



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107112972 A

(43)申请公布日 2017.08.29

(21)申请号 201580069046.1

(74)专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

(22)申请日 2015.12.18

72002

(30)优先权数据

62/094,144 2014.12.19 US

代理人 陈松涛 王英

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2017.06.16

(51)Int.Cl.

H03H 7/38(2006.01)

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/US2015/066722 2015.12.18

(87)PCT国际申请的公布数据

W02016/100841 EN 2016.06.23

(71)申请人 麻省理工学院

地址 美国马萨诸塞州

(72)发明人 D·J·佩罗 A·S·朱尔科夫

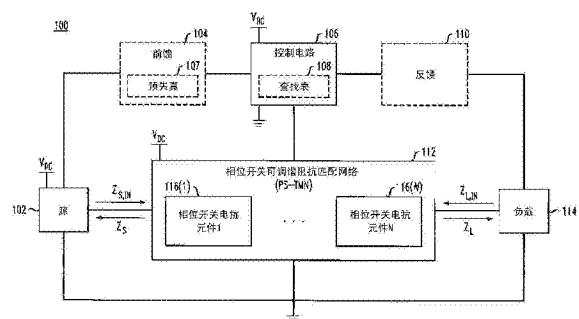
权利要求书6页 说明书22页 附图22页

(54)发明名称

具有相位切换元件的可调谐匹配网络

(57)摘要

描述了相位切换可调谐阻抗网络(PS-TMN)。PS-TMN具有可耦合到源的输入端和可耦合到负载的输出端。PS-TMN包括一个或多个相位切换电抗元件。控制器向一个或多个相位切换电抗中的每个提供相应的控制信号。响应于提供到其的相应的控制信号,每个相位切换电抗元件提供相应的选定电抗值。



1. 一种相位切换可调谐阻抗网络，具有被配置为耦合到源的输入端并具有被配置为耦合到负载的输出端，所述可调谐阻抗网络包括：

一个或多个相位切换电抗元件；

控制器，其被配置为向所述一个或多个相位切换电抗元件中的每个提供相应的控制信号，以使得响应于向其提供的所述相应的控制信号，每个相位切换电抗元件提供对应的选定电抗值。

2. 根据权利要求1所述的可调谐阻抗网络，其中，将每个相位切换电抗设置为对应的期望电抗值实现了所述源与所述负载之间的阻抗匹配。

3. 根据权利要求1所述的可调谐阻抗网络，其中，将每个相位切换电抗设置为对应的期望电抗值实现了所述源与所述负载之间的期望阻抗比。

4. 根据权利要求1所述的可调谐阻抗网络，其中，将每个相位切换电抗设置为对应的期望电抗值实现了对所述源的期望第一阻抗和对所述负载的期望第二阻抗。

5. 根据权利要求1所述的可调谐阻抗网络，其中，所述一个或多个相位切换电抗中的每个包括：

一个或多个电抗元件和至少一个开关，

其中，所述一个或多个电抗元件中的至少一个被配置为由与其相关联的至少一个开关切换到所述电抗网络中和从所述电抗网络切换出。

6. 根据权利要求5所述的可调谐阻抗网络，其中，所述至少一个相关联的开关基于所述相应的控制信号，能够在与由所述源提供的RF信号的频率有关的切换频率和切换相位下进行操作。

7. 根据权利要求6所述的可调谐阻抗网络，其中，所述至少一个开关能够在半波切换配置中操作以在所述RF放大器的所述输出端口处的所述RF信号的每周期接通和断开一次。

8. 根据权利要求6所述的可调谐阻抗网络，其中，所述至少一个开关能够在全波切换配置中操作以在所述RF放大器的所述输出端口处的所述RF信号的每周期接通和断开两次。

9. 根据权利要求6所述的可调谐阻抗网络，其中，选择所述切换频率和所述切换相位以提供具有期望电抗值的所述相位切换电抗。

10. 根据权利要求6所述的可调谐阻抗网络，其中，所述至少一个开关能够操作用于提供所述开关的零电压切换(ZVS)和零电流切换(ZCS)中的至少一个。

11. 根据权利要求6所述的可调谐阻抗网络，其中，所述控制器被配置为基于下列项中的至少一个来确定所述切换频率并选择所述切换相位：反馈电路、前馈电路和自适应预失真系统。

12. 根据权利要求11所述的可调谐阻抗网络，其中，所述自适应预失真系统包括查找表。

13. 根据权利要求6所述的可调谐阻抗网络，其中，所述相位切换电抗是电容元件，并且所述相位切换电容元件在期望频率下的所述电容值与所述相位切换电容元件的物理DC电容值和所述切换相位有关。

14. 根据权利要求6所述的可调谐阻抗网络，其中，所述相位切换电抗是电感元件，并且所述相位切换电感元件在期望频率下的所述电感值与所述相位切换电感元件的物理DC电感值和所述切换相位有关。

15. 根据权利要求1所述的可调谐阻抗网络,进一步包括:

数字电抗矩阵,其包括N个能够选择的电抗元件以调节所述数字电抗矩阵的有效电抗值,其中N是正整数。

16. 根据权利要求1所述的可调谐阻抗网络,进一步包括:

一个或多个模拟可变电抗元件。

17. 根据权利要求1所述的可调谐阻抗网络,其中,所述源包括射频(RF)源、RF功率放大器(PA)和切换模式逆变器中的至少一种。

18. 根据权利要求1所述的可调谐阻抗网络,其中,所述负载包括天线、传输线和等离子体负载中的至少一种。

19. 根据权利要求1所述的可调谐阻抗网络,其中,所述可调谐阻抗网络的所述输入端耦合到射频(RF)放大器系统,所述可调谐阻抗网络被配置为调制所述RF放大器系统的负载阻抗以控制所述RF放大器系统的功率电平。

20. 根据权利要求1所述的可调谐阻抗网络,进一步包括:

一个或多个滤波器部件,其被配置为减小耦合到所述输入端和所述输出端中的至少一个的谐波含量。

21. 一种操作可调谐阻抗网络的方法,所述可调谐阻抗网络包括被配置为耦合到源的输入端、被配置为耦合到负载的输出端和一个或多个相位切换电抗,所述方法包括:

由耦合到所述可调谐阻抗网络的控制器确定所述可调谐阻抗网络的期望阻抗值;

由所述控制器向所述一个或多个相位切换电抗中的每个提供相应的控制信号;

响应于向其提供的所述相应的控制信号,设置每个相位切换电抗的对应的期望电抗值。

22. 根据权利要求21所述的方法,其中,将每个相位切换电抗设置为对应的期望电抗值实现了所述源与所述负载之间的阻抗匹配。

23. 根据权利要求21所述的方法,其中,将每个相位切换电抗设置为对应的期望电抗值实现了所述源与所述负载之间的期望阻抗比。

24. 根据权利要求21所述的方法,其中,将每个相位切换电抗设置为对应的期望电抗值实现了对所述源的期望第一阻抗和对所述负载的期望第二阻抗。

25. 根据权利要求21所述的方法,其中,所述一个或多个相位切换电抗中的每个包括一个或多个电抗元件和至少一个开关,所述方法进一步包括:

将所述一个或多个电抗元件中的至少一个由与其相关联的至少一个开关切换到所述电抗网络中和从所述电抗网络切换出。

26. 根据权利要求25所述的方法,进一步包括:

基于所述相应的控制信号,在与由所述源提供的RF信号的频率有关的切换频率和切换相位下操作所述至少一个相关联的开关。

27. 根据权利要求26所述的方法,进一步包括:

选择所述切换相位以提供具有期望电抗值的所述相位切换电抗。

28. 根据权利要求25所述的方法,进一步包括:

基于所述相应的控制信号,在与由所述源提供的RF信号的频率有关的切换频率和切换相位下操作所述至少一个开关。

29. 根据权利要求28所述的方法,包括在半波切换配置中操作所述至少一个开关以在所述RF放大器的所述输出端口处的所述RF信号的每周期接通和断开一次。

30. 根据权利要求28所述的方法,包括在全波切换配置中操作所述至少一个开关以在所述RF放大器的所述输出端口处的所述RF信号的每周期接通和断开两次。

31. 根据权利要求28所述的方法,包括操作所述至少一个开关以提供所述开关的零电压切换(ZVS)和零电流切换(ZCS)中的至少一个。

32. 根据权利要求25所述的方法,其中,所述相位切换电抗包括电容元件,并且所述相位切换电容元件在期望频率下的所述电容值与所述相位切换电容元件的物理DC电容值和所述切换相位有关。

33. 根据权利要求25所述的方法,其中,所述相位切换电抗包括电感元件,并且所述相位切换电感元件在期望频率下的所述电感值与所述相位切换电感元件的物理DC电感值和所述切换相位有关。

34. 根据权利要求21所述的方法,其中,所述可调谐阻抗网络包括具有N个能够选择的电抗元件的数字电抗矩阵以调节所述数字电抗矩阵的有效电抗值,其中N是正整数。

35. 根据权利要求21所述的方法,其中,所述可调谐阻抗网络包括一个或多个模拟可变电抗元件。

36. 根据权利要求21所述的方法,其中,所述源包括射频(RF)源、RF功率放大器(PA)和切换模式逆变器中的至少一种,并且其中,所述负载包括天线、传输线和等离子体负载中的至少一种。

37. 根据权利要求21所述的方法,其中,所述可调谐阻抗网络的所述输入端耦合到射频(RF)放大器系统,所述方法包括:

由所述可调谐阻抗网络调制所述RF放大器系统的负载阻抗以控制所述RF放大器系统的功率电平。

38. 根据权利要求21所述的方法,进一步包括:

由耦合到所述可调谐阻抗网络的一个或多个滤波器部件减小耦合到所述输入端和所述输出端中的至少一个的谐波含量。

39. 一种具有输入端口和输出端口的射频(RF)放大器系统,所述RF放大器系统包括:

RF放大器,其具有耦合到所述RF放大器系统的所述输入端口的输入端口并具有输出端口;以及

相位切换可调谐阻抗网络,其耦合在所述RF放大器的所述输出端口和所述RF放大器系统的输出端口之间,所述相位切换可调谐阻抗网络被配置为改变其阻抗以调制对所述RF放大器的所述输出端口呈现的阻抗。

40. 根据权利要求39所述的RF放大器系统,其中,所述相位切换可调谐阻抗网络包括一个或多个相位切换电抗元件,所述一个或多个相位切换电抗元件中的每个被配置为接收相应的控制信号,并且响应于向其提供的所述相应的控制信号,每个相位切换电抗元件被提供有对应的期望电抗值。

41. 根据权利要求40所述的RF放大器系统,进一步包括:

控制器,其被配置为向所述一个或多个相位切换电抗元件中的每个提供相应的控制信号。

42. 根据权利要求40所述的RF放大器系统,其中,所述一个或多个相位切换电抗元件中的每个包括:

一个或多个电抗元件;

至少一个开关;

其中,所述一个或多个电抗元件中的至少一个被配置为由与其相关联的至少一个开关切换到所述相位切换可调谐阻抗网络中和从所述相位切换可调谐阻抗网络切换出。

43. 根据权利要求42所述的RF放大器系统,其中,所述至少一个相关联的开关基于所述相应的控制信号,能够在与所述RF放大器的所述输出端口处的RF信号的频率有关的切换频率和切换相位下进行操作。

44. 根据权利要求42所述的RF放大器系统,其中,所述至少一个开关能够在半波切换配置中操作以在所述RF放大器的所述输出端口处的所述RF信号的每周期接通和断开一次。

45. 根据权利要求42所述的RF放大器系统,其中,所述至少一个开关能够在全波切换配置中操作以在所述RF放大器的所述输出端口处的所述RF信号的每周期接通和断开两次。

46. 根据权利要求42所述的RF放大器系统,其中,所述一个或多个相位切换电抗元件中的每个包括与开关并联的电容器。

47. 根据权利要求46所述的RF放大器系统,其中,所述一个或多个相位切换电抗元件中的每个进一步包括电感器,所述电感器与所述电容器和所述开关并联的组合串联。

48. 根据权利要求42所述的RF放大器系统,其中,所述至少一个开关能够操作用于提供所述至少一个开关的零电压切换和零电流切换中的至少一个。

49. 根据权利要求43所述的RF放大器系统,其中,选择所述切换频率和所述切换相位以提供具有期望电抗值的所述相位切换电抗元件。

50. 根据权利要求49所述的RF放大器系统,其中,所述一个或多个相位切换电抗元件中的至少一个是下列项之一:

具有电容值的电容元件,并且其中,所述相位切换电容元件在期望频率下的所述电容值与所述相位切换电容元件的物理DC电容值和所述切换相位有关;以及

具有电感值的电感元件,并且其中,所述相位切换电感元件在期望频率下的所述电感值与所述相位切换电感元件的物理DC电感值和所述切换相位有关。

51. 根据权利要求39所述的RF放大器系统,其中,由所述相位切换可调谐匹配网络对所述RF放大器的所述输出端口呈现的阻抗动态地适合于使耦合到所述RF放大器系统的所述输出端口的可变负载阻抗与所述RF放大器的阻抗匹配。

52. 根据权利要求51所述的RF放大器系统,进一步包括耦合到所述RF放大器系统的所述输出端口的RF负载,其中,所述RF负载是天线、传输线和等离子体负载中的至少一种。

53. 根据权利要求42所述的RF放大器系统,其中,所述RF放大器包括切换逆变器,所述切换逆变器包括被配置为产生RF功率的至少一个切换元件。

54. 根据权利要求50所述的RF放大器系统,其中,所述控制器调制所述相位切换可调谐阻抗网络对所述RF放大器的所述输出端口呈现的阻抗,以使得所述RF放大器维持所述切换逆变器的所述至少一个切换元件的零电压切换(ZVS)。

55. 根据权利要求42所述的RF放大器系统,其中,切换所述一个或多个相位切换电抗元件中的每个的所述至少一个开关调制由所述相位切换可调谐阻抗网络提供的阻抗变换。

56. 根据权利要求39所述的RF放大器系统,进一步包括:

滤波器,其耦合到所述相位切换可调谐阻抗网络,所述滤波器具有滤波器特性,所述滤波器特性减小对所述RF放大器的所述输出端口和所述RF放大器系统的所述输出端口中的至少一个呈现的由所述相位切换可调谐阻抗网络产生的谐波含量。

57. 根据权利要求56所述的RF放大器系统,其中,所述滤波器包括一个或多个滤波器部件,所述一个或多个滤波器部件被配置为将所述相位切换可调谐阻抗网络与所述RF放大器和所述RF放大器系统的所述输出端口中的至少一个之间的DC信号电隔离。

58. 根据权利要求39所述的RF放大器系统,其中,所述相位切换可调谐阻抗网络包括:

耦合到串联路径电抗元件的第一节点的第一并联路径相位切换可变电抗元件。

59. 根据权利要求58所述的RF放大器系统,其中,所述相位切换可调谐阻抗网络进一步包括:

耦合到所述串联路径电抗元件的第二节点的第二并联路径相位切换可变电抗元件。

60. 一种操作射频(RF)放大器系统的方法,所述方法包括:

向RF放大器的输入端口提供RF信号;

由所述RF放大器放大所述RF信号以在所述放大器的输出端口处提供放大的RF信号;以及

改变在所述RF放大器的所述输出端口与所述RF放大器系统的输出端口之间耦合的相位切换可调谐阻抗网络的阻抗以调制对所述RF放大器呈现的阻抗。

61. 根据权利要求60所述的方法,其中,改变所述相位切换可调谐阻抗网络的所述阻抗包括:

由所述相位切换可调谐阻抗网络接收控制信号;以及

响应于所述控制信号,使至少一个电抗元件在与所述RF放大器的所述输出端口处的RF信号的频率有关的频率和相位下电连接到所述相位切换可调谐阻抗网络中或从所述相位切换可调谐阻抗网络断开以提供具有期望电抗值的所述相位切换可调谐阻抗网络。

62. 根据权利要求61所述的方法,其中,所述相位切换可调谐阻抗网络包括一个或多个电抗元件和至少一个开关,并且其中,使至少一个电抗元件电连接到所述相位切换可调谐阻抗网络中或从所述相位切换可调谐阻抗网络断开包括:

通过与其相关联的至少一个开关使所述一个或多个电抗元件中的至少一个切换到所述相位切换可调谐阻抗网络中和从所述相位切换可调谐阻抗网络切换出;以及

基于所述相应的控制信号在切换频率和切换相位下操作所述至少一个相关联的开关。

63. 根据权利要求62所述的方法,进一步包括:

基于在所述RF放大器的所述输出端口处的所述RF信号的频率来选择所述切换频率和所述切换相位以提供具有期望电抗值的所述相位切换电抗元件。

64. 根据权利要求60所述的方法,进一步包括:

使所述相位切换可调谐匹配网络对所述RF放大器呈现的阻抗动态地适合于使耦合到所述RF放大器系统的所述输出端口的可变负载阻抗与所述RF放大器的阻抗匹配。

65. 根据权利要求60所述的方法,其中,调制由所述相位切换可调谐阻抗网络对所述RF放大器呈现的所述负载阻抗控制被提供到所述RF放大器系统的所述输出端口的放大的信号的功率电平。

66. 根据权利要求62所述的方法,其中,所述放大器包括切换逆变器,所述切换逆变器包括被配置为产生RF功率的至少一个切换元件,所述方法进一步包括:

通过调制对所述RF放大器呈现的所述相位切换可调谐阻抗网络的阻抗来维持所述切换逆变器的所述至少一个切换元件的零电压切换(ZVS)。

67. 根据权利要求62所述的方法,进一步包括:

切换所述相位切换可调谐阻抗网络的所述至少一个开关以提供所述至少一个开关的零电压切换和零电流切换中的至少一个。

68. 根据权利要求25所述的方法,进一步包括:

基于下列项中的至少一个,由所述控制器确定所述切换频率并选择所述切换相位:反馈电路、前馈电路和自适应预失真系统。

具有相位切换元件的可调谐匹配网络

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请根据美国法典第35编119条e款要求于2014年12月19日提交的美国临时申请号62/094,144的申请日的权益，该临时申请通过引用被全部并入本文。

背景技术

[0003] 阻抗匹配网络通常用于最大化在很多射频(FR)和微波系统内的功率转移。例如，在RF发射机中，阻抗匹配网络可用于提供从RF功率放大器(PA)的输出阻抗到RF负载(例如天线)的阻抗的阻抗匹配。这样的阻抗匹配增加所发射的功率，减小功率损耗并减小或消除对额外的电路元件(例如隔离器)的需要。

[0004] 一种类别的阻抗匹配网络指的是有时被称为自动天线调谐单元的可调谐阻抗匹配网络(TMN)。常规TMN可以被实现为单个元件或集总元件电抗网络，其中至少一个电抗元件是可变(例如可调谐)部件，以使得在特定的频率下或在一定范围的频率内的可变部件的阻抗可被修改。在TMN内的电抗元件可以被布置成电路拓扑结构，例如梯形网络、L形网络、T形网络或Pi网络。

[0005] 常规TMN可以被分类为模拟(连续可调节的)或数字(在一组离散值当中可调节的)。模拟TMN利用具有电抗值(在某个频率下或在一定范围的频率内)的可变电抗元件，其可以通过调节偏压条件来调谐。数字TMN将可变电抗元件实现为静态电抗元件的数字切换阵列。这种方法允许在有限和分立步骤中的电抗值的阻抗的调节。

[0006] 常常使用变容二极管(或变容二极管电路)或微机电系统(MEMS)变抗器来实现模拟TMN。尽管模拟TMN允许在宽范围的阻抗内的快速且准确的阻抗匹配，但需要相对高的偏置电压以在高功率电平下操作。

[0007] 常常使用CMOS开关、MEMS开关、PIN二极管或分立功率晶体管来实现数字TMN。尽管MEMS开关具有低接通状态电阻并可以在高达数十GHz下以低功率消耗操作，MEMS开关需要大控制电压。基于PIN二极管和CMOS开关的数字TMN展示低到中等接通状态电阻，并且因此可以以一些电阻功率损耗为代价操纵高功率电平。基于PIN二极管和CMOS开关的数字TMN对管芯上集成例如对于软件定义无线电(SDR)集成电路(IC)和其它芯片上TMN是有利的。然而，数字TMN展示有限的调谐分辨率，和因而阻抗匹配可达到的有限的准确度。在非常宽的阻抗范围内需要准确阻抗匹配的一些高功率应用(例如RF等离子体驱动器)中，由于需要大量数字开关来实现所需的精细调谐分辨率，数字TMN的使用可能是不实际的。

发明内容

[0008] 本发明内容被提供用于介绍下面在具体实施方式中进一步描述的以简化形式的一系列概念。本发明内容并不旨在识别所要求保护的主题的关键特征或必要特征，也不旨在用于限制所要求保护的主题的范围。

[0009] 已认识到，存在对相对于现有TMN具有增加的准确度和/或更快的阻抗匹配的TMN的需要。还认识到，存在对具有增加的准确度和/或具有在较宽的阻抗范围内的较高调谐带

宽的更快的阻抗匹配而同时允许在低插入损耗的情况下在较高的功率电平下的操作的TMN的需要。

[0010] 本文所述的概念、系统和技术的一个方面目的在于相位切换可调谐阻抗网络，其具有被配置为耦合到源的输入端并具有被配置为耦合到负载的输出端以及一个或多个相位切换电抗元件。耦合到相位切换可调谐阻抗网络的控制器向一个或多个相位切换电抗中的每个提供相应的控制信号。响应于提供到其的相应控制信号，每个相位切换电抗元件提供期望电抗值。

[0011] 针对这个特定的布置，提供与现有技术TMN相比具有增加的准确度和/或更快的阻抗匹配的相位切换TMN。相位切换TMN还提供与现有技术方法相比在增加的准确度和/或具有在较宽的阻抗范围内的较高调谐带宽的更快的阻抗匹配，而同时允许在低插入损耗的情况下在较高的功率电平下的操作。在一些实施例中，一个或多个相位切换电抗元件中的一个或多个的电抗值可以是相同的，并且在其它实施例中，一个或多个相位切换电抗元件中的每个可以具有不同的电抗值。

[0012] 在实施例中，控制器在相位切换TMN内部。在一个实施例中，控制器在相位切换TMN外部。在实施例中，控制器的一部分在相位切换TMN内部，并且控制器的一部分在相位切换TMN外部。

[0013] 在实施例中，将每个相位切换电抗设置为对应的期望电抗值实现在源和负载之间的阻抗匹配。在实施例中，将每个相位切换电抗设置为对应的期望电抗值实现在源和负载之间的期望阻抗变换。在另一个实施例中，将每个相位切换电抗设置为对应的期望电抗值实现对源的期望第一阻抗和对负载的期望第二阻抗。

[0014] 在实施例中，一个或多个相位切换电抗元件中的每个包括一个或多个电抗元件和至少一个开关。一个或多个电抗元件中的至少一个被配置为由与其相关的至少一个开关切换进和切换出电抗网络。

[0015] 在实施例中，至少一个相关开关基于相应的控制信号在与由源提供的RF信号的特性(例如频率)有关的切换频率和切换相位下可操作。

[0016] 在实施例中，至少一个相关开关基于相应的控制信号在与由源提供的RF信号的频率有关的切换频率和切换相位下可操作。在实施例中，至少一个相关开关在切换频率和与从RF源处理的RF信号有关的切换相位下可操作。在至少一些情况下，开关以被控制来提供期望电抗值的定时每RF周期被切换一次。在实施例中，根据系统是全波还是半波，切换可以每RF周期出现一次或每RF周期出现两次。

[0017] 在实施例中，至少一个开关在半波切换配置中可操作以在RF放大器的输出端口处在RF信号的每周期接通和断开一次。在实施例中，至少一个开关在全波切换配置中可操作以在RF放大器的输出端口处在RF信号的每周期接通和断开两次。在实施例中，选择切换频率和切换相位以提供具有期望电抗值的相位切换电抗。在其它实施例中，也可以使用与RF频率的其它关系。

[0018] 在实施例中，至少一个相关开关在从RF源处理的RF信号的频率下和以提供具有期望电抗值的相位切换电抗的定时接通和断开。

[0019] 在实施例中，至少一个相关开关以提供具有期望电抗值的相位切换电抗的定时在RF源的每RF周期接通和断开一次。

- [0020] 在实施例中,至少一个相关开关以提供具有期望电抗值的相位切换电抗和提供开关的零电压切换和零电流切换中的至少一个的定时在RF源的每RF周期接通和断开一次。
- [0021] 在实施例中,选择切换频率和切换相位以提供具有期望电抗值的相位切换电抗。
- [0022] 在实施例中,至少一个开关可操作来提供开关的零电压切换 (ZVS) 和零电流切换 (ZCS) 中的至少一个。
- [0023] 在实施例中,控制器被配置为确定切换频率并基于下列项中的至少一个来选择切换相位:反馈电路、前馈电路和自适应预失真系统。在实施例中,自适应预失真系统包括查找表。
- [0024] 在一个实施例中,控制信号基于从源提供的信号在半波切换配置中操作。在另一个实施例中,控制信号基于从源提供的信号在全波切换配置中操作。
- [0025] 在一个实施例中,自适应预失真系统包括查找表。
- [0026] 在一个实施例中,相位切换电抗是电容元件,并且在期望频率下的相位切换电容元件的电容值与相位切换电容元件的物理DC电容值和切换相位有关。在另一个实施例中,相位切换电抗是电感元件,并且在期望频率下的相位切换电感元件的电感值与相位切换电感元件的物理DC电感值和切换相位有关。
- [0027] 在实施例中,可调谐阻抗网络包括具有N个可选择的电抗元件的数字电抗矩阵以调节数字电抗矩阵的有效电抗值,其中N是正整数。
- [0028] 在实施例中,可调谐阻抗网络包括一个或多个模拟可变电抗元件。
- [0029] 在实施例中,源是射频(RF)源、RF功率放大器(PA)和切换模式逆变器中的至少一个,并且负载是天线、传输线和等离子体负载中的至少一个。
- [0030] 在实施例中,可调谐阻抗网络的输入端耦合到射频(RF)放大器系统。可调谐阻抗网络调制RF放大器系统的负载阻抗以控制RF放大器系统的功率电平。
- [0031] 在实施例中,可调谐阻抗网络包括一个或多个滤波器部件以减小耦合到输入端和输出端中的至少一个的谐波含量。
- [0032] 在另一方面中,提供操作可调谐阻抗网络的方法。可调谐阻抗网络包括被配置为耦合到源的输入端、被配置为耦合到负载的输出端和一个或多个相位切换电抗。耦合到可调谐阻抗网络的控制器确定可调谐阻抗网络的期望阻抗值。控制器向一个或多个相位切换电抗中的每个提供相应的控制信号。响应于提供到其的相应的控制信号,设置每个相位切换电抗的对应的期望电抗值。
- [0033] 在一个实施例中,将每个相位切换电抗设置为对应的期望电抗值实现在源和负载之间的阻抗匹配。在另一个实施例中,将每个相位切换电抗设置为对应的期望电抗值实现在源和负载之间的期望阻抗变换。在另一个实施例中,将每个相位切换电抗设置为对应的期望电抗值实现对源的期望第一阻抗和对负载的期望第二阻抗。
- [0034] 在实施例中,从一个或多个电抗元件和至少一个开关的组合提供一个或多个相位切换电抗中的每个。一个或多个电抗元件中的至少一个被配置为由与其相关的至少一个切换进和切换出电抗网络。
- [0035] 在实施例中,至少一个相关开关基于相应的控制信号在切换频率和切换相位下可操作。
- [0036] 在实施例中,选择切换频率和切换相位以提供具有期望电抗值的相位切换电抗。

[0037] 在实施例中,至少一个相关开关基于相应的控制信号在与RF放大器系统的频率有关的切换频率和切换相位下可操作。

[0038] 在实施例中,至少一个相关开关以提供被选择来提供具有期望电抗值的相位切换电抗和提供所述开关的零电压切换和零电流切换中的至少一个的定时在RF放大器系统的每RF周期接通和断开一次。在实施例中,控制器确定切换频率并基于下列项中的至少一个来选择切换相位:反馈电路、前馈电路和自适应预失真系统。

[0039] 在实施例中,至少一个开关基于相应的控制信号在与由源提供的RF信号的频率有关的切换频率和切换相位下可操作。在实施例中,至少一个开关在半波切换配置中可操作以在RF放大器的输出端口处在RF信号的每周期接通和断开一次。在实施例中,至少一个开关在全波切换配置中可操作以在RF放大器的输出端口处在RF信号的每周期接通和断开两次。

[0040] 在实施例中,至少一个开关可操作来提供所述开关的零电压切换(ZVS)和零电流切换(ZCS)中的至少一个。

[0041] 在实施例中,相位切换电抗包括电容元件,并且在期望频率下的相位切换电容元件的电容值与相位切换电容元件的物理DC电容值和切换相位有关。

[0042] 在一个实施例中,相位切换电抗是电容元件,并且在期望频率下的相位切换电容元件的电容值与相位切换电容元件的物理DC电容值和切换相位有关。在另一个实施例中,相位切换电抗是电感元件,并且在期望频率下的相位切换电感元件的电感值与相位切换电感元件的物理DC电感值和切换相位有关。

[0043] 在实施例中,可调谐阻抗网络包括具有N个可选择的电抗元件的数字电抗矩阵以调节数字电抗矩阵的有效电抗值,其中N是正整数。

[0044] 在实施例中,可调谐阻抗网络包括一个或多个模拟可变电抗元件。

[0045] 在实施例中,源是射频(RF)源、RF功率放大器(PA)和切换模式逆变器中的至少一个,并且负载是天线、传输线和等离子体负载中的至少一个。

[0046] 在实施例中,可调谐阻抗网络的输入端耦合到射频(RF)放大器系统。可调谐阻抗网络调制RF放大器系统的负载阻抗以控制RF放大器系统的功率电平。

[0047] 在实施例中,可调谐阻抗网络包括一个或多个滤波器部件以减小耦合到输入端和输出端中的至少一个的谐波含量。

[0048] 在本文所述的概念、系统和技术的另一方面中,具有输入端口和输出端口的射频(RF)放大器系统包括具有耦合到RF放大器系统的输入端口的输入端口并具有输出端口的RF放大器。相位切换可调谐阻抗网络耦合在RF放大器的输出端口和RF放大器系统的输出端口之间。相位切换可调谐阻抗网络改变其阻抗以调制对RF放大器的输出端口呈现的阻抗。

[0049] 在实施例中,相位切换可调谐阻抗网络包括一个或多个相位切换电抗元件。每个相位切换电抗元件接收相应的控制信号。响应于提供到其的相应的控制信号,每个相位切换电抗元件被提供有对应的期望电抗值。

[0050] 在实施例中,控制器向一个或多个相位切换电抗元件中的每个提供相应的控制信号。

[0051] 在实施例中,一个或多个相位切换电抗元件中的每个包括一个或多个电抗元件和至少一个开关。一个或多个电抗元件中的至少一个被配置为由与其相关的至少一个开关切

换进和切换出相位切换可调谐阻抗网络。

[0052] 在实施例中,至少一个相关开关基于相应的控制信号在与在RF放大器的输出端口处的RF信号的频率有关的切换频率和切换相位下可操作。

[0053] 在实施例中,至少一个开关在半波切换配置中可操作以在RF放大器的输出端口处在RF信号的每周期接通和断开一次。

[0054] 在实施例中,至少一个开关在全波切换配置中可操作以在RF放大器的输出端口处在RF信号的每周期接通和断开两次。

[0055] 在实施例中,一个或多个相位切换电抗元件中的每个包括与开关并联的电容器。在实施例中,一个或多个相位切换电抗元件中的每个包括电感器,电感器与和开关并联的电容器的组合串联。

[0056] 在实施例中,至少一个开关能够操作用于提供所述至少一个开关的零电压切换和零电流切换中的至少一个。

[0057] 在实施例中,选择切换频率和切换相位以提供具有期望电抗值的相位切换电抗元件。

[0058] 在实施例中,一个或多个相位切换电抗元件中的至少一个是具有电容值的电容元件。在期望频率下的相位切换电容元件的电容值与相位切换电容元件的物理DC电容值和切换相位有关。在实施例中,一个或多个相位切换电抗元件中的至少一个是具有电感值的电感元件。在期望频率下的相位切换电感元件的电感值与相位切换电感元件的物理DC电感值和切换相位有关。

[0059] 在实施例中,使由相位切换可调谐匹配网络对RF放大器的输出端口呈现的阻抗动态地适合于使耦合到RF放大器系统的输出端口的可变负载阻抗与RF放大器的阻抗匹配。

[0060] 在实施例中,RF负载耦合到RF放大器系统的输出端口。RF负载是天线、传输线和等离子体负载中的至少一个。

[0061] 在实施例中,RF放大器包括切换逆变器,其包括被配置为产生RF功率的至少一个切换元件。

[0062] 在实施例中,控制器调制对RF放大器的输出端口呈现的相位切换可调谐阻抗网络的阻抗,以使得RF放大器维持切换逆变器的至少一个切换元件的零电压切换(ZVS)。

[0063] 在实施例中,切换一个或多个相位切换电抗元件中的每个的至少一个开关调制由相位切换可调谐阻抗网络提供的阻抗变换。

[0064] 在实施例中,RF放大器包括耦合到相位切换可调谐阻抗网络的滤波器。滤波器具有滤波器特性,其减小对RF放大器的输出端口和RF放大器系统的输出端口中的至少一个呈现的由相位切换可调谐阻抗网络产生的谐波含量。在实施例中,滤波器包括一个或多个滤波器部件以使在相位切换可调谐阻抗网络与RF放大器和RF放大器系统的输出端口中的至少一个之间的DC信号电隔离。

[0065] 在实施例中,相位切换可调谐阻抗网络包括耦合到串联路径电抗元件的第一节点的第一并联路径相位切换可变电抗元件。在实施例中,相位切换可调谐阻抗网络还包括耦合到串联路径电抗元件的第二节点的第二并联路径相位切换可变电抗元件。

[0066] 在另一方面中,操作射频(RF)放大器系统的方法包括将RF信号提供到RF放大器的输入端口以及由RF放大器放大RF信号以在放大器的输出端口处提供放大的RF信号。改变在

RF放大器的输出端口和RF放大器系统的输出端口之间耦合的相位切换可调谐阻抗网络的阻抗调制对RF放大器呈现的阻抗。

[0067] 在实施例中,改变相位切换可调谐阻抗网络的阻抗包括由相位切换可调谐阻抗网络接收控制信号。响应于控制信号,使至少一个电抗元件在RF放大器的输出端口处在与RF信号的频率有关的频率和相位下电连接到相位切换可调谐阻抗网络中或从相位切换可调谐阻抗网络断开以提供具有期望电抗值的相位切换可调谐阻抗网络。

[0068] 在实施例中,相位切换可调谐阻抗网络包括一个或多个电抗元件和至少一个开关。使至少一个电抗元件电连接到相位切换可调谐阻抗网络中或从相位切换可调谐阻抗网络断开包括通过与其相关的至少一个开关使一个或多个电抗元件中的至少一个切换进和切换出相位切换可调谐阻抗网络,以及基于相应的控制信号在切换频率和切换相位下操作至少一个相关开关。

[0069] 在实施例中,基于在RF放大器的输出端口处的RF信号的频率来选择切换频率和切换相位以提供具有期望电抗值的相位切换电抗元件。

[0070] 在实施例中,由相位切换可调谐匹配网络呈现对RF放大器呈现的阻抗动态地适合于使耦合到RF放大器系统的输出端口的可变负载阻抗与RF放大器的阻抗匹配。

[0071] 在实施例中,调制由相位切换可调谐匹配网络对RF放大器呈现的负载阻抗控制被提供到RF放大器系统的输出端口的放大的信号的功率电平。

[0072] 在实施例中,放大器包括切换逆变器,其包括被配置为产生RF功率的至少一个切换元件。通过调制对RF放大器呈现的相位切换可调谐阻抗网络的阻抗来维持切换逆变器的至少一个切换元件的零电压切换(ZVS)。

[0073] 在实施例中,相位切换可调谐阻抗网络的至少一个开关被切换以提供所述至少一个开关的零电压切换和零电流切换中的至少一个。

附图说明

[0074] 根据下面的具体实施方式、所附权利要求和附图,所要求保护的发明的其它方面、特征和优点将变得更充分显而易见,其中相似的附图标记标识相似或相同的元件。在说明书中引入的与附图相关的附图标记可以在一个或多个随后的附图中重复而没有在说明书中的额外描述,以便提供其它特征的上下文。

[0075] 图1是根据所述实施例的说明性可调谐阻抗匹配网络(TMN)的方框图;

[0076] 图2是图1的TMN的说明性相位切换可变电容元件的示意图;

[0077] 图3是针对图2的相位切换可变电容元件的控制信号的电流和电压与相位相比的曲线图。

[0078] 图4是图1的TMN的说明性相位切换可变电感元件的示意图;

[0079] 图5是针对图4的相位切换可变电感元件的控制信号的电流和电压与相位相比的曲线图。

[0080] 图6是图2和4的相位切换元件的标准化有效电容(或电感)与相位切换元件的控制角相比的曲线图;

[0081] 图7是图2和4的相位切换元件的总谐波失真与相位切换元件的控制角相比的曲线图;

- [0082] 图8是针对全波切换可变电容元件的控制信号的电流和电压与相位相比的曲线图；
- [0083] 图9是针对全波切换可变电感元件的控制信号的电流和电压与相位相比的曲线图；
- [0084] 图10A-D是根据所述实施例的说明性切换电抗元件的示意图；
- [0085] 图11是使用数字切换电容矩阵的说明性相位切换TMN的示意图；
- [0086] 图12是使用数字切换电感矩阵的说明性相位切换TMN的示意图；
- [0087] 图13是根据所述实施例的说明性相位切换TMN的示意图；
- [0088] 图14是针对说明性操作范围的可以由图13的调谐网络匹配的负载阻抗的范围的史密斯圆图；
- [0089] 图15是图13的调谐网络的额外细节的示意图；
- [0090] 图16是根据所述实施例的相位切换阻抗调制放大器的说明性拓扑结构的方框图；
- [0091] 图17是根据所述实施例的相位切换阻抗调制放大器的另一说明性拓扑结构的方框图；
- [0092] 图18A-E是根据所述实施例的说明性三开关相位切换阻抗调制放大器的示意图；
- [0093] 图19和20是根据所述实施例的说明性双开关相位切换阻抗调制放大器的示意图；
- [0094] 图21是在说明性操作范围内的说明性相位切换阻抗调制放大器的示意图；
- [0095] 图22和23是示出针对说明性操作范围的可以由图21的相位切换阻抗调制放大器匹配的负载阻抗的范围的史密斯圆图；以及
- [0096] 图24是操作图1的TMN的说明性过程的流程图。

具体实施方式

- [0097] 表1概述在整个说明书中使用的缩写词的列表以有助于理解所述实施例：
- [0098]

表 1

CMOS	互补金属氧化物半导体	CR	认知无线电
------	------------	----	-------

[0099]

FET	场效应晶体管	HEMT	高电子移动性晶体管
IC	集成电路	LUT	查找表
MEMS	微机电系统	PA	功率放大器
PSIM	相位切换阻抗调制	PS-TMN	相位切换可调谐阻抗匹配网络
RF	射频	SDR	软件定义无线电
TMN	可调谐阻抗匹配网络	WPT	无线功率传递
ZCS	零电流切换	ZVS	零电压切换

- [0100] 所述实施例目的在于基于相位切换可变网络电抗元件的可调谐匹配网络，其在本

文被称为相位切换可调谐匹配网络(PS-TMN)。这样的PS-TMN提供在宽阻抗范围内的快速、高带宽、连续阻抗匹配,同时在高功率电平下高效地操作而不需要高偏置电压或电流。这样的PS-TMN可以单独使用,或也可以结合其它匹配技术(例如分立切换电抗组)来使用。

[0101] 可以在各种可重配和自适应RF系统(例如软件定义无线电(SDR)和认知无线电(CR)应用的RF前端)中使用这样的PS-TN,这些应用在宽范围的频带内、在不同的带宽处和根据各种通信标准来操作。PS-TMN也可以在其它RF应用(例如RF等离子体负载的驱动器)中用于补偿快速负载变化或在无线功率转移(WPT)中用于补偿在发射机和接收机之间的阻抗失配以最大化所转移的功率和/或效率。

[0102] 所述实施例还提供在本文被称为相位切换阻抗调制(PSIM)放大器的零电压切换(ZVS)射频(RF)放大器。这样的PSIM放大器可以使用PS-TMN以通过高效地调制在宽频率范围内的输出功率和/或匹配到高度可变的负载(例如在宽阻抗范围内可变的负载)中来在大频率范围内操作。

[0103] 参考图1,射频(RF)系统100包括耦合在具有阻抗 Z_s 的源102和具有阻抗 Z_L 的负载114之间的相位切换可调谐匹配网络(PS-TMN)112。在一些应用中,源112、控制电路106和PS-TMN 112(和RF系统100的其它元件)耦合到电源电压(例如 V_{DC})和地。控制电路106耦合到PS-TMN 112并向PS-TMN 112提供控制信号,以便控制PS-TMN 112的操作。响应于这样的控制信号,PS-TMN 112提供期望阻抗变换特性。应认识到,控制电路106可以是PS-TMN 112的内部部件,或可以是耦合到PS-TMN 112的外部部件或控制电路106的一些部分(或由控制电路106提供的功能可以在PS-TMN 112内部,而控制电路106的其它部分可以在PS-TMN 112外部)。

[0104] 在一些实施例中,控制电路106至少部分地基于从耦合到源102的可选的前馈电路104和/或耦合到负载114的可选的反馈电路110接收的信息来控制PS-TMN 112的操作。在一些实施例中,可选的前馈电路104包括自适应预失真电路107,并且控制电路106包括查找表(LUT)108。例如,如下面将更详细描述的,一些实施例可以使用一个或多个非线性控制技术(例如通过控制电路106)来确定PS-TMN 112的适当控制信号,例如使用固定或可改编的查找表(例如LUT 108)来存储预定控制信号信息、反馈(例如通过反馈电路110)和/或前馈补偿(例如通过前馈电路104)来自适应地调节控制信号信息,或执行控制信号(例如通过预失真电路107)的数字预失真或其它类似的技术。

[0105] PS-TMN 112包括一个或多个相位切换电抗元件116(1)-116(N)。如下面将更详细描述的,可以使用一个或多个电容元件(例如电容器)、一个或多个电感元件(例如电感器)或这两者的组合来实现相位切换电抗元件116(1)-116(N)。相位切换电抗元件116(1)-116(N)可以被控制以在期望频率下调节对PS-TMN 112的端子呈现的有效阻抗($Z_{S,IN}$ 和 $Z_{L,IN}$)。例如通过并联开关或串联开关切换相位开关电抗元件116(1)-116(N),并且通过调节并联或串联开关的相位和/或占空比来控制相位切换电抗元件的有效阻抗。在一些实施例中,期望频率可以是RF源102的RF操作频率(例如从RF源102提供到PS-TMN 112的信号的频率)。

[0106] 通过在RF系统100的期望操作频率下调制有效阻抗(例如通过调节相位切换电抗元件116(1)-116(N)的阻抗),可以调节、调谐、改变或以其它方式操作由PS-TMN 112向源102和/或负载114呈现的阻抗。例如,相位切换电抗元件116(1)-116(N)允许从源102向PS-TMN 112呈现期望阻抗($Z_{S,IN}$)并从负载114将期望阻抗($Z_{L,IN}$)呈现到PS-TMN 112中。

[0107] 被提供到PS-TMN 112的控制信号操作用于相对于从源102提供的RF信号控制接通和/或断开相位切换电抗元件116 (1)–116 (N) 的开关的定时。切换提供实现PS-TMN 112的期望阻抗变换的相位切换电抗元件116 (1)–116 (N) 的有效电抗值。前馈信息可以包括关于PS-TMN 112的有效输入阻抗的信息、RF波形的定时、规定的信号电平和/或阻抗电平等。反馈信息可以包括关于有效负载阻抗和/或从负载反射的功率、RF波形的定时等的所测量的信息。

[0108] 因此在一些实施例中,PS-TMN 112可以用于提供在源102和负载114之间的期望阻抗变换。例如,PS-TMN 112可以提供在源102和负载114之间的阻抗匹配。替代地,PS-TMN 112的阻抗可以被调节以补偿负载114的阻抗(Z_L)的变化,以使得源102耦合到由PS-TMN 112提供的更稳定的阻抗(例如 $Z_{S,IN}$)。

[0109] 参考图2,具有电流I的正弦电流源202驱动说明性相位切换可变电抗200。相位切换可变电抗在这里被示为包括电容器204和开关206的并联组合以提供相位切换可变电抗作为相位切换可变电容200。电容器204具有物理电容 C_0 和电压 V_C 。开关206的状态由信号Q的特性控制。例如,当信号Q具有逻辑高值时,开关206提供在其端子之间的低阻抗信号路径(例如开关206“接通”或“闭合”),并且当信号Q具有逻辑低值时,开关206提供在其端子之间的高阻抗信号路径(例如开关206“断开”或“关断”)。因此,开关206可以被认为使电容器204在开关断开(电流I流到电容器204中)时切换到电路中并在开关闭合(电流I流经闭合的开关并绕过电容器204)时从电路切换出。

[0110] 如果开关206总是断开(关断),则对源202呈现的相位切换可变电容200的有效电容 C_{EFF} 与电容器204的物理电容 C_0 相等。替代地,如果开关206总是接通(闭合),则在开关206的端子之间的低阻抗路径实际上使电容器204“短路”,并且相位切换可变电容200在电容器204两端的电压保持为零而与电流I无关的意义上表现为无限电容器。可以通过在从0到 2π 的正弦电流源202的AC周期内控制开关206的导电角来在理论上将电容器204的有效电容 C_{EFF} 控制在 C_0 和无限大之间。如本文所使用的,导电角是开关206被接通时的正弦信号的角。开关被接通时的导电角可以完全由切换信号Q(例如切换角)确定或部分地由切换信号Q和部分地由电路波形(例如电压 V_C 和电流I)确定。

[0111] 参考图3,针对开关控制信号Q根据周期角 θ 示出电流I和电容器电压 V_C (例如电容器204的电压)的说明性波形。具体而言,对于半波切换电容器,曲线302示出 $I(\theta)$,曲线306示出 $V_C(\theta)$,以及曲线304示出 $Q(\theta)$ 。如图3所示,在 $I(\theta)$ 的每个周期,在 $I(\theta)$ 从负转变到正之后的 α 弧度开关206断开(关断)(例如,开关206接通/闭合,直到 α 弧度进入 $I(\theta)$ 的正半周期内为止)。开关206保持断开(关断),直到电容器电压下降到零之后为止。在电容器电压下降到零之后使开关偏置到其导电状态(例如接通开关或闭合开关)确保开关206的零电压切换(ZVS)导通。

[0112] 如果开关包括自然地防止电压变负的二极管,则主动接通开关Q的定时可以放宽,因为它在开关电压达到零时将自然地转换为“接通”,并且主动接通信号可以在二极管导电时被发出。跨过开关的电容器 C_0 提供断开转变的制止,提供开关206的零电压切换(ZVS)断开。

[0113] 如图3所示,当 $I(\theta)$ 是纯正弦电流源时,开关206保持断开(关断),直到开关的导电角被达到为止(例如在 2α)。因此,对于半波切换电容器,开关206在来自源102的RF信号的每周期(例如,如由曲线302所示的 $I(\theta)$)被接通和断开一次。

[0114] 调节 α 设置开关206在周期中何时接通和断开(例如开关206的导电角)并因此控制电容器达到顶峰时的电压。因此,在切换角(α)和在切换频率下的 $V_c(\theta)$ 的基本分量的幅值之间存在关系。因此,电容器204的有效电容 C_{EFF} 可以被表示为 α 的函数:

$$[0115] C_{EFF} = \frac{C_0 \cdot \pi}{\pi - \alpha + \sin(\alpha) \cdot \cos(\alpha)} \quad (1a)$$

[0116] 参考图4,也可以将相位切换可变电抗实现为切换电感器网络,其允许在切换频率下对其有效电感的连续控制。这样的切换电感器网络在图4中被示为相位切换可变电感400,并对应于图2中所示的切换电容器网络200的拓扑结构对偶。如图4所示,说明性切换可变电感400包括由具有电压V的正弦电压源402驱动的电感器404和开关406的串联组合。电感器404具有物理电感 L_0 和电感器电流 I_L 。开关406的状态由信号Q控制,例如开关406在信号Q具有逻辑高值时可接通(例如闭合)并在信号Q具有逻辑低值时可断开(例如关断)。因此,开关406可以被认为在开关闭合时将电感器404切换到电路中(将电压V施加到电感器404)并在开关断开时将电感器404从电路切换出(没有电压施加到电感器404)。

[0117] 与针对图2所述的相位切换可变电抗的切换电容器实施方式类似,在切换频率下的相位切换可变电感400的有效电感 L_{EFF} 可以从基本值 L_0 被调制到无限大。例如,如果开关406总是接通的(闭合的),则由源402看到的相位切换可变电感400的有效电感 L_{EFF} 与电感器404的物理电感 L_0 相等。替代地,如果开关406总是断开的(关断的),则电感器404在穿过电感器404的电流保持为零而与电压V无关的意义上表现为无限电感器。可以通过控制在从0到 2π 的正弦电压源402的AC周期内的开关406的导电角来将电感器404的有效电感 L_{EFF} 理想地控制在 L_0 和无限大之间。

[0118] 参考图5,针对开关控制信号Q根据周期角 θ 示出电容器204的电流I和电压 V_c 的说明性波形。作为拓扑对偶性的特性的结果,图3所示的切换电容器网络的电压波形类似于图5所示的切换电感器的电流波形,反之亦然。

[0119] 具体而言,对于半波切换电感器,曲线502示出 $I_L(\theta)$,曲线506示出 $V(\theta)$,以及曲线504示出 $Q(\theta)$ 。如图5所示,在 $V(\theta)$ 的每个周期,在 $V(\theta)$ 从负转变到正之后的 α 弧度开关406接通(闭合)(例如,开关406断开/关断,直到 α 弧度进入 $V(\theta)$ 的正半周期内为止)。开关406保持接通(闭合),直到电感器电压下降到零之后为止。因为开关具有与它串联的电感器,开关的零电流切换(ZCS)可被实现。在电感器电压下降到零时的时间断开开关确保开关406的零电流切换(ZCS)。在与电容电路的对偶性中,利用二极管作为开关Q的部分可确保开关的自然转换(断开)并放宽切换控制波形的断开时刻的详细主动定时。如图5所示,当 $V(\theta)$ 是纯正弦电压源时,开关406保持接通(闭合),直到达到开关的导电角为止(例如在 2α)。

[0120] 调节 α 设置开关406在周期中何时接通和断开(例如控制开关406的导电角)并因此控制电感器达到顶峰时的电流。因此,与针对图2所述的相位切换可变电抗的切换电容器实施方式类似,在切换角(α)和在切换频率下的 $I_L(\theta)$ 的基本分量的幅值之间存在关系。因此,电感器404的有效电容 L_{EFF} 可以被表示为 α 的函数:

$$[0121] L_{EFF} = \frac{L_0 \cdot \pi}{\pi - \alpha + \sin(\alpha) \cdot \cos(\alpha)} \quad (1b)$$

[0122] 作为拓扑对偶性的结果,有效电感的表达式(1b)与有效电容的表达式(1a)相同。表达式(1a)在开关总是在接通状态($\alpha=\pi$)中时与无限有效电容的直观期望值一致,并在开

关永久地断开 ($\alpha=0$) 时预测在 C_{EFF} 和 C_0 之间的等值性。表达式 (1b) 在开关总是在断开状态 ($\alpha=0$) 中时与无限有效电感的直观期望值一致, 并在开关永久地接通 ($\alpha=\pi$) 时预测在 L_{EFF} 和 L_0 之间的等值性。因此, 根据表达式 (1a) 和 (1b), 可以通过控制与电容器或电感器相关的开关的导电角来调制在切换频率下的有效电容 C_{EFF} 和有效电感 L_{EFF} 。

[0123] 参考图6, 标准化有效电容 C_{EFF}/C_0 或标准化有效电感 L_{EFF}/L_0 在切换频率下由曲线 602 示出。对于电容电路, 这是与标准化导纳 Y_{EFF}/Y_0 相同的事项, 而对于电感电路, 这是与标准化电抗 X_{EFF}/X_0 相同的事项。作为拓扑对偶性的结果, 图2的相位切换电容器电路的标准导纳 Y_{EFF}/Y_0 与图4的相位切换电感器电路的标准电抗 X_{EFF}/X_0 相同。

[0124] 如图6所示, 标准化有效电容 C_{EFF} (或电感 L_{EFF}) 随着 α 快速增加并在 α 接近 π (例如180度) 时接近无限大。

[0125] 参考图7, 曲线 702 示出对于纯正弦电流(电压)激发源的电容器电压(电感器电流)的总谐波失真相对于 α 的关系。 C_{EFF} 或 L_{EFF} 可以被调制的实际范围取决于可存在于网络中的谐波失真的量。当 α 朝着 π 增加 (例如开关的导电角增加) 时, 电容器电压 V_c (例如曲线 306) 或电感器电流 I_L (例如曲线 502) 的盘旋上升被限制到较短的时间段。如图7所示, 这导致大 Y_{EFF}/Y_0 或 X_{EFF}/X_0 (例如 C_{EFF}/C_0 或 L_{EFF}/L_0) 比的电容器电压的相当大的谐波含量 (例如当 α 增加时总谐波失真增加)。在给定系统中允许的谐波失真的量取决于在源和/或负载内允许的谐波电流的规定限制和必需或需要的滤波的量。

[0126] 注意, 图7示出相位切换可变电抗的谐波失真 (例如相位切换可变电容 200 的电容器电压的谐波失真或相位切换可变电感 400 的电感器电压的谐波失真), 并且不是实际注入到RF系统的源和/或负载 (例如源102和负载114) 内的谐波含量。在一些实施例中, 相位切换可变电抗 (例如相位切换可变电容 200 或相位切换可变电感 400) 包括额外的滤波部件 (未在图2和4中示出) 以减小被注入到源和/或负载 (例如源102和负载114) 内的谐波含量。

[0127] 如针对图3和5所述的, 相位切换可变电抗 (例如相位切换可变电容 200 或相位切换可变电感 400) 是半波切换的, 其中开关被操作, 使得电容器电压 (图3的曲线 306) 和电感器电流 (图5的曲线 502) 是单极的。然而, 其它切换方案也是可能的。例如, 图8和9分别对于图3所示的切换电容器网络和图5所示的切换电感器网络示出作为周期角 θ 的函数的关于开关控制信号 Q 的电流 I 和电压 V 的说明性波形。

[0128] 具体而言, 如图8所示, 对于全波切换电容器, 曲线 802 示出 $I(\theta)$, 曲线 806 示出 $V_c(\theta)$, 以及曲线 804 示出 $Q(\theta)$ 。如图9所示, 对于全波切换电感器, 曲线 902 示出 $I_L(\theta)$, 曲线 906 示出 $V(\theta)$, 以及曲线 904 示出 $Q(\theta)$ 。当相位切换可变电容 200 是全波切换的时, 开关 (例如开关 206) 在 $I(\theta)$ 的每周期被断开两次 (例如 $Q(\theta)$ 为零), 断开周期以当 $I(\theta)$ 为零时的时刻为中心。对于纯正弦激发电流 $I(\theta)$, 这产生双极电容器电压波形 $V_c(\theta)$ 。电容器电压 $V_c(\theta)$ 具有零 DC 平均值。类似地, 当相位切换可变电感 400 是全波切换的时, 开关 (例如开关 406) 在 $V(\theta)$ 的每周期被断开两次 (例如 $Q(\theta)$ 具有逻辑高值), 接通周期以当 $V(\theta)$ 为零时的时刻为中心。对于纯正弦激发电压 $V(\theta)$, 这产生双极电感器电流波形 $I_L(\theta)$, 其也具有零 DC 平均值。因此, 对于全波切换电容器 (或电感器), 开关 206 在来自源 102 的 RF 信号的每周期 (例如, 如由曲线 802 所示的 $I(\theta)$) 被接通和断开两次。

[0129] 如同半波切换 (例如, 如图3和5所示) 一样, 可以通过控制开关的切换角 α 来调制在切换频率下的有效电容 C_{EFF} 和有效电感 L_{EFF} 。对于全波切换电容器, 电容器 204 的有效电容

C_{EFF} 可以被表示为 α 的函数:

$$[0130] \quad C_{EFF} = \frac{C_0 \cdot \pi}{2 \cdot [\pi - \alpha + \sin(\alpha) \cdot \cos(\alpha)]} \quad (2a)$$

[0131] 类似地,电感器404的有效电感 L_{EFF} 可以被表示为 α 的函数:

$$[0132] \quad L_{EFF} = \frac{L_0 \cdot \pi}{2 \cdot [\pi - \alpha + \sin(\alpha) \cdot \cos(\alpha)]} \quad (2b)$$

[0133] 因此,可以使用全波切换网络(例如关系式(2a)和(2b))对给定切换角 α 实现的有效电容/电感是可使用半波切换网络(例如关系式(1a)和(1b))实现的有效电容/电感的一半。然而,对于相同的切换角 α (即控制总开关导电角的切换角),与半波切换网络相比,全波切换网络内在地产生电容器电压和电感器电流的减小的谐波含量。另一方面,实现全波切换要求开关必须在操作频率的两倍下操作(例如以每周期切换两次)。此外,对于电容调制,需要双向阻断开关,这可复杂化具有一般半导体开关的开关实施方式。

[0134] 上面的关系式(1)和(2)示出对于纯正弦激发信号,图2和4所示的切换网络的有效电容和电感可以基于切换角 α 。对于不是纯正弦的激发信号,可以通过适当地选择定时或切换角 α 来控制有效电抗,在该切换角下开关断开(或接通),虽然关系式(1)和(2)不能计算 α 的确切值。连同确定零电压(或零电流)点(因为开关接通(或断开))的电路波形一起,切换角 α 确定在周期期间开关的总导电角。对于不是纯正弦的激发信号,可改编的查找表(例如LUT 108)、反馈电路110或前馈电路104(包括可选的数字预失真电路107)可以用于对给定期望有效电抗确定 α 的所需值。

[0135] 相位切换可变电容200和相位切换可变电感400可以用作用于实现相位切换可变电抗和其它可调电路(例如TMN)的构造块。特别地,一些应用可以实质上受益于可变电抗,其值可在跨越电容和电感电抗的范围内和/或通过在更有限的范围内调制有效电抗来控制。使用额外的电抗部件增加相位切换可变电容200和/或相位切换可变电感400可以提供更宽范围的可变电抗。

[0136] 图10A-10D示出包括电容和电感元件的相位切换电抗电路的说明性实施例,从而与图2和4所示的单元件电路相比,扩大相位切换电抗电路的阻抗可以被调谐的范围。

[0137] 例如,图10A示出包括与相位切换电容器1013串联的电感器1012的相位切换电抗电路1002。相位切换电容器1013包括与电容器1014并联的开关1016,类似地如针对图2所述的。图10B示出包括与电容器1022串联的电感器1024的相位切换电抗电路1004,电感器1024和电容器1022的串联组合被布置成与相位切换电容器1025并联。电容器1022不是相位切换的,并且因此被示为 C_{DC} 。相位切换电容器1025包括与电容器1026并联的开关1028,类似地如针对图2所述的。图10C示出包括与相位切换电感器1033并联的电容器1032的相位切换电抗电路1006。相位切换电感器1033包括与电感器1034并联的开关1036,类似地如针对图4所述的。图10D示出包括与电容器1044并联的电感器1042的相位切换电抗电路1008,电感器1042和电容器1044的并联组合被布置成与相位切换电容器1045串联。电感器1042不是相位切换的,并且因此被示为 L_{DC} 。相位切换电感器1045包括与电感器1046并联的开关1048,类似地如针对图4所述的。

[0138] 如本领域中的技术人员将理解的,除了在图10A-10D中所示的电路变型以外的电路变化也是可能的。例如,放置与相位切换电容器串联的电容器提供具有等于电容器和相

位切换电容器的物理电容的串联组合的最大电容和等于电容器和相位切换电容值的串联组合的最小电容的净有效阻抗。

[0139] 如针对图6和7所述的,对于相位切换可变电容200和相位切换可变电感400,在它们的可变电抗范围和被注入到系统的其余部分内的谐波含量的数量之间存在折衷。换句话说,有效电抗可被控制的范围由可在系统内容许(例如由源102和/或负载114)的谐波含量的数量限制。一些实施例可使用额外或外部滤波部件来减小被注入到源102和/或负载114的谐波含量。然而在一些实施例中,使用额外的滤波部件可能不是可能的。

[0140] 参考图11和12,在不使用额外的滤波部件的情况下,可通过使用不是相位切换的一个或多个数字控制电容器或电感器矩阵组合相位切换可变电容200和相位切换可变电感400来减小谐波含量。这样的混合切换网络包括在RF操作频率下操作并具有关于RF波形的受控相位和占空比的RF开关。混合切换网络还包括与切换矩阵中的一个或多个电容器或电感器相关的数字开关。数字开关一般在比RF频率低得多的频率下操作,但可在高达由有效电抗 C_{EFF} 或 L_{EFF} 的控制带宽确定的RF频率(例如在逐周期基础上)下操作。

[0141] 参考图11,混合切换网络1100包括相位切换电抗(例如电容器 C_0 1116和并联开关1118)和数字控制电容器网络1102。虽然被示为与数字控制电容器网络1102和负载114并联耦合的相位切换可变电容(例如电容器 C_0 1116和并联开关1118),在其它实施例中,相位切换电抗可被实现为与数字控制电容器网络1102和负载114并联耦合的相位切换可变电感(例如在图4中所示的)或为图10A-D所示的相位切换电抗电路之一或其它等效电路。

[0142] 数字控制电容器网络1102包括被示为电容器1104、1108和1112以及开关1106、1110和1114的多个电容器和相关开关。在一些实施例中,电容器1104、1108和1112中的每个具有唯一的电容值,允许数字控制电容器网络1102的电容值在整个大电容范围上改变。例如,如图11所示,电容器1104、1108和1112可从相位切换电容器基本值(例如 C_0)以 C_0 的增量增加,直到达到最大电容值(例如 $(2 \cdot 2^N - 1) \cdot C_0$)为止,其中N是在数字控制电容器网络1102中的电容器的数量。

[0143] 开关1106、1110和1114与电容器1104、1108和1112中的相应电容器串联耦合,并可操作来通过连接(或断开)相应的电容器来调节数字控制电容器网络1102的电容。开关1106、1110和1114可基于来自控制电路106的一个或多个控制信号来操作。如所述的,开关1106、1110和1114通常在小于RF频率的频率下操作以调节数字控制电容器网络1102的电容值。

[0144] 参考图12,混合切换网络1200包括相位切换电抗(例如电容器 L_0 1216和串联开关1218)和数字控制电感器网络1202。虽然被示为与数字控制电感器网络1202串联并与负载114并联耦合的相位切换可变电感(例如电容器 C_0 1216和串联开关1218),在其它实施例中,相位切换电抗可被实现为相位切换可变电容(例如在图2中所示的)或为图10A-D所示的相位切换电抗电路之一或其它等效电路。

[0145] 数字控制电感器网络1202包括被示为电感器1206、1210和1214以及开关1204、1208和1212的多个电感器和相关开关。在一些实施例中,电感器1206、1210和1214中的每个具有唯一的电感值,允许数字控制电感器网络1202的电感值在整个大电感范围上改变。例如,如图12所示,电感器1206、1210和1214及1218可从相位切换电感器基本值(例如 L_0)以 L_0 的增量增加,直到达到最大电感值为止。

[0146] 开关1204、1208和1212与电感器1206、1210和1214中的相应电感器并联耦合，并可操作来通过连接(或短路，例如提供低阻抗路径以绕过电感器)相应的电感器来调节数字控制电感器网络1202的电感。开关1204、1208和1212可基于来自控制电路106的一个或多个控制信号来操作。如所述的，开关1204、1208和1212通常在小于RF频率的频率下操作以调节数字控制电感器网络1202的电感值。

[0147] 数字控制电容器网络1102和数字控制电感器网络1202扩大相位切换电抗(例如电容器C₀ 1116和并联开关1118或电感器L₀ 1216和串联开关1218)的电抗可连续改变而不对源102和/或负载114引入过多的谐波含量时的范围。例如，图11和12所示的实施例使用数字控制电容器网络1102(或数字控制电感器网络1202)来控制切换网络1100(或1200)的基本值C₀(或L₀)。可操作相位切换电抗的开关(例如开关1118或开关1218)以将基本电容C₀(或电感L₀)增加由上面所述的关系式(1)和(2)确定的倍数。

[0148] 例如，可通过半波切换具有从0改变到大约π/2的切换角α的RF开关来将在混合切换电容器网络1100的切换频率下的有效电容C_{EFF}控制在下电容值C₀和上电容值之间，如图3所示。如图7所示，具有小于π/2(90度)的切换角α的RF切换操作相当于小于大于35%的峰值谐波失真。因此，混合切换网络(例如1100和1200)允许在最小谐波失真和不需要可调偏置电压或电流的情况下在宽电容(或电感)范围内在切换频率下有效电抗的连续控制。

[0149] 在各种实施例中，可例如基于RF频率或RF系统100的其它操作参数将TMN 112的RF开关(例如开关206或开关406)实现为各种类型的开关元件的组合之一。例如，可使用横向或垂直FET、HEMT、晶闸管、二极管或其它类似的电路元件。

[0150] 相位开关可变电容200和相位开关可变电感400可用作在更复杂的相位开关可调谐匹配网络(PS-TMN)例如Pi网络拓扑PS-TMN(Pi-TMN)内的电路元件，虽然其它网络拓扑例如L形网络、T形网络或其它类似的网络是可能的。图13示出包括耦合到Pi-TMN 1302的RF源1301的说明性RF系统1300的示意图，Pi-TMN 1302耦合到RF负载1303。Pi-TMN 1302包括两个可变并联电容电纳B₁ 1310和B₂ 1314。在说明性实施例中，RF源1301通常是功率放大器或另一RF系统的输出。如图13所示，RF源1301可由它的诺顿等效电路表示为包括与源电阻R_S 1306和源电纳B_S 1308并联的电流源1304。类似地，RF负载1303可被表示为包括与负载电纳B_L 1316并联的负载电阻R_L 1318。源和负载阻抗Z_S和Z_L可分别比表示为：

$$[0151] Z_S = (R_S^{-1} + jB_S)^{-1} \quad (3)$$

$$[0152] Z_L = (R_L^{-1} + jB_L)^{-1} \quad (4)$$

[0153] 因此，可表明需要使负载阻抗Z_L与源阻抗Z_S匹配的电纳B₁和B₂由下式给出：

$$[0154] B_1 = \frac{R_S \pm \sqrt{R_L R_S - X^2}}{X} - B_S \quad (5)$$

$$[0155] B_2 = \frac{R_S}{R_L} \left(\frac{R_S \pm \sqrt{R_L R_S - X^2}}{X} \right) - B_L \quad (6)$$

[0156] 因此，Pi-TMN 1302可用于通过调节可变并联电容电纳B₁ 1310和B₂ 1314的值来使负载阻抗Z_L与源阻抗Z_S匹配

[0157] 如图3所示，Pi-TMN 1302的实施例包括两个可变并联电容电纳B₁ 1310和B₂ 1314及固定电感电抗X 1312，虽然Pi-TMN的很多其它实现是可能的，例如使用可变并联电感电

纳和固定电容电抗,将所有三个电抗分支实现为可变部件,等等。当然应认识到,也可能实现具有一个可变并联路径元件和一个可变串联路径元件的L区段TMN。也可使用其它类型的网络。如下面更详细描述的,接地参考可变电容器非常适合于使用相位切换可变电抗网络在RF频率下实现。

[0158] 参考图14,可由Pi-TMN 1302匹配的负载阻抗的说明性范围被示为在史密斯圆图标绘图1400(被标准化到 R_s)中的阴影区1402。例如,由阴影区1402表示的阻抗值可由具有 $X = R_s$ 和在 $1/R_s$ 到 $4/R_s$ 的范围内可变的电纳 B_1 及在 $1/R_s$ 到 $2/R_s$ 的范围内可变的电纳 B_2 的说明性Pi-TMN实现。如图14所示,Pi-TMN 1302能够使RF源1301的阻抗与在大约10:1电阻范围和5:1电阻范围上(都电容地和电感地)变化的负载阻抗匹配。为了完成此,Pi-TMN 1302在1:4范围内调制 B_1 并在1:2范围内调制 B_2 ,这可使用例如在图2和4中所示的相位切换可变电抗网络来实现。

[0159] 图15示出实现在图14中对 50Ω 的源阻抗(例如 R_s 1506)示出的匹配范围的相位切换Pi-TMN电路1502的说明性实施例。电感电抗X被选择为在值上等于诺顿等效源电阻 R_s (例如 50Ω)。如图15所示,可变电容电纳 B_1 和 B_2 被实现为半波相位切换电容器(图2的相位切换电容器200)。可变电容电纳 B_1 包括相位切换电容器 C_{P2} 1514和FET开关1512,其由切换控制信号 q_2 实现,具有切换角 α_2 。可变电容电纳 B_2 包括相位切换电容器 C_{P1} 1520和FET开关1522,其由切换控制信号 q_1 实现,具有切换角 α_1 。

[0160] 在说明性实施例中,相位切换Pi-TMN电路1502在27.12MHz下操作并能够通过正确地调节开关的切换角(α_1 和 α_2)和在它们之间的相位偏移(例如通过调节切换控制信号 q_1 和 q_2)来使 50Ω 源阻抗与在大约10:1电阻范围和5:1电阻范围上(都电容地和电感地)变化的负载阻抗匹配。

[0161] 将可变电容电纳 B_1 和 B_2 实现为半波FET切换电容器网络提供开关的零电压切换(ZVS)操作,并允许每个可变电抗使用单个接地参考的开关(例如可变电容电纳 B_1 的FET 1512和可变电容电纳 B_2 的FET 1522)来实现。ZVS操作在切换系统中是需要的,因为它减小开关功率损耗并提高总系统效率。此外,FET 1512和1522的输出(漏极到源极)与相位切换电容器 C_{P1} 和 C_{P2} 并联,并因此可被添加到并联电容并被用作TMN的部分。

[0162] 在说明性Pi-TMN电路1502中,图13所示的电感电抗X 1312被实现为包括串联布置在可变电纳 B_1 和 B_2 之间、被布置为并联元件(例如耦合到地)的电感器 L_{S2} 1516和电容器 C_{S2} 1518的串联谐振电路。电感器 L_{S2} 1516和电容器 C_{S2} 1518被选择为具有大约等于在期望频率下的源阻抗(例如 50Ω)的电感阻抗。

[0163] 在图15所示的实施例中,包括两个额外的串联谐振电路,一个作为输入滤波器而一个作为Pi-TMN电路1502的输出滤波器以限制被注入到源和负载内的谐波含量的数量,作为切换的结果。例如,电容器 C_{S1} 1508和电感器 L_{S1} 1510充当在源极1504和Pi-TMN电路1502之间的串联谐振输入滤波器。类似地,电容器 C_{S3} 1524和电感器 L_{S3} 1526充当在负载1528和Pi-TMN电路1502之间的串联谐振输出滤波器。

[0164] L_{S2} 1516和 C_{S2} 1518的串联谐振电路的质量因子Q控制在相位切换电容器 C_{P1} 1520和相位切换电容器 C_{P2} 1514之间的交互作用。例如,增加质量因子Q(例如通过增加 L_{S2} 1516和 C_{S2} 1518的值)减小在相位切换电容器 C_{P1} 1520和相位切换电容器 C_{P2} 1514之间的交互作用,虽然增加质量因子Q也减小网络的有效带宽。

[0165] 例如,为了使相位切换Pi-TMN电路1502对在大约27MHz的范围中的说明性期望频率下的 50Ω 的源阻抗(例如 R_s 1506)实现在图14中所示的匹配范围,相位切换电容器 C_{P1} 1520可具有130pF的物理值 C_0 ,且相位切换电容器 C_{P2} 1514可具有100pF的物理值 C_0 。为了由在相位切换电容器 C_{P1} 1520和相位切换电容器 C_{P2} 1514之间的串联谐振电路实现期望质量因子,电容器 C_{S2} 1518可具有 $0.01\mu F$ 的值,以及电感器 L_{S2} 1516可具有 $297nH$ 的值。为了由串联谐振电路实现期望输入和输出滤波,电容器 C_{S1} 1508和 C_{S3} 1526可具有 $23.4pF$ 的值,以及电感器 L_{S1} 1510和 L_{S3} 1524可具有 $1.47\mu H$ 的值。此外,FET 1512和1522可具有 $10m\Omega$ 的接通电阻,且每个FET的体二极管可具有0.4V的正向电压和 $10m\Omega$ 的接通电阻。

[0166] FET 1512和1522的切换基于切换角 α 被同步到它们的漏极电流,切换角 α 基于电容器 $CP1$ 和 $CP2$ 的期望有效电容。如上面对半波相位切换电容器所述的,FET 1512和1522在它们的漏极电流从负交叉到正时被断开,且接着一旦它们的各自漏极电压下降到零就再次被接通。可通过将期望负载阻抗 Z_L 的所需 B_1 和 B_2 电纳确定为由关系式(5)和(6)给出的来计算每个FET 1512和1522的 α 的适当值。一旦每个电容值 B_1 和 B_2 是已知的,那个值就可被插入作为在关系式(1a)(对于半波相位切换电容器)或关系式(2a)(对于全波相位切换电容器)中的 C_{EFF} (C_0 作为电容器的物理电容是已知的值)以确定相应于期望电纳值的 α 的值。

[0167] 如所述的,对于具有非纯正弦电流激发的相位切换网络,关系式(1)和(2)可以不导致 α 的确切值以达到期望电纳。此外,漏极到源极切换电容的非线性度和两个切换网络(例如电容性电纳 B_1 和 B_2)的相互交互作用也可导致 α 的不准确的计算。因此,一些实施例使用非线性控制技术(例如通过控制电路106)来确定 α 的适当值,例如固定或可改编的查找表(例如LUT 108)、反馈(例如通过反馈电路110)、前馈补偿(例如通过前馈电路104)、切换角的数字预失真(例如通过预失真电路107)或其它类似的技术。

[0168] 为了设置Pi-TMN电路1502的每个FET 1502和1522的切换控制参数 α 的正确值以实现给定阻抗,LUT 108可存储相应于各种复杂阻抗的预定切换角(例如 α_1 和 α_2)。例如,表2示出Pi-TMN电路1502可使匹配到 50Ω 源的可能的负载阻抗和切换控制信号 q_1 和 q_2 的切换角 α_1 和 α_2 的相应值的说明性列表:

[0169]

表 2

负载阻抗 Z_L (Ω)	α_1 (度)	α_2 (度)
$48.8+10.90j$	0.0	0.0
$103+8.12j$	78.1	95.7
$165-0.923j$	87.9	91.8
$282+3.20j$	97.6	85.9
$524-19.30j$	107.0	79.1
$1000+15.90j$	117.0	72.2

[0170] 表2示出Pi-TMN电路1502可能使 50Ω 源阻抗与在至少10:1的因子上电阻地改变的负载阻抗匹配。基于表2列出的切换角(α_1 和 α_2)和有效电抗(例如 C_{EFF}/C_0 或 L_{EFF}/L_0)与图6所

示的 α 的关系曲线,可示出有效电容的2:1调制可实现对在10:1范围上电阻地改变的负载阻抗的阻抗匹配。

[0171] 其它类型的系统也可使用本文所述的相位切换网络。例如,各种各样的系统可受益于在特定的频率下或在特定的频带上输送功率的RF功率放大器(PA)。这样的PA可有益地控制在宽范围上的输出功率并维持在它的整个操作范围上的高效率。常规线性放大器(例如A、B、AB类等)提供宽范围动态输出功率控制和高保真度放大的益处,但具有随着功率后退而快速下降的有限的峰值效率。另一方面,开关PA(例如逆变器,如D、E、F、Φ类等)提供顶峰值效率,但只产生恒定的包络信号(在恒定供电电压下),同时保持在切换模式中。

[0172] 用于在开关PA中的输出功率控制的一种技术是通过负载调制,其中PA的负载由外部网络调制。在所述实施例中,PA的负载由相位切换可谐振匹配网络(TMN)(例如包括一个或多个相位切换可变电容200或相位切换可变电感400的网络,例如Pi-TMN电路1502)调制。例如,相位切换TMN的阻抗变换可控制PA的输出功率。

[0173] 参考图16,这样的相位切换阻抗调制(PSIM)放大器被示为PSIM放大器1600。PSIM放大器1600包括在特定频率下或在特定范围的频率上产生RF功率的RF功率放大器(或逆变器)1602。RF PA 1602耦合到电源(例如电压VDC和地)和相位切换TMN 1604。相位切换TMN 1604耦合到RF负载1606,其具有负载阻抗 Z_L 。相位切换TMN 1604耦合到控制器1608,其例如通过基于切换角(例如 α)向TMN的开关提供控制信号以实现期望阻抗来控制TMN的操作。虽然未在图16中示出,在一些实施例中,控制器1608耦合到RF PA 1602且也控制PA的操作。相位开关TMN 1604自适应地控制将负载阻抗 Z_L 变换到对PA 1602呈现的阻抗。例如,相位开关TMN 1604可通过调制对PA 1602呈现的负载(例如 Z_{TMN})来控制PA 1602的输出功率和/或补偿频率和/或负载阻抗以向负载提供高频率和期望功率。

[0174] 在各种实施例中,PA 1602是(1)切换逆变器,(2)振幅调制线性PA,或(3)这些的组合(例如根据期望输出)。例如,图17示出说明性PSIM放大器1700的方框图,但包括开关PA 1702(例如E、F或Φ PA类等),其包括单个开关(例如FET 1706)。在其它实施例中,可使用其它类型的PA,例如线性PA(例如A、B、AB或C类)或使用多于一个开关来将DC功率转换成RF功率的其它开关PA(例如D类、逆变器D等)。

[0175] 如所述的,调制由向相位开关TMN(例如TMN 1604或1710)里面看的PA看到的有效负载阻抗 Z_{TMN} 控制在PSIM放大器(例如放大器1602和1702)的操作功率范围上的输出功率。此外,也可进一步通过对大输出功率回退使用PA驱动信号的振幅调制来扩展PSIM放大器的操作功率范围。

[0176] 一些实施例也可使用其它功率调制技术,例如功率放大器的分立或连续漏极调制。PA的漏极调制(例如切换)施加到PA的偏置端子的偏置电压。例如,一种漏极调制技术可切换在多个分立电压电平当中的偏置电压或在整个电压范围上连续调节偏置电压。

[0177] 除了执行RF PA的阻抗调制和输出功率控制以外,相位开关TMN(例如TMN 1604或1710)也可补偿负载阻抗 Z_L 的变化。例如,相位开关TMN可连续地被调谐以通过使用相位开关TMN对于给定输出功率电平使可变负载阻抗与期望RF逆变器负载阻抗 Z_{TMN} 匹配,以当操作频率变化时补偿放大器的负载网络阻抗的变化并因此维持ZVS操作。因此,PSIM放大器(例如PSIM放大器1600和1700)在大频率范围上动态地控制它输送到广泛变化的负载阻抗例如RF等离子体负载的输出功率。

[0178] 因此,PSIM放大器(例如PSIM放大器1600和1700)允许(1)在宽功率范围上的输出功率的有效动态控制;(2)阻抗匹配和将功率输送到宽范围负载内的能力,以及(3)在频率捷变操作的整个频率范围上的全零电压切换(ZVS)操作。

[0179] 虽然图16和17所示的PSIM放大器1600和1700的方框图将PSIM放大器示为RF PA(例如RF PA 1602和1702)与相位开关TMN(例如相位开关TMN 1604和1710)的级联组合,其它实施例将PS-TMN集成到RF PA的设计内。作为结果,这样的集成PSIM放大器可被视为包括两个或多个开关的RF放大器,其中第一开关(或一组开关)主要负责从DC输入功率产生RF功率,而第二开关(或一组开关)主要负责调制由负载网络呈现给RF放大器的有效阻抗。在大部分实施例中,第二开关(或一组开关)不将DC功率转换成RF功率(例如第二开关提供从DC到RF的零功率转换),虽然在一些实施例中,第二开关可将一些功能功率从DC转换到RF或RF到DC。

[0180] 在大部分实施例中,PSIM放大器可以是具有实质上开关模式中操作并在零电压切换下接通和断开的切换晶体管的零电压切换(ZVS)放大器,使高效率能够被实现。在其它实现中,PSIM放大器可提供在它的一些操作范围上的切换模式操作(例如保护操作)(例如同时输送高输出功率)并利用在它的范围的其它部分上的线性模式操作。

[0181] 例如,图18A示出PSIM放大器1800A的说明性拓扑的示意图。如所示,PAIM放大器1800A耦合到与电感器 L_F 串联耦合的DC源1802,电感器 L_F 又耦合到晶体管1804和电容器 C_F 的并联组合。电感器 L_F 、电容器 C_F 和FET 1804通常操作来从DC源产生到网络的其余部分的RF输出功率。分支电抗 X_1 耦合在电容器 C_F 和节点 N_2 之间,节点 N_2 耦合到包括电抗 X_2 的Pi-TMN,电抗 X_2 耦合在第一相位切换电抗(例如FET 1806、分支电抗 X_{S2} 和相位切换可变电抗 X_{P2})和第二相位切换电抗(例如FET 1808、分支电抗 X_{S3} 和相位切换可变电抗 X_{P3})之间。分支电抗 X_1 耦合在节点 N_1 处的Pi-TMN和负载阻抗 Z_L 之间。分支电抗 X_1 、 X_2 、 X_3 、 X_{S2} 、 X_{S3} 和相位切换可变电抗 X_{P2} 和 X_{P3} 可被实现为各种不同的电抗网络,取决于设计的所需功能。

[0182] 图18B示出图18A所示的PSIM放大器拓扑的说明性设计1800B。如图18B所示,使用例如针对图2和3所述的半波相位切换电容器网络来实现相位切换可变电抗(包括FET开关1806和1808及相位开关电容器 C_{P2} 和 C_{P3})。如图18B所示,三个开关1814、1816和1818在DC处(例如分别由电容器 C_{S1} 、 C_{S2} 和 C_{S3})相互隔离。FET开关1814负责产生所有RF功率,而FET开关1816和1818负责变换和调制由负载 Z_L 呈现给电路的DC到RF部分的阻抗(例如在节点 N_2 处的开关1814的输出端口处)。

[0183] 图18C示出图18A所示的PSIM放大器拓扑的说明性设计1800C。网络1800C类似于网络1800B,虽然在网络1800C中,相位切换电容器网络(例如FET 1826和电容器 C_{P2} 和FET 1828和电容器 C_{P3})分别与电容器 C_{P4} 和 C_{P5} 串联连接。这增加PSIM放大器对在切换电容器网络的有效电抗的变化的敏感度。

[0184] 图18D示出图18A所示的PSIM放大器拓扑的说明性设计1800D,其中FET开关1834和1836是DC耦合的(例如经由电感器 L_{S1}),且因此潜在地,FET开关1834和1836中的一个或两个可用于将DC功率转换成RF功率,反之亦然。另一方面,FET开关1838是DC隔离的(例如由电容器 C_{S2} 和 C_{S3}),且因此只用于对负载阻抗 Z_L 的阻抗匹配。

[0185] 图18E示出图18A所示的PSIM放大器拓扑的说明性设计1800E,其中FET开关1844、1846和1848是DC耦合的(例如经由电感器 L_{S2}),而只有负载是DC隔离的(例如经由电容器

C_{S3})。因此在这样的实施例中,所有三个FET开关1844、1846和1848可潜在地用于在DC功率和RF功率之间转换和/或负责网络与负载的阻抗匹配,虽然不一定所有三个都提供每个功能。

[0186] 如图18E所示,电容器 C_F 和FET开关1844的切换电容器网络与电容器 C_{P2} 、电感器 L_2 和FET开关1846的相位切换网络并联。作为结果,一些实施例可将这两个网络组合成具有输入电流的单个切换电抗网络,该输入电流匹配与FET1844和1846相关的这两个切换电抗网络的输入电流的和。因此在一些实施例中,图18E所示的三个开关PSIM可被实现为例如在图19和20中所示的双开关PSIM。

[0187] 参考图19,示出双开关PSIM 1900的说明性拓扑的示意图。双开关PSIM 1900耦合到与电感器 L_F 串联耦合的RF源1902,电感器 L_F 又耦合到FET 1904和电容器 C_F 的并联组合。分支电抗 X_1 耦合在电容器 C_F 和包括电抗 X_{S2} 的相位切换电抗网络之间,电抗 X_{S2} 耦合在相位切换电抗 X_{P2} 和FET 1906之间。分支电抗 X_2 耦合在相位切换电抗网络和负载电抗 Z_L 之间。分支电抗 X_1 、 X_2 和 X_{S2} 和相位切换可变电抗 X_{P2} 可被实现为各种不同的电抗网络,取决于设计的所需功能。开关FET 1904和1906中的任一个或开关1904和1906中的两个可用于在DC功率和RF功率之间转换。

[0188] 参考图20,示出具有被实现为电感器 L_{S1} 和电容器 C_{S1} 的分支电抗 X_1 的双开关PSIM 1900的说明性实现。电容器 C_{S1} 提供在FET开关2004和2006之间的DC隔离。因此,FET开关2004产生RF功率,以及FET开关2006调制对源呈现的阻抗。

[0189] 图21示出三开关PSIM放大器2100的说明性实现。PSIM放大器2100在20.86MHz到27.12MHz频率范围(在频率上1.3的倍数)上操作。此外,PSIM放大器2100提供被输送到具有 50Ω 的阻抗 Z_L 的负载的输出功率的10:1动态控制的能力,有±10%阻抗变化(电阻和电抗)。

[0190] PSIM放大器2100包括RF PA(逆变器)2102、Pi-TMN 2104、分支滤波器2106和负载阻抗 Z_L 。RF PA 2102包括FET开关2108、电感器 L_F 和由电容器 C_F 和 C_{S1} 和电感器 L_{S1} 形成的输出网络。在图21所示的实施例中,RF PA 2102是具有在DC功率和RF功率之间转换的FET开关2108的修改的E类逆变器。Pi-TMN 2104包括第一相位切换电容器(例如 C_{P2} 和FET 2110)和第二相位切换电容器(例如 C_{P1} 和FET 2112)。分支滤波器2106包括在Pi-TMN 2104和负载 Z_L 之间耦合的电感器 L_{S3} 和电容器 C_{S3} 。

[0191] 当Pi-TMN 2104维持逆变器负载阻抗 Z_{TMN} 作为在RF PA 2101的操作频率下的近似电阻性负载时,RF PA 2102维持在不同的输出功率电平下的零电压切换(ZVS)和高效率。当 Z_{TMN} 是 50Ω (例如匹配负载阻抗 Z_L)时,RF PA 2102产生峰值RF功率。RF PA 2102的功率回退的动态控制可由调制 Z_{TMN} 的Pi-TMN 2104实现。

[0192] 对于在20.86MHz到27.12MHz频率范围上的操作,图21所示的PSIM放大器2100的说明性实施例使用具有113nH的值的电感器 L_F 、具有180pF的值的电容器 C_F 、具有15.2pF的值的电容器 C_{S1} 、具有3.81μH的值的电感器 L_{S1} 、具有152pF的物理值 C_0 的相位切换电容器 C_{P2} 、具有381nH的值的电感器 L_{S2} 、具有0.01μF的值的电容器 C_{S2} 、具有152pF的物理值 C_0 的相位切换电容器 C_{P1} 、具有3.81μH的值的电感器 L_{S3} 和具有15.2pF的值的电容器 C_{S3} 。在一些实施例中,Pi-TMN 2104使用半波切换电容器网络(例如电容器 C_{P2} 和FET 2110和电容器 C_{P1} 和FET 2112)。

[0193] 由电容器 C_{S2} 和电感器 L_{S2} 形成的串联电抗网络分支具有在20.86MHz的频率下的 50Ω 电感阻抗,且DC也隔离两个切换网络(例如电容器 C_{P2} 和FET 2110和电容器 C_{P1} 和FET

2112)。电容器 C_{S2} 和电感器 L_{S2} 的阻抗设置电阻范围,Pi-TMN 2104的ZTMN可在该范围上被调制。由电容器 C_{S3} 和电感器 L_{S3} 形成的串联谐振网络提供负载电流 I_L 的额外滤波,并阻止DC电流和高频率谐波含量耦合到负载 Z_L 。Pi-TMN 2104可通过适当地驱动FET开关2110和2112、例如通过调节FET的导电角来调制对RF PA 2102呈现的阻抗 Z_{TMN} 。通过调制对RF PA 2102呈现的阻抗 Z_{TMN} ,Pi-TMN 2014可控制从RF PA 2102输送到负载 Z_L 的输出功率。

[0194] 图22示出说明性阻抗范围(例如阴影区2202),Pi-TMN 2104的 Z_{TMN} 可在20.86MHz下被调节。图23示出说明性阻抗范围(例如阴影区2203),Pi-TMN 2104的 Z_{TMN} 可在27.12MHz下被调节。史密斯圆图2200和2300被标准化到 50Ω 。阴影区2202和2302示出Pi-TMN 2104可通过在1:6阻抗范围上改变相位切换电容器CP1(例如改变在大约0度到125度上的FET 2102的切换角 α_1)并在1:10阻抗范围上改变相位切换电容器CP1(例如改变在大约0度到135度上的FET 2110的切换角 α_2)来匹配在10:1范围上的负载阻抗 Z_L 。此外,ZTMN可被调制以解释在RF PA 202的操作频率下在负载阻抗 Z_L 中的±10%变化(电阻性和电抗性)。

[0195] 为了设置Pi-TMN 2104的FET 2112的切换角 α_1 的正确值和FET 2110的切换角 α_2 的正确值以实现给定阻抗,LUT 108可存储相应于各种阻抗的预定切换角(例如 α_1 和 α_2)。例如,表3示出可与匹配到 50Ω 负载阻抗匹配的可能的阻抗 Z_{TMN} 和相应的切换角(例如 α_1 和 α_2)的说明性列表。可基于PSIM放大器2100的模拟来确定表3的值,其中FET 2110和2112被建模为具有 $10m\Omega$ 的接通状态电阻和具有0.4V正向电压将的体二极管。在表3中列出的输出功率包括当PSIM放大器被供应有48VDC电源时在基本和更高频率下输送的功率。

[0196]

表 3

切换频率	α_1	A_2	TMN 阻抗	输出功率
------	------------	-------	--------	------

[0197]

(MHz)	(度)	(度)	$Z_{TMN} (\Omega)$	(W)
27.12	82.1	48.6	$55.5+6.06j$	19.8
27.12	64.4	68.3	$125-1.60j$	12.3
27.12	61.3	66.4	$500-1.14j$	3.5
20.86	0.10	0.10	$48.9-1.20j$	58.6
20.86	146	87.7	$498-5.90j$	5.4

[0198] 如所述,PSIM放大器2100在输出功率、负载阻抗和操作频率的整个宽范围内维持所有FET的零电压切换。例如,为了使说明性PSIM放大器2100在20.86MHz下以48VDC的电源电压将58.6W的输出功率输送到 50Ω 负载 Z_L ,TMN 2102需要提供接近1:1阻抗匹配(例如 $Z_L = Z_{TMN} = 50\Omega$)。在这个操作条件下,在节点 N_1 和 N_2 处的所需有效并联电容分别等于 C_{P1} 和 C_{P2} 电容,且因此FET开关2110和2112在整个周期期间是断开的,以及FET开关2110和2112的漏极电压波形将是正弦的。

[0199] 作为另一示例,为了使说明性PSIM放大器2100在27.12MHz下以48VDC的电源电压将3.50W的输出功率输送到 50Ω 负载 Z_L ,TMN 2102需要提供大约 500Ω 的阻抗 Z_{TMN} (如表3中

所示的)。在这个操作条件下,在节点N₁和N₂处的所需有效并联电容分别高于C_{P1}和C_{P2}电容,且因此FET开关2110和2112在整个周期期间是接通的,同时维持ZVS。尽管有FET开关2110和2112的漏极电压波形的高频谐波含量,流经负载AL的负载电流IL应保持接近正弦的。因此,PSIM放大器2100能够提供动态输出功率控制,同时在切换频率的整个范围内匹配到可变负载内。

[0200] 因此,如在本文所述的,各种实施例提供基于被称为相位切换可调谐匹配网络(PS-TMN)的相位切换可变网络电抗元件的可调谐匹配网络。这样的PS-TMN提供在宽阻抗范围上的快速、高带宽、连续阻抗匹配,同时在高功率电平下高效地操作而不需要高偏置电压或电流。这样的PS-TMN可能单独地被使用,或也可结合其它匹配技术例如分立切换电抗组来使用。所述实施例还提供在本文被称为相位切换阻抗调制(PSIM)放大器的零电压切换(ZVS)射频(RF)放大器。这样的PSIM放大器可通过有效地调制在宽频率范围上的输出功率并匹配到高度可变的负载内(例如匹配到宽阻抗范围)使用PS-TMN来在大频率范围上操作。

[0201] 在本文对“一个实施例”或“实施例”的提及意指关于该实施例所述的特定特征、结构或特性可被包括在所主张的主题的至少一个实施例中。短语“在一个实施例中”在说明书中的不同地方的出现并不一定都指同一实施例,也不是一定与其它实施例相互排他的单独或可选的实施例。相同的情况适用于术语“实现”。

[0202] 如在这个说明书中使用的,词“示例性”和“说明性”在本文用于意指示例、实例或说明。在本文被描述为“示例性”或“说明性”的任何方面或设计并不一定被解释为相对于其它方面或设计是优选的或有利的。更确切地,词“示例性”和“说明性”的使用意欲以具体地方式词“示例性”和“说明性”提出概念。

[0203] 此外,术语“或”意欲意指包括端点的“或”而不是排外的“或”。也就是说,除非另有规定或从上下文清楚的,“X使用A或B”意欲意指任何自然包含的置换。也就是说,如果X使用A,X使用B或X使用A和B,则“X使用A或B”在前述任何实例下满足。此外,如在本申请和所附权利要求中使用的冠词“a”和“an”通常应被解释为意指“一个或多个”,除非另有规定或从上下文清楚的指向单数形式。

[0204] 在方向术语(例如上部、下部、并行、垂直等)在说明书和权利要求中被使用的程度上,这些术语仅仅意欲帮助描述实施例且并不意欲以任何方式限制权利要求。这样的术语不需要精确(例如确切的垂直或确切的平行等),但替代地,意图是正常容限和范围适用。类似地,除非明确地另有规定,每个数值和范围硬被解释为近似的,好像在值或值的范围前面的词“大约”、“实质上”或“近似”一样。

[0205] 一些实施例可在方法和用于实施那些方法的装置的形式中实现。此外,如将对本领域中的技术人员明显的,电路元件的各种功能也可被实现为软件程序中的处理块。所述实施例也可在有形介质中体现的程序代码中实现,有形介质例如是磁性记录介质、硬盘驱动器、软盘、磁带介质、光学记录介质、光盘(CD)、数字通用盘(DVD)、固态存储器、混合磁性和固态存储器或任何其它机器可读存储介质,其中当程序代码被装入机器例如计算机内并由机器执行时,机器变成用于实施所主张的发明的装置。所述实施例也可在程序代码的形式中实现,例如不管是存储在存储介质中、装入机器内和/或由机器执行或在某个传输介质或载体上例如在电气配线或布线上、通过光纤光学器件或经由电磁辐射来传输,其中当程序代码被装入机器理例如计算机内并由机器执行时,机器称为用于实施所主张的发明的装

置。当在处理设备上实现时，程序代码段与处理器组合以提供与特定的逻辑电路类似地操作的独特设备。这样的处理设备可包括例如通用微处理器、数字信号处理器 (DSP)、精简指令集计算机 (RISC)、复杂指令集计算机 (CISC)、专用集成电路 (ASIC)、现场可编程门阵列 (FPGA)、可编程逻辑阵列 (PLA)、微控制器、嵌入式控制器、多代码处理器和/或其它设备，包括上述设备的组合。也可在电气地或光学地通过介质传输、在磁性记录介质等中的磁场变形中存储、使用如在权利要求中叙述的方法和/或装置产生的比特流或信号的其它序列的形式中实现所述实施例。

[0206] 也为了本描述的目的，术语“耦合”、“耦合的”、“被耦合”、“连接”、“连接的”或“被连接”指在本领域中已知或稍后发展的任何方式，其中能量被允许在两个或多个元件之间传递，且一个或多个额外的元件的插入被设想虽然不是需要的。相反，术语“直接耦合”、“直接连接”等暗示这样的额外元件的缺乏。信号和相应的节点或端口可由相同的名称提到且为了这里的目的是可互换的。

[0207] 应理解，本文阐述的方法的步骤不一定需要以所述的顺序被执行，且这样的方法的步骤的顺序应被理解为仅仅是说明性的。同样，额外的步骤可被包括在这样的方法中，且某些步骤可在与各种实施例一致的方法中被省略或组合。

[0208] 将进一步理解，在本文所述和所示的细节、材料和零件的布置中的各种变化可由本领域中的技术人员作出而不偏离下面的权利要求的范围。

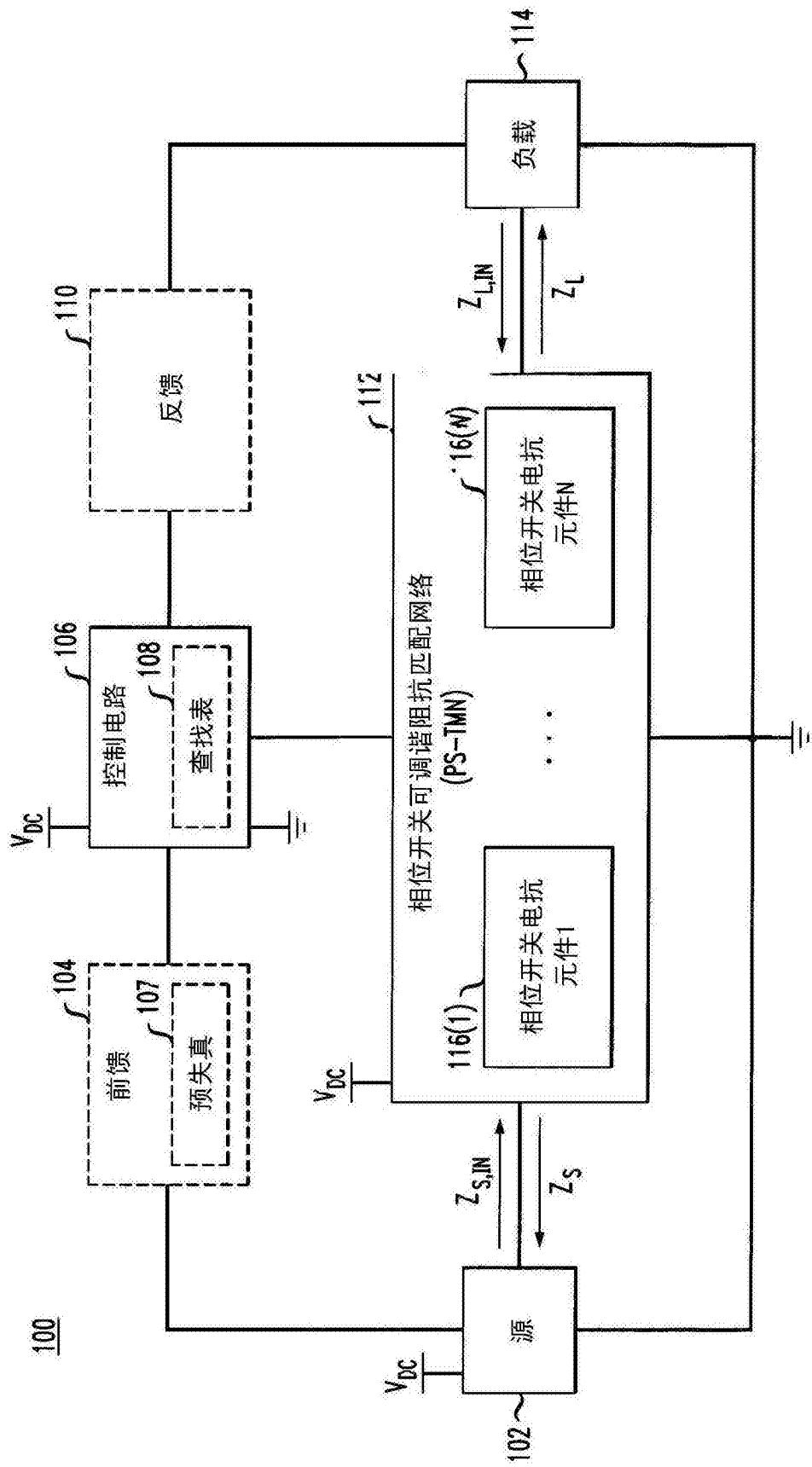


图1

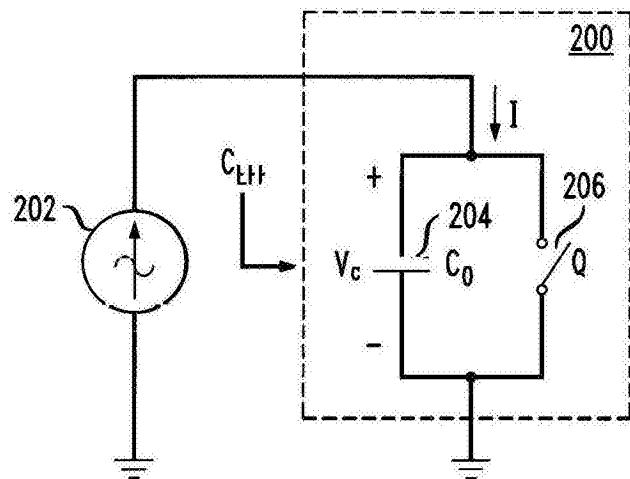


图2

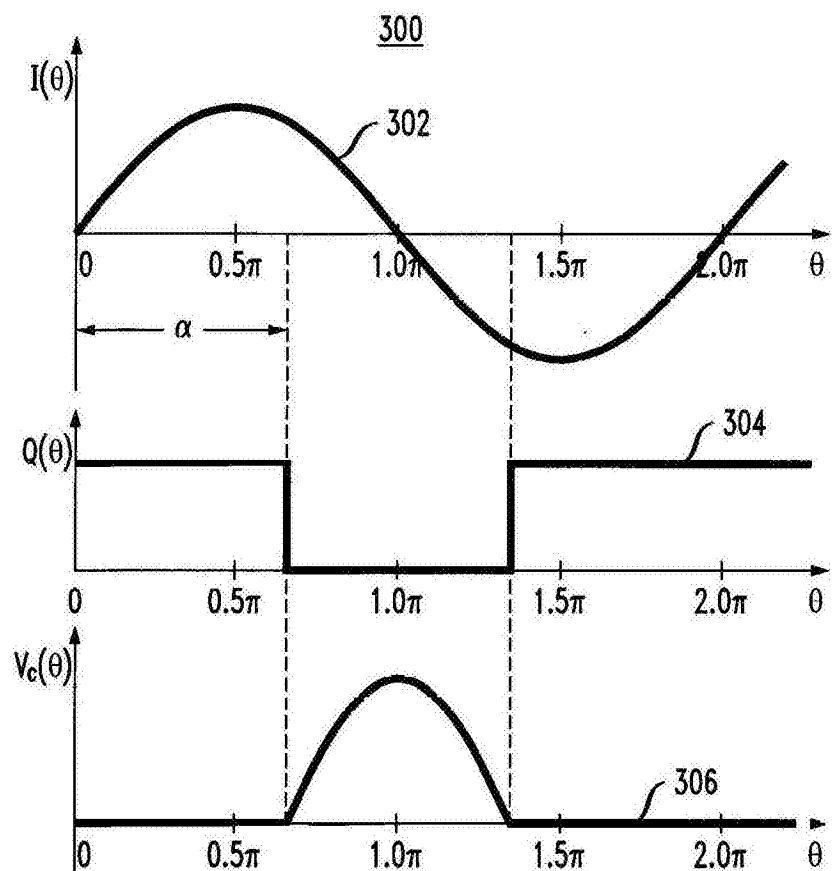


图3

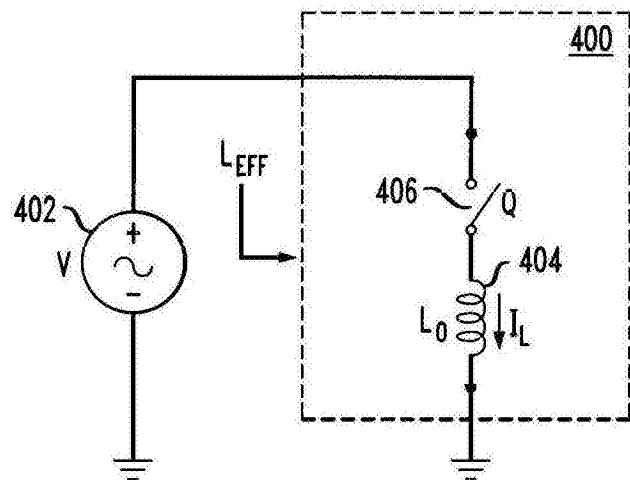


图4

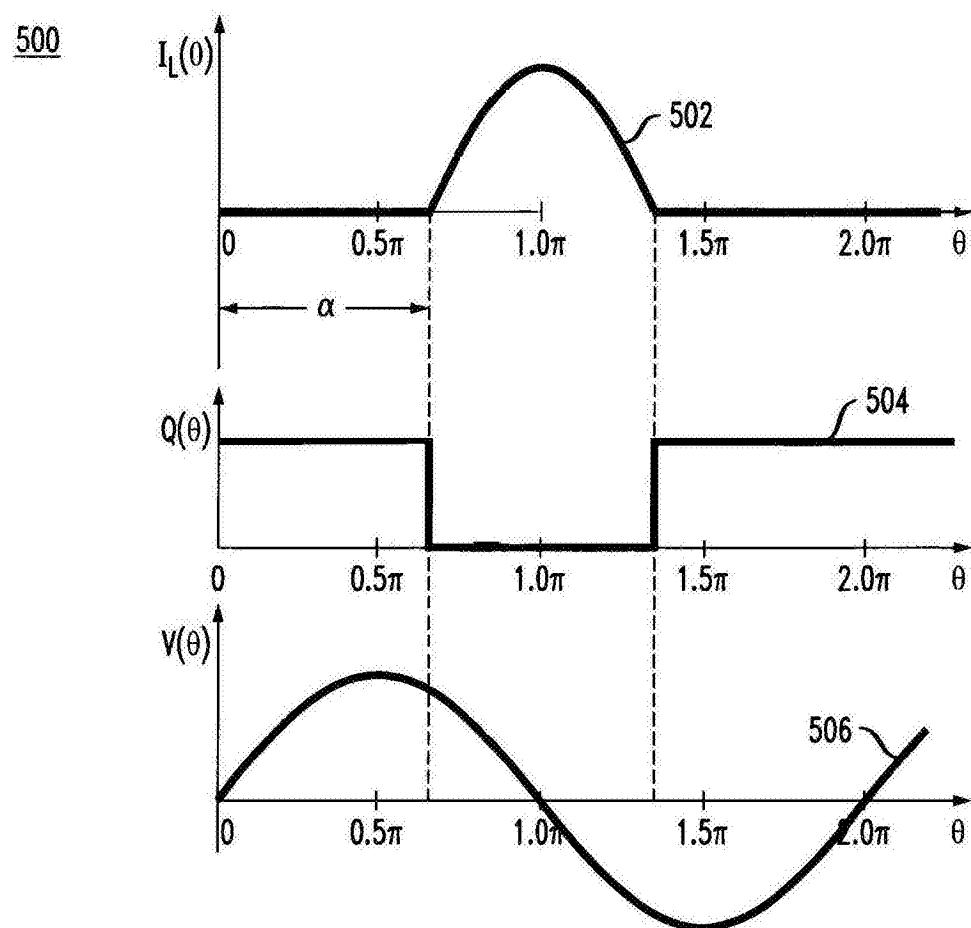


图5

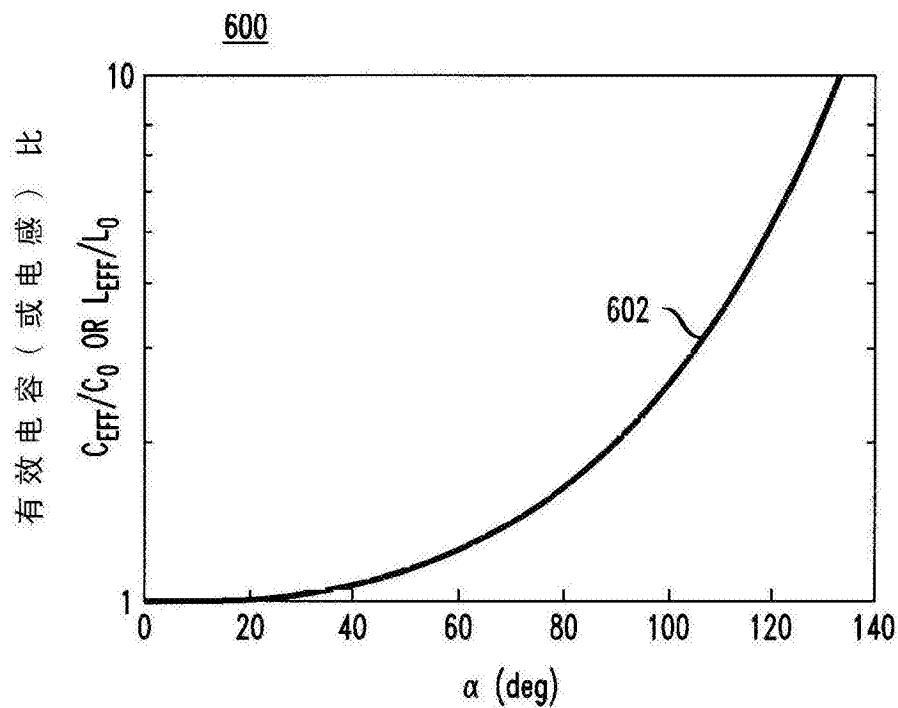


图6

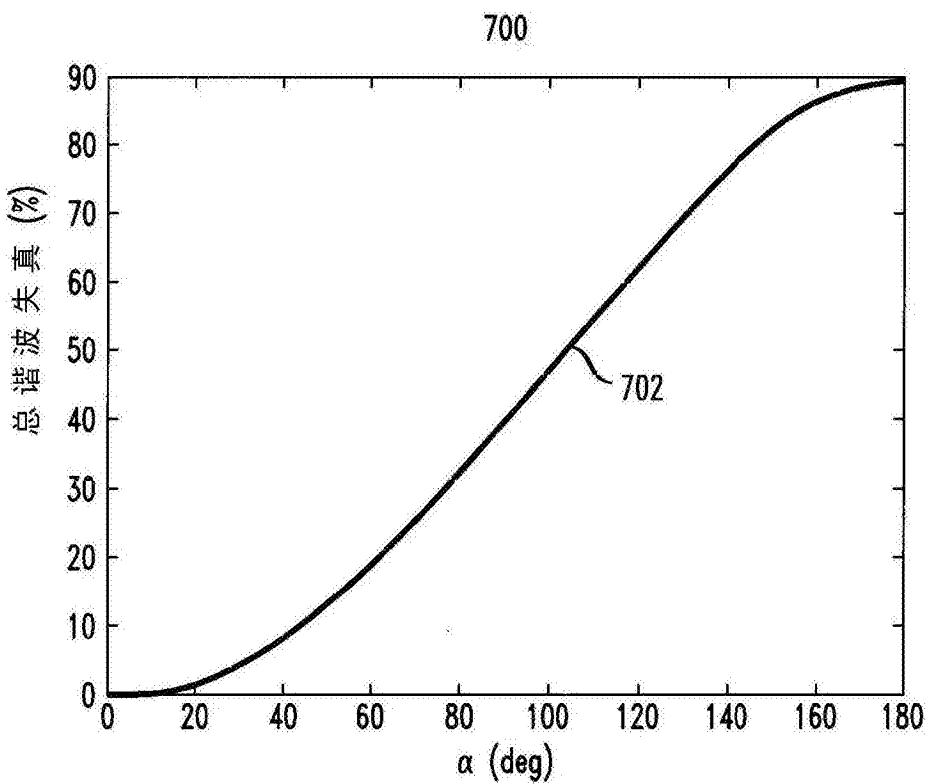


图7

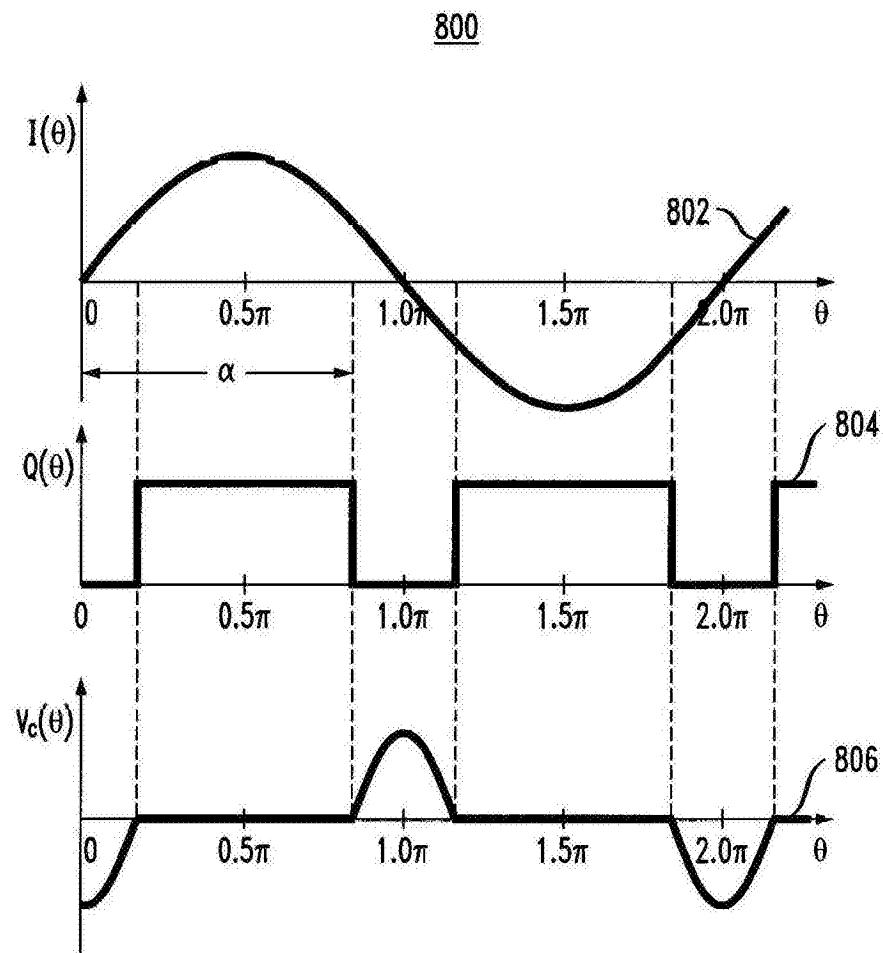


图8

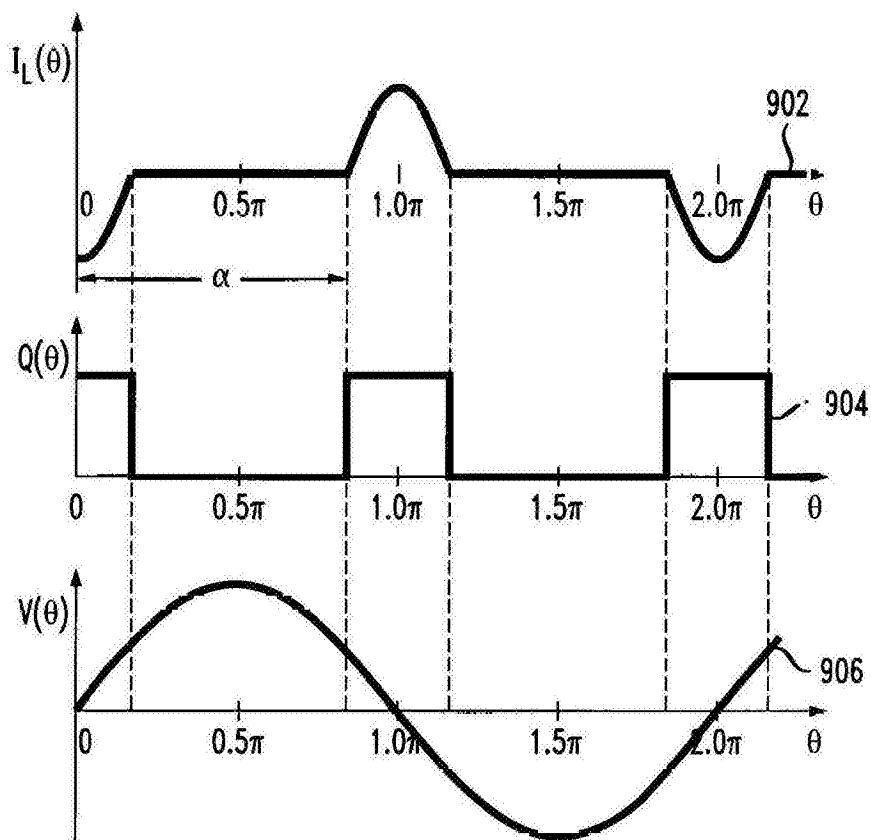
900

图9

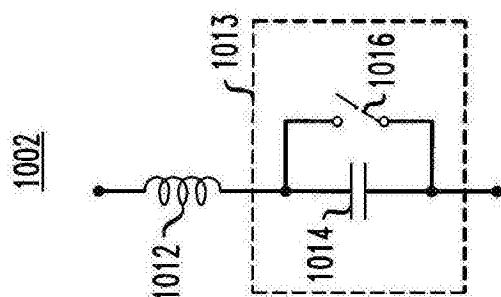


图10A

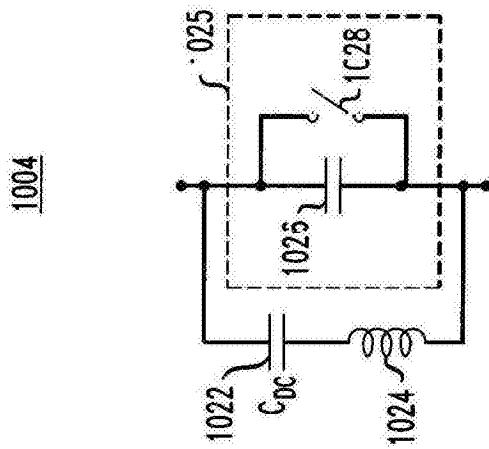


图10B

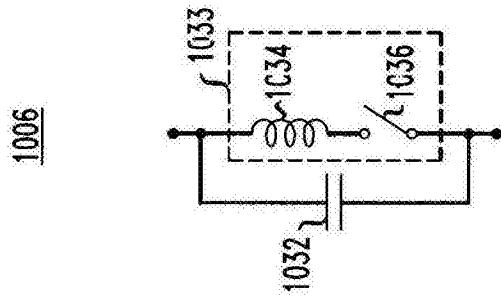


图10C

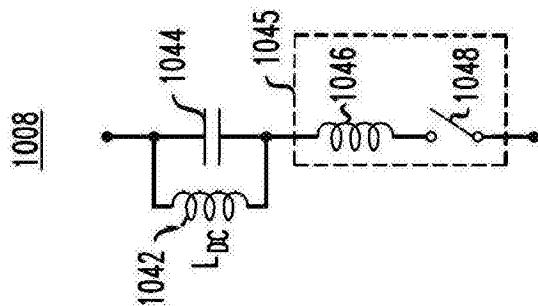


图10D

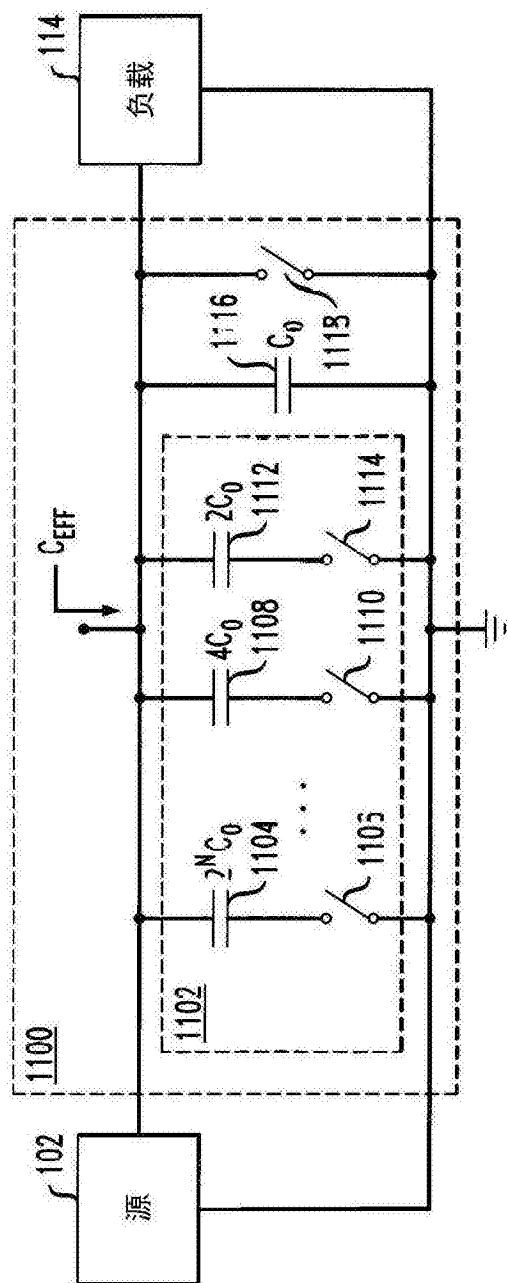


图11

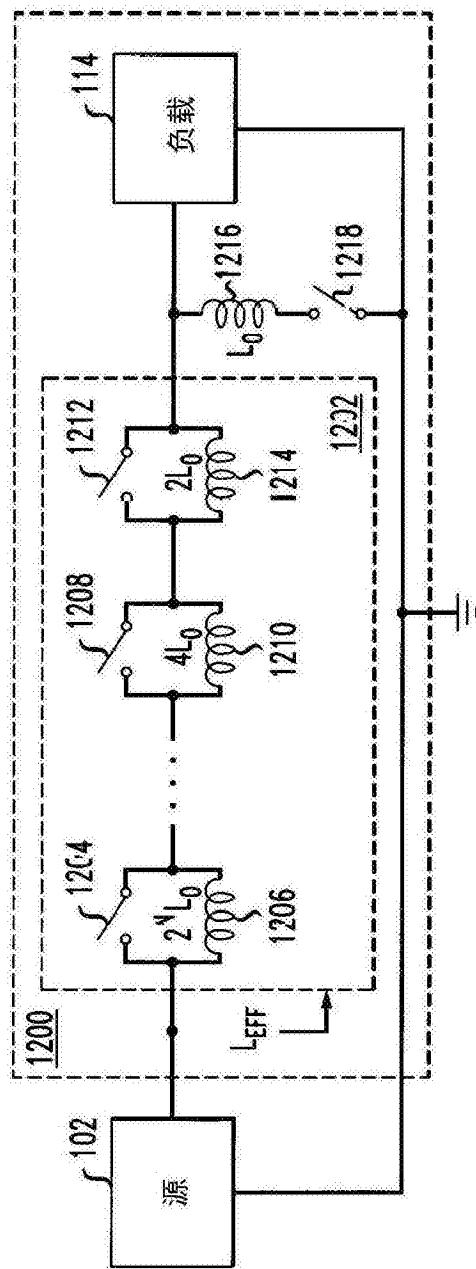


图12

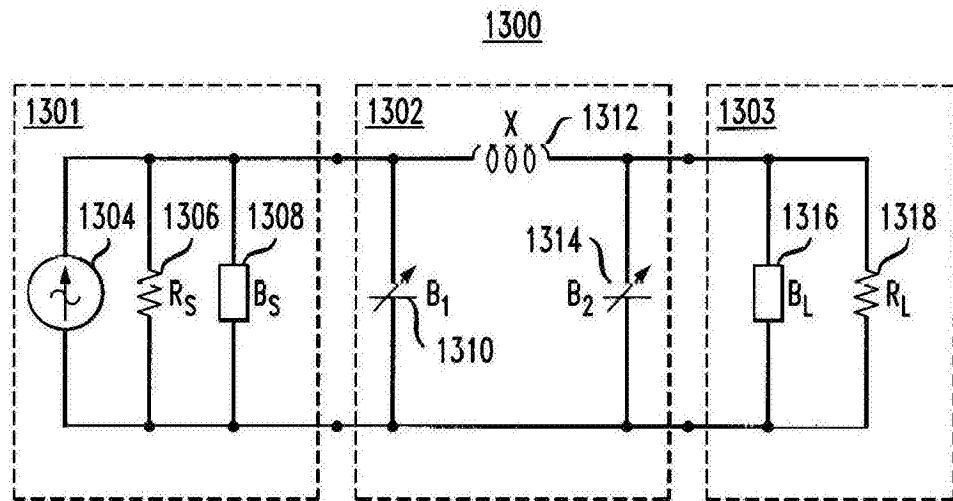


图13

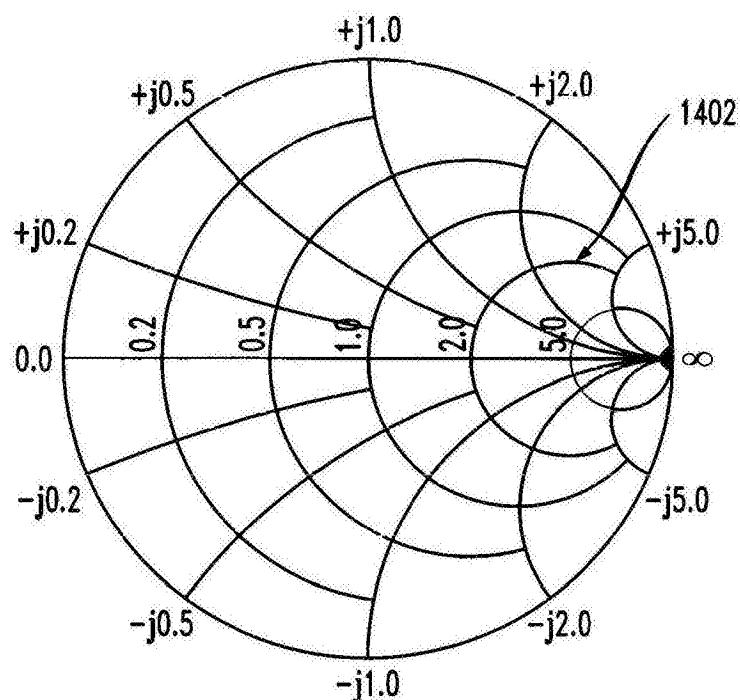
1400

图14

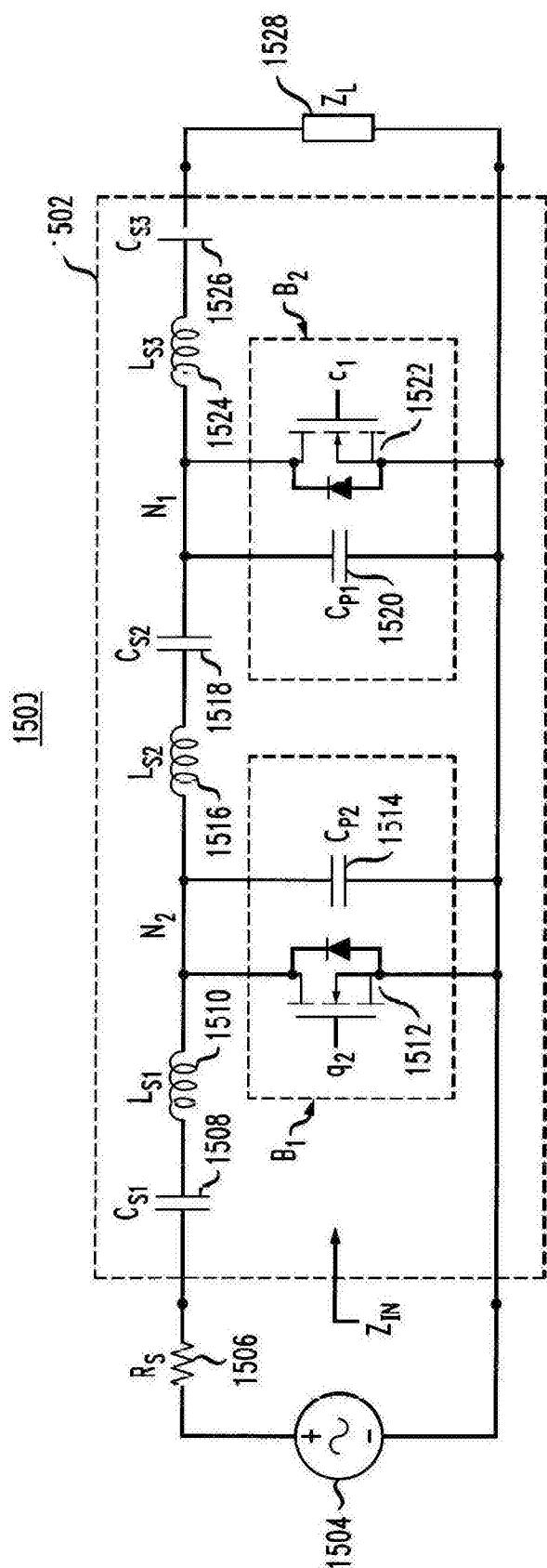


图15

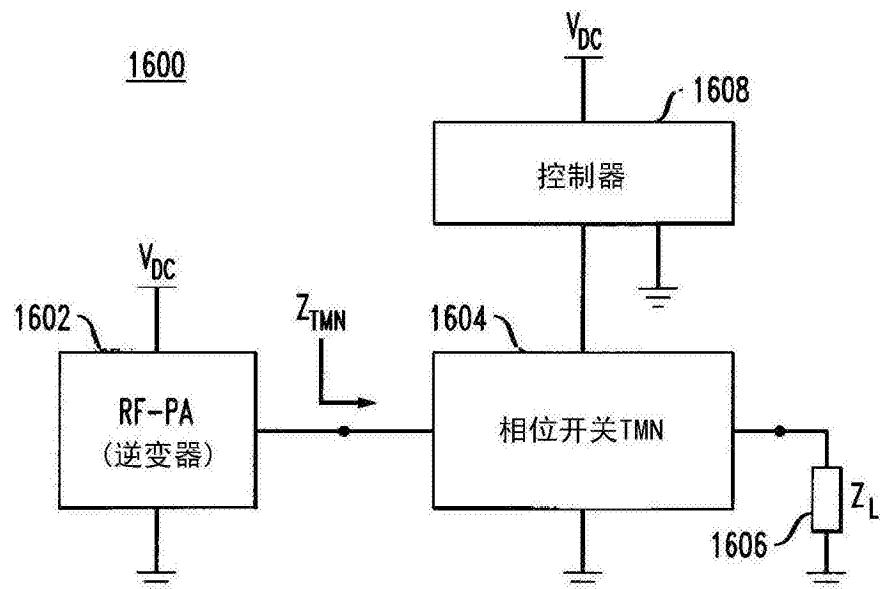


图16

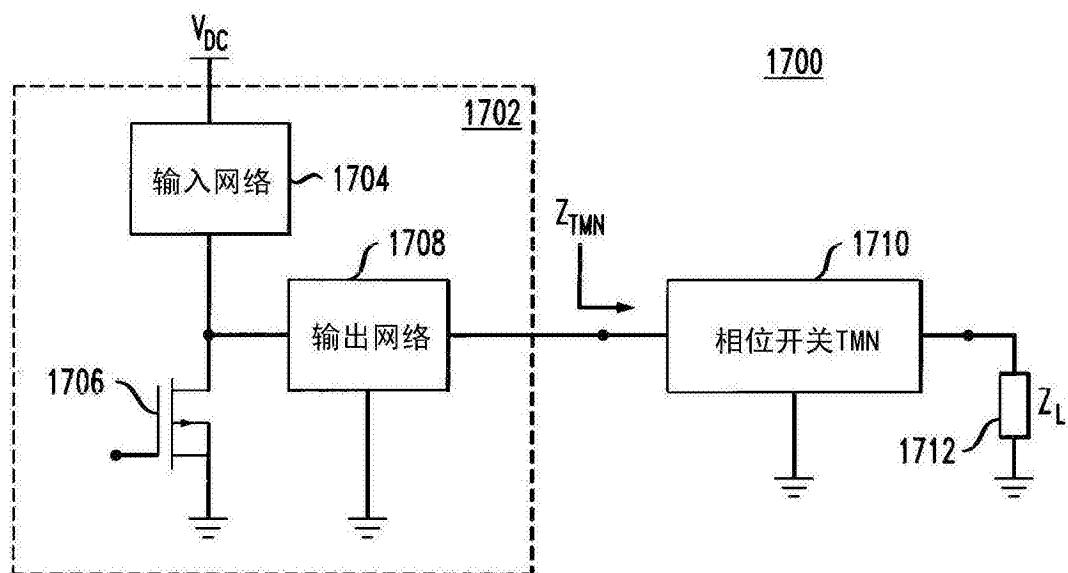


图17

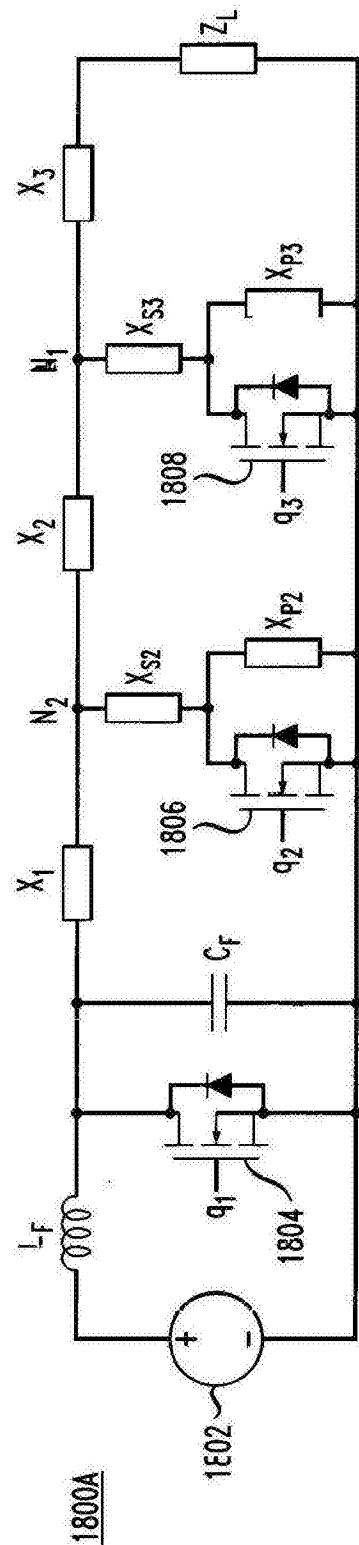


图18A

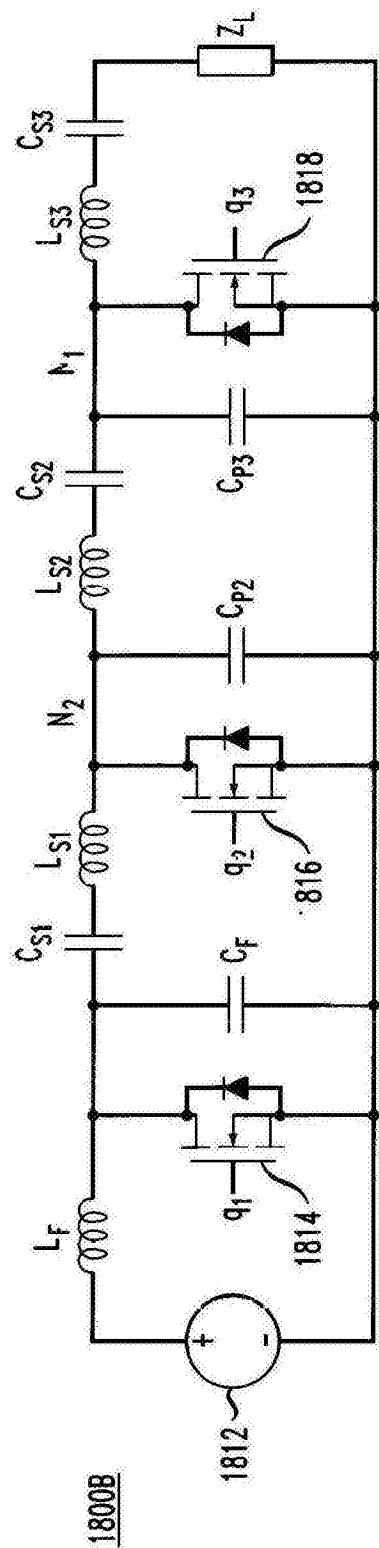


图18B

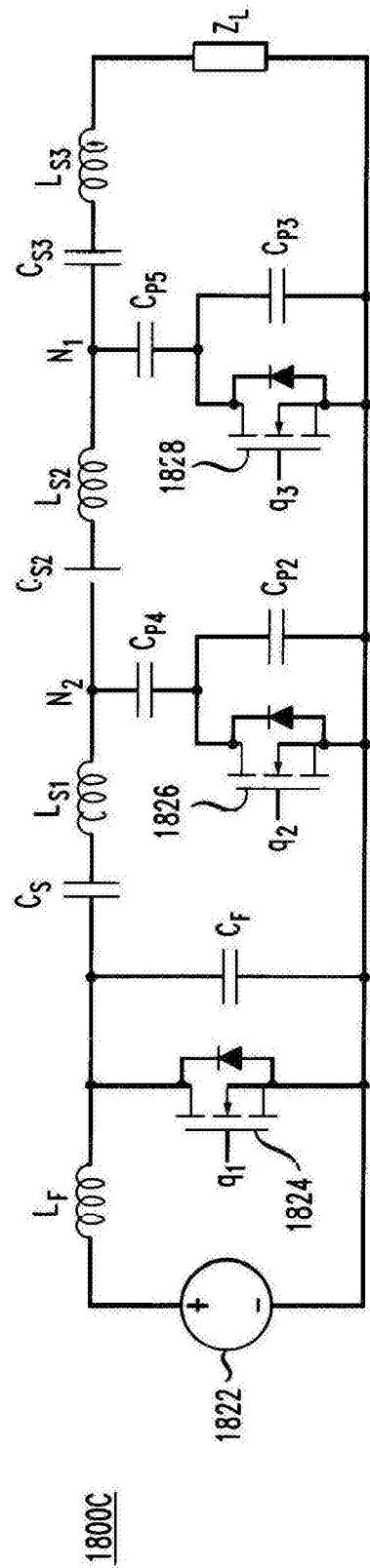


图18C

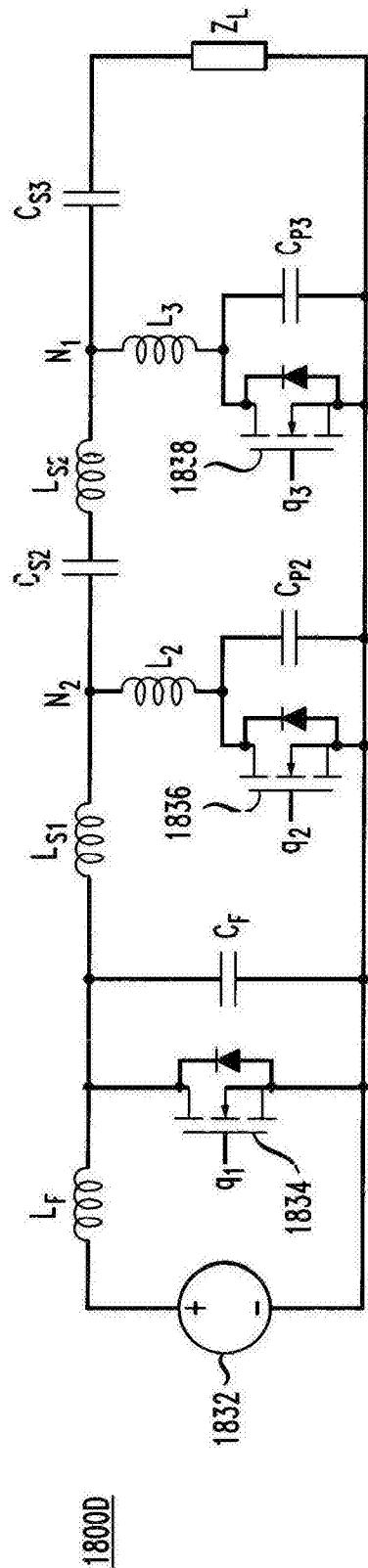


图18D

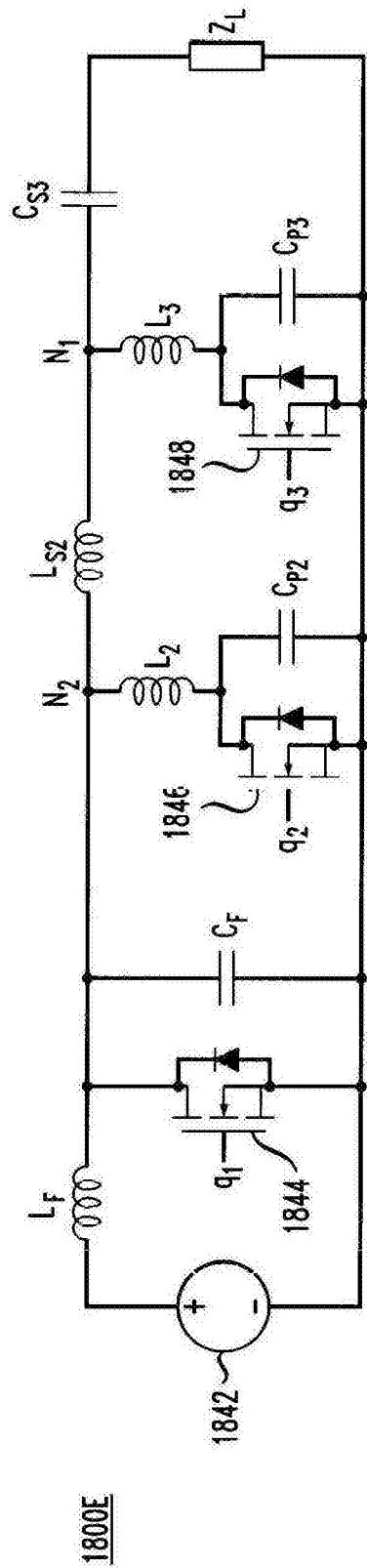


图18E

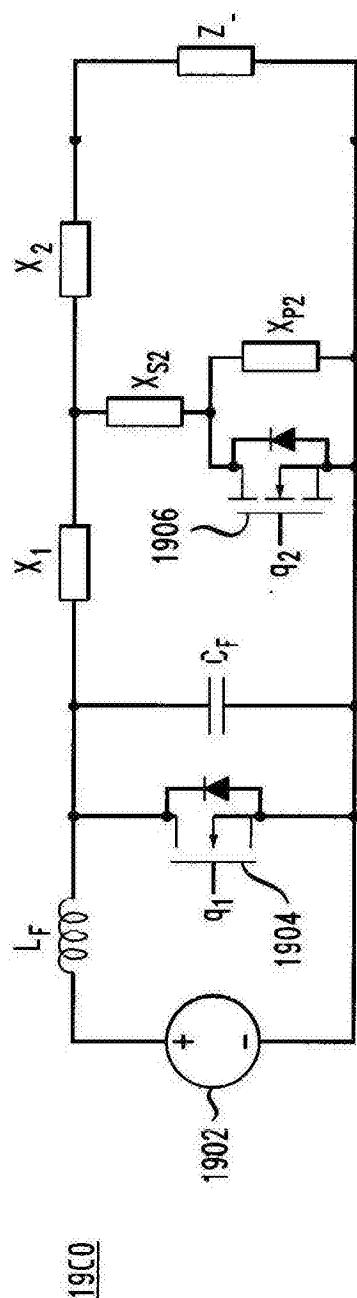


图19

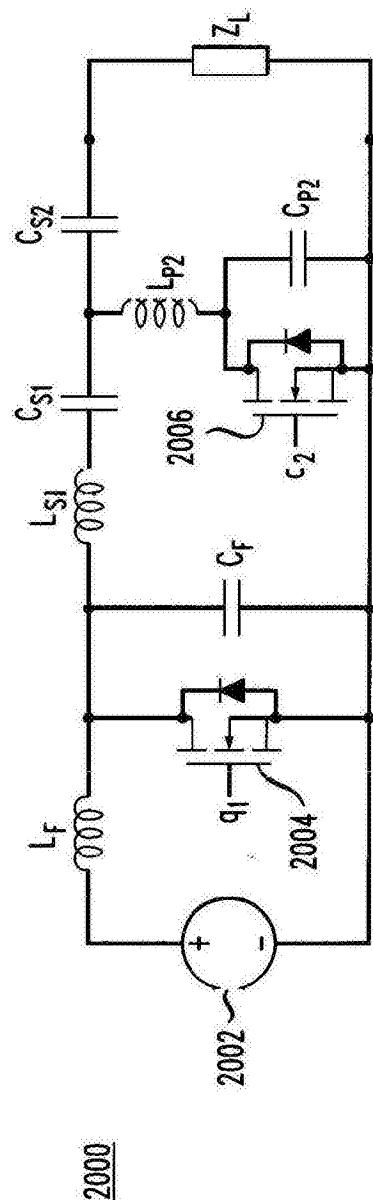


图20

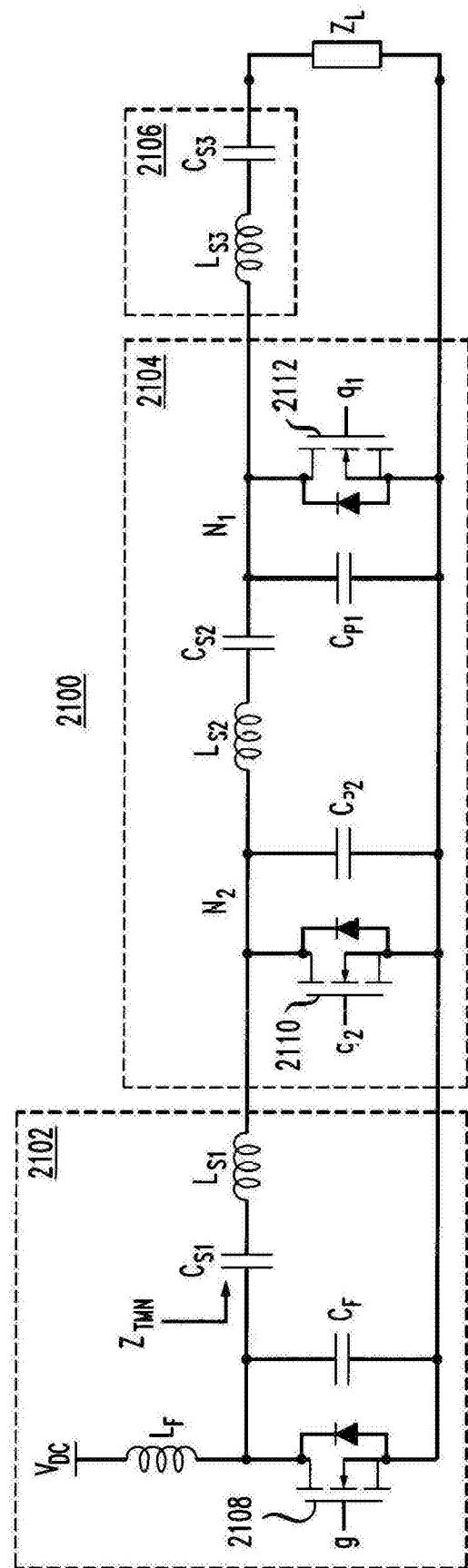


图21

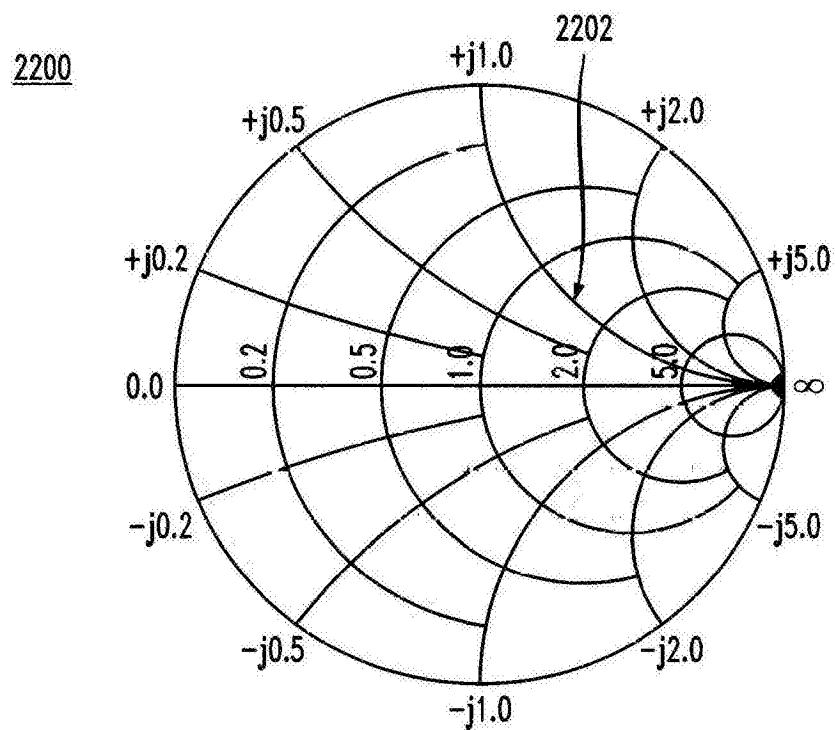


图22

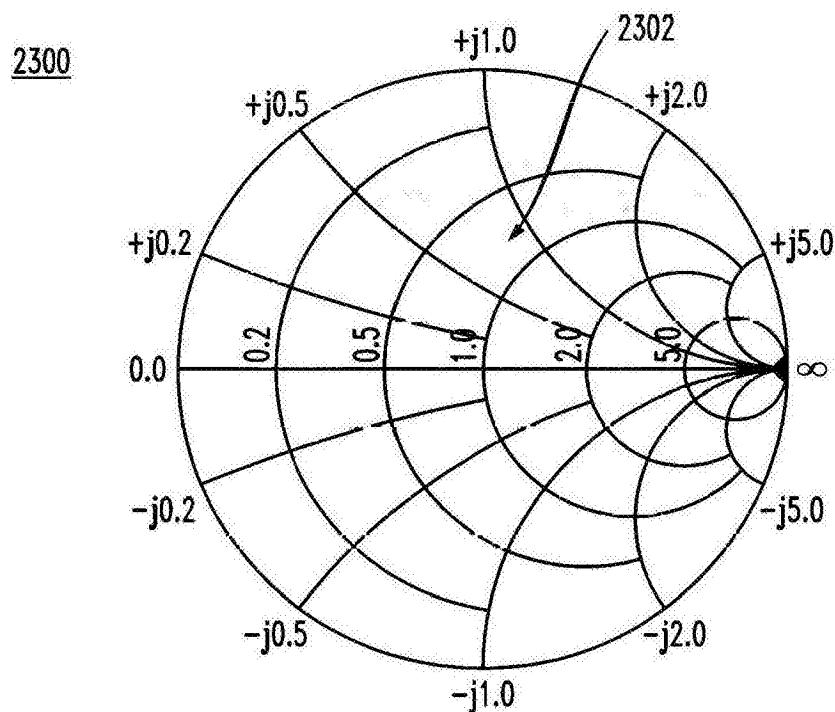


图23

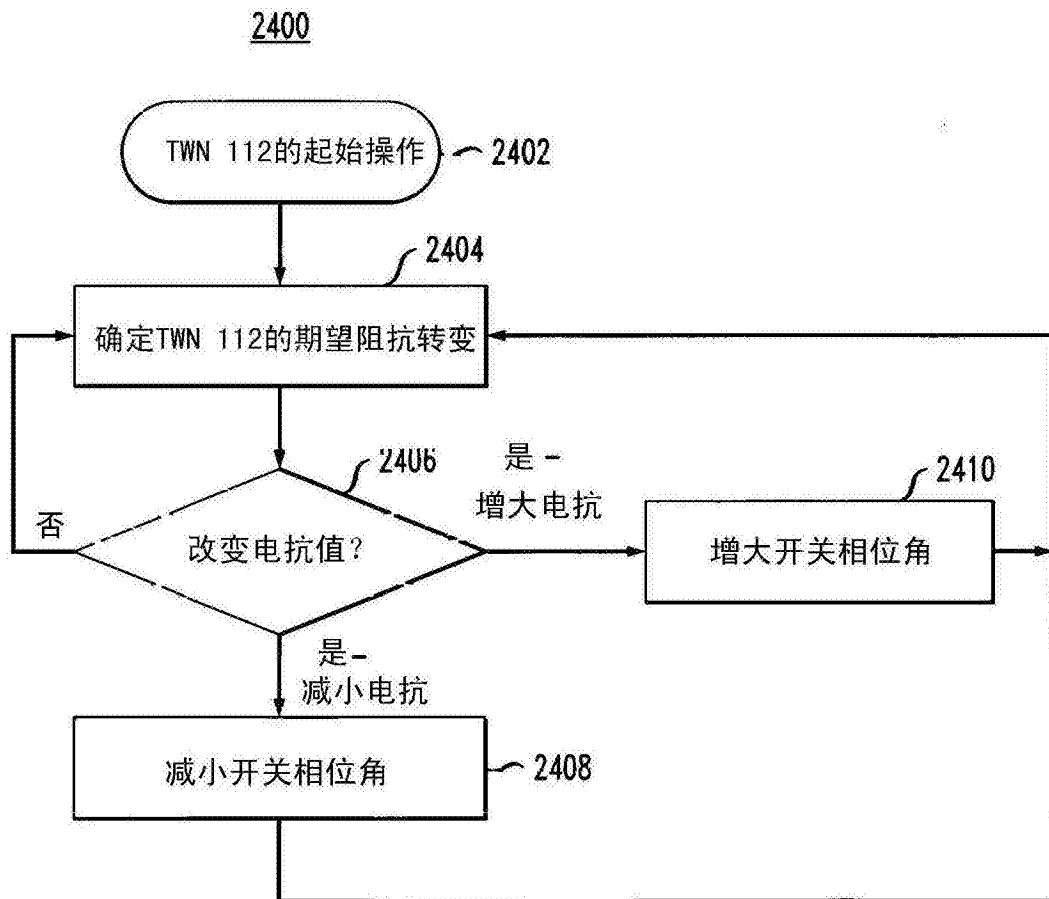


图24