

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 7/5387 (2006.01)

H02M 1/42 (2007.01)

H02M 3/335 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200810100638.7

[43] 公开日 2008年11月26日

[11] 公开号 CN 101312330A

[22] 申请日 2008.5.9

[21] 申请号 200810100638.7

[71] 申请人 合肥雷科电子科技有限公司

地址 230088 安徽省合肥市高新区科学大道
78号

[72] 发明人 周军 傅斌 李运海

[74] 专利代理机构 合肥天明专利事务所

代理人 奚华保

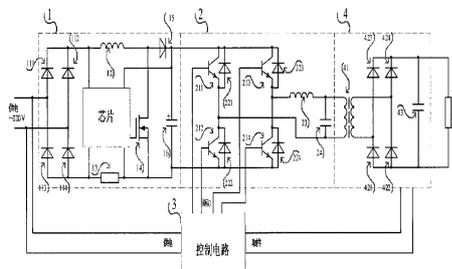
权利要求书1页 说明书7页 附图4页

[54] 发明名称

谐振变换器高压电源装置

[57] 摘要

本发明涉及一种谐振变换器高压电源装置，主要为解决现有技术中存在的流过开关管的峰值电流高，电源的控制复杂，不易实现在直流稳压输出状态下工作的问题。本发明采用并联谐振拓扑结构电路，谐振电容和变压器初级并联连接。这种电路结构可在全桥或半桥方式中使用，可联接在有源功率因数校正电路的输出端，也可直接采用市电220V供电。本发明能够满足高压电源应用于直流稳压输出状态和电容恒流充电状态的方式，并且能够适合电源负载突变的场合，结合谐振变换器和脉冲频率调制(PFM)变换器的优点，达到很高功率密度的整机性能。



1、一种谐振变换器高压电源装置，包括谐振电路、其特征在于所述谐振电路采用并联谐振拓扑结构电路，谐振电容和变压器初级并联连接。

2、根据权利要求1所述的谐振变换器高压电源装置，其特征在于在全桥方式中，所述并联谐振拓扑结构电路采用四组开关管组件，每两组串联后，一起并联在有源功率因数校正电路的输出端，谐振电感和谐振电容的输入端分别连接在两组串联开关管组件之间的中点，谐振电感和谐振电容的输出端并联，并与变压器的初级输入端连接，谐振电容的输入端还与变压器的另一初级输入端相连接。

3、根据权利要求1所述的谐振变换器高压电源装置，其特征在于在半桥方式中，所述并联谐振拓扑结构电路采用两组开关管组件和两个电容，分别串联后，一起并联在有源功率因数校正电路的输出端，谐振电感的输入端连接在两串联的电容之间的中点，谐振电容的输入端连接在两组串联开关管组件的中点，谐振电感和谐振电容的输出端并联，并与变压器的初级输入端连接，谐振电容的输入端还与变压器的另一初级输入端相连接。

4、根据权利要求1所述的谐振变换器高压电源装置，其特征在于在全桥方式中，所述并联谐振拓扑结构电路采用四组开关管组件，每两组串联后，一起并联在整流滤波电路的输出端，谐振电感和谐振电容的输入端分别连接在两组串联开关管组件之间的中点，谐振电感和谐振电容的输出端并联，并与变压器的初级输入端连接，谐振电容的输入端还与变压器的另一初级输入端相连接。

5、根据权利要求1所述的谐振变换器高压电源装置，其特征在于在半桥方式中，所述并联谐振拓扑结构电路采用两组开关管组件和两个电容，分别串联后，一起并联在整流滤波电路的输出端，谐振电感的输入端连接在两串联的电容之间的中点，谐振电容的输入端连接在两组串联开关管组件的中点，谐振电感和谐振电容的输出端并联，并与变压器的初级输入端连接，谐振电容的输入端还与变压器的另一初级输入端相连接。

谐振变换器高压电源装置

技术领域

本发明涉及一种电源装置，具体涉及一种谐振变换器高压电源装置。

背景技术

电力电子技术近年来发展迅猛，随着通讯技术和电力系统的发展，对通讯用开关电源和电力操作电源的性能、重量、体积、效率和可靠性提出了更高的要求。为了满足这些要求，软开关技术应运而生，如谐振变换器、准谐振变换器和多谐振变换器。它们实现了开关管的零电压开关或零电流开关，减少了开关损耗，提高了变换器的变换效率。90年代出现了零转换变换器，只是开关管开关过程中变换器工作在谐振状态，实现开关管的零电压开关或零电流开关，其他时间均工作在PWM（脉冲宽度调制）控制方式下。

谐振方式中，常用的是串联谐振方式，该方式中实现了开关管的零电压和零电流开启关断，减少了开关管的损耗。缺点是流过开关管的峰值电流高，电源的控制复杂，不易实现在直流稳压输出状态下工作。

发明内容

针对上述问题，本发明的目的是要解决现有技术中存在的流过开关管的峰值电流高，电源的控制复杂，不易实现在直流稳压输出状态下工作的问题。

本发明为实现其目的所采取的技术方案是：在谐振电路中采用并联谐振拓扑结构电路，谐振电容和变压器初级并联连接。

在全桥方式中，所述并联谐振拓扑结构电路采用四组开关管组件，每两组串联后，一起并联在有源功率因数校正电路的输出端，谐振电感和谐振电容的输入端分别连接在两组串联开关管组件之间的中点，谐振电感和谐振电容的输出端并联，并与变压器的初级输入端连接，谐振电容的输入端还与变压器的另一初级输入端相连接。

在半桥方式中，所述并联谐振拓扑结构电路采用两组开关管组件和两个电容，分别串联后，一起并联在有源功率因数校正电路的输出端，谐振电感的输入

端连接在两串联的电容之间的中点，谐振电容的输入端连接在两组串联开关管组件的中点，谐振电感和谐振电容的输出端并联，并与变压器的初级输入端连接，谐振电容的输入端还与变压器的另一初级输入端相连接。

本发明可直接采用市电 220V 供电，技术方案如下：

在全桥方式中，所述并联谐振拓扑结构电路采用四组开关管组件，每两组串联后，一起并联在整流滤波电路的输出端，谐振电感和谐振电容的输入端分别连接在两组串联开关管组件之间的中点，谐振电感和谐振电容的输出端并联，并与变压器的初级输入端连接，谐振电容的输入端还与变压器的另一初级输入端相连接。

在半桥方式中，所述并联谐振拓扑结构电路采用两组开关管组件和两个电容，分别串联后，一起并联在整流滤波电路的输出端，谐振电感的输入端连接在两串联的电容之间的中点，谐振电容的输入端连接在两组串联开关管组件的中点，谐振电感和谐振电容的输出端并联，并与变压器的初级输入端连接，谐振电容的输入端还与变压器的另一初级输入端相连接。

本发明能够满足高压电源应用于直流稳压输出状态和电容恒流充电状态的方式，很好的发挥开关电源的优点。并且能够适合电源负载突变的场合，即输出由轻载突变到满功率输出状态或从满功率输出状态突变到轻载状态。结合谐振变换器和脉冲频率调制（PFM）变换器的优点，达到很高功率密度的整机性能。

附图说明

以下结合附图对本发明作详细说明。

图 1 为本发明总体框图；

图 2 为串联谐振拓扑结构电路图；

图 3 为并联谐振拓扑结构电路图；

图 4 为半桥并联谐振拓扑结构电路图；

图 5 为电流工作波形图；

图 6 为本发明实施例一电路结构图；

图 7 为本发明实施例一实测谐振电流波形图；

图 8 为本发明实施例二电路结构图。

具体实施方式

参见图 1,本发明主要包括四个电路部分:有源功率因数校正电路 1(也可直接用市电采用整流滤波电路),谐振电路 2,控制电路 3,变压输出电路 4。

在谐振方式中,常用的是串联谐振方式,串联谐振拓扑结构电路如图 2 所示,该方式中实现了开关管的零电压和零电流开启关断,减少了开关管的损耗。缺点是流过开关管的峰值电流高,电源的控制复杂,不易实现在直流稳压输出状态下工作。

本发明利用的是并联谐振方式,并联谐振拓扑结构电路如图 3 所示,利用软开关技术提高了开关频率,使变压器的寄生参数都被基本的变换器参数所吸收利用,变换器可高效可靠的工作,是高压电源理想的设计方案。

现对本发明各电路具体说明如下:

有源功率因数校正电路 1,主要利用 BOOST 电感实现电源的有源功率因数校正。电路结构如图 8 中有源功率因数校正电路 1 所示。

通过控制芯片控制高频电感中的电流,使回路中的电压和电流具有相同的相位和波形,后级电路相当于纯阻性的负载,电源的功率因数大大提高,可以达到 0.98。

本发明也可直接采用市电 220V 供电,经整流滤波电路 1' 后供后级谐振电路 2,如图 6 所示。

谐振电路 2 主回路拓扑结构如图 3 所示,为全桥并联谐振变换器。在功率较小的场合也可以使用半桥方式,工作原理和分析方法同全桥并联谐振变换器。半桥电路的拓扑结构如图 4 所示,利用电容作为另外的半桥,由于谐振回路的电容相对于这两个电容来说要小一个数量级,所以分析时,可以把电容的中点当成电压是恒定的,即是母线电压的一半。

电路包括:开关管 211、212,二极管 221、222,电容 231、232,谐振电感 24,谐振电容 25,变压器 41,整流二极管 421、422、423、424,滤波电容 43。

从有源功率因数校正电路提供的 390V 电压加到谐振电路,开关管 211 和开关管 212 轮换导通,经过变压器 41、整流二极管 421~424 整流后,再滤波,输出给负载 RL。具体的电流波形见图 5。

开关管 211 在控制信号控制下导通,电源电压加到变压器 41 的初级、谐振

电感 24 和电容 232, 由于谐振阻抗的存在, 回路中的电流为谐振特性。开关管 211 关断后, 212 再导通, 电容 232 上的电压加到谐振电感 24、变压器 41 的初级上。

从电流波形上看, t_0 时刻开关管 211 导通, 此时电流从二极管 221 上流过, 到 t_1 时电流反向从开关管 211 流过, 到 t_2 时刻完成谐振电感 24 和谐振电容 25 的谐振, 此时谐振电容 25 的电压等于次级电压折合到变压器初级的电压, t_2 时刻后, 变压器后的整流管导通, 向次级传递能量。到 t_3 时, 开关管 211 硬关断, 谐振电感 24 中电流不会突变, 此时电流就从二极管 222 中流过, 电流波形为线性下降。经过死区时间后, t_4 时刻开关管 212 导通, 此时电流从二极管 222 中流过, 所以对于开关管 212 来说, 是零电流和零电压导通。到 t_5 时刻, 电流反向, 从开关管 212 中流过, 此后又到下一个周期。

变压输出 4, 此部分完成电压的转换, 在高压电源中为升压变压器, 经过整流滤波后, 向负载输出。输出电压的极性根据实际需要, 可以是正电源输出, 也可以是负电源输出, 或者是浮动输出。

控制电路 3 的功能主要是电压闭环, 保证输出电压的稳定度。从输出电压上取样和基准比较, 控制芯片的振荡频率, 在频率低时, 输出最大。当输出电压升高, 取样电压升高, 和基准比较后, 控制芯片的输出频率升高, 电源输出能力下降; 当电压降低时, 取样降低, 和基准比较后, 控制芯片的输出频率降低, 电源输出能力增加。

本发明可以工作在直流高压输出状态, 电源按上面所说的控制输出电压, 保证电源的稳定度。当在充电电源使用时, 电源为恒流充电, 当充电电压到设定值时, 停止充电。如在一定时间内, 电压没有充到设定值, 则说明负载有问题 (或电源已经超过设定功率)。

电源设置过压故障保护, 当取样电压超过过压设定值后, 输出 OC 门导通信号, 封锁高压输出, 并具有故障记忆功能。重新加电后, 可以解除故障记忆。

实施例一

本例为输出 1kW 电源装置, 其不带有源功率因数校正电路 1, 直接采用市电 220V 供电。谐振电路形式为半桥方式, 最低工作频率选定为 40kHz, 最高工作频率为 100kHz。电路结构参见图 6, 谐振电流波形参见图 7, 理论分析如上。

交流 220V 市电输入整流滤波电路 1' 中, 经过整流桥 11、滤波电容 121、122 后提供直流 300V 电压, 用于谐振电路 2 的输入电压。开关管 211、212 并联有二极管 221、222, 此处二极管作为续流二极管, 组成开关管组件, 两个开关管组件串联在一起。串联的两组开关管组件与两个串联的电容 231、232 一起并联连接在整流滤波电路 1' 的输出端, 谐振电感 24 的输入端连接在电容 231、232 的中点, 谐振电容 25 的输入端与两组串联的开关管组件中点连接, 谐振电感 24 和谐振电容 25 的输出端并联, 并与变压器 41 的初级输入端连接, 谐振电容 25 的输入端还与变压器 41 的另一初级输入端相连接。

开关管 211、212 在驱动信号控制下, 轮流导通, 产生交替的电压波形, 用于在谐振电感 24 和谐振电容 25 回路上产生交替的电流波形。电容 231 和电容 232 两个电容串联分压, 使中点电压为母线电压的一半, 即 150V。谐振电感 24 和谐振电容 25 发生谐振, 在变压器 41 的初级产生高频交替的电流波形, 用于向变压器 41 的次级提供能量。变压器 41 次级输出经过二极管 421~424 整流, 电容 43 滤波后, 输出给负载 RL。

控制电路 3 由交流 220V 市电供电, 用于产生控制电路所用的低压电源, 有 +15V, -15V, +24V 电源。从变压输出电路取样输出电压到控制电路中, 作为电压闭环的依据。同时控制电路中有基准电压产生电路, 和取样回来的输出电压一起决定驱动信号频率, 可以调节基准电压的大小, 控制开关管的导通频率, 从而控制电源的输出电压。当输出电压升高时, 取样电压升高, 和基准比较后, 控制电源的驱动信号频率升高, 从而电源的输出能力下降, 输出电压降低; 当输出电压降低时, 取样电压降低, 和基准比较后, 控制电源的驱动信号频率降低, 电源的输出能力升高, 使输出电压稳定。

本发明是并联谐振方式, 输出为恒定电流, 当负载短路时, 输出电流也不会增加。控制电路中设置过压保护电路, 由取样电压和过压保护基准比较, 当取样电压大于过压保护基准时, 输出过压故障信号。

本发明的电源工作时, 测得的谐振电流波形如图 7 所示, 从波形图中看分为三个工作阶段, 即谐振阶段、电流输出阶段和二极管续流阶段, 对应上面电路分析中的 t1 到 t2 区间、t2 到 t3 区间和 t3 到 t5 区间。

实施例二

本例为输出 2kW 电源装置，该电源装置带有源功率因数校正电路 1，把市电 220V 供电转换成直流 390V 电压，提供给后级谐振电路 2。谐振电路形式为全桥方式，最低工作频率选定为 40kHz，最高工作频率为 100kHz。电路结构如图 8 所示。

交流 220V 输入由二极管 111~114 整流得半正弦波。这样的半正弦波加到高频电感校正电路 1 的输入端，同时加到控制电路 3 中经处理作为参考信号来确定输入电流所要求的相位和波形。输入电流通过电感 12 并经过电流检测电阻 13 返回，把实际电流波形的取样值提供给控制电路 3。为了在电感 12 上达到平均的 100Hz 的半正弦波电流，功率开关管 14 以 50kHz 实现开和关，而半正弦波周期中瞬时输入电压改变较慢。如果能在短时期内准确地控制高频开关过程，那么在此周期内，电感 12 上的电流会跟随半正弦波电压信号的波形和相位。这样，在这个周期内电感 12 和其后电路会等效为一个纯电阻负载。有源功率因数校正电路 1 把市电交流 220V 转换成直流 390V 电压，用于后级谐振电路 2 的输入电源。

开关管 211~214 并联有二极管 221~224，此处二极管作为续流二极管，组成开关管组件。并联谐振拓扑结构电路采用四组开关管组件，每两组串联后，一起并联在有源功率因数校正电路 1 的输出端，谐振电感 23 和谐振电容 24 的输入端分别连接在两组串联开关管组件之间的中点，谐振电感 23 和谐振电容 24 的输出端并联，并与变压器 41 的初级输入端连接，谐振电容 24 的输入端还与变压器的另一初级输入端相连接。

开关管 211~214 在驱动信号控制下，交替导通，产生交替的电压波形，用于在谐振电感 23 和谐振电容 24 回路上产生交替的电流波形。谐振电感 23 和电容 24 发生谐振，在变压器 41 的初级产生高频交替的电流波形，用于向变压器 41 的次级提供能量。变压器 41 次级输出经过二极管 421~424 整流，电容 43 滤波后，输出给负载 RL。

控制电路 3 由交流 220V 市电供电，用于产生控制电路 3 所用的低压电源，有+15V，-15V，+24V 电源。从变压输出电路取样输出电压到控制电路中，作为电压闭环的依据。同时控制电路中有基准电压产生电路，和取样回来的输出电压

一起决定驱动信号，可以调节基准电压的大小，控制开关管的导通频率，从而控制电源的输出电压。当输出电压升高时，取样电压升高，和基准比较后，控制电源的驱动信号频率升高，从而电源的输出能力下降，输出电压降低；当输出电压降低时，取样电压降低，和基准比较后，控制电源的驱动信号频率降低，电源的输出能力升高，使输出电压稳定。

本发明是并联谐振方式，输出为恒定电流，当负载短路时，输出电流也不会增加。控制电路3中设置过压保护电路，由取样电压和过压保护基准比较，当取样电压大于过压保护基准时，输出过压故障信号。

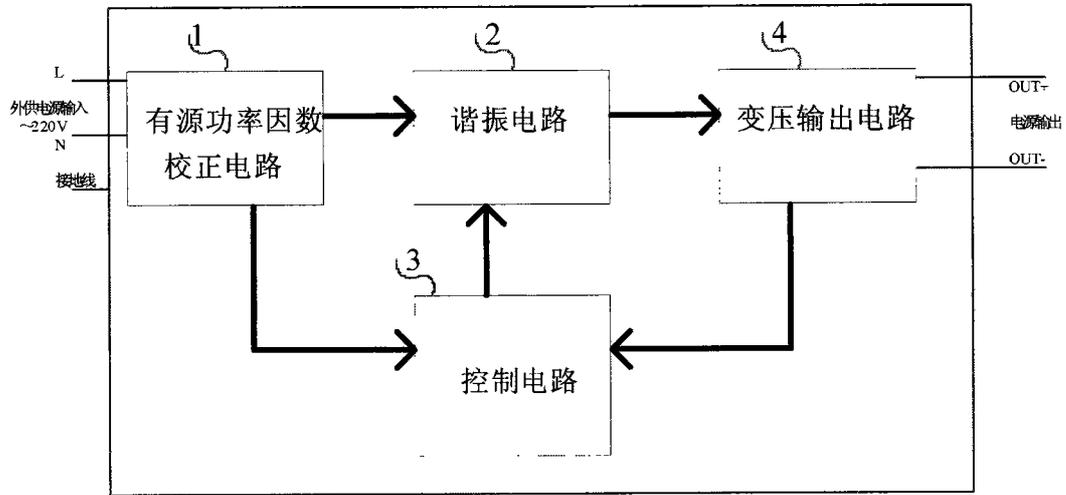


图 1

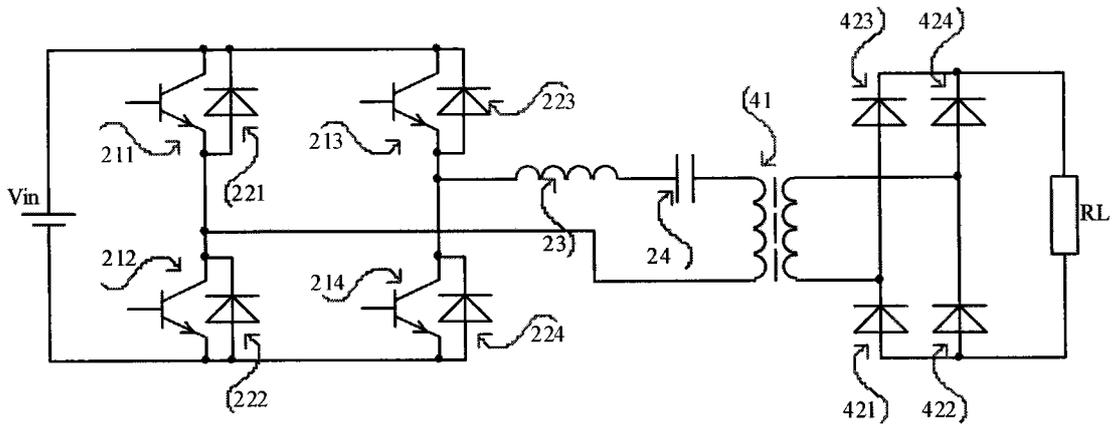


图 2

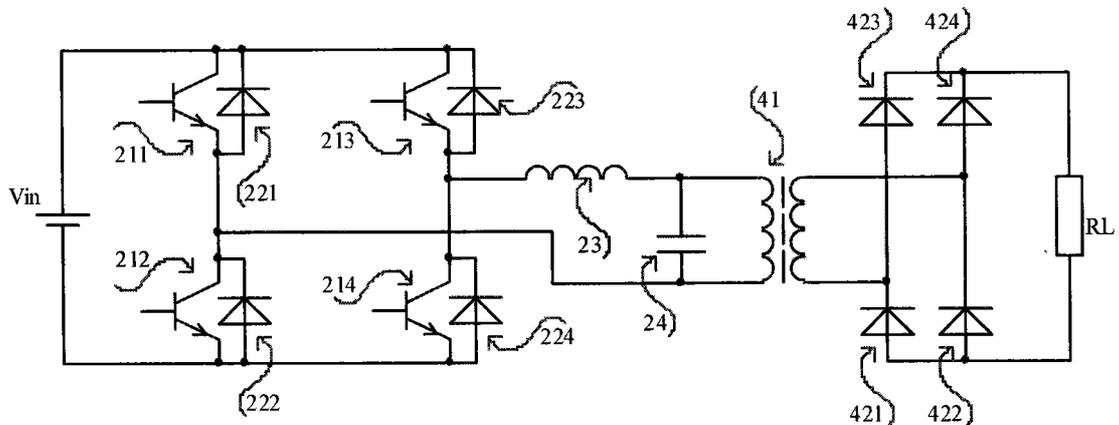


图 3

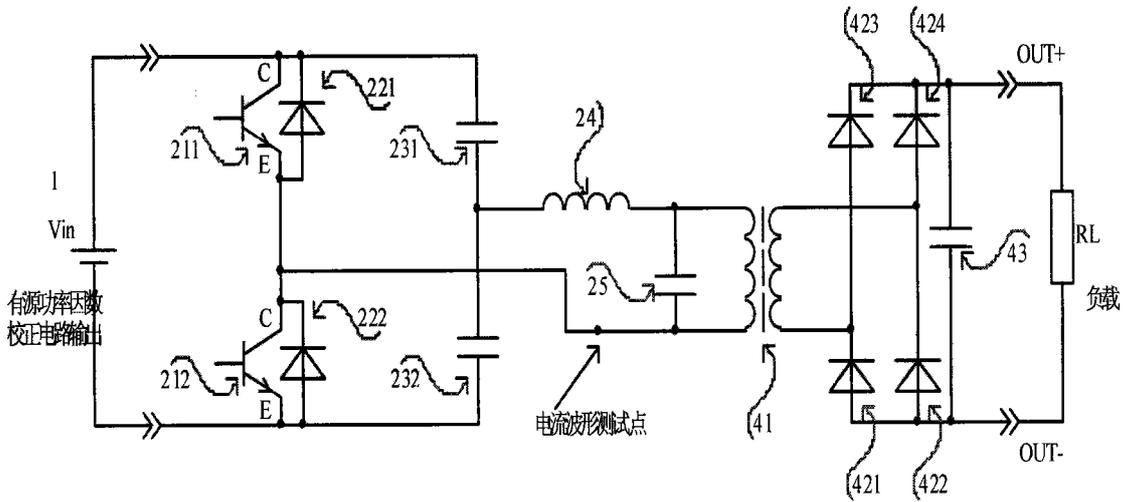


图 4

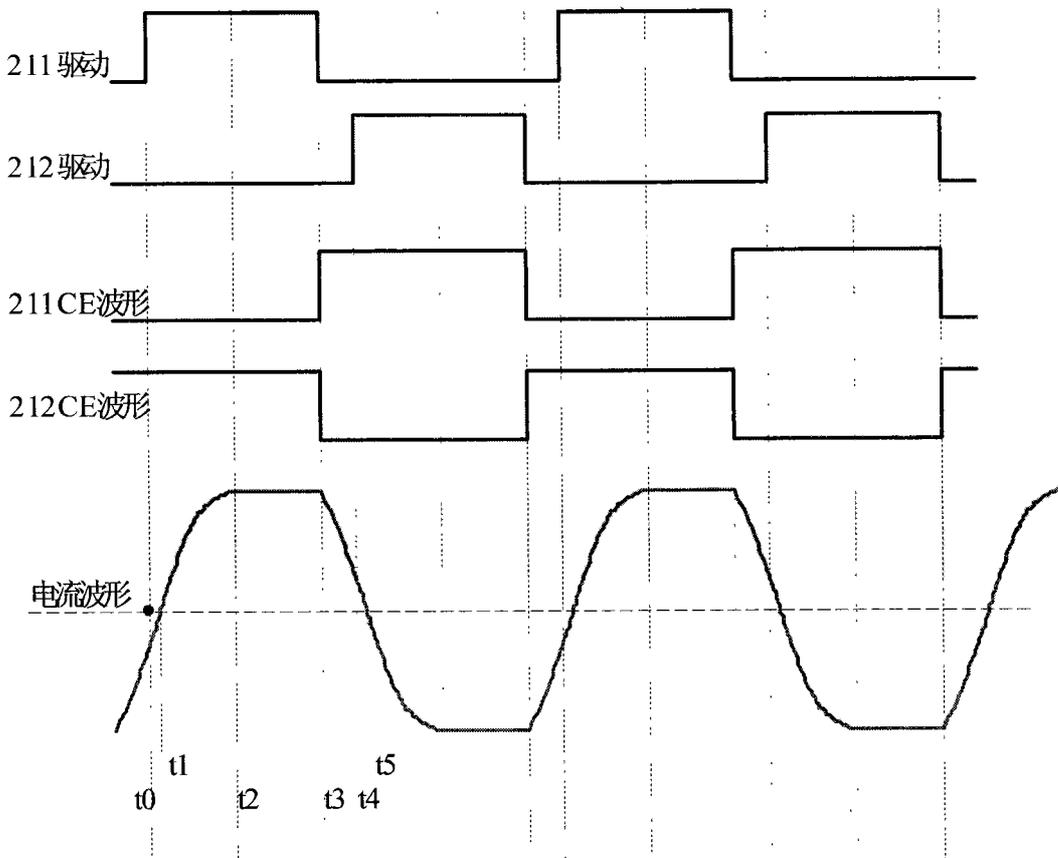


图 5

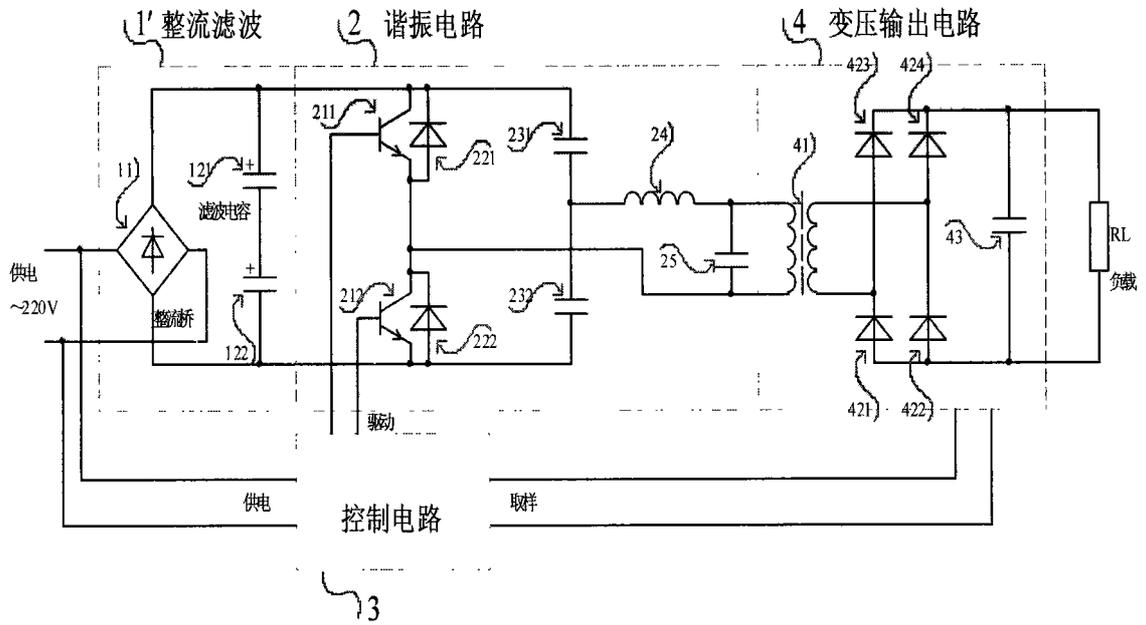


图 6

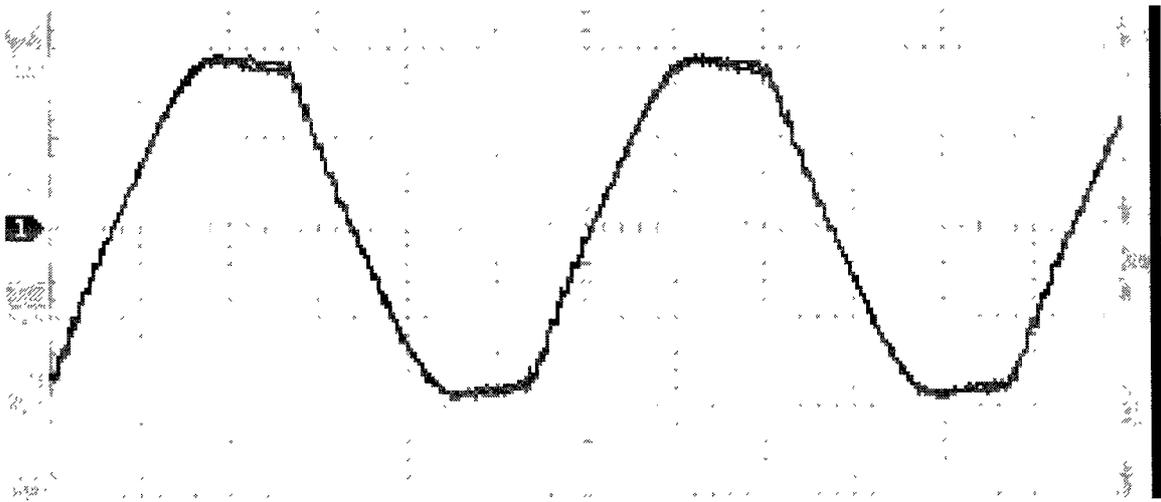


图 7

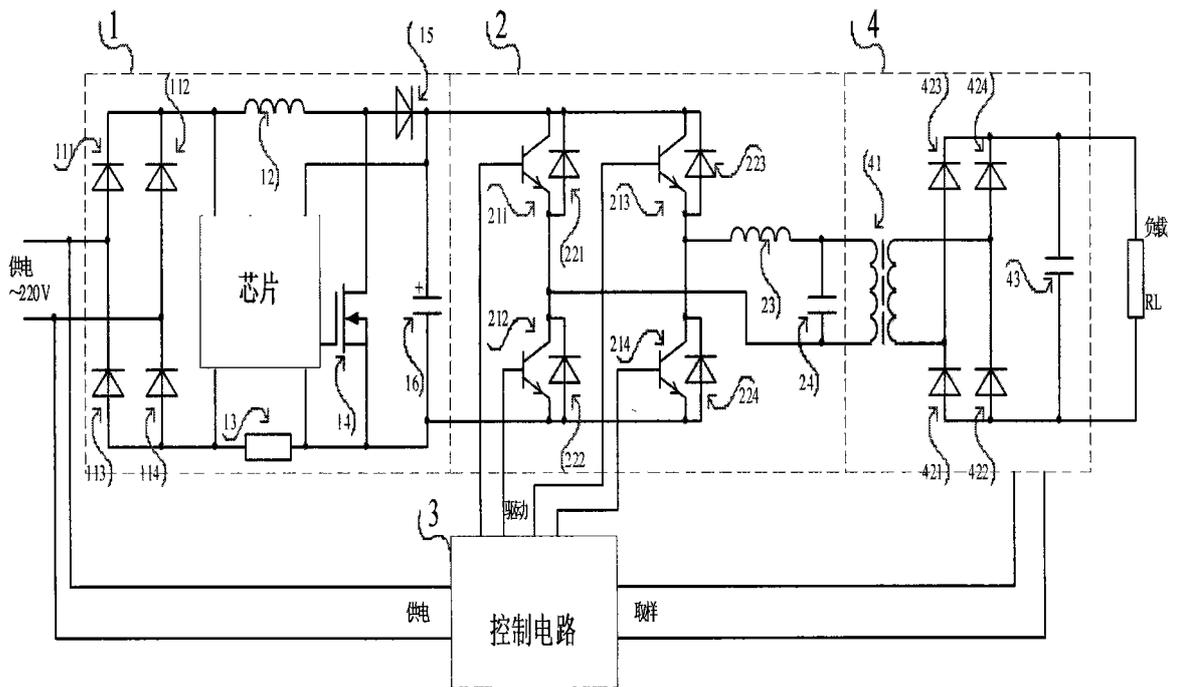


图 8