



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1741399 B

(45) 授权公告日 2011.07.27

(21) 申请号 200510003902.1

审查员 王春艳

(22) 申请日 2005.01.10

(30) 优先权数据

243090/2004 2004.08.24 JP

(73) 专利权人 株式会社日立制作所

地址 日本东京都

(72) 发明人 石井裕丈 恒原克彦 矢野隆

(74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

72002

代理人 黄剑锋

(51) Int. Cl.

H04B 1/38 (2006.01)

H03B 28/00 (2006.01)

H04L 29/02 (2006.01)

(56) 对比文件

JP 2003198257 A, 2003.07.11, 全文.

JP 5300017 A, 1993.11.12, 全文.

CN 1236222 A, 1999.11.24, 全文.

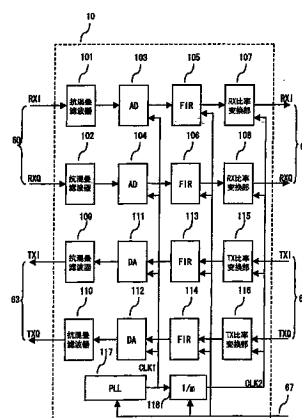
权利要求书 3 页 说明书 11 页 附图 8 页

(54) 发明名称

无线通信设备及无线通信控制方法、用于其中的取样装置

(57) 摘要

本发明提供一种软件无线设备,在取样装置中,不采用通过复杂运算的比率变换,而是共用抗折迭用的模拟滤波器。利用具有固定截止频率 f_c 的抗混叠滤波器、具有时钟信号输入且可改变取样频率的AD变换器及DA变换器、可改变时钟信号的频率的PLL电路,把取样频率设定为信号频带的整数倍且截止频率的2倍以上,进行取样。



1. 一种无线通信设备,是通过具有不同信号频带的信号进行通信的对应多个通信协议的无线通信设备,其特征在于:

具有:无线部,进行无线信号的收发;信号处理部;取样部,连接在上述无线部和上述信号处理部之间,进行从上述无线部输入并向上述信号处理部输出的接收信号的 A/D 变换、以及从上述信号处理部输入并向上述无线部输出的发送信号的 D/A 变换;以及控制部,进行上述取样部的控制;

上述取样部具有:抗混叠滤波器,对具有上述多个通信协议的信号频带的信号、以同一截止频率进行滤波;A/D 变换器及 D/A 变换器,以分别对应上述各通信协议的取样频率进行 A/D 变换及 D/A 变换;接收率变换器;发送率变换器;时钟供给部,根据来自上述控制部的通知,向上述 A/D 变换器、上述接收率变换器、上述 D/A 变换器、以及上述发送率变换器供给时钟;

上述抗混叠滤波器的截止频率被设定在上述多个通信协议中最大的信号频带以上;

上述 A/D 变换器和上述 D/A 变换器以上述截止频率的 2 倍以上的取样频率进行发送信号和接收信号的取样;

上述接收率变换器,按照根据上述各通信协议的信号频带和上述取样频率的关系而决定的抽取率,对 A/D 变换器的输出信号进行抽取,将进行了抽取的信号输出到上述信号处理部;

上述发送率变换器,按照根据上述各通信协议的信号频带和上述取样频率的关系而决定的插补率,对从上述信号处理部输入的发送信号进行插补,对向上述 D/A 变换器输入的输入信号进行插补;

上述时钟供给部向上述 A/D 变换器和 D/A 变换器供给对应上述取样频率的第 1 时钟,向上述接收率变换器和上述发送率变换器供给对应上述抽取率和插补率的第 2 时钟;

上述取样频率对上述各通信协议分别设定为其信号频带的整数倍。

2. 如权利要求 1 所述的无线通信设备,其特征在于:

上述时钟供给部具有 PLL 电路和分频器,根据由控制部通知的、对应上述各通信协议的 VCO 分频器的分频比 (VCODIV) 以及基准分频器的分频比 (REFDIV)、作为接收率变换中的抽取率、发送率变换中的插补率的 m ,使上述 PLL 电路和分频器工作,由此向上述 A/D 变换器、上述接收率变换器、上述 D/A 变换器及上述发送率变换器供给对应各通信协议的时钟。

3. 如权利要求 1 所述的无线通信设备,其特征在于:

上述控制部预先存储与上述各通信协议相对应的、包含通知给上述取样部的各变量的控制信息,把与所使用的通信协议对应的控制信息输出到上述取样部。

4. 如权利要求 1 所述的无线通信设备,其特征在于:

上述控制部把与多个通信协议对应的参数中的 VCO 分频器的分频比、基准分频器的分频比、FIR 滤波器的分接系数、接收率变换所需的抽取率以及发送率变换所需的插补率依次通知给上述取样部,按照该多个通信协议进行接收,并根据各通信协议的接收状态决定使用的通信协议。

5. 一种无线通信控制方法,用于通过具有不同信号频带的信号进行通信的对应多个通信协议的无线通信设备,其特征在于:

上述无线通信设备具有:进行无线信号的收发的无线部、与该无线部连接的取样部、与

该取样部连接的信号处理部、以及进行上述取样部的控制的控制部；

上述取样部使用抗混叠滤波器并利用同一截止频率、对从上述无线部输入的上述各通信协议的接收信号进行滤波，以与抽取率对应的比率对从信号处理部输入的信号进行插补，并以与 A/D 变换同样的周期对该插补后的信号进行 D/A 变换，并将该信号滤波后输出到无线部；

从上述控制部接受与上述各通信协议有关的信息的输入，根据该控制信息，以分别对应上述各通信协议的取样频率进行接收信号的 A/D 变换，并且，进行以基于上述控制信息的抽取率进行上述被取样的接收信号的抽取的接收率变换，向上述信号处理部输出进行了上述接收率变换的接收信号；

上述抗混叠滤波器的截止频率设定为上述多个通信协议中最大的信号频带以上；

在 A/D 变换器中，以上述截止频率的 2 倍以上的取样频率进行发送信号的取样后，进行 A/D 变换；

在接收率变换器中，按照根据上述各通信协议的信号频带和上述取样频率的关系而决定的抽取率，对 A/D 变换器的输出信号进行抽取，将进行了抽取的信号输出到上述信号处理部；

在发送率变换器中，按照根据上述各通信协议的信号频带和上述取样频率的关系而决定的插补率，对从上述信号处理部输入的发送信号进行插补，对向 D/A 变换器输入的输入信号进行插补；

上述 A/D 变换器从时钟供给部接受对应上述取样频率的第 1 时钟的供给而工作，上述接收率变换器从上述时钟供给部接受对应上述抽取率的第 2 时钟的供给而工作；

上述取样频率对上述各通信协议分别设定为该信号频带的整数倍。

6. 如权利要求 5 所述的无线通信控制方法，其特征在于：

上述时钟供给部具有 PLL 电路和分频器，根据由控制部通知的、对应上述各通信协议的 VCO 分频器的分频比 (VCODIV) 以及基准分频器的分频比 (REFDIV)、作为接收率变换中的抽取率、发送率变换中的插补率的 m ，使上述 PLL 电路和分频器工作，这样向上述 A/D 变换器、上述接收率变换器、上述 D/A 变换器和上述发送率变换器供给对应各通信协议的时钟。

7. 如权利要求 5 所述的无线通信控制方法，其特征在于：

上述控制部预先存储与上述各通信协议对应的、包含通知给上述取样部的各变量的控制信息，把与所使用的通信协议对应的控制信息输出到上述取样部。

8. 如权利要求 5 所述的无线通信控制方法，其特征在于：

上述控制部把与多个通信协议对应的参数中的 VCO 分频器的分频比、基准分频器的分频比、FIR 滤波器的分接系数、接收率变换所需的抽取率以及发送率变换所需的插补率依次通知给上述取样部，按照该多个通信协议进行接收，并根据各通信协议的接收状态决定使用的通信协议。

9. 如权利要求 5 所述的无线通信控制方法，其特征在于：

上述取样部按照与上述抽取率对应的比率对从上述信号处理部输入的发送信号进行插补，利用与上述 A/D 变换同样地确定的周期对进行了该插补的发送信号进行 D/A 变换，并利用同上述接收信号的抗混叠滤波器相同的截止频率进行滤波后，输出到上述无线部，从上述无线部发送出发送信号。

10. 一种取样装置,与无线部、信号处理部、控制部连接,其中,该无线部进行对应多个通信协议的无线通信设备的无线信号的收发,该无线通信设备通过具有不同信号频带的信号进行通信,该信号处理部进行收发信号的数字信号处理,其特征在于,

上述取样装置具有:第1抗混叠滤波器,对具有上述多个通信协议的信号频带的信号,利用同一截止频率进行滤波;A/D变换器,以分别对应上述各通信协议的取样频率进行A/D变换;接收率变换器,根据上述各无线协议的信号频带和上述取样频率的关系,对经上述A/D变换的接收信号进行比率变换;发送率变换器,按照与上述抽取率对应的比率,对从上述信号处理部输入的发送信号进行插补;D/A变换器,以同上述A/D变换相同地决定的周期,对进行了该插补的发送信号进行D/A变换;以及第2抗混叠滤波器,利用与上述第1抗混叠滤波器相同的截止频率,对经该D/A变换的发送信号进行滤波后,向上述无线部输出;

上述取样装置以与抽取率对应的比率对从信号处理部输入的信号进行插补,并以与A/D变换同样的周期对该插补后的信号进行D/A变换,并将该信号滤波后输出到无线部;

上述第1抗混叠滤波器的截止频率被设定为上述多个通信协议中最大的信号频带以上;

上述A/D变换器以上述截止频率的2倍以上的取样频率进行发送信号的取样;

上述接收率变换器按照根据上述各通信协议的信号频带和上述取样频率的关系而决定的抽取率,对A/D变换器的输出信号进行抽取,将进行了抽取的信号输出到上述信号处理部;

上述发送率变换器按照根据上述各通信协议的信号频带和上述取样频率的关系而决定的插补率,对从上述信号处理部输入的发送信号进行插补,对向上述D/A变换器输入的输入信号进行插补;

上述A/D变换器从时钟供给部接受对应上述取样频率的第1时钟的供给而工作,上述接收率变换器从上述时钟供给部接受对应上述抽取率的第2时钟的供给而工作;

上述取样频率对上述各通信协议分别被设定为该信号频带的整数倍。

11. 如权利要求10所述的取样装置,其特征在于:

从上述控制部接收预先与上述各通信协议相对应而存储的、包含向上述取样部通知的各变量在内的控制信息的通知,根据该控制信息控制上述A/D变换器的取样频率和上述接收率变换器的抽取率。

无线通信设备及无线通信控制方法、用于其中的取样装置

技术领域

[0001] 本发明涉及对不同的多种通信标准的信号进行收发的无线通信设备,以及无线通信控制方法、用于其中的取样装置,尤其适合于多种通信标准具有不同频带的信号的情况。

背景技术

[0002] 在不同标准的无线系统混合存在的情况下,将通过软件程序的变更和硬件的重新组合来改变系统功能、并利用公用的平台来实现多种方式的无线系统功能的无线设备,一般称为软件无线设备。关于软件无线设备有各种论文进行了介绍。例如,日本的電子情報通信学会論文誌(电子信息通信学会论文集)B, Vol. J84B, No. 7, PP1112 ~ 1119 (2001/7) 中记载了软件无线设备的现状和未来。

[0003] 软件无线设备考虑到利用软件程序的变更和硬件的重新组合能够实现的通用性,希望从结构上尽量减少模拟电路,以利用数字电路或处理器的软件为中心进行处理。然而,数字电路的工作速度、处理器的处理能力、AD 变换器和 DA 变换器的变换速度受到限制,在价格和功耗方面存在问题,所以利用数字电路和处理器的软件处理来完成无线系统的全部功能是不现实的。

[0004] 所以,软件无线设备中模拟电路和数字电路的分割是非常重要的,将负责模拟信号和数字信号的变换的取样部配置在无线系统结构上的什么位置是非常重要的。也就是说,根据取样部在 RF 频带(高频带)执行、还是在 IF 频带(中频带)执行、或者是在 BB 频带(基带频带)执行,模拟电路规模、数字电路规模、取样频率、取样精度将有很大不同。

[0005] 这里,所谓取样部是指,包括把模拟信号变换成数字信号的 AD(模数)变换器、把数字信号变换成模拟信号的 DA(数模)变换器、以及随之而需要的抗混叠滤波器(アンチエイリアスフィルタ)的部分。

[0006] 在 RF 频带取样的情况下,变成全数字电路,硬件的重新组合变得容易,成为对任何标准的无线设备系统均能够很容易适应的理想软件无线设备。然而,当取样频率成为十几 GHz 时,具有这种取样频率的 AD 变换器或 DA 变换器,从价格和功耗来看是不现实的。并且,不仅是取样频率,而且量子化位宽度也需要约 20 位。

[0007] 在 IF 频带取样的情况下,与 RF 频带下的取样相比较,能够将取样频率抑制成较低。但一般用户使用的便携式电话机和无线 LAN 等无线设备,从价格和功耗来看是不现实的。再者,预计今后将普及无线 LAN 等中可实现的高速数据通信,但在高速数据通信中,将变成宽带的 BB 频带,所以不能够降低 IF 频带。

[0008] 此外,也有一种假定在 RF 频带或 IF 频带下取样、并用奈奎斯特取样频率以下的取样频率进行取样的取样过疏,但需要与 RF 频带或 IF 频带下的取样相同的 AD 变换器的输入频带宽度和取样的频率精度。

[0009] BB 频带下的取样目前是一般的结构,在所谓多方式无线设备的软件无线设备中大都采用该方式。

[0010] 在软件无线设备中需要收发具有不同标准的不同频带的信号,在 BB 频带下取样

的情况下,需要在多种不同取样频率下取样。

[0011] 这时,必须变更为符合取样频率的抗混叠滤波器的截止频率。

[0012] 根据模拟输入信号的频率来改变取样频率和抗混叠滤波器的频带的现有例子记载在日本特开平 5-300017 上。

[0013] 此外,固定取样频率和抗混叠滤波器的截止频率、对在固定的取样频率下采样的取样数据通过数字信号处理进行比率变换(レート变换)的现有例子记载在日本特开 2003-198257 上。

[0014] 在根据各通信标准的信号频带来改变抗混叠滤波器的截止频率的情况下,需要一种能够改变截止频率的模拟滤波器。有一种所谓开关电容滤波器的、能够改变截止频率的模拟滤波器,但需要具有截止频率的约 100 倍速度的时钟信号。此外,利用超导元件的滤波器也能改变截止频率,但需要冷却装置,不适合用于小型无线设备。

[0015] 另外,也可以采用准备多个滤波器以选择的方法,但由于元件数量增多而使电路板面积增大,价格提高。

[0016] 通过数字信号处理进行的比率变换,在考虑各种比率变换的情况下,需要庞大的数字信号处理,造成电路规模或处理器运算能力的增大。而且,作为减小数字电路规模或处理器运算能力的方法,也可以使用伴随着取样频率的近似值或跳动的简易比率变换,但在利用这些方法的情况下,会伴随着信号质量的下降。

[0017] 发明内容

[0018] 本发明的课题是,在取样装置中,不采用利用复杂运算的比率变换,使抗混叠滤波器用的模拟滤波器通用化。

[0019] 本发明涉及的无线通信设备,是通过具有不同信号频带的信号进行通信的对应多个通信协议的无线通信设备,其具有:无线部,进行无线信号的收发;信号处理部;取样部,连接在上述无线部和上述信号处理部之间,进行从上述无线部输入并向上述信号处理部输出的接收信号的 A/D 变换、以及从上述信号处理部输入并向上述无线部输出的发送信号的 D/A 变换;以及控制部,进行上述取样部的控制;上述取样部具有:抗混叠滤波器,对具有上述多个通信协议的信号频带的信号、以同一截止频率进行滤波;A/D 变换器及 D/A 变换器,以分别对应上述各通信协议的取样频率进行 A/D 变换及 D/A 变换;接收率变换器;发送率变换器;时钟供给部,根据来自上述控制部的通知,向上述 A/D 变换器、上述接收率变换器、上述 D/A 变换器、以及上述发送率变换器供给时钟;上述抗混叠滤波器的截止频率被设定在上述多个通信协议中最大的信号频带以上;上述 A/D 变换器和上述 D/A 变换器以上述截止频率的 2 倍以上的取样频率进行发送信号和接收信号的取样;上述接收率变换器,按照根据上述各通信协议的信号频带和上述取样频率的关系而决定的抽取率,对 A/D 变换器的输出信号进行抽取,将进行了抽取的信号输出到上述信号处理部;上述发送率变换器,按照根据上述各通信协议的信号频带和上述取样频率的关系而决定的插补率,对从上述信号处理部输入的发送信号进行插补,对向上述 D/A 变换器输入的输入信号进行插补;上述时钟供给部向上述 A/D 变换器和 D/A 变换器供给对应上述取样频率的第 1 时钟,向上述接收率变换器和上述发送率变换器供给对应上述抽取率和插补率的第 2 时钟;上述取样频率对上述各通信协议分别设定为其信号频带的整数倍。

[0020] 本发明涉及的无线通信控制方法,用于通过具有不同信号频带的信号进行通信的

对应多个通信协议的无线通信设备,上述无线通信设备具有:进行无线信号的收发的无线部、与该无线部连接的取样部、与该取样部连接的信号处理部、以及进行上述取样部的控制的控制部;上述取样部使用抗混叠滤波器并利用同一截止频率、对从上述无线部输入的上述各通信协议的接收信号进行滤波,以与抽取率对应的比率对从信号处理部输入的信号进行插补,并以与 A/D 变换同样的周期对该插补后的信号进行 D/A 变换,并将该信号滤波后输出到无线部;从上述控制部接受与上述各通信协议有关的信息,根据该控制信息,以分别对应上述各通信协议的取样频率进行接收信号的 A/D 变换,并且,进行以基于上述控制信息的抽取率进行上述被取样的接收信号的抽取的接收率变换,向上述信号处理部输出进行了上述接收率变换的接收信号;上述抗混叠滤波器的截止频率设定为上述多个通信协议中最大的信号频带以上;在上述 A/D 变换器中,以上述截止频率的 2 倍以上的取样频率进行发送信号的取样后,进行 A/D 变换;在上述接收率变换器中,按照根据上述各通信协议的信号频带和上述取样频率的关系而决定的抽取率,对 A/D 变换器的输出信号进行抽取,将进行了抽取的信号输出到上述信号处理部;在上述发送率变换器中,按照根据上述各通信协议的信号频带和上述取样频率的关系而决定的插补率,对从上述信号处理部输入的发送信号进行插补,对向上述 D/A 变换器输入的输入信号进行插补;上述 A/D 变换器从时钟供给部接受对应上述取样频率的第 1 时钟的供给而工作,上述接收率变换器从上述时钟供给部接受对应上述抽取率的第 2 时钟的供给而工作;上述取样频率对上述各通信协议分别设定为该信号频带的整数倍。

[0021] 本发明的特征是,利用具有固定或在各通信协议中通用的截止频率 f_c 的抗混叠滤波器、具有时钟信号输入且取样频率可变的 AD 变换器和 DA 变换器、以及时钟信号的频率可变的 PLL 电路,把取样频率设定为信号频带的整数倍且截止频率的 2 倍以上,进行取样,这样使具有多个不同频带的通信标准的信号能够按多方式进行通信。

[0022] 在本发明中,在对具有不同频带的多个通信标准按多方式进行通信时,截止频率固定的抗混叠滤波器、DA 变换器、AD 变换器能够通用,所以,具有减少部件数量、降低价格的效果。此外,如果把取样频率设定为大致相等,那么,RF 部 30 中的各部件的频带能够通用,这样,还具有容易设计 RF 电路、能够减少部件数量、降低价格的效果。

[0023] 附图说明

[0024] 图 1 是本发明的软件无线设备的结构图。

[0025] 图 2 是本发明的取样部 10 的结构图。

[0026] 图 3 是现有的取样频率的情况。

[0027] 图 4 是现有的抗混叠滤波器的特性。

[0028] 图 5 是本发明的取样频率的情况。

[0029] 图 6 是本发明的抗混叠滤波器的特性。

[0030] 图 7 是本发明的 PLL 电路 117 的结构图。

[0031] 图 8 是本发明的 PLL 电路 117 的常数的一例。

[0032] 图 9 是 RX 比率变换器部 107、108 中的时序图的一例。

[0033] 图 10 是 RX 比率变换器部 107、108 中的时序图的一例。

[0034] 图 11 是 TX 比率变换器部 115、116 中的时序图的一例。

[0035] 图 12 是在控制部存储的参数的一例。

[0036] 具体实施方式

[0037] 以下,参照附图详细说明本发明的实施方式。

[0038] 图 1 表示本发明的采用了取样装置的软件无线设备。这里,以能够进行假定了 BB 频带下取样的多方式通信的软件无线设备为例说明。

[0039] 软件无线设备由取样部 10、天线 20、RF 部 30、BB 部 40、控制部 50 构成。

[0040] 由天线接收的某特定通信标准的接收信号输入到 RF 部 30。RF 部由收发自动转换开关、LNA(低噪声放大器)、带通滤波器、混频器、IQ 解调器、HPA(大功率放大器)、AGC(自动增益控制)等构成。

[0041] 由天线 20 接收的从其他基站来的信号,通过 RF 部 20 进行 TX/RX 分离、频带限制、低噪声放大、降频变频、增益调整、IQ 正交解调处理,变成基带模拟接收信号 60。

[0042] 从 RF20 输出的基带模拟接收信号 60 输入到取样部 10。

[0043] 输入到取样部 10 的基带模拟接收信号 60,为了防止对多余的频谱取样而造成的混频,利用抗混叠滤波器来进行频带限制。抗混叠滤波器由具有贝塞尔或勃特沃斯特特性的模拟滤波器构成。

[0044] 由抗混叠滤波器进行了频带限制的基带模拟接收信号输入到 AD 变换器。

[0045] 利用 AD 变换器对基带模拟接收信号进行取样和量子化,变成基带数字接收信号 61。

[0046] 从取样部 10 输出的基带数字接收信号 61 输入到 BB 部 40。

[0047] 输入到 BB 部 40 的基带数字接收信号 61 进行检波、逆扩散、纠错等基带信号处理,变成接收数据 62。

[0048] 从 BB 部 40 输出的接收数据 62 输入到控制部 50。

[0049] 对输入到控制部 50 的接收信号 62 实施协议控制,变成信息数据 66,送到上位层。所谓上位层是指,若为终端,则相当于应用层;若为基站,则相当于网络。

[0050] 另一方面,从上位层送来的信息数据 66 输入到控制部 50。输入到控制部 50 的信息数据 66,附加同步所需的前导信号(preamble)等,成为构成符合某规定格式的帧的发送数据 65。从控制部 50 输出的发送数据 65 输入到 BB 部 40。

[0051] 输入到 BB 部 40 的发送数据 65 进行纠错编码、调制,扩散等基带信号处理后,成为基带数字发送信号 64。从 BB 部 40 输出的基带数字发送信号 64 输入到取样部 10。

[0052] 输入到取样部 10 内的基带数字发送信号 64 输入到 D/A 变换器,进行数/模变换。经数/模变换后的基带模拟发送信号,为了防止多余频谱的放出,利用抗混叠滤波器进行频带限制。抗混叠滤波器由具有贝塞尔和勃特沃斯特特性的模拟滤波器构成。利用抗混叠滤波器进行频带限制后,成为基带模拟发送信号 63。

[0053] 从取样部 10 输出的基带模拟发送信号 63 输入到 RF 部 30。输入到 RF30 内的基带模拟发送信号 63,进行 IQ 正交调制、升频变频、频带限制、功率放大的处理后,从天线 20 发出。而且,取样部 10 所需的各参数由来自控制部 50 的控制信号 67 指示。

[0054] 以下详细说明作为本发明特征的取样部 10。图 2 表示作为本发明特征的取样部 10 的结构。取样部 10 由以下部分构成:抗混叠滤波器 101、102、109、110,AD(模数)变换器 103、104,DA(数模)变换器 111、112,FIR 滤波器(有限脉冲响应)105、106、113、114,RX 比率变换部 107、108,TX 比率变换部 115、116,PLL117,分频器 118。抗混叠滤波器是为了防

止取样中的折叠噪声而把取样所不需要的信号除掉的模拟滤波器。DA 变换器具有把数字信号号转换成模拟信号的功能。AD 变换器具有把模拟信号转换成数字信号的功能。FIR 滤波器是把所需信号频带以外的噪声除去的数字滤波器。RX 比率变换部具有抽取接收数据以降低比率的功能。TX 比率变换部具有向发送数据插入零以提高比率的功能。分频器具有按固定的周期对时钟信号进行分频以降低时钟频率的功能。

[0055] 从 RF 部 30 输出的基带模拟接收信号 60 输入到取样部 10。输入到取样部 10 的基带模拟接收信号 60 被分成 RXI 信号和 RXQ 信号,分别输入到抗混叠滤波器 101、102。

[0056] 而且,抗混叠滤波器 101 和 102、AD 变换器 103 和 104、FIR 滤波器 105 和 106、比率变换器 107 和 108,分别为相同结构,RXI 信号和 RXQ 信号进行相同的处理。

[0057] 抗混叠滤波器 101、102 的截止频率按以下方法决定。现在,在软件无线设备中能够用多方式进行通信的通信标准设为 4 种,分别为通信标准 A、通信标准 B、通信标准 C、通信标准 D。所以,这里假定了适当切换 4 种通信标准可进行通信的软件无线设备,。

[0058] 设通信标准 A 的符号率(若是 CDMA 方式,则是芯片比率) fba 为 3.84Mbps、通信标准 B 的符号率 fbb 为 11Mbps、通信标准 C 的符号率 fbc 为 16.384Mbps、通信标准 D 的符号率 fbc 为 20Mbps。而且,各通信系统中的信号频带一般为上述符号率的二分之一。

[0059] 取样方法根据取样频率和信号频带的关系划分为乃奎斯特取样、超取样(over sampling)、取样过疏(under sampling)。所谓乃奎斯特取样是指按照所需信号中的最高频率的 2 倍的频率(称为乃奎斯特频率)进行取样的取样方法。也就是说,乃奎斯特频率是能够使所需信号复原的最低频率。在此情况下,抗混叠滤波器需要具有在乃奎斯特频率的二分之一的频率迅速衰减的特性的模拟滤波器。

[0060] 所谓超取样是指按照超过乃奎斯特频率的频率进行取样的取样方法。在此情况下,抗混叠滤波器可以是同乃奎斯特取样相比具有缓慢的衰减特性的模拟滤波器。

[0061] 取样过疏是指按照未达到乃奎斯特频率的频率来进行取样的取样方法。是利用输入信号的折叠、同时进行频率变换和取样的方法。在此情况下,抗混叠滤波器需要 RF 频带下的带通滤波器。并且,也需要具有宽频带的输入带宽的 AD 变换器和高精度的时钟振荡器。过去的取样装置,一般采用不需要具有急剧衰减特性的抗混叠滤波器的超取样,按照乃奎斯特频率的 4 倍左右的取样频率进行超取样的装置较多。

[0062] 例如,在以乃奎斯特频率的 4 倍的频率进行超取样的情况下,取样频率如下:若为通信标准 A(例如 W-CDMA 方式),则是 3.84Mbps 的 4 倍的 15.36MHz;若为通信标准 B(例如无线 LAN IEEE802.11b),则是 11Mbps 的 4 倍的 44MHz;若为通信标准 C(例如 CDM 卫星声音广播),则是 16.384Mbps 的 4 倍 65.536MHz;若为通信标准 D(例如无线 LAN IEEE802.11a),则是 20Mbps 的 4 倍的 80Mbps。而且,这里取样频率和乃奎斯特频率相等。

[0063] 图 3 表示各通信标准的取样频率情况。在用一台无线设备来收发全部这些所有通信标准的情况下,若用过去的技术,则必须准备各种标准即产生各种取样频率的振荡器以及符合各取样频率的抗混叠滤波器。

[0064] 图 4 表示各取样频率和抗混叠滤波器的关系。图 4 的横坐标表示频率,纵坐标表示振幅。抗混叠滤波器的截止频率必须是所需信号的最高频率以上且取样频率的二分之一以下。与取样通信标准 A 的取样频率 3.84MHz 对应的抗混叠滤波器需要是具有截止频率 fc1 的衰减特性的滤波器(1);与通信标准 B 的取样频率 15.36MHz 对应的抗混叠滤波器需要是

具有截止频率 f_{c2} 的衰减特性的滤波器 (2) ; 与通信标准 C 的取样频率 40MHz 对应的抗混叠滤波器需要是具有截止频率 f_{c3} 的特性的滤波器 (3) ; 与通信标准 D 的取样频率 44MHz 对应的抗混叠滤波器需要是具有截止频率 f_{c4} 的特性的滤波器 (4)。

[0065] 所以, 为了用多方式对 4 种通信标准都进行通信, 必须安装 4 种具有这些 (1) ~ (4) 的衰减特性的模拟滤波器供选择使用, 或者安装一种能够改变截止频率的滤波器。在安装 4 个滤波器的情况下, 造成零件数量增多、成本提高。本实施方式按以下方法设定取样频率和抗混叠滤波器的截止频率。

[0066] 把通信标准 A 的取样频率设定为 f_{sa} ; 把通信标准 B 的取样频率设定为 f_{sb} ; 把通信标准 C 的取样频率设定为 f_{sc} ; 把通信标准 D 的取样频率设定为 f_{sd} 。

[0067] 在 4 种通信标准中, 考虑到通信标准中的符号率和性能上的超取样数, 把能够成为最高取样频率的取样频率设定为 f_{sd} 。把通信标准 D 的取样频率 f_{sd} 设定为符号率 f_{bd} 的 4 倍的情况下, 为 :

[0068] [数学式 1]

$$[0069] \quad f_{sd} = f_{bd} \times 4 \quad (\text{数学式 1})$$

[0070] 如下设定通信标准 A、通信标准 B、通信标准 C 的取样频率。

[0071] [数学式 2]

$$[0072] \quad f_{sa} = f_{ba} \times m_a \quad (\text{数学式 2})$$

[0073] [数学式 3]

$$[0074] \quad f_{sb} = f_{bb} \times m_b \quad (\text{数学式 3})$$

[0075] [数学式 4]

$$[0076] \quad f_{sc} = f_{bc} \times m_c \quad (\text{数学式 4})$$

[0077] [数学式 5]

$$[0078] \quad f_{sa} \geq f_{sd} \quad (\text{数学式 5})$$

[0079] [数学式 6]

$$[0080] \quad f_{sb} \geq f_{sd} \quad (\text{数学式 6})$$

[0081] [数学式 7]

$$[0082] \quad f_{sc} \geq f_{sd} \quad (\text{数学式 7})$$

[0083] 设定满足数学式 5 的 f_{sa} 、满足式数学 6 的 f_{sb} 、满足数学式 7 的 f_{sc} 。其中 m_a 、 m_b 、 m_c 为整数。

[0084] 数学式 5、数学式 6、数学式 7 是必要条件, 再者, 为了防止电路功耗的过度增大和电路处理量增大, 还希望增加下述条件。

[0085] [数学式 8]

$$[0086] \quad \text{满足 } f_{sa} \geq f_{sd} \text{ 的最小 } m_a \quad (\text{数学式 8})$$

[0087] [数学式 9]

$$[0088] \quad \text{满足 } f_{sb} \geq f_{sd} \text{ 的最小 } m_b \quad (\text{数学式 9})$$

[0089] [数学式 10]

$$[0090] \quad \text{满足 } f_{sc} \geq f_{sd} \text{ 的最小 } m_c \quad (\text{数学式 10})$$

[0091] 另一方面, 抗混叠滤波器的截止频率按以下方法设定。通信标准 A 的基带信号频带设定为 f_{ma} (约 1.92MHz)、通信标准 B 的基带信号频带设定为 f_{mb} (约 5.5MHz)、通信标准

C 的基带信号频带设定为 f_{mc} (约 8.192MHz)、通信标准 D 的基带信号频带设定为 f_{md} (约 10MHz) 的情况下,抗混叠滤波器的截止频率 f_c 如下设定。

[0092] [数学式 11] $\text{MAX}(f_{ma}, f_{mb}, f_{mc}, f_{md}) < = f_c < = \text{MIN}(f_{sa}, f_{sb}, f_{sc}, f_{sd}) / 2$ (数学式 11)

[0093] 抗混叠滤波器的截止频率 f_c 设定为在基带信号频带 f_{ma} 、 f_{mb} 、 f_{mc} 、 f_{md} 中最宽的频带以上、并且取样频率 f_{sa} 、 f_{sb} 、 f_{sc} 、 f_{sd} 中最低频率的二分之一以下。

[0094] 以上,本发明的特征若适用于通信标准 A、通信标准 B、通信标准 C、通信标准 D,则能够按以下方法来设定取样频率。

[0095] [数学式 12]

[0096] $f_{sa} = 3.84\text{MHz} \times m_a = 3.84\text{MHz} \times 21 = 80.64\text{MHz}$ (数学式 12)

[0097] [数学式 13]

[0098] $f_{sb} = 11\text{MHz} \times m_b = 11\text{MHz} \times 8 = 88\text{MHz}$ (数学式 13)

[0099] [数学式 14]

[0100] $f_{sc} = 16.384\text{MHz} \times m_c = 16.384\text{MHz} \times 5 = 81.92\text{MHz}$ (数学式 14)

[0101] [数学式 15]

[0102] $f_{sd} = 20\text{MHz} \times 4 = 80\text{MHz}$ (数学式 15)

[0103] 图 5 表示本实施例的各取样频率的情况。并且,抗混叠滤波器的截止频率 f_{c5} 为

[0104] [数学式 16]

[0105] $10\text{MHz} (= f_{md}) < = f_{c5} < = 40\text{MHz} (= f_{sd}/2)$ (数学式 16)

[0106] 抗混叠滤波器的截止频率 f_c 接近左边、即基带信号频带 f_{ma} 、 f_{mb} 、 f_{mc} 、 f_{md} 中最宽的频带的情况下,抗混叠滤波器的优点是可以采用低级的具有缓慢衰减特性的模拟滤波器,但缺点是不能扩宽基带信号频带。在截止频率 f_c 接近左边、即取样频率 f_{sa} 、 f_{sb} 、 f_{sc} 、 f_{sd} 中最低频率的二分之一的情况下,优点是能够扩宽基带信号频带,但缺点是抗混叠滤波器必须是高级的具有急剧衰减特性的模拟滤波器。

[0107] 图 6 表示抗混叠滤波器的一例。在各种通信标准中,折迭滤波器可以通用具有图 6 所示的截止频率 f_{c5} 的 (5) 的特性的滤波器,解决了必须安装具有不同衰减特性的 4 种滤波器供选用、或者安装能够改变截止频率的滤波器的问题。

[0108] 以下说明各通信标准的取样频率 f_{sa} 、 f_{sb} 、 f_{sc} 、 f_{sd} 中的时钟信号的发生方法。利用 PLL (锁相环) 电路来发生各取样频率 f_{sa} 、 f_{sb} 、 f_{sc} 、 f_{sd} 。

[0109] 图 7 表示 PLL 电路 117 的结构。本发明中的 PLL 电路的作用是生成分别与各种通信协议适应的取样部 10 所需要的各种时钟信号。PLL 电路 117 由以下部分构成:基准分频器 (分频比为 REFDIV) 117a、相位比较器 (PC) 117b、低通滤波器 (LPF) 117c、电压控制振荡器 (VCO) 117d、VCO 分频器 (分步比为 VCODIV) 117e、晶体振荡器 (XCO) 117f。

[0110] 由晶体振荡器 117f 输出的基准时钟输入到基准分频器 117a,按规定分频率进行分频。基准分频器 117a 的输出信号输入到相位比较器 117b,与 VCO 分频器 117e 的输出信号进行相位比较。从相位比较器 117b 输出的相位比较信号输入到 LPF 117c,利用规定的传输特性来除去高频信号,成为对 VCO 117d 的电压控制信号。

[0111] 从 LPF 117c 中输出的电压控制信号输入到 VCO 117d,振荡出符合电压控制信号的频率,作为取样时钟进行输出。而且,基准分频器 117a 的分频比 (REFDIV) 和 VCO 分频器

117e 的分频比 (VCODIV), 由从控制部发送的控制信号 67 通知到各构成要素。

[0112] 图 8 表示把晶体振荡器 117f 的振荡频率设定为 8MHz 时、发生与各通信标准的取样频率 f_{sa} 、 f_{sb} 、 f_{sc} 、 f_{sd} 对应的时钟信号的一例。把晶体振荡器 117f 的振荡频率 REF 设定为 8MHz, 通过改变基准分频器的分频比 VCODIV 和 VCO 分频器的分频比 REFDIV, 可改变 PLL 输出的 CLK1 的频率

[0113] 数学式 17 表示 CLK1 的频率 f_s 。

[0114] [数学式 17]

[0115] $f_s = (\text{VCODIV}/\text{REFDIV}) \times \text{REF}$ (数学式 17)

[0116] 也就是说, PLL 如果没有零件和电路的限制, 那么, 能够生成可用有理数表现的任何频率。然而, 希望考虑到 VCO 的频率可调范围的限制、基准分频器和 VCO 分频器中的分频比的限制, 以及晶体振荡器精度等的数学式 8、9、10 所示的限制, 设定各取样时钟的频率。

[0117] 而且, 从部件价格和频率稳定性方面考虑, VCO 频率可调范围一般可以设定为中心频率的 $\pm 5\%$ 可调范围。从图 8 中可以看出, 在标准 A、B、C、D 中, 保持在以 84MHz 为中心频率的 $\pm 4\text{MHz}$ 即 $\pm 5\%$ 的范围内。

[0118] 返回到图 2 的说明, 利用具有上述特性的抗混叠滤波器以及根据标准决定的取样频率进行了超取样的 AD 变换器 103、104 的输出, 分别被输入到 FIR 滤波器 105、106。

[0119] 对于输入到 FIR105、106 的超取样基带数字接收信号, 利用具有 FIR 滤波器结构的数字滤波器, 进行频带限制, 使各通信标准中的基带信号频带 f_{ma} 、 f_{mb} 、 f_{mc} 、 f_{md} 成为截止频率。而且, 若有必要, 也可以具有衰减随频率逐渐增大的特性。FIR 滤波器 105、106 具有如下的功能, 即根据来自控制部 50 的指示 67, 能够变更为具有与各通信标准的信号频带相符合的衰减特性的分接 (タップ) 系数。

[0120] FIR 滤波器 105、106 的输出分别输入到 RX 比率变换器 107、108。在比率变换部中, 将频带受到限制的超取样基带数字接收信号, 进行比率变换成在基带信号处理部 40 所需要的超取样数。一般在进行检波、逆扩散、解调的基带信号处理部, 需要符号率的 1 倍至 4 倍左右的超取样数。

[0121] 图 9 例示了在 RX 比率变换部 107、108 中从 5 倍超取样比率变换 到 1 倍超取样的通信标准 C。这是以标准 C 为例的。标准 C 的信号在 AD 变换器中进行 5 倍的超取样 (数学式 14)。在 BB 部中需要符号率信号的情况下, 在 RX 比率变换部要抽除到 $1/5$ 。

[0122] 将利用 CLK 对输入到比率变换部 107、108 的取样时钟进行了 5 倍超取样的数据系列作为 RX1。并且, 将利用 $1/m$ 分频器 118 把 CLK1 分频为 $1/m$ 的时钟信号作为 CLK2。在此, 定为 $m = 5(\text{mb})$ 。

[0123] 从 5 倍超取样到 1 倍超取样的比率变换, 是通过利用 CLK2 对 5 倍超取样的数据系列 RX1 进行闕锁, 从而可以获得 1 倍超取样的数据系列 RX2。从图 9 中可以看出, 对 RX1 的数据按照等间隔进行抽除, 进行比率变换。而且, 在从 5 倍超取样成为 2 倍超取样的这种不等间隔的比率变换, 可以采用图 10 的方法。

[0124] 利用对由 $1/m$ 分频器 118 把 CLK1 分频为 $1/5$ 的时钟信号 CLK2、和使 CLK2 相位偏移的延迟时钟信号 CLK2' 取逻辑或的 CLK2'', 对数据系列 RX1 进行闕锁, 可以获得从数据系列 RX1 的 1、2、3、4、5、6... 中抽除数据后变成 1、3、6... 的数据系列 RX2。利用上述方法也能够按 $2/5$ 的比率进行比率变换, 但若是最大限度地利用本发明, 则希望在 RX 比率变换部

107、108 中把超取样数降低到 1 倍、即符号率。

[0125] 此外,当进行比率变换时,用什么相位来锁定数据,若是基带信号处理部 40 的检波结果、或者是频谱扩散通信方式,则可以一边监视利用逆扩散的相关值、由控制部 50 检测出的帧错误率(或者包错误率)和位错误率等,一边依次改变相位,检测出最佳 CLK2 的定时。

[0126] 再者,把 PLL117 中的 XC0117f 置换到电压控制振荡器 VCO 上,和检测 CLK2 的最佳相位一样,还可以一边监视基带信号处理部 40 的检波结果、或者若是频谱扩散通信方式则是逆扩散的相关值、由控制部 50 检测出的帧错误率(或包错误率)和位错误率等,一边控制 VCO 的控制电压,找出最佳 CLK1 的频率和相位,这是更好的。

[0127] 在上述比率变换部 107、108 中进行了比率变换的基带数字接收信号 61 输入到 BB 部 40,进行检波、逆扩散、纠错等基带信号处理。

[0128] 而且,也可以改变 RX1 信号、RXQ 信号中的 FIR 滤波器 105、106 和比率变换部 107、108 的处理顺序。

[0129] 图 2 的结构是重视 FIR 滤波器的衰减特性的结构,但在 AD 变换后进行比率变换,若在降低比率后输入到 FIR 滤波器,则能够降低 FIR 滤波器的功耗。

[0130] 然后,从 BB 部 40 输出的基带数字发送信号 64 输入到取样部 10。输入到取样部 10 的基带数字发送信号 64 被分成 TXI 信号和 TXQ 信号,分别输入到 TX 比率变换部 115、116。

[0131] 而且, TX 比率变换部 115 和 116、FIR 滤波器 113 和 114、DA 变换器 111 和 112、抗混叠滤波器 109 和 110,分别为相同结构,对 TXI 信号和 TXQ 信号进行相同的处理。

[0132] 在 TX 比率变换部 115、116 中,把各通信标准 A、B、C、D 的符号率 fba、fbb、fbc、fbd 的基带数字发送信号 64 变换成上述满足数学式 1、2、3、4、5、6、7 的数学式 12、13、14、15 的比率。在图 11 中,例示了在 TX 比率变换中从符号率(1 倍超取样)变换到 5 倍超取样的通信标准 C。

[0133] 把输入到比率变换部 115、116 的符号率的基带数字发送信号 64 设定为 TX2, TX2 成为与 CLK2 同步的符号率的数据系列。从符号率向 5 倍超取样的比率变换,从图 11 中可以看出,是通过按 CLK1 的定时插入“0”来进行比率变换的。

[0134] 比率变换部 115、116 的输出被输入到 FIR 滤波器的 113、114。对于输入到 FIR 滤波器 113、114 的比率变换后的数据系列,利用具有 FIR 滤波器结构的数字滤波器,按照各通信标准中的与基带信号频带的 fma、fmb、fmc、fmd 相符合的截止频率来进行频带限制。并且,若有必要,也可以具有衰减随频率逐渐增大的特性。FIR 滤波器 113、114 具有如下功能,即利用从控制部 50 来的指示,能够变更成具有与各通信标准的信号频带相符合的衰减特性的分接系数。

[0135] FIR 滤波器 113、114 的输出分别被输入到 DA 变换器 111、112。在 DA 变换器 111、112 中,利用 CLK1 把由 FIR 滤波器 113、114 进行了频带限制的 digital 信号变换成模拟信号。

[0136] DA 变换器 111、112 的输出分别被输入到抗混叠滤波器 109、110。抗混叠滤波器能够使具有图 6 所示的(5)那样的特性的滤波器为各通信标准所共用。

[0137] 抗混叠滤波器 109、110 的输出 TX1、TXQ 作为基带模拟发送信号 63 输入到 RF 部 30。而且, TX1 信号、TXQ 信号中的比率变换部 115、116、FIR 滤波器 113、114 也可以变更处理的顺序。

[0138] 图 2 的结构是重视 FIR 滤波器的衰减特性的结构,但如果在比率变换之前输入到 FIR 滤波器,则能够降低 FIR 滤波器的功耗。

[0139] 以下利用图 1 和图 12 说明控制部 50 的动作。在图 1 中由控制部 50 把取样部 10 所需要的各参数通过控制信号 67 通知到各结构要素,对不同频带的信号进行取样。

[0140] 图 12 表示存储在控制部 50 内的参数。在控制部内,将各通信协议用的 VCO 分频器的分频比 VCODIV、基准分频器的分频比 REFDIV 以及 FIR 滤波器的分接系数(在图 12 中每个通信标准 16 个抽头)、接收率变换器的抽取率、发送率变换器的插补率 m ,作为在生成取样部 10 所需的各种时钟信号的 PLL 电路内设定的参数,按照不同的通信标准数量存储在存储器内。存储在控制部 50 内的各参数作为控制信息 67,在变更软件无线设备收发时的通信标准时,通知到取样部 10。

[0141] 一般在软件无线设备中,大都是寻找在用户所在区域内能够进行通信的通信标准的电波,选择出电波状态最好的通信标准、或者能够以最低价格进行通信的通信标准,开始通信。在本发明与其相符合的情况下,控制部 50 为了生成通信标准 A 的取样所必需的时钟信号,把 VCO 分频器的分频比 VCODIV_A、基准分频器的分频比 REFDIV_A 通知到取样部 10。然后,为了对通信标准 A 的信号进行滤波,通知 FIR 滤波器的分接系数 TAP_A[0] 至 TAP_A[F]。接着,通知接收率变换所需的抽取率和发送率变换所需的插补率 m_A 。

[0142] 以上的通知及取样部 10 中的各构成要素的设定结束后,立即开始接收信号,利用从 BB 部 40 输出的接收数据 62 中所包括的标题信息或者 CRC 检测结果,判断通信标准 A 的接收状态的好坏。通信标准 A 的接收状态的好坏判断结束后,立即同样地对通信标准 B、通信标准 C、通信标准 D 的接收状态好坏进行判断。根据判断了所有接收状态的好坏的结果,从接收状态最好的通信标准、或者能够以最低价格进行通信的通信标准、或者由用户从接收状态良好的通信标准中任意选择,再次设定被选择的通信标准的各参数,从而开始通信。

[0143] 实际上当变更接收的通信标准时,对取样部 10 以外,还必须通知 RF 部 30 所必需的载频进行调整所用的频率合成器设定数据、以及 BB 部 40 所需的调制解调的设定参数等,但这不是本发明的主要目的,所以其说明从略。

[0144] 本发明实施方式中说明了 4 种不同的通信标准,但除此以外的通信标准当然也是可以的。

[0145] 再者,作为实施本发明的最佳实施方式,举例说明了在基带的取样。但不言而喻,本发明也能够适用于在 IF 频带的取样。通过在图 2 的 AD 变换器 103、104 和 FIR105、106 之间插入数字直交解调器,在 DA 变换器 111、112 和 FIR113、114 之间插入数字正交调制器,能够实现。在 IF 频带的取样的情况下,AD 变换器 103、104、接收信号的抗混叠滤波器 101、102、DA 变换器 111、112 和发送信号的抗混叠滤波器 109、110,分别能各减少一个。

[0146] 并且,也可以把图 2 的 RX 比率变换部 107、108、TX 比率变换部 115、116 的比率变换部 m 分成多个比率变换率。例如也可以使 $m = i \times j \times k$,配置比率变换率 i 、 j 、 k 的三种比率变换部。尤其假定了在 IF 频带的取样的情况下,若配置在正交调制器及正交解调器的输入端、输出端上,则能够在各部位按抑制功耗的适当比率来进行处理。

[0147] 再者,作为实施本发明的最佳方式,说明了比率变换部的比率变换方法在发送系中进行 0 插入处理,在接收系中进行抽取处理。但也 可以是利用容易进行比较运算的 CIC(级联集分梳状)滤波器等,对发送系、接收系均进行比率变换。

[0148] 再者,已说明了能够发送接收的软件无线设备,但也可以是接收专用、发送专用的软件无线设备。而且,本发明并不仅限于软件无线设备,也可以适用于对具有不同频带的多种信号进行模 / 数变换的取样装置,例如有线通信和光学、磁性、光磁性等记录装置等。

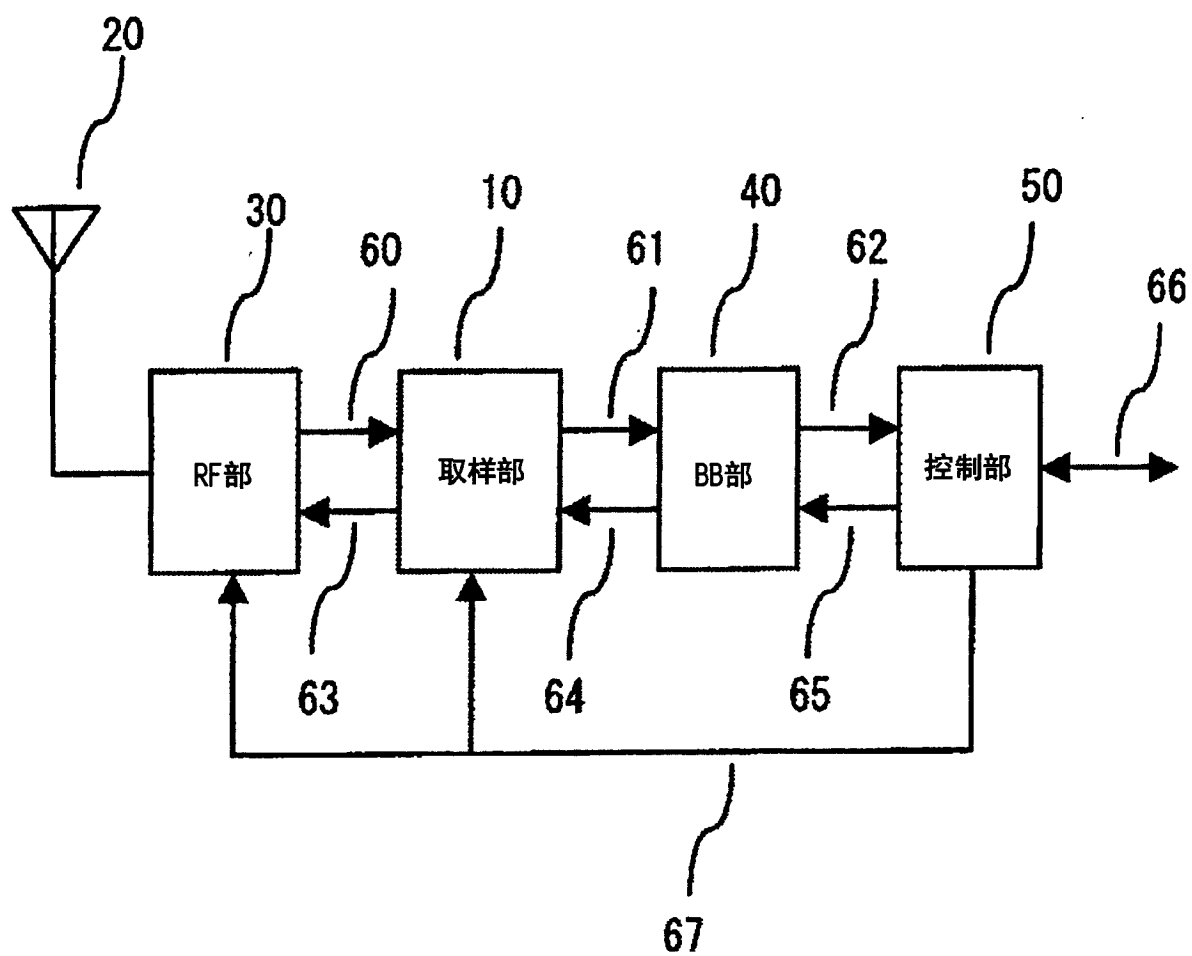


图 1

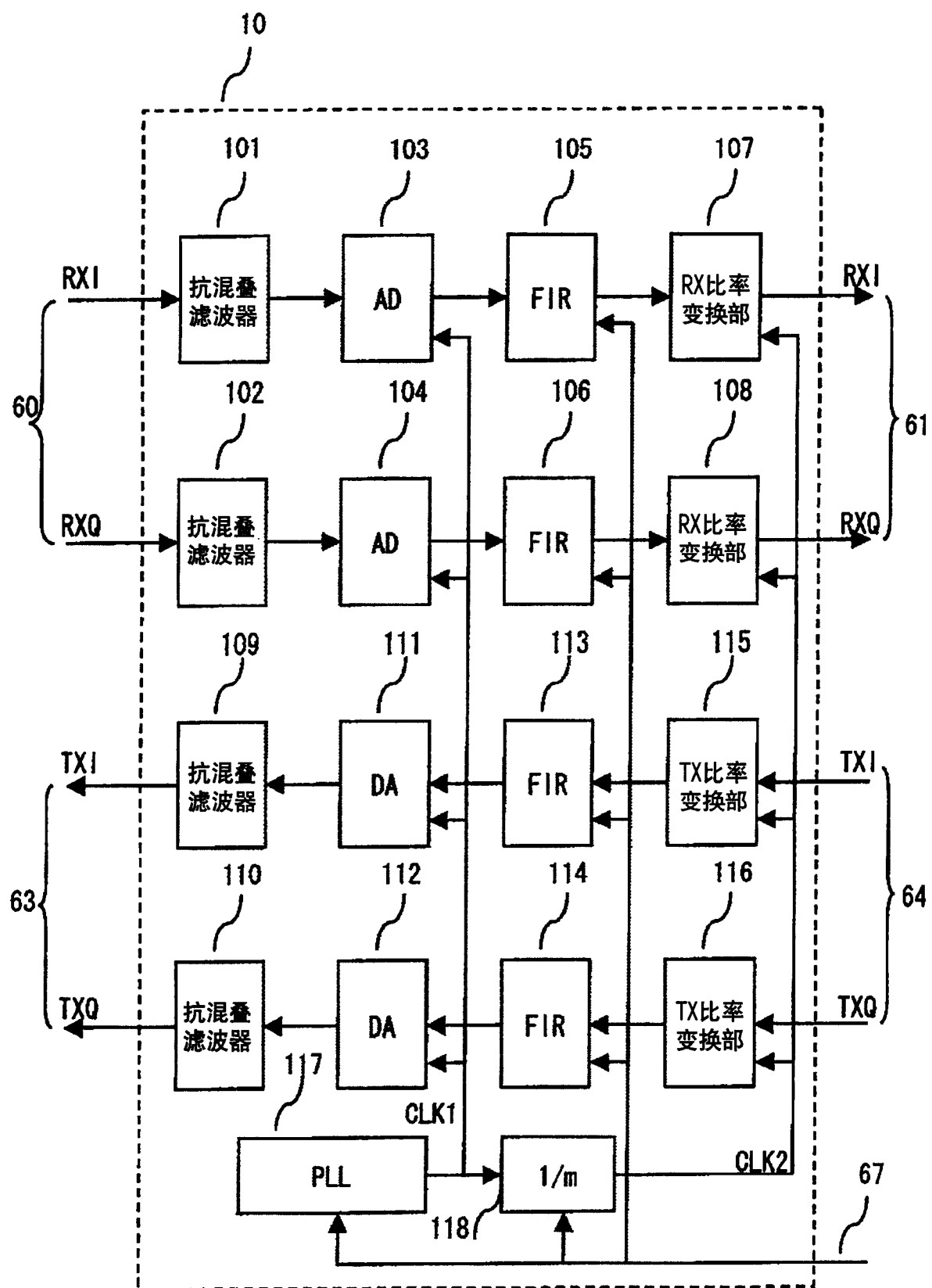


图 2

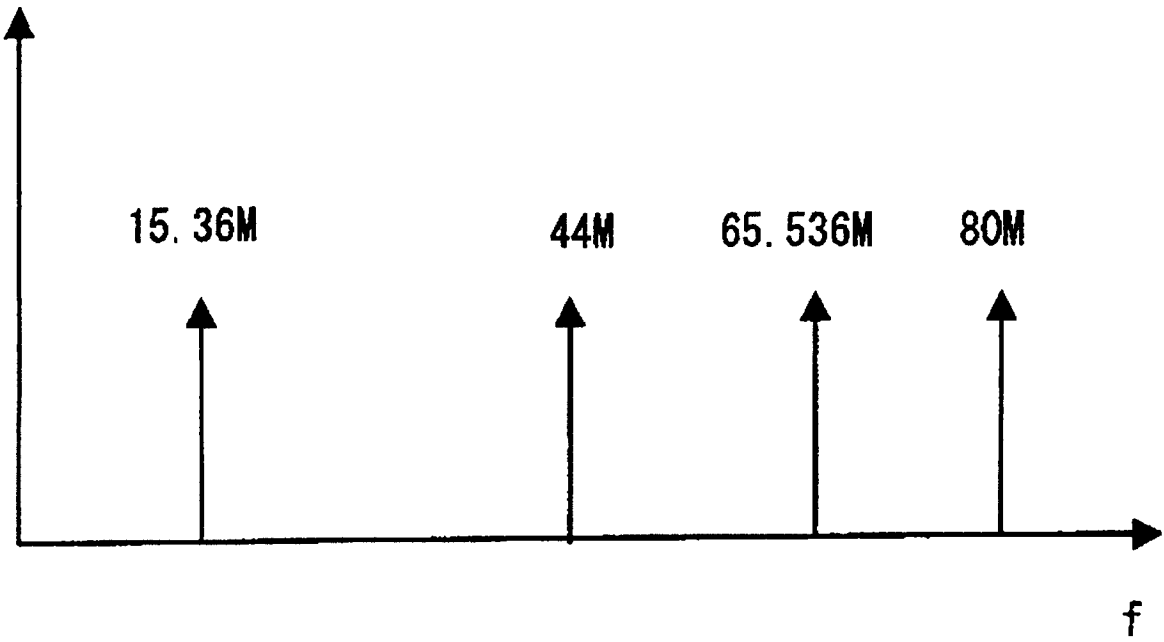


图 3

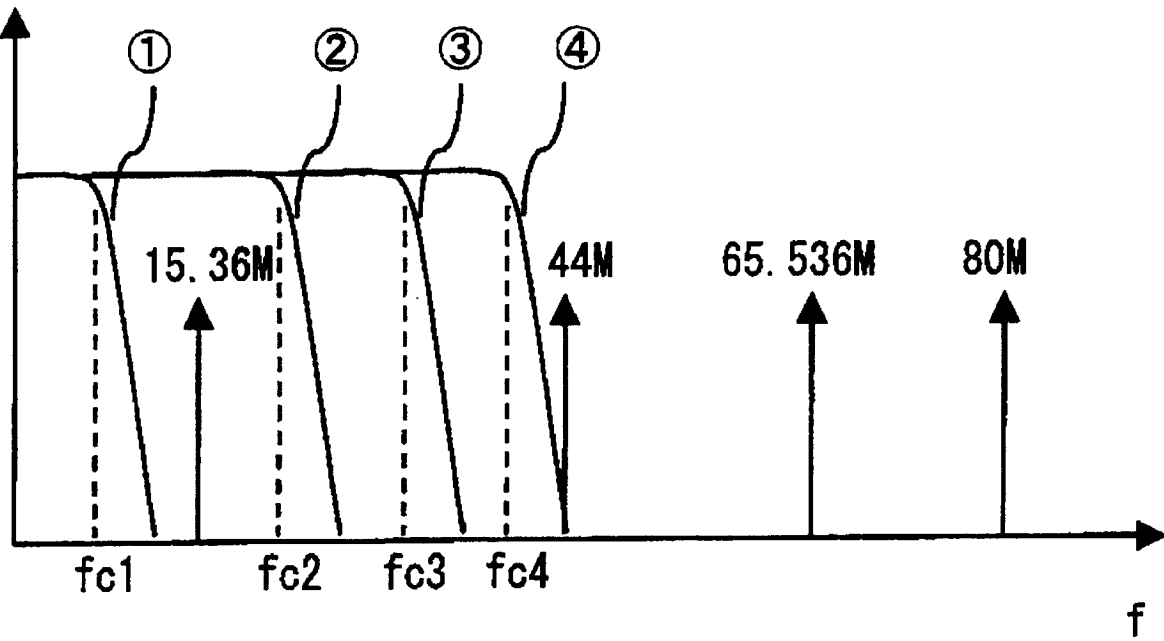


图 4

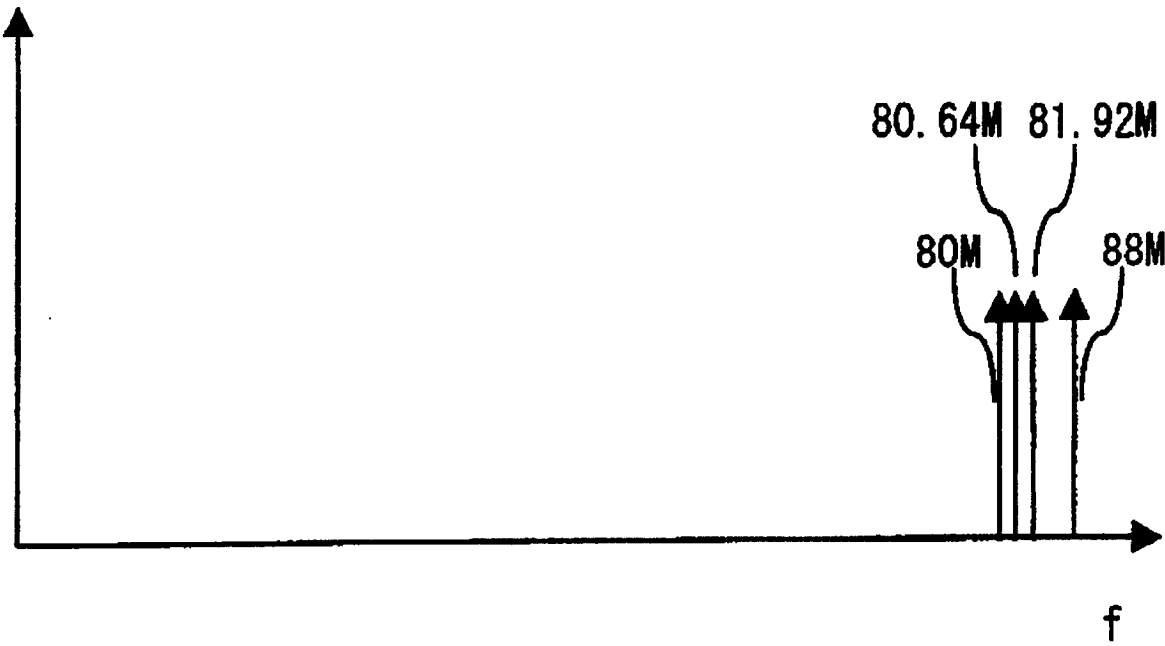


图 5

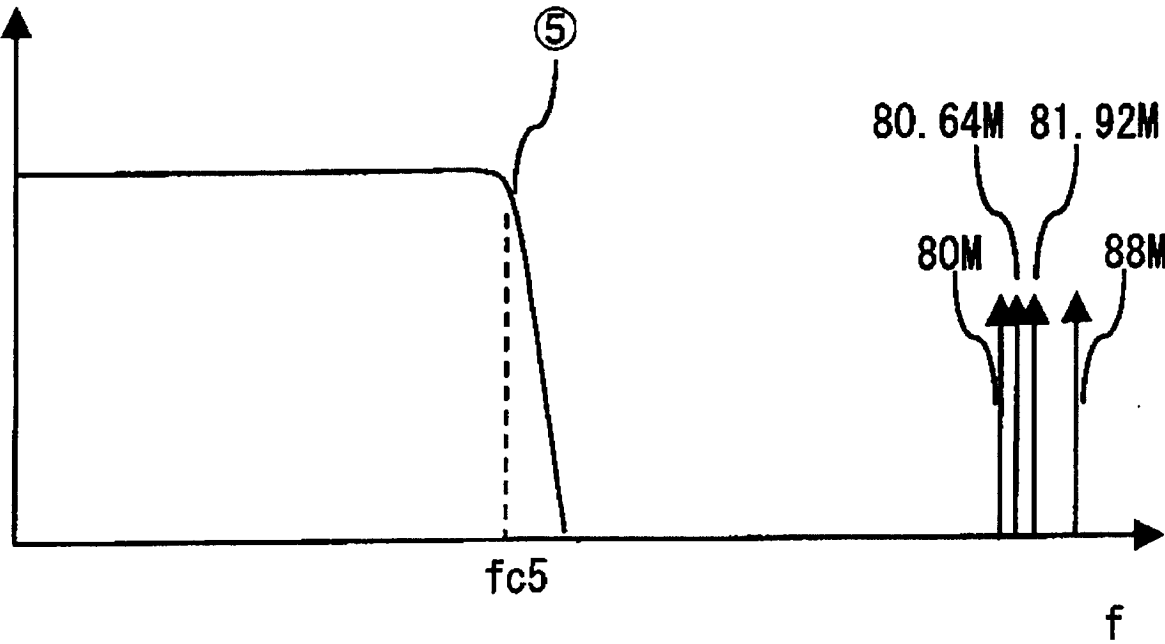


图 6

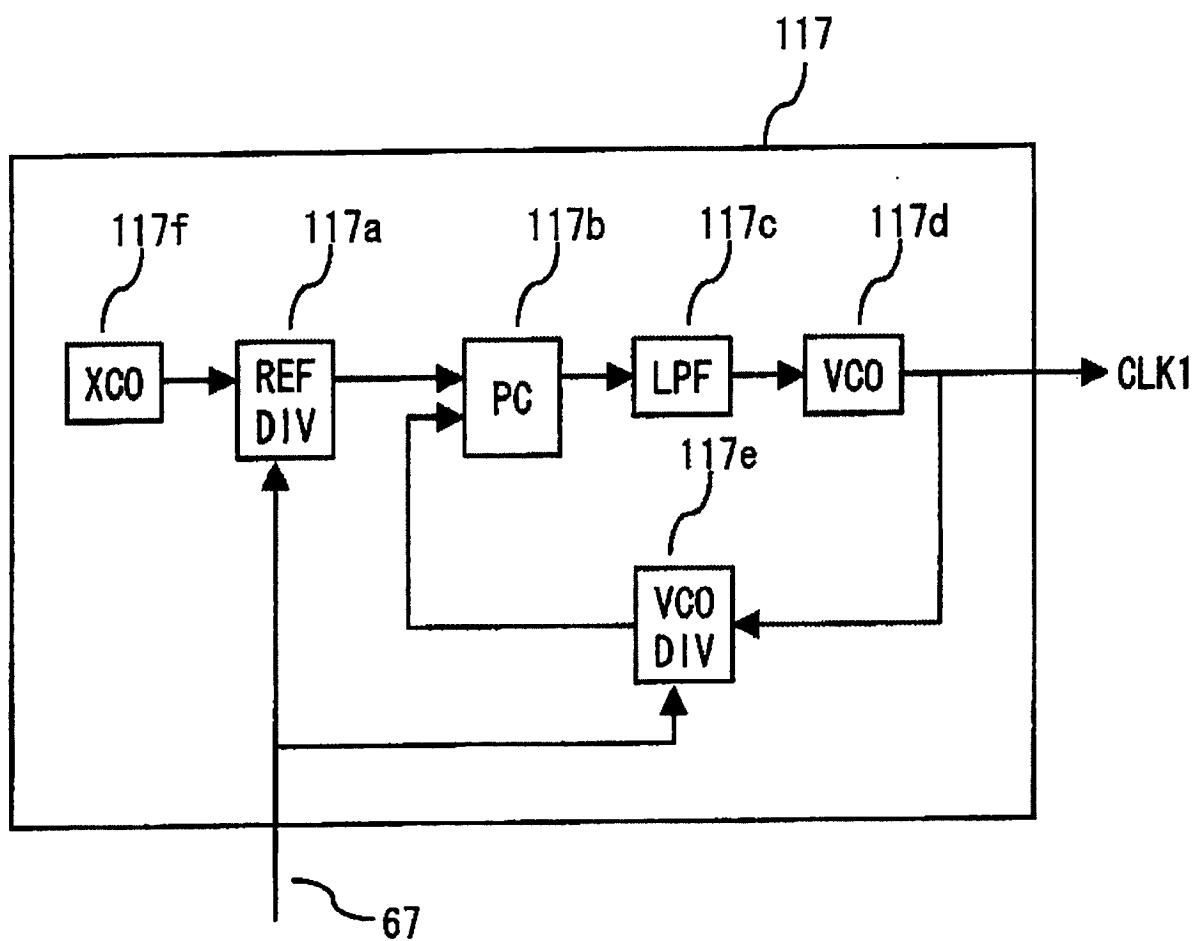


图 7

标准	REF	VCODIV	REFDIV	CLK1 (fs)
A	8MHz	252	25	80.64MHz
B	8MHz	275	25	88MHz
C	8MHz	256	25	81.92MHz
D	8MHz	250	25	80MHz

图 8

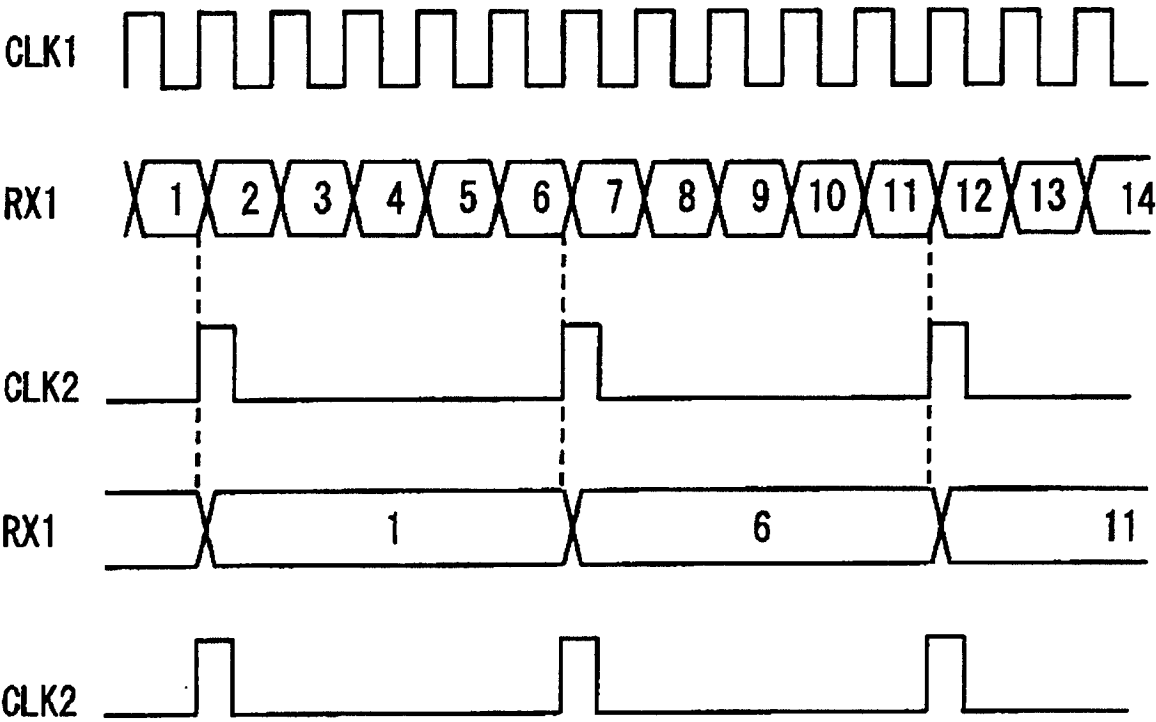


图 9

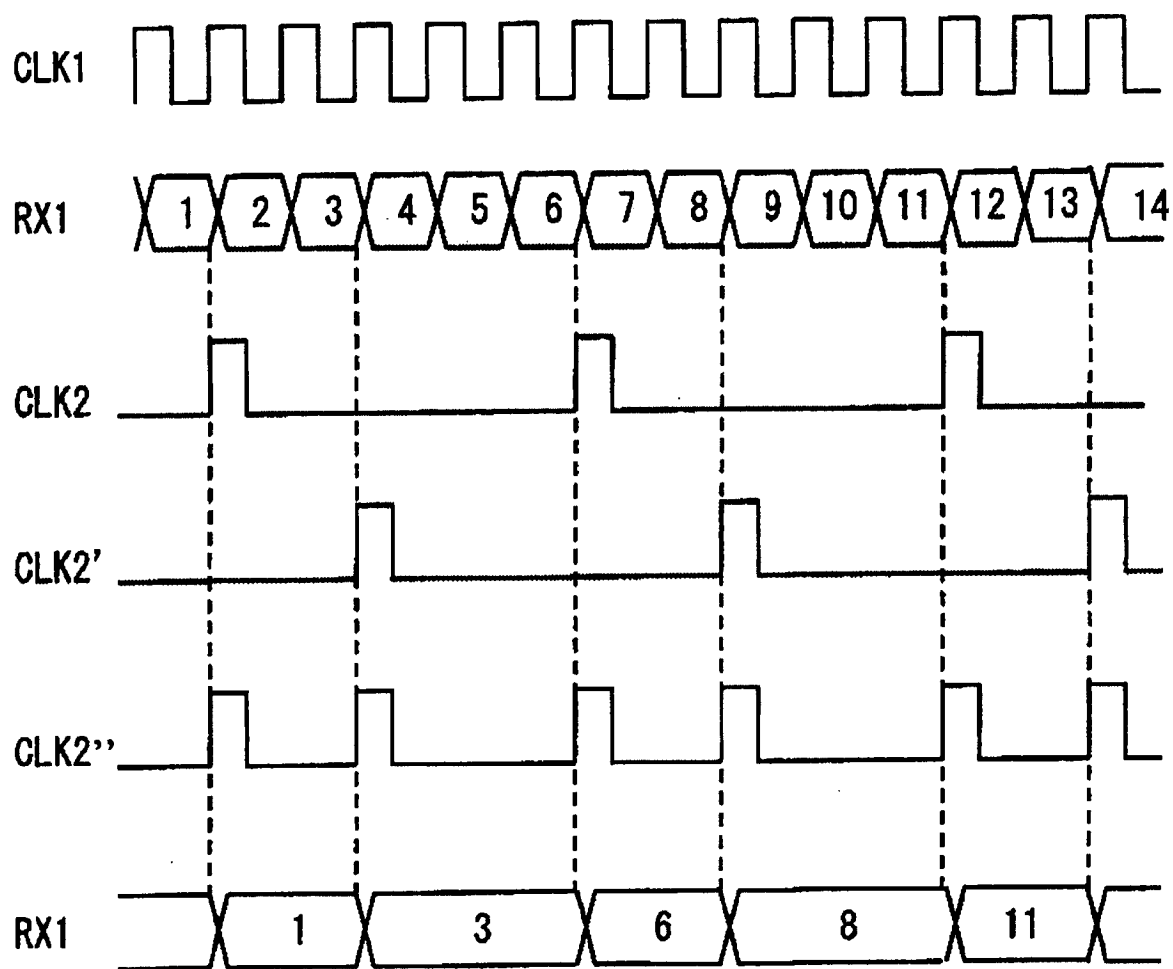


图 10

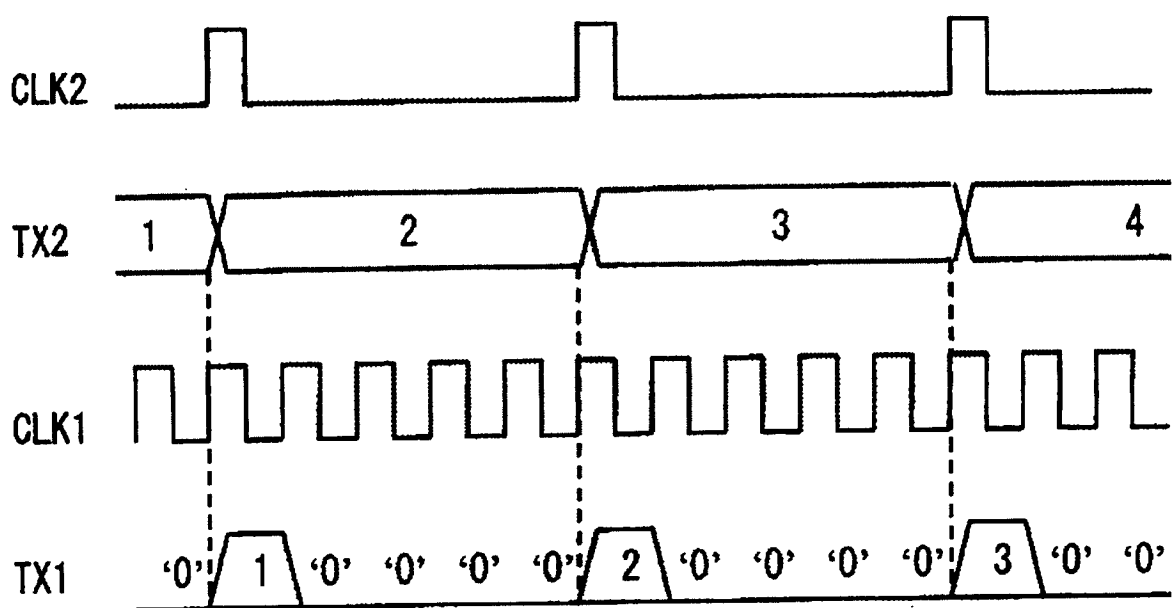


图 11

地址	值
000	VCODIV_A
001	VCODIV_B
002	VCODIV_C
003	VCODIV_D
004	REFDIV_A
005	REFDIV_B
006	REFDIV_C
007	REFDIV_D
008	TAP_A[0]
⋮	
017	TAP_A[F]
018	TAP_B[0]
⋮	
027	TAP_B[F]
028	TAP_C[0]
⋮	
037	TAP_C[F]
038	TAP_D[0]
⋮	
047	TAP_D[F]
048	m_A
049	m_B
04A	m_C
04B	m_D

图 12