



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 108023570 B

(45) 授权公告日 2021.01.08

(21) 申请号 201711060760.1

(22) 申请日 2017.11.01

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 108023570 A

(43) 申请公布日 2018.05.11

(30) 优先权数据
2016-216201 2016.11.04 JP

(73) 专利权人 株式会社村田制作所
地址 日本京都府

(72) 发明人 高田俊明

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任
公司 11021
代理人 赵琳琳

(51) Int.Cl.

H03H 9/44 (2006.01)

H03H 9/72 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 1071796 A, 1993.05.05

JP H10290176 A, 1998.10.27

CN 1455592 A, 2003.11.12

李建 等. 集总参数微波多工器的设计. 《电
磁场与微波》. 2006, 第36卷 (第12期),

Bahram Yassini 等. Ka-Band Dual-Mode
Super Q Filters and Multiplexers. 《IEEE
TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND
TECHNIQUES》. 2015, 第63卷 (第10期),

审查员 王敏

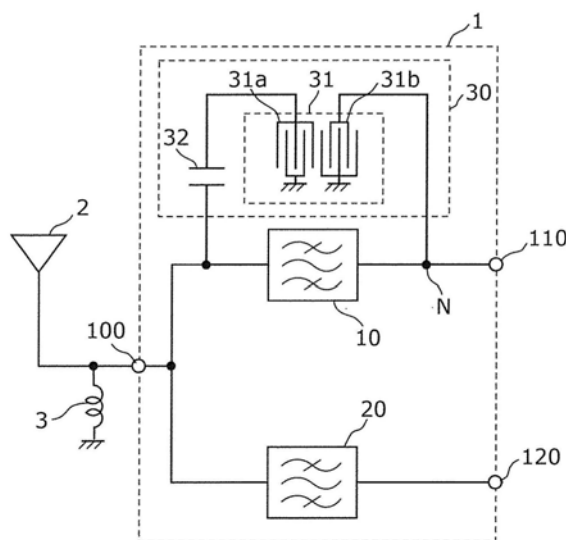
权利要求书2页 说明书12页 附图8页

(54) 发明名称

多工器

(57) 摘要

本发明提供一种改善了第一滤波器电路的衰减特性并且改善了与第一滤波器电路连接的第二滤波器电路的通过特性的小型的多工器。多工器(1)具备:发送侧滤波器(10)以及接收侧滤波器(20),与公共端子(100)连接;以及消除电路(30),与公共端子(100)以及发送路径上的节点(N)连接,并抵消流过发送侧滤波器(10)的给定的频带的分量,消除电路(30)具有:电容元件(32),与公共端子(100)连接;以及纵向耦合型谐振器(31),一端与电容元件(32)连接,另一端不经由电容元件地与节点(N)连接,从公共端子(100)侧对消除电路(30)进行观察的情况下的接收频段中的阻抗高于从节点(N)侧对消除电路(30)进行观察的情况下的接收频段中的阻抗。



1. 一种多工器,具备:

公共端子、第一端子以及第二端子,输入输出高频信号;

第一滤波器电路,将第一频带作为通带,并与所述公共端子以及所述第一端子连接;

第二滤波器电路,将与所述第一频带不同的第二频带作为通带,并与所述公共端子以及所述第二端子连接;以及

消除电路,与处于连结所述公共端子和所述第一端子的路径上且位于所述公共端子侧的第一节点以及位于所述第一端子侧的第二节点连接,用于抵消在所述路径上流过的给定的频带的分量,

所述第一端子是发送侧端子,

所述消除电路具有:

电容元件,一端与所述第一节点连接;以及

纵向耦合型谐振器,一端与所述电容元件的另一端连接,另一端不经由电容元件地与所述第二节点连接,

在将所述第一节点侧设为所述消除电路的输出侧,并将所述第二节点侧设为所述消除电路的输入侧的情况下,所述消除电路的所述第二频带中的输出阻抗高于所述消除电路的所述第二频带中的输入阻抗。

2. 根据权利要求1所述的多工器,其中,

所述第一节点是所述公共端子。

3. 根据权利要求1或2所述的多工器,其中,

所述第一频带位于比所述第二频带更靠低频侧,

所述给定的频带包含于所述第二频带,

所述纵向耦合型谐振器的插入损耗成为极小的频率位于所述第二频带附近。

4. 根据权利要求1或2所述的多工器,其中,

所述第一滤波器电路是由多个弹性波谐振器构成的梯型的弹性波滤波器电路。

5. 根据权利要求1或2所述的多工器,其中,

所述第一滤波器电路是从所述第一端子向所述公共端子传播高频信号的发送侧滤波器,

所述第二滤波器电路是从所述公共端子向所述第二端子传播高频信号的接收侧滤波器,

在所述路径上且在所述第一端子与所述第二节点之间连接有串联臂谐振器。

6. 根据权利要求1或2所述的多工器,其中,

所述第一滤波器电路是由形成在具有压电性的基板上的多个第一IDT电极构成的声表面波滤波器,

所述纵向耦合型谐振器是由形成在所述基板上的多个第二IDT电极构成的声表面波谐振器。

7. 根据权利要求6所述的多工器,其中,

所述电容元件由形成在所述基板上的梳齿状电极构成。

8. 根据权利要求6所述的多工器,其中,

所述多个第一IDT电极由第一电极膜形成,

连接所述多个第一IDT电极的第一布线由所述第一电极膜与第二电极膜的层叠体形成，

连接所述第一节点、所述电容元件、所述多个第二IDT电极以及所述第二节点的第二布线具有与所述第一电极膜相同的膜厚。

9. 根据权利要求6所述的多工器，其中，

所述第一滤波器电路是由串联臂谐振器和并联臂谐振器构成的梯型的声表面波滤波器，

在所述基板的俯视下，将所述纵向耦合型谐振器中的声表面波的传播路径在传播方向上延长后的区域与所述并联臂谐振器中的声表面波的传播路径以及所述串联臂谐振器中的声表面波的传播路径不重叠。

10. 根据权利要求6所述的多工器，其中，

所述第二滤波器电路是由形成在所述基板上的多个第三IDT电极构成的声表面波滤波器，

连接于所述纵向耦合型谐振器的接地布线与连接于所述第一滤波器电路的接地电极在所述基板上被连接，且与连接于所述第二滤波器电路的接地电极在所述基板上不被连接。

多工器

技术领域

[0001] 本发明涉及具备滤波器电路的多工器。

背景技术

[0002] 对于近年来的便携式电话,要求用一个终端来应对多个频带以及多个无线方式,即,所谓的多波段化以及多模化。为了对此进行应对,在一个天线的正下方配置有对具有多个无线载波频率的高频信号进行分波的多工器。

[0003] 图8是专利文献1记载的双工器的电路结构图。图8所示的双工器600具备分波器和消除电路640。分波器具有发送侧滤波器电路和接收侧滤波器电路。消除电路640由纵向耦合型弹性波谐振器646和静电电容642以及644构成,并对流过发送侧滤波器电路的给定的频带的分量生成相位相反且振幅相同的抵消分量。通过上述结构,能够在不使插入损耗增大的情况下提高分波器的隔离度特性或滤波器的衰减特性。

[0004] 在先技术文献

[0005] 专利文献

[0006] 专利文献1:日本特开2013-118611号公报

[0007] 然而,在专利文献1记载的双工器600中,在纵向耦合型弹性波谐振器646的天线端子侧以及发送端子侧双方配置有静电电容642以及644,因此包含消除电路640的双工器600会大型化。进而,若在确保消除电路640所需的静电电容的同时将消除电路640的电容元件串联分配在纵向耦合型弹性波谐振器646的两侧,则每一个电容元件的静电电容变大,阻抗会降低。因此,在接收侧滤波器的通带与纵向耦合型弹性波谐振器646的谐振响应频段重叠的情况下,会使接收侧滤波器中产生通带内脉动,并使频段宽度减少。

发明内容

[0008] 发明要解决的课题

[0009] 因此,本发明是为了解决上述课题而提出的,其目的在于,提供一种改善了并联连接有消除电路的第一滤波器电路的衰减特性并且改善了在公共端子与第一滤波器电路连接的第二滤波器电路的通过特性的小型的多工器。

[0010] 用于解决课题的技术方案

[0011] 为了达成上述目的,本发明的一个方式涉及的多工器具备:公共端子、第一端子以及第二端子,输入输出高频信号;第一滤波器电路,将第一频带作为通带,并与所述公共端子以及所述第一端子连接;第二滤波器电路,将与所述第一频带不同的第二频带作为通带,并与所述公共端子以及所述第二端子连接;以及消除电路,与处于连结所述公共端子和所述第一端子的路径上且位于所述公共端子侧的第一节点以及位于所述第一端子侧的第二节点连接,用于抵消在所述路径上流过的给定的频带的分量,所述消除电路具有:电容元件,一端与所述第一节点连接;以及纵向耦合型谐振器,一端与所述电容元件的另一端连接,另一端不经由电容元件地与所述第二节点连接,从所述第一节点侧对所述消除电路进

行观察的情况下的所述第二频带中的阻抗高于从所述第二节点侧对所述消除电路进行观察的情况下的所述第二频带中的阻抗。

[0012] 为了改善第一滤波器电路的给定的频带中的衰减特性,在第一滤波器电路并联连接有消除电路,消除电路生成对在上述路径上流过的给定的频带的分量的抵消分量。作为该消除电路,可使用有利于仅使上述给定的频带为低损耗的纵向耦合型谐振器。在此,为了将上述抵消分量调整为与上述路径上的上述分量振幅相同且相位相反,在消除电路串联附加有振幅以及相位调整用的电容元件。作为串联附加于消除电路的电容元件,考虑到第一滤波器电路与消除电路的阻抗匹配,可考虑分配配置在纵向耦合型谐振器的两端。

[0013] 相对于此,根据本结构,消除电路的电容元件未配置在纵向耦合型谐振器的第二节点侧,仅配置在第一节点侧。由此,为了确保与电容元件被分配配置在纵向耦合型谐振器的两端的情况(串联配置有两个电容元件的情况)相同的静电电容,只要仅在纵向耦合谐振器的公共端子侧配置具有比串联配置的两个电容元件中的一个小的静电电容的电容元件即可。由此,与配置有两个电容元件的消除电路相比较,能够将消除电路小型化。

[0014] 此外,通过在需要给定的静电电容的消除电路中仅在纵向耦合谐振器的公共端子侧的第一节点侧配置电容元件,从而能够使从第一节点侧对消除电路进行观察的情况下的阻抗大于从第二节点侧对消除电路进行观察的情况下的阻抗。在此,在本结构中,将消除电路的上述阻抗设为第二滤波器电路的通带(第二频带)中的阻抗。因此,能够抑制从公共端子输入的第二频带的信号泄漏到第一滤波器侧。

[0015] 根据以上,能够在将多工器电路小型化的同时改善第一滤波器电路的衰减特性,并且能够改善第二滤波器电路的通过特性。

[0016] 此外,也可以是,所述第一节点是所述公共端子。

[0017] 由此,通过在需要给定的静电电容的消除电路中仅在纵向耦合谐振器的公共端子侧配置电容元件,从而能够使从公共端子侧对消除电路进行观察的情况下的阻抗大于从第二节点侧对消除电路进行观察的情况下的阻抗。因此,能够更有效地抑制从公共端子输入的第二频带的信号泄漏到第一滤波器侧。

[0018] 此外,也可以是,所述第一频带位于比所述第二频带更靠低频侧,所述给定的频带包含于所述第二频带,所述纵向耦合型谐振器的插入损耗成为极小的频率位于所述第二频带附近。

[0019] 在为了改善比第一滤波器电路的通带(第一频带)更靠高频侧的衰减特性而将包含纵向耦合型谐振器的插入损耗成为极小的频率的上述给定的频带设定在第二频带的情况下,第二滤波器电路的通过特性有可能会劣化。相对于此,因为从公共端子侧(第一节点)对消除电路进行观察的情况下的第二频带中的阻抗高于从第二节点侧对消除电路进行观察的情况下的第二频带中的阻抗,所以能够改善第二滤波器电路的通过特性。进而,因为可改善第一滤波器电路的第二频带中的衰减特性,所以可改善第一滤波器电路与第二滤波器电路的隔离度特性。此外,因为上述给定的频带未被设定在第一频带,所以可避免第一滤波器电路的通过特性的劣化。

[0020] 此外,也可以是,所述第一滤波器电路是由多个弹性波谐振器构成的梯型的弹性波滤波器电路。

[0021] 在第一滤波器电路是梯型的弹性波滤波器电路的情况下,在第一滤波器电路的衰

减频段中,相位不会复杂地变化,因此容易在纵向耦合型谐振器中形成与在第一滤波器电路的上述路径上流过的分量相位相反的分量。因此,可进一步发挥第一滤波器电路的衰减特性的改善效果以及第一滤波器电路与第二滤波器电路的隔离度特性的改善效果。

[0022] 此外,也可以是,所述第一滤波器电路是从所述第一端子向所述公共端子传播高频信号的发送侧滤波器,所述第二滤波器电路是从所述公共端子向所述第二端子传播高频信号的接收侧滤波器,在所述路径上且在所述第一端子与所述第二节点之间连接有串联臂谐振器。

[0023] 由此,构成发送侧滤波器以及接收侧滤波器在公共端子连接的双工器。在此,从发送侧端子(第一端子)施加的电力以及浪涌将最先通过串联臂谐振器,因此施加在消除电路的纵向耦合型谐振器的信号强度变小。即,能够提高双工器的耐电力性以及耐浪涌性。

[0024] 此外,也可以是,所述第一滤波器电路是由形成在具有压电性的基板上的多个第一IDT电极构成的声表面波滤波器,所述纵向耦合型谐振器是由形成在所述基板上的多个第二IDT电极构成的声表面波谐振器。

[0025] 由此,因为第一滤波器电路和纵向耦合型谐振器由形成在相同的压电基板上的声表面波谐振器构成,所以能够将多工器小型化。

[0026] 此外,也可以是,所述电容元件由形成在所述基板上的梳齿状电极构成。

[0027] 由此,因为第一滤波器电路和消除电路形成在相同的压电基板上,所以能够将多工器小型化。

[0028] 此外,也可以是,所述多个第一IDT电极由第一电极膜形成,连接所述多个第一IDT电极的第一布线由所述第一电极膜与第二电极膜的层叠体形成,连接所述第一节点、所述电容元件、所述多个第二IDT电极以及所述第二节点的第二布线具有与所述第一电极膜相同的膜厚。

[0029] 为了确保第一滤波器电路的通带中的低损耗性,对第一IDT(Inter Digital Transducer,叉指换能器)电极间进行连接的第一布线由两层布线构成。相对于此,在消除电路的第二布线中,流过消除电路的抵消分量是小振幅,因此即使电阻的量增大,也不会产生大的问题,所以可以是单层布线。因此,因为能够将第二布线细线化,所以能够将芯片尺寸小型化。

[0030] 此外,也可以是,所述第一滤波器电路是由串联臂谐振器和并联臂谐振器构成的梯型的声表面波滤波器,在所述基板的俯视下,将所述纵向耦合型谐振器中的声表面波的传播路径在传播方向上延长后的区域与所述并联臂谐振器中的声表面波的传播路径以及所述串联臂谐振器中的声表面波的传播路径不重叠。

[0031] 因为在消除电路中生成的抵消分量是小振幅,所以若将纵向耦合型谐振器与第一滤波器电路的串联臂谐振器以及并联臂谐振器的传输通路并排配置,则上述抵消分量会被上述串联臂谐振器以及并联臂谐振器的声表面波所干扰而影响上述抵消分量的相位特性,从而第一滤波器电路的衰减特性变差。相对于此,根据上述结构,能够改善第一滤波器电路的衰减特性。

[0032] 此外,也可以是,所述第二滤波器电路是由形成在所述基板上的多个第三IDT电极构成的声表面波滤波器,连接于所述纵向耦合型谐振器的接地布线与连接于所述第一滤波器电路的接地电极在所述基板上被连接,且与连接于所述第二滤波器电路的接地电极在所

述基板上不被连接。

[0033] 由此,连接于纵向耦合型谐振器的接地布线与连接于第一滤波器电路的接地电极连接,因此能够在压电基板上共用纵向耦合型谐振器与第一滤波器电路的接地电极,芯片尺寸的小型化成为可能。另一方面,因为连接于纵向耦合型谐振器的接地布线与连接于第二滤波器电路的接地电极不连接,所以能够避免纵向耦合型谐振器的响应经由接地电极绕到第二滤波器,因此能够避免第二滤波器电路的通过特性的劣化。

[0034] 发明效果

[0035] 根据本发明,能够提供一种改善了并联连接有消除电路的第一滤波器电路的衰减特性并且改善了在公共端子与第一滤波器电路连接的第二滤波器电路的通过特性的小型的多工器。

附图说明

[0036] 图1是实施方式涉及的多工器及其外围电路的电路结构图。

[0037] 图2是实施例涉及的多工器的具体的电路结构图。

[0038] 图3是比较例涉及的多工器的具体的电路结构图。

[0039] 图4A是对实施例以及比较例涉及的发送侧滤波器的通过特性进行比较的曲线图。

[0040] 图4B是对实施例以及比较例涉及的接收侧滤波器的通过特性进行比较的曲线图。

[0041] 图4C是对实施例以及比较例涉及的多工器的隔离度特性进行比较的曲线图。

[0042] 图5是表示实施例涉及的消除电路的通过特性的曲线图。

[0043] 图6是表示实施方式涉及的多工器的电极布局的芯片俯视图。

[0044] 图7是表示实施方式的变形例涉及的多工器的电极布局的芯片俯视图。

[0045] 图8是专利文献1记载的双工器的电路结构图。

[0046] 附图标记说明

[0047] 1、500:多工器,2:天线元件,3:匹配用电感器,10:发送侧滤波器,11p、12p1、12p2、13p、21p、22p:并联臂谐振器,11s、12s1、12s2、13s1、13s2、14s1、14s2、21s、22s:串联臂谐振器,20:接收侧滤波器,23L、23L1、23L2、31:纵向耦合型谐振器,30、530、640:消除电路,31a、31b:弹性波谐振器,32、32a、32b:电容元件,40:压电基板,51、52:接地电极,100:公共端子,110:发送侧端子,120:接收侧端子,600:双工器,642、644:静电电容,646:纵向耦合型弹性波谐振器。

具体实施方式

[0048] 以下,使用实施例以及附图对本发明的实施方式进行详细说明。另外,以下说明的实施例均示出了总括性的或具体的例子。在以下的实施例中示出的数值、形状、材料、构成要素、构成要素的配置以及连接方式等是一个例子,其主旨并不是限定本发明。关于以下的实施例中的构成要素中的未记载在独立权利要求的构成要素,作为任意的构成要素而进行说明。此外,附图所示的构成要素的大小或大小之比未必一定是严谨的。

[0049] (实施方式)

[0050] [1.多工器的基本电路结构]

[0051] 图1是实施方式涉及的多工器1及其外围电路的电路结构图。在图1示出了本实施

方式涉及的多工器1、天线元件2以及匹配用电感器3。

[0052] 多工器1具备发送侧滤波器10、接收侧滤波器20、消除电路30、公共端子100、发送侧端子(第一端子)110以及接收侧端子(第二端子)120。发送侧滤波器10与接收侧滤波器20共同连接在公共端子100。通过该结构,多工器1作为如下的双工器而发挥功能,即,经由公共端子100以及接收侧滤波器20从接收侧端子120输出在天线元件2中接收的高频信号,并经由发送侧滤波器10以及公共端子100向天线元件2输出从发送侧端子110输入的高频信号。

[0053] 另外,在发送侧端子110以及接收侧端子120连接对高频信号进行放大的放大电路或高频信号处理电路(RFIC)等。此外,公共端子100无需与天线元件2连接,也可以经由开关电路与天线元件2连接。此外,也可以在公共端子100与发送侧滤波器10以及接收侧滤波器20之间插入有阻抗匹配用的电感器或电容器等。

[0054] 发送侧滤波器10是将第一频带作为通带并与公共端子100以及发送侧端子110连接的第一滤波器电路。

[0055] 接收侧滤波器20是将与第一频带不同的第二频带作为通带并与公共端子100以及接收侧端子120连接的第二滤波器电路。

[0056] 另外,第一频带与第二频带的频率的高低关系可以是任意的,但是在本实施方式中,例示了第二频带高于第一频带的电路结构,即,例示了接收侧滤波器20的通带高于发送侧滤波器10的通带的电路结构。

[0057] 消除电路30与公共端子100(第一节点)以及对公共端子100和发送侧端子110进行连结的路径上的节点N(第二节点)连接,是用于抵消在该路径上流过的给定的频带的分量的电路。

[0058] 更具体地,消除电路30具备纵向耦合型谐振器31和电容元件32。纵向耦合型谐振器31由弹性波谐振器31a以及31b构成,一端(弹性波谐振器31a)与电容元件32的另一端连接,另一端(弹性波谐振器31b)不经由电容元件地与节点N连接。电容元件32的一端与公共端子100连接。

[0059] 在此,从公共端子100侧对消除电路30进行观察的情况下的第二频带中的阻抗高于从节点N侧对消除电路30进行观察的情况下的第二频带中的阻抗。

[0060] 根据上述结构,为了改善比发送侧滤波器10的第一频带更靠高频侧的给定的频带的衰减特性,在发送侧滤波器10并联连接有消除电路30,消除电路30生成在上述路径上流过的给定的频带的分量的抵消分量。作为消除电路30,可使用有利于与横跨宽频段的其它频带相比仅使上述给定的频带低损耗的纵向耦合型谐振器31。在此,为了将上述抵消分量调整为与在上述路径上流过的给定的频带的上述分量振幅相同且相位相反,在消除电路30串联附加有振幅以及相位调整用的电容元件32。

[0061] 作为串联附加在消除电路的电容元件,一般来说,考虑到并联连接消除电路的滤波器电路与消除电路的阻抗匹配,可考虑分配配置在纵向耦合型谐振器的两端。

[0062] 相对于此,根据本实施方式涉及的多工器1的结构,消除电路30的电容元件未配置在纵向耦合型谐振器31的节点N侧,仅配置在公共端子100侧。由此,为了确保与电容元件分配配置在纵向耦合型谐振器的两端的现有结构(串联配置有两个电容元件的情况)相同的静电电容,只要仅在纵向耦合型谐振器31的公共端子100侧配置具有比串联配置的两个电

容元件中的一个小的静电电容的电容元件32即可。由此,与配置有两个电容元件的以往的消除电路相比较,能够将消除电路30小型化。

[0063] 此外,通过在需要给定的静电电容的消除电路中仅在纵向耦合型谐振器31的公共端子100侧配置电容元件32,从而能够使从公共端子100侧对消除电路30进行观察的情况下的阻抗大于从节点N侧对消除电路30进行观察的情况下的阻抗。在此,在本实施方式涉及的多工器1中,将消除电路30的上述阻抗设为接收侧滤波器20的通带(第二频带)中的阻抗。即,从公共端子100侧对消除电路30进行观察的情况下的第二频带中的阻抗大于从节点N侧对消除电路30进行观察的情况下的第二频带中的阻抗。因此,能够抑制从公共端子100输入的第二频带的信号向发送侧滤波器10侧泄漏。

[0064] 根据以上,能够在将多工器1小型化的同时改善发送侧滤波器10的上述给定的频带的衰减特性,并且能够改善接收侧滤波器20的通过特性。

[0065] 另外,虽然在本实施方式中例示了消除电路30与公共端子100以及节点N连接的结构,但是本发明涉及的消除电路也可以不与公共端子100直接连接,而与对构成发送侧滤波器10的串联臂谐振器12s1~14s2进行连结的各串联臂上的节点(第一节点)和节点N(第二节点)连接。即,消除电路只要与处于对公共端子100和发送侧端子110进行连结的路径上并位于公共端子100侧的第一节点以及位于发送侧端子110侧的第二节点连接即可。在该结构中,也可达到与本实施方式涉及的消除电路30以及多工器1具有的效果同样的效果,能够改善发送侧滤波器10的上述给定的频带的衰减特性,并且能够改善接收侧滤波器20的通过特性。

[0066] 以下,示出本实施方式涉及的多工器1的具体的电路结构例,并对多工器1进行详细说明。

[0067] [2.多工器的电路结构例]

[0068] 图2是示出实施例涉及的多工器1的具体的电路结构的一个例子的图。图2所示的多工器1与图1同样地具备发送侧滤波器10、接收侧滤波器20、消除电路30、公共端子100、发送侧端子110以及接收侧端子120。

[0069] 发送侧滤波器10是由多个弹性波谐振器构成的梯型的弹性波滤波器电路,具备串联臂谐振器11s、12s1、12s2、13s1、13s2、14s1以及14s2和并联臂谐振器11p、12p1、12p2以及13p。根据本结构,发送侧滤波器10例如应用于LTE(Long Term Evolution,长期演进)标准的Band8的发送滤波器(发送频段(第一频段):880~915MHz)。

[0070] 由于发送侧滤波器10是梯型的弹性波滤波器电路,从而在发送侧滤波器10的衰减频段中相位不会复杂地变化,因此容易在纵向耦合型谐振器31中形成相对于在发送侧滤波器10的上述路径上流过的分量为相反相位的分量。因此,可进一步发挥发送侧滤波器10的衰减特性的改善效果以及发送侧滤波器10与接收侧滤波器20的隔离度特性的改善效果。

[0071] 进而,串联臂谐振器11s~14s2以及并联臂谐振器11p~13p各自自由形成在压电基板上的IDT电极构成。即,发送侧滤波器10是由形成在上述压电基板上的多个第一IDT电极构成的声表面波滤波器。

[0072] 接收侧滤波器20是由多个弹性波谐振器构成的弹性波滤波器电路,具备串联臂谐振器21s和22s、并联臂谐振器21p和22p、以及纵向耦合型谐振器23L。纵向耦合型谐振器23L由并联连接的纵向耦合型谐振器23L1以及23L2构成,纵向耦合型谐振器23L1以及23L2各自

由沿着弹性波传播方向排列的5个弹性波谐振器构成。根据本结构,接收侧滤波器20例如应用于LTE标准的Band8的接收滤波器(接收频段(第二频带):925-960MHz)。另外,串联臂谐振器21s和22s、并联臂谐振器21p和22p、以及构成纵向耦合型谐振器23L的弹性波谐振器各自由形成在压电基板上的IDT电极构成。即,接收侧滤波器20是由形成在压电基板上的多个IDT电极构成的声表面波滤波器。

[0073] 消除电路30具备纵向耦合型谐振器31和电容元件32。另外,在图2中,用弹性波谐振器表示了电容元件32,这意味着电容元件32也可以由声表面波谐振器(例如,单端口谐振器)那样的具有电容性的弹性波谐振器来实现。

[0074] 纵向耦合型谐振器31由沿着弹性波传播方向排列的两个弹性波谐振器31a以及31b构成。纵向耦合型谐振器31的一端(弹性波谐振器31a)与电容元件32的另一端连接,纵向耦合型谐振器31的另一端(弹性波谐振器31b)不经由电容元件地与节点N连接。进而,弹性波谐振器31a以及31b各自由形成在形成有发送侧滤波器10的压电基板上的IDT电极构成。即,消除电路30是由形成在上述压电基板上的多个第二IDT电极构成的声表面波谐振器。构成弹性波谐振器31a的IDT电极由相互对置的两个梳形电极构成,一方的梳形电极与电容元件32的另一端连接,另一方的梳形电极与接地电极连接。此外,构成弹性波谐振器31b的IDT电极由相互对置的两个梳形电极构成,一方的梳形电极与节点N连接,另一方的梳形电极与接地电极连接。

[0075] 通过发送侧滤波器10和纵向耦合型谐振器31形成在同一压电基板上,从而能够将多工器1小型化。

[0076] 另外,在本实施例中,在节点N与发送侧端子110之间配置有构成发送侧滤波器10的串联臂谐振器11s。由此,从发送侧端子110施加的电力以及浪涌最先通过串联臂谐振器11s,因此施加在消除电路30的纵向耦合型谐振器31的信号强度变小。即,能够提高多工器1的耐电力性以及耐浪涌性。

[0077] 另外,构成纵向耦合型谐振器31的弹性波谐振器(IDT电极)的个数并不限定于两个,只要根据作为消除电路30所需的通过特性而适当地决定即可。

[0078] 电容元件32的一端与公共端子100连接,另一端与纵向耦合型谐振器31的一端(弹性波谐振器31a)连接。另外,电容元件32由形成在形成有发送侧滤波器10以及纵向耦合型谐振器31的压电基板上的梳齿状电极构成。

[0079] 通过发送侧滤波器10、纵向耦合型谐振器31以及电容元件32形成在同一压电基板上,从而能够将多工器1小型化。

[0080] 图3是比较例涉及的多工器500的具体的电路结构图。图3所示的多工器500具备发送侧滤波器10、接收侧滤波器20、消除电路530、公共端子100、发送侧端子110以及接收侧端子120。图3所示的多工器500与实施例涉及的多工器1相比较,仅消除电路的结构不同。以下,对于比较例涉及的多工器500,省略与实施例涉及的多工器1相同点的说明,以不同点为中心进行说明。

[0081] 消除电路530具备纵向耦合型谐振器31和电容元件32a以及32b。

[0082] 消除电路530的纵向耦合型谐振器31由沿着弹性波传播方向排列的两个弹性波谐振器31a以及31b构成。纵向耦合型谐振器31的一端(弹性波谐振器31a)与电容元件32a的另一端连接,纵向耦合型谐振器31的另一端(弹性波谐振器31b)与电容元件32b的另一端连

接。进而,弹性波谐振器31a以及31b各自自由形成在形成有发送侧滤波器10的压电基板上的IDT电极构成。构成弹性波谐振器31a的IDT电极由相互对置的两个梳形电极构成,一方的梳形电极与电容元件32a的另一端连接,另一方的梳形电极与接地电极连接。此外,构成弹性波谐振器31b的IDT电极由相互对置的两个梳形电极构成,一方的梳形电极与电容元件32b的另一端连接,另一方的梳形电极与接地电极连接。

[0083] 电容元件32a的一端与公共端子100连接,另一端与纵向耦合型谐振器31的一端(弹性波谐振器31a)连接。此外,电容元件32b的一端与节点N连接,另一端与纵向耦合型谐振器31的另一端(弹性波谐振器31b)连接。

[0084] 一般来说,像图3所示的比较例涉及的多工器500的结构那样,考虑到并联连接消除电路530的发送侧滤波器10与消除电路530的阻抗匹配,电容元件32a以及32b分配配置在纵向耦合型谐振器31的两端。

[0085] 相对于此,在实施例涉及的多工器1的结构中,为了改善比发送侧滤波器10的第一频带更靠高频侧的给定的频带的衰减特性,在发送侧滤波器10并联连接有消除电路30,消除电路30生成在上述路径上流过的给定的频带的分量的抵消分量。在此,为了将上述抵消分量调整为与在上述路径上流过的给定的频带的上述分量振幅相同且相位相反,在消除电路30串联附加有振幅以及相位调整用的电容元件32。

[0086] 根据本实施例涉及的多工器1的结构,消除电路30的电容元件32未配置在纵向耦合型谐振器31的节点N侧,仅配置在公共端子100侧。由此,为了确保与电容元件32a以及32b分配(串联)配置在纵向耦合型谐振器31的两端的比较例相同的静电电容,只要仅在纵向耦合型谐振器31的公共端子100侧配置具有比串联配置的两个电容元件32a以及32b中的任一个小的静电电容的电容元件32即可。

[0087] 由此,与两个电容元件32a以及32b分配(串联)配置在纵向耦合型谐振器31的两端的以往的消除电路530相比较,能够将消除电路30小型化。

[0088] 此外,通过在需要给定的静电电容的消除电路中仅在纵向耦合型谐振器31的公共端子100侧配置电容元件32,从而能够使从公共端子100侧对消除电路30进行观察的情况下的阻抗大于从节点N侧对消除电路30进行观察的情况下的阻抗。在此,在本实施例涉及的多工器1中,将消除电路30的上述阻抗设为接收侧滤波器20的通带(第二频带)中的阻抗。即,从公共端子100侧对消除电路30进行观察的情况下的第二频带中的阻抗大于从节点N侧对消除电路30进行观察的情况下的第二频带中的阻抗。因此,能够抑制从公共端子100输入的第二频带的信号向发送侧滤波器10侧泄漏。

[0089] [3. 实施例以及比较例涉及的多工器的特性比较]

[0090] 图4A是对实施例以及比较例涉及的发送侧滤波器10的通过特性进行比较的曲线图。此外,图4B是对实施例以及比较例涉及的接收侧滤波器20的通过特性进行比较的曲线图。此外,图4C是对实施例以及比较例涉及的多工器的隔离度特性进行比较的曲线图。此外,图5是表示实施例涉及的消除电路30的通过特性的曲线图。此外,在表1示出实施例以及比较例涉及的消除电路的电极参数。

[0091] [表1]

[0092]

		实施例	比较例
电容元件 (32或32a) (公共端子100侧)	交叉宽度(μm)	1 2	3 0
	对数(对)	1 5	1 5
电容元件 (32b) (节点N侧)	交叉宽度(μm)		1 9
	对数(对)		1 3
弹性波谐振器 31a (公共端子100侧)	交叉宽度(μm)	4 7	4 7
	对数(对)	5	5
弹性波谐振器 31b (节点N侧)	交叉宽度(μm)	4 7	4 7
	对数(对)	7	7

[0093] 在此,在本实施例中,发送侧滤波器10的通带(第一频带)位于比接收侧滤波器20的通带(第二频带)更靠低频侧,具有消除电路30的插入损耗极小点的谐振响应频率位于第二频带的高频段。

[0094] 首先,如图4A所示,实施例以及比较例涉及的发送侧滤波器10的发送侧端子110-公共端子100中的通过特性在发送频段(880-915MHz)具有良好的通过特性。此外,在接收频段(925-960MHz),在实施例以及比较例中也确保了良好的衰减特性。此外,如图4C所示,实施例以及比较例中的收发滤波器间的隔离度特性在发送频段(880-915MHz)以及接收频段(925-960MHz)成为良好的特性。对此,能够判断,由于实施例以及比较例涉及的消除电路(1)具有在960MHz附近具有插入损耗的极小点的谐振响应,(2)由电容元件生成与通过发送侧滤波器10的960MHz附近的分量振幅相同以及相位相反的抵消分量,从而对发送侧滤波器10的衰减特性改善以及收发隔离度特性改善有效地发挥了功能。

[0095] 相对于此,如图4B所示,在实施例以及比较例涉及的接收侧滤波器20的接收侧端子120-公共端子100中的通过特性的比较中,比较例涉及的接收侧滤波器20的通带中的频段宽度变得更窄。具体地,在比较例中,接收频段的高频信道侧附近的损耗劣化。例如,若以插入损耗为2.0dB的频段宽度进行比较,则在实施例中为41.8MHz的频段宽度,相对于此,在比较例中成为40.9MHz的频段宽度。即,实施例成为更宽频段。特别是,在声表面波滤波器的情况下,需要考虑由温度变化造成的特性变化来确保频段宽度,因此该频段宽度的差异成为大的滤波器特性的差异。

[0096] 比较例涉及的电容元件32a的静电电容(交叉宽度 \times 对数)大于实施例涉及的电容元件32的静电电容(交叉宽度 \times 对数),阻抗变低。因此,接收侧滤波器20容易受到在消除电路530的纵向耦合型谐振器31中产生的高频信道侧附近(960MHz附近)的谐振响应的影响。即,从消除电路530的公共端子侧观察的阻抗未被设定得高于从消除电路530的节点N侧观察的阻抗。因此,高频信道侧附近的高频分量会向消除电路530泄漏,会增大对接收侧滤波器20的该高频分量的传播损耗。由此,穿过公共端子100在接收侧滤波器20的通带的高频侧产生由上述谐振响应造成的脉动,频段宽度变窄。

[0097] 相对于此,在实施例中,在纵向耦合型谐振器31的节点N侧没有电容元件,取而代

之,在纵向耦合型谐振器31的公共端子100侧附加有静电电容(交叉宽度 \times 对数)小于比较例涉及的电容元件32a的电容元件32。即,从消除电路30的公共端子100侧观察的阻抗被设定得高于从消除电路30的节点N侧观察的阻抗。因此,高频信道侧附近的高频分量不会向消除电路30泄漏,能够减小对接收侧滤波器20的该高频分量的传播损耗。由此,能够抑制穿过公共端子100而在接收侧滤波器20的通带的高频侧产生由上述谐振响应造成的脉动,因此能够将频段宽度确保得宽。

[0098] 另一方面,虽然在实施例,在节点N与纵向耦合型谐振器31之间未连接电容元件,但是如图5所示,纵向耦合型谐振器31的谐振响应(960MHz附近)从发送通带向高频侧分开较大,因此不会使发送侧滤波器10的频段宽度劣化。

[0099] 此外,在实施例,在消除电路30仅配置有一个电容元件,仅用电容元件32使振幅与发送侧滤波器10的主信号的振幅一致。因此,与比较例相比,能够提高电容元件32的阻抗。因此,在实施例涉及的多工器1中,通过仅在公共端子100与纵向耦合型谐振器31之间串联连接电容元件32的结构,能够不使接收侧滤波器20的频段宽度劣化,且能够实现芯片尺寸的小型化。

[0100] [4.多工器的电极布局结构]

[0101] 图6是表示实施方式涉及的多工器1的电极布局的芯片俯视图。如图6所示,在压电基板40上配置有发送侧滤波器10、接收侧滤波器20、消除电路30的IDT电极和梳齿状电极、以及对它们进行连接的布线以及外部连接电极。另外,因为多工器1的各构成要素形成在一片压电基板40上,所以能够以WLP(Wafer Level Package,晶片级封装)构造来实现。

[0102] 如图6所示,在压电基板40的表面下方(Y轴负方向)区域形成有构成发送侧滤波器10的串联臂谐振器11s \sim 14s2的IDT电极、并联臂谐振器11p \sim 13p的IDT电极、对它们进行连接的第一布线、发送侧滤波器10的发送侧电极Tx(发送侧端子110)以及接地电极GND。进而,在压电基板40的表面下方(Y轴负方向)区域形成有构成消除电路30的纵向耦合型谐振器31的IDT电极、电容元件32的梳齿状电极、对它们进行连接的布线以及接地电极51(GND)。

[0103] 此外,在压电基板40的表面上方(Y轴正方向)区域形成有构成接收侧滤波器20的串联臂谐振器21s以及22s的IDT电极、并联臂谐振器21p以及22p的IDT电极、纵向耦合型谐振器23L的IDT电极、对它们进行连接的布线、接收侧滤波器20的接收侧电极Rx(接收侧端子120)以及接地电极GND。

[0104] 此外,在压电基板40的表面上且在形成有发送侧滤波器10以及消除电路30的区域与形成有接收侧滤波器20的区域之间配置有天线连接电极(Ant)。

[0105] 在此,在本实施方式涉及的多工器1中,如图6所示,在压电基板40的俯视下,将纵向耦合型谐振器31中的声表面波的传播路径在传播方向(X轴方向)上延长后的区域D与构成发送侧滤波器10以及接收侧滤波器20的并联臂谐振器中的声表面波的传播路径以及串联臂谐振器中的声表面波的传播路径不重叠。因为在消除电路30中生成的抵消分量是小振幅,所以若将纵向耦合型谐振器31和发送侧滤波器10的串联臂谐振器以及并联臂谐振器的传输通路并排配置,则上述抵消分量会被上述串联臂谐振器以及并联臂谐振器的声表面波所干扰而影响上述抵消分量的相位特性,从而发送侧滤波器10的衰减特性变差。相对于此,根据上述结构,能够改善发送侧滤波器10的衰减特性。

[0106] 此外,虽然在图6中,构成电容元件32的梳齿电极的各电极指形成在与其它IDT电

极的电极指相同的方向上,但是也可以将构成电容元件32的梳齿电极的各电极指形成在与其它IDT电极的电极指的形成方向交叉的方向上。由此,能够抑制电容元件32被在其它IDT电极中激励的高频信号所干扰。

[0107] 此外,构成发送侧滤波器10的多个IDT电极由第一电极膜形成。另一方面,对构成发送侧滤波器10的多个IDT电极进行连接的第一布线由上述第一电极膜与第二电极膜的层叠体形成。进而,在消除电路30内,对公共端子100、电容元件32、构成弹性波谐振器31a和31b的IDT电极、以及节点N进行连接的第二布线具有与上述第一电极膜相同的膜厚。

[0108] 为了确保发送侧滤波器10的通带中的低损耗性,上述第一布线由两层布线(层叠体)构成。相对于此,关于消除电路30的第二布线,因为流过消除电路30的抵消分量是小振幅,所以电阻量增大也不会产生大的问题,因此可以是单层布线。因此,能够将上述第二布线细线化,所以能够将芯片尺寸小型化。

[0109] 图7是表示实施方式的变形例涉及的多工器的电极布局的芯片俯视图。图7所示的电极布局与图6所示的电极布局相比较,构成消除电路30的纵向耦合型谐振器31以及电容元件32的配置布局不同。以下,关于本变形例涉及的电极布局,省略与图6所示的实施方式涉及的电极布局相同点的说明,以不同点为中心进行说明。

[0110] 在此,在本变形例涉及的多工器中,如图7所示,在压电基板40的俯视下,将纵向耦合型谐振器31中的声表面波的传播路径在传播方向上延长后的区域与构成发送侧滤波器10的并联臂谐振器11p中的声表面波的传播路径重叠,且与构成发送侧滤波器10的串联臂谐振器中的声表面波的传播路径不重叠。

[0111] 因为发送侧滤波器10是由串联臂谐振器以及并联臂谐振器构成的梯型滤波器,所以并联臂谐振器的谐振点形成通带(第一频带)的低频侧的衰减极,并联臂谐振器的反谐振点以及串联臂谐振器的谐振点形成通带(第一频带),串联臂谐振器的反谐振点形成通带(第一频带)的高频侧的衰减极。此外,纵向耦合型谐振器31的谐振响应被设定在接收侧滤波器20的通带(第二频带)的高频端。根据如上所述的谐振点以及反谐振点的频率关系,纵向耦合型谐振器31的谐振响应的频率处于靠近发送侧滤波器10的串联臂谐振器的谐振频率(反谐振频率)的关系,并处于远离发送侧滤波器10的并联臂谐振器的谐振频率(反谐振频率)的关系。

[0112] 因此,因为在消除电路30中生成的抵消分量是小振幅,所以若将纵向耦合型谐振器31和发送侧滤波器10的串联臂谐振器的传输通路并排配置,则上述抵消分量会被上述串联臂谐振器的声表面波所干扰。另一方面,即使将纵向耦合型谐振器31和发送侧滤波器10的并联臂谐振器的传输通路并排配置,上述抵消分量也难以被上述串联臂谐振器的声表面波所干扰。由此,根据本变形例的结构,能够提高多工器的芯片布局的自由度,能够将芯片尺寸小型化,并且能够改善发送侧滤波器10的衰减特性。

[0113] 此外,在本变形例中,连接于纵向耦合型谐振器31的接地布线与连接于发送侧滤波器10的接地电极52在压电基板40上被连接,且与连接于接收侧滤波器20的接地电极在压电基板40上不被连接。

[0114] 由此,连接于纵向耦合型谐振器31的接地布线与连接于发送侧滤波器10的接地电极52连接,因此能够在压电基板40上共用纵向耦合型谐振器31和发送侧滤波器10的接地电极,使芯片尺寸的小型化成为可能。另一方面,因为连接于纵向耦合型谐振器31的接地布线

不与连接于接收侧滤波器20的接地电极连接,所以能够避免纵向耦合型谐振器31的谐振响应经由接地电极绕到接收侧滤波器20,因此,能够避免接收侧滤波器20的通过特性的劣化。

[0115] 另外,在本变形例中,电容元件32不是由梳齿状电极形成,而是由在压电基板40上对置的两个布线构成。关于电容元件32,只要根据需要的电容值适当地选择梳齿状电极或平行平板型电极等即可。

[0116] (其它变形例等)

[0117] 以上,虽然举出双工器的实施例对本发明的实施方式涉及的多工器进行了说明,但是本发明并不限于上述实施例。例如,对上述实施例实施了如下的变形的方式也包含于本发明。

[0118] 例如,上述实施例涉及的压电基板40也可以是在至少一部分具有压电性的基板。上述基板例如也可以在表面具备压电薄膜,由音速与该压电薄膜不同的膜以及支承基板等层叠体构成。此外,上述基板也可以在基板整体具有压电性。在该情况下,上述基板成为由压电体层一层构成的压电基板。

[0119] 此外,本发明涉及的多工器并不限于实施例那样的Band8的双工器。例如,本发明涉及的多工器也可以是对两个波段分别进行收发的四工器,进而,还可以是对3个以上的波段进行收发的多工器。进而,本发明涉及的多工器能够作为具有多个接收频带的分波器或具有多个发送频带的合波器进行应用。

[0120] 此外,在上述实施方式中,作为构成多工器的发送侧滤波器、接收侧滤波器以及纵向耦合型谐振器,例示了具有IDT电极的声表面波滤波器。然而,构成本发明涉及的多工器的各滤波器以及谐振器也可以是使用了声边界波或BAW(Bulk Acoustic Wave,体声波)的弹性波滤波器以及弹性波谐振器。由此,也能够达到与上述实施方式涉及的多工器具有的效果相同的效果。

[0121] 此外,例如在多工器中,也可以在各构成要素之间连接有电感器、电容器。另外,在该电感器中也可以包含基于将各构成要素间相连的布线的布线电感器。

[0122] 本发明能够作为能够应用于多波段化的频率标准的低损耗且高隔离度的多工器而广泛利用于便携式电话等通信设备。

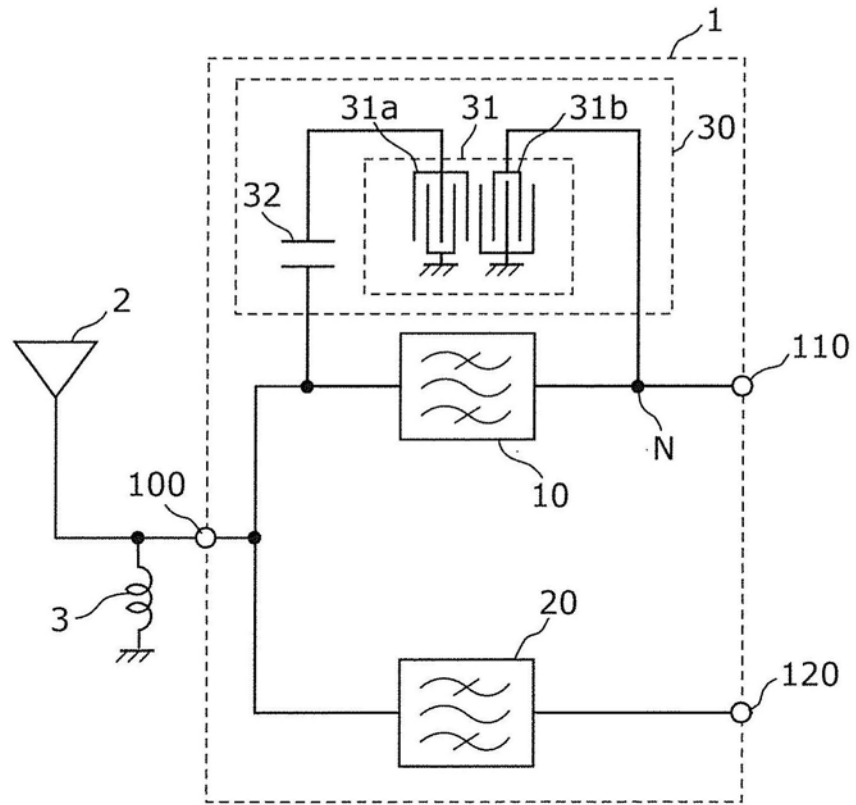


图1

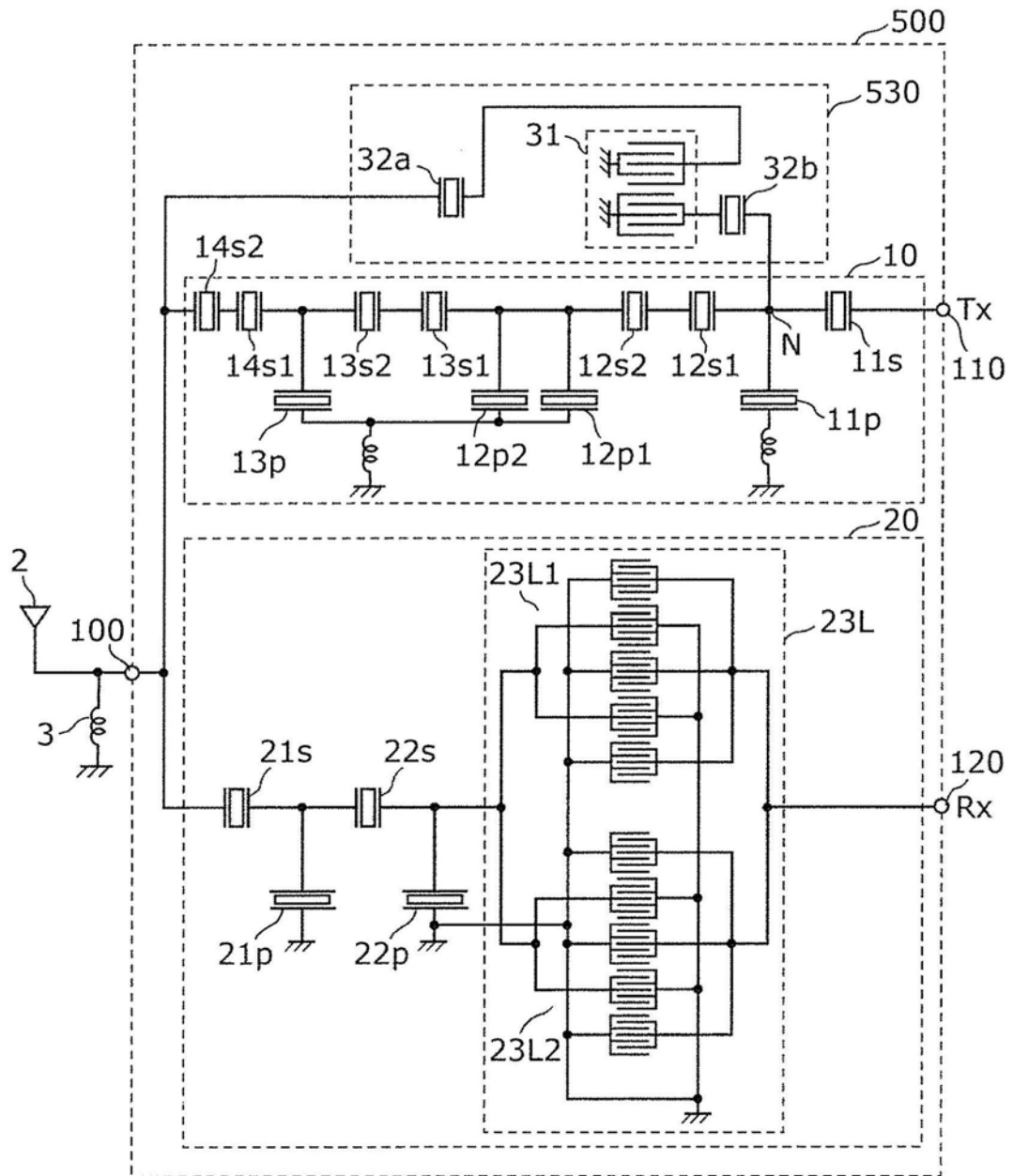


图3

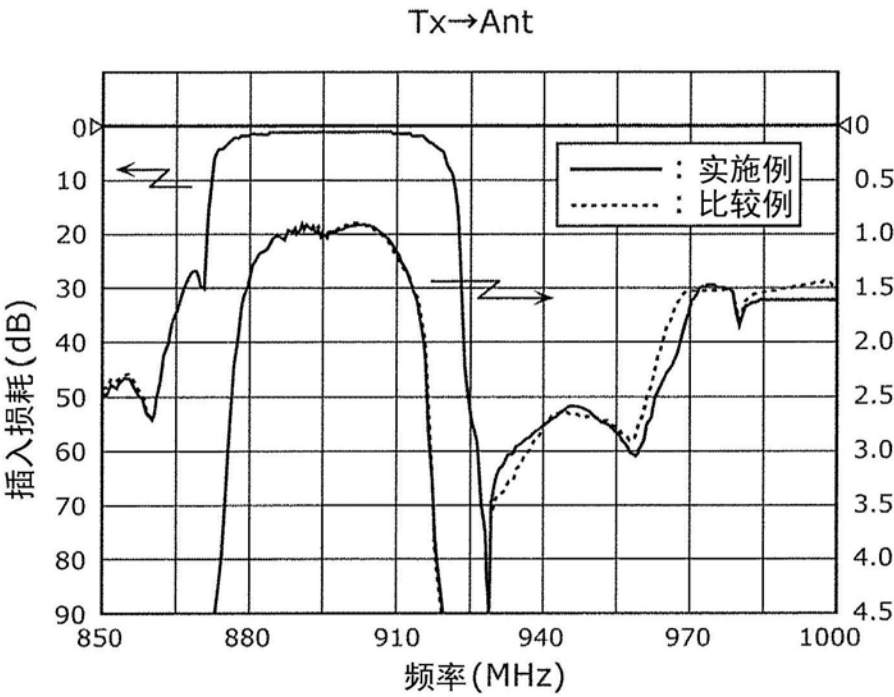


图4A

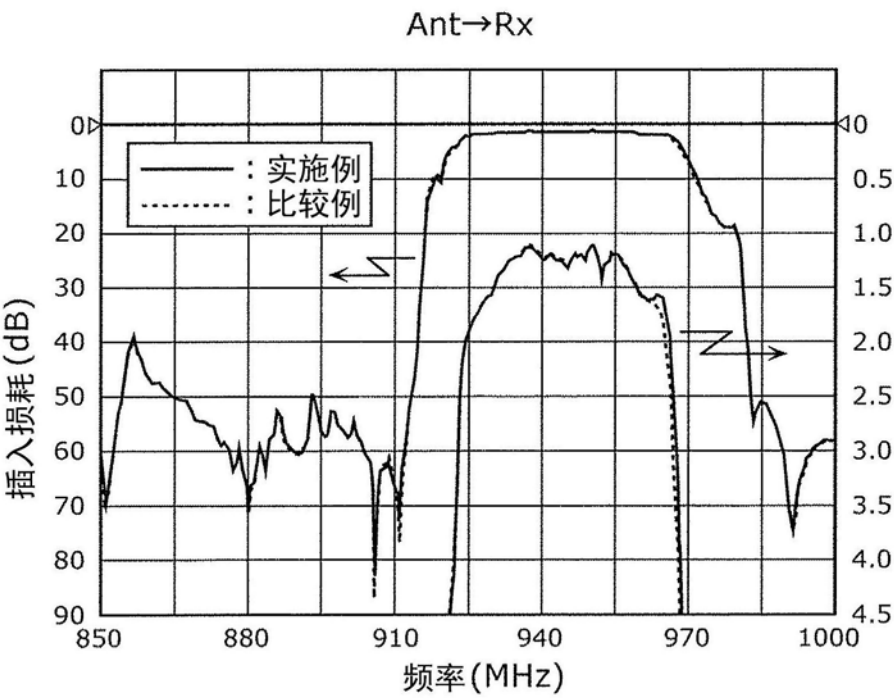


图4B

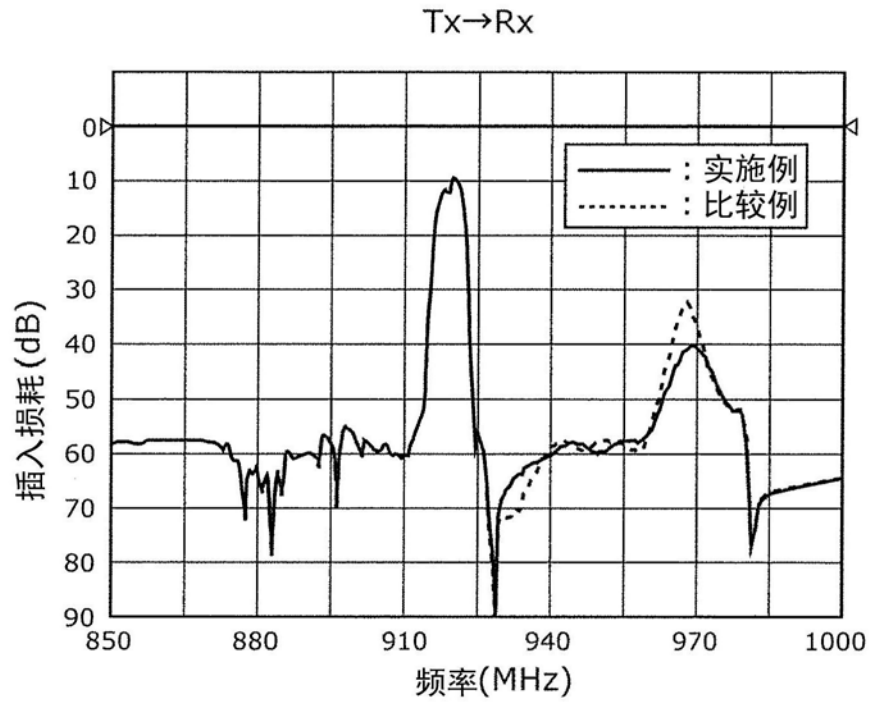


图4C

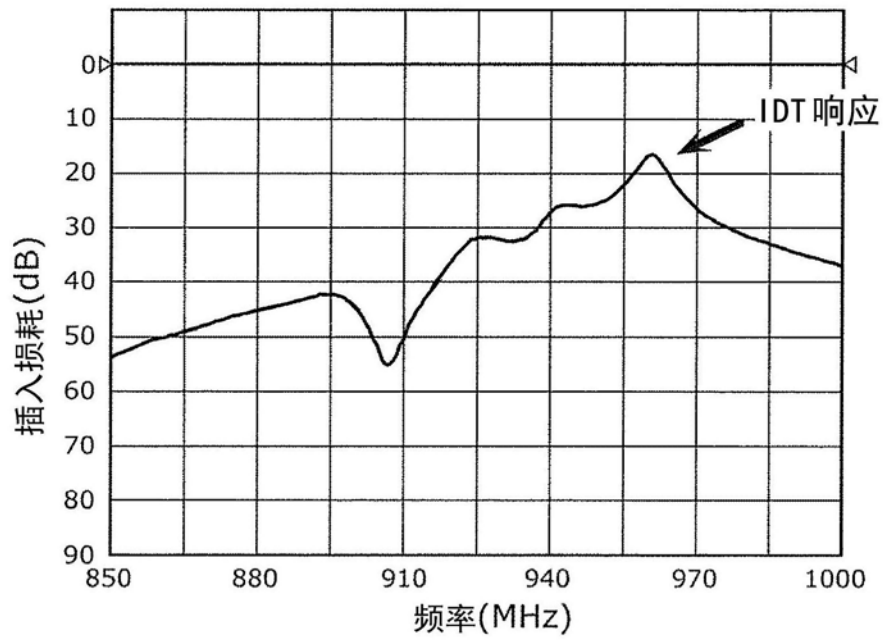


图5

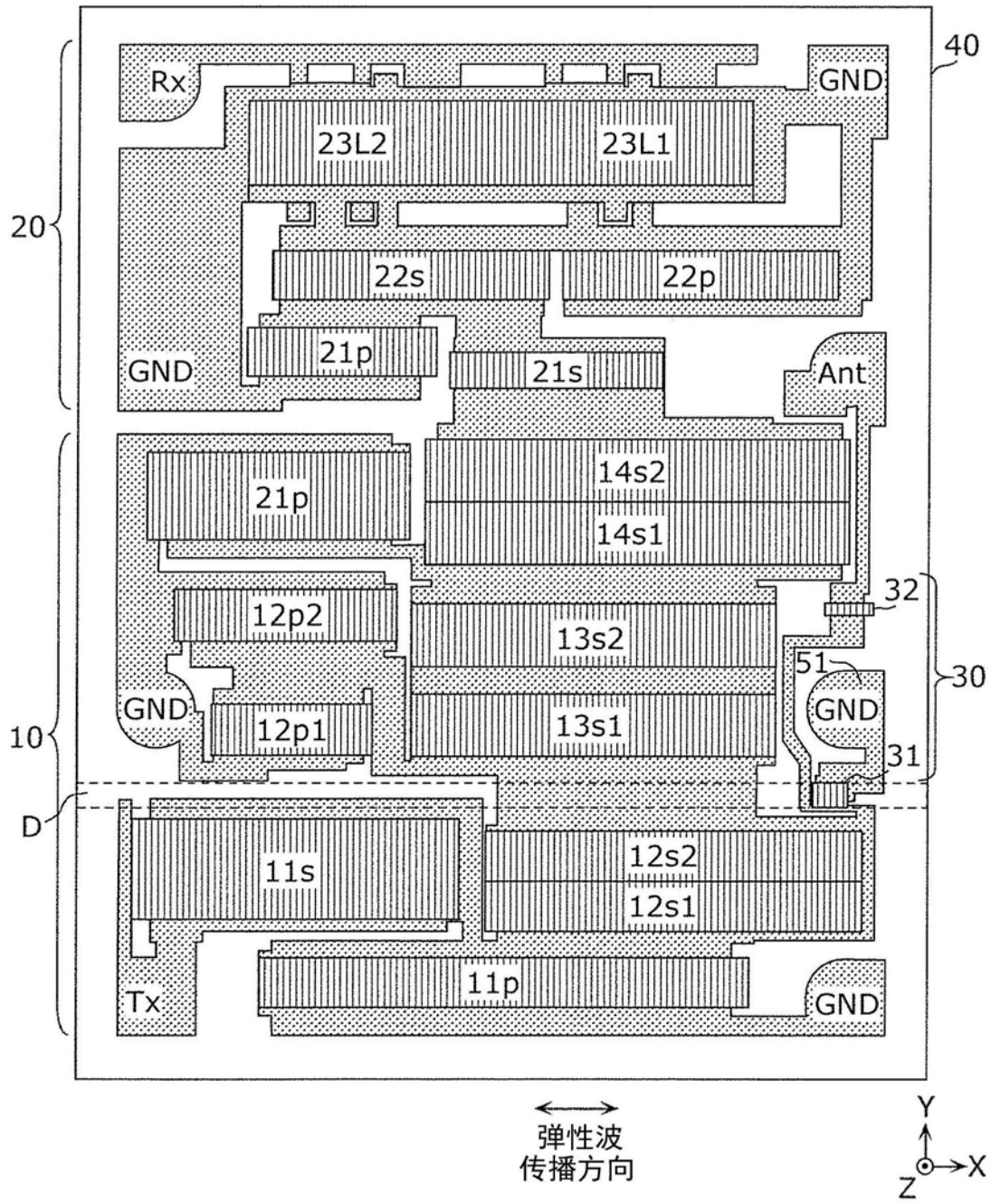


图6

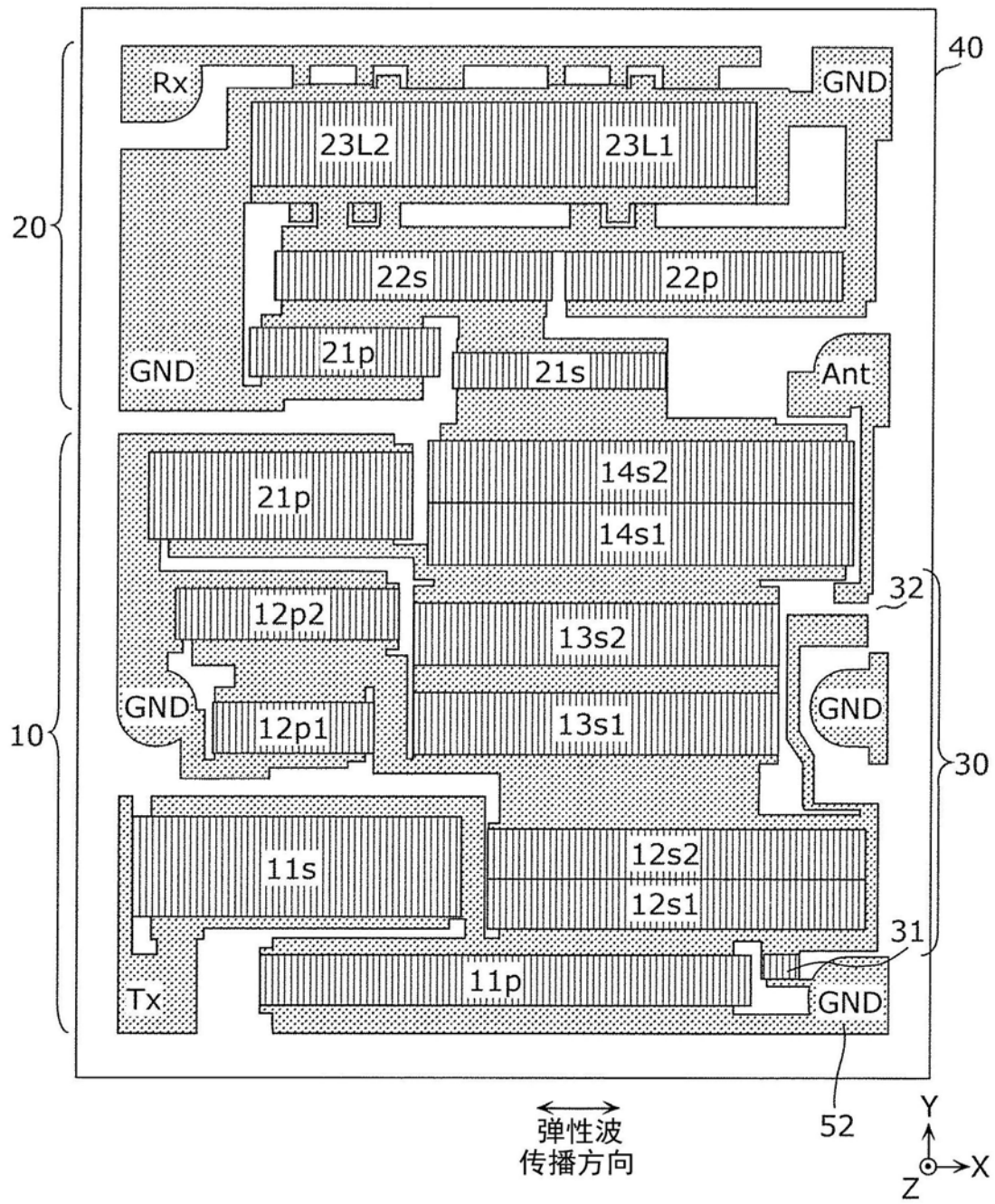


图7

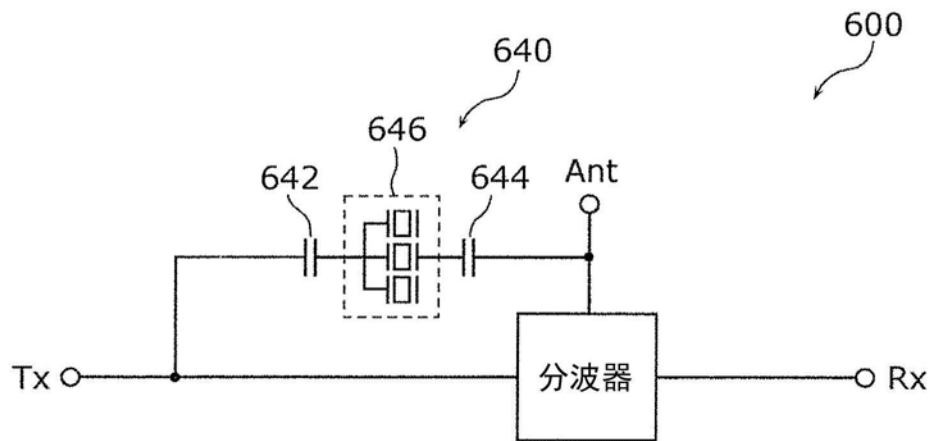


图8