



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102725809 B

(45) 授权公告日 2015. 02. 25

(21) 申请号 201080051486. 1

(22) 申请日 2010. 09. 14

(30) 优先权数据

0916190. 2 2009. 09. 15 GB

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2012. 05. 14

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/GB2010/001731 2010. 09. 14

(87) PCT国际申请的公布数据

W02011/033254 EN 2011. 03. 24

(73) 专利权人 皇家创新公司

地址 英国伦敦

(72) 发明人 T·C·格林 D·J·罗杰斯

(74) 专利代理机构 广州嘉权专利商标事务所有

限公司 44205

代理人 冯剑明

(51) Int. Cl.

H01H 9/00(2006. 01)

H01H 9/54(2006. 01)

(56) 对比文件

US 2006039171 A1, 2006. 02. 23, 全文.

JP H06162882 A, 1994. 06. 10, 全文.

US 3466530 A, 1969. 09. 09, 全文.

审查员 王建楠

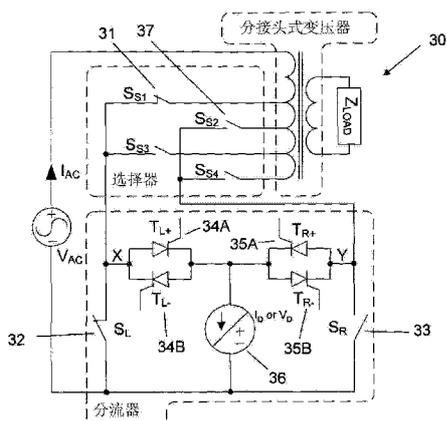
权利要求书3页 说明书20页 附图15页

(54) 发明名称

执行有载机械切换操作的方法和装置

(57) 摘要

本发明涉及一种电气装置,其包括具有初级切换开关的第一电流通路,耦合到电源的装置,以及具有可以旁路初级切换开关的半导体切换装置的分流的电流通路;第一电流可以在半导体切换装置的运作下,沿着分流的电流通路被分流,并绕开初级切换开关;其中分流的电流通路包括可控制的电源,其在半导体切换装置处于导通状态时供给第二电流,第二电流引起零电流流经初级切换开关,以致初级切换开关能在零负载电流的条件下断开。本发明还提供了一种在该装置内操作机械切换开关的方法,并进一步提供了一种可控制的电源,其包括电源,具有两个输出端子和数个半导体器件的放大器,以及用于操作放大器以在端子上可以有选择性地呈递电流源和电压源特性的控制逻辑器。



1. 一种用于配电或输电网的电气装置,所述装置包括:

具有一初级切换开关的第一电流通路,以及耦合到一配电等级或输电等级的电源的装置;以及

分流的电流通路,所述分流的电流通路具有半导体切换装置,所述半导体切换装置可操作以旁路初级切换开关;

所述装置设置为,在使用中,从所述配电等级或输电等级的电源沿着所述第一电流通路流过的第一电流,可以在所述半导体切换装置的运作下,沿着所述分流的电流通路被分流,并旁路所述初级切换开关;

其中所述分流的电流通路包括可控制的电源,其可操作以在半导体切换装置处于导通状态时供给第二电流,所述第二电流引起大体上的零电流流经所述初级切换开关,以致所述初级切换开关能因此在大体上零负载电流的条件下断开;

其特征在于,所述可控制的电源包括:

一电源;

一放大器,其具有两个输出端子以及包括数个半导体器件;以及

控制逻辑器,其用于操作放大器以在所述端子上可以有选择性地呈递电流源或电压源特性。

2. 根据权利要求1所述的电气装置,其中所述初级切换开关为第一初级切换开关,所述半导体切换装置为第一半导体切换装置,以及所述电气装置进一步包括具有第二初级切换开关的第二电流通路,所述第二电流通路可切换到与所述半导体切换装置电连接以跟所述配电等级或输电等级的电源耦合;以及

其中所述分流的电流通路具有第二半导体切换装置,所述第二半导体切换装置连接到所述第二电流通路,并可操作以旁路所述第二初级切换开关;

所述装置设置为,在使用中,在所述第一半导体切换装置的运作下,沿着所述分流的电流通路流过的第一电流,可以再次在所述第二半导体切换装置的运作下分流,并旁路所述第二初级切换开关。

3. 根据权利要求2所述的电气装置,其中所述可控制的电源可进一步在所述第二半导体切换装置处于导通状态时向其施加一电压,该电压设置为,当所述第二初级切换开关断开时,在所述第二初级切换开关两端产生大体上的零电压,如此所述第二初级切换开关能在大体上零电压的条件下闭合。

4. 根据前述任一权利要求所述的电气装置,其中每一半导体切换装置包括一个或多个晶闸管。

5. 根据权利要求1所述的电气装置,其中每一初级切换开关包括一机械切换开关。

6. 根据权利要求2所述的电气装置,其为有一载分接头切换变压器,其中所述第一和第二初级切换开关为所述变压器的分流器切换开关,以及所述第一和第二电流通路进一步包括一个或多个分接选择器切换开关。

7. 根据权利要求1所述的电气装置,其中所述放大器是一开关模式放大器。

8. 根据权利要求2所述的电气装置,其进一步包括:

一电感器,其与所述放大器的一端子串联;以及

一分流器通路,其跨越所述电感器和所述放大器的一输出,所述分流器通路包括一电

压界定阻抗器(voltage-defining impedance)。

9. 根据权利要求 8 所述的电气装置,其中所述电压界定阻抗器包括一电容器和 / 或一电阻器。

10. 根据权利要求 8 所述的电气装置,其中所述控制逻辑器包括一电流控制环回路,其设置为:

直接从所述第一或第二初级切换开关的电流,或间接从负载电流和流经所述放大器端子的电流,提取推导出电流误差信号;以及

提供所述放大器输出端子的一电压输出以改变流经所述放大器端子的电流;

如此所述电流误差信号大体上为零。

11. 根据权利要求 10 所述的电气装置,其中所述控制逻辑器包括一电压控制环回路,其设置为:

获得初级切换开关两端间的电压;

从所述初级切换开关的两端间的电压提取推导出电压控制输出信号,从而在所述电流控制环回路上提供一额外的电流需量;以及

注入电流到所述电压界定阻抗器以使所述初级切换开关两端间的电压大体上为零。

12. 根据权利要求 11 所述的电气装置,其中所述控制逻辑器进一步包括一电压控制环回路补偿器。

13. 一种在配电或输电网内的电气装置中操作机械切换开关的方法,所述方法包括:

提供具有一初级切换开关的第一电流通路, 把其耦合到一配电等级或输电等级的电源以使第一电流流经所述初级切换开关;

提供一分流的电流通路,其具有半导体切换装置和可控制的电源,所述分流的电流通路可操作以旁路所述初级切换开关;

使所述半导体切换装置进入导通状态;

在所述半导体切换装置处于导通状态时,从所述可控制的电源供给第二电流,以使大体上零电流流经所述初级切换开关;然后

在大体上零负载电流的条件下断开所述初级切换开关;

所述方法的特征在于,所述可控制的电源包括一电源,一具有两个输出端子和包括数个半导体器件的放大器,以及控制逻辑器;

以及所述方法进一步包括,所述控制逻辑器用于操作放大器以在所述端子上可以有选择性地呈递电流源或电压源特性。

14. 根据权利要求 13 所述的方法,其中所述初级切换开关为第一初级切换开关,所述半导体切换装置为第一半导体切换装置,以及所述方法进一步包括:

提供具有第二初级切换开关的第二电流通路,所述第二电流通路可切换到与所述配电等级或输电等级的电源电连接;

在所述分流的电流通路内提供第二半导体切换装置,以及把其连接到所述第二电流通路,所述第二半导体切换装置可操作以旁路所述第二初级切换开关;

使所述第二半导体切换装置进入导通状态;

在所述第二半导体切换装置处于导通状态时从所述可控制的电源向其施加一电压,该电压设置为,当所述第二初级切换开关断开时,在所述第二初级切换开关两端产生大体上

的零电压；

在所述第二初级切换开关处于大体上零电压的条件下将其闭合；然后停用所述可控制的电源从而使第一电流流经所述第二初级切换开关。

15. 根据权利要求 14 所述的方法，其进一步包括：

使所述第二半导体切换装置进入导通状态；

在所述第二半导体切换装置处于导通状态时，从所述可控制的电源供给第三电流，以使大体上没有电流流经所述第二初级切换开关；然后

在大体上零负载电流的条件下断开所述第二初级切换开关。

16. 根据权利要求 15 所述的方法，其进一步包括：

使所述第一半导体切换装置进入导通状态；

在所述第一半导体切换装置处于导通状态时从所述可控制的电源向其施加一电压，该电压设置为，当所述第一初级切换开关断开时，在所述第一初级切换开关两端产生大体上的零电压；

在所述第一初级切换开关处于大体上零电压的条件下将其闭合；然后

停用所述可控制的电源从而使第一电流流经所述第一初级切换开关。

17. 根据权利要求 14-16 中任一项所述的方法，其中每一半导体切换装置包括一晶闸管对，所述晶闸管对包括第一晶闸管及与其并联的第二晶闸管，如此所述第一晶闸管提供在一个方向上的正向电流通路，而所述第二晶闸管提供在相反方向上的正向电流；所述方法进一步包括，当第一电流为正时：

使所述第一半导体切换装置内的第一晶闸管进入一正向的导通状态；以及

当第一电流穿过下一个零点时，监测 / 测量所述第一半导体切换装置内的第一晶闸管的两端间的电压，以保证其在使所述第二半导体切换装置的第一晶闸管进入一正向的导通之前完全截止。

18. 根据权利要求 14-16 中任一项所述的方法，其中每一半导体切换装置包括一晶闸管对，所述晶闸管对包括第一晶闸管及与其并联的第二晶闸管，如此所述第一晶闸管提供在一个方向上的正向电流通路，而所述第二晶闸管提供在相反方向上的正向电流；所述方法进一步包括：

使所述第一半导体切换装置内的第一晶闸管进入一正向的导通状态；然后

使所述第二半导体切换装置内的第一晶闸管进入一正向的导通状态，如此所述第一半导体切换装置内的第一晶闸管变成反向偏置并进入截止状态；然后

向所述第二半导体切换装置内的第二晶闸管施加一触发信号，以使在第一电流下一次穿过零点时，提供一正向导通通路。

19. 根据权利要求 14-16 中任一项所述的方法，其中每一半导体切换装置包括一晶闸管对，所述晶闸管对包括第一晶闸管及与其并联的第二晶闸管，如此所述第一晶闸管提供在一个方向上的正向电流通路，而所述第二晶闸管提供在相反方向上的正向电流；所述方法进一步包括：

使所述第一半导体切换装置内的第一晶闸管进入一正向的导通状态；然后

向所述第二半导体切换装置内的第一晶闸管施加一触发信号，以使在第一电流下一次穿过零点时，提供一正向导通通路。

执行有载机械切换操作的方法和装置

技术领域

[0001] 本发明属于电力和机电装置领域，并涉及到一种执行有载机械切换操作的装置和对应的方法（即当其切换触点在连接有电力负载时，操作一机械切换开关）。本发明尤其适合，但并不限于，在电力变压器中执行有载分接切换。

背景技术

[0002] 机械切换装置在带有电力负载时进行切换操作，其切换开关的电接触点上易产生电弧。这样的电弧可以引起对电接触点相当大的耗损，从而缩短装置的有效寿命。

[0003] 这种切换装置的一个实例是用于配电系统的电力变压器，其改变一交流电压的幅度以适合一具体的负载。输入和输出电压之间的比值由该变压器的‘匝数比’或‘变压系数’决定。配电等级的有载分接切换变压器用于在规定的范围内，通过改变该变压器内部的变压系数，来维持用户供电电压（不管该系统内的其他偏差）。该有载传统的有载分接切换开关（下文用‘OLTC’表示）使线路电压校正能在不中断负载下进行，因此有助于维持对用户可靠的、管理良好的供电。

[0004] 完全的机械制的（或‘传统的’）OLTC 系统都比较慢，且由于出现在内部电接触点的电弧损害，令其使用寿命有限。由于电力网的不断发展，需要更快的 OLTC 方案，其在使用寿命内可以执行的操作次数，比传统的 OLTC 要远远的大得多。

[0005] 传统的有载分接切换开关

[0006] 参照图 1，传统的 OLTC 是一简单的机电系统，其由分接选择器组 10，分流器组 12 及一些配合的传感和控制系统组成。图 1 所示为一传统的 OLTC 的其中一相位的原理图。

[0007] OLTC 由其定义在有载下运行，因此一旦分接头换接，在一个变压器分接头内的负载电流必被切断并通过 OLTC 在另一个分接头内重新形成，而经由这种方式负载电流不会被中断。对持续负载电流的要求，表明了有必要采用一种专门的管理分接转换的系统。该系统通常被称为‘分流器’。

[0008] 传统 OLTC 分流器的每一相位采用一加载有弹簧的臂，当有一分接切换的需求时，该臂被‘发射’。当被发射时，分流器臂 13 迅速地移动，轮流跨接四电接触点 14 中的一组，使负载电流从分流器的一个‘腿’转换到另一个。参见图 1 中的分流器臂的图解。分流器和选择器的组合使当前分接头 n 切换到分接头 $n-1$ 或 $n+1$ 。因此该传统的 OLTC 通过重复地操作分流器和选择器，每次增加或减少一个分接选择，使任何一个变压器分接头均能被选中。需要重视的是，分接选择器从不需要接通或断开负载电流，而该操作是通过分流器单独处理的，因此分接选择器触点只需额定用作传导负载电流，其一般比传统 OLTC 内的分流器触点紧凑得多。

[0009] 需注意的是，尽管一额定 240MVA 的传统 OLTC 一般有 15-25 个分接头，提供总共 10% 的输出电压调整，其可能需要在 4-8 秒区间内完成单个分接头升起或分接头下降操作，因此其响应满足不了一迅速变化的电网。

[0010] 半导体辅助的有载分接切换开关

[0011] 可以预料的是,由于电弧,传统 OLTC 的分流器组件将不可避免地遭受相当大的接触磨损:当每次有分接头换接的需求,分流器臂在其行程范围内移动时,分流器触点必须切断和重新形成整个负载电流。实际上,传统 OLTC 在设计上比起其伴随的变压器要求相对更频繁的维护,一般是检验分流器触点的状态,以及确定绝缘油的完整,该绝缘油可被分流器操作时所产电弧的生成物污染。部分由于该理由,同时为了提高操作速度和减少尺寸,在过去的十年中,研究员和企业提出了若干分接切换的替换方法和各种各样的替换的 OLTC 设计。其大多数(不一定是)采用一个或多个半导体装置(一般为晶闸管或门极可关断(GTO)装置),以求通过在切换的瞬间提供替换的电流通路,来减少或除去一组电接触点之间的电弧。

[0012] 半导体辅助 OLTC 可在一定维护周期内,为操作员增加比传统 OLTC 更多的分接头可换接的次数。这引起两个可能性:要么是降低了经一给定次数的分接头换接后的维护和停工期而带来的长期的运行成本,或者是因具有了一种能力而增加了操作灵活性,所述能力即更频繁地进行分接切换而无须招致对应的更短的维护周期。后一种可能性可以用于,例如,由 OLTC 对不定负载供电时保持更严格的线路电压公差:一般地传统 OLTC 可在 24 小时的周期内切换分接头两次以配合白天和夜晚时间用电需求的偏差,然而半导体辅助 OLTC 可允许每小时进行分接头换接,其更贴切地对整天里用电需求的波动作出反应。操作员可因此能够容忍更大的负载变动或向他们的用户保证更严格的电压容差。

[0013] 令人遗憾地,半导体辅助 OLTC 的设计必须抗衡几个问题点,包括通常实质上更大的基建费用和本申请对半导体器件可靠性的担忧。

[0014] 完全半导体有载分接切换开关的问题

[0015] 设计新的半导体 OLTC 的第一步可能是考虑把分流器替换成一完全固态的系统。以这种方式,在分流器电接触点上的所有电弧将被消除,随之减少了与触点磨损和电介质污染相关的问题。该分流器触点将被简单地替换成一组可控硅阀,以及腿到腿的转换由适当的门驱动的控制来完成。该方案有两个原理上的缺点,其中两者都与这一事实有关:半导体器件将持续不断的传导负载电流。第一,半导体器件在传导路径上,对比起传统 OLTC 的情况,将产生较大的功率损失,因为半导体结的正向压降比机械接触的电阻性压降要大,导致更大的运行成本和产生对半导体器件的热量处理的需要。第二,对比机械切换装置,一般地半导体器件对故障电流的容许更小,因此半导体器件要么必须超过额定值工作为了应付可能的故障条件,或者必须考虑采用更复杂的保护机制。

[0016] 在文献中的有载分接切换开关设计

[0017] 该文献包括若干 OLTC 分流器的设计,其中‘稳态’负载电流由机械触点运载,而不是通过半导体器件,因此避免高的传导损失和把半导体可能遭受故障电流的时间减到最小。在这些方案中,采用了一基于半导体的子电路,其仅用作使分接切换迅速且出现更少的电弧,当一分接切换完成时,其从主电路断开。这些设计因此被认为是混合设计,因为他们同时利用了机械触点和半导体器件来实现他们的功能。该混合允许设计者挖掘这两种技术的优点和避免其缺点:机械触点对过载电流稳定,但在中断电流时遭受触点磨损;另一方面,半导体器件比如晶闸管在断开电流的过程中丝毫没有耗损,但是相对地在有过载电流时遭受高传导损失和对过载电流敏感。在文献中介绍的‘混合’OLTC 设计可以分为两大类,一种使用对负载电流的‘被动分流’,而另一种使用‘主动分流’。

[0018] 被动分流器方案

[0019] 参考文献 [2] 介绍了被动分流的一个典型实例。在该方案中，一简单的无源电路使用一断路触点两端的、增加的电压降来触发晶闸管导通，从而在触点分离的瞬间为负载电流提供了一条备用的电流通路。该设计是完全由机械驱动，因此正如其分类，‘无源’运作；引导电流分流的先后顺序由一组机械触点的断开来触发，且不要求任何复杂的电子控制机制。对这样的系统来说，这是一个重要的性质，其可以在没有外界干预下长期可靠地运行；然而从基本上它受制于其本身控制机械触点上的电弧的能力。这种依赖于触发无源的晶闸管的方法，其电路要求触点两端出现一个非零电压以使晶闸管导通，即总会有那么一段时间，该机械触点流过负载电流且承受为触发该晶闸管所需的电压。这种状态下可能会带来某种程度上的接触电弧。这类电路的另一个问题是导电通路的感应系数：图 2 显示了附加在一简单分流器设计的支流上的两个寄生电感，这些电感的出现正是由该分流器电路的结构设计决定的，因此其可以被最小化但无法完全消除。在稳定状态下，负载电流 I_3 完全流过机械切换开关，因此使 $I_1 = I_3$ 以把传导损失最小化（即分流器子电路未工作）当需要分接切换时，该开关开始断开，其生成的两端电压触发分流器子电路导通。理想情况下，电流在开关和分流器之间的转换将在这一点上即时发生。然而，该寄生电感限制了电流的转换速度。在此期间，开关支路电流减少而分流器子电路上的电流在增加，该开关在其触点分离后仍有电流流过并受电弧支配。

[0020] 有源分流器方案

[0021] 有源分流器方案因包括有其内部的半导体器件的某种形式的主动控制而命名。在一有源设计中，晶闸管的触发不再直接地与机械触点的断开有联系，而是在任何机械触点分离前就已发生。这允许系统在任何的机械切换开关动作之前就形成一备用的电流通路，并且在机械触点的电流通路仍然处于接通时对电流强制分流。因此有源分流器方案可以实现在触点断开之前把负载电流从机械触点通路中转移出来，从技术上消除了断开时的触点电弧。参考文献 [1] 提供了有源分流的一个实例，而从一试验装置的试验结果则在参考文献 [3] 有提供。

[0022] 各种无源的和有源的有载分接切换器的缺点

[0023] 令人遗憾的，迄今为止的文献中所介绍的有源和无源的设计均固有一些缺点。所有无源的设计均遭受固有限制，由机械切换开关断开以触发电流的分流，从而他们必须抗衡分流器电路内部的寄生电感的影响。这随后表明至少某些触点电弧一定会发生，因此电弧引致的开关耗损将永不会完全消除。参考文献 [1]、[3] 和 [4] 介绍的方法中共有的一个缺点是，在负载电流通路上总有一额外的绕线器件（‘辅助电流分流器’），因此其成为系统内的损耗的来源。进一步的问题是，半导体器件尽管不直接地连接到主系统，其仍需要经常导通。这一组件的失效将使该系统无法运行，且必须切断服务以进行修理。

发明内容

[0024] 根据本发明的第一个方面，存在一种方法。本发明提供了一种电气装置，其包括：第一电流通路，其中所述第一电流通路有一初级切换开关和耦合到一电源的装置；以及分流的电流通路，其中所述分流的电流通路具有半导体切换装置，所述半导体切换装置可操作以旁路初级切换开关；所述装置设置为，在使用中，从电源沿着所述第一电流通路流过的

第一电流,可以在所述半导体切换装置的运作下,沿着所述分流的电流通路被分流,并旁路所述初级切换开关;其中所述分流的电流通路包括可控制的电源,其可操作以在半导体切换装置处于导通状态时供给第二电流,所述第二电流引起大体上的零电流流经所述初级切换开关,以致使所述初级切换开关能在大体上零负载电流的条件下断开。

[0025] 术语“耦合”(coupling 和 coupled) 在本文中使用时应主要的理解为,包含直接电连接以及间接连接,例如通过感应的或电容性的手段。

[0026] 由于所述分流的电流通路和所述可控制的电源运作,提供了大体上零负载电流的状态,所述初级切换开关断开时可以不产生电弧。结果,所述开关的触点磨损可以减少,以及其使用寿命可以增加,并减少相应的开关维护费用。此外,由于所述开关只需要承受负载电流,而不须承受电弧带来的触点磨损,这使所述开关的尺寸和运动质量得以减小。这随后使所述开关的操作速度大大提高(快到使开关可能在一施加的主交流波形的半周期内完成操作)额外地,由于在所述第一电流通路中不需要半导体切换装置,可以减少不合需要的功率损失(从这类装置的过往经验来看)。更进一步,在所述第一电流通路的稳态操作期间,没有半导体器件导通,所述电气装置对故障更有抵抗力,因为不需要半导体器件来在稳态运行期间处理可能的故障电流。

[0027] 限定了优选的,可选的技术特征。

[0028] 从而,优选地所述初级切换开关是第一初级切换开关,所述半导体切换装置是第一半导体切换装置,而所述电气装置进一步包括具有第二初级切换开关的第二电流通路,所述第二电流通路可切换到与所述半导体切换装置电连接,以跟一电源耦合;以及所述具有第二半导体切换装置的分流的电流通路,其连接到所述第二电流通路,并可操作以旁路所述第二初级切换开关;所述装置设置为,在使用中,在所述第一半导体切换装置的运作下,从电源沿着所述分流的电流通路流过的第一电流,可以再次在所述第二半导体切换装置的运作下分流,并旁路所述第二初级切换开关。

[0029] 其中优选地所述可控制的电源可进一步在所述第二半导体切换装置处于导通状态时向其施加一电压,所述电压设置为,当所述第二初级切换开关断开时,在所述第二初级切换开关两端产生大体上的零电压,如此所述第二初级切换开关能在大体上零电压的条件下闭合。由于所述可控制的电源提供大体上零电压的条件,所述第二初级切换开关可以在闭合时不产生电弧,再一次减低触点磨损,增加开关的使用寿命,减少相关的开关维护费用,并使所述开关的尺寸和质量得以减小,以及提高其操作速度。

[0030] 相应地,这使所述第一电流从所述第一电流通路转移到所述第二电流通路时,例如在一分接切换变压器内,在第一或第二初级切换开关中不产生电弧。通过反向操作,所述第一电流还可以从所述第二电流通路转移到所述第一电流通路。

[0031] 优选地所述或每一半导体切换装置包括一个或多个晶闸管。可以设置晶闸管对,其包括第一晶闸管及与其并联的第二晶闸管,如此所述第一晶闸管提供在一个方向上的正向电流通路,而所述第二晶闸管提供在相反方向上的正向电流。

[0032] 在所述或每一晶闸管对的两端可以设置缓冲器,当每一晶闸管不再导通时,所述缓冲器限制施加到每一晶闸管的偏压的变化率,以避免重新触发所述装置。

[0033] 优选地所述或每一初级切换开关包括一机械切换开关。

[0034] 优选地所述电气装置是一有载分接切换变压器,以及所述第一和第二初级切换

开关是所述变压器的分流器切换开关。所述第一和第二电流通路可进一步包括一个或多个分接选择器切换开关。

[0035] 所述电气装置可进一步包括分流的通路内的机械切换开关,其与每一半导体切换装置串联,以减轻任一所述半导体切换装置或所述可控制的电源的闭合电路失效。所述电气装置可进一步包括一用于限制短路电流的装置(即电感器和/或电阻器和/或非线性装置),如果任一所述半导体切换装置将在短路状态下失效,所述装置用于限制分接头之间产生短路电流。

[0036] 优选地所述可控制的电源包括:一电源;一具有两个输出端子和数个半导体器件的放大器(优选地,非参考地);以及控制逻辑器,所述控制逻辑器用于操作放大器以在所述端子上可以有选择性地呈递电流源和电压源特性。所述放大器可以是一开关模式放大器,但其他类型以及结构的放大器比如线性放大器,也是可能的。在实用的实施例中,开关模式设计可能是由于功率系数的原因而受青睐。然而,由于放大器操作的持续时间可以忽略且处理的功率和总能量是很小的,放大器效率对总效率的影响可以很微细,以及随后可以采用一更快的效率低一点的线性放大器来实现更快的动作控制,不受切换时间限制。例如,带有良好过零性能的线性放大器,比如甲乙(AB)类放大器,可以优先采用。

[0037] 如果所述放大器是一开关模式放大器,那么其可包括一H型电桥接线,以及所述放大器和控制逻辑器可以设置为提供迟滞电流控制。

[0038] 对于开关模式及其他类型的放大器,所述放大器和控制逻辑器可以设置为提供线性电压控制。

[0039] 优选地所述电气装置进一步包括:与所述放大器的一端子串联的电感器;以及跨接在负载电感器和所述放大器的一输出端子上的一分流器通路,分流器通路包括一电压界定阻抗器(voltage-defining impedance)。所述电压界定阻抗器可以由,例如,一电容器和/或一电阻器构成。这样的电阻器可以为寄生电阻。特别优选地所述电压界定阻抗器由一电容器和一电阻器串联构成。

[0040] 优选地所述控制逻辑器包括一电流控制环回路,其设置为:直接从所述第一或第二初级切换开关的电流,或间接从负载电流和流经放大器端子的电流,提取一电流误差信号;以及在所述放大器的输出端子上提供电压输出以改变流经所述放大器端子的电流;如此所述电流误差信号大体上为零。

[0041] 术语“提取”(derive)在本文中使用时应主要的理解为,包含未知参数的直接测量,还有所述参数的间接获取,例如通过数字或模拟的处理。

[0042] 优选地所述控制逻辑器包括一电压控制环回路,其设置为:获得初级切换开关两端间的电压;从所述初级切换开关的两端间的电压提取一电压控制输出信号,从而在所述电流控制环回路上提供一额外电流需量;以及注入电流到电压界定阻抗器以使所述初级切换开关两端间的电压大体上为零。

[0043] 优选地所述控制逻辑器进一步包括一电压控制环回路补偿器,比如带有约比供电频率高20倍的截止频率的一阶低通滤波器。就50Hz的供电频率而论,这将给予约1kHz的截止频率。其他的电压控制环回路补偿器对本领域技术人员将是显而易见的。

[0044] 优选地所述电源可操作以提供一大于所述晶闸管其中一个的正向压降的电压,本领域技术人员会认为选择三倍以上大于所述正向压降的直流电压仅能在电流控制的速

度方面提供很小的运行收益,却要求所述可控制的电源处理一更大的瞬时功率,因此在所述可控制的电源的子电路内部需要更大的和更多昂贵的组件。

[0045] 优选地所述放大器的半导体器件是金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)。然而,其他可替换的器件也是可行的,比如绝缘栅双极晶体管(IGBTs)。

[0046] 根据本发明的第二方面,一种操作电气装置中的机械切换开关的方法,所述方法包括:提供具有一初级切换开关的第一电流通路,其耦合到一电源使第一电流流经初级切换开关;提供具有半导体切换装置和可控制的电源的分流的电流通路,所述分流的电流通路可操作以旁路所述初级切换开关;使所述半导体切换装置进入导通状态;在所述半导体切换装置处于导通状态时,由所述可控制的电源供给第二电流,以使大体上零电流流经所述初级切换开关;其后在大体上零负载电流的条件下断开所述初级切换开关。

[0047] 优选地所述初级切换开关是第一初级切换开关,所述半导体切换装置是第一半导体切换装置,而所述方法进一步包括:提供具有第二初级切换开关的第二电流通路,所述第二电流通路可切换到跟所述电源电连接;在所述分流的电流通路内提供第二半导体切换装置,以及把其连接到所述第二电流通路,所述第二半导体切换装置可操作以旁路所述第二初级切换开关;使所述第二半导体切换装置进入导通状态;在所述第二半导体切换装置处于导通状态时由所述可控制的电源向其施加一电压,所述电压设置为,当所述第二初级切换开关断开时,在所述第二初级切换开关两端产生大体上的零电压;其后在所述第二初级切换开关处于大体上零电压的条件下将其闭合。

[0048] 所述方法可以还包括停用所述可控制的电源从而使第一电流流经所述第二初级切换开关。

[0049] 相应地,这使所述第一电流从所述第一电流通路转移到所述第二电流通路时,例如在一分接切换变压器内,在第一或第二初级切换开关中不产生电弧。通过反向操作,所述第一电流还可以从所述第二电流通路转移到所述第一电流通路。

[0050] 优选地每一半导体切换装置包括一晶闸管对,其包括第一晶闸管及与其并联的第二晶闸管,如此所述第一晶闸管提供在一个方向上的正向电流通路,而所述第二晶闸管提供在相反方向上的正向电流。就一有载分接切换变压器而论,晶闸管换向过程可用于保证分接头间不会通过所述第一和第二半导体切换装置形成短路。以下有三个关于晶闸管换向过程的值得特别注意的例子:

[0051] 在第一实例中,所述方法包括,当第一电流为正时:使所述第一半导体切换装置内的第一晶闸管进入一正向的导通状态;而当第一电流穿过下一个零点时,监测/测量所述第一半导体切换装置内的第一晶闸管的两端间的电压,以保证其在使所述第二半导体切换装置的第一晶闸管进入一正向的导通之前完全截止。这确保两个半导体切换装置不在同一时间导通。

[0052] 可选地,在第二实例中,所述方法包括:使所述第一半导体切换装置内的第一晶闸管进入一正向的导通状态;然后使所述第二半导体切换装置内的第一晶闸管进入一正向的导通状态,如此所述第一半导体切换装置内的第一晶闸管变成反向偏置并进入截止状态;其后向所述第二半导体切换装置内的第二晶闸管施加一触发信号,以使在第一电流下一次穿过零点时,提供一正向导通通路。

[0053] 在第三实例中,所述方法包括:使所述第一半导体切换装置内的第一晶闸管进入

一正向的导通状态；其后向所述第二半导体切换装置内的第一晶闸管施加一触发信号，以使在第一电流下一次穿过零点时，提供一正向导通通路。

[0054] 应注意的是，上述三个例子的每一个晶闸管换向过程可以是逆向的，即从所述第二半导体切换装置到所述第一半导体切换装置。

[0055] 根据本发明的第三方面，一种可控制的电源，其包括：一电源；一具有两个输出端子和数个半导体器件的放大器；以及用于操作所述放大器的控制逻辑器，其可以在所述端子上有选择性地呈递电流源和电压源特性。

[0056] 所述放大器可以是一开关模式放大器，

[0057] 但正如早先论述的，其他类型以及结构的放大器比如线性放大器，也是可能的。

[0058] 如果所述放大器是一开关模式放大器，那么其可包括一 H 型电桥接线，以及所述放大器和控制逻辑器可以设置为提供迟滞电流控制。

[0059] 对于开关模式及其他类型的放大器，所述放大器和控制逻辑器可以设置为提供线性电压控制。

[0060] 优选地所述可控制的电源进一步包括：与所述放大器的一端子串联的电感器；以及跨过所述电感器和所述放大器的一输出的两端的一分流器，分流器通路包括一电压界定阻抗器。所述电压界定阻抗器可以由，例如早前论述的，一电容器和 / 或一电阻器构成。

[0061] 优选地所述控制逻辑器包括一电流控制环回路，其设置为：从负载电流和流经所述放大器端子的电流，提取推导一电流误差信号；以及提供所述放大器输出端子两端的一电压输出以改变流经所述放大器端子的电流；如此所述电流误差信号大体上为零。

[0062] 优选地所述控制逻辑器包括一电压控制环回路，其设置为：从一个或多个外加电压的测量中获得一电压误差信号；从所述电压误差信号中提取推导一电压控制输出信号，从而在所述电流控制环回路上提供一额外电流需量；以及注入电流到电压界定阻抗器以抵消或使一外加电压无效。

[0063] 优选地所述控制逻辑器进一步包括一电压控制环回路补偿器，比如带有约比供电频率高 20 倍的截止频率的一阶低通滤波器。就 50Hz 的供电频率而论，这将给予约 1kHz 的截止频率。其他的电压控制环回路补偿器对本领域技术人员将是显而易见的。

[0064] 优选地所述放大器的半导体器件是金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)。然而，其他可替换的器件是可行的，比如绝缘栅双极晶体管 (IGBTs)。

[0065] 限定了本发明所有方面的优选的，可选的技术特征。

附图说明

[0066] 以下将参照附图，对本发明的实施例仅以举例的方式进行描述：

[0067] 图 1 为传统的机械制的有载分接切换开关的示意图；

[0068] 图 2 为一简化的 OLTC 分流器的支流中加入了两个寄生电感的示意图；

[0069] 图 3 为根据本发明的一个实施例的新的 OLTC 电路设计的示意图；

[0070] 图 4(a)-(g) 为所述新的 OLTC 方案的分接头 - 升起操作的顺序的示意图，其中：

[0071] 图 4(a) 为一时序图，其中阴影区域表明对应的组件正在导通负载电流，

[0072] 图 4(b) 为当第一初级切换开关， S_1 ，导通时的第一电流通路的示意图，

[0073] 图 4(c) 所示为，当第一分流的通路导通和所述第一初级切换开关仍在闭合时的

电流通路，

[0074] 图 4(d) 所示为，图 4(c) 中所示的第一初级切换开关断开时的电流通路，

[0075] 图 4(e) 所示为，当第二分流的通路导通，以及所述第一初级切换开关和第二初级切换开关， S_R ，均断开时的电流通路，

[0076] 图 4(f) 所示为，图 4(e) 中所示的第一初级切换开关断开以及第二初级切换开关闭合时的电流通路，以及

[0077] 图 4(g) 当所述第二初级切换开关导通时的第二电流通路；

[0078] 图 5 为一受控源的实用的实施的示意图；

[0079] 图 6 为一完整的分流器的实施，其包括一受控源的实用的实施；

[0080] 图 7(a) 为一防止分接头间短路的晶闸管换向过程实例的时序示意图；

[0081] 图 7(b) 为一‘强制的’晶闸管换向过程的实例的时序示意图；

[0082] 图 7(c) 为一‘自然的’晶闸管换向过程的实例的时序示意图；

[0083] 图 8 为一推荐的分流控制系统的示意图；以及

[0084] 图 9 所示为，提供了单个“分接头 - 上升”操作的一些模拟结果。

[0085] 在附图中，同样的元件通过同样的附图标记来表示。

具体实施方式

[0086] 以下陈述的实施例代表了申请人所知的把本发明投入到实用的最好方式。然而，它们不是实现的唯一方式。

[0087] 尽管所呈递的实施例将主要是关于 OLTC 变压器的，但应留意，所述原理同样适用于其他的机械切换开关装置，切换操作是其开关触点在有电力负载时执行的。

[0088] 此外，尽管在某些实施例中，组件的数值是给定的，其仅作为举例；只要使用其他有妥当量值的组件，所述原理可以立即同时延伸到更低和更高功率的电力应用中。

[0089] 本新颖的 OLTC 设计提供了相对传统 OLTC 的若干改进，且其新的半导体辅助方案是有竞争力的。该新的方案能给予：

[0090] • 低损耗运行 - 该新方案在稳态载流通道上不需要半导体或线绕部件，这样，与传统 OLTC 比较，其稳态功率损失极低。没有别的半导体辅助 OLTC 可以给予同样的最小功率损耗特性。

[0091] • 快速运行 - 该新方案有可能可以在每次电流过零时产生分接切换。这远远胜过传统 OLTC 方案，且其性能从技术上来说可以比现有的半导体辅助 OLTC 设计更具有竞争力。

[0092] • 维护周期内的高次数的操作 - 该新方案能够减少机械切换开关触点上的电弧到一极低的水平，带来最少的触点磨损，随后带来相对传统 OLTC 设计更长的使用寿命的优势。

[0093] • 具竞争力的成本、尺寸和维护需求 - 该新方案的尺寸和复杂性比现有半导体辅助 OLTC 方案要好。由于大大的精简了机械系统，其比传统 OLTC 占用小得多的空间。可以预见其对维护的需求量相比传统 OLTC 和现有的半导体辅助 OLTC 方案要少很多。

[0094] 本文陈述了一种新的有源 OLTC 方案。其与参考文献 [1]、[3] 和 [4] 的区别是，该方案在稳态运行期间，不要求在负载电流通路上有任何额外的组件，且其可以容许内部的任何半导体器件失效。

[0095] 图 3 所示为该新 OLTC 设计的一相的最基本程度的示意图,其有一分流器组,一选择器组和一分接头式变压器。总的来说,OLTC 装置 30 包括具有第一初级机械切换开关 32 的第一电流通路(在图 4(b)中以加粗的通路 40 所示),以及具有第二初级机械切换开关 33 的第二电流通路(在图 4(g)中以加粗的通路 42 所示)。所述第一和第二电流通路耦合到一 AC 电源(图中以 VAC 标示),所述电源根据装置内其他切换开关的布置(即变压器分接头选择器开关 31、37),向第一或第二电流通路间提供一交变的负载电流。

[0096] 所述 OLTC 装置进一步包括一分流的电流通路,所述分流的电流通路包括可控制的电源 36(其在本文中还可称为“受控源”),含有第一半导体切换装置 34A 和 34B 的第一支流,以及含有第二半导体切换装置 35A 和 35B 的第二支流。第一半导体切换装置 34A 和 34B 可操作以旁路第一初级切换开关 32, 以及第二半导体切换装置 35A 和 35B 可操作以旁路第二初级切换开关 33。所述第一和第二半导体切换装置可以是晶闸管对,或本领域技术人员所知的其他半导体切换器件。

[0097] 以下将详细描述,可控制的电源 36 可操作以建立零电流和零电压,如此,当保持、不间断分流的通路上的负载电流时,初级机械切换开关 32、33 可以断开和闭合而不产生电弧。

[0098] 从另一角度看,在一机械切换开关断开之前,可控制的电源 36 可操作以有效地使所述分流的电流通路比所述第一电流通路更‘顺畅’,因此负载电流转向进入该通路,从而提供了一零电流通过所述切换开关的状态。

[0099] 对于一多相位系统,该系统将在所有相位和所有协作运行的电路上重复。对于大部分的 OLTC 方案,该设计可以分离为一选择器段和一分流器段。所述选择器段能够连接左侧的任何奇数的分接头,以及右侧的任何偶数的分接头。在传统 OLTC 中,该方案在参考文献 [1] 和 [2] 有所介绍,而在其他大部分的分接头切换方案中,分流器通过在两侧间转移负载电流来运作;每次转移允许选中不同的分接头,只要其是相对的‘一侧’的新分接头。对于传统 OLTC,选择器触点从不需要中断或接通电流;这些功能是由分流器段处理的。在图 3 所示的实施例中,所述新 OLTC 设计的分流器段由两个机械切换开关 32、33,两组反向并联的晶闸管 34、35,以及可作为电流源或电压源运行的可控制的电源 36(在图 3 中以‘ I_D 或 V_D ’标记)。

[0100] 新 OLTC 设计内的范例组件的规格

[0101] 在讨论分接切换方法之前,有需要思考该新设计内部范例组件的规格要求,以了解该设计背后的理由以及了解为什么该新 OLTC 方案可以具有竞争力地替换现有方案。以下规格包含的数值,是根据一 2MVA, 11kV 的 OLTC 初级侧的单个相位产生的。故障电流实质上比变压器的额定负载电流大,为了说明这一点,故障电流设为额定负载电流的 10 倍。

[0102] • 选择器开关 (S_{S1} 到 S_{S4}) (即切换开关 31 和 37) - 理想的能在次级周期范围内迅速的操作 (<20 毫秒)。其必须是额定到传输最大负载电流 ($60A_{RMS}$)。这里没有必要中断负载电流(对于传统 OLTC)。当断开时,它们必须截止分接头间电压 ($1100V_{RMS}$ 对应 10% 的分接头)。低于故障条件下,该组件必须能够传输故障电流直到标准的电力网保护机制被激活。

[0103] • 分流器切换开关 S_L 和 S_R (即初级切换开关 32 和 33) - 理想地能够在次级半周期范围内迅速的操作 (<10 毫秒)。其必须是额定到传输最大负载电流。其没有中断负载

电流的需要（不同于传统 OLTC）。当断开时，它们必须截止分接头间电压。低于故障条件下，该组件必须能够传输故障电流直到标准的电力网保护机制被激活。此外该组件可以按需要在故障条件下闭合，以保护该设计内部使用的半导体器件。

[0104] • 晶闸管对 T_{L+} 、 T_{L-} 和 T_{R+} 、 T_{R-} （即晶闸管 34A 和 34B，以及 35A 和 35B）- 必须能够连续地截止分接头间电压。必须能够传导负载电流，但只需在分接头换接期间（即低占空比）。在故障条件下这些组件必须能够短时间的传输故障电流直到切换开关 32、33 中的一个 (S_L 或 S_R) 能闭合（理想地这在故障电流被察觉的 10 毫秒内发生）。

[0105] • 受控源 36（图中标记为 I_D 或 V_D ）- 必须能够生成一等于负载电流的电流，但只需在分接头换接期间（即低占空比）。其必须能够生成比晶闸管对 34、35 的正向压降更大的一电压（约为 2.5V）。在故障条件下受控源 36 必须能够短时间的传输故障电流直到切换开关 32、33 中的一个 (S_L 或 S_R) 能闭合（理想地这在故障电流被察觉的 10 毫秒内发生）。

[0106] 从上述规格来看，在 2MVA、11kV 的 OLTC 情况下，受控源的最大瞬时功率约为 250w。因此该受控源规格上仅需要很小的，低功耗的分支电路；虽然该源传导满负载电流，但其端电压极低。

[0107] 事实上，该整体电路的拓扑结构和受控源的设计可以是，该受控源从不需要产生或承受一个大于晶闸管半导体器件的正向压降二或三倍的端电压 (<8V)。该受控源从不与满线电压 (>11kV) 或分接头间电压 (>100V) 接触。这样的设计特点允许受控源设计简单，低成本和紧凑。

[0108] 在该新 OLTC 方案中执行分接切换所需的步骤

[0109] 图 4 所示为在该新 OLTC 方案中单个分接头上操作是怎样执行的。负载电流通路由加粗的线宽来标记，分别代表分接头换接的四个阶段。应重点注意的是，该分接切换被设计为‘快速’，是由于其在与主波形的周期（就 50Hz 主波形而论，为 20 毫秒）相当的时间内发生。对于这样的时间量程，无法掌握机械切换开关的简单通断特性。例如，切换开关从承受电流的接通状态切换到承受电压的断开状态，如果在负载电流下断开，则该切换会经历分离的触点之间的电弧导电的中间状态。一旦电弧熄灭，切换开关将不一定能承受该切换开关的满-额定电压，直到触点完全地分离以及它们之间的任何电离物质被清除。因此，在下文的讨论中，所有切换开关的触发仅仅表示该切换开关开始改变其现阶段的状态（断开或闭合），但并不表示其已进入随后的状态（闭合或断开）。

[0110] 图 4(b) 显示了该 OLTC 在分接头 1 的通路上稳态运行。图中，选择器开关 31 (S_{S1}) 和左侧切换开关 32 (S_L) 闭合并传导负载电流。当其他的切换开关都为断开时，没有一个半导体器件在传导电流或其两端施加有电压。此处及随后附图的电流方向均视为正向。

[0111] 参照图 4(a)，以下顺序是时序图的详述。

[0112] 1. $t = t_A$ 时，选择器开关 37 的分接头 2 (S_{S2}) 被触发，开始闭合以准备下一个分接。

[0113] 2. $t = t_B$ 时，栅电流施加到左侧正向晶闸管 34B (T_{L+})。

[0114] 3. $t = t_C$ 时，受控源 36 启动并设定好，以使分流器电流 I_D 等于负载电流，因此左侧的切换开关 32 (S_L) 上的电流为零。当前电流路径如图 4(c) 中所示。加到 T_{L+} 34B 的栅电流被除去但该晶闸管继续传导负载电流。

[0115] 4. 在 $t = t_D$ 时，由于左侧切换开关 32 (S_L) 不再需要传导电流，其触发开始断开。由于该受控源在早先的指定动作，该切换开关将在零电流的条件下断开。

[0116] 5. 在 $t = t_e$ 时,左侧切换开关确保达到一完全断开状态。电流路径如图 4(d) 所示。

[0117] 6. 在电流反向 ($t = t_f$ 时) 的瞬间, $T_{L,34B}$ 停止传导,且栅电流脉冲施加到右侧负向晶闸管 ($T_{R,35B}$)。这致使负载电流转移到分流器电路的右侧,并呈递图 4(e) 所示的通路。

[0118] 7. 在 $t = t_f$ 时,受控源 36 设定为产生电压 (V_D),如此右侧的切换开关 33 两端间的电压为零。在这一点上该 OLTC 是运行在分接头 2(37) 上。

[0119] 8. 在 $t = t_g$ 时,右侧的切换开关 33(S_R) 受触发闭合。由于切换开关 S_{S1} (31) 不再承受负载电流,其可以被触发断开。

[0120] 9. 在 $t = t_h$ 时,在早先指定的零电压条件下, $S_{R,33}$ 确保达到一完全闭合状态,如图 4(f) 所示。

[0121] 10. 在 $t = t_i$ 时,受控源 36 被禁用,使电流可以分流到 $S_{R,33}$ 。

[0122] 11. 在 $t = t_j$ 时, $T_{R,35B}$ 不再需要承载电流。栅电流被除去,一旦负载电流完全地分流到 S_R ,晶闸管 35B 将不再导通。

[0123] 12. 在 $t = t_k$ 时, $S_{S1,31}$ 完全地断开而该 OLTC 进入分接头 2 上的稳态条件。当前电流通路在图 4(g) 中以加粗的通路 42 显示。

[0124] 使用相似的过程,从右到左的电流转移可以实现,并允许随后的分接头上升或分接头下降操作。该 OLTC 方案提供了所有机械切换开关上的无电弧操作;当切换开关在传导电流时其从不断开,当有一电压施加在其两端时,其从不闭合。在理想情况下,消除了电弧引起的触点耗损,致使触点寿命比传统 OLTC 中的长得多。

[0125] 任何数目的晶闸管和 / 或电流源的闭合电路失效,可以通过在该设计中插入两个额外的机械切换开关来减轻,其中一个与每一晶闸管对串联(即图 6 的切换开关 S_{FL} 和 S_{FR}) 其中每一个切换开关在分接头换接期间保留在闭合的位置上,且在正常工作状态期间在有负载的情况下从不断开或闭合。当有器件失效时,两个切换开关均断开以把电路中受影响的部分从系统中移除,并允许系统作为一固定变压器继续运行。这些切换开关必须足以能够中断一分接头间的故障电流。这些切换开关在稳态条件下不会招致任何额外的功率损耗,因为他们不是在稳态负载电流通路中。

[0126] 新 OLTC 方案的潜在问题

[0127] 在考虑早先文段中的 OLTC 设计以后,发现有两个问题点。第一,当切换开关 32、33(图 4 的 S_L 或 S_R) 处于断开时,所述受控源被设为充当一电流源。因此在每次分接头切换操作时,存在有一段时间(图 4(a) 的时间 t_D 和 t_F 之间),期间受控源 36 承受全部的负载电流。按其定义,负载电流在此期间等于电流源的设定值,并由此固定(即 $I_{AC} = I_D$)。在这种情况下,负载特性的改变通常会引起负载电流的改变的这种特性不会出现;所述电流源会强制施加一特定的负载电流。这是系统不需要的一个特性,相反,允许负载特性的变化引起负载电流的变化会更好,换言之所述系统设计为把所述 OLTC 一直作为电压源运行。操作所述受控源以保持其电压源特性的方法在后文中提出。

[0128] 第二,从左到右或从右到左的电流‘交接’发生在负载电流穿过零点时(在图 4(a) 中 t_F 时间)是有潜在问题的。在该运行流程的一部分中,电流交接的误处理可以招致在主周期的一半内分接头间短路。这可通过以下的计算说明,在负载电流穿过零点时分接头间电压 $V_{XY} = V_X - V_Y$ (请看图 4 上的结点 X 和 Y)。该施加的电压是跨过晶闸管对 T_{L+} 、 T_{L-} (34)

和 T_{R+} 、 T_{R-} (35) 的电压。

[0129] 以下，假定一分接切换（上升或下降）是在分接头 1 和分接头之间进行，即在电流穿过零点的瞬间， S_{S1} (31) 和 S_{S2} (37) 闭合而其他所有选择器切换开关断开。还假定是从正到负地穿过零点的情况，换言之分接头向上操作时，电流转移是在 $T_{L+}34a$ 和 $T_{R-}35B$ 之间进行，而分接头下降操作时，电流转移是在 $T_{R+}35a$ 和 $T_{L-}34B$ 之间进行。必须考虑到以下 4 种可能性：

[0130] 1. 带有超前功率因数的分接头上操作（电流从左至右交接）- 当源电压滞后负载电流时， V_{XY} 在电流穿过零点时是负的。当分接头间电压在电流穿过零点时，其下跌至不再导通， $T_{L+}34A$ 将在瞬间反向偏置。从而不会产生分接头间短接的通路，且 $T_{R-}35B$ 可在触发电流穿过零点之前被供以触发电流，以保证负载电流的平稳换向。

[0131] 2. 带有滞后功率因数的分接头上操作（电流从左至右交接）- 当源电压超前于负载电流时， V_{XY} 在电流穿过零点时是正的。若 $T_{R-}35B$ 在 $T_{L+}34A$ 不再导通之前被触发，将存在短路，一流经 $T_{L+}34A$ 和 $T_{R-}35B$ 的分接头间的短路电流将形成。在这种情况下，有必要在触发 $T_{R-}35B$ 之前，先等到 $T_{L+}34A$ 不再导通。这可以通过检测电压 V_{TL} ，等到探测到一适合的反向恢复电压（意味着 $T_{L+}34A$ 变成完全截止），才触发 $T_{R-}35B$ 。

[0132] 3. 带有超前功率因数的分接头下降操作（电流从右到左交接）- 这可以被认为是对情况 2 的镜像 (mirror image)。此时，源电压滞后于负载电流， V_{XY} 在电流穿过零点时是负的。若 $T_{L-}34B$ 在 $T_{R+}35A$ 不再导通之前被触发，将存在短路，一流经 $T_{L-}34B$ 和 $T_{R+}35A$ 的分接头间的短路电流将形成。在这种情况下，有必要在触发 $T_{L-}34B$ 之前，先等到 $T_{R+}35A$ 不再导通。这可以通过检测电压 V_{TR} ，等到探测到一适合的反向恢复电压（意味着 $T_{R+}35a$ 变成完全截止），才触发 $T_{L-}34B$ 。

[0133] 4. 带有滞后功率因数的分接头下降操作（电流从右到左交接）- 这可以被认为是对情况 1 的对称。此时，源电压超前于负载电流， V_{XY} 在电流穿过零点时是正的。当分接头间电压在电流穿过零点时，其下跌至不再导通， $T_{L+}35A$ 将在瞬间反向偏置。从而不会产生分接头间短接的通路，且 $T_{R-}34B$ 可在触发电流穿过零点之前被供以触发电流，以保证负载电流的平稳换向。

[0134] 在晶闸管对 34、35 之间的电流交接时需要小心。在上述第 2 和第 3 的情况下，其有必要监视晶闸管对输出的两端间的电压，以准确地设定交接的时机。当功率因素接近一致时，上述措施对第 1 和第 4 种情况也是必须的，因为在电流下一次穿过零点之前，可以触发准备进入工作状态的所述晶闸管对的时机变小。

[0135] 应该注意，在所有情况下，施加到晶闸管让其停止导通的偏置电压的变化率应该受到限制，以避免重新触发该器件。这表示根据所选器件的参数，所述晶闸管对的两端需要一种缓冲电路。适当地选择缓冲电路，还可以减少晶闸管触发机制的对时机的约束。缓冲电路为穿过零点附近的负载电流提供了一通路，其允许了一小小的延迟，当晶闸管从离开导通到完全不导通以及当晶闸管从进入导通到完全导通时。

[0136] 受控源的实施例

[0137] 图 3 的受控源 36 的一实用的实施例在图 5 中给出（标记为电路 50）。电流源特性是通过切换开关 51 到 54（在图 5 中描述为金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)）组成的 H 型电桥的工作循环的适当的反馈控制来获得的，该电桥在电感器 55 (L_D) 的两端施加

一电压。对于此处讨论的新 OLTC 方案,这一简单的‘迟滞控制器’能够获得对一设定点附近的电流 I_D 的严密调整。本技术领域人员将留意到,迟滞控制器是一非线性的控制方法,由于所述受控源内在的开关模式的性质,该方法尤其适用于本申请。在正常工作状态下,迟滞控制器确保能同时提供稳定性和对继电器带宽内误差电流的追踪,致使一内部控制环回路拥有非常高的接近继电器开关频率的带宽。

[0138] 这样的布置能够在 t_c 到 t_e (参见图 4(a)) 期间提供电流源特性;然而它不能够在 t_f 到 t_h 期间按需要提供一限定的端电压。因此,在分接头换接期间,需要一既能够提供电流源特性又能提供电压源特性的‘两用’电源。通过在图 5 电路中增加两个额外的组件,这样的特性是可能的,产生了如图 6 (其对应图 3 的分流器段) 所示的完整的分流器实施例。

[0139] 比起开关模式放大器比如所述图解的 H 型电桥,其他的放大器比如线性放大器可选用作所述受控源内部的有源元件。本技术领域人员将留意到,与一开关模式的实施例相比,线性放大器的使用兼备优点和缺点。线性放大器可减少或除去开关模式设计中固有的纹波电流和纹波电压,但是会招致额外的有源器件 (MOSFETs、IGBTs 等等) 的功率损失,致使所述受控源的效率减少。还应注意线性放大器排除了电流控制环回路内迟滞的使用,而要求更复杂的线性补偿器设计。

[0140] 对于这样的电路来说,控制逻辑器的要求可以通过图 6 中 (参照图 4(a) 的时序细节和图 4(b)-(g) 的每种情况下的主电流通路) 从左侧切换开关 32 (S_L) 到右侧切换开关 33 (S_R) 的分流器操作来理解:

[0141] 1. 如图 4(b) 所示, S_L32 闭合和 S_R33 断开时的电流通路:

[0142] 当晶闸管对 34、35 (T_{L+} 、 T_{L-} 和 T_{R+} 、 T_{R-}) 截止时, $I_{SL} = I_{LEFT} \approx I_{AC}$, S_L32 两端的电压降小到可以忽略不计。当分流器系统在一奇数的分接头上的稳态条件时,所述 H 型电桥和控制系统 36 不起作用。

[0143] 2. 如图 4(c) 所示, S_L32 闭合和 S_R33 断开时的电流通路:

[0144] 通过所述 H 型电桥在迟滞控制下的动作, I_S 设置为 0。因此当 S_R 断开并流过零电流时, $I_{SL} = 0$ 。因为由晶闸管对 34 T_{L+} 、 T_{L-} 中处于导通的晶闸管的正向压降,限定了 $V_D = V_{TL}$, I_{CD} 很小由于晶闸管正向电压和正向电流的对数相关性, V_D 的变化率是很小的,因此由 $\frac{dV_D}{dt}$

推动的电容性电流是很小的。

[0145] 3. 如图 4(d) 所示, S_L32 和 S_R33 均断开时的电流通路:

[0146] 在 S_L32 处于断开的状态下,其两端间的电压由晶闸管对 34 T_{L+} 、 T_{L-} 中处于导通的其中一个晶闸管的正向电压和跨过电容器 C_D57 的电压限定。

[0147] 在触点分离的瞬间,由于早先的 (分离之前) H 型电桥的动作,该电容器将抵消晶闸管正向电压。

[0148] 一旦触点分离,该控制系统将经由所述 H 型电桥的进一步动作 (即改变电容 C_D57 的电荷),维持切换开关 32 两端的零电压。

[0149] 4. 如图 4(e) 所示, S_L32 和 S_R33 均断开时的电流通路:

[0150] 负载电流已经换接到分流器电路的右侧。 S_R33 两端间的电压此刻在 H 型电桥改变电容 C_D57 的作用下必须被驱使为 0,以补偿晶闸管对 T_{R+} 、 T_{R-} 中处于导通的晶闸管的两端间的电压。

[0151] 5. 如图 4(g) 所示, S_L32 断开和 S_R33 闭合时的电流通路: 一旦 S_R33 完全闭合, 所述 H 型电桥电路和控制器可以被禁用。所述分流器系统在偶数分接头上进入一稳态状态。

[0152] 在相反方向上的分接切换 (从右到左) 是以功能上完全相同的方式, 但是反向的来执行。

[0153] 具体的晶闸管换向过程

[0154] 关于上面描述的所述晶闸管的换向过程, 一分接头换接可以, 在实际上, 以 4 个二进制变量来命名:

[0155] 1. 其是分接头上升还是分接头下降操作;

[0156] 2. 换向方向 (左到右或右到左);

[0157] 3. 穿过零点的类型 (在负载电流从正到负或从负到正穿过零点时执行的换向);

以及

[0158] 4. 功率因素 (负载电流超前或滞后电源电压)

[0159] 以下表格详尽地列出了这些变量的 16 种可能的组合:

[0160]

| 情况序号 | 上升或下降 | 换向方向 | 过零类型 | 功率因数 | 过零时的 V_{xy} | 晶闸管 | 潜在短路? |
|------|-------|------|------|------|---------------|-----------------------------|-------|
| 1 | 上升 | 左→右 | 正→负 | 滞后 | 正 | $T_{L+} \rightarrow T_{R-}$ | 是 |
| 2 | 上升 | 左→右 | 正→负 | 超前 | 负 | $TL+ \rightarrow TR-$ | 不是 |
| 3 | 上升 | 左→右 | 负→正 | 滞后 | 负 | $TL- \rightarrow TR+$ | 是 |
| 4 | 上升 | 左→右 | 负→正 | 超前 | 正 | $TL- \rightarrow TR+$ | 不是 |
| 5 | 上升 | 右→左 | 正→负 | 滞后 | 正 | $TR+ \rightarrow TL-$ | 不是 |
| 6 | 上升 | 右→左 | 正→负 | 超前 | 负 | $TR+ \rightarrow TL-$ | 是 |
| 7 | 上升 | 右→左 | 负→正 | 滞后 | 负 | $TR- \rightarrow TL+$ | 不是 |
| 8 | 上升 | 右→左 | 负→正 | 超前 | 正 | $TR- \rightarrow TL+$ | 是 |
| 9 | 下降 | 左→右 | 正→负 | 滞后 | 负 | $TL+ \rightarrow TR-$ | 不是 |
| 10 | 下降 | 左→右 | 正→负 | 超前 | 正 | $TL+ \rightarrow TR-$ | 是 |
| 11 | 下降 | 左→右 | 负→正 | 滞后 | 正 | $TL- \rightarrow TR+$ | 不是 |
| 12 | 下降 | 左→右 | 负→正 | 超前 | 负 | $TL- \rightarrow TR+$ | 是 |
| 13 | 下降 | 右→左 | 正→负 | 滞后 | 负 | $TR+ \rightarrow TL-$ | 是 |
| 14 | 下降 | 右→左 | 正→负 | 超前 | 正 | $TR+ \rightarrow TL-$ | 不是 |
| 15 | 下降 | 右→左 | 负→正 | 滞后 | 正 | $TR- \rightarrow TL+$ | 是 |
| 16 | 下降 | 右→左 | 负→正 | 超前 | 负 | $TR- \rightarrow TL+$ | 不是 |

[0161] 如果准备导通的晶闸管在准备截止的晶闸管之前触发,分接头间短路可能会发生,以及,当该两个晶闸管构成通路时,分接头间电压在同一方向。

[0162] 从而,两个可能的短路情况存在于:

[0163] 1. V_{XY} 为正,而 T_{L+} 和 T_{R-} 均同时被触发

[0164] 2. V_{XY} 为负,而 T_{L-} 和 T_{R+} 均同时被触发

[0165] 其它两个可能性不会引起短路:

[0166] 1. V_{XY} 为正,而 T_{L-} 和 T_{R+} 均同时被触发

[0167] 2. V_{XY} 为负,而 T_{L+} 和 T_{R-} 均同时被触发

[0168] 对于可能的短路情况,需要一种保证两个晶闸管不同时导通的方法。当离开导通状态而准备截止的晶闸管不在瞬间重新获得其截止一反向电压的能力时,其两端的反向电压的变化率必须由缓冲器限制且准备导通的晶闸管的触发必须被延迟。适当的延迟是通过监测准备截止的晶闸管两端间的电压并等待该电压达到一阈值,所述阈值表明在施加触发脉冲到准备导通的晶闸管之前,该准备截止的晶闸管已彻底截止。应当注意,准备截止的晶闸管的两端间的电压的变化率是通过缓冲器组件(参见图 6, C_{NL} 、 R_{NL} 、 C_{NR} 、 R_{NR})来限制的。

[0169] 避免分接头间短路的时序记录在图 7(A) 中得以描述,其显示了负载电流穿过零点附近时的具体情况(因此电流表现为直线,而不是正弦波)。该范例是对应一分接头上,从左到右,由正到负的穿过零点,滞后功率因数操作(上述表格中的情况 1)。

[0170] 参照图 7(a) 显示的时序记录和图 6 的电路:

[0171] t_1 : 在电流穿过零点之前,出现电压穿过零点(滞后功率因数)

[0172] t_2 : 电流接近穿过零点,触发脉冲从准备截止的晶闸管(T_{L+})上移除

[0173] t_3 : 电流穿过零点处, T_{L+} 离开导通但未完全地反向偏置(截止状态);电流转向入缓冲器组件 C_{NL} 和 R_{NL} ,其开始充电。

[0174] t_4 : 在缓冲器两端电压从一水平(V_{NT})增加至一确保 T_{L+} 完全地进入截止状态的水平后,准备导通的晶闸管(T_{R-})被触发

[0175] 从而,在 $t_d = t_4 - t_3$ 期间,没有晶闸管导通,而负载电流完全地由缓冲器组件承受。然而,因为负载电流在穿过零点附近时很小,缓冲器储存的总电荷在这个时候也是很小的。在一实验室的原型系统中, t_d 约为 $200 \mu s$ 或周期的 $1/100$ 。 $|V_{NT}|$ 约设为 $10V$ 。

[0176] 在那些不可能由准备导通的晶闸管的过早触发而引起分接头间短路的情况中,两种不同的换向方法均是可行的。一个方法可以描述为产生‘强制’换向,而另一个允许‘自然的’换向。图 7(b) 描述了产生‘强制的’换向的时序记录。该范例是对应一分接头上,从左到右,由正到负的穿过零点,超前功率因数操作(上述表格中的情况 2)。

[0177] 参照图 7(b) 显示的时序记录和图 6 的电路:

[0178] t_1 : 电流接近穿过零点,触发脉冲从准备截止的晶闸管(T_{L+})上移除

[0179] t_2 : 晶闸管 T_{R+} 被触发, T_{L+} 反向偏置并强制令负载电流转向入 T_{R+}

[0180] t_3 : 一旦 T_{R+} 完全地导通,触发信号可以被移除

[0181] t_4 : 在穿过零点之前,准备导通的晶闸管(T_{R-})被施予一触发信号

[0182] t_5 : 在穿过零点处, T_{R+} 离开导通而 T_{R-} 进入导通

[0183] t_6 : 在电流穿过零点之后(超前功率因数),出现电压穿过零点

[0184] 图 7(c) 描述了产生‘自然的’换向的时序记录时序记录。该范例是对应一分接头上

上升, 从左到右, 由正到负的穿过零点, 超前功率因数操作 (上述表格中的情况 2)。

[0185] 参照图 7(c) 显示的时序记录和图 6 的电路:

[0186] t_1 : 电流接近穿过零点, 触发脉冲从准备截止的晶闸管 (T_{L+}) 上移除

[0187] t_2 : 在穿过零点之前, 准备导通的晶闸管 (T_{R-}) 被施予一触发信号

[0188] t_3 : 在穿过零点处, T_{L+} 离开导通而 T_{R-} 进入导通

[0189] t_4 : 在电流穿过零点之后 (超前功率因数), 出现电压穿过零点

[0190] 分流器控制器

[0191] 图 8 显示了一建议的分流控制系统 70, 其适于图 6 的开关模式放大器的实施例。控制逻辑器形成的系统可以看作是由两个环回路组成, 一内部的非线性迟滞控制器 71 作用于 I_{LD} 以及一外围的线性控制器 72 用于调节 V_{SL} 或 V_{SR} 到零。

[0192] 迟滞电流控制器

[0193] 迟滞电流控制器 71 适于配搭一开关模式放大器比如图 5 的 H 型电桥使用。

[0194] 忽略外围控制环回路所起的作用, 迟滞控制器保持在一切换带宽范围内的 $G_p I_s$ 的量 (取为 $[-1/G_p, 1/G_p]$)。

[0195] 迟滞控制器的转换频率与输出纹波电流由电路 L_D 值及两个增益、放大器增益、 G_A (等于放大器电源电压 V_{DC}) 及 G_p 、以及中继前置增益决定。

[0196] 电感器 L_D 的最大尺寸有一基本限制, 因为 H 型电桥必须强制作用于一与负载电流同样幅度和频率的正弦电流; 该电感器必须为一定的尺寸, 如此

$$[0197] \quad L_D < \frac{V_{DC} - V_T}{2\pi f_{line} I_{LOAD(pk)}} \quad (1)$$

[0198] 基于物理尺寸和成本理由, 小的感应系数是合意的。然而, 选择一非常小的电感器会使电路对寄生电阻或晶闸管 34、35 正向压降中的偏差敏感。实际上一定有一些电压的 ‘容差空间 (headroom)’ (由 $V_{DC} - V_T$ 定义), 其允许实际电路中的偏差。因此由这样的分析, 取 V_{DC} 的一相对的任意值, $V_{DC} = 2V_T$ 。在实际的设计中, $I_{AC(pk)} = 100A$, $f_{line} = 50Hz$, $V_T = 2.5V$, $V_{DC} = 5V$, 一个值 $L_D \approx 10 \mu H$ 可以从上述公式 1 中取得。由此能够看出, 优选地 V_{DC} 是 V_T 的一个小的倍数, 如此 L_D 足够大, 以使其对寄生元件和 / 或电路内部的偏差占支配地位。

[0199] 本技术领域人员将留意到, H 型电桥的切换频率在理想的情况下由以下给予

$$[0200] \quad f_s = \frac{G_p}{4L_D} \left(V_{DC} - \frac{V_T^2}{V_{DC}} \right) \quad (2)$$

[0201] 一 2A 的纹波电流要求 $G_p = 1$, 给予 $f_s \approx 100kHz$ 。这个频率是标准 MOSFET 器件在分流器电路内所存在的条件下工作的能力范围之内。留意到非线性迟滞控制器具有一非常

高的有效带宽, 接近其切换频率, 且在带宽 $\left[\frac{-1}{G_p}, \frac{1}{G_p} \right]$ 内能保证提供对 I_s 量值的追踪。

[0202] 线性电压控制器

[0203] 线性电压控制器 72 被设计用于, 通过引入一额外的小电流需量到所述迟滞控制器, 来调节切换开关 32、33 电压 (V_{SL} 或 V_{SR}) 到零。其带来的额外电流流入分流器电容器 57 (C_D)。电压控制器的带宽可以比迟滞控制器的低。假设电流控制环回路可当作一忽视高阶影响的简单增益, 电压环路补偿器允许从这一假设来进行设计。在实际情况中, 环回路包

括一带有有限的切换频率的迟滞控制器,有必要限制电压控制器的外围环回路带宽,使其充分低于内部电流环回路的带宽。对于上述给定的实际在 100kHz 左右的切换频率,带有 1kHz 截止频率的一阶低通滤波器是足够的。

[0204] 总括地说,对于初级切换开关 32、33 (S_L 或 S_R) 中的任何一个,受控源 36 允许:

[0205] 1) 当切换开关闭合时零电流 - 内部迟滞控制器 71 直接工作在被测量电流上,以保持切换开关电流为零。

[0206] 2) 闭合和断开状态之间的无缝换接 - 放置电流传感器,如此一断开的切换开关使其输出为零,从而在切换开关处于断开时迟滞控制器 71 遇到零电流误差。然而,此时外围电压环回路 72 遇到切换开关两端生成的电压误差并产生一新的电流误差以补偿这一误差。

[0207] 3) 当切换开关断开时零电压 - 外围线性控制环回路 72 产生一电流需量到迟滞控制器 71,迟滞控制器 71 设计成能在电容器 C_p 57 两端产生一电压来保持切换开关电压为零。

[0208] 4) 断开和闭合状态之间的无缝换接 - 当切换开关闭合时其两端电压为零,产生一零输入到外围电压环回路 72,有效地禁用这一环回路。然而,电流传感器输出不再完全一致,因此迟滞控制器 71 必须保持小的电流误差。

[0209] 以上描述的系统能够执行一从电压源状态到电流源状态(反之亦然)的自动的和无缝的转换,而无须任何外在的关于切换点的定时信息。不需要测量开关触点的机械位置,由此,当开关触点磨损后,不需要对复杂的传感机构重新校准。

[0210] 实际上为一电压界定阻抗器的组件 C_p 57,把电流误差(由于一断开的切换开关)变换为控制器能感知的电压误差(输入/输出电流感测固有地无法感知)。电容器可以较小(对于 120A 的负载电流约为 100 μ F),因为控制器有一高带宽且非常迅速地把电压调节为零(实际上是注入一负电流到电容器中)。电容器 C_p 57 所包含的,和正被讨论的对应的初级切换开关 32、33 (S_L 或 S_R) 的两端间电压的测量,配合此时对应的由切换开关断开(电容器 57 结合了误差电流)引起的电流误差的非零电压的实现,允许自动和无缝的从一种状态到另一种状态的转换,而无需任何时序信息。如果一负电流注入(在闭环控制下)以对电容器 57 酌情充电或放电,即使当切换开关处于断开时,其电压为零。当切换开关闭合时,电容器 57 实际上从电路除去,而电流传感器直接地提供电流误差。

[0211] 所述控制系统不要求‘预警’或定时信息,其是一自适应系统,其仅取决于切换开关的移动,而不要求更高层的操纵(自我操纵),在此意义上其是‘智能的’。

[0212] 该分流器可在切换开关断开时模糊地运行 - 当一系统采用一估算器或锁相环(PLL)来预计负载电流和/或切换开关电压时,其可能对‘漂移’敏感,而该分流器对‘漂移’不敏感。

[0213] 该系统相反地不受失真的主波形或分接头间负载电流的改变的影响。对于主波形的宽范围内,包括负载电流遭受严重的谐波失真(或甚至对于直流负载电流),可以保证近零的切换开关电压和电流,这已经在实验中得到验证。

[0214] 新分接头切换方案的模拟

[0215] 图 9 显示了该系统结合开关模式放大器,在各种(非理想的)条件下,执行分接头上操作的全数字模拟的结果,例如在含有寄生电感和寄生电阻,失真的电源电压和随时间变化的负载电流下操作。

[0216] 模拟中所用的是图 6 的分流器电路以及图 8 中的控制环回路。以下将描述,由最顶端曲线图所示的切换点的沿和受控源指令信号驱动的分接切换过程。所有提及的数值仅作为举例用于模拟的目的。

[0217] 1. 在 0.014s- 分接头换接开始。输入到控制器的切换开关电压设为左侧切换开关 32 的电压,以及启用受控源 36。当左侧切换开关电压实际为零时(该切换开关为闭合时),内部迟滞控制器 71 生效以驱动切换开关电流迅速地变为零。

[0218] 2. 在 0.017s - 左侧切换开关 32 在接近零电流(注意,在左侧切换开关电流的放大曲线图中,由迟滞控制器产生的小的纹波电流)的条件下断开。控制器 70 此刻运作以通过控制电容器 C_p 57 内流经的电流来保持左侧切换开关 32 的电压为零。

[0219] 3. 在 0.020s- 当切换开关 32 充分断开以承受其触点之间的电压时,受控源 36 关闭。

[0220] 4. 在 0.021s - 负载电流达到跨零点。一从左到右的电流交接通过适当的晶闸管对 34、35 的栅电流控制来执行。5. 在 0.022s - 输入到控制器的切换开关电压设为右侧切换开关 33 的电压以及启用受控源 36。当右侧切换开关 33 的电流为零时(当该切换开关断开),外围控制环回路 72 起作用以驱动该切换开关电压于 3ms 内达到接近零。

[0221] 6. 在 0.025s - 右侧切换开关 33 在接近零电压的条件下到达闭合位置(注意,在右侧切换开关电压的曲线图中即可看得到小的纹波电压。这是由迟滞控制器 71 的纹波电流作用于电容器 C_p 57 产生的)。控制器此刻运作以通过内部迟滞控制器 71 的作用来保持右侧切换开关 33 的电流为零。

[0222] 7. 在 0.028s - 当切换开关 33 完全闭合并准备好传导负载电流时,受控源 36 关闭。负载电流迅速地转入该切换开关。分接切换于此此刻完成。

[0223] 关于该新方案的机械切换开关

[0224] 该新方案下执行单个分接切换所需要的时间基本仅由分接切换开关的固态元件限制;每一个分接头换接操作必须包含负载电流的过零,以使交接从分流器电路的一侧执行到另一侧。该方案的连续的分接头到分接头切换的最大速度,是仅当重复的分接头切换可不需要分流器切换开关或选择器切换开关操作而发生时,由该电子分流器电路的速度限制:分流器切换开关 32、33 均可以断开,以及晶闸管对 34、35 连续地传送负载电流直到达到最后的分接头位置(此时妥当的切换开关闭合以恢复低损耗运行)。为了保证操作速度不受机械限制,反向并联的晶闸管对可以与图 3 的选择器切换开关并联(选择器晶闸管对必须能承受整个分接头电压范围,该分接头电压可以达到线路电压的 20%)。这种情况下,可以通过断开所有选择器切换开关以及允许负载电流轮流由该晶闸管对传送,来进行一迅速的多-分接头操作,直到达到最后的分接头。然后,与最后的分接头配合的选择器开关将闭合以恢复低损耗运行。

[0225] 尽管分接头切换的速度有可能完全独立于机械切换开关的速度,在该新方案下,快速的机械切换开关仍然是可取的,主要有两个理由:

[0226] 1. 该系统在接收一分接切换控制指令和执行分接头换接操作之间所需要的时间,是直接地依赖于断开已闭合的切换开关所需要的时间。一缓慢的切换开关将实际上招致等待时间的损失;该系统必须等到切换开关完全地断开,在负载电流下一次穿过零点执行电

流交接之前。最坏情况下的等待时间为 $\frac{1}{2f_{line}} + t_s$ ，即电源周期的一半加上切换开关确保达

到完全断开的状态所需要的时间。为了最小化‘第一个分接等待时间’，可取地，使一切换开关能够在电源波形的一个周期内断开，即低于 20 毫秒（对于 50Hz 的电源波形）。

[0227] 2. 在故障条件下，一快速的切换开关将提供对分流器内使用的半导体器件的更大的保护。在一分接头换接期间，分流器内流过的负载电流仅通过 H 型电桥电路和晶闸管对传送。如果一故障将在分接头间发生，那么该故障电流将流经这些潜在敏感的器件。然而，通过闭合妥当的切换开关，该故障电流可以迅速的从半导体器件通路转走。从而，如果探测到一故障电流，该切换开关将触发以立即闭合，而半导体器件必须在该切换开关达到闭合状态所需的时间段内幸免于故障电流。一更快的切换开关直接地减缓对半导体器件的故障特性的要求。

[0228] 进一步的应用

[0229] 零电流、零电压机械切换开关的进一步用途

[0230] 设计在新分接头切换方案中使用的电路原理和控制方法，对于其他低耗损、高速机械切换开关的应用也是有效的。通过用可以强制关闭的控制极可关断晶闸管 (GTOs) 或绝缘栅双极晶体管 (IGBTs) 替代这些组件，该设计中负载电流过零以换向 - 断开晶闸管的部分的要求可以消除，在这种情况下，分流器电路的工作原理可以延伸至直流电路，甚至，当考虑一恒定载荷电流时，控制问题也许能减轻。

[0231] 快速分接切换开关网络的部署和高级控制方案

[0232] 该新方案提供高速分接头切换，其具有更高的运转周期寿命总时数（受限于对传统 OLTC 耗损的考虑）。如果该装置被采纳进电力供应配电网中，在需要时可以施予更好和更快的电压补偿。

[0233] 总结

[0234] 本发明提及到在一传统的机械制的有载分接头切换变压器中的开关触点磨损问题，以及建议一半导体 - 辅助分流器作为解决方案。介绍了一种有载分接头切换变压器的无电弧分流的方法，并与现有文献中的半导体辅助 OLTC 设计相比较，该方法包括在负载电流通路中不插入额外的电子元件。使用受控电压源以使一机械切换开关中的电流等于零的概念，代表了一种在分接头切换变压器中执行有载电流分流的新方法。

[0235] 介绍了一电路实施例以及对应的控制原理图，作为该新设计的关键部分，该系统的效果在数字模拟中得到分析，其结果显示了合理的理论效果。该系统还在适合于 11kV2MVA 的配电变压器的条件下得到实验上的验证。

[0236] 该建议的新 OLTC 设计的有益效果的总结

[0237] 行业以及学术界介绍了各种‘半导体辅助’OLTC 系统，其提供更快的操作以及超过传统 OLTC 的更长的使用寿命。然而这些系统在运行损耗以及对故障电流的容差方面，招致其损失。

[0238] 该新方案提供一相对于早先的设计的关键的优点：其在稳态负载电流通路中没有半导体。因此其在稳态运行期间不会招致额外功率损耗以及保持一全机械系统对故障电流的稳定性。

[0239] 该新方案在制造成本方面很可能比得上（即使不优越于）其他半导体 - 辅助系

统。其不要求专门的或不常用的组件,且其有效率地使用半导体器件。

[0240] 该方案将有良好的适用数值范围。该电路的拓扑结构可以预期适配于极高电压(或传输水平)OLTC变压器。电路的实施细节(半导体器件类型和机械切换开关设计)可以变化,但基本的工作原理是保持不变的,亦即,分流的电流通路中的可控源引起电流转移,以及利用零电压、零电流机械切换开关的工作原理保持不变。

[0241] 参考文献

[0242] [1]R. Shuttleworth, X. Tian, C. Fan, and A. Power, "New tap changing scheme,"Electric Power Applications, IEE Proceedings, vol. 143, no. 1, pp. 108 - 112, January 1996.

[0243] [2]G. Cooke and K. Williams, "New thyristor assisted diverter switch for on load transformer tap changers,"Electric Power Applications, IEE Proceedings B[see also IEE Proceedings - Electric Power Applications], vol. 139, no. 6, pp. 507 - 511, November 1992.

[0244] [3]H. Jiang, R. Shuttleworth, B. A. Zahawi, X. Tian, and A. Power, "Fast response to assisted novel tap changer,"Power Delivery, IEEE Transactions on, vol. 16, no. 1, pp. 111 - 115, January 2001.

[0245] [4]D. Oates and M. Saravolac, "A hybrid on-load tap changer and method of operating the same,"PCT Patent Application Publication No. WO 2007/101849 A1, September 2007.

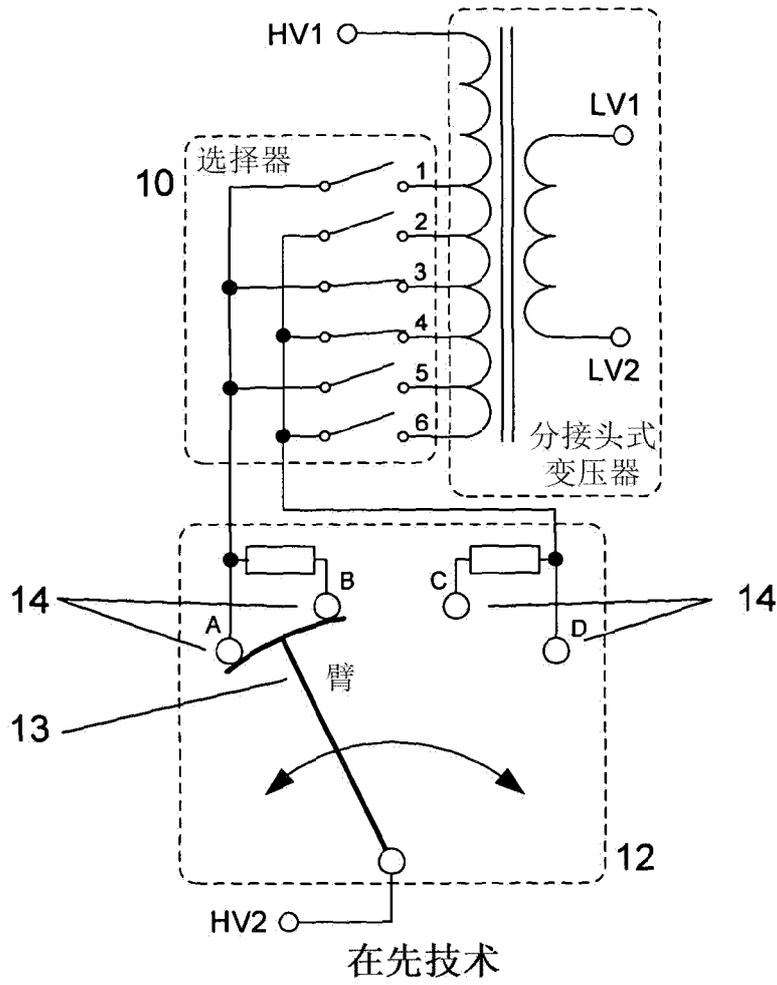


图 1

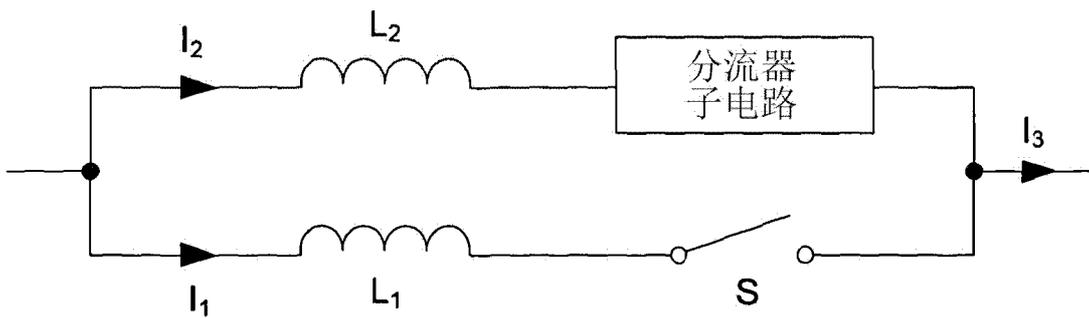


图 2

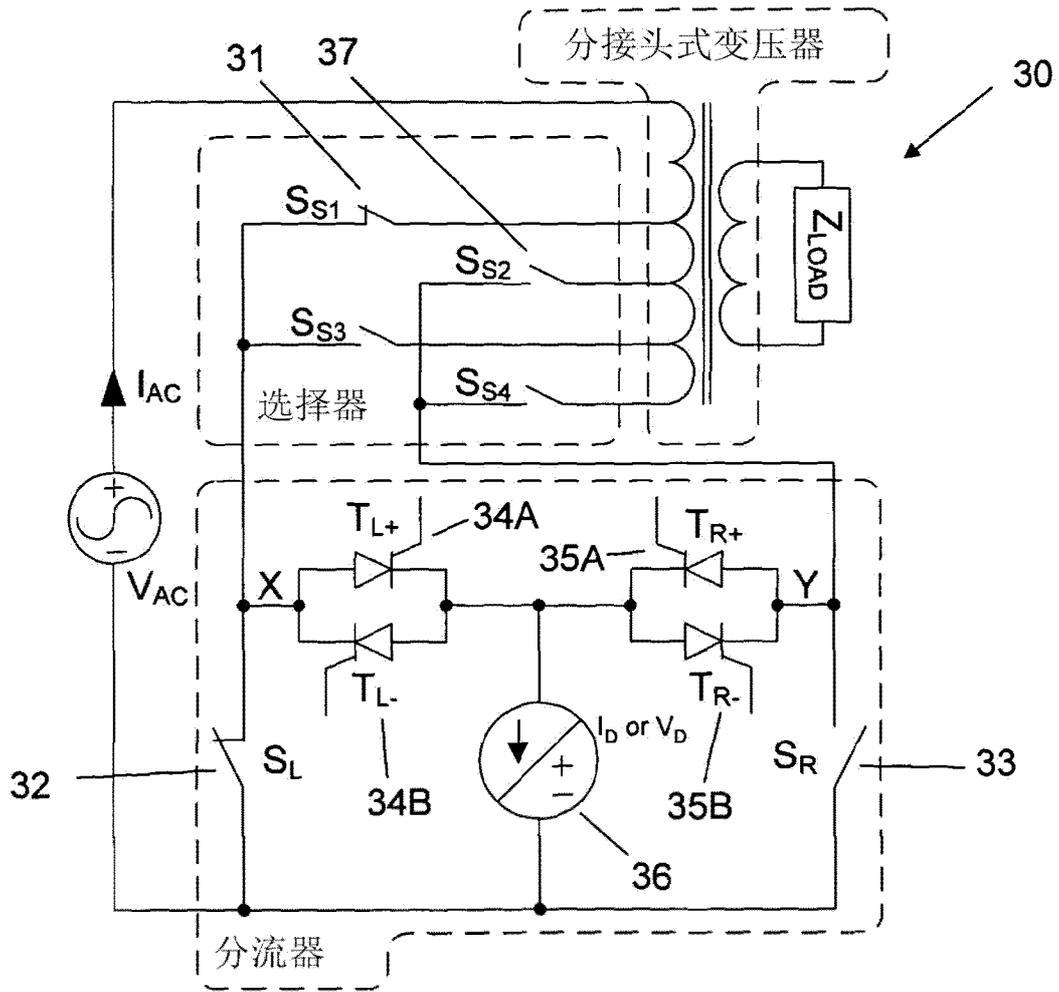


图 3

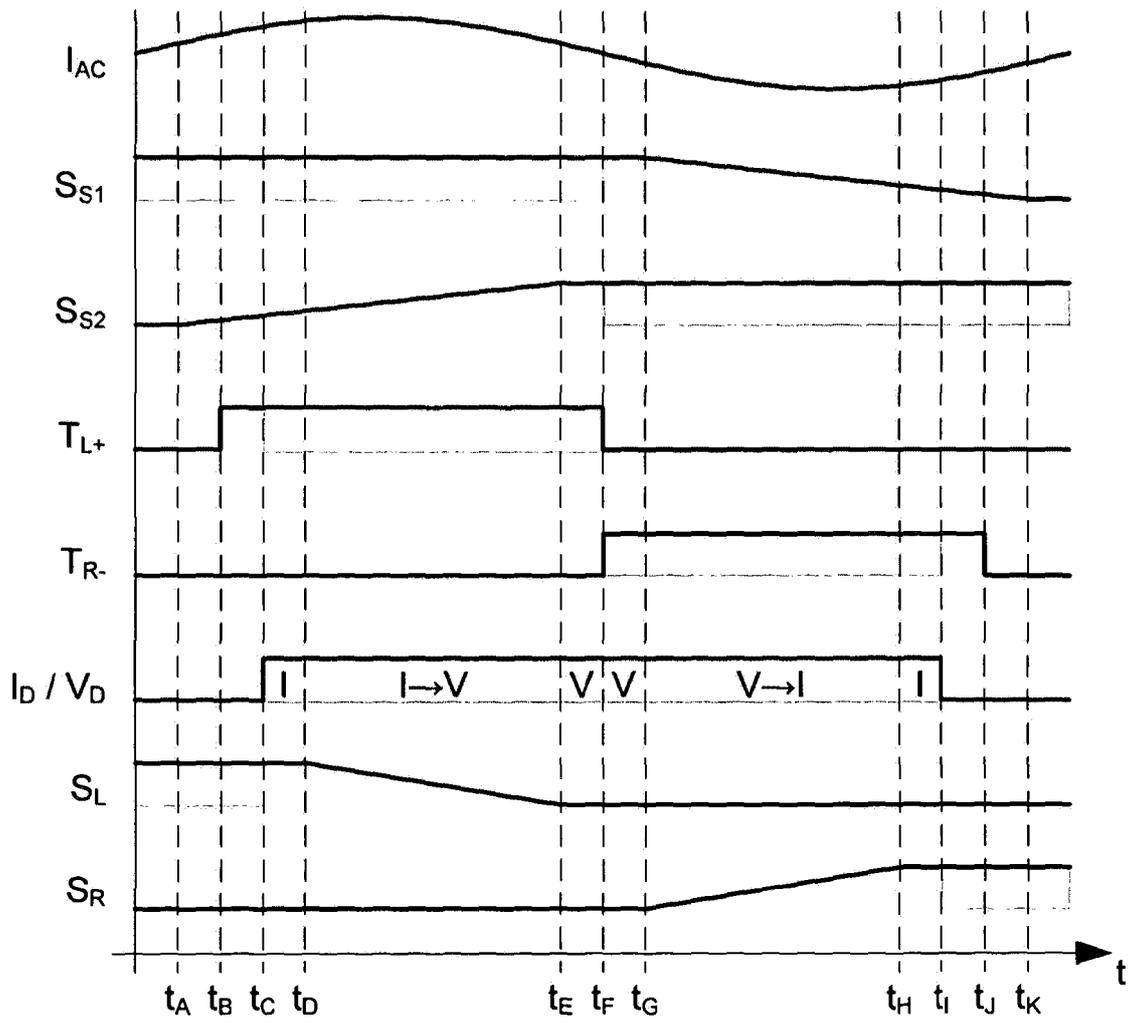


图 4(a)

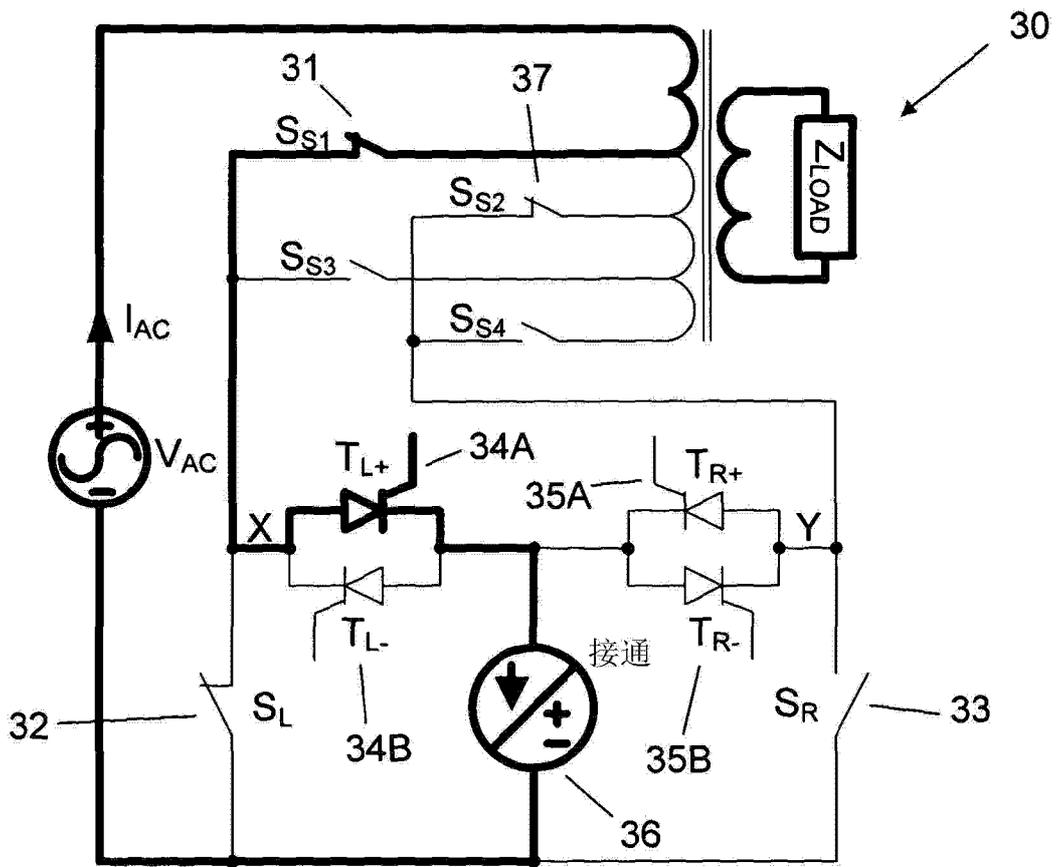


图 4(c)

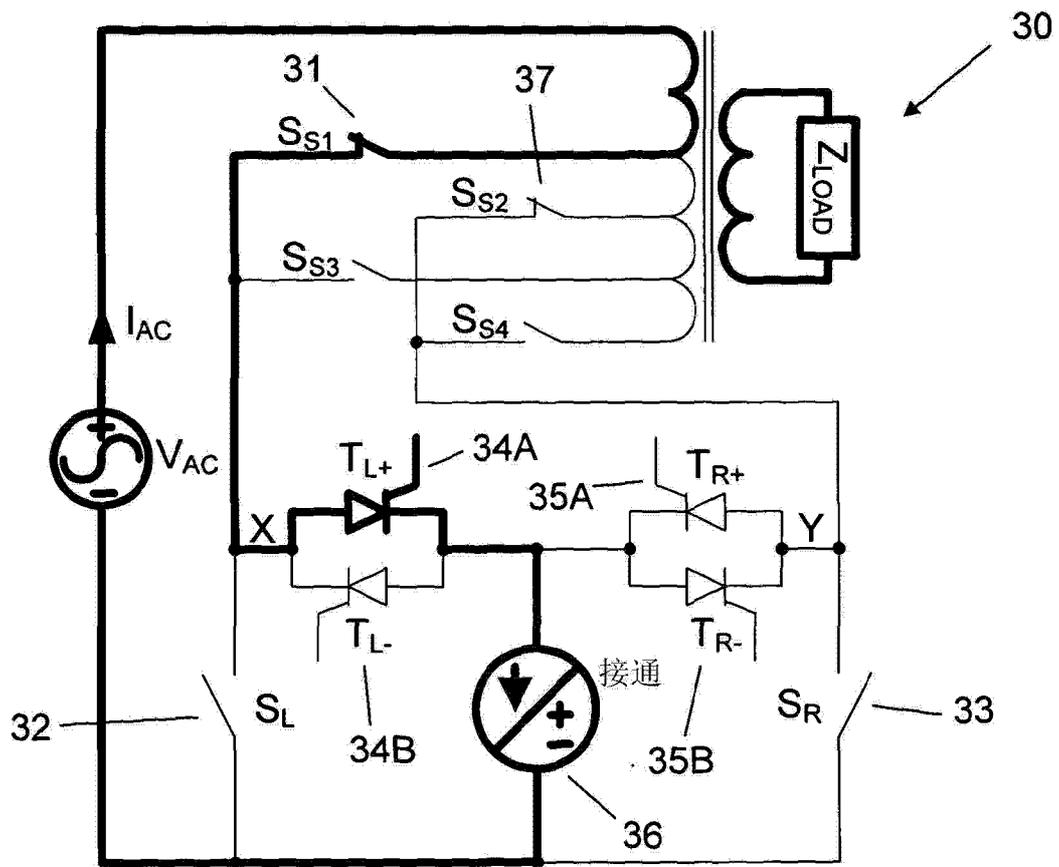


图 4(d)

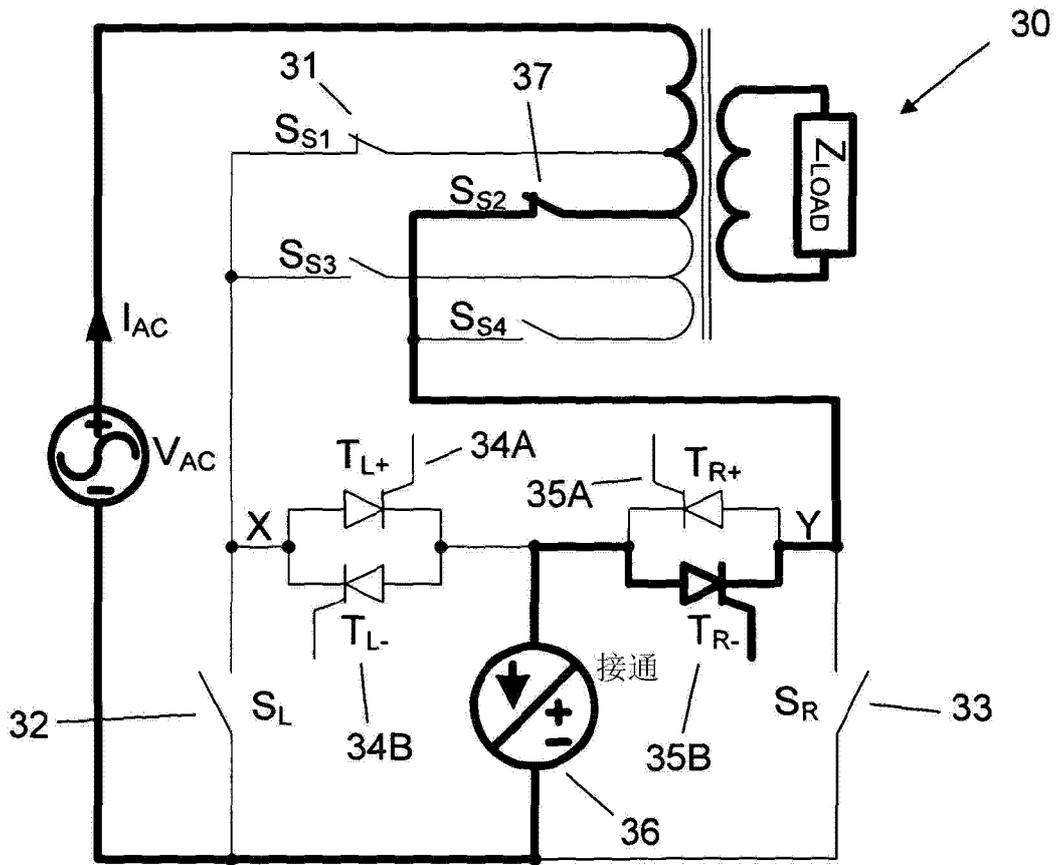


图 4(e)

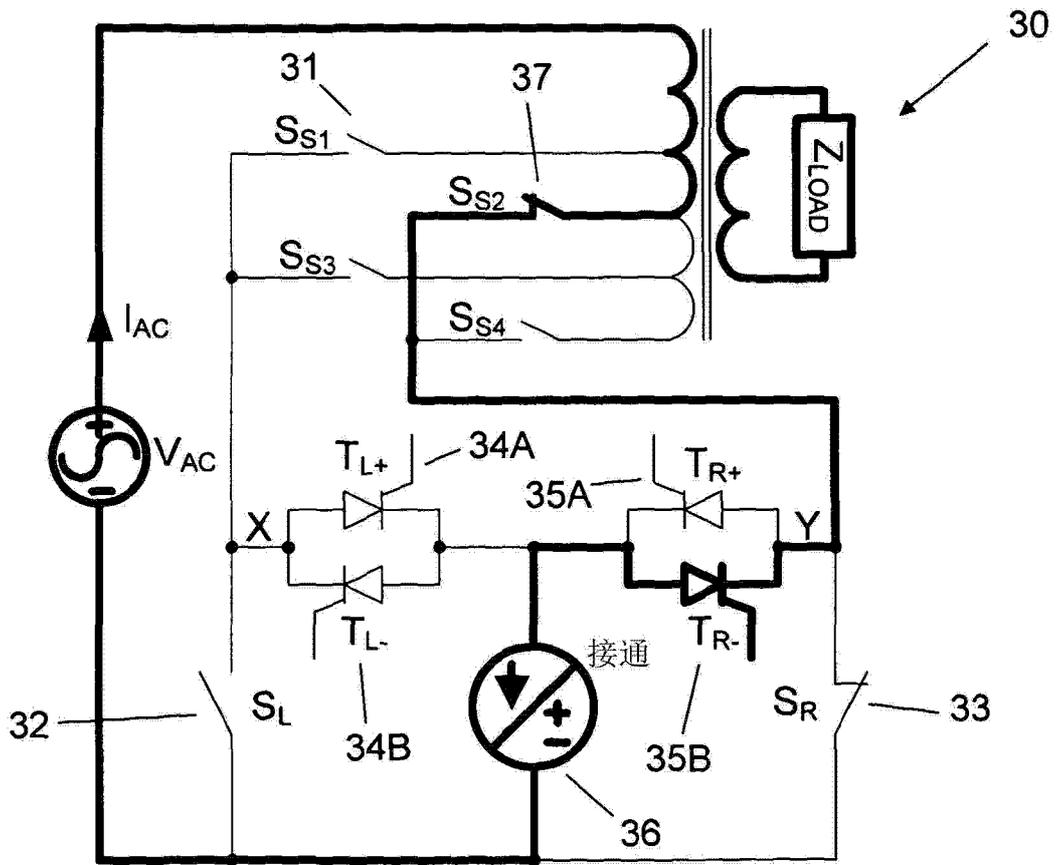


图 4(f)

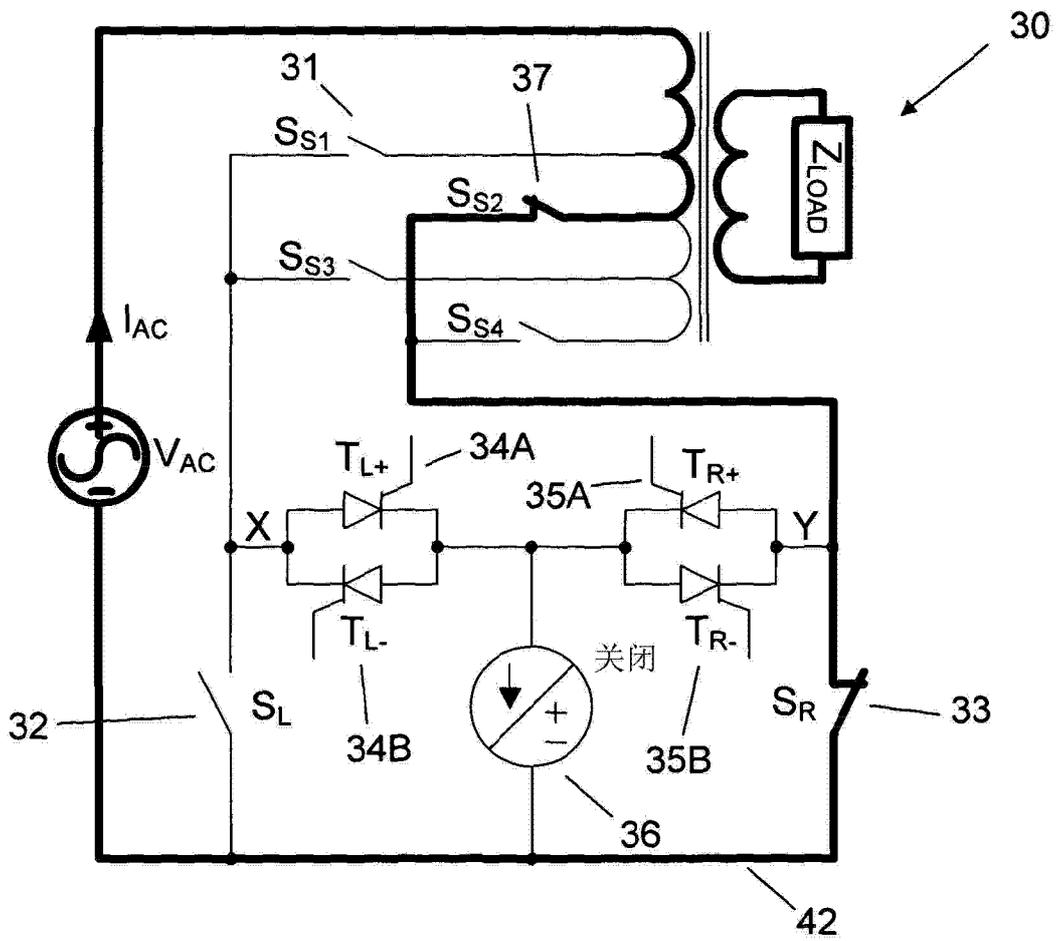


图 4(g)

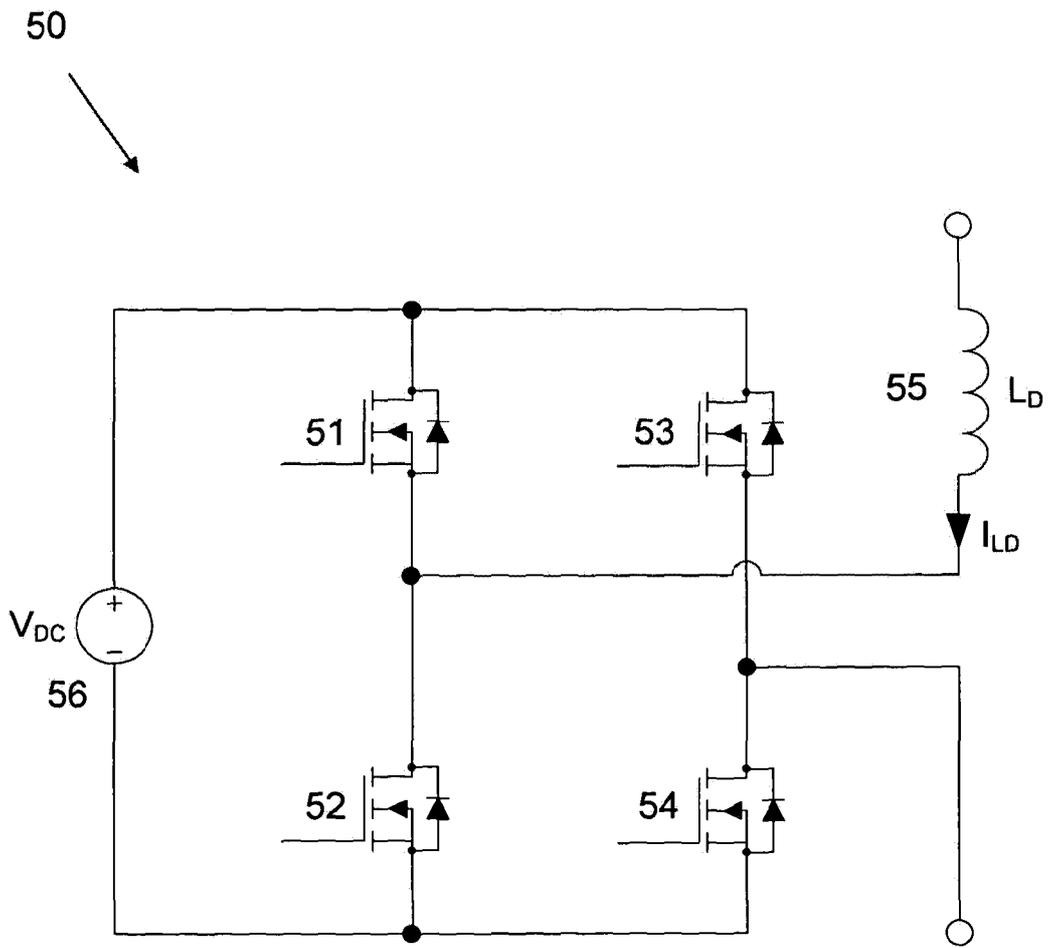


图 5

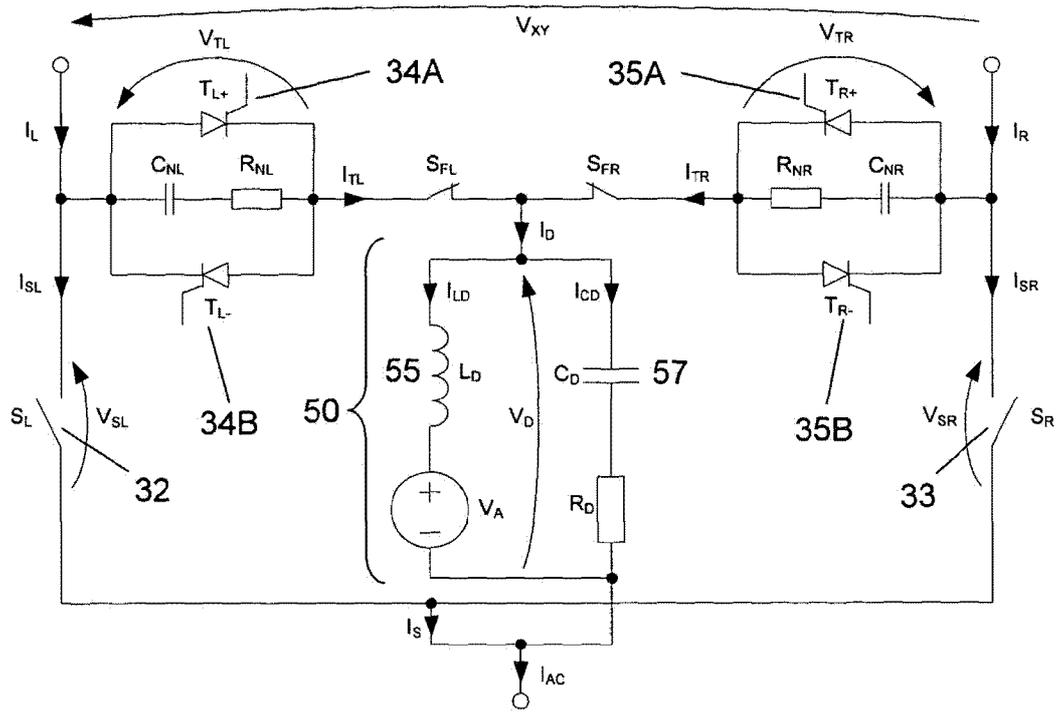


图 6

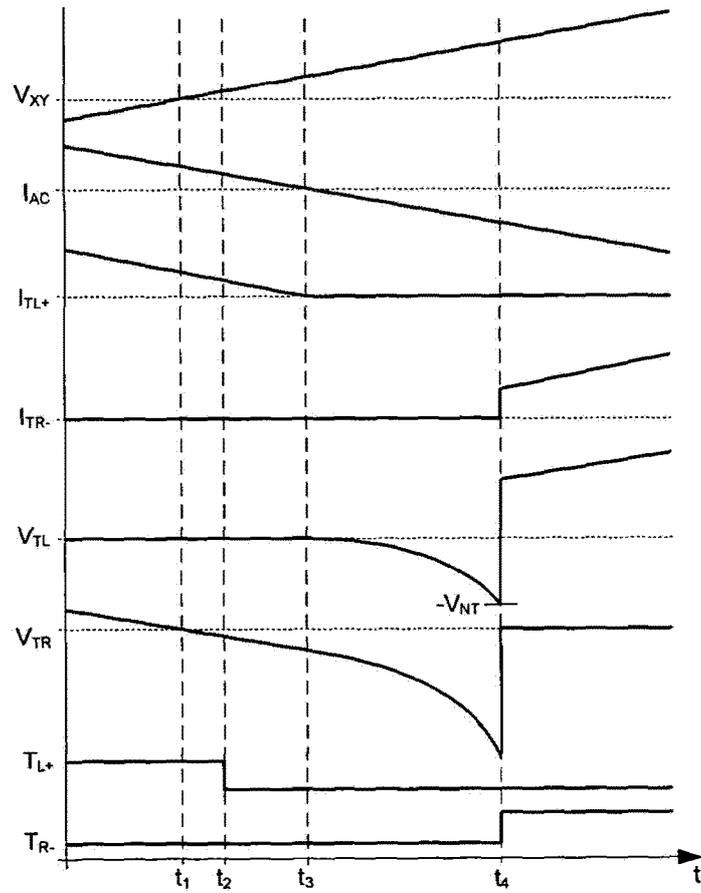


图 7(a)

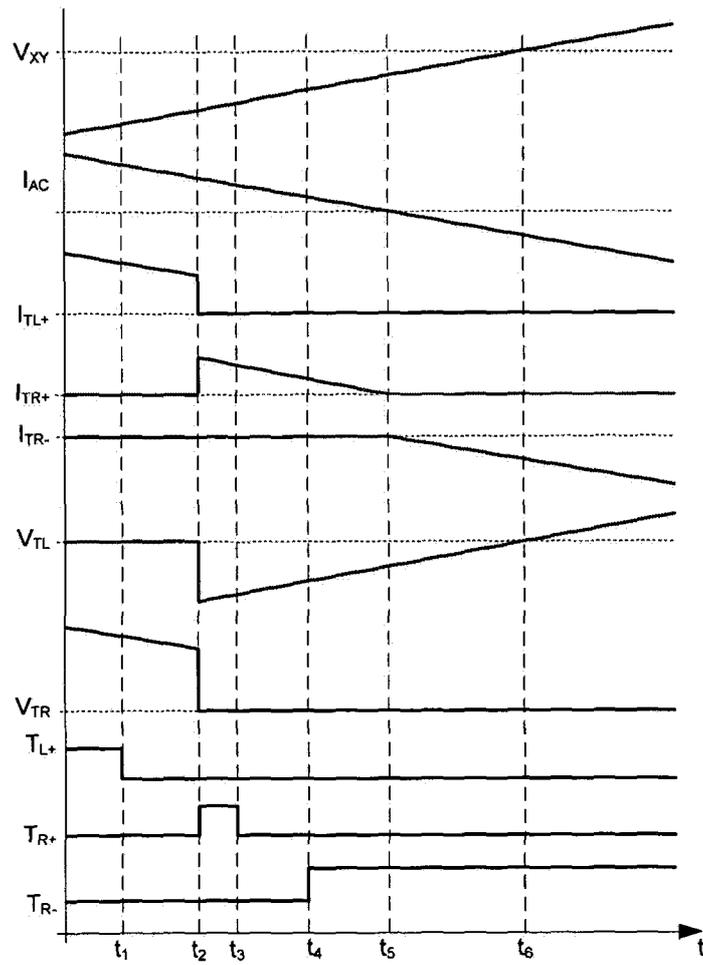


图 7(b)

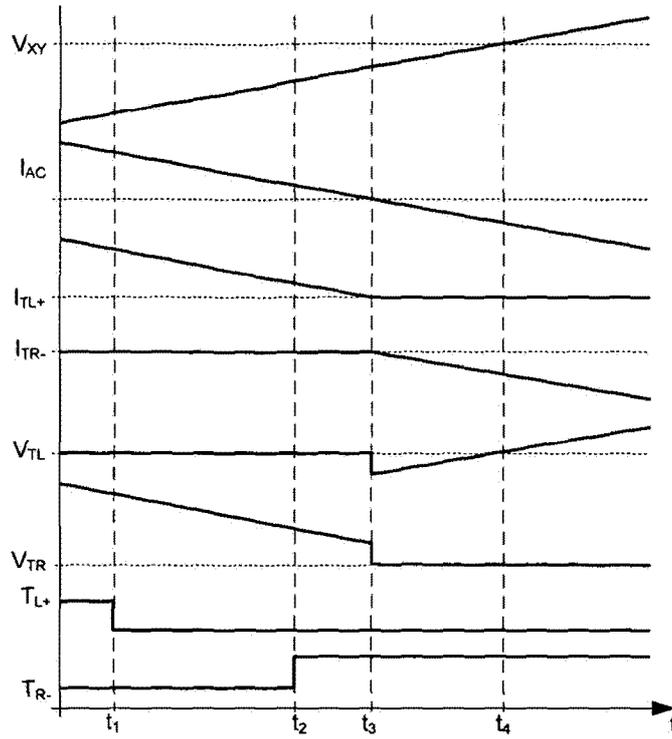


图 7(c)

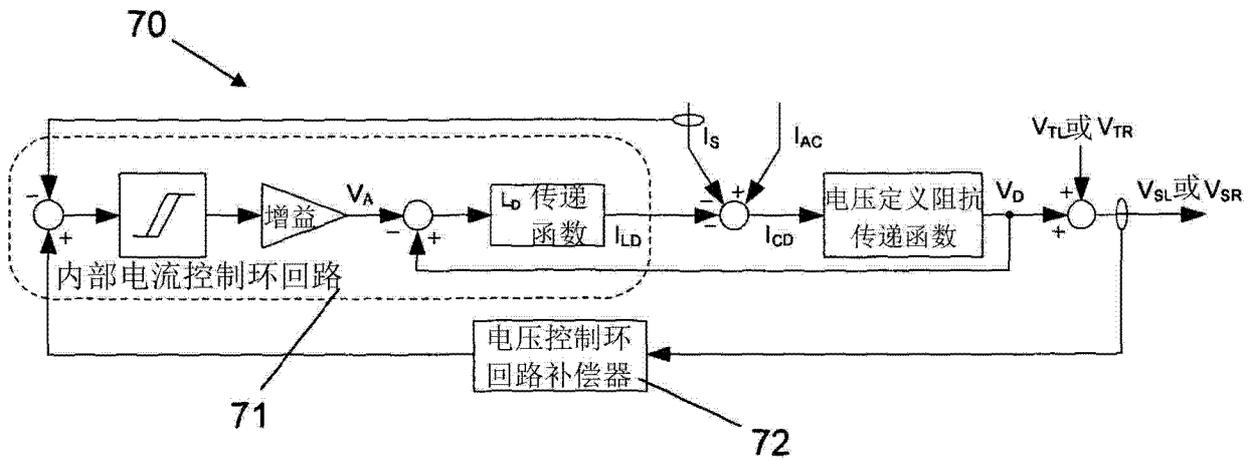


图 8

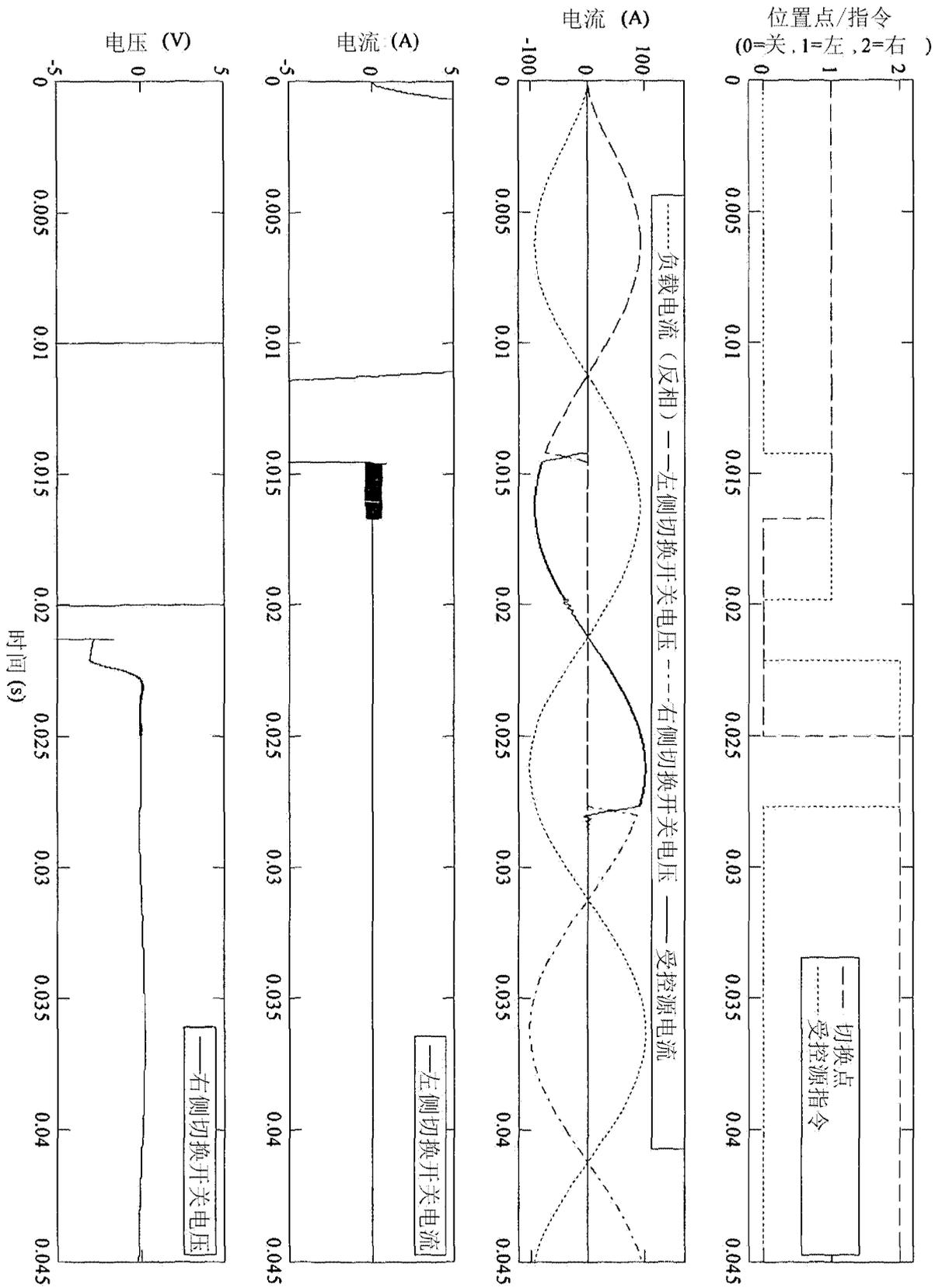


图 9