



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 102035577 B

(45)授权公告日 2018.03.27

(21)申请号 201010297632.0

(22)申请日 2010.09.21

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 102035577 A

(43)申请公布日 2011.04.27

(30)优先权数据  
223681/09 2009.09.29 JP

(73)专利权人 索尼公司  
地址 日本东京都

(72)发明人 三保田宪人

(74)专利代理机构 北京市柳沈律师事务所  
11105

代理人 周少杰

(51)Int.Cl.

H04B 7/00(2006.01)

H04L 27/00(2006.01)

(56)对比文件

WO 2008108366 A1,2008.09.12,

US 6735426 B1,2004.05.11,

US 6133802 A,2000.10.17,

审查员 李燕

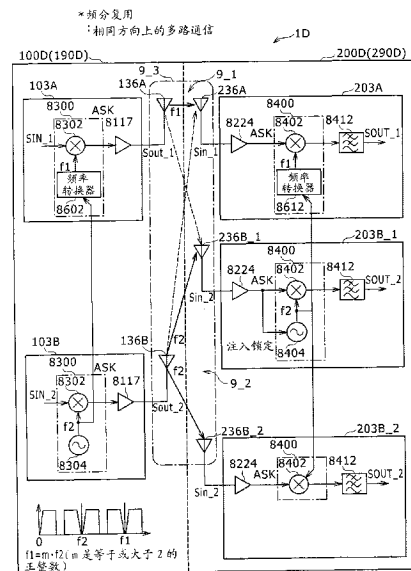
权利要求书2页 说明书50页 附图41页

(54)发明名称

无线通信设备、无线传输系统和无线通信方法

(57)摘要

这里公开了一种无线通信设备,包括:多个用于传输的通信单元,适配为调制和传输传输对象信号;所述用于传输的通信单元包括采用调制幅度的方法的用于传输的通信单元或多个通信单元、以及采用至少调制相位或频率并要求比调制幅度的方法的传输功率低的传输功率的方法的用于传输的通信单元或多个通信单元。



1. 一种无线通信设备,包括:

多个用于传输的通信单元,适于调制和传输传输对象信号;

所述用于传输的通信单元包括采用调制幅度的方法的用于传输的通信单元或多个通信单元、以及采用至少调制相位或频率并要求比调制幅度的方法的传输功率低的传输功率的调制方法的用于传输的通信单元或多个通信单元,

其中,采用调制幅度的方法的用于传输的通信单元或多个通信单元包括用于生成载波频率的本地振荡器,所述本地振荡器是与用于传输的通信单元或多个通信单元相同的集成电路的一部分。

2. 如权利要求1所述的无线通信设备,其中

用于传输的通信单元的总数目为3或更多;以及

采用调制幅度的方法的用于传输的通信单元的数目为1。

3. 如权利要求1所述的无线通信设备,其中要求比调制幅度的方法的传输功率低的传输功率的调制方法是只调制相位的方法和调制幅度和相位两者的另一方法之一。

4. 一种无线传输系统,包括:

多个通信对,其每个包括用于传输的通信单元和用于接收的通信单元;

所述通信对包括采用调制幅度的方法作为用于其中的通信的方法的用于传输的通信对或多个通信对、以及采用至少调制相位或频率并要求比调制幅度的方法的传输功率低的传输功率的调制方法作为用于其中的通信的方法的用于传输的通信对或多个通信对,

其中,采用调制幅度的方法的用于传输的通信单元或多个通信单元包括用于生成载波频率的本地振荡器,所述本地振荡器是与用于传输的通信单元或多个通信单元相同的集成电路的一部分。

5. 如权利要求4所述的无线传输系统,其中所述通信对包括采用注入锁定方法的通信对或多个通信对、以及不采用注入锁定方法的通信对或多个通信对,所述注入锁定方法通过基于接收信号的注入锁定来恢复载波信号。

6. 如权利要求5所述的无线传输系统,其中

采用注入锁定方法的每个通信对的用于传输的通信单元包括:第一载波信号生成器,配置为生成用于调制的载波信号;以及第一频率转换器,配置为利用由所述第一载波信号生成器生成的用于调制的载波信号,频率转换传输对象信号以便生成调制信号;以及

采用注入锁定方法的每个通信对的用于接收的通信单元包括:第二载波信号生成器,配置为通过接收信号的注入,生成与由所述第一载波信号生成器生成的用于调制的载波信号同步的、用于解调的载波信号;以及第二频率转换器,配置为利用由所述第二载波信号生成器生成的用于解调的载波信号频率转换接收的调制信号。

7. 如权利要求6所述的无线传输系统,其中

不采用注入锁定方法的每个通信对的用于传输的通信单元包括:频率转换器,配置为基于由采用注入锁定方法的每个通信对的用于传输的通信单元的所述第一载波信号生成器生成的用于调制的载波信号,频率转换传输对象信号以便生成调制信号;以及

不采用注入锁定方法的每个通信对的用于接收的通信单元包括:频率转换器,配置为基于由采用注入锁定方法的每个通信对的用于接收的通信单元的所述第二载波信号生成器生成的用于解调的载波信号,频率转换接收的调制信号。

8. 如权利要求7所述的无线传输系统,其中

应用于在多个频率波段中同时执行通信的频分复用;

不采用注入锁定方法的每个通信对的用于传输的通信单元包括辅助载波信号生成器,配置为基于由采用注入锁定方法的每个通信对的用于传输的通信单元的所述第一载波信号生成器生成的用于调制的载波信号,生成具有不同于用于调制的载波信号的频率的载波信号,所述频率转换器基于由所述辅助载波信号生成器生成的载波信号,频率转换传输对象信号以便生成调制信号;

不采用注入锁定方法的每个通信对的用于接收的通信单元包括辅助载波信号生成器,配置为基于由采用注入锁定方法的每个通信对的用于接收的通信单元的所述第二载波信号生成器生成的用于解调的载波信号,生成具有不同于用于解调的载波信号的频率的载波信号,所述频率转换器基于由所述辅助载波信号生成器生成的载波信号,频率转换接收的调制信号。

9. 如权利要求4所述的无线传输系统,其中所述通信对通过无线电信号传输路径执行通信,所述通信对可以通过所述无线电信号传输路径相互独立地执行无线信息传输。

10. 如权利要求9所述的无线传输系统,其中所述通信对通过无线电信号传输路径的不同信道,以相同频率同时独立地执行通信。

11. 如权利要求9所述的无线传输系统,其中无线电信号传输路径具有传输无线电信号同时将无线电信号限制在其中的结构。

12. 如权利要求11所述的无线传输系统,其中无线电信号传输路径是由具有能够传输无线电信号的特性的介电材料配置的介电传输路径。

13. 如权利要求11所述的无线传输系统,其中无线电信号传输路径是空的波导,其配置用于无线电信号的传输路径,并且在其上提供用于抑制无线电信号的向外辐射的屏蔽材料,同时屏蔽材料的内侧是空的波导。

14. 如权利要求4所述的无线传输系统,其中

用于传输的通信单元和用于接收的通信单元容纳在同一电子装置的外壳中,或者

用于传输的通信单元容纳在第一电子装置的外壳中并且用于接收的通信单元容纳在第二电子装置的外壳中,使得当第一电子装置和第二电子装置布置在适当位置并且相互集成时,在第一电子装置中的用于传输的通信单元和第二电子装置中的用于接收的通信单元之间形成无线电信号传输路径。

15. 一种无线通信方法,包括以下步骤:

使用多个通信对执行复用通信,所述多个通信对每个包括预先准备的用于传输的通信单元和用于接收的通信单元,使得采用调制幅度的方法作为用于所述通信对中的一些通信对的用于传输的通信单元和用于接收的通信单元之间的通信的调制方法,并且至少调制相位或频率并要求比调制幅度的方法的传输功率低的传输功率的调制方法用于所述通信对中剩余的通信对的用于传输的通信单元和用于接收的通信单元之间的通信,

其中,采用调制幅度的方法的用于传输的通信单元或多个通信单元包括用于生成载波频率的本地振荡器,所述本地振荡器是与用于传输的通信单元或多个通信单元相同的集成电路的一部分。

## 无线通信设备、无线传输系统和无线通信方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信设备、无线传输系统和无线通信方法。

### 背景技术

[0002] 作为用于实现在布置在相对短的范围(例如,在几厘米到十几厘米内)的不同电子装置之间或在电子装置内的高速信号传输的技术,例如LVDS(低压差分信号传输)是已知的。然而,近来随着传输信息量的进一步增加以及传输速度的进一步增加,功耗的增加、由于反射等的信号失真的影响的增加、不必要的辐射的增加等已经成为问题。例如,在如视频信号(包括图像拾取信号)、计算机图像等的信号在装置中以高速(基于实时)传输的情况下,LVDS到达限制。

[0003] 作为针对传输数据的速度增加的问题的措施,看起来可能的构思是增加布线的数目以通过信号的并行传输来减少每一信号线的传输速度。然而,刚刚描述的措施增加了输入和输出端子的数目。结果,要求印刷板或电缆布线方案的复杂度、半导体芯片的尺寸的增加等。此外,因为大量数据沿着布线系统高速传输,所以出现电磁场干扰的问题。

[0004] LVDS或增加布线数目的技术中涉及的所有问题都是由于通过电布线的信号传输导致的。因此,作为用于解决沿着电布线的信号传输导致的问题的方法,已经提出消除用于信号传输的电布线的方案(例如,见日本专利公开No.2005-204221、2005-223411、Hei 10-256478和美国专利No.5754948,以下分别称为专利文献1到4)。

[0005] 专利文献1和2提出通过无线在外壳内执行信号传输并且应用UWB(超宽带)通信方法。专利文献3和4公开使用毫米波波段中的载波频率。

### 发明内容

[0006] 然而,专利文献1和2中提出的这种方案使用低载波频率,使得其不适用于例如图像信号的这种高速通信,此外还具有关于尺寸的问题,其中要求大尺寸的天线。此外,因为用于传输的频率接近其它基带信号处理中使用的频率,所以还存在在无线电信号和基带信号之间可能存在干扰的问题。此外,在载波频率低的情况下,通信可能受到装置中的驱动系统的噪声的影响,并且要求针对措施。

[0007] 相反,如果如专利文献3和4的公开内容所述使用具有更短波长的毫米波波段中的载波频率,则可以解决天线尺寸和干扰的问题。

[0008] 这里,在执行使用毫米波波段的无线通信的情况下,如果应用如通常在现场或户外使用的无线方法(即,无线通信技术),则对载波频率要求高稳定性。这意味着要求具有高频率稳定性的复杂电路配置的振荡电路,并且系统配置整体上也变复杂。

[0009] 例如,如果具有高稳定性的倍频电路或PLL(锁相环)用作外部参考部分以便实现具有高稳定性的、在ppm(百万分之)量级的高频载波信号,则电路规模变大。此外,在意图使用硅集成电路实现包括谐振电路(tank circuit)的整个振荡电路的情况下,该谐振电路是由电感器和电容器构成的振荡电路,实际上难以形成具有高Q值的谐振电路。因此,不能避

免将具有高Q值的谐振电路布置在集成电路外部。

[0010] 然而,如果尝试使用更短波长频段(如例如毫米波波段)在以相对短的范围内的不同电子装置之间或在电子装置内通过无线实现高速信号传输,则认为对载波频率要求高稳定性是不可取的。相反,通过减少载波频率的稳定性来使用简单电路配置的振荡电路并且还尝试简化整个系统配置被认为更好。

[0011] 然而,如果简单地减少载波频率的稳定性,则尽管依赖于调制和解调方法,频率变化(即,传输电路中使用的载波频率和接收电路中使用的载波频率之间的差)仍成为问题。因此,担心不能执行适当的信号传输,即,不能执行适当的解调。

[0012] 此外,在传输侧或接收侧包括多个通信单元的情况下,例如在传输侧包括单个通信单元而接收侧包括多个通信单元使得可以执行广播通信的情况下,或者在传输侧和接收侧都包括多个通信单元使得执行多路通信的另一情况下,传输功率和电路规模也增加。结果,各种问题与上述情况一起变得更复杂。

[0013] 因此,期望提供一种无线通信设备、无线传输系统和无线通信方法,其中在减少载波频率的稳定性的同时可以适当地执行不同装置之间或一个装置内的无线电信号传输。

[0014] 还期望提供一种无线通信设备、无线传输系统和无线通信方法,其中传输侧或接收侧包括多个通信单元,在减少载波频率的稳定性的同时可以适当地执行信号传输。

[0015] 在根据本发明的无线通信设备、无线传输系统和无线通信方法的形式中,用于传输的通信单元和用于接收的通信单元布置在电子装置的外壳内。

[0016] 在用于传输的通信单元和用于接收的通信单元之间配置其中允许无线信息传输的无线电信号传输路径。尽管无线电信号传输路径可以是空中(air),即,自由空间,但是优选地它应当具有波导结构,该波导结构通过它传输无线电信号同时将无线电信号限制在其中。

[0017] 顺带提及,无线传输系统可以从包括在传输侧和接收侧之间相互配对的传输和接收侧通信单元的多个电子装置配置,或者可以配置使得一个电子装置包括传输和接收侧通信单元,使得该电子装置自身配置无线传输系统。无线通信设备包括传输侧通信单元和/或接收侧通信单元。例如,无线传输设备提供为半导体集成电路,并安装在电子装置的电路板上。

[0018] 例如,只包括多个用于传输的通信单元的无线通信设备有时候提供为半导体集成电路。或者,只包括多个用于接收的通信单元的无线通信设备有时候提供为半导体集成电路。此外,无线通信系统有时候实现为包括在一个外壳中容纳的多个用于传输的通信单元和多个用于接收的通信单元,使得它可以被当作无线通信设备。

[0019] 每个用于传输的通信单元利用载波信号调制和频率转换传输对象信号,以便生成更高频的调制信号,并且将生成的调制信号传输到无线电信号传输路径。每个用于接收的通信单元使用通过无线电信号传输路径接收的信号作为注入信号,生成与该载波同步的用于解调和频率转换的载波信号。然后,用于接收的通信单元利用生成的载波信号频率转换通过无线电信号传输路径接收的调制信号以解调传输对象信号。

[0020] 总而言之,在布置在电子装置的外壳内的传输侧的通信单元和布置在电子装置的外壳内的接收侧或不同电子装置的外壳内的另一通信单元之间配置无线电信号传输路径,使得在两个通信单元之间执行无线信号传输。

[0021] 这里,在根据本发明的第一机制中,准备以下每个被称为信道的多个通信对,其每个包括用于传输的通信单元和用于接收的通信单元,并且调制幅度的方法作用于一些通信对中的用于传输的通信单元和用于接收的通信单元之间的通信的调制方法,而至少调制相位或频率并要求比调制幅度的方法的传输功率低的传输功率的调制方法用于通信对中剩余的通信对的用于传输的通信单元和用于接收的通信单元之间的通信的调制方法。

[0022] 通信对每个可以是任何通信对,只要它包括用于传输的通信单元和用于接收的通信单元,并且从系统配置来看,原理上可以为传输侧的一个通信单元提供不是一个而是多个接收侧的通信单元。然而,该配置不能被第一机制采用,而是在传输侧提供多个通信单元而没有故障。

[0023] 这里,在第一机制中,采用调制幅度的方法的那些通信对的数目设为小于用于传输的通信单元的数目。作为优选形式,采用调制幅度的方法的那些信道的数目为1。

[0024] 在准备每个包括用于传输的通信单元和用于接收的通信单元的多个通信对以执行多路传输的情况下,第一机制意图通过设置要求高传输功率的、采用调制幅度的方法的那些通信对的数目小于通信对的总数(这里为传输侧的通信对的数目),实现整个系统的要求的传输功率的减少。

[0025] 换句话说,第一机制意图在多路传输时实现要求的传输功率的减少,并且在这点上,可以只注意传输侧。具体地,应当配置包括调制和传输传输对象信号的多个用于传输的通信单元的无线通信设备,使得用于传输的通信单元包括采用调制幅度的方法的用于传输的通信单元或多个通信单元、以及采用至少调制相位或频率并要求比调制幅度的方法的传输功率低的传输功率的调制方法的用于传输的通信单元或多个通信单元。

[0026] 另一方面,在根据本发明的第二机制中,准备每个包括用于传输的通信单元和用于接收的通信单元的多个通信对,使得该通信对包括采用注入锁定方法的通信对或多个通信对以及不采用注入锁定方法的通信对或多个通信对,该注入锁定方法基于接收信号通过注入锁定来恢复载波信号。

[0027] 通信对每个可以是任何通信对,只要它包括用于传输的通信单元和用于接收的通信单元,并且从系统配置来看,原理上可以为接收侧的一个通信单元提供不是一个而是多个传输侧的通信单元。然而,该配置不能被第二机制采用,而是在接收侧提供多个通信单元而没有故障。同时,接收侧的通信单元的数目可以为1。

[0028] 这里,在第二机制中,采用注入锁定方法的那些通信对的数目设为比用于接收的通信单元的总数小。作为优选形式,采用注入锁定方法的那些通信对的数目为1。

[0029] 在准备每个包括用于传输的通信单元和用于接收的通信单元的多个通信对以执行广播通信或多路传输的情况下,第二机制意图通过设置包括注入锁定电路的那些通信对或信道的数目小于通信对的总数,实现整个系统的电路规模的减少。

[0030] 换句话说,第二机制意图在多路传输时实现接收侧的注入锁定电路的数目的减少,并且在这点上,可以只注意接收侧。具体地,应当配置包括将接收信号转换为低频信号的多个用于接收的通信单元的无线通信设备,使得用于接收的通信单元包括采用注入锁定方法的用于接收的通信单元或多个通信单元、或者不采用注入锁定方法的用于接收的通信单元或多个通信单元,该注入锁定方法基于接收信号通过注入锁定来恢复载波信号。

[0031] 更优选地,组合根据本发明的第一机制和第二机制。

[0032] 作为更优选的形式,采用注入锁定方法的信道采用只调制幅度的方法作为调制方法,以用于用于传输的通信单元和用于接收的通信单元之间的通信。

[0033] 顺带提及,在采用注入锁定方法的情况下,在接收侧,接收信号用作用于生成与用于调制的载波信号同步的、用于解调的载波信号的注入信号。然后,用于解调的载波信号用于执行频率转换,即,下转换。

[0034] 尽管只可以信号传输通过传输侧的频率转换或上转换获得的调制信号,使得由接收侧接收的解调信号用作用于生成用于解调的载波信号的注入信号,但是同样优选与调制信号一起信号传输用于调制的参考载波信号,使得在接收侧,注入信号用于注入锁定接收的参考载波信号。

[0035] 在采用注入锁定方法的机制中,用于上转换的载波信号和用于下转换的载波信号确定地置于相互同步的状态。因此,即使减少载波信号的频率的稳定性以通过无线执行信号传输,也可以适当地获得传输对象信号(即,对应于传输对象信号的输出信号)。在下转换中,可以容易地应用同步检测。通过使用发展用于同步检测的正交检测,然后不仅可以应用幅度调制,而且还可以应用相位调制和频率调制。这意味着例如通过使调制信号正交来增加数据传送率。

[0036] 利用本发明的第一机制,在不同装置之间或在装置内(即,在装置的外壳内)执行无线多路传输的情况下,与其中在传输侧的所有通信单元或所有通信对中都采用调制幅度的方法的替代情况相比,可以减少整个系统的要求的传输功率。

[0037] 根据本发明的第二机制,在不同装置之间或在装置内(即,在装置的外壳内)执行无线广播通信或多路通信的情况下,与其中通过接收侧的所有通信单元或通过所有通信对执行注入锁定方法的替代情况相比,可以减少整个系统的电路规模。

[0038] 如果组合本发明的第一机制和第二机制,则在不同装置之间或在装置内(即,在装置的外壳内)执行无线广播通信或多路通信的情况下,与其中在传输侧的所有通信单元或所有通信对中都采用调制幅度的方法的替代情况相比,可以减少整个系统的要求的传输功率。此外,与其中通过接收侧的所有通信单元或通过所有通信对执行注入锁定方法的替代情况相比,可以减少整个系统的电路规模。

[0039] 顺带提及,在采用注入锁定方法的配置的情况下,即使减少了用于调制的载波信号的频率的稳定性,在接收侧也可以适当地解调传输对象信号。此外,因为可以减少载波信号的频率的稳定性,所以可以使用简单电路配置的振荡器,并且可以简化整个系统配置。此外,因为可以减少载波信号的频率的稳定性,所以包括谐振电路的整个振荡器可以与频率转换器一起形成在同一半导体板上。结果,可以实现其中内置谐振电路的单芯片振荡器或半导体集成电路以及其中内置谐振电路的单芯片通信电路或半导体集成电路。

## 附图说明

[0040] 图1是示出无线传输系统的基本配置的信号接口的功能配置的方块图;

[0041] 图2A到2C是图示无线传输系统中的信号的复用的示意图;

[0042] 图3A到3F是图示修改配置中采用的空分复用的概述的示意图;

[0043] 图4A到4C是图示空分复用的适当条件的示意图;

[0044] 图5是示出无线传输系统的修改(应用空分复用)的信号接口的功能配置的方块

图；

[0045] 图6A和6B是图示通信处理信道中的调制功能单元和解调功能单位的比较示例的方块图；

[0046] 图7A到7D示出调制功能单元和外围电路的基本配置；

[0047] 图8A到8D示出解调功能单元和外围电路的基本配置；

[0048] 图9是图示注入锁定的相位关系的示意图；

[0049] 图10A到10D是图示多信道传输和注入锁定之间的关系关系的示意图；

[0050] 图11是示出根据第一实施例的无线传输系统的图；

[0051] 图12是示出根据第二实施例的无线传输系统的图；

[0052] 图13是示出根据第三实施例的第一示例的无线传输系统的图；

[0053] 图14是示出根据第三实施例的第二示例的无线传输系统的图；

[0054] 图15A是示出根据第三实施例的第三示例的无线传输系统的图；

[0055] 图15B是示出根据第三实施例的第四示例的无线传输系统的图；

[0056] 图16是图示通过在第三实施例的第二示例的无线传输系统中将频率关系设为 $m/n$ 给出的效果的图；

[0057] 图17是图示对根据第一到第三实施例的系统的修改的图；

[0058] 图18A到18E是图示在ASK方法中的载波信号和参考载波信号两者具有相同频率和相同相位的情况下的幅度调制信号的示意图；

[0059] 图19A到19C是图示ASK方法和PSK方法之间的传输功率的关系的示意图 (No.1)；

[0060] 图20A到20B是图示ASK方法和PSK方法之间的传输功率的关系的示意图 (No.2)；

[0061] 图21A和21B是示出在执行多路传输的情况下用于实现传输功率的减少的基本机制的方块图；

[0062] 图22是示出根据第四实施例的第一示例的无线传输系统的图；

[0063] 图23是示出根据第四实施例的第二示例的无线传输系统的图；

[0064] 图24是示出根据第五实施例的第一示例的无线传输系统的图；

[0065] 图25是示出根据第五实施例的第二示例的无线传输系统的图；

[0066] 图26是示出根据第五实施例的第三示例的无线传输系统的图；

[0067] 图27是示出根据第五实施例的第四示例的无线传输系统的图；

[0068] 图28A和28B是图示第四和第五实施例的无线传输系统的功率减少效果的图；

[0069] 图29是图示对根据第四和第五实施例的系统的修改的图；

[0070] 图30A和30B是图示其中应用频分复用的第三或第五实施例中的各信道的 $m$ 倍状态或 $1/n$ 倍状态中的载波频率关系和相位不确定之间的关系关系的波形图；

[0071] 图31A和31B是图示其中应用频分复用的第三或第五实施例中的各信道的 $m/n$ 倍状态中的载波频率关系和相位不确定之间的关系关系的波形图；

[0072] 图32A和32B是示出作为针对相位不确定的措施提供的相位校正单元的配置示例的图；

[0073] 图33A到33E是示出对其应用无线传输系统的第一示例的产品形式的示意图；

[0074] 图34A到34C是示出对其应用无线传输系统的第二示例的产品形式的示意图；

[0075] 图35A到35C是示出对其应用无线传输系统的第三示例的产品形式的示意图；



[0076] 图36A和36B是示出修改示例(No.1)的图;以及

[0077] 图37是示出修改示例(No.2)的图。

### 具体实施方式

[0078] 以下,将参照附图描述本发明的各种示例实施例。

[0079] 要注意,按照以下顺序描述本发明。

[0080] 1.通信处理信道:基础(时分复用、频分复用、码分复用)

[0081] 2.通信处理信道:修改(空分复用)

[0082] 3.调制和解调:比较示例

[0083] 4.调制和解调:基础(注入锁定方法的应用)

[0084] 5.多信道传输和注入锁定之间的关系

[0085] 6.无线传输系统:第一实施例(在广播传输时注入锁定电路的数目减少)

[0086] 7.无线传输系统:第二实施例(在空分复用时注入锁定电路的数目减少)

[0087] 8.无线传输系统:第三实施例(在频分复用时注入锁定电路的数目减少)

[0088] 9.第一到第三实施例的修改

[0089] 10.幅度调制信号和其它调制信号之间的关系

[0090] 11.无线传输系统:第四实施例(在空分复用时传输功率的减少)

[0091] 12.无线传输系统:第五实施例(在频分复用时传输功率的减少)

[0092] 13.第四和第五实施例的修改

[0093] 14.相位校正单元

[0094] 15.应用示例:图像拾取设备、卡型介质、便携式设备

[0095] <通信处理信道:基础>

[0096] 图1到2C示出无线传输系统。具体地,图1从功能配置的观点示出基本配置的无线传输系统1X的信号接口。图2A到2C图示信号的复用。

[0097] 尽管下面描述的用于本实施例的无线传输系统的载波频率是毫米波波段中的频率,但本实施例的机制不仅可应用于使用毫米波波段的载波频率的情况,而且还可应用于使用更短波长频段(如例如亚毫米波波段)中的载波频率的另一情况。本实施例的无线传输系统例如用于数字记录和再现设备、地面波电视接收器、便携式电视机、游戏机和计算机。

[0098] [功能配置]

[0099] 如图1所示,配置无线传输系统1X,使得作为第一无线设备的示例的第一通信设备100X和作为第二无线设备的示例的第二通信设备200X通过毫米波信号传输路径9相互耦合,并且使用毫米波波段执行信号传输。毫米波信号传输路径9是无线信号传输路径的示例。将传输对象的信号频率转换为适于宽带传输的毫米波波段的信号,并且传输得到的信号。

[0100] 无线传输设备或系统从第一通信单元或第一毫米波传输设备以及第二通信单元或第二毫米波传输设备配置。此外,在相对短的范围布置的第一通信单元和第二通信单元之间,通过毫米波信号传输路径传输被转换为毫米波信号的传输对象的信号。本实施例中的术语“无线传输”意味着不是沿着电布线而是通过无线(在本示例中通过毫米波)传输传输对象的信号。

[0101] 术语“相对短的范围”意味着比用于广播或一般的无线通信的现场或户外的通信设备之间的距离更短的范围,并且传输范围可以是指定为封闭空间的范围。术语“封闭空间”意味着处于这样的状态的空间,其中从空间内侧到空间外侧的电波的泄漏少,从空间外侧到达或侵入空间内侧的电波少。典型地,术语“封闭空间”意味着整个空间通过对无线电波具有屏蔽效果的外壳或外罩来封闭。

[0102] 无线传输例如可以是一个电子装置的外壳内的板间通信、同一板上的芯片间通信和集成多个电子装置的情况(如一个电子装置安装在另一电子装置上的情况)下的设备间通信。

[0103] 尽管上述“集成”典型地意味着其中两个电子装置通过它们之间的安装相互完全接触的状态,但是也可以是这样的状态,其中两个电子装置之间的传输范围可以基本上指定为封闭空间。还包括这样的情况,其中两个电子装置以不是相互远离的状态布置在确定位置,即,在相对短的范围,如例如几厘米到十几厘米内,并且可以认为各电子装置基本上相互集成。简而言之,集成意味着任何状态,其中无线电波从由两个电子装置配置并且其中可以传播电波的空间内部到外部泄漏很少,以及相反地,电波从空间外部到达或进入空间内部很少。

[0104] 一个电子装置的外壳内的信号传输以下称为外壳内信号传输,并且其中多个电子装置集成(包括下面描述中的“基本集成”)的状态下的信号传输以下称为装置间信号传输。在装置内信号传输的情况下,传输侧的通信设备或通信单元或发射器以及接收侧的通信设备或通信单元或接收器容纳在同一外壳中,并且其中在各通信单元之间或者发射器和接收器之间形成无线信号传输路径的本实施例的无线传输系统是电子装置自身。另一方面,在装置间信号传输的情况下,传输侧的通信设备或通信单元或发射器以及接收侧的通信设备或通信单元或接收器容纳在相互不同的各个电子装置的外壳中。此外,当在确定位置安排和集成两个电子装置使得构成本实施例的无线传输系统时,在两个电子装置中的各通信单元或发射器和接收器之间形成无线信号传输路径。

[0105] 在跨越毫米波信号传输路径提供的通信设备中,发射器和接收器以相互成对和耦合的关系布置。一个通信设备和另一通信设备之间的信号传输可以单向(即,在一个方向上)执行,或者可以双向执行。例如,在第一通信单元用作传输侧设备并且第二通信单元用作接收侧设备的情况下,发射器布置在第一通信单元中,并且接收器布置在第二通信单元中。在第二通信单元用作传输侧设备并且第一通信单元用作接收侧设备的情况下,发射器布置在第二通信单元中,并且接收器布置在第一通信单元中。

[0106] 发射器包括例如用于对传输对象信号执行信号处理以生成毫米波信号的传输侧的信号生成器(即,用于将传输对象的电信号转化为毫米波信号的信号转换器)、以及用于将由传输侧的信号生成器生成的毫米波信号与传输路径或用于传输毫米波信号的毫米波信号传输路径耦合的传输侧的信号耦合器。优选地,传输侧的信号生成器集成地提供有用于生成传输对象信号的功能单元。

[0107] 例如,传输侧的信号生成器包括调制电路,并且调制电路调制传输对象信号。传输侧的信号生成器对由调制电路调制的信号执行频率转换以生成毫米波信号。原理上,将传输对象信号直接转换为毫米波看起来是可能的构思。传输侧的信号耦合器将由传输侧的信号生成器生成的毫米波信号提供给毫米波信号传输路径。

[0108] 另一方面,接收器例如包括用于接收通过毫米波信号传输路径传输到其的毫米波信号的接收侧的信号耦合器、以及用于对通过接收侧的信号耦合器接收的输入信号或毫米波信号执行信号处理以生成作为传输对象信号的普通电信号的接收侧的信号生成器,即,用于将毫米波信号转换为传输对象的电信号的信号转换器。优选地,接收侧的信号生成器集成地提供有用于接收传输对象信号的功能单元。例如,接收侧的信号生成器包括解调电路,并且对毫米波信号执行频率转换以生成输出信号。然后,解调电路解调输出信号以生成传输对象信号。原理上,将毫米波信号直接转换为传输对象信号是可能的构思。

[0109] 具体地,当尝试实现信号接口时,使用毫米波信号以无接触和无电缆的方式传输传输对象信号,即,不使用电布线传输。优选地,至少使用毫米波信号执行信号传输,具体地,对其要求高速和大量数据传输的图像信号的传输或高速时钟信号的传输等。具体地,在本实施例中,过去通过电布线执行的信号传输使用毫米波信号执行。通过使用毫米波段执行信号传输,可以实现Gbps量级的高速信号传输,并且可以容易地限制毫米波信号具有影响的范围,并且还获得源自刚才描述的特性的效果。

[0110] 这里,可以配置信号耦合器,使得第一通信单元和第二通信单元可以通过毫米波信号传输路径传输毫米波信号。例如,信号耦合器可以单独包括例如天线结构或天线耦合器,或者可以被配置使得执行信号的耦合而不用包括天线结构。

[0111] 尽管“用于传输毫米波信号的毫米波信号传输路径”可以从空中(即,从自由空间)配置,但优选地毫米波信号传输路径包括用于传输毫米波同时将毫米波信号限定在传输路径中的结构。如果积极利用上述特性,则可以任意确定毫米波信号传输路径的布局,如同电布线。

[0112] 作为如上所述的这种毫米波限定结构或无线信号限定结构,尽管例如典型地考虑波导管的结构,但是本发明不限于此。例如,可以应用从能够传输毫米波信号的介电材料配置的结构(以下称为介电传输路径或毫米波介电传输路径)或空的波导,该空的波导配置传输路径,并且其中以围绕传输路径的方式提供用于抑制毫米波信号的向外辐射屏蔽材料并且在屏蔽材料内部是空的。通过为介电材料或屏蔽材料提供柔性,可以实现毫米波信号传输路径的布局。

[0113] 顺带提及,在称为自由空间的空中的情况下,每个信号耦合器包括天线结构,使得通过天线结构执行短的范围空间内的信号传输。另一方面,在使用从介电材料配置的设备的情况下,尽管可以应用天线结构,但是这不是必须的。

[0114] 在下面,具体描述在本实施例的无线传输系统1X中提供的机制。要注意,尽管以在半导体集成电路或芯片上形成功能元件的示例给出下面的描述,但是这不是必须的。

[0115] 在第一通信设备100X中提供可以执行毫米波通信的半导体芯片103,并且在第二通信设备200X中也提供可以执行毫米波通信的半导体芯片203。

[0116] 在本实施例中,只使得需要以高速和大容量传输的信号成为用毫米波段的通信的对象,并且可以以低速和小容量传输的或者可以被当作DC电流(如电源)的其它信号不成为转换为毫米波信号的对象。不成为转换为包括电源的毫米波信号的对象信号使用类似于传统机制的机制在各板之间连接。转换为毫米波之前的传输对象的原始电信号以下统称为基带信号。

[0117] [第一通信设备]

[0118] 第一通信设备100X包括板102、安装在板102上并且能够执行毫米波段通信的半导体103、以及安装在板102上的传输路径耦合器108。半导体芯片103是系统LSI(大规模集成电路),其中集成LSI功能单元104和作为毫米波信号生成单元的信号生成单元107。尽管未示出,但是LSI功能单元104和信号生成单元107可以另外配置,使得它们不集成。在LSI功能单元104和信号生成单元107形成为分开单元的情况下,因为从通过用于它们之间的信号传输的电布线的信号传输可能出现的问题,所以它们优选形成为单个集成单元。在它们形成为分开单元的情况下,LSI功能单元104和信号生成单元107的两个芯片优选布置在短的距离以便最小化布线长度,从而最小化可能的坏的影响。

[0119] 配置信号生成单元107和传输路径耦合器108以便具有数据的双向性。为此,信号生成单元107包括传输侧的信号生成单元和接收侧的信号生成单元。尽管可以为传输侧和接收侧分别提供这种传输路径耦合器108,这里,信号传输路径耦合器108用于传输和接收两者。

[0120] 要注意,“双向通信”这里是使用一个信道或作为毫米波传输信道的毫米波信号传输路径9的核心的单核心双向通信。为了实现这点,应用其中应用时分复用(TDD)的半双工系统、频分复用(FDD:图2A到2C)等。

[0121] 在时分复用的情况下,因为时分地执行传输和接收的分开,所以不能实现“双向通信的同时性”,即,其中同时执行从第一通信设备100X到第二通信设备200X的信号传输以及从第二通信设备200X到第一通信设备100X的信号传输的“单核心同时双向传输”。单核心同时双向传输通过频分复用实现。然而,因为频分复用使用不同的频率用于传输和接收,如图2A所示,所以必须加宽毫米波信号传输路径9的传输带宽。

[0122] 半导体芯片103不能直接安装在板102上,但是可以形成为半导体封装,其中半导体芯片103安装在插座板上并使用如环氧树脂的树脂制模,并如此安装在板102上。具体地,插座板用作芯片安装板,并且半导体芯片103提供在插座板上。插座板可以使用具有固定范围(如大约从2到10的范围)内的相对介电常数并且从例如热加固树脂和铜线圈的组合物形成的板部件形成。

[0123] 半导体芯片103连接到传输路径耦合器108。每个传输路径耦合器108从包括例如天线耦合单元、天线端子、微条线、天线等的天线结构形成。要注意,还可以应用在芯片上直接形成天线使得传输路径耦合器108也并入半导体芯片103中的技术。

[0124] LSI功能单元104执行第一通信设备100X的主要应用控制,并且包括例如用于处理要传输到对方的各种信号的电路以及用于处理从对方接收的各种信号的电路。

[0125] 信号生成单元107或电信号转换单元将来自LSI功能单元104的信号转化为毫米波信号,并且通过毫米波信号传输路径9执行毫米波信号的信号传输控制。

[0126] 具体地,信号生成单元107包括传输侧信号生成单元110和接收侧信号生成单元120。传输侧信号生成单元110和传输路径耦合器108相互合作以形成传输单元,即传输侧的通信单元。同时,接收侧信号生成单元120和传输路径耦合器108相互合作以形成接收单元,即,接收侧的通信单元。

[0127] 传输侧信号生成单元110包括复用处理器113、并行-串行转换器114、调制器115、频率转换器116和放大器117,以便执行输入信号的信号处理以生成毫米波的信号。要注意,调制器115和频率转换器116可以集成形成为所谓的直接转换型单元。

[0128] 接收侧信号生成单元120包括放大器124、频率转换器125、解调器126、串行-并行转换器127和统一处理单元128,以便执行通过传输路径耦合器108接收的毫米波的电信号的信号处理以生成输出信号。频率转换器125和解调器126可以形成为所谓的直接转换型单元。

[0129] 在没有应用本配置的情况下,提供并行-串行转换器114和串行-并行转换器127用于其中使用多个信号用于并行传输的并行接口规范,但是对于串行接口规范是不需要的。

[0130] 在来自LSI功能单元104的信号包括成为毫米波波段的通信对象的多种(即, $N_1$ )信号的情况下,复用处理器113执行如时分复用、频分复用或码分复用的复用处理,以便将多种信号集成为一个信道的信号。例如,复用处理器113例如将对其要求高速传输和/或大容量数据传输的多种信号集成为一个信道的信号,作为通过毫米波传输的对象。

[0131] 在时分复用或码分复用时,复用处理器113提供在并行-串行转换器114的前级,并且可以将多个信道的信号集成为一个信道的信号,并且将一个信道的信号提供给并行-串行转换器114。在时分复用的情况下,应当提供转换开关,其在时间上精细地划界多种信号@(@是1到 $N_1$ ),并且将得到的信号提供给并行-串行转换器114。对应于复用处理器113,在第二通信设备200X侧提供用于将集成的一个信道的信号转换回 $N_1$ 信道的信号的统一处理器228。

[0132] 另一方面,在频分复用的情况下,必须利用各自不同的载波频率调制多种信号以将各信号转换为在各自不同频带 $F_{i@}$ 范围内的频率的信号,以便生成毫米波信号,并且在相同方向或在相对方向上传输对其使用各自不同载波频率的毫米波信号。为此,例如在一个方向上传输信号的情况下,如图2B所示,应当为多种信号 $i@$ 的每个提供并行-串行转换器114、调制器115、频率转换器116和放大器117,并且在放大器117的下一级提供加法处理器或信号混合器作为复用处理器113。然后,在频率复用处理后的在频带 $F_{1+} + \dots + F_{N_1}$ 中的毫米波的电信号应当提供给传输路径耦合器108。作为加法处理器,可以使用耦合器,其中使用各自不同的载波频率的毫米波信号在相同方向上传输,如图2B所示。尽管未示出,可以在复用处理器113的下一级(即,在传输路径耦合器108侧)安排放大器117,以便将各信号集成为一个信号。

[0133] 如从图2B可以意识到的,在通过频分复用将多个信道的信号集成为一个信道的信号的频分复用中,必须加宽传输带宽。如图2C所示,在一起使用通过频分复用将多个信道的信号集成为一个信号的信号、以及使用不同频率用于传输(在图2B所示的示例中,是从传输侧信号生成单元110侧到接收侧信号生成单元220侧的信道)和接收(在图2B所示的示例中,是从传输侧信号生成单元210侧到接收侧信号生成单元120侧的信道)的全双工方法两者的情况下,必须进一步加宽传输带宽。

[0134] 并行-串行转换器114将并行信号转换为传输数据信号,并且将串行数据信号提供给调制器115。调制器115调制传输对象信号,并且将调制的传输对象信号提供给频率转换器116。调制器115基本上可以是这样的类型,其中调制传输对象信号的幅度、频率和相位的至少一个,或者可以调制它们的任意组合。

[0135] 例如,在模拟调制的情况下,例如,幅度调制(AM)和矢量调制是可用的。作为矢量调制,频率调制(FM)和相位调制(PM)是可用的。在数字调制的情况下,例如,幅移键控(ASK)、频移键控(FSK)、相移键控(PSK)以及调制幅度和相位的幅相移键控(AM-PSK)是可用

的。作为幅度相位调制,正交幅度调制(QAM)是代表性的。

[0136] 频率转换器116频率转换通过调制器115的调制后的传输对象信号,以便生成毫米波的电信号,并且将毫米波电信号提供给放大器117。毫米波的电信号是具有基本上在从30GHz到300GHz的范围内的频率的电信号。为什么使用“基本上”的原因是频率可以是利用其获得毫米波通信的效果的任何频率,并且下限不限于30GHz,同时上限不限于300GHz。

[0137] 尽管频率转换器116可以假设为各种电路配置,例如,其可以具有包括混频电路(即,混频器电路)和本地振荡电路的配置。本地振荡电路生成要用于调制的载波,即,载波信号或参考载波。混频电路将由本地振荡电路生成的毫米波段中的载波乘以来自并行-串行转换器114的信号或利用并行-串行转换器114的信号调制由本地振荡电路生成的毫米波段中的载波,以便生成毫米波段中的调制信号,并且将调制信号提供给放大器117。

[0138] 放大器117放大频率转换后的毫米波的电信号,并且将放大的电信号提供给传输路径耦合器108。放大器117通过未示出的天线端子连接到双向传输路径耦合器108。

[0139] 传输路径耦合器108将由传输侧信号生成单元110生成的毫米波的信号传输给毫米波信号传输路径9,并且从毫米波信号传输路径9接收毫米波的信号,并且将接收的毫米波信号输出到接收侧信号生成单元120。

[0140] 传输路径耦合器108从天线耦合单元配置。天线耦合单元配置传输路径耦合器108的部分的示例或信号耦合单元。在狭义上,天线耦合单元是耦合半导体芯片中的电子电路和芯片内或外布置的天线的块,并且在广义上,天线耦合单元是信号耦合半导体芯片和毫米波信号传输路径9的块。例如,天线耦合单元至少包括天线结构。此外,在时分复用应用于传输和接收的情况下,在传输路径耦合器108中提供天线转换单元,即,天线共享单元。

[0141] 天线结构是到毫米波信号传输路径9的耦合单元中的结构,并且可以是任何结构,只要它将毫米波段中的电信号耦合到毫米波信号传输路径9,而不表示天线自身。例如,天线结构配置为包括天线端子、微条线和天线。在天线转换单元形成在相同芯片中的情况下,除了天线转换单元的天线端子和微条线配置传输路径耦合器108。

[0142] 传输侧的天线辐射基于毫米波的信号的电磁波到毫米波信号传输路径9。同时,接收侧的天线从毫米波信号传输路径9接收毫米波的电磁波。微条线互连天线端子和天线,并且将传输侧的毫米波信号从天线端子传输到天线,但是将接收侧的毫米波信号从天线传输到天线端子。

[0143] 在天线共同用于传输和接收的情况下,使用天线转换单元。例如,当毫米波信号的信号要从作为对方的第二通信设备200X侧传输时,天线转换单元将天线连接到传输侧信号生成单元110。另一方面,当要从作为对方的第二通信设备200X接收毫米波的信号时,天线转换单元将天线连接到接收侧信号生成单元120。尽管天线转换单元与半导体芯片103分开地提供在板102上,但是天线转换单元的位置不限于此,而是天线转换单元另外也可以提供在半导体芯片103中。在用于传输和接收的天线相互分开提供的情况下,可以省略天线转换单元。

[0144] 作为毫米波的传播路径的毫米波信号传输路径9配置为例如自由空间传输路径使得毫米波例如在外壳内的空间中传播看起来是可能的构思。或者优选地,毫米波信号传输路径9从波导管的波导结构、传输路径、介电线或介电部件的内部形成,使得其具有有效地传输毫米波段的电磁波的特性。例如,可以采用介电传输路径9A,其配置为包括具有在固定

范围内的相对介电常数和在固定范围内的介电损耗因素。例如,如果介电材料填充在整个外壳中,则在传输路径耦合器108和传输路径耦合器208之间没有布置自由空间传输路径,而是布置介电传输路径9A。或者,介电传输路径9A可以另外通过介电线来相互连接传输路径耦合器108的天线和传输路径耦合器208的天线来配置,该介电线是从介电材料形成并具有某个直径的线部件。

[0145] “固定范围”可以是能够实现本实施例的效果的范围内的、介电材料的相对介电常数或介电损失因素的任何范围,并且相对介电常数和介电损失因素可以具有该范围内预先确定的值。简而言之,介电材料可以是能够传输毫米波并且具有可以实现本实施例的效果的性质的任何材料。因为本实施例的效果不仅依赖于介电材料自身,而且还与传输路径长度或毫米波的频率有关,所以不必明确地确定相对介电常数或介电损失因素。然而,作为示例,它们可以按照以下方式确定。

[0146] 为了允许在介电传输路径9A中高速传输毫米波的信号,介电材料的相对介电常数优选是大约2到10,并且更优选地是大约3到6,并且介电材料的介电损失因素优选是0.00001到0.01,更优选地是大约0.00001到0.001。作为满足上面给出的这种条件的介电材料,基于丙烯酸树脂、基于聚氨酯树脂、基于环氧树脂、基于硅树脂、基于聚酰亚胺和基于氰基丙烯酸盐的材料是可用的。除非另外指定,上面给出的这种介电材料的相对介电常数和介电损失因素的范围类似地应用于本实施例。要注意,作为用于将毫米波信号限定在传输路径中的配置的毫米波信号传输路径9,不仅介电传输路径9A,而且通过屏蔽部件围绕其外围并具有空的结构的空心波导是可能的。

[0147] 接收侧信号生成单元120连接到传输路径耦合器108。接收侧的放大器124连接到传输路径耦合器108,并且放大通过天线接收的毫米波的电信号,并且将放大的电信号提供给频率转换器125。频率转换器125频率转换放大的毫米波电信号,并且将频率转换后的信号提供给解调器126。解调器126解调频率转换后的信号以获取基带信号,并且将基带信号提供给串行-并行转换器127。

[0148] 串行-并行转换器127将串行接收数据转换为并行输出数据,并且将并行输出数据提供给LSI功能单元104。

[0149] 统一处理单元128对应于传输侧信号生成单元210的复用处理器213。例如,在来自LSI功能单元204的信号包括成为毫米波段的通信的对象的各种(即, $N_2$ ,其可以等于或不同于 $N_1$ )信号的情况下,复用处理器213执行如时分复用、频分复用或码分复用的复用处理,以便将多种信号集成为一个信道的信号,类似于复用处理器113。当从第二通信设备200X接收上述这种信号时,统一处理单元128例如将一个信道的集成信号分解为多种信号 $_@$ ( $@$ 为1到 $N_2$ ),类似于对应于复用处理器113的统一处理单元128。例如,统一处理单元128将一个信道的集成信号分解为 $N_2$ 数据信号,并且将该 $N_2$ 数据信号提供给LSI功能单元104。

[0150] 要注意,在来自LSI功能单元204的信号包括成为毫米波段的通信的对象的各种(即, $N_2$ )信号的情况下,信号有时候通过第二通信设备200X中的传输侧信号生成单元210的频分复用集成为一个信道的信号。在该情况下,对于每个频带 $F_@$ ,需要单独接收和处理频带 $F_{1+} \dots F_{N_2}$ 中的毫米波的电信号。因此,应当为多种信号 $_@$ 的每个提供放大器124、频率转换器125、解调器126和串行-并行转换器127,同时在放大器124的前级提供分频器作为统一处理单元128(参考图2B)。然后,分离后的频带 $F_@$ 的毫米波的电信号应当提供给对

应频带F<sub>@</sub>的信道。作为分频器,在集成为一个信道的信号的不同载波频率的复用的毫米波信号相互分离的情况下,如图2B所示,应当使用所谓的分发器。尽管未示出,放大器124可以安排在统一处理单元128的前级(即,在传输路径耦合器208侧),使得通过统一处理单元128集成放大的信号。

[0151] 要注意,使用图2B所示的频分复用方法的形式中,尽管使用多组发射器和接收器使得不同载波频率用于不同组以在相同方向上执行传输,即,从第一通信设备100X到第二通信设备200X,但使用频分复用方法的形式不限于此。例如,频分复用方法可以用于全双工双向通信,其中第一载波频率由第一通信设备100X的传输侧信号生成单元110和第二通信设备200X的接收侧信号生成单元220的组使用,而第二载波频率由第一通信设备100X的接收侧信号生成单元120和第二通信设备200X的传输侧信号生成单元210的另一组使用,使得两组在相互相对的方向上同时执行信号传输。在该实例中,对于图1中的传输路径耦合器108和208的每个中的天线转换单元,应当使用允许相对方向上的同时信号传输的循环器。

[0152] 此外,可以使用更多组数的发射器和接收器,使得不同组使用不同载波频率组合地在相同方向和相对方向上执行信号传输。在该实例中,在传输路径耦合器108和208中应当使用循环器,同时使用图2B中的复用处理器113和213以及统一处理单元128和228。

[0153] 此外,使用这样的系统配置看起来是可能的构思,该系统配置包括不同的复用方法的组合,使得例如时分复用应用于某个信道或多个信道,而频分复用应用于另外的某个信道或多个信道。

[0154] 在以上述方式配置半导体芯片103的情况下,输入信号经历并行到串行转换,并且得到的串行信号传输到半导体芯片203。同时,来自半导体芯片203侧的接收信号经历串行到并行转换。结果,减少了毫米波转换对象的信号数量。

[0155] 在第一通信设备100X和第二通信设备200X之间的原始信号传输是串行传输的情况下,不需要提供并行-串行转换器114和串行-并行转换器127。

[0156] [第二通信设备]

[0157] 尽管在上面描述了第二通信设备200X,例如,关于与复用处理器113有关的统一处理单元228以及关于与统一处理单元128有关的复用处理器213,同样关于其它组件,其具有与第一通信设备100X的功能配置基本类似的功能配置。第二通信设备200X的每个功能单元用200的参考标号表示,并且类似于第一通信设备100X的功能单元的功能单元用包括与第一通信设备100X的十位和个位数字相同的十位和个位数字的参考标号表示。传输单元从传输侧信号生成单元210和传输路径耦合器208形成,并且接收单元从接收侧信号生成单元220和传输路径耦合器208形成。

[0158] LSI功能单元204执行第二通信设备200X的主要应用控制,并且包括例如用于处理要传输到对方的各种信号的电路以及用于处理从对方接收的各种信号的另一电路。

[0159] [连接和操作]

[0160] 在广播和无线通信中通常使用频率转换和传输输入信号的技术。在这种应用中,使用比较复杂的发射器、接收器等,其可以处理这样的问题:α)在什么范围内可以执行通信(关于热噪声的S/N比的问题);β)如何处理反射和多路径传输;以及γ)如何抑制扰动和对其它信道的干扰。相反,在本实施例中使用的信号生成单元107和207用于毫米波段,其是比广播和无线通信中流行使用的复杂的发射器和接收器中使用的频率高的频带。因此,因为



波长 $\lambda$ 低,所以可以容易地再利用频率,因此,使用适于相互相邻放置的许多设备之间的通信的信号生成器。

[0161] 在本实施例中,不同于利用电布线的现有信号接口,使用上述毫米波段执行信号传输,以便灵活地处理高速传输和大量数据传输。例如,只使得对其要求高速传输或大量数据传输的信号成为毫米波段的通信的对象。取决于系统配置,通信设备100X和200X包括通过现有电布线的接口(即,通过端子和连接器的接口),用于低速传输或少量数据传输的信号或用于电源。

[0162] 信号生成单元107对从LSI功能单元104输入的输入信号执行信号处理以生成毫米波的信号。信号生成单元107通过传输路径(如例如微带线、带线、共面线或插槽线)连接到传输路径耦合器108,使得生成的毫米波信号通过传输路径耦合器108提供给毫米波信号传输路径9。

[0163] 传输路径耦合器108具有天线结构,并且具有将传输到其的毫米波信号转换为电磁波并且信号传输该电磁波的功能。传输路径耦合器108耦合到毫米波信号传输路径9,使得通过传输路径耦合器108转换的电磁波提供给毫米波信号传输路径9的一个端部。第二通信设备200X的传输路径耦合器208耦合到毫米波信号传输路径9的另一端。因为毫米波信号传输路径9提供在第一通信设备100X侧的传输路径耦合器108和第二通信设备200X侧的传输路径耦合器208之间,所以毫米波段的电磁波传播到毫米波信号传输路径9。

[0164] 第二通信设备200X侧的传输路径耦合器208连接到毫米波信号传输路径9。传输路径耦合器208接收传输到毫米波信号传输路径9的另一端的电磁波,将该电磁波转换为毫米波段的信号,并且将该毫米波段的信号提供给作为基带信号生成单元的信号生成单元207。信号生成单元207对转换的毫米波段的信号执行信号处理以生成输出信号(即,基带信号),并将生成的输出信号提供给LSI功能单元204。

[0165] 在前面描述中,尽管从第一通信设备100X到第二通信设备200X执行信号传输,但是也可以类似地从第二通信设备200X的LSI功能单元到第一通信设备100X执行信号传输。因此,毫米波段的信号可以双向传输。

[0166] 这里,通过电布线执行信号传输的信号传输系统具有以下问题。

[0167] i) 尽管要求传输数据的大量数据传输和高速传输,但是对电布线的传输速度和传输容量存在限制。

[0168] ii) 为了处理实现传输数据的高速传输的问题,增加布线数量以实现传输数据的并行传输同时减少每一根信号线的传输速度看起来是可能的措施。然而,该措施增加了输入和输出端子的数目。结果,要求印刷电路板和电缆布线方案的复杂度、连接器单元的物理尺寸增加以及电接口等。这使得上述元件的形状变复杂,导致元件可靠性的劣化以及成本增加的问题。

[0169] iii) 随着基带信号的频带的带宽随着电影图像或计算机图像的信息量的显著增加一起增加,EMC(电磁兼容性)的问题变得更确实。例如,在使用电布线的情况下,布线用作天线,并且与天线的调谐频率对应的信号受到干扰。此外,由于布线的阻抗失配导致反射或共振成为不必要的辐射的原因。因为采用针对这种问题的措施,所以电子装置的配置变复杂。

[0170] iv) 除了EMC,如果存在反射,则由于接收侧的码元之间的干扰导致的传输错误或

由于扰动的跳跃导致的传输错误也成为问题。

[0171] 同时,本实施例的无线传输系统1X不使用电布线,而使用毫米波执行信号传输。要从LSI功能单元104传输到LSI功能单元204的信号被转换为毫米波信号,其通过传输路径耦合器108和208之间的毫米波信号传输路径9传输。

[0172] 因为毫米波信号传输是无线传输,所以不必担心布线形状或连接器的位置,因此,对布局的限制的问题并不经常发生。因为可以省略用于其传输变为通过毫米波的信号传输的信号的布线和端子,所以消除了EMC的问题。通常,因为通信设备100X和200X不包括任何使用毫米波段的频率的其它功能单元,所以可以容易地实现针对EMC的措施。

[0173] 因为第一通信设备100X和第二通信设备200X之间的传输是其中它们相互靠近地放置的状态下的无线传输,因此是固定位置之间的或处于已知位置关系的信号传输,因此实现了以下优点。

[0174] 1) 容易适当地设计传输侧和接收侧之间的传播信道或波导结构。

[0175] 2) 通过设计用于将传输侧和接收侧与传播信道封装在一起的传输路径耦合器的介电结构,即,毫米波信号传输路径9的波导结构,可以通过自由空间传输实现高可靠性的好的传输。

[0176] 3) 因为还不需要如一般的无线通信一样动态地、自适应地或经常地执行用于管理无线传输的控制器的控制,该控制器对应于本实施例中的LSI功能单元104,所以可以从一般无线通信的开销中减少用于控制的开销。结果,可以预期小型化、功耗减少和速度增加。

[0177] 4) 在生产或设计时,如果校准无线传输环境以掌握每个独立产品的离散等,则通过参考离散数据等以执行传输,可以预期高质量通信。

[0178] 5) 即使存在反射,因为这是固定反射,所以可以通过在接收侧的小的均衡器容易地消除反射的影响。此外,均衡器的设置可以通过预设或静态控制执行,并且可以容易地实现。

[0179] 此外,因为使用其中波长短的毫米波段的无线通信,所以可以预期以下优点。

[0180] A) 因为通过毫米波通信可以确保宽的通信带宽,所以可能简单地使用高数据速率。

[0181] B) 要用于传输的频率可以与用于不同基带信号处理的频率分离,因此,毫米波和基带信号之间的频率干扰不太可能发生。

[0182] C) 因为毫米波段的波长短,所以依赖于波长的天线和波导结构可以变小。此外,因为距离衰减大并且衍射小,所以可以容易地执行电磁屏蔽。

[0183] D) 在现场的普通无线通信中,对载波的稳定性应用严格限制,以便防止干扰等。为了实现具有这种高稳定性的载波,使用具有高稳定性的外部频率参考部分、倍频电路或PLL(锁相环电路)等,并且这增加了电路规模。然而,在使用毫米波的情况下,特别是在与固定位置之间的或处于已知的位置关系的信号传输一起使用毫米波的情况下,可以容易地阻断毫米波并且防止毫米波泄漏到外部。因此,可以使用低稳定性的载波用于传输,并且可以防止电路规模增加。为了使用接收侧的小电路解调利用其稳定性被减少的载波传输的信号,优选采用注入锁定方法。以下描述注入锁定方法的细节。

[0184] 在本实施例的描述中,尽管执行毫米波段的通信的系统被描述为无线传输系统的实例,但是其应用范围不限于使用毫米波段用于通信的系统。可替代地,可以应用低于毫米

波段或相反地高于毫米波段的频带的通信。例如,可以应用微波波段。然而,在采用注入锁定方法用于外壳内的信号传输或不同装置之间的信号传输的情况下,并且在包括谐振电路的整个振荡电路形成在CMOS芯片上的情况下,认为使用毫米波段最有效。

[0185] <通信处理信道:修改>

[0186] 图3A到4C示出无线传输系统的修改配置。图3A到3F示出应用于修改配置的“空分复用”的概述。图4A到4C示出“空分复用”的适当条件,即,应用条件。图5示出无线传输系统1Y的修改的信号接口的功能配置。

[0187] 本实施例的无线传输系统1Y的特征在于,通过使用多个成对的传输耦合器108和208,包括了这种毫米波信号传输路径9的多个信道。安装毫米波信号传输路径9的多个信道,使得它们空间上不相互干扰,或者不受干扰的影响,并且可以使用相同频率、沿着用于信号传输的多个信道同时执行通信。

[0188] 术语“没有空间干扰”意味着多个信道的信号可以相互独立地传输。其机制以下称为空分复用。当期望用于传输信道的多信道传输时,如果没有应用空分复用,则必须应用频分复用,使得不同的载波频率用于不同的信道。然而,如果应用空分复用,则即使使用相同的载波频率,也可以实现传输而不受干扰的影响。

[0189] “空分复用”可以是在可以传输作为电磁波的毫米波信号的三维空间中、形成毫米波信号传输路径9的多个信道的任何方法。具体地,该方法不限于自由空间中的毫米波信号传输路径9的多个信道的配置。例如,在其中可以传输作为电磁波的毫米波信号的三维空间从作为实体的介电材料配置时,毫米波信号传输路径9的多个信道可以以介电材料形成。此外,毫米波信号传输路径9的多个信道的每个不限于自由空间,而是可以具有介电传输路径、空的波导等的形式。

[0190] [用于空分复用的毫米波信号传输路径的结构示例]

[0191] 图3A到3F示出了用于空分复用的毫米波信号传输路径的结构若干示例。当意图增加传输信道的数目时,在没有应用空分复用的情况下,例如应用于频分复用以在不同信道之间使用不同的载波频率看起来是可能的构思。然而,如果应用空分复用,则即使使用相同的载波频率,也可以执行同时的信号传输而不受到干扰的影响。

[0192] 具体地,“空分复用”可以使用任何配置实现,只要独立的毫米波信号传输路径9的多个信道形成在通过其可以传输电磁波的毫米波信号的三维空间中。因此,该配置不限于特定的配置,其中自由空间传输路径9B的多个信道形成在自由空间中,使得它们相互隔离不发生干扰的距离(参考图3A)。

[0193] 例如,如图3B所示,在自由空间传输路径9B的多个信道提供在自由空间中的情况下,用于干扰无线电波的传播的结构(即,毫米波阻断体MX)可以安排在传输信道的每个相邻传输信道之间,以便抑制传输信道之间的干扰。毫米波阻断体MX可以是或者可以不是导体。

[0194] 毫米波信号传输路径9的多个信道的每个不必要求配置为自由空间,而是可以替代地使用毫米波限定结构。例如,可以采用如图3C所示的这种介电传输路径9A,其配置为包括介电材料作为毫米波限定结构。在介电传输路径9A以毫米波限定结构配置的情况下,可以如图3D所示在介电传输路径9A的外围提供用于抑制毫米波信号的外部辐射的金属部件的介电屏蔽部件等,即,毫米波阻断体MY,以便抑制毫米波的外部辐射。优选地,毫米波阻断

体MY设为固定电势,如例如电路板上的地电势。

[0195] 作为毫米波限定结构的另一示例,可以使用空的波导9L,其被屏蔽部件围绕其外围并且具有空的结构。例如,如图3E所示,构造空的波导结构9L,使得其被作为屏蔽部件的示例的导体MZ围绕其外围,并且是空的。围绕导体MZ可以提供在相互以相对关系布置的两个板中的任何一个上。围绕导体MZ和板之一之间的传播损失L,更具体地,从导体MZ的端到相对板的间隙的长度,设为与毫米波的波长相比足够低的值。在围绕屏蔽部件形成为导体MZ的情况下,可以确保屏蔽性能比没有从导体形成的情况下具有更高确定度。

[0196] 如果将图3B和3E相互比较,则空的波导9L具有类似于自由空间传输路径9B的结构,在自由空间传输路径9B中,毫米波阻断体MX布置在自由空间传输路径9B中,但是与自由空间传输路径9B的不同在于作为毫米波屏蔽部件的示例的导体MZ以围绕天线的方式提供。因为导体MZ的内部为空的,所以不必使用介电材料,并且毫米波信号传输路径9可以以低成本简单地和容易地配置。优选地,导体MZ设为固定电势,如例如板上的地电势。

[0197] 空的波导9L的配置不限于从板上的导体MZ形成罩的配置,而是可以配置空的波导9L,使得可以是或者可以不是透孔的孔形成在相当厚的板中,使得孔的壁面用作罩,如图3F所示。孔可以具有任意的剖面形状,如圆形、三角形或四边形。在该实例中,板用作屏蔽部件。孔可以形成在相互以相对关系布置的一对板中的一个或两个中。孔的侧壁可以或可以不覆盖介电部件。在孔形成为透孔的情况下,天线应当布置在或附接到半导体芯片的后面。在可控没有形成为透孔而是作为底孔(bottomed hole)或盲孔的情况下,天线应当安装在孔的底部。

[0198] 因为介电传输路径9A和空的波导9L通过其罩将毫米波限定在其中,所以它们可以实现这样的优点:毫米波可以在相对低的损耗的情况下有效地传输,抑制了毫米波的外部辐射,并且可以相对容易地采取EMC措施。

[0199] 作为毫米波限定结构的另外的实例,在可以传输作为电磁信号的毫米波信号的三维空间从作为实体的介电材料配置的情况下,独立毫米波信号传输路径9的多个信道(特别是介电传输路径9A(这在本段中类似地应用))形成在介电材料上。例如,从介电材料配置其上安装电子电路部件的印刷板并使用该印刷板作为介电传输路径9A似乎是可能的构思。在该实例中,在板中形成多个独立的介电传输路径9A似乎是可能的构思。

[0200] [空分复用的适当条件]

[0201] 图4A到4C具体图示在应用空分复用的情况下的设置适当条件的方式。例如,自由空间的传播损失L可以用“ $L[\text{dB}] = 10 \log_{10}((4\pi d/\lambda)^2) \dots (A)$ ”表示,如图4A所示,其中d是距离,并且 $\lambda$ 是波长。

[0202] 考虑两种空分复用,如图4A到4C所示。在图4A到4C中,发射器用“TX”表示,并且接收器用“RX”表示。参考符号“\_100”表示第一通信设备100Y侧,并且“\_200”表示第二通信设备200Y侧。参考图4B,第一通信设备100Y包括发射器TX\_100\_1和TX\_100\_2的两个信道,第二通信设备200Y包括接收器RX\_200\_1和RX\_200\_2的两个信道。具体地,在发射器TX\_100\_1和接收器RX\_200\_1之间以及发射器TX\_100\_2和接收器RX\_200\_2之间执行从第一通信设备100Y侧到第二通信设备200Y侧的信号传输。换句话说,从第一通信设备100Y侧到第二通信设备200Y侧的信号传输通过两个信道执行。

[0203] 同时,参考图4C,第一通信设备100Y包括发射器TX\_100和接收器RX\_100,同时第二

通信设备200Y包括发射器TX\_200和接收器RX\_200。具体地,在发射器TX\_100和接收器RX\_200之间执行从第一通信设备100Y侧到第二通信设备200Y侧的信号传输,并且在发射器TX\_200和接收器RX\_100之间执行从第二通信设备200Y侧到第一通信设备100Y侧的信号传输。不同信道用于传输和接收,并且可以通过全双工传输执行两个装置之间的数据的传输(TX)和接收(RX)。

[0204] 这里,在给出没有方向性的天线的情况下,从表达式(B),通过“ $d_2/d_1=10^{DU/20} \dots$  (B)”获得天线间距离 $d_1$ 和空间信道距离 $d_2$ (特别是自由空间传输路径9B之间的空间距离)之间的关系,其是获得必须DU[dB](即,期望波和不需要的波之间的必须比率)所需的。

[0205] 例如,如果 $DU=20\text{dB}$ ,则 $d_2/d_1=10$ ,并且空间信道距离 $d_2$ 必须是天线间距离 $d_1$ 的10倍长。因为通常天线具有一些方向性,所以即使在自由空间传输路径9B的情况下,空间信道距离 $d_2$ 也可以设为更短。

[0206] 例如,如果到通信对方的天线的距离短,则用于天线的传输功率可以抑制低。如果传输功率足够低并且一对天线可以安装在相互隔离足够远的位置,则该对天线之间的干扰可以抑制为足够低。特别是在毫米波通信中,因为毫米波的波长短,所以距离衰减大并且衍射小,因此可以容易地实现空分复用。例如,即使在自由空间传输路径9B的情况下,空间信道距离 $d_2$ (即,自由空间传输路径9B之间的空间距离)可以设为小于天线间距离 $d_1$ 的10倍。

[0207] 在具有毫米波限定结构的介电传输路径或空的波导的情况下,因为毫米波可以在其被限制在内部的同时传输,所以空间信道距离 $d_2$ (即,自由空间传输路径之间的空间距离)可以设为短于天线间距离 $d_1$ 的10倍。具体地,与自由空间传输路径9B相比,信道距离可以进一步减少。

[0208] [其中应用空分复用的系统配置]

[0209] 图5示出对其应用空分复用的无线传输系统1Y的修改配置。参考图5,如从上面给出的关于空分复用的描述意识到的,无线传输系统1Y包括第一通信设备100Y和第二通信设备200Y之间插入的毫米波信号传输路径9的多个信道。

[0210] 因为空分复用允许同时使用相同频带,所以通信速度可以提高,并且可以确保双向通信的同时性,其中对于N1信道从第一通信设备100Y到第二通信设备200Y传输信号,对于N2信道从第二通信设备200Y到第一通信设备100Y传输信号。特别是毫米波的波长短,并且可以预期通过距离的衰减效果。此外,即使在偏移小的情况下,即,即使在传输信道之间的空间距离短的情况下,干扰也不太可能发生,并且可以容易地实现依赖于地点而相互不同的传播信道。

[0211] 如从图5看到的,本实施例的无线传输系统1Y包括传输路径耦合器108和208的“N1+N2”信道以及毫米波信号传输路径9的“N1+N2”信道,该传输路径耦合器108和208每个包括毫米波传输端子、毫米波传输路径、天线等。每个参考符号具有后缀“\_@”( @是1到N1+N2)。因此,可以实现其中独立地为传输和接收执行毫米波传输的全双工传输系统。

[0212] 从第一通信设备100Y移除了复用处理器113和统一处理单元128,并且从第二通信设备200Y移除了复用处理器213和统一处理单元228。在本示例中,除了电源以外的所有信号成为利用毫米波的传输的对象。要注意,尽管无线传输系统1Y类似于图2B中所示的、采用频分复用的系统,但是为N1信道的每个提供传输侧信号生成单元110和接收侧信号生成单元220,或者换句话说,提供N1个这种传输侧信号生成单元110和N1个这种接收侧信号生成

单元220,并且为N2信道的每个提供传输侧信号生成单元210和接收侧信号生成单元120,或者换句话说,提供N2个这种传输侧信号生成单元210和N2个这种接收侧信号生成单元120。

[0213] 尽管这里描述了基本配置,但是这仅仅是示例,并且分别在半导体芯片103和203中容纳传输侧信号生成单元110、接收侧信号生成单元120、传输侧信号生成单元210和接收侧信号生成单元220的形式不限于上面参考图5描述的形式。例如,系统可以配置为使用只包括信号生成单元107的半导体芯片103和只包括信号生成单元207的半导体芯片203,该信号生成单元107容纳传输侧信号生成单元110和接收侧信号生成单元120的一个信道,该信号生成单元207容纳传输侧信号生成单元210和接收侧信号生成单元220的一个信道。此外,传输侧信号生成单元110、接收侧信号生成单元120、传输侧信号生成单元210和接收侧信号生成单元220可以容纳在各自不同的半导体芯片103和203中,以便配置系统。依赖于这种修改,可以配置系统以便满足 $N1 = N2 = N$ 。

[0214] 应当容纳在半导体芯片103和203中的功能单元不需要以第一通信设备100Y侧和第二通信设备200Y侧之间的成对关系容纳,而是可以以任意组合容纳。例如,可以形成第一通信设备100Y,使得用于传输侧的N1信道和接收侧的N2信道的功能单元容纳在一个芯片中,而配置第二通信设备200Y侧使得传输侧信号生成单元210和接收侧信号生成单元220容纳在相互不同的这种半导体芯片203中。

[0215] 各信道的载波频率可以相互相同或者相互不同。例如,在使用介电传输路径或空的波导的情况下,因为毫米波限定在它们内部,所以可以防止毫米波干扰。因此,即使使用相同频率也没有问题。另一方面,在自由空间传输路径的情况下,如果将各自自由空间传输路径相互隔离一定距离,则如果使用相同问题也没有问题。然而,在各自由空间传输路径只隔离小的距离的情况下,应当使用不同频率。

[0216] 例如,为了实现双向传输,除了空分复用以外,时分复用和频分复用也是可用的,如在基本配置中所述。在基本配置中,作为用于使用一个信道的毫米波信号传输路径9实现数据传输和接收的方法,采用其中通过时分复用转换传输和接收的半双工方法和通过频分复用同时执行传输和接收的全双工方法之一。

[0217] 然而,时分复用具有的问题是不能并发执行传输和接收。此外,如从图2A到2C看到的,频分复用具有的问题是毫米波信号传输路径9必须具有大的频率带宽。

[0218] 相反,在修改配置的无线传输系统1Y中,相同的载波频率设置可以应用于多个信号传输信道,即,应用于多个信道。结果,便利重复利用载波频率,即,使用相同频率用于多个信道。即使毫米波信号传输路径9不具有大的带宽,也可以同时实现信号的传输和接收。此外,如果在相同方向上使用多个信道并且同时使用相同频带,则可以实现通信速度的增加。

[0219] 在N信道的毫米波信号传输路径9用于N( $N = N1 = N2$ )个基带信号的情况下,为了实现双向传输和接收,时分复用或频分复用应当应用于传输和接收。此外,如果使用2N信道的毫米波信号传输路径9,同样关于双向传输和接收,则可以使用不同信道的毫米波信号传输路径9执行传输,即,使用相互完全独立的传输路径。简而言之,在毫米波段中的通信对象的N个信号用于传输和接收的情况下,即使没有执行如时分复用、频分复用或码分复用的复用处理,也可以通过2N信道的单个毫米波信号传输路径9传输N个不同的信号。

[0220] 此外,使用包括各种复用方法的组合、使得时分复用应用于一个信道并且频分复

用应用于另一信道同时空分复用应用于另外信道的系统配置似乎也是可能的构思。在应用空分复用的情况下,采用包括各种类型的毫米波信号传输路径9的系统配置似乎也是可能的构思,组合该各种类型的毫米波信号传输路径9,使得毫米波信号传输路径9之一形成为自由空间传输路径9B,并且形成另一毫米波信号传输路径9以便具有如同介电传输路径9A或空的波导9L的毫米波限定结构。

[0221] <调制和解调:比较示例>

[0222] 图6A和6B示出通信处理信道中的调制功能单元和解调功能单元的比较示例。

[0223] [调制功能单元:比较示例]

[0224] 图6A示出传输侧提供的比较示例的调制功能单元8300X的配置。通过并行-串行转换器114将传输对象信号(例如12位的图像信号)转换为高速串行数据流,并且将其提供给调制功能单元8300X。

[0225] 调制功能单元8300X可以根据调制方法采用各种电路配置。然而,例如,如果采用调制幅度的方法,则应当配置调制功能单元8300X,使得其包括混频器8302和传输侧本地振荡器8304。

[0226] 用作第一载波信号生成单元的传输侧本地振荡器8304生成用于调制的载波信号,即,调制载波信号。用作第一频率转换器的混频器8302将由传输侧本地振荡器8304生成的毫米波段的载波乘以或调制来自对应于并行-串行转换器114的并行-串行转换器8114的信号,以便生成毫米波段的调制信号。将调制信号提供给对应于放大器117的放大器8117。调制信号通过放大器8117放大并从天线8136辐射。

[0227] [解调功能单元:比较示例]

[0228] 图6B示出接收侧提供的比较示例的解调功能单元8400X的配置。尽管解调功能单元8400X可以具有在对应于传输侧的调制方法的范围内的各种电路配置,但是这里假设解调功能单元8400X采用在调制幅度的情况下应用的方法,以便对应于上面给出的调制功能单元8300X的描述。

[0229] 比较示例的解调功能单元8400X包括2输入型的混频器8402或混频器电路,并且使用平方律检测电路,从该平方律检测电路可以获得与接收的毫米波信号的包络的幅度的平方成比例增加的检测输出。要注意,替代平方律检测电路,使用不具有平方特性的简单的包络检测电路似乎也是可能的构思。在混频器8402的后级提供滤波处理器8410、作为时钟数据恢复(CDR)单元的时钟恢复单元8420和对应于串行-并行转换器127的串行-并行转换器(S-P)8127。滤波处理器8410例如包括低通滤波器(LPF)。

[0230] 通过天线8236接收的毫米波接收信号输入到对应于放大器224的可变增益型放大器8224,并且通过其对毫米波接收信号执行幅度调整。放大器8224的输出信号提供给解调功能单元8400X。具体地,来自放大器8224的调整幅度的接收信号同时输入混频器8402的两个输入端,通过该混频器8402生成平方信号。平方信号提供给滤波处理器8410。滤波处理器8410的低通滤波器从通过混频器8402生成的平方信号移除高频分量,以便生成从传输侧发送的输入信号(即,基带信号)的波形。基带信号提供给时钟恢复单元8420。

[0231] 滤波处理器8410(CDR)基于基带信号恢复采样时钟,并且利用恢复的采样时钟采样基带信号以生成接收数据串。生成的接收数据串提供给串行-并行转换器8227(S-P),通过其恢复并行信号(例如12位的图像信号)。尽管各种方法可用于时钟恢复,但是采用例如

码元同步方法。

[0232] [比较示例的问题]

[0233] 在从比较示例的调整功能单元8300X和解调功能单元8400X配置无线传输系统的情况下,具有以下难点。

[0234] 首先,关于振荡电路存在以下难点。例如,在户外通信中,必须考虑多信道传输。在该实例中,因为稳定性受到载波的频率变化分量的影响,所以对传输侧的载波的稳定性的要求的规范严格。在外壳内的信号传输或不同装置之间的信号传输中使用毫米波传输信号时,如果尝试在传输侧和接收侧使用如在户外无线通信中使用的普通技术,则对于载波要求稳定性。因此,要求用于具有这种高稳定性的毫米波的振荡电路,该频率稳定性值为ppm(百万分之)量级。

[0235] 为了实现具有高稳定性的载波信号,例如在硅集成电路(CMOS:互补金属氧化物半导体)上实现具有用于高稳定性的毫米波的振荡电路似乎是可能的构思。然而,因为用于普通CMOS器件的硅基底具有低绝缘属性,所以不能容易地形成具有高Q值(质量因子)的谐振电路,结果,具有高稳定性的载波信号的实现是困难的。例如,在如例如A.Niknejad,“mm-Wave Silicon Technology 60GHz and Beyond”(具体地,3.1.2电感器,第70-71页),ISBN978-0-387-87558-7(以下称为参考文献A)中公开的、在CMOS芯片上形成电感的情况下,Q值变为大约30到40。

[0236] 因此,为了实现具有高稳定性的振荡电路,采用这样的技术似乎是可能的构思,其中在配置振荡电路的主要部分的CMOS器件的外部,使用石英振荡器等提供高Q值的谐振电路,使得谐振电路以低频振荡,并且倍频谐振电路的振荡输出直到其频率落入毫米带宽。然而,不优选为所有芯片提供这种外部谐振电路以便实现利用通过毫米波的信号传输替代通过布线的信号传输(如LVDS(低压差分信号传输))的功能。

[0237] 如果使用其中调整幅度的方法,如OOK(开关键控),则因为只需要在接收侧执行包络检测,所以不要求振荡,因此,可以减少谐振电路的数量。然而,因为信号传输距离变长,所以接收幅度减少,并且在使用平方律检测电路的方法用作包络检测电路的情况下,接收幅度的减少的影响变得严重,并且信号失真变得具有不利影响。换句话说,在灵敏度方面,平方律检测电路是不利的。

[0238] 作为用于实现具有高频率稳定性的载波信号的另一技术,例如,使用具有高稳定性的倍频电路或PLL电路似乎是可能的构思。然而,这增加了电路规模。例如,“A 90nm CMOS Low-Power 60GHz Transceiver with Integrated Baseband Circuitry”(ISSCC 2009/SESSION 18/RANGING AND Gb/s COMMUNICATION /18.5,2009 IEEE International Solid-State Circuits Conference,第314-316页,以下称为参考文献B)公开了一种技术,其使用推-推(push-push)振荡电路,同时消除60GHz振荡电路以减少电路规模。然而,该技术仍然要求30GHz的振荡电路和分频器、相位频率检测电路(相位频率检测器:PFD)、外部参考等,在公开的技术中该外部参考为117MHz。因此,电路规模明显大。

[0239] 因为平方律检测电路只能从接收信号提取幅度分量,所以可以使用的调制方法限于调制幅度的方法,如同OOK的ASK,并且难以采用调制相位或频率的方法。难以采用相位调制方法导致不能将调制信号转换为正交信号以增加数据传输速率的事实。

[0240] 此外,在尝试使用频分复用方法实现多信道传输的情况下,平方律检测电路的使



用导致以下难点。尽管必须在平方律检测电路的前级在接收侧布置用于频率选择的带通滤波器,但是不容易实现小的陡峭带通滤波器。此外,在使用陡峭带通滤波器的情况下,对传输侧的载波频率的稳定性要求的规范也变得严格。

[0241] <调制和解调:基础>

[0242] 图7A到9示出通信处理信道中的调制功能和解调功能的基本配置。具体地,图7A到7D示出作为传输侧的通信单元的传输侧信号生成单元8110的基本配置,其从传输侧提供的调制功能单元8300配置,并且包括调制器115和215以及频率转换器116和216以及调制功能单元8300的外围电路。图8A到8D示出接收侧信号生成单元8220的配置实例,其是接收侧的通信单元并且从接收侧提供的基本配置的解调功能单元8400配置,并且包括频率转换器125和225以及解调器126和226以及解调功能单元8400的外围电路。图9图示注入锁定中的相位关系。

[0243] 作为针对上述比较实例的问题的措施,本实施例的解调功能单元8400采用注入锁定方法。

[0244] 在应用注入锁定方法的情况下,优选实现对调制对象信号预先执行适当的校正处理,使得在接收侧可以容易地执行注入锁定。典型地,在抑制调制对象信号的DC分量以及DC附近的分量后调制调制对象信号。调制在DC附近的低频分量被抑制或截除后的调制对象信号,使得载波频率 $f_c$ 附近的调制信号分量最小化,从而便利接收侧的注入锁定。这意味着不仅DC而且DC周围的信号分量应当被抑制。在应用数字处理的情况下,执行无DC处理,以便消除这种由相同代码的连续出现生成的DC分量的情形。

[0245] 优选地,与用于调制的载波信号对应的、用作接收侧的注入锁定的参考的参考载波信号与毫米波段中调制的信号(即,调制信号)一起信号传输。参考载波信号具有固定频率和固定相位,并且优选具有固定幅度,对应于从传输侧本地振荡器8304输出并用于调制的载波信号的那些,并且典型地是用于调制的载波信号自身。然而,只需要参考载波信号至少与载波信号同步,并且参考载波信号不限于上述信号。例如,可以使用与用于调制的载波信号同步的不同频率的信号,例如,高谐波信号或具有相同频率但具有不同相位的信号,如例如与用于调制的载波信号正交的正交载波信号。

[0246] 取决于调制方法或调制电路,两种情况是可用的,包括其中调制电路的输出信号自身包括载波信号的情况(例如,如标准幅度调制或ASK中)以及其中抑制载波的另一情况(例如,如在载波抑制型的幅度调制、ASK或PSK中)。因此,用于从传输侧与毫米波段中调制的信号一起信号传输参考载波信号的电路配置依赖于参考载波信号的类型,即,依赖于用于调制的载波信号自身是否应当用作参考载波信号,并且还依赖于调制方法或调制电路。

[0247] [调制功能单元]

[0248] 图7A到7D示出调制功能单元8300和外围电路的基本配置。参考图7A到7D,在调制功能单元8300,特别是混频器8302的前级提供调制对象信号处理器8301。图7A到7D具体示出匹配数字类型的不同配置示例。参考图7A到7D,调制对象信号处理器8301关于从并行-串行转换器8114提供的数据执行无DC编码,如8-9转换编码(8B/9B编码)、8-10转换编码(8B/10B编码)或扰频处理,以便消除由相同代码的连续出现导致的DC分量的出现。尽管未示出,在模拟调制中,应当预先对调制对象信号应用旁通(bypass)滤波处理或带通滤波处理。

[0249] 在8-10转换编码中,8位数据转换为10位代码。例如,从10位代码的1024个不同代

码中,采用包括相互相等或尽可能接近的数量的“1s”和“0s”的那些代码的那些代码作为数据代码,使得它们具有无DC特性。使用没有用作这种数据代码的那些10位代码的一些,例如作为指示空闲状态或分组定界符的特定代码。例如,在无线LAN(IEEE802.11a)中使用扰频处理。

[0250] 图7A所示的基本配置1包括参考载波信号处理器8306和信号组合单元8308,并且执行用作第一频率转换电路的调制电路的输出信号(即,调制信号)和参考载波信号的组合。该基本配置可以被当作通用配置,其不受参考载波信号的类型、调制方法或调制电路的影响。然而,依赖于参考载波信号的相位,在接收侧的解调时有时候将组合的参考载波信号检测为DC偏移分量,并且对基带信号的恢复有影响。在该实例中,在接收侧采用用于抑制DC分量的措施。换句话说,参考载波信号应当具有在解调时不需要移除DC偏移分量的相位关系。

[0251] 参考载波信号处理器8306根据场合需要,调整从传输侧本地振荡器8304提供到其的调制载波信号的相位和幅度,并且将得到的信号作为参考载波信号提供给信号组合单元8308。例如,在混频器8302的输出信号自身基本上不包括其频率和相位总是固定的载波信号的方法(即,调制频率和/或幅度的方法)的情况下,或者在用于调制的载波信号的谐波信号或正交载波信号用作参考载波信号的情况下,采用本基本配置1。

[0252] 在该实例中,用于调制的载波信号的谐波信号或正交载波信号可以用作参考载波信号,并且可以独立地调整调制信号或参考载波信号的幅度和相位。换句话说,尽管放大器8117执行关注调制信号的幅度的增益调整,并且同时还调整参考载波信号的幅度,但是只有参考载波信号的幅度可以通过参考载波信号处理器8306来调整,使得可以获得用于注入锁定的优选幅度。

[0253] 尽管基本配置1包括用于组合调制信号和参考载波信号的信号组合单元8308,但是这不是基本的,而是调制信号和参考载波信号可以优选地通过毫米波信号传输路径9从不同天线8136\_1和8136\_2发送到接收侧,使得干扰可以不发生,如同图7B所示的基本配置2。在基本配置2中,其幅度通常固定的参考载波信号可以信号传输到接收侧,并且从注入锁定的便利的视点来看,基本配置2可以被当作优化配置。

[0254] 基本配置1和2的优点在于用于调制的载波信号(或换句话说,要信号传输的调制信号)以及参考载波信号的幅度和相位可以单独调整。因此,它们被当作适于使得其上要放置传输对象信息的调制轴和要用于注入锁定的参考载波信号的轴(即,参考载波轴)的相位不是相同相位,而是相互不同的相位,使得DC偏移不会出现在解调输出中。

[0255] 在混频器8302的输出信号自身可以包括其频率或相位总是固定的载波信号的情况下,可以采用图7C所示的基本配置3,其不包括参考载波信号处理器8306和信号组合单元8308的任何。只需要将通过混频器8302在毫米波段中调制的调制信号信号传输到接收侧,并且将调制信号中包括的载波信号处理为参考载波信号。因此,不需要进一步增加参考载波信号到混频器8302的输出信号并发送得到的信号到接收侧。例如,在调制幅度方法(如例如ASK方法)的情况下,可以采用该基本配置3。此时,优选对参考载波信号执行无DC处理。

[0256] 然而,同样在幅度调制或ASK中,混频器8302积极形成为载波抑制型的电路,如例如平衡调制电路或双平衡调制电路,使得与载波抑制型的电路的输出信号(即,调制信号)一起还发送参考载波信号,如基本配置1和2的情况。

[0257] 要注意,同样关于调制相位或频率的方法,只信号传输通过使用例如正交调制的调制功能单元8300调制(频率转换)为毫米波段信号的调制信号是可能的构思,如图7D所示的基本配置4的情况。然而,在接收侧是否能够建立注入锁定还与输入到注入锁定型的振荡电路的参考载波的注入电平(即,幅度电平)、调制方法、数据速率、载波频率等有关。因此,上述可能的措施的应用范围受到限制。

[0258] 在所有的基本配置1到4中,可以采用这样的机制,其接收基于接收侧的注入锁定检测的结果的信息,并且调整调制载波信号的相位或参考载波信号的毫米波的相位,这对于接收侧的注入信号(如例如参考载波信号或调制信号)特别有用。使用毫米波从接收侧到传输侧传输信息不是必须的,而是这种传输可以通过任意方法执行,而不管是有线或无线传输。

[0259] 在所有的基本配置1到4中,控制传输侧本地振荡器8304以便调整调制载波信号和参考载波信号的频率。

[0260] 在基本配置1和2中,控制参考载波信号处理器8306或放大器8117以便调整参考载波信号的幅度或相位。要注意,尽管在基本配置1中通过调整传输功率的放大器8117调整参考载波信号的幅度是可能的,但是在该实例中,还一起调整调制信号的幅度是难点。

[0261] 在适于调制幅度的方法(如模拟幅度调制或数字ASK)的基本配置3中,调整关于调制对象信号的DC分量或控制调制度以调整调制信号中的载波频率分量,其对应于参考载波信号的幅度。例如,研究这样的情况,其中调制对应于对其增加了DC分量的传输对象信号的信号。在该实例中,在调制度固定的情况下,控制DC分量以调整参考载波信号的幅度。另一方面,在固定DC分量的情况下,控制调制度以调整参考载波信号的幅度。

[0262] 然而,在该实例中,不需要使用信号组合单元8308,而只有如果只将从混频器8302输出的调制信号信号传输到接收侧,则其自动输出为通过利用传输对象信号调制载波信号获得的调制信号,并且用于调制的载波信号固定。参考载波信号必然放置在其上放置调制信号的传输对象信号的调制轴相同的轴上。换句话说,与调制轴同相地传输参考载波信号。在接收侧,调制信号中的载波频率分量作用于注入锁定的参考载波信号。尽管下面描述细节,但是当在相平面上来看时,其上放置传输对象信息的调制轴和要用于注入锁定的载波频率分量(即,参考载波信号)的轴具有相同相位,并且从载波频率分量或参考载波信号中出现的DC偏移出现在解调输出中。

[0263] [解调功能部分]

[0264] 图8A到8D示出解调功能单元8400和外围电路的基本配置。参考图8A到8D,本实施例的解调功能单元8400包括接收侧本地振荡器8404,对其提供注入信号以获取对应于传输侧的用于调制的载波信号的输出信号。典型地,获取与传输侧使用的载波信号同步的振荡输出信号。然后,通过混频器8402相乘或同步检测接收的毫米波调制信号和基于接收侧本地振荡器8404的输出信号的用于解调的载波信号,以便获取同步检测信号,该用于解调的载波信号是解调载波信号并且以下称为恢复的载波信号。该同步检测信号通过滤波处理器8410经历其高频分量的移除,以获得从传输侧发送的输入信号的波形或基带信号。

[0265] 在混频器8402通过同步检测执行频率转换(即,下转换或解调)的情况下,例如,可以实现这样的优点,即获得优异的比特误差特性,并且如果同步检测扩展到正交检测,则可以应用相位调制或频率调制。

[0266] 当基于接收侧本地振荡器8404的输出信号的恢复的载波信号要提供给混频器8402并由其解调时,必须考虑相位位移,并且在同步检测系统中必须提供相位调整电路。这是因为接收的调制信号和通过注入锁定要从接收侧本地振荡器8404输出的振荡输出信号之间具有相位差,如在L. J.Paciorek,“Injection Lock of Oscillators,”Proceeding of the IEEE,Vol.55,No.11,1965年11月,第1723-1728页(以下称为参考文献C)。

[0267] 在本示例中,在解调功能单元8400中提供不仅具有相位调整电路的功能而且具有调整注入幅度的功能的相位幅度调整器。可以为到接收侧本地振荡器8404的注入信号或接收端本地振荡器8404的输出信号的任一提供相位调整电路,并且相位调整电路可以应用到它们两者。接收端本地振荡器8404和相位幅度调整器8406合作来配置解调侧的载波信号生成单元(即,第二载波信号生成单元),其生成与调制载波信号同步的解调载波信号并将解调载波信号提供给混频器8402。

[0268] 如图8A到8D中的虚线所示,在混频器8402的后级提供DC分量抑制器8407。DC分量抑制器8407移除DC偏移分量,其可能响应于组合到调制信号的参考载波信号的相位(具体地,当调制信号和参考载波信号处于同相状态时)而包括在同步检测信号中。

[0269] 这里,基于参考文献C,如果接收端本地振荡器8404的自由运行振荡频率由 $f_o(\omega_o)$ 表示,注入信号在中心频率(在参考载波信号的情况下,参考载波信号的频率)用 $f_i(\omega_i)$ 表示,到接收侧本地振荡器8404的注入电压用 $V_i$ 表示,接收本地振荡器8404的自由运行振荡电压用 $V_o$ 表示,并且Q值(即,质量因子)用Q表示,则在锁定范围用最大限制(pull-in)频率范围 $\Delta f_{omax}$ 指示的情况下,这通过下面表达式(A)来定义:

$$[0270] \quad \Delta f_{omax} = f_o / (2 * Q) * (V_i / V_o) \times 1 / \sqrt{1 - (V_i / V_o)^2} \quad \dots\dots (A)$$

[0271] 从表达式(A)可以意识到,Q值对锁定范围有影响,并且随着Q值减少,锁定范围扩大。

[0272] 从表达式(A)可以意识到,尽管通过注入锁定获取振荡输出信号的接收侧本地振荡器8404可以与注入信号中的最大限制频率范围 $\Delta f_{omax}$ 锁定或同步,但是它不能与除了最大限制频率范围 $\Delta f_{omax}$ 以外的任何其它分量锁定,并且具有带通效果。例如,在具有频带的调制信号提供给接收侧本地振荡器8404以便通过注入锁定从接收侧本地振荡器8404获得振荡输出信号的情况下,获得与调制信号的平均频率(即,载波信号的频率)同步的信号,同时移除了除了最大限制频率范围 $\Delta f_{omax}$ 以外的任何其它分量。

[0273] 这里,当注入信号要提供给接收侧本地振荡器8404时,如同上面参考图8A描述的基本配置1的情况,将接收的毫米波信号作为注入信号提供给接收侧本地振荡器8404是可能的构思。在该实例中,最大限制频率范围 $\Delta f_{omax}$ 中存在调制信号的许多频率分量不是优选的,而优选的是存在较少的频率分量。为什么说优选的是存在较少的频率分量的原因基于这样的事实,即,即使存在一些频率分量,如果调整信号输入电平或频率,则注入锁定是可能的。简而言之,因为对注入锁定不必须的频率分量也提供到接收侧本地振荡器8404,所以担心难以建立注入锁定。然而,如果传输侧在通过无DC编码等预先抑制调制对象信号的低频分量后调制调制对象信号,使得在载波频率附近不存在调制信号分量,则可以使用基本配置1。

[0274] 此外,提供分频器8401使得从接收的毫米波信号频率分离调制信号和参考载波信号,并且将分离的参考载波信号分离作为注入信号提供到接收侧本地振荡器8404是可能的

构思,如同上面参考图8B描述的基本配置2的情况。因为在预先抑制了注入锁定不需要的频率分量后提供注入信号,所以可以容易地建立注入锁定。

[0275] 图8C所示的基本配置3对应于传输侧采用图7B所示的基本配置2的配置。在基本配置3中,通过不同的天线8326\_1和8326\_2,优选通过不同的毫米波信号传输路径9接收调制信号和参考载波信号,使得可以不发生干扰。在接收侧的基本配置3中,其幅度也固定的参考载波信号可以提供到接收侧本地振荡器8404,因此,从注入锁定的建立的便利的观点来看,认为接收侧的基本配置3是优化系统。

[0276] 图8D所示的基本配置4对应于传输侧采用上面参考图7D描述的基本配置4的情况,其中配置传输侧以便调制相位或频率。尽管接收侧的基本配置4在配置上类似于基本配置1,但是解调功能单元8400的配置实际上是准备好用于相位调制或频率调制的解调电路,如正交检测电路。

[0277] 由天线8326接收的毫米信号通过未示出的分发器或分路滤波器提供到混频器8402和接收侧本地振荡器8404。因为注入锁定起作用,所以接收侧本地振荡器8404输出与传输侧的用于调制的载波信号同步的恢复的载波信号。

[0278] 这里,在接收侧是否能够建立注入锁定(即,是否能够获得与传输侧的用于调制的载波信号同步的恢复的载波信号)也取决于注入电平(即,要输入到注入锁定型的振荡电路的参考载波信号的幅度电平)、调制方法、数据速率、载波频率等。此外,必须从调制信号中减少频带中能注入锁定的分量的数目。为此,在传输侧优选将调制信号转换为无DC代码,使得调制信号的平均频率的中心基本上等于载波频率,并且平均相位的中心基本上等于零,即,相平面上的原点。

[0279] 例如,P. Edmonson et al.,“Injection Locking Techniques for a 1-GHz Digital Receiver Using Acoustic-Wave Devices,”IEEE transactions on Ultrasonics,Ferroelectrics,and Frequency Control,Vol.39,No.5,1992年9月,第631-637页(以下称为参考文献D)公开了一个示例,其中通过BPSK(二进制相移键控)方法调制的调制信号自身用作注入信号。在BPSK方法中,到接收侧本地振荡器8404的注入信号响应于输入信号的码元时间T经历180度的相位变化。在这种情况下,为了通过接收侧本地振荡器8404建立注入锁定,在接收侧本地振荡器8404的最大限制频率范围用 $\Delta f_{\text{max}}$ 表示的情况下,例如码元时间T必须满足 $T < 1 / (2 \Delta f_{\text{max}})$ 。尽管这意味着码元时间T必须设为短并具有余量,码元时间T最好以此方式设为短意味着最好提高数据速率,并且这对贯注于高速数据传送的应用是方便的。

[0280] 同时,Tarar M.A.;Zhizhang Chen,“A Direct Down-Conversion Receiver for Coherent Extraction of Digital Baseband Signals Using the Injection Locked Oscillators,”Radio and Wireless Symposium,2008 IEEE,Volume,Issue,22-24,2008年1月,第57-60页(以下称为参考文献E)公开了一个示例,其中通过8PSK(8相移键控)方法调制的调制信号自身用作注入信号。同样在参考文献E中,描述了如果注入电压和载波频率的条件相同,则较高的数据速率便利注入锁定。这同样对于贯注于高速数据传送的应用是方便的。

[0281] 在基本配置1到4的任何中,可以通过基于表达式(A)控制注入电压 $V_i$ 或自由运行振荡频率 $f_o$ 来控制锁定范围。换句话说,必须调整注入电压 $V_i$ 或自由运行频率 $f_o$ 使得可以

建立注入锁定。例如,在混频器8402的后级,在图8A到8D所示的示例中,在DC分量抑制器8407的后级提供注入锁定控制器8440,使得基于由混频器8402获取的作为基带信号的同步检测信号确定注入锁定的状态,并且基于确定结果控制调整对象分量,使得可以建立注入锁定。

[0282] 由此,可以采用一种或两种技术,该技术包括处理接收侧的控制的技术和通过将控制所需的信息提供到传输侧来处理传输侧的控制的技术,该控制所需的信息不仅包括控制信息,而且包括从其导出控制信息的检测信号等。处理接收侧的控制的技术的难点在于功耗和抗干扰属性方面,因为如果毫米波信号(特别是其参考载波信号)不是以一定强度传输,则在接收侧不能建立注入锁定。然而,该技术的优点在于只有接收侧可以处理控制。

[0283] 相反,尽管处理传输侧的控制的技术要求从接收侧传输信息到传输侧,但是它具有的优点是可以用在能够在接收侧建立注入锁定的最低功率传输毫米波信号,并且可以减少功耗并且改进抗干扰属性。

[0284] 在注入锁定方法应用于外壳内的信号传输或不同装置间的信号传输的情况下,可以实现下面的优点。对于传输侧本地振荡器8304,可以减轻对用于调制的载波信号的频率的稳定性的要求规范。如从上面给出的表达式(A)显而易见的,执行注入锁定侧的接收侧本地振荡器8404必须具有低Q值,使得接收侧本地振荡器8404能够跟随传输侧的频率变化。

[0285] 在包括具有电感组件和电容组件的谐振电路的整个接收侧本地振荡器8404形成在CMOS器件上的情况下,这是方便的。尽管接收侧的接收侧本地振荡器8404可能具有低Q值,但是这类似地也应用于传输侧的传输侧本地振荡器8304。具体地,传输侧本地振荡器8304可以具有低频率稳定性和低Q值。

[0286] 估计CMOS器件的细化在将来进一步进步,并且它们的操作频率进一步增加。为了实现高频带中的小型传输系统,要求使用高载波频率。因为本示例的注入锁定方法可以减轻对振荡频率稳定性的要求规范,所以可以更容易地使用高频的载波频率。

[0287] 尽管频率高,但是频率稳定性可以低(或者换句话说,Q值可以低)意味着为了实现其频率高并且其稳定性高的载波信号,必须使用高稳定性的倍频电路、用于载波同步的PLL电路或类似电路。因此,即使频率更高,也可以利用小的电路规模简单地和容易地实现通信功能。

[0288] 因为接收侧本地振荡器8404获取与在传输侧使用的载波信号同步的恢复的载波信号,并且将恢复的载波信号提供给混频器8402以指向同步检测,所以不需要在混频器8402的前级提供用于波长选择的带通滤波器。接收频率的选择操作事实上是执行控制以使得用于传输和接收的本地振荡电路相互完全同步,即,使得可能建立注入锁定。因此,接收频率的选择是容易的。在使用毫米波段信号的情况下,注入锁定要求的时间也可以比使用较低频率的情况中的时间短。因此,可以在短时间内完成接收频率的选择操作。

[0289] 因为用于传输和接收的本地振荡电路相互完全同步,所以抵消了传输侧的载波频率的变化量,因此,可以容易地应用如相位调制的各种调制方法。例如,在数字调制中,如QPSK(正交相移键控)调制和16QAM(正交幅度调制)调制的相位调制是众所周知的。相位调制方法包括基带信号和载波之间的正交调制。在正交调制中,将输入数据转换为对其应用正交调制的I相位和Q相位的基带信号。具体地,分别利用I相位信号和Q相位信号单独调制I轴和Q轴上的载波信号。注入锁定不仅可应用于如参考文献E中公开的8PSK调制,而且可应

用于如QPSK或16QAM的正交调制方法,并且可以将调制信号转换为正交信号以提高数据传输速率。

[0290] 如果应用注入锁定,则在与同步检测一起使用的情况下,如同在即使在接收侧没有使用用于波长选择的带通滤波器来执行多信道传输或全双工双向传输的情况,即使在多个传输和接收对同时执行独立的传输的情况下,干扰问题也不太可能有影响。

[0291] [注入信号和振荡输出信号之间的关系]

[0292] 图9图示注入锁定中的信号的相位关系。具体地,图9图示注入信号(这里为参考载波信号)与用于调制的载波信号正交的情况下的基本相位关系。

[0293] 接收侧本地振荡器8404可以以两种模式操作,包括锁定模式和放大器模式。在采用注入锁定方法的情况下,采用注入锁定模式作为基本操作模式,但是在特殊情况下,使用放大器模式。该特殊情况是这样的情况,其中在参考载波信号用作注入信号的情况下,用于调制的载波信号和参考载波信号具有相互不同的相位(典型地具有相互正交的相位)。

[0294] 当接收侧本地振荡器8404以注入锁定模式操作同时处于自由运行状态并正在输出振荡输出信号 $V_o$ 时,接收的参考载波信号 $S_{inj}$ 和通过注入锁定从接收侧本地振荡器8404输出的振荡输出信号 $V_{out}$ 之间具有相位差。为了混频器8402正交检测参考载波信号 $S_{inj}$ ,必须校正该相位差。如从图9可以看到的,相位幅度调整器8406执行相位调整使得接收侧本地振荡器8404的振荡输出信号 $V_{out}$ 可以与调制信号SI处于正交状态的相位偏移量为“ $\theta-\phi$ ”,如从图9看到的。

[0295] 换句话说,相位幅度调整器8406应当执行相位偏移,使得接收侧本地振荡器8404以注入锁定模式操作时接收侧本地振荡器8404的振荡输出信号 $V_{out}$ 的相位、与参考载波信号 $S_{inj}$ 用于接收侧本地振荡器8404的注入锁定时的振荡输出信号 $V_{out}$ 的相位之间的相位差“ $\theta-\phi$ ”可以抵消。顺带提及,到接收侧本地振荡器8404的参考载波信号 $S_{inj}$ 和接收侧本地振荡器8404的自由运行振荡输出信号 $V_o$ 之间的相位差为 $\theta$ ,并且接收侧本地振荡器8404的振荡输出信号 $V_{out}$ 和注入锁定时接收侧本地振荡器8404的自由运行振荡输出信号 $V_o$ 之间的相位差为 $\Phi$ 。

[0296] <多信道传输和注入锁定之间的关系>

[0297] 图10A到10D图示多信道传输和注入锁定之间的关系。作为用于实现多信道传输的技术之一,应用上面参考图3A到5描述的空分复用是可能的构思。然而,如图10A所示,在通信传输和接收对之间使用不同载波频率也是可能的构思。也就是说,可以通过频分复用实现多信道传输。

[0298] 如果使用不同载波频率,则还可以容易地实现全双工双向传输,并且还可能出现这样的情况,其中多个半导体芯片(如传输侧信号生成单元110和接收侧信号生成单元220的组以及传输侧信号生成单元210和接收侧信号生成单元120的组)在电子装置的外壳内相互独立地通信。

[0299] [基本配置和问题]

[0300] 这里,如图10B到10D所示,假设两个传输和接收对相互独立地同时通信。在图10B到10D中, $\Delta 1$ 、 $\Delta 2$ 、 $\Delta 3$ 和 $\Delta 4$ 表示随时间波动的频率分量。

[0301] 这里,如图10B所示,如果采用平方检测方法,则要求用于接收侧的频率选择的RF频带的带通滤波器(BPF),以便实现上述频率复用方法中的多信道传输。然而,不容易实现

小尺寸的陡带通滤波器,并且要求可变带通滤波器以改变选择的频率。因为平方检测方法只能提取幅度信息,所以可应用的调制方法限于ASK、OOK等,此外难以使得调制信号正交以提高数据传输速率。

[0302] 在为了小型化在接收侧没有提高用于载波同步的PLL的情况下,例如,如图10C所示,应用下转换到中频(IF)以执行平方检测是可能的构思。在该实例中,通过另外提供用于频率转换到足够高的中频的块,可以选择要接收的信号而不用RF频带的带通滤波器。然而,这要求用于频率转换到IF频带的电路、用于IF频带的带通滤波器等,并且通过这些电路完成电路系统。不仅传输侧的频率变化分量 $\Delta$ ,而且接收侧的在下转换时变化的频率分量(频率变化分量 $\Delta$ )有影响。因此,只可以应用提取幅度信息的调制方法(如例如ASK或OOK),使得可以忽略频率变化分量 $\Delta$ 的影响。

[0303] 相反,如果如图10所示应用注入锁定方法,则因为传输侧本地振荡器8304和接收侧本地振荡器8404相互完全同步,所以可以容易地实现各种调制方法。此外,不需要用于载波同步的PLL,并且电路规模可以小,此下便利接收频率的选择。此外,因为可以使用具有比应用低频的情况下的时间常数低的时间常数的谐振电路,所以可以实现用于毫米波动的振荡电路。因此,用于毫米波动的振荡电路可用于高速传输。以此方式,通过应用注入锁定方法,可以容易地提高传输速度,并且与通过基带信号在芯片之间的普通信号传输的那些相比,可以减少输入/输出端子。此外,可能在芯片上配置用于毫米波的小天线,此外,可能对从芯片提取信号的方法提供非常高的自由度。此外,因为通过注入锁定抵消传输侧的频率变化分量 $\Delta$ ,所以可以应用如相位调制(如列入正交调制)的各种调制方法。

[0304] 此外,在实现通过频分复用的多信道传输的情况下,如果接收侧恢复与传输侧用于调制的载波信号同步的信号,并且通过同步检测执行频率转换,则即使载波信号受到频率变化 $\Delta$ 的影响,也可以恢复传输信号而不受频率变化 $\Delta$ (即,干扰)的影响。如从图10D看到的,作为频率选择滤波器的带通滤波器不必放置在频率转换电路(下转换器)的前级。

[0305] 当采用注入锁定方法来实现这种多信道传输时,如果没有采取措施,则接收侧必须为每个信道准备注入锁定电路。

[0306] 要注意,不仅在多信道传输时,而且在其中在传输侧的一个信道和接收侧的多个信道之间执行同时通信的广播通信等时,出现这样的情况,其中接收侧包括多个信道,必须为每个信道准备注入锁定电路。

[0307] 因此,在本实施例的无线传输系统1中,考虑这样的情况,其中在采用注入锁定方法的情况下,接收侧包括多个信道,即使没有为每个信道准备注入锁定电路,该信道也应当没有麻烦。

[0308] 作为基本方式,为了实现接收侧的注入锁定电路的数目的减少,不是所有的信道采用注入锁定方法,而是至少一个信道不采用注入锁定方法。在不采用注入锁定方法的每个信道中,由本地振荡器8304和8404生成的并且与载波信号同步的载波信号用于执行调制和解调。在空分复用中,尽管在所有信道中可以使用相同频率的载波信号,但是在频分复用中,必须为不同信道使用不同频率的载波信号。因此,生成与由本地振荡器8304或8404生成的载波信号同步的不同频率的另一载波信号,并用于同步检测。自然,同样在空分复用中,不排除使用不同频率的载波信号,如同频分复用的情况。在下面,描述细节。

[0309] <无线传输系统:第一实施例>



[0310] 图11示出第一实施例的无线传输系统。

[0311] 在第一实施例的无线传输系统1B中,在接收侧使用多个信道的情况下,注入锁定应用于信道之一,并且在其它信道中,与应用注入锁定的信道的载波信号同步的载波信号用于通过同步检测执行解调。要注意,在空分复用中,在极端情况下,同步的载波信号可以具有相同频率。第一实施例与下面描述的第二实施例不同在于对于广播通信的应用实例,其中传输侧使用一个信道而接收侧使用多个信道。在第一实施例中,任何调制方法可以类似地应用于第二实施例。在下面的描述中,假设应用ASK方法。

[0312] 第一实施例的无线传输系统1B具有这样的系统配置,其中应用上述注入锁定方法来在一个电子装置的外壳中或在多个电子装置之间,在通过CMOS工艺形成的三个半导体芯片103B、203B\_1和203B\_2之间执行使用毫米波动的信号传输。更明白地说,包括一个通信单元的传输侧和包括两个通信单元的接收侧的两个特殊通信对形成为一组,使得执行1:2信号传输。

[0313] 典型地,从传输侧的半导体芯片103B和接收侧的半导体芯片203B\_1形成第一通信对,并且从传输侧的半导体芯片103B和接收侧的半导体芯片203B\_2形成第二通信对。因此,从传输侧的半导体芯片103B到接收侧的半导体芯片203B\_1和203B\_2执行广播或同时通信。尽管图11所示的无线传输系统1B的接收侧包括两个半导体芯片,但是它可以另外包括三个或更多半导体芯片。要注意,要使用的载波频率 $f_2$ 包括在30GHz到300GHz的毫米波中。

[0314] 在一个外壳内的信号传输的情况下,可以认为半导体芯片103B和203B\_1和203B\_2安装在相同板上。或者,可以另外认为第一通信设备100B侧的外壳190B和第二通信设备200B\_1和200B\_2侧的外壳290B\_1和290\_2共同形成单个外壳。另一方面,在包括第一通信设备100B的电子装置和包括两个第二通信设备200B\_1和200B\_2的另一电子装置之间的信号传输的情况下,可以认为第一通信设备100B侧的外壳190B和第二通信设备200B\_1和200B\_2侧的外壳290B\_1和290\_2装配或安装在由图11中的虚线单独指示的位置。在下面,在统称接收侧的组件时,根据需要省略后缀1和2。

[0315] 外壳190B或290B可以是例如数字记录和再现装置、地面波电视接收机、相机、硬盘装置、游戏机、计算机或无线通信装置的外壳或外观。

[0316] 例如,在无线传输系统1B中,为了传输对其要求高速和大量数据传输的信号(如电影图像信号或计算机图像信号),信号被转换为其载波频率 $f_2$ 属于30GHz到300GHz的毫米波的传输信号 $S_{out\_2}$ ,并且这样沿着毫米波信号传输路径 $9\_2$ 传输。

[0317] 毫米波信号传输路径 $9\_2$ 从外壳190B和290B中的自由空间、在这种自由空间中构造的介电传输路径、波导管和/或波导形成。波导包括插槽线和/或微条线。毫米波信号传输路径 $9\_2$ 可以是沿其能够传输毫米波的传输信号 $S_{out\_2}$ 的任何传输路径。此外,外壳190B和290B内部填充的介电物质自身(如树脂部件)配置毫米波信号传输路径 $9\_2$ 。

[0318] 因为毫米波能够被容易地阻断并且不太可能泄漏到外部,所以允许使用其稳定性低的载波频率 $f_2$ 的载波信号。这也导致半导体芯片103B和203B\_1之间或半导体芯片103B和203B\_2之间的传播信道的设计上的自由度的增加。例如,通过使用介电材料设计用于将半导体芯片103B和203B和传播信道密封到一起的密封部件结构或封装结构,与自由空间中的毫米波信号传输相比,可以实现更高可靠性的好的信号传输。

[0319] 例如,在外壳190B和290B的内部可以形成为自由空间,以便配置天线136B和236b

之间的自由空间传输路径,或者内部可以整体地填有如树脂材料的介电材料。在这些情况下,优选外壳190B和290B每个形成为如同这样的外壳,其中除了利用金属板围绕其六个外表面的屏蔽外壳外,其内侧覆盖有树脂部件,使得毫米波导的传输信号Sout\_2不能泄漏到外部。外壳190B和290B可以另外形成为如同这样的外壳,其中除了利用树脂围绕其六个外表面的外壳外,其内侧覆盖有金属部件。在任一情况下,趋势是在采用注入锁定的情况下,与不采用注入锁定方法相比,传输幅度增加,因此,考虑这种趋势,应当考虑屏蔽措施。

[0320] 优选地,外壳190B和290B的内部形成自由空间,同时在天线136B和236B\_1之间或在天线136B和236B\_2之间应用介电传输路径、空的波导或波导结构,以便形成用于允许毫米波沿其传输同时将毫米波信号限定在传输路径内部的毫米波限定结构或波导结构。在使用毫米波限定结构的情况下,可以在天线136B和236B\_1之间或在天线136B和236B\_2之间确定地传输毫米波段的信号,而不受外壳190B和290B的反射的影响。此外,从天线136B输出的毫米波段的信号(传输信号Sout\_2)可以传输到天线236B侧,同时将毫米波信号限定在毫米波信号传输路径9\_2中。因此,可以减少或消除无用传输,因此可以抑制传输功率。同样在应用注入锁定方法的情况下,因为可以显著减少传输功率,所以没有向外提供电磁干扰(EMI)。因此,可以从外壳190B和290B省略金属屏蔽结构。

[0321] 因为波长短,所以可以分别在半导体芯片103B和203B上配置非常小尺寸的用于毫米波的天线136B和236B。因为天线136B和236B可以减少的尺寸形成,所以在从天线136B辐射传输信号Sout\_2的方式上以及从天线236B提取接收信号Sin\_2的方式上它们可以提供有非常高的自由度。

[0322] 假设如上所述的包括谐振电路的传输侧本地振荡器8304和接收侧本地振荡器8404整体形成在传输侧的半导体芯片103B和接收侧的半导体芯片203B的之一的同一个上,并且不使用现有技术中的外部提供的谐振电路。

[0323] 例如,半导体芯片103B包括调制功能单元8300,其依次包括混频器8302和传输侧本地振荡器8304和放大器8117。放大器8117链接到形成传输路径耦合器108的一部分的天线136B。传输侧的半导体芯片103B基于传输对象信号SIN\_2,通过ASK方法调制传输侧本地振荡器8304中生成的载波频率f2的载波信号,以便频率转换接收信号Sin\_2为毫米波的传输信号Sout\_2。传输信号Sout\_2通过天线136B提供给毫米波信号传输路径9\_2,并且到达接收侧的两个天线236B\_1和236B\_2。

[0324] 只有接收侧的多个半导体芯片203B中的一个(在图11中,只有半导体芯片203B\_1)具有准备好注入锁定的配置。然而,所有剩余的半导体芯片(在图11中,半导体芯片203B\_2)没有准备好用于注入锁定。所有剩余的半导体(即,半导体芯片203B\_2)从准备好注入锁定的一个半导体芯片203B\_1接收恢复的载波信号,并且基于恢复的载波信号执行同步检测。

[0325] 具体地,半导体芯片203B\_1包括放大器8224、解调功能单元8400和低通滤波器8412,该解调功能单元8400依次包括混频器8402和接收侧本地振荡器8404,并且放大器8224链接到形成传输路径耦合器208的一部分的天线236B\_1。半导体芯片203B\_1使用从传输侧的半导体芯片103B发送到其的毫米波信号作为到接收侧本地振荡器8404的注入信号,该毫米波信号是传输信号Sout\_2=接收信号Sin\_2,并且接收侧本地振荡器8404基于注入锁定获取恢复的载波信号。混频器8402使用恢复的载波信号来解调接收信号Sin\_2。解调的信号通过低通滤波器,以恢复对应于传输对象信号SIN\_2的传输对象信号SOUT\_2。简而言

之,半导体芯片103B和203B\_1通过天线136B和236B\_1之间的毫米波信号传输路径9\_2执行毫米波段的信号传输。

[0326] 另一方面,半导体芯片203B\_2接收半导体芯片203B\_1上通过注入锁定恢复的恢复的载波信号,并且混频器8402使用恢复的载波信号解调接收信号Sin\_2。解调的信号通过低通滤波器8412以恢复对应于传输对象信号SIN\_2的传输对象信号SOUT\_2。

[0327] 因为外壳190B中的半导体芯片103B和外壳290B中的半导体芯片203B具有指定的(典型地为固定的)安排位置,半导体芯片103B和半导体芯片203B的位置关系以及它们之间的传输信道的环境条件(如例如反射条件)可以预先指定。因此,容易设计传输侧和接收侧之间的传输信道。此外,如果使用介电材料设计用于将传输侧和接收侧以及传播信道密封在一起的密封结构,则可以实现比自由空间传输的更高可靠性的好的传输。

[0328] 传播信道的环境不经常变化,此外用于允许注入锁定的注入锁定控制器8440的控制不需要如普通无线通信的情况一样动态地、自适应地和经常地执行。因此,与普通无线通信相比,可以减少控制的开销。这有助于无线传输系统1B的实现,该无线传输系统1B以小尺寸执行高速和大量数据信号传输,并且具有低功耗。

[0329] 此外,在生产或设计时,如果校准无线传输环境并掌握各块的离差,则注入锁定控制器8440可以参考该数据以执行各种设置,使得可以执行注入锁定。可以消除注入锁定状态的确定和个根据确定结果的各种设置值的变化重复,并且简化了用于使得可能执行注入锁定的各种设置。

[0330] 在第一实施例的系统配置的实例中,其中传输侧包括一个信道并且接收侧包括多个信道,通过在传输侧的半导体芯片103B和接收侧的半导体芯片203B\_1和203B\_2之间配置1:2传输信道的毫米波信号传输路径9\_2,实现广播传输。由此,如果在信道之一中可以建立同步,则在所有信道中可以建立同步。因此,通过基于由注入锁定获取的恢复的载波信号在所有信道中执行同步检测,可以解调接收信号。在接收侧,只有一个信道必须准备好注入锁定,并且不需要为每个信道准备注入锁定电路。因此,优点是可以使得系统配置紧凑。

[0331] 要注意,因为恢复的载波信号传递到不同芯片,在图11的实例中,传递到半导体芯片203B\_2侧,依赖于到半导体芯片203B\_2的布线L2的长度,担心相位延迟的影响。因此,优选通过最小化布线L2的线长度或通过使得各芯片的混频器8402和用于注入锁定的接收侧本地振荡器8404之间的布线L1和L2的长度相互相等,采取措施。此外,在相位延迟成为问题时,额外提供用于执行相位调整的机制是可能的构思。这些点类似地应用于以下描述的其它实施例。

[0332] <无线传输系统:第二实施例>

[0333] 图12示出根据第二实施例的无线传输系统。在第二实施例的无线传输系统1C中,在传输侧和接收侧两者都包括多个信道的情况下,在一个信道中执行注入锁定,并且在传输侧和接收侧,剩余的信道使用与由本地振荡器8304和8404生成的载波信号同步的载波信号执行调制和解调。具体地,第二实施例与第一实施例不同在于多信道传输的应用示例,其中传输侧也包括多个信道。同时,第二实施例与第三实施例不同在于通过不是频分复用而是空分复用的多信道传输。在第二实施例中,可以应用任何调制方法,如第一实施例。在下面的描述中,假设应用ASK方法。

[0334] 具体地,配置第二实施例的无线传输系统1C,使得在传输侧安排N(N是等于或大于

2的正整数)个发射器并且在接收侧安排M(M是等于或大于2的正整数)个接收器,并且在各发射器和接收器中使用相同的载波频率。为了使用相同频率执行多路传输,应用上面参考图3A到5描述的空分复用。在图12中,包括其中在半导体芯片103A和半导体芯片203A之间执行1:1信号传输的组以及与第一实施例的配置对应的、在半导体芯片103B和半导体芯片203B\_1和203B\_2之间执行1:2信号传输的另一组。

[0335] 在一个外壳内的信号传输的情况下,应当考虑半导体芯片103A和103B以及半导体芯片203A、203B\_1和203B\_2安装在相同板上。然而,在不同装置之间的信号传输的情况下,例如,包括其中容纳半导体芯片203A、203B\_1和203B\_2的第二通信设备200C的电子装置放置在包括其中容纳半导体芯片103A和103B的第一通信设备100C的电子装置上,使得第一通信设备侧100C的外壳190C和第二通信设备200C侧的外壳290C安装或放置在由图12中的虚线单独指示的位置。

[0336] 在用于传输和接收的天线之间,执行1:1信号传输的组的那些形成第一通信信道的毫米波信号传输路径9\_1,而执行1:2信号传输的并且采用第一实施例的配置的组的那些形成第二通信信道的毫米波信号传输路径9\_2。因为应用空分复用,所以不同组的天线之间的天线间距离确保为这样的度,即,毫米波信号传输路径9\_1和9\_2之间的干扰水平保持在参考图4A到4C描述的允许的范围之内。

[0337] 在半导体芯片103A和203A之间,载波频率f2用于执行通过毫米波信号传输路径9\_1的毫米波段的信号传输。在采用第一实施例的配置的部分,在半导体芯片103B和半导体芯片203B\_1和203B\_2之间,载波频率f2用于执行通过毫米波信号传输路径9\_2的毫米波段的广播通信。简而言之,在该第二实施例中,1:1传输系统和1:2传输系统一起存在。在该实例中,通过设置通信信道中的相同载波频率f2并应用空分复用,实现了传输系统的信号传输,而不受干扰。

[0338] 这里,因为两组使用相同的载波频率f2的载波信号,在传输侧的多个半导体芯片103中,只有一个(在图12中,只有半导体芯片103B)具有准备好载波信号的生成的配置,而所有剩余的半导体芯片(在图12中,半导体芯片103A)从准备好载波信号的生成的半导体芯片103B接收载波信号,并且基于接收的载波信号执行频率转换,即,上转换。

[0339] 在接收侧的多个半导体芯片203中只有一个(在图中,只有半导体芯片203\_1)具有准备好注入锁定的配置。然而,所有剩余的半导体芯片(在图中,半导体芯片203A和203B\_2)没有准备注入锁定。所有剩余的半导体芯片(即,半导体芯片203A和203B\_2)从准备好注入锁定的半导体芯片203B\_1接收恢复的载波信号,并且基于恢复的载波信号执行同步检测。

[0340] 在第二实施例中,在传输侧和接收侧都具有包括多个信道的配置的情况下,接收侧只有一个信道可以准备好注入锁定,类似于第一实施例。结果,第二实施例的优点在于不需要为每个信道准备注入锁定电路,并且可以使得系统配置紧凑。因为不同组使用相同频率,所以在传输侧,同样只有一个信道可以准备好载波信号的生成。结果,优点是不需要为每个信道准备传输侧本地振荡器8304,并且可以使得系统配置紧凑。

[0341] <无线传输系统:第三实施例>

[0342] 图13到15B示出根据第三实施例的无线传输系统。在第三实施例的无线传输系统1D中,在传输侧和接收侧两者都包括多个信道的情况下,在一个信道中执行注入锁定,并且在传输侧和接收侧,剩余的信道使用与由本地振荡器8304和8404生成的载波信号同步的载

波信号执行调制和解调。具体地,第二实施例与第一实施例不同在于多信道传输的应用示例,其中传输侧也包括多个信道。同时,第二实施例与第三实施例不同在于通过不是频分复用而是空分复用的多信道传输。在第二实施例中,可以应用任何调制方法,如第一实施例。在下面的描述中,假设应用ASK方法。

[0343] 顺带提及,在图13所示的第一示例中,传输侧和接收侧两者都使用天线(和放大器)用于各个信道,并且载波频率 $f_1$ 具有载波频率 $f_2$ 的整数倍的关系。在图14所示的第二示例中,传输侧和接收侧两者都使用天线(和放大器)用于各个信道,并且载波频率 $f_1$ 具有不同于载波频率 $f_2$ 的整数倍的关系。在图15A所示的第三示例中,传输侧和接收侧两者使用共同天线(和放大器)。在图15B所示的第四示例中,传输侧和接收侧两者具有单芯片配置,其包括对其提供不同天线的多个传输侧信号生成单元110和多个接收侧信号生成单元220。

[0344] 尽管第三实施例具有与第二实施例相同的基本系统配置,但是修改了频分复用的应用。具体地,在传输侧布置 $N$ ( $N$ 是等于或大于2的正整数)个发射器并且在接收侧布置 $M$ ( $M$ 是等于或大于2的正整数)个接收器。发射器和接收器使用各自不同的载波频率 $f_1$ 和 $f_2$ 用于传输。为了使用不同频率的载波信号执行多路传输,应用上面参考图2A到2C描述的频分复用。图13到15B所示的第三实施例的示例包括在半导体芯片103A和半导体芯片203A之间执行1:1信号传输的组以及具有第一实施例的配置的、在半导体芯片103B和半导体芯片203B\_1和203B\_2之间执行1:2信号传输的另一组。

[0345] 在第三实施例中,执行1:1信号传输的组(即,半导体芯片103A和203A的组)使用的载波频率 $f_1$ 包括在30GHz到300GHz的毫米波段中,此外,执行1:2信号传输的组(即,半导体芯片103B和半导体芯片203B\_1和203B\_2的组)使用的载波频率 $f_2$ 包括在30GHz到300GHz的毫米波段中。然而,载波频率 $f_1$ 和 $f_2$ 相互分离它们的调制信号不相互干扰的量。在下面,描述第一和第二实施例之间的差别。

[0346] 因为由各组使用相互同步的载波信号,尽管它们具有相互不同的载波频率 $f_1$ 和 $f_2$ ,所以传输侧的多个半导体芯片103中只有一个(在图13到15B中,半导体芯片103B)具有准备好载波信号的生成的配置。然而,所有剩余的半导体芯片(在图13到15B中,半导体芯片103A)没有准备好载波信号的生成。所有剩余的半导体芯片(在图13到15B中,半导体芯片103A)包括辅助载波信号生成器8602,并且从准备好载波信号的生成的半导体芯片103B接收载波信号。基于接收的载波信号执行频率转换,辅助载波信号生成器8602生成与接收的载波信号同步的不同频率(在本示例中,载波频率 $f_1$ )的另一载波信号。此后,执行频率转换,即,上转换。

[0347] 载波频率 $f_1$ 与载波频率 $f_2$ 的关系可以是 $m$ 倍( $m$ 是等于或大于2的整数),类似于第一示例的情况,或者可以是 $1/n$ 倍( $n$ 是等于或大于2的整数)或 $m/n$ 倍( $m$ 和 $n$ 是等于或大于2的正整数,并且 $m \neq n$ )。

[0348] 在关系为 $m$ 倍(即,整数倍)或 $m/n$ 倍(任意倍)的情况下,可以使用倍频电路形成辅助载波信号生成器8602,该倍频电路使用PLL电路等。在关系为 $1/n$ 倍(即,整因数)的情况下,可以使用分频电路形成辅助载波信号生成器8602。

[0349] 在接收侧的多个半导体芯片203中只有一个(在图中,只有半导体芯片203\_1)具有准备好注入锁定的配置。然而,所有剩余的半导体芯片(在图中,半导体芯片203A和203B\_2)没有准备注入锁定。所有剩余的半导体芯片(即,半导体芯片203A和203B\_2)从准备好注入

锁定的半导体芯片203B\_1接收恢复的载波信号,并且基于恢复的载波信号执行同步检测。

[0350] 这里,尽管使用载波频率 $f_2$ 的半导体芯片203B\_2类似于第二实施例中的半导体芯片203B\_2,但是使用载波频率 $f_1$ 的半导体芯片203A包括辅助载波信号生成器8612,并且从准备好注入锁定的半导体芯片203B\_1接收恢复的载波信号。然后,基于恢复的载波信号,辅助载波信号生成器8612生成与恢复的载波信号同步的另一频率(在本示例中,载波频率 $f_1$ )的另一恢复的载波信号,然后,半导体芯片203B\_2执行频率转换,即,下转换。

[0351] 在载波频率 $f_1$ 与载波频率 $f_2$ 的关系为 $m$ 倍或 $m/n$ 倍的情况下,应当使用倍频电路形成辅助载波信号生成器8602,该倍频电路使用PLL电路等。在关系为 $1/n$ 倍的情况下,可以使用分频电路形成辅助载波信号生成器8602。

[0352] 在传输侧和接收侧,在倍频电路和分频电路相互比较的情况下,通常分频电路在电路配置上是紧凑的。因此,如果所有其它组使用分频电路形成,则认为系统配置最紧凑。在该实例中,在准备好注入锁定的组中,使用在各组中使用的载波频率中的最高频率。

[0353] 顺带提及,如果载波频率 $f_1$ 与载波频率 $f_2$ 的关系不是 $m$ 倍(即,不是多倍),则出现要由接收侧本地振荡器8404生成的恢复的载波信号的相位没有变得唯一的问题。该问题以下称为相位不确定。对于针对相位不确定的措施,当载波频率 $f_1$ 与载波频率 $f_2$ 的关系不是 $m$ 倍或不是整数倍时,在接收侧提供相位校正单元8630,如图14所示的第二示例的情况。下面在不同实施例的稍后描述中描述相位校正单元8630的细节。

[0354] 在第一和第二示例中,用于传输和接收的天线通过单个毫米波信号传输路径9\_3相互耦合。功能上,执行1:1信号传输的部分形成第一通信信道的毫米波信号传输路径9\_1,而采用第一实施例的配置的部分形成第二通信信道的毫米波信号传输路径9\_2。因为使用单个毫米波信号传输路径9\_3,所以例如毫米波信号传输路径9\_1的载波频率 $f_1$ 的无线电波可以传输到毫米波信号传输路径9\_2侧,并且毫米波信号传输路径9\_2的载波频率 $f_2$ 的无线电波可以传输到毫米波信号传输路径9\_1侧。

[0355] 在执行1:1信号传输的部分,使用载波频率 $f_1$ ,在半导体芯片103A和203A之间通过毫米波信号传输路径9\_1在毫米波段中执行信号传输。在采用第一实施例的配置的部分,使用不等于载波频率 $f_1$ 的载波频率 $f_2$ ,在半导体芯片103B和203B\_1和203B\_2之间通过毫米波信号传输路径9\_2在毫米波段中执行广播通信。换句话说,1:1传输系统和1:2传输系统两者一起存在。在该实例中,通过将不同的载波频率 $f_1$ 和 $f_2$ 设置到不同的通信信道,实现了独立的信号传输而不受干扰的影响。

[0356] 例如,假设在半导体芯片203B\_1接收载波频率 $f_2$ 的传输信号Sout\_2并且与传输信号Sout\_2注入锁定的同时,该传输信号Sout\_2是接收信号Sin\_2,载波频率 $f_1$ 的传输信号Sout\_1也到达,如图13和14中的虚线箭头标记所示。在该实例中,半导体芯片203B\_1不与载波频率 $f_1$ 注入锁定,并且即使载波频率 $f_1$ 的传输信号Sout\_1使用恢复的载波信号经历同步检测,并且通过低通滤波器8412,然后通过半导体芯片203B\_1经历解调处理,也没有恢复传输对象信号SIN\_1的分量。换句话说,在半导体芯片203B\_1与载波频率 $f_2$ 注入锁定时,即使接收载波频率 $f_1$ 的调制信号,注入锁定也不受载波频率 $f_1$ 的分量的干扰的影响。

[0357] 此外,假设在半导体芯片203A接收载波频率 $f_1$ 的传输信号Sout\_1并且与传输信号Sout\_1注入锁定的同时,该传输信号Sout\_1是接收信号Sin\_1,载波频率 $f_2$ 的传输信号Sout\_2也到达,如图13和14中的虚线箭头标记所示。在该实例中,尽管半导体芯片203A也可

以利用载波频率 $f_2$ 执行同步检测,但是因为传输信号 $S_{out\_2}$ 通过低通滤波器8412以截除传输信号 $S_{out\_2}$ 的分量,所以没有恢复传输对象信号 $S_{IN\_2}$ 的分量。换句话说,即使半导体芯片203A接收载波频率 $f_2$ 的调制信号,注入锁定也不受载波频率 $f_2$ 的分量的干扰的影响。

[0358] 在图15A所示的第三示例中,N组传输侧信号生成单元110容纳在一侧(即,传输侧)的半导体芯片103中,同时M组接收侧信号生成单元220容纳在另一侧(即,接收侧)的半导体芯片203中,并且应用频分复用以允许在从传输侧信号生成单元110到接收侧信号生成单元220的相同方向上的同时信号传输。如上所述,注入锁定只应用于一个信道,在所示的示例中,只应用于传输侧信号生成单元110\_2和接收侧信号生成单元220\_2之间的信道。

[0359] 尽管传输侧的传输侧信号生成单元110具有单芯片配置,其中它们容纳在相同芯片中,但这不是必须的。类似地,尽管接收侧的接收侧信号生成单元220具有单芯片配置,其中它们容纳在相同芯片中,但这不是必须的。然而,在考虑用于载波频率 $f_2$ 的自由运行振荡频率的布线长度的情况下,传输侧和接收侧两者优选具有单芯片配置。

[0360] 尽管未示出,但是传输侧信号生成单元110\_1包括辅助载波信号生成器8602,其基于来自传输侧信号生成单元110\_2的载波频率 $f_2$ 的载波信号生成载波频率 $f_1$ 的载波信号。

[0361] 分别由传输侧信号生成单元110\_1和110\_2生成的载波频率 $f_1$ 和 $f_2$ 的毫米波信号通过作为复用处理器113的示例的耦合器集成为一个信道的信号。该一个信道的信号通过传输路径耦合器108的天线136传输到毫米波信号传输路径9。接收侧的天线236接收通过毫米波信号传输路径9传输到其的毫米波信号,并且通过作为统一处理器228的示例的分发器将毫米波信号分解为三个信道的信号。该三个信道的信号单独提供给接收侧信号生成单元220\_1、220\_2和220\_3。

[0362] 接收侧信号生成单元220\_2生成与传输侧信号生成单元110\_2生成的用于调制的载波频率 $f_2$ 的载波信号注入锁定的恢复的载波信号,以解调接收的载波频率 $f_2$ 的毫米波信号。尽管未示出,但是接收侧信号生成单元220\_1包括辅助载波信号生成器8602,其基于来自接收侧信号生成单元220\_2的载波频率 $f_2$ 的载波信号生成载波频率 $f_1$ 的载波信号。接收侧信号生成单元220\_3基于来自接收侧信号生成单元220\_2的恢复的载波频率 $f_2$ 的载波信号执行同步检测。

[0363] 因为第三示例使用如上所述的机制,所以可以实现相同方向上蹿升不同信号的频分复用传输,而不引起类似第一和第二示例中的使用两组载波频率 $f_1$ 和 $f_2$ 的干扰的问题。

[0364] 在图15B所示的第四示例中,N组传输侧信号生成单元110容纳在一侧(即,传输侧)的半导体芯片103中,同时M组接收侧信号生成单元220容纳在另一侧(即,接收侧)的半导体芯片203中,并且应用频分复用以允许在从传输侧信号生成单元110到接收侧信号生成单元220的相同方向上的同时信号传输。在这点上,第四示例与第三示例相同。

[0365] 第四示例与第三示例的不同在于传输和接收电路使用相互不同的天线。具体地,半导体芯片103不包括复用处理器113,并且天线136\_1和136\_2分别连接到传输侧信号生成单元110\_1和110\_2。同时,半导体芯片203不包括统一处理器单元228,并且天线236\_1、236\_2和236\_3分别连接到接收侧信号生成单元220\_1、220\_2和220\_3。

[0366] 第三和第四示例相互不同在于传输和接收电路的每个使用各自独立的天线,而不是在关于频分复用传输的应用的操作中不同。然而,在第三示例中,因为要求展现低损失和高性能的毫米波段的复用处理器113和统一处理器228,所以认为不要求它们的第四示例更

现实。

[0367] 第三实施例的优点在于在传输侧和接收侧两者都具有多个信道的系统配置的情况下,类似于第一和第二实施例,在接收侧只有一个信道可以准备好注入锁定,因此不需要为每个信道准备注入锁定电路,结果可以使得系统配置更紧凑。然而,因为不同组使用不同频率,所以传输侧和接收侧两者要求用于生成不同于注入锁定的载波频率的载波信号的配置,具体的为辅助载波信号生成器8602或8612。

[0368] [m/n的频率关系]

[0369] 图16图示在第三实施例的第四示例的无线传输系统1D中由设为m/n的频率关系给出的效果。

[0370] 当使用频率复用执行复用传输时,如果各信道的频率关系设为m倍(即,整数倍)或1/n倍(整约数),则必须使得毫米波信号传输路径9的整个使用区域相当宽,如从上面参考图2A到2C给出的频率复用的描述中意识到的。尽管该必要性可以通过自由空间传输路径9B满足,但是其带宽受限的传输路径(如介电传输路径9A)不能满足该必要性。

[0371] 另一方面,如果降低每一个信道的传输速率并将频率关系设为m/n使得载波频率可以相互接近,则可以缩窄整个使用频带。这使得即使沿着其带宽受限的传输路径(如介电传输路径9A)也可以传输多个信道。

[0372] <对第一到第三实施例的修改>

[0373] 图17示出第一到第三实施例的系统的修改。在该修改中,“尽管没有为接收侧的每个信道准备注入锁定电路,但是不是为一个信道而是为多个信道提供注入锁定电路”。

[0374] 在第二和第三实施例中,在相同方向上在多个传输信道中的信号传输应用为多路传输的示例。然而,多路传输可以在相反反向上执行。在这种情况下,第二或第三实施例中的技术可以应用于包括多个传输单元和接收单元的传输设备。

[0375] 例如,尽管未示出,在一对半导体芯片中安排相等数目的发射器和接收器用于双向通信,并且在不同组的发射器和接收器中使用不同载波频率来执行全双工双向通信是可能的构思。此外,在多组半导体芯片执行全双工双向通信的情况下,可以类似地应用上述第二和第三实施例的机制,其中在接收侧只有一个信道准备好注入锁定。如果在一个信道中可以建立同步,则可以在所有信道中建立同步。因此,如果基于通过注入锁定获取的恢复的载波信号对各信道执行同步检测,则可以解调接收信号。

[0376] 在第一到第三实施例中,在接收侧包括多个信道的情况下,只有一个信道准备好注入锁定,并且在所有其它信道中,基于通过该一个信道的注入锁定获取的恢复的载波信号对每个信道执行同步检测,但这不是必须的。简而言之,只需要为其准备注入锁定电路的信道的数目小于接收侧的信道的数目,并且应当配置没有为其准备注入锁定电路的其它信道,使得它们基于通过注入锁定获取的恢复的载波信号执行同步检测。简而言之,在接收侧的信道的数目用P表示并且为其准备注入锁定电路的那些信道的数目用Q表示的情况下,应当配置系统以便满足关系 $P > Q$ 。此外,对于剩余的“P-Q”信道,应当基于通过注入锁定获取的恢复的载波信号执行同步检测。同样在该实例中,“在采用注入锁定方法的情况下,如果接收侧具有多个信道,则不为每个信道准备注入锁定电路”。

[0377] 例如,在图17所示的配置中,六个信道划分为两组的3个信道,并且从第一到第三信道中(从具有参考符号\_1到\_3的信道中),只有一个信道(参考符号\_1的信道)准备好注入



锁定。另一方面,从第四到第六信道中(从具有参考符号\_4到\_6的信道中),只有一个信道(参考符号\_4的信道)准备好注入锁定。

[0378] 在本示例中,优选传输侧的第一到第三信道的传输侧信号生成单元110具有单芯片配置,其中它们容纳在相同芯片中,并且优选第四到第六信道的传输侧信号生成单元110具有单芯片配置,其中它们容纳在相同芯片中。同样在对应的接收侧,优选接收侧的第一到第三信道的接收侧信号生成单元220具有单芯片配置,其中它们容纳在相同芯片中,并且优选第四到第六信道的接收侧信号生成单元220具有单芯片配置,其中它们容纳在相同芯片中。自然,这种配置不是必须的。

[0379] 为了使得具有注入锁定电路的信道的数量小于信道的总数以便使得系统配置紧凑,只有一个信道具有注入锁定电路是优化配置。然而,在考虑用于基于另一信道中的注入锁定获取的恢复的载波信号执行注入锁定的恢复的载波信号的布线长度的情况下,在布局方面只有一个信道具有注入锁定电路的配置可能不是适当的。在这种实例下,图17所示的配置是有效的。

[0380] <幅度调制信号和其它调制信号之间的关系>

[0381] 图18A到21B图示幅度调制信号和其它调制信号之间的关系。具体地,图18A到18E图示在ASK方法中载波信号和参考载波信号具有相同频率和相同相位的情况下的辅助调制信号。图19A到20B图示ASK方法和PSK方法之间的传输功率的关系。图21A和21B图示在执行多路传输的情况下用于实现传输功率减少的本实施例的基本机制。

[0382] [幅度调制信号]

[0383] 利用ASK方法,利用传输对象信号调制载波信号的幅度。应当考虑在由I轴和Q轴表示的相平面上使用I相位信号和Q相位信号之一,并且调制信号的信号幅度在从0到+F的范围内给出。利用0和+F的两个值的调制是最简单的调制,并且在调制度为100%的情况下,调制变为OOK。考虑“F”的标准化变为“1”,并且实现了二进制值的ASK。

[0384] 这里,检查这样的情况,其中具有与用于调制的载波信号的频率和相位相同的频率和相同的相位的信号用作参考载波信号。例如,如图18A所示,当意图传输至于I轴上的信息时,参考载波信号也置于相同相位(在I轴上)。

[0385] 顺带提及,在使得用于调制的载波信号和参考载波信号的相位为相同相位时,例如,可以采用下面的技术。

[0386] 图18B所示的第一示例是用于应用图7A所示的基本配置1的技术的示例。将传输对象信号 $a(t)$ 和传输信号 $c(t) = \cos \omega t$ 提供到混频器8302。混频器8302使用平衡调制电路或双平衡调制电路执行抑制载波幅度调制,以生成载波信号 $d(t) = a(t) \cos \omega t$ ,并将载波信号 $d(t) = a(t) \cos \omega t$ 提供给信号组合单元8308。传输对象信号 $a(t)$ 是0和+1的二进制信号。参考载波信号处理器8306控制从传输侧本地振荡器8304输出的载波信号 $c(t) = \cos \omega t$ 的幅度为 $C_0$ (在从0到1的范围内),以便生成参考载波信号 $e(t) = C_0 \cos \omega t$ ,并且将参考载波信号 $e(t)$ 提供给信号组合单元8308。信号组合单元8308执行 $d(t) + e(t)$ 的组合以生成传输信号 $f(t)$ 。 $C_0 = 0$ 等效于100%调制。

[0387] 图18C所示的第二示例和图18D所示的第三示例是应用图7C所示的基本配置3的技术的示例。混频器8302具有没有应用抑制载波幅度调制的电路配置,并且通过利用将DC分量 $b_0$ 加到传输对象信号 $b(t)$ 获得的信号 $g(t)$ 执行幅度调制以生成信号 $h(t) = g(t) \cos \omega t$ 。

传输对象信号 $b(t)$ 可以取-1和+1的两个值。

[0388] 关于调制度(百分比调制),两种方法是可用的,包括利用值 $M_a = V_s/V_c$ 处理的方式,其中 $V_c$ 是载波信号的幅度,并且 $V_s$ 是传输对象信号的幅度,以及利用值 $M = (x-y)/(x+y)$ 处理的方式,其中 $x$ 和 $y$ 分别是幅度调制结果(幅度调制波)的最大值和最小值。在本说明书中,采用前者,因此,传输对象信号 $b(t)$ 的幅度 $B$ 对应于调制度(百分比调制)。

[0389] 这里,在图18C所示的第二示例中,在DC分量 $b_0$ 固定为1时,调制度 $B$ 控制在从0到1的范围内,以便调整参考载波信号的幅度(在 $b(t) = -1$ 的时段内的幅度)。通过放大器8117调整的放大因子为一倍。

[0390] 图18D所示的第三示例是这样的情况,其中关于图18C所示的第二示例中的50%调制的状态,通过放大器8117调整放大因子以获得与100%调制时相同的信号质量。在第二示例中,在 $b(t) = -1$ 的时段内的幅度和在 $b(t) = +1$ 的时段内的幅度之间的差是调制信号,并且在100%调制时,调制信息为2.0,但是在50%调制时,调制信息为1.0。因此,如果没有采取措施,则50%调制时的信号质量比100%调制时的信号质量差。为了将50%调制时的信号质量提高到与100%调制时的信号质量相同的水平,应当通过放大器8117将放大因子增加到2倍。在该示例中, $b(t) = -1$ 的时段内的幅度变为1.0,并且 $b(t) = +1$ 的时段内的幅度变为3.0。

[0391] 要注意,即使在第二或第三示例中的放大器8117的放大因子为1倍,也可以通过控制调制度 $B$ 为“1”,并且控制DC分量 $b_0$ 在从1到2的范围内(在该实例中为“2”)以调整参考载波信号的幅度(即,在 $b(t) = -1$ 的时段内的幅度),生成图18D所示的第三示例的波形状态。在该模式中,根据上述处理调制度的方式,可以当作调制度为100%。

[0392] 在全部的第一到第三示例中,当尝试传输只放置在一个轴上的信息时,参考载波信号也具有相同相位,即,I轴。在该示例中,如可以从图18E意识到的,DC偏移分量出现在接收侧。

[0393] 例如,如果假设I轴表示实数分量并且Q轴表示虚数分量,并且在该示例中,传输对象信号 $a(t)$ 的幅度在0和+1之间变化,则接收信号点在I轴上达到0和+1。如果参考载波也放置在I轴上,则信号点变为“ $0+Co$ ”和“ $+1+Co$ ”。结果,放置对应于 $+Co$ 的分量。

[0394] 在第二或第三示例中,如果传输对象信号 $b(t)$ 取-1和+1,则接收信号点在I轴上达到-1和+1。如果参考载波也放置在I轴上,则信号点变为“ $-1+Co$ ”和“ $+1+Co$ ”。结果,放置对应于 $+Co$ 的分量。这是这样的方式,其中应用BPSK,并且在调制对象信号预先进行信号处理后调制调制对象信号,使得参考载波信号也放置在I轴上,以便使得BPSK等效于ASK。

[0395] 为了解决该问题,在接收侧提供用于抑制DC偏移分量的DC分量抑制器8407是可能的构思。然而,该构思的缺点是在不同装置之间的离差不同,并且要求根据DC偏移的幅度的单独的调整,并且DC偏移分量的这种抑制受到温度漂移的影响。

[0396] 作为解决该问题而不在接收侧提供DC分量抑制器8407的方法,在与放置传输信息的相位轴(即,与调制信号的相位轴)不同的相位轴上放置参考载波信号是可能的构思,优选在相隔最远的相位上。

[0397] 例如,在只在I轴和Q轴之一上放置传输信息的ASK模式的情况下,在传输侧使得参考载波信号和调制信息相互正交是可能的构思。换句话说,替代执行I相位信号和Q相位信号的双轴调制,只有I轴和Q轴之一用于信号传输,而另一个保持不调制状态,并且不调制信

号用作参考载波信号。

[0398] 上述传输信息或调制信号与参考载波信号之间以及I轴和Q轴之间的关系可以反转。例如,在传输侧,传输信息放置在I轴侧,而参考载波信号放置在Q轴侧。相反,传输信息可以设置到Q轴侧,而参考载波信号设置到I轴侧。

[0399] [传输功率]

[0400] 如从前面图6A到18E关于注入锁定的描述可以意识到的,注入锁定对装置内或不同装置间的无线信号传输有效。此外,在采用注入锁定方法的情况下,从接收侧建立的容易度的观点来看,调制幅度的方法(如ASK方法)适于用作调制方法。例如,如果ASK方法用于注入锁定,则存在这样的优点,即,不要求滤波器并且接收特性不太可能劣化,简化了接收电路的配置。

[0401] 然而,调制幅度的方法(包括ASK方法)具有的难点是传输功率高于任何其它调制方法的传输功率。在意图实现多信道传输或多路传输的情况下,要求的传输功率的增加很显著。因此,要求对该问题的解决方案。

[0402] 例如,图19A到19C图示了ASK方法(100%调制和50%调制)和BPSK方法的调制信号的示例、以及要求的传输功率的关系。

[0403] 在BPSK的幅度用 $a$ 表示的情况下,获得相同信号点距离(相同ber)所需的传输功率用表达式(B-1)表示,如图19A所示。相反,为了获得与BPSK相同的信号质量,根据ASK方法(100%调制),最大幅度为 $2a$ ,并且要求的传输功率由表达式(B-2)表示,如图19B所示。因此,在ASK方法(100%调制)中,要求BPSK方法的两倍高的传输功率。

[0404] 类似地,在ASK方法(50%调制)中,在最大幅度为 $3a$ 的情况下,载波量变为 $a$ ,并且要求的传输功率由表达式(B-3)表示,如图19C所示。因此,在ASK方法(50%调制)中,要求BPSK方法的五倍高的传输功率。

[0405] 如从这里可以意识到的,为了获得相同的信号质量,ASK要求比BPSK方法高的传输功率,而不管调制度。随着用于多路传输的信道的数目增加,这成为更显著的问题。

[0406] 例如,图20A和20B图示在多路传输时信道的数目和BPSK方法、ASK方法(100%调制)和ASK方法(50%调制)之间的关系。

[0407] 如从图19A到19C以及20A和20B理解的,如果通过ASK的多路传输来传输所有信号以增加信道数目,则与其中通过BPSK的多路传输来传输所有信号以增加信道数目的替代情况相比,要求的传输功率的差增加。特别是如果调制速率低,则功率差显著出现。

[0408] 这里在ASK(100%和50%)和BPSK之间进行比较时,不仅在与BPSK的关系中,而且在与任何其它PSK(如QPSK或8PSK)或与幅度相位调制方法(如QAM)的关系中,为了实现相同质量,幅度调制(如ASK)要求高传输功率。相反,不仅与调制相位的方法,而且与调制频率的方法相比,只调制幅度的方法展现高传输功率。

[0409] 因此,在本实施例中,意图在多路传输时实现要求的传输功率的减少。根据从前面描述的简单推测,为了获得相同信号质量,因为只调制幅度的方法要求比除了只调制幅度的方法以外的所有其它方法要求高的传输功率,所以使用除了只调制幅度的方法以外的任何其它方法来形成所有信道是第一种可能的构思。然而,只在注入锁定的建立的便利方面,只调制幅度的方法更有利,并且不优选使用除了只调制幅度的方法以外的任何其它方法来形成所有信道。

[0410] 因此,在本实施例中,不是所有信道使用除了只调制幅度的方法以外的任何其它方法来形成,并且以混合状态使用只调制幅度的方法和一些其它方法,并且此外在“获得相同信号质量”时,采用传输功率比只调制幅度的方法的传输功率低的方法。作为信号质量的标准,可以采用已知的标准,如误差速率。

[0411] 作为除了只调制幅度的方法以外的方法,只调制相位的方法、调制幅度和相位的另一方法、只调制频率的另一方面等是可用的。然而,从电路配置的简单和容易的观点来看,应当按照只调制相位的方法、调制幅度和相位的方法和只调制频率的方法的顺序确定采用的优先级。例如,当意图使用数字调制时,优选采用PSK或QAM。

[0412] 例如,在本实施例中,在采用注入锁定的情况下,在多路传输时,为一个信道采用只调制幅度并且通过其容易建立注入锁定的方法,并且为其它信道,采用除了只调制幅度的方法以外的任何其它方法,如图21A所示。

[0413] 作为典型示例,如图21A所示,ASK用于一个信道的传输,而要求低传输功率的BPSK用于其它信道的传输。结果,在通过空分复用、频分复用等执行多路传输的情况下,可以抑制要求的传输功率的增加,同时保持使用注入锁定方法。

[0414] 优选地,如同第二和第三实施例(及其修改),注入锁定应用于一个信道或小于接收侧的信道数目的信道数目,同时与注入锁定同步的载波信号用于执行调制和解调。在该实例中,在空分复用时,在极端情况下,载波信号可以具有相同频率。自然,使用与第二或第三实施例(或其修改)的组合不是必须的,而是接收侧的所有信道可以单独地采用注入锁定方法。

[0415] 尽管传输侧的传输侧信号生成单元110具有单芯片配置,其中它们容纳在相同芯片中,但是这不是必须的。类似地,尽管接收侧的接收侧信号生成单元220具有单芯片配置,其中它们容纳在相同芯片中,但是这不是必须的。然而,在考虑用于自由运行振荡频率 $f_0$ 的布线长度的情况下,传输侧和接收侧两者优选具有单芯片配置。

[0416] 顺带提及,在意图只减少要求的传输功率的情况下,将除了只调制幅度的方法以外的任何其它方法应用到所有信道时可能的构思。然而,在意图与注入锁定方法一起使用的情况下,只调制幅度的方法应当应用于到至少一个信道,因为它容易建立注入锁定。在该实例中,优选本实施例与第二或第三实施例或对第二或第三实施例的修改结合,以便实现关于注入锁定电路的规模的减少。

[0417] <无线传输系统:第四实施例>

[0418] 图22和23示出第四实施例的无线传输系统。这里,图22所示的第一示例是对第二实施例的修改。图23所示的第二示例具有包括三组用于传输侧和接收侧之间的1:1信号传输的配置。

[0419] 在第四实施例的无线传输系统1E中,在传输侧和接收侧两者使用多个信道的情况下,一个信道采用ASK调制,而其它信道采用除了ASK以外的调制方法,并且注入锁定应用于ASK的信道,而剩余的信道使用与由本地振荡器8304或8404生成的载波信号同步的载波信号,以便执行传输侧和接收侧的调制或解调。此外,类似于第二实施例,无线传输系统1E不应用频分复用而应用空分复用来实现多信道传输。

[0420] 尽管第四实施例具有与第二实施例相同的一般系统配置,如从它们之间的对比可以意识到的,第四实施例与第二实施例的不同在于不是任何调制可以用于每个信道,而是

只采用ASK方法用于注入锁定,而除了ASK方法以外的调制方法(这里是BPSK方法)用于剩余的信道。除了该差别,第四实施例类似于第二实施例,因此,这里省略其重复描述以避免冗余。

[0421] <无线传输系统:第五实施例>

[0422] 图24到27示出第五实施例的无线传输系统。这里,图24所示的第一示例是对第三实施例的第一示例的修改。图25所示的第二示例是对第三实施例的第二示例的修改。图26所示的第三示例是对图24所示的第一示例的修改,其中载波频率具有用于注入锁定的载波频率的 $m$ 倍(即,整数倍)的关系。此外,图26所示的第三示例包括三组用于1:1信号传输和接收。图27所示的第四示例是对图25所示的第二示例的修改,其中载波频率不具有用于注入锁定的载波频率的 $m$ 倍(即,整数倍)的关系。此外,图27所示的第四示例包括三组用于1:1信号传输和接收。尽管未示出,采用其中天线(和放大器)集成到单个信道中的配置是可能的,如第三实施例的第三示例的情况。

[0423] 在第五实施例的无线传输系统1F中,在传输侧和接收侧两者使用多个信道的情况下,一个信道采用ASK调制,而在传输侧和接收侧,其它信道采用除了ASK以外的调制方法,并且注入锁定应用于ASK的信道,而剩余信道使用与由本地振荡器8304或8404生成的载波信号同步的载波信号,以便在传输侧和接收侧执行调制或解调。此外,类似于第三实施例,无线传输系统1F不应用空分复用,而应用频分复用来实现多信道传输。

[0424] 尽管第五实施例具有与第三实施例相同的一般系统配置,如从它们之间的对比可以意识到的,第五实施例与第三实施例的不同在于不是任何调制可以用于每个信道,而是只采用ASK方法用于注入锁定,而除了ASK方法以外的调制方法(这里是BPSK方法)用于剩余的信道。除了该差别,第五实施例类似于第三实施例,因此,这里省略其重复描述以避免冗余。

[0425] [功率减少效果]

[0426] 图28A和28B图示通过第四和第五实施例的无线传输系统1E和1F的功率减少效果。这里,如与图21B相同的图28A所示,一个信道使用ASK用于传输,而其它信道使用其传输功率更低的BPSK用于传输。

[0427] 在第四和第五实施例中,当应用多信道传输时每一个信道的传输功率的增加量等于BPSK的情况下的增加量,并且要求的传输功率的差没有增加。结果,当通过空分复用或频分复用执行多路传输时,可以抑制要求的传输功率的增加,同时最大程度利用注入锁定方法的优点。

[0428] <对第四和第五实施例的修改>

[0429] 图29图示对应于第四和第五实施例的修改。在该修改中,在多路传输时,“尽管幅度调制没有应用于所有信道,但是不是一个而是多个信道采用幅度调制”。

[0430] 在第四和第五实施例中,在多路传输时,尽管只有一个信道采用幅度调制方法并且所有剩余信道采用除了幅度调制方法以外的任何其它方法,但这不是必须的。简而言之,所必须的只有多路传输时采用幅度调制方法的信道的数目小于信道的总数,并且不采用幅度调制方法的那些传输信道可以采用除了幅度调制方法以外的方法,如相位调制方法(如例如PSK)或幅度相位调制方法(如例如要求比幅度调制方法低的传输功率的QAM)。具体地,在信道的总数用 $S$ 表示,并且采用幅度调制方法的那些信道的数目用 $T$ 表示的情况下,应当

采用满足 $S>T$ 的关系的系统配置,并且对于剩余的“S-T”传输信道,应当采用要求比幅度调制方法低的功率的、除了幅度调制方法以外的任何其它调制方法。同样在该实例中,系统具有这样的配置,其中,“在多路传输时,不是所有信道采用幅度调制,而是一些信道采用其要求的传输功率比幅度调制方法要求的传输功率低的调制方法,如相位调制或幅度相位调制”。

[0431] 例如,在图29所示的配置中,六个信道划分为两组的3个信道,并且从第一到第三信道中(即,从具有参考符号\_1到\_3的信道中),只有一个信道(即,参考符号\_1的信道)准备好幅度调制方法(在数字处理中为ASK方法)和注入锁定。另一方面,从第四到第六信道中(即,从具有参考符号\_4到\_6的信道中),只有一个信道(即,参考符号\_4的信道)准备好幅度调制方法(在数字处理中为ASK方法)和注入锁定。不采用幅度调制方法的剩余信道采用除了幅度调制方法以外的方法(如数字处理中的BPSK方法),其要求比幅度调制方法低的要求的传输功率。

[0432] 在本示例中,优选传输侧的第一到第三信道的传输侧信号生成单元110具有单芯片配置,其中它们容纳在相同芯片中,并且优选第四到第六信道的传输侧信号生成单元110具有单芯片配置,其中它们容纳在相同芯片中。同样在对应的接收侧,优选接收侧的第一到第三信道的接收侧信号生成单元220具有单芯片配置,其中它们容纳在相同芯片中,并且优选第四到第六信道的接收侧信号生成单元220具有单芯片配置,其中它们容纳在相同芯片中。自然,这种配置不是必须的。

[0433] 为了使得采用幅度调制方法(如例如ASK,其要求高的要求的传输功率)的那些信道的数量小于信道的总数以便减少多路传输时的总要求的传输功率,只有一个信道具有幅度调制方法是优化配置。然而,在考虑与注入锁定一起使用的情况下,如果考虑用于基于另一信道中的注入锁定获取的恢复的载波信号执行注入锁定的恢复的载波信号的布线长度,在布局方面只有一个信道使用ASK方法并具有注入锁定电路的配置可能不是适当的。在这种实例下,图29所示的配置是有效的。

[0434] <相位校正电路>

[0435] 图30A到32B图示在应用频分复用的第三或第五实施例中、当各信道的载波频率的关系不是 $m$ 倍(即,不是多数倍)时出现的相位不确定以及作为针对相位不确定的措施提供的相位校正单元8630。

[0436] [相位不确定]

[0437] 图30A到31B图示在应用频分复用的第三或第五实施例中、各信道的载波频率的关系以及存在或不存在相位不确定时的关系。

[0438] 当各信道的载波频率的关系设为 $m$ 倍(即,多数倍)时,所有信道中的最低频率用于注入锁定。因此,剩余信道使用等于最低频率的整数倍的频率。简而言之,在该实例中,接收侧本地振荡器8404与低频注入锁定,并且通过辅助载波信号生成器8612从同步的低频生成剩余的高频。

[0439] 例如,图30A图示作为 $m$ 倍的示例是2倍的信道的载波频率的关系。在图30A所示的信道的载波频率的关系的情况下,通过辅助载波信号生成器8612生成等于两倍的频率的载波信号。在该实例中,因为相位唯一,所以不出现不确定的问题。

[0440] 另一方面,在各信道的载波频率的关系设为 $1/n$ 倍(即,整约数)的情况下,所有信

道中的最高频率用于注入锁定。因此,剩余信道使用等于最高频率的整约数的频率。简而言之,在该实例中,接收侧本地振荡器使用高频用于注入锁定,并且对于剩余信道,辅助载波信号生成器8612从同步的高频生成低频。在该实例中,关于如何获得相位有 $n$ 种选择可用,此外,关于应当选择哪一个选择的信息不可用。因此,在接收侧出现不确定的问题。

[0441] 例如,图30B图示当作为 $1/n$ 倍的示例是 $1/2$ 倍时各信道的载波频率的关系。在图30B所示的信道的载波频率的关系的情况下,因为由辅助载波信号生成器8612生成等于 $1/2$ 倍的载波信号,所以关于如何获得相位有两种选择可用,此外,关于应当选择哪一个选择的信息不可用。因此,在接收侧出现不确定的问题。

[0442] 此外,当各信道的载波频率的关系设为 $m/n$ 倍时,关于如何获得相位有多种选择可用,如其中各信道的载波频率的关系设为 $1/n$ 倍(即,整约数)的情况。此外,关于应当选择哪一个选择的信息不可用。因此,在接收侧出现不确定的问题。

[0443] 例如,图31A图示当作为 $m/n$ 倍( $m > n$ )的示例是 $3/2$ 倍时各信道的载波频率的关系。在图31A所示的信道的载波频率的关系的情况下,因为由辅助载波信号生成器8612生成等于 $3/2$ 倍的载波信号,所以关于如何获得相位有两种选择可用,如图31A所示。此外,关于应当选择哪一个选择的信息不可用。因此,在接收侧出现不确定的问题。

[0444] 同时,图31B图示当作为 $m/n$ 倍( $m < n$ )的示例是 $2/3$ 倍时各信道的载波频率的关系。在图31B所示的信道的载波频率的关系的情况下,因为由辅助载波信号生成器8612生成等于 $2/3$ 倍的载波信号,所以关于如何获得相位有三种选择可用,如图31B所示。此外,关于应当选择哪一个选择的信息不可用。因此,在接收侧出现不确定的问题。

[0445] [针对相位不确定的措施电路]

[0446] 图32A和32B示出作为针对相位不确定的措施提供的相位校正单元8630的配置示例。这里,给出这样的情况描述,其中使用一个调制轴,如上面在第四和第五实施例的描述中作为具体示例描述的BPSK中。

[0447] 图32A所示的第一示例在低通滤波器8412的后级包括第一示例的相位校正单元8630\_1。第一示例的相位校正单元8630\_1具有用于检测低通滤波器8412的输出信号的幅度电路的电平检测器8632。相位校正单元8630\_1控制例如从PLL配置的辅助载波信号生成器8612,使得电平检测器8632检测的幅度电平可以具有最大值,从而辅助载波信号生成器8612到混频器8402的输出信号(其为载波信号)的相位。

[0448] 图32B所示的第二示例包括其检测方法变为正交检测方法的解调功能单元,并且在正交检测电路的后级还包括第二示例的相位校正单元8630\_2。解调功能单元8400包括用于解调I轴分量的混频器8402\_I和用于将由辅助载波信号生成器8612生成的恢复的载波信号的相位偏移 $90^\circ$ 或 $\pi/2$ 的相位偏移器8462,从其配置正交检测电路。由辅助载波信号生成器8612生成的恢复的载波信号提供给混频器8402\_I。此外,由辅助载波信号生成器8612生成的恢复的载波信号在其相位由相位偏移器偏移 $\pi/2$ 后提供给混频器8402\_Q。

[0449] 在混频器8402\_I的后级提供用于I轴分量的低通滤波器8412\_I,并且在混频器8402\_Q的后级提供用于I轴分量的低通滤波器8412\_Q。

[0450] 相位校正单元8630\_2包括用于使用正交检测的低通滤波器8412\_I和8412\_Q的输出信号(I,Q)执行相位旋转处理的相位旋转器8634、以及用于检测相位旋转器8634的输出信号的幅度电平的电平检测器8638。

[0451] 相位旋转器8634包括用于通过I轴分量的信号I的增益调整来调整I轴分量的相位旋转量 $\alpha$ 的第一相位偏移器8642 ( $\cos\alpha$ )、用于通过Q轴分量的信号Q的增益调整来调整Q轴分量的相位旋转量 $\alpha$ 的第二相位偏移器8644 ( $-\sin\alpha$ )、以及用于组合相位偏移器8642和8644的输出信号的信号组合器8646。相位旋转器8634的(即,信号组合器8646的)输出信号I' 是最后的解调信号。

[0452] 相位校正单元8630\_2使用正交检测输出(I,Q),通过相位旋转器8634旋转输出信号的相位,并且通过电平检测器8638检测得到的输出(即,I'分量)。电平检测器8638控制相位旋转器8634以改变旋转量,使得输入信号的检测的幅度电平可以最大化。

[0453] 这里,如果关于相位校正单元8630比较第一和第二示例,则第一示例在电路配置上更简单。另一方面,在第一示例中,尽管通过高频电路切换多个相位,但是在第二示例中,通过基带电路切换多个相位。因此,第二示例在难度方面更有利。

[0454] <应用>

[0455] 下面,描述对应上述第一到第五实施例的无线传输系统1的产品形式。

[0456] [第一示例]

[0457] 图33A到33E示出应用本实施例的无线传输系统1的第一示例的产品形式。第一示例的产品形式是在一个电子装置的外壳中使用毫米波执行信号传输的应用。该实例中的电子装置是并入固态图像拾取器件的图像拾取装置。

[0458] 第一通信设备100或其半导体芯片103安装在主板602上,该主板602执行到和从并入固定图像拾取器件505的图像拾取板502的信号传输,并且第二通信设备200或其半导体芯片203安装在图像拾取板502上。信号生成器107和207以及传输路径耦合器108和208分别提供在半导体芯片103和203上。

[0459] 固态图像拾取器件505和图像拾取驱动单元对应于无线传输系统1中的LSI功能单元204的应用功能单元。图像处理引擎对应于无线传输系统1中的LSI功能单元204的应用功能单元,并且用于处理由固态图像拾取器件505获得的图像拾取信号的图像处理器容纳在图像处理引擎中。

[0460] 除了固态图像拾取器件505外,信号生成器207和传输路径耦合器208安装在图像拾取板502上,以便实现无线传输系统1。类似地,信号生成器107和传输路径耦合器108安装在主板602上,以便实现无线传输系统1。图像拾取板502侧的传输路径耦合器208和主板602侧的传输路径耦合器108通过毫米波信号传输路径9相互耦合。结果,在图像拾取板502侧的传输路径耦合器208和主板602侧的传输路径耦合器108之间双向执行毫米波段的信号传输。

[0461] 尽管每个毫米波信号传输路径9可以是如图33A所示的自由空间传输路径9B,但优选其形成为如图33B或33C所示的介电传输路径9A或如图33D或33E所示的空的波导9L。

[0462] 通过应用上述第一到第五实施例的任何,天线136\_1和236\_1之间的第一通信信道采用ASK方法,并且接收侧采用注入锁定方法。同时,在天线136\_2和236\_2之间的第二通信信道中,采用BPSK方法,并且不采用注入锁定,通过基于第一通信信道的接收侧的注入锁定方法获得的载波信号的同步检测执行解调。简而言之,第一通信信道应用可以容易地采用注入锁定的ASK,而第二通信信道应用可以实现传输功率减少但不采用注入锁定的BPSK。结果,在装置内的毫米波传输中,与两个信道采用ASK的替代情况相比,可以减少要求的传输



功率,此外与在所有信道中提供注入锁定电路的替代情况相比,可以减少电路规模。

[0463] [第二示例]

[0464] 图34A到34C示出应用本实施例的无线传输系统1的第二示例的产品形式。第二示例的产品形式是其中在处于集成状态的多个电子装置之间使用毫米波执行信号传输的应用。例如,电子装置之一可以安装在例如在主框侧的另一电子装置上。

[0465] 例如,其代表示例为IC卡的卡型信息处理设备或其中内置中央处理单元(CPU)、非易失性存储器设备(如例如闪存)等的存储卡可移除地安装在主框侧的电子装置上。作为第一电子装置示例的卡型信息处理设备以下也称为“卡型设备”,并且主框侧的另一电子装置以下可以简称为电子装置。

[0466] 电子装置101E和存储卡201E之间的插槽结构4E是用于将存储卡201E可移除地安装在电子装置101E上的结构,并且具有作为用于电子装置101E和存储卡201E的固定单元的功能。

[0467] 在本示例中,因为使用多组传输路径耦合器108和208,并且提供毫米波信号传输路径9的多个信道,所以毫米波传输结构也具有用于毫米波信号传输路径9的多个信道的措施。插槽结构4E\_1和存储卡201E\_1具有多个信道,每个包括是介电传输路径9A的毫米波信号传输路径9、毫米波传输/接收端子232、毫米波传输路径234和天线136和236。在插槽结构4E\_1和存储卡201E\_1中,天线136和236布置在相同板面上并且水平并列。结果,实现相互独立地执行用于传输和接收的毫米波传输的全双工传输系统。

[0468] 电子装置101E\_1的结构示例示出为图34B中的打开的平面图和打开的剖面图。在半导体芯片103上,在相互分开的位置提供用于耦合到毫米波信号传输路径9A\_1和9A\_2的毫米波传输/接收端子132\_1和132\_2。在板102的一个面上,形成分别连接到毫米波传输/接收端子132\_1和132\_2的毫米波传输路径134\_1和134\_2以及天线136\_1和136\_2。毫米波传输/接收端子132\_1、毫米波传输路径134\_1和天线136\_1配置传输路径耦合器108\_1,并且毫米波传输/接收端子132\_2、毫米波传输路径134\_2和天线136\_2配置另一传输路径耦合器108\_2。

[0469] 同时,在外壳190上,平行布置圆柱形介电波导管142\_1和142\_2的两个信道作为凸形配置198E\_1,使得它们分别对应于天线136\_1和136\_2。在形成为单体部件的导体144中圆柱形地形成介电波导管142\_1和142\_2的两个信道,并且分别配置介电传输路径9A\_1和9A\_2。导体144防止介电传输路径9A\_1和9A\_2的两个信道之间的毫米波干扰。

[0470] 存储卡201E\_1的结构示例示出为图34A中的打开的平面图和打开的剖面图。在板202上的半导体芯片203上,在相互分开的位置提供用于耦合到毫米波传输路径9\_1和9\_2(即,介电传输路径9A\_1和9A\_2)的多个(在图34A中为两个)信道的毫米波传输/接收端子232\_1和232\_2。在板202的一个面上,形成分别连接到毫米波传输/接收端子232\_1和232\_2的毫米波传输路径234\_1和234\_2以及天线236\_1和236\_2。毫米波传输/接收端子232\_1、毫米波传输路径234\_1和天线236\_1配置传输路径耦合器208\_1,并且毫米波传输/接收端子232\_2、毫米波传输路径234\_2和天线236\_2配置另一传输路径耦合器208\_2。

[0471] 在存储卡201E\_1上,具有对应于电子装置101E\_1侧的凸形配置198E\_1(即,导体144)的形状的凹形配置298E\_1连接到外壳290。凹形配置298E\_1将存储卡201E\_1紧固到插槽结构4E\_1,并且定位存储卡201E\_1,用于到插槽结构4E\_1上提供的介电传输路径9A\_1和

9A\_2的毫米波传输的耦合。

[0472] 尽管这里毫米波传输路径9\_1和9\_2两者都形成为介电传输路径9A,但是例如毫米波传输路径9\_1和9\_2之一可以形成为自由空间传输路径9\_1或空的波导,或者它们两者都可以形成为自由空间传输路径或空的波导。

[0473] 在本示例中,因为空分复用使得可能同时使用相同频带,所以通信速度可以提高,并且可以确保在相对方向上同时执行信号传输的双向通信的同时性。因为配置多个毫米波传输路径9\_1和9\_2(即,介电传输路径9A\_1和9A\_2),所以可以实现全双工传输,并且可以实现数据传输和接收中的效率的提高。

[0474] 特别是在本配置示例中,因为利用装配结构(即,插槽结构4A)来构造毫米波信号传输路径9,所以在本示例中,毫米波限定结构(即,波导结构)的介电传输路径9A不受外壳或其它部件的反射的影响,并且从一个天线136辐射的毫米波信号可以传输到另一天线236侧,同时限定在介电传输路径9A。因此,因为减少了辐射无线电波的浪费,所以同样在应用注入锁定方法的情况下,可以减少传输功率。

[0475] 同样在该第二示例中,尽管应用上述第一到第五实施例,但是这里应用空分复用来执行多路传输。例如,在天线136\_1和236\_1之间的第一信道中,采用ASK方法,并且接收侧采用注入锁定方法。另一方面,在天线136\_2和236\_2之间的第二通信信道中,采用BPSK方法,并且不采用注入锁定,通过基于第一通信信道的接收侧的注入锁定方法获得的载波信号的同步检测执行解调。简而言之,第一通信信道应用可以容易地采用注入锁定的ASK,而在第二通信信道中,应用可以预期传输功率减少但不采用注入锁定的BPSK。结果,在具有安装机制的不同装置之间的毫米波多路传输中,与ASK应用于两个信道的替代情况相比,可以减少要求的传输功率,此外与在所有信道中提供注入锁定电路的替代情况相比,可以减少电路规模。

[0476] [第三示例]

[0477] 图35A到35C示出应用本实施例的无线传输系统1的第三示例的产品形式,并且具体示出修改形式的电子装置。参考图35A到35C,无线传输系统1包括作为第一电子装置的示例的便携式图像再现装置201K,并且包括作为主框侧的第二电子装置的示例的图像获取装置101K,其上安装图像再现装置201K。在图像获取装置101K上,在外壳190的部分上提高其上安装图像再现装置201K的接收台5K。要注意,接收台5K可以用如第二示例中的插槽结构4替代。该无线传输系统1与第二示例的产品形式的无线传输系统类似在于在一个电子装置安装在另一个电子装置上的情况下,在两个电子装置之间通过毫米波段的无线执行信号传输。在下面,描述第三示例与第二示例的差别。

[0478] 图像获取装置101K具有基本上平行六面体或盒状的形状,并且不能被当作卡型设备。图像获取装置101K可以是获取例如运动画面数据的任何装置,并且例如可以是数字记录和再现装置或地面波电视接收机。图像再现装置201K包括作为应用功能单元205的存储设备,用于存储从图像获取装置101K侧传输到其的运动画面数据,以及从存储设备读出运动画面数据并在显示单元(例如液晶显示单元或有机EL显示单元)上再现运动画面的功能单元。关于结构,可以认为存储卡201A被图像再现装置201K替换,并且电子装置101A被图像获取装置101K替换。

[0479] 半导体芯片103容纳在接收台5K的下外壳190中,类似于类如图34A到34C所示的毫

米波产品的第二示例,并且在某个位置提供天线136。在与天线136相对的外壳190的部分提供介电波导管142。介电波导管142具有形成为从介电材料配置的介电传输路径9A的内部传输路径,并且在其外围由导体144围绕。要注意,提供介电波导管142(即,介电传输路径9A)不是必须的,并且外壳190的介电材料可以照原样使用以形成毫米波信号传输路径9。这些点类似于上述其它结构示例的那些。要注意,如在第二示例的描述中所述,多个天线136可以并列在平面上,并且在实际信号传输之前,检查的毫米波信号可以从图像再现装置201K的天线236信号传输,使得选择展现最高接收灵敏度的天线136之一。

[0480] 在安装在接收台5K上的图像再现装置201K的外壳290中,容纳半导体芯片203,并且在某个位置提供天线236,类似于上面参考图34A到34C描述的毫米波产品的第二示例。在面对天线236的外壳290的部分,从介电材料配置毫米波信号传输路径9,即,介电传输路径9A。这些点类似于第二示例的毫米波产品的那些。

[0481] 通过上述配置,当图像再现装置201K安装在接收台5K上时,其可以被定位用于毫米波信号传输。尽管外壳190和290包夹在天线136和236之间,但因为它们由介电材料制成,所以外壳190和290对毫米波信号传输没有显著影响。

[0482] 第一示例的毫米波产品形式不采用装配结构而是壁面对接方法,使得当安装图像再现装置201K使得其与接收台5K的角101a对接时,天线136和天线236相互相对。因此,可以确定地消除位置偏移的影响。

[0483] 当图像再现装置201K安装在接收台5K上的适当位置时,介电传输路径9A插入在传输路径耦合器108和208之间,特别是在天线136和236之间。通过将毫米波信号限定在介电传输路径9A,可以预期高速信号传输的效率的提高。没有外壳或一些其它部件的反射的影响,并且从天线136辐射的毫米波信号可以限定到介电传输路径9A并传输到其它天线236。因此,因为减少了辐射无线电波的浪费,所以即使在应用注入锁定方法的情况下,也可以减少传输功率。

[0484] 同样在该第三示例中,应用上述第一到第五实施例。然而,这里应用频分复用来执行多路传输,并且只有第一通信信道采用ASK方法,此外接收侧采用注入锁定方法。同时,在所有剩余通信信道中,采用BPSK方法,并且不采用注入锁定,通过基于第一通信信道的接收侧的注入锁定方法获得的载波信号的同步检测执行解调。具体地,第一通信信道采用利用其更容易地执行注入锁定的ASK,而所有的剩余通信信道应用利用其可以实现传输功率的减少而不采用注入锁定的BPSK。结果,在具有接收结构的不同装置之间的毫米波多路传输中,与所有信道采用ASK的替代情况相比,可以减少要求的传输功率,并且与所有信道中提供注入锁定电路的替代情况相比,可以减少电路规模。

[0485] 尽管已经使用特定术语描述了本发明的优选实施例,但是本发明的技术范围不限于各实施例的描述范围。各种替代或改进可以应用于实施例而不偏离本发明的主题内容,此外包括这种替换或改进的形式也包括在本发明的技术范围内。

[0486] 此外,上面描述的实施例不限制权利要求中提出的本发明,并且在实施例的描述中描述的特征的所有组合对于本发明的主题内容不必是基本的。上面描述的实施例包括在各种阶段的若干发明,并且基于在此公开的多个特征的组合可以提取各种发明。即使从这里公开的各种特征删除一些特征,只要实现想要的效果,则不包括删除的特征的配置也可以提取为发明。

[0487] 例如,在上面描述的实施例中,ASK用作调制幅度的方法的代表示例,并且BPSK方法用作除了调制幅度的方法以外的方法的代表示例。然而,该方法的组合仅仅是示例。例如,除了调制幅度的方法以外的方法可以是例如使用多个调制轴的8PSK方法或QPSK方法。

[0488] 在如上所述的这种修改中,在频分复用时各信道的载波频率的关系为 $1/n$ 或 $m/n$ 的情况下,尽管相位校正单元8630用作针对相位不确定的措施,但在采用使用多个调制轴的QPSK方法、8PSK方法等的情况下,针对相位不确定的措施也是可能的。

[0489] 例如,与图32A所示的第一示例对比,可以使用图36A所示的第三示例。首先,解调功能单元8400具有类似于上面参考图32B描述的配置的配置,使得可以配置正交检测电路。这里,省略解调功能单元8400的配置的描述以避免冗余。

[0490] 在I轴分量的低通滤波器8412\_I和Q轴分量的低通滤波器8412\_Q的后级提供相位旋转器8634。时钟恢复单元8420为从相位旋转器8634输出的I轴分量的输出信号I'和Q轴分量的输出信号Q'的每个生成接收数据串,并且将生成的接收数据串传递给串行-并行转换器8227。

[0491] 到第三示例的相位校正单元8630\_3的电平检测器8632的输入可以是只提供I轴分量的低通滤波器8412\_I的输出信号的第一配置示例、只提供Q轴分量的低通滤波器8412\_Q的输出信号的第一配置示例、和提供I轴分量的低通滤波器8412\_I的输出信号和Q轴分量的低通滤波器8412\_Q的输出信号两者的第三配置示例的任何。在图36B中,示出使用两个输出信号的第三配置示例。在使用两个输出信号的情况下,尽管电路规模大于只使用输出之一的情况,但是提高了调整精度。

[0492] 在任何情况下,应当传输已知的模式用于调整。对于已知的模式,例如,在如第一配置示例或第二配置示例使用输出信号之一的情况,应当只使用对应分量的信号,但是在如第三配置示例使用两个输出信号的情况下,应当使用只有输出信号之一的信号,即,只有I分量的信号或只有Q分量的信号。

[0493] 在只使用一个输出信号的情况下,相位校正单元8630\_3控制例如可以从PLL配置的辅助载波信号生成器8612,使得通过电平检测器8632从传输其已知模式用于调整的一个输出信号检测的幅度电平可以最大化,从而变化辅助载波信号生成器8612的输出信号(即到混频器8402的载波信号)的相位。

[0494] 另一方面,在使用两个输出信号的情况下,相位校正单元8630\_3应当控制电平检测器8632,使得尽管关于作为已知模式传输的一个分量(如例如I轴分量)由电平检测器8632检测的幅度电平可以最大化,尽管关于未作为已知模式传输的另一个分量(如例如Q轴分量)由电平检测器8632检测的幅度电平可以最小化,但是幅度电平可以很好的平衡。或者可以只关注作为已知的模式传输的一个分量(如例如I分量),使得调整该分量以便通过电平检测器8632检测的其幅度电平可以最大化。或者,可以只关注未作为已知的模式传输的一个分量(如例如Q分量),使得调整该分量以便通过电平检测器8632检测的其幅度电平可以最小化。

[0495] 同时,与图32B所示的第二示例对比,可以使用如图36B所示的第四示例。尽管基本电路配置类似于图32B所示的第二示例,但是使用相位旋转器8636来代替相位旋转器8634。

[0496] 对于I轴分量的信道,相位旋转器8636包括第一相位偏移器8642、第二相位偏移器8644和信号组合器8646,类似于第二示例。同时,作为第四示例独特的配置,提供用于通过Q

轴分量的信道中的Q轴分量的信号Q的增益调整来调整关于Q轴分量的相位旋转量 $\beta$ 的第三相位偏移器8652 ( $\sin\beta$ )、用于通过I轴分量的信道中的I轴分量的信号I的增益调整来调整关于I轴分量的相位旋转量 $\beta$ 的第四相位偏移器8654 ( $-\cos\beta$ )、以及用于组合相位偏移器8652和8654的输出信号的信号组合器8656。相位旋转器8636 (即,信号组合器8656)的输出信号Q'是关于Q轴分量的最终解调信号。

[0497] 在相位校正单元8630\_4中,相位旋转器8636使用正交检测输出(I,Q)旋转输出信号的相位,并且通过电平检测器8638检测相位旋转器8636的输出。电平检测器8638基于检测的输入信号的幅度电平控制相位旋转器8636,以便改变旋转量。

[0498] 这里,到第四示例的相位校正单元8630\_4的电平检测器8638的输入可以是只提供I轴分量的输出信号I'的第一配置示例、只提供Q轴分量的输出信号Q'的第一配置示例、和提供I轴分量的输出信号I'和Q轴分量的输出信号Q'两者的第三配置示例的任何。在图36B中,示出使用两个输出信号的第三配置示例。在使用两个输出信号I'和Q'的情况下,尽管电路规模大于只使用输出之一的情况,但是提高了调整精度。所述的基本方式类似于第四示例中的那些。

[0499] 此外,如果考虑各实施例的前面描述,则例如除了根据权利要求的发明外,还提取下面的发明。

[0500] <附录1>

[0501] 一种无线传输系统,包括:

[0502] 多个通信对,其每个包括用于传输的通信单元和用于接收的通信单元;以及

[0503] 无线信号传输路径,适配于允许用于传输的通信单元和用于接收的通信单元之间的无线信息传输;

[0504] 可以采用除了只调制幅度的方法以外的方法作为用于每个通信对的用于传输的通信单元和用于接收的通信单元之间的通信的调制方法,或

[0505] 一种用于无线传输系统的无线传输方法,该无线传输系统多个通信对,其每个包括用于传输的通信单元和用于接收的通信单元;以及无线信号传输路径,适配于允许用于传输的通信单元和用于接收的通信单元之间的无线信息传输,该无线传输方法包括:

[0506] 采用除了只调制幅度的方法以外的方法作为用于每个通信对的用于传输的通信单元和用于接收的通信单元之间的通信的调制方法的步骤。

[0507] 图37示出附录1中描述的配置。根据附录1的配置,在多路传输时,除了只调制幅度的方法以外的方法(如例如BPSK)应用于所有信道。因此,从对于至少一个信道采用只调制幅度方法的第四或第五实施例的传输功率可以减少要求的传输功率。

[0508] 然而,在该实例中,如果意图与注入锁定一起使用,则难点在于在接收侧建立注入锁定变得困难。在这点上,可以认识到,作为一般的系统配置,第四或第五实施例是优化的。

[0509] 本申请包含涉及于2009年9月29日向日本专利局提交的日本优先权专利申请JP 2009-223681中公开的主题,在此通过引用并入其全部内容。

[0510] 本领域技术人员应该理解,取决于设计需求和其他因素,可以进行各种修改、组合、子组合和变更,只要它们处于权利要求及其等同物的范围内。

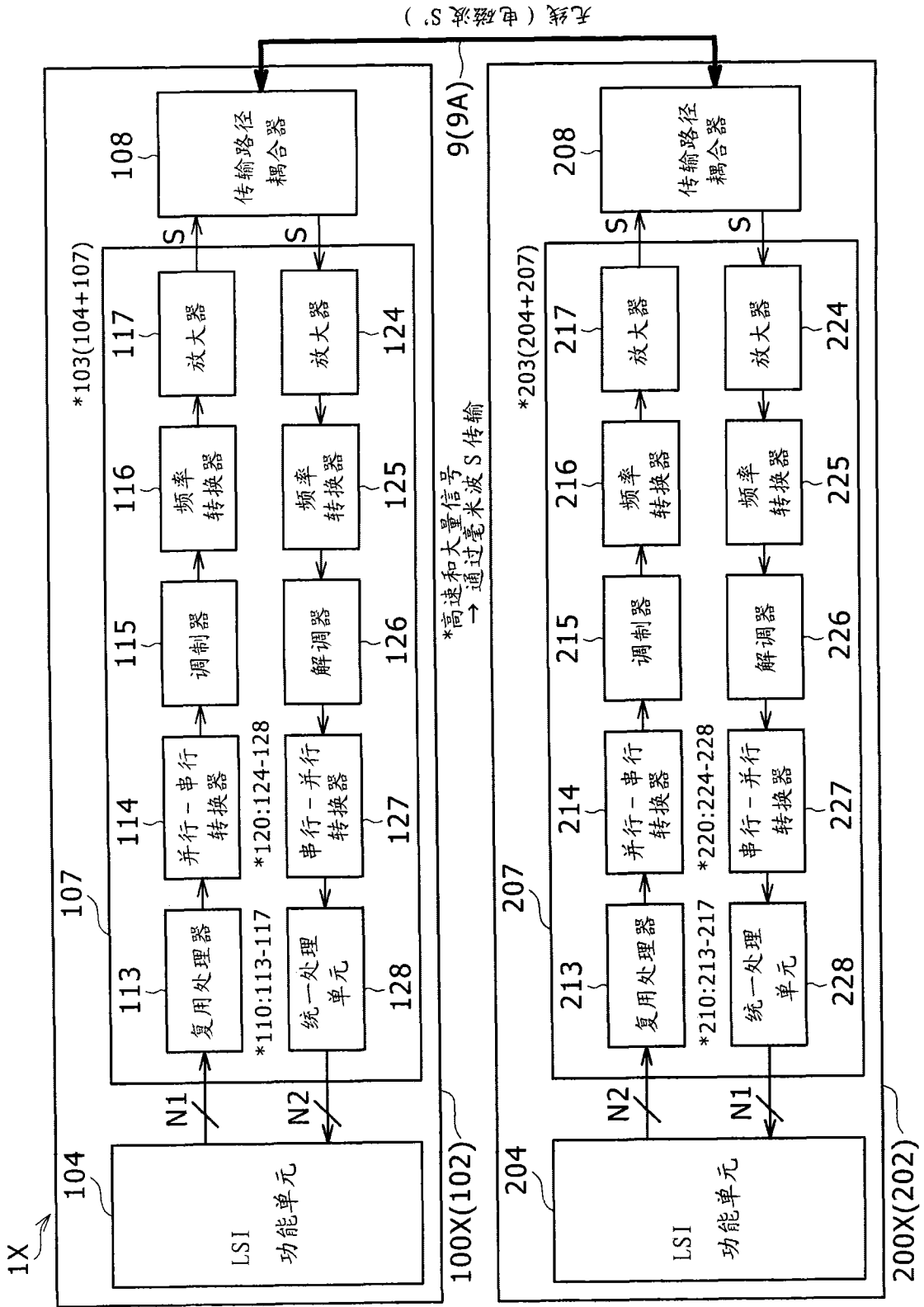


图1

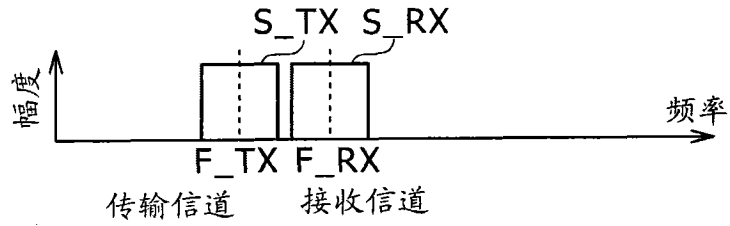


图2A

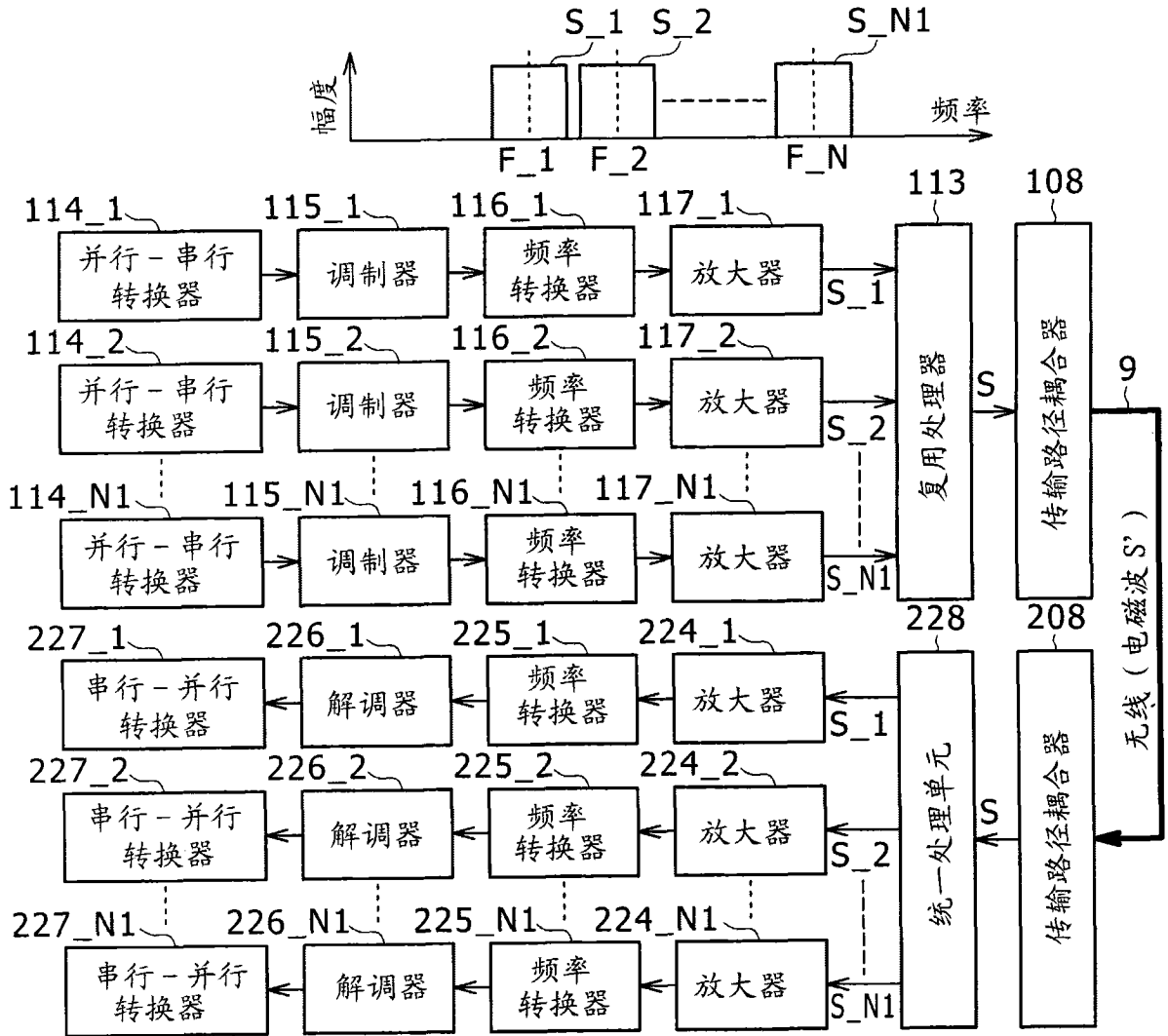


图2B

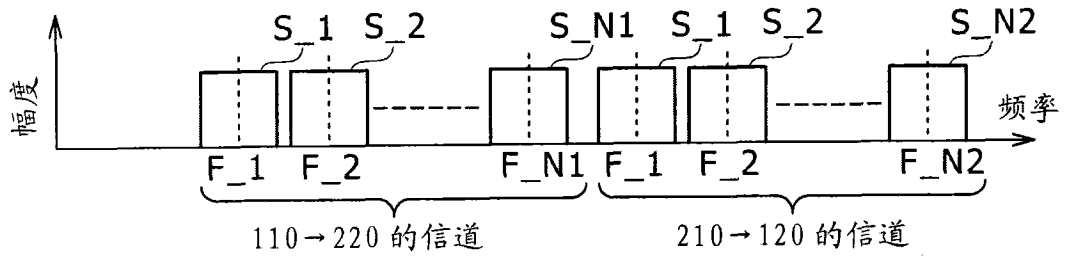


图2C

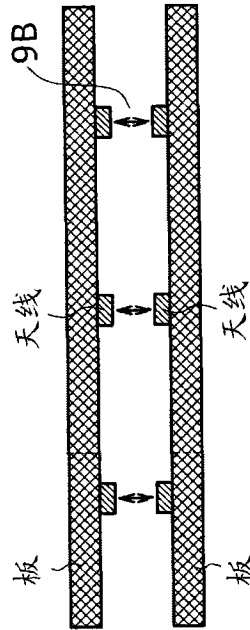


图3A



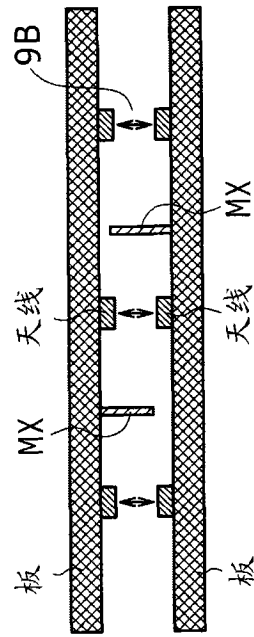


图3B

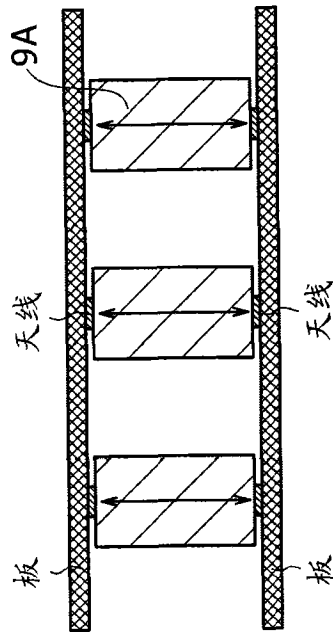


图3C

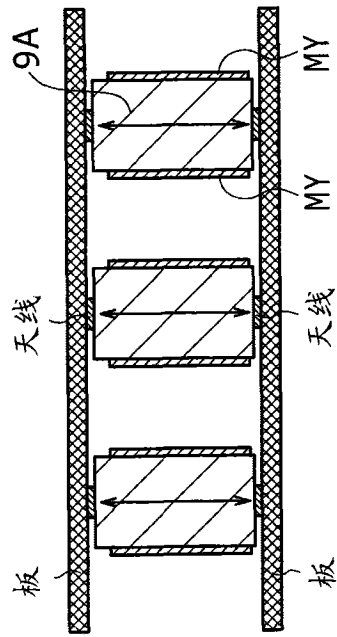


图3D

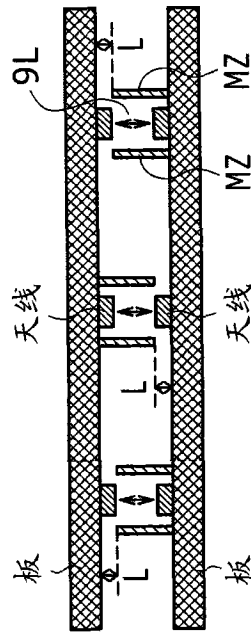


图3E

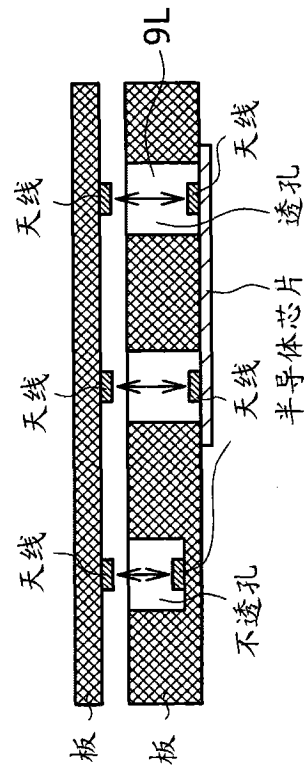


图3F

$$L \text{ [dB]} = 10 \log_{10} ((4\pi d/\lambda)^2) \dots (A)$$

$$d_2/d_1 = 10^{(DU/20)} \dots (B)$$

图4A

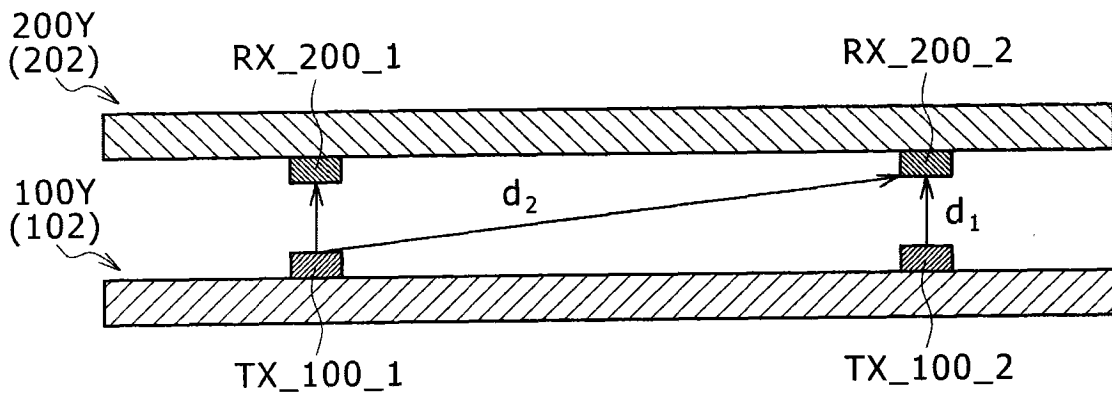


图4B

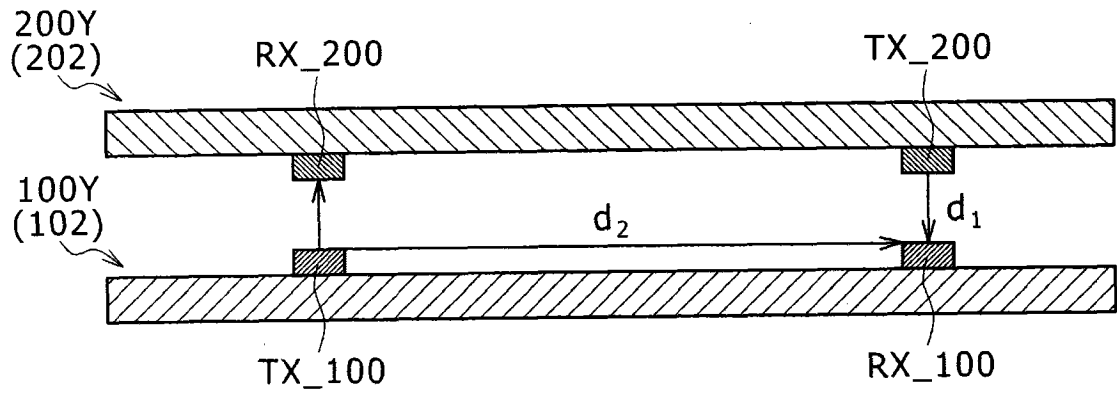


图4C

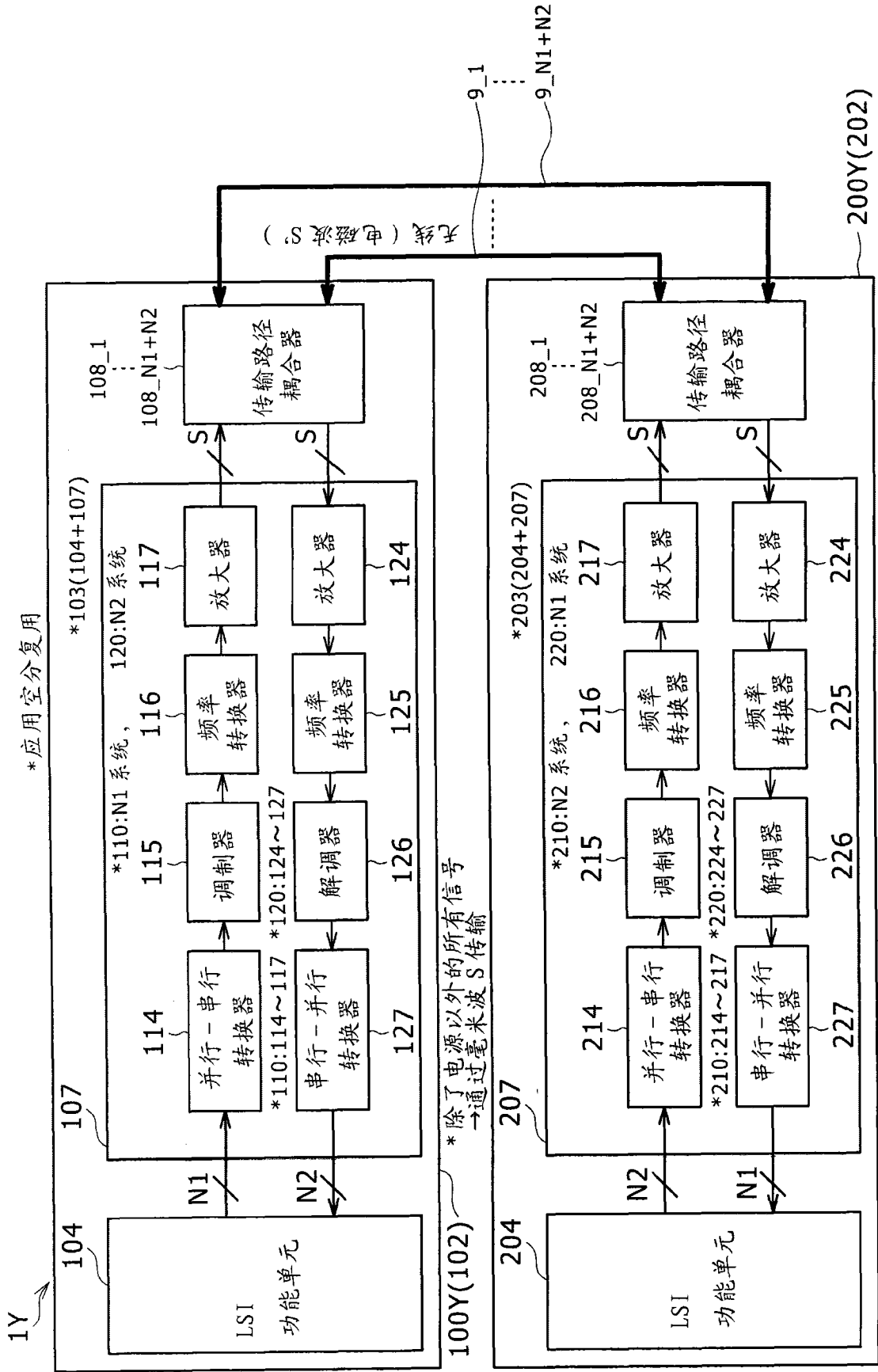


图5

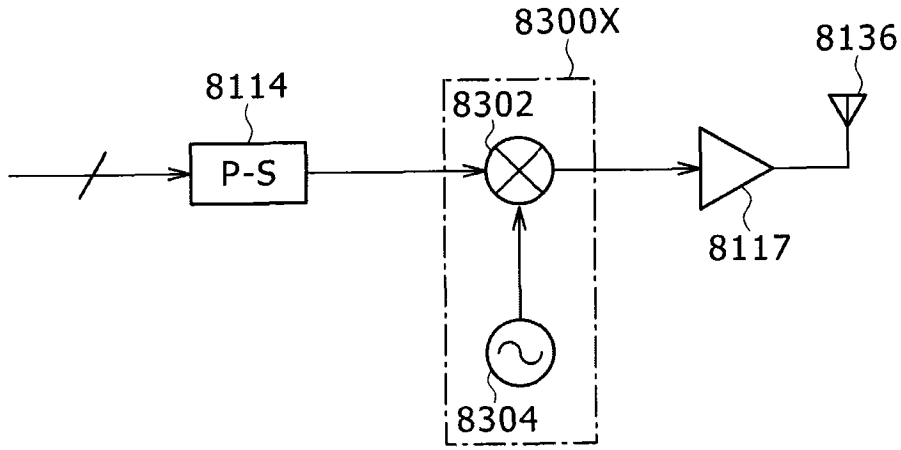


图6A

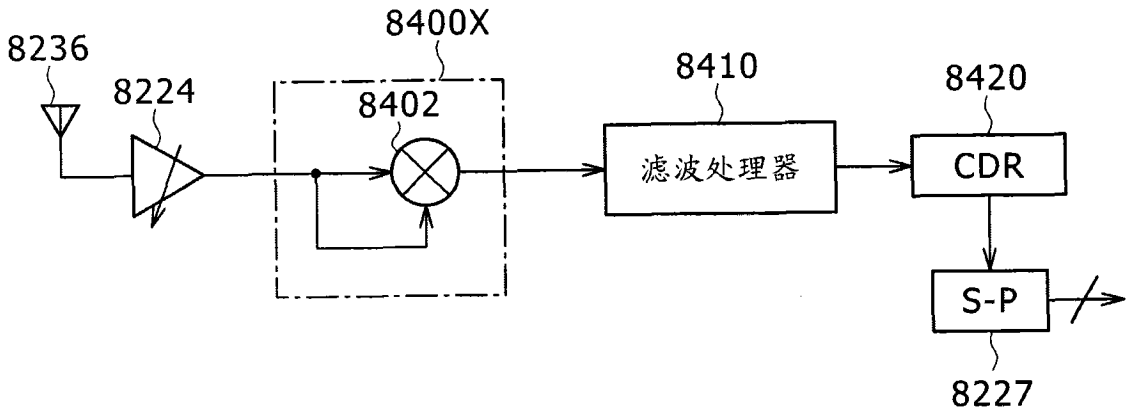


图6B

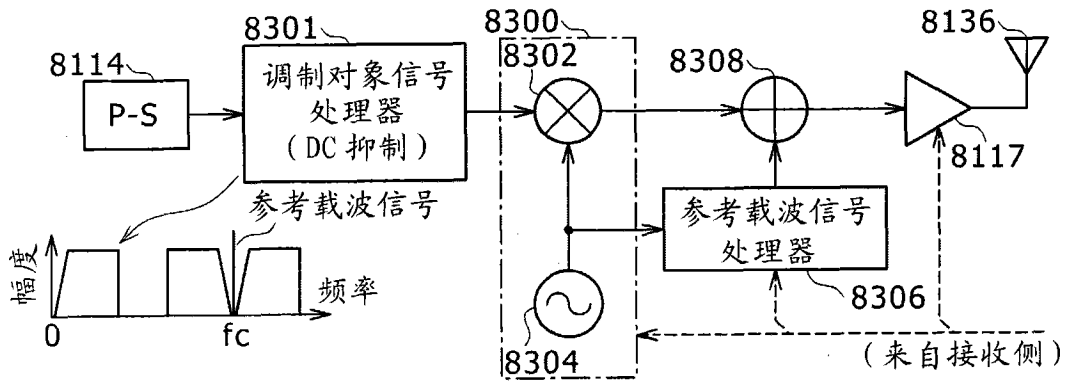


图7A

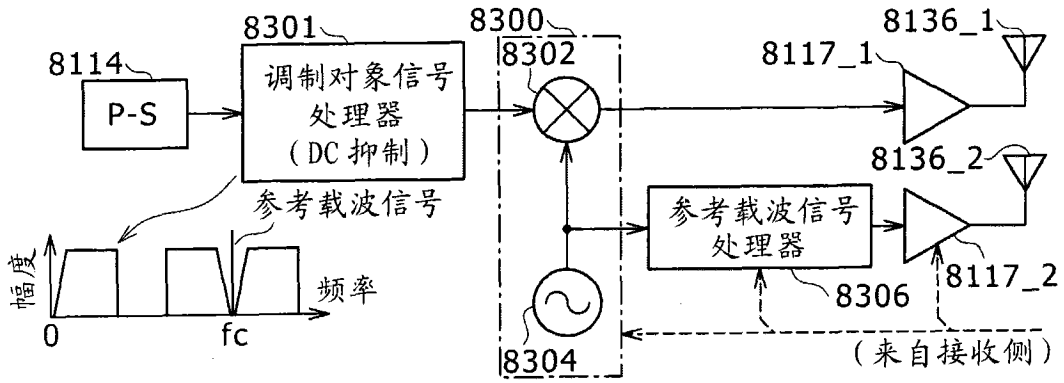


图7B

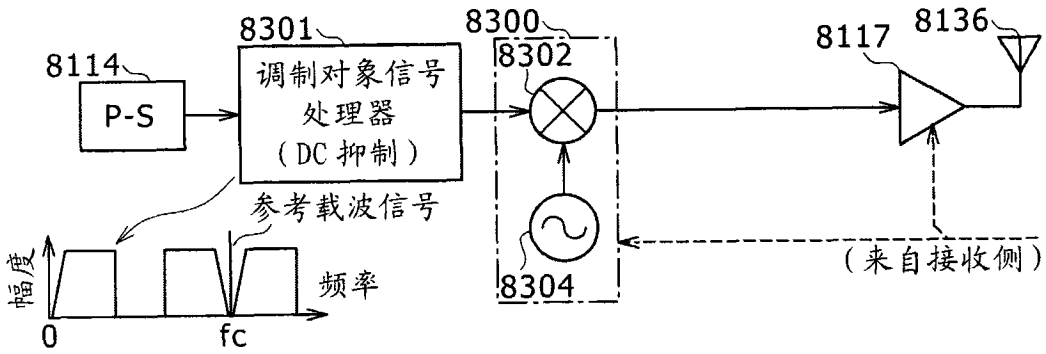


图7C

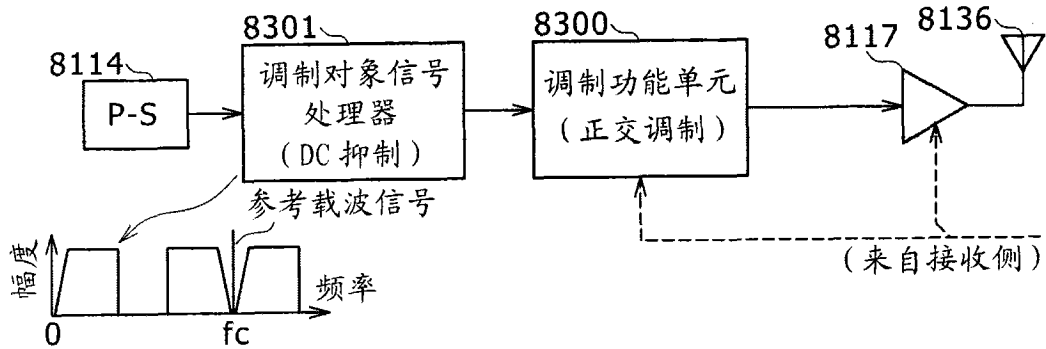


图7D

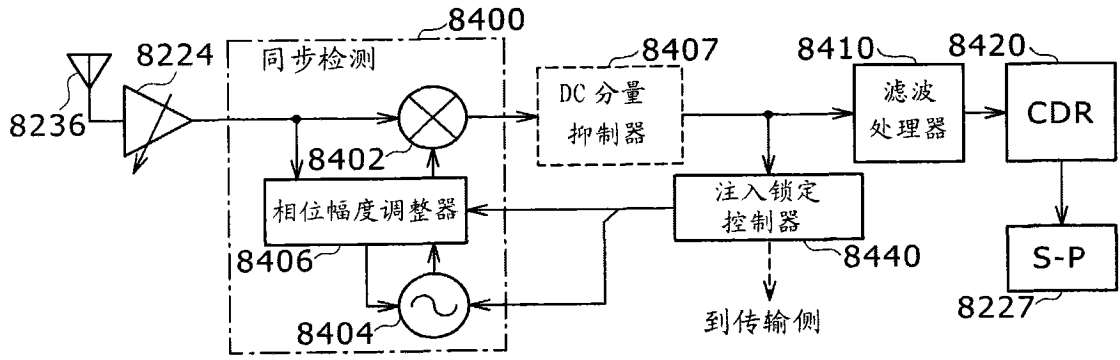


图8A

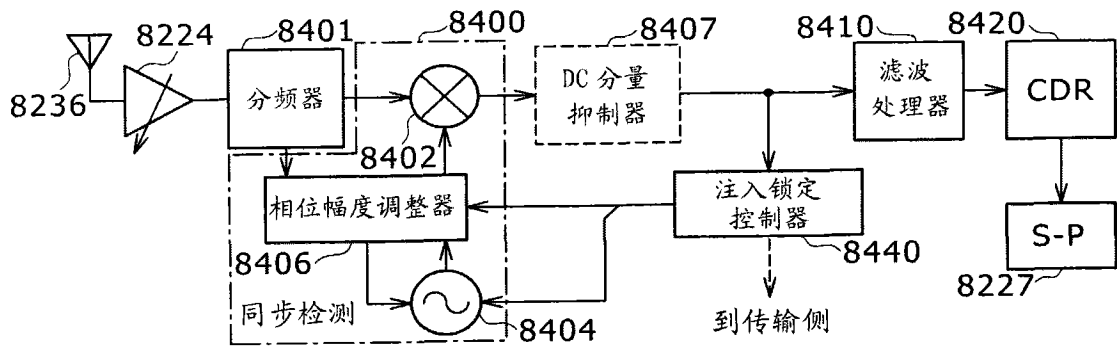


图8B

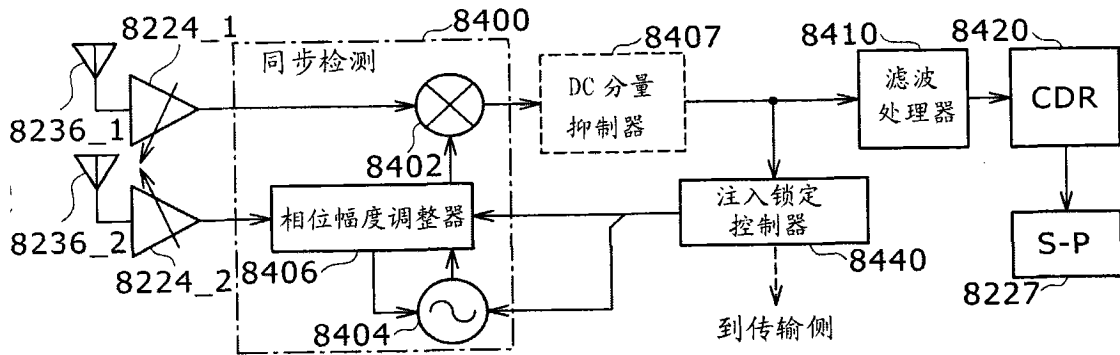


图8C



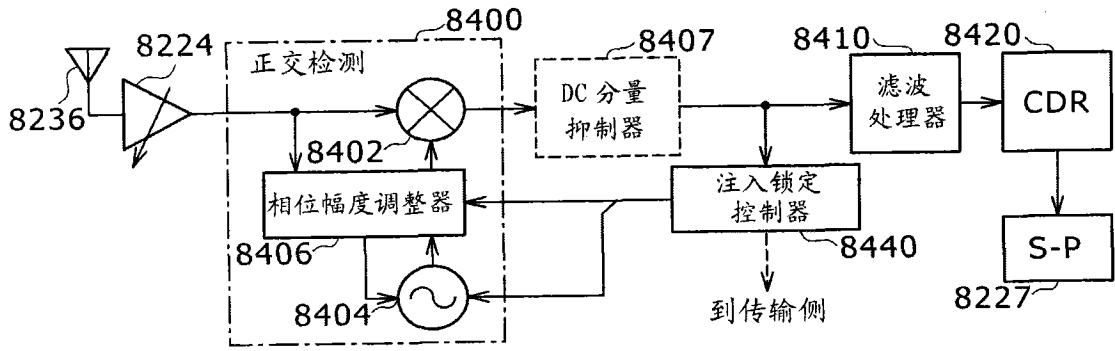
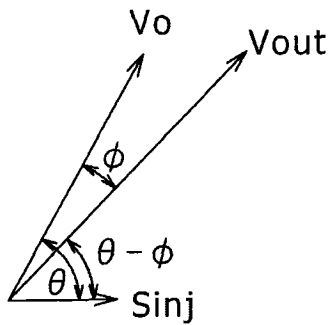


图8D



$V_o$  : 接收侧本地振荡器  
8404 的输出信号  
\* 自由运行输出

$V_{out}$  : 接收侧本地振荡器  
8404 的输出信号  
\* 注入锁定输出

$Sin_j$  : 注入信号

$\theta - \phi$  : 用于同步检测的相位偏移量  
(当调制轴和参考载波轴同相时)

图9

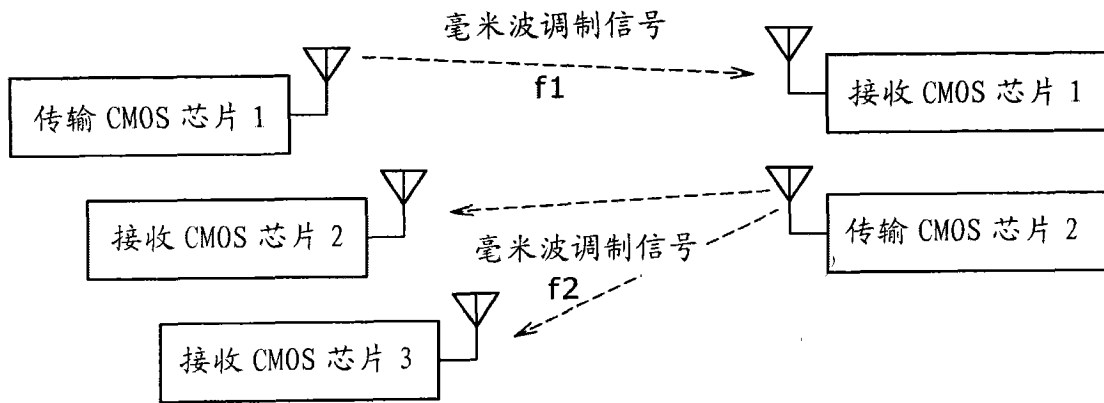


图10A

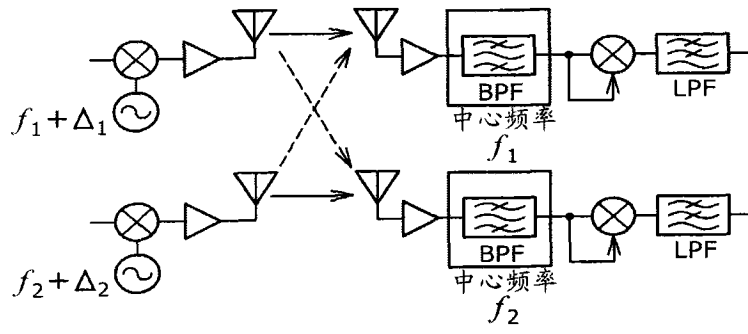


图10B

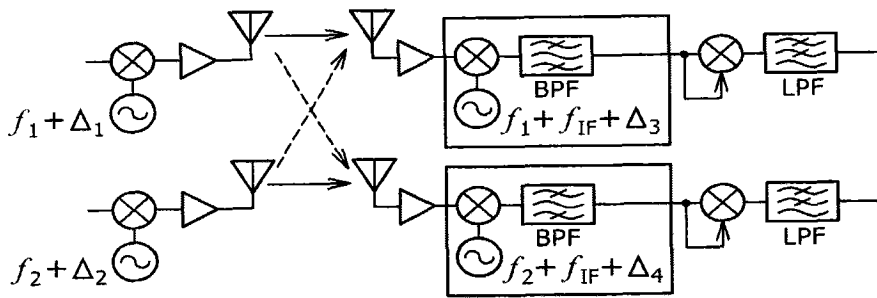


图10C

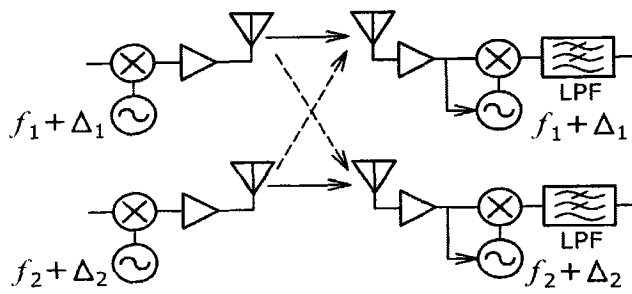


图10D

100B(190B)

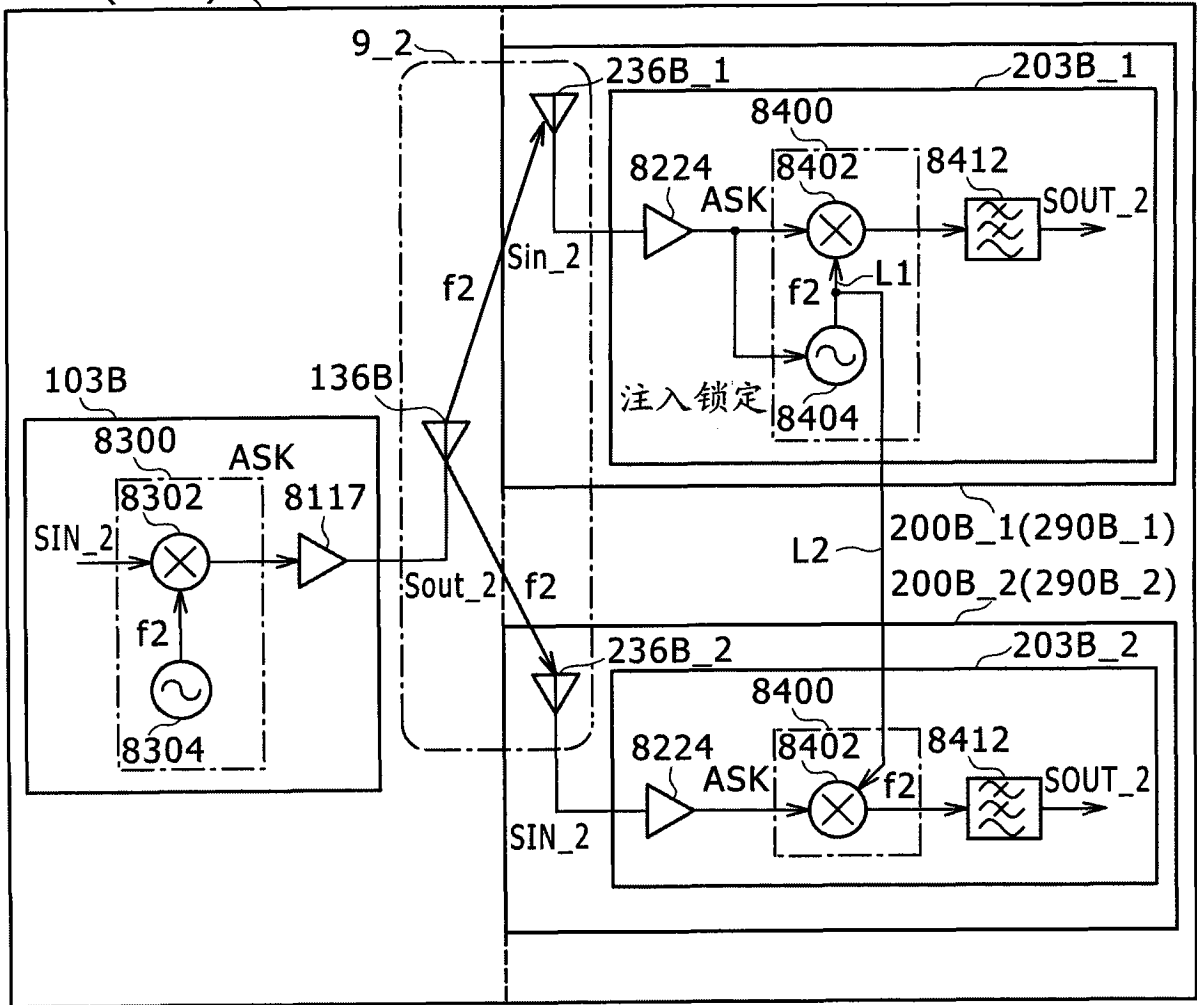


图11

\* 空分复用  
: 相同方向上的多路通信

1C

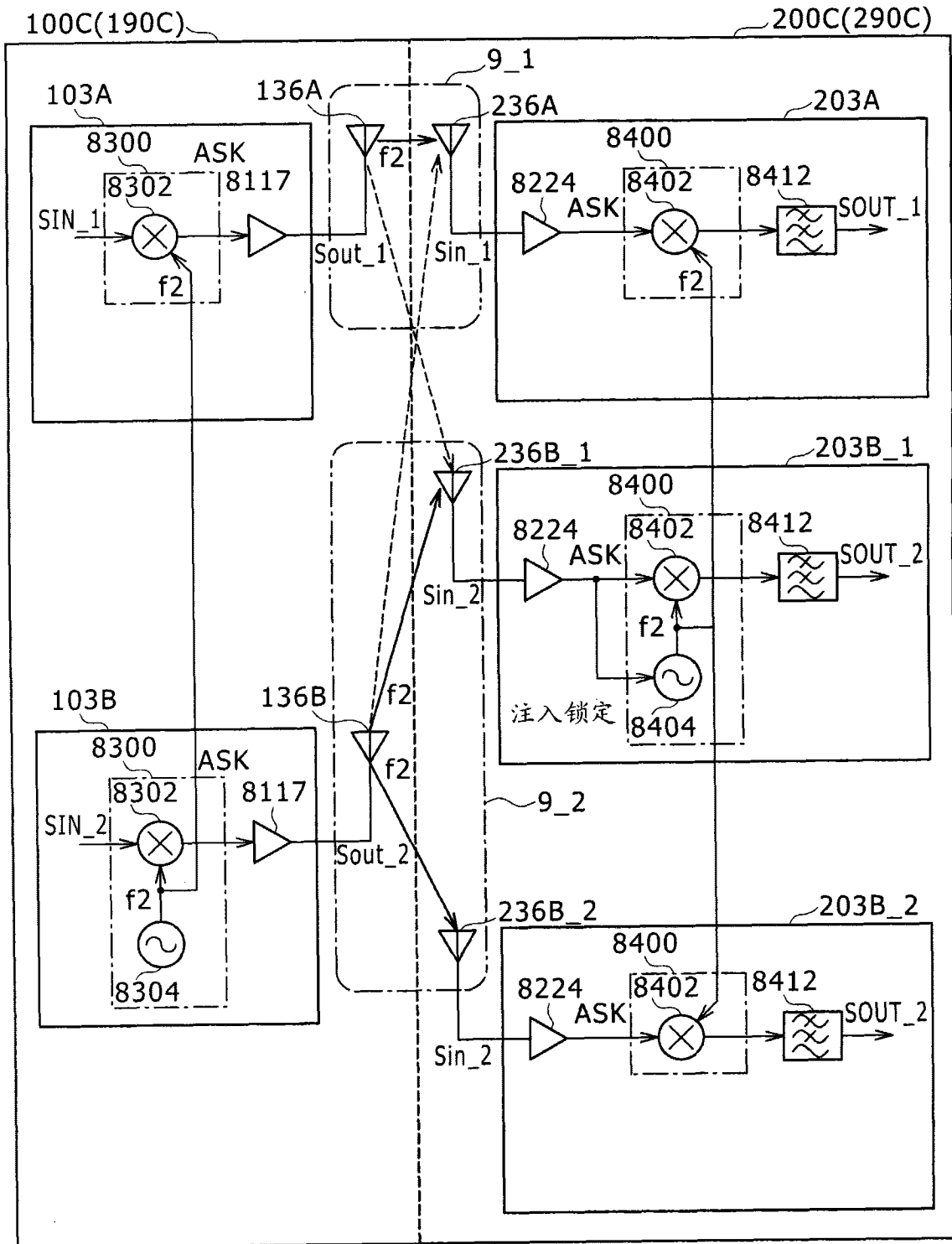


图12

\*频分复用  
:相同方向上的多路通信

1D

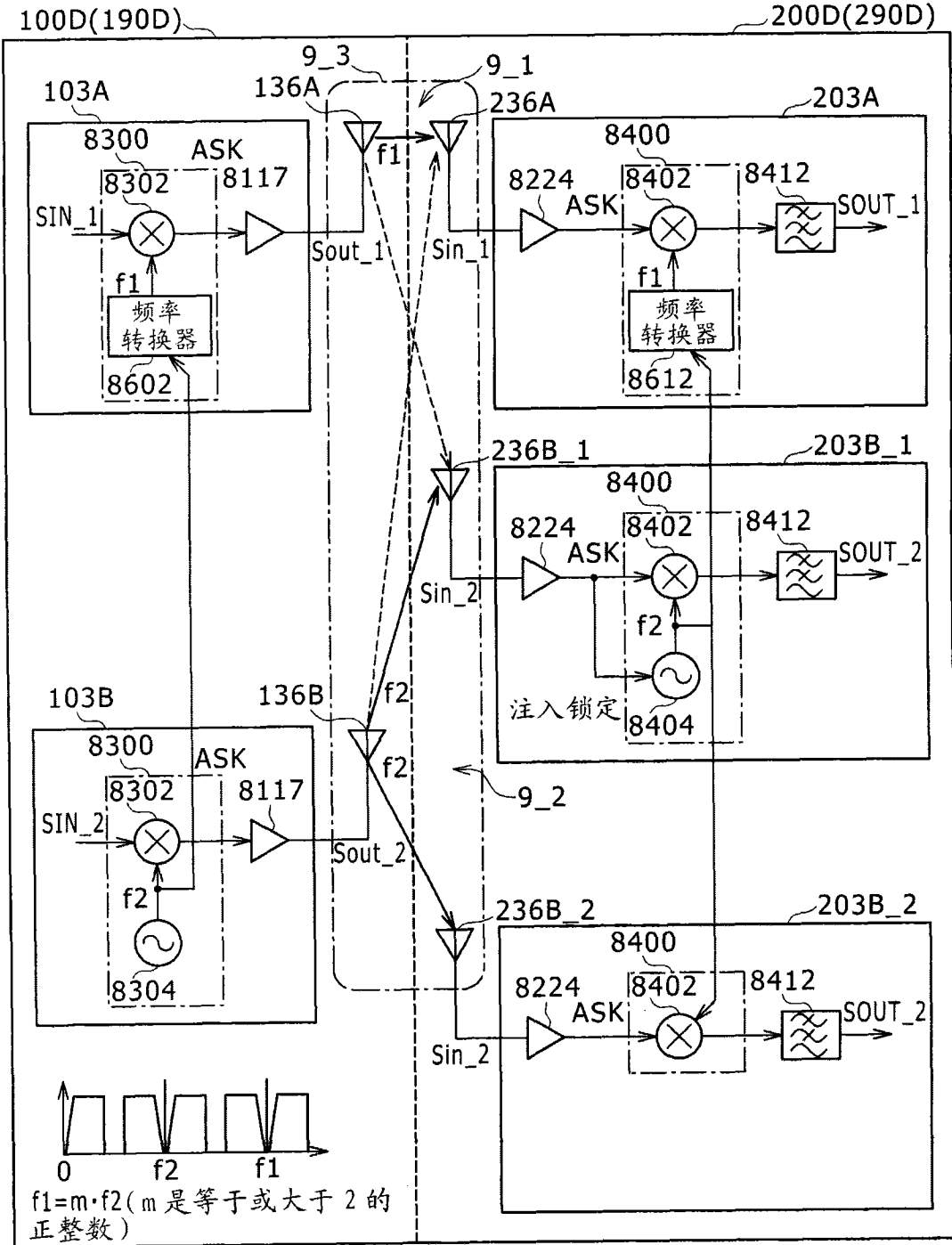


图13

\* 频分复用

· 相同方向上的多路通信

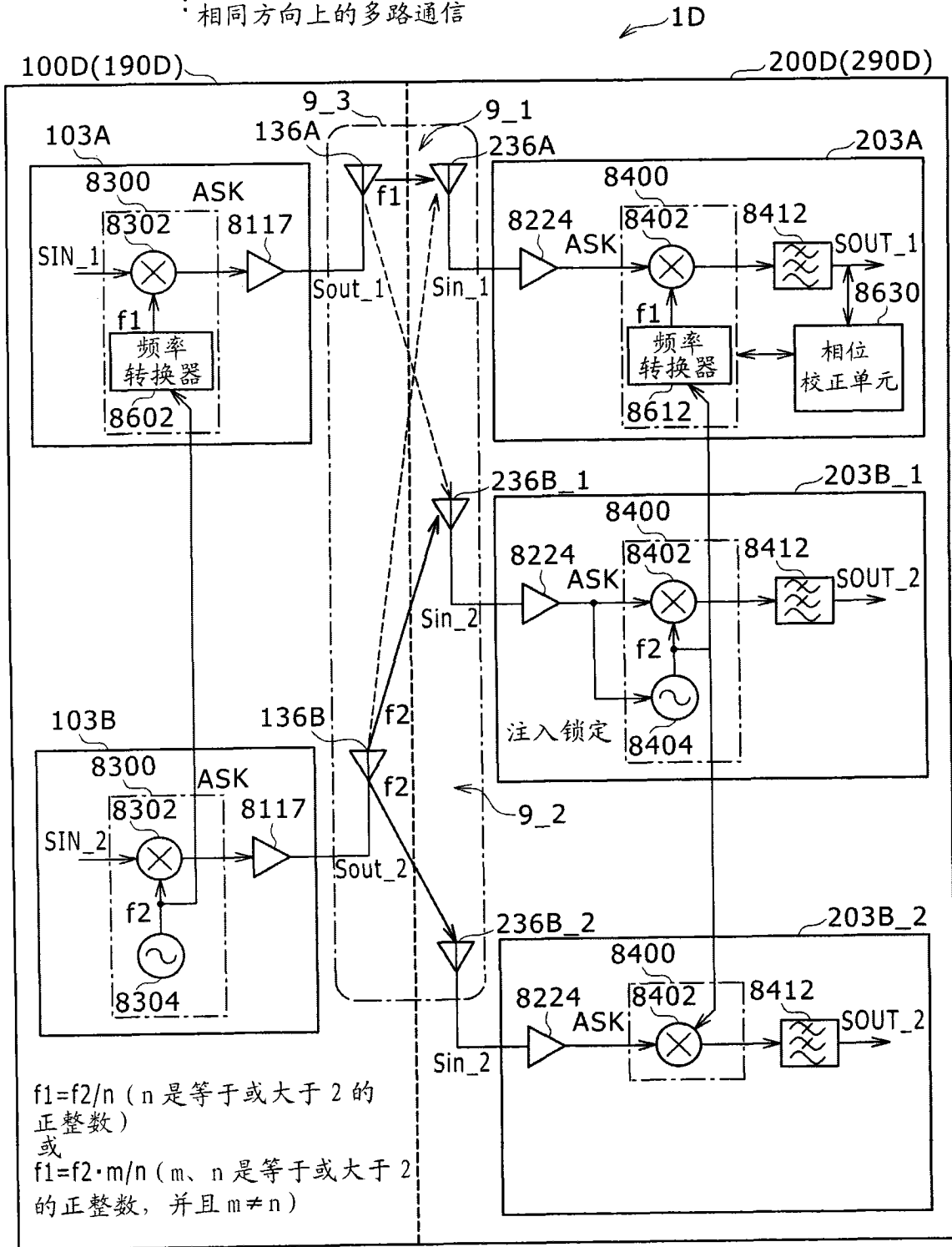


图14

\* 频分复用  
 : 相同方向上和天线共用的多路通信

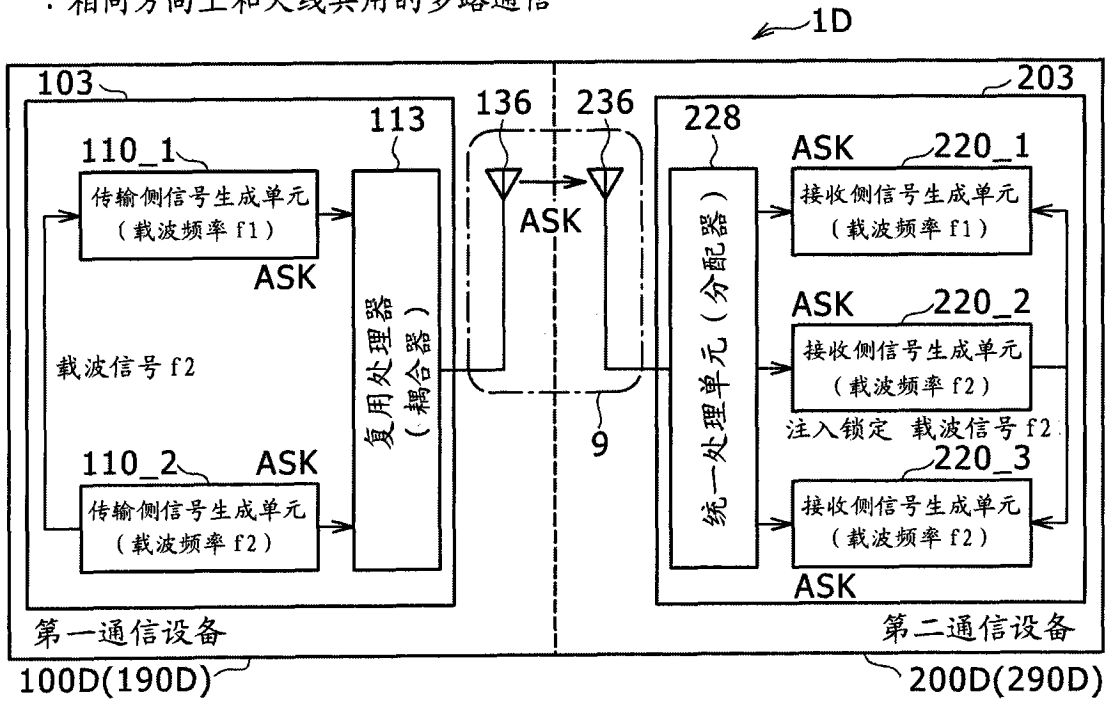


图15A

\* 频分复用  
 : 相同方向上和使用单独天线的多路通信

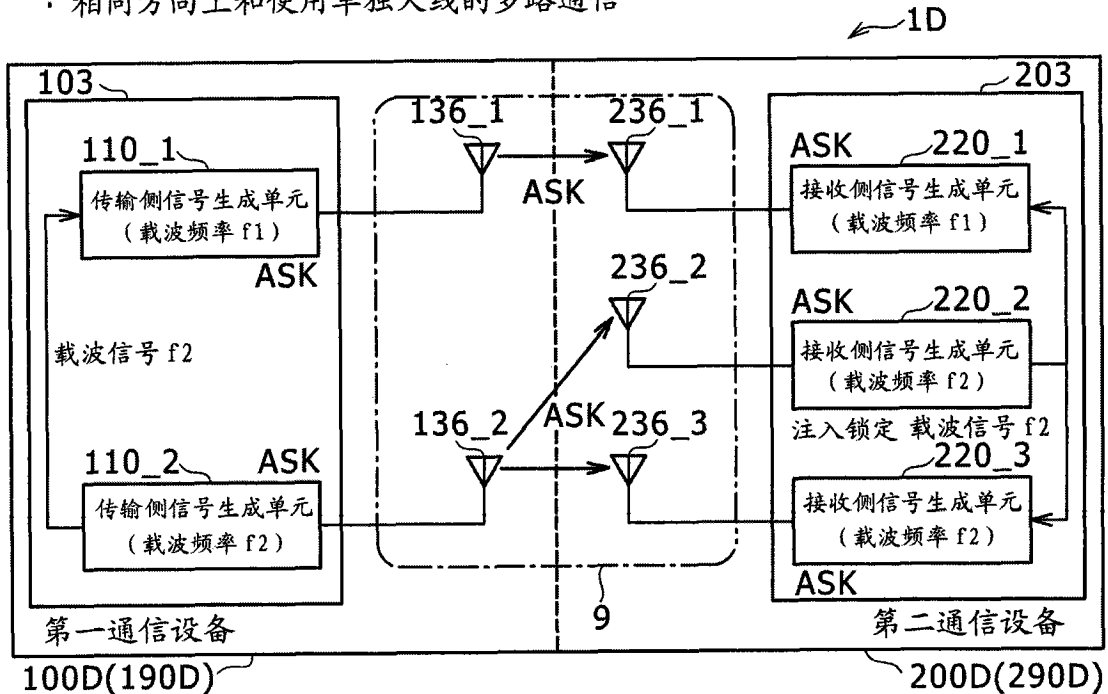


图15B

\* 将频率关系设为  $m/n$  的优点

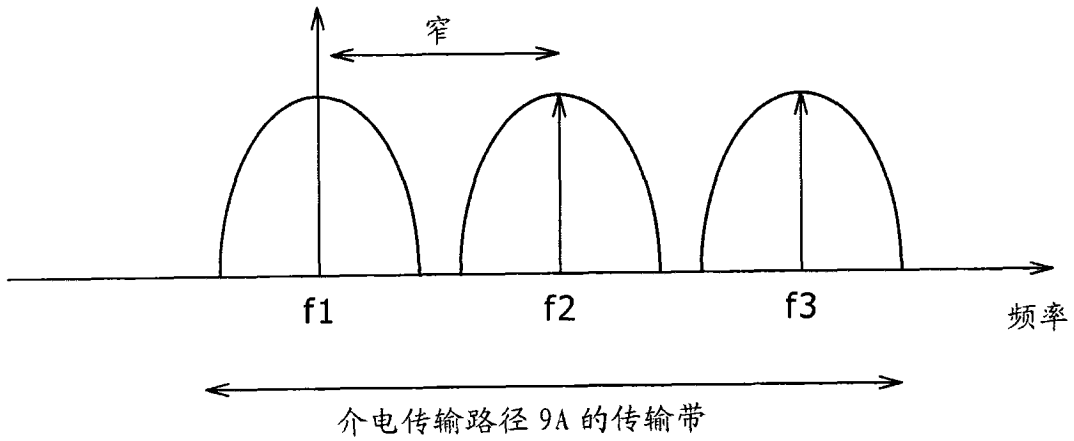


图16

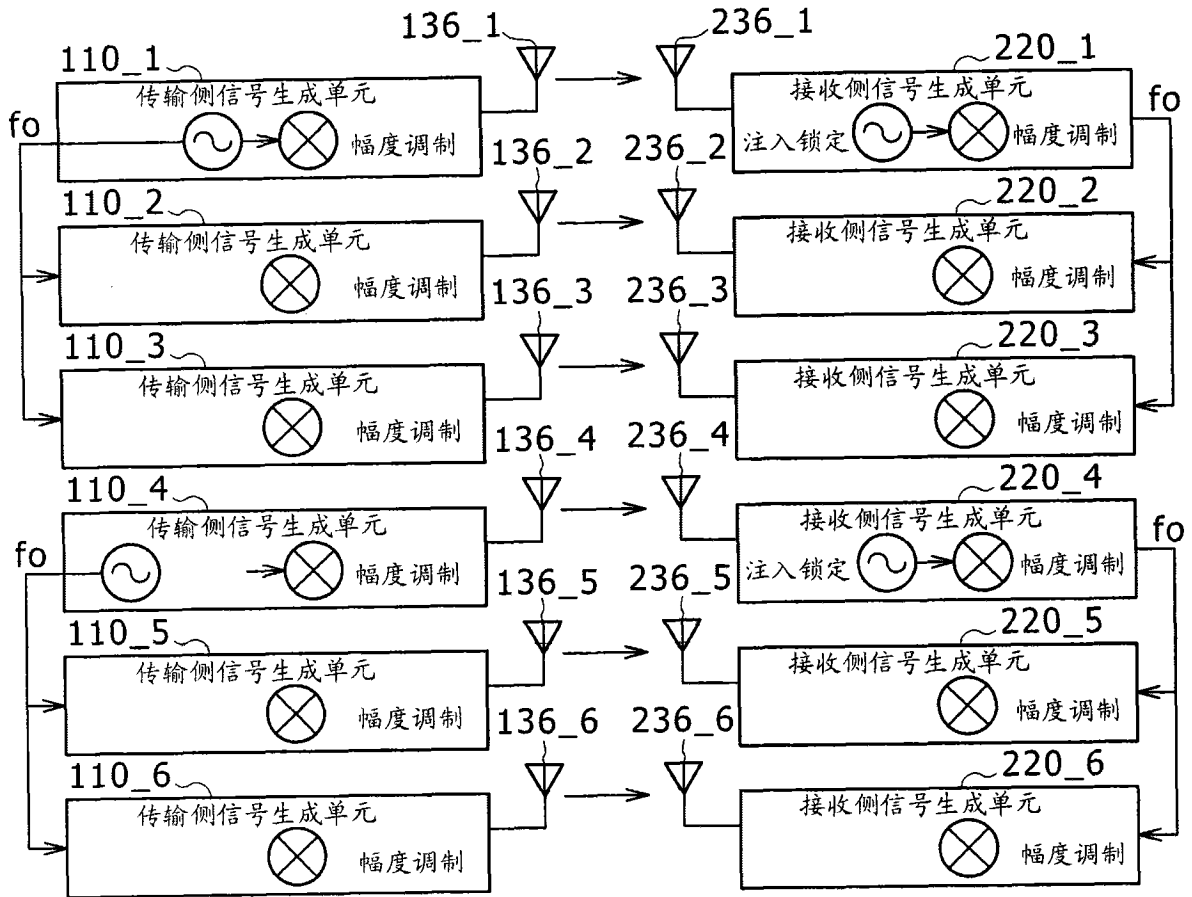


图17



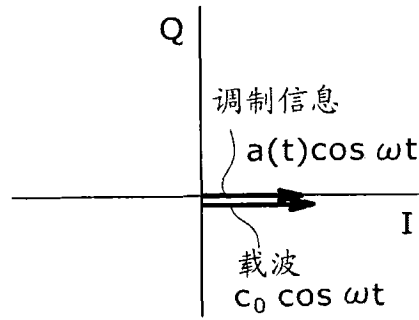


图18A

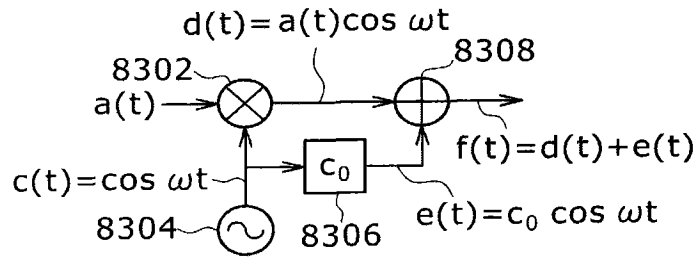


图18B

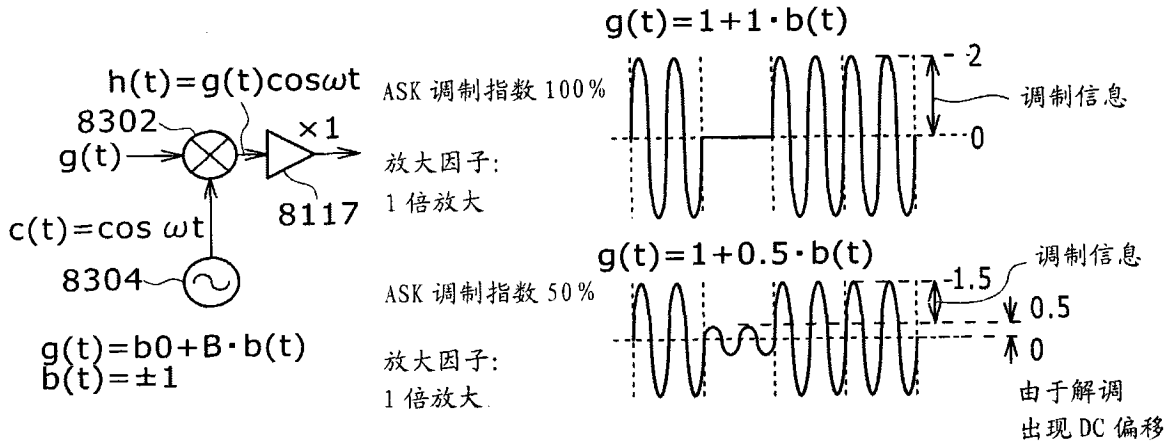


图18C

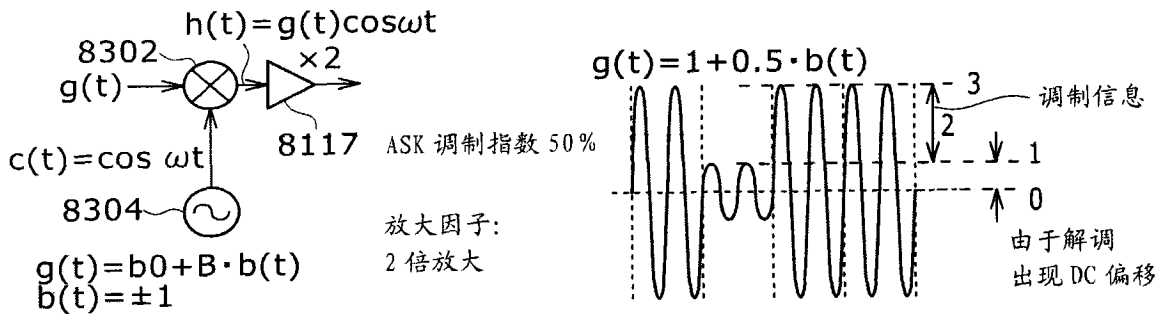


图18D

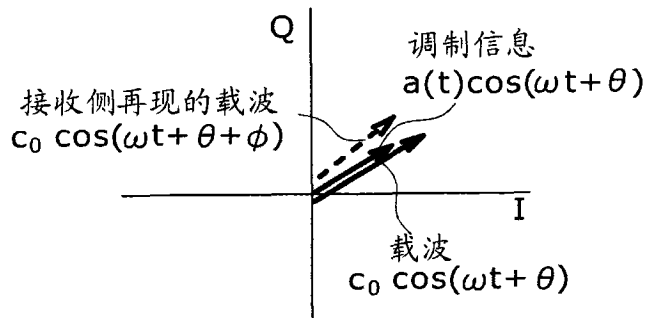


图18E

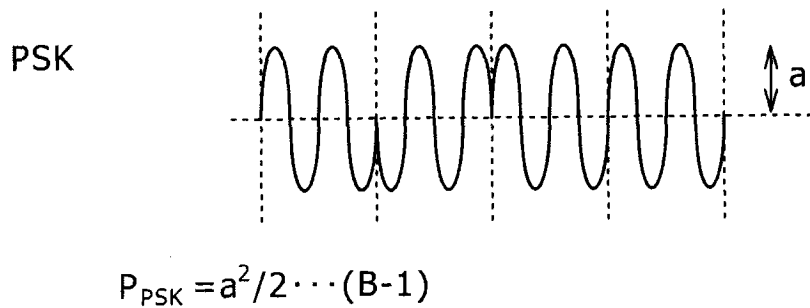


图19A

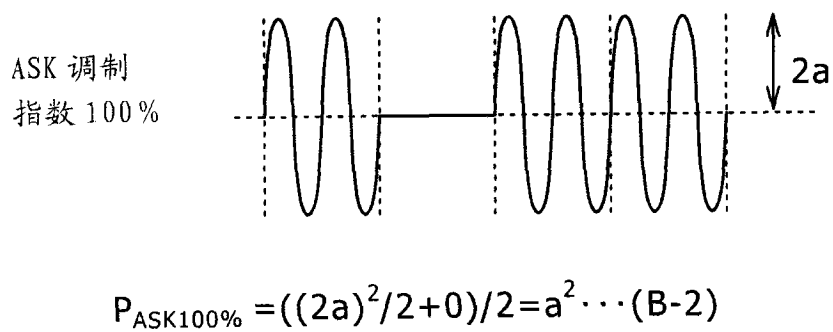
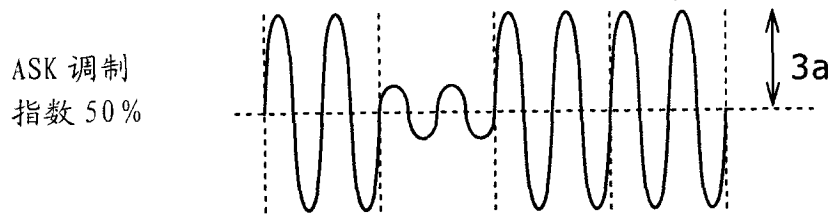


图19B



$$P_{ASK50\%} = ((3a)^2/2 + (a)^2/2)/2 = 5a^2/2 \dots (B-3)$$

图19C

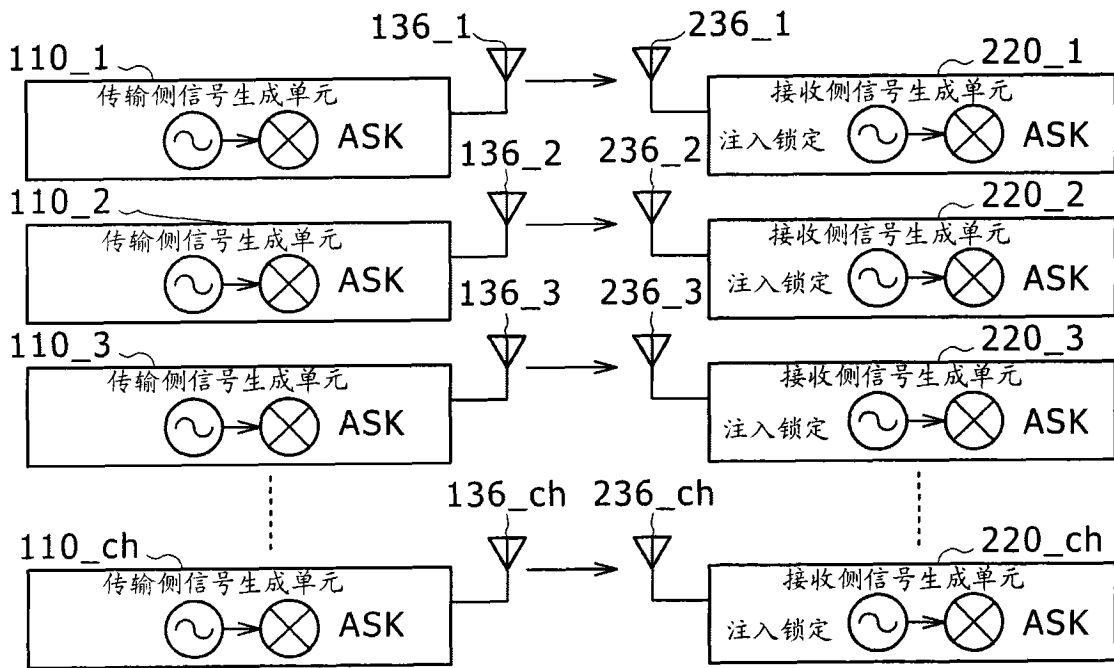


图20A

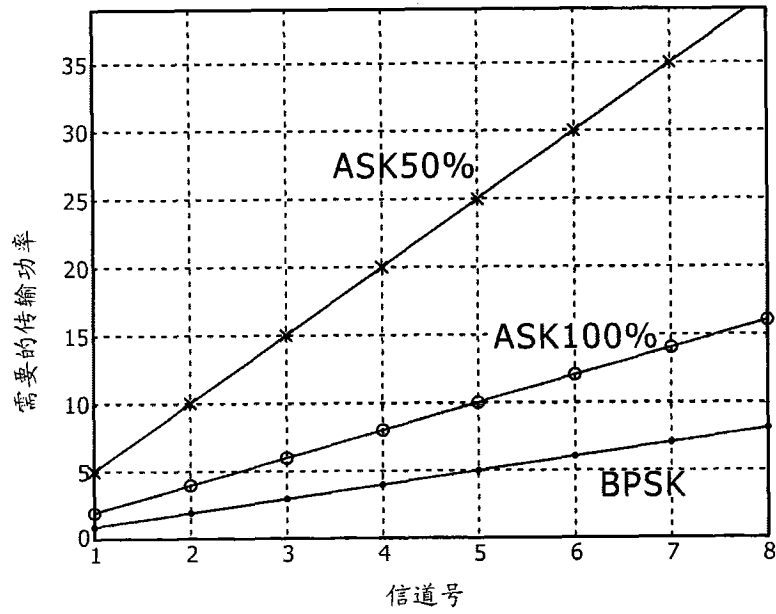


图20B

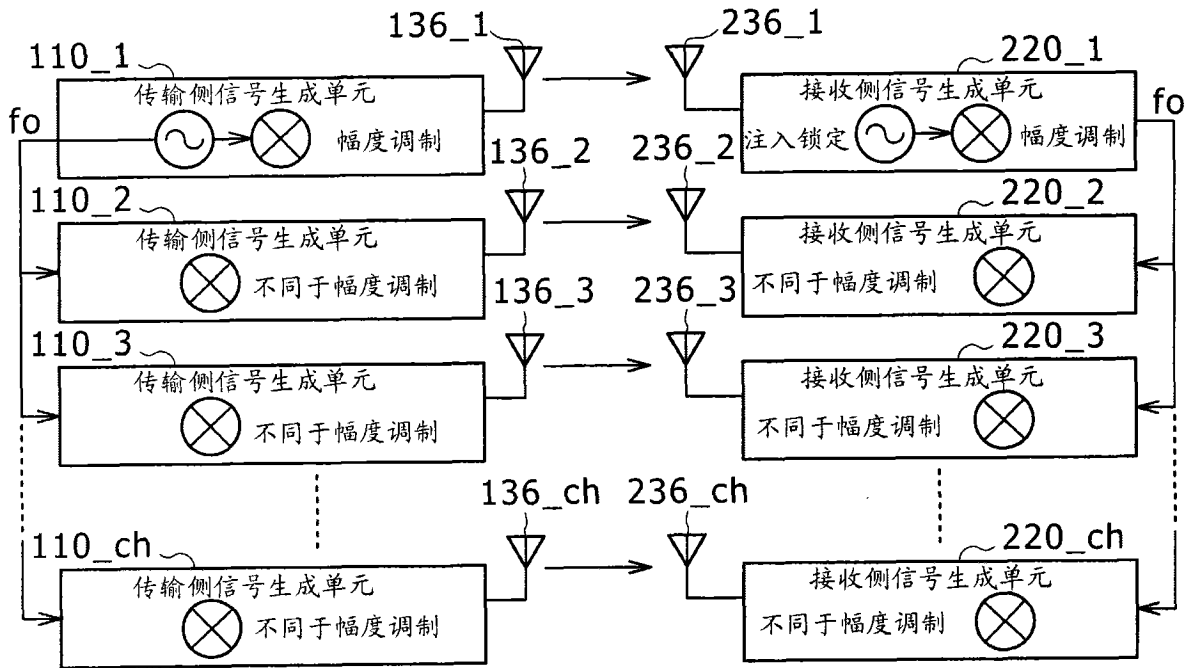


图21A

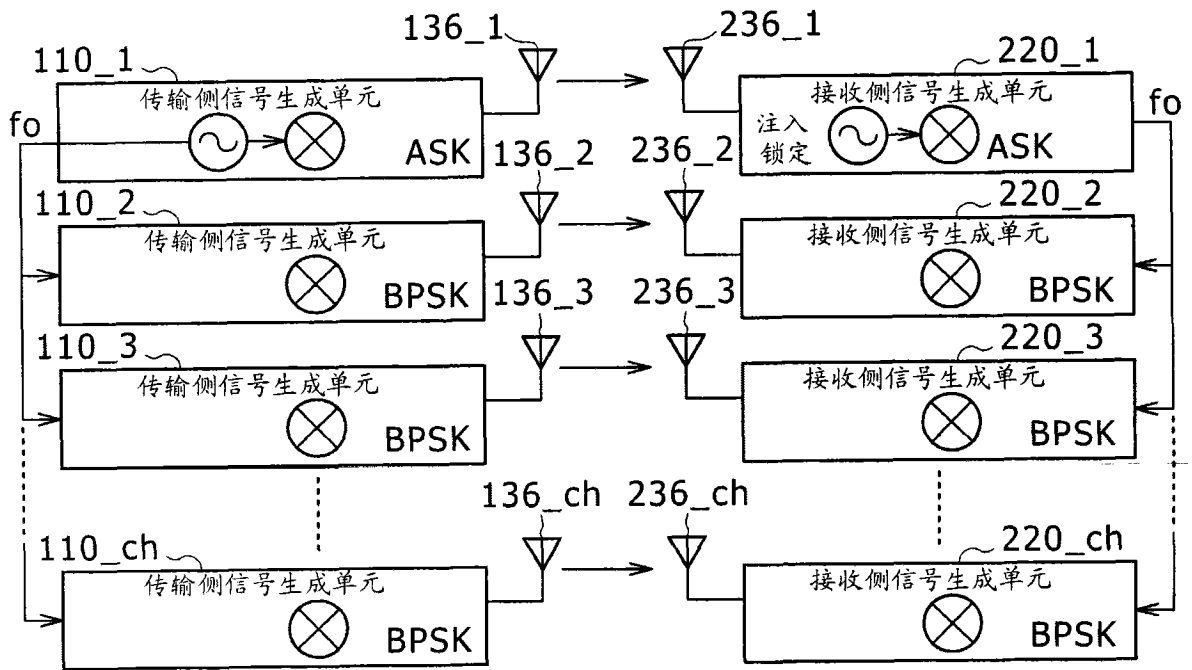


图21B

\*空分复用  
:相同方向上的多路通信

1E

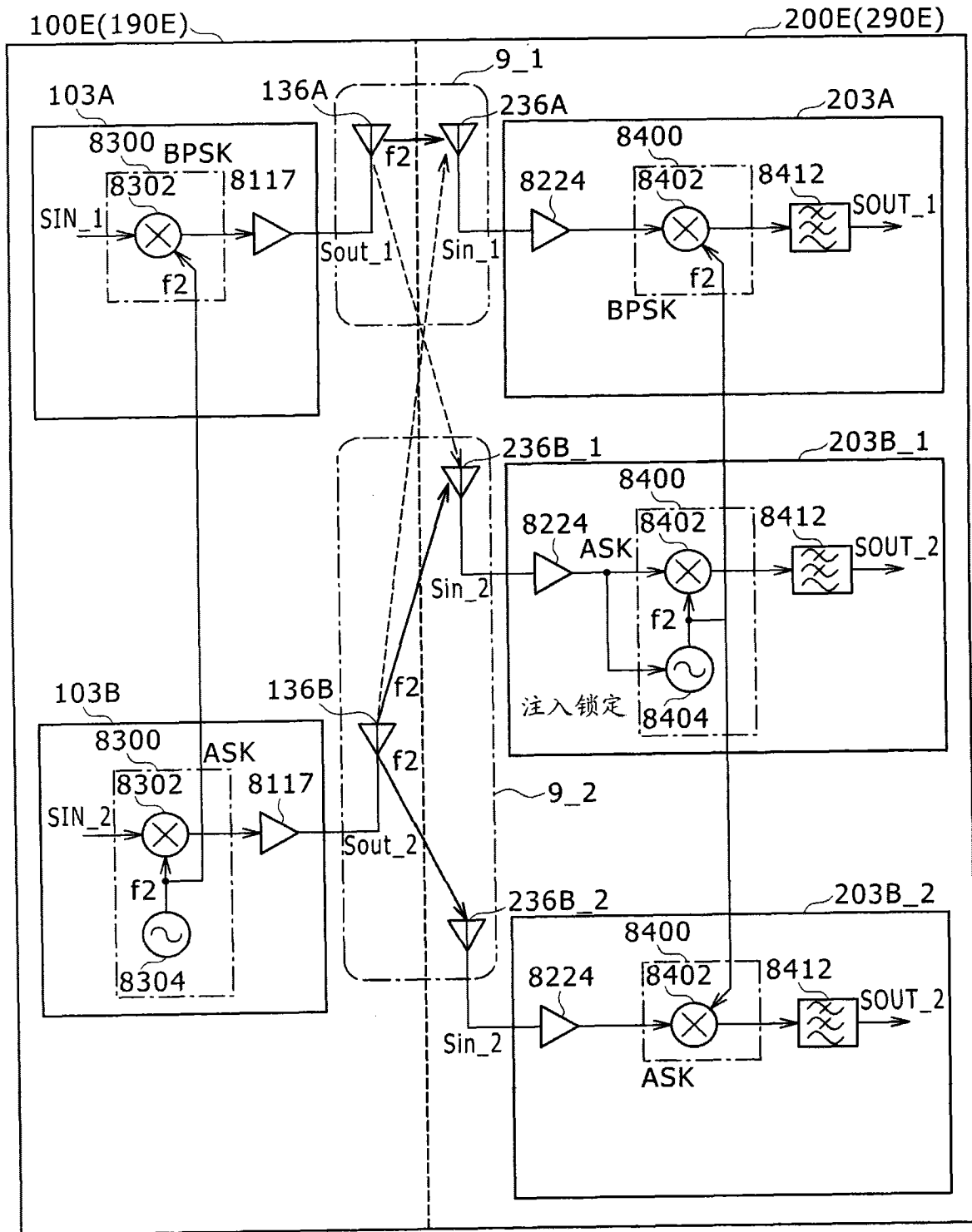


图22

\*空分复用  
:相同方向上的多路通信

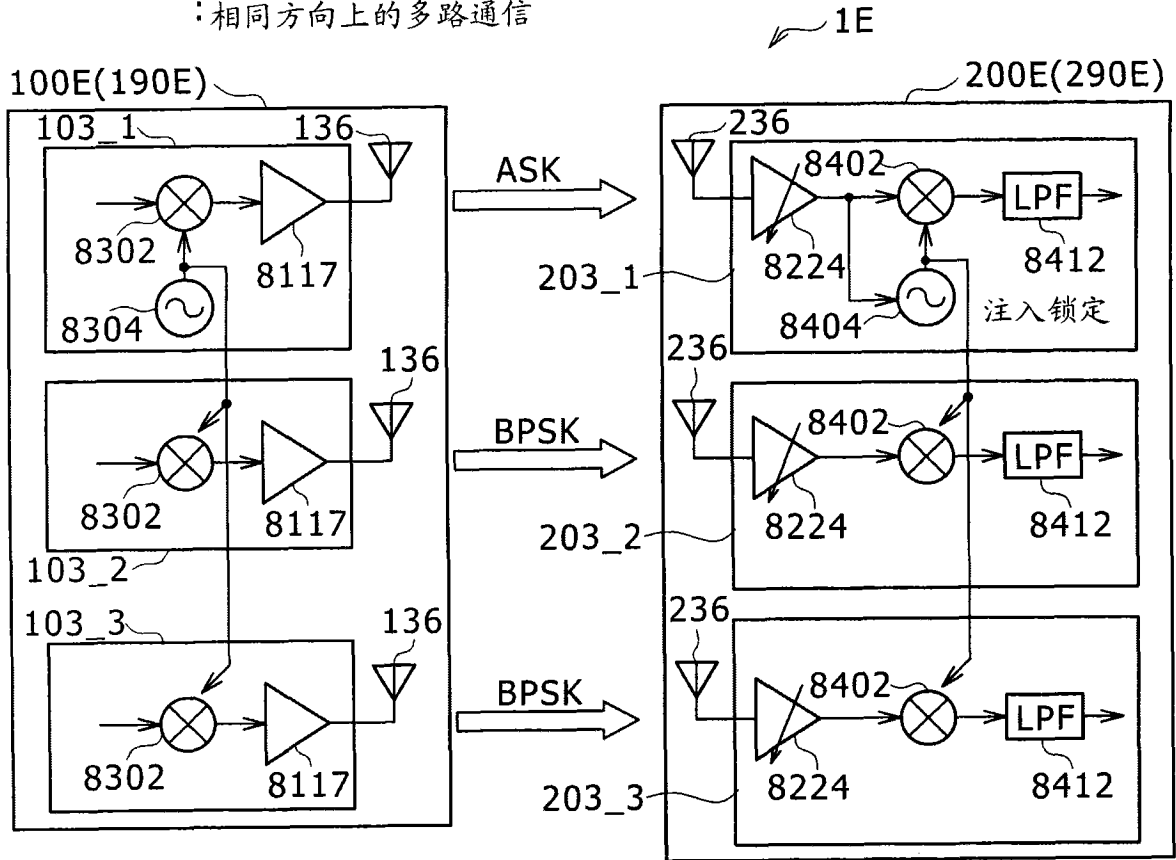


图23

\* 频分复用  
 : 相同方向上的多路通信

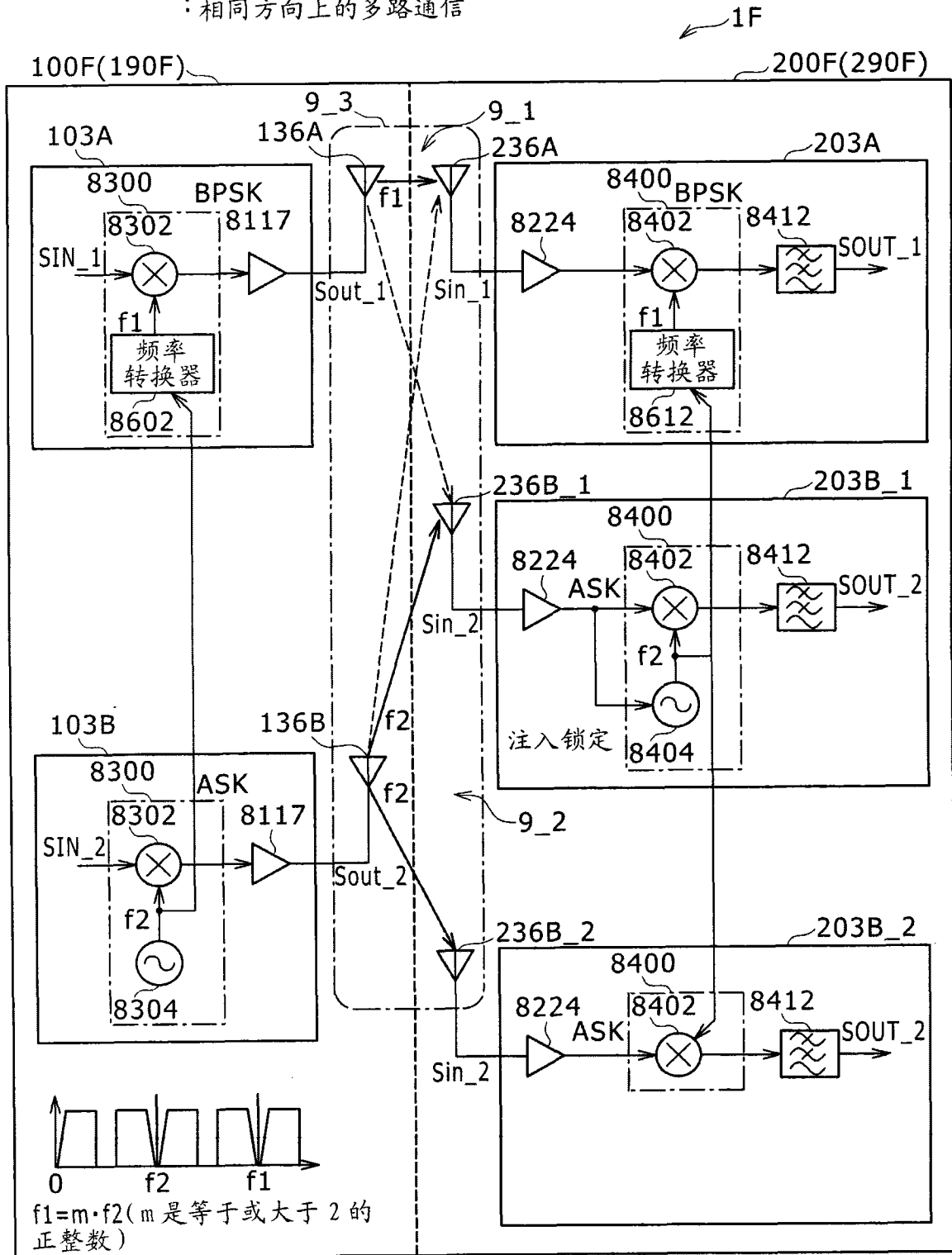


图24



\* 频分复用  
 : 相同方向上的多路通信

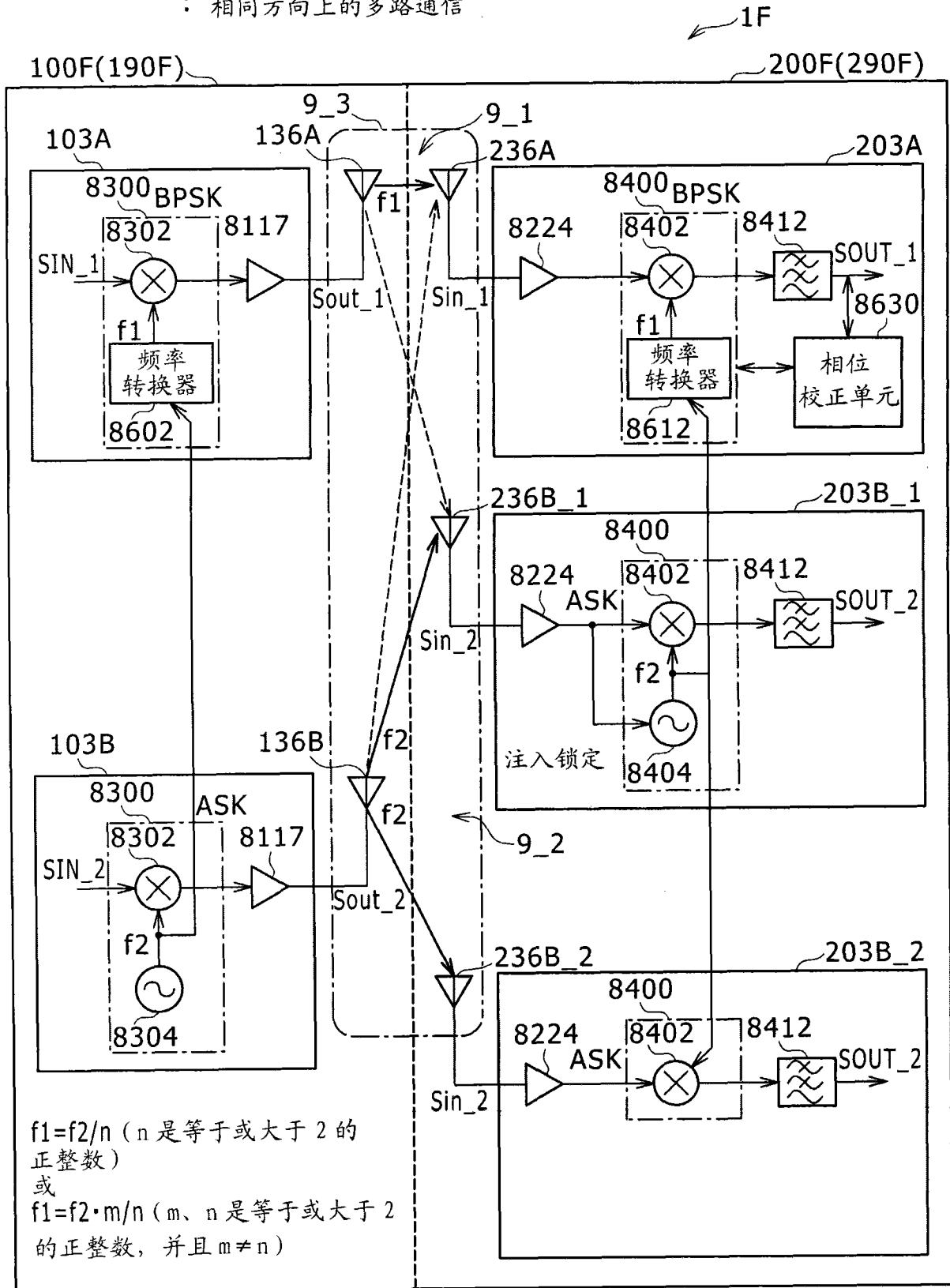


图25

\*频分复用

·相同方向上的多路通信

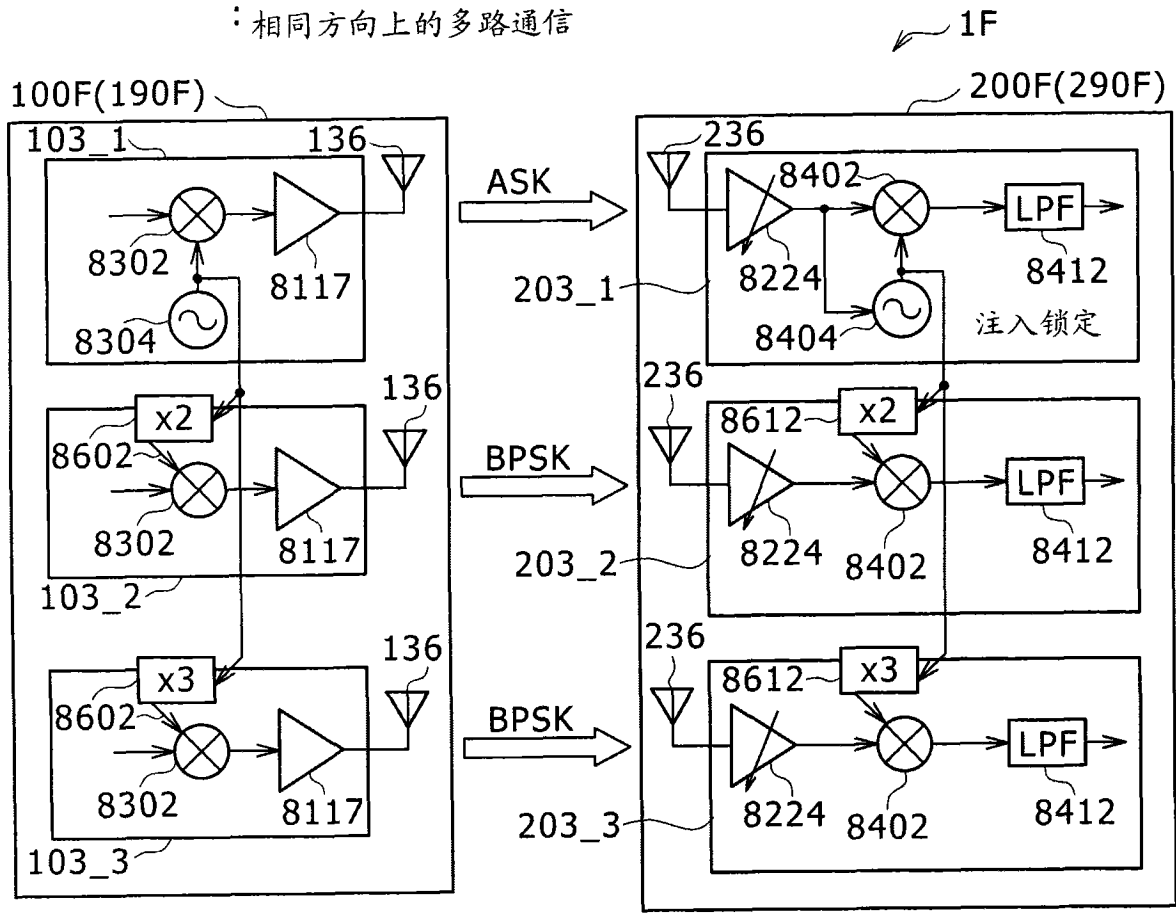
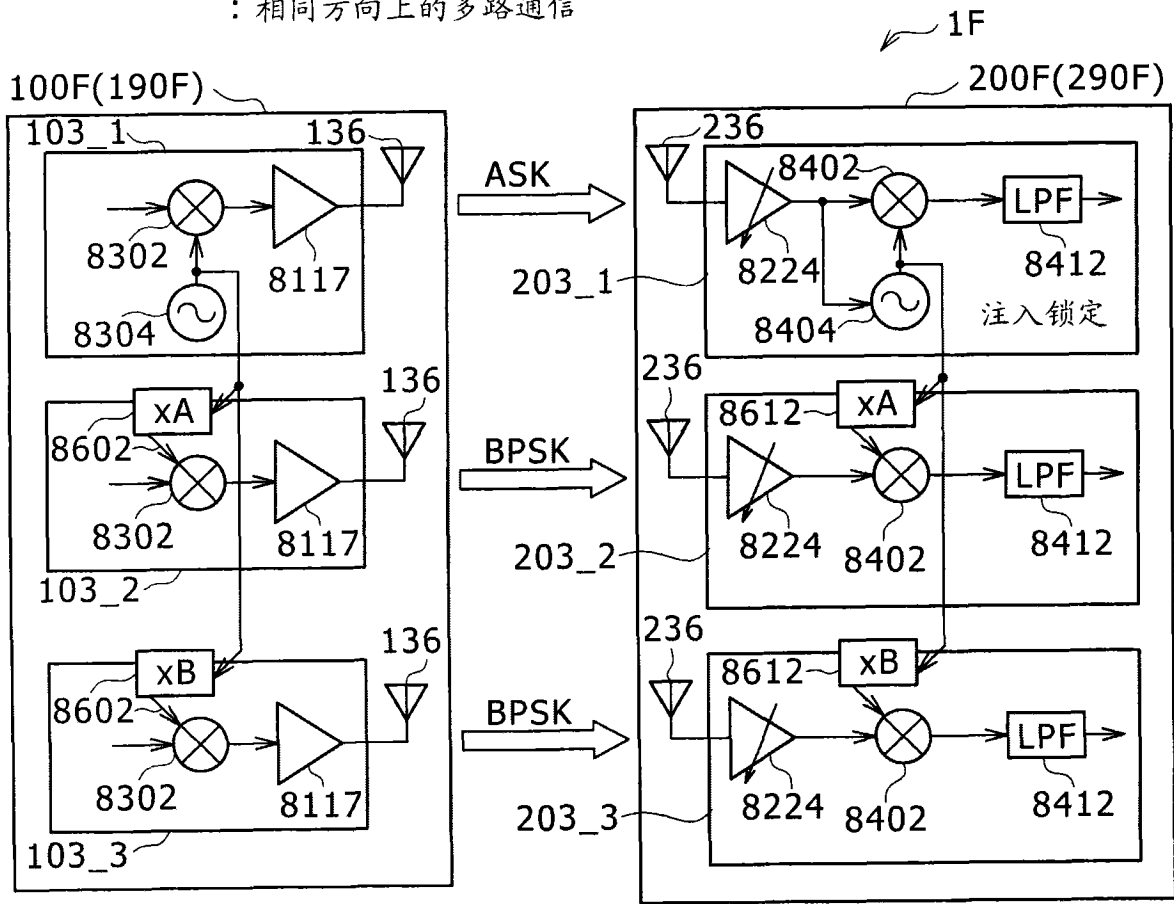


图26

\* 频分复用  
: 相同方向上的多路通信



$A=m1/n1$ :  $m1$ 、 $n1$  是等于或大于 2 的正整数, 并且  $m1 \neq n1$

$B=m2/n2$ :  $m2$ 、 $n2$  是等于或大于 2 的正整数, 并且  $m2 \neq n2$

图27

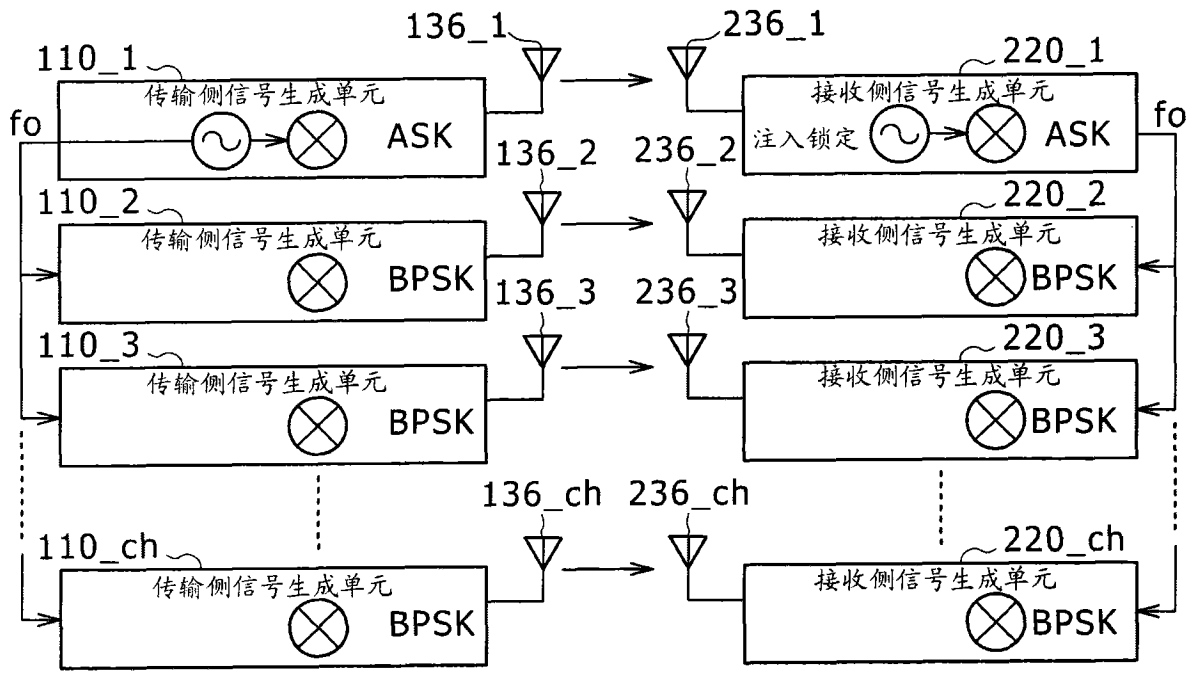


图28A

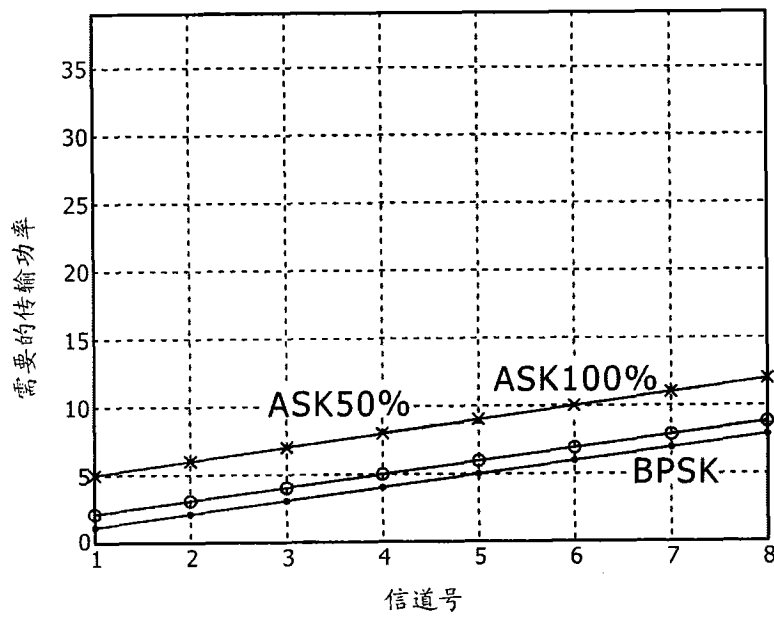


图28B

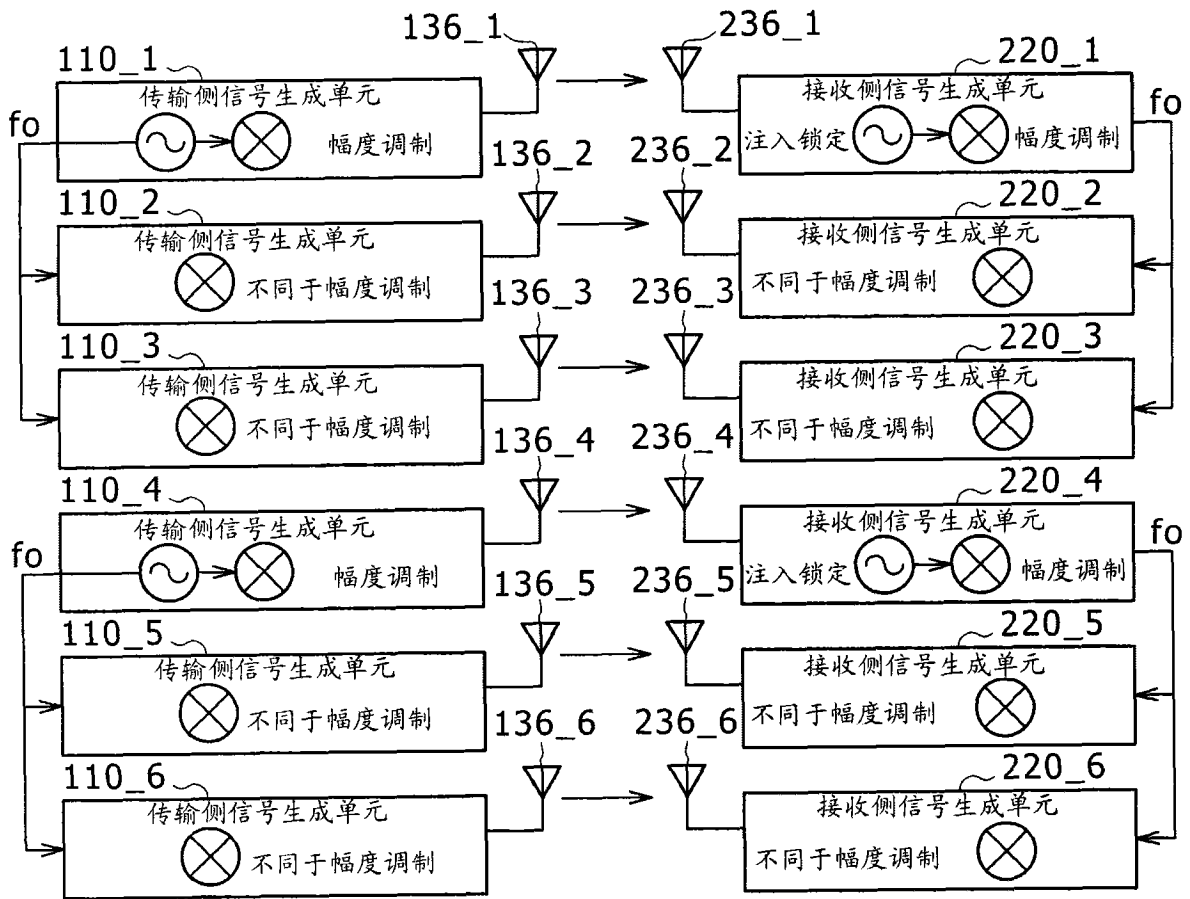


图29

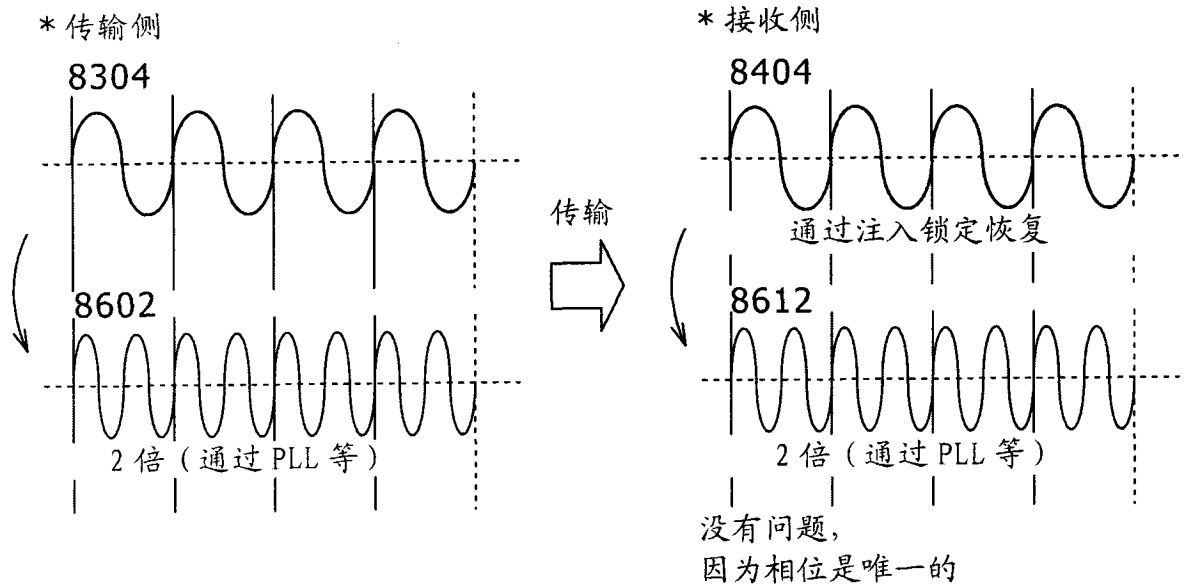


图30A

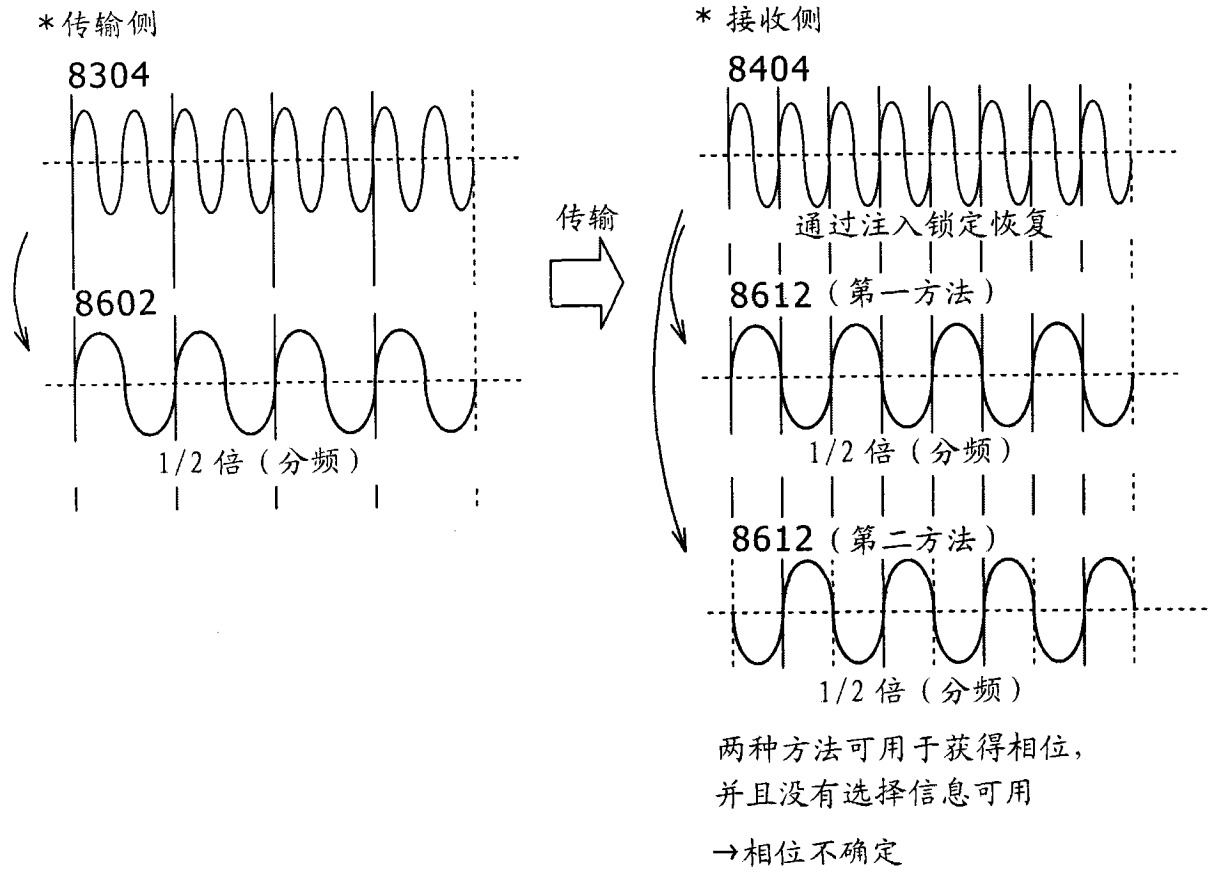


图30B

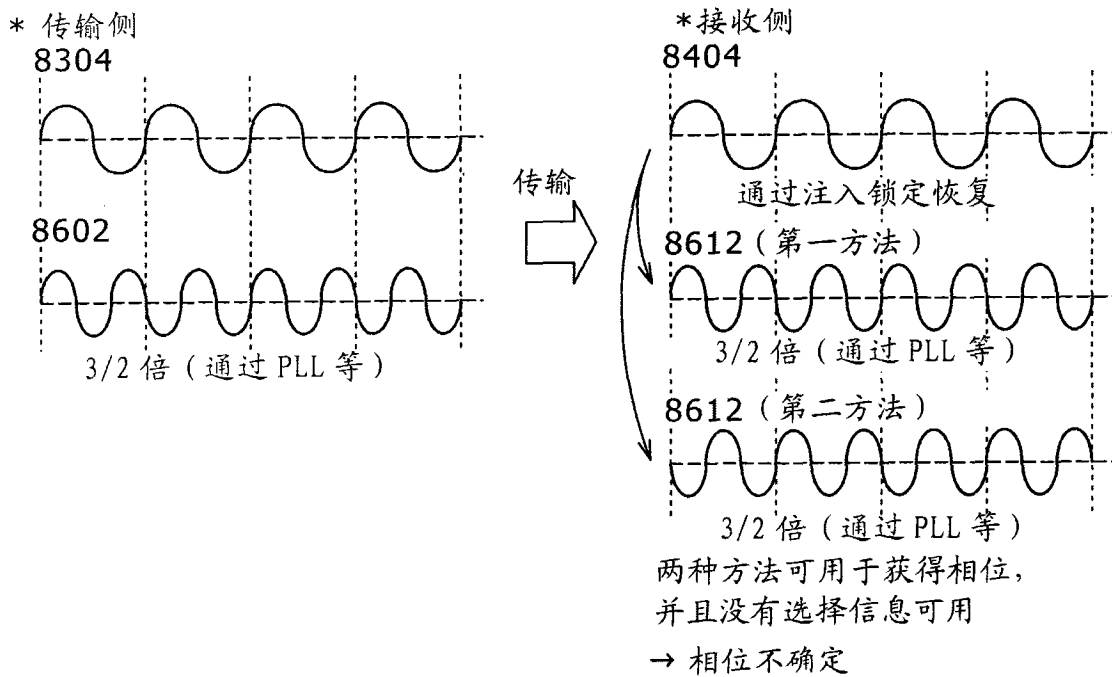


图31A

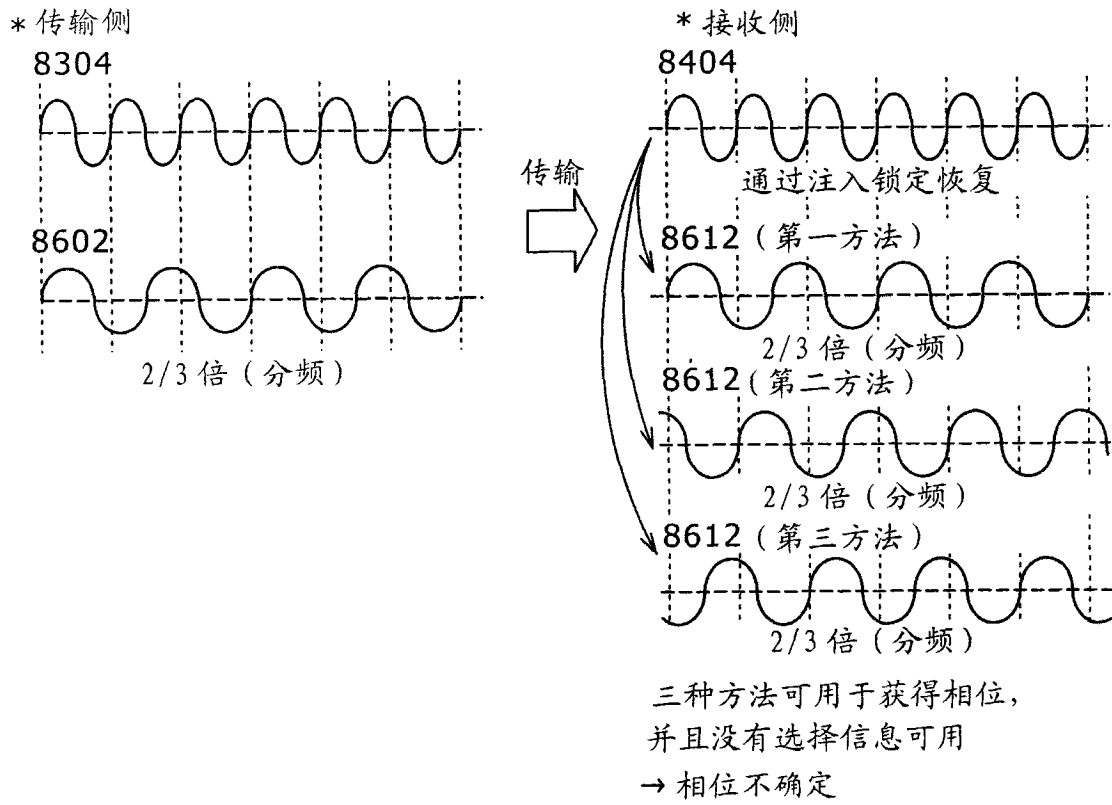


图31B

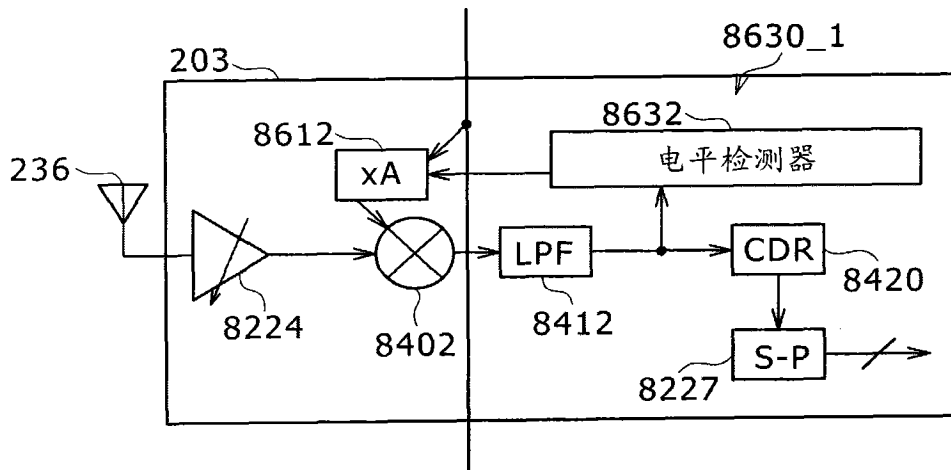


图32A

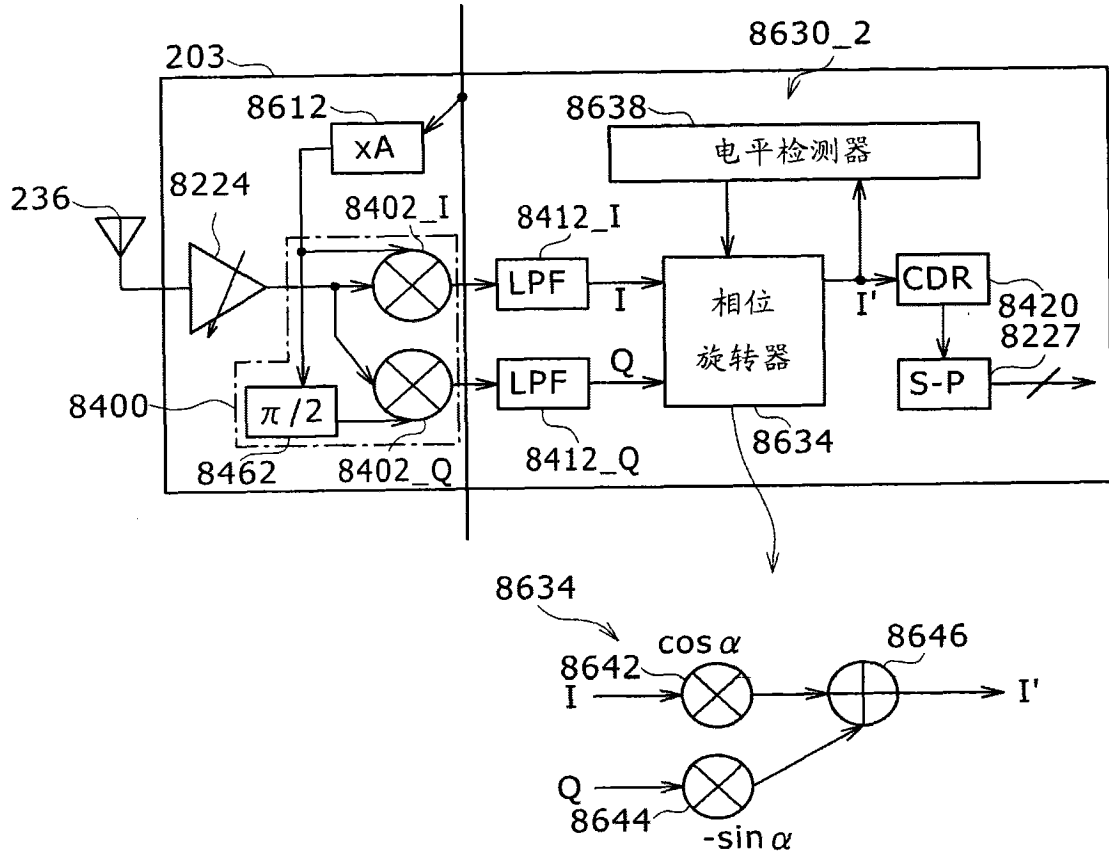


图32B

\* 相对安排和空分复用

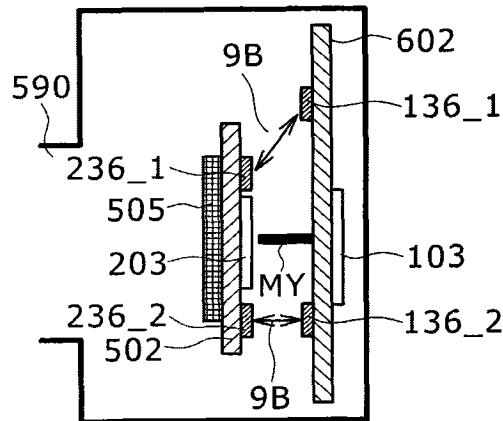


图33A



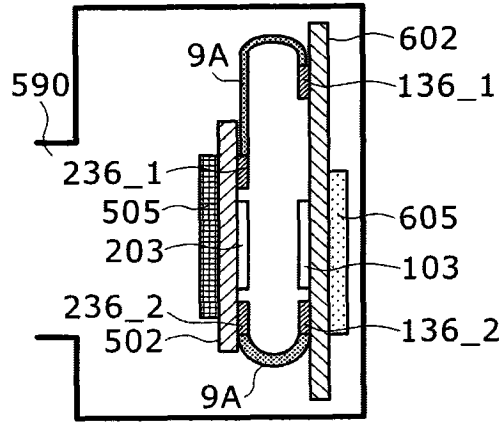


图33B

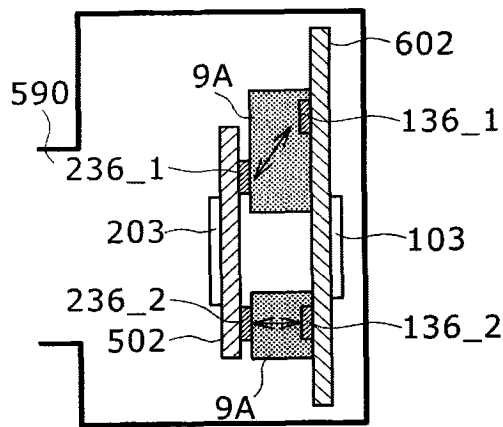


图33C

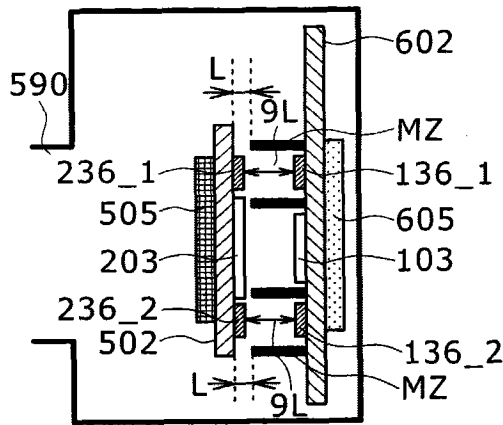


图33D

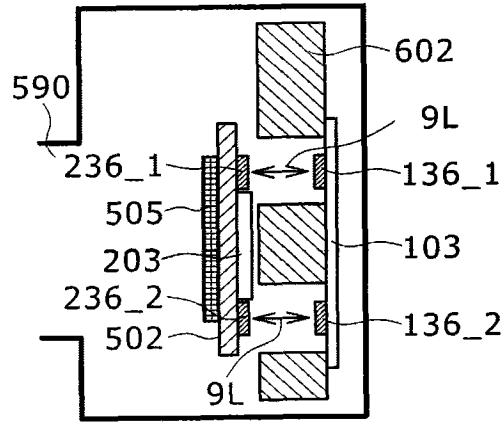


图33E

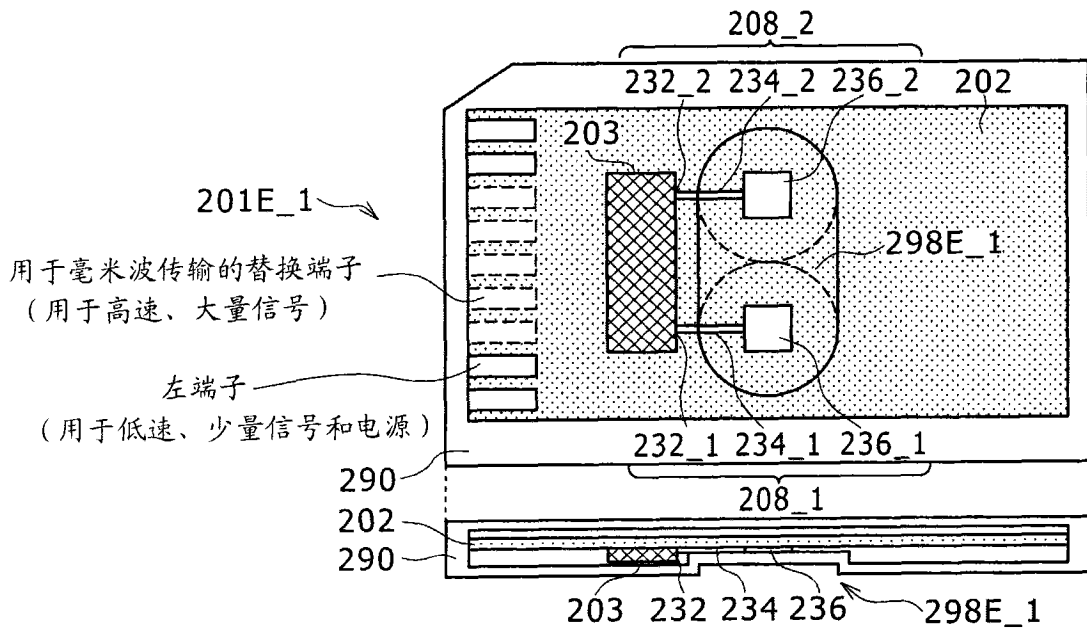


图34A

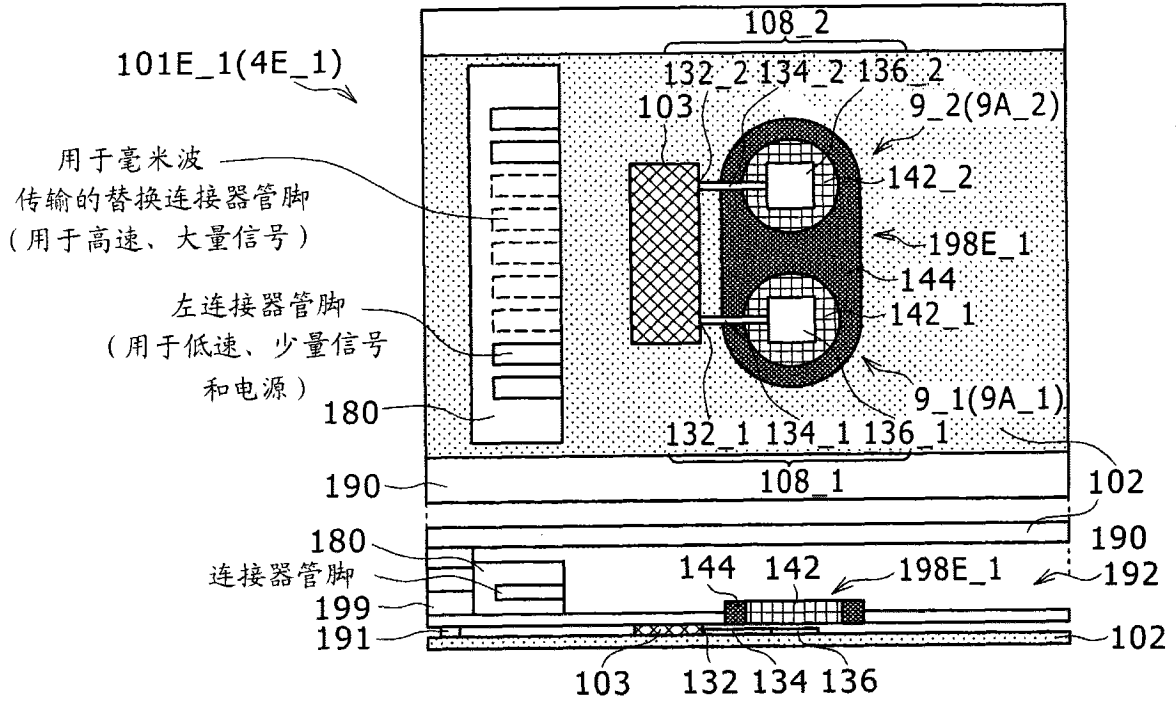


图34B

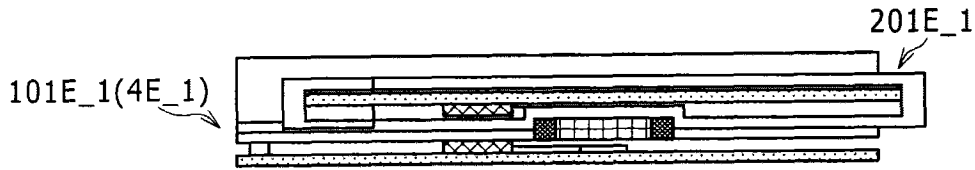


图34C

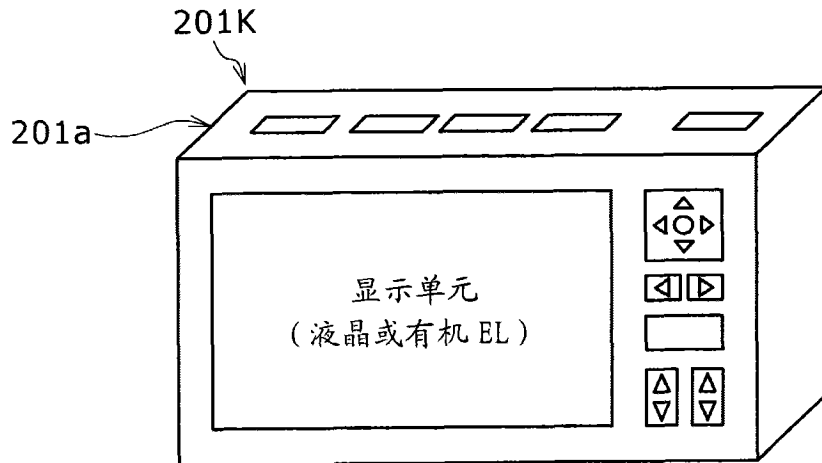


图35A

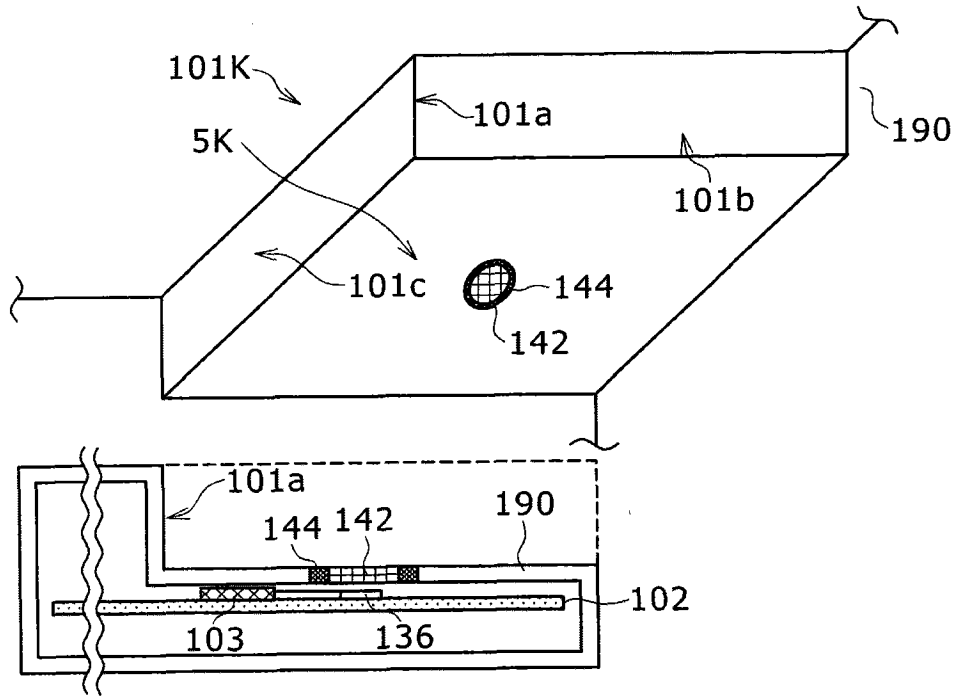


图35B

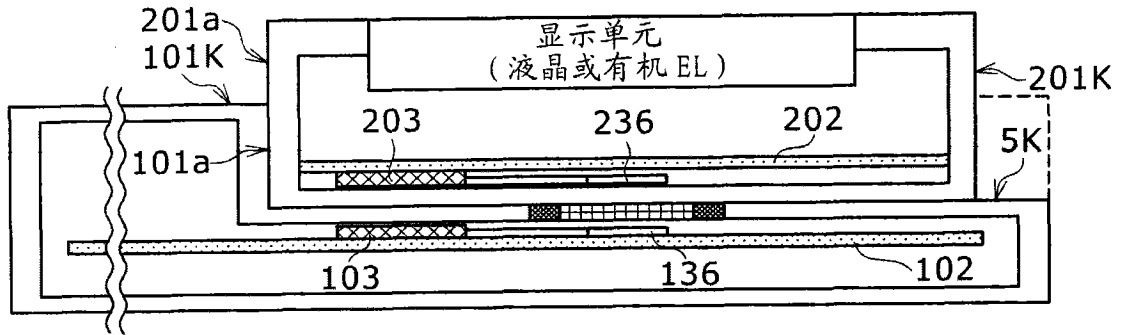


图35C

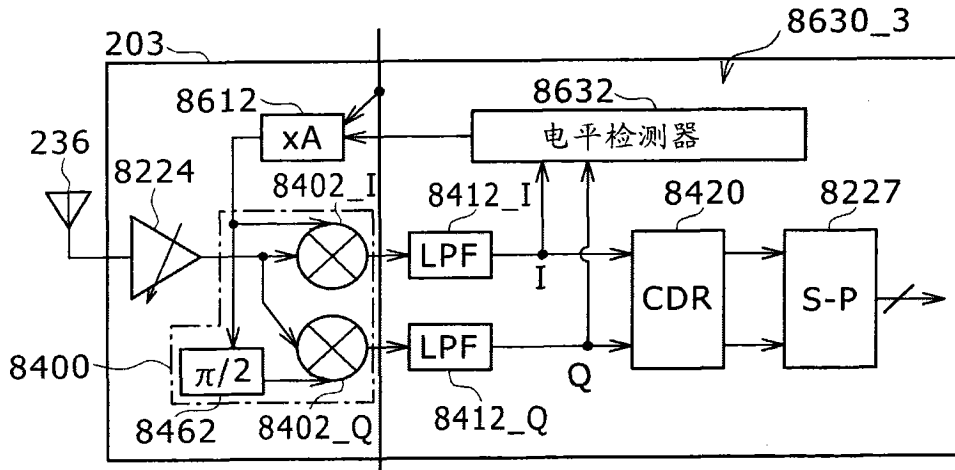


图36A

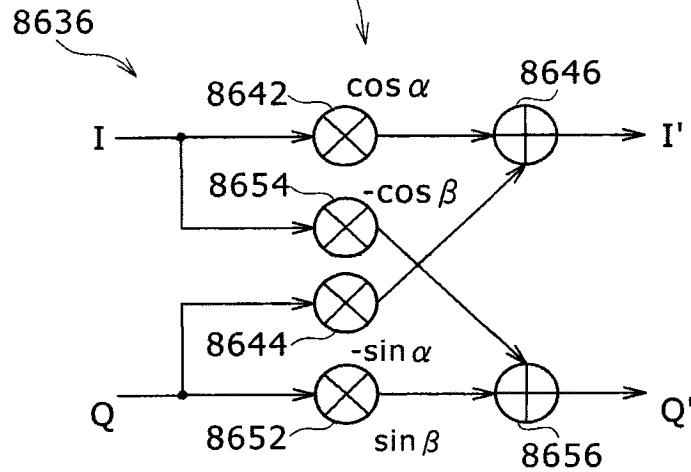
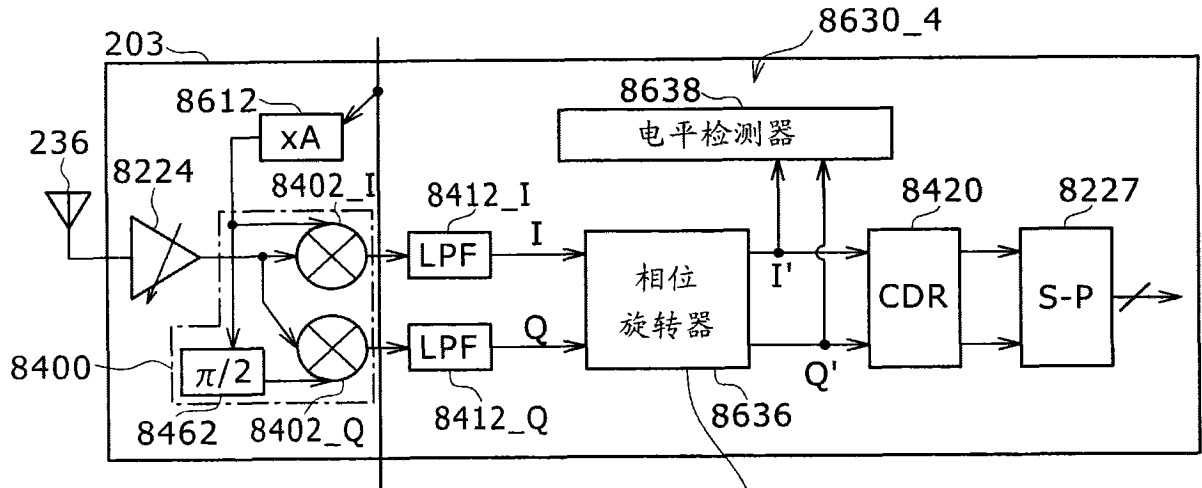


图36B

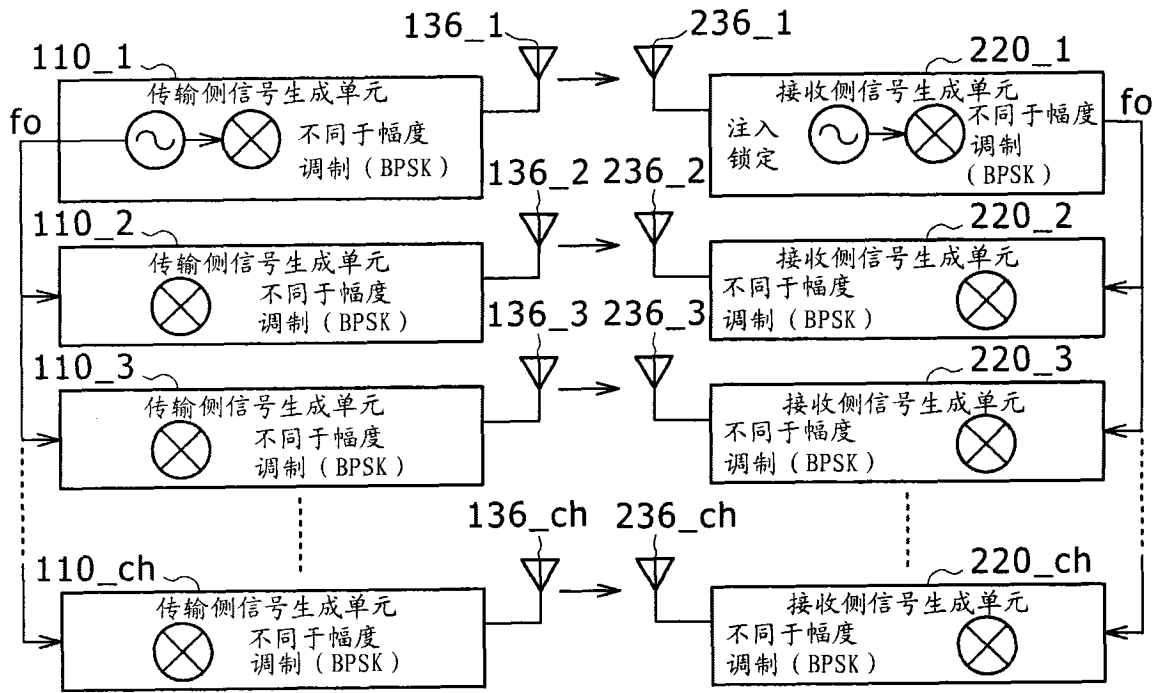


图37