(19)国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 112737021 B
(45)授权公告日 2023.07.07

(21)申请号 202011561544.7
(22)申请日 2020.12.25
(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 112737021 A
(43)申请公布日 2021.04.30
(73)专利权人 无锡三石电子有限公司
地址 214196 江苏省无锡市锡山区东港镇怀仁路67号
(72)发明人 傅盛如
(74)专利代理机构 无锡睿升知识产权代理事务所(普通合伙) 32376
专利代理师 张悦
(51)Int.Cl.
H02J 7/00(2006.01)
H02J 50/10(2016.01)
H02M 3/335(2006.01)

(56)对比文件
CN 102882286 A,2013.01.16
CN 106849374 A,2017.06.13
CN 107425610 A,2017.12.01
CN 108183560 A,2018.06.19
CN 111146873 A,2020.05.12
CN 111490604 A,2020.08.04
JP 6384569 B1,2018.09.05

审查员 左昀

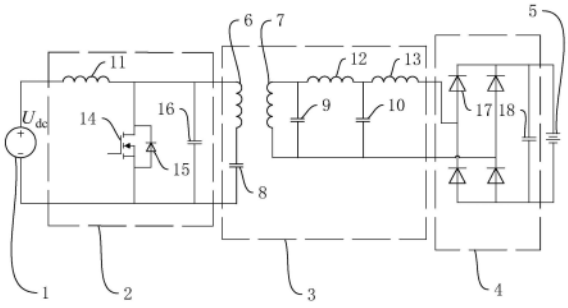
权利要求书1页 说明书5页 附图4页

(54)发明名称

一种基于Class-E电路的负载无关型无线充电电路及控制方法

(57)摘要

本发明涉及无线充电电路的技术领域，尤其是涉及一种基于Class-E电路的负载无关型无线充电电路及控制方法，其中，充电电路包括磁耦合机构，磁耦合机构包括发射线圈、接收线圈、发射补偿电容、第一补偿电容、第二补偿电容、第二电感和第三电感，发射线圈与发射补偿电容串联，接收线圈与第二电感和第三电感串联，第一补偿电容与接收线圈并联，第二补偿电容与接收线圈和第二电感组成的串联电路并联。本发明具有效率高、器件少、控制简单、可靠性高的效果。



CN 112737021 B

1.一种基于Class-E电路的负载无关型无线充电电路的控制方法，其特征在于：包括磁耦合机构(3)，所述磁耦合机构(3)包括发射线圈(6)、接收线圈(7)、发射补偿电容(8)、第一补偿电容(9)、第二补偿电容(10)、第二电感(12)和第三电感(13)，所述发射线圈(6)与发射补偿电容(8)串联，所述接收线圈(7)与第二电感(12)和第三电感(13)串联，所述第一补偿电容(9)与接收线圈(7)并联，所述第二补偿电容(10)与接收线圈(7)和第二电感(12)组成的串联电路并联；

还包括直流供电电源(1)、逆变单元(2)和高频整流单元(4)；所述直流供电电源(1)的输出端与逆变单元(2)的输入端连接，所述逆变单元(2)的输出端与磁耦合机构(3)的输入端连接，所述磁耦合机构(3)的输出端与高频整流单元(4)的输入端连接；

所述逆变单元(2)为Class-E电路，包括第一电感(11)、增强型NMOS管(14)、寄生二极管(15)和第一电容(16)，所述第一电感(11)连接在直流供电电源(1)的正极和增强型NMOS管(14)的漏极之间，所述增强型NMOS管(14)的源极与直流供电电源(1)的负极连接，所述寄生二极管(15)的正极与增强型NMOS管(14)的源极连接，负极与增强型NMOS管(14)的漏极连接，所述第一电容(16)的两端分别与增强型NMOS管(14)的源极与漏极连接，且第一电容(16)与发射线圈(6)和发射补偿电容(8)组成的串联电路并联；

所述高频整流单元(4)为桥式整流电路；

将发射线圈(6)等效为第一发射分离线圈(61)与第二发射分离线圈(62)，将第二电感(12)等效为第二分离电感一(121)和第二分离电感二(122)；

令$\omega_{cv}=\alpha\omega_{cc}$，根据公式$L_{p1}=\frac{1}{\alpha^2}L_p$求出α的值，其中$\omega_{cv}$为恒压模式的开关角频率，$\omega_{cc}$为恒流模式的开关角频率，α为恒压模式的开关角频率与恒流模式的开关角频率的比值，L_p为发射线圈(6)的电感，L_{p1}为第一发射分离线圈(61)的电感，根据频率与角频率的关系公式$\omega=2\pi f$，给定恒压工作频率(f_{cv})，求出对应的恒流工作频率(f_{cc})，或者给定恒流工作频率(f_{cc})，求出对应的恒压工作频率(f_{cv})；

令发射补偿电容(8)与第一发射分离线圈(61)在恒压工作频率(f_{cv})下发生谐振，即可实现恒压输出，令发射补偿电容(8)与发射线圈(6)在恒流工作频率(f_{cc})下发生谐振，即可实现恒流输出。

一种基于Class-E电路的负载无关型无线充电电路及控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及无线充电电路的技术领域，尤其是涉及一种基于Class-E电路的负载无关型无线充电电路及控制方法。

背景技术

[0002] 近年来，随着无线电能传输技术的不断发展，无线充电的应用场合也逐渐扩大，最常见的应用是电池的无线充电。在给锂电池充电的过程中，当锂电池电量较低时，内阻较小，首先进行恒流充电过程，此时充电器输出恒定的电流给锂电池充电，随着电池电量的上升，内阻逐渐增大，此时端电压也逐渐上升，当端电压达到预设电压时，采用恒压充电方式，此时充电电流逐渐减小，综上所述，需要充电电路的输出具备恒流与恒压两种工作模式。目前实现充电电路恒流与恒压的方法有：再加入一级DC-DC电路、采用双边LCC补偿网络、切换器件改变补偿网络等方法。

[0003] 虽然上述三种方法均能实现恒流恒压，但也存在不足：再加一级DC-DC电路会使系统整体效率更低，更复杂；采用双边LCC补偿网络需要在电路的两边均加入较为复杂的补偿网络，所需要的无源器件较多；切换器件改变补偿网络的方法改变了补偿网络，且需要多个切换开关，结构较复杂。综上所述，以上方法均存在控制复杂，所需器件较多的缺陷。

发明内容

[0004] 针对现有技术存在的不足，本发明的目的是提供一种基于Class-E电路的负载无关型无线充电电路及工作方法，其具有效率高、器件少、控制简单、可靠性高的效果。

[0005] 本发明的上述技术效果是通过以下技术方案得以实现的：

[0006] 一种基于Class-E电路的负载无关型无线充电电路，包括磁耦合机构，所述磁耦合机构包括发射线圈、接收线圈、发射补偿电容、第一补偿电容、第二补偿电容、第二电感和第三电感，所述发射线圈与发射补偿电容串联，所述接收线圈与第二电感和第三电感串联，所述第一补偿电容与接收线圈并联，所述第二补偿电容与接收线圈和第二电感组成的串联电路并联。

[0007] 进一步的，上述充电电路还包括直流供电电源、逆变单元和高频整流单元；所述直流供电电源的输出端与逆变单元的输入端连接，所述逆变单元的输出端与磁耦合机构的输入端连接，所述磁耦合机构的输出端与高频整流单元的输入端连接。

[0008] 进一步的，所述逆变单元为Class-E电路，包括第一电感、增强型NMOS管、寄生二极管和第一电容，所述第一电感连接在直流供电电源的正极和增强型NMOS管的漏极之间，所述增强型NMOS管的源极与直流供电电源的负极连接，所述寄生二极管的正极与增强型NMOS管的源极连接，负极与增强型NMOS管的漏极连接，所述第一电容的两端分别与增强型NMOS管的源极与漏极连接，且第一电容与发射线圈和发射补偿电容组成的串联电路并联。

[0009] 进一步的，所述高频整流单元为桥式整流电路。

[0010] 通过采用上述技术方案，采用分离电感的分析方法、T型等效模型的分析方法以及戴维南等效定理，在恒压模式时，可以将磁耦合机构转化为负载与电压源串联的电路，从而能够实现恒压输出特性，在恒流模式时，可将磁耦合机构转化为负载与电流源串联的电路，从而能够实现恒流输出的特性；综上所述，本电路能够满足恒压工作与恒流工作的条件，且具有效率高、器件少、控制简单、可靠性高的效果。

[0011] 一种基于Class-E电路的负载无关型无线充电电路实现恒压充电与恒流充电的控制方法，包括：

[0012] 将发射线圈等效为第一发射分离线圈与第二发射分离线圈，将第二电感等效为第二分离电感一和第二分离电感二；

[0013] 令$\omega_{cv}=\alpha\omega_{cc}$，根据公式$L_{p1}=\frac{1}{\alpha^2}L_p$求出α的值，其中$\omega_{cv}$为恒压模式的开关角频率，$\omega_{cc}$为恒流模式的开关角频率，α为恒压模式的开关角频率与恒流模式的开关角频率的比值，L_p为发射线圈的电感，L_{p1}为第一发射分离线圈的电感，根据频率与角频率的关系公式$\omega=2\pi f$，给定恒压工作频率，求出对应的恒流工作频率，或者给定恒流工作频率，求出对应的恒压工作频率；

[0014] 令发射补偿电容与第一发射分离线圈在恒压工作频率下发生谐振，即可实现恒压输出，令发射补偿电容与发射线圈在恒流工作频率下发生谐振，即可实现恒流输出。

[0015] 综上所述，本发明包括以下至少一种有益技术效果：

[0016] 1.具备恒压工作与恒流工作两种工作模式；

[0017] 2.工作效率高、器件少、控制简单、可靠性高。

附图说明

[0018] 图1是实施例中一种基于Class-E电路的负载无关型无线充电电路的电路图；

[0019] 图2是图1电路的T型等效原理示意图；

[0020] 图3是图2电路的恒压输出模式等效图；

[0021] 图4是图3电路的恒压输出模式等效图；

[0022] 图5是图4电路的恒压输出模式等效图；

[0023] 图6是图2电路的恒流输出模式等效图；

[0024] 图7是图6电路的恒流输出模式等效图；

[0025] 图8是图7电路的恒流输出模式等效图。

[0026] 图中，1、直流供电电源；2、逆变单元；3、磁耦合机构；4、高频整流单元；5、充电电池；6、发射线圈；61、第一发射分离线圈；62、第二发射分离线圈；7、接收线圈；8、发射补偿电容；9、第一补偿电容；10、第二补偿电容；11、第一电感；12、第二电感；121、第二分离电感一；122、第二分离电感二；13、第三电感；14、增强型NMOS管；15、寄生二极管；16、第一电容；17、整流二极管；18、滤波电容；f_{cv}、恒压工作频率；f_{cc}、恒流工作频率。

具体实施方式

[0027] 以下结合附图对本发明作进一步详细说明。

[0028] 实施例一：

[0029] 参照图1-8,为本发明公开的一种基于Class-E电路的负载无关型无线充电电路,包括直流供电电源1、逆变单元2、磁耦合机构3和高频整流单元4。直流供电电源1的输出端与逆变单元2的输入端连接,逆变单元2的输出端与磁耦合机构3的输入端连接,磁耦合机构3的输出端与高频整流单元4的输入端连接,高频整流单元4的输出端与充电电池5的输出端连接。

[0030] 其中,逆变单元2为Class-E电路,包括第一电感11、增强型NMOS管14、寄生二极管15和第一电容16。第一电感11连接在直流供电电源1的正极和增强型NMOS管14的漏极之间,增强型NMOS管14的源极与直流供电电源1的负极连接,寄生二极管15的正极与增强型NMOS管14的源极连接,负极与增强型NMOS管14的漏极连接,第一电容16的两端分别与增强型NMOS管14的源极与漏极连接,第一电容16的两端即为逆变单元2的输出端。

[0031] 磁耦合机构3包括发射线圈6、接收线圈7、发射补偿电容8、第一补偿电容9、第二补偿电容10、第二电感12和第三电感13。发射线圈6与发射补偿电容8串联,发射线圈6与发射补偿电容8组成的串联电路的两端即为磁耦合机构3的输入端,发射线圈6和发射补偿电容8组成的串联电路与第一电容16与并联。接收线圈7与第二电感12和第三电感13串联,第一补偿电容9与接收线圈7并联,第二补偿电容10与接收线圈7和第二电感12组成的串联电路并联,第三电感13远离第二电感12的一端以及接收线圈7远离第二电感12的一端作为磁耦合机构3的输出端。

[0032] 高频整流单元4为包括四个整流二极管17和一个滤波电容18的桥式整流电路。

[0033] 上述充电电路工作时,直流供电电源1提供的直流电流首先经过逆变单元2转化为交流电流,然后交流电流经过磁耦合机构3和整流单元后,转换为恒压或恒流的直流电,并给充电电池5

[0034] 参照图2,在磁耦合机构3中提出一种S/CLCL的新型补偿网络,采用分离电感的分析方法,发射线圈6可以等效成第一发射分离线圈61和第二发射分离线圈62,且第一发射分离线圈61、第二发射分离线圈62和发射补偿电容8串联设置,第二电感12可以等效成串联设置的第二分离电感一121和第二分离电感二122,另外,图2中R_{eq}为磁耦合机构3的输出端所连电路的等效电阻。

[0035] 采用T型等效模型进行分析,在恒压模式下:令发射补偿电容8与第一发射分离线圈 61在恒压工作频率f_{cv}下发生谐振,此时根据戴维南等效定理,T_1网络阻抗可以等效为L_s-M^2/L_p^2,上式中L_s为接收线圈7的电感,M为发射线圈6与接收线圈7的互感,L_p为发射线圈6的电感,即可得到图3所示电路,令第一补偿电容9与L_s-M^2/L_{p2}在恒压工作频率f_{cv}下谐振,可以得到图4所示电路,再令第二补偿电容10和第三电感13在恒压工作频率f_{cv}下谐振,可以得到图5所述电路,此时负载与电压源串联,即可实现恒压输出的特性。实现恒压输出所满足的条件如公式(1)所示,输出电压如公式(2)所示:

[0036] $$\begin{cases} \omega_{cv} L_{p1} = \dfrac{1}{\omega_{cv} C_p} \\ \omega_{cv}\left(L_s - \dfrac{M^2}{L_{p2}}\right) = \dfrac{1}{\omega_{cv} C_{s1}} \\ \dfrac{1}{\omega_{cv} C_{s2}} = \omega_{cv} L_3 \end{cases} \tag{1}$$

[0037] $$\dot{U}_o = \frac{\dot{U}_{in} M C_{s1}}{L_{p2} C_{s2}} \tag{2}$$

[0038] 上述公式(1)与公式(2)中：ω_{cv}为恒压模式的开关角频率，L_{p1}为第一发射分离线圈 61的电感，C_p为发射补偿电容8的电容量，L_{p2}为第二发射分离线圈62的电感，C_{s1}为第一补偿电容9的电容量，C_{s2}为第二补偿电容10的电容量，L_3为第三电感13的电感值，$\dot{U}_{in}$为磁耦合机构3的输入电压，$\dot{U}_o$为等效负载的输出电压。

[0039] 参照图3，为了使电路呈现零无功输入的状态，需要使A_1，A_2两个T参数矩阵分别满足零无功，即公式(3)所示的条件：

[0040] $$\omega_{cv}\left(L_s - \frac{M^2}{L_{p2}}\right) = \frac{1}{\omega_{cv} C_{s1}} = \omega_{cv} L_{21} \tag{3}$$

[0041] 上式中，L_{21}为第二分离电感一121的电感值。

[0042] 在恒流模式时：令发射补偿电容8与整个发射线圈6在恒流工作频率f_{cc}下发生谐振，据戴维南等效定理，T_1网络阻抗和电源可以等效为一个电流源，如图6所示，将A_3所示的网络进行等效可以表示为图7，令第二电感12与第一补偿电容串9联组合与第二补偿电容10在恒流工作频率f_{cc}下发生谐振，最终可以得到图8所示的电路，此时负载和第三电感13与电流源串联，即可实现恒流输出的特性。实现恒流输出所满足的条件如公式(4)所示：

[0043] $$\begin{cases} \omega_{cc} L_p = \dfrac{1}{\omega_{cc} C_p} \\ \dfrac{1}{j\omega_{cc} C_{s2}} + \dfrac{1}{j\omega_{cc} C_{s1}} + j\omega_{cc} L_2 = 0 \end{cases} \tag{4}$$

[0044] 此时恒流输出的电流为公式(5)所示：

[0045] $$\dot{I}_o = \frac{\dot{U}_{in}}{j\omega M(\omega_{cc}^2 L_2 C_{s1} - 1)} \tag{5}$$

[0046] 上述公式(4)与公式(5)中：ω_{cc}为恒流模式的开关角频率，L_2是第二电感12的电感值，$\dot{I}_o$为等效负载的输出电流。

[0047] 为了方便计算令$\omega_{cv} = \alpha \omega_{cc}$，其中α为恒压模式的开关角频率与恒流模式的开关角频率的比值，根据公式(1)、(3)、(4)可以得到第一发射分离线圈61和第二分离电感一121

应该满足：

[0048]
$$L_{21}=L_s-\frac{\alpha^2M^2}{\left(\alpha^2-1\right)L_p}$$
$$L_{p1}=\frac{1}{\alpha^2}L_p \qquad (6)$$

[0049] 实施例二：

[0050] 一种基于Class-E电路的负载无关型无线充电电路实现恒压充电与恒流充电的控制方法，包括：

[0051] 将发射线圈6分离成第一发射分离线圈61与第二发射分离线圈62，将第二电感12分离成第二分离电感一121和第二分离电感二122；

[0052] 令$\omega_{cv}=\alpha\omega_{cc}$，根据公式$L_{p1}=\frac{1}{\alpha^2}L_p$求出α的值，其中$\omega_{cv}$为恒压模式的开关角频率，$\omega_{cc}$为恒流模式的开关角频率，α为恒压模式的开关角频率与恒流模式的开关角频率的比值，L_p为发射线圈6的电感，L_{p1}为第一发射分离线圈61的电感，根据频率与角频率的关系公式$\omega=2\pi f$，给定恒压工作频率f_{cv}，求出对应的恒流工作频率f_{cc}，或者给定恒流工作频率f_{cc}，求出对应的恒压工作频率f_{cv}；

[0053] 令发射补偿电容8与第一发射分离线圈61在恒压工作频率f_{cv}下发生谐振，即可实现恒压输出，令发射补偿电容8与发射线圈6在恒流工作频率f_{cc}下发生谐振，即可实现恒流输出。

[0054] 基于实施例一与实施例二所提出的充电电路以及控制方法，以下给出具体参数示例：设计充电电路的输入电压U_{dc}为100V，输出电压U_b为60V，输出电流I_b为3A，给定恒压工作频率f_{cv}为100kHz，所有剩余参数由公式(1)～(6)计算得出，结果如下，恒流工作频率f_{cc}＝125kHz，发射线圈6的电感L_p＝20μH，接收线圈7的电感L_s＝20μH，发射线圈6与接收线圈7的互感M＝6μh，发射补偿电容8的电容量C_p＝126.7nF，第一补偿电容9的电容量C_{s1}＝108.1nF，第二补偿电容10的电容量C_{s2}＝84.43nF，第二电感12的电感值L_2＝30μH，第三电感13的电感值L_3＝19.2μH。

[0055] 将上述各电路参数设置到实施例一提出的一种基于Class-E电路的负载无关型无线充电电路中，即可实现恒流输出与恒压输出两种模式，且两种模式的转变只需要将开关频率从恒流工作频率f_{cc}切换到恒压工作频率f_{cv}。

[0056] 综上所述，本发明提出的充电电路以及控制方法，能够采用更少的无源器件，并通过所提出的磁耦合机构3，对接收电路采用CLCL补偿网络就可以实现恒流或恒压输出，且恒流模式与恒压模式的转变仅仅通过改变开关频率即可实现，因此具有效率高、器件少、控制简单、可靠性高等优势。

[0057] 本具体实施方式的实施例均为本发明的较佳实施例，并非依此限制本发明的保护范围，故：凡依本发明的结构、形状、原理所做的等效变化，均应涵盖于本发明的保护范围之内。

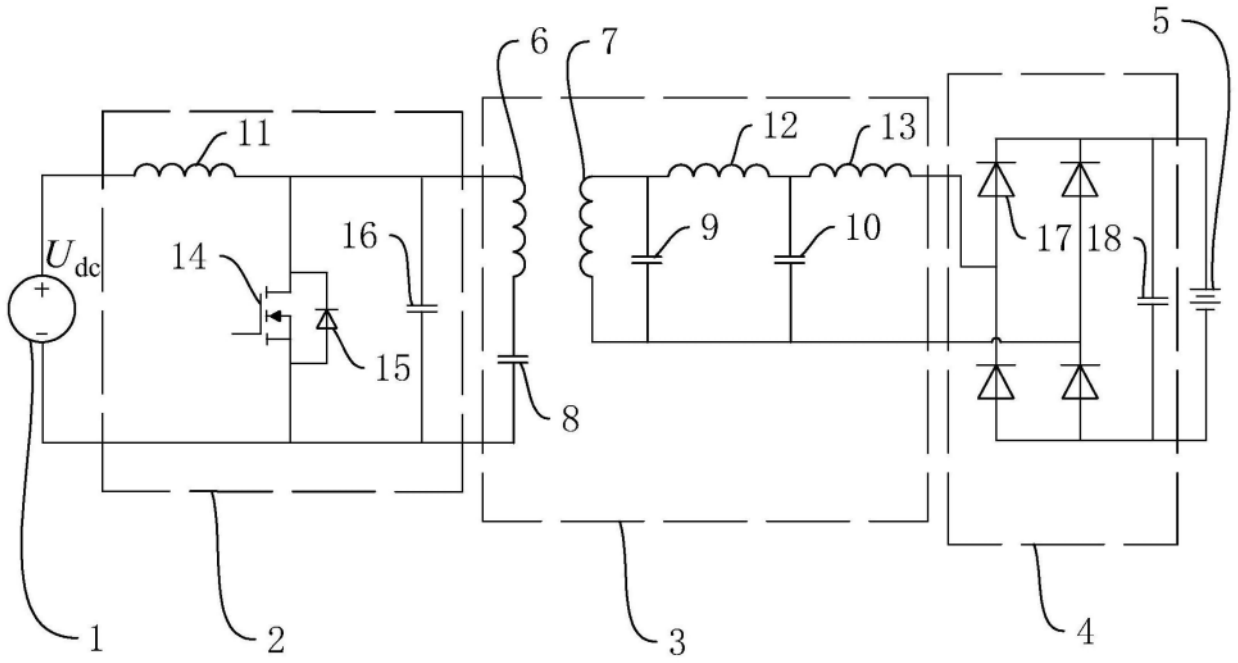

6
7
5
11
12
13
U_{dc}
14
16
9
10
17
18
15
8
1
2
3
4

图1

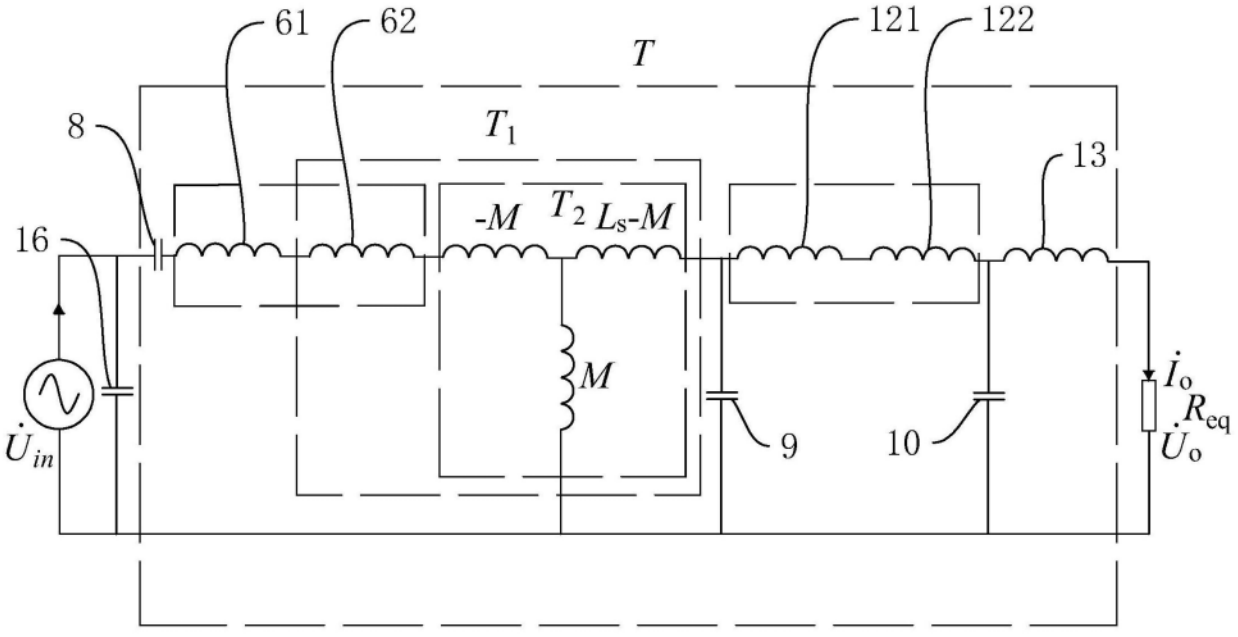

61
62
T
121
122
8
T_1
13
-M
T_2
L_s-M
16
M
$\dot{I}_o$
R_{eq}
$\dot{U}_{in}$
9
10
$\dot{U}_o$

图2

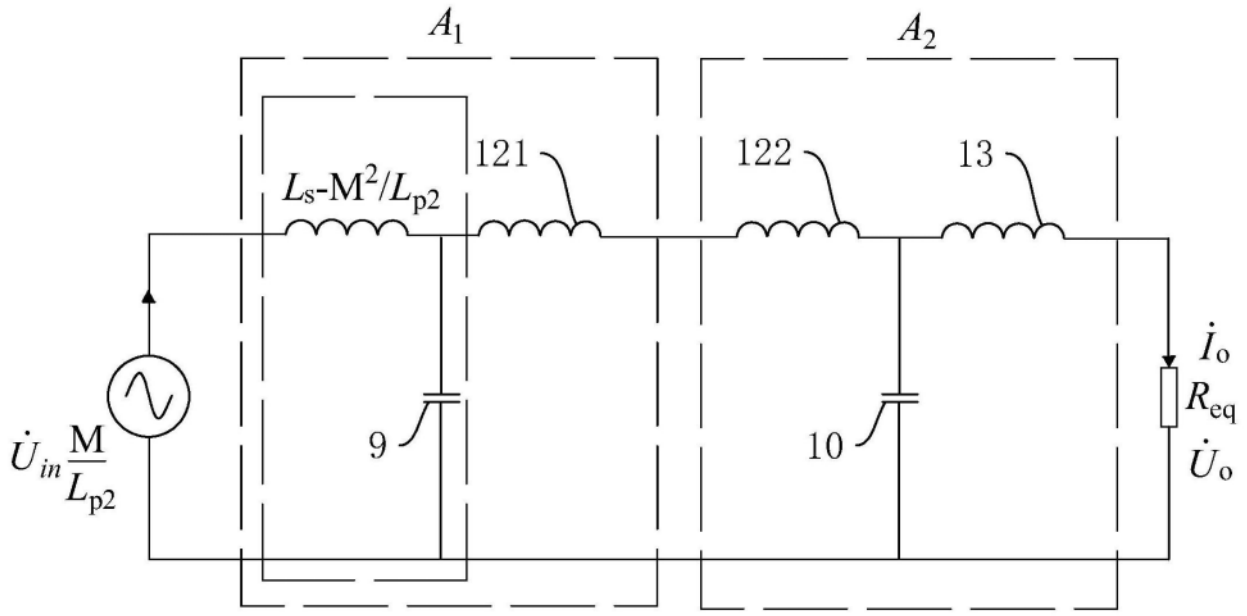

A_1
A_2
121
122
13
L_s-M^2/L_{p2}
9
10
$\dot{U}_{in}\frac{M}{L_{p2}}$
$\dot{I}_o$
R_{eq}
$\dot{U}_o$

图3

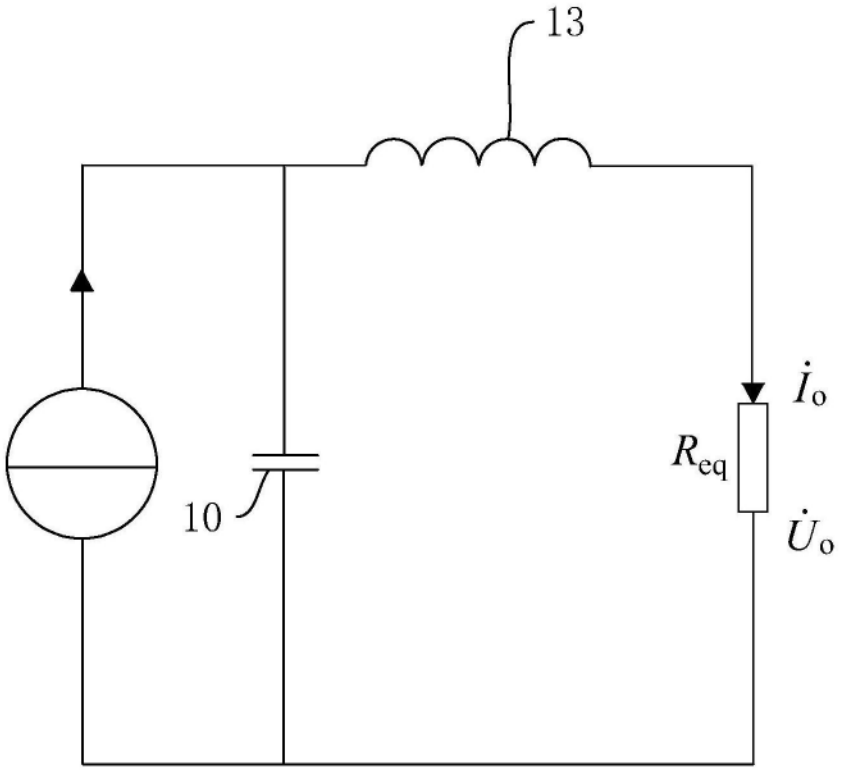

13
10
$\dot{I}_o$
R_{eq}
$\dot{U}_o$

图4

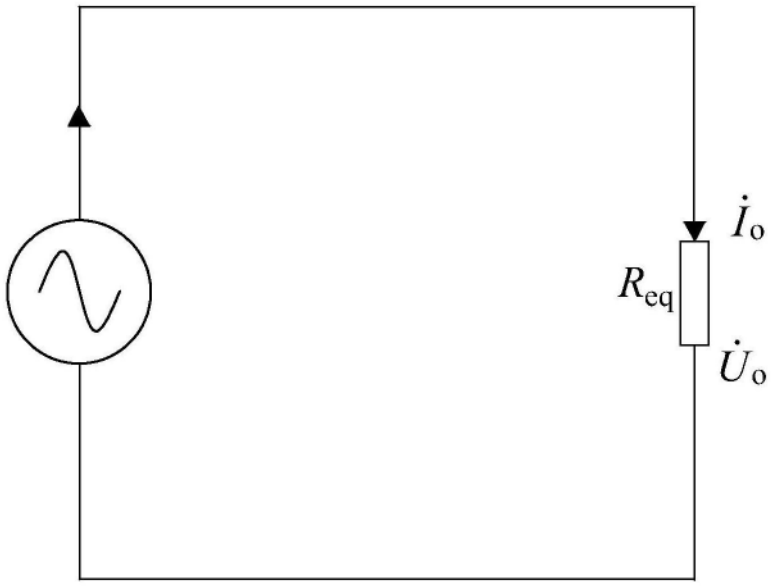


图5

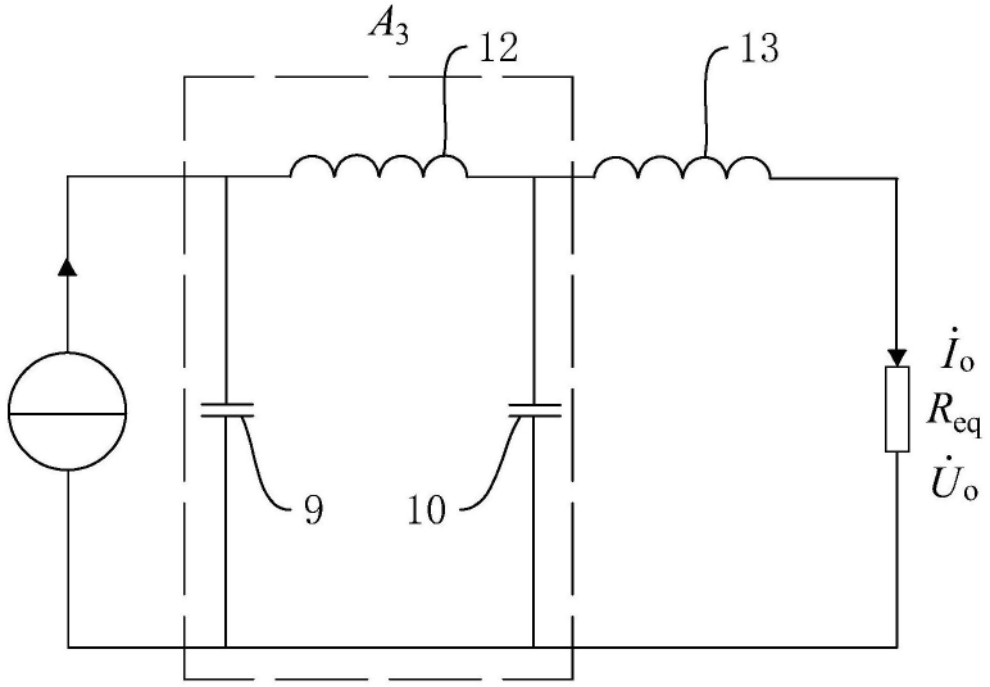


图6

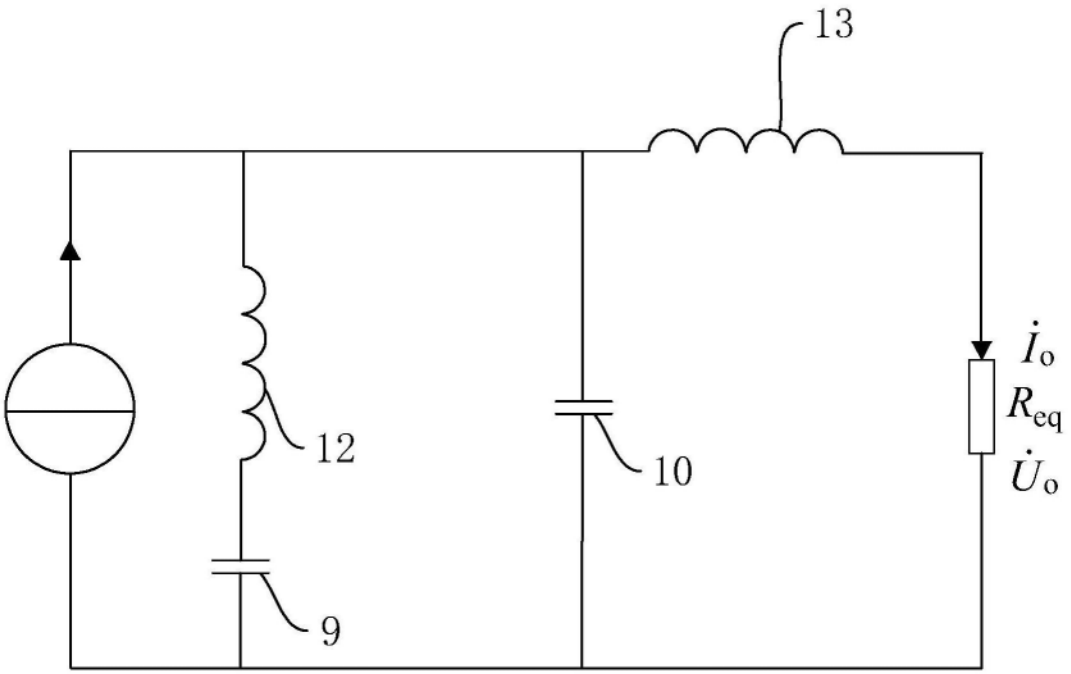


图7

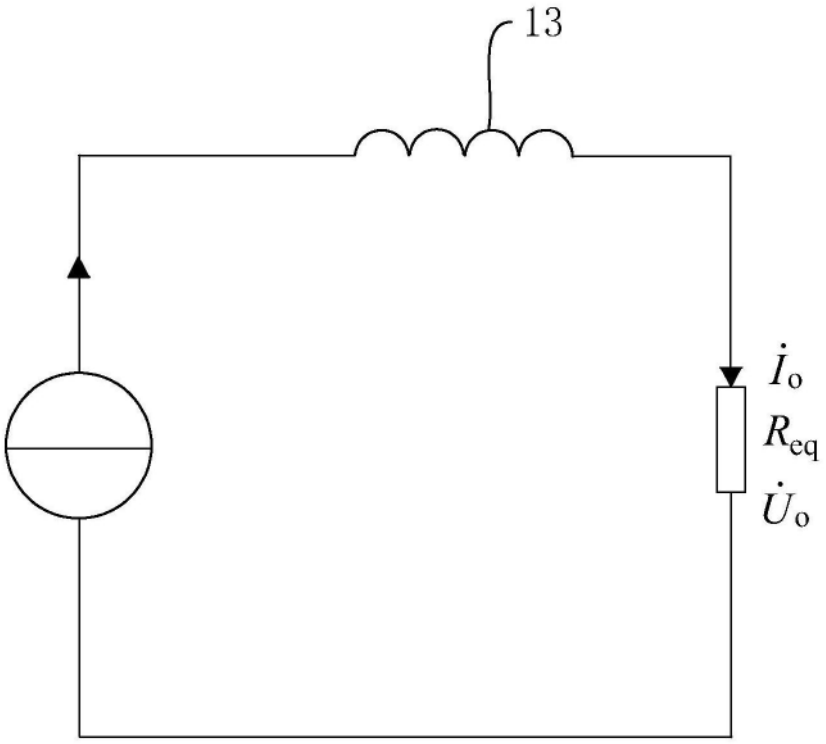


图8