



## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 108377662 B

(45) 授权公告日 2021.08.03

(21) 申请号 201680063985.X

(22) 申请日 2016.11.01

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 108377662 A

(43) 申请公布日 2018.08.07

(30) 优先权数据  
15192520.3 2015.11.02 EP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日  
2018.05.02

(86) PCT国际申请的申请数据  
PCT/EP2016/076266 2016.11.01

(87) PCT国际申请的公布数据  
W02017/076818 EN 2017.05.11

(73) 专利权人 皇家飞利浦有限公司  
地址 荷兰艾恩德霍芬

(72) 发明人 N·F·茹瓦 K·J·卢洛福斯  
E·G·韦尔特曼 A·范瓦格宁根

(74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司  
72002

代理人 王英 刘炳胜

(51) Int.Cl.  
H02J 7/02 (2016.01)  
H02J 5/00 (2016.01)  
H02J 50/80 (2016.01)  
H02J 50/12 (2016.01)

(56) 对比文件  
CN 102969802 A, 2013.03.13  
CN 102684319 A, 2012.09.19  
EP 2475073 A1, 2012.07.11  
US 2012286582 A1, 2012.11.15  
刘青等. 带负载匹配耦合谐振电路的能量与  
数据传输.《太赫兹科学与电子信息学报》.2014,  
第12卷(第6期),第852-857页.

审查员 李静

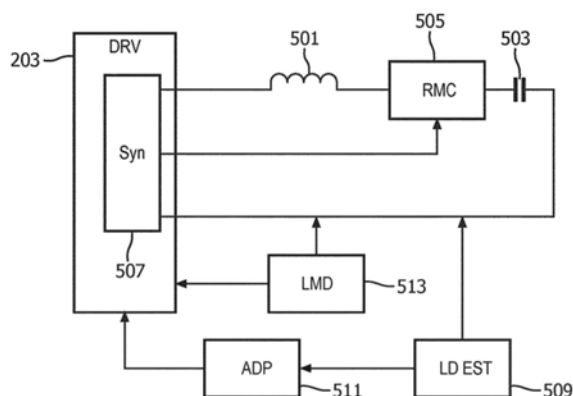
权利要求书3页 说明书35页 附图19页

### (54) 发明名称

无线感应功率传输

### (57) 摘要

一种无线功率发射器(101),包括共振电路(201),包括用于生成功率传输信号的发射器电感器(103),所述信号用于将功率无线地传输到功率接收器(105)。驱动器(203)生成用于共振电路(201)的驱动信号,并且共振修改电路(505)通过在驱动信号的周期的部分时间间隔中使共振电路的状态改变减慢,来将共振电路(201)的共振频率与驱动信号的驱动频率对齐。负载估计器(509)生成负载估计,该负载估计反映发射器电感器(103)的反映功率传输信号的负载的等效负载电阻器。驱动频率适配器(511)然后响应于负载估计来适配驱动频率。本发明尤其可以改善负载调制通信质量。



1. 一种用于向功率接收器 (105) 感应地传输功率的功率发射器 (101), 所述功率发射器 (101) 包括:

共振电路 (201), 其包括电容性阻抗 (503) 和电感性阻抗 (501), 所述电感性阻抗 (501) 包括用于生成功率传输信号的发射器电感器 (103), 所述功率传输信号用于将功率无线地传输到所述功率接收器 (105);

驱动器 (203), 其生成用于所述共振电路 (201) 的驱动信号, 所述驱动信号具有驱动频率;

共振修改电路 (505), 其用于通过在所述驱动信号的至少多个周期中的每个周期的部分时间间隔中使所述电容性阻抗 (503) 和所述电感性阻抗 (501) 中的至少一个的状态改变减慢, 来将所述共振电路 (201) 的共振频率与所述驱动频率对齐;

负载估计器 (509), 其用于生成负载估计, 所述负载估计反映所述发射器电感器 (103) 的等效负载电阻器, 所述等效负载电阻器反映所述功率传输信号的负载; 以及

驱动频率适配器 (511), 其用于响应于所述负载估计来适配所述驱动频率; 其中, 所述驱动频率适配器 (511) 被布置为: 针对指示第一等效并联负载电阻的负载估计, 相比于针对指示第二等效并联负载电阻的负载估计, 将所述驱动频率适配为更远离所述功率接收器的功率接收共振电路的共振频率, 所述第一等效并联负载电阻低于所述第二等效并联负载电阻。

2. 根据权利要求1所述的功率发射器, 其中, 所述功率传输信号的负载具有电阻性分量和电抗性分量, 并且所述负载估计仅指示所述电阻性分量。

3. 根据权利要求1所述的功率发射器, 还包括接收器 (513), 所述接收器用于检测通过变化的电抗性负载而被调制到所述功率传输信号上的消息负载。

4. 根据权利要求1所述的功率发射器, 其中, 所述驱动频率适配器 (511) 被布置为响应于所述负载估计来确定所述驱动频率的操作范围, 并且将所述驱动频率限制到所述操作范围。

5. 根据权利要求4所述的功率发射器, 其中, 所述驱动频率适配器 (511) 被布置为响应于所述负载估计之外的操作参数而在所述操作范围内适配所述驱动频率。

6. 根据权利要求1所述的功率发射器, 其中, 所述驱动频率适配器 (511) 被布置为: 响应于负载估计来操作所述驱动频率的前馈适配, 并且响应于所述负载估计之外的操作参数来操作所述驱动频率的控制环路适配。

7. 根据权利要求1所述的功率发射器, 其中, 所述驱动频率适配器 (511) 还被布置为响应于所述共振电路的功率损耗来适配所述驱动频率。

8. 根据权利要求1所述的功率发射器, 还包括: 调制深度估计器, 所述调制深度估计器用于确定由所述功率接收器 (105) 对所述功率传输的负载调制的调制深度估计; 并且其中, 所述驱动频率适配器 (511) 还被布置为响应于调制深度估计来适配所述驱动频率。

9. 根据权利要求1所述的功率发射器, 其中, 所述驱动频率适配器 (511) 被布置为: 针对指示第一等效并联负载电阻的负载估计, 相比于针对指示第二等效并联负载电阻的负载估计, 将所述驱动频率适配为更远离所述电容性阻抗和所述电感性阻抗的共振频率, 所述第一等效并联负载电阻高于所述第二等效并联负载电阻。

10. 根据权利要求1所述的功率发射器, 还包括接收器 (513), 所述接收器用于从所述功

率接收器(105)接收消息,所述消息包括指示所述功率接收器(105)对所述功率传输信号的电阻性负载的负载指示,并且其中,所述负载估计器(509)被布置为响应于所述消息来确定所述负载估计。

11.根据权利要求1所述的功率发射器,其中,对应于所述电容性阻抗(503)和所述电感性阻抗(501)的共振频率超过所述功率接收器(105)的最大可允许共振频率。

12.根据权利要求1所述的功率发射器,其中,所述驱动频率适配器(511)被布置为:设置所述驱动频率,使得所述驱动频率与对应于所述电容性阻抗(503)和所述电感性阻抗(501)的共振频率之间的差在所述负载估计指示高于第一阈值的等效并联负载电阻时高于第一值;并且设置所述驱动频率,使得所述差针对指示低于第二阈值的等效并联负载电阻的所述负载估计而低于第二值,所述第一值高于所述第二值,并且所述第一阈值高于所述第二阈值。

13.根据权利要求1所述的功率发射器,其中,所述驱动频率适配器(511)被布置为响应于在功率传输阶段期间的所述负载估计来适配所述驱动频率。

14.一种用于功率发射器(101)向功率接收器(105)感应地传输功率的操作的方法,所述功率发射器(101)包括共振电路(201),所述共振电路包括电容性阻抗(503)和电感性阻抗(501),所述电感性阻抗(501)包括发射器电感器(103),所述发射器电感用于生成功率传输信号,所述功率传输信号用于向所述功率接收器(105)无线地传输功率;所述方法包括:

生成用于所述共振电路(201)的驱动信号,所述驱动信号具有驱动频率;

通过在所述驱动信号的至少多个周期的每个周期的部分时间间隔中使所述电容性阻抗(503)和所述电感性阻抗(501)中的至少一个的状态改变减慢,来将所述共振电路(201)的共振频率与所述驱动频率对齐;

生成负载估计,所述负载估计反映所述发射器电感器(103)的等效负载电阻器,所述等效负载电阻器反映所述功率传输信号的负载;并且

响应于所述负载估计来适配所述驱动频率;其中,适配所述驱动频率包括:针对指示第一等效并联负载电阻的负载估计,相比于针对指示第二等效并联负载电阻的负载估计,将所述驱动频率适配为更远离所述功率接收器的功率接收共振电路的共振频率,所述第一等效并联负载电阻低于所述第二等效并联负载电阻。

15.一种包括功率发射器(101)和功率接收器(105)的无线功率传输系统,所述功率发射器(101)包括:

共振电路(201),其包括电容性阻抗(503)和电感性阻抗(501),所述电感性阻抗(501)包括用于生成功率传输信号的发射器电感器(103),所述功率传输信号用于将功率无线地传输到所述功率接收器(105);

驱动器(203),其生成用于所述共振电路(201)的驱动信号,所述驱动信号具有驱动频率;

共振修改电路(505),其用于通过在所述驱动信号的至少多个周期中的每个周期的部分时间间隔中使所述电容性阻抗(503)和所述电感性阻抗(501)中的至少一个的状态改变减慢,来将所述共振电路(201)的共振频率与所述驱动频率对齐;

负载估计器(509),其用于生成负载估计,所述负载估计反映所述发射器电感器(103)的等效负载电阻器,所述等效负载电阻器反映所述功率传输信号的负载;以及

驱动频率适配器 (511), 其用于响应于所述负载估计来适配所述驱动频率; 其中, 所述驱动频率适配器 (511) 被布置为: 针对指示第一等效并联负载电阻的负载估计, 相比于针对指示第二等效并联负载电阻的负载估计, 将所述驱动频率适配为更远离所述功率接收器的功率接收共振电路的共振频率, 所述第一等效并联负载电阻低于所述第二等效并联负载电阻。

## 无线感应功率传输

### 技术领域

[0001] 本发明涉及感应功率传输,并且具体但非排他地涉及使用与用于无线功率传输系统的Qi规范兼容的元件来提供感应功率传输的功率发射器。

### 背景技术

[0002] 大多数当今的系统需要专门的电接触以便从外部电源供电。然而,这往往是不切实际的,并且需要用户物理地插入连接器或者以其他方式建立物理电接触。通常,功率要求也显著不同,并且目前大多数设备都设置有其自己的专用电源,导致典型用户具有大量不同的电源,其中每个电源专用于特定的设备。尽管使用内部电池可以避免在使用期间与电源进行有线连接的需要,但是这仅提供了部分解决方案,因为电池将需要充电(或更换)。电池的使用也可能大大增加设备的重量以及潜在的成本和尺寸。

[0003] 为了提供显著改善的用户体验,已经提出了使用无线电源,其中,功率从功率发射器中的发射器电感器被感应地传输到个体设备中的接收器线圈。

[0004] 经由磁感应的功率传输是周知的概念,主要应用于在主发射器电感器与次级接收器线圈之间具有紧密耦合的变压器中。通过分离这两个设备之间的主发射器电感器和次级接收器线圈,基于松散耦合的变压器的原理,在这两者之间的无线功率传输成为可能。

[0005] 这样的布置允许对设备的无线功率传输,而不需要进行任何线缆或物理电连接。实际上,其可以简单地允许将设备放置在发射器电感器附近或顶部,以便被再充电或者从外部供电。例如,功率发射器设备可以被布置有水平表面,在所述水平表面上能够简单地放置设备以便供电。

[0006] 此外,这样的无线功率传输布置可以有利地被设计成使得功率发射器设备能够与一系列功率接收器设备一起使用。具体地,已经定义了被称为Qi规范的无线功率传输方法,并且目前正在进一步开发。该方法允许满足Qi规范的功率发射器设备与也满足Qi规范的功率接收器设备一起使用,而这些设备不必来自相同的制造商或者必须彼此专用。Qi标准还包括用于允许操作适于特定功率接收器设备的一些功能(例如,取决于特定的功率损耗)。

[0007] Qi规范是由Wireless Power Consortium开发的,并且能够例如在其网站<http://www.wirelesspowerconsortium.com/index.html>上找到,其中,具体地,能够找到定义的规范文档。

[0008] 许多无线功率传输系统(诸如,例如Qi)支持从功率接收器到功率发射器的通信,从而使得功率接收器能够向功率发射器提供信息,这可以允许其适于特定的功率接收器或者由功率接收器所经历的特定条件。

[0009] 在许多系统中,这样的通信是通过对功率传输信号的负载调制来进行的。具体地,通过功率接收器执行负载调制来实现通信,其中,通过功率接收器施加到次级接收器线圈的负载被改变以提供对功率信号的调制。所产生的电特性变化(例如,发射器电感器的电流变化)能够由功率发射器来检测和解码(解调)。

[0010] 因此,在物理层,从功率接收器到功率发射器的通信信道使用功率信号作为数据

载体。所述功率接收器调制能够通过发射器电感器电流或电压的幅度和/或相位的变化来检测的负载。

[0011] 例如能够在Qi无线功率规范(1.0版)第1部分的第6章中找到在Qi中应用负载调制的更多信息。

[0012] 根据Qi v1.1规范而构造的无线功率发射器以所谓的感应方案来操作。在这种模式下,功率传输发生在以相对高的效率紧密耦合(耦合因子通常高于0.3)时。如果希望接收器具有更大距离(“Z距离”)或者更多的定位自由度,则功率传输典型地发生在具有松散耦合(耦合因子通常低于0.3)的所谓共振方案中。在共振方案中,在功率发射器处以及在功率接收器处的功率传输共振电路的共振频率应当匹配以实现最大效率。然而,随着共振电路之间距离的增加,从功率接收器到功率发射器的负载调制通信变得越来越困难。在共振模式下,功率发射器的共振电路通常变得欠阻尼,这使其对互调失真(互调是在功率发射器的共振频率和驱动频率之间)敏感。事实上,如果功率发射器的共振频率和驱动频率不匹配,则出现互调频率,导致通信性能下降,并且常常使得功率发射器处的解调过程出现问题或者甚至不可能。

[0013] 为了解决互调问题,已经提出了在功率发射器处采用可调谐共振电路,即,已经提出了使用能够动态地改变共振频率的共振电路。在这样的系统中,功率发射器的驱动频率和共振频率都可以适于与功率接收器的共振频率相同。这可以确保所述系统以共振模式有效地操作,而与此同时防止(或者至少减轻)在驱动频率与功率发射器共振电路之间的互调效应。在许多情况下,还可以允许所述系统适配和补偿部件值的变化和容差等。在US20040130915A1中提供了将驱动信号的频率、发射器共振频率和接收器共振频率设置为相同值的系统的范例。

[0014] 然而,已经发现该方法也引入了一些问题。首先,在一些系统中,所发射的功率电平是通过改变驱动频率来适配的(即,可以使用对驱动频率的调节来实施功率控制)。然而,如果频率被锁定在一起,则这不再是可行的选择。相反,功率水平通常由驱动信号的幅度或占空比来控制。此外,已经发现,通信性能仍然不是最佳的,并且事实上,在一些情况下,其可能会显著劣化,并且潜在可靠的通信性能是不可能的。

[0015] 改进的功率传输方法因此将是有利的。具体地,允许经改进的操作、经改进的功率传输、增加的灵活性、便利的实施、便利的操作、经改进的通信、减少的通信错误、经改进的功率控制、经改进的功率传输和/或经改进的性能的方法将是有利的。

## 发明内容

[0016] 相应地,本发明试图优选单独地或者以任意组合来减轻、缓解或消除上文所提及的缺点中的一个或多个缺点。

[0017] 根据本发明的一方面,提供了一种用于向功率接收器感应地传输功率的功率发射器,所述功率发射器包括:共振电路,其包括电容性阻抗和电感性阻抗,所述电感性阻抗包括用于生成功率传输信号的发射器电感器,所述功率传输信号用于将功率无线地传输到所述功率接收器;驱动器,其生成用于所述共振电路的驱动信号,所述驱动信号具有驱动频率;共振修改电路,其用于通过在所述驱动信号的至少多个周期中的每个周期的部分时间间隔中使所述电容性阻抗和所述电感性阻抗中的至少一个的状态改变减慢,来将所述共振

电路的共振频率与所述驱动频率对齐；负载估计器，其用于生成负载估计，所述负载估计反映针对所述发射器电感器的等效负载电阻器，所述等效负载电阻器反映所述功率传输信号的负载；以及驱动频率适配器，其用于响应于所述负载估计来适配所述驱动频率；其中，所述驱动频率适配器被布置为：针对指示第一等效并联负载电阻的负载估计，相比于针对指示第二等效并联负载电阻的负载估计，将所述驱动频率适配为更远离所述功率接收器的功率接收共振电路的共振频率，所述第一等效并联负载电阻低于第二等效并联负载电阻。

[0018] 本发明可以提供在许多无线功率传输系统中改善的性能。其可以提供对功率发射器操作的便利的和/或经改进的适配，以提供经改进的负载调制，同时保持有吸引力的功率传输效率。在许多实施例中，所述方法可以允许功率发射器适配动态的负载变化，而不会导致不可接受地劣化的通信。

[0019] 在许多情景中，所述方法可以提供经改进的负载调制。事实上，在许多实施例中，能够实现经改进的功率传输，并且尤其是经改善的功率传输效率，同时仍然提供基于对功率信号的负载调制的可靠的通信。

[0020] 通过减慢状态改变来对齐共振频率的方法可以促进和/或改善驱动频率和发射器功率传输共振电路的(有效)共振频率的对齐/链接。所述方法可以提供经改进的功率效率。

[0021] 所述方法可以在许多情景中提供降低的复杂度和/或便利的操作和/或实施。具体地，所述功率发射器能够基于驱动信号来控制共振修改电路，并且驱动信号的适配可以自动地导致共振频率的适配。在许多实施例中，所述对齐可以使得操作频率和共振频率被固有地链接在一起，并且特别地，其可以被链接以使得其(例如，持续地)相同。与驱动信号的所述对齐可以特别地消除或减少对诸如共振电路的电流或电压的信号的测量的需要。

[0022] 所述方法例如可以改善负载调制通信。发明人已经特别认识到，互调失真会劣化负载调制通信，但是这能够通过控制和链接功率发射器的共振频率与驱动信号的操作频率来有效地缓解。本发明例如可以通过经由部分时间间隔与驱动信号的同步/对齐来链接驱动信号和共振频率而提供降低的互调失真，从而允许操作频率和共振频率被锁定在一起。

[0023] 发明人还已经认识到，驱动频率和共振频率的链接/对齐在一些情景下可能导致负载调制劣化。发明人已经特别认识到，在这样的系统中，这可以通过依赖于等效负载电阻适配驱动频率来减轻或者可能地阻止。

[0024] 所述驱动频率适配器可以控制所述驱动频率(以及因此，共振电路的对齐的共振频率)与功率接收器共振频率之间的去谐，其中，所述去谐取决于负载估计。所述驱动频率适配器可以被布置为增加去谐以降低等效并联负载电阻，即，用于较高的提取功率。

[0025] 所述驱动频率适配器可以被布置为增加所述驱动频率(并且因此，共振电路的对齐的共振频率)与所述功率接收器共振频率之间的频率偏移以减小等效并联负载电阻。因此，随着功率负载(提取的功率)增加，偏移或去谐增加。这是违反直觉的，因为其将趋于降低效率并且导致针对较高的功率负载的较高的相对损耗。然而，发明人已经认识到，所述方法可以显著改善通信性能，并且实际上，在许多情景中可以防止关键通信性能潜在地使通信在不可能时成为可能。所述功率接收器的功率接收共振电路的共振频率可以作为属性(数据)被存储在功率发射器中，或者例如可以通过功率发射器的测量来确定(诸如，例如通过测量根据变化频率的功率输出)。

[0026] 所述驱动频率适配器可以被布置为增加所述驱动频率与所述功率接收共振电路

的所述共振频率之间的偏移,以降低等效并联负载电阻。在一些实施例中,所述驱动频率适配器可以被配置为确定所述驱动频率与所述功率接收共振电路的所述共振频率之间的差异或偏移,作为由负载估计所指示的等效并联负载电阻的单调递减函数。

[0027] 所述驱动频率适配器可以被布置为响应于负载估计来计算驱动频率,并且控制所述驱动器将驱动频率设置为所计算出的驱动频率。所述计算可以确定所计算出的驱动频率,以针对第一等效并联负载电阻,相比于针对第二等效并联负载电阻,将更偏离功率接收共振电路的共振频率(即,较低的等效并联负载电阻/较高的功率负载,相比于针对较高的等效并联负载电阻/较低的功率负载,导致计所算出的驱动频率更偏离功率接收器共振)。

[0028] 相对于仅包括电容性阻抗和电感性阻抗的共振电路,状态变化的减慢可能是缓慢的。这样的电路可以具有(自由运行)共振频率(被称为自然共振频率),其高于由状态改变被减慢所得到的有效共振频率。电容性阻抗和电感性阻抗通常可以以串联共振配置或并联共振配置相耦合。所述状态具体可以是能量状态,并且具体可以是跨电容性阻抗的电压和/或通过电感性阻抗的电流。

[0029] 部分时间间隔的持续时间小于驱动信号的时间段的一半。开始时间和结束时间通常可以是相对于每个周期(其中,存在部分时间间隔)的时刻/事件的时刻。例如,开始时间和结束时间可以被认为是相对于驱动信号的过零点。

[0030] 所述部分时间间隔具体可以是在驱动信号的多个(但不一定是全部或者连续的)周期中出现的时间间隔,并且其具有的持续时间小于驱动信号的周期/周期的时间段。

[0031] 所述电容性阻抗通常可以是电容器,而电感性阻抗通常可以是电感器。然而,在一些实施例中,所述电容性阻抗和/或所述电感性阻抗例如可以还包括电阻部件。

[0032] 所述共振频率通常可以在部分时间间隔的持续时间越长的情况下减小越多。所述频率修改电路可以减小电容性阻抗和电感性阻抗的自然共振频率(对应于其将在仅包括电容性阻抗和电感性阻抗的共振电路中振荡的频率)。在许多实施例中,所述有效共振频率可以通过功率发射器增加部分时间间隔的持续时间来改变,例如,通过改变针对部分时间间隔的开始时间和/或结束时间来改变。

[0033] 在一些实施例中,所述功率发射器可以被布置为通过增加部分时间间隔的持续时间来减小共振频率。

[0034] 所述等效负载电阻器可以对应于针对发射器电感器的等效电路的电阻性分量,其反映功率传输信号的负载,即,反映从功率传输信号提取的(电阻或实际)功率。

[0035] 所述等效负载电阻可以具体被确定为等效并联负载电阻或等效串联负载电阻(或可能作为组合)。这样的参数是等效的并且彼此具有相互的关系,所述等效并联负载电阻增加以减少从功率传输信号提取的功率,而等效串联负载电阻增加以增加从功率传输信号提取的功率。

[0036] 所述驱动频率与所述共振频率的对齐可以具体将共振频率适配为与驱动频率相同。

[0037] 根据本发明的可选特征,功率传输信号的负载具有电阻性分量和电抗性分量,并且负载估计仅指示电阻性分量。

[0038] 这可以在许多实施例中提供经改善的性能,并且具体可以(在许多情况下)为动态变化的负载提供经改善的负载调制通信。



[0039] 根据本发明的可选特征,所述功率发射器还包括用于检测通过变化的电抗性负载被调制到功率传输信号上的消息负载的接收器。

[0040] 本发明可以在许多系统中提供经改善的负载通信,其中,通过减慢共振部件的状态变化来将功率发射器共振频率修改为与驱动频率对齐。

[0041] 根据本发明的可选特征,所述驱动频率适配器被布置为响应于负载估计来确定针对驱动频率的操作范围,并且将驱动频率限制到操作范围。

[0042] 这可以在许多实施例中提供经改进的和/或便利的操作。具体地,在许多实施例中,可以确保针对许多(或全部)操作情景的可接受的负载调制通信,同时仍然允许基于其他参数的相对独立的优化。

[0043] 根据本发明的可选特征,所述驱动频率适配器被布置为响应于除负载估计之外的操作参数来适配操作范围内的驱动频率。

[0044] 这常常可以在期望保证在不同情景中基于有效负载调制的通信与期望基于功率传输考虑对操作进行优化之间提供有效且通常动态的折中。

[0045] 根据本发明的可选特征,所述驱动频率适配器被布置为响应于负载估计来操作驱动频率的前馈适配,并且响应于除了负载估计之外的操作参数来操作驱动频率的控制回路适配。

[0046] 这可以在许多情景中提供经改进的性能。通常,其可以允许或促进非常快速的适配,以便即使对于非常快速的功率接收器负载变化也保持负载调制,而与此同时,允许对于较慢(或没有)负载变化进行可靠和有效的优化。所述操作参数具体可以是指示功率传输操作的属性的参数。所述操作参数例如可以是调制深度估计和共振电路的功率损耗中的一个或多个。

[0047] 根据本发明的可选特征,所述驱动频率适配器还被布置为响应于共振电路的功率损耗来适配驱动频率。

[0048] 这可以在许多实施例中提供经改进的性能,并且可以特别地提供更有效和/或更安全的操作。

[0049] 根据本发明的可选特征,所述功率发射器还包括调制深度估计器,所述调制深度估计器用于确定功率接收器对功率传输的负载调制的调制深度估计;并且其中,所述驱动频率适配器还被布置为响应于调制深度估计来适配所述驱动频率。

[0050] 这可以在许多实施例中提供经改善的性能,并且可以具体提供经改善的通信性能。

[0051] 根据本发明的可选特征,所述驱动频率适配器被布置为:针对指示第一等效并联负载电阻的负载估计,相比于针对指示第二等效并联负载电阻的负载估计,将所述驱动频率适配为更远离所述电容性阻抗和电感性阻抗的共振频率,所述第一等效并联负载电阻高于所述第二等效并联负载电阻。

[0052] 这可以在许多实施例中提供经改善的性能,并且可以具体提供在期望经改善的通信性能与更有效的功率传输之间的折中。

[0053] 根据本发明的可选特征,所述功率发射器还包括用于从所述功率接收器接收消息的接收器,所述消息包括负载指示,所述负载指示指示功率接收器对功率传输信号的电阻性负载,并且其中,所述负载估计器被布置为响应于消息来确定负载估计。

[0054] 这可以提供经改善的性能和/或便利的实施和/或操作。

[0055] 根据本发明的可选特征,对应于所述电容性阻抗和所述电感性阻抗的共振频率超过针对所述功率接收器的最大可允许共振频率。

[0056] 这可以提供经改善的性能和/或便利的实施和/或操作。

[0057] 根据本发明的可选特征,所述驱动频率适配器被布置为:设置所述驱动频率,使得所述驱动频率与对应于所述电容性阻抗和电感性阻抗的共振频率之间的差在负载估计指示高于第一阈值的等效并联负载电阻时高于第一值;并且设置所述驱动频率,使得所述差针对指示低于第二阈值的等效并联负载电阻的负载估计而低于第二值,所述第一值高于第二值,并且所述第一阈值高于第二阈值。

[0058] 这可以在许多实施例中提供经改善的性能,并且可以具体提供对期望经改善的通信性能与更高效的功率传输之间的改进的折中。

[0059] 根据本发明的可选特征,所述驱动频率适配器被布置为响应于功率传输(阶段)期间的负载估计来适配所述驱动频率。

[0060] 所述方法可以通过在功率传输阶段期间动态地适配所述驱动频率来提供高效的功率传输和高效的负载调制通信。

[0061] 在许多实施例中,所述驱动频率适配器可以被布置为响应于在功率传输期间由负载估计所指示的功率传输信号(典型地由功率接收器)的负载变化来动态地适配所述驱动频率。所述驱动频率适配器可以被布置为响应于指示由功率接收器所提取的功率已经改变的负载估计,而在功率传输阶段期间改变所述驱动频率。

[0062] 所述方法可以允许随着由功率接收器的功率提取的变化,所述功率发射器经由通过减慢状态改变而提供的链接动态地适配所述驱动频率,并且通常是共振电路的共振频率。这可以允许所述系统动态地适配操作以同时提供有效的功率传输以及有效的负载通信性能(通过适配以提供足够的调制深度)。

[0063] 在功率传输阶段中,可以基于功率控制消息来执行功率控制,即,基于来自接收器的功率控制消息的动态功率控制操作可以是活跃的。

[0064] 根据本发明的一方面,提供了一种包括功率发射器和功率接收器的无线功率传输系统,所述功率发射器包括:共振电路,其包括电容性阻抗和电感性阻抗,所述电感性阻抗包括用于生成功率传输信号的发射器电感器,所述功率传输信号用于将功率无线地传输到所述功率接收器;驱动器,其生成用于所述共振电路的驱动信号,所述驱动信号具有驱动频率;共振修改电路,其用于通过在所述驱动信号的至少多个周期中的每个周期的部分时间间隔中使针对所述电容性阻抗和所述电感性阻抗中的至少一个的状态改变减慢,来将所述共振电路的共振频率与所述驱动频率对齐;负载估计器,其用于生成负载估计,所述负载估计反映针对所述发射电感器的反映所述功率传输信号的负载的等效负载电阻器;以及驱动频率适配器,其用于响应于所述负载估计来适配所述驱动频率;其中,所述驱动频率适配器被布置为针对指示第一等效并联负载电阻的负载估计,相比于针对指示第二等效并联负载电阻的负载估计,将所述驱动频率适配为更远离所述功率接收器的功率接收共振电路的共振频率,所述第一等效并联负载电阻低于所述第二等效并联负载电阻。

[0065] 在一些实施例中,电容性阻抗和电感性阻抗的共振频率超过功率接收器的共振电路的共振频率不少于20kHz,其中,所述共振电路包括用于从功率传输信号提取功率的功率

接收线圈。

[0066] 参考下文所描述的实施例,本发明的这些和其他方面、特征和优点将变得显而易见并且得以阐明。

## 附图说明

[0067] 将参考附图仅通过范例的方式来描述本发明的实施例,在附图中:

[0068] 图1图示了根据本发明的一些实施例的功率传输系统的元件的范例;

[0069] 图2图示了根据本发明的一些实施例的功率传输系统的元件的范例;

[0070] 图3图示了根据本发明的一些实施例的用于功率发射器的半桥逆变器的元件的范例;

[0071] 图4图示了根据本发明的一些实施例的用于功率发射器的全桥逆变器的元件的范例;

[0072] 图5图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的元件的范例;

[0073] 图6图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的元件的范例;

[0074] 图7图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的信号的范例;

[0075] 图8图示了功率发射器的电感器的等效图的范例;

[0076] 图9图示了根据功率发射器的电阻性负载和驱动频率的调制深度的范例;

[0077] 图10图示了在功率传输系统的不同阶段期间的操作参数的范例;

[0078] 图11图示了根据功率发射器的电阻性负载和驱动频率的调制深度的范例;

[0079] 图12图示了根据功率发射器的电阻性负载和驱动频率的调制深度的范例;

[0080] 图13图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的元件的范例;

[0081] 图14图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的元件的范例;

[0082] 图15图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的元件的范例;

[0083] 图16图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的元件的范例;

[0084] 图17图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的信号的范例;

[0085] 图18图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的元件的范例;

[0086] 图19图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的信号的范例;

[0087] 图20图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的元件的范例;

[0088] 图21图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的元件的范例;

[0089] 图22图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的元件的范例;

[0090] 图23图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的信号的范例;

[0091] 图24图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的元件的范例;并且

[0092] 图25和图26图示了根据本发明的一些实施例的功率发射器的信号的范例。

## 具体实施方式

[0093] 以下描述集中于适用于利用诸如从Qi规范已知的功率传输方法的无线功率传输系统的本发明的实施例。然而,将意识到,本发明不限于此应用,而是可以应用于许多其他无线功率传输系统。

[0094] 图1图示了根据本发明的一些实施例的功率传输系统的范例。所述功率传输系统

包括功率发射器101,功率发射器101包括(或者被耦合到)发射器电感器/电感器103。所述系统还包括功率接收器105,功率接收器105包括(或者被耦合到)接收器线圈/电感器107。

[0095] 所述系统提供从功率发射器101到接收器105的无线感应功率传输。具体地,功率发射器101生成无线感应功率传输信号(也被称为功率传输信号、功率传输信号或者感应功率传输信号),其通过发射器电感器103作为磁通量来传播。所述功率传输信号通常具有在大约70kHz至大约150kHz之间的频率,并且常常用于一般处在95kHz至115kHz的范围中的Qi兼容系统。发射器电感器103和接收器线圈107被松散耦合,并且因此接收器线圈107拾取来自功率发射器101的功率传输信号(的至少部分)。因此,经由从发射器电感器103到接收器线圈107的无线感应耦合,将功率从功率发射器101传输到功率接收器105。术语功率转移信号主要用于指代在发射器电感器103与接收器线圈107之间的感应信号/磁场(磁通量信号),但是将意识到,等同地,也可以考虑并用作被提供给发射器电感器103或者由接收器线圈107拾取的电信号的参考。

[0096] 所述系统被布置为传输实质的功率水平,并且具体地,在许多实施例中,所述功率发射器可以支持超过500mW、1W、5W或50W的功率水平。例如,针对Qi对应的应用,对于低功率应用,功率传输通常可以在1W-5W功率范围内,而对于高功率应用(例如,厨房应用),功率传输通常超过100W并高达1000W以上。

[0097] 图2更详细图示了图1的系统的范例的系统架构。在该范例中,功率发射器101的输出电路包括共振储能回路或共振电路201,其包括发射器电感器103(在图2中,为了清楚起见,发射器电感器103被示出为在共振电路201外部,但是被认为是其一部分)。功率发射器101的共振电路201也将被称为发射器共振电路201。共振电路201通常可以是串联共振电路或并联共振电路,并且可以特别由并联(或串联)耦合到发射器电感器103的共振电容器组成。通过从生成具有合适驱动频率(通常在20kHz-200kHz频率范围内)的驱动信号的驱动器203来驱动所述输出共振电路,来生成功率传输信号。

[0098] 类似地,功率接收器105的输入电路包括共振电路或共振储能回路205,其包括接收器电感器107(在图2中,为了清楚起见,接收器电感器107被示出在共振电路205外部,但被认为是其一部分)。功率接收器105的共振电路205也将被称为接收器共振电路205或接收器共振电路。接收器共振电路205通常可以是串联或并联共振电路,并且可以特别由并联(或串联)耦合到接收器电感器107的共振电容器组成。接收器共振电路205被耦合到功率转换器207,功率转换器207将接收到的功率传输信号(即,由接收器共振电路205提供的感生的信号)转换为被提供给外部负载209的功率(通常通过执行AC/DC转换,如本领域技术人员所公知的)。

[0099] 负载例如可以是电池,并且功率供应可以是为了给电池充电。作为另一范例,负载可以是单独的设备,并且功率供应可以是为了给该设备供电。

[0100] 在所述系统中,发射器共振电路201的共振电路201不是固定的共振电路,而是被控制为跟随驱动频率的可变共振电路。具体地,可以使用一种方法来适配共振电路201的有效共振频率。在该方法中,共振电路201的至少一个(共振)分量的动态状态变化可以在一小部分周期中暂时减慢(包括可能完全停止)。所述方法将在稍后更详细地描述。

[0101] 图2的驱动器203生成变化(以及通常是AC)电压驱动信号,其被应用于共振电路(并且因此被应用于共振电容器(在图2中未示出)和发射器电感器103)。在一些实施例中,

发射器共振电路201可以是串联共振电路,并且电压驱动信号可以跨电容器和电感器来施加。在一些实施例中,驱动器203可以被直接地(或间接地)耦合到发射线圈103,并且电压驱动信号可以被提供给发射线圈103。

[0102] 因此,在所述系统中,驱动器203生成驱动信号,所述驱动信号被馈送到发射器共振电路201/发射线圈103,使发射线圈103生成向功率接收器105提供功率的功率传输信号。生成驱动信号是为了获得被称为驱动频率的给定频率,即,所述驱动频率是驱动信号的频率。

[0103] 驱动器203生成被馈送到发射器电感器103的电流和电压。驱动器203通常是逆变器形式的驱动电路,其从DC电压生成交变信号。驱动器203的输出通常是通过适当切换开关桥的开关来生成驱动信号的开关桥。图3示出了半桥开关桥/逆变器。开关S1和S2受到控制,从而其不会被同时关闭。交替地,S1关闭而S2打开,并且S2关闭而S1打开。所述开关以期望的频率被打开和关闭,由此在输出部处生成交变信号。通常,逆变器的输出经由共振电容器被连接到发射器电感器。图4示出了全桥开关桥/逆变器。开关S1和S2受到控制,从而其不会被同时关闭。开关S3和S4受到控制,从而其不会被同时关闭。交替地,开关S1和S4关闭,而S2和S3打开,并且然后S2和S3关闭,而S1和S4打开,由此在输出部处创建方波信号。所述开关以期望的频率被打开和关闭。

[0104] 驱动器203因此生成具有给定驱动频率的驱动信号,并将该信号施加到发射器共振电路201。发射器共振电路201由电感性阻抗和电容性阻抗形成。

[0105] 在图1和图2的系统中,提供了一种控制共振频率的特别有利的方式。在所述方法中,功率发射器包括用于通过在驱动信号的至少多个周期中的每个周期的部分时间间隔中使发射器共振电路201的电容性阻抗和电感性阻抗中的至少一个的状态改变减速来将发射器共振电路201的共振频率与驱动频率对齐的功能。因此,在所述方法中,发射器共振电路201不被允许以由电容性阻抗和电感性阻抗给出的自然频率自由地振荡,而是通过在周期的一部分中使(至少一个)阻抗的状态改变减慢(特别是停止)来控制共振。这导致发射器共振电路201的降低的有效共振频率。因此,发射器共振电路201被控制为具有比由阻抗给出的自然共振频率更低的有效共振频率,即,通过比以下低的频率:

[0106] 
$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

[0107] 其中,L和C表示发射器共振电路201的组合同电感和电容。

[0108] 在具体的方法中,根据驱动发射器共振电路201的驱动信号来控制发射器共振电路201,从而固有地允许操作频率和发射器共振频率自动地链接在一起。实际上,所述方法允许操作频率和发射器共振频率自动且固有地基本相同,使得所述系统能够简单地适配驱动信号的操作频率,其中有效发射器共振频率自动且固有地适配直接跟随。所述方法可以特别确保发射器共振电路201的有效共振的每个周期具有与驱动信号的对应周期相同的持续时间。另外,所述方法允许以非常低的额外复杂度和非常低的控制开销来实现。

[0109] 图5图示了根据这样的方法的范例的功率发射器的元件。

[0110] 在范例中,所述功率发射器包括形成共振电路的电感性阻抗501和电容性阻抗503。

[0111] 在具体范例中,电感性阻抗501直接对应于电感器,但是应当理解,在其他实施例



中,电感性阻抗501可以是任何例如一端口/两端子元件,其具有至少部分电感性阻抗,即,其具有电感电抗性分量,或者换言之,其具有带正虚部的复阻抗。因此,电感性阻抗501可以是线性两端子电路或(等效)部件,其在端子处的电压至少部分地取决于通过部件/电路的电流的导数。

[0112] 类似地,在具体范例中,电容性阻抗503直接对应于电容器,但是应当意识到,在其他实施例中,电容性阻抗503可以是任何例如一端口/两端子元件,其具有至少部分电容性阻抗,即,其具有电容电抗性分量,或者换言之,其具有带负虚部部分的复阻抗。因此,电容性阻抗503可以是线性双端子电路或(等效)部件,通过端子处的电路/部件的电流至少部分地取决于跨端子的电压的导数。

[0113] 应当意识到,在大多数实施例中,电感和电容性阻抗501、503的电阻部分通常会比电抗部件小得多,并且常常可以忽略不计。这将确保振荡相对无阻尼,即,其将为共振电路提供相对较高的Q。

[0114] 为了清楚和简洁,以下描述将集中于作为(理想)电感器501的电感性阻抗,并且特别是图1和图2的发射器电感器103,并且电容性阻抗是理想的电容器503。然而,将意识到,对电感器501的任何参考可以适当地被对电感性阻抗或电抗的参考所替代,并且对电容器503的任何参考可以适当地被对电容性阻抗或电抗的参考所代替。为了简洁起见,电感器501和电容器503对也被称为共振部件。

[0115] 电感器501和电容器503以共振配置被耦合在一起。在范例中,电感器501和电容器503被串联共振耦合,但是将意识到,在其他实施例中,其可以以并联共振配置来耦合。

[0116] 电感器501和电容器503将展现与仅包括电感器501和电容器503的共振电路的共振频率相对应的自然共振频率。众所周知,针对这样的电路的共振频率为 $1/2\pi\sqrt{LC}$ ,其中,L是电感器501的电感,并且C是电容器503的电容。

[0117] 然而,在图5的系统中,所述功率发射器还包括共振修改电路505,共振修改电路505被布置为通过减慢电容器503和/或电感器501的状态改变来控制发射器共振电路的共振频率。共振修改电路505能够被认为是发射器共振电路的一部分(或者可以被认为完全或部分地在其外部)。还将意识到,尽管共振修改电路505在图5中被示为串联耦合在电感器501与电容器503之间的单个两端子元件,但这仅仅是范例,并且在其他实施例中将使用其他配置。例如,在图5的范例中的共振修改电路505仅具有两个端子,但是将意识到,在其他实施例中,共振修改电路505可以具有更多端子并且可以被连接至电路的其他部分,包括例如针对驱动器203的电源轨道。

[0118] 共振修改电路505被布置为通过减慢电感器501和电容器503之一或两者的状态改变来修改共振频率。电感器501和电容器503的状态可以被认为是由针对部件的电流能量值来表示,并且具体地可以被认为是对应于电感器501的电流( $E = \frac{1}{2}LI^2$ )和电容器503的电压( $E = \frac{1}{2}CV^2$ )。

[0119] 在由电容器和电感器形成的常规共振电路中,通过由电容器(其中能量被存储为电势能)与电感器(其中能量被存储为磁势能)之间来回的能量流产生的连续且周期性的相位变化来实现共振。状态变化的速度和在这样的系统中的能量流动由电容器和电感器的值

给出,并且这导致以自然共振频率 $f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 的振荡。

[0120] 然而,在图5的系统中,所述共振电路不允许简单地执行自由运行振荡,而是共振修改电路505在一些以及通常全部周期的部分时间间隔期间减慢电感器501和电容器503中的至少一个的状态改变。

[0121] 因此,在相对于仅包括电容器503和电感器501的自由运行共振电路的状态改变的部分时间间隔期间,状态改变被减慢。

[0122] 具体地,通过阻止电容器503与电感器501之间的能量流动(通过减慢从电感器501到电容器503、从电容器503到电感器501、或者从电感器501到电容器503以及从电容器503到电感器501两者的能量流动)来减缓所述状态改变。在共振电路中,针对共振周期的一半,正电流从电感器501流向电容器503,并且在共振周期的另一半,从电容器503流向电感器501。在许多实施例中,能量流的减慢可以通过阻止在共振部件之间流动的电流来实现。在许多实施例中,共振修改电路505可以被布置为阻止从电感器501到电容器503的电流,例如,通过引导电感器501的(部分或全部)电流远离电容器503(包括潜在地引导负电流和正电流远离电容器503)。在其他实施例中,共振修改电路505可以被布置为阻止从电容器503到电感器501的电流,例如,通过在部分时间间隔期间将电容器503从电感器501断开连接(由此还将跨电感器的电压设置为零,即,电感器的电流和电压都被设置为零)。

[0123] 在这些范例中,在共振部件之间的电流因此在部分时间间隔期间被减少或者甚至被完全阻止。在该部分时间间隔期间,所述部件中的至少一个部件的状态变化将减慢或完全停止。如果这是在多个周期期间进行的,并且特别是在每个周期中执行的,则效果将是共振电路将以低于针对自由运行共振电路配置的自然共振频率的频率来工作。该较低的频率将被称为共振电路的有效共振频率。

[0124] 共振修改电路505可以以这种方式控制和调节所述有效共振频率,使其低于自然共振频率。实际的有效共振频率在图5的系统中是由能够改变部分时间间隔的计时/持续时间的共振修改电路505来控制的。因此,部分时间间隔越长,减缓状态变化的效果就越大,并且因此,有效共振频率将越低。

[0125] 在图5的具体示范性系统中,共振修改电路505不仅被独立地控制以提供期望的共振频率。相反,共振修改电路505的操作与共振电路201的驱动并因此与功率传输系统的功率传输和一般性操作紧密结合。

[0126] 具体地,在图5的系统中,驱动器203生成计时信号并且将其馈送到共振修改电路505。计时信号包括指示何时部分时间间隔应当开始、结束或者这两者的转变(可能存在被忽略的其他转变)。共振修改电路505被布置为将部分时间间隔与这些转变对齐。转变通常是信号参数的变化,诸如通常是信号电平的变化。然而,在一些情况下,转变可以是另一信号参数的改变,诸如,例如信号的相位或频率或者信号的(部分)信号分量的改变。

[0127] 因此,计时信号的转变控制部分时间间隔的计时,并且具体地控制开始时间、结束时间或者开始和结束时间两者。共振修改电路505相应地根据计时信号来设置部分时间间隔的开始和/或结束时间。典型地,所述计时信号是被用于控制共振修改电路505的开关的开关信号,其能够激活/去激活对能量流动的阻止,即,能够激活/去激活对状态改变的减慢。所述计时信号可以包括能够由共振修改电路505检测并且由此用于直接或间接控制用

于接通和切断电流阻止的开关的转变。共振修改电路505通常通过基本上与对应转变(例如,在周期时间段的1/50之内)同时接通或切断减慢来将开始或结束时间与转变对齐。

[0128] 因此,在所述系统中,驱动器203控制部分时间间隔的计时的至少部分。此外,驱动器203被布置为控制计时信号,使得所述计时信号以及因此所述部分时间间隔与驱动信号同步。具体地,所述驱动器包括生成计时信号并将其与驱动信号在时间上同步的同步器507。

[0129] 具体地,如稍后将以特定范例来描述的,开始和/或结束时间可以被生成具有甚至在驱动信号的个体周期内的时间的固定时间偏移。事件具体可以是当极值(局部或全局(在周期内)最大值或最小值)出现时,当发生转变时(例如,驱动方波信号的边沿),或者当开关电路的开关(例如,对应于图3或图4的范例的开关桥)切换时,驱动信号跨信号电平阈值(诸如,例如在零交叉处)。因此,开始和/或停止时间被控制为相对于这样的事件的时刻具有固定的时间偏移。因此,如果周期中事件的计时改变(例如,由于驱动信号的周期的频率/时间段的改变),则受控的开始和/或停止时间将相应地改变。

[0130] 在许多实施例中,开始时间和停止时间之一可以被控制为相对于生成驱动信号的开关电路的开关时间具有固定的时间偏移,而另一时间被控制为具有相对于电容性阻抗503和电感性阻抗501中的至少一个的信号跨阈值的时刻的固定时间偏移。

[0131] 例如,二极管和开关可以被串联耦合并且被用于引导电流远离电容性阻抗503(例如,通过使电容性阻抗503短路或者通过将电容性阻抗503与电感性阻抗501之间的连接短路到轨道电压(例如,为零))。在这种布置中,开关可以是打开的,使得当电容器(或连接点)的电压跨对应于二极管的阈值时,这将开始导通。因此,开始时间是由跨阈值的信号给出的。然而,结束时间被确定为相对于生成驱动信号的全桥的开关的切换时间具有固定的时间偏移。因此,该时间与驱动信号的生成直接时间链接。因此,如果驱动信号的时间段从一个周期到下一周期增加,则共振修改电路505可以自动地适配这种改变——即使在相同的周期内。

[0132] 因此,在许多实施例中,部分时间间隔的计时与驱动信号紧密链接。该链接提供了在共振电路201的驱动与共振电路201的有效共振之间的紧密对应。驱动信号与计时信号的链接特别允许共振频率自动地锁定为与驱动信号的操作频率相同的频率。实际上,同步器507能够使计时信号以及因此部分时间间隔同步,使得共振电路201的每个周期时间与驱动信号的对应周期的周期时间相同。因此,由驱动器控制部分时间间隔的方法与基于驱动信号的方法能够提供一种系统,其中,共振频率总是与驱动信号相同。事实上,即使是每个个体周期时间的个体时间段也可以被控制为相同的。

[0133] 所述方法不仅允许低复杂度,并且例如不需要对共振电路201(诸如,电感器或电容器电流或电压)的任何信号进行任何测量或检测,而且也能够自动地保证频率是相同的。

[0134] 所述方法可以提供许多优点。具体地,其可以减少并且在许多实施例中防止互调。还可以在许多实施例中提供经改善的功率传输,并且具体可以改善功率传输效率。通常,发射器共振频率(发射器共振电路的共振频率)、接收器共振频率(发射器共振电路的共振频率)以及驱动信号的操作频率彼此越接近,功率传输效率越高。所描述的方法允许操作频率和发射器共振频率被紧密且自动地链接在一起,同时允许其相对于接收器共振频率而变化。因此,仅可以应用对驱动信号的适配,其中发射器共振频率也被自动地设置。



[0135] 图6图示了图5的功率发射器的范例,其中,共振修改电路505被布置为减慢电容器503的状态变化。在该范例中,共振修改电路505被布置为在部分时间间隔期间将电流从电感器501转向离开电容器503。该转向是通过与电容器503并联耦合并且被布置为使电容器短路的开关601来实现的。因此,共振修改电路505可以由可控开关来实现。

[0136] 在范例中,开关601在部分时间间隔期间被关闭。开关601的打开和关闭由驱动器203生成的计时信号的转换来控制,并且因此与开关信号同步。当开关被关闭时,流动通过电感器501并且否则将对电容器503充电或放电的电流反而转向通过开关601。因此,通过短路电容器503,电流绕过电容器503并且因此不对电容器充电。在范例中,开关601被布置为在对应于跨电容器503的电压为零的时刻关闭。与此此时,通过电感器501存在大量电流(实际上电流将处于最大水平)。然而,通过使开关短路,该电流不再流动通过电容器503,而是流动通过开关601。因此,电容器503的短路确保了电压保持在零,即,电容器503的状态保持恒定。

[0137] 应当注意,开关601相应地形成电流转向路径,其可以将来自电容器503的正电流和负电流转向。

[0138] 在特定持续时间之后,即,在部分时间间隔结束时,开关再次被打开,由此导致流动通过电感器的电流现在流入(或流出)电容器503。结果,电容器503开始充电并且电容器电压相应地改变。这将导致当从电感器“看到”电容器503的有效电容增加并且因此共振频率降低。所得到的有效共振频率将取决于部分时间间隔的定时,其中,增加的持续时间导致减少的有效共振频率。

[0139] 具体地,通过将电容器短路驱动信号的时段的一部分,有效电容将增加。

[0140] 为了例示说明该效果,可以考虑电容器C1,其针对时间t2以平均电流 $\overline{i(t)}$ 被充电到电压U1(t2)。电压U1(t2)可以被表达为:

$$[0141] \quad U1(t2) = \frac{1}{C1} \int_0^{t2} \overline{i(t)} dt \rightarrow U1(t2) = \frac{\overline{i(t)} * t2}{C1}.$$

[0142] 替代地考虑具有小于C1的值的另一电容器C2,其从0到t1被短路并且在从t1到t2的时间间隔内被充电,该电容器用相同的平均电流 $\overline{i(t)}$ 充电到电压U1(t2)。对于C2,电压能够确定为:

$$[0143] \quad U2(t2) = \frac{1}{C2} \int_0^{t2} \overline{i(t)} dt = \frac{1}{C2} \int_0^{t1} 0 dt + \frac{1}{C2} \int_{t1}^{t2} \overline{i(t)} dt \rightarrow U2(t2) = \frac{\overline{i(t)} * (t2 - t1)}{C2}$$

[0144] 如果U1(t2)和U2(t2)在t2处相等,则C1能够被表达为:

$$[0145] \quad C1 = \frac{t2}{t2 - t1} * C2.$$

[0146] 换言之,尽管电容器C2的值较小,但是在时间t2时,两个电容器被充电到相同的电压。在时间t2时,电容器C2将电感器暴露于与电容器C1相同的电压。因此,短路的影响是增加由电感器“看到”的电容器的有效(或表观)电容。

[0147] 在图7中提供了图6的电路中的信号的范例。在范例中,电感器501的电感为Lp=200uH,并且电容器503的电容为Cp=8.2nF,导致自然共振频率为:

[0148] 
$$fp = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{Lp \cdot Cp}} = 125kHz.$$

[0149] 在该范例中,上面的曲线图示了驱动信号。

[0150] 如能够看到的,针对每个周期,开关601被布置为在第一部分时间间隔(针对电容器电压的正零交叉)期间以及在第二部分时间间隔(针对电容器电压的负零交叉)期间使电容器503短路。在每个部分时间间隔内,电压因此恒定保持为大约1 $\mu$ s。在此期间,电容器503的电压不变。类似地,由于电感器501未暴露于电压,所以通过电感器501的电流也几乎不变(几乎恒定在最大值)。

[0151] 如能够看到的,有效共振频率被降低,并且实际上,在范例中,实现了约102kHz的有效共振频率。

[0152] 精确的有效共振频率能够通过调节部分时间间隔的持续时间来简单设置。持续时间越长,频率越低。

[0153] 此外,能够看到,如果在驱动信号脉冲之间的持续时间保持恒定,则能够通过驱动信号脉冲持续时间的改变来改变驱动信号的操作频率。然而,这将直接导致计时信号的右边缘以相同的方式变化,并且通过保持计时信号的左边缘耦合到电容器的过零点,导致部分时间间隔相应地改变。相应地,所述共振频率将直接跟随驱动信号操作频率并且本质上将是相同的。

[0154] 因此,所述方法可以将驱动频率和发射器共振频率有效地结合在一起,使得其实际上基本相同。

[0155] 传统上对于松散耦合,功率传输针对共振操作进行了优化,并且因此发射器共振频率和驱动频率被控制为与接收频率相同。如果在所描述的系统中应用这样的传统方法,则所述驱动电路将控制驱动频率(以及因此发射器共振频率)以与功率接收器的共振频率(接收器共振频率)相同。因此,传统方法将导致驱动频率由接收器共振频率来确定。

[0156] 然而,在图5(和图6)的系统中,允许驱动频率变化并且与接收器共振频率不同。因此,驱动频率不受接收器共振频率控制或者由其给出。而是,在所描述的系统中,基于表示功率传输信号的负载的等效负载电阻器来适配所述驱动频率(并且因此发射器共振频率)。

[0157] 具体地,功率发射器101包括负载估计器509,其被布置为生成指示从功率传输信号提取的功率的负载估计。负载估计器509例如可以测量发射器共振电路201上的电流通过和电压,并且据此确定被提供给功率传输信号的功率(并且因此反映由(典型地)功率接收器从中提取的功率)。

[0158] 负载估计器509被耦合到馈送负载估计的驱动频率适配器511。驱动频率适配器511被耦合到驱动器,并且被布置为控制驱动频率。例如,可以根据驱动器203的内部可变振荡器来生成驱动信号,并且驱动频率适配器511可以通过以控制信号(其可以是模拟或数字控制信号,这取决于具体实施方式)提供而控制该振荡器的频率。

[0159] 所述方法尤其可以改善许多无线功率传输系统中的负载通信。实际上,图5和图6的系统包括负载调制接收器513,其被布置为从功率接收器103接收消息,其中,所述消息被负载调制到功率传输系统上。在范例中,所述负载调制至少部分地通过变化的电抗性负载来执行,即,所述负载调制包括电感和电容负载中的至少一个的变化(即,引起负载上电压与电流之间的相位差的虚拟负载)。在许多实施例中,所述负载调制可以通过功率接收器在

功率接收线圈上接通和断开电容器来执行。

[0160] 在物理层面上,使用功率传输信号作为通信载波来实施从功率接收器105到功率发射器101的通信信道。功率接收器105通过调制接收器线圈107的负载来发送数据消息。例如,功率接收器105可以通过连接和断开并联耦合到接收线圈107的电容器来实现这一点,由此改变共振,并且因此改变功率接收器105的负载特性。这些改变导致功率发射器侧的功率传输信号的对应变化,并且特别是发射器电感器103的电流和电压的变化。这些变化直接或间接地由功率发射器101来检测,并且被用于对来自功率接收器105的负载调制数据进行解调。

[0161] 具体地,例如可以通过驱动信号电流/电压的幅度和/或相位的变化,通过发射器电感器103的电流/电压的变化,和/或共振电路的电流/电压的变化,来检测所述负载调制。作为另一范例,可以通过到驱动器203(特别是逆变器/开关桥)的电源的电流变化来检测所述负载调制。

[0162] 功率接收器105能够相应地将调制数据加载到功率传输信号上,功率发射器101随后能够对其进行解调。所述方法例如可以对应于在Volume I:Low Power,Part 1:Interface Definition,Version 1.0,2010年7月上的“System description,Wireless power Transfer”一文中针对Qi所描述的,其可以经由<http://www.wirelesspowerconsortium.com/downloads/wireless-power-specification-part-1.html>获得,也被称为Qi无线功率规范,特别是第6章:通信接口(或者在规范的后续版本中)。

[0163] 负载调制具体被用于适配功率传输,并且具体用于实施功率控制回路,所述功率控制回路基于从功率接收器105接收到的功率控制消息来连续地适配所发射的功率水平。通过负载调制来传送功率控制消息。

[0164] 因此,所述负载调制导致例如在发射器电感器电流中的变化,并且这可以如本领域技术人员已知地进行测量和解调。因此,在范例中,权利要求1的功率发射器还包括接收器513,接收器513用于检测通过变化的电抗性负载被调制到功率传输信号上的消息负载。

[0165] 然而,(由不同的驱动频率和发射器共振频率引起的)互调失真会劣化负载调制通信。考虑到高Q共振电路,如果驱动器203以等于发射器共振频率的频率施加信号,则即使在存在阻尼的情况下,振荡也可以持续很长时间。在这种情况下,非常高的电流可能流动通过电路。然而,如果驱动器203以不同于共振频率的频率来施加信号,则所述系统将不会很好地共振,导致电流流量低得多。事实上,在后一种情况下,电路中的电流信号和电压信号将包含两个频率,亦即,驱动频率和共振频率,其中,所述共振电路的Q因子越高,共振频率将更加显著。电流和电压信号中的两个频率导致拍频,其被称为互调。在依赖于由负载调制引起的幅度调制的无线功率传输系统中,如果可能的话,这能够使得可靠的通信变得困难。

[0166] 然而,这可以通过控制和链接功率发射器的共振频率与驱动信号的驱动频率来有效地减轻。具体的方法可以是例如通过经由对部分时间间隔的同步/对齐将驱动信号和共振频率链接到驱动信号来提供降低的互调失真,从而允许操作频率和共振频率被锁定在一起。

[0167] 然而,已经发现,尽管使用这样的方法,但是在某些情况下,通信可能不是最佳的,并且事实上,已经发现可能发生不令人满意的通信可靠性。

[0168] 发明人不仅意识到了该问题,而且还认识到了潜在的原因,并且可以通过根据用于功率传输信号的负载的等效负载电阻器来适配驱动频率,在诸如图5和图6的系统中有效地减轻该问题。

[0169] 具体而言,发明人已经认识到,调制深度(针对不同调制符号/数据比特的(例如发射线圈电流或电压的)检测到的测量值之间的差)可能受到功率传输信号的负载的影响,并且事实上,影响可能是意料之外的,导致针对不同负载的驱动频率的要求/偏好相冲突。具体地,发明人已经认识到,如果针对负载调制使用变化的电阻,则对于功率传输信号的合理负载范围通常可以实现足够的调制深度,但对于使用电抗性负载的负载调制通常不是这种情况,诸如使用可变电容负载的负载调制。这在许多情况下可能是重要的问题,因为负载调制通常通过切换电容器来执行(例如,这种方法在Qi中使用)。

[0170] 本发明人还已经认识到,通过采用可变且因此不被锁定到接收器共振频率的自适应驱动频率(和发射器共振频率),可以减轻问题,而不会对例如功率传输操作和效率造成不可接受的影响。因此,发明人已经认识到,并非应用将驱动频率和发射器共振频率适配为与接收器共振频率相同的常规方法,通过允许驱动频率和发射器共振频率不同于接收器共振频率,并因此相对于接收器共振频率是可变的,可以实现经改善的总体性能。这可以允许经改善的通信性能,这能够在没有不可接受的劣化例如功率传输效率的情况下实现。发明人还认识到,通过响应于功率传输信号的等效负载电阻来适配驱动频率(并且因此适配发射器共振频率),通信性能可以被显著改善。

[0171] 发明人还已经认识到,所述问题尤其对于可变负载阻抗基本上是虚部(特别是负载阻抗被接通和断开以指示二进制值的电容器)的电抗(并且特别是电容)负载调制而言可能是关键的。实际上,发明人已经认识到,对于这样的负载,调制深度可以在高功率水平下显著降低,并且甚至可以减小到零。发明人还认识到,这在一定程度上可能(至少部分地)是由于发射器共振电路的共振频率被改变的方式而导致。具体地,功率接收器中的调制电容器(或潜在的调制电感器)略微移位接收器的共振频率,从而导致调制变化。然而,根据现有技术的共振频率的自适应将改变功率发射器的共振频率,由此在一定程度上补偿调制变化的影响,即,将补偿由于调制而导致的接收器共振频率的移位。净效应取决于特定的条件,并且特别是已经被认为取决于功率接收器的电阻性负载。

[0172] 相应地,在图5和图6的系统中,驱动频率适配器511已经被布置为响应于反映发射器电感器103的等效负载电阻器的负载估计来适配驱动频率(并且因此适配发射器共振频率),其中,等效负载电阻反映功率传输信号的负载。

[0173] 在操作期间,驱动器203驱动发射器共振电路,使得发射器电感器生成功率传输信号。如果在功率发射器附近没有电磁实体,并且因此如果电磁功率传输信号不与任何其他实体交互,则发射器电感器将有效地作为理想电感器(除了内部寄生损耗和效应)来操作。然而,功率传输信号与其他电磁实体的交互导致功率传输信号的负载。

[0174] 具体地,功率接收器从功率传输信号中提取功率,从而提供功率传输信号的负载。功率传输信号的负载影响通过发射器电感器103的电流和电压,并且因此为发射器电感器103提供等效阻抗。如本领域中已知的,电磁发射功率传输信号的负载的结果是发射器电感器103如包括电感器(对应于无负载发射器电感器103(或者更一般地,如果考虑到寄生部件则是阻抗))和等效负载阻抗(对应于发射器电感器103的负载)的单端口那样起作用。如本

领域所公知的,等效负载阻抗可以包括电抗性分量和电阻性分量。电抗性分量对应于发射器电感器103的电压和电流不同相的分量,并且功率传输信号的负载的电阻性分量对应于发射器电感器103的电压和电流是同相的分量。因此,等效负载电阻器可以反映从功率传输信号提取的电阻或实际功率,并且等效电抗性负载可以反映从功率传输信号提取的电抗或虚部功率。

[0175] 因此,发射器电感器103可以由图8的等效电路来表示,其中,电感器L表示无负载的发射器电感器103,电阻器R表示功率传输信号的等效负载电阻器,并且电抗X表示等效的电抗性负载。

[0176] 在图5和图6的系统中,负载估计器被布置为生成针对功率传输信号的该等效负载电阻器的估计。该负载估计对应地反映了由从功率传输信号中提取功率所导致的发射器电感器103的负载的电阻性分量。所述负载估计常常可以是功率接收器负载的电阻性分量的估计(当从功率传输信号中提取功率时)。等效负载电阻器可以具体反映从功率传输信号中提取的实际(电阻性)功率。等效负载电阻器可以对应于由发射器电感器103的等效电路的电阻器所提供的负载,其中,等效电路包括在功率传输信号被空载(不与任何实体电磁交互)时对应于发射器电感器103的电感器(或者更一般地,阻抗),反映/表示由负载的功率传输信号(即,与其他部件进行电磁交互)产生的电抗性负载的电抗,以及反映/表示由负载的功率传输信号(即,与其他部件进行电磁交互)产生的电抗性负载的电阻器。

[0177] 负载估计因此指示等效负载电阻器,并且不仅仅反映被提取的总功率或者功率传输信号的总电流负载。相反,其具体表示这样的负载的电阻性分量,即,其表示发射器电感器103的电流和电压同相的负载/提取功率的分量。换言之,其表示功率由发射器所看到的复杂负载阻抗的实部。此外,等效负载电阻器不仅表示被提取的功率,还表示功率发射器由于功率传输信号的负载而经历的负载的等效欧姆电阻。具体地,等效负载电阻器可以被认为与发射器电感器103并联耦合的等效电阻器,以表示从功率传输信号中提取的(电阻性,实部)功率。

[0178] 在图8的范例中,等效负载电阻是等效并联负载电阻,即,由与发射器电感器103并联的等效电阻性分量来表示电阻性负载分量。

[0179] 对于这样的等效并联负载电阻,功率负载越高(即,提取出的实部或电阻性功率越高),负载值就越低,即,等效并联负载电阻的欧姆值越低。因此,在这样的实施例,为了降低功率负载,等效负载电阻的值增加,并且因此,功率和电阻性负载具有相互关系。以下描述将集中于等效负载电阻被确定为等效并联负载电阻。因此,提到等效负载电阻的较高值表示等效并联负载电阻的较高值,并且因此表示较低的功率负载。类似地,提到等效负载电阻的较低值表示等效并联负载电阻的较低值,并且因此表示较高的功率负载。

[0180] 然而,将意识到,等效负载电阻也可以被确定为等效串联负载电阻,即,等效负载电阻可以被认为与发射器电感器103串联的电阻器。对于这样的等效负载电阻,较低值(即,较低的欧姆值)对应于较低的功率负载,而较高值(即,较高的欧姆值)对应于较高的功率负载。

[0181] 将意识到,等效并联负载电阻和等效串联负载电阻本质上是等同的,并且基于等效串联负载电阻适配驱动频率的适配器固有地也对应于基于等效并联负载电阻适配驱动频率的适配器,并且反之亦然。事实上,将意识到,这些彼此之间具有相互关系,并且能够容



易地根据另一方来计算。还将意识到,被布置为以特定方式适配驱动频率以增加等效并联负载电阻的值的适配器等效地是以特定方式适配驱动频率以对应地降低等效串联负载电阻的值的适配器(并且反之亦然)。

[0182] 将意识到,负载估计器可以在不同的实施例中使用不同的方法来确定负载估计。例如,负载估计器可以测量发射器电感器电流幅度、发射器电感器电压幅度以及其之间的相位差。然后,一旦电压幅度和电流幅度已经被补偿了相位差,则可以计算等效负载电阻器作为电压幅度与电流幅度之间的比值。实际上,在一些实施例中,相位差自身可以被用于确定等效负载电阻的估计,因为相位差指示负载为电阻性的比例是多大。

[0183] 在其他实施例中,负载估计器509例如可以在驱动器电路(例如,图3和图4的桥)的输入部处维持恒定电压并且测量电流幅度。等效电阻值然后可以被确定为电源电压除以平均电流。

[0184] 在所述系统中,在功率传输阶段期间(至少部分地)执行对负载估计的确定以及对驱动频率的适配。其在功率被从功率发射器传输到功率接收器的阶段期间执行,并且因此,在功率接收器正在从功率传输信号中提取功率的阶段期间执行。从功率发射器所提取的功率通常取决于功率接收器的具体操作而变化,并且在所描述的系统中,负载估计器被布置为动态改变负载估计以反映功率接收器在功率传输信号的负载中的变化。类似地,驱动频率适配器511被布置为响应于负载估计中的这样的变化而动态地改变驱动频率。因此,在功率传输阶段期间,即,在功率实际被传输到功率接收器的时间期间,以及例如功率控制和通常在功率传输期间应用的其他功能是有效的期间,功率发射器被布置为动态地改变驱动频率以反映负载的变化。以这种方式,所述系统能够有效地优化操作,并且同时提供高效的通信性能和高效的功率传输。

[0185] 在许多实施例中,驱动频率适配器511可以具体被布置为朝向(发射器共振电路的)自然频率来偏置驱动频率以增加功率,和/或其可以被布置为将驱动频率偏置远离自然频率以降低功率。

[0186] 在一些实施例中,驱动频率适配器511被布置为:针对指示第一等效负载电阻的负载估计,相比于针对指示第二等效负载电阻的负载估计,将所述共振频率适配为更远离电容性阻抗和电感性阻抗的共振频率(即,自然共振频率),其中,所述第一等效负载电阻高于所述第二等效负载电阻(即,针对恒定的电压(电流),所述第二等效负载电阻对应于比所述第一等效负载电阻提取出更高的功率量)。

[0187] 例如,在一些实施例中,驱动频率适配器511可以将所述驱动频率确定为等效负载电阻器估计的单调递减函数。该函数可能取决于其他参数,诸如测量到的调制深度。

[0188] 这可能导致驱动频率更接近针对较低等效负载电阻器(通常较高功率)的发射器共振电路的自然共振频率,并且更远离自然共振频率且更接近针对较高等效负载电阻器(通常较低功率)的接收器共振频率。这样的方法可以通过在所有情况下允许具有足够调制深度的有效通信来提供经改善的折中,但是对于较高功率负载仍减少由共振修改电路所引起的功率损耗,这可能更有意义。

[0189] 为了进一步理解所述方法,可以考虑图9。这示出了分别依照根据Qi规范的示范性系统的等效负载电阻器和驱动频率的所得到的调制深度。结果表明,在负载电阻器 $R_{load}$ 被施加在具有5V恒定电压的功率接收器的输出部处的情况下的性能。所述负载电阻器 $R_{load}$

因此是功率接收器105的负载,并且这将转换为具有取决于驱动电压等的该负载的准确值的功率发射器侧处的等效负载电阻器,如技术人员将知道的。在范例中,发射器共振电路的自然共振频率为125kHz,而接收器共振频率为105kHz。耦合因子是0.05。

[0190] 如能够看到的,调制深度对驱动频率(被称为 $F_{op}$ )以及对负载电阻 $R_{load}$ 两者都有很强的相关性。这转换为对驱动频率和等效负载电阻的非常强的相关性。事实上,能够看到,对于低电阻性负载(高功率提取),对于低的并且特别是接近接收器共振频率的驱动频率,调制深度非常低(并且实际上可能消失),而对于高驱动频率,调制深度则是高的。相反,对于高电阻性负载(低功率提取),对于高的并且特别是接近发射器共振电路的自然共振频率的驱动频率,调制深度是非常低的(并且实际上可能消失),而对于低驱动频率,调制深度则是更高的。

[0191] 对于负载变化较大的系统(诸如 $Q_i$ )来说,这可能是特殊的问题,特别是在负载条件在不同操作阶段可能非常不同的情况下。

[0192] 事实上,当诸如智能电话的器具被放置在功率发射器的表面上时,功率接收器的负载首先不被连接。更具体地,负载(例如,智能电话的电池)在 $Q_i$ 规范的连接(ping)阶段以及识别&配置阶段期间未被连接。因此,接收器的实际负载通常在1-2k $\Omega$ 的范围内,这对应于接收器的内部微控制器的输入阻抗。作为第二步骤,负载在功率传输阶段期间被连接(例如,电池被连接)。在该阶段期间,经由感应链路对电池充电。在这种情况下,接收器具有通常在几欧姆到几十欧姆范围内的低电阻性负载(即,大功率提取负载)。此外,由于电池的等效阻抗取决于其充电状态,所以在功率传输阶段期间负载通常不是恒定的。

[0193] 已经识别到了,如果驱动频率被保持恒定,则通信信道通常在所有功率传输阶段(即,从连接阶段到功率传输阶段)不操作。在图5和图6的系统中,这是通过基于等效负载电阻器的估计对驱动频率进行适配来解决的,并且已经发现,这通常允许在所有功率传输阶段中的高通信质量。

[0194] 图10是表示不同功率传输阶段的概念示意图,其中呈现了负载的示范性状态和驱动频率的可能调节。功率发射器在连接阶段以及识别&配置阶段期间具有小功率负载(例如,1k $\Omega$ 的高电阻性负载)。在此时间段期间,驱动频率被设置为最佳值 $f_{opt\_1}$ 。设置所述频率,使得获得足够的调制深度。在此之后,在功率传输阶段的一个时刻(通常在该阶段的开始时),功率接收器连接其负载(即,智能电话的电池)。因此,功率发射器的负载突然从小功率负载(例如,1k $\Omega$ )变为大功率负载(例如,5 $\Omega$ )。在该时刻,驱动频率被设置为新的值 $f_{opt\_2}$ ,以便保持足够的调制深度。如果驱动频率不适配,则调制深度会达到太小(可能为零)的值,以维持在功率接收器与功率发射器之间的通信链路。最后,在功率传输阶段期间,功率发射器的等效负载阻抗能够变化。例如,当智能电话的电池几乎充满电时,其不再汲取当其几乎为空时那样多的电流。在这种情况下,功率发射器可能会再次将驱动频率适配到新的值 $f_{opt\_3}$ 。频率适配可以根据需要进行多次。

[0195] 因此,作为范例,驱动频率可以基于三种不同情况进行适配:

[0196] 情况#1——小功率负载(即,高电阻性负载)

[0197] 如先前所解释的,功率发射器在连接阶段以及识别&配置阶段期间具有小功率负载(高电阻性负载,例如,1k $\Omega$ )。基于图9的范例,驱动频率可以被设置在100kHz周围。通常,在发射器的自然共振频率与驱动频率之间的频率差应当大约在20-30kHz的范围内。这对应

于功率接收器的共振频率 ( $F_{rx}$ ) 周围的驱动频率。在图9的范例中, 该最佳频率范围对大于  $100\ \Omega$  的负载阻抗有效。

[0198] 情况#2——大功率负载(即, 低电阻性负载)

[0199] 如先前所解释的, 在功率传输阶段的开始时, 功率接收器连接其负载。通常, 负载的等效阻抗能够小至  $5\text{--}10\ \Omega$ 。在图9的范例中, 最佳驱动频率在  $115\text{--}125\text{kHz}$  的范围内。因此, 接收器的共振频率与驱动频率之间的频率差应当近似在  $5\text{--}20\text{kHz}$  的范围内。这对应于操作频率更接近自然共振频率 ( $F_{tx}$ ) 而非更接近接收器共振频率 ( $F_{rx}$ )。在图9的范例中, 该频率范围可能对小于约  $50\ \Omega$  的负载阻抗有效。

[0200] 情况#3——中等负载

[0201] 最后, 在功率传输阶段期间, 负载不一定始终是在  $5\text{--}10\ \Omega$  的范围内。其常常也可以达到高的值, 例如, 达  $50\text{--}100\ \Omega$ 。在图9的范例中, 对于该范围内的负载阻抗, 不清楚驱动频率的最佳值是多少。在这两种情况(即, 上所描述的小负载和大负载情况)之间的转变预计将发生在  $50\text{--}100\ \Omega$  范围内的阻抗处。驱动频率在这种情况下可以被设置为中间值, 例如大约  $110\text{--}115\text{kHz}$ , 或者更好可以被连续地适配(可能基于诸如调制深度的其他参数)。

[0202] 图11图示了对应于图10的范例, 但是发射器共振电路的自然共振频率增加到  $140\text{kHz}$ 。

[0203] 考虑到该范例, 驱动频率例如能够首先被设置为  $120\text{kHz}$  ( $f_{opt\_1} = 120\text{kHz}$ )。在这种情况下, 在小功率负载处实现2%的足够调制深度。在此之后, 当负载被连接到接收器时, 调制深度自动地增加到大的值。由于调制深度已经很高, 所以驱动频率不需要立即改变。然而, 可能期望将驱动频率增加到更接近自然频率, 因为这降低了修改的共振频率中的功率损耗。然而, 这并不需要快速实现。

[0204] 因此, 在许多实施例中, 驱动频率适配器511可以被布置为适配驱动频率, 使得针对与较高电阻(较低功率负载)相对应的等效负载电阻器, 相比于针对与较低电阻(较高功率负载)相对应的等效负载电阻器, 驱动频率更远离自然频率(由电感和电容性阻抗给出的频率)。因此, 对于分别指示较高电阻和较低电阻的等效负载电阻器的至少两个值, 驱动频率适配器511将控制驱动频率, 使得针对较低电阻, 相比于针对较高电阻, 驱动频率更接近发射器共振电路的自然频率。

[0205] 在一些实施例中, 可以使用简单的方法, 诸如, 例如在等效负载电阻器高于给定阈值的情况下将驱动频率设置为第一值; 并且在等效负载电阻器低于给定阈值的情况下将驱动频率设置为第二值。例如, 对于图9的范例, 驱动频率适配器511可以在等效负载电阻器高于与  $75\ \Omega$  的  $R_{load}$  相对应的阈值的情况下将驱动频率设置为  $105\text{kHz}$ , 并且在低于该值的情况下将其设置为  $120\text{kHz}$ 。

[0206] 在其他实施例中, 可以使用更复杂的方法, 例如, 驱动频率可以被设置为等效负载电阻器的单调递减函数。

[0207] 例如, 图12图示了根据驱动频率 ( $F_{op}$ ) 和等效负载电阻的调制深度(由亮度/暗度指示)的范例。在范例中, 等效负载电阻是作为功率值给出的。具体地, 在范例中, 跨负载电阻器(和发射器电感器103)的电压被保持恒定, 并且等效负载电阻器因此将方向与从功率传输信号提取出的功率相关。因此, 在范例中, 提取出的功率估计与等效负载电阻成反比, 例如, 低功率值对应于高电阻, 并且高功率值对应于低电阻。



[0208] 能够看到,对于负载和频率的一些组合,能够实现非常高的调制深度(浅色区域),但同时对于一些组合也出现不可接受的调制深度(例如,低于2-4%)。此外,如能够看到的,不可能选择将导致所有负载可接受的调制深度的单个驱动频率。

[0209] 然而,作为范例,由线1201表示的功能可以由驱动频率适配器511采用,以根据估计的功率提取来确定驱动频率,该估计的功率提取在具体范例中能够被用作等效负载电阻器的估计。

[0210] 例如,对于0.25W的提取出的功率估计,驱动频率可以设置为110kHz,对于0.5W,其可以被设置为120kHz,对于2W,其可以设置为127kHz,对于4W,其可以设置为121kHz等。

[0211] 通过应用这样的功能,驱动频率适配器511可以设置驱动频率(和发射器共振频率),使得对于所有负载实现调制深度。

[0212] 在大多数实施例中,对驱动频率的设置还可以响应于除了仅等效负载电阻之外的其他参数。具体地,在许多实施例中,对驱动频率的确定还可以响应于第二参数,所述第二参数是以下中的至少一个:调制深度、(具体为共振修改电路的)功率损耗、接收器共振频率、自然共振频率、操作阶段、功率传输效率等。

[0213] 事实上,在一些实施例中,驱动频率适配器511可以被布置为响应于负载估计来确定驱动频率的操作范围,并且将驱动频率限制到该操作范围。因此,在这样的实施例中,驱动频率不由等效负载电阻器给出,而是基于此确定可接受的操作区间。在该可接受的操作范围内,驱动频率然后可以基于其他考量来确定,诸如,例如期望尽可能少地改变频率。

[0214] 例如,对于图12的范例,功率发射器可以被布置为确保调制深度至少为例如4%,因为这通常会提供高度准确的通信。因此,对于0.25W的提取功率,驱动频率的可接受操作范围可以从100kHz到118kHz;对于1W的提取功率,驱动频率的可接受操作范围可以从117kHz到140kHz;对于4W的提取功率,驱动频率的可接受操作范围可以从108kHz到140kHz;等等。

[0215] 驱动频率适配器511可以具体布置为执行快速适配,以确保调制深度足够大以支持基于负载调制的可靠通信。因此,该方法可以确保对于快速负载改变,所述系统能够快速响应以将驱动频率改变为可能不是最佳但确保足以允许通信的值。例如,当系统进入功率传输阶段并且功率接收器接通外部负载时,功率发射器可以将频率快速改变为对应于新的等效负载电阻器的操作范围内的值,从而确保能够进行通信。

[0216] 在许多实施例中,驱动频率适配器511可以被布置为响应于负载估计之外的操作参数来适配操作范围内的驱动频率。该操作参数具体可以是调制深度测量或估计,和/或功率损耗估计(例如,用于共振电路)。

[0217] 例如,功率负载估计器可以连续地确定当前的等效负载电阻器,并且可以连续地确定驱动频率(和发射器共振)的可接受操作范围。然而,另外,驱动频率适配器511可以连续地适配驱动频率,使得调制深度最大化,但是在驱动频率的约束下保持在可允许的操作范围内。

[0218] 作为另一范例,驱动频率适配器511可以被布置为连续地寻求减小驱动器电路的功率损耗,特别是共振修改功能,因为这往往是相对耗电的。例如,在共振电路的电容器在周期的一部分中被短路的范例中,小量的电流分流经过共振部件,由此导致功率损耗增加。此外,功率损耗可能取决于实际的有效共振频率,并且具体地,取决于这与自然共振频率有

多远。事实上,有效共振频率越接近自然共振频率,电容器的短路就越少,并且因此,越少的电流就分流过电容器。因此,驱动频率适配器511可以通过试图将驱动频率设置地尽可能接近自然共振频率来试图减少功率损耗,同时仍然确保可靠的通信,即,仍然将驱动频率保持在可接受的操作范围内。

[0219] 在许多实施例中,响应于等效负载电阻器,驱动频率适配器511可以操作驱动频率的前馈适配。在这样的前馈控制布置(也被称为开环)中,驱动频率(或驱动频率的可接受/可允许的范围)可以直接根据等效负载电阻器来确定,而不生成任何反馈回路,并且没有任何错误信号生成,或者参数被最小化。例如,当确定等效负载电阻器时,驱动频率适配器511可以根据等效负载电阻器直接生成可允许的操作范围。

[0220] 另外,驱动频率适配器511还可以操作基于负载估计之外的另一操作参数的驱动频率的控制回路适配。例如,驱动频率适配器511可以被布置为操作使调制深度最大化或者使功率损耗最小化的控制回路。这种控制回路适配(也称为反馈控制或闭环控制)通常可以提供非常准确和可靠的优化,并且因此可以确保经改进的操作。

[0221] 基于等效负载电阻器的用于驱动频率的前馈方法与基于诸如调制深度的另一参数的驱动频率的反馈或闭环控制的组合可以在许多实施例中提供特别有利的操作。具体地,所述方法可以提供可靠但相对较慢的适配或优化,其能够微调操作(例如,通过优化调制深度),同时仍然提供系统能够非常快速地对突然的负载变化做出反应。因此,可以确保即使当发生这样的突然的负载变化时,通信也可以被假定为可靠的,并且因此,在许多实施例中,能够有效地减轻或者甚至消除由于负载变化导致的通信性能的漏失。

[0222] 例如,在功率传输期间,功率接收器可以从功率传输信号中提取例如3W。前馈控制功能已经确定了对应的等效负载电阻器,并且因此确定了从108kHz至140kHz的可允许的操作范围。在此范围内,驱动频率适配器511可以连续地确定调制深度,并且操作控制回路以使该值最大化。如果功率接收器现在突然将功率传输信号的负载改变为例如0.25W,并且驱动频率为例如125kHz,则独立操作的控制回路将非常缓慢地适配驱动频率。事实上,最初,将发生调制深度接近于零,并且这可能使通信不可能。然而,在所描述的范例中,驱动频率适配器511可以检测负载的变化并立即确定100-117kHz的新的可接受的操作范围。当由回路设置的当前驱动频率在该范围外部时,驱动频率适配器511能够立即将驱动频率改变为该范围内的值,诸如,例如到新的可允许的范围的中点,即,大约为104kHz。缓慢控制回路然后可以从该操作点继续,并且可以在该新范围内使调制深度最大化。所述方法因此可以提供非常有效的操作。

[0223] 如所提到的,在许多实施例中,驱动频率适配器511可以被布置为响应于除了仅等效负载电阻之外的其他参数来适配驱动频率,即,驱动频率(和发射器共振频率)的确定和设置基于等效负载电阻以及一个或多个其他参数。如所描述的,所述适配例如可以通过采用可接受范围的前馈设置,并且然后可以实施控制回路以响应于其他参数来优化驱动频率。在其他实施例中,当确定驱动频率时,驱动频率适配器511可以同时考虑一系列参数(包括等效负载电阻)来实施复杂的算法或函数。

[0224] 在许多实施例中,驱动频率适配器511可以具体地布置为响应于共振电路的功率损耗来适配驱动频率。具体地,当确定驱动频率时,驱动频率适配器511可以考虑由于状态改变减慢而在共振电路中发生的功率损耗。

[0225] 在许多实施例中,由于修改共振频率而导致的功率损耗在特别高的功率负载下可能是显著的。例如,在共振电容器由于有一些损耗的电路而在周期的部分内“短路”的范例中,短路中损失的能量将不再保留在共振电路中。有效共振频率越接近自然共振频率,减慢相位变化的要求就越小,并且因此,相关联的功率损耗就越小。例如,有效共振频率越接近自然共振频率,电容器的短路就越少,并且因此,分流电流和损耗能量就越小。

[0226] 在许多实施例中,驱动频率适配器511因此可以试图将驱动频率朝向自然频率偏置。例如,驱动频率适配器511可以试图将驱动频率设置为可能经受该要求的最高值,但仍然为给定的等效负载电阻提供可接受的调制深度。例如,驱动频率适配器511可以被布置成将驱动频率设置为响应于等效负载电阻而确定的可允许的操作范围内的最高值。

[0227] 具体地,并非仅基于例如功率传输的整体效率(由于系统效率取决于多个参数,即系统的不同部分中的损耗,所以由于复杂性而难以确定)来适配驱动频率,适配器可以被布置为专门估计由共振频率修改(通过共振修改电路505)引起的共振电路的功率损耗。

[0228] 如果由于共振修改所导致的损耗(例如,由电容器被短路造成的共振修改损耗)太高,则可能导致功率发射器输出电路中耗散的功率太多,并且因此,可能导致不可接受的温度增加。为了防止由于功率耗散所引起的加热在例如共振修改电路505中的任何损害,如果共振修改损耗变得太高,则驱动频率能够适配于发射器的自然共振频率。例如,如果发射器电感器103中的电流增加到被认为有问题的值,则适配器可以决定通过朝向自然共振频率增加驱动频率来减少电容器短路的接通时间。

[0229] 在一些实施例中,驱动频率适配器511可以具体布置成响应于针对负载调制的调制深度来确定驱动频率。因此,在一些实施例中,功率发射器可以被布置为确定调制深度。这例如可以通过测量针对被解调的不同符号值例如通过发射器电感器103的电流的幅度的差,来作为解调过程的一部分进行测量。例如,对于二进制通信,功率发射器可以针对两个不同的调制负载(例如,对应于不同符号或符号内的不同值/级别)来确定电感器电流值的移动平均值。例如,对于 $Q_i$ ,将二进制数据值“1”作为两个电平转换进行通信,并且“0”作为0.5ms内的一个电平转换进行通信。可以针对不同的电平来确定移动平均值,并且然后可以将调制深度确定为这两个值之间的差。

[0230] 例如,当检测到等效负载电阻的变化时,驱动频率适配器511可以将驱动频率设置为已知提供可接受调制深度操作的适当值。在驱动频率的该阶跃变化之后,驱动频率适配器511然后可以继续基于测量到的调制深度来适配驱动频率,并且具体地,可以试图增加该驱动频率。例如,可以稍微改变驱动频率,并测量这是增加还是减少调制深度。如果是增加,则驱动频率可以被保持在此值,否则可能会返回到先前值。然后可以在两个方向上移位的驱动频率来重复该过程。这可能导致调制深度、并且因此使通信性能得到优化,但是其本质上往往是缓慢的过程。然而,与基于等效负载电阻的适配的组合可以确保系统能够快速地对例如由功率接收器造成的功率传输信号的负载的阶跃变化。

[0231] 在确定驱动频率时可以考虑的其他参数可以包括接收器与发射器电感器之间的耦合、功率传输效率和/或操作阶段。

[0232] 可以例如通过功率接收器报告其从功率传输信号中已经提取出的功率并且功率发射器将其与所提供的功率(诸如,例如提供给驱动电路(例如,给开关桥)的功率)的本地生成的估计进行比较,可以确定功率传输效率。例如,所报告的接收功率可以与作为对开关

桥的固定电源电压乘以被提供给开关桥的平均电流而给出的驱动器功率进行比较。在这样的实施例中,驱动频率适配器511例如可以被布置为当低于给定阈值时牺牲调制深度以提高功率效率。因此,在一些实施例中,驱动频率适配器511例如可以被布置为当效率低于阈值时比当其高于阈值时将给定负载的驱动频率降低到更接近接收器共振频率。

[0233] 在一些实施例中,取决于系统运行在哪个阶段,驱动频率适配器511可以被布置为适配算法,或者实际上使用不同的功能和判定标准。例如,针对连接阶段,相比于针对功率传输阶段,驱动频率适配器511可以使用不同的方法。例如,当处于连接阶段时,驱动频率适配器511可以被限制在100kHz...118kHz的间隔内,而当其处于功率传输阶段时,其可以替代地被限制在108kHz...140kHz的间隔内。

[0234] 这与在其中系统试图将驱动频率和发射器共振频率设定为等于接收器共振频率的传统方法相反。所描述的方法将驱动频率和发射器共振频率对齐,但是这些被允许相对于接收器频率而变化。

[0235] 然而,在一些实施例中,在确定驱动频率时,驱动频率适配器511也可以考虑接收器共振频率。可以例如通过功率发射器在初始化阶段期间执行频率扫掠并且测量发射器共振频率的有效阻抗,来确定接收器共振频率。在其他实施例中,功率接收器例如可以被布置为向功率发射器发送指示接收器共振频率的数据。

[0236] 实际上,在驱动频率、发射器共振频率和接收器共振频率相同时,功率传输操作通常更有效。然而,发明人已经认识到,不设置驱动频率以优化该效率通常可能是有益的,但在许多实施例中仍然可能期望考虑效率并且因此考虑接收器共振频率。例如,在一些实施例中,驱动频率适配器511可以被布置为将驱动频率和发射器共振频率适配为尽可能接近接收器共振频率,同时将驱动频率限制在响应于等效负载电阻而确定的可允许操作范围内。

[0237] 将意识到,尽管上文个体地考虑了示范性参数,但是驱动频率适配器511在许多实施例中可以考虑其中的若干个。例如,驱动频率适配器511可以操作一种算法,该算法设置驱动频率以提供如由多个参数所指示的针对给定操作点的不同考虑之间的优选折中。例如,驱动频率适配器511能够通过基于例如共振电路的等效负载电阻、接收器共振频率、调制深度和自然共振频率的表查找来确定驱动频率。该表可以由在设计或制造阶段期间通过测试而确定的值来填充。

[0238] 在所述系统中,性能和折中(特别是在功率传输与通信性能之间)通过适配驱动频率进行管理。另外,通过为驱动频率的操作范围、由电容和电感共振阻抗给出的自然共振频率、以及能够由共振修改电路505实现的有效频率的范围选择适当的值,能够实现导致可靠的通信和有效的功率传输的高效方法。此外,所述方法可以向后兼容,例如,其可能会被引入到Qi功率发射器和功率传输系统中。

[0239] 在许多实施例中,并且特别是适用于遵循Qi规范的功率传输系统的实施例中,确切的发射器共振频率可能是未知的,但是已知其落入预定范围内。具体地,对于Qi,规定了接收器共振频率应当落在95至115kHz的范围内。因此,功率发射器可能不确切地知道功率接收器的频率是什么,但是可能知道其低于最大频率(在具体范例中为115kHz)。在许多实施例中,可以基于接收器共振频率来约束驱动频率。例如,接收器共振频率可以被规定为小于115kHz或者例如120kHz,并且因此,可以考虑到这一点来设计功率发射器。因此,在许多

实施例中,功率发射器可以知道功率接收器的最大可允许共振频率。

[0240] 在这样的实施例中,功率发射器可以被设计成使得发射器共振电路的自然频率高于最大可允许共振频率。随着状态变化的减慢降低了有效共振频率,这可能允许涵盖全部范围的功率接收器。

[0241] 此外,在许多实施例中,功率发射器的共振电路被设计为使得自然频率超过功率接收器不小于20kHz。因此,所述系统被设计成具有相当高的自然频率,其大大超过功率接收器的共振频率。这还允许驱动频率在可能实质上超过可能发生的功率接收器共振频率范围的范围内变化。其还可以为大范围的负载提供经改善的通信以及特别可接受的调制深度。

[0242] 驱动频率被控制为针对较高功率负载(较低等效并联负载电阻)相比于针对较低功率负载(较高等效并联负载电阻)更远离接收器共振频率。这实际上可能是非常期望的,因为其可以允许驱动频率被移动至更接近自然共振频率,并且因此可以减少发射器共振频率修改电路中的功率损耗。

[0243] 事实上,在许多实施例中,驱动频率适配器511被布置为使驱动频率适配为针对第一等效并联负载电阻相比于针对第二等效并联负载电阻更远离接收器共振频率,其中,所述第一等效并联负载电阻低于所述第二等效并联负载电阻。

[0244] 例如,在驱动频率被布置为(已知)高于接收器共振频率的间隔中的情况下,驱动频率适配器511可以将驱动频率确定为等效并行负载电阻的单调递减函数。因此,当等效并联负载电阻降低时(即,当经历更高的功率负载时),可以采用更高的驱动频率。由于接收器共振频率低于驱动频率,所以这导致远离接收器共振频率的偏置,以降低等效并联负载电阻(即,用于增加功率负载)。

[0245] 在所描述的方法中,驱动频率适配器511因此可以被布置为从功率接收器的共振频率对驱动频率(以及功率发射器共振电路共振频率)去谐。驱动频率适配器511可以布置成引入驱动频率与功率接收器共振频率之间的差,从而其彼此偏差。此外,对于较高的功率负载,即,对于较低的等效并联负载电阻,偏差可能增加。

[0246] 这是违反直觉的,因为去谐可以降低效率,并且因此,所述方法可以对应于降低功率传输效率以增加功率水平。然而,即使在效率最有益的情况下,这种效率的降低也可以允许通信性能的显著改善,并且可以特别地防止解调深度降低到无法将解调维持在足够可靠的水平的水平。

[0247] 具体地,所述方法可以反映这样的认识:在高负载下,驱动频率、发射器共振频率和接收器共振频率的紧密耦合可能导致解调深度降低到不能准确检测负载调制的水平。然而,通过相对于功率接收器侧对功率发射器侧去谐,可以增加解调深度以允许有效的通信。因此,可以牺牲效率以便确保可靠的通信。

[0248] 然而,对于低功率负载(高等效并联负载电阻),即使功率发射器侧频率和功率接收器共振频率紧密对齐,解调性能也可以是可接受的。因此,实施这样的对齐以提高效率是可接受的。

[0249] 驱动频率适配器511可以对应地确定或接收指示等效并联负载电阻的负载估计。例如,可以确定从功率传输信号提取的功率的指示(例如,通过测量被提供给功率发射器共振电路的电流或功率)。然后,驱动频率适配器511可以确定驱动频率,使得其与功率接收器

接收器频率相差一值,所述值增加以增加功率负载。驱动频率适配器511例如可以明确地计算偏差,或者这可能是隐含的,作为根据功率估计来直接设置驱动器频率的部分。

[0250] 将意识到,许多不同的方法可以被用于功率发射器来考虑或确定功率接收器共振频率。例如,在一些实施例中,其可以简单地是可以隐含地或明确地包含于用于计算驱动频率的函数中的预定值或值的范围。

[0251] 例如,在一些系统中,功率接收器可能需要具有例如从100kHz到105kHz的范围内的共振频率。在这样的情况下,驱动频率可以是例如被控制在从105kHz到120kHz的范围内,其中,频率增加以增加功率负载(降低等效并联负载电阻)。

[0252] 在其他实施例中,所述功率发射器可以主动地测量或估计功率共振频率。例如,可以通过跨合适的范围扫掠驱动频率而根据频率来确定功率输出。然后,可以确定共振频率以对应于最有效的功率传输。

[0253] 在又其他的实施例中,功率接收器可以将关于其共振频率的信息发送至功率发射器,所述功率发射器然后可以使用接收到的值来确定驱动频率适配器。

[0254] 与功率发射器试图设置频率以匹配功率接收器共振频率的传统方法相反,当前方法可以改变驱动频率以将其设置为与接收器共振频率相对较大地不同。

[0255] 然而,随着功率损耗可能增加以增加有效共振频率与自然共振频率之间的差,可能期望不具有过大的自然共振频率。已经发现,在许多实施例和情景中,对于不超过160kHz的自然频率发现特别有利的性能。

[0256] 因此,在许多实施例和情景中,并且尤其在与Qi方法兼容的情景中,以下值提供了具有有效功率传输和可靠通信性能的特别有利的操作:

[0257] 接收器共振频率范围为:95kHz至115kHz。

[0258] 发射器共振电路的自然频率范围为:115kHz至160kHz。

[0259] 发射器共振电路的驱动频率和有效共振频率在不超过以下范围的范围内可变:115kHz到自然共振频率。

[0260] 在一些实施例中,功率发射器可以被布置为基于从功率接收器接收到的消息(通常通过负载调制)来确定驱动频率。具体地,在一些实施例中,功率发射器可以包括接收器,该接收器从功率接收器接收包括负载指示的消息,所述负载指示表示功率接收器对功率传输信号的电阻性负载。

[0261] 例如,功率接收器可以发送直接指示外部负载消耗的真实功率的消息,诸如,例如由电池充电所消耗的负载。在其他范例中,功率接收器例如可以被布置为根据负载的电流和负载上的电压的测量来确定电阻。

[0262] 在这样的实施例中,功率发射器可以被布置为响应于接收到的负载指示来适配驱动频率,并且具体地,其可以被布置为基于接收到的值来生成等效负载电阻的估计。事实上,在一些情景中,等效负载电阻能够直接根据报告的功率接收器负载来确定。例如,如果所提取的功率是已知的并且被提供给功率发射器的开关桥的电压也是已知的,则能够根据电压除以被提供给驱动器电路的平均电流来确定等效负载电阻,假设所提取的功率对应于被提供给驱动电路的功率(例如,对所估计的损耗进行补偿)。

[0263] 作为这样的实施例的具体范例,提供给开关桥的电压可以保持在恒定值。在这种情况下,所提供的平均电流与负载电阻的指示成反比。如果平均电流较高,则功率提取较高

且负载电阻较低。如果平均电流较低,则功率提取较低且负载电阻较高。

[0264] 所述方法可以在许多情景下提供经改善的性能,并且特别可以反映,通过功率接收器提供功率接收器侧处的条件的信息,能够更准确地估计等效负载电阻。

[0265] 先前的文本已经集中在共振修改电路被布置为通过在部分时间间隔期间将来自电感性阻抗501的电流转向离开电容性阻抗503来减慢电容性阻抗503的状态变化的范例。然而,在其他实施例中,共振修改电路505可以被布置为通过在部分时间间隔期间阻止电流从电容性阻抗503流向电感性阻抗501来减慢电感性阻抗501的状态变化。

[0266] 例如,图13图示了图5的系统的另一实施例。在该范例中,共振修改电路被布置为通过在部分时间间隔期间阻止电流从电容性阻抗流到电感性阻抗(并且特别是电流流动的变化率),或者等效地通过降低电容器施加在感应电容上的电压,来减慢电感性阻抗的状态变化。具体地,在范例中,共振修改电路被布置为通过在部分时间间隔期间阻止电流从电容性阻抗流到电感性阻抗,或者等效地通过将电感器电压设置为零,来减慢电感性阻抗的状态变化。

[0267] 在范例中,从电容器503到电感器501的电流被与电感器501串联的开关1301阻挡。在范例中,驱动器203被布置为在共振周期的部分期间有效地断开在电容器503与电感器之间的耦合501。驱动器203使开关1301与驱动信号同步,并且原则上如针对图6的范例所描述的那样操作。事实上,在图6的范例中,开关601被布置为通过将通过电容器503的电流控制为零来将跨电容器503的电压冻结为零。在图13的范例中,开关1301被布置为通过将电感器501从电容器503断开并且因此去除电容器的电压对电感器的影响而将通过电感器501的电流冻结为零。因此,这两种方法是等效的,因为当电流和电压的作用交换时,电容器和电感器的操作是相同的。事实上,图7的信号也可以应用于图13的范例,只要电感器电流和电容器电压的曲线分别与电容器电压和电感器电流交换。

[0268] 还应当注意,在所提供的范例中,电容器503和电感器501两者的状态改变在部分时间间隔期间减慢或基本上冻结。事实上,在图6的范例中,在部分时间间隔期间,没有电流到达电容器503并且电压恒定为零。然而,因此也将跨电感器501的电压设置为零,并且因此电感器电流基本恒定,即,对于电感器501基本没有状态变化。类似地,在图8的范例中,在部分时间间隔期间,没有电流能够从电容器503流动,并且因此跨电容器503的电压将基本恒定,即,对于电容器501基本上没有状态变化。

[0269] 在先前的范例中,部分时间间隔的开始已经分别与电感器电压和电容器电流的过零点同步(并且特别地对齐)。具体地,部分时间间隔的开始时间分别与电容器电压和电感器电流的过零点对齐。当在电容器503和电感器501之间的电流在部分时间间隔期间完全减小到零时,这提供了特别的优点。然而,将意识到,在一些实施例中,可以使用电流的更多逐渐减少。

[0270] 将意识到,状态改变的减慢以及电容器503与电感器501之间的能量流可以通过减小而不是完全阻止共振部件之间的电流流动来实现。减小的电流例如可以通过电流调节电路来实现,所述电流调节电路例如可以通过微控制器实时地控制。

[0271] 然而,作为另一范例,可以例如通过在部分时间间隔期间包括额外的电容器或电感器来实现所述减少。例如,在图14的范例中,额外的电流减小电容器1401与图6的开关串联插入。在部分时间间隔期间,开关601不使电容器503短路,而是并联地插入电流减小电容



器1401。这导致在部分时间间隔期间由于部分电流流入电流减小电容器1401而降低到电容器503的电流,从而减少了电容器503的状态变化,并且因此降低了电容器503对电感器施加的电压(电流减小电容器1401与电容器503一起进行充电和放电)。

[0272] 图15中示出了电感器501的对应范例。在该范例中,电流减小电感器1501与电感器501串联插入,并且开关1503与电流减小电感器1501并联耦合。在该范例中,开关1503在部分时间间隔期间打开,导致有效电感增加。因此,在部分时间间隔期间减小通过电感器的电流变化(因为电容器503施加的电压现在划分到电感器501和1501上,并且因此减小了电容器503施加在电感器501上的所得电压)。在部分时间间隔结束时,开关1503被关闭,由此使电流减小电感器1501短路。

[0273] 在下文中,将参考其中驱动器203包括用于生成驱动信号的开关桥/逆变器的系统来进一步描述所述系统的操作。该交换网桥具体可以是对应于图3和图4的范例的半桥或全桥。

[0274] 在范例中,驱动器203还生成计时信号以具有直接控制所述部分时间间隔的转换。具体地,生成信号以在对应于(部分时间间隔的开始时间并且通常基本上相同,例如在周期时间的1/50内)的时间、在对应于(并且通常基本上相同,例如在周期时间的1/50内)部分时间间隔的结束时间、或者在对应于部分时间间隔的开始时间和结束时间(并且通常基本上相同,例如在周期时间的1/50内)的时间处,发生转变。

[0275] 此外,在所述范例中,驱动器203被布置为使计时信号与控制开关桥的开关的一个(或多个)开关信号同步。因此,由于驱动信号是通过开关桥中的开关的切换而生成的,所以计时信号以及因此的部分时间间隔与开关信号的同步也提供了与驱动信号的同步。

[0276] 图16图示了图1和图2的感应功率传输系统的范例的元件的电模型的范例。

[0277] 发射器共振电路201由部件 $C_p$ 和 $L_p$ (对应于电容器503和电感器501)表示。驱动器由 $V_p$ 表示,并且开关桥由开关M1-M形成,其在具体的范例中是FET。接收器共振电路205由部件 $C_s$ 、 $L_s$ 表示。电容器 $C_d$ 在1MHz处产生共振,这使得使用可移动线圈的功率发射器能够定位功率接收器(例如,根据在Qi无线功率规范(版本1.0)中所描述的原理)。电容器 $C_m$ 和开关 $S_m$ 表示功率接收器105的负载调制。二极管 $D_7$ 至 $D_{10}$ 以及 $C_1$ 和 $R_1$ 表示功率接收器105的负载(其中,二极管提供整流)。

[0278] 在范例中,当开关S1以合适的占空比被打开和关闭时,有效电容本身变得大于电容器503( $C_p$ )的电容。如果期望功率发射器的有效共振频率低于自然共振频率,则紧接在跨 $C_p$ 的电压经过零电压从负电压到正电压和/或反之亦然之后,开关S1被关闭短的时间段。这在图17中进行了图示,首先示出了控制开关S的驱动信号和计时信号,然后,通过电感器501的电流,并且最后是跨电容器的电压(对应于图7)。驱动信号以93kHz的频率 $f_o$ 和10%的占空比D被施加到共振电路,即,驱动信号具有93kHz的操作频率。在该范例中,共振储能回路的自然共振频率 $f_n$ 为100kHz。因此,对于自由运行的共振电路,跨共振电路的电压(被表示为V(左,右))应当滞后电流 $i_p(t)$ ,这意味着其处于电容模式操作。然而,在图16的系统中,开关S1使电容器 $C_p$ 短路,从而电压V(左,右)的一次谐波与电流 $i_p(t)$ 同相,这意味着功率发射器以共振工作。因此,通过以恰当的占空比关闭开关S1,通过恰好在电压V( $C_p$ )过零事件之后禁止跨电容器 $C_p$ 的电压增加(或减少)来实现该共振。这有效地将来自电感器的电流转向离开电容器 $C_p$ 。



[0279] 在图18中提供了在许多实施例中比图16的范例更实际的方法的范例。在图18的范例中,实现了图16的计时的简化,其可以提供额外的灵活性。

[0280] 在图18的范例中,所述开关由两个电流转向路径代替,其中一个为在一个方向上流动的电流提供短路,而另一个用于在另一方向上流动电流。在范例中,每个电流转向路径包括整流器(特别是二极管),其确保电流仅能在该路径的一个方向上流动。

[0281] 在该范例中,通过共振储能回路的正电流现在被D6/M6分流,而负电流被D5/M5分流。二极管D5和D6阻止M5和M6的体二极管导通。开关/FET M6由与开关/FET M4完全相同的信号来控制,即,在范例中,用于控制部分时间间隔的计时的开关信号与用于开关桥的所述开关之一的开关信号完全相同。实际上,部分时间间隔的开始时间和结束时间中的至少一个不仅与生成驱动信号的开关电桥的所述开关之一的切换同步,而且与其一致。

[0282] 事实上,当开关M4导通时,电压 $V(C_p)$ 从负向正共振。当该电压变为正值时,二极管D6立即开始导通,因为开关M6已经处于导通状态。这样,通过 $i_p(t)$ 的电流自然地电容器 $C_p$ 向D6/M6整流,而不需要复杂的计时控制。这在图19中进一步进行了图示。

[0283] 针对M5/D5的第二路径发生类似的情况。事实上,在该范例中,直接生成针对开关M5的控制开关信号以与M3的切换一致。

[0284] 在范例中,电流转向路径(D5/M5和D6/M6)中的每个相应地包括开关和整流器两者。这允许对部分时间间隔更灵活的计时。

[0285] 具体地,使用开关和整流器两者允许功率发射器将部分时间间隔的开始时间和结束时间之一与计时信号中的转换对齐,而另一个由整流器自动地生成,即,其由在导通状态和非导通状态之间的整流器切换来确定。

[0286] 在图18的范例中,在电容器的电压为负期间,开关可以被切换为导通状态。然而,由于二极管D6,D6/M6的电流转向路径不传导任何电流,并且因此不会转向来自电容器503的任何(负或正)电流。因此,对开关M6接通的确切计时是无关的,因为这并不构成电流转向的部分时间间隔的开始。

[0287] 然而,在跨电容器503的电压过零之后不久,二极管D6将开始导通(只要电压足够高以提供足够的正向偏置)。因此,当二极管D6从非导通状态切换到导通状态时,电流转向路径开始将来自电感器501的电流转向离开电容器503。因此,部分时间间隔的开始是通过二极管从非导通状态切换到导通状态来控制的,并且不依赖于开关M6何时切换。因此,部分时间间隔的开始时间可能不与计时信号对齐。

[0288] 电流转向路径将继续转向电流,直到开关M6切换到打开状态(只要电流从电感器流入二极管D6的正向)。因此,部分时间间隔的结束时间与计时信号的转变对齐,并且因此与开关M4的切换信号的转变对齐。

[0289] 相应地,在图18的范例中,以及如图19所示,功率发射器被布置为将部分时间间隔的开始时间与整流器(二极管D6)从非导电状态切换到导电状态对齐,而结束时间与计时信号中的转变对齐,并且因此与开关信号的转变对齐。事实上,相同的开关信号既可以用于电流转向路径的开关,也可以用于开关桥的开关。

[0290] 将意识到,在其他实施例中,相同的原理例如可以被应用以响应于整流器切换导通状态来控制部分时间间隔的结束,包括当整流器从导通状态切换到非导通状态时可能结束部分时间间隔。这样的实施方式例如可以在采用阻止到电感器的电流时是有用的,例如,

而不是将电流从电容器转向。

[0291] 该方法具有许多特别的优点。事实上,其允许部分时间间隔的开始与电容器电压和/或电感器电流的零交叉进行自动同步。因此,其自动将部分时间间隔的开始与部件可以容易短路或断开的時間对齐,从而允许较低复杂度的实施例。

[0292] 另一显著优点在于,其为生成针对开关桥的驱动信号和开关信号提供了额外的灵活性。具体地,由于部分时间间隔仅与开关信号的一个边缘同步,所以另一边缘可以在(合理范围内)自由变化。这特别允许改变占空比,并且因此允许驱动器动态地改变所生成的功率传输信号的功率水平,而不改变例如信号的操作频率或振幅电平。

[0293] 事实上,所述方法允许更简化的生成驱动信号。具体地,代替仅在驱动信号有效的相对较短的时间间隔期间(即,如在图19的第一曲线)接通开关桥的对应开关(分别为M1/M4和M2/M3),全部的开关能够通过具有占空比为50%的大致方波信号来操作。然后,可以通过这些驱动信号之间的相对相位差来生成驱动信号的占空比。然而,由于仅有一个边控制部分时间间隔的计时,所以这不影响部分时间间隔。

[0294] 此外,所述方法仍然确保第一功率接收器105和操作频率固有地以相同的值锁定在一起。具体地,这是由于共振电路201的振荡对于驱动信号的每个周期都有效地重启的事实。

[0295] 应当注意,在图18的范例中,所述系统中的电压电平通常要求控制部分时间间隔的开关(即,开关M5和M6)通过高电压电平移位器来驱动,这通常使用两个额外的脉冲变压器来实施。

[0296] 然而,这可以在图20的系统中部分地避免(特别是对于开关M6,能够避免高电压电平移位器)。在该范例中,两个电流转向路径被耦合在电感器501和电容器503的结点与用于向开关桥供电的电力轨之间。

[0297] 图20的系统的操作与图18的范例类似,并简单地提供不同的路径返回到电源以用于电流被转向。然而,重要的区别在于,开关M5和M6分别参考逆变器的电压轨和地,即,固定电压。这可以显著地促进开关的驱动,例如,当这些开关被实施为MOSFET时。在范例中,开关M6能够通过由与M4相同的开关信号直接驱动 MOSFET 来实施。然而,实施M5的MOSFET将仍然需要脉冲变压器,因为该MOSFET的源极电压将具有负电压值。

[0298] 图21图示了图20的系统的修改。在该范例中,到电压轨的电流转向路径,即,包括D5/M5的电流转向路径,已经被完全移除。尽管该系统仅在过零点的一半(即,每个周期仅一个过零点)引入部分时间间隔,但已经发现提供了对有效共振频率的有效调节。

[0299] 因此,在图21的系统中,电流转向路径包括以串联配置耦合的开关和整流器,并且电流转向路径的一端被耦合到电感器与电容器之间的结点,并且电流转向路径的另一端被耦合到地面供应轨以用于切换桥。在该系统中,并且整流器将部分时间间隔的开始时间与整流器从非导通状态切换到导通状态的时间对齐,而部分时间间隔的结束时间与开关桥的开关M4的切换对齐。

[0300] 所述方法允许用于适配功率发射器的共振频率以使得其匹配驱动信号的非常低复杂度的方法。所述方法能够具体提供一种自动系统,其中,驱动信号的频率总是与发射器共振电路的共振频率相同,并且反之亦然。

[0301] 为了例示说明操作频率和发射器共振频率的锁定,可以考虑图22的系统。该范例

图示了驱动器203驱动包括电感器501 (L) 和电容器503 (C) 的共振电路。如果驱动器向共振电路施加阶跃电压, 则其开始以众所周知的共振频率  $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$  振荡。这些振荡在通过系统运行的电流I (画出的线) 以及在电感器501与电容器503之间的结点处的电压V (虚线) 处可见。在存在阻尼的情况下, 振荡在一段时间后消失, 导致其中电容器503被充电到驱动器203的阶跃电压的稳定状态。在实践中, 共振电路具有高Q因子, 即低电阻尼, 这意味着振荡持续许多共振频率周期。

[0302] 如果驱动器203以等于共振频率的频率施加信号, 则即使在存在阻尼的情况下, 振荡也能够无限地保持。在这种情况下, 很高的电流能够流过电路。然而, 如果驱动器203以不同于共振频率的频率来施加信号, 则系统不会很好地“摆动”, 导致流动通过电路的电流非常低。事实上, 在后一种情况下, 电路中的电流和电压信号将包含两个频率, 亦即, 驱动频率和共振频率, 其中, 共振频率将随着共振储能回路电路的较高Q因子而变得更明显。电流和电压信号中的两个频率导致其幅度上的拍频——这有时也被 (不正确地) 称作在两个频率之间的互调。在依赖于通过在系统的功率接收侧上的负载调制实现的幅度调制的无线功率传输系统中——如果可能的话, 这能够使得可靠通信变得困难。因此, 如果在某些情况下不是必需的, 则以与共振频率相等的频率来操作系统是有利的。

[0303] 通过在共振频率下完成振荡周期后关闭开关SW1或SW2, 将抑制该频率处的进一步振荡。换言之, 电路中电流和电压信号的变化状态将减慢——在该范例中减慢到零。在驱动信号的下一周期开始时再次打开开关, 以共振频率重新开始振荡, 就好像第一次施加驱动信号一样。这意味着电流信号或电压信号的相位被重置以匹配驱动信号的相位。换言之, 电路中的周期频率实际上变得等于驱动频率——但其不再具有正弦形状。在图23中, 左手侧示出了在电流从负到正的过零点处关闭SW1的结果波形, 而右手侧的图示出了在电压从负到正的过零点处关闭SW2的结果波形。所绘制的波形表示电流; 虚线波形表示电压; 点线表示驱动信号——在这种情况下是方波。

[0304] 应当注意, 根据驱动频率与共振频率之间的差异, 所述系统还可以通过每数个周期操作一次 (一个或多个) 开关来有效地抑制电流和电压信号中的节拍, 而不是每个周期一次。例如, 如果驱动频率接近共振频率, 则拍频增加, 并且所得的幅度变化需要多个周期形成。在这种情况下, 每隔数个周期重新设置相位足以使基于负载调制的通信的灵敏度保持在足够的水平, 同时减少可能由操作 (一个或多个) 开关引起的系统中的潜在损耗。

[0305] 使开关的操作同步能够以许多种方式实现, 诸如, 例如先前针对各种不同实施例所描述的。打开开关最容易与方波或脉冲波驱动信号的边缘——例如, 上升沿——同步。为了关闭开关, 能够将测量系统添加到储能回路 (tank circuit) 中, 该储能回路在电流或电压信号从负到正的过零点处触发。本领域技术人员将能够设计执行该功能的多种电路。

[0306] 在包括并行驱动多个储能回路的单个驱动器的无线功率系统的情况下, 这是实现功率接收器的更大 (横向) 定位容差的有利实施方式, 如果不是不可能的话, 很难以共振频率操作所述系统。原因在于, 由于用于实施无线功率系统的部件的电感和电容值的自然扩展, 每个共振储能电路通常具有不同的共振频率。通过限制每个共振储能电路的Q因子, 共振频率处的电流和电压信号分量能够相对于驱动频率处的信号分量保持较小。这保持了幅度的节拍受控, 使得基于幅度调制的通信仍然是可能的。然而, 这种方法的缺点是低Q因子需要相对较高的耦合以保持功率传输的效率达到标准。换言之, 低Q因子不允许系统的功率

发射和接收部分之间的较大距离。

[0307] 通过如上文所描述地抑制自激振荡,可以将系统中各种频率(驱动频率以及多个共振储能电路的不同共振频率)之间的节拍保持受控,使得能够借助于幅度调制来保持通信。换言之,实现基于高Q多线圈或阵列的功率发射器成为可能,其能够解调来自定位于更大距离处的功率接收器的幅度通信。

[0308] 发明人已经认识到,当使用负载调制时,将这些频率紧密地锁定在一起尤其能够提供经改善的通信性能。

[0309] 在许多实施例中,功率发射器101可以被布置为从功率接收器105接收数据消息。具体地,功率发射器101可以被布置为解调无线感应功率传输信号的负载调制,以确定从功率接收器105发射的对应数据。

[0310] 在物理层面上,通过使用无线感应功率传输信号作为通信载体来实施从功率接收器105到功率发射器101的通信信道。功率接收器105通过对接收器线圈107的负载进行调制来发送数据消息。例如,功率接收器105可以通过连接和断开并联耦合到接收线圈107的电容器来实现这一点,由此改变共振,并且因此改变功率接收器105的负载特性。这些改变导致功率发射器侧的功率传输信号的对应变化,并且特别是发射器电感器103的电流和电压的变化。这些变化直接或间接地由功率发射器101检测到,并且被用于对来自功率接收器105的负载调制数据进行解调。

[0311] 具体地,可以例如通过驱动信号电流/电压的幅度和/或相位的变化,通过发射器电感器103的电流/电压的变化,和/或共振电路的电流/电压的变化,来检测负载调制。作为另一范例,可以通过对驱动器203(特别是逆变器/开关桥)的电源的电流变化来检测负载调制。

[0312] 功率接收器105能够对应地将调制数据加载到功率发射信号上,功率发射器101随后能够对其进行解调。所述方法例如可以对应于在Volume I:Low Power,Part 1:Interface Definition,Version 1.0,2010年7月上的“System description,Wireless power Transfer”一文中针对Qi所描述的,其可以经由<http://www.wirelesspowerconsortium.com/downloads/wireless-power-specification-part-1.html>获得,也被称为Qi无线功率规范,特别是第6章:通信接口(或者在规范的后续版本中)。

[0313] 负载调制具体用于适配功率传输,并且特别用于实施功率控制回路,其基于从功率接收器105接收到的功率控制消息来连续地适配发射功率水平。通过负载调制来通信功率控制消息。

[0314] 所描述的其中操作频率和发射器共振频率自动相同的方法可以在许多实施例中提供显著改善的性能。事实上,发明人已经意识到通过链接这些频率可以实现显著减少的互调。

[0315] 效果和实现可以通过考虑一些实际范例来说明。具体地,可以考虑图24的等效电路。

[0316] 图24的图表示图1和图2的感应功率传输系统的简单电气模型。

[0317] 发射器共振电路201由部件 $C_p$ 、 $R_{cp}$ 、 $R_{lp}$ 和 $L_p$ 表示,其中,电阻器表示损耗。驱动器由 $V_p$ 和 $R_l$ 表示。接收器共振电路205由部件 $C_s$ 、 $R_{cs}$ 、 $R_{ls}$ 和 $L_s$ 表示,其中,电阻器表示损耗。电容器

$C_d$  (其中,电阻器 $R_{cd}$ 表示损耗)在1MHz处产生共振,这使得使用可移动线圈的功率发射器能够定位功率接收器。电容 $C_m$  (其中,电阻器 $R_{cm}$ 表示损耗)和开关 $S_m$ 表示功率接收器105的负载调制。二极管 $D_7$ 至 $D_{10}$ 和 $C_1$ 和 $R_1$ 表示功率接收器105的负载(二极管提供整流)。

[0318] 已经针对Qi无线功率传输系统的典型值模拟了所述电路。在这样的系统中,发射器共振频率处于 $f_p = (93 \pm 7)$  kHz的间隔内,并且接收器共振频率处于 $f_s = (100 \pm 5)$  kHz的间隔内。两者之间的耦合系数 $k$ 等于 $M/\sqrt{L_p L_s}$ ,其中, $M$ 是两个线圈之间的互感。在所述范例中,耦合系数 $k$ 被设置为0.05的值。

[0319] 在该范例中,驱动信号的操作频率 $f_o$ 和占空比 $D = T_{on}/T$ 可以变化,例如,以提供期望的功率传输特性。

[0320] 已经用以下范例值分析了电路:

功率发射器			功率接收器		
$L_p$	100	$\mu\text{H}$	$L_s$	20	$\mu\text{H}$
$f_p$	93	kHz	$f_s$	100	kHz
$Q_p$	30		$Q_s$	25	
$v_p$	20	V	$C_m$	22	nF
$D$	0.1		$C_1$	10	$\mu\text{F}$
$R_i$	0.5	$\Omega$	$R_{cs}$	0.25	$\Omega$
$R_{cp}$	0.25	$\Omega$	$R_{cd}$	0.25	$\Omega$
$f_{ping}$	175	kHz	$R_{cm}$	0.25	$\Omega$
			$v_{L,0}$	5.0	V
			$P_{L,0}$	5.0	W

[0322] 图25图示了针对以下参数的模拟结果:

[0323]  $k = 0.05$ ,  $f_o = 100\text{kHz}$ ,  $f_p = 93\text{kHz}$ ,  $f_s = 100\text{kHz}$ 。

[0324] 前两条曲线图示了通过发射器电感器103 ( $L_p$ ) 的电流,其中,第二曲线图示了放大视图。最低的曲线示出了功率接收器的负载调制(特别是开关 $S_m$ 的开关信号)。

[0325] 如能够看到的,当功率传输信号被首次接通时,发生振荡。本质上,功率发射器类似于欠阻尼共振电路来操作。实际上,振荡能够被认为是驱动信号与发射器共振电路201之

间的互调效应。因此,振荡表示以频率 $f_o - f_p = 7\text{kHz}$ 的互调。还能够看到,振荡逐渐消退并且在 $t = 2.0\text{ms}$ 时有效地衰减(主要由于功率接收器的负载)。

[0326] 在范例中,负载调制在 $t = 2.25\text{ms}$ 处开始,其中,范例提供与调制时钟频率 $f_m = 2\text{kHz}$ 的猝发信号对应的负载调制。如能够看到的,负载调制的阶跃变化有效地激发导致振荡的互调,即,负载调制步骤能够被认为是激励欠阻尼共振电路的阶跃函数。如能够看到的,振荡是显著的,并且可能超过或大大减小由负载调制数据的变化所引起的差异。这可能大大降低解调的可靠性,并且甚至在许多情况下阻止可靠的解调(补偿解调中的振荡将需要非常复杂并且通常昂贵的功能)。

[0327] 图26图示了针对以下参数的模拟结果:

[0328]  $k = 0.05, f_o = 93\text{kHz}, f_p = 93\text{kHz}, f_s = 100\text{kHz}$ 。

[0329] 因此,在该范例中,操作频率和发射器共振频率被设置为相同的值。

[0330] 如能够看到的,这有效地移除了振荡。实际上,电路仍然可以被认为对应于欠阻尼的共振电路,但是不存在互调效应。结果,可以实质上促进对数据的解调,并且能够执行更可靠的解调。

[0331] 因此,如所图示的,通过确保操作频率和发射器共振频率相同,能够实现改进的负载调制解调。

[0332] 将意识到,为了清楚起见,以上描述已经参照不同的功能电路、单元和处理器描述了本发明的实施例。然而,显而易见的是,在不偏离本发明的情况下,可以使用不同功能电路、单元或处理器之间的任何合适的功能分布。例如,所示出的由单独的处理器或控制器执行的功能可以由相同的处理器或控制器执行。因此,对特定功能单元或电路的引用仅被视为对于提供所描述功能的合适手段的引用,而不是指示严格的逻辑或物理结构或组织。

[0333] 本发明可以以包括硬件、软件、固件或这些的任何组合的任何适当形式来实现。本发明可以可选地至少部分地实现为运行在一个或多个数据处理器和/或数字信号处理器上的计算机软件。本发明的实施例的元件和部件可以以任何合适的方式在物理上、功能上和逻辑上实现。事实上,功能可以以单个单元、多个单元或作为其他功能单元的一部分来实现。这样,本发明可以在单个单元中实现,或者可以在物理上和功能上分布在不同的单元、电路和处理器之间。

[0334] 尽管已经结合一些实施例描述了本发明,但是并不意图将本发明限制于这里阐述的特定形式。相反,本发明的范围仅由所附权利要求来限定。另外,尽管特征可能看起来结合特定实施例进行描述,但本领域技术人员将认识到,可以根据本发明组合所描述的实施例的各种特征。在权利要求中,术语“包括”不排除其他元件或步骤的存在。

[0335] 此外,尽管单独列出,但多个单元、元件、电路或方法步骤可以通过例如单个电路、单元或处理器实现。另外,尽管各个特征可以包含于不同的权利要求中,但是这些特征可以有利地组合,并且包含在不同的权利要求中并不意味着特征的组合是不可行的和/或有利的。另外,在一类权利要求中包含特征并不暗示对该类别的限制,而是表示特征适当地同样适用于其他权利要求类别。此外,权利要求中的特征的次序并不暗示特征必须工作的任何特定次序,并且特别地在方法权利要求中的各个步骤的次序并不暗示这些步骤必须以该次序执行。相反,这些步骤可以以任何合适的次序执行。另外,单数引用不排除多个。因此,提及“一”、“一个”、“第一”、“第二”等并不排除多个。提供权利要求中的附图标记仅仅是作为

澄清范例,不应当被解释为以任何方式限制权利要求的范围。

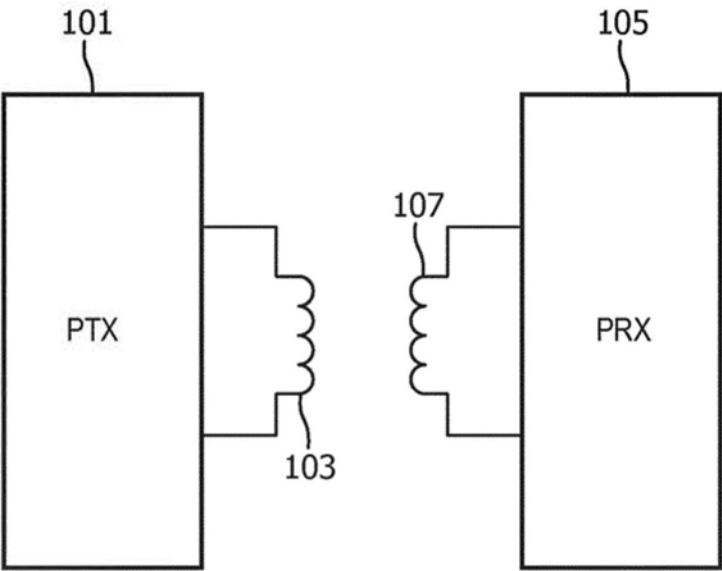


图1

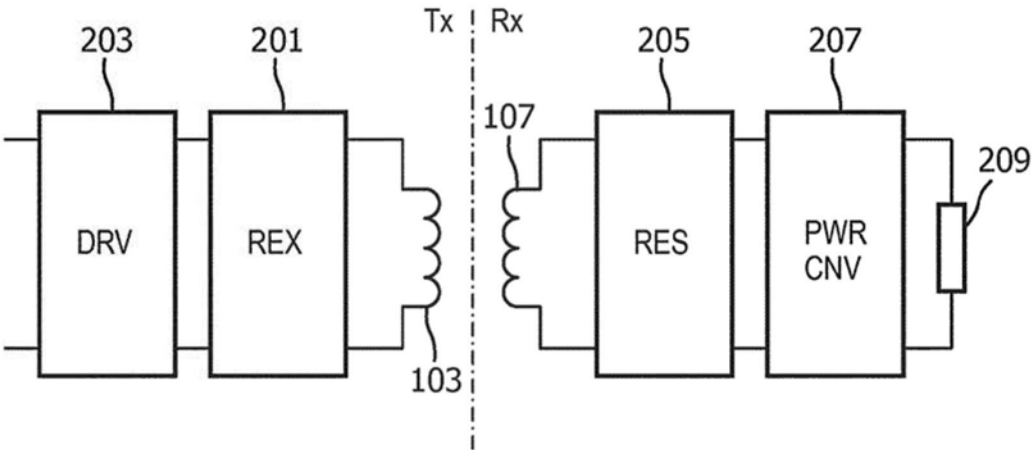


图2



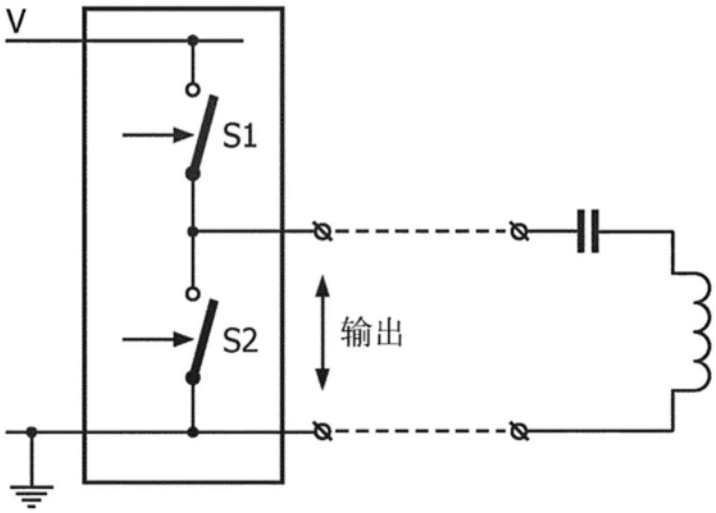


图3

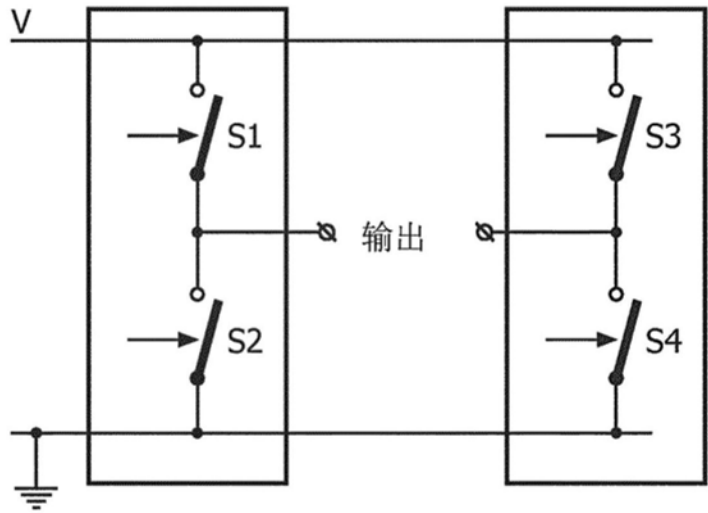


图4

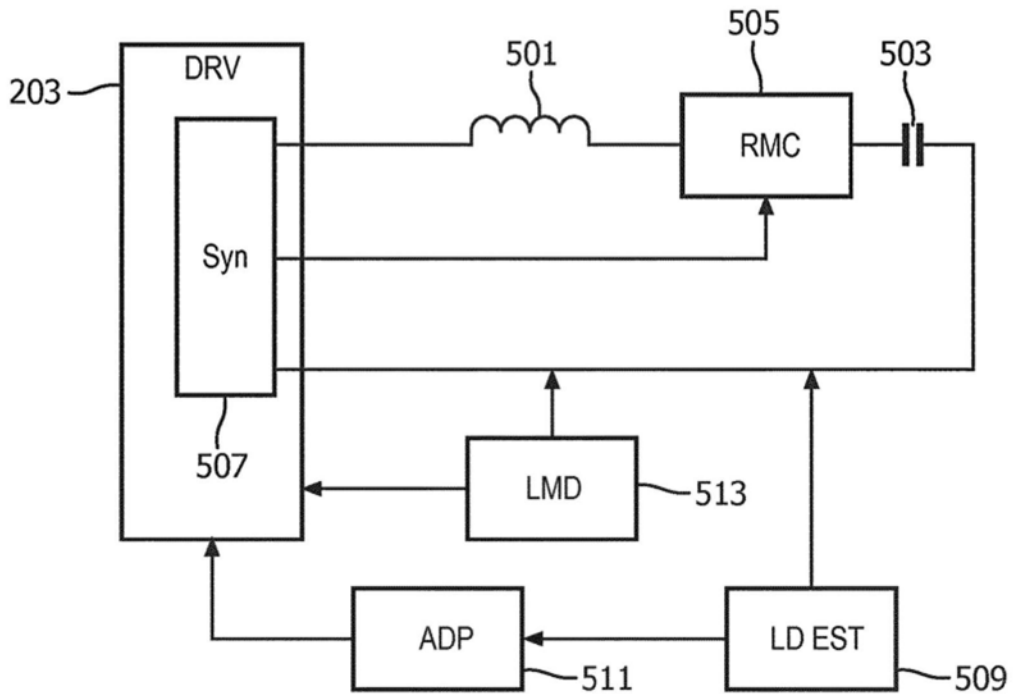


图5

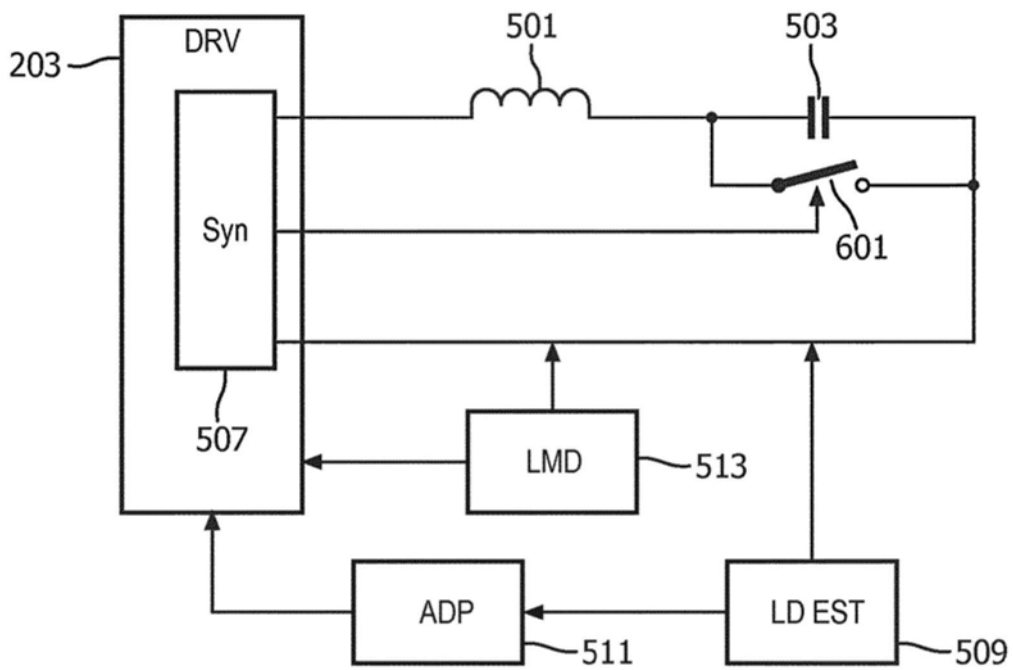


图6

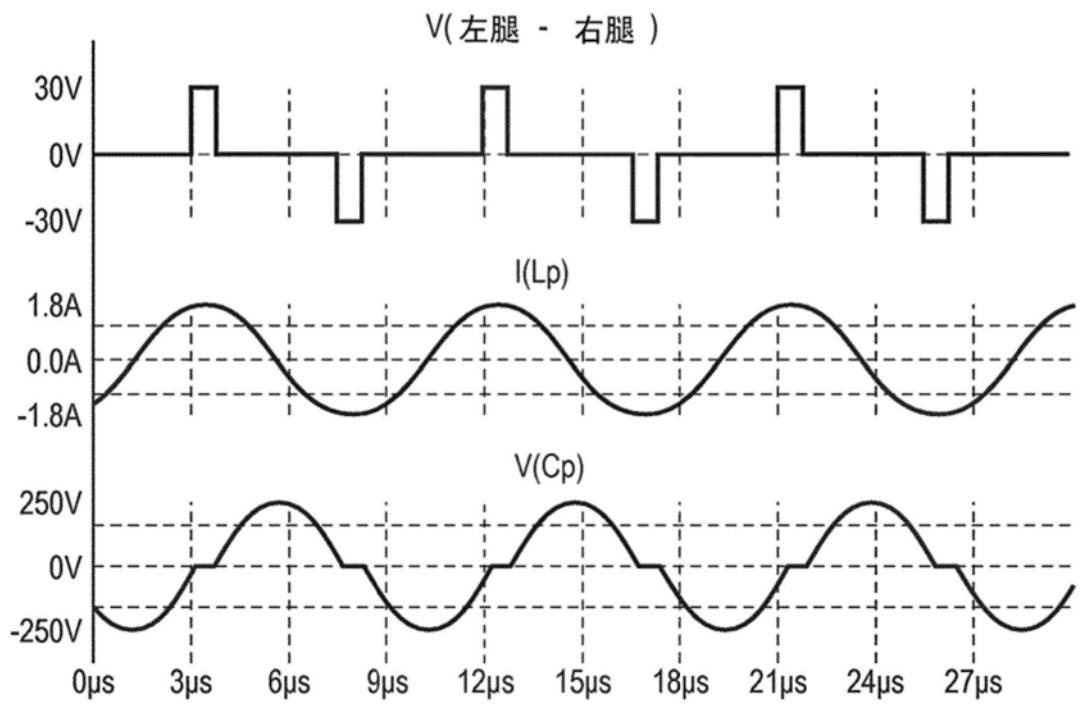


图7

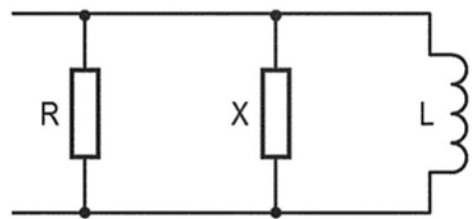


图8

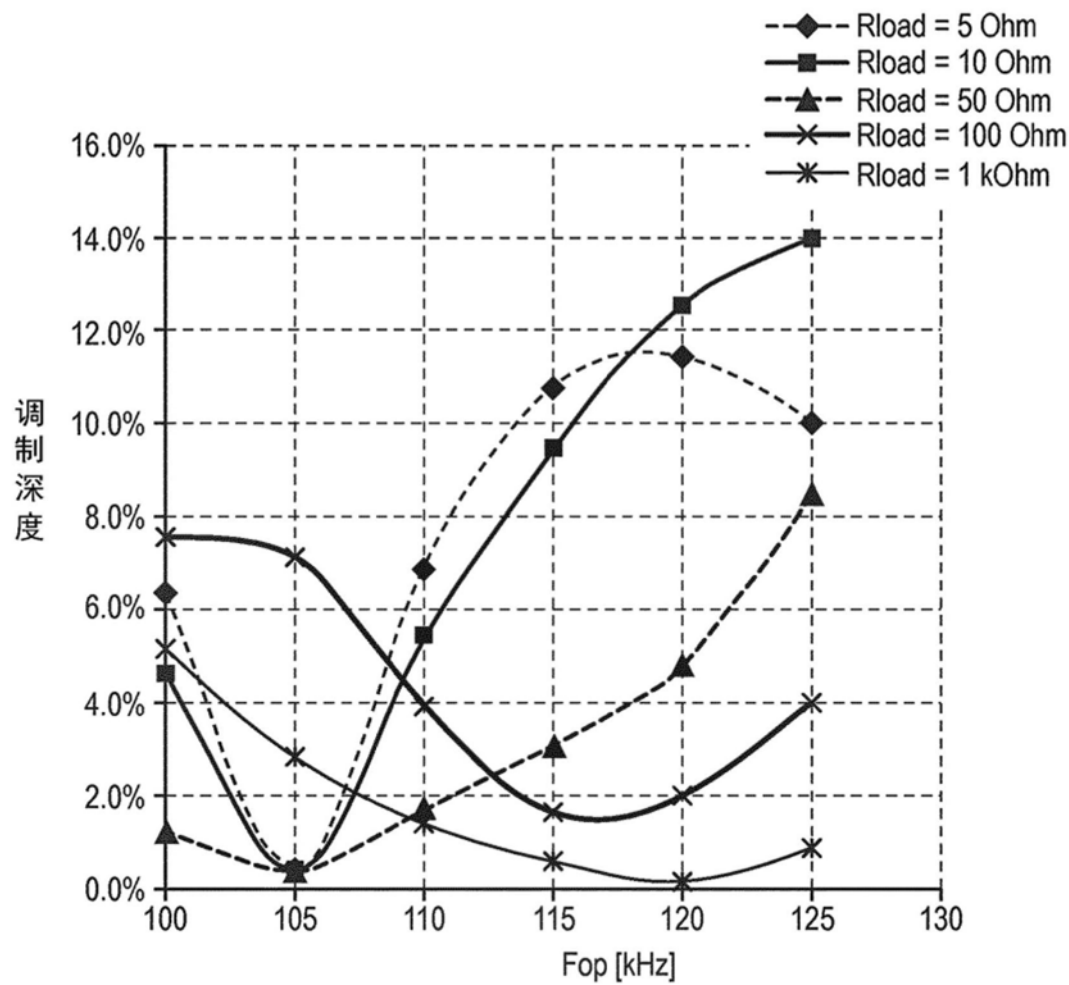


图9

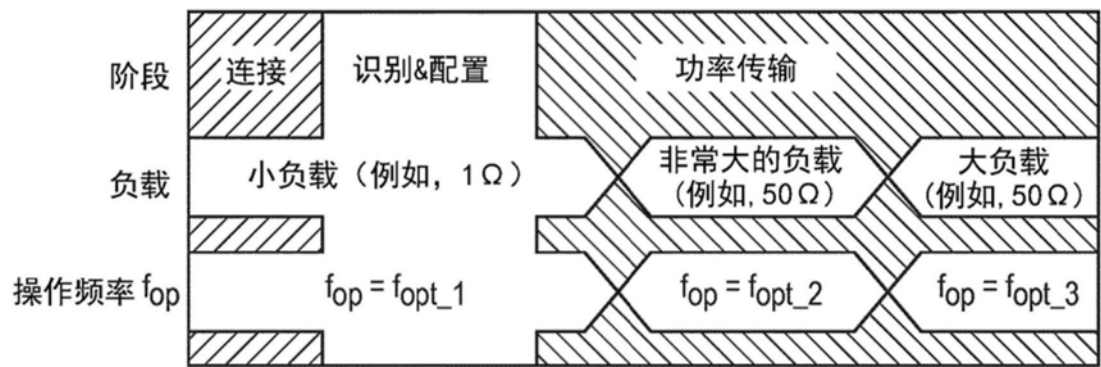


图10

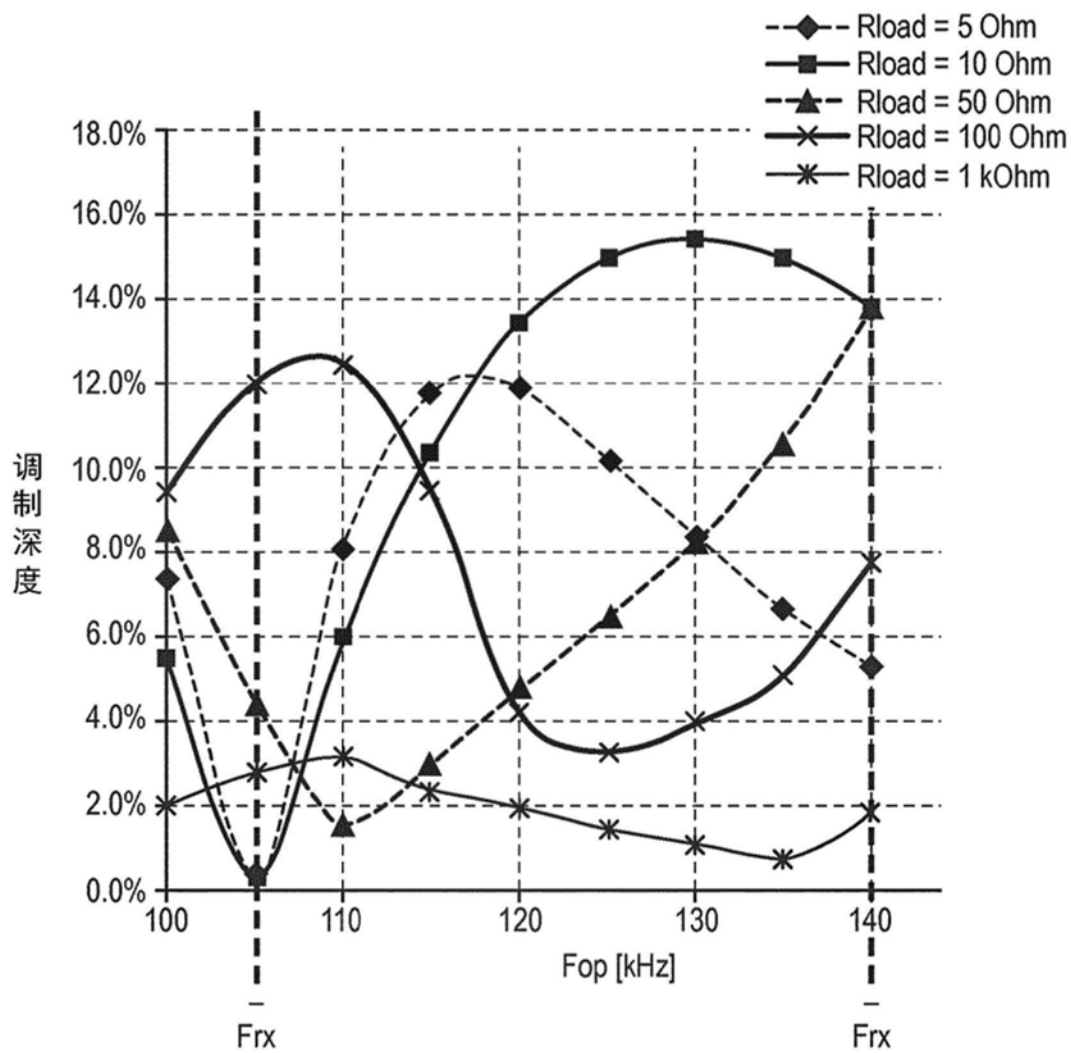


图11

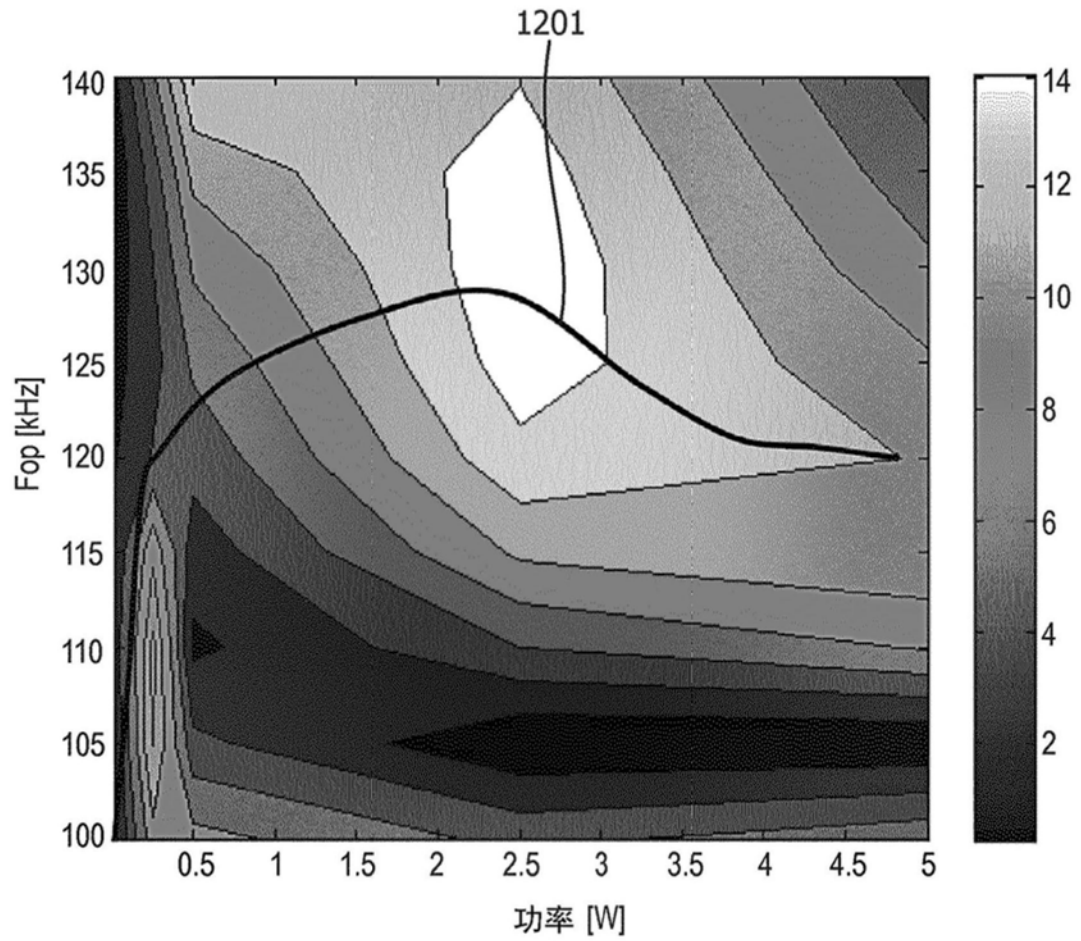


图12

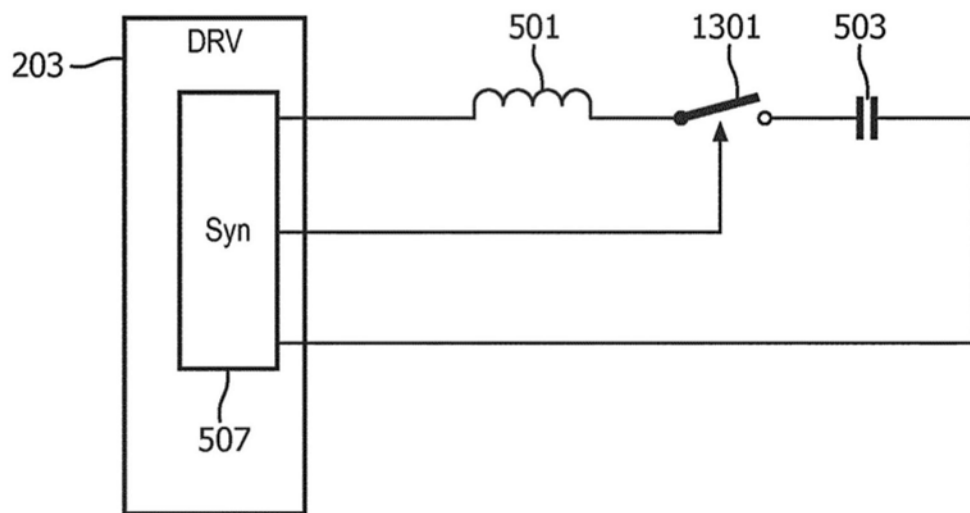


图13



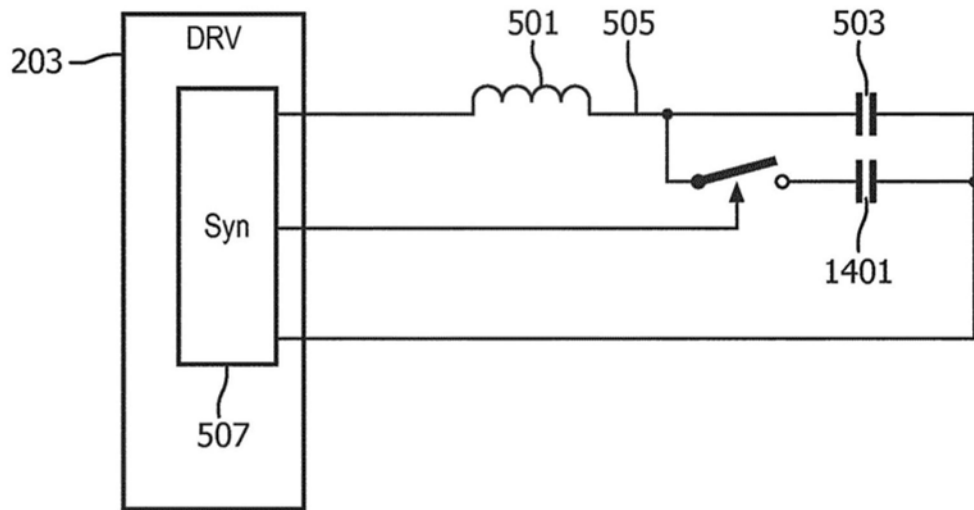


图14

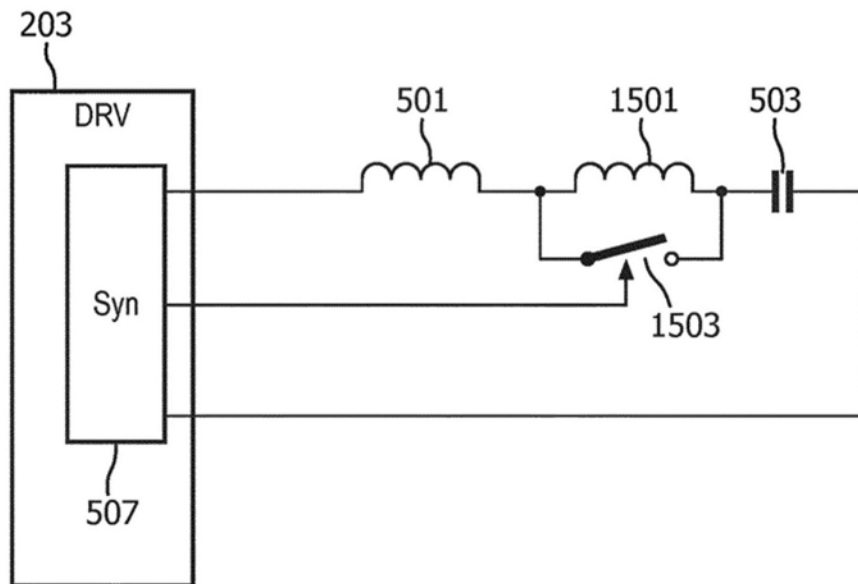


图15

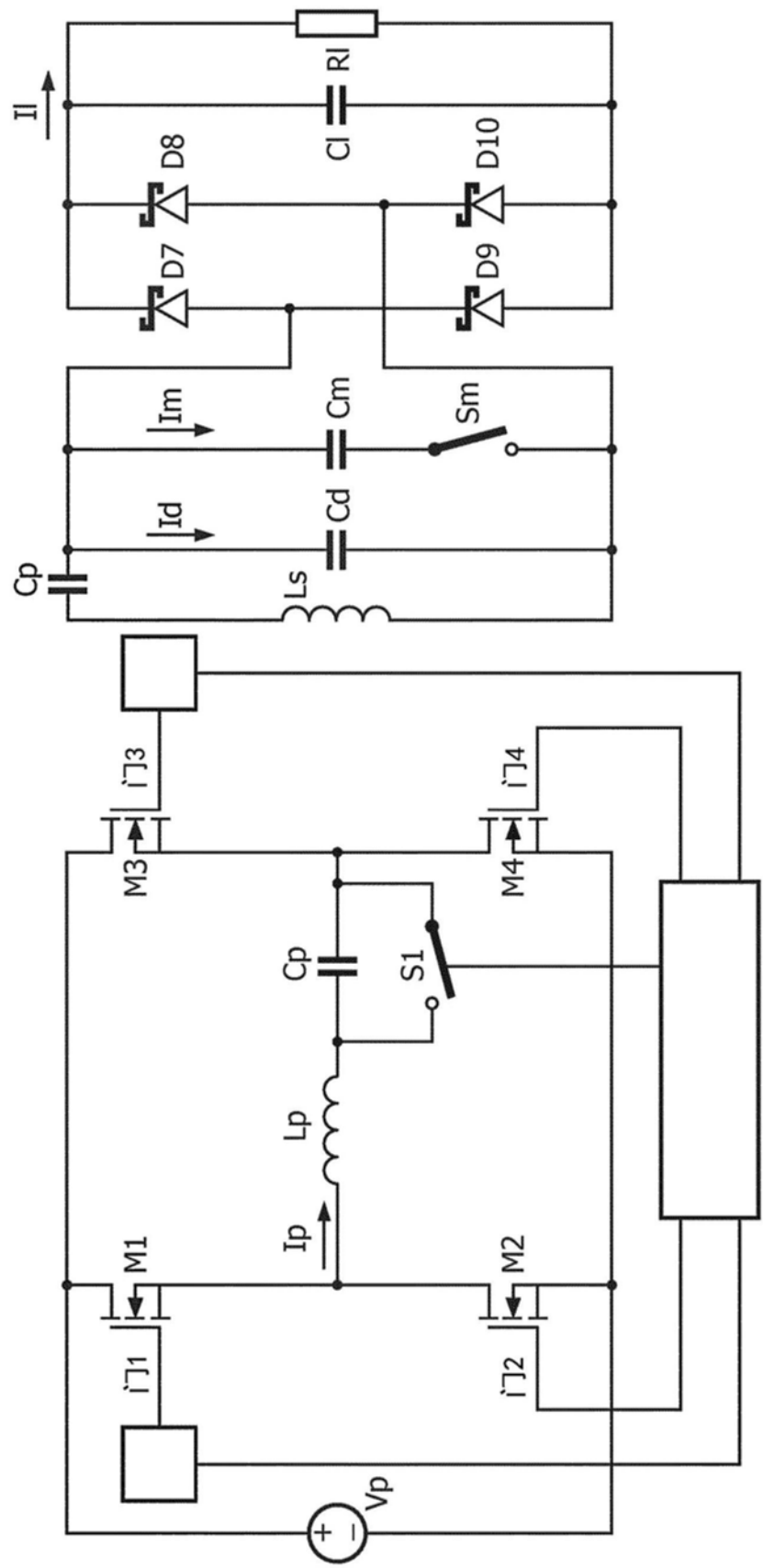


图16

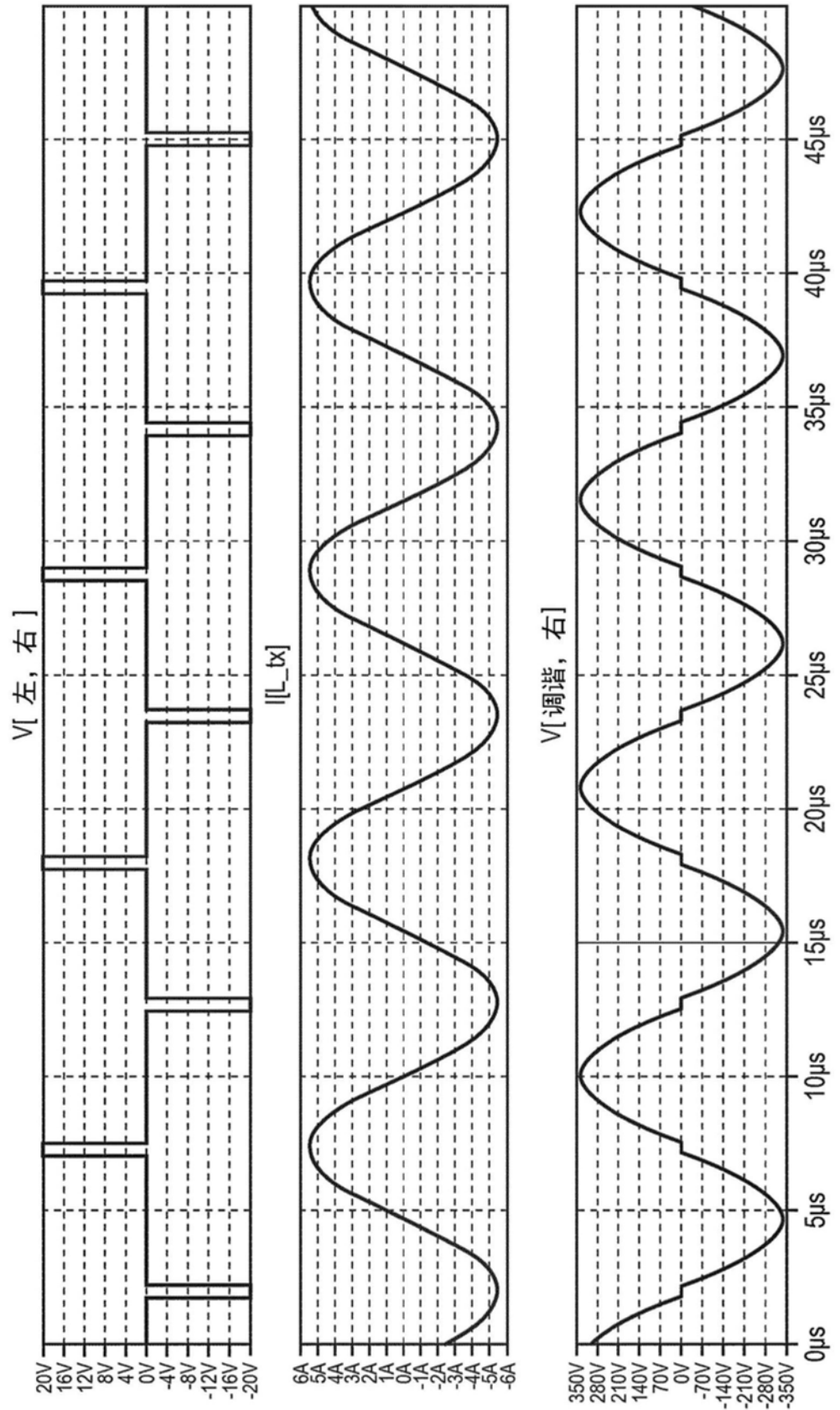


图17

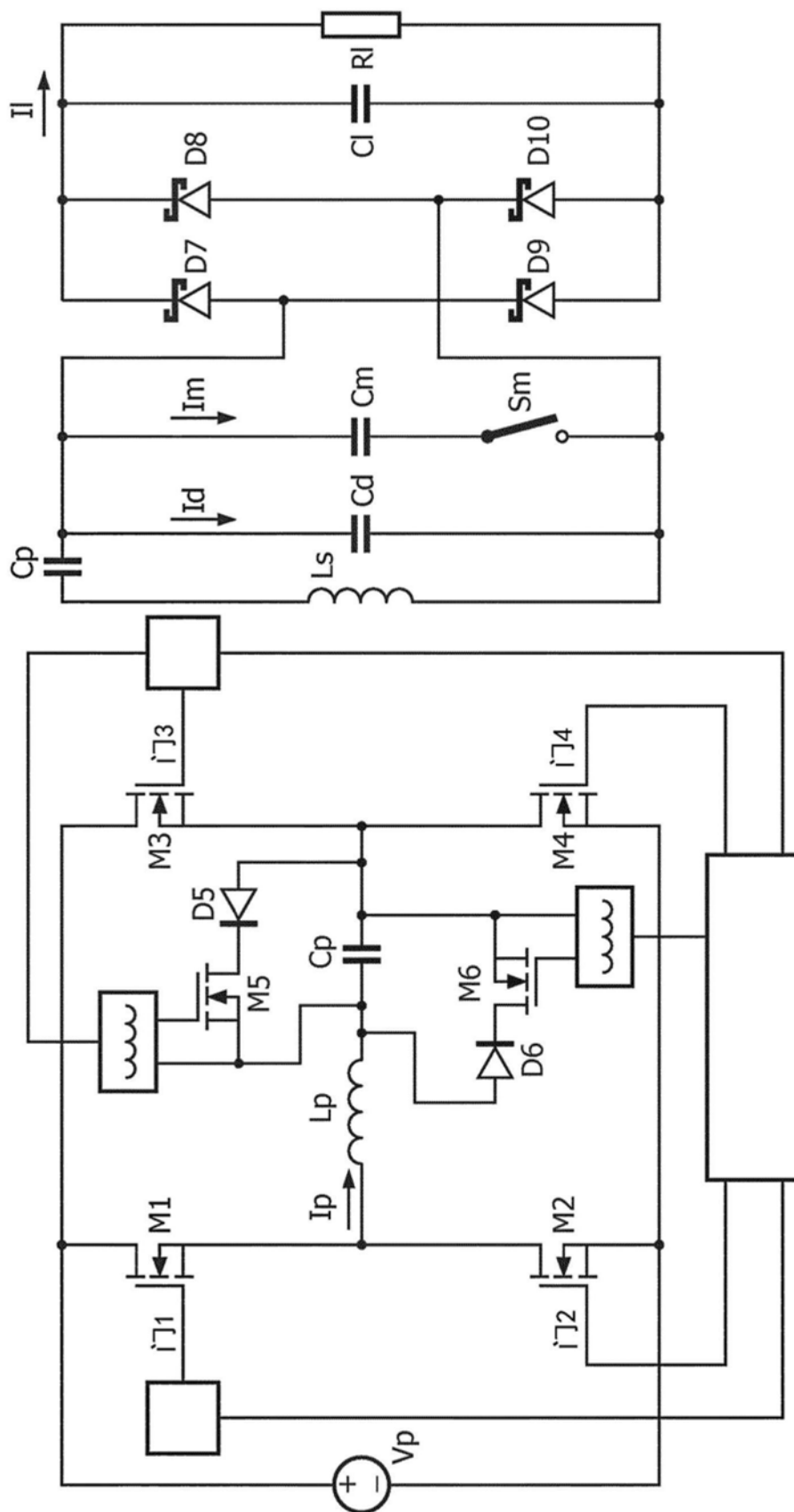


图18

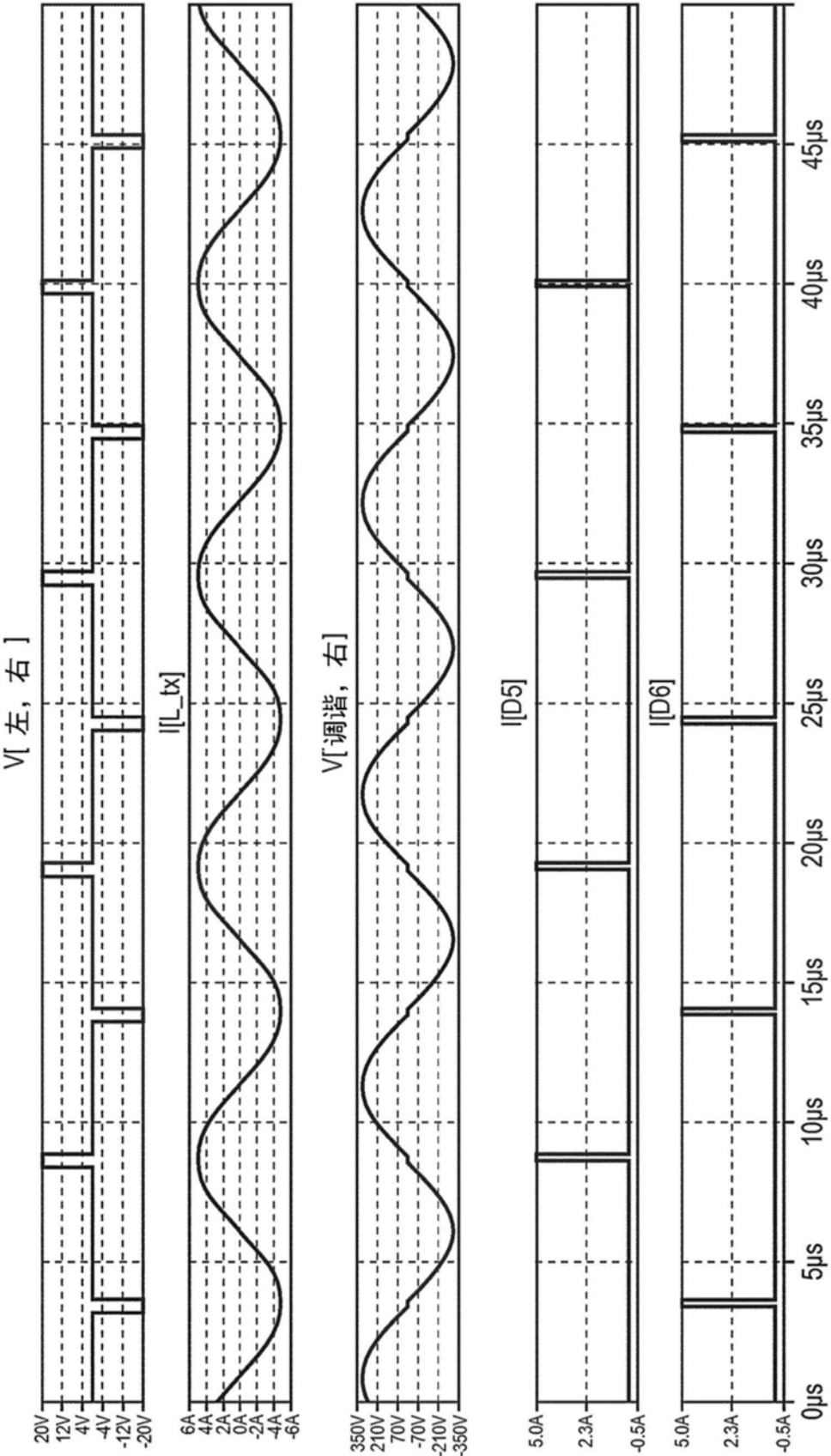


图19

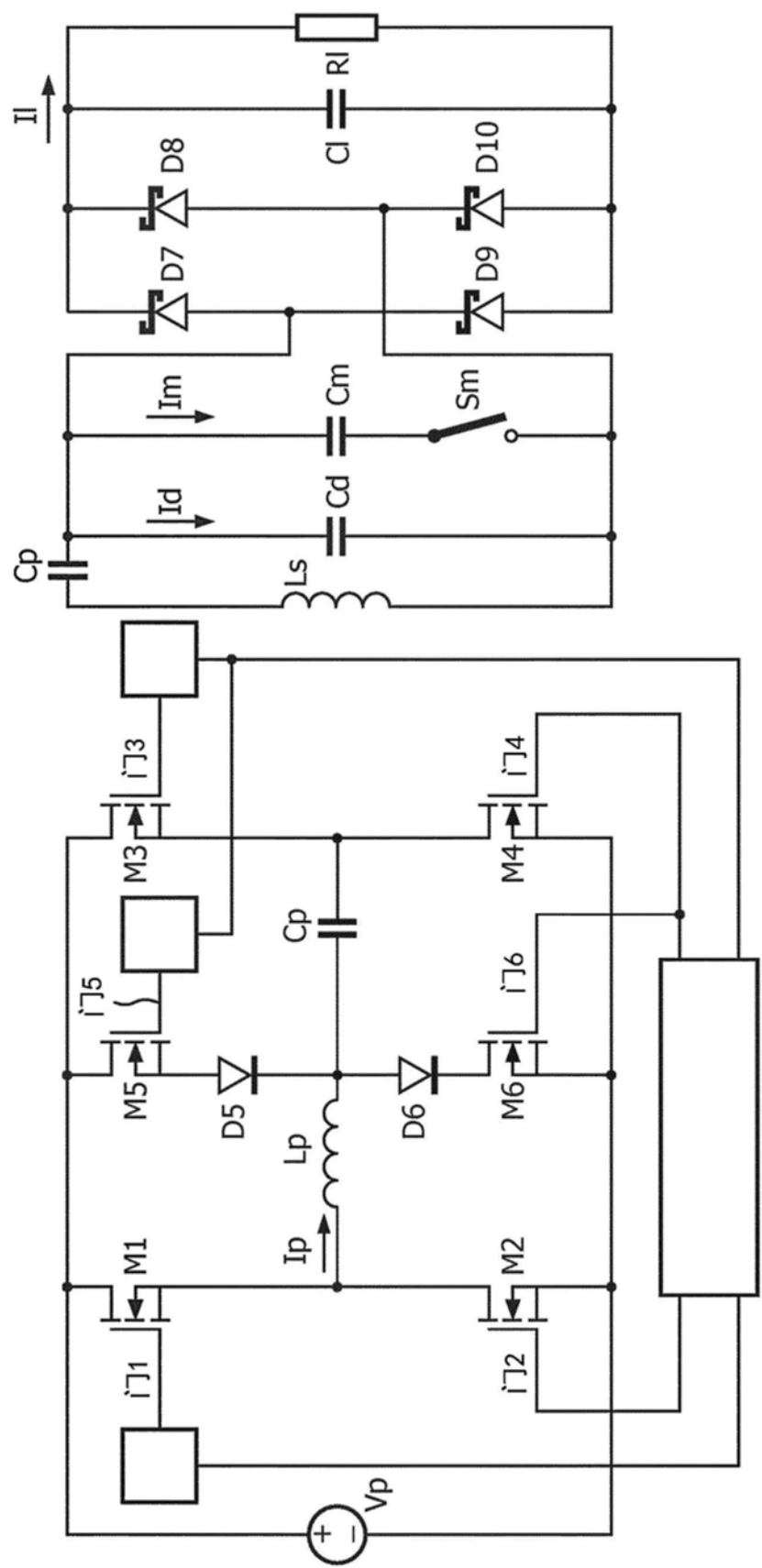


图20

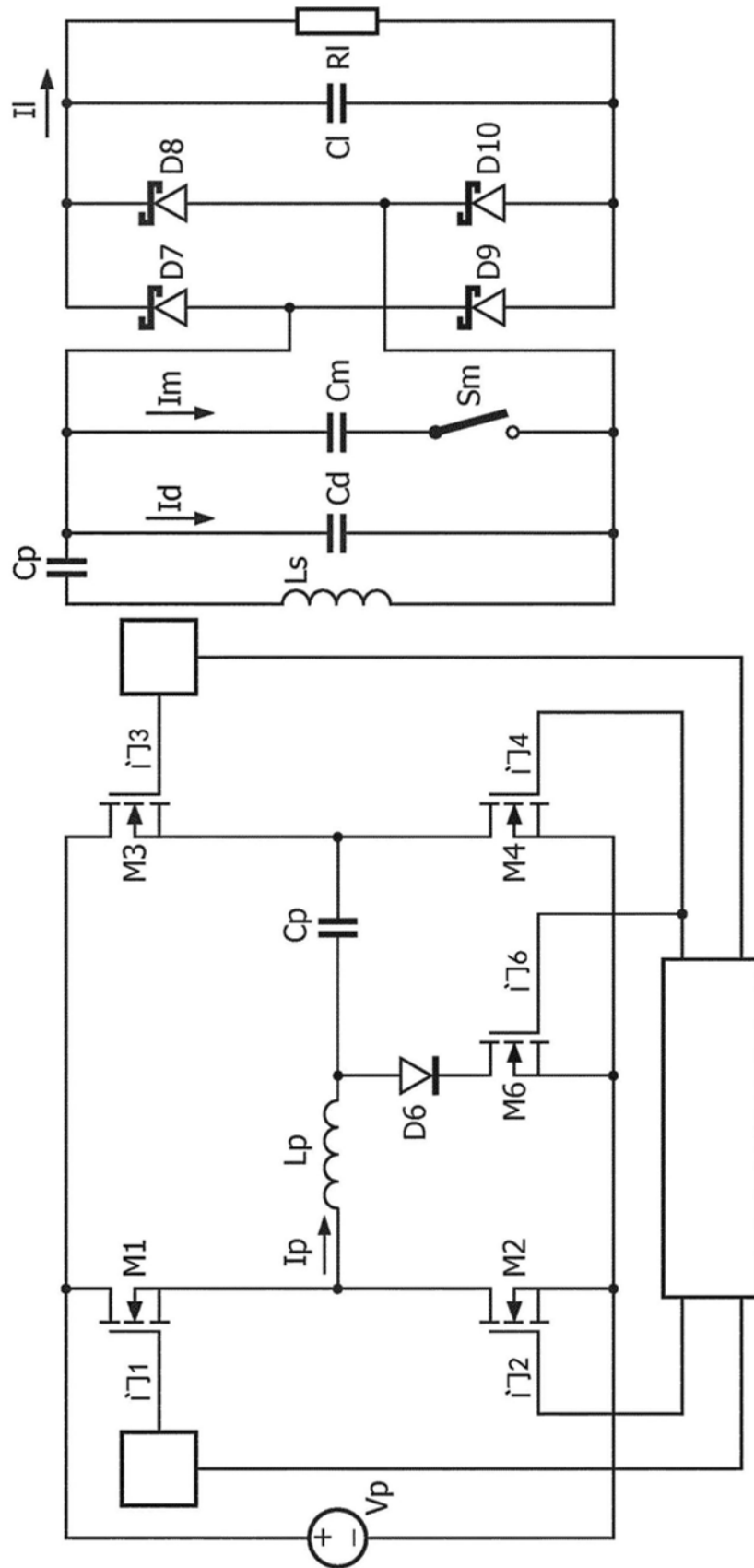


图21



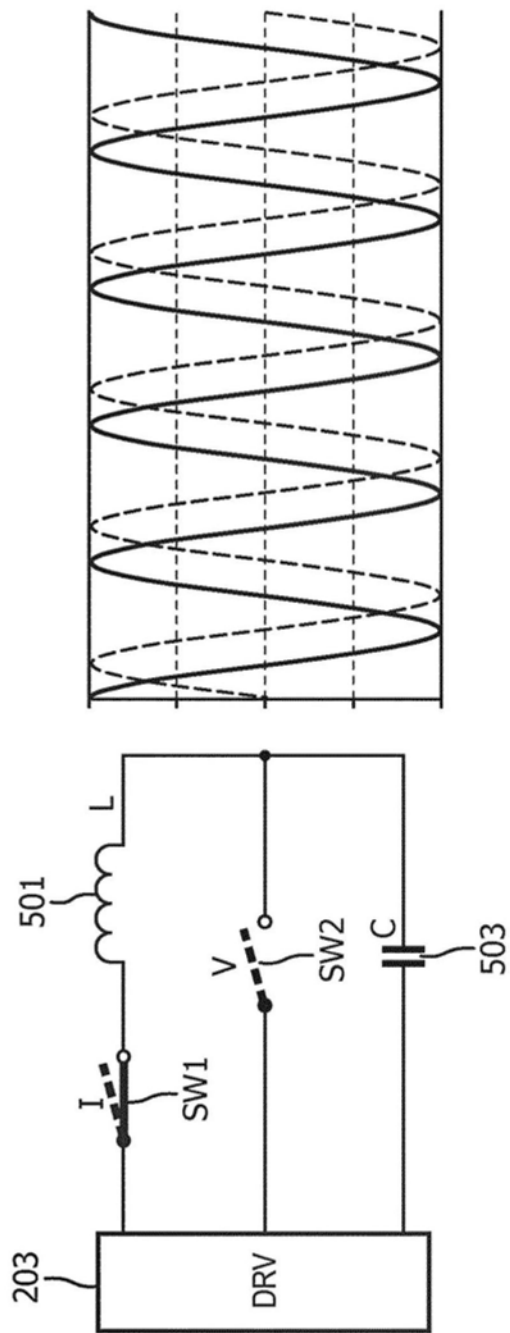


图22

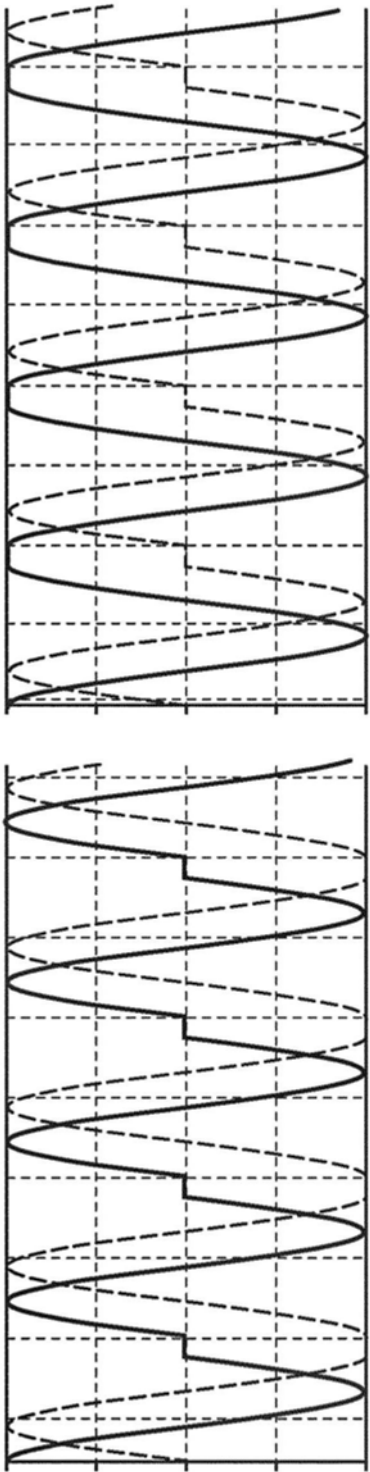


图23

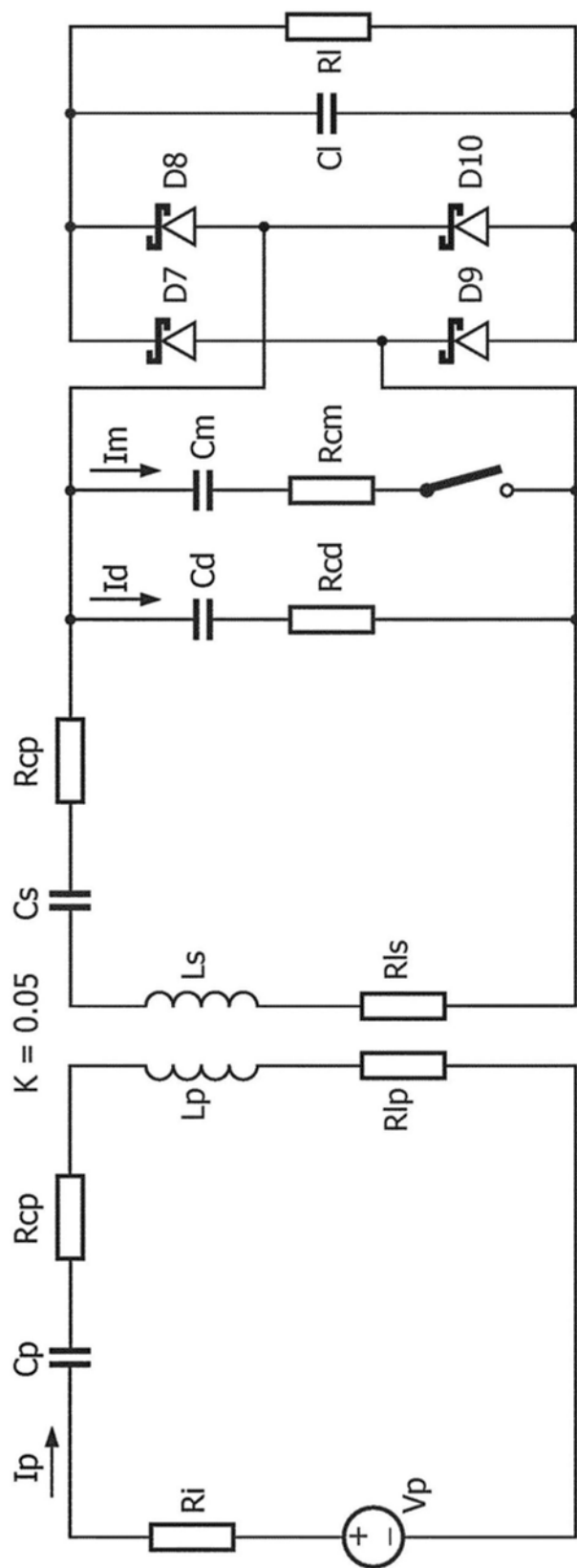


图24

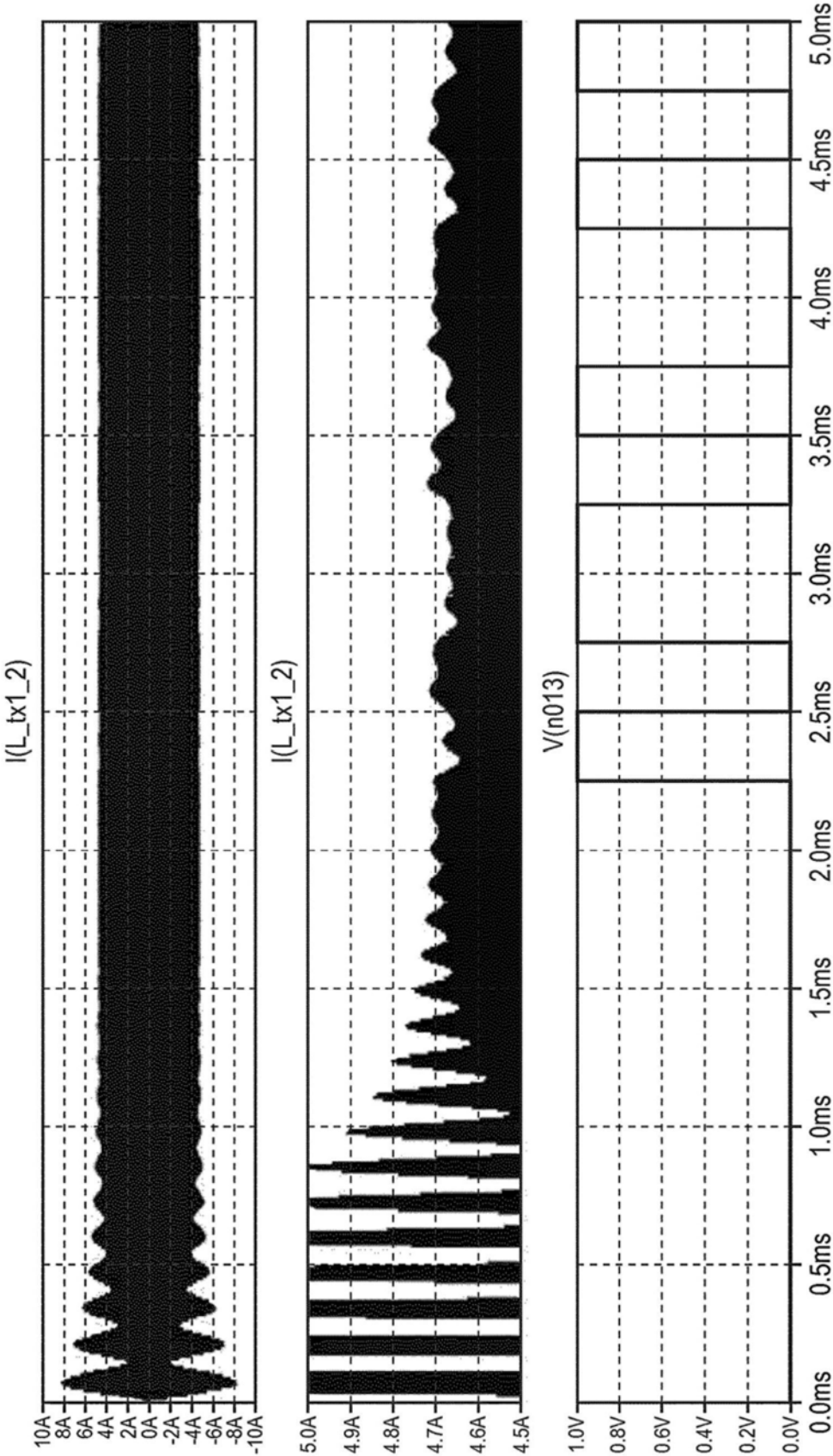


图25

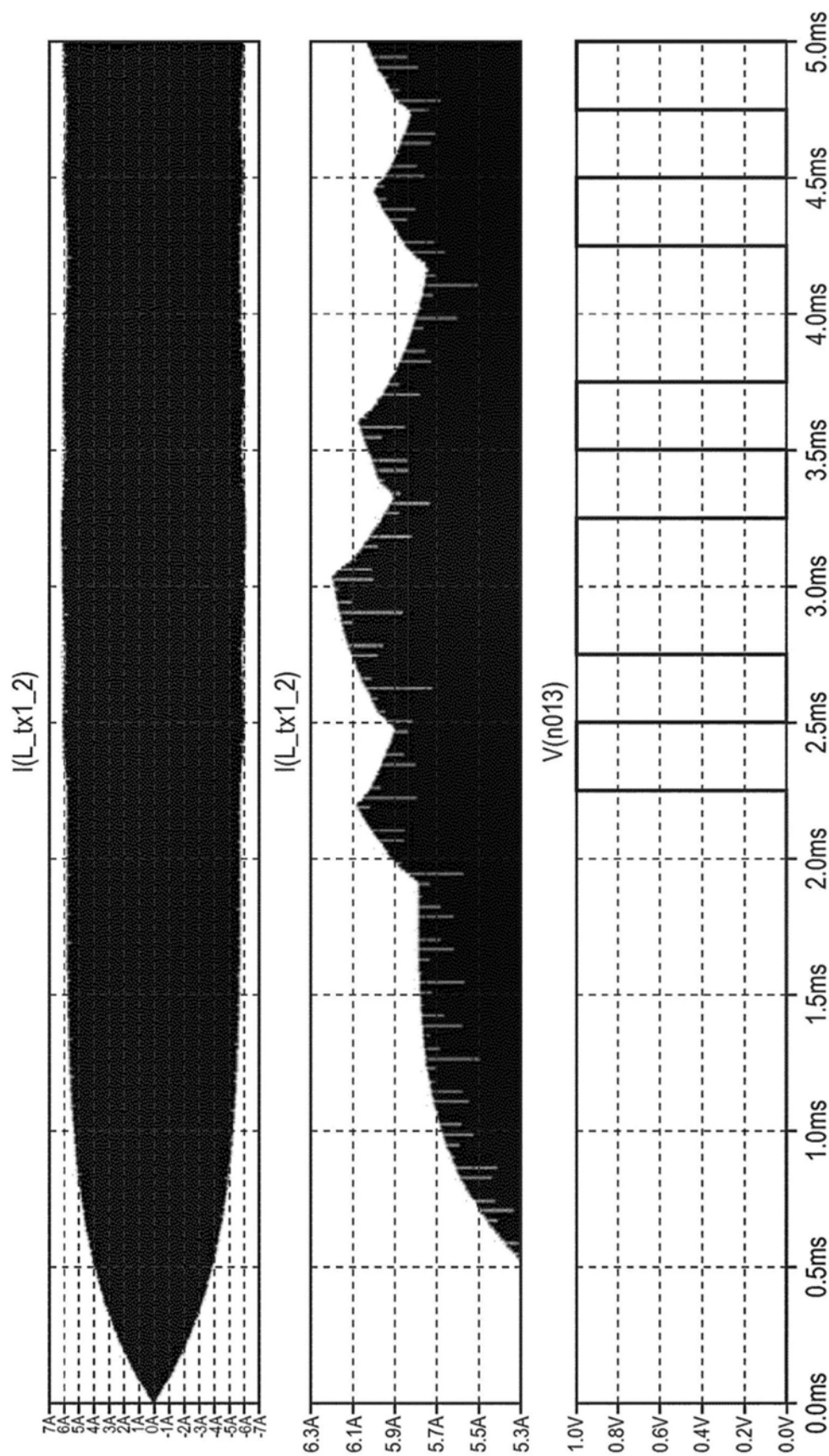


图26