

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101652946 B

(45) 授权公告日 2013. 03. 06

(21) 申请号 200880010842. 8

(22) 申请日 2008. 03. 17

(30) 优先权数据  
087606/2007 2007. 03. 29 JP

(85) PCT申请进入国家阶段日  
2009. 09. 29

(86) PCT申请的申请数据  
PCT/JP2008/000611 2008. 03. 17

(87) PCT申请的公布数据  
W02008/126356 JA 2008. 10. 23

(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 木村知弘

(74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司  
72002

代理人 陈萍

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006. 01)

H04J 11/00(2006. 01)

H04L 7/00(2006. 01)

(56) 对比文件

JP 特开 2003-51802 A, 2003. 02. 21, 全文 .

JP 特开 2004-179816 A, 2004. 06. 24, 全文 .

JP 特开 2006-174218 A, 2006. 06. 29, 全文 .

审查员 王玉婧

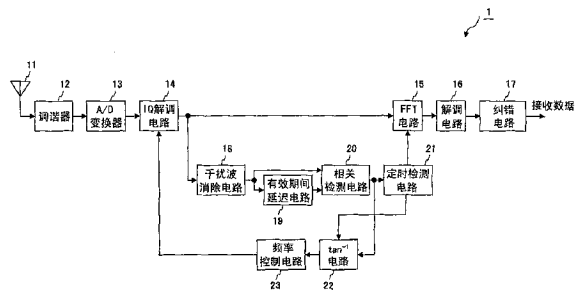
权利要求书 4 页 说明书 17 页 附图 12 页

(54) 发明名称

正交频分复用接收装置及正交频分复用接收方法

(57) 摘要

OFDM 接收装置 (1) 接收 OFDM 信号, 该 OFDM 信号由有效期间和保护期间构成, 其中, 有效期间传输与数据有关的信号, 保护期间传输与上述有效期间中传输的信号的部分相同的信号。干扰波消除电路 (18) 从 OFDM 信号中消除与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分, 输出消除窄带干扰波成分后的 OFDM 信号来作为干扰波消除信号。相关检测电路 (20) 求出从干扰波消除电路 (18) 输出的干扰波消除信号与由有效期间延迟电路 (19) 使之延迟有效期间量的干扰波消除信号之间的相关。



1. 一种正交频分复用接收装置,接收正交频分复用信号,该正交频分复用信号由有效期间和保护期间构成,该有效期间传输与数据有关的信号,该保护期间传输与上述有效期间中传输的信号的部分相同的信号;上述正交频分复用接收装置具备:

干扰波消除部,从输入的正交频分复用信号中,消除该正交频分复用信号中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分,将消除了窄带干扰波成分的正交频分复用信号作为干扰波消除信号输出;

延迟部,使从上述干扰波消除部输出的干扰波消除信号延迟上述有效期间的量,将延迟了上述有效期间的量的干扰波消除信号作为干扰波消除延迟信号输出;

相关检测部,求出从上述干扰波消除部输出的干扰波消除信号与从上述延迟部输出的干扰波消除延迟信号之间的相关,将与求出的相关有关的相关信号输出;以及

同步部,根据从上述相关检测部输出的相关信号,进行同步处理;

上述干扰波消除部具备:

干扰波消除滤波器部,滤波器系数可变,对于向上述干扰波消除部输入的正交频分复用信号进行滤波,将滤波的正交频分复用信号作为上述干扰波消除信号,从该干扰波消除部输出;

自相关部,求出向上述干扰波消除部输入的正交频分复用信号的自相关;以及

系数控制部,根据由上述自相关部求出的上述正交频分复用信号的自相关,计算上述干扰波消除滤波器部的滤波器系数的控制值,根据该计算出的滤波器系数的控制值,控制上述干扰波消除滤波器部的滤波器系数。

2. 如权利要求 1 所述的正交频分复用接收装置,其中,

上述干扰波消除部还具备:

降采样部,降低向上述干扰波消除部输入的正交频分复用信号的采样频率而进行再采样,将再采样的正交频分复用信号作为再采样信号输出给上述干扰波消除滤波器部和上述自相关部;

上述干扰波消除滤波器部对于上述再采样信号进行与上述滤波有关的处理;

上述自相关部使用上述再采样信号来进行求出上述自相关的处理。

3. 如权利要求 2 所述的正交频分复用接收装置,其中,

上述降采样部对于向上述干扰波消除部输入的正交频分复用信号进行再采样,以使上述再采样信号的采样频率成为该正交频分复用信号的频带宽度的值以下。

4. 如权利要求 2 所述的正交频分复用接收装置,其中,

上述降采样部具备:

带域限制滤波器部,对于向上述降采样部输入的正交频分复用信号进行带域限制;以及

间隔剔除部,从由上述带域限制滤波器部进行了带域限制的正交频分复用信号中,对构成该正交频分复用信号的样本进行间隔剔除,将间隔剔除了样本的正交频分复用信号作为上述再采样信号输出。

5. 如权利要求 4 所述的正交频分复用接收装置,其中,

上述带域限制滤波器部的通过特性被规定为:在平方根奈奎斯特特性中,该通过特性的截止频率与上述再采样信号的采样频率中的奈奎斯特频率相等。

6. 如权利要求 4 所述的正交频分复用接收装置,其中,

上述间隔剔除部对于由上述带域限制滤波器部进行了带域限制的正交频分复用信号的样本进行间隔剔除,以使上述再采样信号的采样频率成为向上述降采样部输入的正交频分复用信号的频带宽度的值以下。

7. 一种正交频分复用接收装置,接收正交频分复用信号,该正交频分复用信号由有效期间和保护期间构成,该有效期间传输与数据有关的信号,该保护期间传输与上述有效期间中传输的信号的部分相同的信号;上述正交频分复用接收装置具备:

干扰波消除部,从输入的正交频分复用信号中,消除该正交频分复用信号中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分,将消除了窄带干扰波成分的正交频分复用信号作为干扰波消除信号输出;

延迟部,使从上述干扰波消除部输出的干扰波消除信号延迟上述有效期间的量,将延迟了上述有效期间的量的干扰波消除信号作为干扰波消除延迟信号输出;

相关检测部,求出从上述干扰波消除部输出的干扰波消除信号与从上述延迟部输出的干扰波消除延迟信号之间的相关,将与求出的相关有关的相关信号输出;以及

同步部,根据从上述相关检测部输出的相关信号,进行同步处理;

上述干扰波消除部具备:

干扰波消除滤波器部,滤波器系数可变,对向上述干扰波消除部输入的正交频分复用信号进行滤波,将滤波的正交频分复用信号作为上述干扰波消除信号,从该干扰波消除部输出;

互相关部,求出向上述干扰波消除部输入的正交频分复用信号与从上述干扰波消除滤波器部输出的干扰波消除信号之间的互相关;以及

系数控制部,根据由上述互相关部求出的上述正交频分复用信号与上述干扰波消除信号之间的互相关,计算上述干扰波消除滤波器部的滤波器系数的控制值,根据该计算出的滤波器系数的控制值,控制上述干扰波消除滤波器部的滤波器系数。

8. 如权利要求 7 所述的正交频分复用接收装置,其中,

上述干扰波消除部还具备:

降采样部,降低向上述干扰波消除部输入的正交频分复用信号的采样频率而进行再采样,将再采样的正交频分复用信号作为再采样信号输出给上述干扰波消除滤波器部和上述互相关部;

上述干扰波消除滤波器部对于上述再采样信号进行与上述滤波有关的处理;

上述互相关部使用上述再采样信号和上述干扰波消除信号来进行求出上述互相关的处理。

9. 如权利要求 8 所述的正交频分复用接收装置,其中,

上述降采样部对于向上述干扰波消除部输入的正交频分复用信号进行再采样,以使上述再采样信号的采样频率成为该正交频分复用信号的频带宽度的值以下。

10. 如权利要求 8 所述的正交频分复用接收装置,其中,

上述降采样部具备:

带域限制滤波器部,对于向上述降采样部输入的正交频分复用信号进行带域限制;以及

间隔剔除部,从由上述带域限制滤波器部进行了带域限制的正交频分复用信号中,对构成该正交频分复用信号的样本进行间隔剔除,将间隔剔除了样本的正交频分复用信号作为上述再采样信号输出。

11. 如权利要求 10 所述的正交频分复用接收装置,其中,

上述带域限制滤波器部的通过特性被规定为:在平方根奈奎斯特特性中,该通过特性的截止频率与上述再采样信号的采样频率中的奈奎斯特频率相等。

12. 如权利要求 10 所述的正交频分复用接收装置,其中,

上述间隔剔除部对于由上述带域限制滤波器部进行了带域限制的正交频分复用信号的样本进行间隔剔除,以使上述再采样信号的采样频率成为向上述降采样部输入的正交频分复用信号的频带宽度的值以下。

13. 一种正交频分复用接收方法,接收正交频分复用信号,该正交频分复用信号由有效期间和保护期间构成,该有效期间传输与数据有关的信号,该保护期间传输与上述有效期间中传输的信号的部分相同的信号;上述正交频分复用接收方法包括:

干扰波消除步骤,从输入的正交频分复用信号中,消除该正交频分复用信号中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分,将消除了窄带干扰波成分的正交频分复用信号作为干扰波消除信号输出;

延迟步骤,使上述干扰波消除步骤中输出的干扰波消除信号延迟上述有效期间的量,将延迟了上述有效期间的量的干扰波消除信号作为干扰波消除延迟信号输出;

相关检测步骤,求出上述干扰波消除步骤中输出的干扰波消除信号与上述延迟步骤中输出的干扰波消除延迟信号之间的相关,将与求出的相关有关的相关信号输出;以及

同步步骤,根据上述相关检测步骤中输出的相关信号,进行同步处理;

上述干扰波消除步骤包括:

干扰波消除滤波步骤,滤波器系数可变的干扰波消除滤波器部对上述干扰波消除步骤中输入的正交频分复用信号进行滤波,将滤波的正交频分复用信号作为上述干扰波消除信号,在该干扰波消除步骤中输出;

自相关步骤,求出上述干扰波消除步骤中输入的正交频分复用信号的自相关;以及

系数控制步骤,根据上述自相关步骤中求出的上述正交频分复用信号的自相关,计算上述干扰波消除滤波器部的滤波器系数的控制值,根据该计算出的滤波器系数的控制值,控制上述干扰波消除滤波器部的滤波器系数。

14. 一种正交频分复用接收方法,接收正交频分复用信号,该正交频分复用信号由有效期间和保护期间构成,该有效期间传输与数据有关的信号,该保护期间传输与上述有效期间中传输的信号的部分相同的信号;上述正交频分复用接收方法包括:

干扰波消除步骤,从输入的正交频分复用信号中,消除该正交频分复用信号中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分,将消除了窄带干扰波成分的正交频分复用信号作为干扰波消除信号输出;

延迟步骤,使上述干扰波消除步骤中输出的干扰波消除信号延迟上述有效期间的量,将延迟了上述有效期间的量的干扰波消除信号作为干扰波消除延迟信号输出;

相关检测步骤,求出上述干扰波消除步骤中输出的干扰波消除信号与上述延迟步骤中输出的干扰波消除延迟信号之间的相关,将与求出的相关有关的相关信号输出;以及

同步步骤,根据上述相关检测步骤中输出的相关信号,进行同步处理;

上述干扰波消除步骤包括:

干扰波消除滤波步骤,滤波器系数可变的干扰波消除滤波器部对上述干扰波消除步骤中输入的正交频分复用信号进行滤波,将滤波的正交频分复用信号作为上述干扰波消除信号,在该干扰波消除步骤中输出;

互相关步骤,求出上述干扰波消除步骤中输入的正交频分复用信号与从上述干扰波消除滤波器部输出的干扰波消除信号之间的互相关;以及

系数控制步骤,根据上述互相关步骤中求出的上述正交频分复用信号与上述干扰波消除信号之间的互相关,计算上述干扰波消除滤波器部的滤波器系数的控制值,根据该计算出的滤波器系数的控制值,控制上述干扰波消除滤波器部的滤波器系数。

## 正交频分复用接收装置及正交频分复用接收方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种在正交频分复用 (OFDM:Orthogonal FrequencyDivision Multiplexing) 传输方式中减轻因窄带干扰波导致的接收品质恶化的技术。

### 背景技术

[0002] 在数字电视广播或无线 LAN(局域网, Local Area Network) 等中,一般采用 OFDM 传输方式。OFDM 传输方式是多载波传输方式的一种,其方式为,按多个载波分割数字数据,将各载波用数字数据调制之后进行复用并传输。

[0003] 在 OFDM 传输方式中,由于使用多个载波,所以能够延长各个调制符号的时间,因此 OFDM 传输方式作为不易受多路径干扰影响的传输方式已为众所周知。

[0004] 另外,在 OFDM 传输方式中,一般来说在被传输的信号中包含两个期间,一是被称为有效期间的实际传输与数据有关的信号所需要的期间,二是对在有效期间传输的信号的部分进行传输的被称为保护期间的冗余期间。在保护期间传输的信号也被称为循环前缀,对于因多路径传播而产生的延迟波,防止符号间干扰,并且维持载波间的正交性,防止载波间干扰。

[0005] 还有,将在 OFDM 传输方式中传输的信号称为“OFDM 信号”,OFDM 信号包括有效期间中传输的信号和保护期间中传输的信号。

[0006] 利用在保护期间传输的信号和在有效期间传输的信号的部分是相同的信号波形的状况,通过双方的相关来实施载波频率等的频率同步或识别符号的时间同步的方法,以往以来已为众所周知。但是,存在下述这样的问题,即若接收到重叠了窄带干扰波的 OFDM 信号,则上述相关受到窄带干扰波的影响,在频率同步或时间同步上产生误差。其原因是,窄带干扰波因为时间相关较强,所以在求取保护期间内传输的信号和有效期间内传输的信号的部分之间的相关的运算中,对于它们的相关,窄带干扰波的相关作为加法性的误差进行重叠。

[0007] 还有,所谓窄带干扰波,是指与在 OFDM 传输方式中传输的信号频带宽度相比频带宽度小的干扰波。

[0008] 作为解决上述课题的 OFDM 接收装置,有专利文献 1 中所公示的 OFDM 接收装置,下面,对于专利文献 1 中所公示的以往的 OFDM 接收装置一边参照附图一边进行说明。

[0009] 在图 11 所示的以往的 OFDM 接收装置 100 中,由天线 111 接收到的 OFDM 信号输入调谐器 112 中,在由调谐器 112 选择了期望信道的 OFDM 信号之后,选择出的 OFDM 信号由调谐器 112 向 IF(中频, Intermediate Frequency) 带进行频率变换。从调谐器 112 输出的 IF 带的 OFDM 信号输入模拟 / 数字变换器(下面称为“A/D 变换器”)113 中,由 A/D 变换器 113 将其从模拟信号变换为数字信号。从 A/D 变换器 113 输出的变换成数字信号的 OFDM 信号输入使用正交检波电路的 IQ 解调电路 114 中,由 IQ 解调电路 114 进行准同步正交检波,变换为复基带信号。还有,IQ 解调电路 114 在准同步正交检波中所使用的检波信号的检波频率由频率控制电路 124 来控制,以便能够和输入 IQ 解调电路 114 的 OFDM 信号的频率取

得同步。

[0010] 从 IQ 解调电路 114 输出的复基带信号（下面称为“IQ 解调信号”。）输入 FFT 电路 115 中。FFT 电路 115 根据从定时检测电路 120 输入的下述检测信号，找出 IQ 解调信号的有效期间。然后，FFT 电路 115 针对所找出的有效期间内的 IQ 解调信号，执行 FFT（快速傅立叶变换，Fast Fourier Transform）运算，将其从时间轴上的数据变换为频率轴上的数据。由 FFT 电路 115 做出的 FFT 运算的结果得到的各载波的数据由解调电路 116 进行解调，解调后的数据由纠错电路 117 实施纠错的解码处理。

[0011] 另外，从 IQ 解调电路 114 输出的复基带信号（IQ 解调信号）输入相关检测电路 118 中，并且在由有效期间延迟电路 119 使之延迟有效期间量之后输入相关检测电路 118 中。相关检测电路 118 检测使之延迟了有效期间量的 IQ 解调信号（下面称为“有效期间延迟信号”。）的保护期间内的、IQ 解调信号和有效期间延迟信号之间的相关。这里，对于相关检测电路 118 中相关检测的动作，一边参照图 12(a) 到图 12(d) 一边进行说明。

[0012] 在图 12(a) 中表示从 IQ 解调电路 114 输出的 IQ 解调信号，在图 12(b) 中表示从有效期间延迟电路 119 输出的有效期间延迟信号。还有，IQ 解调信号的 1 个符号期间由保护期间和传输与数据有关的信号的有效期间构成，在保护期间中，有效期间的后部的信号被复制。

[0013] 相关检测电路 118 通过执行 IQ 解调信号与有效期间延迟信号的复共轭之间的复乘法，来计算 IQ 解调信号和有效期间延迟信号之间的相关值的 I 成分及 Q 成分的各成分。由相关检测电路 118 计算出的相关值如图 12(c) 所示，在 IQ 解调信号和有效期间延迟信号一致的有效期间延迟信号的保护期间内成为较大的值。还有，图 12(c) 是与相关值的 I 成分有关的附图，相关值的 Q 成分省略图示。

[0014] 还有，说明书中的“I 成分”意味着“实数成分”，“Q 成分”意味着“虚数成分”。

[0015] 相关检测电路 118 将相关值的 I 成分及 Q 成分的各成分按保护期间宽度进行移动平均，输出以各自的移动平均值为 I 成分及 Q 成分的相关信号。相关信号如图 12(d) 所示，在有效期间延迟信号的有效期间的前端成为峰值。还有，图 12(d) 是与相关信号的 I 成分有关的附图，相关信号的 Q 成分省略图示。还有，在输入 IQ 解调电路 114 的 OFDM 信号的频率与 IQ 解调电路 114 在准同步正交检波中所使用的检波信号的检波频率之间没有频率误差时，虽然在相关信号的 I 成分中出现峰值，但是相关信号的 Q 成分的值大致为 0。

[0016] 定时检测电路 120 根据输入的相关信号，检测表示 IQ 解调信号的有效期间的前端的定时，将基于检测结果的检测信号输出给 FFT 电路 115。

[0017] 偏置检测电路 121 及校正电路 122 如下所述，从有效期间延迟信号的保护期间中的相关信号的 I 成分及 Q 成分中，消除因窄带干扰波引起的成分，执行该相关信号 I 成分及 Q 成分的校正。

[0018]  $\tan^{-1}$  电路 123 根据从定时检测电路 120 输入的检测信号，找出有效期间延迟信号的保护期间，利用所找出的保护期间中的相关信号的 I 成分和 Q 成分来计算相关信号的相位角。然后，频率控制电路 124 根据从  $\tan^{-1}$  电路 123 输入的代表相关信号的相位角的值的误差信号，来控制 IQ 解调电路 114 在准同步正交检波中使用的检波信号的检波频率，以便能够取得频率同步。

[0019] 下面，对于接收下述 OFDM 信号时 OFDM 接收装置 100 的动作，一边参照图 13(a) 到

图 13(g) 一边进行说明,该 OFDM 信号重叠了作为干扰波的一种的 CW(连续波, Continuous Wave) 干扰波。

[0020] 在图 13(a) 中表示从 IQ 解调电路 114 输出的 IQ 解调信号,在图 13(b) 中表示从有效期间延迟电路 119 输出的有效期间延迟信号。其中,假设在图 13(a) 所示的 IQ 解调信号及图 13(b) 所示的有效期间延迟信号中,重叠了与 CW 干扰波有关的 CW 干扰波成分。

[0021] 相关检测电路 118 计算 IQ 解调信号和有效期间延迟信号之间的相关值。由相关检测电路 118 计算的相关值相对于与未重叠 CW 干扰波的 OFDM 信号有关的相关值,成为图 13(c) 所示的那种偏离了一定量的值。还有,图 13(c) 是与相关值的 I 成分有关的附图,相关值的 Q 成分省略图示。

[0022] 相关检测电路 118 将相关值的 I 成分及 Q 成分的各成分按保护期间宽度进行移动平均,输出以各自的移动平均值为 I 成分及 Q 成分的相关信号。从相关检测电路 118 输出的相关信号相对于与未重叠 CW 干扰波的 OFDM 信号有关的相关信号,如图 13(d) 所示,成为偏离了一定量的信号。还有,图 13(d) 是与相关值的 I 成分有关的附图,相关值的 Q 成分省略图示。

[0023] 对偏置检测电路 121,从定时检测电路 118 输入示出保护期间之外的规定期间 T 的图 13(e) 所示的定时信号。偏置检测电路 121 计算从相关检测电路 118 输入的相关信号的 I 成分及 Q 成分的各成分的规定期间 T 内的平均值(下面称为“偏置量”。),将图 13(f) 所示的那种表示 I 成分及 Q 成分的各自的偏置量的信号输出给校正电路 122。

[0024] 校正电路 122 根据图 13(g) 所示的定时信号,从有效期间延迟信号的保护期间内由相关检测电路 118 输入的相关信号的 I 成分及 Q 成分的各自值,减去从偏置检测电路 121 输入的 I 成分及 Q 成分的偏置量,将减去后的相关信号的 I 成分及 Q 成分的值输出给  $\tan^{-1}$  电路 123。

[0025] 专利文献 1:日本特开 2002-290371 号公报

[0026] 但是,本来应当使用与有效期间延迟信号的保护期间内的干扰波有关的相关信号,来校正与重叠了该保护期间内的干扰波的 OFDM 信号有关的相关信号,而校正电路 122 使用与上述保护期间之外的上述规定期间 T 内的干扰波有关的相关信号进行校正。

[0027] 而且,在干扰波的振幅及相位发生时间变动时,与干扰波有关的相关信号不免发生时间变动,与有效期间延迟信号的保护期间内的干扰波有关的相关信号和与上述规定期间 T 内的干扰波有关的相关信号不一致。

[0028] 另外,由相关检测电路 118 求取的相关信号因为时间差比较大,并且是和 IQ 解调信号与使 IQ 解调信号延迟有效期间量的有效期间延迟信号之间的相关有关的信号,所以在干扰波的振幅及相位发生了时间变动时,与干扰波有关的相关信号的时间变动较大,且稳定性被破坏。

[0029] 从而,不能认为校正电路 122 恰当地校正了与重叠了上述保护期间内的干扰波的 OFDM 信号有关的相关信号。

[0030] 另外,还存在下述这样的课题,即在干扰波的接收功率较大时,在相关检测电路 118 中求取的相关信号内与干扰波有关的相关信号成分增大,在定时检测电路 120 中检测的定时发生错误,引起 OFDM 接收装置 100 整体的误动作。

## 发明内容

[0031] 因此,本发明的目的为,提供一种 OFDM 接收装置及 OFDM 接收方法,即便在接收到重叠了窄带干扰波的 OFDM 信号时,也可以更为稳定地执行 OFDM 信号的接收动作。

[0032] 为了达到上述目的,本发明的 OFDM 接收装置是接收 OFDM(正交频分复用, Orthogonal Frequency Division Multiplexing)信号的 OFDM 接收装置,该 OFDM 信号由有效期间和保护期间构成,该有效期间传输与数据有关的信号,该保护期间传输与上述有效期间中传输的信号的部分相同的信号;上述 OFDM 装置具备:干扰波消除部,从输入的 OFDM 信号中,消除该 OFDM 中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分,将消除了窄带干扰波成分的 OFDM 信号作为干扰波消除信号输出;延迟部,使从上述干扰波消除部输出的干扰波消除信号延迟上述有效期间量,将延迟了上述有效期间量的干扰波消除信号作为干扰波消除延迟信号输出;相关检测部,求出从上述干扰波消除部输出的干扰波消除信号与从上述延迟部输出的干扰波消除延迟信号之间的相关,将与求出的相关有关的相关信号输出;以及同步部,根据从上述相关检测部输出的相关信号,进行同步处理。

[0033] 本发明的 OFDM 接收方法是接收 OFDM(正交频分复用, Orthogonal Frequency Division Multiplexing)信号的 OFDM 接收方法,该 OFDM 信号由有效期间和保护期间构成,该有效期间传输与数据有关的信号,该保护期间传输与上述有效期间中传输的信号的部分相同的信号;上述 OFDM 接收方法包括:干扰波消除步骤,从输入的 OFDM 信号中,消除该 OFDM 信号中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分,将消除了窄带干扰波成分的 OFDM 信号作为干扰波消除信号输出;延迟步骤,使上述干扰波消除步骤中输出的干扰波消除信号延迟上述有效期间量,将延迟了上述有效期间量的干扰波消除信号作为干扰波消除延迟信号输出;相关检测步骤,求出上述干扰波消除步骤中输出的干扰波消除信号与上述延迟步骤中输出的干扰波消除延迟信号之间的相关,将与求出的相关有关的相关信号输出;以及同步步骤,根据上述相关检测步骤中输出的相关信号,进行同步处理。

[0034] 还有,作为同步处理,例如可以举出与频率同步有关的处理及与符号时间同步有关的处理等。

[0035] 根据上述 OFDM 接收装置及 OFDM 接收方法的各自,从 OFDM 信号中消除该 OFDM 信号中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分。然后,求取消除与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分而得到的干扰波消除信号和使该干扰波消除信号延迟有效期间量而得到的干扰波消除延迟信号之间的相关。

[0036] 因此,在与干扰波消除信号和干扰波消除延迟信号之间的相关有关的相关信号中几乎不包含与窄带干扰波有关的成分,能够精确度良好地执行使用相关信号的同步处理。其结果为,上述的 OFDM 接收装置即便在接收到重叠了窄带干扰波的 OFDM 信号时,也能够更为稳定地执行 OFDM 信号的接收动作。

[0037] 在上述的 OFDM 接收装置中,上述干扰波消除部也可以具备:干扰波消除滤波器部,滤波器系数为可变,对输入至上述干扰波消除部的 OFDM 信号进行滤波,将滤波的 OFDM 信号作为上述干扰波消除信号,从该干扰波消除部输出;自相关部,求取输入至上述干扰波消除部的 OFDM 信号的自相关;系数控制部,根据由上述自相关部求出的上述 OFDM 信号的自相关,来计算上述干扰波消除滤波器部的滤波器系数的控制值,根据该计算出的滤波器系数的控制值,来控制上述干扰波消除滤波器部的滤波器系数。

[0038] 在上述的 OFDM 接收装置中,上述干扰波消除部也可以具备:干扰波消除滤波器部,滤波器系数为可变,对输入至上述干扰波消除部的 OFDM 信号进行滤波,将滤波的 OFDM 信号作为上述干扰波消除信号,从该干扰波消除部输出;互相关部,求取输入至上述干扰波消除部的 OFDM 信号和从上述干扰波消除滤波器部输出的干扰波消除信号之间的互相关;系数控制部,根据由上述互相关部求出的上述 OFDM 信号和上述干扰波消除信号之间的互相关,来计算上述干扰波消除滤波器部的滤波器系数的控制值,根据该计算出的滤波器系数的控制值,来控制上述干扰波消除滤波器部的滤波器系数。

[0039] 根据这些,可以采用简单的结构实现干扰波消除部。

[0040] 在上述的 OFDM 接收装置中,也可以上述干扰波消除部还具备降采样部,降低输入至上述干扰波消除部的 OFDM 信号的采样频率而进行再采样,将再采样的 OFDM 信号作为再采样信号输出给上述干扰波消除滤波器部和上述自相关部;上述干扰波消除滤波器部对于上述再采样信号执行与上述滤波有关的处理,上述自相关部使用上述再采样信号来执行求取上述自相关的处理。

[0041] 在上述的 OFDM 接收装置中,也可以上述干扰波消除部还具备降采样部,降低输入至上述干扰波消除部的 OFDM 信号的采样频率而进行再采样,将再采样的 OFDM 信号作为再采样信号输出给上述干扰波消除滤波器部和上述互相关部;上述干扰波消除滤波器部对于上述再采样信号执行与上述滤波有关的处理,上述互相关部使用上述再采样信号和上述干扰波消除信号来执行求取上述互相关的处理。

[0042] 根据这些,可以在从接收到的 OFDM 信号中抑制与所发送的 OFDM 信号有关的成分的消除,并且有效地实施与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分的消除。

[0043] 在上述的 OFDM 接收装置中,上述降采样部也可以以上述再采样信号的采样频率小于等于该 OFDM 信号的频带宽度的值的方式,实施输入至上述干扰波消除部的 OFDM 信号的再采样。

[0044] 据此,在由干扰波消除滤波器部、自相关部和系数控制部实施的窄带干扰波的消除中,或者在由干扰波消除滤波器部、互相关部和系数控制部实施的窄带干扰波的消除中,可以避免由发送方的装置所发送的与 OFDM 信号有关的成分作为窄带干扰波被处理的状况。

[0045] 在上述的 OFDM 接收装置中,上述降采样部也可以具备:带域限制滤波器部,实施输入至上述降采样部的 OFDM 信号的带域限制;间隔剔除部,从由上述带域限制滤波器部进行带域限制的 OFDM 信号中,对构成该 OFDM 信号的样本进行间隔剔除,输出间隔剔除了样本的 OFDM 信号来作为上述再采样信号。

[0046] 据此,可以采用简单的结构实现降采样部。

[0047] 在上述的 OFDM 接收装置中,也可以上述带域限制滤波器部的通过特性在平方根奈奎斯特特性中被规定为,该通过特征的截止频率与上述再采样信号的采样频率中的奈奎斯特频率相等。

[0048] 据此,包括由间隔剔除部实施的 OFDM 信号样本间隔剔除所导致的折叠畸变来进行考虑时,能够使从间隔剔除部输出的再采样信号频带宽度上的增益成为一定。

[0049] 在上述的 OFDM 接收装置中,上述间隔剔除部也可以以上述再采样信号的采样频率小于等于输入上述降采样部的 OFDM 信号的频带宽度的值的方式,实施由上述带域限制

滤波器部进行了带域限制的 OFDM 信号的样本的间隔剔除。

[0050] 据此,在由干扰波消除滤波器部、自相关部和系数控制部实施的窄带干扰波的消除中,或者在由干扰波消除滤波器部、互相关部和系数控制部实施的窄带干扰波的消除中,可以避免由发送方的装置所发送的与 OFDM 信号有关的成分作为窄带干扰波被处理的状况。

#### 附图说明

- [0051] 图 1 是第 1 实施方式的 OFDM 接收装置的装置结构图。  
 [0052] 图 2 是图 1 的干扰波消除电路的电路结构图。  
 [0053] 图 3 是图 2 的降采样电路的电路结构图。  
 [0054] 图 4 是图 2 的干扰波消除滤波器的滤波器结构图。  
 [0055] 图 5 是表示向图 2 的干扰波消除电路的输入信号的频谱的一例的附图。  
 [0056] 图 6 是表示从图 3 的滤波器输出的输出信号的频谱的一例的附图。  
 [0057] 图 7 是表示从图 3 的间隔剔除电路输出的输出信号的频谱的一例的附图。  
 [0058] 图 8 是表示图 2 的干扰波消除滤波器的通过特性的一例的附图。  
 [0059] 图 9 是表示从图 2 的干扰波消除滤波器输出的输出信号的频谱的一例的附图。  
 [0060] 图 10 是第 2 实施方式的干扰波消除电路的电路结构图。  
 [0061] 图 11 是以往的 OFDM 信号接收装置的装置结构图。  
 [0062] 图 12 是说明图 11 的相关检测电路的动作所用的附图。  
 [0063] 图 13 是说明图 11 的 OFDM 信号接收装置在 OFDM 信号中重叠了干扰波时的动作所用的附图。

#### [0064] 符号说明

- [0065] 1 OFDM 接收装置  
 [0066] 11 天线  
 [0067] 12 调谐器  
 [0068] 13A/D 变换器  
 [0069] 14IQ 解调电路  
 [0070] 15FFT 电路  
 [0071] 16 解调电路  
 [0072] 17 纠错电路  
 [0073] 18、18a 干扰波消除电路  
 [0074] 19 有效期间延迟电路  
 [0075] 20 相关检测电路  
 [0076] 21 定时检测电路  
 [0077] 22 $\tan^{-1}$  电路  
 [0078] 23 频率控制电路  
 [0079] 31 降采样电路  
 [0080] 32 干扰波消除滤波器  
 [0081] 33 自相关电路

- [0082] 33a 互相关电路
- [0083] 34、34a 系数控制电路
- [0084] 51 滤波器
- [0085] 52 间隔剔除电路
- [0086] 71a、71b、71c 延迟电路
- [0087] 72a、72b、72c 乘法电路
- [0088] 73 积算电路

## 具体实施方式

[0089] 《第 1 实施方式》

[0090] 下面,对于本发明的第 1 实施方式一边参照附图一边进行说明。

[0091] <OFDM 接收装置的结构>

[0092] 首先,对于本实施方式的 OFDM 接收装置 1 的结构一边参照图 1 一边进行说明。图 1 是本实施方式的 OFDM 接收装置 1 的装置结构图。还有,OFDM 接收装置 1 接收的 OFDM 信号各符号实际上包含:有效期间,传输与数据有关的信号;保护期间,传输与在该有效期间传输的信号后面部分相同的信号;保护期间的信号在有效期间的信号之前进行传输。

[0093] OFDM 接收装置 1 具备天线 11、调谐器 12、A/D 变换器 13、IQ 解调电路 14、FFT 电路 15、解调电路 16、纠错电路 17、干扰波消除电路 18、有效期间延迟电路 19、相关检测电路 20、定时检测电路 21、 $\tan^{-1}$  电路 22 和频率控制电路 23。

[0094] 其中,在图 1 所示的 OFDM 接收装置 1 中,将在下面进行详细说明,要通过干扰波消除电路 18,从由 IQ 解调电路 14 输出的信号中消除该信号中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分。而且,相关检测电路 20 使用由干扰波消除电路 18 消除了窄带干扰波成分而得到的信号,来执行相关运算。

[0095] [调谐器 12]

[0096] 对调谐器 12,输入由天线 11 接收到的 OFDM 信号。调谐器 12 从所输入的 OFDM 信号选择期望信道的 OFDM 信号,将选择出的 OFDM 信号向 IF 带进行频率变换,把 IF 带的 OFDM 信号输出给 A/D 变换器 13。

[0097] [A/D 变换器 13]

[0098] A/D 变换器 13 将从调谐器 12 输入的 OFDM 信号,按规定的采样频率从模拟信号变换为数字信号,把变换成数字信号的 OFDM 信号输出给 IQ 解调电路 14。其中,作为采样频率的值,一般来说采用比 OFDM 信号的频带宽度的值大的值。

[0099] [IQ 解调电路 14]

[0100] 在 IQ 解调电路 14 中使用正交检波电路。

[0101] 对 IQ 解调电路 14,从频率控制电路 23 输入下述的控制信号,IQ 解调电路 14 根据控制信号来调整准同步正交检波所使用的检波信号的检波频率,以便能取得频率同步。

[0102] IQ 解调电路 14 使用检波信号对从 A/D 变换器 13 输入的变换为数字信号的 OFDM 信号进行准同步正交检波,把准同步正交检波的结果得到的复基带信号(IQ 解调信号)输出给 FFT 电路 15 及干扰波消除电路 18 的各自。

[0103] [FFT 电路 15]

[0104] FFT 电路 15 根据从定时检测电路 21 输入的下述检测信号,找出从 IQ 解调电路 14 输入的 IQ 解调信号的有效期间。然后,FFT 电路 15 对于所找出的有效期间内的 IQ 解调信号执行 FFT 运算,将该所找出的有效期间内的 IQ 解调信号从时间轴上的数据变换为频率轴上的数据,把变换的结果得到的多个载波数据输出给解调电路 16。

[0105] [解调电路 16]

[0106] 解调电路 16 对于从 FFT 电路 15 输入的各载波数据实施解调处理,把解调处理的结果得到的对各载波所分配的数据(下面称为“解调数据”。)输出给纠错电路 17。

[0107] [纠错电路 17]

[0108] 纠错电路 17 对从解调电路 16 输入的解调数据实施纠错所需的解码处理,输出纠正了在传输中所发生的错误的接收数据。

[0109] [干扰波消除电路 18]

[0110] 干扰波消除电路 18 根据自适应信号处理,来估计并消除窄带干扰波。

[0111] 本实施方式的干扰波消除电路 18 降低从 IQ 解调电路 14 输入的 IQ 解调信号的采样频率,从降低采样频率而得到的信号中,自适应地消除与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分。然后,干扰波消除电路 18 把自适应地消除了窄带干扰波成分而得到的信号输出给有效期间延迟电路 19 及相关检测电路 20 的各自。还有,在下面将自适应地消除从干扰波消除电路 18 输出的窄带干扰波成分而得到的信号,称为“干扰波消除信号”。

[0112] 还有,有关干扰波消除电路 18 的结构及动作详细情况,将使用图 2 到图 9 在下面进行说明。

[0113] [有效期间延迟电路 19]

[0114] 有效期间延迟电路 19 将从干扰波消除电路 18 输入的干扰波消除信号延迟有效期间量,并输出给相关检测电路 20。还有,在下面将从有效期间延迟电路 19 输出的延迟了有效期间量的干扰波消除信号,称为“干扰波消除延迟信号”。

[0115] [相关检测电路 20]

[0116] 相关检测电路 20 通过实施从干扰波消除电路 18 输入的干扰波消除信号和从有效期间延迟电路 19 输入的干扰波消除延迟信号的复共轭之间的复除法,来计算干扰波消除信号和干扰波消除延迟信号之间的相关值。然后,相关检测电路 20 将相关值的 I 成分及 Q 成分各自按保护期间宽度进行移动平均,把以 I 成分及 Q 成分的移动平均值为 I 成分及 Q 成分的相关信号输出给定时检测电路 21 及  $\tan^{-1}$  电路 22 的各自。

[0117] 这样,相关检测电路 20 就使用自适应地消除了窄带干扰波成分的干扰波消除信号及干扰波消除延迟信号,求出相关信号。因此,即便在接收到重叠了窄带干扰波的 OFDM 信号时,从相关检测电路 20 输出的相关信号也几乎不包含与窄带干扰波有关的成分。

[0118] [定时检测电路 21]

[0119] 定时检测电路 21 观测从相关检测电路 20 输入的相关信号,找出相关信号的峰值,利用所找出的相关信号的峰值来检测与 IQ 解调信号的有效期间的前端有关的定时。然后,定时检测电路 21 将检测信号输出给 FFT 电路 15 及  $\tan^{-1}$  电路 22 的各自,该检测信号表示与检测到的 IQ 解调信号有效期间前端有关的定时。

[0120] 上述定时检测电路 21 在与 IQ 解调信号的有效期间前端有关的定时检测中使用了相关信号,该相关信号是利用自适应地消除了窄带干扰波成分的干扰波消除信号及干扰波

消除延迟信号求出的。因此,即便在接收到重叠了窄带干扰波的 OFDM 信号时,定时检测电路 21 也可以高精度地检测与 IQ 解调信号的有效期间的前端有关的定时。也就是说,OFDM 接收装置 1 能够高精度地实施识别符号的时间同步。

[0121] [tan<sup>-1</sup> 电路 22]

[0122] tan<sup>-1</sup> 电路 22 根据从定时检测电路 21 输入的检测信号,找出从相关检测电路 20 输入的相关信号的、与干扰波消除延迟信号的保护期间对应的期间(下面称为“相关信号保护期间”)。tan<sup>-1</sup> 电路 22 针对所找出的相关信号保护期间内相关信号的各样本,使用相关信号的 I 成分的值(下面称为“I”)和其 Q 成分的值(下面称为“Q”)来计算相关信号的相位角 tan<sup>-1</sup>(Q/I)。然后,tan<sup>-1</sup> 电路 22 将表示计算出的相位角 tan<sup>-1</sup>(Q/I) 值的误差信号输出给频率控制电路 23。

[0123] 其中,在输入至 IQ 解调电路 14 的 OFDM 信号的频率和 IQ 解调电路 14 在准同步正交检波中所使用的检波信号的检波频率之间没有频率误差时,干扰波消除信号的有效期间的后部中的信号和干扰波消除延迟信号的保护期间中的信号一致。因此,相关信号的相位角 tan<sup>-1</sup>(Q/I) 的值为 0。

[0124] 与之相对,在双方之间存在频率误差时,在干扰波消除信号的有效期间的后部中的信号和干扰波消除延迟信号的保护期间中的信号之间产生与频率误差相应的相位偏差。因此,相关信号的相位角 tan<sup>-1</sup>(Q/I) 的值成为与频率误差成比例的值。

[0125] [频率控制电路 23]

[0126] 频率控制电路 23 对从 tan<sup>-1</sup> 电路 22 输入的误差信号所示的相位角 tan<sup>-1</sup>(Q/I) 的值乘以增益系数,并将乘法值进行积分。然后,频率控制电路 23 根据积分值生成用来控制该检波信号的检波频率的控制信号,并将所生成的控制信号输出给 IQ 解调电路 14,以便 IQ 解调电路 14 在准同步正交检波中所使用的检波信号的检波频率与输入至 IQ 解调电路 14 的 OFDM 信号的频率一致。

[0127] 上述 tan<sup>-1</sup> 电路 22 及频率控制电路 23 在检波信号的检波频率的控制中使用了相关信号,该相关信号是利用自适应地消除了窄带干扰波成分的干扰波消除信号及干扰波消除延迟信号求出的。因此,即便在接收到重叠了窄带干扰波的 OFDM 信号时,也可以高精度地使检波信号的检波频率与输入至 IQ 解调电路 14 的 OFDM 信号的频率相对应。也就是说,OFDM 接收装置 1 能够高精度地实施频率同步。

[0128] <干扰波消除电路 18 的结构>

[0129] 对于图 1 的干扰波消除电路 18 的结构一边参照图 2 一边进行说明。图 2 是图 1 的干扰波消除电路的电路结构图。

[0130] 干扰波消除电路 18 具备降采样电路 31、干扰波消除滤波器 32、自相关电路 33 和系数控制电路 34。

[0131] [降采样电路 31]

[0132] 对降采样电路 31,输入从 IQ 解调电路 14 输出的 IQ 解调信号。

[0133] 降采样电路 31 对从 IQ 解调电路 14 输入的 IQ 解调信号实施带域限制,降低实施了带域限制而得到的信号的采样频率,将降低了采样频率而得到的信号输出给干扰波消除滤波器 32 及自相关电路 33 的各自。还有,在下面将从降采样电路 31 输出的降低了采样频率而得到的信号称为“再采样信号”。

[0134] 其中, IQ 解调电路 14 输出的 IQ 解调信号一般来说, 已经按与 OFDM 信号占有的频带宽度的值相比更高的采样频率进行了采样。如此一来, 设有被称为保护带的保护带域, 排除了对 IQ 解调信号的采样所导致的折叠畸变的影响。

[0135] 还有, 优选的是, 降采样电路 31 将 IQ 解调信号按 OFDM 信号占有的频带宽度的值以下的采样频率进行再采样。其原因为, 假如在使再采样信号的采样频率比 OFDM 信号占有的频带宽度的值大时, 在由干扰波消除滤波器 32、自相关电路 33 和系数控制电路 34 执行的用来从再采样信号中消除该再采样信号中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分的处理中, 存在从 OFDM 发送装置所发送的与 OFDM 信号有关的成分自身被当作窄带干扰波的可能性。

[0136] 再者, 对于降采样电路 31 一边参照图 3 一边进行说明。图 3 是图 2 的降采样电路 31 的电路结构图的一例, 降采样电路 31 具有滤波器 51 和间隔剔除 (間引き, thinning) 电路 52。

[0137] [ 滤波器 51 ]

[0138] 对滤波器 51, 输入从 IQ 解调电路 14 输出的 IQ 解调信号。

[0139] 滤波器 51 具有规定的通过特性, 对从 IQ 解调电路 14 输入的 IQ 解调信号通过滤波来实施带域限制, 将实施带域限制而得到的信号 (下面称为“带域限制处理信号”。) 输出给间隔剔除电路 52。

[0140] 其中, 滤波器 51 的通过特性优选的是, 在平方根奈奎斯特特性中, 其通过特性的截止频率是从间隔剔除电路 52 输出的再采样信号的采样频率中的奈奎斯特频率。其原因为, 在包括下述由间隔剔除电路 52 间隔剔除带域限制处理信号的样本所导致的折叠畸变来考虑的情况下, 再采样信号的频带宽度上的增益为一定。

[0141] 从而, 在本实施方式及下述的第 2 实施方式中, 滤波器 51 的通过特性在平方根奈奎斯特特性中, 其通过特性的截止频率是从间隔剔除电路 52 输出的再采样信号的采样频率中的奈奎斯特频率。

[0142] 还有, 滤波器 51 的通过特性在平方根奈奎斯特特性中, 其通过特性的截止频率也不一定必须是从间隔剔除电路 52 输出的再采样信号的采样频率中的奈奎斯特频率。

[0143] 另外, 滤波器 51 的通过特性也不一定必须是平方根奈奎斯特特性。

[0144] [ 间隔剔除电路 52 ]

[0145] 间隔剔除电路 52 通过对滤波器 51 输入的带域限制处理信号的样本进行间隔剔除, 把带域限制处理信号变换为与该带域限制处理信号的采样频率相比采样频率低的再采样信号, 将再采样信号输出给干扰波消除滤波器 32 及自相关电路 33 的各自。

[0146] 其中间隔剔除部 52 优选的是, 对从滤波器 51 输入的带域限制处理信号的样本进行间隔剔除, 以使再采样信号的采样频率小于等于 OFDM 信号的频带宽度的值。其原因如降采样电路 31 的说明中所述的那样。

[0147] 另外, 还可以通过使 IQ 解调信号的采样频率和再采样信号的采样频率之比成为整数, 使滤波器 51 及间隔剔除电路 52 的结构变得简单。

[0148] 从而, 在本实施方式及第 2 实施方式中, 间隔剔除电路 52 对带域限制处理信号的样本进行间隔剔除, 以使再采样信号的采样频率小于等于 OFDM 信号的频带宽度的值, 且 IQ 解调信号的采样频率和再采样信号的采样频率之比成为整数。

[0149] 还有,间隔剔除电路 52 也不一定必须以再采样信号的采样频率小于等于 OFDM 信号的带宽值的方式对频带限制处理信号的样本进行间隔剔除。另外,间隔剔除电路 52 也不一定必须以 IQ 解调信号的采样频率和再采样信号的采样频率之比成为整数的方式对带域限制处理信号的样本进行间隔剔除。

[0150] 上述降采样电路 31 的目的在于,去除再采样信号中包含的、由 OFDM 发送装置所发送的 OFDM 信号在短时间的时延相关。

[0151] [干扰波消除滤波器 32]

[0152] 干扰波消除滤波器 32 是滤波器系数可变的滤波器,从由降采样电路 31 输入的再采样信号中,自适应地消除该再采样信号中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分。然后,干扰波消除滤波器 32 将从再采样信号中自适应地消除了窄带干扰波成分而得到的信号作为干扰波消除信号,输出给有效期间延迟电路 19 及相关检测电路 20 的各自。其中,干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数的值由系数控制电路 34 来控制。

[0153] 再者,对于干扰波消除滤波器 32 一边参照图 4 一边进行说明。图 4 是图 2 干扰波消除滤波器 32 的滤波器结构图的一例。

[0154] 干扰波消除滤波器 32 采用 4 抽头的 FIR(有限脉冲响应, Finite Impulse Response) 滤波器来构成,具备延迟电路 71a、71b、71c,乘法电路 72a、72b、72c 和积算电路 73。

[0155] 这里,将从降采样电路 31 输出的再采样信号设为  $x(n)$ ,将从干扰波消除滤波器 32 输出的干扰波消除信号设为  $y(n)$ 。 $n$  代表采样时刻, $x(n)$  及  $y(n)$  是时间函数。

[0156] [延迟电路 71a、71b、71c]

[0157] 延迟电路 71a、71b、71c 使输入的再采样信号依次逐个延迟 1 个样本。这里,在采样时刻  $n$ ,从延迟电路 71a 输出 1 个样本前的再采样信号  $x(n-1)$ ,从延迟电路 71b 输出 2 个样本前的再采样信号  $x(n-2)$ ,从延迟电路 71c 输出 3 个样本前的再采样信号  $x(n-3)$ 。

[0158] [乘法电路 72a、72b、72c]

[0159] 乘法电路 72a、72b、72c 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  由系数控制电路 34 来控制。

[0160] 乘法电路 72a、72b、72c 对从延迟电路 71a、71b、71c 输入的再采样信号  $x(n-1)$ 、 $x(n-2)$ 、 $x(n-3)$  乘以滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$ ,将乘法值  $a_1x(n-1)$ 、 $a_2x(n-2)$ 、 $a_3x(n-3)$  输出给积算电路 73。

[0161] [积算电路 73]

[0162] 积算电路 73 将当前从降采样电路 31 输出的再采样信号  $x(n)$ 、从延迟电路 71a 输入的乘法值  $a_1x(n-1)$ 、从延迟电路 71b 输入的乘法值  $a_2x(n-2)$  和从延迟电路 71c 输入的乘法值  $a_3x(n-3)$  相加,将下述(式 1)所示的加法值作为干扰波消除信号  $y(n)$  输出给有效期间延迟信号 19 及相关检测电路 20 的各自。

[0163] [式 1]

$$y(n) = x(n) + a_1x(n-1) + a_2x(n-2) + a_3x(n-3) \quad (\text{式 1})$$

[0165] 上述 FIR 滤波器的通过特性中的陷波的最大数与 FIR 滤波器的次数相等。因此,为了从输入至干扰波消除滤波器 32 的再采样信号中有效消除该再采样信号中包含的与  $M$  ( $M$  是大于等于 1 的整数) 条窄带干扰波有关的窄带干扰波成分,最好使 FIR 滤波器的次数大于等于  $M$  或者  $(M+1)$ 。从而,构成干扰波消除滤波器 32 的 FIR 滤波器的次数也可以根据想

要消除的窄带干扰波的数目来决定。

[0166] 另外, FIR 滤波器的通过特性的频率分辨率随着 FIR 滤波器的次数增大而增高。从而, FIR 滤波器的次数也可以考虑期望的频率分辨率来决定。

[0167] [自相关电路 33]

[0168] 自相关电路 33 求取与从降采样电路 31 输入的再采样信号的自相关有关的自相关值  $R(i)$ 。

[0169] 具体而言, 自相关电路 33 在  $i$  为负的整数时, 如下面的 (式 2) 所示, 通过对从降采样电路 31 输入的再采样信号  $x(n)$  的复共轭和再采样信号  $x(n+i)$  进行复乘法, 来计算自相关值  $R(i)$ 。

[0170] 另外, 自相关电路 33 在  $i$  为大于等于 0 的整数时, 如下面的 (式 3) 所示, 通过对从降采样电路 31 输入的再采样信号  $x(n)$  和再采样信号  $x(n-i)$  的复共轭进行复乘法, 来计算自相关值  $R(i)$ 。

[0171] 其中, 在本实施方式中, 由于构成干扰波消除滤波器 32 的 FIR 滤波器的次数是 3, 因而  $i$  是大于等于 -2 且小于等于 3 的各整数的值 (-2, -1, 0, 1, 2, 3)。还有, 在构成干扰波消除滤波器 32 的 FIR 滤波器的次数是  $k$  ( $k$  是大于等于 1 的整数) 时,  $i$  是大于等于  $-k+1$  且小于等于  $k$  的各整数的值。

[0172] 自相关电路 33 将计算出的自相关值  $R(i)$  ( $i$  是大于等于 -2 且小于等于 3 的各整数的值) 输出给系数控制电路 34。

[0173] [式 2]

$$[0174] \quad R(i) = E\{x(n+i) \cdot x^*(n)\} \quad (i: \text{负整数}) \quad (\text{式 2})$$

[0175] [式 3]

$$[0176] \quad R(i) = E\{x(n) \cdot x^*(n-i)\} \quad (i: \text{大于等于 0 的整数}) \quad (\text{式 3})$$

[0177] 还有, 自相关电路 33 也可以取代使用上述的 (式 2) 来计算自相关值  $R(-1)$ 、 $R(-2)$ , 而使用上述 (式 3) 对计算出的自相关值  $R(1)$ 、 $R(2)$  的复共轭进行计算, 将计算出的自相关值  $R(1)$ 、 $R(2)$  的复共轭作为自相关值  $R(-1)$ 、 $R(-2)$ 。这样一来, 就可以谋求自相关电路 33 的电路规模及运算量的减少。

[0178] [系数控制电路 34]

[0179] 系数控制电路 34 通过使用从自相关电路 33 输入的自相关值  $R(i)$  ( $i$  是 -2 ~ 3 的各整数的值) 对下述的 (式 4) 进行矩阵运算, 来计算干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的控制值。然后, 系数控制电路 34 控制干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$ , 以使干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的值成为计算出的控制值。

[0180] [式 4]

$$[0181] \quad \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R(0) & R(-1) & R(-2) \\ R(1) & R(0) & R(-1) \\ R(2) & R(1) & R(0) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R(1) \\ R(2) \\ R(3) \end{bmatrix} \quad (\text{式 4})$$

[0182] 还有, 在 (式 4) 中,  $[\ ]$  代表矩阵,  $[\ ]^{-1}$  代表矩阵的逆矩阵。

[0183] 下面, 记述上述 (式 4) 的导出过程的概要。

[0184] 干扰波消除滤波器 32 可以考虑, 按照下述的 (式 5) 来计算表示窄带干扰波的估计值的干扰波估计信号  $x_1(n)$ , 从所输入的再采样信号  $x(n)$  减去计算出的干扰波估计信号

$x_1(n)$ , 输出干扰波消除信号  $y(n)$ 。

[0185] [式 5]

$$[0186] \quad x_1(n) = -a_1x(n-1) - a_2x(n-2) - a_3x(n-3) \quad (\text{式 5})$$

[0187] 也就是说, (式 1) 所示的干扰波消除滤波器 32 的运算可以像下述的 (式 6) 那样来表示。

[0188] [式 6]

$$[0189] \quad y(n) = x(n) - x_1(n) \quad (\text{式 6})$$

[0190] 此时, 干扰波消除信号  $y(n)$  可以看作与窄带干扰波有关的估计误差。从而, 只要决定了干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的值, 以使下述 (式 7) 所示的估计误差的均方  $J$  成为最小, 则从干扰波消除滤波器 32 输出的干扰波消除信号  $y(n)$  中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分成为最小。

[0191] [式 7]

$$[0192] \quad J = E[|y(n)|^2] \quad (\text{式 7})$$

[0193] 还有, 在 (式 7) 中,  $E\{\}$  代表时间平均运算。

[0194] 估计误差的均方  $J$  为最小的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的值可以通过解开下述联立方程来求取, 该联立方程中, 用系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的各自对估计误差的均方  $J$  进行偏微分的式为 0。该联立方程用下述的 (式 8) 来表示。

[0195] [式 8]

$$[0196] \quad \begin{bmatrix} R(0) & R(-1) & R(-2) \\ R(1) & R(0) & R(-1) \\ R(2) & R(1) & R(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R(1) \\ R(2) \\ R(3) \end{bmatrix} \quad (\text{式 8}) \quad (\text{式 8})$$

[0197] 还有, 在 (式 8) 中,  $[\ ]$  代表矩阵。另外, 在 (式 8) 中,  $R(i)$  ( $i$  是大于等于 -2 且小于等于 3 的各整数的值) 是由自相关电路 33 使用上述 (式 2) 及 (式 3) 中的某一个计算的再采样信号的自相关值。

[0198] 通过将上述的 (式 8) 变形, 就获得上述的 (式 4)。

[0199] 如上所述, 干扰波消除电路 18 通过观测从 IQ 解调电路 14 所输入的 IQ 解调信号, 自适应地控制干扰波消除滤波器的系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$ , 就可以使干扰波消除滤波器 32 输出的干扰波消除信号中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分变为最小。

[0200] 上述结构的干扰波消除电路 18 根据数个样本左右的短时间间隔中的再采样信号的时间相关, 来计算干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的控制值, 并根据计算出的控制值来执行干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的控制。因此, 即便窄带干扰波的振幅和相位产生时间变动, 也可以从再采样信号中高精度地消除该再采样信号中包含的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分。另外, 干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  可以快速地跟踪窄带干扰波的振幅和相位的时间变动。

[0201] < 干扰波消除电路 18 的动作 >

[0202] 对于参照图 2 到图 4 说明了电路结构的干扰波消除电路 18 一个动作例, 一边参照图 5 到图 9 一边进行说明。其中, 在图 5 到图 7 及图 9 的各附图中, 横轴代表频率, 纵轴代表功率密度。另外, 在图 8 中, 横轴代表频率, 纵轴代表增益。

[0203] 在该动作例中假设, OFDM 接收装置 1 接收到基于下述 ISDB-T (综合服务数字广播

—全球 Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) 标准的 OFDM 信号, 该 ISDB-T 标准是日本国内的地面波数字电视方式。其中, ISDB-T 标准的 OFDM 信号的频带宽度约为 5.57MHz。

[0204] 图 5 表示, 将 ISDB-T 方式的 OFDM 信号以约 8.13MHz 进行采样, 并且变换成复基带信号的信号, 也就是输入到干扰波消除电路 18 中的 IQ 解调信号的频谱的一例。

[0205] 在图 5 中, -1MHz 和 1.5MHz 的亮线谱分别是与窄带干扰波有关。图 5 的频谱表示出在输入到干扰波消除电路 18 中的 IQ 解调信号内含有 2 条窄带干扰波的情况。

[0206] 在图 5 中示出频谱的 IQ 解调信号输入至降采样电路 31 内的滤波器 51 中。其中, 滤波器 51 将作为 IQ 解调信号的采样频率的一半的约 4.06MHz 作为奈奎斯特带宽。

[0207] IQ 解调信号通过由滤波器 51 做出的滤波而被实施带域限制, 在图 6 中表示频谱的带域限制处理信号从滤波器 51 进行输出。

[0208] 从滤波器 51 所输出的在图 6 中表示频谱的带域限制处理信号由间隔剔除电路 52 进行间隔剔除以使样本数成为 1/2, 在图 7 中表示频谱的再采样信号从间隔剔除电路 52 进行输出。也就是说, 间隔剔除电路 52 对带域限制处理信号的样本进行间隔剔除, 以使再采样信号的样本频率变为约 4.06MHz。

[0209] 从间隔剔除电路 52 所输出的在图 7 中示出频谱的再采样信号输入至干扰波消除滤波器 32 及自相关电路 33 的各自中。

[0210] 自相关电路 33 及系数控制电路 34 执行用来控制干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的处理, 系数控制电路 34 对干扰波消除滤波器 32 提供滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的值。

[0211] 在图 4 的例子中, 虽然表示出 4 抽头的 FIR 滤波器, 但是这里若设为采用抽头数为 10 的 FIR 滤波器构成了干扰波消除滤波器 32, 则干扰波消除滤波器 32 的通过特性成为图 8 所示的那种频率特性。在图 8 中表示出, 在干扰波消除滤波器 32 的通过特性中, 在存在窄带干扰波的 -1MHz 和 1.5MHz 处存在陷波的状况, 也就是增益较小的状况。

[0212] 从间隔剔除电路 52 所输出的在图 7 中示出频谱的再采样信号输入至干扰波消除滤波器 32, 由具有图 8 所示的通过特性的干扰波消除滤波器 52 进行滤波。然后, 在图 9 中示出频谱的干扰波消除信号从干扰波消除滤波器 32 进行输出。通过图 9 可知, 存在于 -1MHz 和 1.5MHz 上的与窄带干扰波有关的窄带干扰波成分被抑制的状况。

[0213] <OFDM 接收装置的动作>

[0214] 下面, 说明图 1 的 OFDM 接收装置 1 的接收动作的概要。

[0215] 这里, 将 OFDM 接收装置 1 的接收动作, 分为除了与时间同步及频率同步有关的处理外的接收处理所涉及的动作 (下面称为“解调动作”)、以及时间同步及频率同步所涉及的动作 (下面称为“同步动作”) 的 2 个来进行说明。

[0216] [OFDM 接收装置的解调动作]

[0217] 由天线 11 接收到的 OFDM 信号输入至调谐器 12。调谐器 12 从所输入的 OFDM 信号中选择期望信道的 OFDM 信号, 在将选择出的 OFDM 信号变换为 IF 带之后, 把 IF 带的 OFDM 信号输出给 A/D 变换器 13。

[0218] 从调谐器 13 所输出的 OFDM 信号输入至 A/D 变换器 13, 由 A/D 变换器 13 将其从模拟信号变换为数字信号, 变换成数字信号的 OFDM 信号从 A/D 变换器 13 进行输出。

[0219] 从 A/D 变换器 13 所输出的 OFDM 信号输入至 IQ 解调电路 14, 由 IQ 解调电路 14 进行准同步正交检波, 从 IQ 解调电路 14 输出复基带信号 (IQ 解调信号)。还有, IQ 解调电路 14 在准同步正交检波中所使用的检波信号的检波频率通过下述的同步动作进行了控制, 使之与输入至 IQ 解调电路 14 的 OFDM 信号的频率一致。

[0220] 从 IQ 解调电路 14 所输出的 IQ 解调信号输入至 FFT 电路 15, 由 FFT 电路 15 做出的 FFT 运算的执行结果为从时间轴上的数据转换为频率轴上的数据, 从 FFT 电路 15 输出各载波的数据。还有, FFT 电路 15 通过下述的同步动作, 根据从定时检测电路 21 输入的检测信号来找出 IQ 解调信号的有效期间, 对于所找出的有效期间中的 IQ 解调信号实施 FFT 运算。

[0221] 从 FFT 电路 15 所输出的各载波的数据输入至解调电路 16, 由解调电路 16 进行解调, 从解调电路 16 输出解调数据。

[0222] 从解调电路 16 所输出的解调数据由纠错电路 17 实施用于纠错的解码处理, 从纠错电路 17 输出接收数据。

[0223] [OFDM 接收装置的同步动作]

[0224] 在上述 OFDM 接收装置 1 的解调处理中从 IQ 解调电路 14 输出的 IQ 解调信号还输入至干扰波消除电路 18。

[0225] 干扰波消除电路 18 对于从 IQ 解调电路 14 所输入的 IQ 解调信号, 实施一边参照图 5 到图 9 一边示出一个动作例的处理, 输出干扰波消除信号。

[0226] 从干扰波消除电路 18 所输出的干扰波消除信号输入至相关检测电路 20, 并且在由有效期间延迟电路 19 延迟了有效期间量之后输入至相关检测电路 20。

[0227] 从干扰波消除电路 18 输出的干扰波消除信号和从有效期间延迟电路 19 输出的干扰波消除延迟信号之间的相关由相关检测电路 20 来求取, 从相关检测电路 20 输出基于相关的相关信号。

[0228] 从相关检测电路 20 所输出的相关信号输入至定时检测电路 21。定时检测电路 21 根据相关信号来实施与 IQ 解调信号的有效期间的前端有关的定时检测, 将基于检测结果的检测信号输出给 FFT 电路 15 及  $\tan^{-1}$  电路 22 的各自。还有, 利用该检测信号, FFT 电路 15 找出 IQ 解调信号的有效期间, 执行对有效期间内的 IQ 解调信号的 FFT 运算。

[0229] 从相关检测电路 20 所输出的相关信号输入至  $\tan^{-1}$  电路 22, 从定时检测电路 21 所输出的检测信号输入至  $\tan^{-1}$  电路 22。

[0230]  $\tan^{-1}$  电路 22 根据检测信号找出从相关电路 20 输入的相关信号的相关信号保护期间, 计算该找出的相关信号保护期间内的相关信号的相位角, 将表示计算出的相关信号的相位角的值的误差信号输出给频率控制电路 23。频率控制电路 23 根据从  $\tan^{-1}$  电路 22 所输入的误差信号, 生成用来控制 IQ 解调电路 14 的检波频率的控制信号, 并将所生成的控制信号输出给 IQ 解调电路 14, 以便能够取得频率同步。还有, 利用该控制信号, IQ 解调电路 14 进行调整以使检波信号的检波频率与输入的 OFDM 信号的频率一致。

[0231] 《第 2 实施方式》

[0232] 下面, 对于本发明的第 2 实施方式一边参照附图一边进行说明。

[0233] 本实施方式的 OFDM 接收装置具备和第 1 实施方式的 OFDM 接收装置 1 所具备的干扰波消除电路 18 不同的干扰波消除电路 18a。

[0234] 其中,在本实施方式的 OFDM 接收装置中,除干扰波消除电路 18a 外的结构要素可以使用和第 1 实施方式的 OFDM 接收装置 1 的对应的结构要素实质上相同的结构要素。

[0235] 还有,在本实施方式中,只对于干扰波消除电路 18a 进行说明。

[0236] <干扰波消除电路 18a>

[0237] 对于本实施方式的干扰波消除电路 18a 的结构一边参照图 10 一边进行说明。图 10 是本实施方式的干扰波消除电路 18a 的电路结构图。还有,因为在本实施方式中,对和第 1 实施方式实质上相同的结构要素附上和第 1 实施方式相同的符号,可以适用第 1 实施方式的说明,所以在本实施方式中省略其说明。

[0238] 干扰波消除电路 18a 具备降采样电路 31、干扰波消除滤波器 32、互相关电路 33a 和系数控制电路 34a。还有,从干扰波消除滤波器 32 输出的干扰波消除信号输入至有效期间延迟电路 19 及相关检测电路 20 的各自中,并且还输入互相关电路 33a。

[0239] [互相关电路 33a]

[0240] 互相关电路 33a 计算从降采样电路 31 输入的再采样信号和从干扰波消除滤波器 32 输入的干扰波消除信号之间的互相关值,将计算出的互相关值输出给系数控制电路 34a。

[0241] [系数控制电路 34a]

[0242] 系数控制电路 34a 根据从互相关电路 33a 输入的互相关值来计算干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的控制值。然后,系数控制电路 34a 控制干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$ ,以使干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的值成为计算出的控制值。

[0243] 其中,系数控制电路 34a 利用 LMS(最小均方,Least Mean Square)算法或 RLS(递推最小二乘,Recursive Least Square)算法等的收敛算法,来实施干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的控制值的计算。而且,系数控制电路 34a 依次执行干扰波消除滤波器 32 的滤波器系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$  的值更新。还有,因为 LMS 算法或 RLS 算法的各自是已知的收敛算法,所以其详细记述予以省略。

[0244] 如上所述,干扰波消除电路 18a 通过观测从 IQ 解调电路 14 所输入的 IQ 解调信号,自适应地控制干扰波消除滤波器的系数  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$ ,从而能够使干扰波消除滤波器 32 输出的干扰波消除信号中包含的窄带干扰波成分变为最小。

[0245] 系数控制电路 34a 通过使用收敛算法,从而和第 1 实施方式中的系数控制电路 34 相比,可以减少运算量及电路规模的至少一个。

[0246] 《补充》

[0247] 本发明并不限于上述实施方式,例如也可以是如下的方式。

[0248] (1) 在第 1 及第 2 实施方式中,虽然干扰波消除滤波器 32 使用 FIR 滤波器来构成,但是并不限于此,干扰波消除滤波器 32 只要是能够根据滤波器系数变更通过特性的滤波器就可以。例如,作为这种滤波器,可举出 IIR(无线脉冲相应,Infinite Impulse Response)滤波器等。

[0249] (2) 第 1 及第 2 实施方式的 OFDM 接收装置典型可以以作为集成电路的 LSI(大规模集成电路,Large Scale Integration)来实现。既可以将各电路分别作为 1 个芯片,也可以进行单芯片化使之包含全部的电路或者部分电路。

[0250] 这里,虽然作为 LSI 进行了记述,但是也有时根据集成度的不同,称呼为 IC(集成电路, Integrated Circuit)、系统 LSI、超大 LSI 和特大 LSI。

[0251] 另外,集成电路化的方法并不限于 LSI,也可以采用专用电路或者通用处理器来实现。也可以在 LSI 制造后,利用可编程的 FPGA(现场可编程门阵列, Field Programmable Gate Array) 或可重新构成 LSI 内部的电路单元的连接和设定的可重构处理器。

[0252] 再者,如果因半导体技术的进步或者派生的其他技术,出现了替换 LSI 的集成电路化技术,则当然也可以使用该技术,实施功能块的集成化。生物技术的应用等存在可能性。

[0253] 工业可利用性

[0254] 本发明可以用于接收下述 OFDM 信号,并根据 OFDM 信号和使该 OFDM 信号延迟了有效期间量的延迟信号之间的相关来实施同步处理的 OFDM 接收装置,该 OFDM 信号由有效期间和保护期间构成,该有效期间传输与数据有关的信号,该保护期间传输和在上述有效期间传输的信号一部分相同的信号。

1

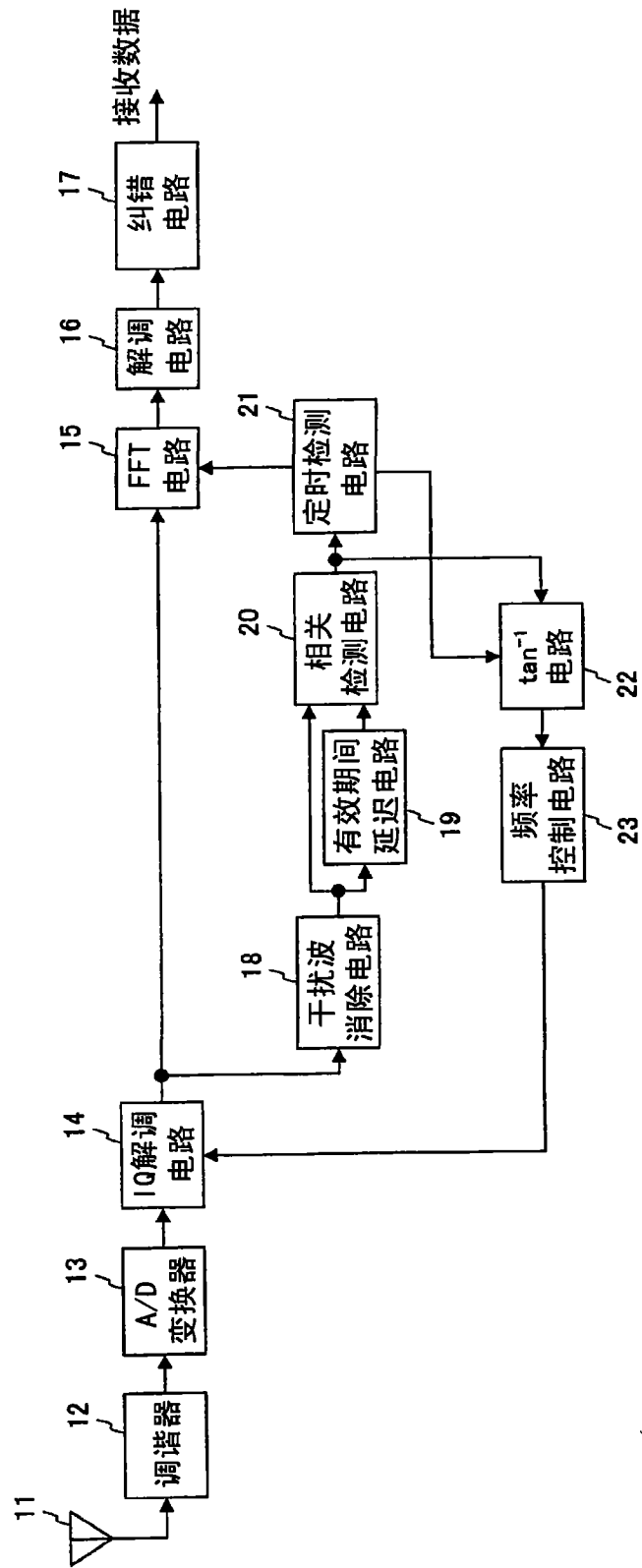


图 1

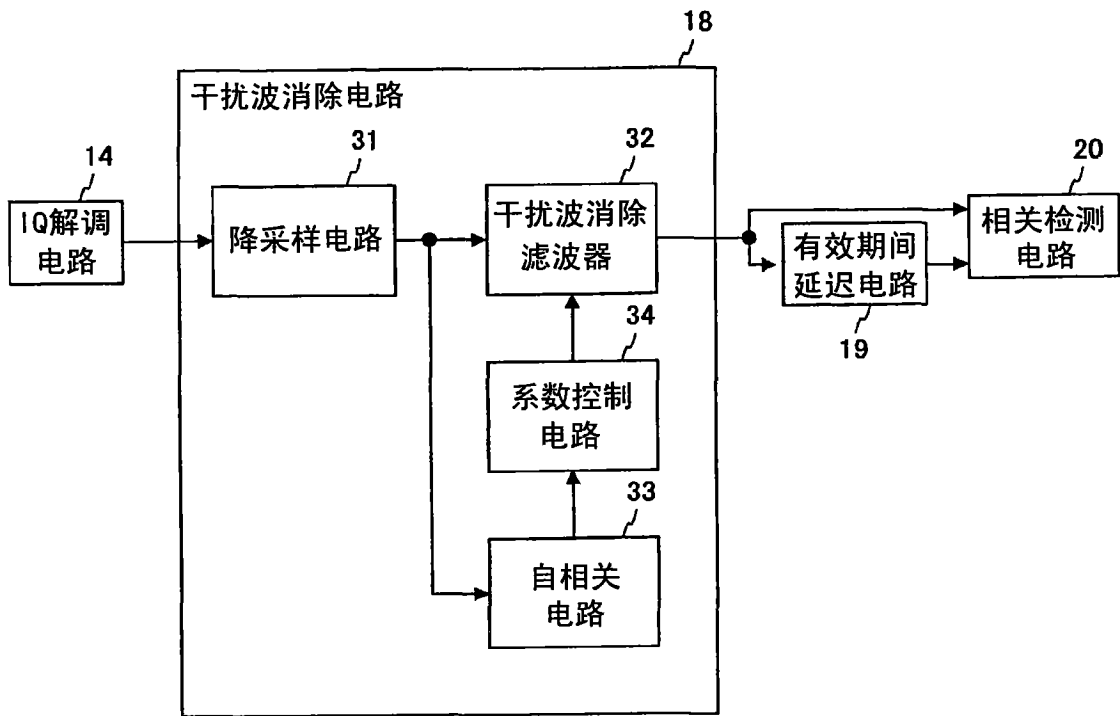


图 2

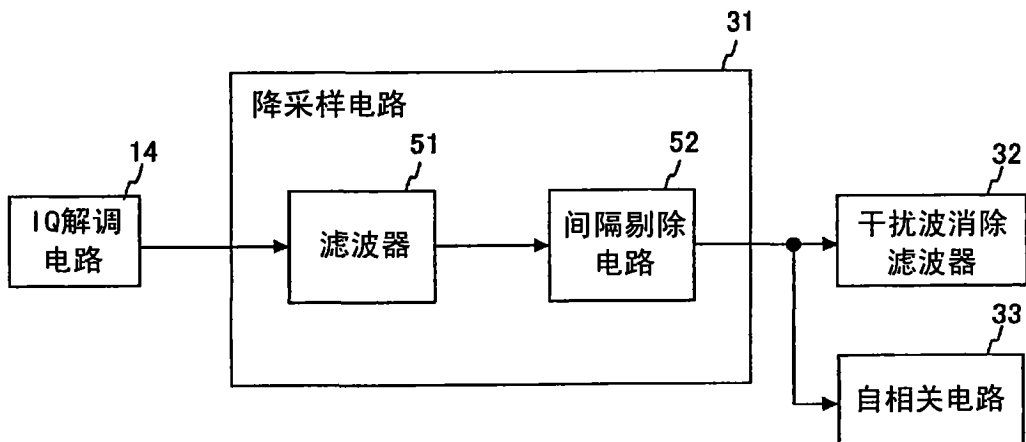


图 3

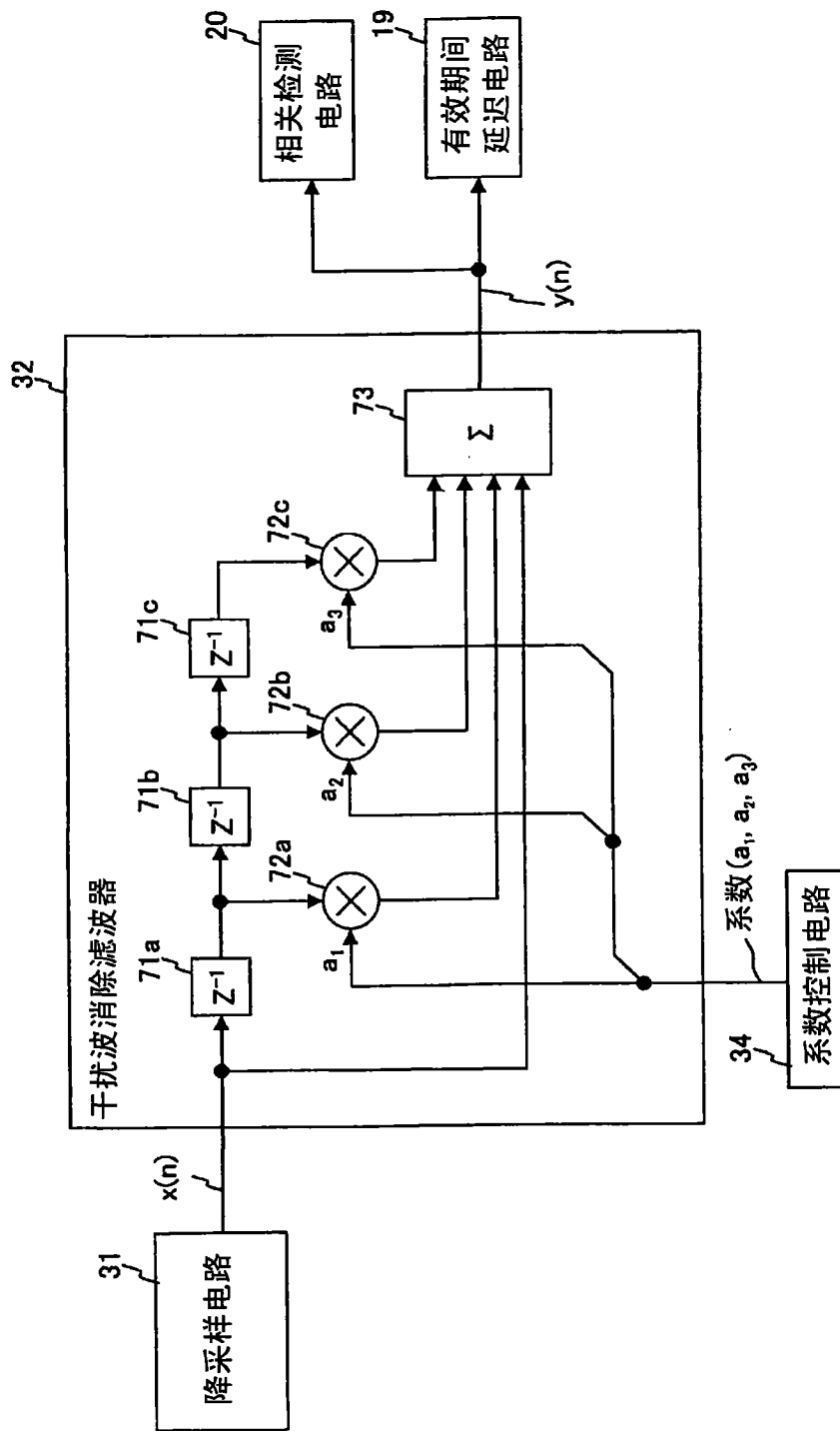


图 4

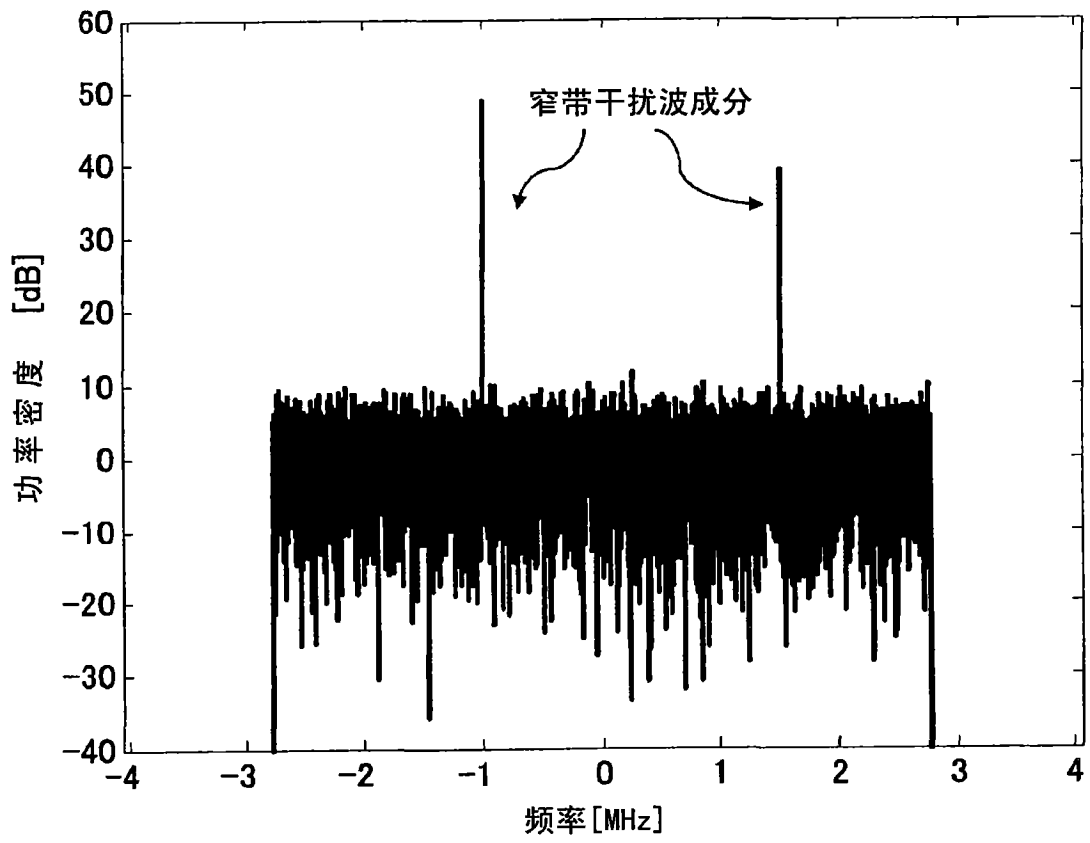


图 5

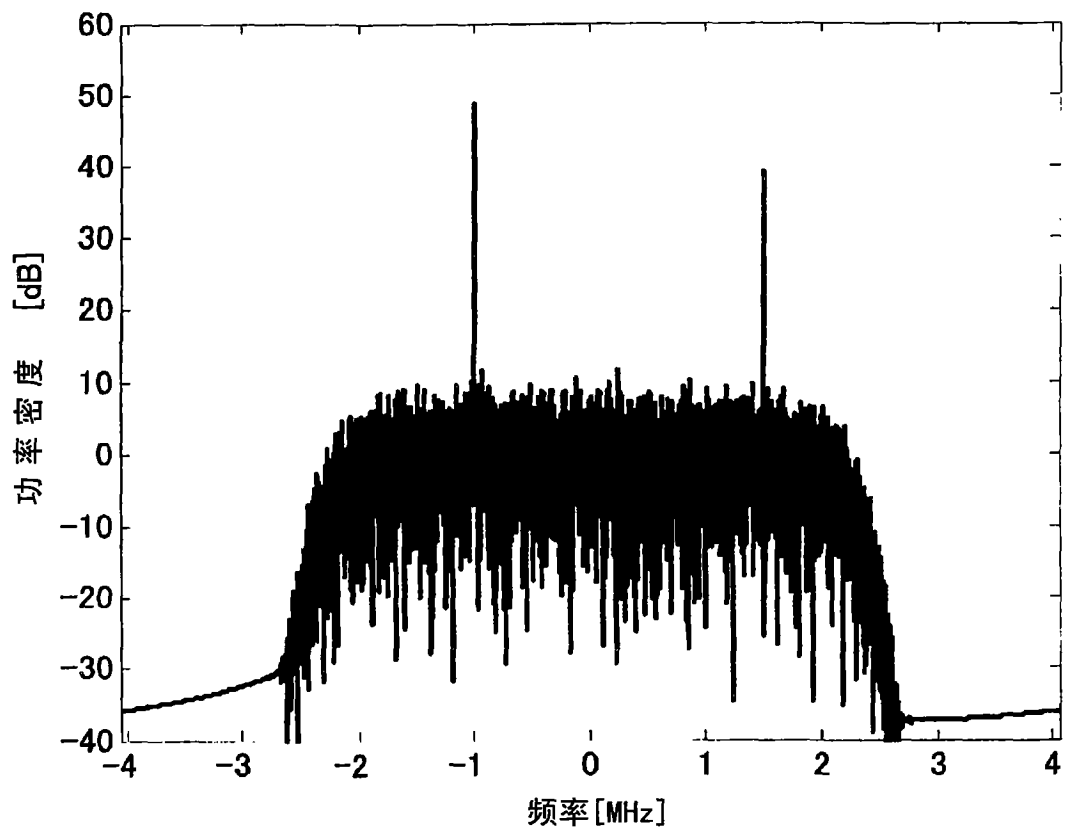


图 6

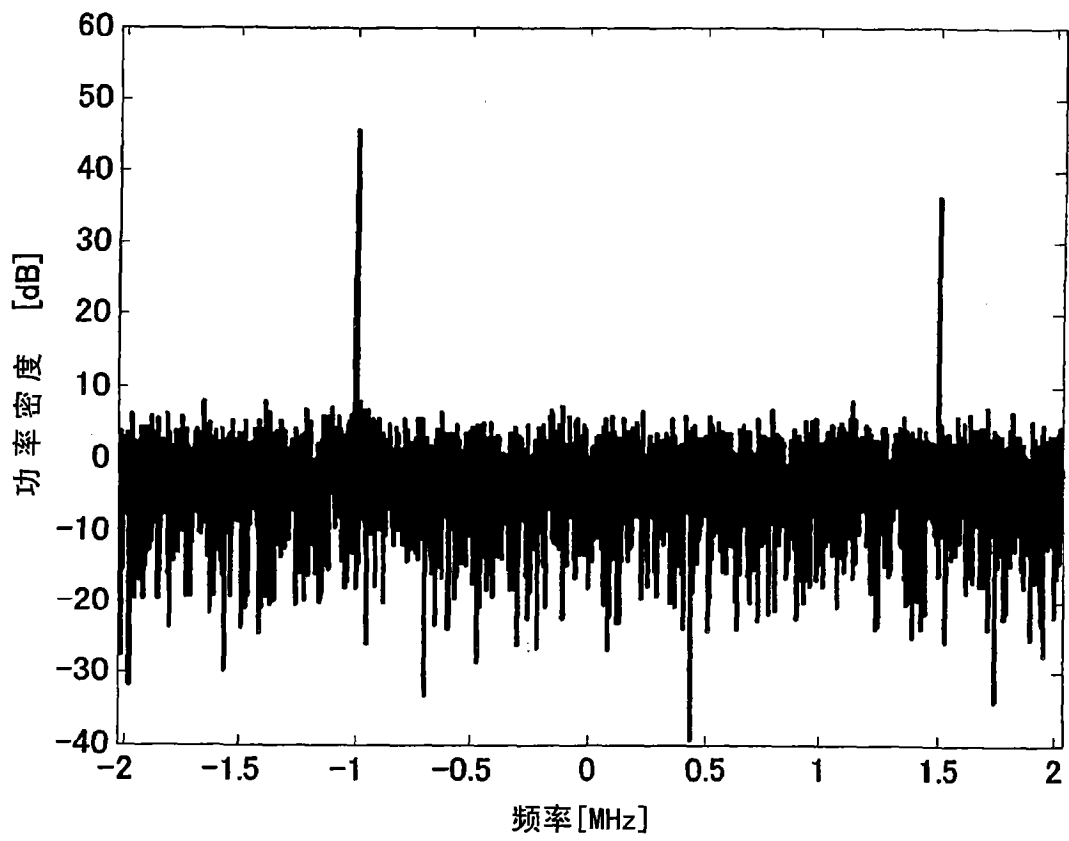


图 7

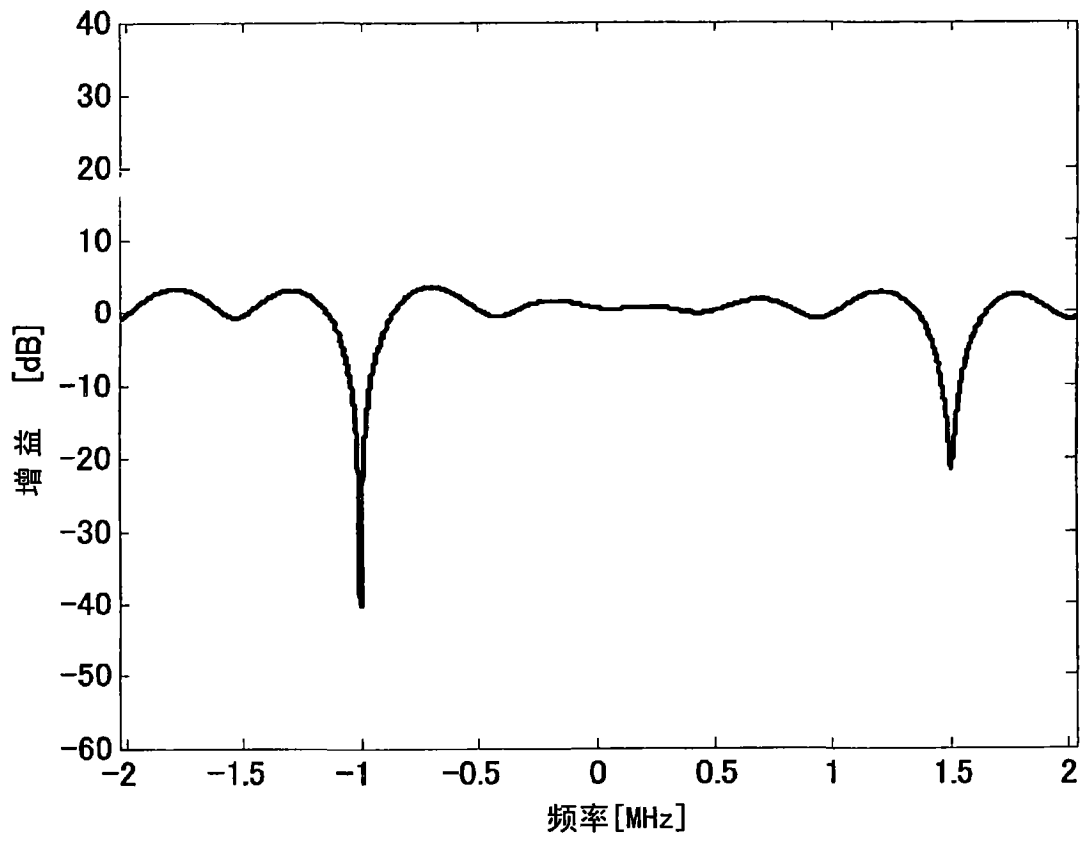


图 8

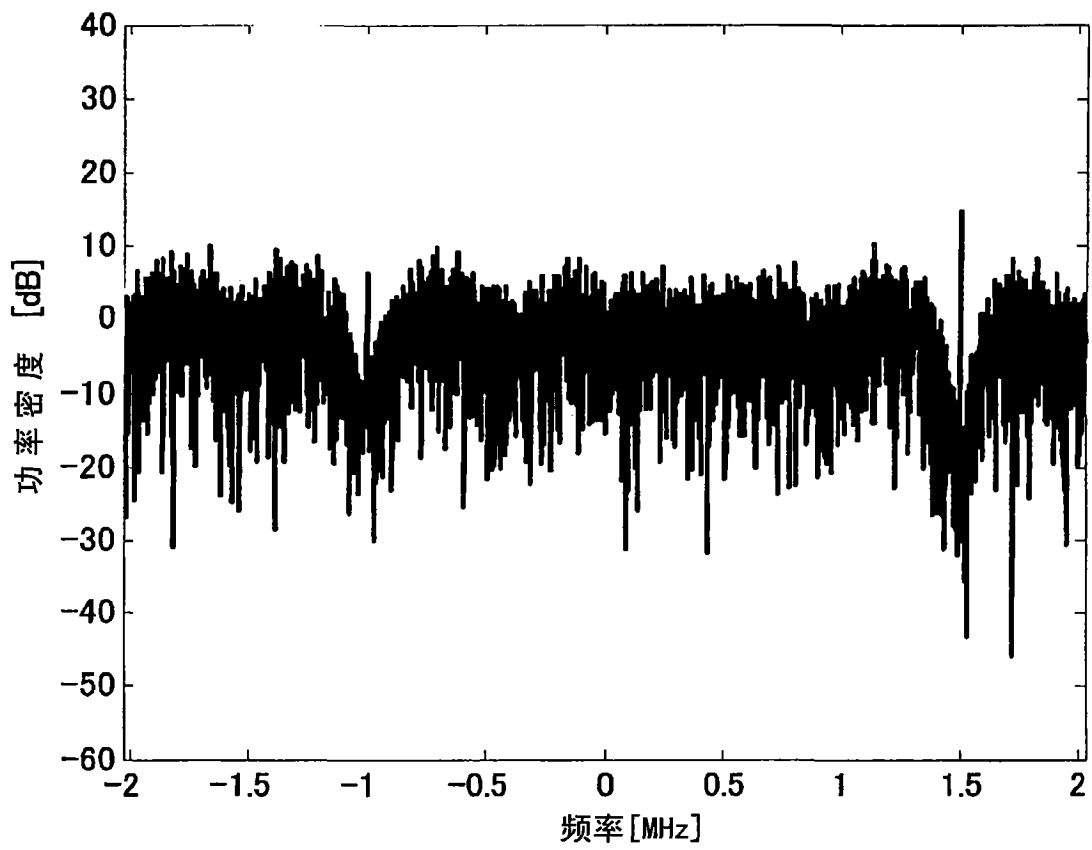


图 9

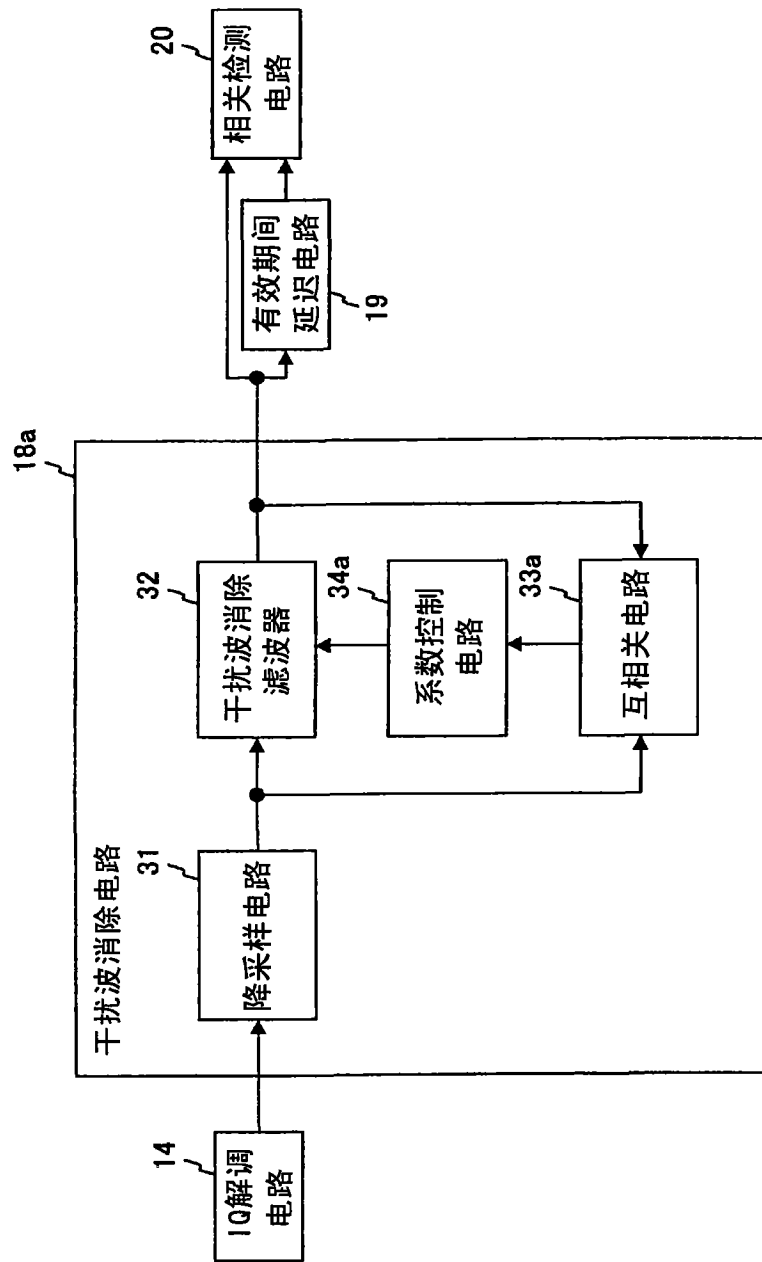


图 10

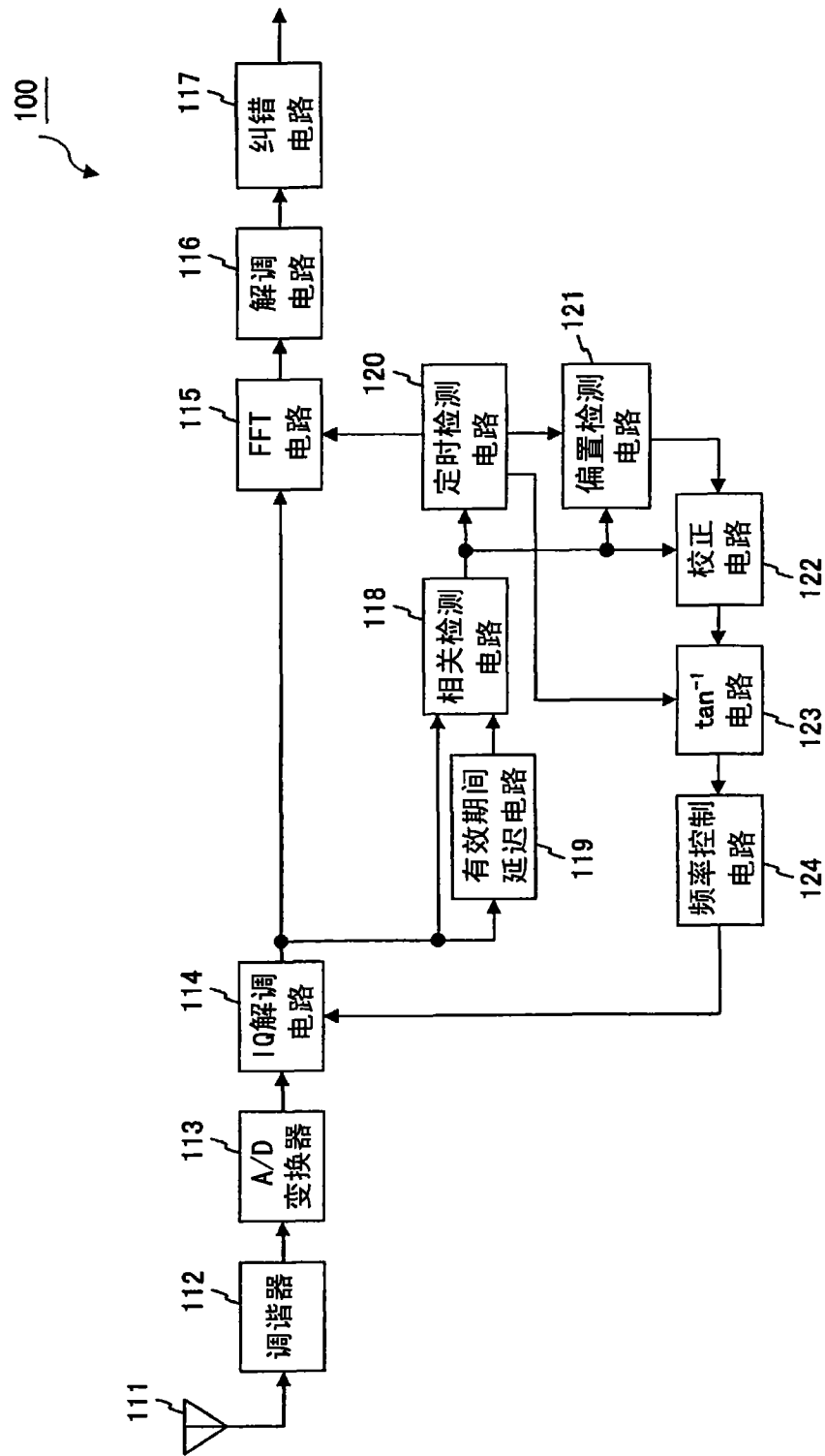


图 11

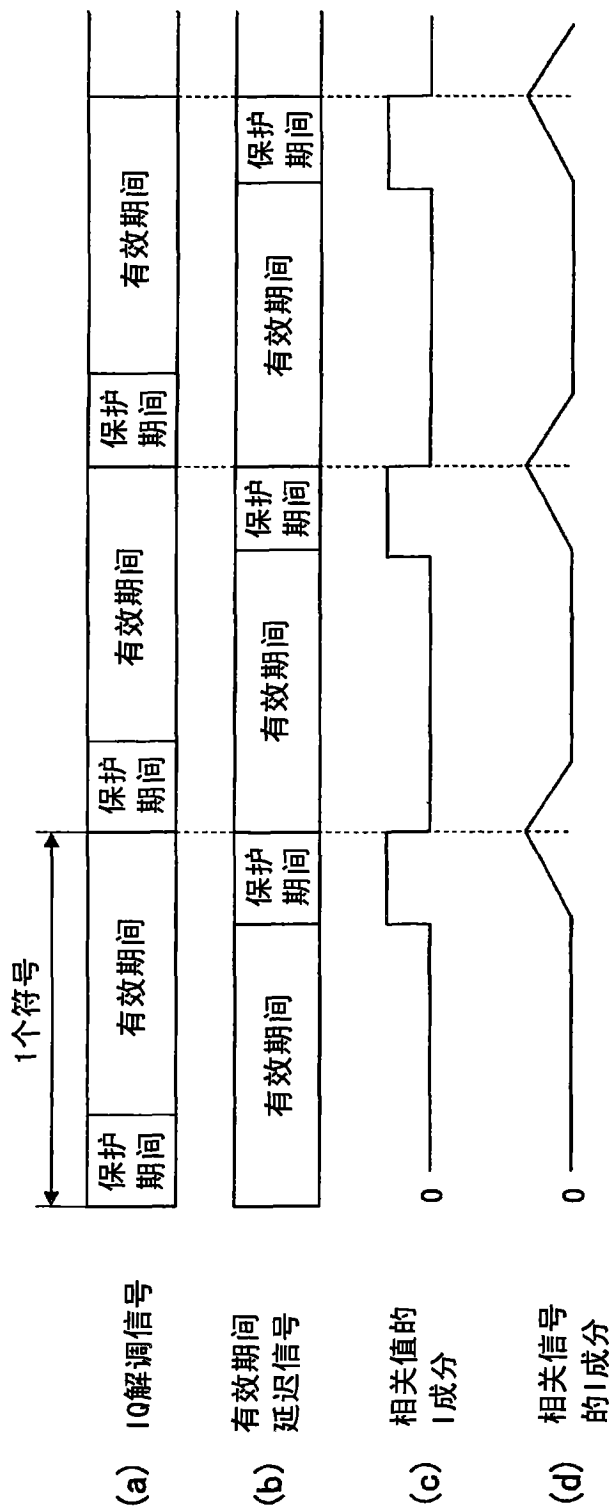


图 12

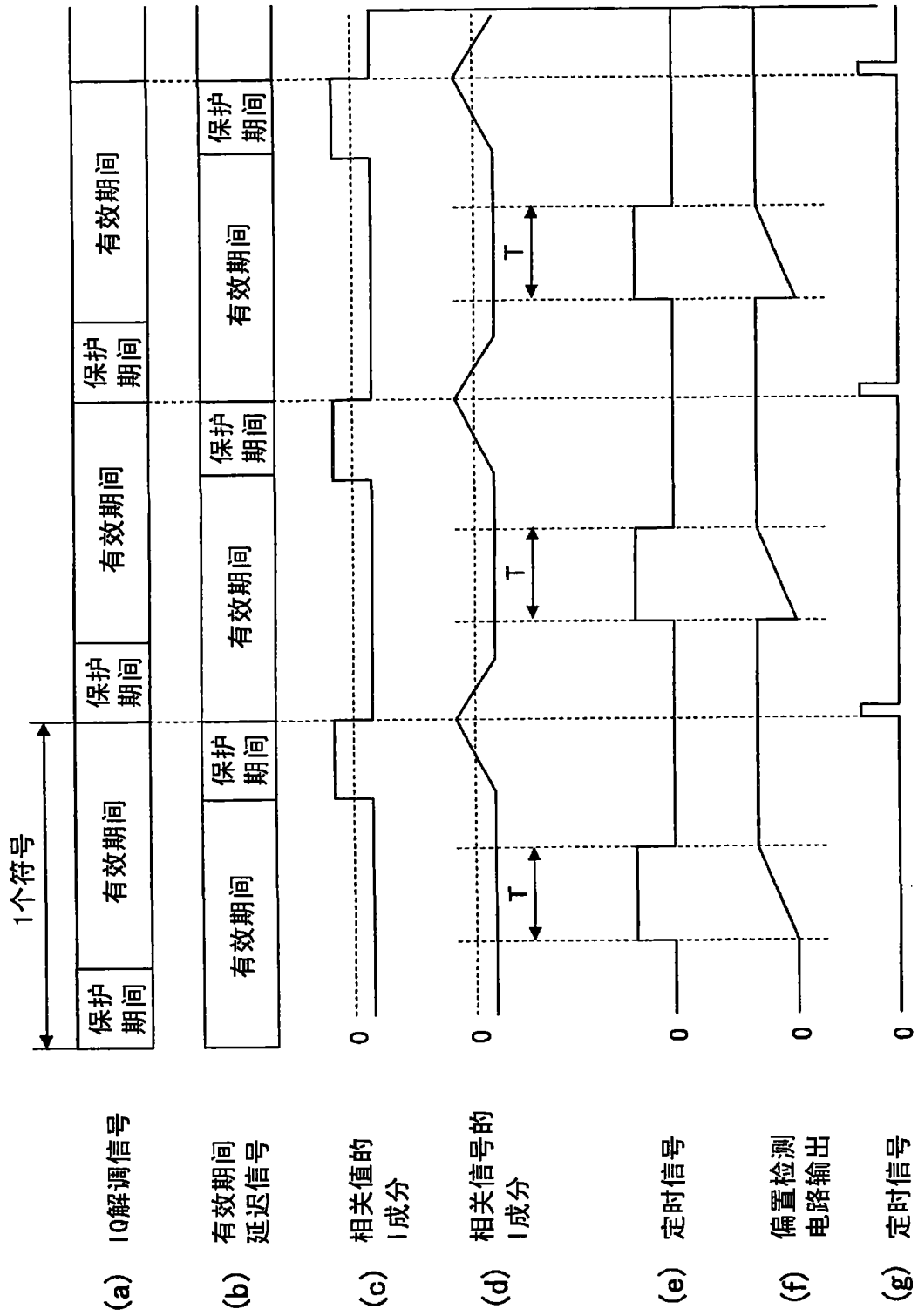


图 13