(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106852182 A
(43)申请公布日 2017.06.13

(21)申请号 201580057064.8

(22)申请日 2015.11.06

(30)优先权数据
62/076,641 2014.11.07 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2017.04.20

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/US2015/059491 2015.11.06

(87)PCT国际申请的公布数据
WO2016/073867 EN 2016.05.12

(71)申请人 株式会社村田制作所
地址 日本京都府

(72)发明人 杰弗里·约翰·佐尔格

(74)专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司 11021
代理人 倪斌

(51)Int.Cl.
H02J 50/00(2016.01)
H02J 5/00(2016.01)

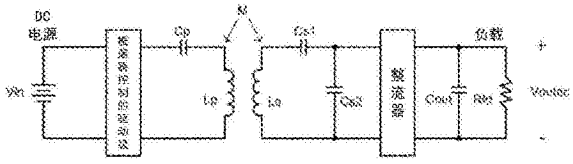
权利要求书2页 说明书11页 附图8页

(54)发明名称

具有固定调谐和功率限制的可变距离无线功率传输系统

(57)摘要

无线功率传输系统包括发射机电路和接收机电路。发射机电路包括:连接到提供固定频率输出的振荡器控制的驱动级的初级串联谐振电容器,以及连接到初级串联谐振电容器的发射线圈。发射谐振频率低于振荡器控制的驱动级的固定频率。接收机电路包括:接收线圈、与接收线圈串联连接的次级串联谐振电容器、以及与接收线圈并联连接的次级并联谐振电容器。当整流器电路DC输出增加时,接收谐振频率随着至少一个整流器的非线性电容减小而增加。



CN 106852182 A

1.一种无线功率传输系统,包括:

发射机电路,包括:

DC输入;

振荡器控制的驱动级,连接到所述DC输入并提供具有固定频率的输出;

初级串联谐振电容器,连接到所述振荡器控制的驱动级;以及

发射线圈,连接到所述初级串联谐振电容器;其中

发射谐振频率由所述初级串联谐振电容器和所述发射线圈来限定;以及

所述发射谐振频率低于所述振荡器控制的驱动级的固定频率;以及

接收机电路,包括:

接收线圈;

次级串联谐振电容器,与所述接收线圈串联连接;

次级并联谐振电容器,与所述接收线圈并联连接;

整流器电路,连接到所述次级串联谐振电容器和所述次级并联谐振电容器并且包括至少一个整流器;以及

输出滤波电容器,连接到所述整流器电路并且被布置为接收整流器电路DC输出;其中

接收谐振频率由所述次级串联谐振电容器、所述次级并联谐振电容器、所述接收线圈、和所述至少一个整流器的非线性电容来限定;以及

当所述整流器电路DC输出增加时,所述接收谐振频率随着所述至少一个整流器的非线性电容减小而增加。

2.根据权利要求1所述的无线功率传输系统,其中,所述发射线圈和所述接收线圈之间的耦合系数为约K=0.1至约K=0.001。

3.根据权利要求1所述的无线功率传输系统,其中,所述无线功率传输系统在所述发射线圈和所述接收线圈之间的线圈间隔距离的范围内操作,所述范围为约一个发射线圈直径到约五个发射线圈直径。

4.根据权利要求1所述的无线功率传输系统,其中,所述发射线圈和所述接收线圈具有相同或大体相同的直径并且被定位为实现最大耦合。

5.根据权利要求1所述的无线功率传输系统,其中,所述整流器电路是全波桥式整流器。

6.根据权利要求5所述的无线功率传输系统,还包括:通过串联失谐电容器连接到所述全波桥式整流器的每个桥臂的中心的失谐MOSFET。

7.根据权利要求5所述的无线功率传输系统,还包括:连接到所述全波桥式整流器的输入的固定电容器。

8.根据权利要求1所述的无线功率传输系统,还包括:连接到所述接收机电路的非隔离DC-DC调节器。

9.根据权利要求1所述的无线功率传输系统,还包括:连接到所述接收机电路的电流调节放大器。

10.根据权利要求1所述的无线功率传输系统,其中:

所述无线功率传输系统包括上谐振频率和下谐振频率;以及

所述上谐振频率与所述发射线圈和所述接收线圈之间的最大预定线圈间隔距离相关

联。

具有固定调谐和功率限制的可变距离无线功率传输系统

技术领域

[0001] 本发明涉及无线功率传输，且更具体地，本发明涉及针对谐振无线功率传输系统的发射线圈与接收线圈之间的距离变化进行补偿以提供高功率发射效率的无线功率传输系统。

背景技术

[0002] 无线功率传输系统已被用于向设备提供功率，而无需直接的物理连接，例如电缆或电线。各种方法已经用于无线发射功率，包括电容耦合、谐振电感耦合、激光、和微波束。使用谐振电感耦合的无线功率传输系统在相对短的线圈间隔距离上提供从发射线圈到接收线圈的相对高效的功率传输。更具体地，谐振电感耦合比诸如激光和微波束之类的方法便宜，并且还提供了优于简单的磁感应耦合的优点。例如，已经使用简单的磁感应耦合来对直接放置在充电垫上的电动牙刷或蜂窝电话充电，但是仅允许小于一个线圈直径的非常有限的线圈间隔距离。

[0003] 在松散耦合的谐振无线功率传输系统中，期望能够在大的距离范围上移动发射线圈和/或接收线圈，而不需要不断地重新调谐系统谐振。如果由初级线圈产生的大部分通量不被接收线圈所接收，则谐振无线功率传输系统被认为是松散耦合的。考虑到发射线圈和接收线圈之间的耦合系数K随距离的变化与接收机中整流器的非线性反向偏置电容的输出电压的变化，可以建立允许在一到五个线圈直径范围内的线圈间隔距离的特定调谐，而无需重新调谐。

[0004] 耦合系数K指示了穿过接收线圈的来自发射线圈的通量的比例，并且通常与以下相关：(1)当发射线圈和接收线圈彼此耦合时，发射线圈和接收线圈的互感；以及(2)当发射线圈和接收线圈是孤立的、未耦合的线圈时，发射线圈和接收线圈中的每一个线圈的自感。耦合系数K通常具有零和一之间的值，且“零”值指示在发射线圈和接收线圈之间不存在相互通量，并且因此没有互感。耦合系数K的“一”值指示来自发射线圈的所有通量都被接收线圈所接收，且因此发射线圈和接收线圈中的每一个线圈的自感与发射线圈和接收线圈之间的整体互感相同。然而，耦合系数K也可以具有负值，例如，如果发射线圈和接收线圈之一的极性反转，使得在接收线圈中感生的电压相对于在发射线圈中的电压为180度异相。此外，难以精确地确定在发射线圈和接收线圈之间的耦合系数K，因为用于确定发射线圈和接收线圈的互感和自感的公式是复杂的，并且为了确定耦合系数K所作出的测量是不准确的，特别是对于耦合系数K的低值来说。

[0005] 谐振无线功率传输系统中重新调谐谐振的一种已知方法依赖于变容二极管(varactor)，其是一种类型的二极管，其电容根据跨其端子施加的电压而变化。变容二极管已被用作谐振无线功率传输系统中的压控电容器，以在线圈间隔距离变化时递送最大功率。然而，变容二极管在谐振无线功率传输系统中引起不期望的功率损耗，并且变容二极管经常需要复杂的控制电路或系统。

[0006] 在谐振无线功率传输系统中重新调谐谐振的另一种已知方法是改变发射振荡器

和接收振荡器的工作频率，以保持谐振无线功率传输系统在它们各自的系统谐振频率下的操作。然而，如果功率传输频率在内部允许电磁干扰的工业、科学和医疗(ISM)无线电频段内，则很少的带宽可用于允许工作频率的变化。

[0007] 根据已知的方法，谐振无线功率传输系统的接收机输出处的电压可以通过在整流器输入处使用较大值的电容器来限制，以便在输出处发生过压状况时使接收机失谐，这有助于分流谐振调谐和在发射线圈和接收线圈之间的功率传输，以防止过大的电压增益。特别地，通过强制无线功率传输系统间歇地工作，则可以防止在接收机的负载较小的情况下接收机中的过大的电压增益。然而，这种方法使得针对接收机的功率传输停止，从而减少了可以接收的功率量。

[0008] 根据另一种已知的方法，通过强制接收机输出电压被固定到电池电压，接收机输出可以直接连接到电池，以防止接收机的过载。因此，包括接收机输出处的电池在内的谐振无线功率传输系统不会经历在每次耦合系数K改变时为了在接收线圈处尝试从发射线圈接收可用的最大功率量而不断的重新调谐。更具体地，针对接收机的负载，电池呈现大体固定的电压，其在接收机输出特性的功率传输曲线上提供稳定的工作点。然而，该方法强制接收机输出电压固定为电池电压，这不太可能被设置在接收机输出特性的功率传输曲线上的最大功率传输点处。

[0009] 虽然可以调谐接收机以相对于最大功率点处的距离来提供恒定或大体恒定的电压输出，但是如果功率传输在相对长的线圈间隔距离上开始时，这种布置将防止接收机向负载提供功率。更具体地，在充分高的线圈间隔距离上，接收机输出电压足够接近零伏特，使得接收机中的整流器处于断开状态，并且在该状态下跨整流器的反向电压充分接近于零，这增加了非线性接收机电容。因此，非线性接收机电容变得太高，而无法提供足够的增益来将接收机的输出电容器充电到负载的工作电压。

[0010] 根据又一种已知的方法，可以将欠压锁定电路添加到接收机输出电压上，使得如果接收机输出电压下降到预定电平以下，则谐振无线功率传输系统的DC-DC级被关闭当接收机输出电压上升到另一预定电平以上时，再次接通DC-DC级。然而，这种操作方法导致无线功率传输系统的间歇操作，并且仅为谐振无线功率传输系统提供过载保护，并且不提供调谐或重新调谐。

[0011] 因此，上述已知的方法导致谐振无线功率传输系统的效率损耗和/或需要复杂的控制电路或系统。

发明内容

[0012] 为了克服上述问题，本发明的优选实施例提供了高效且不需要复杂控制电路或系统的无线功率传输系统。

[0013] 根据无线功率传输系统的具体调谐，接收机整流器的非线性电容可用于限制整流器输出处的DC输出电压范围。这在包括接收机输出处的DC-DC转换器以向系统负载提供固定的输出电压的无线功率传输系统中是可期望的。由于需要在DC-DC转换器中使用更高电压的开关器件，因此该DC-DC转换器的输入处的过大的电压可能导致转换器的损坏，或者可能导致较低效率。随着负载减小，或者随着发射线圈和接收线圈的移动更靠近在一起，接收机输出可能经受大的电压增加。

[0014] 因此，为了克服上述问题，本发明的优选实施例提供了整流器非线性电容作为整个谐振网络的一部分，使得随着整流器输出电压的增加，整流器电容的减小导致将接收机谐振自动重新调谐到更高的频率。由于无线功率传输系统的操作处于固定的频率，谐振增益受到在低于谐振的频率处的操作的限制。取决于与串联谐振电容相比的非线性电容的相对大小以及整流器中的非线性度，这修改接收机的V-I输出特性的形状。

[0015] 随着线圈间隔增加，接收机输出处提供的功率量减少。根据本发明的优选实施例，从接收机到负载的功率输出被限制为可用的最大功率的近似值，以防止无线功率传输系统的过载。具体地，根据本发明的优选实施例，从接收机抽取的电流被限制为实际可用的电流量，这防止DC-DC转换器级的负输入阻抗使得接收机输出过载。

[0016] 本发明的优选实施例提供一种无线功率传输系统，其包括发射机电路，所述发射机电路包括：DC输入；振荡器控制的驱动级，连接到DC输入并提供具有固定频率的输出；连接到振荡器控制的驱动级的初级串联谐振电容器；以及连接到所述初级串联谐振电容器的发射线圈，并且无线功率传输系统包括接收机电路，所述接收机电路包括：接收线圈；次级串联谐振电容器，与接收线圈串联连接；次级并联谐振电容器，与接收线圈并联连接；连接到次级串联谐振电容器和次级并联谐振电容器并且包括至少一个整流器在内的整流器电路；以及输出滤波电容器，连接到整流电路并被布置为接收整流器电路DC输出。发射谐振频率由初级串联谐振电容器和发射线圈来限定，且发射谐振频率低于振荡器控制的驱动级的固定频率。接收谐振频率由次级串联谐振电容器、次级并联谐振电容器、接收线圈、和至少一个整流器的非线性电容来限定；以及当整流器电路DC输出增加时，接收谐振频率随着至少一个整流器的非线性电容减小而增加。

[0017] 发射线圈与接收线圈之间的耦合系数优选为约K＝0.1至约K＝0.001。无线功率传输系统优选地在发射线圈和接收线圈之间的线圈间隔距离范围内操作，该范围为发射线圈的大约一个线圈直径到大约五个线圈直径。发射线圈和接收线圈优选地具有相同或大体相同的直径并且被定位成实现最大耦合。

[0018] 整流器电路优选为全波桥式整流器。无线功率传输还优选地包括通过串联失谐电容器连接到全波桥式整流器的每个桥臂(bridge leg)的中心的失谐MOSFET。无线功率传输系统还优选地包括连接到全波桥式整流器的输入的固定电容器。

[0019] 无线功率传输系统还优选地包括连接到接收机电路的非隔离DC-DC调节器(regulator)。无线功率传输系统还优选地包括连接到接收机电路的电流调节放大器。优选地，无线功率传输系统包括上谐振频率和下谐振频率，并且上谐振频率与发射线圈和接收线圈之间的最大预定线圈间隔距离相关联。

[0020] 根据以下参考附图对本发明的优选实施例的详细描述，本发明的上述和其它特征、要素、特性、步骤和优点将变得更加明显。

附图说明

[0021] 图1是本发明的优选实施例中包括的无线功率传输系统的电路图。

[0022] 图2是根据本发明的优选实施例的对无线功率传输系统的行为加以近似的模型的电路图。

[0023] 图3是从图2中的Vinrms到Voutrms的串联谐振路径的电路图。

[0024] 图4是图2的初级谐振网络和次级谐振网络的电路图，其实际上具有并联电路布置。

[0025] 图5是示出了下谐振频率f1和上谐振频率fu如何随着耦合系数K而变化的曲线图。

[0026] 图6示出了与K有关的图2中具有固定负载阻抗的等效电路的频率响应。

[0027] 图7示出了整流器反向电容和所施加的反向电压之间的典型关系。

[0028] 图8和9示出了桥式整流器的差分输入电容。

[0029] 图10示出了桥式整流器的平均差分输入电容与DC输出电压之间的关系。

[0030] 图11示出了根据本发明的优选实施例的与耦合系数相关的仿真接收机输出特性。

[0031] 图12示出了根据比较例的与耦合系数相关的仿真接收机输出特性。

[0032] 图13A是示出了根据本发明的优选实施例的D类功率级的电路图。

[0033] 图13B是图13A所示的电路图的简化电路图。

[0034] 图14是示出了根据本发明的优选实施例的无线接收机的电路图。

[0035] 图15A和15B是根据本发明优选实施例的经调节的接收机的电路图。

具体实施方式

[0036] 图1是本发明的优选实施例中包括的典型无线功率传输系统的简化电路图。DC电源连接到振荡器控制的驱动级。驱动级对包括初级谐振电容器Cp和初级发射线圈Lp在内的初级谐振储能电路(tank circuit)进行激励。次级接收线圈Ls经由次级串联谐振电容器Cs1和次级并联谐振电容器Cs2连接到整流器电路。整流器电路并联连接到并联谐振电容器Cs2，这导致跨输出电容器Cout的DC输出电压，其向负载Rld提供DC功率。

[0037] 初级发射线圈Lp和次级接收线圈Ls以互感M耦合，互感M通过公式$M=K*\sqrt{(Lp*Ls)}$与耦合系数K相关。如果初级线圈Lp和次级线圈Ls具有相同或大体相同的大小、形状、和匝数(即Lp＝Ls)，则上述公式可以简化为M＝K*Lp或M＝K*Ls。因此，互感的每一侧的漏电感可以由公式Llkp＝Llks＝Lp*(1-K)或Llkp＝Llks＝Ls*(1-K)来表示，其中Llkp是初级漏电感，且Llks是次级漏电感。由于这是谐振系统，所以初级线圈Lp和次级线圈Ls中的大多数初级电流和次级电流具有由振荡器控制的驱动级来确定的基本工作频率处的正弦波形式。相应地，可以对该系统应用一次(first)谐波分析，忽略剩余的谐波，这是因为剩余的谐波大体上被谐振电路所衰减，并且剩余的谐波递送零或大体为零的功率。此外，一次谐波分析简化了整个系统，这允许系统在其频率响应方面更容易地进行评估。

[0038] 如果驱动级的输出被假设为具有0伏特的低电平和Vin伏特的高电平的方波(或大体方波)，则驱动级的输出可以由正弦波代替，其中rms(均方根)值为$Vinrms=Vin*\sqrt{2/\pi}$，其是施加到初级谐振储能电路的方波电压的一次谐波。如果输出整流器是全波整流器，则输出整流器和DC输出负载Rld可由等效的AC负载电阻Rldac代替，其由公式Rldac＝8*Rld/π^2提供。另外，根据下面的公式，DC输出电压与整流器输入侧所涉及的一次谐波RMS电压相关：$Voutrms=Voutdc*\sqrt{8/\pi}$。

[0039] 根据上述描述和公式，已经开发了对无线功率传输系统的行为加以近似的模型，并且在图2中示出。

[0040] 在图2所示的松散耦合的无线功率传输系统中，特别注意的是从K＝0.1到K＝

0.001的耦合系数的范围，其代表从1个线圈直径到5个线圈直径的线圈间隔距离的近似范围，假设两个线圈具有相同或大体相同的直径并且两个线圈被定位以用于最大耦合，即，沿着相同或大体相同的轴线，使得线圈居中或大体居中并且相对于彼此平行或大体平行。如果存在未对准和/或线圈中心不在同一轴线上，则必须减小线圈之间的间隔距离以获得相同的耦合系数。图2所示的等效电路的频率响应提供了两个不同的谐振频率fu和fl，其中fu是上谐振频率，且fl是下谐振频率。上谐振频率fu表示从Vinrms到Voutrms的串联谐振路径，如图3所示。下谐振频率fl还包括互感M，其中初级谐振网络和次级谐振网络实际上处于并联电路布置中，如图4所示。在图3和4中未示出主要与初级线圈Lp和次级线圈Ls的AC电阻相关的初级侧损耗电阻Rp和次级侧损耗电阻Rs，因为这些电阻与发射机和接收机的频率响应中的谐振频率不相关。

[0041] 当耦合系数K从0.001增加到0.1时，下谐振频率fl减小，并且上谐振频率fu增加。然而，在耦合系数K的该有限范围内，下谐振频率fl和上谐振频率fu彼此足够接近，以便在从下谐振频率fl到上谐振频率fu的整个频率范围内提供足够量的谐振增益。这允许谐振无线功率传输系统在大的线圈间隔距离范围内提供充足的DC输出电压。具体地，如果调整系统使得上谐振频率fu处于与最大预定线圈间隔距离相关联的工作频率，则随着距离的减小，仍然在下谐振频率fl和上谐振频率fu之间的频带中提供足够的增益，使得存在从初级线圈到次级线圈的高效功率传输。

[0042] 因此，在不需要对接收机输出阻抗的复共轭执行阻抗匹配的情况下，即使无线功率传输系统不以谐振频率工作，也提供了足够的增益和高效的功率传输。例如，如果接收机的输出阻抗为R+jX，则接收机的理想负载为R-jX以提供针对最大功率传输的匹配。该条件由无线功率传输系统的频率响应曲线中的谐振峰值表示，并且由于次级串联谐振电容器Cs1和次级并联谐振电容器Cs2消除了次级线圈Ls的感应输出特性而发生。然而，如果负载与接收机的输出阻抗不完美匹配，则呈现给负载的阻抗具有减少传输到负载的功率量的无功(reactive)分量。然而，如果接收机的输出阻抗与负载相对紧密匹配，则仍然可以向负载输出足够的功率。

[0043] 图5是示出了例如被调谐到在27.12MHz的固定频率处工作的无线功率传输系统的下谐振频率fl和上谐振频率fu如何随着耦合系数K变化的曲线图。如图5所示，随着耦合系数K增加并且初级线圈和次级线圈移动得更靠近在一起，允许在下谐振频率fl和上谐振频率fu之间的较宽的频率范围。图6示出了与K相关的图2中具有固定负载阻抗的等效电路的频率响应。如图6所示，提供高增益的谐振频率之间的间隙随着K值的增加而增加。

[0044] 除了耦合系数K对接收机响应的影响外，其他因素也影响接收机的输出特性。特别地，固态整流器的反向偏置电容相对于所施加的反向电压呈现非线性电容，使得随着电压的增加，电容降低。整流器反向电容和所施加的反向电压之间的典型关系如图7所示。优选地，接收机的整流器包括具有相对低的正向压降的肖特基整流器。然而，如果允许用于整流器的反向恢复时间的充足时间，则标准整流器可以在较低的工作频率处使用。备选地，可以使用碳化硅或氮化镓整流器。

[0045] 在全波整流器布置中，全波整流器输入处的实际电容随着不同整流器在导通状态和非导通状态之间的转换而变化。也就是说，全波整流器的输入处的整体电容与各个整流器中的每一个整流器的变化电容的组合相关。例如，如果整流器包括全桥布置的四个二极

管，那么在施加到桥式整流器输入的AC电压波形的每个极性的导通之前，电容恰好处于最大值。在开关周期的中点，桥式整流器的差分输入电压为零或接近零，电容处于其最小值。典型的全波整流器的左或右桥臂中包括的整流器具有并联组合的电容。左桥臂电容和右桥臂电容然后串联组合，以为桥式整流器提供差分输入电容，如图8所示。此外，如果在整流器输入处包括任何失谐MOSFET(金属氧化物半导体场效应晶体管)，则MOSFET也表现出与左桥臂电容和右桥臂电容并联组合的类似非线性反向电容。这些MOSFET对桥式整流器的差分输入电容的影响也如图8所示。

[0046] 开关周期内平均整流器桥臂输入电容是两个反向偏置整流器的组合。也就是说，一个整流器在零伏特或大体为零伏特处开始开关周期，在该零伏特或大体零伏特处电容最高，但是桥臂中的相对的整流器在Vout处开始开关周期。这是由于二极管的结电容当在二极管上施加零伏特时被最大化，且当施加额定反向电压以反向偏置二极管时被最小化(当二极管正向偏置时，结电容基本上被短路)。换句话说，DC输出电压越高，在开关周期开始处的相对的整流器输入电容就越低。这导致随着DC输出电压增加，桥式整流器的有效平均差分输入电容较低。如图8和9所示，当DC输出电压从20Vdc增加到40Vdc时，电容减小。

[0047] 为了对作为图2所示的并联谐振电容器Cs2的一部分的桥式整流器的等效差分输入电容进行建模，必须确定桥式整流器的平均差分输入电容与图1所示的DC输出电压Voutdc之间的关系。该关系可以通过针对要分析的每个DC输出电压对类似于图8和9所示的电容曲线进行积分来确定，然后将所述积分除以DC输出电压。这提供了桥式整流器的平均差分输入电容与DC输出电压之间的关系，如图10所示。

[0048] 根据如上所述的确定和处理接收机整流器的非线性效应的方法，可以确定与耦合系数K和负载相关的所接收电压的变化。特别地，对于从零到接收机的最大输出电压的每个输出电压，通过对整个开关周期内的桥式整流器输入处的非线性电容进行平均，来处理非线性效应。使用图2所示的模型，需要三个公式来将谐振无线功率传输系统变换成在一次谐波处的线性近似：

[0049] $Vinrms = Vin * \sqrt{2/\pi}$；

[0050] $Voutrms = Voutdc * \sqrt{8/\pi}$；以及

[0051] $Rldac = 8 * Rld/\pi^2$。

[0052] 根据图10所示的平均非线性桥输入电容与DC输出电压之间的关系，可以进行使用AC分析的多次仿真，其中非线性桥输入电容被调整，直到所计算的DC输出电压对应于提供与图10所示的相同或大体相同的电容的电压。执行仿真，使得非线性电容可以根据输出电压来调整，而不需要执行广泛和复杂的计算和/或测量来确定闭式解(closed-form solution)。

[0053] 利用简化的等效电路和上述分析方法，完整的无线功率传输系统被调谐以在宽范围的线圈间隔距离上接收功率，而不需要对系统谐振的重新调谐。另外，通过使用非线性整流器反向偏置电容来限制所接收到的DC输出电压，以便随着电压增加而使接收机谐振频率自动偏移更高，从而定位以下工作点：在该工作点中，接收机增益(以及因此所接收的DC输出电压)受非线性整流器电容限制。由于对所接收到的DC输出电压的限制，即使所接收到的电压随着线圈位置和线圈间隔距离显著地变化，DC-DC转换器也可以在接收机的输出处被

添加以提供固定的经调节的DC输出电压。此外，根据接收机输出V-I特性(其与特定调谐相关)、初级线圈和次级线圈之间的耦合系数K、以及非线性整流器反向偏置电容，可以为DC-DC转换器电路提供功率限制，以将从接收机抽取的电流限制为实际可用的电流量。这防止DC-DC转换器级的负输入阻抗使得接收机输出超载，从而允许功率传输继续。

[0054] 本文描述了具体的调谐方法以提供上述结果。发射放大器通过串联谐振电容器附接到初级(发射)线圈。选择串联谐振电容器，以便生成与初级线圈的稍低于无线功率传输系统的固定工作频率的谐振频率。也就是说，无线发射机略高于谐振地进行操作，使得发射放大器上的负载是电感的。电感负载促进了零电压开关和发射放大器的高效操作，同时接近谐振地操作发射机为在发射频率处的线圈电流提供了近似正弦的响应。由于初级线圈和次级线圈通常在至少一个线圈直径的间隔距离上松散耦合，所以当线圈移动分开时，发射机调谐变化变得越来越不显著，并且可以在没有接收机线圈存在的情况下调谐发射器操作。也就是说，利用根据本发明的优选实施例的发射机调谐方法，假定初级线圈和次级线圈相距很远，使得接收机对发射机没有影响，即当K＝0时的状况。这允许无线功率传输系统被调谐为在最高线圈间隔距离处的谐振，同时仍然允许在较低的线圈间隔距离上传输功率。

[0055] 接下来，添加接收机。接收机包括接收机线圈、串联谐振电容器、在其输入处具有非线性反向偏置电容的整流器桥、以及将经整流的功率滤波为DC输出电压的输出滤波电容器。在发射机操作的情况下，接收机被放置在预定的最大操作距离处，然后通过选择次级串联谐振电容器Cs1进行粗调。然后接收机通过与整流器桥输入并联布置的可调电容进行微调，直到接收到最大功率量。可选地，可以通过串联失谐电容器将失谐MOSFET添加到整流器桥的每个桥臂的中心。此外，可以在桥式整流器输入处添加固定电容器，以调整串联谐振电容器Cs1和并联谐振电容器Cs2之间的比率，并且还调节并联谐振电容器Cs2的非线性度。

[0056] 一旦接收机被调谐为用于在最大操作距离上的最大功率，作为结果的接收机的输出V-I特性就可以根据距离和负载进行评估。

[0057] 例如，对于27.12MHz无线功率传输系统的仿真使用图1和2中的以下模型值进行运行：Vin＝40Vdc；Cp＝32pF；Rp＝0.6Ω；Lp＝1.11μH；Ls＝1.11μH；Rs＝1.2Ω；以及Cs1＝35pF。并联谐振电容器Cs2的值取自图10所示曲线图的顶部曲线，同时K从0.003变化到0.04。负载Rld也是变化的，使得针对从无负载到过载的负载状况来跟踪接收机输出V-I特性。该仿真结果如图11所示。

[0058] 图11示出了在使用固定的调谐参数集合的同时，在大的耦合系数K的范围内大量功率被从初级线圈传输到次级线圈。图11还示出了该示例中的接收机输出电压总是被限制到小于45Vdc，并且接收机的输出特性提供了建立与距离或耦合系数K有关的可变功率限制所需的信息。图11中最大功率线示出了在增加了耦合的情况下的输出电压的单调增加，使得对于任何给定的所接收电压，存在为了防止接收机中的过载状况而不应当被超过的负载电流。可以使用多项式或查找表来执行诸如非线性最大功率线的曲线拟合之类的数字方法以确定最大功率线。备选地，例如，可以使用简单的误差放大器电路来提供对最大功率线的线性近似，以实现对于接收机的功率限制。

[0059] 作为比较例，除了使用线性并联谐振电容器Cs2′代替非线性并联谐振电容器Cs2之外，在与上述相同的条件下运行第二组仿真。线性并联谐振电容器Cs2′被设置为等于在K＝0.003处提供最高输出功率的非线性并联谐振电容器Cs2的非线性值，如图11所示。尽管

接收机输出电压根据负载而不断变化，这使得非线性并联谐振电容器Cs2的非线性值也变化，但只有K＝0.003的最大功率输出电压处的值被用于线性比较，以便示出如果调谐电容中没有非线性，则负载线响应如何变化。第二组仿真的结果如图12所示。

[0060] 当在接收机中使用线性并联谐振电容器Cs2′时，K＝0.003处的最大功率与当使用非线性并联谐振电容器Cs2时相同。然而，随着负载和耦合系数K变化，DC输出电压没有受限制，因为线性并联谐振电容器Cs2′不随着DC输出电压增加而减小。此外，没有可以对最大功率线进行的明确定义的线性近似，且随着耦合系数增加，在最大功率点处的DC输出电压不再单调增加。

[0061] 在本发明的优选实施例中，优选使用D类放大器来驱动初级线圈。图13A是示出了D类功率级的电路图，且图13B是图13A所示的电路图的简化图。晶体管Q3和Q4以半桥配置连接，并交替地关闭和接通，以向谐振储能电路的输入提供方波或梯形波。谐振槽(tank)包括串联谐振电容器(其包括电容器C18至C21)和初级线圈Lp。为了最小化发射机电路中的功率损耗，限定串联谐振电容器的电容器优选地例如为低损耗RF陶瓷电容器。初级线圈Lp优选地包括例如以直径为约11.4cm的环形形式形成的两匝AWG10(约2.6mm)磁性线。初级线圈的各匝之间的间距优选为约4mm，例如通过降低两匝初级线圈之间的接近效应来降低初级线圈的AC电阻。将初级线圈或电容调节到略低于操作频率的谐振频率，以便将足够的感性负载施加到D类功率级，以提供半桥晶体管的零电压开关(ZVS)。还提供了用于D类功率级的输入滤波器，并且该输入滤波器还包括电容器C42、变压器T2、和电容器C10至C13。变压器T2优选为共模扼流圈。此外，包括电阻器R13和电容器C14在内的阻尼网络防止了用来自输入滤波器谐振的低频振铃对所发射功率进行调制。

[0062] 根据本发明的其它优选实施例，可以使用包括E类放大器、E类推挽放大器、和E类/F类奇数放大器在内的其它放大器来驱动初级线圈。此外，在D类放大器的谐振栅极驱动部分中可以使用E类放大器，以便用谐振正弦波来驱动D类放大器中的晶体管的栅极。

[0063] 在本发明的优选实施例中，优选地使用全波整流串联谐振网络来将接收(次级)线圈连接到整流器桥输入，其中整流器桥的输入处的非线性并联谐振电容器Cs2大于次级串联谐振电容器Cs1，且非线性并联谐振电容器Cs2的非线性元件随着经整流的输出电压增加而变小。图14是示出了无线接收机的电路图。

[0064] 谐振网络包括次级串联谐振电容器Cs1、整流器桥的输入处的总电容、并联谐振电容器Cs2、和接收线圈。为了最小化接收机中的功率损耗，次级串联谐振电容器Cs1优选地是低损耗RF陶瓷电容器。次级线圈优选地包括例如以直径为约11.4cm的环形形式形成的两匝AWG12(约2.1mm)磁性线。优选地，次级线圈使用比初级线圈小的线大小，因为较少的电流流过次级线圈。然而，相同的线大小可以用于初级线圈和次级线圈这二者。次级线圈的各匝之间的间距优选为约4mm，例如通过减小两匝次级线圈之间的接近效应来降低次级线圈的AC电阻。更具体地，由于趋肤(skin)效应和接近效应这二者，每个线圈的AC电阻高于其DC电阻。这两种效应都会导致线圈的电线中的电流再分配，从而减小了线圈的有效横截面。因此，优选地配置和构造线圈以减少这些效应。

[0065] 跨桥输入电容(即并联谐振电容器Cs2)的谐振电压由桥式整流器二极管D20至D23整流，以跨输出滤波电容器C60来产生DC电压。

[0066] 桥输入电容的总量值通过以下方式来调整：针对桥式整流器选择的整流器二极管

的额定值加上提供漏极到源极电容的失谐MOSFET，加上在桥式整流器的输入处的固定电容器，以及加上用于在接收功率的最大距离处微调接收机谐振频率的可调节电容器。例如，图14所示的晶体管Q10和Q11可以被配置为失谐MOSFET。为了调谐接收机以在最大距离处提供最大增益响应，调谐谐振电容器和桥输入电容的串联组合，以提供在操作频率处的最大功率。因此，比率Cs1/(Cs1+Cs2)对所接收的输出电压以及用于最大功率传输的理想负载阻抗进行缩放。也就是说，当跨桥输入电容Cs2的负载被选择用于最大输出功率时，比率Cs1/(Cs1+Cs2)使跨桥式整流器的输入的电压与跨次级线圈的电压相关。当桥输入电容Cs2增加时，次级串联谐振电容器Cs1必须较小，使得谐振频率等于或大体等于工作频率。这使得跨桥输入电容Cs2的电压按该缩放因子进行降低，但是由于可以提供相同的功率，所以根据公式$Pmax=Vcs2^2/Rac$，最大输出功率的负载电阻降低。

[0067] 桥输入电容Cs2的非线性度由半导体元件的适当额定值的选择和通过添加固定或可调节电容器提供的线性电容的相对量来控制。整流器桥输入处的较高程度的非线性电容限制了与负载相关的接收机输出处提供的电压范围。然而，整流器桥输入处的较高程度的非线性电容也约束了当DC输出电压为零时接收机在最大距离上开始接收功率的能力。也就是说，在0伏特输出处，上谐振频率fu的位置移动到远低于工作频率，以提供足够的谐振增益，即使在没有负载时也提供所需的输出电压。

[0068] 为了向负载提供有用功率，优选地包括电压调整，因为接收机的原始输出随着线圈间隔和负载而显著变化。在本发明的优选实施例中，非隔离DC-DC调节器被包括在接收机的输出和负载之间以提供经调节的输出功率。经调节的接收机的电路图如图15A和15B所示。

[0069] 参考图11，在正常状况下，当有足够的功率可用于在全功率处操作负载时，操作被限制在曲线图的左上方的区域，高于最大功率线。在这种情况下，电压调节由电压环路放大器执行，并且功率级PWM占空比由图15A和15B所示的误差信号Verr控制。然而，如果负载增加或耦合系数减小，则操作可以被推到图11所示曲线图的右下方，低于最大功率线。由于DC-DC调节器提供恒定的输出功率，其输入也包含恒定功率特性。也就是说，随着输入电压降低，必须增加输入电流以保持恒定的功率。这种行为可以由负阻抗表示，并且防止在最大功率线下方的稳定操作。特别地，这种行为导致接收机输出过载，以及接收机输出电压Voutdc的崩溃(collapse)。表示接收机整流器桥的未调节DC输出电压的接收机输出电压Voutdc是如图1所示的跨负载Rld的电压。

[0070] 为了防止在接收机输出处的过载，电流调节放大器被包括，以基于图11所示的特性将接收机上的负载减小到可用的水平。电流调节放大器如图15A和15B所示，并且其响应被调整以提供图11所示的线性近似。如图15A和15B的下部所示，接收机输出电压Voutdc由分压器缩放并用作电流环路放大器的参考。从接收机取得的电流由电流监视器感测和缩放以提供比例电压Read_Iin。比例电压Read_Iin和固定电压Vref在电流环路放大器的反相输入处被相加和缩放，以提供适当的增益和偏移来匹配图11所示的线性近似线。

[0071] 固定电压Vref是固定的经调节电压，并且优选地由线性调节器或分压器(例如连接到接收机输出电压的偏置调节器)从另一经调节电压源提供。它在电流环路放大器中用于在响应中产生偏移，使得零电流对应于接收机的非零DC输出电压。此外，误差信号Ierr控制作为降压调节器工作的DC-DC转换器的PWM占空比，使得在比例电压Read_Iin处的降压调

节器的输入电流遵循由接收机输出电压Voutdc确立的设定点，其具有由固定电压Vref提供的偏移。

[0072] 因此，可以强制接收机负载电流遵循由存在于接收机的输出处的电压所确立的变化极限。此外，由于使用非线性桥输入电容来提供电压限制的V-I特性，所以随着发射线圈和接收线圈间隔距离减小，在最大功率点处生成单调增加的电压。因此，可以使用线性近似和简单的放大器电路来提供接收机功率限制。

[0073] 如果由电压环路放大器生成的误差信号Verr具有比由电流环路放大器生成的误差信号Ierr更大的量值，则通过布置在电压环路放大器和电流环路放大器的输出处的一组“模拟或运算(analog ORing)”二极管由误差信号Ierr控制调节。这导致经调节的输出电压下降，直到接收机的电流输出与存在于接收机的输出处的对应电压相匹配。如果发射线圈和接收线圈随后移动得更靠近在一起，则接收机输出处的电压增加，这允许接收机的更高电流输出，直到误差信号Ierr大于误差信号Verr，并恢复正常输出电压调节。

[0074] 根据本发明的优选实施例，整流器非线性电容被提供作为整个谐振网络的一部分，使得随着整流器输出电压增加，整流器电容的减小导致接收机谐振自动重新调谐到更高的频率。虽然关于发射机的初级线圈与接收机的次级线圈之间的线圈间隔距离来描述本发明的优选实施例，但是本发明的优选实施例不限于此。例如，本发明的优选实施例也可应用于其中初级线圈和次级线圈不以彼此为中心的无线功率传输系统或者其中初级线圈和次级线圈相对于彼此成角度的无线功率传输系统。特别地，耦合系数K不仅与线圈间隔距离相关，而且与线圈的对准相关。因此，根据本发明的优选实施例的无线功率传输系统还能够补偿初级线圈和次级线圈的居中和倾斜的变化。

[0075] 根据本发明的优选实施例，DC-DC调节器的输出电压不用于调节输出电压。这提供了无线功率传输在发生过载状况的情况下的若干个有用的功能和实现，例如：

[0076] 1)灯光可以用降低的强度继续操作；

[0077] 2)电机可以用降低的速度和/或扭矩继续操作；

[0078] 3)电池可以用较低的速率继续充电；

[0079] 4)通过直接感测误差信号Verr和Ierr、误差信号Verr和Ierr之间的差、或DC-DC转换器级的经调节输出电压Vreg，可以向设备通知过载状况开始，且因此设备可以被重新配置或重新布置，以减少功率汲取。

[0080] 可以根据本文所述的本发明的优选实施例进行各种修改：

[0081] 1)可以在发射机中使用E类、E/F类、F类等放大器来代替D类放大器。

[0082] 2)在接收机中，中心抽头的次级线圈可以与两个整流器一起使用，代替如上所述的具有四个整流器的单个线圈。

[0083] 3)接收机的次级线圈可以具有接地的一端以及通过谐振电容器耦合到作为半波整流器的单个整流器桥臂的中点的另一端。

[0084] 4)功率限制放大器可以通过电压环路放大器使用不同的连接方法来连接，以提供接收机功率限制，代替如上所述的用于电压和电流环路放大器的“模拟或运算”二极管。例如，误差信号Ierr可以通过电压环路放大器的输入来路由。

[0085] 5)DC-DC调节器可以使用电流模式控制，这提供了用来布置功率限制放大器的另一个可能位置。也就是说，电压环路放大器和电流环路放大器仍然可以进行“或运算”，但是

可以将“或运算”后的信号代替地施加到用于DC-DC电感器的另一个电流环路放大器，或者可以使用开关电流而不是直接将“或运算”后的信号施加到PWM调制器。

[0086] 6)代替使用接收机输出电压Voutdc来设置用于电流环路放大器的限制，可以通过使用固定电压(例如，固定参考电压Vref)来设置用于电流环路放大器的限制来实现功率限制。

[0087] 7)在电池充电的情况下，类似的方案可以用于通过减少充电电流而不是输出电压来减少接收机负载。这类似于上述DC-DC转换器的电流模式控制。

[0088] 8)代替线性近似和模拟放大器，与图11所示的功率传输最大功率线相匹配的非线性最大功率曲线可以被直接使用。也就是说，可以使用查找表或多项式来基于存在于接收机输出处的电压来设置功率受限的接收机输出电流。该电流参考电压然后可以直接施加到电流环路放大器的非反相输入，或者PID或其他类型的补偿器可用于数字控制。

[0089] 9)本发明的优选实施例可以应用于用于对电池充电并对负载供电的电信(telecom)和数据通信(datacom)电源的前端整流器中所包括的恒定功率限制电路。恒功率限制电路优选地用于提供具有相对高的电流限制和相对低的输出电压的恒定功率，使得电池可以在低电压下再次充电，同时向电信和数据通信设备提供恒定的功率量。包括恒功率限制电路在内的整个电源可以根据电信和数据通信领域中常用的术语被称为“整流器”。

[0090] 10)基于原始接收机输出电压的功率限制点可以被调谐为与距离相关，以便随着线圈间隔距离增加而减小功率限制。

[0091] 应当理解，前面的描述仅仅是本发明的说明。在不脱离本发明的情况下，本领域技术人员可以设想出各种备选和修改。因此，本发明意在包含落在所附权利要求范围内的所有这些备选、修改和变化。

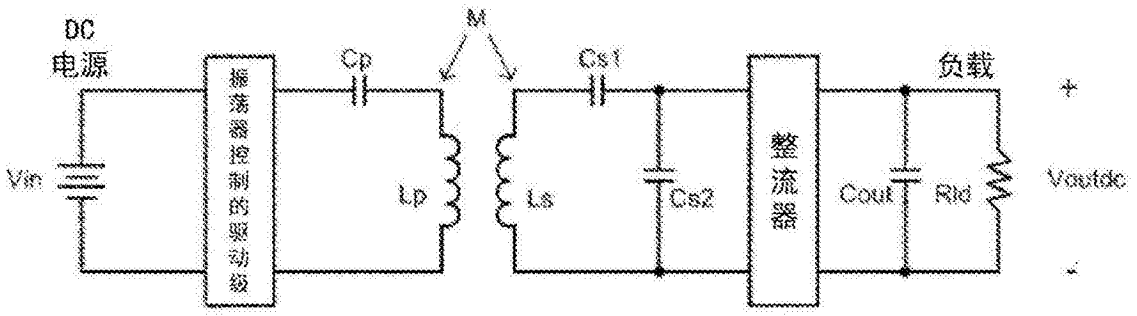


图1

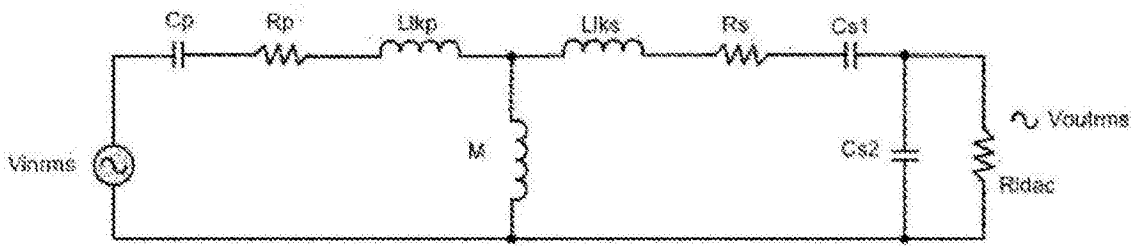
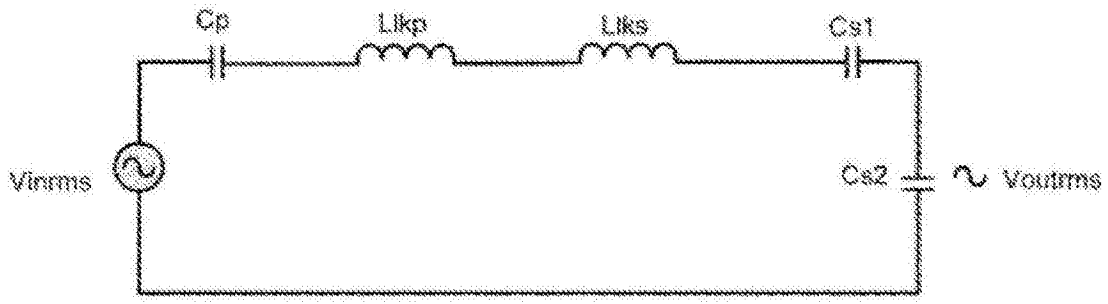


图2



$$Fu = \frac{1}{2\pi\sqrt{(Llkp+Llks)\times\left(1/Cp+1/Cs1+1/Cs2\right)}}$$

图3

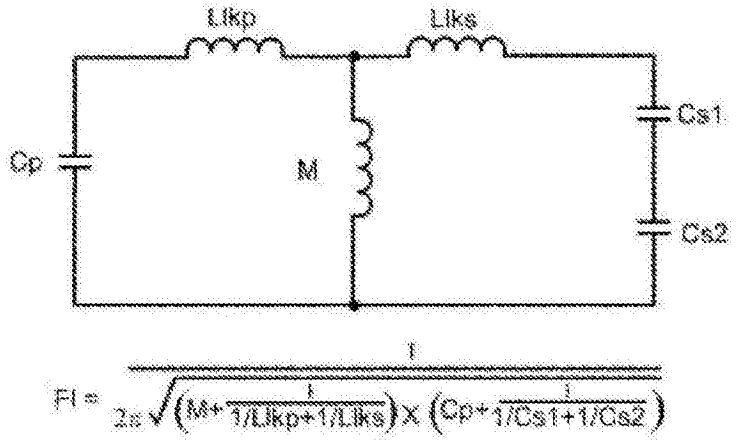

Llkp
Llks
Cp
M
Cs1
Cs2
$f1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(M+\frac{1}{1/Llkp+1/Llks}\right)\times\left(Cp+\frac{1}{1/Cs1+1/Cs2}\right)}}$

图4

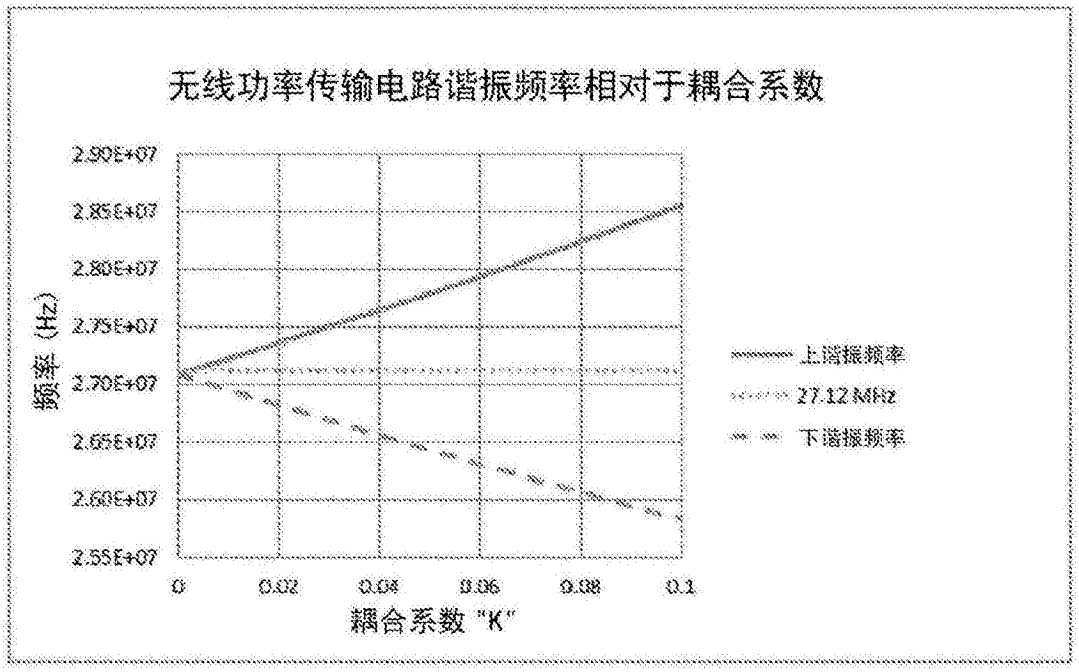

无线功率传输电路谐振频率相对于耦合系数
2.90E+07
2.85E+07
2.80E+07
2.75E+07
2.70E+07
2.65E+07
2.60E+07
2.55E+07
频率 (Hz)
0
0.02
0.04
0.06
0.08
0.1
耦合系数"K"
上谐振频率
27.12 MHz
下谐振频率

图5

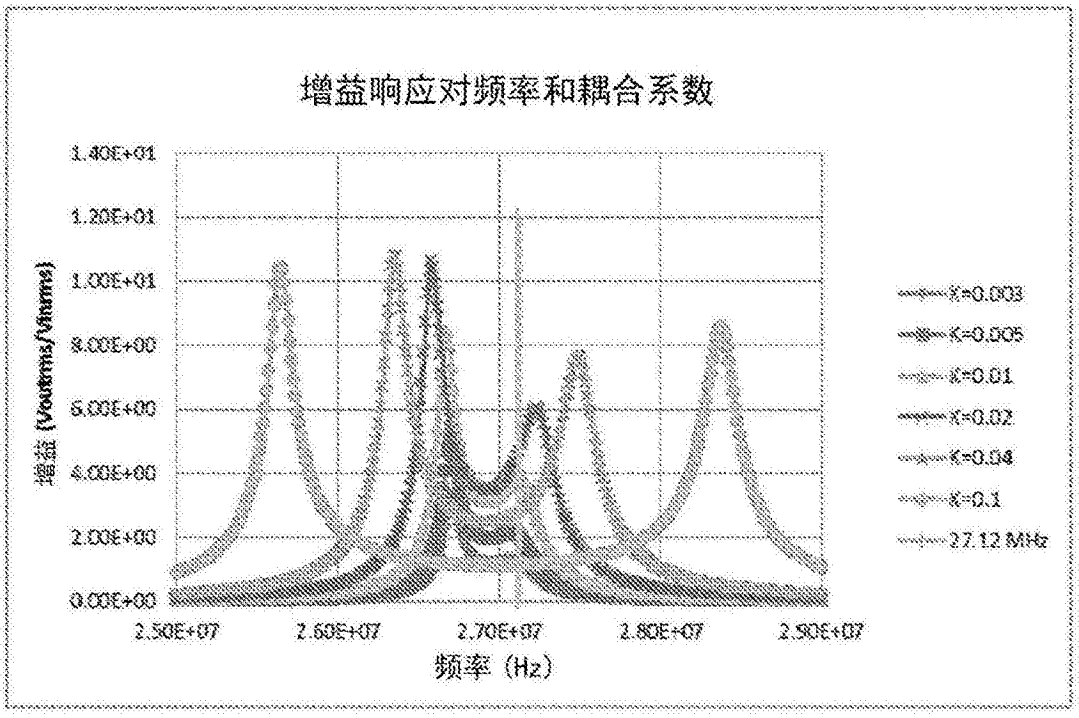

增益响应对频率和耦合系数
1.40E+01
1.20E+01
1.00E+01
8.00E+00
6.00E+00
4.00E+00
2.00E+00
0.00E+00
增益 (Vpotms/Vrms)
2.50E+07
2.60E+07
2.70E+07
2.80E+07
2.90E+07
频率 (Hz)
K=0.003
K=0.005
K=0.01
K=0.02
K=0.04
K=0.1
27.12 MHz

图6

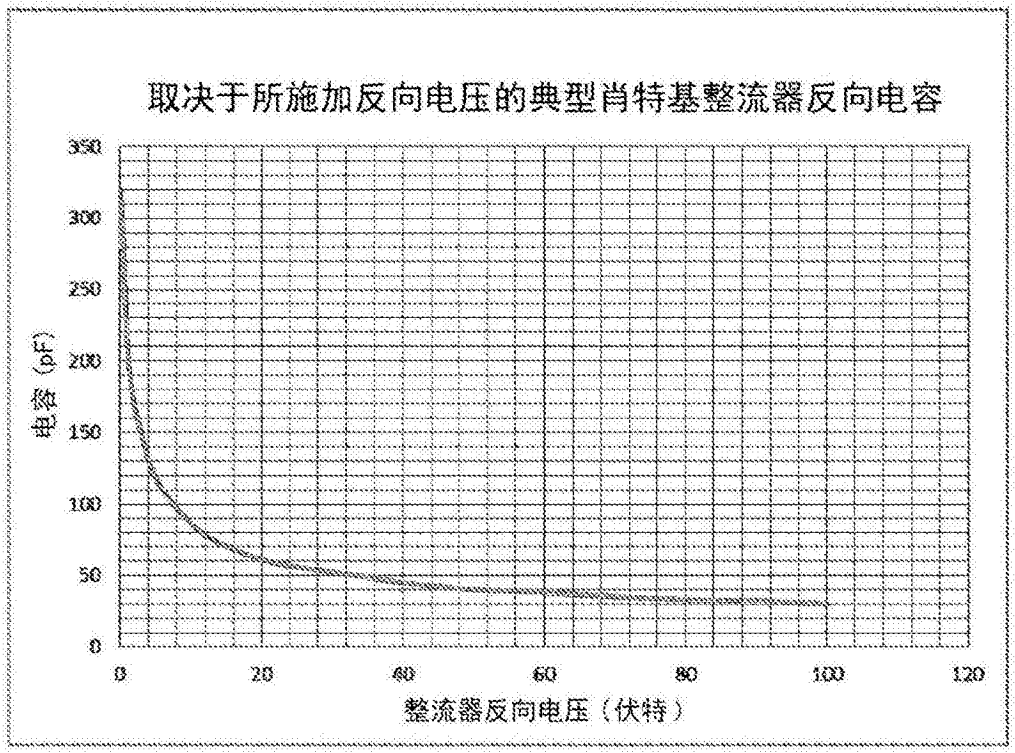

取决于所施加反向电压的典型肖特基整流器反向电容
350
300
250
200
150
100
50
0
电容 (pF)
0
20
40
60
80
100
120
整流器反向电压（伏特）

图7

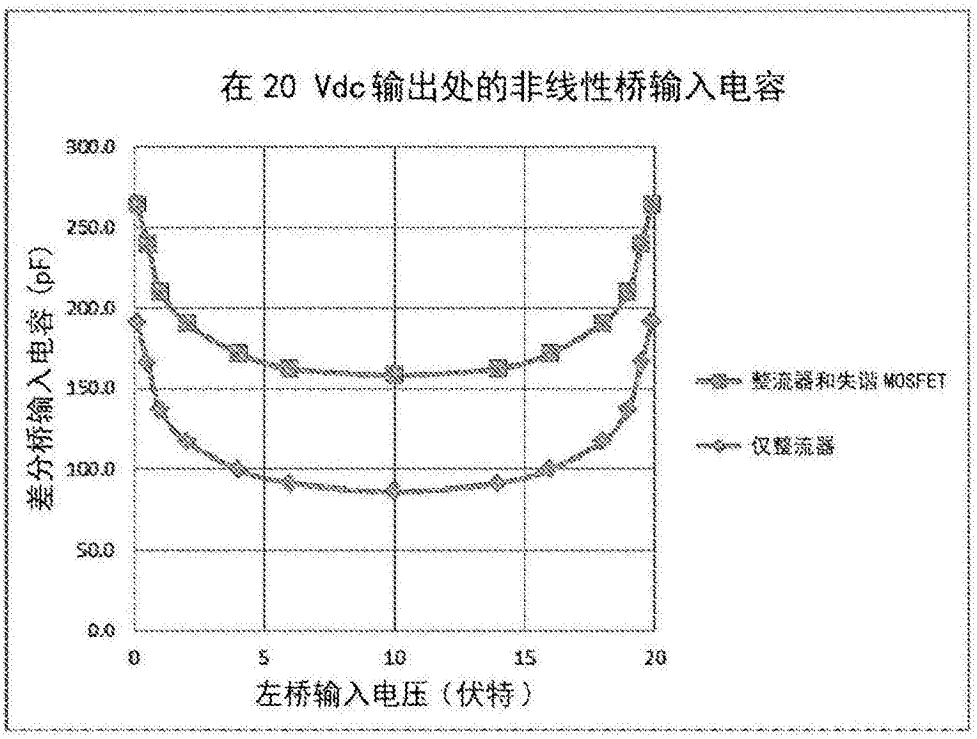

在 20 Vdc 输出处的非线性桥输入电容
差分桥输入电容（pF）
300.0
250.0
200.0
150.0
100.0
50.0
0.0
0
5
10
15
20
左桥输入电压（伏特）
整流器和失谐 MOSFET
仅整流器

图8

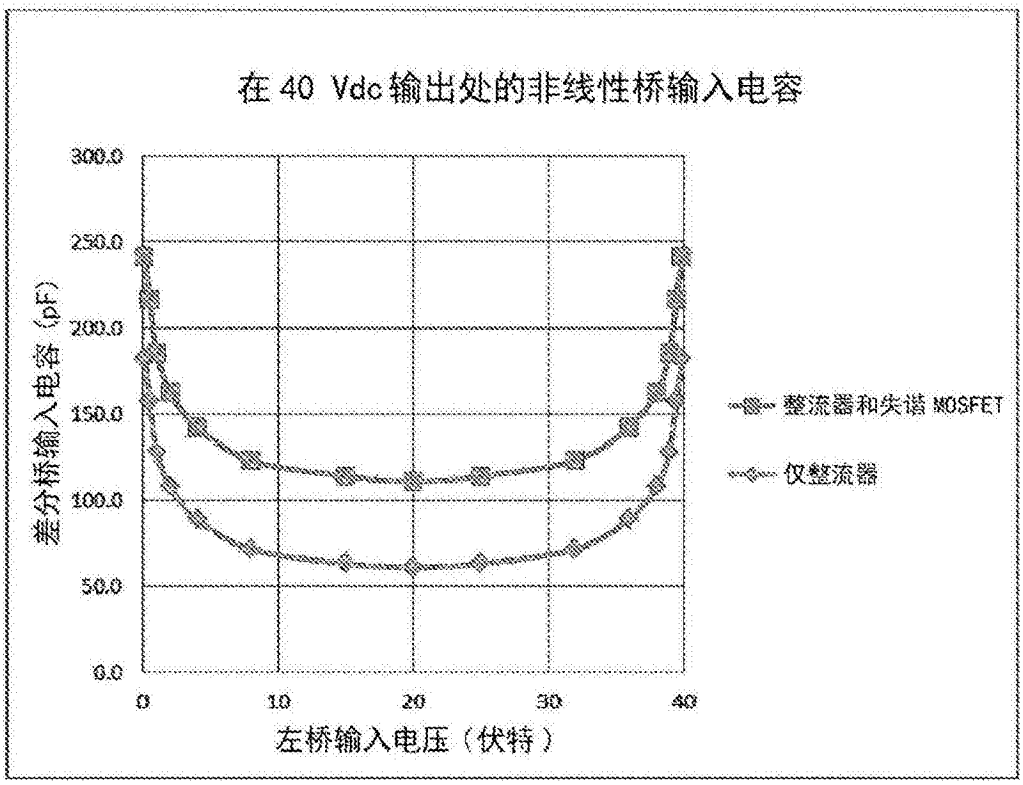

在 40 Vdc 输出处的非线性桥输入电容
差分桥输入电容（pF）
300.0
250.0
200.0
150.0
100.0
50.0
0.0
0
10
20
30
40
左桥输入电压（伏特）
整流器和失谐 MOSFET
仅整流器

图9

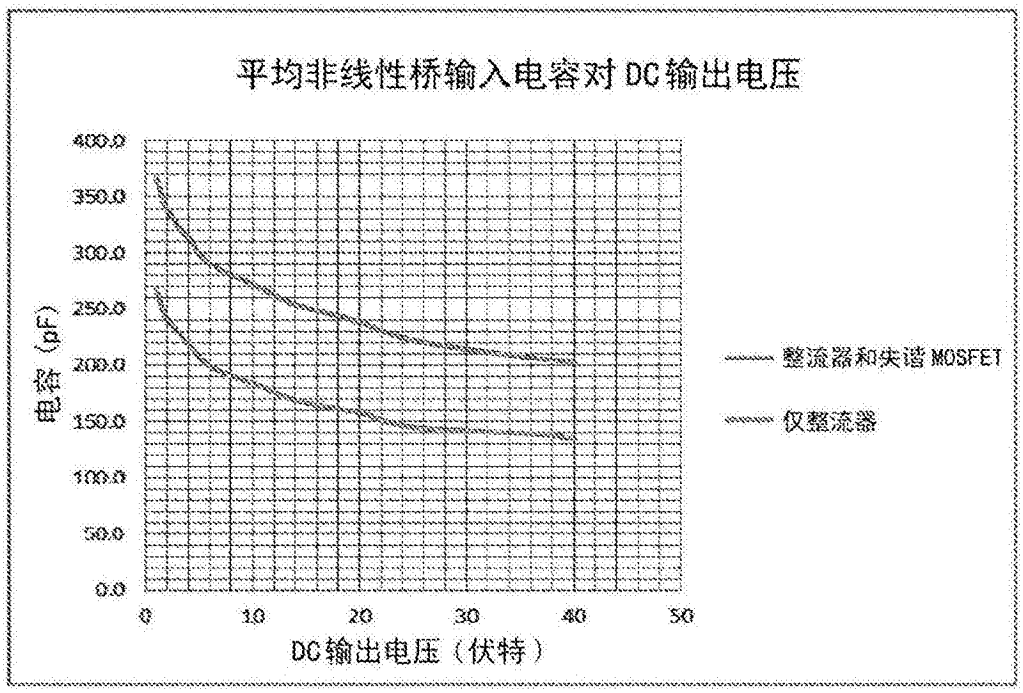

平均非线性桥输入电容对DC输出电压
电容（pF）
400.0
350.0
300.0
250.0
200.0
150.0
100.0
50.0
0.0
0
10
20
30
40
50
DC输出电压（伏特）
整流器和失谐MOSFET
仅整流器

图10

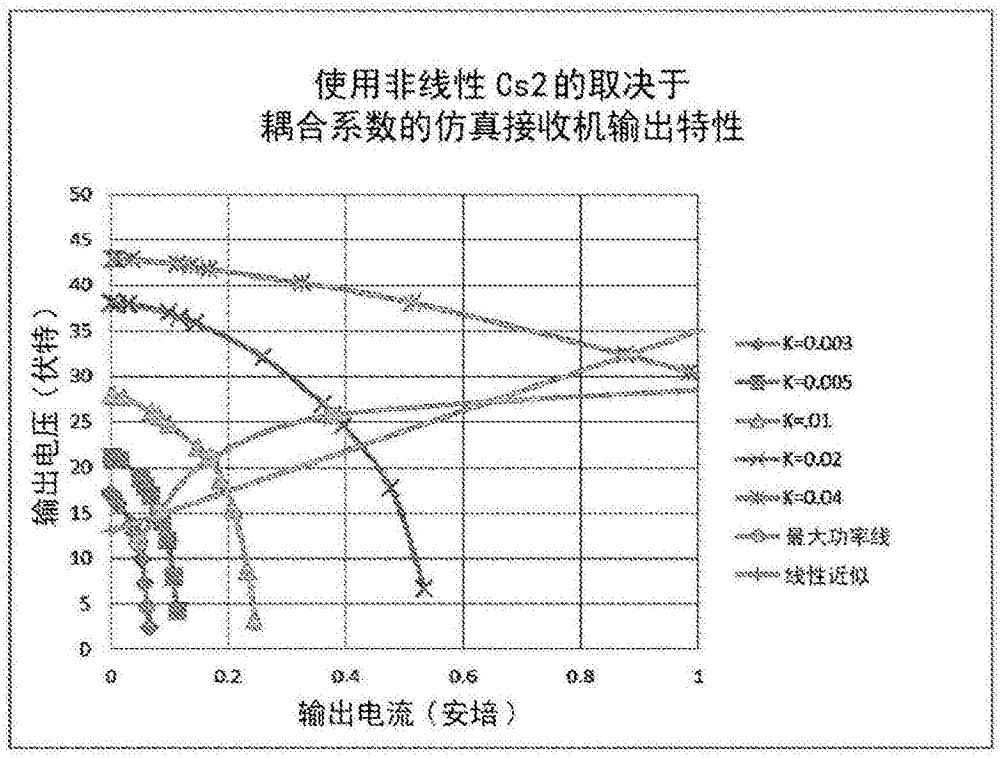

使用非线性Cs2的取决于
耦合系数的仿真接收机输出特性
输出电压（伏特）
50
45
40
35
30
25
20
15
10
5
0
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1
输出电流（安培）
K=0.003
K=0.005
K=.01
K=0.02
K=0.04
最大功率线
线性近似

图11

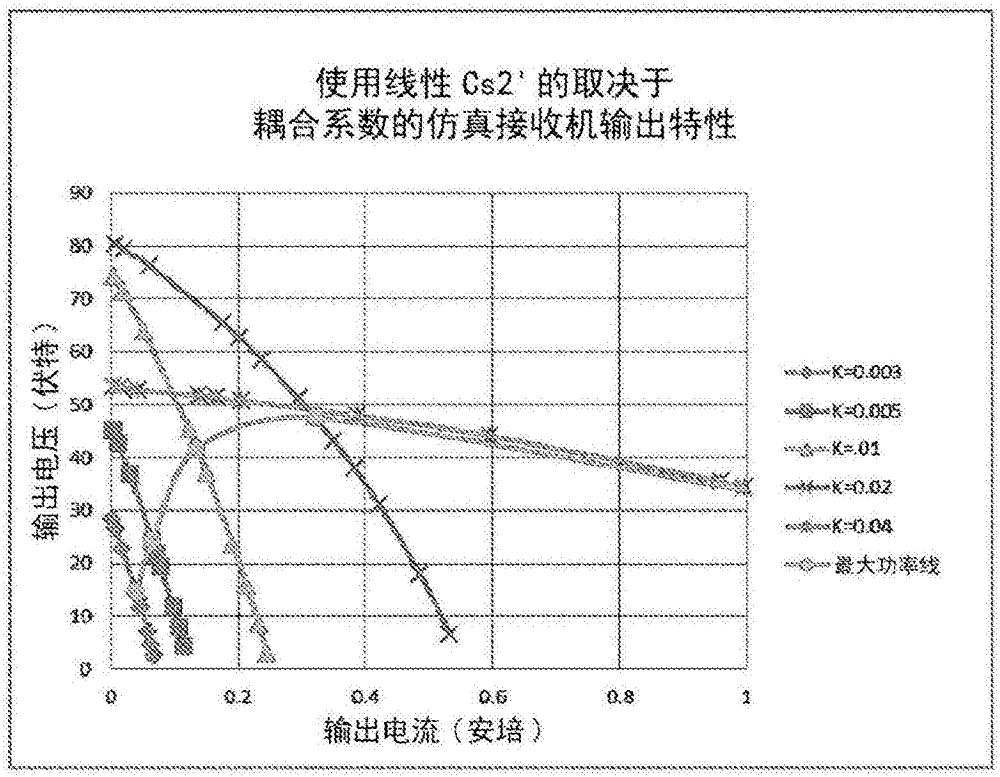

使用线性 Cs2' 的取决于
耦合系数的仿真接收机输出特性
输出电压（伏特）
输出电流（安培）
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1
K=0.003
K=0.005
K=.01
K=0.02
K=0.04
最大功率线

图12

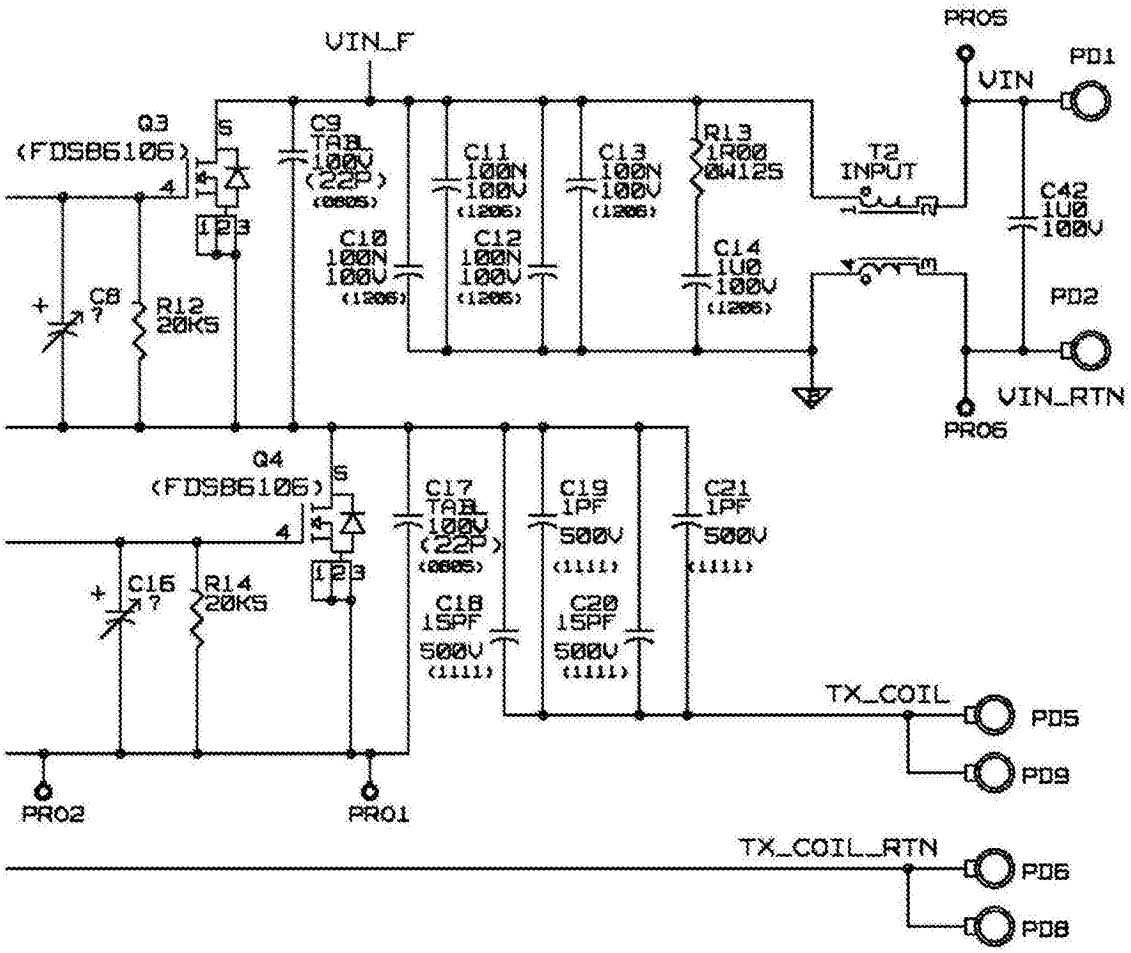

VIN_F
PR05
VIN
PD1
Q3
(FDSB6106)
C9
C11
C13
R13
1R00
8W125
T2
INPUT
C42
1U0
100V
C10
C12
C14
PD2
C8
R12
20K5
VIN_RTN
PR06
Q4
(FDSB6106)
C17
C19
1PF
500V
C21
C16
R14
20K5
C18
15PF
C20
TX_COIL
PD5
PD9
PR02
PR01
TX_COIL_RTN
PD6
PD8

图13A

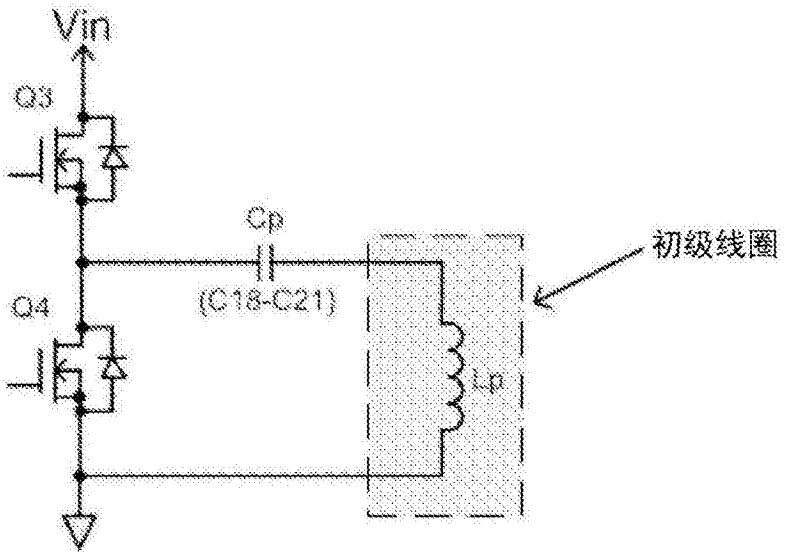

Vin
Q3
Cp
(C18-C21)
初级线圈
Q4
Lp

图13B

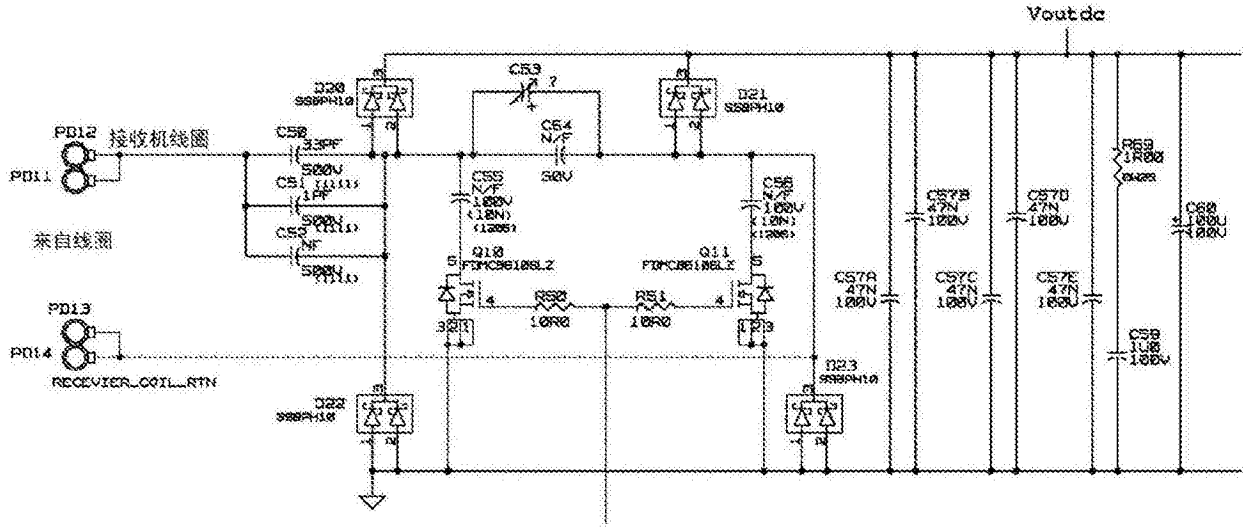


图14

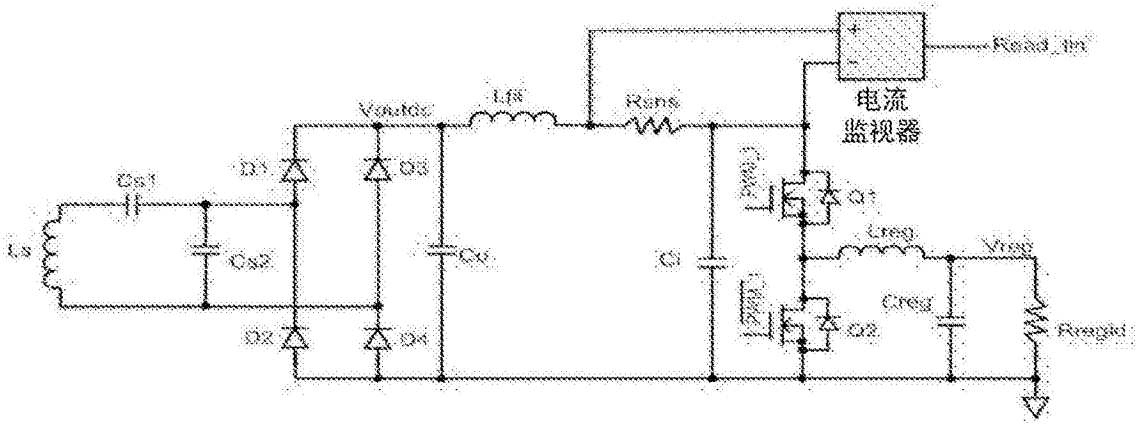


图15A

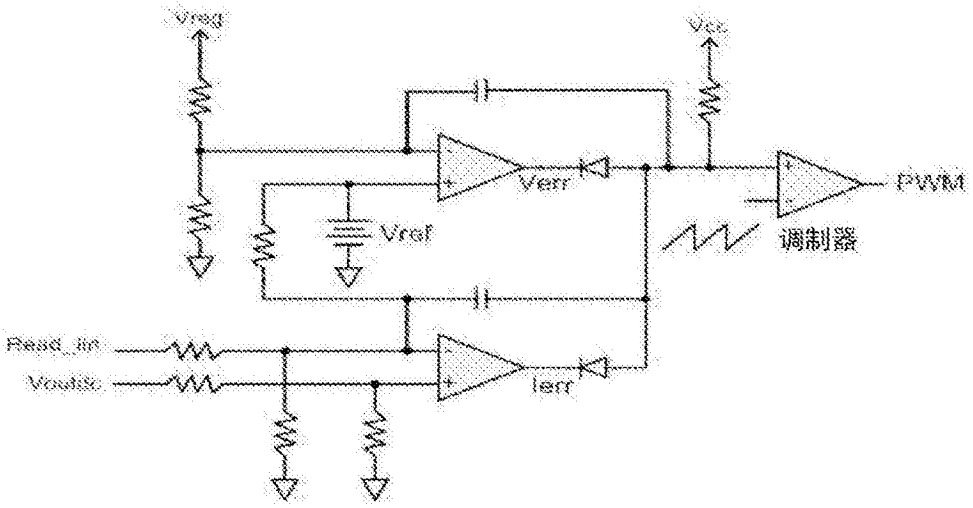


图15B