



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107472056 B

(45)授权公告日 2020.08.21

(21)申请号 201710591343.3

(22)申请日 2012.06.27

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 107472056 A

(43)申请公布日 2017.12.15

(30)优先权数据

593764 2011.06.27 NZ

(62)分案原申请数据

201280030503.2 2012.06.27

(73)专利权人 奥克兰联合服务有限公司

地址 新西兰奥克兰

(72)发明人 乌达亚·库马拉·马达瓦拉

杜乐帕·加雅娜丝·寺里马维萨那

(74)专利代理机构 上海旭诚知识产权代理有限公司

公司 31220

代理人 郑立 高为华

(51)Int.Cl.

B60L 53/126(2019.01)

H02J 50/12(2016.01)

H02J 50/90(2016.01)

H04B 5/00(2006.01)

B60L 53/12(2019.01)

H02M 7/797(2006.01)

B60L 53/63(2019.01)

H02J 7/02(2016.01)

B60L 55/00(2019.01)

H02J 5/00(2016.01)

B60L 53/65(2019.01)

H02J 50/10(2016.01)

(56)对比文件

US 2012319479 A1,2012.12.20

US 2012319479 A1,2012.12.20

US 2010171368 A1,2010.07.08

CN 101292415 A,2008.10.22

CN 1073556 A,1993.06.23

US 2010033991 A1,2010.02.11

US 2001012208 A1,2001.08.09

审查员 高现

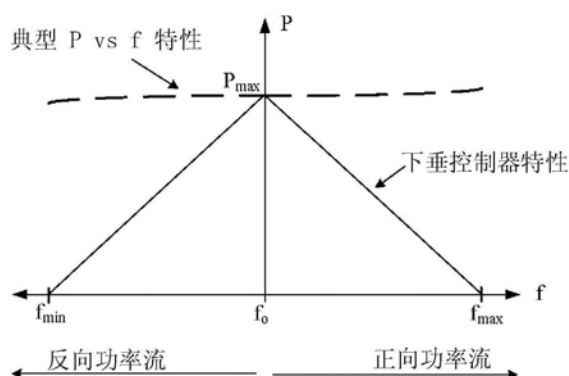
权利要求书2页 说明书12页 附图6页

(54)发明名称

用于双向感应电能传输系统的负载控制

(57)摘要

一种在感应电能传输(IPT)系统的初级侧功率转换器(1)中使用的控制方法。对从初级侧到一个或多个次级拾波侧器的功率传输进行监测,并且与被监测的功率传输和初级侧功率转换器的功率容量之间的差值成比例地改变该初级侧功率转换器(1)的工作频率。能够通过该拾波器或每个拾波器(2)对频率变化进行感测以调节该功率传输并防止出现过载。



1. 一种在感应电能传输 (IPT) 系统的初级侧功率转换器中使用的控制方法, 所述方法包括以下步骤:

对所述初级侧功率转换器与一个或更多个 IPT 拾波器之间的功率传输进行感测, 其中在使用中, 所述初级侧功率转换器能与所述一个或更多个 IPT 拾波器感应耦合; 以及

与所述功率传输和所述初级侧功率转换器的功率容量之间的差值成比例地改变所述初级侧功率转换器的工作频率, 从而能够通过所述拾波器或每个拾波器对所述改变进行感测以对所述功率传输进行调节。

2. 根据权利要求1所述的方法, 其中, 改变所述工作频率的步骤包括在增量阶跃中改变所述工作频率。

3. 根据权利要求1或2所述的方法, 其中, 改变所述工作频率的步骤包括周期性地改变所述工作频率。

4. 根据权利要求3所述的方法, 其中, 改变所述工作频率的步骤包括保持所述工作频率每个周期的一部分, 并且在每个周期的剩余部分恢复到调谐频率。

5. 根据权利要求1或2所述的方法, 其中, 调谐频率为将所述初级侧和次级侧的谐振电路调谐到的频率。

6. 根据权利要求1或2所述的方法, 其中, 所述方法包括对所述功率传输进行连续监测。

7. 根据权利要求1或2所述的方法, 其中, 所述方法包括周期性地对所述功率传输进行监测的步骤。

8. 根据权利要求1或2所述的方法, 包括在调谐频率的预定范围内改变所述工作频率的步骤。

9. 一种感应电能传输初级侧功率转换器, 所述转换器包括对所述初级侧功率转换器与一个或更多个 IPT 拾波器之间的功率传输进行感测的感测装置, 在使用中, 所述初级侧功率转换器能够感应地与所述一个或更多个 IPT 拾波器耦合; 和

控制装置, 其用于相对于调谐频率, 与所述功率传输和所述初级侧功率转换器的功率容量之间的差值成比例地改变所述初级侧功率转换器的工作频率, 其中能通过所述拾波器或每个拾波器对所述改变进行感测以对所述功率传输进行调节。

10. 根据权利要求9所述的感应电能传输初级侧功率转换器, 其中所述工作频率增量阶跃。

11. 根据权利要求9或10所述的感应电能传输初级侧功率转换器, 其中所述控制装置周期性地改变所述工作频率。

12. 根据权利要求11所述的感应电能传输初级侧功率转换器, 其中, 所述控制装置保持所述工作频率每个周期的一部分, 并且在每个周期的剩余部分恢复到所述调谐频率。

13. 根据权利要求9或10所述的感应电能传输初级侧功率转换器, 其中, 所述调谐频率为将所述初级侧和次级侧的谐振电路调谐到的频率。

14. 根据权利要求9或10所述的感应电能传输初级侧功率转换器, 其中, 所述控制装置对所述功率传输进行连续监测。

15. 根据权利要求9或10所述的感应电能传输初级侧功率转换器, 其中, 所述控制装置对所述功率传输进行周期性监测。

16. 根据权利要求9或10所述的感应电能传输初级侧功率转换器, 其中, 所述控制装置

在所述调谐频率的预定范围内改变所述工作频率。

17. 一种初级侧功率转换器控制的方法,所述方法包括以下步骤:

确定所述初级侧转换器的功率-频率特性;

通过所述初级侧功率转换器确定供给的可用功率;和

根据所述功率-频率特性,通过确定的所述可用功率控制工作频率,其中控制所述工作频率包括间歇地改变所述工作频率并监测功率传输。

18. 根据权利要求17所述的方法,其中,控制所述工作频率的步骤包括在增量阶跃中改变所述工作频率。

19. 根据权利要求17或18所述的方法,其中,改变所述工作频率的步骤包括周期性地改变所述工作频率。

20. 根据权利要求19所述的方法,其中,改变所述工作频率的步骤包括保持所述工作频率每个周期的一部分,并且在每个周期的剩余部分恢复到调谐频率。

21. 根据权利要求17或18所述的方法,其中,调谐频率为将所述初级侧和次级侧的谐振电路调谐到的频率。

22. 根据权利要求17或18所述的方法,其中,所述方法包括对所述功率传输进行连续监测。

23. 根据权利要求17或18所述的方法,其中,所述方法包括周期性地对所述功率传输进行监测的步骤。

24. 根据权利要求17或18所述的方法,包括在调谐频率的预定范围内改变所述工作频率的步骤。

25. 一种感应电能传输初级侧功率转换器,所述转换器包括:

功率感测装置,所述功率感测装置通过所述初级侧转换器确定供给的可用功率,和

频率控制装置,所述频率控制装置根据所述初级侧转换器的功率-频率特性,通过确定的所述可用功率控制工作频率;其中所述频率控制装置被配置为监测功率传输。

用于双向感应电能传输系统的负载控制

[0001] 本申请是以下申请的分案申请：申请日：2012年6月27日；申请号：201280030503.2；发明名称“用于双向感应电能传输系统的负载控制”。

技术领域

[0002] 本发明涉及一种用于平衡感应电能传输(inductive power transfer, IPT)系统中的负载的方法和装置。本发明特别适合于双向多拾波器(pick-up) IPT系统,但还可以用于单向和/或单拾波器系统。

背景技术

[0003] 在多种应用中熟知并使用感应电能传输(IPT)系统。IPT技术提供高效率(典型地, 85%至90%)并且能够在恶劣的环境中工作而不受污物和水分的影

[0004] 典型的IPT系统由三个主要的组件组成:AC电源;电耦合到该电源的初级导电通路、线圈、或衬垫;以及至少一个电隔离拾波器,在使用中,该拾波器感应地与初级绕组耦合以向负载供电。经常认为电源和初级绕组包括该IPT系统的初级侧,并且这个或这些拾波器以及相关的一个或更多个负载包括该系统的次级侧。

[0005] 传统上,电源将电耦合到供电网络(一般称为“电网”)并且用于对该初级绕组进行供电,以从电网向这个或这些负载进行非接触单向功率传输。来自交流电或电网电源的转换器对该初级绕组进行供电以在初级绕组中产生高频AC电流,接着在初级绕组周围引起生成连续变化的磁场。通过气隙与初级绕组分离的所述或每个拾波器包括线圈,根据法拉第感应定律,通过不断变化的磁通量流过该线圈在该线圈内产生电压,从而实现非接触功率传输。

[0006] 通常情况下,初级侧上用作逆变器的转换器和拾波侧上的简单开关模式调节器足以控制单向IPT系统中的功率流,因为仅控制初级侧电源功率。

[0007] 双向IPT系统对如电动车辆(EV)和车辆到电网(V2G)系统的应用而言是理想的,例如,为了平衡电网上的负载的目的,在这些应用中,“非接触”双向功率传输是令人希望的。

[0008] 然而,与单向系统相比,必须使用更加先进的控制策略来调节双向IPT系统的功率流。

[0009] 与单向IPT系统相反,双向IPT系统的初级侧和拾波侧必须被配置成用于用作源或汇点。因此,根据功率流的方向,系统的两侧上都需要完全相同或相似的转换器拓扑结构以促进AC-DC或DC-AC功率转换。

[0010] 对于任意给定功率水平,为了最小化转换器的VA额定值,通常为初级侧和拾波侧的线圈电感提供并联或串联补偿。因此,双向IPT系统为更高阶的谐振网络,并且需要更加先进和鲁棒的控制。

[0011] 通常使用专用的控制器,通过转换器产生的电压的相对相位或者幅值控制来对功率流的量和方向进行控制。然而,鲁棒性机制是必不可少的,以保证在不超过其功率额定值的情况下通过供电侧满足来自一侧的功率需求。

[0012] 并联补偿的IPT系统中使用的转换器自然地起到电流源的作用。在这种系统中,将纯源化侧的操作限制到其最大或额定功率水平一直是个挑战,尤其是当拾波侧需求超过纯源化转换器的功率处理容量时。最明显的例子出现在当两侧之间的磁性耦合增加或者采集到将由单个初级转换器供应变化的功率需求,如在充电隔间(charging bay)处给电动车辆(EV)充电的情况下。此外,对于任何给定的输入功率,多个拾波器之间的功率传送的共享和优先排列也能视为是一个挑战。

[0013] 检测过多功率需求量时,能够通过较少初级线圈或降低轨道电流来限制初级侧供给的功率。但本策略将不适合多拾波器IPT系统,因为其将功率传送分让于其他拾波器。此外,使用较低轨道电流的单拾波器IPT系统在相对高品质因数下操作,产生更多的循环能量并且使得系统更容易受到组件公差的影响。

[0014] 一种替代解决方案是在初级侧和该或每个拾波器之间使用专用的无线通信接口。然后通过无线接口能够将初级的最大功率容量中继到多个拾波器,这要求必须限制功率进量。然而,就组件数量和复杂性而言,这种无线接口显然很昂贵,因为其需要额外的硬件和软件。

[0015] 因此本发明的一个目标是提供一种方法和/或装置,该方法和/或装置克服或改善现有技术的一个或更多个问题或者至少为公众提供了一个有用的选择。

发明内容

[0016] 在第一方面,可以广义上认为本发明在于一种在具有一个初级侧和一个次级侧的感应电能传输(IPT)系统中使用的负载控制方法,其中,该方法包括以下步骤:

[0017] 在初级侧感测初级侧和次级侧之间的功率传输;

[0018] 相对于一个调谐频率,与功率传输和初级侧的功率容量之间的差值成比例地改变初级侧的转换器的工作频率;

[0019] 在次级侧感测工作频率的所述改变;以及

[0020] 在次级侧,与该工作频率的所述改变成比例地调节所述功率传输,以便不超过初级侧的功率容量。

[0021] 优选地,改变工作频率的步骤包括在多个增量阶跃中改变工作频率。

[0022] 优选地,改变工作频率的步骤包括周期性地改变工作频率。

[0023] 优选地,保持所述工作频率持续所述周期性变化的一个整周期。

[0024] 可替代地,保持所述工作频率持续每个周期的一部分,并且该步骤进一步涉及在每个周期的剩余部分恢复到调谐频率。

[0025] 优选地,调谐频率为将初级侧和次级侧的谐振电路调谐到的一个频率。

[0026] 优选地,调谐频率在10kHz和100kHz之间。

[0027] 优选地,工作频率在调谐频率的预定范围内变化。

[0028] 优选地,该预定范围基本上为 $\pm 1\text{kHz}$ 或者一个相似的范围以最小化转换器的VA额定值。

[0029] 在第二方面,可以广义上认为本发明在于一种在感应电能传输(IPT)系统的初级侧功率转换器中使用的控制方法,该方法包括以下步骤:

[0030] 对初级侧功率转换器与一个或更多个IPT拾波器之间的功率传输进行感测,在使

用中,该初级侧功率转换器可以与该一个或更多个IPT拾波器感应耦合;以及

[0031] 相对于一个调谐频率,与所述功率传输和初级侧功率转换器的功率容量之间的差值成比例地改变初级侧功率转换器的频率,其中可以通过该拾波器或每个拾波器对所述改变进行感测以调节所述功率传输。

[0032] 优选地,改变工作频率的步骤包括在多个增量阶跃中改变工作频率。

[0033] 优选地,改变工作频率的步骤包括周期性地改变工作频率。

[0034] 优选地,改变工作频率的步骤包括保持该工作频率持续每个周期的一部分,并且在每个周期的剩余部分恢复到调谐频率。

[0035] 优选地,调谐频率为将初级侧和次级侧的谐振电路调谐到的一个频率。

[0036] 优选地,该方法包括对功率传输进行连续监测。

[0037] 可替代地,该方法包括对功率传输进行周期性监测的步骤。

[0038] 优选地,该方法包括在调谐频率的预定范围内改变工作频率的步骤。

[0039] 优选地,该方法进一步包括对初级侧功率转换器进行调节以保持恒定的轨道电流的步骤。

[0040] 优选地,对初级侧功率转换器进行调节的步骤包括对初级转换器的占空比进行控制。

[0041] 在第三方面,可以广义上认为本发明在于一种在感应电能传输(IPT)系统的拾波器中使用的控制方法,该方法包括以下步骤:

[0042] 对IPT系统的初级侧的交变电流的工作频率的变化进行感测,在使用中,该拾波器与初级侧感应地耦合;以及

[0043] 与调谐频率的所述变化成比例地对拾波器与负载之间的功率传输进行调节以不超过初级侧的功率容量,其中,在使用中,拾波器可以与负载电耦合。

[0044] 优选地,该方法进一步包括以下步骤:

[0045] 确定工作频率与调谐频率之间的差值;以及

[0046] 与所述差值成比例地调节功率传输。

[0047] 优选地,对功率传输进行调节的步骤包括控制拾波转换器的占空比。

[0048] 优选地,该方法进一步包括使转换器的频率与工作频率匹配的步骤,其中,交变电流连续地保持工作频率。

[0049] 可替代地,该方法可以包括使转换器的频率与调谐频率匹配的步骤,其中,交变电流在工作频率与调谐频率之间交替变化。

[0050] 在第四方面,可以广义上认为本发明在于一种感应电能传输初级侧功率转换器,该转换器包括感测装置,其对初级侧功率转换器与一个或更多个IPT拾波器之间的功率传输进行感测,在使用中,该初级侧功率转换器可以感应地与该一个或更多个IPT拾波器耦合;和

[0051] 控制装置,用于相对于调谐频率,与所述功率传输和初级侧功率转换器的功率容量之间的差值成比例地改变初级侧功率转换器的工作频率,其中可以通过所述拾波器或每个拾波器对所述改变进行感测以对所述功率传输进行调节。

[0052] 优选地,该控制装置改变工作频率包括改变工作频率增量阶跃。

[0053] 优选地,该控制装置周期性地改变工作频率。

[0054] 优选地,该控制装置保持工作频率持续每个周期的一部分,并且在每个周期的剩余部分恢复到调谐频率。

[0055] 优选地,调谐频率为将该初级侧和次级侧的谐振电路调谐到的频率。

[0056] 优选地,该控制装置对功率传输进行连续监测。

[0057] 可替代地,该控制装置对功率传输进行周期性的监测。

[0058] 优选地,该控制装置在调谐频率的预定范围内改变工作频率。

[0059] 在第五方面,可以广义上认为本发明在于一种感应电能传输 (IPT) 系统拾波器,该拾波器被适配成执行本发明的第三方面的方法。

[0060] 在第六方面,可以广义上认为本发明在于一种感应电能传输 (IPT) 系统,该系统被适配成执行本发明的第一方面的方法,或者包括本发明的第四方面的初级侧功率转换器和本发明的第五方面的至少一个拾波器。

[0061] 本发明的进一步的方面(其应被考虑在所有新颖方面)将从以下说明中变得明显。

附图说明

[0062] 现在将参照附图通过示例来描述本发明的多个实施例,其中:

[0063] 图1为根据现有技术的双向IPT系统的示意图;

[0064] 图2为本发明的功率vs频率特性图;

[0065] 图3根据本发明图示了下垂控制器 (droop controller) 的操作图,其中的情形:(a) 拾波需求量超过初级侧的功率额定值;以及 (b) 初级侧的功率额定值超过拾波需求量;

[0066] 图4根据本发明的一个实施例示出了拾波控制器的框图;

[0067] 图5示出了IPT系统中实际功率、无功功率、视在功率vs频率的波形;

[0068] 图6根据本发明的实施例示出了当拾波需求量在初级容量内时,原型IPT系统的初级和次级转换器的仿真波形 (a) 和实验波形 (b);

[0069] 图7示出了当拾波需求量受到初级容量限制时,同一IPT系统的初级和次级转换器的模拟波形 (a) 和实验波形 (b);

[0070] 图8示出了同一IPT系统的模拟功率和频率波形 (a) 和实验功率和频率波形 (b),其中,该系统在正向功率传输模式下操作;

[0071] 图9示出了反向功率流期间相同系统的初级和次级转换器的实验波形;

[0072] 图10示出了同一原型IPT系统的测量的功率和频率波形,其中,该系统在反向功率传输模式下操作;

[0073] 图11是根据本发明的第二实施例的示例初级控制器的框图;

[0074] 图12是根据本发明的第二实施例的示例次级控制器的框图;

[0075] 图13根据本发明的第二实施例示出了示例IPT系统的功率和频率波形;以及

[0076] 图14示出了相同示例IPT系统的初级和次级转换器波形。

具体实施方式

[0077] 在整个说明中,不同实施例中相同的附图标记将用于指代相同特征。

[0078] 本发明提供了一种方法和装置,该方法和装置使用IPT系统的功率-频率特性在任一方向上调节功率流。当拾波需求量超过初级电源的功率容量时,其允许初级转换器在最

大功率水平下操作。根据本发明,在此被称为下垂控制,初级侧起到控制者的作用并且改变工作频率以中继与其功率容量有关的信息到该拾波器或每个拾波器。初级侧保证该系统一直在额定功率上的调谐频率或设计的频率下操作。在任何其他功率水平下,该系统在以调谐频率为中心的小频率范围内操作,而不影响系统的VA要求。每个拾波器按照下垂特性指定的初级频率从初级侧提取功率。

[0079] 下垂控制概念同样可适用于在次级侧上具有单个或者多个拾波器的单向和双向IPT系统。其实施起来相对简单明了并且对如车辆到电网(V2G)和电网到车辆(G2V)的系统的EV应用特别有吸引力,其中,EV车队可以在充电隔间处充电或放电。

[0080] 图1示出了现有技术的双向IPT系统,例如,如在标题“双向感应电能传输(Bi-directional inductive power transfer)”的国际专利公开号W0 2010/062198中所描述的,该专利的内容通过引用纳入。

[0081] 该IPT系统包括一个初级1和一个次级2,其中次级被称为拾波器(仅示出了单个拾波器)。初级1和拾波器2被气隙分离开,并使用完全相同的电子电路,该电子电路包括转换器、电感器-电容器-电感器(LCL)谐振网络和控制器。初级和次级控制器3、4相互独立,并且在每侧上操作转换器以调节气隙两端的功率流。初级控制器操作初级侧转换器,其中该初级侧转换器连接到LCL谐振网络 L_{pi} 、 C_T 、 L_T 以在初级绕组(其被称为轨道并且用线圈 L_T 表示)中以希望频率产生恒定的正弦电流。在典型的IPT系统中,工作频率范围从10kHz到100kHz。轨道电感 L_T 磁性地耦合到次级或拾波线圈 L_{si} 。因此,拾波器2的LCL电路包括 L_{si} 、 C_S 和 L_{so} 。

[0082] 将该系统两侧上的LCL电路调谐到轨道电流的频率,其中,通常该轨道电流由初级或纯源化侧1上的转换器生成。根据功率流的方向,IPT系统的每个转换器工作在逆变或者整流模式下。如下所述,能够通过转换器生成的电压的相对相角和/或幅值控制功率流的量和方向。

[0083] 如果初级侧转换器在角频率 ω 下产生基准正弦电压 $V_{pi} \angle 0$,并且轨道电流 I_T 由初级侧控制器3保持恒定。在稳定状态下,通过方程(1)能够给出由于轨道电流 I_T 而在拾波线圈 L_{si} 中产生的感应电压 V_{si} :

$$[0084] \quad V_{si} = j \omega M I_T \quad (1)$$

[0085] 其中, M 表示轨道电感 L_T 与拾波线圈电感 L_{si} 之间的磁耦合。

[0086] 次级控制器可以操作拾波器作为源或者汇点(sink)。无论哪种操作模式,反射到该轨道中的电压 V_T 能够通过方程(2)表示:

$$[0087] \quad V_T = -j \omega M I_{si} \quad (2)$$

[0088] 如果初级侧和拾波侧上的LCL电路都被调谐到角频率 ω ,并且 $L_{pi} = L_T$ 以及 $L_{si} = L_{so}$,则:

$$[0089] \quad \omega^2 = \frac{1}{L_{pi} C_T} = \frac{1}{L_T C_T} = \frac{1}{L_{si} C_S} = \frac{1}{L_{so} C_S} \quad (3) (a)$$

[0090] 通常,隔直流电容器 C_{pi} 与电感器 L_{pi} 和初级侧转换器串联连接。类似地,隔直流电容器 C_{so} 也与电感器 L_{so} 和拾波侧转换器串联连接。在这种情形下,下式给出了初级转换器与 C_T 之间的有效电感 $L_{pi,e}$ 拾波转换器与 C_S 之间的有效电感 $L_{so,e}$

$$[0091] \quad L_{pi,e} = L_{pi} - \frac{1}{\omega^2 C_{pi}} = L_T \quad \& \quad L_{so,e} = L_{so} - \frac{1}{\omega^2 C_{so}} = L_{Si} \quad (1)(b)$$

[0092] 并且满足以下条件

$$[0093] \quad \omega^2 = \frac{1}{L_{pi,e} C_T} = \frac{1}{L_T C_T} = \frac{1}{L_{Si} C_S} = \frac{1}{L_{So,e} C_S} \quad (2)(c)$$

[0094] 在这些条件下,能通过方程(4)和(5)给出初级侧1的输入电流 I_{pi} 和轨道电流 I_T 。

$$[0095] \quad I_{pi} = j \frac{V_r}{\omega L_T} \quad (6)$$

$$[0096] \quad I_T = -j \frac{V_{pi}}{\omega L_T} \quad (7)$$

[0097] 类似地,能通过方程(6)和(7)给出拾波电路2的输入电流 I_{si} 和输出电流 I_{so} 。

$$[0098] \quad I_{si} = j \frac{V_{so}}{\omega L_{si}} \quad (8)$$

$$[0099] \quad I_{so} = -j \frac{V_{si}}{\omega L_{si}} \quad (9)$$

[0100] 使用方程(1)-(7)求解 I_{so} ,

$$[0101] \quad I_{so} = j \frac{M}{L_{si}} \frac{V_{pi}}{\omega L_T} \quad (10)$$

[0102] 如果拾波侧2转换器的输出或输入电压的等效AC电压由 $V_{so} \angle -\theta$ 给出,则拾波器的功率输出 P_o 由方程(9)给出。

$$[0103] \quad P_o = \text{Reo} \{V_{so} (-I_{so})^*\} \quad (11)$$

[0104] 在方程(9)中代入 V_{so} 和 I_{so} ,

$$[0105] \quad P_o = -\frac{M}{L_{si}} \frac{V_{pi}}{\omega L_T} |V_{so}| \sin(\theta) \quad (12)$$

[0106] 从方程(10)看出当相角 θ 为 $\pm 90^\circ$ 时出现最大功率传输。超前相角构成从拾波侧到初级侧的功率传输,而滞后相角能够实现从初级侧到拾波侧的功率传输。因此,对于任何给定的初级和拾波电压而言,能够通过对初级和次级转换器生成的电压的幅值和相对相角进行控制来调节初级侧与拾波侧之间的功率流的量和方向。

[0107] 根据IPT系统的典型功率vs频率特性,在LCL网络的调谐频率上操作将保证零无功功率或VAR循环并且将转换器所要求的VA额定值限制到任何给定功率水平的最小值。系统在低于或高于调谐频率的频率下操作将总导致VAR循环和转换器的最大实际功率处理能力的下降。然而,如图2中所示的IPT系统的功率vs频率特性指示工作频率围绕调谐频率的小变化将既不引起功率处理能力的显著下降也不引起循环能量的增加而超过VA额定值。如以下进一步详细描述,本发明中利用了IPT系统的功率vs频率特性的这种特征。

[0108] 第一示例

[0109] 图2根据本发明的下垂控制技术示出的IPT系统的功率vs频率下垂特性展示了如

何能够线性地改变频率以控制功率流。在本示例和所提供的其他示例中将看到线性变化不是必不可少的,即,工作频率的变化可以与电流功率传输与功率容量之间的差值成非线性比例。

[0110] 根据下垂特性,初级侧确定工作频率,而拾波转换器简单跟随。仅当系统正在传送或接收额定功率时两侧才在调谐频率下工作。在所有其他功率水平下,该系统在稍微失谐的频率下工作,而不违反系统的VA额定值。

[0111] 最大工作频率 $f_{\max}$ 和最小工作频率 $f_{\min}$ 分别对应正向和反向功率流过程中的每个初级侧和拾波侧的无负载或零功率传输操作。通常, $f_{\max}$ 和 $f_{\min}$ 被设置在调谐频率以上或以下几百赫兹(典型地,在10kHz至40kHz范围内的特定频率)。频率的这种相对较小的变化保证初级和次级转换器的LCL网络保持基本上调谐,但与调谐频率 f_0 相比也足够大到被初级/次级控制器检测到。在一个实施例中,使用锁相环(PLL)检测和测量该频率,该锁相环还用于使拾波侧与初级侧同步。PLL的输出为被送入到微控制器的中断引脚中的方波。该微控制器中的计时器测量中断之间的时间并且通过求出连续中断的平均值(或者更适当)能够估算工作频率。

[0112] 根据计时器的速度能够检测出最小变化,在计时器工作在16MHz的情况下,能够检测出最小变化为50Hz。这能够使用更快的微控制器改进。

[0113] 参照图3(a)和图3(b)以示例方式描述了下垂控制。考虑了以下情形:拾波器开始从在 $f_{\max}$ 上为空载(即,没有负载)的初级转换器提取功率,其中该拾波器具有功率额定值 $P_{\max,s}$,其比初级的功率额定值(为 $P_{\max,p}$)高。图3(a)中的点A显示了此情形。如点B所示,拾波控制器4检测到在 $f_{\max}$ 上初级侧为空载并开始提取功率。在一个实施例中,初级控制器3连续或以控制器3设置的采样速率周期性地监测其功率输出。对来自样本的功率输出求平均值以算出一段时间上的估计的功率输出。通过考虑微控制器的工作频率和速度来确定采样速率,并且以这种方式估计出的输出功率良好地指示了通过改变频率传送至拾波侧的实际输出功率。实现拾波器2已经开始获得功率,而初级转换器在下一个采样瞬间将其工作频率降低至 f_c ,如点C所示。拾波器2接着锁定到“新”的工作频率,实现该频率仍然在 f_0 以上,并且因此继续提取更多的功率。该过程持续直到工作频率收敛到调谐频率 f_0 或者下垂特性上的点D。当检测到拾波器2的频率为 f_0 时实现了初级侧1在最大可能的功率水平上并且将其功率进量限制到 $P_{\max,p}$ 。

[0114] 相反,图3(b)图示了拾波需求量小于初级功率额定值的情形。在这种情形下,该系统下沉到与次级侧的功率处理能力 $P_{\max,s}$ 相对应的稳定工作频率 f_D ,其中 f_D 略大于对应于初级侧的功率处理能力 $P_{\max,p}$ 的调谐频率 f_0 ,如果存在另一个拾波器,则其也将根据初级控制器指定的频率提取功率。初级侧估算功率输出(即,被两个拾波器提取的)并相应地改变其工作频率,向两个拾波器指示其功率容量(或能够供给的剩余功率)。该过程继续直到初级侧达到其功率容量。

[0115] 从图2中提出的下垂特性能够看出工作频率 f 通过方程(11)与初级功率 P_p 相关。

$$[0116] \quad f - f_0 = (P_{\max} - P_p) \frac{df}{dp} \quad (13)$$

[0117] 其中, df/dp 为功率vs频率下垂度,其能够根据需要变化。如果假设该系统的效率为 η ,则拾波功率 P_s 通过方程(12)与初级功率 P_p 相关。

[0118] $P_P = \eta P_s$ (3)

[0119] 将方程 (12) 代入 (11) 中,

[0120] $f = (P_{max} - \eta P_s) \frac{df}{dp} + f_0$ (15)

[0121] $P_s = \eta \left(\frac{f - f_0}{\frac{df}{dp}} + P_{max} \right)$ (16)

[0122] 使用方程 (13) 和 (14) 能够分析工作频率和功率吞吐量, 这些方程提供了实施提出的下垂控制器所需要的关系, 如下文所述。

[0123] 根据方程 (10), 对于给定的初级电压, 通过在单位 (unity) 功率因数上拾波侧转换器生成的电压的控制能够调节初级1和拾波器2之间的功率流。在其中一个实施例中, 通过方波电压驱动初级转换器以生成恒定电压并保持轨道电流恒定以用于所有负载。根据需要, 通过脉宽调制方式调节拾波转换器 V_{si} 生成的电压。例如, 图1的H桥开关转换器的情况下, 拾波侧转换器具有两条腿 (每个腿包含两个开关)。通过相对于彼此以相移 α 驱动这两条腿来实现调节 11.0° 或 360° 的相移生成最大可能电压的方波并且对应两个方向 (即, 100% 占空比) 中的最大功率流。相反, 180° 的相移生成零电压 (即, 0% 占空比), 因为其通过使该拾波器与轨道有效地解耦合而产生短路。由于相移改变有效输出电压, 并因此改变电流, 所以通过相移能够控制功率输出。

[0124] 图4以示例方式示出了根据本发明的拾波下垂控制器4的其中一个实施例的框图。拾波控制器4感测拾波线圈 L_{si} 电压 V_{si} 并使用锁相环 (PLL) 确定初级转换器的频率。工作频率与调谐频率 f_0 之间的误差被送入比例积分 (PI) 控制器以生成相移 α , 其被需要以提取所希望的功率。对PI控制器的输出上设置限制以保证相移保持在 0° 与 360° 之间。在 180° 时, 没有传输功率, 而 0° 和 360° 分别与正向和反向方向上的最大功率对应。

[0125] 方程 (8) 给出的拾波器的输出电流是在全调谐条件下导出的, 如方程 (3) 所给出的。然而, 下垂控制器改变工作频率以调节拾波器的功率进量。除了在额定功率下, 因此, 系统在失谐状态下工作。由于频率变化引起对实际功率和无功功率的幅值的影响能够通过推导失谐条件下系统变量的表达式来研究。

[0126] 对于任何给定的工作角频率 ω , 方程 (15) 给出了拾波器的输出电流。

[0127]
$$I_{so} = \frac{\frac{V_{pi}}{Z_2} + \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) \left(\frac{\omega M}{Z_2} \right)^2 V_{so}}{1 + \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right)^2 (\omega M)^2} - \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) V_{so}$$
 (17)

[0128] 其中

[0129] $L_T = L_{pi} = L_{si} = L_{so} = L, C_T = C_s = C,$

[0130] $Z_1 = \frac{Z}{j\omega L}, Z_2 = \frac{Z}{j\omega C}, Z = \left((j\omega L)^2 + \frac{2L}{C} \right)$

[0131] 方程 (9) 给出了拾波器的实际功率输出并且方程 (16) 给出了拾波器的无功功率 Q_o 。

[0132] $Q_o = \text{Im} \{ V_{so} (-I_{so})^* \}$ (18)

[0133] 当该系统在调谐频率下工作时,方程(10)和(17)给出了拾波器的实际功率分量和无功功率分量。

$$[0134] \quad Q_o = \frac{M |V_{g1}|}{L_{s1} \omega L_T} |V_o| \cos(\theta) \quad (19)$$

[0135] 因此,通过使用方程(9)、(15)和(16)能够分析由于频率的变化对 P_o 和 Q_o 的影响。图5图示了实际功率分量、无功功率分量、和视在功率分量如何随着工作频率而变化。解析表达式被用于计算功率,假设初级侧转换器和拾波侧转换器在 90° 的相对相角下产生额定电压。从图5中看出系统在20kHz的调谐频率下的单位功率因数下工作,如方程(17)所给出的。随着系统频率的变化,系统的无功功率需求提高,并因此VA额定值也增加。然而,如果下垂控制器采用的最大频率变化保持在窄频带内,则无功功率和视在功率的增加相对较小并且将不影响转换器的VA额定值。

[0136] 本发明的“下垂”控制技术的仿真已经通过使用包括1kW初级双向转换器和1.5kW双向拾波转换器的原型IPT系统而被实验性地验证。表1给出了该原型系统的参数。

[0137]	参数	值
	V_{DC}, V_{out}	200 V
	L_{PI} 和 L_{SO}	24 μ H
	C_T 和 C_S	2.47 μ F
	L_T 和 L_{si}	24 μ H
	P_{Pmax}	1 kW
	f_0	20 kHz
	$f_{min,p}$	19.6 kHz
	$f_{max,p}$	20.4 kHz
	df/dp	0.2 Hz/W
[0138]	P_{Smax}	0.5 kW 或 1.5 kW
	M	5 μ H
	η	85%
	Air gap	55 mm

[0139] 表1

[0140] 使用可从美国加利福尼亚州圣何塞市的Atmel公司购买的ATmega-324P模型8比特微控制器实现初级和拾波侧“下垂”控制器。控制由200VDC电源供电并被限制到1kW的初级侧转换器以产生方波电压并保持55A的恒定轨道电流。拾波器磁性地耦合到该轨道上以提供功率或者从初级转换器提取功率。相对于初级侧,拾波侧转换器由200VDC电源供电并被90度相位延迟驱动而工作,当根据方程(10)调谐时,保证了系统在单位功率因数下工作。拾波控制器将拾波侧转换器工作在初级转换器指定的频率下,并改变其全桥转换器的两个腿之间的相移以控制供给的功率量或提取的功率量。

[0141] 图6(a)示出了当拾波器具有比初级侧更低的功率额定值时仿真的系统的稳态波形。初级侧在稍微偏离调谐频率下工作以满足较低功率需求。从顶部和第三条曲线看出拾波器产生滞后于初级转换器电压 V_{pi} 的方波电压 V_{si} 。因此,功率从该初级侧流到拾波器。轨道电流 I_T 是正弦的并恒定在约55A rms。

[0142] 图6(b)示出了相同条件下的实验结果,得到仿真结果和实验结果非常相似。

[0143] 图7示出了当拾波器具有比1kW的初级功率容量更高的功率需求量时该系统的模拟波形(a)和实验波形(b)。为了增加拾波功率,通过增加相移 α (即,增加次级逆变器的占空比)来增加 V_{so} 的幅值。从图7中显而易见的是 V_{so} 增加。当拾波功率达到约1kW时,初级频率收敛到调谐频率以迫使拾波控制器将其功率限制到最大值1kW。尽管输出功率变化,但初级控制器已经保持了恒定的轨道电流 I_T 。在这种情形下,模拟结果和实验结果也非常一致。

[0144] 图8(a)示出了初级功率、拾波功率和工作频率随时间的变化的仿真波形。最初,拾波控制器被设置到0.5kW的最大功率水平。因此,系统开始在大于 f_0 的频率下工作,表示初级电源没有在其最大功率水平下工作。在0.25s时,拾波功率基准变成1.5kW,其大于初级电源的功率容量。拾波控制器逐渐增加功率进量,而初级控制器降低工作频率以指示功率进量正达到初级最大容量。最终,工作频率降至20kHz的调谐频率,并且拾波器将其功率进量限制到1kW而不管1.5kW的更高基准值。图8(b)示出了相同条件下的实验结果。除了由原型微控制器的有限处理能力引起的拾波控制器的较慢响应时间以外,仿真结果和实验结果良好的吻合并且证实了下垂控制技术的有效性。

[0145] 图9示出了在反向功率流的过程中该原型的初级和次级转换器的测量的电压和电流波形。两个转换器的电压和电流幅值与那些对应于正向功率流的电压和电流幅值相似,但如所预期的,初级转换器电压 V_{pi} 滞后于拾波电压 V_{so} 。通过使用转换器的腿之间的相移 α 控制其占空比来改变拾波电压 V_{so} 的幅值从而再一次控制功率流。

[0146] 图10中示出了反向功率流过程中测量的控制器的行为。最初拾波转换器的基准功率水平设置到0.5kW,并且系统偏离到调谐频率 f_0 以下,向初级侧传送0.5kW。应指出的是,负基准(即,工作频率在调谐频率以下)表示反向功率流(即,从拾波器到初级侧)。在0.25s时,拾波器的基准功率水平升至1.5kW,超过初级侧的容量。次级控制器优选地以多个阶跃逐渐地增加功率,并且当其达到其功率极限1kW时,初级控制器通过增加向20kHz的调谐频率收敛的工作频率而响应。在那时,次级控制器感测工作频率在调谐频率 f_0 处并且将功率传输限制到1kW,即使拾波器能够供给更多的功率。

[0147] 第二示例

[0148] 在本发明的一个替代性实施例中,初级控制器适配为周期性地或间歇地调制轨道电流的频率,在大部分时间,轨道电流工作在调谐频率 f_0 上。因此,既然本发明的第一示例可以被认为连续保持(可变的)工作频率,或至少重复地监测该工作频率,则本第二示例在可变工作频率与固定调谐频率 f_0 之间交替。

[0149] 因此初级转换器短期内将关于其剩余功率容量的信息中继到该拾波器或每个拾波器同时在剩余时间期间工作在所希望的调谐频率下以最小化系统的VA额定值。根据其自身的特性,该拾波器或每个拾波器提取由频率调制所决定的功率。

[0150] 如上所述,始终优选将系统工作在L-C-L网络的调谐频率 f_0 下,以便在最小化VA要求的同时最大化功率输出。系统在略高于或低于调谐频率的频率下工作将不可变地导致系

统能够提供的最大功率的下降。然而,仅通过在短时期改变频率,系统在大部分时间工作在调谐频率并供给最大实际功率,而具有最小无功功率。

[0151] 因此,根据本发明的此实施例,除了在调制期间,初级和拾波控制都工作在调谐频率。在调制过程中慢慢改变工作频率(即在多个增量阶跃中倾斜上升或倾斜下降),从而使得拾波器能够与初级侧保持同步(即,保持相同的频率)。 ΔP 表示最大功率与初级转换器当前正供给的功率之间的差值。调谐频率 f_0 对应于初级输出最大功率;最大频率 $f_{\max}$ 和最小频率 $f_{\min}$ 分别对应于正向和反向方向上的无负载功率或最大可用功率。通常情况下, $f_{\max}$ 和 $f_{\min}$ 被设置到调谐频率以上或以下几百赫兹,如以上关于第一示例所描述的,从而保证LCL网络保持基本上调谐到工作频率。

[0152] 通过对拾波侧转换器生成的电压进行控制能够调节初级侧和拾波器之间的功率流。图12以示例的方式示出了一种合适控制器的框图。根据需要,通过控制切换转换器的腿之间的相移 α 来调节拾波转换器生成的电压 V_{so} ,其由方程(18)给出。

$$[0153] \quad V_{so} = -V_{out} \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n\omega_T t + \theta) \sin\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \quad (18)$$

[0154] 其中, V_{out} 为DC输出电压, $\omega_T = 2\pi f_0$ 和 θ 为 V_{pi} 和 V_{so} 之间的相位延迟。

[0155] 如图11所示,初级控制器测量功率(P_{pin}),该功率为从初级转换器流出的功率。然后从初级侧能够供给的最大功率中减去该值,得出 ΔP ,即初级侧能够供给的剩余可变功率。然后该可变 ΔP 乘以调制函数,其中该调制函数改变初级逆变器的频率。优选地每秒进行一次周期性频率调制,然而,当功率流迅速变化时,控制器将更频繁地产生抖动(即,工作频率的周期性调制),以保证系统稳定工作。

[0156] 以下将参照图1中所示的示例IPT系统根据本发明的此实施例进一步详细地描述控制技术的操作,该系统包括2.5kW初级双向转换器和3kW拾波转换器。

[0157] 初级和拾波转换器被控制以产生方波电压 V_{pi} 和 V_{so} 。初级侧被控制以保持45A的恒定轨道电流。电流工作在调谐频率 f_0 下,并且工作频率中周期性地出现抖动,在此过程中,剩余的可用功率通过频率的偏移被传输至次级侧的拾波器或每个拾波器。相对于初级侧,拾波转换器被以 $\pi/2$ 弧度相位延迟驱动。拾波控制器能够改变转换器的腿之间的相移 α ,通过有效地改变转换器的占空比来控制转换器提取的或供给的功率。

[0158] 图13示出了将功率从初级侧供给到拾波器的系统的功率、频率以及相移(α)。初级控制器被设置成限制在2.5kW,拾波控制器最初被设置成限制在1.5kW。100ms之后,拾波侧限值增加到3kW,其大于初级侧能够供给的2.5kW,这使拾波控制器限制其获得的功率。频率(f)示出了该系统在大部分时间工作在调谐频率(20kHz)下。然而,在抖动过程中,频率轻微变化。图14示出了在高功率稳态点上转换器的操作。能看出初级转换器工作在100%占空比,从而次级转换器的占空比实质上较小以将负载吸收的功率限制到最大值2.5kW。初级轨道电流 I_T 为45A的恒定正弦波。

[0159] 从上文将认识到,可以认为在各方面本发明在于一种负载控制方法;一种被适配为改变频率以提供可用功率的指示的IPT电源;一种IPT拾波器,其被适配为感测轨道频率的变化并相应地限制功率传输;和/或一种IPT系统,其使用轨道电流的频率的变化将可用功率从初级侧传输至该拾波器或每个拾波器。所述IPT系统可以是单向的或者双向的,并且在不脱离本发明的范围的情况下可以包括一个或更多个IPT拾波器。

[0160] 根据本发明,控制器可以纯粹地在由一个或更多个组件组成的硬件中实现,这些组件可以包括分立的电子组件或集成电路。可替代地或除此之外,可以通过使用可编程硬件组件如可编程逻辑器件(PLD)或现场可编程门阵列(FPGA)或通过计算装置或处理器(计算装置或处理器可以包括微控制器、相应编程的通用个人计算机(PC))执行的软件实现本发明。然而,典型地,本发明可以实现为一种使用上述组件的組合的嵌入式系统。

[0161] 因此,本发明提供了一种IPT负载控制技术,该技术利用系统的功率-频率特性以调节两个方向上的功率流,同时在必要时,限制功率,而不需要专用通信链路。所述控制器相对容易实现、鲁棒性强且成本低,不需要专用通信链路。其适用于单拾波器或多拾波器IPT系统,并且理想地用于如车辆到电网(V2G)系统的应用,在其中,功率额定值不断变化的电动车辆(EV)将从单个初级电源“有效地”充电/放电。该控制技术与双向系统一起工作,从而使得“次级”侧或拾波器变成“初级”侧并使用相同的技术。

[0162] 除非上下文明确要求,否则整个说明书中的词“包括”和类似的词应当被解释为包含的意思,而不是详尽或排他的含义,即,“包括,但不限于”。

[0163] 尽管已经以示例方式并参照其可能的实施例描述了本发明,但应理解在不脱离本发明的范围的情况下可以对其进行修改或改进。还可以广义上认为本发明单独包括本申请的说明书中所提到的或指出的部件、元素和特征,或共同地包括所述部件、元素或特征中的两个或两个以上的任意或所有组合。此外,已经对具有等同物的本发明的具体组件或整体进行引用,则则如同单独阐述一样将该等同物纳入本文。

[0164] 整个说明书中的现有技术的任何讨论决不应认为是承认此类现有技术在本领域内是众所周知的或者形成公共常识的部分。

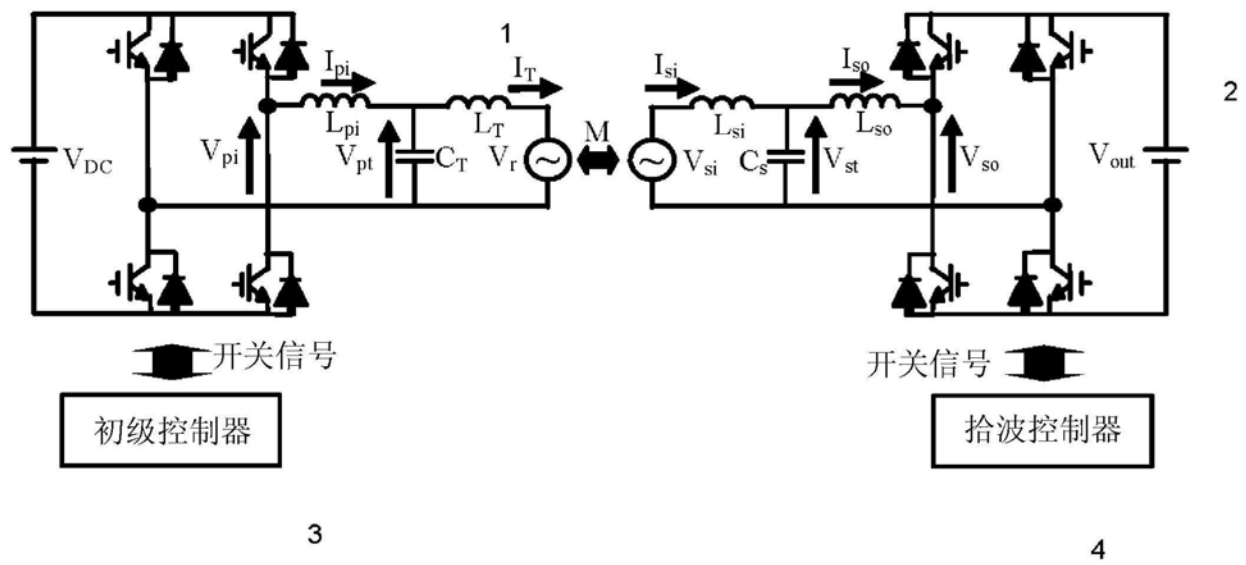


图1

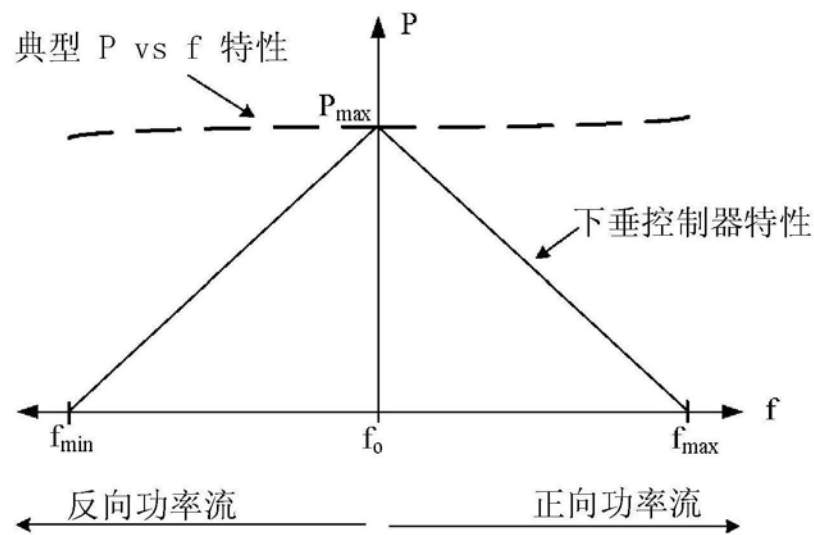


图2

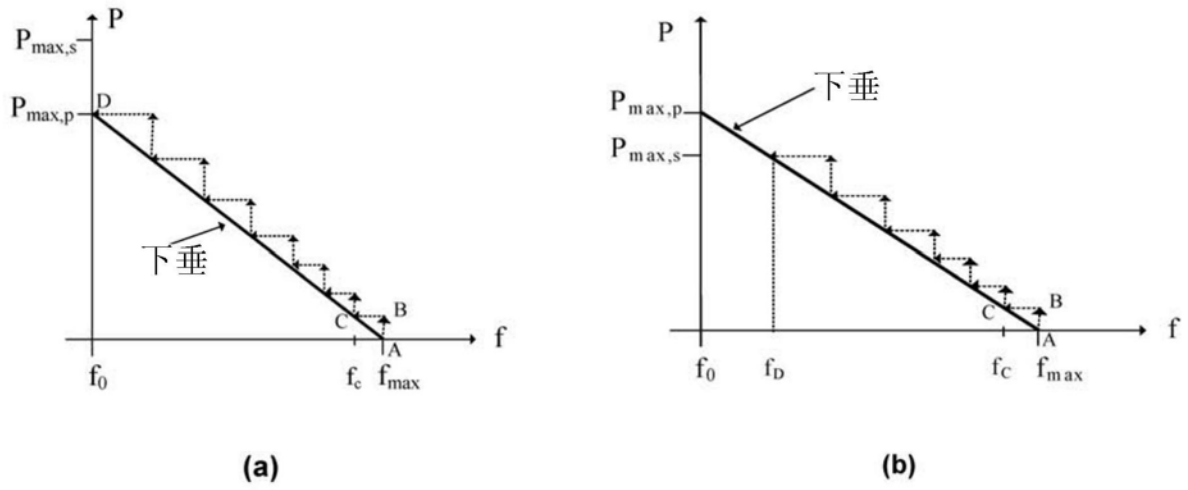


图3

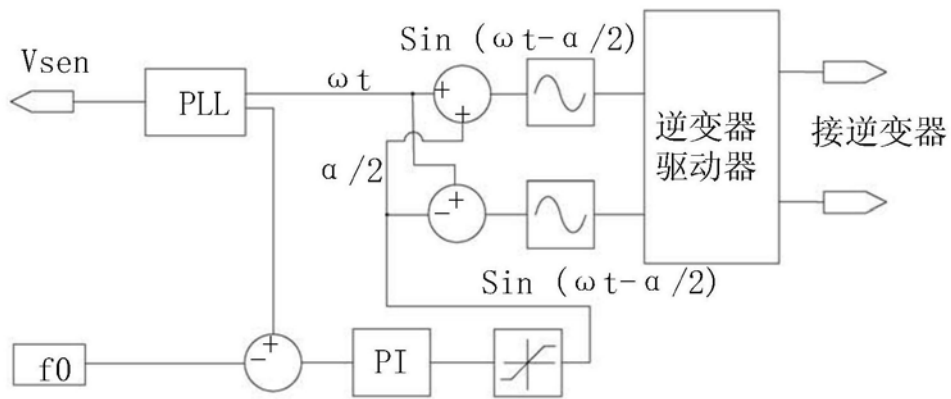


图4

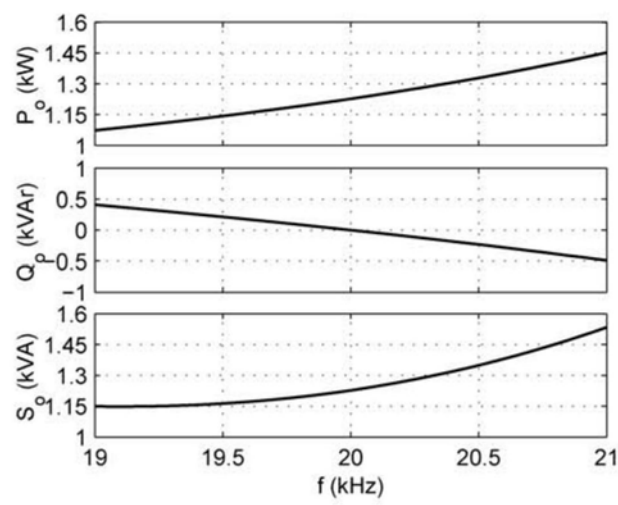


图5

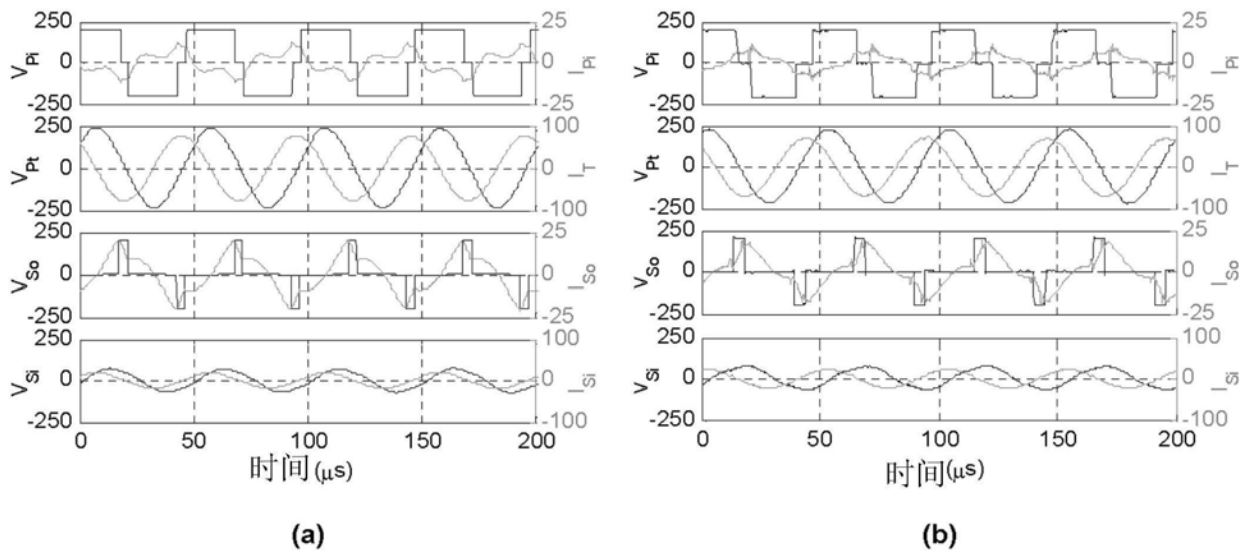


图6

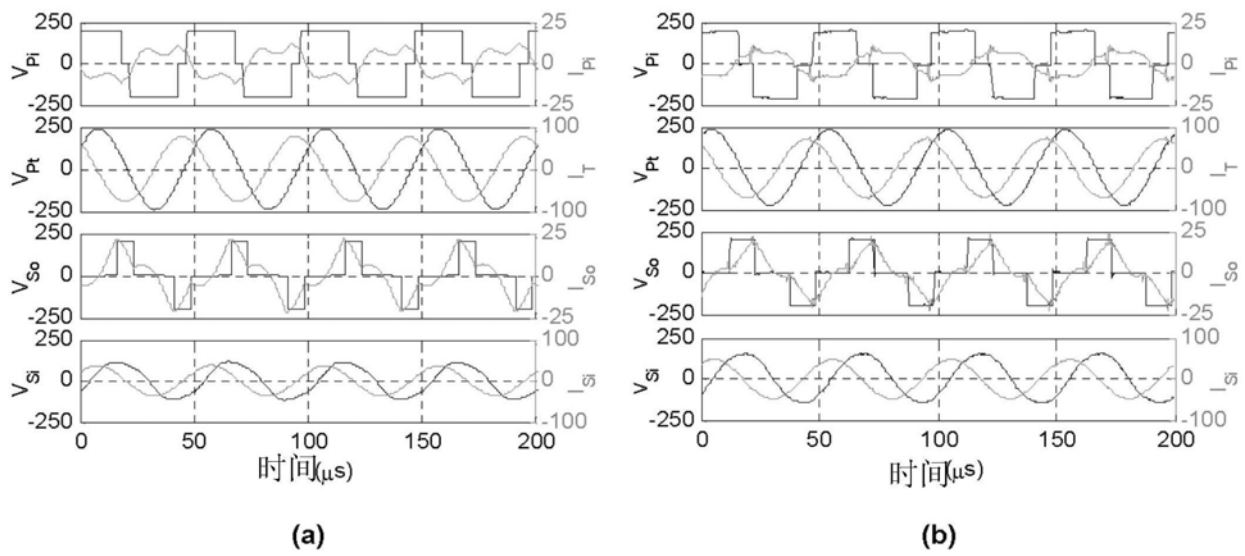


图7

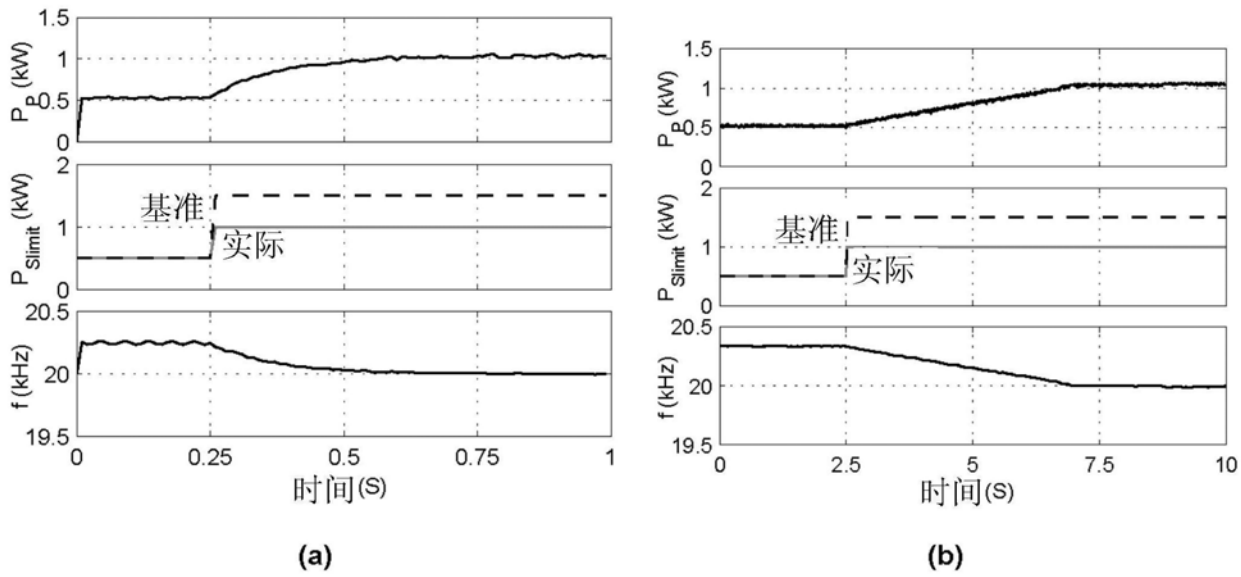


图8

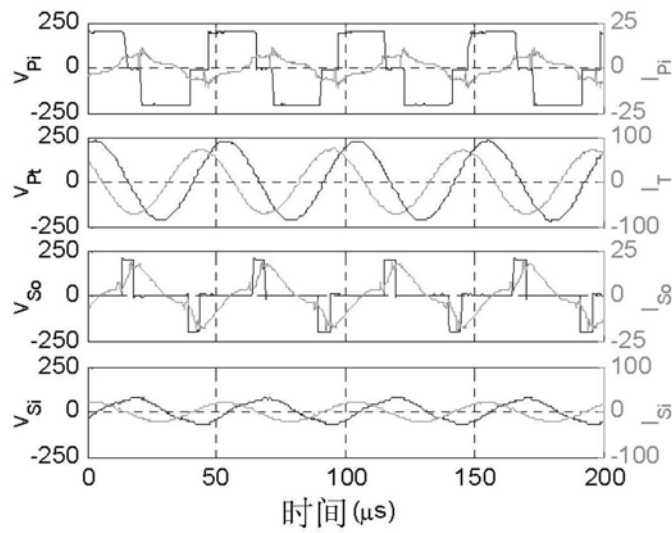


图9

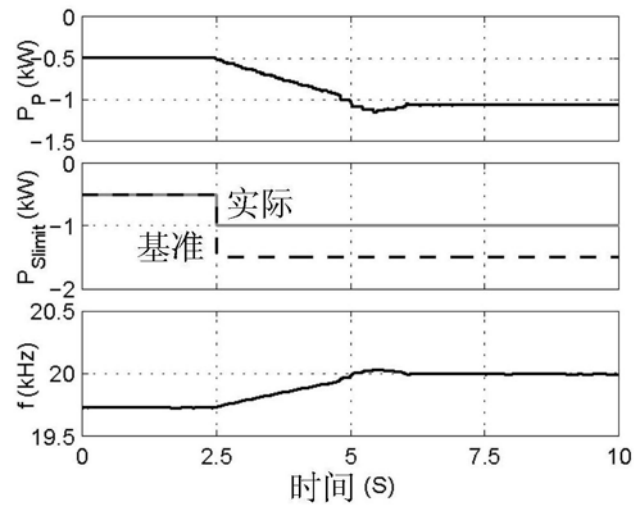
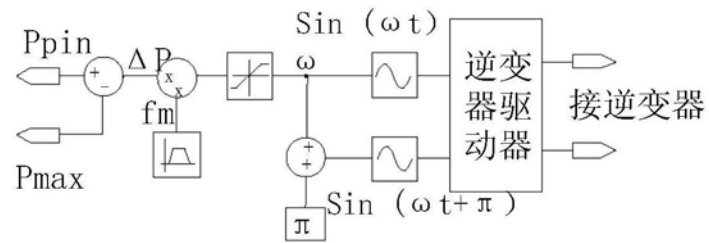


图10



初级侧控制器

图11

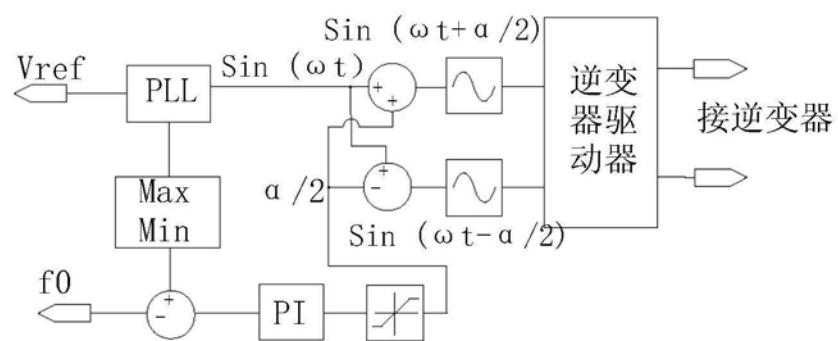


图12

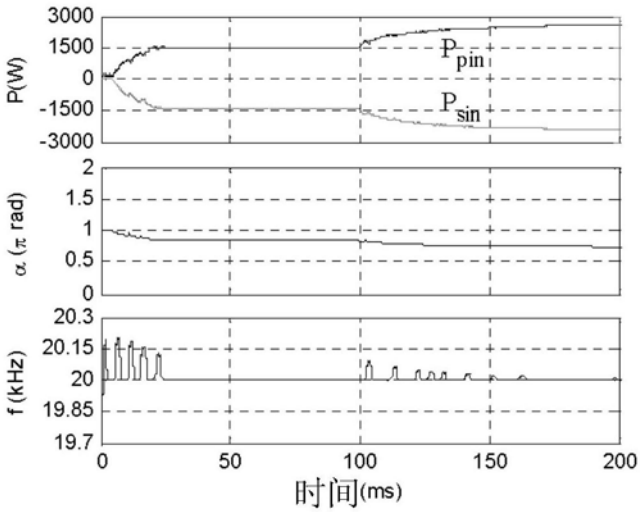


图13

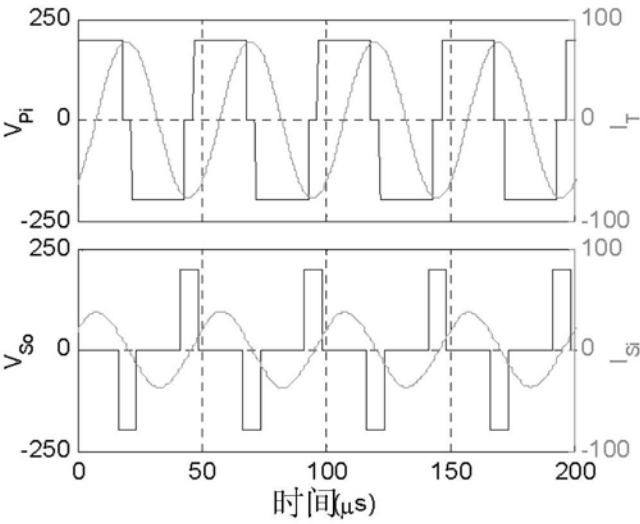


图14