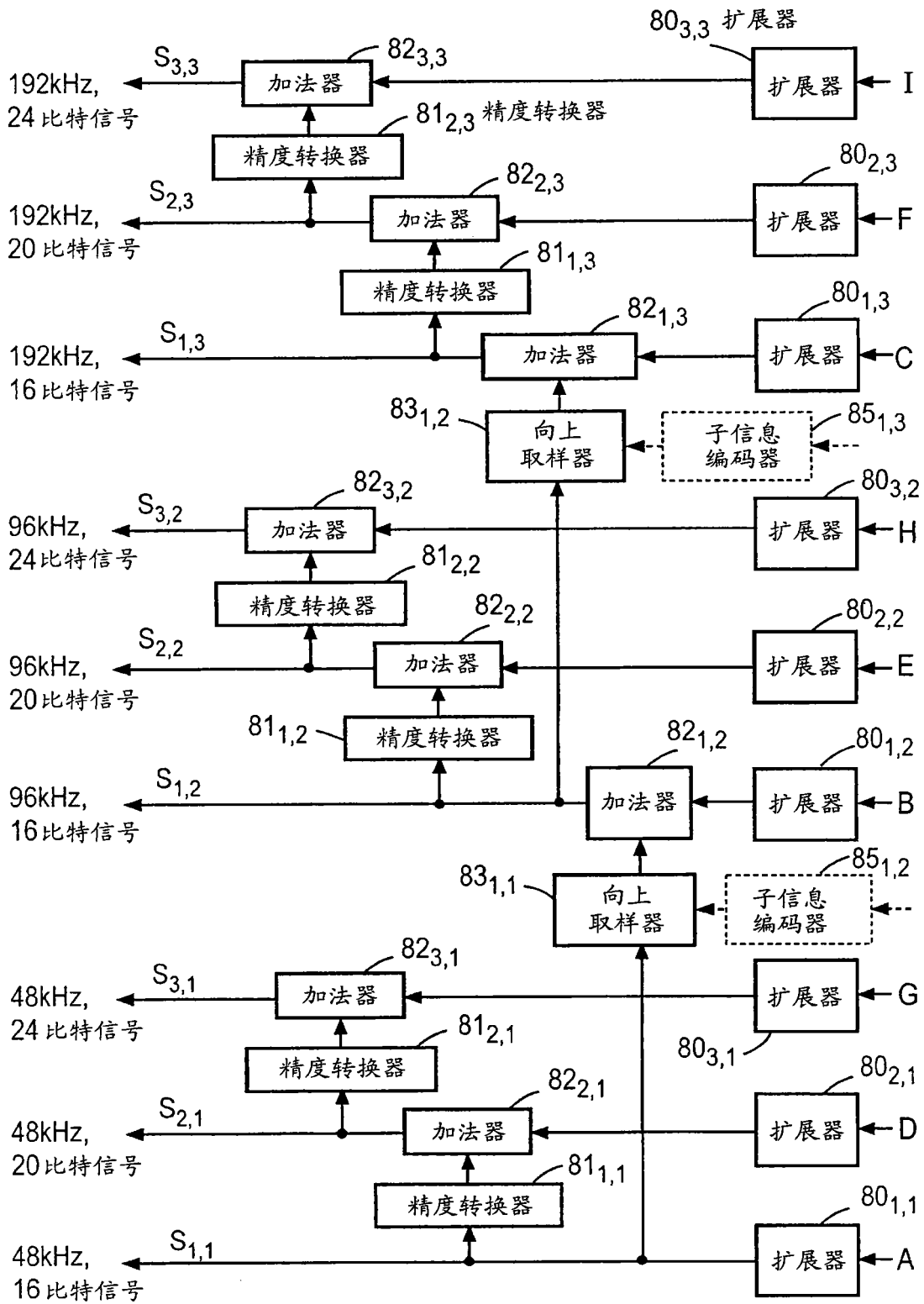


图 32

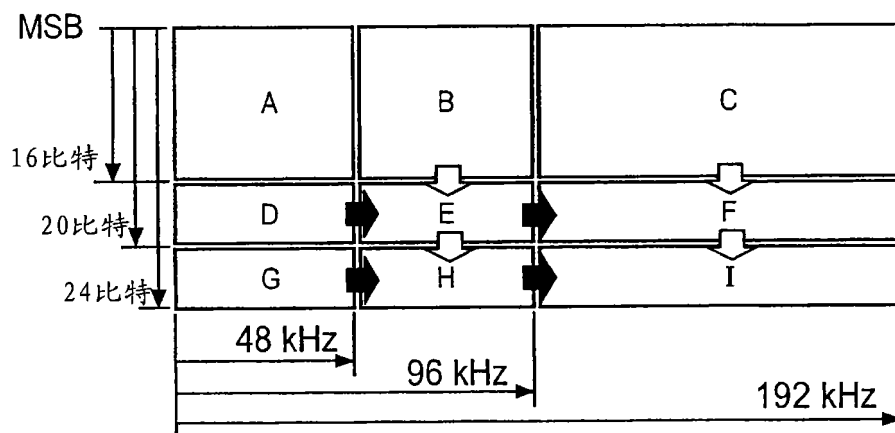


图 33

取样频率 KHz	量化精度 比特	使用中的代码
192	24	$A + \{ \{ \{ (B \text{ or } D) + E \} + (F \text{ or } H) \} \text{ or } \{ (B + C + F) \text{ or } (D + G + H) \} \} + I$
192	20	$A + \{ \{ (B \text{ or } D) + E \} \text{ or } (B + C) \} + F$
192	16	$A + B + C$
96	24	$A + \{ \{ (B \text{ or } D) + E \} \text{ or } (D + G) \} + H$
96	20	$A + (B \text{ or } D) + E$
96	16	$A + B$
48	24	$A + D + G$
48	20	$A + D$
48	16	A

图 34

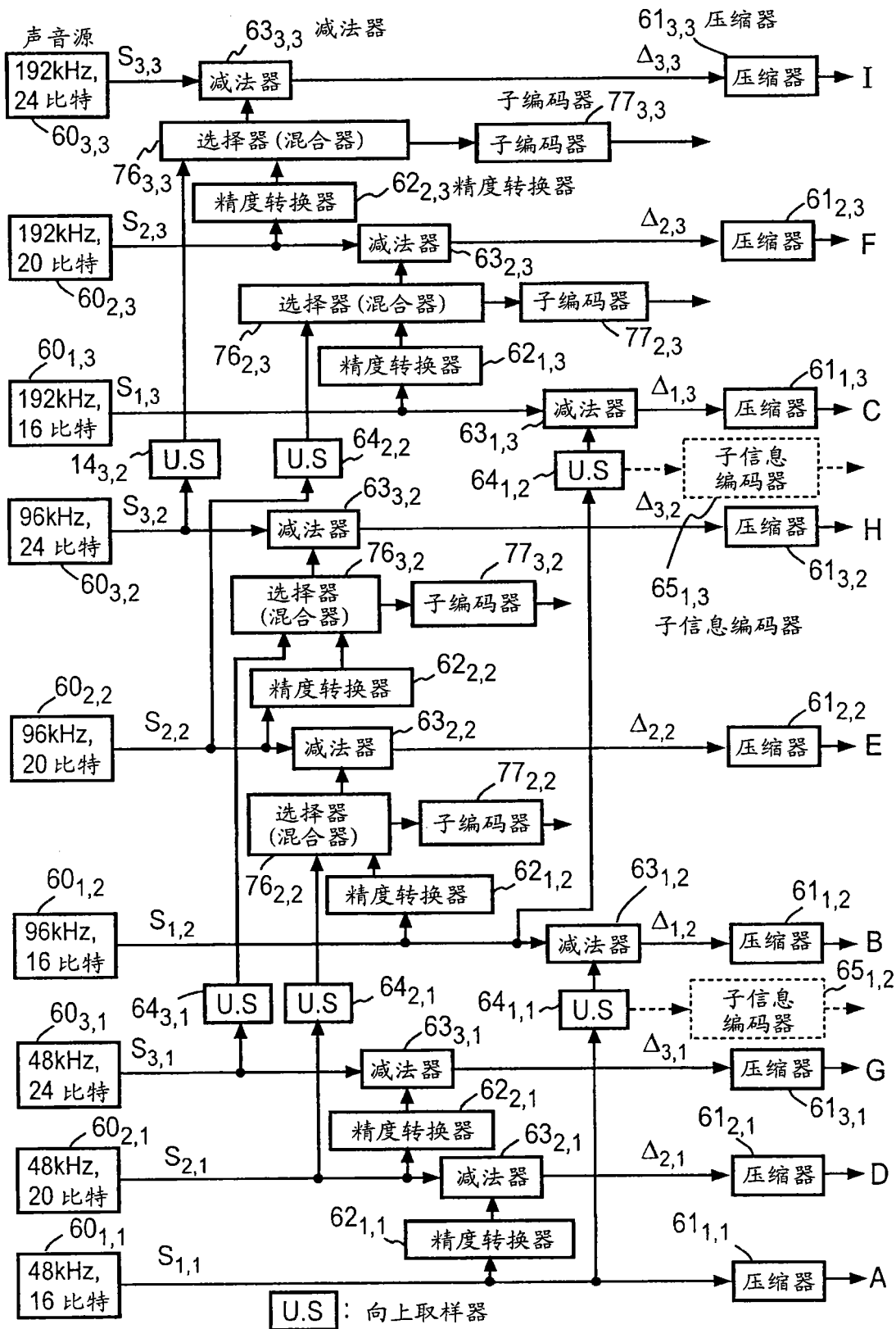


图 35

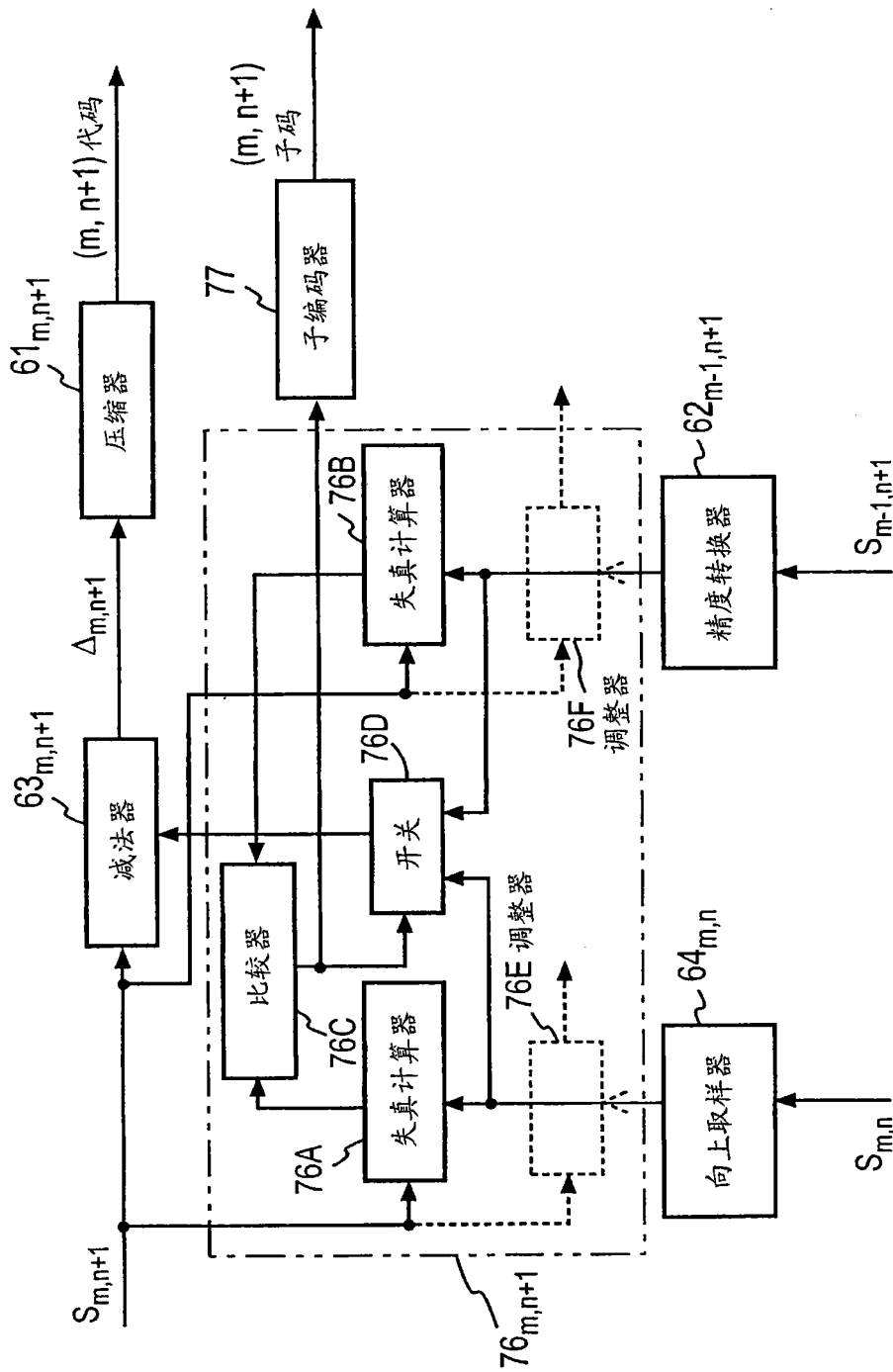


图 36

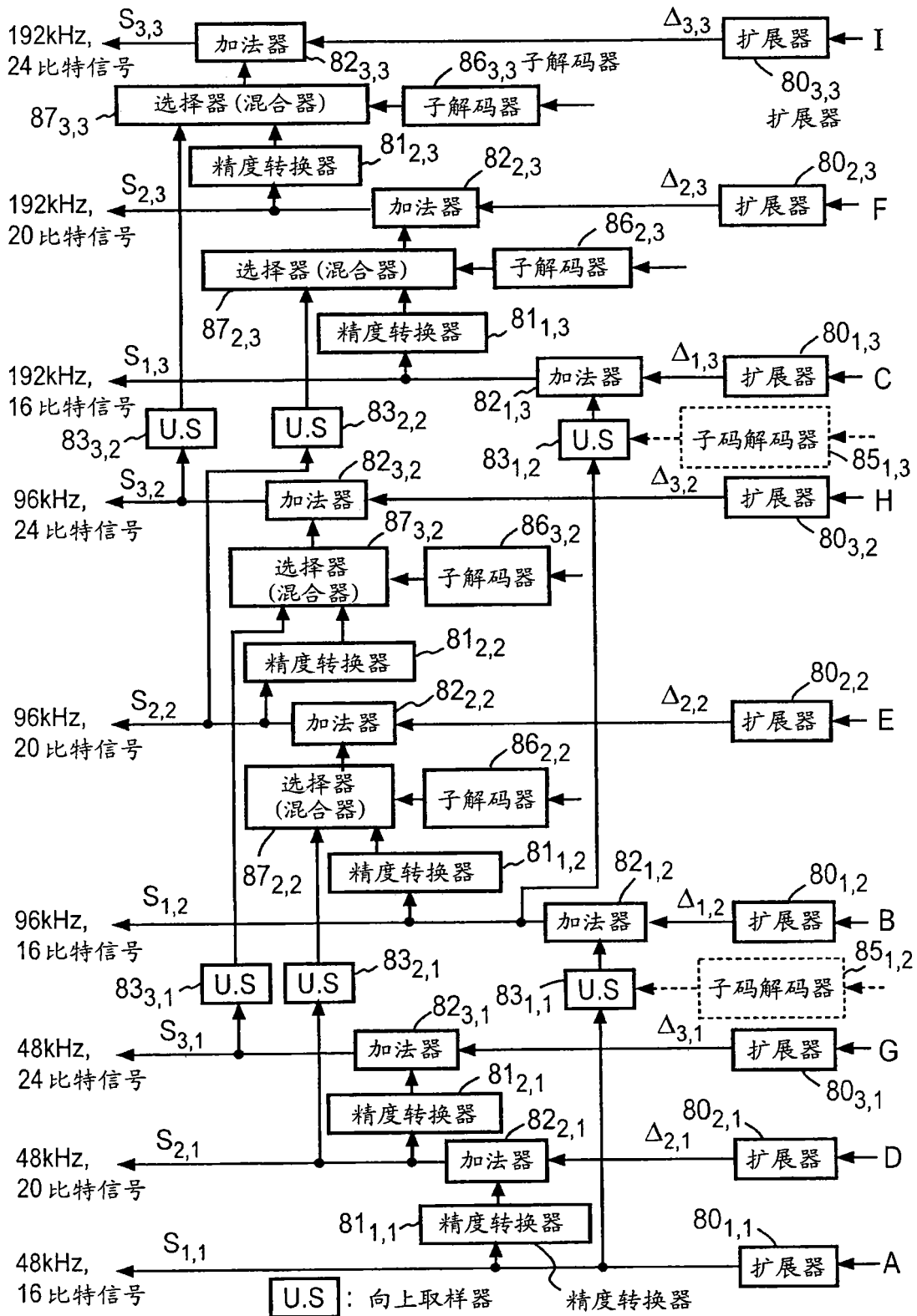


图 37

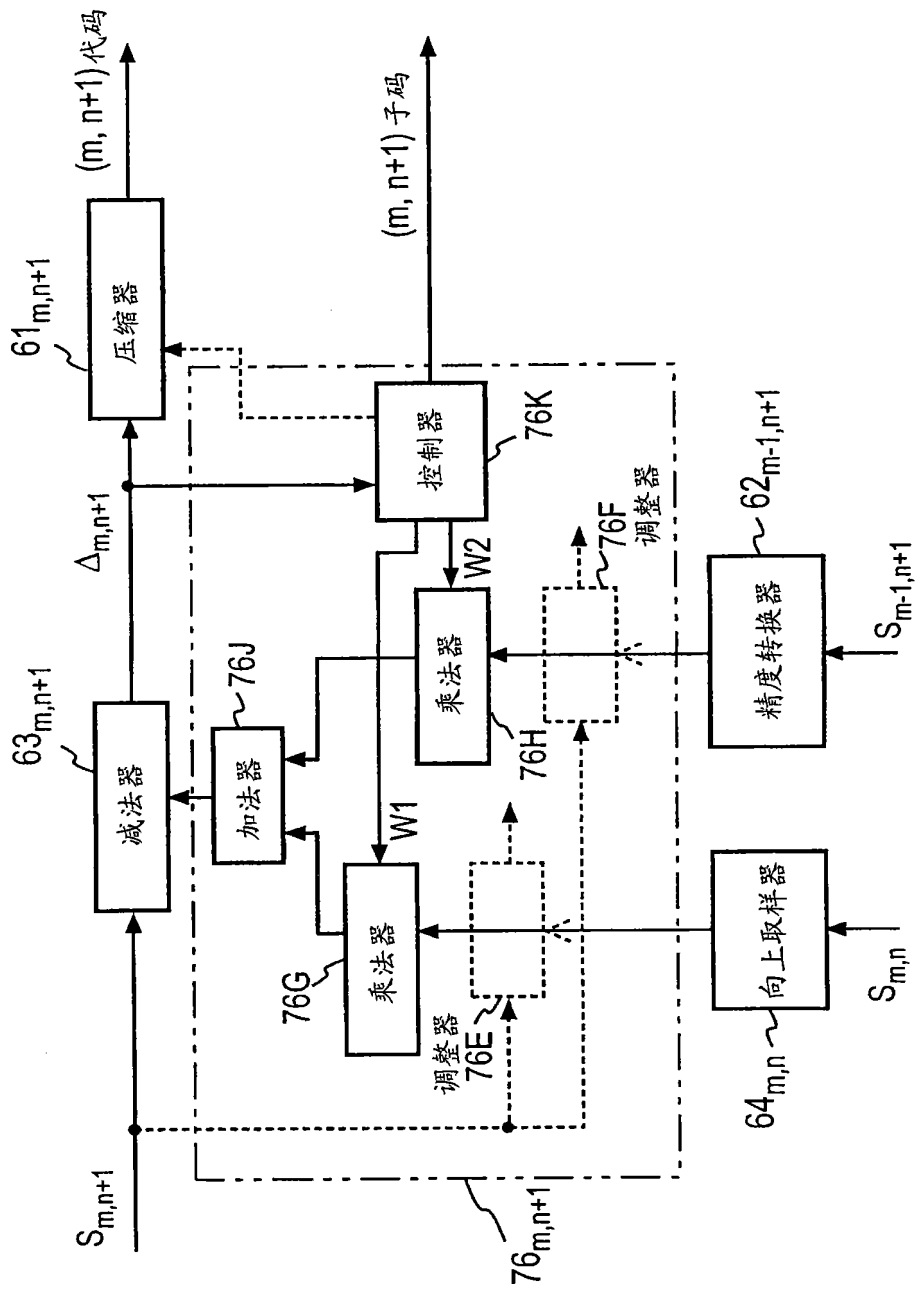


图 38

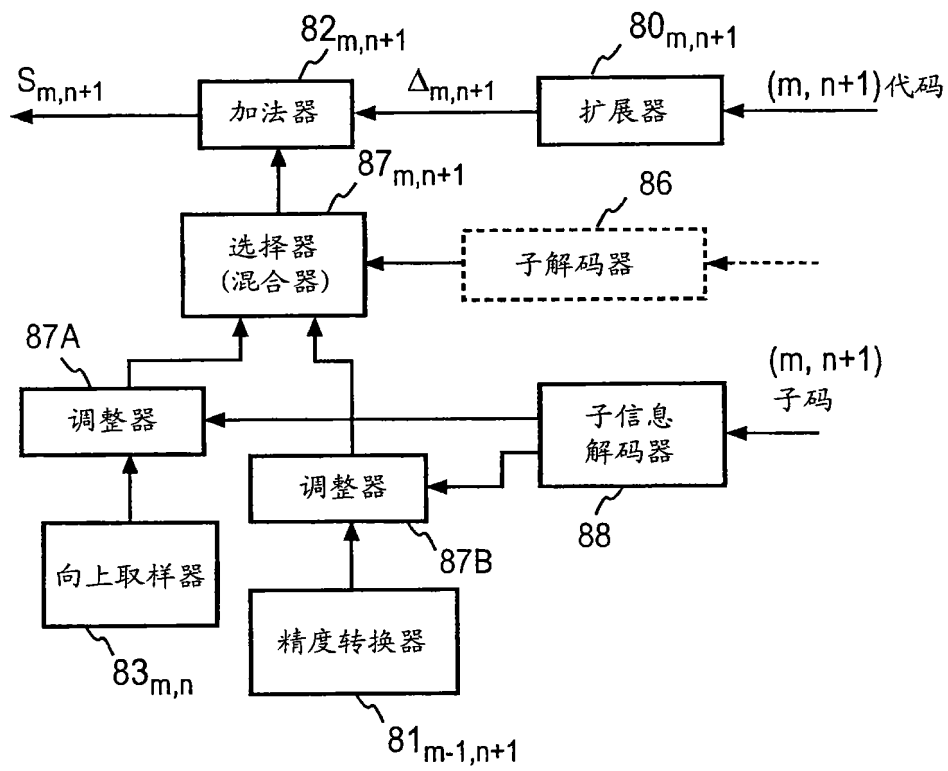


图 39

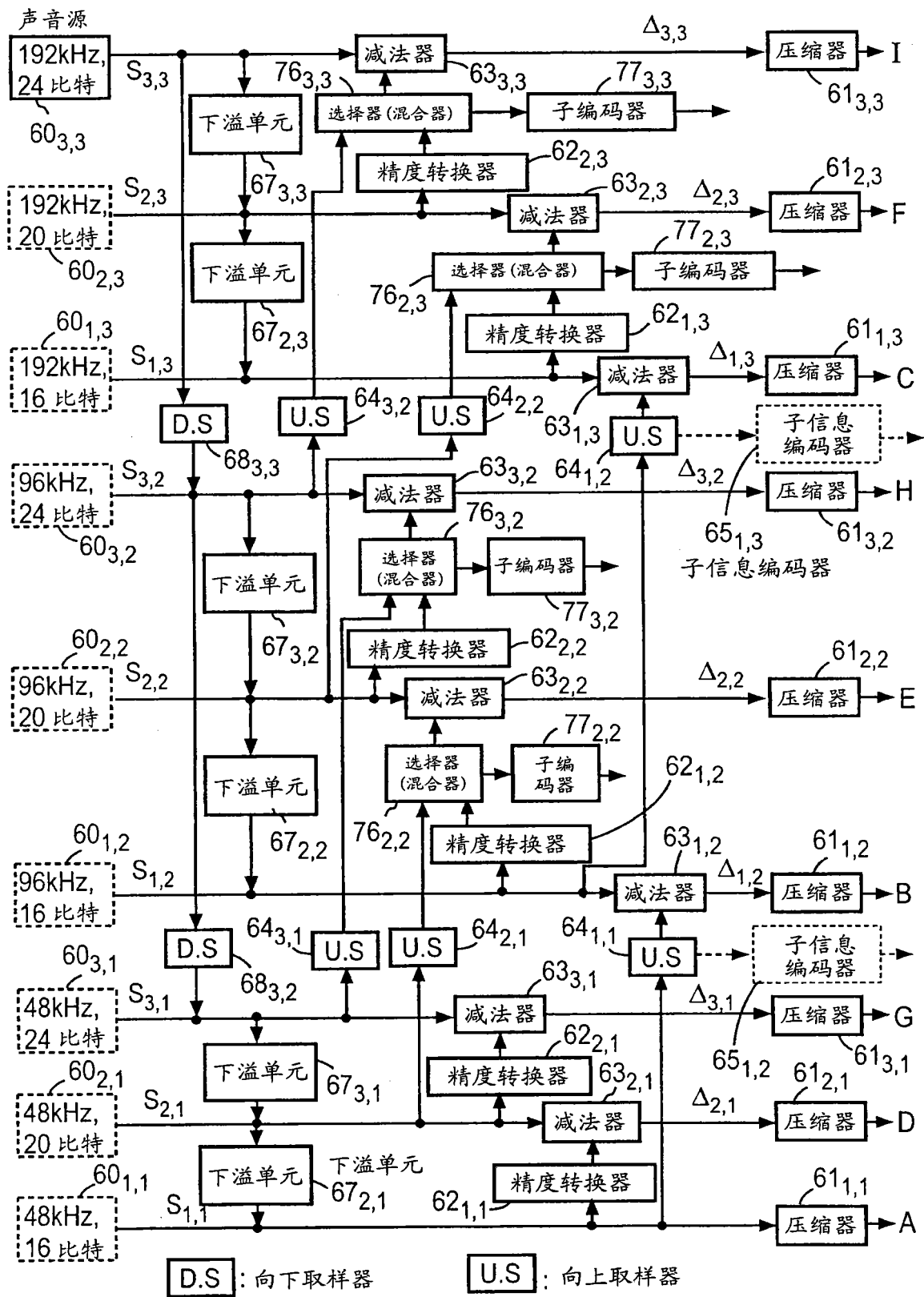


图 40

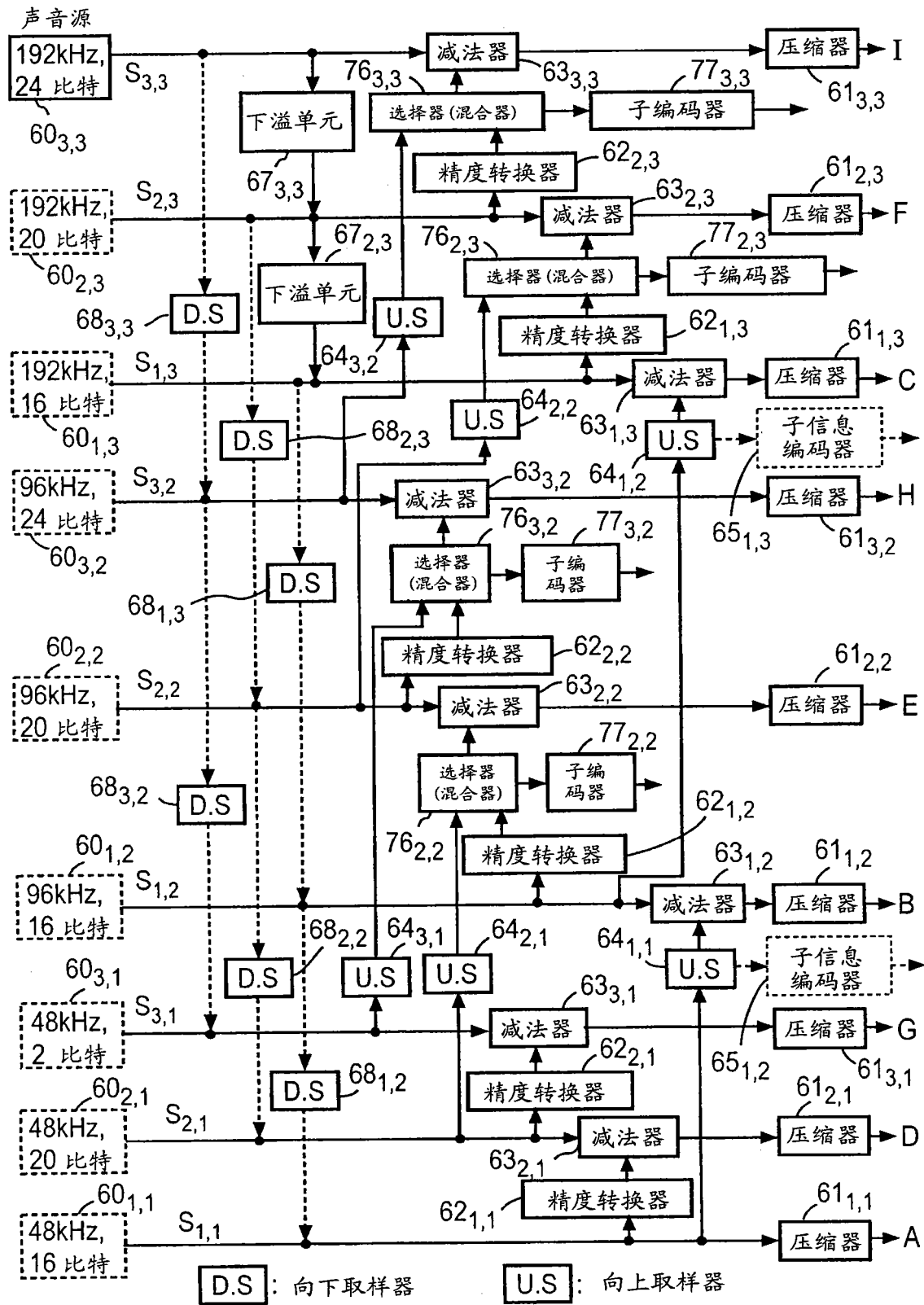


图 41

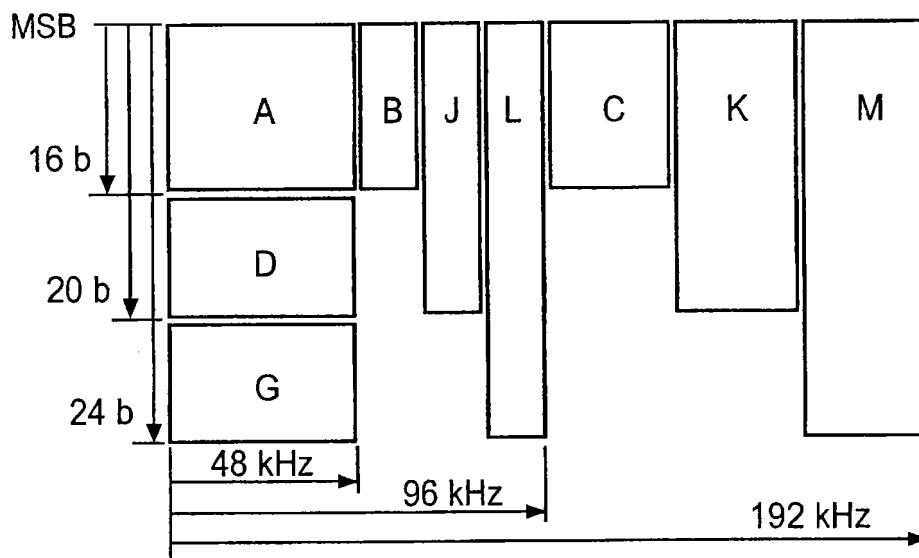


图 42

取样频率 KHz	量化精度 比特	使用中的代码
192	24	A+D+G+L+M
192	20	A+D+J+K
192	16	A+B+C
96	24	A+D+G+L
96	20	A+D+J
96	16	A+B
48	24	A+D+G
48	20	A+D
48	16	A

图 43

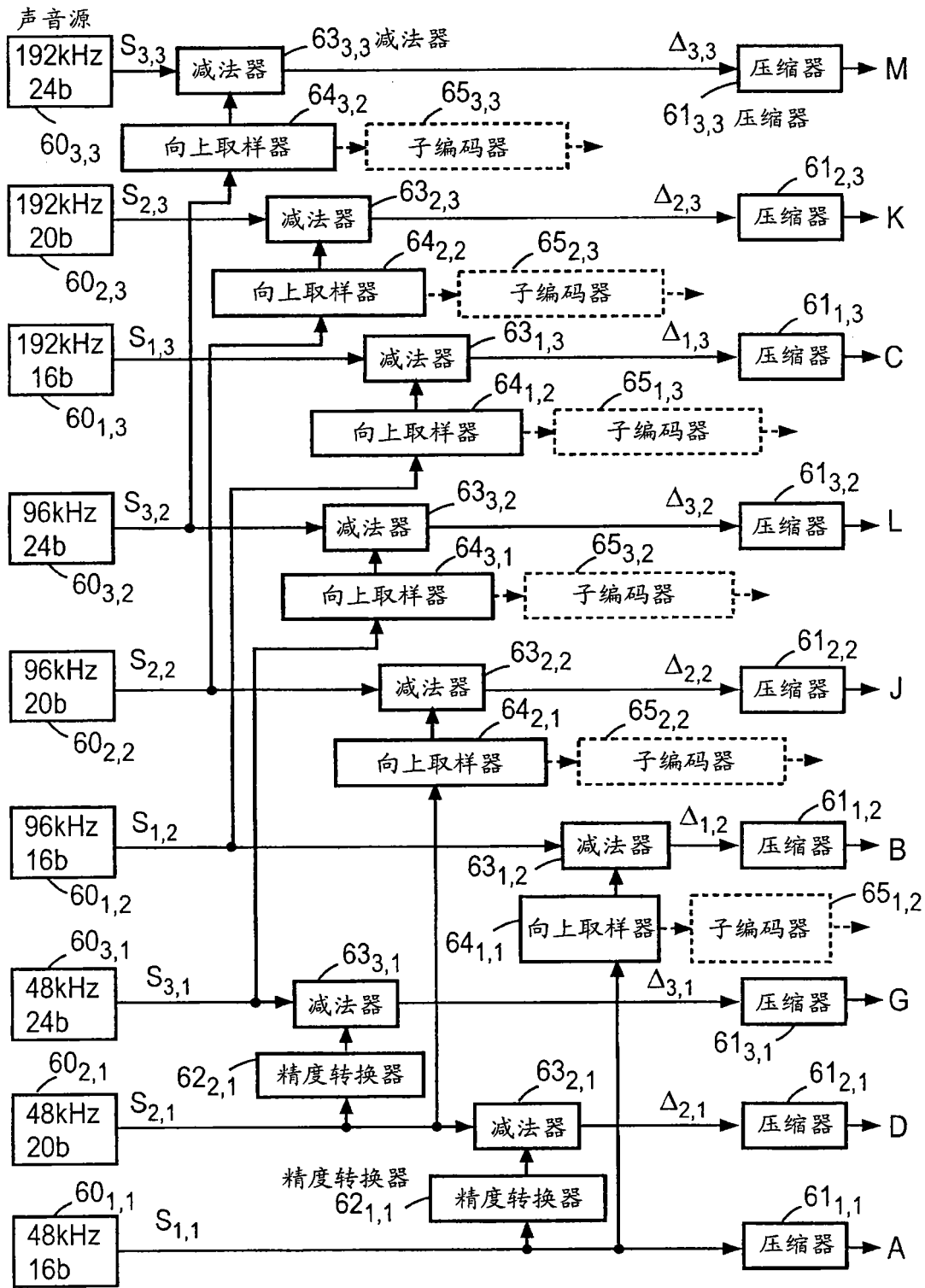


图 44

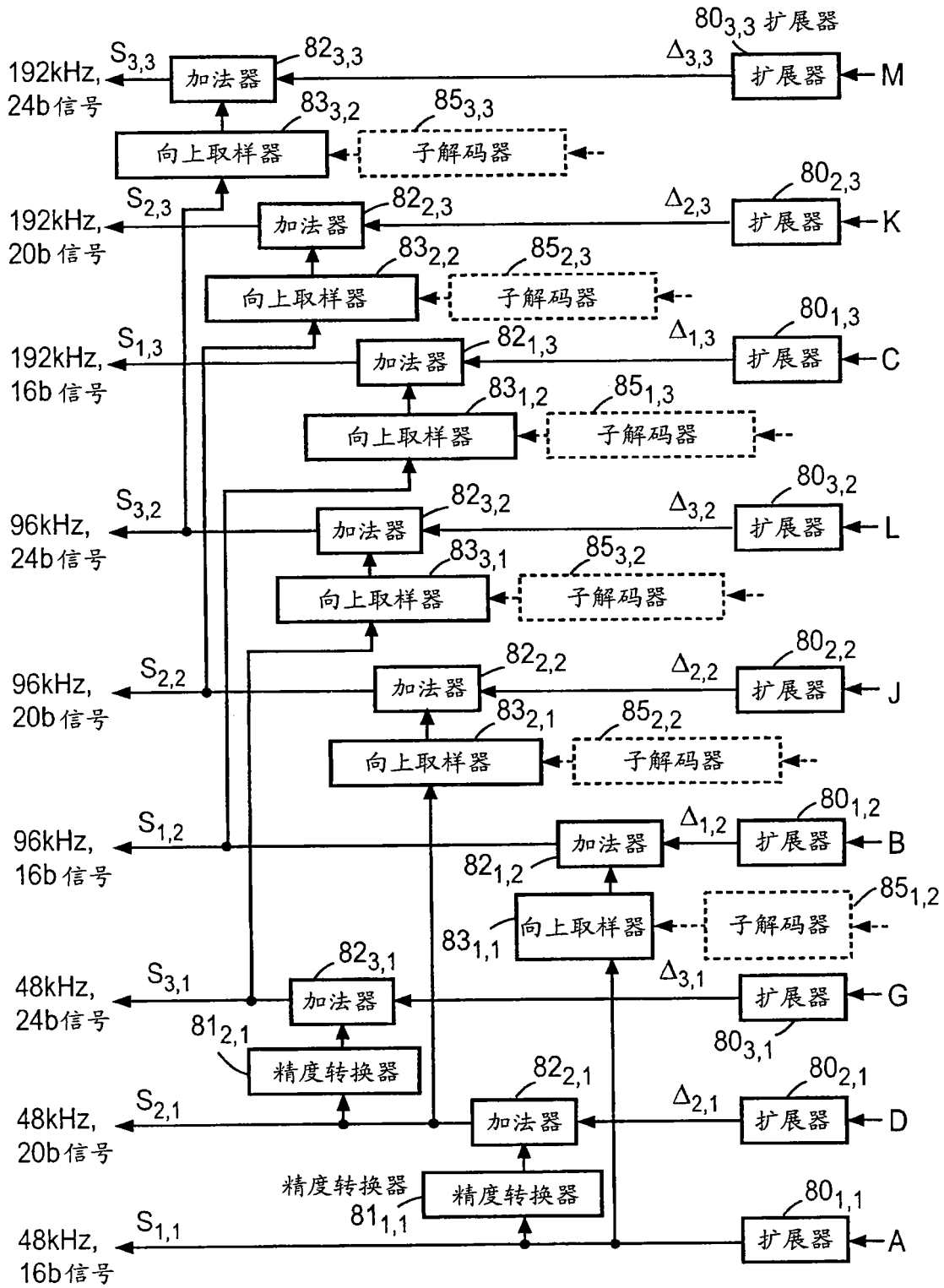


图 45

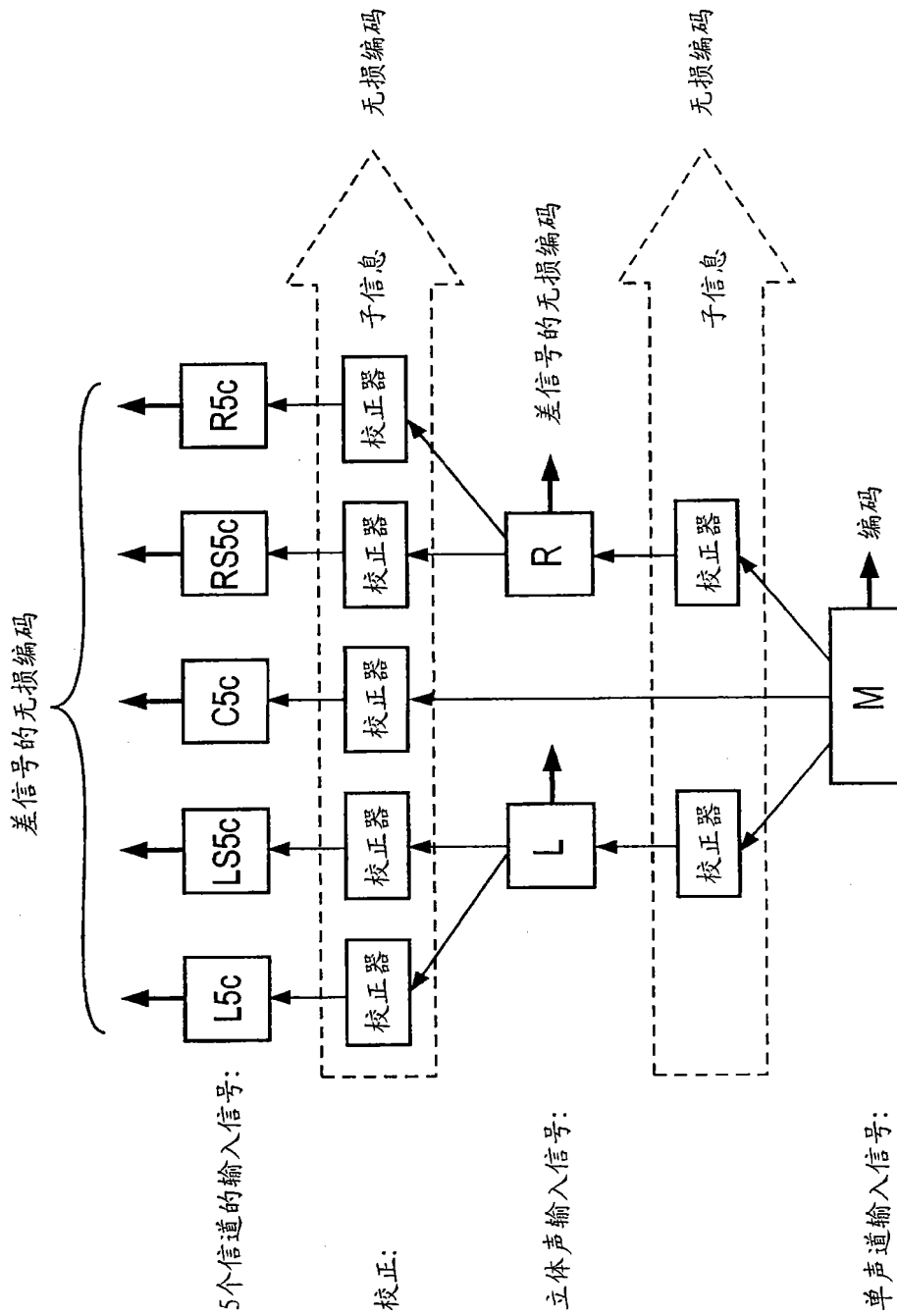


图 46

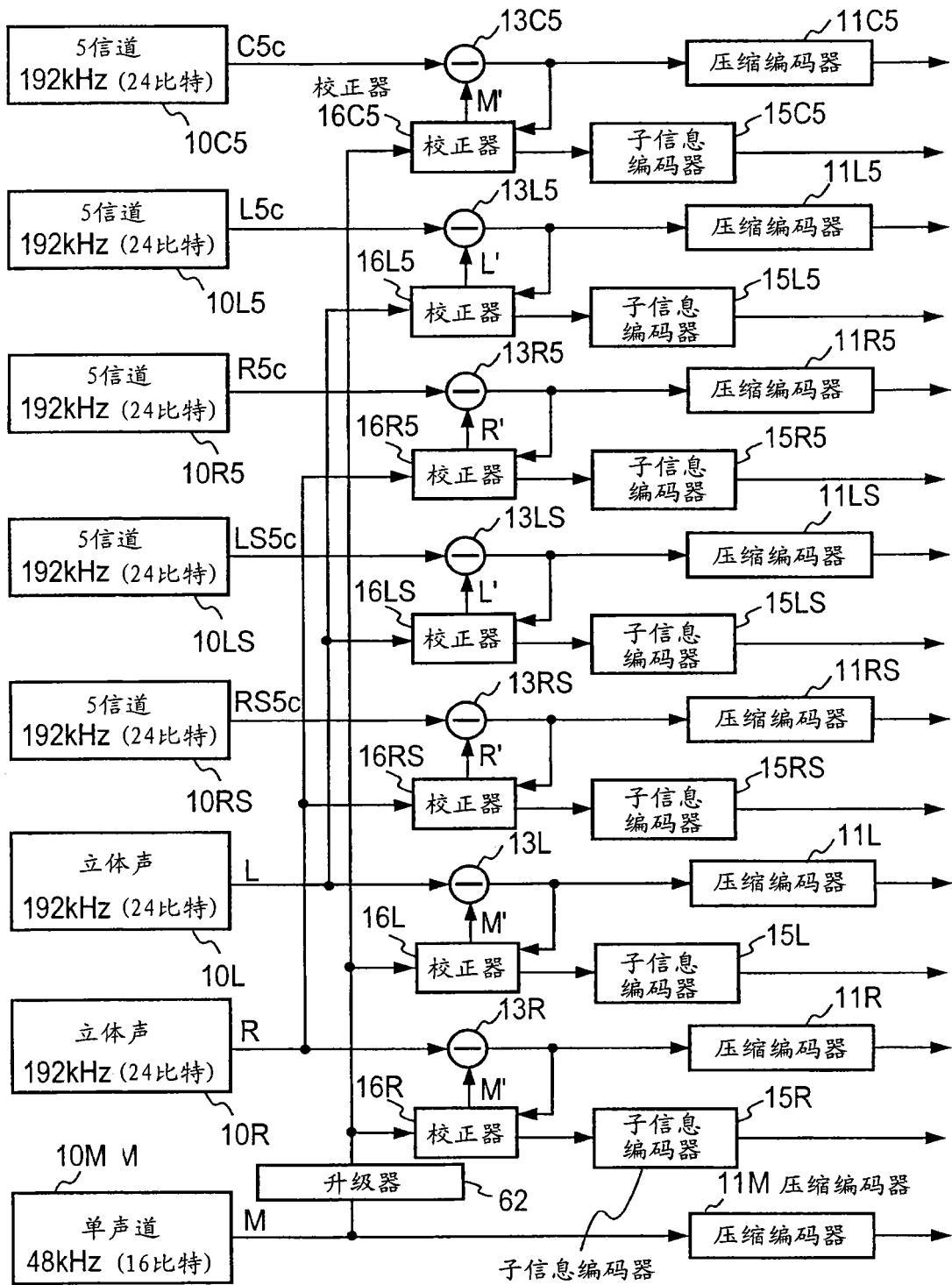


图 47

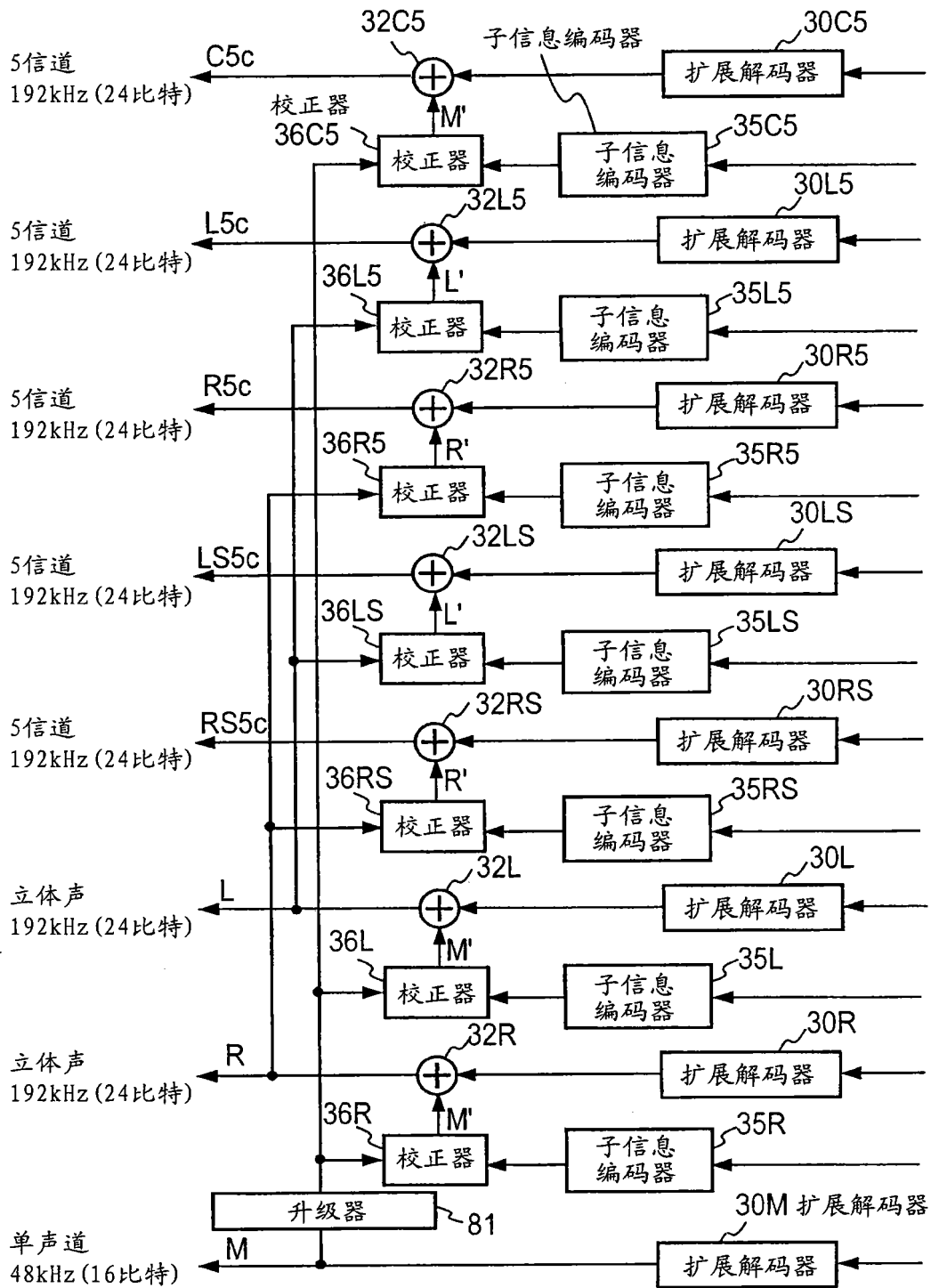


图 48

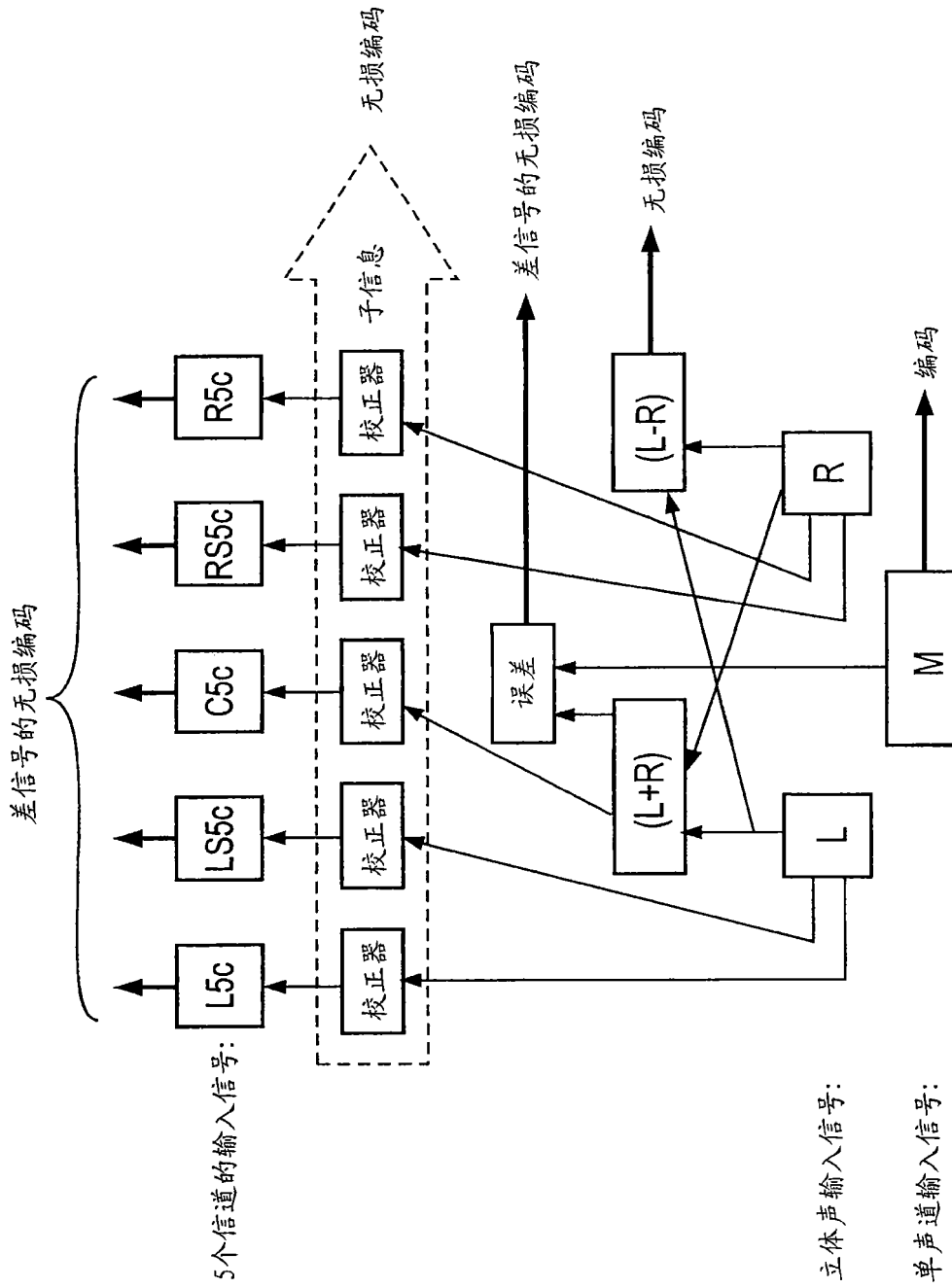


图 49

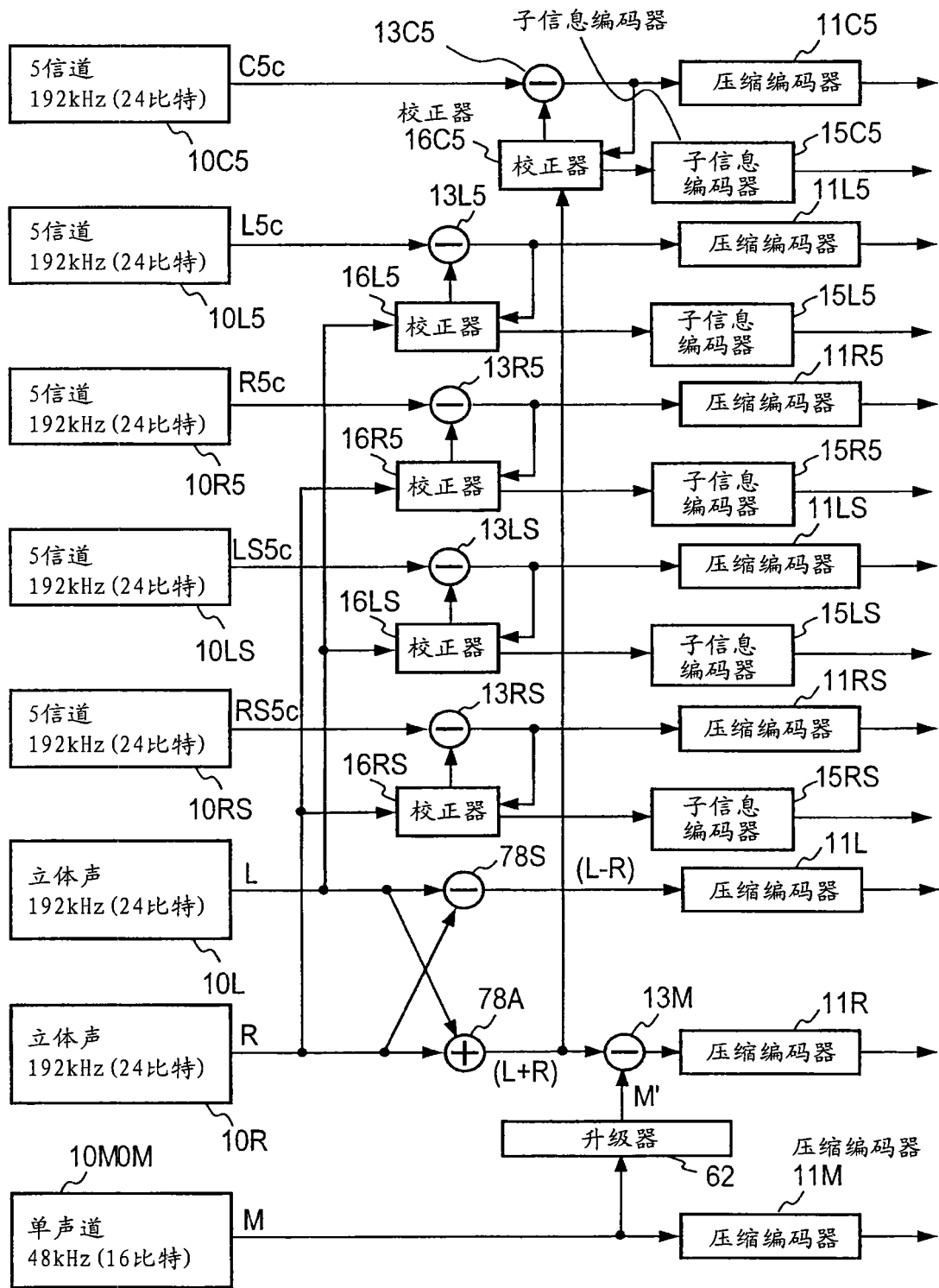


图 50

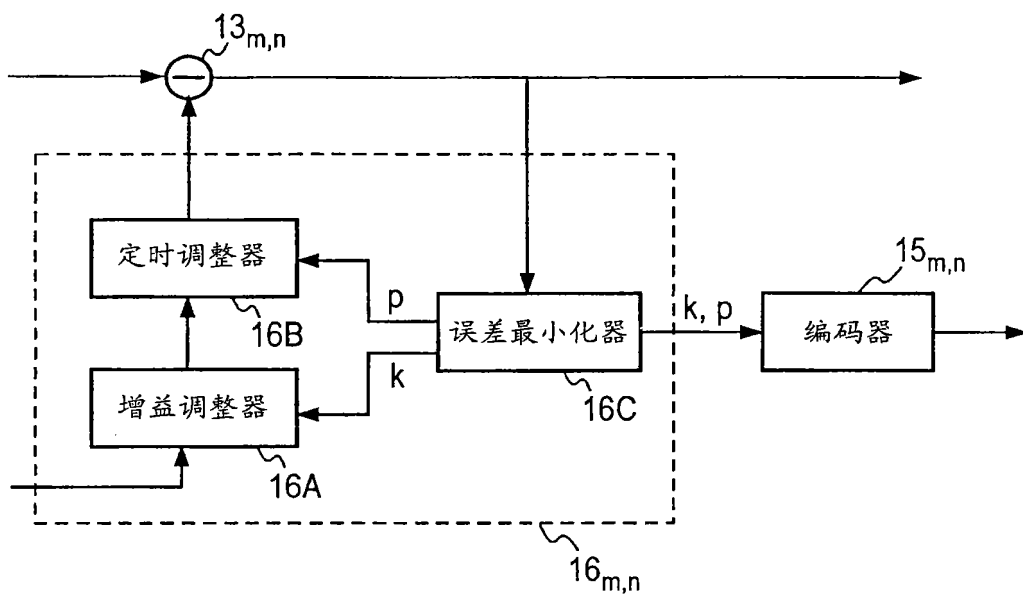


图 52

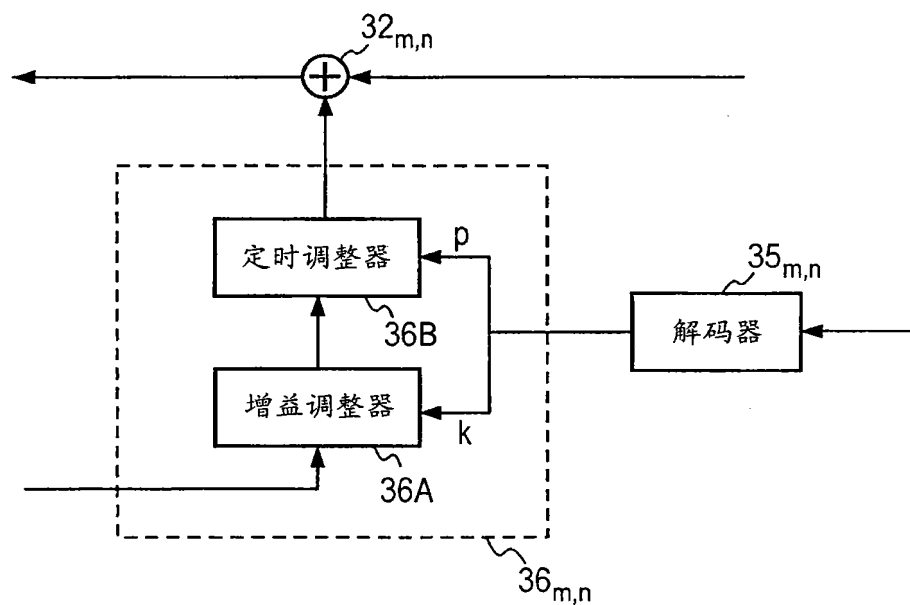


图 53

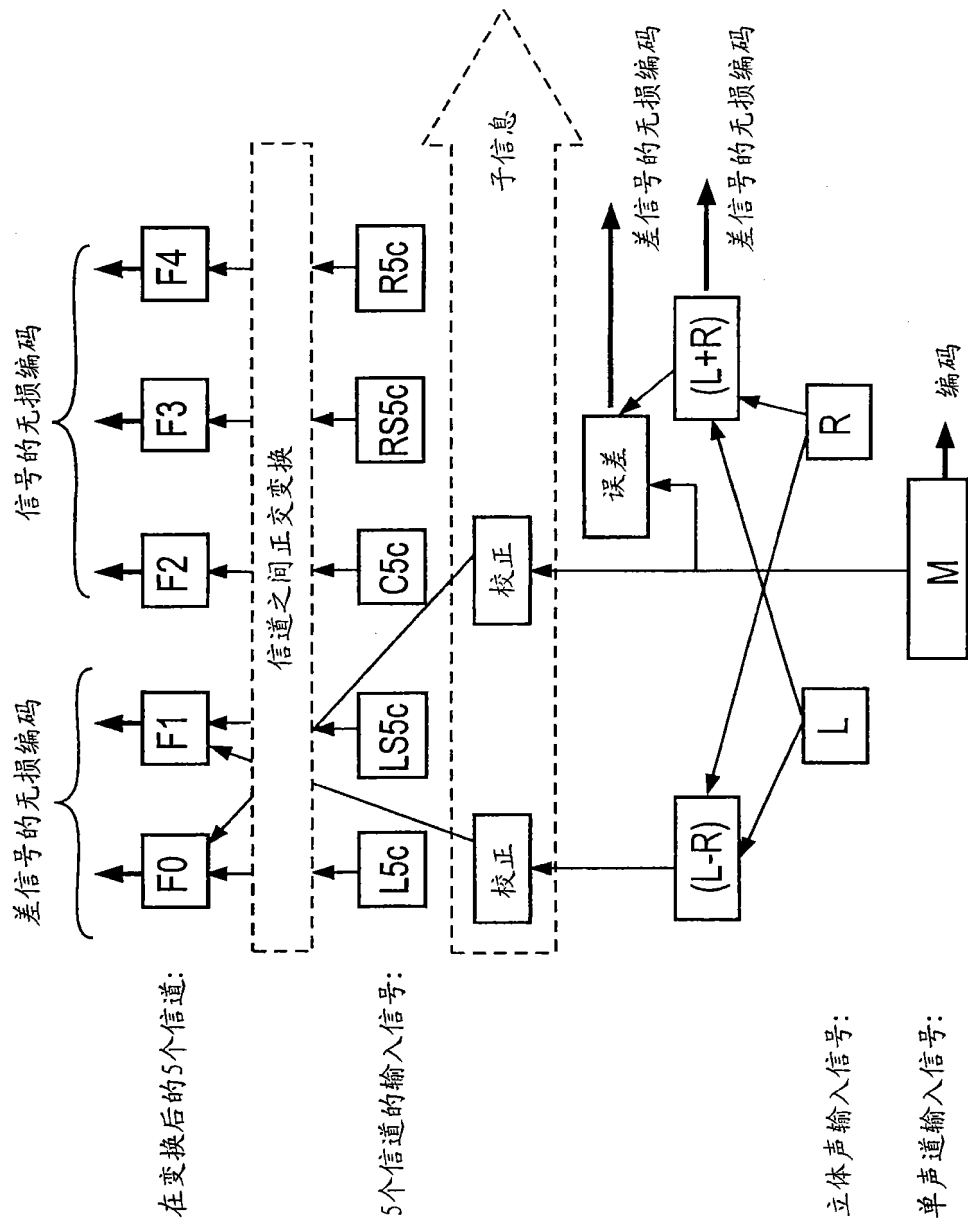


图 54

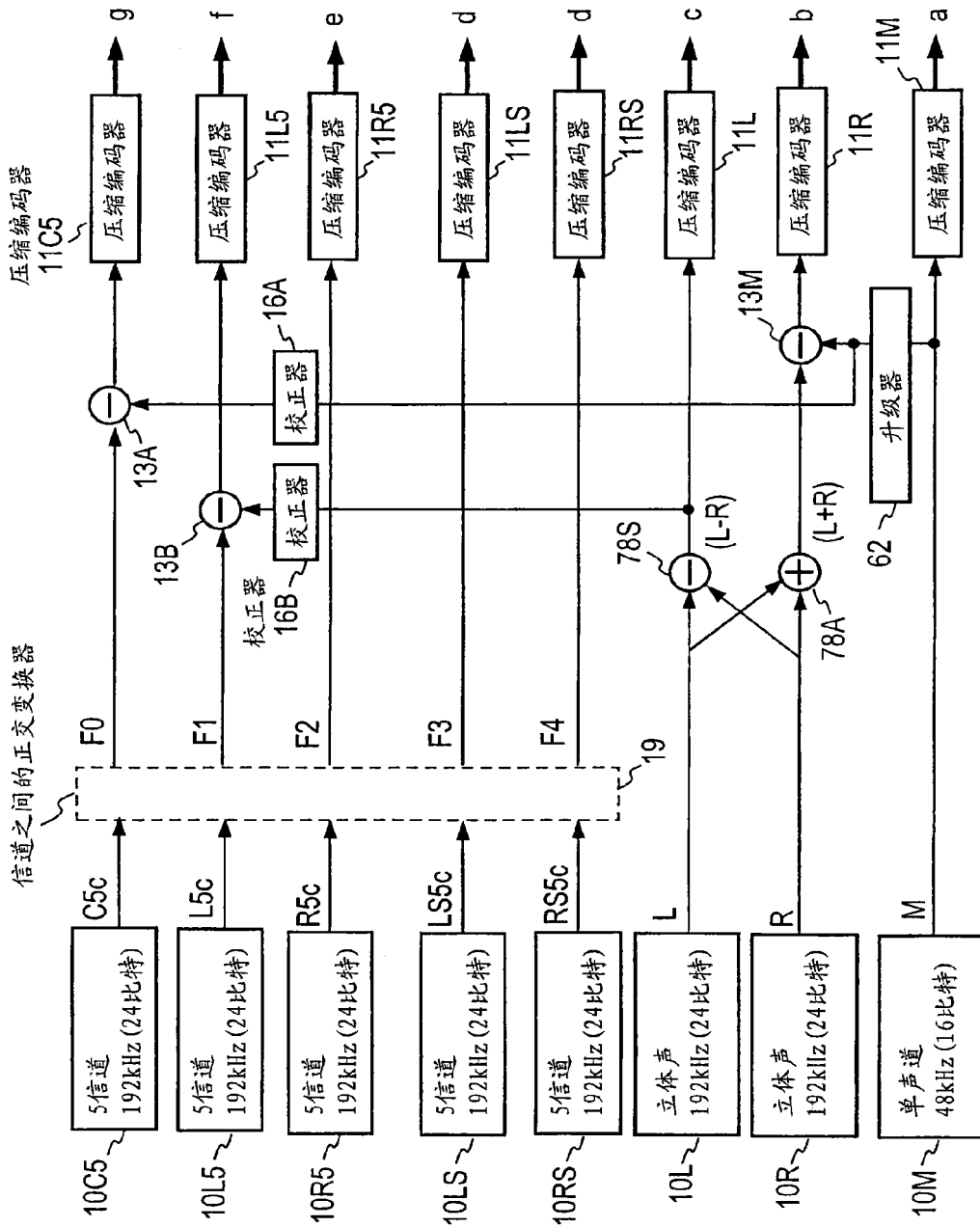


图 55

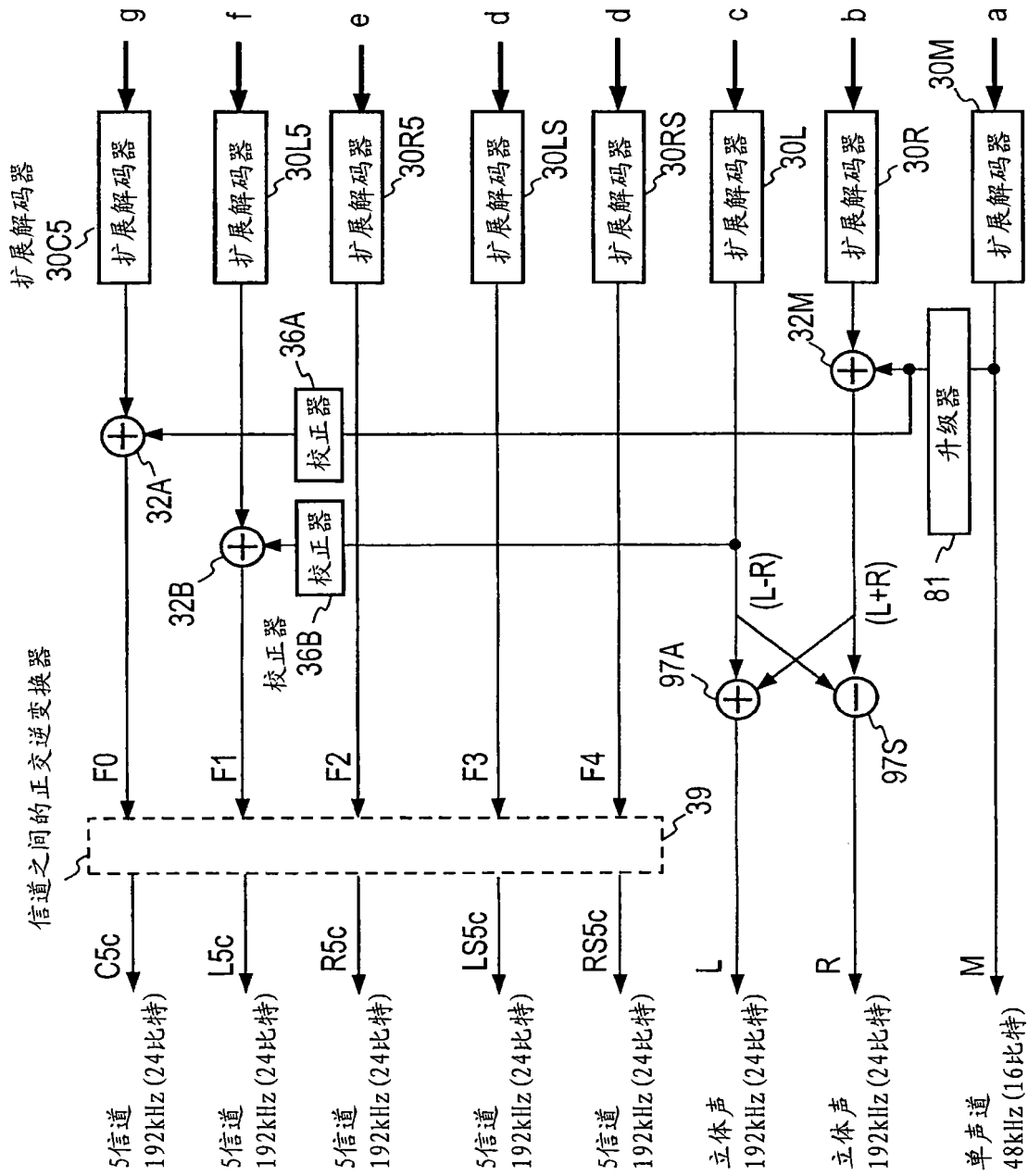


图 56

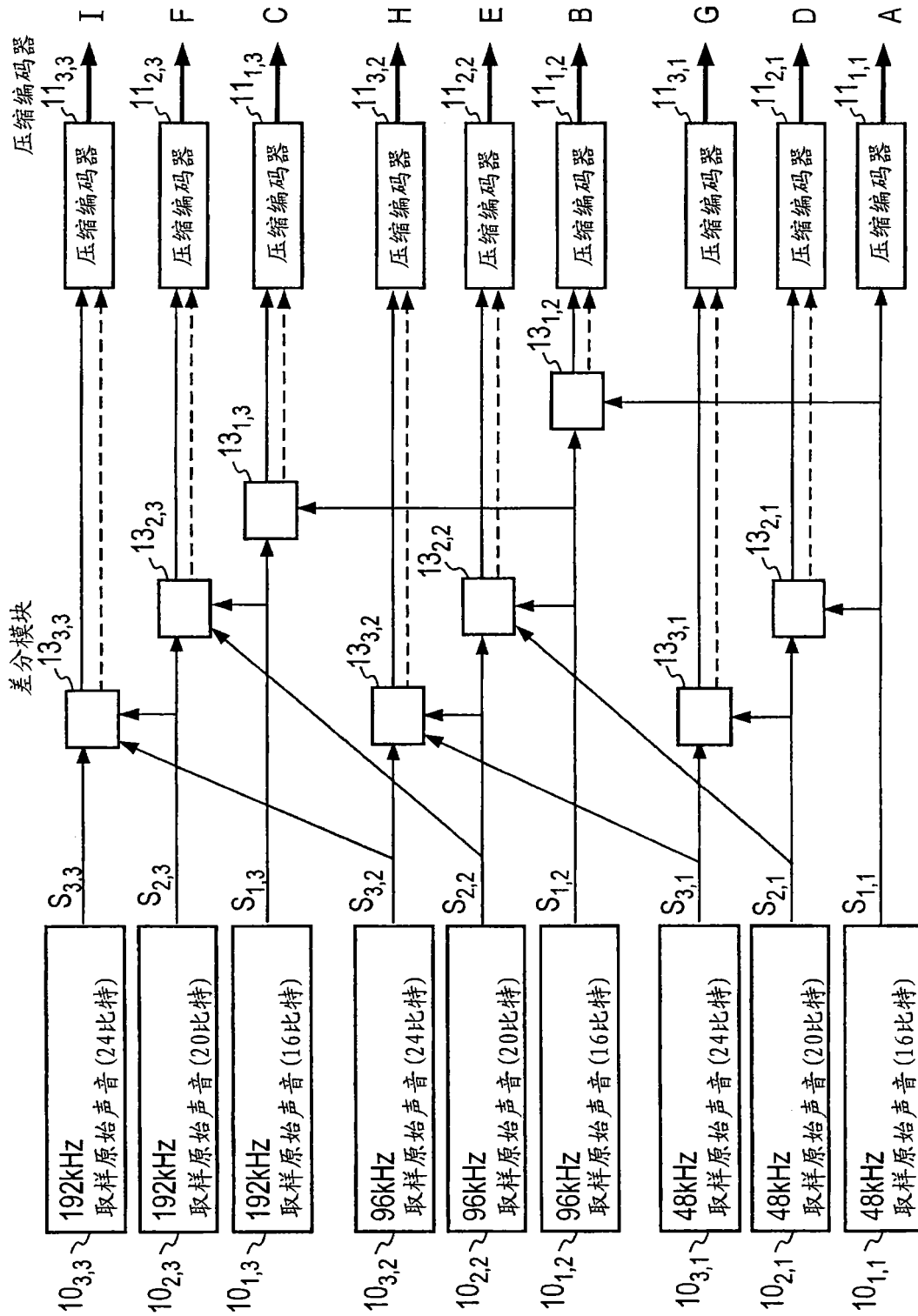


图 57

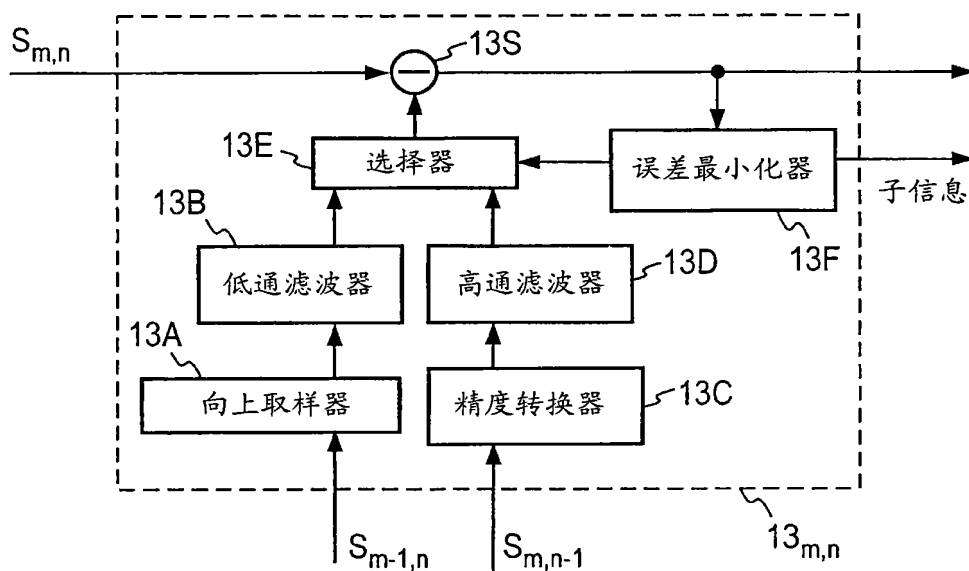


图 58

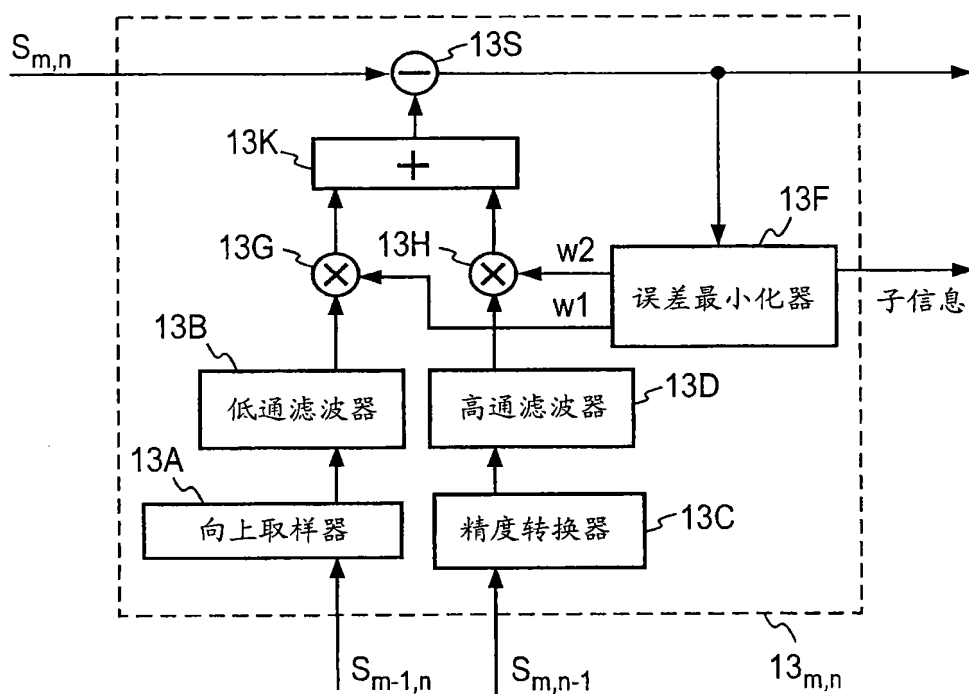


图 59

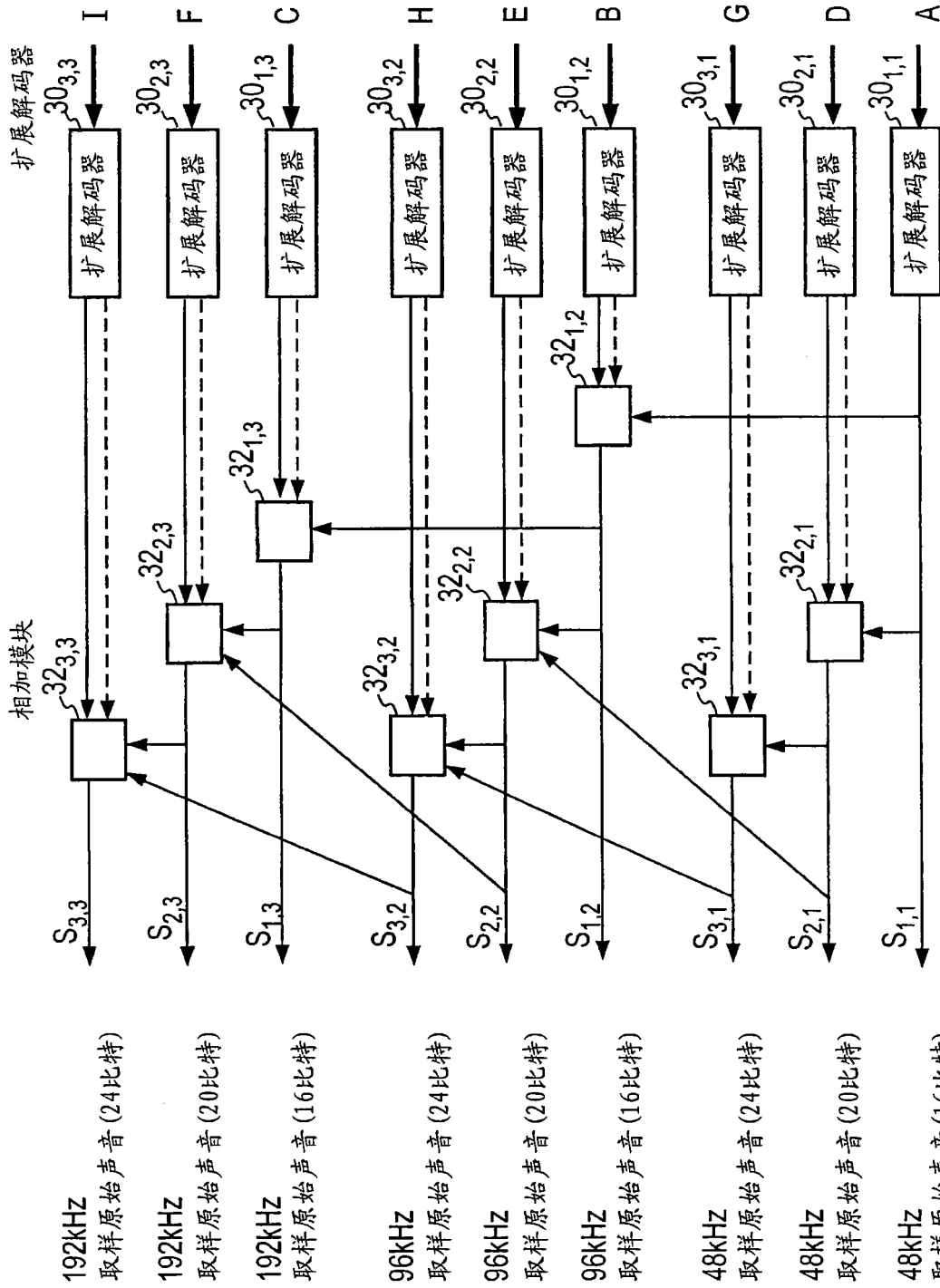


图 60

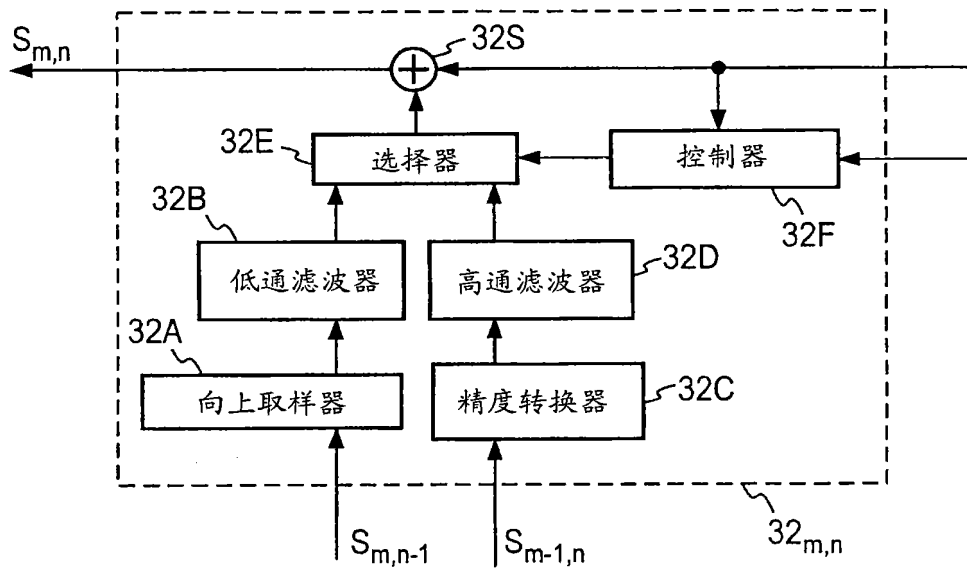


图 61

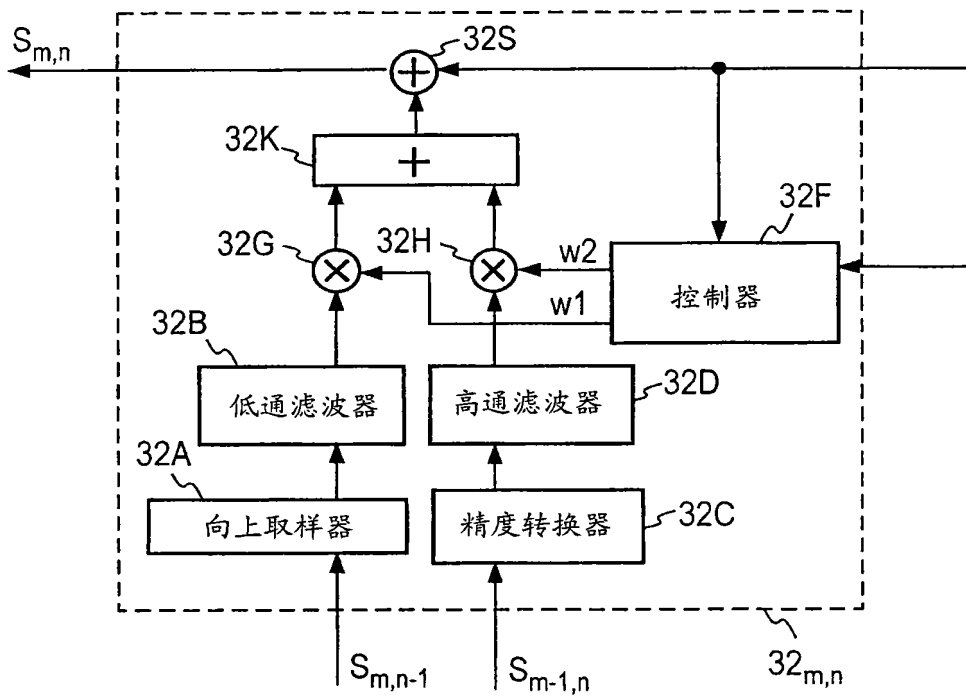


图 62

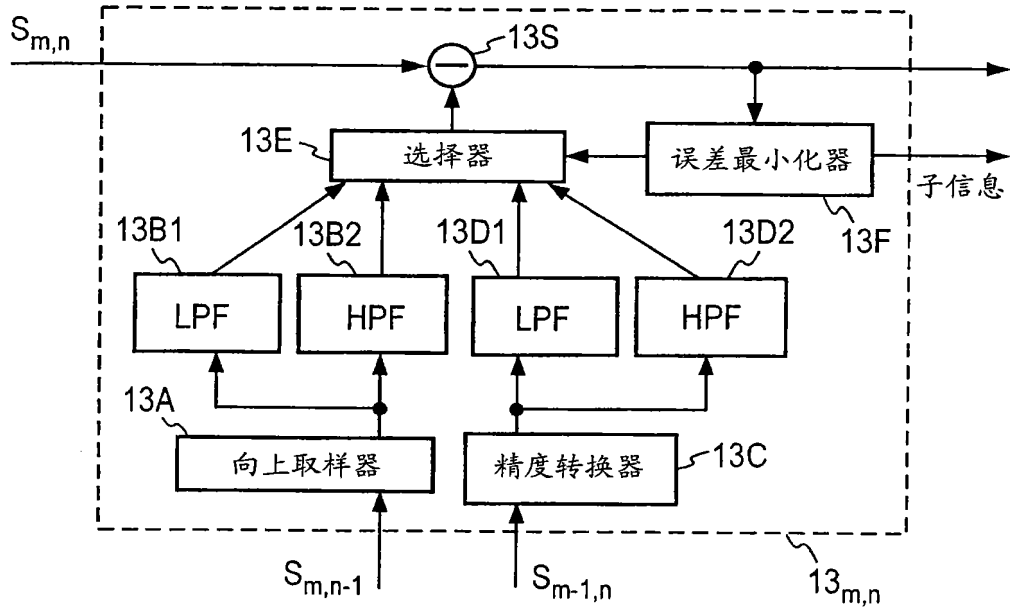


图 63

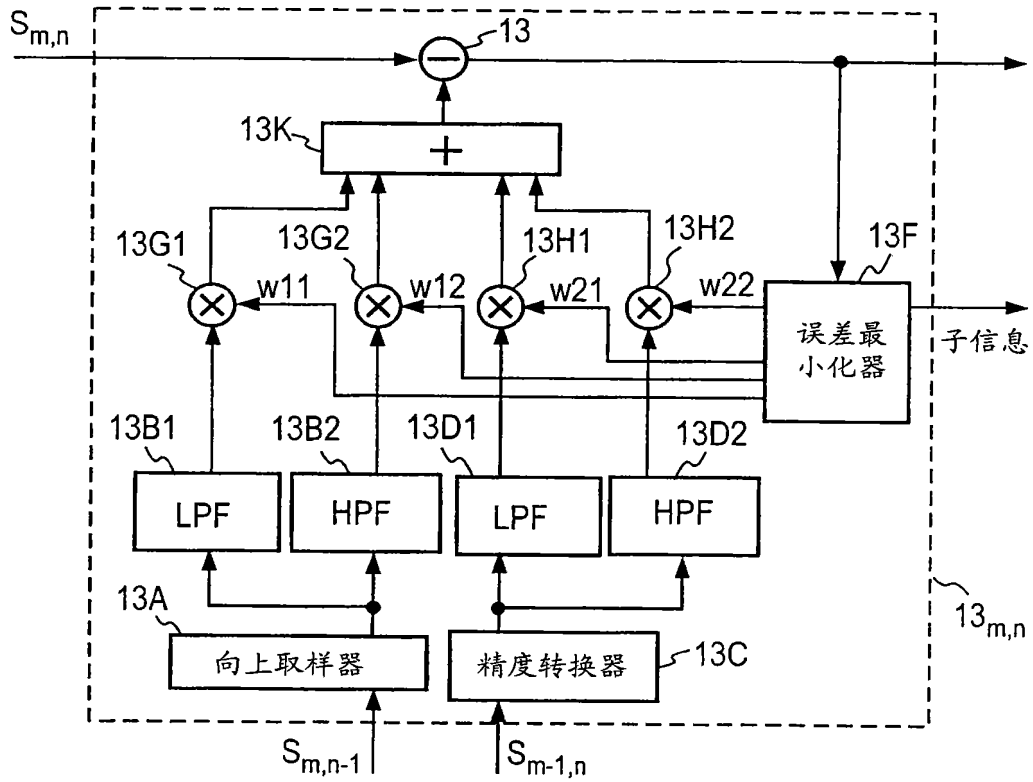


图 64

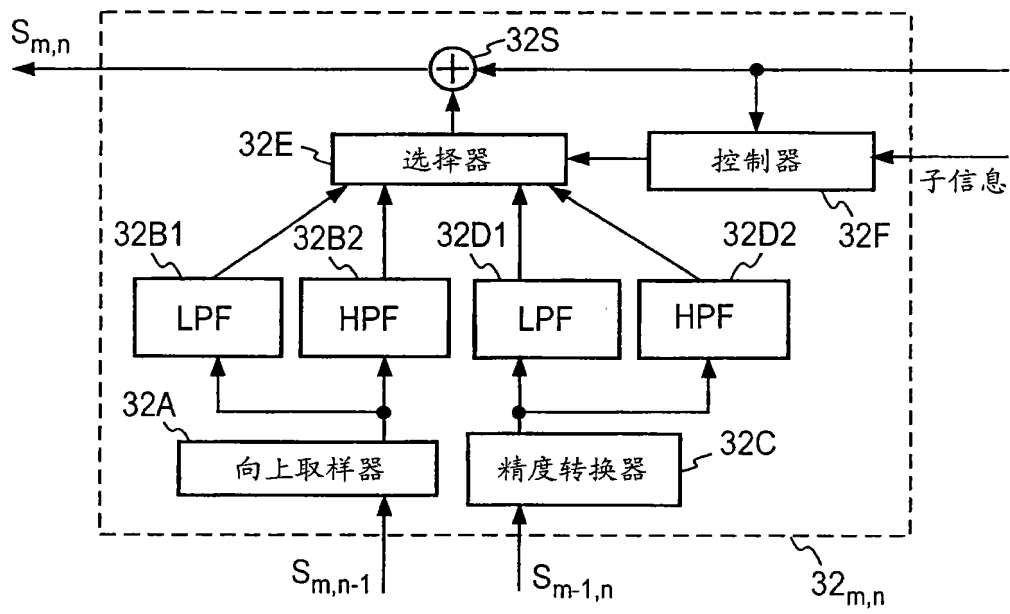


图 65

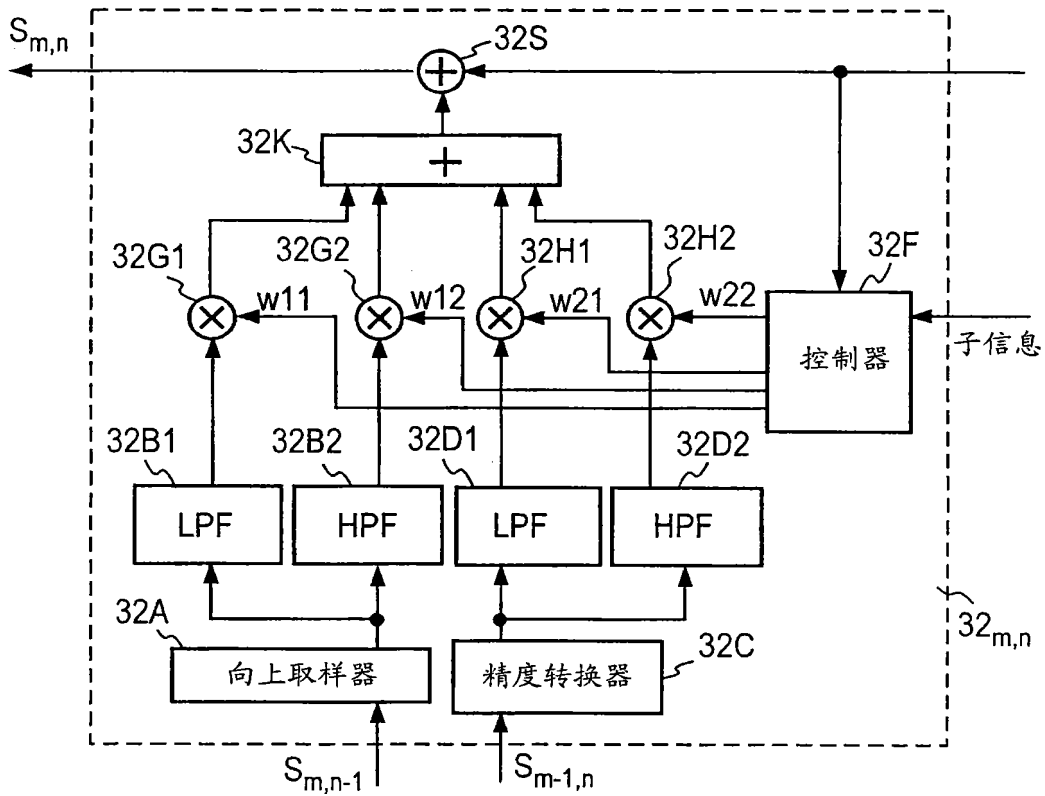


图 66

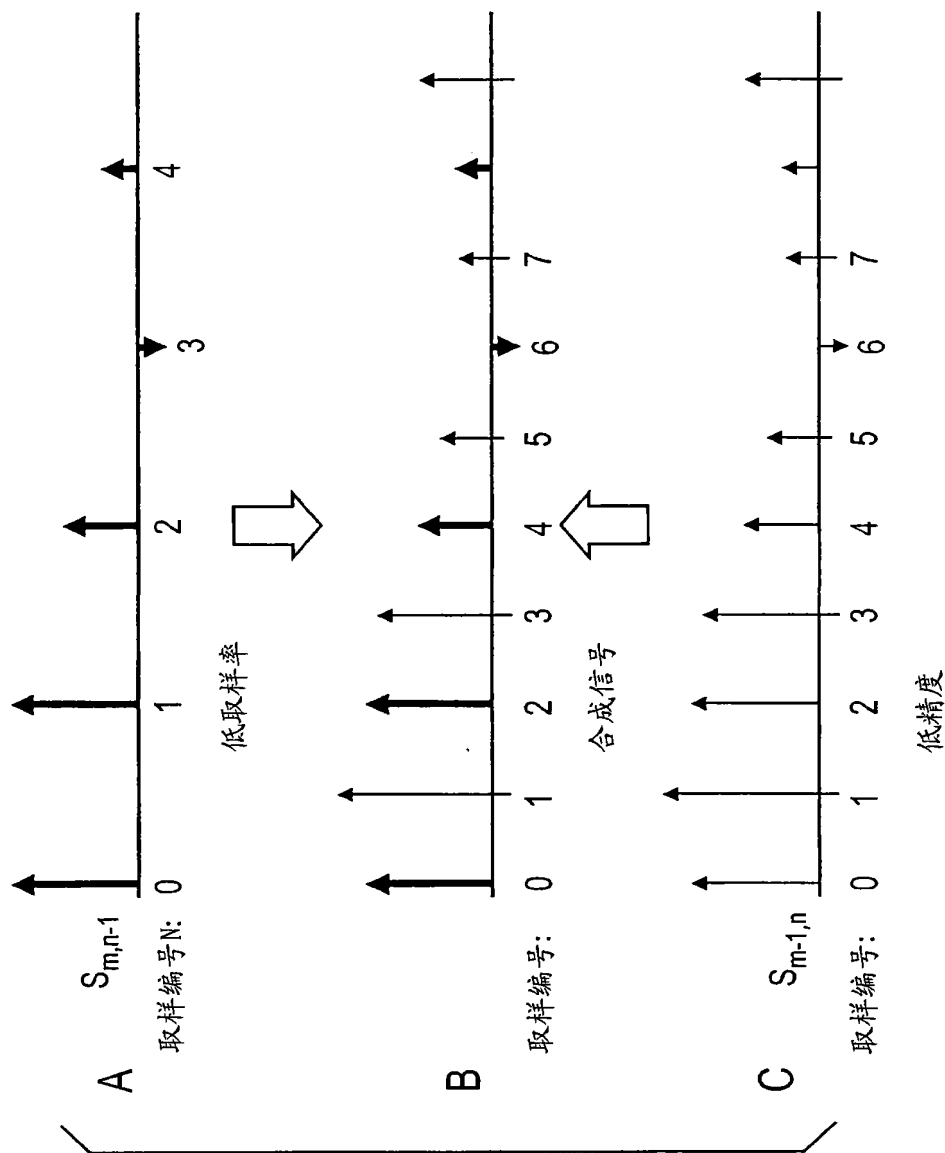


图 67

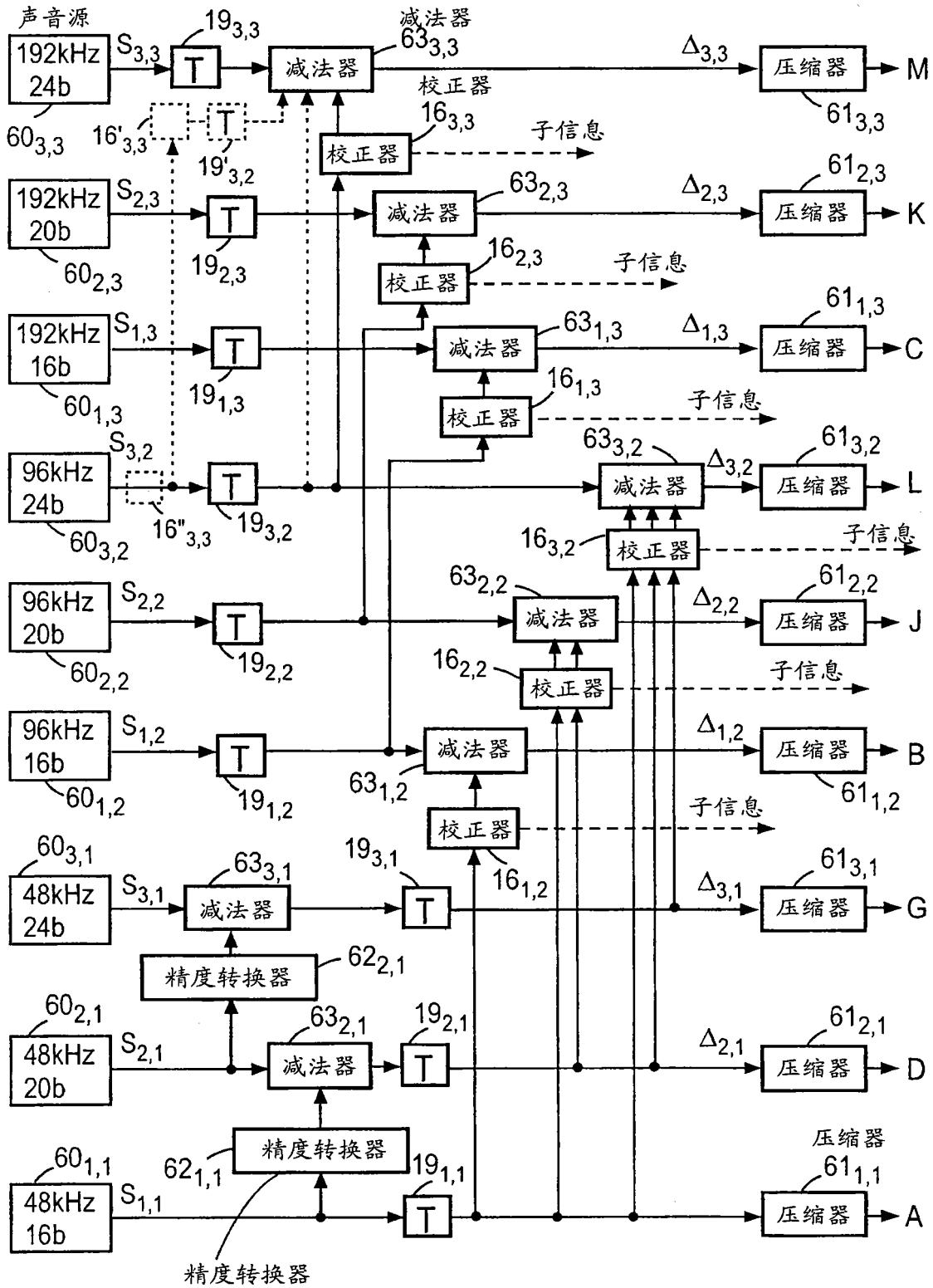


图 68

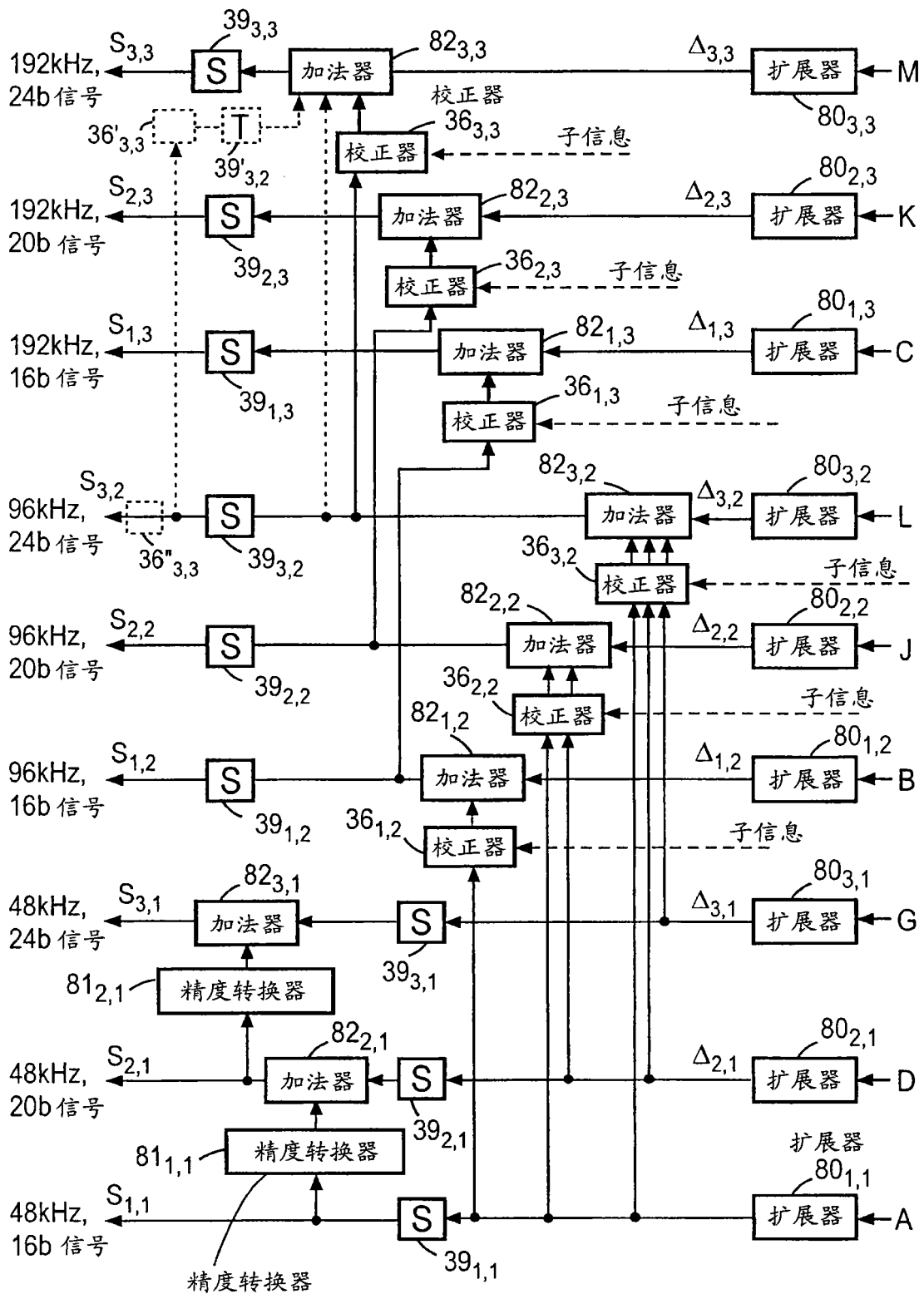


图 69

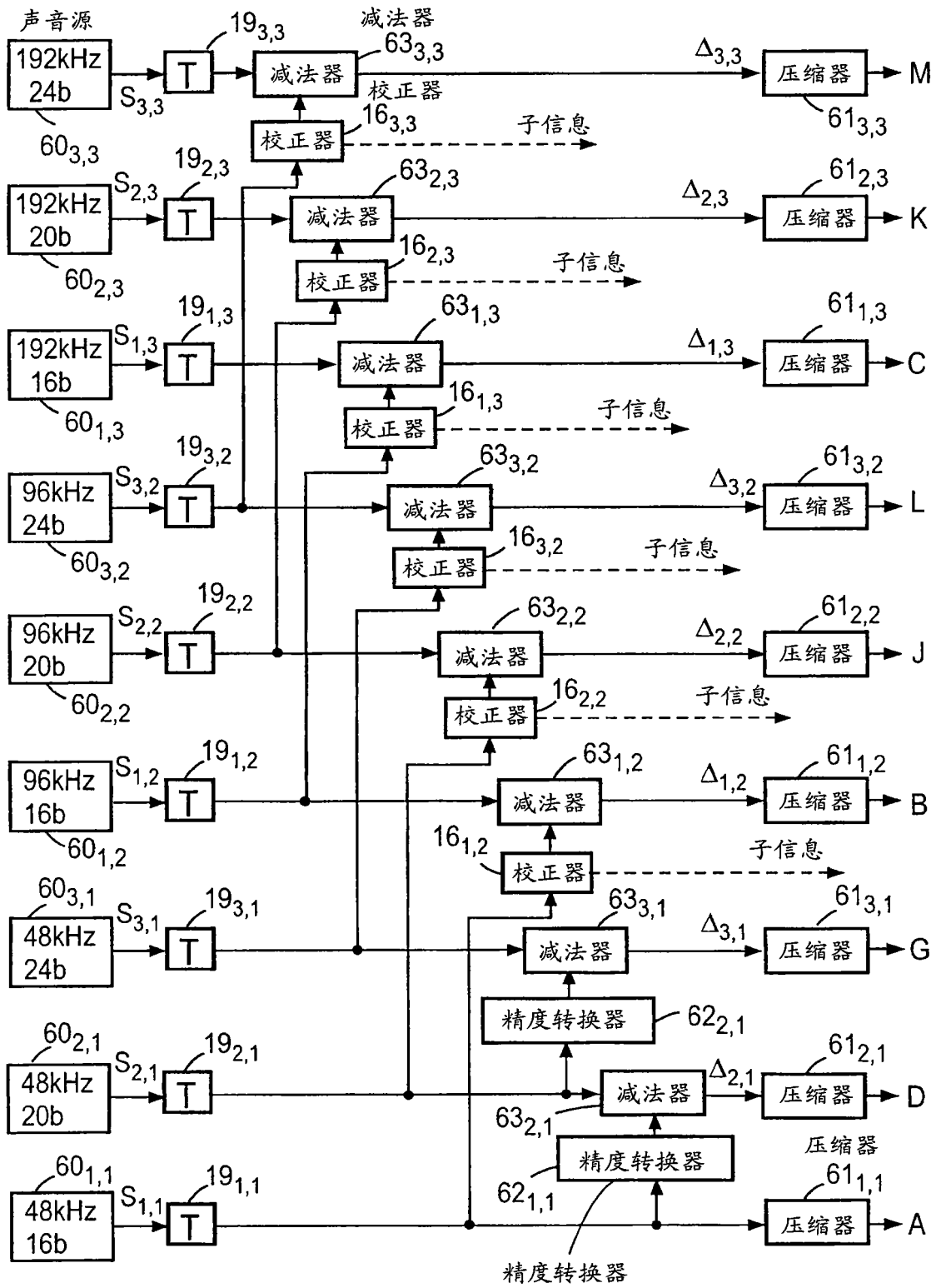


图 70

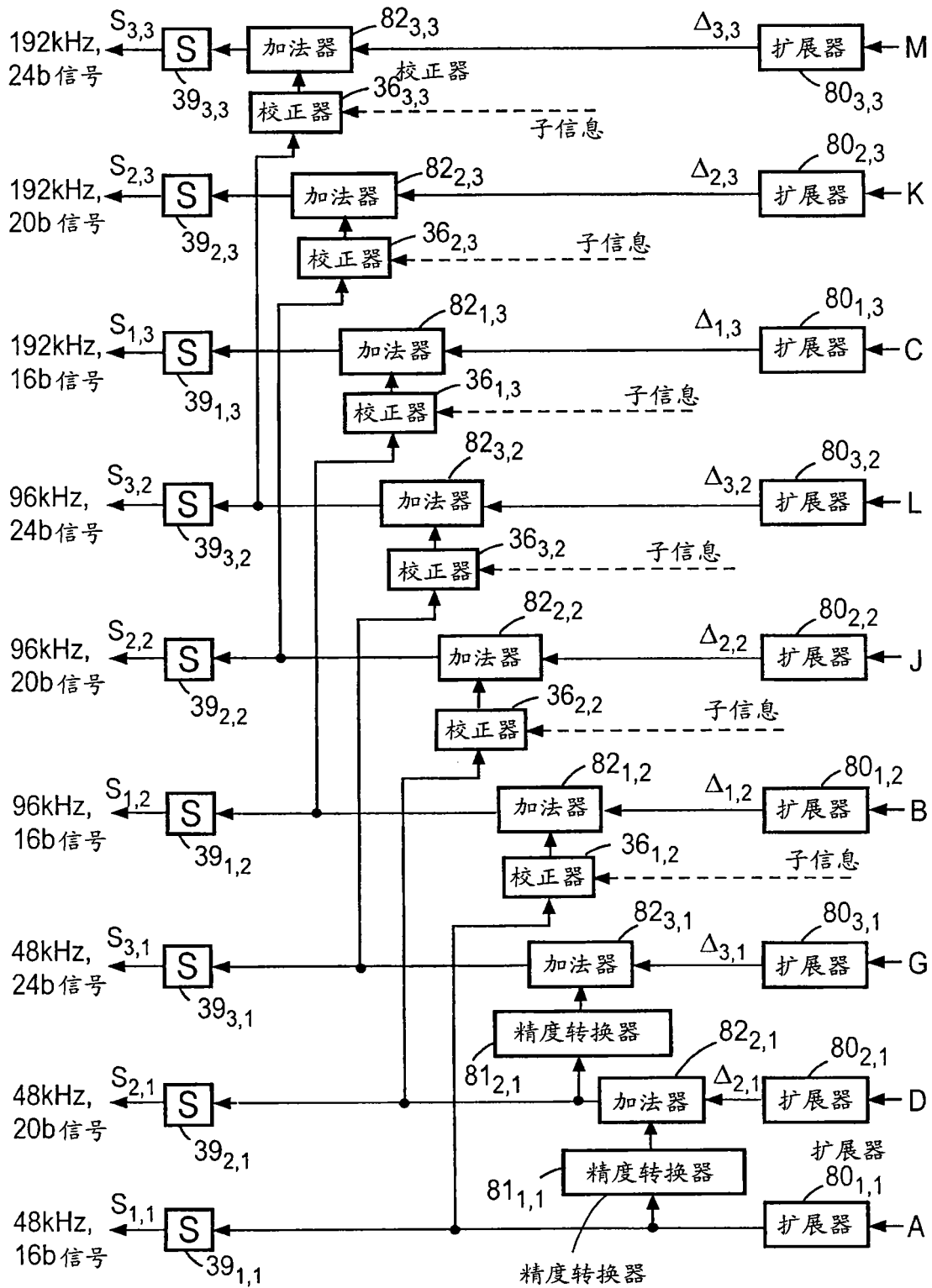


图 71

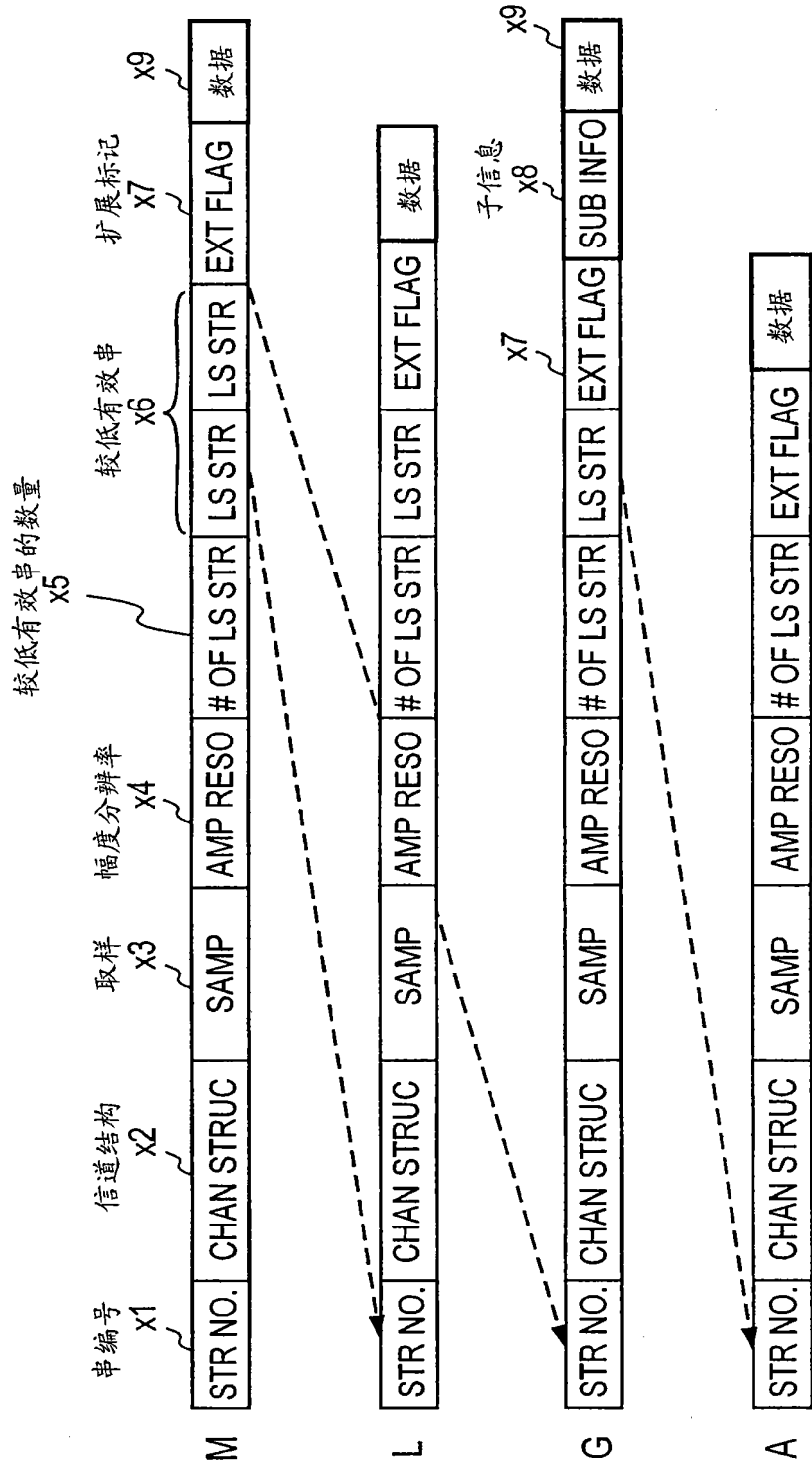


图 72

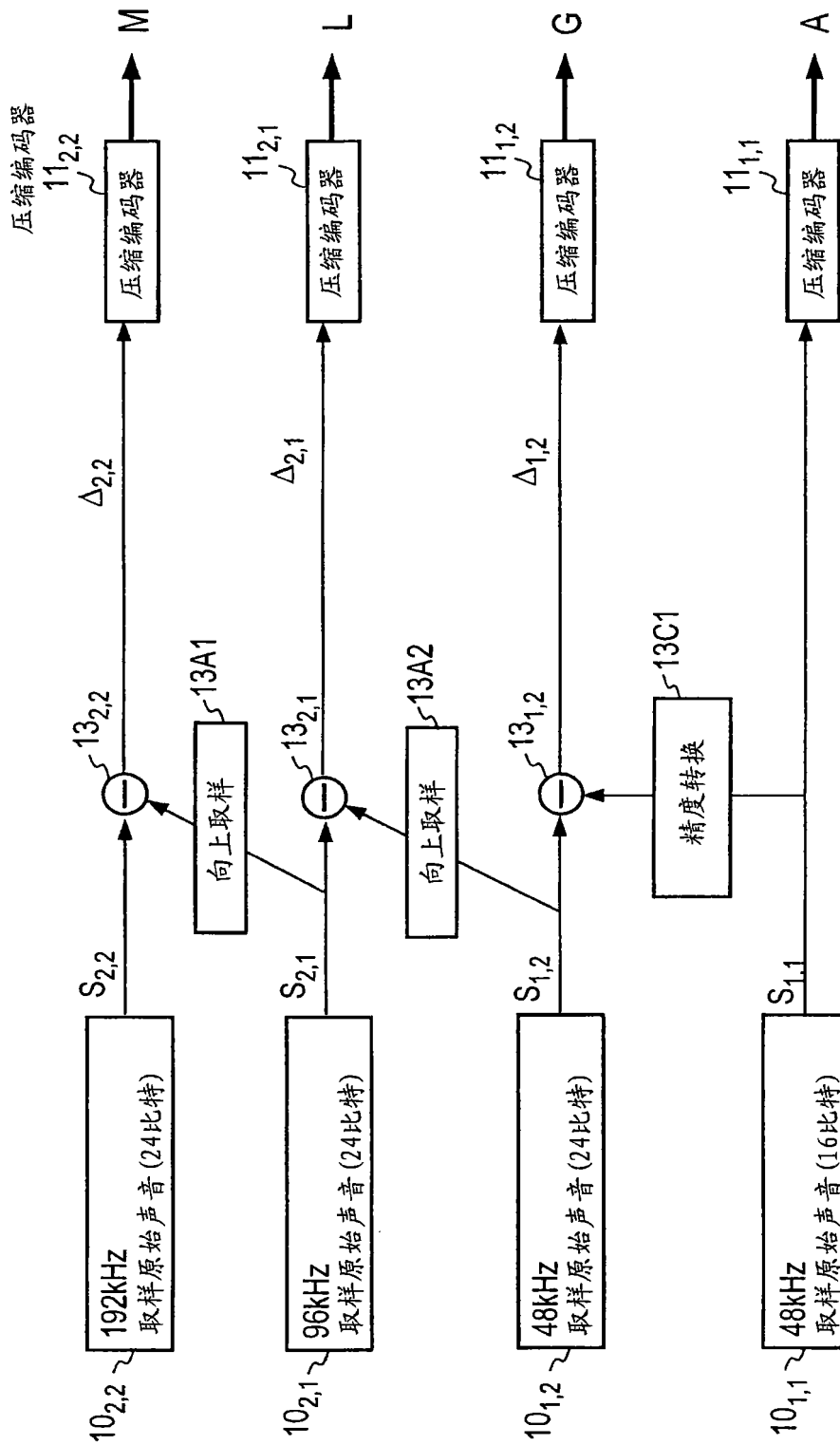


图 73

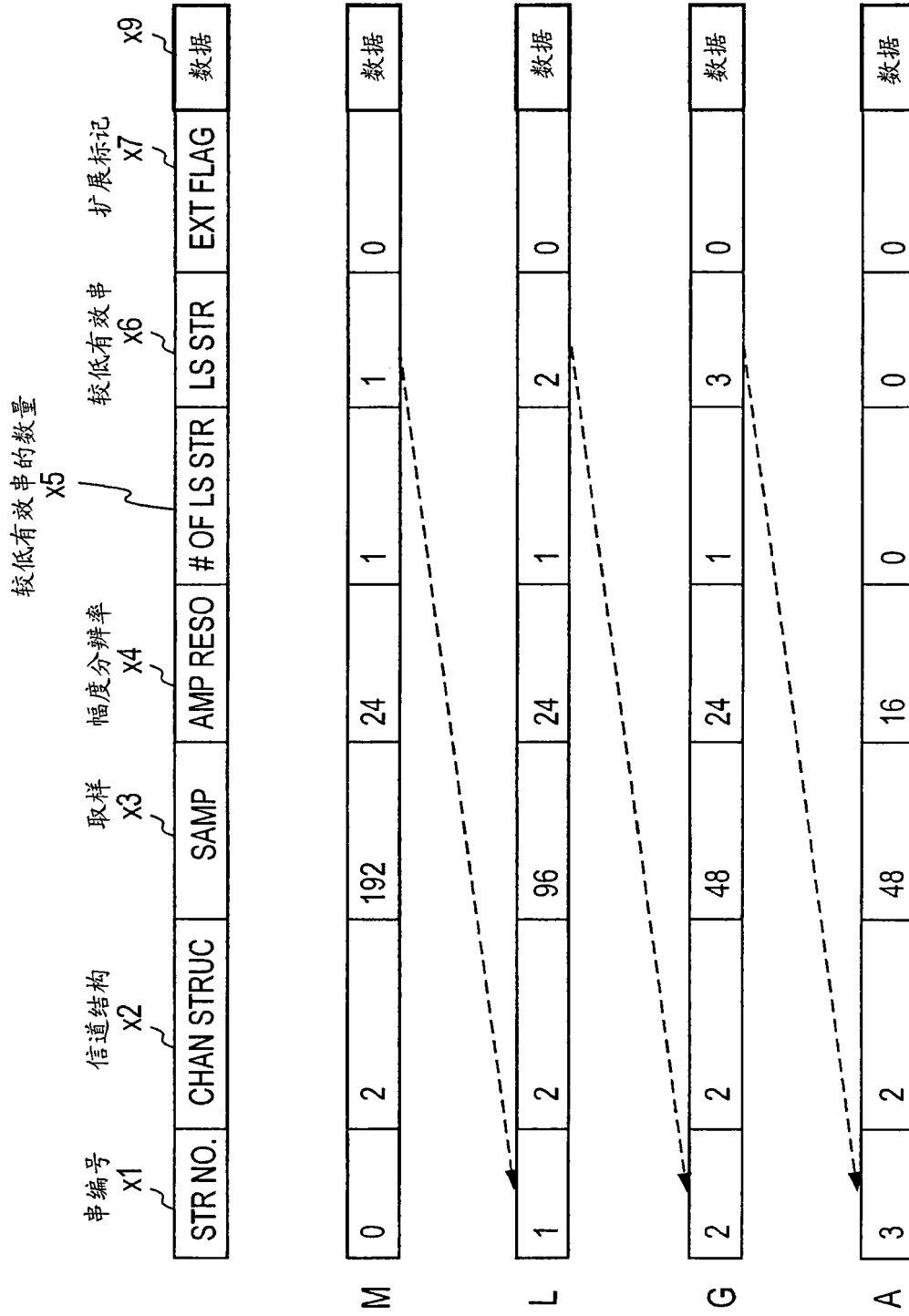


图 74

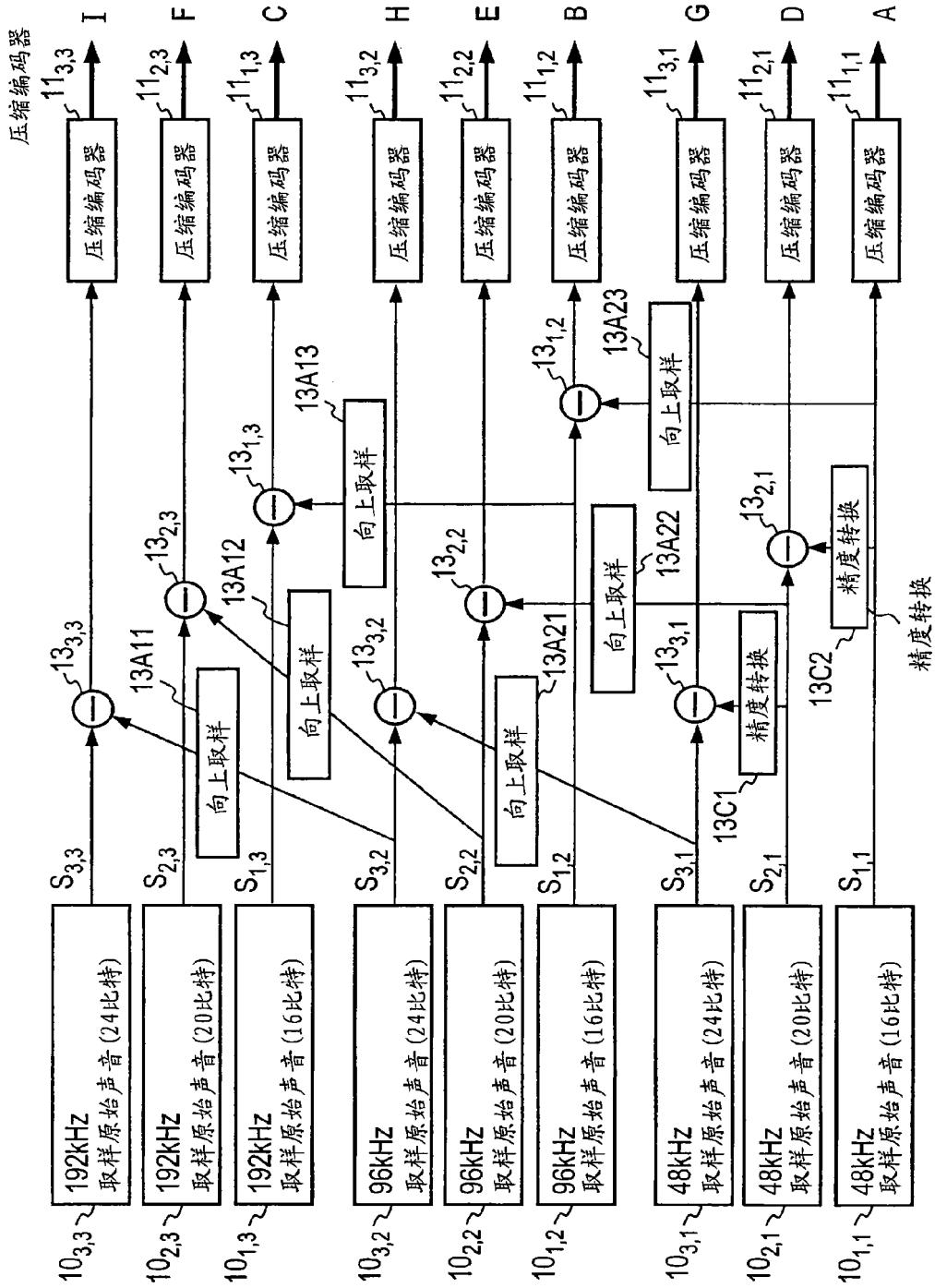


图 75

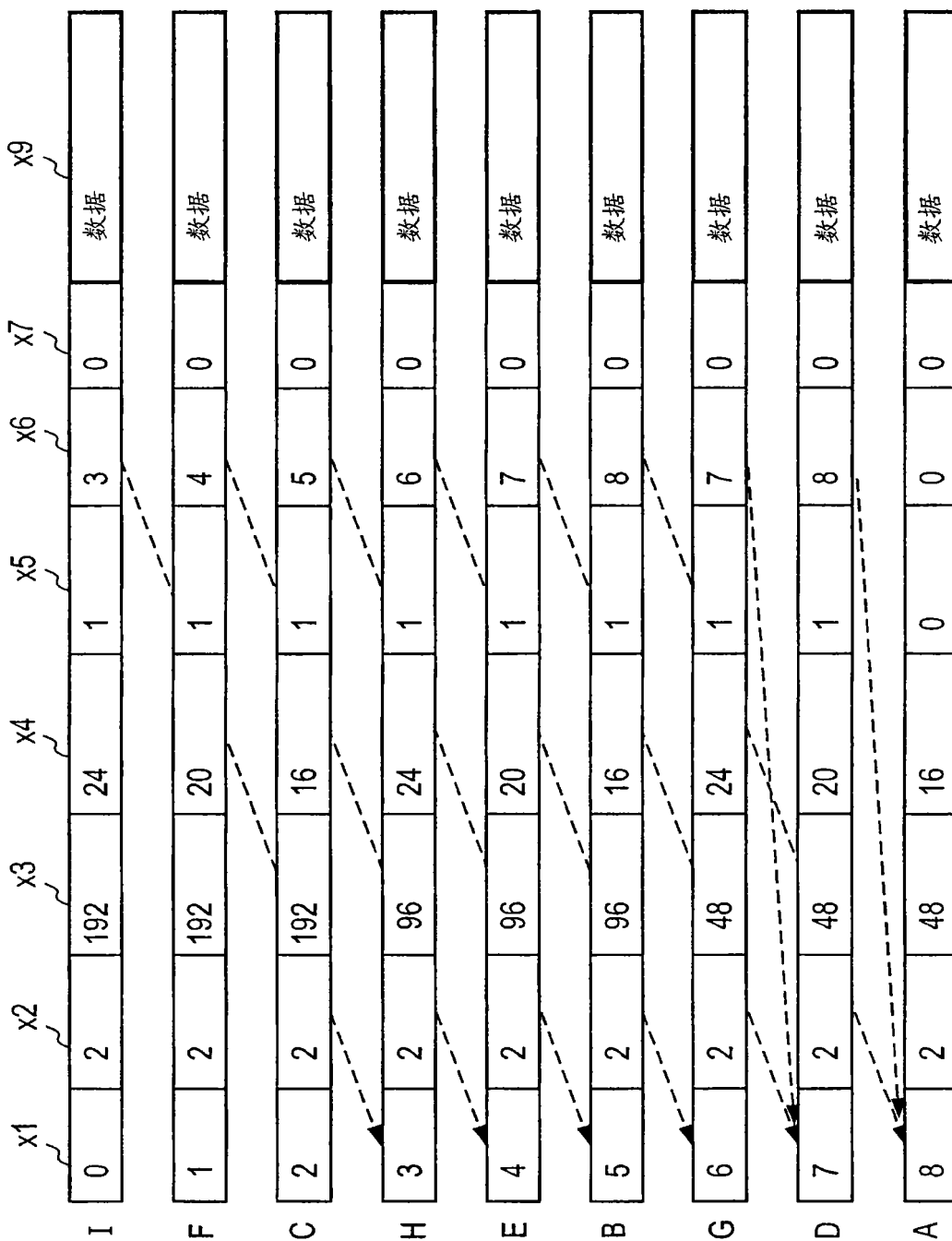


图 76

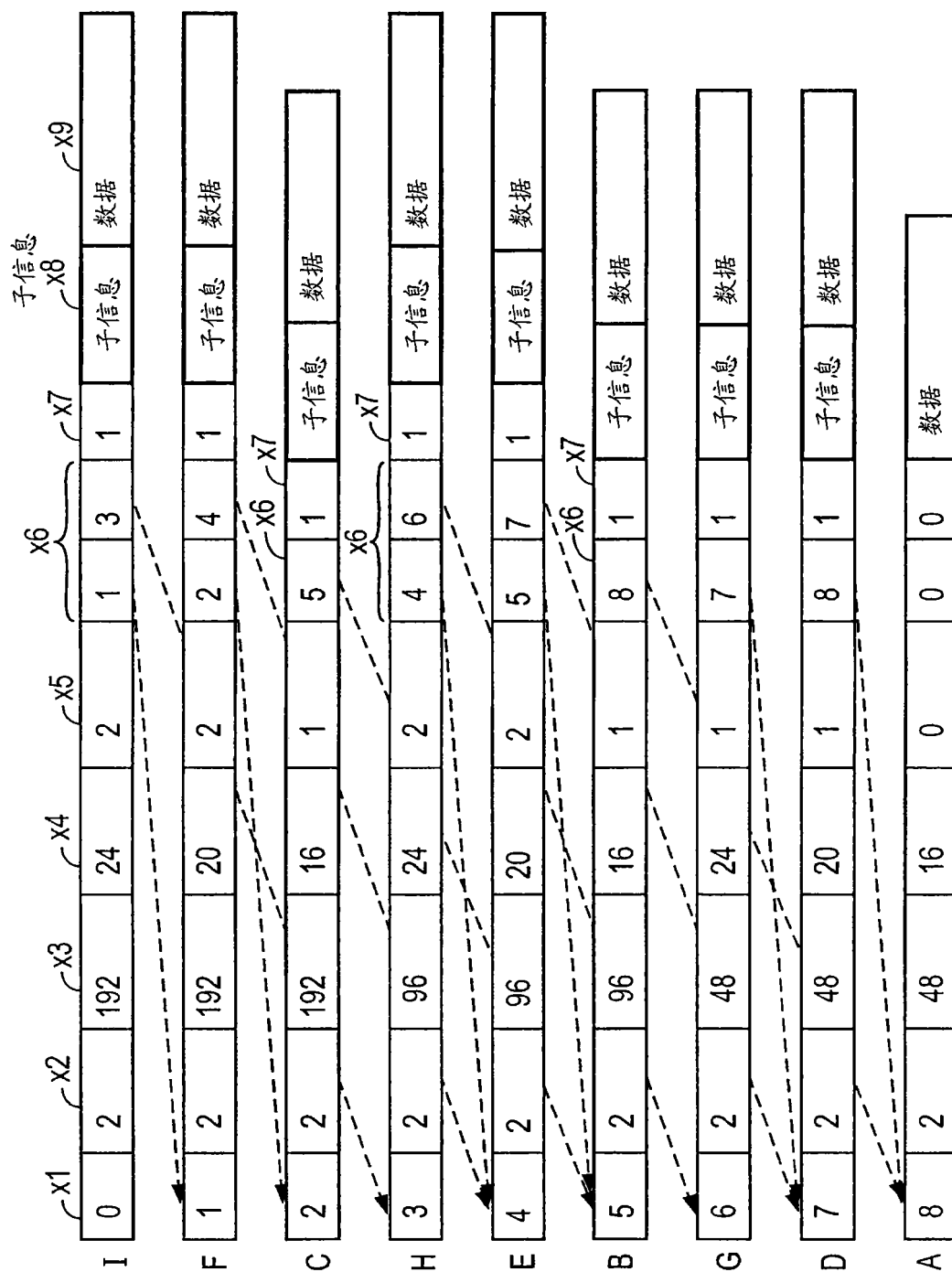


图 77

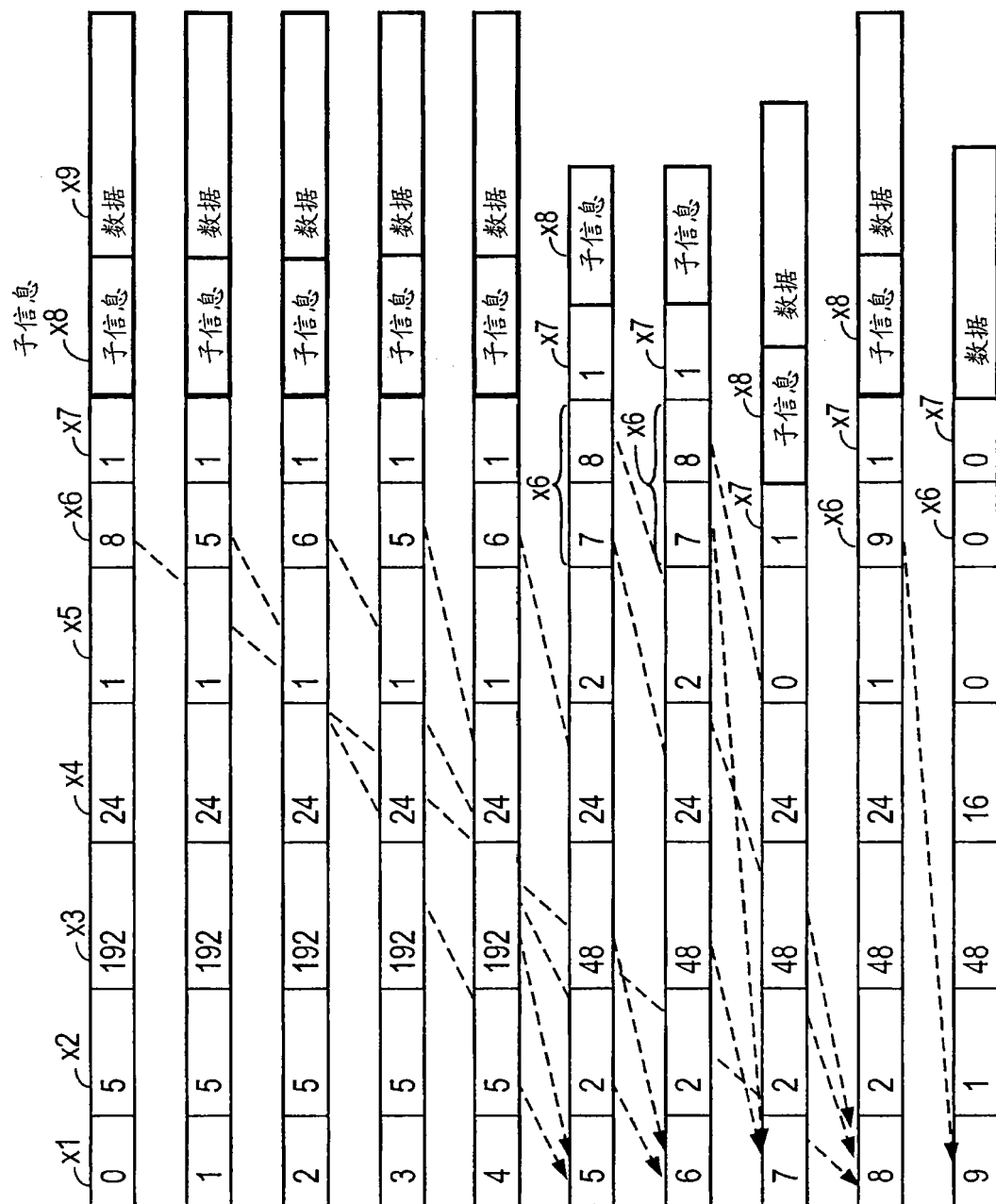
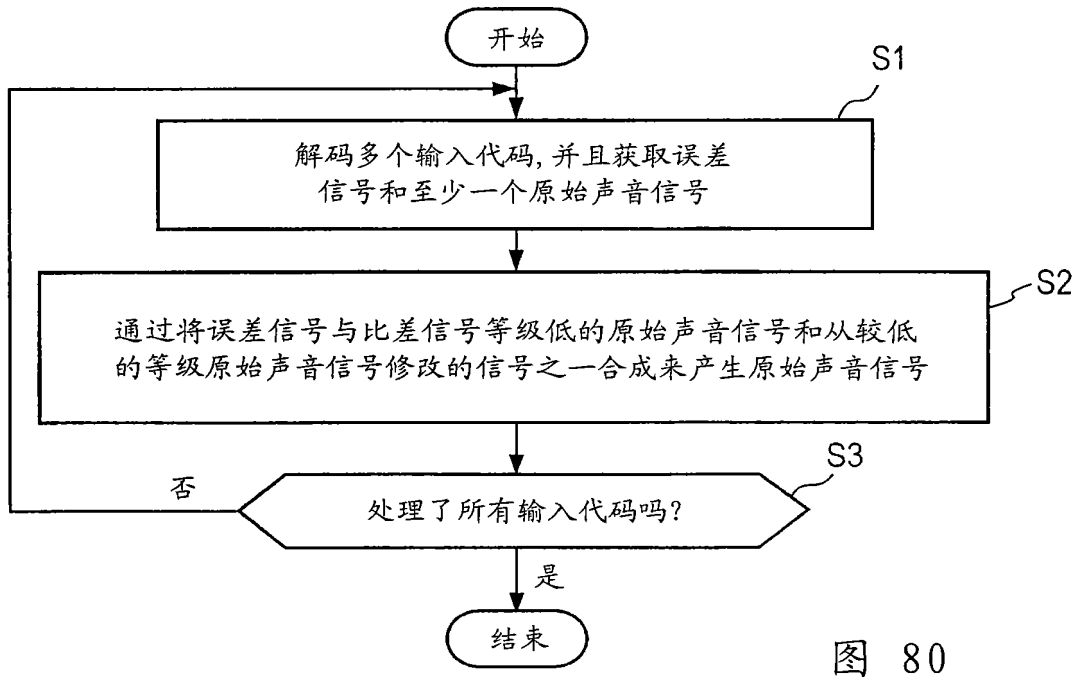
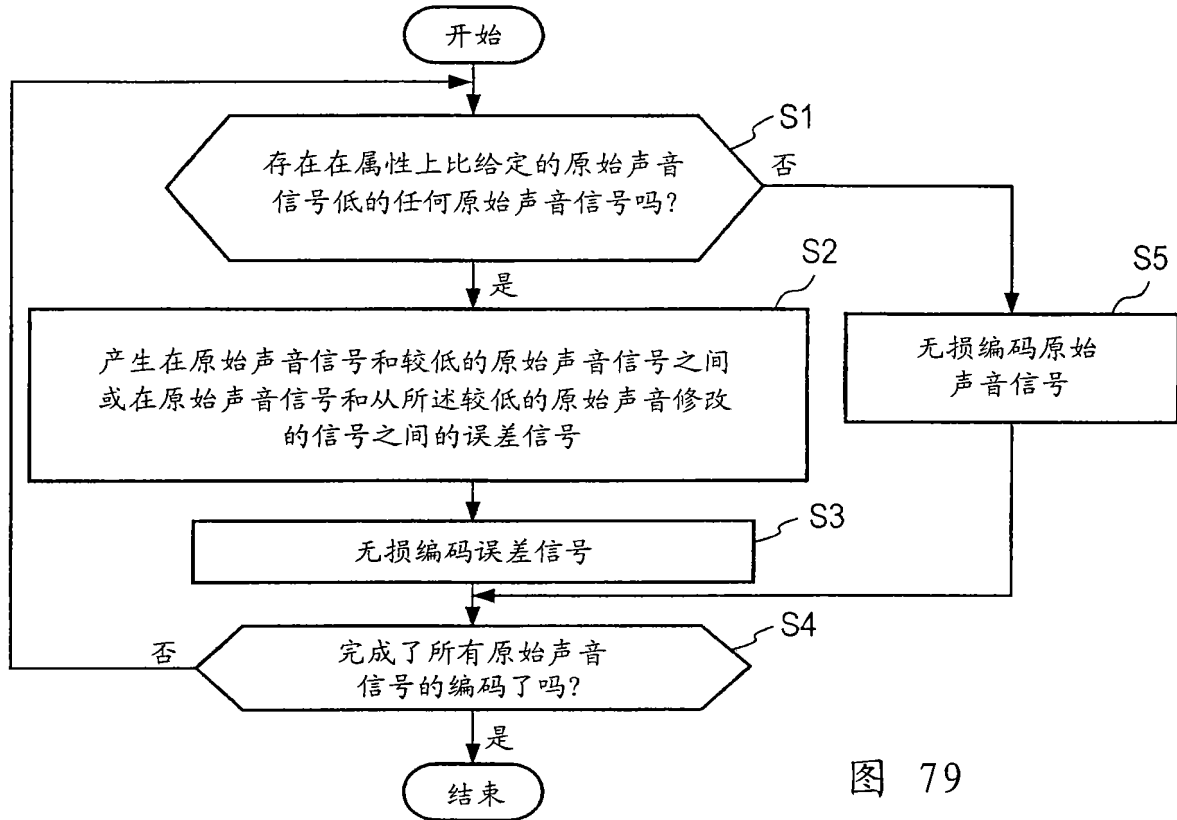


图 78



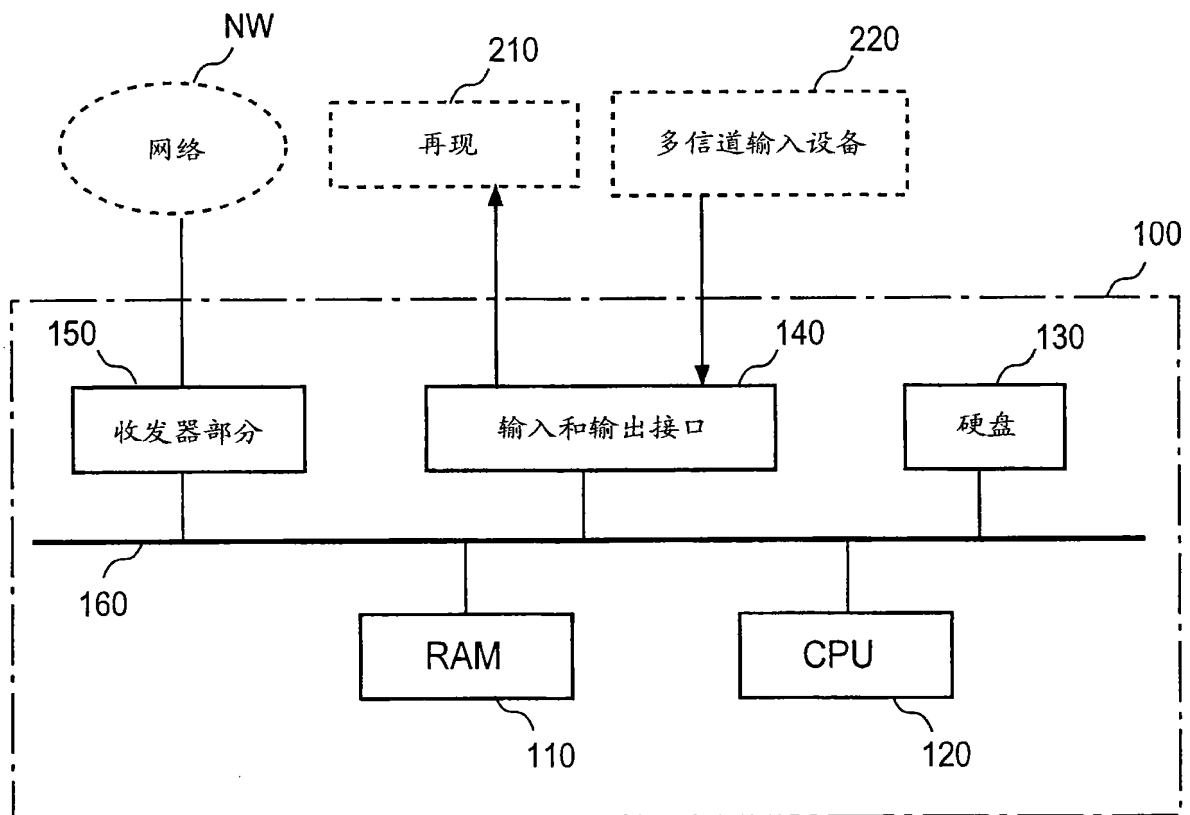


图 81