



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1627742 B

(45) 授权公告日 2010.06.16

(21) 申请号 200410100631.7

(22) 申请日 2004.12.08

(30) 优先权数据

408598/03 2003.12.08 JP

(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 森良辅

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
72001

代理人 刘宗杰 刘杰

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006.01)

(56) 对比文件

CN 1434587 A, 2003.08.06, 全文.

JP 特开 2001-268040 A, 2001.09.28, 全文.

JP 特开平 10-327122 A, 1998.12.08, 全文.

US 2003/0219084 A1, 2003.11.27, 全文.

US 6108353 A, 2000.08.22, 说明书第 7 页 8 行到第 8 页 32 行、附图 5-6.

US 5602835 A, 1997.02.11, 全文.

US 2003/0117943 A1, 2003.06.26, 全文.

审查员 余宏妮

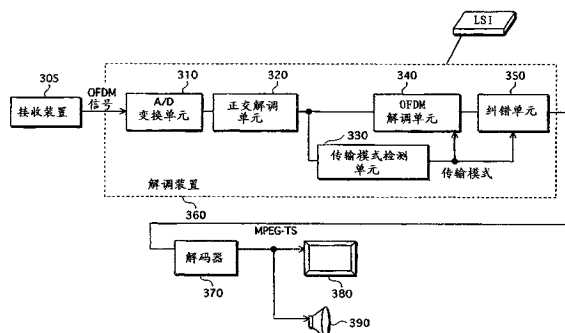
权利要求书 6 页 说明书 16 页 附图 24 页

(54) 发明名称

解调装置和方法、解调装置的集成电路

(57) 摘要

OFDM 调制装置接收由 OFDM 符号组成的信号, 每个 OFDM 符号都由一个有效符号和一个保护间隔组成, 通过使该接收信号延迟 K 个有效符号周期产生 K 个延迟信号, 通过将全部 K 个延迟信号加在一起产生一个信号, 产生表示所接收的信号与相加得到的信号之间的相关性的第 1 相关信号, 根据 K 个有效符号周期与用于指示保护间隔周期的 L 个分数的 $K \times L$ 个组合, 从第 1 相关信号产生 $K \times L$ 个第 2 相关信号, 检测在 $K \times L$ 个第 2 相关信号中指示最大相关水平的信号, 和按照检测出的第 2 相关信号检测所接收的信号的有效符号和保护间隔的周期。



1. 一种 OFDM 解调装置,该解调装置接收具有多个有效符号周期中的一个有效符号周期的 OFDM 信号,并且解调所接收的 OFDM 信号,该解调装置包含:

传输模式确定单元,其确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期,其中该传输模式确定单元包括:

延迟处理单元,其通过使接收的 OFDM 信号延迟所述多个有效符号周期中的不同的一个而产生多个延迟的 OFDM 信号;

多个相关器,分别对应于所述多个有效符号周期,所述多个相关器中的每一个输出相关信号,该相关信号指示每一个延迟的 OFDM 信号和接收的 OFDM 信号之间的相关性;

加法器,其通过将所述多个相关器输出的多个相关信号进行组合来产生第一相关信号,并输出所产生的第一相关信号;以及

用于根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期的装置,其中所述 OFDM 信号还具有多个保护间隔周期中的一个保护间隔周期;并且

所述用于根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期的装置包括:

积分信号产生单元,用于通过对包含在第一相关信号的预定周期中的每一周期进行积分产生积分信号,每一周期都等于保护间隔的 $K \times L$ 个周期中的最短周期,其中 K 和 L 每一个都是给定的自然数;

延迟信号产生单元,用于通过使积分信号分别延迟 OFDM 信号的 $K \times L$ 个周期产生 $K \times L$ 个延迟信号,该 OFDM 信号的 $K \times L$ 个周期是通过将有效符号的 K 个周期和 L 个分数组合在一起产生的;

输出 $K \times L$ 个第二相关信号的 $K \times L$ 个相关器,每个所述第二相关信号是指示所述延迟信号中不同的一个和所述积分信号之间的相关性的相关信号;以及

累加单元,在 1 个预定的时间周期对 $K \times L$ 个第二相关信号中的每一个实施乘法运算,使与接收的 OFDM 信号的传输模式对应的值最大化;

根据所述多个第二相关信号中的指示最大相关性水平的第二相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期和保护间隔周期的装置。

2. 如权利要求 1 所述的 OFDM 解调装置,其中根据所述多个第二相关信号中的指示最大相关性水平的第二相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期和保护间隔周期的装置包括:

$K \times L$ 个功率计算器,用于计算所述 $K \times L$ 个第二相关信号的功率值;权重分配器,用于给每个所计算的功率值分配预定的权重;以及

最大值检测下级单元,其连接到所述权重分配器,该最大值检测下级单元通过确定在权重分配器进行权重分配之后具有最大功率值的第二相关信号是指示最大相关性水平的第二相关信号,来确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期和保护间隔周期。

3. 如权利要求 1 所述的 OFDM 解调装置,其中所述 OFDM 信号仅包括所述一个有效符号周期和所述一个保护间隔周期。

4. 如权利要求 3 所述的 OFDM 解调装置,其中保护间隔周期是 OFDM 信号中的有效符号周期的一部分的复制。

5. 一种 OFDM 解调装置,该解调装置接收具有多个有效符号周期中的一个有效符号周期的 OFDM 信号,并且解调所接收的 OFDM 信号,该解调装置包含:

传输模式确定单元,其确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期,其中该传输模式确定单元包括:

延迟处理单元,其通过使接收的 OFDM 信号延迟所述多个有效符号周期中的不同的一个而产生多个延迟的 OFDM 信号;

多个相关器,分别对应于所述多个有效符号周期,所述多个相关器中的每一个输出相关信号,该相关信号指示每一个延迟的 OFDM 信号和接收的 OFDM 信号之间的相关性;

加法器,其通过将从所述多个相关器输出的多个相关信号进行组合来产生第一相关信号,并输出所产生的第一相关信号;以及

用于根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期的装置,其中所述 OFDM 信号还具有多个保护间隔周期中的一个保护间隔周期;并且

所述用于根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期的装置包括:

积分信号产生单元,用于通过对包含在第一相关信号的预定周期中的每一周期进行积分产生积分信号,每一周期都等于保护间隔的 $K \times L$ 个周期中的最短周期,其中 K 和 L 每一个都是给定的自然数;

阈值检测单元,检测所产生的积分信号的值是否超过预定的阈值;

计数装置,根据来自阈值检测单元的输出对该计数装置进行复位;

装置,从来自计数装置的输出的最大值检测所接收的信号的传输模式。

6. 一种 OFDM 解调装置,该解调装置接收具有多个有效符号周期中的一个有效符号周期的 OFDM 信号,并且解调所接收的 OFDM 信号,该解调装置包含:

传输模式确定单元,其确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期,其中该传输模式确定单元包括:

延迟处理单元,其通过将所接收的 OFDM 信号延迟所述多个有效符号周期中不同的一个而产生多个延迟信号;

加法器,其通过组合所述多个延迟信号而产生组合信号并且输出所产生的组合信号;

相关器,输出第一相关信号,该第一相关信号是指示所述组合信号和所接收的 OFDM 信号之间的相关性的相关信号;

根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期的装置,其中该 OFDM 信号还具有多个保护间隔周期中的一个保护间隔周期,并且

所述根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期的装置包括:

积分信号产生单元,用于通过对包含在第一相关信号的预定周期中的每一周期进行积分产生积分信号,每一周期都等于保护间隔的 $K \times L$ 个周期中的最短周期,其中 K 和 L 每一个都是给定的自然数;

延迟信号产生单元,用于通过使积分信号分别延迟 OFDM 信号的 $K \times L$ 个周期产生 $K \times L$ 个延迟信号,该 OFDM 信号的 $K \times L$ 个周期是通过将有效符号的 K 个周期和 L 个分数组合在一起产生的;

输出 $K \times L$ 个第二相关信号的 $K \times L$ 个相关器,每个所述第二相关信号是指示所述延迟信号中不同的一个和所述积分信号之间的相关性的相关信号;

累加单元,在 1 个预定的时间周期对 $K \times L$ 个第二相关信号中的每一个实施乘法运算,使与接收的 OFDM 信号的传输模式对应的值最大化;

以及

根据所述多个第二相关信号中的指示最大相关性水平的第二相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期和保护间隔周期的装置。

7. 根据权利要求 6 的 OFDM 解调装置,其中根据所述多个第二相关信号中的指示最大相关性水平的第二相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期和保护间隔周期的装置包括:

$K \times L$ 个功率计算器,用于计算所述 $K \times L$ 个第二相关信号的功率值;以及

权重分配器,用于给每个所计算的功率值分配预定的权重;以及

最大值检测下级单元,其连接到所述权重分配器,该最大值检测下级单元通过确定在权重分配器进行权重分配之后具有最大功率值的第二相关信号是指示最大相关性水平的第二相关信号,来确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期和保护间隔周期。

8. 一种 OFDM 解调装置,该解调装置接收具有多个有效符号周期中的一个有效符号周期的 OFDM 信号,并且解调所接收的 OFDM 信号,该解调装置包含:

传输模式确定单元,其确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期,其中该传输模式确定单元包括:

延迟处理单元,其通过将所接收的 OFDM 信号延迟所述多个有效符号周期中不同的一个而产生多个延迟信号;

加法器,其通过组合所述多个延迟信号而产生组合信号并且输出所产生的组合信号;

相关器,输出第一相关信号,该第一相关信号是指示所述组合信号和所接收的 OFDM 信号之间的相关性的相关信号;

根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期的装置,其中该 OFDM 信号还具有多个保护间隔周期中的一个保护间隔周期,并且

所述根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期的装置包括:

积分信号产生单元,用于通过对包含在第一相关信号的预定周期中的每一周期进行积分产生积分信号,每一周期都等于保护间隔的 $K \times L$ 个周期中的最短周期,其中 K 和 L 每一个都是给定的自然数;

阈值检测单元,检测所产生的积分信号的值是否超过预定的阈值;

计数装置,根据来自阈值检测单元的输出对该计数装置进行复位;

装置,从来自计数装置的输出的最大值检测所接收的信号的传输模式。

9. 一种 OFDM 解调方法,该方法接收具有多个有效符号周期中的一个有效符号周期的 OFDM 信号,并且解调所接收的 OFDM 信号,该方法包含:

传输模式确定步骤,其确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期,其中该传输模式确定步骤包括:

延迟处理子步骤,其通过使接收的 OFDM 信号延迟所述多个有效符号周期中的不同的一个而产生多个延迟的 OFDM 信号;

多个相关子步骤,分别对应于所述多个有效符号周期,所述多个相关子步骤中的每一个输出相关信号,该相关信号指示每一个延迟的 OFDM 信号和接收的 OFDM 信号之间的相关性;

组合子步骤,其通过将从所述多个相关器输出的多个相关信号进行组合来产生第一相

关信号,并输出所产生的第一相关信号;以及

确定子步骤,用于根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期,

所述确定子步骤包括:

积分信号产生单元子步骤,其通过对包含在第一相关信号的预定周期中的每一周期进行积分产生积分信号,每一周期都等于保护间隔的 $K \times L$ 个周期中的最短周期,其中 K 和 L 每一个都是给定的自然数;

延迟信号产生单元子步骤,用于通过使积分信号分别延迟 OFDM 信号的 $K \times L$ 个周期产生 $K \times L$ 个延迟信号,该 OFDM 信号的 $K \times L$ 个周期是通过将有效符号的 K 个周期和 L 个分数组合在一起产生的;

输出 $K \times L$ 个第二相关信号的 $K \times L$ 个相关器子步骤,每个所述第二相关信号是指示所述延迟信号中不同的一个和所述积分信号之间的相关性的相关信号;

累加子步骤,在 1 个预定的时间周期对 $K \times L$ 个第二相关信号中的每一个实施乘法运算,使与接收的 OFDM 信号的传输模式对应的值最大化;

以及

周期子步骤,根据所述多个第二相关信号中的指示最大相关性水平的第二相关信号,确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期和保护间隔周期。

10. 一种用于接收 OFDM 信号并解调所接收的 OFDM 信号的大规模集成电路,该 OFDM 信号具有多个有效符号周期中的一个有效符号周期,该大规模集成电路包含:

传输模式确定单元,其确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期,其中该传输模式确定单元包括:

延迟处理单元,其通过使接收的 OFDM 信号延迟所述多个有效符号周期中的不同的一个而产生多个延迟的 OFDM 信号;

多个相关器,分别对应于所述多个有效符号周期,所述多个相关器中的每一个输出相关信号,该相关信号指示每一个延迟的 OFDM 信号和接收的 OFDM 信号之间的相关性;

加法器,其通过将从所述多个相关器输出的多个相关信号进行组合来产生第一相关信号,并输出所产生的第一相关信号;以及

用于根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期的装置,其中所述 OFDM 信号还具有多个保护间隔周期中的一个保护间隔周期;并且

所述用于根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期的装置包括:

积分信号产生单元,用于通过对包含在第一相关信号的预定周期中的每一周期进行积分产生积分信号,每一周期都等于保护间隔的 $K \times L$ 个周期中的最短周期;

延迟信号产生单元,用于通过使积分信号分别延迟 OFDM 信号的 $K \times L$ 个周期产生 $K \times L$ 个延迟信号,该 OFDM 信号的 $K \times L$ 个周期是通过将有效符号的 K 个周期和 L 个分数组合在一起产生的;

输出 $K \times L$ 个第二相关信号的 $K \times L$ 个相关器,每个所述第二相关信号是指示所述延迟信号中不同的一个和所述积分信号之间的相关性的相关信号;

累加单元,在 1 个预定的时间周期对 $K \times L$ 个第二相关信号中的每一个实施乘法运算,使与接收的 OFDM 信号的传输模式对应的值最大化;

以及

根据所述多个第二相关信号中的指示最大相关性水平的第二相关信号,确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期和保护间隔周期的装置。

11. 一种 OFDM 解调方法,该方法接收具有多个有效符号周期中的一个有效符号周期的 OFDM 信号,并且解调所接收的 OFDM 信号,该方法包含:

传输模式确定步骤,其确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期,其中该传输模式确定步骤包括:

延迟处理子步骤,其通过将所接收的 OFDM 信号延迟所述多个有效符号周期中不同的一个而产生多个延迟信号;

组合子步骤,其通过组合所述多个延迟信号而产生组合信号并且输出所产生的组合信号;

相关子步骤,输出第一相关信号,该第一相关信号是指示所述组合信号和所接收的 OFDM 信号之间的相关性的相关信号;

确定子步骤,根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期,其中该 OFDM 信号还具有多个保护间隔周期中的一个保护间隔周期,并且

所述确定子步骤还包括:

积分信号产生单元子步骤,其通过对包含在第一相关信号的预定周期中的每一周期进行积分产生积分信号,每一周期都等于保护间隔的 $K \times L$ 个周期中的最短周期,其中 K 和 L 每一个都是给定的自然数;

延迟信号产生单元子步骤,用于通过使积分信号分别延迟 OFDM 信号的 $K \times L$ 个周期产生 $K \times L$ 个延迟信号,该 OFDM 信号的 $K \times L$ 个周期是通过将有效符号的 K 个周期和 L 个分数组合在一起产生的;

$K \times L$ 个相关器子步骤,输出 $K \times L$ 个第二相关信号,每个所述第二相关信号是指示所述延迟信号中不同的一个和所述积分信号之间的相关性的相关信号;

以及

累加子步骤,在 1 个预定的时间周期对 $K \times L$ 个第二相关信号中的每一个实施乘法运算,使与接收的 OFDM 信号的传输模式对应的值最大化;

周期子步骤,根据所述多个第二相关信号中的指示最大相关性水平的第二相关信号,确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期和保护间隔周期。

12. 一种大规模集成电路,用于接收具有多个有效符号周期中的一个有效符号周期的 OFDM 信号,并且解调所接收的 OFDM 信号,该电路包含:

传输模式确定单元,其确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期,其中该传输模式确定单元包括:

延迟处理单元,其通过将所接收的 OFDM 信号延迟所述多个有效符号周期中不同的一个而产生多个延迟信号;

加法器,其通过组合所述多个延迟信号而产生组合信号并且输出所产生的组合信号;

相关器,输出第一相关信号,该第一相关信号是指示所述组合信号和所接收的 OFDM 信号之间的相关性的相关信号;

根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期的装置,其中该 OFDM 信号还具有多个保护间隔周期中的一个保护间隔周期,并且

所述根据第一相关信号确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期的装置包括：

积分信号产生单元,用于通过对包含在第一相关信号的预定周期中的每一周期进行积分产生积分信号,每一周期都等于保护间隔的 $K \times L$ 个周期中的最短周期；

延迟信号产生单元,用于通过使积分信号分别延迟 OFDM 信号的 $K \times L$ 个周期产生 $K \times L$ 个延迟信号,该 OFDM 信号的 $K \times L$ 个周期是通过将有效符号的 K 个周期和 L 个分数组合在一起产生的；

输出 $K \times L$ 个第二相关信号的 $K \times L$ 个相关器,每个所述第二相关信号是指示所述延迟信号中不同的一个和所述积分信号之间的相关性的相关信号；

累加单元,在 1 个预定的时间周期对 $K \times L$ 个第二相关信号中的每一个实施乘法运算,使与接收的 OFDM 信号的传输模式对应的值最大化；以及

根据所述多个第二相关信号中的指示最大相关性水平的第二相关信号,确定所接收的 OFDM 信号的有效符号周期和保护间隔周期的装置。

解调装置和方法、解调装置的集成电路

技术领域

[0001] 本发明涉及用 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing(正交频分多路复用))方法的解调装置,该方法用于日本等国的地面数字广播等中,特别是涉及自动检测传输模式的技术。

背景技术

[0002] 现在,作为数字调制方法的一种的 OFDM 方法用作日本的地面数字广播(ISDB-T: Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial transmission(集成服务数字广播-地面传输))——请见非专利文件 1) 中和欧洲的地面数字广播(DVB-T: Digital Video Broadcasting-Terrestrial transmission(数字视频广播-地面传输))中的传输方法。OFDM 方法,因为它在频率的使用方面优异,所以是一种适合于高速数据通信的传输方法。

[0003] 又,在 OFDM 方法中,加入一种称为冗余信号的保护间隔信号,以便防止通信失效,诸如在实际通信系统中发生的多路径。

[0004] OFDM 信号的传输符号是由有效符号和保护间隔组成的。在日本的地面数字广播的传输方法中,保护间隔在有效符号前面,具有有效符号的后面部分的复制件。

[0005] 利用这样的数据结构,如果反射波的延迟时间在保护间隔的范围内,则可以通过实施某种处理完全对有效符号进行解调。

[0006] 然而,因为保护间隔是作为传输信号主体的有效符号的一部分的复制件,所以信号传输效率降低了。

[0007] 因此,对于信号传输,考虑到一些因素,诸如对于预期的传输路径的多路径延迟的量和传输效率,从多种可用传输模式中选择一种最佳的传输模式。这里,可用的传输模式与多个传输符号周期一一对应,即与有效符号周期和保护间隔周期的组合一一对应。

[0008] 用于接收以这样一种方式传输的信号 OFDM 解调装置需要识别信号传输的传输模式,正确地对所接收的信号的有效符号进行解调。

[0009] 如果预定了传输模式,则 OFDM 解调装置能够识别传输模式。然而,为了方便起见,希望解调装置能够处理许多随地区和时间改变的不同的传输模式。

[0010] 要求这种解调装置具有自动高速检测所接收的信号传输模式的功能。

[0011] 为了自动检测传输模式常规地提出了下列 2 种技术。

[0012] 一种技术提出串联型检测方法,其中对于所接收信号逐一地检查全部可用的传输模式。另一种技术提出并联型检测方法,为此并联地提供与可用的传输模式对应的多个判断电路(请参见专利文件 1)。

[0013] 串联型检测方法具有电路尺寸小的优点,但是具有检测传输模式需要长时间的缺点。并联型检测方法具有电路尺寸大的缺点,但是具有检测传输模式只需要短时间的优点。

[0014] [专利文件 1]: 日本专利公布号 No. 2863747

[0015] [非专利文件 1]: 标准“Transmission Method for Terrestrial Digital

Broadcasting(用于地面数字广播的传输方法)”ARIBSTD-B31

发明内容

[0016] 因此,本发明的目的是提供一种 OFDM 解调装置,该解调装置具有几乎与串联型检测方法的电路尺寸同样小的电路尺寸,并且具有并联型检测方法的短的检测时间。

[0017] 上述目的可以用一种解调装置来实现,该解调装置对由多个 OFDM 符号组成的信号进行解调,其中每个 OFDM 符号都由一个有效符号和一个保护间隔组成,保护间隔的周期是有效符号周期的一个分数,包含:信号接收单元,可以接收其有效符号具有 K 个周期中的 1 个且保护间隔的周期是有效符号周期的 L 个分数中的 1 个的信号,其中 K 和 L 每一个都是给定的自然数;第 1 相关单元,可以根据 K 个有效符号周期,从所接收的信号产生第 1 相关信号;第 2 相关单元,可以根据 K 个有效符号周期与 L 个分数的 $K \times L$ 个组合,从第 1 相关信号产生 $K \times L$ 个第 2 相关信号;检测单元,可以检测在 $K \times L$ 个第 2 相关信号中指示最大相关水平的信号,和按照检测出的第 2 相关信号检测该所接收的信号的有效符号和保护间隔的周期;以及解调单元,可以按照由检测单元检测的有效符号和保护间隔的周期对该所接收的信号进行解调。

[0018] 上述目的也可以用一种解调装置来实现,该解调装置对由多个 OFDM 符号组成的信号进行解调,其中每个 OFDM 符号都由一个有效符号和一个保护间隔组成,保护间隔的周期是有效符号周期的一个分数,包含:信号接收单元,可以接收其有效符号具有 K 个周期中的 1 个且保护间隔的周期是有效符号周期的 L 个分数中的 1 个的信号,其中 K 和 L 每一个都是给定的自然数;第 1 相关单元,可以根据有效符号的 K 个周期,从所接收的信号产生第 1 相关信号;积分信号产生单元,可以通过对包含在第 1 相关信号的预定周期中的每一周期进行积分产生积分信号,每一周期都等于保护间隔的 $K \times L$ 个周期中的最短周期;测量单元,可以测量当积分信号第 1 次超过预定的阈值的时间与当积分信号第 2 次超过预定的阈值的时间之间的期间;检测单元,可以按照该测得的期间检测该所接收的信号的有效符号和保护间隔的周期;以及解调单元,可以按照由检测单元检测的有效符号和保护间隔的周期对该所接收的信号进行解调。

[0019] 在上述解调装置中,第 1 相关单元可以通过使该所接收的信号分别延迟有效符号的 K 个周期产生 K 个不同的延迟信号,通过将全部 K 个所产生的延迟信号加在一起产生一个相加信号,且产生表示该所接收的信号与相加信号之间的相关性的第 1 相关信号。

[0020] 在上述解调装置中,第 1 相关单元可以通过使该所接收的信号分别延迟有效符号的 K 个周期产生 K 个不同的延迟信号,产生分别表示该所接收的信号与 K 个延迟信号之间的相关性的 K 个相关信号,且通过将 K 个相关信号加在一起产生第 1 相关信号。

[0021] 利用上述的通过将全部延迟信号加在一起产生一个信号的结构,解调装置只需要一个用于产生相关信号的电路。

[0022] 这能够使解调装置的电路尺寸减小。

[0023] 在上述解调装置中,第 2 相关单元分别通过在预定周期中对第 1 相关信号进行累加,每一周期都等于保护间隔的 $K \times L$ 个周期中的最短周期,产生积分信号,通过使积分信号分别延迟 OFDM 符号的 $K \times L$ 个周期产生 $K \times L$ 个延迟信号,该 OFDM 符号的 $K \times L$ 个周期是通过将有效符号的 K 个周期和 L 个分数组合在一起产生的,且通过分别计算该所接收的信

号与 $K \times L$ 个延迟信号之间的相关性产生 $K \times L$ 个第 2 相关信号。

[0024] 利用上述的用于对第 1 相关信号进行积分的结构,解调装置只需要一个用于进行积分的电路。

[0025] 也就是说,本发明的解调装置不需要具有多个延迟 / 相关性计算单元和与可用传输模式一样多的积分单元。这能够使解调装置的电路尺寸大幅度地减小。

[0026] 在上述解调装置中,检测单元可以包含:功率计算子单元,可以计算 $K \times L$ 个第 2 相关信号的功率的值;以及权重分配子单元,可以向 $K \times L$ 个第 2 相关信号的功率的计算值分配权重,其中,检测单元将由权重分配子单元分配权重后具有最大功率值的第 2 相关信号看作在 $K \times L$ 个第 2 相关信号中指示最大相关水平的相关信号。

[0027] 在上述解调装置中,在权重分配子单元中,当 $K \times L$ 个第 2 相关信号的功率的计算值被表示为 In_{00} 、 In_{10} 、..... $In_{(K-1)(L-1)}$,由权重分配子单元分配权重后的功率值被表示为 Out_{00} 、 Out_{10} 、..... $Out_{(K-1)(L-1)}$,及 1 个给定的常数被表示为 α_i 时,由权重分配子单元分配权重后的功率值由公式 1 定义:

[0028] 公式 1

$$[0029] \quad Out_{ij} = \alpha_i \sum_{n=i}^{i-1} In_{nj}$$

[0030] 利用上述结构,本发明的解调装置不需要具有与可用传输模式一样多的积分单元和频谱强调滤波器,而它们在常规技术中是需要的。这能够使解调装置的电路尺寸大幅度地减小。

[0031] 更具体地说,常规的传输模式检测方法具有电路尺寸大的问题,因为该方法需要与可用的有效符号周期的数目一样多的延迟 / 相关性计算单元和与可用传输模式的数目一样多的积分单元、功率计算单元、频谱强调滤波器和最大值检测单元。特别是,一般用存储器构建延迟 / 相关性计算单元、积分单元和频谱强调滤波器,这些单元的电路成为电路尺寸大的一个主要因素。

[0032] 本发明的解调装置不需要具有多个延迟 / 相关性计算单元和与可用传输模式一样多的积分单元和频谱强调滤波器,而它们在常规技术中是需要的。这能够使解调装置的电路尺寸大幅度地减小。

[0033] 本发明的这些和其它的目的、优点和特点将从结合附图的下列描述中变得很清楚,这些附图说明了本发明的具体实施例。

附图说明

[0034] 图 1 是表示本发明的解调装置的结构的功能方框图。

[0035] 图 2 是表示采用 ISDB-T 方法的常规的传输模式检测单元 200 的结构的功能方框图。

[0036] 图 3A-3E 表示传输模式自动检测处理的概要,图 3A-3E 分别表示已经按说明的顺序经过处理的信号。

[0037] 图 4 是表示在本发明的实施例中解调装置 360 的传输模式检测单元 330 的结构的

功能方框图。

[0038] 图 5A-5C 表示如何产生从第 1 相关性计算子单元 140 输出的信号。图 5A 表示作为输入信号的 OFDM 信号的结构。图 5B 表示从第 1 延迟处理子单元 130 输出的信号。图 5C 表示从第 1 相关性计算子单元 140 输出的信号。

[0039] 图 6 是表示周期检测子单元 160 的结构的功能方框图,在本发明的实施例中该周期检测子单元 160 包含在传输模式检测单元 330 中。

[0040] 图 7A-7D 表示如何由第 2 相关性计算子单元 610 产生信号。图 7A 表示从第 1 相关性计算子单元 140 输出的信号。图 7B 表示当积分子单元 410 在 T_{m0g0} 的周期中对图 7A 中所示的信号进行积分时得到的波形。图 7C 表示从第 2 延迟处理子单元 420 输出的信号。图 7D 表示从第 2 相关性计算子单元 610 输出的信号。

[0041] 图 8 是表示相关性检测子单元 450 的结构的功能方框图。

[0042] 图 9 是表示权重计算下级单元 540 的结构的功能方框图。

[0043] 图 10A-10D 表示对已经在模式 1 中传输的输入信号进行的功率计算的结果。

[0044] 图 11A-11D 表示对已经在模式 2 中传输的输入信号进行的功率计算的结果。

[0045] 图 12A-12D 表示对已经在模式 3 中传输的输入信号进行的功率计算的结果。

[0046] 图 13A-13D 表示对已经在模式 1 中传输的输入信号进行的权重分配计算处理的结果。

[0047] 图 14A-14D 表示对已经在模式 2 中传输的输入信号进行的权重分配计算处理的结果。

[0048] 图 15A-15D 表示对已经在模式 3 中传输的输入信号进行的权重分配计算处理的结果。

[0049] 图 16 表示传输模式检测单元 330 的变例的结构。

[0050] 图 17 是表示周期检测子单元 160 的变例的结构的功能方框图。

[0051] 图 18 是表示周期检测子单元 160 的变例的结构的功能方框图。

[0052] 图 19 是表示传输模式检测单元的变例的结构的功能方框图。

[0053] 图 20 是表示传输模式检测单元的变例的结构的功能方框图。

[0054] 图 21 表示传输模式、有效符号周期与保护间隔周期之间的对应关系。

具体实施方式

[0055] < 概要 >

[0056] 本发明的解调装置的目的是通过除去使电路尺寸大的主要因素,即通过减少使用存储器的电路元件的数目来减少电路尺寸。

[0057] 为此,本发明用多个可用的传输模式与作为保护间隔周期和有效符号周期组合的 OFDM 符号周期一一对应的特性来检测传输模式。

[0058] 下面通过本发明的一个实施例说明本发明的解调装置。

[0059] 在本实施例中假定用 ISDB-T 方法传输 OFDM 信号,并将本发明的解调装置装载到电视接收机中。

[0060] < 结构 >

[0061] 图 1 是表示本发明的解调装置的结构的功能方框图。

[0062] 如图 1 所示,解调装置 360 包含 A/D(模拟-数字)变换单元 310、正交解调单元 320、传输模式检测单元 330、OFDM 解调单元 340 和纠错单元 350。

[0063] 包含解调装置 360 的电视接收机也包含接收装置 305、解码器 370、显示装置 380 和声频输出装置 390。

[0064] 接收装置 305 通过地面数字广播来接收信号,通过对所接收的信号实施某些必要的处理将所接收的信号变换成 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing(正交频分多路复用))信号,并将 OFDM 信号输出到解调装置 360。

[0065] 在从接收装置 305 接收 OFDM 信号的解调装置 360 中,首先,A/D 变换单元 310 将所接收的 OFDM 信号变换成数字信号,并将数字信号输出到正交解调单元 320。

[0066] 正交解调单元 320 当从 A/D 变换单元 310 接收数字信号时,通过对数字信号实施正交解调将其变换成基带信号,并将基带信号输出到传输模式检测单元 330 和 OFDM 解调单元 340。

[0067] 传输模式检测单元 330 根据从正交解调单元 320 接收到的基带信号来检测所接收的 OFDM 信号是在哪种模式中传输的。

[0068] 传输模式检测单元 330 将从检测得到的传输模式通知 OFDM 解调单元 340 和纠错单元 350。

[0069] OFDM 解调单元 340 从传输模式检测单元 330 接收传输模式,根据该传输模式对从正交解调单元 320 接收到的基带信号进行解调,并将经过解调的基带信号输出到纠错单元 350。

[0070] 纠错单元 350 从传输模式检测单元 330 接收传输模式,根据该传输模式对从 OFDM 解调单元 340 接收到的经过解调的基带信号的错误进行纠正,并输出从该纠错得到的 MPEG-TS(Moving Picture Experts Group-Transport Stream(运动图像专家组-运输流))信号。

[0071] 解码器 370 从纠错单元 350,即从解调装置 360 接收 MPEG-TS 信号,通过对所接收的 MPEG-TS 信号进行解码产生视频和声频信号,并将该视频和声频信号输出到显示装置 380 和声频输出装置 390。

[0072] 显示装置 380 和声频输出装置 390 从解码器 370 接收到的视频和声频信号再生视频和声频。

[0073] 现在,将详细地描述表示本发明的解调装置的特征的传输模式检测单元 330。

[0074] 用常规的、并联型的传输模式检测单元首先说明 OFDM 信号的传输符号,然后说明传输模式检测的基本原理。这是因为本发明的传输模式检测是根据与常规的传输模式相同的基本原理进行的。

[0075] 接着说明本发明的传输模式检测单元,然后对常规的和本发明的传输模式检测单元进行比较。

[0076] <1. OFDM 信号的传输符号>

[0077] 首先,作为一个例子参照图 2 和 3A 用 ISDB-T 方法说明 OFDM 信号的传输符号。

[0078] 每个传输符号都由有效符号和保护间隔组成,如图 3A 所示。

[0079] 保护间隔在有效符号前面,具有有效符号的一部分的复制件(在 ISDB-T 方法中,是它的后面部分)。

[0080] 在 ISDB-T 方法中,能够从图 21 所示的组合选择有效符号周期与保护间隔周期的任何组合,作为表示传输模式的传输符号周期。

[0081] 在 ISDB-T 方法中,例如,“模型 1/16”表示作为有效符号周期“ $T_{m0} = 2048$ ”与保护间隔周期“ $T_{m0}g_1 = 128$ ”的组的传输模式。

[0082] 图 21 表示传输模式、有效符号周期与保护间隔周期之间的对应关系,其中,用取样时间单位表示数值,在 ISDB-T 方法中每个取样时间都约为 $0.123 \mu s$ 。将保护间隔周期表示为有效符号周期的分数(在本例中,有 4 类保护间隔周期:1/32、1/16、1/8、1/4)。

[0083] 发送机能够将传输模式设置在任何可用的传输模式上。在接收机,即 OFDM 解调装置中,分别由 OFDM 解调单元 340 和纠错单元 350 根据传输模式实施解调处理和纠错处理。因此,接收机需要在实施处理前识别传输模式。为此,或者预先从外面在接收机中设置与发送机对应的传输模式,或者接收机自动地从所接收的信号检测传输模式。

[0084] 当预先从外面在接收机中设置与发送机对应的传输模式时,接收机需要配备用于存储发送机与传输模式之间的关系的装置。又,因为可以在任何时间改变传输模式,所以必要时需要更新传输模式的信息。另一方面,如果接收机能够自动地从所接收的信号检测传输模式,就不需要这种装置和更新,能够使接收机总是在最佳传输模式接收信号。因此,据认为后一种方法对于改善 OFDM 解调装置的有用性是必不可少的。

[0085] <2. 传输模式检测的基本原理>

[0086] 图 2 是表示采用 ISDB-T 方法的常规的传输模式检测单元 200 的结构的功能方框图。在图 2 中,“ T_{m0} ”-“ T_{m2} ”表示有效符号周期,“ T_{g0} ”-“ T_{m3} ”表示保护间隔周期(请参见图 21)。

[0087] 图 3A-3E 表示传输模式自动检测处理的概要。图 3A-3E 分别表示已经按说明的顺序经过处理的信号。

[0088] 现如下概述传输模式自动检测处理。

[0089] 如前所述的那样,OFDM 信号的每个传输符号都由一个有效符号和一个保护间隔组成,保护间隔具有有效符号的一部分的复制件(在 ISDB-T 方法中,是它的后面部分)。其结果是,在原来的 OFDM 信号与通过使原来的 OFDM 信号延迟有效符号周期所产生的信号之间观察到强烈的相关性。这是因为延迟信号的保护间隔等于原来的 OFDM 信号的有效符号的后面部分的缘故。

[0090] 为了利用该相关性,首先,计算输入 OFDM 信号与通过使输入 OFDM 信号延迟有效符号周期所产生的信号之间的相关性(请参见图 3B 和 3C)。

[0091] 计算结果表示在延迟信号的保护间隔,与输入 OFDM 信号有强烈相关性。

[0092] 接着,用构成相关性计算结果的每个周期对相关性计算结果进行积分,每个周期具有预定的周期。如果用于积分的周期等于由发送机设置的保护间隔周期,则在积分信号中周期性地观察到三角波形,它的峰值与通过对使保护间隔重叠的周期进行积分而得到的值对应(请参见图 3D)。

[0093] 为了强调该波形,对每个传输符号周期(有效符号周期+保护间隔周期)累加积分信号(请参见图 3E)。将该处理称为频谱强调滤波器或符号滤波器。

[0094] 从上述描述可知,只要有效符号的延迟周期、积分周期和符号滤波器累加周期与有效符号周期、保护间隔周期和由发送机设定的传输模式的 OFDM 符号周期匹配,则在来自

符号滤波器的输出中周期性地观察到高值。

[0095] 接收机使符号滤波器用所接收的信号输出具有可能的传输模式的多个结果,并确定与具有最大值的结果对应的传输模式,作为所接收的信号传输模式。

[0096] 这里,将说明常规的传输模式检测单元 200。

[0097] 常规的传输模式检测单元 200 包含输入端 210、输出端 215、延迟 / 相关性计算子单元 220-222、相关波形计算子单元 240-242 和比较检测子单元 290。

[0098] 输入端 210 接收已经经历 A/D 变换和正交解调的 OFDM 信号。输入 OFDM 信号 (请参见图 3A),即输入信号,分支进入延迟 / 相关性计算子单元 220-222。

[0099] 延迟 / 相关性计算子单元 220-222 使分支后的输入信号延迟有效符号周期 (T_{m0} 、 T_{m1} 、 T_{m2}),计算延迟信号 (请参见图 3B) 与分支后的输入信号之间的相关性,并分别输出相关信号 (请参见图 3C)。

[0100] 延迟 / 相关性计算子单元 220 通过使输入信号延迟有效符号周期 T_{m0} ($= 2048$) 产生延迟信号,且通过计算延迟信号与输入信号之间的相关性产生相关信号。延迟 / 相关性计算子单元 221 和 222 相似地进行工作。

[0101] 相关波形计算子单元 240 从延迟 / 相关性计算子单元 220 接收与有效符号周期 T_{m0} 对应的相关信号,用有效符号周期 T_{m0} 对于每个保护间隔周期 (T_{m0g0} - T_{m0g3}) 计算相关波形,并得到对于每个相关波形的最大值。

[0102] 相关波形计算子单元 240 包含积分下级单元 250-253、功率计算下级单元 260-263、频谱强调滤波器 270-273 和最大值检测下级单元 280-283。

[0103] 积分下级单元 250-253 分别通过用保护间隔周期 (T_{g0} - T_{g3}) 实施积分产生积分信号 (请参见图 3D),并输出该积分信号。

[0104] 功率计算下级单元 260-263 分别通过计算从积分下级单元 250-253 输出的积分信号的功率产生功率信号,并输出该功率信号。功率信号是绝对值求和信号。

[0105] 频谱强调滤波器 270-273 通过分别用传输符号周期 ($T_{m0}+T_{m0Tg0}$ 、 $T_{m0}+T_{m0Tg1}$ 、 $T_{m0}+T_{m0Tg2}$ 、 $T_{m0}+T_{m0Tg3}$) 强调从功率计算下级单元 260-263 输出的功率信号产生频谱强调信号 (请参见图 3E),并输出该频谱强调信号。

[0106] 这些滤波器的通过 / 强调频带分别为:

[0107] 频谱强调滤波器 270 $= 1/(T_{m0}+T_{m0Tg0})T$;

[0108] 频谱强调滤波器 271 $= 1/(T_{m0}+T_{m0Tg1})T$;

[0109] 频谱强调滤波器 272 $= 1/(T_{m0}+T_{m0Tg2})T$;和

[0110] 频谱强调滤波器 273 $= 1/(T_{m0}+T_{m0Tg3})T$,以及它们的谐波分量。

[0111] 需要时,与设置观察周期有关地,对频谱强调滤波器 270-273 进行复位。

[0112] 最大值检测下级单元 280-283 分别从频谱强调滤波器 270-273 接收频谱强调信号,从所接收的频谱强调信号检测最大值,并保持该最大值。

[0113] 相关波形计算子单元 241 从延迟 / 相关性计算子单元 221 接收与有效符号周期 T_{m1} 对应的相关信号,用有效符号周期 T_{m1} 对于每个保护间隔周期 (T_{m1g0} - T_{m1g3}) 计算相关波形,并得到对于每个相关波形的最大值。相关波形计算子单元 241 具有与相关波形计算子单元 240 相同的结构。

[0114] 相关波形计算子单元 242 从延迟 / 相关性计算子单元 222 接收与有效符号周期

Tm2 对应的相关信号,用有效符号周期 Tm2 对于每个保护间隔周期 (Tm2g0-Tm2g3) 计算相关波形,并得到对于每个相关波形的最大值。相关波形计算子单元 242 具有与相关波形计算子单元 240 相同的结构。

[0115] 比较检测子单元 290 在从对于由相关波形计算子单元 240-242 输出的 12 类相关波形周期的 12 个最大值中,检测具有最大功率的最大值,检测与检测到的最大值对应的传输模式,并通过输出端 215 输出检测到的传输模式作为所接收的信号的传输模式。

[0116] <3. 本发明的传输模式检测单元>

[0117] 图 4 是表示在本发明的本实施例中解调装置 360 的传输模式检测单元 330 的结构的功能方框图。

[0118] 如图 4 所示,传输模式检测单元 330 包含输入端 110、输出端 120、第 1 延迟处理子单元 130、第 1 相关性计算子单元 140、加法子单元 150 和周期检测子单元 160。

[0119] 假定本发明的解调装置 360 接收在从“K×L”种(这里,K 和 L 每一个都是给定的自然数)的传输模式选出的传输模式中传输的 OFDM 信号。该传输模式被表示为 S_{ij} ($0 \leq i < K, 0 \leq j < L$)。

[0120] 下面将用例子详细地进行说明,其中假定“K”表示有效符号周期类型的数目,并取值“3”,“L”表示用于指示保护间隔周期的分数类型的数目,并取值“4”(请参见图 21 所示的表)。

[0121] 输入端 110 接收已经经历由 A/D 变换单元 310 所实施的 A/D 变换并由正交解调单元 320 所实施的正交解调的 OFDM 信号(请参见图 1)。输入 OFDM 信号,即输入信号,分支进入第 1 延迟处理子单元 130 和第 1 相关性计算子单元 140。

[0122] 第 1 延迟处理子单元 130 对每个输入信号输出 K 个信号。分别通过使输入信号延迟 K 个不同的周期而产生 K 个输出信号。更具体地说,第 1 延迟处理子单元 130 通过使输入信号延迟 (Tm0、Tm1、..... Tm[K-1]) 产生 K 个信号。

[0123] 例如,周期的 K 个类型包含“Tm0 = 2048”、“Tm1 = 4096”和“Tm2 = 8192”。

[0124] 加法子单元 150 计算从第 1 延迟处理子单元 130 输出的全部信号的总和。也就是说,加法子单元 150 接收来自 130 的 K 个延迟信号,并将 1 个信号输出到第 1 相关性计算子单元 140。

[0125] 第 1 相关性计算子单元 140 计算从输入端 110 接收到的信号与从加法子单元 150 接收到的信号之间的相关性。例如,如果输入信号是复数信号,则通过乘以输入信号的复数共轭并从加法子单元 150 输出的信号得到相关性。

[0126] 第 1 相关性计算子单元 140 将计算得到的相关性值作为信号输出到周期检测子单元 160。

[0127] 周期检测子单元 160 从第 1 相关性计算子单元 140 检测表示高相关性的周期,用该周期检测传输模式,并将该传输模式输出到输出端 120。

[0128] 下面参照图 5 详细地描述如何变换通过输入端 110 输入的 OFDM 信号并从第 1 相关性计算子单元 140 输出。

[0129] 又,现参照图 6-15 在<3-2. 周期检测子单元 160 的工作>中说明周期检测子单元 160 如何用从第 1 相关性计算子单元 140 输出的信号检测相关周期并检测传输模式。

[0130] <3-1. 从第 1 相关性计算子单元 140 输出的信号>

[0131] 图 5A-5C 表示如何产生从第 1 相关性计算子单元 140 输出的信号。

[0132] 图 5A 表示作为输入信号的 OFDM 信号的结构。通过输入端 110 输入 OFDM 信号。在本例中,假定有效符号周期用“ T_{m_0} ”表示,保护间隔周期用“ $T_{m_0g_1}$ ”表示。

[0133] 如在前面<1. OFDM 信号的传输符号>中描述的那样,每个 OFDM 符号都由一个有效符号和一个保护间隔组成,保护间隔具有有效符号的一部分的复制件(在图 5 所示的例子中,是它的后面部分)。

[0134] 在图 5 中,打上对角阴影线的每个区域指示保护间隔或被复制到保护间隔的有效符号的一部分。在打上阴影线区域中的相同数字指示这些区域具有相同的内容。

[0135] 图 5B 表示从第 1 延迟处理子单元 130 输出的信号。

[0136] 在图 5 所示的例子中,第 1 延迟处理子单元 130 输出通过使输入信号延迟 3 个不同的周期“ $T_{m0} = 2048$ ”、“ $T_{m1} = 4096$ ”和“ $T_{m2} = 8192$ ”所产生的 3 个信号。

[0137] 加法子单元 150 通过将从第 1 延迟处理子单元 130 输出的 3 个延迟信号加在一起产生一个信号,并输出该所产生的信号。

[0138] 图 5C 表示从第 1 相关性计算子单元 140 输出的信号。

[0139] 第 1 相关性计算子单元 140 计算在输入信号与从加法子单元 150 输出的信号之间的相关性。

[0140] 输入信号的有效符号周期为 T_{m0} 。因此,除了从第 1 延迟处理子单元 130 输出的 3 个延迟信号外,被延迟 T_{m0} 的延迟信号在延迟信号的保护间隔周期具有与输入信号的强烈相关性。又,从加法子单元 150 输出的、为从第 1 延迟处理子单元 130 输出的延迟信号之和的信号,在它的与被延迟 T_{m0} 的延迟信号的保护间隔周期对应的周期中具有与输入信号的强烈相关性。

[0141] 因此,在从第 1 相关性计算子单元 140 输出的信号的保护间隔中周期性地观察到与输入信号的强烈相关性,并且循环周期等于传输符号周期($T_{m0}+T_{m0g_1}$)。

[0142] 如果已经在另一种传输模式中传输了输入信号,则在从第 1 延迟处理子单元 130 输出的延迟信号的任何其它一个的保护间隔中应该观察到与输入信号的强烈相关性,如图 3B 所示。

[0143] 例如,如果已经在模式 2 中对于具有保护间隔周期 T_{m1g_1} 的有效符号周期“ T_{m1} ”传输了输入信号,则在从第 1 延迟处理子单元 130 输出的延迟信号中的一个的保护间隔中观察到与输入信号的强烈相关性。

[0144] 因此,从加法子单元 150 输出的信号的保护间隔中周期性地观察到与输入信号的强烈相关性,并且循环周期等于输入信号的传输符号周期。

[0145] 所以,可以利用这种特性,并通过观察出现强烈相关性的周期,唯一地判断输入信号的传输模式。

[0146] 从至此的描述可知,在本发明的本实施例中传输模式检测单元 330 能够用远比常规的传输模式检测单元 200 少的元件检测传输模式,常规的传输模式检测单元 200 对于每个有效符号,包含延迟/相关性计算子单元 220-222、积分下级单元 250-253 等(请参见图 2)。

[0147] 更具体地说,为了产生周期性地表示与输入信号的相关性和指示传输模式的信号,当常规技术需要 3 个延迟/相关性计算单元和 12 个积分单元时,本发明只需要 1 个延

迟处理单元、1 个相关性计算单元和 1 个加法单元。

[0148] 这使得与常规电路结构比较,可以实现减少电路尺寸的目的。

[0149] 这里,应该注意到,例如,从第 1 相关性计算子单元 140 输出的信号具有与从常规技术的 250 输出的信号不同的波形。本发明采用下列方法检测周期和传输模式。

[0150] <3-2. 周期检测子单元 160 的工作>

[0151] 图 6 是表示周期检测子单元 160 的结构的功能方框图,该周期检测子单元 160 包含在传输模式检测单元 330 中。

[0152] 这里,应该注意到本实施例是以采用图 21 所示的 TSDB-T 方法为前提进行描述的。然而,具有相同结构的传输模式检测单元能够涉及在图 21 中没有表示的其它组合。

[0153] 现参照图 6 说明周期检测子单元 160 的结构。

[0154] 周期检测子单元 160 包含积分子单元 410、第 2 相关性计算子单元 610、第 2 延迟处理子单元 420、累加子单元 440、相关性检测子单元 450、输入开关子单元 620 和输出开关子单元 630。累加子单元 440 包含 $K \times L$ 个累加器。

[0155] 积分子单元 410 对从第 1 相关性计算子单元 140 接收到的信号的预定周期进行积分。

[0156] 如图 5C 所示,从第 1 相关性计算子单元 140 输出的信号表示在传输符号周期 ($T_{m0}+T_{m0g1}$) 的周期中与输入信号的相关性。然而,因为该信号是计算输入信号与从加法子单元 150 输出的信号之间的相关性的结果,它是多个延迟信号之和,所以从第 1 相关性计算子单元 140 输出的信号受到被延迟非 T_{m0} 的有效符号周期的其它延迟信号的影响。因此,在保护间隔周期中在从第 1 相关性计算子单元 140 输出的信号中观察到的相关性非常弱。

[0157] 因此,提供积分子单元 410 以强调相关波形。

[0158] 虽然对于积分子单元 410 可以将任何周期设置到积分周期中,但是优先地将最短保护间隔周期(在本例中,为 T_{m0g0}) 设置到积分周期中。这是因为如果将过大的周期设置到积分周期中,则相关性受到由有效符号周期而不是保护间隔周期延迟的其它延迟信号的干扰,不足以强调其相关性。

[0159] 将经历积分的信号分支进入第 2 延迟处理子单元 420 和第 2 相关性计算子单元 610。

[0160] 第 2 延迟处理子单元 420 接收“经过周期积分”的信号,并输出 $K \times L$ 个信号,它们是通过使输入信号分别延迟 $K \times L$ 个不同的传输符号周期而产生的。

[0161] 这里,数目 $K \times L$ 等于传输符号周期的类型的数目,如下所示。传输符号周期是将有效符号周期加到保护间隔周期上的结果。因此,传输符号周期的类型的数目是将“K”(有效符号的类型的数目)乘上“L”(用于指示保护间隔周期的分数的类型的数目)的结果。

[0162] 第 2 延迟处理子单元 420 具有 $K \times L$ 个输出端,通过这些输出端,第 2 延迟处理子单元 420 输出通过使输入信号分别延迟 ($T_{m0}+T_{m0Tg0}$ 、 $T_{m0}+T_{m0Tg1}$ 、..... $T_{mK}+T_{mKTgL}$) 所产生的信号。

[0163] 更具体地说,在本例中, $K \times L$ 个周期为 12 个周期:“ $T_{m0}+T_{m0Tg0} = 2048+64$ ”、“ $T_{m0}+T_{m0Tg1} = 2048+128$ ”、..... “ $T_{m2}+T_{m2Tg3} = 8192+2048$ ”(请参见图 21)。

[0164] 输入开关子单元 620 在第 2 延迟处理子单元 420 的输出之间进行切换,以便 1 次输出 1 个信号,使得一对一地将信号输出到第 2 相关性计算子单元 610。

[0165] 输出开关子单元 630 一次一个地接收从第 2 相关性计算子单元 610 输出的信号，并按顺序将所接收的信号输出到累加子单元 440 的对应的累加器。

[0166] 第 2 相关性计算子单元 610 一次一个地从输入开关子单元 620 接收 $K \times L$ 个延迟信号，并计算从积分子单元 410 输出的信号与从第 2 延迟处理子单元 420 的 $K \times L$ 个输出端输出的每个延迟信号之间的相关性。

[0167] 例如，通过将积分子单元 410 输出的信号的复数共轭（积分的结果）与从第 2 延迟处理子单元 420 输出的延迟信号相乘得到相关性。

[0168] 累加子单元 440 接收通过输出开关子单元 630 从第 2 相关性计算子单元 610 输出的信号，并使每个累加器在 1 个预定的时间周期中实施乘法运算。

[0169] 这些乘法运算使与输入信号的传输模式对应的值最大化。

[0170] 将每个累加器实施乘法运算的预定的时间周期设置得足够长，以便输出用于相关性检测子单元 450 检测传输模式足够的最大化的结果。更具体地说，通过使那些可用的传输模式中的最大的传输符号周期乘以一个适当的数而得到预定的时间周期。

[0171] 例如，在 ISDB-T 方法中，“具有保护间隔周期 1/4 的模式 3”为最大的传输符号周期，在本例，为 $(8192+2048)$ 。这里，最大的传输符号周期的时间周期（符号时间）被表示为 $(8192+2048) \times 0.123 \mu s \approx 1.26ms$ 。这样，如果该适当的数为 32，则每个累加器实施乘法运算的预定的时间周期为 $1.26ms \times 32 = 40.32ms$ 。因此，在本例中预定的时间周期约为 40ms。

[0172] 从累加子单元 440 输出信号到相关性检测子单元 450。

[0173] 将在后面参照图 8 等描述相关性检测子单元 450。

[0174] 这里，将参照图 7A-7D 说明如何由第 2 相关性计算子单元 610 产生 $K \times L$ 个信号。

[0175] 图 7A-7D 表示如何由第 2 相关性计算子单元 610 产生 $K \times L$ 个信号。

[0176] 图 7A 表示从第 1 相关性计算子单元 140 输出信号到周期检测子单元 160（请参见图 5C）。

[0177] 这里假定图 7A 表示在具有保护间隔周期 1/16 的模式 1 中传输的信号的相关波形。

[0178] 图 7B 表示当积分子单元 410 在具有长度 T_{m0g0} 的周期对图 7A 中所示的信号进行积分时得到的波形。该处理强调相关波形。

[0179] 图 7C 表示从第 2 延迟处理子单元 420 输出的信号。在本例中，为了方便起见，只有 4 个信号，它们分别被在模式 1 的传输模式中的 4 个传输符号周期延迟。对于其它的传输模式实施类似的处理。

[0180] 图 7D 表示从第 2 相关性计算子单元 610 输出的信号。

[0181] 第 2 延迟处理子单元 420 通过使信号分别对于相应的传输模式延迟不同的传输符号周期产生延迟信号。从积分产生的并从积分子单元 410 输出的信号表示在输入信号被传输的传输模式的传输符号周期的周期中与输入信号的强烈相关性。第 2 相关性计算子单元 610 计算从积分子单元 410 输出的经过周期积分的信号与从第 2 延迟处理子单元 420 输出的每个延迟信号之间的相关性。所以，从第 2 相关性计算子单元 610 输出、并从计算与延迟了输入信号的传输符号周期的延迟信号的相关性而得到的信号在有规则的间隔中表现出强烈的相关性（请参见图 7D 中对于（模式 11/16）的信号），但是从第 2 相关性计算子单

元 610 输出、并从计算与其它延迟信号的相关性而得到的其它信号表现出弱的相关性（请参见图 7D 中对于（模式 11/32）等的信号）。

[0182] 现在，参照图 8-15 说明相关性检测子单元 450。

[0183] 图 8 是表示相关性检测子单元 450 的结构方框图。

[0184] 如图 8 所示，相关性检测子单元 450 包含功率计算下级单元 530、权重计算下级单元 540 和最大值检测下级单元 550。功率计算下级单元 530 包含 $K \times L$ 个功率计算器。

[0185] 功率计算下级单元 530 计算从累加子单元 440 输出的每个信号的功率。能够通过计算作为绝对值或绝对值的第 n 次幂而得到功率。

[0186] 权重计算下级单元 540 以预定的方式将权重分配给功率计算下级单元 530 的输出。

[0187] 最大值检测下级单元 550 检测在权重计算下级单元 540 的这些输出中的最大值，将具有最大值的传输模式检测为输入信号的传输模式，并输出该传输模式。

[0188] 权重计算下级单元 540 分配权重的理由如下。

[0189] 累加子单元 440 通过在预定的时间周期中使每个累加器乘以来自第 2 相关性计算子单元 610 的每个输出，使与输入信号的传输模式对应的值最大化。

[0190] 然而，例如，具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式 2 的周期 2 倍于具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式 1 的周期。在这种情形中，如果输入信号的传输模式是具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式 1，则对于具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式 2 的乘法运算输出也被最大化。这也可以应用于具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式 3。

[0191] 因此，即便在来自累加子单元 440 的累加器的输出中进行比较，也不能够检测输入信号的传输模式。

[0192] 现在，将参照图 9-15 描述如何分配权重。

[0193] 图 9 是表示权重计算下级单元 540 的结构方框图。

[0194] 在权重计算下级单元 540 中，当输入信号被表示为 In_{00} 、 In_{10} 、..... $In_{(K-1)}$ ($L-1$)，输出信号被表示为 Out_{00} 、 Out_{10} 、..... $Out_{(K-1)}$ ($L-1$)，及 1 个给定的常数被表示为 α_i 时，输出信号由下列公式 1 定义：

[0195] 公式 1

$$[0196] \quad Out_{ij} = \alpha_i \sum_{n=i}^{i-1} In_{nj}$$

[0197] 满足公式 2。

[0198] 公式 2

$$[0199] \quad \left\{ \begin{array}{l} 3 \alpha_0 > 2 \alpha_1 > \alpha_2 \\ 2 \alpha_1 > 2 \alpha_0 > \alpha_2 \\ \alpha_2 > \alpha_0 > \alpha_1 \end{array} \right.$$

[0200] 例如，当 $\alpha_0 = 1$ 、 $\alpha_1 = 1.25$ 和 $\alpha_2 = 1.5$ 时满足公式 2。

[0201] 在本例中,权重计算下级单元 540 具有 $K = 3$ 和 $L = 4$ 的情形中的结构。

[0202] 加法器 710 将来自功率计算下级单元 530 的输出中的与保护间隔周期 $1/32$ 对应的全部输出加在一起,即,将对于在具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式 1、具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式 2 和具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式 3 中传输的输入信号的输出加在一起。

[0203] 加法器 711 将来自功率计算下级单元 530 的输出中的与保护间隔周期 $1/16$ 对应的全部输出加在一起,即,将对于在具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式 1、具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式 2 和具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式 3 中传输的输入信号的输出加在一起。

[0204] 加法器 712 将来自功率计算下级单元 530 的输出中的与保护间隔周期 $1/8$ 对应的全部输出加在一起,即,将对于在具有保护间隔周期 $1/8$ 的模式 1、具有保护间隔周期 $1/8$ 的模式 2 和具有保护间隔周期 $1/8$ 的模式 3 中传输的输入信号的输出加在一起。

[0205] 加法器 713 将来自功率计算下级单元 530 的输出中的与保护间隔周期 $1/4$ 对应的全部输出加在一起,即,将对于在具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式 1、具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式 2 和具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式 3 中传输的输入信号的输出加在一起。

[0206] 加法器 714 将来自功率计算下级单元 530 的输出中,与具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式 2 和具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式 3 对应的输出加在一起。

[0207] 加法器 715 将来自功率计算下级单元 530 的输出中,与具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式 2 和具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式 3 对应的输出加在一起。

[0208] 加法器 716 将来自功率计算下级单元 530 的输出中,与具有保护间隔周期 $1/8$ 的模式 2 和具有保护间隔周期 $1/8$ 的模式 3 对应的输出加在一起。

[0209] 加法器 717 将来自功率计算下级单元 530 的输出中,与具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式 2 和具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式 3 对应的输出加在一起。

[0210] 乘法器 7200-7203 用预定的值 α_0 分别乘从加法器 710-713 输出的值。

[0211] 乘法器 7204-7207 用预定的值 α_1 分别乘从加法器 714-717 输出的值。

[0212] 乘法器 7208-7211 用预定的值 α_2 分别乘从功率计算下级单元 530 输出的值。

[0213] 图 10A-10D、图 11A-11D 和图 12A-12D 表示对从功率计算下级单元 530 输出到权重计算下级单元 540 的功率计算的结果。图 13A-13D、图 14A-14D 和图 15A-15D 表示从权重计算下级单元 540 输出的权重分配的结果。

[0214] 图 10A-10D 表示分别对已经在具有保护间隔周期 $1/32$ 、 $1/16$ 、 $1/8$ 和 $1/4$ 的模式 1 中传输的输入信号进行的功率计算的结果,以及来自功率计算下级单元 530 的输出。

[0215] 这些从功率计算下级单元 530 输出的信号是对从累加子单元 440 接收的输入信号进行的功率计算的结果,这里,对预定的时间周期中乘上输入信号,该周期对于输出足以使相关性检测子单元 450 检测传输模式的最大化了的结果是足够长的。

[0216] 当接收在具有某个保护间隔周期的模式 1 中传输的信号时,使来自与某个保护间隔周期对应的功率计算下级单元 530 的输出的一部分对于模式 2 和 3 以及对于模式 1 被最大化。

[0217] 图 11A-11D 表示分别对已经在具有保护间隔周期 $1/32$ 、 $1/16$ 、 $1/8$ 和 $1/4$ 的模式 2 中传输的输入信号进行的功率计算的结果,以及来自功率计算下级单元 530 的输出。

[0218] 当接收在具有某个保护间隔周期的模式 2 中传输的信号时,使来自与某个保护间隔周期对应的功率计算下级单元 530 的输出的一部分对于模式 3 以及对于模式 2 被最大

化。

[0219] 图 12A-12D 表示分别对已经在具有保护间隔周期 $1/32$ 、 $1/16$ 、 $1/8$ 和 $1/4$ 的模式 3 中传输的输入信号进行的功率计算的结果,以及来自功率计算下级单元 530 的输出。

[0220] 当接收在具有某个保护间隔周期的模式 3 中传输的信号时,使来自与某个保护间隔周期对应的功率计算下级单元 530 的输出的一部分只对于模式 3 被最大化。

[0221] 如从以上描述显见的那样,功率计算下级单元 530 的输出分别表示对于传输模式为唯一的特性。

[0222] 实施图 9 所示的权重分配处理,使从功率计算下级单元 530 的输出来检测传输模式容易进行。

[0223] 在对于模式 1 的权重分配计算中,分别与保护间隔周期 $1/32$ 、 $1/16$ 、 $1/8$ 和 $1/4$ 对应的加法器 710-713 将在模式 1、2 和 3 中传输的信号的各个值加在一起,然后乘法器 7200-7203 用预定的值 α_0 分别乘加法器的输出。

[0224] 例如,加法器 710 将与模式 1、2 和 3 的保护间隔周期 $1/32$ 对应的功率计算结果加在一起,然后乘法器 7200 用预定的值 α_0 乘加法器 710 的输出。

[0225] 在对于模式 2 的权重分配计算中,分别与保护间隔周期 $1/32$ 、 $1/16$ 、 $1/8$ 和 $1/4$ 对应的加法器 714-717 将在模式 2 和 3 中传输的信号的各个值加在一起,然后乘法器 7204-7207 用预定的值 α_1 分别乘加法器的输出。

[0226] 在对于模式 3 的权重分配计算中,乘法器 7208-7211 用预定的值 α_2 分别乘与保护间隔周期 $1/32$ 、 $1/16$ 、 $1/8$ 和 $1/4$ 对应的功率计算结果。

[0227] 图 13A-13D、图 14A-14D 和图 15A-15D 表示上述权重分配计算处理的结果。

[0228] 如图 13A-13D、图 14A-14D 和图 15A-15D 所示,作为权重分配计算处理的结果输出的信号中的最大值与传输所接收的信号的传输模式的保护间隔周期对应。

[0229] 例如,如果接收在具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式 1 中传输的信号,则作为权重分配计算处理的结果输出的信号中的最大值与具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式 1 对应(请参见图 13A)。

[0230] 最大值检测下级单元 550 检测在作为权重分配计算处理的结果输出的信号中的最大值,将与检测出的最大值对应的(具有保护间隔周期的)传输模式检测为所接收的信号的传输模式,并输出经过检测的传输模式。

[0231] 如上所述,模式 2 的周期检测子单元 160 能够相对容易和精确地检测相关输出的周期,并检测传输模式。

[0232] <4. 常规的和本发明的传输模式检测单元之间的比较>

[0233] 根据 OFDM 信号的上述特性的常规的传输模式检测方法对于每个可用的传输模式,需要有效符号延迟单元、相关性计算单元(有效符号延迟单元和相关性计算单元的组合称为延迟/相关性计算单元),积分单元和频谱强调单元,并将与表示与所接收的信号的最强烈相关性的最终输出对应的传输模式检测为所接收的信号的传输模式。

[0234] 相反地,为了处理全部可用的传输模式,本发明的传输模式检测方法需要延迟处理单元、加法单元、相关性计算单元和积分单元,它不用频谱强调单元检测周期。

[0235] 由此显而易见,与常规技术比较,本发明能够大量减少电路尺寸。

[0236] 又,本发明能够同时处理全部可用的传输模式。它是比通过逐一地改变目标传输

模式来检测所接收的信号的传输模式的串联型常规方法更有效的方法。

[0237] < 变例 1>

[0238] 图 16 表示传输模式检测单元 330 的变例的结构 (请参见图 4)。

[0239] 图 16 与图 4 的结构之间的不同是第 1 延迟处理子单元 130 与第 1 相关性计算子单元 140 已经交换了位置。

[0240] 用图 16 所示的结构能够得到相同的效果, 在图 16 中第 1 相关性计算子单元 141 计算输入信号与来自第 1 延迟处理子单元 130 的输出之间的各个相关性, 并且加法子单元 150 将来自第 1 相关性计算子单元 141 的全部输出加在一起。

[0241] 又, 甚至在保护间隔不具有有效符号的一部分的复制件, 但是为具有已知图案的信号的情形中, 也能够用图 19 和 20 所示的结构得到相同的效果, 在图 19 和 20 中第 1 延迟处理子单元 130 被产生已知图案的图案产生子单元 170 代替。

[0242] < 变例 2>

[0243] 图 17 是表示作为周期检测子单元 160 的变例的周期检测子单元 161 的结构的方框图 (请参见图 6)。

[0244] 这里假定图 1 所示的第 1 延迟处理子单元 130、第 1 相关性计算子单元 140 和加法子单元 150 也用于变例 2 中。

[0245] 图 17 与图 16 的结构之间的不同是第 2 相关性计算子单元 610 具有 1 个相关性计算器, 而该变例的第 2 相关性计算子单元 430 具有与可用的传输模式那样多的相关性计算器。

[0246] 周期检测子单元 161 的第 2 相关性计算子单元 430 具有 $K \times L$ 个相关性计算器, 分别计算来自积分子单元 410 的输出与来自第 2 延迟处理子单元 420 的输出之间的相关性。

[0247] 利用这种结构, 虽然电路尺寸变得稍大一些, 但是与图 6 所示的实施例的结构比较, 累加子单元 440 接收输入信号的频率增加了。因此, 即便累加子单元 440 进行每个乘法运算的预定的时间周期缩短了, 用本变例的结构也能够得到与图 6 所示的实施例的结构相同的效果。

[0248] < 变例 3>

[0249] 图 18 是表示作为周期检测子单元 160 的变例的周期检测子单元 162 的结构的方框图 (请参见图 6)。

[0250] 如图 18 所示, 周期检测子单元 162 包含积分子单元 410、阈值检测子单元 820、计数器 830 和传输检索子单元 840。

[0251] 如图 7B 所示, 从积分子单元 410 输出的信号表示在传输模式的传输符号周期的周期中与输入信号的相关性。

[0252] 为了利用这种特性, 提供阈值检测子单元 820 以检测信号值是否超过预定的阈值, 根据来自阈值检测子单元 820 的输出对计数器 830 进行复位。

[0253] 通过这种操作, 由计数器 830 取得的最大值与传输符号周期对应。

[0254] 因此, 可以从来自计数器 830 的输出的最大值检测所接收的信号的传输模式。

[0255] 例如, 假定每当信号超过阈值时就对计数器进行复位, 以及计数器对每 1 个样品进行计数, 然后由计数器对于信号取的最大值与任何可用的传输符号周期对应。

[0256] 更具体地说, 当计数器的最大值为“2112”时, 将传输模式检测为具有保护间隔周

期 $1/32$ 的模式 1。这是因为当传输模式为具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式 1 时, 1 个传输符号周期为 $(T_{m0} + T_{m0g0} = 2048 + 64 =)2112$ 的缘故 (请参见图 21)。

[0257] 类似地, 当计数器的最大值为“10240”时, 将传输模式检测为具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式 3。这是因为当传输模式为具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式 3 时, 1 个传输符号周期为 $(T_{m2} + T_{m2g2} = 8192 + 2048 =)10240$ 的缘故。

[0258] 如上所述, 该变例的周期检测子单元 162 不需要对于每个可用的传输模式的延迟 / 相关性计算单元、积分单元和符号滤波器, 就能够自动检测传输模式。这使得与常规的电路结构比较, 可以减少电路尺寸。

[0259] < 补充注释 >

[0260] 至此, 我们已经根据本发明的实施例描述了本发明的解调装置。然而, 本发明不限于该实施例, 本发明可以用包括下列方法在内的许多方法对本发明进行变更。

[0261] (1) 在上述实施例和变例中, 为了方便起见, 用 $K = 3$ 和 $L = 4$ 的情形说明 TSDB-T 方法。然而, 也可以用相同结构将本发明应用于 (K, L) 的其它组合。

[0262] (2) 典型情况是, 能够作为 LSI (大规模集成电路) 实现 OFDM 解调装置的功能块 : A/D 变换单元 310、正交解调单元 320、传输模式检测单元 330、OFDM 解调单元 340 和纠错单元 350。可以用分开的芯片实现每个功能块, 或者在 1 块芯片中实现一部分或全部功能块。

[0263] 这里, 我们应该注意到虽然这里用了术语 LSI, 但是与集成的水平有关, 它也可以称为 IC、系统 LSI、超 LSI 等。

[0264] 又, 集成电路不限于 LSI, 也可以用专用电路或通用处理器实现。也可以用能够在制造后再编程的 FPGA (Field Programmable GateArray (现场可编程门阵列)) 或能够在 LSI 内重构连线 and 电路单元定位的可重构处理器。

[0265] 进一步, 当半导体技术得到改进或分支成另外的技术时, 在不久的将来可能出现用于代替 LSI 的集成电路的技术。到那时, 新技术可能与上述的构成本发明的功能块的集成化相结合。这种可能的技术包括生物技术在内。

[0266] 虽然参照附图用例子对本发明进行了充分的描述, 但是应该注意到对于那些专业技术人员来说各种变化和变例是明显的。所以, 除非这种变化和变例脱离了本发明的范围, 它们都将被认为包含在本发明中。

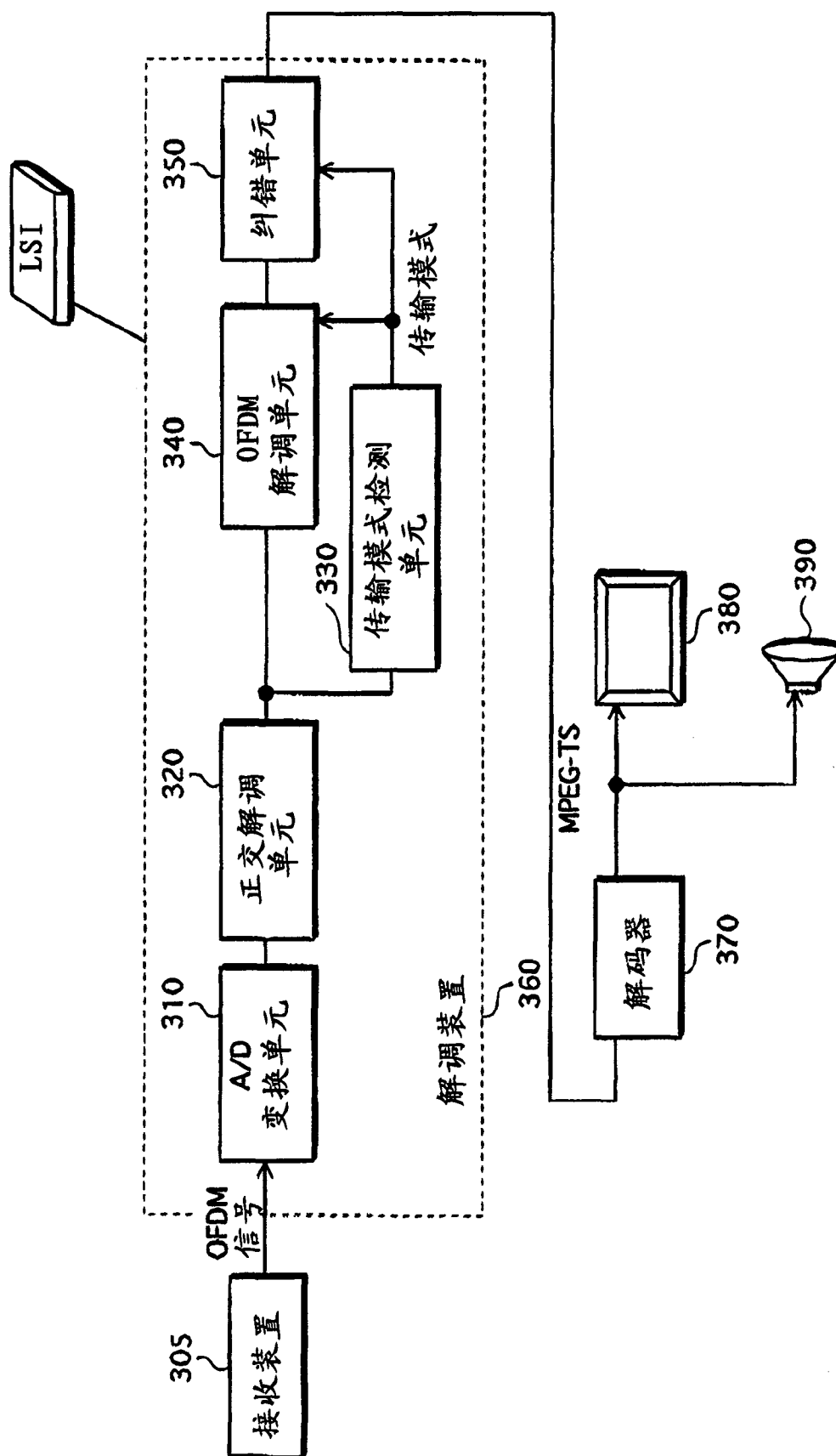


图 1

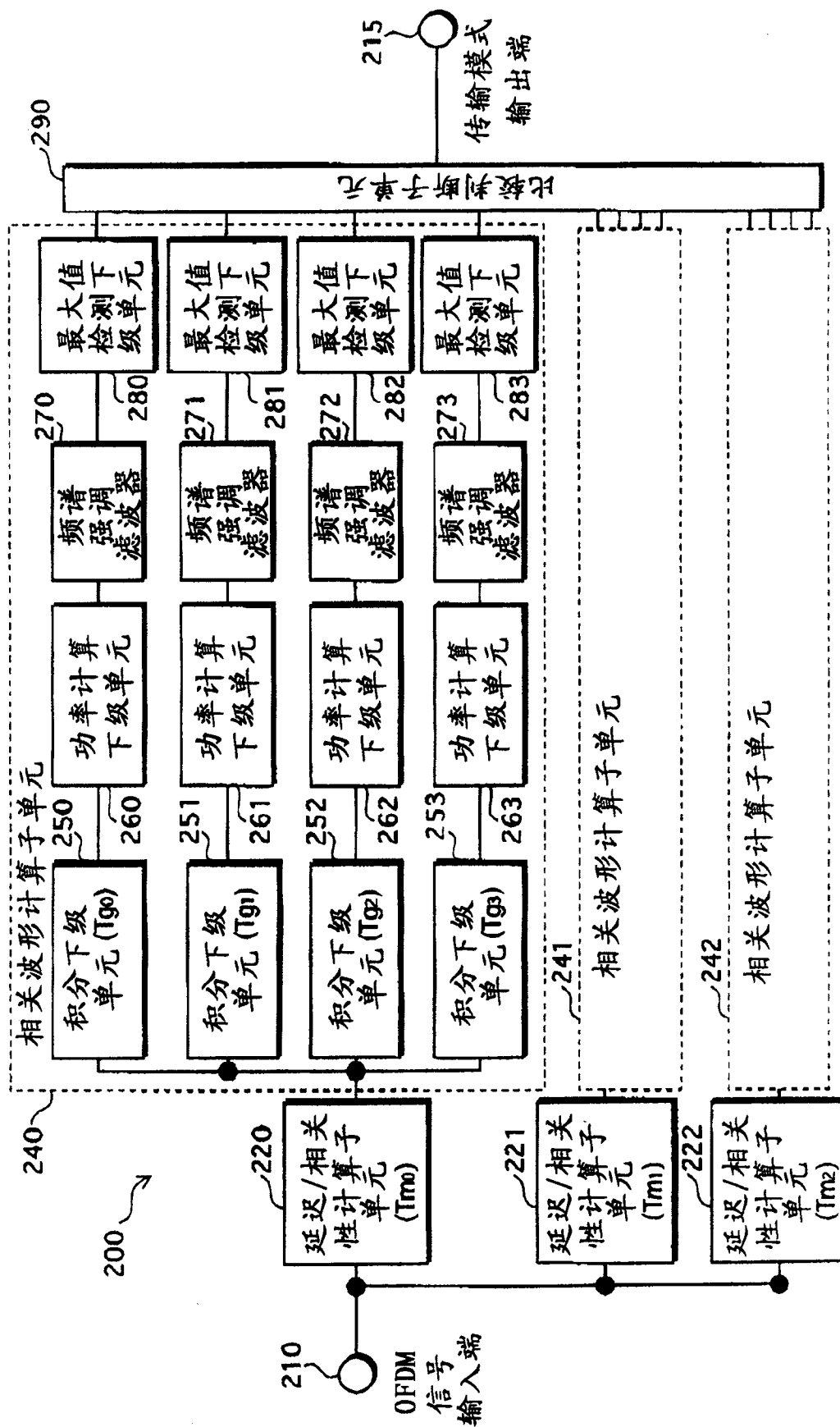


图 2 现有技术

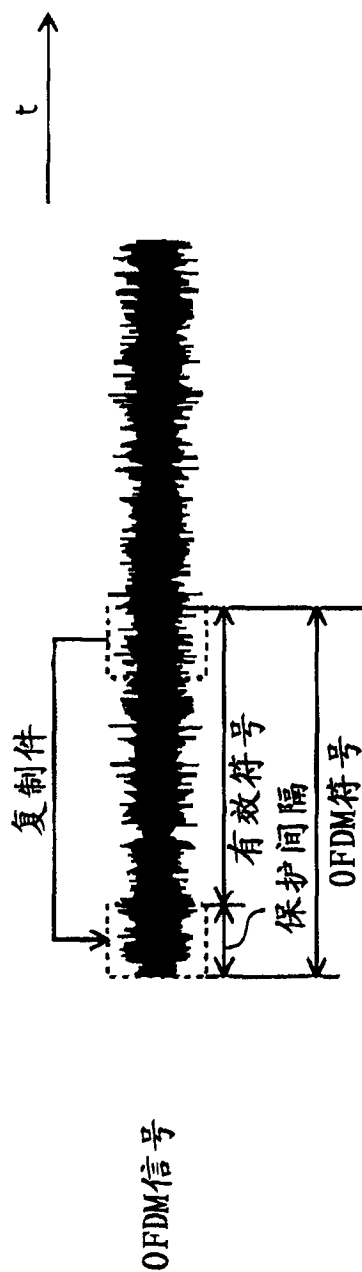


图 3A

延迟信号



图 3B

相关性信号



图 3C

积分信号



图 3D

符号滤波器信号



图 3E

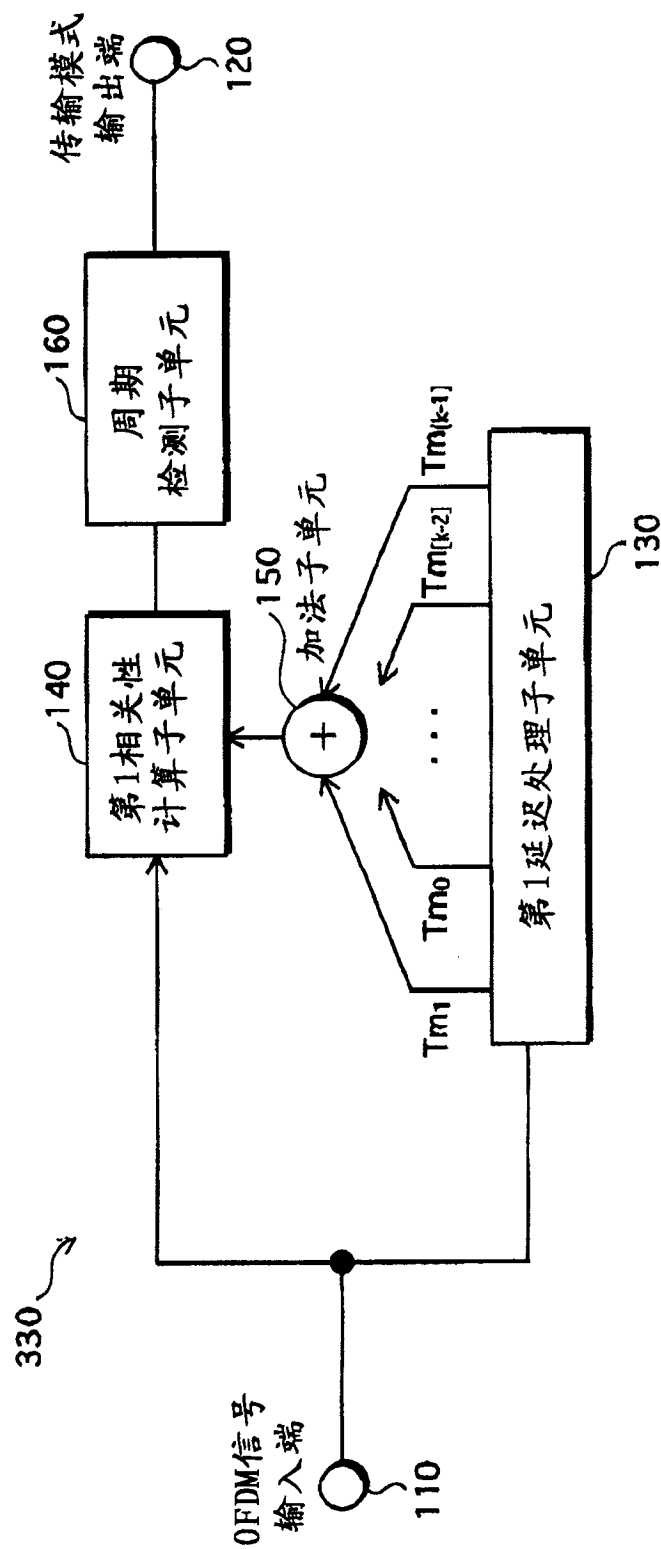
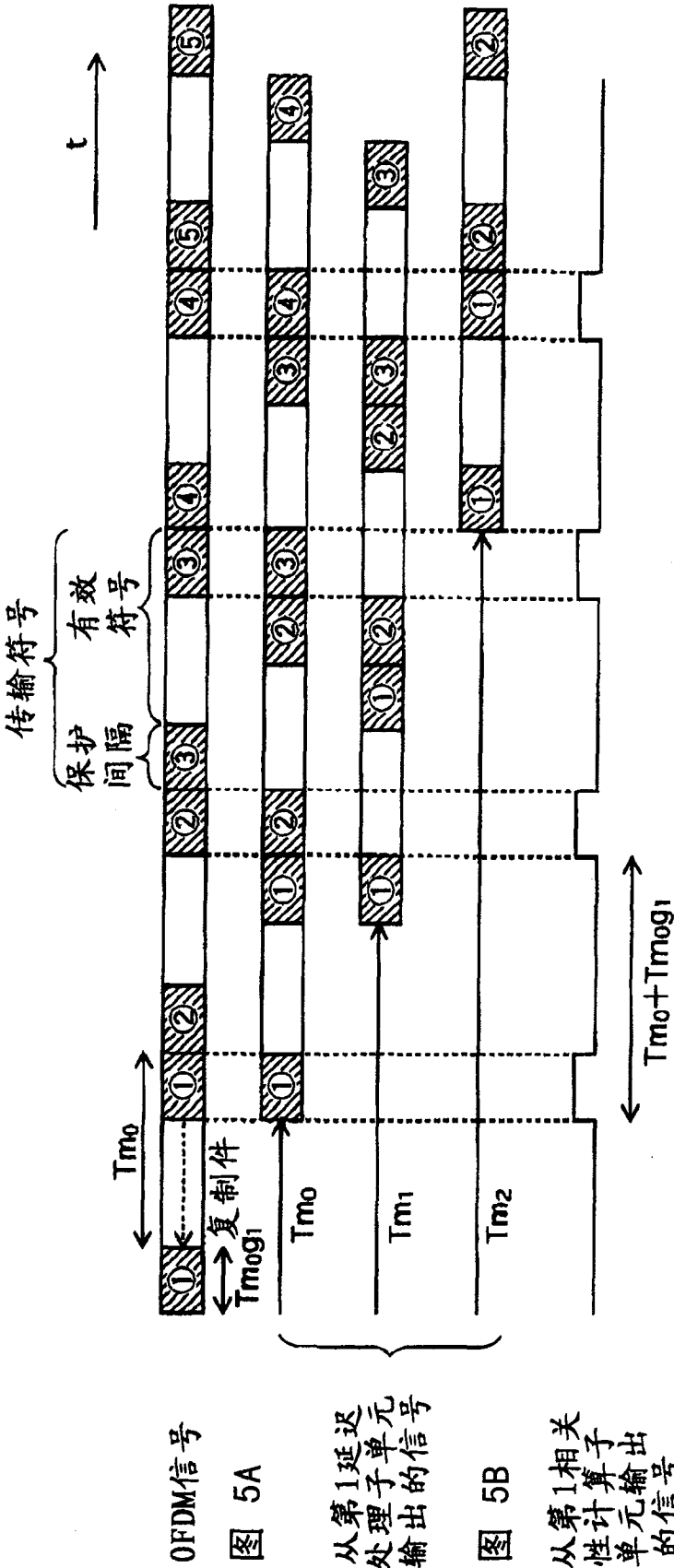


图 4



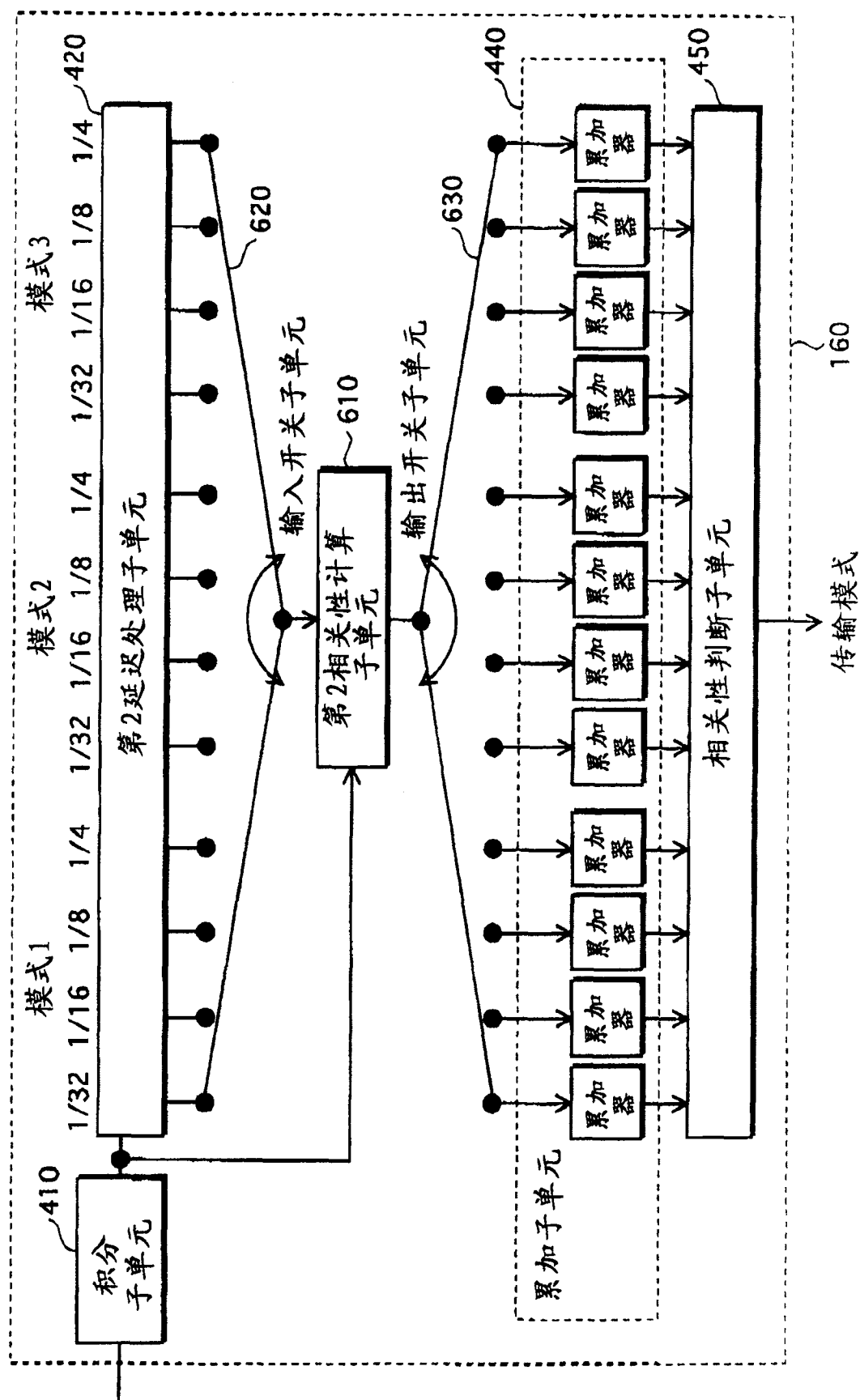


图 6

从第1相关性
计算单元输出
的信号



图 7A

图 7B 从积分子
单元输出的信号

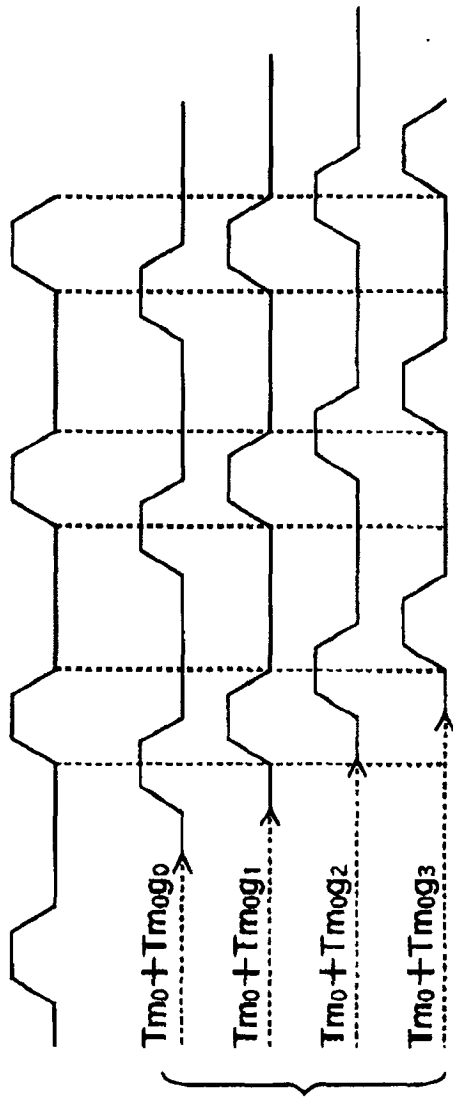


图 7C 从第2延迟
处理单元输出
的信号

从第2相关性
计算单元输出
的信号

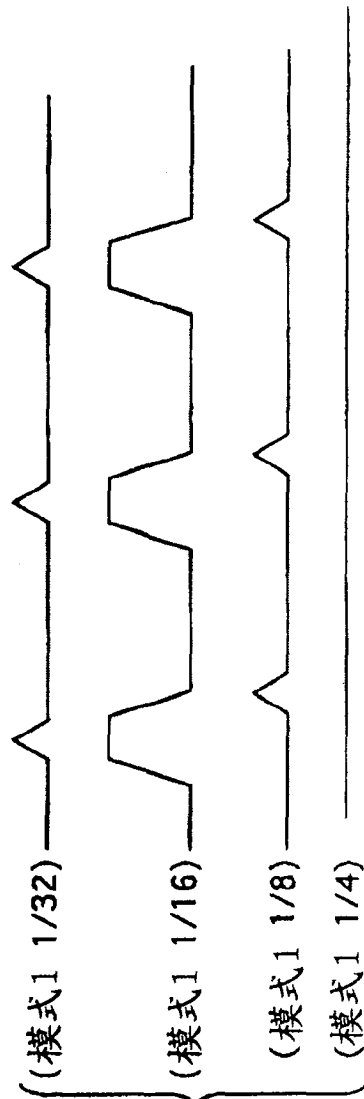


图 7D

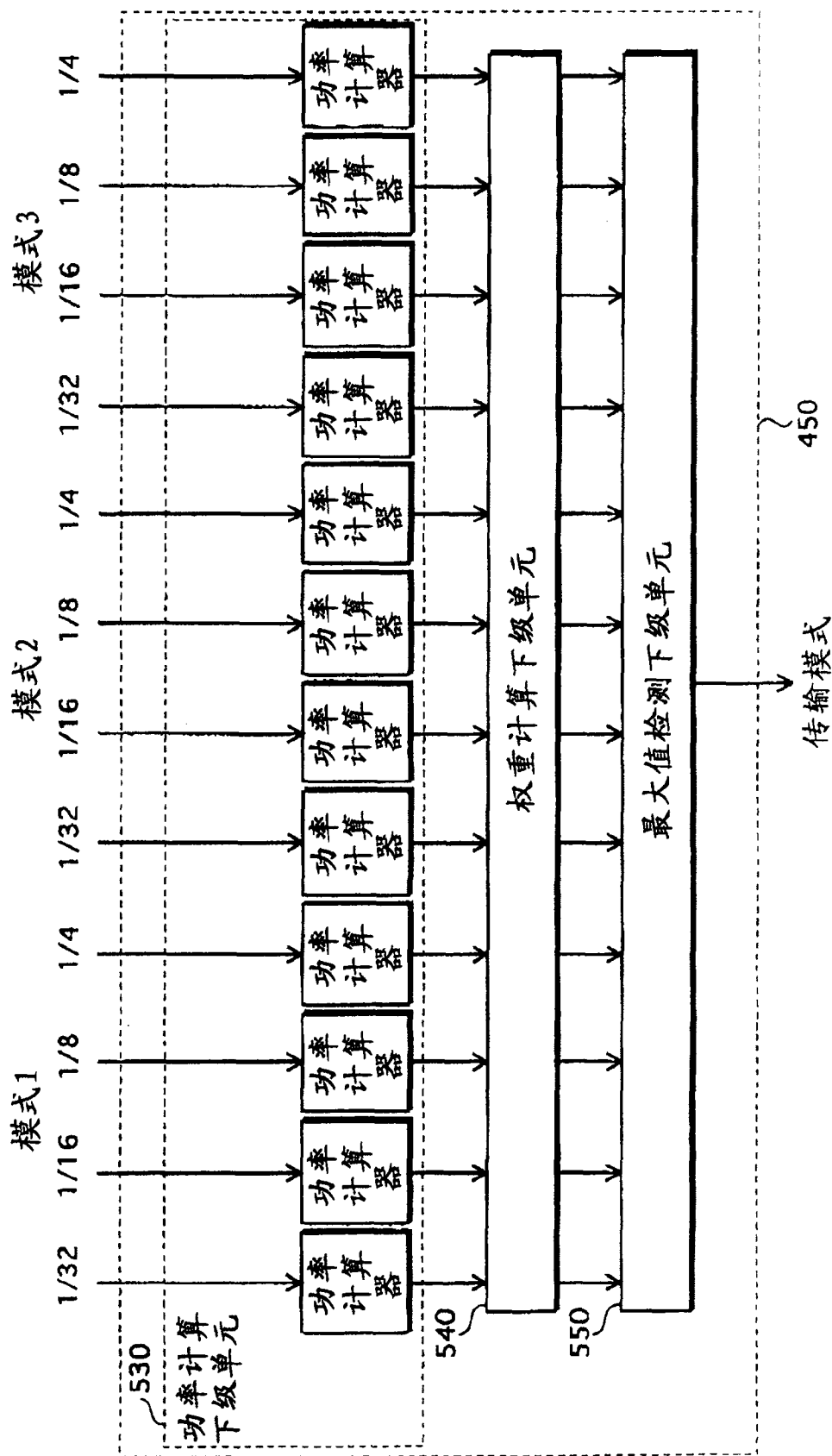


图 8

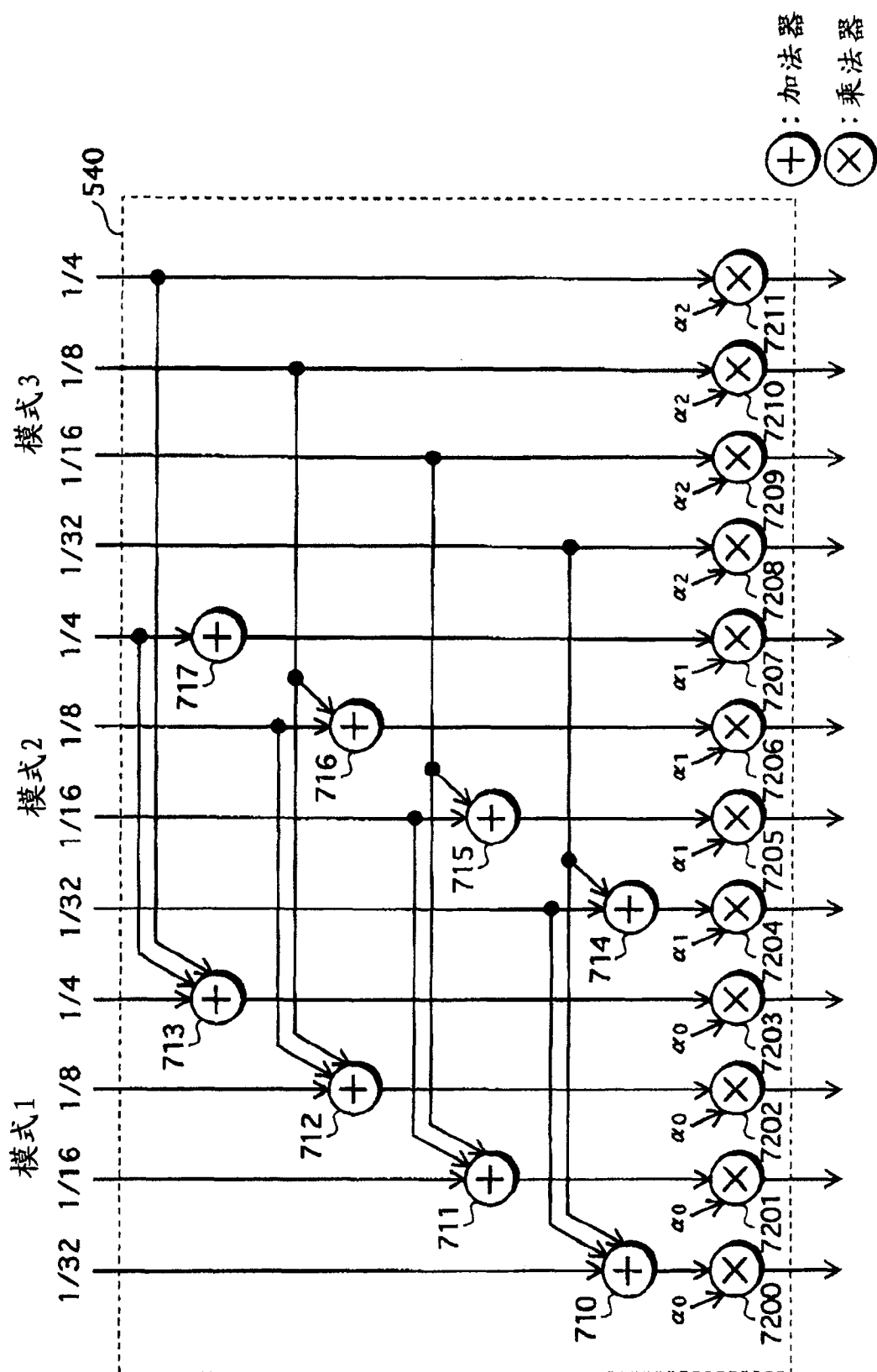


图 9

对于在具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式1
中传输的输入信号计算的功率

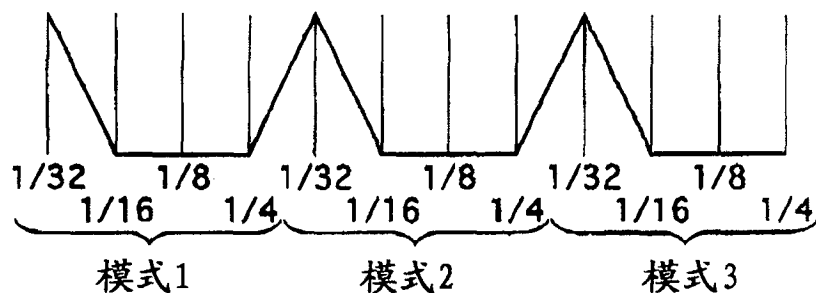


图 10A

对于在具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式1
中传输的输入信号计算的功率

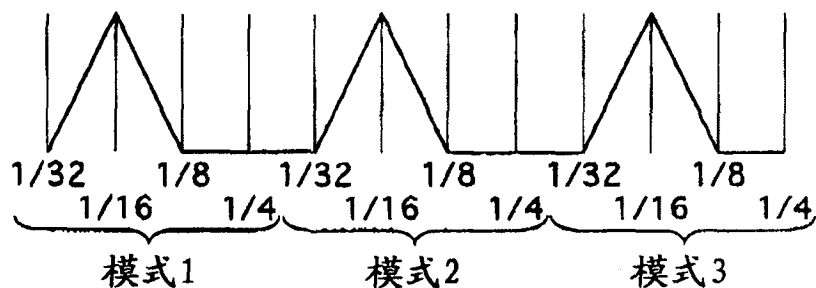


图 10B

对于在具有保护间隔周期 $1/8$ 的模式1
中传输的输入信号计算的功率

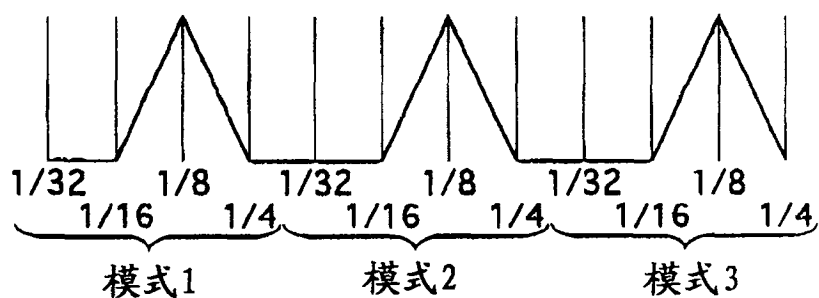


图 10C

对于在具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式1
中传输的输入信号计算的功率

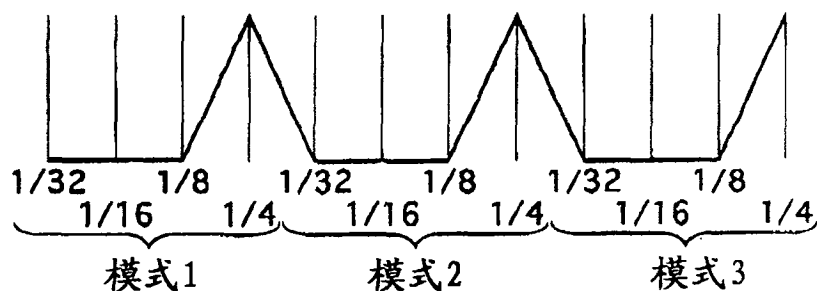


图 10D

对于在具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式2
中传输的输入信号计算的功率

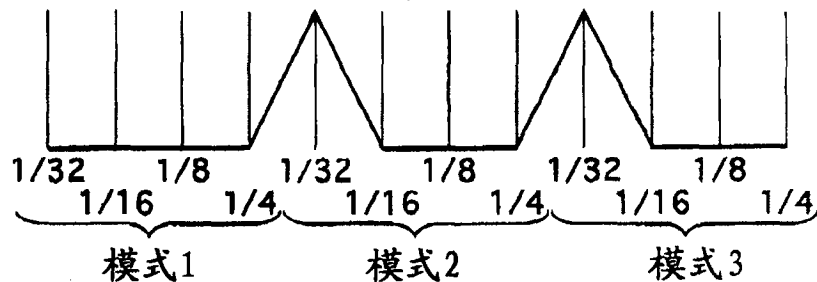


图 11A

对于在具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式2
中传输的输入信号计算的功率

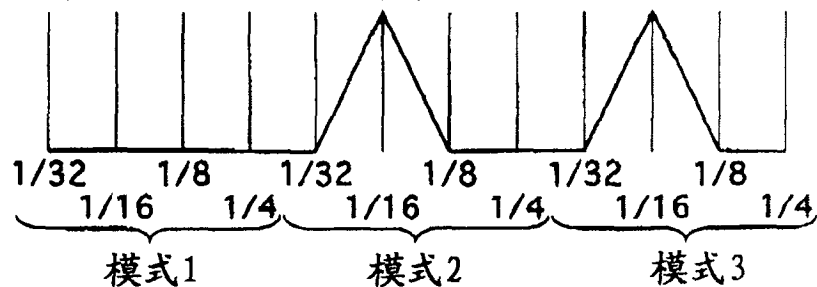


图 11B

对于在具有保护间隔周期 $1/8$ 的模式2
中传输的输入信号计算的功率

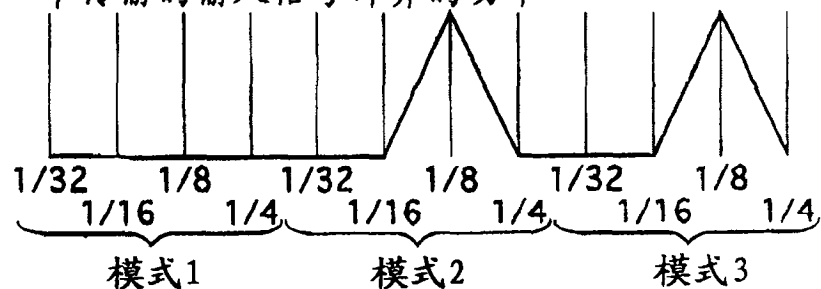


图 11C

对于在具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式2
中传输的输入信号计算的功率

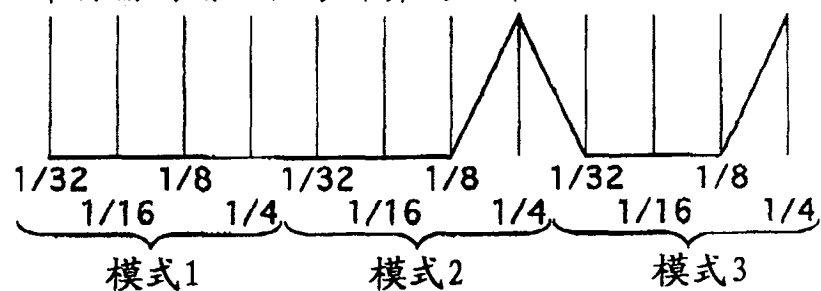


图 11D

对于在具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式3
中传输的输入信号计算的功率

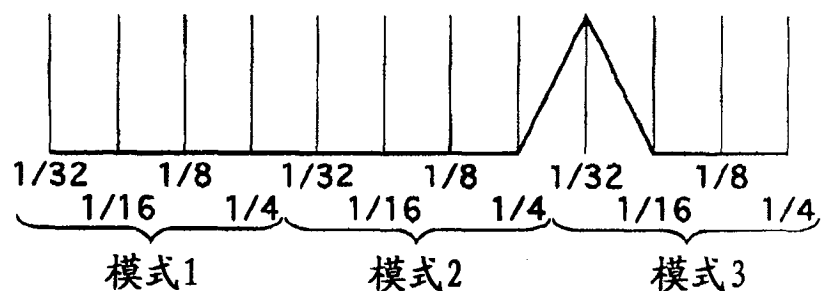


图 12A

对于在具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式3
中传输的输入信号计算的功率

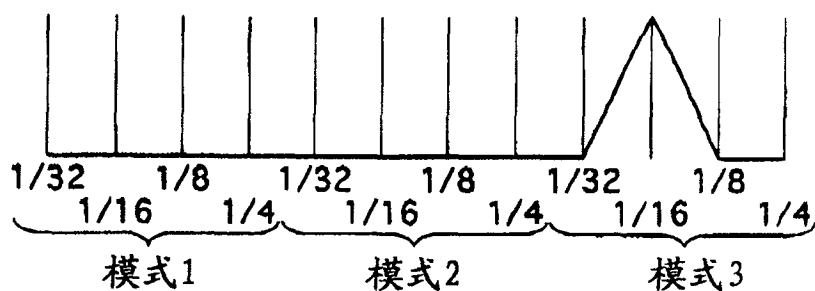


图 12B

对于在具有保护间隔周期 $1/8$ 的模式3
中传输的输入信号计算的功率

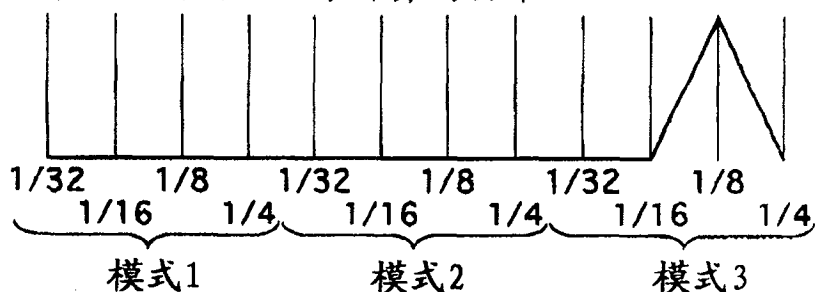


图 12C

对于在具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式3
中传输的输入信号计算的功率

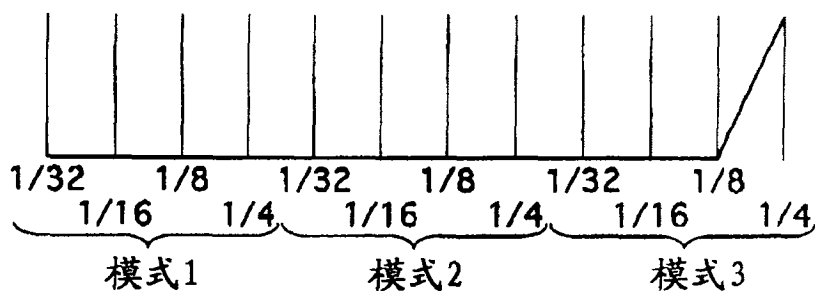


图 12D

对于在具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式1
中传输的信号加权输出

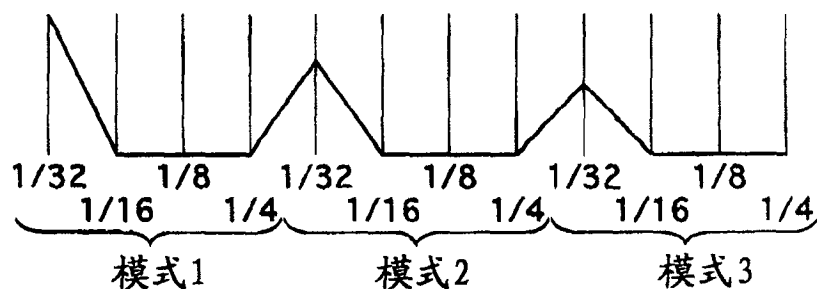


图 13A

对于在具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式1
中传输的信号加权输出

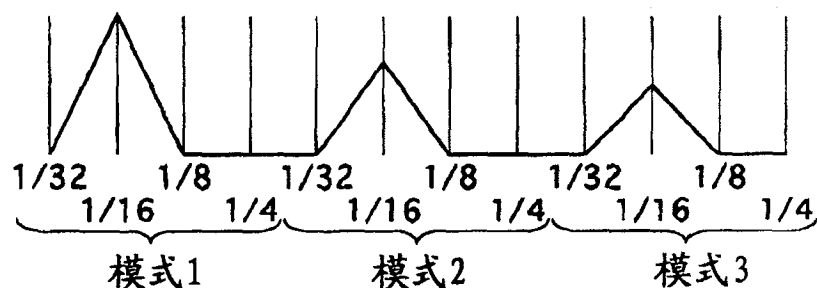


图 13B

对于在具有保护间隔周期 $1/8$ 的模式1
中传输的信号加权输出

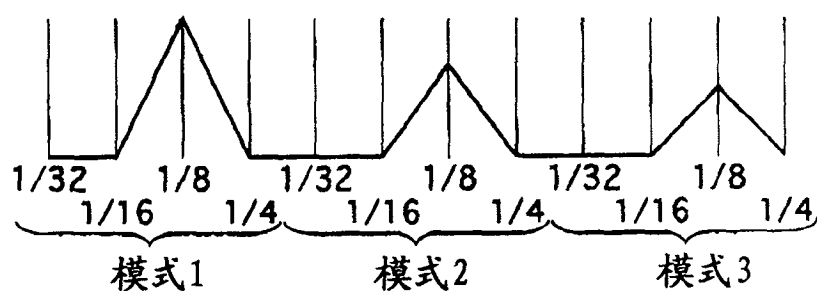


图 13C

对于在具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式1
中传输的信号的加权输出

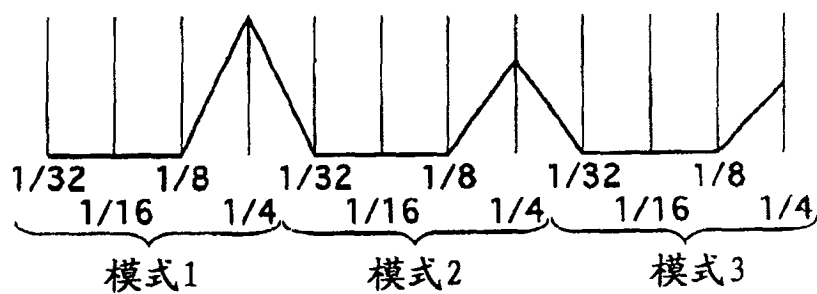


图 13D

对于在具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式2
中传输的信号的加权输出

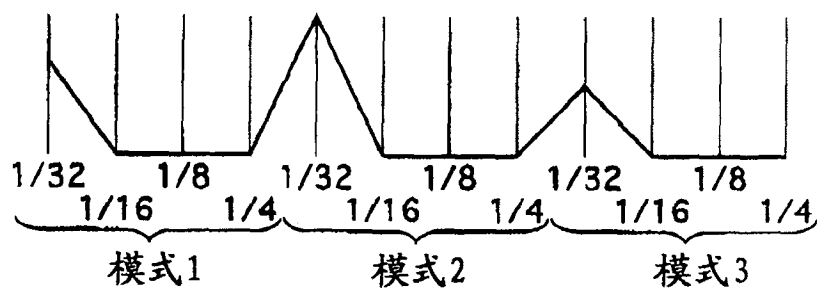


图 14A

对于在具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式2
中传输的信号的加权输出

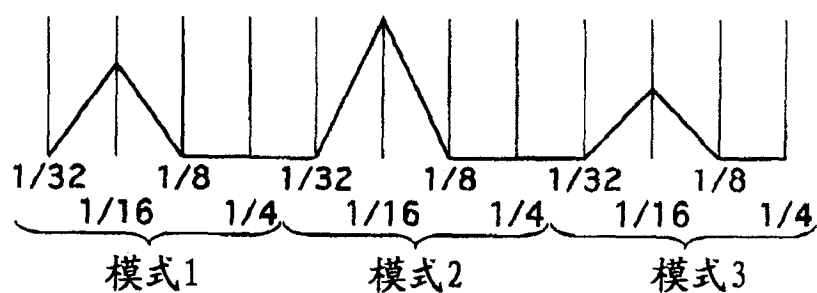


图 14B

对于在具有保护间隔周期 $1/8$ 的模式2
中传输的信号的加权输出

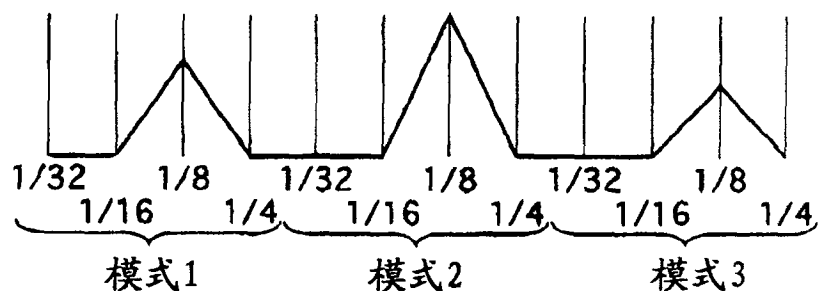


图 14C

对于在具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式2
中传输的信号的加权输出

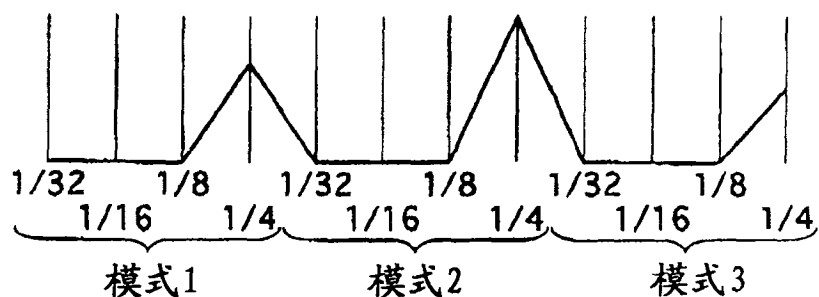


图 14D

对于在具有保护间隔周期 $1/32$ 的模式3
中传输的信号的加权输出

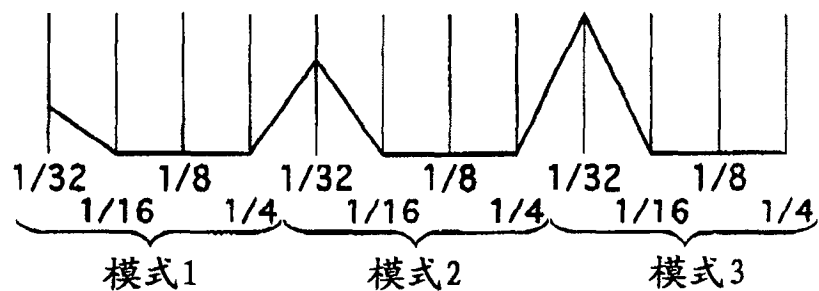


图 15A

对于在具有保护间隔周期 $1/16$ 的模式3
中传输的信号加权输出

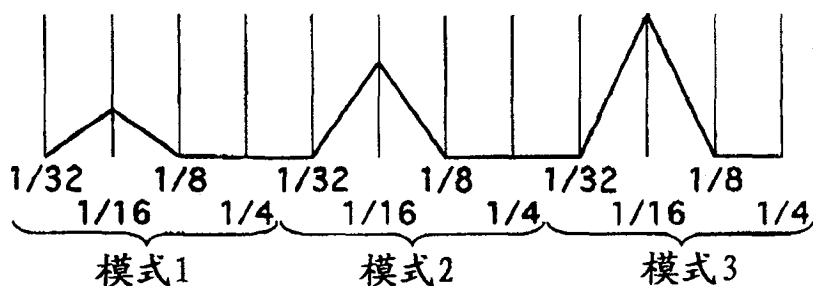


图 15B

对于在具有保护间隔周期 $1/8$ 的模式3
中传输的信号加权输出

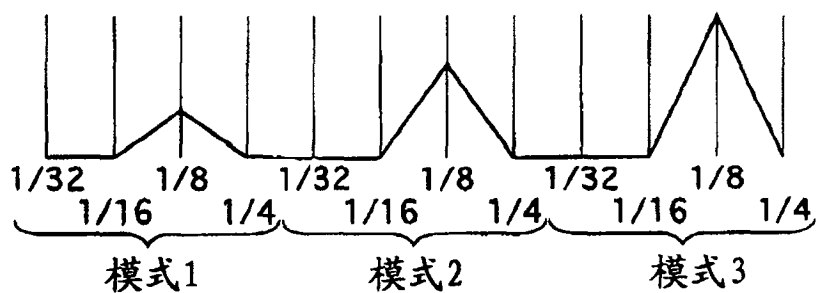


图 15C

对于在具有保护间隔周期 $1/4$ 的模式3
中传输的信号加权输出

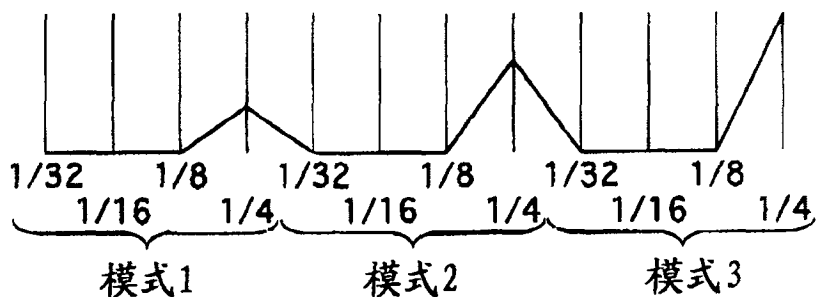


图 15D

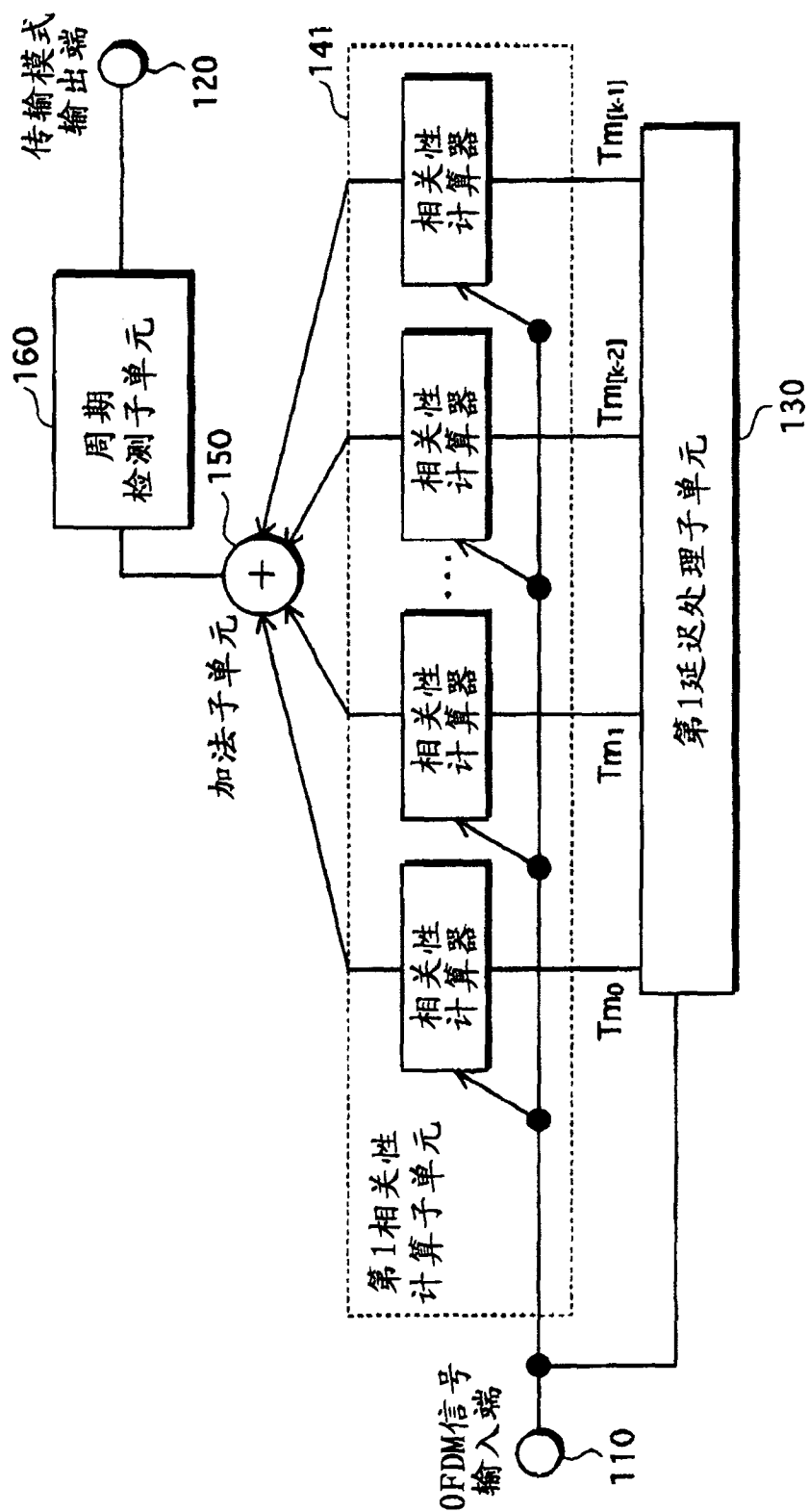


图 16

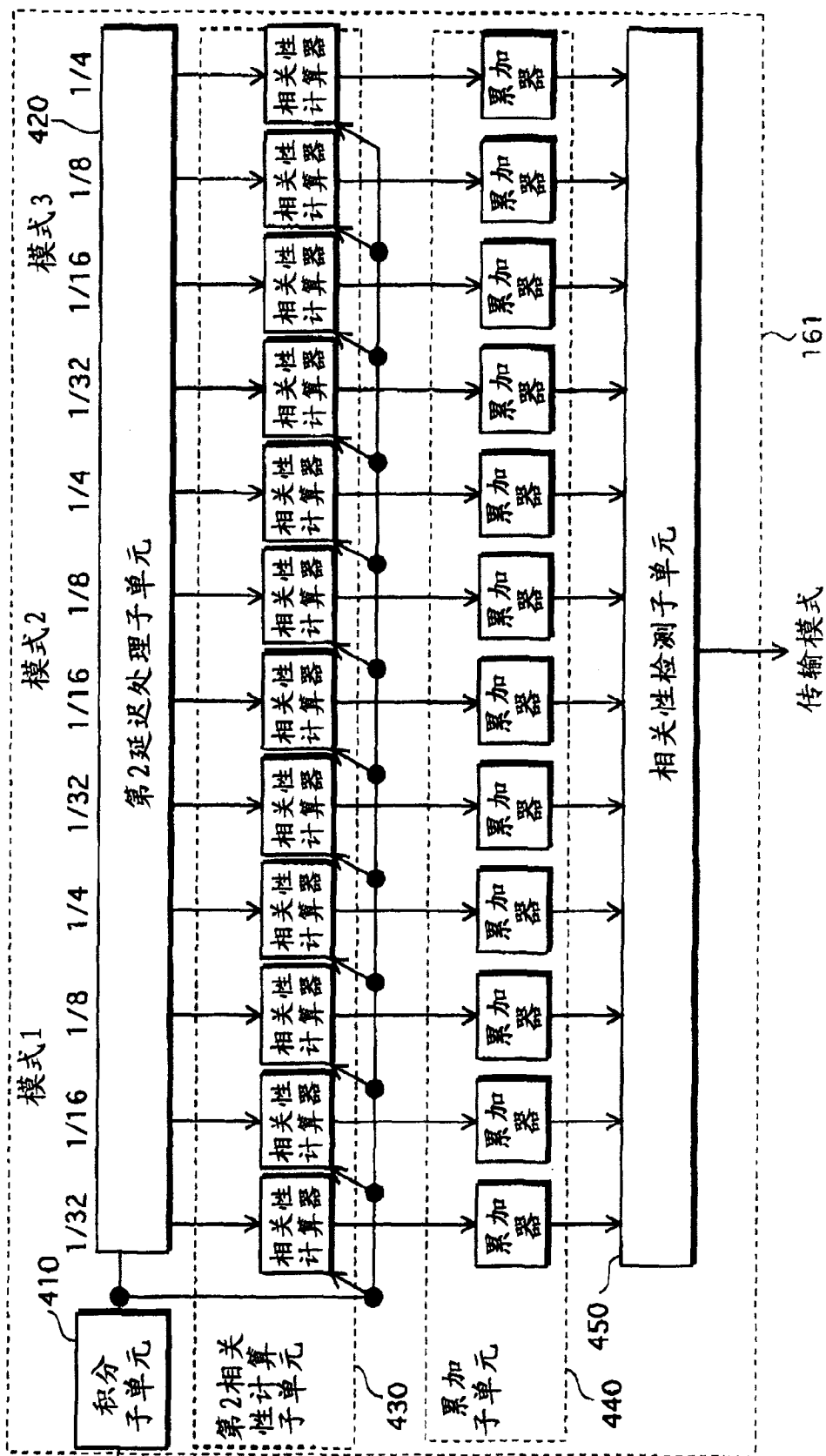


图 17

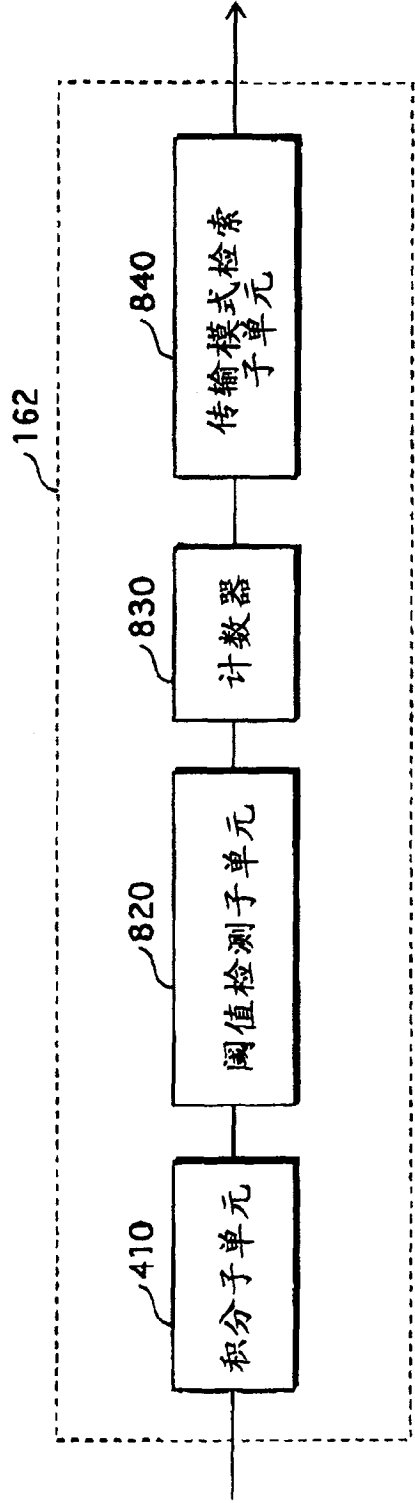


图 18

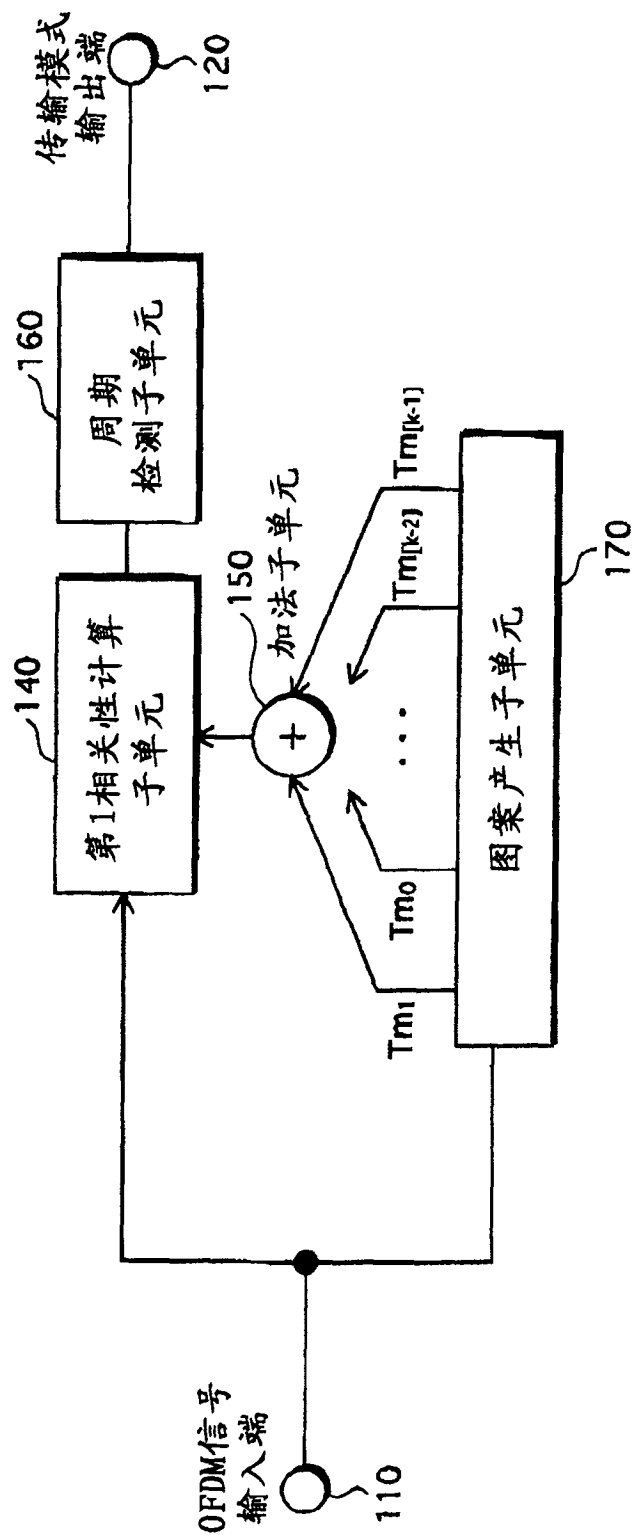


图 19

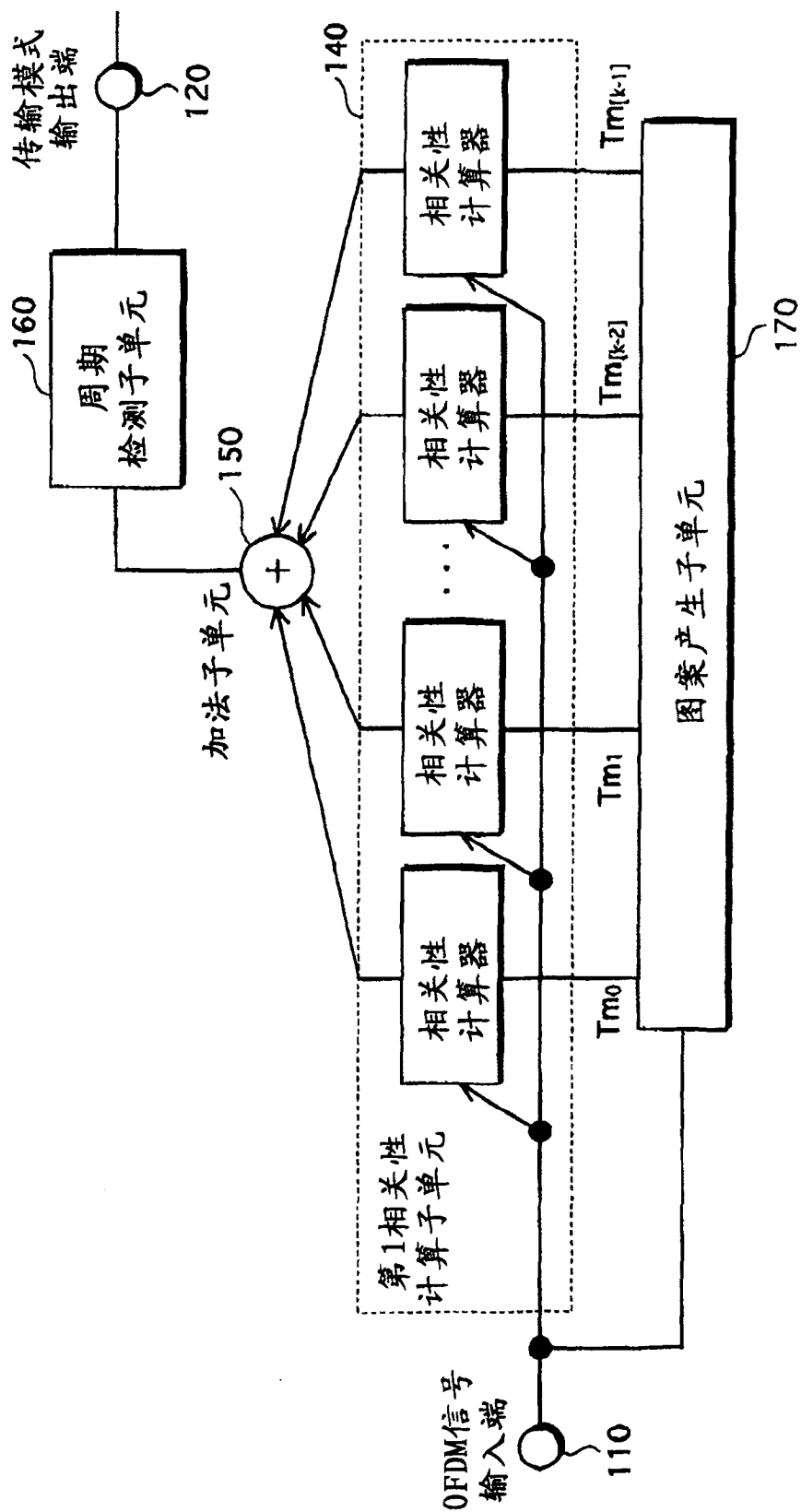


图 20

传输模式		模式1	模式2	模式3
有效符号周期		$T_{m0}=2048$	$T_{m1}=4096$	$T_{m2}=8192$
保护间隔周期	1/32	$T_{m0g0}=64$	$T_{m1g0}=128$	$T_{m2g0}=256$
	1/16	$T_{m0g1}=128$	$T_{m1g1}=256$	$T_{m2g1}=512$
	1/8	$T_{m0g2}=256$	$T_{m1g2}=512$	$T_{m2g2}=1024$
	1/4	$T_{m0g3}=512$	$T_{m1g3}=1024$	$T_{m2g3}=2048$

图 21