



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 105846844 B

(45) 授权公告日 2020.12.08

(21) 申请号 201610062098.2

(22) 申请日 2016.01.29

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 105846844 A

(43) 申请公布日 2016.08.10

(30) 优先权数据
2015-015316 2015.01.29 JP

(73) 专利权人 拉碧斯半导体株式会社
地址 日本神奈川县横滨市

(72) 发明人 羽深贵光

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
72001
代理人 闫小龙 陈岚

(51) Int.Cl.

H04B 1/26 (2006.01)

H04L 27/00 (2006.01)

H04L 27/148 (2006.01)

(56) 对比文件

US 2013083874 A1, 2013.04.04

US 2013083874 A1, 2013.04.04

US 2012218049 A1, 2012.08.30

CN 1777162 A, 2006.05.24

审查员 施莹莹

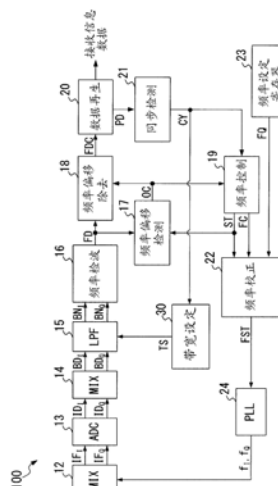
权利要求书1页 说明书8页 附图5页

(54) 发明名称

接收装置以及接收装置的接收方法

(57) 摘要

本发明涉及接收装置以及接收装置的接收方法。本发明的目的在于提供能够在不降低接收灵敏度的情况下进行除去了频率偏移的良好的接收的接收装置和接收方法。将从对基于所接收的无线发送波的接收信号实施频率变换而得到的基带信号除去噪声分量的LPF的通带宽度在未检测出同步信号的期间中设定为宽频带,在同步信号的检测以后设定为窄频带。



1. 一种接收装置,对根据在各帧中包含同步信号的数据序列来调制的无线发送波进行接收并进行解调,其特征在于,具有:

频率变换部,对接收所述无线发送波后的接收信号实施频率变换来得到基带信号;

低通滤波器,得到从所述基带信号除去了噪声分量的噪声除去基带信号;

频率检波部,对所述噪声除去基带信号实施频率检波来得到频率检波信号;

频率偏移检测部,基于所述频率检波信号来检测在所述基带信号中产生的频率偏移;

频率校正部,使所述基带信号的频率移动所述频率偏移的量;

同步检测部,按照每个所述帧根据所述频率检波信号来生成在未检测出所述同步信号的期间具有第一电平而在检测出所述同步信号之后从所述第一电平转变为第二电平的同步检测信号;以及

带宽设定部,在所述同步检测信号处于所述第一电平的状态的期间将所述低通滤波器的通带设定为第一带宽,在所述同步检测信号处于所述第二电平的状态的期间将所述低通滤波器的所述通带设定为比所述第一带宽窄的第二带宽。

2. 根据权利要求1所述的接收装置,其特征在于,

所述低通滤波器是包含级联连接的第一~第n触发电路、分别对所述第一~第n触发电路各自的输出乘以第一~第n滤波器系数的第一~第n系数乘法器、以及输出将所述第一~第n系数乘法器各自的乘法运算结果全部相加而得到的加法运算结果来作为所述噪声除去基带信号的加法器的横向滤波器,其中,n为2以上的整数,

所述带宽设定部按照每个所述帧在所述同步检测信号从所述第一电平转变为所述第二电平的状态时降低向所述第一~第n触发电路每一个供给的时钟信号的频率。

3. 根据权利要求1所述的接收装置,其特征在于,所述低通滤波器为横向滤波器,

所述带宽设定部按照每个所述帧在所述同步检测信号从所述第一电平转变为所述第二电平的状态时变更所述横向滤波器的滤波器系数。

4. 一种接收方法,所述接收方法是接收装置的接收方法,所述接收装置包含:频率变换部,对接收无线发送波而得到的接收信号实施频率变换来得到基带信号,所述无线发送波根据在各帧中包含同步信号的数据序列来调制;低通滤波器,得到从所述基带信号除去了噪声分量的噪声除去基带信号;频率检波部,对所述噪声除去基带信号实施频率检波来得到频率检波信号;以及频率偏移检测部,基于所述频率检波信号来检测在所述基带信号中产生的频率偏移,所述方法的特征在于,

按照每个所述帧根据所述频率检波信号来生成在未检测出所述同步信号的期间具有第一电平而在检测出所述同步信号之后从所述第一电平转变为第二电平的同步检测信号,

在所述同步检测信号处于所述第一电平的状态的期间将所述低通滤波器的通带设定为第一带宽,在所述同步检测信号处于所述第二电平的状态的期间将所述低通滤波器的所述通带设定为比所述第一带宽窄的第二带宽。

接收装置以及接收装置的接收方法

技术领域

[0001] 本发明涉及接收装置,特别是涉及接收无线发送波来解调的接收装置以及接收装置的接收方法。

背景技术

[0002] 目前,提出了作为在特定小功率无线系统中使用的数字调制方式而采用了频率偏移调制、所谓的FSK(frequency shift keying,频移键控)方式的接收装置(例如,参照专利文献1)。在这样的接收装置设置有混合器、局部振荡器、低通滤波器(以后称为LPF)、以及解调部。混合器将在局部振荡器中生成的局部振荡信号与通过天线接收得到的接收信号混合来生成中频带的中频信号。LPF除去在该中频信号中包含的噪声分量。解调部基于通过LPF除去了噪声的中频信号中的期望的频率分量来解调声音、视频或字符等信息数据。

[0003] 在此,在将上述那样的接收装置用于移动体通信的情况下,使用比较高的载波频率。因此,作为局部振荡器,优选的是生成为高频率且高稳定的局部振荡信号。但是,即使使用了高稳定的局部振荡器,也在局部振荡信号中产生固定的频率误差,在使用水晶振荡器等比较廉价的振荡器的情况下,频率误差进一步变大,此时,在中频信号中也产生频率的偏差。

[0004] 因此,在上述接收装置设置有检测在通过LPF进行噪声除去后的中频信号中生成的频率偏差并对与该检测的频率偏差对应的频率偏移的量进行校正的频率偏移校正单元。

[0005] 现有技术文献

[0006] 专利文献

[0007] 专利文献1:日本特开平09-162936号公报。

发明内容

[0008] 发明要解决的课题

[0009] 可是,在产生比较大的频率偏移的情况下,存在在LPF中除去中频信号之中的希望接收的期望频带的信号分量的一部分的可能性。此时,在设置于LPF的后级的频率偏移检测部中不能正确地检测该频率偏移。因此,当使LPF的通带的宽度变宽时,噪声量通过该LPF也增加,因此,产生接收灵敏度降低这样的问题。

[0010] 本申请发明的目的在于提供能够在不降低接收灵敏度的情况下进行除去了频率偏移的良好的接收的接收装置和接收方法。

[0011] 用于解决课题的方案

[0012] 本发明的接收装置是,一种接收装置,对根据在各帧中包含同步信号的数据序列来调制的无线发送波进行接收并进行解调,所述接收装置具有:频率变换部,对接收所述无线发送波后的接收信号实施频率变换来得到基带信号;低通滤波器,得到从所述基带信号除去了噪声分量的噪声除去基带信号;频率检波部,对所述噪声除去基带信号实施频率检波来得到频率检波信号;频率偏移检测部,基于所述频率检波信号来检测在所述基带信号

中产生的频率偏移;频率校正部,使所述基带信号的频率移动所述频率偏移的量;同步检测部,按照每个所述帧根据所述频率检波信号来生成在未检测出所述同步信号的期间具有第一电平而在检测出所述同步信号之后从所述第一电平转变为第二电平的同步检测信号;以及带宽设定部,在所述同步检测信号处于所述第一电平的状态的期间将所述低通滤波器的通带设定为第一带宽,在所述同步检测信号处于所述第二电平的状态的期间将所述低通滤波器的所述通带设定为比所述第一带宽窄的第二带宽。

[0013] 本发明的接收装置的接收方法是,一种接收方法,所述接收方法是接收装置的接收方法,所述接收装置包含:频率变换部,对接收无线发送波而得到的接收信号实施频率变换来得到基带信号,所述无线发送波根据在各帧中包含同步信号的数据序列来调制;低通滤波器,得到从所述基带信号除去了噪声分量的噪声除去基带信号;频率检波部,对所述噪声除去基带信号实施频率检波来得到频率检波信号;以及频率偏移检测部,基于所述频率检波信号来检测在所述基带信号中产生的频率偏移,在所述接收方法中,按照每个所述帧根据所述频率检波信号来生成在未检测出所述同步信号的期间具有第一电平而在检测出所述同步信号之后从所述第一电平转变为第二电平的同步检测信号,在所述同步检测信号处于所述第一电平的状态的期间将所述低通滤波器的通带设定为第一带宽,在所述同步检测信号处于所述第二电平的状态的期间将所述低通滤波器的所述通带设定为比所述第一带宽窄的第二带宽。

[0014] 发明效果

[0015] 在本发明中,将从对基于所接收的无线发送波的接收信号实施频率变换而得到的基带信号除去噪声分量后的LPF的通带宽度在未检测出同步信号的期间中设定为宽频带,在同步信号的检测以后设定为窄频带。

[0016] 由此,在检测出同步信号之前的期间,LPF的通带宽度变宽,因此,即使在产生大的频率偏移的情况下,该频率偏移的量也不被LPF除去。因此,在设置于LPF的后级的频率偏移检测部中,能够检测出这样的频率偏移,能够进行基于该检测的频率偏移的频率校正。另一方面,在同步信号的检测以后,LPF的通带宽度变窄,因此,能够可靠地除去叠加于基带信号的噪声,能够以高的接收灵敏度进行用户数据的解调。

[0017] 因此,根据本发明,能够在不降低接收灵敏度的情况下进行除去了频率偏移的良好接收。

附图说明

[0018] 图1是示出本发明的接收装置100的结构的框图。

[0019] 图2是示出LPF15中的频率特性L1和L2的图。

[0020] 图3是示出接收装置100的工作的时间图。

[0021] 图4是将再生用户数据时的接收特性J1与再生前导码(preamble)时的接收特性J2对比的图。

[0022] 图5是示出LPF15的内部结构的一个例子的框图。

[0023] 图6是示出带宽设定部30的内部结构的一个例子的框图。

[0024] 图7是示出带宽设定部30的内部工作的时间图。

具体实施方式

[0025] 图1是示出本发明的接收装置100的整体结构的框图。

[0026] 在图1中,天线10接收从发送装置(未图示)发送的无线发送波,将基于所接收的无线发送波的高频信号RF向作为低噪声放大器的放大器11供给。再有,无线发送波是根据按照每个帧包含由表示同步信号的特定模式构成的前导码、表示用户数据片的开始位置的同步字、以及表示声音、视频、字符等信息的用户数据片的数据序列调制后的发送波。此时,作为该调制的方式,使用例如FSK等数字调制。

[0027] 放大器11将放大高频信号RF而得到的接收信号AR向混合器(mixer)12供给。

[0028] 混合器12将局部振荡信号 f_I 与接收信号AR混合,由此,将该接收信号AR变换为作为中间频带的I相分量的中频信号 IF_I 。进而,混合器12将相位相对于局部振荡信号 f_I 偏离90度的局部振荡信号 f_Q 与接收信号AR混合,由此,将该接收信号AR变换为作为中间频带的Q相分量的中频信号 IF_Q 。混合器12将这些中频信号 IF_I 和 IF_Q 向A/D变换器13供给。

[0029] A/D变换器13向混合器14供给将中频信号 IF_I 变换为数字值而得到的中频数据信号 ID_I 和将中频信号 IF_Q 变换为数字值而得到的中频数据信号 ID_Q 。

[0030] 混合器14向LPF15供给将中频数据信号 ID_I 频率变换为如图2所示那样以频率0[Hz]为中心的基带BB而得到的基带信号 BD_I 。进而,混合器14向LPF15供给将中频数据信号 ID_Q 频率变换为以频率0[Hz]为中心的基带BB而得到的基带信号 BD_Q 。

[0031] LPF15从基带信号 BD_I 和 BD_Q 的每一个仅使包含图2所示的基带BB的频域以下的低通(low-pass)分量通过,由此,将除去了比该频域高的频率分量的噪声的噪声除去基带信号 BN_I 和 BN_Q 向频率检波部16供给。

[0032] 再有,LPF15是能够基于通带设定信号TS来变更截止频率(cut-off frequency)即变更通带宽度的LPF。关于LPF15,设定为具有由通带设定信号TS表示的通带宽度的频率特性,利用该频率特性,使基带信号 BD_I 和 BD_Q 各自的低通分量通过。即,LPF15在通带设定信号TS为表示窄频带的信号的情况下,利用例如图2所示的频率特性L1使基带信号 BD_I 和 BD_Q 各自的低通分量通过。此外,LPF15在通带设定信号TS为表示宽频带的信号的情况下,利用如图2所示那样与频率特性L1相比通带在高通侧宽的频率特性L2使基带信号 BD_I 和 BD_Q 各自的低通分量通过。

[0033] 频率检波部16向频率偏移检测部17和频率偏移除去部18供给将噪声除去基带信号 BN_I 和 BN_Q 中的频率变化变换为振幅的变化而得到的频率检波信号FD。

[0034] 频率偏移检测部17基于频率检波信号FD检测在上述的基带信号(BD_I 、 BD_Q)和中频信号(IF_I 、 IF_Q)产生的频率偏移。频率偏移检测部17向频率偏移除去部18和频率控制部19供给示出所检测的频率偏移的量的偏移校正信号OC。在此,所谓的频率偏移表示中频信号(IF_I 、 IF_Q)相对于基准频率的频率偏差。

[0035] 再有,频率偏移检测部17在示出控制定时的频率控制开始信号ST的边缘部的定时将由偏移校正信号OC表示的频率偏移的量初始化为零。

[0036] 频率偏移除去部18基于偏移校正信号OC除去在频率检波信号FD中产生的频率偏移。即,频率偏移除去部18使频率检波信号FD的电平移动由偏移校正信号OC表示的频率偏移的量。由此,频率偏移除去部18生成除去了在频率检波信号FD中产生的频率偏移后的频率检波信号FDC并向数据再生部20供给。

[0037] 数据再生部20基于频率检波信号FDC检测适当的符号定时(symbol timing),在该符号定时对该频率检波信号FDC实施解调处理。由此,数据再生部20如图3所示那样按照每个帧再生包含用特定定位模式表示同步信号的前导码PA、表示用户数据UD的排头(开始)位置的同步字CW以及用户数据UD的接收数据。

[0038] 也就是说,数据再生部20通过从频率检波信号FDC检测出同步字CW来检测用户数据UD的排头(开始),以该排头为起点对频率检波信号FDC依次实施规定的解调处理和错误订正处理。由此,数据再生部20再生由用户数据UD表示的声音、视频、字符等信息数据,并将其作为接收信息数据输出。

[0039] 进而,数据再生部20通过针对频率检波信号FDC的解调处理来再生与图3所示的前导码PA对应的数据位序列,并将表示该数据位序列的前导码数据PD向同步检测部21供给。

[0040] 同步检测部21从前导码数据PD的排头朝向后尾部进行与同步信号对应的特定定位模式的检测。同步检测部21生成在未从前导码数据PD检测出特定定位模式的期间中维持逻辑电平0而在检测出特定定位模式的时间点以后维持逻辑电平1的同步检测信号CY。

[0041] 即,同步检测部21基于频率检波信号FDC按照每个帧生成在未检测出图3所示的前导码PA所包含的同步信号的期间中具有逻辑电平0而在检测出同步信号的时间点从逻辑电平0转变为逻辑电平1的同步检测信号CY。

[0042] 同步检测部21将该同步检测信号CY向频率控制部19和带宽设定部30供给。

[0043] 频率控制部19向频率偏移检测部17和频率校正部22供给将该同步检测信号CY从逻辑电平0转变为逻辑电平1的时间点即同步检测时间点表示为控制开始定时的频率控制开始信号ST。

[0044] 进而,频率控制部19将由偏移校正信号OC示出的偏移量换算为针对局部振荡信号(f_I 、 f_Q)的频率的校正量,将示出该频率校正量的频率校正信号FC向频率校正部22供给。

[0045] 在频率设定寄存器23中预先储存有表示局部振荡信号的基准频率的基准频率数据FQ。频率设定寄存器23将该基准频率数据FQ向频率校正部22供给。

[0046] 频率校正部22在如图3所示那样频率控制开始信号ST为逻辑电平0的期间即未检测出同步信号的期间中将表示由基准频率数据FQ示出的基准频率的频率设定信号FST向PLL(phase locked loop,锁相环路)电路24供给。

[0047] 此外,频率校正部22在如图3所示那样频率控制开始信号ST为逻辑电平1的期间中向PLL电路24供给频率设定信号FST,所述频率设定信号FST表示将由频率校正信号FC示出的频率校正量与由基准频率数据FQ示出的基准频率相加或相减来得到的校正频率。

[0048] PLL电路24包含相位检测器、环路滤波器、电压控制振荡器、分频器等而构成。PLL电路24生成具有由频率设定信号FST表示的频率的局部振荡信号 f_I 和 f_Q ,并将它们向混合器12供给。

[0049] 带宽设定部30在同步检测信号CY处于逻辑电平0的状态的期间即未检测出同步信号的期间中,作为第一带宽,将表示宽频带的通带设定信号TS向LPF15供给。此外,带宽设定部30在同步检测信号CY为逻辑电平1的情况下即检测出同步信号的时间点以后的期间,作为第二带宽,将表示窄频带的通带设定信号TS向LPF15供给。

[0050] 在以下,参照图3所示的时间图并对具有上述的结构接收装置100的工作进行说明。再有,图3作为一个例子示出将局部振荡信号 f_I 和 f_Q 的基准频率设为920MHz而在接收数

据的帧的排头部中在中频信号 IF_I 和 IF_Q 产生50KHz的频率偏差时的工作。

[0051] 首先,在接收数据中的各帧的排头部中,由于未开始进行频率控制,所以,局部振荡信号 f_I 和 f_Q 各自的频率被设定为作为基准频率的920MHz。因此,在与帧的排头部的前导码PA对应的期间,得到如图3所示那样叠加有+50KHz的频率偏移的频率检波信号FD。在此期间,频率偏移检测部17将如图3所示那样表示该+50KHz的频率偏移的偏移校正信号OC向频率偏移除去部18和频率控制部19供给。频率偏移除去部18使频率检波信号FD的电平降低移动由偏移校正信号OC表示的+50KHz的频率偏移所对应的量,由此,生成除去了频率偏移的频率检波信号FDC。

[0052] 通过这样的频率偏移除去部18的工作,在开始进行利用频率控制部19的频率控制之前,生成以零电平为中心的频率检波信号FDC,在数据再生部20中,能够进行抑制位错误的的数据再生,在此,在同步检测部21中,当检测出由前导码PA所包含的特定模式表示的同步信号时,如图3所示那样同步检测信号CY从逻辑电平0转变为逻辑电平1的状态。频率控制开始信号ST追随该同步检测信号CY如图3所示那样从逻辑电平0转变为逻辑电平1的状态。

[0053] 根据逻辑电平1的频率控制开始信号ST,频率控制部19导入偏移校正信号OC,将示出由该偏移校正信号OC表示的偏移校正量(50KHz)所对应的频率校正量的频率校正信号FC向频率校正部22供给。由此,频率校正部22向PLL电路24供给频率设定信号FST,所述频率设定信号FST表示从由基准频率数据FQ示出的基准频率(920MHz)减去由频率校正信号FC示出的频率校正量(相当于50KHz)而得到的校正频率(919.950MHz)。因此,由PLL电路24生成的局部振荡信号 f_I 和 f_Q 的频率从初始值的920MHz推移为919.950MHz。由此,消除中频信号 IF_I 和 IF_Q 与基准频率的频率偏差,如图3所示那样,频率检波信号FD中的频率偏移逐渐地推移为零。

[0054] 在此,根据该逻辑电平1的频率控制开始信号ST,频率偏移检测部17将偏移校正信号OC初始化为零。即,通过针对上述的局部振荡信号的频率校正来消除频率偏差,因此,与此伴随地,不需要在频率偏移除去部18中的偏移除去处理。因此,在接收装置100中,与根据逻辑电平1的频率控制开始信号ST的频率控制的开始同时地,将偏移校正信号OC初始化为零。

[0055] 再有,如图3所示,在同步检测信号CY处于逻辑电平0的期间即未检测出同步信号的期间中,带宽设定部30将表示宽频带的通带设定信号TS向LPF15供给。由此,LPF15利用如图2所示那样比频率特性L1宽的通带宽度的频率特性L2使基带信号 BD_I 和 BD_Q 各自的低通分量通过。也就是说,在各帧内检测出同步信号前的阶段中,使LPF15的通带宽度宽,因此,即使在中频信号 IF_I 和 IF_Q 中产生例如大的频率偏移,也没有在LPF15中除去该频率偏移的量的情况。因此,在频率偏移检测部17中,能够检测出上述的那样的比较大的频率偏移,因此,能够可靠地除去该频率偏移。

[0056] 另一方面,在同步检测信号CY处于逻辑电平1的情况下即同步信号的检测时间点以后,带宽设定部30向LPF15供给表示窄频带的通带设定信号TS。由此,LPF15利用如图2所示那样比频率特性L2窄的通带宽度的频率特性L1使基带信号 BD_I 和 BD_Q 各自的低通分量通过。即,在各帧内,在同步信号的检测时间点以后,使LPF15的通带宽度变窄,由此,能够可靠地除去叠加于中频信号(IF_I 、 IF_Q)和基带信号(BD_I 、 BD_Q)的噪声。由此,能够通过高的接收灵敏度来进行用户数据UD的解调。

[0057] 在此,在LPF15的通带为宽频带的情况下,与为窄频带的情况相比,接收特性劣化。但是,前导码PA中的表示同步信号的特定定位模式为在接收装置中已知的模式。因此,即使在通过前导码PA的再生得到的位模式中存在位错误,也能够判定为它是表示同步信号的特定定位模式。也就是说,如图4所示那样,与在再生用户数据UD时需要的接收特性J1相比,在再生前导码PA时需要的同步检测(前导码检测)时的接收特性J2为宽频带。因此,即使在LPF15的带宽宽的情况下,也能够在不使接收特性劣化的情况下进行同步信号的检测。

[0058] 因此,根据图1所示的接收装置100,能够在不降低接收灵敏度的情况下进行除去了频率偏移的良好的接收。

[0059] 再有,在作为LPF15采用了数字滤波器的情况下,通过变更向该数字滤波器供给的时钟信号的频率,从而也可以变更LPF15的通带宽度。

[0060] 图5是以数字型的横向滤波器(transversal filter)构成LPF15的情况下的电路图。此外,图6是示出作为LPF15而采用了图5所示那样的数字型的横向滤波器的情况下的带宽设定部30的内部结构的一个例子的电路图。

[0061] 图5所示的横向滤波器包含级联连接的 n 个(n 为2以上的整数)触发电路(flip flop)FF₁~FF _{n} 、 n 个系数乘法器M₁~M _{n} 、以及加法器AD。触发电路FF₁~FF _{n} 在通带设定信号TS的上升沿定时依次移动并导入从混合器14供给的基带信号BD_I(BD_Q)。系数乘法器M₁~M _{n} 对触发电路FF₁~FF _{n} 各自的输出分别乘以滤波器系数C₁~C _{n} 。加法器AD输出将系数乘法器M₁~M _{n} 各自的乘法计算结果全部相加而得到的加法计算结果来作为上述噪声除去基带信号BN_I(BN_Q)。

[0062] 如图6所示,带宽设定部30由寄存器301、302、选择器303、计数器304、比较器305以及与门306构成。

[0063] 在寄存器301预先储存有高频率时钟设定用的固定计数值A。寄存器301将这样的固定计数值A向选择器303供给。在寄存器302预先储存有比上述固定计数值A大的固定计数值B来作为低频率时钟设定用的固定计数值。寄存器302将这样的固定计数值B向选择器303供给。

[0064] 选择器303基于同步检测信号CY选择固定计数值A和B之中的一个,将所选择的一个作为分频值DV向比较器305供给。即,选择器303在如图3所示那样同步检测信号CY示出逻辑电平0的情况下选择固定计数值A并将其作为分频值DV向比较器305供给。此外,选择器303在同步检测信号CY示出逻辑电平1的情况下选择固定计数值B并将其作为分频值DV向比较器305供给。

[0065] 计数器304对图7所示的主时钟信号CLK的时钟脉冲的数量进行计数,将示出该计数值的计数值CU向比较器305供给。再有,主时钟信号CLK也可以是在设置在接收装置100的内部的振荡电路(未图示)中生成的信号或从接收装置100的外部供给的信号。计数器304在被供给逻辑电平1的时钟脉冲门(clock gate)信号CG的情况下,将其计数值在与主时钟信号CLK同步的定时暂且初始化为零,之后,接着,对主时钟信号CLK的时钟脉冲的数量进行计数。

[0066] 比较器305如图7所示那样对伴随着时间经过而增加的计数值CU和示出上述的固定计数值A或B的分频值DV进行比较。比较器305在计数值CU与分频值DV为彼此不同的值的情况下将为逻辑电平0的时钟脉冲门信号CG向计数器304的重置(reset)端子和与门306供给,在两者一致的情况下,将为逻辑电平1的时钟脉冲门信号CG向计数器304的重置端子和

与门306供给。

[0067] 与门306仅在时钟脉冲门信号CG处于逻辑电平1的状态的期间直接输出主时钟信号CLK,由此,生成图7所示那样的时钟信号方式的通带设定信号TS,将其向图5所示的触发电路FF₁~FF_n各自的时钟端子供给。

[0068] 在以下,参照图7并对作为LPF15和带宽设定部30而分别采用了图5和图6所示的结构的情况下的工作进行说明。

[0069] 如图7所示,首先,在同步检测信号CY处于逻辑电平0的状态的情况下,即,在未检测出同步信号的阶段中,图6所示的比较器305进行示出高频率时钟设定用的固定计数值A的分频值DV与主时钟信号CLK的脉冲数量的计数值CU的比较。在此期间,当分频值DV与计数值CU一致时,比较器305生成逻辑电平1的时钟脉冲门信号CG。根据该逻辑电平1的时钟脉冲门信号CG,计数器304的计数值被初始化为零,并且,从与门306生成主时钟信号CLK中的1个脉冲的量的时钟信号来作为通带设定信号TS。

[0070] 因此,遍及同步检测信号CY处于逻辑电平0的状态的期间,带宽设定部30生成具有与固定计数值A对应的频率的时钟信号方式的通带设定信号TS,将该通带设定信号TS向LPF15的触发电路FF₁~FF_n各自的时钟端子供给。

[0071] 之后,检测出同步信号,因此,当如图7所示那样同步检测信号CY从逻辑电平0转变为逻辑电平1的状态时,比较器305进行示出低频率时钟设定用的固定计数值B的分频值DV与上述的计数值CU的比较。在此期间,当分频值DV与计数值CU一致时,比较器305生成逻辑电平1的时钟脉冲门信号CG。根据该逻辑电平1的时钟脉冲门信号CG,计数器304的计数值被初始化为零,并且,从与门306生成主时钟信号CLK中的1个脉冲的量的时钟信号来作为通带设定信号TS。

[0072] 因此,遍及同步检测信号CY处于逻辑电平1的状态的期间,带宽设定部30将具有与固定计数值B对应的频率的时钟信号方式的通带设定信号TS向LPF15的触发电路FF₁~FF_n各自的时钟端子供给。

[0073] 在此,固定计数值A比固定计数值B小。由此,与分频值DV示出固定计数值B的情况相比,示出固定计数值A的情况下的主时钟信号CLK的脉冲的计数值以更短时间到达分频值DV。

[0074] 因此,如图7所示,在设定固定计数值A来作为分频值DV的期间中,与设定固定计数值B来作为分频值DV的期间中相比,作为通带设定信号TS中的时钟信号的频率变高。此时,在具有图5所示的那样的数字型横向滤波器的结构的LPF中,向触发电路FF₁~FF_n各自的时钟端子供给的信号的频率越高,则通带的宽度越宽。

[0075] 因此,即使在作为LPF15和带宽设定部30而分别采用了图5和图6所示的结构的情况下,也能够同步检测信号CY处于逻辑电平0的状态的期间使LPF15的通带的宽度变宽而在同步检测信号CY处于逻辑电平1的状态的期间使LPF15的通带的宽度变窄。

[0076] 再有,在图5和图6所示的结构中,带宽设定部30变更作为通带设定信号TS的时钟信号的频率,由此,控制LPF15的通带宽度,但是,也可以通过变更图5所示的滤波器系数C₁~C_n来控制LPF15的通带宽度。即,带宽设定部30预先存储有用于得到图2所示的频率特性L1的滤波器系数C₁~C_n和用于得到通带宽度比频率特性L1宽的频率特性L2的滤波器系数C₁~C_n。然后,带宽设定部30在如图3所示那样同步检测信号CY处于逻辑电平0的状态的期间将

表示用于得到频率特性L2的滤波器系数 $C_1 \sim C_n$ 的通带设定信号TS分别向LPF15的系数乘法器 $M_1 \sim M_n$ 供给。此外,在同步检测信号CY处于逻辑电平0的状态的期间,带宽设定部30将表示用于得到通带宽度比频率特性L2窄的频率特性L1的滤波器系数 $C_1 \sim C_n$ 的通带设定信号TS分别向LPF15的系数乘法器 $M_1 \sim M_n$ 供给。

[0077] 此外,在图1所示的接收装置100中,将以FSK方式实施数字调制的无线发送波作为接收对象,但是,作为接收对象的无线发送波的调制方式并不限定于FSK方式。即,关于图1所示的接收装置100,并不限定于FSK,能够应用于接收通过ASK(amplitude shift keying, 振幅键控)、PSK(phase shift keying, 相移键控)、QAM(quadrature amplitude modulation, 正交调幅)等各种数字调制方式调制的无线发送波的接收装置。

[0078] 此外,在上述实施例中,同步检测部21生成在未检测出同步信号期间具有逻辑电平0而在同步信号的检测时间点以后具有逻辑电平1的同步检测信号CY,但是,也可以生成在未检测出同步信号的期间具有逻辑电平1而在同步信号的检测时间点以后具有逻辑电平0的同步检测信号CY。

[0079] 总之,接收装置100是对根据在各帧中包含同步信号的数据序列来调制的无线发送波进行接收并进行解调的装置,只要是具有以下的频率变换部(12~14)、LPF(15)、频率检波部(16)、频率偏移检测部(17)、频率校正部(22)、同步检测部(21)和带宽设定部(30)的装置即可。也就是说,频率变换部对基于所接收的无线发送波的接收信号(AR)实施频率变换来得到基带信号(BD_I 、 BD_Q)。LPF得到从基带信号除去了噪声分量的噪声除去基带信号(BN_I 、 BN_Q)。频率检波部对噪声除去基带信号实施频率检波来得到频率检波信号(FD)。频率偏移检测部基于频率检波信号检测在基带信号中产生的频带偏移(OC)。频率校正部将基带信号的频率移动频率偏移的量的量。同步检测部按照每个帧根据频率检波信号生成在未检测出同步信号的期间具有第一电平而在检测出同步信号之后从第一电平转变为第二电平的同步检测信号(CY)。带宽设定部在同步检测信号处于第一电平的状态的期间将上述的LPF的通带设定为第一带宽,在同步检测信号处于第二电平的状态的期间将上述LPF的通带设定为比第一带宽窄的第二带宽。

[0080] 附图标记的说明

[0081] 12、14 混合器

[0082] 15 LPF

[0083] 16 频率检波部

[0084] 17 频率偏移检测部

[0085] 21 同步检测部

[0086] 22 频率校正部

[0087] 30 带宽设定部

[0088] 100 接收装置。

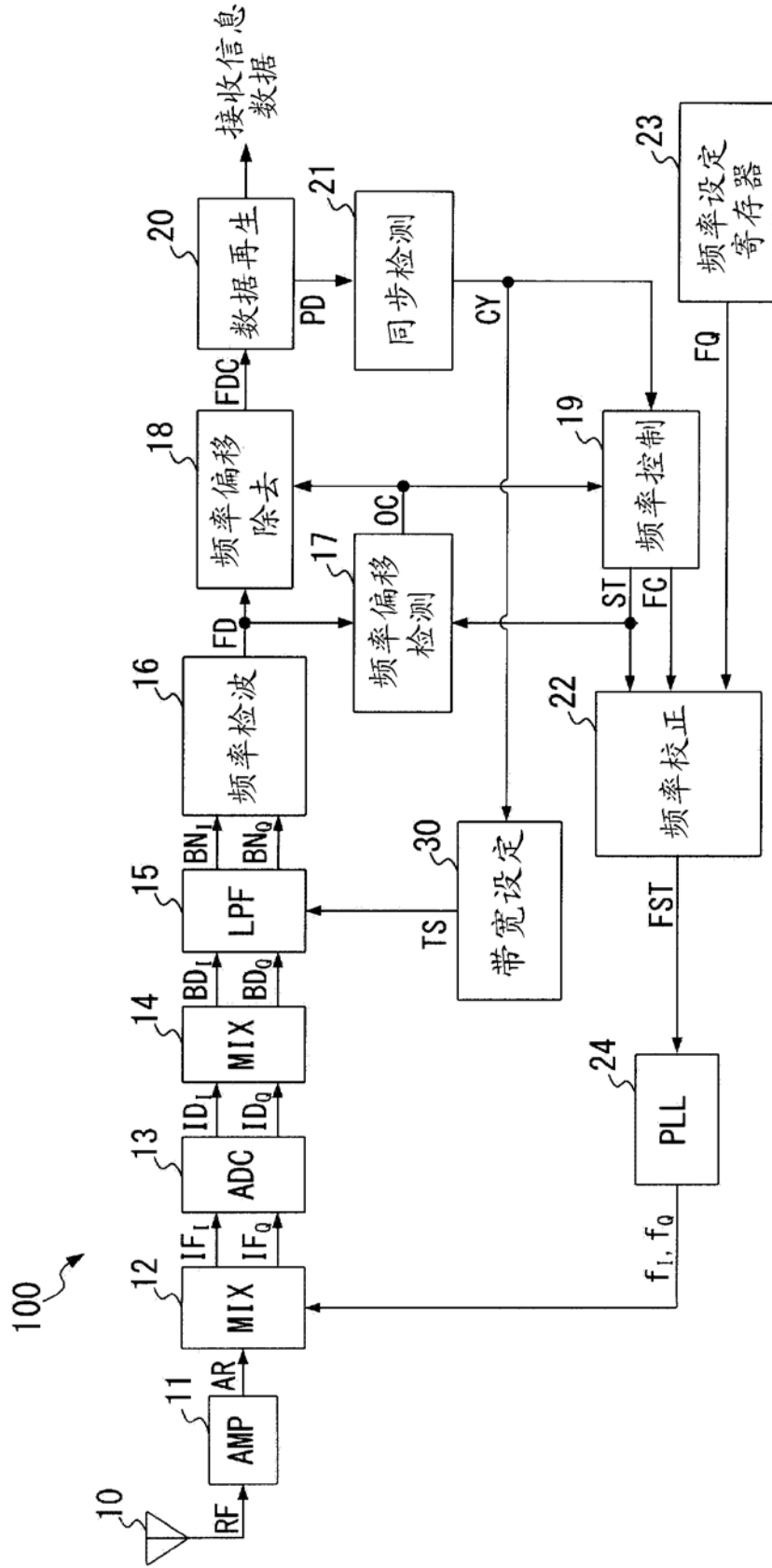


图 1

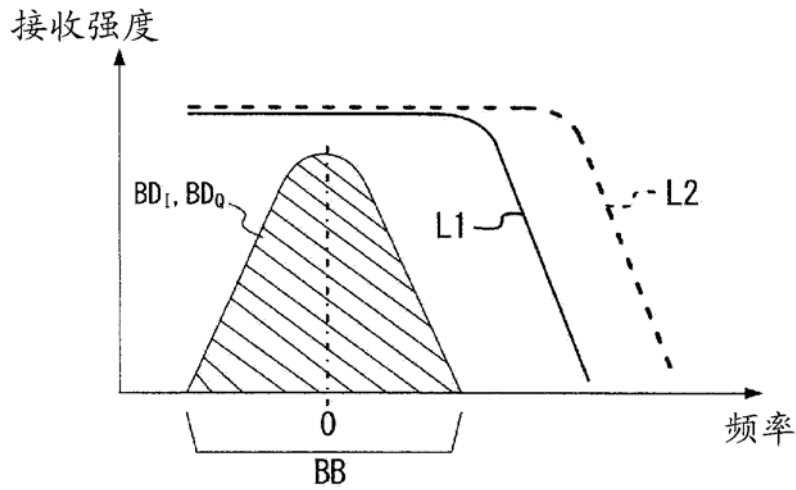


图 2

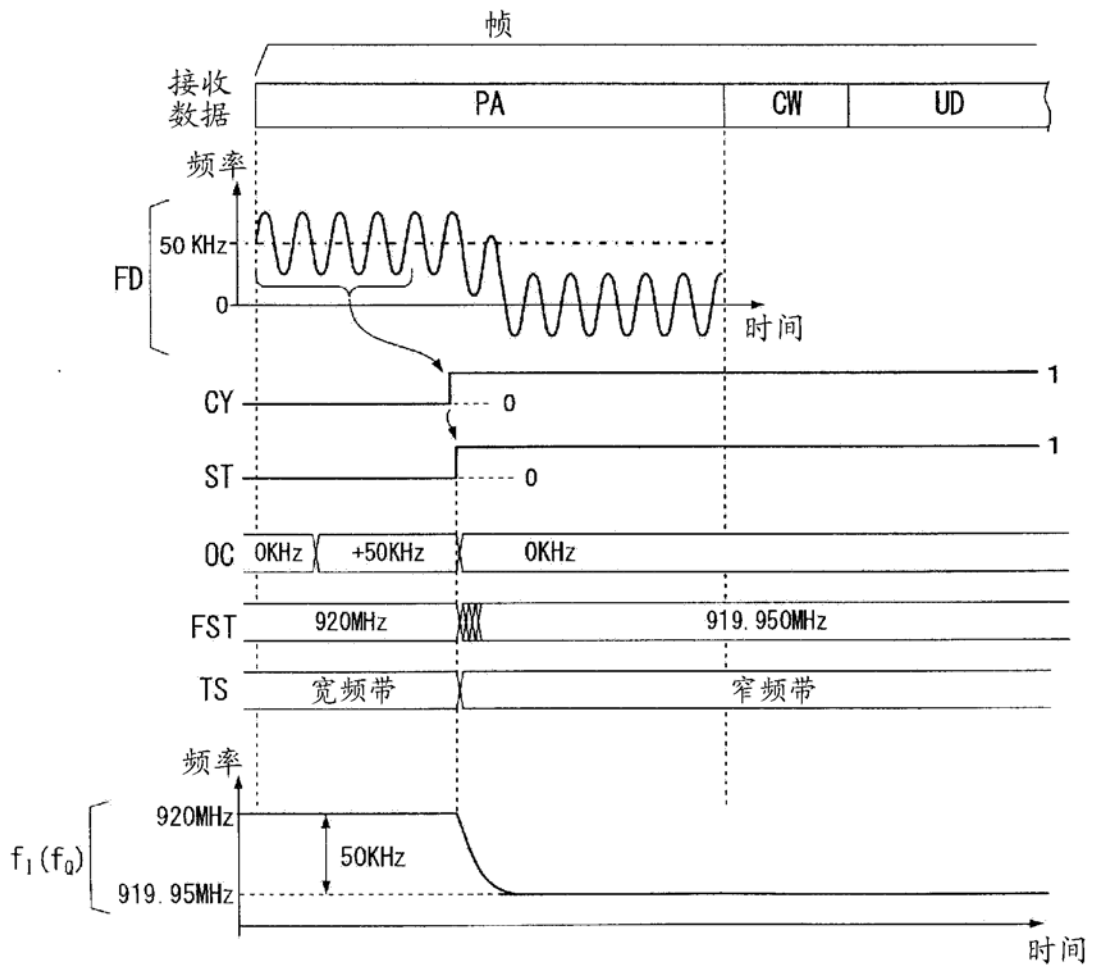


图 3

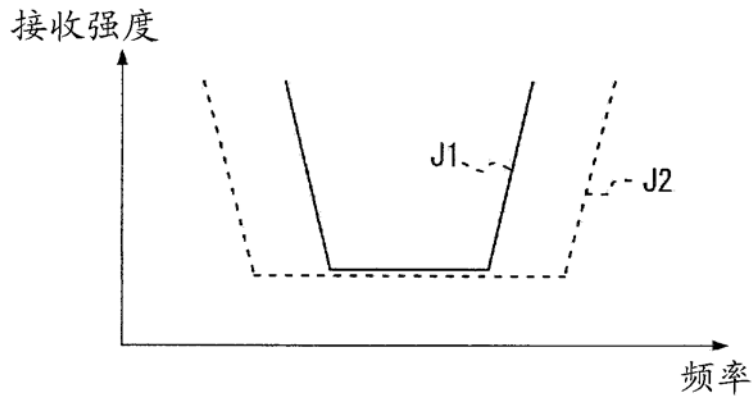


图 4

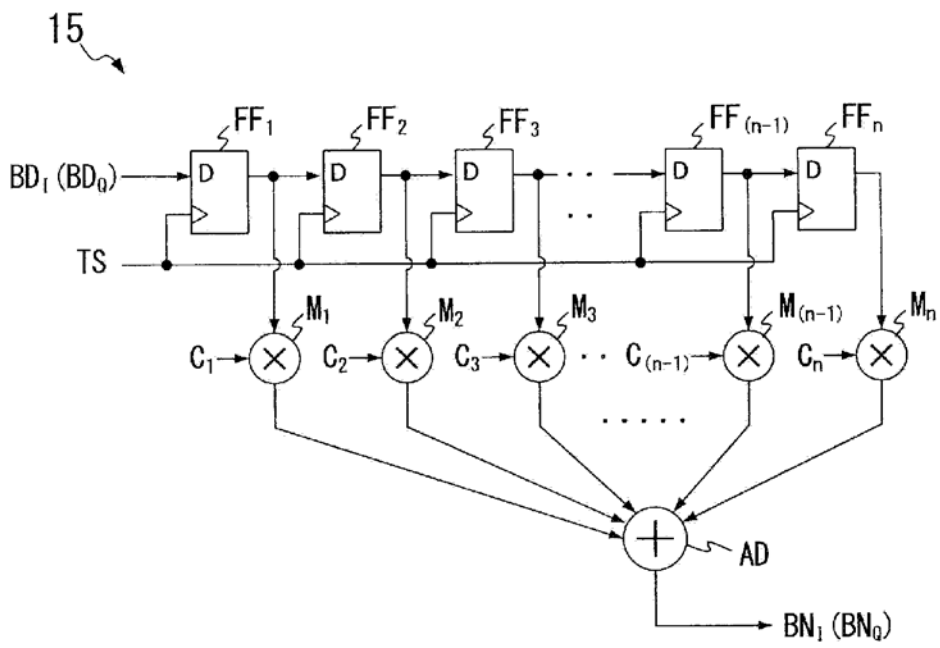


图 5

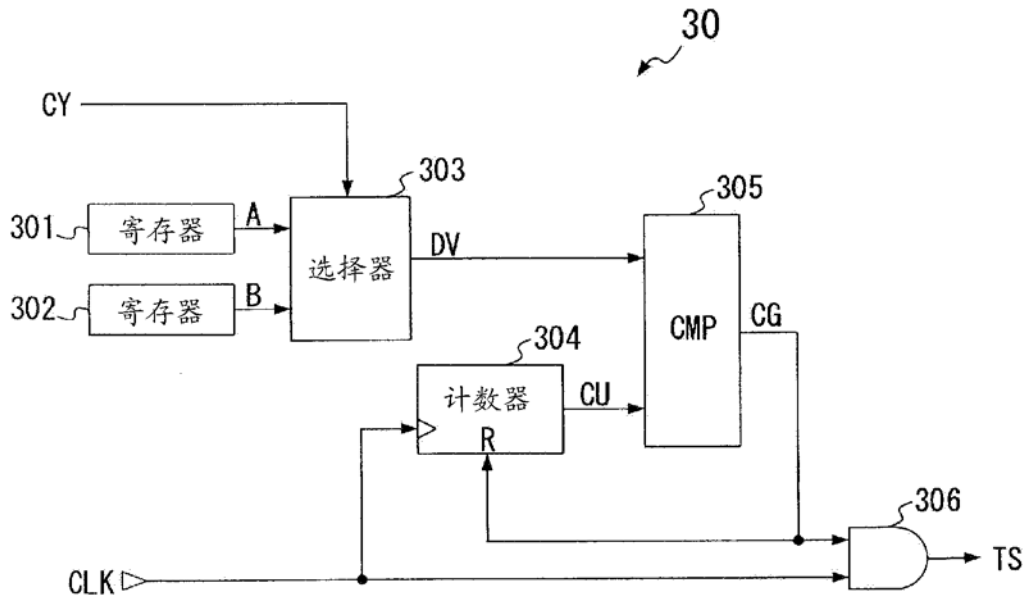


图 6

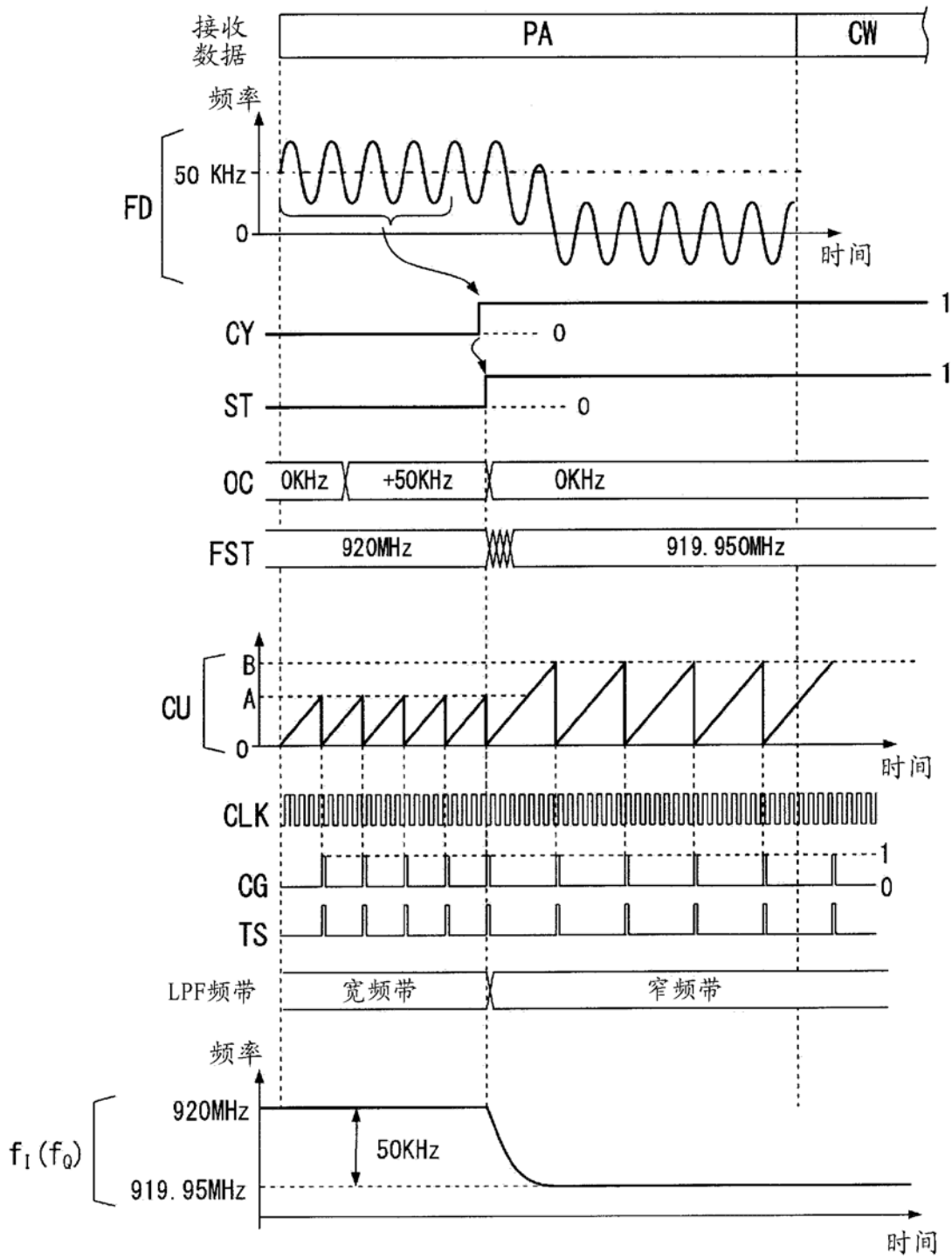


图 7