



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 109067005 B

(45) 授权公告日 2022. 07. 01

(21) 申请号 201810665362.0

CN 105576849 A, 2016.05.11

(22) 申请日 2018.06.26

CN 104158478 A, 2014.11.19

(65) 同一申请的已公布的文献号

CN 106712394 A, 2017.05.24

申请公布号 CN 109067005 A

US 2014295755 A1, 2014.10.02

CN 104578454 A, 2015.04.29

(43) 申请公布日 2018.12.21

宋娜等. 基于超磁致伸缩材料的动态扭测量仪的原理设计.《计测技术》.2016,第36卷

(73) 专利权人 上海航天设备制造总厂有限公司

Xiangjun Zhang et al.High-efficiency magnetic coupling resonant wireless power transfer system with class-e amplifier and class-e rectifier.《2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)》.2017,

地址 200245 上海市闵行区华宁路100号

(72) 发明人 刘秀芳 田海林 赵维刚 宗翰林 杨洋 闫大鹏 张相军 张潇锐

(74) 专利代理机构 上海航天局专利中心 31107 专利代理师 余崧

(51) Int.Cl.

H02J 50/10 (2016.01)

审查员 苏建明

(56) 对比文件

CN 101834473 A, 2010.09.15

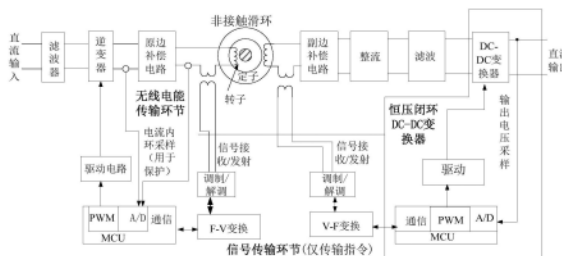
权利要求书1页 说明书9页 附图7页

(54) 发明名称

用于旋转机电设备的非接触供电装置

(57) 摘要

本发明提供了一种用于旋转机电设备的非接触供电装置,本发明设计了旋转松耦合结构,包括可变传输距离设计;本发明针对空间环境对铁磁性材料的应用限制和解决磁场定向问题,采用了高电阻率较高磁导率软磁材料包裹的内置铁氧体材料的转子结构设计方法;本发明针对可变传输距离下漏感变化较大给补偿环节设计带来困难的问题,采用了固定、定转子自感值的自感补偿设计方法;本发明针对Buck DC-DC变换器上电冲击问题及长供电导线电感的影响问题,采用了基于最大占空比限制的缓增式输出电压参考值闭环控制策略。



1. 一种用于旋转机电设备的非接触供电装置,其特征在于,包括:
转子与定子;
发射绕组与接收绕组,所述发射绕组与接收绕组分别安置在转子与定子上;
功率发送部分的电路,所述功率发送部分的电路固定在所述转子一端,并与所述转子相对静止,所述功率发送部分的电路包括依次连接的输入滤波器、逆变器和原边补偿电路;
接收部分的电路,所述接收部分的电路安装在定子上,并与所述定子相对静止,所述接收部分的电路与接收绕组直接相连,所述接收部分的电路包括依次连接的副边补偿电路、整流桥、输出滤波器和DC-DC变换器;
所述逆变器采用的是开环控制的方式;
所述转子采用1J79镍铁软磁合金材料做包裹;
所述转子采用内置式的铁氧体材料;
所述定子采用钛合金材料;
所述整流桥为电压型全桥整流桥;
所述输出滤波器为CL滤波器;
所述发射绕组为具有台阶的多轴径转子功率发射绕组;
所述台阶包括两种传输距离的台阶;
所述DC-DC变换器采用了逐级提高输出电压参考值及逐步放宽最大占空比的控制策略。

用于旋转机电设备的非接触供电装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于旋转机电设备的非接触供电装置

背景技术

[0002] 旋转机电设备在航天、新能源、工业领域大量应用,例如在风力发电的风塔和桨叶之间,是由风塔为桨叶中的旋转执行机构供电,在一些光伏发电中,旋转的太阳能帆板为静止的主体部分供电等。目前,这些旋转机电设备中旋转部分与静止的主体部分之间的供电是通过滑环实现的。滑环导电方式的供电属于接触式供电,存在着火花、磨损、腐蚀、结尘、冰冻等问题。已经有很多的旋转机电设备因为上述问题而出现故障。导电滑环的安全运行和维护成为旋转机电设备安全运行的重要环节。为解决这一问题,已经有很多的研究机构对此在材料方面、结构方面进行了改进,如光纤滑环用于信号的传输等,但对于功率传输应用并没有完全解决这些问题。

[0003] 近年来,无线电能传输技术成为了研究热点,因此,采用无线电能传输技术实现非接触式滑环提供旋转机电设备中旋转部件与精致部件之间的非接触供电就成为了可能。因为采用了非接触供电,完全消除了接触式滑环次内在的诸多问题,从而可以提高旋转式机电设备的运行寿命和旋转式机电设备的适应性。

[0004] 然而,旋转机电设备旋转部件与静止部件之间的传输与一般的无线电能传输方式不同,他是属于一种动态无线传能系统,在旋转过程中。旋转与静止两个部件之间的传输距离会变化,这对于系统的传输效率有较大的影响,另一方面,有些旋转机电设备所处环境特殊,不允许采用暴露与环境的铁氧体、非晶材料的导磁材料,磁场的定向性不好;第三,电磁场中的导体(存在于旋转与静止两个部件中,甚至是定、转子中)会存在涡流损耗等问题。

发明内容

[0005] 本发明的目的在于提供一种用于旋转机电设备的非接触供电装置。

[0006] 为解决上述问题,本发明提供一种用于旋转机电设备的非接触供电装置,包括:

[0007] 转子与定子;

[0008] 发射绕组与接收绕组,所述发射绕组与接收绕组分别安置在转子与定子上;

[0009] 功率发送部分的电路,所述功率发送部分的电路固定在所述转子一端,并与所述转子相对静止,所述功率发送部分的电路包括依次连接的输入滤波器、逆变器和原边补偿电路;

[0010] 接收部分的电路,所述接收部分的电路安装在定子上,并与所述定子相对静止,所述接收部分的电路与接收绕组直接相连,所述接收部分的电路包括依次连接的副边补偿电路、整流桥、输出滤波器和DC-DC变换器。

[0011] 进一步的,在上述用于旋转机电设备的非接触供电装置中,所述逆变器采用的是开环控制的方式。

[0012] 进一步的,在上述用于旋转机电设备的非接触供电装置中,所述转子采用1J79镍

铁软磁合金材料做包裹。

[0013] 进一步的,在上述用于旋转机电设备的非接触供电装置中,所述转子采用内置式的铁氧体材料。

[0014] 进一步的,在上述用于旋转机电设备的非接触供电装置中,所述定子采用钛合金材料。

[0015] 进一步的,在上述用于旋转机电设备的非接触供电装置中,所述整流桥为电压型全桥整流桥。

[0016] 进一步的,在上述用于旋转机电设备的非接触供电装置中,所述输出滤波器为CL滤波器。

[0017] 进一步的,在上述用于旋转机电设备的非接触供电装置中,所述发射绕组为具有台阶的多轴径转子功率发射绕组。

[0018] 进一步的,在上述用于旋转机电设备的非接触供电装置中,所述台阶包括两种传输距离的台阶。

[0019] 进一步的,在上述用于旋转机电设备的非接触供电装置中,所述DC-DC变换器采用了逐级提高输出电压参考值及逐步放宽最大占空比的控制策略。

[0020] 与现有技术相比,本发明设计了旋转松耦合结构,包括可变传输距离设计:为了测试由于制造或者使用条件的变化导致的传输距离对传输效率的影响,设计了具有台阶的多轴径转子功率发送绕组结构,本发明设计了两种传输距离的台阶。

[0021] 本发明针对空间环境对铁磁性材料的应用限制和解决磁场定向问题,采用了高电阻率较高磁导率软磁材料包裹的内置铁氧体材料的转子结构设计方法,既能够减少涡流损耗,又能够提高松耦合变压器的耦合系数,提高传输效率。

[0022] 本发明针对可变传输距离下漏感变化较大给补偿环节设计带来困难的问题,采用了固定、定转子自感值的自感补偿设计方法,解决了旋转过程中,电磁参数变化对传输参数的影响问题。

[0023] 本发明针对Buck DC-DC变换器上电冲击问题及长供电导线电感的影响问题,采用了基于最大占空比限制的缓增式输出电压参考值闭环控制策略。由于输出电容的存在,buck DC-DC变换器在供电时刻有上电冲击电流问题,电流极大,或在开始的几个高频周期为输出电容充电。在此阶段如果直接采用正常的输出电压闭环,buck变换器的控制环路中,占空比总是饱和的,电流得不到限制。如此大的电流会在MOSFET关断瞬间产生极大的 di/dt 。如果此时buck变换器的供电导线较长,存在较大的线路电感,则会在MOSFET漏极产生极高的电压尖峰,同时也会在MOSFET的驱动芯片上产生很高的电压尖峰,击穿MOSFET和驱动芯片。为此,本发明采用了逐级提高输出电压参考值及逐步放宽最大占空比的控制策略。

附图说明

[0024] 图1是本发明一实施例的用于旋转机电设备的非接触供电装置的结构图;

[0025] 图2是本发明一实施例的功率发送端绕组结构图;

[0026] 图3是本发明一实施例的Maxwell软件下松耦合变压器仿真结构图;

[0027] 图4是本发明一实施例的转子结构说明示意图;

[0028] 图5是本发明一实施例的转子结构爆炸示意图;

- [0029] 图6是本发明一实施例的基于S/LCC补偿结构的无线传能变换器；
- [0030] 图7是本发明一实施例的松耦合变压器及S/LCC补偿结构的受控源等效模型示意图；
- [0031] 图8是本发明一实施例的原边等效电路图；
- [0032] 图9是本发明一实施例的无线电能传输系统结构图；
- [0033] 图10是本发明一实施例的基于DSP控制的的Buck电路图；
- [0034] 图11是本发明一实施例的闭环控制系统框图；
- [0035] 图12是本发明一实施例的未补偿系统的原始增益函数 $G_0(s)$ 的波特图；
- [0036] 图13是本发明一实施例的II型补偿器电路图；
- [0037] 图14是本发明一实施例的补偿后的系统开环传函波特图；
- [0038] 图15是本发明一实施例的未采取抑制措施的上电电流波形图；
- [0039] 图16是本发明一实施例的变输出电压给定的上电冲击电流抑制方法逻辑框图；
- [0040] 图17是本发明一实施例的采取抑制措施后的上电电流波形图。

具体实施方式

[0041] 为使本发明的上述目的、特征和优点能够更加明显易懂，下面结合附图和具体实施方式对本发明作进一步详细的说明。

[0042] 如图1所示，本发明提供一种用于旋转机电设备的非接触供电装置，包括：

[0043] 转子与定子；

[0044] 发射绕组与接收绕组，所述发射绕组与接收绕组分别安置在转子与定子上；

[0045] 功率发送部分的电路，所述功率发送部分的电路固定在所述转子一端，并与所述转子相对静止，所述功率发送部分的电路包括依次连接的输入滤波器、逆变器和原边补偿电路；

[0046] 接收部分的电路，所述接收部分的电路安装在定子上，并与所述定子相对静止，所述接收部分的电路与接收绕组直接相连，所述接收部分的电路包括依次连接的副边补偿电路、整流桥、输出滤波器和DC-DC变换器。

[0047] 本发明的用于旋转机电设备的非接触供电装置一实施例中，所述逆变器采用的是开环控制。

[0048] 本发明的用于旋转机电设备的非接触供电装置一实施例中，所述转子采用1J79镍铁软磁合金材料做包裹。

[0049] 本发明的用于旋转机电设备的非接触供电装置一实施例中，所述转子采用内置式的铁氧体材料。

[0050] 本发明的用于旋转机电设备的非接触供电装置一实施例中，所述定子采用钛合金材料。

[0051] 本发明的用于旋转机电设备的非接触供电装置一实施例中，所述整流桥为电压型全桥整流桥。

[0052] 本发明的用于旋转机电设备的非接触供电装置一实施例中，所述输出滤波器为CL滤波器。

[0053] 本发明的用于旋转机电设备的非接触供电装置一实施例中，所述发射绕组为具有

台阶的多轴径转子功率发射绕组。

[0054] 本发明的用于旋转机电设备的非接触供电装置一实施例中,所述台阶包括两种传输距离的台阶。

[0055] 本发明的用于旋转机电设备的非接触供电装置一实施例中,所述DC-DC变换器采用了逐级提高输出电压参考值及逐步放宽最大占空比的控制策略。

[0056] 具体的,本发明给出了一种可以用于旋转机电设备的非接触供电花环的设计方案,该方案中转子作为功率发送端,定子作为功率接收端。该方案的总体结构如图1所示。

[0057] 在图1所示的原理示意结构图中,非接触滑环采用松耦合变压器,分为发射线圈和接收线圈。其中发射绕组缠绕在转子上,接收绕组缠绕在定子上。实际上,这不是必需的,对于风力发电应用,定子绕组是发射线圈,转子部分是接收线圈。从能量的传输角度,区别不大。

[0058] 直流输入经滤波器和逆变环节之后变换为高频交流电,高频交流电流驱动发射线圈,产生磁通,耦合至接收线圈,在副边感应出电能,由于松耦合变压器的耦合系数较低(两个绕组间隔5cm-10cm,耦合系数小于0.3),漏感很大,逆变器负载网络呈现强感性,因此会使得逆变电路中的无功电流很大,从而使得逆变部分的开关器件、无源器件中的流通电流很大,损耗较大,系统的传输效率很低。为了降低损耗,提高传输效率,在逆变器与松耦合变压器之间加入了原边补偿电路作为补偿环节,通过补偿环节使得逆变器的负载网络呈现弱感性,既能够降低无功电流,又能够实现软开关。

[0059] 逆变器采用的是开环控制,这是因为:

[0060] 1) 补偿环节是根据松耦合变压器的漏感、基于开关频率的基波交流分量以及开关频率倍数谐波而设计的,逆变器的调节会使得补偿的性能弱化;

[0061] 2) 闭环控制需要采样接收线圈侧的电压信号或者电流信号,在非接触供电的条件下,采样信号的无线传输会使得控制带宽很低,难以实现很好的闭环控制效果。

[0062] 因为开环的原因,尽管在补偿环节中设计了谐振恒流电路与谐振恒压电路,但是这种恒流和恒压只是对于基波输入有效,对于系统中多变的谐波输入分量则没有这一特性。因此接收侧输出电压还是有很大波动。为此,在接收侧,又设计了DC-DC变换器,能够将较大波动的松耦合变压器输出变换至平稳的直流电压,为负载供电。通信部分是为了定、转子之间的指令信号的传输。

[0063] 转子采用电阻率高、导磁率较高的1J79镍铁软磁合金材料做包裹,为了进一步提高转子的导磁率,采用了内置式的铁氧体材料,所以转子极有较高的导磁率的同时,又具有抑制涡流的作用。定子部分也采用低导磁率的钛合金材料制作。

[0064] 本发明设计了一个额定功率为1000W,额定输入电压为直流40V,额定输出电压为直流40V的非接触供电滑环。

[0065] 本发明共包括如下四个部分内容:

[0066] 1) 可变传输距离旋转松耦合机构;

[0067] 2) 无线传能变换器及其补偿结构设计;

[0068] 3) 整流环节的设计方法;

[0069] 4) 恒输出电压闭环控制接收侧DC-DC变换器。

[0070] 下面分别介绍:

[0071] 1) 可变传输距离旋转松耦合机构

[0072] 旋转松耦合变压器中发射绕组与接收绕组可以分别安置在转子与定子上,取决于供电与受电哪一个是需要旋转的。本发明中采用的旋转松耦合结构,发送绕组安装在转子上,接收绕组安装在定子上。

[0073] 功率发送部分的电路固定在转子一端,与转子相对静止,所述功率发送部分的电路包括输入滤波器、逆变器和原边补偿电路及散热片。定子上安装的接收部分的电路,因为相对于定子是静止的,所以直接安装在台座上,与接收绕组直接相连。

[0074] 根据流经原、副边电流的大小选取原、副边绕组的线径,按照输出功率1000W来计算。原边电压40V,电流有效值25A,选择股数为1500股,线径为5.6mm的litz线;原边电压100V,电流有效值10A,选择股数为500股,线径为3.2mm的litz线。通过仿真对比了平面绕组与多层绕组,优选了多层同轴耦合结构。仿真工具采用ANSYS Maxwell,仿真采用理论计算得到的线径、匝数。

[0075] 采用可变传输距离设计,传输距离为5cm或10cm。可变传输距离的旋转式松耦合变压器转子(内圈)结构模型如图2所示,可以在试验研究中,通过调整转子与定子的相对位移,选择两个发射端的绕组中的一个作为发送绕组。

[0076] 由于传输距离是可变的,因此两种传输距离下的和自感和漏感均会有差异,补偿环节难以设计优化。漏感的设计受到种种条件的影响,因此针对漏感进行补偿电路设计较难。而自感则相对容易设计成为固定的值。因此本发明采用的是补偿电路设计方法是自感补偿。两种不同外径的原边线圈的自感设计为相同电感值。

[0077] 以传输距离5cm为例,建立松耦合变压器结构模型。转子原边线圈外径15cm,定子副边线圈内径25cm。利用Maxwell仿真软件对松耦合变压器仿真的松耦合变压器模型如图3所示。仿真设计结果如表1所示。

[0078] 若传输距离为10cm,则定子位置调整到与较小内圈转子相同高度。转子原边线圈外径5cm,定子副边线圈内径25cm,

[0079] 实际情况中,由于转子和定子的轴向相对位置可以很好的固定,但是总会存在差异,所以,在该装置中设计了可以调节轴向相对位移的功能。通过Maxwell软件仿真,可以发现,随着相对位置的偏移,漏感值变化较大,但自感值变化不大。因此,选择自感补偿设计作为补偿环节的设计方法是合理的。

[0080] 表1理论计算和仿真设计的参数列表:

	转子(较小内圈)	转子(较大内圈)	定子(外圈)
作用	原边	原边	副边
线圈外径	3	15	28
[0081] Litz 线规格	线径 5.6mm (0.1mm*1500股)	线径 5.6mm (0.1mm*1500股)	线径 3.2mm (0.1mm*500股)
匝数	38 匝	15 匝	26 匝
自感	28.62uH	28.75uH	325.73uH

[0082] 磁场定向设计:由于有些空间环境不允许采用暴露于外部环境的铁氧体材料,因

此,转子采用高电阻率、较高磁导率的软磁材料合金作为外部包裹材料,将更高导磁率的铁氧体内置于该包裹之中,结构说明示意图如图4所示。实际设计的三维转子结构如图5所示。形成可以提供磁场定向的铁芯。定子部分主要考虑涡流损耗问题,采用高电阻率的非金属材料制作。

[0083] 在采用了较高导磁率的转子磁芯材料后,机架结构的材料中的磁通较少,涡流损耗大大降低。

[0084] 2) 无线传能变换器及其补偿结构设计

[0085] 补偿结构采用较为成熟的LCC/S补偿,逆变环节采用电压型全桥逆变方案,整流采用全桥整流结合CL滤波。无线传能部分的电路如图6所示。其中的RL在本发明中是采用了DC-DC降压变换器(buck),以获得恒定的输出电压。在这种情况下Lo则可以认为是输入至buck变换器的线路杂散电感,对于buck变换器的工作有不可忽略的负面影响,该影响的抑制将在下面的内容中予以说明。

[0086] 在如图6所示的电路中,逆变部分采用全桥逆变拓扑,该拓扑由四个开关管构成。全桥逆变电路可采用脉宽调制、频率调制、移相控制,为了避免产生直通问题,同一桥臂上的一对开关管总是采用含有死区的互补方式进行驱动。该电路可直接在桥臂上施加直流电压,且开关管电压应力较小,因此十分适合大功率场合的应用。

[0087] 考虑到后级的buck变换器的输出为恒定的40V直流输出,因此,接收侧整流桥的输出电压范围设计为50V-200V。

[0088] 补偿部分采用的就是S/LCC自感补偿结构。采用S/LCC补偿结构获得恒压输入恒压输出特性,并对各补偿元件的参数设计进行了优化,能够较好的实现系统性能。下面是自感补偿参数设计方法:

[0089] 补偿的受控源等效模型如图7所示,图中UAB是全桥逆变后的基波电压。

[0090] 其中,C1、C2分别为原、副边串联补偿电容,Lf2为副边补偿电感,Cf2为副边并联补偿电容,RL是阻性负载。根据谐振关系,有:

$$[0091] \quad L_1 C_1 = \frac{1}{\omega^2} \quad (1)$$

$$[0092] \quad (L_2 - L_{f2}) C_2 = \frac{1}{\omega^2} \quad (2)$$

$$[0093] \quad L_{f2} C_{f2} = \frac{1}{\omega^2} \quad (3)$$

[0094] 根据对称T网络,有

$$[0095] \quad Z_{in2} = \frac{X^2}{R_L} \quad (4)$$

$$[0096] \quad I_2 = \frac{j\omega M I_1}{Z_{in2}} \quad (5)$$

[0097] 将式(5)代入原边受控源 $-j\omega M I_2$ 有

$$[0098] \quad -j\omega M I_2 = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{in2}} I_1 = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{X^2} I_1 = R_{ref} I_1 \quad (6)$$

[0099] 由式可见,原边受控源 $-j\omega M I_2$ 相当于一个纯电阻 R_{ref} 。其中,

$$[0100] \quad R_{ref} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{X^2} \quad (7)$$

$$[0101] \quad U_{AB} = R_{ref} \cdot I_1 = Z_{in} \cdot I_1 \quad (8)$$

[0102] 可以计算出原边电流I1为如图8所示:

$$[0103] \quad I_1 = \frac{X^2}{\omega^2 M^2 R_L} U_{AB} \quad (9)$$

[0104] 在图7中,根据对称T网络模型,有

$$[0105] \quad I_o = \frac{j\omega M I_1}{jX} \quad (10)$$

$$[0106] \quad U_o = -jX I_2 \quad (11)$$

[0107] 将I1代入可以计算出

$$[0108] \quad U_o = I_o \cdot R_L = \frac{j\omega M}{jX} \cdot \frac{X^2}{\omega^2 M^2 R_L} U_{AB} \cdot R_L = \frac{X}{\omega M} U_{AB} = \frac{L_{f2}}{M} U_{AB} \quad (12)$$

[0109] 可见,S/LCC补偿结构具有恒压输入转恒压输出特性,并不受负载影响。但该特性仅对基波输入频率有效。

[0110] 由公式(12)可以得出松耦合变压器及S/LCC补偿拓扑的输入、输出电压与互感、补偿电感参数值的关系,由于松耦合变压器设计好后互感值已定,按照设计要求中输入电压UAB、输出电压Uo比值,可以得出补偿电感Lf2的值。

[0111] 进一步给出补偿网络各参数值的计算公式为:

$$[0112] \quad \begin{cases} C_1 = 1/(\omega^2 L_1) \\ C_{f2} = 1/(\omega^2 L_{f2}) \\ C_2 = 1/(\omega^2 (L_2 - L_{f2})) \end{cases} \quad (13)$$

[0113] 3) 恒输出电压闭环控制接收侧DC-DC变换器

[0114] 加入buck DC-DC变换器之后的整体系统结构如图9所示:

[0115] 本发明使用基于DSP数字式控制的buck电路,输入范围为50V-200V,以应对松耦合变压器输出侧的电压波动,控制方法为电压闭环的连续导通模式,输出直流电压40V。其电路拓扑结构图如图10所示:

[0116] 如图11所示的恒输出电压闭环控制buck单元中含有滤波电感Lo,输出电容C0和DSP闭环控制模块。该电路单元工作于CCM模式,按照输出电流上下各波动10%来计算,则Buck电感值可以由下式给出:

$$[0117] \quad L = \frac{V_L D T}{0.2 I_o} = \frac{60 \times 0.4 \times 20 \mu s}{0.2 \times 25} = 96 \mu H$$

[0118] 输出电压纹波限制在0.5V以内,则输出滤波电容的计算公式为

$$[0119] \quad C_o = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = \frac{T \Delta I}{8 \Delta V} = \frac{20 \mu s \times 0.2 \times 25}{8 \times 0.5} = 25 \mu F$$

[0120] Buck闭环控制环节采用DSP数字式闭环,其系统框图如图11所示。

[0121] 根据buck电路小信号建模,可以求得未补偿的原始增益函数G0(s)。其中。将各参

数代入,可以得到未补偿系统的原始增益函数 $G_0(s)$ 的伯德图如图12曲线所示。由图12可见,在低频段,斜率为0dB/dec,存在严重的稳态误差;在中频段,虽然相位裕度大于 45° ,但幅频特性曲线以-40dB/dec的斜率穿过0dB线,系统相对稳定性差,因此必须对其进行补偿以获得更好的特性。

[0122] 补偿环节采用二阶补偿,如图13所示。

[0123] 表4-1III型补偿器的元器件参数表

	名称	计算值	实际值
	R_1	10k Ω	9.7k Ω
[0124]	R_2	6.8k Ω	6.85k Ω
	C_1	1 μ F	1 μ F
	C_2	1nF	1nF

[0125] 可得出II型补偿器的传递函数为:

$$[0126] \quad G_c(s) = \frac{6.8 \times 10^{-3} s + 1}{6.81 \times 10^{-12} s^2 + 1.001 \times 10^{-6} s}$$

[0127] 采用II型补偿器补偿后的系统开环传函的波特图如图14所示,由图可见,系统相位裕度 γ 为 75.4° ($\geq 45^\circ$),系统稳定;具有较高的低频增益,并在中频段以-20dB/dec的斜率穿过0dB线,高频段以-40dB/dec的斜率下降,对高频噪声的抑制能力强。

[0128] 本系统最终采用DSP数字控制,需要离散化。采用双线性Z变换离散化方法,可得到PI参数的理想差分算法如下式所示:

$$[0129] \quad u_c(k) = 0.8u_c(k-1) + 0.9u_c(k-2) + 4054.16u_s(k) + 11.89u_s(k-1) - 4039.26u_s(k-2)$$

[0130] 在大功率的DC-DC变换器中,上电冲击一直是一个无法回避的问题。上电启动时刻,输出电容端电压为零,且在一定阶段内,电容电压都会远低于额定输出电压,所以PI环节的调节会使得buck变换器的导通占空比调至饱和。系统内的电流都会有一个超调和振荡,一旦电感电流超过了饱和值,电感相当于瞬间短路,此时流过电感的电流将急剧增加,对器件的安全运行产生很大的威胁。根据仿真,上电波形如图15所示,上电瞬间冲击电流极大。此时由于线路上难免会有杂散电感的存在,过大的瞬时电流会在杂散电感上储存很大的能量。在功率开关器件关断的时刻,由于杂散电感没有放电回路,会导致很大冲击电压,进而损毁开关器件及其驱动电路。根据实验,这一电压尖峰会达到700V以上,而且会连续多个周期,直至输出电容充电至2/3的额定输出电压。

[0131] 针对DC-DC变换器中上电冲击问题,传统的方法多为增加继电器、串接热敏电阻等方法,极大的增加了设备的体积。本发明针对此问题,提出了采用变输出电压给定的上电冲击电流抑制方法,避免了传统方法需要牺牲设备体积的问题。其程序逻辑框图如图16所示。在如图16所示的启动阶段控制策略中,最大占空比会从30%逐渐地提高,直至输出电压参考值 V_{ref} 达到稳态值。

[0132] 在上电的时刻,缓慢增大输出电压给定,相当于系统输入的阶跃值每次增加量很小,以此来减小输出电压和电流的超调,根据图17可以看出,上电冲击电流得到了很好的抑制。

[0133] 综上所述,本发明设计了旋转松耦合结构,包括可变传输距离设计:为了测试由于

制造或者使用条件的变化导致的传输距离对传输效率的影响,设计了具有台阶的多轴径转子功率发送绕组结构,本发明设计了两种传输距离的台阶。

[0134] 本发明针对空间环境对铁磁性材料的应用限制和解决磁场定向问题,采用了高电阻率较高磁导率软磁材料包裹的内置铁氧体材料的转子结构设计方法,既能够减少涡流损耗,又能够提高松耦合变压器的耦合系数,提高传输效率。

[0135] 本发明针对可变传输距离下漏感变化较大给补偿环节设计带来困难的问题,采用了固定、定转子自感值的自感补偿设计方法,解决了旋转过程中,电磁参数变化对传输参数的影响问题。

[0136] 本发明针对Buck DC-DC变换器上电冲击问题及长供电导线电感的影响问题,采用了基于最大占空比限制的缓增式输出电压参考值闭环控制策略。由于输出电容的存在,buck DC-DC变换器在供电时刻有上电冲击电流问题,电流极大,或在开始的几个高频周期为输出电容充电。在此阶段如果直接采用正常的输出电压闭环,buck变换器的控制环路中,占空比总是饱和的,电流得不到限制。如此大的电流会在MOSFET关断瞬间产生极大的 di/dt 。如果此时buck变换器的供电导线较长,存在较大的线路电感,则会在MOSFET漏极产生极高的电压尖峰,同时也会在MOSFET的驱动芯片上产生很高的电压尖峰,击穿MOSFET和驱动芯片。为此,本发明采用了逐级提高输出电压参考值及逐步放宽最大占空比的控制策略。

[0137] 本说明书中各个实施例采用递进的方式描述,每个实施例重点说明的都是与其他实施例的不同之处,各个实施例之间相同相似部分互相参见即可。

[0138] 显然,本领域的技术人员可以对发明进行各种改动和变型而不脱离本发明的精神和范围。这样,倘若本发明的这些修改和变型属于本发明权利要求及其等同技术的范围之内,则本发明也意图包括这些改动和变型在内。

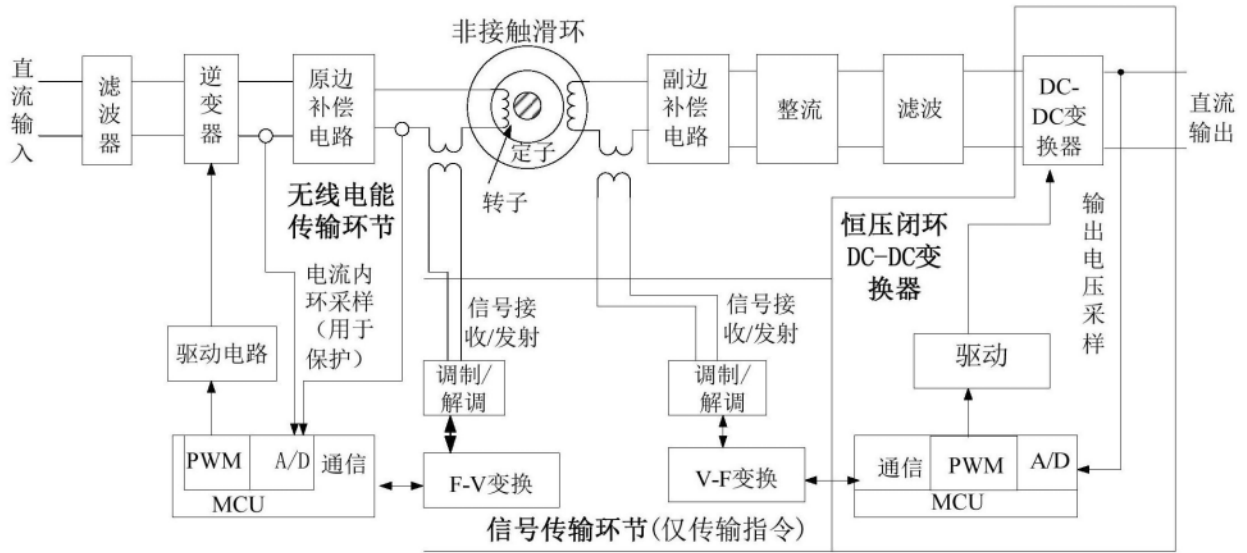


图1

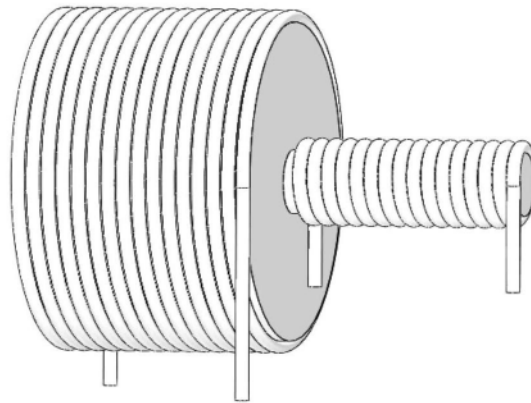


图2



图3

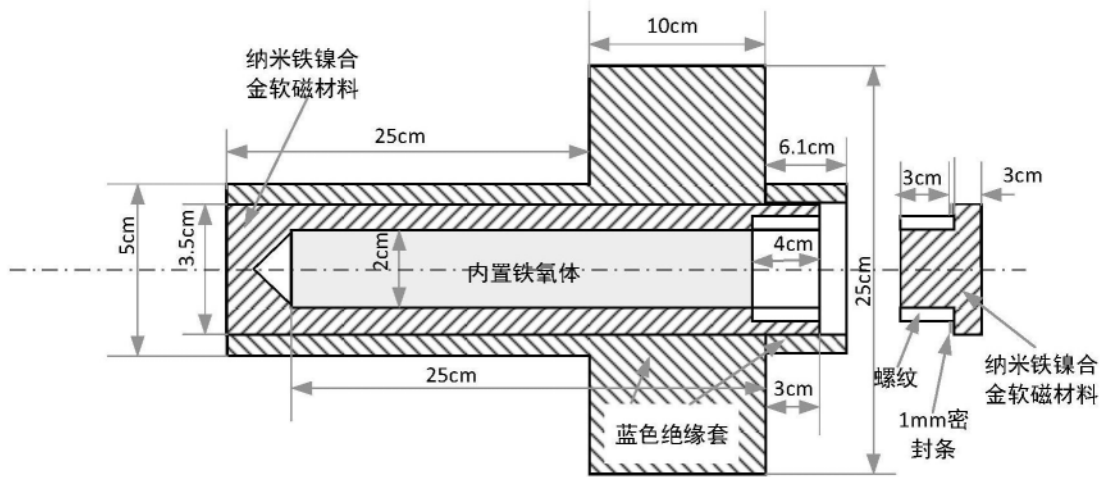


图4

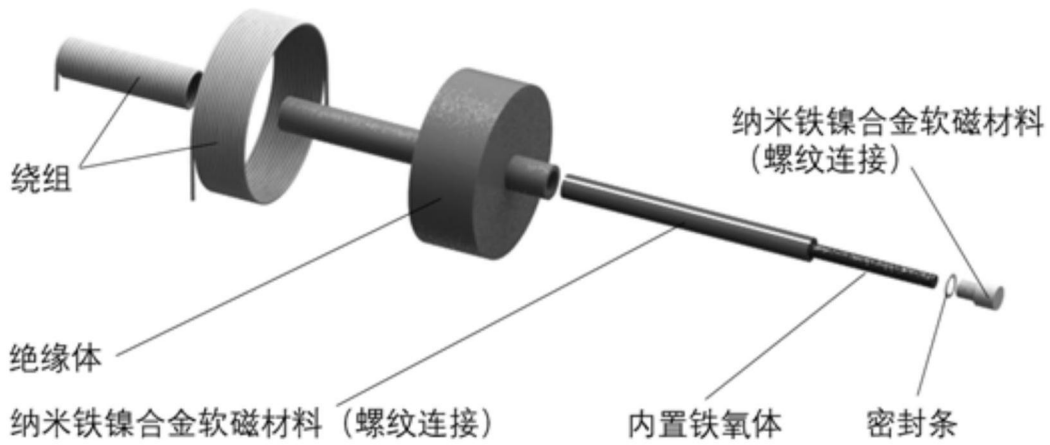


图5

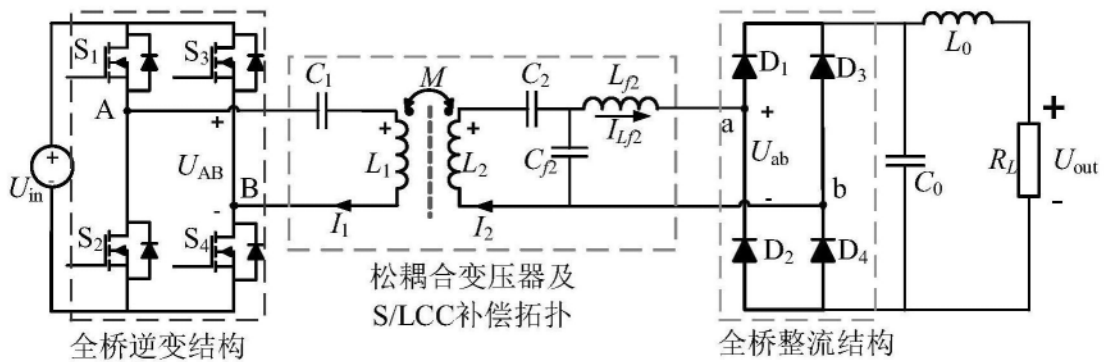


图6

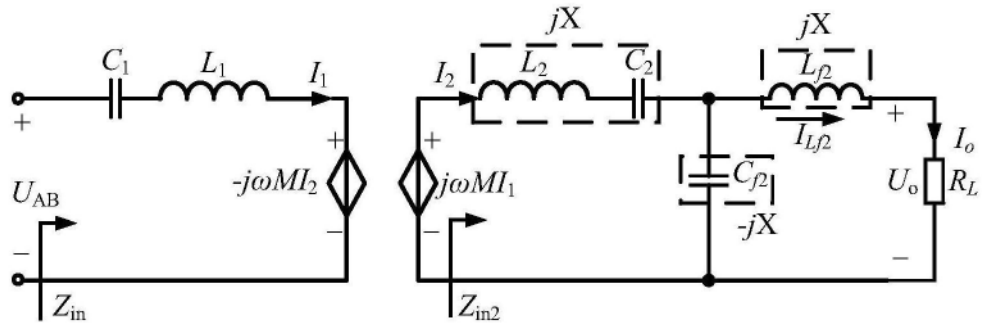


图7

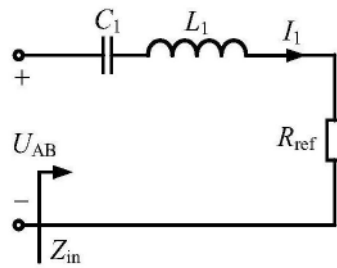


图8

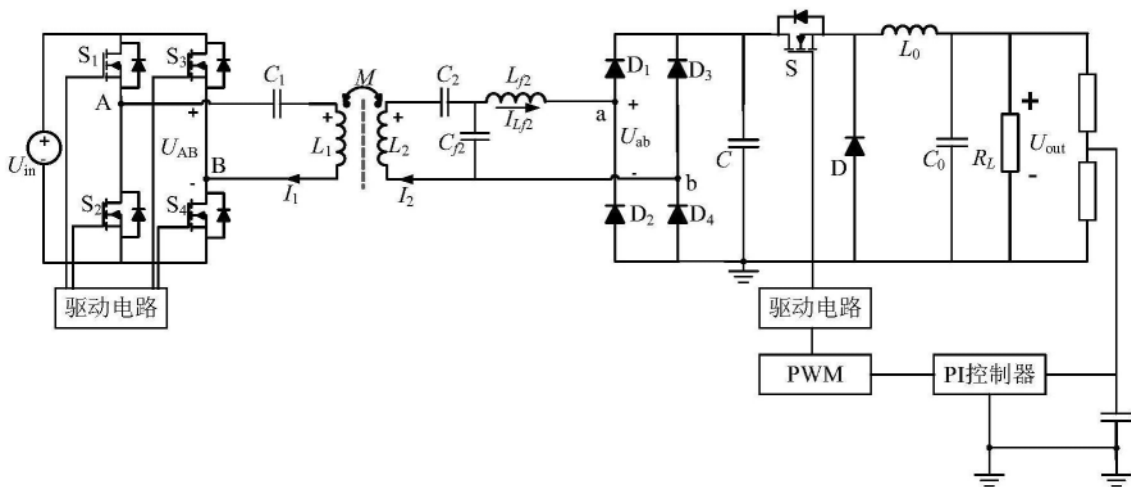


图9

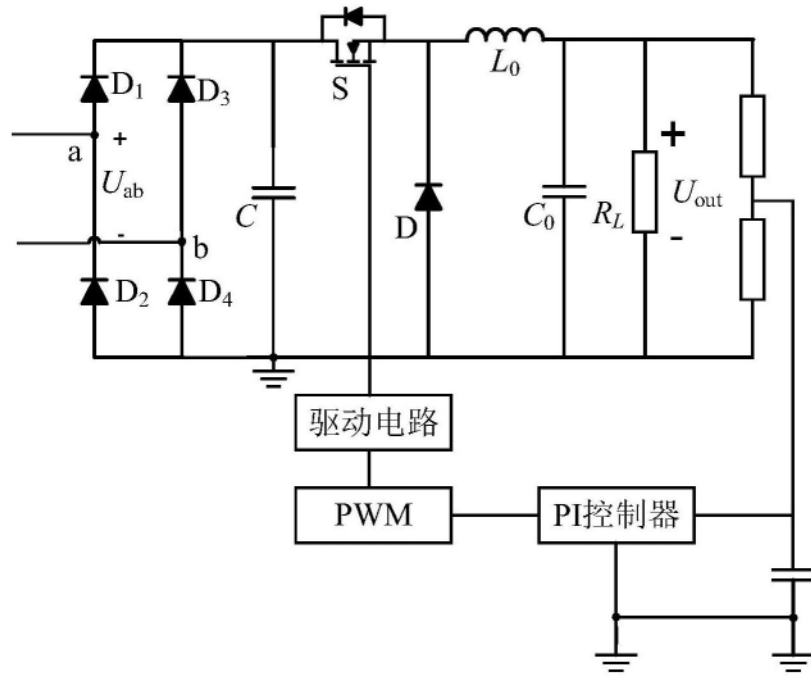


图10

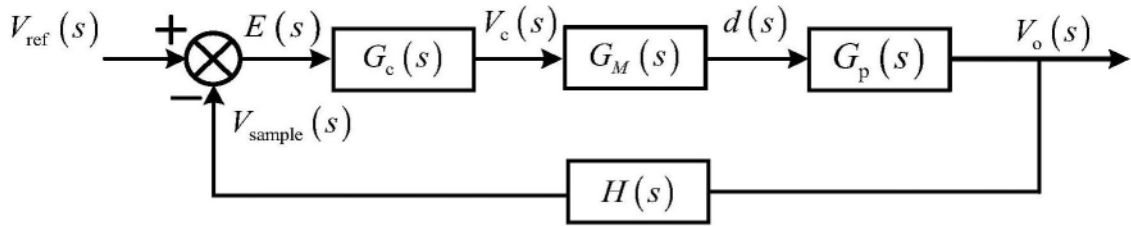


图11

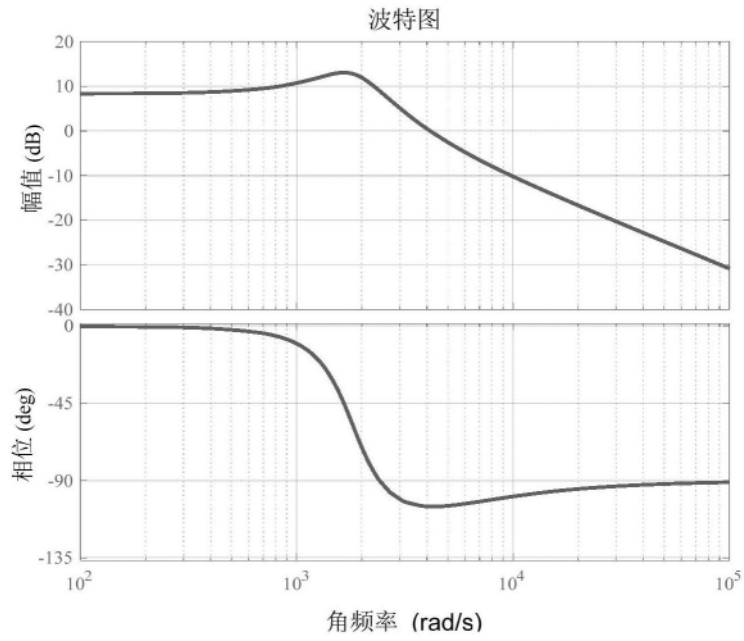


图12

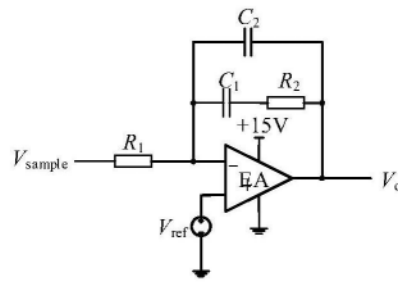


图13

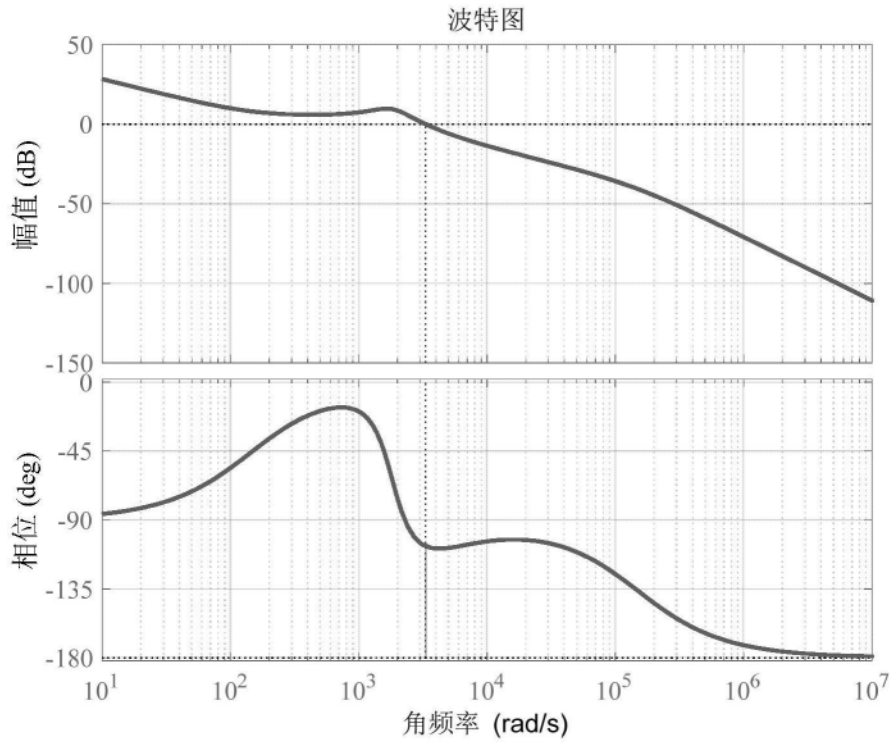


图14

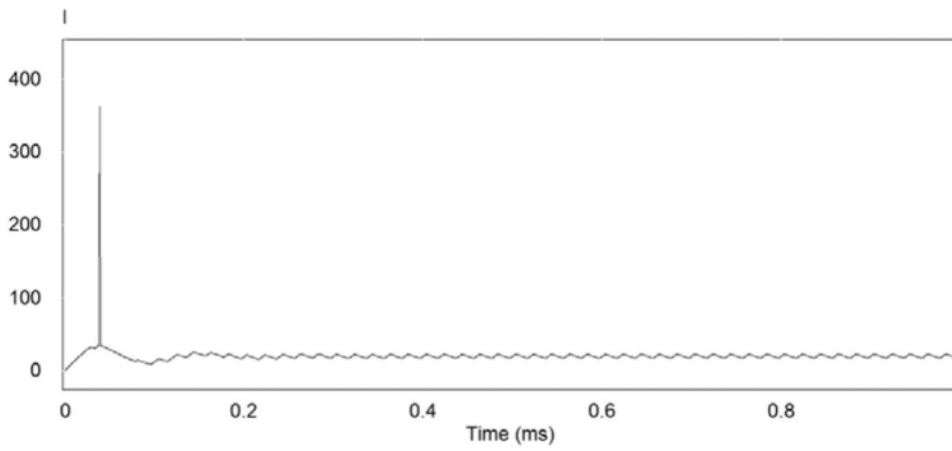


图15

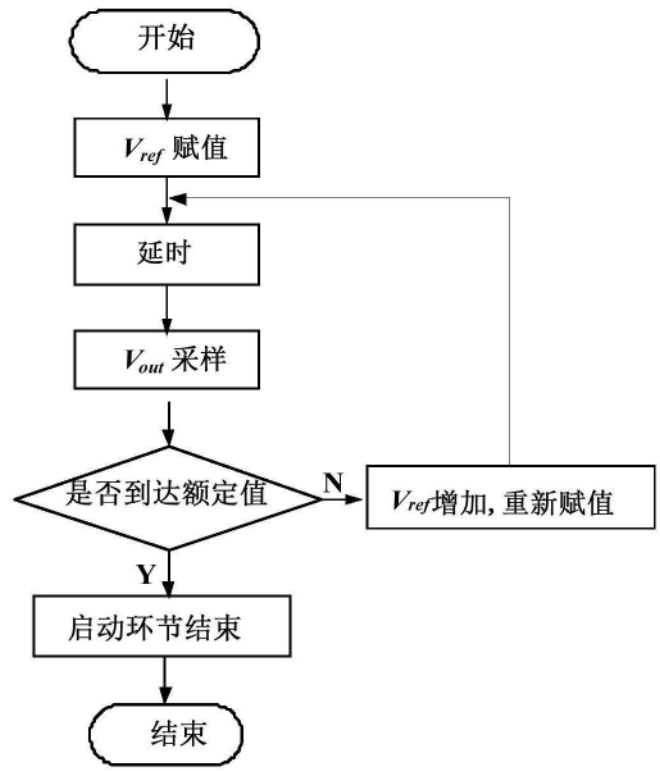


图16

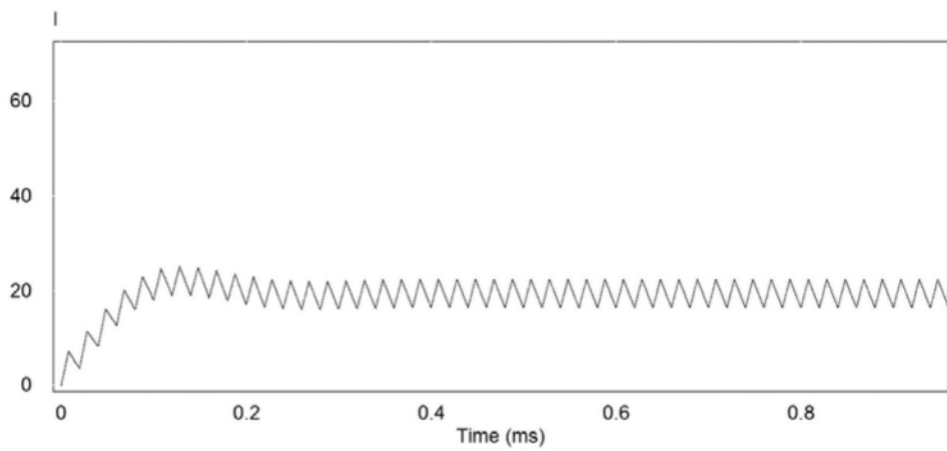


图17