



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106451575 B

(45)授权公告日 2019.04.02

(21)申请号 201610662526.5

(22)申请日 2013.05.10

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 106451575 A

(43)申请公布日 2017.02.22

(30)优先权数据
61/645,850 2012.05.11 US

(62)分案原申请数据
201380032535.0 2013.05.10

(73)专利权人 动量动力学公司
地址 美国宾夕法尼亚州

(72)发明人 布鲁斯·理查德·朗
安德鲁·S·达加
丹尼尔·S·哈克曼

(74)专利代理机构 中原信达知识产权代理有限
责任公司 11219

代理人 穆森 戚传江

(51)Int.Cl.
H02J 50/12(2016.01)
H01F 38/14(2006.01)

(56)对比文件
CN 87216457 U,1988.08.17,
CN 101388610 A,2009.03.18,
CN 102017362 A,2011.04.13,
US 2009009243 A1,2009.01.08,
CN 201061162 Y,2008.05.14,
US 4039981 A,1977.08.02,

审查员 张少绵

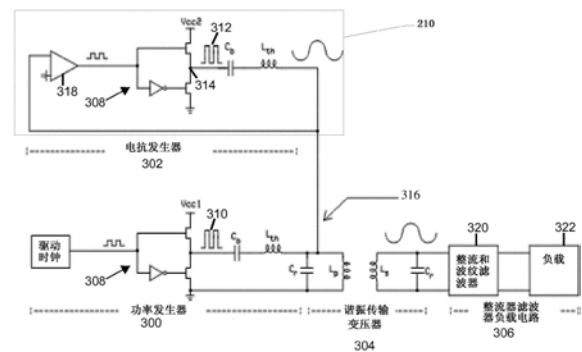
权利要求书2页 说明书10页 附图7页

(54)发明名称

用于生成可调整阻抗的设备

(57)摘要

本发明涉及一种用于生成可调整阻抗的设备。一种可调整电抗发生器,包括:谐振空腔传输变压器,具有初级侧谐振LC电路和次级侧谐振LC电路;功率发生部,通过第一隔直流电容器和第一戴维宁电感器来向初级侧谐振LC电路的总和节点提供第一高功率方波;电抗发生部,通过第二隔直流电容器和第二戴维宁电感器向初级侧谐振LC电路的总和节点提供第二高功率方波,其中,第一高功率方波与第二高功率方波之间的相位和振幅差向初级侧谐振LC电路的总和节点中产生电流,初级侧谐振LC电路提供通过调整第一高功率方波和第二高功率方波的相位和/或量值来调整的有效阻抗;以及整流器滤波器负载电路,被连接到次级侧谐振LC电路。



1. 一种可调整电抗发生器,包括:

谐振空隙传输变压器,所述谐振空隙传输变压器具有初级侧谐振LC电路和次级侧谐振LC电路;

功率发生部,所述功率发生部通过第一隔直流电容器和第一戴维宁电感器来向所述初级侧谐振LC电路的总和节点提供第一高功率方波;

电抗发生部,所述电抗发生部通过第二隔直流电容器和第二戴维宁电感器向所述初级侧谐振LC电路的总和节点提供第二高功率方波,其中,所述第一高功率方波与所述第二高功率方波之间的相位和振幅差向所述初级侧谐振LC电路的总和节点中产生电流,所述初级侧谐振LC电路提供通过调整第一高功率方波和第二高功率方波的相位和/或量值来调整的有效阻抗;以及

整流器滤波器负载电路,所述整流器滤波器负载电路被连接到所述次级侧谐振LC电路。

2. 根据权利要求1所述的可调整电抗发生器,其中,所述电抗发生部包括电压比较器、逆变器和功率半导体开关的半桥对,所述电压比较器对所述初级侧谐振LC电路的所述总和节点处的电压波形进行采样并在所述初级侧谐振LC电路的所述总和节点处输出所述电压的方波通断表示,所述逆变器被连接到所述电压比较器的输出端,所述功率半导体开关的半桥对分别被连接到所述电压比较器的输出端和所述逆变器的输出端。

3. 根据权利要求2所述的可调整电抗发生器,其中,所述功率半导体开关包括场效应晶体管、双极晶体管、真空管和/或光传导开关。

4. 根据权利要求2所述的可调整电抗发生器,其中,所述功率半导体开关包括绝缘栅双极晶体管。

5. 根据权利要求2所述的可调整电抗发生器,其中,所述第二高功率方波的所述量值由可控电源设定,所述可控电源向功率半导体开关的所述半桥对提供电力。

6. 根据权利要求5所述的可调整电抗发生器,其中,所述可控电源包括受控电压源,所述受控电压源具有与所述初级侧谐振LC电路的所述总和节点处的电压波形的所述振幅成比例的输出电压。

7. 根据权利要求6所述的可调整电抗发生器,其中,所述可控电源的所述输出电压与所述初级侧谐振LC电路的所述总和节点处的电压波形的所述振幅的比例是 $1/(1-G)$,其中,G是所述电抗发生部的增益。

8. 根据权利要求5所述的可调整电抗发生器,其中,所述可控电源包括受控电流源,所述受控电流源具有与所述初级侧谐振LC电路的所述总和节点处的电压波形的所述振幅成比例的输出电流。

9. 根据权利要求8所述的可调整电抗发生器,其中,所述可控电源的所述输出电流与所述初级侧谐振LC电路的所述总和节点处的电压波形的所述振幅的比例是 $1/(1-G)$,其中,G是所述电抗发生部的增益。

10. 根据权利要求5所述的可调整电抗发生器,其中,所述可控电源包括受控电压源,所述受控电压源具有与所述初级侧谐振LC电路的所述总和节点处的电流波形的所述振幅成比例的输出电压。

11. 根据权利要求10所述的可调整电抗发生器,其中,所述电源的所述输出电压与所述

初级侧谐振LC电路的所述总和节点处的电流波形的所述振幅的比例是 $1/(1-G)$ ，其中，G是所述电抗发生部的增益。

12. 根据权利要求5所述的可调整电抗发生器，其中，所述可控电源包括受控电流源，所述受控电流源具有与所述初级侧谐振LC电路的所述总和节点处的电流波形的所述振幅成比例的输出电流。

13. 根据权利要求12所述的可调整电抗发生器，其中，所述电源的所述输出电流与所述初级侧谐振LC电路的所述总和节点处的电流波形的所述振幅的比例是 $1/(1-G)$ ，其中，G是所述电抗发生部的增益。

14. 根据权利要求2所述的可调整电抗发生器，其中，所述第二高功率方波的所述量值由电源和脉宽调制器设定，所述电源向功率半导体开关的所述半桥对提供固定输出功率，所述脉宽调制器对功率半导体开关的半桥对的输出进行调制以调整所述电抗发生部的增益。

用于生成可调整阻抗的设备

[0001] 本申请是中国发明专利申请的分案申请,原案的发明名称是“用于生成可调整阻抗的方法和设备”,原案的申请号是201380032535.0 (PCT申请号是PCT/US2013/040581),原案的申请日是2013年5月10日。

[0002] 相关申请的交叉引用

[0003] 本申请要求2012年5月11日提交的美国临时专利申请No.61/645,850的优先权。本申请的内容通过引用被结合到本文中。

技术领域

[0004] 本专利申请涉及借助于谐振感应进行的电能传输。更具体地,其描述了一种用于产生高效谐振感应功率传输所需的可调整电抗的方法和设备。

背景技术

[0005] 感应功率传输跨越许多行业和市场具有许多重要的应用。图1示出了谐振感应功率传输系统的概念表示。在图1中,向空隙变压器的初级电感器100施加交流电能源。变压器初级电感器100与变压器次级电感器102之间的磁耦合将主机侧能量的一定比例传输到变压器次级电感器102,其与初级电感器100相距一定距离。初级电感器磁场、初级电感器电流以及次级电感器电流是成比例的。施加于初级电感器100的谐振增加初级侧电感器电流,产生磁通量、次级电感器电流和从初级传输至次级的功率的相应增加。

[0006] 来自初级电感器100的磁通量向次级电感器102的绕组中感生电压。最大次级电流和因此的最大功率传输在次级电感器绕组也谐振时发生。结果是由两个磁耦合谐振电路组成的两极谐振电路。谐振电路可以与如图1中所示地并联地接线的电感器和电容器并联谐振,或者它们被串联接线且是串联谐振的。此外,初级和次级侧谐振不需要共享同一形式。

[0007] 高效的谐振感应无线功率传输依赖于在初级源电感器和次级负载电感器两者中保持高度的谐振。然而,变压器初级和次级谐振频率受到许多因素的影响,包括制造变差、部件公差、初级-次级间隔距离、轴向对准、温度及其他因素。高效的谐振感应无线功率传输因此需要连续的自主调整以便保持所需的高度谐振。

[0008] 例如,当向交通工具提供感应(或无线)功率源时,例行地遭遇这些变化,并且对于电动车或要求外部功率源的其他交通工具的制造商而言提出关键的问题。期望的是,开发一种用于对交通工具充电的系统,其解决这些问题,使得初级电感器绕组可位于水平表面上或其中且可将次级电感器绕组可附着于交通工具的底部以用于电功率到交通工具的高效无线传输。本发明解决了本领域中的这些需要。

发明内容

[0009] 满足本领域中的上述需要的可调整电抗发生器和关联方法包括比较器接收输入正弦波形并输出方波,该方波保持所施加的正弦波形的频率和相位。使用从比较器接收方波作为控制信号并输出保持所施加的正弦电压波形的频率和相位的较高功率方波的功率

开关电路、调整由功率开关电路输出的方波的振幅的可调整电源以及控制可调整电源的输出水平的振幅检测器来生成电抗调整。功率开关电路的输出在被转换成正弦波时提供可调整电抗的效应。

[0010] 在示例性实施例中，功率开关电路包括具有两个功率开关器件的半桥电路、全桥配置、回扫配置、具有单端或推挽驱动配置的谐振回路、单端或双端前向转换器配置或这些一般配置的其他功率开关或功率转换电路拓扑结构。可调整电源还包括受控电压源、受控电流源或开关模式电源。在示例性实施例中，用戴维宁 (Thevenin) 阻抗和LC谐振空芯传输变压器将振幅检测器的振幅调整输出转换成正弦信号。

[0011] 根据本发明的可调整谐振电抗发生器的实际实施例包括具有初级侧谐振LC电路和次级侧谐振LC电路的谐振空隙传输变压器、通过第一隔直流电容器和第一戴维宁电感器向初级侧谐振LC电路的总和节点提供第一高功率方波的功率发生部、通过第二隔直流电容器和第二戴维宁电感器向初级侧谐振LC电路的总和节点提供第二高功率方波的电抗发生部以及被连接到次级侧谐振LC电路的整流器-滤波器负载电路。优选地，第一高功率方波与第二高功率方波之间的相位和振幅差向初级侧谐振LC电路的总和节点中产生电流，该初级侧谐振LC电路提供通过调整第一和第二高功率方波的相位和/或量值来调整的有效阻抗。

[0012] 在示例性实施例中，电抗发生部包括电压比较器、逆变器和功率半导体开关的半桥对，所述电压比较器对初级侧谐振LC电路的总和节点处的电压波形进行采样并在初级侧谐振LC电路的总和节点处输出电压的方波通断表示，所述逆变器被连接到电压比较器的输出端，所述功率半导体开关的半桥对分别被连接到电压比较器的输出端和逆变器的输出端。如上所述，功率开关电路还可包括全桥配置、回扫配置、具有单端或推挽驱动配置的谐振回路、单端或双端前向转换器配置或这些一般配置的其他功率开关或功率转换电路拓扑结构。功率半导体开关可以是场效应晶体管、双极晶体管、绝缘栅双极晶体管、真空管和/或光导开关。

[0013] 在示例性实施例中，第二高功率方波的量值由向功率半导体开关的第二半桥对提供电力的可控电源设定。可控电源可以是具有与初级侧谐振LC电路的总和节点处的电压波形的振幅成比例的输出电压的受控电压源、具有与初级侧谐振LC电路的总和节点处的电压波形的振幅成比例的输出电流的受控电流源、具有与初级侧谐振LC电路的总和节点处的电流波形的振幅成比例的输出电压的受控电压源或具有与初级侧谐振LC电路的总和节点处的电流波形的振幅成比例的输出电流的受控电流源。在可控电源的每个实施例中，电源的输出与初级侧谐振LC电路的总和节点处的波形的振幅的比例优选地为 $1/(1-G)$ ，其中，G是电抗发生部的增益。替换地，电源可向功率半导体开关的第二半桥对提供固定输出电力，但是该电路还包括脉宽调制器，该脉宽调制器对功率半导体开关的第二半桥对的输出进行调制以调整电抗发生部的增益。

[0014] 根据以下详细描述，本发明的这些及其他实施例对于本领域的技术人员而言将是显而易见的。

附图说明

[0015] 图1示出了现有技术谐振感应功率传输系统的概念表示。

[0016] 图2A示出了根据本发明的实施例的常规米勒阻抗发生器且图2B示出了示例性电

子电抗发生器。

[0017] 图3示出了可调整电抗发生器的示例性实施例。

[0018] 图4A-4D描述了根据本发明的各种实施例的用于四个正规放大器类型中的每一个的替换电抗发生器配置。

具体实施方式

[0019] 将描述供在对电力交通工具充电时使用的本发明的示例性实施例,但本领域的技术人员将认识到的是本文提供的教导可用来对其他电力系统供电。在示例性实施例中,初级绕组可位于水平表面上或其中,并且可将次级线圈附着于交通工具的底部。本领域的技术人员将认识到此类应用在实践中遇到包括下面所述那些的问题。

[0020] 由于例如人进入到交通工具内部、乘客进入或外出、向交通工具施加或从其去除负荷、由于大型交通工具的移动而引起的人行道(pavement)中的振动、狂风对交通工具的影响、积聚在交通工具上的雪和冰、雪和冰在道路表面上的积聚、交通工具悬架随时间推移的退化以及促使交通工具移动的其他实例而引起的次级和/或初级绕组(z轴平移)改变了初级和次级绕组之间的间隔距离。

[0021] x轴(例如,前后)和y轴(例如,左右)维度中的任一者或两者中的平移位移或移动导致次级和初级绕组的非同心对准。这可包括由于例如次级绕组在初级绕组上面的不适当或不精确定位以及交通工具运动而引起的平移未对准。

[0022] 当初级线圈被安装到交通工具的底层且交通工具本身未平行于初级线圈被放置在其上面或其中的人行道表面而完美地平面定位时,可看到初级和次级绕组之间的平面未对准。在这种情况下,初级和次级线圈将针对谐振而失调且必须基于交通工具放置的单个实例所特有的遭遇条件而进行修正。当交通工具移动且再次地相对于同一初级线圈定位或者另一初级线圈位于新位置上时,平面对准将几乎一定是不完美的。在每种情况下,根据本发明的实施例,可相应地调整系统的谐振。

[0023] 类似地,在被就位时,初级线圈和次级线圈可能由于作用于交通工具上的外力而落在精确对准之外。这些力可组合地作用而改变次级线圈相对于初级线圈在x、y和/或z轴中的位置,并且可以看到结果可由于平移位移而采取某种形式的未对准。这可在倾斜或平面未对准和/或垂直或平移运动或位移中看到。

[0024] 可将上述位移视为离散长期位移或短期移动或视为振荡运动。机械位移或运动干扰谐振感应功率传输,导致降低的功率传输效率并引起系统故障、关闭或者甚至系统损坏的可能性。为此,自动谐振调整或补偿可以是本发明的示例性实施例的一部分。

[0025] 此外,由于许多交通工具具有复杂的悬架系统,并且由于可将感应功率部件安装在交通工具的弹簧底盘上,所以可以预期不可预测、复杂且高度可变的振动运动。为此,本发明的实施例可对将干扰已调谐谐振感应变压器的交通工具运动的最宽可能范围进行响应且能够快速地进行所需调整以有效地消除振动和移动的有害效应。

[0026] 初级和次级电感器连同其关联谐振部件一起形成复杂且相互作用的二阶谐振网络。任何网络部件或参数的更改、偏差或变化可导致小于最佳性能。可以高度的可重复性制造电气部件,但是所需的高度制造精度招致不期望的开发和制造成本。因此,在本发明的示例性实施例中期望吸收或以其他方式补偿制造可变性的能力。

[0027] 此外,由于用于交通工具(以及用于非交通工具应用)的感应电力系统的广泛市场采用将基于由不同制造商生产的初级和次级电感器之间的互操作性,所以本发明的实施例可适应在由多个公司和代理设计、制造和安装的系统之间产生的系统变化。在此类实施例中,可能要求由任何一个公司设计和制造的任何初级侧电感器和关联部件在任何次级侧电感器和关联次级侧部件由任何其他制造商制造的情况下自动地和/或无瑕疵地运行。即使根据国际标准而统一,此类“失配”感应电力系统也将面对显著的互操作性调整。可以促使这些单元高效地工作的仅仅是通过活动且自动化再调谐。

[0028] 固定的出厂预置调谐可能不太可能实现且不太可能在面对上文所讨论的制造和对准变化时保持高效操作所需的调谐精度。此外,交通工具所承受的正常操作误用、激烈运动、震动、冲击以及在操作期间遭遇的外部应力甚至意味着最初足够的固定调谐系统在交通工具的服务寿命期间将需要频繁的维护、修理和重新对准。为此,并且尤其是考虑到可操作性标准的复合问题,本发明的示例性实施例包括在每次再充电事件之前的谐振确认和可能的谐振再调整以及在再充电操作期间的必要时的连续谐振监视和再调整。制造年份期间的递增的改善可导致不能预测的线圈设计中的可变性。自动再调谐提供了确保传统电感器用新设计和最近制造电感器继续进行操作的手段。

[0029] 在本发明的又一实施例中,使不同几何结构的电感器进行互操作是有可能的。这在初级线圈与次级线圈相比较或具有不同形态时可能需要。例如,卵形初级线圈将需要用各种尺寸和形状的次级线圈进行操作。再次地,可能需要自动谐振调整以建立并保持谐振。

[0030] 在本发明的实施例中,环境温度变化也可影响谐振调谐并要求调整。预期环境操作温度可由于地理位置、季节、日间时、天气、风、太阳暴露或包括充电交通工具阴影的阴影广泛地变化。次级线圈和关联电子装置进一步经受交通工具热发射,其可能很好地支配其他热效应。此外,不能忽视充电期间的大的环境温度变化,并且不能将交通工具侧温度假设为与底面安装初级侧线圈的温度相同或遵循该温度。线圈谐振可由于线圈本身的热膨胀和热收缩、关联电子部件、尤其是调谐电容器的温度灵敏度、关联铁氧体材料的磁导率变化以及由于交通工具轮胎和悬架部件的温度灵敏度所引发的线圈间隔距离变化而随温度而变。

[0031] 在又一实施例中,本发明提供了使得电感器的初级-次级系统很容易适用于移动交通工具的动态充电的电子调谐手段。在移动交通工具的情况下,次级电感器被固定于交通工具。促使移动的工具在多个独立初级电感器的线性阵列上面通过,其中每个初级电感器被自动排序器排序以便以从而随着交通工具在顶上通过而将功率耦合到次级交通工具电感器达短时间间隔的方式通电且然后断电。很明显,在这种情况下,针对每个初级-次级线圈组合而仅仅瞬时地实现最佳的 x 、 y 、 z 和平行平面对准条件。在所有其他时间,必须以自主方式来实施动态谐振调谐以随着次级线圈重复地接近、实现且然后脱离对准而保持系统谐振和无线功率传输效率。用重叠或紧密间隔的地面固定线圈,多个线圈可能用连续变化有功和无功功率-时间轨迹同时地被激励,从而产生动态移动虚拟初级线圈的效果,其在存在上述所有未对准条件和谐振干扰影响的情况下保持与移动交通工具的系统谐振和无线功率传输效率。

[0032] 此外,本发明使得能够实施功率传输的非常高效的双向操作,其中,功率可以在交通工具与板外设备之间的任一方向上流动。在电力交通工具的许多可想应用中,可能期望

使用存储在交通工具电池、电容器或其他储能设备内的能量来操作板外设备或补充配电网。虽然初级和次级电感器的布置和设计是反向的且该系统在存在板外负载的情况下必须仍保持谐振,该板外负载很可能呈现出对有功和无功功率两者的未知且变化的要求。

[0033] 在非交通工具无线功率传输应用中可能存在要求交通工具安装无线功率系统中的主动和自动谐振控制的以上因素中的一个或多个且其很有可能伴随着需要自动化检测和修正的其他应用和状况特定干扰因素。

[0034] 另外,在补偿上述因素中的所述一个或多个时,本发明的示例性实施例可满足以下性能准则中的一个或多个:

[0035] 自动化再调谐发生的手段必须是近实时的且在功率传输时段期间是连续的。

[0036] 用来实现再调谐的技术不能过于巨大或体积很大。

[0037] 用来实现再调谐的技术不应需要大型电源以进行操作或显著地降低系统的功率传输效率。

[0038] 用来实现再调谐的技术不应引起或产生使感应无线功率传输性能的其他方面退化的副效应。

[0039] 用来实现此再调谐的技术应被紧密地集成到部件的电子系统中以降低整体系统复杂性、降低成本并改善维护人员的能力以对有故障的感应电力系统实行补救。

[0040] 用来实现再调谐的技术应代表制备感应电力系统的成本的仅一小部分。

[0041] 根据本发明的实施例,允许负载侧(次级)电感器电路谐振根据上述因素中的一个或多个而变化。可通过将负载电感器谐振电路电压波形的相位与负载谐振电路电流波形的相位相比较来确定负载电感器谐振错误极性和量值。从次级侧至初级侧的无线通信链路可指示次级侧谐振错误的量值和极性,并且初级侧微控制器然后可调整初级电感器激励的频率直至实现次级谐振为止,如同相的次级侧电压和电流波形所指示的。

[0042] 这样,调整系统操作频率,使得固定调谐次级谐振器始终在其谐振频率下操作。然后,可通过初级侧电感器及关联谐振和阻抗匹配部件的调整或其他操纵而在新调整的操作频率下建立初级侧谐振。然后仍是初级侧电感器和关联谐振部件的调整,使得其在次级侧谐振操作频率下也是谐振的。此类谐振调整可通过机械性或电气地将各种电抗(诸如,例如电容)切换到或切换出电路直至实现谐振为止来完成。示例性实施例依赖于N个开关和N个电容器,后者是根据二进制1—2—4—8序列而选择的,其允许有来自N个被切换电抗的 2^N 个均匀间隔电抗值。替换地,可以根据需要而将多个电感器切换到或切换出电路,或者可以根据需要而对电感器分接头进行开关选择。

[0043] 谐振无线功率传输要求在使用实际数目的开关和无功部件的被切换电抗方法的情况下可能不可能的高精确度。用实际数目的开关实现的调整粒度可能过大。

[0044] 另一实现实施例可使用诸如变容二极管(电压可变电容器)之类的电可变电抗、或者电流可变电感,其中放置在次级控制线圈中的可变dc偏置电流更改铁磁芯的磁导率、从而更改电感。

[0045] 然而,变容二极管可能不能处理超过几毫瓦的功率水平且不能容易地提供大的电容值。同样地,电流可变电感器是大的、繁重的,并且还可能不能处理大的功率水平,因为dc偏置电流通过使磁芯材料的操作点朝着饱和移动、从而减小电感器电流和功率额定值而起作用。

[0046] 然而,根据本发明的实施例,利用米勒效应的替换谐振调整方法克服了上文所讨论的实施例的调整粒度和功率水平限制。考虑图2A,其示出了包括具有增益G和反馈阻抗Z₂₀₄的常规理想电压放大器202的米勒电抗发生器200。分别地用E_T和I_T来指示输入到此网络的正弦电压波形和电流。

[0047] 跨阻抗Z的电压由放大器电压增益G设定,其进而影响输入端子电流I_T。然后由下式给出跨放大器输入端子的有效阻抗:

[0048] 等式1:
$$Z_{\text{eff}} = \frac{Z}{1 - G}$$

[0049] 这是高度期望的布置,因为能够通过改变G而容易地且有效地改变有效阻抗。此外,G可以是正的或负的,其允许生成负(针对G>+1)或正(针对G<+1)有效阻抗。应注意的是负阻抗是潜在地不稳定的。无论如何,使用以充分稳定裕度进行操作的复阻抗,可以进行有用的电抗调整。对于G=1而言,跨Z的电压是零,并且有效阻抗是无穷大的,有效地开路电路。如放大器增益G一样,还可以通过改变放大器相移来改变矢量Z_{eff}。

[0050] 图2A中的米勒阻抗乘法器中的缺点是线性电压放大器202的功率要求。作为粗略数量级估计,由电压放大器202提供的总驱动功率的百分比大约与期望的调整范围相同;百分之十调整范围意味着电压放大器202提供总功率的约10%。这可能是个问题,因为模拟线性放大器的效率可以为20%或以下。因此,电压放大器202中的半导体器件必须基本上尺寸过大,增加此类实现的成本。关联电源和散热器或热量管理系统进一步抬高实现的成本。

[0051] 可以通过使用数字控制开关技术来避免常规、线性、模拟放大器的功率转换效率缺点。具体地,可以用采用脉宽调制(“PWM”)和关联模拟PWM转换块的电路实施例来替换模拟放大功能。此类放大器能够实现非常好的效率;然而,PWM功率开关器件可以比要放大的信号的频率高得多的频率进行开关以便满足尼奎斯特准则。此外,常规PWM放大器中的精确振幅或增益调整要求脉冲宽度的精确的细粒度调整,其对PWM的功率开关器件的带宽施加附加要求。因此,常规PWM放大器实现的功率转换效率可要求快速WPM功率开关器件,是承载成本及其他实践责任的要求。

[0052] 可以根据以下原理来开发规避由被用作电子可调整电抗发生器的一部分的常规PWM放大器施加的过度带宽要求的方法,(1)具有足够高品质因数Q的谐振电路中的电压和电力波是正弦的,以及(2)可以用三个参数:频率、相位和振幅来完整地且绝对地描述任何正弦曲线。

[0053] 常规PWM信号发生可以生成任何的任意波形,其仅仅受到满足用于最高频率分量的尼奎斯特准则的需要的限制。然而,此类波形灵活性当在电子可变电抗发生器中使用时被浪费。事实上,根据示例性实施例,可以实现功能电抗发生器,其在系统操作频率下仅采用方波发生,因此可以不要求更快的开关器件。

[0054] 图2B示出了根据本发明的实施例的示例性电子电抗发生器210。在图2B中,电压比较器212对施加的正弦电压波形E_T进行采样,在点214处产生方波,其保持所施加的正弦电压波形E_T的频率和相位。由于点214处的方波具有恒定振幅,所以可不保持所施加的正弦电压波形E_T的振幅信息。结果得到的在点214处输出的方波控制电力开关电路216的开关频率和相位。在图2B中将示例性电力开关电路216描述为包括两个功率场效应晶体管218、226的半桥电路。也可使用其他电力开关电路216。例如,电源开关电路可包括全桥配置、回扫配

置、具有单端或推挽驱动配置的谐振回路、单端或双端前向转换器配置或这些一般配置的其他功率开关或功率转换电路拓扑结构。电力开关电路216的输出可以是具有由可调整电源222确定的振幅的方波。

[0055] 可调整电源222可以是受控电压源,从而创建具有受控振幅的半桥输出电压方波,或者可将可调整电源222实现为受控电流源,从而导致在半桥输出处的电流方波。在任一种情况下,方波都保持所施加的正弦电压波形 E_T 的频率和相位。可借助于控制可调整电源222的振幅的振幅检测块220来引入遗漏的正弦电压波形 E_T 振幅参数。该控制方法可以是模拟的、数字的或其某种组合。

[0056] 在示例性实施例中,可将可调整电源222实现为常规开关模式电源,其具有由在常规技术中众所周知的任何开关模式电源控制方法控制的输出振幅。此外,在示例性实施例中,可使得振幅检测块220—控制电源222传递函数 O_{ut}/I_n 等于在图2A的原始模拟米勒电抗发生器图中的G。

[0057] 在示例性实施例中,图2B中所示的电路用半桥的输出端处方波来复制施加正弦电压波形 E_T 的频率、相位和G标度振幅。该方波部分地由可调整电源222生成,其例如由避免常规模拟放大器的功率转换无效的示例性开关模式电源控制方法控制。方波到正弦曲线的转换是由戴维宁阻抗 Z_{224} 与LC谐振空芯传输变压器(未示出)的组合滤波作用实现的。可将戴维宁阻抗 Z_{224} 实现为纯电抗,因为戴维宁阻抗的电阻分量(如果存在的话)可引入损耗。对于任何给定应用而言,最佳电抗(电感或电容)在很大程度上依赖于半桥电源类型。结合电压源馈送电力开关,感抗可能是优选的,但当使用电流源电源时,容抗可能是优选的。上述实施例表示可以多个配置实现的一般设计方法。因此,下面描述电子电抗发生器的多个替换实施方式。

[0058] 图3图示出使用上述原理的电子电抗发生器的示例性实施例。此电路包括初级电感器侧的功率发生部300和电抗发生部302及次级电感器侧的谐振空隙传输变压器304和整流器-滤波器-负载电路306。

[0059] 功率发生器部300可包含电力开关电路308,其将dc电源电压 V_{cc1} 转换成高功率方波310,其通过隔直流电容器 C_b 和戴维宁电感器 L_{th} 而被施加于包括谐振电容器 C_r 和初级电感器 L_p 的初级侧谐振LC电路。在系统谐振下,功率发生器300可经历纯电阻负载,并且结果,功率发生器300仅提供有功功率。方波谐波可经历由戴维宁电感器建立的高阻抗负载。为此,可使方波谐波电流最小化。

[0060] 示例性电抗发生器302可具有与有功功率发生器300相同的拓扑结构。电抗发生器302还可在其半桥输出节点314处逐渐产生方波312。然而,此方波312可具有也可不具有与功率发生器方波310相同的相位或相同的振幅。相位和振幅差可被布置成通过电抗发生器的戴维宁电感器 L_{th} 向电抗总和节点316中产生电流,该电抗总和节点316复制旁路、无源和/或无功部件的效果。可通过调整电抗发生器的半桥驱动相位和/或半桥dc电源量值来容易地更改此虚拟部件的有效阻抗。

[0061] 如图3中所示,可用电压比较器318、逆变器和功率半导体开关的半桥对来实现图3中所示的米勒电抗发生器的电压放大器功能。在图3中,将这些半导体器件示为场效应晶体管(FET),但也可以使用其他功率开关器件,诸如但不限于双极晶体管、绝缘栅双极晶体管(IGBT)或者甚至真空管或光传导开关(例如,激光激活光传导开关)。在本实施例中,用更简

单、不那么昂贵、更加高效的开关实现来替换模拟功率放大器。

[0062] 继续图3中所描述的示例性实施例,电压比较器318对电抗总和节点316处的电压波形进行采样并创建总和节点电压的方波通断表示。在此操作中很明显丢失了总和节点正弦波形的振幅信息。其可在稍后返回检查。方波仅表示跨要调整的调谐电路出现的正弦波形的相位。

[0063] 方波和方波的反相型式控制以半桥或图腾柱配置接线且作为开关而不是线性器件进行操作的两个FET器件。一起工作,两个FET可在其公共节点处产生高功率方波312,其振幅可由标记为 V_{cc2} 的半桥可控电源的量值设定,其进而可被施加于隔直流电容器 C_b 且然后是戴维宁电感器 L_{th} 。在示例性实施例中,改变 V_{cc2} 的量值改变了此非常规米勒放大器的表观增益,从而改变由米勒电抗发生器产生的电抗的量值。 V_{cc2} 由开关模式电源(未示出)的数字或模拟控制机构供应。该控制信号可由微控制器(未示出)使用电抗总和节点电压的数字表示而导出。微控制器可与存在于电抗总和节点处的正弦波的振幅成比例地调整 V_{cc2} 的量值。比例常数可如前所述为 $1/(1-G)$ 以产生期望电抗。采用由受控电压源馈送的半桥晶体管对本实施例中的米勒阻抗是电感器,其部分地充当低通滤波器,从而避免了与驱动电路的较高傅立叶方波分量的大电流开关瞬态。为此,只有米勒驱动波形的基波分量影响初级谐振频率,因为谐波在很大程度上被拒绝。而且,在电抗总和节点中注入的电流波形本质上是正弦的,正如其在图3中所示的线性米勒电抗发生器中一样。

[0064] 同样如图3中所示,谐振传输变压器304还包括次级电感器 L_s 和谐振电容器 C_r 。整流器滤波器电路320在将接收到的正弦信号施加于负载322之前对其进行整流和滤波。

[0065] 在附加示例性实施例中,可将替换放大器配置结合到图3中所描述的电抗发生器中。可根据所选择的放大器类型和功率开关拓扑结构来表征替换实施例。根据表1,替换放大器实施例包括电压放大器、跨导放大器、电流放大器和跨阻放大器。图4A-4D描述了四个此类替换放大器配置,而表1列出用于每个的增益定义。

[0066]

类型	增益定义
电压放大器	$G = V_{out}/V_{in}$
电流放大器	$G = I_{out}/I_{in}$
跨阻放大器	$G = V_{out}/I_{in}$
跨导放大器	$G = I_{out}/V_{in}$

[0067] 表1—电抗发生器放大器配置

[0068] 在图4A中描述的示例性实施例中,通过用电压比较器318对电抗总和节点电压波形进行采样并使用结果得到的方波来控制半桥的晶体管开关而实现复合电压放大器,该半桥由量值控制电压源供电。电压比较器318生成方波,该方波具有与节点316处的正弦信号相同的频率和相位,其驱动由可调整电压源402供电的电力开关。可调整电压源402的电压被设置成与存在于电抗总和节点316处的电压正弦波的振幅成比例。此外,在图4D中所描述的示例性实施例中,用如前所述的电压比较器318对电抗总和节点电压波形进行采样,但使用结果得到的方波来控制由可调整电流源404供电的半桥有效地产生复合跨导放大器实现。本领域的技术人员将认识到跨导放大器对存在于电抗总和节点316处的电压波形进行采样,并生成相同频率和相位的方波,其驱动由可调整电流源404供电的电力开关。可调整

电流源的量值被设置成与流入电抗总和节点316中的电流正弦波的振幅成比例。

[0069] 此外,在图4B和4C中所描述的示例性实施例中,对存在于要调整的谐振电路中的正弦电流进行采样并使用该方波表示来驱动分别地电压源供电和电流源供电半桥产生了复合跨导和复合电流放大器实现。电流放大器(图4C)对流入电抗总和节点316的电流波形进行采样,生成相同频率和相位的方波,其驱动由可调整电流源404供电的电力开关。可调整电流源404的量值被设置成与流入电抗总和节点316中的电流正弦波的振幅成比例。另一方面,复合跨导放大器(图4B)对流入电抗总和节点316的电流波形进行采样,生成相同频率和相位的方波,其驱动由可调整电压源402供电的电力开关。可调整电压源402的电压被设置成与流入电抗总和节点316中的电流正弦波的振幅成比例。用电流源供电电力开关实现的放大器由于其对开关器件同时传导(一般地称为吹透)和引起瞬时、短路型故障的其他故障的容忍度而一般是有利的。此外,电感器反馈电抗的使用在使用恒定电压电力开关的实施例中是有利的,而电容性米勒发生器反馈电抗在使用恒定电流电力开关的实施例中是有利的。然而,在实践中,最期望的放大器配置可取决于谐振负载电路的性质、是串联还是并联谐振、米勒阻抗类型、是电感还是电容性的和/或其他设计因素。

[0070] 在其他示例性实施例中,可以用固定量值的电压或电流源来替换如上文所述及图3和4A-4B中所表示的半桥可控电源、可控电压源或可控电流源。然后可用半桥的脉宽调制来实现有效放大器增益 G 和因此的电抗比例因数 $1/(1-G)$ 。在又一示例性实施例中,其他电抗发生器控制技术利用放大器矢量增益定义 G 的相位部分。针对同相或180度异相的电抗发生器驱动信号,等式1的分母是实数。如果将等式1中的 Z 实现为理想电抗,具体地电感器或电容器,则 Z_{eff} 也可以是纯电抗且米勒电抗发生器可仅提供虚数功率,到电抗总和节点的VAR。

[0071] 在示例性实施例中,将等式1中的 Z 实现为理想电抗但使驱动信号的相位移位创建了等式1的分母中的虚部,从而使得 Z_{eff} 也是复数。这意味着除无功功率(VAR)之外,电抗发生器还可以向电抗总和节点提供(或吸收)有功功率(瓦特)。本发明的示例性实施例布置等式1的分母中的 G 的量值和相位,使得 Z_{eff} 由实数复电阻和在符号方面为正或负的虚数电抗的和组成。这样,米勒电抗发生器应是向负载提供有功功率的负担的一部分。驱动信号相位的控制允许根据期望将米勒电抗发生器半桥的功率处理能力指配给纯无功功率(VARS)、纯有功功率(瓦特)或两者的某种组合的生成,允许其根据期望而提供更多无功功率或更多有功功率。

[0072] 如上所示,使用多种方法可容易地实现确定电抗发生器输出的参数的非常精确的控制,即电源电压和电流振幅以及驱动信号功率、占空比和相位,净效果是高功率可变电抗的合成或混合可变电抗-可变负电抗、源自负电阻的有功功率,其在被连接到无线功率传递电感器时,允许传递电感器谐振频率的平滑且几乎连续的调整。

[0073] 在本发明的示例性实施例中,上述电子可变电抗的使用不排除被开关、分接或另外的可变电抗元件的使用。事实上,可以将开关电抗元件结合到米勒可变电抗中以提供粗步幅电抗变化,其中依赖于米勒可变电抗以进行连续精确调整。

[0074] 在本发明的又一示例性实施例中,从存在于电抗总和节点316处的正弦电压或电流的样本导出驱动米勒电抗发生器的方波信号。替换地,可以从同相地或正交地驱动主电源半桥的方波导出此信号。此外,可在微控制器或其他数字或软件控制设备中生成电抗发

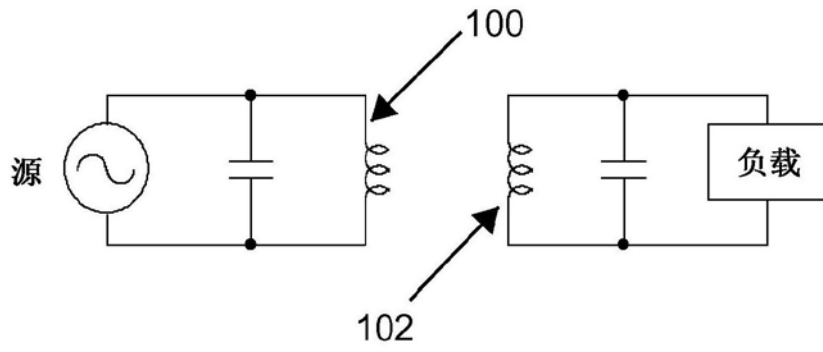
生器时钟。

[0075] 图3描述了具有不对称谐振LC电路的示例性实施例,不对称是在LC电路的被连接的一侧被接地且LC谐振电路由相对于电路地线而言两个都具有不平衡输出的一对半桥电路来驱动LC谐振电路的意义上讲。如上所述,本发明的附加实施例可采用平衡LC谐振电路,其没有一侧被直接地连接至地线,由H桥驱动器而不是半桥驱动器的平衡、对称输出驱动。本发明的电力开关电路可包括全半桥配置、全桥配置、回扫配置、具有单端或推挽驱动配置的谐振回路、单端或双端前向转换器配置或这些一般配置的其他功率开关或功率转换电路拓扑结构。在本文所述的米勒电抗发生器的开关放大器部分的功率开关功能的实施例中可以使用对于本领域的技术人员而言显而易见的多个功率开关拓扑结构。这些包括单开关或多开关电路、相对于电源公共端子而言对称或不对称的电路、单端或推挽配置、有或者没有电容分压器的半桥、H桥配置、回扫或前向转换器以及本领域的技术人员已知的其他功率转换拓扑结构。功率开关拓扑结构选择由指导供在诸如dc至ac逆变器、电动机控制器、感应加热装置以及dc至dc电压转换设备之类的常规功率转换和控制应用中使用的功率开关拓扑结构的选择的相同设计判定选择来指导。也可使用本领域已知的其他电力开关配置。

[0076] 本领域的技术人员将认识到必须通过谐振电容器的连接来使传输变压器的初级侧和次级侧电感进行谐振以获得高效的操作。可以将谐振电容器串联连接,创建串联谐振电路,或者可以将其并联地连接,创建并联谐振电路。本领域的技术人员将知道传输变压器初级侧电感的串联谐振连接非常适合于被由电压源供电的电力开关电路驱动,而传输变压器初级侧电感的并联谐振连接非常适合于被由电流源供电的电力开关电路驱动。本领域的技术人员还将理解的是可通过添加LC阻抗匹配网络来更改这些宽泛的设计方针。同样地,在传输变压器的负载侧,传输变压器次级侧电感的串联谐振连接非常适合于驱动要求恒压型电源的负载,并且传输变压器次级侧电感器的并联谐振连接非常适合于驱动要求恒流型电源的负载。如前所述,本领域的技术人员还将理解的是可通过添加LC阻抗匹配网络来更改这些宽泛的设计方针。

[0077] 虽然本文包含的公开可设想将本发明用于要求相对高功率(超过100瓦特)的应用,但应理解的是功率应用的潜在列表并不受到限制,并且可以将本发明应用于大范围的功率要求。

[0078] 此外,虽然本文中包含的公开涉及向交通工具提供电功率,但应理解的是这仅仅是许多可能应用中的一个,并且包括非交通工具应用的其他实施例是可能的。本发明的这些及其他实施例意图在由以下权利要求识别的本发明的范围内。



现有技术

图1

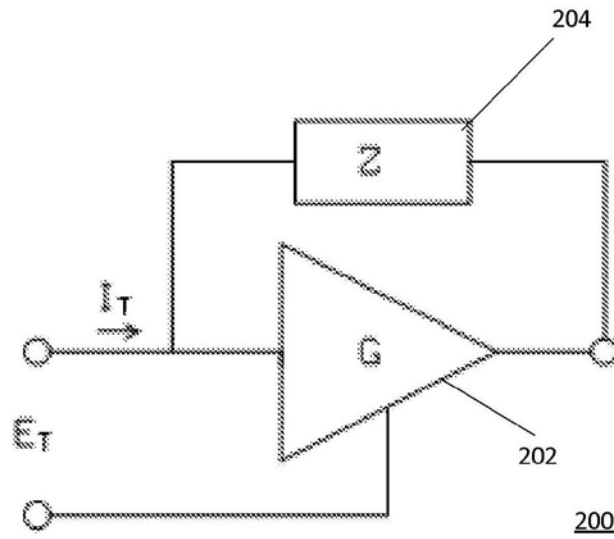


图2A

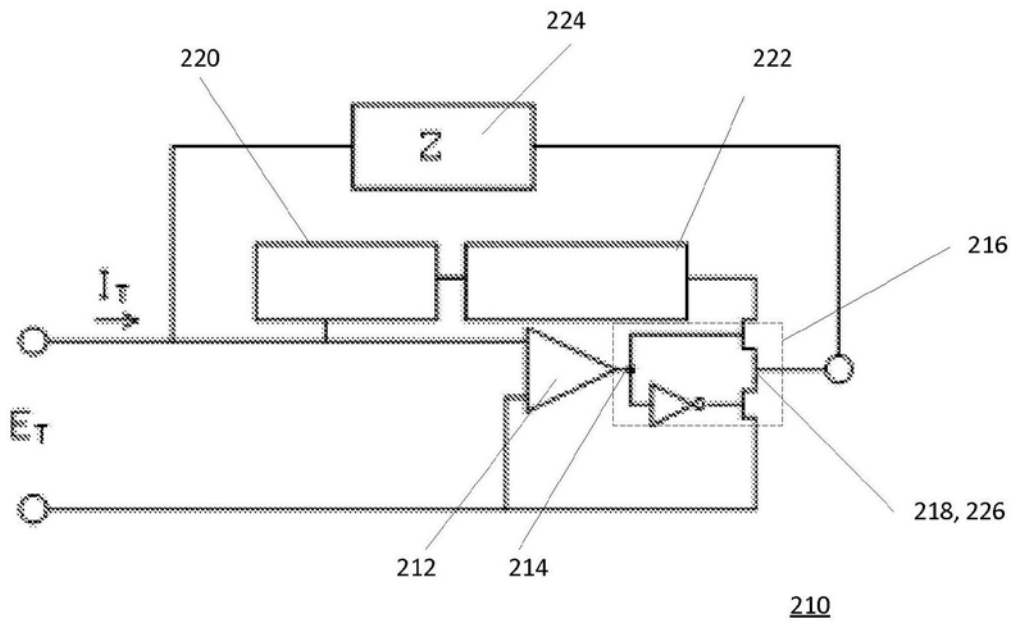


图2B

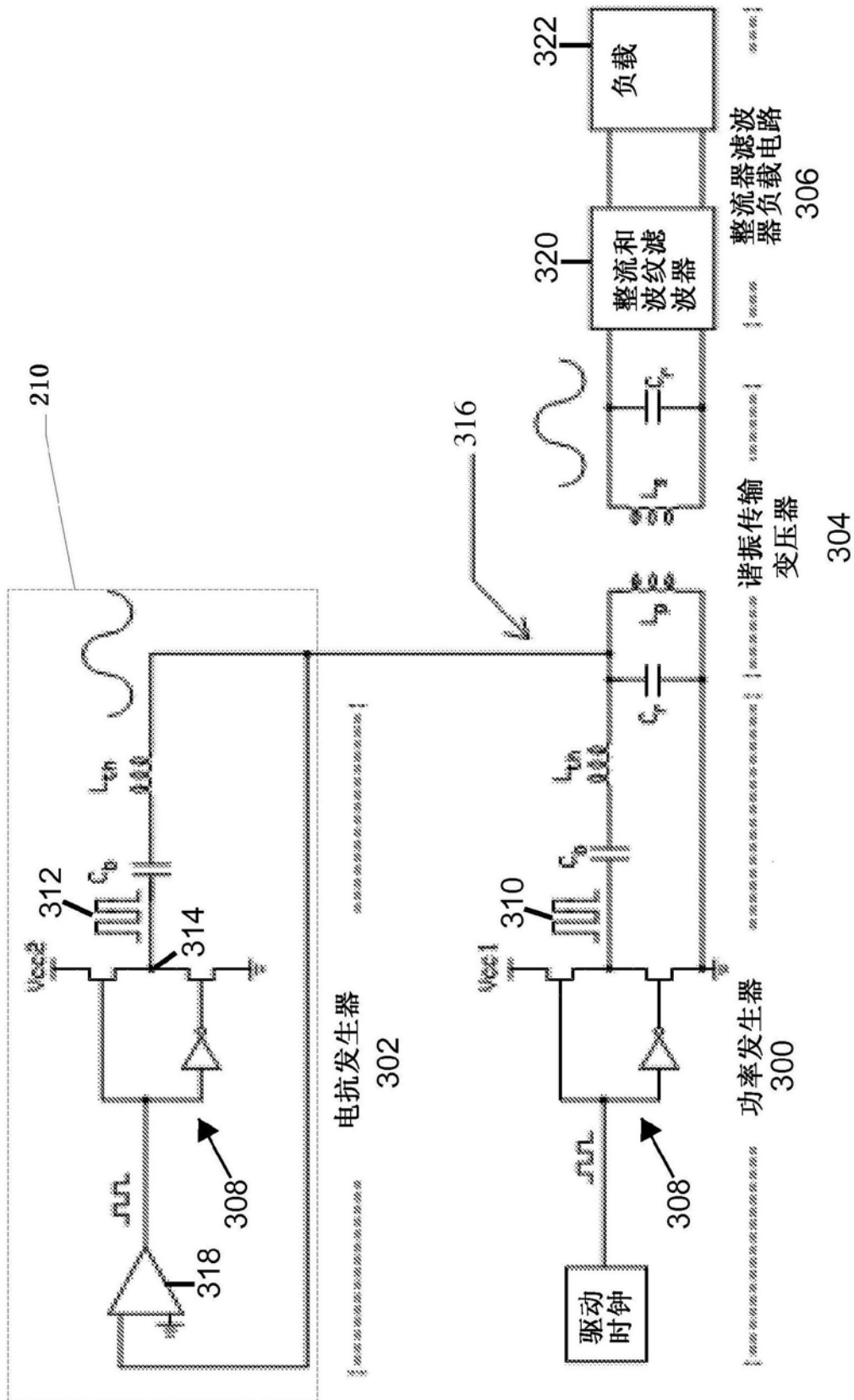


图3

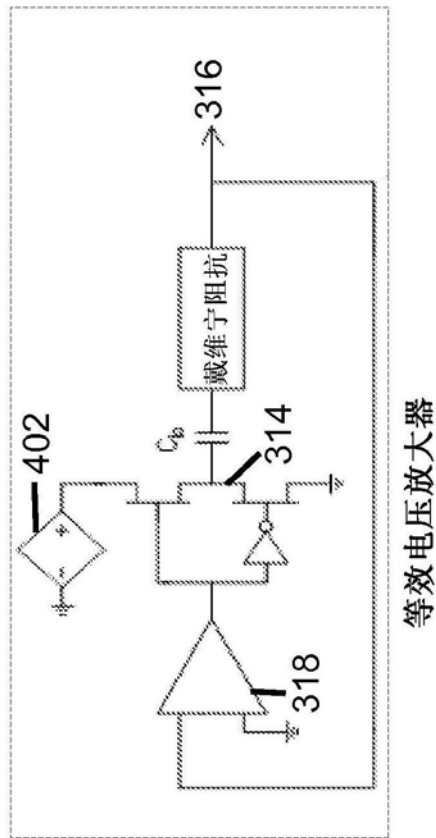
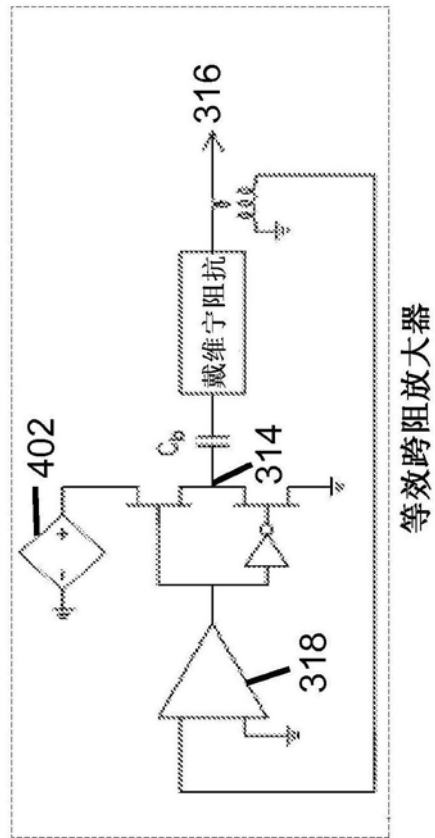


图4A



等效跨阻放大器

图4B

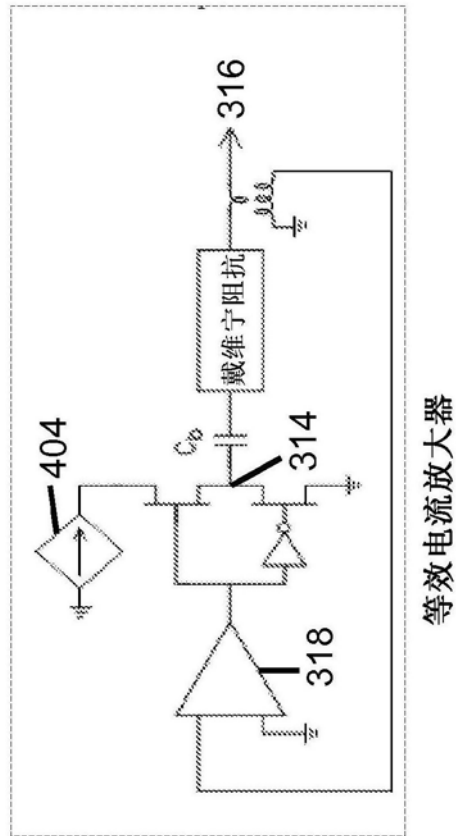


图4C

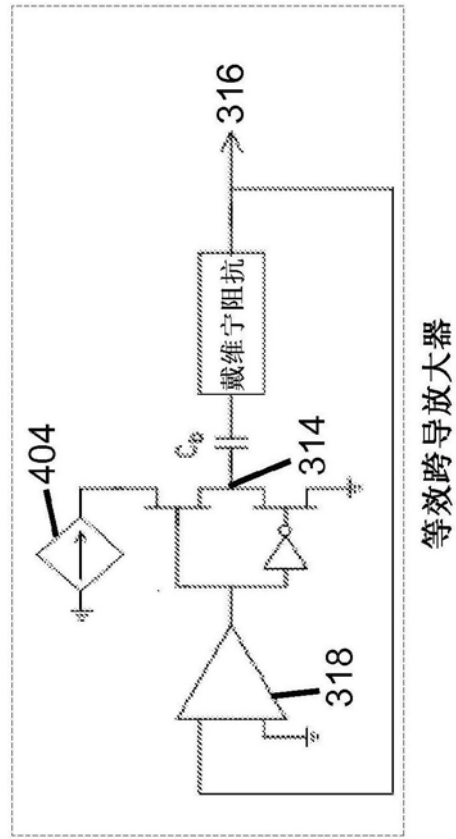


图4D