

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101356757 B

(45) 授权公告日 2012. 09. 05

(21) 申请号 200680050733. X
 (22) 申请日 2006. 12. 18
 (30) 优先权数据
 002062/2006 2006. 01. 10 JP
 (85) PCT申请进入国家阶段日
 2008. 07. 09
 (86) PCT申请的申请数据
 PCT/JP2006/325165 2006. 12. 18
 (87) PCT申请的公布数据
 W02007/080745 JA 2007. 07. 19
 (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 尾本幸宏 森健一
 (74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
 72002
 代理人 杨谦 胡建新

(51) Int. Cl.
H04J 11/00 (2006. 01)
H04B 7/005 (2006. 01)
H04J 1/02 (2006. 01)
 (56) 对比文件
 JP 11512907 A, 1999. 11. 02, 全文.
 JP 2004509561 A, 2004. 03. 25, 全文.
 JP 2005311413 A, 2005. 11. 04, 全文.

审查员 门晓晶

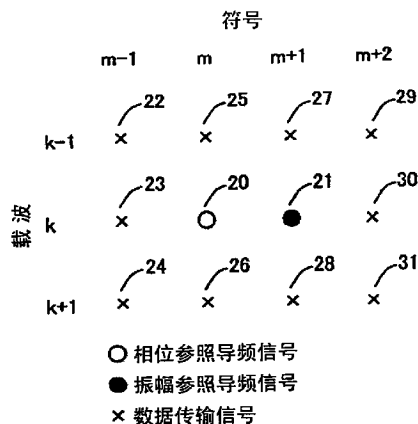
权利要求书 2 页 说明书 18 页 附图 8 页

(54) 发明名称

多载波调制方法以及利用该方法的发送装置及接收装置

(57) 摘要

本发明是一种多载波调制方法以及利用该方法的发送装置及接收装置。能够形成适合 OFDM/OQAM 型多载波调制的、用于推算传输信道的传递特性的导频信号。从发送端传输调制振幅被压抑为 0 的相位参照导频符号和在接收端用已知的振幅调制的振幅参照导频信号,在接收端根据相位参照导频信号及振幅参照导频信号来推算传输信道的传递特性进行补偿。由此,发送端的帧结构处理变得简单,并且,可以削减有关相位参照导频信号的发送功率。



1. 一种多载波调制方法,其特征在于,在将符号发送周期设为 τ 、将多个载波的频率间隔设为 ν 时, $\nu\tau = 1/2$,

基于上述多载波调制方法实施调制而生成的多载波被调制信号包含相位参照导频信号,

上述相位参照导频信号是零值信号,即,以振幅值为 0 调制的信号。

2. 如权利要求 1 所述的多载波调制方法,其特征在于,

上述相位参照导频信号配置在沿规定的载波的时间方向连续的多个符号上。

3. 一种多载波调制方法,其特征在于,在将符号发送周期设为 τ 、将多个载波的频率间隔设为 ν 时, $\nu\tau = 1/2$,

基于上述多载波调制方法实施调制而生成的多载波被调制信号包含相位参照导频信号和振幅参照导频信号,

上述相位参照导频信号是零值信号,即,以振幅值为 0 调制的信号,上述振幅参照导频信号是用于在接收端已知的振幅值调制的信号。

4. 如权利要求 3 所述的多载波调制方法,其特征在于,

上述相位参照导频信号和上述振幅参照导频信号按每个符号交替配置在沿规定的载波的时间方向连续的多个符号上。

5. 如权利要求 3 所述的多载波调制方法,其特征在于,

上述相位参照导频信号和上述振幅参照导频信号按每个载波交替配置在沿规定符号的频率方向连续的多个载波上。

6. 如权利要求 3 所述的多载波调制方法,其特征在于,

上述相位参照导频信号和上述振幅参照导频信号在频率方向上按每个载波交替配置,并且,还在时间方向上按每个符号交替配置。

7. 一种发送装置,其特征在于,根据将符号发送周期设为 τ 、将多个载波的频率间隔设为 ν 时 $\nu\tau = 1/2$ 的多载波调制方法生成多载波被调制信号,并送出该信号;

上述发送装置具有:

帧结构单元,输入发送数据并构成帧信号,该帧信号包含用于生成基于该发送数据的数据传输信号的振幅值和用于生成相位参照导频信号的 0 振幅值;及

多载波调制单元,基于上述帧信号中包含的各振幅值信息,根据上述多载波调制方法生成上述多载波被调制信号。

8. 一种发送装置,其特征在于,根据将符号发送周期设为 τ 、将多个载波的频率间隔设为 ν 时 $\nu\tau = 1/2$ 的多载波调制方法生成多载波被调制信号,并送出该信号;

上述发送装置具有:

帧结构单元,输入发送数据并构成帧信号,该帧信号包含用于生成基于该发送数据的数据传输信号的振幅值、用于生成相位参照导频信号的 0 振幅值、和用于生成振幅参照导频信号的在接收侧已知的振幅值;以及

多载波调制单元,基于上述帧信号中包含的各振幅值信息,根据上述多载波调制方法生成上述多载波被调制信号。

9. 一种接收装置,其特征在于,接收并解调根据将符号发送周期设为 τ 、将多个载波的频率间隔设为 ν 时 $\nu\tau = 1/2$ 的多载波调制方法生成的多载波被调制信号,

上述多载波被调制信号包含作为零值信号即以振幅值为 0 调制的信号的相位参照导频信号；

上述接收装置具有：

多载波解调单元，通过对接收的上述多载波被调制信号进行解调生成解调向量，输出该解调向量；以及

均衡单元，输入上述解调向量，基于上述相位参照导频信号推算上述解调向量的相位位移并进行补偿。

10. 如权利要求 9 所述的接收装置，其特征在于，

上述均衡单元包括：

相位推算单元，提取上述解调向量中包含的上述相位参照导频信号并推算上述解调向量的相位位移；以及

相位补偿单元，基于由上述相位推算单元推算的相位位移补偿上述解调向量的相位。

11. 一种接收装置，其特征在于，接收并解调根据将符号发送周期设为 τ 、将多个载波的频率间隔设为 ν 时 $\nu\tau = 1/2$ 的多载波调制方法调制的多载波被调制信号，

上述多载波被调制信号包含作为零值信号即以振幅值为 0 调制的信号的相位参照导频信号和用在接收端已知的振幅调制的振幅参照导频信号；

上述接收装置具有：

多载波解调单元，通过对接收的上述多载波被调制信号进行解调生成解调向量，输出该解调向量；及

均衡单元，输入上述解调向量，基于上述相位参照导频信号推算上述解调向量的相位位移并进行补偿，基于上述振幅参照导频信号推算上述解调向量的振幅位移并进行补偿。

12. 如权利要求 11 所述的接收装置，其特征在于，

上述均衡单元包括：

相位推算单元，提取上述解调向量中包含的上述相位参照导频信号并推算上述解调向量的相位位移；

相位补偿单元，基于由上述相位推算单元推算的相位位移补偿上述解调向量的相位；

振幅推算单元，提取上述相位补偿单元输出的被相位补偿的解调向量中包含的上述振幅参照导频信号，推算上述被相位补偿的解调向量的振幅位移；以及

振幅补偿单元，基于由上述振幅推算单元推算的振幅位移来补偿上述相位补偿单元输出的被相位补偿的解调向量的振幅。

13. 如权利要求 11 所述的接收装置，其特征在于，

上述均衡单元包括：

相位推算单元，提取上述解调向量中包含的上述相位参照导频信号并推算上述解调向量的相位位移；

相位补偿单元，基于由上述相位推算单元推算的相位位移补偿上述解调向量的相位；

振幅推算单元，提取上述相位补偿单元输出的被相位补偿的解调向量中包含的上述振幅参照导频信号，推算上述被相位补偿的解调向量的振幅位移；以及

补偿单元，基于由上述相位推算单元推算的相位位移及由上述振幅推算单元推算的振幅位移来补偿上述解调向量的相位及振幅。

多载波调制方法以及利用该方法的发送装置及接收装置

技术领域

[0001] 本发明涉及可以利用导频信号进行传输信道的传递特性的推算的多载波调制方法以及利用该方法的发送装置及接收装置。特别是,涉及利用 OFDM/Offset Quadrature Amplitude Modulation(偏置正交调幅)型多载波调制时能够很好地进行上述推算的多载波调制方法以及利用该方法的发送装置及接收装置。

背景技术

[0002] 在无线通信或有线通信中广泛使用多载波调制。多载波调制是分割发送数据,将分割的发送数据分别分配给多个载波,调制以各发送数据对应的载波,将被调制的载波复用的方法。作为一种多载波调制,称为 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing:正交频分复用)的多载波调制在地面波数字电视广播、无线 LAN(局域网)、xDSL(Digital SubscriberLine:数据用户线)或电源线通信(PLC:Power Line Communication)等的领域广泛被实用。作为具体的应用例子,在地面波数字电视广播中可以举出 DVB-T,在无线 LAN 中可举出 IEEE802.11a,11a,在 xDSL 中可举出 ADSL,在电源线通信中可举出家庭电力网络传输解决方案(HomePlug)等。在以下的说明中,特别是为了与其它的多载波调制区分,将利用上述一般的 OFDM 的多载波调制称为 OFDM/QAM 型多载波调制,或者单纯称为 OFDM/QAM。

[0003] (关于 OFDM/QAM)

[0004] OFDM/QAM 的原理记载于非专利文献 1 中。

[0005] OFDM/QAM 是在每个符号发送周期对频率不同的多个载波分别实施复数向量调制并将被调制的载波复用的多载波调制。若设沿时间方向相互邻接的符号的时间间隔为 T_s 、沿频率方向相互邻接的载波的频率间隔为 f_s ,则 OFDM/QAM 中的传输信号的一般式可以如(数学式 1)表示。

[0006] [数学式 1]

$$[0007] \quad s(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_m \sum_k d_{m,k} g(t - mT_s) e^{j2\pi(f_c t + k f_s (t - mT_s))} \right]$$

[0008] 在(数学式 1)中, m 表示符号编号, k 表示载波的编号, f_c 表示载波的基本频率, t 表示时间。 $d_{m,k}$ 是表示在第 m 个符号中用第 k 个载波传输的发送数据的复数向量。 $g(t - mT_s)$ 是对第 m 符号的窗口函数,是将窗口函数 $g(t)$ 时移到第 m 个符号的函数。例如,窗口函数 $g(t)$ 如(数学式 2)那样定义。

[0009] [数学式 2]

$$[0010] \quad g(t) = \begin{cases} 1, & -T_g < t \leq T_u \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0011] 一个符号期间由隔离期间和有效符号期间构成,在(数学式 2)中, T_g 是隔离期间长度, T_u 是有效符号期间长度, T_g 和 T_u 的之间存在 $T_s = T_g + T_u$ 的关系。此外,有效符号期间长 T_u 和载波的频率间隔 f_s 之间有 $T_u = 1/f_s$ 的关系。

[0012] 在 OFDM/QAM 中,在接收端的接收处理中截取包含隔离期间 T_g 的符号期间 T_s 中的相当于有效符号期间长度 T_u 的信号而被解调。

[0013] 在无线移动通信中,多通道传送屡次成为问题。多通道传送是因电波的反射以各种时间延迟而到来的多个发送信号在接收端复用接收的现象。在 OFDM/QAM 中,通过在符号内设置隔离期间而允许由多通道传送造成的多个到来波的时间差,从而能够保持多个载波之间的正交性。通过设置隔离期间,接收端在多通道传送环境中也不产生符号之间干涉及载波间干涉,从而能够接收信号。在地面波数字电视广播或无线 LAN 等的无线通信领域,利用这种对多通道传送的抗性。

[0014] 此外,在 xDSL 或电源线通信等的有线通信中,从其它系统或设备接收的妨碍信号屡次成为问题。这种妨碍信号是窄带信号的情况较多。在 OFDM/QAM 中,分别用通带窄的滤波器接收用各载波传输的被调制波。因此,在 OFDM/QAM 中,能够限制受到妨碍信号的影响的载波。并且,在 OFDM/QAM 中,减少用受到妨碍信号影响的载波来传输的数据信息量、或者不使用该载波,从而可以提高对妨碍信号的抗性。在 xDSL 或电源线通信等的有线通信领域,利用这种对窄带干涉信号的抗性。

[0015] 但是,OFDM/QAM 中间隔离期间仅用于吸收多通道的影响,不传输有效的信息。因此,亦如专利文献 1 所述,OFDM/QAM 具有频谱利用效率低、能量损失大的课题。

[0016] 此外,当多通道传送的到来波的延迟时间差超过隔离期间时,OFDM/QAM 具有传输品质急剧劣化的课题。此外,OFDM/QAM 接收被调制波的滤波器的通带变得非常狭窄,具有限制受到窄带的妨碍信号影响的载波的效果不充分的课题。

[0017] 亦如专利文献 1 所述,作为解决上述课题的其它多载波调制已知有 OFDM/OQAM 型多载波调制。在以下的说明中,将 OFDM/OQAM 型多载波调制单纯称为 OFDM/OQAM。

[0018] (关于 OFDM/OQAM)

[0019] OFDM/OQAM 的原理记载于专利文献 1、非专利文献 2 中。

[0020] OFDM/OQAM 是在每个符号发送周期对频率不同的多个载波分别实施振幅调制并将被调制的载波复用的多载波调制。若设沿时间方向相互邻接的符号的时间间隔为 T_s 、沿频率方向相互邻接的载波的频率间隔为 f_s ,则 OFDM/OQAM 中的传输信号的一般式可以如(数学式 3)表示。

[0021] [数学式 3]

$$[0022] \quad s(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_m \sum_k d_{m,k} g(t - mT_s) e^{j2\pi(f_c + kf_s)t + j\phi_{m,k}} \right]$$

[0023] 在(数学式 3)中, m 表示符号编号, k 表示载波的编号, f_s 表示载波的基本频率, t 表示时间。 $d_{m,k}$ 是表示在第 m 符号中用第 k 载波传输的发送数据的振幅值。 $g(t - mT_s)$ 是对第 m 符号的窗口函数,是将窗口函数 $g(t)$ 时移到第 m 符号的函数。 $\phi_{m,k}$ 是以(数学式 4)表示的调制相位。在 OFDM/OQAM 中,利用沿时间方向相互邻接的符号之间及沿频率方向相

互邻接的载波之间使调制的相位错开 $\pi/2$ 弧度。

[0024] [数学式 4]

$$[0025] \quad \phi_{m,k} = \begin{cases} \pi/2, & (m+k) \text{ odd} \\ 0, & (m+k) \text{ even} \end{cases}$$

[0026] 在 OFDM/OQAM 中,在沿时间方向相互邻接的符号的时间间隔 T_s 和沿频率方向相互邻接的载波的频率间隔 f_s 之间具有 $T_s = 1/(2f_s)$ 的关系。

[0027] 因此,若在 OFDM/OQAM 和 OFDM/QAM 中相同地设定载波的频率间隔 f_s 而进行比较,则要注意 OFDM/OQAM 对按照 OFDM/QAM 的一半(但是,OFDM/QAM 在符号内包含隔离期间,所以不是严格的一半)的符号发送周期交替正交的相位轴实施振幅调制的情况。作为本发明的适应的对象,具有该 OFDM/OQAM 的特征的均处理为 OFDM/OQAM。例如,非专利文献 3 所述的有限时间正交多载波调制、非专利文献 4 所述的 DWMT(DiscreteWavelet Multitone/离散小波多音复用)及专利文献 1 公开的 OFDM/MSK 及 OFDM/IOTA 均视为与 OFDM/OQAM 相同的种类,在以下的说明中统称为 OFDM/OQAM。

[0028] 另一方面,在应用 OFDM/QAM 的系统中,为了推算传输信道的传递特性、发送端和接收端之间的频率或相位的误差等,使用在发送端及接收端插入已知的称为导频信号的基准信号的帧格式。

[0029] 例如,作为欧洲的地面波数字电视广播的规格的 DVB-T(ETS300-744)由如图 9 所示的帧格式构成。图 9 是截取时间—频率坐标平面上表示的帧格式的一部分表示的图。在图 9 中,横轴表示符号的时间方向的配置,纵轴表示载波的频率方向的配置。横轴的编号表示时间方向的符号编号,纵轴的编号表示频率方向的载波编号。○记号表示在 DVB-T 中称为分散导频的导频信号,×表示数据传输信号。如图 9 所示,导频信号在频率方向分配给 12 个载波的每一个。此外,导频信号在时间方向按每个符号沿频率方向偏移每 3 个载波而配置。通过按符号偏移每 3 个载波,从而导频信号的配置模式以 4 符号循环一次。导频信号是在发送端及接收端用已知的调制向量调制的信号,用根据所配置的载波编号重新设定的调制向量调制的信号。发送端发出的发送信号经过传输信道而在接收端作为接收信号接收。接收端接收的接收信号根据传输信道的传递特性,其振幅及相位与由发送端发出的发送信号不同地被接收。接收端若观测包含在接收信号中的导频信号,则可以推算传输信道的传递特性。并且,将基于导频信号推算的传输信道的传递特性以时间方向和频率方向的二维进行插补,从而可以推算关于数据传输信号的传输信道的传递特性。接收端通过校正基于所推算的传输信道的传递特性校正接收信号的振幅及相位,从而可以准确地解调发送的数据。

[0030] 在其它例子中,作为无线 LAN 的规格的 IEEE802.11a 的通信帧具有如图 10 所示的帧格式。图 10 表示在时间—频率坐标平面上表示的一个数据包帧。在图 10 中,横轴表示符号的时间方向的配置,纵轴表示载波的频率方向配置。横轴的编号标时间方向的符号编号,纵轴的编号表示频率方向的载波编号。○记号表示包含导频信号的基准信号,×记号表示传输参数信号或发送数据的数据传输信号。包含导频信号的基准信号用在各接收端用已知的调制向量调制。在图 10 中,用第一个及第二个符号传输的信号称为短训练时序(Short

Training Sequence), 在接收端主要用于自动增益控制 (AGC)、自动频率控制 (AFC)、数据包的检测。用第三个及第四个符号传输的信号称为长训练时序 (Long Training Sequence), 在接收端主要用于符号同步、传输信道的传递特性的推算。第五个符号是主要用于传输称为 SIGNAL 的传输参数信息的符号。包含在第五个到第 m 个符号中的导频信号在接收端主要用于推算由与发送端之间的载波频率偏移及采样频率偏移引起的相位偏移。接收端基于所推算的传输信道的传递特性及相位偏移进行接收信号的校正, 从而可以准确地解调所发送的数据。

[0031] 但是, 如专利文献 2 所述, 将与 OFDM/QAM 相同的帧格式、即配置导频信号的帧格式应用于 OFDM/OQAM 较困难。图 11 说明该理由。

[0032] 图 11 是表示在时间 - 频率坐标平面上表示的帧格式的一部分的图。在图 11 中, 横轴表示符号的时间方向的配置, 纵轴表示载波的频率方向的配置。横轴的符号表示时间方向的符号编号, 纵轴的编号表示频率方向的载波编号。导频信号 10 配置在第 m 个符号的第 k 载波上传输。在导频信号 10 的附近配置数据发送信号 11 ~ 18 而传输。数据传输信号 11 ~ 13 分别配置在第 $(m-1)$ 个符号的第 $(k-1)$ 个 ~ 第 $(k+1)$ 个载波上传输。数据传输信号 14 及 15 分别配置在第 m 个符号的第 $(k-1)$ 个、第 $(k+1)$ 个载波上传输。数据传输信号 16 ~ 18 分别配置在第 $(m+1)$ 个符号的第 $(k-1)$ 个 ~ 第 $(k+1)$ 个载波上传输。

[0033] 导频信号 10 在发送端及接收端用已知的振幅值 $d_{m,k}$ 调制。数据传输信号 11 ~ 18 分别用基于发送数据的振幅值 $d_{m-1,k-1}$ 、 $d_{m-1,k}$ 、 $d_{m-1,k+1}$ 、 $d_{m,k-1}$ 、 $d_{m,k+1}$ 、 $d_{m+1,k-1}$ 、 $d_{m+1,k}$ 及 $d_{m+1,k+1}$ 调制。

[0034] 在理想的 (标准) 状态下, 由接收端接收的导频信号 10 用 (数学式 5) 表示。这里所谓的“理想的状态”是指没有由传输引起的振幅及相位的变化、或没有噪声或干涉等外部干扰, 发送端发送的发送信号按原样在接收端作为接收信号接收的状态。

[0035] [数学式 5]

[0036]

$$r_{m,k} = d_{m,k} + j \left\{ \begin{array}{l} \alpha_{m-1,k-1} d_{m-1,k-1} + \alpha_{m-1,k} d_{m-1,k} + \alpha_{m-1,k+1} d_{m-1,k+1} \\ + \alpha_{m,k-1} d_{m,k-1} + \alpha_{m,k+1} d_{m,k+1} \\ + \alpha_{m+1,k-1} d_{m+1,k-1} + \alpha_{m+1,k} d_{m+1,k} + \alpha_{m+1,k+1} d_{m+1,k+1} \end{array} \right\}$$

[0037] 在 (数学式 5) 中, $r_{m,k}$ 是表示在理想的状态下接收的导频信号 10 的复数向量。 $\alpha_{m-1,k-1}$ 、 $\alpha_{m-1,k}$ 、 $\alpha_{m-1,k+1}$ 、 $\alpha_{m,k-1}$ 、 $\alpha_{m,k+1}$ 、 $\alpha_{m+1,k-1}$ 、 $\alpha_{m+1,k}$ 及 $\alpha_{m+1,k+1}$ 分别是由数据传输信号 11 ~ 18 引起的对导频信号 10 的固有干涉的系数。根据 (数学式 5) 可知, 在理想的状态下由接收端接收的导频信号 10 $\{r_{m,k}\}$ 中, 在其实数项 (同相) 中, 出现在发送端进行调制的导频信号 10 的振幅值 $d_{m,k}$; 在其虚数项 (正交相位) 中, 出现在导频信号 10 的附近传送的由数据传输信号 11 ~ 18 引起的固有干涉。

[0038] 接着, 考虑通过传输信道进行通信的情况。若将对应于导频信号 10 的第 m 个符号的第 k 个载波中的传输信道的传递特性设为 $H_{m,k}$, 则通过传输信道在接收端接收的导频信号 10 $\{r'_{m,k}\}$ 如 (数学式 6) 表示。这里, 假设传递特性 $H_{m,k}$ 用复数向量表示。

[0039] [数学式 6]

$$[0040] \quad r'_{m,k} = H_{m,k} r_{m,k}$$

[0041] 根据通过传输信道在接收端接收的导频信号 $r'_{m,k}$ 来推算传输信道的传递特性 $H_{m,k}$, 如 (数学式 7) 所示, 将通过传输信道接收的导频信号 $r'_{m,k}$ 除以应在理想的状态下接收的导频信号 $r_{m,k}$ 即可。

[0042] [数学式 7]

$$[0043] \quad H_{m,k} = r'_{m,k} / r_{m,k}$$

[0044]

$$= \frac{r'_{m,k}}{d_{m,k} + j \left\{ \begin{array}{l} \alpha_{m-1,k-1} d_{m-1,k-1} + \alpha_{m-1,k} d_{m-1,k} + \alpha_{m-1,k+1} d_{m-1,k+1} \\ + \alpha_{m,k-1} d_{m,k-1} + \alpha_{m,k+1} d_{m,k+1} \\ + \alpha_{m+1,k-1} d_{m+1,k-1} + \alpha_{m+1,k} d_{m+1,k} + \alpha_{m+1,k+1} d_{m+1,k+1} \end{array} \right\}}$$

[0045] 但是, 在导频信号 10 的附近传输的数据传输信号 11 ~ 18 基于在接收端未知的数据被调制的情况下, 在导频信号 10 中产生的干涉成分在接收端不明确, 不明确的干涉成分妨碍传输信道的传递特性 $H_{m,k}$ 的推算。

[0046] 这里, 在专利文献 2 公开的过去的多载波调制中, 将约束条件赋予在导频信号 10 的附近传输的数据传输信号 11 ~ 18 中的至少一个, 抑制在导频信号 10 中产生的干涉 (在正交相位成分中产生的固有干涉)。即, 将约束条件赋予调制数据传输信号 11 ~ 18 的振幅值 $d_{m-1,k-1}$ 、 $d_{m-1,k}$ 、 $d_{m-1,k+1}$ 、 $d_{m,k-1}$ 、 $d_{m,k+1}$ 、 $d_{m+1,k-1}$ 、 $d_{m+1,k}$ 及 $d_{m+1,k+1}$ 中的至少任一个振幅值, 以便 (数学式 5) 中的虚数项成为 0。

[0047] 例如, 将约束条件赋予对由第 (m+1) 个符号的第 k 个载波传输的数据传输信号 17 进行调制的振幅值 $d_{m+1,k}$ 时, 振幅值 $d_{m+1,k}$ 被决定为满足 (数学式 8)。

[0048] [数学式 8]

[0049]

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_{m-1,k-1} d_{m-1,k-1} + \alpha_{m-1,k} d_{m-1,k} + \alpha_{m-1,k+1} d_{m-1,k+1} \\ + \alpha_{m,k-1} d_{m,k-1} + \alpha_{m,k+1} d_{m,k+1} \\ + \alpha_{m+1,k-1} d_{m+1,k-1} + \alpha_{m+1,k} d_{m+1,k} + \alpha_{m+1,k+1} d_{m+1,k+1} \end{array} \right\} = 0$$

[0050] 如上所述, 通过在导频信号 10 的附近传输的数据传输信号 11 ~ 18 中抑制导频信号 10 中产生的干涉 (在正交相位成分中产生的固有干涉), 从而由接收端接收的导频信号 10 在复数区域成为已知, 因此, 接收端的传输信道的传递特性 $H_{m,k}$ 的推算变得容易。

[0051] 专利文献 1: (日本) 特表平 11-510653 号公报 (国际公开号: W096/35278)

[0052] 专利文献 2:(日本)特表 2004-509562 号公报(国际公开号:W02002/025884)

[0053] 非专利文献 1:S.B.Weinstein and Paul M.Ebert,“離散フーリエ変換を用いた周波数分割多重によるデータ伝送(Data Transmission by FrequencyDivision Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform)”, IEEETransaction on Communications, vol.COM-19, pp. 628-634, Oct. 1971。

[0054] 非专利文献 2:Burton R.Saltzberg,“効率的な並列データ伝送システムの性能(Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System)”, IEEE Transaction on Communications, vol.COM-15, pp. 805-811, Dec. 1967.

[0055] 非专利文献 3:R.Li and G.Stette,“有限時間直交マルチキャリア変調方法(Time-Limited Orthogonal Multicarrier Modulation Schemes)”, IEEE Transactions on Communications, vol. 43, pp. 1269-1272, Feb. /Mar. /Apr. 1995.。

[0056] 非专利文献 4:M. A. Tzannes, M. C. Tzannes, J. Proakis and P. N. Heller,“DMT システム、DWMT システム及びフィルタバンク(DMT Systems, DWMT Systems and Digital Filter Banks)”, IEEE International Conference on Communications, pp. 311-315, May. 1994

[0057] 但是,赋予上述约束条件的过去的方法需要在发送端进行满足(数学式 8)的运算,具有发送端的处理变得复杂的课题。在上述说明中,仅考虑了来自与时间方向及频率方向邻接的被调制波的干涉,实际上还存在来自在离开的位置传输的被调制波的干涉。因此,为了抑制实际的固有干涉的影响,(数学式 8)的运算变得更加复杂。此外,在来自赋予约束条件的数据传输信号以外的数据传输信号的、对导频信号的干涉较大的情况下,为了除去该干涉,赋予约束条件的数据发送信号的振幅增大,具有导致发送功率的增加的课题。

发明内容

[0058] 本发明用于解决上述过去的课题,其目的在于,提供一种发送端的处理简单且可以削减发送功率的多载波调制方法以及利用该方法的发送装置及接收装置。

[0059] 本发明的多载波调制方法,在将符号发送周期设为 τ 、将多个载波的频率间隔设为 ν 时, $\nu \tau = 1/2$,

[0060] 基于上述多载波调制方法实施调制而生成的多载波被调制信号包含相位参照导频信号,

[0061] 上述相位参照导频信号是零值信号(Null Signal),即,以振幅值为 0 调制的信号。

[0062] 由此,在发送端不进行从数据发送信号对导频信号的干涉量及用于消除其干涉量的运算,可以通过接收端的简单的运算准确地推算传输信道的传递特性的相位成分。此外,本发明的多载波调制方法在接收端检测相位参照导频信号的相位差,可以推算传输信道的传递特性的相位成分、发送端和接收端之间的频率或相位的误差等进行校正。进而,本发明的多载波调制方法可以削减与相位参照导频信号有关的发送功率。

[0063] 在本发明中,上述相位参照导频信号配置在沿规定载波的时间方向连续的多个符号上。

[0064] 本发明的多载波调制方法,在将符号发送周期设为 τ 、将多个载波的频率间隔设为 ν 时 $\nu \tau = 1/2$,基于上述多载波调制方法实施调制而生成的多载波被调制信号包含相

位参照导频信号和振幅参照导频信号，

[0065] 上述相位参照导频信号是零值信号，即，以振幅值为 0 调制的信号，上述振幅参照导频信号是用在接收端已知的振幅值调制的信号。

[0066] 在本发明中，在发送端插入调制振幅被抑制为 0 的相位参照导频信号（即零值信号）和用不是 0 的已知振幅调制的振幅参照导频信号。由此，在发送端不根据数据发送信号进行对导频信号的干涉量的运算及用于消除该干涉量的运算，通过接收端上的简单的运算就能够准确地推算传输信道的传递特性。此外，本发明的多载波调制方法在接收端检测相位参照导频信号的相位差及振幅参照导频信号的振幅差，可以推算传输信道的传递特性、发送端和接收端之间的频率或相位的误差等进行校正。并且，本发明的多载波调制方法可以削减有关相位参照导频信号的发送功率。

[0067] 在本发明中，优选上述相位参照导频信号和上述振幅参照导频信号按每个符号交替配置在沿规定载波的时间方向连续的多个符号上。

[0068] 在本发明中，优选上述相位参照导频信号和上述振幅参照导频信号按每个载波交替配置在沿规定符号的频率方向连续的多个载波上。

[0069] 在本发明中，优选上述相位参照导频信号和上述振幅参照导频信号在频率方向上按每个载波交替配置，并且，在时间方向上也按每个符号交替配置。

[0070] 本发明的发送装置基于本发明的多载波调制方法生成多载波被调制信号并送出该信号。

[0071] 本发明的发送装置，根据将符号发送周期设为 τ 、将多个载波的频率间隔设为 ν 时 $\nu\tau = 1/2$ 的多载波调制方法生成多载波被调制信号，并送出该信号；

[0072] 上述发送装置具有：

[0073] 帧结构单元，输入发送数据并构成帧信号，该帧信号包含用于生成基于该发送数据的数据传输信号的振幅值和用于生成相位参照导频信号的 0 振幅值；及

[0074] 多载波调制单元，基于上述帧信号中包含的各振幅值信息，根据上述多载波调制方法生成上述多载波被调制信号。

[0075] 本发明的发送装置，根据将符号发送周期设为 τ 、将多个载波的频率间隔设为 ν 时 $\nu\tau = 1/2$ 的多载波调制方法生成多载波被调制信号，并送出该信号；

[0076] 上述发送装置具有：

[0077] 帧结构单元，输入发送数据并构成帧信号，该帧信号包含用于生成基于该发送数据的数据传输信号的振幅值、用于生成相位参照导频信号的 0 振幅值、和用于生成振幅参照导频信号的在接收侧已知的振幅值；及

[0078] 多载波调制单元，基于上述帧信号中包含的各振幅值信息，根据上述多载波调制方法生成上述多载波被调制信号。

[0079] 本发明的接收装置，接收基于本发明的多载波调制方法生成的多载波被调制信号；

[0080] 基于上述多载波被调制信号中包含的上述相位参照导频信号并推算上述多载波调制信号的相位的位移进行补偿。

[0081] 本发明的接收装置，接收基于本发明的多载波调制方法生成的多载波被调制信号；

[0082] 基于上述多载波被调制信号中包含的上述相位参照导频信号并推算上述多载波调制信号的相位的位移进行补偿；

[0083] 基于上述多载波被调制信号中包含的上述振幅参照导频信号并推算上述多载波调制信号的振幅的位移进行补偿。

[0084] 本发明的接收装置,接收并解调根据将符号发送周期设为 τ 、将多个载波的频率间隔设为 ν 时 $\nu\tau = 1/2$ 的多载波调制方法生成的多载波被调制信号,

[0085] 上述多载波被调制信号包含作为零值信号即以振幅值为 0 调制的信号的相位参照导频信号；

[0086] 上述接收装置具有：

[0087] 多载波解调单元,通过对接收的上述多载波被调制信号进行解调来生成解调向量,输出该解调向量；及

[0088] 均衡单元,输入上述解调向量,基于上述相位参照导频信号来推算上述解调向量的相位位移进行补偿。

[0089] 在本发明中,

[0090] 上述均衡单元包括：

[0091] 相位推算单元,提取上述解调向量中包含的上述相位参照导频信号而推算上述解调向量的相位位移；

[0092] 相位补偿单元,基于由上述相位推算单元推算的相位位移来补偿上述解调向量的相位。

[0093] 本发明的接收装置,接收并解调根据将符号发送周期设为 τ 、将多个载波的频率间隔设为 ν 时 $\nu\tau = 1/2$ 的多载波调制方法调制的多载波被调制信号,

[0094] 上述多载波被调制信号包含作为零值信号即以振幅值为 0 调制的信号的相位参照导频信号和用在接收端已知的振幅调制的振幅参照导频信号；

[0095] 上述接收装置具有：

[0096] 多载波解调单元,通过对接收的上述多载波被调制信号进行解调来生成解调向量,输出该解调向量；及

[0097] 均衡单元,输入上述解调向量,基于上述相位参照导频信号来推算上述解调向量的相位位移进行补偿,基于上述振幅参照导频信号来推算上述解调向量的振幅位移进行补偿。

[0098] 在本发明中,

[0099] 上述均衡单元包括：

[0100] 相位推算单元,提取上述解调向量中包含的上述相位参照导频信号而推算上述解调向量的相位位移；

[0101] 相位补偿单元,基于由上述相位推算单元推算的相位位移来补偿上述解调向量的相位；

[0102] 振幅推算单元,提取上述相位补偿单元输出的被相位补偿的解调向量中包含的上述振幅参照导频信号,推算上述被相位补偿的解调向量的振幅位移；以及

[0103] 相位补偿单元,基于由上述振幅推算单元推算的振幅位移来补偿上述相位补偿单元输出的被相位调制的解调向量的振幅。

- [0104] 在本发明中，
- [0105] 上述均衡单元包括：
- [0106] 相位推算单元，提取上述解调向量中包含的上述相位参照导频信号而推算上述解调向量的相位位移；
- [0107] 相位补偿单元，基于由上述相位推算单元推算的相位位移来补偿上述解调向量的相位；
- [0108] 振幅推算单元，提取上述相位补偿单元输出的被相位补偿的解调向量中包含的上述振幅参照导频信号，推算上述被相位补偿的解调向量的振幅位移；以及
- [0109] 补偿单元，基于由上述相位推算单元推算的相位位移及由上述振幅推算单元推算的振幅位移来补偿上述解调向量的相位及振幅。
- [0110] 根据本发明的多载波调制，在发送端不根据数据发送信号进行对导频信号的干涉的运算，能够插入规定的已知的导频信号。并且，相位参照导频信号的调制振幅抑制为 0 且实际上不从发送端送出，所以具有削减发送功率的效果。

附图说明

- [0111] 图 1 是表示本发明的实施方式 1 的多载波调制的帧格式的图。
- [0112] 图 2 是利用本发明的多载波调制的通信系统的示意图。
- [0113] 图 3 是利用本发明的多载波调制的均衡单元的一结构例的框图。
- [0114] 图 4 是利用本发明的多载波调制的均衡单元的其它结构例的框图。
- [0115] 图 5 是表示本发明的实施方式 2 的多载波调制的帧格式的图。
- [0116] 图 6 是表示本发明的实施方式 3 的多载波调制的帧格式的图。
- [0117] 图 7 是表示本发明的实施方式 4 的多载波调制的帧格式的图。
- [0118] 图 8 是表示本发明的实施方式 5 的多载波调制的帧格式的图。
- [0119] 图 9 是表示过去的地面波数字电视广播规格的帧格式的图。
- [0120] 图 10 是表示过去的无线 LAN 规格的帧格式的图。
- [0121] 图 11 是表示过去的多载波调制的帧格式的图。
- [0122] 符号说明
- [0123] 10 导频信号
- [0124] 11 ~ 18 数据传输信号
- [0125] 20 相位参照导频信号
- [0126] 21 振幅参照导频信号
- [0127] 22 ~ 31 数据传输信号
- [0128] 110 发送端
- [0129] 111 帧结构单元
- [0130] 112 多载波调制单元
- [0131] 120 传输信道
- [0132] 130 发送端
- [0133] 131 多载波解调单元
- [0134] 132 均衡单元

- [0135] 141 相位推算单元
- [0136] 142 相位补偿单元
- [0137] 143 振幅推算单元
- [0138] 144 振幅补偿单元
- [0139] 151 相位推算单元
- [0140] 152 相位补偿单元
- [0141] 153 振幅推算单元
- [0142] 154 补偿单元

具体实施方式

[0143] 以下参照附图对本发明的实施方式进行说明。

[0144] (实施方式 1)

[0145] 图 1 是截取本发明的实施方式 1 的多载波调制方法的时间-频率坐标平面上表示的帧格式的一部分表示的图。在图 1 中,横轴表示符号的时间方向的配置,纵轴表示载波的频率方向的配置。横轴的编号表示时间方向上的符号编号,纵轴的编号表示频率方向上的符号编号。相位参照导频信号 20 配置在第 m 个符号的第 k 个载波上传输。振幅参照导频信号 21 配置在第 (m+1) 个符号的第 k 个符号上传输。在相位参照导频信号 20 及振幅参照导频信号 21 的附近配置数据传输信号 22 ~ 31 而传输。数据传输信号 22 ~ 24 分别配置在第 (m-1) 个符号的第 (k-1) 个~第 (k+1) 个载波上传输。数据传输信号 25 及 26 分别配置在第 m 个符号的第 (k-1) 个、第 (k+1) 个载波上传输。数据传输信号 27 及 28 分别配置在第 (m+1) 个符号的第 (k-1) 个、第 (k+1) 个载波上传输。数据传输信号 29 ~ 31 分别配置在第 (m+2) 个符号的第 (k-1) 个~第 (k+1) 个载波上传输。

[0146] 本实施方式将 OFDM/OQAM 型多波载调制方法作为对象。后述的其它实施方式也相同。OFDM/OQAM 按每个符号发送周期对频率不同的多个载波分别实施振幅调制,复用被调制的载波的多载波调制。若设在时间方向相互邻接的符号的时间间隔为 T_s 、在频率方向相互邻接的载波的频率间隔为 f_s ,则 OFDM/OQAM 中的发送信号的一般式可以如(数学式 9)那样表示。

[0147] [数学式 9]

[0148]

$$s(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_m \sum_k d_{m,k} g(t - mT_s) e^{j2\pi(f_c + kf_s)t + j\phi_{m,k}} \right]$$

[0149] 在(数学式 9)中,m 表示符号编号,k 表示载波的编号, f_c 表示载波的基本频率,t 表示时间。 $d_{m,k}$ 是表示在第 m 符号中用第 k 载波传输的发送数据的振幅值。 $g(t - mT_s)$ 是对第 m 符号的窗口函数,是将窗口函数 $g(t)$ 时移到第 m 符号的函数。 $\phi_{m,k}$ 是以(数学式 10)表示的调制相位。在 OFDM/OQAM 中,利用沿时间方向相互邻接的符号之间及沿频率方向相互邻接的载波之间使调制的相位错开 $\pi/2$ 弧度。

[0150] [数学式 10]

$$[0151] \quad \phi_{m,k} = \begin{cases} \pi/2, & (m+k) \text{ odd} \\ 0, & (m+k) \text{ even} \end{cases}$$

[0152] 在 OFDM/OQAM 中,在沿时间方向相互邻接的符号的时间间隔 T_s 和沿频率方向相互邻接的载波的频率间隔 f_s 之间具有 $f_s T_s = 1/2$ 的关系。

[0153] 相位参照导频信号 20 是在发送端将振幅值 $d_{m,k}$ 调制为 0 的信号。即,相位参照导频信号 20 是零值信号。此外,假设在接收端已知相位参照导频信号 20 是零值信号的情况。

[0154] 振幅参照导频信号 21 用在接收端已知的振幅值 $d_{m+1,k}$ 调制。数据传输信号 22 ~ 31 是分别用基于发送数据的振幅值 $d_{m-1,k-1}$ 、 $d_{m-1,k}$ 、 $d_{m-1,k+1}$ 、 $d_{m,k-1}$ 、 $d_{m,k+1}$ 、 $d_{m+1,k-1}$ 、 $d_{m+1,k+1}$ 、 $d_{m+2,k-1}$ 、 $d_{m+2,k}$ 及 $d_{m+2,k+1}$ 调制的信号。

[0155] 在理想的(标准)状态下,由接收端接收的相位参照导频信号 20 用(数学式 11)。

[0156] [数学式 11]

[0157]

$$r_{m,k} = j \left\{ \begin{array}{l} \alpha_{m-1,k-1} d_{m-1,k-1} + \alpha_{m-1,k} d_{m-1,k} + \alpha_{m-1,k+1} d_{m-1,k+1} \\ + \alpha_{m,k-1} d_{m,k-1} + \alpha_{m,k+1} d_{m,k+1} \\ + \alpha_{m+1,k-1} d_{m+1,k-1} + \alpha_{m+1,k} d_{m+1,k} + \alpha_{m+1,k+1} d_{m+1,k+1} \end{array} \right\}$$

[0158] 在(数学式 5)中, $r_{m,k}$ 是表示在理想的状态下接收的相位参照导频信号 20 的复数向量。 $\alpha_{m+1,k}$ 表示从振幅参照导频信号 21 对相位参照导频信号 20 的正交相位轴的干涉系数。这里,所谓“正交相位轴”是在发送端对各符号的各载波实施振幅调制的相位轴正交(即,错开 $\pi/2$ 弧度)的相位轴。此外, $\alpha_{m-1,k-1}$ 、 $\alpha_{m-1,k}$ 、 $\alpha_{m-1,k+1}$ 、 $\alpha_{m,k-1}$ 、 $\alpha_{m,k+1}$ 、 $\alpha_{m+1,k-1}$ 及 $\alpha_{m+1,k+1}$ 分别是表示从数据传输信号 22 ~ 28 对相位参照导频信号 20 的正交相位轴的干涉的大小的系数。根据(数学式 11)可知,在理想的状态下由接收端接收的相位参照导频信号 20 中,仅在其虚数项出现来自在附近传输的振幅参照导频信号 21 及数据传输信号 22 ~ 28 的干涉成分。因此,在理想的状态下,由接收端接收的相位参照导频信号 20 仅有虚数成分。因此,相位参照导频信号 20 $\{r_{m,k}\}$ 的相位是 $\pm \pi/2$ 。在(数学式 11)中,相位参照导频信号 20 对正交相位轴的干涉仅考虑邻接传输的被调制信号,但是实际上还存在来自更远的位置的被调制信号的干涉。并且,来自比与相位参照导频信号 20 邻接的位置远的位置的被调制信号的干涉也在相位参照导频信号 20 的正交相位轴上产生。因此,关于涉及干涉的范围,(数学式 11)不损害一般性。

[0159] 考虑通过传输信道进行通信的情况。相位参照导频信号 20 用第 m 个符号的第 k 个载波传输。若将对相位参照导频信号 20 的传输信道的传递特性设为 $H_{m,k}$,则通过传输信道在接收端接收的相位参照导频信号 20 $\{r'_{m,k}\}$ 如(数学式 12)表示。这里,假设传递特性 $H_{m,k}$ 用复数向量表示。。

[0160] [数学式 12]

$$[0161] \quad r'_{m,k} = H_{m,k} r_{m,k}$$

[0162] 根据通过传输信道在接收端接收的相位参照导频信号 20 $\{r'_{m,k}\}$ 来推算传输信道的传递特性 $H_{m,k}$ 的相位成分 $\Phi_{m,k}$ 。传输信道的传递特性的相位成分 $\Phi_{m,k}$ 如 (数学式 13) 所示, 将通过传输信道在接收端接收的相位参照导频信号 20 的相位 $\angle r'_{m,k}$ 除以在理想的状态下接收的相位参照导频信号 20 的相位 $\angle r_{m,k}$ 即 $+\pi/2$ 弧度或 $-\pi/2$ 弧度来进行推算。

[0163] [数学式 13]

$$[0164] \quad \Phi_{m,k} = \begin{cases} \angle r'_{m,k} - \pi/2 \\ or \\ \angle r'_{m,k} + \pi/2 \end{cases}$$

[0165] 所推算的传输信道的传递特性的相位成分 $\Phi_{m,k}$ 含有相位参照导频信号 20 相位 $\angle r_{m,k}$ 具有的 π 弧度的相位不确定性, 但是该相位不确定性在后述的顺序中除去。这里所谓的“ π 弧度的相位不确定性”的原因在于, 在该时刻不知道理想的状态下接收的相位参照导频信号 20 是 $+\pi/2$ 弧度或 $-\pi/2$ 弧度, 表示包含 $+\pi/2$ 弧度和 $-\pi/2$ 弧度之差的暧昧度。

[0166] 在理想状态下由接收端接收的振幅参照导频信号 21 用 (数学式 14) 表示。

[0167] [数学式 14]

[0168]

$$r_{m+1,k} = d_{m+1,k} + j \left\{ \begin{array}{l} \alpha_{m,k-1} d_{m,k-1} + \alpha_{m,k+1} d_{m,k+1} \\ + \alpha_{m+1,k-1} d_{m+1,k-1} + \alpha_{m+1,k+1} d_{m+1,k+1} \\ + \alpha_{m+2,k-1} d_{m+2,k-1} + \alpha_{m+2,k} d_{m+2,k} + \alpha_{m+2,k+1} d_{m+2,k+1} \end{array} \right\}$$

[0169] 在 (数学式 14) 中, $r_{m+1,k}$ 是表示理想状态下接收的振幅参照导频信号 21 的复数向量。 $\alpha_{m,k-1}$ 、 $\alpha_{m,k+1}$ 、 $\alpha_{m+1,k-1}$ 、 $\alpha_{m+1,k+1}$ 、 $\alpha_{m+2,k-1}$ 、 $\alpha_{m+2,k}$ 及 $\alpha_{m+2,k+1}$ 分别是表示从数据传输信号 25 ~ 31 对振幅参照导频信号 21 的正交相位轴的干涉的大小的系数。根据 (数学式 14) 可知, 在理想的状态下由接收端接收的振幅参照导频信号 20 中, 在其实数项出现在发送端进行调制的振幅参照导频信号 21 的振幅值 $d_{m+1,k}$, 在其虚数项出现来自在附近的数据传输信号 25 ~ 31 的干涉成分。

[0170] 考虑通过传输信道进行通信的情况。振幅参照导频信号 21 用第 $(m+1)$ 个符号的第 k 个载波传输。若将对振幅参照导频信号 21 的传递特性设为 $H_{m+1,k}$, 则通过传输信道在接收端接收的振幅参照导频信号 21 $\{r'_{m+1,k}\}$ 如 (数学式 15) 表示。这里, 假设传递特性 $H_{m+1,k}$ 用复数向量表示。。

[0171] [数学式 15]

$$[0172] \quad r'_{m+1,k} = H_{m+1,k} r_{m+1,k}$$

[0173] 根据通过传输信道由接收端接收的振幅参照导频信号 21 $\{r'_{m+1,k}\}$ 来推算传输信道的传递特性 $H_{m+1,k}$ 的振幅成分 $A_{m+1,k}$ 。这里,假设传输信道的传递特性的时间性变动小,第 m 个符号第 k 个载波的传递特性 $H_{m,k}$ 和第 $(m+1)$ 个符号的第 k 个载波的传递特性 $H_{m+1,k}$ 相等。传输信道的传递特性的振幅成分 $A_{m+1,k}$ 如(数学式 16)所示,将通过传输信道在接收端接收的振幅参照导频信号 21 的相位 $r'_{m+1,k}$ 用已知推算出的传输信道的传递特性的相位成分 $\Phi_{m,k}$ 进行相位校正,将相位校正的振幅参照导频信号 21 的实数成分除以振幅参照导频信号 21 的已知的振幅值即发送端的振幅值 $d_{m+1,k}$ 进行推算。

[0174] [数学式 16]

[0175]

$$A_{m+1,k} = \frac{\operatorname{Re}\left[r'_{m+1,k} e^{-j\Phi_{m,k}}\right]}{d_{m+1,k}}$$

[0176] 利用如上述那样推算出的传递特性的相位成分 $\Phi_{m,k}$ 及振幅成分 $A_{m+1,k}$,如(数学式 17)那样推算出传输信道的传递特性 $H_{m,k}$ 及 $H_{m+1,k}$ 。

[0177] [数学式 17]

$$[0178] \quad H_{m,k} = H_{m+1,k} = A_{m+1,k} e^{j\Phi_{m,k}}$$

[0179] 即使在所推算的传递特性的相位成分 $\Phi_{m,k}$ 因其相位不确定性而推算成与真实的值错开 π 弧度的情况下,也除去该相位不确定性。这是因为,传递特性的相位成分 $\Phi_{m,k}$ 被推算成与真实的值错开 π 弧度的情况下,用(数学式 16)推算出的传递特性的振幅成分 $A_{m+1,k}$ 的极性反转,进而在(数学式 17)中,通过极性反转的值之间相加,从而最后推算出的传递特性 $H_{m,k}$ 及 $H_{m+1,k}$ 的极性与真实的极性相同。

[0180] 用图 2 说明利用本发明的多载波调制的通信系统的概要。

[0181] 如图 2 所示,该通信系统具有发送端 110 和接收端 130。从发送端 110 送出的多载波被调制信号通过传输信道 120 由接收端 130 接收。

[0182] 传输信道 120 是有线信道或无线信道。在传输信道 120 是无线的情况下,从发送端 110 向传输信道 120,从传输信道 120 向接收端 130 通过天线连接。

[0183] 发送端 110 包括帧结构单元 111 和多载波调制单元 112。帧结构单元 111 输入发送数据并基于所输入的发送数据生成用于调制数据传输信号的振幅值的同时,生成包含用于调制数据传输信号的振幅值、用于调制相位参照导频信号的振幅值和用于调制振幅参照导频信号的振幅值的帧信号。用于调制帧信号中包含的相位参照导频信号的振幅值是 0,用于调制帧信号中包含的振幅参照导频信号的振幅值是在接收端已知的值。多载波调制单元 112 输入由帧结构单元 111 生成的帧信号,基于帧信号中包含的振幅值来实施 OFDM/OQAM 型的多载波调制而生成多载波被调制信号,通过发送端 110 送出该多载波被调制信号。

[0184] 接收端 130 包括多载波解调单元 131 和均衡单元 132。多载波解调单元 131 对所接收的 OFDM/OQAM 型的多载波被调制信号的进行多载波解调,输出解调向量。均衡单元 132 输入多载波解调单元 131 输出的解调向量,基于相位参照导频信号及振幅参照导频信号来

推算补偿传输信道 120 的传递特性。在均衡单元 132 中,进行传递特性的补偿的解调向量被解调为接收数据而输出。

[0185] 均衡单元 132 例如可以如图 3 所示地构成。如图 3 所示,均衡单元 132 包括相位推算单元 141、相位补偿单元 142、振幅推算单元 143、和振幅补偿单元 144。相位推算单元 141 提取从多载波解调单元 131 输出的解调向量中包含的相位参照导频信号,基于该相位参照导频信号推算传输信道 120 的传递特性的相位成分。相位补偿单元 142 基于由相位推算单元 141 推算出的传输信道 120 的传递特性的相位成分,补偿从多载波解调单元 131 输出的解调向量的相位。振幅推算单元 143 提取相位补偿单元 142 输出的相位补偿的解调向量中包含的振幅参照导频信号,基于该振幅参照导频信号推算传输信道 120 的传递特性的振幅成分。振幅补偿单元 144 基于由振幅推算单元 143 推算出的传输信道 120 的传递特性的振幅成分,补偿相位补偿单元 142 输出的相位补偿的解调向量的振幅。补偿相位及振幅的解调向量被解调为接收数据而输出。

[0186] 均衡单元 132 可以如图 4 所示地构成。如图 4 所示,均衡单元 132 包括相位推算单元 151、相位补偿单元 152、振幅推算单元 153、和补偿单元 154。相位推算单元 151 提取从多载波解调单元 131 输出的解调向量中包含的相位参照导频信号,基于该相位参照导频信号推算传输信道 120 的传递特性的相位成分。相位补偿单元 152 基于由相位推算单元 151 推算出的传输信道 120 的传递特性的相位成分,补偿从多载波解调单元 131 输出的解调向量中包含的振幅参照导频信号的相位。振幅推算单元 153 提取相位补偿单元 152 输出的相位补偿的解调向量中包含的振幅参照导频信号,基于该振幅参照导频信号推算传输信道 120 的传递特性的振幅成分。补偿单元 154 基于由相位推算单元 151 及振幅推算单元 153 推算出的传输信道 120 的传递特性的相位成分及振幅成分,补偿从多载波解调单元 131 输出的解调向量的相位及振幅。补偿相位及振幅的解调向量被解调为接收数据而输出。

[0187] 并且,本实施方式的上述说明中,对插入了相位参照导频信号 20 和振幅参照导频信号 21 的帧格式进行了说明,但本实施方式不限于该例子。仅进行相位补偿的情况下,可以使用仅插入相位参照导频信号 20 的帧格式。

[0188] 此外,在本实施方式的上述说明中,说明了振幅参照导频信号 21 在时间方向上插入相位参照导频信号 20 之后的符号的帧格式,但是本实施方式不限于该例子。例如,可以使用振幅参照导频信号 21 在时间方向上插入相位参照导频信号 20 之前的符号的帧格式。此外,伴随时间经过的传输信道的传递特性的变化少的情况下,相位参照导频信号 20 和振幅参照导频信号 21 可以不配置在邻接的符号上。即,可以在相位参照导频信号 20 和振幅参照导频信号 21 之间隔着 1 个或多个数据传输信号。

[0189] 此外,在本实施方式的上述说明中,说明了振幅参照导频信号 21 在时间方向上插入相位参照导频信号 20 之后的符号的帧格式,但是本实施方式不限于该例子。可以使用振幅参照导频信号 21 在频率方向上插入与相位参照导频信号 20 邻接的载波的帧格式。此外,在基于多通道的多个到来波的时间差小于符号发送周期、相干频带比载波的频率间隔充分大的情况下,相位参照导频信号 20 和振幅参照导频信号 21 可以不配置在频率方向上的邻接的载波上。即,在相位参照导频信号 20 和振幅参照导频信号 21 之间可以隔着 1 个或多个数据传输信号。

[0190] 此外,振幅参照导频信号 21 的振幅在接收端已知,可以将其极性选择为由接收端

对相位参照导频信号 20 的正交相位生成的固有干涉成分增大。由此,在接收端基于相位参照导频信号 20 推算传输信道的传递特性的相位成分时,提高其推算精度。

[0191] 如上所述,在本发明的多载波调制方法中,在发送端,插入调制振幅被抑制为 0 的相位参照导频信号(即零值信号)和用不是 0 的已知振幅调制的振幅参照导频信号。由此,在发送端不进行从数据发送信号对导频信号的干涉量的运算及用于消除该干涉量的运算,可以通过接收端的简单的运算准确地推算传输信道的传递特性。此外,本发明的多载波调制方法在接收端检测相位参照导频信号的相位差及振幅参照导频信号的振幅差,可以推算校正传输信道的传递特性、发送端和接收端之间的频率或相位的误差等。并且,本发明的多载波调制方法能够削减与相位参照导频信号有关的发送功率。

[0192] (实施方式 2)

[0193] 图 5 是截取本发明的实施方式 2 的多载波调制方法的时间-频率坐标平面上表示的帧格式的一部分表示的图。在图 5 中,横轴表示符号的时间方向的配置,纵轴表示载波的频率方向的配置。横轴的编号表示时间方向的符号编号,纵轴的编号表示频率方向的载波编号。○记号表示相位参照导频信号,●记号表示振幅参照导频信号,×记号表示数据传输信号。在实施方式 2 中,如图 5 所示,相位参照导频信号和振幅参照导频信号在第 k 个载波上沿时间方向每隔 1 个符号交替传输。

[0194] 相位参照导频信号的调制振幅在发送端被抑制为 0。即,相位参照导频信号是零值信号。此外,假设在接收端已知相位参照导频信号是零值信号的情况。振幅参照导频信号用在接收端已知的振幅值调制。

[0195] 在实施方式 2 中,对在时间方向上每隔 1 个符号传输的各振幅参照导频信号进行振幅调制的极性最好是决定为在传输这些振幅参照导频信号的载波的频率上互相成为相同的相位。

[0196] 在实施方式 2 中,与实施方式 1 的多载波调制方法同样地,在接收端可以根据相位参照导频信号来推算传输信道的传递特性的相位成分,可以根据振幅参照导频信号来推算传输信道的传递特性的振幅成分。在接收端,基于所推算的相位参照导频信号的相位差及振幅参照导频信号的振幅差,可以推算并校正传输信道的传递特性、发送端和接收端之间的频率或相位的误差等。特别是,在本实施方式的多载波调制方法中,将传输相位参照导频信号及振幅参照导频信号的载波作为导频载波处理。

[0197] 如上所述,在本实施方式的多载波调制方法中,在数据传输信号之间插入调制振幅在发送端被抑制为 0 的相位参照导频信号、和用已知振幅调制的振幅参照导频信号,从而在发送端不进行从数据发送信号对导频信号的干涉量的运算及用于消除该干涉量的运算,可以通过接收端的简单的运算准确地推算传输信道的传递特性。此外,本发明的多载波调制方法在接收端检测相位参照导频信号的相位差及振幅参照导频信号的振幅差,可以推算校正传输信道的传递特性、发送端和接收端之间的频率或相位的误差等。并且,本发明的多载波调制方法能够削减与相位参照导频信号有关的发送功率。

[0198] 特别是,使每隔 1 个符号传输的各振幅参照导频信号的振幅调制极性在传输这些信号的载波的频率中具有互相相同的相位时,本实施方式的多载波调制具有以下效果。即,通过成为这种相位关系,各振幅参照导频信号对相位参照导频信号产生的固有干涉增大。由此,对位于接收端的相位参照导频信号的正交相位轴产生较大的振幅,可以提高基于相

位参照导频信号的相位检测的精度。

[0199] (实施方式 3)

[0200] 图 6 是截取本发明的实施方式 3 的多载波调制方法的时间-频率坐标平面上表示的帧格式的一部分表示的图。在图 6 中,横轴表示符号的时间方向的配置,纵轴表示载波的频率方向的配置。横轴的编号表示时间方向的符号编号,纵轴的编号表示频率方向的载波编号。○记号表示相位参照导频信号,×记号表示数据传输信号。在实施方式 3 中,如图 6 所示,相位参照导频信号在第 k 个载波上沿时间方向连续传输。

[0201] 相位参照导频信号的调制振幅在发送端被抑制为 0。即,相位参照导频信号是零值信号。此外,假设在接收端已知相位参照导频信号是零值信号的情况。

[0202] 在实施方式 3 中,与实施方式 1 的多载波调制方法同样地,在接收端可以根据相位参照导频信号来推算校正由与发送端之间的载波频率偏移及采样频率偏移引起的相位偏移。特别是,在本实施方式的多载波调制方法中,将传输相位参照导频信号的载波作为导频载波处理。

[0203] 如上所述,在本实施方式的多载波调制方法中,在发送端插入调制振幅被抑制为 0 的相位参照导频信号。由此,在发送端不进行从数据发送信号对导频信号的干涉量的运算及用于消除该干涉量的运算,可以通过接收端的简单的运算准确地推算发送端和接收端之间的频率或相位的误差等。此外,本发明的多载波调制方法在接收端检测相位参照导频信号的相位差,可以推算校正发送端和接收端之间的频率或相位的误差等。并且,本发明的多载波调制方法能够削减与相位参照导频信号有关的发送功率。

[0204] 特别是,本实施方式的多载波调制方法作为使用用于进行相位补偿的导频载波的多载波调制有用。

[0205] (实施方式 4)

[0206] 图 7 是截取本发明的实施方式 4 的多载波调制方法的时间-频率坐标平面上表示的帧格式的一部分表示的图。在图 7 中,横轴表示符号的时间方向的配置,纵轴表示载波的频率方向的配置。横轴的编号表示时间方向的符号编号,纵轴的编号表示频率方向的载波编号。○记号表示相位参照导频信号,●记号表示振幅参照导频信号,×记号表示数据传输信号。在实施方式 4 中,如图 7 所示,相位参照导频信号和振幅参照导频信号在第 m 个符号中沿频率方向按每个载波交替配置传输。

[0207] 相位参照导频信号的调制振幅在发送端被抑制为 0。即,相位参照导频信号是零值信号。此外,假设在接收端已知相位参照导频信号是零值信号的情况。振幅参照导频信号用在接收端已知的振幅值调制。

[0208] 在实施方式 4 中,与实施方式 1 的多载波调制方法同样地,在接收端可以根据相位参照导频信号来推算传输信道的传递特性的相位成分,可以根据振幅参照导频信号来推算传输信道的传递特性的振幅成分。在实施方式 4 中,在接收端可以基于所推算的相位参照导频信号的相位差及振幅参照导频信号的振幅差对它们进行插补,对数据传输信号推算并校正传输信道的传递特性。特别是,在本实施方式的多载波调制方法中,将传输相位参照导频信号及振幅参照导频信号的符号作为导频符号处理。

[0209] 并且,在本实施方式的上述说明中,假设为在第 m 个符号中传输相位参照导频信号及振幅参照导频信号且在其前后的符号中传输数据传输信号而进行了说明,但是本实

施方式不限于此。例如,传输相位参照导频信号及振幅参照导频信号的符号可以是脉冲串(burst) 状的帧的开头或者可以在其前后传输特殊的符号。

[0210] 如上所述,在本实施方式的多载波调制方法中,在数据传输信号之间插入调制振幅在发送端被抑制为 0 的相位参照导频信号、和用已知振幅调制的振幅参照导频信号,从而在发送端不进行从数据发送信号对导频信号的干涉量的运算及用于消除该干涉量的运算,可以通过接收端的简单的运算准确地推算传输信道的传递特性。此外,本发明的多载波调制方法在接收端检测相位参照导频信号的相位差及振幅参照导频信号的振幅差,可以推算校正传输信道的传递特性、发送端和接收端之间的频率或相位的误差等。并且,本发明的多载波调制方法能够削减与相位参照导频信号有关的发送功率。此外,将通过相位参照导频传输削减的发送功率分配给振幅参照导频信号,从而可以在接收端进一步提高传输信道的传递特性的推算精度。

[0211] 特别是,本实施方式的多载波调制方法作为用于推算传输信道的特性的、具有导频符号或参照符号的多载波调制有用。

[0212] (实施方式 5)

[0213] 图 8 是截取本发明的实施方式 5 的多载波调制方法的时间—频率坐标平面上表示的帧格式的一部分表示的图。在图 8 中,横轴表示符号的时间方向的配置,纵轴表示载波的频率方向的配置。横轴的编号表示时间方向的符号编号,纵轴的编号表示频率方向的载波编号。○ 记号表示相位参照导频信号,● 记号表示振幅参照导频信号,× 记号表示数据传输信号。在实施方式 5 中,如图 8 所示,相位参照导频信号和振幅参照导频信号例如在从第 m 个符号到第 $(m+3)$ 个符号中按每个载波且按每个符号交替配置传输。

[0214] 相位参照导频信号的调制振幅在发送端被抑制为 0。即,相位参照导频信号是零值信号。此外,假设在接收端已知相位参照导频信号是零值信号的情况。振幅参照导频信号用在接收端已知的振幅值调制。

[0215] 在实施方式 5 中,与实施方式 1 的多载波调制方法同样地,在接收端可以根据相位参照导频信号来推算传输信道的传递特性的相位成分,可以根据振幅参照导频信号来推算传输信道的传递特性的振幅成分。在实施方式 5 中,在接收端可以基于所推算的相位参照导频信号的相位差及振幅参照导频信号的振幅差,推算校正传输信道的传递特性、发送端和接收端之间的频率或相位的误差等。特别是,在本实施方式的多载波调制方法中,将传输相位参照导频信号及振幅参照导频信号的符号作为导频符号处理。

[0216] 在实施方式 5 中,对在时间方向上每隔 1 个符号传输的各振幅参照导频信号进行振幅调制的极性最好是决定为在传输这些振幅参照导频信号的载波的频率上互相成为相同的相位。

[0217] 在实施方式 5 中,如上所述地构成的导频符号的符号数量最好是设定为相当于一个符号的被调制波的时间响应长度的符号数量以上。由此,形成在理想的状态下单一地决定由接收端接收的相位参照导频信号的振幅,且单一地决定振幅参照导频信号的相位的符号,可以在该符号的所有的载波中同时推算传输信道的传递特性的相位和振幅。

[0218] 并且,在本实施方式的上述说明中,假设为在从第 m 个到第 $(m+3)$ 个符号中传输相位参照导频信号及振幅参照导频信号且在其前后的符号中传输数据传输信号而进行了说明,但是实施方式 5 不限于该例子。即,相位参照导频信号及振幅参照导频信号连续传输的

符号数量是任意的。此外,连续地传输相位参照导频信号及振幅参照导频信号的符号可以是脉冲串状的帧的开头部分或者可以在其前后传输特殊的符号。

[0219] 如上所述,在本实施方式的多载波调制方法中,在数据传输信号之间插入调制振幅在发送端被抑制为 0 的相位参照导频信号、和用已知振幅调制的振幅参照导频信号,从而在发送端不进行从数据发送信号对导频信号的干涉量的运算及用于消除该干涉量的运算,可以通过接收端的简单的运算准确地推算传输信道的传递特性。此外,本发明的多载波调制方法在接收端检测相位参照导频信号的相位差及振幅参照导频信号的振幅差,可以推算校正传输信道的传递特性、发送端和接收端之间的频率或相位的误差等。并且,本发明的多载波调制方法能够削减与相位参照导频信号有关的发送功率。此外,将通过相位参照导频传输削减的发送功率分配给振幅参照导频信号,从而可以在接收端进一步提高传输信道的传递特性的推算精度。

[0220] 特别是,本实施方式的多载波调制方法作为用于推算传输信道的特性的、具有导频符号或参照符号的多载波调制更加有用。

[0221] 工业可利用性

[0222] 本发明的多载波调制方法及利用该方法的发送装置及接收装置,特别是在 OFDM/OQAM 型多载波调制中简化发送端的帧结构处理,并且削减与导频信号的传输有关的发送功率。本发明的多载波调制方法及利用该方法的发送装置及接收装置对地面波数字电视广播、便携电话或无线 LAN 等的无线通信、及 xDSL 或电源线通信等的有线通信的调制方法有用。此外,也可以应用于其它通信或音响分析。

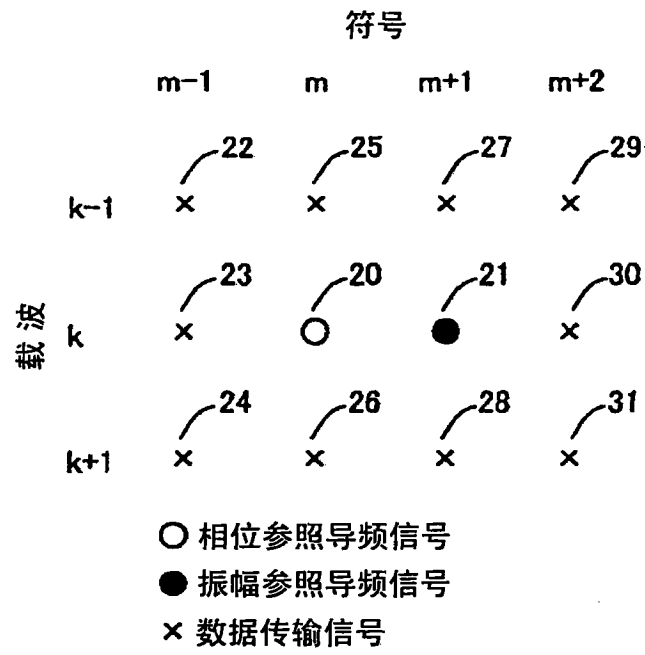


图 1

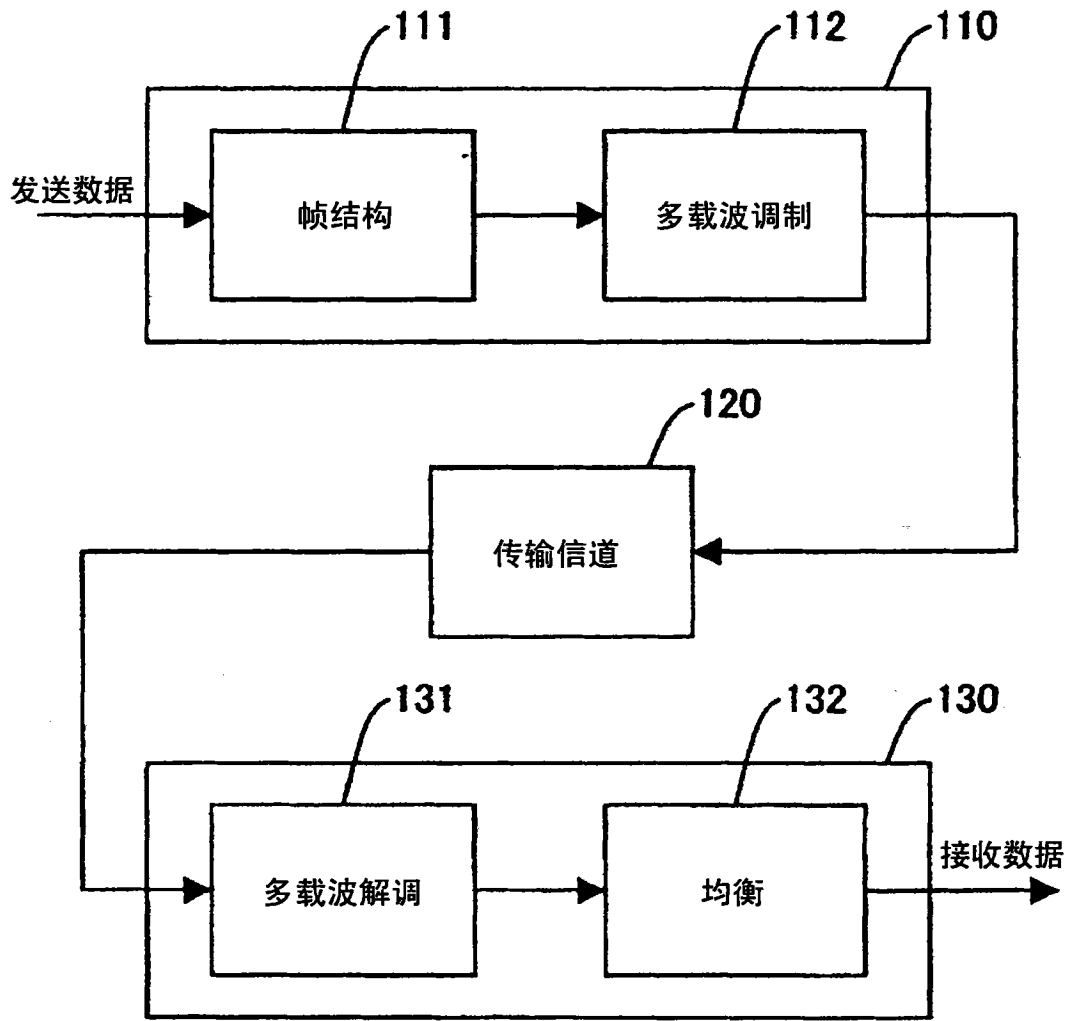


图 2

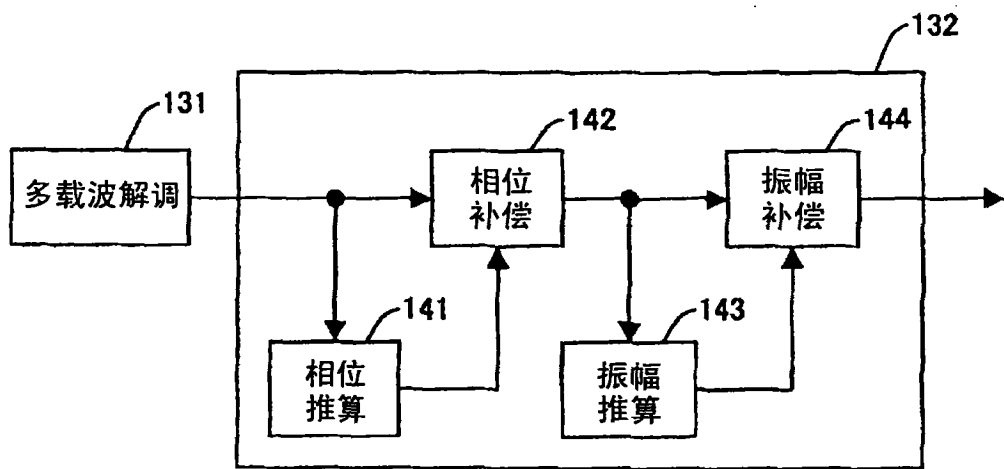


图 3

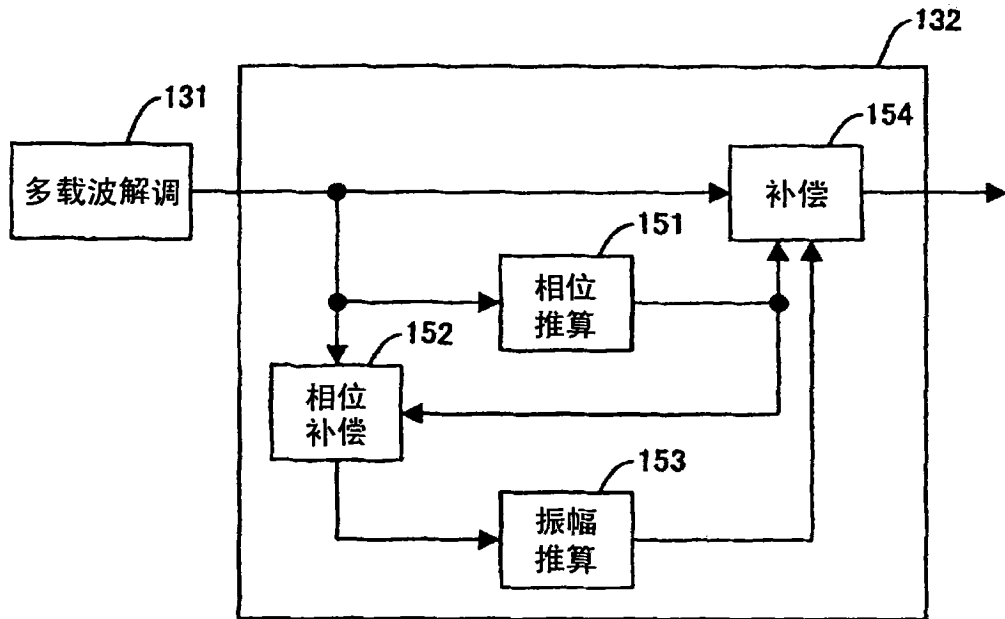


图 4

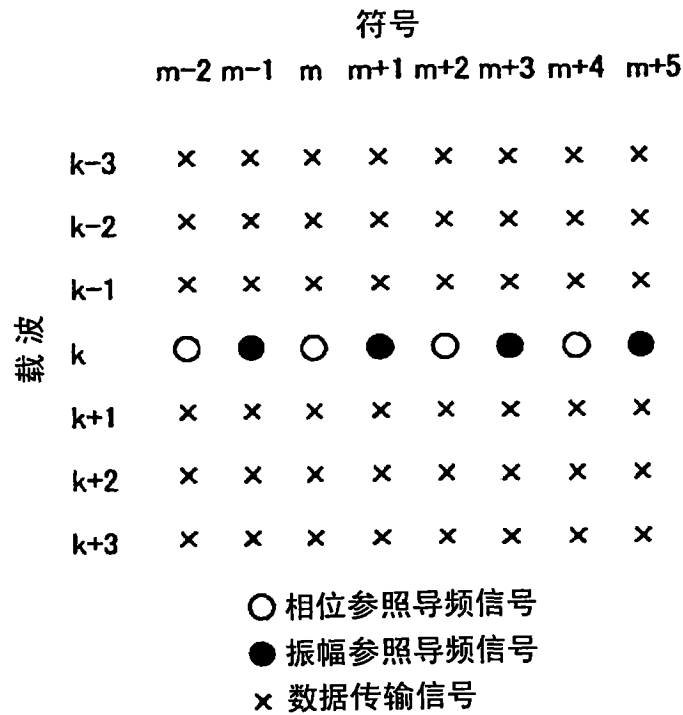


图 5

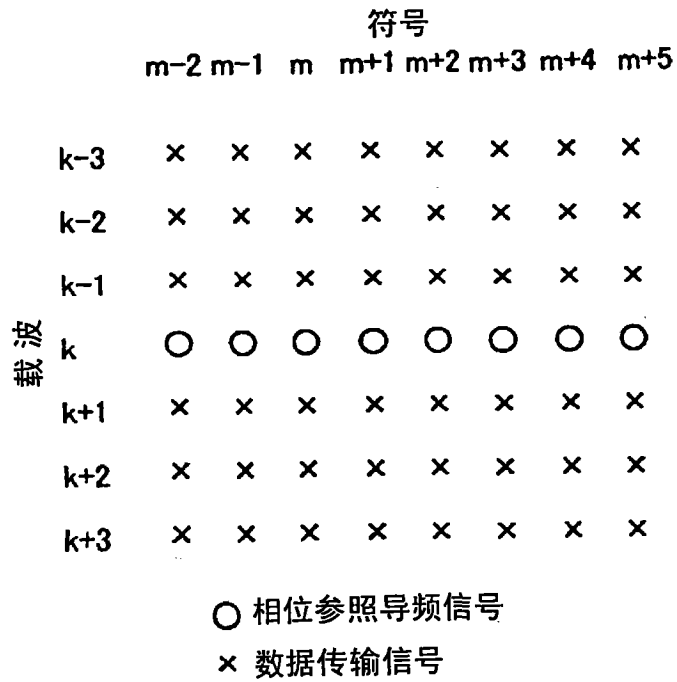


图 6

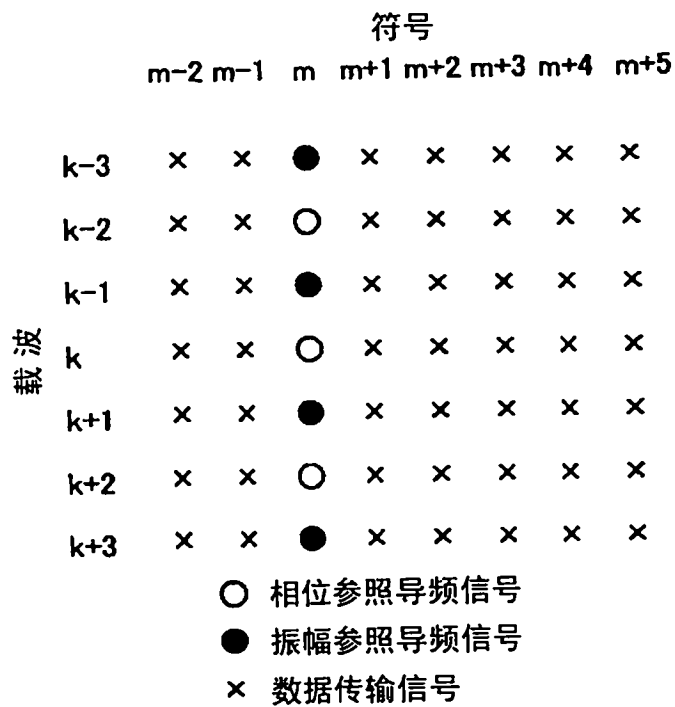


图 7

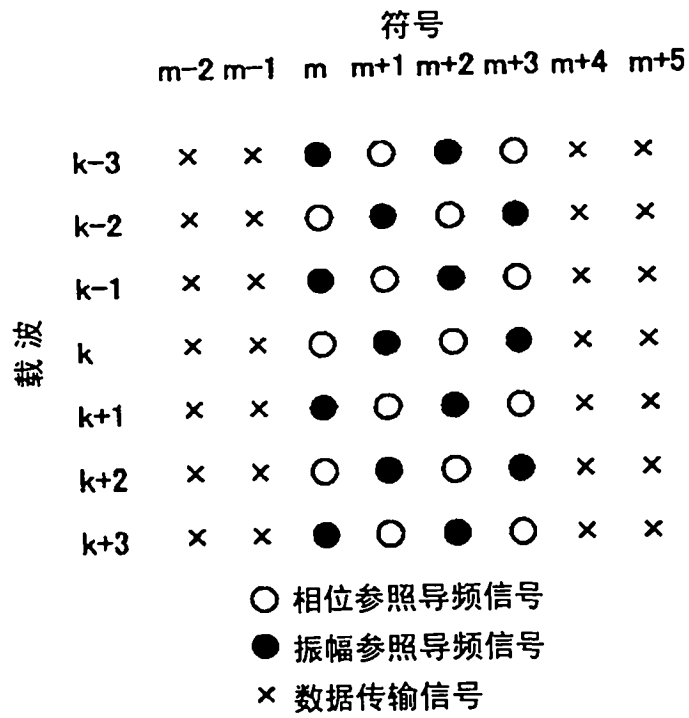


图 8

| | | 符号 | | | | | | | | | | | |
|----|------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|----------------|----------------|
| | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 |
| | | $\frac{0}{E}$ | $\frac{1}{E}$ | $\frac{2}{E}$ | $\frac{3}{E}$ | $\frac{4}{E}$ | $\frac{5}{E}$ | $\frac{6}{E}$ | $\frac{7}{E}$ | $\frac{8}{E}$ | $\frac{9}{E}$ | $\frac{10}{E}$ | $\frac{11}{E}$ |
| 载波 | k+0 | ○ | x | x | x | ○ | x | x | x | ○ | x | x | x |
| | k+1 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+2 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+3 | x | ○ | x | x | x | ○ | x | x | x | ○ | x | x |
| | k+4 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+5 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+6 | x | x | ○ | x | x | x | ○ | x | x | x | ○ | x |
| | k+7 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+8 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+9 | x | x | x | ○ | x | x | x | ○ | x | x | x | ○ |
| | k+10 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+11 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+12 | ○ | x | x | x | ○ | x | x | x | ○ | x | x | x |
| | k+13 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+14 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+15 | x | ○ | x | x | x | ○ | x | x | x | ○ | x | x |
| | k+16 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+17 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+18 | x | x | ○ | x | x | x | ○ | x | x | x | ○ | x |
| | k+19 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+20 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+21 | x | x | x | ○ | x | x | x | ○ | x | x | x | ○ |
| | k+22 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+23 | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x | x |
| | k+24 | ○ | x | x | x | ○ | x | x | x | ○ | x | x | x |

图 9

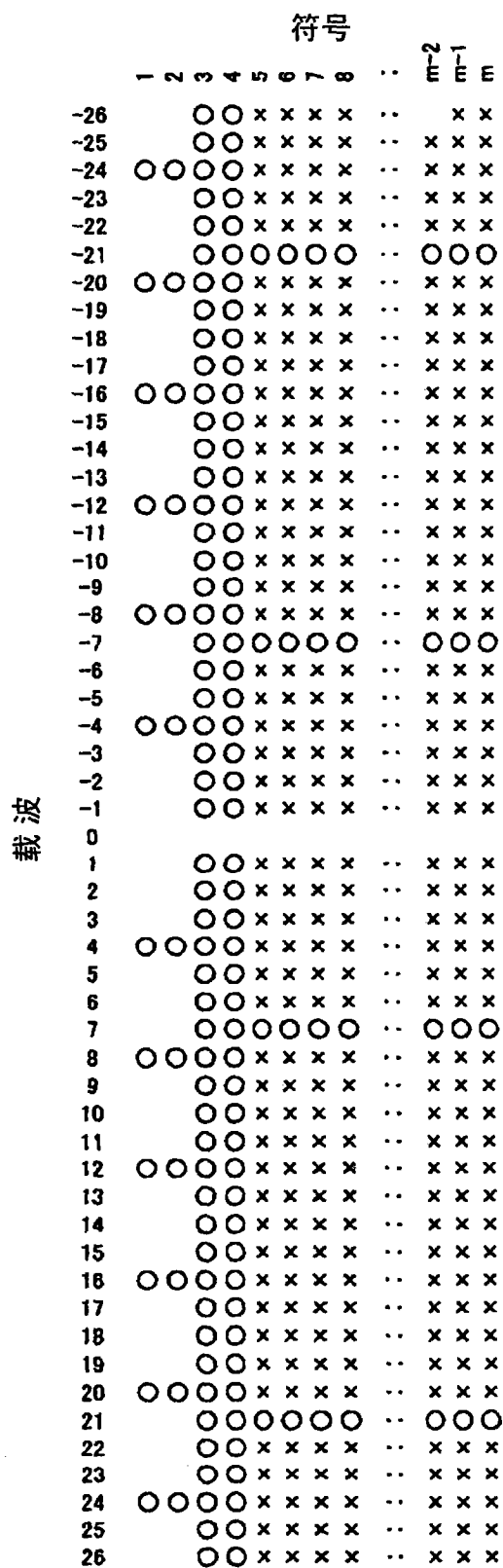


图 10

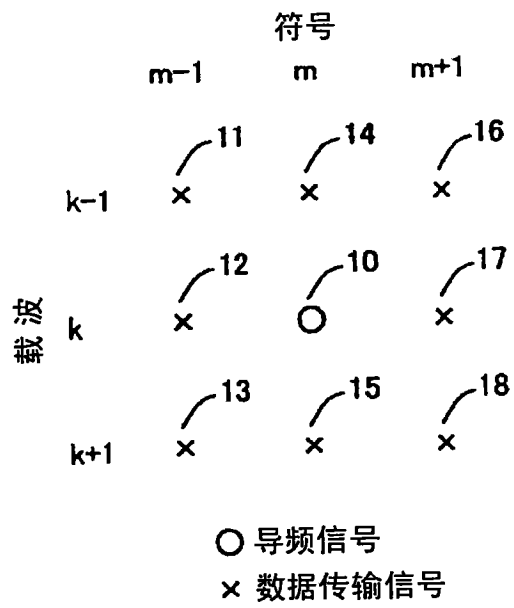


图 11