



(12) 实用新型专利

(10) 授权公告号 CN 201718079 U

(45) 授权公告日 2011. 01. 19

(21) 申请号 201020165874. X

(ESM) 同样的发明创造已同日申请发明专利

(22) 申请日 2010. 04. 17

(73) 专利权人 季涛

地址 261061 山东省潍坊市高新区东风东街
潍大花园 C 区 5-2-302 室

(72) 发明人 季涛

(74) 专利代理机构 潍坊正信专利事务所 37216

代理人 宫克礼

(51) Int. Cl.

H05B 37/02 (2006. 01)

H02J 9/04 (2006. 01)

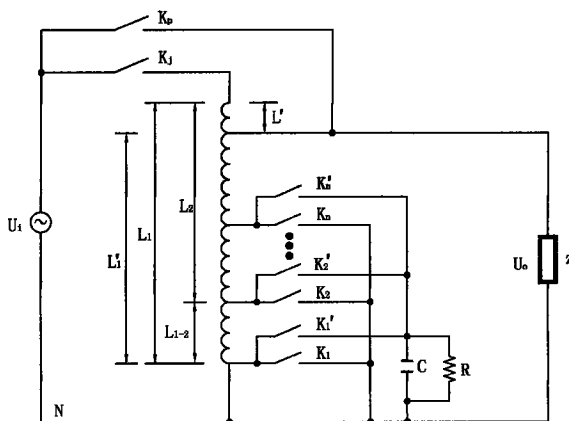
权利要求书 1 页 说明书 15 页 附图 13 页

(54) 实用新型名称

基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压
照明节电装置

(57) 摘要

本实用新型公开了一种基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置及其控制方法,包括节电开关,所述节电开关依次串联有固定节电线圈和节电线圈组,所述节电线圈组包括依次串接在节电线路中的至少两个节电档位线圈,每个所述节电档位线圈的末端分别通过节电档位控制开关电连接零线,每个所述节电档位线圈的末端还电连接有档位辅助缓冲控制开关,所有所述档位辅助缓冲控制开关通过档位缓冲器电连接零线,所述节电线圈组的两端连接负载;所述市电火线端与所述固定节电线圈的末端之间连接有旁路开关。本实用新型根据电网电压的波动自动调整供电状态,在状态转换过程中不会产生过电压冲击,也不会出现电压闪断及电弧现象,保证了负载供电可靠性。



1. 基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置,其特征在于:包括连接在市电火线端的节电开关,所述节电开关串联有固定节电线圈,所述固定节电线圈后串联有节电线圈组,所述节电线圈组包括依次串接在节电线路中的至少两个节电档位线圈,每个所述节电档位线圈的末端分别与所述照明供电电源的零线之间电连接有节电档位控制开关,每个所述节电档位线圈的末端还电连接有档位辅助缓冲控制开关,所有所述档位辅助缓冲控制开关的输出端电连接至档位缓冲器的输入端,所述档位缓冲器的输出端电连接至所述照明供电电源的零线,所述节电线圈组的两端具有节电照明电源输出端子;所述市电火线端与所述固定节电线圈的末端之间连接有旁路开关。

2. 如权利要求1所述的基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置,其特征在于:所述档位缓冲器为阻容缓冲电路。

3. 如权利要求2所述的基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置,其特征在于:所述阻容缓冲电路包括相互并联的电阻和电容。

4. 如权利要求1所述的基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置,其特征在于:所述固定节电线圈和所述节电线圈组结合为自耦变压器结构。

5. 如权利要求1所述的基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置,其特征在于:所述节电开关为节电接触器的常开触点。

6. 如权利要求1所述的基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置,其特征在于:所述旁路开关为旁路接触器的常开触点。

7. 如权利要求1所述的基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置,其特征在于:所述节电档位控制开关为节电档位接触器的常开触点。

8. 如权利要求1所述的基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置,其特征在于:所述档位辅助缓冲控制开关为档位辅助缓冲接触器的常开触点。

基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置

技术领域

[0001] 本实用新型涉及一种节电控制装置,尤其涉及一种从节电到旁路直通的照明电路转换装置。

背景技术

[0002] 随着中国经济的飞速发展和工业化程度的不断提高,人们的生活水平也不断提高,对照明设备和照明工程提出了新的要求,照明工程已经成为城市文明的象征,在推进城市亮化工程的进程中,照明光源和调控设备得到了空前的发展,城市照明的电能消耗和各种用电损耗也越来越大,因此,研制和推广高效可靠的照明节电装置,符合我国的国策,也具有重要的社会意义和经济意义。

[0003] 照明设备具有巨大节电空间的根本原因还是电力部门的供电质量问题。根据电力系统理论可知,负荷变压器二次出线电压是沿线降落的,由于电力负荷正常运行电压范围为其额定电压的 $\pm 10\%$,为了保证电力线路末端电压不低于负荷额定电压值的 10% ,势必需要变压器出线处电压高于负荷额定电压,一般而言,电力部门都将变压器出线处电压调整为负荷额定电压值的 110% ,这样能够尽可能的延长供电距离,减小电力部门投资。但这种做法使得变压器二次出线供电线路电压是沿线降落的,靠近变压器侧的负载长时间运行在高于额定电压的状态,既浪费了电能,又影响了设备的使用寿命。因此,将电力线路上这些负载的电压降低调整到适当水平,既不影响设备性能,又能够节约大量电能,且能够延长设备寿命。另一方面,对于照明设备负荷来说,其工作原理又具有特殊性,大量的理论分析和现场试验证明,单相供电的照明设备,其工作电压在 205V 到 220V 之间变化时,其发光亮度基本不变,因此,照明设备实际运行时,将其工作电压保持在 205V 左右,在保证照明亮度的前提下,会大大提高照明设备的节电空间。

[0004] 目前市场上出现的照明节电产品主要有交流可控硅调压节电和电磁降压式节电两类产品。交流可控硅调压节电是通过某种装置对电压的有效值进行调整的一种方式,主要采用交流相控式调压,其电路一般由晶闸管构成,通过改变控制角实现调压。这类节能调控设备对照明系统的电压调节速度快,精度高,可分时段实时调整,有稳压作用,因为主要是电子元件,相对来说体积小、设备轻、成本低。但该调压方式由于输出的正弦波不完整,会出现大量的谐波,形成对电网系统谐波污染,危害极大,尽管可以通过串入电感的方法来抑制高次谐波,但所需电感体积较大,且电感引起的压降也不容忽视此外,而且当控制角较大时,功率因数减少,电流中谐波的幅值相对大,滤波器的体积大。同时,现代照明设计要求规定,照明系统中功率因数必须达到 0.9 以上,而气体放电灯的功率因数一般在 0.5 以下,从而都要设计电容补偿功率因数,但是这类设备不能用在有电容补偿的电路中。另外在启动控制过程中的冲击电压对照明灯具的寿命也有较大影响,同时其电子元件对恶劣运行条件的适应能力也较差,目前市场上此类照明节电产品已比较少见。

[0005] 现在市场上多数照明节电产品采用电磁降压方式,它的原理是通过自耦变压器根据输入电压高低情况,连接不同的固定变压器抽头,将电网电压降低一定的水平,从而达到

降压节能的目的。这类产品最大的优点是克服了可控硅调压型产品产生谐波的缺陷,实现了电压的正弦波输出,结构和功能都很简单,可靠性也比较高。其电路基本原理图如图 26 所示,由图 26 看出,装置串联在用电负载回路中,根据电网电压的波动情况,调节档位开关,使装置输出保持在一定的电压水平,达到节约电能的目的。

[0006] 此类产品主要存在下面三个问题:(1)当电源电压偏低或节电装置故障时,为了使负载正常运行,节电装置需要从节电状态转换到旁路状态,当电源电压或节电装置恢复正常后,节电装置需要从旁路状态转换到节电状态,现有此类照明节电产品的节电、旁路状态转换均采用节电主接触器 KM1 和旁路主接触器 KM2 互锁的方式进行状态转换,即从节电状态转换到旁路状态时,先断开节电主接触器 KM1,然后闭合旁路主接触器 KM2 的方式实现状态转换;从旁路状态转换到节电状态时,先断开旁路主接触器 KM2,然后闭合节电主接触器 KM1 的方式实现状态转换。根据电路暂态电气特征分析知道,这种状态转换方式,势必造成负载侧的电源瞬时断电和过电压冲击现象,导致负载不能正常工作(比如电脑由于瞬间断电重启,丢失运行数据等),甚至损坏用电设备。此类照明节电产品状态转换过程中在负载侧产生的电压闪断和过电压典型波形如图 27 所示。

[0007] (2)常规节电装置工作在节电状态时,当电网电压波动,需要调节节能档位开关时,节电装置的 n 个档位开关也是通过互锁实现档位调节的,这样在档位调节过程中,也会出现瞬间的电压闪断和过电压现象,严重影响了负载的正常工作,且对负载造成了频繁的冲击,降低了用电设备使用寿命。

[0008] (3)常规照明节电装置的电磁档位调节是在火线侧进行,在调节过程中容易产生电弧,对电网造成了污染。

[0009] 文献《电磁式智能照明节电装置》(中华人民共和国国家知识产权局,实用新型专利说明书,03225323.0,2004,07,07,王绿莎)公开了一种基于自耦变压器和接触器的抽头电压调节控制装置,是上述常规照明节电装置的典型代表。

[0010] 文献《调零式智能照明节电器》(中华人民共和国国家知识产权局,实用新型专利说明书,200820226197.0,2008,11,18,戈长征,孙冬云,张培强等)公开了一种调零式智能照明节电器,从零线侧实现电压的档位调节,但其自耦变压器结构复杂,设计困难,且档位调节过程中需要多个接触器的配合才能实现,档位调节工作过程中会对负载产生频繁的过电压冲击,且文献中对于节电装置从节电状态到旁路状态的转换会存在电压闪断的问题没有涉及。

[0011] 综上所述,发明一种状态转换过程无电压闪断,无过电压冲击、工作稳定可靠的电磁式照明节电装置,对于照明设备的电力节能、减少碳排放具有重要意义。

实用新型内容

[0012] 本实用新型所要解决的技术问题是提供一种基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置,本装置在工作状态转换过程无电压闪断,无过电压冲击、工作稳定可靠,可以解决现有照明节电装置中存在的各种缺陷,并且长时间可靠稳定运行。

[0013] 为解决上述技术问题,本实用新型的技术方案是:基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置,包括连接在市电火线端的节电开关,所述节电开关串联有固定节电线圈,所述固定节电线圈后串联有节电线圈组,所述节电线圈组包括依次串接在节电

线路中的至少两个节电档位线圈,每个所述节电档位线圈的末端分别与所述照明供电电源的零线之间电连接有节电档位控制开关,每个所述节电档位线圈的末端还电连接有档位辅助缓冲控制开关,所有所述档位辅助缓冲控制开关的输出端电连接至档位缓冲器的输入端,所述档位缓冲器的输出端电连接至所述照明供电电源的零线,所述节电线圈组的两端具有节电照明电源输出端子;所述市电火线端与所述固定节电线圈的末端之间连接有旁路开关。

[0014] 作为一种改进,所述档位缓冲器为阻容缓冲电路。

[0015] 作为进一步改进,所述阻容缓冲电路包括相互并联的电阻和电容。

[0016] 作为另一种改进,所述固定节电线圈和所述节电线圈组结合为自耦变压器结构。

[0017] 作为进一步改进,所述节电开关为节电接触器的常开触点。

[0018] 作为进一步改进,所述旁路开关为旁路接触器的常开触点。

[0019] 作为进一步改进,所述节电档位控制开关为节电档位接触器的常开触点。

[0020] 作为进一步改进,所述档位辅助缓冲控制开关为档位辅助缓冲接触器的常开触点。

[0021] 由于采用了上述技术方案,本实用新型的有益效果是:当电网交流电压作用到基于逻辑控制的状态转换无闪断、无过电压照明节电装置上时,该装置根据电网电压幅值的变化自动调整其工作状态。当电网电压偏高时,该装置工作在节电状态下,根据电网输入电压的具体数值决定工作在哪个节电档位;当电网电压偏低,不具备节电条件时,该装置自动从节电状态转换到旁路状态,节电装置退出运行;当电网电压再次升高后,该装置会自动从旁路状态进入节电状态运行。而且该装置的调节都是在交流电压零线侧进行的,使本实用新型在实现了档位调节过程中无过电压冲击,在状态转换过程中无电压闪断的功能后,还具有如下两个特点:一、在零线侧调整磁通的方式调节输出电压,电磁调节过渡过程中不易产生电弧。二、装置在节电状态运行时,即使相应节电档位接触器出现故障断路,负载电压会上升到电网电压,不会因为节电档位接触器的断路故障使得负载断电,保证了负载供电可靠性。

附图说明

[0022] 图 1 是本实用新型实施例的电路原理图;

[0023] 图 2 是本实用新型实施例工作在节电状态 1 档时的等效电路图;

[0024] 图 3 是图 2 中节电档位接触器的常开触点 K_1 断开时的等效电路图;

[0025] 图 4 是图 1 中节电档位接触器的常开触点 K_1 闭合状态到档位辅助缓冲接触器的常开触点 k_1' 闭合过程的等效电路图;

[0026] 图 5 是图 1 中从档位辅助缓冲接触器的常开触点 k_1' 闭合状态到节电档位接触器的常开触点 K_1 断开过程的等效电路图;

[0027] 图 6 是图 5 的仿真模型图;

[0028] 图 7 是图 6 仿真后得到的节电线圈组 L_1 的电压波形图;

[0029] 图 8 是档位缓冲器中 C 与 R 参数设置不合适时仿真后得到的节电线圈组 L_1 的电压波形图;

[0030] 图 9 是图 1 中从档位辅助缓冲接触器的常开触点 k_1' 闭合状态到节电档位接触器

的常开触点 K_2 闭合过程的等效电路图；

[0031] 图 10 是图 9 的仿真模型图；

[0032] 图 11 是图 10 仿真后得到的电感线圈 L_2 的电压波形图；

[0033] 图 12 是图 1 中从节电档位接触器的常开触点 K_2 闭合状态到档位辅助缓冲接触器的常开触点 k_1' 断开过程的等效电路图；

[0034] 图 13 是图 1 中从节电档位接触器的常开触点 K_2 断开到节电档位接触器的常开触点 K_1 闭合过程的等效电路图；

[0035] 图 14 是图 1 中从节电档位接触器的常开触点 K_1 闭合状态到档位辅助缓冲接触器的常开触点 k_2' 断开过程的等效电路图；

[0036] 图 15 是图 14 的仿真模型图；

[0037] 图 16 是图 15 仿真后得到的节电线圈组 L_1 电压波形图；

[0038] 图 17 是图 1 中从节电档位接触器的常开触点 K_1 、 K_j 闭合状态到节电档位接触器的常开触点 K_1 断开过程的等效电路图；

[0039] 图 18 是图 1 中从节电档位接触器的常开触点 K_1 断开到旁路接触器的常开触点 K_p 闭合过程的等效电路图；

[0040] 图 19 是图 1 中从旁路接触器的常开触点 K_p 闭合状态到节电接触器的常开触点 K_j 断开过程的等效电路图；

[0041] 图 20 是图 1 中从旁路接触器的常开触点 K_p 闭合状态到节电接触器的常开触点 K_j 闭合过程的等效电路图；

[0042] 图 21 是图 1 中从节电接触器的常开触点 K_j 闭合状态到旁路接触器的常开触点 K_p 断开过程的等效电路图；

[0043] 图 22 是图 1 中从旁路接触器的常开触点 K_p 断开到节电档位接触器的常开触点 K_1 闭合过程的等效电路图；

[0044] 图 23 是本实用新型实施例的硬件结构框图。

[0045] 图 24 是本实用新型实施例键盘操作模块的按键分布图；

[0046] 图 25 是本实用新型实施例控制程序流程图；

[0047] 图 26 是现有技术的电路原理图；

[0048] 图 27 是现有技术中节电状态与旁路状态转换时产生的电压闪断和过电压示意图。

具体实施方式

[0049] 本实用新型工作原理图如附图 1 所示,其中,节电接触器的常开触点为 K_j ,旁路接触器的常开触点为 K_p , $K_1 \cdots K_n$ 为节电档位接触器的常开触点, $K_1' \cdots K_n'$ 分别为档位辅助缓冲接触器的常开触点。 R 、 C 并联电路为档位缓冲器, L_1 为节电线圈组的总电感,其余电感符号 L_2 、 L_1' 、 L' 、 L_{1-2} 代表的电感在附图中已经详细标记,不再说明。

[0050] 附图 1 中,当电网交流电压作用到装置上时,节电装置根据电网电压幅值的变化自动调整其工作状态。当电网电压偏高时,节电装置工作在节电状态下,根据电网输入电压的具体数值决定工作在哪个节电档位;当电网电压偏低,不具备节电条件时,节电装置自动从节电状态转换到旁路状态,节电装置退出运行,当电网电压再次升高后,节电装置会自动

从旁路状态进入节电状态运行。下面分开描述节电装置在各种不同状态下的基于逻辑控制的工作过程。

[0051] 1. 节电状态下的节电档位转换过程

[0052] 电网电压是随机变化的,当节电装置工作在节电状态时,节电档位会随着电网电压的波动而调整档位的变化,当节电状态从某一档位(假设为节电档位 X_1) 切换到另一档位(假设为节电档位 X_2) 的逻辑控制过程如下:①与节电档位接触器的常开触点 X_1 并联的档位辅助缓冲接触器的常开触点 X_1' 闭合,R、C 并联缓冲电路投入电路中。②断开节电档位接触器的常开触点 X_1 。由于在断开节电档位接触器的常开触点 X_1 前,已经将与其并联的过电压缓冲电路接入,所以在断开节电档位接触器的常开触点 X_1 时不会产生过电压。③闭合节电档位接触器的常开触点 X_2 。④断开档位辅助缓冲接触器的常开触点 X_1' ,缓冲电路退出运行。

[0053] 经过上述缓冲电路和逻辑控制方法配合的档位转换过程,使得节电装置在节电状态转换过程中不会产生过电压冲击,保护了节电装置,尤其是节电档位接触器的常开触点,也避免了状态转换过程中过电压对用电负载的冲击。

[0054] 2. 节电到旁路的状态转换过程

[0055] 当电网输入电压偏低,或者节电装置出现故障,或者负载出现过电流现象时,节电装置需要由节电状态转换到旁路状态,使节电装置退出运行。假设节电到旁路状态转换前,节电装置处于某一档位 X_1 ,由节电状态转换到旁路状态的逻辑控制过程如下:①断开节电档位接触器的常开触点 X_1 。②闭合旁路接触器的常开触点 K_p 。③断开节电接触器的常开触点 K_j 。

[0056] 通过上述逻辑控制,实现了节电到旁路的状态转换过程,由于节电接触器的常开触点 K_j 和旁路接触器的常开触点 K_p 有一个同时闭合的过程,所以在状态转换过程中不产生电压闪断问题,详细的理论分析与说明见后续具体实施方案。

[0057] 3. 旁路到节电的状态转换过程

[0058] 当装置初始上电,或过流等故障排除后,需要节电装置从旁路状态转换到节电状态,使节电装置投入运行。假设旁路到节电转换需要转入节电档位接触器的常开触点 X_2 (具体转入哪个节电档位,由状态转换时电网输入电压的幅值决定),其逻辑控制过程如下:①闭合节电接触器的常开触点 K_j 。②断开旁路接触器的常开触点 K_p 。③闭合节电档位接触器的常开触点 X_2 。

[0059] 通过上述逻辑控制,实现了旁路到节电的状态转换过程,由于节电接触器的常开触点 K_j 和旁路接触器的常开触点 K_p 有一个同时闭合的过程,所以在状态转换过程中不产生电压闪断问题,详细的理论分析与说明见后续具体实施方案。

[0060] 如附图 1 所示,节电档位接触器的常开触点的调节都是在交流电压零线侧进行的,且节电装置电路的特殊设计方式使得本节电装置在实现了档位调节过程中无过电压冲击,在状态转换过程中无电压闪断的功能后,还具有如下两个特点①在零线侧调整磁通的方式调节输出电压,电磁调节过渡过程中不易产生电弧。②装置在节电状态运行时,即使相应节电档位接触器出现故障断路,负载电压会上升到电网电压,不会因为节电档位接触器的断路故障使得负载断电,保证了负载供电可靠性。

[0061] 以上描述的是本实施例的基本工作原理,为便于理解本实用新型,下面对本实施

例作更进一步地说明。

[0062] 本实用新型公开的状态转换过程无电压闪断,无过电压冲击、工作稳定可靠的电磁式照明节电装置,适用于三相四线制、相电压为 220V 的交流照明设备节电。其主电路结构图如附图 1 所示。下面详细分析装置在节电状态下、节电和旁路之间状态转换过程的逻辑控制方法和原理分析,在分析过程中也阐述了本实用新型节电装置的节电原理与方法。

[0063] 1. 该节电装置节电原理分析(增加有点分析,档位断开,依然保持供电可靠性,零线调磁通等)

[0064] 附图 1 中,当该节电装置工作在节电状态时,节电装置首先设定好一个输出电压最优数值,当电网输入电压波动时,节电装置根据电网输入电压的幅值情况,调整节电档位开关工作在不同的档位,始终使装置的输出电压稳定在最优设定值附近,从而实现了节约电能和保护设备遭受过电压的双重目的。以装置工作在节电状态 1 为例,其等效电路图如附图 2 所示,由电路图得到:

$$[0065] \quad U_o = \frac{L'_1}{L_1} U_i < U_i$$

[0066] 由于照明设备近似可看作阻性负载,当电网电压 U_i 直接作用在负载上时,其功率为: $P = \frac{U_i^2}{Z}$,当电网电压 U_i 经过节电装置作用在负载上时,其功率为: $P' = \frac{U_o^2}{Z}$,可以得到, $P' < P$ 。由于节电装置的输出电压 U_o 是一个优化电压值,所以照明负载在此电压水平下工作时,并不影响照明负载性能,且节约了电力能源。

[0067] 附图 3 为节电档位接触器的常开触点 K_1 断开时装置的等效电路,由附图 3 可知,当节电档位接触器的常开触点 K_1 因故障原因断开或接触不良时,供电工频交流电源 U_i 可通过节电接触器的常开触点 K_j 、小电感 L' 与负载 Z 相连,保证了负载供电可靠性,此种情况对于其它节电状态节电档位接触器的常开触点 $k_2 \Delta k_n$ 均适用。

[0068] 此外,因为流经节电装置公共绕组的电流为一次、二次绕组电流之差,电流值较小,所以该节电装置采用零线调档的方式,降低了接触器的容量,避免了接触器长时间工作于大电流工作状态,延长了接触器的使用寿命。

[0069] 2. 节电状态下的节电档位转换逻辑控制方法及原理分析

[0070] 节电状态之间的相互转换分为两种情况,一种是高档位向低档位的切换,一种是低档位向高档位的切换。本实用新型中的高档位是指节电装置输出电压等级较高的档位,低档位是指节电装置输出电压等级较低的档位,如附图 1 中,节电档位接触器的常开触点 $k_1 \Delta k_n$ 为节电装置从高档位到低档位的排列,其中, k_1 投入工作时代表装置工作在节电状态 1, k_n 投入工作时代表装置工作在节电状态 n 。两种情况的等效电路和分析方法不同,但是逻辑控制方式类似。下面对两种情况进行分析:

[0071] 2.1 高档位向低档位的切换分析

[0072] 当节电装置由高档位向低档位切换时,假设装置目前工作在节电状态 1,从节电状态 1 向节电状态 2 切换,此时 k_1 处于闭合状态,具体的逻辑控制操作过程如下:从 k_1 闭合状态(装置工作在节电状态 1) $\rightarrow k_1'$ 闭合 $\rightarrow k_1$ 断开 $\rightarrow k_2$ 闭合 $\rightarrow k_1'$ 断开。从而完成了节电状态 1 到节电状态 2 的无过电压冲击状态转换。

[0073] 下面详细分析论证各步逻辑控制策略,证明状态转换过程无过电压冲击。

[0074] (1) 从 k_1 闭合状态 (装置工作在节电状态 1) $\rightarrow k_1'$ 闭合过程, 其等效电路如附图 4 所示, (附图 4 中, r_1 为电感 L_1 的内阻, 设 $r_1 = 0.01 \Omega$, r 为线路内阻, 设 $r = 0.1 \Omega$), 当 k_1' 闭合, 接入缓冲支路, 但是 k_1 支路将缓冲支路短路, 变压器维持在节电状态 1 运行, 此过程无过电压产生。

[0075] (2) 从 k_1' 闭合状态 $\rightarrow k_1$ 断开过程, 其等效电路如附图 5 所示。

[0076] k_1 断开瞬间, 初始条件为 $U_C(0_+) = U_C(0_-) = 0, i_C(0_+) = i_{L_1}(0_+) = i_{L_1}(0_-) = I_0$ 。由附图 5 电路列微分方程得:

[0077]

$$L_1 C \frac{d^2 u_C}{dt^2} + (r + r_1) C \frac{du_C}{dt} + u_C = L_1 C \frac{d^2 u_C}{dt^2} + R_1 C \frac{du_C}{dt} + u_C = U_i = E_m \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (1)$$

[0078] 式 (1) 中, $U_i = E_m \sin(\omega_0 t + \alpha)$, $R_1 = r + r_1$, $\omega_0 = 2\pi f_0 \approx 314$ (弧度/秒), f_0 为工频交流电压的工作频率。

[0079] 解方程 (1) 得:

[0080]

$$U_C = U_C' + U_C^* = (A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}) + [a \cos(\omega_0 t + \alpha) + b \sin(\omega_0 t + \alpha)] \quad (2)$$

[0081] 式 (2) 中, U_C' 为式 (1) 对应的齐次方程的通解, U_C^* 为式 (1) 的一个特解, A_1, A_2, a, b 为方程解的系数, p_1, p_2 为齐次方程的特征根。

[0082] 通过计算, a, b 的值可用式 (3) 表示, p_1, p_2 的值可用式 (4) 表示。

[0083]

$$\begin{cases} a = E_m \cdot \frac{-R_1 C \omega_0}{(1 - L_1 C \omega_0^2)^2 + (R_1 C \omega_0)^2} \\ b = E_m \cdot \frac{1 - L_1 C \omega_0^2}{(1 - L_1 C \omega_0^2)^2 + (R_1 C \omega_0)^2} \end{cases} \quad (3)$$

[0084]

$$\begin{cases} p_1 = -\frac{R_1}{2L_1} + \sqrt{\left(\frac{R_1}{2L_1}\right)^2 - \frac{1}{L_1 C}} \\ p_2 = -\frac{R_1}{2L_1} - \sqrt{\left(\frac{R_1}{2L_1}\right)^2 - \frac{1}{L_1 C}} \end{cases} \quad (4)$$

[0085] 给定的初始条件为 $U_C(0_+) = U_C(0_-) = 0$ 和 $i_C(0_+) = i_{L_1}(0_+) = i_{L_1}(0_-) = I_0$ 。根据这两个初始条件和式 (2) 得方程组:

[0086]

$$\begin{cases} U_C(0) = A_1 + A_2 + a \cos \alpha + b \sin \alpha = 0 \\ i(0) = C(A_1 p_1 + A_2 p_2 - a \omega_0 \sin \alpha + b \omega_0 \cos \alpha) = I_0 \end{cases} \quad (5)$$

[0087] 解方程组 (5) 得:

[0088]

$$\begin{cases} A_1 = -\frac{1}{p_2-p_1} \left[\frac{I_0}{C} + (a \cos \alpha + b \cos) p_2 + (a \omega_0 \sin \alpha - b \omega_0 \cos \alpha) \right] \\ A_2 = -\frac{1}{p_2-p_1} \left[\frac{I_0}{C} + (a \cos \alpha + b \cos) p_1 + (a \omega_0 \sin \alpha - b \omega_0 \cos \alpha) \right] \end{cases} \quad (6)$$

[0089] 则式 (1) 的解为 :

$$[0090] \quad U_C = \left[\frac{I_0}{C} + (a \omega_0 \sin \alpha - b \omega_0 \cos \alpha) \right] \frac{e^{p_2 t} - e^{p_1 t}}{p_2 - p_1} + (a \cos \alpha + b \cos) \frac{e^{p_2 t} - e^{p_1 t}}{p_2 - p_1}$$

[0091]

$$+ a \cos(\omega_0 t + \alpha) + b \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (7)$$

$$[0092] \quad \text{令 } \delta = \frac{R_1}{2L_1}, \omega^2 = \frac{1}{L_1 C} - \left(\frac{R_1}{2L_1}\right)^2, \omega' = \sqrt{\delta^2 + \omega^2} = \sqrt{\frac{1}{L_1 C}}, \beta = \arctan \frac{\omega}{\delta}$$

[0093] 则式 (7) 可表示为 :

$$[0094] \quad U_C = \left[\frac{I_0}{C} + (a \omega_0 \sin \alpha - b \omega_0 \cos \alpha) - \delta(a \cos \alpha + b \sin \alpha) \right] \cdot \frac{1}{\omega} e^{-\delta t} \sin \omega t$$

[0095]

$$- (a \cos \alpha + b \sin \alpha) e^{-\delta t} \cos \omega t + a \cos(\omega_0 t + \alpha) + b \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (8)$$

[0096] 则对 U_C 求二次导数得 :

$$[0097] \quad U_C'' = \left[\frac{I_0}{C} + (a \omega_0 \sin \alpha - b \omega_0 \cos \alpha) - \delta(a \cos \alpha + b \sin \alpha) \right] \cdot \frac{1}{\omega} \omega'^2 e^{-\delta t} \sin(\omega t - 2\beta)$$

[0098]

$$+ (a \cos \alpha + b \sin \alpha) \cdot \omega'^2 e^{-\delta t} \cos(\omega t - \beta) + a \omega_0^2 \cos(\omega_0 t + \alpha) + b \omega_0^2 \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (9)$$

[0099] 则 :

[0100]

$$U_{L_1} = L_1 C \cdot \frac{d^2 U_C}{dt^2} = \left[\frac{I_0}{C} + (a \omega_0 \sin \alpha - b \omega_0 \cos \alpha) - \delta(a \cos \alpha + b \sin \alpha) \right] \cdot \frac{1}{\omega} e^{-\delta t} \sin(\omega t - 2\beta)$$

[0101]

$$+ (a \cos \alpha + b \sin \alpha) \cdot e^{-\delta t} \cos(\omega t - \beta) + [a \omega_0^2 \cos(\omega_0 t + \alpha) + b \omega_0^2 \sin(\omega_0 t + \alpha)] \cdot L_1 C \quad (10)$$

[0102] 式 (10) 中, I_0 为 k_1 断开瞬间流过电感线圈 L_1 的电流, $a = E_m \cdot \frac{-R_1 C \omega_0}{(1-L_1 C \omega_0^2)^2 + (R_1 C \omega_0)^2}$,

$$b = E_m \cdot \frac{1-L_1 C \omega_0^2}{(1-L_1 C \omega_0^2)^2 + (R_1 C \omega_0)^2}, \delta = \frac{R_1}{2L_1}, \omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 C} - \left(\frac{R_1}{2L_1}\right)^2}, \omega' = \sqrt{\delta^2 + \omega^2} = \sqrt{\frac{1}{L_1 C}}, \beta = \arctan \frac{\omega}{\delta}, R_1$$

= $r+r_1$, $\omega_0 = 2\pi f_0 \approx 314$ (弧度/秒), f_0 为工频交流电压的工作频率。

[0103] 由式 (10) 可以看出, 在此过程中电感线圈的感应电动势的大小与 I_0 、 α 、 R_1 、 L_1 、 C 的大小有关, 由已知 $L_1 = 3\text{H}$, $R_1 = 0.11\ \Omega$ 可知, 如果缓冲电路的 C 值取得很大, 等式右边第一项、第二项很小, 完全可以忽略不计, 第三项中 $a \omega_0^2 L_1 C \ll E_m$, $b \omega_0^2 L_1 C \approx E_m$, 本电路中选择 $C = 301\ \mu\text{F}$, 因此式 (10) 可变换 :

[0104]

$$U_{L_1} \approx E_m \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (11)$$

[0105] 可见该操作过程无过电压产生。

[0106] 通过电路仿真软件 ANSOFT 对该过程进行仿真, 附图 6 为附图 5 的仿真模型图。附图 6 中, $U_i = 311 \sin \omega t$, $r_1 = 0.01\ \Omega$, $L_1 = 3\text{H}$, $r = 0.1\ \Omega$, $C = 301\ \mu\text{F}$, $R = 100\ \Omega$, $U_{\text{can}} = (0.08-t)\text{V}$, $R_{\text{can}} = 1000\ \Omega$, 节电档位接触器的常开触点 K_1 为可控开关, 可以控制仿真电路的 K_1 在任意时刻断开, U_{can} 和 R_{can} 组成的电路为 K_1 的控制电路, K_1' 在仿真过程中始终处于闭合状态, K_1 在 0.03s 时刻断开, 附图 7 为电感线圈 L_1 的电压仿真图, 可见由于接入了缓冲支

路,在 K_1 断开后,电感 L_1 的电压没有明显变化。

[0107] 如果参数选择不当,则会出现暂态过程的电压幅值过高。假如取 $R = 1000$ 欧姆, $C = 0.1\mu\text{F}$,控制开关 K_1 在 0.03s 时刻断开,则会出现附图 8 所示的波形。

[0108] (3) 从 k_1 断开 $\rightarrow k_2$ 闭合过程,其等效电路如附图 9 所示(附图 9 中, r_2 为电感 L_2 的内阻,设 $r_2 = 0.007\Omega$, r_{1-2} 为电感 L_{1-2} 的内阻,设 $r_{1-2} = 0.003\Omega$, r 为线路内阻,设 $r = 0.1\Omega$)。

[0109] k_2 闭合瞬间,初始条件为 $i_{L_2}(0_+) = i_{L_2}(0_-) = I_0$ 。

[0110] 由附图 9 电路列微分方程得:

[0111]

$$L_2 \frac{di}{dt} + i(r_2 + r) = L_2 \frac{di}{dt} + iR_2 = U_i = E_m \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (12)$$

[0112] 式(12)中, $U_i = E_m \sin(\omega_0 t + \alpha)$, $R_2 = r + r_2$, $\omega_0 = 2\pi f_0 \approx 314$ (弧度/秒), f_0 为工频交流电压的工作频率。

[0113] 解方程(12)得:

[0114]

$$i(t) = \frac{E_m}{R_2^2 + \omega_0^2 L_2^2} [R_2 \sin(\omega_0 t + \alpha) - \omega_0 L_2 \cos(\omega_0 t + \alpha)] + C e^{-\frac{R_2}{L_2} t} \quad (13)$$

[0115] 由初始条件 $i_{L_2}(0_+) = i_{L_2}(0_-) = I_0$ 可得:

[0116]

$$C = I_0 - \frac{E_m}{R_2^2 + \omega_0^2 L_2^2} (R_2 \sin \alpha - \omega_0 L_2) = \frac{E_m}{\sqrt{R_1^2 + (\omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C})^2}} \sin(\alpha - \gamma) - \frac{E_m}{\sqrt{R_2^2 + \omega_0^2 L_2^2}} \sin(\alpha - \phi) \quad (14)$$

[0117] 式(14)中, $\gamma = \arctan \frac{\omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C}}{R_1}$, $\phi = \arctan \frac{\omega_0 L_2}{R_2}$, $L_1 = L_2 + L_{1-2}$, $R_2 = r_2 + r$, $R_1 = r_2 + r + r_{1-2}$ 。

[0118] 在本电路中,假设 $R_1 = 0.11\Omega$ 、 $R_2 = 0.107\Omega$, $C = 301\mu\text{F}$, $L_1 = 3\text{H}$, $L_2 = 2\text{H}$,由此可知, $\gamma \approx \frac{\pi}{2}$, $\phi \approx \frac{\pi}{2}$ 。

[0119] 则:

[0120]

$$C \approx \left(-\frac{E_m}{\omega_0 L_1} + \frac{E_m}{\omega_0 L_2}\right) \cos \alpha \quad (15)$$

[0121] 将式(15)带入式(13)可得:

[0122]

$$i(t) \approx \frac{E_m}{\sqrt{R_2^2 + \omega_0^2 L_2^2}} \sin(\omega_0 t + \alpha - \phi) + \left(-\frac{E_m}{\omega_0 L_1} + \frac{E_m}{\omega_0 L_2}\right) \cos \alpha e^{-\frac{R_2}{L_2} t}$$

[0123]

$$\approx \frac{E_m}{\omega_0 L_2} \cos(\omega_0 t + \alpha) + \left(-\frac{E_m}{\omega_0 L_1} + \frac{E_m}{\omega_0 L_2}\right) \cos \alpha e^{-\frac{R_2}{L_2} t} \quad (16)$$

[0124] 式(16)中, $\phi = \arctan \frac{\omega_0 L_2}{R_2} \approx \frac{\pi}{2}$

[0125] 则:

[0126]

$$U_{L_2} = L_2 \frac{di}{dt} = \left(\frac{E_m}{\omega_0 L_1} - \frac{E_m}{\omega_0 L_2}\right) \cos \alpha \cdot R_2 e^{-\frac{R_2}{L_2} t} + E_m \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (17)$$

[0127] 由式 (17) 可知, U_L 的大小与 α 有关, $\alpha = 0$ 时式 (16) 中的暂态分量的值最大, 对于本电路设 $R_2 = 0.107 \Omega$, $L_1 = 3H$, $L_2 = 2H$, 即使取 $\alpha = 0$ 时, 因其参数原因, $(\frac{E_m}{\omega_0 L_1} - \frac{E_m}{\omega_0 L_2}) \cos \alpha \cdot R_2 \approx 0$, 因此式 (16) 可变换为:

[0128]

$$U_{L_2} \approx E_m \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (18)$$

[0129] 由上面的分析可知, 该过程中无过电压产生。

[0130] 通过电路仿真软件 ANSOFT 对该过程进行仿真, 附图 10 为附图 9 的仿真模型图, 其中, r_{12} 为附图 9 中的 r_{1-2} , L_{12} 为附图 9 中的 L_{1-2} 。附图 10 中, $U_1 = 311 \sin \omega t$, $r_2 = 0.007 \Omega$, $r_{12} = r_{1-2} = 0.003 \Omega$, $L_2 = 2H$, $L_{12} = L_{1-2} = 1H$, $r = 0.1 \Omega$, $C = 301 \mu F$, $R = 100 \Omega$, $U_{can} = (0.08-t)V$, $R_{can} = 1000 \Omega$, 节电档位接触器的常开触点 K_2 为可控开关, 可以控制仿真电路在任意时刻闭合, U_{can} 和 R_{can} 组成的电路为 K_2 的控制电路, K_1' 在仿真过程中始终处于闭合状态。控制开关 K_2 在 0.03s 时刻闭合, 附图 11 为电感线圈 L_2 的电压仿真图, 由附图 11 可见, 控制开关 K_2 在动作后, 电感线圈 L_2 的电压能够快速变化, 且无过电压的产生。

[0131] (4) 从 k_2 闭合状态 $\rightarrow k_1'$ 断开过程, 其等效电路如附图 12 所示。

[0132] 此操作过程示意图如附图 12 所示。在此过程中, 电感线圈 L_{1-2} 断开时, 该节电装置带有负载, 由于磁场的变化, 使带负载的电感线圈 L_2 中感生出阻挠电感线圈 L_{1-2} 的磁场变化的电流, 所以使得电感线圈 L_{1-2} 的磁场变化得到了平衡, 因此, 电感线圈 L_{1-2} 不会发生过电压的现象。

[0133] K_1' 断开后, 缓冲支路的 RC 回路放电, 保证在下次接入 RC 缓冲支路时, 电容 C 的电压为零。其中放电时间 $t = 3\tau = 3 \times 100 \times 301 \times 10^{-6} = 0.0903s$, 可知在一个操作间隔内电容能够完全放电。

[0134] 2.2 低档位向高档位的切换分析

[0135] 当节电装置由低档位向高档位切换时, 假设装置目前工作在节电状态 2, 从节电状态 2 向节电状态 1 切换, 此时 k_2 处于闭合状态, 具体的逻辑控制操作过程如下: 从 k_2 闭合状态 (装置工作在节电状态 2) $\rightarrow k_2'$ 闭合 $\rightarrow k_2$ 断开 $\rightarrow k_1$ 闭合 $\rightarrow k_2'$ 断开, 从而完成了节电状态 2 到节电状态 1 的无过电压冲击状态转换。

[0136] 下面详细分析论证各步逻辑控制策略, 证明状态转换过程无过电压冲击。

[0137] (1) 从 k_2 闭合状态 (装置工作在节电状态 2) $\rightarrow k_2'$ 闭合过程, 该过程与 2.1 中的步骤 (1) 分析方法类似, 该过程无过电压产生。

[0138] (2) 从 k_2' 闭合状态 $\rightarrow k_2$ 断开过程, 该过程与 2.1 中的步骤 (2) 分析方法类似, 该过程无过电压产生。

[0139] (3) 从 k_2 断开状态 $\rightarrow k_1$ 闭合过程, 其等效电路如附图 13 所示。(附图 13 中, r_2 为电感线圈 L_2 的内阻, 设 $r_2 = 0.007 \Omega$, r_{1-2} 为电感线圈 L_{1-2} 的内阻, 设 $r_{1-2} = 0.003 \Omega$, r 为线路内阻, 设 $r = 0.1 \Omega$)。

[0140] 步骤 (2) 完成, 电路达到稳态后, k_1 闭合, 假设电容值 $C = 301 \mu F$, 线圈电感 $L_2 = 2H$, $L_{1-2} = 1H$, 由此可知, 缓冲支路的容抗值远小于刚接入支路的感抗值, 因此缓冲支路将 k_1 支路短路, 节电装置仍工作于节电状态 2, 同时, 线圈 L_{1-2} 被感应出电动势, 并与缓冲支路构成回路, 缓冲支路相当于电感线圈 L_{1-2} 所带的负载, 防止电感线圈 L_{1-2} 二次侧短路。

[0141] (4) 从 k_1 闭合状态 $\rightarrow k_2'$ 断开过程, 其等效电路如附图 14 所示。

[0142] k_2' 断开瞬间, 初始条件为, $i_{L_2}(0_+) = i_{L_2}(0_-) = i_{L_{1-2}}(0_+) = I_0$ 。

[0143] 由附图 14 电路列微分方程得:

[0144]

$$(L_2 + L_{1-2}) \frac{di}{dt} + i(r_2 + r_{1-2} + r) = L_1 \frac{di}{dt} + iR_1 = U_i = E_m \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (19)$$

[0145] 式 (19) 中, $U_i = E_m \sin(\omega_0 t + \alpha)$, $R_1 = r_2 + r_{1-2} + r$, $L_1 = L_2 + L_{1-2}$, $\omega_0 = 2\pi f_0 \approx 314$ (弧度/秒), f_0 为工频交流电压的工作频率。

[0146] 解方程 (19) 得:

[0147]

$$i(t) = \frac{E_m}{R_1^2 + \omega_0^2 L_1^2} [R_1 \sin(\omega_0 t + \alpha) - \omega_0 L_1 \cos(\omega_0 t + \alpha)] + C e^{-\frac{R_1}{L_1} t} \quad (20)$$

[0148] 由初始条件 $i_{L_2}(0_+) = i_{L_2}(0_-) = i_{L_{1-2}}(0_+) = I_0$ 可得:

[0149]

$$C = I_0 - \frac{E_m}{R_1^2 + \omega_0^2 L_1^2} (R_1 \sin \alpha - \omega_0 L_1) = \frac{E_m}{\sqrt{R_2^2 + (\omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C})^2}} \sin(\alpha - \gamma) - \frac{E_m}{\sqrt{R_1^2 + \omega_0^2 L_1^2}} \sin(\alpha - \phi) \quad (21)$$

[0150] 式中, $\gamma = \arctan \frac{\omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C}}{R_2}$, $\phi = \arctan \frac{\omega_0 L_1}{R_1}$, $L_1 = L_2 + L_{1-2}$, $R_2 = r_2 + r$, $R_1 = r_2 + r_{1-2} + r$ 。

[0151] 在本电路中, 假设 $R_1 = 0.11 \Omega$ 、 $R_2 = 0.107 \Omega$, $C = 301 \mu F$, $L_1 = 3H$, $L_2 = 2H$, 由此可知, $\gamma \approx \frac{\pi}{2}$, $\phi \approx \frac{\pi}{2}$ 。

[0152] 则:

[0153]

$$C \approx (-\frac{E_m}{\omega_0 L_2} + \frac{E_m}{\omega_0 L_1}) \cos \alpha \quad (22)$$

[0154] 将式 (22) 带入式 (20) 可得:

[0155]

$$i(t) \approx \frac{E_m}{\sqrt{R_1^2 + \omega_0^2 L_1^2}} \sin(\omega_0 t + \alpha - \phi) + (-\frac{E_m}{\omega_0 L_2} + \frac{E_m}{\omega_0 L_1}) \cos \alpha e^{-\frac{R_1}{L_1} t}$$

[0156]

$$\approx \frac{E_m}{\omega_0 L_1} \cos(\omega_0 t + \alpha) + (-\frac{E_m}{\omega_0 L_2} + \frac{E_m}{\omega_0 L_1}) \cos \alpha e^{-\frac{R_1}{L_1} t} \quad (23)$$

[0157] 式 (23) 中, $\phi = \arctan \frac{\omega_0 L_1}{R_1} \approx \frac{\pi}{2}$

[0158] 则:

[0159]

$$U_{L_1} = L_1 \frac{di}{dt} \approx (\frac{E_m}{\omega_0 L_1} - \frac{E_m}{\omega_0 L_2}) \cos \alpha \cdot R_1 e^{-\frac{R_1}{L_1} t} + E_m \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (24)$$

[0160] 由式 (24) 可知, U_L 的大小与 α 有关, $\alpha = 0$ 时式 (24) 中的暂态分量的值最大, 对于本电路设 $R_2 = 0.107 \Omega$, $L_1 = 3H$, $L_2 = 2H$, 即使取 $\alpha = 0$ 时, 因其参数原因, $(\frac{E_m}{\omega_0 L_1} - \frac{E_m}{\omega_0 L_2}) \cos \alpha \cdot R_1 \approx 0$, 因此式 (22) 可变换为:

[0161] $U_L \approx E_m \sin(\omega_0 t + \alpha)$ (25)

[0162] 由上面的分析可知, 该过程中无过电压产生。

[0163] 同时, k_2' 断开后, 缓冲支路的 RC 回路放电, 保证在下次接入 RC 缓冲支路时, 电容

C 的电压为零。

[0164] 通过电路仿真软件 ANSOFT 对该过程进行仿真,附图 15 为附图 14 的仿真模型图,其中, r_{12} 为附图 14 中的 r_{1-2} , L_{12} 为附图 14 中的 L_{1-2} 。附图 15 中, $U_1 = 311\sin \omega t$, $r_2 = 0.007 \Omega$, $r_{12} = r_{1-2}0.003 \Omega$, $L_2 = 2H$, $L_{12} = L_{1-2} = 1H$, $L_1 = L_2 + L_{12} = 3H$, $r = 0.1 \Omega$, $C = 301 \mu F$, $R = 100 \Omega$, $U_{can} = (0.04-t)V$, $R_{can} = 1000 \Omega$, 档位辅助缓冲接触器的常开触点 K_2' 为可控开关,可以控制仿真电路在任意时刻断开, U_{can} 和 R_{can} 组成的电路为 K_2' 的控制电路, K_1 在仿真过程中始终处于闭合状态。控制开关 K_2' 在 0.03s 时刻闭合,附图 16 为电感线圈 L_1 的电压仿真图,由附图 16 可见,控制开关 K_2' 在动作后,电感线圈 L_1 的电压基本没有变化,即无过电压的产生。

[0165] 3 节电状态与旁路状态之间转换的逻辑控制方法和原理分析

[0166] 节电状态与旁路状态之间的相互转换分为两种情况,一种是从节电状态到旁路状态的转换,一种是从旁路状态到节电状态的转换。节电状态是指节电接触器的常开触点 k_j 处于闭合状态、节电档位接触器的常开触点 $k_1 \wedge k_n$ 任何一个档位处于闭合状态,旁路接触器的常开触点 k_p 处于断开状态;旁路状态是指节电接触器的常开触点 k_i 、节电档位接触器的常开触点 $k_1 \wedge k_n$ 均处于断开状态,旁路接触器的常开触点 k_p 处于闭合状态,如附图 1 所示。下面对两种情况进行分析:

[0167] 3.1 节电状态向旁路状态的切换分析

[0168] 当节电装置从节电状态向旁路状态切换时,假设目前节电装置工作在节电状态 1,从节电状态 1 向旁路状态切换,此时 k_1 、 k_j 处于闭合状态,具体的逻辑控制操作过程如下:从 k_1 、 k_j 闭合状态(装置工作在节电状态 1) $\rightarrow k_1$ 断开 $\rightarrow k_p$ 闭合 $\rightarrow k_j$ 断开,从而完成了节电状态 1 到旁路状态的状态转换。

[0169] 下面详细分析论证各步逻辑控制策略,证明状态转换过程无过电压冲击。

[0170] (1) 从 k_1 、 k_j 闭合状态(装置工作在节电状态 1) $\rightarrow k_1$ 断开过程,其等效电路如附图 15 所示(附图 17 中, r' 为电感线圈 L' 的内阻, r_1' 为电感线圈 L_1' 的内阻, r 为线路内阻)。

[0171] 此类操作过程会产生幅值不定的高频过电压,但是节电与旁路之间的切换操作的频率很低,只有在节电装置发生故障时才会运行此操作,据统计,平均一月之内发生 2-3 次此类操作,因此变压器和接触器的使用寿命完全能够接受此类操作的过电压冲击。此操作完成后,工频交流电源通过一小电感线圈与负载相连,不影响负载正常工作。

[0172] (2) 从 k_1 断开 $\rightarrow k_p$ 闭合过程,其等效电路如附图 18 所示。

[0173] 由附图 18 可知,旁路开关 k_p 闭合后,旁路支路将节电开关 k_j 和小电感串联的支路短路,负载在工频交流电源下正常工作。同时,小电感支路通过旁路开关支路放电,假设小电感值 $L' = 0.001H$,放电回路的总阻抗 $R' = 0.01 \Omega$,放电时间 $t = 3\tau = 3 \times \frac{L'}{R'} = 3 \times \frac{0.001}{0.01} = 0.3s$,由此可知,小电感的放电过程完全可以在一个操作时间内完成。

[0174] (3) 从 k_p 闭合 $\rightarrow k_j$ 断开过程,其等效电路如附图 19 所示。本操作过程是在前一步的基础上进行的,断开 k_j 对节电装置和负载运行均无影响。

[0175] 3.2 旁路状态向节电状态的切换分析

[0176] 当节电装置从旁路状态向节电状态切换时,假设目前节电装置工作在旁路状态,

从旁路状态向节电状态 1 切换,此时 k_p 处于闭合状态,具体的逻辑控制操作过程如下:从 k_p 闭合状态(装置工作在旁路状态) $\rightarrow k_j$ 闭合 $\rightarrow k_p$ 断开 $\rightarrow k_1$ 闭合,从而完成了从旁路状态到节电状态 1 的无过电压冲击状态转换。

[0177] 下面详细分析论证各步逻辑控制策略,证明状态转换过程无过电压冲击。

[0178] (1) 从 k_p 闭合状态(装置工作在旁路状态) $\rightarrow k_j$ 闭合过程,其等效电路如附图 20 所示。

[0179] 由附图 20 可知,节电开关 k_j 闭合后,旁路支路将节电开关 k_j 和小电感 L' 短路,负载仍处于旁路工作状态。

[0180] (2) 从 k_j 闭合 $\rightarrow k_p$ 断开过程,其等效电路如附图 21 所示。

[0181] 由附图 21 可知,工频交流电源通过一个小电感与负载连接,由于电感值较小,对负载的正常运行无明显影响。

[0182] (3) 从 k_p 断开 $\rightarrow k_1$ 闭合过程,其等效电路如附图 22 所示。

[0183] k_1 闭合瞬间初始条件为 $i_{L_1}(0_+) = i_{L_1}(0_-) = 0$ 。

[0184] 由附图 22 列微分方程得

[0185]

$$(L'+L_1')\frac{di}{dt} + i(r'+r_1'+r) = L_1\frac{di}{dt} + R_1i = U_i = E_m \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (26)$$

[0186] 式(26)中, $U_i = E_m \sin(\omega_0 t + \alpha)$, $R_1 = r' + r_1' + r$, $L_1 = L' + L_1'$, $\omega_0 = 2\pi f_0 \approx 314$ (弧度/秒), f_0 为工频交流电压的工作频率。

[0187] 解方程(26)得:

[0188]

$$i(t) = \frac{E_m}{R_1^2 + \omega_0^2 L_1^2} [R_1 \sin(\omega_0 t + \alpha) - \omega_0 L_1 \cos(\omega_0 t + \alpha)] + C e^{-\frac{R_1}{L_1} t} \quad (27)$$

[0189] 由初始条件 $i_{L_1}(0_+) = i_{L_1}(0_-) = 0$ 可得:

[0190]

$$C = 0 - \frac{E_m}{R_1^2 + \omega_0^2 L_1^2} (R_1 \sin \alpha - \omega_0 L_1) = -\frac{E_m}{\sqrt{R_1^2 + \omega_0^2 L_1^2}} \sin(\alpha - \phi) \quad (28)$$

[0191] 式中, $\phi = \arctan \frac{\omega_0 L_1}{R_1}$, $R_1 = r' + r_1' + r$, $L_1 = L' + L_1'$

[0192] 在本电路中,假设 $R_1 = 0.11 \Omega$ 、 $C = 301 \mu F$, $L_1 = 3H$,由此可知, $\phi \approx \frac{\pi}{2}$ 。则

[0193]

$$C \approx \frac{E_m}{\sqrt{R_1^2 + \omega_0^2 L_1^2}} \cos \alpha \quad (29)$$

[0194] 将式(29)带入式(27)可得:

[0195]

$$i(t) \approx \frac{E_m}{\sqrt{R_1^2 + \omega_0^2 L_1^2}} \sin(\omega_0 t + \alpha - \phi) + \frac{E_m}{\sqrt{R_1^2 + \omega_0^2 L_1^2}} \cos \alpha e^{-\frac{R_1}{L_1} t} \approx -\frac{E_m}{\omega_0 L_1} \cos(\omega_0 t + \alpha) + \frac{E_m}{\omega_0 L_1} \cos \alpha e^{-\frac{R_1}{L_1} t} \quad (30)$$

[0196] 式(30)中, $\phi = \arctan \frac{\omega_0 L_1}{R_1} \approx \frac{\pi}{2}$

[0197] 则

[0198]

$$U_L = L_1 \frac{di}{dt} \approx \frac{E_m}{\omega_0 L_1} \cos \alpha \cdot R_1 e^{-\frac{R_1 t}{L_1}} + E_m \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (31)$$

[0199] 由式 (31) 可知, U_L 的大小与 α 有关, $\alpha = 0$ 时式 (31) 中的暂态分量的值最大, 对于本电路设 $R_2 = 0.105 \Omega$, $L_1 = 3H$, 即使取 $\alpha = 0$ 时, 因其参数原因, $\frac{E_m}{\omega_0 L_1} \cos \alpha \cdot R_1 \approx 0$, 因此式 (31) 可变换为:

$$[0200] \quad U_L \approx E_m \sin(\omega_0 t + \alpha) \quad (32)$$

[0201] 由上面的分析可知, 该过程中无过电压产生。

[0202] 综合节电状态向旁路状态的切换和旁路状态向节电状态的切换的分析可知, 在每一步操作过程中, 均有一条支路将负载 Z 和工频交流电源 U_i 连接起来, 保证了负载 Z 的可靠供电, 克服了闪断带来的各种不良影响。

[0203] 本实施例中的所述档位缓冲器采用阻容缓冲电路, 当然, 作为本技术领域的普通工程技术人员, 也可以采用其它缓冲电路技术方案, 具有同样的技术效果, 也应在本实用新型的保护范围之内。

[0204] 采用阻容缓冲电路可以有效地抑制各个接触器断开时过电压对接触器的电压冲击, 提高了接触器的使用寿命。之所以不采用 RC 串联电路与接触器并联的方式是因为: (1) 当通过固定节电线圈的电流 I_0 较大时断开接触器, RC 串联电路的电阻 R 上因通过电流较大, 则会瞬间产生很高的电压, 并施加到接触器两端, 这会严重影响接触器的使用寿命; (2) 将电阻 R 和电容 C 相互并联后再串联在节电状态各个接触器两端, 可以在接触器断开时提供一条通路, 从而可以将节电档位线圈所产生的电压的峰值降到最优值, 而且此电路适用于档位开关的多次连续切换; (3) 当 RC 缓冲支路的接触器断开时, RC 并联电路的 R 、 C 可以构成放电回路, 使得在下次闭合节电档位接触器的常开触点前电容 C 能够完全放电, 而对于 RC 串联电路, 电容 C 却不能充分放电。

[0205] 本实用新型的自动控制装置为公知技术, 通过测量输入电源的信号, 对本实施例进行节电控制。另外, 本实施例可以利用远程自动控制实现对节电档位及节电状态与旁路状态之间的转换, 自动控制过程中所使用的硬件结构如附图 23 所示, 主要包括三相电压采集模块采集三相电压 U_A 、 U_B 、 U_C ; 三相电流采集模块采集三相电流 I_A 、 I_B 、 I_C ; 调试接口用于调试、下载程序; 该节电装置的运行参数和控制指令通过无线收发模块来接收和发送; LCD 液晶屏显示该节电装置的三相电流、电压值, 还包括手动 / 自动、节电 / 旁路、就地 / 远程、节电档位和电压设定值等参数的设定显示; 键盘操作模块如附图 24 所示, 在该操作模块上可进行附图 24 中所示的相关操作, 方向键可以查看或者修改某些参数设置; 当发生故障时, 节电装置会自动旁路, 并发出声光报警; 接触器控制模块根据中央处理器对三相输入电压、电流值的计算、分析, 输出一定的逻辑控制信号, 从而实现节电档位之间的切换、节电状态与旁路状态之间的切换。

[0206] 该节电装置的程序流程图如图 25 所示。该节电装置开机上电后, 默认处于旁路状态, 如果节电按钮未按下, 装置依旧处于旁路状态, 如果节电按钮按下, 装置进入节电运行过程, 节电运行有两种情况: 手动运行和自动运行。

[0207] ①如果手动按钮按下, 则进入手动运行状态

[0208] 首先节电装置处于默认节电状态 (该状态可通过程序设定), 然后扫描是否有节电档位按钮动作, 假设档位 1 按钮动作, 则节电装置从默认节电状态向节电状态 1 切换 (接

触器动作要按照程序设定的逻辑顺序),该节电装置工作在节电状态 1。

[0209] 若节电装置在节电状态 1 运行过程中出现故障(如欠压、大电流冲击、接触不良等),则强制装置旁路,假设在旁路过程中故障消除,装置则转换到默认节电状态,并扫描是否有其它的档位输入信号,假设在旁路过程中故障一直存在,则装置处于旁路运行状态,等待检修;若无故障出现,节电装置继续扫描其它的档位输入信号,若无档位信号输入,保持原节电运行状态,若有其它的档位信号输入,则转入档位切换程序,从而控制相应的接触器动作。

[0210] ②如果自动按键按下,则进入自动运行状态

[0211] 首先通过键盘操作模块输入电压设定值,中央处理器根据三相输入电流、电压值和输入电压设定值计算出最优输出档位 X,然后控制接触器按照程序设定的逻辑控制顺序动作,节电装置工作在节电状态 X。

[0212] 若该节电装置在节电状态 X 运行过程中出现故障,则强制装置旁路,假设在旁路过程中故障消除,装置则自动根据输入电流、电压值自动调整节电档位,继续运行在设定节电状态,假设在旁路过程中故障一直存在,则装置处于旁路运行状态,等待检修;若无故障出现,节电装置继续扫描输入电压信号,若输入电压不变化,节电装置保持节电状态 X 运行,若输入电压变化,则通过中央处理器计算处理,选择最优的节电输出档位,从而控制相应的接触器动作。

[0213] 以上显示和描述了本实用新型的基本原理和主要特征和本实用新型的优点。本行业的技术人员应该了解,本实用新型不受上述实施例的限制,上述实施例和说明书中描述的只是说明本实用新型的原理,在不脱离本实用新型精神和范围的前提下,本发明创造还会有各种变化和改进,这些变化和改进都落入要求保护的本发明创造范围内。本发明创造要求保护范围由所附的权利要求书及其等效物界定。

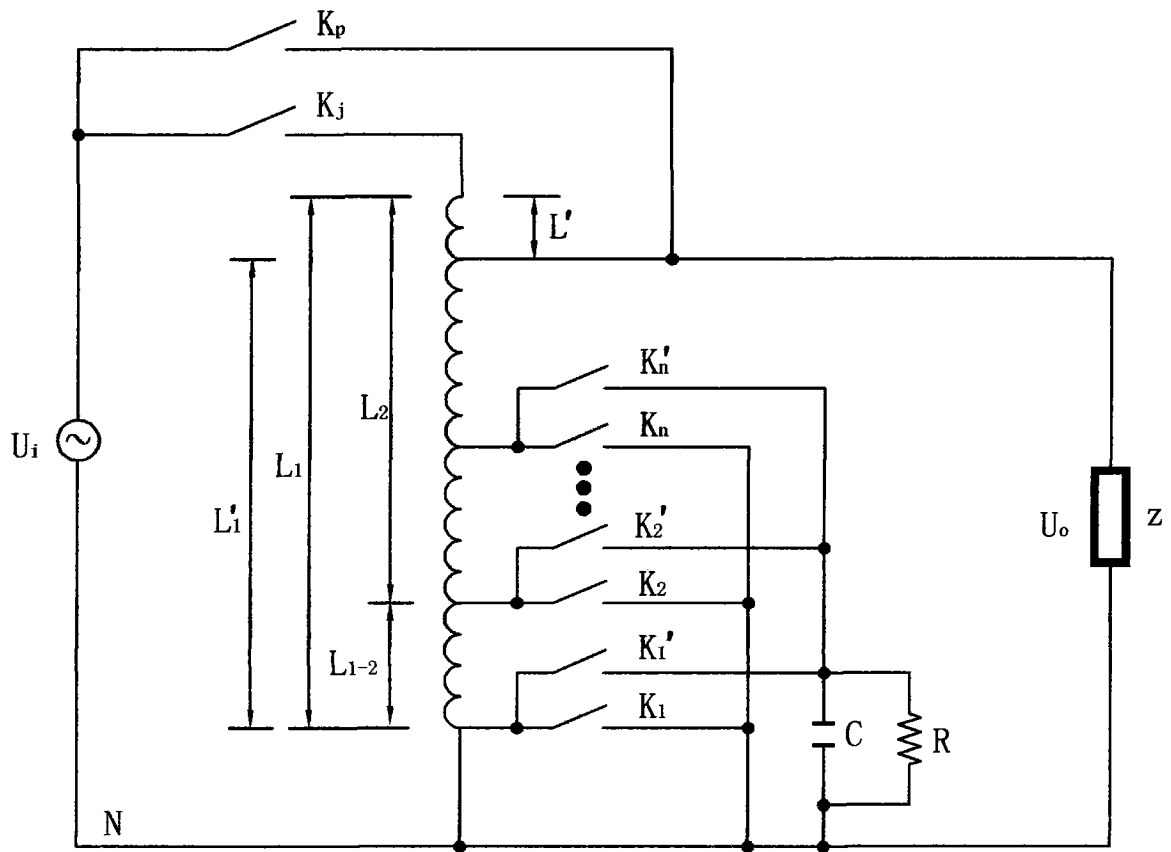


图 1

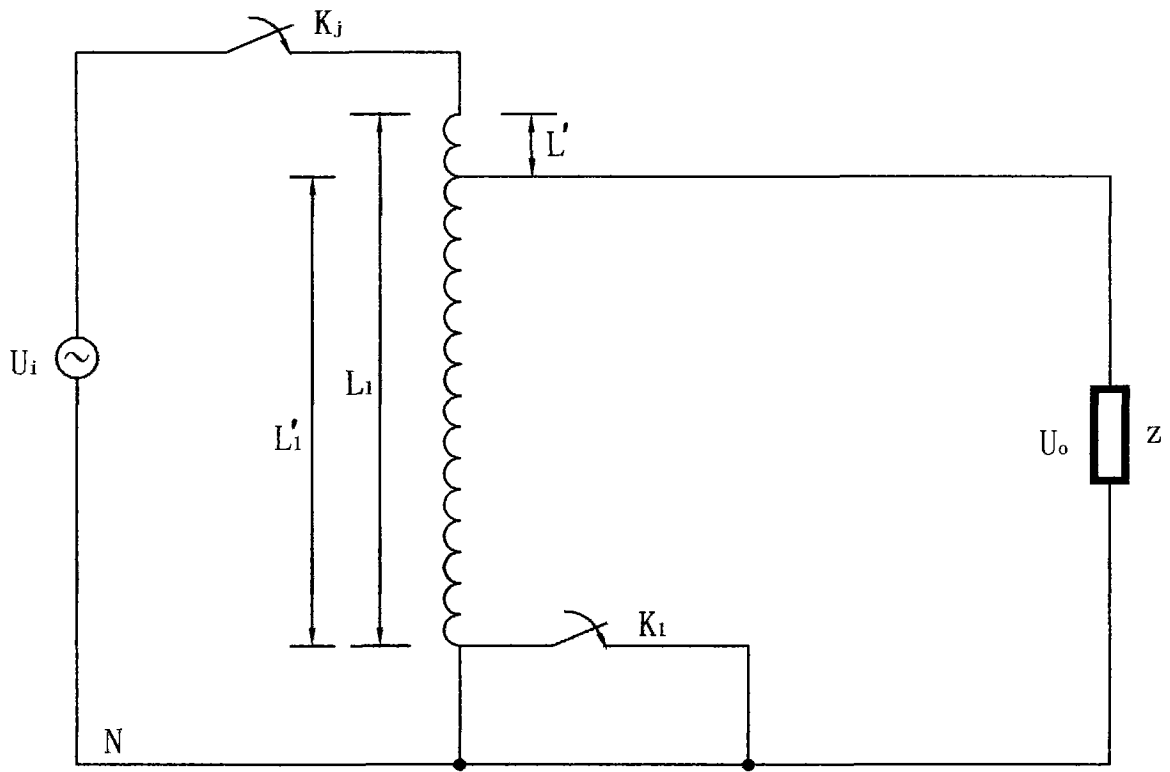


图 2

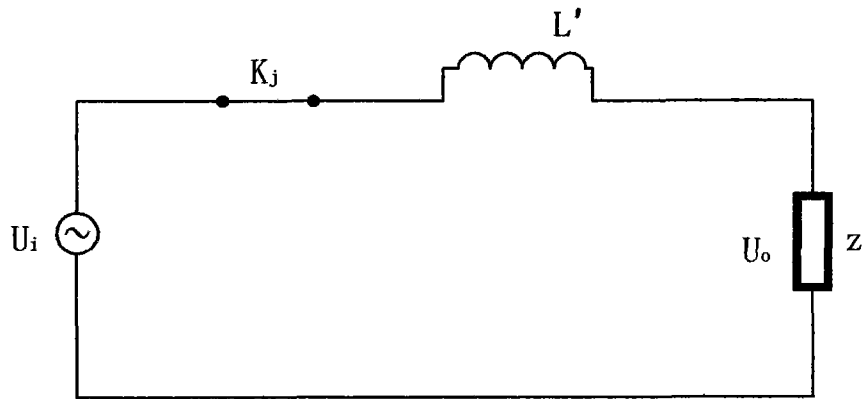


图 3

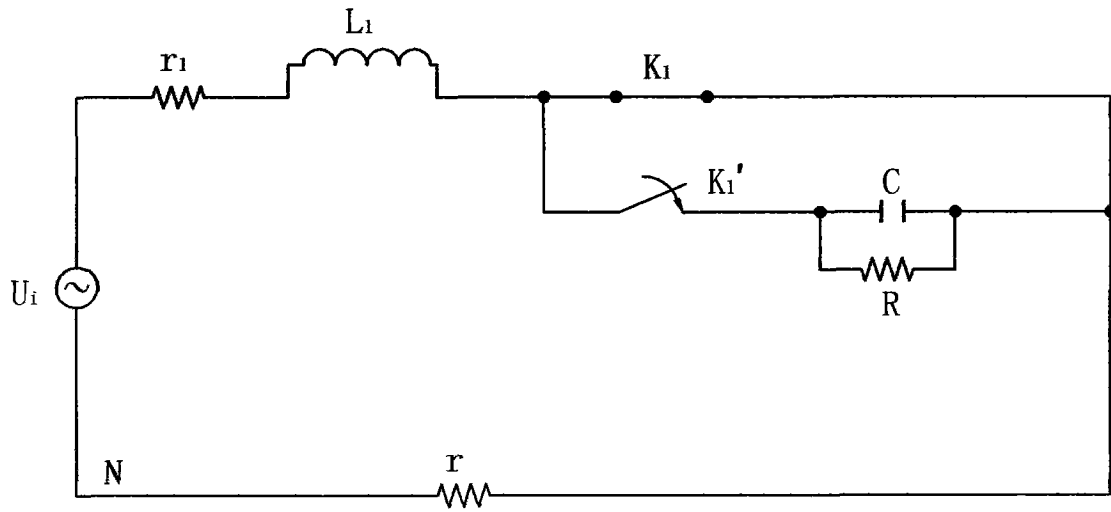


图 4

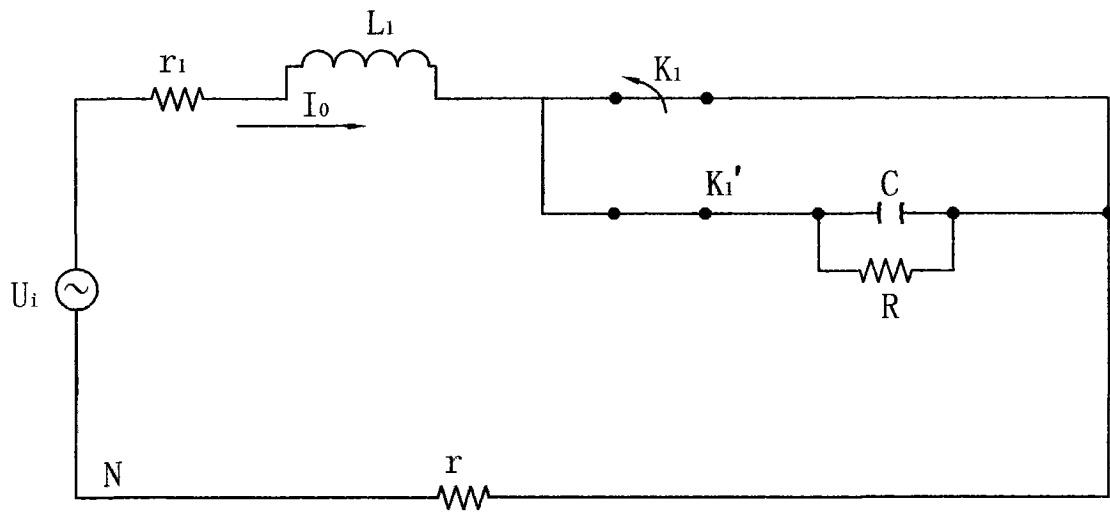


图 5

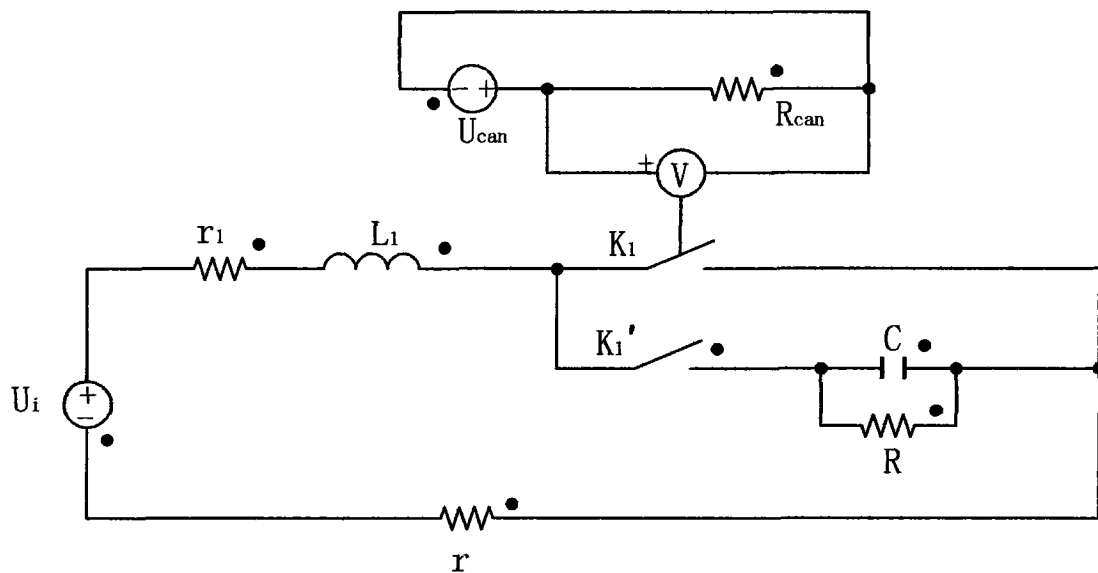


图 6

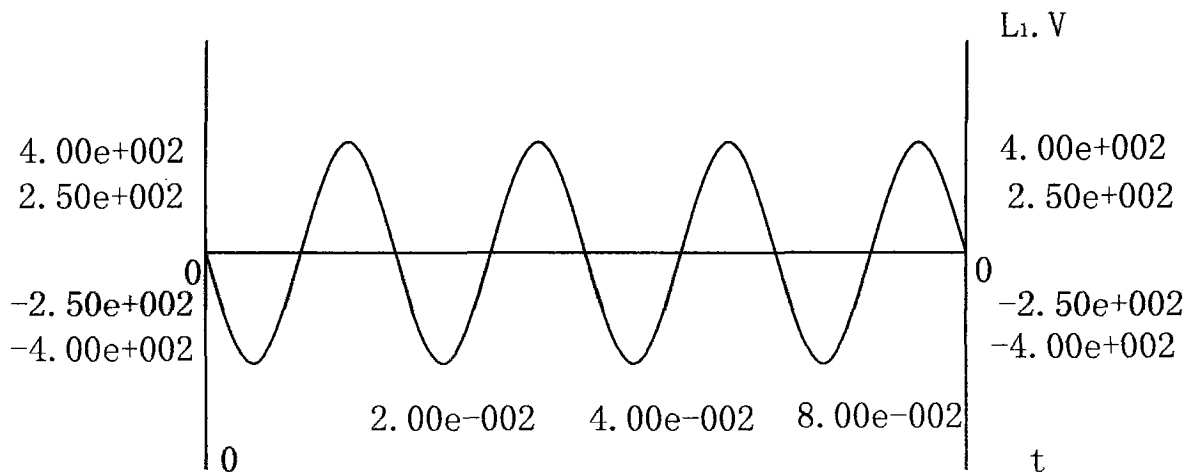


图 7

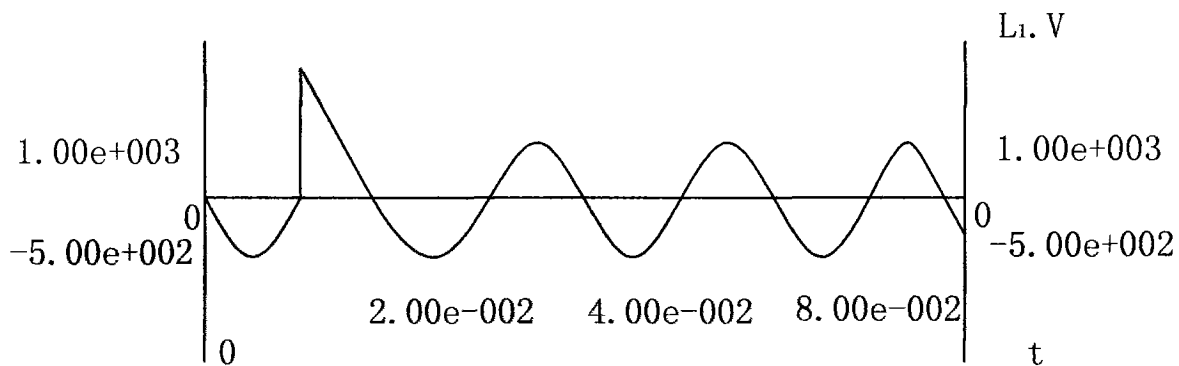


图 8

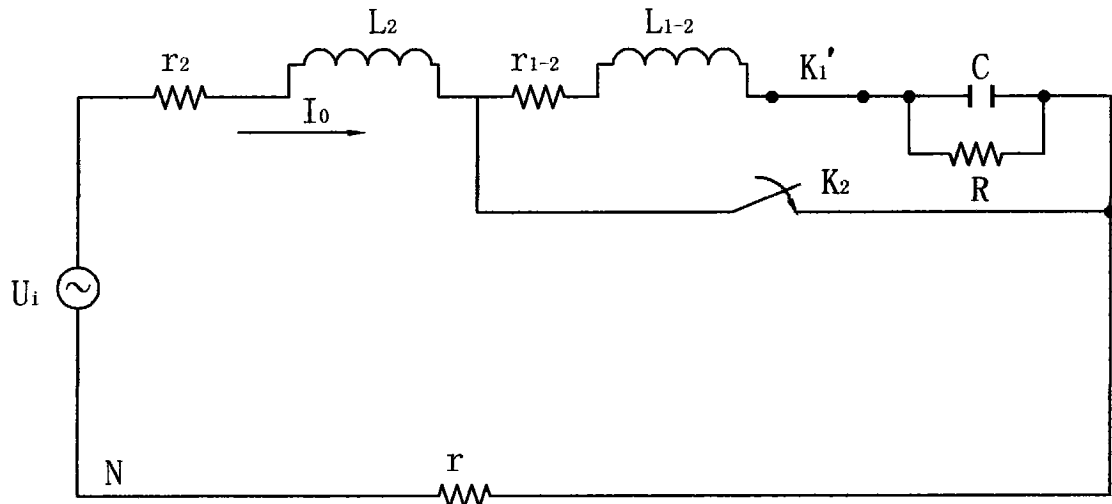


图 9

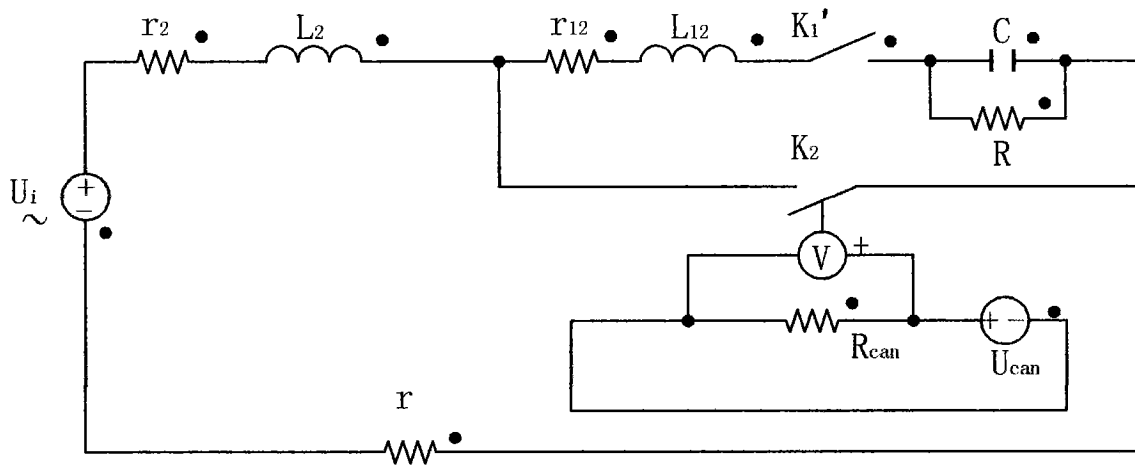


图 10

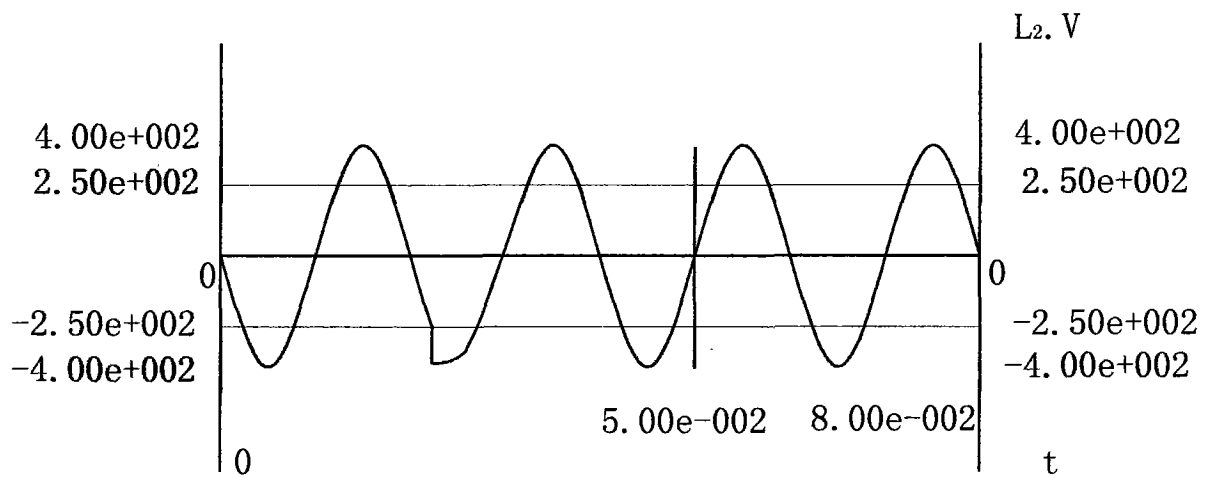


图 11

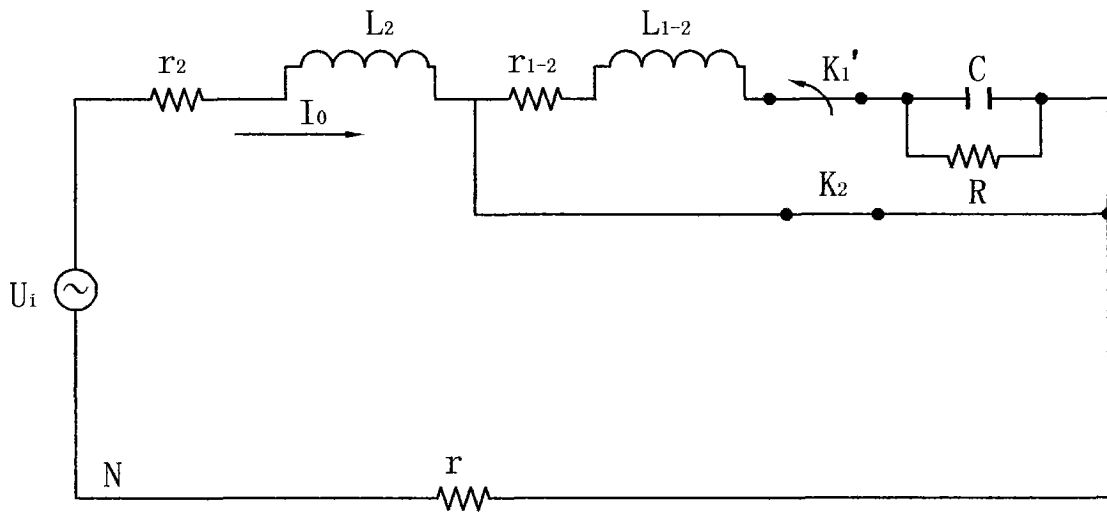


图 12

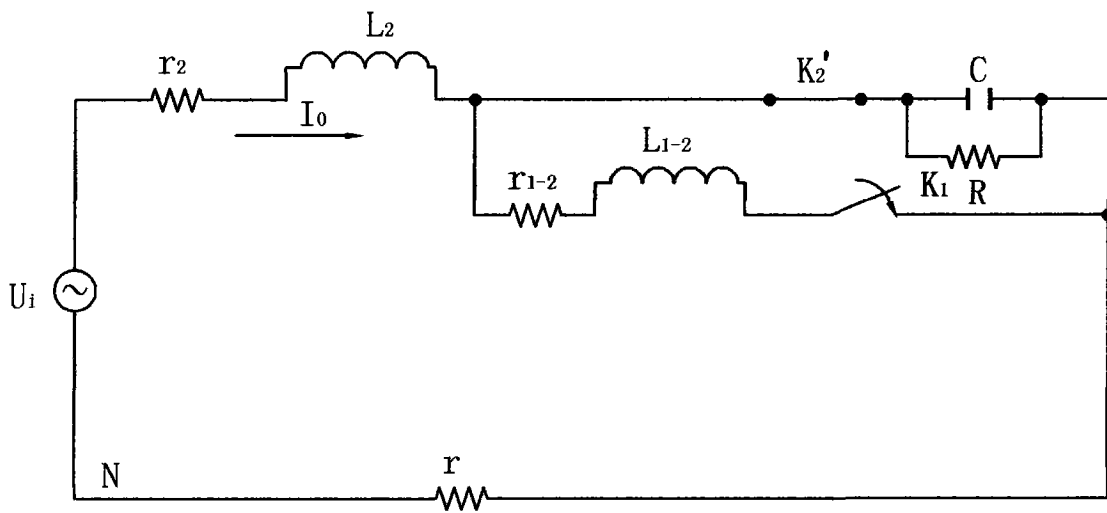


图 13

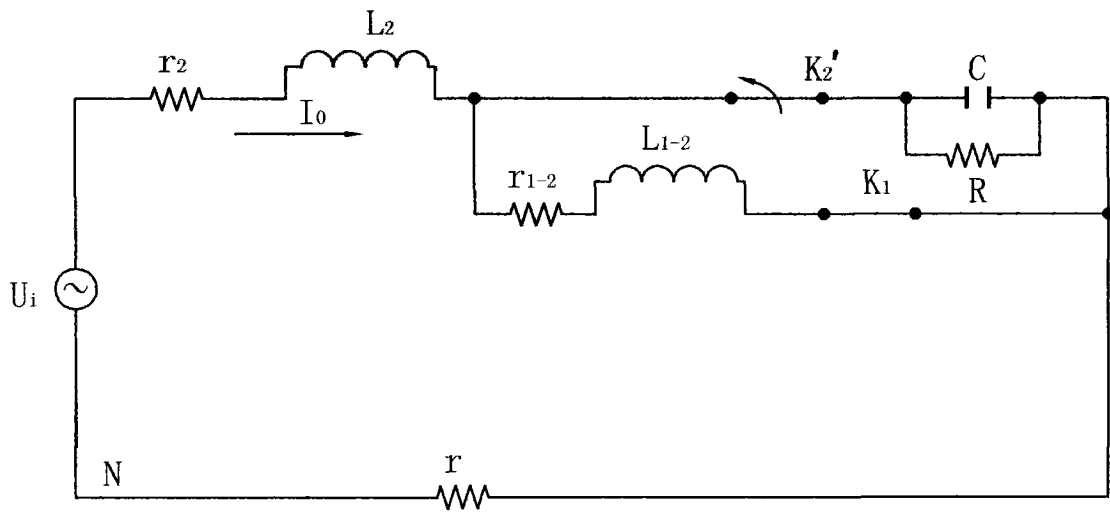


图 14

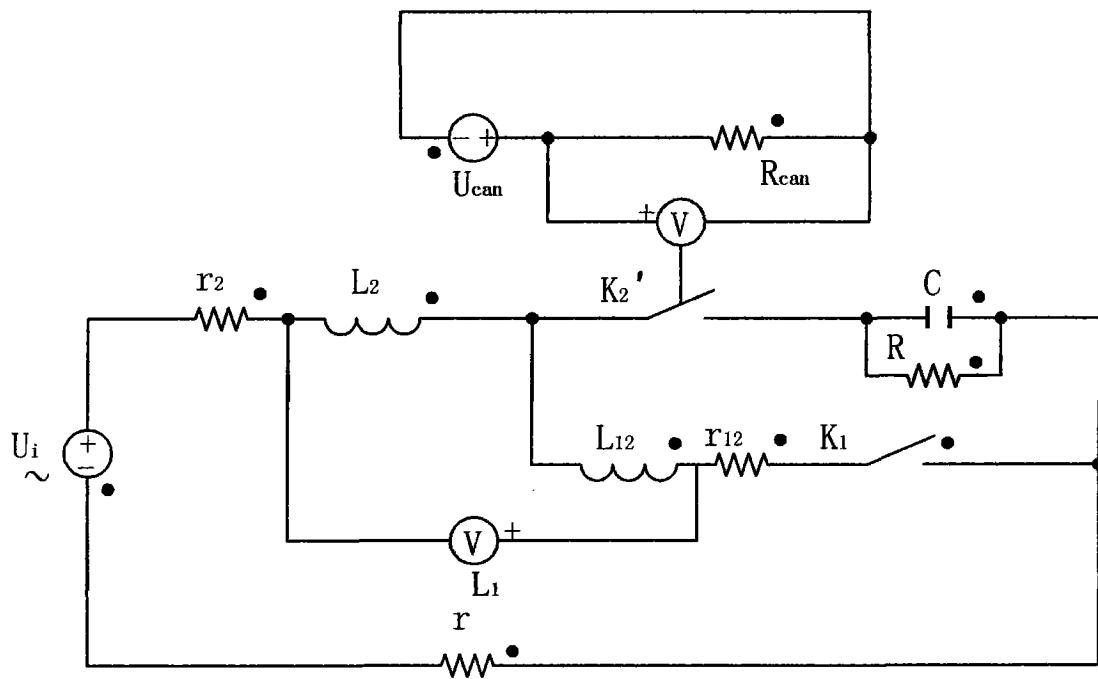


图 15

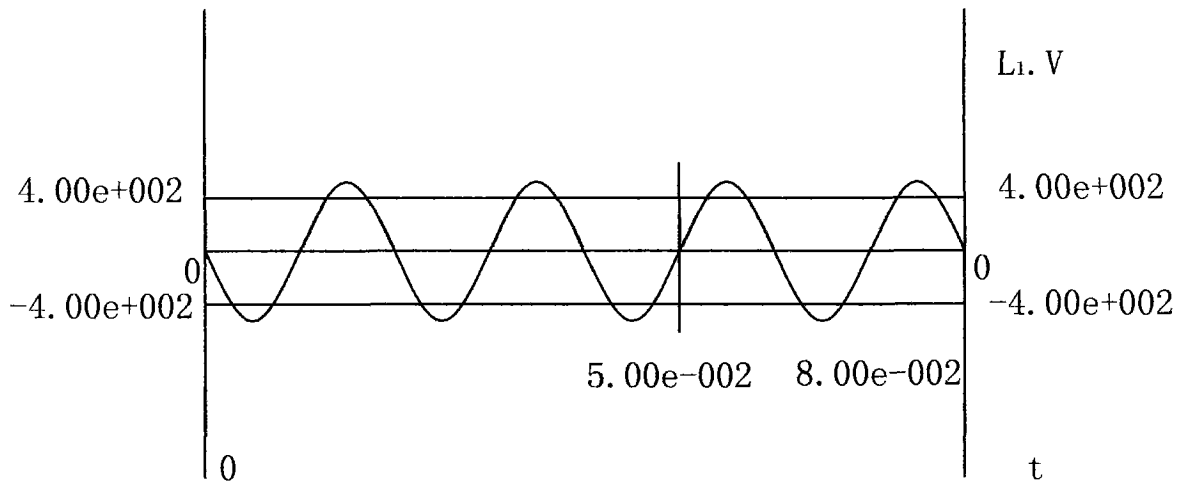


图 16

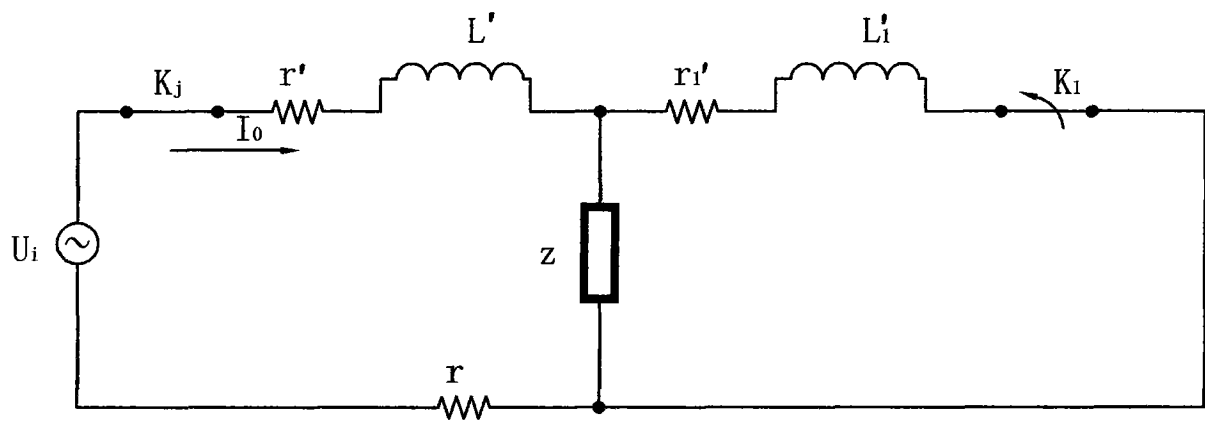


图 17

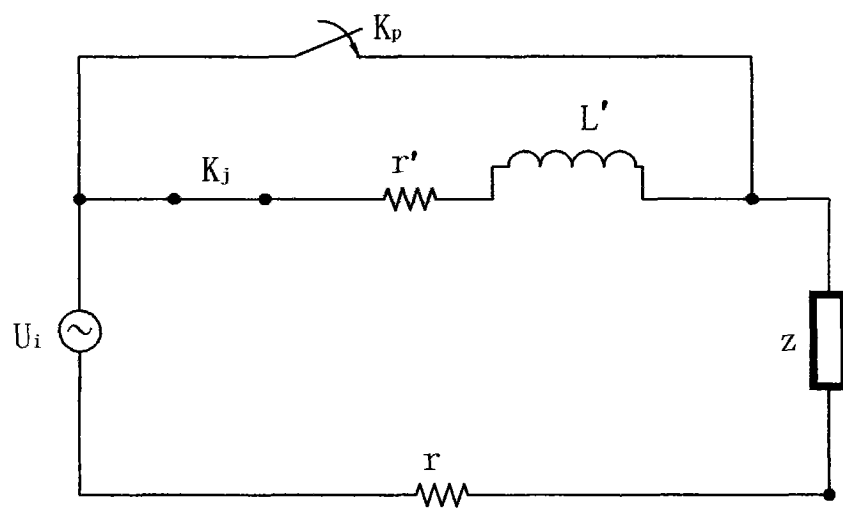


图 18

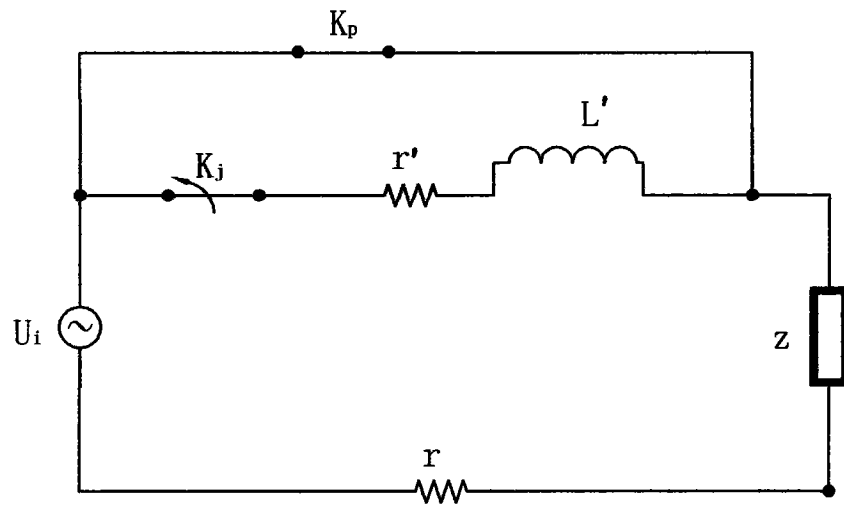


图 19

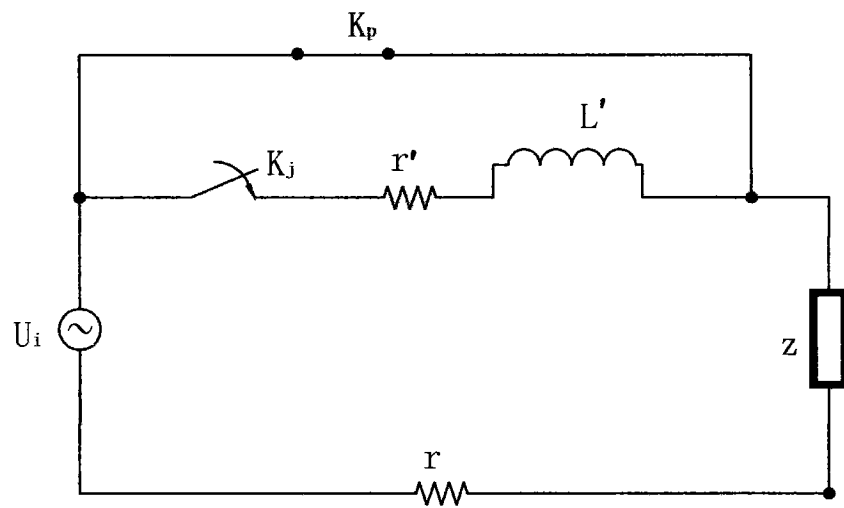


图 20

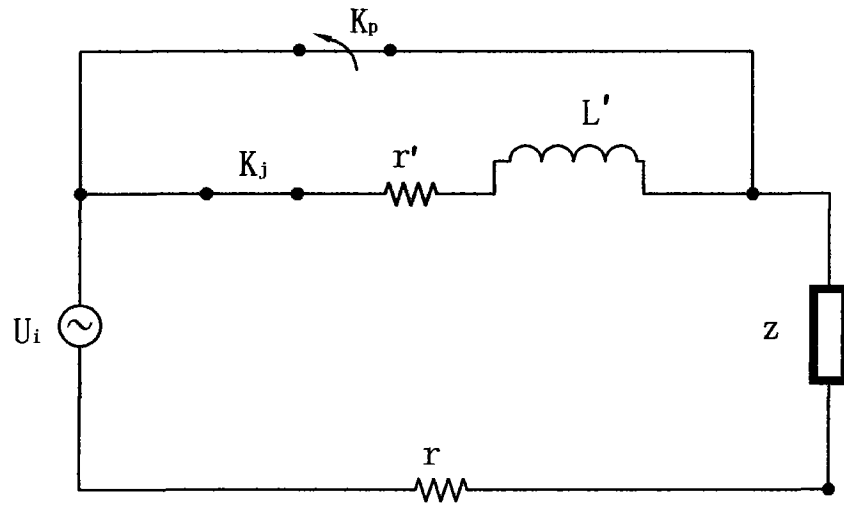


图 21

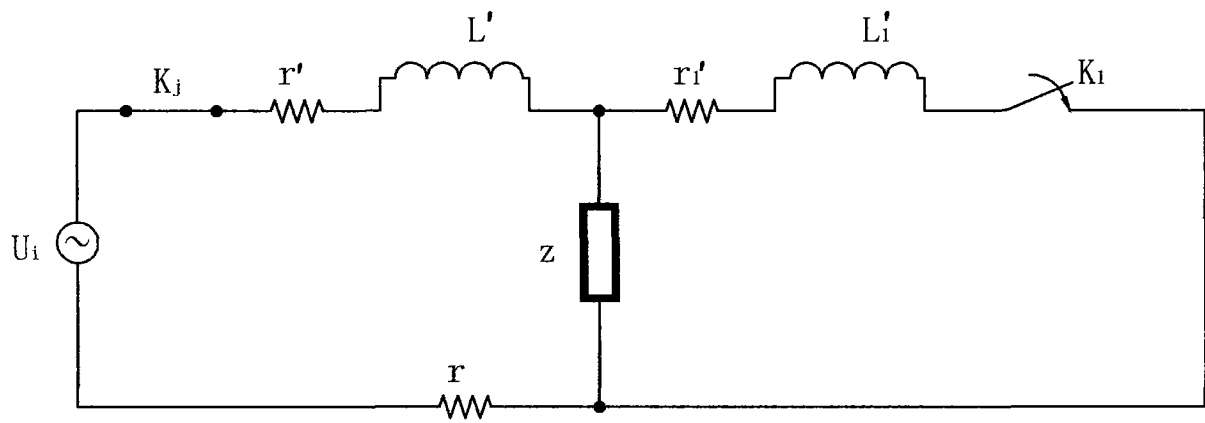


图 22

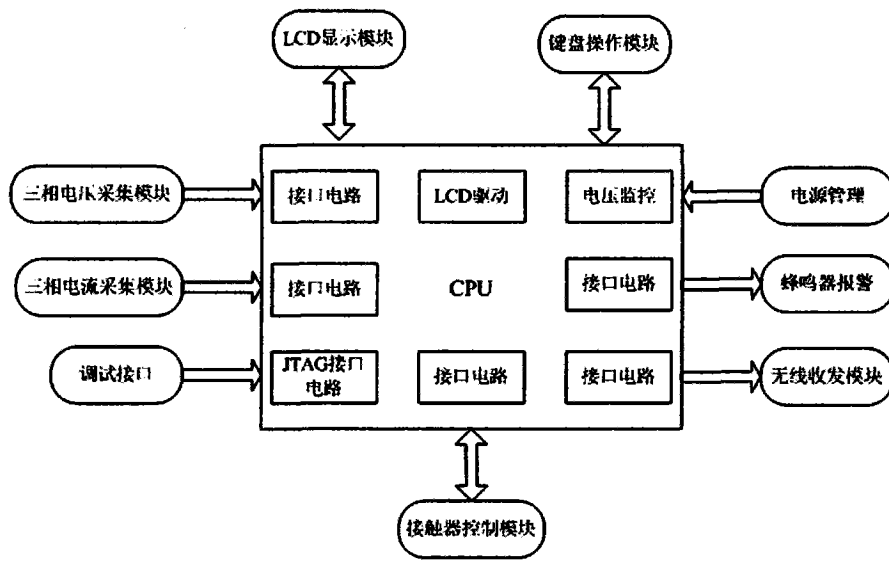


图 23

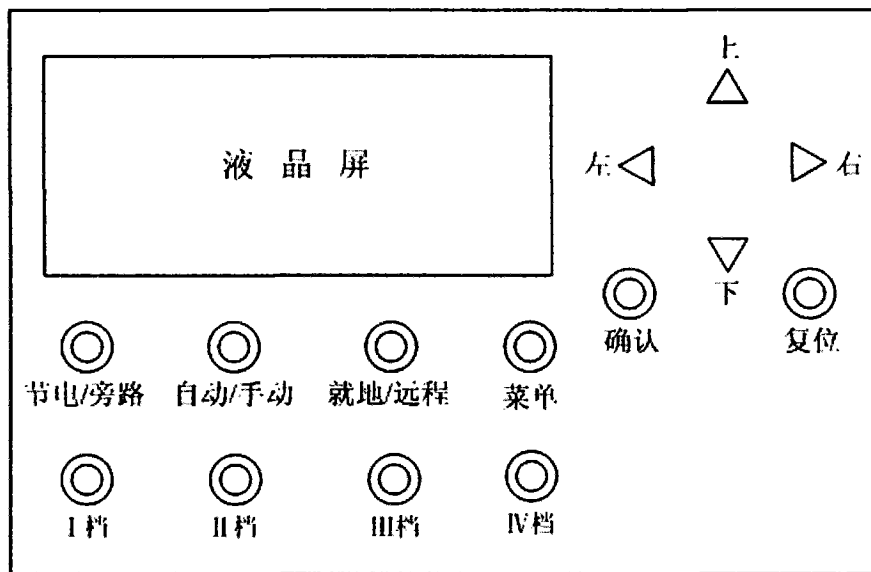


图 24

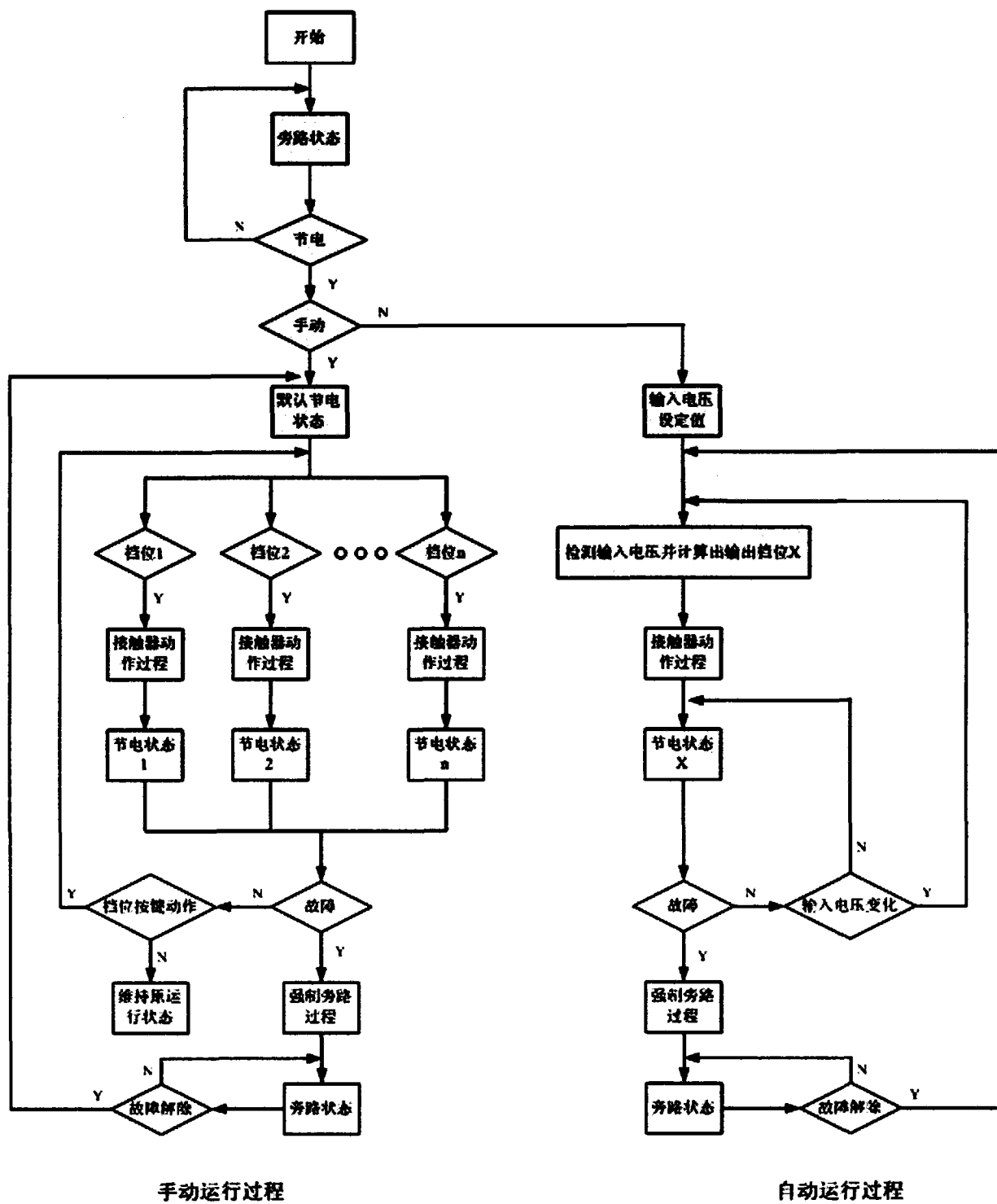


图 25

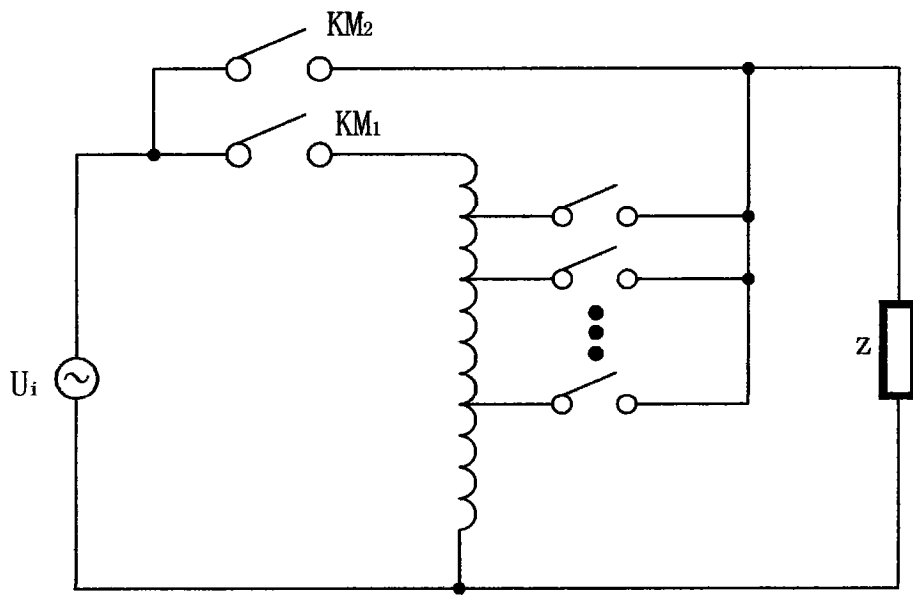


图 26

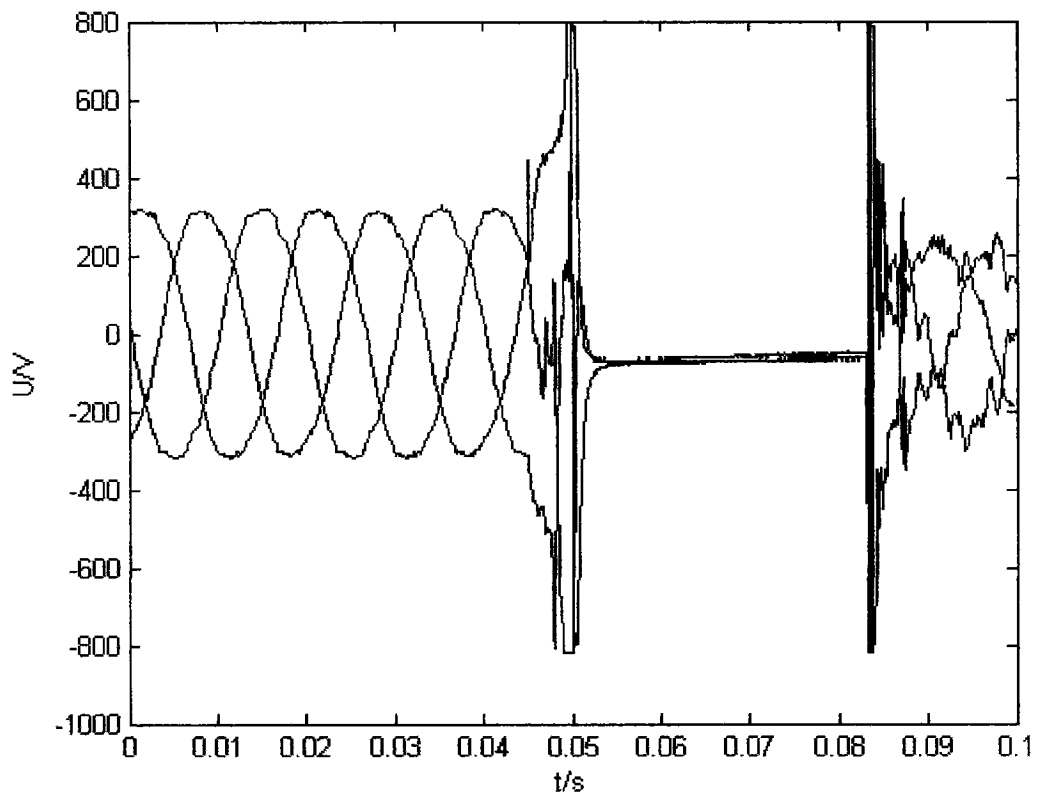


图 27