



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103444078 B

(45) 授权公告日 2016. 05. 25

(21) 申请号 201280014097. 0
 (22) 申请日 2012. 01. 12
 (30) 优先权数据
 13/010, 647 2011. 01. 20 US
 (85) PCT国际申请进入国家阶段日
 2013. 09. 18
 (86) PCT国际申请的申请数据
 PCT/US2012/021114 2012. 01. 12
 (87) PCT国际申请的公布数据
 W02012/099774 EN 2012. 07. 26
 (73) 专利权人 先进能源工业公司
 地址 美国科罗拉多州
 (72) 发明人 G·范齐尔 G·G·古罗夫
 (74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
 72002
 代理人 陈松涛 夏青

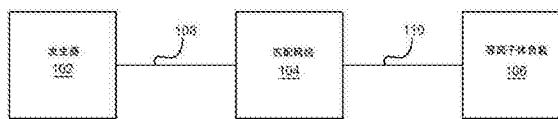
(51) Int. Cl.
 H03H 7/40(2006. 01)
 H03H 11/30(2006. 01)
 H01L 21/3065(2006. 01)
 H05H 1/46(2006. 01)
 (56) 对比文件
 CN 1744428 A, 2006. 03. 08,
 CN 101409505 A, 2009. 04. 15,
 JP 特開昭 63-258110 A, 1988. 10. 25,
 Nathan O. Sikal. Class-E RF Power
 Amplifiers. 《Magazine of the ARRL-American
 Radio-Relay League》. 2001, 第 9 页到第 20 页 .
 Nathan O. Sikal. Class-E RF Power
 Amplifiers. 《Magazine of the ARRL-American
 Radio-Relay League》. 2001, 第 9 页到第 20 页 .

审查员 李晓阳

权利要求书3页 说明书14页 附图19页

(54) 发明名称
 在可变电抗电路中使用 BJT 开关的阻抗匹配网络

(57) 摘要
 本公开描述了用于对从射频发生器向半导体处理室中的等离子体负载发射的射频功率进行阻抗匹配的系统、方法和设备。经由具有可变电抗电路的匹配网络进行阻抗匹配。可变电抗电路能够包括一个或多个电抗元件，全部都连接到第一端子并经由开关有选择地短接到第二端子。开关能够包括具备偏置电路控制的双极结型晶体管 (BJT) 或绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)。在导通状态中，对 BJT 基极 - 发射极结进行正向偏置，在集电极端子和基极端子之间传导 AC。于是，AC 主要从集电极向基极通过 BJT，而不是从集电极向发射极通过。此外，可以修改用于真空可变电容器的经典匹配网络拓扑，使得电压不会在修改的拓扑中使 BJT 过载。



CN 103444078 B

1. 一种开关电路,包括:
双极结型晶体管,包括:
 连接到所述双极结型晶体管的集电极的集电极端子,所述集电极端子被配置成传递集电极电流,所述集电极电流具有第一幅度的交变电流分量;
 连接到所述双极结型晶体管的基极的基极端子,所述基极端子被配置成传递基极电流,所述基极电流具有第二幅度的交变电流分量;
 连接到所述双极结型晶体管的发射极的发射极端子,所述发射极端子被配置成传递发射极电流,所述发射极电流具有第三幅度的交变电流分量;
 基极-集电极结;以及
 基极-发射极结;以及
 偏置电路,所述偏置电路:
 通过对所述基极-发射极结进行正向偏置,来建立所述双极结型晶体管的导通状态,其中所述第二幅度大于所述第三幅度;并且
 通过对所述基极-发射极结和所述基极-集电极结进行反向偏置,来建立所述双极结型晶体管的关断状态。
2. 根据权利要求1所述的开关电路,其中所述开关电路串联连接到电抗元件,所述电抗元件连接到第一端子,其中所述开关电路有选择地将所述电抗元件耦合到第二端子,从而改变所述第一端子和所述第二端子之间的电抗。
3. 根据权利要求2所述的开关电路,其中所述双极结型晶体管的所述基极端子连接到所述第二端子。
4. 根据权利要求2所述的开关电路,其中所述基极端子和所述第二端子之间的电容器在所述双极结型晶体管处于导通状态中时传导所述集电极电流的超过一半的所述交变电流分量。
5. 根据权利要求1所述的开关电路,其中所述双极结型晶体管是n-p-n双极结型晶体管。
6. 根据权利要求1所述的开关电路,其中所述双极结型晶体管是p-n-p双极结型晶体管。
7. 根据权利要求1所述的开关电路,其中在所述基极被短接到所述发射极时,所述双极结型晶体管的集电极-基极击穿电压大于1000V。
8. 根据权利要求1所述的开关电路,其中所述第二幅度大于所述基极电流的直流分量的幅值。
9. 根据权利要求1所述的开关电路,其中所述集电极电流、所述基极电流和所述发射极电流的直流分量的幅值小于所述第一幅度的20%。
10. 根据权利要求1所述的开关电路,其中所述双极结型晶体管是多个这种双极结型晶体管中的一个,每个双极结型晶体管都被配置成有选择地通过多个电抗元件中的一个电抗元件将交变电流的一部分分流到第二端子,并且其中第一组多个电抗元件具有相同的电抗,给予或具有百分之二十的部件容限。
11. 根据权利要求10所述的开关电路,其中所述第一组多个电抗元件至少为三十个。
12. 根据权利要求10所述的开关电路,其中所述第一组多个电抗元件是电容性的。

13. 根据权利要求1所述的开关电路,其中所述第三幅度小于所述第一幅度的10%。

14. 根据权利要求1所述的开关电路,其中所述双极结型晶体管是绝缘栅双极型晶体管的一部分,并且所述集电极电流主要从所述集电极端子传递至所述发射极端子。

15. 一种阻抗匹配设备,包括:

至少一个可变电抗元件,所述可变电抗元件包括:

第一端子;

第二端子;

连接到所述第一端子的至少一个电抗元件;

至少一个开关电路,其被配置成有选择地将所述至少一个电抗元件连接到所述第二端子,从而改变所述第一端子和所述第二端子之间的电抗,所述至少一个开关电路包括:

双极结型晶体管,所述双极结型晶体管具有:

导通状态,其中基极-发射极结被正向偏置,并且通过所述双极结型晶体管的基极端子的第一电流的AC分量大于通过所述双极结型晶体管的发射极端子的第二电流的AC分量;以及

关断状态,其中所述基极-发射极结被反向偏置,并且基极-集电极结被反向偏置;以及
固定阻抗匹配部分,所述固定阻抗匹配部分与所述至少一个可变电抗元件级联并且被配置成与等离子体负载级联,并且包括一个或多个旁路元件和一个或多个串联元件,所述一个或多个旁路元件和所述一个或多个串联元件在梯形网络中。

16. 根据权利要求15所述的阻抗匹配设备,其中所述一个或多个旁路元件和所述一个或多个串联元件作为一端口网络或多端口网络工作。

17. 根据权利要求15所述的阻抗匹配设备,其中所述一个或多个旁路元件和所述一个或多个串联元件均包括至少一个电抗元件和/或无损元件。

18. 根据权利要求17所述的阻抗匹配设备,其中所述旁路元件之一为电容器,而所述串联元件之一为电感器。

19. 一种阻抗匹配设备,包括:

至少一个可变电抗元件,所述可变电抗元件包括:

第一端子;

第二端子;

连接到所述第一端子的至少一个电抗元件;

至少一个开关电路,其被配置成有选择地将所述至少一个电抗元件连接到所述第二端子,从而改变所述第一端子和所述第二端子之间的电抗,所述至少一个开关电路包括:

双极结型晶体管,所述双极结型晶体管具有:

导通状态,其中基极-发射极结被正向偏置,并且通过所述双极结型晶体管的基极端子的第一电流的AC分量大于通过所述双极结型晶体管的发射极端子的第二电流的AC分量;以及

关断状态,其中所述基极-发射极结被反向偏置,并且基极-集电极结被反向偏置;以及
固定阻抗匹配部分,所述固定阻抗匹配部分与所述至少一个可变电抗元件级联并且被配置成与等离子体负载级联,并且包括至少两个不同的达林顿部分。

20. 一种开关方法,包括:

对双极结型晶体管的基极-发射极结进行正向偏置；

在所述双极结型晶体管的集电极端子和所述双极结型晶体管的基极端子之间传导第一电流通过所述双极结型晶体管，

其中所述第一电流具有第一幅度的交变电流分量；以及

在所述双极结型晶体管的所述集电极端子和所述双极结型晶体管的发射极端子之间传导第二电流通过所述双极结型晶体管，

其中所述第二电流具有第二幅度的交变电流分量，并且

其中所述第二幅度小于所述第一幅度，并且所述第二幅度等于或大于零。

21. 一种开关电路，包括：

用于对双极结型晶体管的基极-发射极结进行正向偏置的模块；

用于在所述双极结型晶体管的集电极端子和所述双极结型晶体管的基极端子之间传导第一电流通过所述双极结型晶体管的模块，

其中用于传导所述第一电流的模块包括用于传导具有第一幅度的交变电流分量的第一电流的模块；并且

用于在所述双极结型晶体管的所述集电极端子和所述双极结型晶体管的发射极端子之间传导第二电流通过所述双极结型晶体管的模块，

其中用于传导所述第二电流的模块包括用于传导具有第二幅度的交变电流分量的第二电流的模块，并且

其中所述第二幅度小于所述第一幅度，并且所述第二幅度等于或大于零。

在可变电抗电路中使用BJT开关的阻抗匹配网络

技术领域

[0001] 本发明总体上涉及等离子体处理。具体而言,但并非作为限制,本发明涉及用于从射频发生器向半导体处理室中的等离子体负载传送的阻抗匹配射频功率的系统、方法和设备。

背景技术

[0002] 在半导体制造界中,制造商会生产等离子体处理室,其利用射频(RF)功率来产生等离子体。为了实现射频发生器(“发生器”)和等离子体负载之间高效率的功率传输,常常使用阻抗匹配网络(“匹配网络”)将负载阻抗匹配到期望的输入阻抗,通常为50欧姆。等离子体负载阻抗可能根据诸如发生器频率、功率、室压力、气体组成和等离子体点火的变量而变化。匹配网络通过改变匹配内部的电气元件,通常为真空可变电容器,来补偿负载阻抗的这些变化,以保持期望的输入阻抗。

[0003] 图1示出了典型的发生器、匹配网络和等离子体负载系统。发生器102经由传输线108(例如同轴电缆)向匹配网络104发射RF功率,然后经由电连接110向等离子体负载106上发射RF功率。匹配网络104改变其内部电气元件,使得匹配网络104的输入阻抗接近期望的输入阻抗。匹配网络典型地仅包含电抗元件,表示与消耗电功率的电阻元件相反,在电场和磁场中储存能量的元件。最普通的电抗元件是电容器、电感器和耦合电感器,但也使用诸如分布电路的其他元件。匹配网络还可以包括无耗元件,包括传输线和变压器。匹配网络中仅有的电阻元件通常与不参与阻抗变换的非理想电抗和无损部件中的损耗相关联,这样的部件例如是用于感测电压、电流、功率或温度的部件。

[0004] 匹配网络可以包括若干可变电抗元件。为了将可能在特定阻抗范围上变化的负载阻抗匹配到期望的输入阻抗,现有技术典型地利用至少两个可变电抗元件,或可变发生器频率和单一可变电抗元件的组合。或者,如果可以容忍一定的输入阻抗失配,可以使用单个可变电抗元件与具有固定频率或具有和变频发生器一起使用的固定匹配的发电器的组合。可变电抗元件常常是可变电容器、可变电感器或两者的组合。例如,可以使用开关、电容器和电感器的集合来形成匹配网络。真空可变电容器是可变电抗元件的一个范例。可变电容器可以经由固定电容器的并联连接布置于两个端子之间,固定电容器经由开关有选择地短接到第二端子。这样,通过切换开关中的一个或多个,从而改变两个端子之间的有效电容,改变了电容。

[0005] 图2示出了包括一个切换的可变电容器电路的匹配网络的一个实施例。经由一组固定电容器形成开关可变电容器200,固定电容器中的第一个由220表示,最后一个由222表示。开关可变电容器200典型地包含一到一百个固定电容器之间,全部固定电容器都连接到第一端子202并有选择地连接到第二端子204。开关有选择地控制哪些固定电容器连接到第二端子204,其中由230表示第一个开关,由232表示最后一个。改变连接到第二端子204的固定电容器数目改变了开关电容器200的净有效电容。为了将等离子体负载106的阻抗匹配到期望的输入阻抗,匹配网络104还包含固定电感器210和第二可变电容器212,第二可变电容器

器例如可以是真空可变型的。

[0006] 开关230、232的一个范例是PIN二极管。PIN二极管是p和n掺杂区域之间具有轻掺杂本征半导体区域的PN二极管。PIN二极管已被用作匹配网络可变电容器中的开关,因为它们 在导通关断状态中都具有低损耗,能够应对导通状态中的高电流,并能够应对关断状态中的高电压。PIN二极管借助于其在RF频率下的唯一性操作而实现这些特性。在关断状态中,本征区大大缺少载流子,这与其大的宽度一起赋予本征区高电阻。结果,本征区难以通过直流电流(DC),从而具有低的DC泄漏电流。类似地,由掺杂区中的电荷界定的本征区充当着低电容电容器,从而对交变电流(AC)赋予高阻抗。本征区的大宽度还允许PIN二极管能够经得起关断状态中的高电压。

[0007] 在导通状态中,PIN二极管被正向偏置,来自p区域的空穴和来自n区域的电子被注入到本征区中。由于本征区中的载流子寿命长,这些载流子中的很多即使在施加充分短时间的反向电压时也不会复合,于是它们使得本征区对于频率足够高的AC是高度导电的。因此,PIN二极管在导通状态中,在施加频率足够高的AC时,具有极低损耗。这种导电性随着施加更大的直流偏置而增大,因为更多载流子被注入到本征区中。此外,本征区中的载流子寿命比RF周期长,因此并非被扫出本征区,而是经由RF场在其之内来回摇动载流子。这种性质允许PIN二极管在RF电流在导通状态中通过它时看到微乎其微的损耗。

[0008] 不过,PIN二极管非常昂贵,仅具有两个端子。于是,RF电流和DC控制电流必须经由同一端子进入,这需要复杂、昂贵而笨重的电路(例如电感器)来隔离DC控制电源与RF源。

发明内容

[0009] 本公开描述了用于对从射频发生器向半导体处理室中的等离子体负载发射的射频功率进行阻抗匹配的系统、方法和设备。匹配网络包括可变电抗电路。可变电抗电路包括一个或多个电抗元件,全部都连接到一个端子并均经由相应的开关(或经由超过一个开关)有选择地短接到第二端子。每个开关包括经由偏置电路控制的双极结型晶体管(BJT)或绝缘栅双极型晶体管(IGBT)。在导通状态中,对BJT基极-发射极结进行正向偏置,在集电极和基极之间传导AC。于是,AC主要从集电极向基极通过BJT,而不是从集电极向发射极通过。

[0010] 即使BJT能够应对高电压,其电压应对阈值也可能不如真空可变电容器的大。结果,可以调节适于使用真空可变电容器的经典拓扑以降低正常运行期间匹配网络中BJT经受的电压。

[0011] 本公开的一个方面是具有双极结型晶体管(BJT)和偏置电路的开关电路。BJT可以具有集电极端子、基极端子、发射极端子、基极-集电极结和基极-发射极结。集电极端子可以连接到BJT的集电极,并具有通过集电极端子的集电极电流,其具有第一幅度的交变电流分量。基极端子可以连接到BJT的基极,具有通过基极端子的基极电流,其具有第二幅度的交变电流分量。发射极端子可以连接到BJT的发射极,具有通过发射极端子的发射极电流,其具有第三幅度的交变电流分量。

[0012] 偏置电路能够建立BJT的导通状态和关断状态。偏置电路能够通过 对基极-发射极结进行正向偏置,使得第二幅度大于第三幅度,来建立BJT的导通状态。偏置电路能够通过 对基极-发射极结和基极-集电极结进行反向偏置来建立BJT的关断状态。

[0013] 在本公开的另一方面,阻抗匹配设备具有至少一个可变电抗元件和固定阻抗匹配

部分。可以在发生器和等离子体负载之间布置阻抗匹配设备。至少一个可变电抗元件可以具有第一端子、第二端子、连接到第一端子的至少一个电抗元件以及配置成有选择地将至少一个电抗元件连接到第二端子的至少一个开关电路。在闭合至少一个开关电路时,由此将至少一个电抗元件连接到第二端子,它改变了第一端子和第二端子之间的电抗。

[0014] 至少一个开关电路可以包括BJT。BJT可以具有,或被配置成工作在导通状态和关断状态。在导通状态中,可以对BJT的基极-发射极结进行正向偏置。通过BJT的基极端子的第一电流的AC分量可以大于通过BJT的发射极端子的第二电流的AC分量。在关断状态中,可以对BJT的基极-发射极结和基极-集电极结都进行反向偏置。固定阻抗匹配部分可以与至少一个可变电抗元件级联并可以被配置成与等离子体负载级联布置。固定阻抗匹配部分可以包括梯形网络中的一个或多个旁路元件以及一个或多个串联元件,其中可以在一端口网络或多端口网络中配置一个或多个旁路和串联元件。或者,固定阻抗匹配部分可以包括至少两个达林顿(Darlington)部分。

[0015] 本公开的另一个方面是包括如下操作的一种方法:对BJT的基极-发射极结进行正向偏置;在BJT的集电极端子和BJT的基极端子之间通过BJT传导第一电流,其中第一电流具有第一幅度的交变电流分量;以及在所述BJT的集电极端子和所述BJT的发射极端子之间通过所述BJT传导第二电流,其中所述第二电流具有第二幅度的交变电流分量,并且其中所述第二幅度小于所述第一幅度,所述第二幅度等于或大于零。

附图说明

[0016] 结合附图,通过参考以下详细描述和所附权利要求,本发明的各个目的和优点以及更完整理解是显而易见的,并更容易理解:

[0017] 图1示出了典型的发生器、匹配网络和等离子体负载系统。

[0018] 图2示出了包括可变电容器电路的匹配网络的一个实施例。

[0019] 图3示出了利用BJT作为开关的现有技术。

[0020] 图4示出了使用BJT作为有效开关的新BJT工作模式的实施例。

[0021] 图5示出了根据本文公开的系统和方法,用于利用BJT开关电路生成匹配网络的构建单元的实施例。

[0022] 图6示出了利用BJT作为开关的开关可变电抗元件的实施例。

[0023] 图7示出了利用BJT作为开关的开关可变电抗元件的另一实施例。

[0024] 图8示出了包括关断状态中的BJT开关,连同通过可变电抗元件的电流通路的可变电抗元件实施例。

[0025] 图9示出了这里公开为关断状态的BJT开关的基极-集电极结两端偏压的一个实施例。

[0026] 图10示出了包括导通状态中的BJT开关,连同通过可变电抗元件的电流通路的可变电抗元件实施例。

[0027] 图11示出了匹配网络的实施例,包括连接于可变阻抗匹配部分和等离子体负载之间的固定阻抗匹配部分。

[0028] 图12示出了工作于导通状态中的n-p-n BJT的经验推导模型。

[0029] 图13示出了工作于关断状态中的n-p-n BJT的截面。

- [0030] 图14示出了本公开中描述的工作于导通状态中的n-p-n BJT的截面。
- [0031] 图15示出了充当可变电抗元件中的开关的n-p-n BJT的实施例。
- [0032] 图16示出了现有技术中已知的匹配网络。
- [0033] 图17示出了利用IGBT而非BJT以将电抗元件切换进出可变电抗元件的匹配网络实施例。
- [0034] 图18示出了操作BJT的方法,其中交流电流主要在集电极和基极之间而非在集电极和发射极之间通过。
- [0035] 图19-20示出了固定阻抗匹配部分的两个实施例。
- [0036] 图21示出了固定阻抗匹配部分的另一个实施例。
- [0037] 图22A、22B、22C和22D示出了固定阻抗匹配部分的四个额外非限制性实施例。

具体实施方式

[0038] 本公开一开始将论述面临的问题,所发现的意外结果以及所提出的器件物理原理,以解释意外的结果。

[0039] 需要一种器件,其能够完成PIN二极管作为开关的任务,开关用于在两个端子之间短接电容器或其他电抗电路,以便生成用于阻抗匹配网络中的可变电抗元件。这种器件应当在导通关断状态中都具有低损耗。它还应当应对关断状态中的高电压和导通状态中的高电流。应当经由除通过RF电流的端子之外的端子实现开关控制,由此避免复杂、笨重和昂贵的隔离电路。出乎意料的是,这些目标是通过这里所述的此前未发现的双极结型晶体管(BJT)工作模式实现的。

[0040] 典型地,BJT像开关那样工作,在导通状态中在集电极和发射极之间传导电流,在关断状态中阻塞集电极和发射极之间的电流流动。在这种已知的工作模式中,基极电流被用作控制电流,是开关导通状态中集电极和发射极之间传导的电流的一小部分。在这种正常配置中,开关使用切断作为关断状态(显现为开路),使用饱和作为导通状态(显现为短路)。然而,本公开描述了一种操作BJT作为开关的新方式,其中,在开关的导通状态中,在集电极和基极之间传导电流,在关断状态中,阻塞集电极和基极之间的电流流动。在这种工作模式中,将发射极电流用作控制电流,以打开或关闭开关。使得这种工作模式显著不同于操作BJT的任何已知方式的是,基极电流具有大的交流电(AC)成分,使得电流既流入又流出基极,而公知的描述BJT基本工作的Ebers-Mo11方程仅允许基极电流流入n-p-n BJT晶体管的基极端子,流出p-n-p BJT晶体管的基极端子。当然,在动态条件下,由于器件电容的充电或放电,电流能够流出n-p-n晶体管的基极,但在这种新发现的工作模式中,基极电流具有人为的大交流分量,这与BJT的任何已知工作模式不同。通过比较图3中的现有技术和图4中的新工作模式,现有技术和操作BJT的新模式之间的区别是显然的。在图3中所示的现有技术中,BJT302控制的电流304主要从集电极流向发射极,基极电流308主要由控制电流306构成。相反,如图4中所示,在BJT的新工作模式中,BJT402控制的电流404主要从集电极流向基极,基极电流408是受控电流404和控制电流406之和,具有大的交流分量,该交流分量一般超过直流分量,使得大交流分量是基极电流的支配分量。

[0041] 试验发现,基极和发射极之间施加的小直流电流能够控制集电极和基极之间的大交流电流。在这种模式中,导通状态损耗显著地低,人们相信器件在这种模式中的工作类似

于PIN二极管,其中交流电流来回扫在集电极和基极区中注入的载流子,直流发射极电流保持集电极和基极区被供应载流子。如果直流发射极电流中断并拉升集电极电压(对于p-n-p BJT是降低)与极大的电阻器平齐,可以中断集电极和基极之间的电流流动,反向偏置的集电极基极结为从集电极向基极流动的电流提供高阻抗,产生低损耗关断状态。一些在导通状态中实现低损耗的BJT器件能够应对关断状态中高达1600V。因为集电极基极电容很小,如果将集电极拉升到800V附近,它们也能够看到低的关断状态损耗。因此,这里公开的工作于开关模式中的BJT实现了PIN二极管在导通状态中的低损耗和高电流承载能力以及关断状态中PIN二极管的低泄漏电流和高电压能力。不过,它是经由三端子器件这样做的,从而避免了PIN二极管隔离DC控制信号与RF信号所需的复杂隔离电路。

[0042] 图5示出了用于将RF功率源阻抗匹配到等离子体负载的匹配网络,其利用了本文所述的开关技术。匹配网络104从RF功率发生器102接收功率并将功率传递到等离子体负载106。匹配网络104包括与固定阻抗匹配部分510级联的可变阻抗匹配部分508。

[0043] 固定阻抗匹配部分510将等离子体负载106呈现的阻抗变换成更适合可变阻抗匹配部分部件的有限电压和电流处理能力的阻抗。可变阻抗匹配部分包含固定元件,其能够应对等离子体负载阻抗施加的电压和电流以及输送给它的功率,并可以由固定电容器、电感器和分布电路构成。尽管使用固定阻抗匹配部分510降低BJT开关必须要应对的电压,根据应用,可能需要特别的注意,例如检测过压状态、针对瞬间过电压保护开关的电压限制电路以及打开BJT开关针对持续过电压状况加以保护的算法。

[0044] 可变阻抗匹配部分508具有至少一个开关可变电抗元件512,其可以与任意数量的固定电抗元件,例如固定电感器516、任选的固定电感器530、传输线514和电容器518布置在一起。可变阻抗匹配部分508能够包含任意数量的固定集总式和分布式元件和电路。图示的匹配网络104包含两个开关可变电抗元件512和513,但能够采用超过两个开关可变电抗元件。

[0045] 图6示出了开关可变电抗元件的实施例600,例如图5中的开关可变电抗元件512。开关可变电抗元件600包括一个或多个电感或电容器件612、614和616,均经由相应开关602、604和606有选择地连接于第一端子638和第二端子640之间。尽管示出了电容性器件612、614、616,但本领域的技术人员将认识到,可以使用电感性器件或电感性和电容性器件的组合,甚至包含电抗或无损部件的任何电路。电抗元件包括,但不限于电容器、电感器和耦合电感器。无损元件包括,但不限于传输线和变压器。电容性器件612和开关602像电容性器件614和616及其相应的开关604和606那样串联连接。电容性器件612和开关602的组合并联连接到电容性器件614和开关604的组合以及电容性器件616和开关606的组合。在替代实施例中,电容性器件612、614和616的全部或一些可以是电感性的,或包括电容性和电感性器件的组合,或者甚至是包含电抗或无损部件的任何电路。第一和第二端子638和640可以是严格意义上的端子,但更一般地讲,电抗元件和开关可以连接到匹配网络104中的分布式区域。后一种情况等价于使用多个单一开关可变电抗元件,从而本描述仍然适用。端子640可以是地,例如匹配外壳。此外,可以将超过一个开关与单个电抗元件并联和串联连接,以提高开关的电流处理能力并减少来自控制器642的功率和控制信号的数量。

[0046] 可变电抗元件600的电纳随着第一和第二端子638和640之间连接的电容性器件612、614、616(例如电容器)越来越多而增大。如果电容性器件612、614、616是电感性的,电

纳会减小。如果利用电容性和电感性器件的组合替换电容性器件612、614、616,电纳能够增大或减小。尽管仅示出了三个电容性器件612、614、616和仅三个开关602、604、606,但本领域的技术人员将认识到可以实现任意数量的电容性器件和开关。为了调节可变电抗元件600的电纳,匹配网络104能够经由控制器642提供功率和控制信号。

[0047] 电容性元件612、614、616的数量越大,匹配网络104就能够越精确地调节RF发生器102看到的阻抗。例如,给定与电容性范围为1200pF到6000pF的可变电抗元件600的匹配104,如果可变电抗元件600中有更多电容性器件612、614、616,增量电容调节可以更小。同样的规则对于其他电容性或电感性元件成立。

[0048] 图7示出了开关电路602的替代实施例,其中BJT622的基极不直接连接到端子640,而是通过电容器660电容性连接。电容器660可以很大(例如,对于13.56MHz的应用为100nF),以便以低损耗向端子640传导集电极-基极电流。

[0049] 在图示的实施例中,开关602包括经由偏置电路632控制的n-p-n双极结型晶体管(BJT)622。BJT622具有三个端子:集电极端子650、基极端子651和发射极端子652。集电极端子650连接到集电极,是可变电抗元件600或700的集电极和其他部件之间的导电接口。基极端子651连接到基极,是可变电抗元件600或700的基极和其他部件之间的导电接口。发射极端子652连接到发射极,是可变电抗元件600或700的发射极和其他部件之间的导电接口。

[0050] BJT622具有基极-集电极电流 I_{BC} 、基极-集电极电压 V_{BC} 、基极-发射极电流 I_{BE} 以及基极-发射极电压 V_{BE} ,在电流从基极流向集电极时,基极-集电极电流 I_{BC} 是正的。在基极的电势比集电极高时,基极-集电极电压 V_{BC} 是正的。在电流从基极流向发射极时,基极-发射极电流 I_{BE} 为正。在基极的电势比发射极高时,基极-发射极电压 V_{BE} 是正的。 V_{BC} 、 I_{BC} 、 V_{BE} 和 I_{BE} 均代表DC和AC信号的总和。在这里,如常见情况那样,术语AC表示通过部件的电流的交流部分,或者等效地,减去时间平均值后剩余的部分。类似地,术语DC表示时间平均值。AC和DC从而既指电压又指电流。在典型的匹配网络中,电压和电流的AC分量在稳态运行时都是正弦式的或接近正弦式的,电压或电流的AC分量的幅度仅仅是电压或电流与其时间平均值的最大偏移大小。对DC和AC分量的所有论述都参照一旦达到正弦式稳态时的值。如果发生器输出是脉动的,那么需要在施加RF信号的充分短时间内获取时间平均值,通常为几十或几百个RF周期。通过集电极端子650的集电极电流是通过集电极端子650的所有AC和DC电流之和。集电极电流的AC分量具有第一幅度。通过基极端子651的基极电流是通过基极端子651的所有AC和DC电流之和。基极电流的AC分量具有第二幅度。通过发射极端子652的发射极电流是通过发射极端子652的所有AC和DC电流之和。发射极电流的AC分量具有第三幅度。在实施例中,通过BJT集电极端子650的AC电流仅有小部分通过发射极端子652。在BJT622被偏置电路632偏置到导通状态时,第二幅度大于第三幅度。在实施例中,第三幅度与第二幅度相比可以忽略。

[0051] 经由偏置电路632偏置BJT622。偏置电路632能够应用一个或多个电压或电流源或两者的组合。换言之,可以经由电压、电流或两者的组合控制BJT622。一个或多个电压或电流源被配置成控制 V_{BC} 、 V_{BE} 、 I_{BC} 和 I_{BE} 。

[0052] 偏置电路632能够通过正向偏置基极-发射极结来建立BJT622的导通状态。偏置电路632能够通过反向偏置基极-发射极结和基极-集电极结来建立BJT622的关断状态。

[0053] 在实施例中,偏置电路632包括基极-发射极偏置电路(未示出)。基极-发射极偏置

电路产生正或负的 V_{BE} 。换言之,基极-发射极偏置电路控制基极-发射极结是被正向偏置还是被反向偏置。

[0054] 在实施例中,偏置电路632包括基极-集电极偏置电路(未示出)。基极-集电极偏置电路产生负的 V_{BC} 。换言之,基极-集电极偏置电路确定将基极-集电极结反向偏置到什么程度。

[0055] 偏置电路632被配置成控制BJT622的状态。尽管BJT通常具有多个状态,包括饱和、活动线性和切断,但在实施例中,BJT622仅工作在“导通状态”和“关断状态”中。尽管关断状态类似于传统的切断模式,但导通状态在现有技术中是未知的。

[0056] 在实施例中,偏置电路632包括第一、第二和第三偏置器件(未示出)。第一和第二偏置器件被配置成偏置基极-发射极结。第一偏置器件被配置成向基极-发射极结施加负或反向偏置,以建立BJT622的关断状态(即,其中发射极端子652具有比基极端子651更高的电势)。第二偏置器件被配置成向基极-发射极结施加正或正向偏置,以建立BJT622的导通状态(即,其中基极端子651具有比发射极端子652更高的电势)。第三偏置器件被配置成向基极-集电极结施加负或反向偏置,以建立BJT622的关断状态(即,其中集电极端子650具有比基极端子651更高的电势)。可以经由单极双掷开关在发射极端子652和基极端子651之间有选择地串联耦合第一和第二偏置器件。开关将第一偏置器件的正电势端子或第二偏置器件的负电势端子连接到发射极端子652。开关是通过选择对基极-发射极结进行正向或反向偏置来控制BJT处于开还是关断状态。

[0057] 在实施例中,第一偏置器件向发射极652施加相对于基极端子651而言的12V,使得基极-发射极结被反向偏置。第二偏置器件能够通过 $3.5\ \Omega$ 的电阻器向发射极652施加相对于基极651而言的 -1.2V ,这与第一偏置器件的极性相反,从而将基极-发射极结正向偏置。第三偏置器件能够通过第三偏置器件和集电极之间的 $2\text{M}\ \Omega$ 电阻器施加700V,以便对基极-集电极结进行反向偏置。利用这些值,BJT实现导通状态,基极和集电极之间的电阻大约为 $0.3\ \Omega$,施加的集电极-基极电流介于0和2A RMS之间,频率为13.56MHz,基极-发射极电流大约为0.1A,后者被 -1.2V 、 $3.5\ \Omega$ 设置,基极-发射极电压降处于正向偏置状态。在关断状态中,这种BJT配置实现了基极和集电极之间大约110K Ω 的分流电阻。在关断状态中,可以将反向偏置的基极-集电极结建模为与 $14\ \Omega$ 电阻器串联的10pF电容器。并联的等效阻抗是与100K Ω 电阻器并联的10pF电容器。利用量热器测量来测量110K Ω 的分流电阻以确定由高压RF信号激励基极-集电极结时的结损耗。将这种激励期间产生的热量与DC电流通过结时产生的热量比较。

[0058] 对于集电极-基极电流有电流阈值,高于该阈值,不能关闭BJT,从而不能控制它。针对上述配置的这个阈值大约为2A RMS。应当理解,这些值仅仅是示范性的,其他组合也是可能的。例如,第一偏置器件的电压可以介于0V和基极-发射极击穿电压之间。作为另一范例,可以利用电流源替换第二偏置器件,以实现基极-发射极电流的更好控制,或者第三偏置器件可以使用更小的电阻器,以加快导通关断状态之间的过渡,代价是导通状态中电阻器中耗电更高,其中在电阻器上有700V的偏压降。可以上下调节700V的偏压,但通常应当选择它,从而在大于集电极端子650电压幅度的电压下偏置集电极端子650,所选偏压和集电极端子650电压幅度之和小于BJT622的集电极-基极击穿电压。

[0059] 图8示出了图7的可变电抗元件的实施例,包括处于关断状态中的BJT开关622以及

通过可变电抗元件700的电流通路802、804、806。实线箭头表示DC电流。虚线箭头表示AC电流。

[0060] 向基极-发射极结施加负电流或偏压,使得 V_{BE} 和 I_{BE} 为负。换言之,发射极端子652处在比基极端子651更高的电势。这样使基极-发射极结反向偏置并防止电流流经基极-发射极结。这样一来,从偏置电路632流经发射极端子652和基极端子651并返回偏置电路632的DC电流寿命很短,将在基极-发射极结耗尽自由载流子的短时间期间仅通过基极-发射极结。一旦基极-发射极结耗尽了载流子,也会有小的发射极-基极泄漏电流。

[0061] 向基极-集电极结施加电流804或偏压,使得 V_{BC} 和 I_{BC} 为负。换言之,集电极端子650处在比基极端子651更高的电势。这样使基极-集电极结反向偏置并防止电流804流经基极-集电极结。这样一来,从偏置电路632流经集电极端子650和基极端子651并随后返回偏置电路632的DC电流804寿命很短,将在基极-集电极结耗尽自由载流子的短时间期间仅通过基极-集电极结。一旦基极-集电极结被耗尽,从集电极端子650到基极端子651的反向偏置电流将停止,除了小的泄漏电流之外。由于两个结都被反向偏置,所以这种关断状态类似于传统BJT中的切断状态。

[0062] 通过偏置BJT622,使得两个结都被反向偏置,AC电流802不能通过电抗元件612,除了通过反向偏置的基极-集电极结的电容的泄漏电流之外。于是,AC电流802继续前进到下一个电容性器件616和开关606。如果开关606开/关,那么AC电流802通过可变电抗元件700中的另一个开关,或者如果所有开关602、606都开/关,可能根本不会通过可变电抗元件700。尽管BJT622的两个结都被反向偏置,电容性器件612与BJT622的结电容串联,从而仅对电容性器件612的电容相对于可变电抗元件700的总电容的小部分(通常小于10%)有贡献。

[0063] 参考图9,如果反向偏置DC电压902为负(实线),但幅度小于集电极-基极电压(虚线)的AC分量的幅度,那么基极-集电极结将在负AC周期期间被反向偏置,但在正AC周期期间被正向偏置(负电压表示基极-集电极结被反向偏置)。于是,利用基极-集电极结上仅很小或可以忽略的反向偏置,基极-集电极结将不会保持关闭。这意味着开关602将部分无法控制。

[0064] 偏置电路632应当这样维持基极-集电极结上足够高的DC电势904大小,使得在集电极-基极电压处于其最低值时,基极-集电极电压 V_{BC} 低于0V。经由-700V DC偏置904(实线)和以-700V附近为中心的AC信号908(虚线)示出了这种情况。可以看出,利用这样的偏置,DC904和AC908分量之和不能够获得正的净电压,从而在希望反向偏置时不能对结进行正向偏置。由于DC偏置904大到足以防止 V_{BC} 变为正的,所以基极-集电极结保持反向偏置,BJT622保持在关断状态。反向偏压904的幅值显著大于AC电流908的幅度,因此能够确保BJT622不会陷入导通状态或部分导通状态。

[0065] 可以通过确保 V_{BC} 的幅值保持显著大于0V,实现更多优点。例如,在图9所示的曲线图中,DC偏置904为-700V,AC信号908具有大约400V的峰到峰幅度。于是, V_{BC} 绝不会升高到-500V以上。基极-集电极结上的这种显著反向偏置确保了结耗尽了全部或几乎全部自由载流子(确保DC泄漏电流低),并且耗尽区很宽(确保低AC泄漏电流,因为宽结充当低电容电容器)。

[0066] 图10示出了包括导通状态中的BJT开关,连同通过可变电抗元件的电流通路的图7可变电抗元件实施例。实线箭头代表DC电流。虚线箭头代表AC电流。向基极-发射极结施加

正电流或偏压,使得 V_{BE} 和 I_{BE} 为正。换言之,基极端子651处在比发射极端子652更高的电势。这样对基极-发射极结进行正向偏置,允许DC电流1002流经基极-发射极。于是,偏置电路632从基极端子651向发射极端子652传递DC电流1002。DC基极-发射极电流1002可以从集电极端子650流向基极端子651的AC电流1004的小部分(例如,不大于5%)。这种小的DC电流1002向基极中注入电子,然后可以将它们扫略到基极-集电极结中,以补充在基极-集电极结中已经复合的那些电子。通过这种方式,DC基极-发射极电流1002将基极-集电极结维持在低电阻状态,从而允许AC电流1004从集电极端子650以极低损耗到达基极端子651。在实施例中,导通状态中的正向偏置 V_{BE} 小于关断状态中的反向偏置 V_{BE} 。

[0067] 在导通状态中,基极-集电极电压实质上为零,小的DC电流(未示出)可以因为偏置电路632的原因从集电极流向基极,但这个电流对这种状态中的BJT622的工作没有影响。这样一来,在导通状态中基极-集电极电压或偏压是任选的。

[0068] 一旦AC电流1004通过电容器612、集电极端子650、集电极、基极-集电极结和基极,它能够选择离开基极端子651并通过电容器660,去往端子640或继续通过基极-发射极结并经由发射极端子652离开(假设偏置电路632具有通往端子640的电流通路)。电容器660对于AC电流1004而言,代表比通过基极-发射极结的路径更小的阻抗。于是,AC电流1004中的大部分都通过电容器660并避开基极-发射极结。在图12中以及下文的相关论述中给出了进一步解释AC电流1004为何倾向于避开基极-发射极结的BJT622经验模型。

[0069] 在图10的论述中,参考开关602描述的相同部件和功能也适用于一个或多个其他开关606。

[0070] 图12示出了工作于导通状态中的n-p-n BJT的经验推导模型。模型1200预测,从集电极端子1232传递到基极端子1234的AC电流1244将遇到电阻1262(R_1)。从集电极端子1232传递到发射极端子1236的AC电流将遇到电阻1262(R_1)和1266(R_2)。

[0071] 传统上,操作饱和(传统的“导通状态”)的n-p-n BJT,从而通过允许或防止电流从集电极端子流向发射极端子,从基极端子到发射极端子的电流控制BJT的开/关断状态。相反,在本公开中,从基极端子1234到发射极端子1236的电流通过允许或禁止电流从集电极端子1232通往基极端子1234来控制BJT1200的开/关断状态。此外,可以通过在集电极端子1232和基极端子1234之间传递AC电流来显著减小与AC电流通过集电极端子1232和发射极端子1236之间相关联的损耗。对于从集电极端子1232通往发射极端子1236的AC电流,由于电阻1262(R_1)和1266(R_2)两者的原因,有损耗。对于从集电极端子1232到基极端子1234的AC电流1244,仅有由于电阻1262(R_1)导致的损耗。于是,可以通过从集电极端子1232向基极端子1234传递AC电流1244来显著减小损耗。

[0072] 再次参考图7的实施例,对于电容器660有一个优选的电容,其将通过使用低阻抗电容器660使AC电流1244的损耗最小化。在发射极652直接连接到第二端子640,从而电容器660实际将基极端子651连接到发射极端子652的配置中,这尤其是真实的情况。在这种情况下,一般认为是有效旁路电容的可能协同寄生引线电感1264和1268一起(参见图12)生成谐振电路,能够显著增大损耗。为了避免这种情况,并确保电流1244优选从集电极端子1232流向基极端子1234,电容器660可以很大,例如值大约为100nF,以工作在13.56MHz。

[0073] 图13示出了工作于本公开所述的关断状态中的n-p-n BJT的截面。在关断状态中,基极-集电极结1330和基极-发射极结1332被反向偏置。因此,两个耗尽区(未按比例绘制)

都比它们未偏置时或被正向偏置时更宽(与图14中的耗尽区宽度相比,也未按比例绘制)。关断状态中的大耗尽区防止DC电流1322和AC电流1320通过结1330、1332。耗尽区基本上没有自由载流子,从而对DC电流1322而言不导电。可以将耗尽区建模为低电容的电容器(掺杂区域中自由载流子形成的两个导体之间的间隙宽),从而向AC电流1320带来高阻抗。

[0074] 图14示出了工作于导通状态中的n-p-n BJT的截面。在导通状态中,基极-集电极结1430基本未偏置(可以施加反向偏置,但与AC电流1420相比,反向DC偏置对结1430有着可以忽略的影响)。从AC角度来讲,现有技术教导的是,结1430应当对AC电流1420整流。不过,基极-集电极耗尽区之内的载流子寿命足够长,使得结1430两端的电压的交变极性不会在结1430被反向偏置的半周期期间耗尽载流子的耗尽区。于是,没有整流,AC电流1420以低损耗通过集电极端子1402和基极端子1404之间。

[0075] 利用DC电流1422将基极-发射极结1432在导通状态中进行正向偏置,比反向偏置或未偏置时具有更小的耗尽区。

[0076] 在实施例中,通过集电极端子1402的集电极电流具有第一幅度的AC分量。集电极电流是通过集电极端子1402的电流,是AC和DC分量之和。基极电流通过基极端子1404并具有第二幅度的AC分量。基极电流是通过基极端子1404的电流,是AC和DC分量之和。发射极电流通过发射极端子1406并具有第三幅度的AC分量。发射极电流是通过发射极端子1406的电流,是AC和DC分量之和。第二幅度可以大于第三幅度。第二幅度可以大于基极电流DC分量的幅值。第二幅度可以是第三幅度的至少五倍。第二幅度可以是基极电流DC分量幅值的至少五倍。

[0077] 在关断状态的实施例中(图13),在基极和发射极端子1304、1306处在等效电势,例如地电势时,集电极端子1302和基极端子1304之间的击穿电压至少为1000V。

[0078] 图15示出了偏置电路632的实施例。开关1508通过选择对基极-发射极结进行正向或反向偏置来选择BJT622处于开还是关断状态。可以利用两个MOSFET器件来实现开关1508,但有很多其他可能性。信号线1510控制开关1508的状态。

[0079] 在实施例中,开关1508连接到12V电源线1512,和-1.2V电源线1514。在开关连接到12V电源线1512时,通过330nH的电感器1504和3.5 Ω 电阻器1506使基极-发射极结反向偏置。在开关1508连接到-1.2V电源线1514时,通过330nH的电感器1504和3.5 Ω 电阻器1506使基极-发射极结正向偏置。集电极端子650通过2M Ω 电阻器1502连接到第三700V偏置电源线1516。利用这些值,BJT622能够实现大约0.3 Ω 的导通状态电阻,基极-发射极电流大约为0.1A。在关断状态中,这种配置实现大约110K Ω 的分流电阻。有一个电流阈值,高于该阈值,BJT622不能被关闭,从而不能被控制。对于图15中所示的实施例,这个阈值是大约3A RMS。应当理解,这些值仅仅是示范性的,其他组合也是可能的。

[0080] 与图7中所示的实施例不同,这里将基极端子651连接到地640。在BJT622处于导通状态时,AC电流通过集电极端子650,通过集电极,到达基极,离开基极端子651,到达地640。于是,本实施例典型地比图7中的实施例具有更低的损耗,因为AC电流在去往地640途中无需通过电容器。

[0081] 如本文公开的,与BJT的新颖使用相关联的一个挑战是,典型匹配网络中开关两端的电压降超过BJT可能能够应对的值。因此,可以实现新颖的匹配网络拓扑,以便降低BJT两端的电压降。

[0082] 图16示出了现有技术中已知的匹配网络。经典L-匹配网络1602包括可变并联电抗元件1604和可变串联电抗元件,后者包括串联连接的固定电抗元件1606和可变电容器1608。在可变并联电抗元件1604和可变串联电抗元件之间是经典L-匹配网络1602的输入。在可变串联电抗元件和等离子体负载106之间是经典L-匹配网络1602的输出。不过,在很多应用中,可变串联电抗元件上的电压降高于开关可变电抗元件利用这里公开的BJT开关能够处理的电压降。于是,这种拓扑可能不会与这里公开的BJT新用途兼容。

[0083] 图11示出了匹配网络的实施例,包括连接于可变阻抗匹配部分1108和等离子体负载106之间的固定阻抗匹配部分1110。可变阻抗匹配部分1108能够包括至少一个可变电抗元件1112。可以利用任意数量的固定电抗元件,例如固定电感器1116、任选的固定电感器1130、传输线108和固定电容器1118布置至少一个可变电抗元件1112。也可以利用任意数量的固定集总式和分布式元件和电路布置至少一个可变电抗元件1112。图示的可变阻抗匹配部分1108包括两个可变电抗元件1112、1113。固定阻抗匹配部分1110被示为与可变电抗元件1112、1113级联。固定阻抗匹配部分1110还被示为与等离子体负载106级联。在实施例中,固定阻抗匹配部分1110可以仅仅被配置成与等离子体负载106级联,因为匹配网络104典型地是与等离子体负载106独立的设备。

[0084] 固定阻抗匹配部分1110可以包括至少两个梯形网络配置(或串联-并联网络)中的电抗部件。这两个电抗部件之一可以包括旁路元件1120,但这个电抗部件也可以包括超过一个旁路元件1120。旁路元件1120被图示为电容器,但可以是任何电抗和/或无损元件(仅举几个例子,例如电感器、耦合电感器电容器、传输线、变压器)。其他电抗部件可以包括串联元件1122,图示为与高压通路1124串联的电感器。在其他实施例中,超过一个电抗和/或无损元件可以与高压通路1124串联连接以形成串联元件1122。电感元件1122可以是分立器件,或者仅仅代表高压通路1124的电感。

[0085] 尽管旁路元件1120是“固定”阻抗-匹配部分1110的部分,但本领域的技术人员将认识到,旁路元件1120能够包括具有小可变电容(例如1%)的电容性或电感性器件。固定阻抗匹配部分1110的至少两个电抗部件可以充当一端口或多端口网络。固定阻抗匹配部分1110还可以包括一个或多个任选的电抗部件,例如任选的电感器1132。

[0086] 与经典可变串联电抗元件(例如,图16中的1606和1608的串联组合)两端的峰值电压相比,固定阻抗匹配部分1110将可变电抗元件1112两端的峰值电压减小两倍或更多倍。在固定阻抗匹配部分1110和经典可变串联电抗元件都看到相同范围的负载阻抗,产生相同的输入阻抗并都被配置成向等离子体负载106输送等效功率时,可以测量这样的电压降低。经典可变串联电抗元件的范例在图16中示出,包括串联的固定电抗元件1606和可变电容器1608的组合。

[0087] 图示实施例中的可变电抗元件1112和1113以地为参照,如图6、图7或图15中详示或如本文描述那样被构造。电感器1116和任选的电感器1130可以是分立的具有充分高特性阻抗的电感器或传输线结构。尽管可变电抗元件1112、1113被图示为以地为参照,但它们也可以是浮置的。

[0088] 在实施例中,固定阻抗匹配部分1110具有包括至少两个固定值电抗部件的结构,从而不能为了确定如何将任意负载阻抗转换成固定阻抗匹配部分1110的输入阻抗而将至少两个固定值电抗元件简化成单个电抗。换言之,不能通过仅包括一个电抗元件的简化等

效电路对固定阻抗匹配部分1110建模。

[0089] 在实施例中,第一组电抗器件,例如图6或图7中的612与诸如图6或图7中可变电抗元件1112或1113内部的602的开关串联,具有相同的电抗,第二组电抗器件具有不同的电抗。例如,第一组电抗器件可以具有等于50pF的电容,而第二组电抗器件可以具有等于25、12、6和3pF的电容。在本范例和类似实施例中,可以使用第一组电抗器件对匹配网络做出大增量的变化,利用第二组电抗器件对匹配网络做出小增量的变化。

[0090] 在实施例中,电抗器件中的至少十个具有相同的电容。其他电抗器件可以具有一个或多个其他电抗值。在实施例中,电抗器件中的至少二十个具有相同电抗。在实施例中,电抗器件中的至少三十个具有相同的电抗。在实施例中,电抗器件中的至少五十个具有相同电抗。

[0091] 图19示出了固定阻抗匹配部分的实施例。固定阻抗匹配部分1902可以包括两个电抗部件1904、1906。第一电抗部件1904可以是串联元件。第二电抗部件1906可以是旁路部件。第一和第二电抗部件1904、1906均可以包括一个或多个电抗和/或无损元件。在图示的实施例中,配置第一和第二电抗部件1904、1906,使得串联元件1904最接近等离子体负载106。最接近等离子体负载106表示可以将发生器102、传输线108、匹配网络104、电连接110和等离子体负载106构成的网络组织成第一和第二子网络。第一子网络可以包括旁路元件1906和发生器102,第二子网络可以包括串联元件1904和负载106。在这样的配置中,串联元件1904最接近等离子体负载106。

[0092] 在实施例中,固定阻抗匹配部分1902还可以包括任选的额外电抗部件1908、1910。任选的额外电抗部件1908、1910能够包括任意数量的电抗和/或无损元件的组合和布置。

[0093] 图20示出了固定阻抗匹配部分的另一个实施例。固定阻抗匹配部分2002可以包括两个电抗部件2004、2006。第一电抗部件2004可以是串联元件。第二电抗部件2006可以是旁路部件。第一和第二电抗部件2004、2006均可以包括一个或多个电抗和/或无损元件。在图示的实施例中,配置第一和第二电抗部件2004、2006,使得旁路元件2006最接近等离子体负载106。最接近等离子体负载106表示可以将发生器102、传输线108、匹配网络104、电连接110和等离子体负载106构成的网络组织成第一和第二子网络。第一子网络可以包括串联元件2004和发生器102,第二子网络可以包括旁路元件2006和负载106。在这样的配置中,旁路元件2006最接近等离子体负载106。

[0094] 在实施例中,固定阻抗匹配部分2002还可以包括任选的额外电抗部件2008、2010。任选的额外电抗部件2008、2010能够包括任意数量的电抗和/或无损元件的组合和布置。

[0095] 图21示出了固定阻抗匹配部分的另一个实施例。固定阻抗匹配部分2102可以包括两个或更多不同达林顿部分2104、2106、2112的级联,如下文中所述:S. Darlington, "Synthesis of Reactance 4-Poles Which Produce Prescribed Insertion Loss Characteristics", J. Math. Phys., 1939年9月, pp. 257-353, 或者包括一个达林顿部分和一个变压器。串联元件1904或2004对应于A型达林顿部分2104,旁路元件1906或2006对应于B型达林顿部分2106。如现有技术所知,C型达林顿部分2112可以包括电容器和如图所示布置的电感器耦合对。可以由变压器替换两个达林顿部分2104、2106之一。

[0096] 可以在可变电抗元件1112和等离子体负载106之间级联地布置图19-21的全部三个固定阻抗匹配节1902、2002、2102。

[0097] 图22A、22B、22C和22D示出了固定阻抗匹配部分的四个额外非限制性实施例。尽管这些仅仅是固定阻抗匹配部分2202的很多布置的一些,但每个都包括第一串联电抗部件2204和第二旁路电抗部件2206,前者包括一个或多个电抗或无损元件,后者包括一个或多个电抗或无损元件。串联和旁路部件2204、2206包括电抗和/或无损元件的任意组合和布置。在一些实施例中,也可以使用任选的电抗部件2208、2210。任选的电抗部件2208、2210能够包括任意数量的电抗和/或无损元件的组合和布置。

[0098] 尽管在上述新颖开关配置中有效地实现了BJT,但它们在能够应对的AC电流幅度方面受限。如果AC幅度过大,那么BJT可能陷于没完没了的导通状态之中。另一方面,绝缘栅双极晶体管(IGBT)可以类似于上述BJT的新颖方式被操作,但能够在陷入导通状态之前处理更大的AC电流。

[0099] 图17示出了利用IGBT而非BJT将电抗元件切换进出可变电抗元件的匹配网络实施例。图示的实施例包括两个电抗元件1710、1720。电抗元件1710、1720被示为电容性器件(例如电容器),但能够包括任何电抗和/或无损器件(例如,任何电容性或电感性器件,或电容性和电感性器件的组合)。电抗元件1710、1720的每个都连接到第一端子1714,并有选择地耦合到第二端子1712。在耦合到第二端子1712时,电抗元件1710、1720加入到第一和第二端子1714和1712之间的总电抗。开关1702、1704控制电抗元件1710、1720和第二端子1712之间的连接。

[0100] 每个开关1702、1704都包括IGBT1706和偏置电路1708。IGBT1706包括以本公开稍早所述的BJT实施例相关的方式被操作的BJT。IGBT1706具有集电极、发射极和栅极。电抗元件1710连接到集电极。第二端子1712连接到发射极。偏置电路1708连接到栅极、发射极和集电极。在IGBT1706处于导通状态时,来自端子1714的电流通过电抗器件1710并通过IGBT1706的集电极,到达IGBT发射极,然后到达第二端子1712。

[0101] 偏置电路1708被配置成在开关1702的关断状态中从集电极向发射极施加正电压。可以经由例如与电阻器串联的电压源实现这个目的。偏置电路1708还被配置成在栅极和发射极之间施加电压。超过IGBT1706阈值电压的正电压导致IGBT1706处于导通状态,因此将电抗元件1710短接到第二端子1712。

[0102] 使用IGBT替代BJT的缺点是可能有更大损耗。AC电流通过IGBT中嵌入的BJT。在这种嵌入的BJT中,AC从集电极流到发射极,而不是如较早所述的BJT实施例中那样,从集电极流到基极。这样一来,AC能够从嵌入式BJT的两个结都看到损耗,从而IGBT可能比如这里公开所用的BJT导致更大损耗。

[0103] 图18示出了操作BJT的方法,其中AC电流主要在集电极端子和基极端子之间而非在集电极端子和发射极端子之间通过。方法1800包括对BJT的基极-发射极结进行正向偏置,操作1802。方法1800还包括在BJT的集电极端子和基极端子之间传导具有第一幅度的交变电流分量,操作1804。方法1800还包括在双极结型晶体管的集电极端子和发射极端子之间传导具有第二幅度的交变电流分量,其中这一第二幅度可以为零,小于第一幅度,操作1806。

[0104] 将这种方法与BJT的传统使用区分开的是,这里,第一幅度大于第二幅度(基极端子中电流的AC分量大于发射极端子中电流的AC分量)。换言之,交变电流主要从集电极向基极传递,离开基极端子而非从集电极到基极,到发射极,离开发射极端子。可以通过在BJT外

部为从集电极到基极的电流生成低阻抗通路,使这种唯一性操作部分成为可能,方式是将BJT的基极端子直接连接到可变电抗元件的第二端子,其中将BJT用作开关,或者在基极端子和第二端子之间利用高值电容器提供低阻抗。可以通过向从集电极向发射极流经BJT发射极的交变电流提供高阻抗,进一步改善性能。

[0105] 援引的所有结果都是利用硅器件获得的。不过,也可以使用利用GaAs、GaN、SiC或其他已知半导体材料的任何种类制造的器件。此外,也可以使用GaN HEMT器件替代双极型器件并制造有效的RF开关。

[0106] 总之,本发明提供了能够将双极型器件用作阻抗匹配网络中高度有效的开关的方法、系统和设备等。本领域的技术人员能够容易认识到,可以在本发明、其用法及其配置中做出众多变化和置换,以实现与本文描述的实施例实现的相同结果。因此,并非要将本发明限制到公开的示范性形式。很多变化、修改和替代构造都落在所公开发明的范围和精神中。

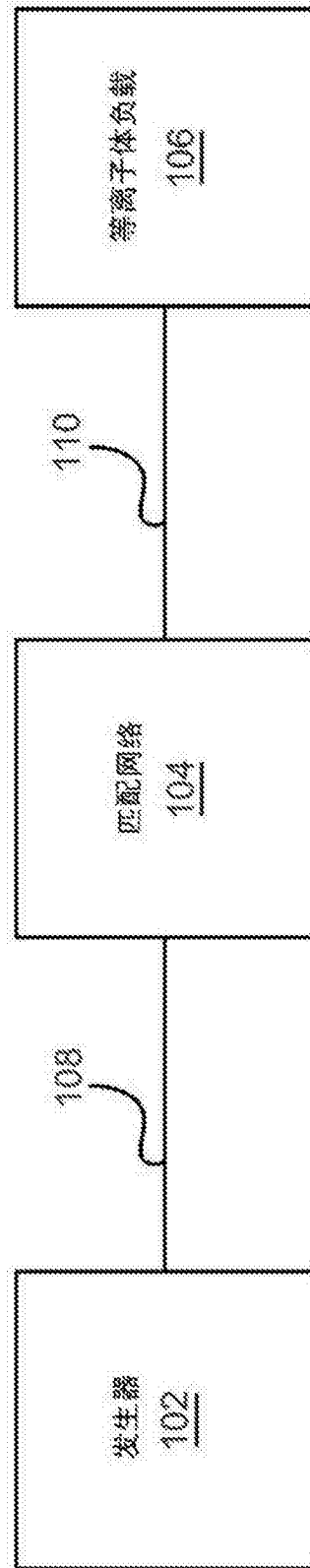


图1

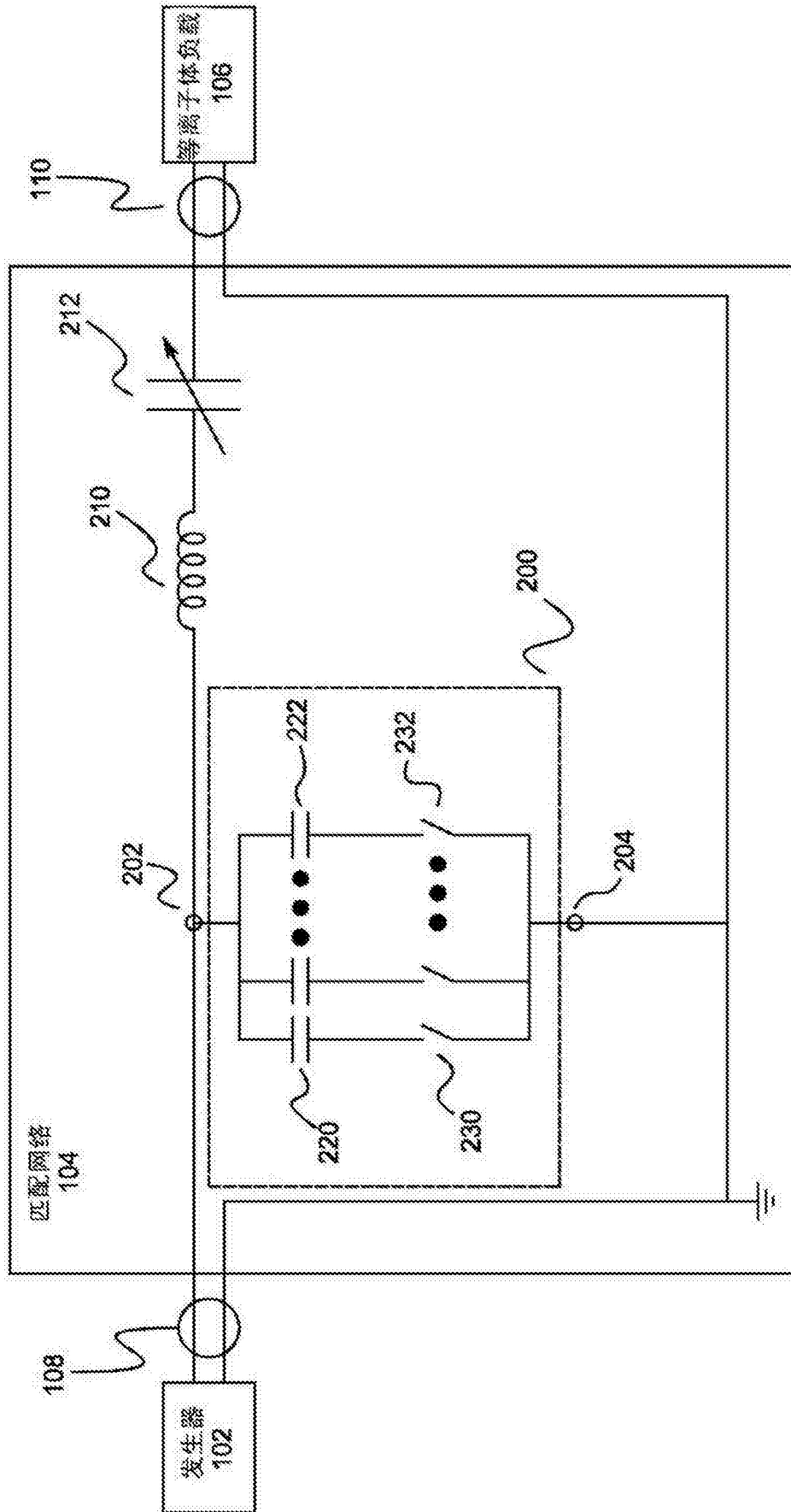


图2

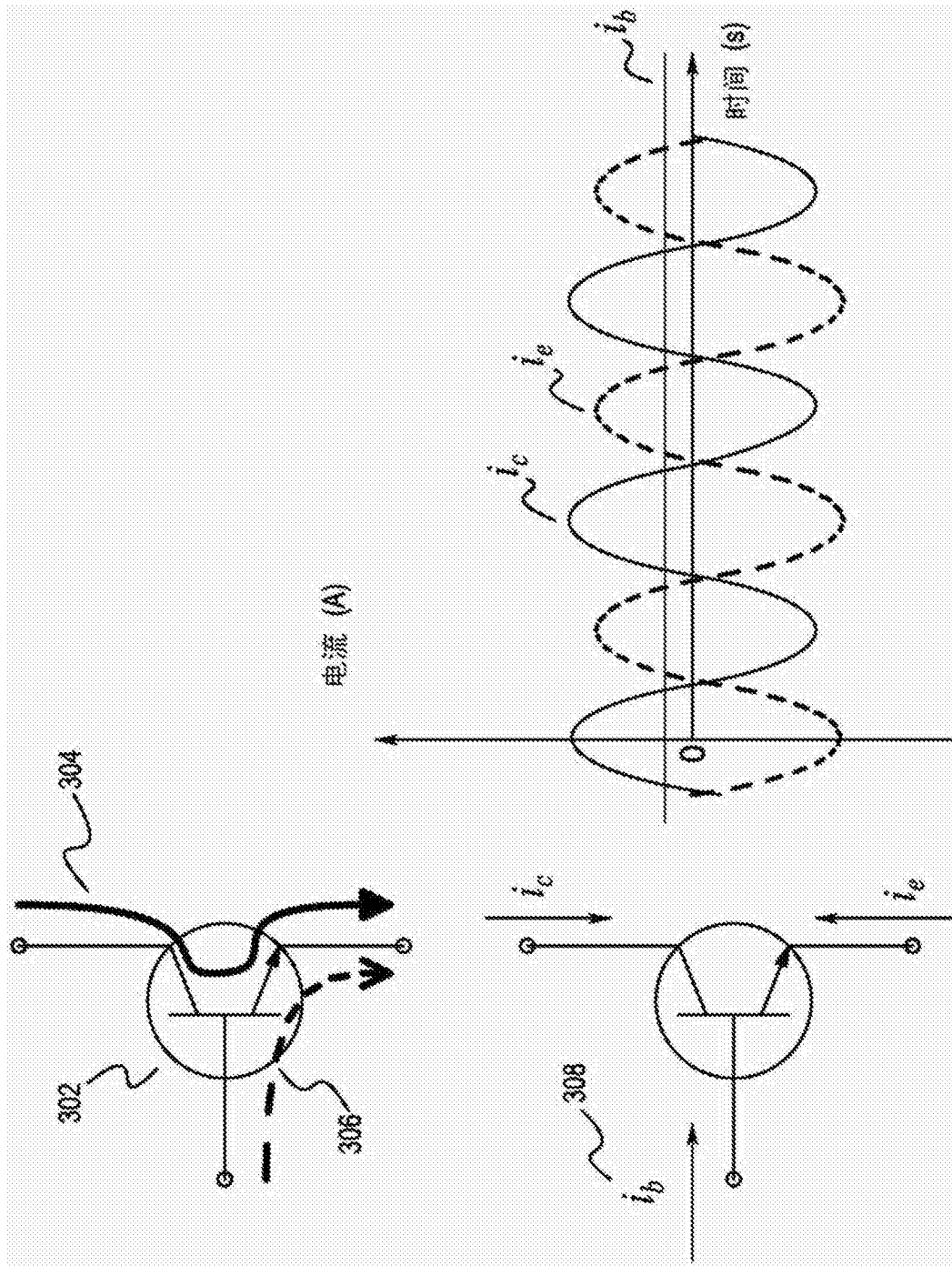


图3现有技术

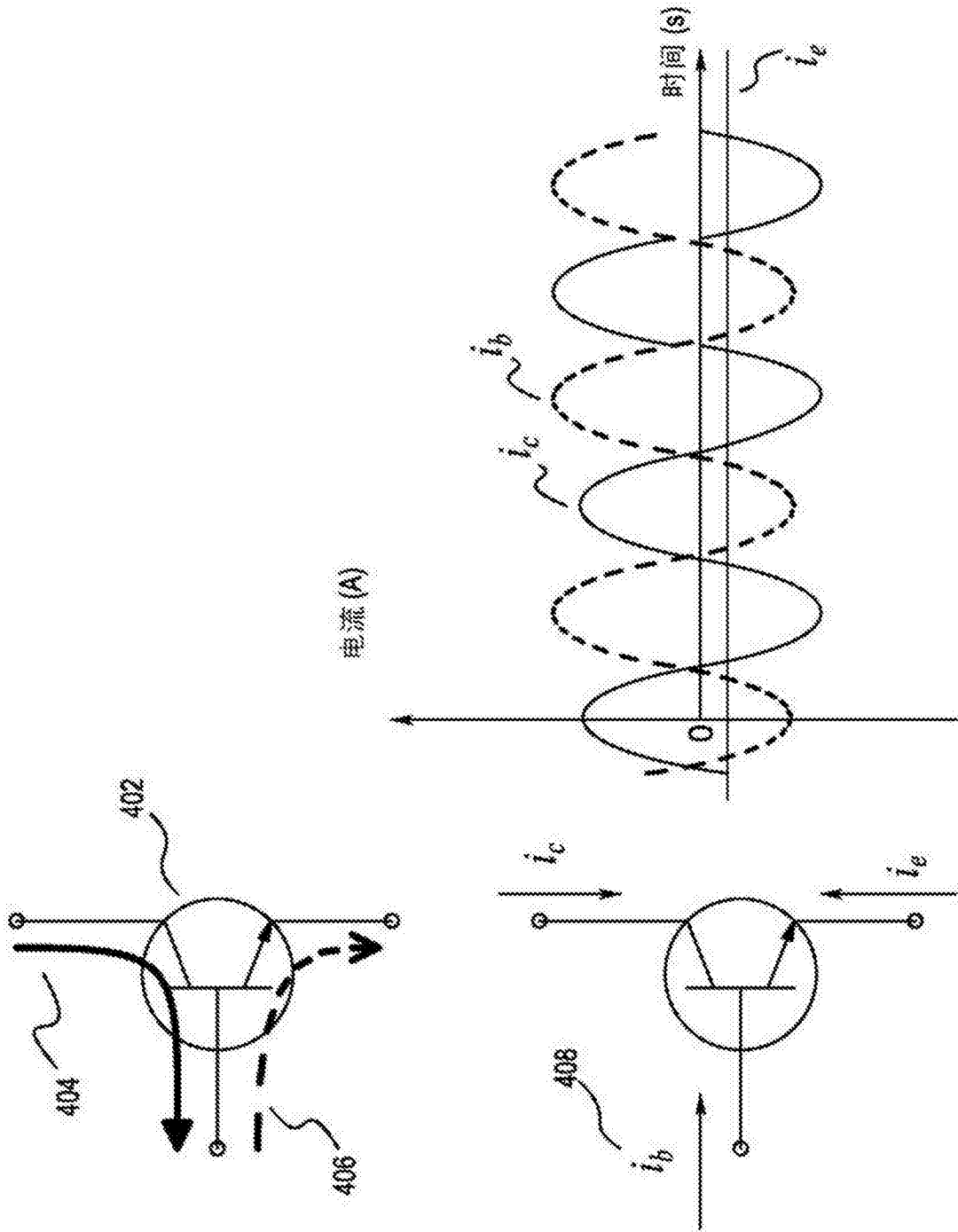


图4

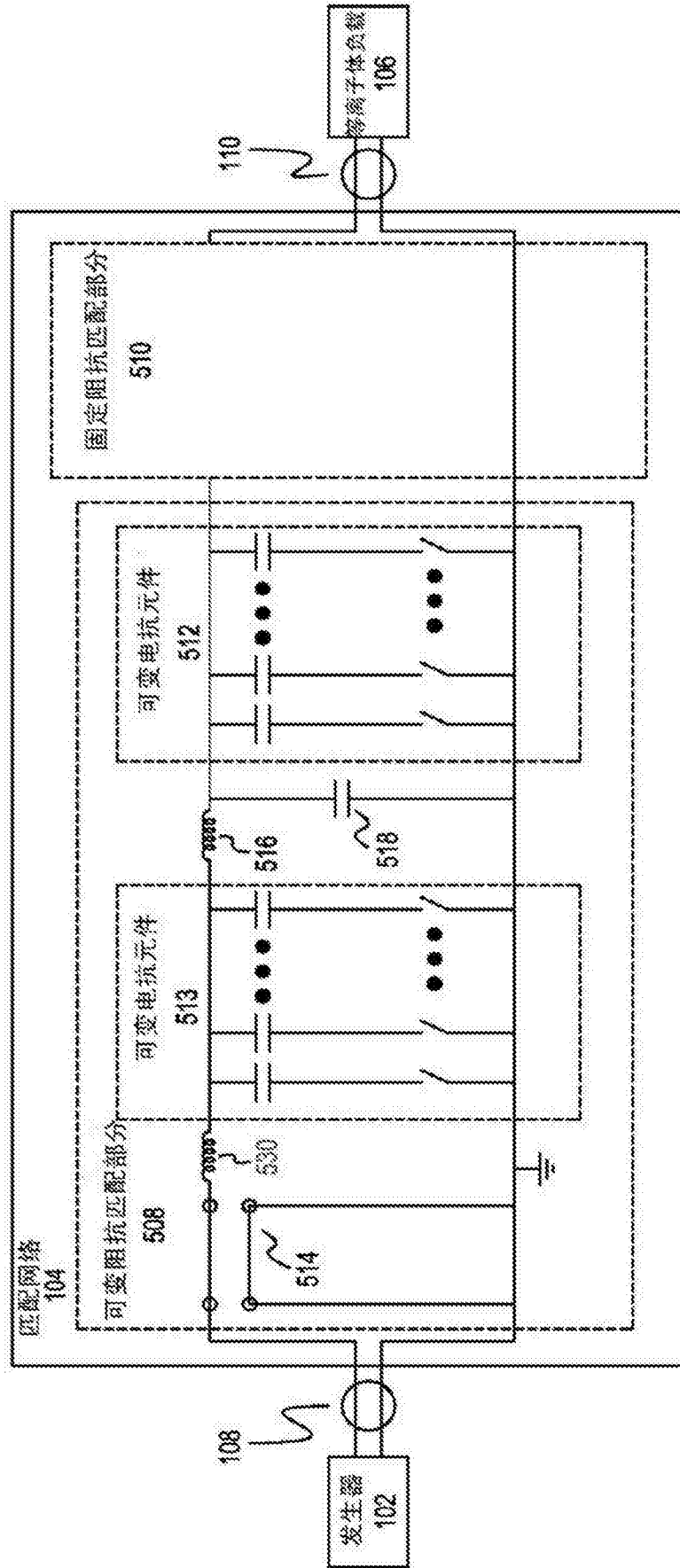


图5

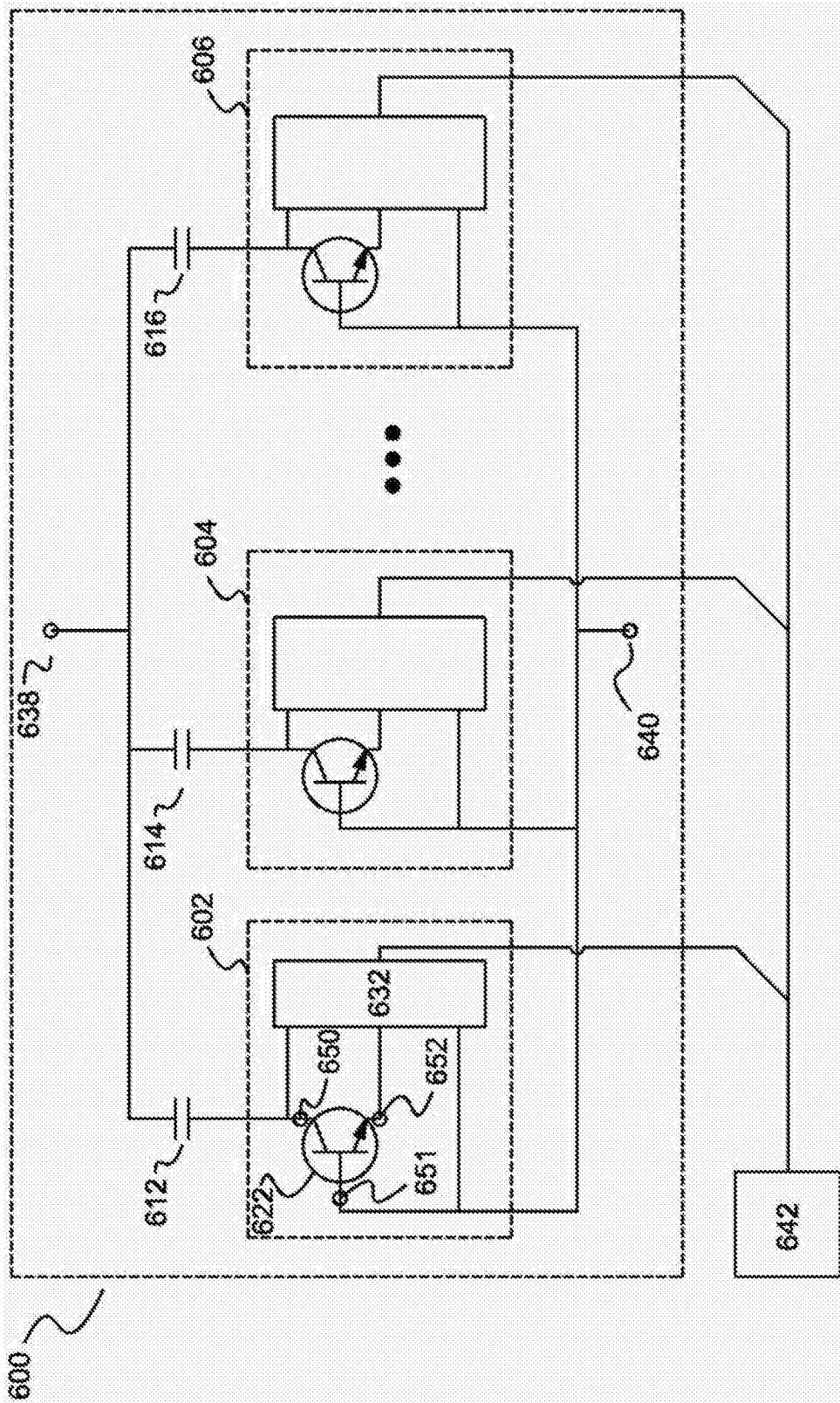


图6

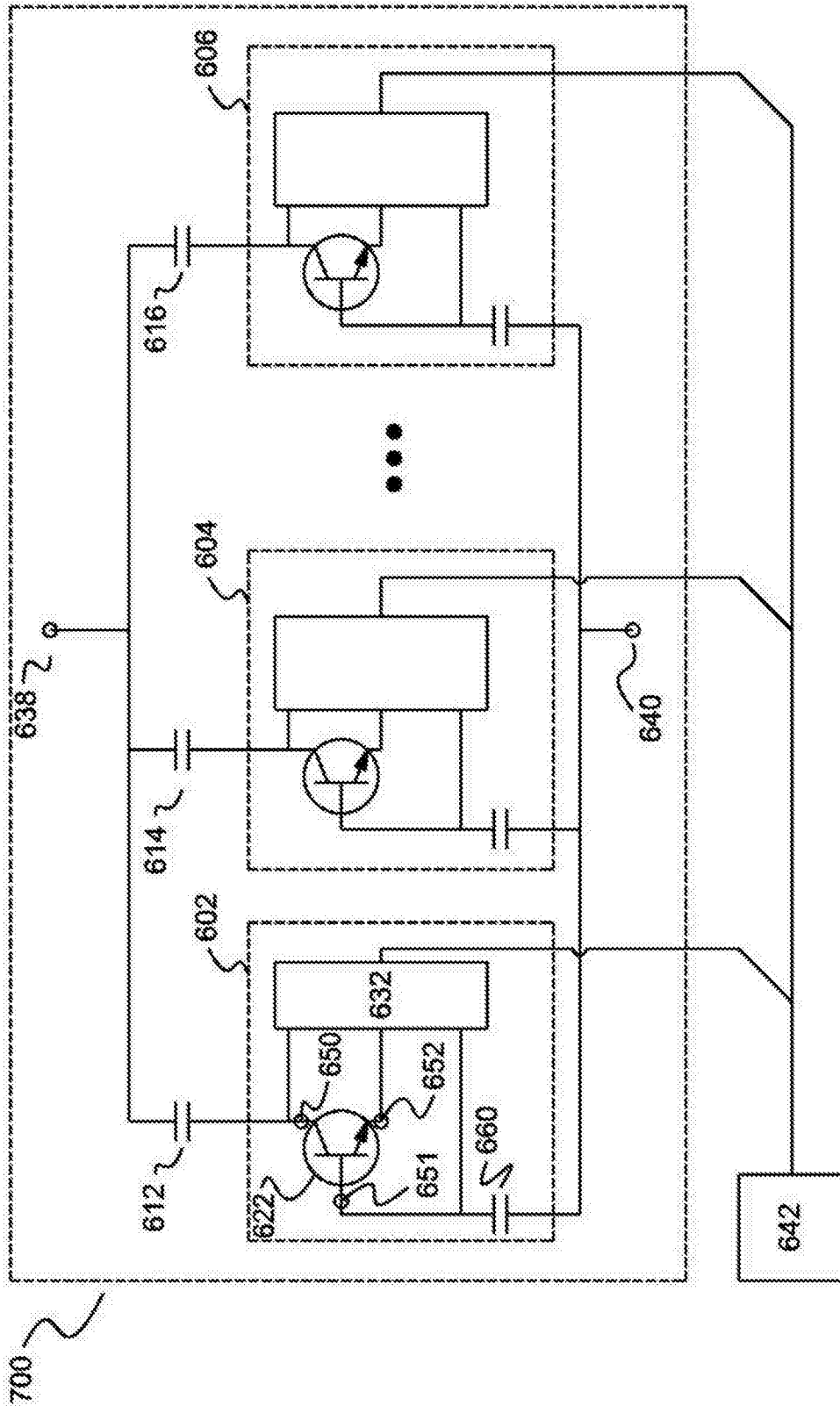


图7

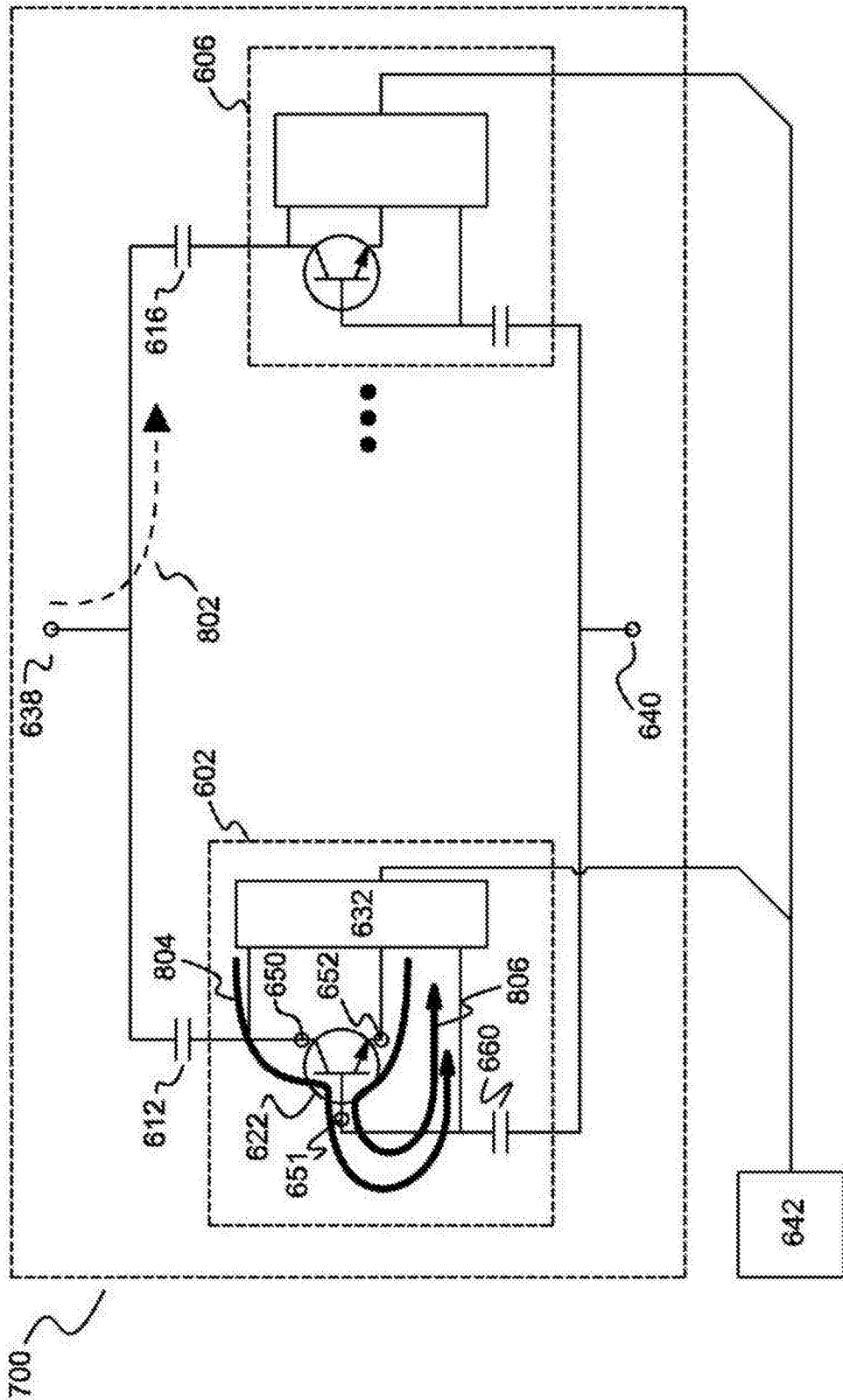


图8

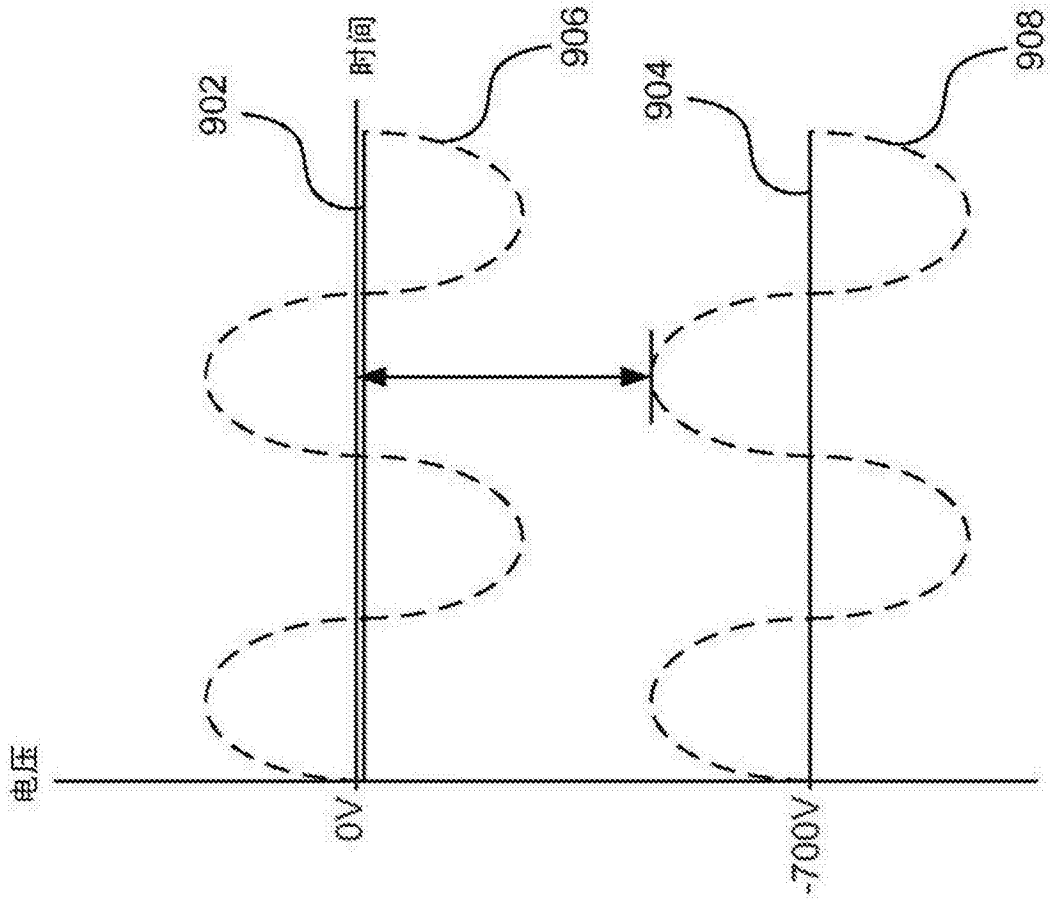


图9

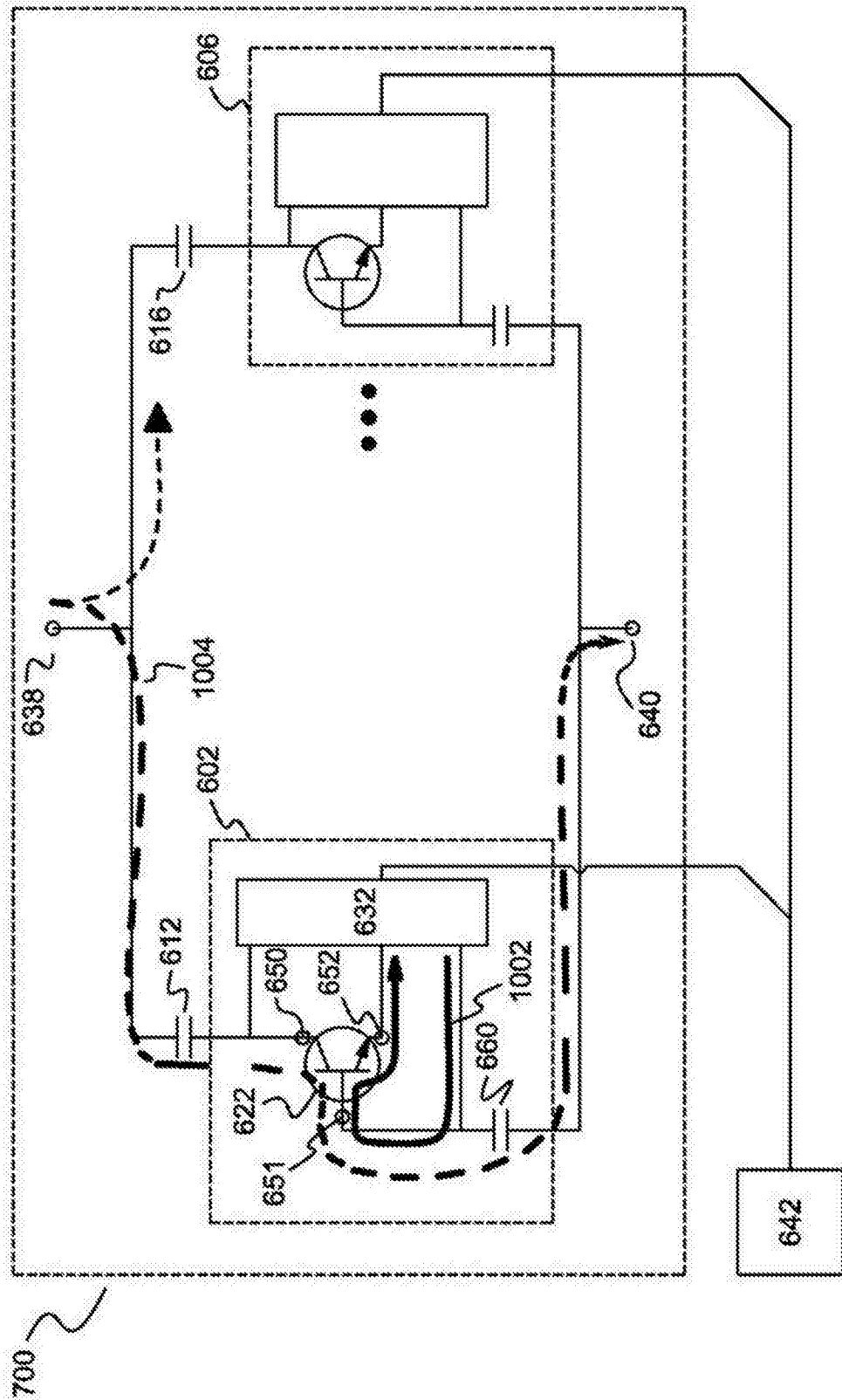


图10

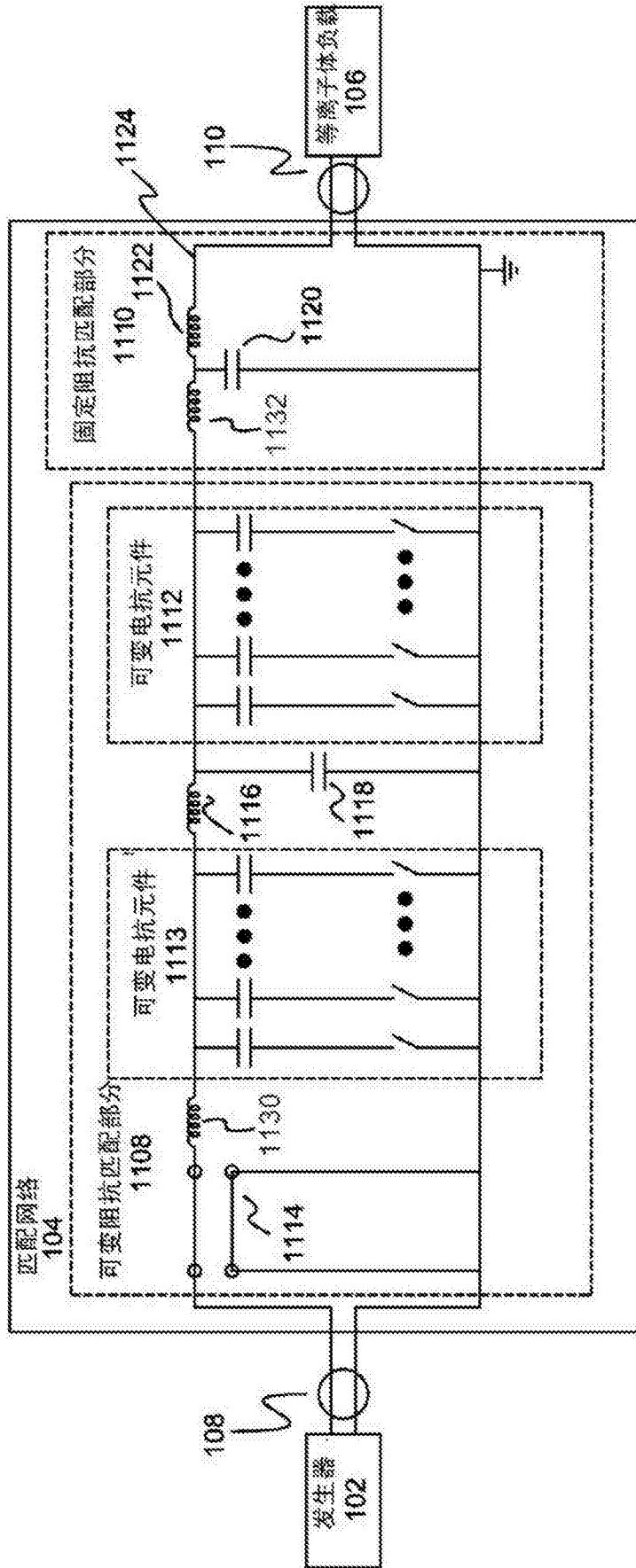


图11

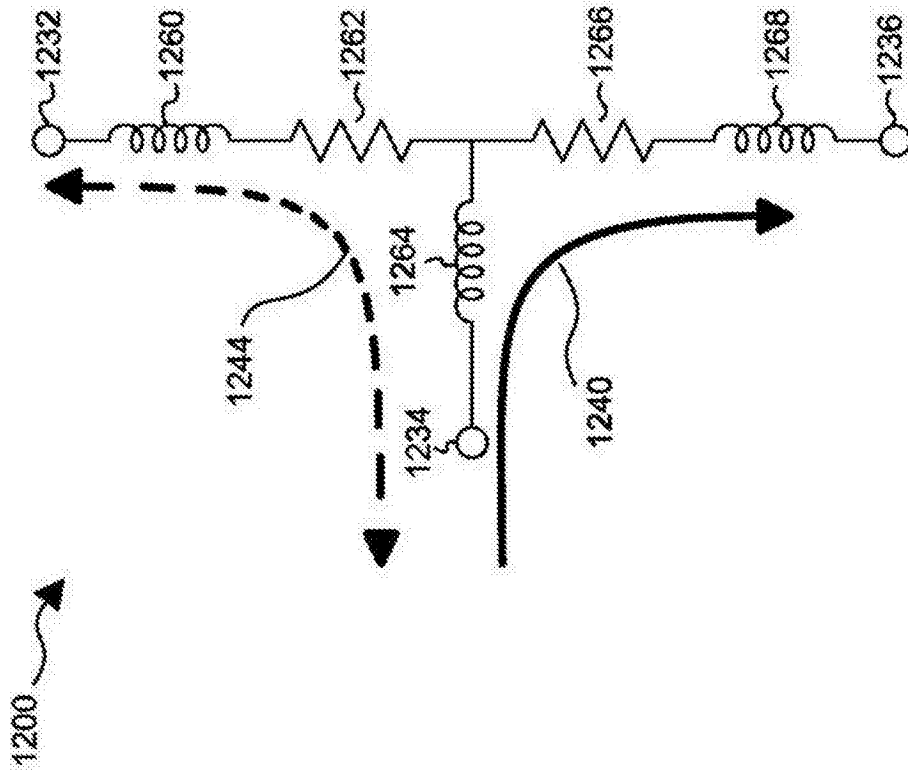


图12

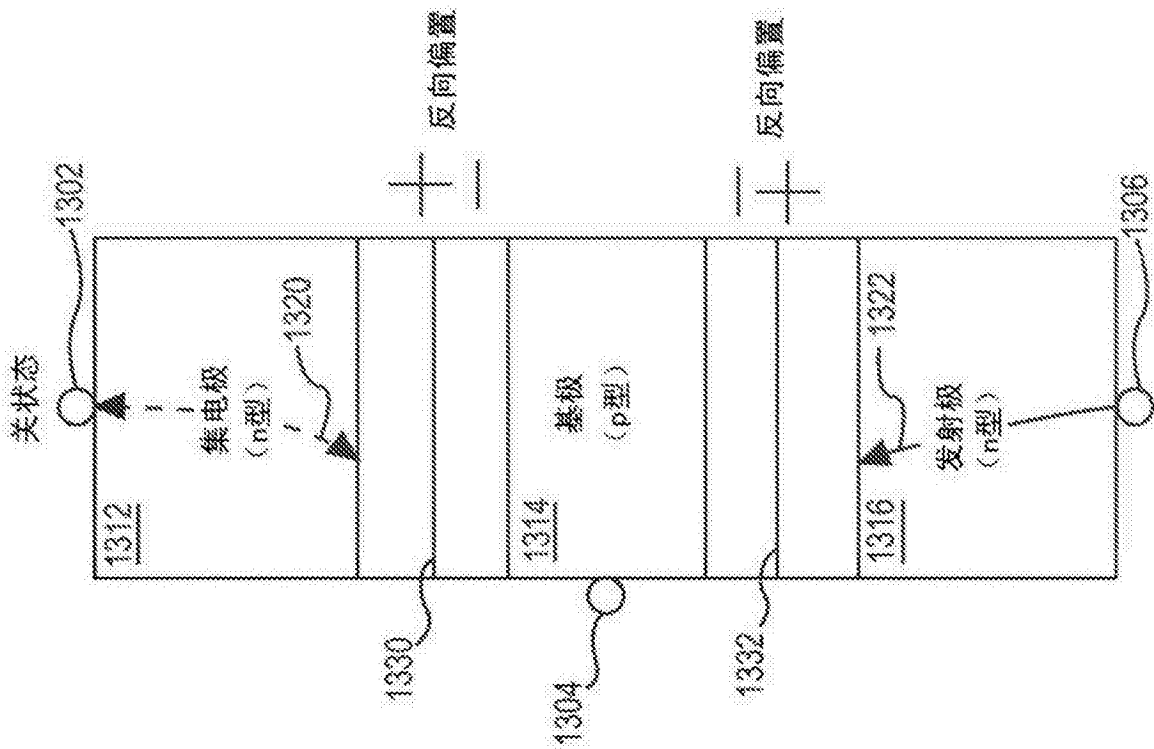


图13

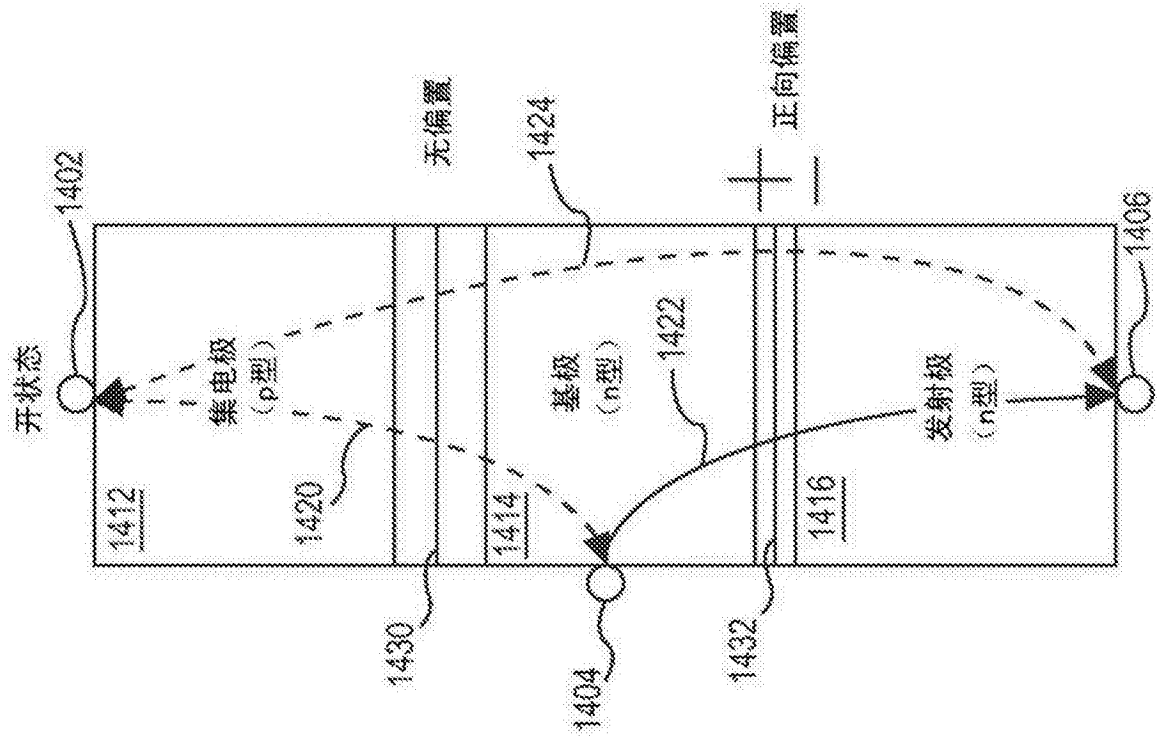


图14

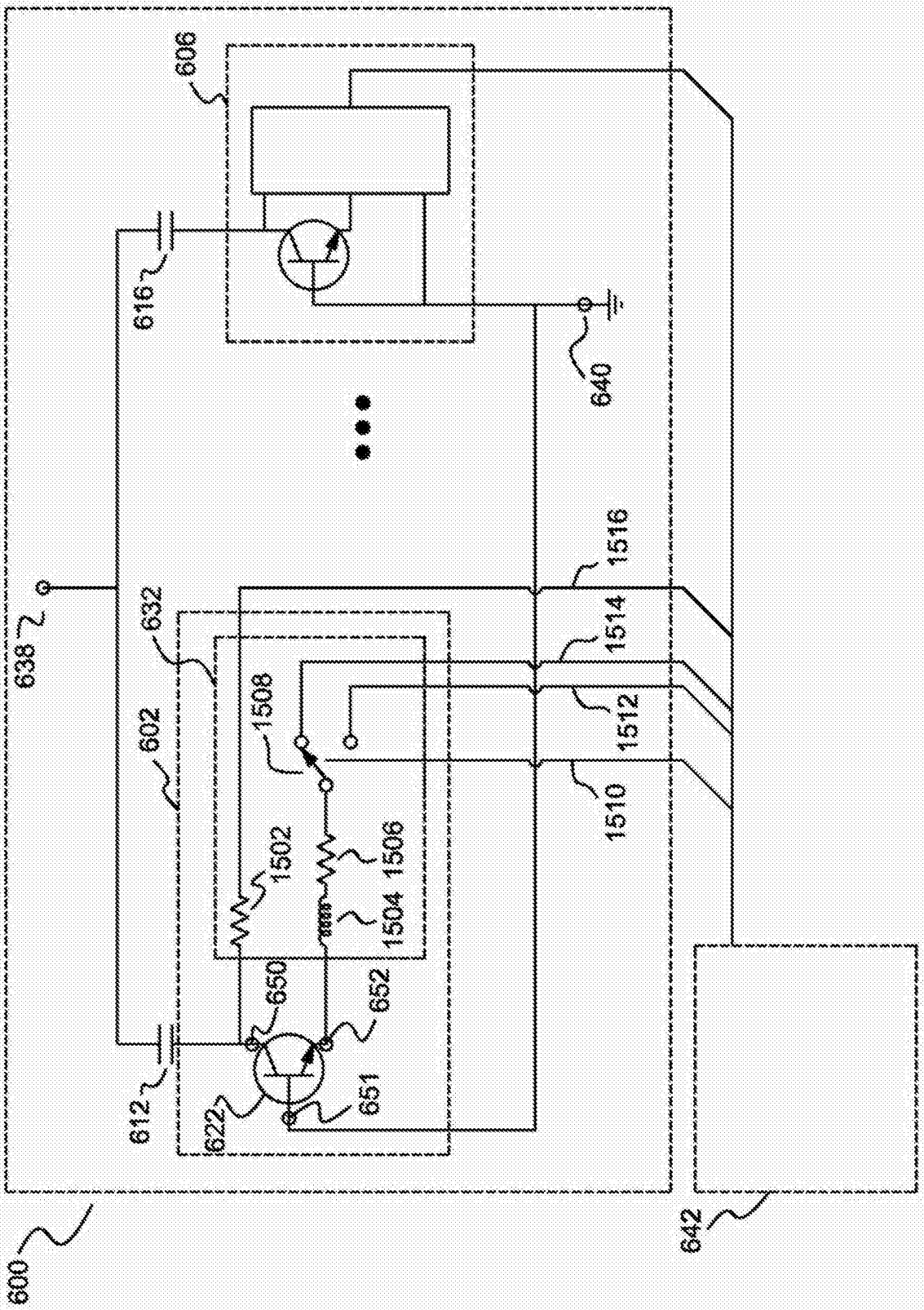


图15

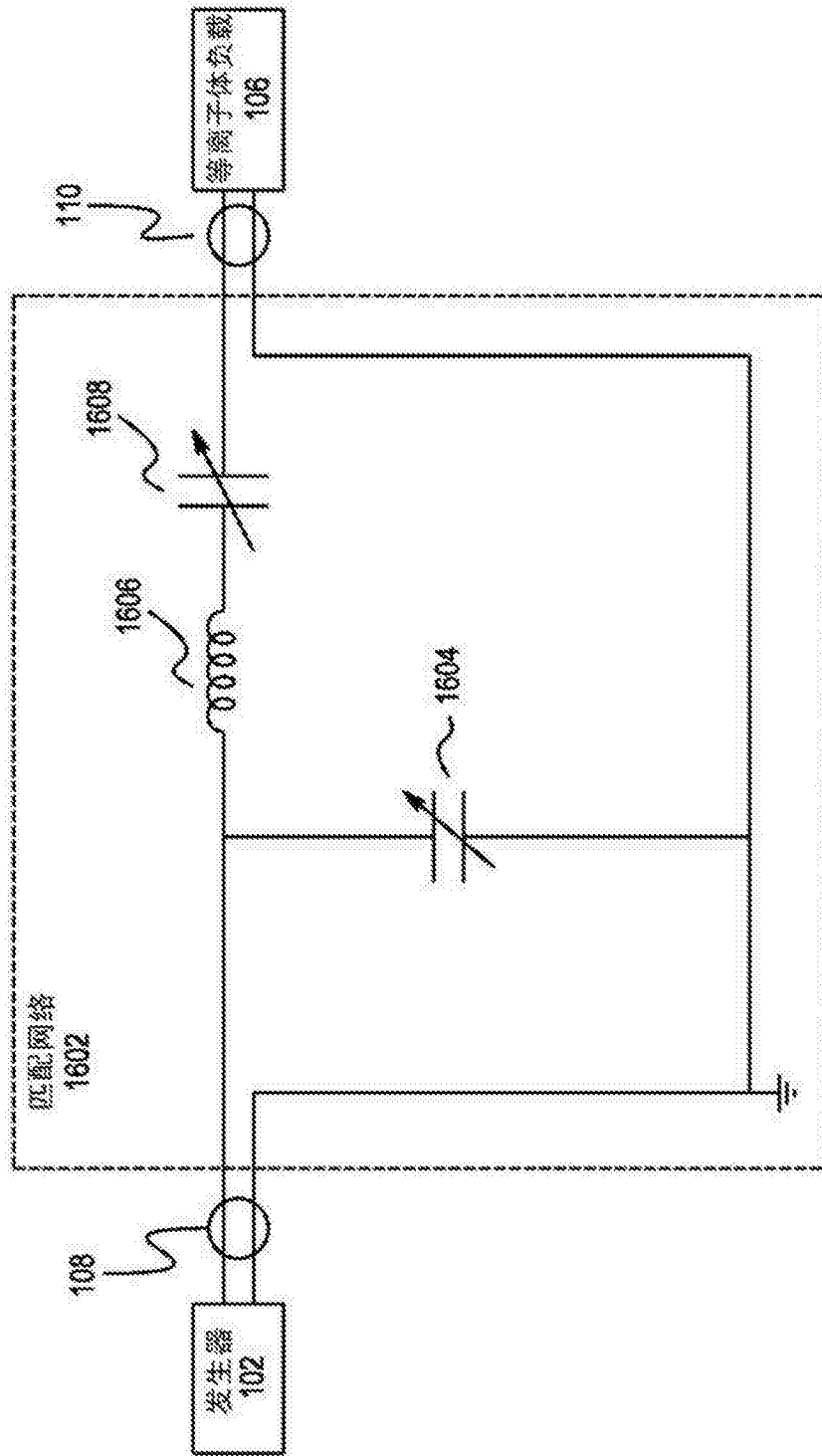


图16

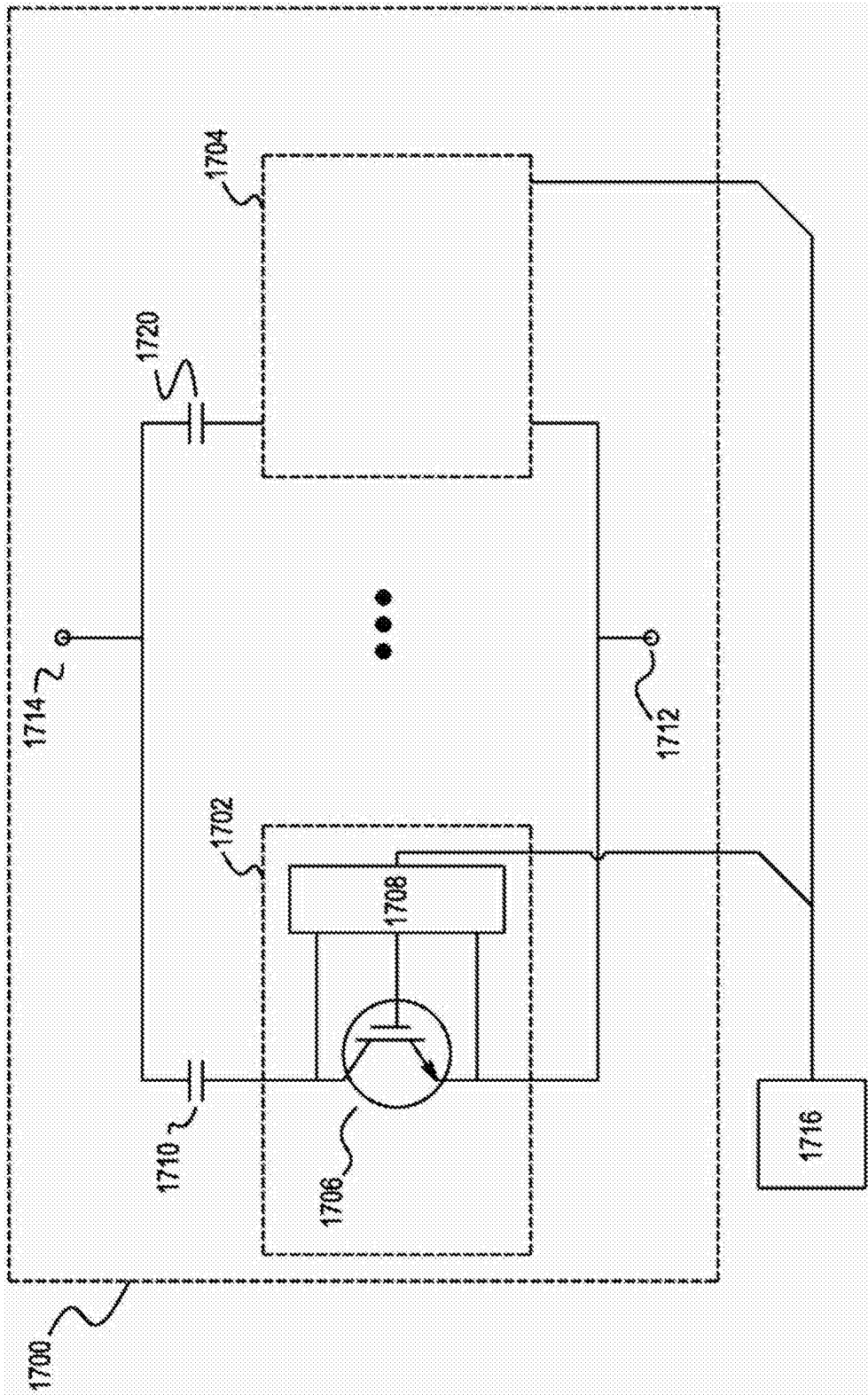


图17

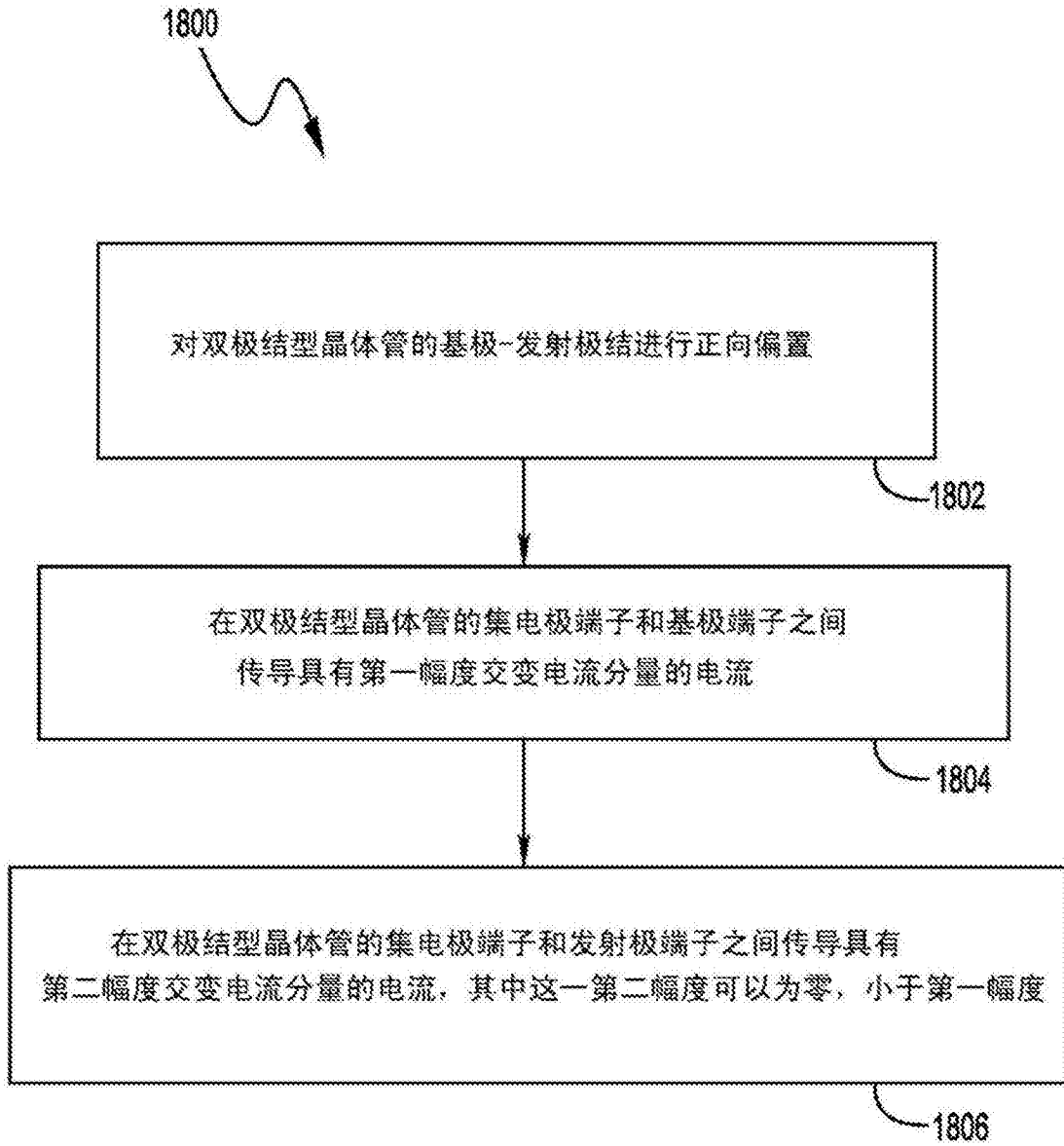


图18

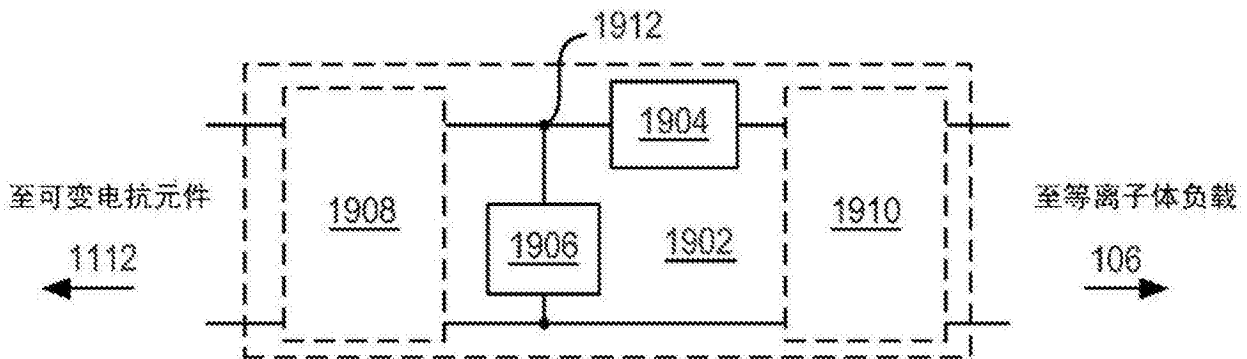


图19

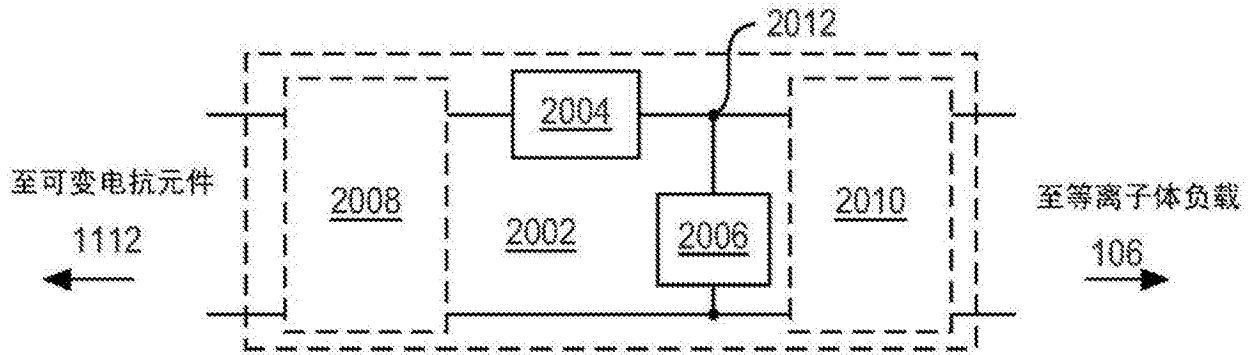


图20

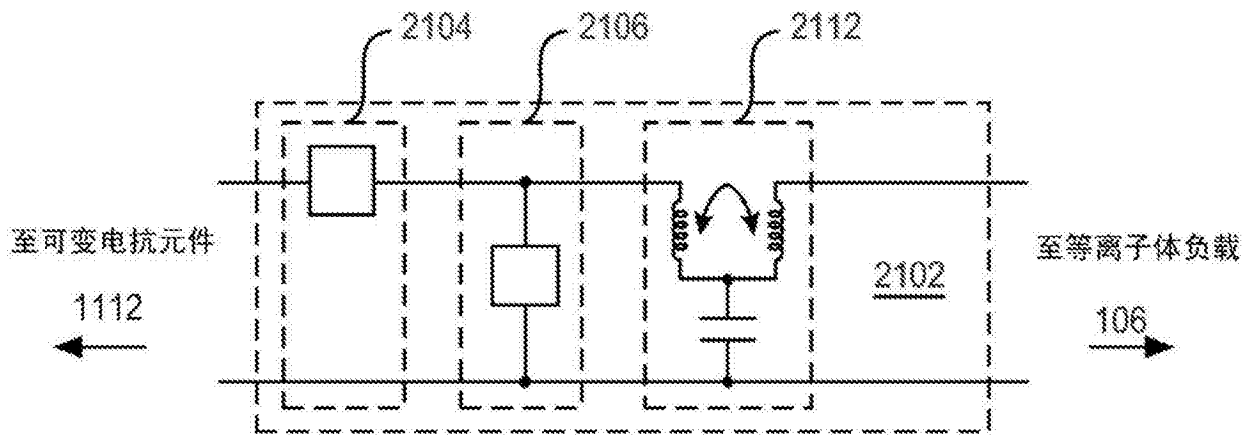


图21

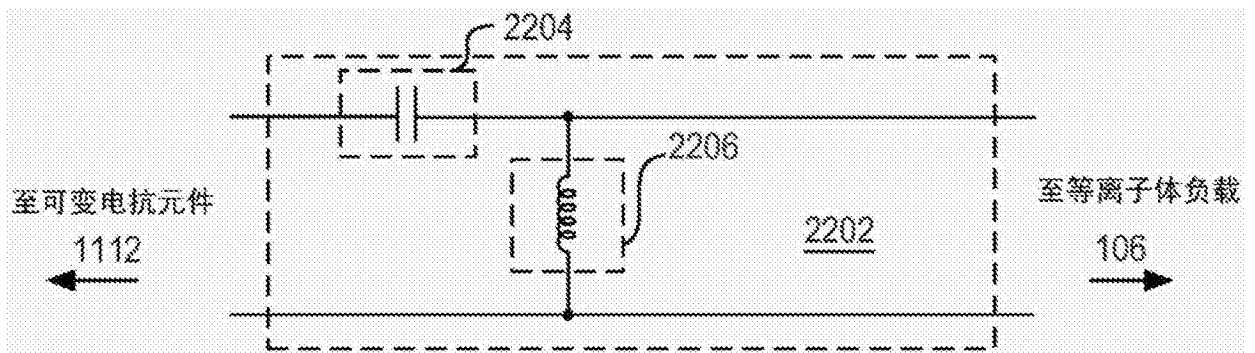


图22A

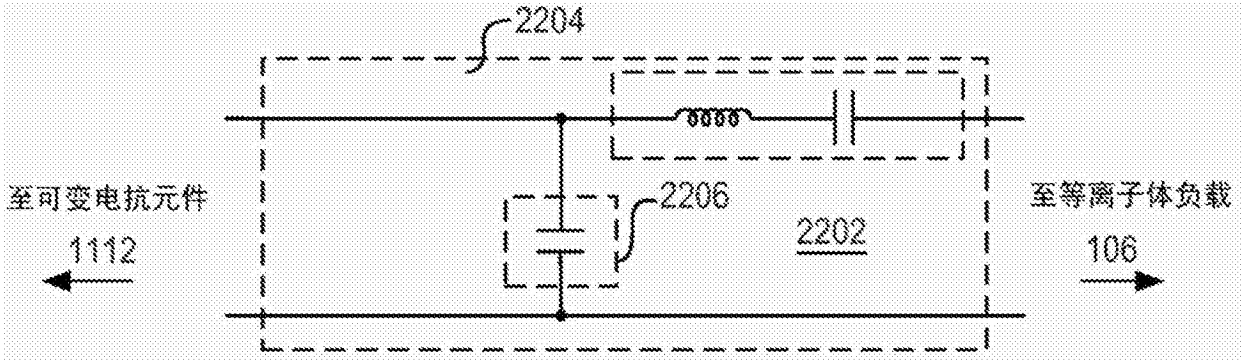


图22B

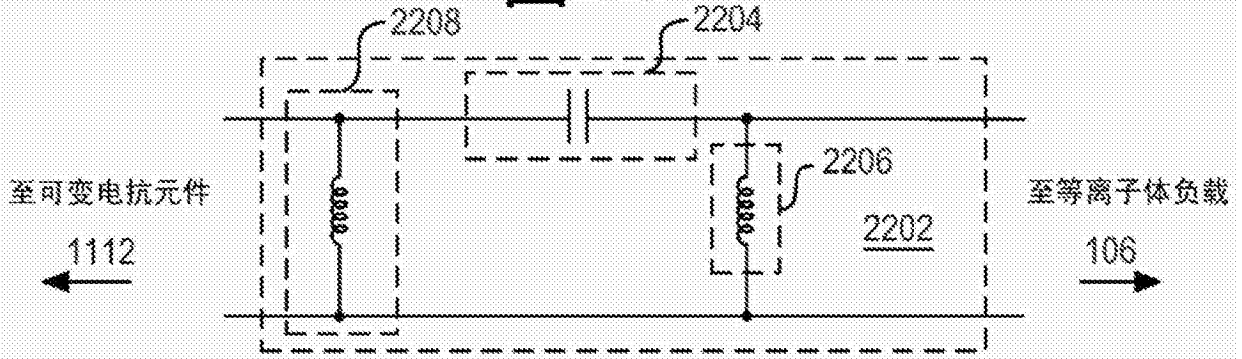


图22C

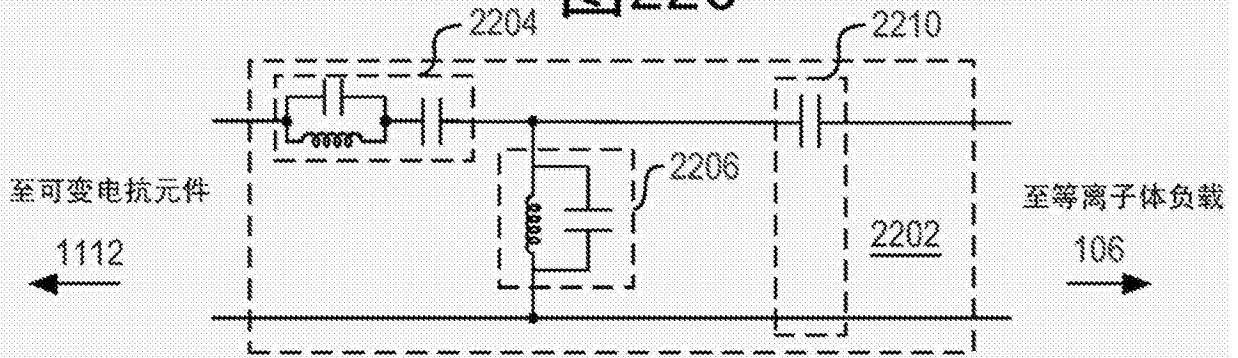


图22D