



## [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01811129.7

[43] 公开日 2003 年 8 月 13 日

[11] 公开号 CN 1436394A

[22] 申请日 2001.6.12 [21] 申请号 01811129.7

[30] 优先权

[32] 2000. 6. 16 [33] AT [31] A1052/2000

[86] 国际申请 PCT/AT01/00194 2001.6.12

[87] 国际公布 WO01/97368 德 2001.12.20

[85] 进入国家阶段日期 2002.12.13

[71] 申请人 奥地利西门子股份公司

地址 奥地利维也纳

[72] 发明人 哈拉尔德·温梅尔

安德列斯·克雷尼斯特

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利  
商标事务所

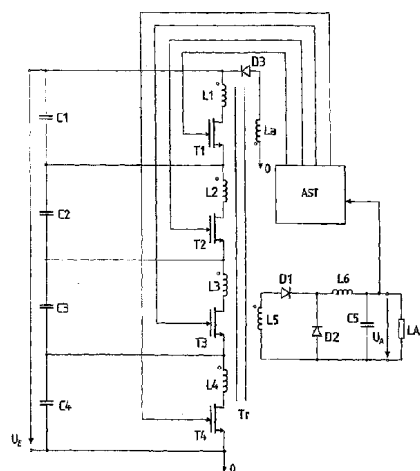
代理人 李 勇

权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 2 页

[54] 发明名称 开关变换器

[57] 摘要

本发明涉及用于将输入直流电压( $U_E$ )变换为输出直流电压( $U_A$ )的开关变换器,其中至少设置了一个变压器( $Tr$ )的两个初级绕组( $L1 \cdots L4$ ;  $W1$ ,  $W2$ ),并且每个初级绕组通过至少一个受控开关( $T1 \cdots T4$ ;  $T11 \cdots T22$ )连接到一个输入端电容( $C1 \cdots C4$ ;  $C11 + C12$ ;  $C21 + C22$ )上,并且输入端电容与初级绕组和受控开关的串联电路一样连接到输入直流电压( $U_E$ )上,控制电路( $AST$ )被设置来同时开通或关断所有的受控开关。



1.用于将输入直流电压 ( $U_E$ ) 变换为输出直流电压 ( $U_A$ ) 的开关变换器, 它包括至少具有一个初级绕组 ( $L1 \cdots L4$ ;  $W1, W2$ ) 和至少具有一个次级绕组 ( $L5$ ;  $W3$ ) 的变压器 ( $Tr$ ), 还包括用于至少一个受控开关的控制电路 ( $AST$ ), 其中初级绕组可与一个受控开关 ( $T1 \cdots T4, T11 \cdots T22$ ) 串联连接到直流电压上, 次级绕组后接整流器 ( $D1$ ), 其特征在于, 至少设置了两个初级绕组 ( $L1 \cdots L4$ ;  $W1, W2$ ), 并且每个初级绕组通过至少一个受控开关 ( $T1 \cdots T4$ ;  $T11 \cdots T22$ ) 连接到一个输入端电容 ( $C1 \cdots C4$ ;  $C11+C12$ ;  $C21+C22$ ) 上, 其中输入端电容与初级绕组和受控开关的串联电路一样串联连接到输入直流电压 ( $U_E$ ) 上, 并且设置控制电路 ( $AST$ ) 来同时打开或关断所有的受控开关。

2.如权利要求 1 所述的开关变换器, 其特征在于, 每个初级绕组分别在每个绕组终端与一个受控开关 ( $T11, T12$ ;  $T21, T22$ ) 串联连接, 这个串联电路 ( $T11-W1-T12$ ;  $T21-W2-T22$ ) 串接在输入直流电压 ( $U_E$ ) 上, 并且其上跨接一个输入端电容 ( $C1', C2'$ )。

3.如权利要求 2 所述的开关变换器, 其特征在于, 每个初级绕组 ( $W1, W2$ ) 具有一个中心抽头 ( $m1, m2$ ), 每个输入端电容 ( $C1', C2'$ ) 由两个串联连接的分电容 ( $C11, C12$ ;  $C21, C22$ ) 组成, 其中每个绕组的中心抽头与所属分电容的连接点相连接。

4.如权利要求 1 至 3 所述的开关变换器, 其特征在于, 变压器 ( $Tr$ ) 具有通过反向二极管 ( $D3$ ) 连接在输入直流电压 ( $U_E$ ) 上的去磁绕组 ( $La$ )。

5.如权利要求 2 所述的开关变换器, 其特征在于, 每个初级绕组 ( $W11 \cdots W22$ ) 被配置给两个去磁二极管 ( $D11 \cdots D22$ ), 其中每个二极管 ( $D11$  或  $D12$ ) 跨接在由各自的初级绕组 ( $W1$ ) 与其一个受控开关 ( $T11$  或  $T12$ ) 组成的串联电路上。

6.如权利要求 1 至 5 中任一项所述的开关变换器, 其特征在于, 设置控制电路 ( $AST$ ) 用以在占空比小于 0.5 的情况下控制受控开关 ( $T1 \cdots T4$ ;  $T11 \cdots T22$ )。

7.如权利要求1至6中任一项所述的开关变换器,其特征在于,一方面所有输入端电容( $C1 \cdots C4$ ;  $C11 \cdots C22$ )以及另一方面所有初级绕组( $L1 \cdots L4$ ;  $W1, W2$ )有相同的规格。

8.如权利要求1至7中任一项所述的开关变换器,其特征在于,控制电路(AST)具有脉宽调制器(PWM),它通过驱动开关(M1)将控制变压器( $Ta$ )的初级绕组( $Lp$ )连接到辅助直流电压( $U_H$ )上,其中变压器( $Ta$ )具有对应于所选择的受控开关( $T1 \cdots T4$ ;  $T11 \cdots T22$ )的次级绕组( $Ls1 \cdots Ls4$ ),它们的输出电压被用于控制受控开关。

---

开关变换器

本发明涉及一种用于将输入直流电压变换为输出直流电压的开关变换器，它包含变压器和控制电路，变压器具有至少一个可与受控开关串联置于直流电压上的初级绕组，和至少一个后接整流器的次级绕组，控制电路用于控制至少一个受控开关。

这种类型的开关变换器已经以许多实施方式已知，可以作为阻塞变换器，作为流通变换器。它们被用于电气或电子设备的供电。对此例如可参考 Hirschmann 和 Hauenstein 所著 ‘Schaltnetzteile’，Siemens 出版社，1990；Thiel 所著 ‘Professionelle Schaltnetzteilapplikationen’，Franzis 出版社，1996 或 Klingenstein 所著 ‘Schaltnetzteile in der Praxis’，Vogel-Fachbuch，1988。控制电路通常大部分被实现为集成电路元件，它们被大批量生产并可在市场上购得。

输入直流电压经常是所谓的级间耦合电路电压，它由网络电压整流得到。其中如果在输入侧不使用降压变压器的话，级间耦合电路电压会很高，例如超过 500 伏，也可能达到 1600 伏。然而在如此高的电压下一方面输入端电容（电解电容器）的耐压会出现问题，另一方面受控开关，（大都为开关晶体管）的耐压也会出现问题。

可以有不同的途径解决这个问题。例如串联多个输入端电容，然而这时必须例如用耗能的电阻来保证匀称性，即保证在电容上有均匀的电压分配。另外的可能是桥式电路，例如在 U.Tietze 和 Ch.Schenk 所著 ‘Halbleiterschaltungstechnik’，Springer 出版社，第 8 版，第 18.7.2 章中所说明的。已开发的高阻塞的开关晶体管是非常昂贵的，并且在开关晶体管的串联电路中同样会产生匀称性问题。

在 DE3441631A1 描述的解决方案中，应用多个在初级侧具有控制电路的变压器，例如 6 个单个的变压器，它们在输入侧串联连接。整流输

出是并联连接的。输入直流电压被分配到多个输入端电容上，例如分配到 6 个电容上。这种类型的组合变压器虽然可用于高的输入直流电压，然而由于对每个变换器-子单元应用单独的变压器具有很高的成本。因为变压器结构容差很大，难以实现匀称性，即难以在各个受控开关上近似精确地分配输入电压。如果使用阻塞变换器，每个变压器必须设置一个去磁绕组。

本发明的目的在于提供一种开关变换器，它也可用于很高的输入直流电压，而不产生特殊的成本或很高的电路开销，并且它与所用的变换原理无关。

上述任务由说明书开始处所述的开关变换器完成，在该开关变换器中至少有两个初级绕组，每个初级绕组通过至少一个受控开关接到一个输入端电容上，并且输入端电容和初级绕组与受控开关串联连接的串联电路一起接在输入直流电压上，而且设置了控制电路，用以同时打开或关断所有受控开关。

本发明实现的开关变换器可以工作于很高的输入电压或级间耦合电路电压下，并且成本保持在可承受的范围内，因为只需要一个单个的变压器。

一种合理的变型为，每个初级绕组用一个受控开关串联连接在每个绕组终端，这个串联电路一方面串联连接在输入直流电压上，另一方面跨接一个输入端电容。

这种变型虽然需要多个受控开关，但这些开关的耐压性可以更低。此外，电路的匀称性对于输入直流电压的对称或分配是有积极作用的。

在上述变型中尤其合理的是，如果每个初级绕组具有一个中心抽头，并且每个输入电容由两个串联的分电容组成，其中每个绕组的中心抽头与相应分电容的连接点相连接。这样，属于每个初级绕组的输入电压再一次被分配，使得电容可以具有更小的耐压性。

在开关变换器被设计为流通变换器的情况下，如果变压器具有一个通过阻塞二极管加于输入直流电压上的去磁绕组，这是合理的。

另一方面, 如果每个初级绕组配置有两个反向二极管, 则可以不用去磁绕组, 这时每一个二极管跨接在各自的初级绕组与其受控开关的串联电路上。

为了避免变压器出现饱和状态, 建议控制电路被设置成受控开关的受控遵从占空比小于 0.5。

为了由得到最佳的输入直流电压分配, 建议一方面所有输入电容, 另一方面所有初级绕组都是相同规格的。

考虑到特别适合于开关的控制推荐一种实施例, 其中控制电路具有脉宽调制器, 它通过驱动开关将控制变压器的初级绕组连接到辅助直流电压上, 并且变压器具有与受控开关选择相应的次级绕组数目, 次级绕组的输出电压用于控制受控开关。

下面借助附图所示实施例详细说明本发明及其优点。附图中:

· 图 1 是本发明所述的开关变换器设计为流通变换器的第一种实施方式的简化电路图,

· 图 2 是本发明所述的同样设计为流通变换器的第二种实施形式的原理图, 其中略去了控制电路。

· 图 3 为控制电路的原理图, 它特别用适用于本发明所述的开关变换器。

如图 1 所示, 本发明所述的开关变换器具有一个带有 4 个初级绕组 L1、L2、L3、L4, 一个次级绕组 L5 和一个去磁绕组 La 的变压器 Tr。

每个初级绕组 L1...L4 与受控开关 T1...T4 串联连接到输入电容 C1...C4 的两端, 并且所有这些电容可串联连接到输入直流电压  $U_E$  上。初级绕组与其相应开关的各个串联电路 L1-T1, ..., L4-T4 同样串联连接到输入直流电压  $U_E$  上。

次级绕组 L5 后接具有一个次级扼流圈 L6 和一个输出电容 C5 的整流器 D1。在此电容上施加了变换器的输出直流电压  $U_A$ 。一个空转二极管 D2 接在地和次级扼流圈 L6 与整流二极管 D1 的连接点之间。

为了控制例如实现为场效应管的受控开关  $T1 \cdots T4$ , 使用了控制电路 AST, 它们与常用控制电路的区别仅在于在本发明中这样来控制两个或多个开关, 此处为 4 个受控开关  $T1 \cdots T4$ , 使得它们同时打开或关断。为了调整到例如恒定的输出电压上, 控制电路可以引入一个相应的实际信号, 例如在图 1 中, 此信号为输出电压  $U_A$ 。一种可能的控制电路将在后面详细说明。

前面提到的去磁绕组一端接(初级)地, 另一端通过一个二极管 D3 接输入直流电压  $U_E$ 。在流通变换器中它以已知的方式用于变压器铁心的去磁。

本领域的技术人员应该清楚, 本发明也可实现为闭塞变换器。在此情况下图 1 中的次级扼流圈 L6 可以去掉, 同时去磁绕组 La 和次级绕组 L5 极性相及。在此方式下铁心中存贮的能量不再释放回输入电容  $C1 \cdots C4$ , 而是放电至输出电容 C5 或负载 LAS。

因为受控开关  $T1 \cdots T4$  同时打开或关断, 其中各自的电流从串联的输入电容  $C1 \cdots C4$  流入初级绕组  $L1 \cdots L4$ , 电容也自动被均衡, 即输入电压  $U_E$  分配到电容上相等的部分, 这里每部分为  $1/4$ 。通过此级联使得也可以在很高的输入直流电压  $U_E$  下应用耐压性较低的开关晶体管。这对输入电容  $C1-C4$  同样适用, 在例如 1200 伏的输入电压下, 每个电容只需耐压 300 伏, 因而使用电解电容是没有问题的。

图 2 所示实施例同样构成流通变换器, 它由两个具有中心抽头 m1、m2 的初级绕组 W1、W2 构成, 其中每个半绕组 W11、W12、W21、W22 配置有一个电容 C11、C12、C21、C22。这些在这里也作为分电容的电容串联连接到输入直流电压  $U_E$  上。图 2 所示电路也可考虑成没有中间抽头, 其中一个电容  $C1'$  代替分电容 C11、C12, 一个电容  $C2'$  代替分电容 C21、C22, 如在图 2 中括号内所标示的那样。

在初级绕组 W1 或 W2 的每一端分别连接一个受控开关 T11、T12 或 T21、T22, 并且串联电路 T11-W1-T12, T21-W2-T22 串联连接到输入直流电压  $U_E$  上。

为了变压器铁心的去磁, 在图 2 所示变型中设置了去磁二极管 D11...

D22, 其中每个二极管, 例如 D11 或 D12, 跨接在由相应的初级绕组, 例如 W1, 与其受控开关, 例如 T11 或 T12, 构成的串联电路上。通过利用反向二极管, 这里可以不使用去磁绕组, 并且保证受控开关不会受到由变压器的漏感引起的很高的关断电压的损害。

图 2 所示的实施例在次级侧与图 1 所示相对应, 然而这里所有被本领域的技术人员所知的概念均可被应用, 尤其是也可采用多个次级绕组, 以得到电气隔离的、不同的输出电压。

在图 2 所示实施例中还设置了一个例如下面借助图 3 所说明的控制电路, 所有 4 个受控开关 T11...T22, 例如场效应管, 同时打开或关断。在晶体管截止时, 通过二极管 D11、D12 或 D21、D22 流入电容 C11、C12 或 C21、C22 的电流如上所述保证了不需要去磁绕组。初级电感被去磁至相同电压上, 通过该电压将它们充磁。由于这个原因, 控制脉冲的占空比保证小于 0.5 是合理的。

正如本领域的技术人员所熟知的, 应该指出, 开关晶体管的耐压性不仅要满足输入电压 (这里是被分配的输入电压) 的大小, 而且由于关断电压, 还取决于占空比和初级电感与次级电感之比。在图 2 所示实施例中, 如果输入直流电压  $U_E=1600$  伏, 则开关晶体管的耐压值应为 800 伏, 与之相反, 电容的工作电压仅需 400 伏。反向二极管或去磁二极管 D11...D22 的截止电压必须不大于 800-1000 伏。

图 3 示出一个控制电路 AST, 它可用于控制图 2 中的 4 个开关 T11-T22。控制电路的核心是一种已知的、有许多型号可在市场上购得的脉宽调制器 PWM, 它由一个辅助电压  $U_H$  供电。此辅助电压可例如借助于变压器的附加绕组和整流器连同滤波装置来获得。为了调整输出电压  $U_A$ , 一个输出电压成比例的电压和/或电流实际值被送入脉宽调制器。

脉宽调制器 PWM 控制一个驱动晶体管 M1, 它与控制变压器 Tr 的初级绕组  $L_p$  串联连接到辅助直流电压  $U_H$  上。一个齐纳二极管 DZ 和一个二极管 Da 的串联电路与初级绕组并联, 这样在关断时可通过齐纳二极管实现去磁。

为了使处于不同电位上的开关晶体管 T11-T22 与脉宽调制器 PWM

电气隔离，控制变压器 Ta 具有所要求数目的次级绕组 LS1…LS4，这里有 4 个次级绕组。开关信号通过二极管 DS1 和电阻 RS11 被送到第一开关晶体管的栅极，并通过基极电阻 RS21 被送到晶体管 TS1 的基极。对于正的控制信号，受控场效应管 T11 的输入端电容通过二极管 DS1 和电阻 RS11 被充电。因为去磁过程比磁化慢，在驱动晶体管 M1 关断时晶体管 TS1 导通，并且场效应管的输入端电容的电荷可通过晶体管 TS1 的集电极电阻 Rs31 放电。控制变压器 Ta 的其它次级绕组的电路，其中仅示出第一和第四个绕组，是相同的，并且同样且同时地完成它们的功能。

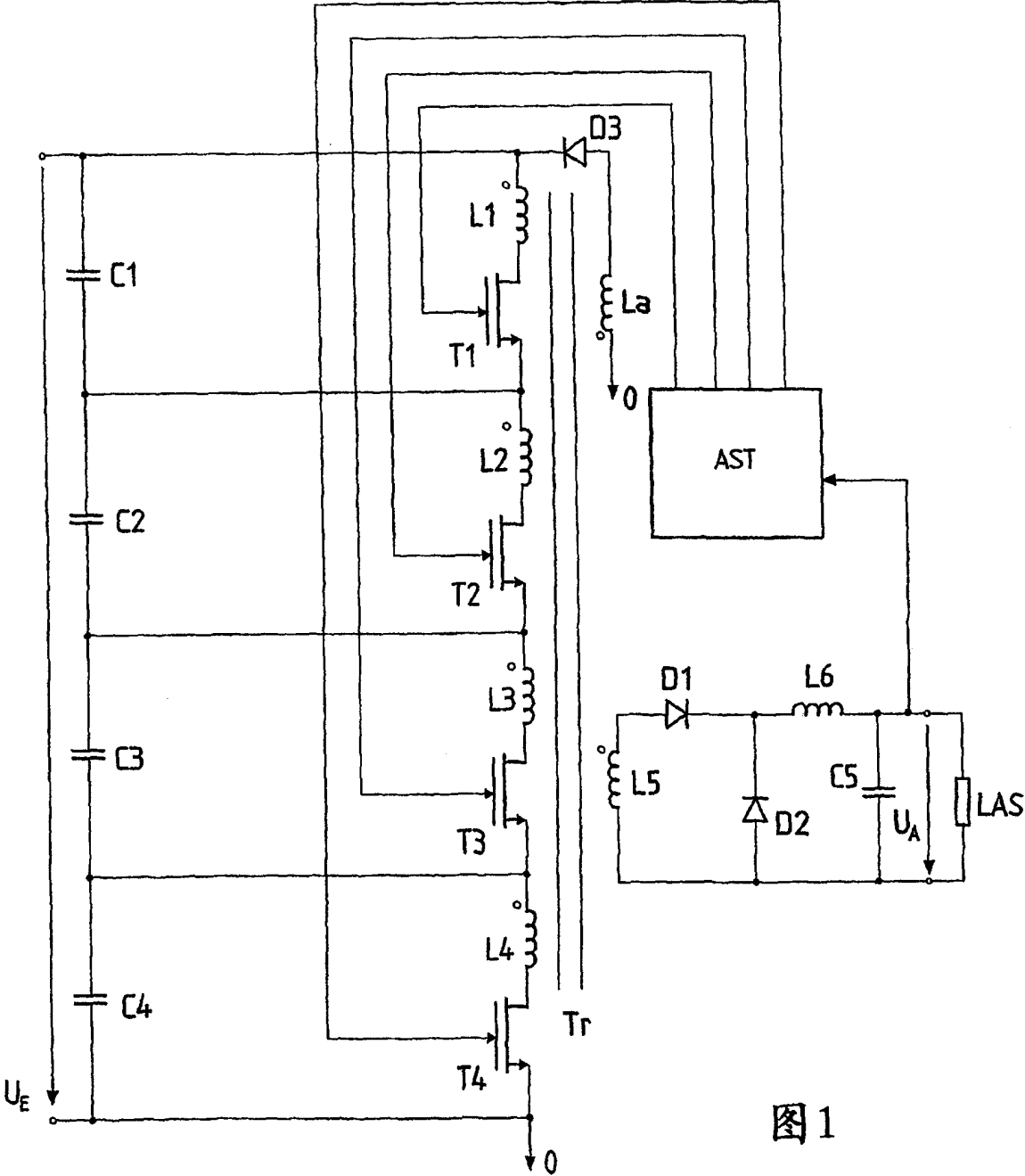


图1

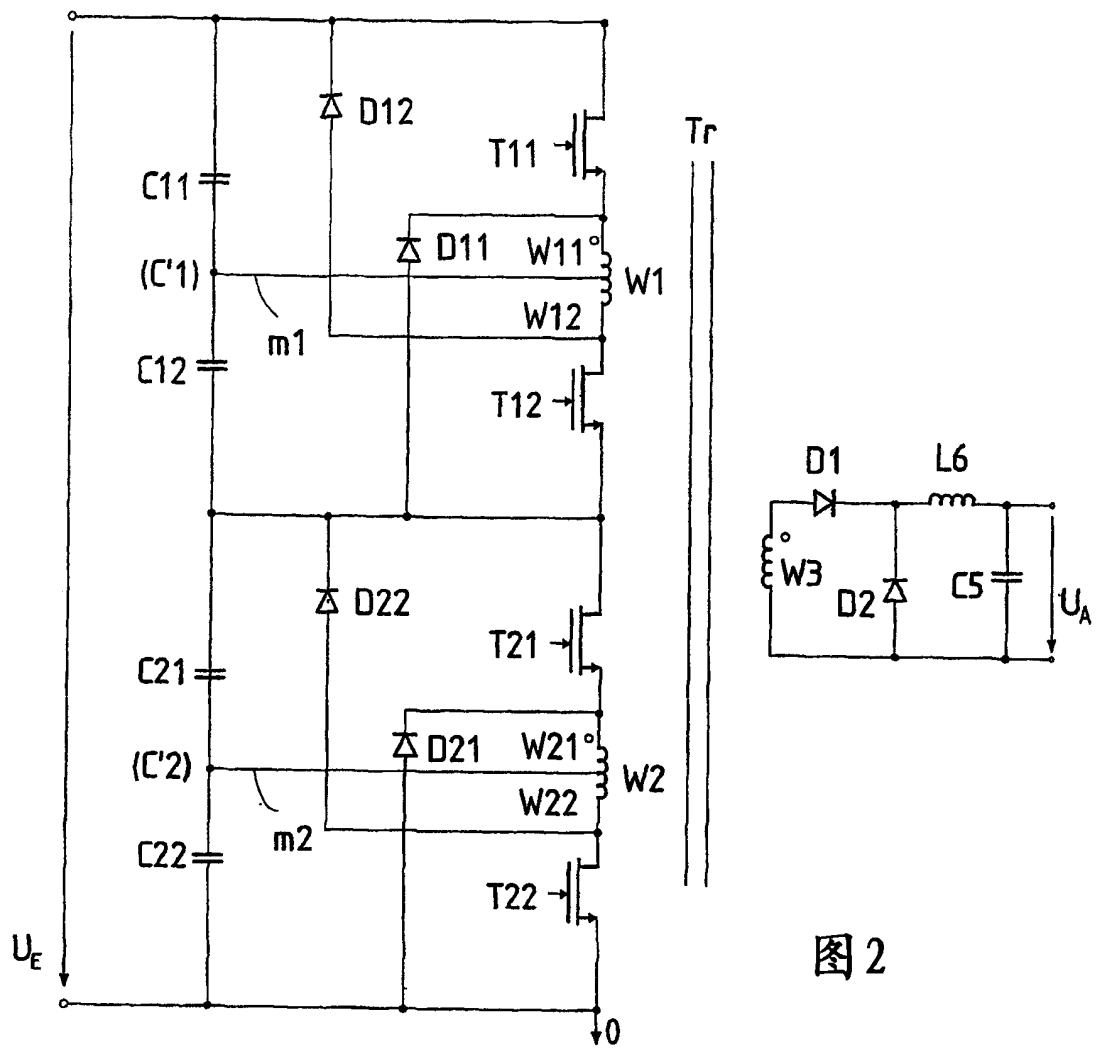


图 2

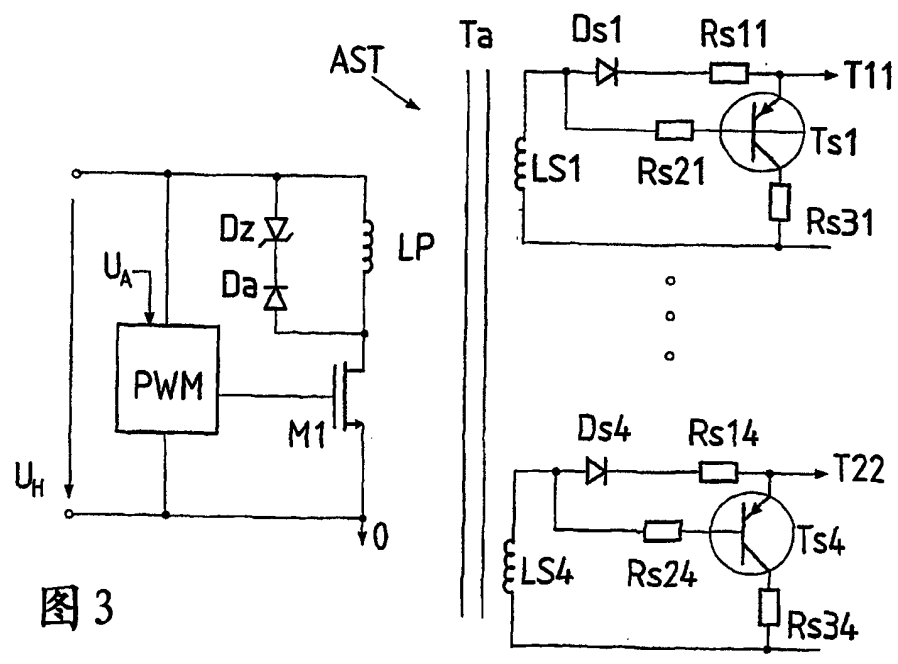


图 3