

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101707581 A

(43) 申请公布日 2010.05.12

(21) 申请号 200910171396.5

(22) 申请日 2006.10.27

(30) 优先权数据

2005-314429 2005.10.28 JP

(62) 分案原申请数据

200680049019.9 2006.10.27

(71) 申请人 夏普株式会社

地址 日本国大阪府

(72) 发明人 浜口泰弘 今村公彦

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任
公司 11021

代理人 李香兰

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)

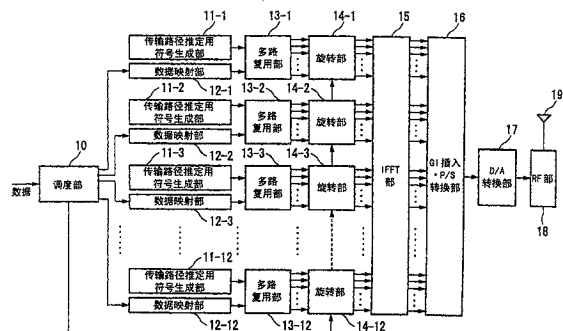
权利要求书 1 页 说明书 15 页 附图 21 页

(54) 发明名称

接收机

(57) 摘要

一种接收机,使用利用由多个子信道构成的频带的 OFDM 方式,并接收添加了相位旋转、且从发射机的发射天线发射而来的信号,所述相位旋转针对发射机的每一个发射天线而不同,所述接收机具有虚拟子信道品质推定部,所述虚拟子信道品质推定部推定在向从发射机发射而来的信道添加了同一相位旋转的情况下的传输路径的品质,每一个群组由连续的多个子载波构成。



1. 一种接收机,使用利用由多个子信道构成的频带的 OFDM 方式,并接收添加了相位旋转、且从发射机的发射天线发射而来的信号,所述相位旋转针对发射机的每一个发射天线而不同,所述接收机包括:

虚拟子信道品质推定部,用于推定在向从发射机发射而来的信道添加了同一相位旋转的情况下的传输路径的品质,每一个群组由连续的多个子载波构成。

2. 根据权利要求 1 所述的接收机,其中,所述虚拟子信道品质推定部推定关于每一个子信道的传输路径的品质。

接收机

技术领域

[0001] 本发明涉及一种使用利用由多个子信道构成的频带的正交频分复用 (OFDM) 方式的接收机。

[0002] 本申请基于 2005 年 10 月 28 日在日本申请的专利申请 2005-314429 号,主张优先权,这里引用其内容。

背景技术

[0003] 近年来,提出了使用从具备多个发送天线的发射机,对每个发送天线提供不同的(循环)延迟并同时发送的 CDT(Cyclic Delay Transmit:循环延迟发送)分集的多载波传输(非专利文献 1)。由于若使用该发送分集方式,则可始终增强信道的频率选择性,所以可得到良好的平均 BER(BitError Rate) 特性。

[0004] 并且,提出了在 3GPP(3rd Generation Partnership Project) 下的 EvolvedUTRA & UTRAN 中,通过在作为具备多个扇区的发射机的基站从属于各扇区的发送天线,尤其是向位于扇区边缘附近的同一接收机,采用同一频率、同一时间发送信号,在接收机侧接收其合成波,可得到站点分集效应的、称为软合并(Soft-combining)的方法中,通过采用所述 CDT 分集,得到良好的平均 BER 特性(非专利文献 2)。

[0005] 图 16 是表示从属于 2 个不同扇区的发射机具备的发送天线 1a、1b 向接收机具备的天线 2a 发送信号的情况的概念图。如图所示,分别从发送天线 1a 和发送天线 1b 发送信号 s1、s2,通过接收天线 2a 接收其合成波。

[0006] 图 17 表示作为发送天线 1a(图 16)和接收天线 2a(图 16)之间的传输路径的时域表现的延迟特性曲线(delay profile)h1,图 17B 表示作为发送天线 1b(图 16)和接收天线 2a(图 16)之间的传输路径的时域表现的延迟特性曲线 h2。在图 17A、图 17B 中,横轴表示时间,纵轴表示功率。

[0007] 图 17A 的信号 s11、s12 是从发送天线 1a 发送的信号 s1,表示通过不同的 2 条传输路径到达接收天线 2a 的信号。另外,信号 s21、s22、s23 是从发送天线 1b 发送的信号 s2,表示通过不同的 3 条传输路径到达接收天线 2a 的信号。

[0008] 在从发送天线 1b 发送的信号 s2 是延迟了从发送天线 1a 发送的信号 s1 的信号时,即在发送天线 1a 和发送天线 1b 之间,采用 CDT 分集的情况下,如图 18 所示,可看作发送信号通过合成所述延迟特性曲线 h1 和 h2 的传输路径,到达接收天线 2a(图 16)。但是,图 18 的时域 t1 对应于所述延迟特性曲线 h1(图 17A),时域 t2 对应于所述延迟特性曲线 h2(图 17B)。

[0009] 另外,提出了在设置发射机的各个扇区间,通过向传输路径推定用子载波乘以扇区固有的正交码,边使用同一频率、同一时间来发送传输路径推定用子载波,边在接收机侧分离来自各扇区的传输路径推定用子载波,单独进行传输路径推定(非专利文献 3、4)。

[0010] 图 19A 表示从发送天线 1a(图 16)发送的信号 s1 的结构。信号 s1 由区域 r1 和区域 r2 构成。在区域 r1 配置作为已知符号(symbol)的传输路径推定用符号,在区域 r2

配置作为数据符号的共用数据信道。

[0011] 另外,图 19B 表示从发送天线 1b(图 16)发送的信号 s2 的结构。信号 s2 由区域 r3 和区域 r4 构成。在区域 r1(3)配置传输路径推定用符号,在区域 r4 配置共用数据信道。

[0012] 为了得到用于解调包含于区域 r2、r4 的数据所需的传输路径信息,使用包含于区域 r1、r3 的传输路径推定用符号。

[0013] 图 20 是从属于 3 个不同扇区的发射机向接收机发送的信号 s3 的结构的图。信号 s3 由子信道 sc1 ~ sc12 构成。子信道 sc1 ~ sc4、sc5 ~ sc8、sc9 ~ sc12 分别包含于频率范围 f1、f2、f3。信号 s31 ~ s33 分别表示从配置于扇区 #1 ~ #3 的发射机发送的信号。对信号 s31 ~ s33 分别乘以正交码 C1(1、1、1、1)、C2(1、-1、1、-1)、C3(1、1、-1、-1)。

[0014] 在频率范围 f1 中,相加结果中包含从配置于扇区 #1 的发射机发送的信号 s31,但来自分别配置于扇区 #2、#3 的发射机的信号 s32、s32 为 0,即便使用同一频率、时间发送多个信号 s31 ~ s33,也可分离各信号。称这种状况为“保持正交性”。

[0015] 另外,对配置于扇区 #1 ~ #3 间的发送天线,在适用所述 CDT 分集的情况下,如上所述,为了解调区域 r2、r4(图 19A、图 19B),必需从包含于区域 r1、r3(图 19A、图 19B)的传输路径推定用符号得到传输路径信息,所以通常从发送天线发送的信号在区域 r3、r4 附加同一延迟。

[0016] 但是,在对扇区间的发送天线适用所述 CDT 分集的情况下,由于所述正交码间的正交性破坏,所以若使用传输路径推定用符号来分离并推定各扇区的发送天线和接收天线间的传输路径,则有可能在传输路径推定结果中产生误差。

[0017] 图 21 是表示在图 17A、图 17B 中设延迟特性曲线 $h_1 = h_2 = 1$ 时,即即便不存在延迟波,就直达波而言,相位旋转、振幅变化也不存在时的发送信号 s4 的结构的图。信号 s4 由子信道 sc1 ~ sc12 构成。信号 s41、s42 分别表示从配置于扇区 #1、#2 的发射机发送的信号。对信号 s41、42 分别乘以码 C4(1、1、1、1)。

[0018] 这里,说明进行多载波传输,在图 16 的发送天线 1a、1b 之间,通过后述的相位旋转附加符号的一半延迟的情况。另外,在这里说明在发送天线 1a 和发送天线 1b 之间使用基于软合并法的分集的情况。这里,仅考虑暂时从发送天线 1a 和发送天线 1b 发送的信号。这里,所谓软合并法是通过从设置于 2 个扇区的发射机对同一接收机在同一定时下发送由同一数据生成的同一信号,在增大接收机的信号分量的同时,抑制干扰分量的方法。

[0019] 这时,从发送天线 1a(图 16)发送的发送信号对第 k 个子载波乘以以下式(1)的相位旋转。

$$[0020] \quad \theta = 2\pi rk T/N = 2\pi k \cdot N/2 \cdot 1/N = k\pi \dots (1)$$

[0021] 这时,来自发送天线 1a(图 16)的信号如图 2 1 所示,变成与来自发送天线 1a(图 16)的发送信号之间的正交性破坏的状态。

[0022] 另外,上述式(1)的 N 表示多载波调制时的 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform:快速傅立叶反变换)的点数,T 表示 2 个发送天线间的延迟点差(延迟时间差)。

[0023] 并且,在非专利文献 5 中示出,即便扇区传输路径推定用的信号在进行软合并时,也在扇区间以保持正交性的形式发送,仅对数据部添加延迟(旋转)并发送的方法。另外,记载还可同时将该延迟量从基站通知至发射机。

[0024] 该技术如非专利文献 5 所示那样,前提在于由接收机接收未实施延迟处理的传输路径推定用子载波,利用正交性,推定来自各发射机的传输路径,根据从基站通知的延迟量,推定数据部中软合并时的传输路径。

[0025] 根据该方法,由于保持前置部的正交性,所以可正确测定来自各个基站的电波强度,且可得到软合并效果。

[0026] 非专利文献 1:信学技報 RCS2004-392,“周波数領域等化を用いる DS-CDMA への Cyclic Delay Transmit Diversity の適用効果”,社団法人電子情報通信学会 2005 年 3 月発行

[0027] 非专利文献 2:3GPP 寄書,R1-050795,“Intra-Node B Macro Diversity based on Cyclic Delay Transmissions”,[平成 17 年 9 月 7 日検索],インターネット (URL:ftp://ftp.3gpp.org/TSG_RAN/WG1_RL1/TSGR1_42/Docs/R1-050795.zip)

[0028] 非专利文献 3:3GPP 寄書,R1-050704,“Orthogonal Common PilotChannel and Scrambling Code in Evolved UTRA Downlink”,[平成 17 年 9 月 7 日検索],インターネット (URL:ftp://ftp.3gpp.org/TSG_RAN/WG1_RL1/TSGR1_42/Docs/R1-050704.zip)

[0029] 非专利文献 4:3GPP 寄書,R1-050700,“Intra-Node B Macro Diversity Using Simultaneous Transmission with Soft-combining in Evolved UTRA Downlink”,[平成 17 年 9 月 7 日検索],インターネット (URL:ftp://ftp.3gpp.org/TSG_RAN/WG1_RL1/TSGR1_42/Docs/R1-050700.zip)

[0030] 非专利文献 5:3GPP 寄書,R1-051046,“Further Details on Adaptive Cyclic Delay Diversity Scheme”,[平成 17 年 9 月 7 日検索],インターネット (URL:ftp://ftp.3gpp.org/TSG_RAN/WG1_RL1/TSGR1_42bis/Docs/R1-051046.zip)

[0031] 但是,在使用非专利文献 5 示出的方法的情况下,软合并时必需通过在接收机中进行与通常的数据接收时不同的处理,来推定数据部的传输路径。并且,在适当变化延迟量的系统中也必需将延迟量通知给接收机。

发明内容

[0032] 本发明鉴于上述问题作出,其目的在于提供一种能够请求最佳子信道的接收机。

[0033] 本发明的接收机为了解决上述问题而作出,所述接收机使用利用由多个子信道构成的频带的 OFDM 方式,并接收添加了相位旋转、且从发射机的发射天线发射而来的信号,所述相位旋转针对发射机的每一个发射天线而不同,所述接收机具有虚拟子信道品质推定部,所述虚拟子信道品质推定部推定在向从发射机发射而来的信道添加了同一相位旋转的情况下的传输路径的品质,每一个群组由连续的多个子载波构成。

[0034] 本发明的接收机的虚拟子信道品质推定部推定关于每一个子信道的传输路径的品质。

[0035] 本发明的发射机是使用 OFDM 方式,所述发射机具有:相位旋转部,对于由通过数据或已知信号来调制的连续的多个子载波构成的群组,向每个所述群组提供同一相位旋转量;和旋转量确定部,对每个天线系列或对每个发射机设定所述相位旋转。

[0036] 本发明的发射机是使用利用由多个子信道构成的频带的 OFDMA 方式,所述发射机具有:

[0037] 相位旋转部,对于在所述子信道的一部分或全部中由通过数据或已知信号来调制的连续的多个子载波构成的群组,向每个所述群组提供同一相位旋转量;旋转量确定部,对每个天线系列或对每个发射机设定所述相位旋转;和调度部,将数据分配至子信道,确定相位旋转的有无。

[0038] 本发明的发射机在所述群组中包含通过用于推定至少 1 个传输路径的已知信号来调制的子载波。

[0039] 本发明的发射机使所述群组中包含的子载波的个数在全部频带中相同。

[0040] 本发明的发射机的所述相位旋转部使对每个所述群组提供的相位旋转量的相邻群组间之差恒定。

[0041] 本发明的发射机的所述相位旋转部将群组中的 1 个设为基准群组,由接收机的状态来确定该群组的相位旋转量的绝对值。

[0042] 本发明的发射机的所述相位旋转部将所述群组间的相位旋转量之差设为对每个发射机固有的值。

[0043] 本发明的发射机在生成所述群组的子载波间施加了需要正交关系的子载波调制。

[0044] 本发明的发射机的所述正交关系是传输路径推定用子载波的正交关系。

[0045] 本发明的通信系统是使用 OFDM 方式在发射机与接收机之间进行通信,所述接收机具有 FFT 部,通过 FFT 对包含所接收的已知符号的 OFDM 符号进行频率转换;传输路径推定部,以在发射机侧保持正交性的传输路径推定用子载波为单位,对于多个发送天线推定作为与发送天线的频率响应的传输路径;品质推定部,按每个发送天线推定电波品质;和品质计算部,根据各发送天线的频率响应,计算出向从各发送天线发送的 OFDM 符号的子载波提供了规定的相位旋转时结合的传输路径的品质。

[0046] 本发明的发送方法是使用 OFDM 方式的发送方法,对于由通过数据符号或已知符号来调制的连续的多个子载波构成的群组,向每个群组提供同一相位旋转量,按每个天线系列或按每个发射机确定所述相位旋转量,除了调制以外,还施加所述相位旋转后进行发送。

[0047] 本发明的发送方法是使用 OFDMA 方式的发送方法,对于由通过数据符号或已知符号来调制的连续的多个子载波构成的群组,向每个所述群组提供同一相位旋转量,按每个天线系列或按每个发射机确定所述相位旋转量,确定相位旋转的有无,对所述相位旋转的有无,除了调制以外,还施加所述相位旋转后进行发送。

[0048] 本发明的发送方法设进行所述群组化的基准为子载波的正交性。

[0049] 本发明发送方法的所述正交性是传输路径推定用子载波的正交性。

[0050] 发明效果

[0051] 可以向接收机请求最佳的子信道。

附图说明

[0052] 图 1A 是发射机和接收机进行通信时的示意图。

[0053] 图 1B 是表示从发射机 3a 发送的信号 s5 的结构图。

[0054] 图 1C 是表示从发射机 3b 发送的信号 s6 的结构图。

[0055] 图 2A 是表示从发射机 3a(图 1A)发送的 OFDM 信号 s7 的结构图。

- [0056] 图 2B 是表示从发射机 3b(图 1A) 发送的 OFDM 信号 s8 的结构的图。
- [0057] 图 3 是表示在本实施方式下分配的正交码和子载波的关系的图。
- [0058] 图 4 是表示基于本发明第 1 实施方式的发射机的结构的方框图。
- [0059] 图 5 是基于本发明第 1 实施方式的旋转部 14-1(图 4) 的结构的图。
- [0060] 图 6 是表示基于本发明第 1 实施方式的接收机的结构的方框图。
- [0061] 图 7 是基于本发明第 1 实施方式的传输路径推定部 37(图 6) 的结构的图。
- [0062] 图 8 是基于本发明第 1 实施方式的解扩频部 40-1(图 7) 的结构的图。
- [0063] 图 9 是表示本发明第 2 实施方式的传输路径推定用子载波的结构图。
- [0064] 图 10 是表示基于本发明第 2 实施方式的发射机的结构的方框图。
- [0065] 图 11 是基于本发明第 2 实施方式的旋转部 141(图 10) 的结构的图。
- [0066] 图 12 是表示在本发明的第 2 实施方式下使用的信号的帧结构的图。
- [0067] 图 13 是表示基于本发明第 3 实施方式的发射机的结构的方框图。
- [0068] 图 14A 是表示发射机 3a(图 1A) 的传输路径的图。
- [0069] 图 14B 是表示发射机 3b(图 1A) 的传输路径的图。
- [0070] 图 14C 是表示在从发射机 3a、3b(图 1A) 发送相同数据时的模拟的传输路径的图。
- [0071] 图 15 是表示基于本发明第 3 实施方式的接收机的结构的方框图。
- [0072] 图 16 是表示从属于 2 个不同扇区的发射机具备的发送天线 1a、1b, 向接收机具备的接收天线 2a 发送信号的状态的概念图。
- [0073] 图 17A 是表示作为发送天线 1a(图 16) 和接收天线 2a(图 16) 之间的传输路径的时域表现的延迟特性曲线 h1 的图。
- [0074] 图 17B 是表示作为发送天线 1b(图 16) 和接收天线 2a(图 16) 之间的传输路径的时域表现的延迟特性曲线 h2 的图。
- [0075] 图 18 是表示由接收天线 2a 接收的信号的图。
- [0076] 图 19A 是表示从发送天线 1a(图 16) 发送的信号 s1 的结构的图。
- [0077] 图 19B 是表示从发送天线 1b(图 16) 发送的信号 s2 的结构的图。
- [0078] 图 20 是从发射机向接收机发送的信号 S3 的结构的图。
- [0079] 图 21 是表示设延迟特性曲线 $h1 = h2 = 1$ 时的发送信号 s4 的结构的图。
- [0080] 标记说明
- [0081] 1a、1b 发送天线
- [0082] 2a 接收天线
- [0083] 3a、3b 发射机
- [0084] 4a ~ 4e 接收机
- [0085] 10 调度部
- [0086] 11-1 ~ 11-12 传输路径推定用符号生成部
- [0087] 12-1 ~ 12-12 数据映射部
- [0088] 13-1 ~ 13-12 多路复用部
- [0089] 14-1 ~ 14-12 旋转部
- [0090] 15 IFFT 部
- [0091] 16 GI 插入 · P/S 转换部

- [0092] 17 D/A 转换部
- [0093] 18 RF 部
- [0094] 19 发送天线
- [0095] 20 旋转量确定部
- [0096] 21-1 ~ 21-64 复数乘法部
- [0097] 30 接收天线
- [0098] 31 RF 部
- [0099] 32 A/D 转换部
- [0100] 33 符号同步部
- [0101] 34 FFT 部
- [0102] 35 传输路径推定用符号提取部
- [0103] 36 传输路径补偿部
- [0104] 37 传输路径推定部
- [0105] 38 子信道提取部
- [0106] 39-1 ~ 39-12 解调部
- [0107] 40-1 ~ 40-12、41-1 ~ 41-12 解扩频部
- [0108] 42-1 ~ 42-12、43-1 ~ 43-12 子信道品质推定部
- [0109] 44 选择·合成部
- [0110] 45-1 ~ 45-12 子信道品质推定部
- [0111] 46-1 ~ 46-12 虚拟子信道品质推定部
- [0112] 47-1 ~ 47-4 正交码设定部
- [0113] 48-1 ~ 48-4 复数乘法部
- [0114] 49 和运算部
- [0115] 50 控制信号生成部
- [0116] 60 时间旋转部
- [0117] 111 传输路径推定用符号生成部
- [0118] 131 多路复用部
- [0119] 141 旋转部
- [0120] 201 旋转量确定部
- [0121] 211-1 ~ 211-768 复数乘法部

具体实施方式

[0122] 下面,参照附图,说明本发明的实施方式。另外,在本发明的实施方式下使用的频率子信道数量的数值等只不过是一实例。

[0123] 在本发明的第 1 ~ 第 3 实施方式中,说明设频率子信道数为 12、子载波数为 768、FFT 点数为 1024 时的 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 系统。另外,设实现路径分集的频率子信道在每个帧中不同。即,说明是否对每个频率子信道进行软合并,或独立确定其延迟量的情况,但不限于于此。

[0124] (第 1 实施方式)

[0125] 首先,说明本发明的第 1 实施方式。在本实施方式中示出 2 个不同的发射机使用 OFDMA 与某台接收机进行通信的实例。图 1A 是发射机和接收机进行通信时的示意图。在发送作为说明对象的 OFDMA 帧的时间中,接收机 4a ~ 4c 对发射机 3a 进行通信。另外,接收机 4b ~ 4e 对发射机 3b 进行通信。即,接收机 4b、4c 通过软合并从两个的发射机 3a、3b 合成并接收同一信号。

[0126] 图 1B、图 1C 是表示从发射机 3a、3b 发送的信号 s5、s6 的结构图。在这些图中,纵轴表示频率,横轴表示时间。这里,表示信号 s5、s6 分别由 12 个子信道 sc1 ~ sc12 构成的情况。

[0127] 这里,作为一例,如图 1B 所示,说明使用子信道 sc1,将信号从发射机 3a 向接收机 4b 发送的情况。另外,使用子信道 sc2 ~ sc4,将信号从发射机 3a 向接收机 4c 发送。另外,使用子信道 sc5 ~ sc12,将信号从发射机 3a 向接收机 4a 发送。

[0128] 另外,如图 1C 所示,使用子信道 sc1,将信号从发射机 3b 向接收机 4b 发送。另外,使用子信道 sc2 ~ sc4,将信号从发射机 3b 向接收机 4c 发送。另外,使用子信道 sc5 ~ sc10,将信号从发射机 3b 向接收机 4d 发送。另外,使用子信道 sc11、sc12,将信号从发射机 3b 向接收机 4e 发送。

[0129] 因此,在子信道 sc1 的频带中,从发射机 3a、3b 向接收机 4b 发送同一信号。另外,在子信道 sc2 ~ sc4 中,从发射机 3a、3b 向接收机 4c 发送同一信号。

[0130] 图 2A 是表示从发射机 3a(图 1A)发送的 OFDM 信号 s7 的结构图。另外,图 2B 是表示从发射机 3b(图 1A)发送的 OFDM 信号 s8 的结构图。在这些图中,横轴表示时间,纵轴表示频率。

[0131] 包含于 OFDM 信号 s7、s8 的区域 r5、r7 是由 1 个 OFDM 符号构成的传输路径推定用子载波。另外,这里,说明由 1 个 OFDM 符号构成传输路径推定用子载波的情况,但也可由多个 OFDM 符号构成传输路径推定用子载波。另外,这里,设全部的子载波为传输路径推定用子载波,但也可每隔 1 条等、留间隔地配置。

[0132] 另外,包含于 OFDM 信号 s7、s8 的区域 r6、r8 是发送数据的 OFDM 符号,通常由多个 OFDM 符号构成。在区域 r5 和区域 r7 中,将作为各自正交的码的正交码 C5、C6 分配给各子载波。

[0133] 图 3 是表示本实施方式中分配的正交码和子载波的关系的图。在发射机 1a(图 1A)中,将正交码 C5 = (1、1、1、1) 反复分配给 768 个子载波。即,将 1 个正交码反复分配给子载波。另外,在本实施方式中,每个乘以正交码的群组的子载波数都为 4 个。另外,也可使 1 个或多个子信道内的每个群组的子载波数相同。

[0134] 另外,在发射机 1b(图 1A)中,将正交码 C6 = (1、1、-1、-1) 反复分配给 768 个子载波。由于这些正交码 C5、C6 若计算并相加 $C5 \times C6^*$ (* 表示复共轭) 则为 0,所以为正交关系。

[0135] 另外,由于若直接将正交码 C5、C6 分配给传输路径推定用子载波,则生成的 OFDM 信号的 PAPR(Peak-Average Power Ratio) 非常高,所以可将相同的特定码(例如,10 次 M 系列的一部分)再乘以全部的子载波。

[0136] 另外,在分配给第 p 个 ($1 \leq p \leq$ 子载波的总数) 的子载波的码为 Ck、Ck' 时,也可设定码 Ck、Ck', 以存在满足 $Ck' = Ck \times e^{-j \times 2 \times p \times m \times \pi}$ 的关系的 m。

[0137] 图 4 是表示基于本发明第 1 实施方式的发射机的结构的方框图。该发射机具有：调度部 10、传输路径推定用符号生成部 11-1 ~ 11-12、数据映射部 12-1 ~ 12-12、多路复用部 13-1 ~ 13-12、旋转部 14-1 ~ 14-12、IFFT 部 15、GI (Guard Interval) 插入 • P/S (Parallel/Serial) 转换部 16、D/A (Digital/Analog) 转换部 17、RF (Radio Frequency) 部 18、发送天线 19。

[0138] 调度部 10 将输入到发射机的数据分配给各子信道。这里，说明子信道为 12 个的情况。另外，调度部 10 将控制信号输出至旋转部 14-1 ~ 14-12。

[0139] 传输路径推定用符号生成部 11-1 ~ 11-12 生成各个子信道的传输路径推定用符号。数据映射部 12-1 ~ 12-12 或对发送的数据进行纠错、或对每个所分配的子载波进行调制。另外，传输路径推定用符号生成部 11-1 ~ 11-12 的码分配部（图示省略）将与其他发射机正交的码长度的码分配给每个子载波。

[0140] 多路复用部 13-1 ~ 13-12 选择作为输入的数据符号或已知符号的传输路径推定用符号之一。

[0141] 旋转部 14-1 ~ 14-12 根据从调度部 10 输出的控制信号，向各子载波提供旋转。IFFT 部 15 通过对从旋转部 14-1 ~ 14-12 输出的信号进行快速傅立叶反变换处理，将频率区域的信号转换成时域的信号。这里，在处理 768 个子载波的情况下，快速傅立叶反变换的点数使用 1024。

[0142] GI 插入 • P/S 转换部 16 为了谋求降低符号间干扰，插入保护间隔。另外，将并行信号转换成串行信号。D/A 转换部 17 将数字信号转换成模拟信号。RF 部 18 将模拟信号转换为发送的频带，并整形波形。发送天线 19 对接收机发送电波。

[0143] 图 5 是基于本发明第 1 实施方式的旋转部 14-1 (图 4) 的结构的图。该旋转部 14-1 具有：旋转量确定部 20、复数乘法部 21-1 ~ 21-6。

[0144] 旋转量确定部 20 根据从调度部 10 (图 4) 输出的控制信号，确定每 4 个子载波的旋转量 W_1 至 W_{16} (W_1 至 W_{16} 是振幅为 1 的实数或复数)。另外，旋转量确定部 20 也可控制成使相邻群组间的相位旋转量差相同。另外，也可使在 1 个或多个子信道内的相邻群组间的相位旋转量差相同。另外，也可将相位旋转量差设定成相同的子信道内的 1 个群组设为基准群组，根据接收机的传输路径状态确定该群组的相位旋转量的绝对值。另外，旋转量确定部 20 也可向每个发射机提供固有的相位旋转量差，使用该旋转量向全部 OFDM 符号的子载波提供相位旋转。

[0145] 另外，可通过设 $W_1 = W_2$ 、 $W_3 = W_4$ 、 \dots 、 $W_{15} = W_{16}$ ，来变更生成群组的子载波数量。

[0146] 复数乘法部 21-1 ~ 21-64 将输入信号 $fk_1 \sim fk_{64}$ 和旋转量 $W_1 \sim W_{16}$ 相乘。这里，输入信号 ($fk_1 \sim fk_{64}$) 有 64 个是因为由于将 768 个子载波作为 12 个子信道来使用，所以每 1 个子信道的子载波数为 64 个。另外，对每 4 个子载波确定旋转量 ($W_1 \sim W_{16}$) 是因为由于传输路径推定用子载波对每 4 个子载波满足正交关系，所以可通过在 4 个子载波间设为相同来保持正交关系。

[0147] 接着，说明基于本发明第 1 实施方式的发射机 3a (图 1A) 的动作。但是，由于发送至接收机 4b、4c 的信号也从发射机 3b 发送，所以设对从发射机 3a 发送的信号提供旋转。这里，说明发送至接收机 4b 的信号的旋转量为 1，发送至接收机 4c 的信号的旋转量为 2 的情况。

[0148] 若将数据输入至发射机 3a, 则通过调度部 10(图 4), 将发送至接收机 4b 的数据输出至数据映射部 12-1, 将发送至接收机 4c 的数据从数据映射部 12-2 输出至 12-4, 将发送至接收机 4a 的数据从数据映射部 12-5 输出至 12-12。

[0149] 在发送数据之前, 根据图 2A 和图 2B 的信号结构, 由多路复用部 13-1 ~ 13-12 选择传输路径推定用符号, 输出至旋转部 14-1 ~ 14-12。在发射机 3a 的情况下, 由传输路径推定用符号生成部 11-1 ~ 11-12 生成的传输路径推定用符号为 16 次重复正交码 C5 的符号, 传输路径推定用符号生成部 11-1 ~ 11-12 全部使用同一正交码 C5。

[0150] 将控制信号从调度部 10 输出至旋转部 14-1 ~ 14-12, 向旋转部 14-1 输入 1, 作为旋转量, 向旋转部 14-2 至 14-4 输入 2, 作为旋转量, 向旋转部 14-5 至 14-12 输入 0, 作为旋转量。

[0151] 在图 5 示出的旋转部 14-1 中, 根据从调度部 10 输出的控制信号, 确定旋转量 $W_1 \sim W_{16}$ 。由于为了实现旋转量为 m 的情况, 只要设各子载波间的相位旋转量为 $2 \times \pi \times m / (\text{IFFT 的点数})$ 既可, 所以由于旋转量 W_1 和 W_2 的差为 4 个子载波, 所以确定为再乘以 4, 变为 $2 \times \pi \times m \times 4 / 1024$ 。

[0152] 若将应用到前面例子, 则旋转部 14-1 的 W_k 及 W_{k+1} (k 为 1 至 15 的整数) 的相位差为 $2 \times \pi \times 4 / 1024$, 旋转部 14-2 ~ 14-4(图 4) 的 W_k 及 W_{k+1} 的相位差为 $2 \times \pi \times 2 \times 4 / 1024$, 旋转部 14-5 ~ 14-12 的 W_k 及 W_{k+1} 的相位差为 0。

[0153] 就各旋转部的旋转量 W_1 的绝对相位而言未特别限定。

[0154] 但是, 期望如发送至接收机 4c(图 1A) 的信号那样, 在使用多个子信道的情况下, 使相邻子信道的旋转量相同。即, 期望旋转部 14-2 的旋转量 W_{16} 和旋转部 14-3 的旋转量 W_1 的绝对相位差为 $2 \times \pi \times 2 \times 4 / (1024)$ 。

[0155] 并且, 在可从接收机取得信息的系统中, 可参照从接收机发送的数据确定旋转量 W_1 的绝对相位。

[0156] 之后, 就数据而言, 也将与传输路径推定用子载波发送时的相同的旋转量提供给全部的子载波。

[0157] 在该图 5 中, 对每个提供相同旋转的子载波, 示出个数对应于子载波数量的用于提供相位旋转的乘法器, 但这是为了容易理解该说明, 可由 1 个乘法器通过串行处理来谋求削减电路规模。

[0158] 下面, 说明接收机。

[0159] 图 6 是表示基于本发明第 1 实施方式的接收机的结构的方框图。该接收机具有: 接收天线 30、RF 部 31、A/D(Analog/Digital) 转换部 32、符号同步部 33、FFT 部 34、传输路径推定用符号提取部 35、传输路径补偿部 36、传输路径推定部 37、子信道提取部 38、解调部 39-1 ~ 39-12。

[0160] 接收天线 30 接收从发射机发送的信号。RF 部 31 整形接收天线 30 接收的信号, 将频率降低至可 A/D 转换的频带。A/D 转换部 32 将模拟信号转换成数字信号。

[0161] 符号同步部 33 对 OFDM 信号取同步。FFT 部 34 对接收的 OFDM 符号执行高速傅立叶转换处理。传输路径推定用符号提取部 35 将频率转换后的 OFDM 信号分离成传输路径推定用符号和数据符号, 将传输路径推定用符号输出至传输路径推定部 37, 将数据符号输出至传输路径补偿部 36。

[0162] 传输路径补偿部 36 以传输路径推定信息为基础, 补偿数据的传输路径。传输路径推定部 37 根据传输路径推定用符号推定传输路径信息, 推定每个发送天线的品质。子信道提取部 38 以来自省略图示的控制部的使用子信道信息为基础, 提取接收机解调的信号。

[0163] 解调部 39-1 ~ 39-12 以使用的子信道数量为基础, 以子信道为单位进行解调。该接收机构成为暂时解调 OFDMA 中使用的全部频带, 之后, 仅提取所需的子信道, 但未限定于该结构。

[0164] 图 7 是基于本发明第 1 实施方式的传输路径推定部 37(图 6) 的结构图。传输路径推定部 37 具有: 解扩频部 40-1 ~ 40-12、41-1 ~ 41-12、子信道品质推定部 42-1 ~ 42-12、43-1 ~ 43-12、选择·合成部 44、子信道品质推定部 45-1 ~ 45-12、虚拟子信道品质推定部 46-1 ~ 46-12。

[0165] 设置 2 组解扩频部(解扩频部 40-1 ~ 40-12、解扩频部 41-1 ~ 41-12) 是因为从 2 个发射机 3a、3b(图 1A) 发送信号。

[0166] 解扩频部 40-1 ~ 40-12 推定从发射机 3a(图 1A) 发送的信号的传输路径。解扩频部 41-1 ~ 41-12 推定从发射机 3b(图 1A) 发送的信号的传输路径。将由解扩频部 40-1 ~ 40-12、41-1 ~ 41-12 得到的复数信号输入至选择·合成部 44。

[0167] 选择·合成部 44 在当前进行的通信仅来自一个发射机时(图 1A 中的接收机 4a、4d、4e), 选择正在通信中的一侧的解扩频结果。如果是接收机 4a, 则选择解扩频部 40-1 ~ 40-12 输出, 如果是接收机 4d、4e, 则选择解扩频部 41-1 ~ 41-12 输出。

[0168] 另外, 如接收机 4b、4c(图 1A) 那样, 在接收来自两个发射机 3a、3b 的信号的接收机中, 选择·合成部 44 合成接收的信号。这可通过将解扩频部 40-1 ~ 40-12 的输出和解扩频部 41-1 ~ 41-12 的输出矢量相加得到。

[0169] 子信道品质推定部 42-1 ~ 42-12 根据解扩频部 40-1 ~ 40-12 的输出, 推定分别从发射机 3a、3b 发送的信号品质。另外, 子信道品质推定部 43-1 ~ 43-12 根据解扩频部 41-1 ~ 41-12 的输出, 推定分别从发射机 3a、3b 发送的信号品质。在本实施方式的情况下, 向子信道品质推定部 42-1 ~ 42-12、43-1 ~ 43-12 分别输入各子信道中使用的 64 个子载波的传输路径推定结果。

[0170] 子信道品质推定部 45-1 ~ 45-12 根据选择·合成部 44 的输出, 进行从发射机 3a、3b(图 1A) 发送的信号合成后的品质推定。

[0171] 虚拟子信道品质推定部 46-1 ~ 46-12 在接收到在发射机侧未添加旋转的传输路径推定用子载波时, 推定对哪个传输路径信息提供旋转, 在进行旋转时的子信道的品质。由此, 可在从与 1 台发射机通信移动至与 2 台发射机通信时, 从接收机请求最佳的子信道。

[0172] 传输路径推定方法的最简单的方法是对频率转换所接收的传输路径推定用子载波的信号, 乘以针对在发射机侧使用的传输路径推定用子载波的各子载波的码的复共轭信号的方法。但是, 这里, 由于在传输路径推定用子载波在不同的发送天线间使用正交码, 所以说明基于解扩频的传输路径推定方法。

[0173] 图 8 是基于本发明第 1 实施方式的解扩频部 40-1(图 7) 的结构图。解扩频部 40-1 具有: 正交码设定部 47-1 ~ 47-12、复数乘法部 48-1 ~ 48-4、和运算部 49。

[0174] 例如, 在将从发射机 3a(图 1A) 发送的传输路径推定用子载波解扩频时, 在正交码设定部 47-1 中设定作为正交码 C1 的复共轭的 (1、1、1、1)。另外, 在将从发射机 3b 发送的

传输路径推定用子载波解扩频时,在正交码设定部 47-2 中设定作为正交码 C2 的复共轭的 (1、1、-1、-1)。

[0175] 在复数乘法部 48-1 ~ 48-4 中,可通过对输入的信号 f1 ~ f4,复数相乘这些正交码,在和运算部 49 中相加,并除以 4,得到该频带内的传输路径。

[0176] 如上所述,如果使用基于本实施方式的发射机及接收机,构成 OFDM 通信系统,则即便未将在发射机侧使用的旋转量信息通知到接收机侧,或预先未确定,也可简单地解调来自双方的发送信号。另外,由于传输路径推定用子载波维持正交性,所以可简单地来进行来自各发送天线的每个子信道的品质推定或合成后的品质推定。另外,可通过在接收机设置虚拟地推定合成后的每个子信道的品质的功能,在开始合成接收时,开始高精度地接收。

[0177] 在上述第 1 实施方式中,作为使用利用由多个子信道构成的频带的 OFDMA 方式的发射机,通过传输路径推定用符号生成部 11-1 ~ 11-12 的码分配部,将与其他发射机正交的码长度 M_k 的码 C_k 分配给每 n 个子载波 (n 为 1 以上的整数),通过复数乘法部 21-1 ~ 21-64 (相位旋转部),将 $n \times M_k$ 个子载波设为群组,向每个群组提供同一相位旋转,由旋转量确定部 20 以子信道为单位确定该相位旋转量,通过调度部 10 以子信道为单位确定有无相位旋转。

[0178] 通过采用这种结构,在使用 OFDMA 方式时,由于可通过旋转量确定部 20 向 1 个群组的每个子载波分配正交的码,以使按每个群组保持正交性,所以可防止群组间的子载波干扰,接收机的接收品质恶化。另外,由于向每个群组分配正交码,所以可比与向每个子载波分配正交码的情况简化接收机侧的处理。

[0179] 另外,作为使用 OFDM 方式的发射机,也可通过传输路径推定用符号生成部 11-1 ~ 11-12 的码分配部将与其他发射机正交的码长度 M_k 的码 C_k 分配给每 n 个子载波 (n 为 1 以上的整数),通过复数乘法部 21-1 ~ 21-64 (相位旋转部) 将 $n \times M_k$ 个子载波设为群组,向每个群组提供同一相位旋转,通过旋转量确定部 20 确定相位旋转量,通过调度部 10 确定有无相位旋转。

[0180] 通过采用这种结构,在使用 OFDM 方式的情况下,由于通过旋转量确定部 20 将与其他发射机发送的群组不同的旋转量分配给群组,所以可对从多个发射机发送的信号附加延迟差,可得到多用户分集效应或频率分集效应。

[0181] 另外,这里,由于示出将码长度 M_k 的码作为传输路径推定用符号、分配给每 n 个子载波的实例,所以设提供同一相位旋转的群组为 $n \times M_k$,但在使用未利用正交性的传输路径推定方法的情况下,为了得到如上述的效果,不需要这种限定。在这种情况下,也可不将 $n \times M_k$ 个子载波设为 1 个群组,而将其他个数的子载波设定为 1 个群组。

[0182] (实施方式 2)

[0183] 下面,说明本发明的第 2 实施方式。本实施方式相对于第 1 实施方式,可更加简化接收机的结构。

[0184] 图 9 是表示本发明第 2 实施方式的传输路径推定用子载波的结构图。在本实施方式中,每隔 1 个子载波分配作为配置传输路径推定用符号的子载波的传输路径推定用子载波。未分配传输路径推定用子载波子载波用于控制信号 (SA1 ~ SA384、SB1 ~ SB384) 的通信。另外,传输路径推定用符号中使用特定的已知符号 (P1 ~ P384)、在发射机 3a、3b 中,对已知符号分别乘以正交码 (1、1、1、1)、(1、1、-1、-1)。

[0185] 图 10 是表示基于本发明第 2 实施方式的发射机的结构的方框图。就采用与在第 1 实施方式中示出的发射机(图 4) 相同结构的部分而言,附加相同的符号,省略其说明。基于本实施方式的发射机在具有控制信号生成部 50 的方面与基于第 1 实施方式的发射机不同。

[0186] 设置控制信号生成部 50 是因为相对于第 1 实施方式,变更传输路径推定用子载波的结构。另外,在第 1 实施方式中说明传输路径推定用符号生成部按每个子信道生成的情况,但在本实施方式中,示出未以子信道为单位提供旋转的情况,所以由 1 个传输路径推定用符号生成部 111 构成传输路径推定用符号生成部 11-1 ~ 11-12(图 4)。同样,由 1 个多路复用部 131 构成多路复用部 13-1 ~ 13-12(图 4)。并且,由 1 个旋转部 141 构成旋转部 14-1 ~ 14-12(图 4)。

[0187] 图 11 是基于本发明第 2 实施方式的旋转部 141(图 10) 的结构图。旋转部 141 具有:旋转量确定部 201、复数乘法部 211-1 ~ 211-8、211-9 ~ 211-16 ~ 211-761 ~ 211-768。

[0188] 旋转量确定部 201 根据由 OFDM 通信系统定义的旋转量,确定每 8 个子载波的旋转量 $W_1 \sim W_{96}$ ($W_1 \sim W_{96}$ 是振幅为 1 的实数或复数)。

[0189] 复数乘法部 211-1 ~ 211-768 使输入信号 $fk_1 \sim fk_{768}$ 和旋转量 $W_1 \sim W_{96}$ 相乘。例如,若设图 11 示出的接收机的旋转部 141 中的各相位旋转量 $W_1 \sim W_{96}$ 之差为 0,发射机 3b(图 1A) 的相位旋转量差为 $2 \times \pi \times 1 \times 8 / 1024$,则当通过各发射机 3a、3b 的相同子信道发送相同信号时,可由接收机接收合成后的信号。

[0190] 另外,由于与第 1 实施方式一样保持传输路径推定用子载波的正交性,所以不仅进行发射机的每个子信道的品质推定,而且也可进行合成后的品质推定。即,不必设置在基于第 1 实施方式的接收机中说明的虚拟子信道品质推定部 46-1 ~ 46-12(图 7),可简单地推定合成前的每个发射机的品质及合成后的品质。

[0191] 在将该系统适应于构成扇区的小区的情况下,如果每个扇区的旋转量各不相同,则无论哪个扇区边缘,均可容易推定来自各扇区的每个子信道的品质及合成后的品质。

[0192] 但是,在本实施方式中,存在对每个发射机已固定旋转量的可能性。不限于旋转量为 1,可向全部的接收机提供多用户分集效应。

[0193] 该问题可通过使用具有图 12 结构的信号来解决。图 12 的横轴表示时间,纵轴表示频率。1 帧的结构与已述的帧的结构(图 2A、图 2B) 相同,最先由作为已知符号的传输路径推定用子载波、接着由多个数据符号构成。在图 12 中,示出由 9 个帧 $F_1 \sim F_9$ 构成 1 个超级帧(super frame) 的情况。

[0194] 作为一例,说明将 2 个发射机的旋转量的差按 1、2、3 设定的情况。若设发射机 3a(图 1A) 的旋转量始终为 0,则在发射机 3b 中,通过帧 $F_1 \sim F_3$ 中设定旋转量为 1,帧 $F_4 \sim F_6$ 中设定旋转量为 2、帧 $F_7 \sim F_9$ 中设定旋转量为 3,可实现 3 个旋转量的差。

[0195] 在接收机中,通过从这些帧中选择最佳的帧和子信道,可实现更高性能的 OFDM 通信系统。

[0196] 另外,如果上述的旋转量变大,则该帧可期待频率分集效应。如上所述,如果将设定成 1、2、3 的旋转量设定成 1、2、16;将帧 $F_1 \sim F_4$ 的旋转量设定成 1;将帧 $F_5 \sim F_8$ 的旋转量设定成 2;将帧 F_9 的旋转量设定成 16,则由于仅帧 F_9 可期待频率分集效应,所以可通过

设定成优先向该帧分配接收品质极端恶化的接收机或高速移动的接收机等,改善在整个区域的性能。

[0197] 另外,由于可通过将正交码与分成分组的每个子载波相乘,维持正交性,所以从多个发射机发送的信号未因干扰而恶化,可提高传输路径推定精度。

[0198] 就第 2 实施方式中使用的接收机而言,可使用具有与第 1 实施方式中使用的接收机(图 6)大致相同结构的接收机。不同点在于:向解扩频中设定的码是 P_k (k 为从 1 至 768 的整数)的复共轭乘以 C_1 或 C_2 。

[0199] (实施方式 3)

[0200] 下面,说明本发明的第 3 实施方式。在第 1 实施方式及第 2 实施方式中,对使用的正交码未加限定,但在本实施方式中,说明通过对使用的正交码加以限定,在发射机间移动的接收机可快速越区切换(hand over)的情况。

[0201] 在基于本实施方式的 OFDM 通信系统中,将码 C_1 反复分配给全部的子载波,若 256 次抽样旋转,则 $(1, j, -1, -j)$ 反复出现于全部的子载波。将其设为码 C_{12} 。另外,同样,若 512 次旋转,则变成 $(1, -1, 1, -1)$,将其设为码 C_{13} 。另外,若 768 次旋转,则变成 $(1, -j, j, -1)$,将其设为码 C_{14} 。

[0202] 另外,若 $C_1 = C_{11}$,则 $C_{11} \sim C_{14}$ 全部满足正交关系。在本实施方式中,说明使用这些码的情况。

[0203] 在构成上述第 2 实施方式的超级帧的实例的后者中,将用于发射机 3a(图 1A)的正交码设为 C_{11} ,将用于发射机 3b(图 1A)的正交码设为 C_{12} 。但是,在第 2 实施方式中,由于在传输路径推定用子载波使用的载波间插入数据,所以旋转量变成先前示出值的一半。

[0204] 图 13 是表示基于本发明第 3 实施方式的发射机的结构的方框图。就采用与基于第 2 实施方式的发射机(图 10)相同结构的部分而言,附加相同的符号,省略其说明。基于本实施方式的发射机在具有时间旋转部 60 的方面,与基于第 2 实施方式的发射机(图 10)不同。

[0205] 时间旋转部 60 使从 IFFT 部 15 输出的信号旋转。另外,调度部 10 控制是否驱动旋转部 141 和时间旋转部 60。在由 9 个帧构成的超级帧中,第 8 帧之前和第 9 帧的传输路径推定用子载波之前进行与第 2 实施方式相同的动作。然后,在第 9 帧的数据部中,停止驱动旋转部 141,而驱动时间旋转部 60。

[0206] 在发射机 3a(图 1A)中,将时间旋转设定为 0;在发射机 3b 中,将时间旋转设定为 128。通过该操作,在各个发射机中作为数据符号和已知符号的传输路径推定用符号的旋转量变成一致。当在该帧中从发射机发送相同数据时,得到图 14 示出的模拟的传输路径,得到频率分集效应。图 14A 是发射机 3a(图 1A)的传输路径,图 14B 是发射机 3b(图 1A)的传输路径。

[0207] 接收该帧的接收机未限于解扩频的构成,执行现有的乘以传输路径推定用子载波的复共轭形式的解调。这是因为由于传输路径推定用符号基本由相同的码生成,所以含有传输路径推定用符号的全部数据符号成为同一数据。

[0208] 这样,通过对正交码使用特殊的码,即便接收机正在发射机间移动,接收机也可未意识地实现越区切换。

[0209] 图 15 是表示基于本发明第 3 实施方式的接收机的结构的方框图。就与基于第 1

实施方式的接收机（图 6）采用相同结构的部分而言，附加相同的符号，省略其说明。在本实施方式中，在具有传输路径推定部 70 的方面与基于第 1 实施方式的接收机不同。

[0210] 传输路径推定部 70 通过向传输路径推定用子载波的接收频率的数据乘以生成传输路径推定用符号所使用的码的复共轭，求出传输路径。另外，在频率分集用的帧中，由于不必测定每个子信道的功率，所以该帧仅推定传输路径，解调数据。

[0211] 另外，在接收机中，除通过 FFT 对包含接收到的已知符号的 OFDM 符号进行频率转换的 FFT 部 34；和在发射机侧，以保持正交性的已知符号为单位，对多个天线推定作为与发送天线的频率应答的传输路径的传输路径推定部 37 等之外；也可设置：按每个天线推定电波品质的品质推定部（省略图示）；和根据每个天线的电波品质，计算出向从各天线发送的 OFDM 符号的子载波提供规定的相位旋转时结合的传输路径品质的品质计算部（省略图示）。

[0212] 在上述的第 1～第 3 实施方式中，作为使用利用由多个子信道构成的频带的 OFDMA 方式的发射机，通过复数乘法部 21-1～21-64 或 211-1～211-768（相位旋转部）、对由利用数据符号或已知符号调制后的连续多个子载波构成的群组，向每个群组提供同一相位旋转，通过旋转量确定部 20 或旋转量确定部 201 以子信道为单位确定相位旋转量，通过调度部 10 以子信道为单位确定有无相位旋转。

[0213] 通过采用这种结构，在采用 OFDMA 方式的情况下，由于可执行通过旋转量确定部 20，对乘以作为已知符号的传输路径推定用符号的子信道提供旋转的同时，对乘以数据符号的子信道不提供旋转的处理，所以发射机不必对全部的子信道提供旋转，可减小发射机的负荷。

[0214] 另外，作为使用 OFDM 方式的发射机，也可通过复数乘法部 21-1～21-64 或复数乘法部 211-1～211-768（相位旋转部）、对由利用数据符号或已知符号调制后的连续多个子载波构成的群组，向每个群组提供同一相位旋转量，通过旋转量确定部 20 或旋转量确定部 201 确定相位旋转量，通过调度部 10 确定有无相位旋转。

[0215] 通过采用这种结构，在使用 OFDM 方式的情况下，由于可对按多个群组的每个分割的子载波提供相位旋转，所以不必对每个子载波进行接收处理，可减小接收机侧的处理负担。

[0216] 另外，在上述说明的实施方式中，也可将用于实现图 4、图 10、图 13 的调度部 10；传输路径推定用符号生成部 11-1～11-12、111；数据映射部 12-1～12-12；多路复用部 13-1～13-12、131；旋转部 14-1～14-12、141；IFFT 部 15；GI 插入·P/S 转换部 16；D/A 转换部 17；RF 部 18；控制信号生成部 50；时间旋转部 60；图 6、图 5 的 RF 部 31；A/D 转换部 32；符号同步部 33；FFT 部 34；传输路径推定用符号提出部 35；传输路径补偿部 36；传输路径推定部 37；子信道提取部 38；解调部 39-1～39-12 等功能的程序记录于计算机可读取的记录介质，通过将记录于该记录介质的程序输入计算机系统来执行，控制发射机或接收机。另外，这里所谓的“计算机系统”包含 OS 或外围设备等的硬件。

[0217] 另外，所谓“计算机可读取的记录介质”是软盘、光磁盘、ROM、CD-ROM 等可移动介质；内置于计算机系统的硬盘等存储装置。并且，所谓“计算机可读取的记录介质”还包含如经互联网等网络或电话线路等通信线路发送程序时的通信线那样，在短时刻之间动态地保存程序的部件，如构成这时的服务器或客户机的计算机系统内部的易失性存储器等在规

定时刻保持程序的部件。另外,上述程序也可用于实现所述功能的一部分,并且,也可通过与已记录于计算机系统的程序组合来实现所述功能。

[0218] 以上,参照附图详述本发明的实施方式,但具体的结构不限于本实施方式,也包含不脱离本发明宗旨范围的设计等。

[0219] 产业上的可利用性

[0220] 本发明是可适用于使用 OFDM 方式的接收机。

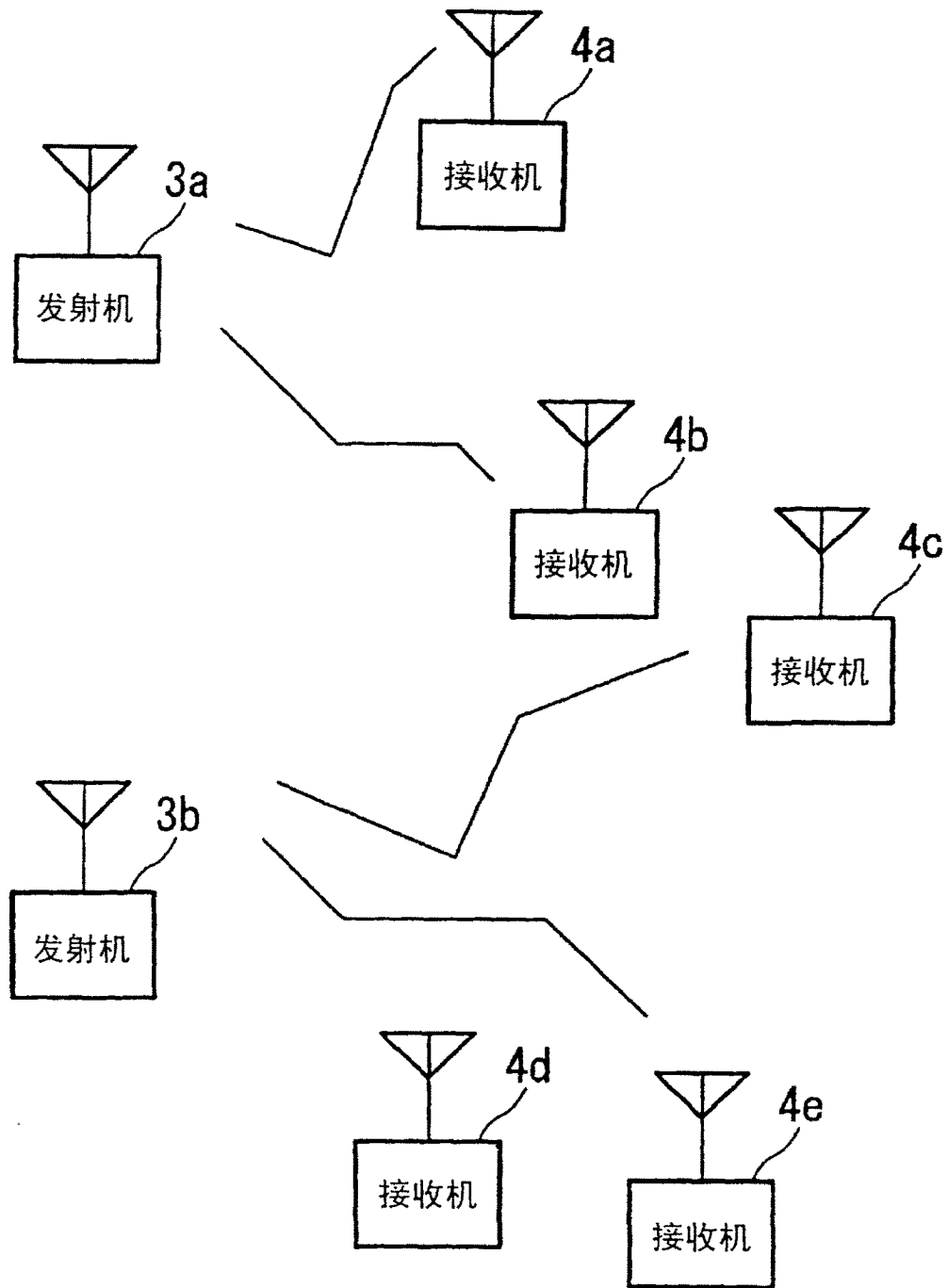


图 1A

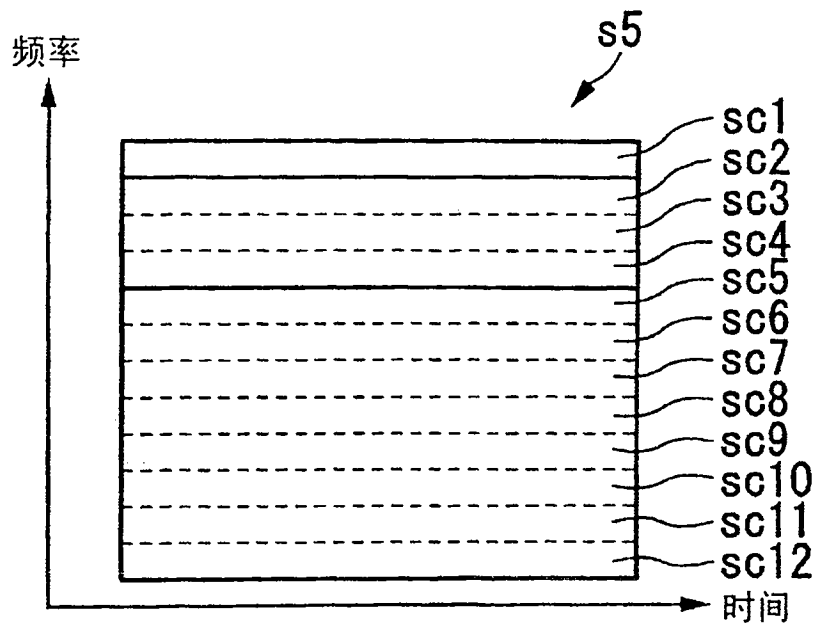


图 1B

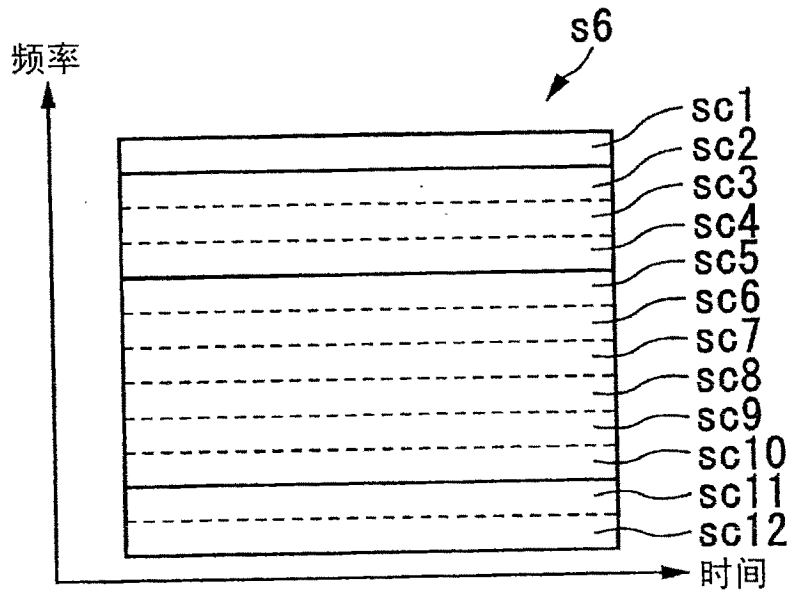


图 1C

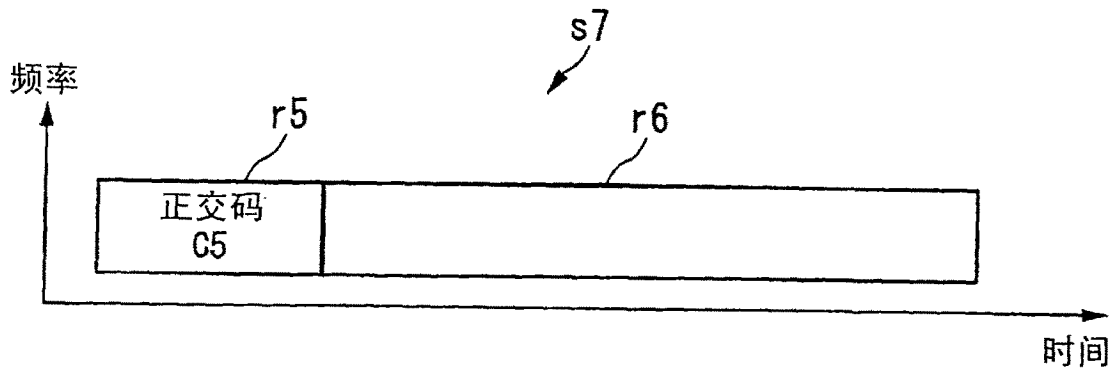


图 2A

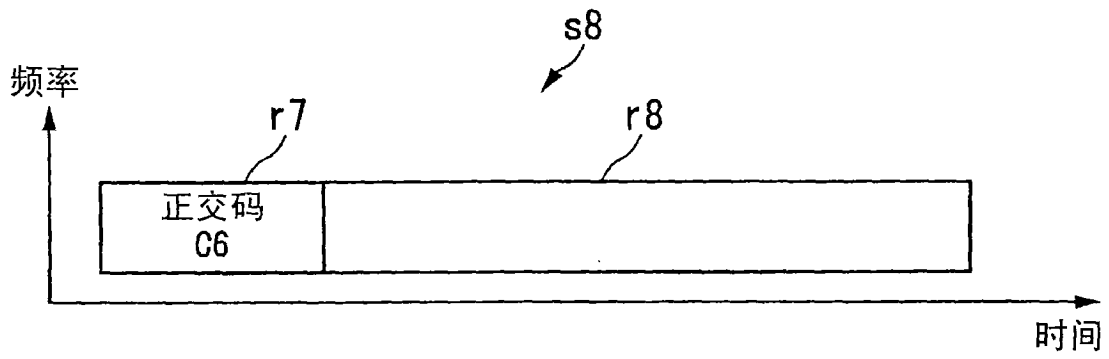


图 2B

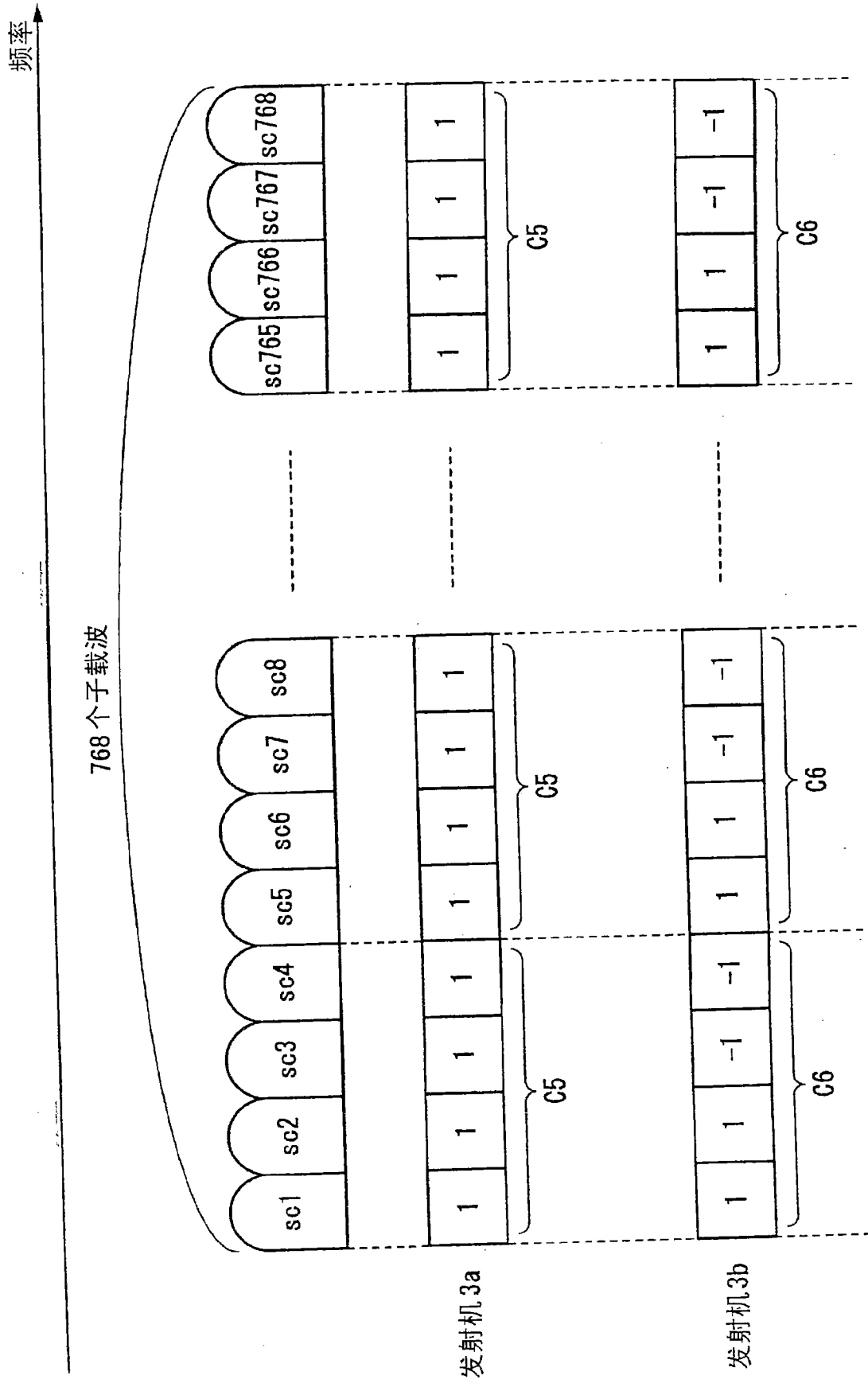


图 3

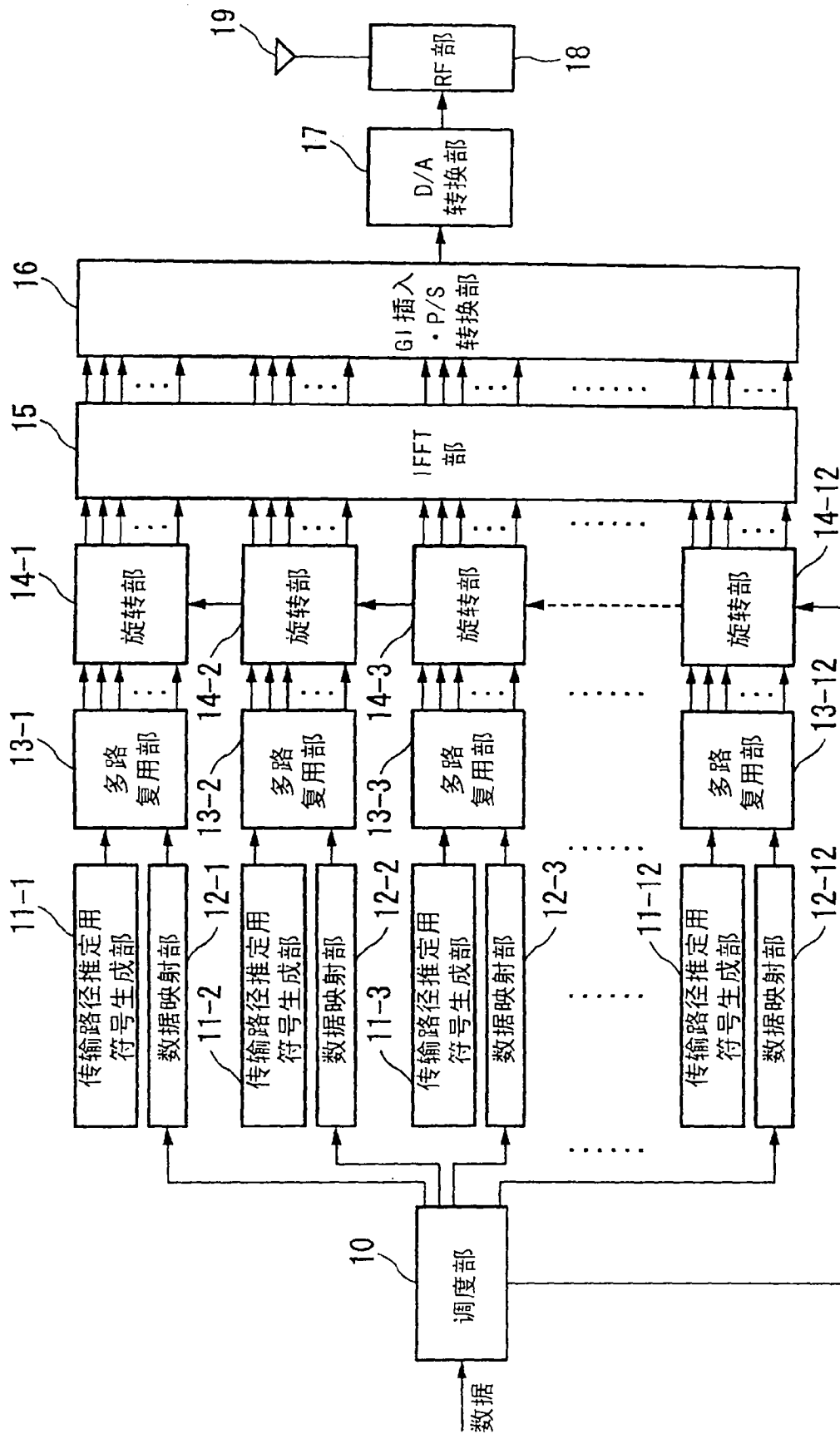


图 4

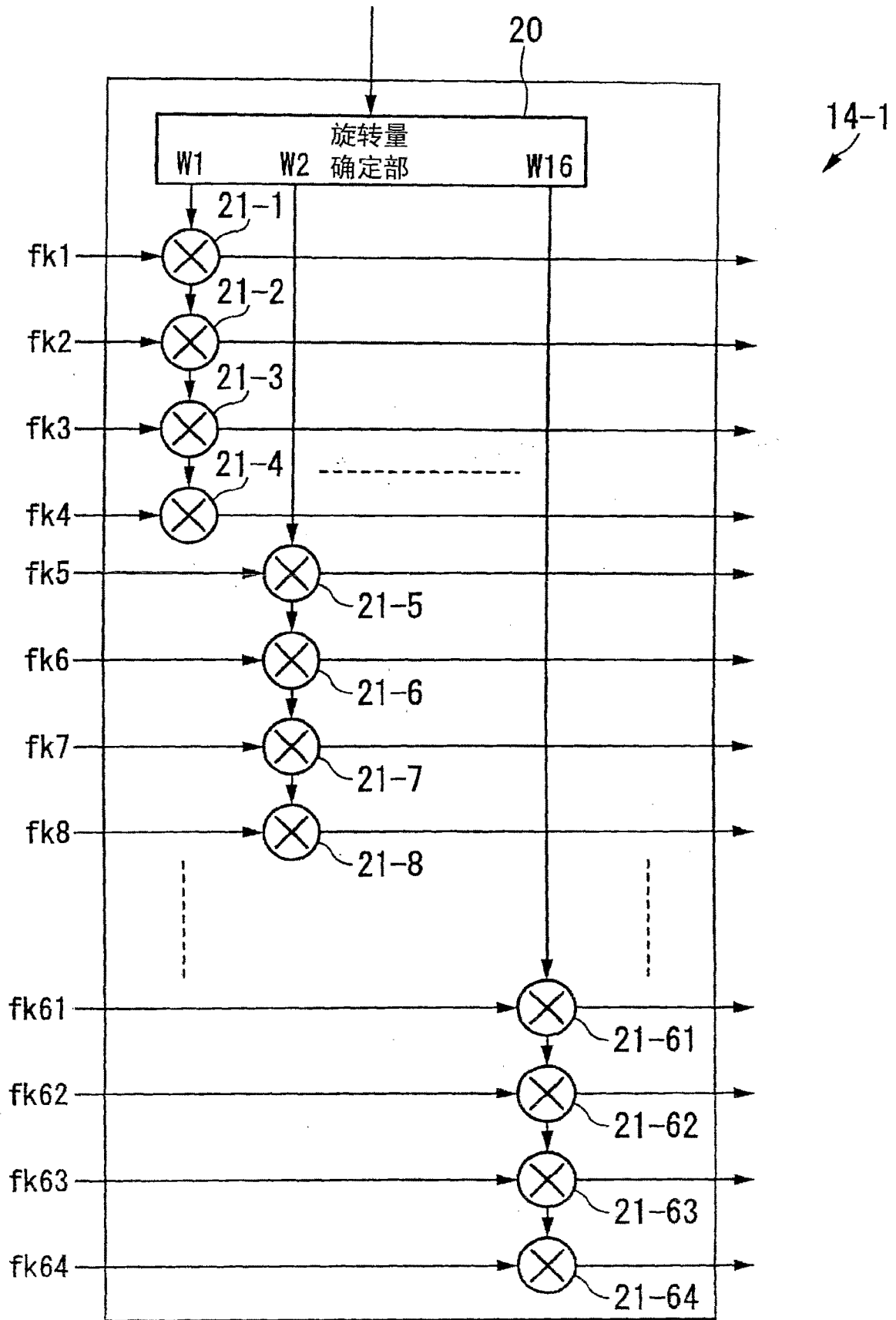


图 5

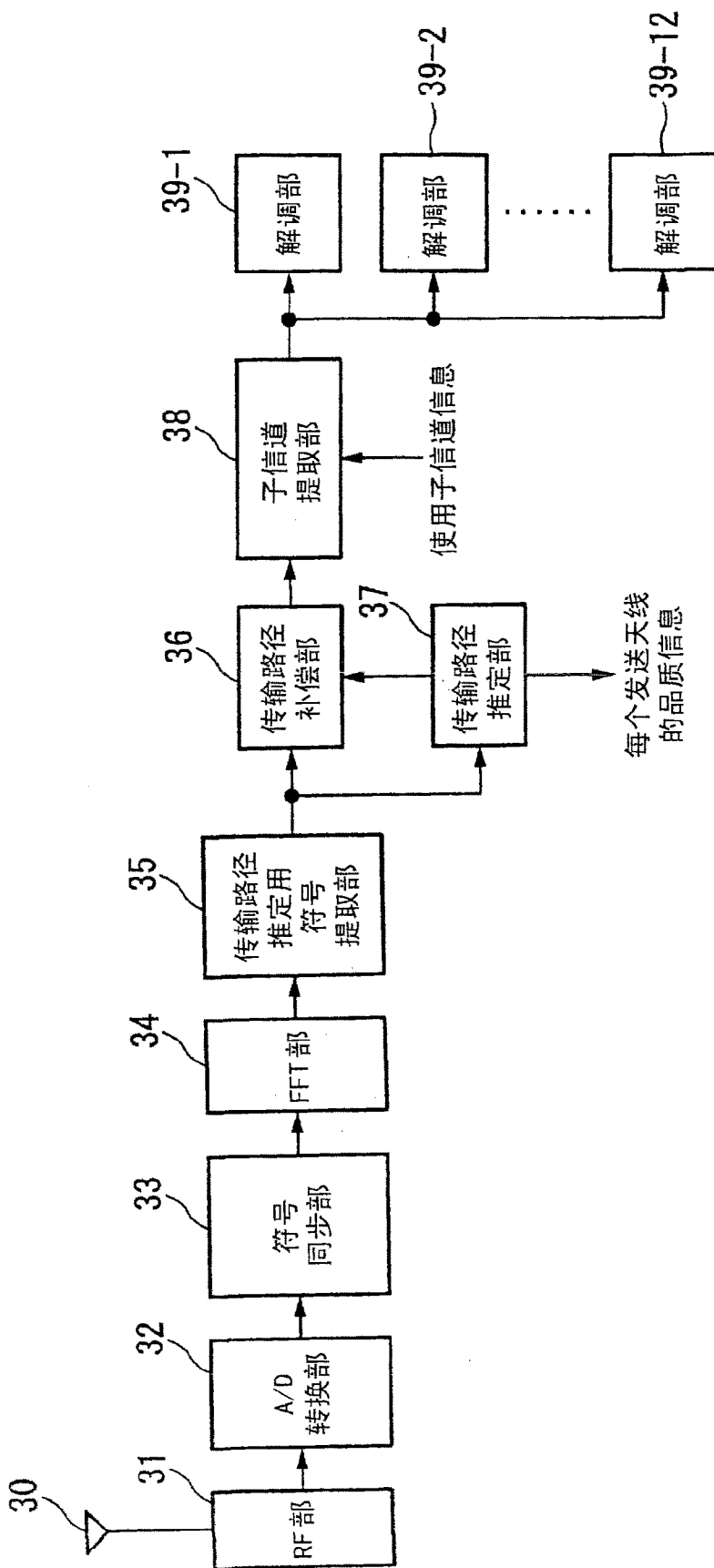


图 6

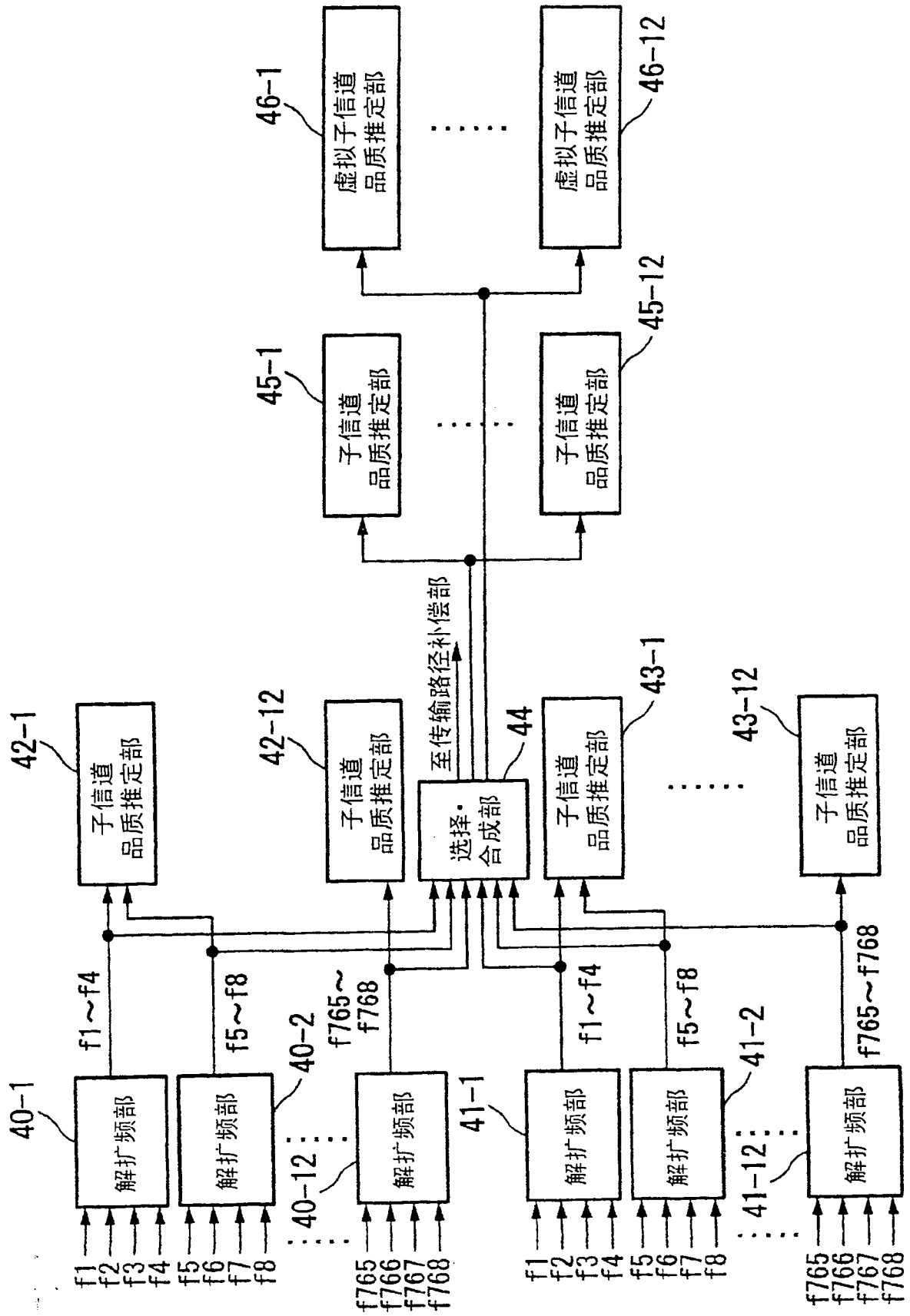


图 7

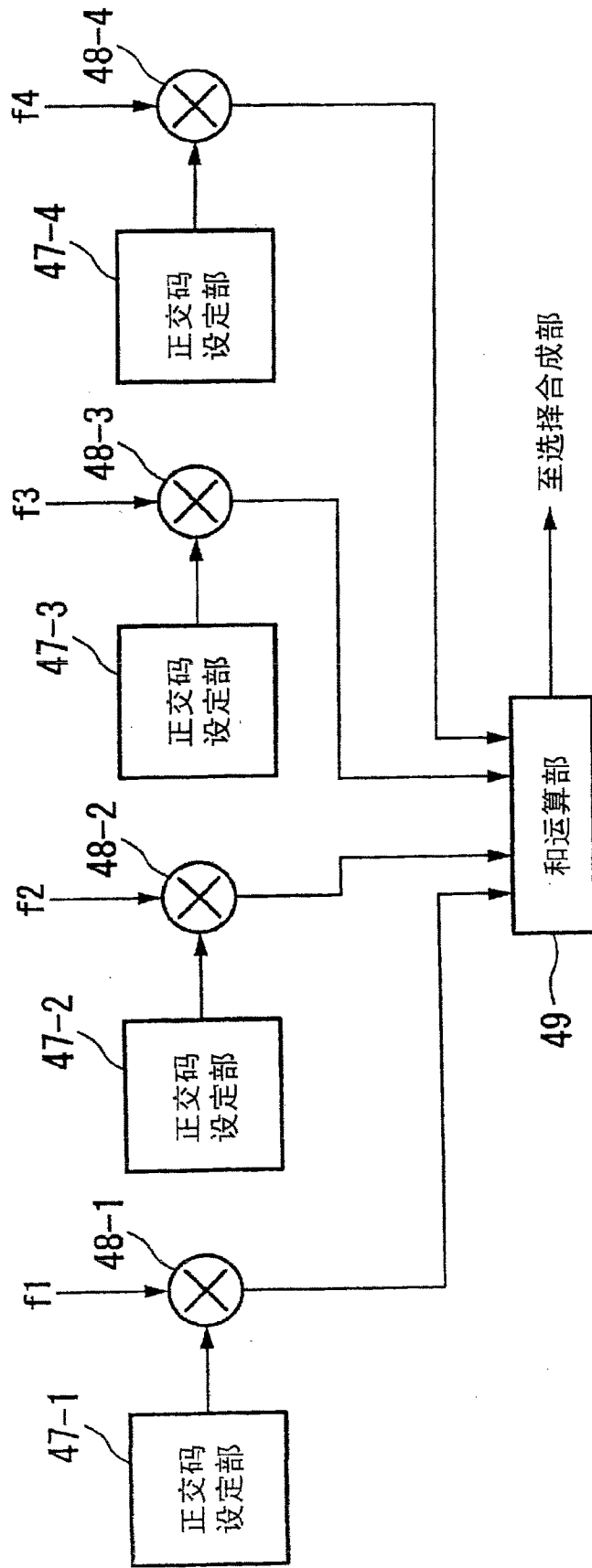


图 8

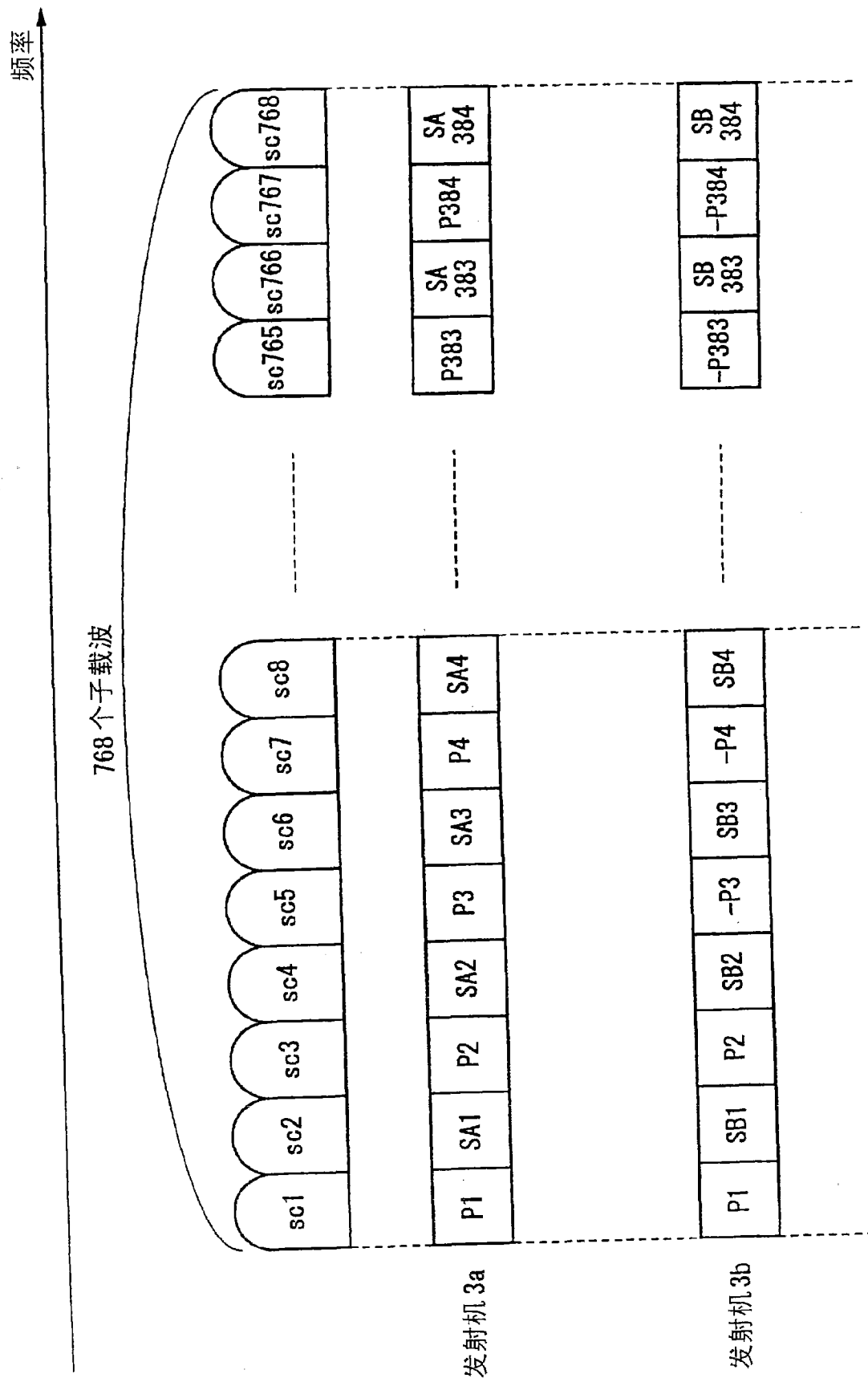


图 9

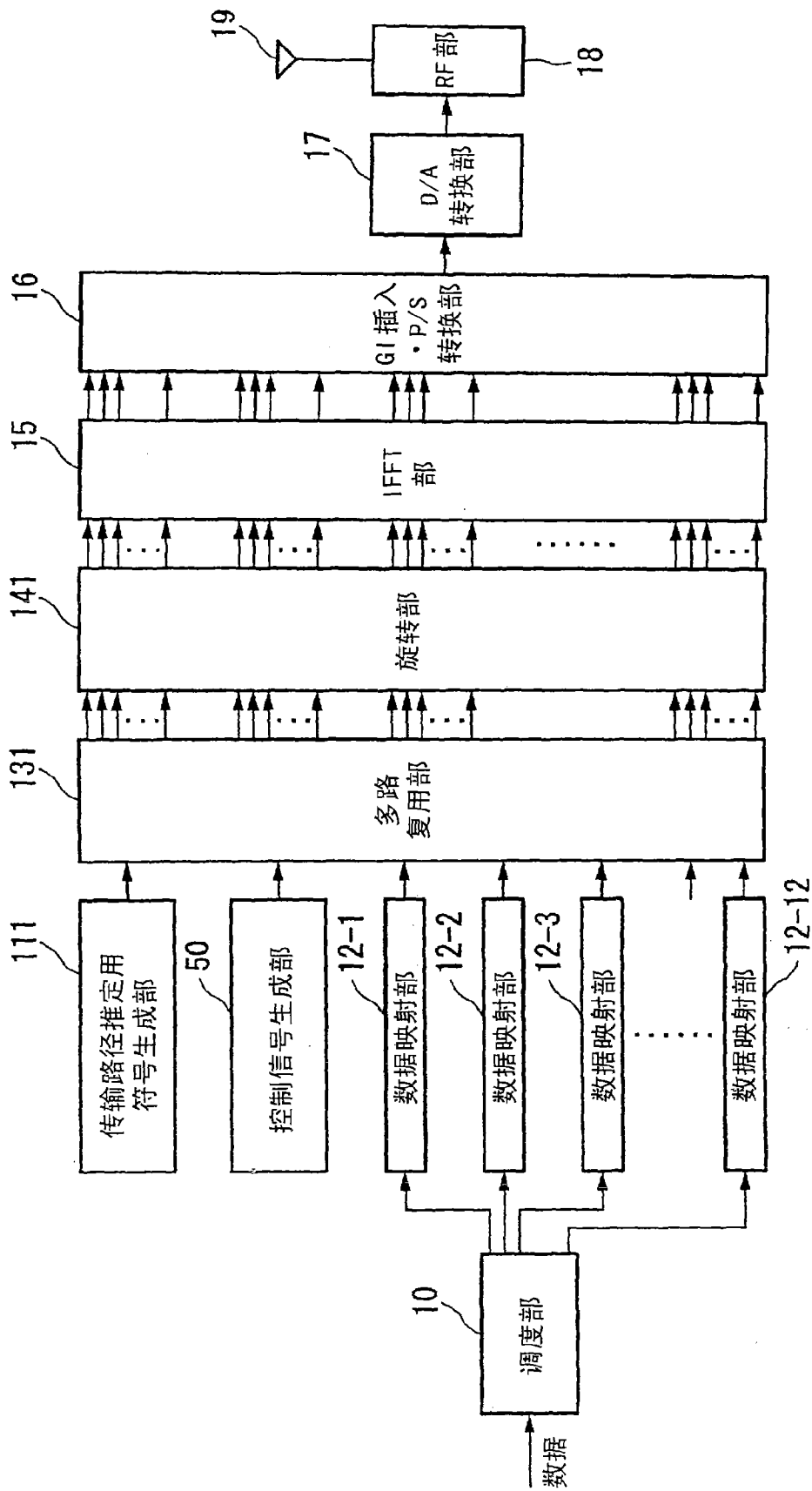


图 10

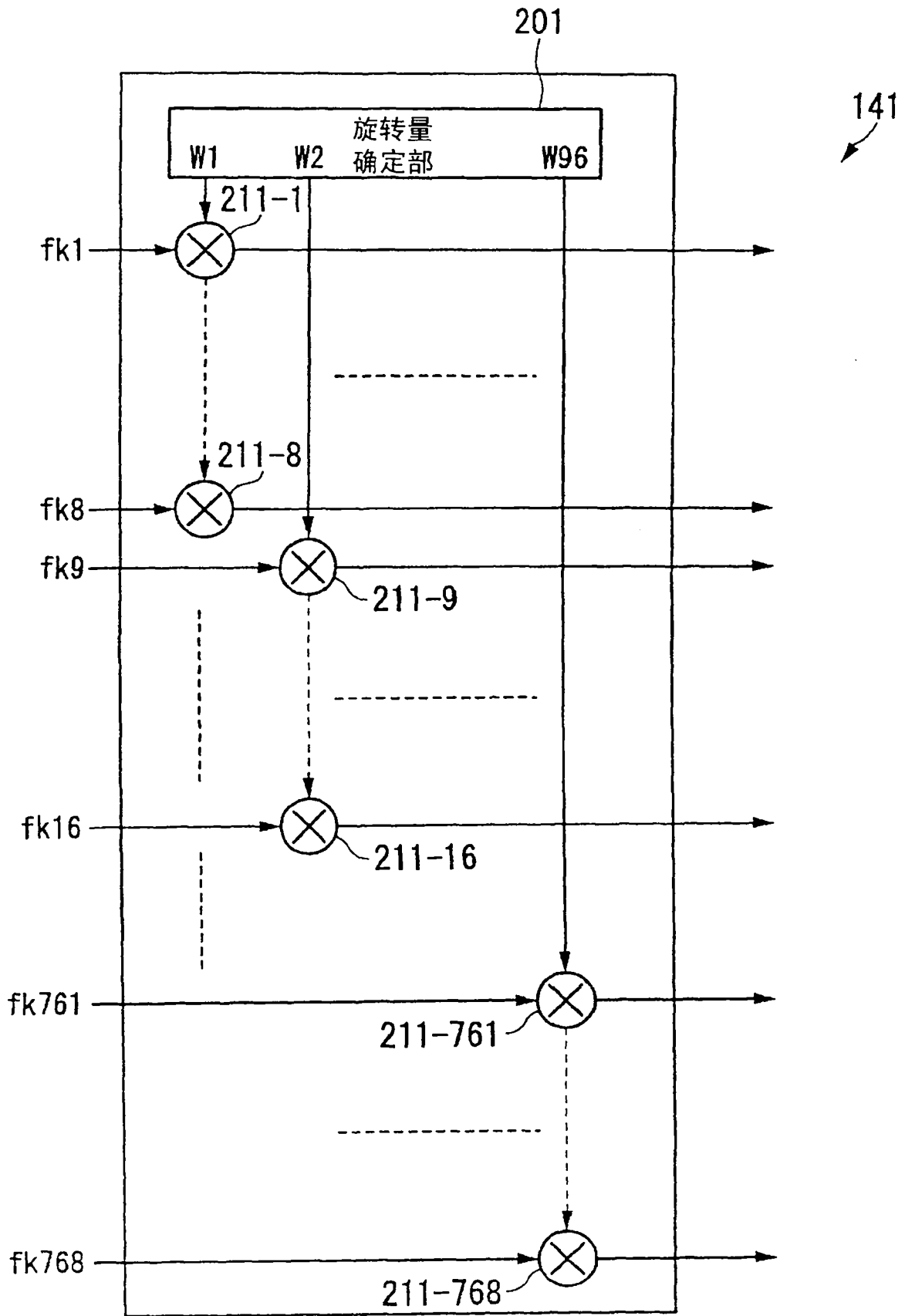


图 11

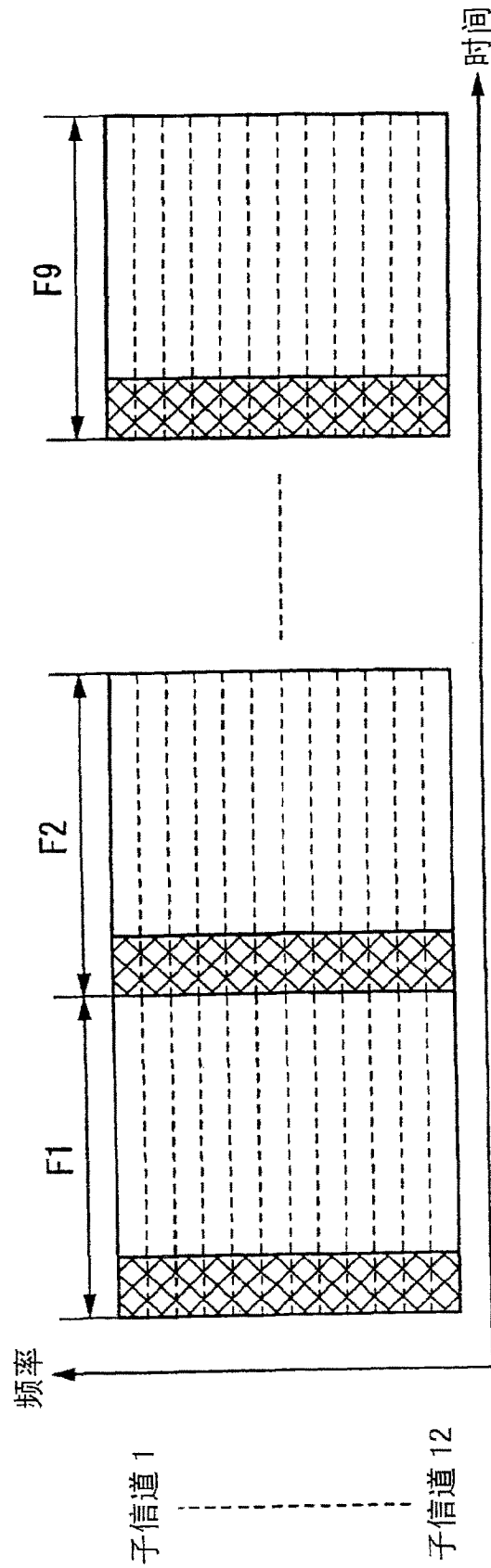


图 12

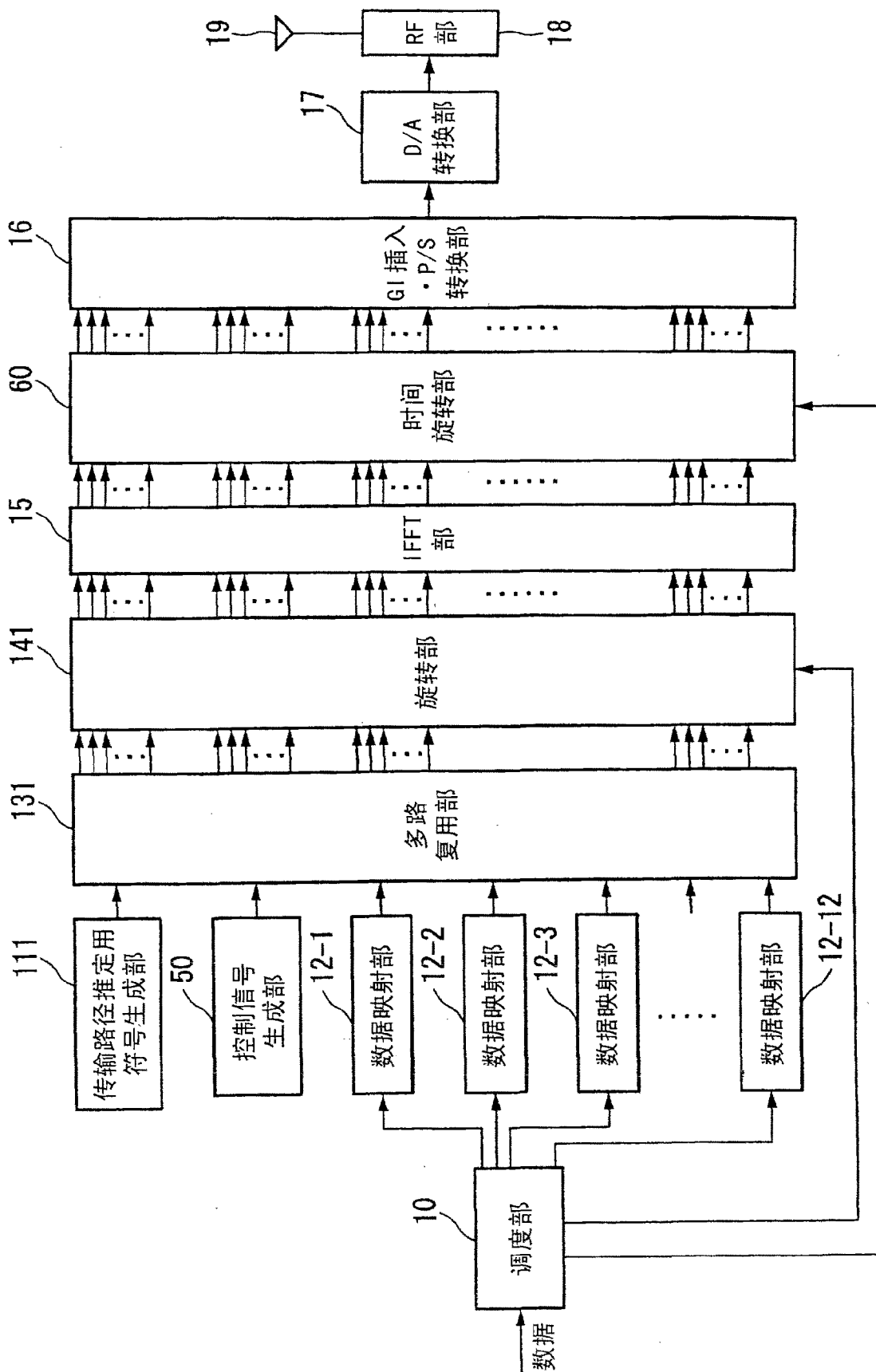


图 13

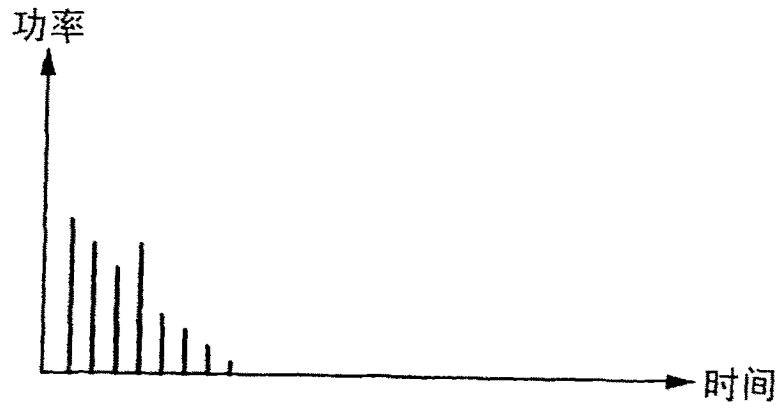


图 14A

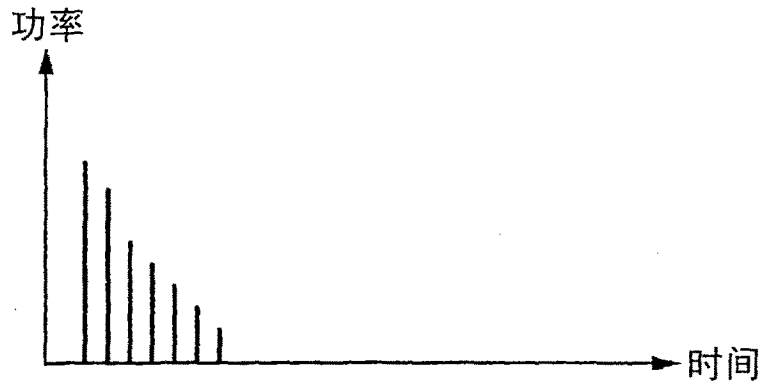


图 14B

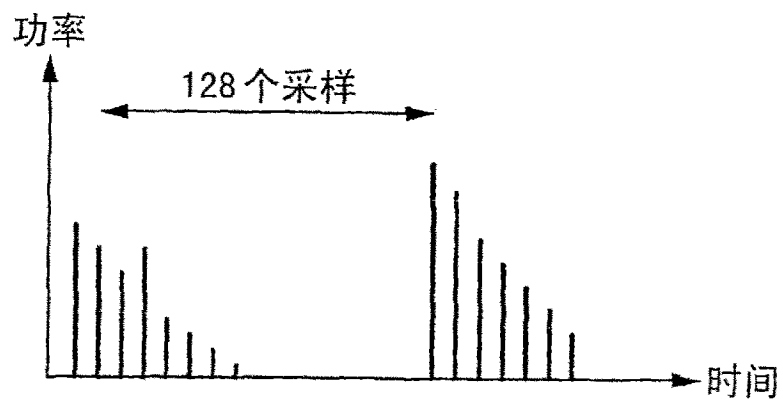


图 14C

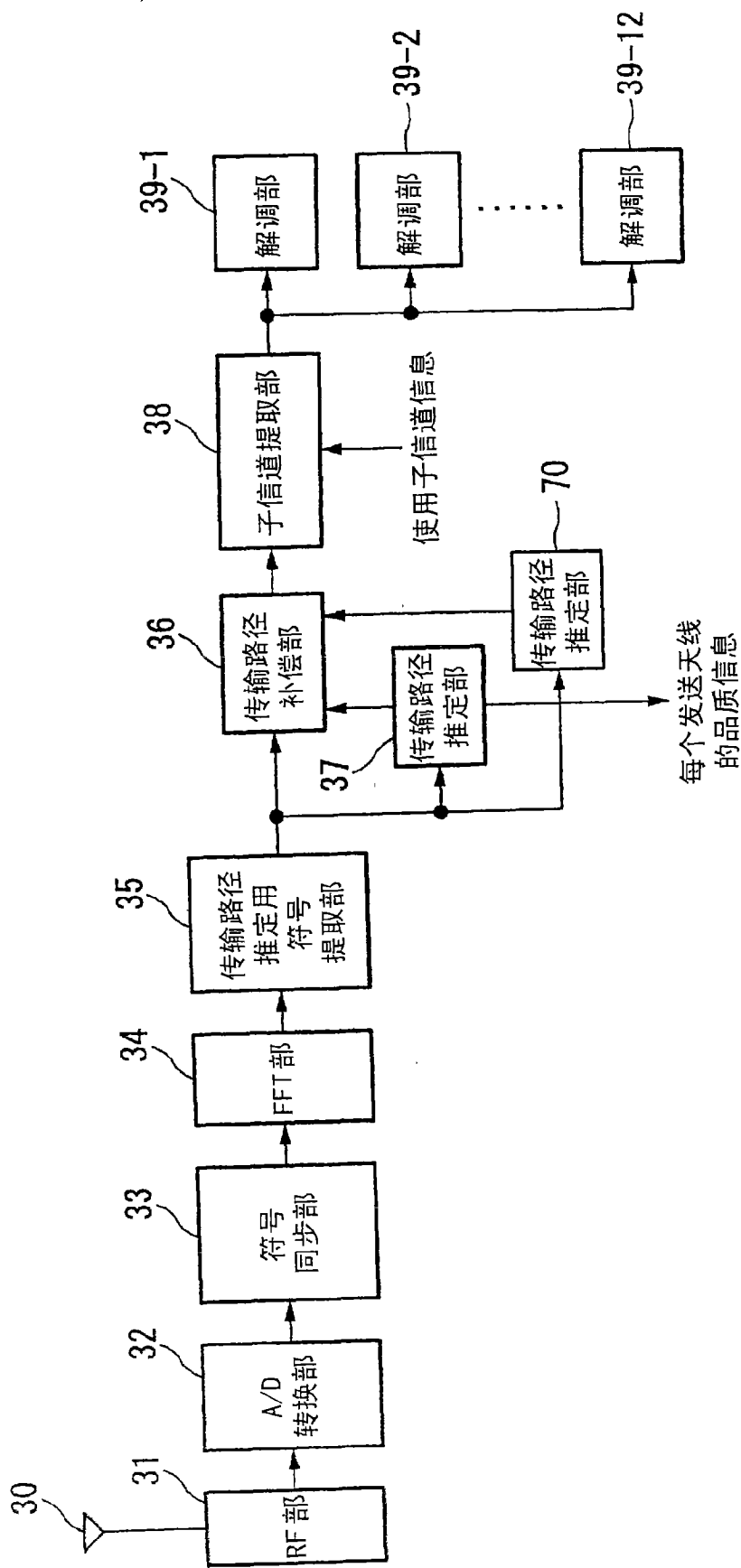


图 15

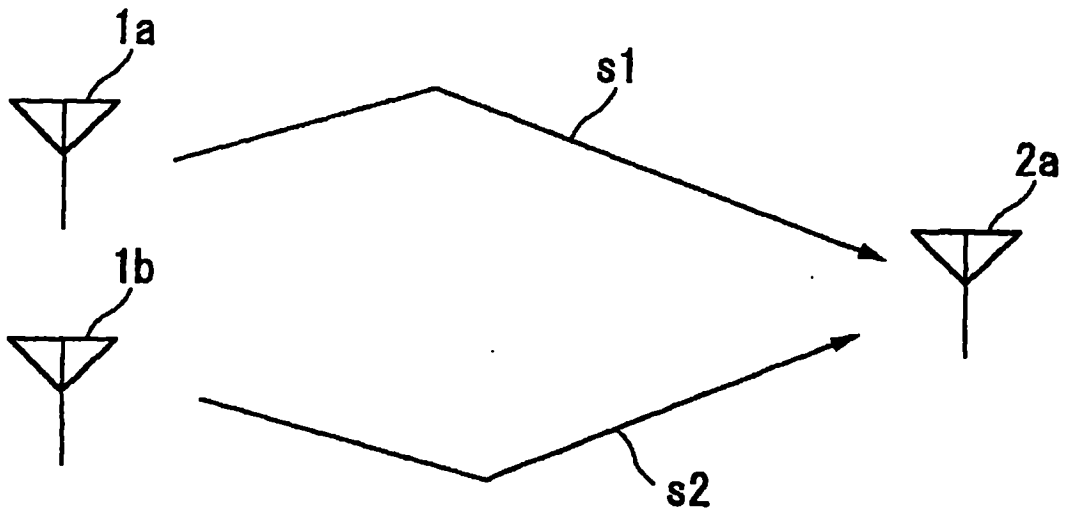


图 16

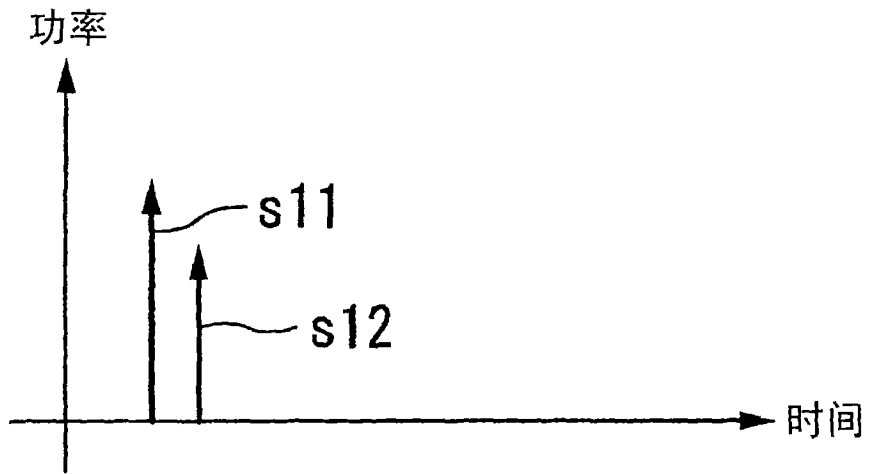


图 17A

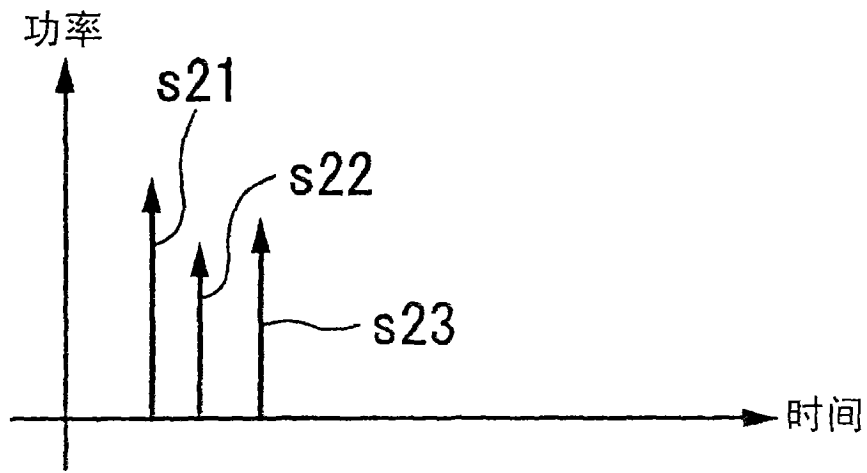


图 17B

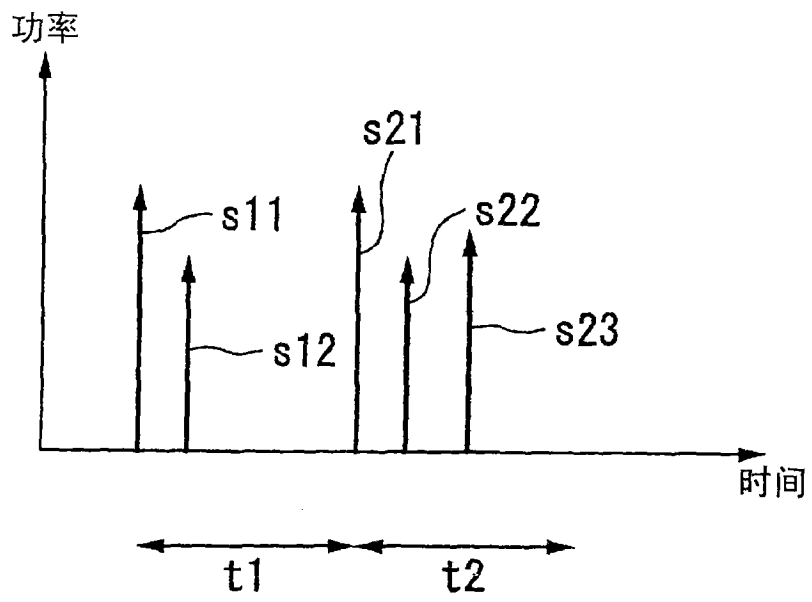


图 18

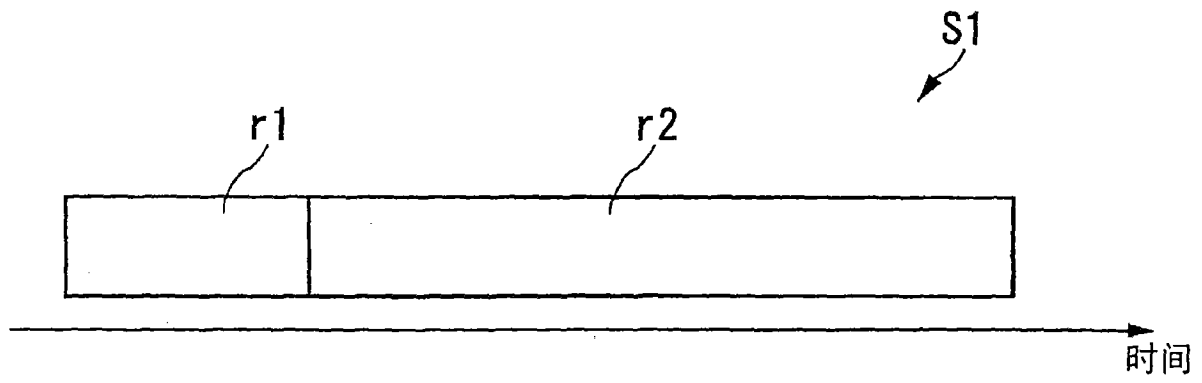


图 19A

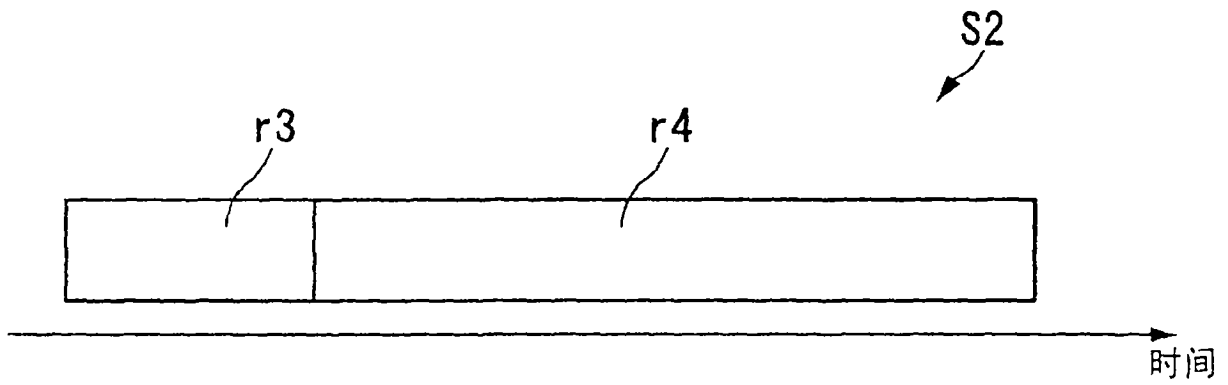


图 19B

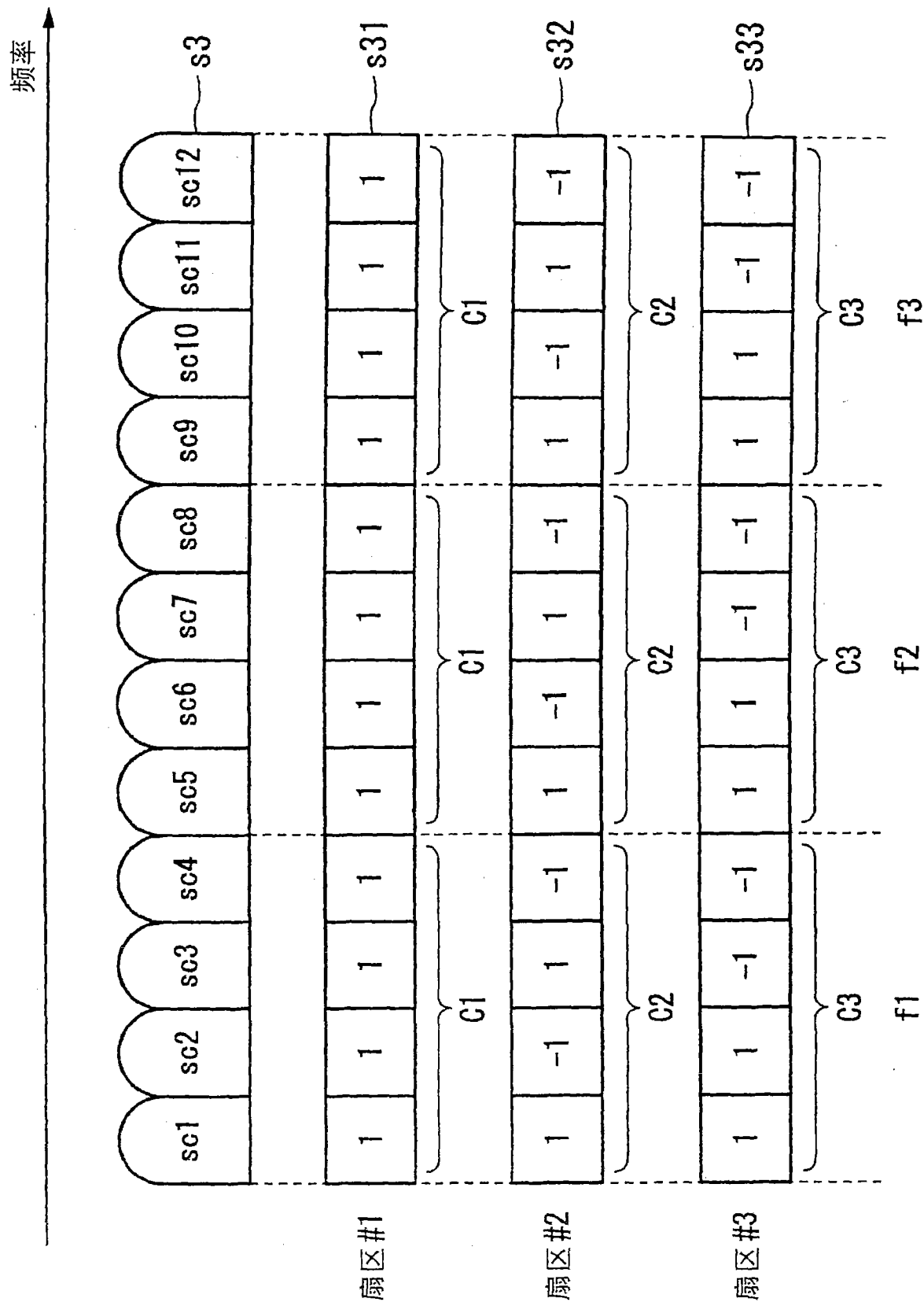


图 20

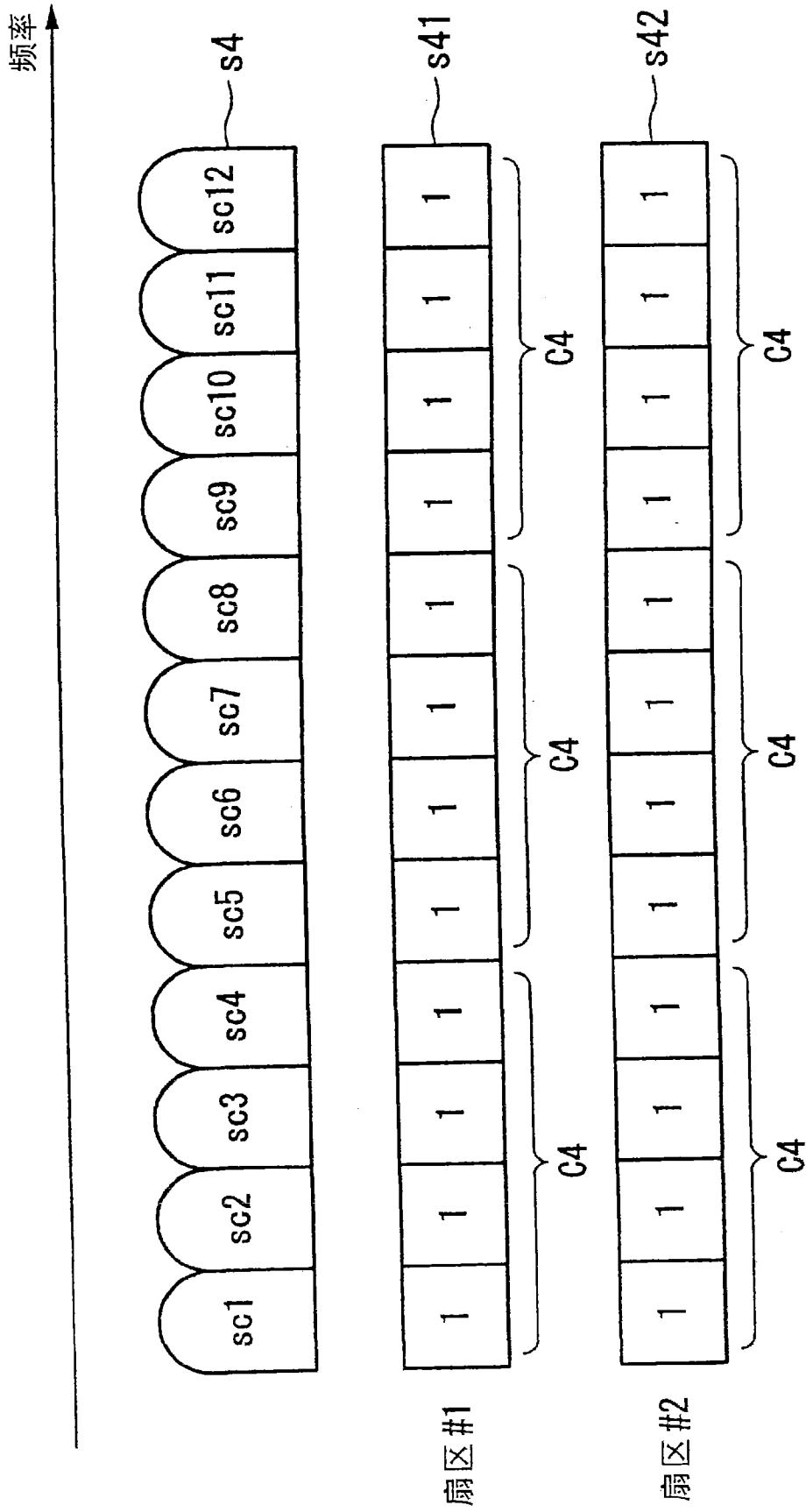


图 21