(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 109831013 A
(43)申请公布日 2019.05.31

(21)申请号 201910025399.1

(22)申请日 2019.01.11

(71)申请人 江苏大学
地址 212013 江苏省镇江市京口区学府路301号

(72)发明人 闫小喜 赵振洲 尹亚东 陈雪松

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

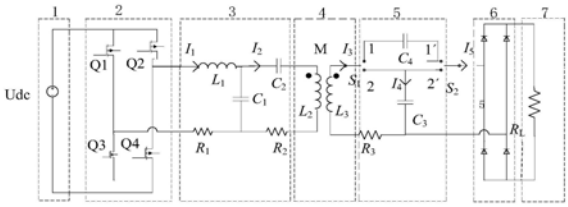
权利要求书1页 说明书6页 附图4页

(54)发明名称

一种恒流-恒压副边自动切换电路及谐振式无线电能传输系统

(57)摘要

本发明公开了一种恒流-恒压副边自动切换电路及谐振式无线电能传输系统，系统可以根据电池的充电状态来切换不同的充电方式，以即实现系统的恒流或恒压输出。通常在电池充电初期，系统通过恒流的方式进行充电以实现快速充电，而在充电末期，为了保护电路，需要以恒压的方式进行充电。相较于现有的无线电能传输恒压或恒流输出，本发明的补偿拓扑结构不仅免去了原边与副边的通信，而且在控制方面也得到了简化，提高了无线电能传输系统的稳定性和安全性。在结构方面，与现有的补偿拓扑相比，此补偿拓扑不仅减小了无功功率，而且在传输功效方面也得到了显著的提高，两种补偿拓扑的切换克服单一补偿拓扑输出的局限性，扩展了无线电能传输的适用范围。



CN 109831013 A

1.一种恒流-恒压副边自动切换电路，其特征在于：包括原边侧补偿电路(3)、耦合装置(4)和副边侧补偿切换电路(5)，原边侧补偿电路(3)与副边侧补偿切换电路(5)通过耦合装置(4)实现无线电能的传输。

2.根据权利要求1所述的恒流-恒压副边自动切换电路，其特征在于：所述原边侧补偿电路(3)中，串联电感L_1与并联电容C_1构成原边串联谐振腔，并联电容C_1与串联电容C_2和发射线圈等效电感L_2的串联支路构成原边并联谐振腔。

3.根据权利要求1所述的恒流-恒压副边自动切换电路，其特征在于：所述副边侧补偿切换电路(5)中，接收线圈等效电感L_3与并联电容C_3构成副边并联谐振腔。

4.根据权利要求3所述的恒流-恒压副边自动切换电路，其特征在于：所述副边侧补偿切换电路(5)设有开关S1和S2，当S1、S2同时闭合到端点2、2′时，系统为恒流输出，当开关S1、S2同时闭合到端点1、1′时，系统为恒压输出。

5.根据权利要求4所述的恒流-恒压副边自动切换电路，其特征在于：所述系统为恒流输出时，负载电流$I_5 \approx \frac{MUac}{\omega L_1 L_3}$，其中M为发射线圈与接收线圈的互感，Uac为系统所需电压，ω为系统的谐振频率，L_1为原边侧串联电感。

6.根据权利要求5所述的恒流-恒压副边自动切换电路，其特征在于：所述系统为恒压输出时，负载两端的电压为$U_{Rq} = R_q I_3 = \frac{U_{ac} M}{L_1}$，Rq是副边整流电路(6)与负载装置(7)的等效阻值，I_3为副边侧电流。

7.一种谐振式无线电能传输系统，其特征在于：包括如权利要求1-6任意一项权利要求所述的恒流-恒压副边自动切换电路。

一种恒流-恒压副边自动切换电路及谐振式无线电能传输系统

技术领域

[0001] 本发明属于无线电能传输技术领域，具体涉及一种恒流-恒压副边自动切换电路及一种基于磁耦合谐振的新型无线电能传输系统，可以通过改变副边的补偿拓扑结构从而实现不同的特性输出。

背景技术

[0002] 近年来随着社会的发展，电能的传输在经济发展中扮演着举足轻重的角色，与传统的输电方式相比，无线电能传输技术不但能够摆脱导线的束缚，而且传输的过程更加方便、安全，因此近年来受到了广泛的关注。其中磁耦合谐振式无线电能传输技术与其他的无线电能传输技术(感应式无线电能传输、激光式无线电能传输、微波辐射式无线电能传输)相比，在传输距离和功效等方面具有其独特的优越性，因此成为现阶段研究的热点。

[0003] 在无线电能传输系统中，传输到副边的电能通常会被储存在电池中，而电池的充电过程主要包括以下三个阶段，即预充电阶段、恒流充电阶段、恒压充电阶段。在恒流充电阶段，电池的电能会迅速的提升从而实现快速充电的目的，而在充电过程的末期则需要进行恒压充电，以此来提高充电过程的安全性和电池的使用寿命。预充电阶段相较于整个充电过程是非常短暂的，因此如何实现系统的恒流或恒压输出对其实际应用至关重要。目前主要的补偿拓扑结构有串联-串联(SS)、串联-并联(SP)、并联-串联(PS)、并联-并联(PP)四种基本的形式，每种结构都有其不同的特点，因此在应用中根据相应的需求来选择不同的结构。

[0004] 现阶段实现恒流或恒压输出，主要通过以下方式即改变输入电流、调节工作频率、改变耦合线圈的位置及角度等来实现。但不管通过哪些方式来实现恒流或恒压的输出都涉及到原边与副边的通信问题，在高频高磁的环境下，通信模块的加入在一定程度上增加了系统的复杂性，降低了系统的稳定性。所以如何在原边与副边无通信的情况下，实现无线电能传输系统的恒流/恒压输出对其实际应用具有重要的意义。

发明内容

[0005] 针对以上问题，本发明提出了一种具有恒流-恒压输出特性的新型补偿拓扑结构即LCC-S/P，在此系统中通过改变副边拓扑补偿来实现上述目的，从而改变了单一的补偿拓扑对输出特性的限制。此结构不仅简单方便而且也免去了原边与副边的通信，在一定程度上提高了系统的稳定性。

[0006] 为了实现上述目的，本发明的技术方案如下：

[0007] 一种恒流-恒压副边自动切换电路，包括原边侧补偿电路、耦合装置和副边侧补偿切换电路，原边侧补偿电路与副边侧补偿切换电路通过耦合装置实现无线电能的传输。

[0008] 上述方案中，所述原边侧补偿电路中，串联电感L_1与并联电容C_1构成原边串联谐振腔，并联电容C_1与串联电容C_2和发射线圈等效电感L_2的串联支路构成原边并联谐振腔。

[0009] 上述方案中，所述副边侧补偿切换电路中，接收线圈等效电感L_3与并联电容C_3构成副边并联谐振腔。

[0010] 上述方案中，所述副边侧补偿切换电路设有开关S1和S2，当S1、S2同时闭合到端点2、2′时，系统为恒流输出，当开关S1、S2同时闭合到端点1、1′时，系统为恒压输出。

[0011] 上述方案中，所述系统为恒流输出时，负载电流$I_5 \approx \frac{MUac}{\omega L_1 L_3}$，其中M为发射线圈与接收线圈的互感，Uac为系统所需电压，ω为系统的谐振频率，L_1为原边侧串联电感。

[0012] 上述方案中，所述系统为恒压输出时，负载两端的电压为$U_{Rq} = RqI_3 = \frac{UacM}{L_1}$，Rq是副边整流电路与负载装置的等效阻值，$I_3$为副边侧电流。

[0013] 一种谐振式无线电能传输系统，包括上述恒流-恒压副边自动切换电路。

[0014] 本发明的有益效果是：

[0015] 1、在高频高磁的环境下，不管是通信模块的加入还是负反馈模块的加入都无疑增加系统的复杂程度，降低了系统的稳定性，本发明所提出的LCC-S/P补偿拓扑结构，可以在原边与副边无通信的状况下，实现恒流到恒压输出的转换，具有系统稳定性较强，输出特性较为稳定的特点。此补偿拓扑结构使用的范围较为广泛，能够实现恒流或恒压的输出供电，输出特性近似可以看成恒流源或恒压源，且控制系统简单，能够满足用电设备的需求；与其他具有恒流或恒压输出的补偿拓扑相比，此补偿结构的器件数较少，且从公式(15)和公式(23)可以看出此系统无功功率输出较小，输出的有功功率和系统转化效率较高。

[0016] 2、当检测到电池的状态需要进行恒流充电时，该无线电能传输系统的补偿拓扑切换到LCC-P结构，此时恒流输出的特性较佳，并且输出电流不因负载的变化而变化，可以满足电池恒流充电状态的需求，此外也可以对LED灯等恒流用电设备提供电能；当检测到电池的状态需要进行恒压充电时，该无线电能传输系统的拓扑会切换到LCC-S结构，此时能够为电池提供稳定的电压进行充电，除此之外还可以为电动机、电灯等恒压用电设备提供稳定的电能。

附图说明

[0017] 图1是电池充电过程中各参数变化的示意图；

[0018] 图2是补偿拓扑结构为LCC-S/P的电路图；

[0019] 图3是补偿拓扑结构为LCC-P的恒流输出电路图；

[0020] 图4是Rq等于20Ω时负载电流的输出波形图；

[0021] 图5是Rq等于300Ω时负载电流的输出波形图；

[0022] 图6是在LCC-P拓扑结构下I_5随Rq变化的理论值示意图；

[0023] 图7是补偿拓扑结构为LCC-S的恒压输出电路图；

[0024] 图8是Rq等于120Ω时负载电压的输出波形图；

[0025] 图9是Rq等于300Ω时负载电流的输出波形图；

[0026] 图10是在LCC-S拓扑结构下U_{Rq}随Rq变化的理论值示意图；

[0027] 其中：1-直流电源、2-高频逆变电路、3-原边侧补偿电路、4-耦合装置、5-副边侧补偿切换电路、6-副边整流电路、7-负载装置。

具体实施方式

[0028] 为了使本发明的方法、目的及其优点更加明确，现结合附图进行详细说明，通过图1可以看出电池充电过程中各个参数相应的变换趋势，在电池充电的过程中主要包括三个阶段及预充电阶段、恒流充电阶段、恒压充电阶段。在预充电阶段充电的电流较小且主要起到保护电池的目的，但是在多数情况下电池的循环充电并不涉及到这个阶段，随着预充电过程的进行，电池的电压得到提高，当电压达到预充电门限时，电池的充电过程就会切换到恒流充电阶段，通过此阶段来达到快速充电的目的。当电能达到特定的状态时，电池就会进行恒压充电从而起到保护电路的目的，相应的充电电流也会越来越小，当小于充电终止电流时充电系统就会终止充电。

[0029] 图2是本发明恒流-恒压副边自动切换的谐振式无线电能传输系统，包括依次连接的直流电源1、高频逆变电路2、原边侧补偿电路3、耦合装置4、副边侧补偿切换电路5、副边整流电路6和负载装置7，直流电源1连接到高频逆变电路2并产生系统需要频率的交流电，再与原边侧补偿电路3相连，从而输出稳定的电能，原边与副边之间通过耦合装置4实现无线电能的传输，在原边侧用全桥逆变的方法把直流电Udc逆变成系统需要频率的交流电Uac，然后流过串联电感L_1，根据谐振定律可知在电路中为了减小无功功率、降低损耗、提高系统的传输效率，应使输入阻抗的虚部为零。原边侧补偿电路3、耦合装置4、副边侧补偿切换电路5构成恒流-恒压副边自动切换电路，串联电感L_1与并联电容C_1构成原边串联谐振腔，其谐振角频率为ω_1，并联电容C_1与串联电容C_2和发射线圈等效电感L_2的串联支路构成原边并联谐振腔，其谐振角频率为ω_2，通过原边侧电容和电感的相互连接从而构成了原边的LCC补偿拓扑电路；而在副边侧，当开关S1、S2同时闭合到端点2、2′时，电路的补偿拓扑结构为LCC-P，此时的拓扑结构如图3所示，系统的输出特性为恒流输出，为了更好的分析电路，用R_q代替副边整流电路6与负载装置7的阻值R_L。在此结构中接收线圈等效电感L_3与并联电容C_3构成副边并联谐振腔，其谐振角频率为ω_3，此时的补偿结构为P结构。当$\omega_1=\omega_2=\omega_3$时，系统的传输性能达到最佳状态，系统的谐振频率ω满足：

[0030] $$\omega^2=\frac{1}{L_1C_1}=\frac{1}{(L_2-L_1)C_2}=\frac{1}{L_3C_3} \qquad (1)$$

[0031] 根据以上电容电感的关系可以求得各个电容的表达式，具体为：

[0032] $$\begin{cases} C_1=\dfrac{1}{\omega^2L_1} \\ C_2=\dfrac{1}{\omega^2(L_2-L_1)} \\ C_3=\dfrac{1}{\omega^2L_3} \end{cases} \qquad (2)$$

[0033] 副边的阻抗Z_{22}为：

[0034] $$Z_{22}=R_3+j\omega L_3+\frac{1}{j\omega C_3+\dfrac{1}{R_q}} \qquad (3)$$

[0035] 把式(2)中$C_3=\dfrac{1}{\omega^2L_3}$的变形式$C_3\omega^2L_3=1$带入式(3)，化简得：

[0036] $$Z_{22}=\frac{j\omega(R_3R_qC_3+L_3)+R_3}{j\omega C_3R_q+1} \quad (4)$$

[0037] 副边的阻抗Z_{22}等效到原边的阻抗为：

[0038] $$Z_{ref}=\frac{(\omega M)^2}{Z_{22}}=\frac{(\omega M)^2(j\omega C_3R_q+1)}{j\omega(R_3R_qC_3+L_3)+R_3} \quad (5)$$

[0039] 谐振电路中的电源内阻、导线电阻、寄生电阻等与线圈的感抗相比是非常小的，因此为简化分析可以近似看成零，因此式(5)中的接收线圈和副边的等效电阻$R_3=0$，结合$C_3=\frac{1}{\omega^2L_3}$，且$(L_3)^2$相对于ω很小，故将$(L_3)^2$看成1，所以式(5)化简为：

[0040] $Z_{ref}\approx M^2(R_q-j\omega L_3)$ (6)

[0041] 由拓扑结构可以得出原边的阻抗Z_{11}为：

[0042] $$\begin{cases} Z_{11}=R_1+j\omega L_1+\frac{1}{A} \\ A=j\omega C_1+\frac{1}{R_2+j\omega L_2+\frac{1}{j\omega C_2}} \end{cases} \quad (7)$$

[0043] 由拓扑结构和安培定律得出输入阻抗为：

[0044] $$\begin{cases} Z_{in}=R_1+j\omega L_1+\frac{1}{B} \\ B=j\omega C_1+\frac{1}{R_2+j\omega L_2+\frac{1}{j\omega C_2}+Z_{ref}} \end{cases} \quad (8)$$

[0045] 因为电路处于谐振状态，把$\omega C_1=\frac{1}{\omega L_1}$、$C_2=\frac{1}{\omega^2(L_2-L_1)}$代入式(8)，可求电路的输入阻抗为：

[0046] $$Z_{in}\approx R_1+\frac{(\omega L_1)^2}{R_2+Z_{ref}} \quad (9)$$

[0047] 将原边等效电阻R_1、发射线圈等效电阻R_2看成零，由式(6)、(9)可求出输入电流$\dot{I}_1$如下：

[0048] $$\dot{I}_1=\frac{\dot{U}_{ac}}{Z_{in}}=\frac{\dot{U}_{ac}}{R_1+\frac{(\omega L_1)^2}{R_2+Z_{ref}}}\approx\frac{M^2(R_q-j\omega L_3)U_{ac}}{(\omega L_1)^2} \quad (10)$$

[0049] 由基尔霍夫电流定律得$\dot{I}_2$为：

[0050] $$\dot{I}_2=\frac{\frac{1}{j\omega C_1}}{\frac{1}{j\omega C_1}+\frac{1}{j\omega C_2}+j\omega L_2+R_2+Z_{ref}}\dot{I}_1 \quad (11)$$

[0051] 把式$C_1=\frac{1}{\omega^2 L_1}$、$C_2=\frac{1}{\omega^2(L_2-L_1)}$以及(6)、(10)代入到式(11)，且$R_2=0$，则$\dot{I}_2$变为：

[0052] $$\dot{I}_2=\frac{-j\omega L_1}{R_2+Z_{ref}}\dot{I}_1\approx\frac{-jUac}{\omega L_1} \quad (12)$$

[0053] 由互感理论，且$R_3=0$，可得$\dot{I}_3$的值为：

[0054] $$\dot{I}_3=\frac{j\omega M\dot{I}_2}{Z_{22}}=\frac{M(j\omega C_3R_q+1)Uac}{[(R_3R_qC_3+L_3)+R_3]j\omega L_1}\approx\frac{MR_q\omega C_3Uac}{\omega L_1L_3} \quad (13)$$

[0055] 在副边侧，当$\dot{I}_3$流过电感L_3时，在电感的两侧产生电压，因此可以把工作状态下的电感L_3当成受控电压源看待，由电路拓扑和基尔霍夫定律可得$\dot{I}_5$的表达式为：

[0056] $$I_5=\frac{I_3}{\sqrt{1+\omega^2C_3^2R_q^2}} \quad (14)$$

[0057] 把式(13)带入到式(14)，求得I_5的值为：

[0058] $$I_5\approx\frac{MUac}{\omega L_1L_3} \quad (15)$$

[0059] 由式(15)可知，当补偿拓扑结构为LCC-P且输入电压、电能传输距离一定时，输出电流的大小与负载的关系较小，与发射线圈和接收线圈的互感M、输入电压Uac成正比，与谐振角频率ω、原边侧串联电感L_1、接收线圈等效电感L_3成反比。

[0060] 图4和图5分别是电阻为20Ω或300Ω时电流的输出波形，图6是经过仿真实验后得到负载电阻与负载电流的关系图。本实施例利用PSpice电路仿真软件进行系统仿真时，选择电压为18V、频率为433.16KHz的交流电作为激励，在原边侧，串联电感L_1为30uH、并联电容C_1的值为4.5nF、串联电容C_2为1.66nF、发射线圈等效电感L_2为111.25uH、原边侧电路的等效阻抗为0.5Ω、发射线圈的等效阻抗R_2为0.5、发射线圈与接收线圈之间的耦合系数K为0.5；在副边侧，接收线圈等效电感L_3为111.25uH、串联电容C_4为1.2nF、并联电容C_3为1.2nF、副边侧电路的等效负载为0.5Ω。通过对图4、图5和图6的波形可以看出，随着负载的增大负载的电流基本上维持在107mA左右，且波动幅度较小。

[0061] 当开关S1、S2同时闭合到端点1、1′时，副边的接收线圈等效电感L_3与串联电容C_4构成串联谐振腔，此时的补偿结构为S结构，电路的补偿拓扑结构如图7所示，此时的电路输出特性为恒压输出，在副边侧，串联电容C_4与串联电感L_3构成串联谐振腔，由谐振的基本原理可以得出副边的阻抗为：

[0062] $Z_{22}=R_3+R_q$ (16)

[0063] 副边映射到原边的阻抗为：

[0064] $$Z_{ref}=\frac{(\omega M)^2}{R_3+R_q} \quad (17)$$

[0065] 通过式(17)带入到式(9)，可以得出输入阻抗为：

[0066]

$$Z_{in}=\frac{(\omega L_1)^2(R_3+R_q)+R_1[R_2(R_3+R_q)+(\omega M)^2]}{R_2(R_3+R_q)+(\omega M)^2} \quad (18)$$

[0067] 由安倍定律求出输入电流的值为：

[0068]

$$\dot{I}_1=\frac{\dot{U}_{ac}}{Z_{in}}=\frac{U_{ac}[R_2(R_3+R_q)+(\omega M)^2]}{(\omega L_1)^2(R_3+R_q)+R_1[R_2(R_3+R_q)+(\omega M)^2]} \quad (19)$$

[0069] 在实际补偿拓扑结构中，电路的各种阻值与线圈的感抗相比较小，因此为了简化分析，可以把电路中各种阻值近似看成零即：

[0070] $$I_1\approx\frac{U_{ac}M^2}{L_1^2R_q} \quad (20)$$

[0071] 把式(17)和式(20)带入到式(12)，且$R_2=0$、$R_3=0$，求得电流$\dot{I}_2$为：

[0072] $$\dot{I}_2=\frac{-j\omega L_1(R_3+R_q)}{R_2(R_3+R_q)+(\omega M)^2}\dot{I}_1\approx\frac{-jU_{ac}}{\omega L_1} \quad (21)$$

[0073] 把式(21)和式(16)带入到式(13)，且$R_3=0$，求得I_3的值为：

[0074] $$\dot{I}_3=\frac{j\omega M}{Z_{22}}\dot{I}_2=\frac{M\omega U_{ac}}{(R_3+Rq)\omega L_1}\approx\frac{U_{ac}M}{R_qL_1} \quad (22)$$

[0075] 故求得负载两端的电压为：

[0076] $$U_{Rq}=R_qI_3=\frac{U_{ac}M}{L_1} \quad (23)$$

[0077] 从以上对图7的分析可以看出当补偿拓扑为LCC-S时，此时的输出特性为恒压输出，输出电压只与输入电压Uac、耦合线圈之间的互感M、原边侧的串联电感L_1有关，与其他参数无关。图8和图9是负载分别为140Ω和500Ω时恒压输出特性的波形图，从两幅图可以看出当补偿拓扑结构为LCC-S且输入电压、电能传输距离一定时，负载两端电压基本上维持在37V左右。图10是经过仿真实验后的得到的输出电压与负载的关系图，从图10中可以看出当负载大于140Ω时，电压输出特性较佳。

[0078] 所述实施例为本发明的优选的实施方式，但本发明并不限于上述实施方式，在不背离本发明的实质内容的情况下，本领域技术人员能够做出的任何显而易见的改进、替换均属于本发明的保护范围。

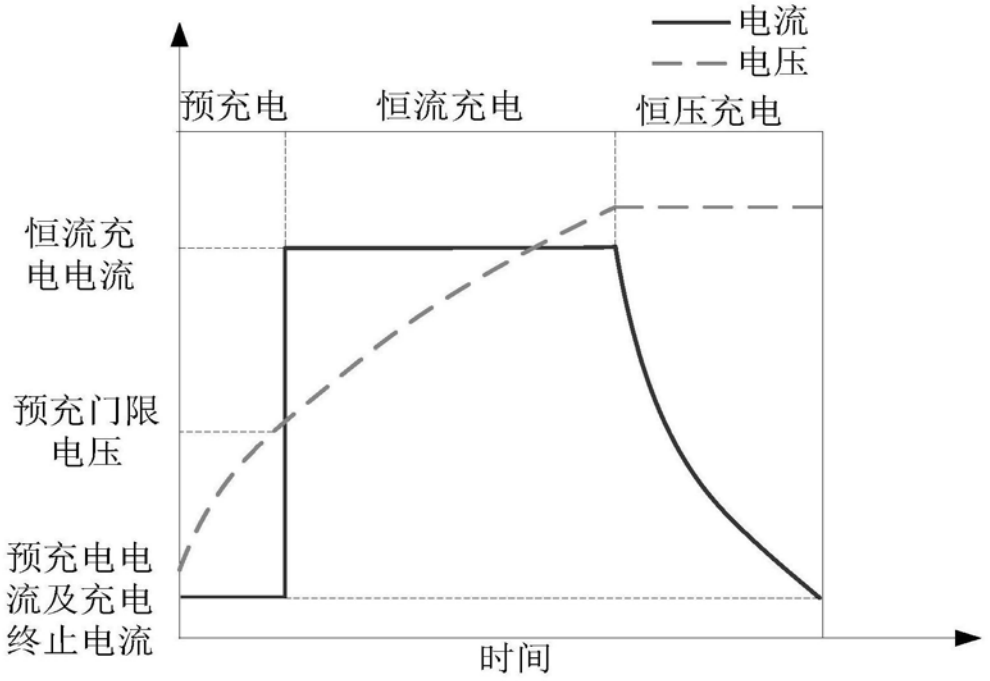

电流
电压
预充电
恒流充电
恒压充电
恒流充电电流
预充门限电压
预充电电流及充电终止电流
时间

图1

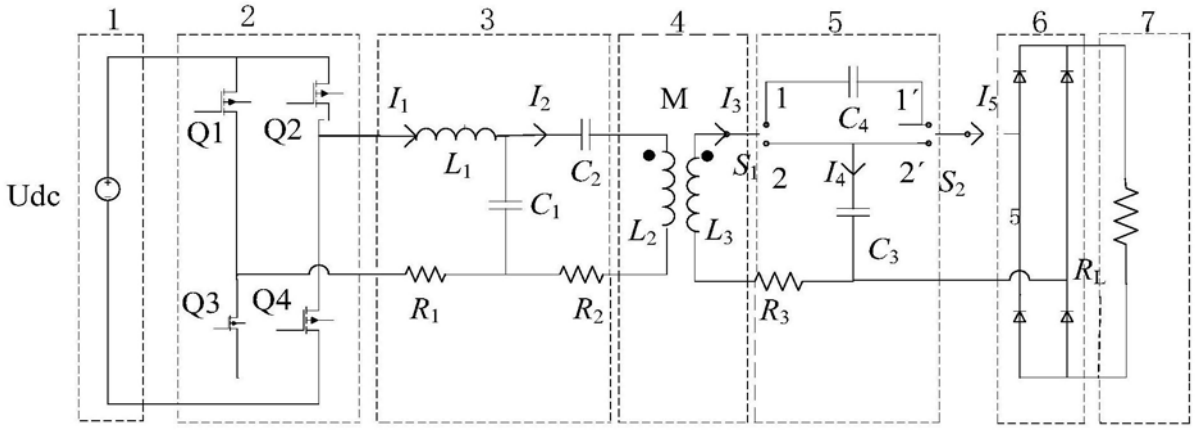

1
2
3
4
5
6
7
Udc
Q1
Q2
Q3
Q4
I_1
I_2
M
I_3
I_4
I_5
L_1
L_2
L_3
C_1
C_2
C_3
C_4
R_1
R_2
R_3
R_L
S_1
S_2

图2

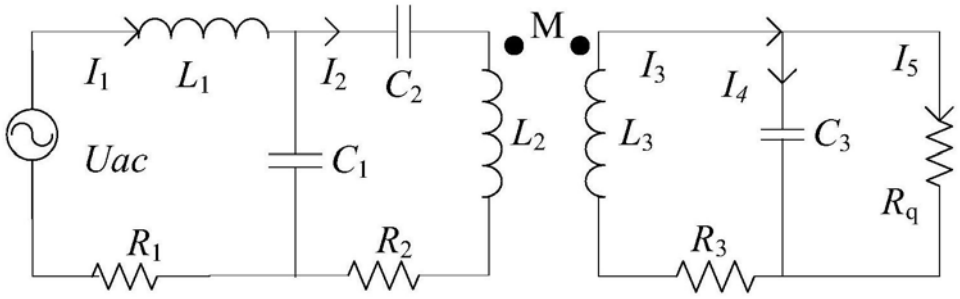

M
I_1
L_1
I_2
C_2
I_3
I_4
I_5
Uac
C_1
L_2
L_3
C_3
R_q
R_1
R_2
R_3

图3

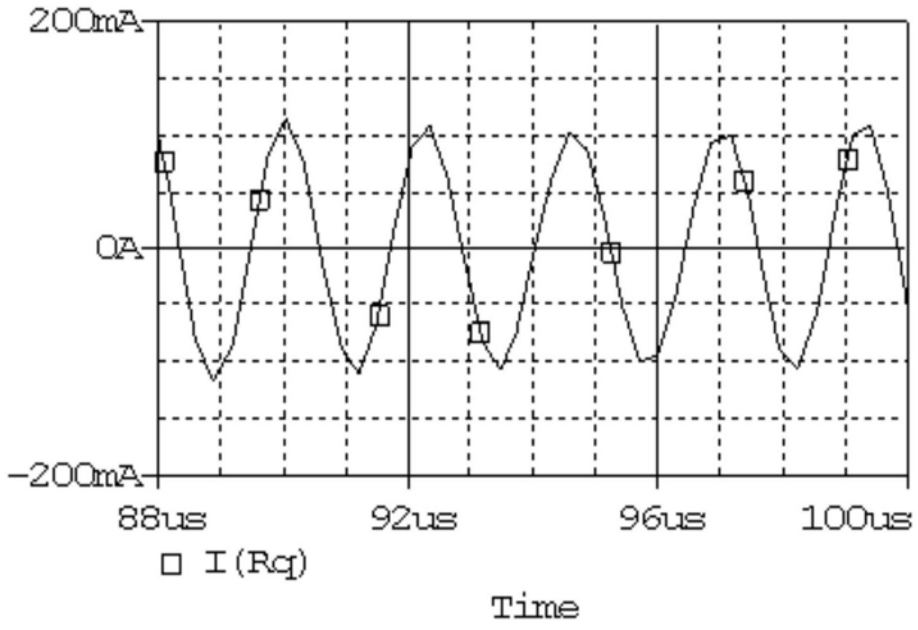

200mA
0A
-200mA
88us
92us
96us
100us
I(Rq)
Time

图4

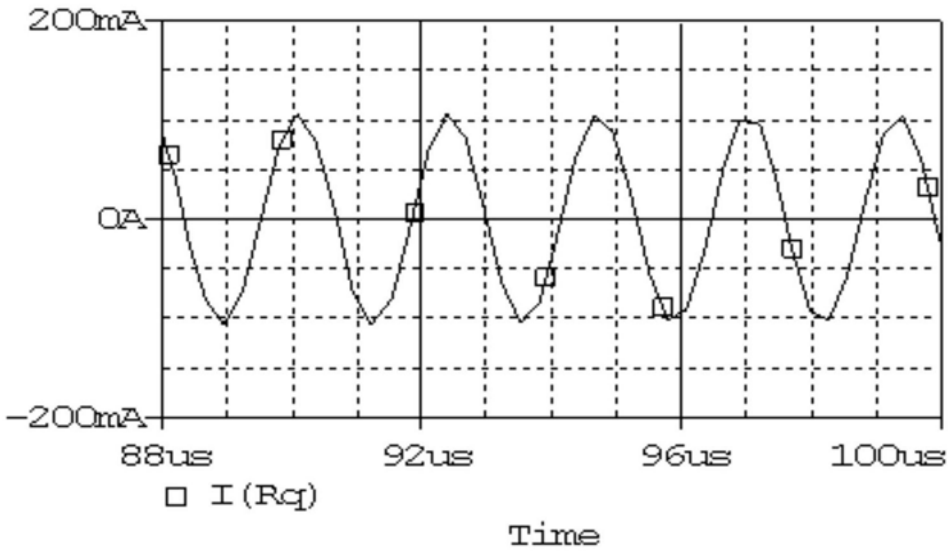

200mA
0A
-200mA
88us
92us
96us
100us
I(Rq)
Time

图5

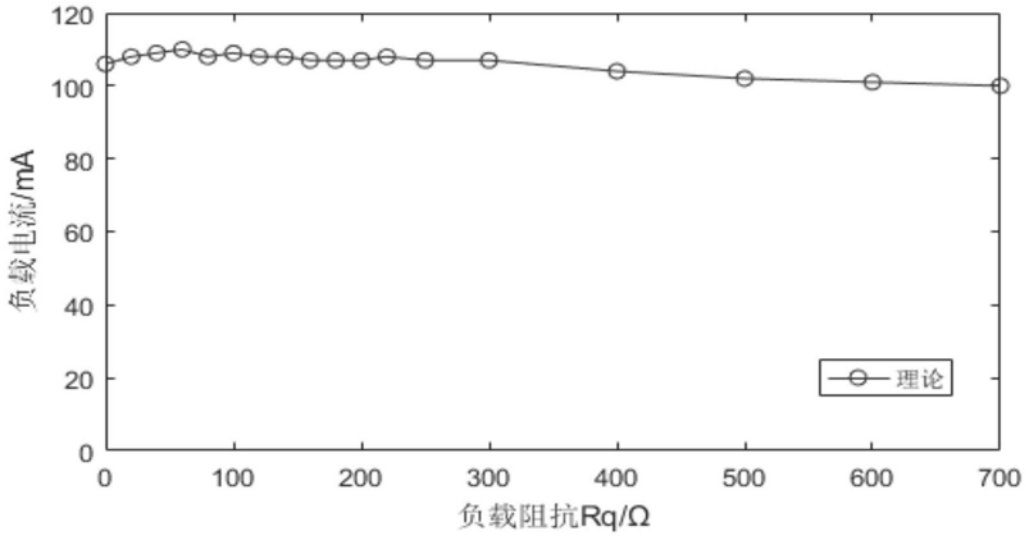

120
100
80
60
40
20
0
负载电流/mA
0
100
200
300
400
500
600
700
负载阻抗Rq/Ω
理论

图6

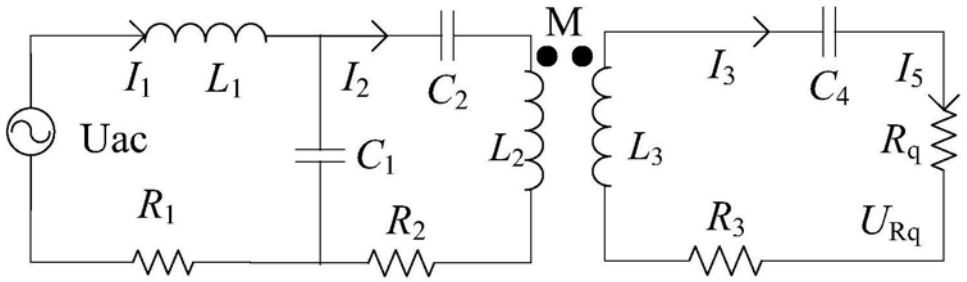

M
I_1
L_1
I_2
C_2
I_3
C_4
I_5
Uac
C_1
L_2
L_3
R_q
R_1
R_2
R_3
U_{Rq}

图7

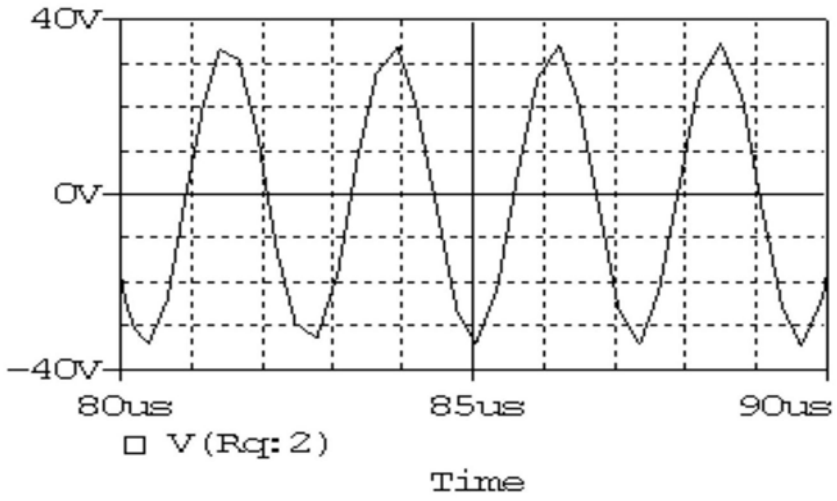

40V
0V
-40V
80us
85us
90us
V(Rq:2)
Time

图8

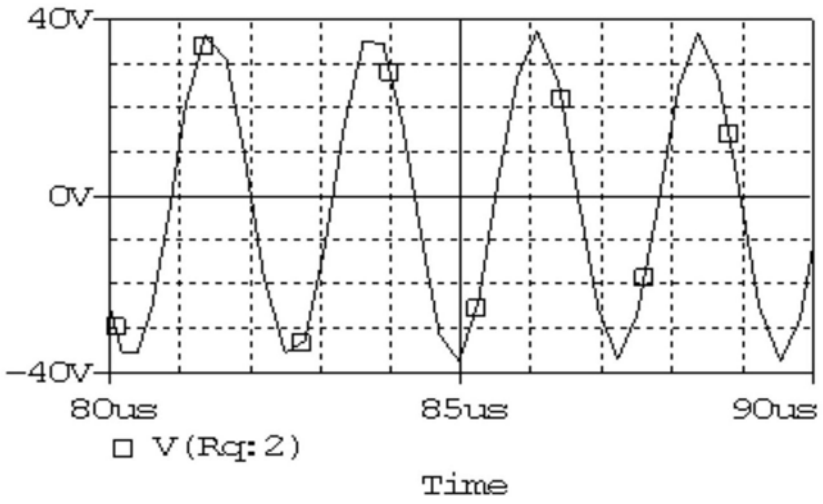

40V
0V
-40V
80us
85us
90us
V(Rq:2)
Time

图9

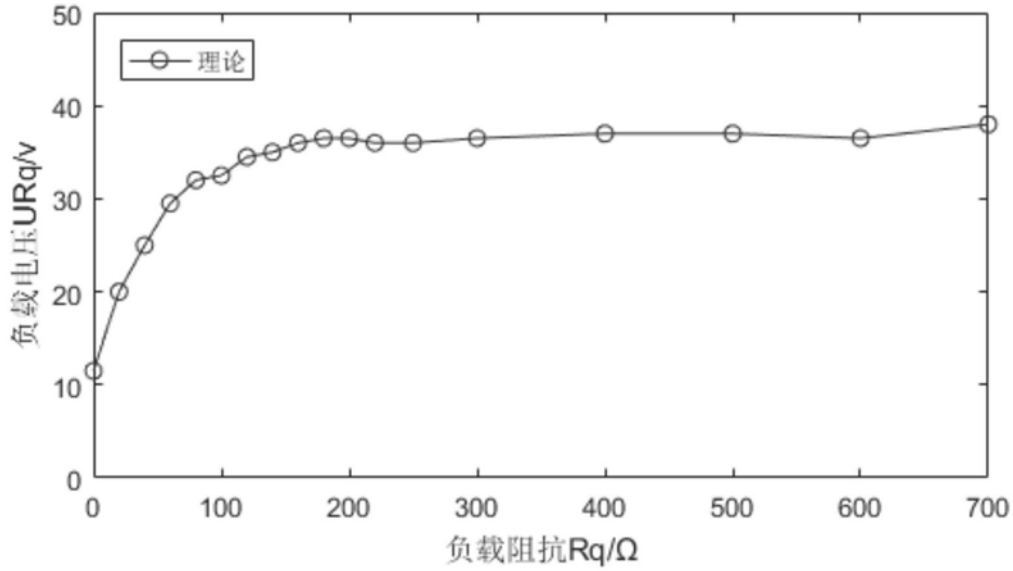

理论
负载电压URq/v
负载阻抗Rq/Ω
0
10
20
30
40
50
0
100
200
300
400
500
600
700

图10