

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101425294 B

(45) 授权公告日 2012. 11. 28

(21) 申请号 200810183109. 8

JP 特开 2000-3193 A, 2000. 01. 07, 全文 .

(22) 申请日 2003. 08. 12

JP 特开平 8-263096 A, 1996. 10. 11, 全文 .

(30) 优先权数据

CN 1272259 A, 2000. 11. 01, 全文 .

261549/02 2002. 09. 06 JP

JP 特开平 10-285046 A, 1998. 10. 23, 全文 .

(62) 分案原申请数据

审查员 王馨宁

03824414. 4 2003. 08. 12

(73) 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

(72) 发明人 押切正浩

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

111105

代理人 邸万奎

(51) Int. Cl.

G10L 19/14 (2006. 01)

(56) 对比文件

JP 特开平 9-127996 A, 1997. 05. 16, 全文 .

权利要求书 3 页 说明书 19 页 附图 26 页

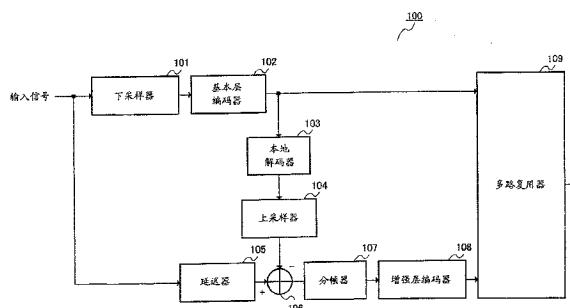
(54) 发明名称

声音编解码与发送接收设备及编码方法、通信终端和基站

(57) 摘要

声音编解码与发送接收设备及编码方法、通信终端和基站。该声音编码设备包括：第一编码部件，以基本帧为单位对输入信号进行编码，以获得第一编码代码；解码部件，对所述第一编码代码进行解码，以获得解码信号；减法部件，获得所述输入信号与所述解码信号之间的剩余信号；分割部件，以时间长度短于所述基本帧的增强帧为单位对所述剩余信号进行分割；以及第二编码部件，对以所述增强帧为单位分割后的剩余信号进行编码，以获得第二编码代码。

B



1. 一种声音编码设备,包括:

下采样部件,降低输入信号的采样率;

第一编码部件,以基本帧为单位对采样率降低了的所述输入信号进行编码,以获得第一编码代码;

解码部件,对所述第一编码代码进行解码,以获得解码信号;

上采样部件,将所述解码信号的采样率增加到与输入时的所述输入信号的采样率相同的采样率;

减法部件,获得所述输入信号与采样率增加了的所述解码信号之间的剩余信号;

分割部件,以所述基本帧的时间长度的 $1/J$ 的时间长度的增强帧为单位对所述剩余信号进行分割,所述 J 为大于等于 2 的整数;以及

第二编码部件,对以所述增强帧为单位分割后的剩余信号进行编码,以获得第二编码代码。

2. 根据权利要求 1 所述的声音编码设备,其中所述第一编码部件使用码激励线性预测法对输入信号进行编码。

3. 根据权利要求 1 所述的声音编码设备,其中所述第二编码部件将所述剩余信号从时域正交变换到频域,并且对变换后的所述剩余信号进行编码。

4. 根据权利要求 3 所述的声音编码设备,其中所述第二编码部件使用改进离散余弦变换将所述剩余信号从时域变换到频域。

5. 根据权利要求 3 或者 4 所述的声音编码设备,其中所述第二编码部件仅对于预定频带,对变换到频域的所述剩余信号进行编码。

6. 根据权利要求 3 或者 4 所述的声音编码设备,其中,

还包括听觉屏蔽部件,其计算表达不影响听觉的幅度值的听觉屏蔽,

所述第二编码部件不把所述听觉屏蔽内的信号作为编码对象。

7. 根据权利要求 6 所述的声音编码设备,其中所述第二编码部件计算听觉屏蔽与剩余信号之间的差值,把该差值较大的剩余信号作为编码对象,并且对存在所述剩余信号的时域和频域的部分进行编码。

8. 根据权利要求 7 所述的声音编码设备,其中所述第二编码部件在时域和频域的一个或两者内分别将多个域作为一个组,以所述组为单位计算听觉屏蔽与剩余信号之间的差值,并且仅对包含在该差值较大的组中的剩余信号进行编码。

9. 一种声音解码设备,包括:

第一解码部件,对第一编码代码进行解码以获得第一解码信号,所述第一编码代码是通过在编码侧、以预定基本帧为单位,对输入信号进行编码而获得的;

第二解码部件,对第二编码代码进行解码以获得第二解码信号,所述第二编码代码是通过在编码侧、以所述基本帧的时间长度的 $1/J$ 的时间长度的增强帧为单位,对所述输入信号与对所述第一编码代码进行解码而获得的解码信号之间的剩余信号进行分割并编码而获得的,所述 J 为大于等于 2 的整数;

上采样部件,将所述第一解码信号的采样率增加到与所述第二解码信号的采样率相同的采样率;以及

加法部件,将所述第二解码信号和采样率增加了的所述第一解码信号相加。

10. 根据权利要求 9 所述的声音解码设备, 其中所述第一解码部件使用码激励线性预测法对第一编码代码进行解码。

11. 根据权利要求 9 所述的声音解码设备, 其中所述第二解码部件将所述第二解码信号从频域正交变换到时域。

12. 根据权利要求 11 所述的声音解码设备, 其中,

还包括叠加部件, 将以相同的定时对第二解码信号之间进行编码而获得的帧部分重叠,

所述第二解码部件使用改进离散余弦逆变换, 将所述第二解码信号从频域正交变换到时域, 从而对所述第二解码信号进行解码, 并且将解码后的信号输出到所述加法部件, 并且加法部件将由所述叠加部件重叠后的第二解码信号和所述第一解码信号相加。

13. 根据权利要求 11 所述的声音解码设备, 其中所述第二解码部件从第二编码代码解码出关于存在剩余信号的时域和频域的信息, 并且对存在所述剩余信号的时域和频域的部分进行解码。

14. 根据权利要求 13 所述的声音解码设备, 其中所述第二解码部件在时域和频域的一个或两者内分别将多个域作为一个组, 并且对包含在解码对象的组中的剩余信号进行解码。

15. 一种声音信号发送设备, 包括 :

声音输入部件, 将声音信号转换成电信号 ;

A/D 变换部件, 将从所述声音输入部件输出的信号转换成数字信号 ;

权利要求 1 所述的声音编码设备, 对从所述 A/D 变换部件输出的数字信号进行编码 ;

RF 调制部件, 将从该编码设备输出的编码代码调制成射频的信号 ; 以及

发送天线, 将从所述 RF 调制部件输出的信号转换成无线电波, 并且发送该信号。

16. 一种声音信号接收设备, 包括 :

接收天线, 接收无线电波 ;

RF 解调部件, 对由所述接收天线接收的信号进行解调 ;

权利要求 9 所述的声音解码设备, 对由该 RF 解调部件获得的信息进行解码 ;

D/A 变换部件, 将从所述解码设备输出的信号转换成模拟信号 ; 以及

声音输出部件, 将从所述 D/A 变换部件输出的电信号转换成声音信号。

17. 一种通信终端设备, 包括根据权利要求 1 所述的声音编码设备和根据权利要求 9 所述的声音解码设备中的至少一个。

18. 一种基站设备, 包括根据权利要求 1 所述的声音编码设备和根据权利要求 9 所述的声音解码设备中的至少一个。

19. 一种声音编码方法, 包括 :

下采样步骤, 降低输入信号的采样率 ;

第一编码步骤, 以基本帧为单位对采样率降低了的所述输入信号进行编码, 以获得第一编码代码 ;

解码步骤, 对所述第一编码代码进行解码, 以获得解码信号 ;

上采样步骤, 将所述解码信号的采样率增加到与输入时的所述输入信号的采样率相同的采样率 ;

减法步骤，获得所述输入信号与采样率增加了的所述解码信号之间的剩余信号；

分割步骤，以所述基本帧的时间长度的 $1/J$ 的时间长度的增强帧为单位对所述剩余信号进行分割，所述 J 为大于等于 2 的整数；以及

第二编码步骤，对以所述增强帧为单位分割后的剩余信号进行编码，以获得第二编码代码。

声音编解码与发送接收设备及编码方法、通信终端和基站

[0001] 本申请是申请日为 2003 年 8 月 12 日、申请号为 03824414.4、发明名称为“声音编解码设备和声音编码方法”的发明专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明涉及一种高效率地对声学信号如音乐信号或语音信号进行压缩和编码的声学编码设备和声学编码方法,特别涉及一种执行甚至能够从编码代码的一部分对音乐和语音进行解码的可扩展编码的声学编码设备和声学解码设备和声学编码方法、声音信号发送设备、声音信号接收设备,以及通信终端设备和基站设备。

背景技术

[0003] 以低比特率压缩音乐信号或语音信号的声学编码技术对于在移动通信和记录介质中有效地利用无线电波传输路径容量等是重要的。作为用于对语音信号进行编码的语音编码方法,存在诸如 G726、G729 的方法,其由 ITU(国际电信联盟)标准化。这些方法可以高质量地以 8 千比特 / 秒到 32 千比特 / 秒的比特率对窄带信号 (300Hz 到 3.4kHz) 执行编码。

[0004] 而且,存在用于对宽带信号 (50Hz 到 7kHz) 进行编码的标准方法,例如 ITU 的 G722、G722.1 以及 3GPP(第三代伙伴计划)的 AMR-WB。这些方法可以高质量地以 6.6 千比特 / 秒到 64 千比特 / 秒的比特率对宽带语音信号执行编码。

[0005] 一种用于高效率地以低比特率对语音信号有效地执行编码的方法是 CELP(码激励线性预测)。基于人类语音生成模型的工程模拟模型,CELP 是使以随机数或脉冲串表达的激励信号通过对应于周期性强度的基频 (pitch) 滤波器并且通过对应于声道特征的合成滤波器,并且确定编码参数,使得输出信号与输入信号之间的误差平方在感觉特征的加权下变得最小。(例如,参见“Code-Excited Linear Prediction(CELP-码激励线性预测): high quality speech at very low bit rates(极低比特率的高质量语音)”, Proc. ICASSP 85, pp. 937-940, 1985。)

[0006] 很多新近的标准语音编码方法基于 CELP。例如,G729 可以以 8 千比特 / 秒的比特率对窄带信号执行编码,并且 AMR-WB 可以以 6.6 千比特 / 秒到 23.85 千比特 / 秒的比特率对宽带信号执行编码。

[0007] 另一方面,在对音乐信号进行编码的音频编码的情况下,通常使用变换编码,其将音乐信号变换到频域,并且使用感觉心理学模型对变换后的系数进行编码,例如由 MPEG(活动图像专家组)标准化的 MPEG-1 第 3 层编码和 AAC 编码。公知的是,这些方法对于具有采样率 44.1kHz 的信号以每信道 64 千比特 / 秒到 96 千比特 / 秒的比特率几乎不产生恶化。

[0008] 然而,当对主要包含在背景中叠加有音乐和环境声音的语音信号的信号进行编码时,应用语音编码涉及这样的问题,即由于背景中的音乐和环境声音的影响,不仅背景中的信号而且语音信号都恶化,从而降低了总体质量。这是由于语音编码基于专用于 CELP 语音

模型的方法这一事实而造成的问题。此外,所存在的另一个问题是由于结构上的原因,语音编码适用的信号频带最多高达 7kHz,而具有更高频率的信号不能被覆盖。

[0009] 另一方面,音乐编码(音频编码)方法允许对音乐进行高质量的编码,从而对于在背景中包括音乐和环境声音的前述语音信号,也可获得足够的质量。此外,音频编码适用于其采样率达到大约 22kHz 的目标信号的频带,这等同于 CD 质量。

[0010] 另一方面,为了实现高质量编码,有必要使用高比特率的信号,并且问题是,如果比特率降至大约 32 千比特 / 秒那样低,则解码信号的质量大幅降低。这将导致这样的问题:该方法不能用于具有低传输比特率的通信网络。

[0011] 为了避免上述问题,有可能采用组合这些技术的可扩展编码,其首先使用 CELP 在基本层中对输入信号执行编码,然后计算通过从输入信号减去解码信号而获得的剩余信号,并且在增强层中对该信号执行变换编码。

[0012] 根据该方法,基本层采用 CELP,从而可以高质量地对语音信号执行编码,并且增强层可以高效地对不能由基本层表达的背景中的音乐和环境声音以及具有比基本层所覆盖的频带高的频率分量的信号执行编码。此外,根据该配置,有可能将比特率抑制到低级别。另外,该配置允许仅从编码代码的一部分对声学信号进行解码,也就是,基本层的编码代码和这样的可扩展功能对于实现向多个具有不同传输比特率的网络的组播是有效的。

[0013] 然而,这样的可扩展编码具有一个问题:增强层中的延迟增大。该问题将利用图 1 和图 2 加以说明。图 1 示出传统语音编码中的基本层的帧(基本帧)和增强层的帧(增强帧)的例子。图 2 示出传统语音解码中的基本层的帧(基本帧)和增强层的帧(增强帧)的例子。

[0014] 在传统语音编码中,基本帧和增强帧由具有相同时间长度的帧构成。在图 1 中,从时间 $T(n-1)$ 到 $T(n)$ 输入的输入信号为第 n 基本帧,并且在基本层中被编码。另外,从 $T(n-1)$ 到 $T(n)$ 的剩余信号也在增强层中被编码。

[0015] 这里,当在增强层中使用 MDCT(改进的离散余弦变换)时,有必要使两个连续的 MDCT 分析帧以分析帧长度的一半相互重叠。执行该重叠以便防止合成过程中帧间的不连续。

[0016] 在 MDCT 的情况下,正交基被设计成不仅在分析帧内而且在连续的分析帧之间保持正交,因此相互重叠连续的分析帧并且在合成过程中相加这两者防止了由于帧间的不连续而发生失真。在图 1 中,将第 n 分析帧设成 $T(n-2)$ 到 $T(n)$ 的长度,并且执行编码处理。

[0017] 解码处理生成包括第 n 基本帧和第 n 增强帧的解码信号。增强层执行 IMDCT(改进的离散余弦逆变换),并且如上所述,有必要以合成帧长度的一半重叠第 n 增强帧的解码信号与前一帧(在本例中为第 $(n-1)$ 增强帧)的解码信号,并且相加这两者。为此,解码处理部件只能生成直到时间 $T(n-1)$ 的信号。

[0018] 也就是,发生如图 2 所示其长度与基本帧的长度相同的延迟(在本例中为 $T(n)-T(n-1)$ 的时间长度)。如果假定基本帧的时间长度为 20 毫秒,则增强层中新产生的延迟为 20 毫秒。这样的延迟增大构成了实现语音通信服务的严重问题。

[0019] 如上所述,传统设备具有的问题是难以以短延迟、低比特率和高质量对主要包括在背景中叠加有音乐和噪声的语音的信号执行编码。

发明内容

[0020] 本发明的目的是提供一种声学编码设备和声学编码方法,其能够以短延迟、低比特率和高质量对甚至是主要在背景中叠加有音乐和噪声的语音的信号执行编码。

[0021] 通过对增强层执行编码,其中增强层帧的时间长度被设成短于基本层帧的时间长度,并且以短延迟、低比特率和高质量对主要在背景中叠加有音乐和噪声的语音的信号执行编码,可以实现该目的。

[0022] 根据本发明的一个方面,提供一种声音编码设备,包括:下采样部件,降低输入信号的采样率;第一编码部件,以基本帧为单位对采样率降低了的所述输入信号进行编码,以获得第一编码代码;解码部件,对所述第一编码代码进行解码,以获得解码信号;上采样部件,将所述解码信号的采样率增加到与输入时的所述输入信号的采样率相同的采样率;减法部件,获得所述输入信号与采样率增加了的所述解码信号之间的剩余信号;分割部件,以所述基本帧的时间长度的 $1/J$ 的时间长度的增强帧为单位对所述剩余信号进行分割,所述J为大于等于2的整数;以及第二编码部件,对以所述增强帧为单位分割后的剩余信号进行编码,以获得第二编码代码。

[0023] 根据本发明的一个方面,还提供一种声音解码设备,包括:第一解码部件,对第一编码代码进行解码以获得第一解码信号,所述第一编码代码是通过在编码侧、以预定基本帧为单位,对输入信号进行编码而获得的;第二解码部件,对第二编码代码进行解码以获得第二解码信号,所述第二编码代码是通过在编码侧、以所述基本帧的时间长度的 $1/J$ 的时间长度的增强帧为单位,对所述输入信号与对所述第一编码代码进行解码而获得的解码信号之间的剩余信号进行分割并编码而获得的,所述J为大于等于2的整数;上采样部件,将所述第一解码信号的采样率增加到与所述第二解码信号的采样率相同的采样率;以及加法部件,将所述第二解码信号和采样率增加了的所述第一解码信号相加。

[0024] 根据本发明的另一个方面,还提供一种声音信号发送设备,包括:声音输入部件,将声音信号转换成电信号;A/D变换部件,将从所述声音输入部件输出的信号转换成数字信号;权利要求1所述的声音编码设备,对从所述A/D变换部件输出的数字信号进行编码;RF调制部件,将从该编码设备输出的编码代码调制成射频的信号;以及发送天线,将从所述RF调制部件输出的信号变换成无线电波,并且发送该信号。

[0025] 根据本发明的另一个方面,还提供一种声音信号接收设备,包括:接收天线,接收无线电波;RF解调部件,对由所述接收天线接收的信号进行解调;

[0026] 如上所述的声音解码设备,对由该RF解调部件获得的信息进行解码;D/A变换部件,将从所述解码设备输出的信号变换成模拟信号;以及声音输出部件,将从所述D/A变换部件输出的电信号变换成声音信号。

[0027] 根据本发明的另一个方面,还提供一种通信终端设备,包括如上所述的声音编码设备和如上的声音解码设备中的至少一个。

[0028] 根据本发明的另一个方面,还提供一种基站设备,包括如上所述的声音编码设备和如上所述的声音解码设备中的至少一个。

[0029] 根据本发明的另一个方面,还提供一种声音编码方法,包括:下采样步骤,降低输入信号的采样率;第一编码步骤,以基本帧为单位对采样率降低了的所述输入信号进行编码,以获得第一编码代码;解码步骤,对所述第一编码代码进行解码,以获得解码信号;上

采样步骤,将所述解码信号的采样率增加到与输入时的所述输入信号的采样率相同的采样率;减法步骤,获得所述输入信号与采样率增加了的所述解码信号之间的剩余信号;分割步骤,以所述基本帧的时间长度的 $1/J$ 的时间长度的增强帧为单位对所述剩余信号进行分割,所述 J 为大于等于 2 的整数;以及第二编码步骤,对以所述增强帧为单位分割后的剩余信号进行编码,以获得第二编码代码。

附图说明

- [0030] 图 1 示出传统语音编码中的基本层的帧(基本帧)和增强层的帧(增强帧)的例子;
- [0031] 图 2 示出传统语音解码中的基本层的帧(基本帧)和增强层的帧(增强帧)的例子;
- [0032] 图 3 是示出根据本发明实施例 1 的声学编码设备的配置的方框图;
- [0033] 图 4 示出声学信号上的信息分布的例子;
- [0034] 图 5 示出基本层和增强层的要编码的域的例子;
- [0035] 图 6 示出基本层和增强层的编码的例子;
- [0036] 图 7 示出基本层和增强层的解码的例子;
- [0037] 图 8 是示出根据本发明实施例 1 的声学解码设备的配置的方框图;
- [0038] 图 9 是示出根据本发明实施例 2 的基本层编码器的内部配置的示例的方框图;
- [0039] 图 10 是示出根据本发明实施例 2 的基本层解码器的内部配置的示例的方框图;
- [0040] 图 11 是示出根据本发明实施例 2 的基本层解码器的内部配置的另一示例的方框图;
- [0041] 图 12 是示出根据本发明实施例 3 的增强层编码器的内部配置的示例的方框图;
- [0042] 图 13 示出 MDCT 系数的排列的例子;
- [0043] 图 14 是示出根据本发明实施例 3 的增强层解码器的内部配置的示例的方框图;
- [0044] 图 15 是示出根据本发明实施例 4 的声学编码设备的配置的方框图;
- [0045] 图 16 是示出上面实施例中的感觉屏蔽计算部件的内部配置的示例方框图;
- [0046] 图 17 是示出上面实施例中的增强层编码器的内部配置的示例方框图;
- [0047] 图 18 是示出上面实施例中的感觉屏蔽计算部件的内部配置的示例方框图;
- [0048] 图 19 是示出根据本发明实施例 5 的增强层编码器的内部配置的示例方框图;
- [0049] 图 20 示出 MDCT 系数的排列的例子;
- [0050] 图 21 是示出根据本发明实施例 5 的增强层解码器的内部配置的示例方框图;
- [0051] 图 22 是示出根据本发明实施例 6 的增强层编码器的内部配置的示例方框图;
- [0052] 图 23 示出 MDCT 系数的排列的例子;
- [0053] 图 24 是示出根据本发明实施例 6 的增强层解码器的内部配置的示例方框图;
- [0054] 图 25 是示出根据本发明实施例 7 的通信设备的配置的方框图;
- [0055] 图 26 是示出根据本发明实施例 8 的通信设备的配置的方框图;
- [0056] 图 27 是示出根据本发明实施例 9 的通信设备的配置的方框图;以及
- [0057] 图 28 是示出根据本发明实施例 10 的通信设备的配置的方框图。

具体实施方式

[0058] 下面将参照附图对本发明的实施例进行说明。

[0059] 通过注意到基本帧的时间长度与增强帧的时间长度相同，其中基本帧为编码输入信号，并且增强帧为输入信号与通过对编码输入信号进行解码而获得的信号之间的编码差值，并且这在解调的时候导致了较长的延迟，本发明人提出了本发明。

[0060] 也就是，本发明的实质是对增强层执行编码，其中增强层帧的时间长度被设成短于基本层帧的时间长度，并且以短延迟、低比特率和高质量对主要包括在背景中叠加有音乐和噪声的语音的信号执行编码。

[0061] (实施例 1)

[0062] 图 3 是示出根据本发明实施例 1 的声学编码设备的配置的方框图。图 3 中的声学编码设备 100 主要由下采样器 (downsampler) 101、基本层编码器 102、本地解码器 103、上采样器 (upsampler) 104、延迟器 105、减法器 106、分帧器 107、增强层编码器 108 以及多路复用器 109 构成。

[0063] 在图 3 中，下采样器 101 接收采样率 $2*FH$ 的输入数据（声学数据），将该输入数据转换成低于采样率 $2*FH$ 的采样率 $2*FL$ ，并且将输入数据输出到基本层编码器 102。

[0064] 基本层编码器 102 以预定基本帧为单位对采样率 $2*FL$ 的输入数据进行编码，并且将作为编码输入数据的第一编码代码输出到本地解码器 103 和多路复用器 109。例如，基本层编码器 102 根据 CELP 编码对输入数据进行编码。

[0065] 本地解码器 103 对第一编码代码进行解码，并且将通过解码而获得的解码信号输出到上采样器 104。上采样器 104 将解码信号的采样率增加到 $2*FH$ ，并且将解码信号输出到减法器 106。

[0066] 延迟器 105 将输入信号延迟预定的时间，并且将延迟的输入信号输出到减法器 106。将该延迟的长度设成与在下采样器 101、基本层编码器 102、本地解码器 103 和上采样器 104 中产生的时间延迟相同的值防止了下一减法处理中的相移。例如，假定该延迟时间是下采样器 101、基本层编码器 102、本地解码器 103 和上采样器 104 上的处理时间的总和。减法器 106 从输入信号中减去解码信号，并且将减法结果作为剩余信号输出到分帧器 107。

[0067] 分帧器 107 将剩余信号分成其时间长度比基本帧短的增强帧，并且将分成增强帧的剩余信号输出到增强层编码器 108。增强层编码器 108 对分成增强帧的剩余信号进行编码，并且将通过该编码而获得的第二编码代码输出到多路复用器 109。多路复用器 109 多路复用第一编码代码和第二编码代码，以输出多路复用代码。

[0068] 接下来，将说明根据本实施例的声学编码设备的操作。这里，将说明对作为采样率 $2*FH$ 的声学数据的输入信号进行编码的例子。

[0069] 由下采样器 101 将输入信号转换成低于采样率 $2*FH$ 的采样率 $2*FL$ 。然后，由基本层编码器 102 对采样率 $2*FL$ 的输入信号进行编码。由本地解码器 103 对编码输入信号进行解码，并且生成解码信号。由上采样器 104 将解码信号转换到高于采样率 $2*FL$ 的采样率 $2*FH$ 。

[0070] 在由延迟器 105 将输入信号延迟预定的时间之后，将其输出到减法器 106。通过减法器 106 计算通过了延迟器 105 的输入信号与转换成采样率 $2*FH$ 的解码信号之间的差值，获得剩余信号。

[0071] 由分帧器 107 将剩余信号分成具有短于在基本层编码器 102 处编码的帧单元的时间长度的帧。由增强层编码器 108 对划分后的剩余信号进行编码。由多路复用器 109 多路复用由基本层编码器 102 生成的编码代码和由增强层编码器 108 生成的编码代码。

[0072] 下面将说明由基本层编码器 102 和增强层编码器 108 编码的信号。图 4 示出声学信号的信息分布的例子。在图 4 中,纵轴表示信息量,而横轴表示频率。图 4 示出包括在输入信号中的语音信息、背景音乐和背景噪声信息存在于哪个频带内以及它们的量是多少。

[0073] 如图 4 所示,语音信息在低频域内具有较多的信息,并且信息量随着频率的增大而减小。另一方面,与语音信息相比,背景音乐和背景噪声信息具有相对较小数量的低频带信息,并且具有较多包括在高频带内的信息。

[0074] 因此,基本层使用 CELP 编码高质量地对语音信号进行编码,而增强层高效地对不能被基本层表达的背景音乐和环境声音以及具有比由基本层覆盖的频带高的频率分量的信号进行编码。

[0075] 图 5 示出要由基本层和增强层编码的域的例子。在图 5 中,纵轴表示信息量,而横轴表示频率。图 5 示出要由基本层编码器 102 和增强层编码器 108 编码的信息的域。

[0076] 基本层编码器 102 被设计成高效地表达从 0 到 FL 的频带内的语音信息,并且可以高质量地对该域中的语音信息进行编码。然而,基本层编码器 102 在从 0 到 FL 的频带内不具有背景音乐和背景噪声信息的高编码质量。

[0077] 增强层编码器 108 被设计成覆盖上述基本层编码器 102 的不足能力和从 FL 到 FH 的频带内的信号。因此,组合基本层编码器 102 和增强层编码器 108 可以在宽频带内高质量地实现编码。

[0078] 如图 5 所示,由于通过基本层编码器 102 的编码而获得的第一编码代码包括从 0 到 FL 的频带内的语音信息,因此有可能至少实现可扩展的功能,由此单独通过第一编码代码获得解码信号。

[0079] 本实施例中的声学编码设备 100 将由增强层编码器 108 编码的帧的时间长度设成足够短于由基本层编码器 102 编码的帧的时间长度,从而可以缩短在增强层中产生的延迟。

[0080] 图 6 示出基本层和增强层的编码的例子。在图 6 中,横轴表示时间。在图 6 中,作为第 n 帧处理从 T(n-1) 到 T(n) 的输入信号。基本层编码器 102 作为第 n 基本帧对第 n 帧进行编码,其中第 n 基本帧是一个基本帧。另一方面,增强层编码器 108 通过将第 n 帧分成多个增强帧来对其进行编码。

[0081] 这里,增强层的帧(增强帧)的时间长度被设成相对于基本层的帧(基本帧)的 $1/J$ 。在图 6 中,为方便起见设置 $J = 8$,但是本实施例不限于此值,并且可使用满足 $J \geq 2$ 的任何整数。

[0082] 图 6 中的例子假定 $J = 8$,因此八个增强帧对应于一个基本帧。以下,对于第 n 基本帧的每个增强帧将被表示为第 n 增强帧 (#j) ($j = 1$ 到 8)。每个增强层的分析帧被设成使两个连续的分析帧以分析帧长度的一半相互重叠,以防止在连续帧之间发生不连续,并使其经历编码处理。例如,在第 n 增强帧 (#1) 中,组合帧 401 和帧 402 的域成为分析帧。然后,解码侧对通过使用基本层和增强层对上述输入信号进行编码而获得的信号进行解码。

[0083] 图 7 示出基本层和增强层的解码的例子。在图 7 中,横轴表示时间。在解码处理

中,生成第 n 基本帧的解码信号和第 n 增强帧的解码信号。在增强层中,有可能对与有可能与前一帧进行叠加的部分对应的信号进行解码。在图 7 中,生成解码信号直到时间 501,也就是,直到第 n 增强帧 (#8) 的中心位置。

[0084] 也就是,根据本实施例的声学编码设备,在增强层中产生的延迟对应于时间 501 到时间 502,从而只需基本层的时间长度的 1/8。例如,当基本帧的时间长度是 20 毫秒时,在增强层中新产生的延迟为 2.5 毫秒。

[0085] 本例是增强帧的时间长度被设成基本帧的时间长度的 1/8 的情况,但是一般而言,当增强帧的时间长度被设成基本帧的时间长度的 $1/J$ 时,在增强层中产生的延迟为 $1/J$,并且有可能根据系统中允许的延迟的长度来设置 J。

[0086] 接下来,将说明执行上述解码的声学解码设备。图 8 是示出根据本发明实施例 1 的声学解码设备的配置的方框图。图 8 中的声学解码设备 600 主要由多路分解器 601、基本层解码器 602、上采样器 603、增强层解码器 604、叠加器 605 以及加法器 606 构成。

[0087] 多路分解器 601 将由声学编码设备 100 编码的代码分离成基本层的第一编码代码和增强层的第二编码代码,将第一编码代码输出到基本层解码器 602,并且将第二编码代码输出到增强层解码器 604。

[0088] 基本层解码器 602 对第一编码代码进行解码,以获得具有采样率 $2*FL$ 的解码信号。基本层解码器 602 将解码信号输出到上采样器 603。上采样器 603 将采样率 $2*FL$ 的解码信号转换成具有采样率 $2*FH$ 的解码信号,并且将转换后的信号输出到加法器 606。

[0089] 增强层解码器 604 对第二编码代码进行解码,以获得具有采样率 $2*FH$ 的解码信号。该第二编码代码是在声学编码设备 100 处通过以具有短于基本帧的时间长度的增强帧为单位对输入信号进行编码而获得的代码。然后,增强层解码器 604 将该解码信号输出到叠加器 605。

[0090] 叠加器 605 以由增强层解码器 604 解码的增强帧为单位重叠该解码信号,并且将重叠的解码信号输出到加法器 606。更具体地说,叠加器 605 将解码信号乘以用于合成的窗口函数,以合成帧长度的一半重叠该解码信号与在前一帧中解码的时域中的信号,并且相加这些信号,以生成输出信号。

[0091] 加法器 606 相加由上采样器 603 上采样的基本层中的解码信号与由叠加器 605 重叠的增强层中的解码信号,并且输出所得到的信号。

[0092] 因此,根据本实施例的声学编码设备和声学解码设备,声学编码设备侧以具有短于基本帧的时间长度的增强帧为单位划分剩余信号,并且对划分的剩余信号进行编码,而声学解码设备侧对以具有短于该基本帧的时间长度的时间长度的增强帧为单位而编码的剩余信号进行解码,重叠具有重叠时间区域的部分,从而有可能缩短可引起解码期间的延迟的增强帧的时间长度,并且缩短语音解码中的延迟。

[0093] (实施例 2)

[0094] 本实施例将描述使用 CELP 编码对基本层进行编码的例子。图 9 是示出根据本发明实施例 2 的基本层编码器的内部配置的示例方框图。图 9 示出图 3 中的基本层编码器 102 的内部配置。图 9 中的基本层编码器 102 主要由 LPC 分析器 701、感觉加权部件 702、自适应码本搜索器 703、自适应向量增益量化器 704、目标向量生成器 705、噪声码本搜索器 706、噪声向量增益量化器 707 以及多路复用器 708 构成。

[0095] LPC 分析器 701 计算采样率 2*FL 的输入信号的 LPC 系数，并且将这些 LPC 系数转换成适于量化的参数集，如 LSP 系数，并且量化该参数集。然后，LPC 分析器 701 将通过该量化而获得的编码代码输出到多路复用器 708。

[0096] 此外，LPC 分析器 701 从编码代码计算量化 LSP 系数，将 LSP 系数转换成 LPC 系数，并且将量化 LPC 系数输出到自适应码本搜索器 703、自适应向量增益量化器 704、噪声码本搜索器 706 和噪声向量增益量化器 707。此外，LPC 分析器 701 将量化之前的 LPC 系数输出到感觉加权部件 702。

[0097] 感觉加权部件 702 根据由 LPC 分析器 701 获得的量化和未量化 LPC 系数两者，向从下采样器 101 输出的输入信号分配权重。这旨在执行频谱整形，使得量化失真的频谱被输入信号的频谱包络 (spectral envelope) 屏蔽。

[0098] 自适应码本搜索器 703 使用感觉加权输入信号作为目标信号来搜索自适应码本。通过以基频 (pitch) 周期重复过去的激励串而获得的信号称作“自适应向量”，并且自适应码本由以预定范围内的基频周期生成的自适应向量构成。

[0099] 当假定感觉加权输入信号为 $t(n)$ 时，通过将由 LPC 系数构成的合成滤波器的冲击响应卷积为具有基频周期的自适应向量而获得的信号为 $p_i(n)$ ，自适应码本搜索器 703 将最小化表达式 (1) 中的评价函数 D 的自适应向量的基频周期 i 作为参数输出到多路复用器 708。

$$[0100] D = \sum_{n=0}^{N-1} t^2(n) - \frac{\left(\sum_{n=0}^{N-1} t(n)p_i(n) \right)^2}{\sum_{n=0}^{N-1} p_i^2(n)} \quad \dots(1)$$

[0101] 其中 N 表示向量长度。表达式 (1) 中的第一项与基频周期 i 无关，因此自适应码本搜索器 703 仅计算第二项。

[0102] 自适应向量增益量化器 704 量化与自适应向量相乘的自适应向量增益。自适应向量增益 β 以下面表达式 (2) 表达，并且自适应向量增益量化器 704 对该自适应向量增益 β 进行标量量化，并且将通过该量化而获得的代码输出到多路复用器 708。

$$[0103] \beta = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} t(n)p_i(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} p_i^2(n)} \quad \dots(2)$$

[0104] 目标向量生成器 705 从输入信号减去自适应向量的影响，生成要在噪声码本搜索器 706 和噪声向量增益量化器 707 中使用的目标向量，并且输出这些目标向量。在目标向量生成器 705 中，如果假定 $p_i(n)$ 是通过将合成滤波器的脉冲响应卷积为由表达式 1 表达的评价函数 D 最小时的自适应向量而获得的信号，并且 β_q 是由表达式 2 表达的自适应向量 β 进行标量量化时的量化值，则以下面表达式 (3) 表达目标向量 $t_2(n)$ ：

$$[0105] t_2(n) = t(n) - \beta_q \cdot p_i(n) \quad \dots(3)$$

[0106] 噪声码本搜索器 706 使用目标向量 $t_2(n)$ 和量化 LPC 系数搜索噪声码本。例如，随机噪声或者使用大量语音数据库学习的信号可以用于噪声码本搜索器 706 中的噪声码本。此外，为噪声码本搜索器 706 提供的噪声码本可以如同代数码本一样，由具有预定非常

小数目的幅度 1 的脉冲的向量表达。该代码本的特征在于能够通过小量的计算确定脉冲位置和脉冲正负号（极性）的最佳组合。

[0107] 当假定目标向量是 $t_2(n)$ ，并且通过将合成滤波器的脉冲响应卷积为对应于代码 j 的噪声向量而获得的信号是 $c_j(n)$ 时，噪声码本搜索器 706 将最小化下面表达式 (4) 的评价函数 D 的噪声向量的索引 j 输出到多路复用器 708。

$$[0108] D = \sum_{n=0}^{N-1} t_2^2(n) - \frac{\left(\sum_{n=0}^{N-1} t_2(n)c_j(n) \right)^2}{\sum_{n=0}^{N-1} c_j^2(n)} \quad \dots(4)$$

[0109] 噪声向量增益量化器 707 量化与噪声向量相乘的噪声向量增益。噪声向量增益量化器 707 使用下面示出的表达式 (5) 计算噪声向量增益 γ ，并且标量量化该噪声向量增益 γ ，并且将其输出到多路复用器 708。

$$[0110] \gamma = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} t_2(n)c_j(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} c_j^2(n)} \quad \dots(5)$$

[0111] 多路复用器 708 多路复用量化 LPC 系数、自适应向量、自适应向量增益、噪声向量以及噪声向量增益的编码代码，并且它将多路复用结果输出到本地解码器 103 和多路复用器 109。

[0112] 下一步，将说明解码侧。图 10 是示出根据本发明实施例 2 的基本层解码器的内部配置的示例方框图。图 10 示出图 8 中的基本层解码器 602 的内部配置。图 10 中的基本层解码器 602 主要由多路分解器 801、激励生成器 802 和合成滤波器 803 构成。

[0113] 多路分解器 801 将从多路分解器 601 输出的第一编码代码分离为量化 LPC 系数、自适应向量、自适应向量增益、噪声向量以及噪声向量增益的编码代码，并且它将自适应向量、自适应向量增益、噪声向量以及噪声向量增益的编码代码输出到激励生成器 802。同样地，多路分解器 801 将量化 LPC 系数的编码代码输出到合成滤波器 803。

[0114] 激励生成器 802 对自适应向量、自适应向量增益、噪声向量以及噪声向量增益的编码代码进行解码，并且它使用下面示出的表达式 (6) 生成激励向量 $ex(n)$ ：

$$[0115] ex(n) = \beta_q \cdot q(n) + \gamma_q \cdot c(n) \quad \dots(6)$$

[0116] 其中 $q(n)$ 表示自适应向量， β_q 表示自适应向量增益， $c(n)$ 表示噪声向量，而 γ_q 表示噪声向量增益。

[0117] 合成滤波器 803 从 LPC 系数的编码代码解码该量化 LPC 系数，并且使用下面示出的表达式 (7) 生成合成信号 $syn(n)$ ：

$$[0118] syn(n) = ex(n) + \sum_{i=1}^{NP} \alpha_q(i) \cdot syn(n-i) \quad \dots(7)$$

[0119] 其中 α_q 表示解码 LPC 系数，并且 NP 表示 LPC 系数的阶。合成滤波器 803 将解码信号 $syn(n)$ 输出到上采样器 603。

[0120] 这样，根据本实施例的声学编码设备和声学解码设备，发送侧通过对基本层应用 CELP 编码而对输入信号进行编码，并且接收侧对基本层应用 CELP 编码的解码方法，从而有

可能以低比特率实现高质量基本层。

[0121] 本实施例的语音编码设备也可以采用在合成滤波器 803 之后设有后置滤波器的配置,以改善主观质量。图 11 是示出根据本发明实施例 2 的基本层解码器的内部配置的示例方框图。然而,与图 10 相同的组件被分配与图 10 相同的标号,并且将省略其详细说明。

[0122] 对于后置滤波器 902,可采用各种配置来改善主观质量。一种典型的方法是使用由通过多路分解器 801 的解码而获得的 LPC 系数构成的共振峰增强滤波器的方法。共振峰增强滤波器 $H_f(z)$ 以下面示出的表达式 (8) 表达:

$$[0123] H_f(z) = \frac{A(z/\gamma_n)}{A(z/\gamma_d)} \cdot (1 - \mu z^{-1}) \quad \dots(8)$$

[0124] 其中 $1/A(z)$ 表示由解码的 LPC 系数构成的合成滤波器,并且 γ_n 、 γ_d 和 μ 表示确定滤波器特征的常量。

[0125] (实施例 3)

[0126] 该实施例的特征在于使用变换编码,由此将增强层的输入信号转换成频域的系数,然后对变换后的系数进行编码。将利用图 12 说明根据本实施例的增强层编码器 108 的基本配置。图 12 是示出根据本发明实施例 3 的增强层编码器的内部配置的示例方框图。图 12 示出图 3 中的增强层编码器 108 的内部配置的例子。图 12 中的增强层编码器 108 主要由 MDCT 部件 1001 和量化器 1002 构成。

[0127] MDCT 部件 1001 对从分帧器 107 输出的输入信号进行 MDCT 变换(改进的离散余弦变换),以获得 MDCT 系数。MDCT 变换以分析帧长度的一半完全重叠连续的分析帧。并且 MDCT 的正交基包括分析帧的第一半的“奇函数”和第二半的“偶函数”。在合成过程中,MDCT 变换不产生任何帧边界失真,因为它重叠且相加逆变换后的波形。当执行 MDCT 时,将输入信号与诸如正弦窗口的窗口函数相乘。当假定一组 MDCT 系数为 $X(n)$ 时,可以通过下面示出的表达式 (9) 计算 MDCT 系数:

$$[0128] X(m) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{2N-1} x(n) \cos\left\{\frac{(2n+1+N) \cdot (2m+1)\pi}{4N}\right\} \quad \dots(9)$$

[0129] 其中 $X(n)$ 表示通过将输入信号乘以窗口函数而获得的信号。

[0130] 量化器 1002 量化由 MDCT 部件 1001 计算的 MDCT 系数。更具体地说,量化器 1002 对 MDCT 系数进行标量量化。或者,由多个 MDCT 系数形成向量,并且对其进行向量量化。尤其当应用标量量化时,上述量化方法往往增大比特率,以便获得足够的质量。为此,当有可能将足够的比特分配给增强层时,该量化方法是有效的。然后,量化器 1002 将通过对 MDCT 系数进行量化而获得的代码输出到多路复用器 109。

[0131] 接下来,将说明通过缓和比特率的增大而高效地量化 MDCT 系数的方法。图 13 示出 MDCT 系数的排列的例子。在图 13 中,横轴表示时间,而纵轴表示频率。

[0132] 要在增强层中编码的 MDCT 系数可以如图 13 所示采用具有时间方向和频率方向的二维矩阵表达。在本实施例中,为一个基本帧设置八个增强帧,因此横轴变成八维,并且纵轴具有与增强帧的长度匹配的维数。在图 13 中,纵轴以 16 维表达,但是维数不限于此。

[0133] 为了为图 13 中表达的所有 MDCT 系数获得足够高的 SNR,量化需要很多比特。为了避免该问题,本实施例的声学编码设备仅量化包括在预定频带内的 MDCT 系数,并且不发送有关其它 MDCT 系数的信息。也就是,量化图 13 的阴影区域 1101 内的 MDCT 系数,而不量化

其它 MDCT 系数。

[0134] 该量化方法基于这样的概念,即已经在基本层中以足够的质量对要由基本层编码的频带(0 到 FL)进行了编码,并且该频带具有足够的信息量,因此在增强层中只需对其它频带(例如,FL 到 FH)进行编码。或者该量化方法基于这样的概念,即编码失真往往在由基本层编码的频带的高频部分中增大,因此只需对由基本层编码的频带的高频部分和未由基本层编码的频带进行编码。

[0135] 这样,通过仅关心不能被基本层的编码覆盖的域或者不能被基本层的编码覆盖的域以及包括由基本层的编码覆盖的频带的一部分作为编码目标的域,有可能减少要编码的信号,并且实现 MDCT 系数的高效量化,同时缓和比特率的增大。

[0136] 接下来,将说明解码侧。

[0137] 以下,将说明使用改进的离散余弦逆变换(IMDCT)作为从频域变换到时域的方法的情况。图 14 是示出根据本发明实施例 3 的增强层解码器的内部配置的示例方框图。图 14 示出图 8 中的增强层解码器 604 的内部配置的例子。图 14 中的增强层解码器 604 主要由 MDCT 系数解码器 1201 和 IMDCT 部件 1202 构成。

[0138] MDCT 系数解码器 1201 从由多路分解器 601 输出的第二编码代码解码该量化 MDCT 系数。IMDCT 部件 1202 对从 MDCT 系数解码器 1201 输出的 MDCT 系数应用 IMDCT,生成时域信号,并且将时域信号输出到叠加器 605。

[0139] 这样,根据本实施例的声学编码设备和声学解码设备,将差值信号从时域变换到频域,对不能被基本层编码覆盖的增强层中的变换信号的频域进行编码,从而能够为诸如音乐的具有较大频谱变化的信号实现高效的编码。

[0140] 要由增强层编码的频带无需被固定为 FL 到 FH。要在增强层中编码的频带根据基本层的编码方法的特征和包括在输入信号的高频带内的信息量而变化。因此,如实施例 2 所述,在宽带信号的 CELP 编码用于基本层并且输入信号是语音的情况下,可推荐将由增强层编码的频带设为 6kHz 到 9kHz。

[0141] (实施例 4)

[0142] 人类感觉特征具有屏蔽效应,即当提供特定信号时,其频率接近于该信号的频率的信号不能被听到。本实施例的特征在于基于输入信号找出感觉屏蔽,并且利用感觉屏蔽执行增强层的编码。

[0143] 图 15 是示出根据本发明实施例 4 的声学编码设备的配置的方框图。然而,相同于图 3 的组件被分配相同于图 3 的标号,并且将省略其详细描述。图 15 中的声学编码设备 1300 包括感觉屏蔽计算部件 1301 和增强层编码器 1302,并且其不同于图 3 中的声学编码设备之处在于它从输入信号的频谱计算感觉屏蔽,并且量化 MDCT 系数,使得量化失真降到该屏蔽值之下。

[0144] 延迟器 105 将输入信号延迟预定时间,并且将延迟的输入信号输出到减法器 106 和感觉屏蔽计算部件 1301。感觉屏蔽计算部件 1301 计算表示不能被人类听觉感觉到的频谱的幅度的感觉屏蔽,并且将该感觉屏蔽输出到增强层编码器 1302。增强层编码器 1302 对具有超过感觉屏蔽的频谱的域的差值信号进行编码,并且将差值信号的编码代码输出到多路复用器 109。

[0145] 接下来,将说明感觉屏蔽计算部件 1301 的详细信息。图 16 是示出本实施例中的感

觉屏蔽计算部件的内部配置的示例方框图。图 16 中的感觉屏蔽计算部件 1301 主要由 FFT 部件 1401、巴克 (bark) 频谱计算器 1402、扩频函数 (spread function) 卷积器 1403、音调计算器 1404 以及感觉屏蔽计算器 1405 构成。

[0146] 在图 16 中,FFT 部件 1401 对从延迟器 105 输出的输入信号进行傅立叶变换,并且计算傅立叶系数 $\{\text{Re}(m), \text{Im}(m)\}$ 。这里, m 表示频率。

[0147] 巴克频谱计算器 1402 使用下面示出的表达式 (10) 计算巴克频谱 $B(k)$:

$$[0148] B(k) = \sum_{m=f_l(k)}^{f_h(k)} P(m) \quad \dots(10)$$

[0149] 其中 $P(m)$ 表示通过下面示出的表达式 (11) 计算的功率频谱 :

$$[0150] P(m) = \text{Re}^2(m) + \text{Im}^2(m) \quad \dots(11)$$

[0151] 其中 $\text{Re}(m)$ 和 $\text{Im}(m)$ 分别表示具有频率 m 的复谱的实部和虚部。此外, k 对应于巴克频谱的序号, $f_l(k)$ 和 $f_h(k)$ 分别表示第 k 个巴克频谱的最小频率 (Hz) 和最大频率 (Hz)。巴克频谱 $B(k)$ 表示当在巴克标度上以有规律的间隔将频谱分成多个频带时频谱的强度。当以 f 表达赫兹标度并且以 B 表达巴克标度时, 赫兹标度和巴克标度之间的关系以下面示出的表达式 (12) 表达 :

$$[0152] B = 13 \tan^{-1}(0.76f) + 3.5 \tan^{-1}\left(\frac{f}{7.5}\right) \quad \dots(12)$$

[0153] 扩频函数卷积器 1403 将扩频函数 $SF(k)$ 卷积到巴克频谱 $B(k)$ 中, 以计算 $C(k)$ 。

$$[0154] C(k) = B(k) * SF(k) \quad \dots(13)$$

[0155] 音调计算器 1404 使用下面示出的表达式 (14) 从能频 $P(m)$ 计算每个巴克频谱的频谱平坦度 $SFM(k)$:

$$[0156] SFM(k) = \frac{\mu g(k)}{\mu a(k)} \quad \dots(14)$$

[0157] 其中 $\mu g(k)$ 表示第 k 巴克频谱的几何平均值, 而 $\mu a(k)$ 表示第 k 个巴克频谱的算术平均值。音调计算器 1404 利用下面示出的表达式 (15), 从频谱平坦度 $SFM(k)$ 的分贝值 $SFM_{dB}(k)$ 计算音调系数 $a(k)$:

$$[0158] a(k) = \min\left(\frac{SFM_{dB}(k)}{-60}, 1.0\right) \quad \dots(15)$$

[0159] 感觉屏蔽计算器 1405 利用下面示出的表达式 (16), 从由音调计算器 1404 算出的音调系数 $a(k)$ 计算每个巴克标度的偏移 $O(k)$:

$$[0160] O(k) = a(k) \cdot (14.5 - k) + (1.0 - a(k)) \cdot 5.5 \quad \dots(16)$$

[0161] 然后, 感觉屏蔽计算器 1405 利用下面示出的表达式 (17), 从由扩频函数卷积器 1403 获得的 $C(k)$ 减去偏移 $O(k)$, 以计算感觉屏蔽 $T(k)$ 。

$$[0162] T(k) = \max(10^{\log_{10}(C(k)) - (O(k)/10)}, T_q(k)) \quad \dots(17)$$

[0163] 其中 $T_q(k)$ 表示绝对阈值。该绝对阈值表示作为人类感觉特征而观察到的感觉屏蔽的最小值。感觉屏蔽计算器 1405 将在巴克标度上表达的感觉屏蔽 $T(k)$ 变换为赫兹标度 $M(m)$, 并且将其输出到增强层编码器 1302。

[0164] 利用这样获得的感觉屏蔽 $M(m)$, 增强层编码器 1302 对 MDCT 系数进行编码。图 17 是示出本实施例的增强层编码器的内部配置的示例方框图。图 17 中的增强层编码器 1302

主要由 MDCT 部件 1501 和 MDCT 系数量化器 1502 构成。

[0165] MDCT 部件 1501 将从分帧器 107 输出的输入信号乘以分析窗口, 对输入信号进行 MDCT 变换(改进的离散余弦变换), 以获得 MDCT 系数。MDCT 以分析帧长度的一半重叠连续的分析。并且 MDCT 的正交基包括分析帧的第一半的奇函数和第二半的偶函数。在合成过程中, MDCT 重叠逆变换后的波形, 并且相加这些波形, 因此不发生帧边界失真。当执行 MDCT 时, 将输入信号与诸如正弦窗口的窗口函数相乘。当假定 MDCT 系数为 $X(n)$ 时, 根据表达式(9) 计算 MDCT 系数。

[0166] MDCT 系数量化器 1502 将从感觉屏蔽计算部件 1301 输出的感觉屏蔽用于从 MDCT 部件 1501 输出的 MDCT 系数, 以将 MDCT 系数分类成要量化的系数和不要量化的系数, 并且仅对要量化的系数进行编码。更具体地说, MDCT 系数量化器 1502 将 MDCT 系数 $X(m)$ 与感觉屏蔽 $M(m)$ 进行比较, 并且忽略其强度小于 $M(m)$ 的 MDCT 系数 $X(m)$, 并且从编码目标中排除它们, 因为这样的 MDCT 系数 $X(m)$ 由于感觉屏蔽效应而不被人类听觉感觉到, 并且仅量化其强度大于 $M(m)$ 的 MDCT 系数。然后, MDCT 系数量化器 1502 将该量化 MDCT 系数输出到多路复用器 109。

[0167] 这样, 本实施例的声学编码设备利用屏蔽效应的特性, 从输入信号的频谱计算感觉屏蔽, 在增强层的编码期间执行量化, 使得量化失真降到该屏蔽值之下, 从而可以减少要量化的 MDCT 系数的数目, 而不导致质量降低, 并且以低比特率和高质量实现编码。

[0168] 上面实施例说明了利用 FFT 计算感觉屏蔽的方法, 但是也有可能利用 MDCT 而非 FFT 计算感觉屏蔽。图 18 是示出本实施例的感觉屏蔽计算部件的内部配置的示例方框图。然而, 相同于图 16 的组件被分配相同于图 16 的标号, 并且将省略其详细说明。

[0169] MDCT 部件 1601 使用 MDCT 系数近似功率频谱 $P(m)$ 。更具体地说, MDCT 部件 1601 利用下面表达式(18) 近似 $P(m)$:

$$[0170] P(m) = R^2(m) \quad \dots (18)$$

[0171] 其中 $R(m)$ 表示通过对输入信号进行 MDCT 变换而获得的 MDCT 系数。

[0172] 巴克频谱计算器 1402 从由 MDCT 部件 1601 近似的 $P(m)$ 计算巴克频谱 $B(k)$ 。从那时起, 根据上述方法计算感觉屏蔽。

[0173] (实施例 5)

[0174] 该实施例涉及增强层编码器 1302, 并且其特征是它涉及一种当超过感觉屏蔽的 MDCT 系数是量化目标时、高效地对这些 MDCT 系数的位置信息进行编码的方法。

[0175] 图 19 是示出根据本发明实施例 5 的增强层编码器的内部配置的示例方框图。图 19 示出图 15 中的增强层编码器 1302 的内部配置的例子。图 19 中的增强层编码器 1302 主要由 MDCT 部件 1701、量化位置确定部件 1702、MDCT 系数量化器 1703、量化位置编码器 1704 以及多路复用器 1705 构成。

[0176] MDCT 部件 1701 将从分帧器 107 输出的输入信号乘以分析窗口, 然后对输入信号进行 MDCT 变换(改进的离散余弦变换), 以获得 MDCT 系数。通过以分析帧长度的一半重叠连续的分析帧来执行 MDCT 变换, 并且使用分析帧的第一半的奇函数和第二半的偶函数的正交基。在合成过程中, MDCT 变换重叠逆变换后的波形, 并且相加这些波形, 因此不发生帧边界失真。当执行 MDCT 时, 将输入信号与诸如正弦窗口的窗口函数相乘。当假定 MDCT 系数为 $X(n)$ 时, 根据表达式(9) 计算 MDCT 系数。

[0177] 由 MDCT 部件 1701 计算的 MDCT 系数表示为 $X(j, m)$ 。这里, j 表示增强帧的帧号, 而 m 表示频率。本实施例将说明增强帧的时间长度为基本帧的时间长度的 $1/8$ 的情况。图 20 示出 MDCT 系数的排列的例子。MDCT 系数 $X(j, m)$ 如图 20 所示, 可以在其横轴表示时间而其纵轴表示频率的矩阵上表达。MDCT 部件 1701 将 MDCT 系数 $X(j, m)$ 输出到量化位置确定部件 1702 和 MDCT 系数量化部件 1703。

[0178] 量化位置确定部件 1702 比较从感觉屏蔽计算部件 1301 输出的感觉屏蔽 $M(j, m)$ 与从 MDCT 部件 1701 输出的 MDCT 系数 $X(j, m)$, 并且确定要量化哪些位置的 MDCT 系数。

[0179] 更具体地说, 当满足下面示出的表达式 (19) 时, 量化位置确定部件 1702 量化 $X(j, m)$ 。

$$[0180] |X(j, m)| - M(j, m) > 0 \quad \cdots (19)$$

[0181] 然后, 当满足表达式 (20) 时, 量化位置确定部件 1702 不量化 $X(j, m)$ 。

$$[0182] |X(j, m)| - M(j, m) \leq 0 \quad \cdots (20)$$

[0183] 然后, 量化位置确定部件 1702 将要量化的 MDCT 系数 $X(j, m)$ 的位置信息输出到 MDCT 系数量化部件 1703 和量化位置编码器 1704。这里, 位置信息表示时间 j 和频率 m 的组合。

[0184] 在图 20 中, 由量化位置确定部件 1702 确定的要量化的 MDCT 系数 $X(j, m)$ 的位置以阴影区域表达。在本例中, 位置 $(j, m) = (6, 1)、(5, 3)、\dots、(7, 15)、(5, 16)$ 的 MDCT 系数 $X(j, m)$ 是量化目标。

[0185] 这里, 假定通过与增强帧同步来计算感觉屏蔽 $M(j, m)$ 。然而, 由于计算量等的限制, 也有可能与基本帧同步来计算感觉屏蔽 $M(j, m)$ 。在这种情况下, 与感觉屏蔽与增强帧同步的情况相比, 感觉屏蔽的计算量减至 $1/8$ 。此外, 在这种情况下, 首先通过基本帧获得感觉屏蔽, 然后将相同的感觉屏蔽用于所有增强帧。

[0186] MDCT 系数量化部件 1703 量化在由量化位置确定部件 1702 确定的位置上的 MDCT 系数 $X(j, m)$ 。当执行量化时, MDCT 系数量化部件 1703 使用有关感觉屏蔽 $M(j, m)$ 的信息, 并且执行量化, 使得量化误差降到感觉屏蔽 $M(j, m)$ 之下。当假定量化的 MDCT 系数为 $X'(j, m)$ 时, MDCT 系数量化部件 1703 执行量化, 使得满足下面示出的表达式 (21)。

$$[0187] |X(j, m) - X'(j, m)| \leq M(j, m) \quad \cdots (21)$$

[0188] 然后, MDCT 系数量化部件 1703 将量化代码输出到多路复用器 1705。

[0189] 量化位置编码器 1704 对位置信息进行编码。例如, 量化位置编码器 1704 使用游程长度编码方法对位置信息进行编码。量化位置编码器 1704 在时间轴方向上从最低频率开始扫描, 并且以把要编码的系数不连续存在的位置数和要编码的系数连续存在的位置数视作位置信息的方式执行编码。

[0190] 更具体地说, 量化位置编码器 1704 在 j 增大的方向上从 $(j, m) = (1, 1)$ 开始扫描, 并且使用直到出现要编码的系数为止的位置数作为位置信息执行编码。

[0191] 在图 20 中, 从 $(j, m) = (1, 1)$ 到成为第一个编码目标的系数的位置 $(j, m) = (1, 6)$ 的距离是 5, 然后, 由于只有一个要编码的系数连续存在, 因此要编码的系数连续存在的位置数为 1, 然后不要编码的系数连续存在的位置数为 14。这样, 在图 20 中, 表达位置信息的代码是 5、1、14、1、4、1、4\dots、5、1、3。量化位置编码器 1704 将该位置信息输出到多路复用器 1705。多路复用器 1705 多路复用有关 MDCT 系数 $X(j, m)$ 的量化的信息和位置信息, 并

且将多路复用结果输出到多路复用器 109。

[0192] 接下来,将说明解码侧。图 21 是示出根据本发明实施例 5 的增强层解码器的内部配置的示例方框图。图 21 示出图 8 中的增强层解码器 604 的内部配置的例子。图 21 中的增强层解码器 604 主要由多路分解器 1901、MDCT 系数解码器 1902、量化位置解码器 1903、时间 - 频率矩阵生成器 1904 以及 IMDCT 部件 1905 构成。

[0193] 多路分解器 1901 将从多路分解器 601 输出的第二编码代码分离为 MDCT 系数量化信息以及量化位置信息,并且将 MDCT 系数量化信息输出到 MDCT 系数解码器 1902,并且将量化位置信息输出到量化位置解码器 1903。

[0194] MDCT 系数解码器 1902 从由多路分解器 1901 输出的 MDCT 系数量化信息解码 MDCT 系数,并且将解码的 MDCT 系数输出到时间 - 频率矩阵生成器 1904。

[0195] 量化位置解码器 1903 从由多路分解器 1901 输出的量化位置信息解码量化位置信息,并且将解码的量化位置信息输出到时间 - 频率矩阵生成器 1904。该量化位置信息是表示时间 - 频率矩阵中的解码 MDCT 系数的位置的信息。

[0196] 时间 - 频率矩阵生成器 1904 使用从量化位置解码器 1903 输出的量化位置信息和从 MDCT 系数解码器 1902 输出的解码 MDCT 系数生成图 20 所示的时间 - 频率矩阵。图 20 以阴影区域示出存在解码 MDCT 系数的位置,并且以空白区域示出不存在解码 MDCT 系数的位置。在空白区域内的位置上,不存在解码 MDCT 系数,因此,提供 0 作为解码 MDCT 系数。

[0197] 然后,时间 - 频率矩阵生成器 1904 针对每个增强帧 ($j = 1$ 到 J) 将解码 MDCT 系数输出到 IMDCT 部件 1905。IMDCT 部件 1905 对解码 MDCT 系数应用 IMDCT,生成时域信号,并且将该信号输出到叠加器 605。

[0198] 这样,本实施例的声学编码设备和声学解码设备在增强层中编码的期间将剩余信号从时域变换到频域,然后执行感觉屏蔽,以确定要编码的系数,并且对有关频率和帧号的两维位置信息进行编码,从而可以利用要编码的系数和不要编码的系数的位置是连续的这一事实减少信息量,并且以低比特率和高质量执行编码。

[0199] (实施例 6)

[0200] 图 22 是示出根据本发明实施例 6 的增强层编码器的内部配置的示例方框图。图 22 示出图 15 中的增强层编码器 1302 的内部配置的例子。然而,相同于图 19 的组件被分配相同于图 19 的标号,并且将省略其详细说明。图 22 中的增强层编码器 1302 包括分域器 2001、量化域确定部件 2002、MDCT 系数量化部件 2003 以及量化域编码器 2004,并且涉及另一种当超过感觉屏蔽的 MDCT 系数是量化目标时、高效地对 MDCT 系数的位置信息进行编码的方法。

[0201] 分域器 2001 将由 MDCT 部件 1701 获得的 MDCT 系数 $X(j, m)$ 分成多个域。这里,域是指多个 MDCT 系数的位置和集合,并且预先确定为编码器和解码器共有的信息。

[0202] 量化域确定部件 2002 确定要量化的域。更具体地说,当将域表达为 $S(k)$ ($k = 1$ 到 K) 时,量化域确定部件 2002 计算这些 MDCT 系数 $X(j, m)$ 超过包括在域 $S(k)$ 中的感觉屏蔽 $M(m)$ 的量的总和,并且按照该总和的幅度以降序选择 K' ($K' < K$) 个域。

[0203] 图 23 示出 MDCT 系数的排列的例子。图 23 示出域 $S(k)$ 的例子。图 23 中的阴影区域表示由量化域确定部件 2002 确定的要量化的域。在本例中,域 $S(k)$ 是在时间轴方向上为四维、在频率轴方向上为二维的矩形,并且量化目标是四个域 $S(6)$ 、 $S(8)$ 、 $S(11)$ 和 $S(14)$ 。

[0204] 如上所述,量化域确定部件 2002 根据 MDCT 系数 $X(j, m)$ 超过感觉屏蔽 $M(j, m)$ 的量的总和确定应当量化哪些域 $S(k)$ 。总和 $V(k)$ 通过下面表达式 (22) 来计算:

$$[0205] V(k) = \sum_{(j,m) \in S(K)} (\max(|X(j,m)| - M(j,m), 0))^2 \quad \dots(22)$$

[0206] 根据该方法,根据输入信号可以几乎不选择高频域 $V(k)$ 。因此,代替表达式 (22),也有可能使用在下面示出的表达式 (23) 中表达的、以 MDCT 系数 $X(j, m)$ 的强度归一化的方法:

$$[0207] V(k) = \frac{\sum_{(j,m) \in S(K)} (\max(|X(j,m)| - M(j,m), 0))^2}{\sum_{(j,m) \in S(K)} X(j,m)^2} \quad \dots(23)$$

[0208] 然后,量化域确定部件 2002 将有关要量化的域的信息输出到 MDCT 系数量化部件 2003 和量化域编码器 2004。

[0209] 量化域编码器 2004 向要量化的域分配代码 1,而向其它域分配代码 0,并且将这些代码输出到多路复用器 1705。在图 23 的情况下,这些代码为 0000、0101、0010、0100。此外,该代码还可使用游程长度编码方法来表达。在这种情况下,所获得的代码是 5、1、1、1、2、1、2、1、2。

[0210] MDCT 系数量化部件 2003 量化包括在由量化域确定部件 2002 确定的域中的 MDCT 系数。作为量化方法,还有可能从包括在域中的 MDCT 系数构造一个或多个向量,并且执行向量量化。在执行向量量化中,还有可能使用由感觉屏蔽 $M(j, m)$ 加权的标度。

[0211] 接下来,将说明解码侧。图 24 是示出根据本发明实施例 6 的增强层解码器的内部配置的示例方框图。图 24 示出图 8 中的增强层解码器 604 的内部配置的例子。图 24 中的增强层解码器 604 主要由多路分解器 2201、MDCT 系数解码器 2202、量化域解码器 2203、时间 - 频率矩阵生成器 2204 以及 IMDCT 部件 2205 构成。

[0212] 本实施例的特征在于能够对由实施例 6 的前述增强层编码器 1302 生成的编码代码进行解码。

[0213] 多路分解器 2201 将从多路分解器 601 输出的第二编码代码分离为 MDCT 系数量化信息和量化域信息,将 MDCT 系数量化信息输出到 MDCT 系数解码器 2202,并将量化域信息输出到量化域解码器 2203。

[0214] MDCT 系数解码器 2202 根据从多路分解器 2201 获得的 MDCT 系数量化信息解码 MDCT 系数。量化域解码器 2203 根据从多路分解器 2201 获得的量化域信息解码量化域信息。该量化域信息是表达各个解码 MDCT 系数属于时间频率矩阵中的哪个域的信息。

[0215] 时间 - 频率矩阵生成器 2204 使用从量化域解码器 2203 获得的量化域信息和从 MDCT 系数解码器 2202 获得的解码 MDCT 系数,生成图 23 所示的时间 - 频率矩阵。在图 23 中,以阴影区域表达存在解码 MDCT 系数的域,而以空白区域表达不存在解码 MDCT 系数的域。由于不存在解码 MDCT 系数,因此空白区域提供 0 作为解码 MDCT 系数。

[0216] 然后,时间 - 频率矩阵生成器 2204 将每个增强帧 ($j = 1$ 到 J) 的解码 MDCT 系数输出到 IMDCT 部件 2205。IMDCT 部件 2205 对解码 MDCT 系数应用 IMDCT,生成时域信号,并且将该信号输出到叠加器 605。

[0217] 这样,本实施例的声学编码设备和声学解码设备以组单元(域)设置存在超过感

觉屏蔽的剩余信号的时域和频域的位置信息,从而可以以较少比特表达要编码的域的位置,并且实现低比特率。

[0218] (实施例 7)

[0219] 接下来,将参照附图说明实施例 7。图 25 是示出根据本发明实施例 7 的通信设备的配置的方框图。本实施例的特征在于图 25 中的信号处理设备 2303 由实施例 1 到实施例 6 所示的前述声学编码设备之一构成。

[0220] 如图 25 所示,根据本发明实施例 7 的通信设备 2300 包括输入设备 2301、A/D 转换设备 2302 和连接到网络 2304 的信号处理设备 2303。

[0221] A/D 转换设备 2302 连接到输入设备 2301 的输出端。信号处理设备 2303 的输入端连接到 A/D 转换设备 2302 的输出端。信号处理设备 2303 的输出端连接到网络 2304。

[0222] 输入设备 2301 将可为人耳听见的声波转换为作为电信号的模拟信号,并且将其提供给 A/D 转换设备 2302。A/D 转换设备 2302 将模拟信号转换为数字信号,并且将其提供给信号处理设备 2303。信号处理设备 2303 对所输入的数字信号进行编码,生成代码,并且将该代码输出到网络 2304。

[0223] 这样,根据本发明的本实施例的通信设备可提供能够实现实施例 1 到 6 所示效果的声学编码设备,并且高效地以较少比特对声学信号进行编码。

[0224] (实施例 8)

[0225] 接下来,将参照附图说明本发明的实施例 8。图 26 是示出根据本发明实施例 8 的通信设备的配置的方框图。本实施例的特征在于图 26 中的信号处理设备 2303 由实施例 1 到实施例 6 所示的前述声学解码设备之一构成。

[0226] 如图 26 所示,根据本发明实施例 8 的通信设备 2400 包括连接到网络 2401 的接收设备 2402、信号处理设备 2403、D/A 转换设备 2404 以及输出设备 2405。

[0227] 接收设备 2402 的输入端连接到网络 2401。信号处理设备 2403 的输入端连接到接收设备 2402 的输出端。D/A 转换设备 2404 的输入端连接到信号处理设备 2403 的输出端。输出设备 2405 的输入端连接到 D/A 转换设备 2404 的输出端。

[0228] 接收设备 2402 从网络 2401 接收数字编码声学信号,生成数字接收声学信号,并且将其提供给信号处理设备 2403。信号处理设备 2403 从接收设备 2402 接收所接收的声学信号,对所接收声学信号应用解码处理,生成数字解码声学信号,并且将其提供给 D/A 转换设备 2404。D/A 转换设备 2404 转换来自信号处理设备 2403 的数字解码语音信号,生成模拟解码语音信号,并且将其提供给输出设备 2405。输出设备 2405 将作为电信号的模拟解码声学信号转换成空气振动,并且将其作为人耳可听到的声波输出。

[0229] 这样,本实施例的通信设备可以在通信中实现实施例 1 到 6 所示的前述效果,高效地以较少比特对编码声学信号进行解码,从而输出高质量声学信号。

[0230] (实施例 9)

[0231] 接下来,将参照附图说明本发明的实施例 9。图 27 是示出根据本发明实施例 9 的通信设备的配置的方框图。本发明的实施例 9 的特征在于图 27 中的信号处理设备 2503 由实施例 1 到实施例 6 所示的前述声学编码部件之一构成。

[0232] 如图 27 所示,根据本发明实施例 9 的通信设备 2500 包括输入设备 2501、A/D 转换设备 2502、信号处理设备 2503、RF 调制设备 2504 以及天线 2505。

[0233] 输入设备 2501 将可为人耳听见的声波转换为作为电信号的模拟信号，并且将其提供给 A/D 转换设备 2502。A/D 转换设备 2502 将模拟信号转换为数字信号，并且将其提供给信号处理设备 2503。信号处理设备 2503 对所输入的数字信号进行编码，生成编码声学信号，并且将其提供给 RF 调制设备 2504。RF 调制设备 2504 对编码声学信号进行调制，生成调制的编码声学信号，并且将其提供给天线 2505。天线 2505 作为无线电波发送调制的编码声学信号。

[0234] 这样，本实施例的通信设备可以在无线电通信中实现如实施例 1 到 6 所示的效果，并且高效地以较少比特对声学信号进行编码。

[0235] 本发明适用于使用音频信号的发送设备、发送编码设备或声学信号编码设备。此外，本发明还适用于移动台设备或基站设备。

[0236] (实施例 10)

[0237] 接下来，将参照附图说明本发明的实施例 10。图 28 是示出根据本发明实施例 10 的通信设备的配置的方框图。本发明的实施例 10 的特征在于图 28 中的信号处理设备 2603 由实施例 1 到实施例 6 所示的前述声学编码部件之一构成。

[0238] 如图 28 所示，根据本发明实施例 10 的通信设备 2600 包括天线 2601、RF 解调设备 2602、信号处理设备 2603、D/A 转换设备 2604 以及输出设备 2605。

[0239] 天线 2601 接收作为无线电波的数字编码声学信号，生成作为电信号的数字接收编码声学信号，并且将其提供给 RF 解调设备 2602。RF 解调设备 2602 对来自天线 2601 的接收编码声学信号进行解调，生成解调的编码声学信号，并且将其提供给信号处理设备 2603。

[0240] 信号处理设备 2603 从 RF 解调设备 2602 接收数字解调编码声学信号，执行解码处理，生成数字解码声学信号，并且将其提供给 D/A 转换设备 2604。D/A 转换设备 2604 转换来自信号处理设备 2603 的数字解码语音信号，生成模拟解码语音信号，并且将其提供给输出设备 2605。输出设备 2605 将作为电信号的模拟解码声学信号转换成空气振动，并且将其作为人耳可听到的声波输出。

[0241] 这样，本实施例的通信设备可以在无线电通信中实现如实施例 1 到 6 所示的效果，高效地以较少比特对编码声学信号进行解码，从而输出高质量声学信号。

[0242] 本发明适用于使用音频信号的接收设备、接收解码设备或语音信号解码设备。此外，本发明还适用于移动台设备或基站设备。

[0243] 此外，本发明不限于上述实施例，而是可以以各种方式修改实现。例如，上述实施例描述了本发明被实现为信号处理设备的情况，但是本发明不限于此，并且该信号处理方法也可通过软件来实现。

[0244] 例如，有可能预先在 ROM(只读存储器) 中存储用于执行上述信号处理方法的程序，并且通过 CPU(中央处理单元) 运行程序。

[0245] 此外，还有可能在计算机可读存储介质中存储用于执行上述信号处理方法的程序，将存储在存储介质中的程序记录在计算机的 RAM(随机存取存储器) 中，并且根据该程序操作计算机。

[0246] 上述说明描述了使用 MDCT 作为从时域变换到频域的方法的情况，但是本发明不限于此，并且只要是至少提供正交变换，任何方法都是适用的。例如，可使用离散傅立叶变换或离散余弦变换等。

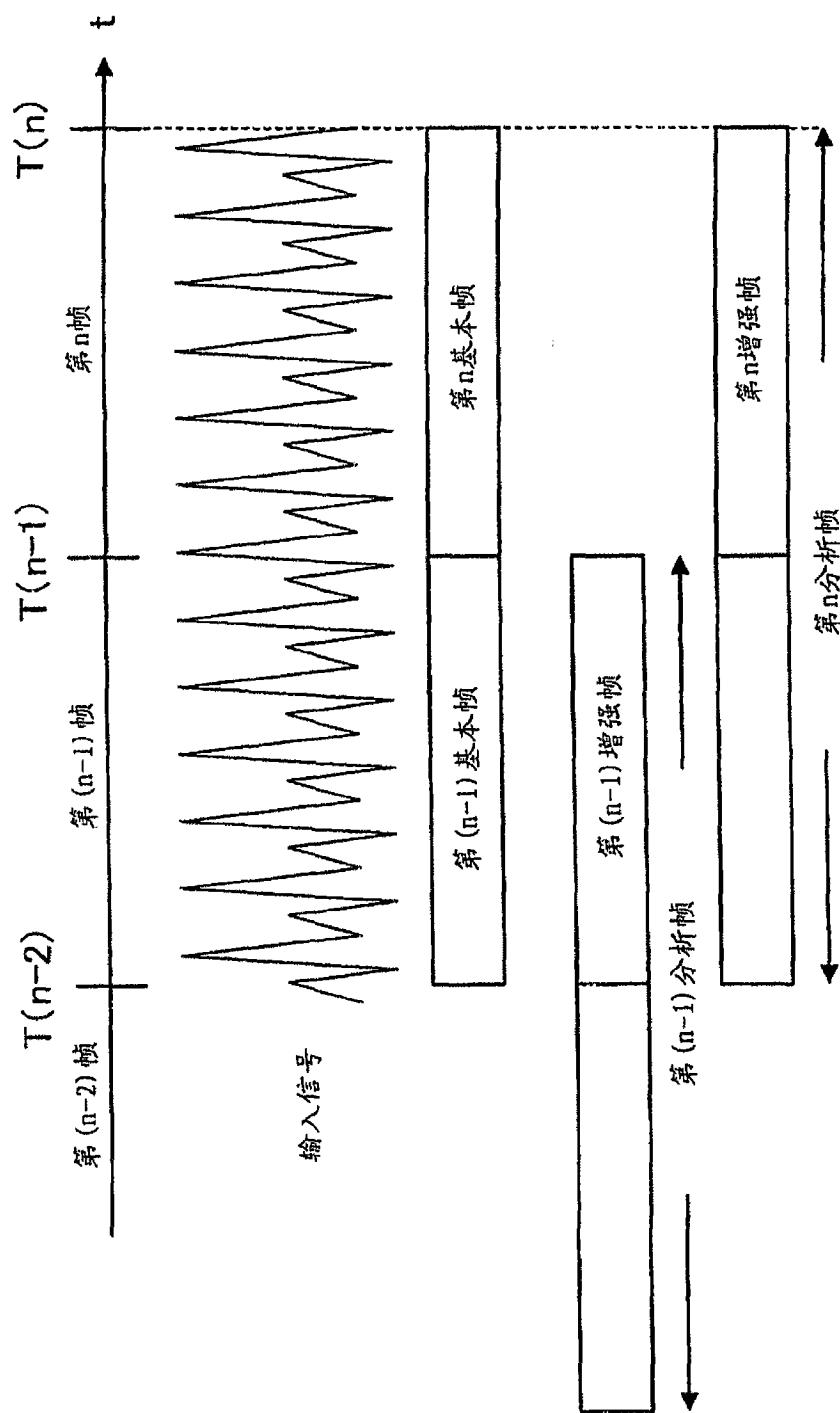
[0247] 本发明适用于使用音频信号的接收设备、接收解码设备或语音信号解码设备。此外，本发明还适用于移动台设备或基站设备。

[0248] 从上述说明可以清楚，本发明的声学编码设备和声学编码方法对增强层进行编码，其中增强层中的帧的时间长度被设成短于基本层中的帧的时间长度，从而能够以短延迟、低比特率和高质量对甚至是主要包括背景中叠加有音乐和噪声的语音的信号进行编码。

[0249] 本申请基于 2002 年 9 月 6 日提交的日本专利申请 No. 2002-261549，在此将其全文引作参考。

[0250] 工业适用性

[0251] 本发明优选地适用于高效地对诸如音乐信号或语音信号的声学信号进行压缩和编码的声学编码设备和通信设备。



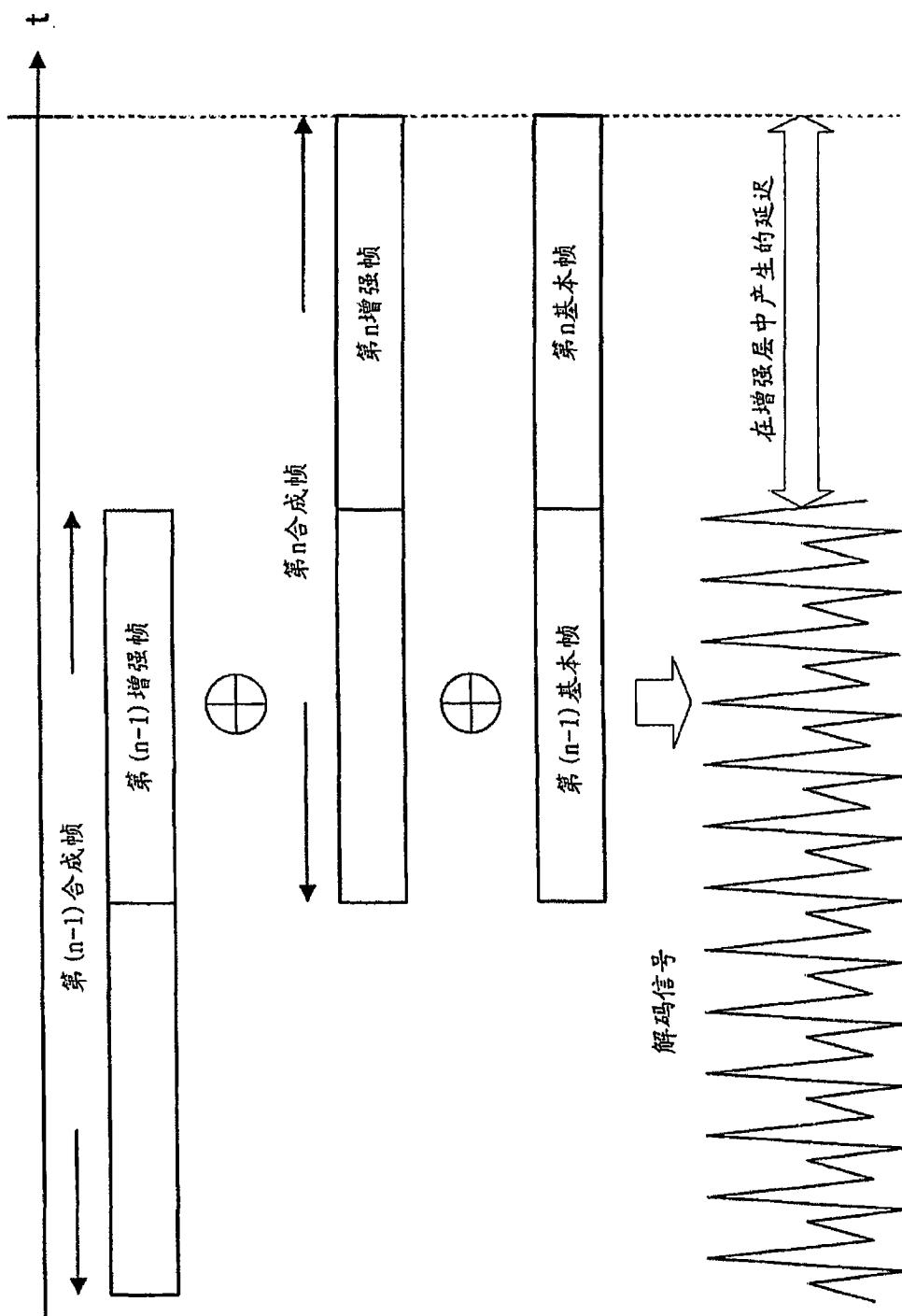


图 2

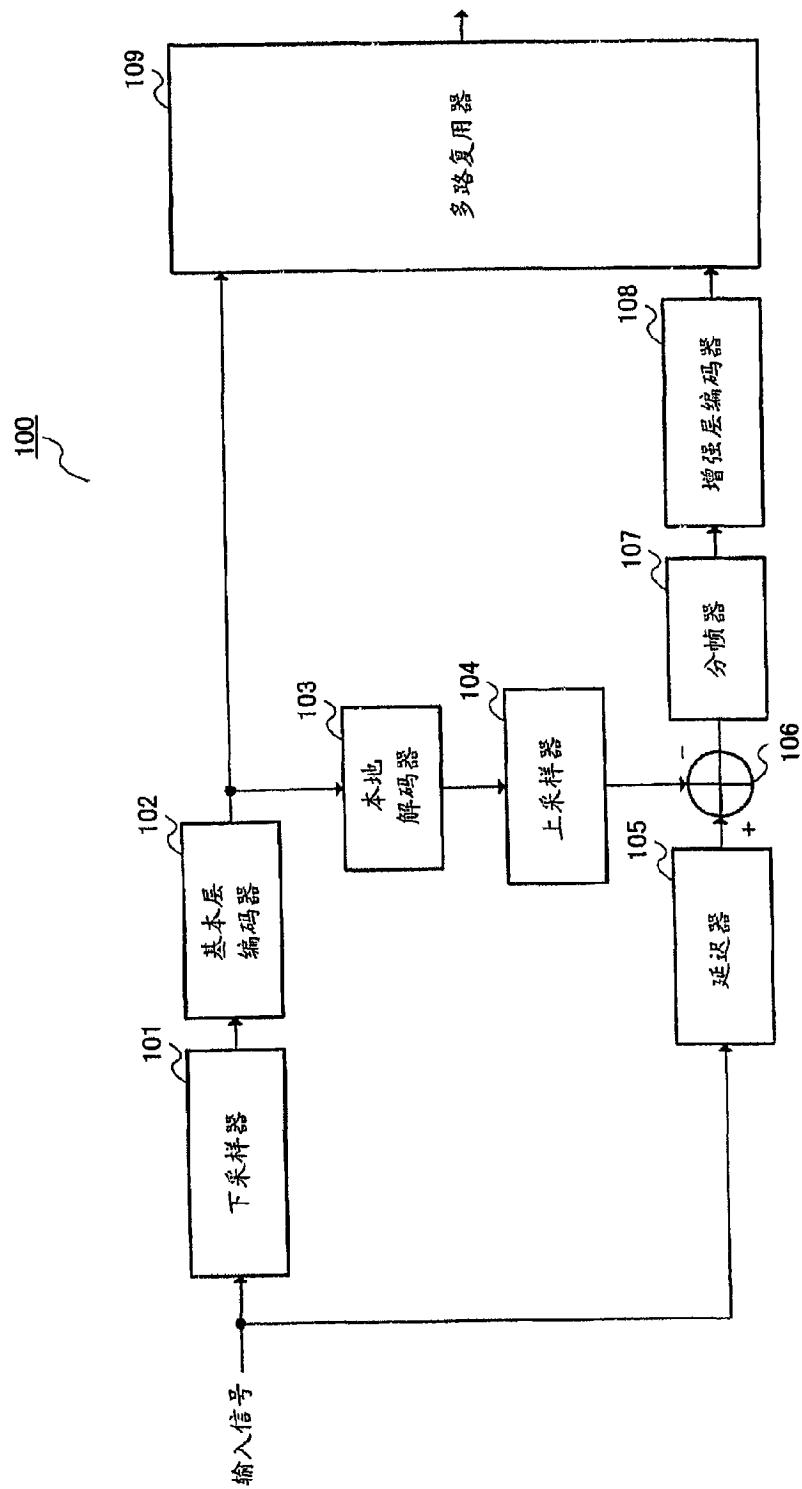


图 3

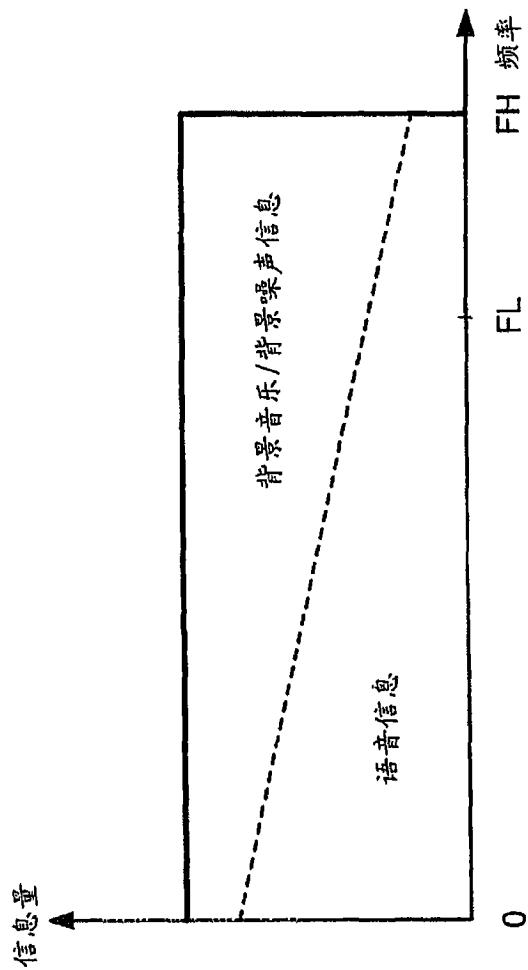


图 4

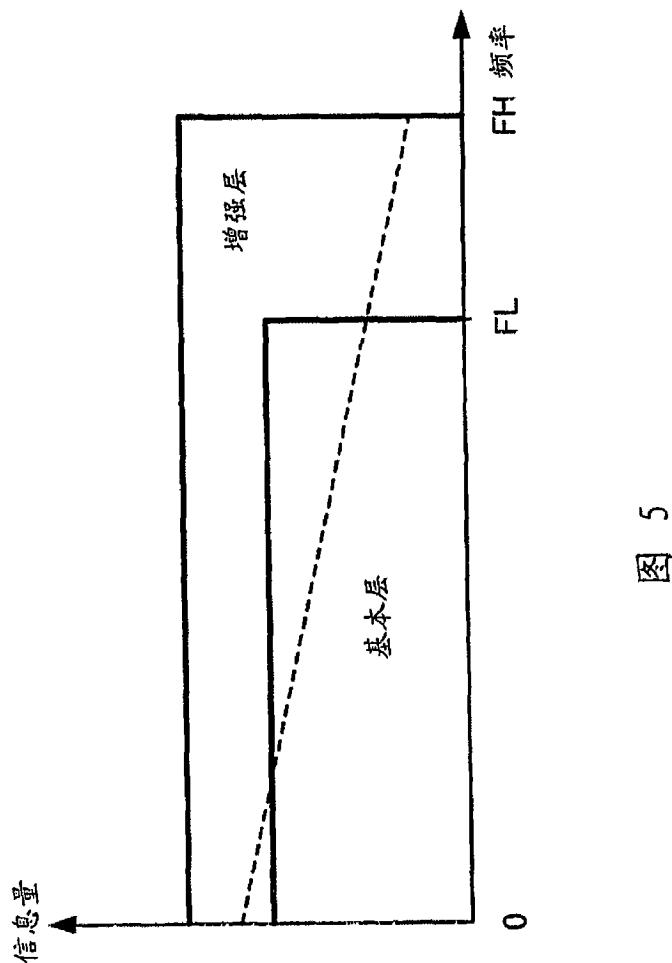


图 5

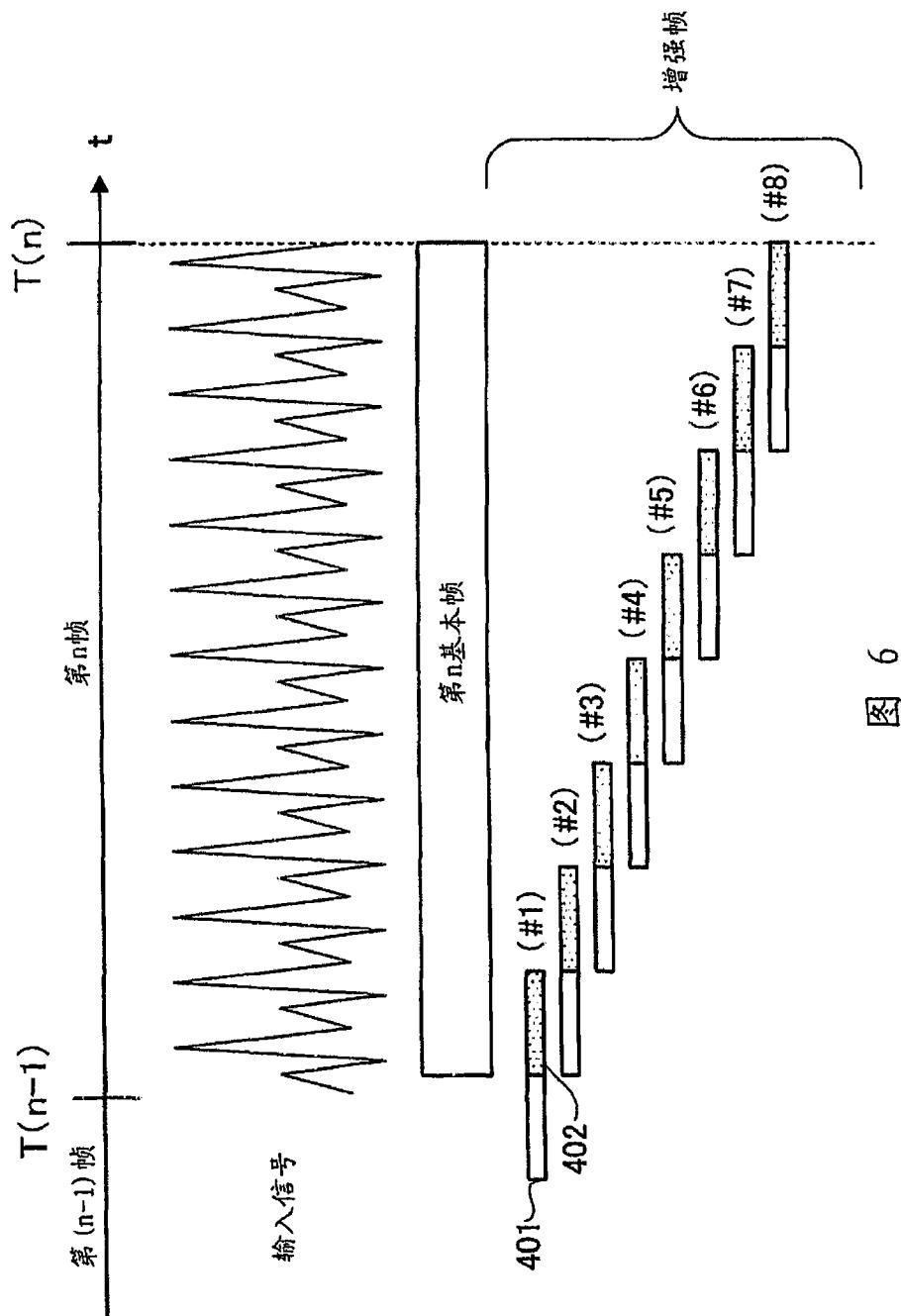


图 6

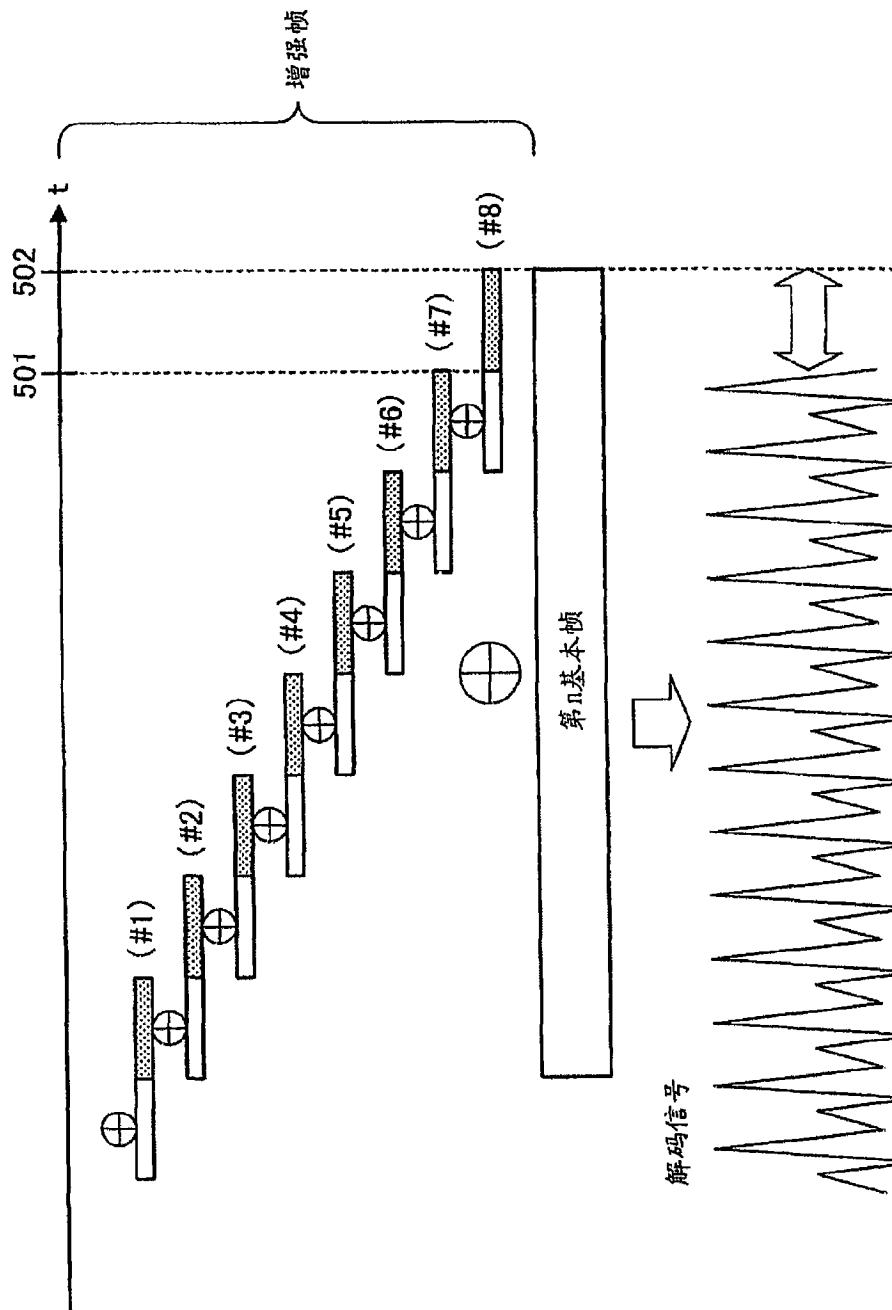


图 7

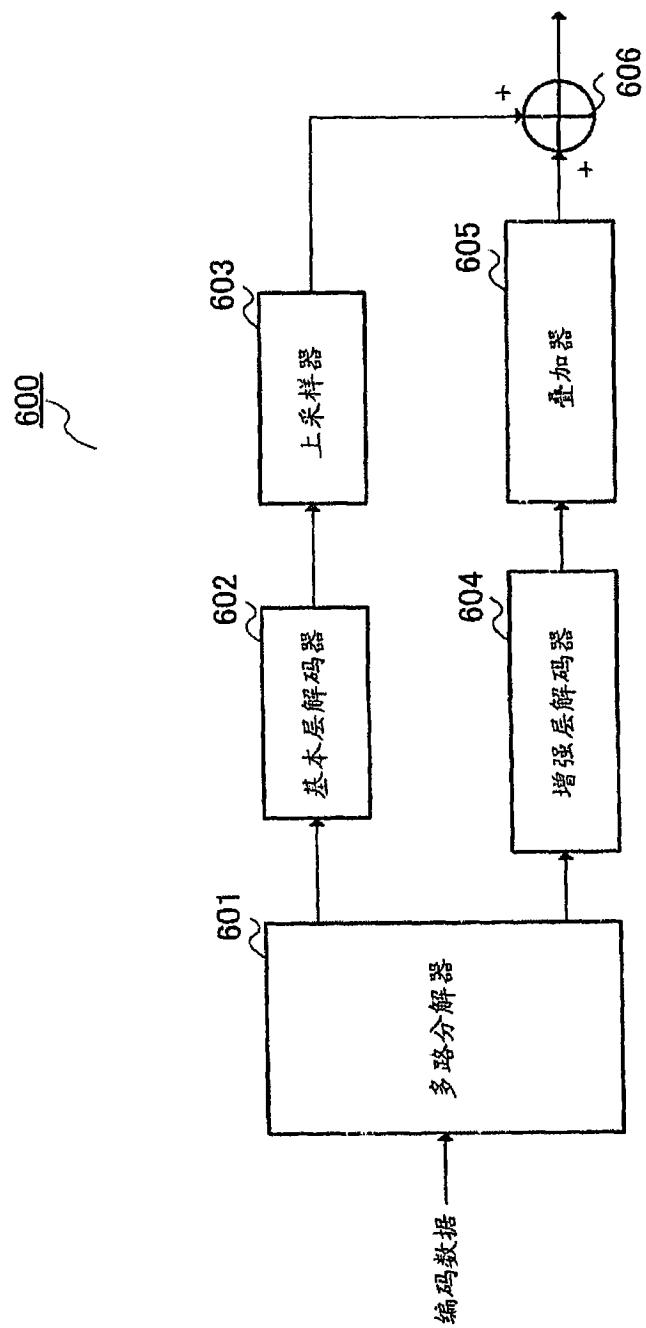


图 8

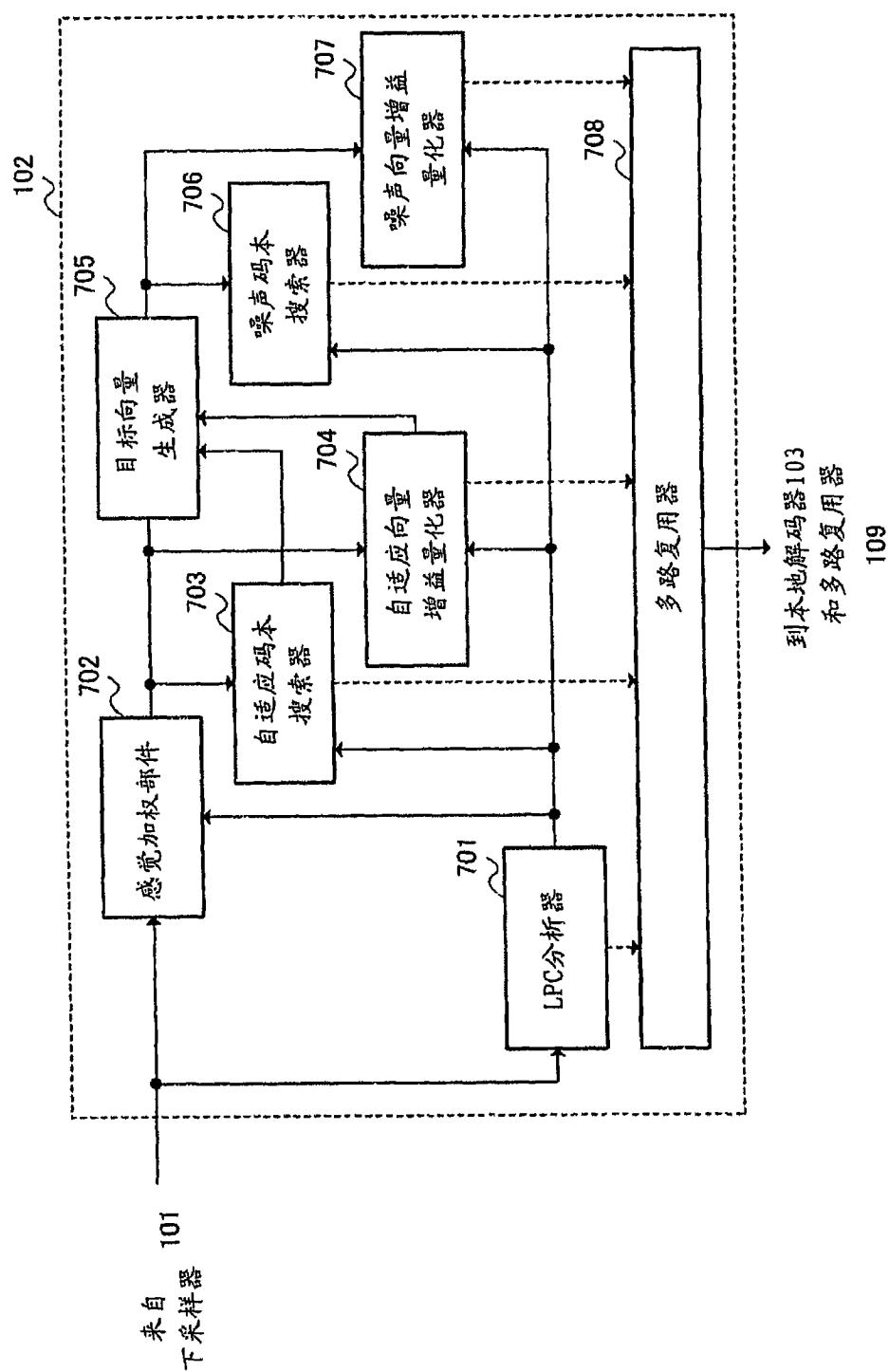


图 9

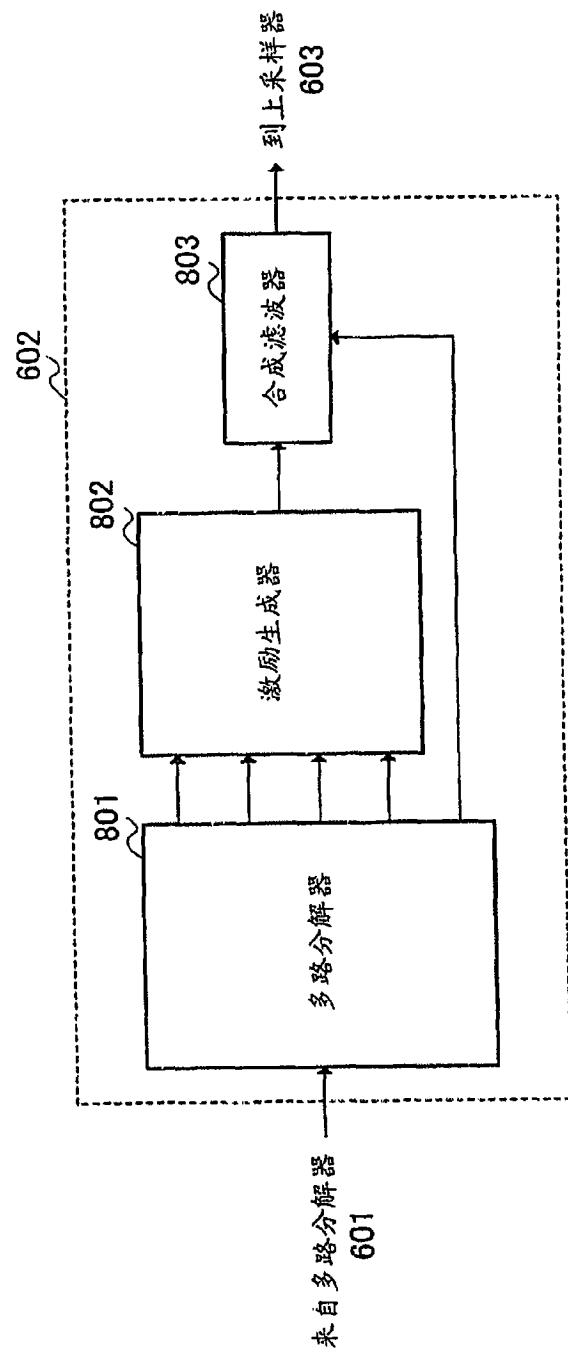


图 10

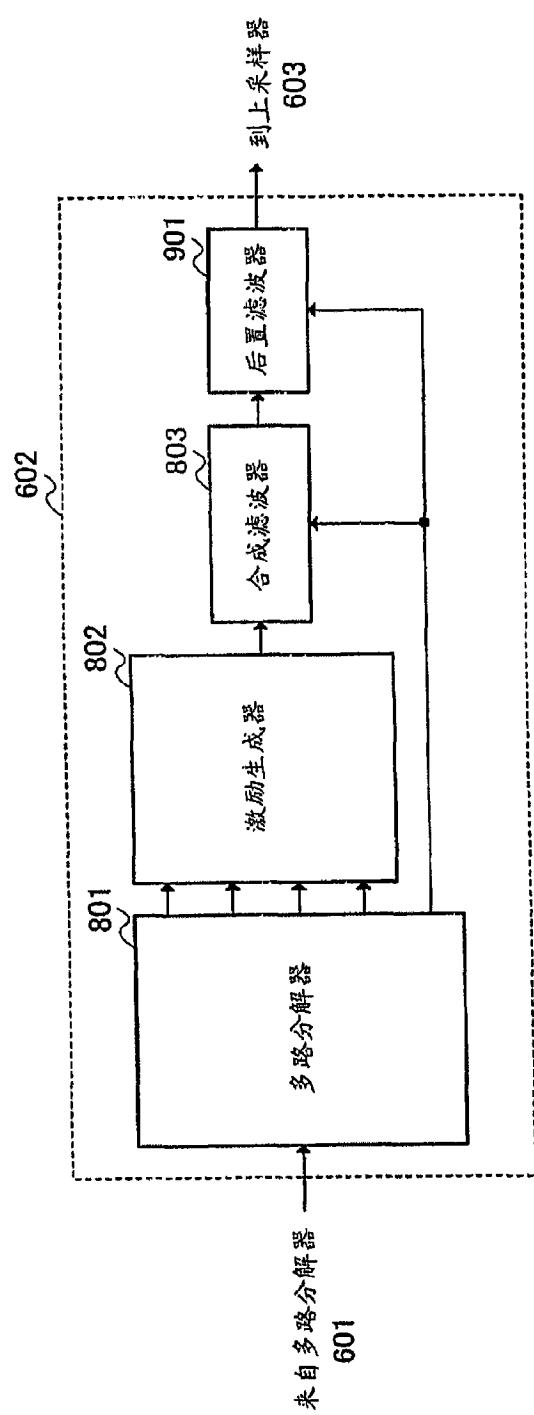


图 11

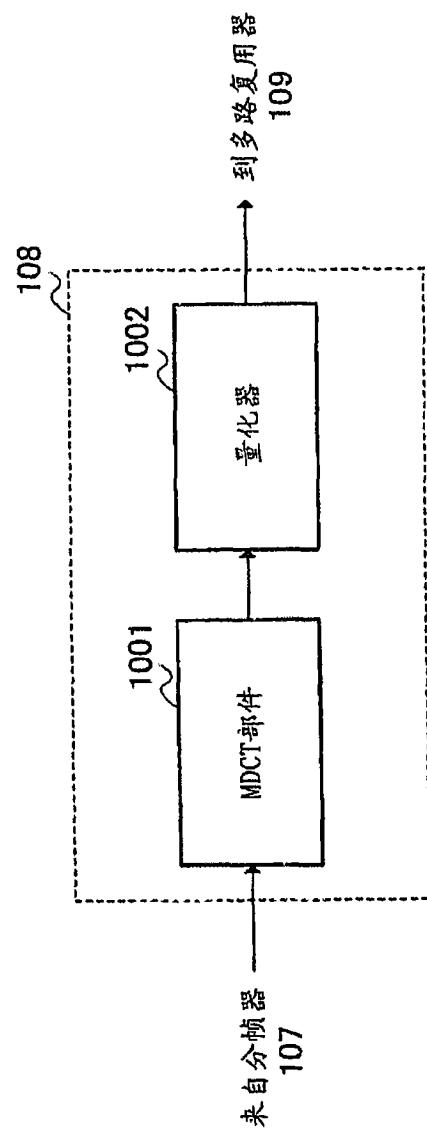


图 12

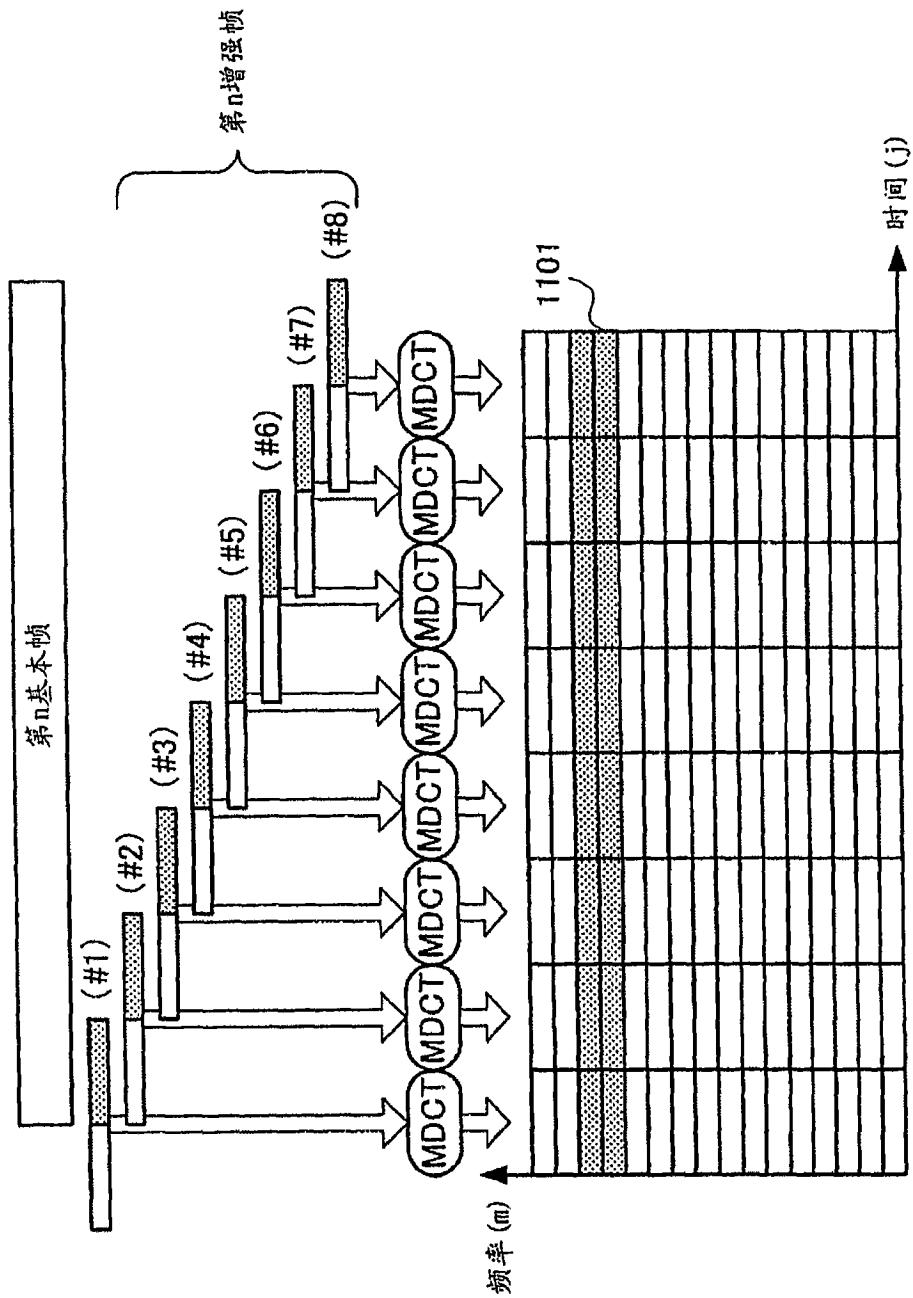


图 13

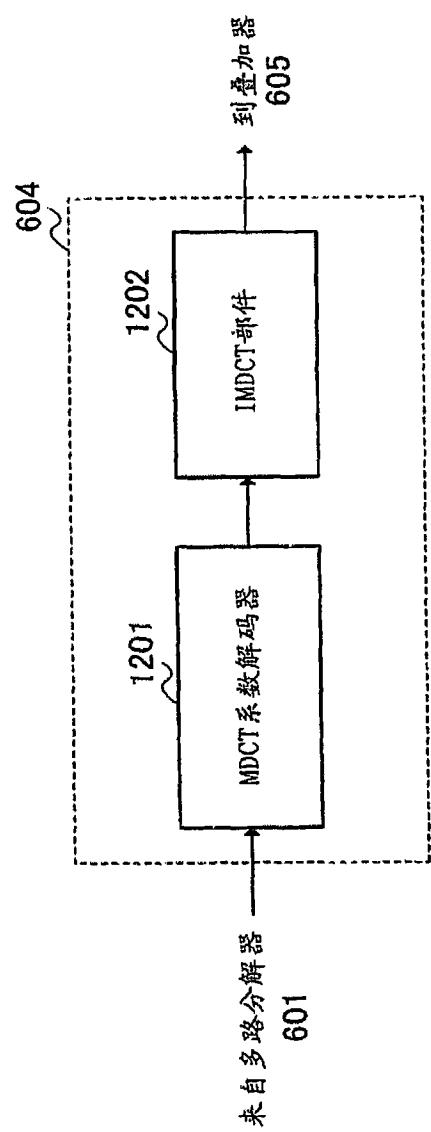


图 14

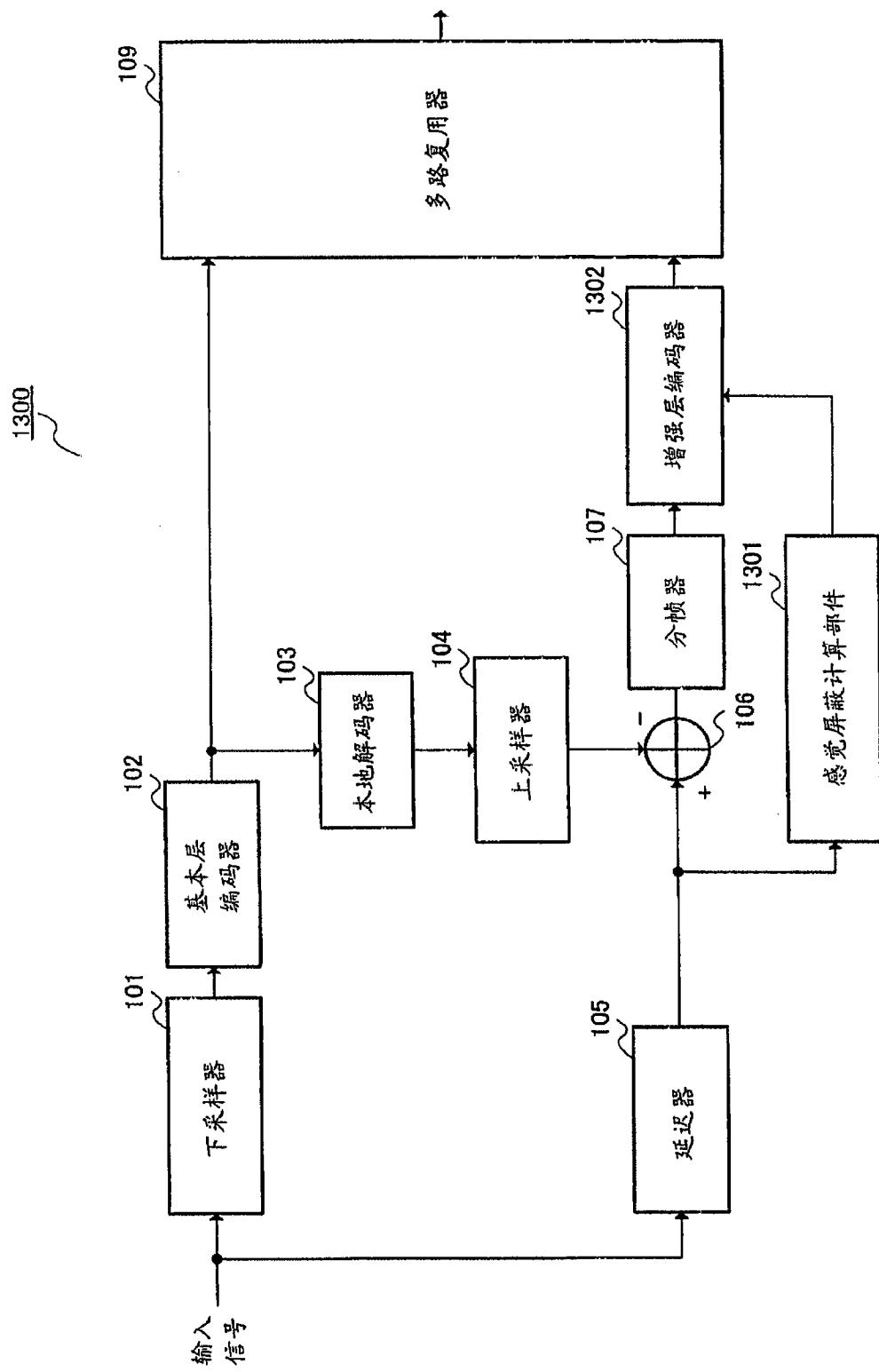


图 15

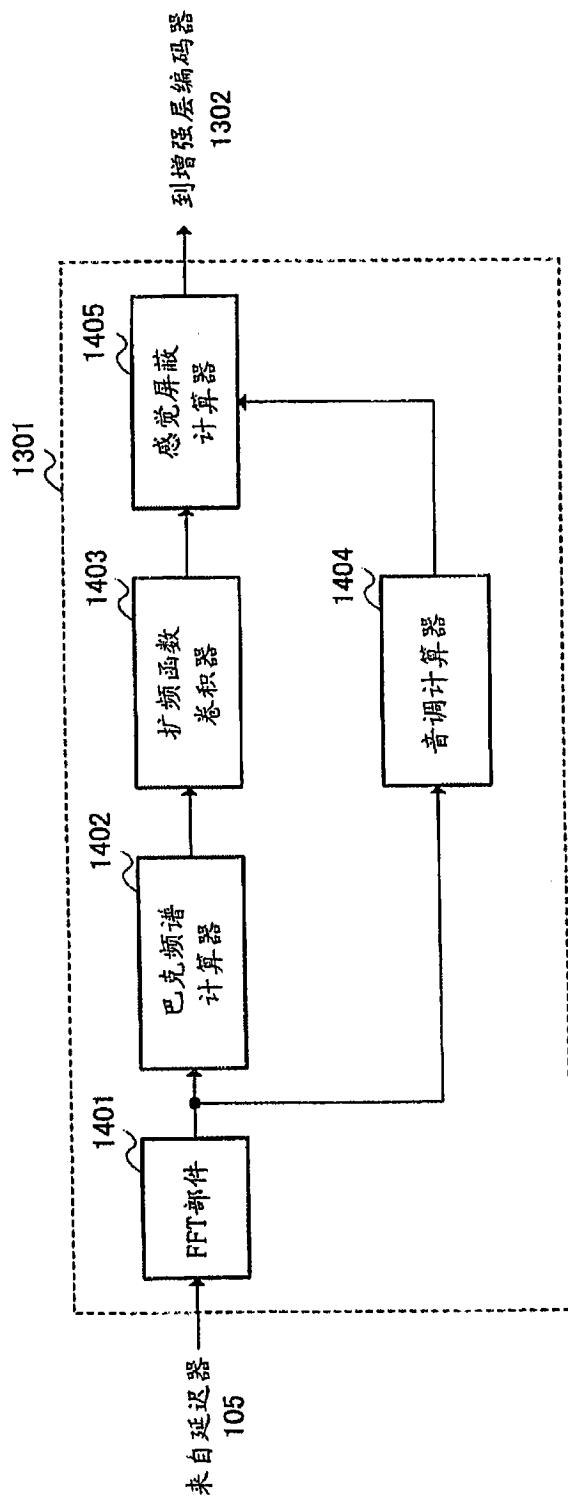


图 16

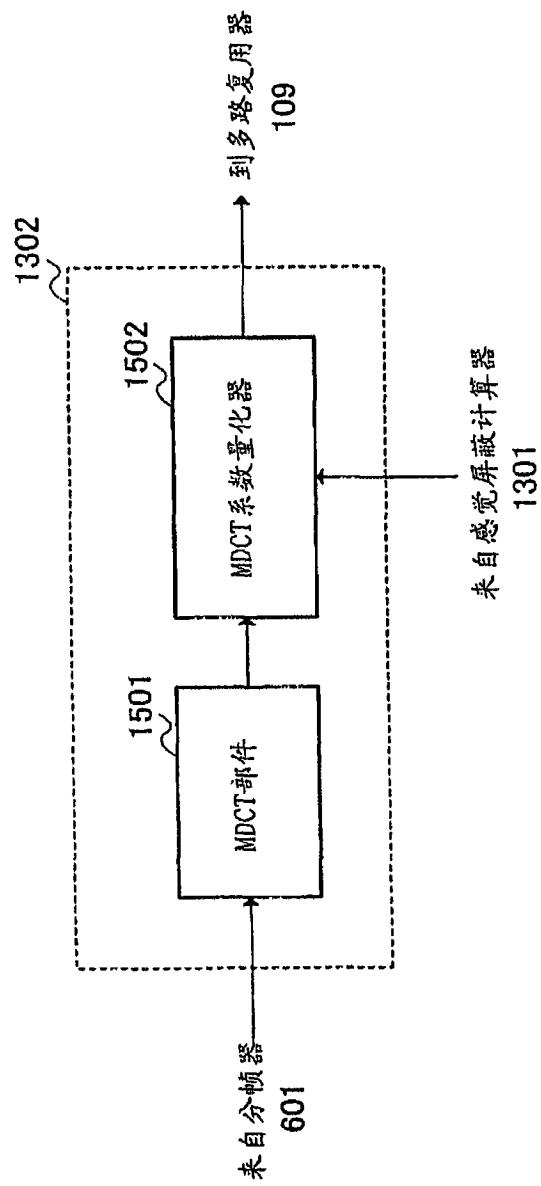


图 17

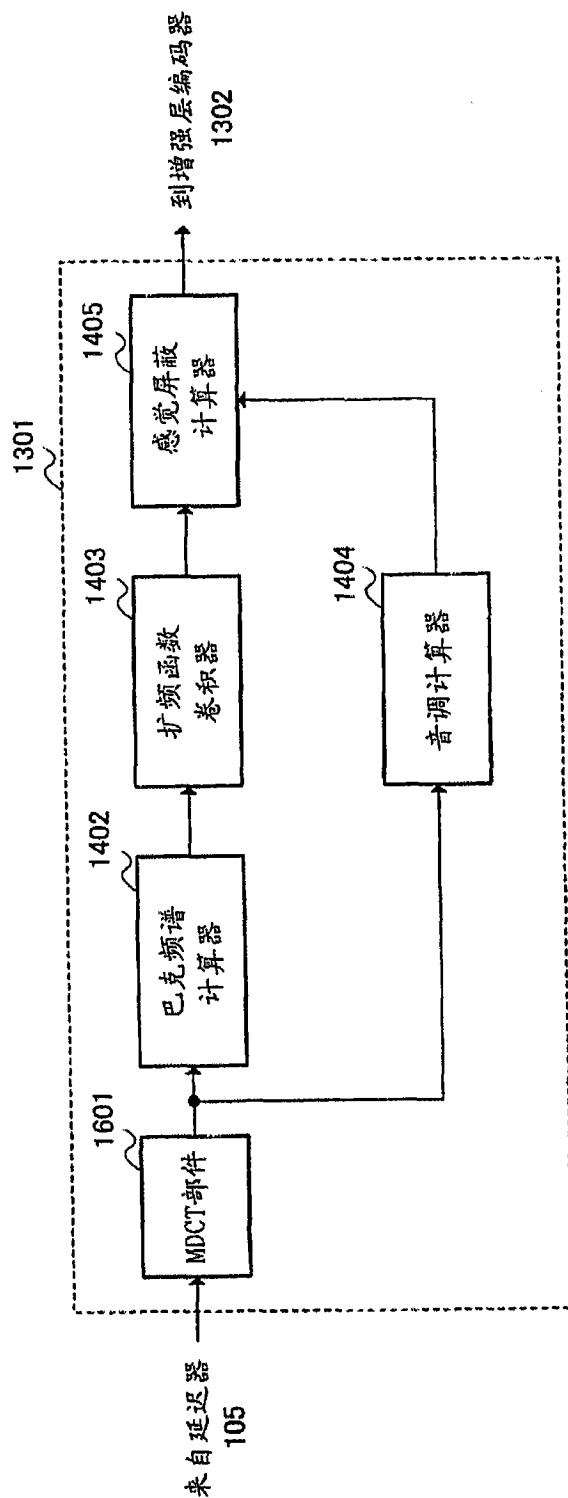


图 18

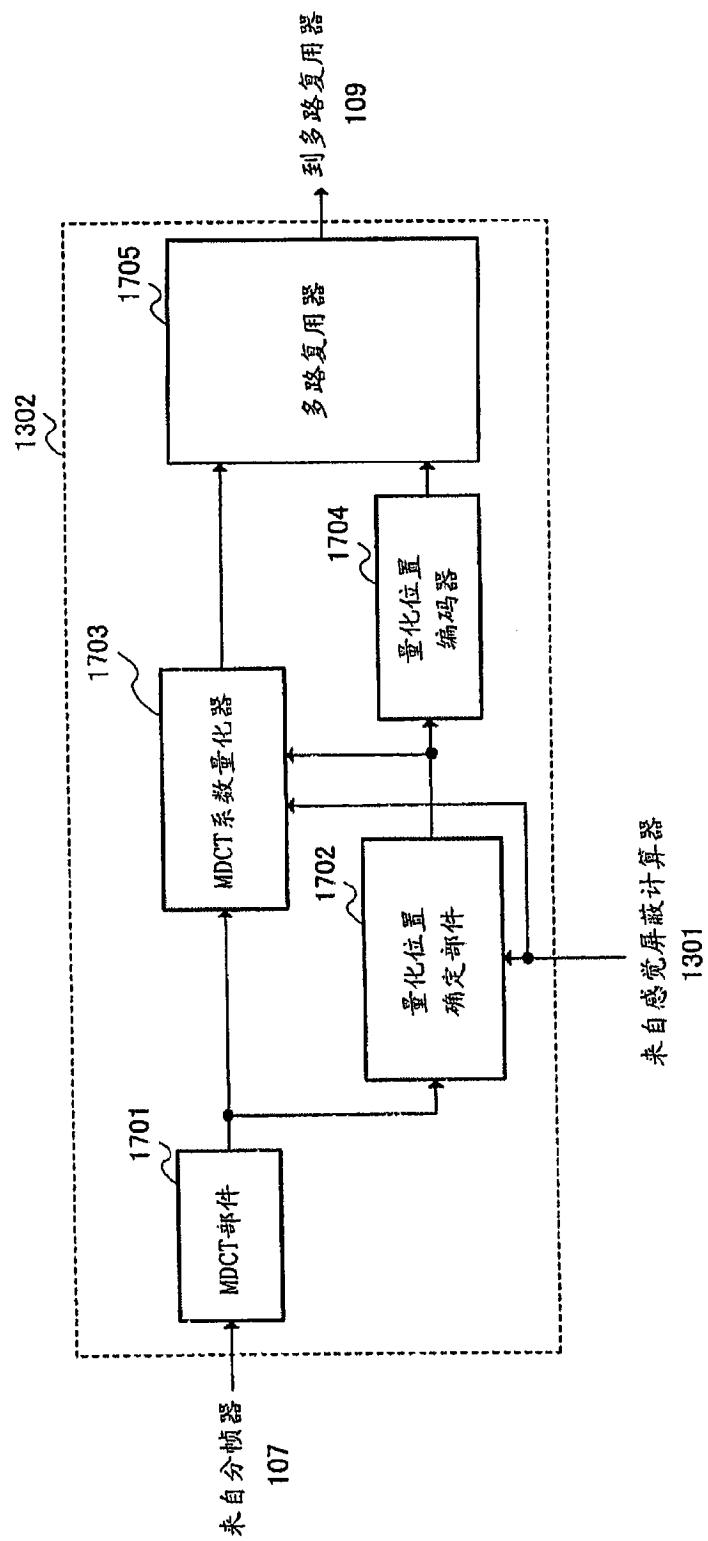


图 19

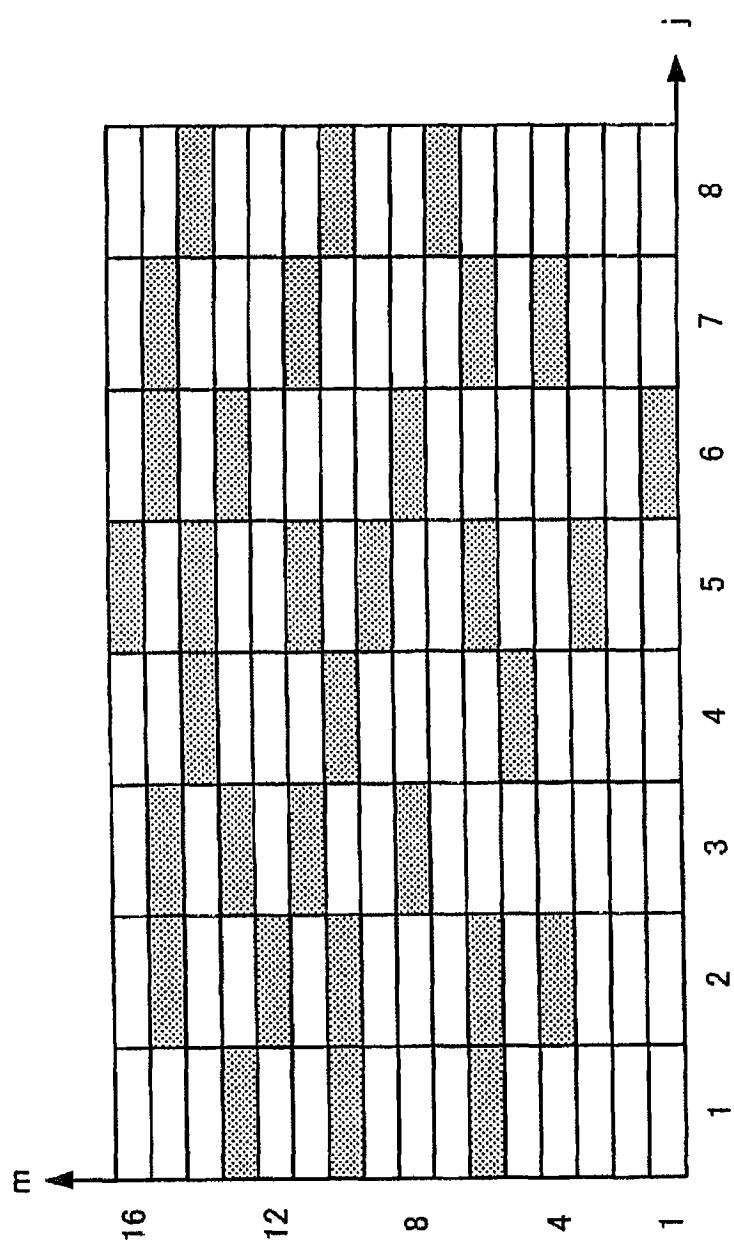


图 20

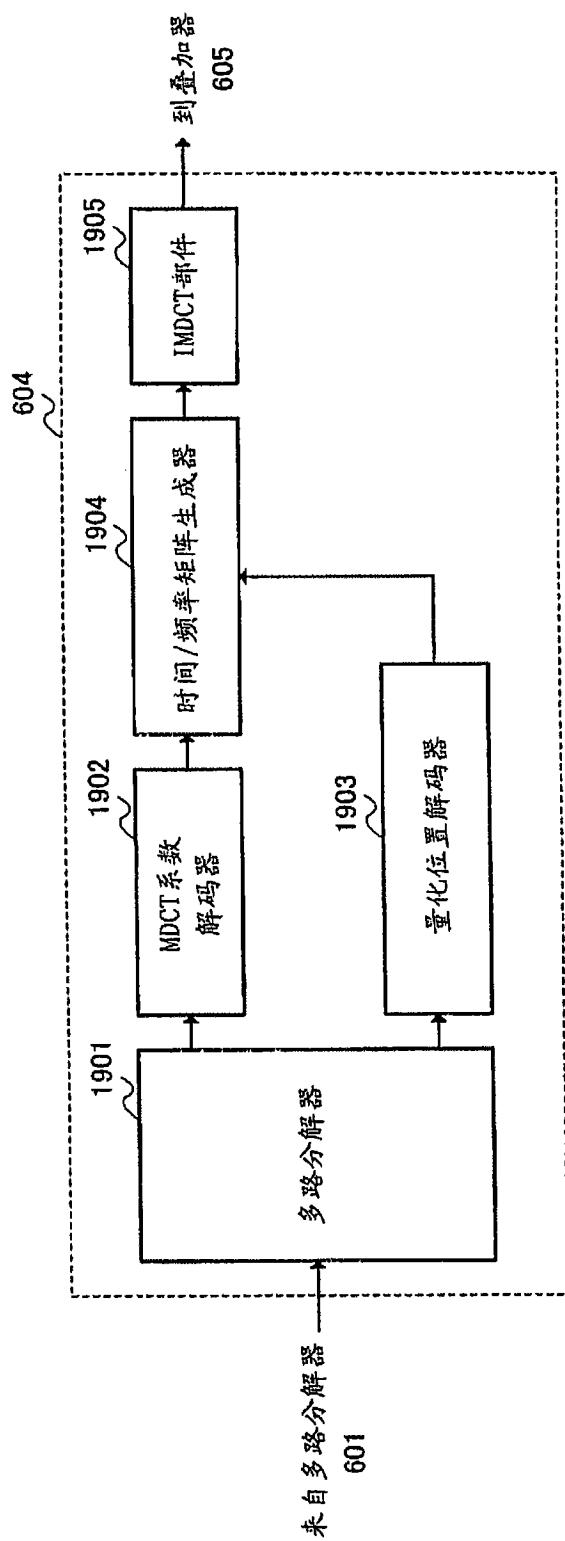


图 21

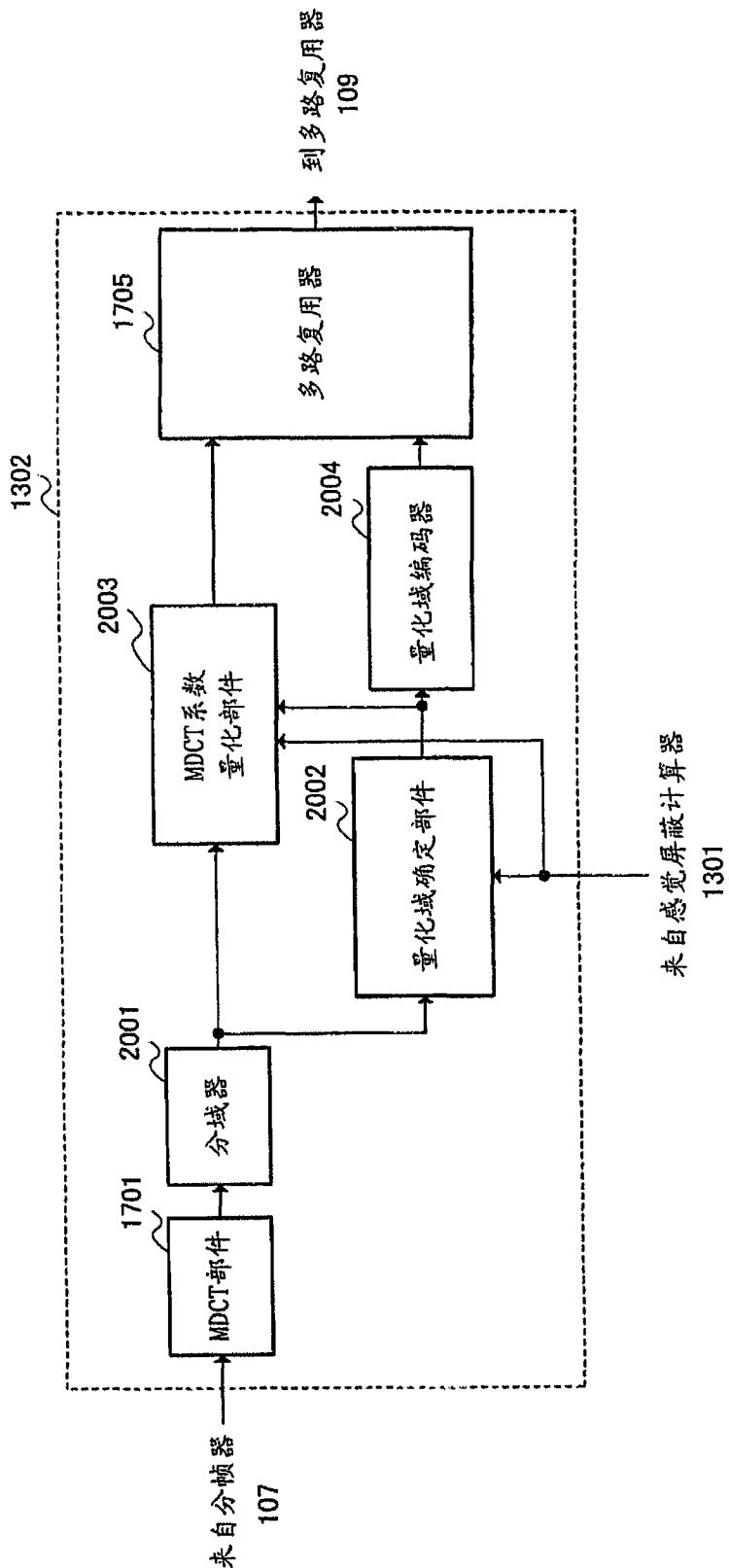


图 22

来自感觉屏蔽计算器
1301

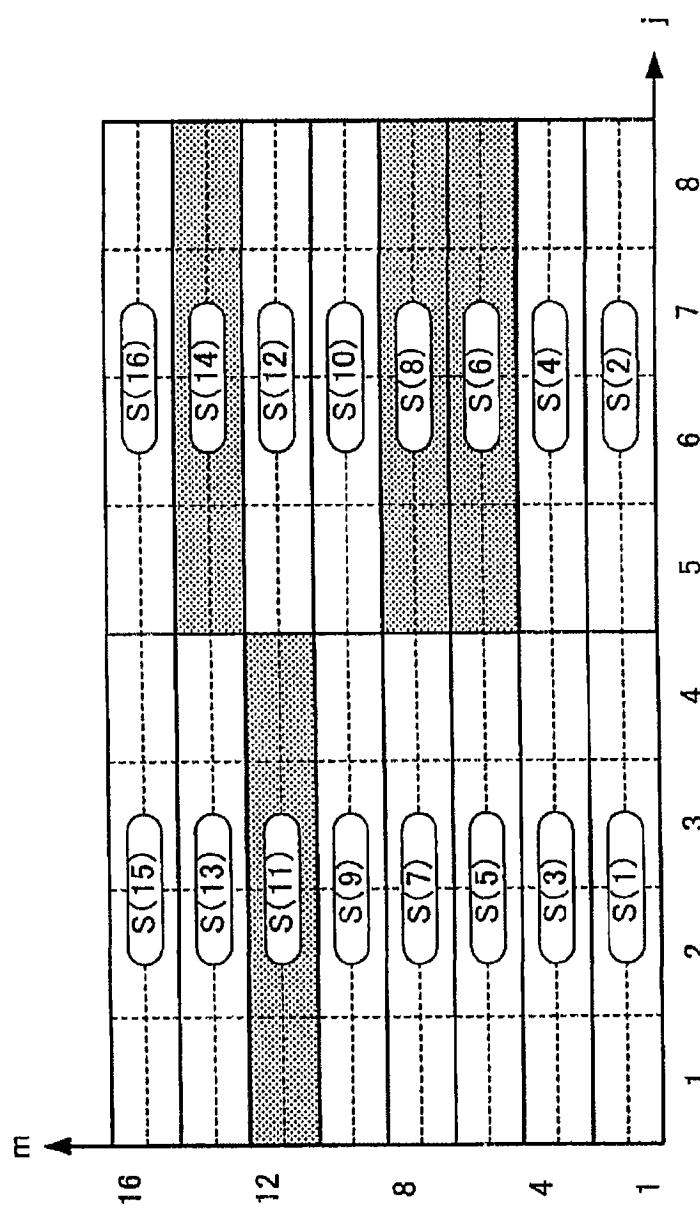


图 23

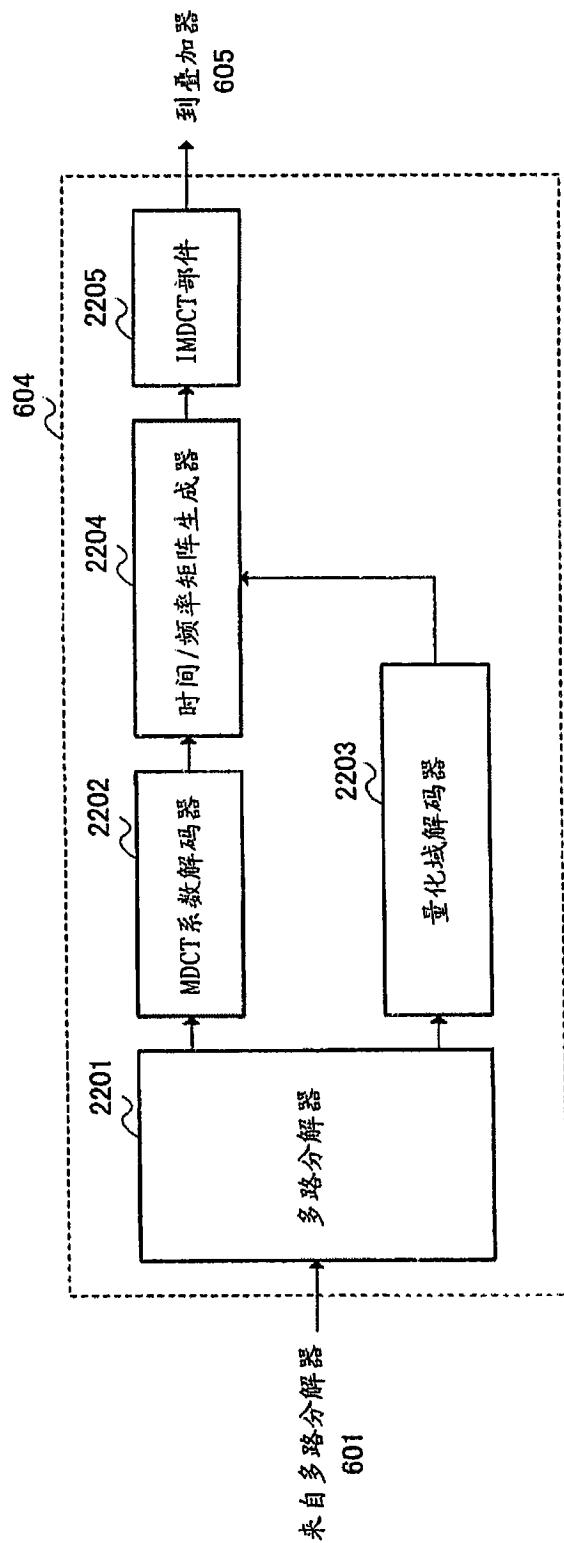


图 24

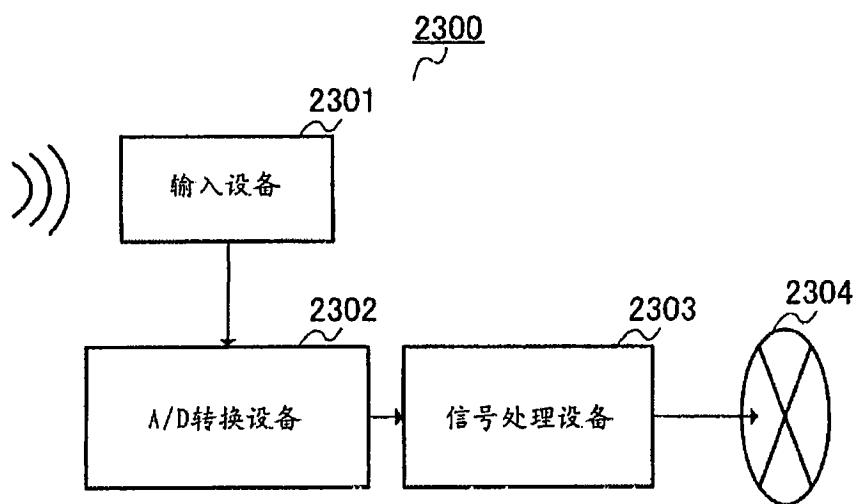


图 25

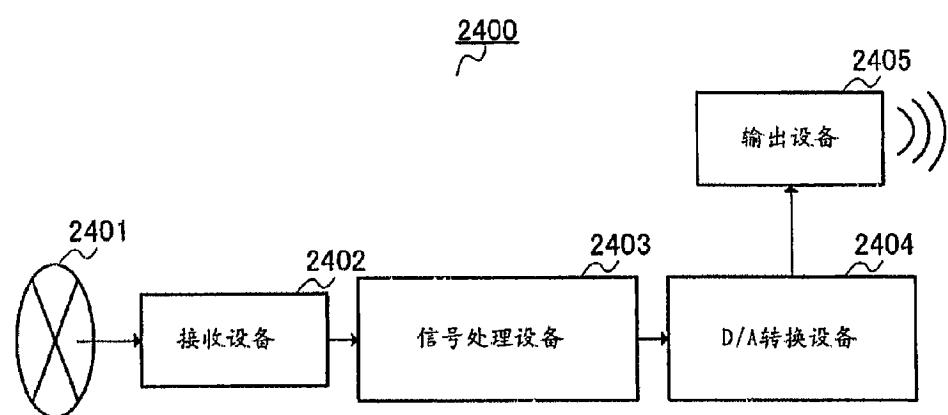


图 26

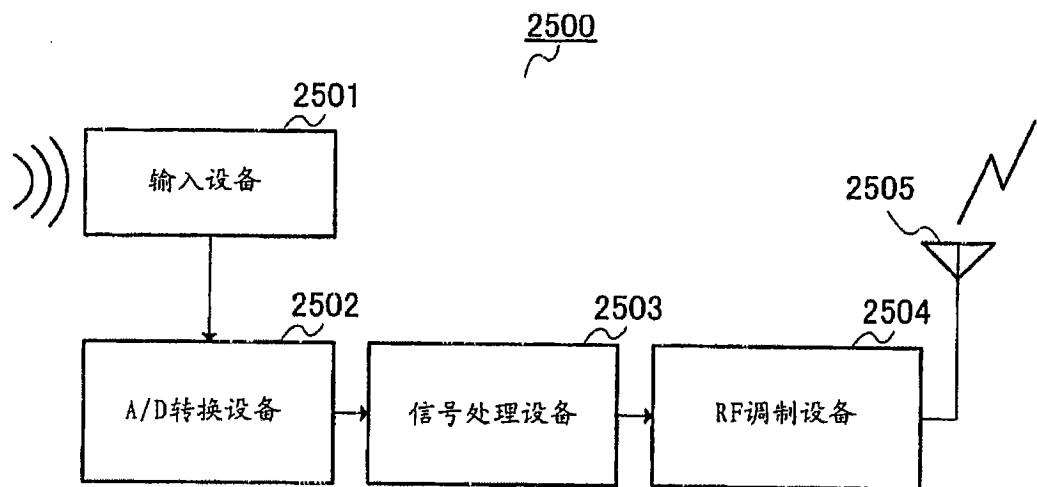


图 27

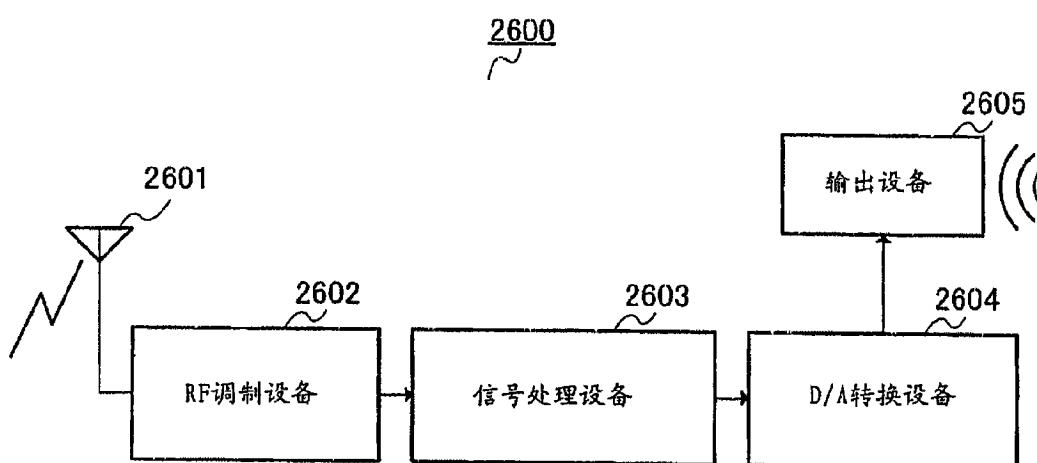


图 28