



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104205630 B

(45)授权公告日 2016.09.07

(21)申请号 201380019145.X

(73)专利权人 京瓷株式会社

(22)申请日 2013.04.24

地址 日本京都府

(65)同一申请的已公布的文献号

(72)发明人 岸野哲也 仲井刚

申请公布号 CN 104205630 A

(74)专利代理机构 中科专利商标代理有限责任
公司 11021

(43)申请公布日 2014.12.10

代理人 吴秋明

(30)优先权数据

(51)Int.Cl.

2012-100225 2012.04.25 JP

H03H 9/145(2006.01)

2012-287280 2012.12.28 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

(56)对比文件

2014.10.09

JP 2005260833 A, 2005.09.22,
WO 2010098065 A1, 2010.09.02,
JP 2011086997 A, 2011.04.28,
CN 101595641 A, 2009.12.02,

(86)PCT国际申请的申请数据

审查员 范晶晶

PCT/JP2013/062085 2013.04.24

权利要求书3页 说明书19页 附图14页

(87)PCT国际申请的公布数据

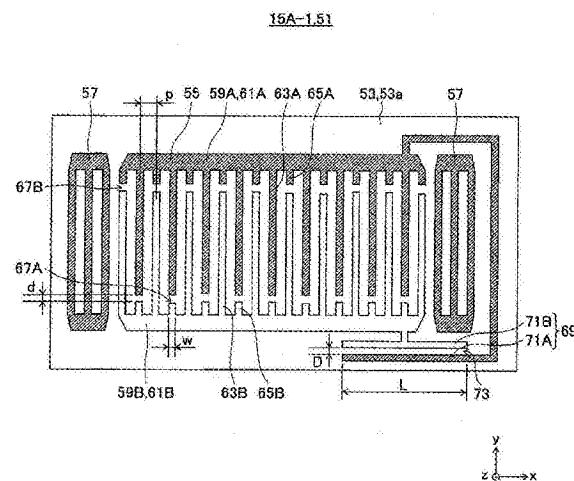
W02013/161881 JA 2013.10.31

(54)发明名称

弹性波元件、分波器以及通信模块

(57)摘要

SAW元件(51)具备：基板(53)；具备位于基板(53)的上表面(53a)的第1梳齿电极(59A)以及第2梳齿电极(59B)的IDT(55)；以及位于基板(53)的上表面(53a)的电容元件(69)。电容元件(69)具备：与第1梳齿电极(59A)连接的第一对置电极(71A)；以及与第2梳齿电极(59B)连接、且隔着第3间隙(73)与第一对置电极(71A)对置的第二对置电极(71B)。从第一对置电极(71A)经由第3间隙(73)朝向第二对置电极(71B)的方向与从第1梳齿电极(59A)经由间隙(67)朝向第2梳齿电极(59B)的方向是相反方向。在将间隙(67)的间隔设为d_i、将宽度设为w_i、将第3间隙(73)的间隔设为D_j、并将宽度设为W_j时，0<Σ(W_j/D_j²)<2Σ(w_i/d_i²)成立。



1. 一种弹性波元件,具备:

压电基板;

叉指换能器IDT,其具备位于该压电基板的上表面的第1梳齿电极以及第2梳齿电极;和1个电容元件,其位于所述压电基板的上表面,并与所述IDT电连接,

所述第1梳齿电极具备:

第1母线;和

从该第1母线延伸的多个第1电极指,

所述第2梳齿电极具备:

第2母线;和

从该第2母线延伸的多个第2电极指,

所述第1梳齿电极以及所述第2梳齿电极中,所述多个第1电极指与所述多个第2电极指相互啮合,

所述第1电极指在其延伸的方向上前端隔着第1间隙与第2梳齿电极对置,

所述第2电极指在其延伸的方向上前端隔着第2间隙与第1梳齿电极对置,

所述电容元件具备:

第1对置电极,其与所述第1梳齿电极连接;和

第2对置电极,其与所述第2梳齿电极连接,并隔着第3间隙与所述第1对置电极对置,

从所述第1对置电极经由第3间隙朝向所述第2对置电极的方向与从所述第1梳齿电极经由所述第1间隙朝向所述第2梳齿电极的方向以及从所述第1梳齿电极经由所述第2间隙朝向所述第2梳齿电极的方向是相反方向,

在将所述第1间隙以及所述第2间隙的合计数设为n,其中n≥2,并将所述第1间隙以及所述第2间隙当中从所述IDT的一端起依次数的第i个的第1间隙以及第2间隙的长度以及宽度分别设为d_i、w_i,其中1≤i≤n时,所述第3间隙的长度D以及宽度L满足下述的(A)式,

$$0 < \frac{L}{D^2} < 2 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (A)$$

2. 根据权利要求1所述的弹性波元件,其中,

所述第3间隙的长度D以及宽度L满足下述的(B)式,

$$0.45 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} < \frac{L}{D^2} < 1.45 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (B)$$

3. 根据权利要求2所述的弹性波元件,其中,

所述第3间隙的长度D以及宽度L满足下述的(C)式,

$$\frac{L}{D^2} = \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (C)$$

4. 根据权利要求1~3中任一项所述的弹性波元件,其中,

所述第1梳齿电极还具备:在所述多个第1电极指间从所述第1母线向所述第2母线侧延伸、其前端隔着所述第2间隙与所述多个第2电极指的前端对置的多个第1虚设电极指,

所述第2梳齿电极还具备:在所述多个第2电极指间从所述第2母线向所述第1母线侧延

伸、其前端隔着所述第1间隙与所述多个第1电极指的前端对置的多个第2虚设电极指。

5. 根据权利要求1~3中任一项所述的弹性波元件，其中，

所述第1母线与所述第1对置电极一体化。

6. 根据权利要求4所述的弹性波元件，其中，

所述第1母线与所述第1对置电极一体化。

7. 一种弹性波元件，具备：

压电基板；

叉指换能器IDT，其具备位于该压电基板的上表面的第1梳齿电极以及第2梳齿电极；和2个以上的电容元件，其位于所述压电基板的上表面，并与所述IDT电连接，

所述第1梳齿电极具备：

第1母线；和

从该第1母线延伸的多个第1电极指，

所述第2梳齿电极具备：

第2母线；和

从该第2母线延伸的多个第2电极指，

所述第1梳齿电极以及所述第2梳齿电极中，所述多个第1电极指与所述多个第2电极指相互啮合，

所述第1电极指在其延伸的方向上前端隔着第1间隙与第2梳齿电极对置，

所述第2电极指在其延伸的方向上前端隔着第2间隙与第1梳齿电极对置，

所述电容元件具备：

与所述第1梳齿电极连接的2个以上的第1对置电极；和

2个以上的第2对置电极，其与所述第2梳齿电极连接，并隔着第3间隙与所述第1对置电极对置，

从所述第1对置电极经由第3间隙朝向所述第2对置电极的方向与从所述第1梳齿电极经由所述第1间隙朝向所述第2梳齿电极的方向以及从所述第1梳齿电极经由所述第2间隙朝向所述第2梳齿电极的方向是相反方向，

在将所述第1间隙以及所述第2间隙的合计数设为n，其中n≥2，将所述第1间隙以及所述第2间隙当中从所述IDT的一端起依次数的第i个的第1间隙以及第2间隙的长度以及宽度分别设为d_i、w_i，其中1≤i≤n，将所述第3间隙的合计数设为m，其中m≥2，并将第j个所述第3间隙的长度以及宽度分别设为D_j、W_j，其中1≤j≤m时，

所述电容元件满足下述的(D)式，

$$0 < \sum_{j=1}^m \frac{W_j}{D_j^2} < 2 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (D)$$

8. 一种弹性波元件，具备：

压电基板；

叉指换能器IDT，其具备位于该压电基板的上表面的第1梳齿电极以及第2梳齿电极；和一对反射器，其按照夹着所述IDT的方式位于所述压电基板的上表面，

所述第1梳齿电极具备：

第1母线;和

从该第1母线延伸的多个第1电极指，

所述第2梳齿电极具备：

第2母线;和

从该第2母线延伸的多个第2电极指，

所述第1梳齿电极以及所述第2梳齿电极中，所述多个第1电极指与所述多个第2电极指相互啮合，

所述第1电极指在其延伸的方向上前端隔着第1间隙与第2梳齿电极对置，

所述第2电极指在其延伸的方向上前端隔着第2间隙与第1梳齿电极对置，

所述反射器具备：

第1对置电极，其与所述第1梳齿电极连接；和

第2对置电极，其与所述第2梳齿电极连接，并与所述第1对置电极对置，

所述第1对置电极以及所述第2对置电极的一者的电极具备：朝向所述第1对置电极以及所述第2对置电极的另一者的电极延伸、且在其延伸的方向上前端隔着第3间隙与所述另一者的电极对置的多个第3电极指，

从所述第1对置电极经由所述第3间隙朝向所述第2对置电极的方向与从所述第1梳齿电极经由所述第1间隙朝向所述第2梳齿电极的方向以及从所述第1梳齿电极经由所述第2间隙朝向所述第2梳齿电极的方向是相反方向。

9. 根据权利要求8所述的弹性波元件，其中，

在将所述第1间隙以及所述第2间隙的合计数设为n，其中n≥2，将所述第1间隙以及所述第2间隙当中的从所述IDT的一端起依次数的第i个的第1间隙以及第2间隙的长度以及宽度分别设为d_i、w_i，其中1≤i≤n，将所述第3间隙的合计数设为m，其中m≥2，并将第j个所述第3间隙的长度以及宽度分别设为D_j、W_j，其中1≤j≤m时，

所述反射器满足下述的(D)式，

$$0 < \sum_{j=1}^m \frac{W_j}{D_j^2} < 2 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (D)$$

10. 根据权利要求8或9所述的弹性波元件，其中，

所述第3间隙位于与延长区域相偏离的区域，该延长区域是使所述第1电极指与所述第2电极指的交叉区域沿弹性波的传播方向延长而得到的。

11. 一种分波器，具备：

天线端子；

发送滤波器，其对发送信号进行滤波并输出给所述天线；和

接收滤波器，其对来自所述天线的接收信号进行滤波，

所述发送滤波器具备权利要求1～10中任一项所述的弹性波元件。

12. 一种通信模块，具备：

天线；

权利要求11所述的分波器，其与所述天线电连接；和

射频集成电路RF-IC，其与所述分波器电连接。

弹性波元件、分波器以及通信模块

技术领域

[0001] 本发明涉及弹性表面波(SAW:Surface Acoustic Wave)元件等的弹性波元件、分波器以及通信模块。

背景技术

[0002] 已知具有压电基板以及设于压电基板的主面上的IDT(InterDigital Transducer, 又指换能器)的弹性波元件。将这样的弹性波元件例如利用在分波器的发送滤波器、接收滤波器等中。

[0003] 在弹性波元件中,由于因元件的非线性而产生的电气失真波,有时会导致电气特性下降。例如,在使用弹性波元件的分波器中,发送频带以及接收频带的频带外的干扰波、以及发送波被混合在一起,从而产生包含在接收频带内的失真波。将该失真波称作互调失真(IMD:Inter-Modulation Distortion),这是使无线装置的通信质量(SN比)降低的原因之一。此外,还可能产生具有发送波的整数倍的频率的谐波失真,由此发生干扰其它无线装置的通信这样的问题。

[0004] 为此,为了抑制因失真波引起的SN比的降低,不改变静电电容地将构成分波器的梯型滤波器的串联谐振器或并联谐振器进行分割的方法是已知的(例如专利文献1)。通过分割串联谐振器或并联谐振器来使施加给该谐振器的电压分散,从而抑制失真波。

[0005] 另外,虽然不是与抑制失真波的技术相关的文献,但在专利文献2中公开了设置于压电基板的主面上且与IDT并联连接的电容元件。

[0006] 但是,若不改变静电电容地分割谐振器,则与分割前相比,谐振器大型化,进而导致弹性波元件大型化。

[0007] 先行技术文献

[0008] 专利文献

[0009] 专利文献1:JP特开2007-074698号公报

[0010] 专利文献2:JP特开平5-167384号公报

[0011] 因此,期望提供能更合适地抑制失真波的影响的弹性波元件、分波器以及通信模块。

发明内容

[0012] 发明的概要

[0013] 本发明的1个方式所涉及的弹性波元件具备:压电基板;具备位于该压电基板的上表面的第1梳齿电极以及第2梳齿电极的IDT;以及位于所述压电基板的上表面的与所述IDT电连接的1个电容元件,所述第1梳齿电极具备:第1母线;以及从该第1母线延伸的多个第1电极指,所述第2梳齿电极具备:第2母线;以及从该第2母线延伸的多个第2电极指,所述第1梳齿电极以及所述第2梳齿电极中,所述多个第1电极指与所述多个第2电极指相互啮合,所述第1电极指在其延伸的方向上前端隔着第1间隙与第2梳齿电极对置,所述第2电极指在其

延伸的方向上前端隔着第2间隙与第1梳齿电极对置,所述电容元件具备:与所述第1梳齿电极连接的第1对置电极;与所述第2梳齿电极连接、且隔着第3间隙与所述第1对置电极对置的第2对置电极,从所述第1对置电极经由第3间隙朝向所述第2对置电极的方向与从所述第1梳齿电极经由所述第1间隙朝向所述第2梳齿电极的方向以及从所述第1梳齿电极经由所述第2间隙朝向所述第2梳齿电极的方向是相反方向,在将所述第1间隙以及所述第2间隙的合计数设为n($n \geq 2$)、将所述第1间隙以及所述第2间隙当中从所述IDT的一端起依次数的第i个的第1间隙以及第2间隙的长度以及宽度分别设为 d_i, w_i ($1 \leq i \leq n$)时,所述第3间隙的长度D以及宽度L满足下述的(A)式。

[0014] [数式1]

$$[0015] \quad 0 < \frac{L}{D^2} < 2 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (\text{A})$$

[0016] 本发明的1个方式所涉及的弹性波元件具备:压电基板;具备位于该压电基板的上表面的第1梳齿电极以及第2梳齿电极的IDT;以及位于所述压电基板的上表面的与所述IDT电连接的2个以上的电容元件,所述第1梳齿电极具备:第1母线;以及从该第1母线延伸的多个第1电极指,所述第2梳齿电极具备:第2母线;以及从该第2母线延伸的多个第2电极指,所述第1梳齿电极以及所述第2梳齿电极中,所述多个第1电极指与所述多个第2电极指相互啮合,所述第1电极指在其延伸的方向上前端隔着第1间隙与第2梳齿电极对置,所述第2电极指在其延伸的方向上前端隔着第2间隙与第1梳齿电极对置,所述电容元件具备:与所述第1梳齿电极连接的2个以上的第1对置电极;以及与所述第2梳齿电极连接、且隔着第3间隙与所述第1对置电极对置的2个以上的第2对置电极,从所述第1对置电极经由第3间隙朝向所述第2对置电极的方向与从所述第1梳齿电极经由所述第1间隙朝向所述第2梳齿电极的方向以及从所述第1梳齿电极经由所述第2间隙朝向所述第2梳齿电极的方向是相反方向,在将所述第1间隙以及所述第2间隙的合计数设为n($n \geq 2$)、将所述第1间隙以及所述第2间隙当中从所述IDT的一端起依次数的第i个的第1间隙以及第2间隙的长度以及宽度分别设为 d_i, w_i ($1 \leq i \leq n$)、将所述第3间隙的合计数设为m($m \geq 2$)、并将第j个所述第3间隙的长度以及宽度分别设为 D_j, W_j ($1 \leq j \leq m$)时,所述电容元件满足下述的(D)式。

[0017] [数式2]

$$[0018] \quad 0 < \sum_{j=1}^m \frac{W_j}{D_j^2} < 2 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (\text{D})$$

[0019] 本发明的1个方式所涉及的弹性波元件具备:压电基板;具备位于该压电基板的上表面的第1梳齿电极以及第2梳齿电极的IDT;以及按照夹着所述IDT的方式位于所述压电基板的上表面的一对反射器,所述第1梳齿电极具备:第1母线;以及从该第1母线延伸的多个第1电极指,所述第2梳齿电极具备:第2母线;以及从该第2母线延伸的多个第2电极指,所述第1梳齿电极以及所述第2梳齿电极中,所述多个第1电极指与所述多个第2电极指相互啮合,所述第1电极指在其延伸的方向上前端隔着第1间隙与第2梳齿电极对置,所述第2电极指在其延伸的方向上前端隔着第2间隙与第1梳齿电极对置,所述反射器具备:与所述第1梳齿电极连接的第1对置电极;以及与所述第2梳齿电极连接、且与所述第1对置电极对置的第

2对置电极，所述第1对置电极以及所述第2对置电极的一者的电极具备：朝向所述第1对置电极以及所述第2对置电极的另一者的电极延伸、且在其延伸的方向上前端隔着第3间隙与所述另一者的电极对置的多个第3电极指，从所述第1对置电极经由所述第3间隙朝向所述第2对置电极的方向与从所述第1梳齿电极经由所述第1间隙朝向所述第2梳齿电极的方向以及从所述第1梳齿电极经由所述第2间隙朝向所述第2梳齿电极的方向是相反方向。

[0020] 本发明的1个方式所涉及的分波器具备：天线端子；对发送信号进行滤波并输出给所述天线的发送滤波器；以及对来自所述天线的接收信号进行滤波的接收滤波器，所述发送滤波器具备上述任一者所述的弹性波元件。

[0021] 本发明的1个方式所涉及的通信模块是具备天线、与所述天线电连接的上述的分波器、以及与所述分波器电连接的RF-IC(射频集成电路，射频芯片)的通信模块。

[0022] 根据上述的构成，能抑制失真波的影响。

附图说明

[0023] 图1是表示包含本发明的第1实施方式所涉及的分波器在内的通信模块的信号处理系统的构成的框图。

[0024] 图2是表示图1的分波器的构成的电路图。

[0025] 图3是表示构成图2的分波器的串联谐振器的SAW元件的俯视图。

[0026] 图4是说明图2的分波器的作用的图。

[0027] 图5是表示第2实施方式所涉及的SAW元件的俯视图。

[0028] 图6是表示第3实施方式所涉及的SAW元件的俯视图。

[0029] 图7(a)是表示第4实施方式所涉及的SAW元件的电路图，图7(b)是表示第5实施方式所涉及的SAW元件的电路图。

[0030] 图8是表示第6实施方式所涉及的SAW元件的俯视图。

[0031] 图9是表示第7实施方式所涉及的分波器的一部分的俯视图。

[0032] 图10是表示第8实施方式所涉及的SAW元件的俯视图。

[0033] 图11是表示图10的SAW元件的变形例的俯视图。

[0034] 图12是表示图10的SAW元件的另一变形例的俯视图。

[0035] 图13是表示第9实施方式所涉及的SAW元件的俯视图。

[0036] 图14是表示针对二次谐波的模拟计算结果的图。

[0037] 图15(a)～图15(b)是表示比较例以及实施例的SAW元件中的二次谐波的实测结果的图。

具体实施方式

[0038] 以下参考附图来说明本发明的实施方式所涉及的SAW元件以及分波器。另外，以下的说明中使用的图是示意图，图面上的尺寸比率等并不一定与现实一致。

[0039] 在第2实施方式以后，对与已经说明的实施方式的构成相同或类似的构成，标注与已经说明的实施方式相同的标号，有时会省略说明。

[0040] <第1实施方式>

[0041] (通信模块)

[0042] 图1是表示本发明的第1实施方式所涉及的分波器1(双工器)的利用例(通信模块101)的主要部分的框图。通信模块101进行利用电波的无线通信。分波器1具有在通信模块101中将发送频率的信号和接收频率的信号进行分波的功能。

[0043] 在通信模块101中,包含要发送的信息的发送信息信号TIS被RF-IC103实施调制以及频率的上拉(向载波频率的高频信号的变换)而成为发送信号TS。发送信号TS被带通滤波器105去除发送用的通过频带以外的不需要分量,被放大器107放大并输入到分波器1。然后,分波器1从所输入的发送信号TS中去除发送用的通过频带以外的不需要分量后输出给天线109。天线109将所输入的电信号(发送信号TS)变换为无线信号(电波)进行发送。

[0044] 另外,在通信模块101中,由天线109接收到的无线信号(电波)被天线109变换为电信号(接收信号RS)并输入到分波器1。分波器1从所输入的接收信号RS中去除接收用的通过频带以外的不需要分量后输出给放大器111。输出的接收信号RS被放大器111放大,被带通滤波器113去除接收用的通过频带以外的不需要分量。并且,接收信号RS被RF-IC103进行频率的下拉以及解调而成为接收信息信号RIS。

[0045] 另外,发送信息信号TIS以及接收信息信号RIS可以是包含适宜的信息的低频信号(基带信号),例如是模拟的声音信号或数字化的声音信号。无线信号的通过频带可以是遵循UMTS(Universal Mobile Telecommunications System,通用移动通信系统)等的各种标准的频带。调制方式可以是相位调制、振幅调制、频率调制或者它们当中任意2个以上的组合。电路方式在图1中例示了直接转换方式,但也可以是这以外的适宜的方式,例如是双超外差方式。另外,图1示意地仅示出主要部分,也可以在适宜的位置追加低通滤波器或隔离器等,另外,也可以变更放大器等的位置。

[0046] (分波器)

[0047] 图2是表示分波器1的构成的电路图。

[0048] 分波器1具有:被输入来自放大器107的发送信号TS的发送端子3;从发送信号TS中去除发送用的通过频带以外的不需要分量后进行输出的发送滤波器5;以及被输入来自发送滤波器5的信号的天线端子7。天线端子7与天线109连接。

[0049] 另外,分波器1具有:从介由天线端子7从天线109输入的接收信号RS中去除接收用的通过频带以外的不需要分量后进行输出的接收滤波器9;以及被输入来自接收滤波器9的信号的接收端子11。接收端子11与放大器111连接。

[0050] 发送滤波器5例如由梯型SAW滤波器构成。即,发送滤波器5具有:在其输入侧与输出侧间串联连接的1个以上(本实施方式中为3个)第1串联谐振器15A-1~第3串联谐振器15A-3;以及设置在该串联的行与基准电位部之间的1个以上(本实施方式中为2个)并联谐振器15B。另外,以下有时将第1串联谐振器15A-1~第3串联谐振器15A-3仅称作“串联谐振器15A”,并不将它们区别,另外,有时将串联谐振器15A以及并联谐振器15B仅称作“谐振器15”而并不将它们区别。

[0051] 第1串联谐振器15A-1是在发送滤波器5最靠近天线端子7的谐振器15。另外,也可以在发送滤波器5、接收滤波器9与天线端子7之间插入阻抗匹配用的电路。

[0052] 接收滤波器9例如具有:多重模式型SAW滤波器17;和串联连接在其输入侧的辅助谐振器15C(有时仅称作“谐振器15”)。另外,在本实施方式中,多重模式包含二重模式。

[0053] (SAW元件)

[0054] 图3是表示构成第1串联谐振器15A-1的SAW元件51的构成的俯视图。

[0055] 另外,SAW元件51哪个方向都能设为上方或下方,但以下为了方便,定义正交坐标系xyz并以z方向的正侧(图3的纸面近前侧)为上方,并由此使用上表面、下表面等的术语。

[0056] SAW元件51例如构成为单端口SAW谐振器,具有:基板53;和设置在基板53的上表面53a的IDT55以及反射器57。另外,SAW元件51也可以除了上述的以外,还具有配置在IDT55以及反射器57的上表面的附加膜、介于IDT55以及反射器57与基板53之间的粘合层、从IDT55以及反射器57(或附加膜)之上覆盖基板53的上表面53a的保护层等。另外,在图3中,省略用于对IDT55进行信号的输入输出的布线的图示。

[0057] 基板53由压电基板构成。例如,基板53由铌酸锂(LiNbO₃)单晶等具有压电性的单晶的基板构成。更合适地,基板53由40°±10°Y-X切割的LiTaO₃基板、128°±10°Y-X切割的LiNbO₃基板或0°±10°Y-X切割的LiNbO₃基板构成。此外,也可以使用水晶(SiO₂)单晶等。对基板53的平面形状以及各种尺寸适宜地进行设定。

[0058] IDT55由形成在基板53的上表面53a的导电图案(导电层)构成,具有第1梳齿电极59A以及第2梳齿电极59B。另外,在以下有时将第1梳齿电极59A以及第2梳齿电极59B仅称作梳齿电极59,并不将它们区别。另外,关于第1梳齿电极59A所涉及的构成等,有时如“第1母线61A”等那样标注“第1”以及“A”,关于第2梳齿电极59B所涉及的构成等,有时如“第2母线61B”等那样标注“第2”以及“B”,另外,有时省略“第1”、“第2”、“A”、以及“B”。

[0059] 各梳齿电极59具有:相互对置的2根母线61;从各母线61向其它母线61侧延伸的多个电极指63;以及在多个电极指63间从各母线61向其它母线61侧延伸的多个虚设电极65。并且,将一对梳齿电极59配置为多个电极指63相互啮合(像交叉那样)。

[0060] 另外,SAW的传播方向由多个电极指63的朝向等来规定,但在本实施方式中为了方便,有时以SAW的传播方向为基准来说明多个电极指63的朝向等。

[0061] 母线61例如以大致恒定的宽度形成为在SAW的传播方向(x方向)上直线状延伸的长条状。并且,一对母线61在与SAW的传播方向交叉(本实施方式中为正交)的方向(y方向)上对置。另外,一对母线61例如相互平行,一对母线61间的距离在SAW的传播方向上恒定。

[0062] 多个电极指63以大致恒定的宽度形成为在与SAW的传播方向正交的方向(y方向)上直线状延伸的长条状,在SAW的传播方向(x方向)上以大致恒定的间隔排列。将一对梳齿电极59的多个电极指63的间距p(例如电极指63的中心间距离)设定为例如与希望谐振的频率下的SAW的波长λ的半波长相同。波长λ例如为1.5μm~6μm。

[0063] 多个电极指63的长度(前端的位置)例如彼此相等。例如,多个电极指63的宽度w例如彼此相等。另外,这些尺寸可以对应于对SAW元件51所要求的电气特性等来适宜设定。例如,宽度w相对于多个电极指63的间距p为0.4p~0.7p。

[0064] 多个虚设电极65例如以大致恒定的宽度形成为在与SAW的传播方向正交的方向(y方向)上直线状延伸的长条状,配置在多个电极指63间的中央(以与多个电极指63同等的间距进行排列)。并且,一方的梳齿电极59的虚设电极65的前端与另一方的梳齿电极59的电极指63的前端隔着间隙67(第1间隙67A、第2间隙67B)对置。虚设电极65的宽度(x方向)例如与电极指63的宽度w同等。多个虚设电极65的长度(y方向)例如彼此相等。

[0065] 多个间隙67的数量与多个电极指63的根数相同。另外,多个间隙67的宽度w与多个电极指63的宽度以及多个虚设电极65的宽度相等,另外,间隙67之间彼此相等。关于多个间

隙67的长度d(y方向的大小,以下有时将间隙的长度仅称作“间隙长度”),对于间隙67彼此而言,相互等同。间隙长度d可以对应于对SAW元件51要求的电气特性等适宜地设定。例如,间隙长度d为 $0.1\lambda \sim 0.6\lambda$ 。

[0066] IDT55例如由金属形成。作为该金属,例如能举出Al或以Al为主成分的合金(Al合金)。Al合金例如是Al-Cu合金。另外,IDT55也可以由多个金属层构成。可以对IDT55的厚度适宜地进行设定。

[0067] 在由IDT55对基板53施加电压时,在基板53的上表面53a附近感应出沿上表面53a在x方向上传播的SAW。另外,SAW被电极指63反射。并且形成以电极指63的间距p为半波长的驻波。驻波被变化为与该驻波相同频率的电信号,并被电极指63取出。如此,SAW元件51作为谐振器或滤波器发挥功能。

[0068] 反射器57由形成在基板53的上表面53a的导电图案(导电层)构成,俯视观察下形成为格子状。即,反射器57具有在与SAW的传播方向交叉的方向上相互对置的一对母线(标号省略)以及在这些母线间在与SAW的传播方向正交的方向(y)上延伸的多个电极指(标号省略)。反射器57的多个电极指以与DT55的多个电极指63以大致同等的间距排列。

[0069] (用于抑制失真波的构成)

[0070] SAW元件51除了上述的基本的构成以外,为了抑制失真波对SN比带来的影响,还具有电容元件69。

[0071] 电容元件69由形成在基板53的上表面53a的导电图案(导电层)构成,是所谓的间隙型的电容器。具体地,电容元件69具有相互对置的第1对置电极71A以及第2对置电极71B。对置电极71例如以大致恒定的宽度形成为在SAW的传播方向(x方向)上直线状延伸的长条状,在与SAW的传播方向正交的方向上隔着第3间隙73对置。

[0072] 第1对置电极71A与第1梳齿电极59A连接,第2对置电极71B与第2梳齿电极59B连接。另一方面,从第1对置电极71A朝向第2对置电极71B的方向与从第1梳齿电极59A朝向第2梳齿电极59B的方向(从第1电极指63A经由第1间隙67A朝向第2虚设电极65B的方向以及从第1虚设电极65A经由第2间隙67B朝向第2电极指63B的方向)相反。

[0073] 将第3间隙73的间隙长度D以及宽度L设定为满足以下的(1)式。

$$L/D^2 = (w \times n)/d^2 \quad (1)$$

[0075] 在此,d以及w如已经说明的那样,是间隙67的长度以及宽度,n是一对梳齿电极59中的间隙67的个数(第1间隙67A的个数以及第2间隙67B的个数的总和)。

[0076] 更具体地,在本实施方式中,通过将间隙长度D以及宽度L设定为满足以下的(2)式以及(3)式来满足上述的(1)式。

$$D=d \quad (2)$$

$$L=w \times n \quad (3)$$

[0079] 另外,在图3中,电容元件69相对于IDT55以及反射器57位于y方向的负侧,但也可以设置在y方向的正侧、x方向的正侧或负侧等相对于IDT55以及反射器57适当的位置。

[0080] (其它的谐振器等的构成)

[0081] 在图2中示意地示出IDT55以及反射器57。

[0082] 第1串联谐振器15A-1以外的串联谐振器15A、并联谐振器15B以及辅助谐振器15C的构成除了在这些谐振器15中未设电容元件69这一点以外,其余都与第1串联谐振器15A-1

(SAW元件51)大致同样。另外,在这些谐振器15中也可以与第1串联谐振器15A-1同样地设置电容元件69。

[0083] 多重模式型SAW滤波器17如图2中示意地示出的那样,例如是纵向耦合型,具有:在SAW的传播方向上排列的多个(本实施方式中为3个)IDT55;以及配置在其两侧的反射器57。另外,多重模式型SAW滤波器17例如是将所输入的不平衡信号变换成平衡信号并输出的不平衡输入-平衡输出型。

[0084] 多个谐振器15以及多重模式型SAW滤波器17例如都设置在1个基板53的上表面53a,SAW的传播方向彼此相同。另外,图2由于是电路图,因此未将SAW的传播方向进行统一而图示了谐振器15等。

[0085] 图4是用于说明分波器1的作用的图。在图4中,横轴表示频率f,纵轴表示信号强度。

[0086] 发送信号TS(线St)以及接收信号RS(线Sr)分别是包含在发送频带Tx B以及接收频带Rx B中的给定频率下信号强度高的信号。在此,设在这些频带外产生了干扰信号(线N0)。该干扰信号自身被接收滤波器9衰减而不被RF-IC103接收。但是,有时干扰信号和发送信号TS会混合在一起而产生失真信号(线N1)。并且,在该失真信号的频率与接收信号RS的频率相同时,失真信号不被接收滤波器9衰减而被RF-IC103接收。

[0087] 失真信号由基板53中的压电特性的非线性引起而产生。具体如以下那样。

[0088] 在压电体中的变形S(机械性扭曲)以及电场E较小的情况下,压电特性为线性,压电基本式用以下的(4)式表征。

$$[0089] T = cS - eE \quad (4)$$

[0090] 在此,T是应力,c是弹性常数,e是压电常数。

[0091] 但是,在变形S以及电场E大时,由于变形量(S)相对于应力T饱和等,压电基本式如由以下的(5)式所示那样成为非线性。

$$[0092] T = cS + c_2S^2 + c_3S^3 - eE - e_2E^2 - e_3E^3 \dots \quad (5)$$

[0093] 在此, $c_2S^2 + c_3S^3 \dots$ 以及 $-e_2E^2 - e_3E^3 \dots$ 为非线性项。

[0094] 在将 $E_1\sin(\omega_1 t) + E_2\sin(\omega_2 t)$ 作为电场E输入到压电体时,在压电特性为线性的情况下(4)式成为以下的(6)式那样。另外,为了简单而省略变形S的效果。

$$[0095] T = -eE_1\sin(\omega_1 t) - eE_2\sin(\omega_2 t) \quad (6)$$

[0096] 如由该(6)式示出的那样,在压电体中产生与各个频率(ω_1, ω_2)对应的应力。

[0097] 另一方面,在压电特性为非线性的情况下(5)式成为以下的(7)式那样。另外,为了简单而省略变形S的效果,另外,表示到二阶的非线性项为止。

$$[0098] T = -eE_1\sin(\omega_1 t) - eE_2\sin(\omega_2 t)$$

$$[0099] -e_2(E_1^2\sin^2(\omega_1 t))$$

$$[0100] +2E_1E_2\sin(\omega_1 t)\sin(\omega_2 t)$$

$$[0101] +E_2^2\sin^2(\omega_2 t)) \quad (7)$$

[0102] 将上述的(7)式中的 $E_1E_2\sin(\omega_1 t)\sin(\omega_2 t)$ 改写为以下的(8)式那样。

$$[0103] E_1E_2\sin(\omega_1 t)\sin(\omega_2 t)$$

$$[0104] = -E_1E_2(\cos((\omega_1 + \omega_2)t) - \cos((\omega_1 - \omega_2)t))/2 \quad (8)$$

[0105] 如从该(8)式理解的那样,在压电特性为非线性的情况下,产生和与 ω_1 以及 ω_2 分

别不同的 $\omega_1 + \omega_2$ 的频率对应的应力。因此,在将发送信号TS的角频率设为 ω_1 、将干扰信号的角频率设为 ω_2 时,就产生角频率为 $\omega_1 + \omega_2$ 的失真信号。

[0106] 由这样的非线性引起的失真信号主要由间隙67引起而产生。具体如以下那样。

[0107] 关于第1电极指63A两侧的第2电极指63B,第1电极指63A朝向一者的第2电极指63B的方向(相对于晶体取向的方向)、与朝向另一者第2电极指63B的方向(相对于晶体取向的方向)彼此相反。另一方面,二阶的失真信号的电流的方向由晶体取向决定。因此,从第1电极指63A的两侧对其输入正负彼此相反的二阶的失真信号,它们相抵。在着眼于第2电极指63B的情况下也同样。由此,在第1电极指63A与第2电极指63B的交叉区域产生的失真信号整体相抵而变小。

[0108] 另一方面,从第1电极指63A朝向第2虚设电极65B的方向(相对于晶体取向的方向)、还有从第1虚设电极65A朝向第2电极指63B的方向(相对于晶体取向的方向)对全部的第1电极指63A以及第1虚设电极65A而言都彼此相同。因此,在间隙67产生、且被输入到第1梳齿电极59A的失真信号的正负彼此相同,不会相互抵消。在着眼于第2梳齿电极59B的情况下也同样。

[0109] 另外,在LiTaO₃基板和LiNbO₃基板中,由于结晶的c轴方向的介电常数的非线性较大,因此,与由图6的x方向的电场产生的失真信号相比,由y方向的电场产生的失真信号更大。这也是由压电体的非线性引起的失真信号主要因间隙67而产生的原因。

[0110] 并且,电容元件69生出抵消在该间隙67产生的失真信号的作用。即,从第1对置电极71A朝向第2对置电极71B的方向(相对于晶体取向的方向)由于与从第1梳齿电极59A经由多个间隙67朝向第2梳齿电极59B的方向(相对于晶体取向的方向)相反,因此相互连接的第一梳齿电极59A以及第1对置电极71A被输入正负彼此相反的失真信号,失真信号抵消。对第2梳齿电极59B以及第2对置电极71B而言也同样。由此,接收信号RS提升了SN比。

[0111] 特别是通过满足(2)式以及(3)式,在多个间隙67产生的失真信号、与在第3间隙73产生的失真信号的大小变得彼此相等,能有效地抵消失真信号。

[0112] 另外,二阶的失真信号由于与电场的平方成正比地变大,因此即使不满足(2)式以及(3)式,只要满足(1)式,就能使二阶的失真信号相抵,进而能大幅抵消失真信号整体。

[0113] 在分波器1中,由于发送信号TS的强度高于接收信号RS的强度,因此接收信号RS主要受到由发送信号TS和干扰信号产生的失真信号的影响。另外,由发送信号TS和干扰信号产生的失真信号易于在最靠近天线109的SAW元件即第1串联谐振器15A-1产生。

[0114] 因此,通过在第1串联谐振器15A-1设置电容元件69,能有效地抑制失真信号给SN比带来的影响。特别是通过仅在第1串联谐振器15A-1设置电容元件69,能抑制不需要的寄生电容变大。

[0115] <第2实施方式>

[0116] 图5是表示第2实施方式所涉及的SAW元件251的与图3同样的俯视图。

[0117] SAW元件251与第1实施方式的SAW元件51同样,例如都构成第1串联谐振器15A-1。SAW元件251仅电容元件269(第3间隙273)的间隙长度D以及宽度L的设定与第1实施方式的SAW元件51不同。具体如以下那样。

[0118] 电容元件269的间隙长度D以及宽度L与第1实施方式同样,设定为满足(1)式。其中,按照取代满足(2)式以及(3)式而满足以下的(9)式以及(10)式的方式来设定了电容元

件269的间隙长度D以及宽度L。

[0119] $D < d$ (9)

[0120] $L < w \times n$ (10)

[0121] 例如,在 $D=d/2, L=(w \times n)/4$ 时,满足(1)、(9)以及(10)式。

[0122] 在第2实施方式中,由于从与第1梳齿电极59A连接的第1对置电极271A朝向与第2梳齿电极59B连接的第2对置电极271B的方向(相对于晶体取向的方向)和从多个间隙67中的第1梳齿电极59A朝向第2梳齿电极59B的方向(相对于晶体取向的方向)相反,并且满足(1)式,因此能与第1实施方式同样地起到抵消失真信号的效果。

[0123] 另外,在满足(1)式并满足(9)式以及(10)式时,相对于第1实施方式的电容元件69,电容元件269的D成为 $1/k$ 倍,L成为 $1/k^2$ 倍($k>1$)。此时,电容元件269的电容成为电容元件69的 $1/k$ 倍。因此,第2实施方式与第1实施方式相比,能使寄生电容较小,例如能使滤波器的通过频带成为宽带。另外,由于电容元件269与第1实施方式的电容元件69相比小型化,因此能谋求提升SAW元件251的小型化或电容元件269在基板53上的配置的自由度。

[0124] <第3实施方式>

[0125] 图6是表示第3实施方式的SAW元件351的与图3同样的俯视图。

[0126] SAW元件351的IDT355被施予了所谓的切趾,多个电极指363的长度对应于SAW的传播方向的位置而变化。另外, IDT355不设虚设电极,一者的梳齿电极359的多个电极指363的前端隔着间隙367与另一者的梳齿电极359的母线61对置。

[0127] 通过对IDT355施予切趾并且不设虚设电极,多个间隙367的间隙长度 d_i 对应于SAW的传播方向的位置而变化。另外,多个间隙367的宽度w彼此相同。

[0128] SAW元件351与第1以及第2实施方式的SAW元件同样,具有由第1对置电极371A以及第2对置电极371B构成的电容元件369。另外,在第3实施方式中,第2母线61B的一部分兼用作第2对置电极371B。即,第2母线61B与第2对置电极371B一体化。另外,也可以使第1母线61A与第1对置电极371A一体化,并与该第1对置电极371A对置地配置第2对置电极371B。

[0129] 在电容元件369中,与第1以及第2实施方式的SAW元件同样,从与第1梳齿电极359A连接的第1对置电极371A朝向与第2梳齿电极359B连接的第2对置电极371B的方向(相对于晶体取向的方向)和从多个间隙367中的第1梳齿电极359A朝向第2梳齿电极359B的方向(相对于晶体取向的方向)相反。

[0130] 将电容元件369(第3间隙373)的间隙长度D以及宽度L设定为满足对应于多个间隙367的间隙长度 d_i 彼此不同这一情况来对(1)式进行一般化而得到的以下的(11)式。

[0131] [数式3]

$$[0132] \frac{L}{D^2} = \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (11)$$

[0133] 在此, w_i 以及 d_i 表示从IDT355的一端起依次数的第*i*个($1 \leq i \leq n$)的间隙367的宽度以及长度,(11)式的右边是 w_i/d_i^2 的总和。另外,在本实施方式中, w_i 是彼此相同的w。

[0134] 由于多个间隙367的长度 d_i 并不恒定,因此电容元件369不能满足(2)式,进而不能满足(2)式以及(3)式的两者。其中,电容元件369也可以通过满足下述(12)式而具有与满足(2)式以及(3)式时的电容同等的电容。

[0135] [数式4]

$$[0136] \frac{L}{D} = \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i} \quad (12)$$

[0137] 或者,电容元件369也可以设定间隙长度D以及宽度L,使得寄生电容小于满足(12)式时。即,也可以满足下述(13)式。

[0138] [数式5]

$$[0139] \frac{L}{D} < \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i} \quad (13)$$

[0140] 另外,如已经叙述的那样,二阶的失真信号与电场的平方成正比。因此,在如本实施方式那样不设虚设电极、 d_i 比较大($\sum(w_i/d_i)^2$ 比较小的)情况下,失真信号小。换言之,抵消失真信号的电容元件在如第1以及第2实施方式那样设置有虚设电极的情况下特别有效地发挥功能。

[0141] <第4实施方式>

[0142] 图7(a)是示意地表示第4实施方式的SAW元件的构成的电路图。

[0143] 在该SAW元件中设置有并联连接的多个(图7(a)中为2个)电容元件469。换言之,在第4实施方式中,将第1~第3实施方式的电容元件进行了分割。在各电容元件469中,从一者的对置电极朝向另一者的对置电极的方向和从与一者的对置电极连接的梳齿电极59朝向与另一者的对置电极连接的梳齿电极59的方向成为相反方向,这与第1~第3实施方式同样。

[0144] 并且,多个电容元件469构成为满足对应于电容元件为多个这一情况来用(11)式对(1)式进行一般化而得到的下述的(14)式。

[0145] [数式6]

$$[0146] \sum_{j=1}^m \frac{W_j}{D_j^2} = \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (14)$$

[0147] 在此,m是电容元件469的第3间隙473的合计个数(图7中为2个), D_j 以及 W_j 是第j个($2 \leq j \leq m$)电容元件469的第3间隙的长度以及宽度,(14)式的左边是 W_j/D_j^2 的总和。

[0148] 另外,多个电容元件469也可以满足对应于电容元件469为多个这一情况来对(2)式以及(3)式进行一般化而得到的下述的(15)式以及(16)式。

[0149] 针对全部j, $D_j=d$ (15)

[0150] [数式7]

$$[0151] \sum_{j=1}^m W_j = \sum_{i=1}^n w_i \quad (16)$$

[0152] 或者,多个电容元件469也可以满足对应于电容元件469为多个这一情况来对(13)式进行一般化而得到的下述的(17)式。

[0153] [数式8]

$$[0154] \quad \sum_{j=1}^m \frac{W_j}{D_j} < \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i} \quad (17)$$

[0155] 另外,多个电容元件469也可以除了满足(17)式,还满足对应于电容元件469为多个这一情况来对(9)式以及(10)式进行一般化而得到的下述的(18)式以及(19)式。

[0156] 针对全部j,i,D_j<d_i (18)

[0157] [数式9]

$$[0158] \quad \sum_{j=1}^m W_j < \sum_{i=1}^n w_i \quad (19)$$

[0159] 根据第4实施方式,能得到与第1~第3实施方式同样的效果。另外,由于能分散配置电容元件469,因此能期待提升基板53上的布局的自由度。

[0160] <第5实施方式>

[0161] 图7(b)是示意地表示第5实施方式的SAW元件的构成的电路图。

[0162] 在该SAW元件中,相对于串联连接的多个(图7(b)中为2个)谐振器15而设置有1个电容元件569。从另外的观点来看,在第5实施方式中,将第1~第3实施方式的谐振器15进行了分割。在电容元件56中,从一者的对置电极朝向另一者的对置电极的方向和从与一者的对置电极(直接或介由其它谐振器15)连接的梳齿电极59朝向与另一者的对置电极(介由其它谐振器15或直接)连接的梳齿电极59的方向是相反方向,这与第1~第3实施方式同样。

[0163] 根据第5实施方式,能得到与第1~第3实施方式同样的效果。另外,由于通过分割谐振器15而失真信号减少,在此基础上进而电容元件569所引起的失真信号减少,因此能更合适地进行失真信号的减少。

[0164] <第6实施方式>

[0165] 图8是表示第6实施方式的SAW元件651的构成的与图3同样的俯视图。

[0166] SAW元件651与第4实施方式的SAW元件同样,具有多个(图8中为2个)电容元件669。多个电容元件669与第4实施方式的多个电容元件469同样,满足(14)式等。电容元件669的第2对置电极671B与第3实施方式同样,与IDT55的第2母线61B一体化。

[0167] SAW元件651在IDT55的第1梳齿电极59A和第1对置电极671A的连接中利用了反射器57。即,将第1梳齿电极59A的第1母线61A与反射器57的y方向正侧的母线进行了连接,并将第1对置电极671A与反射器57的y方向负侧的母线进行了连接。

[0168] 根据第6实施方式,能得到与第1~第5实施方式同样的效果。另外,由于能将反射器57利用为用于连接IDT55和电容元件669的布线的一部分,因此能节约布线所需要的空间,谋求SAW元件的小型化。

[0169] <第7实施方式>

[0170] 图9是表示第7实施方式的分波器701的一部分的构成的俯视图。

[0171] 在分波器701中,利用连接IDT55间的布线、或连接IDT55与端子的布线,来连接电容元件769和IDT55。具体例如如下那样。

[0172] 分波器701具有构成梯型滤波器的串联谐振器15A以及并联谐振器15B。各谐振器15与其它实施方式同样由SAW元件构成,具有IDT55和反射器57。

[0173] 分波器701具有:用于对串联谐振器15A输入信号的输入侧信号布线81;用于将来

自串联谐振器15A的信号输出给输出端子87的输出侧信号布线83;以及与被赋予基准电位的接地端子89连接的接地布线85。输入侧信号布线81从未图示的输入端子或图示的串联谐振器15A以外的串联谐振器15A延伸。

[0174] 并联谐振器15B使第1梳齿电极59A与输出侧信号布线83连接,使第2梳齿电极59B与接地布线85连接。并联谐振器15B承担使不需要的信号分量逃逸到接地端子89的作用。与图2的形态不同,在图9的分波器中,由于并联谐振器15B配置在电气上最靠近天线端子的部位,因此在该并联谐振器15B产生的失真信号也易于变大。为此,为了使分波器整体的失真信号输出减少,减少在并联谐振器15B产生的失真信号很重要。

[0175] 电容元件769例如设置在两处。电容元件769具有从输出侧信号布线83延伸的第1对置电极771A、以及从接地布线85延伸的第2对置电极771B。

[0176] 因此,第1对置电极771A介由输出侧信号布线83与并联谐振器15B的第1梳齿电极59A连接,第2对置电极771B介由接地布线85与并联谐振器15B的第2梳齿电极59B连接。

[0177] 从第1对置电极771A朝向第2对置电极771B的方向和从并联谐振器15B中的第1梳齿电极59A朝向第2梳齿电极59B的方向是相反的方向。另外,电容元件769与第4实施方式等同样满足(14)式等。

[0178] 根据第7实施方式,能得到与第1~第6实施方式同样的效果。另外,由于能将IDT55间的布线、或连接IDT55与端子的布线利用为用于连接梳齿电极59与对置电极771的布线,因此能节约布线所需要的空间,谋求SAW元件的小型化。

[0179] <第8实施方式>

[0180] 图10是表示第8实施方式的SAW元件851的构成的与图3同样的俯视图。

[0181] SAW元件851将反射器857利用为电容元件。具体如以下那样。

[0182] 反射器857具有第1对置电极871A以及第2对置电极871B。第1对置电极871A具有:第3母线891A;以及从第3母线891A延伸的多个第3电极指893。第2对置电极871B具有:第4母线891B;以及从第4母线891B延伸的多个第4电极指895。

[0183] 第3母线891A以及第4母线891B分别在SAW的传播方向上延伸,形成为长条状。第3母线891A以及第4母线891B相互对置地配置。第3母线891A以及第4母线891B例如相互平行,两者间的距离在SAW的传播方向上恒定。

[0184] 多个第3电极指893以大致恒定的宽度从第3母线891A朝向第4母线891B直线状地延伸。多个第3电极指893沿SAW的传播方向(x方向)以恒定的间距P排列。多个第3电极指893的间距P例如与IDT55的电极指63的间距p相等。

[0185] 第3电极指893的长度例如在多个第3电极指893彼此相同,与IDT55的电极指63的长度相等。另外,第3电极指893的宽度W例如在多个第3电极指893彼此相同,与IDT55的电极指63的宽度w相等。

[0186] 多个第3电极指893由于相互连接而成为等电位。通过使成为等电位的多个第3电极指893彼此相邻排列,能使从IDT55沿x方向漏出的SAW向IDT55侧反射。即,反射器857具有使SAW反射的功能。

[0187] 第4电极指895的长度短于第3电极指893的长度,例如是与IDT55的虚设电极65相同的长度。第4电极指895的根数、宽度、间距等例如与第3电极指893相同。

[0188] SAW元件851中的反射器857构成为除了具有使SAW反射的功能以外,还具有抑制会

在SAW元件851产生的失真波给SN比带来的影响的功能。

[0189] 作为用于此的构成,首先,关于反射器857,从第1对置电极871A朝向第2对置电极871B的方向与从第1母线61A朝向第2母线61B的方向相反。即,在图10中,从第1对置电极871A朝向第2对置电极871B的方向是+y方向,与此相对,从第1母线61A朝向第2母线61B的方向成为-y方向。

[0190] 如此配置的第1对置电极871A与第1梳齿电极59A电连接,第2对置电极871B与第2梳齿电极59B电连接。具体地,介由形成在压电基板53的上表面53a的连接布线897而将第1对置电极871A的第3母线891A与第1梳齿电极59A的第1母线61A进行了连接。介由位于IDT55的两端的第2电极指63B将第2对置电极871B的第4母线891B与第2梳齿电极59B的第2母线61B进行了连接。

[0191] 另外,第3电极指893形成为其前端在与第2对置电极871B(在SAW元件851中是第4电极指895)之间具有第3间隙873。第3间隙873的宽度与第3电极指893的宽度W相同。

[0192] 将第3间隙873的间隙长度D以及宽度W设定为满足上述的(14)式。

[0193] 在此,m是2以上的整数,是设置于一对反射器857的第3间隙873的合计数。另外,D_j以及W_j是第j个第3间隙873的间隙长度以及间隙宽度。

[0194] 另外,所谓第j个第3间隙873,是指贯穿一对反射器857的第3间隙873整体的连续编号中的第j个第3间隙873,将在一对反射器857整体之中位于左端或右端的第3间隙873作为第1个(j=1)来依次数过去。

[0195] 在SAW元件851中,通过将间隙长度D以及间隙宽度W设定为例如满足上述的(15)式以及(16)式,来满足上述的(14)式。

[0196] 另外,与第1实施方式同样,第1串联谐振器15A-1以外的串联谐振器15A、并联谐振器15B以及辅助谐振器15C的构成可以与不具有用于减少失真波的构成的现有的构成相同。另外,在这些谐振器15中,也可以设置与第1串联谐振器15A-1同样的反射器857。

[0197] 通过满足(14)式,与第1~第7实施方式同样地起到失真波减少的效果。另外,在本实施方式中,由于将反射器857利用为电容元件,因此能节约用于配置电容元件的空间。

[0198] 另外,在SAW元件851中,第3间隙873位于与将第1电极指63A与第2电极指63B的交叉区域沿x方向延长的区域Tc相偏离的场所。通过使第3间隙873位于从区域Tc偏离的区域,能抑制反射器857使SAW反射的功能的劣化。

[0199] 图11是表示第8实施方式所涉及的SAW元件851的变形例的俯视图。在图10所示的SAW元件851中,反射器857的第2对置电极871B具有第4电极指895,设置第3电极指893的前端的位置,使得在与该第4电极指895的前端之间具有第3间隙873,但在图11的变形例中未设第4电极指895。即,在图11所示的变形例中,设置第3电极指893的前端的位置,使得相对于图10中多个第4电极指895公共连接的第4母线891B而具有第3间隙873。

[0200] 图12是表示第8实施方式所涉及的SAW元件851的另一变形例的俯视图。在图12所示的变形例中,在沿SAW的传播方向(x方向)观察第3间隙873时,第3间隙873的位置在y方向偏移。换言之,第3电极指893的前端以及第4电极指895的前端的位置位于在x方向上观察时在y方向发生偏移的位置,第3电极指893的长度以及第4电极指895的长度不同。

[0201] <第9实施方式>

[0202] 图13是表示第9实施方式所涉及的SAW元件951的与图3同样的俯视图。

[0203] SAW元件951仅反射器957中的第3间隙973的间隙长度D以及间隙数(间隙宽度W的合计)与第9实施方式的SAW元件851不同。具体如以下那样。

[0204] 将第3间隙973的间隙长度D以及间隙数设定为与第8实施方式同样地满足(14)式。其中,取代满足(15)式以及(16)式而满足(18)式以及(19)式地设定第3间隙973的间隙长度D以及间隙数。

[0205] 其中,在SAW元件951中,设各第3间隙973的间隙长度D_j相等(D_j=恒定),各第1以及第2间隙的间隙长度d_i相等(d_i=恒定)。

[0206] 在第9实施方式中,由于也是从第1母线61A朝向第2母线61B的方向与从第3间隙973中的第3电极指893朝向第2对置电极871B的方向相反且满足(14)式,因此与第8实施方式同样地起到抵消失真信号的效果。

[0207] 另外,由于满足(14)式并满足(18)式以及(19)式,因此如在第2实施方式中叙述的那样,能使寄生电容较小,例如能使滤波器的通过频带成为宽带。另外,由于反射器957与第1实施方式的反射器857相比更小型化,因此能谋求提升SAW元件951的小型化或反射器957在基板53上的配置的自由度。

[0208] <与电容元件相关的合适的数值范围>

[0209] 在上述的实施方式中,电容元件满足(1)式、(11)式或(14)式。即,在这些式子中,左边的值与右边的值一致。但是,就算左边的值和右边的值不完全一致,只要这些值接近,就会起到失真信号的相抵的效果。为此,以下研讨这些式子的左边的值(L/D²等)的合适的范围。

[0210] 通过模拟来计算对具有与第1或第2实施方式的SAW元件同样的构成(有虚设电极,无切趾,电容元件1个)的SAW元件输入给定的功率的信号时产生的失真信号的功率。模拟的条件如以下那样。

[0211] 压电基板:

[0212] 材料:LiTaO₃

[0213] 切割角:42° Y切割X传播

[0214] IDT:

[0215] 材料:Al-Cu

[0216] 电极指:

[0217] 根数(n):140根(70对)

[0218] 间距(p):2.3μm(λ=4.6μm)

[0219] 间隙长度(d):0.75μm

[0220] 宽度(w):1.15μm

[0221] 交叉宽度:20λ(参考图10的Tc)

[0222] 谐振频率:850MHz附近

[0223] 电容元件:

[0224] 间隙长度(D):D=d

[0225] 宽度(L):0≤L/L₀≤2(L₀=Σw_i=w×n)

[0226] 输入信号:

[0227] 功率:22dBm

[0228] 频率:950MHz
 [0229] 计算对象:二次谐波(1900MHz)的功率
 [0230] 如上述的那样,将电容元件的间隙长度D设为与电极指的间隙长度d相同。另外,电容元件的宽度L除以L₀来进行归一化,在0以上2以下的范围内变化。另外,满足(11)式的是L/L₀=1时。
 [0231] 在上述的条件的IDT中,相对于谐振频率即850MHz附近的输入信号,机械性振动变大,与该机械性振动相伴的失真信号(式(5)的变形S的非线性所引起的失真信号)较大地产生。为此,基于由(8)式等所示的电场的失真信号在通过950MHz的输入信号来测定的情况下能进行误差更少的测定。为此,算出由950MHz的输入信号产生的二次谐波(1900MHz)的功率,作为失真波的功率。另外,在实际的分波器中的IMD中,虽然发送波为谐振频率附近,但由于干扰波从谐振频率较大地偏离,因此与干扰波相伴的机械性振动变小。由此,与机械性振动相伴的失真信号变小,基于电场的失真信号相对变大。

[0232] 图14是表示计算结果的图。横轴表示L/L₀,纵轴表示二次谐波(H2)的功率。
 [0233] 如图14所示那样,在满足(11)式的L/L₀=1时,二次谐波的功率成为最小。另外,若L/L₀多少大于0,另外L/L₀多少小于2,则与L/L₀=0(无电容元件)的情况相比,减少了二次谐波的功率。

[0234] 因此,作为L/D²的优选的范围,导出下述的(20)式。

[0235] [数式10]

$$[0236] 0 < \frac{L}{D^2} < 2 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (20)$$

[0237] 另外,对与电容元件为多个这一情况对应来对(11)式进一步一般化而得到的(14)式也是基于与(11)式同样的理论,因此也与(20)式同样地导出下述的(21)式。

[0238] [数式11]

$$[0239] 0 < \sum_{j=1}^m \frac{W_j}{D_j^2} < 2 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (21)$$

[0240] 如在背景技术中叙述的那样,有取代1个IDT,设置具有与该1个IDT同等的合成电容的串联连接的2个IDT的构成。这种情况下,对各IDT施加的电压成为1/2。另一方面,由于二次谐波的失真电流的强度与电压的平方成正比,因此在各IDT的二次谐波的信号强度减少到1/4。若考虑IDT成为2个,则合计的二次谐波的信号强度成为1/2。即,从串联连接的2个IDT产生的二次谐波的功率从未分割IDT的情况下的功率下降了6dBm。图14的线L_s表示得到该6dBm的减少效果时的功率。

[0241] 从通过设置电容元件来得到与分割IDT的情况同等以上的效果(6dBm以上的减少效果)的观点出发,L/L₀优选在二次谐波的功率成为小于线L_s的值的范围、即0.45~1.45的范围。因此,导出下述(22)式以及(23)式。

[0242] [数式12]

$$[0243] 0.45 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} < \frac{L}{D^2} < 1.45 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (22)$$

[0244] [数式13]

$$[0245] \quad 0.45 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} < \sum_{j=1}^m \frac{W_j}{D_j^2} < 1.45 \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (23)$$

[0246] 实施例

[0247] 实际制作SAW元件,调查失真减少效果。具体地,对多组比较例以及实施例的SAW元件输入信号,通过频谱分析仪来测定其结果产生的二次谐波(H2)。

[0248] 以下示出多组比较例以及实施例中公共的条件。

[0249] IDT的谐振频率:850MHz附近

[0250] 输入信号:

[0251] 功率:22dBm

[0252] 频率:750~950MHz

[0253] 二次谐波(测定对象)的频率:1500~1900MHz

[0254] (比较例1、实施例1~3)

[0255] 比较例1以及实施例1~3的压电基板以及IDT的条件基本与上述的模拟计算的条件相同。

[0256] 电容元件与图5同样地仅设置1个,相对于反射器位于与IDT相反侧。将电容元件的间隙长度D设为与电极指的间隙长度d相同。将电容元件的宽度L设为以下的值。

[0257] 比较例1:L=0

[0258] 实施例1:L=80.9μm

[0259] 实施例2:L=161.7μm

[0260] 实施例3:L=323.4μm

[0261] 另外,L₀=w×n=1.15×140=161。即,实施例1的L=80.9μm与L/L₀=0.5,实施例2的161.7μm与L/L₀=1.0对应,实施例3的323.4μm与L/L₀=2.0对应。

[0262] 图15(a)是表示测定结果的图,横轴表示输入信号的频率,纵轴表示基于该输入信号的二次谐波的功率。如所述那样,相对于谐振频率即850MHz附近的输入信号,较大地产生与机械性振动相伴的失真信号,二次谐波的功率成为峰值。基于由(8)式等示出的电场的失真信号由于与机械性谐振无关地产生,因此没有明确的峰值,成为跨全频率大致恒定的背景。其中,由于谐振器的阻抗在谐振频率附近变小,谐振器的两端子间的电压变小,因此基于电场的失真信号也变小。考虑这些影响,将相对于充分远离谐振频率的950MHz附近的输入频率的失真信号视作基于电场的失真信号。

[0263] 在950MHz附近,实施例1~3的任一者与比较例1相比,二次谐波的功率都下降。因此,确认了通过设置电容元件减少了失真波,并确认了(20)式以及(21)式的妥当性。另外,850MHz附近的峰值成为几乎没有变化的结果。由于在本发明的谐振器中没有与机械性振动相伴的失真信号的减少效果,因此这也成为妥当的结果。

[0264] (比较例2、实施例4以及5)

[0265] 比较例2以及实施例4以及5的压电基板以及IDT的条件基本与上述的模拟计算的条件相同。其中,将电极指的根数设为160根。

[0266] 电容元件与图8同样地设置2个,将反射器利用为连接IDT与电容元件的布线,并使IDT的母线兼用作对置电极。将电容元件的间隙长度D设为与电极指的间隙长度d相同。将电

容元件的宽度L设为以下的值。

[0267] 比较例2:L=0

[0268] 实施例4:L=92.4μm

[0269] 实施例5:L=184.8μm

[0270] 另外, $L_0=w \times n = 1.15 \times 160 = 184$ 。即,实施例4的 $L=92.4\mu m$ 与 $L/L_0=0.5$ 对应,实施例5的 $184.8\mu m$ 与 $L/L_0=1.0$ 对应。

[0271] 图15(b)是表示测定结果的与图15(a)同样的图。在950MHz附近,实施例4以及5的任一者与比较例2相比,二次谐波的功率都下降。因此,确认了通过设置电容元件减少了失真波,并确认了(20)式以及(21)式的妥当性。

[0272] (比较例2、实施例6~8)

[0273] 比较例2以及实施例6~8的压电基板以及IDT的条件基本与上述的模拟计算的条件相同。其中,将电极指的根数设为160根。比较例2和与实施例4以及5比较的比较例2相同。

[0274] 电容元件与图10同样地由一对反射器构成。将反射器的电极指的间隙长度D以及宽度W设为与IDT的电极指的间隙长度d以及宽度w相同。将反射器的电极指的根数设为以下那样。

[0275] 比较例2:0根

[0276] 实施例6:30根×2

[0277] 实施例7:55根×2

[0278] 实施例8:80根×2

[0279] 另外,由于 $W=w, n=160$,因此实施例6的30根×2与 $L/L_0=0.38$ 对应,实施例7的55根×2与 $L/L_0=0.69$ 对应,实施例8的60根×2与 $L/L_0=1.0$ 对应。

[0280] 图15(c)是表示测定结果的与图15(a)同样的图。在950MHz附近,实施例6~9的任一者与比较例2相比,二次谐波的功率都下降。因此,确认了通过设置电容元件减少了失真波,并确认了(20)式以及(21)式的妥当性。

[0281] 本发明并不限于以上的实施方式,能以各种方式实施。

[0282] 弹性波元件并不限定于(狭义的)SAW元件。例如,弹性波元件也可以是所谓的弹性边界波元件(包含在广义的SAW元件中)。

[0283] IDT的形状并不限定于图示的形状。例如, IDT既可以是未施予切趾且未设虚设电极的构成,也可以是施予切趾且设置虚设电极的构成。另外, IDT也可以是母线倾斜或折弯的构成,还可以是母线的与弹性波的传播方向正交的方向(y方向)的大小发生变化的(母线的电极指侧的缘部的y方向的位置发生变化的)构成。另外, IDT也可以设置电极指的间距变窄的部分,或者也可以设置从1个梳齿电极延伸的2个以上的电极指不夹着从另一个的梳齿电极延伸的电极指而相邻的部分。另外,电极指或虚设电极也可以将其前端的角部倒角,虚设电极也可以使其前端的宽度(x方向)大。

[0284] 另外, $\sum(w_i/d_i^2)$ 等价于 $1/d_i^2$ 的向宽度方向(x方向)的积分。因此,通过将电极指的前端的角部倒角,或者在没有虚设电极的梳齿电极倾斜地形成母线等,从而即使在各间隙(67等)的长度在宽度方向(x方向)上不恒定的情况下, $\sum(w_i/d_i^2)$ 能通过利用积分来运用。也可以取代积分,使用近似的代表值来算出 $\sum(w_i/d_i^2)$ 。对于电容元件的间隙以及其它式子也同样。

[0285] 电容元件并不限于所谓的间隙型。例如,电容元件也可以与IDT同样,是具有相互啮合的第3梳齿电极以及第4梳齿电极的构成。这种情况下,第3梳齿电极以及第4梳齿电极例如与IDT同样,电极指在弹性波的传播方向上延伸地配置,从与第1梳齿电极连接的第3梳齿电极朝向与第2梳齿电极连接的第4梳齿电极的方向和从第1梳齿电极朝向第2梳齿电极的方向是相反方向。在第3梳齿电极以及第4梳齿电极中,对失真波的抵消做出贡献的是电容元件的多个电极指的前端的间隙(相当于67)。因此,能将第3梳齿电极以及第4梳齿电极设为在每个间隙设置电容元件、相互并联连接的构成,间隙的D_j以及W_j能与图7(a)所示的第4实施方式同样地进行设定。

[0286] 另外,第3梳齿电极以及第4梳齿电极在电极指的侧方的间隙(x方向的电极指间的间隙)也有电容。因此,与间隙型的电容元件相比电容更大。这样的第3梳齿电极以及第4梳齿电极例如能兼用作在通过频带的调整中使用的附加电容元件。另外,间隙型的电容元件也可以在通过频带的调整中利用。

[0287] 将IDT和电容元件适当地连接即可。例如,电容元件也可以不是与母线而是与电极指连接。

[0288] 另外,电容元件也可以不是设置在每个IDT,而是对多个IDT公共设置,相对于多个IDT而满足(11)式或(14)式等。其中,由于失真波的频谱按每个IDT而不同,因此优选如实施方式中示出的那样,在每个IDT设置电容元件,满足(11)式或(14)式等。其中,在前述那样的将1个谐振器串联分割为相同大小的2个谐振器的情况下等,由于各谐振器具有相同的特性,因此相对于多个IDT来公共设置电容元件,在空间削减等的方面是有效的。

[0289] 另外,电容元件也可以设置在与设置有IDT的压电基板不同的压电基板。这种情况下,也是在电容元件和IDT使晶体取向相反即可。例如,在分波器中,在将发送侧滤波器芯片和接收侧滤波器芯片设置在不同的压电基板上的情况下,还能用设置在接收侧滤波器的电容元件来减少在发送侧滤波器产生的失真信号。但在这种情况下,需要考虑连接两者的连接线的电阻等的影响,因此优选如实施方式中示出的那样,将IDT以及电容元件设置在同一基板上。

[0290] 另外,式(1)~(3)、(9)~(19)是满足理想情况的式子,实际由于梳齿电极的制造偏差、压电基板的偏差、或测定误差等而会有在若干的范围偏移的情况。在这种情况下,通过按照本发明的主旨来调整电容元件的D_j、W_j,能抑制失真的影响。例如,若在(14)式中还考虑上述制造偏差等,则只要满足下述(24)式,就能将由二阶失真产生的信号的功率降低10dB程度,能得到在实用方面足够的低失真化的效果。

[0291] [数式14]

$$[0292] \sum_{j=1}^m \frac{W_j}{D_j^2} - \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \leq (0.33) \sum_{i=1}^n \frac{w_i}{d_i^2} \quad (24)$$

[0293] 标号说明

[0294] 51 SAW元件(弹性波元件)

[0295] 53 压电基板

[0296] 53a 上表面

[0297] 55 IDT

- [0298] 59A 第1梳齿电极
- [0299] 59B 第2梳齿电极
- [0300] 61A 第1母线
- [0301] 61B 第2母线
- [0302] 63A 第1电极指
- [0303] 63B 第2电极指
- [0304] 67A 第1间隙
- [0305] 67B 第2间隙
- [0306] 69 电容元件
- [0307] 71A 第1对置电极
- [0308] 71B 第2对置电极

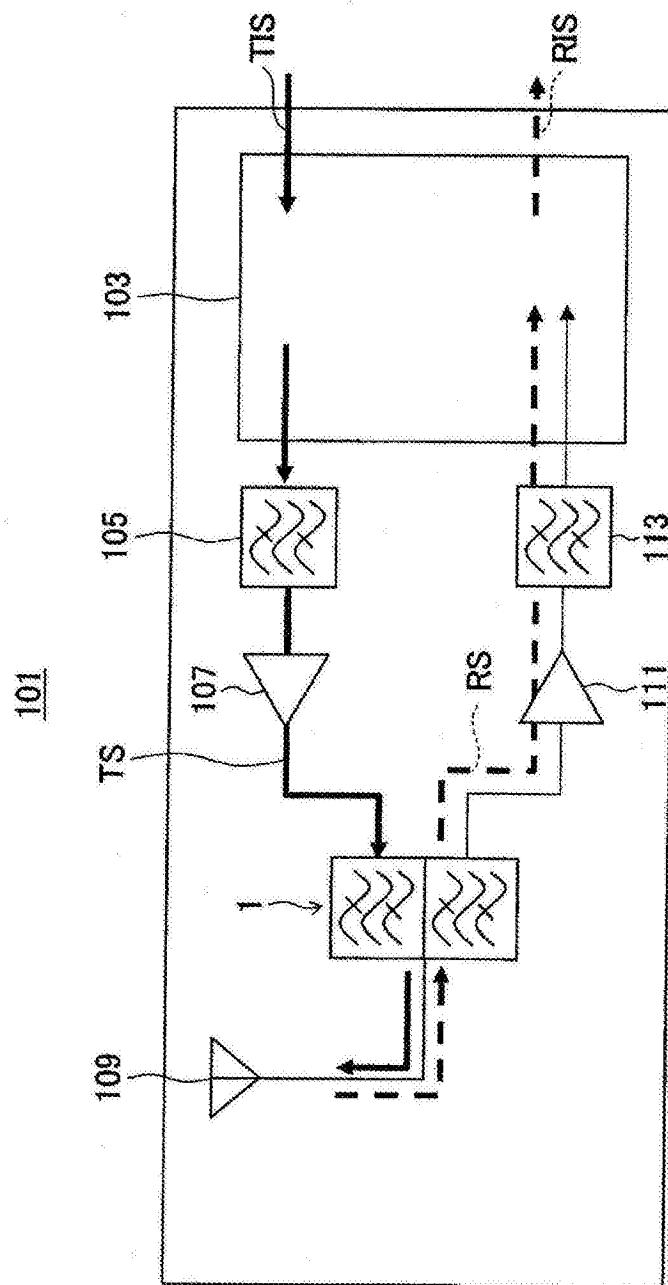


图1

1

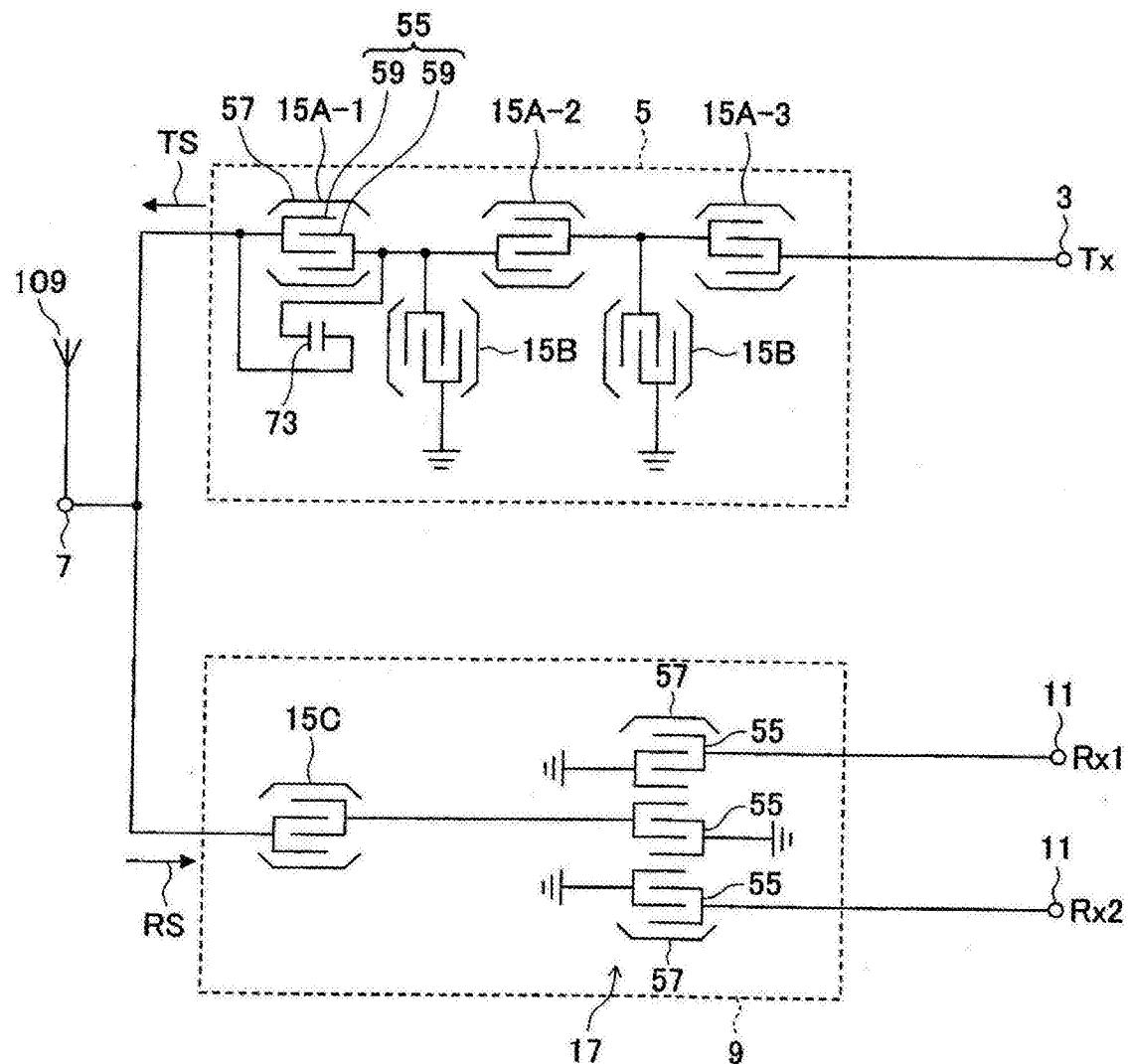


图2

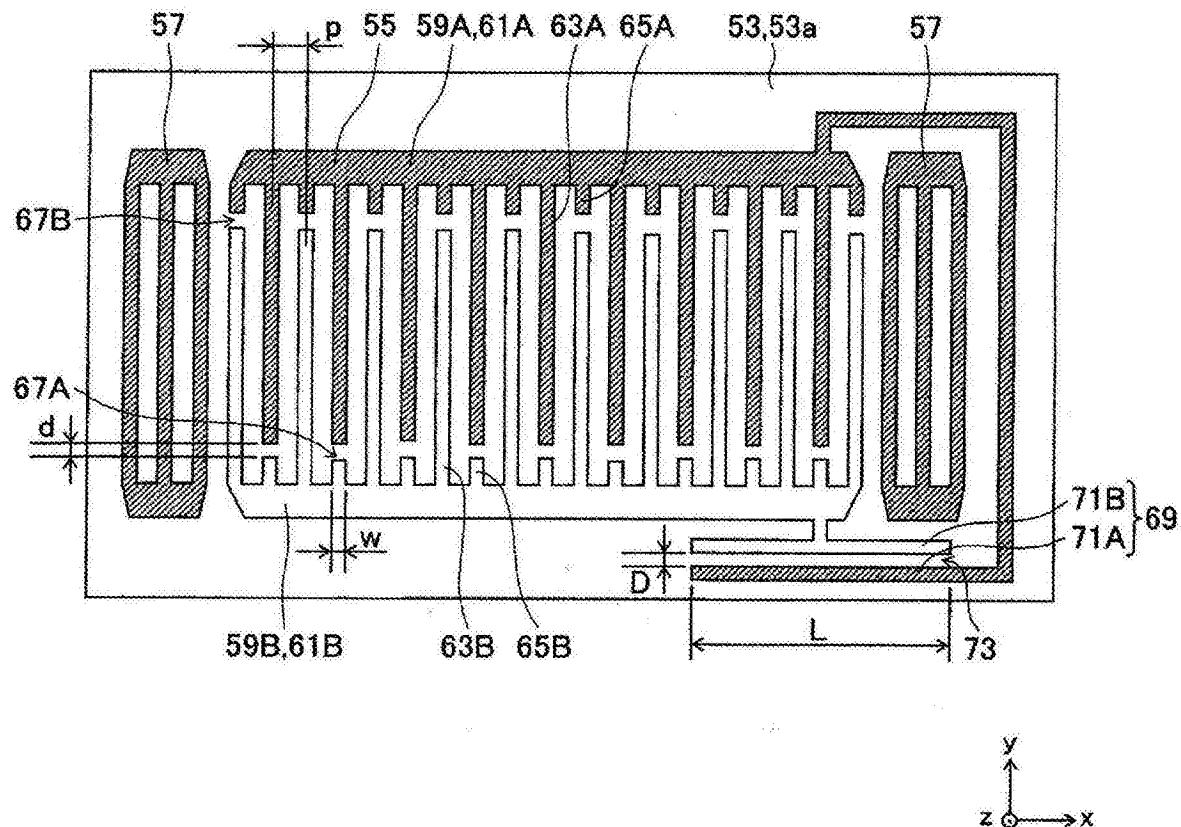
15A-1.51

图3

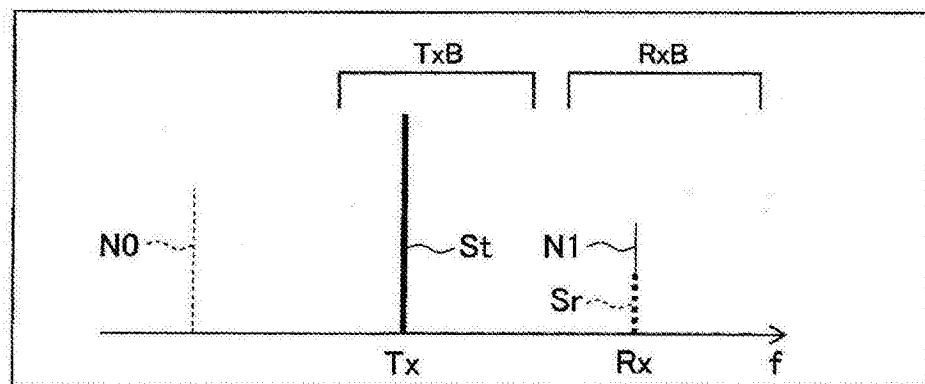


图4

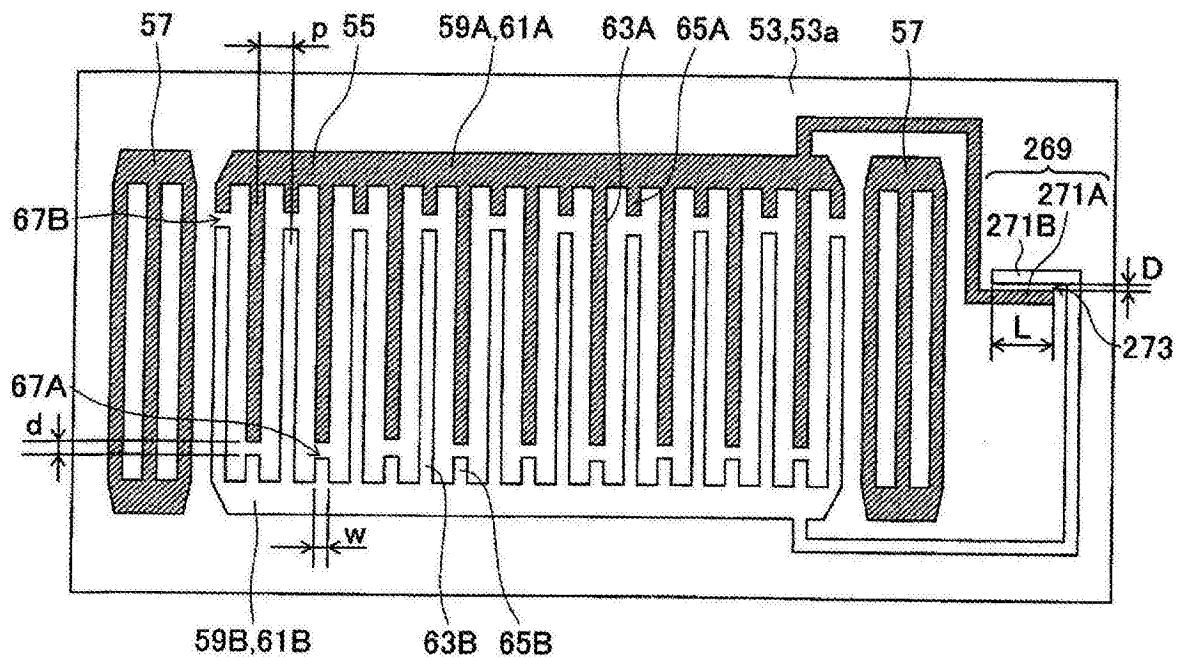
15A-1.251

图5

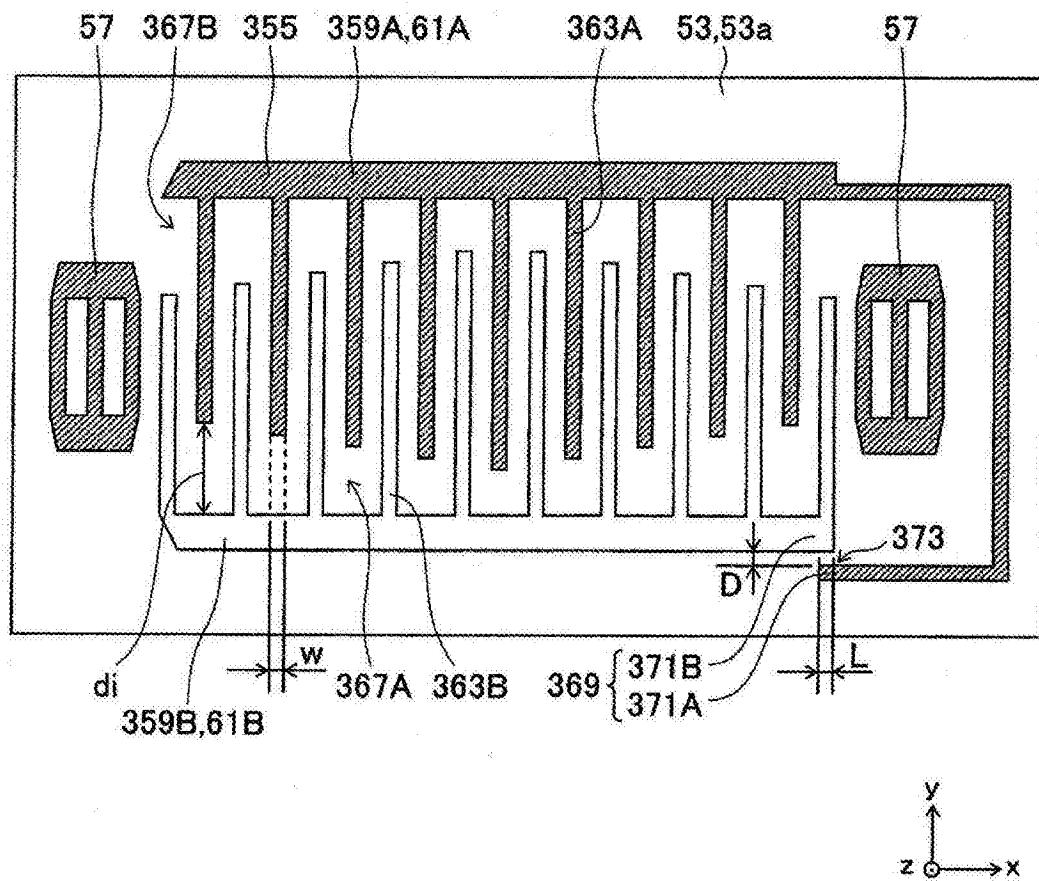
15A-1.351

图6

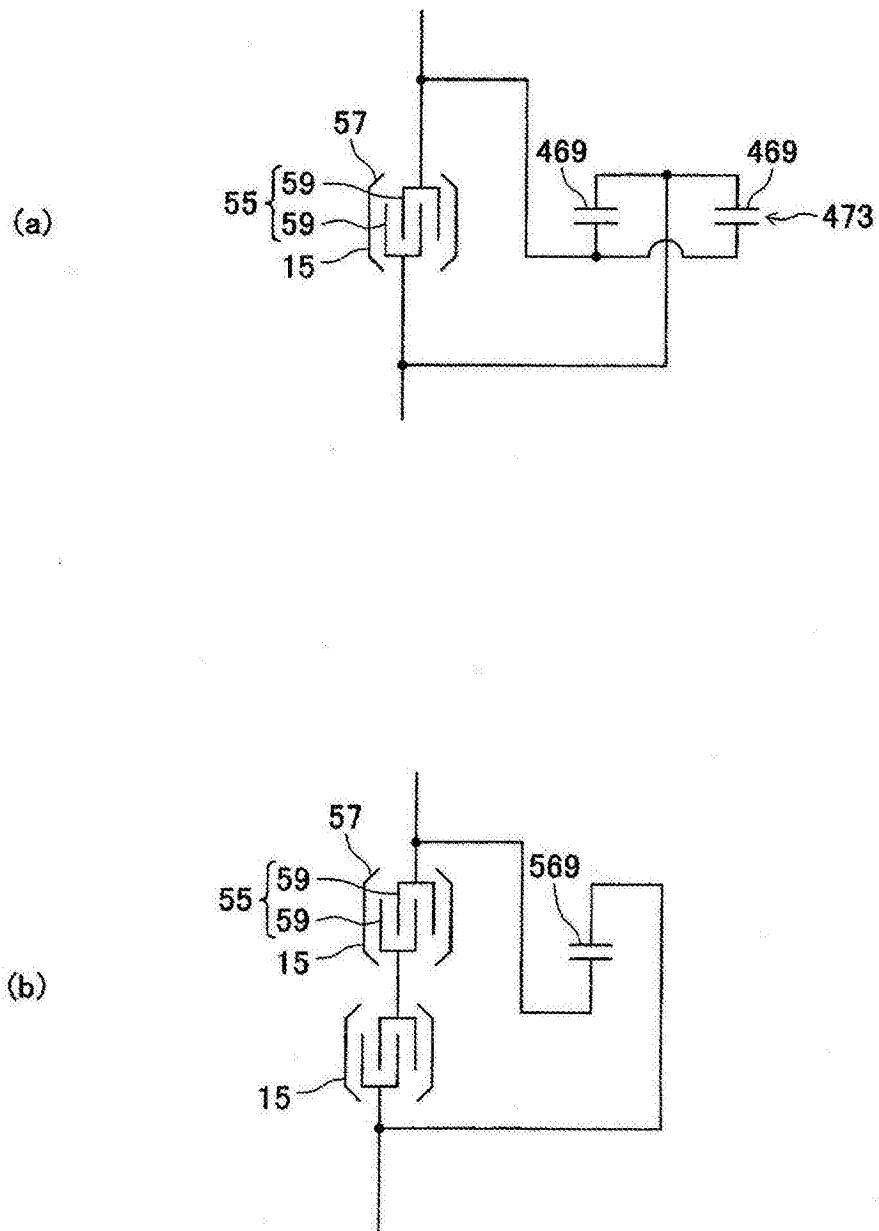


图7

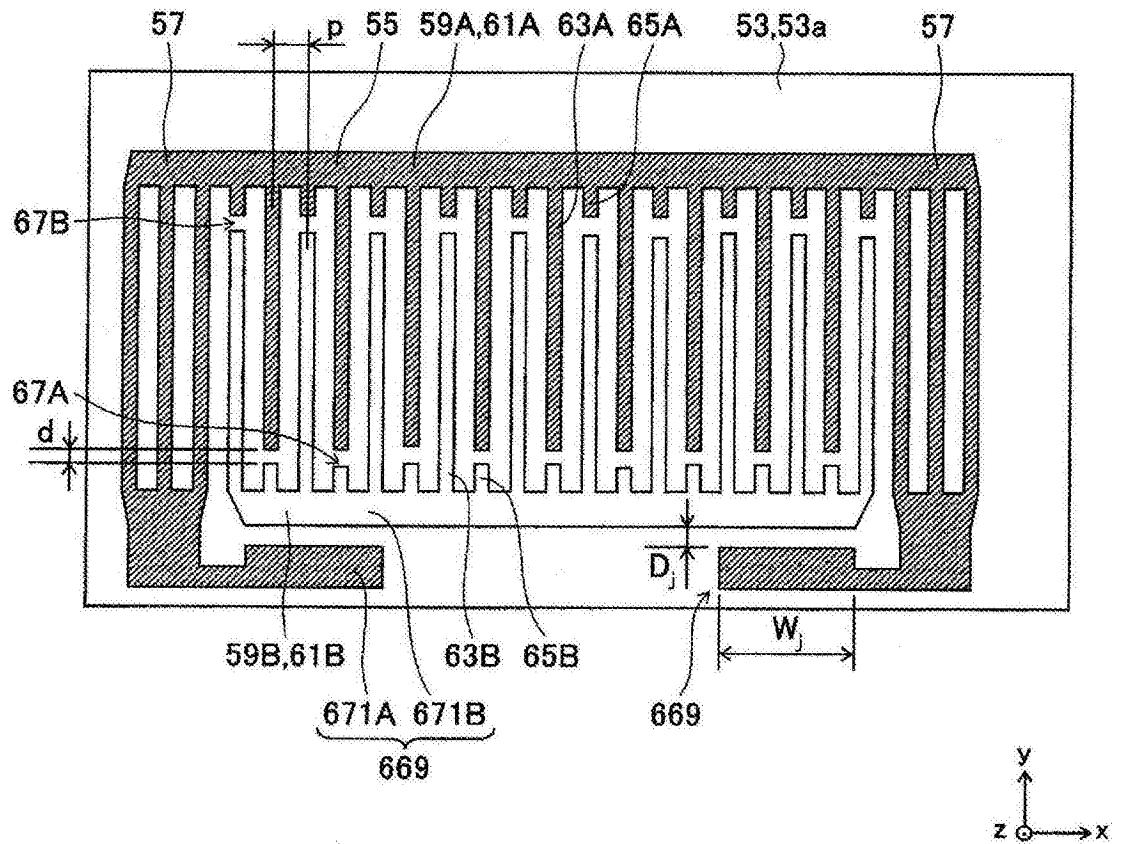
15A-1,651

图8

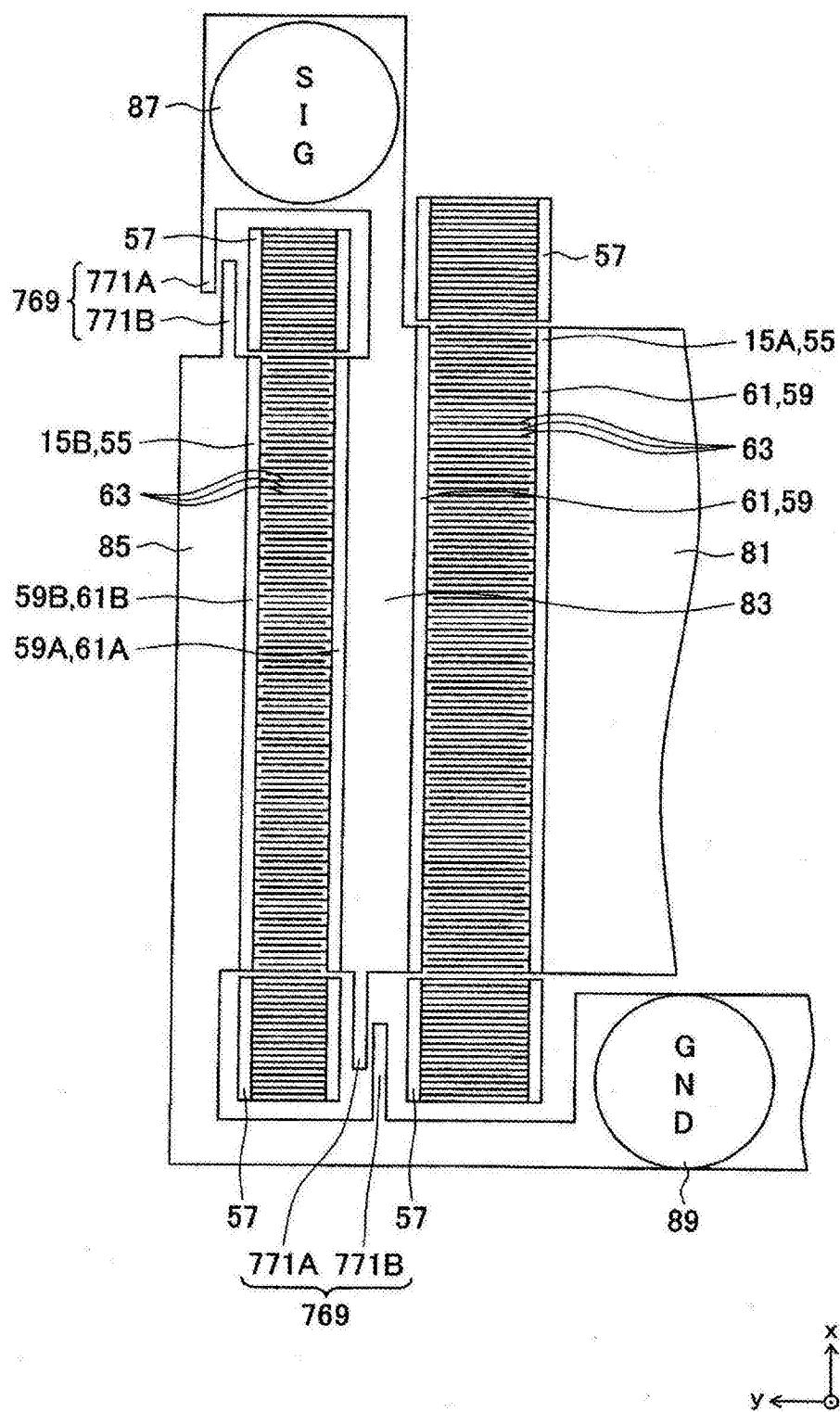
701

图9

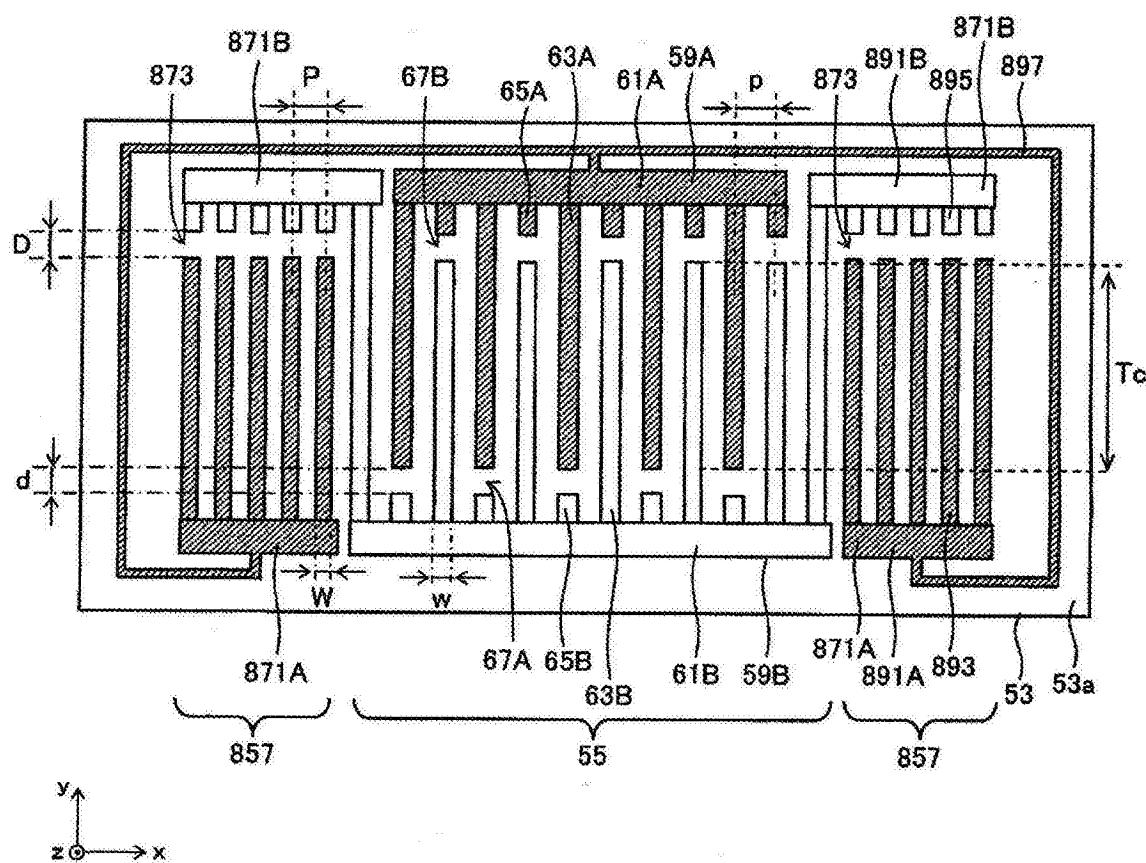
15A-1,851

图10

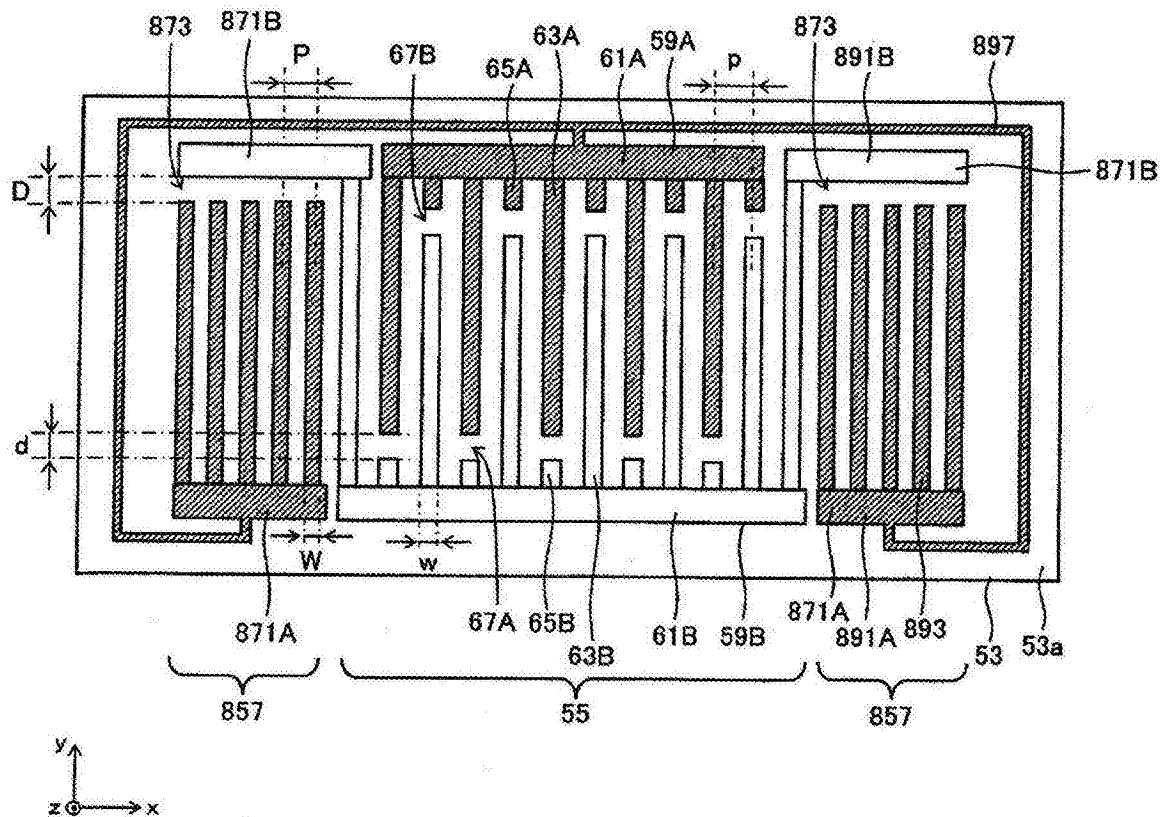
15A-1.851

图11

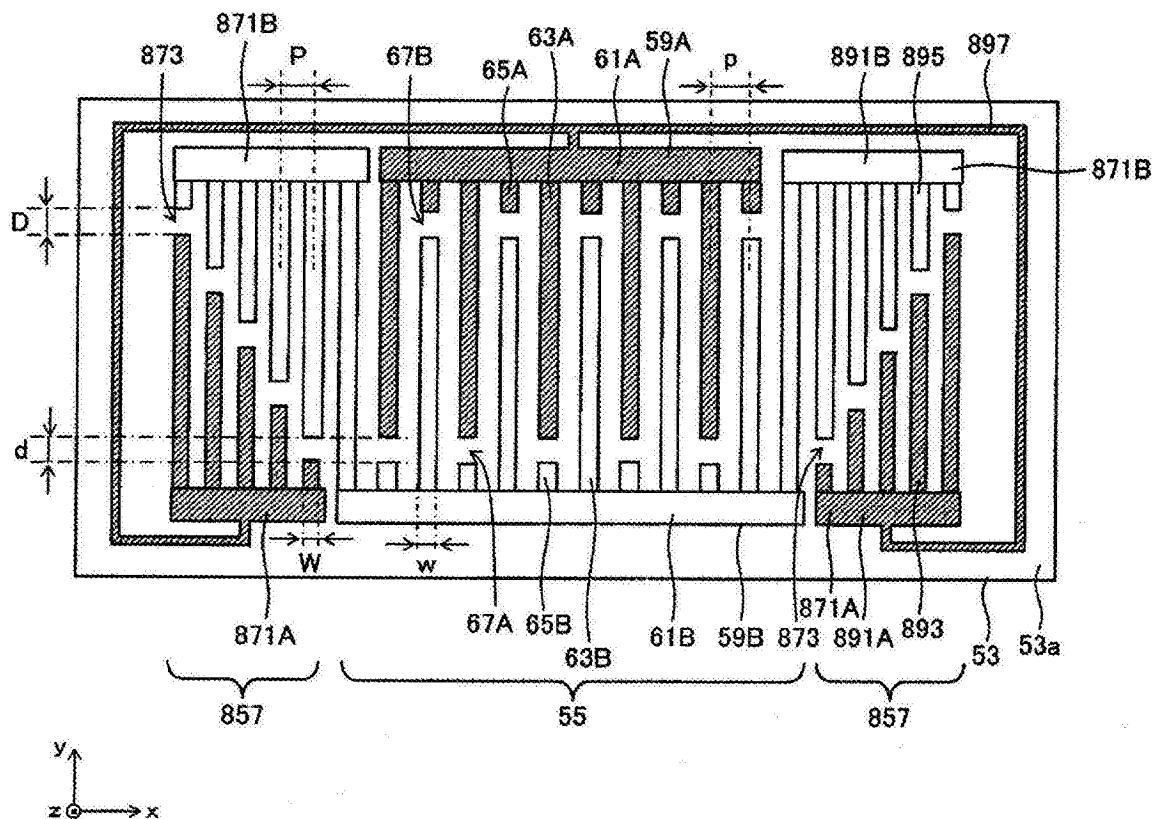
15A-1,851

图12

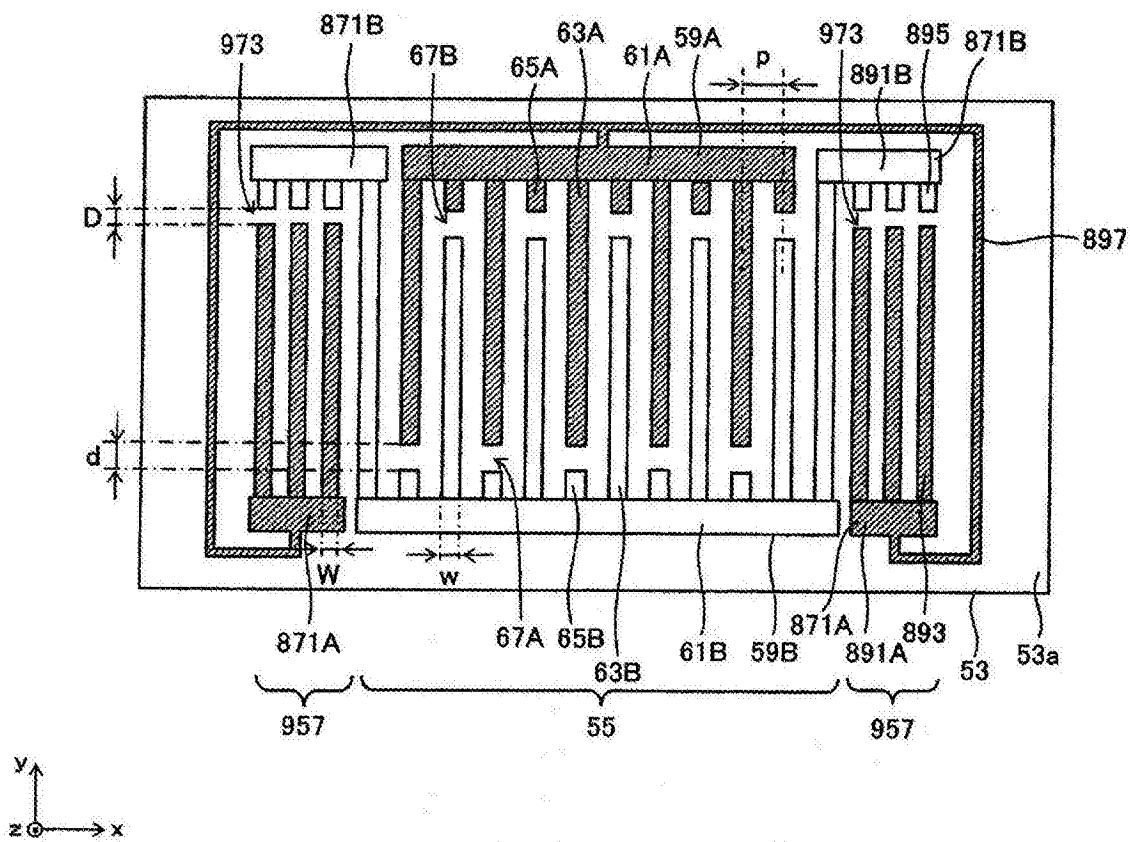
15A-1,951

图13

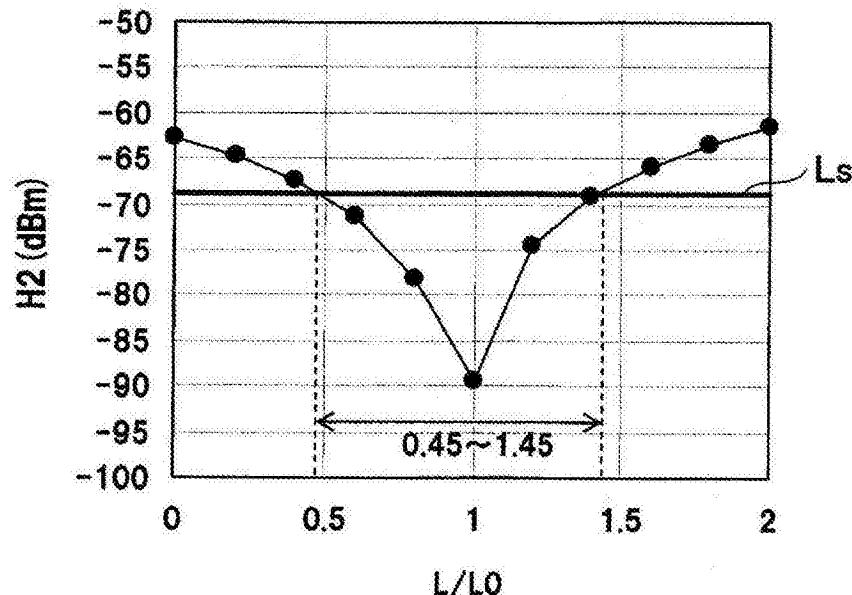


图14

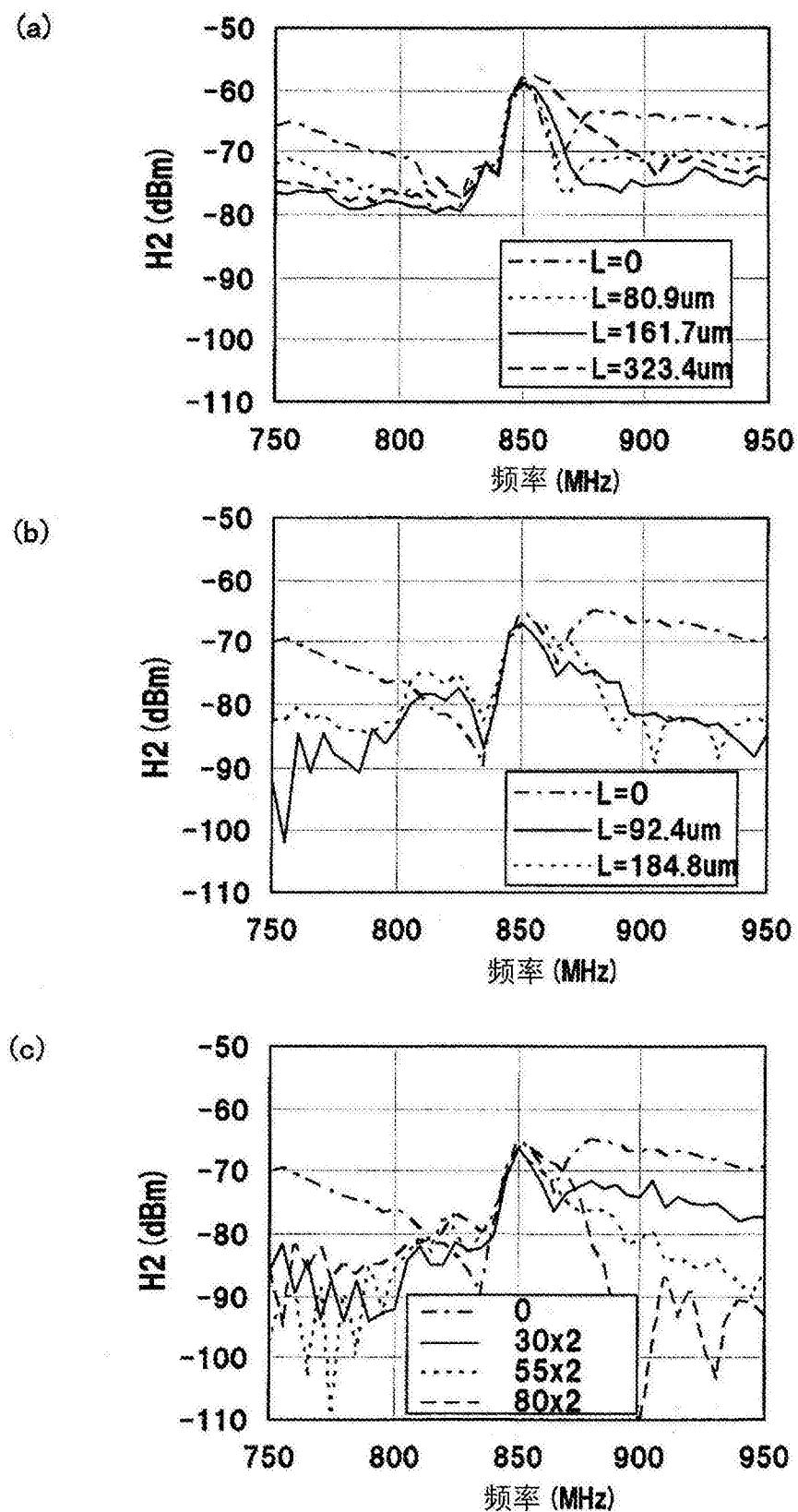


图15