



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102811032 B

(45) 授权公告日 2016. 04. 13

(21) 申请号 201210177224. 0

CN 101297481 A, 2008. 10. 29,

(22) 申请日 2012. 05. 31

JP 特开 2011-71874 A, 2011. 04. 07,

(30) 优先权数据

审查员 陈沙沙

2011-123452 2011. 06. 01 JP

(73) 专利权人 太阳诱电株式会社

地址 日本东京都

(72) 发明人 西原时弘 谷口真司 横山刚

上田政则

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司 11127

代理人 李辉 张旭东

(51) Int. Cl.

H03H 9/54(2006. 01)

H03H 9/68(2006. 01)

H03H 9/70(2006. 01)

(56) 对比文件

US 7376440 B2, 2008. 05. 20,

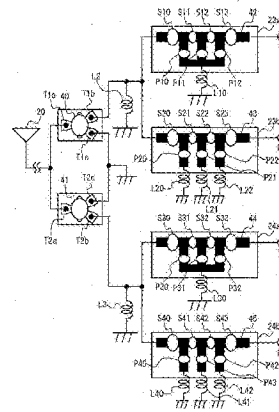
权利要求书1页 说明书7页 附图13页

(54) 发明名称

电子电路和电子模块

(57) 摘要

本发明提供电子电路和电子模块。所述电子电路包括：多个双工器，该多个双工器耦合到天线端子并且具有彼此不同的通带；以及多个声波滤波器，该多个声波滤波器分别耦合在所述天线端子和所述多个双工器之间，其中，所述多个声波滤波器中的第一声波滤波器的滤波特性被设置为：允许所述多个双工器中耦合到第一声波滤波器的第一双工器的用于发射的通带和用于接收的通带两者中的信号通过，并且抑制所述多个双工器中与第一双工器不同的第二双工器的用于发射的通带和用于接收的通带两者中的信号通过。



1. 一种电子电路,所述电子电路包括:
多个双工器,该多个双工器耦合到天线端子并且具有彼此不同的通带;以及
多个声波滤波器,该多个声波滤波器分别耦合在所述天线端子和所述多个双工器之间,
其中,所述多个声波滤波器中的第一声波滤波器的滤波特性被设置为,允许所述多个双工器中耦合到所述第一声波滤波器的第一双工器的用于发射的通带和用于接收的通带两者中的信号通过,并且抑制所述多个双工器中与所述第一双工器不同的并且耦合到所述多个声波滤波器中的第二声波滤波器的第二双工器的用于发射的通带和用于接收的通带两者中的信号通过,并且
所述第一声波滤波器和第二声波滤波器中的每一个都是带通滤波器,
其中,所述第一双工器是用于第一频带的双工器,所述第二双工器是用于第二频带的双工器,并且使用所述第一频带和所述第二频带的载波聚合被执行,
其中,所述第一声波滤波器抑制在与所述第一频带的载波聚合中使用的所述第二频带,所述第二声波滤波器抑制在与所述第二频带的载波聚合中使用的所述第一频带。
2. 根据权利要求1所述的电子电路,其中,所述多个声波滤波器中的至少一个是双模滤波器。
3. 根据权利要求1所述的电子电路,其中,所述多个声波滤波器中的至少一个是使用体波的滤波器。
4. 根据权利要求1所述的电子电路,其中,所述多个声波滤波器中的至少一个是具有压电薄膜的耦合谐振滤波器。
5. 根据权利要求4所述的电子电路,其中,所述压电薄膜是包括增大压电常数的元素的氮化铝。
6. 根据权利要求1所述的电子电路,其中,所述多个声波滤波器中的至少一个利用板波。
7. 一种包括根据权利要求1所述的电子电路的电子模块。

电子电路和电子模块

技术领域

[0001] 本发明的特定方面涉及电子电路和电子模块。

背景技术

[0002] 在诸如移动电话的移动通信系统领域中,存在为了满足增加的业务流而提高无线通信的传输率的需要。NTT DOCOMO technical journal, Vol.18, No.2第12页到第21页描述了载波聚合(CA)技术作为提高传输率的方法,该载波聚合技术使用具有不同频带的多个载波进行通信。800MHz和2GHz的组合可以作为用于载波聚合的频带。可以使用其它各种频带的组合。

[0003] 在CA中用于发射和接收的高频电路中,在公共天线端子和每个内部端子(接收端子或者发射端子)之间设置有允许特定通带中的信号通过的双工器(duplexer)。设置有多个双工器以覆盖不同的频带。在天线端子和每个双工器之间设置有分频器(diplexer)。分频器的特征在于组合了低通滤波器和高通滤波器,并且用作用于抑制在信号路径(例如800MHz)中信号(例如,2GHz)混合的滤波器。分频器可以是其中组合了电感器和电容器的集总常数型或者是其中设置有 $\lambda/4$ 线路的分布常数型。

[0004] 在传统CA中用于发射和接收的高频波电路中,在天线端子和每个双工器之间设置分频器。然而,很难使分频器小型化,并且分频器具有相对大的插入损耗。分频器的衰减曲线的边缘特性不陡变。当用于载波聚合的频带彼此接近时,可能不能确保频带中充分的信号抑制。

发明内容

[0005] 根据本发明的一个方面,提供一种电子电路,所述电子电路包括:多个双工器,该多个双工器耦合到天线端子并且具有彼此不同的通带;以及多个声波滤波器,该多个声波滤波器分别耦合在所述天线端子和所述多个双工器之间,其中,所述多个声波滤波器中的第一声波滤波器的滤波特性被设置为,允许所述多个双工器中耦合到第一声波滤波器的第一双工器的用于发射的通带和用于接收的通带两者中的信号通过,并且抑制所述多个双工器中与第一双工器不同的第二双工器的用于发射的通带和用于接收的通带两者中的信号通过。

附图说明

[0006] 图1例示根据比较例的电子模块的框图;

[0007] 图2例示根据第一实施方式的电子模块的框图;

[0008] 图3例示双工器的电路图;

[0009] 图4例示声波滤波器的示意截面图;

[0010] 图5例示声波滤波器和双工器的示意顶视图;

[0011] 图6A和图6B例示声波滤波器和分频器的滤波特性;

- [0012] 图7A和图7B例示其中组合了声波滤波器和双工器的滤波器的频带特性；
- [0013] 图8A和图8B例示其中组合了声波滤波器和双工器的滤波器的宽带特性；
- [0014] 图9A和图9B例示其中组合了声波滤波器和双工器的滤波器的宽带特性；
- [0015] 图10A到图10C例示声波滤波器和双工器的示意图；
- [0016] 图11例示根据第一实施方式的电子模块的立体图；以及
- [0017] 图12A和图12B例示使用平面波的声波滤波器的示意图。

具体实施方式

[0018] 图1例示了根据比较例的电子模块的框图。电子模块具有两个天线端子(第一天线端子10和第二天线端子20)以及处理通过天线端子输入或者输出的信号的内部电路30。在天线端子10和20与内部电路30之间的每个信号路径上设置有由分频器和双工器组成的滤波器电路。

[0019] 开关11耦合到第一天线端子10。开关11是SPNT-SW(单刀N掷)开关,具有一端子对多端子的结构。开关11选择其中一个信号路径并且从第一天线端子10经过所选择的信号路径输出信号,并且从该信号路径向第一天线端子10输出信号。从开关11起的其中一个信号路径耦合到分频器12。其它信号路径经过未例示的电路耦合到内部电路30。内部电路30通过利用其中的低噪声放大器(未例示)来下变频高频波信号,将从天线端子输入的高频波信号转换为基带信号。另外,内部电路30通过上变频用于发射的基带信号,将用于发射的基带信号转换为要从天线端子输出的高频波信号。

[0020] 分频器12具有其中组合了高通滤波器和低通滤波器的结构,将来自开关11的信号分为两个信号分量(高频侧和低频侧)并且将该两个信号分量输出,并且将来自内部电路30侧的信号输出到开关11。分频器12可以是形成电感器和电容器的集总常数型或者是形成 $\lambda/4$ 线路的分布常数型。

[0021] 双工器13和另一个双工器14分别耦合到源自分频器12的两个信号路径。双工器13和14具有其中组合了两个带通滤波器(13a和13b,或者14a和14b)的结构。位于发射侧的带通滤波器13a和14a允许从内部电路30输入的信号中具有特定频带的信号通过,并且将已通过带通滤波器13a和14a的信号输出到天线侧。位于接收侧的带通滤波器13b和14b允许从分频器12输入的信号中具有特定频带的信号通过,并且将已通过带通滤波器13b和14b的信号输出到内部电路30。带通滤波器对用于发射的信号在用于接收的路径中混合进行抑制,并且对用于接收的信号在用于发射的路径中混合进行抑制。构成双工器13和14的带通滤波器可以是具有这种结构的滤波器:其中FBAR(膜体声波谐振器)或者SAW(表面声波)谐振器被组合为梯型。

[0022] 双工器13和14经过两个信号线路分别耦合到内部电路30。这两个信号线路中的一个传送用于发射的信号。另一个信号线路传送用于接收的信号。耦合到发射侧的带通滤波器13a和14a的信号路径上分别设置有用放大信号的功率放大器15和16。

[0023] 第二天线端子20耦合到前部分频器21。分频器21将来自第二天线端子20的信号分到两个信号路径并且将分开的信号输出到内部电路30侧,并且将来自内部电路30的信号输出到第二天线端子20。耦合到分频器21的内部电路30侧的两个信号路径中的一个耦合到分频器22。另一个信号路径耦合到双工器25。在第二天线端子20侧的滤波器电路中的双工器

23、24和25和分频器21和22与第一天线端子10侧的滤波器电路中的双工器13和14和分频器12具有相同的结构。

[0024] 双工器23和24耦合到源自后部分频器22的两个信号路径。

[0025] 双工器23和24分别具有其中组合了两个带通滤波器(23a和23b,和24a和24b)的结构。位于发射侧的带通滤波器23a和24a允许从内部电路30输入的信号中具有特定频带的信号通过,并且将已通过带通滤波器23a和24a的信号输出到天线侧。位于接收侧的低通滤波器23b和24b允许从分频器21输入的信号中具有特定频带的信号通过,并且将已通过带通滤波器23b和24b的信号输出到内部电路30。带通滤波器对用于发射的信号在用于接收的路径中混合进行抑制,并且对用于接收的信号在用于发射的路径中混合进行抑制。构成双工器23和24的带通滤波器可以是具有这种结构的滤波器:其中FBAR或者SAW谐振器被组合为梯型。

[0026] 双工器23和24分别经过两个信号路径耦合到内部电路30。这两个信号路径中的一个传送用于发射的信号。另一个信号路径传送用于接收的信号。耦合到发射侧的带通滤波器23a和24a的信号路径上分别设置有用放大信号的功率放大器26和27。耦合到前部分频器21的双工器25经过两个信号路径耦合到内部电路30。在耦合到位于发射侧的带通滤波器25a的信号路径上设置功率放大器28。

[0027] 如图1所例示的,在比较例中,在天线端子和双工器之间插入有分频器。例如,在第二天线端子20侧的电路中,在双工器23和24的前面(天线端子侧)耦合有分频器22。如上所述,分频器由层压陶瓷构成。因此,难以减少分频器的高度和尺寸。当分频器被插入时,可能产生(例如,800MHz和2GHz的组合)信号损耗(例如,0.5dB)。此外,分频器的Q值小,并且边缘特性(衰减特性)不陡变。当用于载波聚合的两个频带之间的间隔较小时(例如,1.5GHz和2GHz的组合),难以确保两个频带中充分的抑制。为了确保充分的抑制,电感器和电容器的数量必须是两个或者更多个。在此情况下,代价是可能增加通带损耗,将描述解决上述问题的电子电路。

[0028] 第一实施方式

[0029] 图2例示根据第一实施方式的电子模块的框图。不同于比较例(图1),在区域32中设置有声波滤波器40和41代替分频器22。具体地,分频器21的输出被分为两个信号路径。这两个信号路径中的一个耦合到声波滤波器40。另一个信号路径耦合到声波滤波器41。源自声波滤波器40的信号路径耦合到双工器23。源自声波滤波器41的信号路径耦合到双工器24。声波滤波器40和41是其带宽允许后部双工器的发射频率和接收频率通过的滤波器。很难用表面声波装置(SAW)建立该结构。在实施方式中,设置有两个双工器。然而,双工器的数量可以是三个或者更多个。

[0030] 双工器23可以是用于800MHz频带中的频带8(发射频带:880到915MHz,接收频带:925到960MHz)的双工器。双工器24可以是用于2GHz频带中的频带2(发射频带:1850到1910MHz,接收频带:1930到1990MHz)的双工器。这允许区域32具有比比较例的滤波器的损耗低0.2到0.4dB的较低损耗。并且建立了使用不同频带(频带8和频带2)的载波聚合。当在实施方式中使用频率间隔更小的1.5GHz和2GHz的组合时,构建了在该频带实现低损耗和充分抑制的区域32。另外,建立了其中组合了窄频带的载波聚合。

[0031] 图3例示了图2中的双工器的电路图。描述了双工器23的结构。省略了双工器23和

第二天线端子20之间的分频器21和声波滤波器40。双工器23包括分别耦合到发射端子Tx和接收端子Rx的梯型滤波器23a和23b。

[0032] 位于发射侧的梯型滤波器23a包括位于天线端子20和发射端子TX之间的串联谐振器S10到S13,和耦合在各个串联谐振器之间的并联谐振器P10到P12。并联谐振器P10到P12的一端经过公共电感器L10接地。

[0033] 位于接收侧的梯型滤波器23b包括位于天线端子20和接收端子RX之间的串联谐振器S20到S23,和耦合在各个串联谐振器之间的并联谐振器P20到P22。并联谐振器P20到P22的一端分别经过电感器L20到L22中的一个而接地。双工器24与双工器23具有相同的电路图(图5中例示)。

[0034] 在梯型滤波器23a和23b与天线端子20之间设置有匹配电路。在实施方式中,匹配电路由电感器L1构成,其中电感器L1的其中一端接地。在图5中电感器L1是电感器L2和电感器L3。电感器L1具有与电感器L2或者电感器L3相同的功能。

[0035] 图4例示了图2例示的声波滤波器40和41的示意截面图。具有CRF(耦合谐振滤波器)结构的双模型声波滤波器用于声波滤波器40和41。也就是说,声波滤波器40具有这种结构:其中用作FBAR(膜体声波谐振器)的第一谐振器60和第二谐振器80夹持解耦膜70并且层叠在基板50上。第一谐振器60包括下部电极62、压电薄膜64和上部电极66。第二谐振器80包括下部电极82、压电薄膜84和上部电极86。在第一谐振器60的下部电极62和基板50之间形成有空隙52。

[0036] 第一谐振器60的下部电极62耦合到第一端子56。第二谐振器80的上部电极86耦合到第二端子54。第一谐振器60的上部电极66和第二谐振器80的下部电极82均接地。

[0037] 压电薄膜64和84可以是对AlN掺杂了增大压电常数的元素(诸如钪(Sc)的碱土金属或者诸如铒(Er)的稀土金属)的材料。可以采用压电常数比AlN的压电常数大的PZT(锆钛酸铅)或者BST(钛酸锶钡)代替上述材料。与采用不掺杂增大压电常数的元素的AlN压电膜的情况相比较,当采用这种材料时,可建立具有足够带宽和低损耗的带通滤波器。正常AlN压电膜的压电常数(压电应变常数)是 $1.55[C/m^2]$ 。在实施方式中,通过掺杂增大压电常数的元素,压电常数增加到 $3.0[C/m^2]$ 。

[0038] 基板50可以是硅(Si)。构成下部电极62和82以及上部电极66和68的电极膜可以是钨(W)。解耦膜70可以是氧化硅(SiO_2)。用此结构,声波滤波器40和41具有允许后部双工器的发射频带和接收频带通过的通带,并且建立实现低损耗和高抑制的滤波器。

[0039] 图5例示了图2例示的声波滤波器40和41以及双工器23和24的示意顶视图,并且图5对应于图3的电路图。声波滤波器40和41是具有CRF结构的声波滤波器。

[0040] 声波滤波器40具有三个端子T1a、T1b和T1c。端子T1a是天线侧的信号端子并且对应于图4的第一端子56和第二端子54中的一个。端子T1b是内部电路侧的信号端子并且对应于第一端子56和第二端子54中的另一个。端子T1c是接地端子并且用作图4的地。

[0041] 声波滤波器40耦合到双工器23中发射侧的梯型滤波器23a和接收侧的梯型滤波器23b。发射侧的梯型滤波器23a包括串联谐振器S10到S13和并联谐振器P10到P12。布线42(实际上包括下部电极和上部电极)电耦合每个谐振器。接收侧的梯型滤波器23b包括串联谐振器S20到S23和并联谐振器P20到P22。布线43(实际上包括下部电极和上部电极)电耦合每个谐振器。匹配电路L2设置在声波滤波器40和梯型滤波器(23a和23b)之间。构成梯型滤波器

的串联谐振器和并联谐振器用FBAR构成。

[0042] 声波滤波器41具有三个端子T2a、T2b和T2c。端子T2a是天线侧的信号端子并且对应于图4的第一端子56和第二端子54中的一个。端子T2b是内部电路侧的信号端子并且对应于第一端子56和第二端子54中的另一个。端子T2c是接地端子并且用作图4的地。

[0043] 声波滤波器41耦合到双工器24中位于发射侧的梯型滤波器24a和接收侧的梯型滤波器24b。发射侧的梯型滤波器24a包括串联谐振器S30到S33和并联谐振器P30到P32。布线44(实际上包括下部电极和上部电极)电耦合每个谐振器。接收侧的梯型滤波器24b包括串联谐振器S40到S43和并联谐振器P40到P42。布线45(实际上包括下部电极和上部电极)电耦合每个谐振器。匹配电路L3设置在声波滤波器41和梯型滤波器(24a和24b)之间。构成梯型滤波器的串联谐振器和并联谐振器用FBAR构建。

[0044] 在电子电路中,在耦合在双工器和天线端子之间的滤波器中,使用声波滤波器代替分频器。减少声波滤波器的尺寸和高度比陶瓷层叠型的分频器更容易。声波滤波器的插入损耗低。另外,声波滤波器的衰减曲线的边缘特性是陡变的。具体地,当在载波聚合中使用具有接近的频带的信号时,如果边缘特性是陡变的,则容易确保在频带中充分的信号抑制。另外,可以减少整个滤波器的插入损耗。

[0045] 图6A和图6B例示了通过根据第一实施方式的声波滤波器(图2的“40”和“41”)和根据比较例的分频器(图1的“22”)之间的模拟,获得的滤波特性的比较。在图6A到图9B的模拟中,图4的CRF被使用作为声波滤波器。在第一谐振器60和第二谐振器80中,下部电极(62、82)和上部电极(66、86)是钨(W)。频带2侧的下部电极62和上部电极86的厚度是170nm。频带2侧的上部电极66和下部电极82的厚度是380nm。频带8侧的下部电极62和上部电极86的厚度是260nm。频带8侧的上部电极66和下部电极82的厚度是730nm。其中通过掺杂增大压电常数的元素将压电常数增大到 $2.2[C/m^2]$ 的AlN薄膜用作压电薄膜64和84。频带2侧的压电薄膜64和84的厚度是810nm。频带8侧的压电薄膜64和84的厚度是1760nm。频带2侧的解耦膜70的厚度是380nm。频带8侧的解耦膜70的厚度是820nm。

[0046] 图6A例示了频带2侧的滤波特性,图6B例示了频带8侧的滤波特性。图6A和图6B中的“频带2”和“频带8”表示通带。实线表示声波滤波器(第一实施方式)的滤波特性。点线表示分频器(比较例)的特性。如所例示的,声波滤波器的边缘特性比分频器更陡变。对于通带周围的抑制,声波滤波器优于分频器。由于声波滤波器40和41是带通滤波器,声波滤波器40和41能够抑制低频侧和高频侧两者,并且对于宽带抑制优于分频器。

[0047] 图7A和图7B例示了其中组合了声波滤波器和双工器的滤波器(对应于图2的区域32的部分)的频带特性。图7A例示了频带2侧的滤波特性。图7B例示了频带8侧的滤波特性。实线表示其中组合了声波滤波器和双工器的滤波器(第一实施方式)的滤波特性。点线表示其中组合分频器和双工器的滤波器(比较例)的滤波特性。如所例示的,第一实施方式的滤波器的损耗比较例的滤波器的损耗低0.2到0.4dB。

[0048] 图8A到图9B例示了上述滤波器的宽带特性。图8A例示了发射侧(TX)的频带2的滤波特性。图8B例示了接收侧(RX)的频带2的滤波特性。图9A例示了发射侧(TX)的频带8的滤波特性。图9B例示接收侧(RX)的频带8的滤波特性。实线表示其中组合了声波滤波器和双工器的滤波器(第一实施方式)的特性。点线表示其中组合分频器和双工器的滤波器(比较例)的特性。如所例示的,对于宽带抑制,第一实施方式的滤波器优于比较例的滤波器。一般地,

频带中的损耗与宽带抑制具有折衷关系。对于如第一实施方式的具有充分的宽带抑制的滤波器,能够通过减少滤波特性的损耗来更多地减少插入损耗。

[0049] 如以上提到的,采用第一实施方式的电子电路,抑制了插入损耗,并且获得了在宽带抑制中较优异的滤波特性。当上述电子电路设置在诸如移动电话的电子模块中时,实现了电子模块的小型化和高性能。

[0050] 图10A到图10C例示了图2的区域32中的声波滤波器和双工器的示意图。声波滤波器40和41与第二天线端子20之间的分频器21被省略。在图10A中,声波滤波器40和41被密封在单个封装C1中并且被集成。其它双工器23和24被分别密封在封装C2和另一个封装C3中。在图10B中,声波滤波器40和耦合到声波滤波器40的双工器23被密封在单个封装C1中并且被集成。另外,声波滤波器41和耦合到声波滤波器41的双工器24被密封在单个封装C2中并且被集成。在图10C中,声波滤波器40和41和双工器23和24被密封在单个封装C1中并且被集成。按此方式,图2的高频波电路中的区域32的滤波器电路用各种安装方法构建。

[0051] 图11例示了在其上安装有根据第一实施方式(图2和图5)的电子电路的电子模块的立体图。如图11所例示的,声波滤波器40和41和双工器23a、23b、24a和24b被封装并且安装在印刷基板100的上表面上。在图11中,声波滤波器和双工器被分开封装。声波滤波器和双工器可以如图10A到图10C所例示的被集成。

[0052] 第二实施方式

[0053] 第二实施方式是使用板波(plate wave)代替CRF作为声波滤波器40和41的滤波器的示例。

[0054] 图12A和图12B例示了根据第二实施方式的声波滤波器的示意顶视图和示意截面图。基板90上设置有压电薄膜91。压电薄膜91可以通过诸如溅射的物理蒸发沉积或者通过减小压电单晶基板的厚度来制造。梳状电极92到94和反射电极95和96设置在压电薄膜91上。梳状电极92到94和反射电极95和96在声波的传播方向上按阵列排列。在设置有梳状电极92到94和反射电极95和96的区域下面,在基板90和压电薄膜91之间形成有空隙97。

[0055] 排列在中间的梳状电极93的一端耦合到第一端子T1,另一端接地。设置在梳状电极93的两侧的梳状电极92和94的一端共同耦合到第二端子T2,另一端接地。根据第二实施方式的声波滤波器是使用板波的声波滤波器。板波是体波中的一个。板波中包括兰姆波(lamb wave)和SH波。

[0056] 通过调整根据第二实施方式的声波滤波器的压电单晶(压电薄膜91)的切面的方向,可以选择兰姆波或者SH波。例如,当使用兰姆波时,可以使用实现Z切割和X传播的LiNbO₃等。当使用SH波时,可以使用实现42度Y切割或和X传播的LiTaO₃等。根据第二滤波器的声波滤波器可以使用兰姆波和SH波这两者。

[0057] 利用根据第二实施方式的电子电路,可以抑制插入损耗并且实现具有较优的宽带抑制的滤波特性。当上述电子电路设置在诸如移动电话的各种电子模块中时,能够实现电子模块的小型化和高性能。按此方式,尽管使用具有声波滤波器40和41(其中,声波滤波器40和41使用板波)的滤波器,建立了具有允许后部双工器的用于发射和接收的频率通过的通带并且实现低损耗和高抑制的滤波器。

[0058] 在第一和第二实施方式中,带通滤波器用作声波滤波器40和41。其中组合了高通滤波器和低通滤波器的分频器能够抑制高频侧和低频侧中的仅仅一个。相反地,带通滤波

器能够抑制高频侧和低频侧两者。因此,带通滤波器在宽带抑制上较优。带通滤波器的Q值比分频器的Q值更高。因此,带通滤波器的衰减曲线的边缘特性是陡变的。因此,带通滤波器适用于在载波聚合中使用两个接近的频带的情况。

[0059] 在第一和第二实施方式中,双模滤波器用作声波滤波器40和41。DMS(双模SAW滤波器)、CRF等可以用作双模滤波器。双模滤波器在宽带抑制上较优。因此,当损耗降低时插入损耗降低。按此方式,当双模滤波器用作声波滤波器40和41时,建立了具有允许后部双工器的用于发射和接收的频率通过的通带并且实现低损耗和高抑制的滤波器。

[0060] 在第一和第二实施方式中,使用体波的声波滤波器用作声波滤波器40和41。声波滤波器是使用表面声波的滤波器(SAW滤波器等)或者使用体波的滤波器(FBAR、CRF、板波滤波器等)。使用表面声波的滤波器采用用于IDT(叉指换能器)的微电极图案。因此,使用表面声波的滤波器的电力持久性低,并且该滤波器不适用于使用高功率信号的通信。相反地,FBAR和CRF(图4)在电力持久性上较优,这是因为FBAR和CRF不使用微电极图案。板波滤波器(图12A和图12B)是使用IDT(梳状电极)的滤波器。板波的传播速度比声波更快。因此,IDT的梳宽度可以增大。并且板滤波器在电力持久性上优于SAW滤波器。按此方式,当使用体波的声波滤波器用作声波滤波器40和41时,能够建立在电力持久性上优异并且适用于高功率信号通信的滤波器。

[0061] 在第一和第二实施方式中,设置在声波滤波器之后的双工器是梯型滤波器(图3)。可以使用诸如晶格型或者双模型的其它类型的滤波器。梯型中的谐振器的数量不限于图3的情况。在第一实施方式中,并联电感器L1、L2和L3用于双工器中的匹配电路。然而,可以采用诸如 $\lambda/4$ 线路的其它电路来构建匹配电路。当可以通过滤波器设计来优化阻抗时,可以不需要匹配电路。

[0062] 第一和第二实施方式的电子电路可以应用于各种高频电路,并且优选地用于通过使用具有不同频带的多个载波进行的载波聚合通信。

[0063] 本发明不限于具体描述的实施方式,可以在不背离本发明所保护的的范围的情况下,采用其它实施方式和变形。

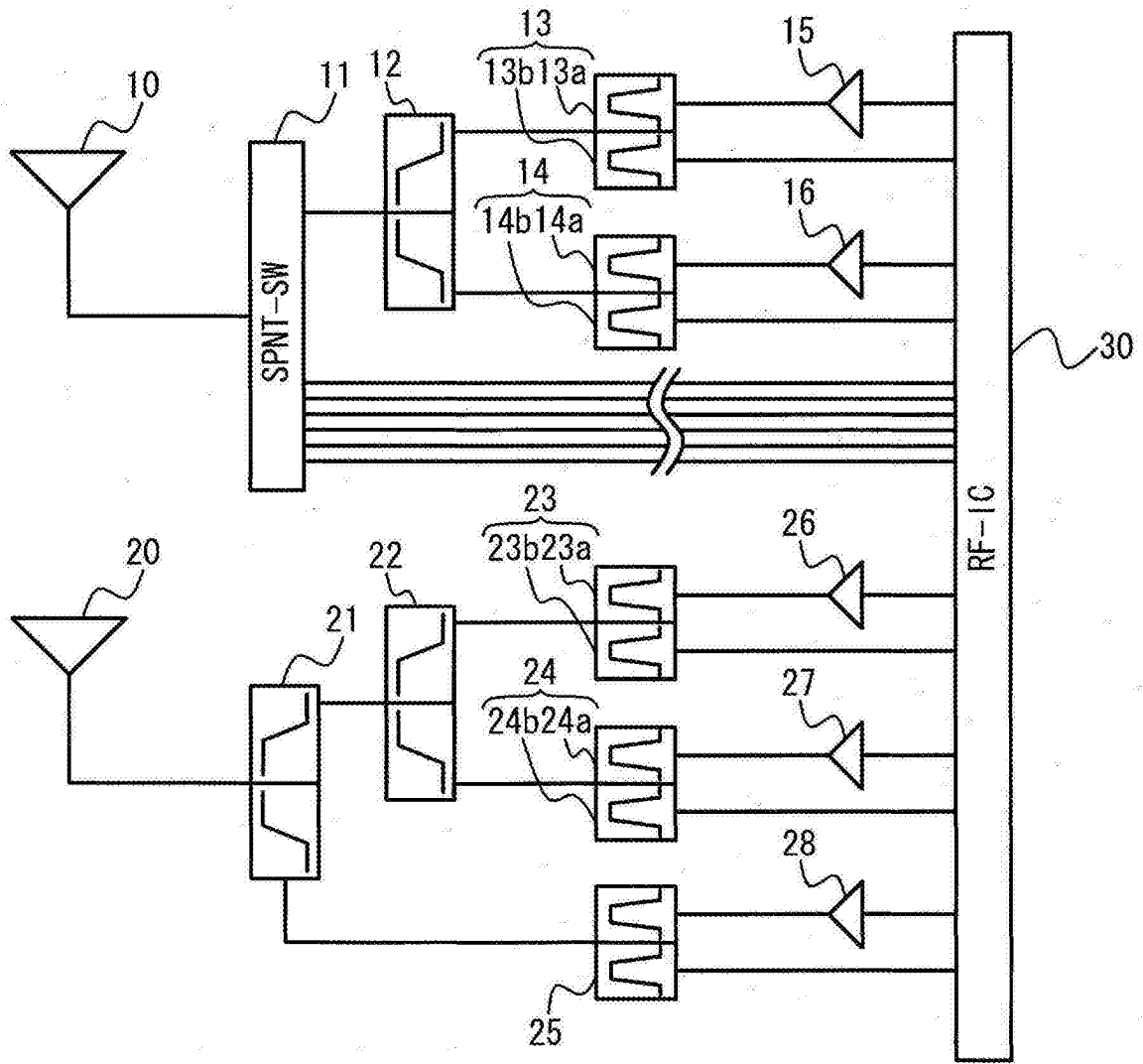


图1

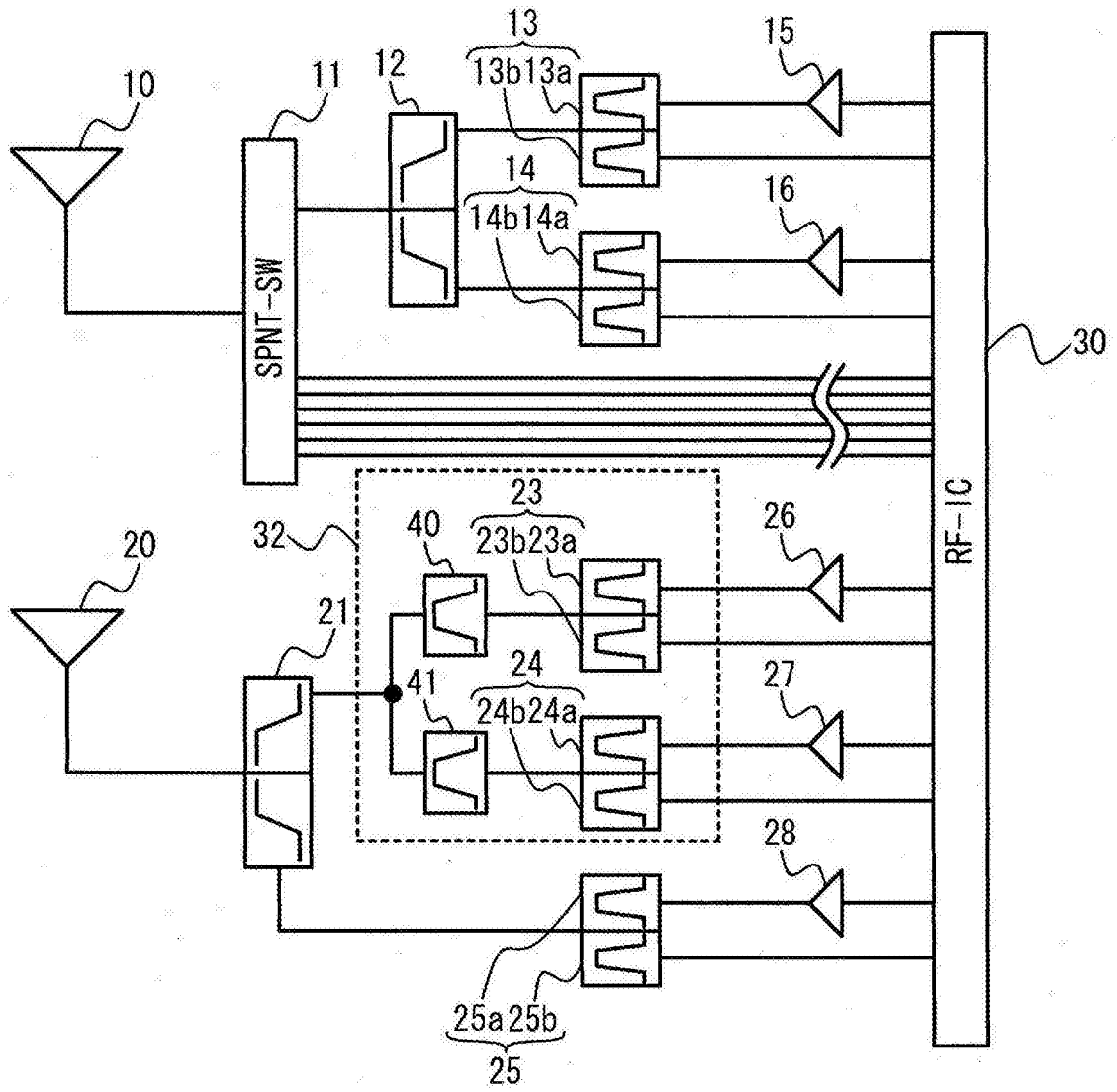


图2

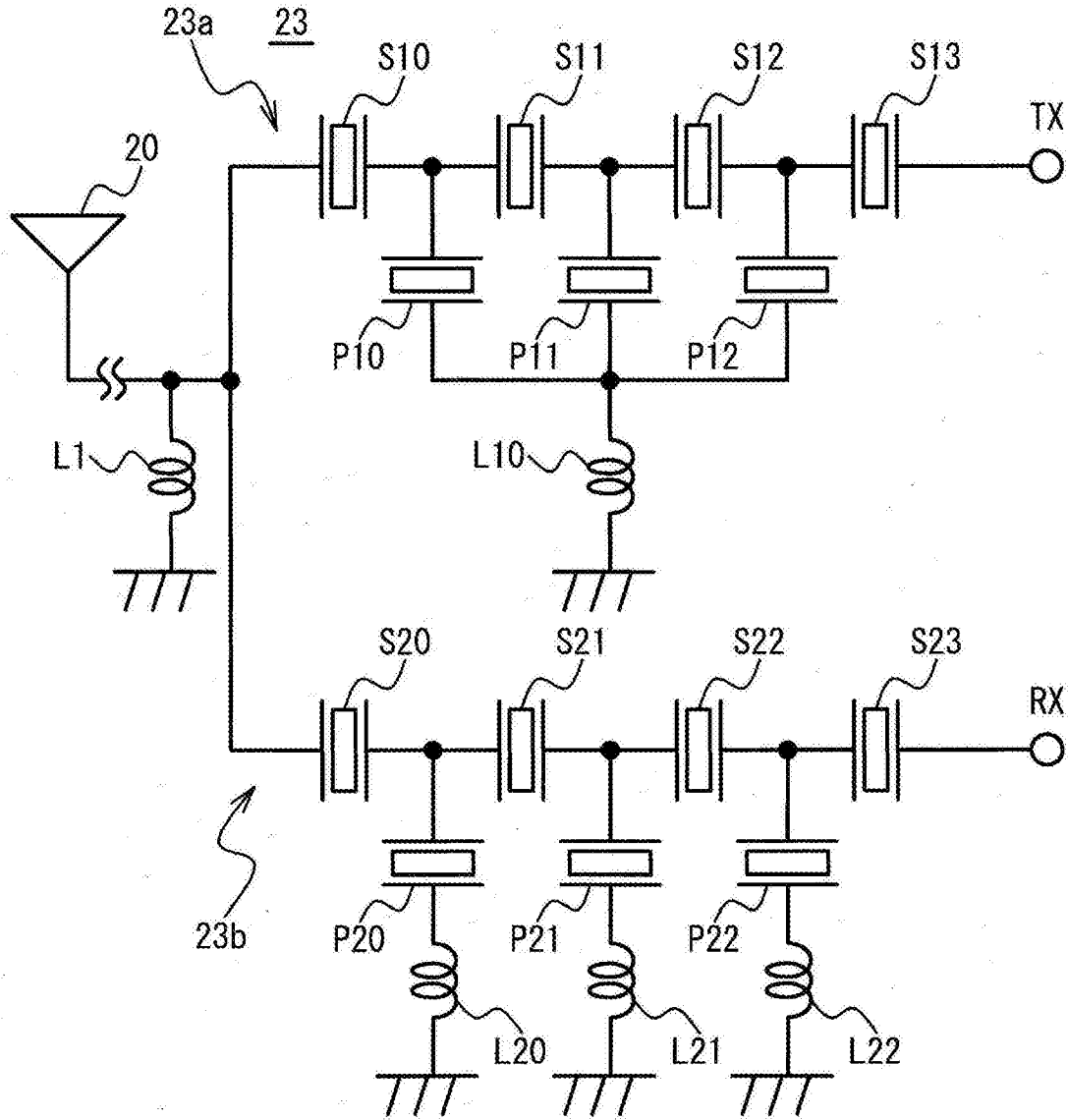


图3

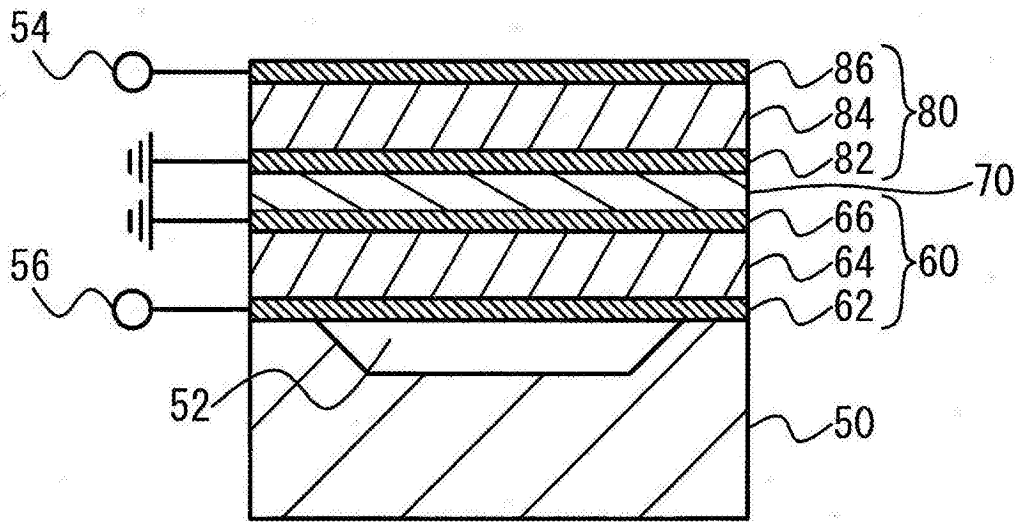


图4

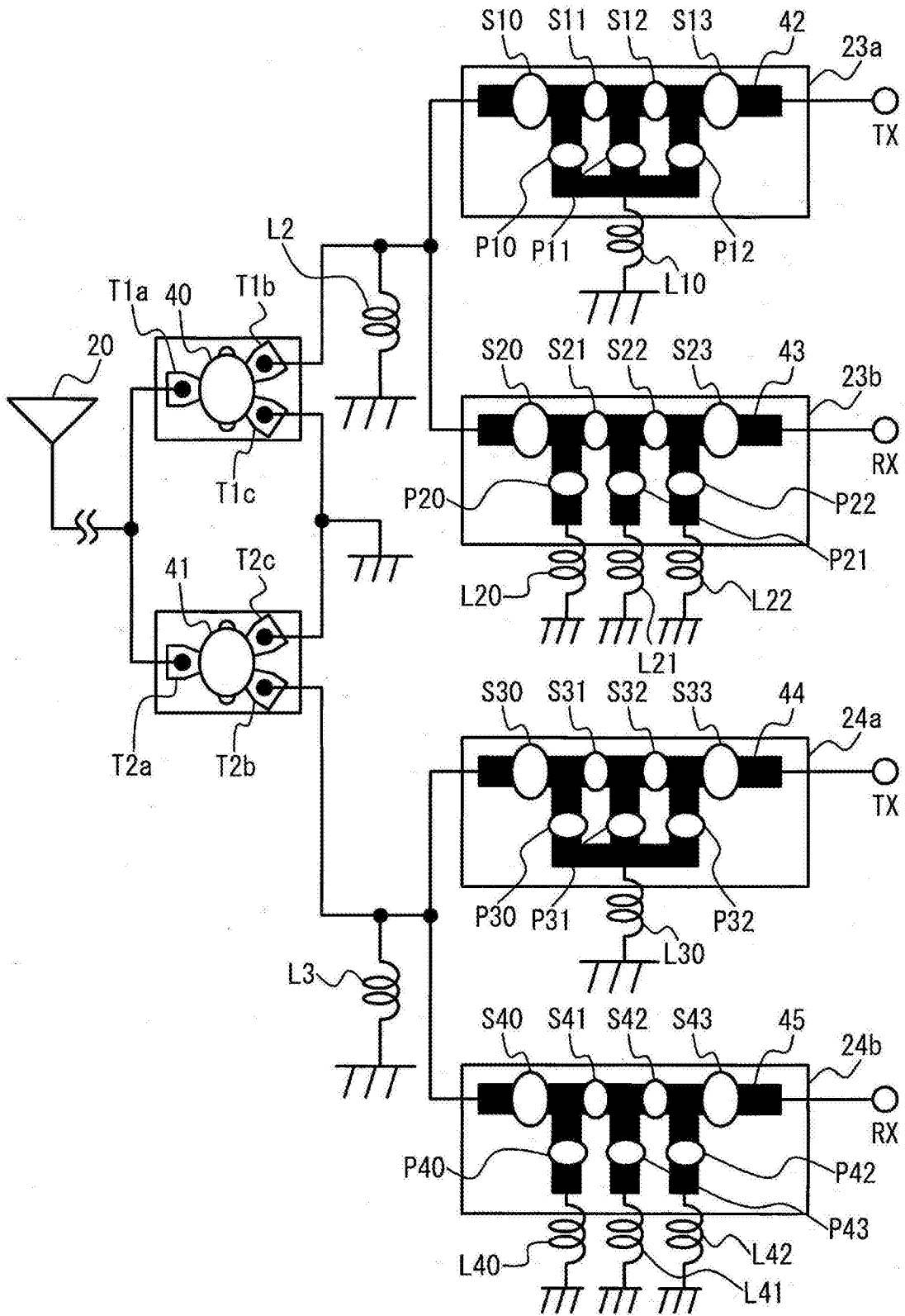


图5

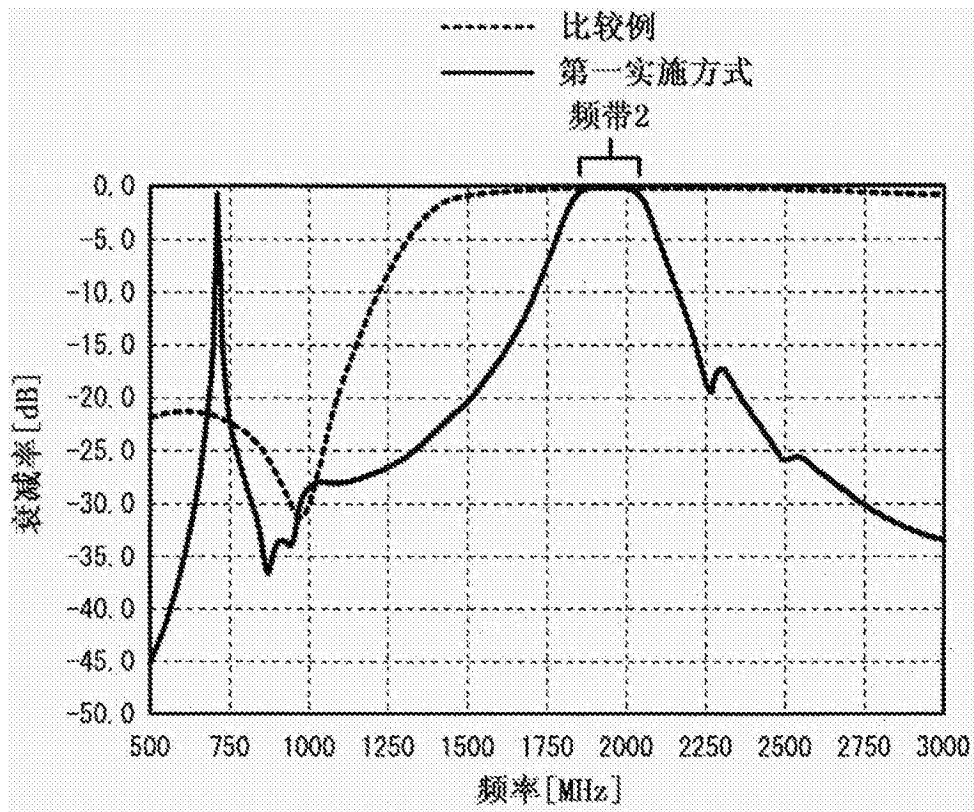


图6A

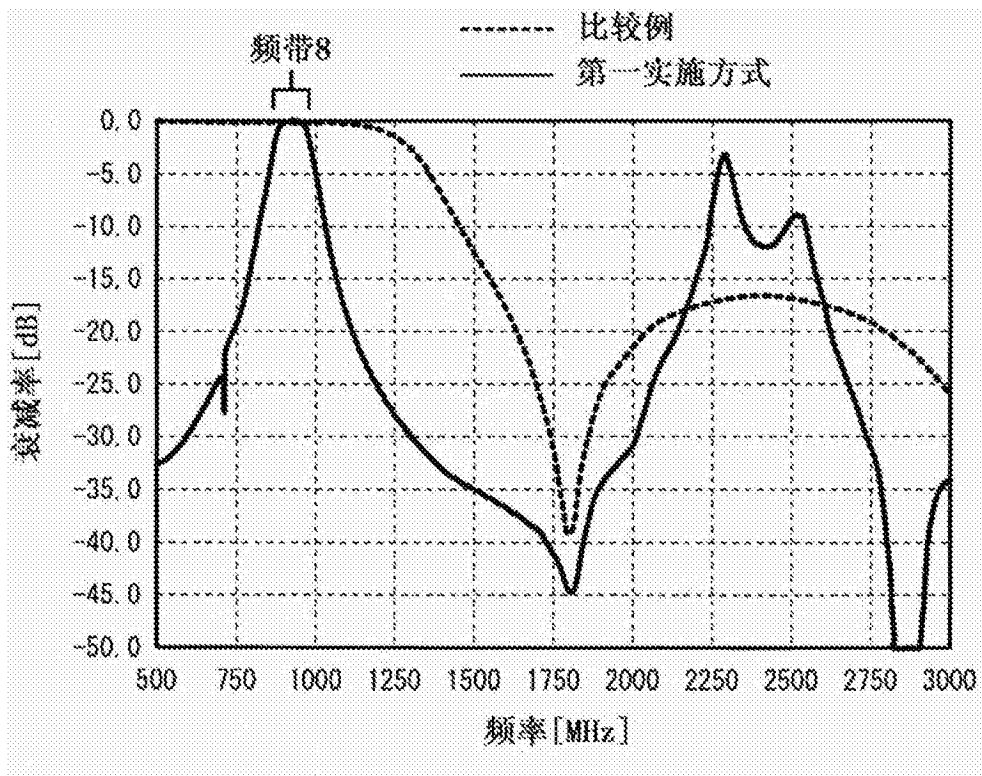


图6B

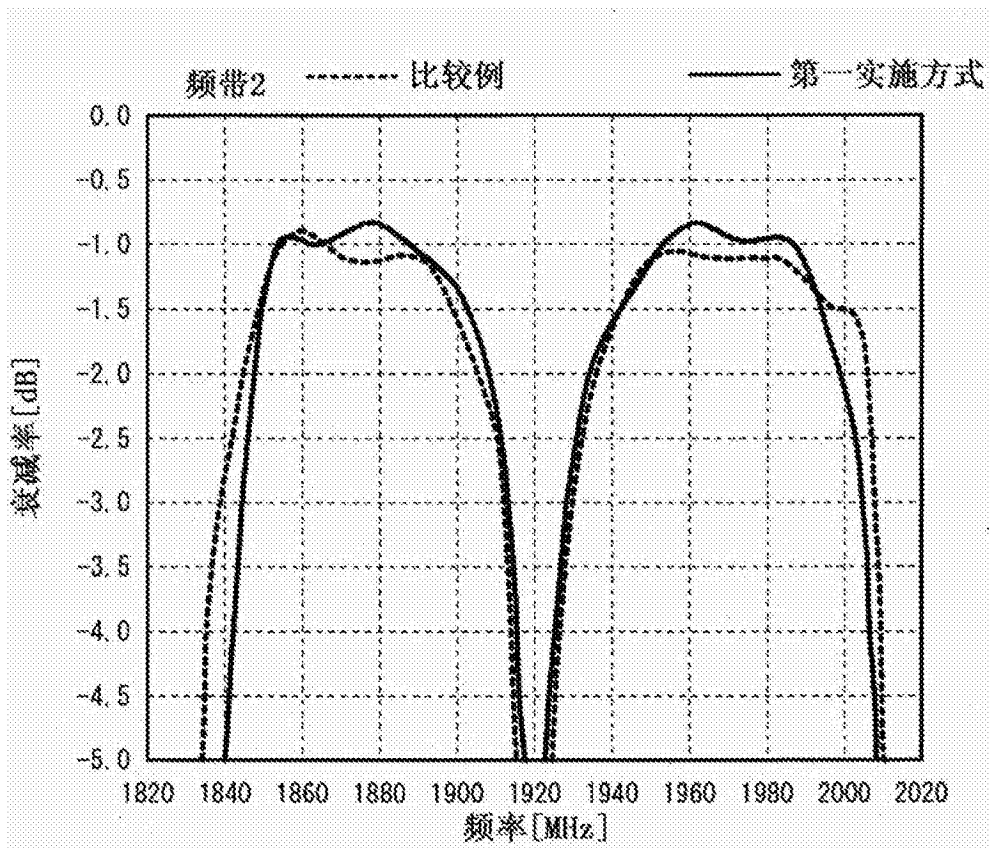


图7A

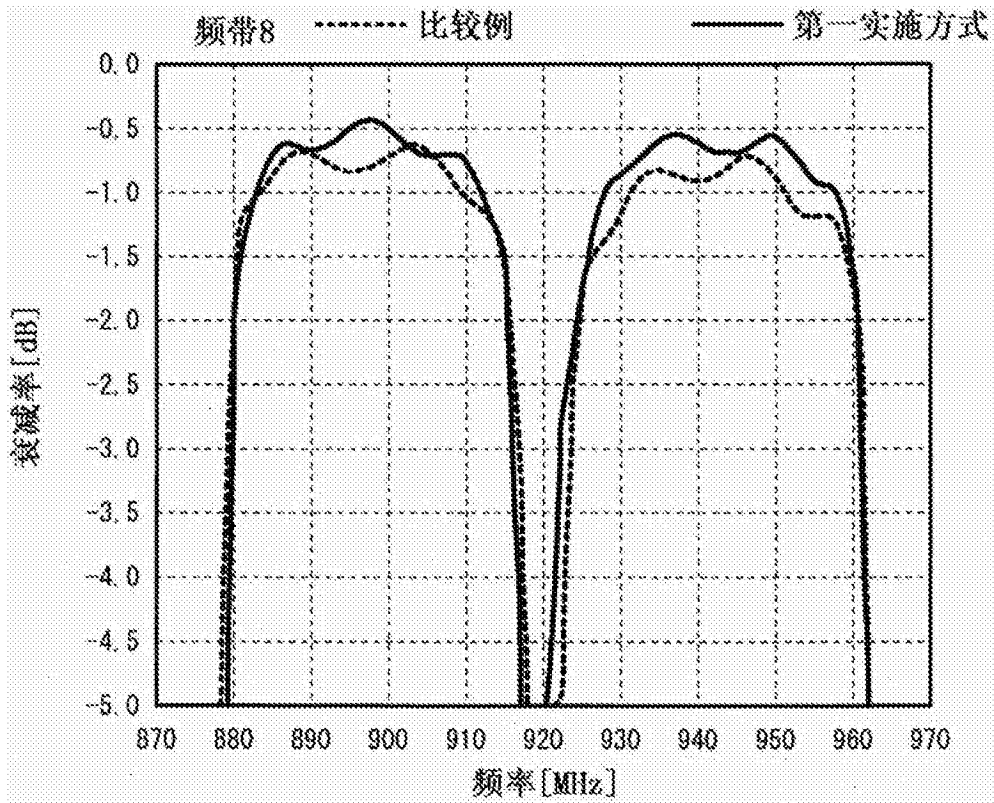


图7B

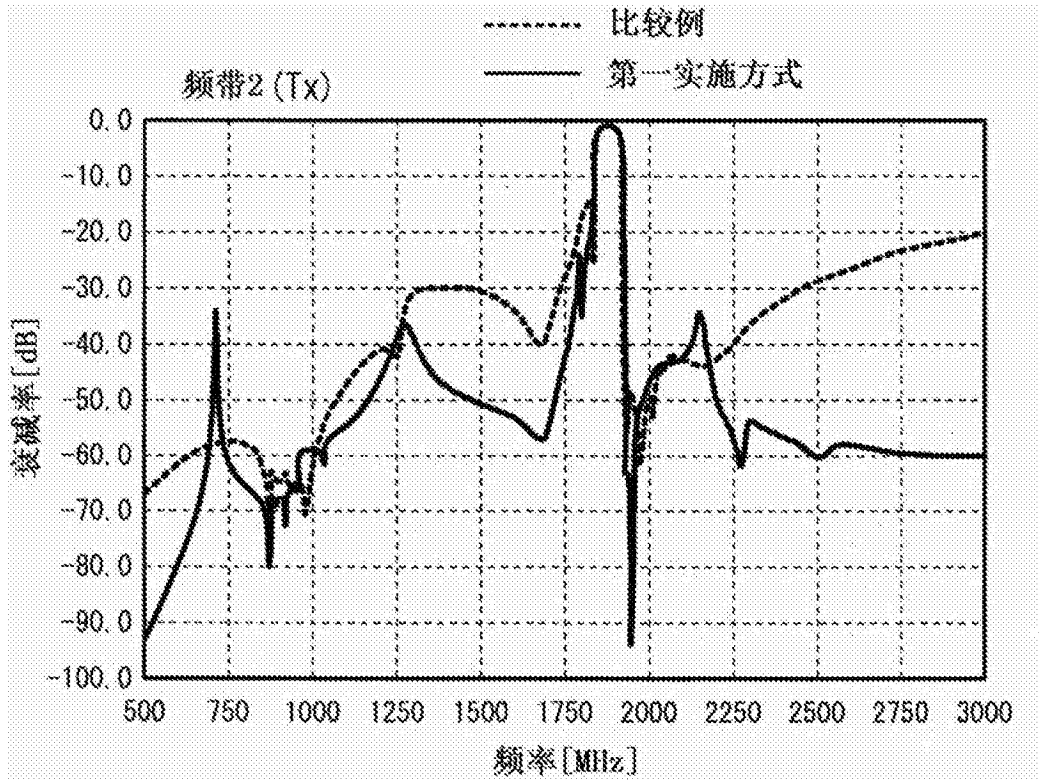


图8A

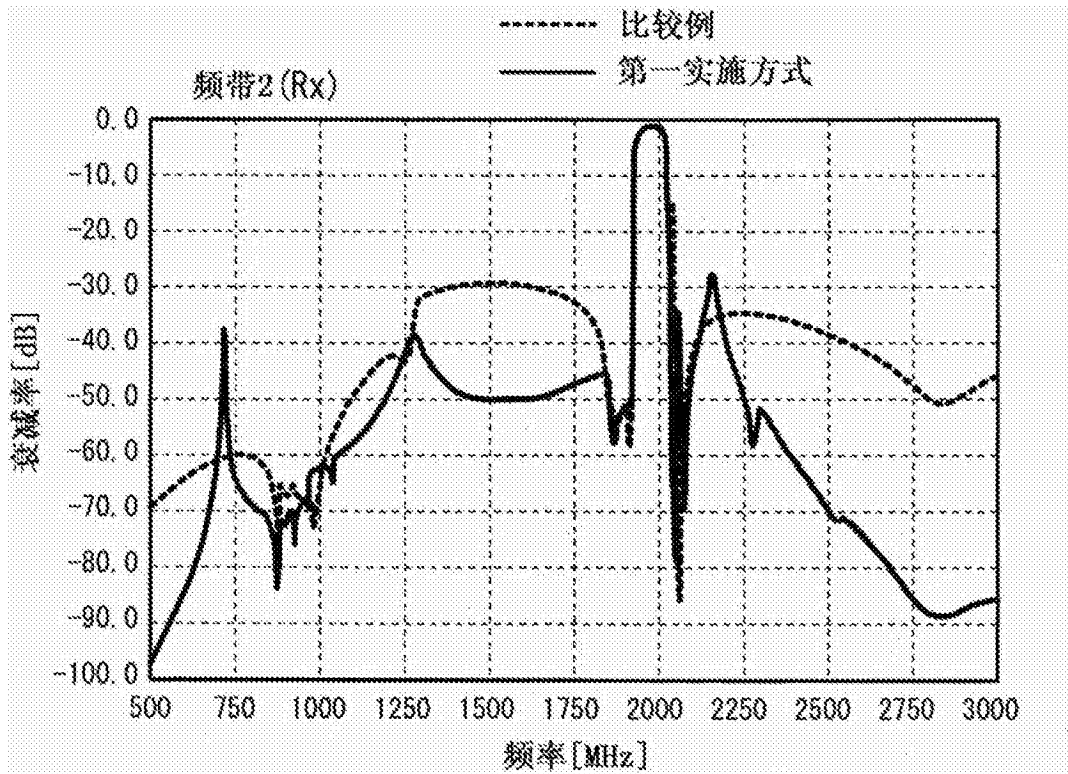


图8B

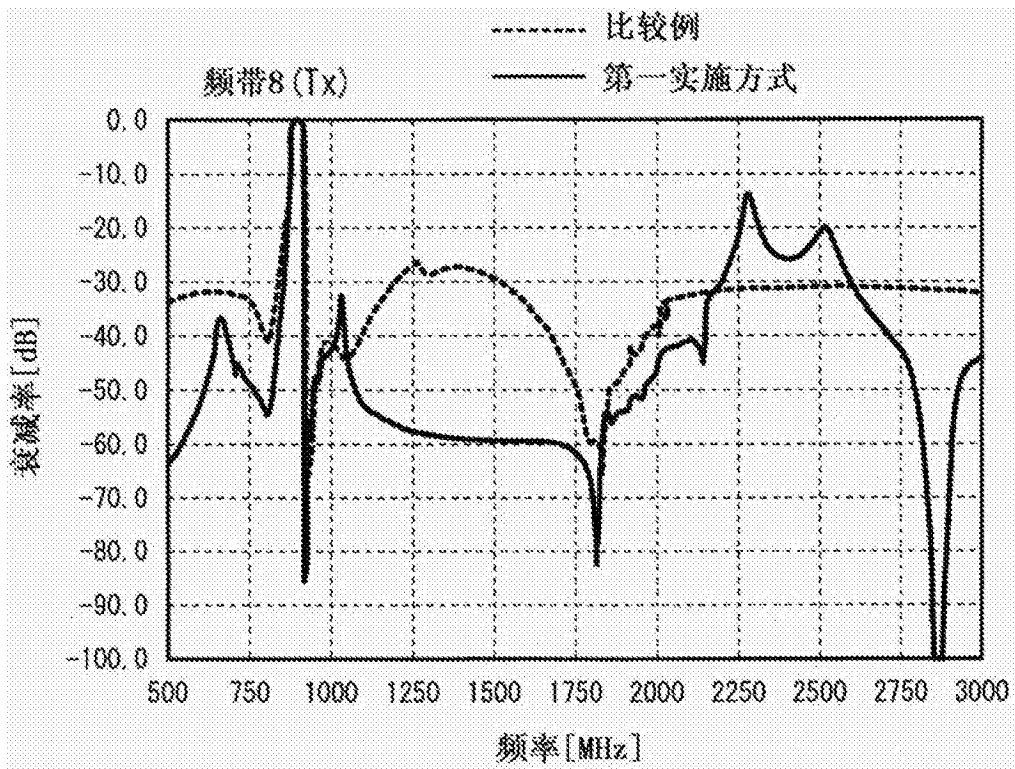


图9A

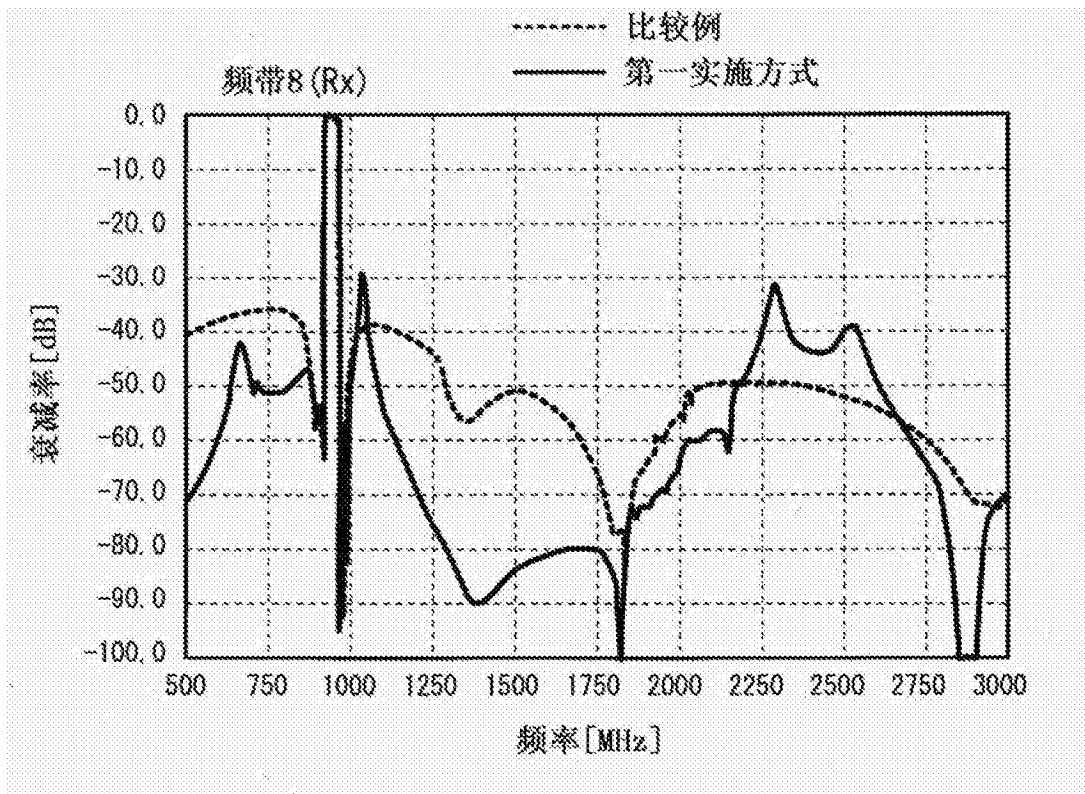
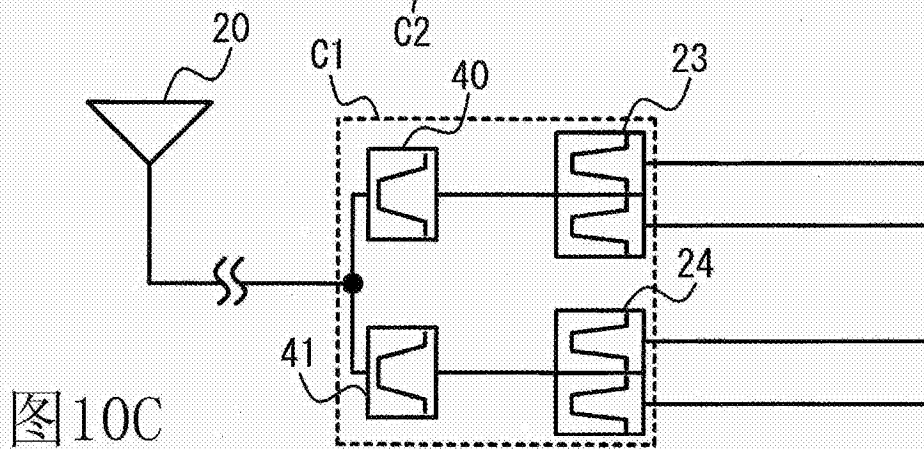
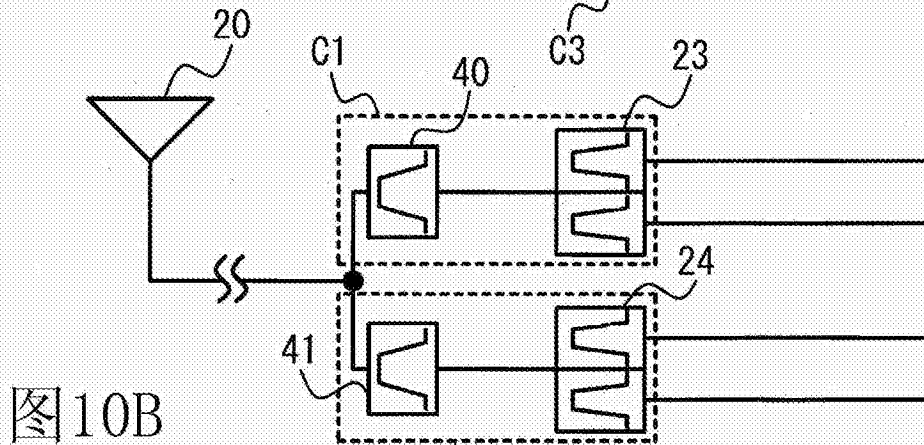
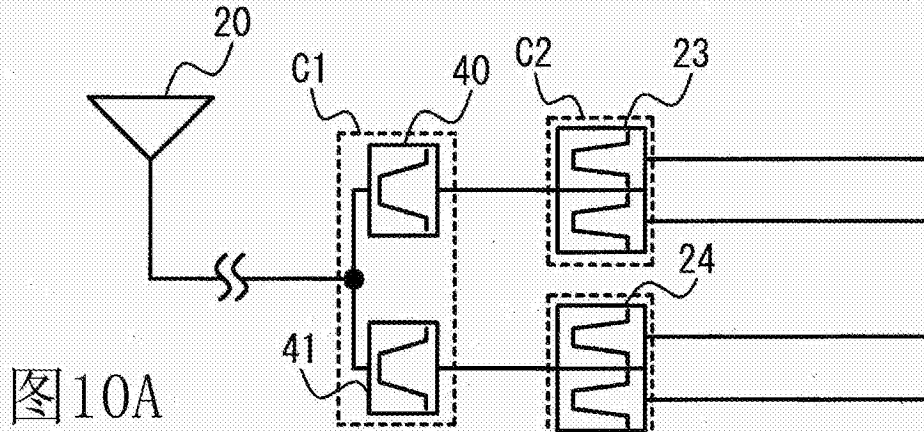


图9B



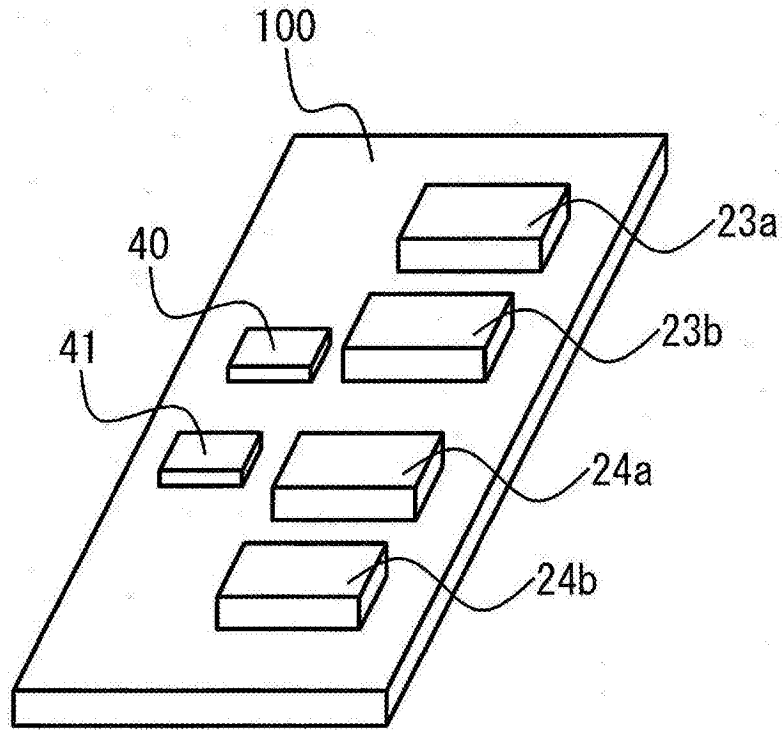


图11

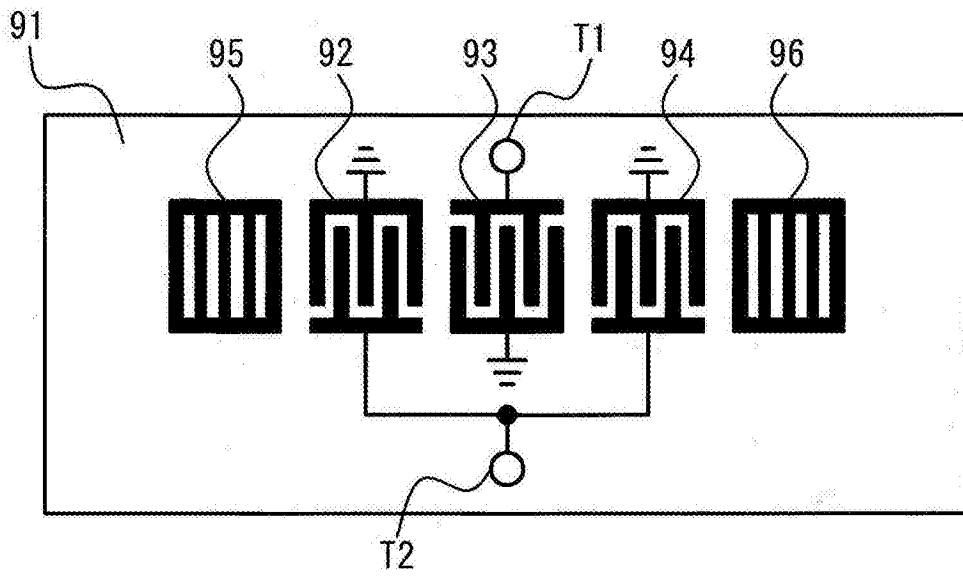


图12A

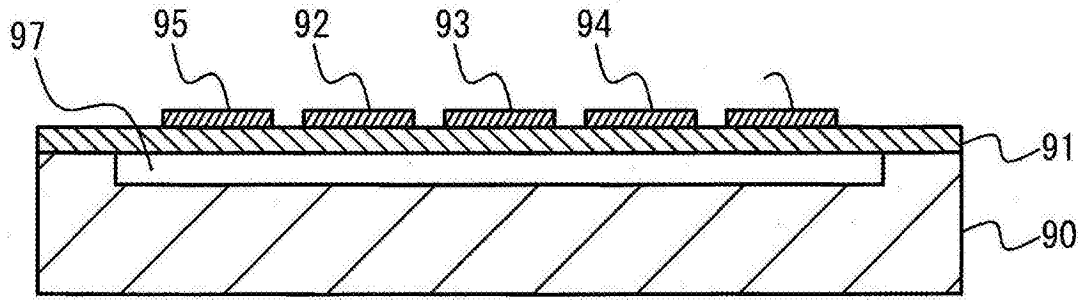


图12B