



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102006260 B

(45) 授权公告日 2013. 09. 25

(21) 申请号 201010266564. 1

(56) 对比文件

(22) 申请日 2010. 08. 27

WO 2008074734 A1, 2008. 06. 26, 全文.

CN 101204057 A, 2008. 06. 18, 全文.

(30) 优先权数据

2009-197865 2009. 08. 28 JP

审查员 田琳琳

(73) 专利权人 三菱电机株式会社

地址 日本东京都

(72) 发明人 新保大介 前田尚利

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

公司 11127

代理人 黄纶伟 吕俊刚

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006. 01)

H04L 25/03 (2006. 01)

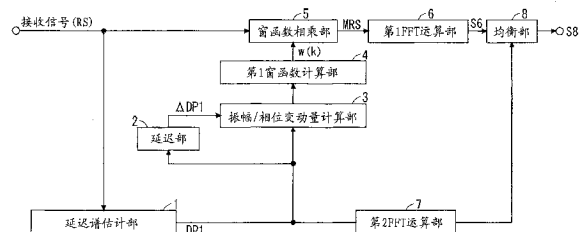
权利要求书2页 说明书11页 附图10页

(54) 发明名称

载波间干扰去除装置以及载波间干扰去除方法

(57) 摘要

一种载波间干扰去除装置以及载波间干扰去除方法,能够用较少的计算量抑制传输路径特性时间变动引起的载波间干扰。延迟谱估计部根据包含在接收信号 (RS) 中的已知信号,估计传输路径的延迟谱,得到作为估计结果的延迟谱 (DP1)。延迟部使延迟谱 (DP1) 延迟预定的时间,输出延迟信号 ($\Delta DP1$)。振幅/相位变动量计算部对延迟谱 (DP1) 与延迟信号 ($\Delta DP1$) 进行比较,针对每个来波 (主波以及延迟波) 计算振幅和相位的时间变动量。第1窗函数计算部根据针对每个来波计算的振幅和相位的时间变动量,计算窗函数 $w(k)$ 。窗函数相乘部将从第1窗函数计算部输出的窗函数 $w(k)$ 与包含在接收信号 (RS) 中的有效符号部相乘,输出相乘后的接收信号 (MRS)。



1. 一种载波间干扰去除装置,其接收由有效数据和已知数据构成的接收信号,抑制包含在该接收信号中的载波间干扰成分,

该载波间干扰去除装置具有:

延迟谱估计部,其根据所述接收信号,估计由至少 1 个来波构成的延迟谱,所述至少 1 个来波包括主波,并且当存在滞后于主波到达的至少 1 个延迟波时还包括该至少 1 个延迟波,

该载波间干扰去除装置还具有:

振幅/相位变动量取得部,其根据所述延迟谱,得到与所述至少 1 个来波中的成为计算对象的来波有关的振幅以及相位的时间变动量;

窗函数计算部,其根据与所述成为计算对象的来波有关的振幅以及相位的时间变动量,计算窗函数;以及

窗函数相乘部,其将所述窗函数与所述接收信号中的所述有效数据相乘,得到相乘后的接收信号。

2. 根据权利要求 1 所述的载波间干扰去除装置,其中,

所述窗函数计算部还考虑所述成为计算对象的来波各自的接收电平来计算所述窗函数。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的载波间干扰去除装置,其中,

所述成为计算对象的来波包括所述至少 1 个来波,

所述振幅/相位变动量取得部具有:

延迟部,其使所述延迟谱延迟预定时间,得到延迟信号;以及

振幅/相位变动量计算部,其根据所述延迟谱以及所述延迟信号,计算与所述至少 1 个来波有关的振幅以及相位的时间变动量。

4. 根据权利要求 1 或 2 所述的载波间干扰去除装置,其中,

所述振幅/相位变动量取得部具有:

来波选择部,其选择如下的选择延迟谱,该选择延迟谱具有所述延迟谱的所述至少 1 个来波中接收电平满足预定条件的来波,作为所述成为计算对象的来波;

延迟部,其使所述选择延迟谱延迟预定时间,得到延迟选择信号;以及

振幅/相位变动量计算部,其根据所述选择延迟谱以及所述延迟选择信号,计算与所述成为计算对象的来波有关的振幅以及相位的时间变动量。

5. 根据权利要求 1 或 2 所述的载波间干扰去除装置,其中,

该载波间干扰去除装置还具有:

第 1 频域转换部,其将所述相乘后的接收信号转换到频域,得到频域信号;

第 2 频域转换部,其将所述延迟谱转换到频域,得到频域延迟谱;以及

均衡部,其根据所述频域延迟谱,对所述频域信号的失真进行校正。

6. 一种载波间干扰去除方法,其接收由有效数据和已知数据构成的接收信号,抑制包含在该接收信号中的载波间干扰成分,

该载波间干扰去除方法包括:

步骤(a),根据所述接收信号估计由至少 1 个来波构成的延迟谱,所述至少 1 个来波包括主波,并且当存在滞后于主波到达的至少 1 个延迟波时还包括该至少 1 个延迟波,

该载波间干扰去除方法还包括：

步骤(b)，根据所述延迟谱，得到与所述至少 1 个来波中的成为计算对象的来波有关的振幅以及相位的时间变动量；

步骤(c)，根据所述振幅以及相位的时间变动量，计算窗函数；以及

步骤(d)，将所述窗函数与所述接收信号中的所述有效数据相乘，得到相乘后的接收信号。

7. 根据权利要求 6 所述的载波间干扰去除方法，其中，

所述步骤(c) 还考虑所述成为计算对象的来波各自的接收电平来计算所述窗函数。

8. 根据权利要求 6 或 7 所述的载波间干扰去除方法，其中，

所述成为计算对象的来波包括所述至少 1 个来波，

所述步骤(b) 包括：

步骤(b-1)，使所述延迟谱延迟预定时间，得到延迟信号；以及

步骤(b-2)，根据所述延迟谱以及所述延迟信号，计算与所述至少 1 个来波有关的振幅以及相位的时间变动量。

9. 根据权利要求 6 或 7 所述的载波间干扰去除方法，其中，

所述步骤(b) 包括：

步骤(b-1)，选择如下的选择延迟谱，该选择延迟谱具有所述延迟谱的所述至少 1 个来波中接收电平满足预定条件的来波，作为所述成为计算对象的来波；

步骤(b-2)，使所述选择延迟谱延迟预定时间，得到延迟选择信号；

步骤(b-3)，根据所述选择延迟谱和所述延迟选择信号，计算与所述成为计算对象的来波有关的振幅以及相位的时间变动量。

10. 根据权利要求 6 或 7 所述的载波间干扰去除方法，其中，

该载波间干扰去除方法还包括：

步骤(e)，将所述相乘后的接收信号转换到频域，得到频域信号；

步骤(f)，将所述延迟谱转换到频域，得到频域延迟谱；以及

步骤(g)，根据所述频域延迟谱，对所述频域信号的失真进行校正。

载波间干扰去除装置以及载波间干扰去除方法

技术领域

[0001] 本发明涉及去除包含在 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 正交频分复用) 信号等接收信号中的载波间干扰的载波间干扰去除装置以及载波间干扰去除方法。

背景技术

[0002] OFDM 是在正交的多个窄带子载波上承载信号来传输信息的多载波传输方式, 频率利用效率较高, 在接收多个反射波的多路径环境下显示出良好的接收性能, 因此已被应用于数字无线通信和地面数字广播等多种通信系统中。

[0003] 另一方面, 当移动体接收 OFDM 信号时, 传输路径特性随时间变化, 因此存在产生载波间干扰的问题。

[0004] 例如, 非专利文献 1 公开了使用窗函数来抑制包含在 OFDM 信号中的载波间干扰的方法。一般地, 当对作为 OFDM 信号的接收信号进行解调时, 将矩形波的窗函数与包含在接收信号中的有效符号部相乘, 然后, 转换到频域, 由此还原由各子载波传输的发送信号。但是, 当传输路径特性随时间变化时子载波间产生干扰, 因此不能正确地还原原来的信号。因此, 在非专利文献 1 公开的方法中, 计算使包含在接收信号中的时间变动成分减小的窗函数, 将该窗函数与包含在接收信号中的有效符号部相乘, 然后, 转换到频域。其结果是, 能够抑制传输路径的时间变动成分引起的载波间干扰成分, 正确地还原发送信号。

[0005] 非专利文献 1: Philip Schniter, Siddharth D. Silva, "Low-Complexity Detection of OFDM in Doubly-Dispersive Channels", Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2002, Vol. 2, pp. 1799-1803

[0006] 但是, 在将非专利文献 1 公开的载波间干扰去除方法应用于日本、欧洲、中国等的地面数字广播的情况下, 当计算窗函数时需要进行具有 1,000,000 个以上元素的矩阵的乘法和固有向量的导出, 因此存在计算量增多的问题。

发明内容

[0007] 本发明正是鉴于上述问题而完成的, 其目的在于, 得到能够用较少的计算量抑制传输路径特性时间变动引起的载波间干扰的载波间干扰去除装置以及载波间干扰去除方法。

[0008] 本发明第一方面所述的载波间干扰去除装置接收由有效数据和已知数据构成的接收信号, 抑制包含在该接收信号中的载波间干扰成分, 该载波间干扰去除装置具有: 延迟谱估计部, 其根据所述接收信号, 估计由至少 1 个来波构成的延迟谱, 所述至少 1 个来波包括主波, 并且当存在滞后于主波到达的至少 1 个延迟波时还包括该至少 1 个延迟波, 该载波间干扰去除装置还具有: 振幅 / 相位变动量取得部, 其根据所述延迟谱, 得到与所述至少 1 个来波中的成为计算对象的来波有关的振幅以及相位的时间变动量; 窗函数计算部, 其根

据与所述成为计算对象的来波有关的振幅以及相位的时间变动量,计算窗函数;以及窗函数相乘部,其将所述窗函数与所述接收信号中的所述有效数据相乘,得到相乘后的接收信号。

[0009] 本发明的载波间干扰去除装置利用窗函数计算部根据振幅以及相位的时间变动量求出窗函数,由此起到能够用比现有方法少的计算量去除包含在接收信号中的载波间干扰的效果。

附图说明

[0010] 图 1 是示出作为本发明实施方式 1 的载波间干扰去除装置的结构框图。

[0011] 图 2 是示意性地示出接收信号的结构例(其 1)的说明图。

[0012] 图 3 是示意性地示出接收信号的结构例(其 2)的说明图。

[0013] 图 4 是示意性地示出图 1 所示的延迟谱估计部的估计内容(根据 PN 序列得到延迟谱)的说明图。

[0014] 图 5 是示意性地示出图 1 所示的延迟谱估计部的估计内容(根据导频载波得到延迟谱)的说明图。

[0015] 图 6 是示出双波模型传输路径的情况下的图 1 所示的振幅/相位变动量计算部的处理例的说明图。

[0016] 图 7 是示出作为本发明实施方式 2 的载波间干扰去除装置的结构框图。

[0017] 图 8 是示出作为本发明实施方式 3 的载波间干扰去除装置的结构框图。

[0018] 图 9 是示出图 8 所示的延迟波选择部的延迟波选择处理内容的说明图。

[0019] 图 10 是示出作为本发明实施方式 4 的载波间干扰去除装置的结构框图。

[0020] 图 11 是对作为本发明解决课题的载波间干扰进行说明的波形图。

[0021] 标号说明

[0022] 1 延迟谱估计部;2 延迟部;3 振幅/相位变动量计算部;4 第 1 窗函数计算部;5 窗函数相乘部;6 第 1FFT 运算部;7 第 2FFT 运算部;8 均衡部;9 延迟波选择部;10 第 2 窗函数计算部。

具体实施方式

[0023] <前提技术>

[0024] 图 11 是对作为本发明解决课题的载波间干扰进行说明的波形图。如图 11(a) 所示,当传输路径特性不随时间变动时,关于各子载波 SC1、SC2,振幅每隔子载波间隔 f_c 在“0”处交叉,因此相邻载波 SC1、SC2 间不会相互影响。

[0025] 另一方面,当传输路径特性随时间变化时,即如图 11(b) 所示由于多普勒频率 DF1 以及 DF2 导致理想的子载波 SC10 以及子载波 SC20 分别实际上偏移到了子载波 SC11 以及子载波 SC21 时,子载波 SC11、SC21 中产生载波干扰 CI1、CI2,因此在相邻的子载波 SC11、SC21 间产生干扰。本发明将用较少的计算量实现该载波间干扰的抑制。

[0026] <实施方式 1>

[0027] (原理)

[0028] 首先,使用数式说明本实施方式的原理。

[0029] 当分别在 N 个子载波中承载信号 $S(n)$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$) 来进行传输时, 由 $S(n)$ 的离散傅里叶逆变换结果 $s(k)$ 表示有效符号。当经由延迟谱为 $h(l; k)$ 的传输路径接收该有效信号时, 接收信号可由下述式 (1) 表示。

[0030] [式 1]

$$[0031] \quad r(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l; k) s(k-l) \quad \dots (1)$$

[0032] 这里, $h(l; k)$ 表示时刻 k 的传输路径的延迟谱, $(L-1)$ 是最大延迟时间。当路径的数量为 P 时, 延迟谱和接收信号可由下述式 (2)、式 (3) 表示。

[0033] [式 2]

$$[0034] \quad h(l; k) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p \beta_p(k) \exp[j(\theta_p + \phi_p(k))] \delta(l - \tau_p) \quad \dots (2)$$

[0035] [式 3]

$$[0036] \quad r(k) = \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(k) \exp(j\phi_p(k)) \cdot \alpha_p \exp(j\theta_p) s(k - \tau_p) \quad \dots (3)$$

[0037] 这里, α_p 、 θ_p 以及 τ_p 分别表示第 p 个延迟波的振幅、相位以及延迟时间, $\beta_p(k)$ 以及 $\phi_p(k)$ 分别表示第 p 个延迟波的振幅以及相位的时间变动成分。在不存在时间变动的传输路径的情况下, 构成式 (3) 一部分的由下述式 4 表示的项 (4) 为常数, 此时不产生载波间干扰。当传输路径特性随时间变动时, 上述项 (4) 随时间变化, 因此产生载波间干扰。因此, 在本发明中, 如式 (5) 所示, 将窗函数 $w(k)$ 与接收信号相乘, 由此使作为包含在接收信号中的时间变动成分的上述项 (4) 减小。下面, 在本说明书中, 有时将主波 (第 0 个延迟波) 以及第 1 ~ p 个延迟波总称为“来波”。

[0038] [式 4]

$$[0039] \quad \beta_p(k) \exp(j\phi_p(k)) \quad \dots (4)$$

[0040] [式 5]

[0041]

$$w(k) r(k) = \sum_{p=0}^{P-1} w(k) \beta_p(k) \exp(j\phi_p(k)) \cdot \alpha_p \exp(j\theta_p) s(k - \tau_p) \quad \dots (5)$$

[0042] 在本发明中, 以构成式 (5) 一部分的由下述式 6 所示的项 (6) 趋近于常数的方式设定窗函数 $w(k)$ 。因此, 将窗函数 $w(k)$ 表示为式 (7), 用窗函数 $w(k)$ 的振幅 $\gamma(k)$ 和相位 $\psi(k)$ 来定义下述的式 (8) 所示的评价函数 $J1$ 。

[0043] [式 6]

$$[0044] \quad w(k) \beta_p(k) \exp(j\phi_p(k)) \quad (p = 0, 1, \dots, P-1) \quad \dots (6)$$

[0045] [式 7]

$$[0046] \quad w(k) = \gamma(k) \exp(j\psi(k)) \quad \dots (7)$$

[0047] [式 8]

$$[0048] \quad J1(\gamma(k), \psi(k)) = \sum_{p=0}^{P-1} |\gamma(k) \beta_p(k) \exp[j(\psi(k) + \phi_p(k))] - 1|^2 \quad \dots (8)$$

[0049] 上述式 (8) 所示的评价函数 $J1$ 表示与窗函数 $w(k)$ 相乘后残留的时间变动成分的

大小。通过将使得该评价函数 J1 达到最小的窗函数 $w(k)$ 与接收信号相乘,可使包含在接收信号中的传输路径的时间变动成分减小。通过对下述式 (9) 所示的联立方程进行求解,如下述式 (10) 以及式 (11) 所示求出使得评价函数 J1 达到最小的窗函数的振幅 $\gamma(k)$ 和相位 $\psi(k)$ 。

[0050] [式 9]

$$[0051] \quad \frac{\partial}{\partial \gamma} J(\gamma, \psi) = 0, \quad \frac{\partial}{\partial \psi} J(\gamma, \psi) = 0 \quad \dots (9)$$

[0052] [式 10]

$$[0053] \quad \psi(k) = a \cdot \tan \left[- \frac{\sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(k) \sin(\phi_p(k))}{\sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(k) \cos(\phi_p(k))} \right] \quad \dots (10)$$

[0054] [式 11]

$$[0055] \quad \gamma(k) = \frac{\sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(k) \cos(\phi_p(k) + \psi(k))}{\sum_{p=0}^{P-1} \beta_p^2(k)} \quad \dots (11)$$

[0056] 然后,对式 (10) 以及式 (11) 表示的窗函数 $w(k)$ 的计算、以及与去除载波间干扰有关的实施方式 1 的实际结构进行说明。

[0057] (结构)

[0058] 图 1 是示出作为本发明实施方式 1 的载波间干扰去除装置的结构框图。

[0059] 如该图所示,向延迟谱估计部 1 以及窗函数相乘部 5 赋予作为 OFDM 信号的接收信号 RS。延迟谱估计部 1 根据包含在接收信号 RS 中的已知信号,估计传输路径的延迟谱,得到作为估计结果的延迟谱 DP1。

[0060] 延迟部 2 使延迟谱 DP1 延迟预定的时间,输出延迟信号 $\Delta DP1$ 。振幅/相位变动量计算部 3 对延迟谱 DP1 与延迟信号 $\Delta DP1$ 进行比较,针对每个来波(主波以及延迟波)计算振幅和相位的时间变动量。该延迟部 2 和振幅/相位变动量计算部 3 作为振幅/相位变动量取得部发挥功能,该振幅/相位变动量取得部根据延迟谱 DP1 和延迟信号 $\Delta DP1$,得到与根据延迟谱 DP1 而得到的所有来波有关的振幅以及相位的时间变动量。即,在振幅/相位变动量计算部 3 中,成为计算对象的来波包括根据延迟谱 DP1 而得到的至少 1 个来波中的所有来波。

[0061] 第 1 窗函数计算部 4 根据针对每个来波计算的振幅和相位的时间变动量,计算窗函数 $w(k)$ 。

[0062] 窗函数相乘部 5 将从第 1 窗函数计算部 4 输出的窗函数 $w(k)$ 与包含在接收信号 RS 中的有效符号部(有效数据)相乘,输出相乘后的接收信号 MRS。

[0063] 第 IFFT 运算部 6 将相乘后的接收信号 MRS 转换到频域,得到(子)载波信号 S6(频

域信号)。第 2FFT 运算部 7 将延迟谱 DP1 转换到频域,得到频域延迟谱。均衡部 8 根据从第 2FFT 运算部 7 输出的频域延迟谱,对从第 1FFT 运算部 6 输出的载波信号 S6 的失真进行校正,得到完成校正的载波信号 S8。

[0064] 图 2 是示意性地示出接收信号 RS 的结构例(其 1)的说明图。如该图所示,接收信号 RS 由多个有效符号部 VS(有效数据)、以及配置在各有效符号部 VS 之前的 PN 序列部 PN(已知数据)构成,由 1 个单位的有效符号部 VS 和前级的 PN 序列部 PN 构成 1 个单位的传输符号 DS。该传输符号 DS 是作为传输单位的信号。

[0065] 图 3 是示意性地示出接收信号 RS 的结构例(其 2)的说明图。如该图所示,接收信号 RS 是对圆圈所示的用于传输发送数据的载波中的多个预定载波分配已知的导频载波(SP(Scattered Pilot,离散导频)、CP(Continual Pilot,连续导频))进行频率复用而得到的信号。即,在图 3 中,带阴影的圆圈以及黑圆圈是导频载波 CP 以及 SP(已知数据),白圆圈是传输发送数据的载波(有效数据)。

[0066] 在实施方式 1 的载波间干扰去除装置中,接收图 2 或图 3 所示的接收信号 RS,作为接收信号 RS。即,接收由有效数据(有效符号部 VS、传输发送数据的载波)、已知数据(PN 序列部 PN、导频载波 SP、CP)构成的接收信号 RS。

[0067] 图 1 的延迟谱估计部 1 根据已知信号(已知数据)估计延迟谱。延迟谱的估计方法根据该已知信号是 PN 序列(参照图 2)还是导频载波(参照图 3)而不同。接着,说明各个情况下的估计方法。

[0068] 首先,说明根据 PN 序列(PN 序列部 PN)来估计延迟谱 DP1 的方法。一般地,众所周知,PN 序列具有尖锐的相关特性。延迟谱估计部 1 利用该相关特性来估计传输路径的延迟谱。具体而言,对接收信号 RS 与在使用本实施方式的载波间干扰去除装置的接收机中预先准备的预定 PN 序列之间的相关进行计算,由此得到延迟谱 DP1。

[0069] 图 4 是示意性地示出根据 PN 序列部 PN 得到延迟谱 DP1 的延迟谱估计部 1 的估计内容的说明图。

[0070] 如图 4(a) 所示,假设由主波 MW、和相对于主波 MW 延迟了延迟时间 τ 的延迟波 DW 构成的双波模型传输路径的情况。

[0071] 在该情况下,如图 4(b) 所示,当包含在主波 MW 中的 PN 序列部 PN 与在接收机侧预先准备的 PN 序列部 PN 一致时,将与主波 MW 对应的相关峰值作为主波运算结果 CMW 输出,当包含在延迟波中的 PN 序列部 PN 与在接收机中预先准备的 PN 序列部 PN 一致时,将与延迟波对应的相关峰值作为延迟波运算结果 CDW 输出。这些相关峰值是分别表示主波 MW、以及延迟波 DW 的振幅和相位的复数值。

[0072] 这样,延迟谱估计部 1 能够根据 PN 序列部 PN 来估计由主波运算结果 CMW 和延迟波运算结果 CDW 构成的延迟谱 DP1。

[0073] 图 5 是示意性地示出根据导频载波 SP 得到延迟谱 DP1 的延迟谱估计部 1 的估计内容的说明图。下面,参照图 5,说明根据导频载波 SP 估计延迟谱 DP1 的方法。

[0074] 首先,延迟谱估计部 1 对接收信号 RS 中的导频载波 SP 与在接收机中预先准备的导频载波进行比较,估计作用于导频载波的传输路径特性。

[0075] 并且,如图 5(a) 所示,在符号方向上对作用于导频载波 SP(黑圆圈)的传输路径特性进行插值(带向右上倾斜阴影的圆圈),并且,如图 5(b) 所示,在载波方向上对作用于

导频载波 SP 的传输路径特性进行插值（带向左上倾斜阴影的圆圈），其结果是，估计作用于全部载波的传输路径特性。

[0076] 然后，延迟谱估计部 1 在载波方向上对存在于同一符号内的传输路径特性进行离散傅里叶逆变换，由此得到延迟谱 DP1。这样，延迟谱估计部 1 可根据导频载波 SP 来估计延迟谱 DP1。

[0077] 返回到图 1，延迟部 2 使延迟谱 DP1 延迟预定的时间 Δ ，输出延迟信号 Δ DP1。在本实施方式中，假设延迟 1 个传输符号长度（= Δ ），但也可以根据要接收的信号的结构，设定不同的延迟时间。

[0078] 振幅 / 相位变动量计算部 3 根据延迟谱 DP1 和延迟信号 Δ DP1，针对包含在延迟谱 DP1 中的每个来波，计算传输路径特性的时间变动成分。即，在实施方式 1 中，将包含在延迟谱 DP1 中的全部来波作为计算对象的来波，针对每个来波计算传输路径特性的时间变动成分。

[0079] 图 6 是示出双波模型传输路径情况下的振幅 / 相位变动量计算部 3 的处理例的说明图。

[0080] 如该图所示，将根据前 1 个传输符号而估计的与主波 MW 对应的延迟谱的值（相当于延迟部 2 的输出即延迟信号 Δ DP1）设为式 12 所示的项 (12)，将根据当前符号而估计的与主波 MW 对应的延迟谱的值（相当于延迟谱估计部 1 的输出即延迟谱 DP1）设为式 13 所示的项 (13)，并假设传输路径特性在 1 个传输符号期间内线性变化。此时，振幅 / 相位变动量计算部 3 输出由下述式 (14) 以及式 (15) 表示的主波 MW 的振幅 $\beta_0(k)$ 以及相位的时间变动成分 $\phi_0(k)$ 。

[0081] [式 12]

$$[0082] \quad \alpha_a \exp(j \theta_a) \cdots (12)$$

[0083] [式 13]

$$[0084] \quad \alpha_b \exp(j \theta_b) \cdots (13)$$

[0085] [式 14]

$$[0086] \quad \beta_0(k) = \frac{(\alpha_b / \alpha_a) - 1}{N} k + 1 \cdots (14)$$

[0087] [式 15]

$$[0088] \quad \phi_0(k) = \frac{\theta_b - \theta_a}{N} k \cdots (15)$$

[0089] 在式 (14) 以及式 (15) 中，N 为传输符号的样本数。式 (14) 以及式 (15) 是主波的振幅以及相位的时间变动成分，也应用式 (14) 以及式 (15) 计算延迟波的振幅和相位的时间变动成分并输出。另外，上述例子是双波模型传输路径，在 3 波以上的路径存在的情况下，也同样针对每个来波计算振幅以及相位的时间变动成分。

[0090] 返回到图 1，第 1 窗函数计算部 4 将式 (14) 以及式 (15) 表示的各来波的时间变动成分的振幅 $\beta_p(k)$ 以及相位 $\phi_p(k)$ ($p = 0, 1, \dots, P-1$) 代入到式 (10) 以及式 (11)，由此计算使得式 (8) 所示的评价函数 J1 达到最小的由式 (7) 所示的窗函数 $w(k)$ 。

[0091] 窗函数相乘部 5 将来自第 1 窗函数计算部 4 的窗函数 $w(k)$ 与包含在接收信号 RS 中的有效符号部 VS 相乘，得到相乘后的接收信号 MRS。其结果是，通过利用窗函数 $w(k)$ 进

行相乘,可得到使得包含在接收信号 RS 中的传输路径时间变动成分减小的相乘后的接收信号 MRS。

[0092] 第 1FFT 运算部 6 将相乘后的接收信号 MRS 转换到频域,输出由各子载波传输的载波信号 S6。在多径传输路径的情况下,各子载波会受到频率选择性衰落的影响。为了根据接收信号 RS 正确地还原发送信号,需要对该频率选择性衰落的影响进行校正。

[0093] 为了确认该频率选择性衰落对各子载波造成的影响,第 2FFT 运算部 7 将延迟谱 DP1 转换到频域,得到频域延迟谱。这里所得到的频域延迟谱是表示作用于各子载波的频域选择性衰落的影响即振幅衰减量和相位旋转量的值。

[0094] 均衡部 8 根据从第 2FFT 运算部 7 得到的表示各子载波的振幅衰减量和相位旋转量的频域延迟谱,对载波信号 S6 校正作用于各子载波的频率选择性衰落的影响,得到完成校正载波信号 S8。具体而言,使载波信号 S6 中的各子载波的信号除以表示振幅衰减量和相位旋转量的值,由此进行校正。

[0095] 如上所述,实施方式 1 的载波间干扰去除装置中的第 1 窗函数计算部 4 计算出使得评价函数 J1 达到最小的窗函数 $w(k)$,该评价函数 J1 基于从振幅 / 相位变动量计算部 3 得到的各来波的振幅以及相位的时间变动量。

[0096] 因此,实施方式 1 的载波间干扰去除装置利用第 1 窗函数计算部 4 根据各来波的振幅以及相位的时间变动量求出窗函数,由此起到能够用比现有方法少的计算量去除包含在接收信号中的载波间干扰的效果。其结果是,能够用较少的计算量去除载波间干扰,相应地能够实现节能化,并对于第 1 窗函数计算部 4 能够实现结构的小型化。

[0097] <实施方式 2>

[0098] (原理)

[0099] 在多径环境下,相比于接收电平小的来波的时间变动成分引起的载波间干扰,接收电平大的来波的时间变动成分引起的载波间干扰给性能劣化带来较大影响。因此,在本实施方式中示出更强地对接收电平大的来波的时间变动成分引起的载波间干扰进行抑制的载波间干扰抑制方法。

[0100] 首先,使用数式对本实施方式进行说明。如实施方式 1 所述,在式 (5) 中以作为包含在接收信号 RS 中的时间变动成分的上述项 (6) 成为常数的方式设定窗函数 $w(k)$,由此能够抑制载波间干扰。这里, $w(k)$ 是式 (7) 表示的内容,用 $\gamma(k)$ 、 $\psi(k)$ 来定义下述的式 (16) 所示的评价函数 J2。

[0101] [式 16]

[0102]

$$J2(\gamma(k), \psi(k)) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p^2 |\gamma(k) \beta_p(k) \exp[j(\phi_p(k) + \psi(k))] - 1|^2 \quad \cdots (16)$$

[0103] 式 (16) 是针对所有来波求出将来波的接收电平 α_p^2 作为权重与式 17 所示的项 (17) 相乘而得到的值的总和的函数,该项 (17) 是与窗函数相乘后残留的来波时间变动成分的大小。与在实施方式 1 中定义的评价函数 J1 (式 8) 的不同之处在于,将更大的权重与残留的时间变动成分中的由接收电平较大的来波引起的时间变动成分相乘。将使得该评价函数 J2 达到最小的窗函数 $w(k)$ 与接收信号 RS 相乘,由此相比于由接收电平较小的来波引起的载波间干扰,能够更强地抑制由接收电平较大的来波引起的载波间干扰。

[0104] [式 17]

$$[0105] \quad |\gamma(k) \beta_p(k) \exp[j(\phi_p(k) + \psi(k))] - 1|^2 \dots (17)$$

[0106] 通过对上述式 (9) 所示的联立方程进行求解, 如下述式 (18) 以及式 (19) 所示求出使得评价函数 J2 达到最小的窗函数的振幅 $\psi(k)$ 以及 $\gamma(k)$ 。

[0107] [式 18]

$$[0108] \quad \psi(k) = a \cdot \tan \left[- \frac{\sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p^2 \beta_p(k) \sin(\phi_p(k))}{\sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p^2 \beta_p(k) \cos(\phi_p(k))} \right] \dots (18)$$

[0109] [式 19]

$$[0110] \quad \gamma(k) = \frac{\sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p^2 \beta_p(k) \cos(\phi_p(k) + \psi(k))}{\sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p^2 \beta_p^2(k)} \dots (19)$$

[0111] (结构)

[0112] 图 7 是示出作为本发明实施方式 2 的载波间干扰去除装置的结构框图。在该图中, 除了替代第 1 窗函数计算部 4 而设置的第 2 窗函数计算部 10 以外的结构与图 1 所示的实施方式 1 的结构相同, 因此标注相同标号, 并适当省略说明。

[0113] 第 2 窗函数计算部 10 将式 (14) 和式 (15) 所示的传输路径特性的时间变动成分的振幅 $\beta_p(k)$ 以及相位 $\phi_p(k)$ 以及包含在延迟谱 DP1 中的各来波的接收电平 α_p ($p = 0, 1, \dots, P-1$) 代入到式 (18) 以及式 (19), 计算式 (7) 所示的窗函数 $w(k)$, 并将其输出。

[0114] 这样, 实施方式 2 的载波间干扰去除装置与实施方式 1 相同, 求出使得评价函数 J2 达到最小的窗函数 $w(k)$, 由此起到能够用比现有方法少的计算量去除载波间干扰的效果。其结果是, 能够用较少的计算量去除载波间干扰, 相应地能够实现节能化, 并对于第 2 窗函数计算部 10 能够实现结构的小型化。

[0115] 并且, 实施方式 2 的载波间干扰去除装置在接收电平根据每个来波而不同的多径环境下, 相比于由接收电平较小的来波的时间变动成分引起的载波间干扰, 更强地抑制由接收电平较大的来波的时间变动成分引起的载波间干扰, 由此进一步起到能够使接收信号受到的载波间干扰的影响更小的效果。

[0116] 即, 除了各来波的时间变动成分的振幅 $\beta_p(k)$ 和相位 $\phi_p(k)$ 以外, 实施方式 2 的载波间干扰去除装置中的第 2 窗函数计算部 10 还根据各来波的接收电平 ($\alpha_p >$) 计算窗函数 $w(k)$, 由此起到能够进行精度更高的载波间干扰去除的效果。

[0117] <实施方式 3>

[0118] (原理)

[0119] 在本实施方式中, 预先选择接收电平较大的来波, 将该选择的来波作为计算对象的来波, 根据时间变动成分来确定窗函数。

[0120] (结构)

[0121] 图 8 是示出作为实施方式 3 的载波间干扰去除装置的结构框图。在该图中,除了新追加的延迟波选择部 9 以外的结构与图 1 所示的实施方式 1 的结构相同,因此标注相同标号,并适当省略说明。

[0122] 延迟波选择部 9(来波选择部)选择包含在延迟谱 DP1 中的来波(主波以及延迟波)内的接收功率较大的来波,并将其作为选择延迟谱 DP2 输出。具体而言,从接收电平大的来波开始依次选择预定数量的成为计算对象的来波。

[0123] 图 9 是示出实施方式 3 的延迟波选择部 9 的来波选择处理内容的说明图。如图 9(a) 所示,对于 6 波模型传输路径的延迟谱 DP1,延迟波选择部 9 从接收电平大的来波开始选择 3 个来波 20,将其作为选择延迟谱 DP2 输出。

[0124] 如图 9(b) 所示,对于 6 波模型传输路径的估计延迟谱,延迟波选择部 9 选择接收电平大于虚线所示的阈值 R1 的来波 20,并将其作为选择延迟谱 DP2 输出。这样,作为延迟波选择部 9 的选择方法,也可以从包含在延迟谱 DP1 内的来波中,选择大于某个固定接收电平的来波。

[0125] 这样,实施方式 3 的延迟波选择部 9 从根据延迟谱 DP1 得到的至少 1 个来波中,选择接收电平满足预定条件的成为计算对象的来波。

[0126] 返回到图 8,延迟部 2 使从延迟波选择部 9 输出的进行来波选择后的选择延迟谱 DP2 延迟 1 个传输符号长度,输出延迟选择信号 Δ DP2。

[0127] 振幅/相位变动量计算部 3 根据选择延迟谱 DP2 和延迟选择信号 Δ DP2,计算由延迟波选择部 9 选择的成为计算对象的来波各自的振幅和相位的时间变动成分。这些延迟波选择部 9、延迟部 2 和振幅/相位变动量计算部 3 作为振幅/相位变动量取得部发挥功能,该振幅/相位变动量取得部根据选择延迟谱 DP2 和延迟选择信号 Δ DP2,得到与由延迟波选择部 9 选择的成为计算对象的来波有关的振幅以及相位的时间变动量。

[0128] 这里,由延迟波选择部 9 选择的成为计算对象的来波的选择数量越少,则振幅/相位变动量计算部 3 的计算量越少。

[0129] 图 8 的第 1 窗函数计算部 4 将所选择的来波的振幅和相位的时间变动量代入到式(10)以及式(11),计算式(7)表示的窗函数。这里,由延迟波选择部 9 选择的成为计算对象的来波的选择数量越少,则第 1 窗函数计算部 4 的计算量越少。

[0130] 窗函数相乘部 5、第 1FFT 运算部 6、第 2FFT 运算部 7、均衡部 8 与实施方式 1 相同,因此省略说明。

[0131] 如上所述,实施方式 3 的载波间干扰去除装置通过延迟波选择部 9 从由延迟谱估计部 1 估计出的延迟谱 DP1 中的至少 1 个来波中,选择接收电平大的来波,由此起到使计算窗函数 $w(k)$ 时的计算量进一步减少的效果。

[0132] 即,实施方式 3 的载波间干扰去除装置中的延迟波选择部 9 从由至少 1 个来波构成的延迟谱 DP1 中选择接收电平满足预定条件的作为计算对象的来波,因此第 1 窗函数计算部 4 能够用更少的计算量来计算窗函数。

[0133] 其结果是,实施方式 3 的载波间干扰去除装置起到能够用更少的计算量来抑制传输路径特性的时间变动引起的载波间干扰。

[0134] <实施方式 4>

[0135] (原理)

[0136] 在实施方式 4 中,与实施方式 3 相同,预先选择接收电平较大的来波作为计算对象的来波,根据该选择的来波的接收电平和时间变动成分来确定窗函数。

[0137] (结构)

[0138] 图 10 是示出作为本发明实施方式 4 的载波间干扰去除装置的结构框图。在该图中,除了替代第 1 窗函数计算部 4 的第 2 窗函数计算部 10 以外的结构与图 8 所示的实施方式 3 的结构相同,因此标注相同标号,适当省略说明。

[0139] 第 2 窗函数计算部 10 针对由延迟波选择部 9 选择的选择延迟谱 DP2,将式 (14) 以及式 (15) 所示的传输路径特性的时间变动成分的振幅 $\beta_p(k)$ 和相位 $\varphi_p(k)$ 以及包含在选择延迟谱 DP2 中的各来波的接收电平 $\alpha_p(p = 0, 1, \dots, P-1)$ 代入到式 (18) 以及式 (19),由此计算式 (7) 所示的窗函数 $w(k)$,并将其输出。

[0140] 如上所述,实施方式 4 的载波间干扰去除装置通过延迟波选择部 9 从由延迟谱估计部 1 估计的延迟谱 DP1 中,选择接收电平较大的来波作为计算对象的来波,由此,与实施方式 3 相同,起到使计算窗函数时的计算量进一步减少的效果。

[0141] 并且,与实施方式 2 相同,实施方式 4 的载波间干扰去除装置在接收电平根据每个来波而不同的多径环境下,相比于由接收电平较小的来波的时间变动成分引起的载波间干扰,更强地抑制由接收电平较大的来波的时间变动成分引起的载波间干扰,由此起到能够使接收信号受到的载波间干扰的影响更小的效果。

[0142] < 其它 >

[0143] (在载波间干扰去除方法上的应用)

[0144] 按照在实施方式 1 ~ 实施方式 4 中说明的载波间干扰去除装置的处理内容,能够实现接收由有效数据和已知数据构成的接收信号 RS 并抑制包含在该接收信号中的载波间干扰成分的载波间干扰去除方法。

[0145] 以实施方式 1 的载波间干扰去除装置的处理为基础并包含有实施方式 1 ~ 实施方式 4 的处理内容的载波间干扰去除方法可通过包括下述步骤 (a) ~ (g) 来实现 (参照图 1 等)。

[0146] 在步骤 (a) 中,根据接收信号 RS,估计由至少 1 个来波构成的延迟谱 DP1 (延迟谱估计部 1 的处理)。

[0147] 在步骤 (b) 中,根据延迟谱 DP1,计算至少 1 个来波中的成为计算对象的来波各自的振幅和相位的时间变动量 (延迟部 2 以及振幅 / 相位变动量计算部 3 的处理)。

[0148] 在步骤 (c) 中,根据上述成为计算对象的来波各自的振幅和相位的时间变动量,计算窗函数 $w(k)$ (第 1 窗函数计算部 4 的处理)。

[0149] 在步骤 (d) 中,将窗函数 $w(k)$ 与接收信号 RS 中的有效数据 (有效符号部 VS 等) 相乘,得到相乘后的接收信号 MRS (窗函数相乘部 5 的处理)。

[0150] 在步骤 (e) 中,将相乘后的接收信号 MRS 转换到频域,得到载波信号 S6 (第 1FFT 运算部 6 的处理)。

[0151] 在步骤 (f) 中,将延迟谱 DP1 转换到频域,得到频域延迟谱 (第 2FFT 运算部 7 的处理)。

[0152] 在步骤 (g) 中,根据上述频域延迟谱,对载波信号 S6 的失真进行校正 (均衡部 8

的处理)。

[0153] 上述载波间干扰去除方法通过在上述步骤(c)中根据成为计算对象的来波各自的振幅和相位的时间变动量求出窗函数,起到能够用比现有方法少的计算量去除包含在接收信号中的载波间干扰的效果。

[0154] 另外,基于如实施方式2(实施方式4)那样用第2窗函数计算部10替换第1窗函数计算部4的结构的方法可通过如下述这样明确规定步骤(c)的处理内容来实现,起到与实施方式2的载波间干扰去除装置相同的效果。

[0155] 在步骤(c)中,还根据上述成为计算对象的来波各自的接收电平,计算所述窗函数(明确规定为第2窗函数计算部10的处理)。

[0156] 另外,基于如实施方式1(实施方式2)那样(参照图1(图7))未设有延迟波选择部9的结构的方法可通过下述步骤(b-1)~(b-2)来实现上述步骤(b),起到与实施方式1的载波间干扰去除装置相同的效果。在该情况下,成为计算对象的来波包含至少1个来波中的所有来波。

[0157] 在步骤(b-1)中,使延迟谱DP1延迟预定时间,得到延迟信号 $\Delta DP1$ (延迟部2的处理)。

[0158] 在步骤(b-2)中,根据延迟谱DP1和延迟信号 $\Delta DP1$,计算与上述至少1个来波有关的振幅以及相位的时间变动量(振幅/相位变动量计算部3的处理)。

[0159] 并且,基于如实施方式3(实施方式4)那样(参照图8(图10))追加了延迟波选择部9的结构的方法可通过下述步骤(b-1)~(b-3)来实现上述步骤(b),起到与实施方式3的载波间干扰去除装置相同的效果。

[0160] 在步骤(b-1)中,选择如下的选择延迟谱DP2,该选择延迟谱DP2具有如下的成为计算对象的来波,该来波是延迟谱DP1的至少1个来波中的接收电平满足预定条件的来波(延迟波选择部9的处理)。

[0161] 在步骤(b-2)中,使选择延迟谱DP2延迟预定时间,得到延迟选择信号 $\Delta DP2$ (延迟部2的处理)。

[0162] 在步骤(b-3)中,根据选择延迟谱DP2和延迟选择信号 $\Delta DP2$,计算与上述成为计算对象的来波有关的振幅以及相位的时间变动量(振幅/相位变动量计算部3的处理)。

[0163] (在接收机上的应用)

[0164] 针对图1、图7、图8、图10所示的实施方式1~实施方式4的载波间干扰去除装置的完成校正的载波信号S8,进一步追加纠错电路,由此能够构成带有针对作为OFDM信号的接收信号RS的载波间干扰去除功能的接收机。

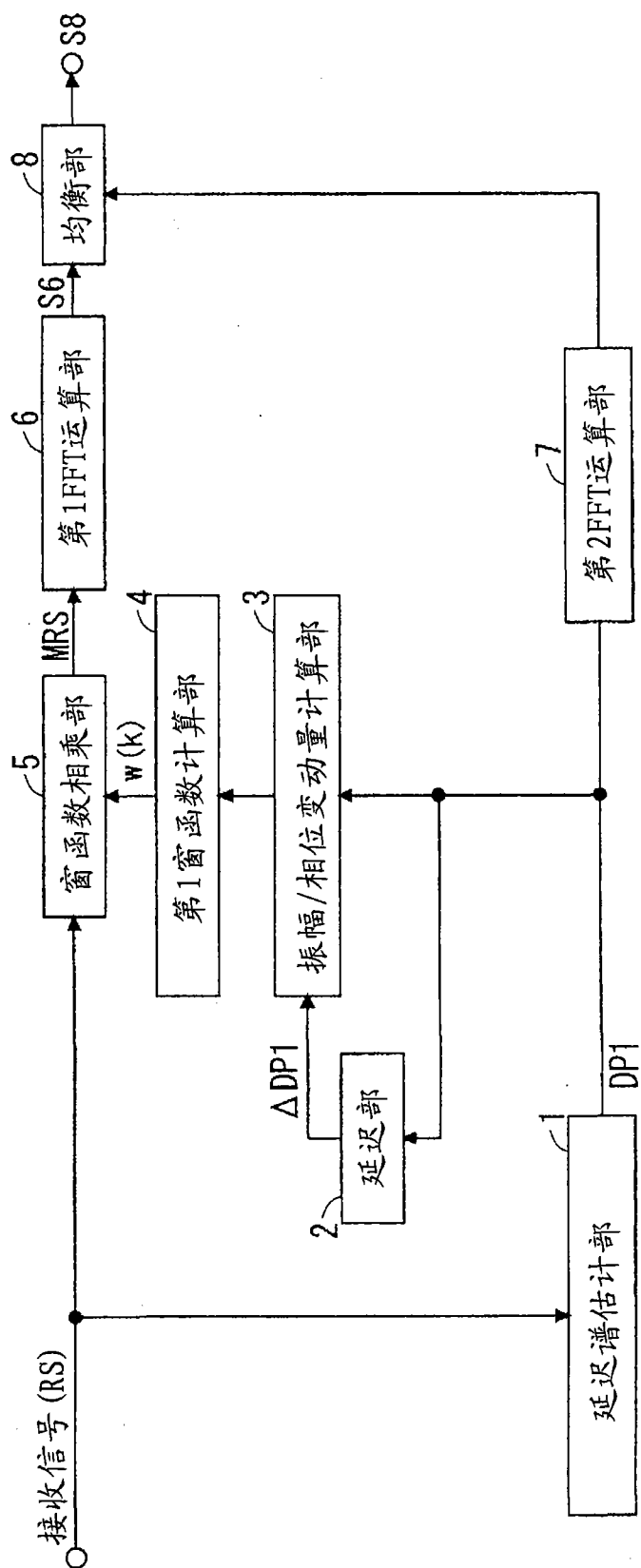


图 1

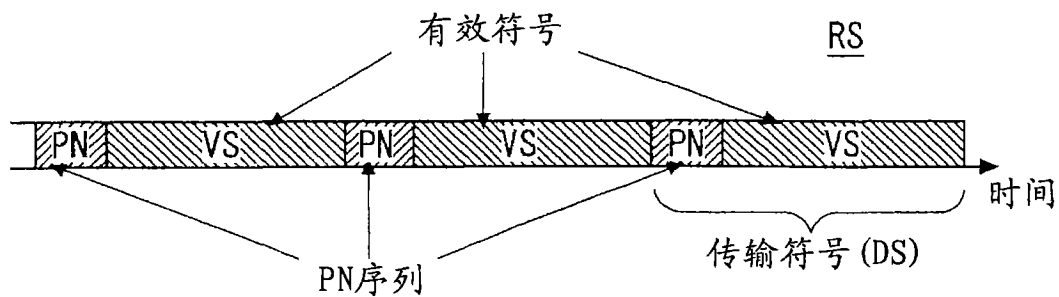


图 2

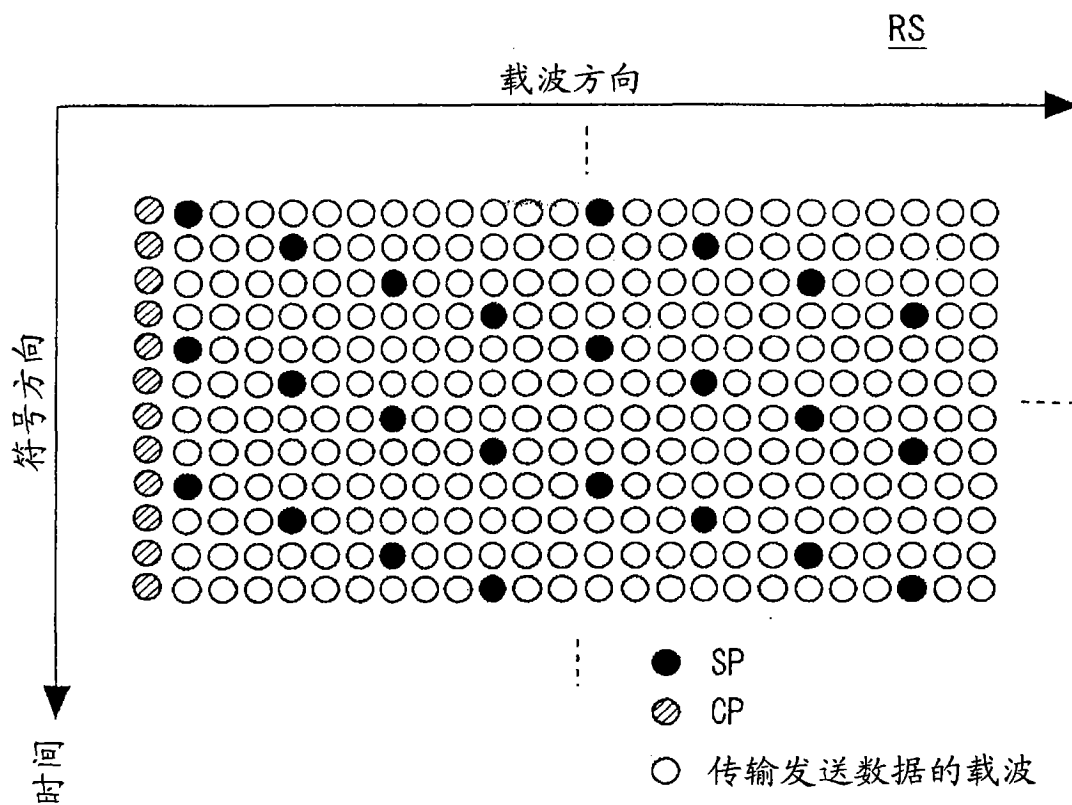


图 3

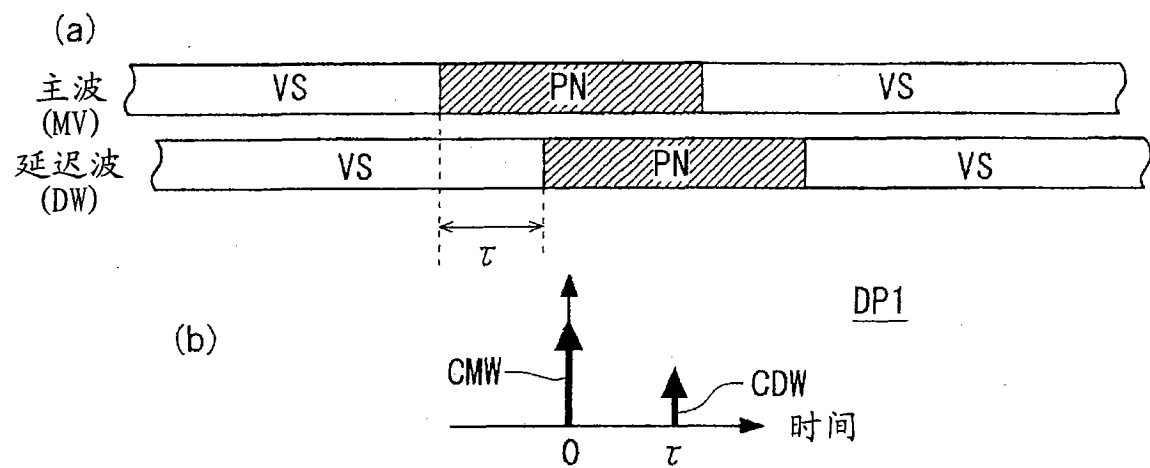


图 4

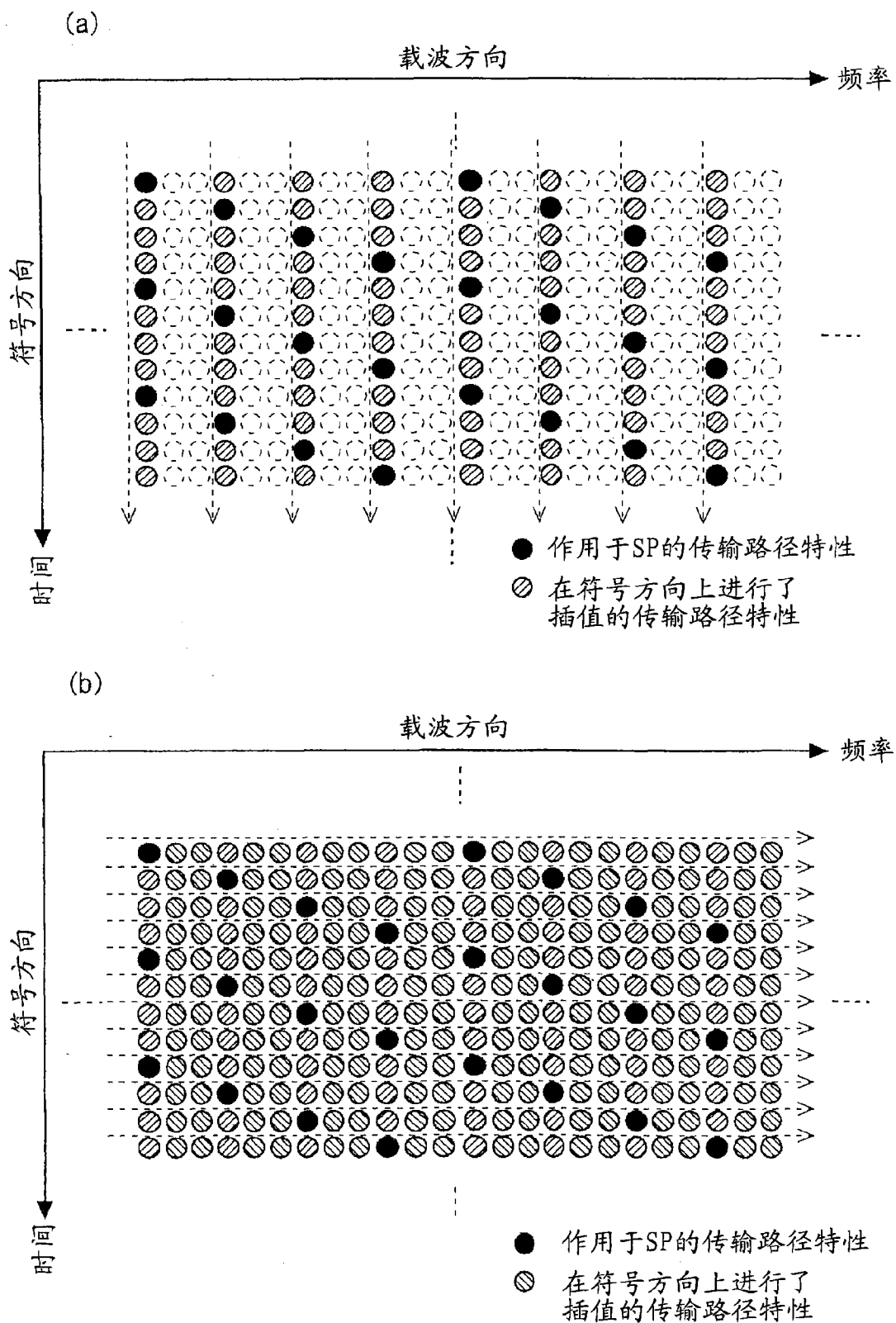


图 5

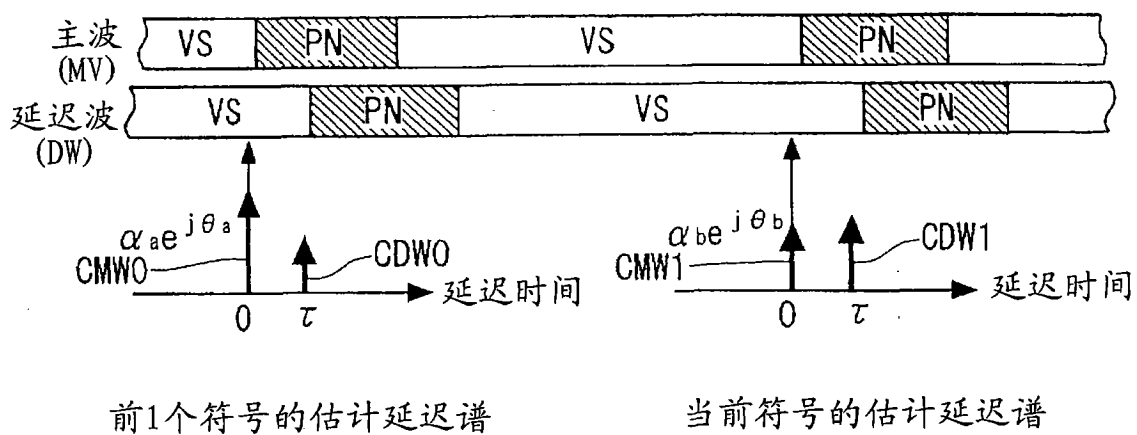


图 6

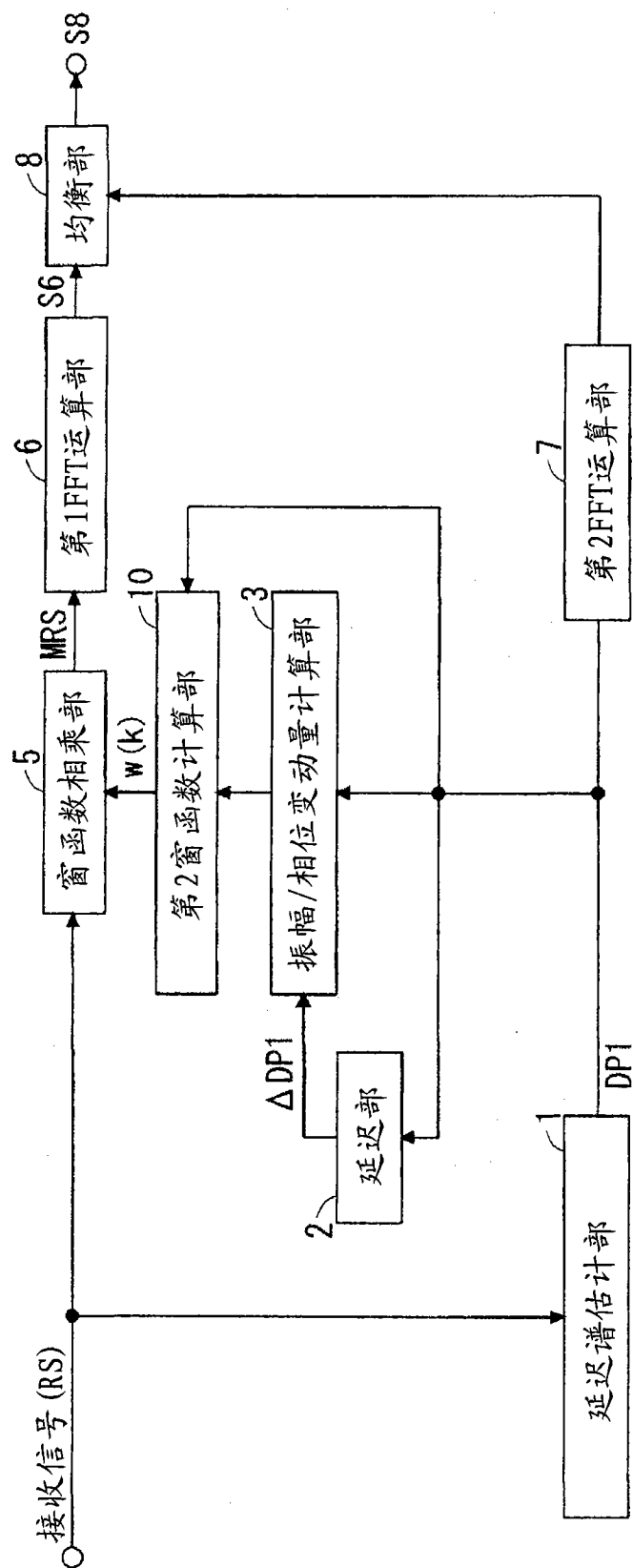


图 7

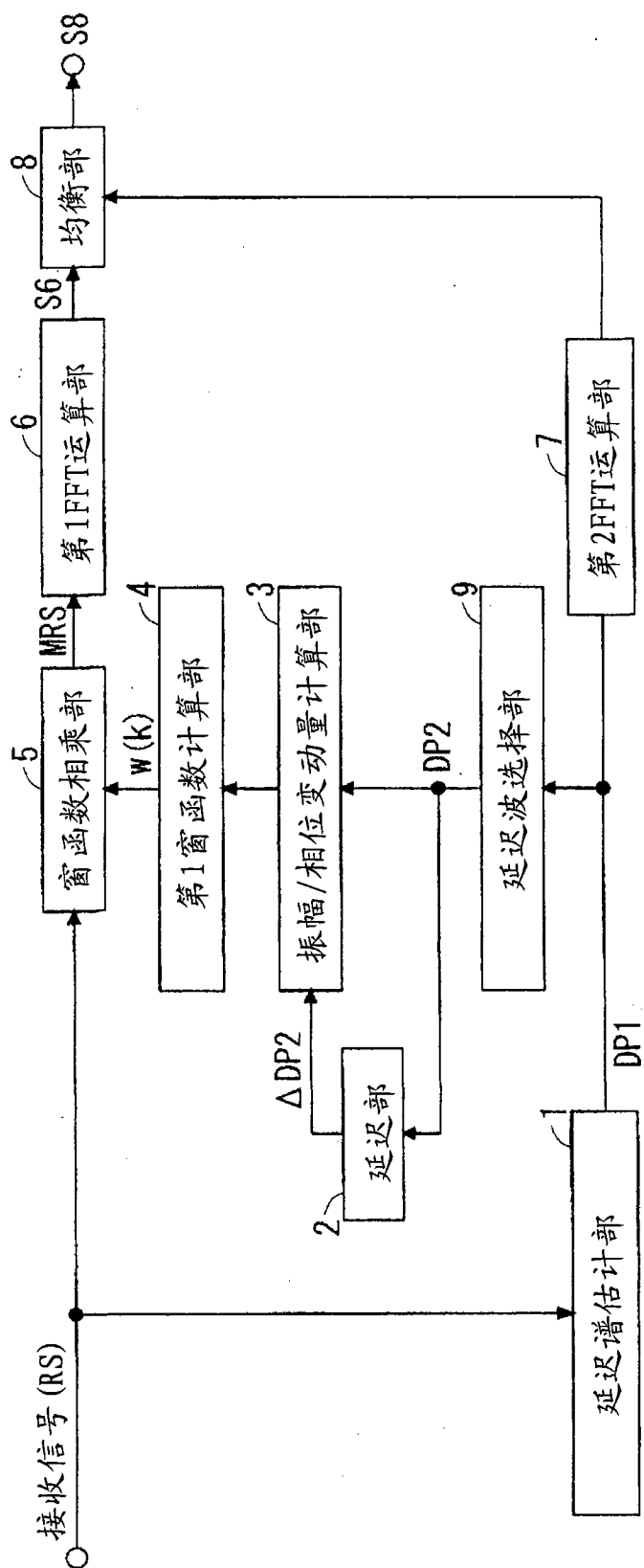


图 8

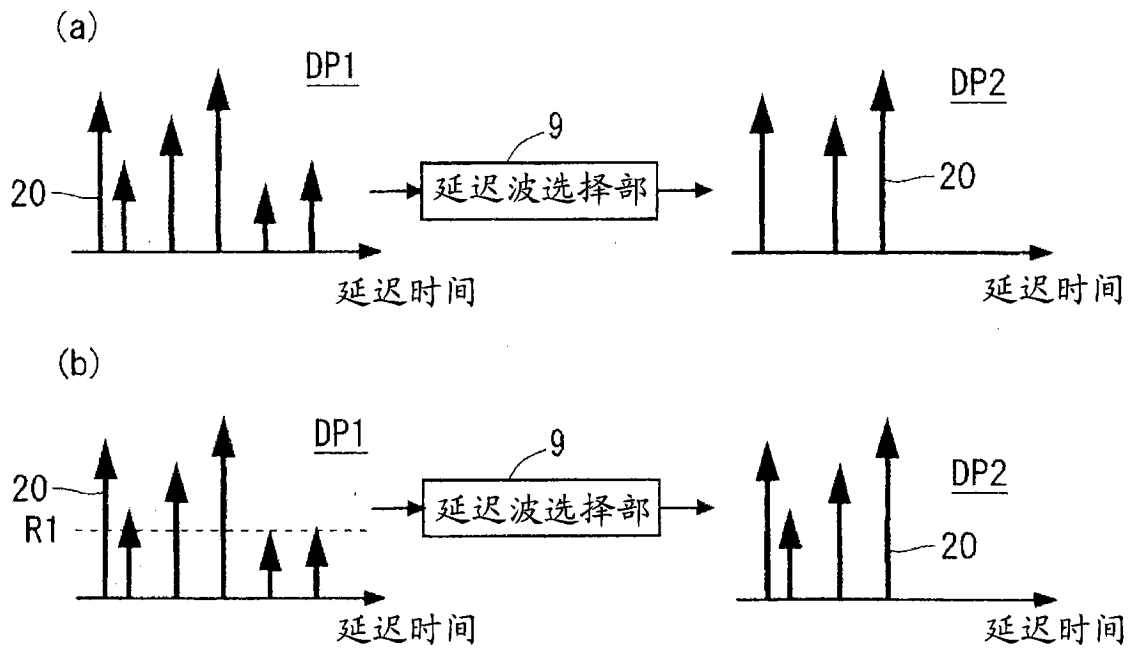


图 9

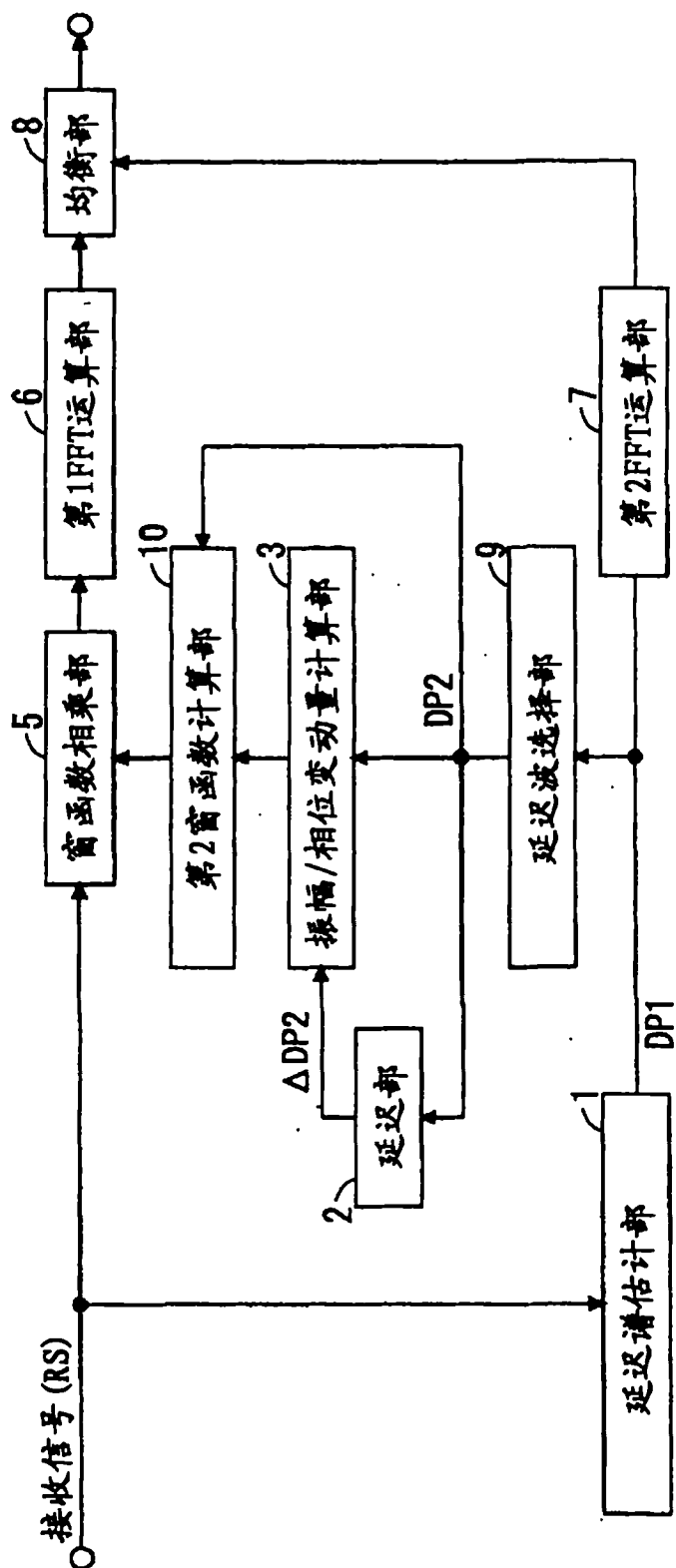


图 10

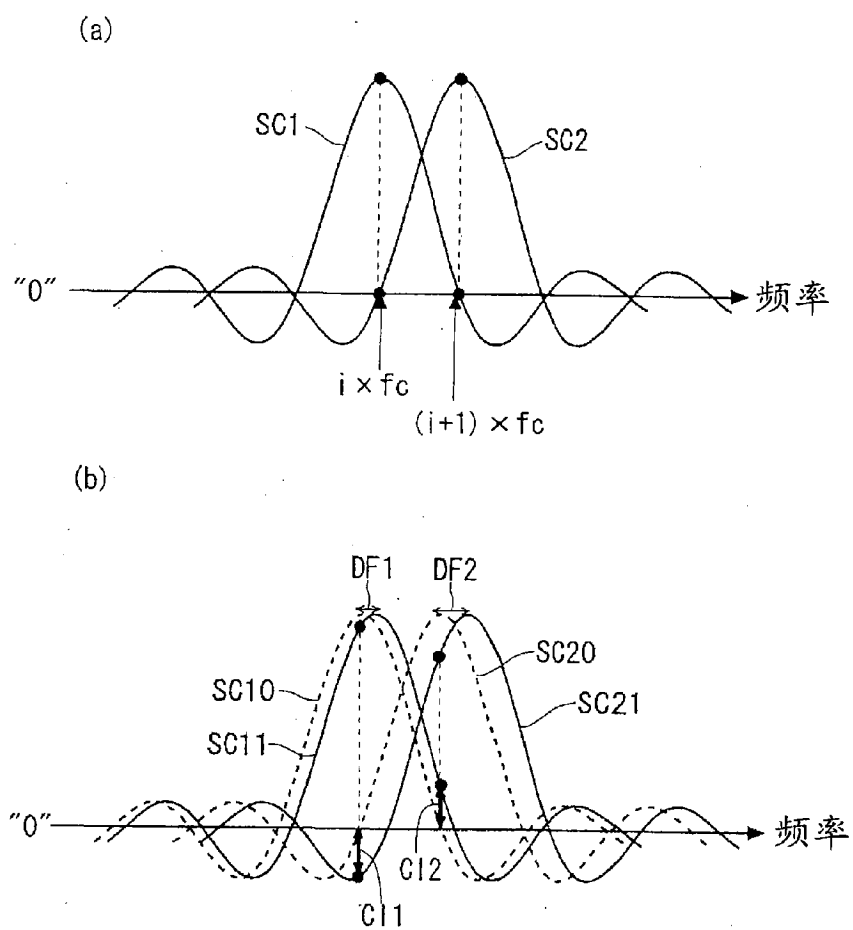


图 11