



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105048985 A

(43) 申请公布日 2015. 11. 11

(21) 申请号 201510420212. X

(22) 申请日 2013. 09. 06

(30) 优先权数据

2012-218702 2012. 09. 28 JP

(62) 分案原申请数据

201310404045. 0 2013. 09. 06

(71) 申请人 株式会社大亨

地址 日本大阪府

(72) 发明人 下元隆 板谷耕司 水渡正胜

(74) 专利代理机构 北京尚诚知识产权代理有限公司 11322

代理人 龙淳

(51) Int. Cl.

H03H 7/40(2006. 01)

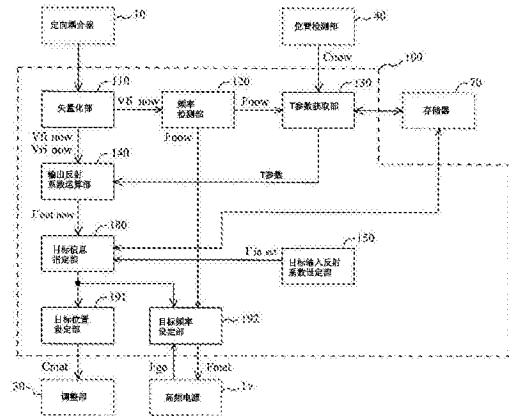
权利要求书2页 说明书26页 附图10页

(54) 发明名称

高频匹配系统

(57) 摘要

本发明提供一种阻抗调整装置。本发明的阻抗调整装置即使在使用可变频率方式的高频电源的情况下也能够进行使用特性参数的阻抗匹配。本发明的阻抗调整装置适用于使用可变频率方式的高频电源的高频电力供给系统。以可变电容器的位置信息 (C) 与高频电源的输出频率信息 (F) 的组合的一部分为对象的特性参数存储在存储器中。T 参数获取部获取与现在时刻的 (C<sub>now</sub>, F<sub>now</sub>) 对应的特性参数。输出反射系数运算部运算输出端的反射系数。目标信息指定部基于上述信息和目标输入反射系数, 指定使输出端的反射系数接近目标输入反射系数的目标组合信息。根据该信息进行阻抗匹配。



1. 一种高频匹配系统,其特征在于,包括:

向所述负载供给高频电力的高频电力供给单元;

阻抗调整单元,用来调整从所述高频电力供给单元观察所述负载侧时的对象阻抗;

可变电特性元件;

特性参数存储单元,其为存储表示所述阻抗调整单元的传输特性的多个特性参数的特性参数存储单元,所述多个特性参数分别是对于将与所述高频电力供给单元的输出频率对应的多个频率调整点和与所述可变电特性元件的电特性对应的多个电特性调整点组合而得到的多个调整点获取的;

高频信息检测单元,其检测所述高频电力供给单元的输出端或所述阻抗调整单元的输入端的高频信息;

电特性获取单元,其获取所述可变电特性元件的电特性;

特性参数获取单元,其基于所述多个特性参数获取对于将所述高频电力供给单元的输出频率与所述获取的电特性组合而得到的调整点的特性参数;

输出反射系数运算单元,其基于由所述高频信息检测单元检测出的高频信息和由所述特性参数获取单元获取的特性参数,运算所述阻抗调整单元的输出端的输出反射系数;

指定单元,其基于所述输出反射系数、预先设定的目标输入反射系数和所述多个特性参数,从所述多个调整点中对使所述对象阻抗与所述高频电力供给单元的阻抗匹配的阻抗调整点进行指定;

电特性元件调整单元,其将所述可变电特性元件的电特性调整为所述阻抗调整点的电特性;和

指令信号输出单元,其将用于使所述高频电力供给单元的输出频率调整至所述阻抗调整点的输出频率的指令信号输出至所述高频电力供给单元。

2. 如权利要求 1 所述的高频匹配系统,其特征在于:

所述特性参数存储单元存储按每个所述调整点实测得到的特性参数、或将实测得到的特性参数转换而得到的与该特性参数不同种类的特性参数。

3. 如权利要求 2 所述的高频匹配系统,其特征在于:

所述测定得到的特性参数为 S 参数,与该特性参数不同种类的特性参数为 T 参数。

4. 如权利要求 1 所述的高频匹配系统,其特征在于:

所述特性参数存储单元存储的多个特性参数包括实测值和推定值,该实测值是对所述多个调整点的一部分按每个调整点实际测定而得到的值,该推定值是对所述多个调整点的未被实测的调整点,按每个调整点通过使用所述实测值进行的插补运算计算出的值。

5. 如权利要求 4 所述的高频匹配系统,其特征在于:

被实测出所述特性参数的调整点是将从所述多个频率调整点按第一间隔抽取的一部分频率调整点和从所述多个电特性调整点按第二间隔抽取的一部分电特性调整点组合而得到的调整点。

6. 如权利要求 1 所述的高频匹配系统,其特征在于:

所述指定单元基于所述目标输入反射系数和所述多个特性参数,对假定已将所述高频电力供给单元的输出频率和所述可变电特性元件的电特性调整至所述多个调整点的情况下的、各调整点的所述输出端的虚拟的输出反射系数进行运算,将所述输出反射系数与所

述虚拟的输出反射系数的差为最小的调整点作为所述对象阻抗的调整点进行指定。

7. 如权利要求 1 所述的高频匹配系统,其特征在于:

所述高频信息是从所述高频电力供给单元向所述负载侧行进的行波电压和从所述负载向所述高频电力供给单元侧反射的反射波电压。

8. 如权利要求 1 所述的高频匹配系统,其特征在于:

所述输出反射系数运算单元基于所述高频信息运算所述输入端的输入反射系数,基于该输入反射系数和所述获取的特性参数运算所述输出反射系数。

## 高频匹配系统

[0001] 本申请是申请号为 201310404045.0, 申请日为 2013 年 9 月 6 日, 发明名称为“阻抗调整装置”的申请的分案申请

### 技术领域

[0002] 本发明涉及一种阻抗调整装置, 该阻抗调整装置设置在高频电源与负载之间, 用来对从高频电源观察负载侧时的阻抗进行调整。

### 背景技术

[0003] 图 8 是表示高频电力供给系统的结构例的图。该高频电力供给系统是用于对半导体晶片、液晶基板等被加工物进行例如等离子体蚀刻、等离子体 CVD (Chemical Vapor Deposition: 化学气相沉积) 等加工处理的系统。高频电力供给系统包括高频电源 1、传输线路 2、阻抗调整装置 3、负载连接部 4 和负载 5 (等离子体处理装置 5)。阻抗调整装置有时也被称为阻抗匹配装置。高频电源 1 经由传输线路 2、阻抗调整装置 3 和负载连接部 4 向负载 5 供给高频电力。在负载 5 (等离子体处理装置 5) 中, 在配置被加工物的腔室 (省略图示) 内, 使等离子体放电用气体成为等离子体状态, 使用成为等离子体状态的气体进行被加工物的加工。等离子体状态的气体是通过将等离子体放电用气体导入腔室内并从高频电源 1 向设置在腔室内的电极 (省略图示) 供给高频电力而使等离子体放电用气体放电而生成的。

[0004] 在用于等离子体蚀刻、等离子体 CVD 等用途的等离子体处理装置 5 中, 伴随着制造工序的进行, 等离子体的状态时时刻刻在变化。由于等离子体的状态发生变化, 等离子体处理装置 5 的阻抗 (负载阻抗) 时时刻刻在变化。为了从高频电源 1 向这种等离子体处理装置 5 高效地供给电力, 伴随着负载阻抗的变化, 需要调整从高频电源 1 的输出端观察等离子体处理装置 5 侧时的阻抗 ZL (以下, 称为负载侧阻抗 ZL)。因此, 在图 8 所示的高频电力供给系统中, 在高频电源 1 与负载 5 (等离子体处理装置 5) 之间安装有阻抗调整装置 3。

[0005] 在阻抗调整装置 3, 设置有可变电容器 (condenser) 和可变电感器 (inductor) 等可变电特性元件。可变电容器是能够改变电容的电容器。可变电容器 (condenser) 有时也被称为可变电容器 (capacitor)。阻抗调整装置 3 通过调整可变电特性元件的电容、电感等电特性而调整负载侧阻抗 ZL。阻抗调整装置 3 通过令可变电特性元件的电特性为适当的值, 使高频电源 1 的输出阻抗与负载 5 的阻抗匹配。通过使阻抗匹配, 能够使从负载 5 朝向高频电源 1 而去的反射波电力尽可能为最小, 使供往负载 5 的供给电力达到最大。

[0006] 因为可变电容器和可变电感器是能够调整电特性的元件, 所以在本说明书中将可变电容器和可变电感器总称为“可变电特性元件”。此外, 将电容和电感等信息称为“电特性信息”。

[0007] 图 9 是表示包括现有的阻抗调整装置 3P 的高频电力供给系统的结构例的框图。

[0008] 高频电源 1p 通过传输线路 2 与阻抗调整装置 3P 的输入端 301 连接, 负载 5 (等离子体处理装置) 通过负载连接部 4 与输出端 302 连接。高频电源 1p 是输出输出频率恒定

的高频的电源。输出频率是从高频电源 1p 输出的高频的基本频率（基波的频率）。

[0009] 如图 9 所示,在阻抗调整装置 3P,设置有由第一可变电容器 21、第二可变电容器 24 和电感器 23 构成的调整电路 20p。第一可变电容器 21 和第二可变电容器 24 是可变电特性元件的一种。调整电路 20p 的输出端与阻抗调整装置 3P 的输出端 302 连接,在调整电路 20p 的输入端与阻抗调整装置 3P 的输入端 301 之间设置有定向耦合器 (directional coupler,方向性耦合器) 10。

[0010] 从高频电源 1p 输出的高频电力经由阻抗调整装置 3P 内的定向耦合器 10 和调整电路 20p 供给至负载 5。另外,将从高频电源 1p 输出并朝向负载 5 而去的高频电力称为行波电力 PF,将在负载 5 处反射而返回到高频电源 1p 的高频电力称为反射波电力 PR。

[0011] 阻抗调整装置 3P 能够通过调整 (改变) 调整电路 20p 内的第一可变电容器 21 和第二可变电容器 24 的电容而调整 (改变) 负载侧阻抗 ZL。阻抗调整装置 3P 通过令第一可变电容器 21 和第二可变电容器 24 的各电容为适当的值,使高频电源 1p 的输出阻抗与负载 5 的阻抗匹配。另外,调整电路 20p 的结构根据高频电源 1p 的输出频率、负载 5 的条件等而不同。此外,作为可变电特性元件,还存在使用可变电感器的情况。

[0012] 第一可变电容器 21 和第二可变电容器 24 中使用的可变电容器具有用于调整电容的可动部 (省略图示)。可变电容器的电容通过利用电动机等使可动部的位置移位而被调整。

[0013] 可变电容器包括至少一方为可动电极的一对电极,可动电极为用于调整电容的可动部。当使可动电极的位置移位时,该可动电极与另一电极的相对的面积发生变化从而电容发生变化,因此可变电容器的电容通过调整 (改变) 可动电极的位置而被调整 (改变)。

[0014] 可变电容器的电容能够多阶段 (多级) 地调整。与可变电容器的可动部的位置对应的电容通过可变电容器的规格或实验而己知。只要知道可动部的位置,就能知道可变电容器的电容,因此,在可变电容器的电容的调整中,可动部的位置信息被用作表示电容的信息 (电容信息)。因此,可变电容器的可动部的位置信息被作为表示可变电容器的电特性的信息 (电特性信息) 来处理。

[0015] 可变电容器的可动部的位置信息为直接或间接地检测到可动部的位置的信息即可。因为从可动部的结构上来说难以直接检测可动部的位置,所以可动部的位置例如通过检测使可动部的位置移位的电动机的旋转位置 (旋转量) 而间接地检测。发动机的旋转位置能够利用控制发动机的驱动的脉冲信号、电压等检测。

[0016] 在图 9 的情况下,第一可变电容器 21 的可变部的位置通过调整部 30 被调整,第一可变电容器 21 的可动部的位置信息通过位置检测部 40 被检测 (获取)。此外,第二可变电容器 24 的可动部的位置通过调整部 50 被调整,第二可变电容器 24 的可动部的位置信息通过检测部 60 被检测 (获取)。

[0017] 调整部 30 是用于使第一可变电容器 21 的可动部的位置移位的驱动单元。调整部 30 例如由步进电动机、电动机驱动电路等 (均省略图示) 构成。调整部 30 内的电动机驱动电路基于从控制部 100p 输入的指令信号使步进电动机旋转。通过步进电动机的旋转使得第一可变电容器 21 的可动部的位置移位。因此,控制部 100p 通过控制调整部 30 内的步进电动机的旋转量来调整第一可变电容器 21 的电容。同样,调整部 50 是用于使第二可变电容器 24 的可动部的位置移位的驱动单元。调整部 50 例如由步进电动机、电动机驱动电路

等（均省略图示）构成。调整部 50 内的电动机驱动电路基于从控制部 100p 输入的指令信号使步进电动机旋转，使得第二可变电容器 24 的可动部的位置移位。因此，控制部 100p 通过控制调整部 50 内的步进电动机的旋转量来调整第二可变电容器 24 的电容。

[0018] 位置检测部 40 用于检测调整部 30 内的步进电动机的旋转位置（旋转量）。同样，位置检测部 60 用于检测调整部 50 内的步进电动机的旋转位置（旋转量）。

[0019] 另外，可变电感器虽然与可变电容器结构不同，但是与可变电容器同样也具有可动部。在可变电感器中，也能够通过利用电动机等使可动部的位置移位而调整（改变）可变电感器的电感。可变电感器的电感的可变方法基本与可变电容器相同，因此省略说明。在使用可变电感器作为可变电特性元件的情况下也只要知道可变电感器的可动部的位置就能知道电感，因此可变电感器的可动部的位置信息被作为表示可变电感器的电感的信息（电感信息）来处理。

[0020] 第一可变电容器 21 和第二可变电容器 24 分别能够多阶段地调整。例如，在第一可变电容器 21 和第二可变电容器 24 的可动部的位置分别能够 101 阶段（101 级）地移位的情况下，能够使调整电路 20p 的阻抗以  $101 \times 101 = 10,201$  组（约 1 万组）的组合变化。即，阻抗匹配装置 3P 能够借助于约 1 万个阻抗调整位置进行负载侧阻抗 ZL 的调整（改变）。

[0021] 在可变电容器的可动部的位置多阶段地移位的情况下，通过对可动部的各移位位置分配编号，能够将该编号作为可变电容器的可动部的位置信息。例如，在可变电容器的可动部的位置 101 阶段地移位的情况下，令电容为最小的位置为“0”，电容为最大的位置为“100”，则可变电容器的可动部的位置信息用“0”～“100”来表示。因此，当第一可变电容器 21 的可动部的位置信息和第二可变电容器 24 的可动部的位置信息分别用“0”～“100”来表示时，阻抗调整装置 3P 的阻抗调整位置利用如 (0,0)、(0,1)……(100,100) 那样将第一可变电容器 21 的可动部的位置信息和第二可变电容器 24 的可动部的位置信息组合而得到的位置信息来表示。

[0022] 例如，在专利文献 1（日本特开 2006-166412）中提出了通过控制可变电容器、可变电感器等可变电特性元件来进行阻抗匹配的阻抗调整装置 3P。

[0023] 在专利文献 1 中公开的阻抗调整装置 3P 中，预先测定的阻抗调整装置 3P 的特性参数被存储在存储器 70p 中。特性参数是表示将整个阻抗调整装置 3P 作为传输装置时的传输特性的参数，例如为 S 参数（Scattering Parameter：散射参数）或将该 S 参数转换而得到的 T 参数（Transmission Parameter：传输参数）。特性参数是对于阻抗调整装置 3P 的整个阻抗调整位置（将第一可变电容器 21 的可动部的位置信息和第二可变电容器 21 的可动部的位置信息组合而得到的位置信息），将阻抗调整装置 3P 调整至各阻抗调整位置而测定的。从而，多个特性参数的测定值以具有与阻抗调整位置的对应关系的方式存储在存储器 70p 中。而且，控制部 100p 基于从定向耦合器 10 输出的行波电压的检测信号和反射波电压的检测信号、由位置检测部 40 检测出的第一可变电容器 21 的可动部的位置信息和由位置检测部 60 检测出的第二可变电容器 24 的可动部的位置信息、存储在存储器 70p 中的特性参数的信息，进行阻抗匹配。

[0024] 特性参数是表示包括阻抗调整装置 3p 的内部的寄生电容（stray capacitance）和电感成分等的传输特性的参数，因此，只要使用所测定得到的特性参数进行阻抗匹配，就能够高精度地进行阻抗匹配。

[0025] [表 1]

[0026]

		VC1							
		0	1	2	...	...	98	99	100
VC2	0	T (0, 0)	T (1, 0)	T (2, 0)	...	...	T (98, 0)	T (99, 0)	T (100, 0)
	1	T (0, 1)	T (1, 1)	T (2, 1)	...	...	T (98, 1)	T (99, 1)	T (100, 1)
	2	T (0, 2)	T (1, 2)	T (2, 2)	...	...	T (98, 2)	T (99, 2)	T (100, 2)
	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	98	T (0, 98)	T (1, 98)	T (2, 98)	...	...	T (98, 98)	T (99, 98)	T (100, 98)
	99	T (0, 99)	T (1, 99)	T (2, 99)	...	...	T (98, 99)	T (99, 99)	T (100, 99)
	100	T (0, 100)	T (1, 100)	T (2, 100)	...	...	T (98, 100)	T (99, 100)	T (100, 100)

[0027] 表 1 是存储在存储器 70p 中的特性参数的一个例子。表 1 表示存储在存储器 70p 中的特性参数为 T 参数的情况下的例子。表 1 中,以变量 VC1 表示第一可变电容器 21 的可动部的位置信息,以变量 VC2 表示第二可变电容器 24 的可动部的位置信息。此外,第一可变电容器 21 的可动部的可变范围和第二可变电容器 24 的可动部的可变范围分别为 0 ~ 100 的范围 (101 阶段)。

[0028] 表 1 中,T(0,0) 表示将阻抗调整装置 3P 调整至阻抗调整位置 (0,0) (第一可变电容器 21 的可动部的位置信息为“0”,第二可变电容器 24 的可动部的位置信息为“0”的调整位置) 进行测定而得到的 T 参数。同样, T(100,0) 表示将阻抗调整装置 3P 调整至阻抗调整位置 (100,0) (第一可变电容器 21 的可动部的位置为“100”,第二可变电容器 24 的可动部的位置为“0”的调整位置) 进行测定而得到的 T 参数。其它的 T 参数也按同样的方式表示。另外, T 参数是对阻抗调整装置 3P 的所有 10201 个阻抗调整位置进行测定而得到的,但是在表 1 中,为了简化记载而将一部分省略记载为“...”。

[0029] 此处,对 S 参数和 T 参数进行说明。

[0030] 众所周知, S 参数是表示将特性阻抗 (例如 50 Ω) 的线路与规定的 4 端子电路网 (也称为 2 端子对电路网) 的输入端子和输出端子连接而输入高频信号时的 4 端子电路网的传输特性的参数。S 参数如“数学式 1”所示,利用由输入侧的电压反射系数 (S<sub>11</sub>)、正向电压的传递系数 (S<sub>21</sub>)、反向电压的传递系数 (S<sub>12</sub>)、输出侧的电压反射系数 (S<sub>22</sub>) 这些各元素构成的矩阵来表示。

[0031] [数学式 1]

[0032] 
$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

[0033] T 参数如“数学式 2”所示,是能够从 S 参数转换得到的参数。一般在 4 端子电路网的传输特性的测定中,S 参数的测定较为简便,但是在进行运算时,使用 T 参数较为简便。

[0034] [数学式 2]

[0035]

$$\frac{1}{S_{12}} \begin{bmatrix} S_{12} \cdot S_{21} - S_{11} \cdot S_{22} & S_{22} \\ -S_{11} & 1 \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$$

[0036] 在图 10 所示的 4 端子电路网中, S 参数如“数学式 3”那样被定义, T 参数如“数学式 4”那样被定义。

[0037] [ 数学式 3]

$$[0038] \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

[0039] [ 数学式 4]

$$[0040] \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix}$$

[0041] 图 10 中, 令端口 1 为输入侧, 令端口 2 为负载侧, 则输入反射系数  $\Gamma_{in}$  (输入端的反射系数) 与输出反射系数  $\Gamma_{out}$  (输出端的反射系数) 的关系能够使用 S 参数 (参照“数学式 5”) 或 T 参数 (参照“数学式 6”) 表示。

[0042] [ 数学式 5]

$$\Gamma_{out} = \frac{a_2}{b_2}$$

[0043]

$$= \frac{\Gamma_{in} - S_{11}}{S_{12} \cdot S_{21} + S_{22} (\Gamma_{in} - S_{11})}$$

[0044] [ 数学式 6]

$$\Gamma_{out} = \frac{a_2}{b_2}$$

[0045]

$$= \frac{T_{21} + T_{22} \cdot \Gamma_{in}}{T_{11} + T_{12} \cdot \Gamma_{in}}$$

[0046] 现有技术文献

[0047] 专利文献

[0048] 专利文献 1 : 日本特开 2006-166412

[0049] 专利文献 2 : 日本特开 2006-310245

[0050] 专利文献 3 : 日本特开 2008-181846



## 发明内容

[0051] 发明要解决的问题

[0052] 如上所述,在图 9 所示的高频电力供给系统中,高频电源 1p 的输出频率固定在某个恒定的频率。但是,例如在专利文献 2(日本特开 2006-310245)中,着眼于当使高频电源的输出频率变化时从高频电源的输出端观察负载侧时的负载侧阻抗发生变化,提出了调整高频电源的输出频率进行阻抗匹配的技术。专利文献 2 中记载的技术是这样一种技术:因为负载侧阻抗所包含的电容成分和电感成分由于频率而导致阻抗发生变化,所以通过使高频电源的输出频率变化而使负载侧阻抗变化,由此进行阻抗匹配。另外,在本说明书中,将这样的能够调整(改变)输出频率的高频电源称为可变频率方式的高频电源 1v。

[0053] 此外,如专利文献 3(日本特开 2008-181846)中记载的那样,即使在使用可变频率方式的高频电源 1v 的情况下,也存在使用图 11 所示的包括调整电路 20 的阻抗调整装置的情况。调整电路 20 是对图 9 所示的调整电路 20p,将第二可变电容器 24 替换为电容恒定的电容器 22 而得到的调整电路。在专利文献 3 中记载的阻抗调整装置中,通过调整第一可变电容器 21 的可动部的位置并且调整高频电源 1v 的输出频率,进行阻抗匹配。另外,调整电路 20 的电容器 22 的电容恒定,所以未设置用于调整电容的调整部或用于检测可动部的位置信息的位置检测部。

[0054] 使用预先测定的特性参数进行阻抗匹配的专利文献 1 中记载的阻抗匹配方法中,特性参数是对一个输出频率进行测定而得到的参数,因此如果将专利文献 1 中记载的阻抗匹配方法应用于使高频电源 1v 的输出频率变化而进行阻抗匹配的专利文献 2 和专利文献 3 中记载的高频电力供给系统,则会产生无法进行阻抗匹配的情况。

[0055] 本发明是鉴于上述问题而完成的,其目的在于提供一种阻抗调整装置,该阻抗调整装置即使在使用可变频率方式的高频电源 1v 调整(改变)输出频率的情况下,也能够进行利用特性参数的阻抗匹配。

[0056] 用于解决问题的技术方案

[0057] 基于本发明的实施例而提供的阻抗调整装置具有如下结构:其设置在高频电源与负载之间,用来对从上述高频电源观察上述负载侧时的阻抗进行调整。该阻抗调整装置包括与上述高频电源连接的输入端、与上述负载连接的输出端和可变电特性元件。该阻抗调整装置还包括以下的部件:

[0058] 特性参数存储单元,其为存储表示该阻抗调整装置的传输特性的多个特性参数的特性参数存储单元,上述多个特性参数分别是对于将与上述高频电源的输出频率对应的多个频率调整点和与上述可变电特性元件的电特性对应的多个电特性调整点组合而得到的多个调整点获取(取得)的;

[0059] 高频信息检测单元,其检测上述输入端的高频信息;

[0060] 输出频率获取(取得)单元,其获取上述高频电源的输出频率;

[0061] 电特性获取单元,其获取上述可变电特性元件的电特性;

[0062] 特性参数获取单元,其基于上述多个特性参数,获取对于将上述获取的输出频率与上述获取的电特性组合而得到的调整点的特性参数;

[0063] 输出反射系数运算单元,其基于由上述高频信息检测单元检测出的高频信息和由

上述特性参数获取单元获取的特性参数,运算上述输出端的输出反射系数;

[0064] 指定(特定)单元,其基于上述输出反射系数、预先设定的目标输入反射系数和上述多个特性参数,从上述多个调整点中指定(特定)使上述对象阻抗与上述高频电源的阻抗匹配的阻抗调整点;

[0065] 电特性元件调整单元,其将上述可变电特性元件的电特性调整为上述阻抗调整点的电特性;和

[0066] 指令信号输出单元,其将用于使上述高频电源的输出频率调整至上述阻抗调整点的输出频率的指令信号输出至上述高频电源。

[0067] 优选上述特性参数存储单元存储按每个上述调整点实际测定得到的特性参数、或将实测得到的特性参数转换而得到的与该特性参数不同种类的特性参数。

[0068] 优选上述测定得到的特性参数为 S 参数,与该特性参数不同种类的特性参数为 T 参数。

[0069] 优选上述特性参数存储单元存储的多个特性参数包括实测值和推定值,该实测值是对上述多个调整点的一部分按每个调整点实际测定而得到的值,该推定值是对上述多个调整点的未被实测的调整点,按每个调整点通过使用上述实测值进行的插补运算计算出的值。

[0070] 优选被实测出上述特性参数的调整点是将从上述多个频率调整点按第一间隔抽取的一部分频率调整点和从上述多个电特性调整点按第二间隔抽取的一部分电特性调整点组合而得到的调整点。

[0071] 优选上述指定单元基于上述目标输入反射系数和上述多个特性参数,对假定已将上述可变高频电源的输出频率和上述可变电特性元件的电特性调整至上述多个调整点的情况下的、各调整点的上述输出端的虚拟的输出反射系数进行运算,将上述输出反射系数与上述虚拟的输出反射系数的差为最小的调整点作为上述阻抗的调整点进行指定。

[0072] 优选上述高频信息是从上述高频电源向负载侧行进的行波电压和从上述负载向上述高频电源侧反射的反射波电压。

[0073] 优选上述输出反射系数运算单元基于上述高频信息运算上述输入端的输入反射系数,基于该输入反射系数和上述获取的特性参数,运算上述输出反射系数。

[0074] 优选上述阻抗调整装置还包括使用上述高频信息检测上述高频电源的输出频率的频率检测单元。

[0075] 优选上述高频电源将正在输出的高频的输出频率的信息输出到上述阻抗调整装置,上述输出频率获取单元将从上述高频电源输入的输出频率的信息作为上述高频电源的输出频率而获取。

[0076] 发明的效果

[0077] 根据本发明,能够提供即使在使用可变频率方式的高频电源调整(改变)输出频率的情况下也能够利用特性参数进行阻抗匹配的阻抗调整装置。

## 附图说明

[0078] 图 1 是表示应用本发明的阻抗调整装置的高频电力供给系统的结构例的框图。

[0079] 图 2 是对存储器中存储的 S 参数或 T 参数的一个例子进行图示的图。

- [0080] 图 3 是用于说明利用双线性插补求取未测定的 S 参数的方法的图。
- [0081] 图 4 是栅格状地测定 S 参数并且对另外的一部分的组合信息测定 S 参数的情况下的一个例子。
- [0082] 图 5 是表示阻抗调整装置的用于测定 S 参数的测定电路的结构图。
- [0083] 图 6 是控制部的功能框图。
- [0084] 图 7 是表示用于指定目标组合信息的变量的变化方法的一个例子的图。
- [0085] 图 8 是表示高频电力供给系统的结构例的图。
- [0086] 图 9 是表示包括现有的阻抗调整装置的高频电力供给系统的结构例的框图。
- [0087] 图 10 是表示 4 端子电路网的概念的图。
- [0088] 图 11 是表示调整电路的一个例子的图。

### 具体实施方式

[0089] 以下,参照附图对本发明的实施方式进行详细说明。另外,对与图 9 所示的现有的结构相同或同样的结构标注同一符号。

[0090] 图 1 是表示应用本发明的阻抗调整装置 3A 的高频电力供给系统的结构例的框图。

[0091] 高频电力供给系统是对半导体晶片、液晶基板等被加工物进行例如等离子体蚀刻等加工处理的系统。高频电力供给系统包括可变频率方式的高频电源 1v、传输线路 2、阻抗调整装置 3A、负载连接部 4 和包括等离子体处理装置的负载 5。另外,在本说明书中,将组合高频电源 1v 与阻抗调整装置 3A 而得到的系统作为高频匹配系统。

[0092] 阻抗调整装置 3A 的输入端 301,例如经由由同轴电缆构成的传输线路 2 与高频电源 1v 连接,输出端 302 经由负载连接部 4 与负载 5 连接。负载连接部 4 为了抑制电磁波的泄漏而用铜板屏蔽。

[0093] 高频电源 1v 是对负载 5 供给高频电力的装置。高频电源 1v 的输出频率是无线频带 (wireless frequency band) 的频率。无线频带的频率一般为数百 KHz 至数十 MHz 左右的频率,但是高频电源 1v 的输出频率例如为 400kHz、2MHz、13.56MHz、50MHz 等频率。另外,高频电源 1v 的输出频率是基波的频率。

[0094] 高频电源 1v 的输出频率能够在规定的范围内进行变更(改变)。输出频率的可变范围考虑设置于高频电源 1v 的振荡器(省略图示)的性能等而适当地设定。例如在可变范围的中心频率为 2MHz 的情况下,输出频率的可变范围被设计为  $2\text{MHz} \pm 10\%$  (1.8 ~ 2.2MHz) 左右的范围。

[0095] 此外,输出频率的变更例如按如下方式设计:令输出频率的可变范围的下限频率为“0”,输出频率的可变范围的上限频率为“100”,以“0”~“100”这 101 阶段(101 级),分阶段(分级)地进行变更。在输出频率的可变范围为  $2\text{MHz} \pm 10\%$  (1.8 ~ 2.2MHz) 的情况下,“0”级为 1.8MHz,“100”级为 2.2MHz,因此高频电源 1v 的输出频率在 1.8MHz 至 2.2MHz 的范围以 0.004MHz (4kHz) 的间距 (pitch) 分阶段地变更。

[0096] 当然,输出频率或输出频率的可变范围并不限定于上述说明。例如输出频率有时还被设定为数百 MHz 左右的高输出频率。此外,输出频率的可变范围有时还被设计为  $2\text{MHz} \pm 5\%$  (1.9 ~ 2.1) 左右的范围。

[0097] 高频电源 1v 识别输出频率,并将该输出频率的信息作为电源识别输出频率信息

Fge 输出至阻抗调整装置 3A。从高频电源 1v 输出的电源识别输出频率信息 Fge 被输入至后述的阻抗调整装置 3A 的控制部 100。此外,如后所述,用于使阻抗匹配的目标输出频率信息 Fmat 从阻抗调整装置 3A 的控制部 100 被输入至高频电源 1v。高频电源 1v 基于从控制部 100 输入的目标输出频率信息 Fmat 改变输出频率。

[0098] 负载 5 是用于使用蚀刻、CVD 等方法对半导体晶片、液晶基板等被加工物进行加工的等离子体处理装置。在等离子体处理装置中,根据被加工物的加工目的执行各种加工处理。例如,在对被加工物进行蚀刻的情况下,进行已适当地设定与该蚀刻相应的气体的种类、气体的压力、高频电力的供给电力值和高频电力的供给时间等的加工处理。在等离子体处理装置中,在封入有等离子体放电用的气体的腔室(省略图示)内配置被加工物。然后,从高频电源 1v 向腔室(省略图示)内的一对电极供给高频电力,使得等离子体放电用的气体从非等离子体状态成为等离子体状态,并且使用处于该等离子体状态的气体对被加工物进行加工。

[0099] 阻抗调整装置 3A 是使高频电源 1v 的阻抗和负载 5 的阻抗匹配的装置。更具体而言,在高频电源 1v 的输出阻抗被设计为  $50\ \Omega$ ,高频电源 1v 通过特性阻抗为  $50\ \Omega$  的传输线路 2 连接至阻抗调整装置 3A 的输入端 301 的情况下,阻抗调整装置 3A 将从该阻抗调整装置 3A 的输入端 301 观察负载 5 侧时的阻抗调整为接近  $50\ \Omega$  的值。通过该调整,从高频电源 1v 的输入端观察负载 5 侧时的负载侧阻抗 ZL 被调整为接近  $50\ \Omega$  的值。

[0100] 另外,在本实施方式中,特性阻抗设为  $50\ \Omega$ ,但是特性阻抗并不限定于  $50\ \Omega$ 。此外,优选使阻抗调整装置 3A 的输入端 301 的输入反射系数  $\Gamma_{in}$  为 0,即使负载侧阻抗 ZL 与特性阻抗一致。但是,通常只要输入反射系数  $\Gamma_{in}$  成为规定的允许值以下就能够视为阻抗已经匹配,因此,在本实施方式中,阻抗调整装置 3A 调整负载侧阻抗 ZL,使得输入反射系数  $\Gamma_{in}$  成为规定的允许值以下。

[0101] 在阻抗调整装置 3A,设置有定向耦合器 10、控制部 100、调整电路 20、调整部 30、位置检测部 40、存储器 70。此外,调整电路 20 包括可变电容器 21、阻抗固定的电容器 22 和电感器 23。可变电容器 21 是与图 9 的第一可变电容器 21 实质上相同的可变电容器。阻抗调整装置 3A 通过对设置在调整电路 20 的可变电容器 21 的可动部(可动电极)的位置和高频电源 1v 的输出频率双方进行调整而进行阻抗匹配。阻抗调整装置 3A 的阻抗匹配动作的详细说明在后面进行。

[0102] 另外,如上所述,可变电容器 21 的可动部的位置信息能够作为表示电容的信息(电容信息)来处理,因此作为表示可变电容器 21 的电特性的信息(电特性信息)来处理。

[0103] 调整电路 20 的结构并不限定于图 1 所示的结构,也可以为其它结构。例如,如图 1 所示的调整电路 20 是一般被称为倒 L 型的电路,但是能够使用  $\pi$  型等众所周知的调整电路。使用哪种类型的调整电路是根据高频电源 1v 的输出频率和负载 5 的条件等而决定的。

[0104] 定向耦合器 10 将从高频电源 1v 向负载 5 侧行进的高频(以下,称为行波。)和从负载 5 侧反射而来的高频(以下,称为反射波。)分离而进行检测。定向耦合器 10 将所检测到的行波和反射波分别以行波电压和反射波电压输出。定向耦合器 10 具有一个输入端口 11 和三个输出端口 12、13、14。输入端口 11 与高频电源 1v 连接,第一输出端口 12 与调整电路 20 连接。此外,第二输出端口 13 和第三输出端口 14 与控制部 100 连接。

[0105] 另外,定向耦合器 10 作为本发明的高频信息检测单元的一部分发挥作用。此外,

将定向耦合器 10 与后述的矢量化部 110 组合而得到的单元成为本发明的高频信息检测单元的一个例子。

[0106] 从输入端口 11 输入至定向耦合器 10 的行波从第一输出端口 12 和第二输出端口 13 输出。从第一输出端口 12 输出的行波输入至调整电路 20。在调整电路 20 处反射并从第一输出端口 12 输入至定向耦合器 10 的反射波从输入端口 11 和第三输出端口 14 输出。从第二输出端口 13 输出的行波和从第三输出端口 14 输出的反射波通过衰减器（省略图示）被衰减至适当的电平（level）而输入至控制部 100。

[0107] 另外，能够使用高频检测器来替代定向耦合器 10。高频检测器是例如检测从高频电源 1v 输入至输入端 301 的高频电压、高频电流和它们的相位差（高频电压与高频电流的相位差）的检测器。由高频检测器检测出的高频电压、高频电流和相位差输入至控制部 100。

[0108] 控制部 100 为阻抗调整装置 3A 的控制中枢。控制部 100 具有未图示的 CPU、存储器和 ROM 等。控制部 100 例如也能够使用如 FPGA (Field Programmable Gate Array :现场可编程门阵列) 之类的、能够适当地定义和变更内部的逻辑电路的门阵列构成。控制部 100 基于从定向耦合器 10 输出的行波电压和反射波电压，使可变电容器 21 的电容和高频电源 1v 的输出频率变化，对调整电路 20 的阻抗进行调整。

[0109] 可变电容器 21 的可动部（可动电极）与调整部 30 连接。调整部 30 是用于使可变电容器 21 的可动部的位置移位的驱动单元。调整部 30 例如由步进电动机、电动机驱动电路等（均省略图示）构成。调整部 30 内的电动机驱动电路基于从控制部 100 输入的指令信号驱动步进电动机，使可变电容器 21 的可动部的位置移位。在本实施方式中，可变电容器 21 的电容例如能够 101 阶段地调整。控制部 100 通过控制调整部 30 内的步进电动机的旋转量，分阶段地调整可变电容器 21 的电容。另外，调整部 30 是本发明的电特性元件调整单元的一个例子。

[0110] 在可变电容器 21，设置有检测由调整部 30 调整的可动部的位置的位置检测部 40。由位置检测部 40 检测出的可变电容器 21 的可动部的位置信息输入至控制部 100。控制部 100 基于该位置信息识别可变电容器 21 的可动部的位置。另外，位置检测部 40 是本发明的电特性获取单元的一个例子。

[0111] 控制部 100 与存储器 70 连接。在存储器 70 中，存储有预先测定的阻抗调整装置 3A 的特性参数。特性参数是表示将整个阻抗调整装置 3A 作为传输装置的情况下的传输特性的 S 参数或将该 S 参数转换而得到的 T 参数。存储在存储器 70 中的特性参数是将可变电容器 21 的可动部的位置（电容）设定在作为测定对象而被设定的位置，并将作为测定对象而被设定的频率的高频输入至阻抗调整装置 3A 而测定的 S 参数的测定值或将该 S 参数的测定值转换而得到的 T 参数。作为测定对象的可动部的位置和高频的频率是从可变电容器 21 的可动部的分阶段（分级）的可变位置和高频电源 1v 的输出频率的分阶段（分级）的变化值的所有组合中抽取的一部分组合中所包含的、可变电容器 21 的可动部的可变位置和高频电源 1v 的输出频率。另外，存储器 70 是本发明的特性参数存储单元的一个例子。

[0112] 在本实施方式中，以变量 C 表示可变电容器 21 的可动部的位置信息，以变量 F 表示高频电源 1v 的输出频率信息，如 (C, F) 那样以坐标形式表示可变电容器 21 的可动部的位置与高频电源 1v 的输出频率的组合信息。在上述的例子中，“C”在 0 ~ 100 的范围（101

阶段)分阶段地变化,“F”也在0~100的范围(101阶段)分阶段地变化。从而,在本实施方式中,组合信息(C,F)的个数为 $101 \times 101 = 10201$ 个。当然,变量C和变量F也可以在其它范围内变化。

[0113] 表2表示存储器70中作为特性参数存储有S参数的一个例子,表3表示存储器70中作为特性参数存储有T参数的一个例子。

[0114] [表2]

[0115]

		C							
		0	10	20	...	...	80	90	100
F	0	S(0,0)	S(10,0)	S(20,0)	...	...	S(80,0)	S(90,0)	S(100,0)
	10	S(0,10)	S(10,10)	S(20,10)	...	...	S(80,10)	S(90,10)	S(100,10)
	20	S(0,20)	S(10,20)	S(20,20)	...	...	S(80,20)	S(90,20)	S(100,20)
	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	80	S(0,80)	S(10,80)	S(20,80)	...	...	S(80,80)	S(90,80)	S(100,80)
	90	S(0,90)	S(10,90)	S(20,90)	...	...	S(80,90)	S(90,90)	S(100,90)
	100	S(0,100)	S(10,100)	S(20,100)	...	...	S(80,100)	S(90,100)	S(100,100)

[0116] [表3]

[0117]

		C							
		0	10	20	...	...	80	90	100
F	0	T(0,0)	T(10,0)	T(20,0)	...	...	T(80,0)	T(90,0)	T(100,0)
	10	T(0,10)	T(10,10)	T(20,10)	...	...	T(80,10)	T(90,10)	T(100,10)
	20	T(0,20)	T(10,20)	T(20,20)	...	...	T(80,20)	T(90,20)	T(100,20)
	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	...	...	...	...	...	...	...	...	...
	80	T(0,80)	T(10,80)	T(20,80)	...	...	T(80,80)	T(90,80)	T(100,80)
	90	T(0,90)	T(10,90)	T(20,90)	...	...	T(80,90)	T(90,90)	T(100,90)
	100	T(0,100)	T(10,100)	T(20,100)	...	...	T(80,100)	T(90,100)	T(100,100)

[0118] 表2所示的S参数是以将使0~100的范围按10阶段(级)步骤变化而得到的11个变量C和使0~100的范围按10阶段(级)步骤变化而得到的11个变量F组合而得到的121个组合信息(C,F)为测定对象,使可变电容器21的可动部的位置和输入至阻抗调整装置3A的高频的频率变化至与作为测定对象的各组合信息(C,F)对应的值而测定出阻抗调整装置3A的S参数的。

[0119] 另外,组合信息(C,F)表示可变电容器21的可动部的位置信息C与高频电源1v的输出频率信息F的组合信息,因此,只要知道该组合信息,就能知道对应的可变电容器21的可动部的位置和输出频率。即,知道可变电容器21的电容信息(电特性信息)和输出频率。因此,在存储器70中,不只是存储有S参数或T参数,而是与可变电容器21的可动部的位置和输出频率的组合信息(C,F)相关地(关联地)存储有S参数或T参数。

[0120] 表2中,S(C,F)表示将可变电容器21的可动部的位置设定在与“C”对应的位置,将输入至阻抗调整装置3A的高频的频率设定在与“F”对应的频率进行测定而得到的阻抗调整装置3A的S参数。例如,S(0,0)表示将可变电容器21的可动部的位置设定在与C =

0 对应的位置,将输入至阻抗调整装置 3A 的高频的频率设定在与  $F = 0$  对应的频率进行测定而得到的 S 参数。同样,  $S(100, 0)$  表示将可变电容器 21 的可动部的位置设定在与  $C = 100$  对应的位置,将输入至阻抗调整装置 3A 的高频的频率设定在与  $F = 0$  对应的频率进行测定而得到的 S 参数。

[0121] 表 3 所示的 T 参数是利用数学式 2 所示的转换式而将表 2 所示的 S 参数的测定值转换成 T 参数的。在存储器 70 中,与可变电容器 21 的可动部的位置和高频电源 1v 的输出频率的组合信息 (C, F) 对应地存储有 T 参数。

[0122] 从而,表 3 的  $T(C, F)$  表示将可变电容器 21 的可动部的位置设定在与“C”对应的位置,将高频电源 1v 的输出频率设定在与“F”对应的频率进行测定而得到的 T 参数。例如,  $T(0, 0)$  表示将可变电容器 21 的可动部的位置设定在与  $C = 0$  对应的位置,将高频电源 1v 的输出频率设定在与  $F = 0$  对应的频率进行测定而得到的 T 参数。同样,  $T(100, 0)$  表示将可变电容器 21 的可动部的位置设定在与  $C = 100$  对应的位置,将高频电源 1v 的输出频率设定在与  $F = 0$  对应的频率进行测定而得到的 T 参数。

[0123] 图 2 是以 (C, F) 的坐标对被测定出存储在存储器 70 中的 S 参数和 T 参数的可变电容器 21 的可动部的位置信息与高频电源 1v 的输出频率信息的组合进行图示的图。图 2 中,横轴是可变电容器 21 的可动部的位置信息 C,纵轴是高频电源 1v 的输出频率信息 F。此外,黑色圆点表示被测定出 S 参数或 T 参数的组合信息 (C, F) 的位置。如图 2 所示,阻抗调整装置 3A 的 S 参数和 T 参数不是对可变电容器 21 的可动部的可变量和高频电源 1v 的输出频率的可变量的所有组合进行测定而得到的,而是对其一部分组合进行测定而得到的。

[0124] 如上所述,在传输特性的测定中, S 参数的测定较为简便,但是在进行阻抗匹配时的运算中,使用 T 参数较为简便,因此通常在存储器 70 中存储将所测定得到的 S 参数转换而得到的 T 参数。在将 S 参数存储在存储器 70 中的情况下,在进行阻抗匹配时从存储器 70 将 S 参数读出,并将其转换为 T 参数用于运算。但是,如果在阻抗匹配时进行从 S 参数转换为 T 参数的处理,运算负荷就会增大,因此优选预先将 T 参数存储在存储器 70 中。以下就当作为将 T 参数存储在存储器 70 中并使用该 T 参数进行阻抗匹配的情况而进行说明。

[0125] 从精度方面看, S 参数优选对可变电容器 21 的可动部的位置所能够取的值和高频电源 1v 的输出频率所能够取的值的所有组合进行测定而得到。但是,如果对所有的组合测定 S 参数,则测量量变庞大,因此需要很多测定工时。在本实施方式中,为了减轻其负担,不对所有的组合测定 S 参数,而对一部分组合测定 S 参数,对未测定的 S 参数,使用测定值,通过利用直线近似的插补运算进行插补。作为插补运算的方法,例如使用双线性 (Bi-Linear) 插补。将 S 参数转换而得到的 T 参数也一样。

[0126] 使用图 3 说明通过双线性插补求出未测定的 S 参数的方法。

[0127] 在以下的说明中,以 S 参数的元素  $S_{11}$  为例进行说明。此外,以“S 参数的元素名 ( $S_{11}$  等)”+“组合信息 (C, F)”表示 S 参数的元素。例如,将  $S(10, 10)$  的元素  $S_{11}$  表示为  $S_{11}(10, 10)$ ,将  $S(10, 20)$  的元素  $S_{11}$  表示为  $S_{11}(10, 20)$ ,将  $S(20, 10)$  的元素  $S_{11}$  表示为  $S_{11}(20, 10)$ ,将  $S(20, 20)$  的元素  $S_{11}$  表示为  $S_{11}(20, 20)$ 。因此,图 3 表示,  $S_{11}(10, 10)$  的测定值为 100,  $S_{11}(10, 20)$  的测定值为 170,  $S_{11}(20, 10)$  的测定值为 160,  $S_{11}(20, 20)$  的测定值为 200。另外,图 3 所示的元素  $S_{11}$  的各值并非实际的测定值,而是用于说明双线性插补的数值例。

[0128] 例如,未测定的组合信息 (C, F) = (18, 16) 的 S 参数的元素  $S_{11}(18, 16)$  可通过以

下的第一步~第三步的插补运算求取。

[0129] 第一步:使用  $S_{11}(10, 10)$  的测定值 100 和  $S_{11}(20, 10)$  的测定值 160, 通过插补运算求取  $S_{11}(18, 10)$  的推定值。

[0130] 第二步:使用  $S_{11}(10, 20)$  的测定值 170 和  $S_{11}(20, 20)$  的测定值 200, 通过插补运算求取  $S_{11}(18, 20)$  的推定值。

[0131] 第三步:使用在第一步骤和第二步骤中求得的  $S_{11}(18, 10)$  的推定值和  $S_{11}(18, 20)$  的推定值, 通过插补运算求取  $S_{11}(18, 16)$  的推定值。

[0132] 具体而言, 各步骤的插补运算如下。

[0133]  $S_{11}(18, 10)$  的推定值:  $100 \times 0.2 + 160 \times 0.8 = 148$

[0134]  $S_{11}(18, 20)$  的推定值:  $170 \times 0.2 + 200 \times 0.8 = 194$

[0135]  $S_{11}(18, 16)$  的推定值:  $148 \times 0.4 + 194 \times 0.6 = 175.6$

[0136] 因此,  $S_{11}(18, 16)$  的推定值为 175.6。

[0137] 其它元素  $S_{12}(18, 16)$ 、 $S_{21}(18, 16)$ 、 $S_{22}(18, 16)$  也能够分别通过同样的运算求取推定值。

[0138] 如图 3 所示, 通常以所有组合信息 (C, F) 中的按栅格状抽取的一部分组合信息 (C, F) 为测定对象测定 S 参数, 因此在通过插补运算求取 S 参数的组合信息 (C, F) 位于被已测定的四个组合信息 (C, F) 包围的区域内的情况下, 如上述例子所示, 在插补运算中使用已测定出的四个 S 参数。在用于求取 S 参数的组合信息 (C, F) 位于已测定的两个组合信息 (C, F) 之间的情况下, 该组合信息 (C, F) 的 S 参数能够使用已测定出的两个 S 参数进行插补运算而得到, 因此运算变简单。

[0139] 当如表 2 那样按栅格状抽取测定对象时, 存在求取未被测定的组合信息 (C, F) 的 S 参数的插补运算容易进行的优点。当然, 即使已测定出 S 参数的组合信息 (C, F) 不为栅格状, 有时也能够进行插补运算。

[0140] 在表 2 的例子中, 对所有的组合信息 (C, F) 中的按栅格状抽取的一部分组合信息 (C, F) 测定 S 参数, 但是, 如图 4 所示, 也可以除按栅格状抽取的一部分组合信息 (C, F) 之外, 还对另外的一部分组合信息 (C, F) 测定 S 参数。

[0141] 图 4 中, 横轴是可变电容器 21 的可动部的位置信息 C, 纵轴是高频电源 1v 的输出频率信息 F。图 4 表示除以黑色圆点表示的组合信息 (C, F) 之外, 还对区域 A 和区域 B 中所包含的组合信息 (C, F) 测定 S 参数的例子。

[0142] 例如, 在知道预计要进行阻抗匹配的组合信息 (C, F) 的情况下, 最好对以该组合信息 (C, F) 为基准的规定范围内所包含的所有组合信息 (C, F) 测定 S 参数。这样, 对实质上需要的组合信息 (C, F) 测定 S 参数, 就能够抑制 S 参数的测定工时和存储器容量的增大, 并且进行高精度的阻抗匹配。

[0143] 此外, 在图 3 的例子中, 使用测定得到的 S 参数中的、将想要推定的 S 参数 [ $S(18, 16)$ ] 包围的四个 S 参数 [ $S(10, 10)$ ]、 $[S(20, 10)]$ 、 $[S(10, 20)]$ 、 $[S(20, 20)]$ , 运算 S 参数 [ $S(18, 16)$ ] 的推定值, 但是, 运算中使用的四个 S 参数并不限于这些。例如, 也可以使用 [ $S(0, 0)$ ]、 $[S(30, 0)]$ 、 $[S(0, 30)]$ 、 $[S(30, 30)]$  这四个 S 参数, 插补运算出 S 参数 [ $S(18, 16)$ ] 的推定值。可以认为, 推定值的精度会随着想要推定的 S 参数与用于插补运算的测定得到的 S 参数的距离远离而变差, 所以对于使用哪个 S 参数进行插补运算的问题而言, 只要



考虑精度和便利性适当地决定即可。

[0144] 如上所述,因为能够通过插补运算从预先测定得到的 S 参数推定未测定的 S 参数,所以对于所有组合信息 (C, F) 中的未测定 S 参数的组合信息 (C, F),也可以通过插补运算求取 S 参数的推定值,并将 S 参数的测定值和推定值双方与组合信息 (C, F) 对应地预先存储在存储器 70 中。在这种情况下,既可以对未测定的所有组合信息 (C, F) 求取推定值,也可以仅对未测定的所有组合信息 (C, F) 中的一部分组合信息 (C, F) 求取推定值。此外,也可以将利用数学式 2 的转换式将 S 参数转换而得到的 T 参数存储在存储器 70 中。另外,如果将 S 参数的推定值、或将 S 参数的推定值转换而得到的 T 参数的推定值存储在存储器 70 中,则能够降低阻抗匹配时的运算负荷,但同时也需要很多存储器容量,因此切合实际地适当选择即可。

[0145] 如上所述,在将 S 参数的推定值、或将 S 参数的推定值转换而得到的 T 参数的推定值存储在存储器 70 中的情况下,例如也可以将测定得到的 S 参数、或将测定得到的 S 参数转换而得到的 T 参数存储在存储器 70 内的第一存储区域,将 S 参数的推定值、或将 S 参数的推定值转换而得到的 T 参数的推定值存储在存储器 70 内的第二存储区域。

[0146] 当然,第一存储区域和第二存储区域既可以设置在同一硬件,也可以设置在不同的硬件。此外,在将第一存储区域和第二存储区域设置在同一硬件的情况下,既可以将第一存储区域和第二存储区域按每个规定容量的区域分开,也可以不分开。另外,优选能够区别存储的 S 参数是测定得到的 S 参数或将测定得到的 S 参数转换而得到的 T 参数,还是 S 参数的推定值或将 S 参数的推定值转换而得到的 T 参数的推定值。

[0147] 在上述说明中示出了对 S 参数进行插补运算的例子,但是能够使用将测定得到的 S 参数转换而得到的 T 参数,通过双线性插补,推定与未测定的 S 参数对应的 T 参数。插补运算方法与上述 S 参数的情况一样。

[0148] 另外,在将测定得到的 S 参数转换为 T 参数的情况下,能够如下所述那样通过插补运算求取与未测定 S 参数的组合信息 (C, F) 对应的 T 参数。

[0149] 即,如图 2 所示,令测定得到的 S 参数 (T 参数) 的变量 C 轴上的数据间隔为  $c_0$  (图 2 的例子中  $c_0 = 10$ ), 变量 F 轴上的数据间隔为  $f_0$  (图 2 的例子中  $f_0 = 10$ )。而且,令  $C/c_0$  的整数部分为  $n_c$ , 小数部分为  $d_c$ , 令  $F/f_0$  的整数部分为  $n_f$ , 小数部分为  $d_f$ 。

[0150] 例如,可变电容器 21 的可动部的位置为“83”,如果数据间隔  $c_0$  为“10”,则  $n_c = 8$ 、 $d_c = 0.3$ 。

[0151] 在这种情况下,构成将 S 参数转换而得到的 T 参数的各参数 T11、T12、T21、T22 如“数学式 7”那样表示。

[0152] [数学式 7]

[0153]

$$\begin{aligned}
 T_{11} = & T_{11}(n_c c_0, n_f f_0) \\
 & + \{T_{11}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{11}(n_c c_0, n_f f_0)\}d_c \\
 & + \{T_{11}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] - T_{11}(n_c c_0, n_f f_0)\}d_f \\
 & + \{T_{11}(n_c c_0, n_f f_0) - T_{11}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{11}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] + T_{11}[(n_c + 1)c_0, (n_f + 1)f_0]\}d_c d_f
 \end{aligned}$$

[0154]

$$\begin{aligned}
T_{12} = & T_{12}(n_c c_0, n_f f_0) \\
& + \{T_{12}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{12}(n_c c_0, n_f f_0)\}d_c \\
& + \{T_{12}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] - T_{12}(n_c c_0, n_f f_0)\}d_f \\
& + \{T_{12}(n_c c_0, n_f f_0) - T_{12}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{12}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] + T_{12}[(n_c + 1)c_0, (n_f + 1)f_0]\}d_c d_f
\end{aligned}$$

[0155]

$$\begin{aligned}
T_{21} = & T_{21}(n_c c_0, n_f f_0) \\
& + \{T_{21}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{21}(n_c c_0, n_f f_0)\}d_c \\
& + \{T_{21}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] - T_{21}(n_c c_0, n_f f_0)\}d_f \\
& + \{T_{21}(n_c c_0, n_f f_0) - T_{21}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{21}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] + T_{21}[(n_c + 1)c_0, (n_f + 1)f_0]\}d_c d_f
\end{aligned}$$

[0156]

$$\begin{aligned}
T_{22} = & T_{22}(n_c c_0, n_f f_0) \\
& + \{T_{22}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{22}(n_c c_0, n_f f_0)\}d_c \\
& + \{T_{22}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] - T_{22}(n_c c_0, n_f f_0)\}d_f \\
& + \{T_{22}(n_c c_0, n_f f_0) - T_{22}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{22}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] + T_{22}[(n_c + 1)c_0, (n_f + 1)f_0]\}d_c d_f
\end{aligned}$$

[0157] 接着,对 S 参数的数据的测定方法进行说明。

[0158] [用于 S 参数的测定的测定电路]

[0159] 图 5 是表示用于测定阻抗调整装置 3A 的 S 参数的测定电路的结构的图。图 5 所示的测定电路是在产品出货前例如在工厂内组装而成的。

[0160] 阻抗调整装置 3A 的 S 参数例如使用输入输出阻抗为 50 Ω 的网络分析器 (network analyzer)80 测定。阻抗调整装置 3A 的输入端 301 与网络分析器 80 的第一输入输出端子 81 连接,阻抗调整装置 3A 的输出端 302 与网络分析器 80 的第二输入输出端子 82 连接。此外,阻抗调整装置 3A 的控制部 100 与网络分析器 80 的控制端子 83 连接。

[0161] [S 参数的测定次序 (步骤)]

[0162] 说明对如下那样得到的各组合信息 (C, F) 测定 S 参数的次序,其中各组合信息 (C, F) 是将可变电容器 21 的可动部的位置和高频电源 1v 的输出频率的变化范围分别设为 0 ~ 100 这 101 阶段,并如表 2 所示那样将可变电容器 21 的可动部的位置和高频电源 1v 的输出频率分别按 10 阶段 (级) 的间隔改变而得到的。

[0163] 在图 5 所示的测定电路中,使组合信息 (C, F) 按预先决定的顺序依次变化,利用网络分析器 80 测定阻抗调整装置 3A 的 S 参数。在以下的说明中,对以表 2 所示的栅格点的组合信息 (C, F) 为测定对象,使可变电容器 21 的可动部的位置和输出频率分别按 10 的间隔依次变化而测定 S 参数的次序进行说明。

[0164] 通过控制部 100,可变电容器 21 的可动部的位置和网络分析器 80 的输出频率被设定为与最初的组合信息 (C, F) 对应的值。例如当将最初的组合信息 (C, F) 设为 (0, 0) 时,通过控制部 100,可变电容器 21 的可动部的位置例如被设定在与“0”对应的位置,此外,网络分析器 80 的输出频率例如被设定为与“0”对应的频率 (例如 1.8MHz)。该频率与从高频电源 1v 供给至负载 5 的高频的输出频率对应。

[0165] 网络分析器 80 首先从第一输入输出端子 81 输出具有与“0”对应的频率 (例如 1.8MHz) 的高频。从第一输入输出端子 81 输出的高频 (入射波) 在阻抗调整装置 3A 的输

入端 301 反射一部分,其余部分被输入至阻抗调整装置 3A。在阻抗调整装置 3A 的输入端 301 反射的高频(反射波)从第一输入输出端子 81 被输入至网络分析器 80 内。从输入端 301 输入至阻抗调整装置 3A 内的高频(透射波)从输出端 302 被输出,从第二输入输出端子 82 被输入至网络分析器 80。

[0166] 网络分析器 80 检测从第一输入输出端子 81 输入的反射波和从第二输入输出端子 82 输入的透射波。然后,网络分析器 80 利用反射波和透射波的检测值和入射波测定输入侧的电压反射系数(S 参数的元素  $S_{11}$ )、正向电压的传递系数(S 参数的元素  $S_{21}$ )。即,当令入射波、反射波和透射波分别为  $a_1$ 、 $b_1$ 、 $b_2$  时,网络分析器 80 通过进行  $S_{11} = b_1/a_1$ 、 $S_{21} = b_2/a_1$  的运算处理,测定电压反射系数( $S_{11}$ )、正向电压的传递系数( $S_{21}$ )。

[0167] 接着,网络分析器 80 从第二输入输出端子 82 输出具有与“0”对应的频率(例如 1.8MHz)的高频。从第二输入输出端子 81 输出的高频(入射波)在阻抗调整装置 3A 的输出端 302 反射一部分,其余部分被输入至阻抗调整装置 3A。在阻抗调整装置 3A 的输出端 302 反射的高频(反射波)从第二输入输出端子 82 被输入至网络分析器 80 内。从输出端 302 输入至阻抗调整装置 3A 内的高频(透射波)从输入端 301 被输出,从第一输入输出端子 81 被输入至网络分析器 80。

[0168] 网络分析器 80 检测从第二输入输出端子 82 输入的反射波和从第一输入输出端子 81 输入的透射波。然后,网络分析器 80 利用反射波和透射波的检测值和入射波,测定反向电压的传递系数(S 参数的元素  $S_{12}$ )、输出侧的电压反射系数(S 参数的元素  $S_{22}$ )。即,当令入射波、反射波和透射波分别为  $a_2$ 、 $b_2$ 、 $b_1$  时,网络分析器 80 通过进行  $S_{12} = b_1/a_2$ 、 $S_{22} = b_2/a_2$  的运算处理,测定反向电压的传递系数( $S_{12}$ )、输出侧的电压反射系数( $S_{22}$ )。

[0169] 通过上述两个测定处理,测定出构成对于最初的组合信息(0,0)的 S 参数“S(0,0)”的电压反射系数( $S_{11}$ )、正向电压的传递系数( $S_{21}$ )、反向电压的传递系数( $S_{12}$ )和输出侧的电压反射系数( $S_{22}$ )。网络分析器 80 将 S 参数“S(0,0)”的测定值从控制端子 83 发送至阻抗调整装置 3A 的控制部 100。

[0170] 控制部 100 一接收到 S 参数“S(0,0)”的测定值,就会利用上述的“数学式 2”将 S 参数“S(0,0)”转换为 T 参数“T(0,0)”。然后,控制部 100 使转换而得到的 T 参数“T(0,0)”建立与组合信息(0,0)的对应关系而(与组合信息(0,0)对应地)存储在存储器 70 中。

[0171] 然后,控制部 100 通过依次变更(改变)可变电容器 21 的可动部的位置与从网络分析器 80 输出的高频的频率的组合信息(C,F),利用网络分析器 80 测定对于各组合信息(C,F)的 S 参数“S(C,F)”。控制部 100 例如按 S(0,0)、S(0,10)、…S(0,90)、S(0,100)、S(10,0)、S(10,10)、…S(100,90)、S(100,100)的顺序依次变更组合信息(C,F),利用网络分析器 80 测定与各组合信息(C,F)对应的 S 参数“S(C,F)”。当然,测定的顺序并不限定于此顺序。

[0172] 控制部 100 在每次利用网络分析器 80 测定对于各组合信息(C,F)的 S 参数[S(C,F)]时,将其测定值转换为 T 参数“T(C,F)”,建立与组合信息(C,F)的对应关系而(与组合信息(C,F)对应地)存储在存储器 70 中。

[0173] 另外,在上述的测定次序中,每测定一个 S 参数就将其转换为 T 参数,但是并不限定于此,也可以每测定多个 S 参数时将其转换为 T 参数。此外,也可以在对作为测定对象的所有组合信息(C,F)测定 S 参数之后,使 S 参数的测定值集中地转换为 T 参数。因此,根据

需要设置 S 参数用的存储器和 T 参数用的存储器双方即可。

[0174] 此外,也可以使 S 参数或 T 参数的数据输出至网络分析器 80 的显示器(省略图示)、设置在阻抗调整装置 3A 的外部的显示器或打印机(均省略图示)等。当然,也可以输出至外部的各种装置(省略图示)。

[0175] [阻抗调整装置 3A 的动作]

[0176] 接着,参照图 6 说明实际用作高频电力供给系统的阻抗调整装置 3A 的阻抗匹配动作。

[0177] 图 6 是控制部 100 的功能框图。从功能的观点出发,控制部 100 如图 6 所示,包括矢量化部 110、频率检测部 120、T 参数获取部 130、输出反射系数运算部 140、目标输入反射系数设定部 150、目标信息指定部 180、目标位置设定部 191 和目标频率设定部 192。

[0178] 从定向耦合器 10 输出的行波电压和反射波电压被输入至矢量化部 110。从位置检测部 40 输出的可变电容器 21 的可动部的位置信息被输入至 T 参数获取部 130。从高频电源 1v 输出的电源识别输出频率  $F_{ge}$  被输入至目标频率设定部 192。从控制部 100 输出至高频电源 1v 的目标输出频率信息  $F_{mat}$  在目标频率设定部 192 生成,从控制部 100 输出至调整部 30 的指令信号(后述的目标位置信息  $C_{mat}$ ) 在目标位置设定部 191 生成。

[0179] 另外,频率检测部 120 是本发明的输出频率获取单元或频率检测单元的一个例子,T 参数获取部 130 是本发明的特性参数获取单元的一个例子。此外,输出反射系数运算部 140 是本发明的输出反射系数运算单元的一个例子,目标信息指定部 180 是本发明的指定单元的一个例子。此外,目标频率设定部 192 是本发明的指令信号输出单元的一个例子。

[0180] 另外,控制部 100 在从开始进行等离子体处理至结束为止的期间周期性地反复进行阻抗匹配动作,以使高频电源 1v 与负载 5 成为阻抗匹配状态的方式进行控制。在以下的说明中,对从控制部 100 进行的阻抗匹配动作的动作开始至动作结束为止的内容进行说明。此外,在以下的说明中,将开始进行各阻抗匹配动作的时刻称为“现在时刻”进行说明。

[0181] 在矢量化部 110,设置有将模拟信号按规定的间隔采样而转换为数字信号的 A/D 转换器(省略图示)。矢量化部 110 用 A/D 转换器分别将从定向耦合器 10 输入的行波电压和反射波电压转换为数字信号,从转换后的行波电压生成以包含大小和相位信息的矢量信息表示的行波电压  $V_{fi\_now}$ ,从转换后的反射波电压生成以包含大小和相位信息的矢量信息表示的行波电压  $V_{ri\_now}$ 。行波电压  $V_{fi\_now}$  和反射波电压  $V_{ri\_now}$  是现在时刻的输入端 301 的行波电压和反射波电压。

[0182] 在使用高频检测器替代定向耦合器 10 的情况下,在矢量化部 110,设置分别将从高频检测器输出的高频电压和高频电流转换为数字信号的 A/D 转换器。矢量化部 110 利用众所周知的方法,使用已转换成数字信号的高频电压和高频电流生成行波电压  $V_{fi\_now}$  和反射波电压  $V_{ri\_now}$ 。

[0183] 在这种情况下,包括高频检测器和基于高频检测器的检测信号求取行波电压  $V_{fi\_now}$  和反射波电压  $V_{ri\_now}$  的部分的单元为本发明的高频信息检测单元的一个例子。

[0184] 在矢量化部 110 生成的现在时刻的行波电压  $V_{fi\_now}$  被输入至输出反射系数运算部 140 和频率检测部 120,在矢量化部 110 生成的现在时刻的反射波电压  $V_{ri\_now}$  被输入至输出反射系数运算部 140。

[0185] 如“数学式 8”所示,通过进行反射波电压  $V_{ri\_now}$  除以行波电压  $V_{fi\_now}$  的除法运算,

能够求得现在时刻的输入端 301 的反射系数  $\Gamma_{in_{now}}$  (以下,称为输入反射系数  $\Gamma_{in_{now}}$ )。另外,输入反射系数  $\Gamma_{in_{now}}$  的绝对值(输入反射系数绝对值)为  $|\Gamma_{in_{now}}|$ 。

[0186] [数学式 8]

$$[0187] \quad \Gamma_{in_{now}} = \frac{V_{ri_{now}}}{V_{fi_{now}}}$$

[0188] 频率检测部 120 使用从矢量化部 110 输入的行波电压  $V_{fi_{now}}$ ,通过众所周知的频率检测方法检测从高频电源 1v 输出的高频的现在时刻的输出频率  $F_{now}$ 。由频率检测部 120 检测出的现在时刻的输出频率  $F_{now}$  被输入至 T 参数获取部 130 和目标频率设定部 192。另外,作为众所周知的频率检测方法,例如有使用 PLL (Phase-locked loop:锁相环) 的频率检测方法、使用零交叉法 (Zero-crossing method,过零点检测法) 的频率检测方法等。当然,频率检测方法并不限于这些频率检测方法,还可以使用其它频率检测方法。

[0189] 在使用高频检测器替代定向耦合器 10 的情况下,从高频检测器,例如将高频电压的检测值输入至频率检测部 120,在频率检测部 120 使用该高频电压的检测值检测从高频电源 1v 输出的高频的现在时刻的输出频率  $F_{now}$  即可。

[0190] 如上所述,本实施方式中使用的 S 参数是使从网络分析器 80 输出的高频的频率与从高频电源 1v 输出的高频的输出频率一致地进行测定而得到的参数。因此,需要尽可能地减小由频率检测部 120 检测的现在时刻的输出频率  $F_{now}$  与测定 S 参数时从网络分析器 80 输出的高频的频率之偏差。

[0191] 根据同样的观点,从高频电源 1v 输入至控制部 100 的电源识别输出频率  $F_{ge}$  与频率检测部 120 检测的现在时刻的输出频率  $F_{now}$  的偏差也需要尽可能减小。如果高频电源 1v 的制造商与阻抗调整装置 3A 的制造商为同一制造商,则能够尽可能地减小电源识别输出频率  $F_{ge}$  与输出频率  $F_{now}$  的偏差。但是,在高频电源 1v 的制造商与阻抗调整装置 3A 的制造商不同的情况下,电源识别输出频率  $F_{ge}$  与输出频率  $F_{now}$  有可能产生偏差,而不能高精度地进行阻抗匹配。因此,在本实施方式中,使得在阻抗调整装置 3A 的控制部 100,检测从高频电源 1v 输出的高频的输出频率。

[0192] 当然,在几乎不存在电源识别输出频率  $F_{ge}$  与现在时刻的输出频率  $F_{now}$  的偏差的情况下,也可以除去频率检测部 120,使从高频电源 1v 输入至控制部 100 的电源识别输出频率  $F_{ge}$  输入至控制部 100 内的 T 参数获取部 130。

[0193] T 参数获取部 130 使用存储在存储器 70 中的 T 参数,获取与从位置检测部 40 输入的现在时刻的位置信息  $C_{now}$  和从频率检测部 120 输入的现在时刻的输出频率  $F_{now}$  的组合对应的 T 参数,将该 T 参数输入至输出反射系数运算部 140。

[0194] T 参数获取部 130 在存储器 70 中存储有与现在时刻的位置信息  $C_{now}$  和输出频率  $F_{now}$  的组合对应的 T 参数的情况下,将该 T 参数从存储器 70 读出,输入至输出反射系数运算部 140。在存储器 70 中未存储与现在时刻的位置信息  $C_{now}$  和输出频率  $F_{now}$  的组合对应的 T 参数的情况下,使用存储在存储器 70 中的 T 参数,通过上述的插补运算计算出与现在时刻的位置信息  $C_{now}$  和输出频率  $F_{now}$  的组合对应的 T 参数,将其计算值输入至输出反射系数运算部 140。

[0195] 输出反射系数运算部 140 基于从矢量化部 110 输入的现在时刻的输入端 301 的行

波电压  $V_{fi\_now}$  和反射波电压  $V_{ri\_now}$ 、以及从 T 参数获取部 130 输入的与现在时刻的位置信息  $C_{now}$  和输出频率  $F_{now}$  的组合对应的 T 参数,对现在时刻的输出端 302 的行波电压  $V_{fo\_now}$  和反射波电压  $V_{ro\_now}$  进行运算。输出反射系数运算部 140 根据如下所示的“数学式 9”,对现在时刻的输出端 302 的行波电压  $V_{fo\_now}$  和反射波电压  $V_{ro\_now}$  进行运算。

[0196] [ 数学式 9]

$$[0197] \begin{bmatrix} V_{fo\_now} \\ V_{ro\_now} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11\_now} & T_{12\_now} \\ T_{21\_now} & T_{22\_now} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{fi\_now} \\ V_{ri\_now} \end{bmatrix}$$

[0198]  $V_{fo\_now} = T_{11\_now} \cdot V_{fi\_now} + T_{12\_now} \cdot V_{ri\_now}$

[0199]  $V_{ro\_now} = T_{21\_now} \cdot V_{fi\_now} + T_{22\_now} \cdot V_{ri\_now}$

[0200] 其中,在“数学式 9”中,  $T_{11\_now}$ 、 $T_{12\_now}$ 、 $T_{21\_now}$  和  $T_{22\_now}$  是构成从 T 参数获取部 130 输入的 T 参数的各元素。即,它是与现在时刻的可变电容器 21 的可动部的位置和高频电源 1v 的输出频率的组合对应的 T 参数的各元素。

[0201] 此外,如“数学式 10”所示,输出反射系数运算部 140 进行现在时刻的输出端 302 的反射波电压  $V_{ro\_now}$  除以行波电压  $V_{fo\_now}$  的除法运算,从而运算出现在现在时刻的输出端 302 的反射系数  $\Gamma_{out\_now}$  (以下,称为输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}$ )。运算结果发送至目标信息指定部 180。

[0202] [ 数学式 10]

$$[0203] \Gamma_{out\_now} = \frac{V_{ro\_now}}{V_{fo\_now}}$$

[0204] 其中,现在时刻的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}$  也能够使用 T 参数,通过下述的“数学式 11”运算。

[0205] [ 数学式 11]

$$[0206] \Gamma_{out\_now} = \frac{T_{21\_now} + T_{22\_now} \cdot \Gamma_{in\_now}}{T_{11\_now} + T_{12\_now} \cdot \Gamma_{in\_now}}$$

[0207] 目标输入反射系数设定部 150 预先设定成为目标的输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$  (以下,称为“目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$ ”)。该目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$  能够通过“数学式 12”表示。目标输入反射系数设定部 150 将所设定的目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$  输入至目标信息指定部 180。

[0208] [ 数学式 12]

$$[0209] \Gamma_{in\_set} = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o}$$

[0210] 在“数学式 12”中,  $Z_{in}$  是目标阻抗,以作为实部  $R_{in}$  与虚部  $X_{in}$  之和的  $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$  表示。此外,  $Z_o$  是特性阻抗。另外,目标输入反射系数设定部 150 可以直接设定目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$ ;也可以在目标输入反射系数设定部 150 预先设定目标阻抗  $Z_{in}$

和特性阻抗  $Z_0$ , 目标输入反射系数设定部 150 利用所设定的目标阻抗  $Z_{in}$  和特性阻抗  $Z_0$  对“数学式 12”进行运算, 由此设定目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$ 。

[0211] 目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$  通常为最小值, 即 0 (在以实部和虚部之和表示目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$  的情况下,  $\Gamma_{in\_set} = 0 + j0$ ), 但是也可以设定为能够视为已匹配的 0 以外的值以下。例如, 也可以将目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$  设定为 0.05 或 0.1 等比较小的值。在将目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$  设定为 0 的情况下, 当已对可变电容器 21 的可动部的位置和高频电源 1v 的输出频率进行调整的情况下的输入反射系数  $\Gamma_{in}$  成为目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$  时, 能够使状态成为输入端 301 的反射波为最小 (即, 0) 的阻抗匹配状态。

[0212] 在目标输入反射系数设定部 150, 也可以预先设定所期望的目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$ , 但是也可以设置用于在目标输入反射系数设定部 150 设定目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$  的设定部, 以便能够随时进行变更。

[0213] 目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$ 、现在时刻的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}$  和 T 参数的关系能够如“数学式 13”那样表示。

[0214] [数学式 13]

$$[0215] \quad \Gamma_{out\_now} = \frac{T_{21\ mat} + T_{22\ mat} \cdot \Gamma_{in\_set}}{T_{11\ mat} + T_{12\ mat} \cdot \Gamma_{in\_set}}$$

[0216] 在“数学式 13”中,  $T_{11\ mat}$ 、 $T_{12\ mat}$ 、 $T_{21\ mat}$  和  $T_{22\ mat}$  是在输出端 302 的反射系数为现在时刻的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}$  时, 与能够使输入端 301 的反射系数成为目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$  的可变电容器 21 的可动部的位置和高频电源 1v 的输出频率的组合信息对应的 T 参数的各元素。

[0217] “数学式 13”能够如下所述那样求取。现在时刻的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}$  能够由“数学式 10”或“数学式 11”求取。此外, 现在时刻的输出端 302 的行波电压  $V_{fo\_now}$  和反射波电压  $V_{ro\_now}$  如果参照“数学式 9”考虑 T 参数, 则能够以  $V_{fo\_now} = T_{11\ mat} \cdot V_{fi\_now} + T_{12\ mat} \cdot V_{ri\_now}$ 、 $V_{ro\_now} = T_{21\ mat} \cdot V_{fi\_now} + T_{22\ mat} \cdot V_{ri\_now}$  表示 ( $V_{fi\_now}$ 、 $V_{ri\_now}$  是现在时刻的输入端 301 的行波电压和反射波电压)。因此,  $\Gamma_{out\_now} = (T_{21\ mat} \cdot V_{fi\_now} + T_{22\ mat} \cdot V_{ri\_now}) / (T_{11\ mat} \cdot V_{fi\_now} + T_{12\ mat} \cdot V_{ri\_now})$ 。此处, 输入反射系数  $\Gamma_{in\_set} = V_{ri\_now} / V_{fi\_now}$ , 因此,  $\Gamma_{out\_now} = [T_{21\ mat} \cdot V_{fi\_now} + T_{22\ mat} \cdot (\Gamma_{in\_set} \cdot V_{fi\_now})] / [T_{11\ mat} \cdot V_{fi\_now} + T_{12\ mat} \cdot (\Gamma_{in\_set} \cdot V_{fi\_now})] = (T_{21\ mat} + T_{22\ mat} \cdot \Gamma_{in\_set}) / (T_{11\ mat} + T_{12\ mat} \cdot \Gamma_{in\_set})$ 。

[0218] 根据“数学式 13”可知, 只要能够对由输出反射系数运算部 140 计算出的现在时刻的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}$ , 以使“数学式 13”成立的方式调整阻抗调整装置 3A 的 T 参数的四个元素 ( $T_{11\ mat}$ 、 $T_{12\ mat}$ 、 $T_{21\ mat}$ 、 $T_{22\ mat}$ ), 就能够使阻抗调整电路 3P 的输入端 301 的输入反射系数  $\Gamma_{in}$  成为目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$ 。

[0219] 只要能够将 T 参数的四个元素 ( $T_{11\ mat}$ 、 $T_{12\ mat}$ 、 $T_{21\ mat}$ 、 $T_{22\ mat}$ ) 各自自由地调整, 就能够求出使“数学式 13”成立的 T 参数 ( $T_{11\ mat}$ 、 $T_{12\ mat}$ 、 $T_{21\ mat}$ 、 $T_{22\ mat}$ )。

[0220] 但是, T 参数表示的是将整个阻抗调整装置 3A 作为传输装置处理时的传输特性, 它是按可变电容器 21 的可动部的位置与高频电源 1v 的输出频率的每个组合, 四个元素为一组地测定而得到的, 因此得到与现在时刻的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}$  一致的虚拟的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}'$  的可能性低。

[0221] 如果令将如表 3 所示的预先测定得到的多个 T 参数或能通过插补运算从预先测定得到的 T 参数推定的多个参数分别代入“数学式 13”的右边而得到的预算结果为虚拟的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}'$ , 则虚拟的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}'$  以“数学式 14”表示。

[0222] [ 数学式 14]

[0223]

$$\Gamma_{out\_now}'(C, F) = \frac{T_{21\ mat}(C, F) + T_{22\ mat}(C, F) \cdot \Gamma_{in\_set}}{T_{11\ mat}(C, F) + T_{12\ mat}(C, F) \cdot \Gamma_{in\_set}}$$

[0224] 在“数学式 14”中,  $T_{11\ mat}(C, F)$ 、 $T_{12\ mat}(C, F)$ 、 $T_{21\ mat}(C, F)$ 、 $T_{22\ mat}(C, F)$  表示与组合信息 (C, F) 对应的 T 参数“T(C, F)”的各元素,  $\Gamma_{out\_now}'(C, F)$  表示与组合信息 (C, F) 对应的虚拟的输出反射系数。

[0225] 通过“数学式 14”的运算得到多个虚拟的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}'(C, F)$ , 但是如上所述, 得到与现在时刻的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}$  一致的虚拟的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}'(C, F)$  的可能性低。

[0226] 但是, 只要从运算得到的虚拟的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}'(C, F)$  中寻找出与现在时刻的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}$  最接近的虚拟的输出反射系数  $\Gamma_{out\_now}'(C, F)$  (以下, 称为近似反射系数  $\Gamma_{out\_now}$  (C, F) ), 就能够将最接近“数学式 13”成立的条件的可变电容器 21 的可动部的位置与高频电源 1v 的输出频率的组合指定。如上所述, 目标输入反射系数  $\Gamma_{in\_set}$  被设定为能够视为已匹配的值以下, 因此, 只要能够使阻抗调整装置 3A 的输出反射系数  $\Gamma_{out}$  成为近似反射系数  $\Gamma_{out\_now}$  (C, F), 就能够视为已匹配。

[0227] 如表 3 所示, 在未对所有的可变电容器 21 的可动部的位置与高频电源 1v 的输出频率的组合信息 (C, F) 获取 T 参数的情况下, 无法将最接近“数学式 13”成立的条件的可变电容器 21 的可动部的位置与高频电源 1v 的输出频率的组合信息 (C, F) 高精度地指定。

[0228] 但是, 即使未对所有的组合信息 (C, F) 获取 T 参数 (S 参数), 也能够通过运算将最接近 (尽可能接近) “数学式 13”成立的条件的可变电容器 21 的可动部的位置与高频电源 1v 的输出频率的组合信息指定。该指定由目标信息指定部 180 进行。

[0229] 另外, 在本说明书中, 将最接近“数学式 13”成立的条件的组合信息称为“目标组合信息 (Cz, Fz)”。此外, 例如在如图 2 所示对栅格状的组合信息 (C, F) 获取 S 参数的情况下, 将对该 S 参数进行转换而得到的参数作为所获取的 T 参数进行说明。另外, 如上所述, 能够将通过对插补运算求得的 S 参数进行转换而得到的 T 参数包括在所获取的 T 参数中。以下, 对在目标信息指定部 180 中指定目标组合信息 (Cz, Fz) 的次序进行说明。

[0230] 首先, 对指定目标组合信息 (Cz, Fz) 的方法进行说明。

[0231] 通过将“数学式 7”所示的四个元素  $T_{11}$ 、 $T_{12}$ 、 $T_{21}$ 、 $T_{22}$  分别代入“数学式 13”的  $T_{11\ mat}$ 、 $T_{12\ mat}$ 、 $T_{21\ mat}$ 、 $T_{22\ mat}$ , 得到“数学式 15”所示的关系。

[0232] [ 数学式 15]

$$\Gamma_{out\_now} = \frac{T_{21\ mat} + T_{22\ mat} \Gamma_{in\_set}}{T_{11\ mat} + T_{12\ mat} \Gamma_{in\_set}}$$

$$T_{21\ mat} + \Gamma_{in\_set} T_{22\ mat} - \Gamma_{out\_now} (T_{11\ mat} + \Gamma_{in\_set} T_{12\ mat}) = 0$$

[0235]



$$\begin{aligned}
 & T_{21}(n_c c_0, n_f f_0) + \Gamma in_{set} T_{22}(n_c c_0, n_f f_0) \\
 & - \Gamma out_{now} [T_{11}(n_c c_0, n_f f_0) + \Gamma in_{set} T_{12}(n_c c_0, n_f f_0)] \\
 & + \left\langle \begin{aligned} & T_{21}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{21}(n_c c_0, n_f f_0) + \Gamma in_{set} \{T_{22}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{22}(n_c c_0, n_f f_0)\} \\ & - \Gamma out_{now} \{T_{11}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{11}(n_c c_0, n_f f_0) + \Gamma in_{set} \{T_{12}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{12}(n_c c_0, n_f f_0)\}\} \end{aligned} \right\rangle d_c \\
 & + \left\langle \begin{aligned} & T_{21}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] - T_{21}(n_c c_0, n_f f_0) + \Gamma in_{set} \{T_{22}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] - T_{22}(n_c c_0, n_f f_0)\} \\ & - \Gamma out_{now} \{T_{11}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] - T_{11}(n_c c_0, n_f f_0) + \Gamma in_{set} \{T_{12}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] - T_{12}(n_c c_0, n_f f_0)\}\} \end{aligned} \right\rangle d_f \\
 & + \left\langle \begin{aligned} & T_{21}(n_c c_0, n_f f_0) - T_{21}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{21}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] + T_{21}[(n_c + 1)c_0, (n_f + 1)f_0] \\ & + \Gamma in_{set} \{T_{22}(n_c c_0, n_f f_0) - T_{22}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{22}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] + T_{22}[(n_c + 1)c_0, (n_f + 1)f_0]\} \\ & - \Gamma out_{now} \{T_{11}(n_c c_0, n_f f_0) - T_{11}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{11}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] + T_{11}[(n_c + 1)c_0, (n_f + 1)f_0] \\ & + \Gamma in_{set} \{T_{12}(n_c c_0, n_f f_0) - T_{12}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{12}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] + T_{12}[(n_c + 1)c_0, (n_f + 1)f_0]\} \end{aligned} \right\rangle d_c d_f = 0
 \end{aligned}$$

[0236] 在该“数学式 15”中,进行“数学式 16”的替换,就能得到如“数学式 17”所示的式子。它们能够仅在初次和目标输入反射系数  $\Gamma in_{set}$  变更时对所有的  $n_c$  和  $n_f$  的组合进行运算,并存储在存储器(省略图示)中。

[0237] 另外,在“数学式 17”中,  $A_1, A_2, B_1, B_2, C_1, C_2, D_1, D_2$  为了简化标记而省略一部分。例如  $A_1$  是  $A_1(n_c, n_f, \Gamma in_{set})$ 。

[0238] [数学式 16]

[0239]  $A_1(n_c, n_f, \Gamma in_{set}) = T_{21}(n_c c_0, n_f f_0) + \Gamma in_{set} T_{22}(n_c c_0, n_f f_0)$

[0240]  $A_2(n_c, n_f, \Gamma in_{set}) = T_{11}(n_c c_0, n_f f_0) + \Gamma in_{set} T_{12}(n_c c_0, n_f f_0)$

[0241]  $B_1(n_c, n_f, \Gamma in_{set}) = T_{21}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{21}(n_c c_0, n_f f_0) + \Gamma in_{set} \{T_{22}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{22}(n_c c_0, n_f f_0)\}$

[0242]  $B_2(n_c, n_f, \Gamma in_{set}) = T_{11}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{11}(n_c c_0, n_f f_0) + \Gamma in_{set} \{T_{12}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{12}(n_c c_0, n_f f_0)\}$

[0243]  $C_1(n_c, n_f, \Gamma in_{set}) = T_{21}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] - T_{21}(n_c c_0, n_f f_0) + \Gamma in_{set} \{T_{22}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] - T_{22}(n_c c_0, n_f f_0)\}$

[0244]  $C_2(n_c, n_f, \Gamma in_{set}) = T_{11}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] - T_{11}(n_c c_0, n_f f_0) + \Gamma in_{set} \{T_{12}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] - T_{12}(n_c c_0, n_f f_0)\}$

[0245]  $D_1(n_c, n_f, \Gamma in_{set}) = T_{21}(n_c c_0, n_f f_0) - T_{21}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{21}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] + T_{21}[(n_c + 1)c_0, (n_f + 1)f_0] + \Gamma in_{set} \{T_{22}(n_c c_0, n_f f_0) - T_{22}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{22}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] + T_{22}[(n_c + 1)c_0, (n_f + 1)f_0]\}$

[0246]  $D_2(n_c, n_f, \Gamma in_{set}) = T_{11}(n_c c_0, n_f f_0) - T_{11}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{11}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] + T_{11}[(n_c + 1)c_0, (n_f + 1)f_0] + \Gamma in_{set} \{T_{12}(n_c c_0, n_f f_0) - T_{12}[(n_c + 1)c_0, n_f f_0] - T_{12}[n_c c_0, (n_f + 1)f_0] + T_{12}[(n_c + 1)c_0, (n_f + 1)f_0]\}$

[0247] [数学式 17]

[0248]  $A_1 - \Gamma out_{now} A_2 + (B_1 - \Gamma out_{now} B_2) d_c + (C_1 - \Gamma out_{now} C_2) d_f + (D_1 - \Gamma out_{now} D_2) d_c d_f = 0$

[0249] 在该“数学式 17”中,进一步进行“数学式 18”的替换,就能得到如“数学式 19”所示的式子。另外,在“数学式 19”中,  $A, B, C, D$  为了简化标记而省略一部分。例如,  $A$  是  $A(n_c, n_f, \Gamma in_{set}, \Gamma out_{now})$ 。

[0250] [数学式 18]

[0251]  $A(nc, nf, \Gamma in_{set}, \Gamma out_{now}) = A_1 - \Gamma out_{now} A_2$

[0252]  $B(nc, nf, \Gamma in_{set}, \Gamma out_{now}) = B_1 - \Gamma out_{now} B_2$

$$[0253] \quad C(nc, nf, \Gamma_{in_{set}}, \Gamma_{out_{now}}) = C1 - \Gamma_{out_{now}} C2$$

$$[0254] \quad D(nc, nf, \Gamma_{in_{set}}, \Gamma_{out_{now}}) = D1 - \Gamma_{out_{now}} D2$$

[0255] [ 数学式 19]

$$[0256] \quad A + Bdc + Cdf + Ddcdf = 0$$

[0257] 将该“数学式 19”分为实部和虚部,求取  $d_c$  和  $d_f$ ,则能够得到“数学式 20”所示的运算式。

[0258] [ 数学式 20]

$$[0259] \quad \{ \text{Re}(B) \text{Im}(D) - \text{Re}(D) \text{Im}(B) \} d_c^2 + \{ \text{Re}(A) \text{Im}(D) - \text{Re}(D) \text{Im}(A) + \text{Re}(B) \text{Im}(C) - \text{Re}(C) \text{Im}(B) \} d_c + \text{Re}(A) \text{Im}(C) - \text{Re}(C) \text{Im}(A) = 0$$

[0260]

$$d_c = \frac{-[\text{Re}(A)\text{Im}(D) - \text{Re}(D)\text{Im}(A) + \text{Re}(B)\text{Im}(C) - \text{Re}(C)\text{Im}(B)] \pm \sqrt{[\text{Re}(A)\text{Im}(D) - \text{Re}(D)\text{Im}(A) + \text{Re}(B)\text{Im}(C) - \text{Re}(C)\text{Im}(B)]^2 - 4[\text{Re}(B)\text{Im}(D) - \text{Re}(D)\text{Im}(B)][\text{Re}(A)\text{Im}(C) - \text{Re}(C)\text{Im}(A)]}}{2[\text{Re}(B)\text{Im}(D) - \text{Re}(D)\text{Im}(B)]}$$

$$[0261] \quad d_f = \frac{\text{Re}(A) + \text{Re}(B)d_c}{\text{Re}(C) + \text{Re}(D)d_c}$$

[0262] 其中,在“数学式 19”中,如果令  $A = \text{Re}(A) + \text{Im}(A)$ 、 $B = \text{Re}(B) + \text{Im}(B)$ 、 $C = \text{Re}(C) + \text{Im}(C)$ 、 $D = \text{Re}(D) + \text{Im}(D)$ ,则由于“数学式 19”的左边的实部和虚部均为 0,因此,

$$[0263] \quad \text{Re}(A) + \text{Re}(B)d_c + \text{Re}(C)df + \text{Re}(D)d_c d_f = 0$$

$$[0264] \quad \text{Im}(A) + \text{Im}(B)d_c + \text{Im}(C)df + \text{Im}(D)d_c d_f = 0。$$

[0265] 而且,从这些式子求取  $df$ ,则

$$[0266] \quad d_f = -(\text{Re}(A) + \text{Re}(B)d_c) / (\text{Re}(C) + \text{Re}(D)d_c)$$

$$[0267] \quad d_f = -(\text{Im}(A) + \text{Im}(B)d_c) / (\text{Im}(C) + \text{Im}(D)d_c)。$$

[0268] 从而,由两个式子得到:

$$[0269] \quad (\text{Re}(A) + \text{Re}(B)d_c) \cdot (\text{Im}(C) + \text{Im}(D)d_c) = (\text{Re}(C) + \text{Re}(D)d_c) \cdot (\text{Im}(A) + \text{Im}(B)d_c)。$$

[0270] 而且,使该式子变形,则得到“数学式 20”的  $d_c$  的二次方程,由该二次方程的解的式子得到“数学式 20”的  $d_c$  的式子。

[0271] 因为存在“数学式 15”~“数学式 20”所示的关系,所以目标组合信息  $(Cz, Fz)$  能够通过所有的  $n_c$  ( $C/c_0$  的整数部分) 和  $n_f$  ( $F/f_0$  的整数部分) 的组合中,由“数学式 20”的  $d_c$  和  $d_f$  的式子求取  $d_c$  ( $C/c_0$  的小数部分) 和  $d_f$  ( $C/c_0$  的小数部分),并抽取  $d_c$  和  $d_f$  各自为  $0 \sim 1$  之间的组合而求取。目标组合信息  $(Cz, Fz)$  以  $[(n_c + d_c)c_0, (n_f + d_f)f_0]$  ( $0 < d_c < 1, 0 < d_f < 1$ ) 表示。

[0272] 接着,对求取目标组合信息  $(Cz, Fz)$  的次序进行说明。

[0273] 参照“数学式 15”、“数学式 16”可知,任意的组合  $(n_c, n_f)$  的  $d_c$  和  $d_f$  使用  $n_c c_0$ 、 $(n_c + 1)c_0$ 、 $n_f f_0$ 、 $(n_f + 1)f_0$  这四种组合的 T 参数求取。

[0274] 例如,在  $(n_c, n_f) = (0, 0)$  的情况下,  $(n_c + 1, n_f) = (1, 0)$ 、 $(n_c, n_f + 1) = (0, 1)$ 、 $(n_c + 1, n_f + 1) = (1, 1)$ ,因此,  $d_c$  和  $d_f$  使用组合  $(0, 0)$ 、 $(c_0, 0)$ 、 $(0, f_0)$ 、 $(c_0, f_0)$  的四个 T 参数求取。此时,如果已知的 T 参数的数据间隔  $n_0$ 、 $n_f$  如图 2 所示分别为 10,则  $d_c$  和  $d_f$  使用  $T(0, 0)$ 、 $T(10, 0)$ 、 $T(0, 10)$ 、 $T(10, 10)$  这四个 T 参数求取。

[0275] 此外,在  $(n_c, n_f) = (1, 0)$  时,同样地,  $d_c$  和  $d_f$  使用  $T(10, 0)$ 、 $T(20, 0)$ 、 $T(10, 10)$ 、 $T(20, 10)$  这四个 T 参数求取。

[0276] 因此,对于所有  $n_c$  与  $n_f$  的组合  $(n_c, n_f)$  的  $d_c$  和  $d_f$ , 均通过使  $n_c$  与  $n_f$  的组合的值依次变化, 并使用与各组合  $(n_c, n_f)$  对应的四个 T 参数反复进行求取  $d_c$  和  $d_f$  的处理而求取。

[0277] 另外, 如图 2 所示, 在对栅格点的组合获取 T 参数的情况下,  $d_c$  和  $d_f$  的计算中使用的  $n_c$  和  $n_f$  的范围分别为  $n_c = 0 \sim 10$ 、 $n_f = 0 \sim 10$  的范围, 但是在包括  $n_c = 9$  的四个组合中包括  $n_c = 10$ , 在包括  $n_f = 9$  的四个组合中包括  $n_f = 10$ , 因此在使  $n_c$  与  $n_f$  的组合的值依次变化的处理中, 使  $n_c$  和  $n_f$  的值分别在  $0 \sim 9$  的范围变化即可。

[0278] 因此, 如果令  $n_c$  的变化范围的最大值为“ $n_{cmax}$ ”,  $n_f$  的变化范围的最大值为“ $n_{fmax}$ ”, 则只要使  $n_c$  在  $0 \sim (n_{cmax}-1)$  的范围变化, 使  $n_f$  在  $0 \sim (n_{fmax}-1)$  的范围变化, 就能够求出对于所有  $n_c$  与  $n_f$  的组合的  $d_c$  和  $d_f$ 。

[0279] 图 7 是表示用于指定目标组合信息  $(Cz, Fz)$  的变量  $n_c$ 、 $n_f$  的变化方法的一个例子的图。

[0280] 图 7 中, 以  $n_c$  为横轴, 以  $n_f$  为纵轴, 以  $X(n_c, n_f)$  表示被上述的  $n_c$  与  $n_f$  的组合  $(n_c, n_f)$  的四个点包围的区域。例如, 在  $(n_c, n_f) = (0, 0)$  的情况下, 区域  $X(0, 0)$  是被  $(n_c, n_f) = (0, 0)$ 、 $(10, 0)$ 、 $(0, 10)$ 、 $(10, 10)$  这四个点包围的区域。

[0281] 因此, 例如, 当如图 7 的箭头所示, 以  $(n_c, n_f) = (0, 0) \rightarrow (1, 0) \rightarrow (2, 0) \cdots (8, 0) \rightarrow (9, 0) \rightarrow (0, 1) \rightarrow (1, 1) \rightarrow (2, 1) \cdots (8, 1) \rightarrow (9, 1) \rightarrow (0, 2) \rightarrow (1, 2) \rightarrow (2, 2) \cdots (8, 2) \rightarrow (9, 2) \rightarrow (0, 3) \rightarrow (1, 3) \rightarrow (2, 3) \cdots (8, 3) \rightarrow (9, 3) \rightarrow (0, 4) \rightarrow (1, 4) \rightarrow (2, 4) \cdots (8, 4) \rightarrow (9, 4) \rightarrow (0, 5) \rightarrow (1, 5) \rightarrow (2, 5) \cdots (8, 5) \rightarrow (9, 5) \rightarrow (0, 6) \rightarrow (1, 6) \rightarrow (2, 6) \cdots (8, 6) \rightarrow (9, 6) \rightarrow (0, 7) \rightarrow (1, 7) \rightarrow (2, 7) \cdots (8, 7) \rightarrow (9, 7) \rightarrow (0, 8) \rightarrow (1, 8) \rightarrow (2, 8) \cdots (8, 8) \rightarrow (9, 8) \rightarrow (0, 9) \rightarrow (1, 9) \rightarrow (2, 9) \cdots (8, 9) \rightarrow (9, 9)$  的方式, 依次变更  $n_c$  和  $n_f$  的值时, 成为运算对象的区域以  $X(0, 0) \rightarrow X(1, 0) \rightarrow X(2, 0) \cdots X(8, 0) \rightarrow X(9, 0) \rightarrow X(0, 1) \rightarrow X(1, 1) \rightarrow X(2, 1) \cdots X(8, 1) \rightarrow X(9, 1) \rightarrow X(0, 2) \rightarrow X(1, 2) \rightarrow X(2, 2) \cdots X(8, 2) \rightarrow X(9, 2)$  的方式变化, 因此能够对所有的  $n_c$  与  $n_f$  的组合求取  $d_c$  和  $d_f$ 。

[0282] 即, 如上所述, 只要使  $n_c$  和  $n_f$  的值在  $n_c = 0 \sim (n_{cmax}-1)$ 、 $n_f = 0 \sim (n_{fmax}-1)$  的范围变化, 就能够对所有的  $n_c$  与  $n_f$  的组合求取  $d_c$  和  $d_f$ 。

[0283] 当然, 作为变量的  $n_c$ 、 $n_f$  的值的变更方法并不限定于上述的方法, 也可以为其它的变更方法。

[0284] 在使用“数学式 20”的  $d_c$  和  $d_f$  的数学式求出  $d_c$  和  $d_f$  的情况下, 存在  $d_c$ 、 $d_f$  不是  $0 \sim 1$  之间的值的情况。例如,  $(n_c, n_f) = (0, 0)$  的情况、即以区域“ $X(0, 0)$ ”为对象的情况下的  $d_c$ 、 $d_f$  有时不是  $0 \sim 1$  之间的值。在这种情况下, 目标组合信息  $(Cz, Fz)$  存在于区域“ $X(0, 0)$ ”的区域外。图 7 中, 区域“ $X(0, 0)$ ”是被  $(n_c, n_f) = (0, 0)$ 、 $(10, 0)$ 、 $(0, 10)$ 、 $(10, 10)$  这四个点包围的区域, 但在  $d_c$ 、 $d_f$  不是  $0 \sim 1$  之间的值的情况下, 目标组合信息  $(Cz, Fz)$  不存在于该区域, 而存在于其它区域。在其它区域中  $d_c$ 、 $d_f$  也不是  $0 \sim 1$  之间的值的情况下, 目标组合信息  $(Cz, Fz)$  存在于该区域外。

[0285] 由于输入反射系数绝对值  $|\Gamma_{in_{now}}|$  的检测误差等的影响, 在  $d_c$  和  $d_f$  中也产生误差。该误差趋向于随着输入反射系数绝对值  $|\Gamma_{in_{now}}|$  增大而增大。在输入反射系数绝对值  $|\Gamma_{in_{now}}|$  较大的状态下, 有可能被指定的目标组合信息  $(Cz, Fz)$  的精度由于  $d_c$  和  $d_f$  的误差而较低, 因此最好在将调整电路 3A 调整至该目标组合信息  $(Cz, Fz)$ , 减小输入反射系数绝对值  $|\Gamma_{in_{now}}|$  之后, 再次求取  $d_c$  和  $d_f$ , 进行目标组合信息  $(Cz, Fz)$  的指定。

[0286] 此外, 考虑产生多个  $d_c$  和  $d_f$  为  $0 \sim 1$  之间的  $n_c$  与  $n_f$  的组合的情况。在这种情况下, 例如最好基于任一个  $d_c$  与  $d_f$  的组合, 指定目标组合信息  $(Cz, Fz)$ , 将调整电路 3A 调整至该目标组合信息  $(Cz, Fz)$  之后, 再次求取  $d_c$  和  $d_f$ , 进行目标组合信息  $(Cz, Fz)$  的指定。

[0287] 此外,在所有的  $n_c$  与  $n_f$  的组合中  $d_c$  和  $d_f$  均不是  $0 \sim 1$  之间的情况下,例如最好在令  $d_c$  和  $d_f$  为 0 时的所有的  $n_c$  与  $n_f$  的组合中,运算输入反射系数  $\Gamma_{in}$ ,并基于与最接近目标输入反射系数  $\Gamma_{in_{set}}$  的输入反射系数  $\Gamma_{in}$  对应的  $n_c$  和  $n_f$ ,进行目标组合信息 (Cz, Fz) 的指定。

[0288] 在上述的说明中,在对所有的  $n_c$  与  $n_f$  的组合求出  $d_c$  和  $d_f$  之后进行指定目标组合信息 (Cz, Fz) 的处理,但是也可以对一部分  $n_c$  与  $n_f$  的组合进行指定目标组合信息 (Cz, Fz) 的处理。例如,也可以在每次计算出  $d_c$  和  $d_f$  时判断  $d_c$  和  $d_f$  是否为  $0 \sim 1$  之间,如果  $d_c$  和  $d_f$  为  $0 \sim 1$  之间,则基于此时的  $d_c$  和  $d_f$  的运算结果指定目标组合信息 (Cz, Fz)。

[0289] 被指定的目标组合信息 (Cz, Fz) 中,包括可变电容器 21 的可动部的位置信息 C 和 高频电源 1v 的输出频率信息 F(使其关联)。如果将可变电容器 21 的可动部的位置调整至与目标组合信息 (Cz, Fz) 相关(关联)的与位置信息 C 对应的位置,并且将高频电源 1v 的输出频率调整为与目标组合信息 (Cz, Fz) 相关的与输出频率信息 F 对应的频率,就能够使阻抗调整装置 3A 的输入端 301 的反射系数  $\Gamma_{in}$  接近目标输入反射系数  $\Gamma_{inset}$ 。即,能够使高频电源 1v 和负载 5 接近阻抗匹配状态。通常能够使其成为可视为高频电源 1v 与负载 5 阻抗已匹配的状态。因此,如下所示,进行将可变电容器 21 可动部的位置和 高频电源 1v 的输出频率分别调整至与目标组合信息 (Cz, Fz) 相关的与位置信息 C 对应的位置和与输出频率信息 F 对应的频率的处理。

[0290] 目标位置设定部 191 将与由目标信息指定部 180 指定的目标组合信息 (Cz, Fz) 的位置信息 Cz 对应的位置设定为目标位置  $cmat$ 。目标位置  $cmat$  是本发明的目标电特性信息的一个例子。目标位置设定部 191 生成用于使可变电容器 21 的可动部的位置调整(移位)至目标位置  $cmat$  的目标位置信息  $Cmat$  并将其输出至调整部 30。目标位置设定部 191 将目标位置信息  $Cmat$  以适合于调整部 30 的驱动的形式信号、例如电压信号、脉冲信号等信号输出至调整部 30。

[0291] 调整部 30 基于目标位置信息  $Cmat$ ,驱动步进电动机等,将可变电容器 21 的可动部的位置调整(使其移位)至目标位置  $cmat$ 。

[0292] 目标频率设定部 192 将与由目标信息指定部 180 指定的目标组合信息 (Cz, Fz) 的输出频率信息 Fz 对应的频率设定为目标输出频率  $fmat$ 。目标输出频率  $fmat$  是本发明的目标输出频率信息的一个例子。目标频率设定部 192 生成用于使高频电源 1v 的输出频率调整(改变)为目标输出频率  $fmat$  的目标输出频率信息  $Fmat$ ,并将其输出至高频电源 1v。目标位置设定部 191 将目标输出频率信息  $Fmat$  以适合于向高频电源 1v 发送的形式输出至调整部 30。

[0293] 高频电源 1v 基于目标输出频率信息  $Fmat$  将输出频率调整(改变)为目标输出频率  $fmat$ 。

[0294] 此处,对目标输出频率信息  $Fmat$  进行补充说明。

[0295] 如上所述,出于高频电源 1v 的制造商与阻抗调整装置 3 的制造商不同等理由,有时高频电源 1v 正在识别的电源识别输出频率  $Fge$  与频率检测部 120 检测的现在时刻的输出频率  $Fnow$ (阻抗调整装置 3 所识别的现在时刻的输出频率  $Fnow$ ) 产生偏差(误差)。

[0296] 在这种情况下,无法进行高精度的阻抗匹配,因此,如“数学式 21”所示,将目标输出频率  $fmat$  与现在时刻的输出频率  $Fnow$  之差加上电源识别输出频率  $Fge$  而得到的频率作

为目标频率信息  $F_{mat}$ 。这样,将考虑到电源识别输出频率  $F_{ge}$  与阻抗调整装置 3 所识别的现在时刻的输出频率  $F_{now}$  的偏差(误差)的目标输出频率信息  $F_{mat}$  输出至高频电源 1v,因此即使在电源识别输出频率  $F_{ge}$  与现在时刻的输出频率  $F_{now}$  产生偏差(误差)的情况下,也能够进行高精度的阻抗匹配。

[0297] [数学式 21]

$$[0298] \quad F_{mat} = (f_{mat} - F_{now}) + F_{ge}$$

[0299] 或者,也可以如“数学式 22”,将目标输出频率  $f_{mat}$  与现在时刻的输出频率  $F_{now}$  之差作为目标频率信息  $F_{mat}$  输出至高频电源 1v,在高频电源 1v 侧输出将电源识别输出频率  $F_{ge}$  与该目标频率信息  $F_{mat}$  相加而得到的频率。这样,即使在电源识别输出频率  $F_{ge}$  与现在时刻的输出频率  $F_{now}$  产生偏差的情况下,也能够进行高精度的阻抗匹配。

[0300] [数学式 22]

$$[0301] \quad F_{mat} = f_{mat} - F_{now}$$

[0302] 另外,本发明并不限定于上述的实施方式。例如特性参数并不限定于 S 参数或 T 参数。作为特性参数,也可以使用 Z 参数或 Y 参数,将这些参数转换为上述的 T 参数进行上述的阻抗匹配。

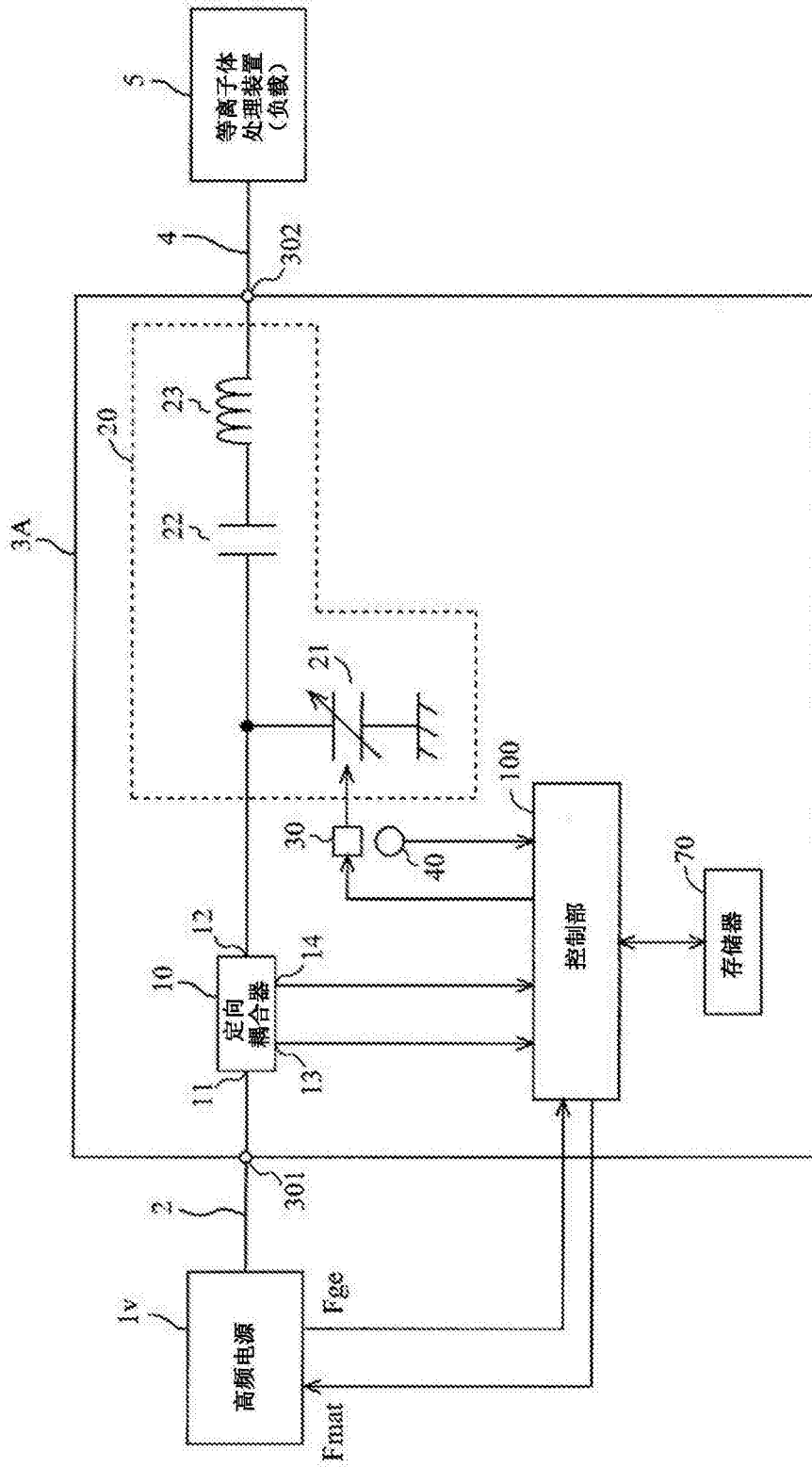


图 1

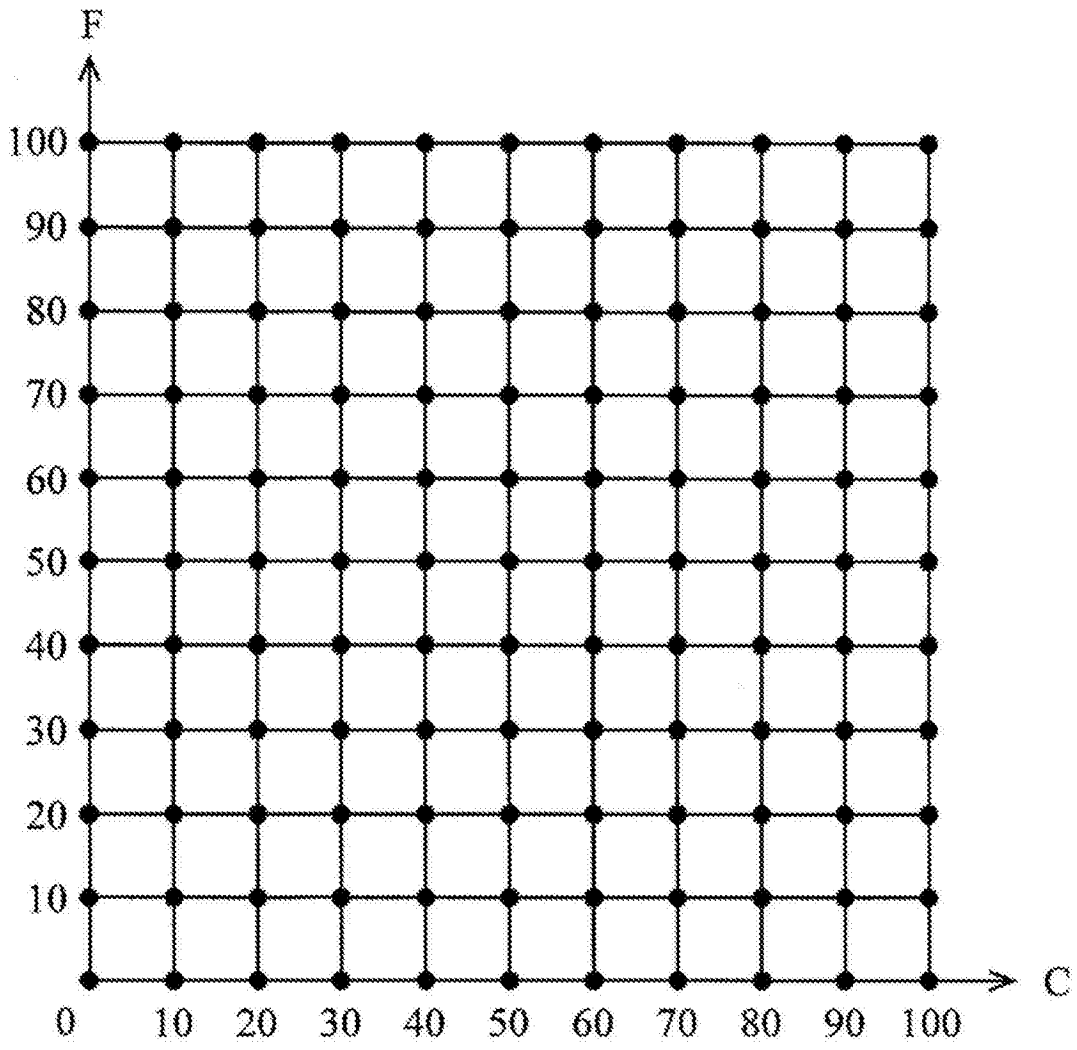


图 2

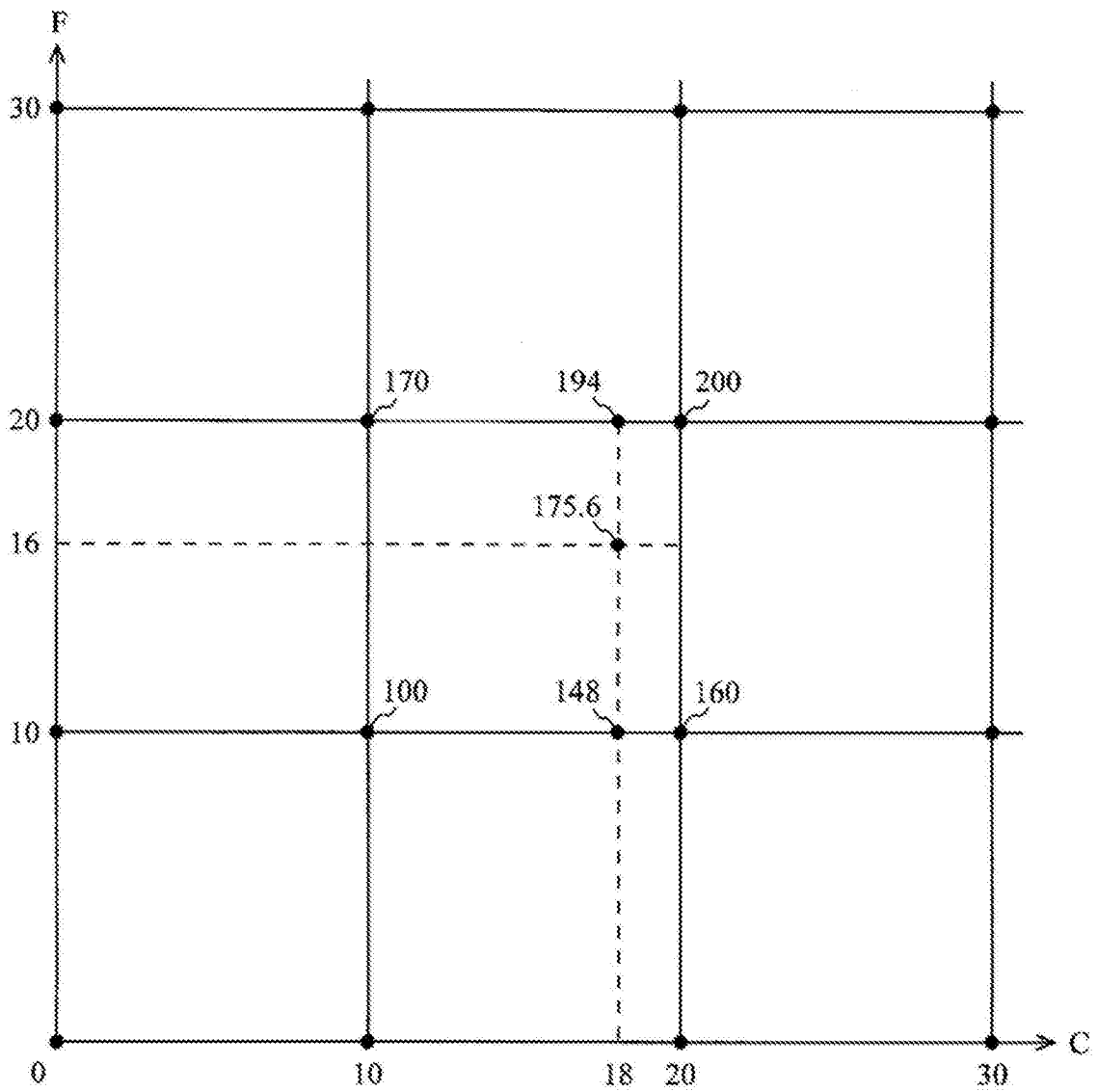


图 3



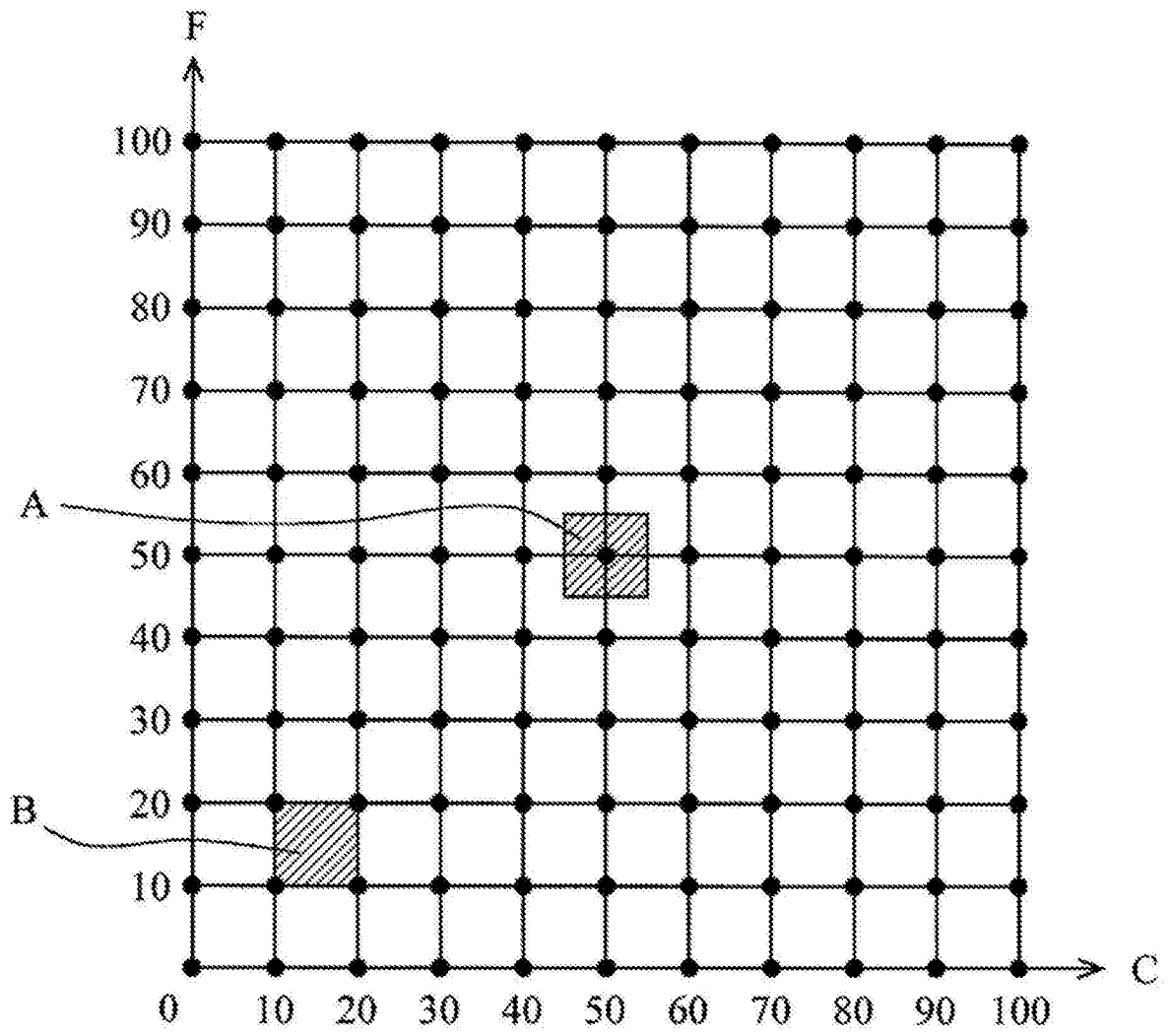


图 4

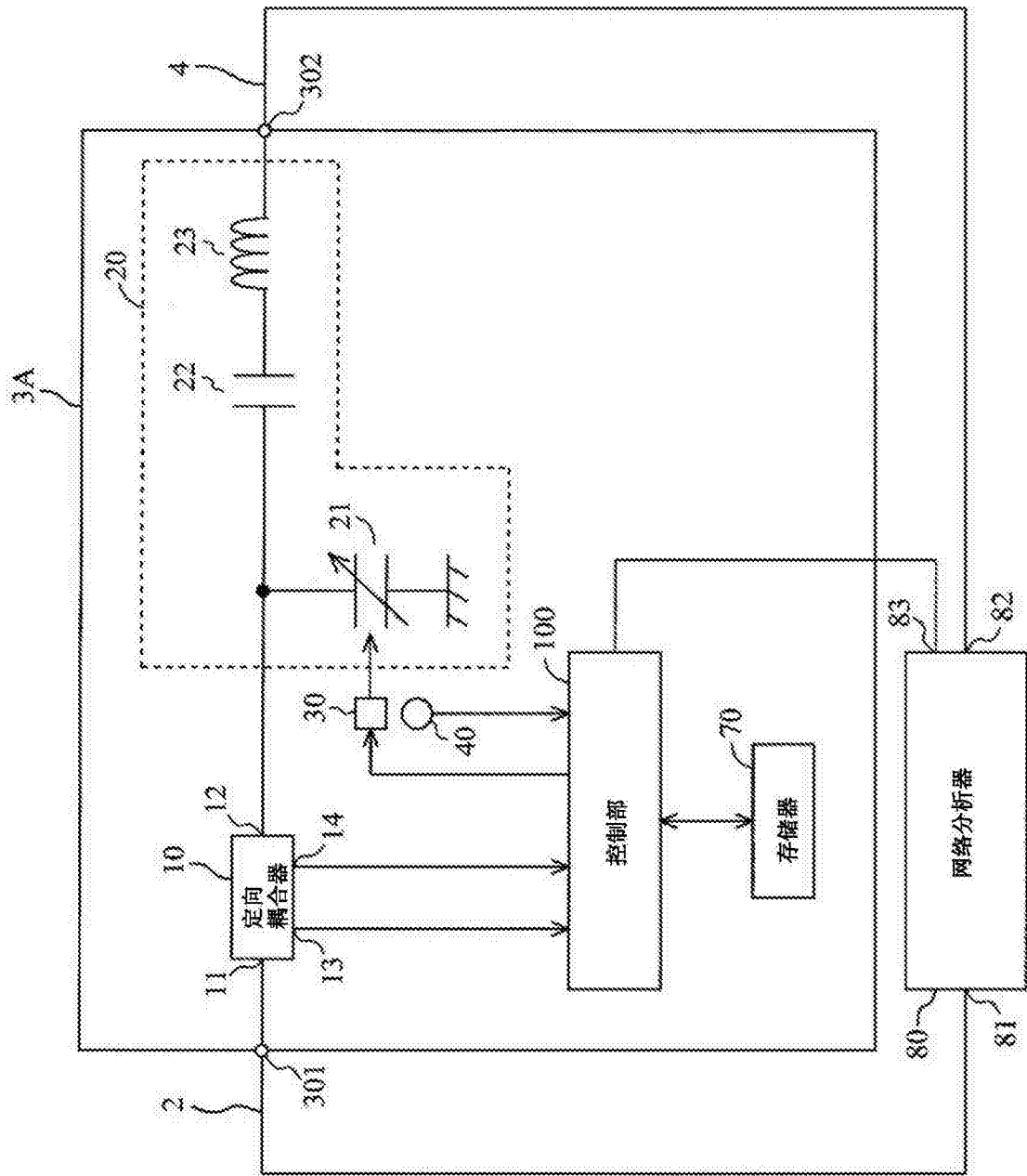


图 5

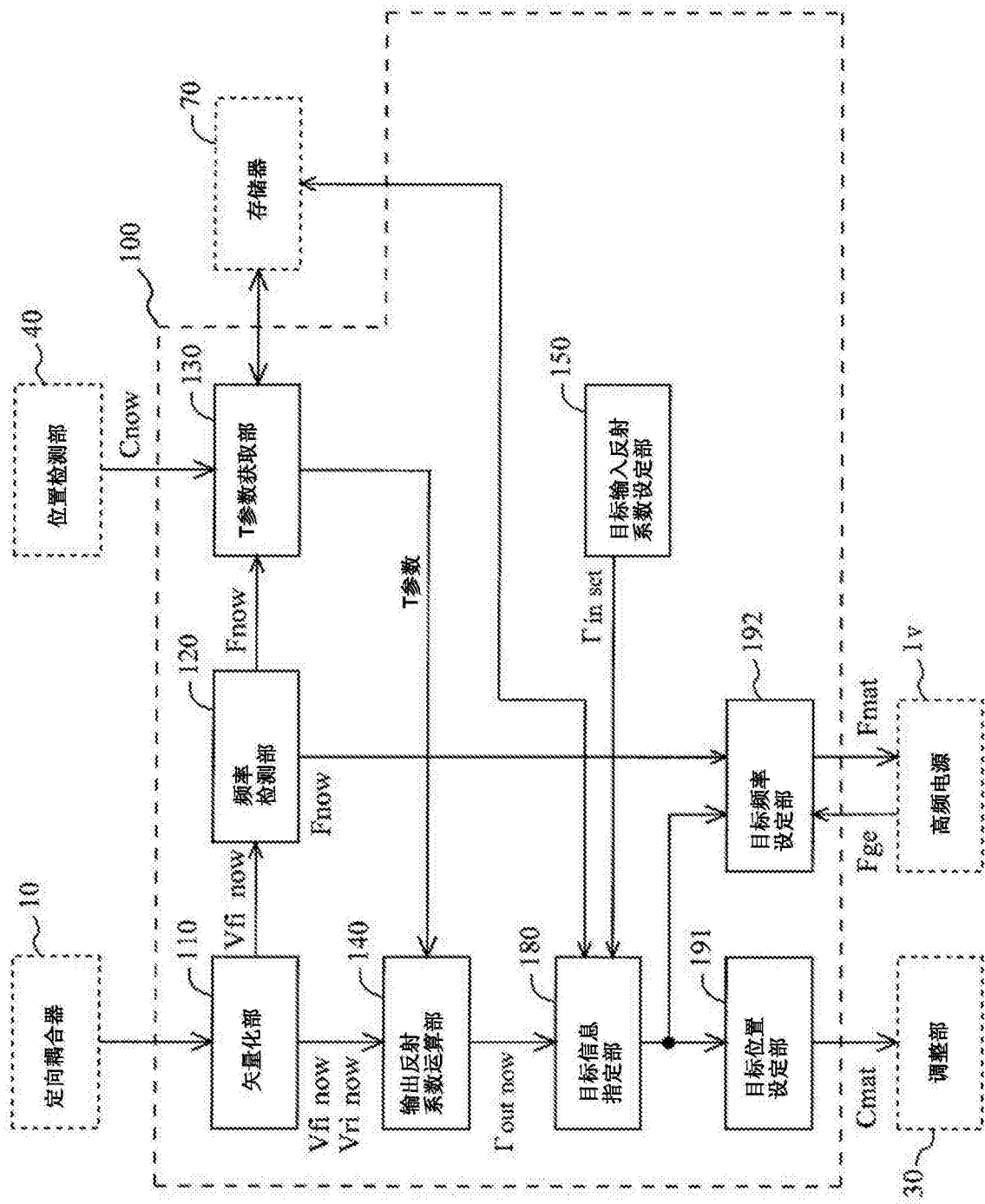


图 6

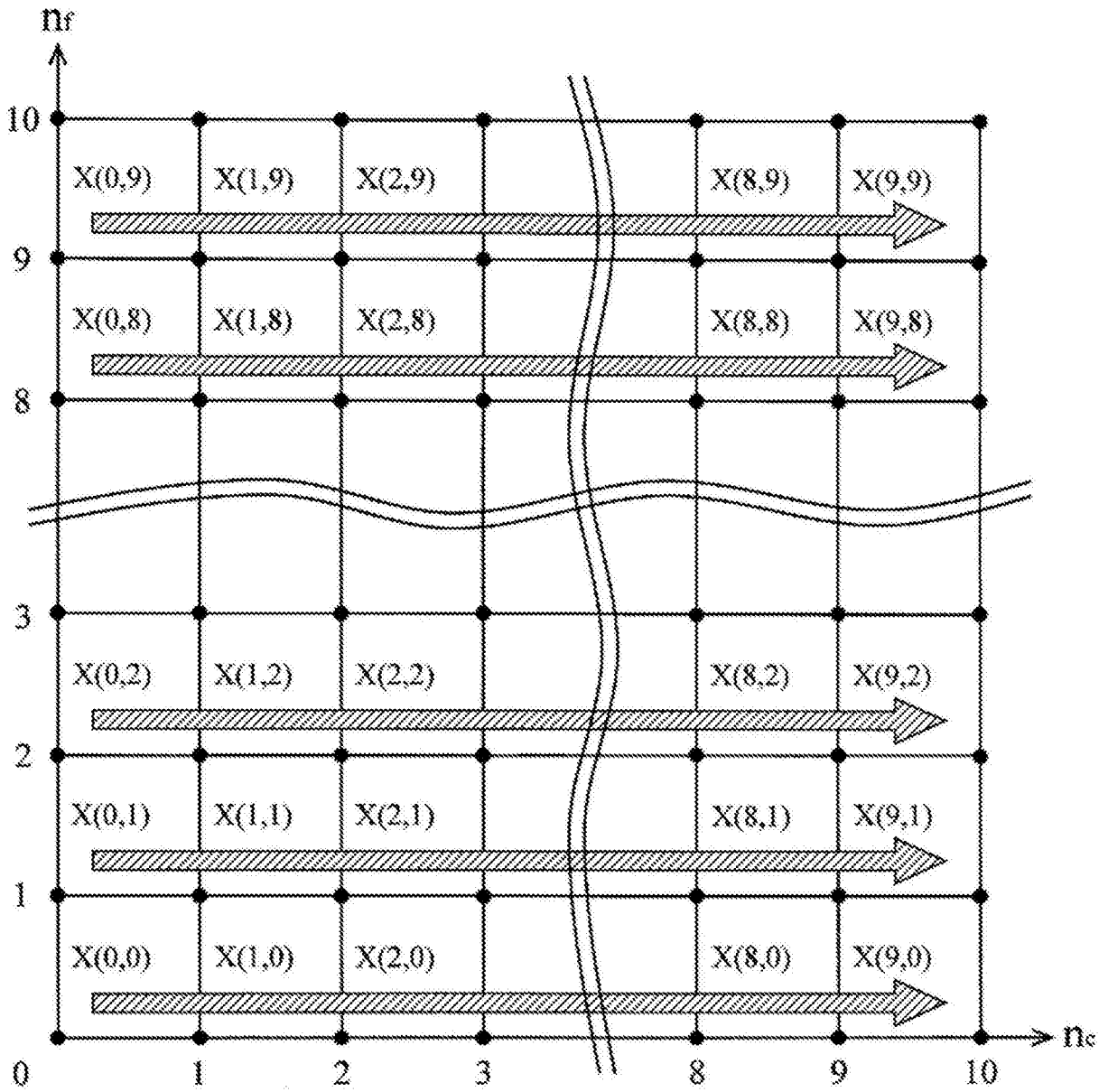


图 7

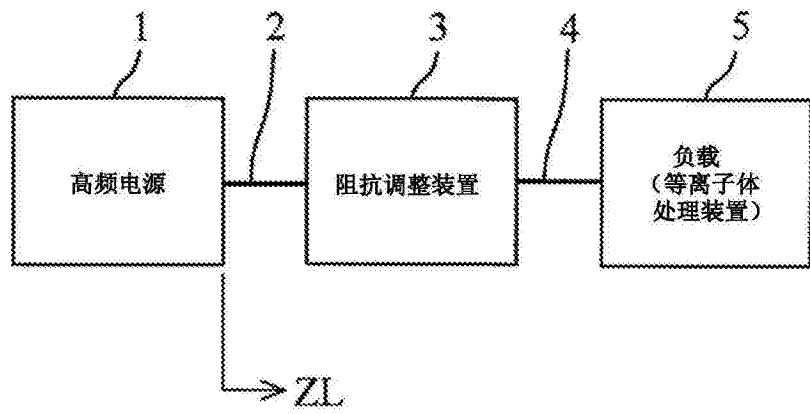


图 8

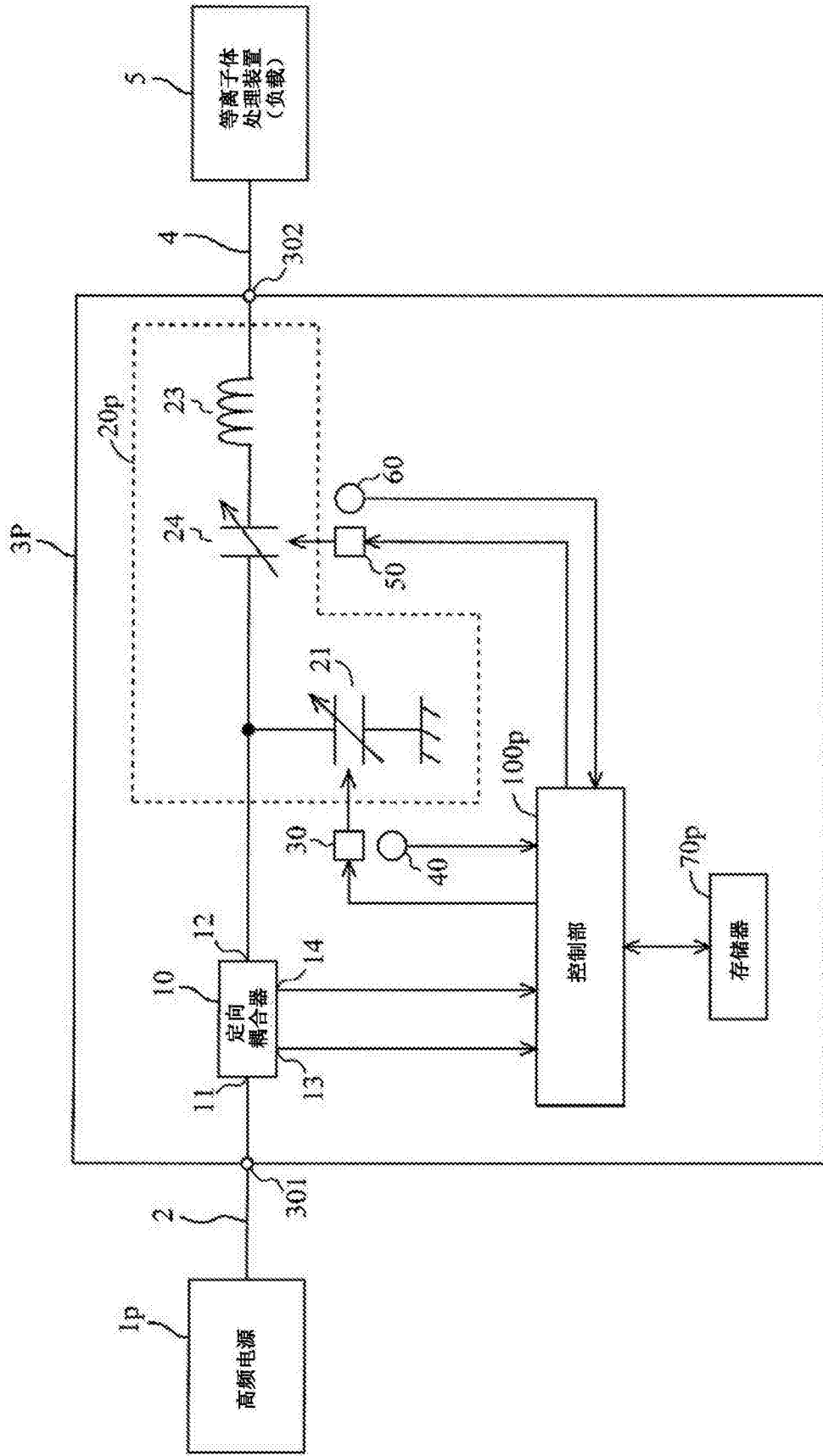


图 9

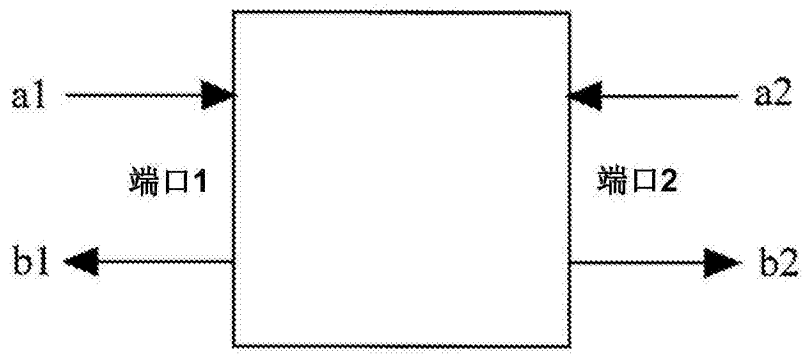


图 10

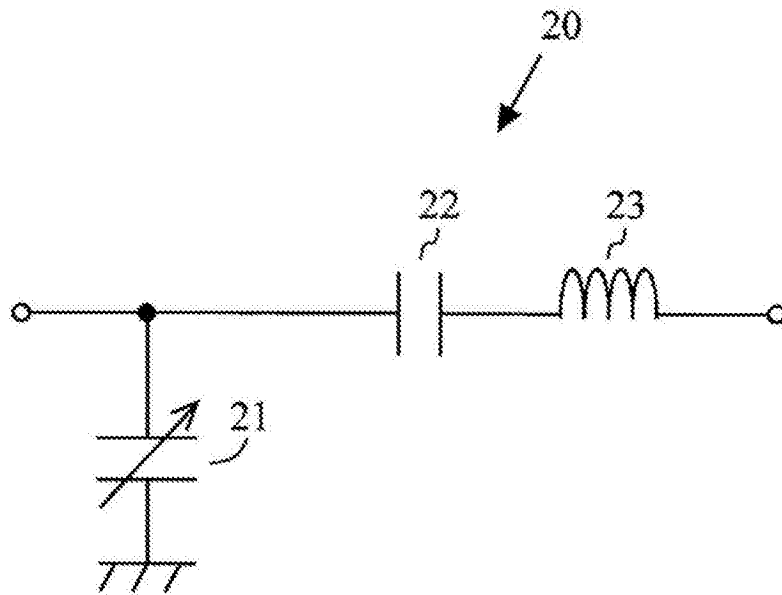


图 11