



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 113875150 A

(43) 申请公布日 2021. 12. 31

(21) 申请号 201980095479.2

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2019.04.23

H03F 1/02 (2006.01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2021.10.15

H03F 1/07 (2006.01)

H03F 3/60 (2006.01)

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2019/017278 2019.04.23

(87) PCT国际申请的公布数据
W02020/217319 JA 2020.10.29

(71) 申请人 三菱电机株式会社
地址 日本东京都

(72) 发明人 小松崎优治 本田慧 坂田修一
新庄真太郎

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司 11127

代理人 马建军 徐丹

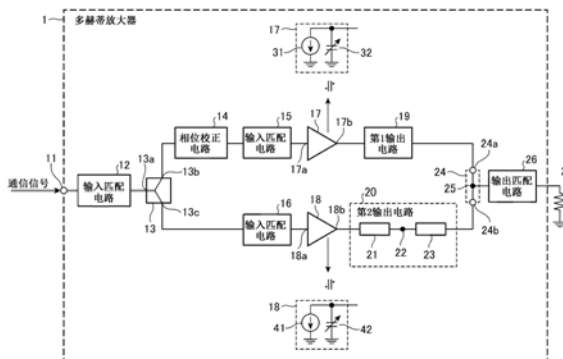
权利要求书2页 说明书15页 附图13页

(54) 发明名称

多赫蒂放大器和通信装置

(57) 摘要

具有:载波放大器(17),其对第1信号进行放大,输出放大后的第1信号;峰值放大器(18),其具有非线性的输出电容,对第2信号进行放大,输出放大后的第2信号;第1输出电路(19),其传输从载波放大器(17)输出的第1信号;第2输出电路(20),其在峰值放大器(18)不进行放大动作的情况下,作为虚拟的短路短截线发挥功能,传输从峰值放大器(18)输出的第2信号;以及合成电路(24),其对由第1输出电路(19)传输的第1信号和由第2输出电路(20)传输的第2信号进行合成,输出第1信号与第2信号的合成信号,在峰值放大器(18)进行放大动作时,第2输出电路(20)将从峰值放大器(18)观察合成电路(24)时的阻抗变成感性区域的阻抗。



1. 一种多赫蒂放大器,其特征在于,所述多赫蒂放大器具有:
载波放大器,其对第1信号进行放大,输出放大后的第1信号;
峰值放大器,其具有非线性的输出电容,对第2信号进行放大,输出放大后的第2信号;
第1输出电路,其传输从所述载波放大器输出的第1信号;
第2输出电路,其在所述峰值放大器不进行放大动作的情况下,作为虚拟的短路短截线发挥功能,传输从所述峰值放大器输出的第2信号;以及
合成电路,其对由所述第1输出电路传输的第1信号和由所述第2输出电路传输的第2信号进行合成,输出所述第1信号与所述第2信号的合成信号,
在所述峰值放大器进行放大动作时,所述第2输出电路将从所述峰值放大器观察所述合成电路时的阻抗变成感性区域的阻抗。
2. 根据权利要求1所述的多赫蒂放大器,其特征在于,
所述峰值放大器根据自身的非线性的输出电容,减少从所述峰值放大器观察所述合成电路时的阻抗的感性分量。
3. 根据权利要求1所述的多赫蒂放大器,其特征在于,
所述第1输出电路在所述峰值放大器不进行放大动作的情况下,在从所述载波放大器的输出侧观察时,具有对所述第2输出电路的电抗性进行补偿的小于90度的电长度。
4. 根据权利要求1所述的多赫蒂放大器,其特征在于,
所述第2输出电路具有大于90度且小于180度的电长度。
5. 根据权利要求1所述的多赫蒂放大器,其特征在于,
所述第2输出电路在左手定则下具有大于-90度且小于0度的电长度。
6. 根据权利要求1所述的多赫蒂放大器,其特征在于,
所述峰值放大器的饱和输出功率大于所述载波放大器的饱和输出功率。
7. 根据权利要求1所述的多赫蒂放大器,其特征在于,
所述多赫蒂放大器具有:
第1输出匹配电路,其将所述载波放大器的输出阻抗转换成所述第1输出电路的阻抗;
以及
第2输出匹配电路,其将所述峰值放大器的输出阻抗转换成所述第2输出电路的阻抗。
8. 根据权利要求1所述的多赫蒂放大器,其特征在于,
所述多赫蒂放大器具有宽带化电路,该宽带化电路被插入到所述合成电路与负载之间,
在所述峰值放大器停止时,如果由所述载波放大器放大的第1信号的频率比所述频率的中心频率向低频侧偏移,则所述宽带化电路将从所述合成电路观察所述负载时的阻抗变成容性区域的阻抗,如果由所述载波放大器放大的第1信号的频率比所述中心频率向高频侧偏移,则所述宽带化电路将从所述合成电路观察所述负载时的阻抗变成感性区域的阻抗。
9. 根据权利要求1所述的多赫蒂放大器,其特征在于,
所述多赫蒂放大器具有:
第1传输线路,其被插入到所述第1输出电路与所述合成电路之间,具有180度的整数倍的电长度;以及

第2传输线路,其被插入到所述第2输出电路与所述合成电路之间,具有180度的整数倍的电长度。

10. 根据权利要求1所述的多赫蒂放大器,其特征在于,
所述第2输出电路具有左手定则的滤波电路。

11. 一种通信装置,其特征在于,所述通信装置具有权利要求1~10中的任意一项所述的多赫蒂放大器,作为对作为通信用信号的第1信号和第2信号分别进行放大的放大器。

多赫蒂放大器和通信装置

技术领域

[0001] 本发明涉及多赫蒂放大器和通信装置。

背景技术

[0002] 在载波放大器的饱和输出功率和峰值放大器的饱和输出功率相同的一般的多赫蒂放大器中,在动作原理上,输出比饱和输出功率低的功率时的效率峰值点出现于距饱和输出功率的回退量为6dB的点。

[0003] 在以下的专利文献1中公开有如下的多赫蒂放大器:在距饱和输出功率的回退量大于6dB时,出现效率峰值点,由此,提高输入信号的信号电平较小时的效率。

[0004] 在专利文献1公开的多赫蒂放大器中,在载波放大器的输出侧连接有第1相位线路。

[0005] 此外,在专利文献1公开的多赫蒂放大器中,在峰值放大器的输入侧连接有第2相位线路,在峰值放大器的输出侧连接有第3相位线路。

[0006] 在专利文献1公开的多赫蒂放大器中,在输入信号的信号电平较小时,以从载波放大器的输出侧的阻抗基准点观察输出侧时的阻抗成为 $2R+\alpha$ 的方式,设定第1相位线路和第3相位线路的电长度。此外,第2相位线路的电长度被设定成第1相位线路的电长度与第3相位线路的电长度之差。 R 是负载电阻, α 为正值。

[0007] 现有技术文献

[0008] 专利文献

[0009] 专利文献1:国际公开第2007/015462号

发明内容

[0010] 发明要解决的课题

[0011] 在专利文献1公开的峰值放大器输出比饱和输出功率低的功率时,从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗变成容性区域的阻抗。此外,根据峰值放大器的输出电容,变成容性区域的阻抗的容性分量进一步增大,距实轴的距离增大。

[0012] 因此,在专利文献1公开的峰值放大器输出比饱和输出功率低的功率时,存在多赫蒂放大器的效率有时劣化这样的课题。

[0013] 本发明正是为了解决上述这种课题而完成的,其目的在于,得到能够防止峰值放大器输出比饱和输出功率低的功率时的效率劣化的多赫蒂放大器和通信装置。

[0014] 用于解决课题的手段

[0015] 本发明的多赫蒂放大器具有:载波放大器,其对第1信号进行放大,输出放大后的第1信号;峰值放大器,其具有非线性的输出电容,对第2信号进行放大,输出放大后的第2信号;第1输出电路,其传输从载波放大器输出的第1信号;第2输出电路,其在峰值放大器不进行放大动作的情况下,作为虚拟的短路短截线发挥功能,传输从峰值放大器输出的第2信号;以及合成电路,其对由第1输出电路传输的第1信号和由第2输出电路传输的第2信号进

行合成,输出第1信号与第2信号的合成信号,在峰值放大器进行放大动作时,第2输出电路将从峰值放大器观察合成电路时的阻抗变成感性区域的阻抗。

[0016] 发明效果

[0017] 根据本发明,以如下方式构成多赫蒂放大器:在峰值放大器进行放大动作时,第2输出电路将从峰值放大器观察合成电路时的阻抗变成感性区域的阻抗。因此,本发明的多赫蒂放大器能够防止峰值放大器输出比饱和输出功率低的功率时的效率劣化。

附图说明

[0018] 图1是示出具有实施方式1的多赫蒂放大器1的通信装置的结构图。

[0019] 图2是示出实施方式1的多赫蒂放大器1的结构图。

[0020] 图3是示出多赫蒂放大器1的回退时动作的说明图。

[0021] 图4是示出多赫蒂放大器1的回退时动作中的负载变化的说明图。

[0022] 图5是示出峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的多赫蒂放大器1的动作的说明图。

[0023] 图6是示出峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的多赫蒂放大器1的负载变化的说明图。

[0024] 图7是示出实施方式1的多赫蒂放大器1的效率和专利文献1记载的多赫蒂放大器1的效率的模拟结果的说明图。

[0025] 图8是示出多赫蒂放大器1的回退时动作的说明图。

[0026] 图9是示出多赫蒂放大器1的回退时动作中的负载变化的说明图。

[0027] 图10是示出峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的多赫蒂放大器1的动作的说明图。

[0028] 图11是示出峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的多赫蒂放大器1的负载变化的说明图。

[0029] 图12是示出实施方式3的多赫蒂放大器1的结构图。

[0030] 图13是示出实施方式4的多赫蒂放大器1的结构图。

[0031] 图14是示出多赫蒂放大器1的回退时动作的说明图。

[0032] 图15是示出多赫蒂放大器1的回退时动作中的负载变化的说明图。

[0033] 图16是示出实施方式5的多赫蒂放大器1的结构图。

[0034] 图17是示出实施方式6的多赫蒂放大器1的结构图。

具体实施方式

[0035] 下面,为了更加详细地说明本发明,按照附图对用于实施本发明的方式进行说明。

[0036] 实施方式1

[0037] 图1是示出具有实施方式1的多赫蒂放大器1的通信装置的结构图。

[0038] 在图1中,多赫蒂放大器1将通信信号分配成第1信号和第2信号,分别对第1信号和第2信号进行放大。

[0039] 图2是示出实施方式1的多赫蒂放大器1的结构图。

[0040] 在图2中,输入端子11是被输入通信信号的端子。

[0041] 输入匹配电路12例如通过使用集中常数元件的电路、使用分布常数线路的电路、组合集中常数和分布常数的电路、使用线圈和电容器的L-C型匹配电路或四分之一波长线路来实现。

[0042] 输入匹配电路12的一端与输入端子11连接,输入匹配电路12的另一端与分配器13的输入端子13a连接。

[0043] 输入匹配电路12将输入端子11的阻抗转换成分配器13的输入阻抗,将从输入端子11输入的通信信号输出到分配器13。

[0044] 分配器13例如通过威尔金森分配器或混合电路来实现。

[0045] 分配器13的输入端子13a与输入匹配电路12的另一端连接。

[0046] 分配器13的输出端子13b与相位校正电路14的一端连接,分配器13的输出端子13c与输入匹配电路16的一端连接。

[0047] 分配器13将从输入匹配电路12输出的通信信号分配成第1信号和第2信号,从输出端子13b将第1信号输出到相位校正电路14,从输出端子13c将第2信号输出到输入匹配电路16。

[0048] 相位校正电路14例如通过使用集中常数元件的电路、使用分布常数线路的电路、组合集中常数和分布常数的电路、L-C型匹配电路或四分之一波长线路来实现。

[0049] 相位校正电路14是将从分配器13的输出端子13b到合成电路24的合成点25为止的载波放大器17侧的路径的电长度和从分配器13的输出端子13c到合成点25为止的峰值放大器18侧的路径的电长度对齐成相同的电长度的电路。

[0050] 但是,载波放大器17侧的路径的电长度和峰值放大器18侧的路径的电长度不限于严格相同的电长度,在实用方面没有问题的范围内,载波放大器17侧的路径的电长度和峰值放大器18侧的路径的电长度也可以不同。

[0051] 输入匹配电路15例如通过使用集中常数元件的电路、使用分布常数线路的电路、组合集中常数和分布常数的电路、L-C型匹配电路或四分之一波长线路来实现。

[0052] 输入匹配电路15的一端与相位校正电路14的另一端连接,输入匹配电路15的另一端与载波放大器17的输入端子17a连接。

[0053] 输入匹配电路15将相位校正电路14的阻抗转换成载波放大器17的输入阻抗,将从相位校正电路14输出的第1信号输出到载波放大器17的输入端子17a。

[0054] 输入匹配电路16例如通过使用集中常数元件的电路、使用分布常数线路的电路、组合集中常数和分布常数的电路、L-C型匹配电路或四分之一波长线路来实现。

[0055] 输入匹配电路16的一端与分配器13的输出端子13c连接,输入匹配电路16的另一端与峰值放大器18的输入端子18a连接。

[0056] 输入匹配电路16将分配器13的输出端子13c的阻抗转换成峰值放大器18的输入阻抗,将从分配器13的输出端子13c输出的第2信号输出到峰值放大器18的输入端子18a。

[0057] 载波放大器17例如通过FET(Field Effect Transistor:场效应晶体管)、HBT(Heterojunction Bipolar Transistor:异质结双极性晶体管)或HEMT(High Electron Mobility Transistor:高电子迁移率晶体管)来实现。

[0058] 在图2所示的多赫蒂放大器1中,示出载波放大器17是源极接地的晶体管的例子。载波放大器17的输入端子17a即栅极端子与输入匹配电路15的另一端连接,载波放大器17

的输出端子17b即漏极端子与第1输出电路19的一端连接。第1输出电路19在后面叙述。

[0059] 载波放大器17的输入端子17a在A级~B级之间偏置。

[0060] 载波放大器17具有非线性的输出电容,对从输入匹配电路15输出的第1信号进行放大,将放大后的第1信号输出到第1输出电路19。

[0061] 在利用等效电路表示载波放大器17时,载波放大器17能够通过电流源31和具有输出电容的电容器32表示。

[0062] 峰值放大器18例如通过FET、HBT或HEMT来实现。

[0063] 在图2所示的多赫蒂放大器1中,示出峰值放大器18是源极接地的晶体管的例子。峰值放大器18的输入端子18a即栅极端子与输入匹配电路16的另一端连接,峰值放大器18的输出端子18b即漏极端子与第2输出电路20的一端连接。第2输出电路20在后面叙述。

[0064] 峰值放大器18的输入端子18a在C级偏置。

[0065] 峰值放大器18对从输入匹配电路16输出的第2信号进行放大,将放大后的第2信号输出到第2输出电路20。

[0066] 在利用等效电路表示峰值放大器18时,峰值放大器18能够通过电流源41和具有输出电容的电容器42来表示。

[0067] 电容器42具有的输出电容伴随着峰值放大器18的输出功率的增加而非线性地增加。

[0068] 峰值放大器18发挥如下作用:根据自身的非线性的输出电容,减少从峰值放大器18观察合成电路24时的阻抗的感性分量。

[0069] 第1输出电路19例如通过具有小于90度的电长度的传输线路来实现。

[0070] 第1输出电路19的一端与载波放大器17的输出端子17b连接,第1输出电路19的另一端与合成电路24的输入端子24a连接。

[0071] 第1输出电路19传输从载波放大器17输出的第1信号,将第1信号输出到合成电路24。

[0072] 第1输出电路19在峰值放大器18不进行放大动作的情况下,在从载波放大器17的输出侧观察时,具有对第2输出电路20的电抗性进行补偿的小于90度的电长度。

[0073] 第1输出电路19的特性阻抗与载波放大器17的输出功率为饱和输出功率时的最佳负载阻抗 R_{opt} 一致。但是,第1输出电路19的特性阻抗不限于与最佳负载阻抗 R_{opt} 严格一致,在实用方面没有问题的范围内,也可以从最佳负载阻抗 R_{opt} 偏移。

[0074] 第2输出电路20具有大于90度且小于180度的电长度,具有传输线路21和传输线路23作为2个传输线路。连接点22是连接传输线路21和传输线路23的点。

[0075] 在图2所示的多赫蒂放大器中,第2输出电路20具有传输线路21和传输线路23。但是,这只不过是一例,第2输出电路20也可以通过传输线路21和传输线路23一体形成的1个传输线路实现。

[0076] 第2输出电路20的一端与峰值放大器18的输出端子18b连接,第2输出电路20的另一端与合成电路24的输入端子24b连接。

[0077] 第2输出电路20传输从峰值放大器18输出的第2信号,将第2信号输出到合成电路24。

[0078] 第2输出电路20的特性阻抗与峰值放大器18的输出功率为饱和输出功率时的最佳

负载阻抗 R_{opt} 一致。但是,第2输出电路20的特性阻抗不限于与最佳负载阻抗 R_{opt} 严格一致,在实用方面没有问题的范围内,也可以从最佳负载阻抗 R_{opt} 偏移。

[0079] 这里,示出第2输出电路20具有大于90度且小于180度的电长度。但是,这只不过是一例,第2输出电路20也可以在左手定则下具有大于-90度且小于0度的电长度。在第2输出电路20在左手定则下具有大于-90度且小于0度的电长度的情况下,第2输出电路20具有左手定则的滤波电路。

[0080] 第2输出电路20在峰值放大器18进行放大动作时,将从峰值放大器18观察合成电路24时的阻抗变成感性区域的阻抗。

[0081] 第2输出电路20在峰值放大器18停止的回退时,在峰值放大器18与合成电路24之间即连接点22形成短路点。

[0082] 第2输出电路20在峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时,根据峰值放大器18的回退量,将从峰值放大器18观察合成电路24时的阻抗变成感性区域的阻抗。

[0083] 此时,峰值放大器18根据电容器42具有的输出电容,减少从峰值放大器18观察合成电路24时的阻抗的感性分量。

[0084] 传输线路21具有90度的电长度。

[0085] 传输线路21的一端与峰值放大器18的输出端子18b连接,传输线路21的另一端与连接点22连接。

[0086] 传输线路23具有小于90度的电长度。

[0087] 传输线路23的一端与连接点22连接,传输线路23的另一端与合成电路24的输入端子24b连接。

[0088] 合成电路24具有对从第1输出电路19输出的第1信号和从第2输出电路20输出的第2信号进行合成的合成点25。

[0089] 合成电路24的输入端子24a与第1输出电路19的另一端连接。

[0090] 合成电路24的输入端子24b与传输线路23的另一端连接。

[0091] 合成电路24对从第1输出电路19输出的第1信号和从第2输出电路20输出的第2信号进行合成。

[0092] 合成电路24将第1信号与第2信号的合成信号输出到输出匹配电路26。

[0093] 合成点25是从第1输出电路19输出的第1信号与从第2输出电路20输出的第2信号的合成点。在合成点25连接有输出匹配电路26的一端。

[0094] 输出匹配电路26例如通过使用集中常数元件的电路、使用分布常数线路的电路、组合集中常数和分布常数的电路、L-C型匹配电路或四分之一波长线路来实现。

[0095] 输出匹配电路26的一端与合成点25连接,输出匹配电路26的另一端与多赫蒂放大器1外部的负载27连接。

[0096] 输出匹配电路26将合成点25的阻抗转换成负载27的阻抗。

[0097] 负载27是与输出匹配电路26的另一端连接的多赫蒂放大器1外部的负载。

[0098] 接着,对图2所示的多赫蒂放大器1的动作进行说明。

[0099] 输入匹配电路12在接受从输入端子11输入的通信信号后,将输入端子11的阻抗转换成分配器13的输入阻抗,将通信信号输出到分配器13。

[0100] 分配器13在从输入匹配电路12接受通信信号后,将通信信号分配成第1信号和第2

信号。

[0101] 分配器13从输出端子13b将第1信号输出到相位校正电路14,从输出端子13c将第2信号输出到输入匹配电路16。

[0102] 相位校正电路14在从分配器13的输出端子13b接受第1信号后,将第1信号输出到输入匹配电路15。

[0103] 此时,相位校正电路14发挥如下作用:将从分配器13的输出端子13b到合成点25为止的载波放大器17侧的路径的电长度和从分配器13的输出端子13c到合成点25为止的峰值放大器18侧的路径的电长度对齐成相同的电长度。

[0104] 输入匹配电路15在从相位校正电路14接受第1信号后,将相位校正电路14的阻抗转换成载波放大器17的输入阻抗,将第1信号输出到载波放大器17的输入端子17a。

[0105] 载波放大器17在从输入匹配电路15接受第1信号后,对第1信号进行放大,将放大后的第1信号输出到第1输出电路19。

[0106] 第1输出电路19在从载波放大器17接受放大后的第1信号后,传输第1信号,将第1信号输出到合成电路24。

[0107] 输入匹配电路16在从分配器13的输出端子13c接受第2信号后,将分配器13的输出端子13c的阻抗转换成峰值放大器18的输入阻抗,将第2信号输出到峰值放大器18的输入端子18a。

[0108] 峰值放大器18在从输入匹配电路16接受第2信号后,对第2信号进行放大,将放大后的第2信号输出到第2输出电路20。

[0109] 第2输出电路20在从峰值放大器18接受放大后的第2信号后,传输第2信号,将第2信号输出到合成电路24。

[0110] 合成电路24对从第1输出电路19输出的第1信号和从第2输出电路20输出的第2信号进行合成。

[0111] 合成电路24将第1信号与第2信号的合成信号输出到输出匹配电路26。

[0112] 输出匹配电路26在从合成电路24接受合成信号后,将合成点25的阻抗转换成外部的负载27的阻抗,将合成信号输出到负载27。

[0113] 接着,对峰值放大器18停止的回退时的多赫蒂放大器1的动作进行说明。

[0114] 图3是示出多赫蒂放大器1的回退时动作的说明图。在图3中,省略输出匹配电路26的记载。

[0115] 图4是示出多赫蒂放大器1的回退时动作中的负载变化的说明图。

[0116] 在回退时,峰值放大器18停止,因此,如图3所示,峰值放大器18的输出阻抗成为开路的状态。

[0117] 峰值放大器18的输出阻抗通过具有90度的电长度的传输线路21而改变,在连接点22形成有短路点。

[0118] 在连接点22形成有短路点,由此,在从合成点25观察峰值放大器18时,传输线路23作为虚拟的短路短截线发挥功能。

[0119] 传输线路23作为虚拟的短路短截线发挥功能,由此,如图4所示,从合成点25观察负载27时的阻抗 Γ_1 即输出负载 R_{opt} 变成阻抗 Γ_2 。

[0120] 如图4所示,阻抗 Γ_2 通过第1输出电路19变成实轴上的阻抗 Γ_3 。

[0121] 阻抗 Γ_3 是载波放大器17的输出负载阻抗,比一般的多赫蒂放大器中的载波放大器的输出负载阻抗 $2 \times R_{opt}$ 大。这里的一般的多赫蒂放大器是指载波放大器的饱和输出功率和峰值放大器的饱和输出功率相同的多赫蒂放大器,是回退量为6dB的多赫蒂放大器。

[0122] 因此,能够使图2所示的多赫蒂放大器1的回退量比一般的多赫蒂放大器的回退量大。

[0123] 接着,对峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的多赫蒂放大器1的动作进行说明。

[0124] 图5是示出峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的多赫蒂放大器1的动作的说明图。在图5中,省略输出匹配电路26的记载。

[0125] 图6是示出峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的多赫蒂放大器1的负载变化的说明图。

[0126] 首先,如以下的式(1)和式(3)所示,根据期望的回退量OBO决定第1输出电路19的电长度 EL_1 。

[0127] 如以下的式(2)和式(3)所示,根据期望的回退量OBO决定第2输出电路20的电长度 EL_2 。

$$[0128] \quad EL_1 = \pi - \tan^{-1} \left(-\sqrt{\frac{\gamma(\gamma-1)}{\gamma-4}} \right) \quad (1)$$

$$[0129] \quad EL_2 = \pi - \tan^{-1} \left(-\sqrt{\frac{(\gamma-4)(\gamma-1)}{\gamma}} \right) \quad (2)$$

$$[0130] \quad OBO = 10 \log_{10} [\text{dB}] \quad (3)$$

[0131] 关于载波放大器17的输出负载阻抗,负载按照峰值放大器18的输出功率而变化。具体而言,关于载波放大器17的输出负载阻抗,如图6所示,负载从实轴上的阻抗 Γ_3 变化成实轴上的阻抗 Γ_0 。阻抗 Γ_0 是载波放大器17的输出功率为饱和输出功率时的最佳负载阻抗 R_{opt} 。

[0132] 峰值放大器18的输出负载阻抗如下变化。

[0133] 这里,为了便于说明,如图5所示,将峰值放大器18的输出电容即电容器42具有的输出电容,分解成具有第2信号的信号电平较小时的输出电容的电容器43、以及具有由于第2信号的信号电平增大而增加的输出电容的增加量的电容器44。

[0134] 在峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时,如图6所示,从传输线路23观察合成点25时的阻抗 Γ_5 是容性区域的阻抗。

[0135] 阻抗 Γ_5 以传输线路23具有的小于90度的电长度的量进行阻抗变化,从连接点22观察传输线路23时的阻抗成为 Γ_6 。如图6所示,阻抗 Γ_6 是容性区域的阻抗。

[0136] 阻抗 Γ_6 以传输线路21具有的90度的电长度的量进行阻抗变化,从电容器43与电容器44之间观察传输线路21时的阻抗成为 Γ_7 。

[0137] 第2输出电路20是在回退时作为虚拟的短路短截线发挥功能的感性电路,因此,如图6所示,阻抗 Γ_7 变成感性区域的阻抗。

[0138] 在图2所示的多赫蒂放大器1中,峰值放大器18具备具有输出电容的增加量的电容

器44。因此,阻抗 Γ_7 以电容器44具有的输出电容的增加量,以接近实轴的方式进行阻抗变化,从峰值放大器18的电流源41观察合成点25时的阻抗成为 Γ_8 。

[0139] 根据峰值放大器18的输出功率,从峰值放大器18的电流源41观察合成点25时的阻抗 Γ_8 成为图6所示的实线上的任意阻抗。图6所示的实线存在于接近实轴的区域。

[0140] 由此,在从峰值放大器18的输出功率为零的回退时到峰值放大器18的输出功率成为饱和输出功率为止的期间内,关于峰值放大器18的输出负载阻抗,负载从开路点经由图6所示的实线变成实轴上的阻抗 Γ_0 。在图6中,开路点是记载为“P小”的点,“P小”意味着输出功率为零。 Γ_0 是记载为“P大”的点,“P大”意味着输出功率为饱和输出功率。

[0141] 在专利文献1公开的多赫蒂放大器中,在峰值放大器输出比饱和输出功率低的功率时,从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗变成容性区域的阻抗。从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗距实轴的距离与从图2所示的峰值放大器18观察合成电路24时的阻抗 Γ_7' 距实轴的距离大致相等。

[0142] 此外,在专利文献1公开的多赫蒂放大器中,根据峰值放大器的输出电容,从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗的容性分量进一步增大。因此,根据峰值放大器的输出电容,从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗以从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗距实轴的距离增大的方式变化。

[0143] 在图2所示的多赫蒂放大器1中,根据电容器44具有的输出电容的增加量,变成感性区域的阻抗 Γ_7 的感性分量减少。因此,从峰值放大器18的电流源41观察合成点25时的阻抗 Γ_8 距实轴的距离,比专利文献1公开的多赫蒂放大器中的从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗距实轴的距离小。

[0144] 由此,在图2所示的多赫蒂放大器1中,与专利文献1公开的多赫蒂放大器相比,能够实现针对接近实轴的区域阻抗变化。

[0145] 图7是示出实施方式1的多赫蒂放大器1的效率与专利文献1记载的多赫蒂放大器1的效率的模拟结果的说明图。

[0146] 在专利文献1记载的多赫蒂放大器中,如图7所示,在峰值放大器的输出功率从出现效率峰值点的功率成为饱和输出功率为止的期间内,效率大幅劣化。即,在峰值放大器的输出功率从零的功率成为饱和输出功率为止的期间内,存在效率大幅劣化的输出功率。

[0147] 在实施方式1的多赫蒂放大器1中,在峰值放大器18的输出功率从零的功率成为饱和输出功率为止的期间内,不存在效率大幅劣化的输出功率,与专利文献1记载的多赫蒂放大器相比,效率变高。

[0148] 在以上的实施方式1中,以如下方式构成多赫蒂放大器1:在峰值放大器18进行放大动作时,第2输出电路20将从峰值放大器18观察合成电路24时的阻抗变成感性区域的阻抗。因此,多赫蒂放大器1能够防止峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的效率劣化。

[0149] 实施方式2

[0150] 在实施方式2中,对峰值放大器18的饱和输出功率比载波放大器17的饱和输出功率大的多赫蒂放大器1进行说明。

[0151] 实施方式2的多赫蒂放大器1的结构与实施方式1的多赫蒂放大器1的结构相同,示出实施方式2的多赫蒂放大器1的结构图是图2。

[0152] 接着,对峰值放大器18停止的回退时的多赫蒂放大器1的动作进行说明。

[0153] 图8是示出多赫蒂放大器1的回退时动作的说明图。在图8中,省略输出匹配电路26的记载。

[0154] 图9是示出多赫蒂放大器1的回退时动作中的负载变化的说明图。

[0155] 在实施方式2的多赫蒂放大器1中,设载波放大器17的输出功率为饱和输出功率时的最佳负载阻抗为 R_{opt} ,峰值放大器18的输出功率为饱和输出功率时的最佳负载阻抗为 $K \times R_{opt}$ 。 K 是小于1且大于0的值。

[0156] 从合成点25观察负载27时的阻抗 Γ_1 成为最佳负载阻抗 R_{opt} 与最佳负载阻抗 $K \times R_{opt}$ 的合成阻抗,因此,如图9所示,成为比 $0.5 \times R_{opt}$ 小的阻抗。

[0157] 因此,实施方式2的多赫蒂放大器1中的阻抗 Γ_1 成为比实施方式1的多赫蒂放大器1中的阻抗 Γ_1 小的阻抗。

[0158] 在回退时,峰值放大器18停止,因此,如图8所示,峰值放大器18的输出阻抗成为开路的状态。

[0159] 峰值放大器18的输出阻抗通过具有90度的电长度的传输线路21而改变,在连接点22形成有短路点。

[0160] 在连接点22形成有短路点,由此,在从合成点25观察峰值放大器18时,传输线路23作为虚拟的短路短截线发挥功能。

[0161] 传输线路23作为虚拟的短路短截线发挥功能,由此,从合成点25观察负载27时的阻抗 Γ_1 即输出负载 $L \times 0.5 \times R_{opt}$ 变成阻抗 Γ_2 。 L 是小于1且大于0的值。

[0162] 如图9所示,阻抗 Γ_2 通过第1输出电路19而变成实轴上的阻抗 Γ_3 。

[0163] 阻抗 Γ_3 是载波放大器17的输出负载阻抗,比回退量为6dB时的一般的多赫蒂放大器的阻抗 $2 \times R_{opt}$ 大。

[0164] 因此,能够使实施方式2的多赫蒂放大器1的回退量比一般的多赫蒂放大器的回退量大。

[0165] 接着,对峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的多赫蒂放大器1的动作进行说明。

[0166] 图10是示出峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的多赫蒂放大器1的动作的说明图。在图10中,省略输出匹配电路26的记载。

[0167] 图11是示出峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的多赫蒂放大器1的负载变化的说明图。

[0168] 关于载波放大器17的输出负载阻抗,负载按照峰值放大器18的输出功率而变化。具体而言,关于载波放大器17的输出负载阻抗,如图11所示,负载从实轴上的阻抗 Γ_3 变化成实轴上的阻抗 Γ_0 。阻抗 Γ_0 是载波放大器17的输出功率为饱和输出功率时的最佳负载阻抗 R_{opt} 。

[0169] 峰值放大器18的输出负载阻抗如下变化。

[0170] 在峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时,如图11所示,从传输线路23观察合成点25时的阻抗 Γ_5 是容性区域的阻抗。

[0171] 阻抗 Γ_5 以传输线路23具有的小于90度的电长度的量进行阻抗变化,从连接点22观察传输线路23时的阻抗成为 Γ_6 。如图11所示,阻抗 Γ_6 是容性区域的阻抗。

[0172] 阻抗 Γ_6 以传输线路21具有的90度的电长度的量进行阻抗变化,从电容器43与电容器44之间观察传输线路21时的阻抗成为 Γ_7 。

[0173] 第2输出电路20是在回退时作为虚拟的短路短截线发挥功能的感性电路,因此,如图11所示,阻抗 Γ_7 变成感性区域的阻抗。

[0174] 在实施方式2的多赫蒂放大器1中,峰值放大器18具备具有输出电容的增加量的电容器44。因此,阻抗 Γ_7 以电容器44具有的输出电容的增加量,以接近实轴的方式进行阻抗变化,从峰值放大器18的电流源41观察合成点25时的阻抗成为 Γ_8 。

[0175] 根据峰值放大器18的输出功率,从峰值放大器18的电流源41观察合成点25时的阻抗 Γ_8 成为图11所示的实线上的任意阻抗。图11所示的实线存在于接近实轴的区域。

[0176] 由此,在从峰值放大器18的输出功率为零的回退时到峰值放大器18的输出功率成为饱和输出功率为止的期间内,关于峰值放大器18的输出负载阻抗,负载从开路点经由图11所示的实线变化成实轴上的阻抗 Γ_0 。

[0177] 在专利文献1公开的多赫蒂放大器中,在峰值放大器输出比饱和输出功率低的功率时,从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗变成容性区域的阻抗。从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗距实轴的距离,与从图2所示的峰值放大器18观察合成电路24时的阻抗 Γ_7' 距实轴的距离大致相等。

[0178] 此外,在专利文献1公开的多赫蒂放大器中,根据峰值放大器的输出电容,从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗的容性分量进一步增大。因此,根据峰值放大器的输出电容,从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗以从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗距实轴的距离增大的方式变化。

[0179] 在实施方式2的多赫蒂放大器1中,根据电容器44具有的输出电容的增加量,变成感性区域的阻抗 Γ_7 的感性分量减少。因此,从峰值放大器18的电流源41观察合成点25时的阻抗 Γ_8 距实轴的距离,比专利文献1公开的多赫蒂放大器中的从峰值放大器观察输出合成点时的阻抗距实轴的距离小。

[0180] 由此,在实施方式2的多赫蒂放大器1中,与专利文献1公开的多赫蒂放大器相比,能够实现针对接近实轴的区域阻抗变化。

[0181] 在峰值放大器18的饱和输出功率比载波放大器17的饱和输出功率大的多赫蒂放大器1中,也与实施方式1的多赫蒂放大器1同样,能够防止峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的效率劣化。

[0182] 通过以峰值放大器18的饱和输出功率比载波放大器17的饱和输出功率大的方式构成多赫蒂放大器1,与实施方式1的多赫蒂放大器1相比,能够增大出现效率峰值点的回退量。

[0183] 实施方式3

[0184] 在实施方式3中,对具有第1输出匹配电路51和第2输出匹配电路52的多赫蒂放大器1进行说明。

[0185] 图12是示出具有实施方式3的多赫蒂放大器1的通信装置的结构图。在图12中,与图2相同的标号表示相同或相当的部分,因此省略说明。

[0186] 第1输出匹配电路51例如通过使用集中常数元件的电路、使用分布常数线路的电路、组合集中常数和分布常数的电路、L-C型匹配电路或四分之一波长线路来实现。

[0187] 第1输出匹配电路51的一端与载波放大器17的输出端子17b连接,第1输出匹配电路51的另一端与第1输出电路19的一端连接。

[0188] 第1输出匹配电路51将载波放大器17的输出阻抗转换成第1输出电路19的阻抗。

[0189] 第2输出匹配电路52例如通过使用集中常数元件的电路、使用分布常数线路的电路、组合集中常数和分布常数的电路、L-C型匹配电路或四分之一波长线路来实现。

[0190] 第2输出匹配电路52的一端与峰值放大器18的输出端子18b连接,第2输出匹配电路52的另一端与第2输出电路20的一端连接。

[0191] 第2输出匹配电路52将峰值放大器18的输出阻抗转换成第2输出电路20的阻抗。

[0192] 除了具有第1输出匹配电路51和第2输出匹配电路52这点以外,图12所示的多赫蒂放大器1与图2所示的多赫蒂放大器1相同。

[0193] 图12所示的多赫蒂放大器1具有第1输出匹配电路51,由此,能够防止从载波放大器17输出的第1信号反射到第1输出电路19。

[0194] 图12所示的多赫蒂放大器1具有第2输出匹配电路52,由此,能够防止从峰值放大器18输出的第2信号反射到第2输出电路20。

[0195] 实施方式4

[0196] 在实施方式4中,对改变从合成电路24观察负载27时的阻抗的宽带化电路60被插入到合成电路24与负载27之间的多赫蒂放大器1进行说明。

[0197] 图13是示出实施方式4的多赫蒂放大器1的结构图。在图13中,与图2相同的标号表示相同或相当的部分,因此省略说明。

[0198] 宽带化电路60具有传输线路61和开路短截线62。

[0199] 宽带化电路60的一端与合成电路24的合成点25连接,宽带化电路60的另一端与输出匹配电路26的一端连接。

[0200] 在峰值放大器18停止时,如果由载波放大器17放大的第1信号的频率比该频率的中心频率向低频侧偏移,则宽带化电路60将从合成电路24观察负载27时的阻抗变成容性区域的阻抗。

[0201] 如果第1信号的频率比该频率的中心频率向高频侧偏移,则宽带化电路60将从合成电路24观察负载27时的阻抗变成感性区域的阻抗。

[0202] 图13所示的多赫蒂放大器1是对图2所示的多赫蒂放大器1应用宽带化电路60的多赫蒂放大器。但是,这只不过是一例,也可以是对图12所示的多赫蒂放大器1应用宽带化电路60的多赫蒂放大器。

[0203] 传输线路61是电长度为 EL_3 的线路。

[0204] 传输线路61的一端与合成电路24的合成点25连接,传输线路61的另一端与连接点63连接。

[0205] 在设从90度的电长度减去第1输出电路19的电长度 EL_1 而得到的电长度为 θ_a 时,传输线路61的电长度 EL_3 如以下的式(4)那样表示。

$$[0206] \quad EL_3 = \sin^{-1}[2\sin(2\theta_a)] \quad (4)$$

[0207] 开路短截线62的一端与连接点63连接。

[0208] 开路短截线62的电长度为180度,开路短截线62的特性阻抗是载波放大器17的输出功率为饱和输出功率时的最佳负载阻抗 R_{opt} 的一半。

[0209] 在连接点63分别连接有传输线路61的另一端、开路短截线62的一端和输出匹配电路26的一端。

[0210] 接着,对图13所示的多赫蒂放大器1的动作进行说明。但是,除了宽带化电路60以外,与图2所示的多赫蒂放大器1相同,因此,这里主要对宽带化电路60的动作进行说明。

[0211] 在峰值放大器18停止时,如果从分配器13输出的第1信号的频率未从中心频率偏移,则宽带化电路60不改变从合成电路24观察负载27时的阻抗。

[0212] 如果第1信号的频率比中心频率向低频侧偏移,则宽带化电路60将从合成电路24观察负载27时的阻抗变成容性区域的阻抗。

[0213] 如果第1信号的频率比中心频率向高频侧偏移,则宽带化电路60将从合成电路24观察负载27时的阻抗变成感性区域的阻抗。

[0214] 下面,对基于宽带化电路60的阻抗变化进行具体说明。

[0215] 图14是示出多赫蒂放大器1的回退时动作的说明图。在图14中,省略输出匹配电路26的记载。

[0216] 图15是示出多赫蒂放大器1的回退时动作中的负载变化的说明图。

[0217] 在回退时,峰值放大器18停止,因此,如图14所示,峰值放大器18的输出阻抗成为开路的状态。

[0218] 峰值放大器18的输出阻抗通过具有90度的电长度的传输线路21而改变,在连接点22形成有短路点。

[0219] 在连接点22形成有短路点,由此,在从合成点25观察峰值放大器18时,传输线路23作为虚拟的短路短截线发挥功能。

[0220] 传输线路23作为虚拟的短路短截线发挥功能,由此,如图15所示,从合成点25观察负载27时的阻抗 Γ_1' 即输出负载 $0.5 \times R_{opt}$ 变成阻抗 Γ_2' 。

[0221] 如图15所示,阻抗 Γ_2' 通过第1输出电路19而变成实轴上的阻抗 Γ_3' 。

[0222] 阻抗 Γ_3' 是载波放大器17的输出负载阻抗,比回退量为6dB时的一般的多赫蒂放大器的阻抗 $2 \times R_{opt}$ 大。

[0223] 因此,能够使图13所示的多赫蒂放大器1的回退量比一般的多赫蒂放大器的回退量大。

[0224] 在图13所示的多赫蒂放大器1中,开路短截线62的一端与连接点63连接,因此,如果第1信号的频率比中心频率向低频侧偏移,则如图15所示,从传输线路61的另一端观察负载27时的阻抗 Γ_9 为感性区域的阻抗。

[0225] 如果第1信号的频率比中心频率向高频侧偏移,则如图15所示,从传输线路61的另一端观察负载27时的阻抗 Γ_9 为容性区域的阻抗。

[0226] 阻抗 Γ_9 通过传输线路61而在图15所示的史密斯圆图上顺时针旋转,由此变成阻抗 Γ_1' 。

[0227] 此时,如果第1信号的频率比中心频率向低频侧偏移,则阻抗 Γ_9 变成容性区域的阻抗 Γ_1' 。如果第1信号的频率比中心频率向高频侧偏移,则阻抗 Γ_9 变成感性区域的阻抗 Γ_1' 。

[0228] 传输线路23作为虚拟的短路短截线发挥功能,由此,如图15所示,阻抗 Γ_1' 变成感性区域的阻抗 Γ_2' 。

[0229] 即使第1信号的频率从比中心频率靠低频侧的频率变化到比中心频率靠高频侧的频率,如图15所示,阻抗 Γ_2' 也仅顺时针旋转。

[0230] 如图15所示,阻抗 Γ_2' 通过第1输出电路19变成阻抗 Γ_3' 。如果未在合成电路24的输出侧连接宽带化电路60,则在第1信号的频率从中心频率偏移时,如图15所示,阻抗 Γ_3' 有时从实轴上大幅偏移。

[0231] 在图13所示的多赫蒂放大器1中,在合成电路24的输出侧连接有宽带化电路60,因此,即使第1信号的频率从中心频率偏移,如图15所示,阻抗 Γ_3' 也大致在实轴上变化。

[0232] 在以上的实施方式4中,在峰值放大器18停止时,如果第1信号的频率比中心频率向低频侧偏移,则宽带化电路60将从合成电路24观察负载27时的阻抗变成容性区域的阻抗。以如下方式构成多赫蒂放大器1:如果第1信号的频率比中心频率向高频侧偏移,则宽带化电路60将从合成电路24观察负载27时的阻抗变成感性区域的阻抗。因此,多赫蒂放大器1与图2所示的多赫蒂放大器1同样,能够防止峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的效率劣化。此外,即使第1信号的频率从中心频率偏移,也能够防止峰值放大器18停止时的效率劣化。

[0233] 实施方式5

[0234] 在实施方式5中,对具有第1传输线路71和第2传输线路72的多赫蒂放大器1进行说明。

[0235] 图16是示出实施方式5的多赫蒂放大器1的结构图。在图16中,与图2、图12和图13相同的标号表示相同或相当的部分,因此省略说明。

[0236] 第1传输线路71是具有180度的 n (n 为正或负的整数)倍的电长度的线路。

[0237] 第1传输线路71的一端与第1输出电路19的另一端连接,第1传输线路71的另一端与合成电路24的输入端子24a连接。

[0238] 第2传输线路72是具有180度的 m (m 为正或负的整数)倍的电长度的线路。

[0239] 第2传输线路72的一端与第2输出电路20的另一端连接,第2传输线路72的另一端与合成电路24的输入端子24b连接。

[0240] 图16所示的多赫蒂放大器1是对图2所示的多赫蒂放大器1分别应用第1传输线路71和第2传输线路72的多赫蒂放大器。但是,这只不过是一例,也可以是对图12或图13所示的多赫蒂放大器1分别应用第1传输线路71和第2传输线路72的多赫蒂放大器。

[0241] 除了具有第1传输线路71和第2传输线路72这点以外,图16所示的多赫蒂放大器1与图2所示的多赫蒂放大器1相同。

[0242] 在图16所示的多赫蒂放大器1中,即使具有第1传输线路71和第2传输线路72,也与图2所示的多赫蒂放大器1同样,能够防止峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的效率劣化。

[0243] 在图16所示的多赫蒂放大器1中,通过具有第1传输线路71和第2传输线路72,例如,能够按照安装图16所示的多赫蒂放大器1的基板的尺寸,分别引绕第1传输线路71和第2传输线路72。

[0244] 实施方式6

[0245] 在实施方式6中,对具有第1输入信号源81和第2输入信号源82的多赫蒂放大器1进行说明。

[0246] 图17是示出实施方式6的多赫蒂放大器1的结构图。在图17中,与图2、图12、图13和图16相同的标号表示相同或相当的部分,因此省略说明。

[0247] 信号源80具有第1输入信号源81和第2输入信号源82。

[0248] 信号源80将输入到该信号源80的通信信号分配成2个信号。

[0249] 信号源80将2个信号中的一个信号输出到第1输入信号源81,将另一个信号输出到第2输入信号源82。

[0250] 第1输入信号源81例如通过正交调制器、DAC (Digital Analog Convertor:数字模拟转换器)和DDS (Direct Digital Synthesize:直接数字合成)来实现。

[0251] 第1输入信号源81将第1信号经由输入匹配电路15输出到载波放大器17的输入端子17a。第1信号包含有与一个信号中包含的信息相同的信息。

[0252] 第2输入信号源82例如通过正交调制器、DAC和DDS来实现。

[0253] 第2输入信号源82将第2信号经由输入匹配电路16输出到峰值放大器18的输入端子18a。第2信号包含有与另一个信号中包含的信息相同的信息。

[0254] 图17所示的多赫蒂放大器1是对图2所示的多赫蒂放大器1应用信号源80的多赫蒂放大器。但是,这只不过是一例,也可以是对图12、图13或图16所示的多赫蒂放大器1应用信号源80的多赫蒂放大器。

[0255] 在图17所示的多赫蒂放大器1中,对载波放大器17的输入端子17a施加与边界电压大致相同的偏置电压。如果输入端子17a的电压比边界电压大,则载波放大器17进行信号的放大动作,如果输入端子17a的电压为边界电压以下,则载波放大器17不进行信号的放大动作。

[0256] 因此,能够根据有无针对载波放大器17的输入端子17a的第1信号,对载波放大器17的动作进行切换。

[0257] 对峰值放大器18的输入端子18a施加与边界电压大致相同的偏置电压。如果输入端子18a的电压比边界电压大,则峰值放大器18进行信号的放大动作,如果输入端子18a的电压为边界电压以下,则峰值放大器18不进行信号的放大动作。

[0258] 因此,能够根据有无针对峰值放大器18的输入端子18a的第2信号,对峰值放大器18的动作进行切换。

[0259] 接着,对图17所示的多赫蒂放大器1的动作进行说明。

[0260] 信号源80将输入到该信号源80的通信信号分配成2个信号。

[0261] 信号源80将2个信号中的一个信号输出到第1输入信号源81,将另一个信号输出到第2输入信号源82。

[0262] 第1输入信号源81在接受一个信号后,将第1信号经由输入匹配电路15输出到载波放大器17的输入端子17a。

[0263] 载波放大器17对第1信号进行放大,将放大后的第1信号输出到第1输出电路19。

[0264] 第2输入信号源82在接受另一个信号后,将第2信号经由输入匹配电路16输出到峰值放大器18的输入端子18a。

[0265] 但是,在回退时,第2输入信号源82不将第2信号经由输入匹配电路16输出到峰值放大器18的输入端子18a。如果未从第2输入信号源82输出第2信号,则峰值放大器18不进行信号的放大动作。

[0266] 在多赫蒂放大器1输出比回退时大的功率时,第2输入信号源82第2输入信号源82将第2信号经由输入匹配电路16输出到峰值放大器18的输入端子18a。

[0267] 峰值放大器18对第2信号进行放大,将放大后的第2信号输出到第2输出电路20。

[0268] 在具有第1输入信号源81和第2输入信号源82的多赫蒂放大器1中,也与图2所示的多赫蒂放大器1同样,能够防止峰值放大器18输出比饱和输出功率低的功率时的效率劣化。

[0269] 在图17所示的多赫蒂放大器1中,通过具有第1输入信号源81和第2输入信号源82,对峰值放大器18中的信号的放大动作进行控制,与图2所示的多赫蒂放大器1相比,能够提高效率。

[0270] 另外,本申请能够在其发明范围内进行各实施方式的自由组合、或各实施方式的任意结构要素的变形或各实施方式中的任意结构要素的省略。

[0271] 产业上的可利用性

[0272] 本发明适用于多赫蒂放大器和通信装置。

[0273] 标号说明

[0274] 1:多赫蒂放大器;11:输入端子;12:输入匹配电路;13:分配器;13a:输入端子;13b:输出端子;13c:输出端子;14:相位校正电路;15:输入匹配电路;16:输入匹配电路;17:载波放大器;17a:输入端子;17b:输出端子;18:峰值放大器;18a:输入端子;18b:输出端子;19:第1输出电路;20:第2输出电路;21:传输线路;22:连接点;23:传输线路;24:合成电路;24a、24b:输入端子;25:合成点;26:输出匹配电路;27:负载;31:电流源;32:电容器;41:电流源;42、43、44:电容器;51:第1输出匹配电路;52:第2输出匹配电路;60:宽带化电路;61:传输线路;62:开路短截线;63:连接点;71:第1传输线路;72:第2传输线路;80:信号源;81:第1输入信号源;82:第2输入信号源。

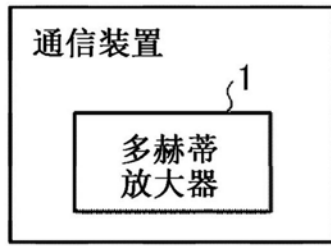


图1

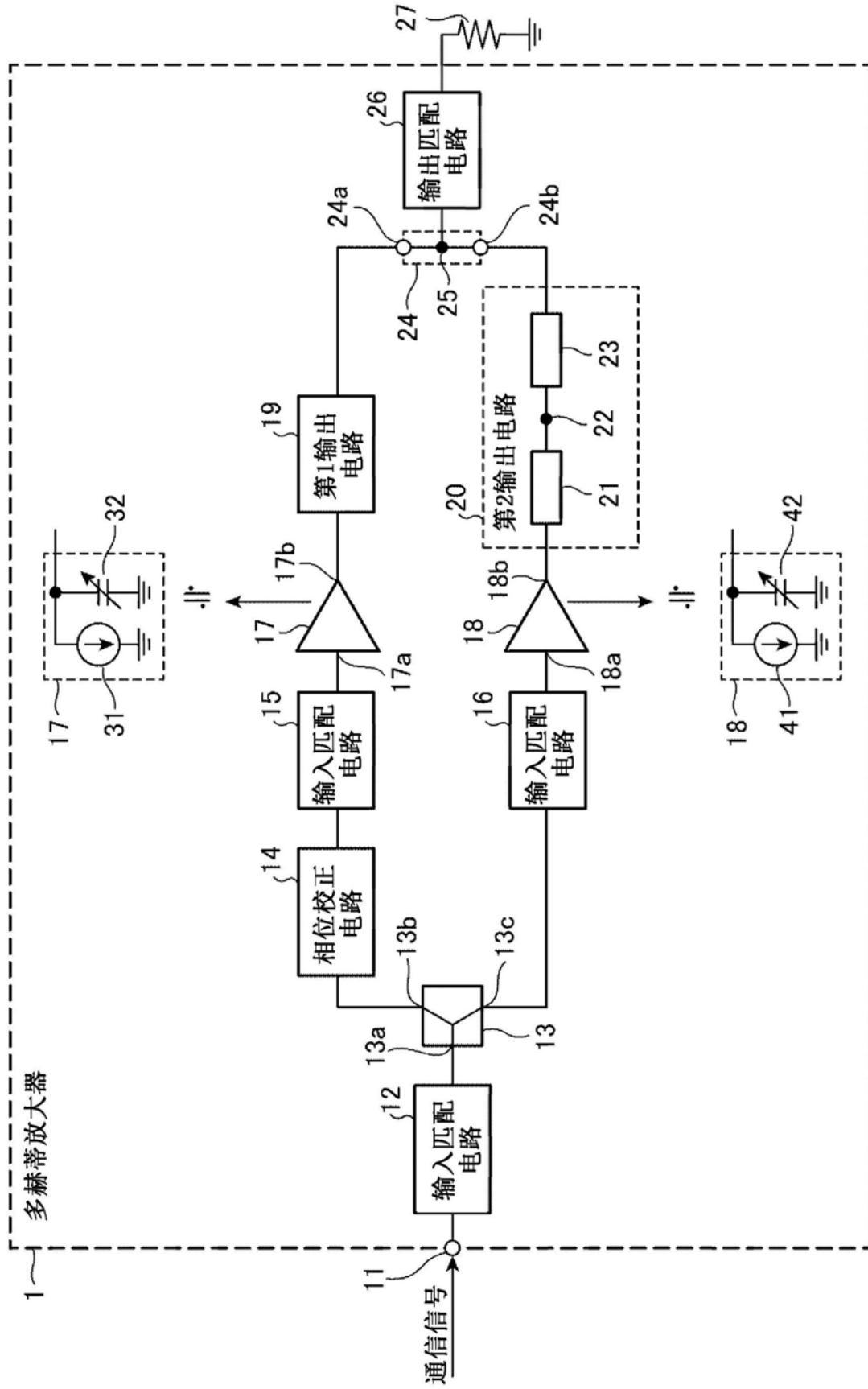


图2

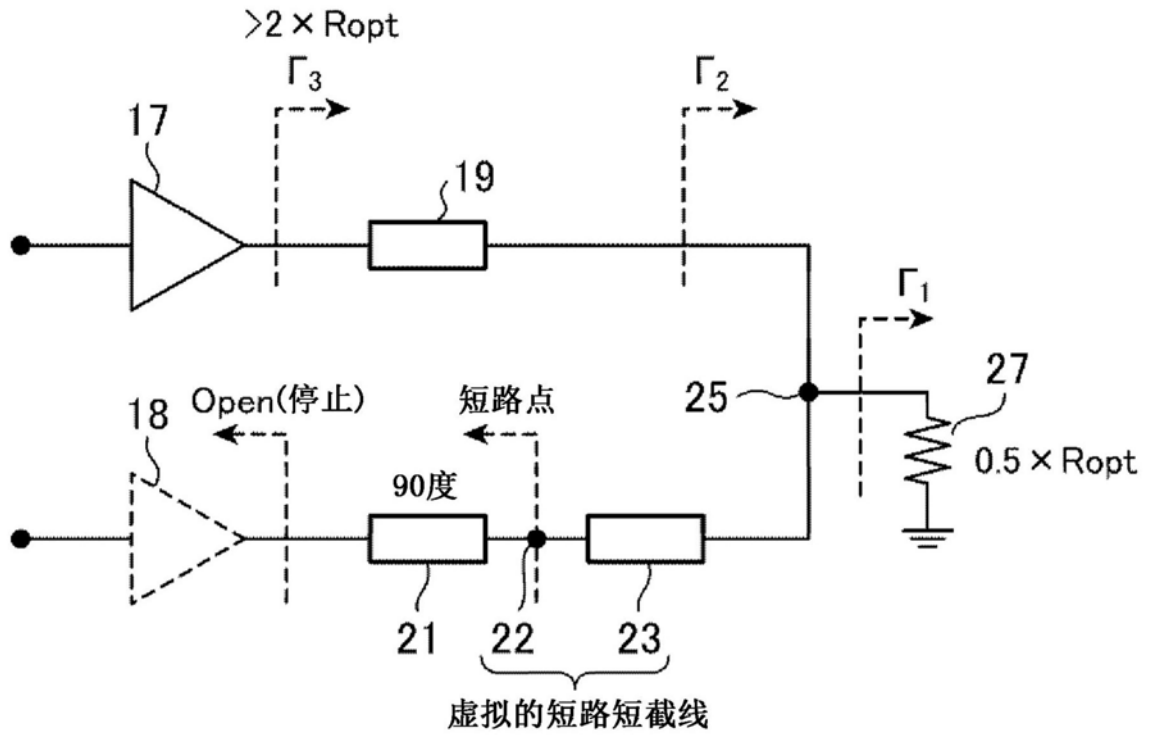


图3

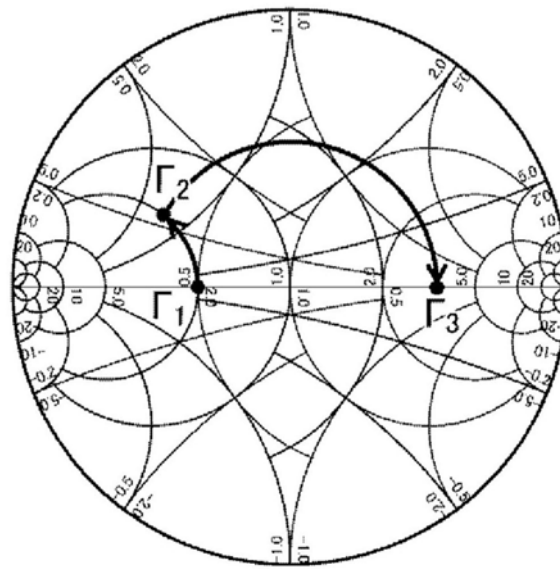


图4

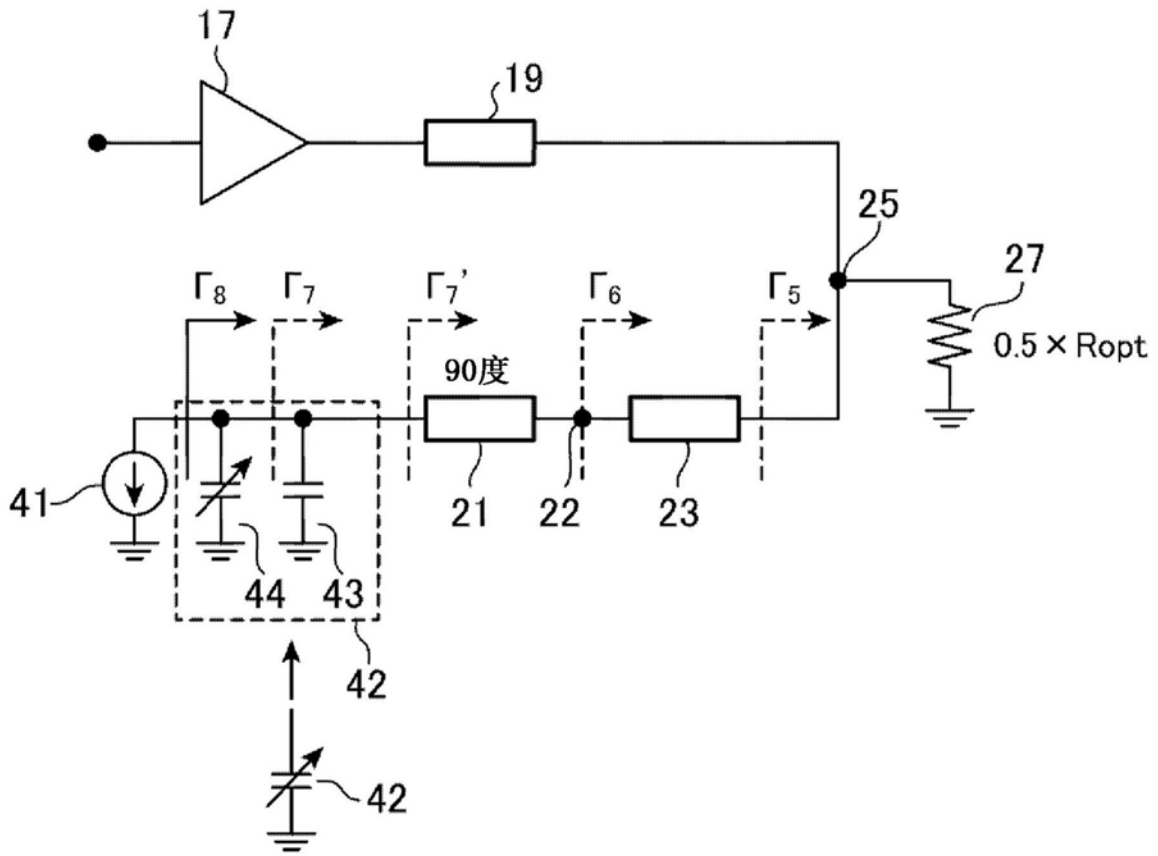


图5

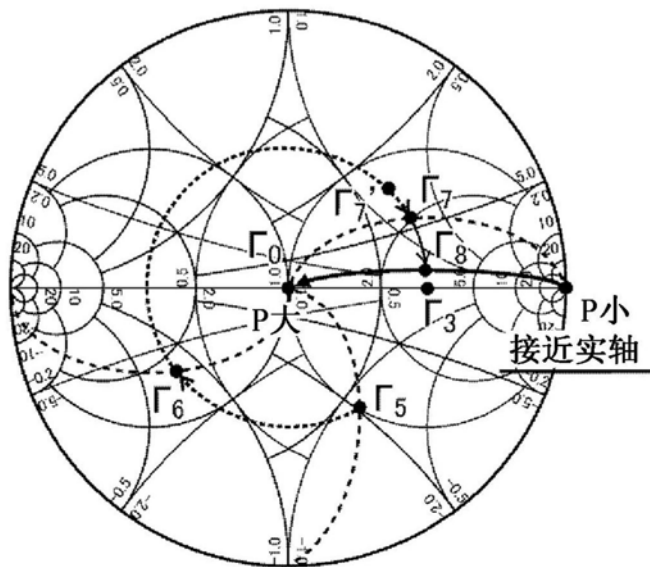


图6

图2所示的多赫蒂放大器

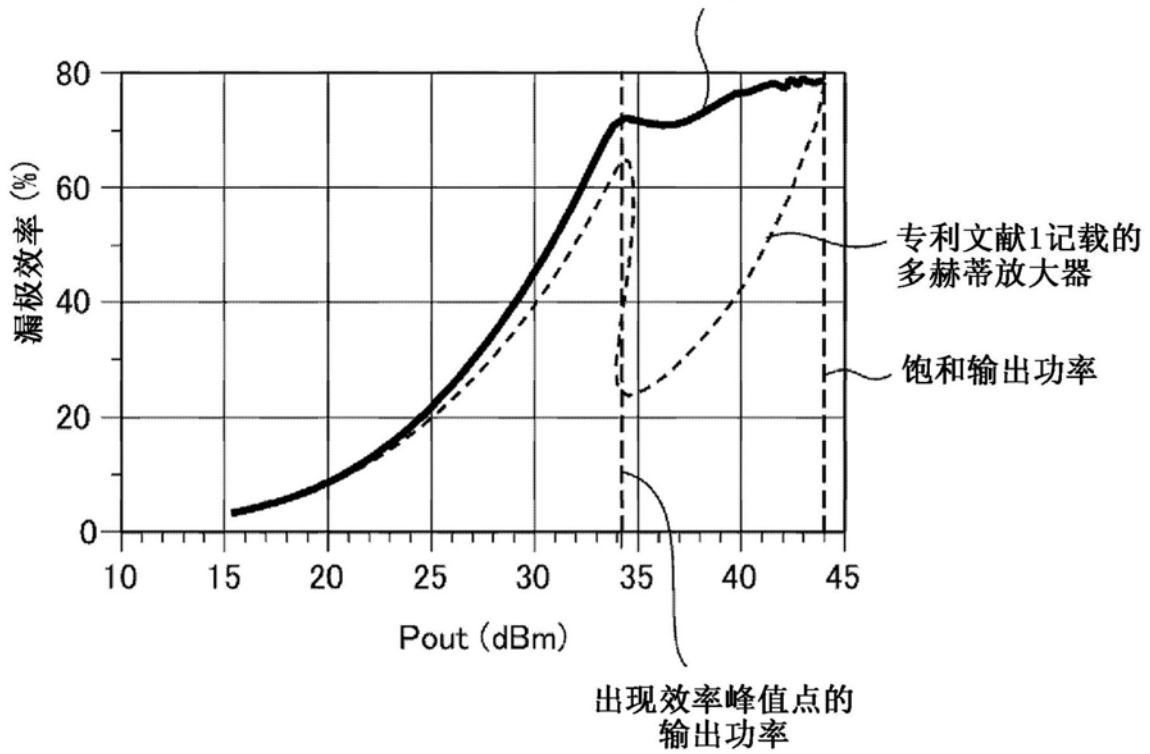


图7

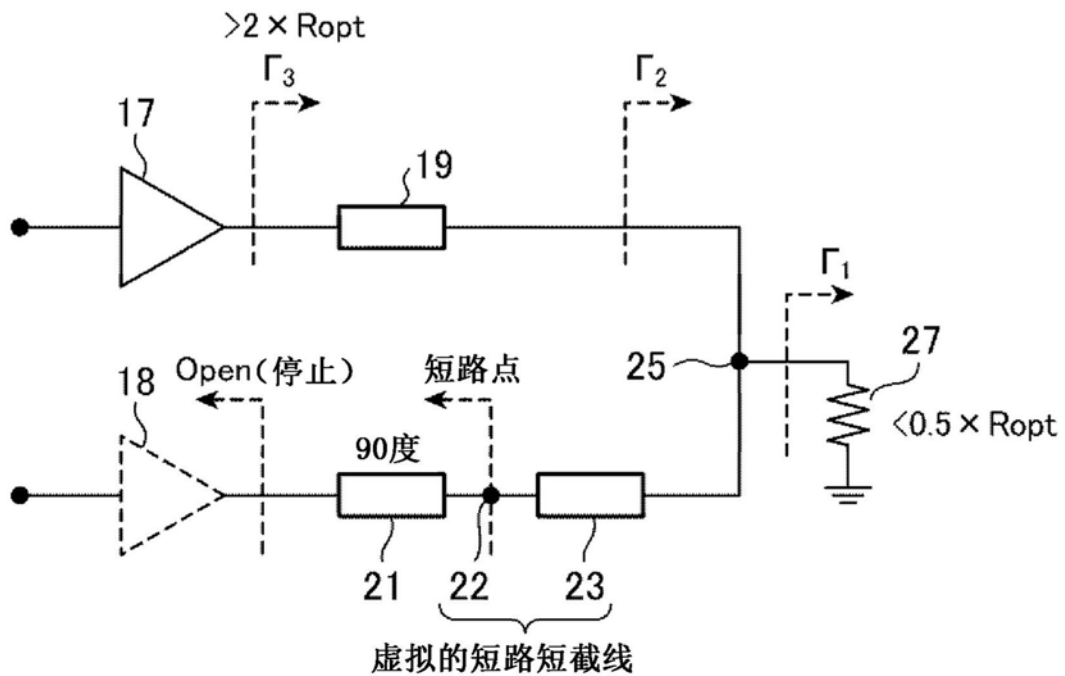


图8

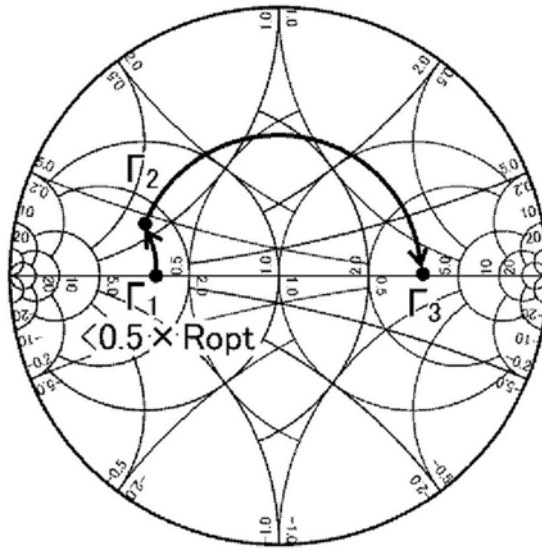


图9

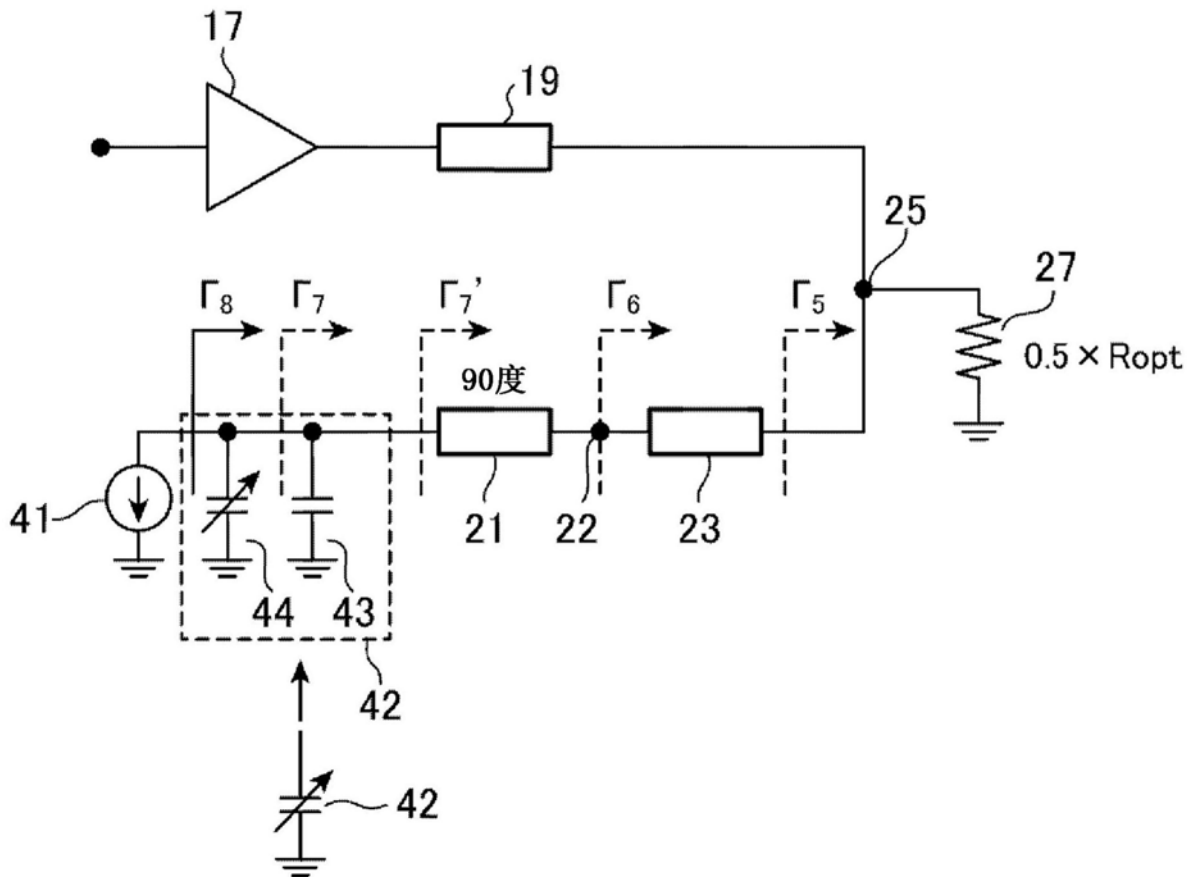


图10

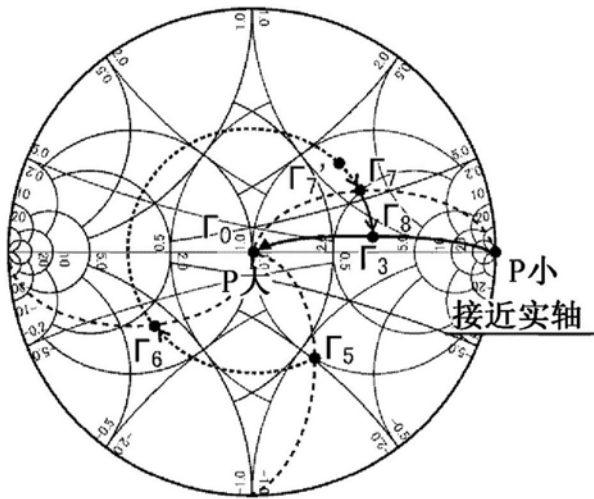


图11

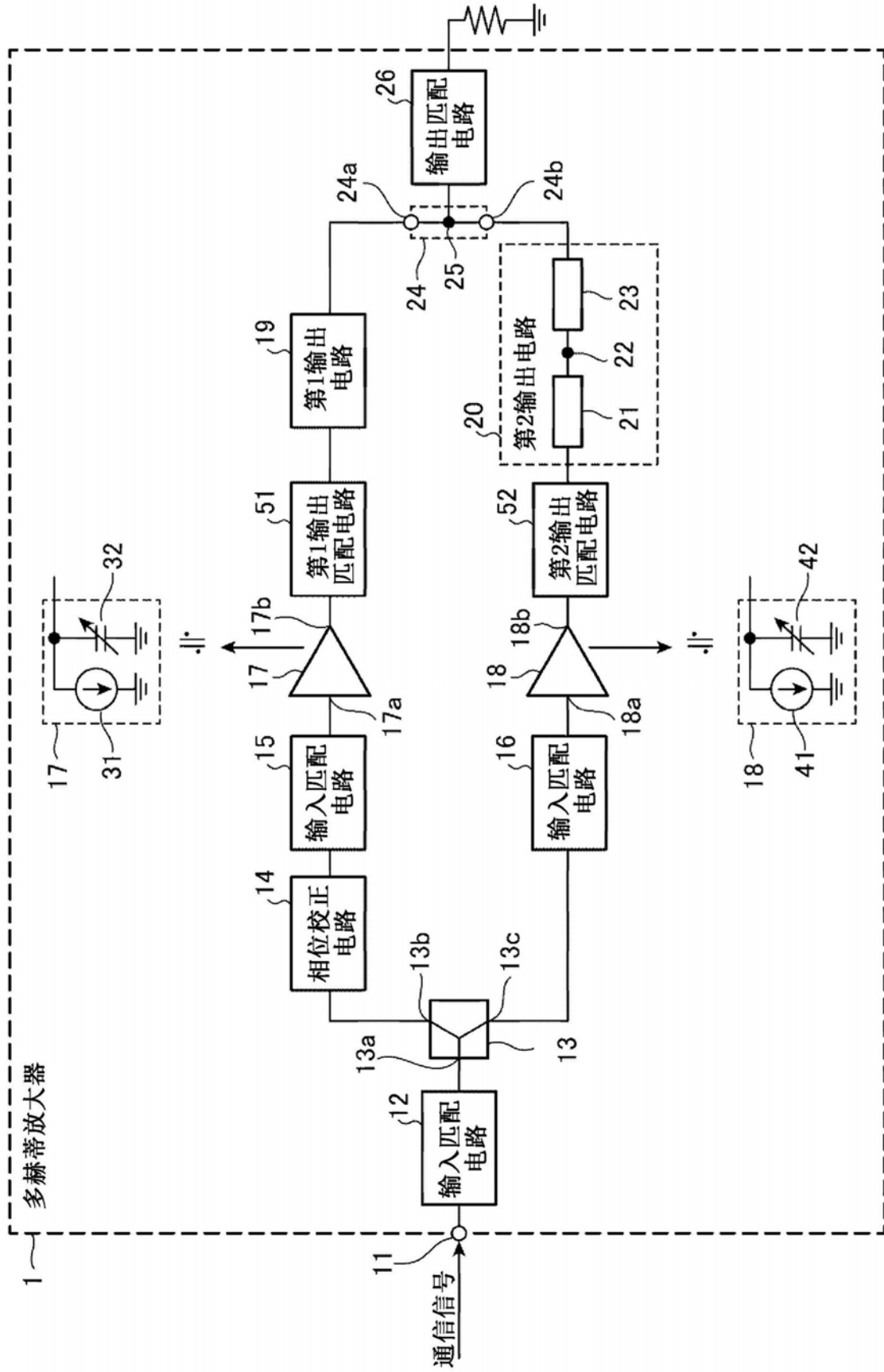


图12

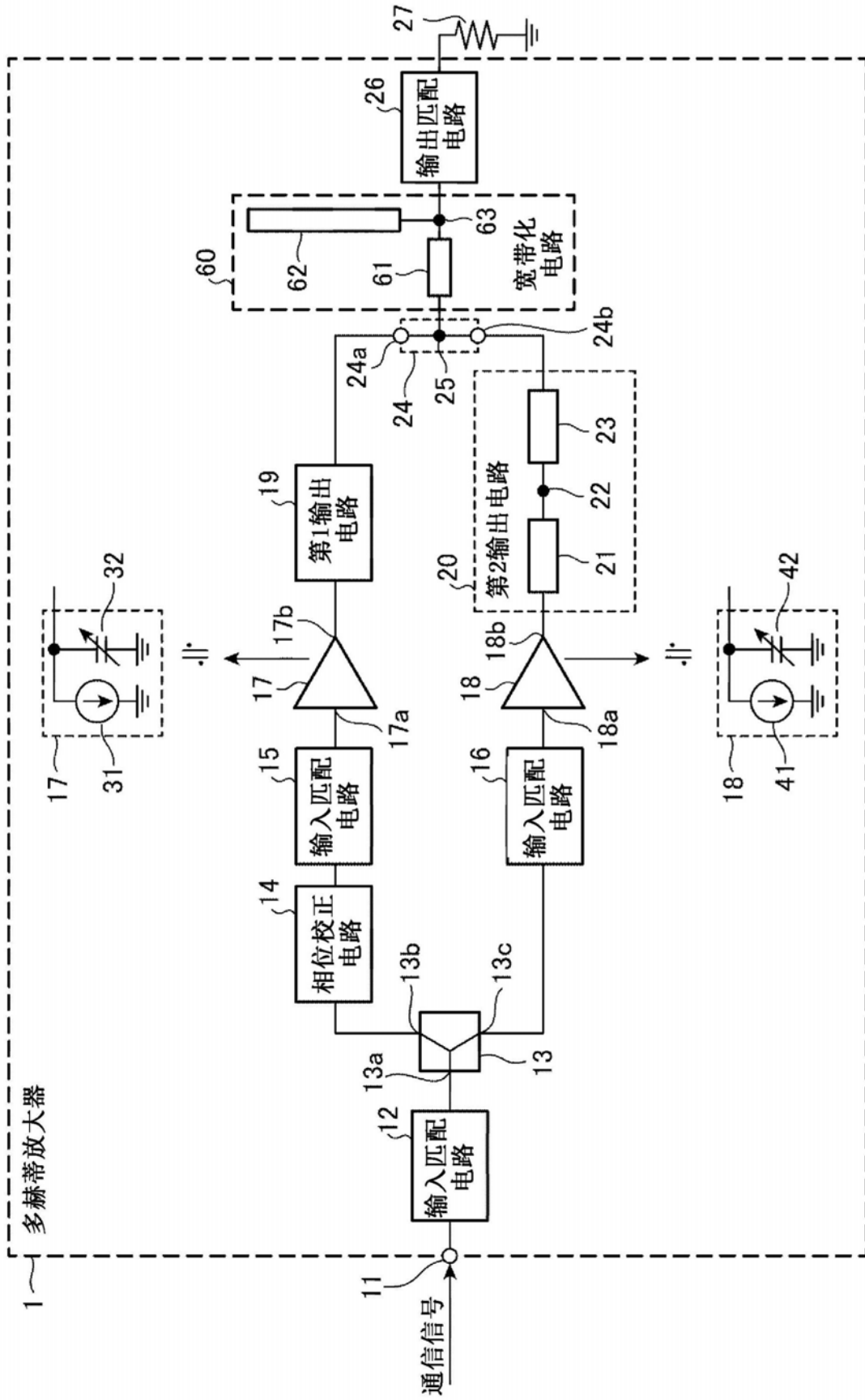


图13

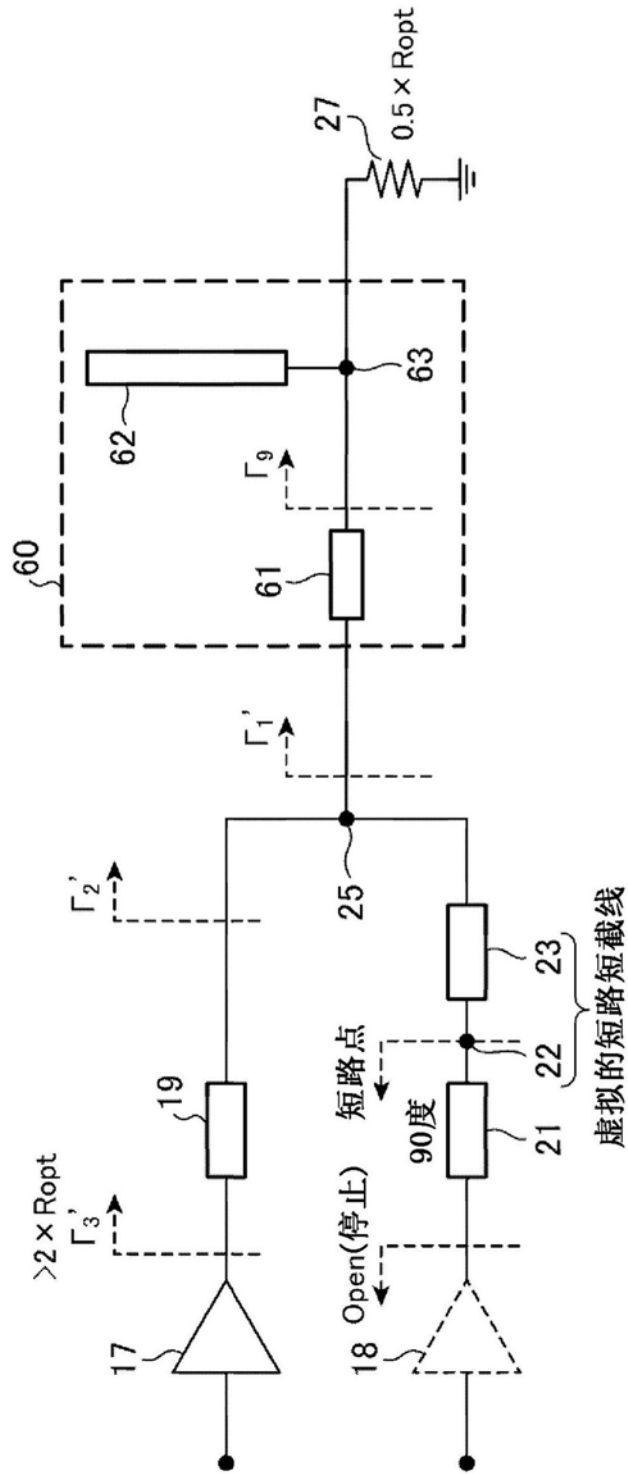


图14

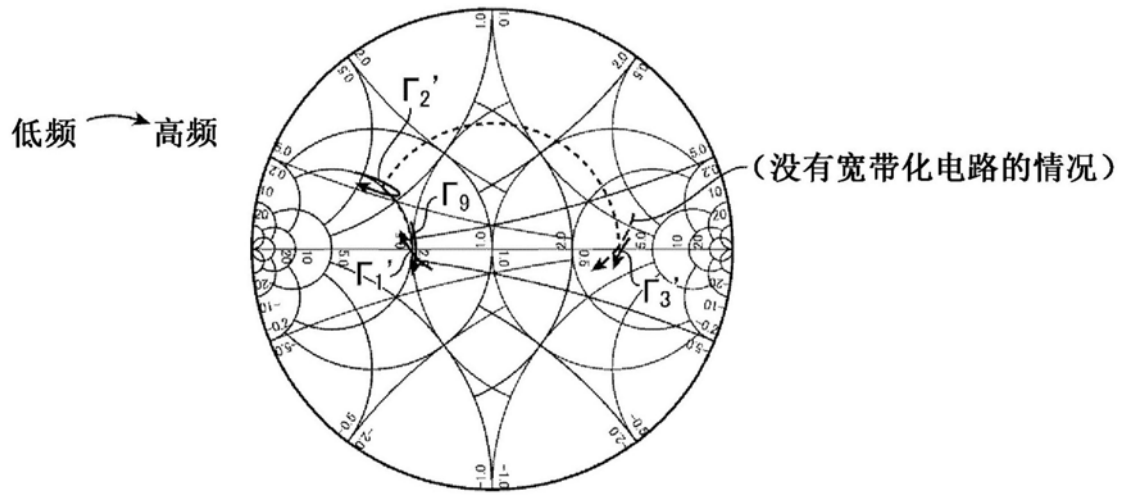


图15

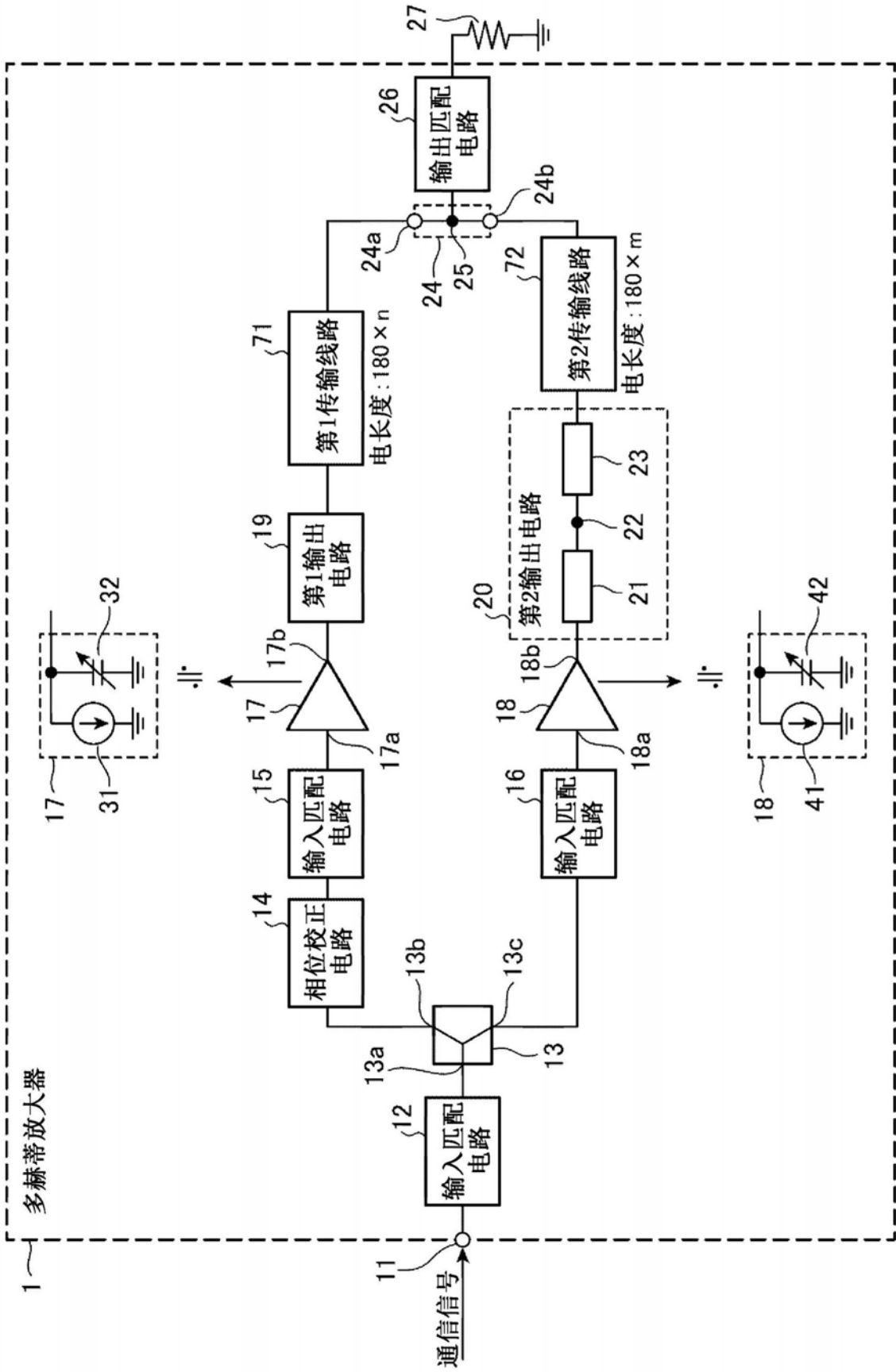


图16

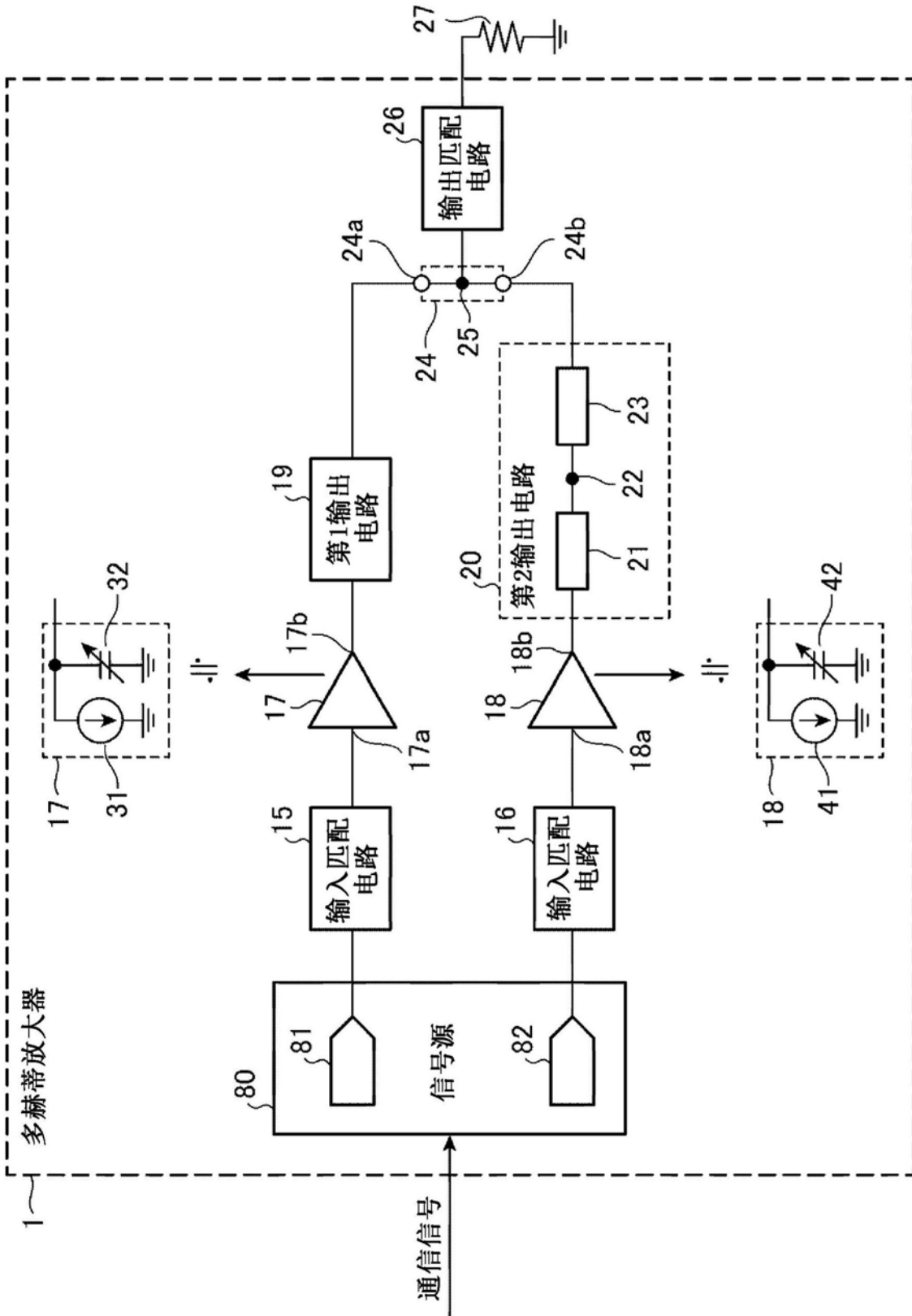


图17