



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101207371 B

(45) 授权公告日 2010.06.02

(21) 申请号 200710300185.8

CN 1866735 A, 2006.11.22, 全文.

(22) 申请日 2007.12.19

CN 1762097 A, 2006.04.19, 全文.

(30) 优先权数据

审查员 刘浩然

343271/06 2006.12.20 JP

(73) 专利权人 株式会社 NTT 都科摩

地址 日本东京都

(72) 发明人 福田敦史 冈崎浩司 榎桥祥一

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 黄小临

(51) Int. Cl.

H03H 11/28 (2006.01)

H03F 3/20 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 1223094 C, 2005.10.12, 全文.

US 2006/0170492 A1, 2006.08.03, 全文.

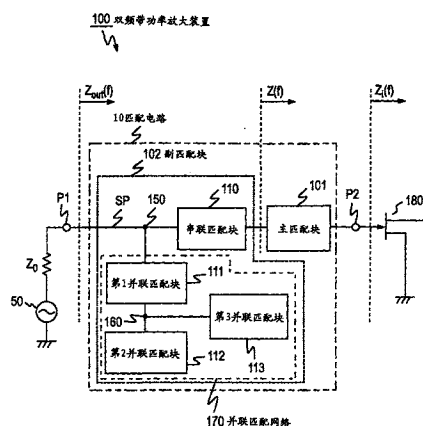
权利要求书 2 页 说明书 15 页 附图 9 页

(54) 发明名称

匹配电路、双频带功率放大装置

(57) 摘要

提供了双频带功率放大装置以及主匹配块和副匹配块被串联地连接的匹配电路,副匹配块包括:其一端主匹配地被串联连接的串联匹配块;以及串联匹配块的其他端上所连接的并联匹配网络,在第1频率 f_1 时,串联匹配块和第1并联匹配块之间的连接点对于无线频率信号为开路状态,第1并联匹配块和第2并联匹配块的连接点对于无线频率信号为短路状态,在第1频率 f_1 时,可由主匹配块和串联匹配块进行阻抗匹配,在第2频率 f_2 时,可由主匹配块和副匹配块进行阻抗匹配。



1. 一种匹配电路,其对于无线频率信号的信号路径串联地连接了进行阻抗匹配的主匹配块和进行阻抗匹配的副匹配块,

所述副匹配块包括:所述主匹配块上串联地连接的串联匹配块;以及在与所述串联匹配块的连接所述主匹配块的一侧相反的一侧上连接的、并且对于所述信号路径并联地连接的并联匹配网络,

所述并联匹配网络包括:其一端连接在所述串联匹配块上的第 1 并联匹配块;其一端连接在所述第 1 并联匹配块的另一端上的第 2 并联匹配块;以及其一端连接在所述第 1 并联匹配块和所述第 2 并联匹配块的连接点上的第 3 并联匹配块,所述第 1 并联匹配块被设定,以在第 1 频率中与所述串联匹配块的连接点对于无线频率信号为开路状态,

所述第 2 并联匹配块被设定,以在所述第 1 频率中与所述第 1 并联匹配块的连接点对于无线频率信号为短路状态,

所述主匹配块和所述串联匹配块被设定,以使所述主匹配块和所述串联匹配块的串联连接的一端和另一端的阻抗在所述第 1 频率中进行匹配,并且,所述主匹配块和所述副匹配块被设定,以使所述主匹配块和所述副匹配块的串联连接的一端和另一端的阻抗在所述第 1 频率以外的第 2 频率中进行匹配。

2. 如权利要求 1 所述的匹配电路,其中,

在该匹配电路的一端的阻抗为依赖于频率 f 的函数 $Z_1(f)$ 所表示的阻抗,该匹配电路的另一端的阻抗为不依赖于频率 f 的 Z_0 所表示的阻抗,所述第 1 频率和第 2 频率分别表示为 f_1 和 f_2 时,所述主匹配块被设定,以在所述第 1 频率 f_1 时,在所述匹配电路的一端的阻抗 $Z_1(f_1)$ 和所述匹配电路的另一端的阻抗 Z_0 之间进行阻抗匹配,在所述第 2 频率 f_2 时,将所述匹配电路的一端的阻抗 $Z_1(f_2)$ 阻抗变换为由 $Z(f_2)$ 表示的阻抗,其中 $Z(f)$ 表示从所述主匹配块和所述副匹配块的连接点看所述主匹配块的阻抗, f 表示频率,

所述副匹配块被设定,以在所述第 1 频率中,在所述匹配电路的一端的所述阻抗 $Z_1(f_1)$ 和所述匹配电路的另一端的所述阻抗 Z_0 间保持阻抗匹配,在所述第 2 频率 f_2 时,在所述匹配电路的另一端的阻抗 Z_0 和所述匹配电路的一端的阻抗 $Z(f_2)$ 之间进行阻抗匹配。

3. 如权利要求 2 所述的匹配电路,其中,

所述串联匹配块是特性阻抗与所述匹配电路的另一端的所述阻抗 Z_0 的值相同的传输线路,所述串联匹配块的传输线路长度和所述第 3 并联匹配块的电抗值被设定,以使所述副匹配块在所述第 2 频率 f_2 时,在所述匹配电路的另一端的阻抗 Z_0 和所述匹配电路的一端的阻抗 $Z(f_2)$ 之间进行阻抗匹配。

4. 如权利要求 2 所述的匹配电路,其中,

所述第 2 频率 f_2 采用 N 种类的频率, N 为 2 以上的整数,

所述串联匹配块可选择设定一种以上的阻抗变换量的任意一个阻抗变换量,

所述第 3 并联匹配块可选择设定一种以上的电抗值的任意一个电抗值,

所述阻抗变换量和所述电抗值的可选择的组合至少有 N 个组合,

N 个所述组合对所述 N 种类的第 2 频率 f_2 以一对一方式对应,

通过分别对所述串联匹配块和所述第 3 并联匹配块设定为对应于所述第 2 频率 f_2 的所述组合的阻抗变换量和电抗值,所述副匹配块在阻抗 Z_0 和阻抗 $Z(f_2)$ 之间进行阻抗匹配。

5. 一种匹配电路,其对于信号路径串联地连接了进行阻抗匹配的主匹配块、进行阻抗

匹配的 N 个副匹配块, N 为 2 以上的整数,

各个所述副匹配块包括:所述信号路径上串联地连接的串联匹配块;在与所述串联匹配块的所述主匹配块相反侧上连接的开关;以及通过所述开关对于所述信号路径并联地连接的并联匹配网络,各个所述副匹配块中的所述并联匹配网络包括:通过所述开关,连接在所述串联匹配块上的第 1 并联匹配块;连接在与所述第 1 并联匹配块的所述开关相反侧上的第 2 并联匹配块;以及连接在所述第 1 并联匹配块和所述第 2 并联匹配块的连接点上的第 3 并联匹配块,所述第 1 并联匹配块被设定,以在第 1 频率中通过所述开关的与所述串联匹配块的连接点对于无线频率信号为开路状态,

所述第 2 并联匹配块被设定,以在所述第 1 频率中与所述第 1 并联匹配块的连接点对于无线频率信号为短路状态,

在所述第 1 频率中,所述主匹配块和所述 N 个副匹配块的所述串联匹配块被设定,以使所述主匹配块和所述 N 个副匹配块的串联连接的一端和另一端的阻抗在所述第 1 频率中进行匹配,并且,在所述第 1 频率以外的 N 个第 2 频率之中所选择出的一个第 2 频率中,对应的开关被导通的从 N 个副匹配块中选择出的一个副匹配块、从 N 个副匹配块中选择出的该副匹配块至所述主匹配块之间的信号路径上的副匹配块的串联匹配块、以及所述主匹配块所构成的串联连接的一端和另一端的阻抗被设定,以在所述第 2 频率中进行匹配。

6. 如权利要求 5 所述的匹配电路,其中,

在该匹配电路的一端的阻抗为依赖于频率 f 的函数 $Z_1(f)$ 所表示的阻抗,该匹配电路的另一端的阻抗为不依赖于频率 f 的 Z_0 所表示的阻抗,所述第 1 频率和所述一个第 2 频率分别表示为 f_1 和 f_2 时,所述主匹配块被设定,以在所述第 1 频率 f_1 时,在所述匹配电路的一端的阻抗 $Z_1(f_1)$ 和所述匹配电路的另一端的阻抗 Z_0 之间进行阻抗匹配,在所述一个第 2 频率 f_2 时,将所述匹配电路的一端的阻抗 $Z_1(f_2)$ 阻抗变换为由 $Z(f_2)$ 表示的阻抗,其中 $Z(f)$ 表示从所述主匹配块和所述副匹配块的连接点看所述主匹配块的阻抗, f 表示频率,

与被导通的所述开关对应的所述副匹配块被设定,以在所述第 1 频率中,在所述匹配电路的一端的所述阻抗 $Z_1(f_1)$ 和所述匹配电路的另一端的所述阻抗 Z_0 间保持阻抗匹配,在所述一个第 2 频率 f_2 时,在所述匹配电路的另一端的阻抗 Z_0 和所述匹配电路的一端的阻抗 $Z(f_2)$ 之间进行阻抗匹配。

7. 如权利要求 6 所述的匹配电路,其中,

各个所述副匹配块的所述串联匹配块是特性阻抗与所述匹配电路的另一端的所述阻抗 Z_0 的值相同的传输线路,

对于所述选择出的一个第 2 频率 f_2 ,如果使对应的一个副匹配块的所述开关为导通状态,

则对应于所述第 2 频率的所述副匹配块的所述串联匹配块的传输线路长度和所述第 3 并联匹配块的电抗值被设定,以使所述一个副匹配块在所述一个第 2 频率 f_2 时,在所述匹配电路的另一端的阻抗 Z_0 和所述匹配电路的一端的阻抗 $Z(f_2)$ 之间进行阻抗匹配。

8. 一种双频带功率放大装置,包括:权利要求 1 至 7 的任一项所述的匹配电路;以及所述匹配电路上所连接的放大元件,

所述双频带功率放大装置可同时或选择性地放大第 1 频率 f_1 的信号和所述第 1 频率以外的第 2 频率 f_2 的无线频率信号。

匹配电路、双频带功率放大装置

技术领域

[0001] 本发明涉及匹配电路和使用了它的功率放大装置。

背景技术

[0002] 近年来,随着无线通信所提供的服务的多样化,对无线机要求能够处理多个频带的信息的多频带化。例如,在作为无线 LAN[局域网,Local AreaNetwork] 标准的 IEEE[电气和电子工程师协会,Institute of Electrical andElectronic Engineers]802.11a/b/g 的各个标准中,规定了 5.2GHz 频带和 2.4GHz 频带的两个频带。

[0003] 作为无线机中所安装的装置之一,有将无线频带的信号进行放大、并承担将其供给到天线的作用的功率放大装置。功率放大装置是无线电路中消耗功率较大的装置之一,被要求进行高效率动作。一般地,在无线电路的设计中,只对特定的一个频带进行最优化。这里,最优化是指,例如在功率放大器 921 的情况下,包含获得较高的功率输出和获得较高的效率等。因此,难以进行例如对上述那样不同的两个频带双方都最优化的电路的设计。因此,通常,采用通过开关切换对于各个频带被最优地设计的电路的结构。

[0004] 图 1 是可放大两个频带的各自信号的功率放大器[双频带功率放大装置]的一般所采用的电路结构例子。例如,在两个频带的中心频率分别为 $f_1 = 5.2\text{GHz}$ 、 $f_2 = 2.4\text{GHz}$ 的情况下,如图 1 所示,双频带功率放大装置 900 为以下结构:设置对中心频率 f_1 的频带(以下,简称为频率 f_1 的频带、或称为 f_1 的频带,对于 f_2 也是同样)专用设计的放大器 921 和对 f_2 的频带专用设计的放大器 922,通过根据工作频率,即频率 f_1 或 f_2 ,切换输入端子 931 上所连接的单输入双输出[single-pole double-throw;SPDT]开关 911 和输出端子 932 上所连接的 SPDT 开关 912,从而选择放大器 921、922 的任何一个。

[0005] 作为公开这样的现有技术的文献,例如可列举非专利文献 1。

[0006] 图 1 所示的各个放大器 921、922 如图 2 所示,包括输入侧匹配电路 971、放大元件 972、输出侧匹配电路 973 而构成。放大器的性能由放大元件本身的特性和匹配电路的特性所决定,所以关键是将该匹配电路在放大器使用的频带下最优化。在图 1 所示的双频带功率放大装置 900 的电路结构中,可以对每个放大器采用对该放大器专用的频带下最优的匹配电路。由于按照工作频带,采用以 SPDT 开关来切换具有这样最优化过的匹配电路的两个放大器的结构,所以如果 SPDT 开关的插入损耗很小,则可以实现具有足够大输出、高效率特性的放大器。

[0007] [非专利文献 1]Koji Chiba, Isao Hirakodama, Toru Takahashi, Naoki Naruse and Hisashi Yoshinaga, "Mobile Terminals" NTT DoCoMo Technical Journal, Vol. 14, No. 1

发明内容

[0008] 在这样的双频带功率放大装置中,需要 f_1 用的放大器和 f_2 用的放大器的共计两个系统的电路,存在输入输出匹配电路、放大元件等部件数目较多的问题。部件数目的增加,

不仅导致装置的大型化,而且还产生因各个部件的消耗功率而使电路整体的消耗功率增大的问题。

[0009] 此外,特别是输出电压因输出上使用的 SPDT 开关的插入损耗而下降,并产生效率下降的问题。

[0010] 而且,在同时高效率地放大两个频带的混合信号的情况下,需要使用 SPDT 开关 911、912 的分配器和合成器,产生电路规模增大的问题(例如,参照特表 2003-504929 号公报)。

[0011] 因此,期望实现不设置 f_1 用的放大器和 f_2 用的放大器的两个系统的电路,而在各个频带中可同时放大两个频带的混合信号的双频带功率放大装置。而且,期望实现将与这样的双频带功率放大装置相对应的两个频带的混合信号在各个频带中可同时进行阻抗匹配的匹配电路。再有,只要是这样的匹配电路,则可以广泛地用于需要对于两个频带的信号进行阻抗匹配的设备,所以是限定于用于双频带功率放大装置。

[0012] 因此,本发明的目的在于:提供将两个频带的混合信号在各个频带中可同时进行阻抗匹配的匹配电路,以及将两个频带的混合信号在各个频带中可同时放大的双频带功率放大装置。

[0013] 本发明的匹配电路是对于信号路径串联地连接了进行阻抗匹配的主匹配块和进行阻抗匹配的副匹配块的匹配电路,所述副匹配块包括:所述主匹配块上串联地连接的串联匹配块;以及在与所述串联匹配块的连接所述主匹配块的一侧相反的一侧上连接的、并且对于所述信号路径并联地连接的并联匹配网络,

[0014] 所述并联匹配网络包括:其一端连接在所述串联匹配块上的第 1 并联匹配块;其一端连接在所述第 1 并联匹配块的另一端上的第 2 并联匹配块;以及其一端连接在所述第 1 并联匹配块和所述第 2 并联匹配块的连接点上的第 3 并联匹配块,所述第 1 并联匹配块被设定,以在第 1 频率中与所述串联匹配块的连接点对于无线频率信号为开路状态,

[0015] 所述第 2 并联匹配块被设定,以在所述第 1 频率中与所述第 1 并联匹配块的连接点对于无线频率信号为短路状态,

[0016] 所述主匹配块和所述串联匹配块被设定,以使所述主匹配块和所述串联匹配块的串联连接的一端和另一端的阻抗在所述第 1 频率中进行匹配,并且,所述主匹配块和所述副匹配块被设定,以使所述主匹配块和所述副匹配块的串联连接的一端和另一端的阻抗在所述第 1 频率以外的第 2 频率中进行匹配。

[0017] 该匹配电路在第 1 频率中,串联匹配块和第 1 并联匹配块的连接点对于无线频率信号为开路状态,所以对于第 1 频率的信号,并联匹配网络可以忽略无线频率信号。即,在无线频率为第 1 频率的情况下,用主匹配块和串联匹配块进行阻抗匹配。另一方面,在为第 1 频率以外的第 2 频率的情况下,变为用主匹配块和副匹配块进行阻抗匹配。

[0018] 在这样的匹配电路中,可以是以下结构。在该匹配电路的一端的阻抗为依赖于频率 f 的函数 $Z_1(f)$ 所表示的阻抗,该匹配电路的另一端的阻抗为不依赖于频率 f 的 Z_0 所表示的阻抗,所述第 1 频率和第 2 频率分别表示为 f_1 和 f_2 时,所述主匹配块被设定,以在所述第 1 频率 f_1 时,在所述匹配电路的一端的阻抗 $Z_1(f_1)$ 和所述匹配电路的另一端的阻抗 Z_0 之间进行阻抗匹配,在所述第 2 频率 f_2 时,将所述匹配电路的一端的阻抗 $Z_1(f_2)$ 阻抗变换为由 $Z(f_2)$ 表示的阻抗,其中 $Z(f)$ 表示从所述主匹配块和所述副匹配块的连接点看所述主匹

配块的阻抗, f 表示频率, 所述副匹配块被设定, 以在所述第 1 频率中, 在所述匹配电路的一端的所述阻抗 $Z_1(f_1)$ 和所述匹配电路的另一端的所述阻抗 Z_0 间保持阻抗匹配, 在所述第 2 频率 f_2 时, 在所述匹配电路的另一端的阻抗 Z_0 和所述匹配电路的一端的阻抗 $Z(f_2)$ 之间进行阻抗匹配。

[0019] 在该结构中, 对于第 1 频率 f_1 的情况, 主匹配块被设为在阻抗 $Z_1(f_1)$ 和阻抗 Z_0 之间进行阻抗匹配。即, 对于第 1 频率 f_1 的情况, 实质上由主匹配块进行匹配电路作为匹配对象的阻抗间的匹配。此时, 主匹配块对于第 1 频率以外的第 2 频率 f_2 的情况具有阻抗变换器的作用。

[0020] 此外, 所述串联匹配块由特性阻抗与所述阻抗 Z_0 相同的传输线路构成, 对于所述第 2 频率 f_2 的情况, 所述副匹配块作为在阻抗 Z_0 和阻抗 $Z(f_2)$ 之间进行阻抗匹配的匹配块, 可以成为所述串联匹配块的传输线路长度和所述第 3 并联匹配块的电抗值被设定的匹配块。

[0021] 在该结构中, 通过使串联匹配块为特性阻抗 Z_0 的传输线路, 对于频率为第 1 频率的情况, 可以任意地设定其线路长度, 同时不破坏第 1 频率的情况下的匹配条件, 对于第 1 频率以外的第 2 频率 f_2 的情况, 可以设定串联匹配块的传输线路长度和第 3 并联匹配块的电抗值。

[0022] 或者, 作为第 2 频率 f_2 , 在可以采用 N 种类的频率 [N 为 2 以上的整数] 的情况下, 所述串联匹配块可设定一种以上的阻抗变换量的任意一个阻抗变换量, 所述第 3 并联匹配块可设定一种以上的电抗值的任意一个电抗值, 所述阻抗变换量和所述电抗值的可选择的组合至少有 N 个组合, 对所述 N 种类的第 2 频率 f_2 , N 个所述组合以一对一方式对应, 通过分别对所述串联匹配块和所述第 3 并联匹配块设定对应于所述第 2 频率 f_2 的所述组合的阻抗变换量和电抗值, 所述副匹配块在阻抗 Z_0 和阻抗 $Z(f_2)$ 之间进行阻抗匹配。

[0023] 在该结构中, 串联匹配块可设定一种以上的阻抗变换量的任意一个阻抗变换量, 第 3 并联匹配块可设定一种以上的电抗值的任意一个电抗值, 阻抗变换量和电抗值的可选择的组合至少为 N 个组合, 对第 1 频率以外的各个第 2 频率, 所述组合以一对一方式对应, 所以通过分别对串联匹配块、第 3 并联匹配块设定与第 2 频率 f_2 对应的组合的阻抗变换量、电抗值, 可以构成对于用主匹配块和串联匹配块进行阻抗匹配的第 1 频率 f_1 的信号、以及从 N 种类的第 2 频率中任意地选择出的一个频率 f_2 的信号, 可同时或选择性地阻抗匹配的匹配电路。

[0024] 此外, 也可以如下构成在 $N+1$ 种类 [$N \geq 2$] 的频率中, 对于第 1 频率 f_1 的信号、以及从第 1 频率以外的频率中任意地选择出的一个第 2 频率 f_2 的无线频率信号, 可同时或选择性地阻抗匹配的匹配电路。

[0025] 即, 提供一种匹配电路, 其对于信号路径串联地连接了进行阻抗匹配的主匹配块、进行阻抗匹配的 N 个副匹配块, N 为 2 以上的整数,

[0026] 各个所述副匹配块包括: 所述信号路径上串联地连接的串联匹配块; 在与所述串联匹配块的所述主匹配块相反侧上连接的开关; 以及通过所述开关对于所述信号路径并联地连接的并联匹配网络, 各个所述副匹配块中的所述并联匹配网络包括: 通过所述开关, 连接在所述串联匹配块上的第 1 并联匹配块; 连接在与所述第 1 并联匹配块的所述开关相反侧上的第 2 并联匹配块; 以及连接在所述第 1 并联匹配块和所述第 2 并联匹配块的连接点

上的第 3 并联匹配块,所述第 1 并联匹配块被设定,以在第 1 频率中通过所述开关的与所述串联匹配块的连接点对于无线频率信号为开路状态,

[0027] 所述第 2 并联匹配块被设定,以在所述第 1 频率中与所述第 1 并联匹配块的连接点对于无线频率信号为短路状态,

[0028] 在所述第 1 频率中,所述主匹配块和所述 N 个副匹配块的所述串联匹配块被设定,以使所述主匹配块和所述 N 个副匹配块的串联连接的一端和另一端的阻抗在所述第 1 频率中进行匹配,并且,在所述第 1 频率以外的 N 个第 2 频率之中所选择出的一个第 2 频率中,对应的开关被导通的从 N 个副匹配块中选择出的一个副匹配块、从 N 个副匹配块中选择出的该副匹配块至所述主匹配块之间的信号路径上的副匹配块的串联匹配块、以及所述主匹配块所构成的串联连接的一端和另一端的阻抗被设定,以在所述第 2 频率中进行匹配。

[0029] 在这样的匹配电路中,可以是以下结构。在该匹配电路的一端的阻抗为依赖于频率 f 的函数 $Z_1(f)$ 所表示的阻抗,该匹配电路的另一端的阻抗为不依赖于频率 f 的 Z_0 所表示的阻抗,所述第 1 频率和所述一个第 2 频率分别表示为 f_1 和 f_2 时,所述主匹配块被设定,以在所述第 1 频率 f_1 时,在所述匹配电路的一端的阻抗 $Z_1(f_1)$ 和所述匹配电路的另一端的阻抗 Z_0 之间进行阻抗匹配,在所述一个第 2 频率 f_2 时,将所述匹配电路的一端的阻抗 $Z_1(f_2)$ 阻抗变换为由 $Z(f_2)$ 表示的阻抗,其中 $Z(f)$ 表示从所述主匹配块和所述副匹配块的连接点看所述主匹配块的阻抗, f 表示频率,与被导通的所述开关对应的所述副匹配块被设定,以在所述第 1 频率中,在所述匹配电路的一端的所述阻抗 $Z_1(f_1)$ 和所述匹配电路的另一端的所述阻抗 Z_0 间保持阻抗匹配,在所述一个第 2 频率 f_2 时,在所述匹配电路的另一端的阻抗 Z_0 和所述匹配电路的一端的阻抗 $Z(f_2)$ 之间进行阻抗匹配。

[0030] 此外,各个所述副匹配块的串联匹配块是特性阻抗与所述阻抗 Z_0 相同的传输线路,对于所述无线频率为基准频率以外的频率 f_2 的情况,如果使对应于该频率的开关为导通状态,则对应于所述第 2 频率的所述副匹配块的所述串联匹配块的传输线路长度和所述第 3 并联匹配块的电抗值被设定,以使所述副匹配块在所述第 2 频率 f_2 时,在阻抗 Z_0 和阻抗 $Z(f_2)$ 之间进行阻抗匹配。

[0031] 此外,本发明的双频带功率放大装置被如下那样构成。即,该双频带功率放大装置包括:所述匹配电路,其在多个种类的频率中,对于第 1 频率 f_1 的信号和从所述第 1 频率以外的频率中任意地选择出的一个第 2 频率 f_2 的信号,可同时或选择性地阻抗匹配;以及放大元件,其连接到所述匹配电路,该双频带功率放大装置可同时或选择性地放大第 1 频率 f_1 的无线频率信号和所述第 1 频率以外的第 2 频率 f_2 的信号。

附图说明

[0032] 图 1 是可放大两个频带的各个信号的功率放大装置 [双频带功率放大装置] 的一例电路结构。

[0033] 图 2 是图 1 的双频带功率放大装置中包括的放大器的结构例。

[0034] 图 3 是包括第 1 实施例的匹配电路 10 的双频带功率放大装置 100 的方框图。

[0035] 图 4 是表示放大元件的输入输出阻抗的频率特性的图。

[0036] 图 5 是用于说明实现第 2 频率下的匹配的设定的图。

[0037] 图 6 是第 2 实施例的匹配电路 10 和双频带功率放大装置 100 的方框图。

- [0038] 图 7 是表示第 2 实施例的串联匹配块的结构例的图。
- [0039] 图 8 是表示第 2 实施例的第 3 并联匹配块的结构例的图。
- [0040] 图 9 是表示第 2 实施例的第 3 并联匹配块的其他结构例的图。
- [0041] 图 10 是表示第 2 实施例的第 3 并联匹配块的又一其他结构例的图。
- [0042] 图 11 是包括第 3 实施例的匹配电路 10 的双频带功率放大装置 100 的方框图。
- [0043] 图 12 是表示第 4 实施例的双频带功率放大装置 100 的方框图。
- [0044] 图 13 是表示图 12 的双频带功率放大装置 100 中,对于第 1 频率 f_1 和第 2 频率 f_2 的 S 参数的模拟结果的图。
- [0045] 图 14 是表示将中心频率设为 f_1 、 f_2 的两个频带的概念的图。
- [0046] 图 15 是表示将中心频率设为 f_1 、 $\dots$ 、 f_{N+1} 的 $N+1$ 个频带的概念的图。

具体实施方式

[0047] 下面参照附图说明本发明的实施例。对于各个附图中对应的部分,附加相同的参考标号并省略重复说明。

[0048] (第 1 实施例)

[0049] 图 3 是表示第 1 实施例的匹配电路 10 的图。此外,图 3 还表示将图 14 所示的两个频带的信号可选择性或同时放大的双频带功率放大装置 100 的输入侧电路结构。第 1 实施例是将匹配电路 10 使用在放大元件 180 的输入端子侧的例子。这里,‘可选择性放大’是指,即使是两个频带的信号中被输入任何一个频带的信号的情况,都可以放大该信号,‘可同时放大’是指,可以将同时输入的两个频带的信号、即两个频带的混合信号在各自的频带中同时放大[以下相同]。

[0050] 一般地,匹配电路是确立不同的阻抗间的匹配的电路,例如,是取得将信号实际地放大的 FET[场效应晶体管,Field Effect Transistor]等的放大元件 180 和其周边电路之间的阻抗匹配的电路。再有,一般使周边电路的输入输出的阻抗与某个一定的值 Z_0 (例如, 50Ω 、 75Ω 等)一致,以下,将周边电路的输入输出的阻抗称为‘系统的阻抗’。如果是图 3 所示的电路结构,则系统的阻抗相当于无线频率信号源 50 侧的阻抗 Z_0 ,匹配电路 10 是确立无线频率信号源 50 侧的输出阻抗 Z_0 和放大元件 180 的输入阻抗之间的匹配的电路。

[0051] 再有,作为放大元件 180,可以例示晶体管(Transistor)、FET、MOSFET(金属氧化物半导体 FET, Metal Oxide Semiconductor FET)、TFT(薄膜晶体管, Thin Film Transistor)等。在以下说明的各个附图中,作为放大元件而图示了 n 沟道结型 FET,但并没有限于 n 沟道结型 FET 的含义,只不过是放大元件的例示。

[0052] 图 4 表示测量频率的上限为 $f_{\max}$ 、下限为 $f_{\min}$ 时的放大器中所使用的放大元件的输入输出的散射参数(S 参数)的例子。在该例子中, S11 是输出负载为 50Ω 时的放大元件输入反射系数, S22 是输入负载为 50Ω 时的放大元件输出反射系数。通过使用这些反射系数和史密斯圆图,可以求放大元件的输入输出阻抗。从图 4 可知,放大元件的输入输出阻抗具有频率特性,其值可从 S 参数和系统的阻抗 Z_0 而求。因此,例如将放大元件 180 的输入阻抗作为依赖于频率 f 的输入阻抗而用函数 $Z_I(f)$ 表现。即,从端子(P2)观察放大元件 180 侧的阻抗为 $Z_I(f)$ 。同样地,可以将放大元件 180 的输出阻抗作为依赖于频率 f 的输出阻抗而用函数 $Z_O(f)$ 表现。以下,说明 $Z_I(f)$ 。

[0053] 在设计可选择性或同时地放大两个频带的信号的双频带功率放大装置 100 的情况下,两个频率 $f = f_1, f_2$ 时的放大元件 180 的输入阻抗 $Z_I(f)$ 和系统的阻抗 Z_o 之间的阻抗匹配是必要的。因而匹配电路 10 必须可选择性或同时地进行放大元件 180 的输入阻抗 $Z_I(f_1)$ 和系统的阻抗 Z_o 之间的阻抗匹配,以及放大元件 180 的输入阻抗 $Z_I(f_2)$ 和系统的阻抗 Z_o 之间的阻抗匹配。

[0054] 第 1 实施例的匹配电路 10 包括主匹配块 101 和副匹配块 102 而构成,主匹配块 101 和副匹配块 102 对于从无线频率信号源 50 向放大元件 180 供给信号的信号路径 SP 被串联地连接。副匹配块 102 包括串联匹配块 110 和并联匹配网络 170 而构成,并联匹配网络 170 包括第 1 并联匹配块 111、第 2 并联匹配块 112 以及第 3 并联匹配块 113 而构成。并联匹配网络 170 对于上述信号路径 SP 被并联地连接。

[0055] 这里,无论串联、并联等,匹配块都是匹配电路的结构元件,是由分布常数线路、集中常数元件、或它们的组合、或多个分布常数线路、多个集中常数元件、或它们的组合构成的电路。这里,集中常数元件较宽地包括电阻、电容器、线圈那样的线性元件、二极管等的非线性两端子元件等,没有特殊的限定。

[0056] 第 1 实施例的匹配电路 10 的关键点在下述方面。

[0057] 首先,对于第 1 频率 f_1 ,在没有并联匹配网络 170 的影响的状态(对于无线频率信号的隔离状态)下通过主匹配块 101 和串联匹配块 110 进行放大元件 180 的阻抗 $Z_I(f_1)$ 和系统的阻抗 Z_o 之间的匹配,使从主匹配块 101 和副匹配块 102 的连接点观察主匹配块 101 侧时的阻抗 $Z(f_1)$ 和串联匹配块 110 的合成阻抗为 Z_o 。此时,例如,可通过主匹配块 101 使 $Z(f_1)$ 为 Z_o ,副匹配块 102 也可以作为用从主匹配块 101 和副匹配块 102 的连接点观察主匹配块 101 侧时的阻抗 $Z(f_1) = Z_o$ 和系统的阻抗 Z_o 保持匹配的电路。即,从端子 P1 观察副匹配块 102 侧的阻抗 $Z_{out}(f_1)$ 为 Z_o 。

[0058] 其次,对于第 2 频率 f_2 ,主匹配块 101 具有对于放大元件 180 的阻抗 $Z_I(f_2)$ 作为阻抗变换器的功能,并且从主匹配块 101 和副匹配块 102 的连接点观察主匹配块 101 侧时的阻抗为 $Z(f_2)$ 。这里,一般地,断定为 $Z(f_2) \neq Z_o$ 。此时,副匹配块 102 成为通过串联匹配块 110 和并联匹配网络 170,用从主匹配块 101 和副匹配块 102 的连接点观察主匹配块 101 侧时的阻抗 $Z(f_2)$ 和系统的阻抗 Z_o 实质性地进行的匹配的电路。即,利用副匹配块 102 的阻抗匹配,使从端子 P1 观察副匹配块 102 侧的阻抗 $Z_{out}(f_2)$ 为 Z_o 。

[0059] 为了具有上述功能而构成主匹配块 101 和副匹配块 102 即可,在第 1 实施例的匹配电路 10 中,成为在副匹配块 102 中实质上实现上述功能的匹配电路。因此,以下,以副匹配块 102 的电路结构为中心进行说明。

[0060] 对于放大对象的无线频率信号,即对于上述信号路径 SP,主匹配块 101 和串联匹配块 110 与放大元件 180 被串联地连接。根据第 1 实施例的上述关键点,主匹配块 101 被配置在比串联匹配块 110 更靠近放大元件 180 一侧。

[0061] 第 1 并联匹配块 111 被连接到与串联匹配块 110 的连接了主匹配块 101 的一侧相反的一侧,对于放大对象的无线频率信号,即对于上述信号路径 SP,其与放大元件 180 被并联地连接。第 2 并联匹配块 112 被连接到与第 1 并联匹配块 111 的连接了串联匹配块 110 的一侧相反的一侧。而且,第 3 并联匹配块 113 被连接到第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112 的连接点 160。

[0062] 匹配电路 10 对于第 2 频率 f_2 , 用主匹配块 101 和构成副匹配块 102 的串联匹配块 110、第 1 并联匹配块 111、第 2 并联匹配块 112、第 3 并联匹配块 113 组成的电路整体, 进行放大元件 180 的输入阻抗 $Z_I(f_2)$ 和系统阻抗 Z_0 之间的阻抗匹配。

[0063] 另一方面, 匹配电路 10 对于第 1 频率 f_1 , 构成为在并联匹配网络 170 对于无线频率信号从信号路径 SP 隔离的状态下通过主匹配块 101 和串联匹配块 110, 进行放大元件 180 的输入阻抗 $Z_I(f_1)$ 和系统阻抗 Z_0 之间的阻抗匹配。

[0064] 为此, 设计第 2 并联匹配块 112, 以使第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112 的连接点 160 对于第 1 频率 f_1 的无线频率信号为短路, 并设计第 1 并联匹配块 111, 以使第 1 并联匹配块 111 的连接对于连接点 150 在第 1 频率 f_1 的无线频率信号时为开路。再有, 第 3 并联匹配块 113 连接到对于第 1 频率 f_1 的无线频率信号为短路的连接点 160。由于被这样设计, 所以在第 1 频率 f_1 中, 可以将从连接点 150 观察的第 1 并联匹配块 111 一侧看作为对于无线频率信号隔离的一侧。

[0065] 即, 若上述那样设计匹配电路 10, 则第 1 并联匹配块 111、第 2 并联匹配块 112 和第 3 并联匹配块 113 对第 1 频率 f_1 的信号传输没有影响, 仅用主匹配块 101 和串联匹配块 110 就可以进行阻抗匹配, 另一方面, 对于第 2 频率 f_2 的信号传输, 第 1 并联匹配块 111、第 2 并联匹配块 112 和第 3 并联匹配块 113 对于无线频率信号不为隔离的块, 用匹配电路 10 整体进行阻抗匹配, 所以对于两个频带的混合信号, 可同时地进行阻抗匹配。当然, 匹配电路 10 是对于单独的频带的信号也可以进行阻抗匹配的电路。因此, 包括了匹配电路 10 的双频带功率放大装置 100 具有作为能够选择性或同时地放大两个频带的信号的双频带功率放大装置的功能。

[0066] 再有, 串联匹配块 110 在第 1 频率 f_1 和第 2 频率 f_2 的各自的情况下提供匹配电路 10 的设计参数。换句话说, 一般地, 串联匹配块 110 被要求根据第 1 频率 f_1 和第 2 频率 f_2 的各自的情况进行期望的动作而设计。因此, 串联匹配块 110 的设计被认为是困难的, 进而匹配电路 10 的设计也被认为是困难的, 但并不是如此。

[0067] 例如, 若主匹配块 101 可将阻抗 $Z_I(f_1)$ 变换为阻抗 Z_0 , 并且将串联匹配块 110 形成特性阻抗为 Z_0 的传输线路, 则对于第 1 频率 f_1 时的阻抗匹配, 可以将作为传输线路的串联匹配块 110 的电长度设为任意电长度, 所以不破坏第 1 频率 f_1 时的匹配条件, 对于第 2 频率 f_2 的情况, 可以设计作为传输线路的串联匹配块 110 的电长度和第 3 并联匹配块 113 的电抗值, 可容易地构成第 2 频率 f_2 时的匹配电路 10。

[0068] 例如, 在图 5 所示的史密斯圆图中, 与第 2 频率 f_2 时的放大元件 180 的输入阻抗 $Z_I(f_2)$ 对应的电导设在 A 点。此时, 通过已经对于第 1 频率 f_1 设定完成的主匹配块 101 进行任意量的阻抗变换, 所以从串联匹配块 110 和主匹配块 101 的连接点观察主匹配块 101 的阻抗 $Z(f_2)$ 所对应的阻抗设为移动到任意的 B 点。因此, 通过调整作为特性阻抗 Z_0 的传输线路的串联匹配块 110 的电长度 (与其对应的线路长度), 可以使阻抗沿着以 $Y = (1, 0)$ (D 点) 为中心并以恒定的 VSWR 为半径的圆, 移动到与穿过 $Y = (1, 0)$ 的恒定电导圆交叉的 C 点为止。

[0069] 接着, 通过设定并联匹配网络 170 的电抗, 可以使电抗从 C 点在恒定电导圆上移动到 $Y = (1, 0)$ 的 D 点 (特性阻抗的位置)。即, 在频率 f_2 时也可以通过匹配电路 10 取得与放大元件 180 的匹配。利用该并联匹配网络 170 的向 D 点的电抗变换, 在第 1 频率 f_1 时

于第 1 并联匹配块 111 及第 2 并联匹配块 112 已经进行了设定,所以通过调整第 3 并联匹配块 113 的电抗就可以实现。即,表示能够不破坏第 1 频率 f_1 时的匹配状态而设计并联匹配网络 170,以在第 2 频率 f_2 时也实现匹配。

[0070] 作为第 3 并联匹配块 113 的结构,根据使用频带等的匹配电路 10 的设计要求,可以任意地选择前端开路线路、前端短路线路、或一端被接地的集中常数电路、或它们的组合等。串联匹配块 110 不仅可以选择传输线路,而且也可以选择其与集中常数元件的组合格式,或只有集中常数元件的结构。

[0071] 由于与第 1 并联匹配块 111 的连接点 160 对于第 1 频率 f_1 的无线频率信号为短路即可,所以第 2 并联匹配块 112 例如可作为电长度为 90 度(物理长度下例如为 $\lambda_1/4$ 的线路长度)的一端开路的传输线路而构成。再有, λ_1 表示第 1 频率 f_1 的波长。此外,由于对于连接点 150 的第 1 并联匹配块 111 的连接相对于第 1 频率 f_1 的无线频率信号为开路即可,所以第 1 并联匹配块 111 例如可作为电长度为 90 度(物理长度下例如为 $\lambda_1/4$ 的线路长度)的传输线路而构成。这里,如果满足上述条件,则主匹配块 101 可以采用任意的结构。此外,第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112 除了传输线路以外,也可以选择其与集中常数元件的组合、或只有集中常数元件的结构。

[0072] 以上,已将匹配电路 10 连接到放大元件 180 的输入端子侧的情况进行了说明,但也可以是将匹配电路 10 连接到放大元件 180 的输出端子侧,也可以为连接到输入端子侧和输出端子侧的双方的结构。再有,在输出端子侧连接匹配电路的情况下的匹配电路的结构,对于放大元件,一般是与连接到输入端子侧的情况下的匹配电路的结构对称的结构。

[0073] 第 1 实施例表示了能够选择性或同时地放大图 14 所示的两个频带的信号的双频带功率放大装置 100,以及同样地对于两个频带的信号进行阻抗匹配的匹配电路 10。这里,在将图 14 所示的中心频率设为第 1 频率 f_1 、第 2 频率 f_2 的两个频带 SB1、SB2 中,设为 $f_1 > f_2$,但第 1 实施例并没有限定为将较高一方的频率作为第 1 频率 f_1 进行设计。即,将较高一方的频率作为第 2 频率 f_2 ,将较低一方的频率作为第 1 频率 f_1 ,可以进行与上述同样的设计。

[0074] 但是,例如在将第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112 分别由传输线路构成的情况下,由于可以将第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112 分别设为线路长度为 $\lambda_1/4$ 的传输线路,以使对于连接点 150 的第 1 并联匹配块 111 的连接相对于无线频率信号为开路状态,连接点 160 对于无线频率信号为短路状态,所以优选将较高的频率作为第 1 频率 f_1 进行设计,能够缩短第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112 的线路长度。

[0075] (第 2 实施例)

[0076] 在第 1 实施例中,表示了能够选择性或同时地放大两个频带的信号的双频带功率放大装置 100,以及同样地对于两个频带的信号选择性或同时地进行阻抗匹配的匹配电路 10。在第 2 实施例中,作为第 1 实施例的扩展方式,在图 6 中表示对于在图 15 所示的 N+1 个(N 为 2 以上的整数)的频带 SB 1 ~ SBN+1 的信号中的两个信号,可以选择性或同时地进行放大的双频带功率放大装置 100,以及同样地进行阻抗匹配的匹配电路 10。

[0077] 上述第 1 实施例是,不破坏第 1 频率 f_1 时的匹配条件,对于第 2 频率 f_2 的情况,设计作为传输线路的串联匹配块 110 的电长度和第 3 并联匹配块 113 的电抗值。第 2 实施例是基于如下想法:若将第 1 频率 f_1 固定,并可改变第 2 频率 f_2 ,则能够构成在 N+1 个频带的

信号中,对第 1 频率 f_1 的信号和从第 2 频率 $f_2 \sim$ 第 $N+1$ 频率 f_{N+1} 中任意地选择出的一个频率的信号选择性或同时地进行阻抗匹配的匹配电路 10。

[0078] 如图 6 所示,第 2 实施例的匹配电路 10,将第 1 实施例的串联匹配块 110 置换为串联匹配块 110',将第 1 实施例的第 3 并联匹配块 113 置换为第 3 并联匹配块 113' 而构成。在第 2 实施例中,不破坏第 1 频率 f_1 时的匹配条件,而对于将 q 作为 2 以上、 $N+1$ 以下的整数,各个第 q 频率 f_q 的情况,设计串联匹配块 110' 的阻抗变换量和第 3 并联匹配块 113' 的电抗值。第 2 实施例的双频带功率放大装置 100 使用这样的匹配电路 10 构成。

[0079] 图 7 表示串联匹配块 110' 的具体结构例。如图 7 所示,可以使用作为切换开关的单输入 N 输出的开关 41 和开关 42,以及最大为 N 个的传输线路 $8_1 \sim 8_N$ 而构成串联匹配块 110'。各个传输线路 $8_1 \sim 8_N$ 都设为特性阻抗为 Z_0 的传输线路,以便不破坏第 1 频率 f_1 时的匹配条件。此外,各个传输线路 $8_1 \sim 8_N$ 的电长度被分别设为不同的电长度。在该具体例中, N 个传输线路 $8_1 \sim 8_N$ 被并列地配置,开关 41 的一端连接到连接点 150,开关 42 的一端连接到主匹配块 101。而且,通过开关 41 的其他端和开关 42 的其他端的切换而选择相同的传输线路 8_n (n 为 1 以上、 N 以下的整数)。这种选择的具体的说明和使传输线路的个数最大为 N 个的理由,在第 3 并联匹配块 113' 的说明之后论述。

[0080] 在图 8、图 9、图 10 三个图中表示第 3 并联匹配块 113' 的具体结构例。如图 8 所示,可以使用作为切换开关的单输入 N 输出的开关 71,以及最大为 N 个的电抗元件 $9_1 \sim 9_N$ 而构成第 3 并联匹配块 113'。在该具体例中,电抗值分别不同的 N 个电抗元件 $9_1 \sim 9_N$ 被并列配置,开关 71 的一端连接到连接点 160。而且,通过开关 71 的其他端的切换而选择一个电抗元件。再有,作为电抗元件的具体例,可以例示传输线路、线圈或电容器等。

[0081] 此外,如图 9 所示,作为第 3 并联匹配块 113' 的其他具体的结构,也可以使用多个由开关和电抗元件组成的组合而构成。在这种结构中,电抗值不同的最大为 N 个的电抗元件 $9_1 \sim 9_N$ 和最大为 $N-1$ 个的开关 $7_2 \sim 7_N$ 交替地串列地连接。即,串列地连接的电抗元件中位于一个端部的电抗元件 9_1 的一端连接到连接点 160,电抗元件 9_1 的另一端(与连接了连接点 160 的一侧相反侧的端部)连接到开关 7_2 的一端。此外,串列地连接的电抗元件中位于端部的电抗元件 9_N 的一端连接到开关 7_N 。各个电抗元件 9_x 的一端连接到开关 7_x ,电抗元件 9_x 的另一端连接到开关 7_{x+1} 。其中, $x = 2, 3, \dots, N-1$ 。在这样的结构中可以进行设计,以对于第 $y+1$ 频率 f_{y+1} ,使开关 $7_2 \sim 7_y$ 为导通状态,使开关 7_{y+1} 为截止状态。再有, $y = 1$ 的情况下,使开关 7_2 为截止状态。由此,通过切换开关 $7_2 \sim 7_N$ 的状态而获得最大为 N 个的电抗值。

[0082] 或者,如图 10 所示,作为第 3 并联匹配块 113' 的其他的结构,可以使用能够变更电抗值的可变电抗部件。这里,作为可变电抗部件,例如采用能够变更静电容量的可变电容器 6 等就可以。在图 10 的结构中,可变电容器 6 的一端连接到连接点 160,其另一端接地。例如,通过将可变电容器 6 能够变更为预先设定的 N 种电抗值而获得最大为 N 种的电抗值。

[0083] 在第 2 实施例中,如上述那样,对于各个第 q 频率 f_q ($2 \leq q \leq N+1$),设计串联匹配块 110' 的阻抗变换量和第 3 并联匹配块 113' 的电抗值。换句话说,对于各个第 q 频率 f_q ,串联匹配块 110' 的阻抗变换量和第 3 并联匹配块 113' 的电抗值的组合一一对应。因此,例如在使串联匹配块 110' 为图 7 所示的结构,使第 3 并联匹配块 113' 为图 8 ~ 图 10

所示的任何一个结构的情况下,如果串联匹配块 110' 中所包含的传输线路的电长度的种类和第 3 并联匹配块 113' 的电抗值的种类的组合有 N 个就足够了。因此,可以使串联匹配块 110' 中所包含的传输线路的条数为 N 以下,使第 3 并联匹配块 113' 的电抗值的种类为 N 以下。作为具体例子,在 $N = 4$,例如,使串联匹配块 110' 中所包含的传输线路的条数为 2,各自电长度为 a 、 b ($a \neq b$),第 3 并联匹配块 113' 的电抗值的种类为 2,并且为 c 、 d ($c \neq d$) 时,有获得 (a, c) 、 (b, c) 、 (a, d) 、 (b, d) 的四个组合,能够进行使各个组合与各个第 q 频率 f_q ($2 \leq q \leq 5$) 对应的设计的情况。

[0084] 在进行了以上那样设计时,在将第 1 频率 f_1 的信号和第 q 频率 f_q 的信号选择性或同时地进行阻抗匹配时,换句话说,在将第 1 频率 f_1 的信号和第 q 频率 f_q 的信号选择性或同时地进行放大时,对于第 q 频率 f_q ,如果传输线路的电长度 A 和第 3 并联匹配块 113' 的电抗值 B 的组合相对应,则在串联匹配块 110' 中,切换开关 41 和开关 42 而选择电长度 A 的传输线路。此外,在第 3 并联匹配块 113' 中,如果是图 8 的结构,则选择电抗值 B 的电抗元件,如果是图 9 的结构,则使开关为导通状态,以成为电抗值 B ,如果是图 10 的结构,则设定可变电抗部件的值,以成为电抗值 B 。再有,在只对于第 1 频率 f_1 的信号进行阻抗匹配/放大时,在第 3 并联匹配块 113' 中可以设定/选择任意的电抗值,在形成了图 7 所示结构的串联匹配块 110' 中可以选择任意的传输线路。再有,不限于图 7 ~ 图 10 所示的结构,例如,在串联匹配块 110' 中,也可以构成为除了传输线路 $8_1 \sim 8_N$ 以外,设有用于第 1 频率 f_1 的信号的电路或电路元件,在只对第 1 频率 f_1 的信号进行阻抗匹配/放大时,才选择该电路或电路元件。

[0085] 第 2 实施例所示的双频带功率放大装置 100 是可以在三以上的频带的信号中对于两个信号选择性或同时地进行放大的双频带功率放大装置,而需要注意的是,通过串联匹配块 110' 的阻抗变换量和第 3 并联匹配块 113' 的电抗值的组合的切换,实质上组成与三频带以上的频带对应的功率放大装置,其本质为多频带功率放大装置。因此,双频带功率放大装置 100 中包含的匹配电路 10 也是可以在三以上频带的信号中对于两个信号选择性或同时地进行阻抗匹配的匹配电路,而需要注意的是,通过串联匹配块 110' 的阻抗变换量和第 3 并联匹配块 113' 的电抗值的组合的切换,实质上组成与三频带以上的频带对应的匹配电路,其本质为与多频带匹配电路相对应的匹配电路。

[0086] (第 3 实施例)

[0087] 在第 3 实施例中,与第 2 实施例不同,作为第 1 实施例的扩展方式,表示可以在三以上频带的信号中对于两个频带的信号选择性或同时地进行放大的双频带功率放大装置,以及同样地对于两个频带的信号选择性或同时地进行阻抗匹配的匹配电路。

[0088] 图 11 是表示第 3 实施例的匹配电路 10 的图。此外,图 11 还表示在图 15 所示的 $N+1$ 个 (N 为 2 以上的整数) 的频带中,可以选择性或同时地放大第 1 频率 f_1 的信号和任意的其他频率的信号的信号的双频带功率放大装置 100 的电路结构。第 3 实施例是将匹配电路 10 使用在放大元件 180 的输入端子侧的例子。

[0089] 第 3 实施例的匹配电路 10 的概要是将第 1 实施例的副匹配块 102 置换为下述的副匹配块 102' 的结构。副匹配块 102' 是分别将与第 1 实施例的副匹配块 102 类似的第 1 ~ 第 N 副匹配块 102-1 ~ 102- N 对于上述信号路径串联地连接的副匹配块。这里,各个副匹配块 102- n ($n = 1, 2, \dots, N$) 除了形成将与第 1 实施例中的串联匹配块 110 对应的串联

匹配块 110-n 和与第 1 实施例中的第 1 并联匹配块 111 对应的第 1 并联匹配块 111-n 通过开关 120-n 连接的结构以外,与第 1 实施例的副匹配块 102 相同,第 1 实施例的串联匹配块 110、第 1 并联匹配块 111、第 2 并联匹配块 112、第 3 并联匹配块 113 与第 3 实施例中的串联匹配块 110-n、第 1 并联匹配块 111-n、第 2 并联匹配块 112-n、第 3 并联匹配块 113-n 分别对应。

[0090] 再有,本说明书中所谓的开关,不限于接点型的开关,例如也可以是使用了二极管、晶体管、MOS 元件等的在线路网上没有设置接点并且具有线路的通断功能的开关元件 (switching element)。作为具体例,可列举 MEMS (微机电系统, Micro-Electro Mechanical Systems) 开关、开关二极管等。

[0091] 主匹配块 101、第 1 ~ 第 N 串联匹配块 110-1 ~ 110-N 对于放大元件 180 被串联地连接,即对于上述信号路径 SP 被串联地插入连接。主匹配块 101 被配置比第 1 ~ 第 N 串联匹配块 110-1 ~ 110-N 更靠近放大元件 180 的一侧。

[0092] 在第 3 实施例中,从放大元件 180 侧起,以主匹配块 101、第 1 ~ 第 N 串联匹配块 110-1 ~ 110-N 的顺序串联连接。再有,将第 1 并联匹配块 111-n、第 2 并联匹配块 112-n、第 3 并联匹配块 113-n 的组称为第 n 并联匹配网络 170-n ($n = 1, 2, \dots, N$)。

[0093] 图 11 所示的双频带功率放大装置 100 中,在 $N+1$ 个频带中,选择性或同时地放大第 1 频率 f_1 的信号和第 m 频率 f_m 的信号的情况下,换句话说,在选择性或同时地进行第 1 频率 f_1 的信号和第 m 频率 f_m 的信号的阻抗匹配的情况下,在匹配电路 10 中, N 个开关 120-1 ~ 120-N 中第 (m-1) 开关 120-(m-1) 为导通 (ON) 状态,其他开关为截止 (OFF) 状态。其中, m 为 2 以上、 $N+1$ 以下的整数。再有,在进行只对于第 1 频率 f_1 的信号的阻抗匹配 / 放大时,可以使全部的开关为截止状态。当然,也可以是任何一个开关为导通状态。

[0094] 实际的开关在导通时产生插入损耗,但即使增加了频带 $N+1$,也是一个被导通的开关,所以可以将开关的插入损耗造成的匹配电路 10 的特性的劣化抑制到最小限度。再有,各个开关最好是使用隔离特性良好的开关。

[0095] 具体地说,在 $N+1$ 个频带中,选择性或同时地放大第 1 频率 f_1 的信号和第 2 频率 f_2 的信号时,第 1 开关 120-1 为导通状态,其他的开关为截止状态。因此,在从无线频率信号源 50 至放大元件 180 的上述信号路径 SP 中,成为只有第 1 并联匹配网络 170-1 被并联地连接。

[0096] 这种情况下,主匹配块 101、第 1 串联匹配块 110-1 和第 1 并联匹配网络 170-1 的设计基本上与第 1 实施例的情况相同。即,设计第 2 并联匹配块 112-1,以使第 1 并联匹配块 111-1 和第 2 并联匹配块 112-1 的连接点 160-1 对于第 1 频率 f_1 的无线频率信号为短路,并设计第 1 并联匹配块 111-1,以使对于与第 1 串联匹配块 110-1 的连接点 150-1 的连接对于第 1 频率 f_1 的无线频率信号为开路。再有,第 3 并联匹配块 113-1 连接到对于第 1 频率 f_1 的无线频率信号为短路的连接点 160-1。

[0097] 对于第 2 频率 f_2 ,例如在将第 1 串联匹配块 110-1 作为传输线路的情况下,如图 5 说明的那样适当地设计其电长度和第 3 并联匹配块 113-1 的电抗值就可以。此时,第 1 并联匹配块 111-1、第 2 并联匹配块 112-1 和第 3 并联匹配块 113-1 不影响第 1 频率 f_1 的信号传输,成为用主匹配块 101 和第 1 串联匹配块 110-1 进行阻抗匹配,从正对连接点 150-1 的无线频率信号源 50 观察连接点 150-1 的阻抗 $Z_1(f_1)$ 为 Z_0 。此外,在第 2 频率 f_2 的信号

传输中,第 1 并联匹配块 111-1、第 2 并联匹配块 112-1 和第 3 并联匹配块 113-1 对于无线频率信号不隔离,用主匹配块 101、第 1 串联匹配块 110-1、第 1 并联匹配块 111-1、第 2 并联匹配块 112-1 和第 3 并联匹配块 113-1 进行阻抗匹配,从正对连接点 150-1 的无线频率信号源 50 侧观察连接点 150-1 的阻抗 $Z_1(f_2)$ 为 Z_0 。

[0098] 此时,第 2~第 N 串联匹配块 110-2~110-N 成为在从正对连接点 150-1 的无线频率信号源 50 观察连接点 150-1 的阻抗 $Z_1(f_1) = Z_0$ 和系统的阻抗 Z_0 之间保持匹配的电路。具体地说,例如,可以将第 2~第 N 串联匹配块 110-2~110-N 的各个串联匹配块作为特性阻抗为 Z_0 的传输线路。这种情况下,各个传输线路的电长度,无论是第 1 频率 f_1 和第 2 频率 f_2 的哪一种情况,都是任意的。但是,如后述那样,由对于第 3 频率 f_3 、第 4 频率 f_4 、...、第 (N+1) 频率 f_{N+1} 的设计而具体地决定。

[0099] 其次,在 N+1 个频带中,选择性或同时地放大第 1 频率 f_1 和第 3 频率 f_3 的信号时,第 2 开关 120-2 为导通状态,其他开关为截止状态。因此,在从无线频率信号源 50 至放大元件 180 的上述信号路径 SP 中,只有第 2 并联匹配网络 170-2 被并联地连接。

[0100] 这种情况下,进行与上述第 2 频率 f_2 的情况同样地设计就可以。即,对于第 3 频率 f_3 ,用主匹配块 101、第 1 串联匹配块 110-1、第 2 串联匹配块 110-2、第 1 并联匹配块 111-2、第 2 并联匹配块 112-2、第 3 并联匹配块 113-2 组成的电路,进行放大元件 180 的输入阻抗 $Z_1(f_3)$ 和系统的阻抗 Z_0 的阻抗匹配。

[0101] 另一方面,对于第 1 频率 f_1 ,用主匹配块 101、第 1 串联匹配块 110-1、第 2 串联匹配块 110-2,进行放大元件 180 的输入阻抗 $Z_1(f_1)$ 和系统的阻抗 Z_0 的阻抗匹配。因此,设计第 2 并联匹配块 112-2,以使第 1 并联匹配块 111-2 和第 2 并联匹配块 112-2 的连接点 160-2 对于第 1 频率 f_1 的无线频率信号为短路,并设计第 1 并联匹配块 111-2,以使对于与第 2 串联匹配块 110-2 的连接点 150-2 的连接对于第 1 频率 f_1 的无线频率信号为开路。再有,第 3 并联匹配块 113-2 连接到对于第 1 频率 f_1 的无线频率信号为短路的连接点 160-2。

[0102] 由于这样进行设计,所以在第 1 频率 f_1 中,可以从连接点 150-2 观察第 1 并联匹配块 111-2 侧看作为对于无线频率信号隔离的一侧。而且,对于第 3 频率 f_3 ,例如在将第 2 串联匹配块 110-2 作为传输线路的情况下,适当地设计其电长度和第 3 并联匹配块 113-2 的电抗值就可以。此时,不破坏第 1 频率 f_1 时的匹配条件,而可以将第 2 串联匹配块 110-2 作为传输线路时的电长度决定为特定的值。再有,这种情况下,需要注意的是,对于第 2 频率 f_2 ,已设计将第 1 串联匹配块 110-1 作为传输线路时的电长度。

[0103] 此时,第 2 并联匹配网络 170-2 的第 1、第 2 及第 3 并联匹配块 111-2、112-2 和 113-2 不影响第 1 频率 f_1 的信号传输,成为用主匹配块 101、第 1 串联匹配块 110-1 和第 2 串联匹配块 110-2 进行阻抗匹配,从正对连接点 150-2 的无线频率信号源 50 观察连接点 150-2 的阻抗 $Z_2(f_1)$ 为 Z_0 。此外,在第 3 频率 f_3 的信号传输中,第 1、第 2 及第 3 并联匹配块 111-2、112-2 和 113-2 对于无线频率信号不隔离,用主匹配块 101、第 1 并联匹配块 110-1、第 2 串联匹配块 110-2、第 1、第 2 及第 3 并联匹配块 111-2、112-2 和 113-2 进行阻抗匹配,从正对连接点 150-2 的无线频率信号源 50 侧观察连接点 150-2 的阻抗 $Z_2(f_3)$ 为 Z_0 。

[0104] 以下,对于第 m 副匹配块 102-m ($m = 3, 4, \dots, N$),对于第 1 频率 f_1 和第 m 频率 f_m 都可以同样地进行设计。

[0105] 第 3 实施例所示的双频带功率放大装置 100 是可以在三以上的频带的信号中对

于两个信号选择性或同时地进行放大的双频带功率放大装置,而需要注意的是,通过开关的切换而实质上成为与三频带以上的频带对应的功率放大器,其本质是多频带功率放大装置。因此,双频带功率放大装置 100 中包括的匹配电路 10 也可以在三以上的频带的信号中对于两个信号选择性或同时地进行阻抗匹配,但需要注意的是,通过开关的切换而实质上成为与三频带以上的频带对应的匹配电路,其本质是相当于多频带匹配电路。

[0106] (第 2 实施例和第 3 实施例的变形例)

[0107] 在第 2 实施例和第 3 实施例中,表示了可以在图 15 所示的 $N+1$ 个频带的信号中选择性或同时地放大两个信号的双频带功率放大装置,以及同样地进行双频带的阻抗匹配的匹配电路。这里,在将图 15 所示的中心频率设为第 1 ~ 第 $N+1$ 频率 $f_1, \dots, f_{N+1}$ 的 $N+1$ 个频带中,假设 $f_1 > f_2 > \dots > f_{N+1}$,但第 2 实施例和第 3 实施例不限于将最高频率的第 1 频率 f_1 作为基准频率(从三以上的频带中选择出的两个频带的一方中必须包含的频带的中心频率)来设计。

[0108] 在第 2 实施例中,作为 $f_1 > f_2 > \dots > f_{N+1}$,可以将任意的频率 f_q ($q = 1, 2, \dots, N+1$) 作为基准频率。即,对于该基准频率,也可以设计第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112,以使对于第 1 并联匹配块 111 的连接点 150 的连接对于无线频率信号为开路状态,使连接点 160 对于无线频率信号为短路状态。

[0109] 在第 3 实施例中,同样地也可以将任意的频率 f_q 作为基准频率,设计各个并联匹配网络 170-1 ~ 170- N 的第 1 并联匹配块 111- n 和第 2 并联匹配块 112- n ,以使对于第 1 并联匹配块 111- n 的连接点 150- n 的连接对于无线频率信号为开路状态,连接点 160- n 对于无线频率信号为短路状态。

[0110] 但是,例如将第 2 实施例中的第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112 分别作为传输线路的情况下,或者将第 3 实施例中的各个副匹配块 102- n 内的第 1 并联匹配块 111- n 和第 2 并联匹配块 112- n 分别作为传输线路的情况下,优选是将最高频率作为基准频率(波长 λ)而设计。第 2 实施例中的副匹配块 102 的第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112,对于基准频率进行设计,以使对于第 1 并联匹配块 111 的连接点 150 的连接对于无线频率信号为开路状态,使连接点 160 对于无线频率信号为短路状态,所以在将第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112 分别作为线路长度为 $\lambda/4$ 的传输线路时,将最高的频率作为基准频率进行设计,能够缩短第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112 的各自线路长度。

[0111] 同样地,第 3 实施例中的各个副匹配块 102- n 的第 1 并联匹配块 111- n 和第 2 并联匹配块 112- n ,对于基准频率进行设计,以使对于第 1 并联匹配块 111- n 的连接点 150- n 的连接对于无线频率信号为开路状态,使连接点 160- n 对于无线频率信号为短路状态,所以将第 1 并联匹配块 111- n 和第 2 并联匹配块 112- n 分别作为线路长度为 $\lambda/4$ 的传输线路时,将最高的频率作为基准频率进行设计,能够缩短第 1 并联匹配块 111- n 和第 2 并联匹配块 112- n 的各自线路长度。

[0112] (多频带化)

[0113] 在第 2 实施例、第 3 实施例及它们的各个变形例中,对于基准频率进行设计,以使特定的连接点对于无线频率信号为开路状态/短路状态。因此,从三以上的频带中选择出的两个频带的一个频带,是将基准频率作为中心频率的频带。换句话说,从 $N+1$ 个频带中可

选择的两个频带的组合为 N 个。

[0114] 因此,在第 2 实施例或其变形例中,将第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112 分别作为可变更电路常数的可变电路。例如,通过将第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112 分别用可变电容器等的可变元件构成,从而可变更各个匹配块的电路常数。而且,通过变更第 1 并联匹配块 111 和第 2 并联匹配块 112 的电路常数,对于 $f_1, f_2, \dots, f_{N+1}$ 的各个频率,可以使对于第 1 并联匹配块 111 的连接点 150 的连接对于无线频率信号为开路状态,连接点 160 对于无线频率信号为短路状态。此外,在第 3 实施例或其变形例中,同样地将各个副匹配块 102-n 的第 1 并联匹配块 111-n 和第 2 并联匹配块 112-n 分别作为可变更电路常数的可变电路。而且,通过变更第 1 并联匹配块 111-n 和第 2 并联匹配块 112-n 的电路常数,对于 $f_1, f_2, \dots, f_{N+1}$ 的各个频率,可以使对于第 1 并联匹配块 111-1 ~ 111-N 的连接点 150-1 ~ 150-N 的连接对于无线频率信号为开路状态,连接点 160-1 ~ 160-N 对于无线频率信号为短路状态。这时,从 $N+1$ 个频带中可选择两个频带的组合为 ${}_{N+1}C_2 = (N+1) \times N/2$ 个。

[0115] (第 4 实施例)

[0116] 图 12 表示与 1.0GHz 和 4.9GHz 对应的双频带功率放大装置 100 的具体的设计例子。这里所示的例子是,将第 1 实施例的匹配电路 10 在放大元件 180 的输入端子侧作为输入侧匹配电路 10A 使用,在放大元件 180 的输出端子侧作为输出侧匹配电路 10B 使用的情况下的例子,相当于第 1 实施例。这里,可以认为第 1 频率 $f_1 = 4.9\text{GHz}$ 、第 2 频率 $f_2 = 1.0\text{GHz}$ 。

[0117] 在该设计例子中,在输入侧匹配电路 10A 和输出侧匹配电路 10B 中,将串联匹配块 110A、第 1 并联匹配块 111A、第 2 并联匹配块 112A、第 3 并联匹配块 113A、串联匹配块 110B、第 1 并联匹配块 111B、第 2 并联匹配块 112B、第 3 并联匹配块 113B 都作为特性阻抗为 Z_0 ($= 50\Omega$) 的传输线路而构成。此外,主匹配块 101A 和主匹配块 101B 都为用于 4.9GHz 的匹配电路。

[0118] 而且,第 1 并联匹配块 111A、第 2 并联匹配块 112A、第 1 并联匹配块 111B、第 2 并联匹配块 112B 的各个传输线路的电长度在频率 4.9GHz 时为 90 度 (即 $\lambda/4 = 11.05\text{mm}$)。因此,在输入侧匹配电路 10A 中,串联匹配块 110A 和第 1 并联匹配块 111A 的连接点在第 1 频率 $f_1 = 4.9\text{GHz}$ 时对于无线频率信号为开路,第 3 并联匹配块 113A 所连接的第 1 并联匹配块 111A 和第 2 并联匹配块 112A 的连接点在第 1 频率 f_1 时对于无线频率信号为短路。输出侧匹配电路 10B 也是同样的。

[0119] 串联匹配块 110A、第 3 并联匹配块 113A、串联匹配块 110B、第 3 并联匹配块 113B 的各个传输线路长度 (物理长度),对于第 2 频率 $f_2 = 1.0\text{GHz}$,可以适当地进行设计,以分别用输入侧匹配电路 10A、输出侧匹配电路 10B 进行阻抗匹配。在本例子中,输入侧匹配电路 10A 中的串联匹配块 110A 的传输线路长度为 9mm,第 3 并联匹配块 113A 的传输线路长度为 21.3mm。此外,输出侧匹配电路 10B 中的串联匹配块 110B 的传输线路长度为 20mm,第 3 并联匹配块 113B 的传输线路长度为 5.8mm。

[0120] 图 13 中表示对于图 12 所示的电路进行了电路模拟的频率特性的结果。虚线表示散射参数 S_{11} (输入侧的反射系数) 的频率特性,实线表示散射参数 S_{21} (从输入侧向输出侧的透过系数) 的频率特性,点划线表示散射参数 S_{22} (输出侧的反射系数) 的频率特性。

在作为设计频率的 1GHz 和 4.9GHz 中,输入侧、输出侧都是取得了阻抗匹配的结构,可知在各自的频带中可获得充分的增益。

[0121] 根据本发明的匹配电路,在无线频率为基准频率的情况下,用主匹配块和作为副匹配块的一部分的串联匹配块或第 1 至第 N 串联匹配块进行阻抗匹配,在无线频率为基准频率以外的频率的情况下,用主匹配块和副匹配块进行阻抗匹配,所以实现将两个频带的混合信号在各自频带同时地进行阻抗匹配。

[0122] 就设计将两个频带的混合信号在各自频带可同时放大的双频带功率放大装置而言,需要进行两个频带中的放大元件的输入输出阻抗和周边电路的输入输出阻抗的阻抗匹配,而通过将本发明的匹配电路用于功率放大器,从而实现将两个频带的混合信号在各自频带可同时放大的双频带功率放大装置。

[0123] 本发明的匹配电路或双频带功率放大装置可以用于无线频率电路,对作为对象的无线频率没有特殊的限定,例如在用于准微波波段~微波波段,即在 100MHz 以上、30GHz 以下的高频中进行动作的无线频率电路的情况下是有用的。

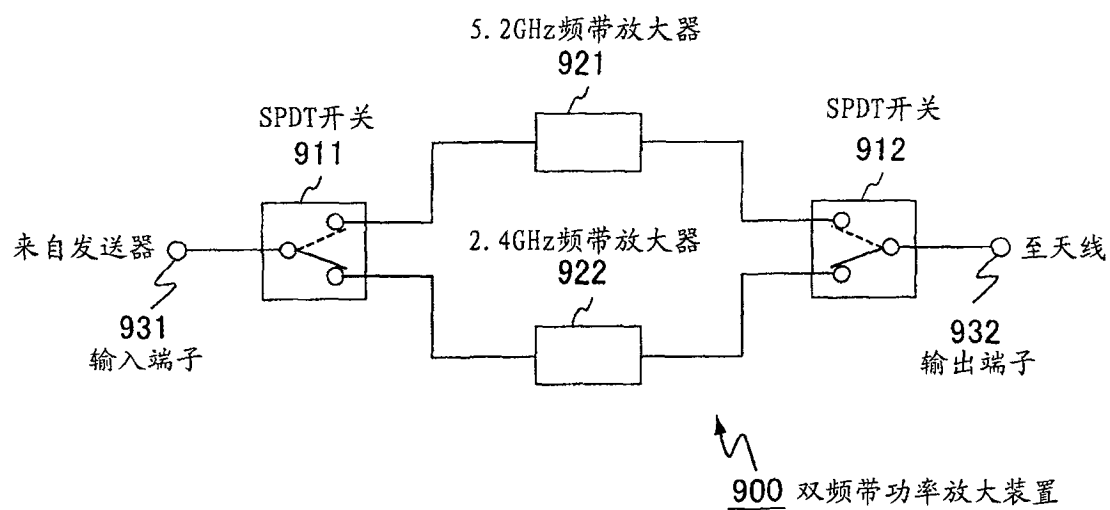


图 1

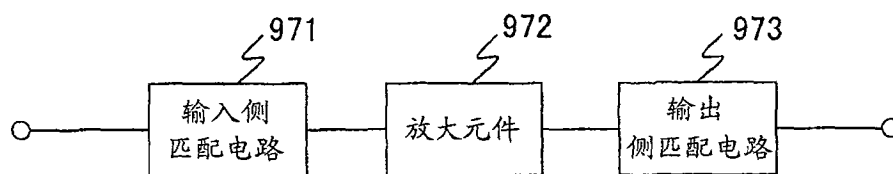


图 2

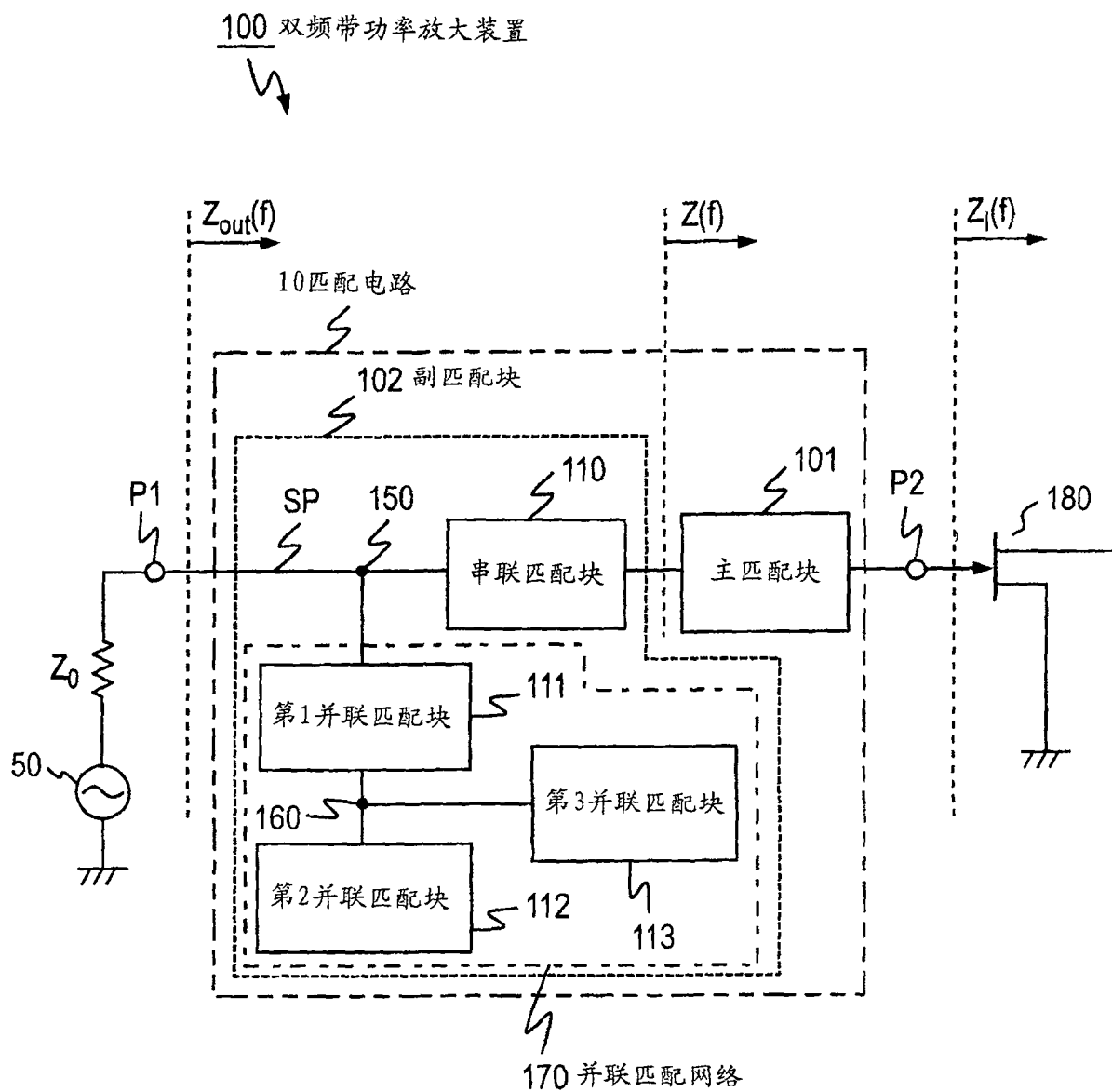


图 3

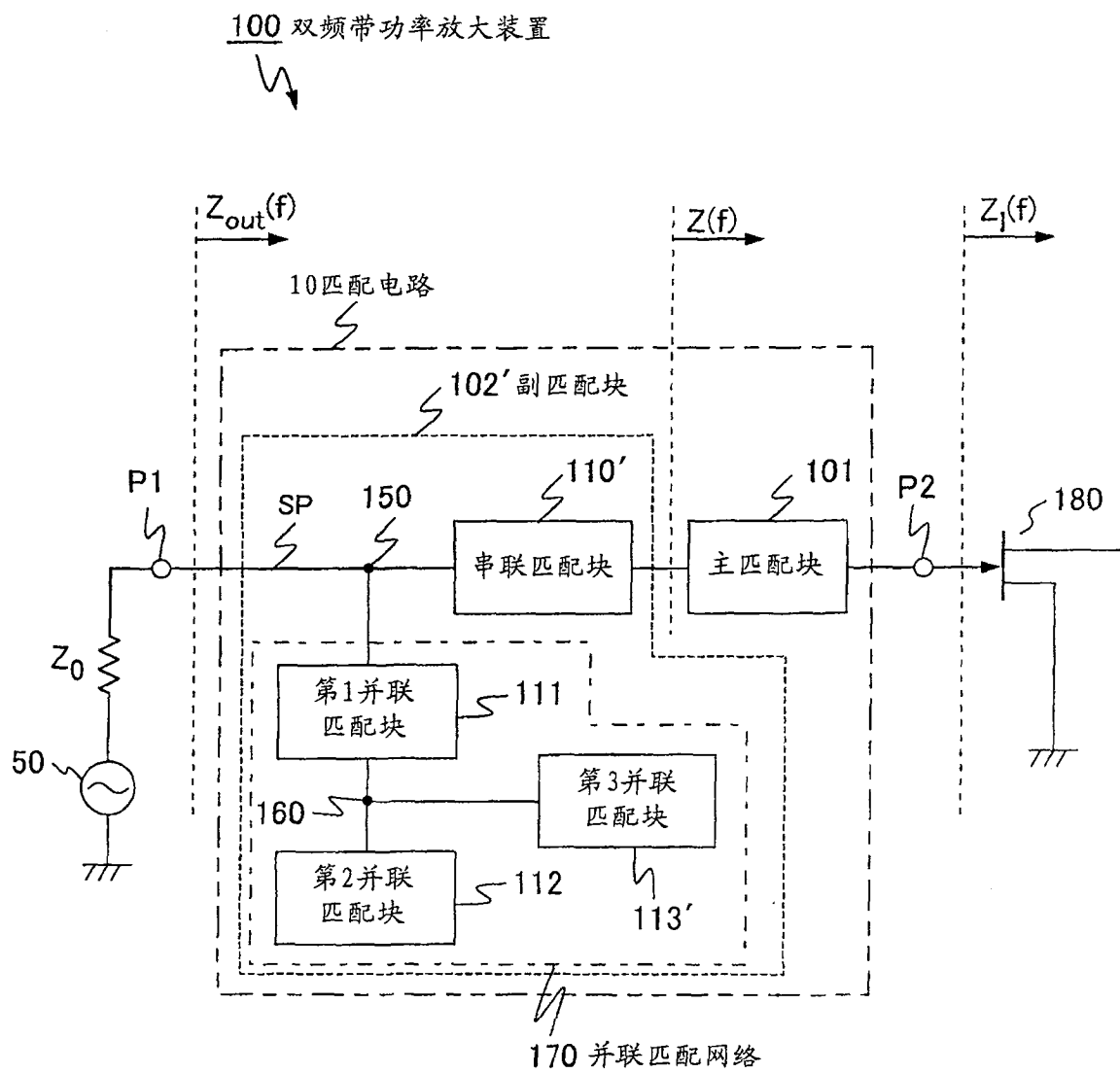


图 6

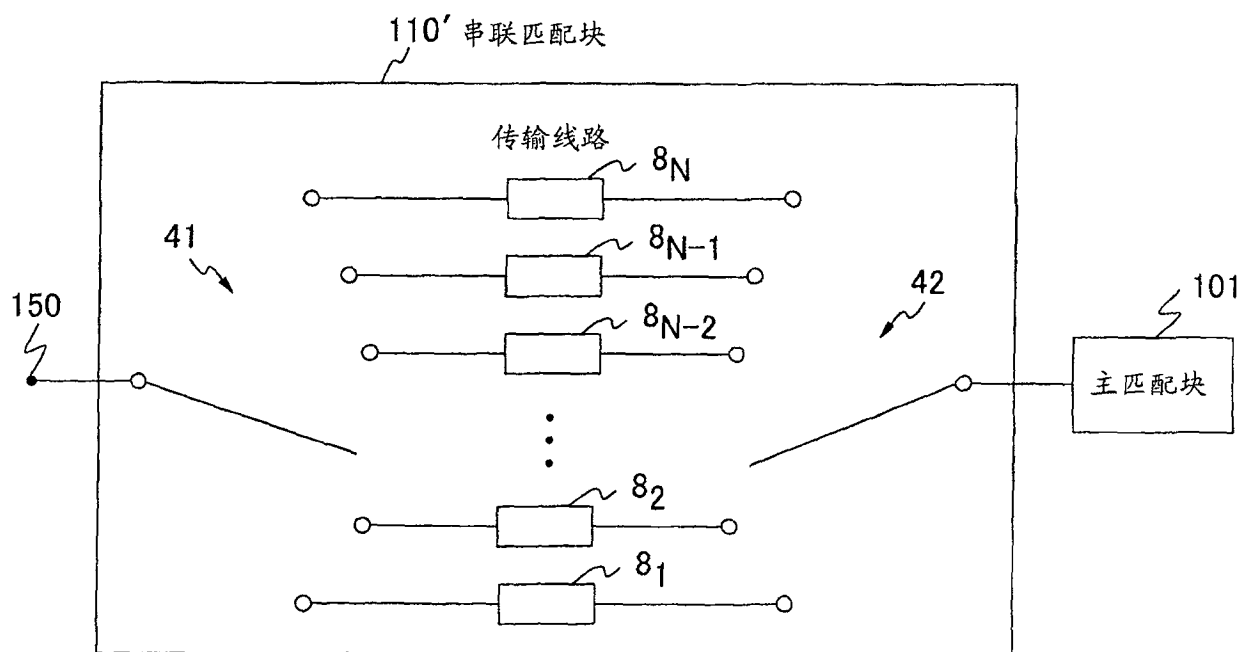


图 7

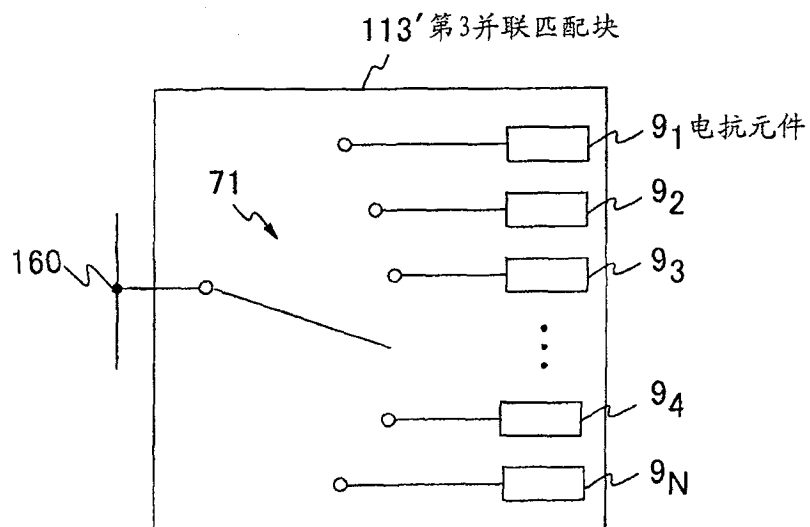


图 8

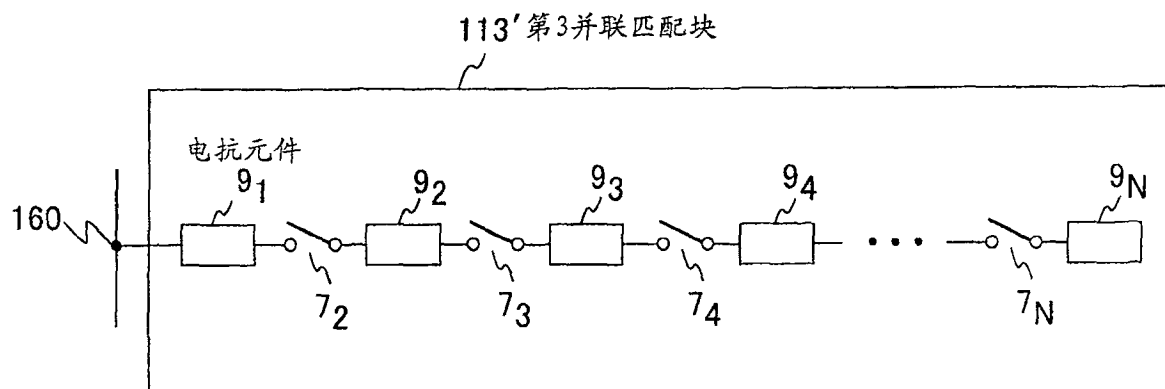


图 9

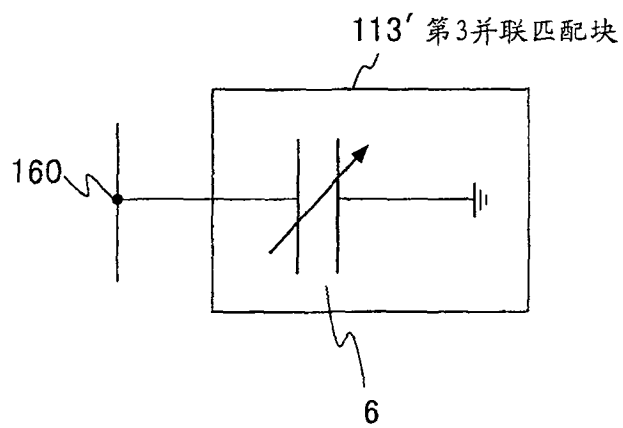


图 10

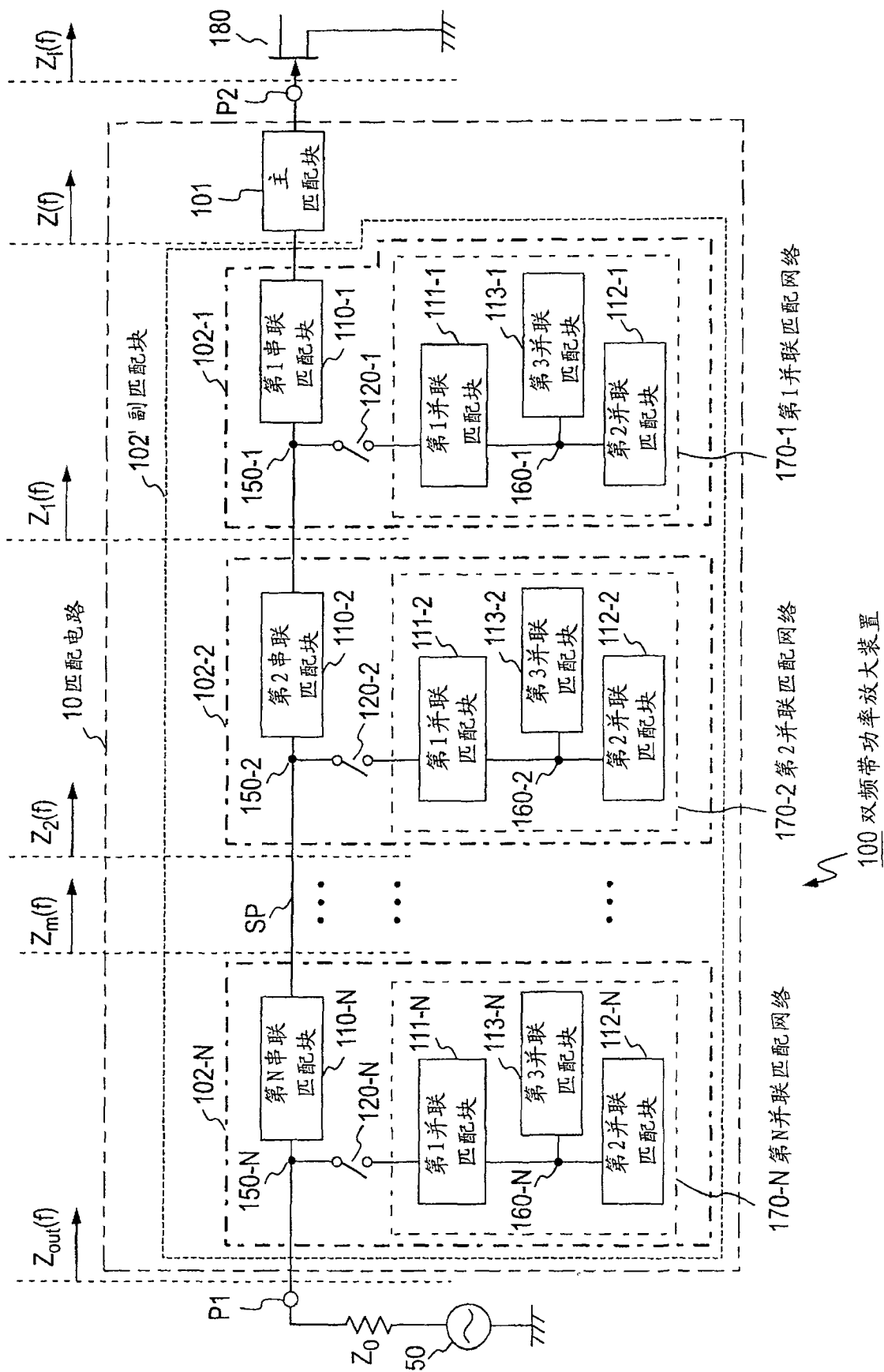


图 11

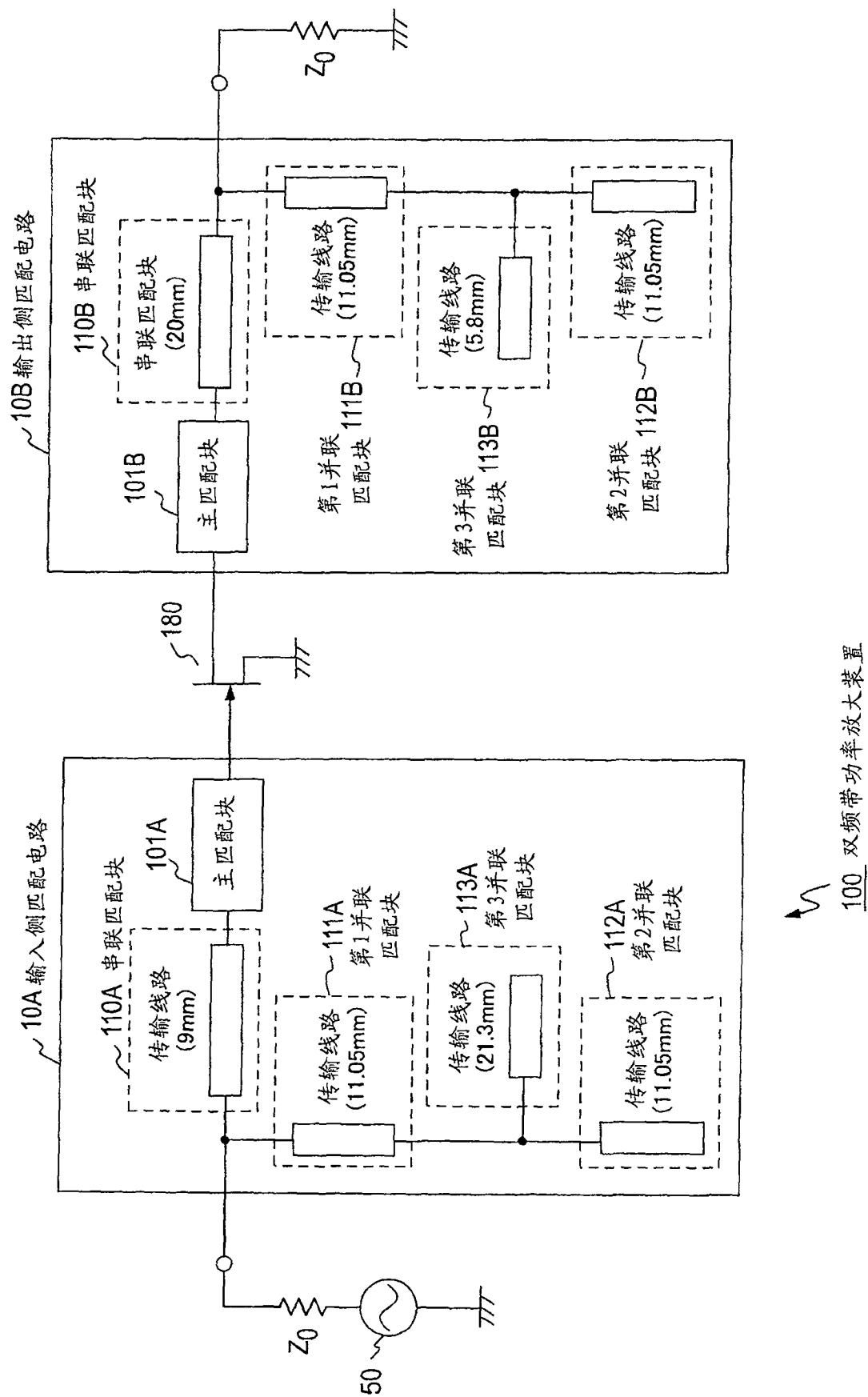


图 12

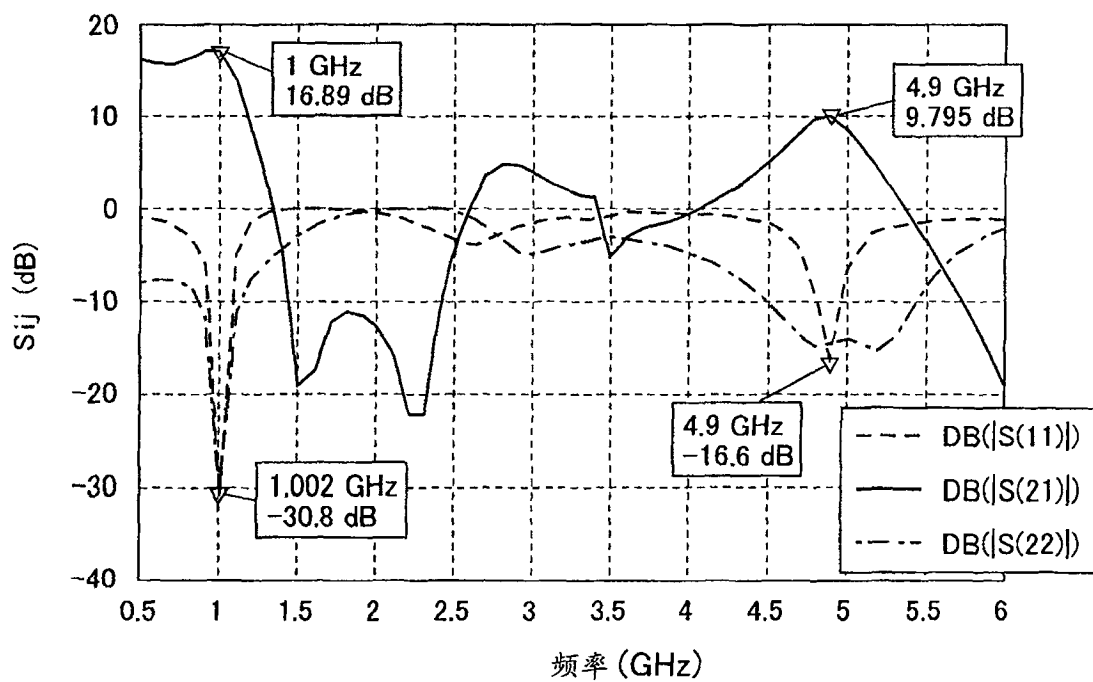


图 13

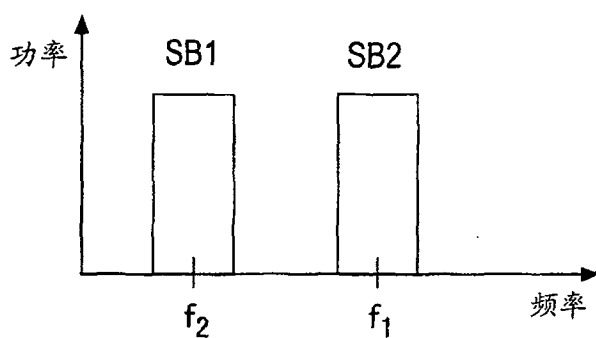


图 14

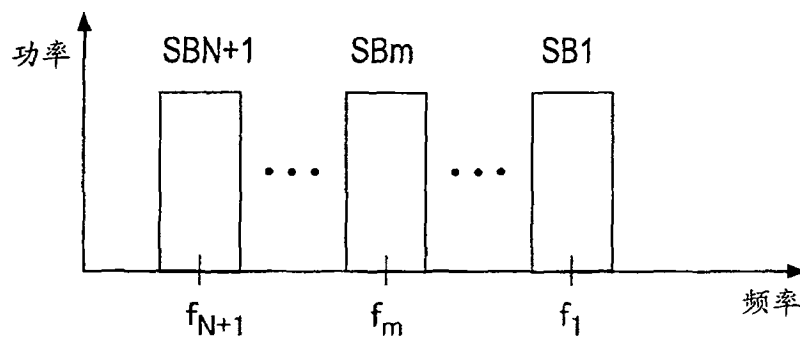


图 15