



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105721111 B

(45)授权公告日 2019.11.19

(21)申请号 201610112189.2

(22)申请日 2011.10.17

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 105721111 A

(43)申请公布日 2016.06.29

(30)优先权数据
2010-234061 2010.10.18 JP
2010-275164 2010.12.09 JP

(62)分案原申请数据
201180035360.X 2011.10.17

(73)专利权人 太阳专利托管公司
地址 美国纽约

(72)发明人 村上丰 木村知弘 大内干博

(74)专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
72002

代理人 徐殿军 蒋巍

(51)Int.Cl.
H04L 1/00(2006.01)
H04L 25/03(2006.01)

(56)对比文件
US 2010/0070828 A1,2010.05.18,
CN 101867426 A,2010.10.20,
CN 101969325 A,2011.02.09,
WO 2011/086936 A1,2011.07.21,

审查员 王洪蕾

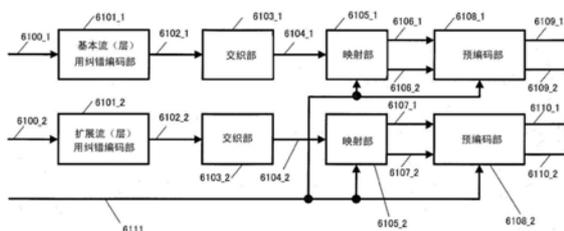
权利要求书2页 说明书125页 附图87页

(54)发明名称

发送方法、发送装置、接收方法及接收装置

(57)摘要

一种从多个基带信号生成在同一频率频带而且在同一时刻被发送的多个被实施了预编码的信号的预编码方法,针对所述多个基带信号,从N个矩阵F[i]中切换并选择一个矩阵来生成第1预编码后信号z1和第2预编码后信号z2,其中i=0、1、2、...、N,使用规定的纠错块编码方式生成第1编码块和第2编码块,从所述第1编码块和所述第2编码块分别生成M码元的基带信号,针对从所述第1编码块生成的基带信号与从所述第2编码块生成的基带信号的组合进行预编码处理,由此生成M时隙的预编码后信号。



1. 一种发送方法,包括:

编码处理,使用规定的纠错块编码方式生成编码块;

生成处理,按照多个时隙中的每个时隙对由所述编码块生成的第1调制信号s1和第2调制信号s2实施预编码处理,生成第1发送信号z1和第2发送信号z2,所述预编码处理是根据N种相互不同的预编码矩阵中的一个预编码矩阵来实施的,所述N是3以上的整数;以及

发送处理,使用多个天线以同一频率同时发送所述第1发送信号z1和所述第2发送信号z2,

在生成所述第1调制信号s1和所述第2调制信号s2时采用了第1调制方式的情况下,在针对一个所述编码块的所述生成处理中,N种所述预编码矩阵分别被使用相同次数,

在生成所述第1调制信号s1和所述第2调制信号s2时采用了与第1调制方式不同的第2调制方式的情况下,在针对一个所述编码块的所述生成处理中,N种所述预编码矩阵分别被使用相同次数,

所述第1调制方式及所述第2调制方式是QPSK、16QAM、64QAM、256QAM、1024QAM中的某个。

2. 一种发送装置,包括:

编码部,使用规定的纠错块编码方式生成编码块;

生成部,按照多个时隙中的每个时隙对由所述编码块生成的第1调制信号s1和第2调制信号s2实施预编码处理,生成第1发送信号z1和第2发送信号z2,所述预编码处理是根据N种相互不同的预编码矩阵中的一个预编码矩阵来实施的,所述N是3以上的整数;以及

发送部,使用多个天线以同一频率同时发送所述第1发送信号z1和所述第2发送信号z2,

在生成所述第1调制信号s1和所述第2调制信号s2时采用了第1调制方式的情况下,在针对一个所述编码块的所述生成处理中,N种所述预编码矩阵分别被使用相同次数,

在生成所述第1调制信号s1和所述第2调制信号s2时采用了与第1调制方式不同的第2调制方式的情况下,在针对一个所述编码块的所述生成处理中,N种所述预编码矩阵分别被使用相同次数,

所述第1调制方式及所述第2调制方式是QPSK、16QAM、64QAM、256QAM、1024QAM中的某个。

3. 一种接收方法,取得接收信号,

所述接收信号是通过对使用多个天线以同一频率同时发送的第1发送信号z1和第2发送信号z2进行接收而获得的信号,所述第1发送信号z1及所述第2发送信号z2通过对第1调制信号s1和第2调制信号s2实施规定的生成处理而生成,所述第1调制信号s1和所述第2调制信号s2是从使用规定的纠错块编码方式而生成的编码块生成的信号,

所述接收方法包含解调处理,对所取得的所述接收信号,实施依据于所述生成处理的解调处理,生成接收数据,

在所述生成处理中,按照多个时隙中的每个时隙对由所述编码块生成的所述第1调制信号s1和所述第2调制信号s2实施预编码处理,生成所述第1发送信号z1和所述第2发送信号z2,所述预编码处理是根据N种相互不同的预编码矩阵中的一个预编码矩阵来实施的,所述N是3以上的整数,

在生成所述第1调制信号s1和所述第2调制信号s2时采用了第1调制方式的情况下,在针对一个所述编码块的所述生成处理中,N种所述预编码矩阵分别被使用相同次数,

在生成所述第1调制信号s1和所述第2调制信号s2时采用了与第1调制方式不同的第2调制方式的情况下,在针对一个所述编码块的所述生成处理中,N种所述预编码矩阵分别被使用相同次数,

所述第1调制方式及所述第2调制方式是QPSK、16QAM、64QAM、256QAM、1024QAM中的某个。

4. 一种接收装置,具有取得接收信号的取得部,

所述接收信号是通过对使用多个天线以同一频率同时发送的第1发送信号z1和第2发送信号z2进行接收而获得的信号,所述第1发送信号z1及所述第2发送信号z2通过对第1调制信号s1和第2调制信号s2实施规定的生成处理而生成,所述第1调制信号s1和所述第2调制信号s2是从使用规定的纠错块编码方式而生成的编码块生成的信号,

所述接收装置还具有解调部,对所取得的所述接收信号,实施依据于所述生成处理的解调处理,生成接收数据,

在所述生成处理中,按照多个时隙中的每个时隙对由所述编码块生成的所述第1调制信号s1和所述第2调制信号s2实施预编码处理,生成所述第1发送信号z1和所述第2发送信号z2,所述预编码处理是根据N种相互不同的预编码矩阵中的一个预编码矩阵来实施的,所述N是3以上的整数,

在生成所述第1调制信号s1和所述第2调制信号s2时采用了第1调制方式的情况下,在针对一个所述编码块的所述生成处理中,N种所述预编码矩阵分别被使用相同次数,

在生成所述第1调制信号s1和所述第2调制信号s2时采用了与第1调制方式不同的第2调制方式的情况下,在针对一个所述编码块的所述生成处理中,N种所述预编码矩阵分别被使用相同次数,

所述第1调制方式及所述第2调制方式是QPSK、16QAM、64QAM、256QAM、1024QAM中的某个。

发送方法、发送装置、接收方法及接收装置

[0001] 本申请是第201180035360.X号中国专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] (有关相关申请的说明) 2010年10月18日在日本提出申请的日本专利申请2010-234061、和2010年12月9日在日本提出申请的日本专利申请2010-275164中所包含的权利要求书、说明书、附图以及摘要的公开内容,全部被引用到本申请中。

[0003] 本发明涉及进行尤其是使用了多天线的通信的预编码方法、预编码装置、发送方法、发送装置、接收方法及接收装置。

背景技术

[0004] 过去,关于使用多天线的通信方法,例如有被称为MIMO (Multiple-Input Multiple-Output:多入多出)的通信方法。在以MIMO为代表的多天线通信中,对多个序列的发送数据分别进行调制,从不同的天线同时发送各个调制信号,由此提高数据的通信速度。

[0005] 图28表示发送天线数量为2、接收天线数量为2、发送调制信号(发送流)数量为2时的收发装置的结构的一例。在发送装置中将被编码后的数据进行交织(interleave),对交织后的数据进行调制,并进行频率变换等来生成发送信号,发送信号被从天线进行发送。此时,在同一时刻以同一频率从发送天线发送各自不同的调制信号的方式是空间复用(Space Division Multiplexing)MIMO方式。

[0006] 此时,在专利文献1中提出了按照每个发送天线具备不同的交织模式的发送装置。即,在图28的发送装置中,两个交织(π_a 、 π_b)具有互不相同的交织模式。并且,在接收装置中按照非专利文献1、非专利文献2公开的那样反复执行使用软值的检波方法(图28中的MIMO探测器),由此提高接收质量。

[0007] 可是,作为无线通信中的实际传输环境的模型有以瑞利衰落环境为代表的NLOS (non-line of sight:非视距)环境、以莱斯衰落环境为代表的LOS (line of sight:视距)环境。当在发送装置中发送单一调制信号,在接收装置中对通过多个天线而接收到的信号进行最大比合成、并对最大比合成后的信号进行解调及解码的情况下,在LOS环境中、尤其是在显示出直接波的接收功率相对散射波的接收功率的大小的莱斯因子较大的环境中,能够得到良好的接收质量。但是,根据传输方式的不同(例如空间复用MIMO传输方式),如果莱斯因子增大,则产生接收质量恶化的问题(参照非专利文献3)。

[0008] 图29的(A)(B)表示在瑞利衰落环境中及莱斯因子 $K=3$ 、 10 、 16 dB的莱斯衰减环境中,对被实施LDPC (low-density parity-check:低密度奇偶校验)编码后的数据进行 2×2 (2天线发送、2天线接收)空间复用MIMO传输时的BER (Bit Error Rate:比特误码率)特性(纵轴:BER,横轴:SNR (signal-to-noise power ratio:信号对噪声功率比))的模拟结果的一例。图29的(A)表示不进行反复检波的Max-log-APP (参照非专利文献1、非专利文献2) (APP:a posterior probability:后验概率)的BER特性,图29的(B)表示进行了反复检波

的Max-log-APP(参照非专利文献1、非专利文献2)(反复次数为5次)的BER特性。根据图29的(A)(B)可知,与进行反复检波或者不进行反复检波无关,在空间复用MIMO系统中能够确认到如果莱斯因子增大则接收质量恶化。因此,得知存在“在空间复用MIMO系统中如果传输环境变稳定则接收质量恶化”这种在过去的发送单一调制信号的系统中没有的、空间复用MIMO系统所固有的问题。

[0009] 广播或多播通信是针对预料中的用户的服务,用户持有的接收机与广播站之间的电波传输环境往往是LOS环境。在将具有前述问题的空间复用MIMO系统应用于广播或多播通信的情况下,在接收机中有可能产生虽然电波的接收电场强度较强、但是由于接收质量的恶化而不能接受服务的现象。即,为了在广播或多播通信中采用空间复用MIMO系统,期望研发出在NLOS环境及LOS环境的任何环境中均能够得到某种程度的接收质量的MIMO传输方式。

[0010] 在非专利文献8中记述了从来自通信对象的反馈信息中选择在预编码中使用的码书(code book)(预编码矩阵,也叫预编码权重矩阵)的方法,但是如上所述完全没有记述在诸如广播或多播通信那样不能得到来自通信对象的反馈信息的状况下进行预编码的方法。

[0011] 另一方面,在非专利文献4中记述了也能够适用于没有反馈信息的情况的、随时间切换预编码矩阵的方法。在该文献中,记述了在预编码中使用的矩阵采用酉矩阵、以及随机切换酉矩阵的情况,但是完全没有记述针对在上述示出的LOS环境中的接收质量恶化的应用方法,仅简单记述了随机切换。当然,也没有记述有关用于改善LOS环境中的接收质量恶化的预编码方法、以及预编码矩阵的构成方法。

[0012] 现有技术文献

[0013] 专利文献

[0014] 专利文献1:国际公开第2005/050885号

[0015] 非专利文献

[0016] 非专利文献1:“Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel” IEEE Transaction on communications,vol.51,no.3,pp.389-399, March 2003.

[0017] 非专利文献2:“Performance analysis and design optimization of LDPC-coded MIMO OFDM systems” IEEE Trans.Signal Processing.,vol.52,no.2,pp.348-361, Feb.2004.

[0018] 非专利文献3:“BER performance evaluation in 2×2 MIMO spatial multiplexing systems under Rician fading channels,” IEICE Trans.Fundamentals, vol.E91-A,no.10,pp.2798-2807,Oct.2008.

[0019] 非专利文献4:“Turbo space-time codes with time varying linear transformations,” IEEE Trans.Wireless communications,vol.6,no.2,pp.486-493, Feb.2007.

[0020] 非专利文献5:“Likelihood function for QR-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance,” IEICE Trans.Commun.,vol.E88-B, no.1,pp.47-57,Jan.2004.

[0021] 非专利文献6:「Shannon限界への道標:“Parallel concatenated (Turbo) coding”,“Turbo (iterative) decoding”とその周辺」電子情報通信学会、信学技法IT98-51

- [0022] 非专利文献7:“Advanced signal processing for PLCs:Wavelet-OFDM,” Proc.Of IEEE International symposium on ISPLC 2008,pp.187-192,2008.
- [0023] 非专利文献8:D.J.Love,and R.W.heath,Jr.,“Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems,”IEEE Trans.Inf.Theory,Vol.51, no.9,pp.2967-1976,Aug.2005.
- [0024] 非专利文献9:DVB Document A122,Framing structure,channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system(DVB-T2),June 2008.
- [0025] 非专利文献10:L.Vangelista,N.Benvenuto,and S.Tomasin,“Key technologies for next-generation terrestrial digital television standard DVB-T2,”IEEE Commun.Magazine,vo.47,no.10,pp 146-153,Oct.2009.
- [0026] 非专利文献11:T.Ohgane,T.Nishimura,and Y.Ogawa,“Application of space division multiplexing and those performance in a MIMO channel,”IEIC Trans.Commun.,vo.88-B,no.5,pp 1843-1851,May 2005.
- [0027] 非专利文献12:R.G.Gallager,“Low-densityparity-check codes,”IRE Trans.Inform.Theory,IT-8,pp-21-28,1962.
- [0028] 非专利文献13:D.J.C.Mackay,“Gooderror-correcting codes based on very sparse matrices,”IEEE Trans.Inform.Theory,vol.45,no.2,pp399-431,March 1999.
- [0029] 非专利文献14:ETSIEN 302 307,“Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting,interactive services, news gathering and other broadband satellite applications,”v.1.1.2,June 2006.
- [0030] 非专利文献15:Y.-L.Ueng,and C.-C.Cheng,“a fast-convergence decoding method and memory-efficient VLSI decoder architecture forirregular LDPC codes in the IEEE 802.16e standards,”IEEE VTC-2007Fall,pp.1255-1259.

发明概要

[0031] 发明要解决的问题

[0032] 本发明的目的在于,提供一种能够改善LOS环境中的接收质量的MIMO系统。

发明内容

[0033] 用于解决问题的手段

[0034] 为了解决这种问题,本发明的一个方式的预编码方法从多个基带信号生成在同一频率频带而且在同一时刻被发送的多个被实施了预编码的信号,其特征在于,在该预编码方法中,从用于规定对所述多个基带信号实施的预编码处理的 N 个矩阵 $F[i]$ 中切换并选择一个矩阵,其中 $i=0,1,2,\dots,N$,在针对从第1多个比特生成的第1基带信号 s_1 和从第2多个比特生成的第2基带信号 s_2 ,实施依据于选择出的所述 $F[i]$ 的预编码处理,并生成第1预编码后信号 z_1 和第2预编码后信号 z_2 时,使用规定的纠错块编码方式生成作为所述第1多个比特的第1编码块及作为所述第2多个比特的第2编码块,从所述第1编码块和所述第2编码块分别生成 M 码元的所述第1基带信号 s_1 和所述第2基带信号 s_2 ,针对从所述第1编码块生成的

基带信号s1与从所述第2编码块生成的基带信号s2的组合进行预编码处理,由此生成M时隙的预编码后信号z1和z2,所述第1预编码后信号z1和所述第2预编码后信号z2满足 $(z1, z2)^T = F[i](s1, s2)^T$ 。

[0035] 另外,本发明的一个方式的预编码装置从多个基带信号生成在同一频率频带而且在同一时刻被发送的多个被实施了预编码的信号,其特征在于,该预编码装置具有:加权合成信息生成部,从用于规定对所述多个基带信号实施的预编码处理的N个矩阵F[i]中切换并选择一个矩阵,其中 $i=0, 1, 2, \dots, N-1$;加权合成部,针对从第1多个比特生成的第1基带信号s1和从第2多个比特生成的第2基带信号s2,实施依据于选择出的所述F[i]的预编码处理,并生成第1预编码后信号z1和第2预编码后信号z2;纠错编码部,使用规定的纠错块编码方式生成作为所述第1多个比特的第1编码块及作为所述第2多个比特的第2编码块;以及映射部,从所述第1编码块和所述第2编码块分别生成M码元的基带信号,所述第1预编码后信号z1和所述第2预编码后信号z2满足 $(z1, z2)^T = F[i](s1, s2)^T$,所述加权合成部针对从所述第1编码块生成的基带信号与从所述第2编码块生成的基带信号的组合进行预编码处理,由此生成M时隙的预编码后信号。

[0036] 根据上述的本发明的各个方式,对于多个预编码矩阵中被应用于至少一个数据码元中的预编码矩阵,针对该预编码矩阵、和在频率轴方向、时间轴中方向中任意一个方向上与该数据码元相邻的数据码元所使用的预编码矩阵,生成通过以使所有预编码矩阵不同的方式来切换预编码矩阵并执行预编码而得到的调制信号,因而能够根据多个预编码矩阵的设计来改善LOS环境中的接收质量。

[0037] 发明效果

[0038] 这样,根据本发明能够提供改善LOS环境中的接收质量的劣化的发送方法、接收方法、发送装置、接收装置,因而能够在广播或多播通信中对预料中的用户提供高质量的服务。

附图说明

[0039] 图1表示空间复用MIMO系统中的收发装置的结构示例。

[0040] 图2表示帧结构的示例。

[0041] 图3表示适用预编码权重切换方法时的发送装置的结构示例。

[0042] 图4表示适用预编码权重切换方法时的发送装置的结构示例。

[0043] 图5表示帧结构的示例。

[0044] 图6表示预编码权重切换方法的示例。

[0045] 图7表示接收装置的结构示例。

[0046] 图8表示接收装置的信号处理部的结构示例。

[0047] 图9表示接收装置的信号处理部的结构示例。

[0048] 图10表示解码处理方法。

[0049] 图11表示接收状态的示例。

[0050] 图12表示BER特性示例。

[0051] 图13表示适用预编码权重切换方法时的发送装置的结构示例。

[0052] 图14表示适用预编码权重切换方法时的发送装置的结构示例。

- [0053] 图15表示帧结构的示例。
- [0054] 图16表示帧结构的示例。
- [0055] 图17表示帧结构的示例。
- [0056] 图18表示帧结构的示例。
- [0057] 图19表示帧结构的示例。
- [0058] 图20表示接收质量恶化点的位置。
- [0059] 图21表示接收质量恶化点的位置。
- [0060] 图22表示帧结构的一例。
- [0061] 图23表示帧结构的一例。
- [0062] 图24表示映射方法的一例。
- [0063] 图25表示映射方法的一例。
- [0064] 图26表示加权合成部的结构的示例。
- [0065] 图27表示码元重排方法的一例。
- [0066] 图28表示空间复用MIMO传送系统中的收发装置的结构示例。
- [0067] 图29表示BER特性示例。
- [0068] 图30表示空间复用型的 2×2 MIMO系统模型的示例。
- [0069] 图31表示接收恶化点的位置。
- [0070] 图32表示接收恶化点的位置。
- [0071] 图33表示接收恶化点的位置。
- [0072] 图34表示接收恶化点的位置。
- [0073] 图35表示接收恶化点的位置。
- [0074] 图36表示接收恶化点在复数平面中的最小距离的特性示例。
- [0075] 图37表示接收恶化点在复数平面中的最小距离的特性示例。
- [0076] 图38表示接收恶化点的位置。
- [0077] 图39表示接收恶化点的位置。
- [0078] 图40表示实施方式7的发送装置的结构的一例。
- [0079] 图41表示发送装置发送的调制信号的帧结构的一例。
- [0080] 图42表示接收恶化点的位置。
- [0081] 图43表示接收恶化点的位置。
- [0082] 图44表示接收恶化点的位置。
- [0083] 图45表示接收恶化点的位置。
- [0084] 图46表示接收恶化点的位置。
- [0085] 图47表示时间-频率轴中的帧结构的一例。
- [0086] 图48表示时间-频率轴中的帧结构的一例。
- [0087] 图49表示信号处理方法。
- [0088] 图50表示使用了时空块编码时的调制信号的结构。
- [0089] 图51表示时间-频率轴中的帧结构的详细示例。
- [0090] 图52表示发送装置的结构的一例。
- [0091] 图53表示图52中的调制信号生成部#1~#M的结构的一例。

- [0092] 图54是表示图52中的OFDM方式关联处理部(5207_1及5207_2)的结构的图。
- [0093] 图55表示时间—频率轴中的帧结构的详细示例。
- [0094] 图56表示接收装置的结构的一例。
- [0095] 图57是表示图56中的OFDM方式关联处理部(5600_X、5600_Y)的结构的图。
- [0096] 图58表示时间—频率轴中的帧结构的详细示例。
- [0097] 图59表示广播系统的一例。
- [0098] 图60表示接收恶化点的位置。
- [0099] 图61表示适用分层传输时的发送装置的结构示例。
- [0100] 图62表示适用分层传输时的发送装置的结构示例。
- [0101] 图63表示对基本流的预编码的一例。
- [0102] 图64表示对扩展流的预编码的一例。
- [0103] 图65表示适用分层传输时的调制信号的码元的配置示例。
- [0104] 图66表示适用分层传输时的接收装置的信号处理部的结构示例。
- [0105] 图67表示适用分层传输时的发送装置的结构示例。
- [0106] 图68表示适用分层传输时的发送装置的结构示例。
- [0107] 图69表示基带信号的码元的结构示例。
- [0108] 图70表示适用分层传输时的调制信号的码元的配置示例。
- [0109] 图71表示适用分层传输时的发送装置的结构示例。
- [0110] 图72表示适用分层传输时的发送装置的结构示例。
- [0111] 图73表示时空块编码后的基带信号的码元的结构示例。
- [0112] 图74表示适用分层传输时的调制信号的码元的配置示例。
- [0113] 图75表示适用分层传输时的调制信号的码元的配置示例。
- [0114] 图76表示在使用块码时的一个编码后的块所需要的码元数、时隙数的变化示例。
- [0115] 图77表示在使用块码时的两个编码后的块所需要的码元数、时隙数的变化示例。
- [0116] 图78表示数字广播用系统的整体结构图。
- [0117] 图79是表示接收机的结构示例的框图。
- [0118] 图80是表示复用数据的结构的图。
- [0119] 图81是示意地表示各个流在复用数据中是如何被复用的图。
- [0120] 图82是表示视频流是如何被存储在PES包列中的图。
- [0121] 图83是表示复用数据中的TS包和源包的构造的图。
- [0122] 图84是表示PMT的数据结构的图。
- [0123] 图85是表示复用数据信息的内部结构的图。
- [0124] 图86是表示流属性信息的内部结构的图。
- [0125] 图87是表示影像显示、声音输出装置的结构图。
- [0126] 图88是表示基带信号替换部的结构的图。

具体实施方式

- [0127] 下面,参照附图详细说明本发明的实施方式。
- [0128] (实施方式1)

[0129] 对本实施方式的发送方法、发送装置、接收方法、接收装置进行详细说明。

[0130] 在进行本说明之前,对过去的系统即空间复用MIMO传输系统的发送方法、解码方法的概况进行说明。

[0131] 图1表示 $N_t \times N_r$ 空间复用MIMO系统的结构。信息向量 z 被实施编码及交织。并且,得到编码后比特的向量 $\mathbf{u} = (u_1, \dots, u_{N_t})$ 作为交织的输出。其中, $u_i = (u_{i1}, \dots, u_{iM})$ (M :每个码元的发送比特数)。如果设发送向量 $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_{N_t})^T$,则从发送天线# i 的发送信号表示为 $s_i = \text{map}(u_i)$,将发送能量规范化,可以表示为 $E\{|s_i|^2\} = E_s/N_t$ (E_s :每个码元的总能量)。并且,如果设接收向量为 $\mathbf{y} = (y_1, \dots, y_{N_r})^T$,则可以表示为如下式(1)所示。

[0132] [数式1]

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= (y_1, \dots, y_{N_r})^T \\ &= \mathbf{H}_{N_t N_r} \mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad \dots \text{式(1)}$$

[0134] 此时, $\mathbf{H}_{N_t N_r}$ 表示信道矩阵, $\mathbf{n} = (n_1, \dots, n_{N_r})^T$ 表示噪声向量, n_i 表示平均值0、方差 σ^2 的i.i.d.复数高斯噪声。根据在接收机导入的发送码元与接收码元的关系,有关接收向量的概率能够如式(2)那样按照多元高斯分布来赋予。

[0135] [数式2]

$$p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{N_r}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2\right) \quad \dots \text{式(2)}$$

[0137] 在此,说明由外部软入软出解码器和MIMO检波构成的如图1所示的进行反复解码的接收机。图1中的对数似然比的向量(L-value)可以表示为如式(3) - (5)所示。

[0138] [数式3]

$$L(\mathbf{u}) = (L(u_1), \dots, L(u_{N_t}))^T \quad \dots \text{式(3)}$$

[0140] [数式4]

$$L(u_i) = (L(u_{i1}), \dots, L(u_{iM})) \quad \dots \text{式(4)}$$

[0142] [数式5]

$$L(u_{ij}) = \ln \frac{P(u_{ij} = +1)}{P(u_{ij} = -1)} \quad \dots \text{式(5)}$$

[0144] <反复检波方法>

[0145] 在此,对 $N_t \times N_r$ 空间复用MIMO系统中的MIMO信号的反复检波进行说明。

[0146] 按照式(6)所示来定义 x_{mn} 的对数似然比。

[0147] [数式6]

$$L(u_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{P(u_{mn} = +1 | \mathbf{y})}{P(u_{mn} = -1 | \mathbf{y})} \quad \dots \text{式(6)}$$

[0149] 根据贝叶斯定律,式(6)能够表示为如式(7)所示。

[0150] [数式7]

$$L(u_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{p(\mathbf{y} | u_{mn} = +1)P(u_{mn} = +1)/p(\mathbf{y})}{p(\mathbf{y} | u_{mn} = -1)P(u_{mn} = -1)/p(\mathbf{y})}$$

$$= \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \ln \frac{p(\mathbf{y} | u_{mn} = +1)}{p(\mathbf{y} | u_{mn} = -1)} \quad \dots \text{式(7)}$$

[0151]

$$= \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \ln \frac{\sum_{U_{mn,+1}} p(\mathbf{y} | \mathbf{u})p(\mathbf{u} | u_{mn})}{\sum_{U_{mn,-1}} p(\mathbf{y} | \mathbf{u})p(\mathbf{u} | u_{mn})}$$

[0152] 其中, 设 $U_{mn,\pm 1} = \{u | u_{mn} = \pm 1\}$ 。并且, 如果用 $\ln \sum a_j \sim \max \ln a_j$ 进行近似, 则式(7)能够近似为如式(8)所示。另外, 其中的符号“ \sim ”表示近似。

[0153] [数式8]

$$L(u_{mn} | \mathbf{y}) \approx \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \max_{U_{mn,+1}} \{ \ln p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) + P(\mathbf{u} | u_{mn}) \}$$

$$- \max_{U_{mn,-1}} \{ \ln p(\mathbf{y} | \mathbf{u}) + P(\mathbf{u} | u_{mn}) \} \quad \dots \text{式(8)}$$

[0155] 式(8)中的 $P(\mathbf{u} | u_{mn})$ 和 $\ln P(\mathbf{u} | u_{mn})$ 能够表示如下。

[0156] [数式9]

$$P(\mathbf{u} | u_{mn}) = \prod_{(ij) \neq (mn)} P(u_{ij})$$

$$= \prod_{(ij) \neq (mn)} \frac{\exp\left(\frac{u_{ij} L(u_{ij})}{2}\right)}{\exp\left(\frac{L(u_{ij})}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L(u_{ij})}{2}\right)} \quad \dots \text{式(9)}$$

[0158] [数式10]

$$\ln P(\mathbf{u} | u_{mn}) = \left(\sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \right) - \ln P(u_{mn}) \quad \dots \text{式(10)}$$

[0160] [数式11]

$$\ln P(u_{ij}) = \frac{1}{2} u_{ij} P(u_{ij}) - \ln \left(\exp\left(\frac{L(u_{ij})}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L(u_{ij})}{2}\right) \right)$$

$$\approx \frac{1}{2} u_{ij} L(u_{ij}) - \frac{1}{2} |L(u_{ij})| \quad \text{for } |L(u_{ij})| > 2 \quad \dots \text{式(11)}$$

$$= \left| \frac{L(u_{ij})}{2} \right| (u_{ij} \text{sign}(L(u_{ij})) - 1)$$

[0162] 其中, 用式(2)定义的式子的对数概率能够表示为如式(12)所示。

[0163] [数式12]

$$[0164] \quad \ln P(\mathbf{y} | \mathbf{u}) = -\frac{N_r}{2} \ln(2\pi\sigma^2) - \frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 \quad \dots\text{式}(12)$$

[0165] 因此,根据式(7)、(13),在MAP或者APP(a posteriori probability:后验概率)中,事后的L-value能够表示如下。

[0166] [数式13]

$$[0167] \quad L(u_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{\sum_{U_{mn,+1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij})\right\}}{\sum_{U_{mn,-1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij})\right\}} \quad \dots\text{式}(13)$$

[0168] 以后称为反复APP解码。另外,根据式(8)、(12),在基于Max-Log近似的对数似然比(Max-Log APP)中,事后的L-value能够表示如下。

[0169] [数式14]

$$[0170] \quad L(u_{mn} | \mathbf{y}) \approx \max_{U_{mn,+1}} \{\Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u}))\} - \max_{U_{mn,-1}} \{\Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u}))\} \quad \dots\text{式}(14)$$

[0171] [数式15]

$$[0172] \quad \Psi(\mathbf{u}, \mathbf{y}, L(\mathbf{u})) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \quad \dots\text{式}(15)$$

[0173] 以后称为反复Max-log APP解码。并且,在反复解码的系统所需要的外部信息,能够通过从式(13)或者(14)减去事前输入而求出。

[0174] <系统模型>

[0175] 图28表示与以后的说明相关的系统的基本结构。在此,作为 2×2 空间复用MIMO系统,假设在流A、B中分别具有外部编码器,两个外部编码器是相同的LDPC码的编码器(在此,以外部编码器采用LDPC码的编码器的结构为例进行说明,但外部编码器使用的纠错编码不限于LDPC码,同样也可以使用涡轮码、卷积码、LDPC卷积码等其他纠错码进行实施。并且,外部编码器是对应每个发送天线而具有的结构,但不限于此,也可以是发送天线为多个、而外部编码器是一个,还可以是具有比发送天线数量多的外部编码器)。并且,在流A、B中分别具有交织器(π_a 、 π_b)。在此,设调制方式为 2^h -QAM(在一个码元中发送h比特)。

[0176] 假设在接收机中进行上述的MIMO信号的反复检波(反复APP(或者Max-log APP)解码)。并且,作为LDPC码的解码,例如假设是进行sum-product解码。

[0177] 图2表示帧结构,记述了交织后的码元的顺序。此时,假设按照下式所示来表示 (i_a, j_a) 、 (i_b, j_b) 。

[0178] [数式16]

$$[0179] \quad (i_a, j_a) = \pi_a(\Omega_{ia,ja}^a) \quad \dots\text{式}(16)$$

[0180] [数式17]

$$[0181] \quad (i_b, j_b) = \pi_b(\Omega_{ib,jb}^a) \quad \dots\text{式}(17)$$

[0182] 此时, i_a 、 i_b 表示交织后的码元的顺序, j_a 、 j_b 表示调制方式中的比特位置(j_a 、 j_b =

1、 \dots 、h), π_a 、 π_b 表示流A、B的交织器, $\Omega^{a_{i_a, j_a}}$ 、 $\Omega^{b_{i_b, j_b}}$ 表示流A、B的交织前的数据的顺序。其中,在图2中示出了 $i_a = i_b$ 时的帧结构。

[0183] <反复解码>

[0184] 在此,对在接收机的LDPC码的解码中使用的sum-product解码及MIMO信号的反复检波的算法进行详细说明。

[0185] sum-product解码

[0186] 假设是以二维 $M \times N$ 矩阵 $H = \{H_{mn}\}$ 为解码对象的LDPC码的检验矩阵。按照下式所示定义集合 $[1, N] = \{1, 2, \dots, N\}$ 的部分集合 $A(m)$ 、 $B(n)$ 。

[0187] [数式18]

[0188] $A(m) \equiv \{n: H_{mn} = 1\} \dots$ 式(18)

[0189] [数式19]

[0190] $B(n) \equiv \{m: H_{mn} = 1\} \dots$ 式(19)

[0191] 此时, $A(m)$ 表示在检验矩阵 H 的第 m 行中是1的列索引的集合, $B(n)$ 表示在检验矩阵 H 的第 n 行中是1的行索引的集合。sum-product解码的算法如下所述。

[0192] Step A • 1 (初始化): 针对满足 $H_{mn} = 1$ 的所有的组 (m, n) , 设事前值对数比 $\beta_{mn} = 0$ 。设循环变量(反复次数) $l_{\text{sum}} = 1$, 将循环最大次数设定为 $l_{\text{sum}, \text{max}}$ 。

[0193] Step A • 2 (行处理): 按照 $m = 1, 2, \dots, M$ 的顺序, 针对满足 $H_{mn} = 1$ 的所有的组 (m, n) , 使用下述的更新式来更新外部值对数比 α_{mn} 。

[0194] [数式20]

$$[0195] \quad \alpha_{mn} = \left(\prod_{n' \in A(m) \setminus n} \text{sign}(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right) \times f \left(\sum_{n' \in A(m) \setminus n} f(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right) \quad \dots \text{式(20)}$$

[0196] [数式21]

$$[0197] \quad \text{sign}(x) \equiv \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad \dots \text{式(21)}$$

[0198] [数式22]

$$[0199] \quad f(x) \equiv \ln \frac{\exp(x) + 1}{\exp(x) - 1} \quad \dots \text{式(22)}$$

[0200] 其中, f 表示Gallager的函数。另外,关于 λ_n 的求解方法将在后面详细说明。

[0201] Step A • 3 (列处理): 按照 $n = 1, 2, \dots, N$ 的顺序, 针对满足 $H_{mn} = 1$ 的所有的组 (m, n) , 使用下述的更新式来更新外部值对数比 β_{mn} 。

[0202] [数式23]

$$[0203] \quad \beta_{mn} = \sum_{m' \in B(n) \setminus m} \alpha_{m'n} \quad \dots \text{式(23)}$$

[0204] Step A • 4 (对数似然比的计算): 对于 $n \in [1, N]$, 按照下面所示求出对数似然比 L_n 。

[0205] [数式24]

[0206]
$$L_n = \sum_{m' \in B(n) \setminus m} \alpha_{m'n} + \lambda_n \quad \dots \text{式(24)}$$

[0207] Step A • 5 (反复次数的计数): 如果 $l_{\text{sum}} < l_{\text{sum,max}}$, 则使 l_{sum} 递增, 并返回到 Step A • 2。在 $l_{\text{sum}} = l_{\text{sum,max}}$ 时, 此次的 sum-product 解码结束。

[0208] 以上是关于一次 sum-product 解码的动作。然后, 进行 MIMO 信号的反复检波。在说明上述的 sum-product 解码的动作时使用的变量 $m, n, \alpha_{mn}, \beta_{mn}, \lambda_n, L_n$ 中, 用 $m_a, n_a, \alpha_{m_a n_a}^a, \beta_{m_a n_a}^a, \lambda_{n_a}, L_{n_a}$ 表示流 A 中的变量, 用 $m_b, n_b, \alpha_{m_b n_b}^b, \beta_{m_b n_b}^b, \lambda_{n_b}, L_{n_b}$ 表示流 B 中的变量。

[0209] <MIMO 信号的反复检波>

[0210] 在此, 对 MIMO 信号的反复检波中 λ_n 的求解方法进行详细说明。

[0211] 根据式 (1), 下式成立。

[0212] [数式 25]

[0213]
$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= (y_1(t), y_2(t))^T \\ &= \mathbf{H}_{22}(t)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad \dots \text{式(25)}$$

[0214] 根据图 2 所示的帧结构, 根据式 (16) (17), 下述的关系式成立。

[0215] [数式 26]

[0216]
$$\mathbf{n}_a = \Omega_{ia, ja}^a \quad \dots \text{式(26)}$$

[0217] [数式 27]

[0218]
$$\mathbf{n}_b = \Omega_{ib, jb}^b \quad \dots \text{式(27)}$$

[0219] 此时, $n_a, n_b \in [1, N]$ 。以后, 将 MIMO 信号的反复检波的反复次数 k 时的 $\lambda_{n_a}, L_{n_a}, \lambda_{n_b}, L_{n_b}$ 分别表示为 $\lambda_{k, n_a}, L_{k, n_a}, \lambda_{k, n_b}, L_{k, n_b}$ 。

[0220] Step B • 1 (初始检波, $k=0$): 在初始检波时, 按照下面所示求出 $\lambda_{0, n_a}, \lambda_{0, n_b}$ 。

[0221] 在反复 APP 解码时:

[0222] [数式 28]

[0223]

$$\lambda_{0, n_X} = \ln \frac{\sum_{U_{0, n_X, +1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 \right\}}{\sum_{U_{0, n_X, -1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 \right\}} \quad \dots \text{式(28)}$$

[0224] 在反复 Max-log APP 解码时:

[0225] [数式 29]

[0226]

$$\lambda_{0, n_X} = \max_{U_{0, n_X, +1}} \{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X)) \} - \max_{U_{0, n_X, -1}} \{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X)) \} \quad \dots \text{式(29)}$$

[0227] [数式 30]

[0228]
$$\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X)) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 \quad \dots \text{式(30)}$$

[0229] 其中, 设 $X=a, b$ 。并且, 设MIMO信号的反复检波的反复次数为 $l_{\text{mimo}}=0$, 将反复次数的最大次数设定为 $l_{\text{mimo}, \text{max}}$ 。

[0230] Step B • 2 (反复检波; 反复次数 k): 根据式(11) (13) – (15) (16) (17), 反复次数 k 时的 $\lambda_{k, na}, \lambda_{k, nb}$ 能够表示为如式(31) – (34)所示。其中, $(X, Y) = (a, b) (b, a)$ 。

[0231] 在反复APP解码时:

[0232] [数式31]

[0233]

$$\lambda_{k, nX} = L_{k-1, \Omega_{iX, jX}^X}(u_{\Omega_{iX, jX}^X}) + \ln \frac{\sum_{U_{k, nX, +1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{iX, jX}^X})\right\}}{\sum_{U_{k, nX, -1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{iX, jX}^X})\right\}} \quad \dots \text{式(31)}$$

[0234] [数式32]

[0235]

$$\rho(u_{\Omega_{iX, jX}^X}) = \sum_{\substack{\gamma=1 \\ \gamma \neq jX}}^h \left| \frac{L_{k-1, \Omega_{iX, \gamma}^X}(u_{\Omega_{iX, \gamma}^X})}{2} \right| \left(u_{\Omega_{iX, \gamma}^X} \text{sign}(L_{k-1, \Omega_{iX, \gamma}^X}(u_{\Omega_{iX, \gamma}^X})) - 1 \right) + \sum_{\gamma=1}^h \left| \frac{L_{k-1, \Omega_{iX, \gamma}^Y}(u_{\Omega_{iX, \gamma}^Y})}{2} \right| \left(u_{\Omega_{iX, \gamma}^Y} \text{sign}(L_{k-1, \Omega_{iX, \gamma}^Y}(u_{\Omega_{iX, \gamma}^Y})) - 1 \right) \quad \dots \text{式(32)}$$

[0236] 在反复Max-log APP解码时:

[0237] [数式33]

[0238]

$$\lambda_{k, nX} = L_{k-1, \Omega_{iX, jX}^X}(u_{\Omega_{iX, jX}^X}) + \max_{U_{k, nX, +1}} \left\{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X), \rho(u_{\Omega_{iX, jX}^X})) \right\} - \max_{U_{k, nX, -1}} \left\{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X), \rho(u_{\Omega_{iX, jX}^X})) \right\} \quad \dots \text{式(33)}$$

[0239] [数式34]

[0240]
$$\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X), \rho(u_{\Omega_{iX, jX}^X})) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{iX, jX}^X}) \quad \dots \text{式(34)}$$

[0241] Step B • 3 (反复次数的计数、码字估计): 如果 $l_{\text{mimo}} < l_{\text{mimo}, \text{max}}$, 则使 l_{mimo} 递增, 并返回到Step B • 2。在 $l_{\text{mimo}} = l_{\text{mimo}, \text{max}}$ 时, 按照下面所示求出估计码字。

[0242] [数式35]

$$[0243] \quad \hat{u}_{nX} = \begin{cases} 1 & L_{l_{mimo}^n X} \geq 0 \\ -1 & L_{l_{mimo}^n X} < 0 \end{cases} \quad \cdots \text{式(35)}$$

[0244] 其中, $X=a, b$ 。

[0245] 图3表示本实施方式的发送装置300的结构的一例。编码部302A以信息(数据)301A、帧结构信号313为输入,按照帧结构信号313(包括编码部302A在进行数据的纠错编码时使用的纠错方式、编码率、块长度等信息,用于采用帧结构信号313指定的方式。并且,纠错方式也可以切换),例如进行卷积码、LDPC码、涡轮码等的纠错编码,并输出编码后的数据303A。

[0246] 交织器304A以编码后的数据303A、帧结构信号313为输入来进行交织即顺序的重排,并输出交织后的数据305A。(也可以根据帧结构信号313切换交织的方法。)

[0247] 映射部306A以交织后的数据305A、帧结构信号313为输入,实施QPSK(Quadrature Phase Shift Keying:正交相移键控)16QAM(16Quadrature Amplitude Modulation:16正交调幅)、64QAM(64Quadrature Amplitude Modulation:16正交调幅)等调制,并输出基带信号307A。(也可以根据帧结构信号313切换调制方式)。

[0248] 图24表示构成QPSK调制中的基带信号的同相成分I和正交成分Q在IQ平面中的映射方法的一例。例如,如图24(A)所示,在输入数据为“00”时,输出 $I=1.0$ 、 $Q=1.0$,以后相同,在输入数据为“01”时,输出 $I=-1.0$ 、 $Q=1.0$, \cdots 以此类推。图24(B)表示与图24(A)不同的QPSK调制的IQ平面中的映射方法的一例,图24(B)与图24(A)的不同之处在于,图24(A)中的信号点通过以原点为中心旋转,能够得到图24(B)的信号点。关于这种星座式的旋转方法已在非专利文献9、非专利文献10中披露,并且也可以采用非专利文献9、非专利文献10所披露的Cyclic Q Delay。作为与图24不同的示例,图25表示16QAM时的IQ平面中的信号点配置,相当于图24(A)的示例是图25(A),相当于图24(B)的示例是图25(B)。

[0249] 编码部302B以信息(数据)301B、帧结构信号313为输入,按照帧结构信号313(包括使用的纠错方式、编码率、块长度等信息,用于采用帧结构信号313指定的方式。并且,纠错方式也可以切换),例如进行卷积码、LDPC码、涡轮码等的纠错编码,并输出编码后的数据303B。

[0250] 交织器304B以编码后的数据303B、帧结构信号313为输入来进行交织即顺序的重排,并输出交织后的数据305B。(也可以根据帧结构信号313切换交织的方法。)

[0251] 映射部306B以交织后的数据305B、帧结构信号313为输入,实施QPSK(Quadrature Phase Shift Keying:正交相移键控)16QAM(16Quadrature Amplitude Modulation:16正交调幅)、64QAM(64 Quadrature Amplitude Modulation:16正交调幅)等调制,并输出基带信号307B。(也可以根据帧结构信号313切换调制方式)

[0252] 加权合成信息生成部314以帧结构信号313为输入,并输出基于帧结构信号313的加权合成方法的相关信息315。另外,加权合成方法的特征在于有规律地切换加权合成方法。

[0253] 加权合成部308A以基带信号307A、基带信号307B、加权合成方法的相关信息315为输入,根据加权合成方法的相关信息315将基带信号307A和基带信号307B进行加权合成,并输出加权合成后的信号309A。另外,关于加权合成的方法的详细情况将在后面进行详细说

明。

[0254] 无线部310A以加权合成后的信号309A为输入来实施正交调制、频带限制、频率变换、放大等处理,并输出发送信号311A,发送信号511A作为电波被从天线312A输出。

[0255] 加权合成部308B以基带信号307A、基带信号307B、加权合成方法的相关信息315为输入,根据加权合成方法的相关信息315将基带信号307A和基带信号307B进行加权合成,并输出加权合成后的信号309B。

[0256] 图26表示加权合成部的结构。基带信号307A通过与 $w_{11}(t)$ 相乘而生成 $w_{11}(t) s_1(t)$,通过与 $w_{21}(t)$ 相乘而生成 $w_{21}(t) s_1(t)$ 。同样,基带信号307B通过与 $w_{12}(t)$ 相乘而生成 $w_{12}(t) s_2(t)$,通过与 $w_{22}(t)$ 相乘而生成 $w_{22}(t) s_2(t)$ 。然后,得到 $z_1(t) = w_{11}(t) s_1(t) + w_{12}(t) s_2(t)$, $z_2(t) = w_{21}(t) s_1(t) + w_{22}(t) s_2(t)$ 。

[0257] 另外,关于加权合成的方法的详细情况将在后面进行详细说明。

[0258] 无线部310B以加权合成后的信号309B为输入来实施正交调制、频带限制、频率变换、放大等处理,并输出发送信号311B,发送信号511B作为电波被从天线312B输出。

[0259] 图4表示与图3不同的发送装置400的结构示例。在图4中,对与图3不同的部分进行说明。

[0260] 编码部402以信息(数据)401、帧结构信号313为输入,根据帧结构信号313进行纠错编码,并输出编码后的数据402。

[0261] 分配部404以编码后的数据403为输入进行分配,而输出数据405A和数据405B。另外,在图4中记述了编码部为一个的情况,但不限于此,在将编码部设为 m (m 为1以上的整数)个,分配部将由各个编码部生成的编码数据划分为两个系统的数据进行输出的情况下,同样也能够实施本发明。

[0262] 图5表示本实施方式中的发送装置的时间轴上的帧结构的一例。码元500_1是用于将发送方法通知接收装置的码元,用于传输例如为了传输数据码元而使用的纠错方式、其编码率的信息、为了传输数据码元而使用的调制方式的信息等。

[0263] 码元501_1是用于估计发送装置发送的调制信号 $z_1(t)$ {其中, t 表示时间}的信道变动的码元。码元502_1是调制信号 $z_1(t)$ 以(时间轴上的)码元号码 u 发送的数据码元,码元503_1是调制信号 $z_1(t)$ 以码元号码 $u+1$ 发送的数据码元。

[0264] 码元501_2是用于估计发送装置发送的调制信号 $z_2(t)$ {其中, t 表示时间}的信道变动的码元。码元502_2是调制信号 $z_2(t)$ 以码元号码 u 发送的数据码元,码元503_2是调制信号 $z_2(t)$ 以码元号码 $u+1$ 发送的数据码元。

[0265] 对发送装置发送的调制信号 $z_1(t)$ 和调制信号 $z_2(t)$ 以及发送装置中的接收信号 $r_1(t)$ 、 $r_2(t)$ 的关系进行说明。

[0266] 在图5中,504#1、504#2表示发送装置的发送天线,505#1、505#2表示接收装置的接收天线,发送装置从发送天线504#1发送调制信号 $z_1(t)$,并从发送天线504#2发送调制信号 $z_2(t)$ 。此时,假设调制信号 $z_1(t)$ 和调制信号 $z_2(t)$ 占用同一(共用的)频率(频带)。将发送装置的各个发送天线和接收装置的各个接收天线的信道变动分别设为 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$,将接收装置的接收天线505#1接收到的接收信号设为 $r_1(t)$,将接收装置的接收天线505#2接收到的接收信号设为 $r_2(t)$,此时下述的关系式成立。

[0267] [数式36]

$$[0268] \quad \begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(36)}$$

[0269] 图6是与本实施方式的加权方法(预编码(Precoding)方法)相关联的图,加权合成部600是整合了图3中的加权合成部308A和308B双方的加权合成部。如图6所示,流s1(t)和流s2(t)相当于图3中的基带信号307A和307B、即依据于QPSK、16QAM、64QAM等调制方式的映射的基带信号同相I、正交Q成分。并且,如图6的帧结构所示,在流s1(t)中,将码元号码u的信号表示为s1(u),将码元号码u+1的信号表示为s1(u+1)、…。同样,在流s2(t)中,将码元号码u的信号表示为s2(u),将码元号码u+1的信号表示为s2(u+1)、…。并且,加权合成部600以图3中的基带信号307A(s1(t))和307B(s2(t))、与加权信息相关的信息315为输入,实施依据于与加权信息相关的信息315的加权方法,并输出图3所示的加权合成后的信号309A(z1(t))和309B(z2(t))。此时,z1(t)、z2(t)能够表示如下。

[0270] 在码元号码4i时(i为0以上的整数):

[0271] [数式37]

$$[0272] \quad \begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(37)}$$

[0273] 其中,j表示虚数单位。

[0274] 在码元号码4i+1时:

[0275] [数式38]

$$[0276] \quad \begin{pmatrix} z1(4i+1) \\ z2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(38)}$$

[0277] 在码元号码4i+2时:

[0278] [数式39]

$$[0279] \quad \begin{pmatrix} z1(4i+2) \\ z2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(39)}$$

[0280] 在码元号码4i+3时:

[0281] [数式40]

$$[0282] \quad \begin{pmatrix} z1(4i+3) \\ z2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(40)}$$

[0283] 这样,图6所示的加权合成部按照4时隙周期有规律地切换预编码权重。(但是,在此是设为按照4时隙有规律地切换预编码权重的方式,但有规律地切换的时隙数量不限于4时隙。)

[0284] 另外,在非专利文献4中记述了按照每个时隙来切换预编码权重,非专利文献4的特征在于随机地切换预编码权重。另一方面,本实施方式的特征在于,设计某个周期并且有规律地切换预编码权重,另外,在由4个预编码权重构成的2行2列的预编码权重矩阵中,4个

预编码权重的各个绝对值相等($1/\sqrt{2}$),有规律地切换具有该特点的预编码权重矩阵也是本实施方式的特征。

[0285] 如果在LOS环境中使用特殊的预编码矩阵,则有可能大幅改善接收质量,该特殊的预编码矩阵根据直接波的状况而不同。但是,在LOS环境中具有某种规律,如果按照该规律来有规律地切换特殊的预编码矩阵,则数据的接收质量大幅改善。另一方面,在随机地切换预编码矩阵的情况下,既有还存在除先前叙述的特殊的预编码矩阵以外的预编码矩阵的可能性,也存在仅对不适合于LOS环境的不平衡(biased)的预编码矩阵进行预编码的可能性,因此在LOS环境中不一定能够得到良好的接收质量。因此,需要实现适合于LOS环境的预编码切换方法,本发明提出了与此相关的预编码方法。

[0286] 图7表示本实施方式的接收装置700的结构的一例。无线部703_X以通过天线701_X而接收到的接收信号702_X为输入来实施频率变换、正交解调等处理,并输出基带信号704_X。

[0287] 由发送装置发送的调制信号z1中的信道变动估计部705_1以基带信号704_X为输入,抽取图5中的信道估计用的参考码元501_1来估计与式(36)的h11相当的值,并输出信道估计信号706_1。

[0288] 由发送装置发送的调制信号z2中的信道变动估计部705_2以基带信号704_X为输入,抽取图5中的信道估计用的参考码元501_2来估计与式(36)的h12相当的值,并输出信道估计信号706_2。

[0289] 无线部703_Y以通过天线701_Y而接收到的接收信号702_Y为输入,实施频率变换、正交解调等处理,并输出基带信号704_Y。

[0290] 由发送装置发送的调制信号z1中的信道变动估计部707_1以基带信号704_Y为输入,抽取图5中的信道估计用的参考码元501_1来估计与式(36)的h21相当的值,并输出信道估计信号708_1。

[0291] 由发送装置发送的调制信号z2中的信道变动估计部707_2以基带信号704_Y为输入,抽取图5中的信道估计用的参考码元501_2来估计与式(36)的h22相当的值,并输出信道估计信号708_2。

[0292] 控制信息解码部709以基带信号704_X和704_Y为输入,检测用于通知图5所示的发送方法的码元500_1,并输出与发送装置通知的发送方法的信息相关的信号710。

[0293] 信号处理部711以基带信号704_X和704_Y、信道估计信号706_1、706_2、708_1和708_2、以及与发送装置通知的发送方法的信息相关的信号710为输入,进行检波、解码,并输出接收数据712_1和712_2。

[0294] 下面,对图7中的信号处理部711的动作进行详细说明。图8表示本实施方式的信号处理部711的结构的一例。图8主要由INNER MIMO检波部和软入软出解码器、加权系数生成部构成。关于这种结构的反复解码的方法已在非专利文献2、非专利文献3中详细叙述,但是在非专利文献2、非专利文献3中记述的MIMO传输方式是空间复用MIMO传输方式,而本实施方式的传输方式是变更时间及预编码权重的MIMO传输方式,这一点与非专利文献2、非专利文献3不同。将式(36)中的(信道)矩阵设为 $H(t)$,将图6中的预编码权重矩阵设为 $W(t)$ (其中,预编码权重矩阵根据 t 而变化),将接收向量设为 $R(t) = (r_1(t), r_2(t))^T$,将流向量设为 $S(t) = (s_1(t), s_2(t))^T$,此时下述的关系式成立。

[0295] [数式41]

[0296] $R(t) = H(t)W(t)S(t)$ …式(41)

[0297] 此时,接收装置通过将 $H(t)W(t)$ 视为信道矩阵,能够将非专利文献2、非专利文献3的解码方法适用于接收向量 $R(t)$ 。

[0298] 因此,图8中的加权系数生成部819以与发送装置通知的发送方法的信息相关的信号818(相当于图7中的710)为输入,并输出与加权系数的信息相关的信号820。

[0299] INNER MIMO检波部803以与加权系数的信息相关的信号820为输入,利用该信号进行式(41)的运算。然后,进行反复检波/解码,对该动作进行说明。

[0300] 在图8的信号处理部中,为了进行反复解码(反复检波),需要执行如图10所示的处理方法。首先,进行调制信号(流) s_1 的1码字(或者1帧)及调制信号(流) s_2 的1码字(或者1帧)的解码。其结果是,从软入软出解码器能够得到调制信号(流) s_1 的1码字(或者1帧)及调制信号(流) s_2 的1码字(或者1帧)的各个比特的对数似然比(LLR:Log-Likelihood Ratio)。并且,使用该LLR再次进行检波/解码。将该操作反复进行多次(将该操作称为反复解码(反复检波))。以下,以1帧中的特定的时间的码元的对数似然比(LLR)的生成方法为中心进行说明。

[0301] 在图8中,存储部815以基带信号801X(相当于图7中的基带信号704_X)、信道估计信号组802X(相当于图7中的信道估计信号706_1、706_2)、基带信号801Y(相当于图7中的基带信号704_Y)、信道估计信号组802Y(相当于图7中的信道估计信号708_1、708_2)为输入,执行(计算)式(41)中的 $H(t)W(t)$,以便实现反复解码(反复检波),并将计算出的矩阵存储为变形信道信号组。并且,存储部815在必要时将上述信号作为基带信号816X、变形信道估计信号组817X、基带信号816Y、变形信道估计信号组817Y进行输出。

[0302] 关于以后的动作,将分为初始检波的情况和反复解码(反复检波)的情况进行说明。

[0303] <初始检波的情况>

[0304] INNER MIMO检波部803以基带信号801X、信道估计信号组802X、基带信号801Y、信道估计信号组802Y为输入。在此,假设调制信号(流) s_1 、调制信号(流) s_2 的调制方式是16QAM来进行说明。

[0305] INNER MIMO检波部803首先从信道估计信号组802X、信道估计信号组802Y执行 $H(t)W(t)$,求出与基带信号801X对应的候选信号点。此时的状态如图11所示。在图11中,●(黑圆点)表示IQ平面中的候选信号点,由于调制方式是16QAM,因而存在256个候选信号点。(在图11中是示出了概念图,没有示出256个候选信号点。)在此,将在调制信号 s_1 中传输的4比特设为 b_0 、 b_1 、 b_2 、 b_3 ,将在调制信号 s_2 中传输的4比特设为 b_4 、 b_5 、 b_6 、 b_7 ,在图11中存在与 $(b_0$ 、 b_1 、 b_2 、 b_3 、 b_4 、 b_5 、 b_6 、 $b_7)$ 对应的候选信号点。并且,求出接收信号点1101(相当于基带信号801X)与各个候选信号点的平方欧几里得距离。并且,将各个平方欧几里得距离除以噪声的方差 σ^2 。因此,求出将对应于 $(b_0$ 、 b_1 、 b_2 、 b_3 、 b_4 、 b_5 、 b_6 、 $b_7)$ 的候选信号点与接收信号点的平方欧几里得距离除以噪声的方差而得到的值,为 $E_x(b_0$ 、 b_1 、 b_2 、 b_3 、 b_4 、 b_5 、 b_6 、 $b_7)$ 。

[0306] 同样,从信道估计信号组802X、信道估计信号组802Y执行 $H(t)W(t)$,求出与基带信号801Y对应的候选信号点,并求出与接收信号点(相当于基带信号801Y)的平方欧几里得距离,再将该平方欧几里得距离除以噪声的方差 σ^2 。因此,求出将对应于 $(b_0$ 、 b_1 、 b_2 、 b_3 、 b_4 、

b5、b6、b7) 的候选信号点与接收信号点的平方欧几里得距离除以噪声的方差而得到值,为 $E_y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ 。

[0307] 并且, 求出 $E_x(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) + E_y(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) = E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ 。

[0308] INNER MIMO检波部803将 $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ 作为信号804进行输出。

[0309] 对数似然计算部805A以信号804为输入, 计算比特b0和b1和b2和b3的对数似然(log likelihood), 并输出对数似然信号806A。其中, 在计算对数似然时, 计算出为“1”时的对数似然和为“0”时的对数似然。其计算方法如式(28)、式(29)、式(30)所示的那样, 详细情况已在非专利文献2、非专利文献3中记述。

[0310] 同样, 对数似然计算部805B以信号804为输入, 计算比特b4和b5和b6和b7的对数似然, 并输出对数似然信号806B。

[0311] 解交织器(807A)以对数似然信号806A为输入, 进行与交织器(图3中的交织器(304A))对应的解交织, 并输出解交织后的对数似然信号808A。

[0312] 同样, 解交织器(807B)以对数似然信号806B为输入, 进行与交织器(图3中的交织器(304B))对应的解交织, 并输出解交织后的对数似然信号808B。

[0313] 对数似然比计算部809A以解交织后的对数似然信号808A为输入, 计算由图3中的编码器302A进行编码后的比特的对数似然比(LLR:log-likelihood Ratio), 并输出对数似然比信号810A。

[0314] 同样, 对数似然比计算部809B以解交织后的对数似然信号808B为输入, 计算由图3中的编码器302B进行编码后的比特的对数似然比(LLR:log-likelihood Ratio), 并输出对数似然比信号810B。

[0315] 软入软出解码器811A以对数似然比信号810A为输入进行解码, 并输出解码后的对数似然比812A。

[0316] 同样, 软入软出解码器811B以对数似然比信号810B为输入进行解码, 并输出解码后的对数似然比812B。

[0317] <反复解码(反复检波)的情况, 反复次数k>

[0318] 交织器(813A)以通过第k-1次的软入软出解码而得到的解码后的对数似然比812A为输入进行交织, 并输出交织后的对数似然比814A。此时, 交织器(813A)的交织的模式与图3中的交织器(304A)的交织模式相同。

[0319] 交织器(813B)以通过第k-1次的软入软出解码而得到的解码后的对数似然比812B为输入进行交织, 并输出交织后的对数似然比814B。此时, 交织器(813B)的交织的模式与图3中的交织器(304B)的交织模式相同。

[0320] INNER MIMO检波部803以基带信号816X、变形信道估计信号组817X、基带信号816Y、变形信道估计信号组817Y、交织后的对数似然比814A、交织后的对数似然比814B为输入。在此, 不使用基带信号801X、信道估计信号组802X、基带信号801Y、信道估计信号组802Y, 而是使用基带信号816X、变形信道估计信号组817X、基带信号816Y、变形信道估计信号组817Y, 这是因为由于反复解码而产生延迟时间。

[0321] INNER MIMO检波部803的反复解码时的动作与初始检波时的动作的不同之处在于, 在进行信号处理时使用交织后的对数似然比814A、交织后的对数似然比814B。INNER

MIMO检波部803首先与初始检波时相同地求出 $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ 。然后,根据交织后的对数似然比814A、交织后的对数似然比914B,求出与式(11)、式(32)相当的系数。并且,使用该求出的系数对 $E(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ 的值进行校正,将校正得到的值设为 $E'(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$,并作为信号804进行输出。

[0322] 对数似然计算部805A以信号804为输入,计算比特 b_0 和 b_1 和 b_2 和 b_3 的对数似然(log likelihood),并输出对数似然信号806A。其中,在计算对数似然时,计算出为“1”时的对数似然和为“0”时的对数似然。其计算方法如式(31)、式(32)、式(33)、式(34)、式(35)所示的那样,已在非专利文献2、非专利文献3中记述。

[0323] 同样,对数似然计算部805B以信号804为输入,计算比特 b_4 和 b_5 和 b_6 和 b_7 的对数似然,并输出对数似然信号806B。解交织以后的动作与初始检波相同。

[0324] 另外,在图8中示出了进行反复检波时的信号处理部的结构,但是反复检波不一定是得到良好的接收质量所必须的结构,也可以是不具有仅反复检波所需要的构成部分即交织器813A、813B的结构。此时,INNER MIMO检波部803不进行反复的检波。

[0325] 并且,本实施方式的重要部分在于进行 $H(t)W(t)$ 的运算。另外,也可以如非专利文献5等中记述的那样,使用QR分解来进行初始检波、反复检波。

[0326] 另外,也可以如非专利文献11中记述的那样,根据 $H(t)W(t)$ 进行MMSE(Minimum Mean Square Error:最小均方误差)、ZF(Zero Forcing:迫零)的线性运算,来进行初始检波。

[0327] 图9表示与图8不同的信号处理部的结构,是图4所示的发送装置发送的调制信号用的信号处理部。与图8的不同之处在于软入软出解码的数量,软入软出解码器901以对数似然比信号810A、810B为输入进行解码,并输出解码后的对数似然比902。分配部903以解码后的对数似然比902为输入进行分配。除此之外的部分是与图8相同的动作。

[0328] 图12表示在与图29所示条件相同的条件下,将传输方式设为本实施方式的使用预编码权重的发送方法时的BER特性。图12的(A)表示不进行反复检波的Max-log-APP(参照非专利文献1、非专利文献2)(APP:a posterior probability)的BER特性,图12的(B)表示进行了反复检波的Max-log-APP(参照非专利文献1、非专利文献2)(反复次数为5次)的BER特性。将图12和图29进行对比可知,在使用本实施方式的发送方法时,莱斯因子较大时的BER特性相比使用空间复用MIMO传输时的BER特性得到大幅改善,能够确认到本实施方式的方法的有效性。

[0329] 如上所述,在如本实施方式这样MIMO传输系统的发送装置从多个天线发送多个调制信号时,通过随时间切换预编码权重,并且是有规律地进行切换,由此,与过去采用空间复用MIMO传输时相比,在直接波占支配性地位的LOS环境中能够得到提高传输质量的效果。

[0330] 在本实施方式中,尤其是关于接收装置的结构,限定天线数量对动作进行了说明,但是即使是天线数量增加时,同样也能够实施。即,接收装置的天线数量不对本实施方式的动作、效果产生影响。并且,在本实施方式中,尤其以LDPC码为例进行了说明,但是不限于此,另外关于解码方法,软入软出解码器不限于sum-product解码(和积解码)的示例,也有其他的软入软出解码方法,例如BCJR算法、SOVA算法、Msx-log-MAP算法等。关于详细情况已在非专利文献6中记述。

[0331] 并且,在本实施方式中,以单载波方式为例进行了说明,但是不限于此,在进行多

载波传输时同样也能够实施。因此,例如在采用频谱扩散通信方式、OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing:正交频分复用) 方式、SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access:单载波频分多址接入)、SC-OFDM (Single Carrier Orthogonal Frequency-Division Multiplexing:单载波正交频分复用) 方式、非专利文献7等披露的小波 (wavelet) OFDM方式等的情况下,同样也能够实施。另外,在本实施方式中,也可以在帧中任意配置除数据码元以外的码元,例如配置导频码元 (前置码、唯一字等)、控制信息的传输用的码元等。

[0332] 下面,作为多载波方式的一例,说明采用OFDM方式时的示例。

[0333] 图13表示采用OFDM方式时的发送装置的结构。在图13中,对于进行与图3相同的动作的部分标注了相同的标号。

[0334] OFDM方式关联处理部1301A以加权后的信号309A为输入来实施OFDM方式关联的处理,并输出发送信号1302A。同样,OFDM方式关联处理部1301B以加权后的信号309B为输入,并输出发送信号1302B。

[0335] 图14表示图13中的OFDM方式关联处理部1301A、1301B以后的结构的一例,与图13中的1301A~312A相关联的部分是1401A~1410A,与1301B~312B相关联的部分是1401B~1410B。

[0336] 串行并行变换部1402A进行加权后的信号1401A (相当于图13中的加权后的信号309A) 的串行并行变换,并输出并行信号1403A。

[0337] 重排部1404A以并行信号1403A为输入来进行重排,并输出重排后的信号1405A。另外,关于重排将在后面详细说明。

[0338] 逆快速傅里叶变换部1406A以重排后的信号1405A为输入来实施逆快速傅里叶变换,并输出逆快速傅里叶变换后的信号1407A。

[0339] 无线部1408A以逆快速傅里叶变换后的信号1407A为输入来进行频率变换、放大等处理,并输出调制信号1409A,调制信号1409A被作为电波从天线1410A输出。

[0340] 串行并行变换部1402B进行加权后的信号1401B (相当于图13中的加权后的信号309B) 的串行并行变换,并输出并行信号1403B。

[0341] 重排部1404B以并行信号1403B为输入来进行重排,并输出重排后的信号1405B。另外,关于重排将在后面详细说明。

[0342] 逆快速傅里叶变换部1406B以重排后的信号1405B为输入来实施逆快速傅里叶变换,并输出逆快速傅里叶变换后的信号1407B。

[0343] 无线部1408B以逆快速傅里叶变换后的信号1407B为输入来进行频率变换、放大等处理,并输出调制信号1409B,调制信号1409B被作为电波从天线1410B输出。

[0344] 在图3的发送装置中,由于不是使用多载波的传输方式,因而如图6所示以4周期的方式来切换预编码,并沿时间轴方向配置被实施预编码后的码元。在采用如图13所示的诸如OFDM方式的多载波传输方式的情况下,当然可以考虑如图3所示沿时间轴方向配置被实施预编码后的码元,并按照各个 (子) 载波进行该配置的方式,但是对于多载波传输方式,也可以考虑沿频率轴方向或者使用频率轴及时间轴双方来进行配置的方式。关于这一点将在后面进行说明。

[0345] 图15表示横轴为频率、纵轴为时间的图14所示的重排部1401A、1401B对码元的重

排方法的一例,频率轴由(子)载波0~(子)载波9构成,调制信号 z_1 和 z_2 在同一时刻(时间)使用同一频带,图15(A)表示调制信号 z_1 的码元重排方法,图15(B)表示调制信号 z_2 的码元重排方法。串行并行变换部1402A针对作为输入的被实施加权后的信号1401A的码元,顺序地派分号码#1、#2、#3、#4、…。此时,如图15(a)所示,从载波0开始顺序地配置码元#1、#2、#3、#4、…,将码元#1~#9配置在时刻 $\$1$,然后将码元#10~#19配置在时刻 $\$2$,如此有规律地进行配置。

[0346] 同样,串行并行变换部1402B针对作为输入的被加权后的信号1401B的码元,顺序地派分号码#1、#2、#3、#4、…。此时,如图15(b)所示,从载波0开始顺序地配置码元#1、#2、#3、#4、…,将码元#1~#9配置在时刻 $\$1$,然后将码元#10~#19配置在时刻 $\$2$,如此有规律地进行配置。

[0347] 另外,图15所示的码元组1501、码元组1502是在使用图6所示的预编码权重切换方法时的1周期量的码元,码元#0是在使用图6所示的时隙 $4i$ 的预编码权重时的码元,码元#1是在使用图6所示的时隙 $4i+1$ 的预编码权重时的码元,码元#2是在使用图6所示的时隙 $4i+2$ 的预编码权重时的码元,码元#3是在使用图6所示的时隙 $4i+3$ 的预编码权重时的码元。因此,在码元# x 中,在 $x \bmod 4$ 为0时,码元# x 是在使用图6所示的时隙 $4i$ 的预编码权重时的码元,在 $x \bmod 4$ 为1时,码元# x 是在使用图6所示的时隙 $4i+1$ 的预编码权重时的码元,在 $x \bmod 4$ 为2时,码元# x 是在使用图6所示的时隙 $4i+2$ 的预编码权重时的码元,在 $x \bmod 4$ 为3时,码元# x 是在使用图6所示的时隙 $4i+3$ 的预编码权重时的码元。

[0348] 这样,在采用OFDM方式等多载波传输方式的情况下,具有能够沿频率轴方向排列码元的特征,这与单载波传输时不同。并且,关于码元的排列方式,不限于如图15所示的排列方式。关于其他示例,使用图16、图17进行说明。

[0349] 图16表示与图15不同的、横轴为频率、纵轴为时间的图14所示的重排部1401A、1401B对码元重排方法的一例,图16(A)表示调制信号 z_1 的码元重排方法,图16(B)表示调制信号 z_2 的码元重排方法。

[0350] 图16(A)(B)与图15的不同之处在于,调制信号 z_1 的码元重排方法和调制信号 z_2 的码元重排方法不同,在图16(B)中,将码元#0~#5配置在载波4~载波9,将码元#6~#9配置在载波0~载波3,之后按照相同的规律将码元#10~#19配置在各个载波。此时,与图15相同地,图16所示的码元组1601、码元组1602是在使用图6所示的预编码权重切换方法时的1周期量的码元。

[0351] 图17表示与图15不同的、横轴为频率、纵轴为时间的图14所示的重排部1401A、1401B对码元重排方法的一例,图17(A)表示调制信号 z_1 的码元重排方法,图17(B)表示调制信号 z_2 的码元重排方法。图17(A)(B)与图15的不同之处在于,在图15中是将码元顺序地配置在载波中,而在图17中不是将码元顺序地配置在载波中。当然,在图17中,也可以与图16相同地使调制信号 z_1 的码元重排方法和调制信号 z_2 的重排方法不同。

[0352] 图18表示与图15~17不同的、横轴为频率纵轴为时间的图14所示的重排部1401A、1401B对码元重排方法的一例,图18(A)表示调制信号 z_1 的码元重排方法,图18(B)表示调制信号 z_2 的码元重排方法。在图15~17中是沿频率轴方向排列码元,而在图18中是利用频率及时间轴双方来配置码元。

[0353] 在图6中,关于预编码权重的切换说明了按照4时隙进行切换的示例,在此说明按

照8时隙进行切换的示例。图18所示的码元组1801、码元组1802是在使用预编码权重切换方法时的1周期量的码元(因此是8码元),码元#0是在使用时隙 $8i$ 的预编码权重时的码元,码元#1是在使用时隙 $8i+1$ 的预编码权重时的码元,码元#2是在使用时隙 $8i+2$ 的预编码权重时的码元,码元#3是在使用时隙 $8i+3$ 的预编码权重时的码元,码元#4是在使用时隙 $8i+4$ 的预编码权重时的码元,码元#5是在使用时隙 $8i+5$ 的预编码权重时的码元,码元#6是在使用时隙 $8i+6$ 的预编码权重时的码元,码元#7是在使用时隙 $8i+7$ 的预编码权重时的码元。因此,在码元# x 中,在 $x \bmod 8$ 为0时,码元# x 是在使用时隙 $8i$ 的预编码权重时的码元,在 $x \bmod 8$ 为1时,码元# x 是在使用时隙 $8i+1$ 的预编码权重时的码元,在 $x \bmod 8$ 为2时,码元# x 是在使用时隙 $8i+2$ 的预编码权重时的码元,在 $x \bmod 8$ 为3时,码元# x 是在使用时隙 $8i+3$ 的预编码权重时的码元,在 $x \bmod 8$ 为4时,码元# x 是在使用时隙 $8i+4$ 的预编码权重时的码元,在 $x \bmod 8$ 为5时,码元# x 是在使用时隙 $8i+5$ 的预编码权重时的码元,在 $x \bmod 8$ 为6时,码元# x 是在使用时隙 $8i+6$ 的预编码权重时的码元,在 $x \bmod 8$ 为7时,码元# x 是在使用时隙 $8i+7$ 的预编码权重时的码元。在图18所示的码元的排列方式中,使用在时间轴方向为4时隙、在频率轴方向为2时隙的合计 $4 \times 2 = 8$ 时隙,来配置1周期量的码元,然而,此时如果将1周期量的码元的数量设为 $m \times n$ 码元(即,预编码权重存在 $m \times n$ 种),将配置1周期量的码元所使用的频率轴方向的时隙(载波数)设为 n ,将在时间轴方向使用的时隙设为 m ,则可以设为 $m > n$ 。这样,直接波的相位在时间轴方向的变动比在频率轴方向的变动平缓。因此,在为了减小恒定的直接波的影响而进行本实施方式的预编码权重变更时,在进行预编码权重的变更的周期内,希望减小直接波的变动。因此,可以设为 $m > n$ 。并且,通过考虑以上因素,与仅沿频率轴方向或者仅沿时间轴方向将码元重排时相比,如果按照图18所示使用频率轴和时间轴双方来进行重排,则直接波变恒定的可能性增大,能够容易得到本发明的效果。但是,在沿频率轴方向排列时,由于频率轴的变动比较急剧,因而有可能得到分集增益(diversity gain),因此使用频率轴和时间轴双方来进行重排的方法不一定是最佳的方法。

[0354] 图19表示与图18不同的、横轴为频率纵轴为时间的图14所示的重排部1401A、1401B对码元的重排方法的一例,图19(A)表示调制信号 z_1 的码元的重排方法,图19(B)表示调制信号 z_2 的码元的重排方法。图19与图18相同地利用频率及时间轴双方来配置码元,但与图18的不同之处在于,在图18中频率方向优先,然后沿时间轴方向配置码元,而在图19中是时间轴方向优先,然后沿时间轴方向配置码元。在图19中,码元组1901、码元组1902是使用预编码切换方法时的1周期量的码元。

[0355] 另外,在图18、图19中,与图16相同地,即使以使调制信号 z_1 的码元的配置方法和调制信号 z_2 的码元配置方法不同的方式进行配置,同样也能够实施,并且也能够得到可以获得较高的接收质量的效果。另外,在图18、图19中,即使是按照图17所示顺序地配置码元,同样也能够实施,并且也能够得到可以获得较高的接收质量的效果。

[0356] 图27表示与上述不同的、横轴为频率纵轴为时间的图14所示的重排部1401A、1401B对码元的重排方法的一例,说明使用如式(37)~式(40)所示的4时隙有规律地切换预编码矩阵的情况。在图27中其特征在于,沿频率轴方向顺序地排列码元,但在沿时间轴方向前进时使循环进行 n (在图27的示例中 $n=1$)码元循环移位。在图27的频率轴方向的码元组2710所示的4码元中,进行式(37)~式(40)的预编码矩阵的切换。

[0357] 此时,假设在#0码元中进行使用式(37)的预编码矩阵的预编码,在#1码元中进行

使用式 (38) 的预编码矩阵的预编码, 在#2码元中进行使用式 (39) 的预编码矩阵的预编码, 在#3码元中进行使用式 (40) 的预编码矩阵的预编码。

[0358] 对于频率轴方向的码元组2720也一样, 假设在#4码元中进行使用式 (37) 的预编码矩阵的预编码, 在#5码元中进行使用式 (38) 的预编码矩阵的预编码, 在#6码元中进行使用式 (39) 的预编码矩阵的预编码, 在#7码元中进行使用式 (40) 的预编码矩阵的预编码。

[0359] 在时间 t_1 的码元中进行了如上所述的预编码矩阵的切换, 而在时间轴方向上由于进行了循环移位, 因而对于码元组2701、2702、2703、2704, 按照以下所述进行预编码矩阵的切换。

[0360] 在时间轴方向的码元组2701中, 假设在#0码元中进行使用式 (37) 的预编码矩阵的预编码, 在#9码元中进行使用式 (38) 的预编码矩阵的预编码, 在#18码元中进行使用式 (39) 的预编码矩阵的预编码, 在#27码元中进行使用式 (40) 的预编码矩阵的预编码。

[0361] 在时间轴方向的码元组2702中, 假设在#28码元中进行使用式 (37) 的预编码矩阵的预编码, 在#1码元中进行使用式 (38) 的预编码矩阵的预编码, 在#10码元中进行使用式 (39) 的预编码矩阵的预编码, 在#19码元中进行使用式 (40) 的预编码矩阵的预编码。

[0362] 在时间轴方向的码元组2703中, 假设在#20码元中进行使用式 (37) 的预编码矩阵的预编码, 在#29码元中进行使用式 (38) 的预编码矩阵的预编码, 在#1码元中进行使用式 (39) 的预编码矩阵的预编码, 在#10码元中进行使用式 (40) 的预编码矩阵的预编码。

[0363] 在时间轴方向的码元组2704中, 假设在#12码元中进行使用式 (37) 的预编码矩阵的预编码, 在#21码元中进行使用式 (38) 的预编码矩阵的预编码, 在#30码元中进行使用式 (39) 的预编码矩阵的预编码, 在#3码元中进行使用式 (40) 的预编码矩阵的预编码。

[0364] 关于图27的特征, 在着眼于例如#11码元时, 同一时刻的频率轴方向的两旁的码元 (#10和#12) 均使用与#11不同的预编码矩阵来进行预编码, #11码元的同一载波的时间轴方向的两旁的码元 (#2和#20) 均使用与#11不同的预编码矩阵来进行预编码。并且, 这不限于#11码元, 对于在频率轴方向及时间轴方向上两旁均存在的码元的所有码元, 都与#11码元具有相同的特征。因此, 通过有效地切换预编码矩阵, 将不容易受到针对直接波的恒定状况的影响, 因而数据的接收质量得到改善的可能性增大。

[0365] 在图27中假设 $n=1$ 进行了说明, 但不限于此, 对于 $n=3$ 时同样也能够实施。并且, 在图27中, 在沿频率轴排列码元、时间沿轴方向前进的情况下, 使码元的配置的顺序进行循环移位, 通过使具备这种特征而实现了上述的特征, 然而也存在通过随机地 (也可以是有规律地) 配置码元来实现上述特征的方法。

[0366] (实施方式2)

[0367] 在实施方式1中说明了如图6所示的有规律地切换预编码权重的情况, 而在本实施方式中说明与图6的预编码权重不同的具体的预编码权重的设计方法。

[0368] 在图6中说明了切换式 (37) ~ 式 (40) 的预编码权重的方法。在将其一般化的情况下, 能够按照如下所述来变更预编码权重。(其中, 设预编码权重的切换周期为4, 进行与式 (37) ~ 式 (40) 相同的记述。)

[0369] 在码元号码为 $4i$ 时 (i 为0以上的整数):

[0370] [数式42]

[0371]
$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(42)}$$

[0372] 其中, j 为虚数单位。

[0373] 在码元号码为 $4i+1$ 时:

[0374] [数式43]

[0375]
$$\begin{pmatrix} z1(4i+1) \\ z2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(43)}$$

[0376] 在码元号码为 $4i+2$ 时:

[0377] [数式44]

[0378]
$$\begin{pmatrix} z1(4i+2) \\ z2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(44)}$$

[0379] 在码元号码为 $4i+3$ 时:

[0380] [数式45]

[0381]
$$\begin{pmatrix} z1(4i+3) \\ z2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(45)}$$

[0382] 并且, 根据式 (36) 和式 (41), 能够将接收向量 $R(t) = (r1(t), r2(t))^T$ 表示如下。

[0383] 在码元号码为 $4i$ 时:

[0384] [数式46]

[0385]
$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i) & h_{12}(4i) \\ h_{21}(4i) & h_{22}(4i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(46)}$$

[0386] 在码元号码为 $4i+1$ 时:

[0387] [数式47]

[0388]
$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+1) & h_{12}(4i+1) \\ h_{21}(4i+1) & h_{22}(4i+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(47)}$$

[0389] 在码元号码为 $4i+2$ 时:

[0390] [数式48]

[0391]
$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+2) & h_{12}(4i+2) \\ h_{21}(4i+2) & h_{22}(4i+2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(48)}$$

[0392] 在码元号码为 $4i+3$ 时:

[0393] [数式49]

$$[0394] \begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+3) & h_{12}(4i+3) \\ h_{21}(4i+3) & h_{22}(4i+3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

...式(49)

[0395] 此时,在信道要素 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 中,假设只存在直接波的成分,该直接波的成分的振幅成分完全相等,并且在时间上没有产生变动。于是,式(46)~式(49)能够表示如下。

[0396] 在码元号码为 $4i$ 时:

[0397] [数式50]

$$[0398] \begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(50)}$$

[0399] 在码元号码为 $4i+1$ 时:

[0400] [数式51]

$$[0401] \begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

...式(51)

[0402] 在码元号码为 $4i+2$ 时:

[0403] [数式52]

$$[0404] \begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

...式(52)

[0405] 在码元号码为 $4i+3$ 时:

[0406] [数式53]

$$[0407] \begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

...式(53)

[0408] 其中,在式(50)~式(53)中, A 表示正的实数, q 表示复数。该 A 和 q 的值是根据发送装置与接收装置的位置关系而确定的。并且,假设将式(50)~式(53)表示如下。

[0409] 在码元号码为 $4i$ 时:

[0410] [数式54]

$$[0411] \begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(54)}$$

[0412] 在码元号码为 $4i+1$ 时:

[0413] [数式55]

$$[0414] \quad \begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} \\ e^{j\phi} \end{pmatrix} \left(A e^{j\theta} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(55)}$$

[0415] 在码元号码为4i+2时:

[0416] [数式56]

$$[0417] \quad \begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} \\ e^{j\phi} \end{pmatrix} \left(A e^{j\theta} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(56)}$$

[0418] 在码元号码为4i+3时:

[0419] [数式57]

$$[0420] \quad \begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} \\ e^{j\phi} \end{pmatrix} \left(A e^{j\theta} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(57)}$$

[0421] 另外,在按照以下所示来表示q时,r1、r2将不包含基于s1或者s2任意一方的信号成分,因而不能得到s1或者s2任意一方的信号。

[0422] 在码元号码为4i时:

[0423] [数式58]

$$[0424] \quad q = -A e^{j(\theta_{11}(4i)-\theta_{21}(4i))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i)-\theta_{21}(4i)-\delta)} \quad \dots \text{式(58)}$$

[0425] 在码元号码为4i+1时:

[0426] [数式59]

$$[0427] \quad q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+1)-\theta_{21}(4i+1))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+1)-\theta_{21}(4i+1)-\delta)} \quad \dots \text{式(59)}$$

[0428] 在码元号码为4i+2时:

[0429] [数式60]

$$[0430] \quad q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+2)-\theta_{21}(4i+2))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+2)-\theta_{21}(4i+2)-\delta)} \quad \dots \text{式(60)}$$

[0431] 在码元号码为4i+3时:

[0432] [数式61]

$$[0433] \quad q = -A e^{j(\theta_{11}(4i+3)-\theta_{21}(4i+3))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i+3)-\theta_{21}(4i+3)-\delta)} \quad \dots \text{式(61)}$$

[0434] 此时,在码元号码4i、4i+1、4i+2、4i+3中,如果q具有相同的解,则直接波的信道要素没有较大的变动,因而具有q的值与上述相同的解相等的信道要素的接收装置无论在哪个码元号码均不能得到良好的接收质量,因而即使导入纠错编码,也很难得到纠错能力。因此,为了使q不具有相同的解,在关注于q的两个解中不包含δ的那个解时,根据式(58)~式(61)来看需要以下条件。

[0435] [数式62]

[0436] <条件#1>

$$[0437] \quad e^{j(\theta_{11}(4i+x)-\theta_{21}(4i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y)-\theta_{21}(4i+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0,1,2,3)$$

[0438] (x为0、1、2、3,y为0、1、2、3,且x≠y。)

[0439] 作为满足条件#1的示例,可以考虑如下的方法,

[0440] (例#1)

[0441] <1>设 $\theta_{11}(4i) = \theta_{11}(4i+1) = \theta_{11}(4i+2) = \theta_{11}(4i+3) = 0$ 弧度,

[0442] 则可以设定如下

[0443] <2> $\theta_{21}(4i) = 0$ 弧度

[0444] <3> $\theta_{21}(4i+1) = \pi/2$ 弧度

[0445] <4> $\theta_{21}(4i+2) = \pi$ 弧度

[0446] <5> $\theta_{21}(4i+3) = 3\pi/2$ 弧度。

[0447] (上述为示例,在 $(\theta_{21}(4i)、\theta_{21}(4i+1)、\theta_{21}(4i+2)、\theta_{21}(4i+3))$ 的集合之中,可以存在各1个的0弧度、 $\pi/2$ 弧度、 π 弧度、 $3\pi/2$ 弧度。)此时,尤其是在具有<1>的条件时,不需要对基带信号S1(t)进行信号处理(旋转处理),因而具有能够实现电路规模的削减的优点。作为另一个示例,可以考虑如下的方法,

[0448] (例#2)

[0449] 假设<6> $\theta_{11}(4i) = 0$ 弧度

[0450] <7> $\theta_{11}(4i+1) = \pi/2$ 弧度

[0451] <8> $\theta_{11}(4i+2) = \pi$ 弧度

[0452] <9> $\theta_{11}(4i+3) = 3\pi/2$ 弧度,

[0453] 则可以设定为

[0454] <10> $\theta_{21}(4i) = \theta_{21}(4i+1) = \theta_{21}(4i+2) = \theta_{21}(4i+3) = 0$ 弧度(上述为示例,在 $(\theta_{11}(4i)、\theta_{11}(4i+1)、\theta_{11}(4i+2)、\theta_{11}(4i+3))$ 的集合之中,可以存在各1个的0弧度、 $\pi/2$ 弧度、 π 弧度、 $3\pi/2$ 弧度。)此时,尤其是在具有<6>的条件时,不需要对基带信号S2(t)进行信号处理(旋转处理),因而具有能够实现电路规模的削减的优点。作为又另一个示例,可以列举如下,

[0455] (例#3)

[0456] 假设<11> $\theta_{11}(4i) = \theta_{11}(4i+1) = \theta_{11}(4i+2) = \theta_{11}(4i+3) = 0$ 弧度,

[0457] 则<12> $\theta_{21}(4i) = 0$ 弧度

[0458] <13> $\theta_{21}(4i+1) = \pi/4$ 弧度

[0459] <14> $\theta_{21}(4i+2) = \pi/2$ 弧度

[0460] <15> $\theta_{21}(4i+3) = 3\pi/4$ 弧度。

[0461] (上述为示例,在 $(\theta_{21}(4i)、\theta_{21}(4i+1)、\theta_{21}(4i+2)、\theta_{21}(4i+3))$ 的集合之中,可以存在各1个的0弧度、 $\pi/4$ 弧度、 $\pi/2$ 弧度、 $3\pi/4$ 弧度。)

[0462] (例#4)

[0463] 假设<16> $\theta_{11}(4i) = 0$ 弧度

[0464] <17> $\theta_{11}(4i+1) = \pi/4$ 弧度

[0465] <18> $\theta_{11}(4i+2) = \pi/2$ 弧度

[0466] $\langle 19 \rangle \theta_{11}(4i+3) = 3\pi/4$ 弧度,

[0467] 则 $\langle 20 \rangle \theta_{21}(4i) = \theta_{21}(4i+1) = \theta_{21}(4i+2) = \theta_{21}(4i+3) = 0$ 弧度。

[0468] (上述为示例,在 $(\theta_{11}(4i), \theta_{11}(4i+1), \theta_{11}(4i+2), \theta_{11}(4i+3))$ 的集合之中,可以存在各1个的0弧度、 $\pi/4$ 弧度、 $\pi/2$ 弧度、 $3\pi/4$ 弧度。)

[0469] 以上列举了4个示例,但满足条件#1的方法不限于此。

[0470] 下面,说明不仅有关 θ_{11}, θ_{12} , 而且也有关 λ, δ 的设计要件。关于 λ , 只要设定为某个值即可,作为要件是需要提供有关 δ 的要件。因此,对将 λ 设为0弧度时的 δ 的方法进行说明。

[0471] 在这种情况下,关于 δ , 假设 $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| \leq \pi$ 弧度,尤其是在LOS环境中能够得到良好的接收质量。

[0472] 但是,在码元号码 $4i, 4i+1, 4i+2, 4i+3$ 中,分别存在两点的接收质量差的 q 。因此,存在 $2 \times 4 = 8$ 个点。在LOS环境中,为了防止在特定的接收终端中接收质量恶化,可以将这8个点设为全部不同的解。在这种情况下,在 \langle 条件#1 \rangle 的基础上,还需要 \langle 条件#2 \rangle 的条件。

[0473] [数式63]

[0474] \langle 条件#2 \rangle

$$[0475] \quad e^{j(\theta_{11}(4i+x) - \theta_{21}(4i+x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y) - \theta_{21}(4i+y) - \delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, 3)$$

[0476] 而且

$$[0477] \quad e^{j(\theta_{11}(4i+x) - \theta_{21}(4i+x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y) - \theta_{21}(4i+y) - \delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, 3)$$

[0478] 另外,这8个点的相位均匀存在即可。(因为认为直接波的相位成为均匀分布的可能性比较大)下面,对满足该要件的 δ 的设定方法进行说明。

[0479] 在(例#1)(例#2)的情况下,通过将 δ 设定为 $\pm 3\pi/4$ 弧度,能够使接收质量差的点在相位上均匀存在。例如,对于(例#1),在设 δ 为 $3\pi/4$ 弧度时, (A为正的实数)如图20所示,在4时隙存在有一次接收质量变差的点。在(例#3)(例#4)的情况下,通过将 δ 设定为 $\pm \pi$ 弧度,能够使接收质量差的点在相位上均匀存在。例如,对于(例#3),在设 δ 为 π 弧度时,如图21所示,在4时隙存在有一次接收质量变差的点。(如果信道矩阵H中的要素 q 位于图20、图21所示的点,则接收质量恶化。)

[0480] 通过以上处理,能够在LOS环境中得到良好的接收质量。以上说明了以4时隙周期来变更预编码权重的示例,下面说明以N时隙周期来变更预编码权重的情况。可以认为与实施方式1及上述的说明相同地,对码元号码进行诸如以下所示的处理。

[0481] 在码元号码为Ni时 (i 为0以上的整数):

[0482] [数式64]

$$[0483] \quad \begin{pmatrix} z1(Ni) \\ z2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(62)}$$

[0484] 其中, j 为虚数单位。

[0485] 在码元号码为Ni+1时:

[0486] [数式65]

$$[0487] \begin{pmatrix} z1(Ni+1) \\ z2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(63)}$$

[0488] 将其一般化后如下所示。

[0489] 在码元号码为Ni+k (k=0、1、⋯、N-1) 时：

[0490] [数式66]

$$[0491] \begin{pmatrix} z1(Ni+k) \\ z2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(64)}$$

[0492] 在码元号码为Ni+N-1时：

[0493] [数式67]

$$[0494] \begin{pmatrix} z1(Ni+N-1) \\ z2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(65)}$$

[0495] 因此,r1、r2可以表示如下。

[0496] 在码元号码为Ni时 (i为0以上的整数)：

[0497] [数式68]

$$[0498] \begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni) & h_{12}(Ni) \\ h_{21}(Ni) & h_{22}(Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(66)}$$

[0499] 其中,j为虚数单位。

[0500] 在码元号码为Ni+1时：

[0501] [数式69]

$$[0502] \begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+1) & h_{12}(Ni+1) \\ h_{21}(Ni+1) & h_{22}(Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(67)}$$

[0503] 将其一般化后如下所示。

[0504] 在码元号码为Ni+k (k=0、1、⋯、N-1) 时：

[0505] [数式70]

$$[0506] \begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+k) & h_{12}(Ni+k) \\ h_{21}(Ni+k) & h_{22}(Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式(68)}$$

[0507] 在码元号码为Ni+N-1时：

[0508] [数式71]

$$[0509] \begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+N-1) & h_{12}(Ni+N-1) \\ h_{21}(Ni+N-1) & h_{22}(Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式}(69)$$

[0510] 此时,在信道要素 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 中,假设只存在直接波的成分,该直接波的成分的振幅成分完全相等,并且在时间中没有产生变动。于是,式(66)~式(69)能够表示如下。

[0511] 在码元号码为 Ni 时(i 为0以上的整数):

[0512] [数式72]

$$[0513] \begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式}(70)$$

[0514] 其中, j 为虚数单位。

[0515] 在码元号码为 $Ni+1$ 时:

[0516] [数式73]

$$[0517] \begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式}(71)$$

[0518] 将其一般化后如下所示。

[0519] 在码元号码为 $Ni+k$ ($k=0,1,\dots,N-1$)时:

[0520] [数式74]

$$[0521] \begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式}(72)$$

[0522] 在码元号码为 $Ni+N-1$ 时:

[0523] [数式75]

$$[0524] \begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix} \quad \dots\text{式}(73)$$

[0525] 其中,在式(70)~式(73)中, A 表示实数, q 表示复数。该 A 和 q 的值是根据发送装置与接收装置的位置关系而确定的。并且,假设将式(70)~式(73)表示如下。

[0526] 在码元号码为 Ni 时(i 为0以上的整数):

[0527] [数式76]

$$[0528] \begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left(A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(74)}$$

[0529] 其中, j 为虚数单位。

[0530] 在码元号码为 $Ni+1$ 时:

[0531] [数式77]

$$[0532] \begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left(A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(75)}$$

[0533] 将其一般化后如下所示。

[0534] 在码元号码为 $Ni+k$ ($k=0,1,\dots,N-1$) 时:

[0535] [数式78]

$$[0536] \begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left(A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(76)}$$

[0537] 在码元号码为 $Ni+N-1$ 时:

[0538] [数式79]

$$[0539] \begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \left(A e^{j0} \quad q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(77)}$$

[0540] 另外,在按照以下所示来表示 q 时, $r1, r2$ 不包含基于 $s1$ 或者 $s2$ 的某一方的信号成分,因而不能得到 $s1$ 或者 $s2$ 某一方的信号。

[0541] 在码元号码为 Ni 时 (i 为 0 以上的整数):

[0542] [数式80]

$$[0543] q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni)-\delta)} \quad \dots \text{式(78)}$$

[0544] 在码元号码为 $Ni+1$ 时:

[0545] [数式81]

$$[0546] q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1)-\delta)} \quad \dots \text{式(79)}$$

[0547] 将其一般化后如下所示。

[0548] 在码元号码为 $Ni+k$ ($k=0,1,\dots,N-1$) 时:

[0549] [数式82]

$$[0550] q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k)-\delta)} \quad \dots \text{式(80)}$$

[0551] 在码元号码为 $Ni+N-1$ 时:

[0552] [数式83]

$$[0553] \quad q = -Ae^{j(\theta_{11}(N_i+N-1)-\theta_{21}(N_i+N-1))} - Ae^{j(\theta_{11}(N_i+N-1)-\theta_{21}(N_i+N-1)-\delta)} \quad \dots \text{式(81)}$$

[0554] 此时,在码元号码 $N \sim N_i+N-1$ 中,如果 q 具有相同的解,则直接波的信道要素没有较大的变动,因而 q 的值与上述相同的解相等的接收装置无论在哪个码元号码均不能得到良好的接收质量,因而即使导入纠错编码,也很难得到纠错能力。因此,为了使 q 不具有相同的解,在关注于 q 的两个解中不包含 δ 的那个解时,根据式(78)~式(81)来看需要以下条件。

[0555] [数式84]

[0556] <条件#3>

$$[0557] \quad e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[0558] (x 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, y 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, 且 $x \neq y$ 。)

[0559] 下面,说明不仅有关 θ_{11} 、 θ_{12} ,而且也有关 λ 、 δ 的设计要件。关于 λ ,只要设定为某个值即可,作为要件是需要提供有关 δ 的要件。因此,对将 λ 设为0弧度时的 δ 的方法进行说明。

[0560] 在这种情况下,与以4时隙周期来变更预编码权重的方法的情况相同地,关于 δ ,如果设 $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| \leq \pi$ 弧度,尤其是在LOS环境中能够得到良好的接收质量。

[0561] 在码元号码 $N_i \sim N_i+N-1$ 中,分别存在两个点的接收质量差的 q ,因此存在 $2N$ 个点。为了在LOS环境中得到良好的特性,可以使这 $2N$ 个点全部成为不同的解。在这种情况下,在<条件#3>的基础上,还需要<条件#4>的条件。

[0562] [数式85]

[0563] <条件#4>

$$[0564] \quad e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[0565] 而且

$$[0566] \quad e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[0567] 此外,这 $2N$ 个点的相位均匀存在即可。(因为认为各个接收装置中的直接波的相位成为均匀分布的可能性比较大)

[0568] 如上所述,在MIMO传输系统的发送装置从多个天线发送多个调制信号时,通过随时间切换预编码权重,并且是有规律地进行切换,与过去采用空间复用MIMO传输时相比,在直接波占支配性地位的LOS环境中也能够得到提高传输质量的效果。

[0569] 在本实施方式中,接收装置的结构如在实施方式1中说明的那样,尤其是关于接收装置的结构,限定天线数量对动作进行了说明,但是即使是天线数量增加时,同样也能够实施。即,接收装置的天线数量不对本实施方式的动作、效果产生影响。并且,在本实施方式中,与实施方式1相同地对纠错编码没有限定。

[0570] 并且,在本实施方式中,与实施方式1对比着说明了时间轴上的预编码权重变更方法,但也可以如在实施方式1中说明的那样使用多载波传输方式沿频率轴、频率-时间轴来配置码元,由此同样能够实施预编码权重变更方法。另外,在本实施方式中,也可以在帧中任意配置除数据码元以外的码元,例如配置导频码元(前置码、唯一字等)、控制信息的传输用的码元等。

[0571] (实施方式3)

[0572] 在实施方式1、实施方式2中,关于有规律地切换预编码权重的方式,说明了预编码

权重的矩阵的各个要素的振幅相等的情况,而在本实施方式中说明不满足该条件的示例。

[0573] 与实施方式2对比着说明以N时隙周期来变更预编码权重的情况。可以认为与实施方式1及实施方式2相同地对码元号码进行如下所述的处理。其中, β 是正的实数,且 $\beta \neq 1$ 。

[0574] 在码元号码为Ni时(i为0以上的整数):

[0575] [数式86]

$$[0576] \begin{pmatrix} z1(Ni) \\ z2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(82)}$$

[0577] 其中,j为虚数单位。

[0578] 在码元号码为Ni+1时:

[0579] [数式87]

$$[0580] \begin{pmatrix} z1(Ni+1) \\ z2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

...式(83)

[0581] 将其一般化后如下所示。

[0582] 在码元号码为Ni+k(k=0、1、...、N-1)时:

[0583] [数式88]

$$[0584] \begin{pmatrix} z1(Ni+k) \\ z2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

...式(84)

[0585] 在码元号码为Ni+N-1时:

[0586] [数式89]

$$[0587] \begin{pmatrix} z1(Ni+N-1) \\ z2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

...式(85)

[0588] 因此,r1、r2可以表示如下。

[0589] 在码元号码为Ni时(i为0以上的整数):

[0590] [数式90]

$$[0591] \begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni) & h_{12}(Ni) \\ h_{21}(Ni) & h_{22}(Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

...式(86)

[0592] 其中,j为虚数单位。

[0593] 在码元号码为Ni+1时:

[0594] [数式91]

$$[0595] \begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+1) & h_{12}(Ni+1) \\ h_{21}(Ni+1) & h_{22}(Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

...式(87)

[0596] 将其一般化后如下所示。

[0597] 在码元号码为Ni+k (k=0、1、...、N-1) 时:

[0598] [数式92]

$$[0599] \begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+k) & h_{12}(Ni+k) \\ h_{21}(Ni+k) & h_{22}(Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

...式(88)

[0600] 在码元号码为Ni+N-1时:

[0601] [数式93]

$$[0602] \begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+N-1) & h_{12}(Ni+N-1) \\ h_{21}(Ni+N-1) & h_{22}(Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

...式(89)

[0603] 此时,在信道要素 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 中,假设只存在直接波的成分,该直接波的成分的振幅成分完全相等,并且在时间上没有产生变动。于是,式(86)~式(89)能够表示如下。

[0604] 在码元号码为Ni时 (i为0以上的整数):

[0605] [数式94]

$$[0606] \begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

...式(90)

[0607] 其中,j为虚数单位。

[0608] 在码元号码为Ni+1时:

[0609] [数式95]

$$[0610] \begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

...式(91)

[0611] 将其一般化后如下所示。

[0612] 在码元号码为Ni+k (k=0、1、...、N-1) 时:

[0613] [数式96]

$$[0614] \begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

...式(92)

[0615] 在码元号码为Ni+N-1时:

[0616] [数式97]

$$[0617] \begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

...式(93)

[0618] 其中,在式(90)~式(93)中,A表示实数,q表示复数。并且,按照以下所示来表示式(90)~式(93)。

[0619] 在码元号码为Ni时(i为0以上的整数):

[0620] [数式98]

$$[0621] \begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

...式(94)

[0622] 其中,j为虚数单位。

[0623] 在码元号码为Ni+1时:

[0624] [数式99]

$$[0625] \begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

...式(95)

[0626] 将其一般化后如下所示。

[0627] 在码元号码为Ni+k(k=0、1、...、N-1)时:

[0628] [数式100]

$$[0629] \begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

...式(96)

[0630] 在码元号码为Ni+N-1时:

[0631] [数式101]

$$[0632] \begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

...式(97)

[0633] 另外,在按照如下所示来表示q时,将不能得到s1、s2的某一方的信号。

[0634] 在码元号码为Ni时(i为0以上的整数):

[0635] [数式102]

$$[0636] \quad q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni)-\delta)} \quad \dots\text{式(98)}$$

[0637] 在码元号码为Ni+1时:

[0638] [数式103]

$$[0639] \quad q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1)-\delta)} \quad \dots\text{式(99)}$$

[0640] 将其一般化后如下所示。

[0641] 在码元号码为Ni+k(k=0、1、…、N-1)时:

[0642] [数式104]

$$[0643] \quad q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k)-\delta)} \quad \dots\text{式(100)}$$

[0644] 在码元号码为Ni+N-1时:

[0645] [数式105]

$$[0646] \quad q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1)-\delta)}$$

…式(101)

[0647] 此时,在码元号码N~Ni+N-1中,如果q具有相同的解,则直接波的信道要素没有较大的变动,因而无论在哪个码元号码均不能得到良好的接收质量,因而即使导入纠错码,也很难得到纠错能力。因此,为了使q不具有相同的解,在关注于q的两个解中不包含δ的那个解时,根据式(98)~式(101)来看需要以下条件。

[0648] [数式106]

[0649] <条件#5>

$$[0650] \quad e^{j(\theta_{11}(Ni+x)-\theta_{21}(Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y)-\theta_{21}(Ni+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[0651] (x为0、1、2、…、N-2、N-1, y为0、1、2、…、N-2、N-1, 且x≠y。)

[0652] 下面,说明不仅有关θ₁₁、θ₁₂,而且也有关λ、δ的设计要件。关于λ,只要设定为某个值即可,作为要件是需要提供有关δ的要件。因此,对将λ设为0弧度时的δ的设定方法进行说明。

[0653] 在这种情况下,与以4时隙周期来变更预编码权重的方法的情况相同地,关于δ,如果设π/2弧度≤|δ|≤π弧度,尤其是在LOS环境中能够得到良好的接收质量。

[0654] 在码元号码Ni~Ni+N-1中,分别存在两个点的接收质量差的q,因此存在2N个点。为了在LOS环境中得到良好的特性,使这2N个点全部成为不同的解即可。在这种情况下,在<条件#5>的基础上,考虑到β是正的实数、且β≠1,还需要<条件#6>的条件。

[0655] [数式107]

[0656] <条件#6>

[0657]
$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x)-\theta_{21}(Ni+x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y)-\theta_{21}(Ni+y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[0658] 如上所述,在MIMO传输系统的发送装置从多个天线发送多个调制信号时,通过随时间切换预编码权重,并且是有规律地进行切换,由此,与过去采用空间复用MIMO传输时相比,在直接波占支配性地位的LOS环境中能够得到提高传输质量的效果。

[0659] 在本实施方式中,接收装置的结构如在实施方式1中说明的那样,尤其是关于接收装置的结构,限定天线数量对动作进行了说明,但是即使是天线数量增加时,同样也能够实施。即,接收装置的天线数量不对本实施方式的动作、效果产生影响。并且,在本实施方式中,与实施方式1相同地对纠错编码没有限定。

[0660] 并且,在本实施方式中,与实施方式1对比着说明了时间轴上的预编码权重变更方法,但也可以如在实施方式1中说明的那样使用多载波传输方式沿频率轴、频率-时间轴来配置码元,由此同样能够实施预编码权重变更方法。另外,在本实施方式中,也可以在帧中任意配置除数据码元以外的码元,例如配置导频码元(前置码、唯一字等)、控制信息的传输用的码元等。

[0661] (实施方式4)

[0662] 在实施方式3中,关于有规律地切换预编码权重的方式,以将预编码权重的矩阵的各个要素的振幅设为1和β这两种情况为例进行了说明。

[0663] 另外,其中忽视下式:

[0664] [数式108]

[0665]
$$\frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}}$$

[0666] 下面,说明按照时隙来切换β的值时的示例。

[0667] 为了与实施方式3进行对比,说明以2×N时隙周期来变更预编码权重的情况。

[0668] 可以认为与实施方式1、实施方式2、实施方式3相同地对码元号码进行如下所示的处理。其中,β是正的实数,且β≠1。并且,α是正的实数,且α≠β。

[0669] 在码元号码为2Ni时(i为0以上的整数):

[0670] [数式109]

[0671]
$$\begin{pmatrix} z1(2Ni) \\ z2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

 ...式(102)

[0672] 其中,j为虚数单位。

[0673] 在码元号码为2Ni+1时:

[0674] [数式110]

[0675]
$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+1) \\ z2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

 ...式(103)

[0676] 将其一般化后如下所示。

[0677] 在码元号码为 $2Ni+k$ ($k=0,1,\dots,N-1$) 时:

[0678] [数式111]

$$[0679] \begin{pmatrix} z1(2Ni+k) \\ z2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

…式(104)

[0680] 在码元号码为 $2Ni+N-1$ 时:

[0681] [数式112]

$$[0682] \begin{pmatrix} z1(2Ni+N-1) \\ z2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

…式(105)

[0683] 在码元号码为 $2Ni+N$ 时 (i 为0以上的整数):

[0684] [数式113]

$$[0685] \begin{pmatrix} z1(2Ni+N) \\ z2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

…式(106)

[0686] 其中, j 为虚数单位。

[0687] 在码元号码为 $2Ni+N+1$ 时:

[0688] [数式114]

$$[0689] \begin{pmatrix} z1(2Ni+N+1) \\ z2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

…式(107)

[0690] 将其一般化后如下所示。

[0691] 在码元号码为 $2Ni+N+k$ ($k=0,1,\dots,N-1$) 时:

[0692] [数式115]

$$[0693] \begin{pmatrix} z1(2Ni+N+k) \\ z2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

…式(108)

[0694] 在码元号码为 $2Ni+2N-1$ 时:

[0695] [数式116]

$$[0696] \begin{pmatrix} z1(2Ni+2N-1) \\ z2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

…式(109)

[0697] 因此,r1、r2可以表示如下。

[0698] 在码元号码为2Ni时(i为0以上的整数):

[0699] [数式117]

$$[0700] \begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni) & h_{12}(2Ni) \\ h_{21}(2Ni) & h_{22}(2Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

...式(110)

[0701] 其中,j为虚数单位。

[0702] 在码元号码为2Ni+1时:

[0703] [数式118]

$$[0704] \begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+1) & h_{12}(2Ni+1) \\ h_{21}(2Ni+1) & h_{22}(2Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

...式(111)

[0705] 将其一般化后如下所示。

[0706] 在码元号码为2Ni+k(k=0、1、...、N-1)时:

[0707] [数式119]

$$[0708] \begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+k) & h_{12}(2Ni+k) \\ h_{21}(2Ni+k) & h_{22}(2Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

...式(112)

[0709] 在码元号码为2Ni+N-1时:

[0710] [数式120]

$$[0711] \begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N-1) & h_{12}(2Ni+N-1) \\ h_{21}(2Ni+N-1) & h_{22}(2Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

...式(113)

[0712] 在码元号码为2Ni+N时(i为0以上的整数):

[0713] [数式121]

$$[0714] \begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N) & h_{12}(2Ni+N) \\ h_{21}(2Ni+N) & h_{22}(2Ni+N) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

...式(114)

[0715] 其中,j为虚数单位。

[0716] 在码元号码为2Ni+N+1时:

[0717] [数式122]

$$[0718] \begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N+1) & h_{12}(2Ni+N+1) \\ h_{21}(2Ni+N+1) & h_{22}(2Ni+N+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

...式(115)

[0719] 将其一般化后如下所示。

[0720] 在码元号码为 $2Ni+N+k$ ($k=0,1,\dots,N-1$) 时:

[0721] [数式123]

$$[0722] \begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N+k) & h_{12}(2Ni+N+k) \\ h_{21}(2Ni+N+k) & h_{22}(2Ni+N+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

...式(116)

[0723] 在码元号码为 $2Ni+2N-1$ 时:

[0724] [数式124]

$$[0725] \begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+2N-1) & h_{12}(2Ni+2N-1) \\ h_{21}(2Ni+2N-1) & h_{22}(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

...式(117)

[0726] 此时,在信道要素 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 中,假设只存在直接波的成分,该直接波的成分的振幅成分完全相等,并且在时间上没有产生变动。于是,式(110)~式(117)能够表示如下。

[0727] 在码元号码为 $2Ni$ 时 (i 为0以上的整数):

[0728] [数式125]

$$[0729] \begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

...式(118)

[0730] 其中, j 为虚数单位。

[0731] 在码元号码为 $2Ni+1$ 时:

[0732] [数式126]

$$[0733] \begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

...式(119)

[0734] 将其一般化后如下所示。

[0735] 在码元号码为 $2Ni+k$ ($k=0,1,\dots,N-1$) 时:

[0736] [数式127]

$$[0737] \begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

...式(120)

[0738] 在码元号码为 $2Ni+N-1$ 时:

[0739] [数式128]

$$[0740] \quad \begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

…式(121)

[0741] 在码元号码为 $2Ni+N$ 时 (i 为0以上的整数):

[0742] [数式129]

$$[0743] \quad \begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

…式(122)

[0744] 其中, j 为虚数单位。

[0745] 在码元号码为 $2Ni+N+1$ 时:

[0746] [数式130]

$$[0747] \quad \begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

…式(123)

[0748] 将其一般化后如下所示。

[0749] 在码元号码为 $2Ni+N+k$ ($k=0,1,\dots,N-1$) 时:

[0750] [数式131]

$$[0751] \quad \begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

…式(124)

[0752] 在码元号码为 $2Ni+2N-1$ 时:

[0753] [数式132]

$$[0754] \quad \begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

…式(125)

[0755] 其中,在式(118)~式(125)中, A 表示实数, q 表示复数。并且,按照以下所示来表示式(118)~式(125)。

[0756] 在码元号码为 $2Ni$ 时 (i 为0以上的整数):

[0757] [数式133]

$$[0758] \quad \begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

…式(126)

[0759] 其中, j 为虚数单位。

[0760] 在码元号码为 $2Ni+1$ 时:

[0761] [数式134]

$$[0762] \begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} (Ae^{j0}) q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

…式(127)

[0763] 将其一般化后如下所示。

[0764] 在码元号码为 $2Ni+k$ ($k=0,1,\dots,N-1$) 时:

[0765] [数式135]

$$[0766] \begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} (Ae^{j0}) q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

…式(128)

[0767] 在码元号码为 $2Ni+N-1$ 时:

[0768] [数式136]

$$[0769] \begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} (Ae^{j0}) q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

…式(129)

[0770] 在码元号码为 $2Ni+N$ 时 (i 为0以上的整数):

[0771] [数式137]

$$[0772] \begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} (Ae^{j0}) q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

…式(130)

[0773] 其中, j 为虚数单位。

[0774] 在码元号码为 $2Ni+N+1$ 时:

[0775] [数式138]

$$[0776] \begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} (Ae^{j0}) q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

…式(131)

[0777] 将其一般化后如下所示。

[0778] 在码元号码为 $2Ni+N+k$ ($k=0,1,\dots,N-1$) 时:

[0779] [数式139]

$$[0780] \begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} (Ae^{j0}) q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

…式(132)

[0781] 在码元号码为 $2Ni+2N-1$ 时:

[0782] [数式140]

$$[0783] \quad \begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} \\ e^{j\theta} \end{pmatrix} (Ae^{j\theta} \quad q) \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

...式(133)

[0784] 另外,在按照如下所示来表示q时,将不能得到s1、s2的某一方的信号。

[0785] 在码元号码为2Ni时(i为0以上的整数):

[0786] [数式141]

$$[0787] \quad q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni)-\theta_{21}(2Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni)-\theta_{21}(2Ni)-\delta)} \quad \dots\text{式}(134)$$

[0788] 在码元号码为2Ni+1时:

[0789] [数式142]

$$[0790] \quad q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)-\theta_{21}(2Ni+1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)-\theta_{21}(2Ni+1)-\delta)} \quad \dots\text{式}(135)$$

[0791] 将其一般化后如下所示。

[0792] 在码元号码为2Ni+k(k=0、1、...、N-1)时:

[0793] [数式143]

$$[0794] \quad q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)-\theta_{21}(2Ni+k))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)-\theta_{21}(2Ni+k)-\delta)} \quad \dots\text{式}(136)$$

[0795] 在码元号码为2Ni+N-1时:

[0796] [数式144]

$$[0797] \quad q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)-\theta_{21}(2Ni+N-1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)-\theta_{21}(2Ni+N-1)-\delta)}$$

...式(137)

[0798] 在码元号码为2Ni+N时(i为0以上的整数):

[0799] [数式145]

$$[0800] \quad q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)-\theta_{21}(2Ni+N))}, -A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)-\theta_{21}(2Ni+N)-\delta)}$$

...式(138)

[0801] 在码元号码为2Ni+N+1时:

[0802] [数式146]

$$[0803] \quad q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)-\theta_{21}(2Ni+N+1))}, -A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)-\theta_{21}(2Ni+N+1)-\delta)}$$

...式(139)

[0804] 将其一般化后如下所示。

[0805] 在码元号码为2Ni+N+k(k=0、1、...、N-1)时:

[0806] [数式147]

$$[0807] \quad q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)-\theta_{21}(2Ni+N+k))}, -A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)-\theta_{21}(2Ni+N+k)-\delta)}$$

…式(140)

[0808] 在码元号码为 $2Ni+2N-1$ 时:

[0809] [数式148]

$$[0810] \quad q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)-\theta_{21}(2Ni+2N-1))}, -A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)-\theta_{21}(2Ni+2N-1)-\delta)}$$

…式(141)

[0811] 此时,在码元号码 $2N \sim 2Ni+N-1$ 中,如果 q 具有相同的解,则直接波的信道要素没有较大的变动,因而无论在哪个码元号码均不能得到良好的接收质量,因而即使导入纠错编码,也很难得到纠错能力。因此,为了使 q 不具有相同的解,在关注于 q 的两个解中不包含 δ 的那个解时,根据式(134)~式(141)以及 $\alpha \neq \beta$ 来看,需要<条件#7>或者<条件#8>。

[0812] [数式149]

[0813] <条件#7>

$$[0814] \quad e^{j(\theta_{11}(2Ni+x)-\theta_{21}(2Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+y)-\theta_{21}(2Ni+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[0815] (x 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, y 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, 且 $x \neq y$ 。)

[0816] 而且

$$[0817] \quad e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+x)-\theta_{21}(2Ni+N+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+y)-\theta_{21}(2Ni+N+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[0818] (x 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, y 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, 且 $x \neq y$ 。)

[0819] [数式150]

[0820] <条件#8>

$$[0821] \quad e^{j(\theta_{11}(2Ni+x)-\theta_{21}(2Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+y)-\theta_{21}(2Ni+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

[0822] 此时,<条件#8>是与在实施方式1~实施方式3中叙述的条件相同的条件,<条件#7>由于 $\alpha \neq \beta$,因而 q 的两个解中不包含 δ 的那个解具有不同的解。

[0823] 下面,说明不仅有关 θ_{11} 、 θ_{12} ,而且也有关 λ 、 δ 的设计要件。关于 λ ,只要设定为某个值即可,作为要件是需要提供有关 δ 的要件。因此,对将 λ 设为0弧度时的 δ 的设定方法进行说明。

[0824] 在这种情况下,与以4时隙周期来变更预编码权重的方法的情况相同地,关于 δ ,如果设 $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| \leq \pi$ 弧度,尤其是在LOS环境中能够得到良好的接收质量。

[0825] 在码元号码 $2Ni \sim 2Ni+2N-1$ 中,分别存在两个点的接收质量差的 q ,因此存在 $4N$ 个点。为了在LOS环境中得到良好的特性,可以使这 $4N$ 个点全部成为不同的解。此时,如果着眼于振幅,相对于<条件#7>或者<条件#8>,由于 $\alpha \neq \beta$,因而还需要以下条件。

[0826] [数式151]

[0827] <条件#9>

$$[0828] \quad \alpha \neq \frac{1}{\beta}$$

[0829] 如上所述,在MIMO传输系统的发送装置从多个天线发送多个调制信号时,通过随

时间切换预编码权重,并且是有规律地进行切换,由此,与过去采用空间复用MIMO传输时相比,在直接波占支配性地位的LOS环境中能够得到提高传输质量的效果。

[0830] 在本实施方式中,接收装置的结构如在实施方式1中说明的那样,尤其是关于接收装置的结构,限定天线数量对动作进行了说明,但是即使是天线数量增加时,同样也能够实施。即,接收装置的天线数量不对本实施方式的动作、效果产生影响。并且,在本实施方式中,与实施方式1相同地对纠错编码没有限定。

[0831] 并且,在本实施方式中,与实施方式1对比着说明了时间轴上的预编码权重变更方法,但也可以如在实施方式1中说明的那样使用多载波传输方式沿频率轴、频率-时间轴来配置码元,由此同样能够实施预编码权重变更方法。另外,在本实施方式中,也可以在帧中任意配置除数据码元以外的码元,例如配置导频码元(前置码、唯一字等)、控制信息的传输用的码元等。

[0832] (实施方式5)

[0833] 在实施方式1~实施方式4中说明了有规律地切换预编码权重的方法,而在本实施方式中说明其变形例。

[0834] 在实施方式1~实施方式4中,说明了按照图6所示有规律地切换预编码权重的方法。而在本实施方式中,说明与图6不同地有规律地切换预编码权重的方法。

[0835] 与图6相同地,在切换4个不同的预编码权重(矩阵)的方式中,有关与图6不同的切换方法的图如图22所示。在图22中,假设将4个不同的预编码权重(矩阵)表示为 W_1 、 W_2 、 W_3 、 W_4 。(例如,设 W_1 为式(37)中的预编码权重(矩阵),设 W_2 为式(38)中的预编码权重(矩阵),设 W_3 为式(39)中的预编码权重(矩阵),设 W_4 为式(40)中的预编码权重(矩阵)。)并且,对进行与图3和图6相同的动作的部分标注了相同的标号。在图22中,关于固有的部分如下,

[0836] • 第1周期2201、第2周期2202、第3周期2203、…全部由4时隙构成。

[0837] • 在4时隙中,分别使用一次因每个时隙而异的预编码权重矩阵即 W_1 、 W_2 、 W_3 、 W_4 。

[0838] • 在第1周期2201、第2周期2202、第3周期2203、…中,不一定将 W_1 、 W_2 、 W_3 、 W_4 的顺序设为相同的顺序。为了实现这一点,预编码权重矩阵生成部2200以与加权方法相关的信号为输入,并输出依据于各个周期中的顺序的与预编码权重相关的信息2210。并且,加权合成部600以该信号和 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ 为输入来进行加权合成,并输出 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ 。

[0839] 图23表示针对上述的预编码方法,与图22的加权合成方法。在图23中,与图22的不同之处在于,在加权合成部之后配置重排部来进行信号的重排,由此实现与图22相同的方法。

[0840] 在图23中,预编码权重矩阵生成部2200以与加权方法相关的信息315为输入,按照预编码权重 W_1 、 W_2 、 W_3 、 W_4 、 W_1 、 W_2 、 W_3 、 W_4 、…的顺序来输出预编码权重的信息2210。因此,加权合成部600按照预编码权重 W_1 、 W_2 、 W_3 、 W_4 、 W_1 、 W_2 、 W_3 、 W_4 、…的顺序来使用预编码权重,并输出被实施预编码后的信号2300A、2300B。

[0841] 重排部2300以被实施预编码后的信号2300A、2300B为输入,并对被实施预编码后的信号2300A、2300B进行重排,使成为图23所示的第1周期2201、第2周期2202、第3周期2203的顺序,并输出 $z_1(t)$ 、 $z_2(t)$ 。另外,在以上的说明中为了与图6进行对比而将预编码权重的切换周期设为4,但是如实施方式1~实施方式4所述,是周期4以外的周期时,同样也能够实施。

[0842] 另外,在如实施方式1~实施方式4以及上述的预编码方法中,说明了在周期内按照每个时隙将 δ 、 β 的值设为相同的值,但也可以按照每个时隙来切换 δ 、 β 的值。

[0843] 如上所述,在MIMO传输系统的发送装置从多个天线发送多个调制信号时,通过随时间切换预编码权重,并且是有规律地进行切换,由此,与过去采用空间复用MIMO传输时相比,在直接波占支配性地位的LOS环境中能够得到提高传输质量的效果。

[0844] 在本实施方式中,接收装置的结构如在实施方式1中说明的那样,尤其是关于接收装置的结构,限定天线数量对动作进行了说明,但是即使是天线数量增加时,同样也能够实施。即,接收装置的天线数量不对本实施方式的动作、效果产生影响。并且,在本实施方式中,与实施方式1相同地对纠错编码没有限定。

[0845] 并且,在本实施方式中,与实施方式1对比着说明了时间轴上的预编码权重变更方法,但也可以如在实施方式1中说明的那样使用多载波传输方式沿频率轴、频率-时间轴来配置码元,由此同样能够实施预编码权重变更方法。另外,在本实施方式中,也可以在帧中任意配置除数据码元以外的码元,例如配置导频码元(前置码、唯一字等)、控制信息的传输用的码元等。

[0846] (实施方式6)

[0847] 在实施方式1~4中说明了有规律地切换预编码权重的方法,而在本实施方式中包括在实施方式1~4中叙述的内容,并再次说明有规律地切换预编码权重的方法。

[0848] 在此,首先对考虑了LOS环境的、适用了不存在来自通信对象的反馈的预编码的空间复用型的 2×2 MIMO系统的预编码矩阵的设计方法进行说明。

[0849] 图30表示适用了不存在来自通信对象的反馈的预编码的空间复用型的 2×2 MIMO系统模型。信息向量 z 被实施编码及交织。并且,作为交织的输出是得到编码后比特的向量 $u(p) = (u_1(p), u_2(p))$ (p 表示时隙时间)。在此,设 $u_i(p) = (u_{i1}(p) \cdots, u_{ih}(p))$ (h :每个码元的发送比特数)。在设调制后(映射后)的信号为 $s(p) = (s_1(p), s_2(p))^T$ 、设预编码矩阵为 $F(p)$ 时,被实施预编码后的信号 $x(p) = (x_1(p), x_2(p))^T$ 用下式表示。

[0850] [数式152]

$$\begin{aligned} [0851] \quad \mathbf{x}(p) &= \begin{pmatrix} x_1(p) \\ x_2(p) \end{pmatrix}^T \\ &= \mathbf{F}(p)\mathbf{s}(p) \quad \cdots \text{式(142)} \end{aligned}$$

[0852] 因此,在设接收向量为 $y(p) = (y_1(p), y_2(p))^T$ 时能够用下式表示。

[0853] [数式153]

$$\begin{aligned} [0854] \quad \mathbf{y}(p) &= \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix}^T \\ &= \mathbf{H}(p)\mathbf{F}(p)\mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \quad \cdots \text{式(143)} \end{aligned}$$

[0855] 其中, $H(p)$ 表示信道矩阵, $n(p) = (n_1(p), n_2(p))^T$ 表示噪声向量, $n_i(p)$ 表示平均值0,方差 σ^2 的i.i.d.表示复数高斯噪声。并且,在设莱斯因子为 K 时,上式能够表示如下。

[0856] [数式154]

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}(p) &= \left(y_1(p), y_2(p) \right)^T \\
 [0857] \quad &= \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_d(p) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_s(p) \right) \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \\
 &\quad \dots \text{式(144)}
 \end{aligned}$$

[0858] 其中, $\mathbf{H}_d(p)$ 表示直接波成分的信道矩阵, $\mathbf{H}_s(p)$ 表示散射波成分的信道矩阵。因此, 信道矩阵 $\mathbf{H}(p)$ 能够表示如下。

[0859] [数式155]

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}(p) &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_d(p) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_s(p) \\
 [0860] \quad &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \begin{pmatrix} h_{11,s}(p) & h_{12,s}(p) \\ h_{21,s}(p) & h_{22,s}(p) \end{pmatrix} \\
 &\quad \dots \text{式(145)}
 \end{aligned}$$

[0861] 在式(145)中, 假设直接波的环境是根据通信机彼此的位置关系而唯一确定的, 并且直接波成分的信道矩阵 $\mathbf{H}_d(p)$ 在时间上没有变动。另外, 在直接波成分的信道矩阵 $\mathbf{H}_d(p)$ 中, 形成与发送天线间隔相比, 收发机之间的距离足够长的环境的可能性比较大, 因而假设直接波成分的信道矩阵是正规矩阵。因此, 信道矩阵 $\mathbf{H}_d(p)$ 能够表示如下。

[0862] [数式156]

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_d(p) &= \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} \\
 [0863] \quad &= \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(146)}
 \end{aligned}$$

[0864] 其中, A 表示正的实数, q 表示复数。下面, 对考虑了LOS环境的、适用了不存在来自通信对象的反馈的预编码的空间复用型的 2×2 MIMO 系统的预编码矩阵的设计方法进行说明。

[0865] 根据式(144)、(145), 在包含散射波的状态下的分析比较困难, 因而在包含散射波的状态下求出没有合适反馈的预编码矩阵是很困难的。此外, 在NLOS环境中, 数据的接收质量的恶化小于LOS环境。因此, 对LOS环境下的没有合适反馈的预编码矩阵的设计方法(随时间切换预编码矩阵的预编码方法的预编码矩阵)进行说明。

[0866] 如上所述, 根据式(144)、(145), 在包含散射波的状态下的分析比较困难, 因而在只包含直接波的成分的信道矩阵中求出合适的预编码矩阵。因此, 在式(144)中, 考虑信道矩阵只包含直接波的成分的情况。因此, 根据式(146)能够表示如下。

[0867] [数式157]

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} &= \mathbf{H}_d(p) \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \\
 [0868] \quad &= \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \quad \dots \text{式(147)}
 \end{aligned}$$

[0869] 此时,假设预编码矩阵采用酉矩阵。因此,预编码矩阵能够表示如下。

[0870] [数式158]

$$[0871] \quad \mathbf{F}(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(148)}$$

[0872] 其中, λ 是固定值。因此,式(147)能够表示如下。

[0873] [数式159]

$$[0874] \quad \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \quad \dots \text{式(149)}$$

[0875] 根据式(149)可知,在接收机进行了ZF(zero forcing:迫零)或MMSE(minimum mean squared error:最小均方误差)的线性运算的情况下,将不能判定通过 $s_1(p)$ 、 $s_2(p)$ 而发送的比特。因此,进行如在实施方式1中叙述的反复APP(或者反复Max-log APP)或者APP(或者Max-log APP)(以后称为ML(Maximum Likelihood:最大似然)运算),求出通过 $s_1(p)$ 、 $s_2(p)$ 而发送的各个比特的对数似然比,并进行纠错编码中的解码。为此,说明针对进行ML运算的接收机的在LOS环境下没有合适反馈的预编码矩阵的设计方法。

[0876] 考虑式(149)中的预编码。向第1行的右边及左边乘以 $e^{-j\psi}$,同样向第2行的右边及左边乘以 $e^{-j\psi}$ 。于是,能够表示如下式。

[0877] [数式160]

$$[0878] \quad \begin{pmatrix} e^{-j\psi} y_1(p) \\ e^{-j\psi} y_2(p) \end{pmatrix} = e^{-j\psi} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \right\} \\ = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & e^{-j\psi} q \\ A e^{j0} & e^{-j\psi} q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + e^{-j\psi} \mathbf{n}(p) \quad \dots \text{式(150)}$$

[0879] 将 $e^{-j\psi} y_1(p)$ 、 $e^{-j\psi} y_2(p)$ 、 $e^{-j\psi} q$ 分别再定义为 $y_1(p)$ 、 $y_2(p)$ 、 q ,并且设 $e^{-j\psi} \mathbf{n}(p) = (e^{-j\psi} n_1(p), e^{-j\psi} n_2(p))^T$, $e^{-j\psi} n_1(p)$ 、 $e^{-j\psi} n_2(p)$ 为平均值0、方差2的i.i.d.(independent identically distributed)复数高斯噪声,因而将 $e^{-j\psi} \mathbf{n}(p)$ 再定义为 $\mathbf{n}(p)$ 。这样,即使将式(150)表示如式(151)时,也不会丧失一般性。

[0880] [数式161]

$$\begin{aligned}
 & \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} \\
 [0881] \quad & = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \\
 & \dots \text{式(151)}
 \end{aligned}$$

[0882] 然后,将式(151)变形为如式(152),以便容易理解。

[0883] [数式162]

$$\begin{aligned}
 & \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} \\
 [0884] \quad & = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \\
 & \dots \text{式(152)}
 \end{aligned}$$

[0885] 此时,在设接收信号点与接收候选信号点之间的欧几里得距离的最小值为 d_{\min}^2 时,恶化点是 d_{\min}^2 取最小值即零,而且存在两个这样的 q ,该 q 处于通过 $s_1(p)$ 发送的全部比特或者通过 $s_2(p)$ 发送的全部比特消失的恶劣状态。

[0886] 在式(152)中不存在 $s_1(p)$:

[0887] [数式163]

$$[0888] \quad q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p))} \quad \dots \text{式(153)}$$

[0889] 在式(152)中不存在 $s_2(p)$:

[0890] [数式164]

$$[0891] \quad q = -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p)-\pi)} \quad \dots \text{式(154)}$$

[0892] (以后,将满足式(153)、(154)的 q 分别称为“ s_1 、 s_2 的接收恶劣点”)

[0893] 在满足式(153)时,由于通过 $s_1(p)$ 发送的比特全部消失,因而不能求出通过 $s_1(p)$ 发送的全部比特的接收对数似然比,在满足式(154)时,由于通过 $s_2(p)$ 发送的比特全部消失,因而不能求出通过 $s_2(p)$ 发送的全部比特的接收对数似然比。

[0894] 在此,说明不切换预编码矩阵时的广播/多播通信系统。此时,说明这样的系统模型,该系统模型包括使用不切换预编码矩阵的预编码方式来发送调制信号的基站、和接收基站所发送的调制信号的多个(Γ 个)终端。

[0895] 可以认为基站/终端之间的直接波的状况是时间的变化比较小。于是,根据式(153)、(154),存在位于如符合式(155)或者(156)的条件的位置、而且位于莱斯因子较大的LOS环境中的终端陷入数据的接收质量恶化的处境中的可能性。因此,为了改善该问题,需要从时间上切换预编码矩阵。

[0896] [数式165]

$$[0897] \quad q \approx -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p))} \quad \dots \text{式(155)}$$

[0898] [数式166]

$$[0899] \quad q \approx -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p)-\pi)} \quad \dots \text{式(156)}$$

[0900] 在此,设时间周期为N时隙来考虑有规律地切换预编码矩阵的方法(以后称为预编码跳动方法)。

[0901] 由于时间周期是N时隙,因而准备基于式(148)的N种预编码矩阵F[i] (i=0、1、…、N-1)。此时,将预编码矩阵F[i]表示如下。

[0902] [数式167]

$$[0903] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}[i]} & e^{j(\theta_{21}[i]+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(157)}$$

[0904] 其中,假设 α 不随时间而变化, λ 也不随时间而变化(也可以变化)。

[0905] 并且,与实施方式1相同地,为了得到时点(时刻) $N \times k + i$ (k为0以上的整数,i=0、1、…、N-1)的式(142)中的被实施预编码后的信号x (p=N×k+i)而使用的预编码矩阵为F[i]。这一点同样适用于后面的说明。

[0906] 此时,根据式(153)、(154),诸如下述的预编码跳动的预编码矩阵的设计条件比较重要。

[0907] [数式168]

[0908] <条件#10>

$$[0909] \quad e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y])} \\ \text{for } \forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \dots, N-1) \quad \dots \text{式(158)}$$

[0910] [数式169]

[0911] <条件#11>

$$[0912] \quad e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x]-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y]-\pi)} \\ \text{for } \forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \dots, N-1) \quad \dots \text{式(159)}$$

[0913] 根据<条件#10>,在所有 Γ 个终端中,在时间周期内的N中,取 s_1 的接收恶劣点的时隙为1时隙以下。因此,能够得到N-1时隙以上的由 $s_1(p)$ 发送的比特的对数似然比。同样,根据<条件#11>,在所有 Γ 个终端中,在时间周期内的N中,取 s_2 的接收恶劣点的时隙为1时隙以下。因此,能够得到N-1时隙以上的由 $s_2(p)$ 发送的比特的对数似然比。

[0914] 这样,通过赋予<条件#10>、<条件#11>的预编码矩阵的设计规范,并且保证:能够得到通过 $s_1(p)$ 而发送的比特的对数似然比的比特数、以及能够得到通过 $s_2(p)$ 而发送的比特的对数似然比的比特数,在全部 Γ 个终端中为一定数量以上,由此认为在 Γ 个终端中均

能改善在莱斯因子较大的LOS环境中的数据接收质量的恶化。

[0915] 下面,记述预编码跳动方法中的预编码矩阵的示例。

[0916] 可以认为直接波的相位的概率密度分布是 $[0, 2\pi]$ 的均匀分布。因此,可以认为式(151)、(152)中的 q 的相位的概率密度分布也是 $[0, 2\pi]$ 的均匀分布。由此,在只有 q 的相位不同的同一种LOS环境中,作为对 Γ 个终端提供尽可能公平的数据的接收质量的条件的条件,设定如下的条件。

[0917] <条件#12>

[0918] 在使用时间周期 N 时隙的预编码跳动方法的情况下,配置成为在时间周期内的 N 中使 s_1 的接收恶化点相对于相位呈均匀分布,而且配置成为使 s_2 的接收恶化点相对于相位呈均匀分布。

[0919] 在此,说明基于<条件#10>~<条件#12>的预编码跳动方法中的预编码矩阵的示例。设式(157)的预编码矩阵为 $\alpha = 1.0$ 。

[0920] (例#5)

[0921] 设时间周期 $N=8$,为了满足<条件#10>~<条件#12>,设计如下式所示的时间周期 $N=8$ 的预编码跳动方法中的预编码矩阵。

[0922] [数式170]

$$[0923] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(160)}$$

[0924] 其中, j 表示虚数单位, $i=0, 1, \dots, 7$ 。也可以设计式(161)来取代式(160)(假设 $\lambda, \theta_{11}[i]$ 不随时间而变化(也可以变化))。

[0925] [数式171]

$$[0926] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(161)}$$

[0927] 因此, s_1, s_2 的接收恶化点如图31(a)(b)所示。(在图31中,横轴为实轴,纵轴为虚轴。)并且,也可以设计式(162)、式(163)来取代式(160)、式(161)($i=0, 1, \dots, 7$)(假设 $\lambda, \theta_{11}[i]$ 不随时间而变化(也可以变化))。

[0928] [数式172]

$$[0929] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} + \pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(162)}$$

[0930] [数式173]

$$[0931] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(163)}$$

[0932] 然后,在只有 q 的相位不同的同一LOS环境中,作为对 Γ 个终端提供尽可能公平的

数据的接收质量的条件,设定与条件12不同的如下的条件。

[0933] <条件#13>

[0934] 在使用时间周期N时隙的预编码跳动方法的情况下,附加下式所示的条件,

[0935] [数式174]

$$[0936] \quad e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y]-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y \quad (x, y = 0, 1, \dots, N-1)$$

...式(164)

[0937] 并且,配置成为在时间周期内的N中使s₁的接收恶化点及s₂的接收恶化点相对于相位均呈均匀分布。

[0938] 在此,说明基于<条件#10>、<条件#11>、<条件#13>的预编码跳动方法中的预编码矩阵的示例。设式(157)的预编码矩阵为 $\alpha=1.0$ 。

[0939] (例#6)

[0940] 设时间周期N=4,设计如下式所示的时间周期N=4的预编码跳动方法中的预编码矩阵。

[0941] [数式175]

$$[0942] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4}+\pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(165)}$$

[0943] 其中,j表示虚数单位,i=0、1、2、3。也可以设计式(166)来取代式(165)(假设 λ 、 $\theta_{11}[i]$ 不随时间而变化(也可以变化))。

[0944] [数式176]

$$[0945] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(166)}$$

[0946] 因此,s₁、s₂的接收恶化点如图32所示。(在图32中,横轴为实轴,纵轴为虚轴。)并且,也可以设计式(167)、式(168)来取代式(165)、式(166)(i=0、1、2、3)(假设 λ 、 $\theta_{11}[i]$ 不随时间而变化(也可以变化))。

[0947] [数式177]

$$[0948] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j(\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4}+\pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(167)}$$

[0949] [数式178]

$$[0950] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(168)}$$

[0951] 下面,说明使用了非酉矩阵的预编码跳动方法。

[0952] 根据式(148),将在本研究中采用的预编码矩阵表示如下。

[0953] [数式179]

$$[0954] \quad \mathbf{F}(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(169)}$$

[0955] 另外,相当于式(151)、(152)的式子可以表示如下式。

[0956] [数式180]

$$[0957] \quad \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \quad \dots \text{式(170)}$$

[0958] [数式181]

$$[0959] \quad \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \quad \dots \text{式(171)}$$

[0960] 此时,存在接收信号点与接收候选信号点之间的欧几里得距离的最小值 d_{\min}^2 为零的两个 q 。

[0961] 在式(171)中不存在 $s_1(p)$:

[0962] [数式182]

$$[0963] \quad q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p))} \quad \dots \text{式(172)}$$

[0964] 在式(171)中不存在 $s_2(p)$:

[0965] [数式183]

$$[0966] \quad q = -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p)-\delta)} \quad \dots \text{式(173)}$$

[0967] 在时间周期 N 的预编码跳动方法中,以式(169)为参考,将 N 种预编码矩阵 $\mathbf{F}[i]$ 表示如下。

[0968] [数式184]

$$[0969] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ \alpha e^{j\theta_{21}[i]} & e^{j(\theta_{21}[i]+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(174)}$$

[0970] 其中, α 和 δ 不随着时间而变化。此时,根据式(34)、(35),设计如下所示的预编码跳

动的预编码矩阵的设计条件。

[0971] [数式185]

[0972] <条件#14>

$$[0973] \quad e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y])}$$

for $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \dots, N-1) \quad \dots$ 式(175)

[0974] [数式186]

[0975] <条件#15>

$$[0976] \quad e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x]-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y]-\delta)}$$

for $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \dots, N-1) \quad \dots$ 式(176)

[0977] (例#7)

[0978] 假设式(174)的预编码矩阵的 $\alpha=1.0$ 。并且,设时间周期 $N=16$,为了满足<条件#12>、<条件#14>、<条件#15>,设计如下式所示的时间周期 $N=8$ 的预编码跳动方法中的预编码矩阵。

[0979] 在 $i=0, 1, \dots, 7$ 时:

[0980] [数式187]

$$[0981] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots$$
式(177)

[0982] 在 $i=8, 9, \dots, 15$ 时:

[0983] [数式188]

$$[0984] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad \dots$$
式(178)

[0985] 另外,作为与式(177)、式(178)不同的预编码矩阵,能够设计如下。

[0986] 在 $i=0, 1, \dots, 7$ 时:

[0987] [数式189]

$$[0988] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \quad \dots$$
式(179)

[0989] 在 $i=8, 9, \dots, 15$ 时:

[0990] [数式190]

$$[0991] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \end{pmatrix} \quad \dots$$
式(180)

[0992] 因此, s_1 、 s_2 的接收恶化点如图33(a)(b)所示。

[0993] (在图33中,横轴为实轴,纵轴为虚轴。)另外,也可以取代式(177)、式(178)及式(179)、式(180),而设计如下所示的预编码矩阵。

[0994] 在*i*=0、1、…、7时:

[0995] [数式191]

$$[0996] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(181)}$$

[0997] 在*i*=8、9、…、15时:

[0998] [数式192]

$$[0999] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\left(\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(182)}$$

[1000] 或者,

[1001] 在*i*=0、1、…、7时:

[1002] [数式193]

$$[1003] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(183)}$$

[1004] 在*i*=8、9、…、15时:

[1005] [数式194]

$$[1006] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(184)}$$

[1007] (另外,在式(177)~(184)中,也可以将 $7\pi/8$ 设为 $-7\pi/8$ 。)

[1008] 然后,作为在只有*q*的相位不同的同一LOS环境中用于对*Γ*个终端提供尽可能公平的数据的接收质量的、与<条件#12>不同的条件,可以设计如下。

[1009] <条件#16>

[1010] 在使用时间周期*N*时隙的预编码跳动方法的情况下,附加下式所示的条件,

[1011] [数式195]

$$[1012] \quad e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y]-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y \quad (x, y = 0, 1, \dots, N-1) \\ \dots \text{式(185)}$$

[1013] 并且,配置成为在时间周期的*N*中使*s*₁的接收恶化点及*s*₂的接收恶化点相对于相位均呈均匀分布。

[1014] 因此,说明基于<条件#14>、<条件#15>、<条件#16>的预编码跳动方法的预编码矩阵的示例。设式(174)的预编码矩阵的*α*=1.0。

[1015] (例#8)

[1016] 设时间周期*N*=8,并且设计如下式所示的时间周期*N*=8的预编码跳动方法中的预

编码矩阵。

[1017] [数式196]

$$[1018] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(186)}$$

[1019] 其中, $i=0,1,\dots,7$ 。

[1020] 另外,作为与式(186)不同的预编码矩阵,也能够设计如下($i=0,1,\dots,7$) ($\lambda, \theta_{11}[i]$ 不随着时间而变化(也可以变化))。

[1021] [数式197]

$$[1022] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(187)}$$

[1023] 因此, s_1, s_2 的接收恶化点如图34所示。另外,也可以取代式(186)、式(187),而设计如下所示的预编码矩阵($i=0,1,\dots,7$) ($\lambda, \theta_{11}[i]$ 不随着时间而变化(也可以变化))。

[1024] [数式198]

$$[1025] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(188)}$$

[1026] 或者,

[1027] [数式199]

$$[1028] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(189)}$$

[1029] (另外,在式(186)~式(189)中,也可以将 $7\pi/8$ 设为 $-7\pi/8$ 。)

[1030] 下面,说明在式(174)的预编码矩阵中设 $\alpha \neq 1$ 、并且与考虑了接收恶化点彼此在复数平面内的距离的点的(例#7)、(例#8)不同的预编码跳动方法。

[1031] 在此是采用式(174)的时间周期 N 的预编码跳动方法,然而此时根据<条件#14>,在所有 Γ 个终端中,在时间周期内的 N 中取 s_1 接收恶化点的时隙为1时隙以下。因此,能够在 $N-1$ 时隙以上的时隙得到通过 $s_1(p)$ 而发送的比特的对数似然比。同样,根据<条件#15>,在所有 Γ 个终端中,在时间周期内的 N 中,取 s_2 接收恶化点的时隙为1时隙以下。因此,能够在 $N-1$ 时隙以上的时隙得到通过 $s_2(p)$ 而发送的比特的对数似然比。

[1032] 因此,可知时间周期 N 取越大的值时,能够得到对数似然比的时隙数越大。

[1033] 可是,在实际的信道模型中由于受到散射波成分的影响,因而在时间周期 N 固定的情况下,考虑存在接收恶化点在复数平面上的最小距离尽可能大时,数据的接收质量提高的可能性。因此,在(例#7)、(例#8)中,说明设 $\alpha \neq 1$ 、且改进了(例#7)、(例#8)的预编码跳动方法。首先,说明容易理解的改进了(例#8)的预编码方法。

[1034] (例#9)

[1035] 根据式(186)对(例#7)进行了改进的时间周期 $N=8$ 的预编码跳动方法的预编码矩

阵用下式表示。

[1036] [数式200]

$$[1037] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(190)}$$

[1038] 其中, $i=0, 1, \dots, 7$ 。并且, 作为与式(190)不同的预编码矩阵, 能够设计如下 ($i=0, 1, \dots, 7$) ($\lambda, \theta_{11}[i]$ 不随着时间而变化(也可以变化))。

[1039] [数式201]

$$[1040] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(191)}$$

[1041] 或者,

[1042] [数式202]

$$[1043] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(192)}$$

[1044] 或者,

[1045] [数式203]

$$[1046] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(193)}$$

[1047] 或者,

[1048] [数式204]

$$[1049] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(194)}$$

[1050] 或者,

[1051] [数式205]

$$[1052] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(195)}$$

[1053] 或者,

[1054] [数式206]

$$[1055] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(196)}$$

[1056] 或者,

[1057] [数式207]

$$[1058] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(197)}$$

[1059] 因此, s_1, s_2 的接收恶化点在 $\alpha < 1.0$ 时如图 35 (a) 所示, 在 $\alpha > 1.0$ 时如图 35 (b) 所示。

[1060] (i) $\alpha < 1.0$ 时

[1061] 在 $\alpha < 1.0$ 时, 关于接收恶化点在复数平面中的最小距离, 在着眼于接收恶化点 #1 与 #2 的距离 ($d_{\#1, \#2}$) 以及接收恶化点 #1 与 #3 的距离 ($d_{\#1, \#3}$) 时, 可以表示为 $\min \{d_{\#1, \#2}, d_{\#1, \#3}\}$ 。此时, α 与 $d_{\#1, \#2}$ 及 $d_{\#1, \#3}$ 的关系如图 36 所示。并且, $\min \{d_{\#1, \#2}, d_{\#1, \#3}\}$ 为最大时的 α 如下式所示。

[1062] [数式 208]

$$[1063] \quad \alpha = \frac{1}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \quad \dots \text{式(198)}$$

$$\approx 0.7938$$

[1064] 此时的 $\min \{d_{\#1, \#2}, d_{\#1, \#3}\}$ 如下式所示。

[1065] [数式 209]

$$[1066] \quad \min \{d_{\#1, \#2}, d_{\#1, \#3}\} = \frac{2A \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \quad \dots \text{式(199)}$$

$$\approx 0.6076A$$

[1067] 因此, 在式 (190) ~ 式 (197) 中用式 (198) 对 α 赋值的预编码方法是有效的。其中, 将 α 的值设定为式 (198) 是用于得到良好的数据的接收质量的一个合适方法。但是, 即使在将 α 设定为取诸如接近式 (198) 的值时, 同样也存在能够得到良好的数据的接收质量的可能性。因此, α 的设定值不限于式 (198)。

[1068] (ii) $\alpha > 1.0$ 时

[1069] 在 $\alpha > 1.0$ 时, 关于接收恶化点在复数平面中的最小距离, 在着眼于接收恶化点 #4 与 #5 的距离 ($d_{\#4, \#5}$) 以及接收恶化点 #4 与 #6 的距离 ($d_{\#4, \#6}$) 时, 可以表示为 $\min \{d_{\#4, \#5}, d_{\#4, \#6}\}$ 。此时, α 与 $d_{\#4, \#5}$ 及 $d_{\#4, \#6}$ 的关系如图 37 所示。并且, $\min \{d_{\#4, \#5}, d_{\#4, \#6}\}$ 为最大时的 α 如下式所示。

[1070] [数式 210]

$$[1071] \quad \alpha = \sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)} \quad \dots \text{式(200)}$$

$$\approx 1.2596$$

[1072] 此时的 $\min \{d_{\#4, \#5}, d_{\#4, \#6}\}$ 如下式所示。

[1073] [数式 211]

$$\begin{aligned}
 [1074] \quad \min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\} &= \frac{2A \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \\
 &\approx 0.6076A \quad \dots \text{式(201)}
 \end{aligned}$$

[1075] 因此,在式(190)~式(197)中用式(200)对 α 赋值的预编码方法是有效的。其中,将 α 的值设定为式(200)是用于得到良好的数据的接收质量的一个合适方法。但是,即使在将 α 设定为取诸如接近式(200)的值时,同样也存在能够得到良好的数据的接收质量的可能性。因此, α 的设定值不限于式(200)。

[1076] (例#10)

[1077] 通过(例#9)的研究对(例#7)进行了改进的时间周期 $N=16$ 的预编码跳动方法的预编码矩阵能够用下式表示($\lambda, \theta_{11}[i]$ 不随着时间而变化(也可以变化))。

[1078] 在 $i=0, 1, \dots, 7$ 时:

[1079] [数式212]

$$[1080] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(202)}$$

[1081] 在 $i=8, 9, \dots, 15$ 时:

[1082] [数式213]

$$[1083] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(203)}$$

[1084] 或者,

[1085] 在 $i=0, 1, \dots, 7$ 时:

[1086] [数式214]

$$[1087] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(204)}$$

[1088] 在 $i=8, 9, \dots, 15$ 时:

[1089] [数式215]

$$[1090] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(205)}$$

[1091] 或者,

[1092] 在 $i=0, 1, \dots, 7$ 时:

[1093] [数式216]

$$[1094] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(206)}$$

[1095] 在*i* = 8、9、⋯、15时：

[1096] [数式217]

$$[1097] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式(207)}$$

[1098] 或者，

[1099] 在*i* = 0、1、⋯、7时：

[1100] [数式218]

$$[1101] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(208)}$$

[1102] 在*i* = 8、9、⋯、15时：

[1103] [数式219]

$$[1104] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(209)}$$

[1105] 或者，

[1106] 在*i* = 0、1、⋯、7时：

[1107] [数式220]

$$[1108] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(210)}$$

[1109] 在*i* = 8、9、⋯、15时：

[1110] [数式221]

$$[1111] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式(211)}$$

[1112] 或者，

[1113] 在*i* = 0、1、⋯、7时：

[1114] [数式222]

$$[1115] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(212)}$$

[1116] 在*i* = 8、9、⋯、15时：

[1117] [数式223]

$$[1118] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(213)}$$

[1119] 或者,

[1120] 在*i* = 0、1、…、7时:

[1121] [数式224]

$$[1122] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(214)}$$

[1123] 在*i* = 8、9、…、15时:

[1124] [数式225]

$$[1125] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(-\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix} \cdots \text{式(215)}$$

[1126] 或者,

[1127] 在*i* = 0、1、…、7时:

[1128] [数式226]

$$[1129] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \cdots \text{式(216)}$$

[1130] 在*i* = 8、9、…、15时:

[1131] [数式227]

$$[1132] \quad \mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix} \cdots \text{式(217)}$$

[1133] 其中,在 α 取式(198)或者式(200)时,适合于得到良好的数据的接收质量。此时,在 s_1 的接收恶化点为 $\alpha < 1.0$ 时可以表示如图38(a)(b)所示,在 $\alpha > 1.0$ 时可以表示如图39(a)(b)所示。

[1134] 在本实施方式中,对时间周期*N*的预编码跳动方法用的*N*个不同的预编码矩阵的构成方法进行了说明。此时,作为*N*个不同的预编码矩阵,准备了 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、…、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$,但是本实施方式是以单载波传输方式时为例进行说明,因而说明了沿时间轴(或者频率轴)方向按照 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、…、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ 的顺序进行排列的情况,但不限于此,也能够将在本实施方式中生成的*N*个不同的预编码矩阵 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、…、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ 适用于OFDM传输方式等多载波传输方式。关于这种情况时的适用方法,通过与实施方式1相同地沿频率轴、频率—时间轴来配置码元,能够变更预编码权重。另外,关于时间周期*N*的预编码跳动方法进行了说明,但在随机地采用*N*个不同的预编码矩阵时也能够得到相同的效果,即不必以具有有规律的周期的方式采用*N*个不同的预编码矩阵。

[1135] 根据<条件#10>~<条件#16>示出了例#5~例#10,但为了延长预编码矩阵的切换

周期,例如也可以从例#5~例#10选择多个例子,使用该选择的例子所示出的预编码矩阵实现较长周期的预编码矩阵切换方法。例如,使用例#7示出的预编码矩阵和例#10示出的预编码矩阵,实现较长周期的预编码矩阵切换方法。在这种情况下,不一定依据于<条件#10>~<条件#16>。(在<条件#10>的式(158)、<条件#11>的式(159)、<条件#13>的式(164)、<条件#14>的式(175)、<条件#15>的式(176)中,将“所有x、所有y”的设定设为“所存在的x、所存在的y”这种条件,对于提供良好的接收质量比较重要。)在从其他角度考虑时,在周期N(N为较大的自然数)的预编码矩阵切换方法中,如果包含例#5~例#10中某一个预编码矩阵,则提供良好的接收质量的可能性增大。

[1136] (实施方式7)

[1137] 在本实施方式中说明接收调制信号的接收装置的结构,该调制信号是用于在实施方式1~6中说明的有规律地切换预编码矩阵的发送方法而发送的。

[1138] 在实施方式1中说明了这样的方法,使用有规律地切换预编码矩阵的发送方法发送调制信号的发送装置发送与预编码矩阵相关的信息,接收装置根据该信息得到在发送帧中使用的有规律的预编码矩阵切换信息,并进行预编码的解码及检波,得到发送比特的对数似然比,然后进行纠错解码。

[1139] 在本实施方式中说明与上述不同的接收装置的结构、以及预编码矩阵的切换方法。

[1140] 图40表示本实施方式中的发送装置的结构的一例,对进行与图3相同的动作的部分标注了相同标号。编码器组(4002)以发送比特(4001)为输入。此时,编码器组(4002)如在实施方式1中说明的那样保存多个纠错编码的编码部,根据帧结构信号313,例如一个编码器、两个编码器、四个编码器这种某一数量的编码器进行动作。

[1141] 在一个编码器进行动作的情况下,发送比特(4001)被进行编码,得到被编码后的发送比特,将该编码后的发送比特分配给两个系统,编码器组(4002)输出被分配的比特(4003A)和被分配的比特(4003B)。

[1142] 在两个编码器进行动作的情况下,将发送比特(4001)分割为两个(命名为分割比特A、B),第1编码器以分割比特A为输入进行编码,将编码后的比特作为被分配的比特(4003A)进行输出。第2编码器以分割比特B为输入进行编码,将编码后的比特作为被分配的比特(4003B)进行输出。

[1143] 在四个编码器进行动作的情况下,将发送比特(4001)分割为四个(命名为分割比特A、B、C、D),第1编码器以分割比特A为输入进行编码,并输出编码后的比特A。第2编码器以分割比特B为输入进行编码,并输出编码后的比特B。第3编码器以分割比特C为输入进行编码,并输出编码后的比特C。第4编码器以分割比特D为输入进行编码,并输出编码后的比特D。并且,将被编码后的比特A、B、C、D分割为被分配的比特(4003A)、被分配的比特(4003B)。

[1144] 作为一例,发送装置支持如下面的表1(表1A和表1B)所示的发送方法。

[1145] [表1A]

[1146]

发送调制信号数量 (发送天线数量)	调制方式	编码器 数量	纠错编码 方法	发送信息	预编码矩阵 切换方法
1	QPSK	1	A	00000000	-
			B	00000001	-
			C	00000010	-
	16QAM	1	A	00000011	-
			B	00000100	-
			C	00000101	-
	64QAM	1	A	00000110	-
			B	00000111	-
			C	00001000	-
	256QAM	1	A	00001001	-
			B	00001010	-
			C	00001011	-
1024QAM	1	A	00001100	-	
		B	00001101	-	
		C	00001110	-	

[1147] [表1B]

[1148]

发送调制信号数量 (发送天线数量)	调制方式	编码器数量	纠错编码方法	发送信息	预编码矩阵切换方法	
2	#1: QPSK, #2: QPSK	1	A	00001111	D	
			B	00010000	D	
			C	00010001	D	
		2	A	00010010	E	
			B	00010011	E	
			C	00010100	E	
	#1: QPSK, #2: 16QAM	1	A	00010101	D	
			B	00010110	D	
			C	00010111	D	
		2	A	00011000	E	
			B	00011001	E	
			C	00011010	E	
	#1: 16QAM, #2: 16QAM	1	A	00011011	D	
			B	00011100	D	
			C	00011101	D	
		2	A	00011110	E	
			B	00011111	E	
			C	00100000	E	
	#1: 16QAM, #2: 64QAM	1	A	00100001	D	
			B	00100010	D	
			C	00100011	D	
		2	A	00100100	E	
			B	00100101	E	
			C	00100110	E	
	#1: 64QAM, #2: 64QAM	1	A	00100111	F	
			B	00101000	F	
			C	00101001	F	
		2	A	00101010	G	
			B	00101011	G	
			C	00101100	G	
	#1: 64QAM, #2: 256QAM	1	A	00101101	F	
			B	00101110	F	
			C	00101111	F	
		2	A	00110000	G	
			B	00110001	G	
			C	00110010	G	
	#1: 256QAM, #2: 256QAM	1	A	00110011	F	
			B	00110100	F	
			C	00110101	F	
		2	A	00110110	G	
			B	00110111	G	
			C	00111000	G	
		4	A	00111001	H	
			B	00111010	H	
			C	00111011	H	
		#1: 256QAM, #2: 1024QAM	1	A	00111100	F
				B	00111101	F
				C	00111110	F
2	A		00111111	G		
	B		01000000	G		
	C		01000001	G		
4	A		01000010	H		
	B		01000011	H		
	C		01000100	H		
#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	1		A	01000101	F	
			B	01000110	F	
			C	01000111	F	
	2	A	01001000	G		
		B	01001001	G		
		C	01001010	G		
	4	A	01001011	H		
		B	01001100	H		
		C	01001101	H		

[1149] 如表1所示,关于发送信号数量(发送天线数量)是支持一条流的信号的发送和两条流的信号的发送。另外,关于调制方式是支持QPSK、16QAM、64QAM、256QAM、1024QAM。尤其

是在发送信号数量为2时,能够分别对流#1和流#2设定调制方式,例如,在表1中,“#1:256QAM,#2:1024QAM”表示“流#1的调制方式为256QAM,流#2的调制方式为1024QAM”(对于其他的流也采用相同的表述)。关于纠错编码方式是支持A、B、C这三种。此时,A、B、C可以是彼此不同的编码,A、B、C可以是不同的编码率,A、B、C可以是不同的块尺寸的编码方法。

[1150] 表1的发送信息表示对规定了“发送信号数量”“调制方式”“编码器数量”“纠错编码方法”的各种模式分配各个发送信息。因此,例如在“发送信号数量:2”“调制方式:#1:1024QAM,#2:1024QAM”“编码器数量:4”“纠错编码方法:C”时,将发送信息设定为01001101。并且,发送装置在帧中传输发送信息和发送数据。并且,在传输发送数据时,尤其是在“发送信号数量”为2时,按照表1所示采用“预编码矩阵切换方法”。在表1中,关于“预编码矩阵切换方法”准备了D、E、F、G、H这5种,按照表1来设定这5种中的任意一种。此时,作为不同的5种实现方法可以考虑如下方法等:

[1151] • 准备预编码矩阵不同的5种预编码矩阵来实现。

[1152] • 设为不同的5种周期来实现,例如设D的周期为4、E的周期为8、…。

[1153] • 并用不同的预编码矩阵、不同的周期这两者来实现。

[1154] 图41表示图40所示的发送装置发送的调制信号的帧结构的一例,发送装置能够进行诸如发送两个调制信号 $z_1(t)$ 和 $z_2(t)$ 的模式、以及发送一个调制信号的模式这两种设定。

[1155] 在图41中,码元(4100)是用于传输表1所示的“发送信息”的码元。码元(4101_1和4101_2)是信道估计用的参考(导频)码元。码元(4102_1和4103_1)是在调制信号 $z_1(t)$ 中发送的数据传输用的码元,码元(4102_2和4103_2)是在调制信号 $z_2(t)$ 中发送的数据传输用的码元,码元(4102_1)和码元(4102_2)是在同一时刻使用同一(共用)频率传输的,并且码元(4103_1)和码元(4103_2)是在同一时刻使用同一(共用)频率传输的。另外,码元(4102_1、4103_1)和码元(4102_2、4103_2)是采用在实施方式1~4及实施方式6中说明的有规律地切换预编码矩阵的方式时的预编码矩阵运算后的码元(因此,如在实施方式1中说明的那样,流 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ 的结构如图6所示。)

[1156] 另外,在图41中,码元(4104)是用于传输表1所示的“发送信息”的码元。码元(4101_5)是信道估计用的参考(导频)码元。码元(4106、4107)是在调制信号 $z_1(t)$ 中发送的数据传输用的码元,此时由于发送信号数量为1,因而在调制信号 $z_1(t)$ 中发送的数据传输用的码元未被实施预编码。

[1157] 因此,图40所示的发送装置生成图41所示的帧结构及依据于表1的调制信号并进行发送。在图40中,帧结构信号313包括与根据表1设定的“发送信号数量”“调制方式”“编码器数量”“纠错编码方法”相关的信息。并且,编码部(4002)、映射部306A、306B、加权合成部308A、308B以帧结构信号为输入,并执行依据于根据表1设定的“发送信号数量”“调制方式”“编码器数量”“纠错编码方法”的动作。并且,与所设定的“发送信号数量”“调制方式”“编码器数量”“纠错编码方法”相当的“发送信息”也发送给接收装置。

[1158] 接收装置的结构与实施方式1相同地能够用图7表示。与实施方式1的不同之处在于,收发装置预先共享表1的信息,因而即使发送装置不发送有规律地切换的预编码矩阵的信息,通过由发送装置发送与“发送信号数量”“调制方式”“编码器数量”“纠错编码方法”相当的“发送信息”,并且接收装置接收该信息,也能够从表1得到有规律地切换的预编码矩阵

的信息。因此,图7所示的接收装置的控制信息解码部709通过得到图40所示的发送装置发送的“发送信息”,能够从相当于表1的信息中得到包括有规律地切换的预编码矩阵的信息在内的与发送装置通知的发送方法的信息相关的信号710。因此,在发送信号数量为2时,信号处理部711能够进行基于预编码矩阵的切换模式的检波,并能够得到接收对数似然比。

[1159] 另外,在上述说明中,如表1所示,对“发送信号数量”“调制方式”“编码器数量”“纠错编码方法”设定“发送信息”,并设定与此对应的预编码矩阵切换方法,然而即使不对“发送信号数量”“调制方式”“编码器数量”“纠错编码方法”设定“发送信息”也可,例如也可以按照表2所示,对“发送信号数量”“调制方式”设定“发送信息”,并设定与此对应的预编码矩阵切换方法。

[1160] [表2]

[1161]

发送调制信号数量 (发送天线数量)	调制方式	发送信息	预编码矩阵切换方法
1	QPSK	00000	-
	16QAM	00001	-
	64QAM	00010	-
	256QAM	00011	-
	1024QAM	00100	-
2	#1: QPSK, #2: QPSK	10000	D
	#1: QPSK, #2: 16QAM	10001	E
	#1: 16QAM, #2: 16QAM	10010	E
	#1: 16QAM, #2: 64QAM	10011	E
	#1: 64QAM, #2: 64QAM	10100	F
	#1: 64QAM, #2: 256QAM	10101	F
	#1: 256QAM, #2: 256QAM	10110	G
	#1: 256QAM, #2: 1024QAM	10111	G
	#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	11000	H

[1162] 其中,“发送信息”以及预编码矩阵切换方法的设定方法不限于表1或表2,关于预编码矩阵切换方法,只要预先确定了根据“发送信号数量”“调制方式”“编码器数量”“纠错编码方法”等发送参数进行切换的规则(如果发送装置、接收装置共用预先确定的规则), (即如果根据发送参数中的某一种参数(或者由多个发送参数构成的某一种参数)切换预编码矩阵切换方法),则发送装置不需要传输与预编码矩阵切换方法相关的信息,接收装置通过判别发送参数的信息,即可判别发送装置使用的预编码矩阵切换方法,因而能够执行可靠的解码及检波。另外,在表1、表2中,在发送调制信号数量为2时采用有规律地切换预编码矩阵的发送方法,但只要发送调制信号数量为2以上的数量,即可适用有规律地切换预编码

矩阵的发送方法。

[1163] 因此,如果收发装置共用与包括有关预编码矩阵切换方法的信息在内的发送参数相关的表,则发送装置即使不发送与预编码矩阵切换方法相关的信息,而是发送不包含与预编码矩阵切换方法相关的信息的控制信息,接收装置通过得到该控制信息,即可估计出预编码矩阵切换方法。

[1164] 如上所述,在本实施方式中说明了这样的方法,即发送装置不发送与有规律地切换预编码矩阵的方法相关的直接的信息,而由接收装置估计出与发送装置使用的“有规律地切换预编码矩阵的方法”的预编码相关的信息。因此,发送装置不发送与有规律地切换预编码矩阵的方法相关的直接的信息,相应地能够得到数据的传输效率提高的效果。

[1165] 另外,在本实施方式中说明了变更时间轴上的预编码权重时的实施方式,然而如在实施方式1中说明的那样,即使是在采用OFDM传输等多载波传输方式时,同样也能够实施本实施方式。

[1166] 另外,尤其是仅根据发送信号数量来变更预编码切换方法时,接收装置通过得到发送装置发送的发送信号数量的信息,能够得知预编码切换方法。

[1167] 在本说明书中,可以理解为具备发送装置的例如是广播站、基站、接入点、终端、移动电话(mobile phone)等通信/广播设备,此时可以理解为具备接收装置的是电视机、收音机、终端、个人电脑、移动电话、接入点、基站等通信设备。另外,也可以理解为本发明中的发送装置、接收装置是具有通信功能的设备,该设备也可以是诸如能够通过某种接口与电视机、收音机、个人电脑、移动电话等执行应用的装置连接的方式。

[1168] 另外,在本实施方式中,也可以在帧中任意配置除数据码元以外的码元例如导频码元(前置码、唯一字、后置码、参考码元等)、控制信息用的码元等。并且,在此是命名为导频码元、控制信息用的码元,但可以采用任何命名方式,重要的是功能自身。

[1169] 导频码元例如可以是在收发机中使用PSK调制进行调制后的已知的码元(或者,可以通过接收机获取同步,接收机能够得知发送机发送的码元),接收机使用该码元进行频率同步、时间同步、(各个调制信号的)信道估计(CSI(Channel State Information)的估计)、信号的检测等。

[1170] 另外,控制信息用的码元是用于实现(应用等的)数据以外的通信的、用于传输需要传输给通信对象的信息(例如在通信中使用的调制方式/纠错编码方式/纠错编码方式的编码率、上位层中的设定信息等)的码元。

[1171] 另外,本发明不限于上述实施方式1~5,能够进行各种变更来实施。例如,在上述实施方式中说明了以通信装置来实施的情况,但不限于此,也能够将该通信方法作为软件来实现。

[1172] 另外,以上说明了从两个天线发送两个调制信号的方法中的预编码切换方法,但不限于此,同样能够在如下方法中作为变更预编码权重(矩阵)的预编码切换方法来实施,即针对4个映射后的信号进行预编码,并生成4个调制信号从4个天线进行发送的方法,亦即针对N个映射后的信号进行预编码,并生成N个调制信号从N个天线进行发送的方法。

[1173] 在本说明书中使用了“预编码”“预编码权重”等用语,但称谓自身可以是任何称谓,在本发明中重要的是该信号处理自身。

[1174] 可以通过流 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ 来传输不同的数据,也可以传输相同的数据。

[1175] 关于发送装置的发送天线、接收装置的接收天线,均是在附图中记述的一个天线,但也可以由多个天线构成。

[1176] 另外,也可以是,例如预先将执行上述通信方法的程序存储在ROM(Read Only Memory:只读存储器)中,通过CPU(Central Processor Unit:中央处理单元)使该程序进行动作。

[1177] 另外,也可以是,将执行上述通信方法的程序存储在计算机可读的存储介质中,将在存储介质中存储的程序记录在计算机的RAM(Random Access Memory:随机存取存储器)中,使计算机按照该程序进行动作。

[1178] 另外,也可以是,上述各个实施方式等的各个构成要素以代表性的集成电路即LSI(Large Scale Integration:大规模集成电路)来实现。并且,这些构成要素可以形成为独立的单片,也可以形成为包含各个实施方式的全部构成要素或者一部分构成要素的单片。在此是形成为LSI,但根据集成度的不同,有时也称为IC(Integrated Circuit:集成电路)、系统LSI、超级(super)LSI、特级(ultra)LSI。并且,集成电路化的方法不限于LSI,也可以利用专用电路或者通用处理器实现。也可以采用在制作LSI后能够编程的可现场编程门阵列(FPGA:Field Programmable Gate Array)、能够重构架LSI内部的电路单元的连接和设定的可重构处理器(reconfigurable processor)。

[1179] 另外,如果伴随半导体技术的发展或者利用派生的其他技术替换LSI的集成电路化的技术问世,当然也可以使用该技术进行功能单元的集成化。还存在适用仿生技术等的可能性。

[1180] (实施方式8)

[1181] 在本实施方式中,关于有规律地切换在实施方式1~4、实施方式6中说明的预编码权重的方法的应用示例,在此进行说明。

[1182] 图6是与本实施方式的加权方法(预编码(Precoding)方法)相关联的图,加权合成部600是整合了图3中的加权合成部308A和308B双方的加权合成部。如图6所示,流s1(t)和流s2(t)相当于图3中的基带信号307A和307B,即依据于QPSK、16QAM、64QAM等调制方式的映射的基带信号同相I、正交Q成分。另外,如图6所示的帧结构那样,关于流s1(t),将码元号码u的信号表示为s1(u),将码元号码u+1的信号表示为s1(u+1)、…。同样,关于流s2(t),将码元号码u的信号表示为s2(u),将码元号码u+1的信号表示为s1(u+1)、…。并且,加权合成部600以图3中的基带信号307A(s1(t))和307B(s2(t))、与加权信息相关的信息315为输入,实施依据于与加权信息相关的信息315的加权方法,并输出图3所示的加权合成后的信号309A(z1(t))、309B(z2(t))。

[1183] 此时,例如在采用实施方式6中的例8的周期N=8的预编码矩阵切换方法的情况下,z1(t)、z2(t)能够表示如下。

[1184] 在码元号码为8i时(i为0以上的整数):

[1185] [数式228]

$$[1186] \begin{pmatrix} z1(8i) \\ z2(8i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i) \\ s2(8i) \end{pmatrix} \cdots \text{式(218)}$$

[1187] 其中,j为虚数单位,k=0。

[1188] 在码元号码为 $8i+1$ 时:

[1189] [数式229]

$$[1190] \begin{pmatrix} z1(8i+1) \\ z2(8i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+1) \\ s2(8i+1) \end{pmatrix} \cdots \text{式(219)}$$

[1191] 其中, $k=1$ 。

[1192] 在码元号码为 $8i+2$ 时:

[1193] [数式230]

$$[1194] \begin{pmatrix} z1(8i+2) \\ z2(8i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+2) \\ s2(8i+2) \end{pmatrix} \cdots \text{式(220)}$$

[1195] 其中, $k=2$ 。

[1196] 在码元号码为 $8i+3$ 时:

[1197] [数式231]

$$[1198] \begin{pmatrix} z1(8i+3) \\ z2(8i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+3) \\ s2(8i+3) \end{pmatrix} \cdots \text{式(221)}$$

[1199] 其中, $k=3$ 。

[1200] 在码元号码为 $8i+4$ 时:

[1201] [数式232]

$$[1202] \begin{pmatrix} z1(8i+4) \\ z2(8i+4) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+4) \\ s2(8i+4) \end{pmatrix} \cdots \text{式(222)}$$

[1203] 其中, $k=4$ 。

[1204] 在码元号码为 $8i+5$ 时:

[1205] [数式233]

$$[1206] \begin{pmatrix} z1(8i+5) \\ z2(8i+5) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+5) \\ s2(8i+5) \end{pmatrix} \cdots \text{式(223)}$$

[1207] 其中, $k=5$ 。

[1208] 在码元号码为 $8i+6$ 时:

[1209] [数式234]

$$[1210] \begin{pmatrix} z1(8i+6) \\ z2(8i+6) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+6) \\ s2(8i+6) \end{pmatrix} \cdots \text{式(224)}$$

[1211] 其中, $k=6$ 。

[1212] 在码元号码为 $8i+7$ 时:

[1213] [数式235]

$$[1214] \quad \begin{pmatrix} z1(8i+7) \\ z2(8i+7) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+7) \\ s2(8i+7) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(225)}$$

[1215] 其中, $k=7$ 。

[1216] 在此是记述为码元号码,但码元号码也可以采用时刻(时间)。如在其他实施方式中说明的那样,例如在式(225)中,时刻 $8i+7$ 的 $z1(8i+7)$ 和 $z2(8i+7)$ 是同一时刻的信号,而且 $z1(8i+7)$ 和 $z2(8i+7)$ 是发送装置使用同一(共用的)频率发送的。即,在将时刻 T 的信号设为 $s1(T)$ 、 $s2(T)$ 、 $z1(T)$ 、 $z2(T)$ 时,能够根据某种预编码矩阵和 $s1(T)$ 及 $s2(T)$ 求出 $z1(T)$ 和 $z2(T)$,发送装置使用同一(共用的)频率(在同一时刻(时间))发送 $z1(T)$ 和 $z2(T)$ 。并且,在采用OFDM等多载波传输方式时,在将与(子)载波 L 及时刻 T 的 $s1$ 、 $s2$ 、 $z1$ 、 $z2$ 相当的信号设为 $s1(T,L)$ 、 $s2(T,L)$ 、 $z1(T,L)$ 、 $z2(T,L)$ 时,能够根据某种预编码矩阵和 $s1(T,L)$ 及 $s2(T,L)$ 求出 $z1(T,L)$ 和 $z2(T,L)$,发送装置使用同一(共用的)频率(在同一时刻(时间))发送 $z1(T,L)$ 和 $z2(T,L)$ 。

[1217] 此时,作为 α 的合适的值,存在式(198)或者式(200)。

[1218] 在本实施方式中,说明以上述说明的式(190)的预编码矩阵为基础、且增大周期的预编码切换方法。

[1219] 在设预编码切换矩阵的周期为 $8M$ 时, $8M$ 个不同的预编码切换矩阵能够表示如下。

[1220] [数式236]

$$[1221] \quad \mathbf{F}[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(226)}$$

[1222] 此时, $i=0,1,2,3,4,5,6,7$, $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ 。

[1223] 例如,在 $M=2$ 时,如果设 $\alpha < 1$,则 $k=0$ 时的 $s1$ 的接收恶化点(○)、 $s2$ 的接收恶化点(□)能够表示如图42(a)所示。同样, $k=1$ 时的 $s1$ 的接收恶化点(○)、 $s2$ 的接收恶化点(□)能够表示如图42(b)所示。这样,如果以式(190)的预编码矩阵为基础,则接收恶化点如图42(a)所示,通过将向该式(190)的右边的矩阵的第2行的各个要素乘以 e^{jx} 而得到的矩阵作为预编码矩阵(参照式(226)),能够使接收恶化点具有相对于图42(a)旋转后的接收恶化点(参照图42(b))。(其中,图42(a)和图42(b)的接收恶化点不重合。这样,令即使是乘以 e^{jx} ,接收恶化点也不重合即可。另外,也可以是,不向该式(190)的右边的矩阵的第2行的各个要素乘以 e^{jx} ,而将向该式(190)的右边的矩阵的第1行的各个要素乘以 e^{jx} 而得到的矩阵作为预编码矩阵。)此时,预编码矩阵 $F[0] \sim F[15]$ 用下式表示。

[1224] [数式237]

$$[1225] \quad \mathbf{F}[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(227)}$$

[1226] 其中, $i=0,1,2,3,4,5,6,7$, $k=0,1$ 。

[1227] 这样,在 $M=2$ 时,将生成 $F[0] \sim F[15]$ 的预编码矩阵($F[0] \sim F[15]$ 的预编码矩阵可以按照任何顺序排列。并且, $F[0] \sim F[15]$ 的矩阵也可以是彼此不同的矩阵。)并且,例如在码元号码为 $16i$ 时使用 $F[0]$ 进行预编码,在码元号码为 $16i+1$ 时使用 $F[1]$ 进行预编码,……,在

码元号码为 $16i+h$ 时使用 $F[h]$ 进行预编码 ($h=0,1,2,\dots,14,15$)。(其中,如在前面的实施方式中说明的那样,不必须有规律地切换预编码矩阵。)

[1228] 将以上内容进行总结,并参考式(81)~式(85),用下式表示周期 N 的预编码矩阵。

[1229] [数式238]

$$[1230] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(228)}$$

[1231] 此时,周期是 N ,因而 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ 。并且,以式(228)为基础的周期 $N \times M$ 的预编码矩阵用下式表示。

[1232] [数式239]

$$[1233] \quad F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i)+X_k+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(229)}$$

[1234] 此时, $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1,k=0,1,\dots,M-2,M-1$ 。

[1235] 于是,将生成 $F[0] \sim F[N \times M - 1]$ 的预编码矩阵 ($F[0] \sim F[N \times M - 1]$ 的预编码矩阵可以对于周期 $N \times M$ 以任何顺序进行排列使用。)并且,例如,在码元号码为 $N \times M \times i$ 时使用 $F[0]$ 进行预编码,在码元号码为 $N \times M \times i + 1$ 时使用 $F[1]$ 进行预编码, \dots ,在码元号码为 $N \times M \times i + h$ 时使用 $F[h]$ 进行预编码 ($h=0,1,2,\dots,N \times M - 2, N \times M - 1$)。(其中,如在前面的实施方式中说明的那样,不必须有规律地切换预编码矩阵。)

[1236] 在这样生成预编码矩阵后,能够实现周期较大的预编码矩阵的切换方法,能够容易变更接收恶化点的位置,这使得有可能提高数据的接收质量。另外,将周期 $N \times M$ 的预编码矩阵表示为如式(229)所示,但如前面所述,也可以将周期 $N \times M$ 的预编码矩阵表示为如下式所示。

[1237] [数式240]

$$[1238] \quad F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i)+X_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+X_k+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(230)}$$

[1239] 此时, $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1,k=0,1,\dots,M-2,M-1$ 。

[1240] 另外,在式(229)和式(230)中,在设 0 弧度 $\leq \delta < 2\pi$ 弧度时,在 $\delta = \pi$ 弧度时成为酉矩阵,在 $\delta \neq \pi$ 时成为非酉矩阵。在本方式中,在 $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| < \pi$ 弧度的非酉矩阵时将作为一种特征结构(δ 的条件与其他实施方式时相同。),能够得到良好的数据的接收质量。关于其他结构也存在酉矩阵的情况,将在实施方式10或实施方式16中进行详细说明,在式(229)、式(230)中,在设 N 为奇数时,能够得到良好的数据的接收质量的可能性增大。

[1241] (实施方式9)

[1242] 在本实施方式中说明有规律地切换使用了酉矩阵的预编码矩阵的方法。

[1243] 在如实施方式8所述按照周期 N 有规律地切换预编码矩阵的方法中,以式(82)~式(85)为参考的为了周期 N 而准备的预编码矩阵用下式表示。

[1244] [数式241]

$$[1245] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(231)}$$

[1246] 此时, $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ 。(假设 $\alpha > 0$ 。)

[1247] 在本实施方式中, 由于采用酉矩阵, 因而式(231)的预编码矩阵能够用下式表示。

[1248] [数式242]

$$[1249] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(232)}$$

[1250] 此时, $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ 。(假设 $\alpha > 0$ 。)

[1251] 此时, 根据实施方式3的(数式106)的条件5和(数式107)的条件6, 下面的条件对于得到良好的数据的接收质量很重要。

[1252] [数式243]

[1253] <条件#17>

$$[1254] \quad e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1255] (x 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1, y$ 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, 且 $x \neq y$ 。)

[1256] [数式244]

[1257] <条件#18>

$$[1258] \quad e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1259] (x 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1, y$ 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, 且 $x \neq y$ 。)

[1260] 在实施方式6的说明中叙述了接收恶化点之间的距离, 为了增大接收恶化点之间的距离, 重要的是周期 N 取3以上的奇数。下面对此进行说明。

[1261] 如在实施方式6中说明的那样, 为了将接收恶化点在复数平面上配置成为相对于相位呈均匀分布, 设计了<条件19>或者<条件20>。

[1262] [数式245]

[1263] <条件#19>

$$[1264] \quad \frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

[1265] [数式246]

[1266] <条件#20>

$$[1267] \quad \frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

[1268] 即, 在<条件19>中, 表示相位之差是 $2\pi/N$ 弧度。另外, 在<条件20>中, 表示相位之差是 $-2\pi/N$ 弧度。

[1269] 并且, 在设 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ 弧度、而且 $\alpha < 1$ 时, 周期 $N = 3$ 时的 s_1 的接收恶化点和

s2的接收恶化点在复数平面上的配置如图43 (a) 所示,周期N=4时的s1的接收恶化点和s2的接收恶化点在复数平面上的配置如图43 (b) 所示。另外,在设 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ 弧度、而且 $\alpha > 1$ 时,周期N=3时的s1的接收恶化点和s2的接收恶化点在复数平面上的配置如图44 (a) 所示,周期N=4时的s1的接收恶化点和s2的接收恶化点在复数平面上的配置如图44 (b) 所示。

[1270] 此时,考虑到由接收恶化点和原点形成的线段、和在实轴中 $\text{Real} \geq 0$ 的半直线所形成的相位(参照图43 (a)),在 $\alpha > 1$ 、 $\alpha < 1$ 的任何情况下,均是在N=4时一定产生有关s1的接收恶化点的前述相位和有关s2的接收恶化点的前述相位成为相同的值的情况。(参照图43的4301、4302和图44的4401、4402) 此时,在复数平面中,接收恶化点之间的距离减小。另一方面,在N=3时,不会产生有关s1的接收恶化点的前述相位和有关s2的接收恶化点的前述相位成为相同的值的情况。

[1271] 根据以上所述,考虑到在周期N为偶数时一定产生有关s1的接收恶化点的前述相位和有关s2的接收恶化点的前述相位成为相同的值的情况,在周期N为奇数时,在复数平面中接收恶化点之间的距离增大的可能性大于周期N为偶数时。但是,在周期N为较小的值例如 $N \leq 16$ 以下的情况下,由于接收恶化点存在的个数较少,因而在复数平面中的接收恶化点的最小距离能够确保某种程度的长度。因此,在 $N \leq 16$ 的情况下,即使是偶数,也有存在能够确保数据的接收质量的情况的可能性。

[1272] 因此,在根据式(232)有规律地切换预编码矩阵的方式中,在周期N为奇数时,能够提高数据的接收质量的可能性比较大。另外,根据式(232)将生成 $F[0] \sim F[N-1]$ 的预编码矩阵($F[0] \sim F[N-1]$ 的预编码矩阵相对于周期N可以按照任何顺序进行排列使用。)并且,例如在码元号码为 Ni 时使用 $F[0]$ 进行预编码,在码元号码为 $Ni+1$ 时使用 $F[1]$ 进行预编码,……,在码元号码为 $N \times i + h$ 时使用 $F[h]$ 进行预编码($h=0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$)。(其中,如在前面的实施方式中说明的那样,不必须有规律地切换预编码矩阵。)并且,在s1、s2的调制方式均是16QAM时,如果使 α 取下式,

[1273] [数式247]

$$[1274] \quad \alpha = \frac{\sqrt{2} + 4}{\sqrt{2} + 2} \quad \dots \text{式(233)}$$

[1275] 则存在能够得到在某个特定的LOS环境中能够增大IQ平面中的 $16 \times 16 = 256$ 个信号点之间的最小距离的效果的可能性。

[1276] 在本实施方式中说明了时间周期N的预编码跳动方法用的N个不同的预编码矩阵的构成方法。此时,作为N个不同的预编码矩阵是准备了 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、……、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$,但是本实施方式是以单载波传输方式时为例进行说明,因而说明了沿时间轴(或者频率轴)方向按照 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、……、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ 的顺序进行排列的情况,但不限于此,也能够将在本实施方式中生成的N个不同的预编码矩阵 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、……、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ 适用于OFDM传输方式等多载波传输方式。关于这种情况时的适用方法,与实施方式1相同地,通过沿频率轴、频率—时间轴来配置码元,能够变更预编码权重。另外,关于时间周期N的预编码跳动方法进行了说明,但是在随机地使用N个不同的预编码矩阵时,也能够得到相同的效果,即不必须以具有有规律的周期的方式采用N个不同的预编码矩阵。

[1277] 另外,在周期H(H为比上述的有规律地切换预编码矩阵的方式中的周期N更大的自然数)的预编码矩阵切换方法中,如果包含本实施方式中的N个不同的预编码矩阵,则得到良好的接收质量的可能性增大。此时,〈条件#17〉〈条件#18〉能够置换为如下所示的条件。(设周期为N。)

[1278] [数式248]

[1279] 〈条件#17'〉

$$[1280] \quad e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1281] (x为0,1,2,⋯,N-2,N-1,y为0,1,2,⋯,N-2,N-1,且x≠y。)

[1282] [数式249]

[1283] 〈条件#18'〉

$$[1284] \quad e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1285] (x为0,1,2,⋯,N-2,N-1,y为0,1,2,⋯,N-2,N-1,且x≠y。)

[1286] (实施方式10)

[1287] 在本实施方式中说明与实施方式9不同的、有关有规律地切换使用了酉矩阵的预编码矩阵的方法的示例。

[1288] 在周期2N的有规律地切换预编码矩阵的方法中,为了周期2N而准备的预编码矩阵用下式表示。

[1289] [数式250]

[1290] 在*i* = 0, 1, 2, ⋯, N-2, N-1时:

$$[1291] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(234)}$$

[1292] 假设 $\alpha > 0$,而且是(与*i*无关的)固定值。

[1293] [数式251]

[1294] 在*i* = N, N+1, N+2, ⋯, 2N-2, 2N-1时:

$$[1295] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(235)}$$

[1296] 假设 $\alpha > 0$,而且是(与*i*无关的)固定值。(假设式(234)的 α 和式(235)的 α 是相同的值。)

[1297] 此时,根据实施方式3的(数式106)的条件5和(数式107)的条件6,对于式(234)来说,下面的条件对于得到良好的数据的接收质量很重要。

[1298] [数式252]

[1299] 〈条件#21〉

$$[1300] \quad e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1301] (x为0,1,2,⋯,N-2,N-1,y为0,1,2,⋯,N-2,N-1,且x≠y。)

[1302] [数式253]

[1303] <条件#22>

$$[1304] \quad e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1305] (x为0,1,2,⋯,N-2,N-1,y为0,1,2,⋯,N-2,N-1,且x≠y。)

[1306] 并且,也考虑附加下面的条件。

[1307] [数式254]

[1308] <条件#23>

$$[1309] \quad \theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1310] 而且

$$[1311] \quad \theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1312] 接着,如在实施方式6中说明的那样,为了将接收恶化点在复数平面上配置成为相对于相位呈均匀分布,设计了<条件#24>或者<条件#25>。

[1313] [数式255]

[1314] <条件#24>

$$[1315] \quad \frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

[1316] [数式256]

[1317] <条件#25>

$$[1318] \quad \frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

[1319] 即,在<条件#24>中,表示相位之差是 $2\pi/N$ 弧度。另外,在<条件#25>中,表示相位之差是 $-2\pi/N$ 弧度。

[1320] 并且,在设 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ 弧度、而且 $\alpha > 1$ 时, $N=4$ 时的s1的接收恶化点和s2的接收恶化点在复数平面上的配置如图45(a)(b)所示。根据图45(a)(b)可知,在复数平面中,s1的接收恶化点的最小距离保持得较大,同样s2的接收恶化点的最小距离也保持得较大。并且在 $\alpha < 1$ 时也是相同的状态。另外,与实施方式9相同地考虑,在N为奇数时,在复数平面中接收恶化点之间的距离增大的可能性大于N为偶数时。但是,在N为较小的值例如 $N \leq 16$ 以下的情况下,由于接收恶化点存在的个数较少,因而在复数平面中的接收恶化点的最小距离能够确保某种程度的长度。因此,在 $N \leq 16$ 的情况下,即使是偶数,也有存在能够确保数据的接收质量的情况的可能性。

[1321] 因此,在根据式(234)、(235)有规律地切换预编码矩阵的方式中,在N为奇数时,能够提高数据的接收质量的可能性比较大。另外,根据式(234)、(235)将生成 $F[0] \sim F[2N-1]$ 的预编码矩阵($F[0] \sim F[2N-1]$ 的预编码矩阵相对于周期 $2N$ 可以按照任何顺序进行排列使用。)。并且,例如在码元号码为 $2Ni$ 时使用 $F[0]$ 进行预编码,在码元号码为 $2Ni+1$ 时使用 $F[1]$ 进行预编码,⋯,在码元号码为 $2N \times i + h$ 时使用 $F[h]$ 进行预编码($h=0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1$)。(其中,如在前面的实施方式中说明的那样,不必须有规律地切换预编码矩阵。)并且,在

s1、s2的调制方式均是16QAM时,如果设 α 为式(233),则可能得到在某个特定的LOS环境中能够增大IQ平面中的 $16 \times 16 = 256$ 个信号点之间的最小距离的效果。

[1322] 并且,作为与<条件#23>不同的条件,考虑如下的条件。

[1323] [数式257]

[1324] <条件#26>

[1325] $e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))}$ for $\forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$

[1326] (x为N, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1, y为N, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1, 且 $x \neq y$ 。)

[1327] [数式258]

[1328] <条件#27>

[1329] $e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)}$ for $\forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$

[1330] (x为N, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1, y为N, N+1, N+2, ..., 2N-2, 2N-1, 且 $x \neq y$ 。)

[1331] 此时,通过满足<条件#21>和<条件#22>和<条件#26>和<条件#27>,能够增大在复数平面中的s1彼此的接收恶化点的距离,而且能够增大s2彼此的接收恶化点的距离,因而能够得到良好的数据的接收质量。

[1332] 在本实施方式中说明了时间周期2N的预编码跳动方法用的2N个不同的预编码矩阵的构成方法。此时,作为2N个不同的预编码矩阵是准备了F[0]、F[1]、F[2]、...、F[2N-2]、F[2N-1],但是本实施方式是以单载波传输方式时为例进行说明,因而说明了沿时间轴(或者频率轴)方向按照F[0]、F[1]、F[2]、...、F[2N-2]、F[2N-1]的顺序进行排列的情况,但不限于此,也能够将在本实施方式中生成的2N个不同的预编码矩阵F[0]、F[1]、F[2]、...、F[2N-2]、F[2N-1]适用于OFDM传输方式等多载波传输方式。关于这种情况时的适用方法,与实施方式1相同地,通过沿频率轴、频率-时间轴来配置码元,能够变更预编码权重。另外,关于时间周期2N的预编码跳动方法进行了说明,但是在随机地使用2N个不同的预编码矩阵时,也能够得到相同的效果,即不必须以具有有规律的周期的方式采用2N个不同的预编码矩阵。

[1333] 另外,在周期H(H为比上述的有规律地切换预编码矩阵的方式中的周期2N更大的自然数)的预编码矩阵切换方法中,如果包含本实施方式中的2N个不同的预编码矩阵,则得到良好的接收质量的可能性增大。

[1334] (实施方式11)

[1335] 在本实施方式中说明有规律地切换使用了非酉矩阵的预编码矩阵的方法的示例。

[1336] 在周期2N的有规律地切换预编码矩阵的方法中,为了周期2N而准备的预编码矩阵用下式表示。

[1337] [数式259]

[1338] 在 $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ 时:

$$[1339] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(236)}$$

[1340] 假设 $\alpha > 0$,而且是(与i无关的)固定值。并且,设 $\delta \neq \pi$ 弧度。

[1341] [数式260]

$$[1342] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(237)}$$

[1343] 假设 $\alpha > 0$, 而且是(与 i 无关的)固定值。(假设式(236)的 α 和式(237)的 α 是相同的值。)

[1344] 此时, 根据实施方式3的(数式106)的条件5和(数式107)的条件6, 对于式(236)来说, 下面的条件对于得到良好的数据的接收质量很重要。

[1345] [数式261]

[1346] <条件#28>

$$[1347] \quad e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1348] (x 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1, y$ 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, 且 $x \neq y$ 。)

[1349] [数式262]

[1350] <条件#29>

$$[1351] \quad e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1352] (x 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1, y$ 为 $0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$, 且 $x \neq y$ 。)

[1353] 并且, 也考虑附加下面的条件。

[1354] [数式263]

[1355] <条件#30>

$$[1356] \quad \theta_{11}(x) = \theta_{11}(x + N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1357] 而且

$$[1358] \quad \theta_{21}(y) = \theta_{21}(y + N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1359] 另外, 也可以设计下式的预编码矩阵来取代式(237)。

[1360] [数式264]

[1361] 在 $i = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ 时:

$$[1362] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(238)}$$

[1363] 假设 $\alpha > 0$, 而且是(与 i 无关的)固定值。(假设式(236)的 α 和式(238)的 α 是相同的值。)

[1364] 作为示例, 如在实施方式6中说明的那样, 为了将接收恶化点在复数平面上配置成为相对于相位呈均匀分布, 设计了<条件#31>或者<条件#32>。

[1365] [数式265]

[1366] <条件#31>

$$[1367] \quad \frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

[1368] [数式266]

[1369] <条件#32>

$$[1370] \quad \frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

[1371] 即,在<条件#31>中,表示相位之差是 $2\pi/N$ 弧度。另外,在<条件#32>中,表示相位之差是 $-2\pi/N$ 弧度。

[1372] 并且,在设 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ 弧度、而且 $\alpha > 1$ 、 $\delta = (3\pi)/4$ 弧度时,周期 $N=4$ 时的s1的接收恶化点和s2的接收恶化点在复数平面上的配置如图46(a)(b)所示。这样,能够增大切换预编码矩阵的周期,而且在复数平面中,s1的接收恶化点的最小距离保持得较大,同样s2的接收恶化点的最小距离也保持得较大,因而能够得到良好的接收质量。在此,说明了 $\alpha > 1$ 、 $\delta = (3\pi)/4$ 弧度、 $N=4$ 时的示例,但不限于此,如果是 $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| < \pi$ 弧度、 $\alpha > 0$ 而且 $\alpha \neq 1$,则能够得到相同的效果。

[1373] 另外,作为与<条件#30>不同的条件,也考虑如下的条件。

[1374] [数式267]

[1375] <条件#33>

$$[1376] \quad e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

[1377] (x 为 $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$, y 为 $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$, 且 $x \neq y$ 。)

[1378] [数式268]

[1379] <条件#34>

$$[1380] \quad e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

[1381] (x 为 $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$, y 为 $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$, 且 $x \neq y$ 。)

[1382] 此时,通过满足<条件#28>和<条件#29>和<条件#33>和<条件#34>,能够增大在复数平面中的s1彼此的接收恶化点的距离,而且能够增大s2彼此的接收恶化点的距离,因而能够得到良好的数据的接收质量。

[1383] 在本实施方式中说明了时间周期 $2N$ 的预编码跳动方法用的 $2N$ 个不同的预编码矩阵的构成方法。此时,作为 $2N$ 个不同的预编码矩阵是准备了 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$,但是本实施方式是以单载波传输方式时为例进行说明,因而说明了沿时间轴(或者频率轴)方向按照 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ 的顺序进行排列的情况,但不限于此,也能够将在本实施方式中生成的 $2N$ 个不同的预编码矩阵 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ 适用于OFDM传输方式等多载波传输方式。关于这种情况时的适用方法,与实施方式1相同地,通过沿频率轴、频率—时间轴来配置码元,能够变更预编码权重。另外,关于时间周期 $2N$ 的预编码跳动方法进行了说明,但是在随机地使用 $2N$ 个不同的预编码矩阵时,也能够得到相同的效果,即不必须以具有有规律的周期的方式采用 $2N$ 个不同的预编码矩阵。

[1384] 另外,在周期 H (H 为比上述的有规律地切换预编码矩阵的方式中的周期 $2N$ 更大的自然数)的预编码矩阵切换方法中,如果包含本实施方式中的 $2N$ 个不同的预编码矩阵,则得到良好的接收质量的可能性增大。

[1385] (实施方式12)

[1386] 在本实施方式中说明有规律地切换使用了非酉矩阵的预编码矩阵的方法的示例。

[1387] 在周期N的有规律地切换预编码矩阵的方法中,为了周期N而准备的预编码矩阵用下式表示。

[1388] [数式269]

$$[1389] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(239)}$$

[1390] 假设 $\alpha > 0$,而且是(与i无关的)固定值。并且,假设 $\delta \neq \pi$ 弧度(与i无关的固定值), $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ 。

[1391] 此时,根据实施方式3的(数式106)的条件5和(数式107)的条件6,对于式(239)来说,下面的条件对于得到良好的数据的接收质量很重要。

[1392] [数式270]

[1393] <条件#35>

$$[1394] \quad e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1395] (x为0, 1, 2, ..., N-2, N-1, y为0, 1, 2, ..., N-2, N-1, 且 $x \neq y$ 。)

[1396] [数式271]

[1397] <条件#36>

$$[1398] \quad e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1399] (x为0, 1, 2, ..., N-2, N-1, y为0, 1, 2, ..., N-2, N-1, 且 $x \neq y$ 。)

[1400] 作为示例,如在实施方式6中说明的那样,为了将接收恶化点在复数平面上配置成为相对于相位呈均匀分布,设计了<条件#37>或者<条件#38>。

[1401] [数式272]

[1402] <条件#37>

$$[1403] \quad \frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

[1404] [数式273]

[1405] <条件#38>

$$[1406] \quad \frac{e^{j(\theta_{11}(x+1) - \theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

[1407] 即,在<条件37>中,表示相位之差是 $2\pi/N$ 弧度。另外,在<条件38>中,表示相位之差是 $-2\pi/N$ 弧度。

[1408] 此时,如果设 $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| < \pi$ 弧度、 $\alpha > 0$ 而且 $\alpha \neq 1$,则在复数平面中,能够增大s1彼此的接收恶化点的距离,而且能够增大s2彼此的接收恶化点的距离,因而能够得到良好的接收质量。另外,<条件#37>、<条件#38>不一定是必须的条件。

[1409] 在本实施方式中说明了时间周期N的预编码跳动方法用的N个不同的预编码矩阵的构成方法。此时,作为N个不同的预编码矩阵是准备了F[0]、F[1]、F[2]、…、F[N-2]、F[N-1],但是本实施方式是以单载波传输方式时为例进行说明,因而说明了沿时间轴(或者频率轴)方向按照F[0]、F[1]、F[2]、…、F[N-2]、F[N-1]的顺序进行排列的情况,但不限于此,也能够将在本实施方式中生成的2N个不同的预编码矩阵F[0]、F[1]、F[2]、…、F[N-2]、F[N-1]适用于OFDM传输方式等多载波传输方式。关于这种情况时的适用方法,与实施方式1相同地,通过沿频率轴、频率-时间轴来配置码元,能够变更预编码权重。另外,关于时间周期N的预编码跳动方法进行了说明,但是在随机地使用N个不同的预编码矩阵时,也能够得到相同的效果,即不必须以具有有规律的周期的方式采用N个不同的预编码矩阵。

[1410] 另外,在周期H(H为比上述的有规律地切换预编码矩阵的方式中的周期N更大的自然数)的预编码矩阵切换方法中,如果包含本实施方式中的N个不同的预编码矩阵,则得到良好的接收质量的可能性增大。此时,〈条件#35〉〈条件#36〉能够置换为如下所示的条件。(设周期为N。)

[1411] [数式274]

[1412] 〈条件#35'〉

$$[1413] \quad e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1414] (x为0,1,2, …, N-2, N-1, y为0,1,2, …, N-2, N-1, 且x≠y。)

[1415] [数式275]

[1416] 〈条件#36'〉

$$[1417] \quad e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1418] (x为0,1,2, …, N-2, N-1, y为0,1,2, …, N-2, N-1, 且x≠y。)

[1419] (实施方式13)

[1420] 在本实施方式中说明实施方式8的另一个示例。

[1421] 在周期2N的有规律地切换预编码矩阵的方法中,为了周期2N而准备的预编码矩阵用下式表示。

[1422] [数式276]

[1423] 在i=0,1,2, …, N-2, N-1时:

$$[1424] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(240)}$$

[1425] 假设 $\alpha > 0$, 而且是(与i无关的)固定值。

[1426] [数式277]

[1427] 在i=N, N+1, N+2, …, 2N-2, 2N-1时:

$$[1428] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(241)}$$

[1429] 假设 $\alpha > 0$, 而且是(与i无关的)固定值。(假设式(240)的 α 和式(241)的 α 是相同的值。)

[1430] 并且,以式(240)和式(241)为基础的周期为 $2 \times N \times M$ 的预编码矩阵用下式表示。

[1431] [数式278]

[1432] 在 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ 时:

$$[1433] \quad F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(242)}$$

[1434] 此时, $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ 。

[1435] [数式279]

[1436] 在 $i=N,N+1,N+2,\dots,2N-2,2N-1$ 时:

$$[1437] \quad F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta + Y_k)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i) + Y_k} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(243)}$$

[1438] 此时, $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ 。并且,可以是 $X_k = Y_k$,也可以是 $X_k \neq Y_k$ 。

[1439] 于是,将生成 $F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ 的预编码矩阵($F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ 的预编码矩阵可以对于周期 $2 \times N \times M$ 以任何顺序进行排列使用)。并且,例如,在码元号码为 $2 \times N \times M \times i$ 时使用 $F[0]$ 进行预编码,在码元号码为 $2 \times N \times M \times i + 1$ 时使用 $F[1]$ 进行预编码, \dots ,在码元号码为 $2 \times N \times M \times i + h$ 时使用 $F[h]$ 进行预编码($h=0,1,2,\dots,2 \times N \times M - 2,2 \times N \times M - 1$)。(其中,如在前面的实施方式中说明的那样,不必须有规律地切换预编码矩阵。)

[1440] 在这样生成预编码矩阵后,能够实现周期较大的预编码矩阵的切换方法,能够容易变更接收恶化点的位置,这使得有可能提高数据的接收质量。

[1441] 另外,也可以将周期 $2 \times N \times M$ 的预编码矩阵的式(242)表示为如下式所示。

[1442] [数式280]

[1443] 在 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ 时:

$$[1444] \quad F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + X_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + X_k + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(244)}$$

[1445] 此时, $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ 。

[1446] 并且,也可以将周期 $2 \times N \times M$ 的预编码矩阵的式(243)表示为式(245)~式(247)中的任意一个式子。

[1447] [数式281]

[1448] 在 $i=N,N+1,N+2,\dots,2N-2,2N-1$ 时:

$$[1449] \quad F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + Y_k)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (245)$$

[1450] 此时, $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ 。

[1451] [数式282]

[1452] 在 $i=N,N+1,N+2,\dots,2N-2,2N-1$ 时:

$$[1453] \quad F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + Y_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta + Y_k)} \end{pmatrix} \quad (246)$$

[1454] 此时, $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ 。

[1455] [数式283]

[1456] 在 $i=N,N+1,N+2,\dots,2N-2,2N-1$ 时:

$$[1457] \quad F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta)} \end{pmatrix} \quad (247)$$

[1458] 此时, $k=0,1,\dots,M-2,M-1$ 。

[1459] 另外,在着眼于接收恶化点时,在式(242)~式(247)中,如果全部满足下面的条件,则能够得到良好的数据的接收质量。

[1460] [数式284]

[1461] <条件#39>

$$[1462] \quad e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1463] (x 为 $0,1,2,\dots,N-2,N-1$, y 为 $0,1,2,\dots,N-2,N-1$,且 $x \neq y$ 。)

[1464] [数式285]

[1465] <条件#40>

$$[1466] \quad e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1467] (x 为 $0,1,2,\dots,N-2,N-1$, y 为 $0,1,2,\dots,N-2,N-1$,且 $x \neq y$ 。)

[1468] [数式286]

[1469] <条件#41>

$$[1470] \quad \theta_{11}(x) = \theta_{11}(x + N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1471] 而且

$$[1472] \quad \theta_{21}(y) = \theta_{21}(y + N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1473] 另外,在实施方式8中,满足<条件#39>和<条件#40>即可。

[1474] 另外,在着眼于式(242)~式(247)的 X_k, Y_k 时,如果能够满足下面的两个条件,则能够得到良好的数据的接收质量。

[1475] [数式287]

[1476] <条件#42>

$$[1477] \quad X_a \neq X_b + 2 \times s \times \pi \quad \text{for } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

[1478] (a 为 $0,1,2,\dots,M-2,M-1$, b 为 $0,1,2,\dots,M-2,M-1$,且 $a \neq b$ 。)

[1479] 其中, s 为整数。

[1480] [数式288]

[1481] <条件#43>

$$[1482] \quad Y_a \neq Y_b + 2 \times u \times \pi \quad \text{for } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

[1483] (a 为 $0,1,2,\dots,M-2,M-1$, b 为 $0,1,2,\dots,M-2,M-1$,且 $a \neq b$ 。)

[1484] 其中, u 为整数。

[1485] 另外,在实施方式8中,满足<条件#42>即可。

[1486] 另外,在式(242)和式(247)中,在设 0 弧度 $\leq \delta < 2\pi$ 弧度时,在 $\delta = \pi$ 弧度时成为酉矩阵,在 $\delta \neq \pi$ 弧度时成为非酉矩阵。在本方式中,在 $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| < \pi$ 弧度的非酉矩阵时将成一种特征结构,能够得到良好的数据的接收质量。关于其他结构也存在是酉矩阵的情况,将在实施方式10或实施方式16中进行详细说明,但在式(242)~式(247)中,在设 N 为奇数时,能够得到良好的数据的接收质量的可能性增大。

[1487] (实施方式14)

[1488] 在本实施方式中说明在有规律地切换预编码矩阵的方式中,将预编码矩阵区分为使用酉矩阵的情况和使用非酉矩阵的情况的示例。

[1489] 例如,说明使用2行2列的预编码矩阵(假设各个要素由复数构成)的情况,即针对基于某个调制方式的两个调制信号($s_1(t)$ 和 $s_2(t)$)实施预编码,并从两个天线发送被实施预编码后的两个信号。

[1490] 在使用有规律地切换预编码矩阵的方法来传输数据的情况下,图3和图13的发送装置根据帧结构信号313,由映射部306A、306B切换调制方式。此时,对调制方式的调制多值数(调制多值数:IQ平面中的调制方式的信号点的数量)与预编码矩阵的关系进行说明。

[1491] 有规律地切换预编码矩阵的方法的优点如在实施方式6中说明的那样,在LOS环境中能够得到良好的数据的接收质量,尤其是在接收装置实施了ML运算或基于ML运算的APP(或者Max-log APP)的情况下,这种效果更大。可是,ML运算根据调制方式的调制多值数,将对电路规模(运算规模)产生较大的影响。例如,在假设从两个天线发送被实施预编码后的两个信号,并且两个调制信号(基于实施预编码前的调制方式的信号)均采用相同的调制方式的情况下,在调制方式为QPSK时,IQ平面中的候选信号点(图11中的接收信号点1101)的数量是 $4 \times 4 = 16$ 个,在调制方式为16QAM时是 $16 \times 16 = 256$ 个,在调制方式为64QAM时是 $64 \times 64 = 4096$ 个,在调制方式为256QAM时是 $256 \times 256 = 65536$ 个,在调制方式为1024QAM时是 $1024 \times 1024 = 1048576$ 个,为了将接收装置的运算规模抑制为某种程度的电路规模,在调制方式为QPSK、16QAM、64QAM的情况下,在接收装置中采用ML运算(基于ML运算的(Max-log)APP),在调制方式为256QAM、1024QAM的情况下,在接收装置中采用利用了诸如MMSE、ZF那样的线性运算的检波。(根据情况,在调制方式为256QAM时也可以采用ML运算。)

[1492] 在假设了这种接收装置的情况下,考虑到复用信号分离后的SNR(signal-to-noise power ratio:信号对噪声功率比),当在接收装置中采用诸如MMSE、ZF那样的线性运算时,作为预编码矩阵,酉矩阵是适合的,当在接收装置中采用ML运算时,作为预编码矩阵,可以采用酉矩阵/非酉矩阵中的任意一种矩阵。考虑到上述的任意一种实施方式的说明,在假设从两个天线发送被实施预编码后的两个信号,并且两个调制信号(基于实施预编码前的调制方式的信号)均采用相同的调制方式的情况下,在调制方式的调制多值数为64值以下(或者256值以下)时,采用非酉矩阵作为在采用有规律地切换预编码矩阵的方式时的预编码矩阵,在调制方式的调制多值数大于64值(或者大于256值)时,如果采用酉矩阵,则在通信系统所支持的所有调制方式中,无论是哪种调制方式,能够得到减小接收装置的电路规模、并且能够得到良好的数据的接收质量的效果的可能性均增大。

[1493] 另外,即使是在调制方式的调制多值数为64值以下(或者256值以下)的情况下,也存在采用酉矩阵比较好的可能性。考虑到这种情况,在支持调制方式的调制多值数为64值以下(或者256值以下)的多种调制方式的情况下,重要的是存在在所支持的多种64值以下

的调制方式的某一种调制方式中在采用有规律地切换预编码矩阵的方式时采用非酉矩阵作为预编码矩阵的情况。

[1494] 在上述说明中,作为一例,说明了从两个天线发送被实施预编码后的两个信号的情况,但不限于此,在从N个天线发送被实施预编码后的N个信号、并且N个调制信号(基于实施预编码前的调制方式的信号)均采用相同的调制方式的情况下,对于调制方式的调制多值数设计阈值 β_N ,在支持调制方式的调制多值数为 β_N 以下的多种调制方式的情况下,存在在所支持的 β_N 以下的多种调制方式的某一种调制方式中,采用非酉矩阵作为在采用有规律地切换预编码矩阵的方式时的预编码矩阵的情况,在调制方式的调制多值数大于 β_N 的调制方式中,如果采用酉矩阵,则在通信系统所支持的所有调制方式中,无论是哪种调制方式,能够得到减小接收装置的电路规模、并且能够得到良好的数据的接收质量的效果的可能性均增大。(在调制方式的调制多值数为 β_N 以下时,也可以始终采用非酉矩阵作为在采用有规律地切换预编码矩阵的方式时的预编码矩阵。)

[1495] 在上述的说明中,说明了同时发送的N个调制信号的调制方式采用相同的调制方式的情况,下面说明在同时发送的N个调制信号中存在两种以上的调制方式的情况。

[1496] 作为示例,说明从两个天线发送被实施预编码后的两个信号的情况。在两个调制信号(基于实施预编码前的调制方式的信号)均是相同的调制方式或者是不同的调制方式时,假设采用调制多值数为 2^{a1} 值的调制方式和调制多值数为 2^{a2} 值的调制方式。此时,在接收装置采用ML运算(基于ML运算的(Max-log)APP)的情况下,存在IQ平面中的候选信号点(图11中的接收信号点1101)的数量为 $2^{a1} \times 2^{a2} = 2^{a1+a2}$ 个的候选信号点。此时,如在上面叙述的那样,为了能够减小接收装置的电路规模、并得到良好的数据的接收质量,针对 2^{a1+a2} 设计阈值 2^β ,在 $2^{a1+a2} \leq 2^\beta$ 时,采用非酉矩阵作为在采用有规律地切换预编码矩阵的方式时的预编码矩阵,而在 $2^{a1+a2} > 2^\beta$ 时采用酉矩阵。

[1497] 另外,即使是在 $2^{a1+a2} \leq 2^\beta$ 的情况下,也存在采用酉矩阵比较好的情况的可能性。考虑到这种情况,在支持 $2^{a1+a2} \leq 2^\beta$ 的多种调制方式的组合的情况下,重要的是存在这样的情况,即在所支持的 $2^{a1+a2} \leq 2^\beta$ 的多种调制方式的组合中的某一种调制方式组合中,采用非酉矩阵作为在采用有规律地切换预编码矩阵的方式时的预编码矩阵。

[1498] 在上述说明中,作为一例,说明了从两个天线发送被实施预编码后的两个信号的情况,但不限于此。例如,当存在N个调制信号(基于实施预编码前的调制方式的信号)均是相同的调制方式或者存在不同的调制方式的情况时,将第i个调制信号的调制方式的调制多值数设为 2^{ai} ($i=1,2,\dots,N-1,N$)。

[1499] 此时,在接收装置采用ML运算(基于ML运算的(Max-log)APP)的情况下,将存在IQ平面中的候选信号点(图11中的接收信号点1101)的数量为 $2^{a1} \times 2^{a2} \times \dots \times 2^{ai} \times \dots \times 2^{aN} = 2^{a1+a2+\dots+ai+\dots+aN}$ 个的候选信号点。此时,如在上面叙述的那样,为了能够减小接收装置的电路规模、并得到良好的数据的接收质量,针对 $2^{a1+a2+\dots+ai+\dots+aN}$ 设计阈值 2^β ,

[1500] [数式289]

[1501] <条件#44>

[1502] $2^{a1+a2+\dots+ai+\dots+aN} = 2^Y \leq 2^\beta \dots$ 式(248)

[1503] 其中, $Y = \sum_{i=1}^N ai$

[1504] 在支持满足<条件#44>的多种调制方式组合的情况下,存在这样的情况,即在所支持的满足<条件#44>的多种调制方式组合中的某一种调制方式组合中,采用非酉矩阵作为在采用有规律地切换预编码矩阵的方式时的预编码矩阵,

[1505] [数式290]

[1506] <条件#45>

[1507] $2^{a_1+a_2+\dots+a_i+\dots+a_N} = 2^Y > 2^\beta \dots$ 式(249)

[1508] 其中, $Y = \sum_{i=1}^N a_i$

[1509] 在满足<条件#45>的所有调制方式组合中,如果采用酉矩阵,则在通信系统所支持的所有调制方式中,无论是哪种调制方式组合,能够得到减小接收装置的电路规模、并且能够得到良好的数据的接收质量的效果的可能性均增大。(在所支持的满足<条件#44>的多种调制方式的所有组合中,也可以采用非酉矩阵作为在采用有规律地切换预编码矩阵的方式时的预编码矩阵。)

[1510] (实施方式15)

[1511] 在本实施方式中,说明采用诸如OFDM那样的多载波传输方式的、有规律地切换预编码矩阵的方式的系统示例。

[1512] 图47表示在采用本实施方式的诸如OFDM那样的多载波传输方式的、有规律地切换预编码矩阵的方式的系统中,广播站(基站)发送的发送信号的时间-频率轴的帧结构的一例。(假设是从时间\$1到时间\$T的帧结构。)图47(A)表示在实施方式1等中说明的流s1的时间-频率轴的帧结构,图47(B)表示在实施方式1等中说明的流s2的时间-频率轴的帧结构。流s1和流s2的同一时间且同一(子)载波的码元,是使用多个天线在同一时间以同一频率而发送的。

[1513] 在图47(A)(B)中,假设将在采用OFDM时使用的(子)载波分割为由(子)载波a~(子)载波a+Na构成的载波组#A、由(子)载波b~(子)载波b+Nb构成的载波组#B、由(子)载波c~(子)载波c+Nc构成的载波组#C、由(子)载波d~(子)载波d+Nd构成的载波组#D、…。并且,假设在各个子载波组中支持多种发送方法。在此,通过支持多种发送方法,能够有效地利用各种发送方法具有的优点。例如,在图47(A)(B)中,假设载波组#A采用空间复用MIMO传输方式或者预编码矩阵固定的MIMO传输方式,载波组#B采用有规律地切换预编码矩阵的MIMO传输方式,载波组#C仅发送流s1,载波组#D使用时空块编码进行发送。

[1514] 图48表示在采用本实施方式的诸如OFDM那样的多载波传输方式的、有规律地切换预编码矩阵的方式的系统中,广播站(基站)发送的发送信号的时间-频率轴的帧结构的一例,示出了与图47不同的时间即从时间\$X到时间\$X+T'的帧结构。图48与图47相同地将在采用OFDM时使用的(子)载波分割为由(子)载波a~(子)载波a+Na构成的载波组#A、由(子)载波b~(子)载波b+Nb构成的载波组#B、由(子)载波c~(子)载波c+Nc构成的载波组#C、由(子)载波d~(子)载波d+Nd构成的载波组#D、…。另外,图48与图47的不同之处在于,存在在图47中采用的通信方式和在图48中采用的通信方式不同的载波组。在图48(A)(B)中,假设载波组#A使用时空块编码进行发送,载波组#B采用有规律地切换预编码矩阵的MIMO传输方式,载波组#C采用有规律地切换预编码矩阵的MIMO传输方式,载波组#D仅发送流s1。

[1515] 下面,说明所支持的发送方法。

[1516] 图49表示空间复用MIMO传输方式或者采用预编码矩阵固定的MIMO传输方式时的信号处理方法,并标注了与图6相同的标号。作为依据于某种调制方式的基带信号,加权合成部600以流 $s_1(t)$ (307A)和流 $s_2(t)$ (307B)及与加权方法相关的信息315为输入,并输出被实施加权后的调制信号 $z_1(t)$ (309A)和被实施加权后的调制信号 $z_2(t)$ (309B)。在此,在与加权方法相关的信息315表示空间复用MIMO传输方式的情况下,进行图49中的方式#1所示的信号处理。即,进行如下的处理。

[1517] [数式291]

$$[1518] \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(250)}$$

[1519] 其中,在支持发送一个调制信号的方式的情况下,根据发送功率,有时将式(250)表示为如下的式(251)。

[1520] [数式292]

$$[1521] \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} s_1(t) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} s_2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(251)}$$

[1522] 并且,在与加权方法相关的信息315表示预编码矩阵固定的MIMO传输方式的情况下,例如进行图49中的方式#2所示的信号处理。即,进行如下的处理。

[1523] [数式293]

$$[1524] \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}} & e^{j(\theta_{21} + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(252)}$$

[1525] 其中, θ_{11} 、 θ_{12} 、 λ 、 δ 是固定值。

[1526] 图50表示使用时空块编码时的调制信号的结构。图50所示的时空块编码部(5002)以基于某种调制信号的基带信号为输入。例如,时空块编码部(5002)以码元 s_1 、码元 s_2 、...为输入。然后,如图50所示进行时空块编码, z_1 (5003A)构成为“作为码元#0的 s_1 ”“作为码元#1的 $-s_2^*$ ”“作为码元#2的 s_3 ”“作为码元#3的 $-s_4^*$ ”..., z_2 (5003B)构成为“作为码元#0的 s_2 ”“作为码元#1的 s_1^* ”“作为码元#2的 s_4 ”“作为码元#3的 s_3^* ”...。此时, z_1 中的码元#X、 z_2 中的码元#X是在同一时间通过同一频率从天线发送的。

[1527] 在图47、图48中仅记述了传输数据的码元,实际上也需要传输传输方式、调制方式、纠错方式等的信息。例如,如图51所示,如果仅在一个调制信号 z_1 中定期传输这些信息,则能够将这些信息传输给通信对象。另外,也需要传输表示估计传输路径的变动的、即用于接收装置估计信道变动的码元(例如,导频码元、参考码元、前置码、在发送接收中已知的(PSK:Phase Shift Keying:相位键移)码元)。在图47、图48中省略记述这些码元,但实际上

用于估计信道变动的码元包含于时间—频率轴的帧结构中。因此,各个载波组并不是仅利用传输数据用的码元构成。(关于这一点,在实施方式1中也一样。)

[1528] 图52表示本实施方式中的广播站(基站)的发送装置的结构的一例。发送方法确定部(5205)进行确定各个载波组的载波数量、调制方式、纠错方式、纠错编码的编码率、发送方法等,并作为控制信号(5205)进行输出。

[1529] 调制信号生成部#1(5201_1)以信息(5200_1)及控制信号(5205)为输入,根据控制信号(5205)的通信方式的信息,输出图47、图48所示的载波组#A的调制信号z1(5201_1)和调制信号z2(5203_1)。

[1530] 同样,调制信号生成部#2(5201_2)以信息(5200_2)及控制信号(5205)为输入,根据控制信号(5205)的通信方式的信息,输出图47、图48所示的载波组#B的调制信号z1(5202_2)和调制信号z2(5203_2)。

[1531] 同样,调制信号生成部#3(5201_3)以信息(5200_3)及控制信号(5205)为输入,根据控制信号(5205)的通信方式的信息,输出图47、图48所示的载波组#C的调制信号z1(5202_3)和调制信号z2(5203_3)。

[1532] 同样,调制信号生成部#4(5201_4)以信息(5200_4)及控制信号(5205)为输入,根据控制信号(5205)的通信方式的信息,输出图47、图48所示的载波组#D的调制信号z1(5202_4)和调制信号z2(5203_4)。

[1533] 以下,虽未图示,从调制信号生成部#5至调制信号生成部#M-1是同样的。

[1534] 另外,同样,调制信号生成部#M(5201_M)以信息(5200_M)及控制信号(5205)为输入,根据控制信号(5205)的通信方式的信息,输出某个载波组的调制信号z1(5202_M)和调制信号z2(5203_M)。

[1535] OFDM方式关联处理部(5207_1)以载波组#A的调制信号z1(5202_1)、载波组#B的调制信号z1(5202_2)、载波组#C的调制信号z1(5202_3)、载波组#D的调制信号z1(5202_4)、…、某个载波组的调制信号z1(5202_M)、以及控制信号(5206)为输入,实施重排、逆傅里叶变换、频率变换、放大等处理,并输出发送信号(5208_1),发送信号(5208_1)作为电波被从天线(5209_1)进行输出。

[1536] 同样,OFDM方式关联处理部(5207_2)以载波组#A的调制信号z1(5203_1)、载波组#B的调制信号z2(5203_2)、载波组#C的调制信号z2(5203_3)、载波组#D的调制信号z2(5203_4)、…、某个载波组的调制信号z2(5203_M)、以及控制信号(5206)为输入,实施重排、逆傅里叶变换、频率变换、放大等处理,并输出发送信号(5208_2),发送信号(5208_2)作为电波被从天线(5209_2)进行输出。

[1537] 图53表示图52所示的调制信号生成部#1~#M的结构的一例。纠错编码部(5302)以信息(5300)及控制信号(5301)为输入,按照控制信号(5301)来设定纠错编码方式、纠错编码的编码率,并进行纠错编码来输出被实施纠错编码后的数据(5303)。(根据纠错编码方式、纠错编码的编码率的设定,存在这样的情况,例如在使用LDPC码、涡轮码、卷积码等时,根据编码率进行穿刺(puncture)来实现编码率。)

[1538] 交织器(5304)以被实施纠错编码后的数据(5303)及控制信号(5301)为输入,按照控制信号(5301)中所包含的交织方法的信息,进行被实施纠错编码后的数据(5303)的重排,并输出交织后的数据(5305)。

[1539] 映射部(5306_1)以交织后的数据(5305)及控制信号(5301)为输入,按照控制信号(5301)中所包含的调制方式的信息来进行映射处理,并输出基带信号(5307_1)。

[1540] 同样,映射部(5306_2)以交织后的数据(5305)及控制信号(5301)为输入,按照控制信号(5301)中所包含的调制方式的信息来进行映射处理,并输出基带信号(5307_2)。

[1541] 信号处理部(5308)以基带信号(5307_1)、基带信号(5307_2)及控制信号(5301)为输入,根据控制信号(5301)中所包含的传输方法(在此例如指空间复用MIMO传输方式、采用固定的预编码矩阵的MIMO方式、有规律地切换预编码矩阵的MIMO方式、时空块编码、仅由流s1发送的传输方式)的信息来进行信号处理,并输出被实施信号处理后的信号z1(5309_1)及被实施信号处理后的信号z2(5309_2)。另外,在选择了仅由流s1发送的传输方式的情况下,信号处理部(5308)有时不输出被实施信号处理后的信号z2(5309_2)。另外,在图53中示出了纠错编码部为一个的结构,但不限于此,例如也可以如图3所示具备多个编码器。

[1542] 图54表示图52中的OFDM方式关联处理部(5207_1和5207_2)的结构的一例,对进行与图14相同的动作的部分标注了相同的标号。重排部(5402A)以载波组#A的调制信号z1(5400_1)、载波组#B的调制信号z1(5400_2)、载波组#C的调制信号z1(5400_3)、载波组#D的调制信号z1(5400_4)、…、某个载波组的调制信号z1(5400_M)、以及控制信号(5403)为输入来进行重排,并输出被重排后的信号1405A和1405B。另外,在图47、图48、图51中,对于载波组的分配,说明了由集合后的子载波构成的示例,但不限于此,也可以利用按照时间而离散的子载波构成载波组。并且,在图47、图48、图51中,说明了载波组的载波数量不随时间而变更的示例,但不限于此,关于这一点将在后面另外说明。

[1543] 图55表示如图47、图48、图51所示按照每个载波组来设定传输方式的方式下的时间—频率轴的帧结构的详细示例。在图55中,用5500表示控制信息码元,用5501表示个体控制信息码元,用5502表示数据码元,用5503表示导频码元。另外,图55(A)表示流s1的时间—频率轴的帧结构,图55(B)表示流s2的时间—频率轴的帧结构。

[1544] 控制信息码元是用于传输载波组共用的控制信息的码元,由供收发机进行频率、时间同步的码元、与(子)载波的分配相关的信息等构成。并且,假设控制信息码元是在时刻 t_1 仅从流s1发送的。

[1545] 个体控制信息码元是用于传输子载波组个体的控制信息的码元,由数据码元的传输方式/调制方式/纠错编码方式/纠错编码的编码率/纠错编码的块尺寸等信息、导频码元的插入方法的信息、导频码元的发送功率的信息等构成。假设个体控制信息码元是在时刻 t_1 仅从流s1发送的。

[1546] 数据码元是用于传输数据(信息)的码元,如使用图47~图50说明的那样,例如是空间复用MIMO传输方式、使用固定的预编码矩阵的MIMO方式、有规律地切换预编码矩阵的MIMO方式、时空块编码、仅由流s1发送的传输方式中的某一种传输方式的码元。另外,在载波组#A、载波组#B、载波组#C、载波组#D中记述为数据码元存在于流s2中,但在采用仅由流s1发送的传输方式的情况下,也存在数据码元不存在于流s2中的情况。

[1547] 导频码元是用于接收装置进行信道估计、即估计与式(36)的 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 相当的变动的码元。(在此,由于采用诸如OFDM那样的多载波传输方式,因而是按照每个子载波来估计与 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 相当的变动的码元。)因此,导频码元构成为例如采用PSK传输方式,在收发机中是已知的模式。另外,也可以是,接收装置使用导频

码元来实施频率偏置的估计、相位偏移估计、时间同步。

[1548] 图56表示用于接收图52所示的发送装置发送的调制信号的接收装置的结构的一例,对进行与图7相同的动作的部分标注了相同的标号。

[1549] 在图56中,OFDM方式关联处理部(5600_X)以接收信号702_X为输入进行规定的处理,并输出被实施信号处理后的信号704_X。同样,OFDM方式关联处理部(5600_Y)以接收信号702_Y为输入进行规定的处理,并输出被实施信号处理后的信号704_Y。

[1550] 图56中的控制信息解码部709以被实施信号处理后的信号704_X和被实施信号处理后的信号704_Y为输入,抽取图55中的控制信息码元及个体控制信息码元,得到在这些码元中传输的控制信息,并输出包括该信息的控制信号710。

[1551] 调制信号z1的信道变动估计部705_1以被实施信号处理后的信号704_X和控制信号710为输入,进行该接收装置所需要的载波组(期望的载波组)中的信道估计,并输出信道估计信号706_1。

[1552] 同样,调制信号z2的信道变动估计部705_2以被实施信号处理后的信号704_X和控制信号710为输入,进行该接收装置所需要的载波组(期望的载波组)中的信道估计,并输出信道估计信号706_2。

[1553] 同样,调制信号z1的信道变动估计部705_1以被实施信号处理后的信号704_Y和控制信号710为输入,进行该接收装置所需要的载波组(期望的载波组)中的信道估计,并输出信道估计信号708_1。

[1554] 同样,调制信号z2的信道变动估计部705_2以被实施信号处理后的信号704_Y和控制信号710为输入,进行该接收装置所需要的载波组(期望的载波组)中的信道估计,并输出信道估计信号708_2。

[1555] 另外,信号处理部711以信号706_1、706_2、708_1、708_2、704_X、704_Y、以及控制信号710为输入,根据控制信号710中所包含的、在期望的载波组中传输的数据码元中的传输方式/调制方式/纠错编码方式/纠错编码的编码率/纠错编码的块尺寸等信息,进行解调、解码的处理,并输出接收数据712。

[1556] 图57表示图56中的OFDM方式关联处理部(5600_X、5600_Y)的结构,频率变换部(5701)以接收信号(5700)为输入来进行频率变换,并输出被实施频率变换后的信号(5702)。

[1557] 傅里叶变换部(5703)以被实施频率变换后的信号(5702)为输入来进行傅里叶变换,并输出被实施傅里叶变换后的信号(5704)。

[1558] 如上所述,在采用诸如OFDM方式的多载波传输方式时,通过分割为多个载波组,并对每个载波组设定传输方式,能够按照每个载波组来设定接收质量及传输速度,因而能够得到可以构建灵活的系统的效果。此时,通过能够选择如在其他实施方式中叙述的那样、有规律地切换预编码矩阵的方法,针对LOS环境能够得到这样的优点,即能够得到较高的接收质量,并且能够得到较高的传输速度。另外,在本实施方式中,关于能够设定载波组的传输方式列举了“空间复用MIMO传输方式、使用固定的预编码矩阵的MIMO方式、有规律地切换预编码矩阵的MIMO方式、时空块编码、仅由流s1发送的传输方式”,但不限于此,此时关于时空块编码说明了图50所示的方式,但不限于此,另外使用固定的预编码矩阵的MIMO方式不限于图49所示的方式#2,只要利用固定预编码矩阵构成即可。另外,在本实施方式中,说明了

发送装置的天线数量为2的情况,但不限于此,在大于2的情况下,通过使能够按照每个载波组来选择“空间复用MIMO传输方式、使用固定的预编码矩阵的MIMO方式、有规律地切换预编码矩阵的MIMO方式、时空块编码、仅由流s1发送的传输方式”中的任意一种传输方式,能够得到相同的效果。

[1559] 图58表示与图47、图48、图51不同的载波组的分配方法。在图47、图48、图51、图55中,关于载波组的分配,说明了由集合后的子载波构成的示例,而图58的特征在于离散地偏置载波组的载波。图58表示与图47、图48、图51、图55不同的、时间—频率轴的帧结构的一例,在图58中示出了载波1~载波H、时间\$1~时刻\$K的帧结构,对与图55相同的部分标注了相同的标号。在图58的数据码元中,被记述为“A”的码元表示载波组A的码元,被记述为“B”的码元表示载波组B的码元,被记述为“C”的码元表示载波组C的码元,被记述为“D”的码元表示载波组D的码元。这样,即使在载波组沿(子)载波方向离散配置时,同样也能够实施,并且在时间轴方向上不需要始终使用同一个载波。通过进行这种配置,能够得到可以获得时间、频率分集增益的效果。

[1560] 在图47、图48、图51、图58中,按照每个载波组将控制信息码元、固有控制信息码元配置在相同的时间,但也可以配置在不同的时间。另外,载波组使用的(子)载波数量也可以随时间变更。

[1561] (实施方式16)

[1562] 在本实施方式中,说明与实施方式10相同的情况,即对于有规律地切换使用了酉矩阵的预编码矩阵的方法,将N设为奇数的情况。

[1563] 在周期2N的有规律地切换预编码矩阵的方法中,为了周期2N而准备的预编码矩阵用下式表示。

[1564] [数式294]

[1565] 在 $i=0,1,2,\dots,N-2,N-1$ 时:

$$[1566] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)-\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(253)}$$

[1567] 假设 $\alpha > 0$,而且是(与 i 无关的)固定值。

[1568] [数式295]

[1569] 在 $i=N,N+1,N+2,\dots,2N-2,2N-1$ 时:

$$[1570] \quad F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(254)}$$

[1571] 假设 $\alpha > 0$,而且是(与 i 无关的)固定值。(假设式(253)的 α 和式(254)的 α 是相同的值。)

[1572] 此时,根据实施方式3的(数式106)的条件5和(数式107)的条件6,对于式(253)来说,下面的条件对于得到良好的数据的接收质量很重要。

[1573] [数式296]

[1574] <条件#46>

[1575]
$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1576] (x为0, 1, 2, ..., N-2, N-1, y为0, 1, 2, ..., N-2, N-1, 且x≠y。)

[1577] [数式297]

[1578] <条件#47>

[1579]
$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1580] (x为0, 1, 2, ..., N-2, N-1, y为0, 1, 2, ..., N-2, N-1, 且x≠y。)

[1581] 并且, 也考虑附加下面的条件。

[1582] [数式298]

[1583] <条件#48>

[1584]
$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1585] 而且

[1586]
$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

[1587] 然后, 如在实施方式6中说明的那样, 为了将接收恶化点在复数平面上配置成为相对于相位呈均匀分布, 设计了<条件49>或者<条件50>。

[1588] [数式299]

[1589] <条件#49>

[1590]
$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

[1591] [数式300]

[1592] <条件#50>

[1593]
$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

[1594] 即, 在<条件49>中, 表示相位之差是 $2\pi/N$ 弧度。另外, 在<条件50>中, 表示相位之差是 $-2\pi/N$ 弧度。

[1595] 并且, 在设 $\theta_{11}(0) - \theta_{21}(0) = 0$ 弧度、而且 $\alpha > 1$ 时, 周期 $N=3$ 时的s1的接收恶化点和s2的接收恶化点在复数平面上的配置如图60(a)(b)所示。根据图60(a)(b)可知, 在复数平面中, s1的接收恶化点的最小距离保持得较大, 同样s2的接收恶化点的最小距离也保持得较大。并且在 $\alpha < 1$ 时也是相同的状态。另外, 与实施方式10的图45相比, 可以认为与实施方式9相同地, 在N为奇数时, 在复数平面中接收恶化点之间的距离增大的可能性大于N为偶数时。但是, 在N为较小的值例如 $N \leq 16$ 以下的情况下, 由于接收恶化点存在的个数较少, 因而在复数平面中的接收恶化点的最小距离能够确保某种程度的长度。因此, 在 $N \leq 16$ 的情况下, 即使是偶数, 也有存在能够确保数据的接收质量的情况的可能性。

[1596] 因此, 在根据式(253)、(254)有规律地切换预编码矩阵的方式中, 在N为奇数时, 能

够提高数据的接收质量的可能性比较大。另外,根据式(253)、(254)生成 $F[0] \sim F[2N-1]$ 的预编码矩阵($F[0] \sim F[2N-1]$ 的预编码矩阵对于周期 $2N$ 可以按照任何顺序进行排列使用。),并且,例如在码元号码为 $2Ni$ 时使用 $F[0]$ 进行预编码,在码元号码为 $2Ni+1$ 时使用 $F[1]$ 进行预编码, \dots ,在码元号码为 $2N \times i+h$ 时使用 $F[h]$ 进行预编码($h=0,1,2,\dots,2N-2,2N-1$)。(其中,如在前面的实施方式中说明的那样,不必须有规律地切换预编码矩阵。)并且,在 $s1$ 、 $s2$ 的调制方式均是16QAM时,如果设 α 为式(233),则存在能够得到在某个特定的LOS环境中能够增大IQ平面中的 $16 \times 16=256$ 个信号点之间的最小距离的效果的可能性。

[1597] 另外,作为与<条件#48>不同的条件,也考虑如下的条件。

[1598] [数式301]

[1599] <条件#51>

$$[1600] \quad e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

[1601] (x 为 $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$, y 为 $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$, 且 $x \neq y$ 。)

[1602] [数式302]

[1603] <条件#52>

$$[1604] \quad e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

[1605] (x 为 $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$, y 为 $N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$, 且 $x \neq y$ 。)

[1606] 此时,通过满足<条件#46>和<条件#47>和<条件#51>和<条件#52>,在复数平面中,能够增大 $s1$ 彼此的接收恶化点的距离,而且能够增大 $s2$ 彼此的接收恶化点的距离,因而能够得到良好的数据的接收质量。

[1607] 在本实施方式中说明了时间周期 $2N$ 的预编码跳动方法用的 $2N$ 个不同的预编码矩阵的构成方法。此时,作为 $2N$ 个不同的预编码矩阵是准备了 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$,但是本实施方式是以单载波传输方式时为例进行说明,因而说明了沿时间轴(或者频率轴)方向按照 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ 的顺序进行排列的情况,但不限于此,也能够将在本实施方式中生成的 $2N$ 个不同的预编码矩阵 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ 适用于OFDM传输方式等多载波传输方式。关于这种情况时的适用方法,与实施方式1相同地,通过沿频率轴、频率—时间轴来配置码元,能够变更预编码权重。另外,关于时间周期 $2N$ 的预编码跳动方法进行了说明,但是在随机地使用 $2N$ 个不同的预编码矩阵时,也能够得到相同的效果,即不必须以具有有规律的周期的方式采用 $2N$ 个不同的预编码矩阵。

[1608] 另外,在周期 H (H 为比上述的有规律地切换预编码矩阵的方式中的周期 $2N$ 更大的自然数)的预编码矩阵切换方法中,如果包含本实施方式中的 $2N$ 个不同的预编码矩阵,则得到良好的接收质量的可能性增大。

[1609] (实施方式A1)

[1610] 在本实施方式中详细说明这样的发送方法,即当在传输数据时适用了分层传输的情况下,采用在实施方式1~16中说明的有规律地切换预编码矩阵的方法时的发送方法。

[1611] 图61和图62表示本实施方式中的例如广播站的发送装置的结构的一例。基本流(基本层)用的纠错编码部(6101_1)以基本流(基本层)的信息(6100_1)为输入进行纠错编码,并输出编码后基本流(基本层)的信息(6102_1)。

[1612] 扩展流(扩展层)用的纠错编码部(6101_2)以扩展流(扩展层)的信息(6100_2)为输入进行纠错编码,并输出编码后扩展流(扩展层)的信息(6102_2)。

[1613] 交织部(6103_1)以编码后基本流(基本层)的信息(6102_1)为输入实施交织,并输出交织后的编码后数据(6104_1)。

[1614] 同样,交织部(6103_2)以编码后扩展流(扩展层)的信息(6102_2)为输入实施交织,并输出交织后的编码后数据(6104_2)。

[1615] 映射部(6105_1)以交织后的编码后数据(6104_1)以及与发送方法相关的信息信号(6111)为输入,根据利用与发送方法相关的信息信号(6111)指定的发送方法来实施规定的调制方式的调制,并输出基带信号(6106_1)(相当于图3中的 $s_1(t)$ (307A))和基带信号(6106_2)(相当于图3中的 $s_2(t)$ (307B))。与发送方法相关的信息(6111)例如指进行分层传输时的传输方式(调制方式、传输方法、在采用有规律地切换预编码矩阵的发送方法时与该发送方法所使用的预编码矩阵相关的信息)、纠错编码的方法(码的类型、编码率)等的信息。

[1616] 同样,映射部(6105_2)以交织后的编码后数据(6104_2)以及与发送方法相关的信息信号(6111)为输入,根据利用与发送方法相关的信息信号(6111)指定的发送方法来实施规定的调制方式的调制,并输出基带信号(6107_1)(相当于图3中的 $s_1(t)$ (307A))和基带信号(6107_2)(相当于图3中的 $s_2(t)$ (307B))。

[1617] 预编码部(6108_1)以基带信号(6106_1)(相当于图3中的 $s_1(t)$ (307A))和基带信号(6106_2)(相当于图3中的 $s_2(t)$ (307B))、以及与发送方法相关的信息信号(6111)为输入,根据利用与发送方法相关的信息信号(6111)指定的有规律的预编码矩阵切换方法进行预编码,并输出预编码后基带信号(6109_1)(相当于图3中的 $z_1(t)$ (309A))和预编码后基带信号(6109_2)(相当于图3中的 $z_2(t)$ (309B))。

[1618] 同样,预编码部(6108_2)以基带信号(6107_1)(相当于图3中的 $s_1(t)$ (307A))和基带信号(6107_2)(相当于图3中的 $s_2(t)$ (307B))、以及与发送方法相关的信息信号(6111)为输入,根据利用与发送方法相关的信息信号(6111)指定的有规律的预编码矩阵切换方法进行预编码,并输出预编码后基带信号(6110_1)(相当于图3中的 $z_1(t)$ (309A))和预编码后基带信号(6110_2)(相当于图3中的 $z_2(t)$ (309B))。

[1619] 在图62中,重排部(6200_1)以预编码后基带信号(6109_1)和预编码后基带信号(6110_1)为输入进行重排,并输出重排后的预编码后基带信号(6201_1)。

[1620] 同样,重排部(6200_2)以预编码后基带信号(6109_2)和预编码后基带信号(6110_2)为输入进行重排,并输出重排后的预编码后基带信号(6201_2)。

[1621] OFDM方式关联处理部(6202_1)以重排后的预编码后基带信号(6201_1)为输入,实施在实施方式1中叙述的信号处理,并输出发送信号(6203_1),发送信号(6203_1)从天线(6204_1)进行输出。

[1622] 同样,OFDM方式关联处理部(6202_2)以重排后的预编码后基带信号(6201_2)为输入,实施在实施方式1中叙述的信号处理,并输出发送信号(6203_2),发送信号(6203_2)从天线(6204_2)进行输出。

[1623] 图63是用于说明图61所示的预编码部(6108_1)的动作的图,其结构及动作与在图3、图6、图22等中说明的结构及动作相同,并假设是有规律地切换预编码矩阵。

[1624] 图63是关于图61所示的预编码部(6108_1)的说明,因而示出了基本流(基本层)用的加权合成的动作。如图63所示,在预编码部(6108_1)执行加权合成时,即在预编码部(6108_1)执行预编码并生成预编码后基带信号时,通过执行有规律地切换预编码矩阵的预编码来生成 $z_1(t)$ 和 $z_2(t)$ 。其中,在基本流(基本层)用的预编码中,假设周期为8来切换预编码矩阵,并将加权合成用的预编码矩阵表示为 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $F[3]$ 、 $F[4]$ 、 $F[5]$ 、 $F[6]$ 、 $F[7]$ 。此时,假设将预编码后信号 $z_1(t)$ 和 $z_2(t)$ 的各个码元表示为如6301和6302。在图63中表示为“基#X F[Y]”,这是指基本流(基本层)的第X个码元,表示对该第X个码元使用 $F[Y]$ (其中,Y为0~7中的任意一个)的预编码矩阵进行预编码。

[1625] 图64是用于说明图61所示的预编码部(6108_2)的动作的图,其结构及动作与在图3、图6、图22等中说明的结构及动作相同,并假设是有规律地切换预编码矩阵。

[1626] 图64是关于图61所示的预编码部(6108_2)的说明,因而示出了扩展流(扩展层)用的加权合成的动作。如图64所示,在预编码部(6108_2)执行加权合成时,即在预编码部(6108_2)执行预编码并生成预编码后基带信号时,通过执行有规律地切换预编码矩阵的预编码来生成 $z_1(t)$ 和 $z_2(t)$ 。其中,在扩展流(扩展层)用的预编码中,假设周期为4来切换预编码矩阵,并将加权合成用的预编码矩阵表示为 $f[0]$ 、 $f[1]$ 、 $f[2]$ 、 $f[3]$ 。此时,假设将预编码后信号 $z_1(t)$ 和 $z_2(t)$ 的各个码元表示为如6403和6404。在图64中表示为“扩#X f[Y]”,这是指扩展流(扩展层)的第X个码元,表示对该第X个码元使用 $f[Y]$ (其中,Y为0~4中的任意一个)的预编码矩阵进行预编码。

[1627] 图65是表示图62中的重排部(6200_1)和重排部(6200_2)对码元的重排方法的图。重排部(6200_1)和重排部(6200_2)将图63及图64所示的码元按照图65所示配置在频率轴及时间轴上。此时,同一(子)载波、同一时刻的码元是从各个天线在同一频率、同一时刻发送的。另外,图65所示的频率轴、时间轴中的码元的配置仅是一例,也可以根据实施方式1所示的配置方法来配置码元。

[1628] 在传输基本流(基本层)和扩展流(扩展层)时,根据各个流(层)的性质,要求基本流(基本层)的数据的接收质量高于扩展流(扩展层)的数据的接收质量。因此,在如本实施方式所示使用有规律地切换预编码矩阵的方式时,设定成为使传输基本流(基本层)时的调制方式和传输扩展流(扩展层)时的调制方式不同。例如,可以考虑采用如表3所示的模式#1~#5中的任意一种模式。

[1629] [表3]

模式	基本流(基本层)的 调制方式	扩展流(扩展层)的 调制方式
模式#1	QPSK	16QAM
模式#2	QPSK	64QAM
模式#3	QPSK	256 QAM
模式#4	16QAM	64QAM
模式#5	16QAM	256 QAM

[1630]

[1631] 与此相应,设定成为使在传输基本流(基本层)时使用的有规律地切换预编码矩阵的方法和传输扩展流(扩展层)时使用的有规律地切换预编码矩阵的方法不同,这样有可能在接收装置中提高数据的接收质量或者简化发送装置或接收装置的结构。作为示例,如图63和图64所示,在采用基于调制多值数(IQ平面中的信号点的数量)的调制方式的情况下,有时使有规律地切换预编码矩阵的方法不同比较好。因此,使在传输基本流(基本层)时使用的有规律的预编码矩阵切换方法的周期和在传输扩展流(扩展层)时使用的有规律的预编码矩阵切换方法的周期不同的方法,是提高接收装置的数据接收质量或者简化发送装置或接收装置的结构的一个有效手段,并且也可以设为,使在传输基本流(基本层)时使用的有规律的预编码矩阵切换方法中的预编码矩阵的构成方法和在传输扩展流(扩展层)时使用的有规律的预编码矩阵切换方法中的预编码矩阵的构成方法不同。因此,对于表3所示的各个流(层)的调制方式的能够设定的模式,设定如表4所示的预编码矩阵切换方法。(在表4中,A、B、C、D分别表示不同的预编码矩阵切换方法。)

[1632] [表4]

模式	基本流(基本层)		扩展流(扩展层)	
	调制方式	预编码矩阵切换方法	调制方式	预编码矩阵切换方法
模式#1	QPSK	A	16QAM	B
模式#2	QPSK	A	64QAM	C
模式#3	QPSK	A	256 QAM	D
模式#4	16QAM	B	64QAM	C
模式#5	16QAM	B	256 QAM	D

[1634] 因此,在图61及图62所示的广播站的发送装置中,切换映射部(6105_1和6105_2)的调制方式,并且,切换预编码部(6108_1和6108_2)的预编码方法。另外,表4毕竟是一个示例,也可以存在调制方式不同、但预编码矩阵切换方法相同的情况。例如,也可以是64QAM时的预编码矩阵切换方法和256QAM时的预编码矩阵的切换方法相同。其要点在于,在所支持的调制方式为多个时,存在两种以上的预编码矩阵切换方法。关于这一点,不限于采用分层传输时,对于不采用分层传输时,如果使调制方式和预编码矩阵切换方法形成如以上叙述的关系,则存在数据的接收质量提高或者发送装置或接收装置的结构能够简化的可能性。

[1635] 关于系统也可以考虑不是仅支持分层传输,也支持不采用分层传输的传输的系统。在这种情况下,在图61和图62中,在进行不采用分层传输的传输时,使与扩展流(扩展层)相关的功能部分的动作停止,仅传输基本流(基本层)。因此,在这种情况下,有关与上述的表4对应的能够设定的模式及调制方式、和预编码矩阵切换方法的对应表如表5所示。

[1636] [表5]

模式	基本流（基本层）		扩展流（扩展层）	
	调制方式	预编码矩阵 切换方法	调制方式	预编码矩阵 切换方法
模式#1	QPSK	A	16QAM	B
模式#2	QPSK	A	64QAM	C
模式#3	QPSK	A	256 QAM	D
模式#4	16QAM	B	64QAM	C
模式#5	16QAM	B	256 QAM	D
模式#6	QPSK	A	—	—
模式#7	16QAM	B	—	—
模式#8	64QAM	C	—	—
模式#9	256 QAM	D	—	—
模式#10	1024 QAM	E	—	—

[1637] 在表5中,模式#1~#5表示采用分层传输时的模式,模式#6~#10表示不采用分层传输时的模式。此时,对于预编码切换方法设定适合于各个模式的预编码切换方法。

[1638] 下面,说明在支持分层传输时的接收装置的动作。本实施方式的接收装置的结构能够按照在实施方式1中说明的图7所示构成。此时,图7所示的信号处理部711的结构如图66所示。

[1639] 在图66中,6601X表示信道估计信号,相当于图7中的信道估计信号706_1。6602X表示信道估计信号,相当于图7中的信道估计信号706_2。6603X表示基带信号,相当于图7中的基带信号704_X。6604表示与发送装置通知的发送方法的信息相关的信号,相当于图7中的与发送装置通知的发送方法的信息相关的信号710。

[1640] 6601Y表示信道估计信号,相当于图7中的信道估计信号708_1。6602Y表示信道估计信号,相当于图7中的信道估计信号708_2。6603Y表示基带信号,相当于图7中的基带信号704_Y。

[1641] 信号分配部(6605)以信道估计信号(6601X、6602X、6601Y、6602Y)、基带信号(6603X、6603Y)、以及与发送装置通知的发送方法的信息相关的信号(6604)为输入,根据与发送装置通知的发送方法的信息相关的信号(6604),分为与基本流(基本层)相关的信号和与扩展流(扩展层)相关的信息,并输出基本流用的信道估计信号(6606_1、6607_1、6609_1、6610_1)、基本流用的基带信号(6608_1、6611_1)、和扩展流用的信道估计信号(6606_2、6607_2、6609_2、6610_2)、扩展流用的基带信号(6608_2、6611_2)。

[1642] 检波及对数似然比计算部(6612_1)是针对基本流(基本层)的处理部,以基本流用的信道估计信号(6606_1、6607_1、6609_1、6610_1)、基本流用的基带信号(6608_1、6611_1)、以及与发送装置通知的发送方法的信息相关的信号(6604)为输入,根据与发送装置通

知的发送方法的信息相关的信号(6604)估计基本流(基本层)用的调制方式、预编码矩阵切换方法,根据估计出的基本流(基本层)用的调制方式、预编码矩阵切换方法进行检波及预编码解码,计算各个比特的对数似然比,并输出对数似然比信号(6613_1)。另外,在表5中,即使是不存在扩展流(扩展层)的模式#6~#10,检波及对数似然比计算部(6612_1)也进行检波及预编码解码,并输出对数似然比信号。

[1644] 检波及对数似然比计算部(6612_2)是针对扩展流(扩展层)的处理部,以扩展流用的信道估计信号(6606_2、6607_2、6609_2、6610_2)、扩展流用的基带信号(6608_2、6611_2)、以及与发送装置通知的发送方法的信息相关的信号(6604)为输入,根据与发送装置通知的发送方法的信息相关的信号(6604)估计扩展流(扩展层)用的调制方式、预编码矩阵切换方法,根据估计出的扩展流(扩展层)用的调制方式、预编码矩阵切换方法进行检波及预编码解码,计算各个比特的对数似然比,并输出对数似然比信号(6613_2)。另外,在表5中,对于不存在扩展流(扩展层)的模式#6~#10使动作停止。

[1645] 另外,对于使用图61、图62说明的发送装置仅进行了分层传输方法的说明,但实际上也需要向接收装置传输分层传输方法之外的与发送方法的相关信息、例如进行分层传输时的传输方法(停止方式、传输方法、在采用有规律地切换预编码矩阵的发送方法时指与该发送方法使用的预编码矩阵相关的信息)、纠错编码的方法(码的类型、编码率)等的信息。并且,在接收装置中,信道估计(传输的变动的估计)、频率周期、频率偏置估计、信号检测用的导频码元、参考码元、前置码是位于其它发送信号中的帧结构。另外,这一点不仅是对于实施方式A1,对于实施方式A2及以后的方式也一样。

[1646] 解交织器(6614_1)以对数似然比信号(6613_1)为输入进行重排,并输出解交织后的对数似然比信号(6615_1)。

[1647] 同样,解交织器(6614_2)以对数似然比信号(6613_2)为输入进行重排,并输出解交织后的对数似然比信号(6615_2)。

[1648] 解码部(6616_1)以解交织后的对数似然比信号(6615_1)为输入进行纠错解码,并输出接收信息(6617_1)。

[1649] 同样,解码部(6616_2)以解交织后的对数似然比信号(6615_2)为输入进行纠错解码,并输出接收信息(6617_2)。

[1650] 在存在如表5所示的发送模式的情况下,可以考虑如下方法:

[1651] • 如在实施方式1中说明的方法,即发送装置发送与在预编码矩阵切换方法中使用的预编码矩阵相关的信息,检波及对数似然比计算部(6612_1、6612_2)得到该信息并进行预编码的解码,

[1652] • 如在实施方式7中说明的方法,即发送接收装置预先共享表5的信息,通过发送装置发送模式的信息,接收装置根据表5来估计在预编码矩阵切换方法中使用的预编码矩阵,并进行预编码解码。

[1653] 如上所述,在采用分层传输时,通过设为如上所述的预编码矩阵切换方法,能够得到数据的接收质量提高的效果。

[1654] 在本实施方式中,关于有规律地切换预编码矩阵的方法说明了周期为4、8的示例,但周期不限于此。因此,需要周期N的预编码跳动方法用的N个不同的预编码矩阵。此时,作为N个不同的预编码矩阵是准备了 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$,并且本实施方式

是说明了沿频率轴方向按照 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ 的顺序进行排列的情况,但不限于此,关于在本实施方式中生成的 N 个不同的预编码矩阵 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$,也可以与实施方式1相同地,通过沿时间轴、频率-时间轴来配置码元,能够变更预编码权重。另外,关于周期 N 的预编码跳动方法进行了说明,但是在随机地使用 N 个不同的预编码矩阵时,也能够得到相同的效果,即不必须以具有有规律的周期的方式采用 N 个不同的预编码矩阵。

[1655] 另外,在表5中作为不采用分层传输时的示例,说明了存在不采用分层传输方式的有规律地切换预编码矩阵的方法的模式的情况,但所存在的模式不限于此,也可以是还存在与在本实施方式中叙述的分层传输方法不同的、如在实施方式15中说明的空间复用MIMO传输方式、预编码矩阵固定的MIMO方式、时空块编码方式、仅发送一条流的模式,发送装置(广播站、基站)也可以从这些模式中选择任意一种发送方法。此时,在空间复用MIMO传输方式、预编码矩阵固定的MIMO方式、时空块编码方式、仅发送一条流的模式中,既可以支持进行分层传输的情况也可以支持不进行分层传输的情况。另外,还可以存在采用除此以外的发送方法的模式。并且,也可以将本实施方式适用于实施方式15,并在实施方式15中的任意一个(子)载波组中适用采用了在本实施方式中说明的有规律地切换预编码矩阵的方法的分层传输方法。

[1656] (实施方式A2)

[1657] 在实施方式A1中说明了利用有规律地切换预编码矩阵的方法来实现分层传输的方法,而在本实施方式中说明与此不同的分层传输的实现方法。

[1658] 图67和图68表示在采用本实施方式中的分层传输时的发送装置的结构,对与图61、图62所示相同地进行动作的部分标注相同的标号。图67与图61的不同之处在于不具有预编码部6108_1,在本实施方式中不对基本流(层)执行预编码,这一点与实施方式A1不同。

[1659] 图67中的映射部(6105_1)以交织后的编码后数据(6104_1)以及与发送方法相关的信息信号(6111)为输入,根据与发送方法相关的信息信号(6111)进行规定的调制方式的映射,并输出基带信号(6700)。

[1660] 图68中的重排部(6200_1)以基带信号(6700)、预编码后的基带信号(6110_1)以及与发送方法相关的信息信号(6111)为输入,根据与发送方法相关的信息信号(6111)进行重排,并输出重排后的基带信号(6201_1)。

[1661] 重排部(6200_2)以预编码后的基带信号(6110_2)以及与发送方法相关的信息信号(6111)为输入,根据与发送方法相关的信息信号(6111)进行重排,并输出重排后的基带信号(6201_2)。

[1662] 图69表示图67所示的基带信号的码元的结构的一例,6901表示其码元组。在码元组(6901)中是记述为“基#X”,表示其是“基本流(基本层)的第X个码元”。另外,关于扩展流(扩展层)的码元的结构如图64所示。

[1663] 图70是表示图68中的重排部(6200_1)及重排部(6200_2)的重排方法的图。将在图64及图69中示出的码元按照图70所示配置在频率轴及时间轴上。在图70中,“—”表示不存在码元。此时,同一(子)载波、同一时刻的码元是从各个天线在同一频率同一时刻发送的。另外,图70所示的频率轴、时间轴中的码元的配置仅是一例,也可以根据在实施方式1中示出的配置方法来配置码元。

[1664] 在传输基本流(基本层)和扩展流(扩展层)时,根据各个流(层)的性质,要求基本流(基本层)的数据的接收质量高于扩展流(扩展层)的数据的接收质量。因此,在按照本实施方式所示来传输基本流时,通过仅使用调制信号 z_1 进行发送(即,不发送调制信号 z_2),能够确保数据的接收质量。因此,在传输扩展流时,通过使用有规律地切换预编码矩阵的方法来实现分层传输,以便优先提高传输速度。例如,可以考虑采用如表6所示的模式#1~#9中的任意一种模式。

[1665] [表6]

模式	基本流(层)的 调制方式	扩展流(层)的 调制方式
模式#1	QPSK	16QAM
模式#2	QPSK	64QAM
模式#3	QPSK	256 QAM
[1666] 模式#4	16QAM	16QAM
模式#5	16QAM	64QAM
模式#6	16QAM	256 QAM
模式#7	64QAM	64QAM
模式#8	64QAM	256 QAM
模式#9	256 QAM	256 QAM

[1667] 表6的特点在于,能够将基本流(基本层)的调制方式和扩展流(扩展层)的调制方式设为相同的调制方式。这是因为即使是相同的调制方式,由于在各个流(层)中采用不同的传输方法,因而在基本流(基本层)中能够确保的传输质量和在扩展流(扩展层)中能够确保的传输质量不同。

[1668] 本实施方式的接收装置的结构如图7和图66所示,在动作上与实施方式A1的不同之处在于,图66中的检波及对数似然比计算部(6612_1)不进行预编码的解码。

[1669] 另外,在扩展流(扩展层)中是采用了有规律地切换预编码矩阵的方法,但此时如果在发送装置中发送与预编码方法相关的信息,则接收装置通过得到该信息,能够得知所使用的预编码方法。作为其它的方法,在发送接收装置共享表6的情况下,发送装置发送模式的信息,通过得到模式的信息,能够得知在扩展流(扩展层)中是采用的预编码方法。因此,在图66所示的接收装置中,检波及对数似然比计算部能够变更信号处理方法,由此能够得到各个比特中的对数似然比。另外,关于能够设定的模式,使用表6进行了说明,但不限于此,即使是存在在实施方式8中说明的发送方法的模式或在后面的实施方式中说明的发送方法的模式时,同样也能够实施。

[1670] 如上所述,在采用分层传输时,通过设为如上所述的预编码矩阵切换方法,能够得到接收装置的数据接收质量提高的效果。

[1671] 在本实施方式中,有规律地切换预编码矩阵的方法中的预编码矩阵的切换周期不

限于此。需要周期N的预编码跳动方法用的N个不同的预编码矩阵。此时,作为N个不同的预编码矩阵是准备了 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$,并且本实施方式是说明了沿频率轴方向按照 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ 的顺序进行排列的情况,但不限于此,关于在本实施方式中生成的N个不同的预编码矩阵 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$,也可以与实施方式1相同地,通过沿时间轴、频率—时间轴来配置码元,能够变更预编码权重。另外,关于周期N的预编码跳动方法进行了说明,但是在随机地使用N个不同的预编码矩阵时,也能够得到相同的效果,即不必须以具有有规律的周期的方式采用N个不同的预编码矩阵。

[1672] 另外,在表6中说明了本实施方式的分层传输方法的模式,但所存在的模式不限于此,也可以是还存在与在本实施方式中叙述的分层传输方法不同的、如在实施方式15中说明的空间复用MIMO传输方式、预编码矩阵固定的MIMO方式、时空块编码方式、仅发送一条流的方式、有规律地切换预编码矩阵的方法的模式,发送装置(广播站、基站)也可以从这些模式中选择任意一种发送方法。此时,在空间复用MIMO传输方式、预编码矩阵固定的MIMO方式、时空块编码方式、仅发送一条流的方式、有规律地切换预编码矩阵的方法的模式中,既可以支持进行分层传输的情况也可以支持不进行分层传输的情况。另外,还可以存在采用除此以外的发送方法的模式。并且,也可以将本实施方式适用于实施方式15,并在实施方式15中的任意一个(子)载波组中适用在本实施方式中说明的分层传输方法。

[1673] (实施方式A3)

[1674] 在本实施方式中说明与实施方式A1及实施方式A2不同的分层传输的实现方法。

[1675] 图71和图72表示在采用本实施方式中的分层传输时的发送装置的结构,对进行与图61、图62所示相同的动作的部分标注相同的标号。图71与图61的不同之处在于具有时空块编码部7101,在本实施方式中对基本流(层)实施时空块编码,这一点与实施方式A2不同。

[1676] 图71中的时空块编码部(根据情况有时是频率—空间块编码部)(7101)以映射后的基带信号(7100)以及与发送方法相关的信息信号(6111)为输入,根据与发送方法相关的信息信号(6111)进行时空块编码,并输出时空块编码后的基带信号(7102_1)(表示为 $z_1(t)$)和时空块编码后的基带信号(7102_2)(表示为 $z_2(t)$)。

[1677] 在此是称为时空块编码,但是不限于沿时间轴方向顺序地排列被实施时空块编码后的码元,也可以沿频率轴方向顺序地排列被实施时空块编码后的码元。并且,还可以是这样的方法,即用多个时间轴方向的码元和多个频率轴的码元形成块,对该块进行适当配置(即,利用时间、频率轴双方进行配置)。

[1678] 图72中的重排部(6200_1)以时空块编码后的基带信号(7102_1)、预编码后的基带信号(6110_1)、以及与发送方法相关的信息信号(6111)为输入,根据与发送方法相关的信息信号(6111)进行重排,并输出重排后的基带信号(6201_1)。

[1679] 同样,重排部(6200_2)以时空块编码后的基带信号(7102_2)、预编码后的基带信号(6110_2)、以及与发送方法相关的信息信号(6111)为输入,根据与发送方法相关的信息信号(6111)进行重排,并输出重排后的基带信号(6201_2)。

[1680] 图73表示图71中的时空块编码部(7101)输出的时空块编码后的基带信号(7102_1、7102_2)的码元的结构的一例。码元组(7301)相当于时空块编码后的基带信号(7102_1)(表示为 $z_1(t)$),码元组(7302)相当于时空块编码后的基带信号(7102_2)(表示为 $z_2(t)$)。

[1681] 假设将图71中的映射部(6105_1)输出的码元依次设为 s_1 、 s_2 、 s_3 、 s_4 、 s_5 、 s_6 、 s_7 、 s_8 、 s_9 、 s_{10} 、 s_{11} 、 s_{12} 、…。此时,图71中的时空块编码部(7101)对 s_1 、 s_2 进行时空块编码,并生成 s_1 、 s_2 及 s_1^* 、 $-s_2^*$ (*:共轭复数),并按照图73所示进行输出。同样,对 (s_3, s_4) 、 (s_5, s_6) 、 (s_7, s_8) 、 (s_9, s_{10}) 、 (s_{11}, s_{12}) 、…的各个集合分别进行时空块编码,并按照图73所示配置码元。另外,不限于在本实施方式中说明的时空块编码,在使用其它时空块编码时,同样也能够实施。

[1682] 图74是表示图72中的重排部(6200_1)及重排部(6200_2)的重排方法的一例的图。图74(A)表示调制信号 z_1 的时间轴及频率轴的码元的配置示例。并且,图74(B)表示调制信号 z_2 的时间轴及频率轴的码元的配置示例。此时,同一(子)载波、同一时刻的码元是从各个天线在同一频率同一时刻发送的。另外,图74的特点在于,将被实施时空块编码后的码元顺序地配置在频率轴上。

[1683] 图75是表示图72中的重排部(6200_1)及重排部(6200_2)的重排方法的一例的图。图75(A)表示调制信号 z_1 的时间轴及频率轴的码元的配置示例。并且,图75(B)表示调制信号 z_2 的时间轴及频率轴的码元的配置示例。此时,同一(子)载波、同一时刻的码元是从各个天线在同一频率同一时刻发送的。另外,图75的特点在于,将被实施时空块编码后的码元顺序地配置在时间轴上。

[1684] 这样,对于被实施时空块编码后的码元既能够沿频率轴进行排列,也能够沿时间轴进行排列。

[1685] 在传输基本流(基本层)和扩展流(扩展层)时,根据各个流(层)的性质,要求基本流(基本层)的数据的接收质量高于扩展流(扩展层)的数据的接收质量。因此,在按照本实施方式所示来传输基本流时,通过使用时空块编码得到分集增益,能够确保数据的接收质量。与此相对,在传输扩展流时,通过使用有规律地切换预编码矩阵的方法来实现分层传输,以便优先提高传输速度。例如,可以考虑采用如表7所示的模式#1~#9中的任意一种模式。

[1686] [表7]

模式	基本流（层）的 调制方式	扩展流（层）的 调制方式
模式 #1	QPSK	16QAM
模式 #2	QPSK	64QAM
模式 #3	QPSK	256 QAM
[1687] 模式 #4	16QAM	16QAM
模式 #5	16QAM	64QAM
模式 #6	16QAM	256 QAM
模式 #7	64QAM	64QAM
模式 #8	64QAM	256 QAM
模式 #9	256 QAM	256 QAM

[1688] 表7的特点在于,能够将基本流(基本层)的调制方式和扩展流(扩展层)的调制方式设为相同的调制方式。这是因为即使是相同的调制方式,由于在各个流(层)中采用不同的传输方法,因而在基本流(基本层)中能够确保的传输质量和在扩展流(扩展层)中能够确保的传输质量不同。

[1689] 另外,在表7的模式#1~#9中示出了分层传输的模式,但也可以同时支持不是分层传输模式的模式。在本实施方式中,关于不是分层传输的模式,可以存在时空块编码单独的模式、有规律地切换预编码矩阵的单独的模式,在本实施方式的发送装置、接收装置支持表7所示的分层传输的模式的情况下,能够容易设定时空块编码单独的模式、有规律地切换预编码矩阵的单独的模式。

[1690] 在扩展流(扩展层)中是采用了有规律地切换预编码矩阵的方法,但此时如果在发送装置中发送与预编码方法相关的信息,则接收装置通过得到该信息,能够得知所使用的预编码方法。作为其它的方法,在发送装置和接收装置共享表7的情况下,发送装置发送模式的信息,通过得到模式的信息,能够得知在扩展流(扩展层)中采用的预编码方法。因此,在图66所示的接收装置中,检波及对数似然比计算部能够变更信号处理方法,由此能够得到各个比特中的对数似然比。另外,关于能够设定的模式,使用表7进行了说明,但不限于此,即使是存在在实施方式8中说明的发送方法的模式或在后面的实施方式中说明的发送方法的模式时,同样也能够实施。

[1691] 如上所述,在采用分层传输时,通过设为如上所述的预编码矩阵切换方法,能够得到接收装置的数据接收质量提高的效果。

[1692] 在本实施方式中,有规律地切换预编码矩阵的方法中的预编码矩阵的切换周期不限于此。需要周期N的预编码跳动方法用的N个不同的预编码矩阵。此时,作为N个不同的预编码矩阵是准备了 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$,并且本实施方式是说明了沿频率轴方向按照 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ 的顺序进行排列的情况,但不限于此,关于在本实施方式中生成的N个不同的预编码矩阵 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$,

也可以与实施方式1相同地,通过沿时间轴、频率—时间轴来配置码元,能够变更预编码权重。另外,关于周期N的预编码跳动方法进行了说明,但是在随机地使用N个不同的预编码矩阵时,也能够得到相同的效果,即不必须以具有有规律的周期的方式采用N个不同的预编码矩阵。

[1693] 另外,在表7中说明了本实施方式的分层传输方法的模式,但所存在的模式不限于此,也可以是还存在与在本实施方式中叙述的分层传输方法不同的、如在实施方式15中说明的空间复用MIMO传输方式、预编码矩阵固定的MIMO方式、时空块编码方式、仅发送一条流的方式、有规律地切换预编码矩阵的方法的模式,发送装置(广播站、基站)也可以从这些模式中选择任意一种发送方法。此时,在空间复用MIMO传输方式、预编码矩阵固定的MIMO方式、时空块编码方式、仅发送一条流的方式、有规律地切换预编码矩阵的方法的模式中,既可以支持进行分层传输的情况也可以支持不进行分层传输的情况。另外,还可以存在采用除此以外的发送方法的模式。并且,也可以将本实施方式适用于实施方式15,并在实施方式15中的任意一个(子)载波组中适用在本实施方式中说明的分层传输方法。

[1694] (实施方式A4)

[1695] 在本实施方式中详细说明这样的方法,即在使用如非专利文献12~非专利文献15所示的QC(Quasi Cyclic)LDPC(low-density parity-check:低密度奇偶校验)码(其中,也可以是非QC-LDPC码的LDPC码)、LDPC码与BCH码(Bose-Chaudhuri-Hocquenghemcode)的连接码等块码时、有规律地切换预编码矩阵的方法。在此,作为一例,说明发送s1、s2这两条流时的示例。其中,在使用块码进行编码时,在不需要控制信息等时,构成编码后的块的比特数与构成块码的比特数(此时,其中也可以包含如下面记述的控制信息等)一致。在使用块码进行编码时,在需要控制信息等(例如,CRC(cyclic redundancy check)、传输参数等)时,构成编码后的块的比特数有时是构成块码的比特数与控制信息等的比特数之和。

[1696] 图76是表示在使用块码时一个编码后的块所需要的码元数、时隙数的变化的图。图76例如是表示如图4的发送装置所示发送s1、s2这两条流,而且发送装置具有一个编码器时的“在使用块码时一个编码后的块所需要的码元数、时隙数的变化的图”。(此时,传输方式可以采用单载波传输,也可以采用如OFDM那样的多载波传输。)

[1697] 如图76所示,假设构成块码中的一个编码后的块的比特数是6000比特。为了发送这6000比特,在调制方式是QPSK时需要3000码元,在调制方式是16QAM时需要1500码元,在调制方式是64QAM时需要1000码元。

[1698] 并且,在图4的发送装置中是同时发送两条流,因而在调制方式是QPSK时,关于前述的3000码元,是对s1分配1500码元、对s2分配1500码元,为了发送经由s1发送的1500码元和经由s2发送的1500码元,需要1500时隙(在此命名为“时隙”)。

[1699] 同样可以理解为,在调制方式是16QAM时,为了发送构成一个编码后的块的所有比特需要750时隙,在调制方式是64QAM时,为了发送构成一个块的所有比特需要500时隙。

[1700] 下面,说明在有规律地切换预编码矩阵的方法中按照上述定义的时隙与预编码矩阵的关系。

[1701] 在此,将为了有规律地切换预编码矩阵的方法而准备的预编码矩阵的数量设为5。即,假设为了图4的发送装置的加权合成部而准备5个不同的预编码矩阵。将这5个不同的预编码矩阵表示为F[0]、F[1]、F[2]、F[3]、F[4]。

[1702] 在调制方式是QPSK时,在用于发送构成一个编码后的块的比特数为6000比特的以上叙述的1500时隙中,使用预编码矩阵F[0]的时隙需要300时隙,使用预编码矩阵F[1]的时隙需要300时隙,使用预编码矩阵F[2]的时隙需要300时隙,使用预编码矩阵F[3]的时隙需要300时隙,使用预编码矩阵F[4]的时隙需要300时隙。这是因为如果使用的预编码矩阵有偏向性,将成为使用了较多数量的预编码矩阵对数据的接收质量影响较大。

[1703] 同样,在调制方式是16QAM时,在用于发送构成一个编码后的块的比特数为6000比特的以上叙述的750时隙中,使用预编码矩阵F[0]的时隙需要150时隙,使用预编码矩阵F[1]的时隙需要150时隙,使用预编码矩阵F[2]的时隙需要150时隙,使用预编码矩阵F[3]的时隙需要150时隙,使用预编码矩阵F[4]的时隙需要150时隙。

[1704] 同样,在调制方式是64QAM时,在用于发送构成一个编码后的块的比特数为6000比特的以上叙述的500时隙中,使用预编码矩阵F[0]的时隙需要100时隙,使用预编码矩阵F[1]的时隙需要100时隙,使用预编码矩阵F[2]的时隙需要100时隙,使用预编码矩阵F[3]的时隙需要100时隙,使用预编码矩阵F[4]的时隙需要100时隙。

[1705] 如上所述,在有规律地切换预编码矩阵的方式中,在将不同的预编码矩阵设为N个(将N个不同的预编码矩阵表示为F[0]、F[1]、F[2]、…、F[N-2]、F[N-1])时,在全部发送构成一个编码后的块的比特时,将使用预编码矩阵F[0]的时隙数设为 K_0 、将使用预编码矩阵F[1]的时隙数设为 K_1 、将使用预编码矩阵F[i]的时隙数设为 K_i ($i=0,1,2,\dots,N-1$)、将使用预编码矩阵F[N-1]的时隙数设为 K_{N-1} ,此时可以设为如下条件。

[1706] <条件#53>

[1707] $K_0=K_1=\dots=K_i=\dots=K_{N-1}$,即 $K_a=K_b$, ($\text{for } \forall a, \forall b$, 其中, $a, b=0,1,2,\dots,N-1$, 且 $a \neq b$)。

[1708] 并且,在通信系统支持多个调制方式、并从支持的调制方式中进行选择使用的情况下,在所支持的调制方式中,可以是<条件#53>成立。

[1709] 但是,在支持多个调制方式的情况下,通常1码元能够发送的比特数根据各个调制方式而不同(根据情况也有可能相同),根据情况有时也存在不能满足<条件#53>的调制方式。在这种情况下,可以是满足取代<条件#53>的如下条件。

[1710] <条件#54>

[1711] K_a 与 K_b 之差为0或者1,即 $|K_a-K_b|$ 为0或者1, ($\text{for } \forall a, \forall b$, 其中, $a, b=0,1,2,\dots,N-1$, 且 $a \neq b$)。

[1712] 图77是表示在使用块码时两个编码后的块所需要的码元数、时隙数的变化的图。图77是表示如图3的发送装置及图13的发送装置所示发送 s_1 、 s_2 这两条流,而且发送装置具有两个编码器时的“在使用块码时一个编码后的块所需要的码元数、时隙数的变化的图”。(此时,传输方式可以采用单载波传输,也可以采用如OFDM那样的多载波传输。)

[1713] 如图77所示,假设构成块码中的一个编码后的块的比特数是6000比特。为了发送这6000比特,在调制方式是QPSK时需要3000码元,在调制方式是16QAM时需要1500码元,在调制方式是64QAM时需要1000码元。

[1714] 并且,在图3的发送装置及图13的发送装置中是同时发送两条流,并且由于存在两个编码器,因而是两条流中发送不同的编码块。因此,在调制方式是QPSK时,利用 s_1 、 s_2 在同一区间内发送两个编码块,例如利用 s_1 发送第一编码后的块,利用 s_2 发送第二编码后的

块,因而发送第一及第二编码后的块需要3000时隙。

[1715] 同样可以理解为,在调制方式是16QAM时,为了发送构成两个编码后的块的所有比特需要1500时隙,在调制方式是64QAM时,为了发送构成两个编码后的块的所有比特需要1000时隙。

[1716] 下面,说明在有规律地切换预编码矩阵的方法中按照上述定义的时隙与预编码矩阵的关系。

[1717] 在此,将为了有规律地切换预编码矩阵的方法而准备的预编码矩阵的数量设为5。即,假设为了图3的发送装置及图13的发送装置的加权合成部而准备5个不同的预编码矩阵。将这5个不同的预编码矩阵表示为F[0]、F[1]、F[2]、F[3]、F[4]。

[1718] 在调制方式是QPSK时,在用于发送构成两个编码后的块的比特数为 6000×2 比特的以上叙述的3000时隙中,使用预编码矩阵F[0]的时隙需要600时隙,使用预编码矩阵F[1]的时隙需要600时隙,使用预编码矩阵F[2]的时隙需要600时隙,使用预编码矩阵F[3]的时隙需要600时隙,使用预编码矩阵F[4]的时隙需要600时隙。这是因为如果使用的预编码矩阵有偏向性,将成为使用较多数量的预编码矩阵对数据的接收质量影响较大。

[1719] 并且,为了发送第一编码块,可以设为使用预编码矩阵F[0]的时隙需要600次,使用预编码矩阵F[1]的时隙需要600次,使用预编码矩阵F[2]的时隙需要600次,使用预编码矩阵F[3]的时隙需要600次,使用预编码矩阵F[4]的时隙需要600次,并且,为了发送第二编码块,可以设为使用预编码矩阵F[0]的时隙需要600次,使用预编码矩阵F[1]的时隙需要600次,使用预编码矩阵F[2]的时隙需要600次,使用预编码矩阵F[3]的时隙需要600次,使用预编码矩阵F[4]的时隙需要600次。

[1720] 同样,在调制方式是16QAM时,在用于发送构成两个编码后的块的比特数为 6000×2 比特的以上叙述的1500时隙中,使用预编码矩阵F[0]的时隙需要300时隙,使用预编码矩阵F[1]的时隙需要300时隙,使用预编码矩阵F[2]的时隙需要300时隙,使用预编码矩阵F[3]的时隙需要300时隙,使用预编码矩阵F[4]的时隙需要300时隙。

[1721] 并且,为了发送第一编码块,可以设为使用预编码矩阵F[0]的时隙需要300次,使用预编码矩阵F[1]的时隙需要300次,使用预编码矩阵F[2]的时隙需要300次,使用预编码矩阵F[3]的时隙需要300次,使用预编码矩阵F[4]的时隙需要300次,并且,为了发送第二编码块,可以设为使用预编码矩阵F[0]的时隙需要300次,使用预编码矩阵F[1]的时隙需要300次,使用预编码矩阵F[2]的时隙需要300次,使用预编码矩阵F[3]的时隙需要300次,使用预编码矩阵F[4]的时隙需要300次。

[1722] 同样,在调制方式是64QAM时,在用于发送构成两个编码后的块的比特数为 6000×2 比特的以上叙述的1000时隙中,使用预编码矩阵F[0]的时隙需要200时隙,使用预编码矩阵F[1]的时隙需要200时隙,使用预编码矩阵F[2]的时隙需要200时隙,使用预编码矩阵F[3]的时隙需要200时隙,使用预编码矩阵F[4]的时隙需要200时隙。

[1723] 并且,为了发送第一编码块,可以设为使用预编码矩阵F[0]的时隙需要200次,使用预编码矩阵F[1]的时隙需要200次,使用预编码矩阵F[2]的时隙需要200次,使用预编码矩阵F[3]的时隙需要200次,使用预编码矩阵F[4]的时隙需要200次,并且,为了发送第二编码块,可以设为使用预编码矩阵F[0]的时隙需要200次,使用预编码矩阵F[1]的时隙需要200次,使用预编码矩阵F[2]的时隙需要200次,使用预编码矩阵F[3]的时隙需要200次,使

用预编码矩阵F[4]的时隙需要200次。

[1724] 如上所述,在有规律地切换预编码矩阵的方式中,在将不同的预编码矩阵设为N个(将N个不同的预编码矩阵表示为F[0]、F[1]、F[2]、…、F[N-2]、F[N-1])时,在全部发送构成两个编码后的块的比特时,将使用预编码矩阵F[0]的时隙数设为 K_0 、将使用预编码矩阵F[1]的时隙数设为 K_1 、将使用预编码矩阵F[i]的时隙数设为 K_i ($i=0,1,2,\dots,N-1$)、将使用预编码矩阵F[N-1]的时隙数设为 K_{N-1} ,此时可以设为如下条件。

[1725] <条件#55>

[1726] $K_0=K_1=\dots=K_i=\dots=K_{N-1}$,即 $K_a=K_b$, ($\text{for}\forall a, \forall b$,其中, $a,b=0,1,2,\dots,N-1$,且 $a\neq b$)。

[1727] 在全部发送构成第一编码后的块的比特时,将使用预编码矩阵F[0]的次数设为 $K_{0,1}$ 、将使用预编码矩阵F[1]的次数设为 $K_{1,1}$ 、将使用预编码矩阵F[i]的次数设为 $K_{i,1}$ ($i=0,1,2,\dots,N-1$)、将使用预编码矩阵F[N-1]的时隙数设为 $K_{N-1,1}$,此时可以设为如下条件。

[1728] <条件#56>

[1729] $K_{0,1}=K_{1,1}=\dots=K_{i,1}=\dots=K_{N-1,1}$,即 $K_{a,1}=K_{b,1}$, ($\text{for}\forall a, \forall b$,其中, $a,b=0,1,2,\dots,N-1$,且 $a\neq b$)。

[1730] 在全部发送构成第二编码后的块的比特时,将使用预编码矩阵F[0]的次数设为 $K_{0,2}$ 、将使用预编码矩阵F[1]的次数设为 $K_{1,2}$ 、将使用预编码矩阵F[i]的次数设为 $K_{i,2}$ ($i=0,1,2,\dots,N-1$)、将使用预编码矩阵F[N-1]的次数设为 $K_{N-1,2}$,此时可以设为如下条件。

[1731] <条件#57>

[1732] $K_{0,2}=K_{1,2}=\dots=K_{i,2}=\dots=K_{N-1,2}$,即 $K_{a,2}=K_{b,2}$, ($\text{for}\forall a, \forall b$,其中, $a,b=0,1,2,\dots,N-1$,且 $a\neq b$)。

[1733] 并且,在通信系统支持多个调制方式、并从支持的调制方式中进行选择使用的情况下,在所支持的调制方式中,可以是<条件#55><条件#56><条件#57>成立。

[1734] 但是,在支持多个调制方式的情况下,通常1码元能够发送的比特数根据各个调制方式而不同(根据情况也有可能相同),根据情况有时也存在不能满足<条件#55><条件#56><条件#57>的调制方式。在这种情况下,可以是满足取代<条件#55><条件#56><条件#57>的如下条件。

[1735] <条件#58>

[1736] K_a 与 K_b 之差为0或者1,即 $|K_a-K_b|$ 为0或者1, ($\text{for}\forall a, \forall b$,其中, $a,b=0,1,2,\dots,N-1$,且 $a\neq b$)。

[1737] <条件#59>

[1738] $K_{a,1}$ 与 $K_{b,1}$ 之差为0或者1,即 $|K_{a,1}-K_{b,1}|$ 为0或者1, ($\text{for}\forall a, \forall b$,其中, $a,b=0,1,2,\dots,N-1$,且 $a\neq b$)。

[1739] <条件#60>

[1740] $K_{a,2}$ 与 $K_{b,2}$ 之差为0或者1,即 $|K_{a,2}-K_{b,2}|$ 为0或者1, ($\text{for}\forall a, \forall b$,其中, $a,b=0,1,2,\dots,N-1$,且 $a\neq b$)。

[1741] 如上所述,通过形成编码后的块与预编码矩阵的关系,为了传输编码块而使用的预编码矩阵不再具有偏向性,因而在接收装置中能够得到数据的接收质量提高的效果。

[1742] 此时,当然可以设为所使用的预编码矩阵之间没有偏向性,当在发送装置中存储的预编码矩阵为N个的情况下,优选使用全部N个预编码矩阵执行预编码,此时优选均等地使用N个预编码矩阵中的各个预编码矩阵来执行预编码。在此,所谓均等如上所述是指使用各个预编码矩阵的次数中最多的次数与最少的次数之差顶多为1。

[1743] 并且,虽然优选使用全部N个预编码矩阵,但如果各个位置的接收点的接收质量达到尽可能均等,则可以不使用针对所使用的预编码矩阵而存储的全部N个预编码矩阵,而是间取几个预编码矩阵来执行有规律地切换预编码矩阵的预编码。其中,在间取预编码矩阵时,为了确保各个位置的接收点的接收质量,需要均等地间取预编码矩阵。所谓均等地间取,例如假设准备了F[0]、F[1]、F[2]、F[3]、F[4]、F[5]、F[6]、F[7]这8个预编码矩阵,将所使用的预编码矩阵设为F[0]、F[2]、F[4]、F[6],或者假设准备了F[0]、F[1]、F[2]、…、F[14]、F[15]这16个预编码矩阵,将所使用的预编码矩阵设为F[0]、F[4]、F[8]、F[12]。并且,在准备了F[0]、F[1]、F[2]、…、F[14]、F[15]这16个预编码矩阵的情况下,即使是将所使用的预编码矩阵设为F[0]、F[2]、F[4]、F[6]、F[8]、F[10]、F[12]、F[14]时,也能够均等地间取预编码矩阵。

[1744] 在本实施方式中,在有规律地切换预编码矩阵的方法中,需要周期N的预编码跳动方法用的N个不同的预编码矩阵。此时,作为N个不同的预编码矩阵是准备了F[0]、F[1]、F[2]、…、F[N-2]、F[N-1],也有沿频率轴方向按照F[0]、F[1]、F[2]、…、F[N-2]、F[N-1]的顺序进行排列的方法,但不限于此,关于在本实施方式中生成的N个不同的预编码矩阵F[0]、F[1]、F[2]、…、F[N-2]、F[N-1],也可以与实施方式1相同地,通过沿时间轴、频率一时间轴来配置码元,能够变更预编码权重。另外,关于周期N的预编码跳动方法进行了说明,但是在随机地使用N个不同的预编码矩阵时,也能够得到相同的效果,即不必须以具有有规律的周期的方式采用N个不同的预编码矩阵。

[1745] 另外,也存在如在实施方式15中说明的空间复用MIMO传输方式、预编码矩阵固定的MIMO方式、时空块编码方式、仅发送一条流的方式、有规律地切换预编码矩阵的方法的模式,发送装置(广播站、基站)也可以从这些模式中选择任意一种发送方法。此时,在空间复用MIMO传输方式、预编码矩阵固定的MIMO传输方式、时空块编码方式、仅发送一条流的方式、有规律地切换预编码矩阵的方法的模式中,也可以在选择了有规律地切换预编码矩阵的方法的(子)载波组中实施本实施方式。

[1746] (实施方式B1)

[1747] 下面,说明在上述各个实施方式中示出的发送方法及接收方法的应用示例、和采用该发送方法及接收方法的系统的结构示例。

[1748] 图78是包括执行在上述实施方式中示出的发送方法及接收方法的装置在内的系统的结构示例的图。在上述各个实施方式中示出的发送方法及接收方法是在数字广播用系统7800中实施的,数字广播用系统7800包括如图78所示的广播站、电视机(TV)7811、DVD录制器7812、STB(Set Top Box:机顶盒)7813、计算机7820、车载的电视机7841及移动电话7830等各种接收机。具体地讲,广播站7801使用在上述各个实施方式中示出的发送方法,在规定的传输频带中发送影像数据或声音数据等被复用后的复用数据。

[1749] 从广播站7801发送的信号经由内置于各个接收机中的、或者被设置在外部分并与该接收机连接的天线(例如天线7810、7840)被接收。各个接收机使用在上述各个实施方式中

示出的接收方法,对在天线中接收到的信号进行解调,并取得复用数据。由此,数字广播用系统7800能够得到在上述各个实施方式中说明的本申请发明的效果。

[1750] 在此,对于复用数据中所包含的影像数据,例如使用依据于MPEG (Motion Picture Experts Group:运动图象专家组) 2、MPEG4—AVC (Advanced Video Coding:高级视频编码)、VC—1等标准规格的动态图像编码方法进行编码。另外,对于复用数据中所包含的声音数据,例如使用杜比—AC (Audio Coding:音频编码)—3、Dolby Digital Plus (杜比数字+)、MLP (Meridian Lossless Packing:无损压缩)、DTS (Digital Theater Systems:数字影院系统)、DTS—HD、线性PCM (Pulse Coding Modulation:脉冲编码调制) 等声音编码方法进行编码。

[1751] 图79是表示执行在上述各个实施方式中说明的接收方法的接收机7900的结构的一例的图。如图79所示,作为接收机7900的一种结构的一例,可以考虑用一个LSI (或者芯片组) 构成调制解调器部分、用另一个LSI (或者芯片组) 构成编解码器部分的构成方法。图79所示的接收机7900相当于图78所示的电视机 (TV) 7811、DVD录制器7812、STB (Set Top Box:机顶盒) 7813、计算机7820、车载的电视机7841及移动电话7830等具备的结构。接收机7900具有:调谐器7901,将由天线7960接收到的高频信号变换为基带信号;解调部7902,对被实施频率变换后的基带信号进行解调,并取得复用数据。通过在解调部7902中执行在上述各个实施方式中说明的接收方法,能够得到在上述各个实施方式中说明的本申请发明的效果。

[1752] 另外,接收机7900具有:流输入输出部7920,从由解调部7902得到的复用数据中将影像数据和声音数据分离;信号处理部7904,使用与被分离后的影像数据对应的动态图像解码方法,将影像数据解码成为影像信号,并使用与被分离后的声音数据对应的声音解码方法,将声音数据解码成为声音信号;输出被解码后的声音信号的扬声器等声音输出部7906;显示被解码后的影像信号的显示器等影像显示部7907。

[1753] 例如,用户使用遥控器 (远距离控制器) 7950向操作输入部7910发送所选台的频道 (所选台的 (电视) 节目、所选台的声音广播) 的信息。然后,接收机7900对由天线7960接收到的接收信号中与所选台的频道相当的信号进行解调、纠错解码等处理,并得到接收数据。此时,接收机7900通过获得包括与所选台的频道相当的信号中所含有的传输方法 (在上述实施方式中叙述的传输方式、调制方式、纠错方式等) (关于传输方法是如在实施方式A1~实施方式A4中叙述的被记载于图5、图41的方法) 的信息在内的控制码元的信息,并且正确设定接收动作、解调方法、纠错解码等的方法,能够得到由广播站 (基站) 发送的数据码元中所包含的数据。以上说明了用户利用遥控器7950选择频道的示例,然而在使用接收机7900具有的选台键来选择频道时,也是进行与上述相同的动作。

[1754] 根据上述的结构,用户能够视听接收机7900利用在上述各个实施方式中示出的接收方法而接收到的节目。

[1755] 另外,本实施方式的接收机7900具有记录部 (驱动) 7908,记录部7908用于在磁盘、光盘、非易失性半导体存储器等记录介质中记录这样的数据:通过由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据 (根据情况,有时不对由解调部7902进行解调而得到的信号进行纠错解码。另外,有时接收机7900还在纠错解码后进行其他的信号处理。这一点对于以后采取相同表述的部分也一样) 中所包含的数据、或者与该数据相当的数据 (例如通过将数

据压缩而得到的数据)、或将动态图像和声音进行加工而得到的数据。其中,光盘是指例如DVD(Digital Versatile Disc:数字多功能光盘)或BD(Blu-ray Disc:蓝光光盘)等、使用激光光束来进行信息的存储和读出的记录介质。磁盘是指例如FD(Floppy Disc:软盘)(注册商标)或硬盘(Hard Disc)等、通过使用磁通将磁性体磁化来存储信息的记录介质。关于非易失性半导体存储器,例如可以列举闪存或强电介质存储器(Ferroelectric Random Access Memory)等由半导体元件构成的记录介质、使用闪存的SD卡或Flash SSD(Solid State Drive:固态硬盘)等。另外,在此列举的记录介质的类型毕竟仅是其中一例,当然也可以使用上述的记录介质以外的记录介质进行记录。

[1756] 根据上述的结构,用户能够记录并保存接收机7900利用在上述各个实施方式中示出的接收方法而接收到的节目,并且能够在节目播出时刻以后的任意时间读出所记录的数据并进行视听。

[1757] 另外,在上述的说明中,接收机7900利用记录部7908记录由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据,但也可以抽取复用数据中所包含的数据中的一部分数据进行记录。例如,在由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中包含影像数据或声音数据以外的数据广播服务的内容等的情况下,记录部7908也可以记录从由解调部7902进行解调后的复用数据中抽取影像数据或声音数据并进行复用得到的新的复用数据。另外,记录部7908也可以记录仅将由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中所包含的影像数据及声音数据中任意一方进行复用得到的新的复用数据。并且,记录部7908也可以记录以上叙述的复用数据中所包含的数据广播服务的内容。

[1758] 另外,当在本发明中说明的接收机7900被安装于电视机、记录装置(例如DVD录制器、Blu-ray录制器、HDD录制器、SD卡等)、移动电话中的情况下,当由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中包含用于修正为了使电视机或记录装置进行工作而使用的软件的缺陷(bug)的数据、或用于修正防止个人信息或所记录的数据的流出的软件的缺陷(bug)的数据时,也可以通过安装这些数据来修正电视机或记录介质的软件的缺陷。并且,当在数据中包含用于修正接收机7900的软件的缺陷(bug)的数据的情况下,也能够利用该数据来修正接收机7900的缺陷。由此,能够使安装有接收机7900的电视机、记录装置、移动电话更稳定地工作。

[1759] 其中,从由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中所包含的多个数据中抽取一部分数据进行复用的处理,例如由流输入输出部7903执行。具体地讲,流输入输出部7903按照来自未图示的CPU等控制部的指示,将由解调部7902进行解调后的复用数据分离为影像数据、声音数据、数据广播服务的内容等多种数据,从分离后的数据中仅抽取所指定的数据进行复用,并生成新的复用数据。另外,关于从分离后的数据中抽取哪种数据,例如可以由用户确定,也可以预先按照记录介质的每种类型而确定。

[1760] 根据上述的结构,接收机7900能够仅抽取在视听记录的节目时所需要的数据进行记录,因而能够削减记录的数据的数据尺寸。

[1761] 并且,在上述的说明中,记录部7908记录由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据,但也可以将由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中所包含的影像数据,变换为使数据尺寸或者位速率比该影像数据低的、利用与对该影像数据实施的动态图像编码方法不同的动态图像编码方法进行编码得到的影像数据,然后记录将变换

后的影像数据进行复用得到的新的复用数据。此时,对原始的影像数据实施的动态图像编码方法和对变换后的影像数据实施的动态图像编码方法可以依据于彼此不同的标准规格,也可以依据于相同的标准规格,并且仅使在编码时使用的参数不同。同样,记录部7908将由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中所包含的声音数据,变换为使数据尺寸或者位速率比该声音数据低的、利用与对该声音数据实施的声音编码方法不同的声音编码方法进行编码得到的声音数据,然后记录部7908将变换后的声音数据进行复用得到的新的复用数据。

[1762] 其中,将由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中所包含的影像数据或声音数据变换为数据尺寸或者位速率不同的影像数据或声音数据的处理,例如由流输入输出部7903及信号处理部7904执行。具体地讲,流输入输出部7903按照来自CPU等控制部的指示,将由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据分离为影像数据、声音数据、数据广播服务的内容等多种数据。信号处理部7904按照来自控制部的指示,进行将分离后的影像数据变换为利用与对该影像数据实施的动态图像编码方法不同的动态图像编码方法进行编码得到的影像数据的处理、以及将分离后的声音数据变换为利用与对该声音数据实施的声音编码方法不同的声音编码方法进行编码得到的声音数据的处理。流输入输出部7903按照来自控制部的指示,将变换后的影像数据和变换后的声音数据进行复用,并生成新的复用数据。另外,信号处理部7904按照来自控制部的指示,可以仅对影像数据和声音数据中任意一方进行变换处理,也可以对双方进行变换处理。并且,变换后的影像数据和声音数据的数据尺寸或者位速率可以由用户确定,也可以预先按照记录介质的每种类型而确定。

[1763] 根据上述的结构,接收机7900能够根据在记录介质中可以记录的数据尺寸或记录部7908进行数据的记录或者读出的速度,变更影像数据或声音数据的数据尺寸或者位速率进行记录。由此,在能够记录于记录介质中的数据尺寸小于由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据的数据尺寸的情况下、或者记录部进行数据的记录或者读出的速度低于由解调部7902进行解调后的复用数据的位速率的情况下,记录部也能够记录节目,因而用户能够在节目广播时刻以后的任意时间读出所记录的数据进行视听。

[1764] 另外,接收机7900具有流输出IF (Interface:接口) 7909,用于通过通信介质7930向外部设备发送由解调部7902进行解调后的复用数据。作为流输出IF 7909的一例,可以列举通过无线介质(相当于通信介质7930)将复用数据发送给外部设备的无线通信装置,该复用数据是使用依据于Wi-Fi(注册商标)(IEEE802.11a、IEEE802.11b、IEEE802.11g、IEEE802.11n等)、WiGiG、WirelessHD、Bluetooth、Zigbee等无线通信标准规格的无线通信方法进行了调制的数据。另外,流输出IF 7909也可以是通过与该流输出IF 7909连接的有线传输路径(相当于通信介质7930)将复用数据发送给外部设备的有线通信装置,该复用数据是使用依据于以太网(注册商标)或USB(Universal Serial Bus:通用串行总线)、PLC(Power Line Communication:电力线通信)、HDMI(High-Definition Multimedia Interface:高清晰度多媒体接口)等有线通信标准规格的通信方法进行了调制的数据。

[1765] 根据上述的结构,用户能够在外部设备中利用接收机7900采用在上述各个实施方式中示出的接收方法接收到的复用数据。此处所讲的复用数据的利用,包括用户使用外部设备实时地视听复用数据、用外部设备具有的记录部记录复用数据、从外部设备向另一个

外部设备发送复用数据等。

[1766] 另外,在上述的说明中,接收机7900的流输出IF 7909输出由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据,但也可以是抽取复用数据中所包含的数据中的一部分数据进行输出。例如,在由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中包含影像数据或声音数据以外的数据广播服务的内容等的情况下,流输出IF 7909也可以输出从由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中抽取影像数据或声音数据进行复用得到的新的复用数据。并且,流输出IF 7909也可以仅输出将由解调部7902进行解调后的复用数据中所包含的影像数据和声音数据中任意一方进行复用得到的新的复用数据。

[1767] 其中,从由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中所包含的多个数据中抽取一部分数据进行复用的处理,例如由流输入输出部7903执行。具体地讲,流输入输出部7903按照来自未图示的CPU(Central Processing Unit:中央处理单元)等控制部的指示,将由解调部7902进行解调后的复用数据分离为影像数据、声音数据、数据广播服务的内容等多种数据,从分离后的数据中仅抽取所指定的数据进行复用,并生成新的复用数据。另外,关于从分离后的数据中抽取哪种数据,例如可以由用户确定,也可以预先按照流输出IF 7909的每种类型而确定。

[1768] 根据上述的结构,接收机7900能够仅抽取外部设备所需要的数据进行输出,因而能够削减由于输出复用数据而消耗的通信频带。

[1769] 另外,在上述的说明中,流输出IF 7909记录由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据,但也可以将由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中所包含的影像数据,变换为使数据尺寸或者位速率比该影像数据低的、利用与对该影像数据实施的动态图像编码方法不同的动态图像编码方法进行编码得到的影像数据,然后输出将变换后的影像数据进行复用得到的新的复用数据。此时,对原始的影像数据实施的动态图像编码方法和对变换后的影像数据实施的动态图像编码方法可以依据于彼此不同的标准规格,也可以依据于相同的标准规格,而仅使在编码时使用的参数不同。同样,流输出IF 7909将由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中所包含的声音数据,变换为利用与对该声音数据实施的声音编码方法不同的声音编码方法进行编码得到的声音数据,以使数据尺寸或者位速率比该声音数据低,然后输出将变换后的声音数据进行复用得到的新的复用数据。

[1770] 其中,将由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据中所包含的影像数据或声音数据变换为数据尺寸或者位速率不同的影像数据或声音数据的处理,例如由流输入输出部7903及信号处理部7904执行。具体地讲,流输入输出部7903按照来自控制部的指示,将由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据分离为影像数据、声音数据、数据广播服务的内容等多种数据。信号处理部7904按照来自控制部的指示,进行将分离后的影像数据变换为利用与对该影像数据实施的动态图像编码方法不同的动态图像编码方法进行编码得到的影像数据的处理、以及将分离后的声音数据变换为利用与对该声音数据实施的声音编码方法不同的声音编码方法进行编码得到的声音数据的处理。流输入输出部7903按照来自控制部的指示,将变换后的影像数据和变换后的声音数据进行复用,并生成新的复用数据。另外,信号处理部7904按照来自控制部的指示,可以仅对影像数据和声音数据中任意一方进行变换处理,也可以对双方进行变换处理。并且,变换后的影像数据和声音

数据的数据尺寸或者位速率可以由用户确定,也可以预先按照流输出IF 7909的每种类型而确定。

[1771] 根据上述的结构,接收机7900能够根据与外部设备之间的通信速度,变更影像数据或声音数据的位速率进行输出。由此,在与外部设备之间的通信速度低于由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据的位速率的情况下,也能够从流输出IF向外部设备输出新的复用数据,因而用户能够在其他通信装置中利用新的复用数据。

[1772] 另外,接收机7900具有AV(Audio and Visual)输出IF(Interface:接口)7911,用于通过外部的通信介质向外部设备输出由信号处理部7904进行解码后的影像信号和声音信号。作为AV输出IF 7911的一例,可以列举通过无线介质将影像信号和声音信号发送给外部设备的无线通信装置,该影像信号和声音信号是使用依据于Wi-Fi(注册商标)(IEEE802.11a、IEEE802.11b、IEEE802.11g、IEEE802.11n等)、WiGiG、WirelessHD、Bluetooth、Zigbee等无线通信标准规格的无线通信方法进行了调制的信号。另外,流输出IF 7909也可以是通过与该流输出IF 7909连接的有线传输路径将影像信号和声音信号发送给外部设备的有线通信装置,该影像信号和声音信号是使用依据于以太网或USB、PLC、HDMI等有线通信标准规格的通信方法进行了调制的信号。另外,流输出IF 7909也可以是连接将影像信号和声音信号直接以模拟信号方式输出的线缆的端子。

[1773] 根据上述的结构,用户能够在外部设备中利用由信号处理部7904进行解码后的影像信号和声音信号。

[1774] 另外,接收机7900具有受理用户操作的输入的操作输入部7910。接收机7900根据按照用户的操作而输入操作输入部7910的控制信号,进行电源的接通/断开的切换、接收频道的切换、有无字幕显示或显示的语言的切换、从语言输出部7906输出的音量的变更等各种动作的切换、或能够接收的频道的设定等设定变更。

[1775] 另外,接收机7900也可以具有显示天线电平(level)的功能,以便示出该接收机7900正在接收中的信号的接收质量。其中,所谓天线电平是表示根据如下信息计算出的接收质量的指标:例如接收机7900接收到的信号的RSSI(Received Signal Strength Indication、Received Signal Strength Indicator、接收信号强度指标)、接收电场强度、C/N(Carrier-to-noise powr ratio:载波噪声功率比)、BER(Bit Error Rate:误码率)、包错误率、帧错误率、信道状态信息(Channel State Information)等,天线电平是表示信号电平、信号的优劣的信号。在这种情况下,解调部7902具有测定所接收到的信号的RSSI、接收电场强度、C/N、BER、包错误率、帧错误率、信道状态信息等接收质量测定部,接收机7900按照用户的操作,以用户能够识别的形式在影像显示部7907显示天线电平(表示信号电平、信号的优劣的信号)。天线电平(表示信号电平、信号的优劣的信号)的显示形式可以是显示与RSSI、接收电场强度、C/N、BER、包错误率、帧错误率、信道状态信息等对应的数值的形式,也可以是根据RSSI、接收电场强度、C/N、BER、包错误率、帧错误率、信道状态信息等而显示不同的图像的形式。另外,接收机7900也可以显示针对利用在上述各个实施方式中示出的接收方法而接收并被分离的多个流 s_1 、 s_2 、 \dots 而分别求出的多个天线电平(表示信号电平、信号的优劣的信号),还可以显示从多个流 s_1 、 s_2 、 \dots 求出的一个天线电平(表示信号电平、信号的优劣的信号)。并且,在使用分层传输方式来发送构成节目的影像数据或声音数据的情况下,也可以按照每个层来显示信号的电平(表示信号的优劣的信号)。

[1776] 根据上述的结构,用户能够根据数值或者从视觉上掌握利用在上述各个实施方式中示出的接收方法进行接收时的天线电平(表示信号电平、信号的优劣的信号)。

[1777] 另外,在上述的说明中,以接收机7900具有声音输出部7906、影像显示部7907、记录部7908、流输出IF 7909及AV输出IF 7911的情况为例进行了说明,但是不需要全部具备这些构成要素。只要接收机7900具有上述构成要素中至少任意一个构成要素,用户即可利用由解调部7902进行解调及纠错解码而得到的复用数据,因而各个接收机可以根据其用途而任意地组合上述的构成要素。

[1778] (复用数据)

[1779] 下面,详细说明复用数据的构造的一例。在广播中使用的数据构造通常是MPEG2—传输流(TS),在此以MPEG2—TS为例进行说明。但是,利用在上述各个实施方式中示出的发送方法及接收方法传输的复用数据的数据构造不限于MPEG2—TS,当然在采用其他任何数据构造时,也能够得到在上述各个实施方式中说明的效果。

[1780] 图80是表示复用数据的结构的一例的图。如图80所示,复用数据是通过将构成当前在各个服务中提供的节目(programme或者其一部分即event(事件))的要素例如视频流、音频流、演示图形流(PG)、交织图形流(IG)等基本流中的一个以上的基本流进行复用而得到的。在利用复用数据而提供的节目是电影的情况下,视频流表示电影的主影像和副影像,音频流表示电影的主要声音部分和与该主要声音混合的次要声音,演示图形流表示电影的字幕。其中,所谓主影像表示被显示于画面中的通常的影像,所谓副影像是指在主影像中以较小的画面显示的影像(例如,表示电影的梗概的文本数据的影像等)。另外,交织图形流表示通过在画面上配置GUI部件而生成的对话画面。

[1781] 复用数据中所包含的各个流能够利用分配给各个流的识别符即PID进行识别。例如,对在电影的影像中使用的视频流分配0x1011、对音频流分配0x1100~0x111F、对演示图形流分配0x1200~0x121F、对交织图形流分配0x1400~0x141F,对在电影的副影像中使用的视频流分配0x1B00~0x1B1F,对在与主声音混合的副声音中使用的音频流分配0x1A00~0x1A1F。

[1782] 图81是示意地表示复用数据被如何复用的一例的图。首先,将由多个视频流构成的视频流8101、和由多个音频流构成的音频流8104分别变换为PES包列8102和8105,再变换为TS包8103和8106。同样,将演示图形流8111和交织图形流8114的数据分别变换为PES包列8112和8115,再变换为TS包8113和8116。复用数据8117是通过在一条流中复用这些TS包(8103、8106、8113、8116)而构成的。

[1783] 图82更详细地表示视频流被如何存储在PES包列中。图82中的第1段表示视频流的视频帧列。第2段表示PES包列。如图82中的箭头yy1、yy2、yy3、yy4所示,对每个图片分割出视频流中的多个视频演示单元(Video Presentation Unit)即I图片、B图片、P图片,并存储在PES包的有效载荷中。各个PES包具有PES标题,在PES标题中存储图片的显示时刻即PTS(Presentation Time-Stamp:演示时间戳)或图片的解码时刻即DTS(Decoding Time-Stamp:解码时间戳)。

[1784] 图83表示最终被写入到复用数据中的TS包的形式。TS包是由具有识别流的PID等信息的4字节的TS标题、和存储数据的184字节的TS有效载荷构成的188字节固定长度的包,上述PES包在被分割后被存储在TS有效载荷中。在BD—ROM中,TS包在被赋予4字节的TP_

Extra_Header并构成192字节的源包,并被写入到复用数据中。在TP_Extra_Header中记述有ATS (Arrival_Time_Stamp) 等信息。ATS表示该TS包向解码器的PID滤波器的转发开始时刻。在复用数据中按照图83的下段所示来排列源包,从复用数据的前头起递增的号码被称为SPN(源包号码)。

[1785] 另外,在复用数据所包含的TS包中,除了视频流、音频流、演示图形流等各个流之外,还有PAT(Program Association Table:节目关联表)、PMT(Program Map Table:节目图表)、PCR(Program Clock Reference:节目时钟参考)等。PAT表示在复用数据中使用的PMT的PID是哪个,PAT自身的PID被登记为0。PMT具有在复用数据中所包含的影像/声音/字幕等各个流的PID和对应于各个PID的流的属性信息(帧速率、纵横比等),并且具有与复用数据相关的各种描述符。在描述符中具有表示许可/不许可复制复用数据的复制控制信息等。PCR具有与该PCR包被转发给解码器的ATS对应的STC时间的信息,以便获取ATS的时间轴即ATC(Arrival Time Clock:到达时钟)和PTS/DTS的时间轴即(System Time Clock:系统时钟)的同步。

[1786] 图84是详细说明PMT的数据构造的图。在PMT的前头配置有记述了该PMT中所包含的数据的长度等的PMT标题。在其之后配置有多个与复用数据相关的描述符。上述复制控制信息等被记述为描述符。在描述符之后配置有多个与复用数据中所包含的各个流相关的流信息。流信息由用于识别流的压缩编解码等的流类型、流的PID、记述有流的属性信息(帧速率、纵横比等)的流描述符构成。流描述符的数量对应于复用数据中所存在的流的数量。

[1787] 在记录于记录介质等中的情况下,上述复用数据与复用数据信息文件一起被记录。

[1788] 图85是表示该复用数据文件信息的结构的图。复用数据信息文件如图85所示是复用数据的管理信息,是与复用数据一对一对应的,由复用数据信息、流属性信息和表项图(entry map)构成。

[1789] 复用数据信息如图85所示由系统速率、再现开始时刻、再现结束时刻构成。系统速率表示复用数据向后述的系统目标解码器的PID滤波器的最大转发速率。复用数据中所包含的ATS的间隔被设定为系统速率以下。再现开始时刻是指复用数据的前头的视频流的PTS,将向复用数据的尾端的视频流的PTS加上1帧量的再现间隔后设定为再现结束时刻。

[1790] 图86是表示复用数据文件信息中所包含的流属性信息的结构的图。流属性信息如图86所示,按照每个PID来登记有关复用数据中所包含的各个流的属性信息。根据每个视频流、音频流、演示图形流、交织图形流,属性信息具有不同的信息。视频流属性信息包括该视频流是由何种压缩编解码器被压缩的、构成视频流的各个图片数据的析像度是多少、纵横比是多少、帧速率是多少等信息。音频流属性信息包括该音频流是由何种压缩编解码器被压缩的、该音频流中所包含的信道数量是多少、对应于哪种语言、采样频率是多少等信息。这些信息在播放器进行再现之前的解码器的初始化等时使用。

[1791] 在本实施方式中是采用上述复用数据中包含于PMT中的流类型。并且,当在记录介质中记录有复用数据的情况下,采用复用数据信息中所包含的视频流属性信息。具体地讲,在上述各个实施方式中示出的动态图像编码方法或者装置中具有这样的步骤或者单元:即针对包含于PMT中的流类型或者视频流属性信息,设定表示是利用在上述各个实施方式中示出的动态图像编码方法或者装置而生成的影像数据的固有信息。根据这种结构,能够识

别利用在上述各个实施方式中示出的动态图像编码方法或者装置而生成的影像数据、和依据于其他标准规格的影像数据。

[1792] 图87表示影像声音输出装置8700的结构的一例,该装置8700包括接收从广播站(基站)发送的影像及声音的数据或者包括数据广播用的数据的调制信号的接收装置8704。另外,接收装置8704的结构相当于图79中的接收装置7900。在影像声音输出装置8700中安装有例如OS(Operating System:操作系统),并且安装有用于连接因特网的通信装置8706(例如无线LAN(Local Area Network:局域网)或以太网用的通信装置)。由此,在显示影像的部分8701中能够同时显示影像及声音的数据或者数据广播用的数据中的影像8702、及在因特网上提供的超文本(World Wide Web(万维网:WWW))8703。并且,通过操作遥控器(可以是移动电话或键盘)8707,能够选择数据广播用的数据中的影像8702、在因特网上提供的超文本8703任意一方,并变更动作。例如,当选择了在因特网上提供的超文本8703的情况下,通过操作遥控器能够变更所显示的WWW的站点。另外,在选择影像及声音的数据或者数据广播用的数据中的影像8702的情况下,能够利用遥控器8707发送所选台的频道(所选台的(电视)节目、所选台的声音广播)的信息。然后,IF 8705取得用遥控器发送的信息,接收装置8704对与所选台的频道相当的信号进行解调及纠错解码等处理,并得到接收数据。此时,接收装置8704通过得到包括与所选台的频道相当的信号中所包含的传输方法(该传输方法是指在实施方式A1~实施方式A4中叙述的、并且被记载于图5、图41中的传输方法)的信息在内的控制码元的信息,并且正确设定接收动作、解调方法、纠错解码等的方法,能够得到由广播站(基站)发送的数据码元中所包含的数据。以上说明了用户利用遥控器8707选台频道的示例,而在利用影像声音输出装置8700具有的选台键来选台频道时,也进行与上述相同的动作。

[1793] 另外,也可以使用因特网来操作影像声音输出装置8700。例如,从连接因特网的另一个终端向影像声音输出装置8700进行录制(存储)的预约。(因此,影像声音输出装置8700具有如图79所示的记录部7908。)并且,通过在开始录制之前选台频道,接收装置8704对与所选台的频道相当的信号进行解调及纠错解码等处理,并得到接收数据。此时,接收装置8704通过得到包括与所选台的频道相当的信号中所包含的传输方法(在上述实施方式中叙述的传输方式、调制方式、纠错方式等)(该传输方法是指在实施方式A1~实施方式A4中叙述的、并且被记载于图5、图41中的传输方法)的信息在内的控制码元的信息,并且正确设定接收动作、解调方法、纠错解码等的方法,能够得到由广播站(基站)发送的数据码元中所包含的数据。

[1794] (其它补充)

[1795] 在本说明书中,可以理解为具有发送装置的是例如广播站、基站、接入点、终端、移动电话(mobile phone)等通信/广播设备,此时可以理解为具有接收装置的是电视机、收音机、终端、个人电脑、移动电话、接入点、基站等通信设备。另外,也可以理解为本发明中的发送装置、接收装置是具有通信功能的设备,该设备能够通过某种接口(例如USB)与电视机、收音机、个人电脑、移动电话等用于执行应用的装置连接。

[1796] 另外,在本实施方式中,也可以在帧中任意配置除数据码元以外的码元例如导频码元(前置码、唯一字、后置码、参考码元等)、控制信息用的码元等。并且,在此是命名为导频码元、控制信息用的码元,但可以采用任何命名方式,重要的是功能自身。

[1797] 导频码元例如可以是在收发机中使用PSK调制进行调制后的已知的码元(或者,通过接收机获取同步,接收机能够知道发送设备发送的码元),接收机使用该码元进行频率同步、时间同步、(各个调制信号的)信道估计(CSI(Channel State Information)的估计)、信号的检测等。

[1798] 另外,控制信息用的码元是用于实现(应用等的)数据以外的通信的、用于传输需要传输给通信对象的信息(例如在通信中使用的调制方式/纠错编码方式/纠错编码方式的编码率、上位层的设定信息等)的码元。

[1799] 另外,本发明不限于上述的所有实施方式,能够进行各种变更来实施。例如,在上述实施方式中说明了以通信装置来实施的情况,但不限于此,也能够将该通信方法作为软件来实现。

[1800] 另外,以上说明了从两个天线发送两个调制信号的方法中的预编码切换方法,但不限于此,同样能够在如下方法中作为变更预编码权重(矩阵)的预编码切换方法来实施,即针对4个映射后的信号进行预编码,并生成4个调制信号从4个天线进行发送的方法,亦即针对N个映射后的信号进行预编码,并生成N个调制信号从N个天线进行发送的方法。

[1801] 在本说明书中使用了“预编码”“预编码矩阵”“预编码权重矩阵”等用语,但称谓自身可以是任何称谓(例如,也可以称为码书(codebook)),在本发明中重要的是该信号处理自身。

[1802] 另外,在本说明书中,说明了接收装置采用ML运算、APP、Max-logAPP、ZF、MMSE等,其结果是得到发送装置发送的数据的各个比特的软判定结果(对数似然、对数似然比)或硬判定结果(“0”或者“1”),但也可以将这些总称为检波、解调、检测、估计、分离。

[1803] 可以通过流 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ 传输不同的数据,也可以传输相同的数据。

[1804] 针对两条流中的基带信号 $s_1(i)$ 、 $s_2(i)$ (其中, i 表示(时间或者频率(载波)的)顺序),在执行有规律地切换预编码矩阵的预编码而生成的、被实施预编码后的基带信号 $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$ 中,将被实施预编码后的基带信号 $z_1(i)$ 的同相成分 I 设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$,将被实施预编码后的基带信号 $z_2(i)$ 的同相 I 成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$ 。此时,进行基带成分的替换,

[1805] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$,将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$,在同一时刻使用同一频率从发送天线1发送与替换后的基带信号 $r_1(i)$ 相当的调制信号,从发送天线2发送与替换后的基带信号 $r_2(i)$ 相当的调制信号,即,可以以如此方式在同一时刻使用同一频率从不同的天线发送与替换后的基带信号 $r_1(i)$ 相当的调制信号和替换后的基带信号 $r_2(i)$ 。并且,也可以是,

[1806] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$,将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$,

[1807] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$,将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$,

[1808] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$,将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$,

[1809] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$,将替

换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$ ，

[1810] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$ ，

[1811] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$ ，

[1812] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$ ，

[1813] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$ ，

[1814] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$ ，

[1815] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$ ，

[1816] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$ ，

[1817] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$ ，

[1818] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$ ，

[1819] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$ ，

[1820] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$ 。

[1821] 另外，以上说明了对两个流的信号进行预编码，并替换被实施预编码后的信号的同相成分和正交成分，但不限于此，也可以对多于两个流的信号进行预编码，并替换被实施预编码后的信号的同相成分和正交成分。

[1822] 发送装置的发送天线、接收装置的接收天线均是附图中记述的一个天线，但也可以由多个天线构成。

[1823] 在本说明书中，“ \forall ”表示全称量词(universal quantifier)，“ \exists ”表示存在量词(existential quantifier)。

[1824] 另外，在本说明书中，将复数平面中的例如偏角那样的相位的单位设为“弧度(radian)”。

[1825] 如果利用复数平面，则能够以极形式来进行基于复数的极坐标的显示。在使复数 $z = a + jb$ (a, b 均是实数， j 是虚数单位) 对应于复数平面上的点 (a, b) 时，如果该点能够用极坐标表示为 $[r, \theta]$ ，

[1826] $a = r \times \cos \theta$

[1827] $b = r \times \sin \theta$

[1828] 则下式成立，

[1829] [数式303]

$$[1830] \quad r = \sqrt{a^2 + b^2}$$

[1831] r 是 z 的绝对值($r = |z|$), θ 是偏角(argument)。并且, $z = a + jb$ 可以表示为 $re^{j\theta}$ 。

[1832] 在本说明书的说明中,基带信号、调制信号 s_1 、调制信号 s_2 、调制信号 z_1 、调制信号 z_2 是复数信号,关于复数信号,在设同相信号为 I 、正交信号为 Q 时,复数信号表示为 $I + jQ$ (j 是虚数单位)。此时, I 可以是零, Q 可以是零。

[1833] 另外,在对帧(时间轴及/或频率轴)分配在本说明书中说明的不同的预编码矩阵的方法(例如实施方式1)中,即使是使用与在本说明书中说明的不同的预编码矩阵不同的预编码矩阵,同样也能够实施。同样,在使有规律地切换预编码矩阵的方法和其它发送方法共存并进行切换的情况下,也能够作为使用与在本说明书中说明的使用不同的预编码矩阵有规律地进行切换的方法不同的预编码矩阵有规律地进行切换的方法来实施。

[1834] 图59表示采用了在本说明书中说明的有规律地切换预编码矩阵的方法的广播系统的一例。在图59中,影像编码部5901以影像为输入来进行影像编码,并输出被实施影像编码后的数据5902。声音编码部5903以声音为输入来进行声音编码,并输出被实施声音编码后的数据5904。数据编码部5905以数据为输入来进行数据的编码(例如数据压缩),并输出被实施数据编码后的数据5906。将以上要素统称为信息源编码部5900。

[1835] 发送部5907以被实施影像编码后的数据5902、被实施声音编码后的数据5904、被实施数据编码后的数据5906为输入,将这些数据中的任意一种数据或者这些数据全部作为发送数据,并实施纠错编码、调制、预编码等处理(例如,图3所示的发送装置的信号处理),输出发送信号5908_1~5908_N。并且,发送信号5908_1~5908_N作为电波分别通过天线5909_1~5909_N发送。

[1836] 接收部5912以由天线5910_1~5910_M接收到的接收信号5911_1~5911_M为输入,并实施频率变换、预编码的解码、对数似然比计算、纠错解码等处理(例如,图7所示的接收装置的处理),输出接收数据5913、5915、5917。信息源解码部5919以接收数据5913、5915、5917为输入、影像解码部5914以接收数据5913为输入,来进行影像用的解码并输出影像信号,影像被显示于电视机、显示器中。并且,声音解码部5916以接收数据5915为输入来进行声音用的解码,并输出声音信号,从扬声器输出声音。并且,数据解码部5918以接收数据5917为输入来进行数据用的解码,并输出数据的信息。

[1837] 另外,在进行本发明的说明的实施方式中,如前面说明的那样,在如OFDM方式那样的多载波传输方式中,发送装置保有的编码器的数量可以是几个。因此,例如,当然也能够将如图4所示发送装置具有一个编码器来分配输出的方法应用于如OFDM方式那样的多载波传输方式。此时,可以将图4中的无线部310A、310B置换为图13所示的OFDM方式关联处理部1310A、1310B。此时,关于OFDM方式关联处理部的说明如实施方式1所示。

[1838] 另外,在本说明书中是记述为“切换不同的预编码矩阵的方法”,但是在本说明书中具体记述的“切换不同的预编码矩阵的方法”仅是示例,在本说明书中记述的所有实施方式中,作为“切换不同的预编码矩阵的方法”,即使是置换为“使用不同的多个预编码矩阵来有规律地切换预编码矩阵的方法”来实施,同样也能够实施。

[1839] 另外,也可以是,例如预先将执行上述通信方法的程序存储在ROM(Read Only Memory:只读存储器)中,并由CPU(Central Processor Unit)执行该程序。

[1840] 另外,也可以是,将执行上述通信方法的程序存储在计算机可读的存储介质中,将在存储介质中存储的程序记录在计算机的RAM(Random Access Memory:随机存取存储器)中,使计算机按照该程序进行工作。

[1841] 另外,上述各个实施方式等的各个构成要素可以典型地实现为集成电路即LSI(Large Scale Integration:大规模集成电路)。它们可以形成为独立的单片,也可以形成为包含各个实施方式的全部构成要素或者一部分构成要素的单片。在此是设为LSI,但根据集成度的不同,有时也称为IC(Integrated Circuit:集成电路)、系统LSI、超级(super)LSI、特级(ultra)LSI。并且,集成电路化的方法不限于LSI,也可以利用专用电路或通用处理器实现。也可以采用在制作LSI后能够编程的可现场编程门阵列(FPGA:Field Programmable Gate Array)、能够重构架LSI内部的电路单元的连接和设定的可配置处理器(reconfigurable processor)。

[1842] 另外,如果利用半导体技术的发展或派生的其他技术替换LSI的集成电路化的技术问世,当然也可以使用该技术进行功能单元的集成化。还存在适用仿生技术等的可能性。

[1843] 另外,本发明的一个实施方式的预编码方法是由发送装置执行的预编码方法,该发送装置从由基本流构成的基本调制信号、和由与所述基本流不同的数据的扩展流构成的扩展调制信号,生成第1发送信号和第2发送信号,并在相同的频率频带而且是相同的定时、从彼此不同的一个以上的输出口发送所生成的各个发送信号,该预编码方法的特征在于,针对所述扩展调制信号,从多个预编码矩阵中有规律地切换并选择一个预编码矩阵,使用所选择的预编码矩阵执行预编码,并生成预编码后的扩展调制信号,第1发送信号和第2发送信号是从依据于所述基本调制信号的信号和所述预编码后的扩展调制信号而生成的。

[1844] 并且,本发明的一个实施方式的执行预编码方法的信号处理装置是被安装于发送装置的信号处理装置,该发送装置从由基本流构成的基本调制信号、和由与所述基本流不同的数据的扩展流构成的扩展调制信号,生成第1发送信号和第2发送信号,并在相同的频率频带而且是相同的定时、从彼此不同的一个以上的输出口发送所生成的各个发送信号,该信号处理装置的特征在于,针对所述扩展调制信号,从多个预编码矩阵中有规律地切换并选择一个预编码矩阵,使用所选择的预编码矩阵执行预编码,并生成预编码后的扩展调制信号,第1发送信号和第2发送信号是从依据于所述基本调制信号的信号和所述预编码后的扩展调制信号而生成的。

[1845] 另外,本发明的一个实施方式的发送方法是由发送装置执行的发送方法,该发送装置从由基本流构成的基本调制信号、和由与所述基本流不同的数据的扩展流构成的扩展调制信号,生成第1发送信号和第2发送信号,并在相同的频率频带而且是相同的定时、从彼此不同的一个以上的输出口发送所生成的各个发送信号,该发送方法的特征在于,针对所述扩展调制信号,从多个预编码矩阵中有规律地切换并选择一个预编码矩阵,使用所选择的预编码矩阵执行预编码,并生成预编码后的扩展调制信号,从依据于所述基本调制信号的信号和所述预编码后的扩展调制信号,生成第1发送信号和第2发送信号,从一个以上的第1输出口发送所述第1发送信号,从与所述第1输出口不同的一个以上的第2输出口发送所述第2发送信号,在对依据于所述扩展调制信号的编码块进行预编码时,把将所述编码块按照调制方式作为所述第1发送信号和所述第2发送信号进行发送所需要的时隙数设为M,将彼此不同的所述多个预编码矩阵的个数设为N,将用于识别所述多个预编码矩阵中的各个

预编码矩阵的索引设为 F (F 为 $1\sim N$ 中的任意一个),将用于分配索引 F 的预编码矩阵的时隙数设为 $C[F]$ ($C[F]$ 小于 M),此时对于任意的 a 、 b (a 、 b 为 $1\sim N$ 中的任意一个,其中, $a\neq b$),以使 $C[a]$ 与 $C[b]$ 之差分为 0 或者 1 的方式,将多个预编码矩阵中的任意一个预编码矩阵分配给在发送所述编码块时使用的 M 个时隙的各个时隙。

[1846] 并且,本发明的一个实施方式的发送装置从由基本流构成的基本调制信号、和由与所述基本流不同的数据的扩展流构成的扩展调制信号,生成第1发送信号和第2发送信号,并在相同的频率频带而且是相同的定时、从彼此不同的一个以上的输出口发送所生成的各个发送信号,其特征在于,该发送装置具有:加权合成部,针对所述扩展调制信号,从多个预编码矩阵中有规律地切换并选择一个预编码矩阵,使用所选择的预编码矩阵执行预编码,并生成预编码后的扩展调制信号;以及发送部,从依据于所述基本调制信号的信号和所述预编码后的扩展调制信号,生成第1发送信号和第2发送信号,从一个以上的第1输出口发送所述第1发送信号,从与所述第1输出口不同的一个以上的第2输出口发送所述第2发送信号,所述加权合成部在对依据于所述扩展调制信号的编码块进行预编码时,把将所述编码块按照调制方式作为所述第1发送信号和所述第2发送信号进行发送所需要的时隙数设为 M ,将彼此不同的所述多个预编码矩阵的个数设为 N ,将用于识别所述多个预编码矩阵中的各个预编码矩阵的索引设为 F (F 为 $1\sim N$ 中的任意一个),将用于分配索引 F 的预编码矩阵的时隙数设为 $C[F]$ ($C[F]$ 小于 M),此时对于任意的 a 、 b (a 、 b 为 $1\sim N$ 中的任意一个,其中, $a\neq b$),以使 $C[a]$ 与 $C[b]$ 之差分为 0 或者 1 的方式,将多个预编码矩阵中的任意一个预编码矩阵分配给在发送所述编码块时使用的 M 个时隙的各个时隙。

[1847] 并且,本发明的一个实施方式的接收方法是由接收装置接收第1发送信号和第2发送信号的接收方法,该第1发送信号和第2发送信号是由发送装置在相同频率频带而且是相同定时、从彼此不同的一个以上的输出口发送的,其特征在于,对于由基本流构成的基本调制信号、和由与所述基本流不同的数据的扩展流构成的扩展调制信号,针对所述扩展调制信号,从多个预编码矩阵中有规律地切换并选择一个预编码矩阵,使用所选择的预编码矩阵执行预编码,并生成预编码后的扩展调制信号,从依据于所述基本调制信号的信号和所述预编码后的扩展调制信号,生成所述第1发送信号和所述第2发送信号,根据与在所述基本调制信号的信号和所述扩展调制信号中使用的调制方式对应的解调方式,对接收到的所述第1发送信号和所述第2发送信号分别进行解调及纠错解码并取得数据,在该接收方法中,在对依据于所述扩展调制信号的编码块进行预编码时,把将所述编码块按照调制方式作为所述第1发送信号和所述第2发送信号进行发送所需要的时隙数设为 M ,将彼此不同的所述多个预编码矩阵的个数设为 N ,将用于识别所述多个预编码矩阵中的各个预编码矩阵的索引设为 F (F 为 $1\sim N$ 中的任意一个),将用于分配索引 F 的预编码矩阵的时隙数设为 $C[F]$ ($C[F]$ 小于 M),此时对于任意的 a 、 b (a 、 b 为 $1\sim N$ 中的任意一个,其中, $a\neq b$),以使 $C[a]$ 与 $C[b]$ 之差分为 0 或者 1 的方式,将多个预编码矩阵中的任意一个预编码矩阵分配给在发送所述编码块时使用的 M 个时隙的各个时隙。

[1848] 并且,本发明的一个实施方式的接收装置接收由发送装置在相同频率频带而且是相同定时、从彼此不同的一个以上的输出口发送的第1发送信号和第2发送信号的接收方法,其特征在于,对于由基本流构成的基本调制信号、和由与所述基本流不同的数据的扩展流构成的扩展调制信号,针对所述扩展调制信号,从多个预编码矩阵中有规律地切换并选

择一个预编码矩阵,使用所选择的预编码矩阵执行预编码,并生成预编码后的扩展调制信号,从依据于所述基本调制信号的信号和所述预编码后的扩展调制信号,生成所述第1发送信号和所述第2发送信号,根据与在所述基本调制信号和所述扩展调制信号中使用的调制方式对应的解调方式,对接收到的所述第1发送信号和所述第2发送信号分别进行解调及纠错解码并取得数据,在该接收装置中,在对依据于所述扩展调制信号的编码块进行预编码时,把将所述编码块按照调制方式作为所述第1发送信号和所述第2发送信号进行发送所需要的时隙数设为M,将彼此不同的所述多个预编码矩阵的个数设为N,将用于识别所述多个预编码矩阵中的各个预编码矩阵的索引设为F(F为1~N中的任意一个),将用于分配索引F的预编码矩阵的时隙数设为C[F](C[F]小于M),此时对于任意的a、b(a、b为1~N中的任意一个,其中 $a \neq b$),以使C[a]与C[b]之差分为0或者1的方式,将多个预编码矩阵中的任意一个预编码矩阵分配给在发送所述编码块时使用的M个时隙的各个时隙。

[1849] (其它补充二)

[1850] 在针对两条流中的基带信号 $s_1(i)$ 、 $s_2(i)$ (某种调制方式的映射后的基带信号)(其中,i表示(时间或者频率(载波)的)顺序)执行有规律地切换预编码矩阵的预编码而生成的、被实施预编码后的基带信号 $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$ 中,将被实施预编码后的基带信号 $z_1(i)$ 的同相I成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$,将被实施预编码后的基带信号 $z_2(i)$ 的同相I成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$ 。此时,进行基带成分的替换,

[1851] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$,将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$,在同一时刻使用同一频率从发送天线1发送与替换后的基带信号 $r_1(i)$ 相当的调制信号,从发送天线2发送与替换后的基带信号 $r_2(i)$ 相当的调制信号,即,可以以如此方式在同一时刻使用同一频率从不同的天线发送与替换后的基带信号 $r_1(i)$ 相当的调制信号和替换后的基带信号 $r_2(i)$ 。并且,也可以是,

[1852] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$,将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$,

[1853] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$,将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$,

[1854] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$,将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$,

[1855] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$,将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$,

[1856] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$,将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$,

[1857] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$,将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$,

[1858] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$,将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$,

[1859] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$,将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$,

[1860] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$ ，

[1861] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$ ，

[1862] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$ ，

[1863] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$ ，

[1864] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$ ，

[1865] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$ ，

[1866] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i)$ 、将正交成分设为 $I_1(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i)$ 、将正交成分设为 $I_2(i)$ 。

[1867] 另外，以上说明了对两个流的信号进行预编码，并替换被实施预编码后的信号的同相成分和正交成分，但不限于此，也可以对多于两个流的信号进行预编码，并替换被实施预编码后的信号的同相成分和正交成分。

[1868] 另外，在上述的示例中说明了同一时刻(同一频率((子)载波))的基带信号的替换，但也可以不替换同一时刻的基带信号。

[1869] 作为示例，能够记述如下：

[1870] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i+w)$ ，将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i+v)$ ，

[1871] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $I_2(i+w)$ ，将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i+w)$ ，

[1872] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $I_1(i+v)$ ，将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i+w)$ ，

[1873] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $I_2(i+w)$ ，将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i+v)$ ，

[1874] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $I_1(i+v)$ ，将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i+v)$ ，

[1875] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i+w)$ ，将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $I_2(i+w)$ ，

[1876] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $I_1(i+v)$ ，将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i+v)$ ，

[1877] • 将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $I_1(i+v)$ ，将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $I_2(i+w)$ ，

[1878] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $I_2(i+w)$ ，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i+w)$ ，

[1879] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $I_1(i+v)$ ，

将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i+w)$ ，

[1880] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $I_2(i+w)$ ，

将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i+v)$ ，

[1881] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $I_1(i+v)$ ，

将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i+v)$ ，

[1882] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i+w)$ ，

将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i+v)$ ，

[1883] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $I_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i+w)$ ，

将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $I_2(i+w)$ ，

[1884] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $I_1(i+v)$ ，

将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $I_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i+v)$ ，

[1885] • 将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 的同相成分设为 $Q_2(i+w)$ 、将正交成分设为 $I_1(i+v)$ ，

将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 的同相成分设为 $Q_1(i+v)$ 、将正交成分设为 $I_2(i+w)$ 。

[1886] 图88表示对以上的记述进行说明的基带信号替换部8802的图。如图1所示，在被实施预编码后的基带信号 $z_1(i)$ 8801_01、 $z_2(i)$ 8801_02中，将被实施预编码后的基带信号 $z_1(i)$ 8801_01的同相I成分设为 $I_1(i)$ 、将正交成分设为 $Q_1(i)$ ，将被实施预编码后的基带信号 $z_2(i)$ 8801_02的同相I成分设为 $I_2(i)$ 、将正交成分设为 $Q_2(i)$ 。并且，将替换后的基带信号 $r_1(i)$ 8803_01的同相成分设为 $I_{r1}(i)$ ，将正交成分设为 $Q_{r1}(i)$ ，将替换后的基带信号 $r_2(i)$ 8803_02的同相成分设为 $I_{r2}(i)$ ，将正交成分设为 $Q_{r2}(i)$ ，此时，替换后的基带信号 $r_1(i)$ 8803_01的同相成分 $I_{r1}(i)$ 和正交成分 $Q_{r1}(i)$ 、替换后的基带信号 $r_2(i)$ 8803_02的同相成分 $I_{r2}(i)$ 和正交成分 $Q_{r2}(i)$ ，能够用以上说明的任意一种方式表示。另外，在该示例中，说明了同一时刻(同一频率((子)载波))的被实施预编码后的基带信号的替换，但是也可以是如上所述的不同时刻(不同的频率((子)载波))的被实施预编码后的基带信号的替换。

[1887] 另外，按照在同一时刻使用同一频率从发送天线1发送与替换后的基带信号 $r_1(i)$ 8803_01相当的调制信号、从发送天线2发送与替换后的基带信号 $r_2(i)$ 8803_02相当的调制信号的方式，在同一时刻使用同一频率从不同的天线发送与替换后的基带信号 $r_1(i)$ 8803_01相当的调制信号和替换后的基带信号 $r_2(i)$ 8803_02。

[1888] 关于在实施方式A1~实施方式A4以及实施方式1中叙述的码元的配置方法，即使是与在本说明书中叙述的“切换不同的预编码矩阵的方法”不同的使用多个预编码矩阵来有规律地切换预编码矩阵的预编码方法，同样也能够实施。并且，同样也能够应用于其它实施方式。另外，下面对不同的多个预编码矩阵进行补充说明。

[1889] 假设用 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 \dots 、 $F[N-3]$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ 表示为有规律地切换预编码矩阵的预编码方法而准备的 N 个预编码。此时，假设以上所述的“不同的多个预编码矩阵”满足下面的两个条件(条件*1和条件*2)。

[1890] [数式304]

[1891] 条件*1

[1892] $F[x] \neq F[y]$ for $\forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, \dots, N-3, N-2, N-1; x \neq y)$

[1893] 根据条件*1，“(x为0~N-1的整数，y为0~N-1的整数，且 $x \neq y$)，并且，针对满足

前述条件的所有x和所有y,假设 $F[x] \neq F[y]$ 成立”。

[1894] [数式305]

[1895] 条件*2

[1896] $F[x] = k \times F[y]$

[1897] 针对x为0~N-1的整数、y为0~N-1的整数、且 $x \neq y$ 时的所有x和所有y,不存在满足上式的实数或者复数k。

[1898] 另外,以 2×2 矩阵为例进行补充。将 2×2 的矩阵R、S表示如下。

[1899] [数式306]

$$[1900] \quad R = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}$$

[1901] [数式307]

$$[1902] \quad S = \begin{pmatrix} e & f \\ g & h \end{pmatrix}$$

[1903] 并且表示如下: $a = Ae^{j\delta_{11}}$ 、 $b = Be^{j\delta_{12}}$ 、 $c = Ce^{j\delta_{21}}$ 、 $d = De^{j\delta_{22}}$ 、以及 $e = Ee^{j\gamma_{11}}$ 、 $f = Fe^{j\gamma_{12}}$ 、 $g = Ge^{j\gamma_{21}}$ 、 $h = He^{j\gamma_{22}}$ 。其中,A、B、C、D、E、F、G、H是0以上的实数, δ_{11} 、 δ_{12} 、 δ_{21} 、 δ_{22} 、 γ_{11} 、 γ_{12} 、 γ_{21} 、 γ_{22} 的单位用弧度表示。此时, $R \neq S$ 是指在(1) $a \neq e$ 、(2) $b \neq f$ 、(3) $c \neq g$ 、(4) $d \neq h$ 时,(1) (2) (3) (4)中至少一个成立。

[1904] 另外,作为预编码矩阵,也可以采用在矩阵R中a、b、c、d中任意一个为“零”的矩阵。即,也可以是,(1) a为零,b、c、d不为零,(2) b为零,a、c、d不为零,(3) c为零,a、b、d不为零,(4) d为零,a、b、c不为零。

[1905] 另外,关于在本发明的说明中示出的系统示例,公开了从两个天线发送两个调制信号,并由两个天线接收各个调制信号的MIMO方式的通信系统,然而本发明当然也能够应用于MISO(Multiple Input Single Output:多入单出)方式的通信系统。在MISO方式中,发送装置采用有规律地切换多个预编码矩阵的预编码方法,这一点与前面的说明相同。另一方面,接收装置构成为不具有图7所示结构中的天线701_Y、无线部703_Y、调制信号z1的信道变动估计部707_1、调制信号z2的信道变动估计部707_2,但即使是在这种情况下,通过执行在本说明书中示出的处理,也能够估计出发送装置发送的数据。另外,能够由一个天线接收在同一频带、同一时间所发送的多个信号并进行解码,这属于公知事项(也可以在一个天线的接收中实施ML运算等(Max-log APP等)处理。)在本发明中,只要在图7的信号处理部711中进行考虑到在发送侧使用的有规律地切换的预编码方法来进行的解调(检波)即可。

[1906] 产业上的可利用性

[1907] 本发明能够广泛应用于从多个天线发送彼此不同的调制信号的无线系统,例如适合应用于OFDM-MIMO通信系统。并且,也能够应用于在具有多个发送位置的有线通信系统(例如PLC(Power Line Communication:电力线载波通信)系统、光通信系统、DSL(Digital Subscriber Line:数字加入者线路)系统)中进行MIMO传输的情况,此时使用多个发送位置来发送如在本发明中说明的多个调制信号。并且,调制信号也可以从多个发送位置发送。

[1908] 标号说明

[1909] 302A、302B编码器;304A、304B交织器;306A、306B映射部;314加权合成信息生成

部;308A、308B加权合成部;310A、310B无线部;312A、312B天线;402编码器;404分配部;504#1、504#2发送天线;505#1、505#2接收天线;600加权合成部;703_X无线部;701_X天线;705_1信道变动估计部;705_2信道变动估计部;707_1信道变动估计部;707_2信道变动估计部;709控制信息解码部;711信号处理部;803 INNER MIMO检波部;805A、805B对数似然计算部;807A、807B解交织器;809A、809B对数似然比计算部;811A、811B软入软出解码器;813A、813B交织器;815存储部;819加权系数生成部;901软入软出解码器;903分配器;1301A、1301B OFDM方式关联处理部;1402A、1402B串行并行变换部;1404A、1404B重排部;1406A、1406B逆快速傅里叶变换部;1408A、1408B无线部;2200预编码权重矩阵生成部;2300重排部;4002编码器组。

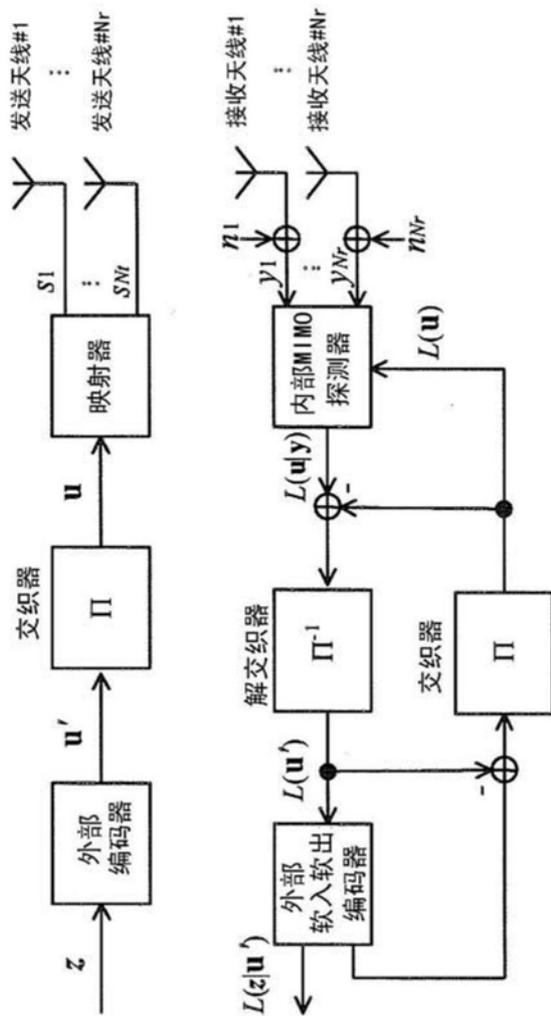


图1



图2

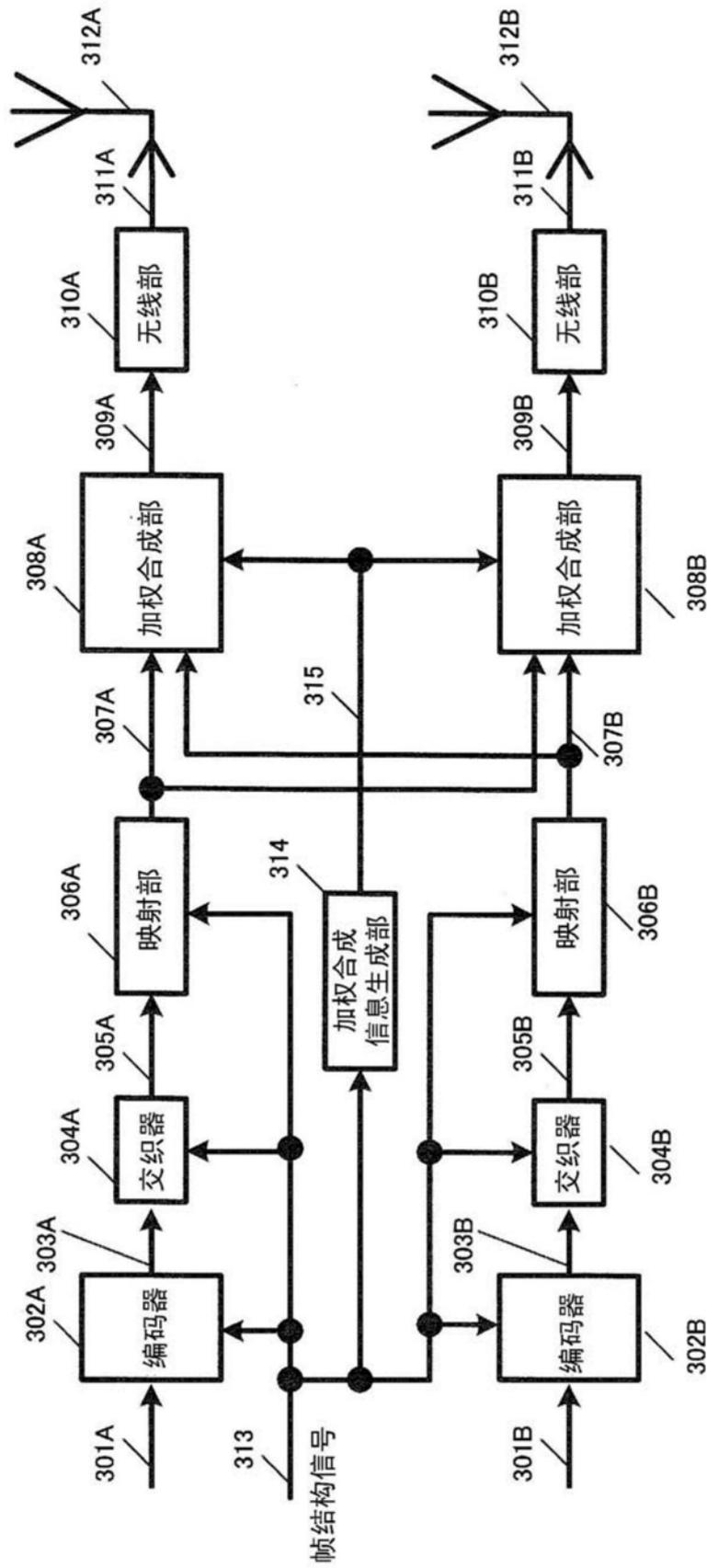


图3

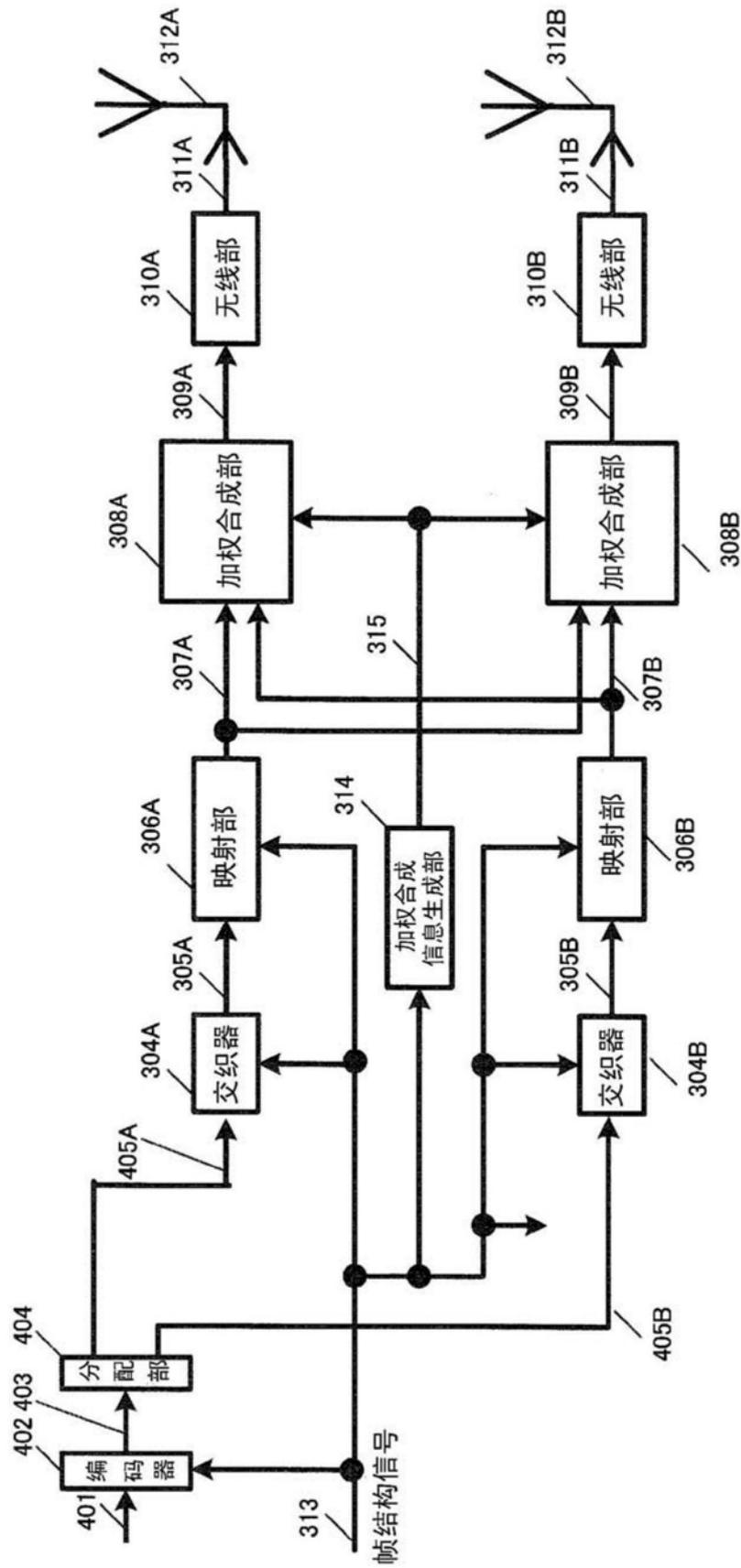


图4

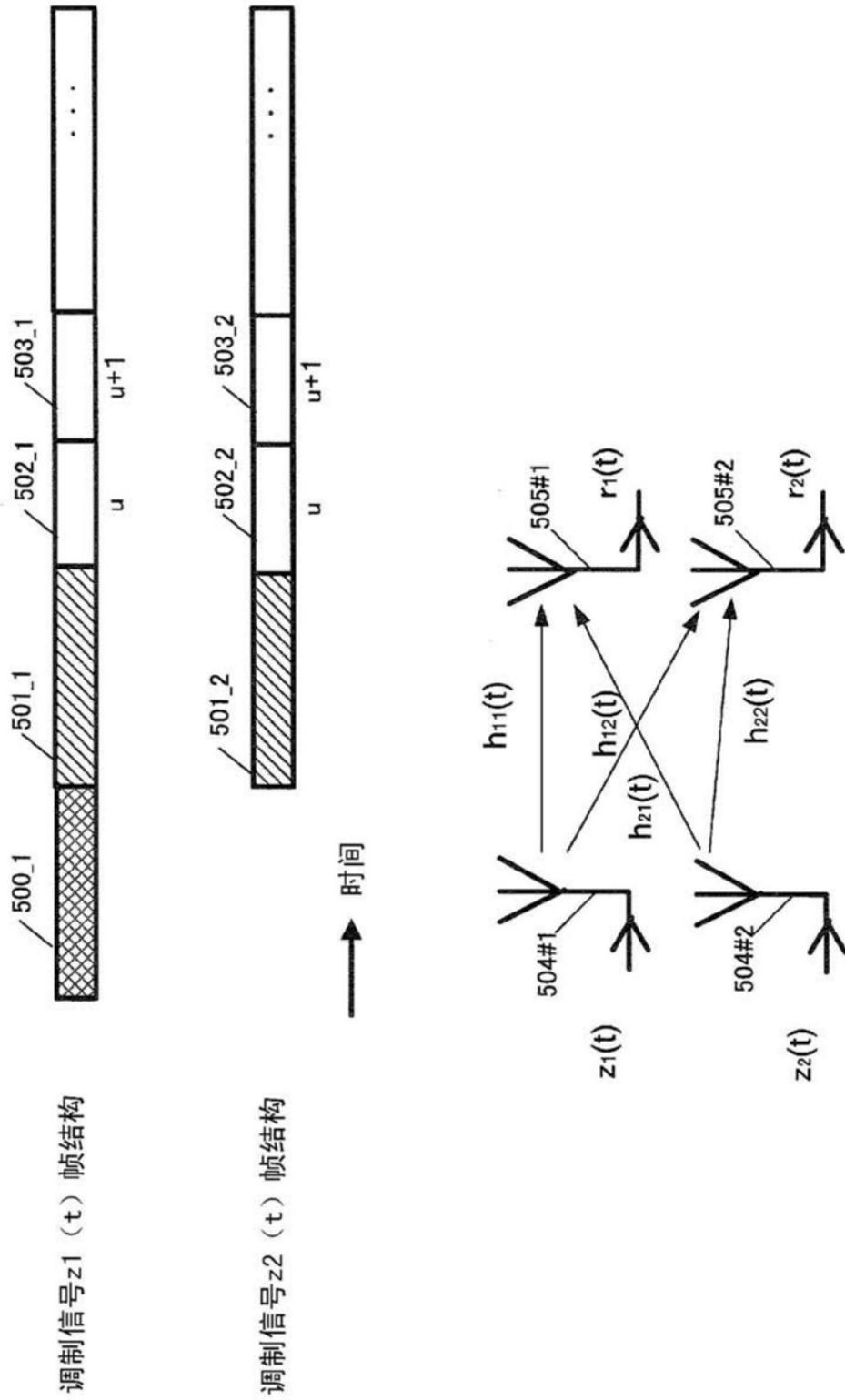


图5

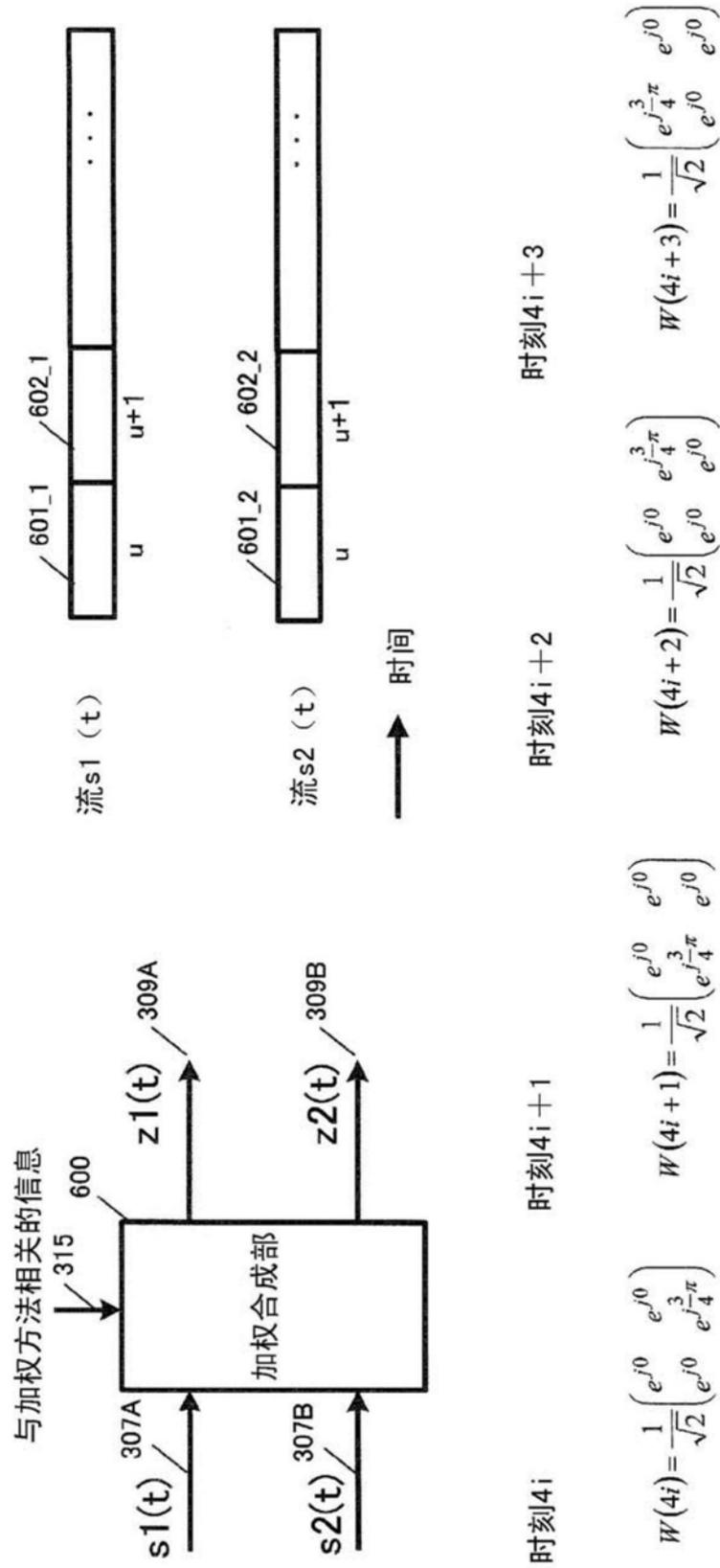


图6

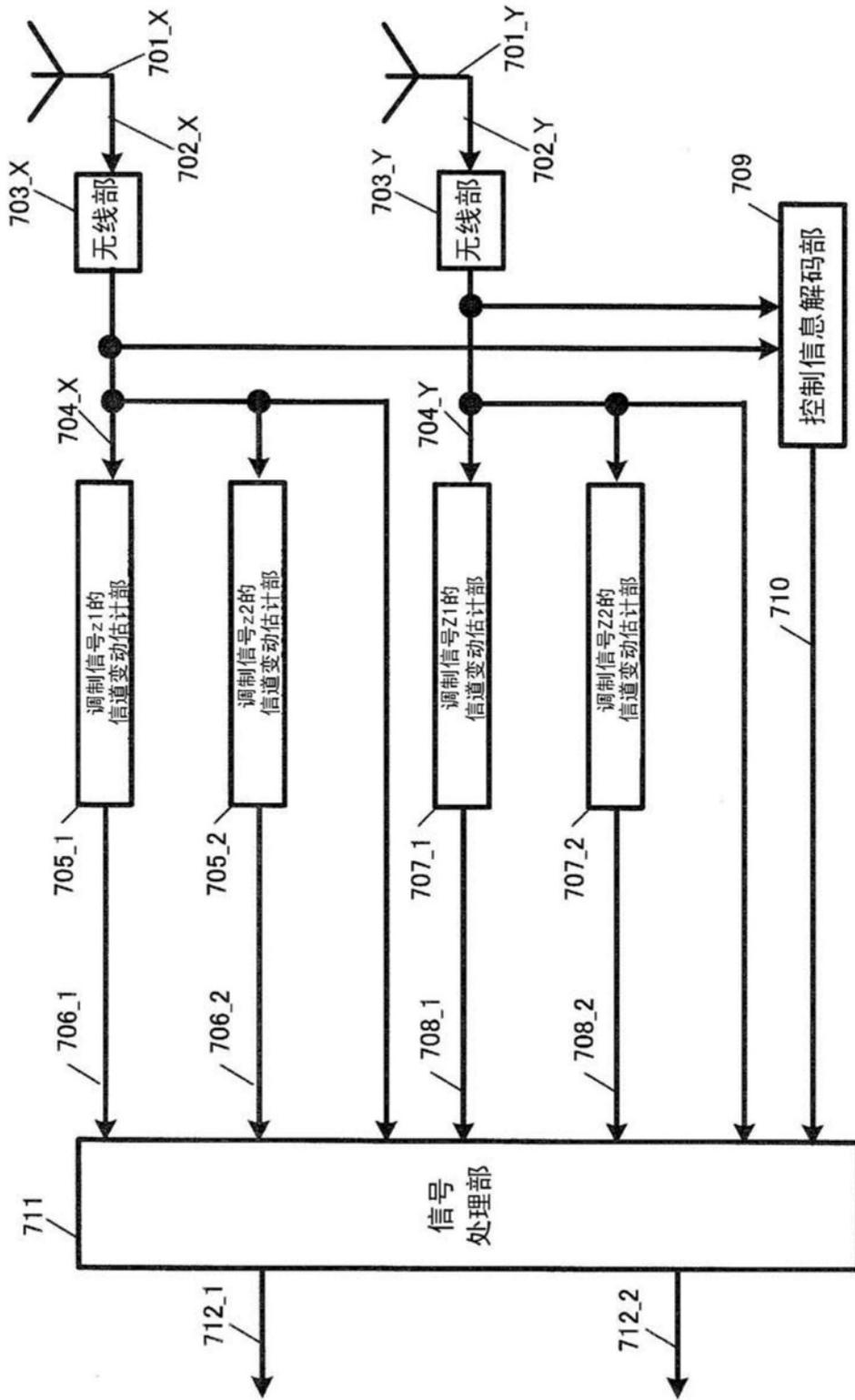


图7

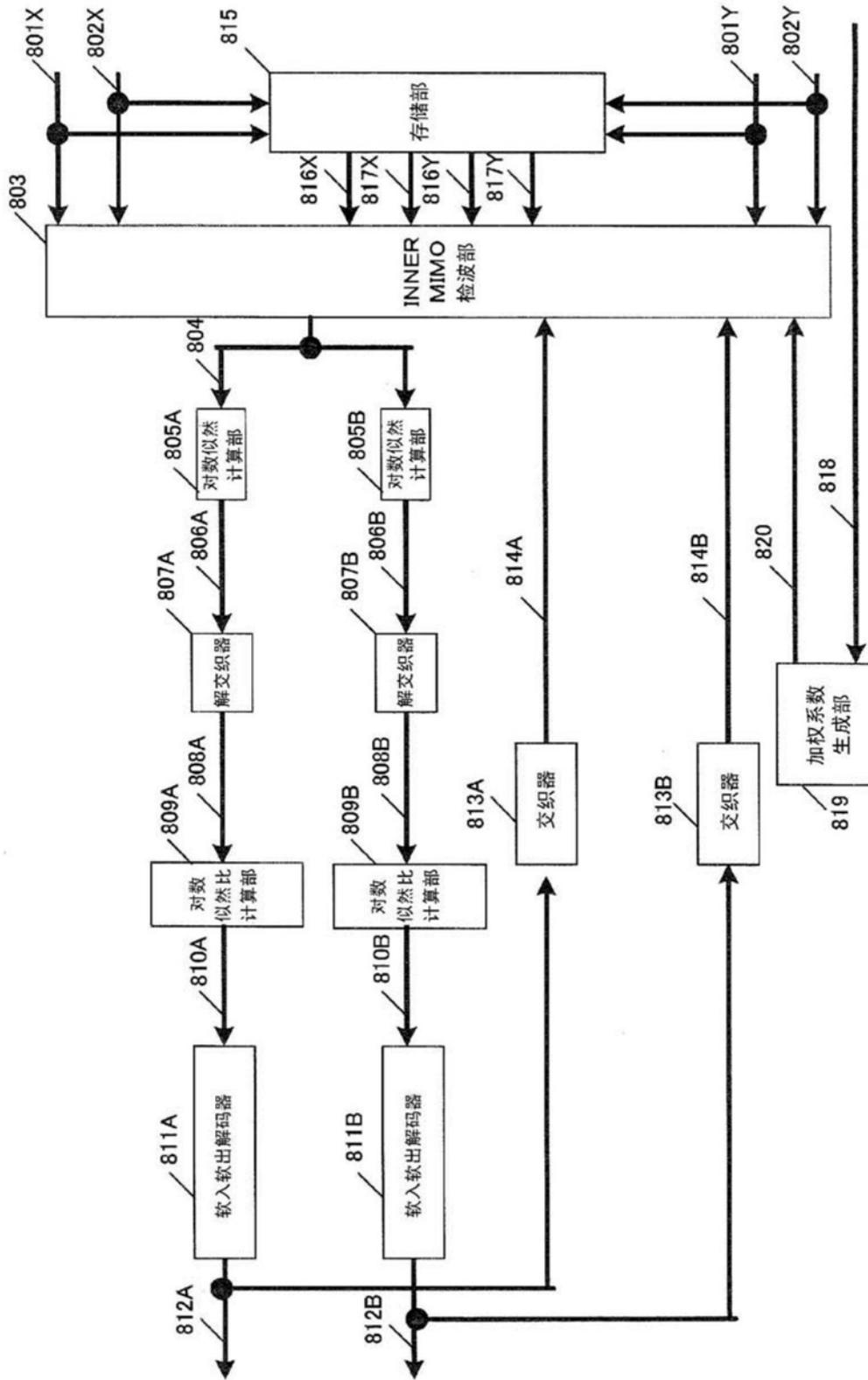


图8

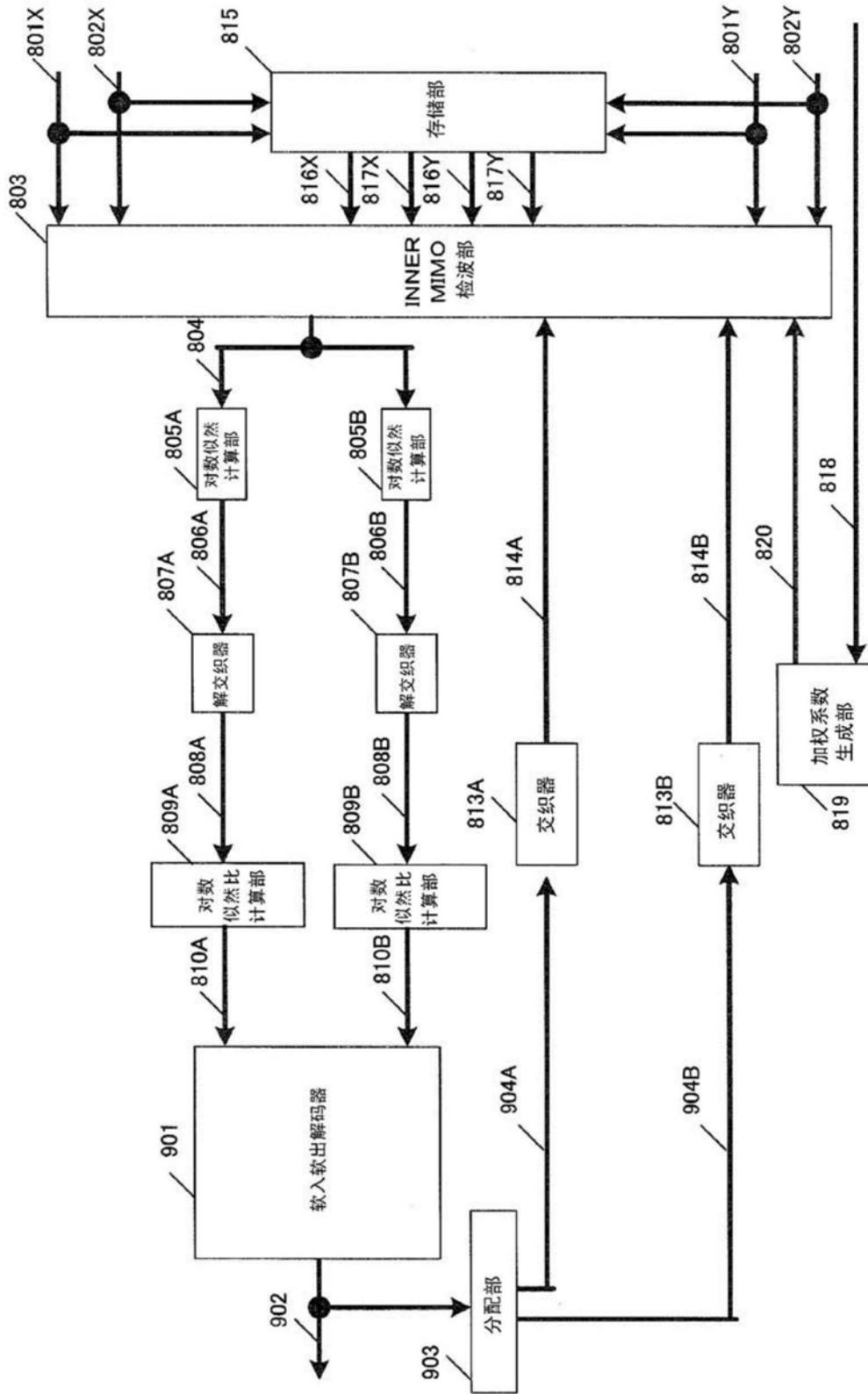


图9

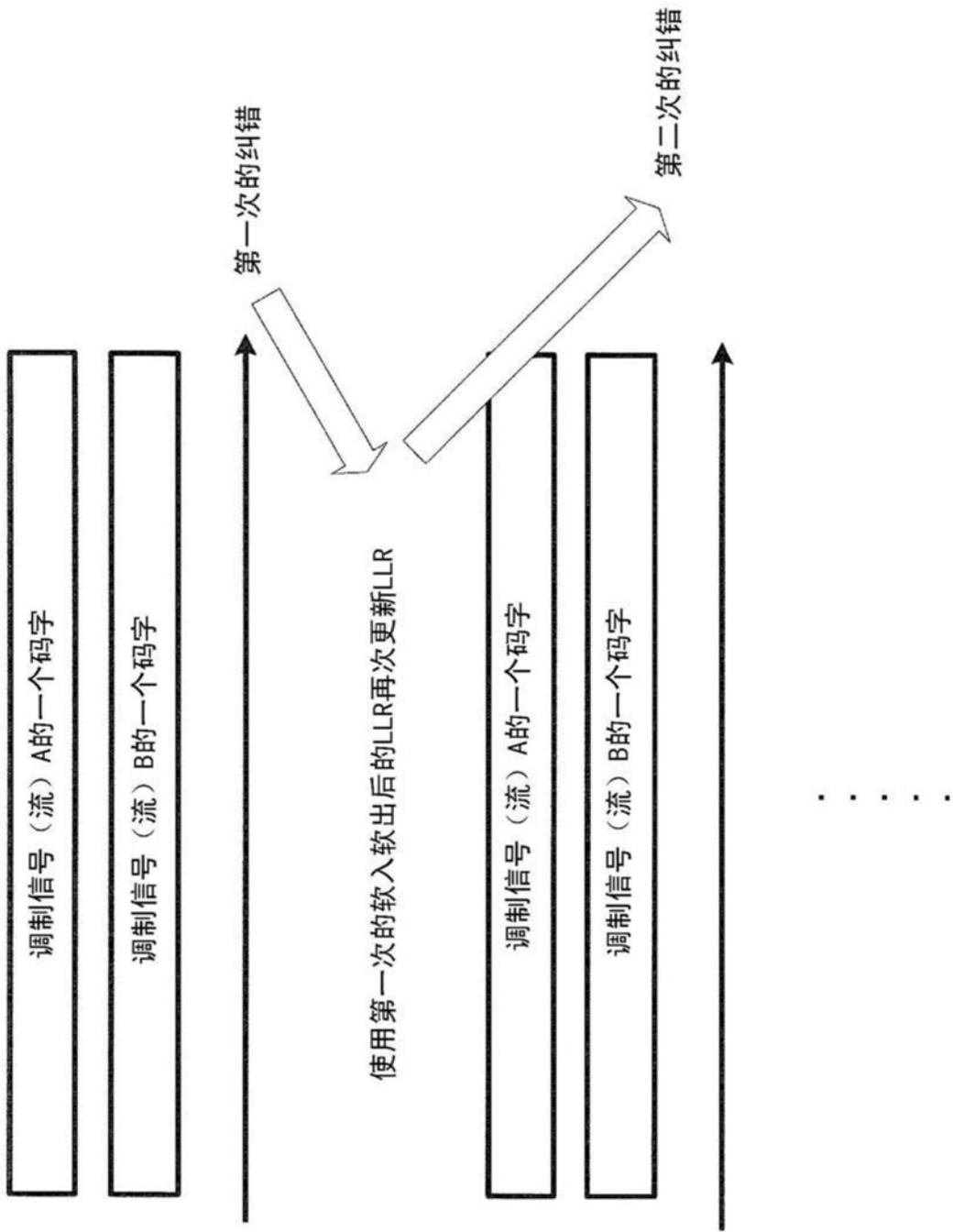


图10

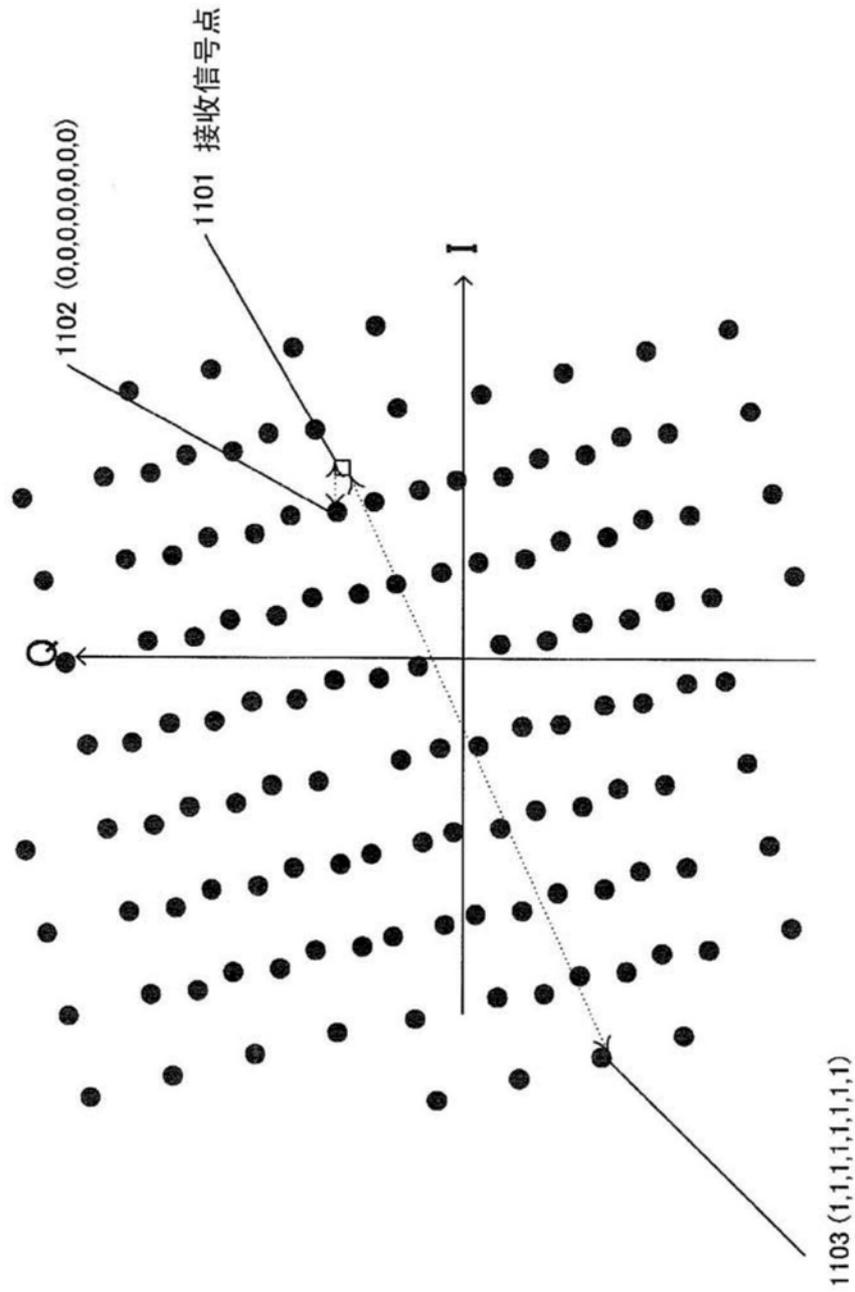


图11

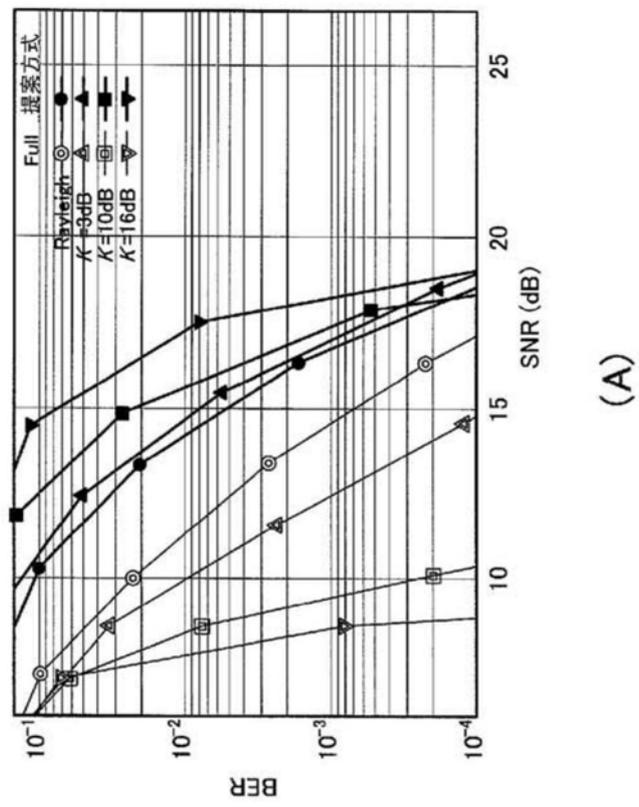
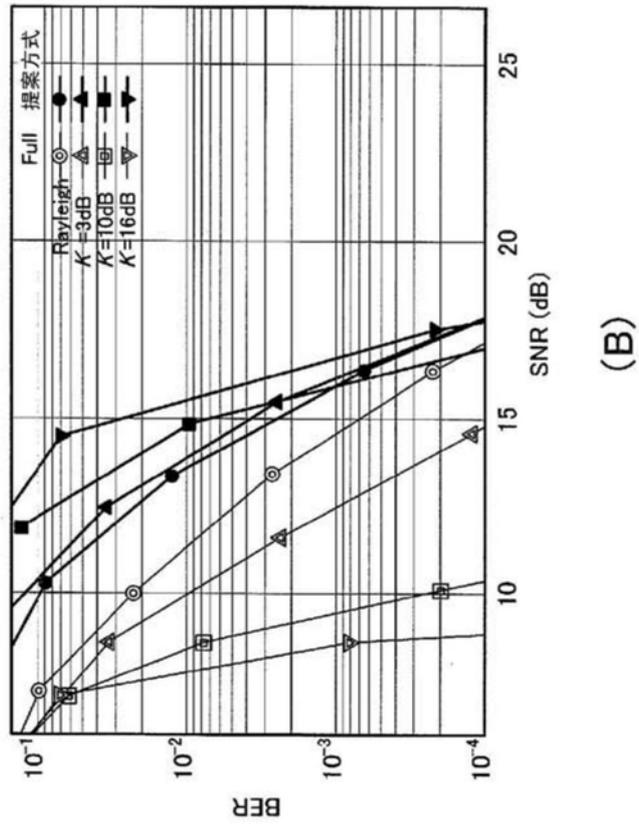


图12

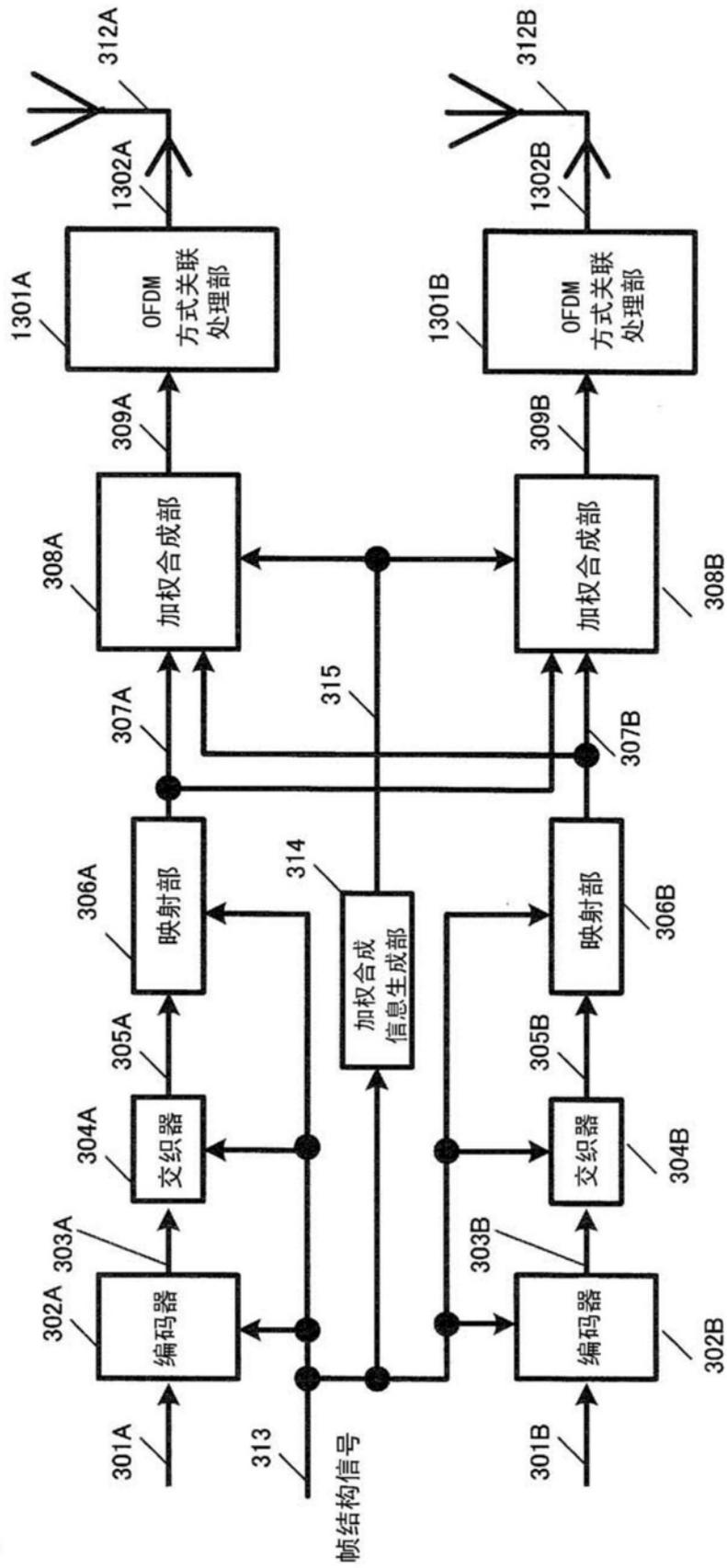


图13

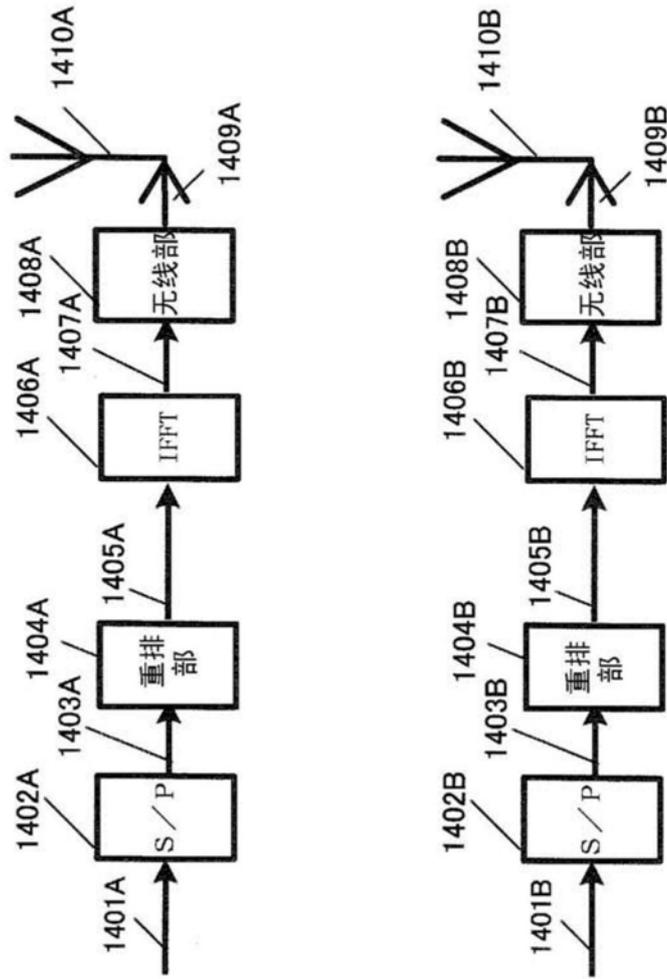


图14

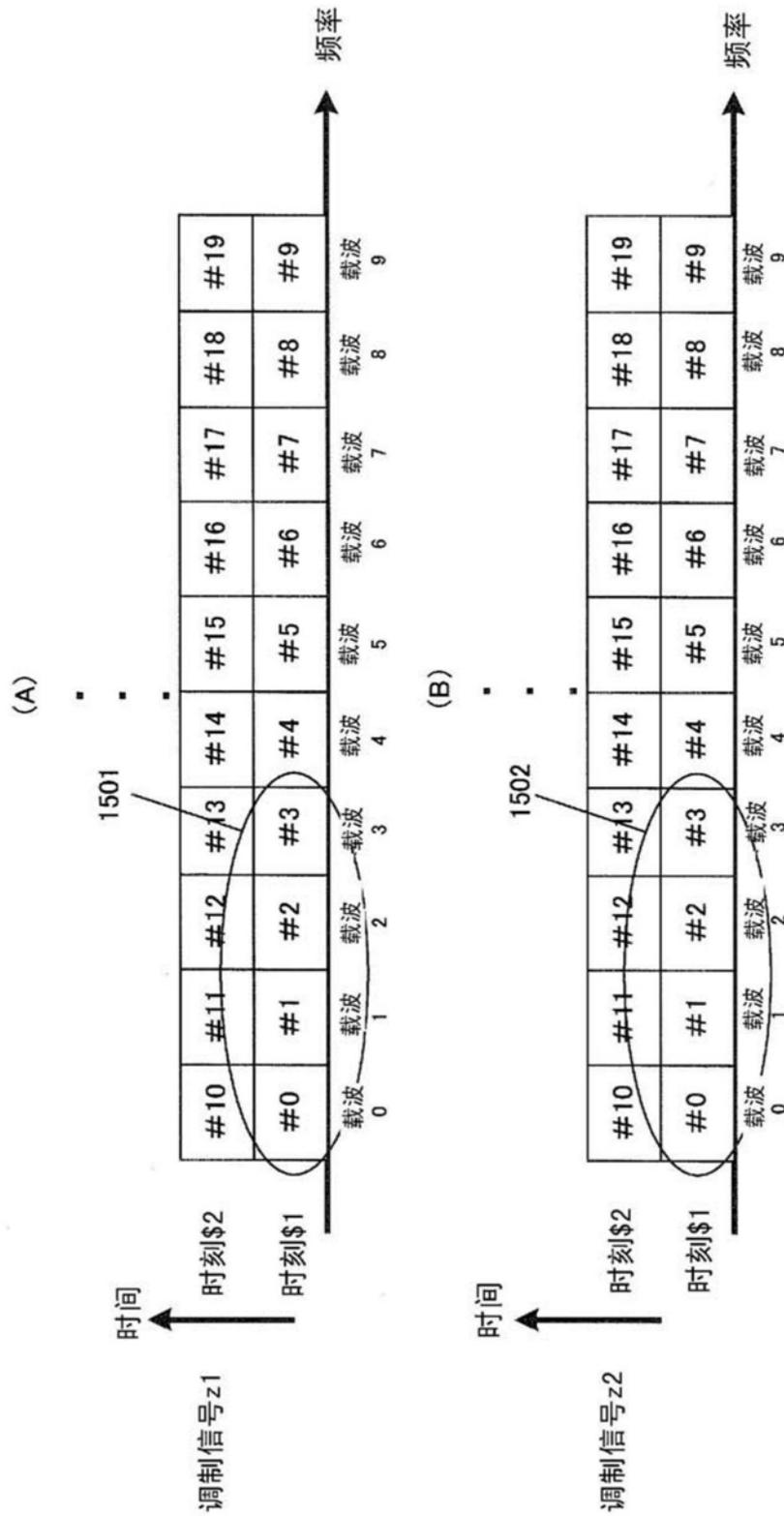


图15

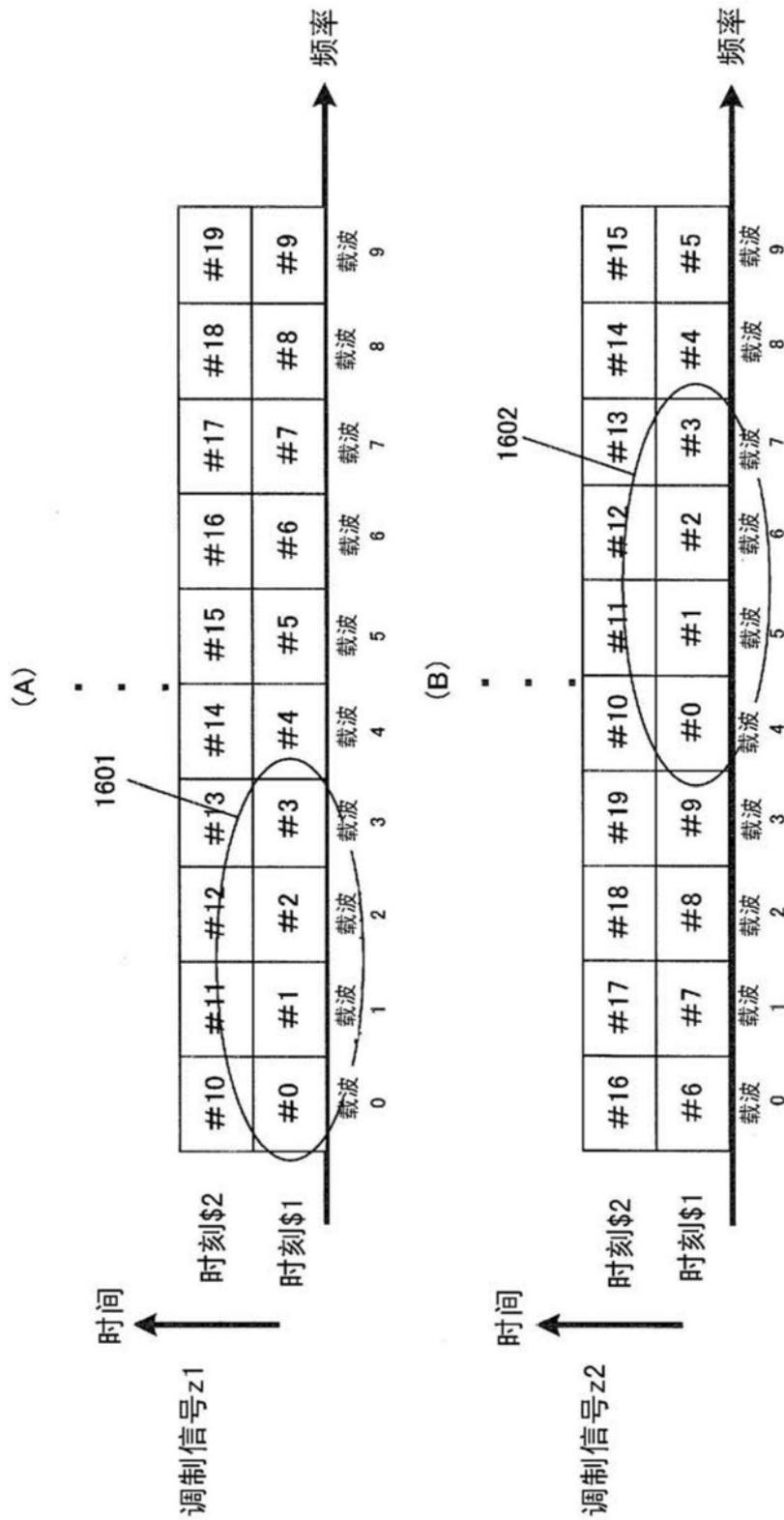


图16

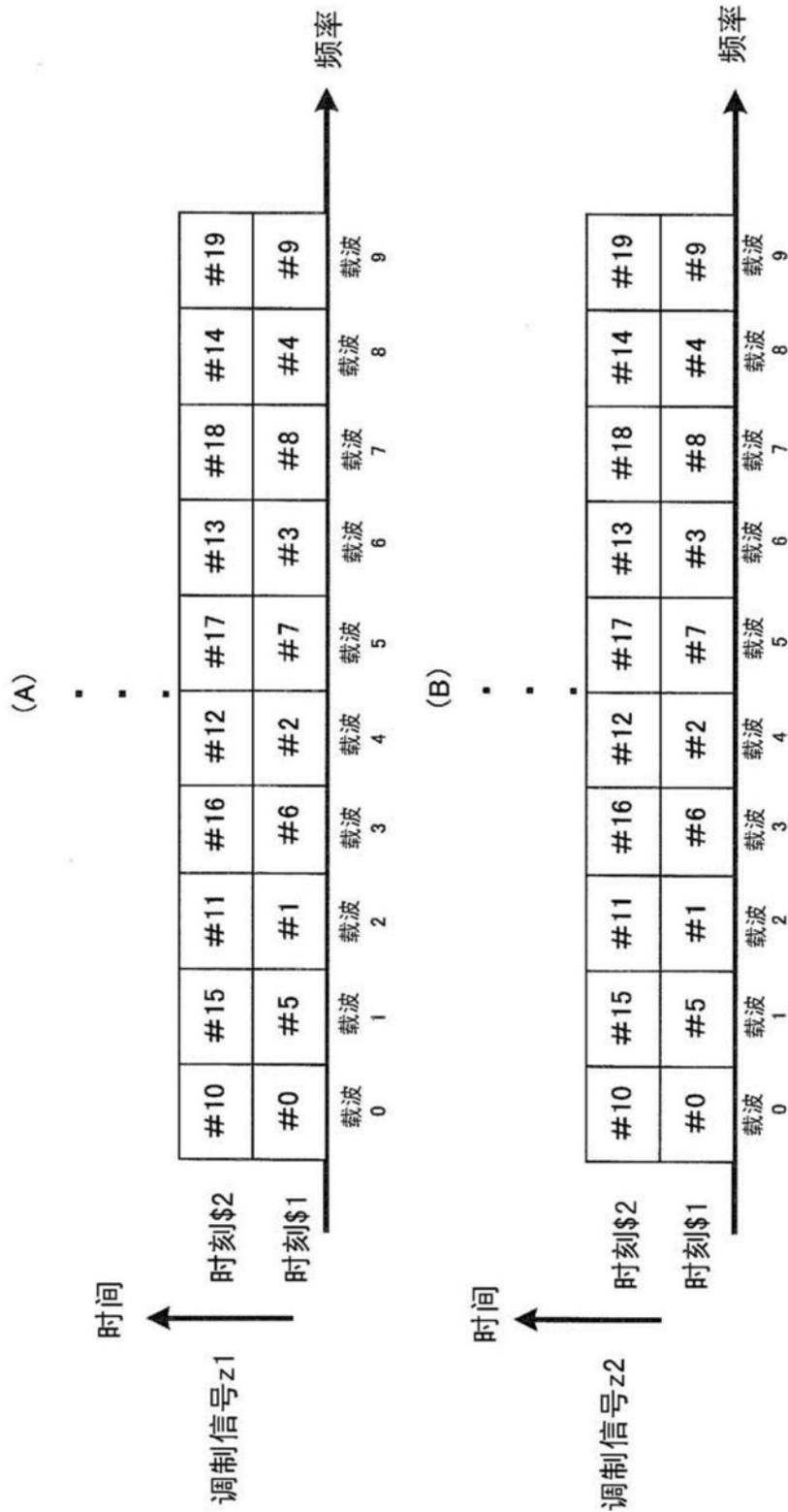


图17

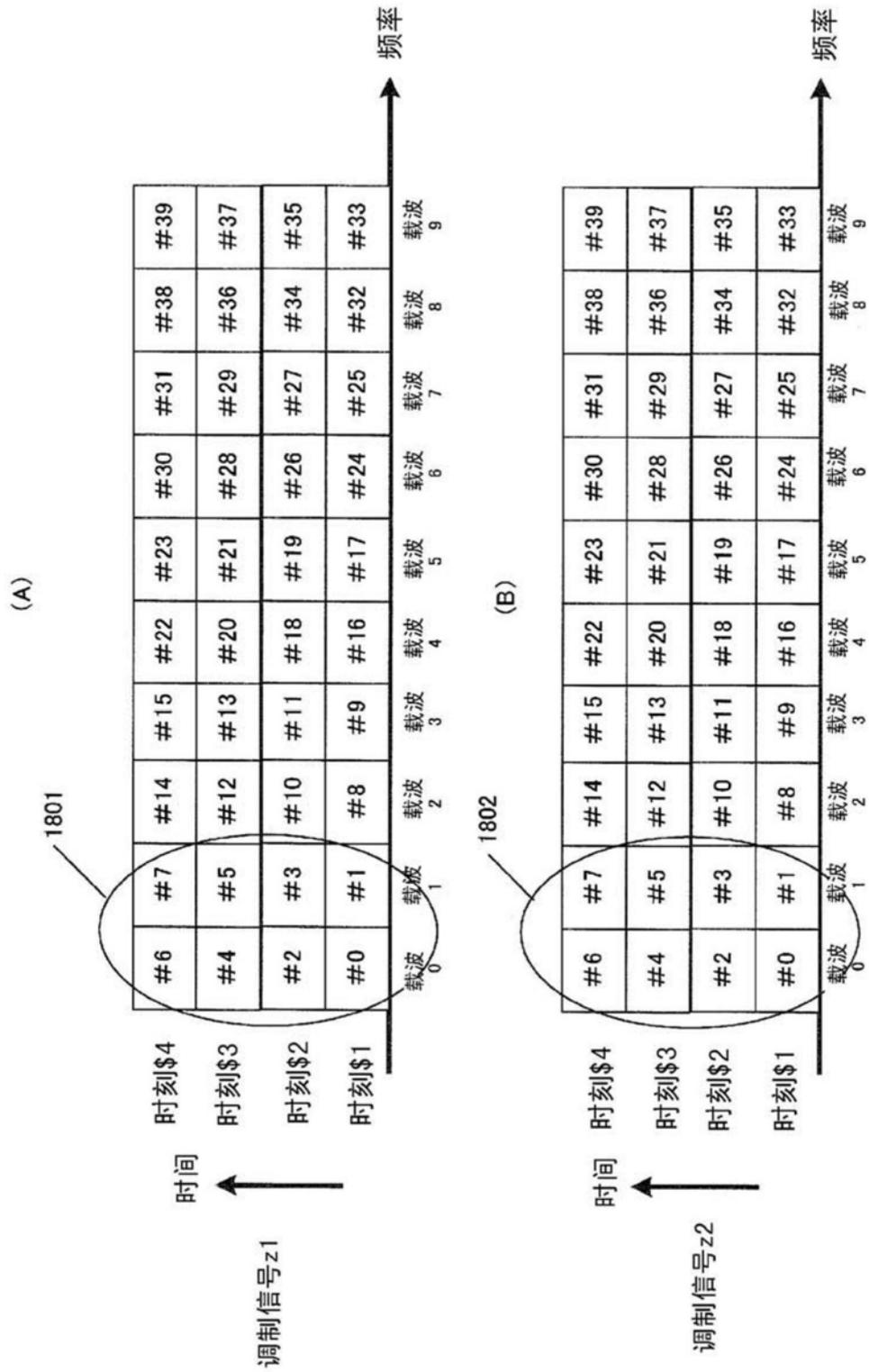


图18

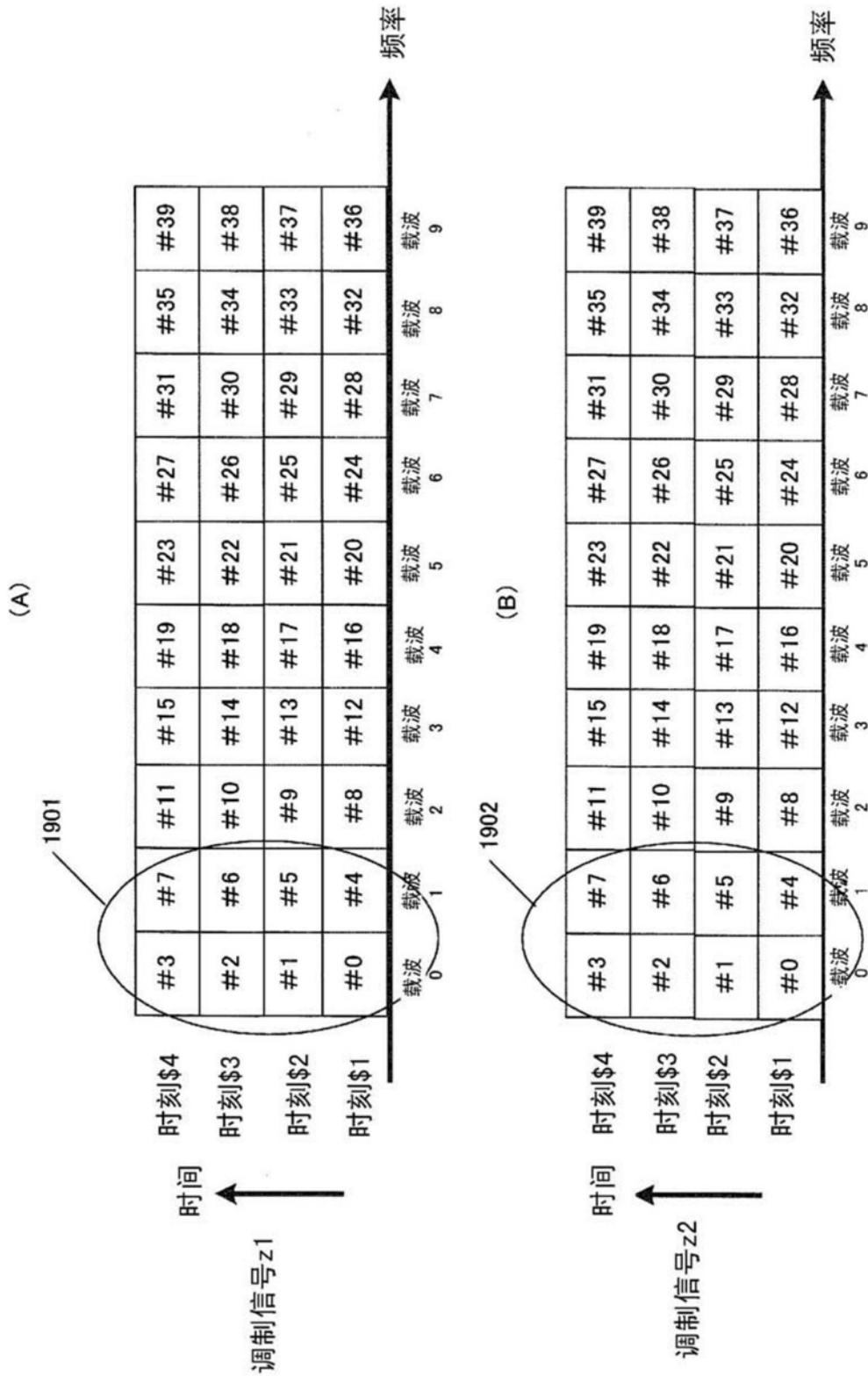


图19

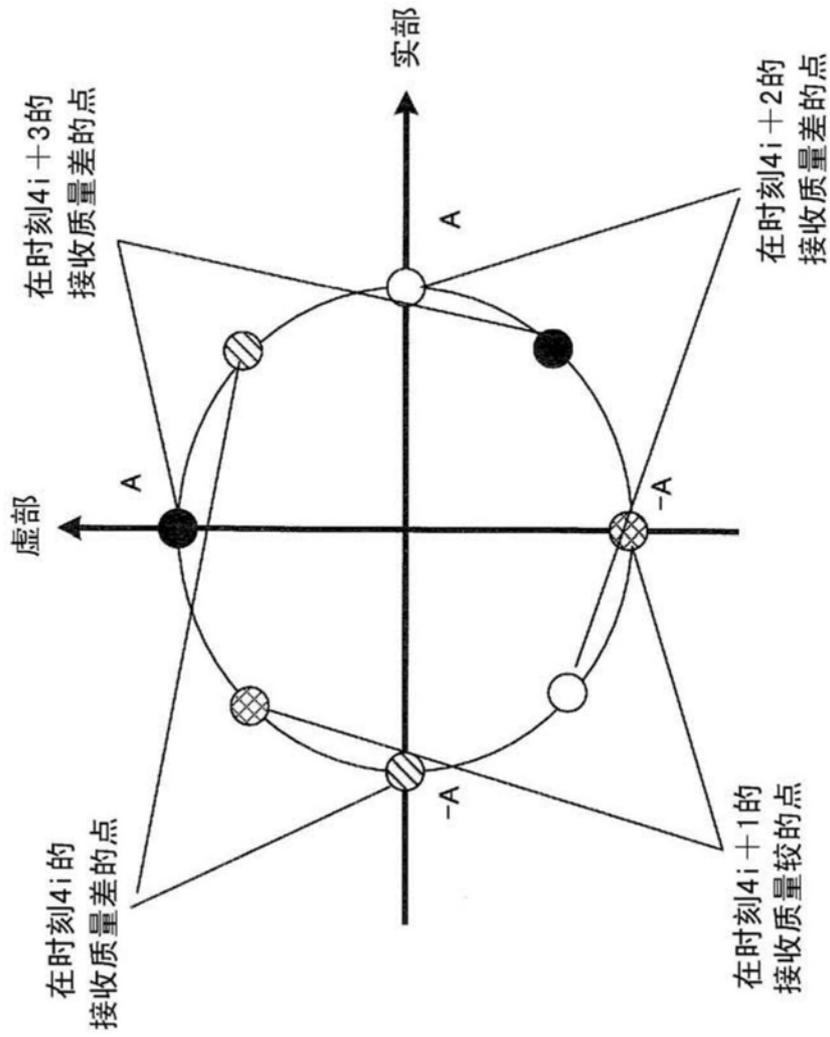


图20

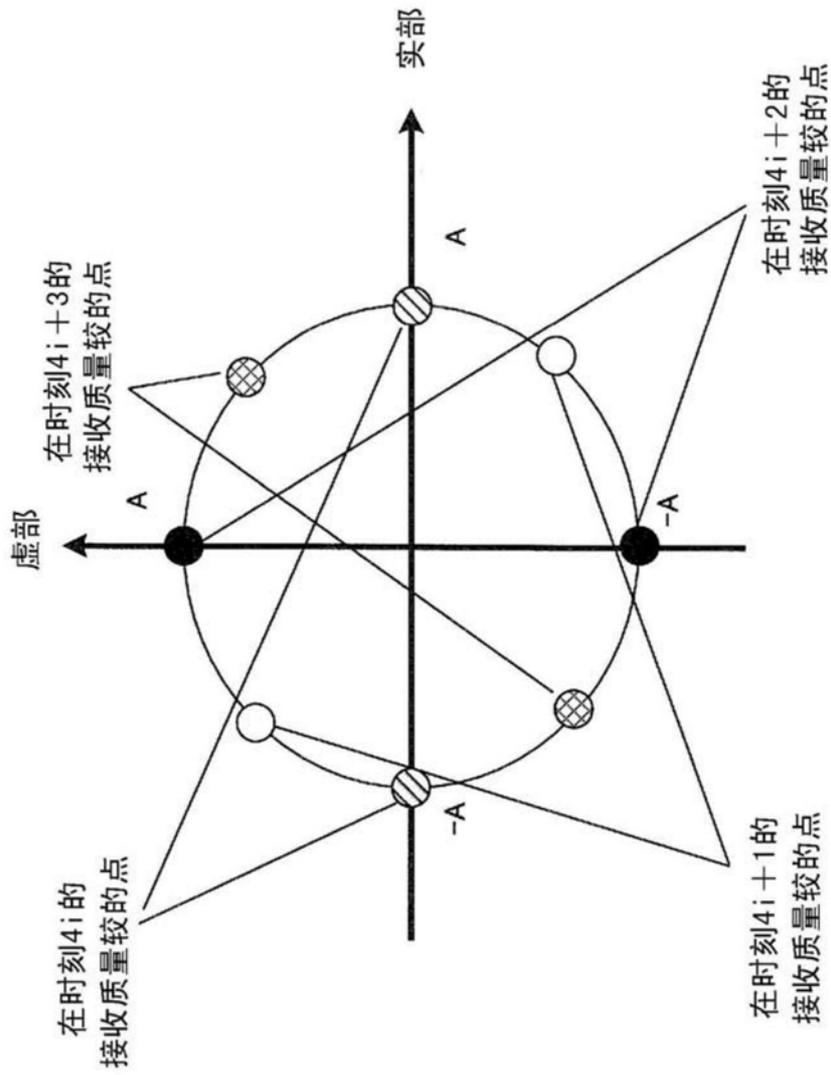


图21

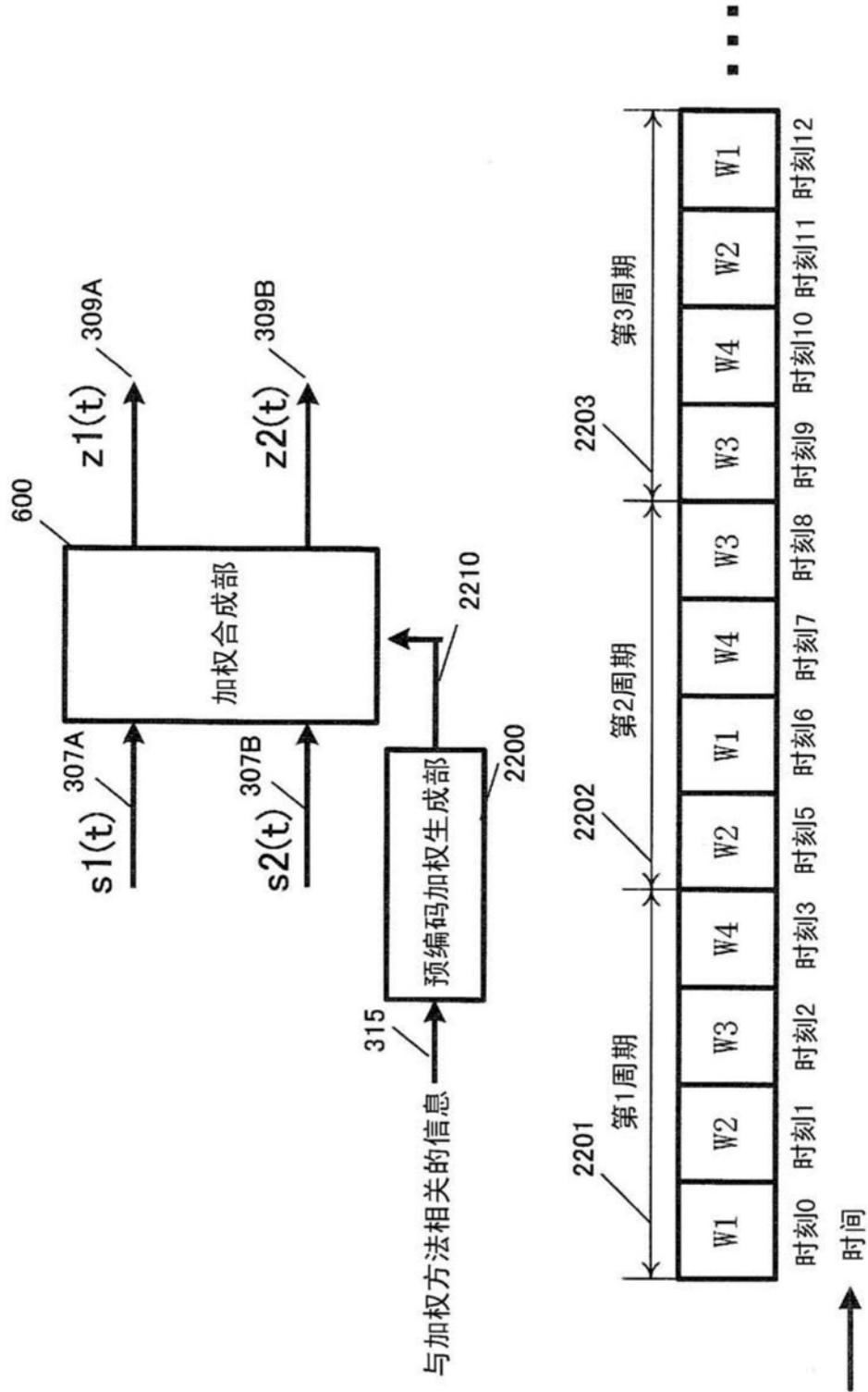


图22

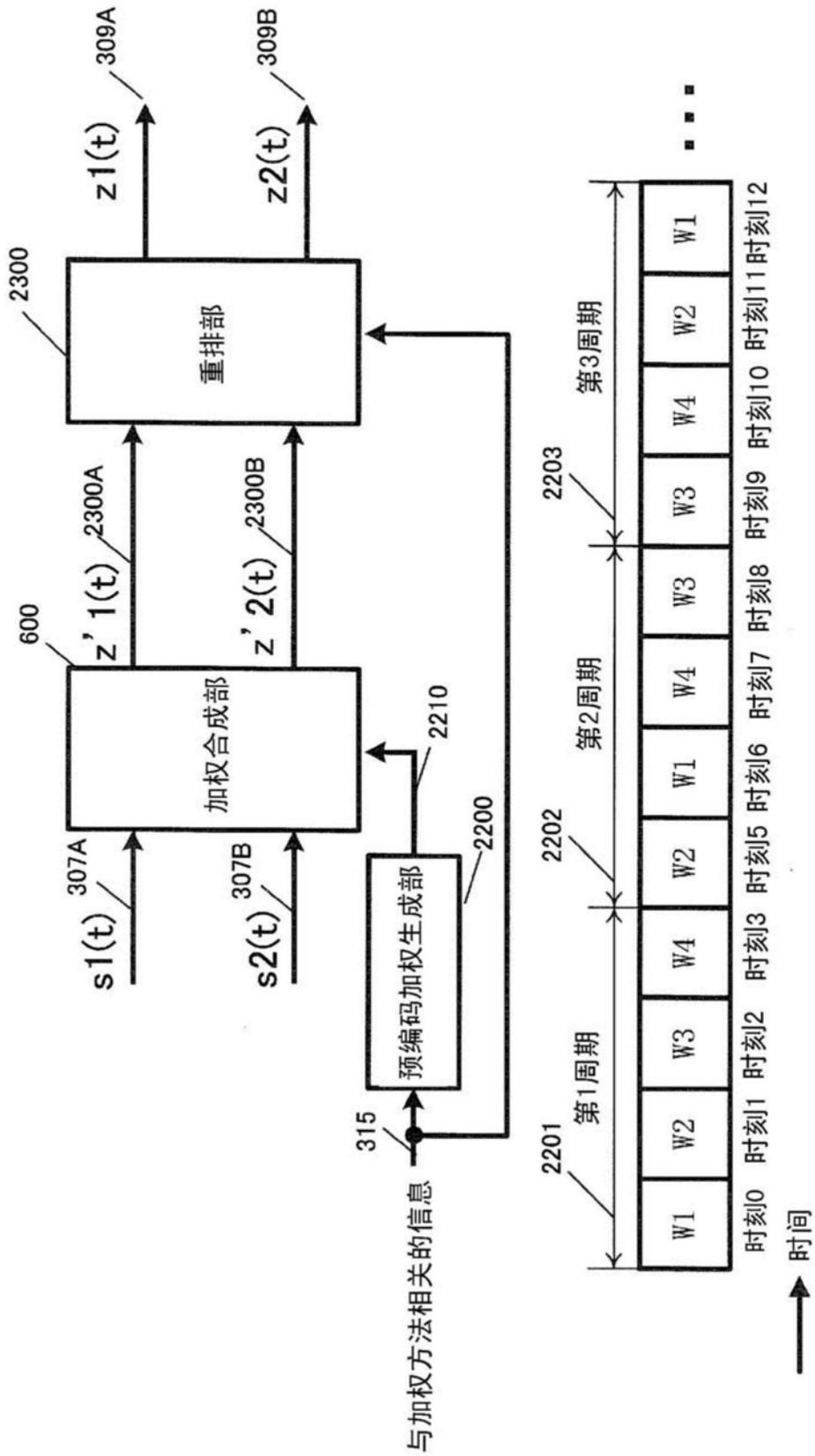


图23

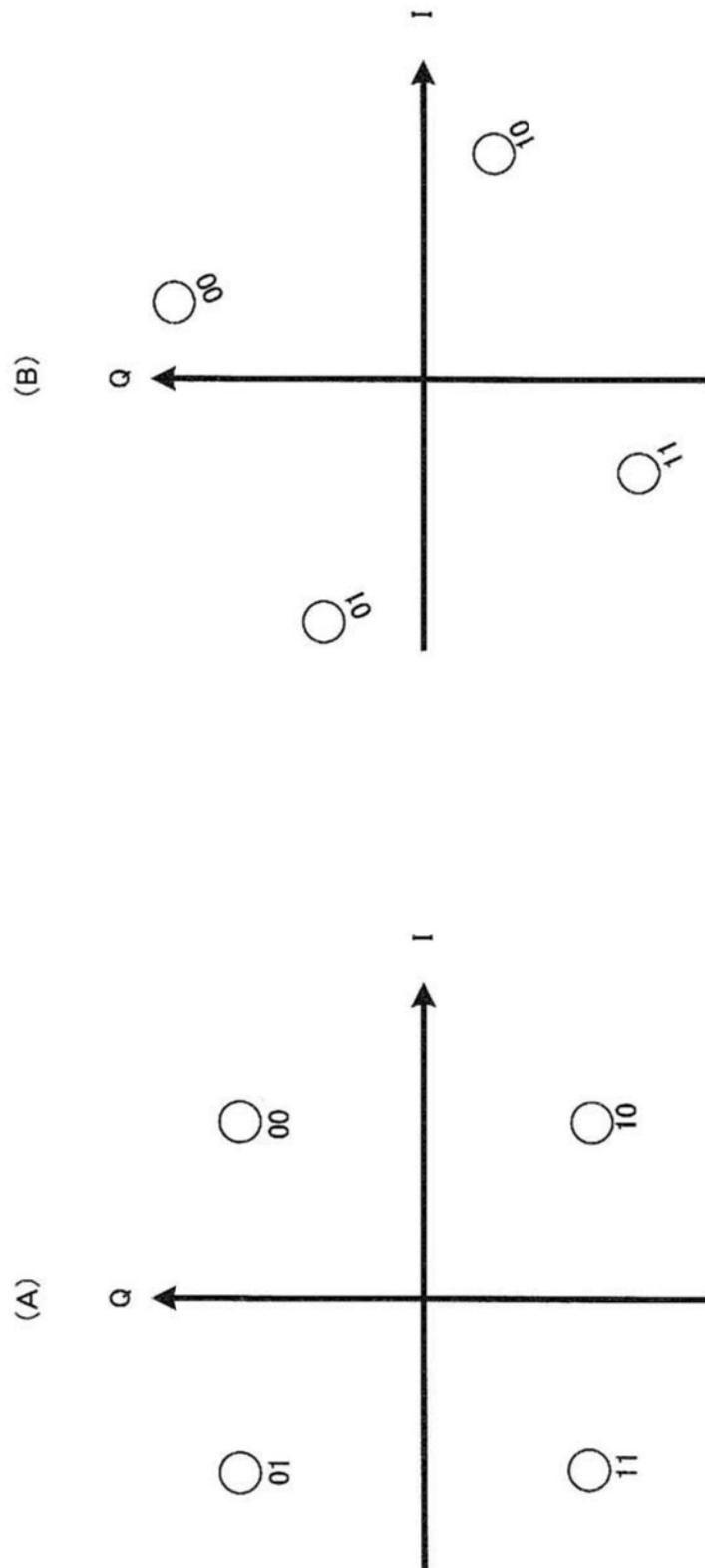


图24

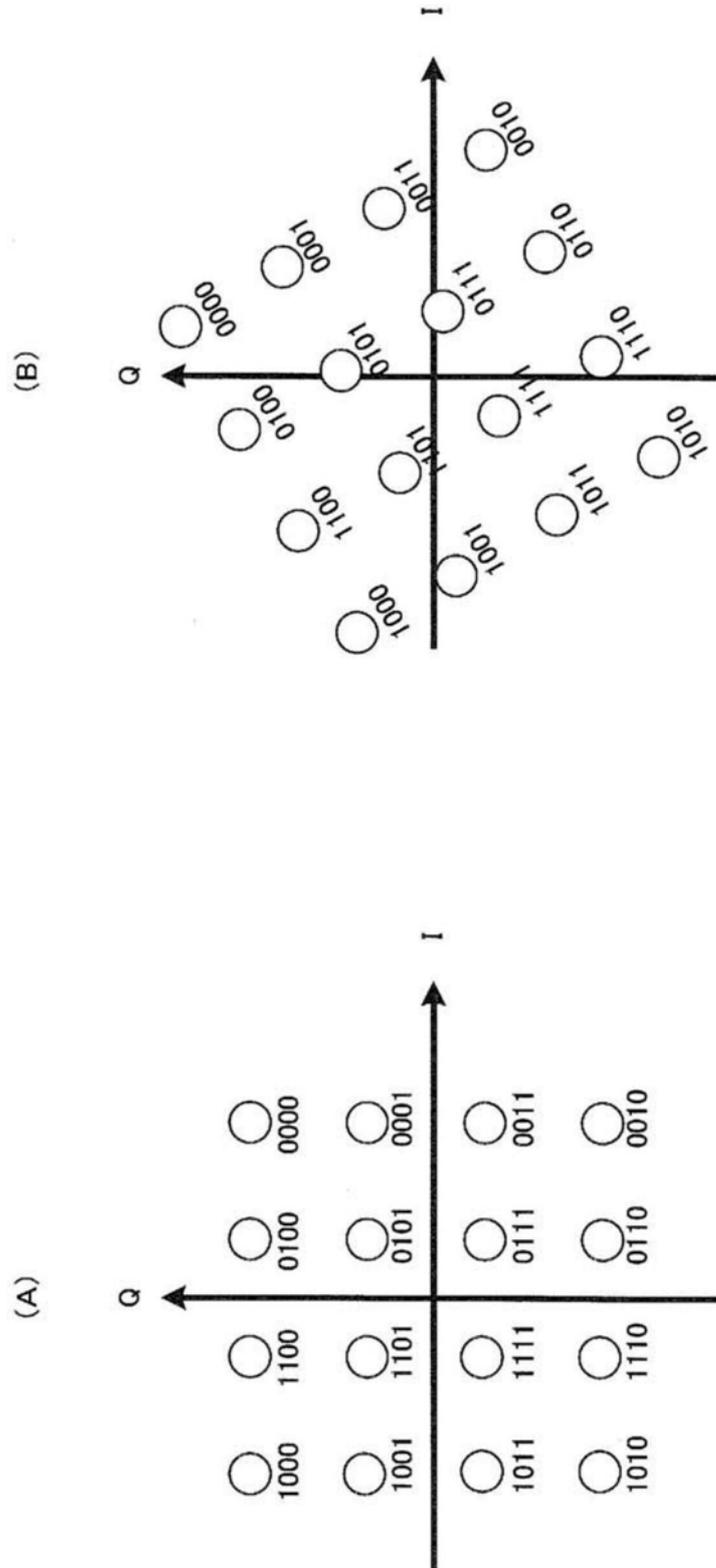


图25

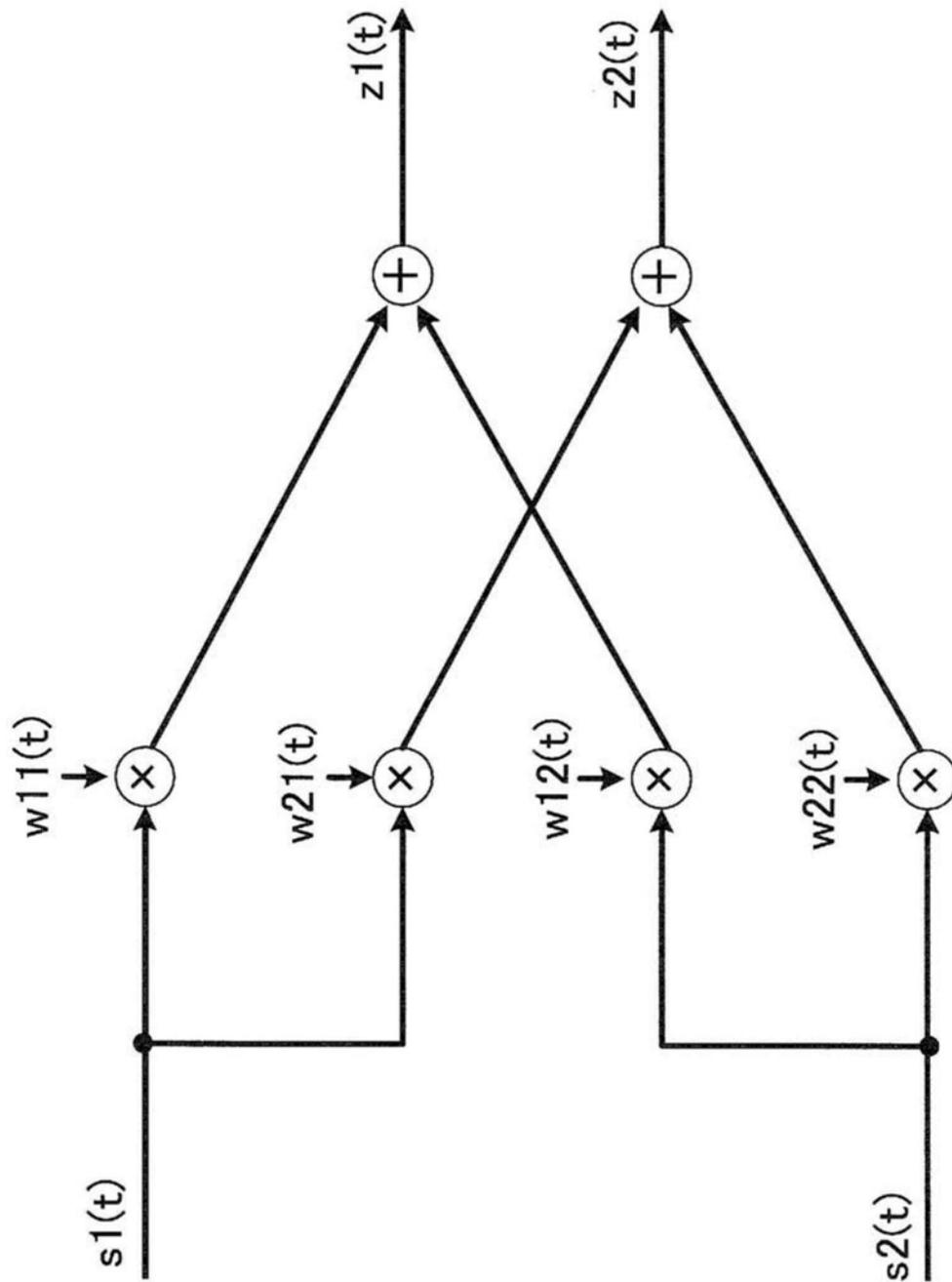


图26

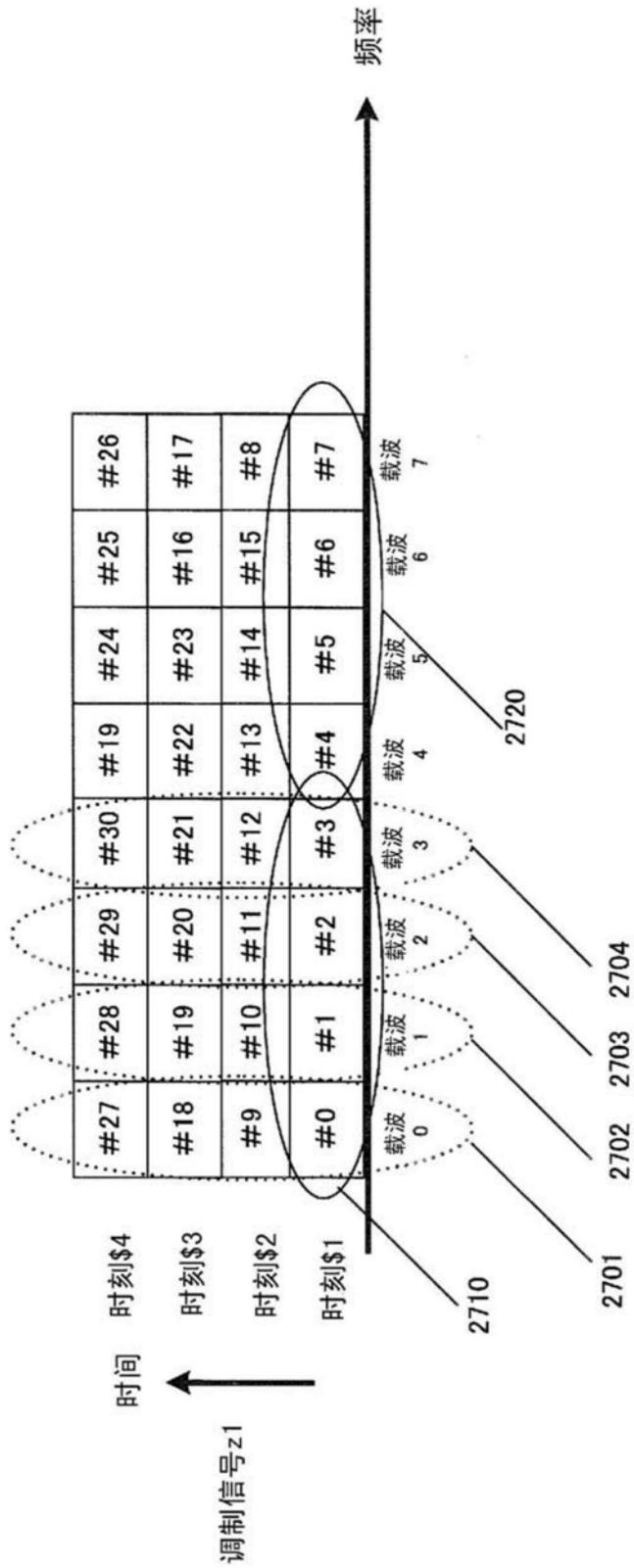


图27

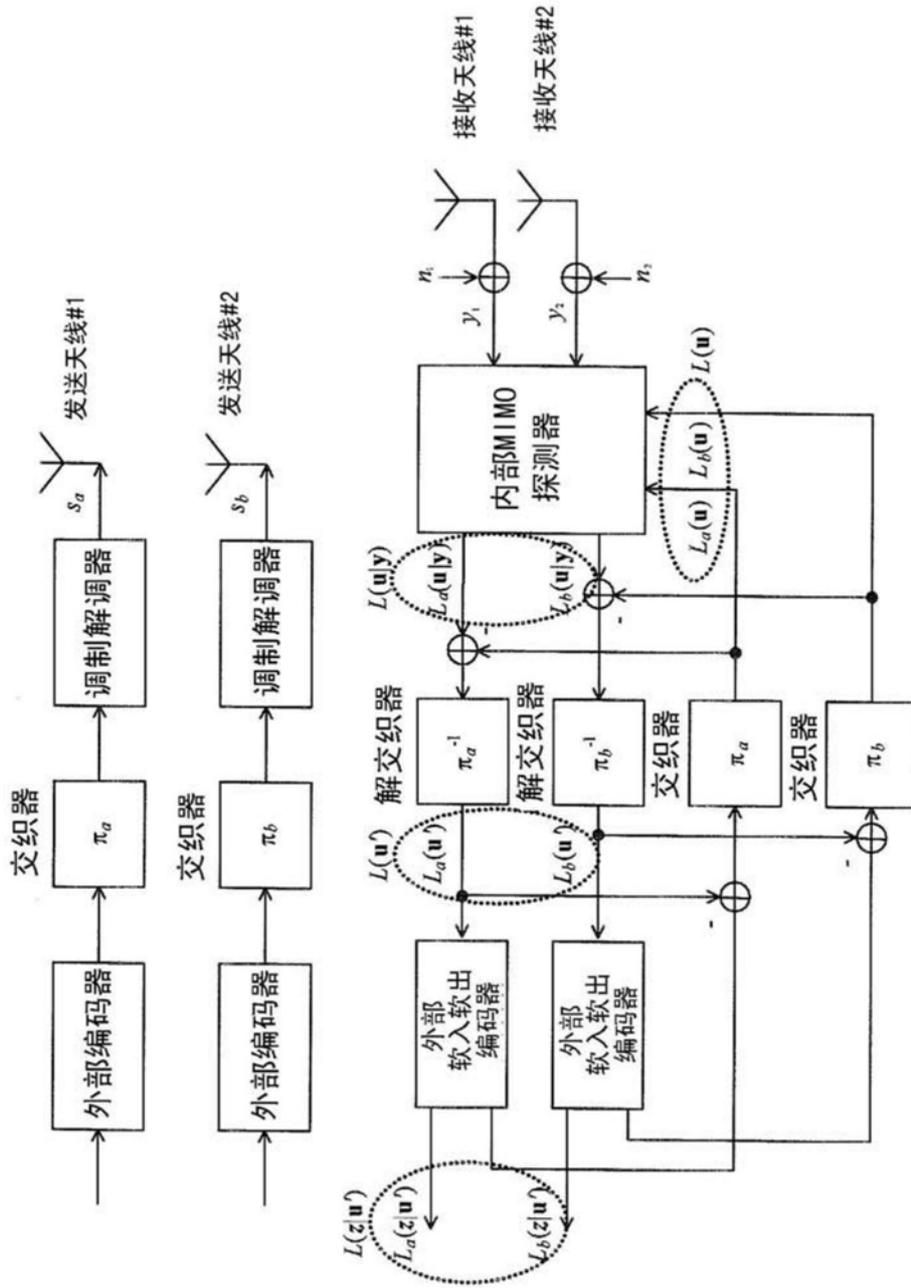


图28

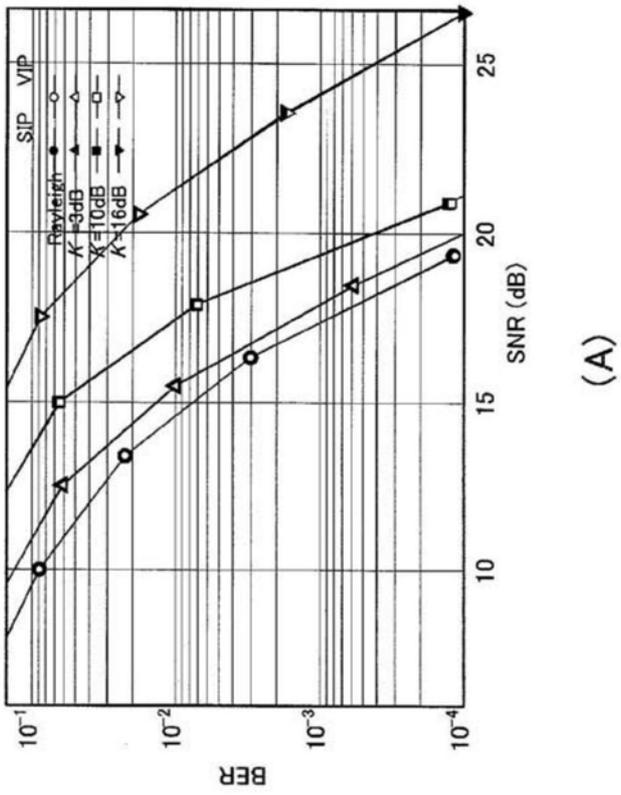
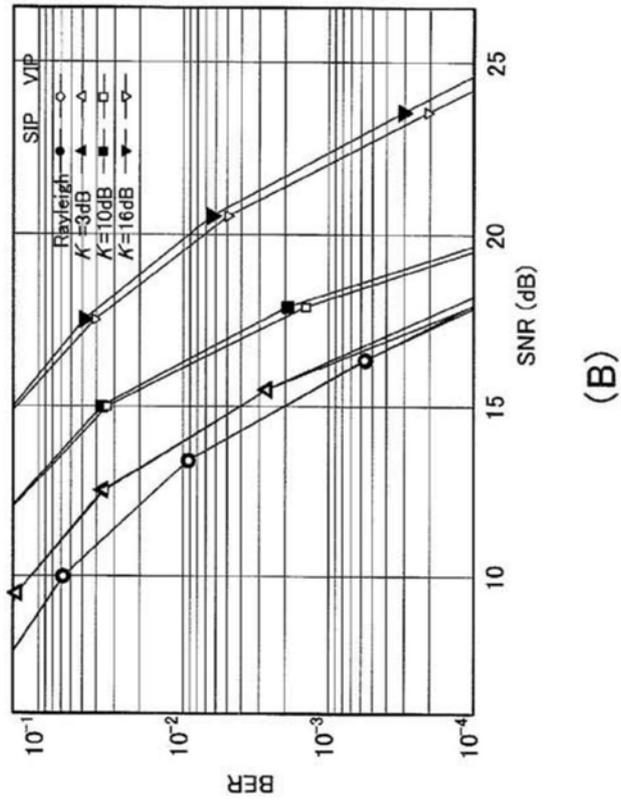


图29

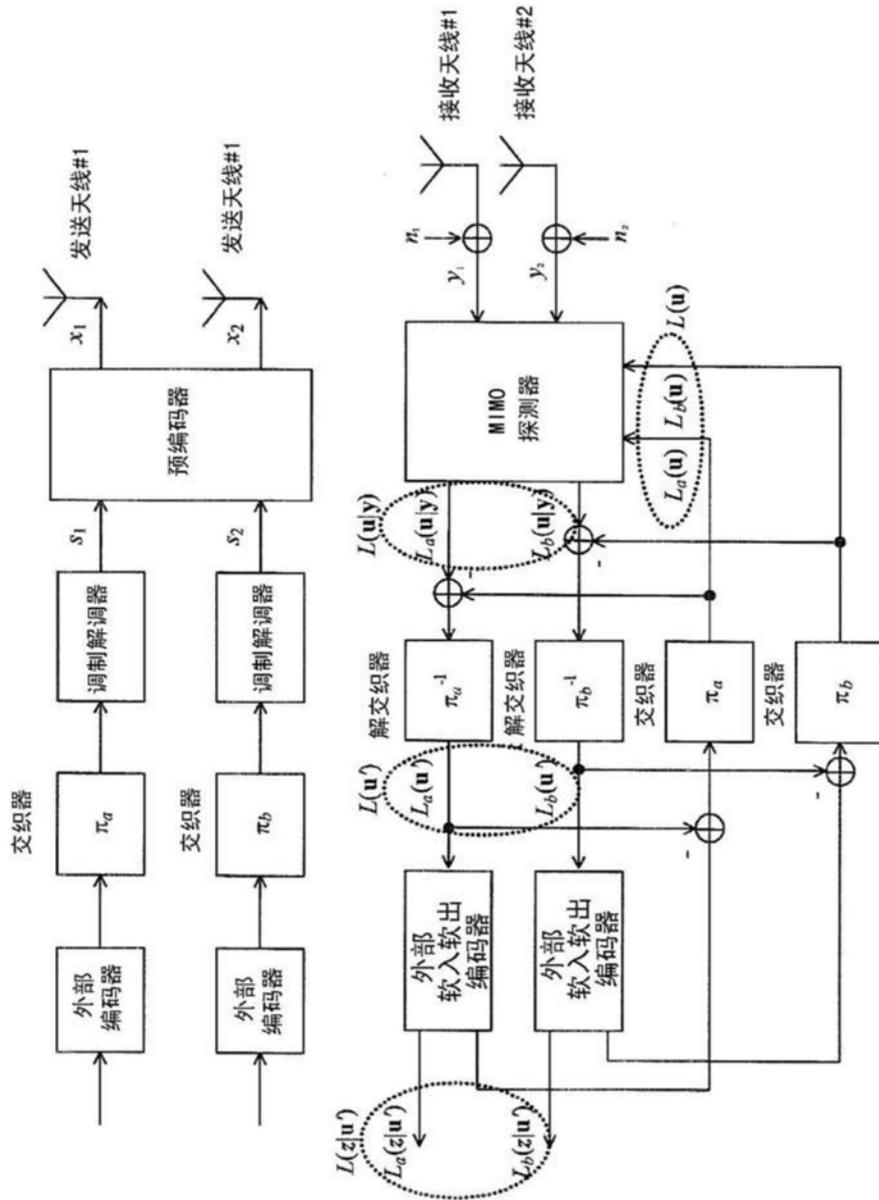


图30

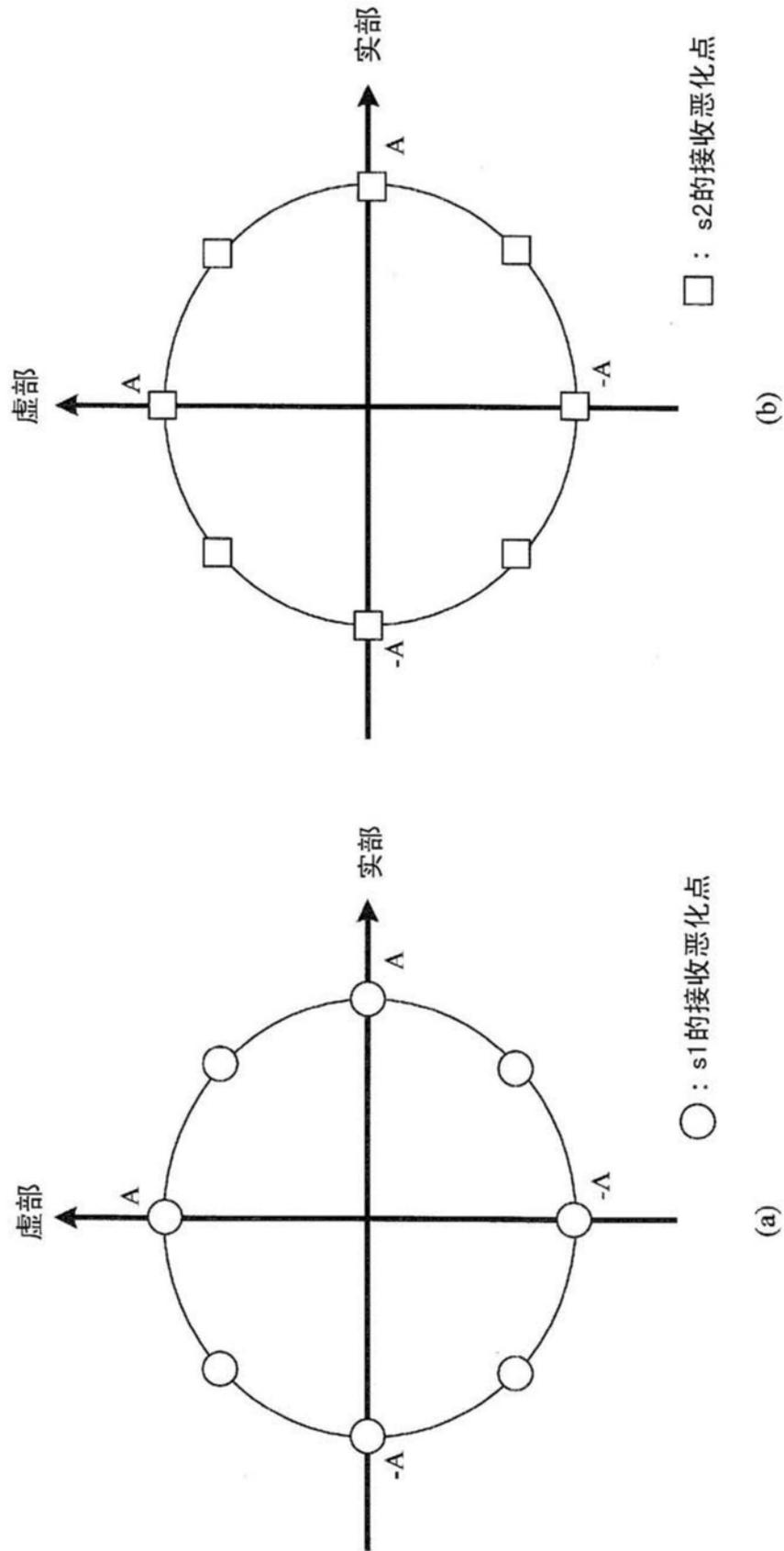


图31

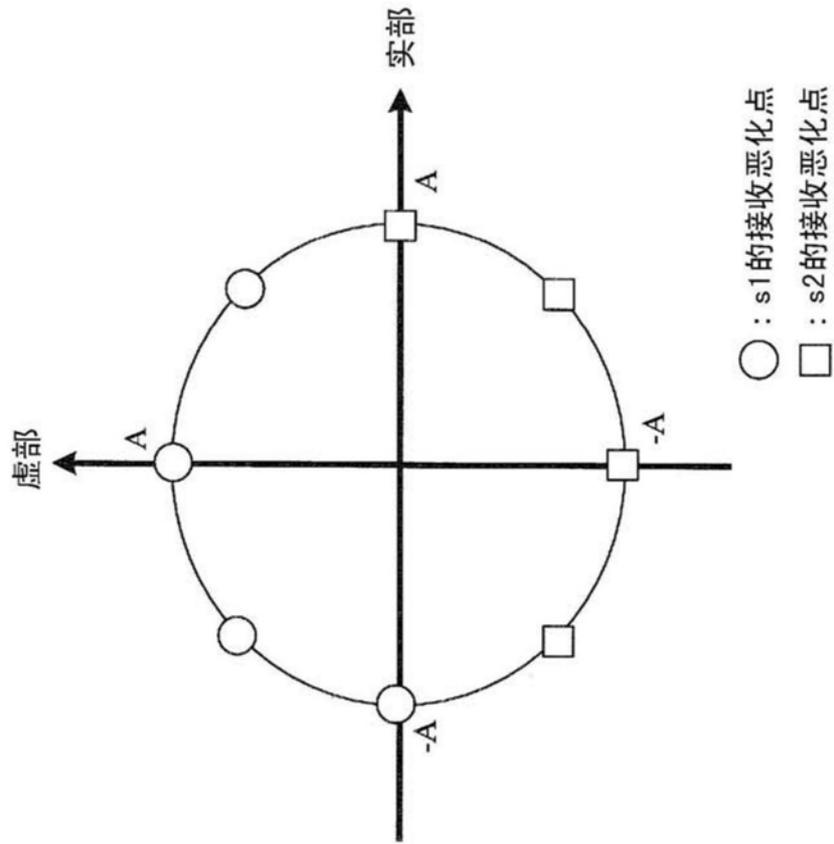


图32

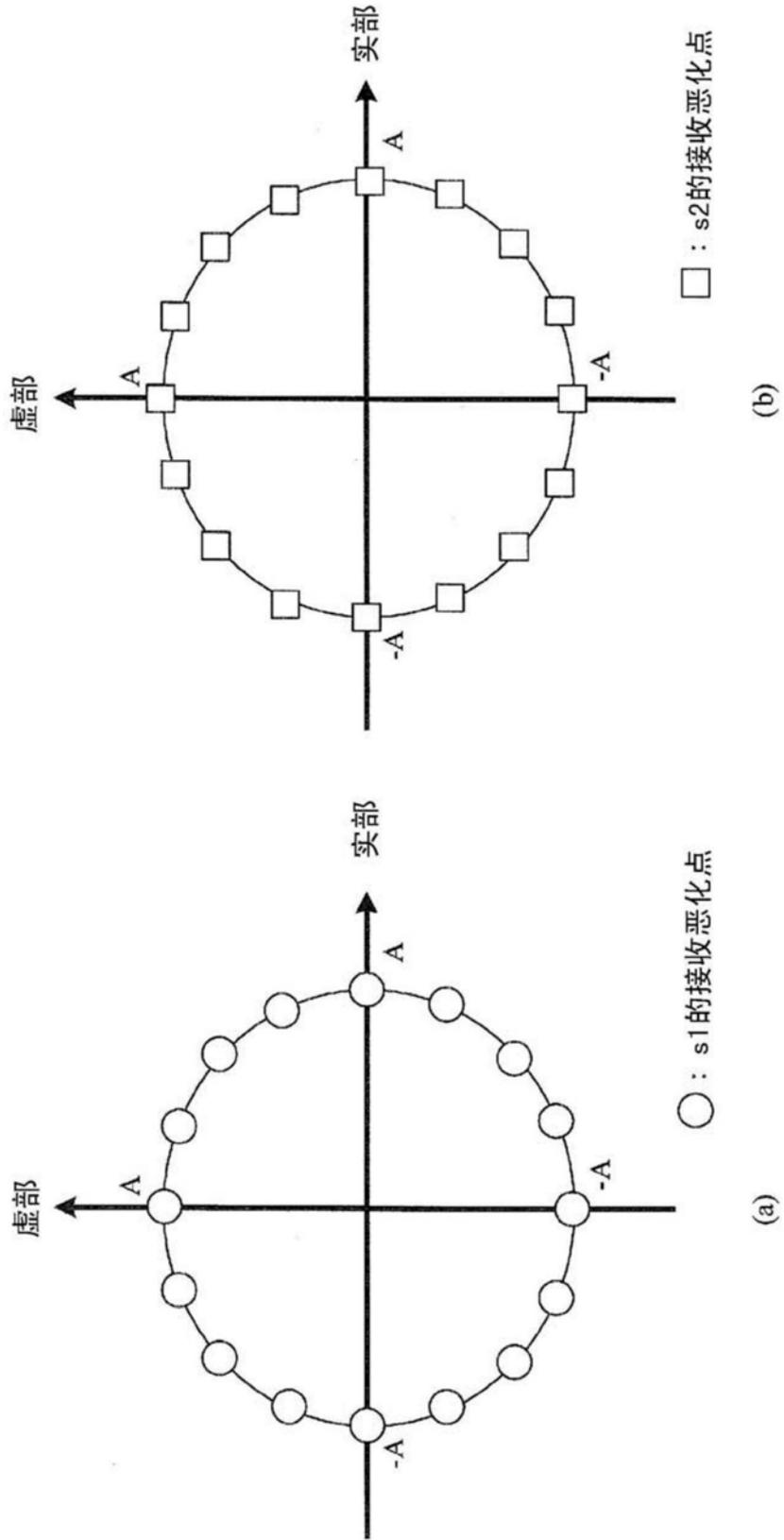


图33

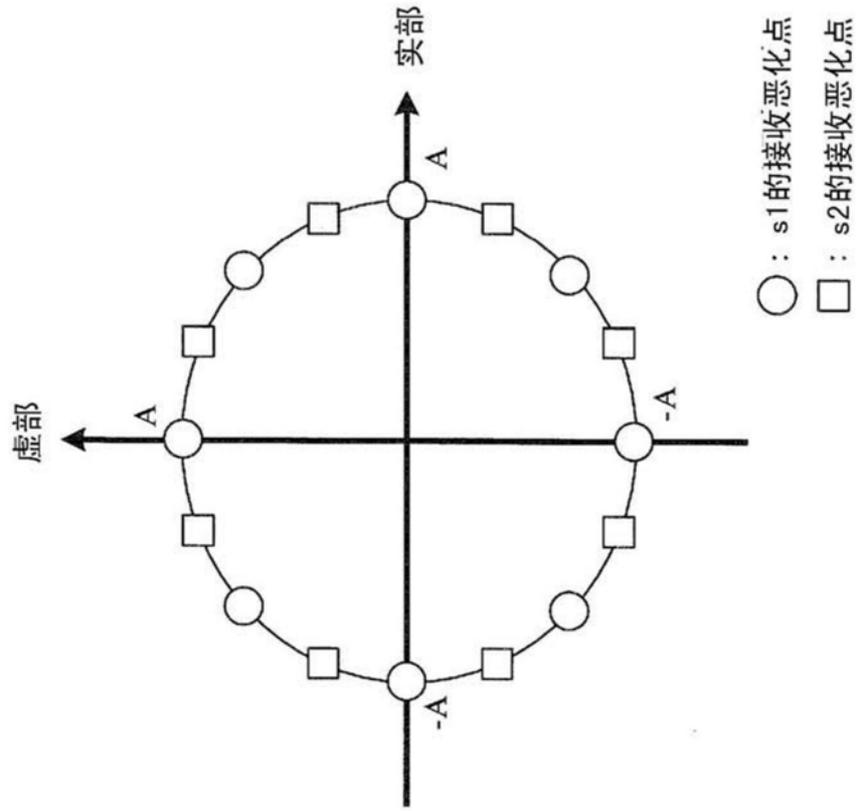


图34

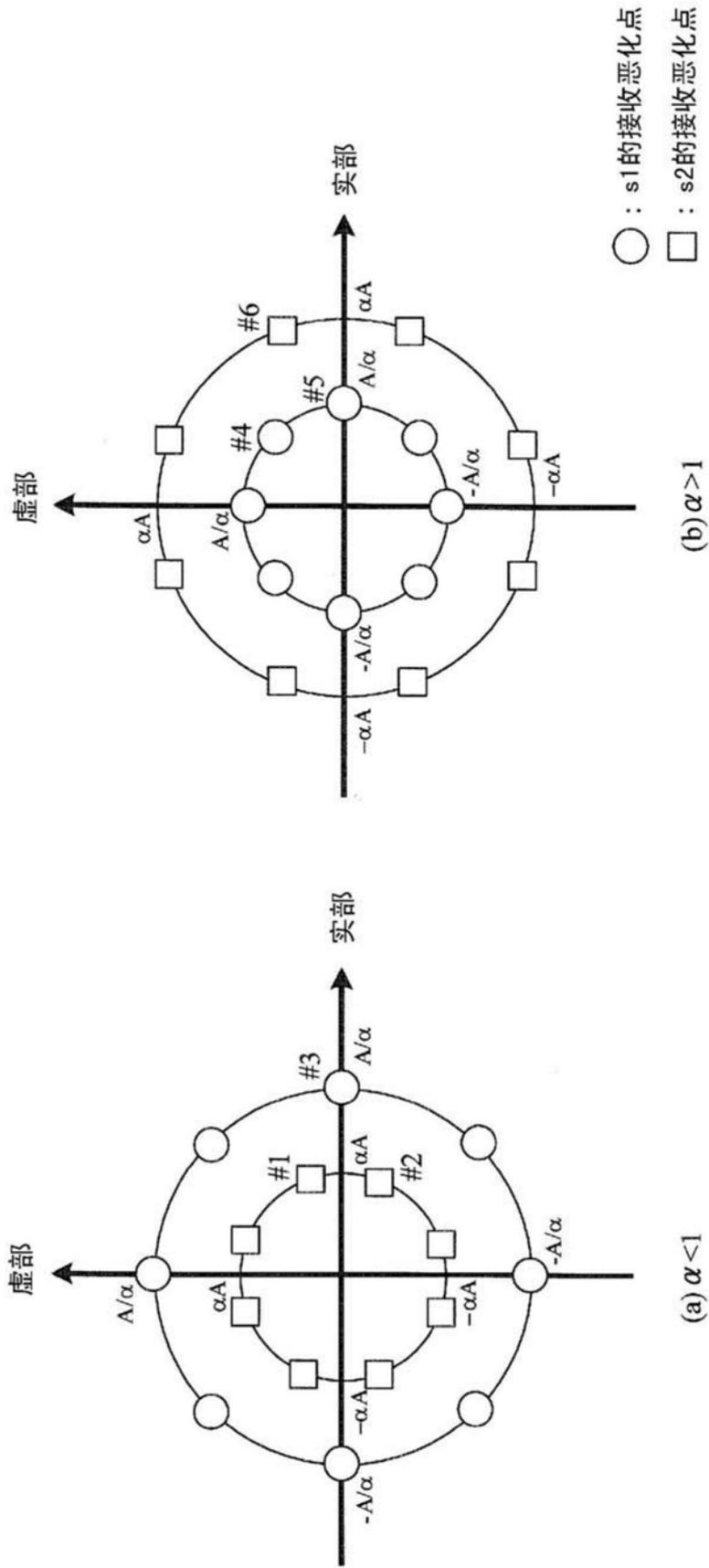


图35

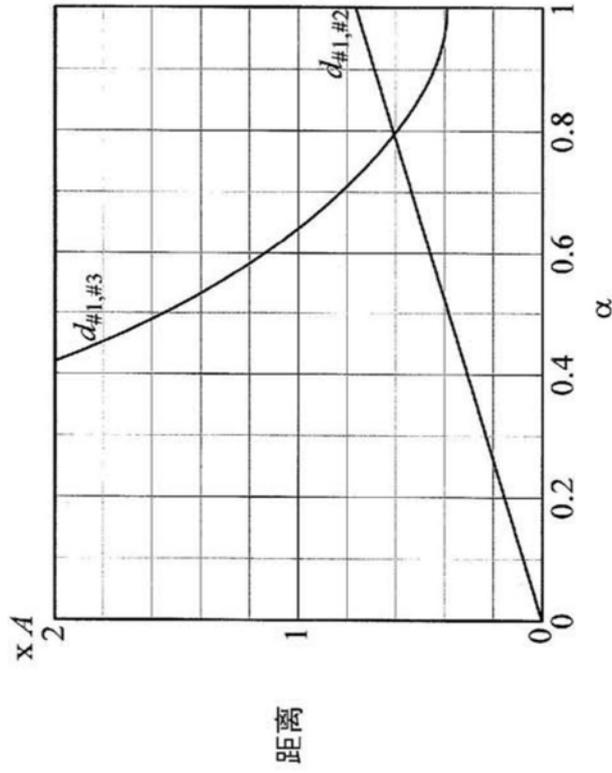


图36

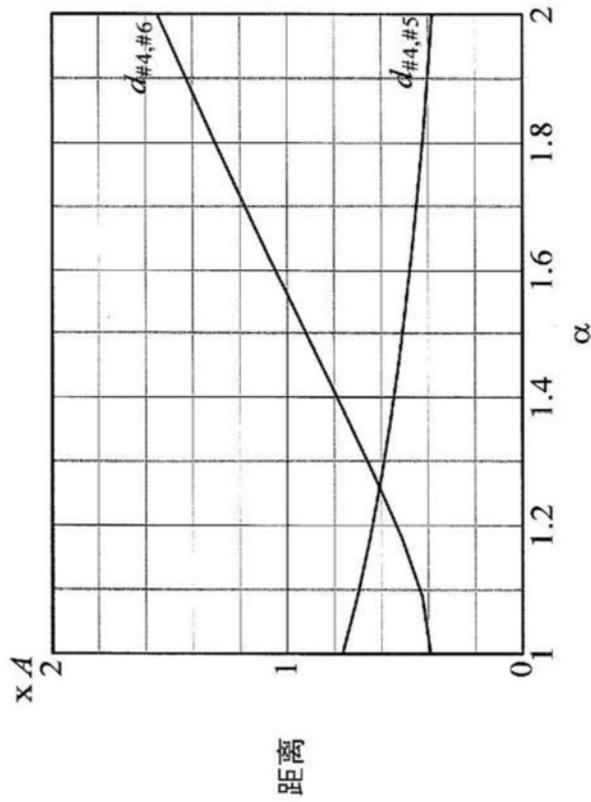


图37

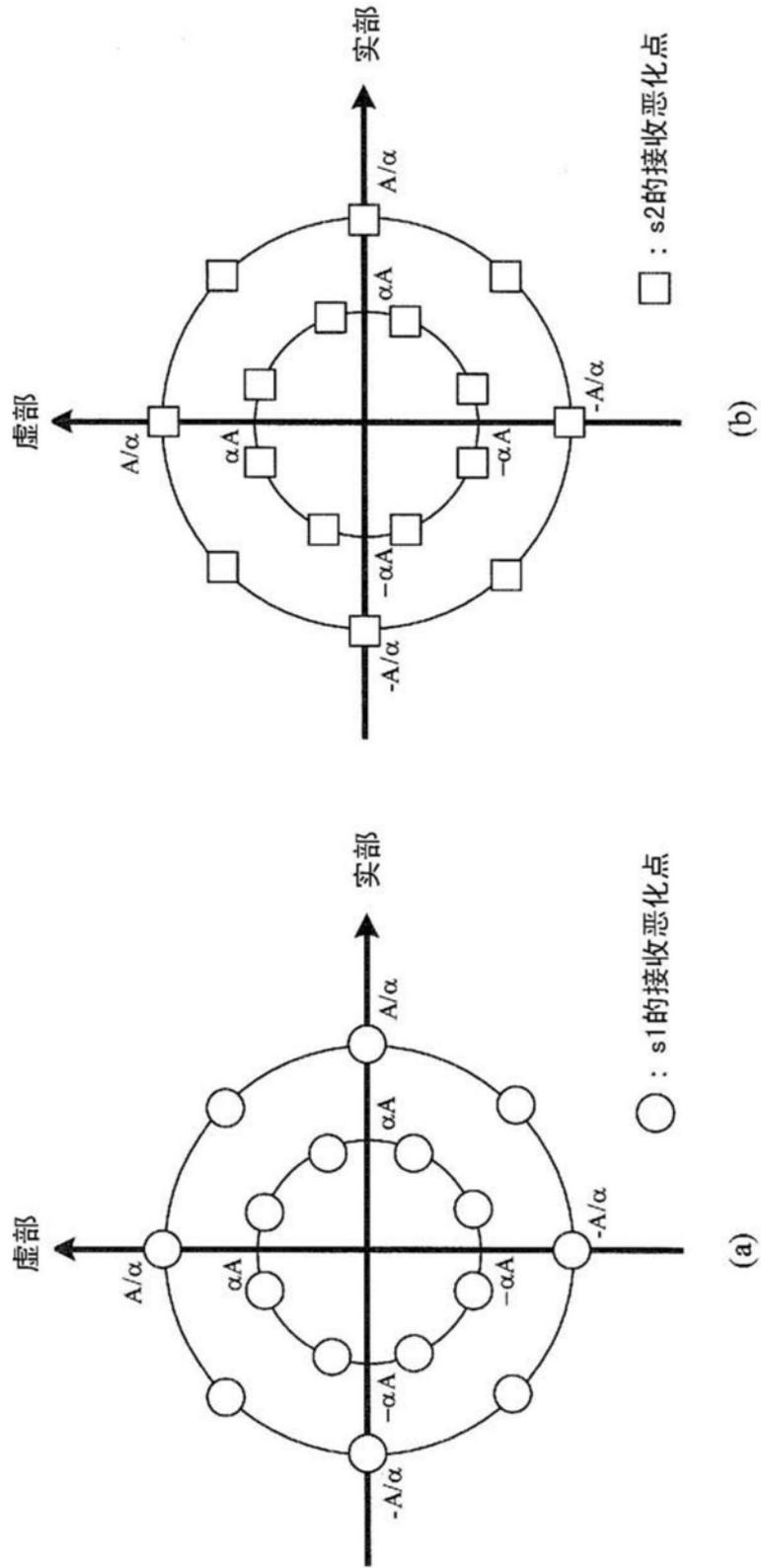


图38

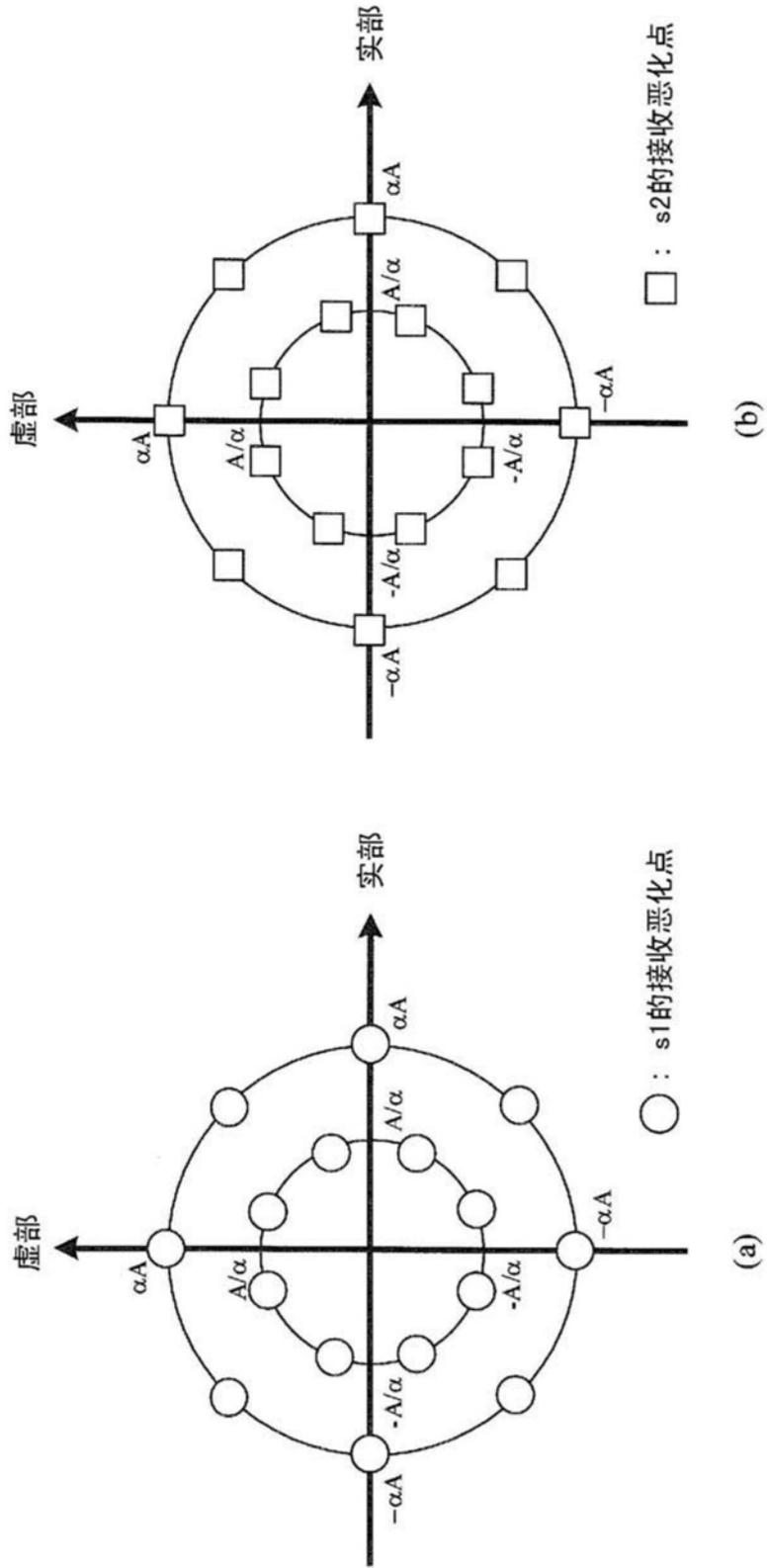


图39

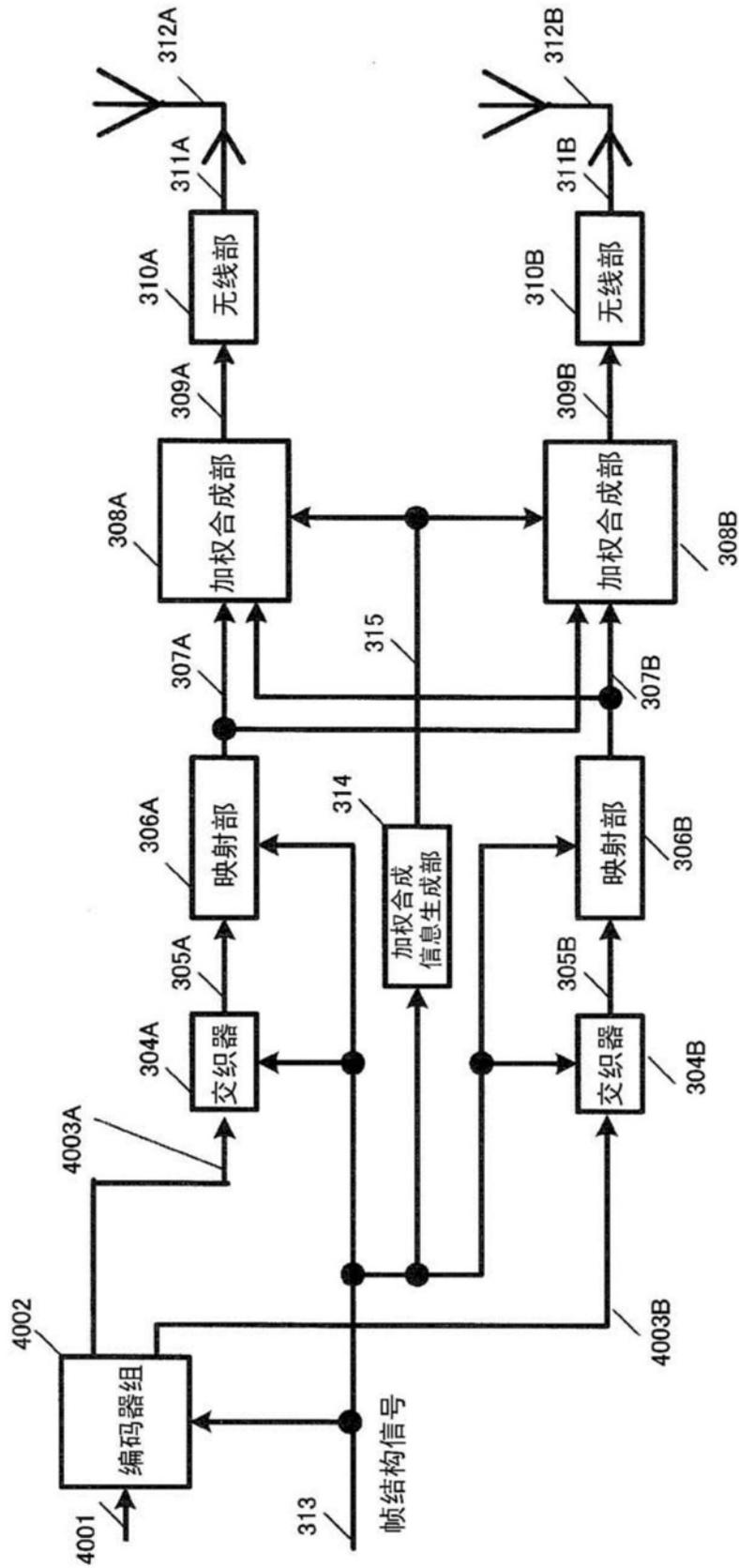


图40

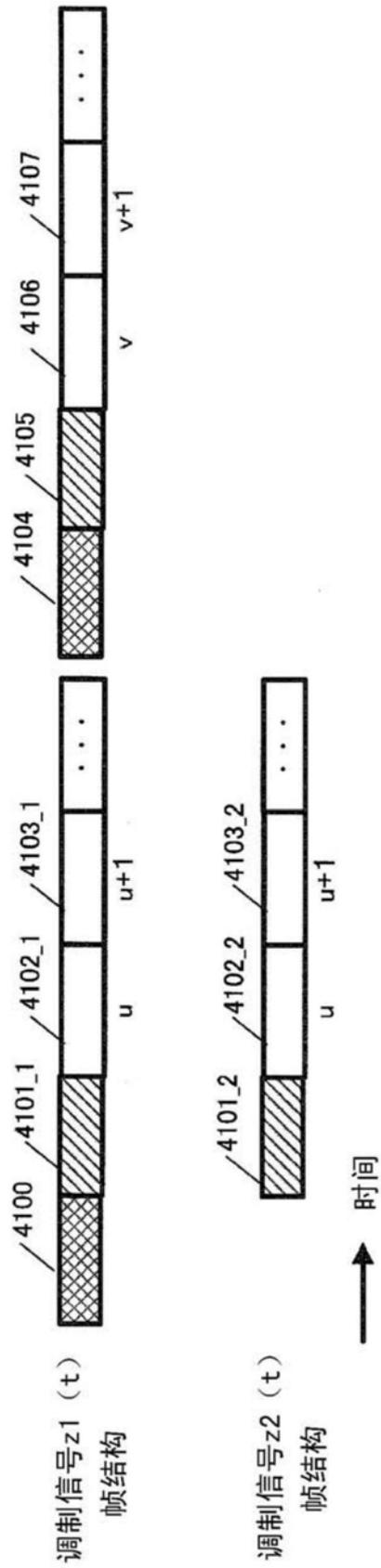


图41

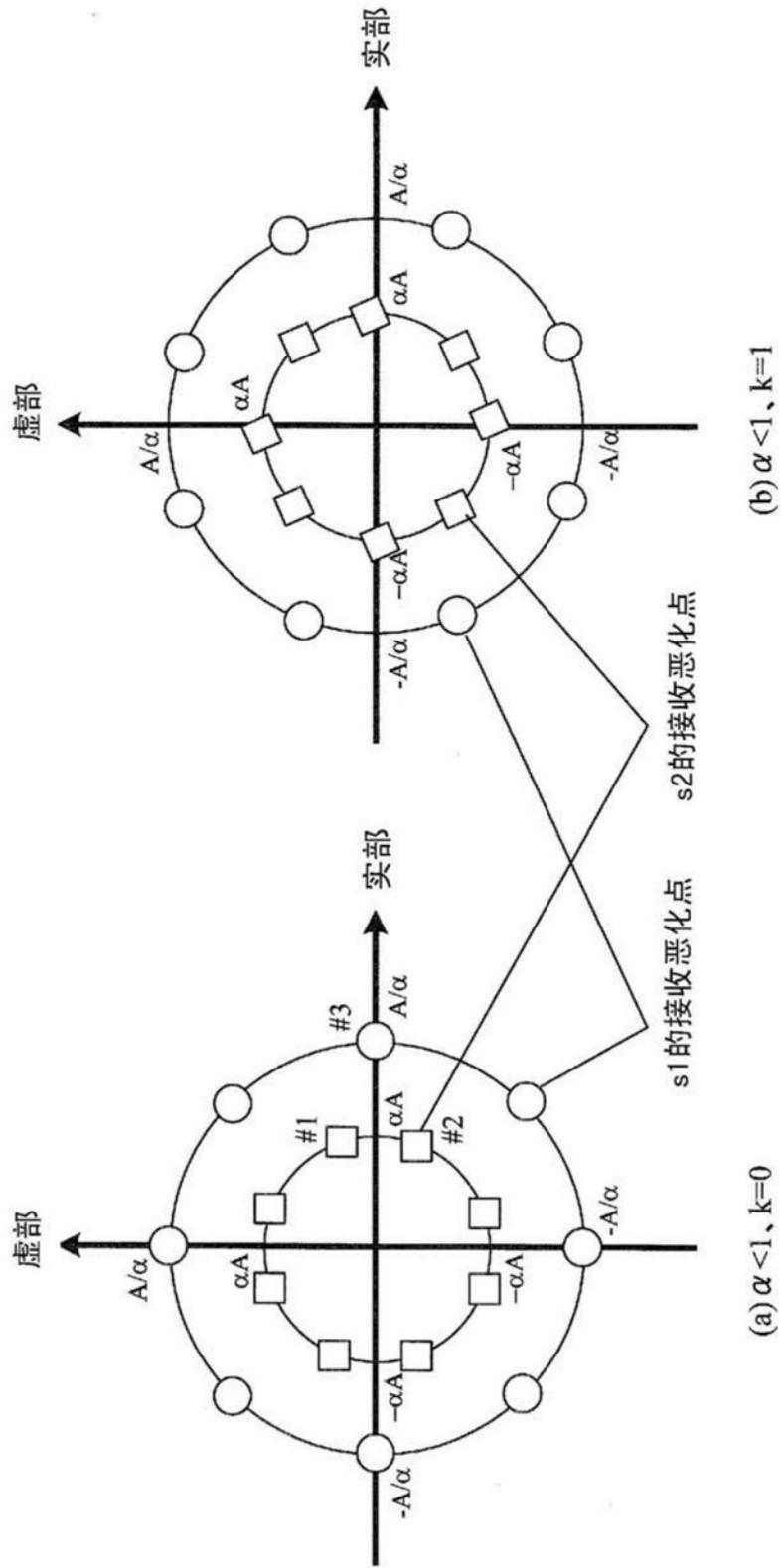


图42

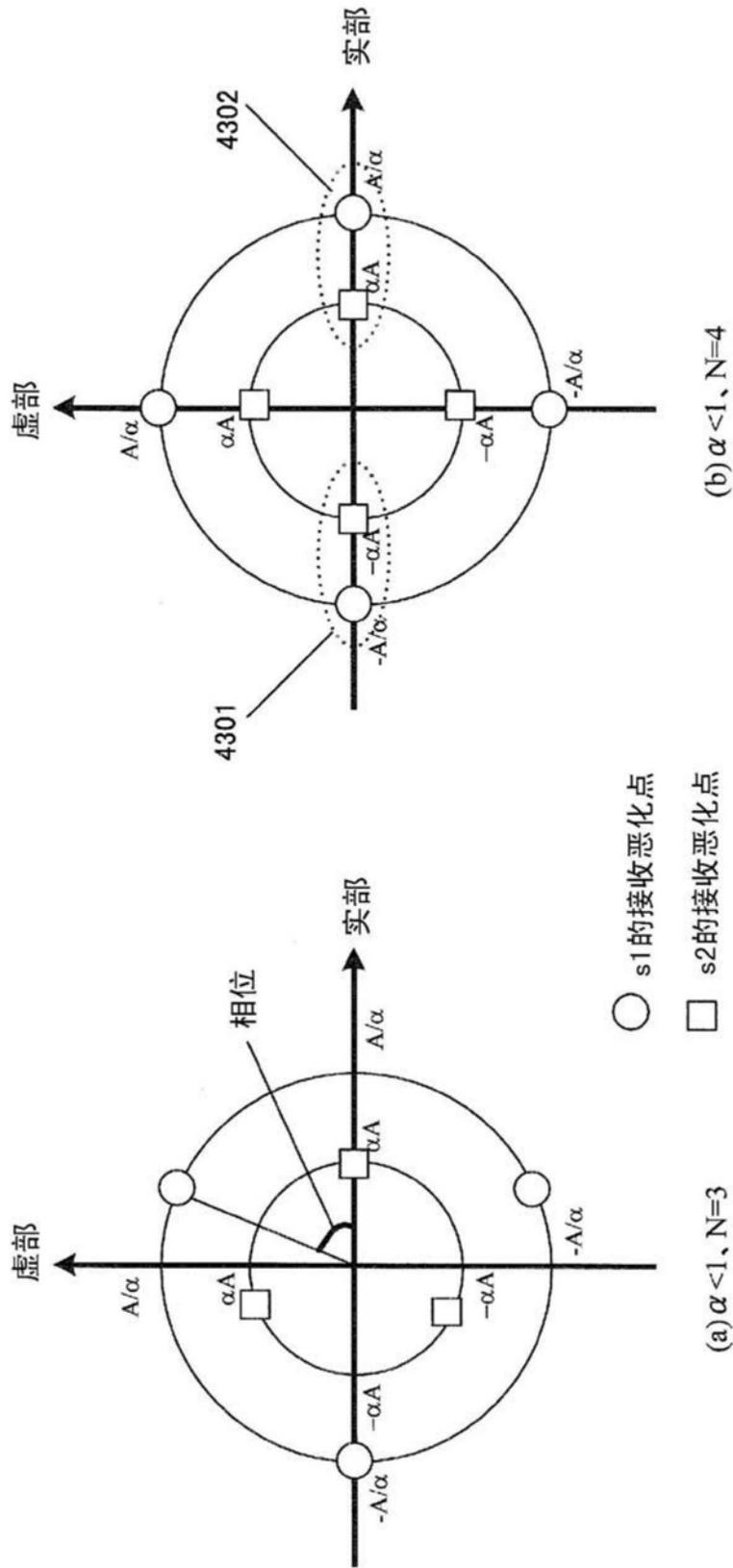


图43

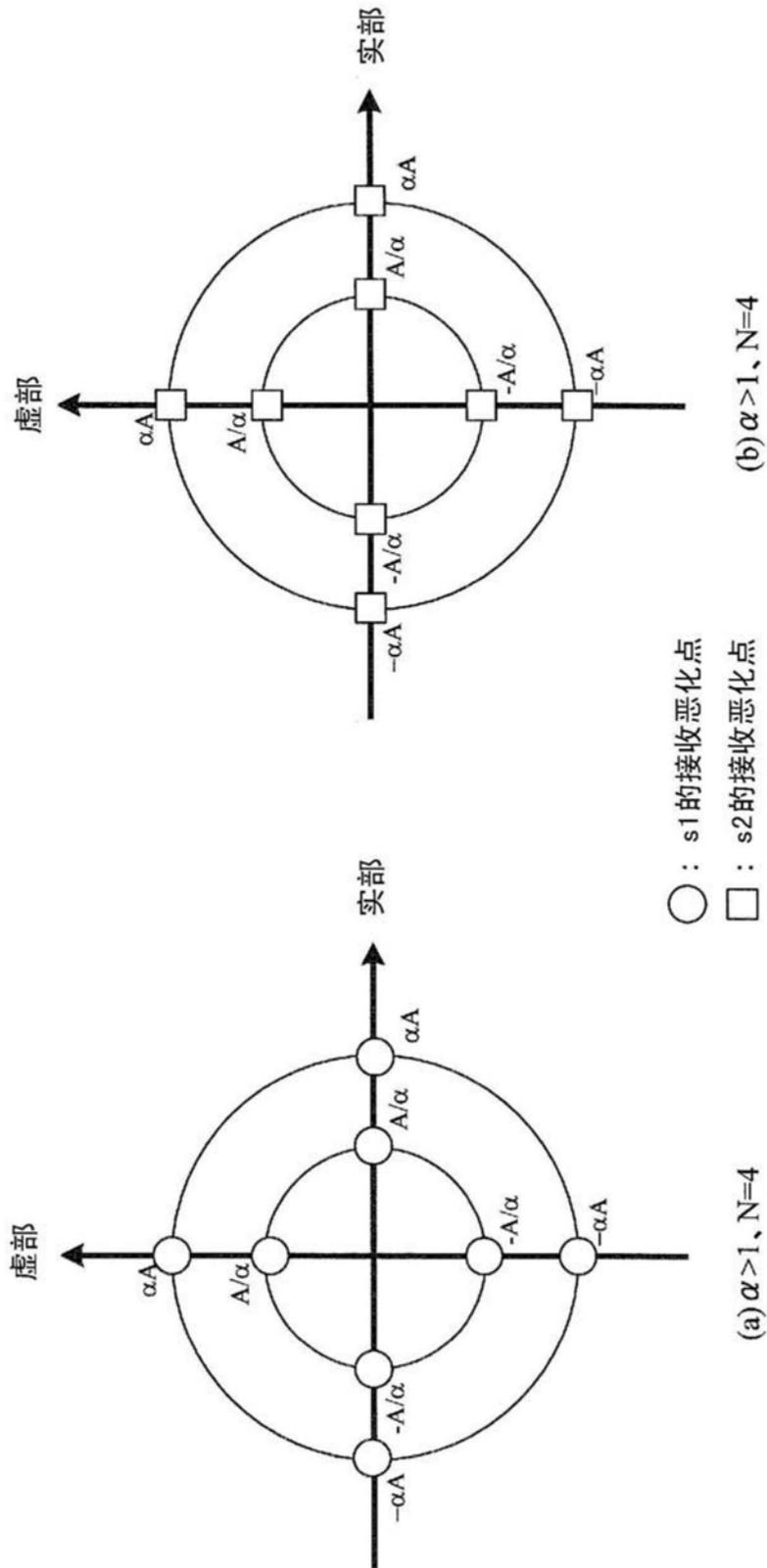


图45

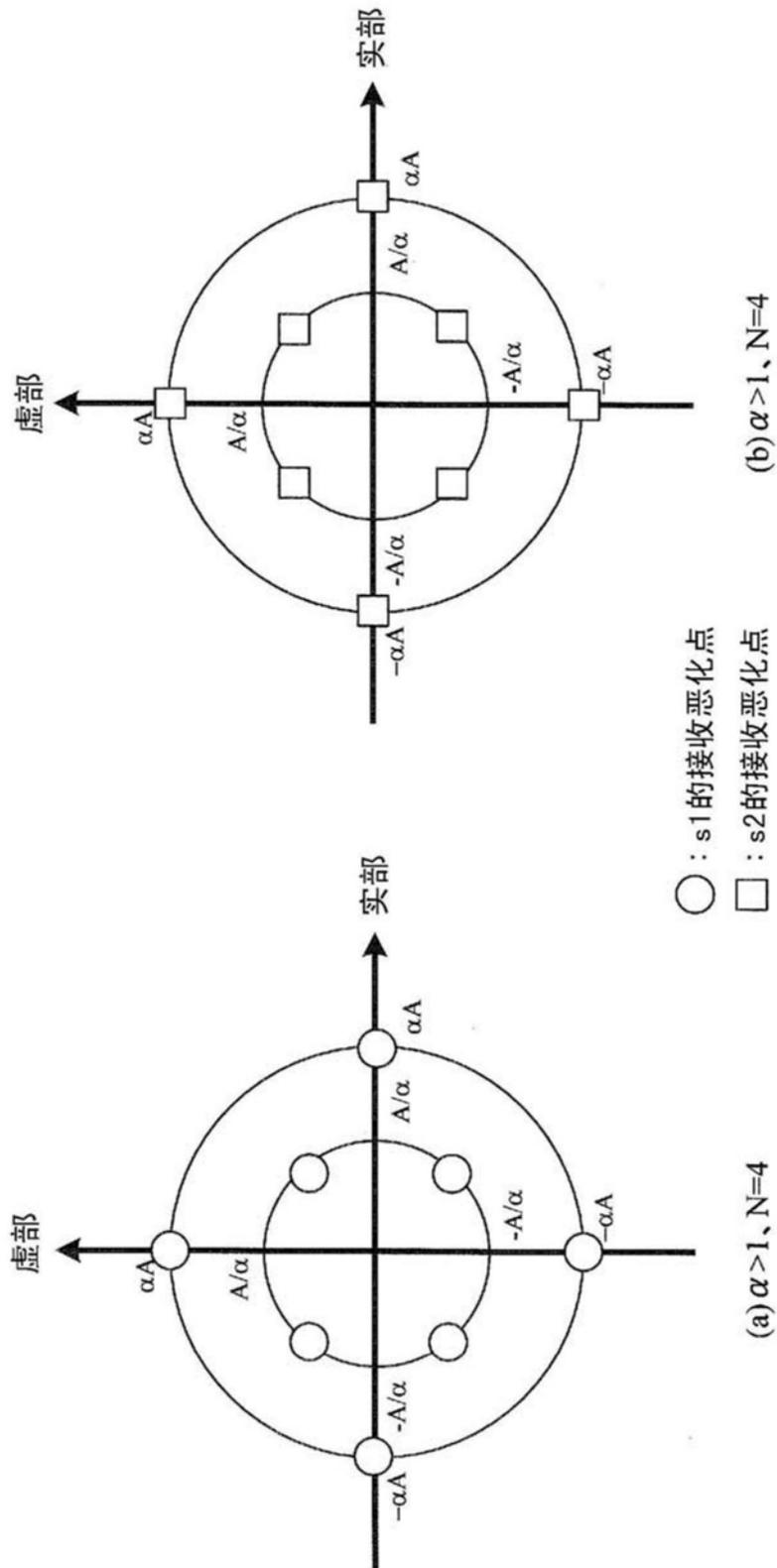


图46

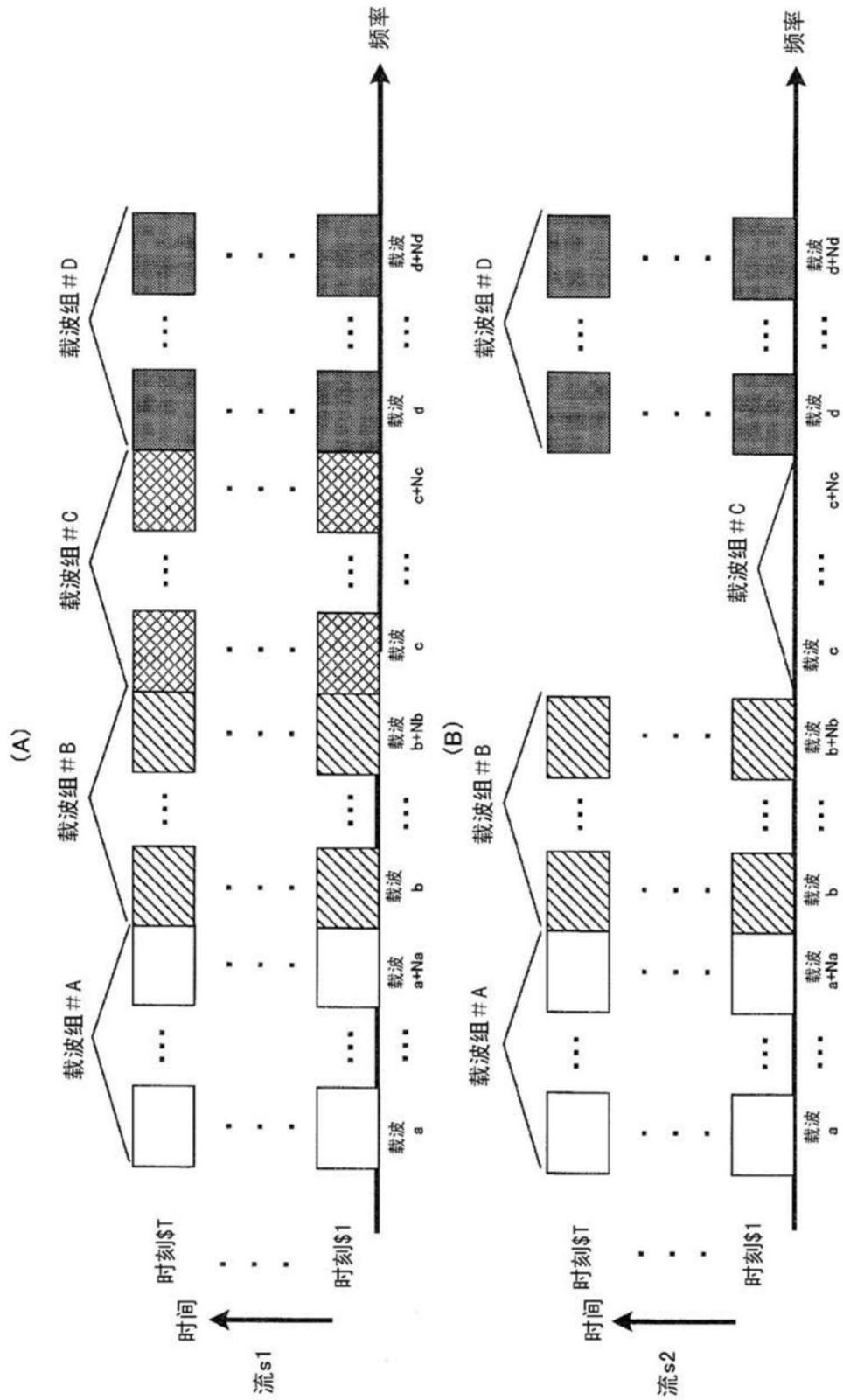


图47

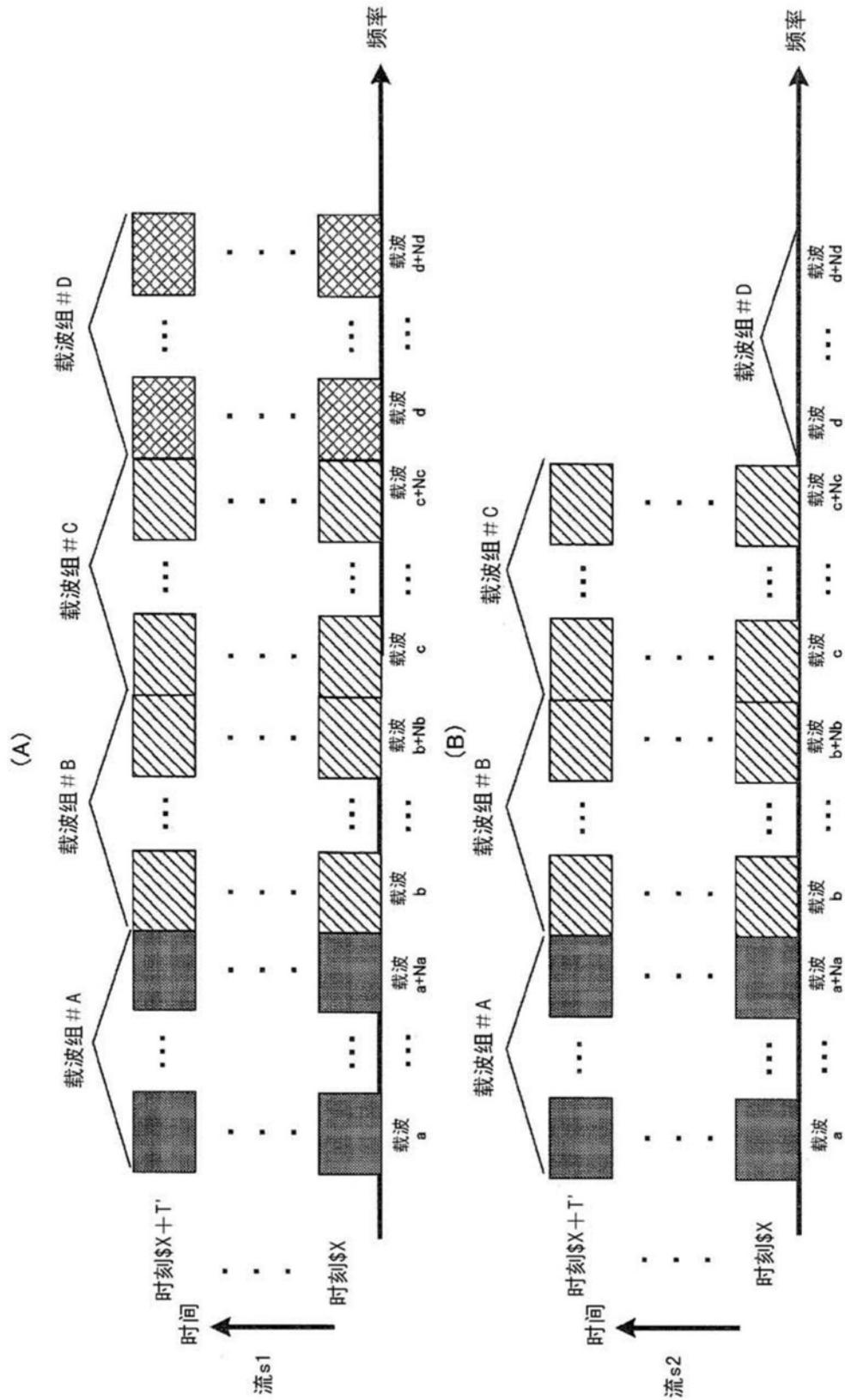
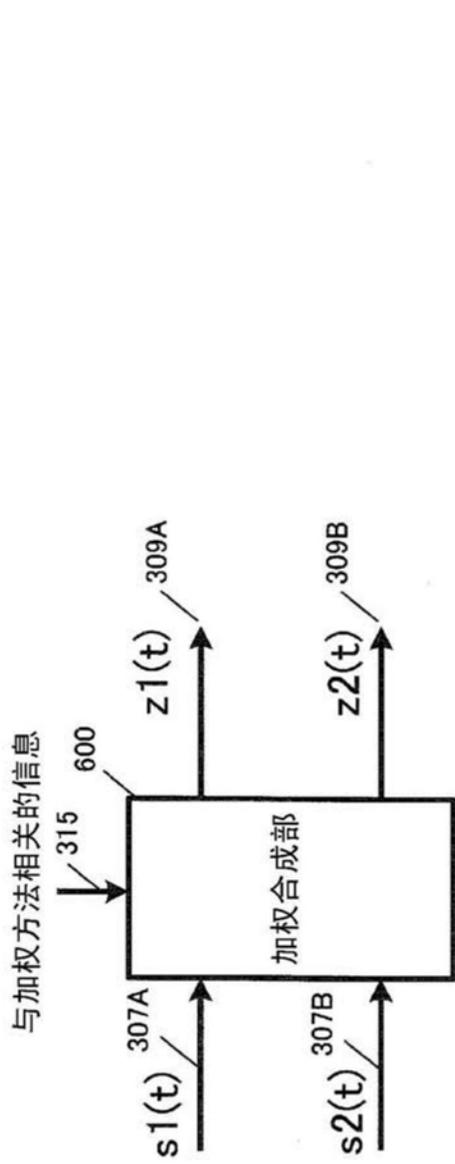


图48



方式#1

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

另一种表述

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

方式#2

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(t)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{11}(t)+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

图49

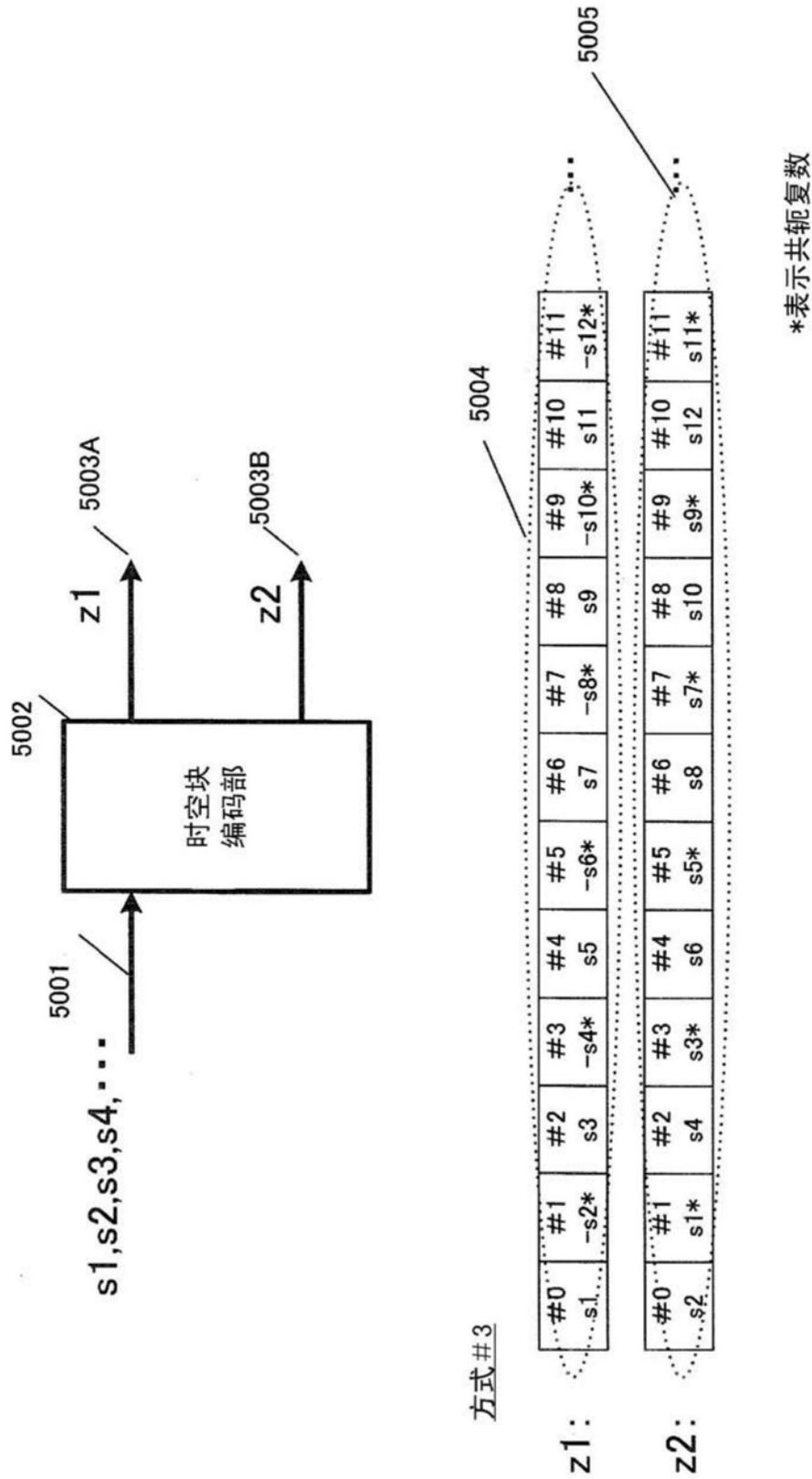


图50

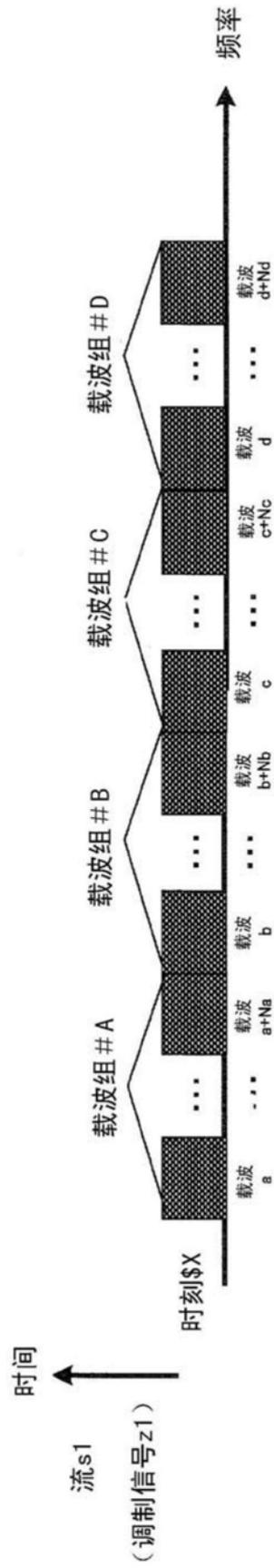


图51

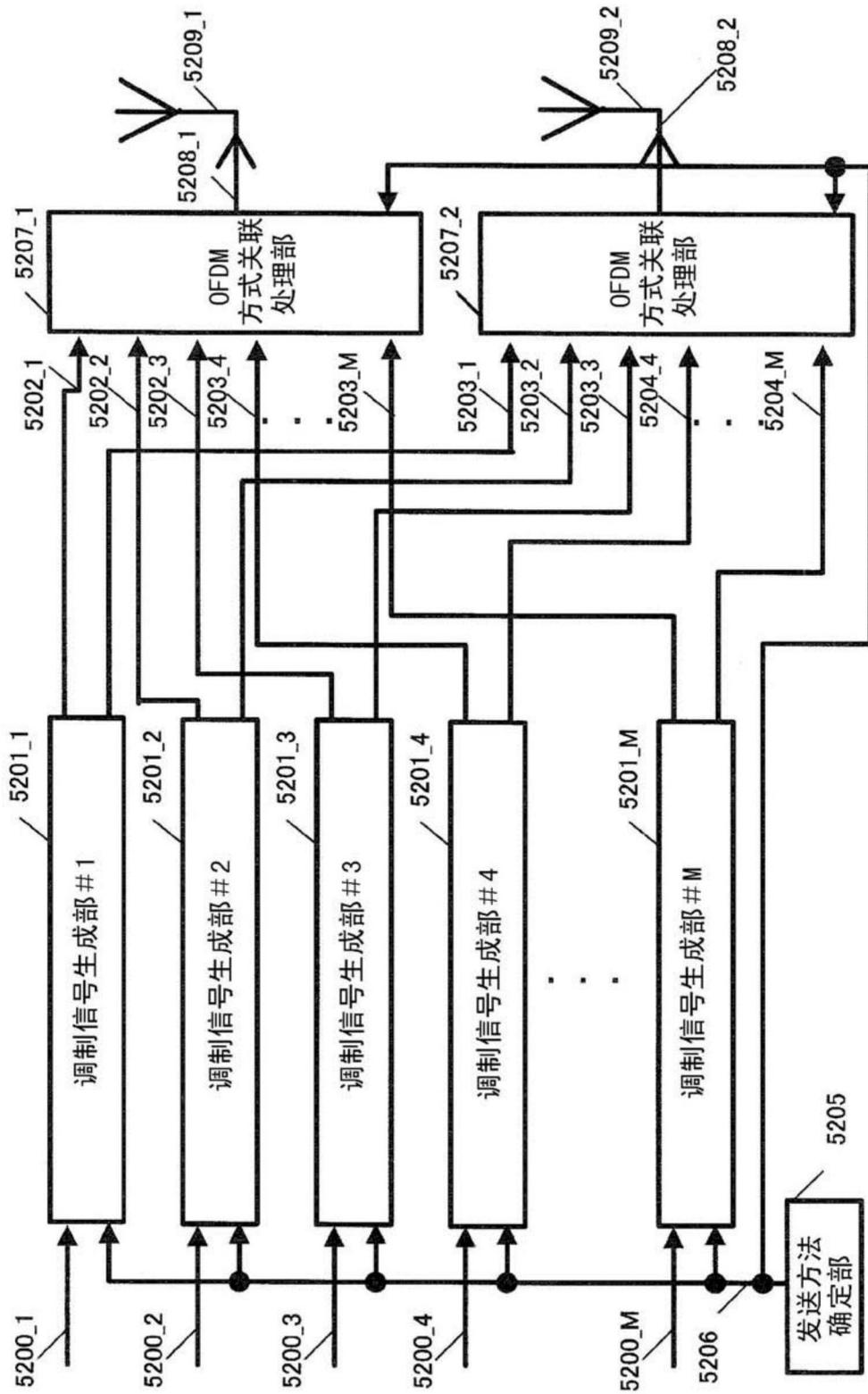


图52

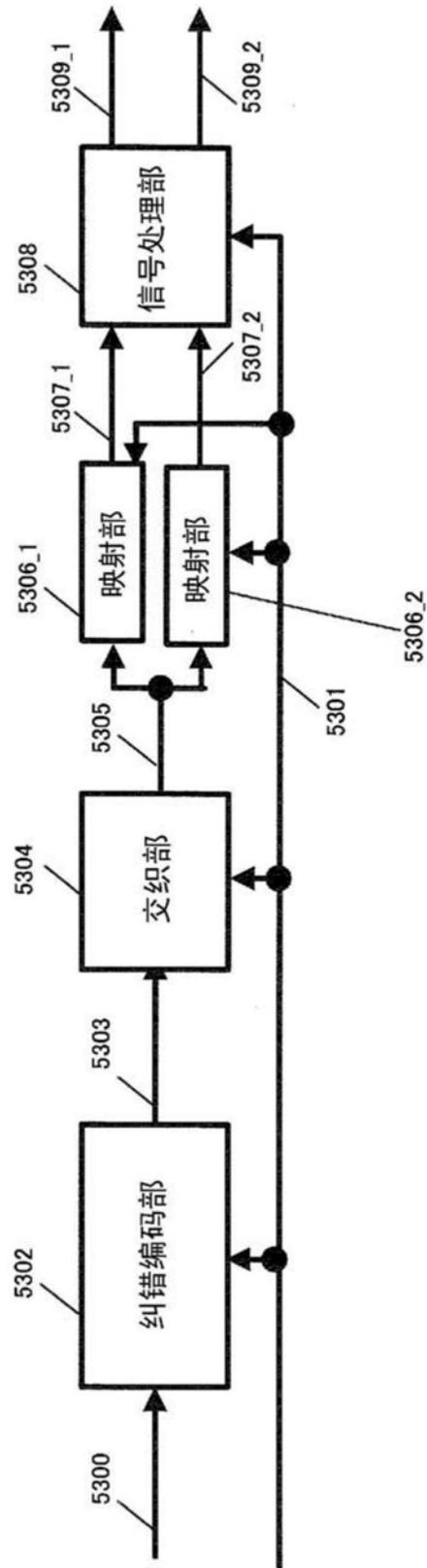


图53

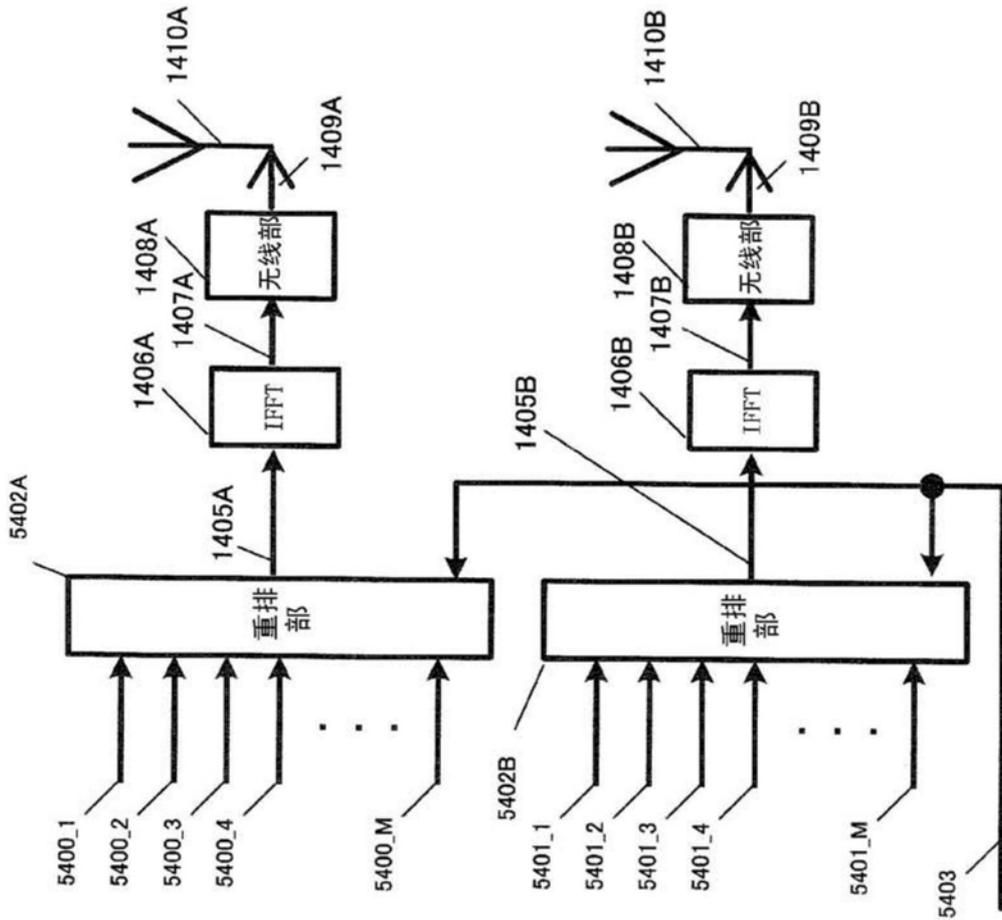


图54

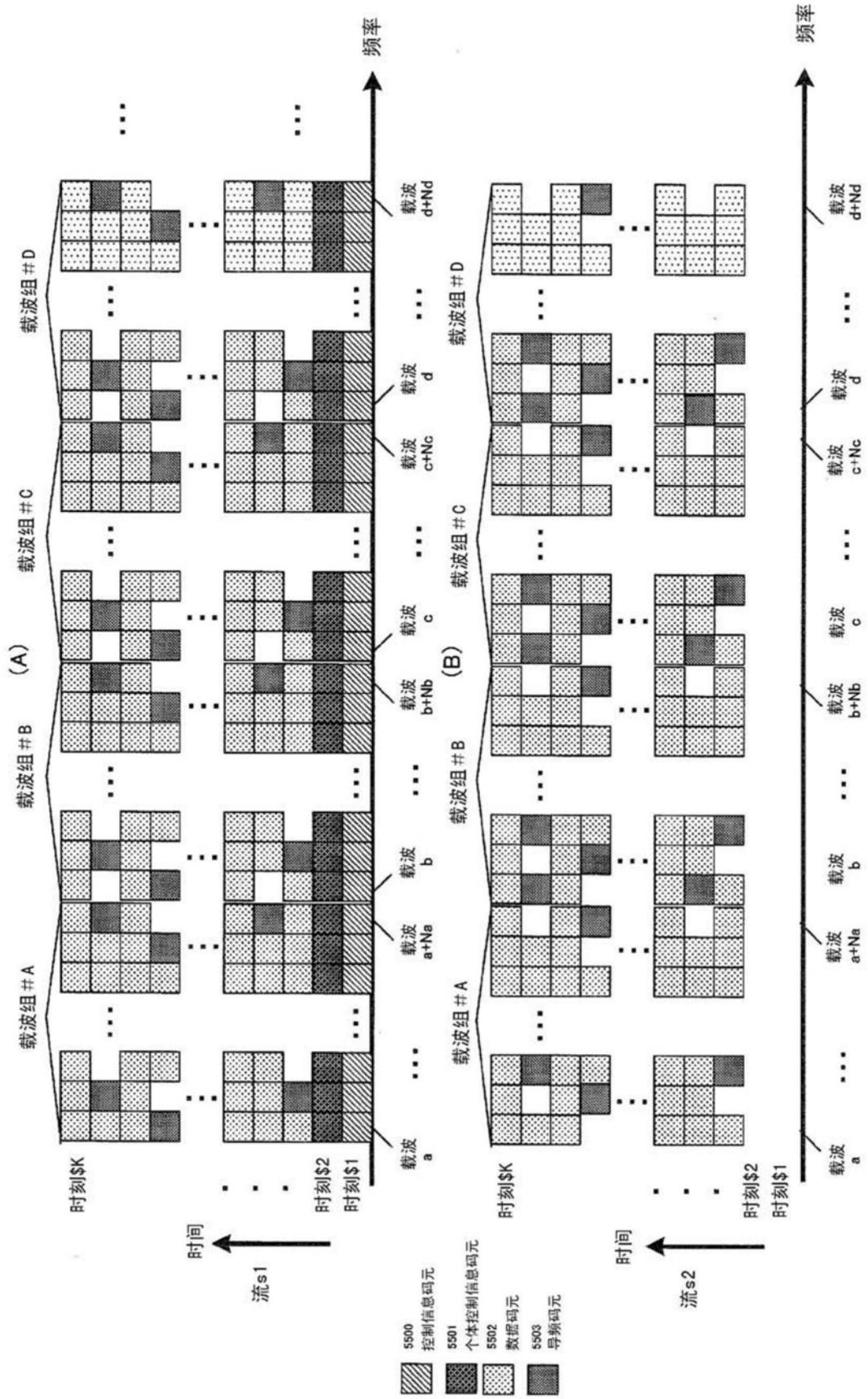


图55

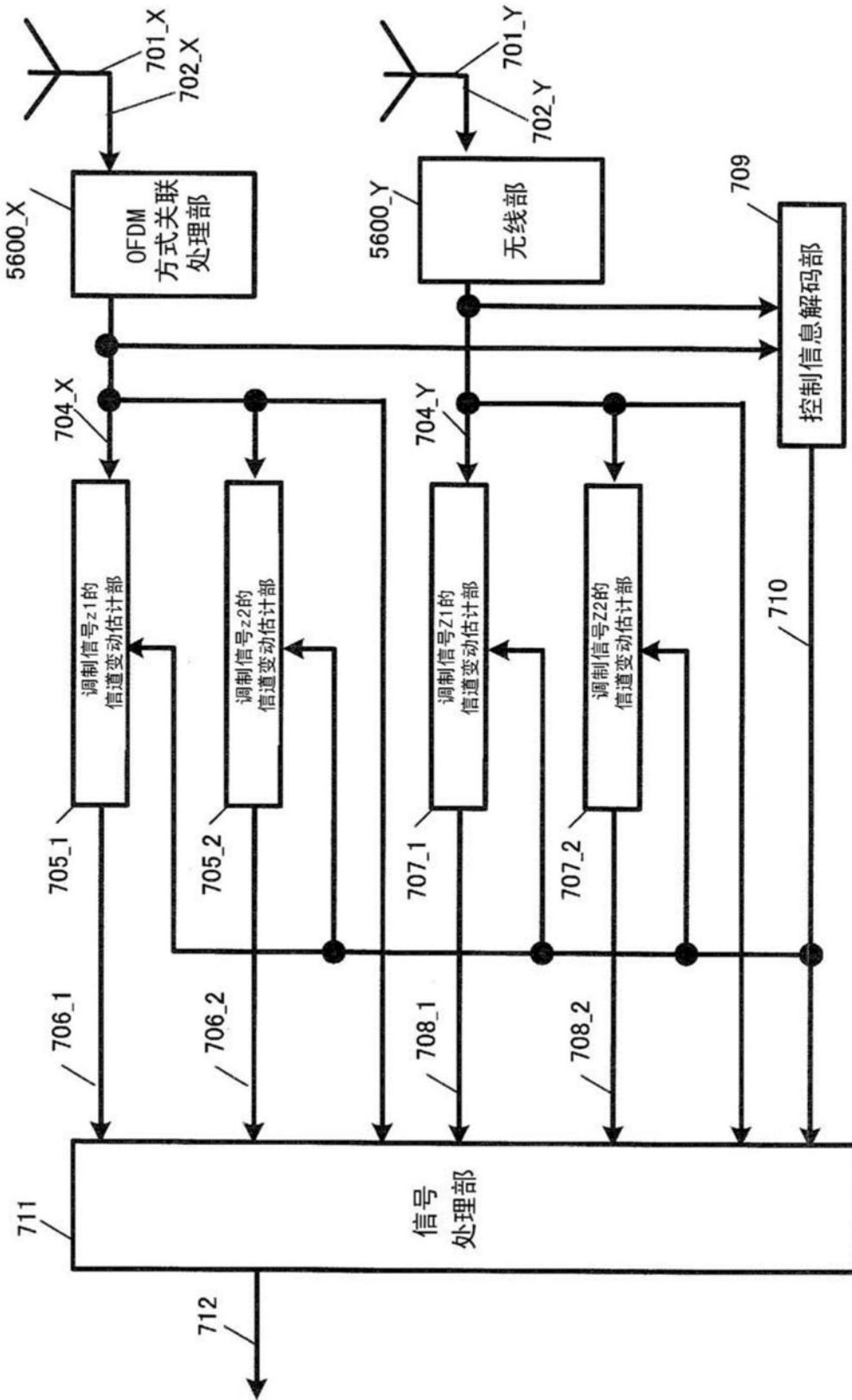


图56

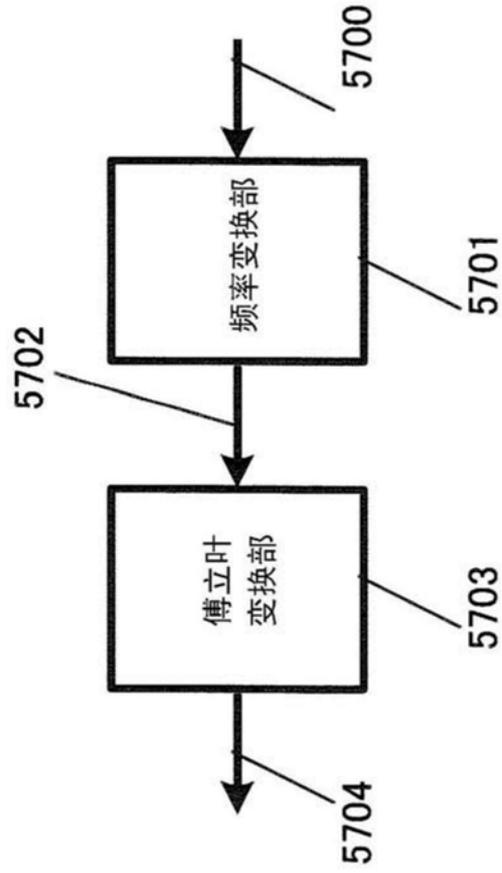


图57

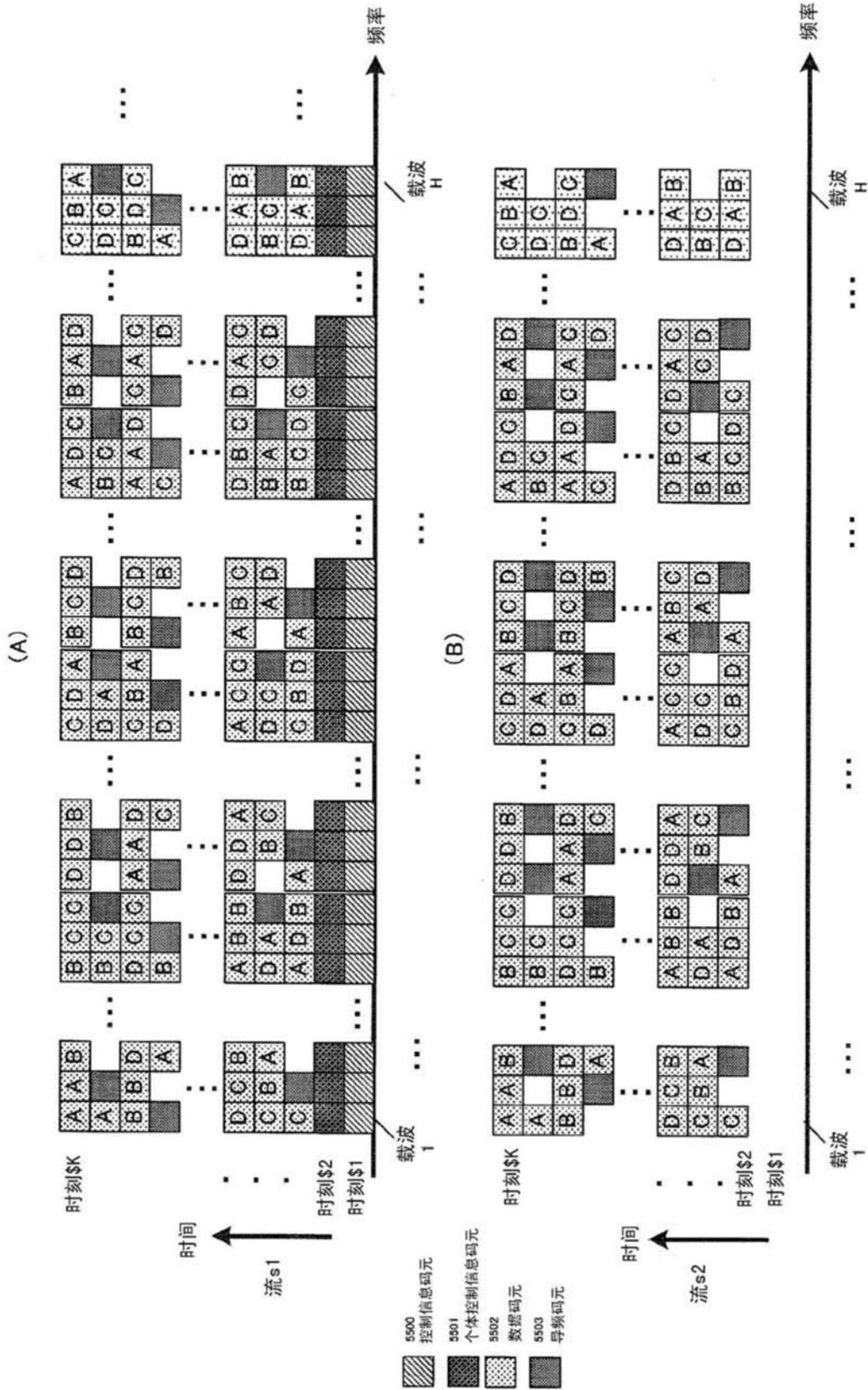


图58

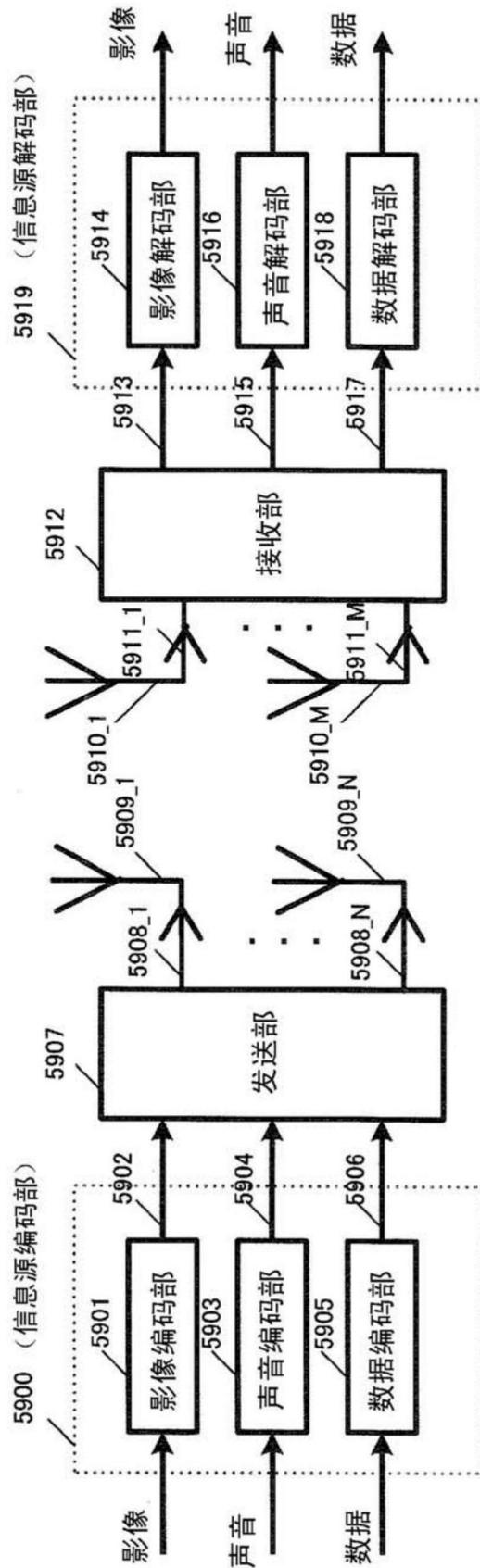


图59

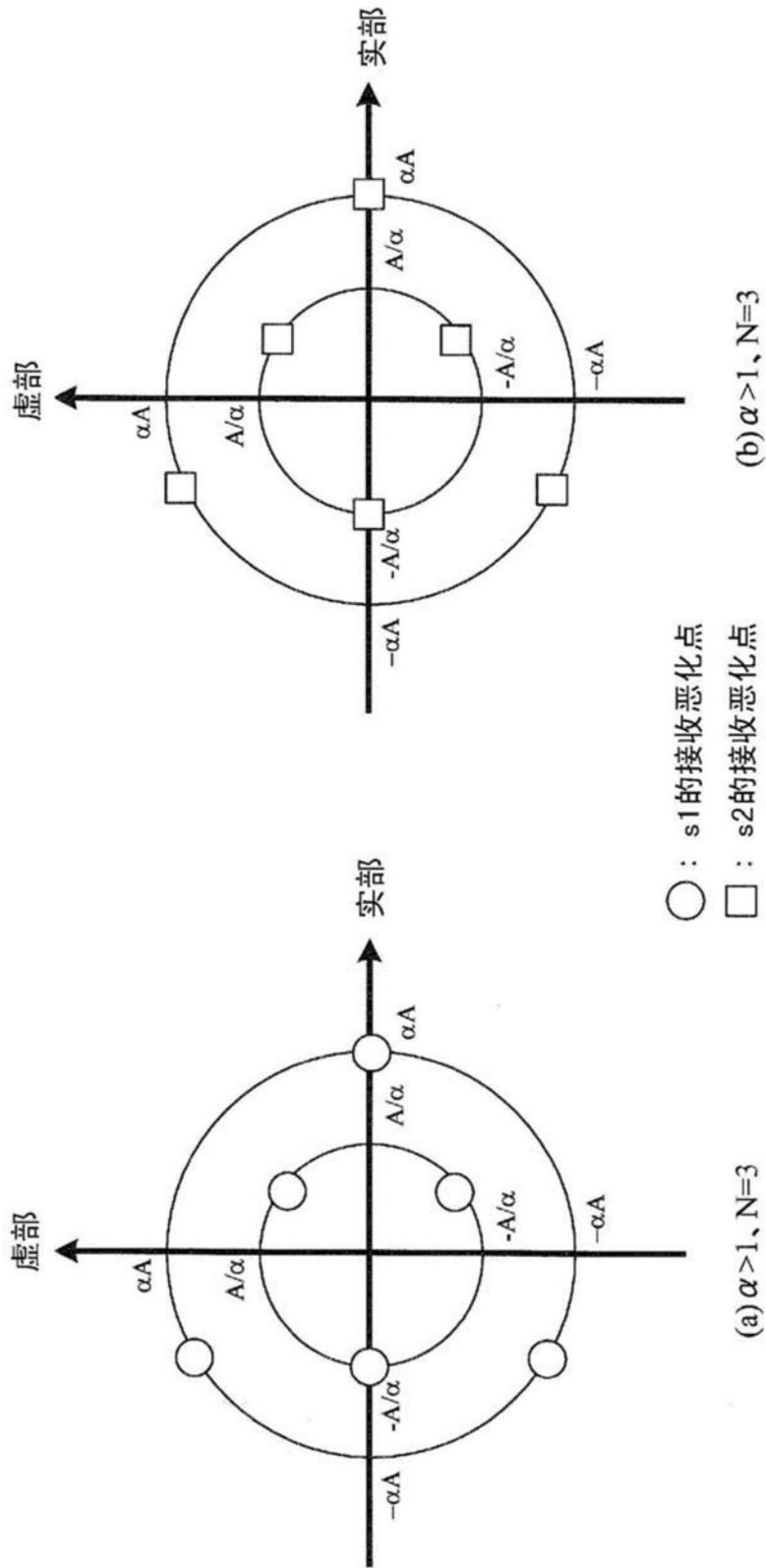


图60

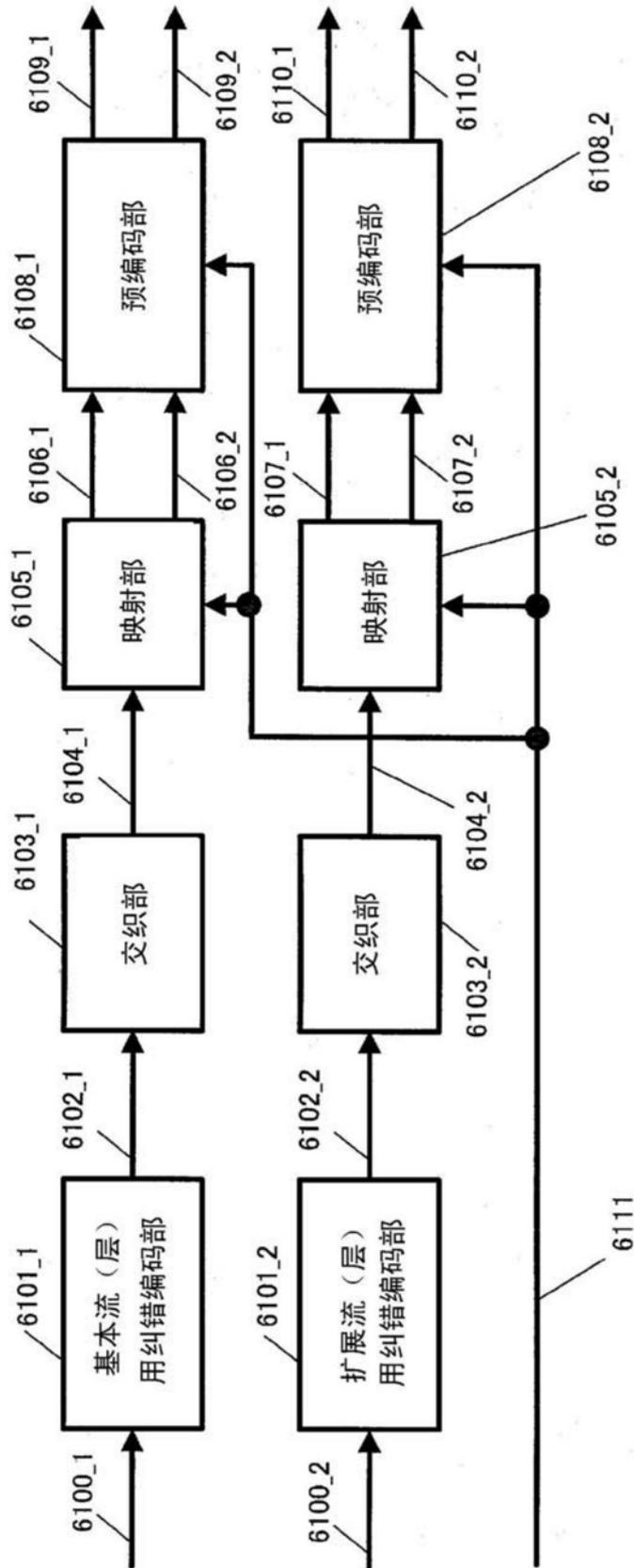


图61

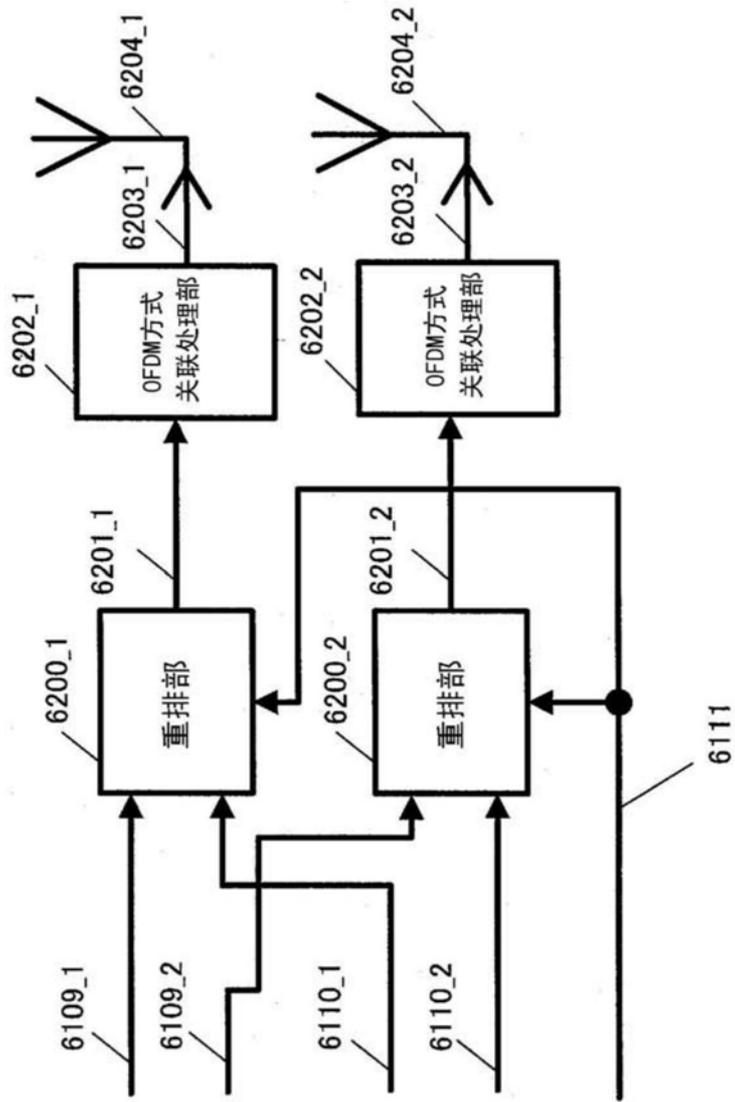


图62

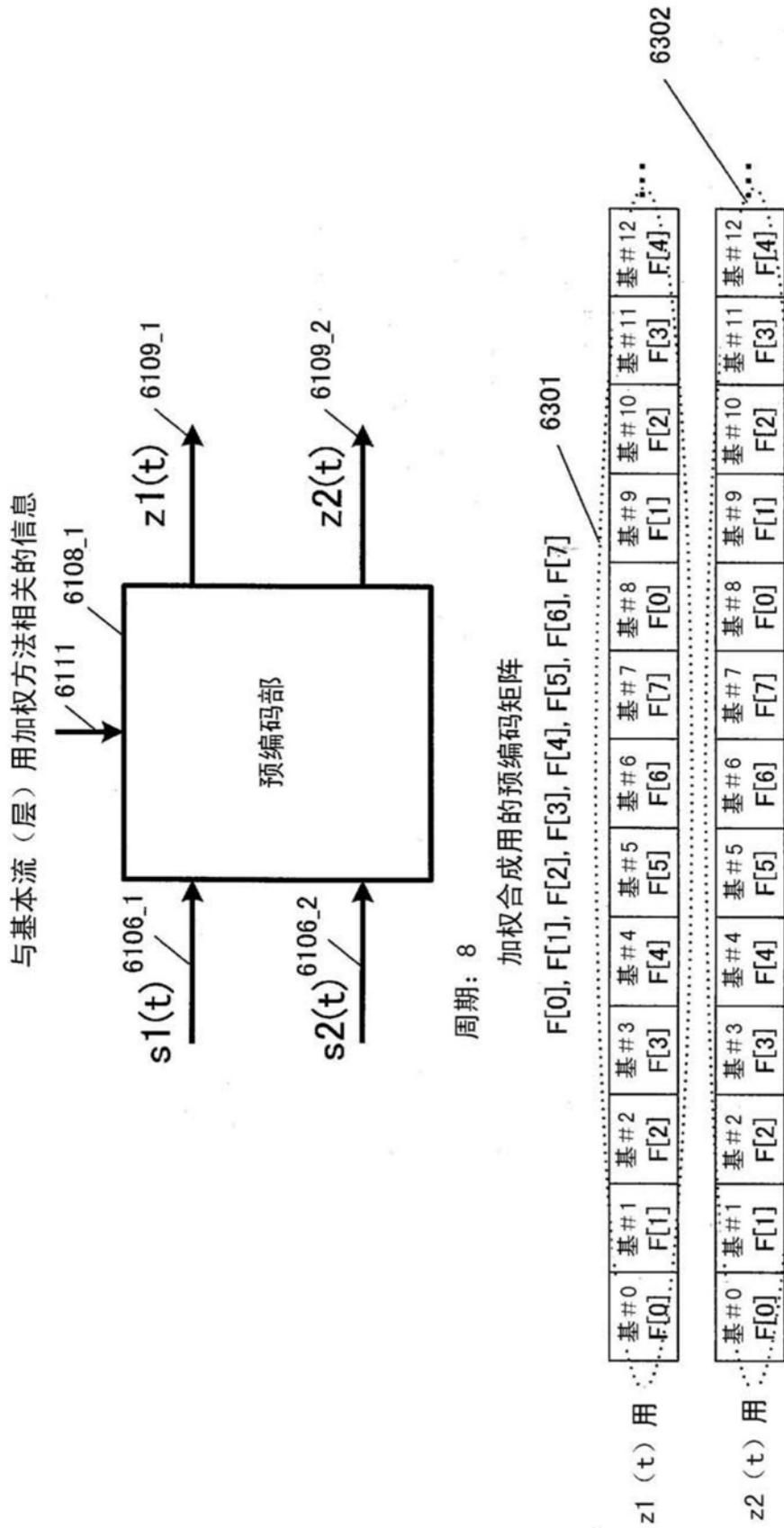


图63

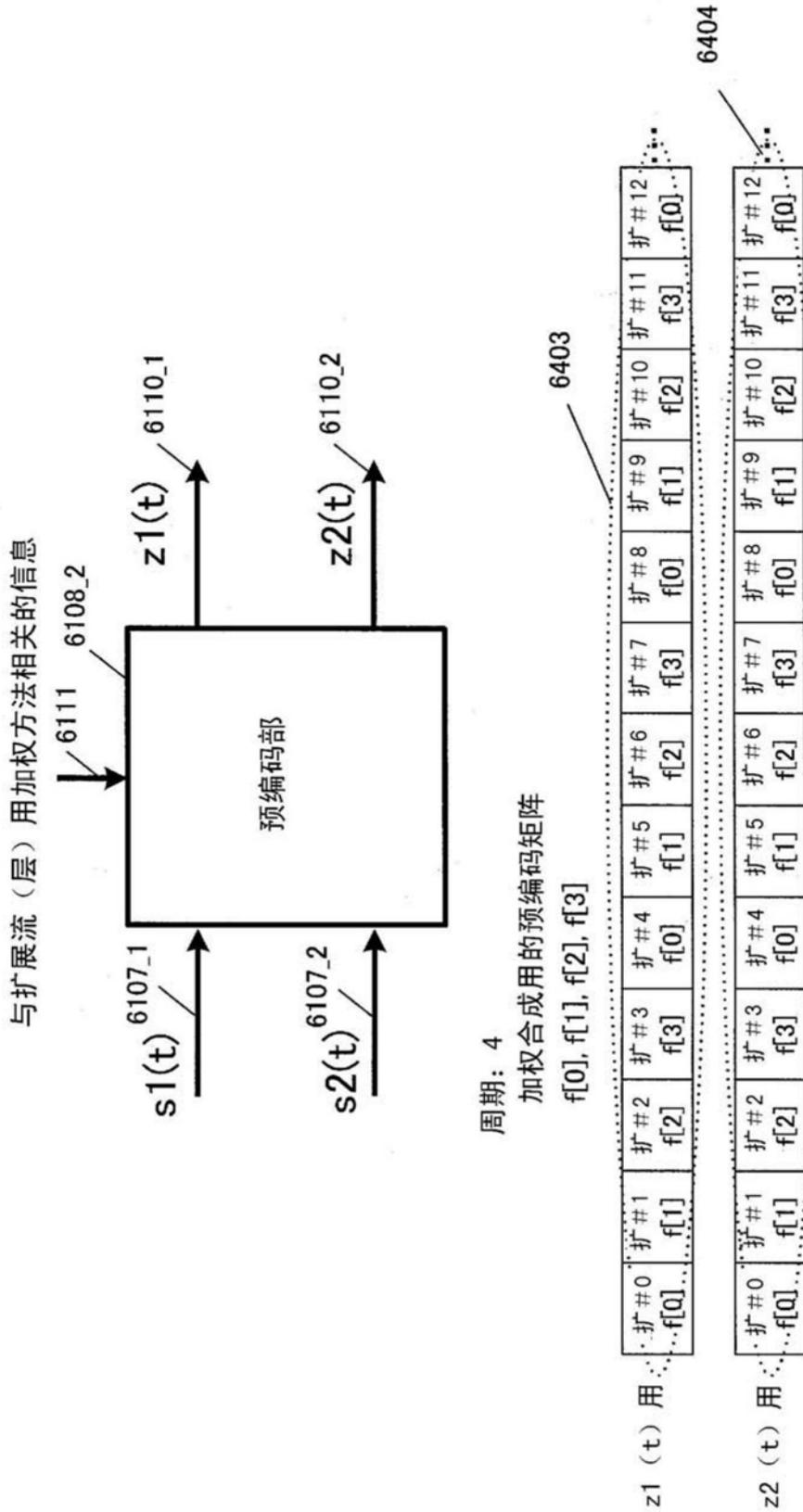


图64

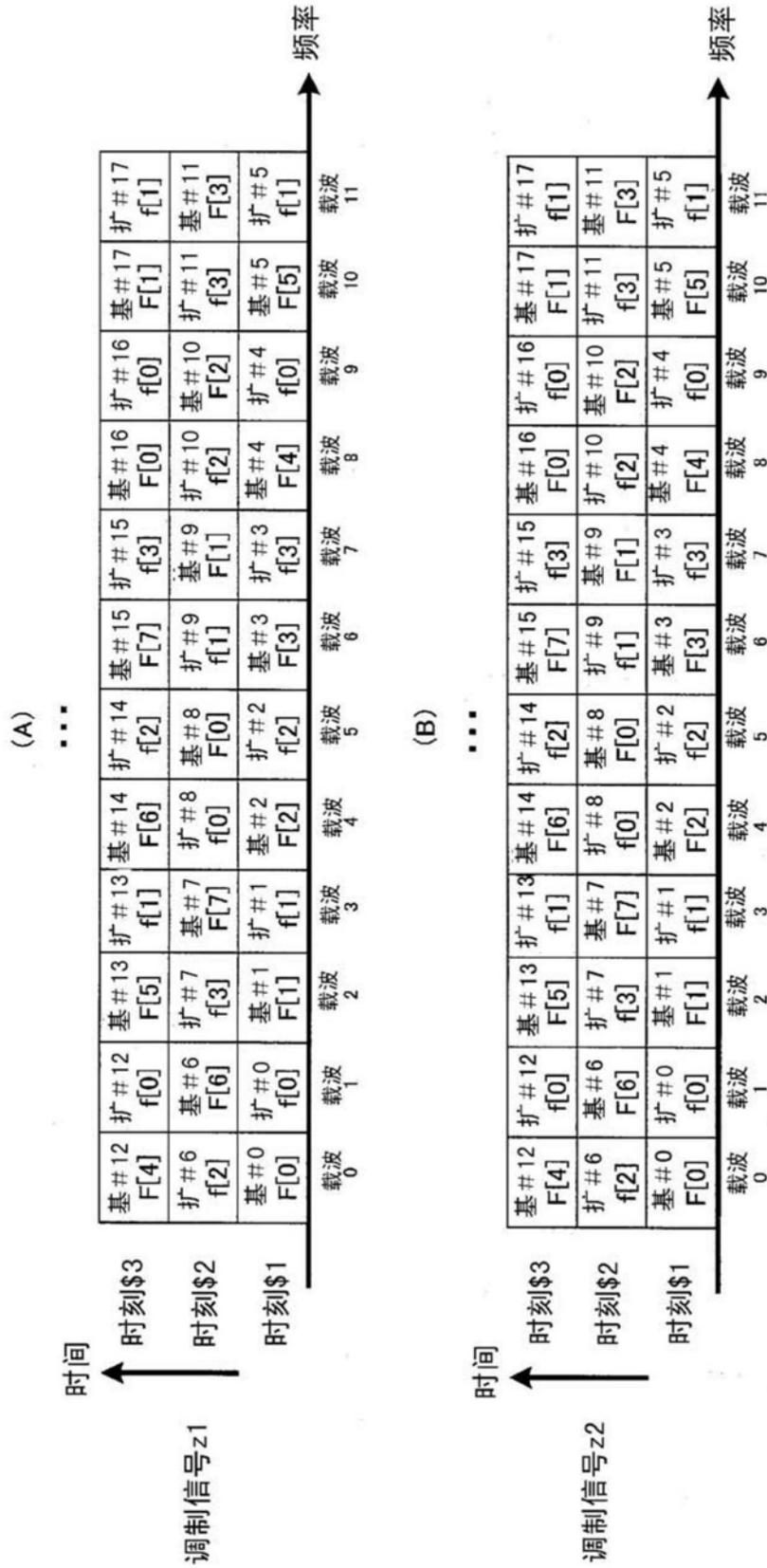


图65

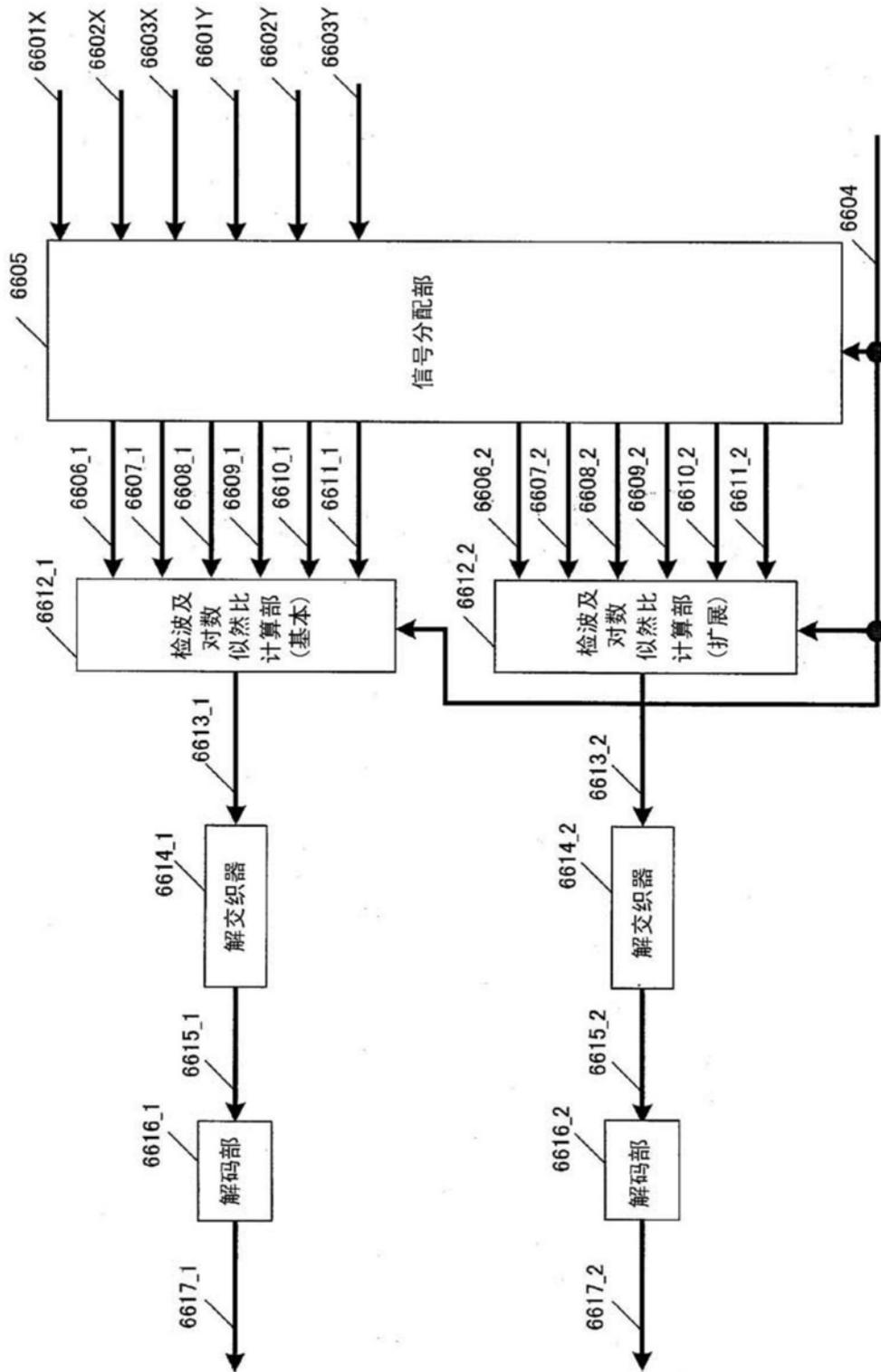


图66

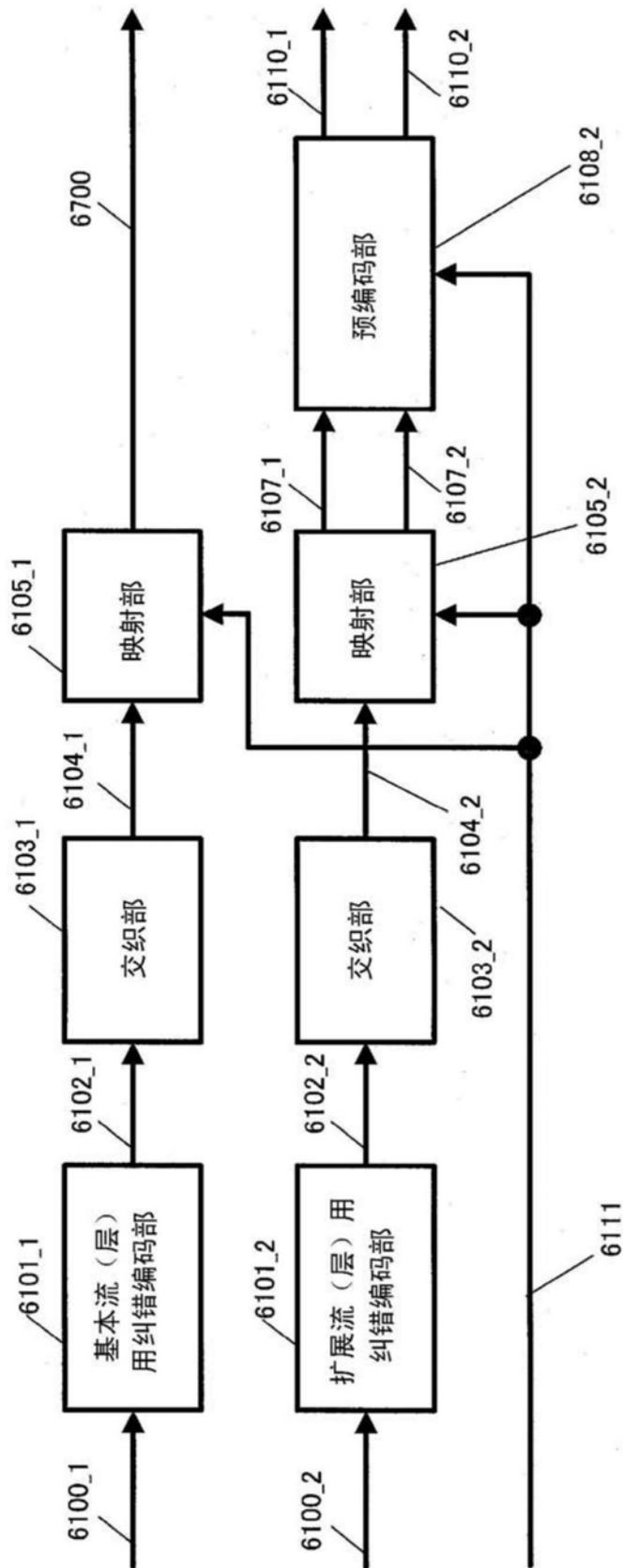


图67

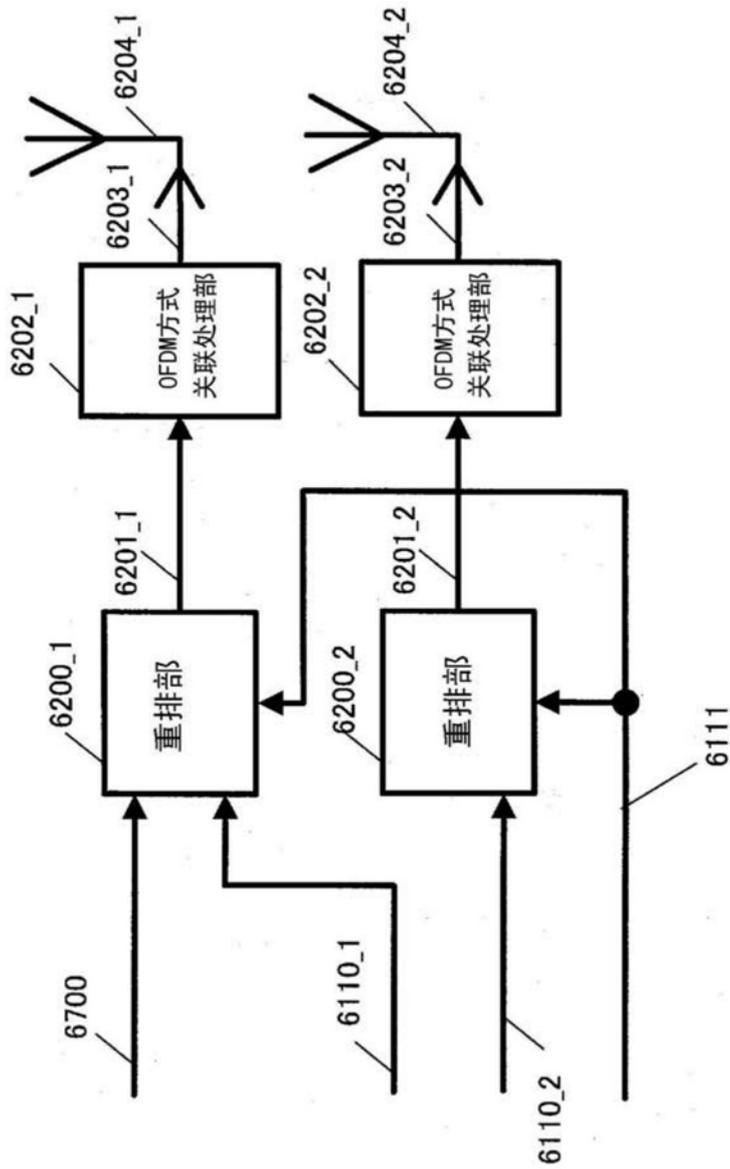


图68

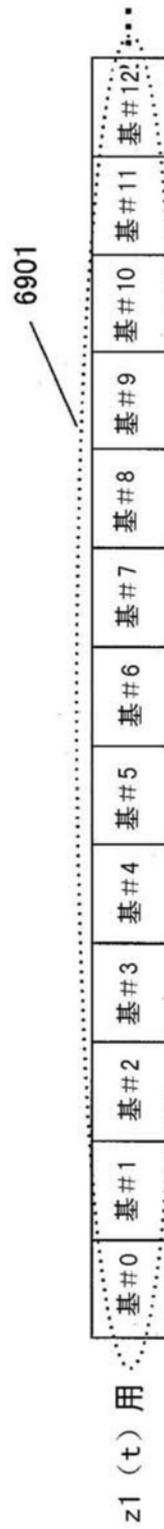


图69

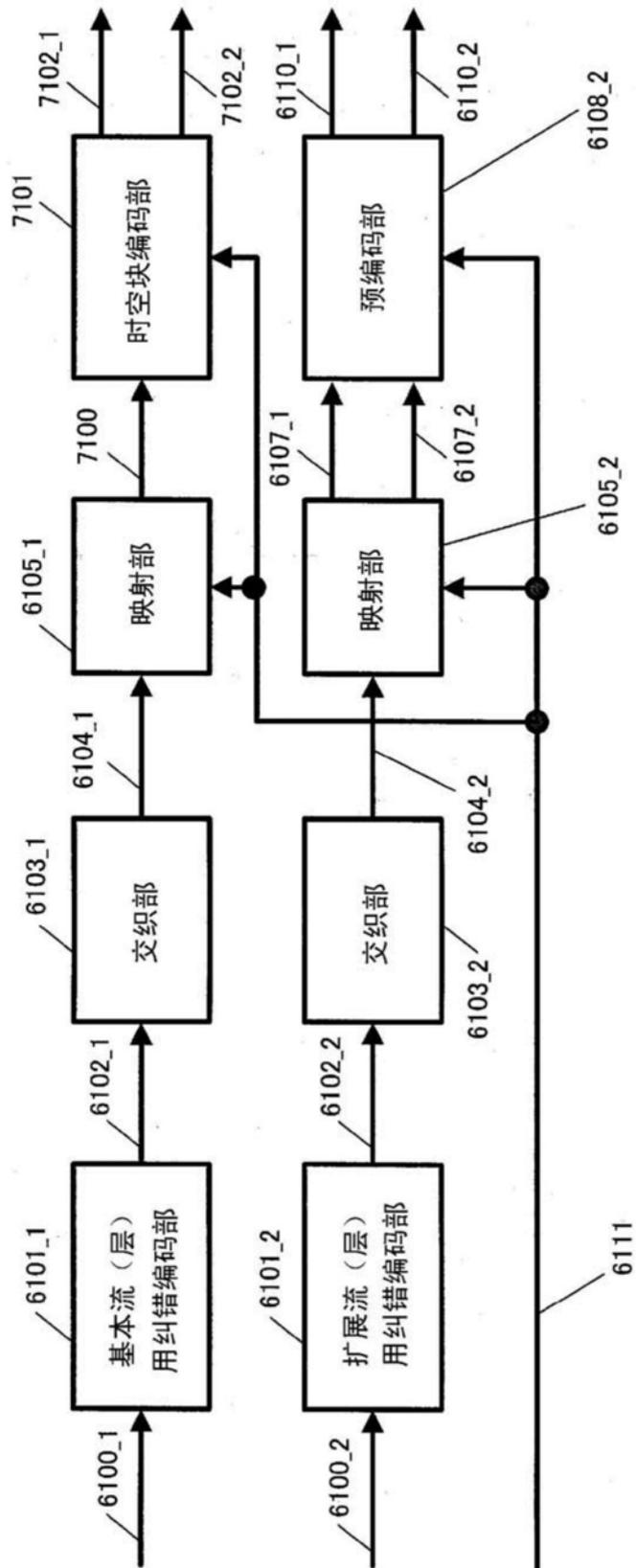


图71

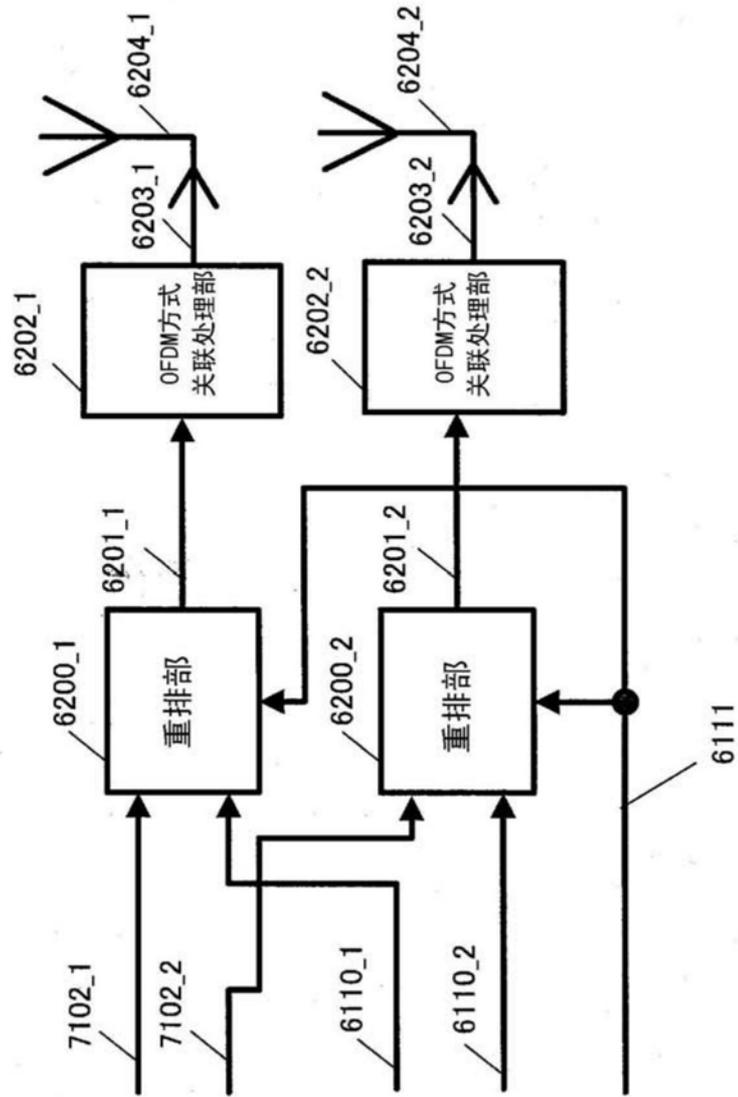


图72

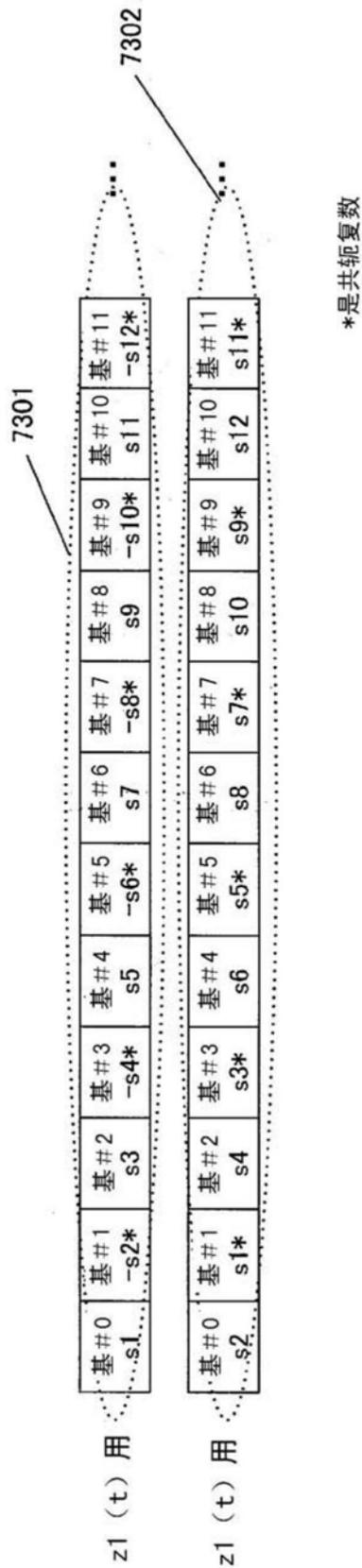


图73

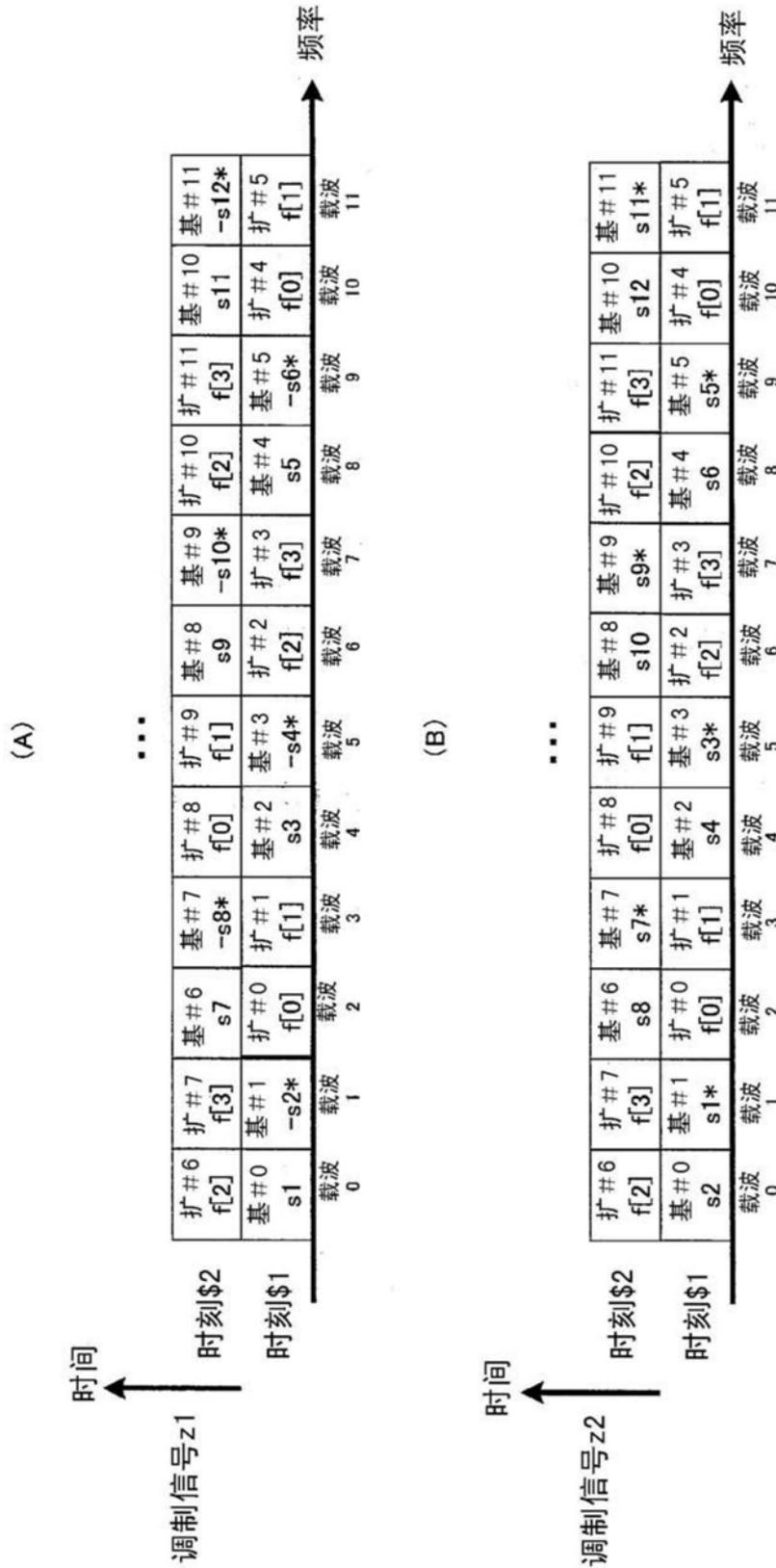


图74

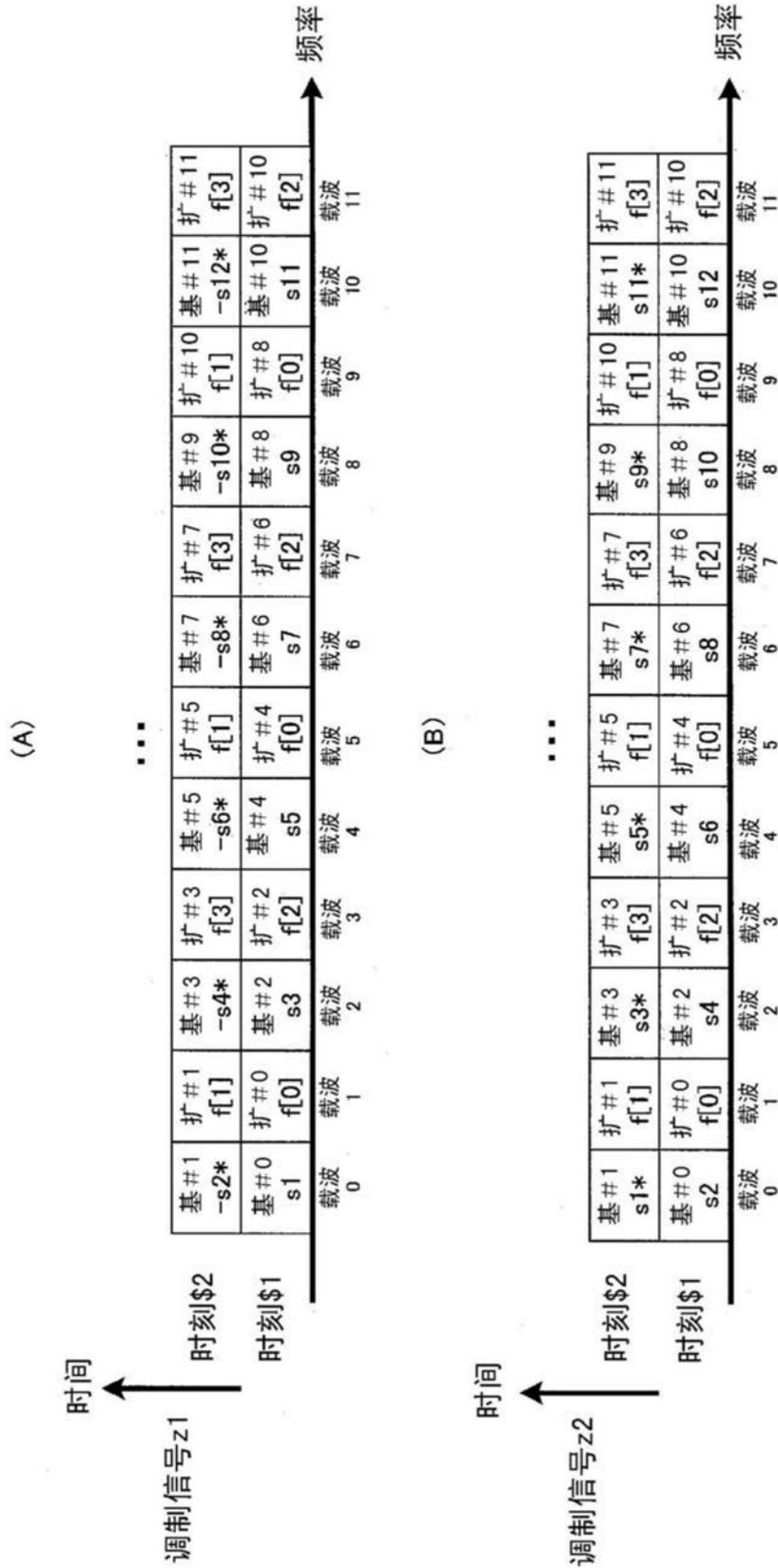


图75

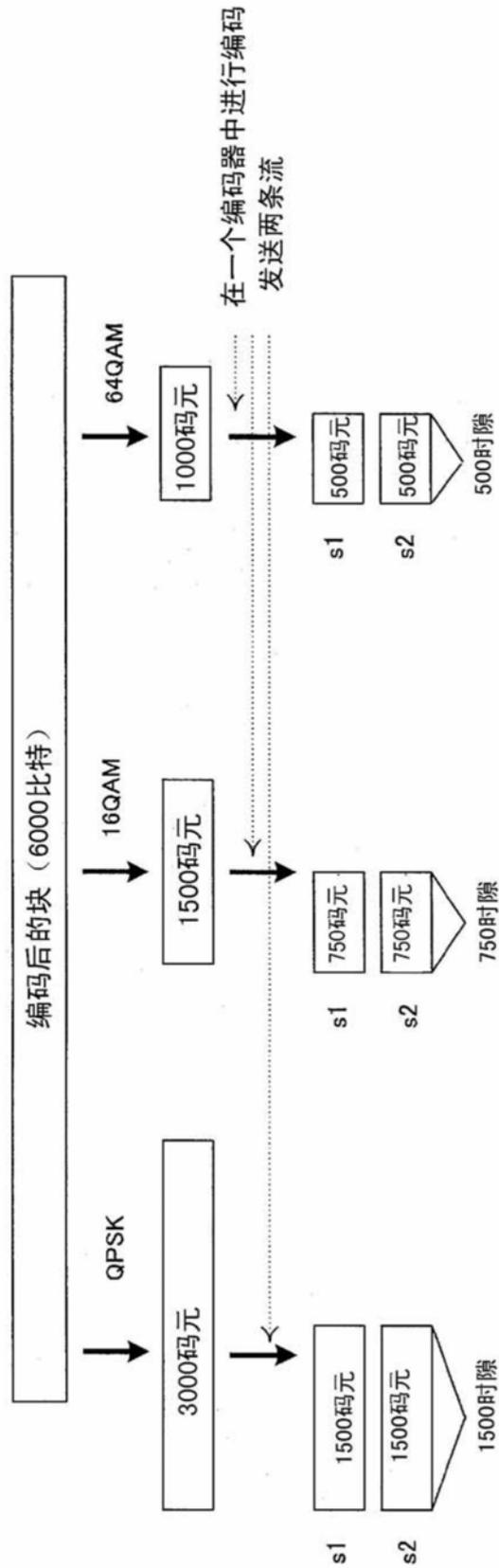


图76

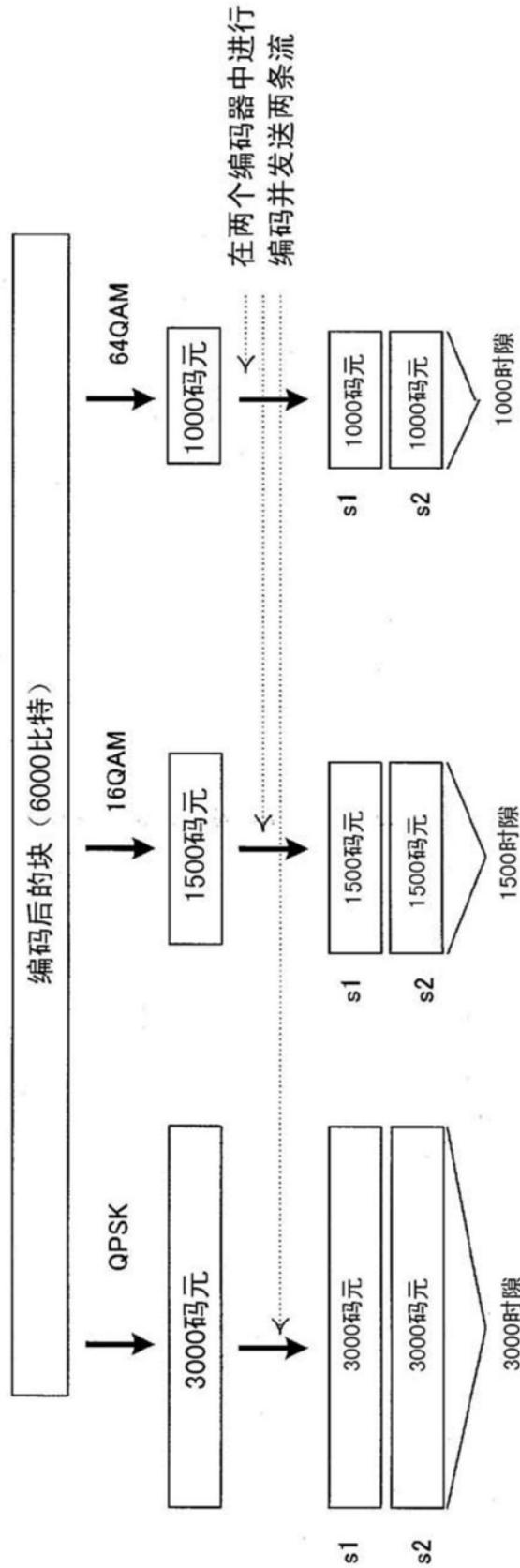


图77

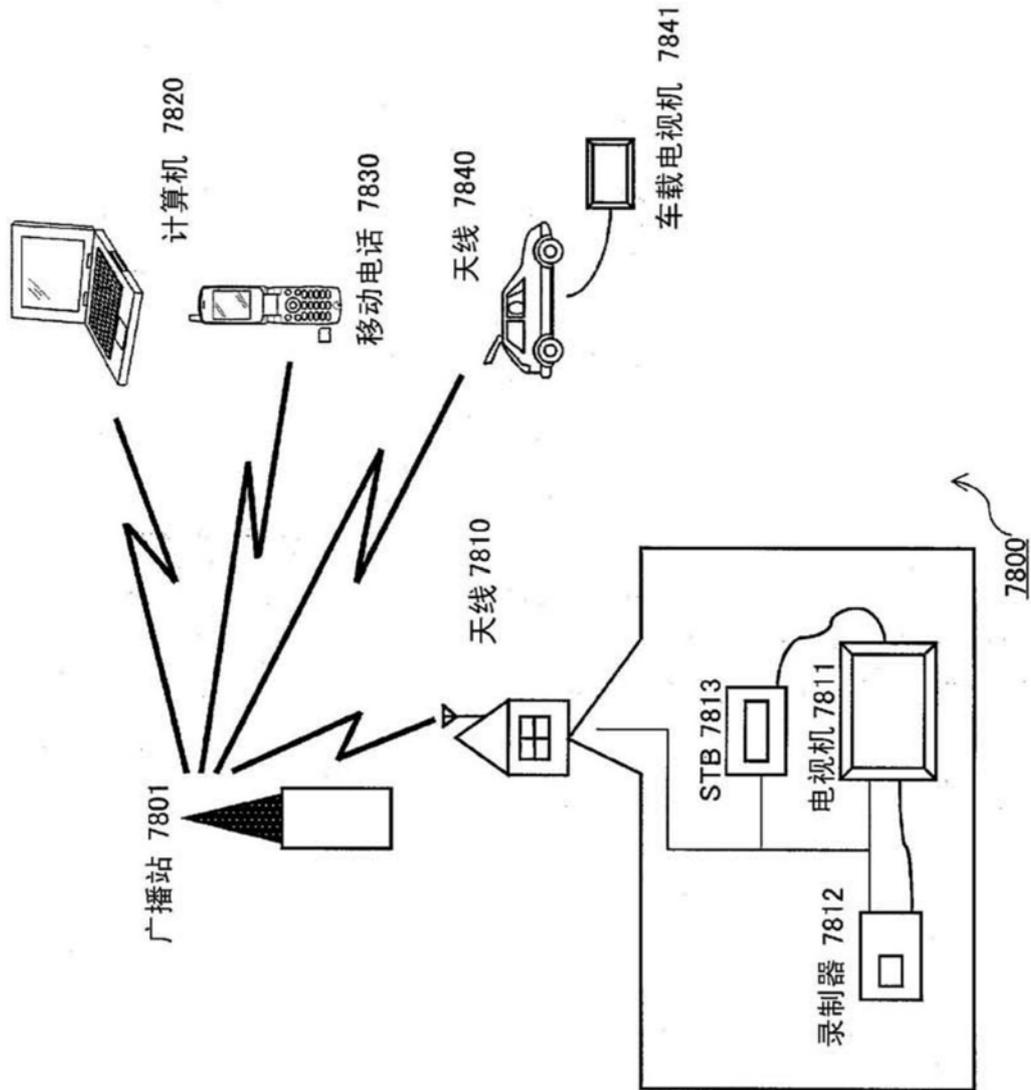


图78

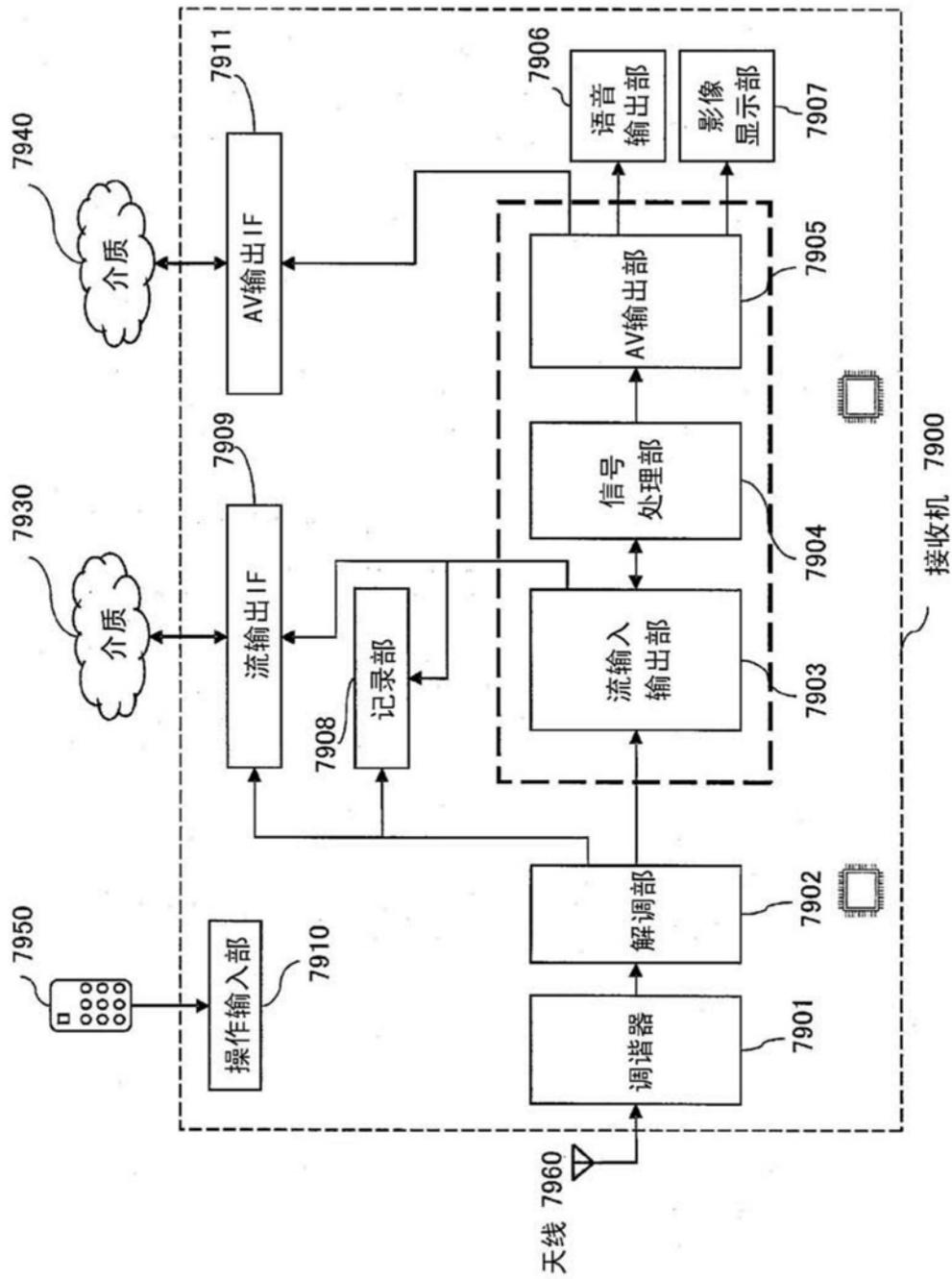


图79

视频流 (PID=0x1011 主影像)
音频流 (PID=0x1100)
音频流 (PID=0x1101)
演示图形流 (PID=0x1200)
演示图形流 (PID=0x1201)
交织图形流 (PID=0x1400)
视频流 (PID=0x1B00 副影像)
视频流 (PID=0x1B01 副影像)

图80

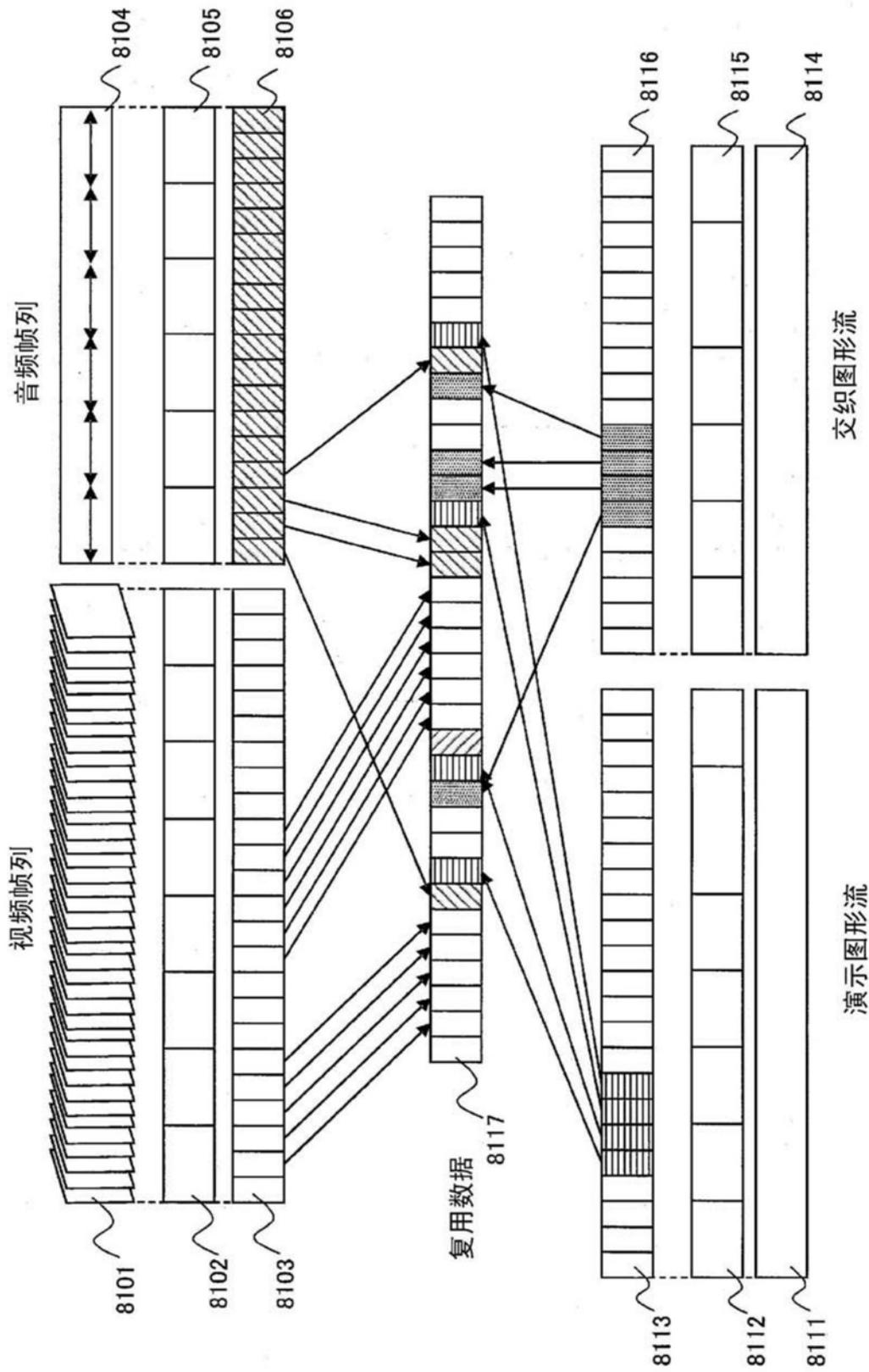


图81

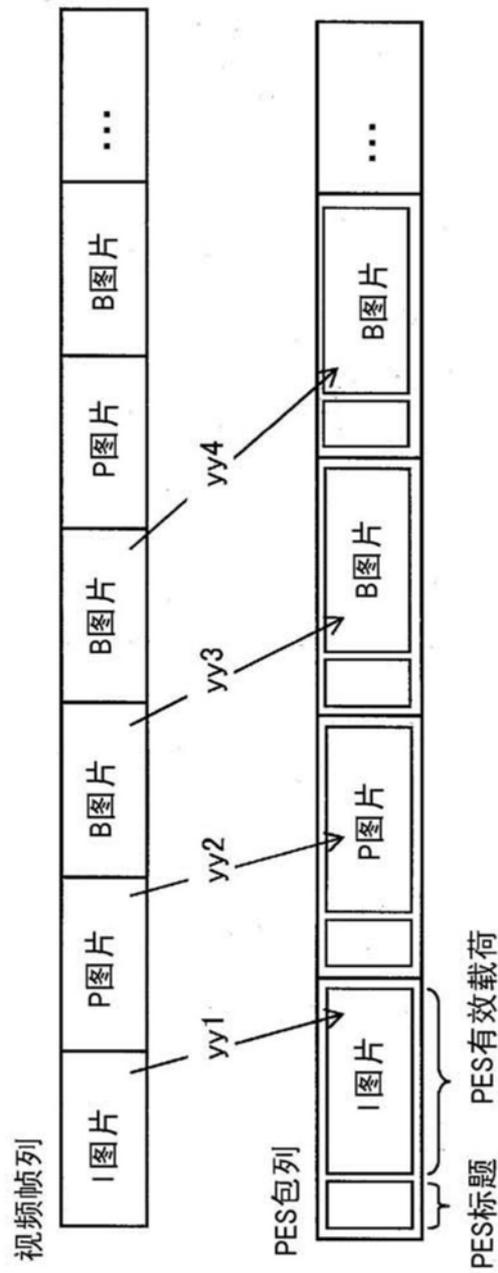


图82

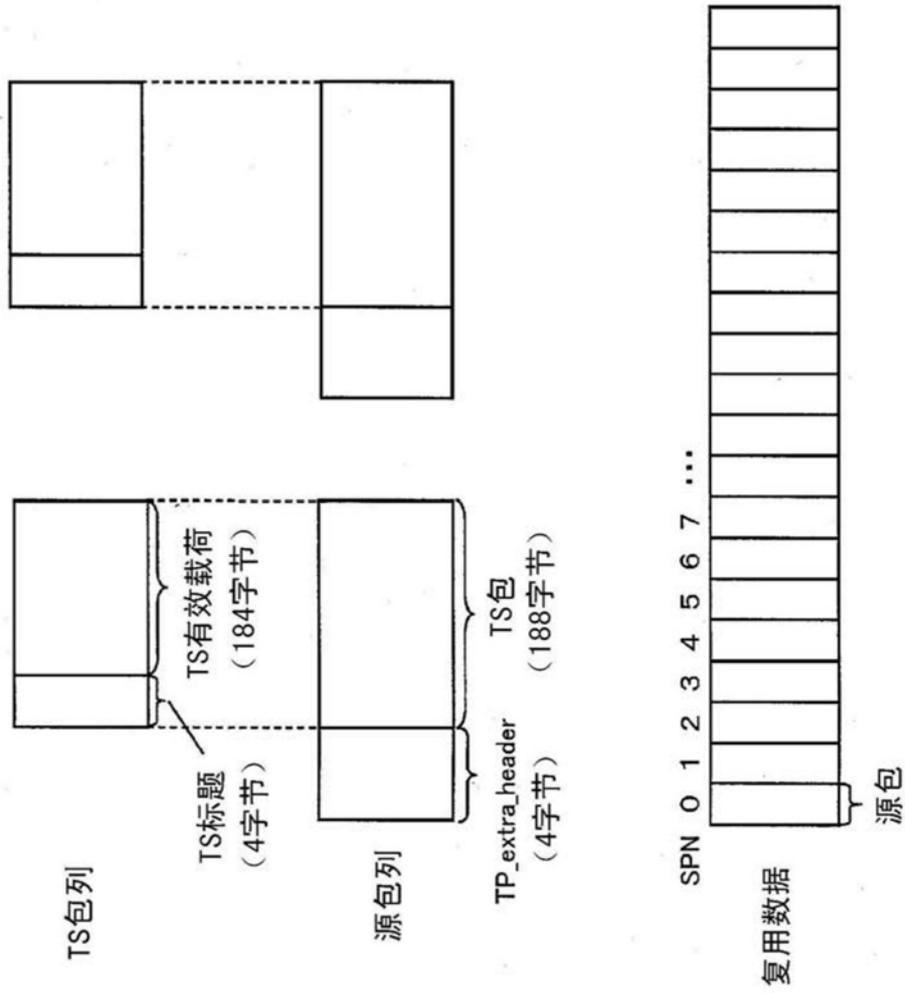


图83

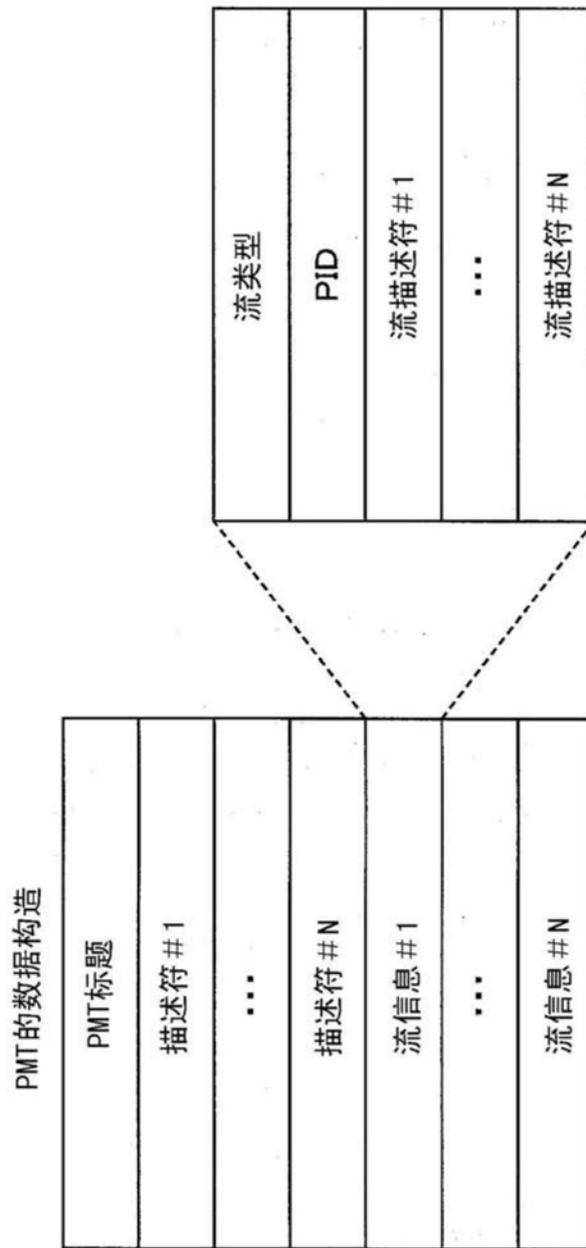


图84

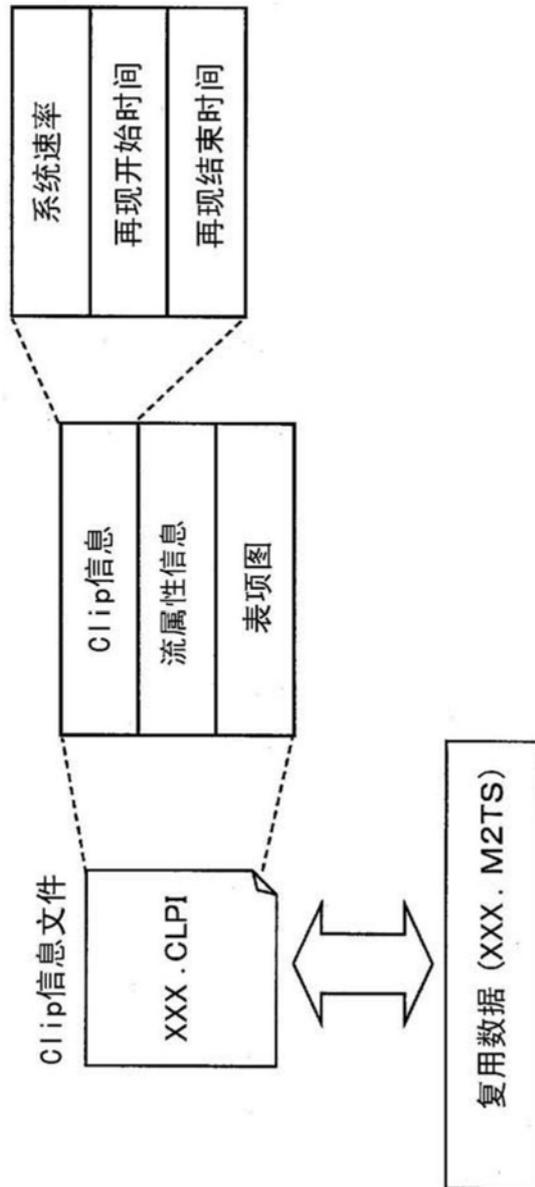


图85

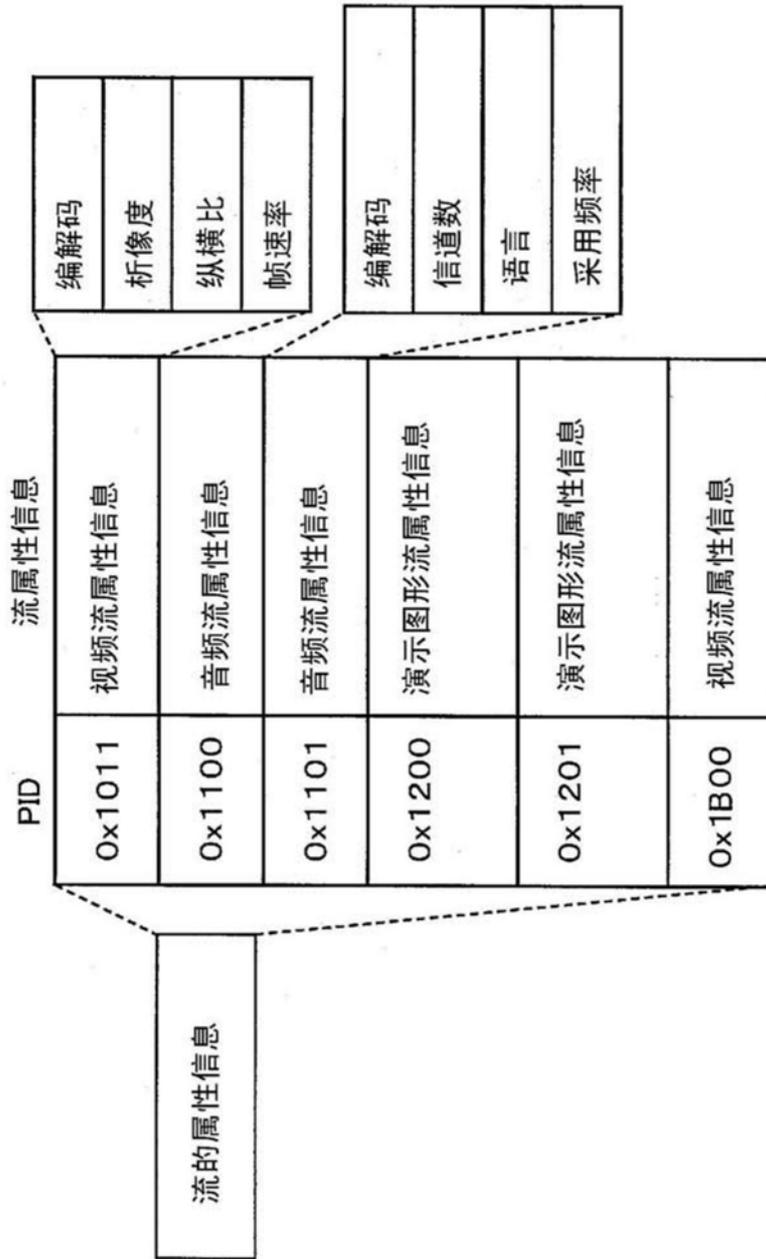


图86

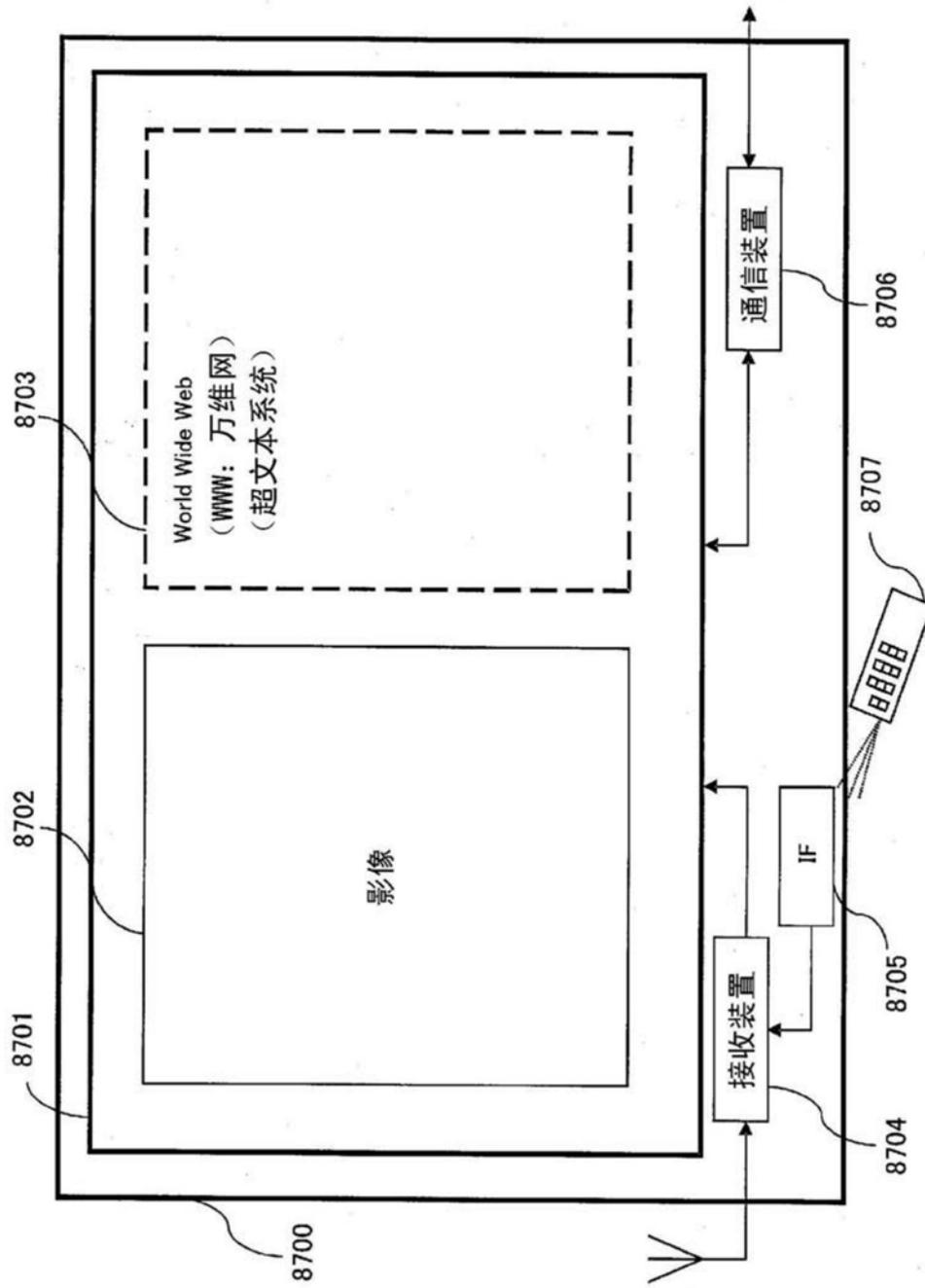


图87

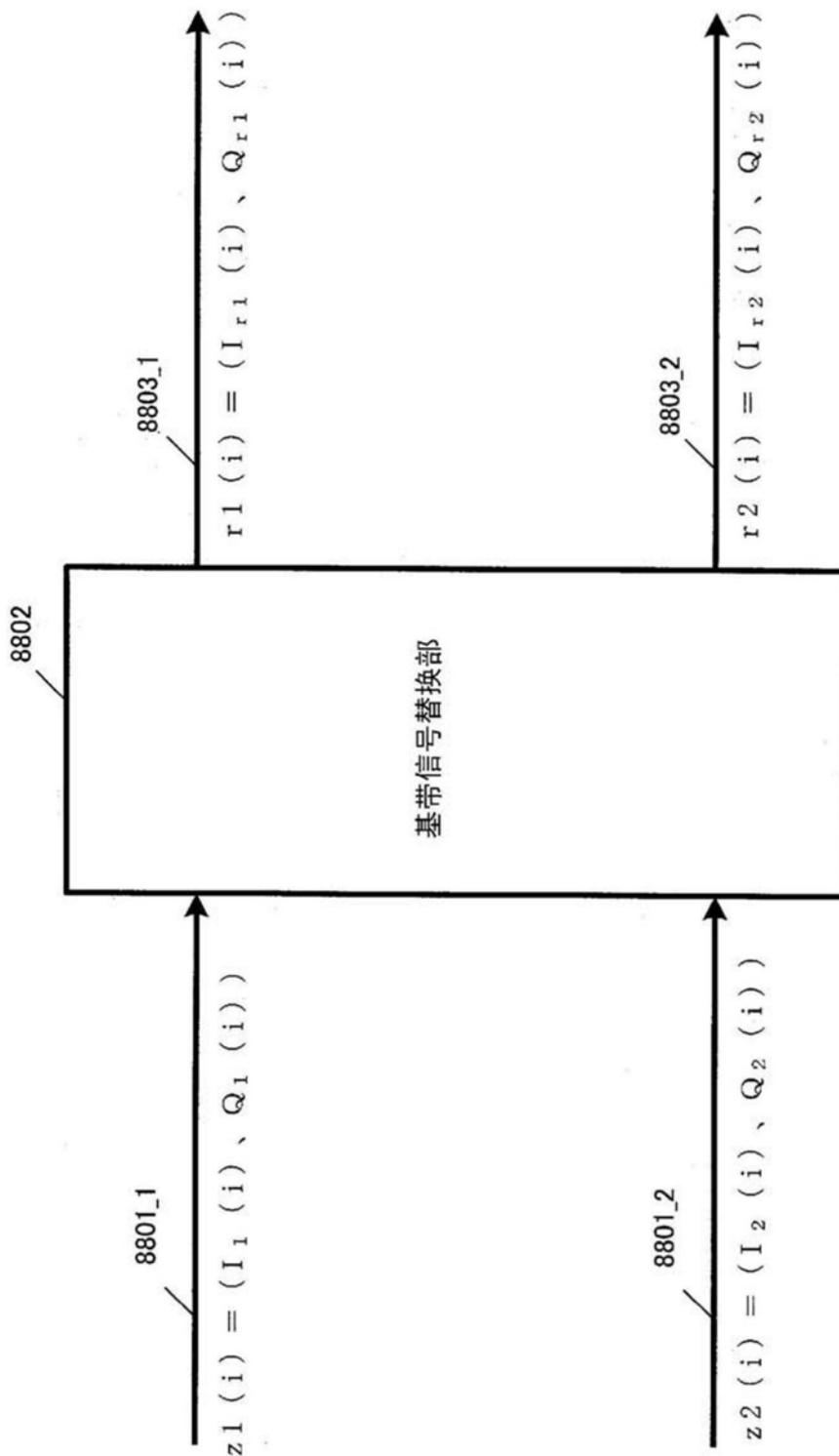


图88