

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局



(43) 国际公布日
2009年4月2日 (02.04.2009)

PCT

(10) 国际公布号
WO 2009/039733 A1

- (51) 国际专利分类号: *H02M 3/335* (2006.01) [CN/CN]; 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。
- (21) 国际申请号: PCT/CN2008/071390
- (22) 国际申请日: 2008年6月20日 (20.06.2008)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权: 200710151684.5
2007年9月26日 (26.09.2007) CN
- (71) 申请人 (对除美国外的所有指定国): 华为技术有限公司 (HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.) [CN/CN]; 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。
- (72) 发明人: 及
- (75) 发明人/申请人 (仅对美国): 刘志华 (LIU, Zhihua)
- (74) 代理人: 北京集佳知识产权代理有限公司 (UNITALEN ATTORNEYS AT LAW); 中国北京市建国门外大街22号赛特广场7层, Beijing 100004 (CN)。
- (81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

[见续页]

(54) Title: DIRECT CURRENT CONVERTER POWER SUPPLY APPARATUS AND METHOD FOR IMPROVING DIRECT CURRENT CONVERTER POWER SUPPLY APPARATUS

(54) 发明名称: 直流转换电源装置及改进直流转换电源装置的方法

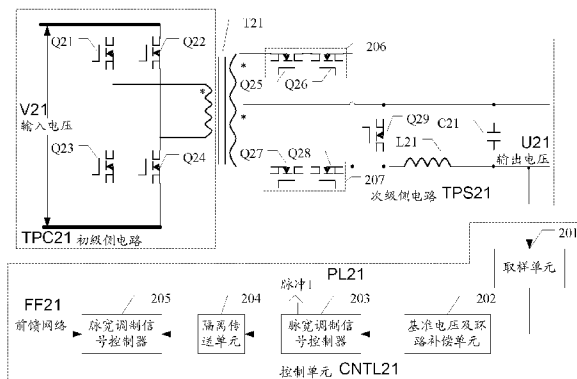


图 2 / Fig. 2

- V21 INPUT VOLTAGE
- TPC21 PRIMARY SIDE CIRCUIT
- U21 OUTPUT VOLTAGE
- TPS21 SECONDARY SIDE CIRCUIT
- CNTL21 CONTROL UNIT
- FF21 FEEDFORWARD NET
- 201 SAMPLE UNIT
- 202 REFERENCE VOLTAGE AND LOOP COMPENSATION UNIT
- 203 PULSE WIDTH MODULATED SIGNAL CONTROLLER
- 204 ISOLATED DELIVERY UNIT
- 205 PULSE WIDTH MODULATED SIGNAL CONTROLLE
- PL21 PULSE 1

(57) Abstract: A direct current converter power supply apparatus and a method for improving a direct current converter power supply apparatus. The direct current converter power supply apparatus includes a transformer (T21, T41, T51, T61, T81, T91, T101, T111, T121, T131), a transformer primary side circuit (TPC21), a transformer secondary side circuit (TPS21) and a control unit (CNTL21). The transformer secondary side circuit (TPS21) includes a rectifier circuit. The rectifier circuit converts the square-wave voltage outputted by the transformer (T21, T41, T51, T61, T81, T91, T101, T111, T121, T131) into a direct current output voltage (U21). Based on the direct current output voltage (U21), the control unit (CNTL21) controls the transformer secondary side circuit (TPS21) to stabilize the direct current output voltage (U21) into a required value. The method for improving a direct current converter power supply apparatus includes connecting a rectifier circuit to a secondary winding of a transformer (T21, T41, T51, T61, T81, T91, T101, T111, T121, T131) to convert the square-wave voltage outputted by the transformer (T21, T41, T51, T61, T81, T91, T101, T111, T121, T131) into a direct current output voltage (U21); and detecting the direct current output voltage (U21),

and based on the direct current output voltage (U21), stabilizing the direct current output voltage (U21) into a required value.

[见续页]

WO 2009/039733 A1



(84) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE,

SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告。

(57) 摘要:

一种直流转换电源装置和一种改进直流转换电源装置的方法。该直流转换电源装置包括变压器 (T21, T41, T51, T61, T81, T91, T101, T111, T121, T131)、变压器初级侧电路 (TPC21)、变压器次级侧电路 (TPS21) 和控制单元 (CNTL21)。该变压器次级侧电路 (TPS21) 包括整流电路。该整流电路将变压器 (T21, T41, T51, T61, T81, T91, T101, T111, T121, T131) 输出的方波电压转换为直流输出电压 (U21)。该控制单元 (CNTL21) 根据该直流输出电压 (U21) 控制该变压器次级侧电路 (TPS21) 以将该直流输出电压 (U21) 稳定为目标值。该改进直流转换电源装置的方法包括将整流电路耦合至变压器 (T21, T41, T51, T61, T81, T91, T101, T111, T121, T131) 次级绕组以将变压器 (T21, T41, T51, T61, T81, T91, T101, T111, T121, T131) 输出的方波电压转换成直流输出电压 (U21); 检测该直流输出电压 (U21) 并且根据该直流输出电压 (U21) 将该直流输出电压 (U21) 稳定为目标值。

直流转换电源装置及改进直流转换电源装置的方法

本申请要求于 2007 年 9 月 26 日提交中国专利局、申请号为 200710151684.5、发明名称为“直流转换电源装置及改进直流转换电源装置的方法”的中国专利申请的优先权，其全部内容通过引用结合在本申请中。

5 技术领域

本发明涉及电子技术领域，尤其涉及一种直流转换电源装置及改进直流转换电源装置的方法。

背景技术

常用的隔离直流转换直流（DC-DC，direct current- direct current）高频开关电源作为一种直流转换电源，多采用全桥隔离变换拓扑，其电路结构如图 1 所示：

此电路包括：初级侧电路、次级侧电路、及控制电路，如图所示耦合在隔离主变压器 T11 初级绕组上的电路被称为初级侧电路；连接在隔离主变压器 T11 输出电压端的电路被称为次级侧电路；控制电路包括：取样单元 101、基准电压及环路补偿单元 102、反馈隔离光耦 103、脉宽调制信号（PWM，Pulse-Width Modulation）控制器 104、及驱动变压器 105。

位于初级侧电路的金属氧化物半导体（MOS，Metal Oxide Semiconductor）管 Q11、Q12、Q13、Q14 组成全桥隔离变换初级侧电路的两个桥臂。位于控制电路的脉宽调制信号控制器 104 输出的 PWM 脉冲 1 驱动 MOS 管 Q11、Q12、Q13、Q14 的栅极控制其导通或者截止。

MOS 管 Q15、Q16 为全桥隔离变换次级侧电路的同步整流 MOS 管，在某些输出电压较大或输出电流较小的场合，也可以用二极管替代，L11 为输出储能滤波电感；C11 为输出储能滤波电容，Q15、Q16、L11、C11 构成全桥隔离变换次级侧电路的全波整流电路。

当变压器 T11 与整流管 Q15 相连端为高电压时，Q15 同步整流导通；反之当变压器 T11 与整流管 Q16 相连端为高电压时，Q16 同步整流导通。位于控制电路的脉宽调制信号控制器 104 输出的驱动信号通过驱动变压器 105 送入次级侧电路，形成 PWM 脉冲 2 来控制同步整流 MOS 管 Q15、Q16，也可以通过其他电路产生的驱动信号控制，例如，变压器增加绕组进行自驱等。

隔离 DC-DC 高频开关电源在实际使用中,由于受到电源负载变化的影响,输出电压也会发生变化,此时就需要对该隔离 DC-DC 高频开关电源进行调节,对输出电压进行调整,以保证其输出电压的稳定性。在图 1 中,取样单元 101 对输出电压进行采样,当输出电压变化后,取样单元 101 采集到的信号会传送到基准电压及环路补偿单元 102,在经过处理后通过反馈隔离光耦 103 反馈给位于控制电路的脉宽调制信号控制器 104,通过脉宽调制信号控制器 104 输出变化的 PWM 脉冲信号,即上文描述的 PWM 脉冲 1、PWM 脉冲 2, PWM 脉冲 1 用来调整 Q11、Q12、Q13、Q14 的占空比, PWM 脉冲 2 用来调整 Q15、Q16 的占空比,以保证获得目标直流电压。

10 在对现有技术的研究和实践过程中,发明人发现现有技术存在以下问题:

1、在通过取样单元 101 采集到的信号对电源的输出电压进行调整时,变压器 T11 会参与调整的过程,在调整时,变压器 T11 的每周期工作状态也会发生改变,而当变压器 T11 的工作状态的变化频率落入音频范围变化时,容易导致变压器啸叫,产生噪音。

15 2、在通过取样单元 101 采集到的信号对电源的输出电压进行调整时,信号在通过隔离光耦 103 进行传递时会产生一定时延,导致整个电路输出电压的动态调节能力较差。而且由于隔离光耦 103 固有的工作带宽较窄,导致此隔离 DC-DC 高频开关电源的系统带宽也相对较低,相应在对输出电压进行实时调节时,电源电压的响应速度较慢,在负载发生快速变化时,电源电压的恢复速度也较慢。

20 发明内容

本发明要解决的技术问题是提供一种直流转换电源装置及改进直流转换电源装置的方法,以提升直流转换电源的动态性能。

为解决上述技术问题,本发明一方面,提供了一种直流转换电源装置,所述装置包括:

变压器;

变压器初级侧电路;

变压器次级侧电路,所述次级侧电路包含具有整形变换功能的整流电路,用于将变压器输出的方波电压变换为直流输出电压;

控制单元，用于根据所述直流输出电压，控制所述变压器次级侧电路，调整所述直流输出电压为稳定的目标值。

另一方面，提供了一种改进直流转换电源装置的方法，所述方法包括：

5 在直流转换电源装置的变压器次级绕组上耦合具有整形变换功能的整流电路，将变压器输出的方波变换为直流输出电压；

监测所述直流输出电压，根据所述直流输出电压，控制所述变压器次级侧电路，调整所述直流输出电压为稳定的目标值。

10 由以上技术方案可以看出，由于不再需要变压器、隔离光耦等隔离器件共同参与对直流输出电压的调整过程，而是由控制单元直接控制具有直接整形变换功能的整流电路来对直流输出电压进行调整，由于变压器不需要参与到反馈调整的过程，避免了在调节时改变变压器的工作状态可能产生的噪音；同时由于隔离光耦等隔离器件不要参与调整的过程，避免了隔离器件造成的时延，提高了对反馈信号的反应速度，整个电路输出电压的动态调节能力也得到了改善，直流转换电源的带宽也不再受到隔离器件的限制，可以做到较宽的带宽，
15 在对输出电压进行实时调节时，电源电压的响应速度相应变快，在负载发生快速变化时，电源电压的恢复速度也相应变快，直流转换电源的动态性能得到了较大的提升。

附图说明

图 1 是现有技术直流转换电源的电路图；

20 图 2 是本发明直流转换电源装置实施例一的电路图；

图 3 是本发明直流转换电源装置实施例一的工作时序图；

图 4 是在 T1 时段时，本发明直流转换电源装置实施例一中的次级侧电路的等效电路图；

25 图 5 是在 T4 时段时，本发明直流转换电源装置实施例一中的次级侧电路的等效电路如图；

图 6 是本发明直流转换电源装置实施例二的电路图；

图 7 是本发明直流转换电源装置实施例二的工作时序图；

图 8 是在 T71 时段时，本发明直流转换电源装置实施例二中的次级侧电路的等效电路图；

图 9 是在 T74 时段时,本发明直流转换电源装置实施例二中的次级侧电路的等效电路如图;

图 10 是本发明直流转换电源装置实施例三电路图;

图 11 是本发明直流转换电源装置实施例四电路图;

5 图 12 是本发明直流转换电源装置实施例五电路图;

图 13 是本发明直流转换电源装置实施例六电路图;

图 14 是本发明直流转换电源装置实施例七电路图;

图 15 是两相 BUCK 变换电路图;

图 16 是 BOOST 变换电路图。

10 具体实施方式

本发明提供了一种改进直流转换电源装置的方法及相应的直流转换电源装置,在变压器的次级绕组上耦合具有整形变换功能的整流电路,反馈调整信号,通过直接调整该电路来获取目标直流电压。

15 本发明实施例提供的直流转换电源装置实施例包括:变压器、变压器初级侧电路、变压器次级侧电路、及控制单元。

耦合在变压器初级绕组上的电路即为变压器的初级侧电路。

耦合在变压器次级绕组上的电路即为变压器的次级侧电路,在本发明实施例中为具有整形变换功能的整流电路,用于将变压器输出的方波电压进行变换,形成直流输出电压。

20 当变压器的次级绕组带有中间抽头时,耦合在变压器次级绕组上的具有直接整形变换功能的整流电路可以对变压器输出的方波进行全波整流,输出一路直流输出电压,也可以对其正半周期、及负半周期的输出电压分别进行整流,获得两路直流输出电压。

25 当变压器具有复位线圈时,耦合在变压器次级绕组上的具有直接整形变换功能的整流电路可以对变压器输出的方波进行半波整流,输出一路直流输出电压。

当需要输出多路电压时,可以增加绕组,增加的每个绕组都可以耦合一个具有直接整形变换功能的整流电路。

所述控制单元用于根据所述直流输出电压,控制所述变压器次级侧电路,

调整所述直流输出电压，使所述直流输出电压为稳定的目标值。

由于不再需要变压器、隔离光耦等隔离器件共同参与对直流输出电压的调整过程，而是由控制单元直接控制具有整形变换功能的整流电路来对直流输出电压进行调整，由于变压器不需要参与到反馈调整的过程，因此避免了在调节时改变变压器的工作状态可能产生的噪音；同时由于隔离光耦等隔离器件不再需要参与调整的过程，避免了隔离器件造成的时延，提高了对反馈信号的反应速度，整个电路输出电压的动态调节能力也得到了改善，直流转换电源的带宽也不再受到隔离器件的限制，可以做到较宽的带宽，在对输出电压进行实时调节时，电源电压的响应速度相应变快，在负载发生快速变化时，电源电压的恢复速度也相应变快，直流转换电源的动态性能得到了较大的提升。

在本实施例中，耦合在变压器次绕组的具有直接整形变换功能的整流电路通常由降压变换器（BUCK）降压变换整流电路担任，在某些情况下也可以由升压变换器（BOOST）升压变换整流电路担任，但是由于BUCK变换电路的纹波较小，也比较容易控制，所以使用比较广泛，在本实施例中将重点以BUCK降压变换整流电路为例进行描述。

在本发明实施例中，变压器次级绕组的正半周期输出端及变压器次级绕组的负半周期输出端，都可以被称为变压器次级绕组的电压输出端。

本发明直流转换电源装置实施例一是初级侧电路为全桥拓扑结构、变压器的次级绕组带有中间抽头的一种实施例，其电路图如图2所示：

该电路包括：初级侧电路、次级侧电路、及控制单元，连接初级侧电路、次级侧电路的隔离主变压器T21的次级绕组带有中间抽头。

耦合在隔离主变压器T21初级绕组上的电路被称为变压器的初级侧电路，MOS管Q21、Q22、Q23、Q24组成变压器初级侧电路的两个桥臂，该初级侧电路的结构被称为全桥拓扑结构。

该直流转换电源装置实施例初级侧电路的MOS管Q21、Q22、Q23、Q24，根据实际应用情况，可以使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止，也可以通过前级控制其导通或截止进行适量调整。

该直流转换电源装置实施例在通过前级控制其导通或截止进行适量调整时，可以通过前馈网络控制所述控制单元中的脉宽调制信号控制器205产生

PWM 脉冲, 驱动 Q21、Q22、Q23、Q24 的栅极, 控制其导通或截止, 以进行微调。

该直流转换电源装置实施例在使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止时, 提供一个固定占空比恒定的脉冲, 驱动 Q21、Q22、Q23、Q24 栅极
5 导通或截止, 以图 2 为例, 可以由所述控制单元中的脉宽调制信号控制器 203 输出 PWM 信号, 通过隔离传送单元 204 将该 PWM 信号传送到初级侧电路, 形成占空比恒定的 PWM 脉冲, 驱动 Q21、Q22、Q23、Q24 的栅极控制其导通或截止; 或者使用脉宽调制信号控制器 205 直接产生占空比恒定的 PWM 脉冲, 驱动 Q21、Q22、Q23、Q24 的栅极控制其导通或截止; 或者使用其他可以产生脉冲信号的装置产生。在使用脉宽调制信号控制器 203 输出 PWM 脉冲时, 本电路图中可以没有脉宽调制信号控制器 205, 在使用脉宽调制信号控制器 205、或其他装置给出脉冲时, 本电路图中可以没有隔离传送单元 204, 该
10 驱动 Q21、Q22、Q23、Q24 栅极的脉冲其占空比可以取 50%或其他数值。

耦合在隔离主变压器 T21 次级绕组上的电路被称为变压器的次级侧电路,
15 变压器的次级侧电路为具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路, 位于变压器次级侧电路的 L21 为具有复合功能的 BUCK 变换电路的储能滤波电感; C21 为输出储能滤波电容; 双向可控开关管单元 206 包括 MOS 管 Q25、Q26, 其中 Q25 的源极连接到变压器 T21 次级绕组正半周期输出的一端, 接收变压器次级侧电路正半周期的输出, Q25 的漏极连接到 MOS 管 Q26 的漏极, Q26 的
20 源极连接到 Q28 的源极及 Q29 的漏极; 双向可控开关管单元 207 包括 MOS 管 Q27、Q28, 其中 Q27 的源极连接到变压器 T21 次级绕组的负半周期输出的一端, 接收变压器次级侧电路负半周期的输出, Q27 的漏极连接到 MOS 管 Q28 的漏极, Q28 的源极连接到 Q26 的源极及 Q29 的漏极, Q29 的源极连接到 C21 及变压器 T21 次级绕组的中间抽头, L21 的另一端及 C21 的另一端连接在
25 一起作为输出电压端, 此端输出的电压即为电源输出电压。Q25、Q26、Q29、L21、C21 共同构成变压器次级侧电路的具有复合功能的 BUCK 变换电路中的正半周 BUCK 变换, Q27、Q28、Q29、L21、C21 共同构成变压器次级侧电路的具有复合功能的 BUCK 变换电路中的负半周 BUCK 变换。

所述控制单元中的取样单元 201 对输出电压进行监测, 监测输出电压的变

化,当输出电压变化后,取样单元 201 采集到的变化信号会传送到基准电压及环路补偿单元 202,在经过处理后,传递到脉宽调制信号控制器 203,脉宽调制信号控制器 203 根据处理过的变化信号,对其输出的 PWM 脉冲信号脉冲 1 进行调整,通过调整后的脉冲 1 驱动 Q25、Q26、Q27、Q28、Q29 的栅极,对具有复合功能的 BUCK 变换电路进行调整,以对输出直流电压进行调整,从而获得目标直流电压。

本实施例中,L21 可以称为第一储能滤波电感、C21 可以称为第一储能滤波电容、双向可控开关管单元 206 可以称为第一双向可控开关管单元、双向可控开关管单元 207 可以称为第二双向可控开关管单元、Q29 可以称为第三开关管。

本实施例中,输出电压不再需要变压器、隔离光耦等隔离器件共同参与反馈调节来进行调整,而是由具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路担任的次级侧电路参与反馈调节来进行调整,由于变压器不需要参与到调节的过程,避免了每周周期改变变压器的工作状态产生的噪音,同时由于隔离光耦等隔离器件不要参与反馈调整的过程,避免了隔离器件造成的时延,使得整个电路输出电压的动态调节能力也得到了改善,直流转换电源的带宽也不再受到隔离器件的限制,可以做到较宽的带宽,在对输出电压进行实时调节时,电源电压的响应速度相应变快,在负载发生快速变化时,电源电压的恢复速度也相应变快。

本实施例中,Q25、Q26 及 Q27、Q28 可以使用任何一种完全可控的开关管来实现,例如,双向可控金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET,metallic oxide semiconductor field effect transistor)、绝缘栅双极晶体管(IGBT,INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR)、可关断晶闸管(GTO, Gate Turn-Off Thyristor)等,但是在高频 DC/DC 变换开关电源中通常都使用 MOSFET 来实现,图 2 中的 MOS 管 Q25、Q26 及 Q27、Q28 就是一种双向可控 MOSFET 开关组合。

图 2 中 Q29 在某些输出电压高或电流较小的场合可以用二极管替代。

图 2 所示电路变压器次级侧电路的具有复合功能的 BUCK 变换电路中,各 MOS 管在某工作周期内的工作时序如图 3 所示:

T1 时段包括两个更小的时段 T2 和 T3,在 T1 时段,变压器次级正半周期

输出高电压，Q25、Q26 的栅极在 T2 时段时为高电平，在 T3 时段时为低电平，Q29 的栅极在 T2 时段时为低电平，在 T3 时段时为高电平，变压器次级负半周输出低电压，Q27、Q28 的栅极为低电平，在整个 T1 时段，Q25、Q26、Q29、L21、C21 工作在 BUCK 变换状态，Q27、Q28 截止。

5 T4 时段包括两个更小的时段 T5 和 T6，在 T4 时段，变压器次级正半周期输出低电压，Q25、Q26 的栅极为低电平，Q29 的栅极在 T5 时段时为低电平，在 T6 时段时为高电平，变压器次级负半周输出高电压，Q27、Q28 的栅极在 T5 时段时为高电平，在 T6 时段时为低电平，在整个 T4 时段，Q27、Q28、Q29、L21、C21 工作在 BUCK 变换状态，Q25、Q26 截止。

10 在 T1 时段时，与 Q25 相连的变压器次级侧电路正半周期输出为高电压，Q27、Q28 管由于栅极驱动都是低电平而截止，此时 Q25、Q26、Q29、L21、C21 构成 BUCK 变换电路，此 BUCK 变换电路直接对变压器输出的方波电平斩波。

在 T1 时段时，本发明直流转换电源装置实施例一中变压器次级侧电路的
15 等效电路如图 4 所示：

图 4 中，T41 相当于图 2 中的 T21，Q45、Q46、Q49 相当于图 2 中的 Q25、Q26、Q29，L41 相当于图 2 中的 L21，C41 相当于图 2 中的 C21。

在 T2 时段时，Q49 截止，电流流经变压器 T41 次级侧电路正半周期部分绕组、Q45、Q46、L41、C41，在电源上连接有负载时，还会流经连接在电源
20 上的负载。此时，L41、C41 被储存一定的能量，输出电压端对负载输出电压。

此时电流的流向为从变压器次级侧电路正半周期输出正电平，接着流经 Q45、Q46、L41、C41，输出电压端输出高电压。

在 T3 时段时，电流流经 Q49、L41、C41，在电源上连接有负载时，还会流经连接在电源上的负载，此时，电路环路中的能量来自于 L41、C41 在 T2
25 时段中储存的能量，输出电压端对负载输出电压。

此时 L41、C41 开始放电，电流的流向为从 L41 到 C41 到 Q49，输出电压端输出高电压。

在图 2 中，T4 时段时，与 Q27 相连的变压器次级侧电路负半周期输出为高电压，Q25、Q26 管由于栅极驱动都是低电平而截止，此时 Q27、Q28、Q29、

L21、C21 构成 BUCK 变换电路，此 BUCK 变换电路直接对变压器输出的方波电平斩波。

在 T4 时段时，本发明直流转换电源装置实施例一中变压器次级侧电路的等效电路如图 5 所示：

5 图 5 中，T51 相当于图 2 中的 T21，Q57、Q58、Q59 相当于图 2 中的 Q27、Q28、Q29，L51 相当于图 2 中的 L21，C51 相当于图 2 中的 C21。

在 T5 时段时，Q59 截止，电流流经变压器 T51 次级侧电路负半周期部分绕组、Q57、Q58、L51、C51，在电源上连接有负载时，还会流经连接在电源上的负载。此时，L51、C51 被储存一定的能量，输出电压端对负载输出电压。

10 此时电流的流向为从变压器次级侧电路负半周期输出正电平，接着流经 Q57、Q58、L51、C51，输出电压端输出高电压。

在 T6 时段时，电流流经 Q59、L51、C51，在电源上连接有负载时，还会流经连接在电源上的负载。此时，电路环路中的能量来自于 L51、C51 在 T5 时段中储存的能量，输出电压端对负载输出电压。

15 此时 L51、C51 开始放电，电流的流向为从 L51 到 C51 到 Q59，输出电压端输出高电压。

由上可知，在 T1 和 T4 时段，输出电压端始终会输出一个高电压，也就是电源需要输出的电压。

20 由于在整个时序中，与 T1、T4 类似的周期会重复出现构成完整的时序，变压器 T21 输出的矩形方波电源，就会被该具有复合功能的 BUCK 变换电路整流成为一个直流电源。

本发明直流转换电源装置实施例一可以提供一路输出电压，但是在有些场合需要一个电源装置可以提供多路输出电压以供使用，本发明直流转换电源装置实施例二即可提供两路输出电压。

25 本发明直流转换电源装置实施例二电路图如图 6 所示：

该电路包括：初级侧电路、次级侧电路、及控制单元，连接初级侧电路、次级侧电路的隔离主变压器 T21 的次级绕组带有中间抽头。

耦合在隔离主变压器 T61 初级绕组上的电路被称为变压器的初级侧电路，MOS 管 Q61、Q62、Q63、Q64 组成变压器初级侧电路的两个桥臂，该初级侧

电路的结构被称为全桥拓扑结构。

该直流转换电源装置实施例初级侧电路的 MOS 管 Q61、Q62、Q63、Q64，根据实际应用情况，可以使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止，也可以通过前级控制其导通或截止进行适量调整。

5 该直流转换电源装置实施例在通过前级控制其导通或截止进行适量调整时，可以通过前馈网络控制控制单元中的脉宽调制信号控制器 605 产生 PWM 脉冲，驱动 Q61、Q62、Q63、Q64 的栅极控制其导通或截止，以进行微调。

使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止，提供一个固定占空比恒定的脉冲，驱动 Q61、Q62、Q63、Q64 栅极导通或截止，以图 6 为例，可以由
10 所述控制单元中的脉宽调制信号控制器 603 给出 PWM 信号通过隔离传送单元 604 传送到初级侧电路形成占空比恒定的 PWM 脉冲，驱动 Q61、Q62、Q63、Q64 的栅极控制其导通或截止；或者使用脉宽调制信号控制器 605 直接产生占空比恒定的 PWM 脉冲，驱动 Q61、Q62、Q63、Q64 的栅极控制其导通或截止；或者使用其他可以产生脉冲信号的装置产生。在使用脉宽调制信号控制器
15 603 输出 PWM 脉冲时，本电路图中可以没有脉宽调制信号控制器 605，在使用脉宽调制信号控制器 605 或其他装置给出脉冲时，本电路图中可以没有隔离传送单元 604，该驱动 Q61、Q62、Q63、Q64 栅极的脉冲其占空比可以取 50% 或其他数值。

耦合在隔离主变压器 T61 次级绕组上的电路被称为变压器的次级侧电路，
20 变压器的次级侧电路为具有 BUCK 降压变换的复合整流电路，该电路的每一边均独立输出一个输出电压，整个电路共有两路独立输出电压：输出电压 1 和输出电压 2。

位于变压器次级侧电路的 L61、L62 为具有复合功能的 BUCK 变换电路的储能滤波电感，C61、C62 为输出储能滤波电容，双向可控开关管单元 606 包
25 括 MOS 管 Q65、Q66，其中 Q65 的源极连接到变压器 T61 次级绕组正半周期输出的一端，接收变压器次级侧电路正半周期的输出，Q65 的漏极连接到 MOS 管 Q66 的漏极，Q66 的源极连接到 Q69 的漏极及 L61，Q69 的源极连接到 C61、Q610 的源极、及变压器 T61 次级绕组的中间抽头，L61 的另一端及 C61 的另一端连接在一起作为输出电压端输出所述输出电压 1，Q65、Q66、Q69、L61、

C61 共同构成变压器次级侧电路的具有复合功能的 BUCK 变换电路中的一路 BUCK 变换，双向可控开关管单元 607 包括 MOS 管 Q67、Q68，其中 Q67 的源极连接到变压器 T61 次级绕组的负半周期输出的一端，接收变压器次级侧电路负半周期的输出，Q67 的漏极连接到 MOS 管 Q68 的漏极，Q68 的源极连接到 Q610 的漏极及 L62，Q610 的源极连接到 C62、Q69 的源极、及变压器 T61 次级绕组的中间抽头，L62 的另一端及 C62 的另一端连接在一起作为输出电压端输出所述输出电压 2，Q67、Q68、Q610、L62、C62 共同构成变压器次级侧电路的具有复合功能的 BUCK 变换电路中的另一路 BUCK 变换电路。与图 2 相比，图 6 中增加了 Q69、L61、C61，与 Q65、Q66 共同构成一路 BUCK 变换电路，和另一路 BUCK 变换电路分别对变压器正半周期及负半周期输出进行整形变化，以获得两路输出电压。

所述控制单元中的取样单元 601 对输出电压进行监测，监测输出电压的变化，当输出电压变化后，取样单元 601 采集到的变化信号会传送到基准电压及环路补偿单元 602，在经过处理后，传递到脉宽调制信号控制器 603，脉宽调制信号控制器 603 根据处理过的变化信号，对其输出的 PWM 脉冲信号脉冲 1 进行调整，通过调整后的脉冲 1 驱动 Q65、Q66、Q67、Q68、Q69、Q610 的栅极，对具有复合功能的 BUCK 变换电路进行调整，以对输出直流电压进行调整，从而获得目标直流电压。

本实施例中，L61 可以称为第一储能滤波电感、C61 可以称为第一储能滤波电容、L62 可以称为第二储能滤波电感、C62 可以称为第二储能滤波电容、双向可控开关管单元 606 可以称为第一双向可控开关管单元、双向可控开关管单元 607 可以称为第三双向可控开关管单元、Q69 可以称为第三开关管、Q610 可以称为第四开关管。

本实施例中，两路输出电压都不再需要变压器、隔离光耦等隔离器件共同参与反馈调节来进行调整，而是由具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路担任的次级侧电路参与反馈调节来进行调整，由于变压器不需要参与到调节的过程，避免了每周期改变变压器的工作状态产生的噪音，同时由于隔离光耦等隔离器件不需要参与整形的过程，避免了隔离器件造成的时延，使得整个电路输出电压的动态调节能力也得到了改善，直流转换电源的带宽也不再受到隔离

器件的限制，可以做到较宽的带宽，在对输出电压进行实时调节时，电源电压的响应速度相应变快，在负载发生快速变化时，电源电压的恢复速度也相应变快。

本实施例中，Q65、Q66 及 Q67、Q68 可以使用任何一种完全可控的开关管来实现，例如，MOSFET、IGBT、GTO 等，但是在高频 DC/DC 变换开关电源中通常都使用 MOSFET 来实现，图 6 中的 MOS 管 Q65、Q66 及 Q67、Q68 就是一种双向可控 MOSFET 开关组合。

图 6 中 Q69、Q610 在某些输出电压高或电流较小的场合可以用二极管替代。

10 图 6 所示电路变压器次级侧电路的具有复合功能的 BUCK 变换电路中，各 MOS 管在某工作周期内的工作时序如图 7 所示：

T71 时段包括两个更小的时段 T72 和 T73，在 T71 时段，变压器次级正半周期输出高电压，Q65、Q66 的栅极在 T72 时段时为高电平，在 T73 时段时为低电平，Q69 的栅极在 T72 时段时为低电平，在 T73 时段时为高电平，变压器次级负半周输出低电压，Q67、Q68 的栅极为低电平，Q610 的栅极为高电平，在整个 T71 时段，Q65、Q66、Q69、L61、C61 工作在 BUCK 变换状态，构成 BUCK 变换电路，此 BUCK 变换直接对变压器输出的方波电平斩波，Q67、Q68 截止，Q610 导通。

T74 时段包括两个更小的时段 T75 和 T76，在 T74 时段，变压器次级正半周期输出低电压，Q65、Q66 的栅极为低电平，Q69 的栅极为高电平，变压器次级负半周输出高电平，Q67、Q68 的栅极在 T75 时段时为高电平，在 T76 时段时为低电平，Q610 的栅极在 T75 时段时为低电平，在 T76 时段时为高电平，在整个 T74 时段，Q67、Q68、Q610、L62、C62 工作在 BUCK 变换状态，构成 BUCK 变换电路，此 BUCK 变换直接对变压器输出的方波电平斩波，Q65、Q66 截止，Q69 导通。

25 在 T71 时段时，与 Q65 相连的变压器次级侧电路正半周期输出为高电压，Q67、Q68 管由于栅极驱动都是低电平而截止，此时 Q65、Q66、Q69、L61、C61 构成 BUCK 变换电路，此 BUCK 变换电路直接对变压器输出的方波电平斩波。

在 T71 时段时,本发明直流转换电源装置实施例二中变压器次级侧电路的等效电路如图 8 所示:

图 8 中, T81 相当于图 6 中的 T61, Q85、Q86、Q89、Q810 相当于图 6 中的 Q65、Q66、Q69、Q610, L81、L82 相当于图 6 中的 L61、L62, C81、
5 C82 相当于图 6 中的 C61、C62。

在 T72 时段时, Q89 截止, 电路中存在两个电流环路: 第一电流环路、第二电路环路。

第一电流环路流经变压器 T81 次级侧电路正半周期部分绕组、Q85、Q86、L81、C81, 在电源上连接有负载时, 还会流经连接在电源上的负载。此时,
10 L81、C81 被储存一定的能量, 输出电压 1 端对负载输出电压, 此电流的流向为从变压器次级侧电路正半周期输出正电平, 接着流经 Q85、Q86、L81、C81, 输出电压 1 端输出高电压。

第二电流环路流经 Q810、L82、C82, 在电源上连接有负载时, 还会流经连接在电源上的负载。此时 Q810 导通, 为其所属的 BUCK 电路作续流, 输出
15 电压 2 为高电压。

在 T73 时段时, 依然存在两个电流环路: 第三电流环路、第四电路环路。

第三电流环路流经 Q89、L81、C81, 在电源上连接有负载时, 还会流经连接在电源上的负载。此时, 电流环路中的能量来自于 L81、C81 在 T72 时段中储存的能量, 输出电压 1 端对负载输出电压, 此时 L81、C81 开始放电, 电
20 流的流向为从 L81 到 C81 到 Q89, 输出电压 1 端输出高电压。

第四电流环路流经 Q810、L82、C82, 在电源上连接有负载时, 还会流经连接在电源上的负载。此时 Q810 导通, 为其所属的 BUCK 电路作续流, 输出电压 2 为高电压。

在图 6 中, T74 时段时, 与 Q67 相连的变压器次级侧电路负半周期输出为
25 高电压, Q65、Q66 管由于栅极驱动都是低电平而截止, 此时 Q67、Q68、Q610、L62、C62 构成 BUCK 变换电路, 此 BUCK 变换电路直接对变压器输出的方波电平斩波。

在 T74 时段时, 本发明直流转换电源装置实施例二中变压器次级侧电路的等效电路如图 9 所示:

图 9 中, T91 相当于图 6 中的 T61, Q97、Q98、Q99、Q910 相当于图 6 中的 Q67、Q68、Q69、Q610, L91、L92 相当于图 6 中的 L61、L62, C91、C92 相当于图 6 中的 C61、C62。

在 T75 时段时, Q910 截止, 电路中存在两个电流环路: 第五电流环路、
5 第六电路环路。

第五电流环路流经变压器 T91 次级侧电路负半周期部分绕组、Q97、Q98、L92、C92, 在电源上连接有负载时, 还会流经连接在电源上的负载。此时, L92、C92 被储存一定的能量, 输出电压端对负载输出电压, 电流的流向为从
10 变压器次级侧电路负半周期输出正电平, 接着流经 Q97、Q98、L92、C92, 输出电压端的电压高于变压器 T81 次级绕组的中间抽头, 输出电压 2 为高电压。

第六电流环路流经 Q99、L91、C91, 在电源上连接有负载时, 还会流经连接在电源上的负载。此时 Q99 导通, 为其所属的 BUCK 电路作续流, 输出电压 1 为高电压。

在 T76 时段时, 依然存在两个电流环路: 第七电流环路、第八电路环路。

15 第七电流环路流经 Q910、L92、C92, 在电源上连接有负载时, 还会流经连接在电源上的负载。此时, 电流环路中的能量来自于 L92、C92 在 T75 时段中储存的能量, 输出电压端对负载输出电压, 此时 L92、C92 开始放电, 电流的流向为从 L92 到 C92 到 Q910, 输出电压 2 端输出高电压。

第八电流环路流经 Q99、L91、C91, 在电源上连接有负载时, 还会流经
20 连接在电源上的负载。此时 Q99 导通, 为其所属的 BUCK 电路作续流, 输出电压 1 为高电压。

由上可知, 在 T71 和 T74 时段, 输出电压 1 和输出电压 2 始终会输出高电压, 也就是电源需要输出的两个输出电压。

25 由于在整个时序中, 与 T71、T74 类似的周期会重复出现构成完整的时序, 变压器 T61 输出的矩形方波电源就会被该具有复合功能的 BUCK 变换电路整流成为两个直流电源。

在需要更多路独立输出电压的场合, 可以通过增加变压器绕组数量的方法来实现, 每增加一个绕组, 就可以增加一对独立输出电压, 增加得到输出电压的实现方式和本发明直流转换电源装置实施例二的实现方式基本一致。

对于其他使用原边传统拓扑结构的 DC-DC 电源，也即电路结构可以被隔离器件分为初级侧电路、次级侧电路的 DC-DC 电源，例如：采用单端正激电路、推挽电路、或半桥电路的 DC-DC 电源，都可以根据本发明实施例进行改进。

5 本发明直流转换电源装置实施例三即为针对单端正激电路的直流转换电源装置，其电路结构如图 10 所示：

该电路包括：初级侧电路、次级侧电路、及控制单元，连接初级侧电路、次级侧电路的隔离主变压器 T101 具有复位线圈。

10 MOS 管 Q101、二极管 D101、变压器 T101 的原边绕组 P101、变压器 T101 的原边绕组 P102 组成正激变换初级侧电路。

该直流转换电源装置实施例在需要对初级侧电路 MOS 管 Q101 进行导通或截止的调整时，根据实际应用情况，可以使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止，也可以通过前级控制其导通或截止进行适量调整。

15 在通过前级控制其导通或截止进行适量调整时，可以通过前馈网络控制所述控制单元中的脉宽调制信号控制器 1005 产生 PWM 脉冲，驱动 Q101 的栅极控制其导通或截止，以进行微调。

20 在使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止时，提供一个固定占空比恒定的脉冲，驱动 Q101 栅极导通或截止，以图 10 为例，可以由所述控制单元中的脉宽调制信号控制器 1003 输出 PWM 信号，通过隔离传送单元 1004 传送到初级侧电路形成占空比恒定的 PWM 脉冲，驱动 Q101 的栅极控制其导通或截止；或者使用脉宽调制信号控制器 1005 直接产生占空比恒定的 PWM 脉冲，驱动 Q101 的栅极控制其导通或截止；或者使用其他可以产生脉冲信号的装置产生。在使用脉宽调制信号控制器 1003 输出 PWM 脉冲时，本电路图中
25 可以没有脉宽调制信号控制器 1005，在使用脉宽调制信号控制器 1005 或其他装置输出脉冲时，本电路图中可以没有隔离传送单元 1004，该驱动 Q101 栅极的脉冲其占空比可以取 50%或其他数值。

耦合在隔离主变压器 T101 次级绕组上的电路被称为变压器的次级侧电路，变压器的次级侧电路为具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路，双向可控开关管单元 1006 包括 MOS 管 Q102、Q103，其中 Q102、Q103 为变压器

次级侧电路半波同步整流管, Q104 为复合BUCK的半波整流次级续流管, L101 为输出储能滤波电感, C101 为输出储能滤波电容。Q102 的源极连接到变压器 T101 次级绕组正半周期输出的一端, 接收变压器次级侧电路正半周期的输出, Q102 的漏极连接到 MOS 管 Q103 的漏极, Q103 的源极连接到 Q104 的漏极及
5 L101, Q104 的源极连接到 C101 及变压器 T101 次级绕组的低电压输出端, L101 的另一端及 C101 的另一端连接在一起作为输出电压端, 输出该电源的输出电压, Q102、Q103、Q104、T101、L101、C101 构成次级侧电路复合半波整流 +BUCK 的电路。

当变压器 T101 次级绕组正半周期输出为高电压时, 控制 Q104 截止, 电
10 流流经 Q102、Q103、L101、C101, 在电源上连接有负载时, 还会流经连接在电源上的负载。此时, L101、C101 被充能, 储存一定的能量, 输出电压端对负载输出电压。

当变压器 T101 次级绕组正半周期输出为低电平时, 控制 Q104 导通。此
15 时 L101、C101 开始放电, 电流流经 Q104、L101、C101, 在电源上连接有负载时, 还会流经连接在电源上的负载, 输出电压端对负载输出电压。

所述控制单元中的取样单元 1001 对输出电压进行监测, 监测输出电压的变化。当输出电压变化后, 取样单元 1001 采集到的变化信号会传送到基准电压及环路补偿单元 1002, 在经过处理后, 传递到脉宽调制信号控制器 1003, 脉宽调制信号控制器 1003 根据处理过的变化信号, 对其输出的 PWM 脉冲信
20 号脉冲 1 进行调整, 通过调整后的脉冲 1 驱动 Q102、Q103、Q104 的栅极, 对具有复合功能的 BUCK 变换电路进行调整, 以对输出直流电压进行调整, 从而获得目标直流电压。

本实施例中, L101 可以称为第一储能滤波电感、C101 可以称为第一储能
25 滤波电容、双向可控开关管单元 1006 可以称为第一双向可控开关管单元、Q104 可以称为第三开关管。

本实施例中, 输出电压不再需要变压器、隔离光耦等隔离器件共同参与反馈调节来进行调整, 而是由具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路担任的次级侧电路参与反馈调节来进行调整, 由于变压器不需要参与到调节的过程, 避免了每周改变变压器的工作状态产生的噪音, 同时由于隔离光耦等隔离器

件不需要参与反馈调整的过程，避免了隔离器件造成的时延，使得整个电路输出电压的动态调节能力也得到了改善，直流转换电源的带宽也不再受到隔离器件的限制，可以做到较宽的带宽，在对输出电压进行实时调节时，电源电压的响应速度相应变快，在负载发生快速变化时，电源电压的恢复速度也相应变快。

5 本实施例中，Q102、Q103 可以使用任何一种完全可控的开关管来实现，例如，MOSFET、IGBT、GTO 等，但是在高频 DC/DC 变换开关电源中通常都使用 MOSFET 来实现，图 10 中的 MOS 管 Q102、Q103 就是一种双向可控 MOSFET 开关组合。

图 10 中 Q104 在某些输出电压高或电流较小的场合可以用二极管替代。

10 在某些需要多路独立输出电压的场合，可以通过增加次级绕组的方式扩展变压器次级侧电路的电路，需要多少个输出电压，就在变压器的次级侧电路增加多少个次级绕组，每个次级绕组都连接如本发明直流转换电源装置实施例三中的具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路。

15 本发明直流转换电源装置实施例三是以变压器初级具有复位线圈的正激电路为例进行描述的，对于基于其他类型正激电路的直流转换电源装置，例如基于双管正激、有源钳位正激、谐振复位正激等的直流转换电源装置，其实现方式均可参考本发明直流转换电源装置实施例三。

本发明直流转换电源装置实施例四为针对初级侧电路为半桥拓扑结构的直流转换电源装置实施例，其电路结构如图 11 所示：

20 该电路包括：初级侧电路、次级侧电路、及控制单元，连接初级侧电路、次级侧电路的隔离主变压器 T111 的次级绕组带有中间抽头。

耦合在隔离主变压器 T111 初级绕组上的电路被称为变压器的初级侧电路，MOS 管 Q111、Q112、及电容 C111、C112 组成变压器初级侧电路的半桥变换电路，该初级侧电路的结构被称为半桥拓扑结构。

25 该直流转换电源装置实施例初级侧电路的 MOS 管 Q111、Q112，根据实际应用情况，可以使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止，也可以通过前级控制其导通或截止进行适量调整。

在通过前级控制其导通或截止进行适量调整时，可以通过前馈网络控制控制单元中的脉宽调制信号控制器 105 产生 PWM 脉冲，驱动 Q111、Q112 的栅

极控制其导通或截止，进行微调。

在使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止时，提供一个固定占空比恒定的脉冲，驱动 Q111、Q112 栅极导通或截止，以图 11 为例，可以由所述控制单元中的脉宽调制信号控制器 1103 输出 PWM 信号，通过隔离传送单元 5 1104 传送到初级侧电路形成占空比恒定的 PWM 脉冲，驱动 Q111、Q112 的栅极控制其导通或截止；或者使用脉宽调制信号控制器 1105 直接产生占空比恒定的 PWM 脉冲，驱动 Q111、Q112 的栅极控制其导通或截止；或者使用其他可以产生脉冲信号的装置产生。在使用脉宽调制信号控制器 1103 输出 PWM 脉冲时，本电路图中可以没有脉宽调制信号控制器 1105，在使用脉宽调制信号控制器 1105 或其他装置输出脉冲时，本电路图中可以没有隔离传送单元 10 1104，该驱动 Q111、Q112 栅极的脉冲其占空比可以取 50%或其他数值。

耦合在隔离主变压器 T111 次级绕组上的电路被称为变压器的次级侧电路，变压器的次级侧电路为具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路，图 11 的次级侧电路与图 2 的次级侧电路结构基本一致。

15 位于变压器次级侧电路的 L111 为具有复合功能的 BUCK 变换电路的储能滤波电感，C113 为输出储能滤波电容，双向可控开关管单元 1106 包括 MOS 管 Q113、Q114，其中 Q113 的源极连接到变压器 T111 次级绕组正半周期输出的一端，接收变压器次级侧电路正半周期的输出，Q113 的漏极连接到 MOS 管 Q114 的漏极，Q114 的源极连接到 Q116 的源极及 Q117 的漏极，双向可控开关管单元 1107 包括 MOS 管 Q115、Q116，其中 Q115 的源极连接到变压器 T111 次级绕组的负半周期输出的一端，接收变压器次级侧电路负半周期的输出，Q115 的漏极连接到 MOS 管 Q116 的漏极，Q116 的源极连接到 Q114 的源极及 Q117 的漏极，Q117 的源极连接到 C113 及变压器 T111 次级绕组的中间抽头，L111 的另一端及 C113 的另一端连接在一起作为输出电压端，此端输出 25 的电压即为电源输出电压，Q113、Q114、Q117、L111、C113 共同构成变压器次级侧电路的具有复合功能的 BUCK 变换电路中的正半周 BUCK 变换，Q115、Q116、Q117、L111、C113 共同构成变压器次级侧电路的具有复合功能的 BUCK 变换电路中的负半周 BUCK 变换。

所述控制单元中的取样单元 1101 对输出电压进行监测，监测输出电压的

变化。当输出电压变化后，取样单元 1101 采集到的变化信号会传送到基准电压及环路补偿单元 1102，在经过处理后，传递到脉宽调制信号控制器 1103，脉宽调制信号控制器 1103 根据处理过的变化信号，对其输出的 PWM 脉冲信号脉冲 1 进行调整，通过调整后的脉冲 1 驱动 Q113、Q114、Q115、Q116、
5 Q117 的栅极，对具有复合功能的 BUCK 变换电路进行调整，以对输出直流电压进行调整，从而获得目标直流电压。

本实施例中，输出电压不再需要变压器、隔离光耦等隔离器件共同参与反馈调节来进行调整，而是由具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路担任的次级侧电路参与反馈调节来进行调整，由于变压器不需要参与到调节的过程，
10 避免了每周周期改变变压器的工作状态产生的噪音，同时由于隔离光耦等隔离器件不要参与反馈调整的过程，避免了隔离器件造成的时延，使得整个电路输出电压的动态调节能力也得到了改善，直流转换电源的带宽也不再受到隔离器件的限制，可以做到较宽的带宽，在对输出电压进行实时调节时，电源电压的响应速度相应变快，在负载发生快速变化时，电源电压的恢复速度也相应变快。

15 本实施例中，Q113、Q114 及 Q115、Q116 可以使用任何一种完全可控的开关管来实现，例如，MOSFET、IGBT、GTO 等，但是在高频 DC/DC 变换开关电源中通常都使用 MOSFET 来实现，图 11 中的 MOS 管 Q113、Q114 及 Q115、Q116 就是一种双向可控 MOSFET 开关组合。

图 11 中 Q117 在某些输出电压高或电流较小的场合可以用二极管替代。

20 本发明直流转换电源装置实施例四中次级侧电路的工作时序及工作方式与本发明实施例提供的直流转换电源装置实施例一的次级侧电路基本一致，在此不再详细描述。

在某些需要多路独立输出电压的场合，可以采用本发明直流转换电源装置实施例二的次级侧电路，扩展本发明直流转换电源装置实施例四的次级电路，
25 增加一路输出电压；或者增加多个次级绕组，产生其他多路输出电压。

本发明直流转换电源装置实施例四是初级侧电路为半桥拓扑结构的一种实施例，对于基于其他半桥拓扑结构，例如，基于谐振半桥、推挽等拓扑结构，其实现方式均可参考本发明直流转换电源装置实施例四。

半桥拓扑结构和本发明直流转换电源装置实施例一、二提供的全桥拓扑结

构都采用了带中间抽头的次级绕组，在次级侧电路实现了全波整流。在本发明直流转换电源装置实施例一、二、四中，次级绕组的两个半周输出电压，正半周周期的输出电压、及负半周期的输出电压分别被具有复合功能的 BUCK 变换电路进行了次级复合 BUCK 控制，输出需要输出的电压，本发明流转换电源装置实施例五只对次级绕组的两个半周输出电压中的一个进行复合 BUCK 控制，以获得期望的输出电压。

本发明直流转换电源装置实施例五的电路结构如图 12 所示：

该电路包括：初级侧电路、次级侧电路、及控制单元，连接初级侧电路、次级侧电路的隔离主变压器 T121 的次级绕组带有中间抽头。

10 耦合在隔离主变压器 T121 初级绕组上的电路被称为变压器的初级侧电路，位于初级侧电路的 MOS 管 Q121、Q122、Q123、Q124 组成变压器初级侧电路的两个桥臂，该初级侧电路的结构被称为全桥拓扑结构。

该直流转换电源装置实施例初级侧电路 MOS 管 Q121、Q122、Q123、Q124，可以使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止，也可以通过前级控制其导通或截止进行适量调整。

15 在通过前级控制其导通或截止进行适量调整时，可以通过前馈网络控制所述控制单元中的脉宽调制信号控制器 1205 产生 PWM 脉冲，驱动 Q121、Q122、Q123、Q124 的栅极控制其导通或截止，进行微调。

20 在使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止时，提供一个固定占空比恒定的脉冲，驱动 Q121、Q122、Q123、Q124 栅极导通或截止，以图 12 为例，可以由所述控制单元中的脉宽调制信号控制器 1203 输出 PWM 信号，通过隔离传送单元 1204 传送到初级侧电路形成占空比恒定的 PWM 脉冲，驱动 Q121、Q122、Q123、Q124 的栅极控制其导通或截止；或者使用脉宽调制信号控制器 1205 直接产生占空比恒定的 PWM 脉冲，驱动 Q121、Q122、Q123、Q124 的栅极控制其导通或截止；或者使用其他可以产生脉冲信号的装置产生。在使用脉宽调制信号控制器 1203 给出 PWM 脉冲时，本电路图中可以没有脉宽调制信号控制器 1205，在使用脉宽调制信号控制器 1205 或其他装置给出脉冲时，本电路图中可以没有隔离传送单元 1204，该驱动 Q121、Q122、Q123、Q124 栅极的脉冲其占空比可以取 50%或其他数值。

耦合在隔离主变压器 T121 次级绕组上的电路被称为变压器的次级侧电路，连接在变压器次级侧电路的正半周期的电路为具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路，位于变压器次级侧电路的 L121 为具有复合功能的 BUCK 变换电路的储能滤波电感，C121 为输出储能滤波电容，双向可控开关管单元 1206 5 包括 MOS 管 Q125、Q126，其中 Q125 的源极连接到变压器 T121 次级绕组正半周期输出的一端，接收变压器次级侧电路正半周期的输出，Q125 的漏极连接到 MOS 管 Q126 的漏极，Q126 的源极连接到 Q127 的漏极及 Q128 的漏极，MOS 管 Q127 的源极连接到变压器 T121 次级绕组的负半周期输出的一端，接收变压器次级侧电路负半周期的输出，漏极连接到 Q126 的源极及 Q128 的漏极，Q128 的源极连接到 C121 及变压器 T121 次级绕组的中间抽头，L121 的另一端及 C121 的另一端连接在一起作为输出电压端，此端输出的电压即为电源输出 10 电压，Q125、Q126、Q128、L121、C121 共同构成变压器次级侧电路的具有复合功能的 BUCK 变换电路中的正半周 BUCK 变换，Q127、Q128、L121、C121 共同构成变压器次级侧电路的半波整流电路。Q127 和位于初级侧电路的 MOS 管 Q121、Q122、Q123、Q124 一样接受恒定占空比控制，或者通过前级进行适量调整，所述控制单元中的取样单元 1201 对输出电压进行监测，监测输出电压的变化，当输出电压变化后，取样单元 1201 采集到的变化信号会传送到基准电压及环路补偿单元 1202，在经过处理后，传递到脉宽调制信号控制器 1203，脉宽调制信号控制器 1203 根据处理过的变化信号，对其输出的 PWM 脉冲信号脉冲 1 进行调整，通过调整后的脉冲 1 驱动 Q125、Q126、Q128 的栅极，对具有复合功能的 BUCK 变换电路进行调整，以对输出直流电压进行调整，以使输出电压端输出预期的输出电压。

图 12 次级侧电路与变压器负半周期输出相连的，由 Q127、Q128、L121、C121 共同构成的半波整流电路，与图 2 中的电路结构相比，少了一个 MOS 25 管，但是从整个次级侧的电路就够来说依然可以完成在次级侧直接进行整形变换及反馈调节的目的。

本实施例中，L121 可以称为第一储能滤波电感、C121 可以称为第一储能滤波电容、双向可控开关管单元 1206 可以称为第一双向可控开关管单元、Q128 可以称为第三开关管、Q127 可以称为第五开关管。

本实施例中，输出电压不再需要变压器、隔离光耦等隔离器件共同参与反馈调节来进行调整，而是由具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路担任的次级侧电路参与反馈调节来进行调整，由于变压器不需要参与到调节的过程，避免了每周周期改变变压器的工作状态产生的噪音，同时由于隔离光耦等隔离器
5 件不要参与反馈调整的过程，避免了隔离器件造成的时延，使得整个电路输出电压的动态调节能力也得到了改善，直流转换电源的带宽也不再受到隔离器件的限制，可以做到较宽的带宽，在对输出电压进行实时调节时，电源电压的响应速度相应变快，在负载发生快速变化时，电源电压的恢复速度也相应变快。

本实施例中，Q125、Q126 可以使用任何一种完全可控的开关管来实现，
10 例如，MOSFET、IGBT、GTO 等，但是在高频 DC/DC 变换开关电源中通常都使用 MOSFET 来实现，图 12 中的 MOS 管 Q125、Q126 就是一种双向可控 MOSFET 开关组合。

图 12 中 Q127、Q128 在某些输出电压高或电流较小的场合可以用二极管替代。

15 本实施例中，在某些需要多路独立输出电压的场合，可以扩展次级电路增加一路输出电压；或者增加多个次级绕组，产生其他多路输出电压。

在本发明直流转换电源装置实施例五中，以初级侧电路为全桥拓扑、具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路连接在变压器次级侧电路的正半周期输出为例进行了描述，在初级侧电路为其他类型拓扑结构、具有复合功能的
20 BUCK 降压变换整流电路连接在变压器次级侧电路的负半周期输出时，其实现方式和本发明直流转换电源装置实施例五基本一致。

扩展次级电路增加一路输出电压时，可以只对次级绕组的两个半周输出电压中的一个进行复合 BUCK 控制，另一路直接输出，本发明直流转换电源装置实施例六即为这种结构，其电路结构如图 13 所示：

25 该电路包括：初级侧电路、次级侧电路、及控制单元，连接初级侧电路、次级侧电路的隔离主变压器 T131 的次级绕组带有中间抽头。

耦合在隔离主变压器 T131 初级绕组上的电路被称为变压器的初级侧电路，MOS 管 Q131、Q132、Q133、Q134 组成变压器初级侧电路的两个桥臂，该初级侧电路的结构被称为全桥拓扑结构。

该直流转换电源装置实施例在需要对初级侧电路 MOS 管 Q131、Q132、Q133、Q134 进行导通或截止的调整时, 根据实际应用情况, 可以使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止, 也可以通过前级控制其导通或截止进行适量调整。

5 在通过前级控制其导通或截止进行适量调整时, 可以通过前馈网络控制所述控制单元中的脉宽调制信号控制器 1305 产生 PWM 脉冲, 驱动 Q131、Q132、Q133、Q134 的栅极控制其导通或截止, 进行微调。

在使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止时, 提供一个固定占空比恒定的脉冲, 驱动 Q131、Q132、Q133、Q134 栅极导通或截止, 以图 13 为例, 10 可以由所述控制单元中的脉宽调制信号控制器 1303 输出 PWM 信号, 通过隔离传送单元 1304 传送到初级侧电路形成占空比恒定的 PWM 脉冲, 驱动 Q131、Q132、Q133、Q134 的栅极控制其导通或截止; 或者使用脉宽调制信号控制器 1305 直接产生占空比恒定的 PWM 脉冲, 驱动 Q131、Q132、Q133、Q134 的栅极控制其导通或截止; 或者使用其他可以产生脉冲信号的装置产生。在使用 15 脉宽调制信号控制器 1303 输出 PWM 脉冲时, 本电路图中可以没有脉宽调制信号控制器 1305, 在使用脉宽调制信号控制器 1305 或其他装置输出脉冲时, 本电路图中可以没有隔离传送单元 1304, 该驱动 Q131、Q132、Q133、Q134 栅极的脉冲其占空比可以取 50%或其他数值。

20 变压器的次级侧电路为具有 BUCK 降压变换的复合整流电路, 该电路的每一边均独立输出一个输出电压, 整个电路共有两路独立输出电压: 输出电压 1 和输出电压 2。

耦合在隔离主变压器 T131 次级绕组上的电路被称为变压器的次级侧电路, 变压器次级侧电路的 L131、L132 为具有复合功能的 BUCK 变换电路的储能滤波电感, C131、C132 为输出储能滤波电容, 双向可控开关管单元 1306 25 包括 MOS 管 Q135、Q136, 其中 Q135 的源极连接到变压器 T131 次级绕组正半周期输出的一端, 接收变压器次级侧电路正半周期的输出, Q135 的漏极连接到 MOS 管 Q136 的漏极, Q136 的源极连接到 Q138 的漏极及 L131, Q138 的源极连接到 C131、Q139 的源极、及变压器 T131 次级绕组的中间抽头, L131 的另一端及 C131 的另一端连接在一起作为输出电压端输出所述输出电压 1,

Q135、Q136、Q138、L131、C131 共同构成变压器次级侧电路的一路具有复合功能的 BUCK 变换电路, MOS 管 Q137 的源极连接到变压器 T131 次级绕组的负半周期输出的一端, 接收变压器次级侧电路负半周期的输出, 漏极连接到接到 Q139 的漏极及 L132, Q139 的源极连接到 C132、Q138 的源极、及变压器 T131 次级绕组的中间抽头, L132 的另一端及 C132 的另一端连接在一起作为输出电压端输出所述输出电压 2, Q137、Q138、L132、C132 共同构成变压器次级侧电路的半波整流电路。

Q137 和位于初级侧电路的 MOS 管 Q131、Q132、Q133、Q134 一样接受恒定占空比控制, 或者通过前级进行适量调整, 所述控制单元中的取样单元 1301 对输出电压进行监测, 监测输出电压的变化, 当输出电压变化后, 取样单元 1301 采集到的变化信号会传送到基准电压及环路补偿单元 1302, 在经过处理后, 传递到脉宽调制信号控制器 1303, 脉宽调制信号控制器 1303 根据处理过的变化信号, 对其输出的 PWM 脉冲信号脉冲 1 进行调整, 通过调整后的脉冲 1 驱动 Q135、Q136、Q138、Q139 的栅极, 对具有复合功能的 BUCK 变换电路进行调整, 以对输出直流电压进行调整, 从而获得目标直流电压。

图 13 次级侧电路与变压器负半周期输出相连的, 由 Q137、Q138、L132、C132 共同构成的半波整流电路, 与图 6 中的电路结构相比, 少了一个 MOS 管, 但是从整个次级侧的电路就够来说依然可以完成在次级侧直接进行整形变换及反馈调节的目的。

本实施例中, L131 可以称为第一储能滤波电感、C131 可以称为第一储能滤波电容、L132 可以称为第三储能滤波电感、C132 可以称为第三储能滤波电容、双向可控开关管单元 1306 可以称为第一双向可控开关管单元、Q138 可以称为第三开关管、Q137 可以称为第七开关管、Q139 可以称为第八开关管。

本实施例中, 输出电压不再需要变压器、隔离光耦等隔离器件共同参与反馈调节来进行调整, 而是由具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路担任的次级侧电路参与反馈调节来进行调整, 由于变压器不需要参与到调节的过程, 避免了每周周期改变变压器的工作状态产生的噪音, 同时由于隔离光耦等隔离器件不要参与反馈调整的过程, 避免了隔离器件造成的时延, 使得整个电路输出电压的动态调节能力也得到了改善, 直流转换电源的带宽也不再受到隔离器件

的限制，可以做到较宽的带宽，在对输出电压进行实时调节时，电源电压的响应速度相应变快，在负载发生快速变化时，电源电压的恢复速度也相应变快。

本实施例中 Q135、Q136 可以使用任何一种完全可控的开关管来实现，例如，MOSFET、IGBT、GTO 等，但是在高频 DC/DC 变换开关电源中通常都
5 使用 MOSFET 来实现，图 13 中的 MOS 管 Q135、Q136 就是一种双向可控 MOSFET 开关组合。

图 13 中 Q137、Q138、Q139 在某些输出电压高或电流较小的场合可以用二极管替代。

本实施例中，在某些需要多路独立输出电压的场合，可以增加多个次级绕组，产生其他多路输出电压。
10

在本发明直流转换电源装置实施例六中，以初级侧电路为全桥拓扑、具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路连接在变压器次级侧电路的正半周期输出为例进行了描述，在初级侧电路为其他类型拓扑结构、具有复合功能的 BUCK 降压变换整流电路连接在变压器次级侧电路的负半周期输出时，其实现
15 方式和本发明直流转换电源装置实施例六基本一致。

直流转换电源在实际使用中，有些时候其输入电压的范围会比较宽，在这些情况下，对直流转换电源装置中器件承受能力的要求会很高，因此在制作时会采用承受能力较高的器件，而通常承受能力高的器件效率会比承受能力低的器件低，因此本发明直流转换电源装置实施例七将较宽的输入电压预先通过一
20 级非隔离变换，稳压到一个适合的中间电压，然后再使用上文描述的本发明直流转换电源装置实施例一到六中的方案输出目标直流电压，就可以降低本发明实施例提供的直流转换电源装置实施例对器件承受能力的要求，可以选用承受能力较低的器件，以提升电源的整体效率，并保证电源的高动态特性。

本发明直流转换电源装置实施例七的电路结构如图 14 所示：

25 图 14 中虚线方框内部分即为非隔离变换单元 1401，由 MOS 管 Q141、Q142、储能滤波电感 L141、储能滤波电容 C141 构成一个 BUCK 变换电路，担任非隔离变换单元，Q141 的源极连接到 L141 及 Q142 的漏极，Q142 的源极连接到 C141，L141 的另一端及 C141 的另一端连接在一起，输入电压加载在 Q141 的漏极和 Q142 的源极上输入非隔离变换单元 1401，Q141 的漏极上

输入为高电压，C141 的两端输出中间电压给后级电路，C141 与 L141 连接的一端输出中间电压的高电压，连接到后级电路输入高电压的一端，C141 与 Q142 连接的一端输出中间电压的低电平，连接到后级电路输入低电平的一端。

5 输入电压经过非隔离变换单元 1401 的调整，将电压范围较宽的输入电压调整到一个适合的中间电压输出到后级电路，后级电路再将此中间电压转换为目标直流电压输出。

这里后级电路可以是上述任何一种直流转换电源装置实施例，在图 14 中是以本发明直流转换电源装置实施例一为例的电路图，该后级电路工作方式与本发明直流转换电源装置实施例一完全一致，在此不再详细描述。

10 图 14 中的 BUCK 变换电路只是非隔离变换单元的一种实现形式，其他可以对输入电压范围较宽的电压进行稳压变换的电路均可作为非隔离变换单元来实现本实施例，例如多相 BUCK 变换电路、BOOST 变换电路。

两相 BUCK 变换电路图如图 15 所示：

15 MOS 管 Q151 的源极连接到 L151 及 Q152 的漏极，Q152 的源极连接到 C151，储能滤波电感 L151 的另一端、储能滤波电容 C151 的另一端连接在一起，构成一相 BUCK 变换电路，Q153、Q154、L152、C152 构成另一相 BUCK 变换电路，输入电压的高电压加载在 Q151 的漏极和 Q153 的漏极上，Q151 的漏极和 Q153 的漏极相当于图 14 中 Q141 的漏极，输入电压的低电压加载在 Q152 的源极和 Q154 的源极上，Q152 的源极和 Q154 的源极相当于图 14 中 Q142 的源极，C151 与 L151 连接的一端、C152 与 L152 连接的一端相当于图 14 中 C141 与 Q142 连接的一端，输出所述输出电压的高电压，C151 与 Q152 连接的一端、C152 与 Q154 连接的一端相当于图 14 中 C141 与 Q142 连接的一端，输出所述输出电压的低电压，该两相 BUCK 变换电路在担任非隔离变换单元时，其输出电压即为非隔离变换单元输出的中间电压。

25 若需更多相 BUCK 变换电路，直接增加相应数目个单相 BUCK 变换电路即可，其实现方式可参考上文对两相 BUCK 变换电路的描述。

BOOST 变换电路图如图 16 所示：

储能滤波电感 L161 连接到 MOS 管 Q161 的漏极及 Q162 的漏极，Q162 的源极连接到储能滤波电容 C161，C161 的另一端连接到 Q161 的源极，构成

BOOST 变换电路，输入电压的高电压加载在 L161 的另一端，该端相当于图 14 中 Q141 的漏极，输入电压的低电压加载在 Q162 的源极，该端相当于图 14 中 Q142 的源极，Q161 的源极相当于图 14 中 C141 与 Q142 连接的一端，输出所述输出电压的高电压，Q162 的源极相当于图 14 中 C141 与 Q142 连接的一端，
5 输出所述输出电压的低电压，该 BOOST 变换电路在担任非隔离变换单元时，其输出电压即为非隔离变换单元输出的中间电压。

本发明实施例提供的改进直流转换电源装置的方法，包括：在直流转换电源装置的变压器次级绕组上耦合具有整形变换功能的整流电路，将变压器输出的方波电压转换为直流输出电压；监测所述直流输出电压，根据所述直流输出电压，控制所述变压器次级侧电路，调整所述直流输出电压，使所述直流输出电压为稳定的目标值。
10

将变压器输出的方波电压转换为直流输出电压的方法包括以下两种：

1、在所述变压器的次级绕组包括中间抽头、正半周期输出端、负半周期输出端时，将所述次级绕组的正半周期输出端及负半周期输出端输出的电压转换为直流输出电压。
15

2、在所述变压器的次级绕组包括中间抽头、正半周期输出端、负半周期输出端时，将所述次级绕组正半周期输出的电压转换为第一直流输出电压，将所述次级绕组负半周期输出的电压转换为第二直流输出电压。

在所述直流转换电源装置的变压器次级绕组上耦合具有整形变换功能的整流电路的方法包括以下两种：
20

1、在所述变压器的次级绕组包括中间抽头、正半周期输出端、负半周期输出端时，将具有直接整形变换功能的整流电路耦合在所述次级绕组的正半周期输出端、或负半周期输出端中的任一端，传统整流电路耦合在所述次级绕组的正半周期输出端、或负半周期输出端的另一端。

2、在所述变压器包括复位线圈时，将所述具有直接整形变换功能的整流电路耦合在所述次级绕组的两端。
25

进一步，可以将输入电压转换为中间电压，输入所述直流转换电源装置的初级侧电路。

当需要输出多路电压时，可以增加绕组，增加的每个绕组都可以耦合一个

具有直接整形变换功能的整流电路。

由于不再需要变压器、隔离光耦等隔离器件共同参与对直流输出电压的调整过程，而是由控制单元直接控制具有直接整形变换功能的整流电路来对直流输出电压进行调整，由于变压器不需要参与到调整的过程，避免了在调节时改变变压器的工作状态可能产生的噪音；同时由于隔离光耦等隔离器件不要参与调整的过程，避免了隔离器件造成的时延，提高了对反馈信号的反应速度，整个电路输出电压的动态调节能力也得到了改善，直流转换电源的带宽也不再受到隔离器件的限制，可以做到较宽的带宽，在对输出电压进行实时调节时，电源电压的响应速度相应变快，在负载发生快速变化时，电源电压的恢复速度也相应变快，直流转换电源的动态性能得到了较大的提升。

在本实施例中，耦合在变压器次绕组的具有整形变换功能的整流电路通常由BUCK降压变换整流电路担任，在某些情况下也可以由BOOST升压变换的复合整流电路担任，但是由于BUCK变换电路的纹波较小，也比较容易控制，所以使用比较广泛，在本实施例中将重点以BUCK降压变换整流电路为例进行描述。

本发明改进直流转换电源装置的方法实施例一，为针对初级侧电路为全桥拓扑结构，变压器的次级绕组带有中间抽头的一种实施例，如下所述：

在直流电源转换装置的主变压器采用带中间抽头的次级绕组时，可以在该变压器的次级绕组上连接具有直接整形变换功能的整流电路，对该变压器次级绕组正半周期输出电压及负正半周期输出电压进行整流变换，获得一路直流输出电压。

对该直流输出电压进行采样，监测该直流输出电压的变化，采集变化信号，根据该变化信号对该直流输出电压进行调整，输出目标直流电压。

其初级侧电路如果有需要控制的MOS管，则可以使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止，也可以通过前级控制其导通或截止进行适量调整。

实现本发明改进直流转换电源装置的方法实施例一的电路结构及工作方式如本发明直流转换电源装置实施例一所述，在此不再重复描述。

本发明改进直流转换电源装置的方法实施例二如下所述：

在直流电源转换装置的主变压器采用带中间抽头的次级绕组时，可以在该

根据变化信号对该直流输出电压进行调整，输出目标直流电压。

其初级侧电路如果有需要控制的 MOS 管，则可以使用恒定占空比的脉冲信号控制其导通或截止，也可以通过前级控制其导通或截止进行适量调整。

实现改进直流转换电源装置的方法实施例四的电路结构及工作方式如本
5 发明直流转换电源装置实施例五所述，在此不再重复描述。

本发明改进直流转换电源装置的方法实施例五如下所述：

在直流电源转换装置的主变压器采用带中间抽头的次级绕组时，可以在该
10 变压器的次级绕组的正半周期输出端或负半周期输出端中的一端连接一路具有直接整形变换功能的整流电路，另一端连接普通整流电路，对该变压器次级绕组正半周期输出电压进行整流变换，获得第一直流输出电压，对该变压器次级绕组负半周期输出电压进行整流变换，获得第二直流输出电压。

对第一、第二直流输出电压进行采样，监测直流输出电压的变化，采集变化信号，根据变化信号对该直流输出电压进行调整，输出目标直流电压。

其初级侧电路如果有需要控制的 MOS 管，则可以使用恒定占空比的脉冲
15 信号控制其导通或截止，也可以通过前级控制其导通或截止进行适量调整。

实现本发明改进直流转换电源装置的方法实施例五的电路结构及工作方式如本发明直流转换电源装置实施例六所述，在此不再重复描述。

本发明改进直流转换电源装置的方法实施例六如下所述：

直流转换电源在实际使用中，有些时候其输入电压的范围会比较宽，在这
20 些情况下，对直流转换电源装置中器件承受能力的要求会很高，因此在制作时会采用承受能力较高的器件，而通常承受能力高的器件效率会比承受能力低的器件低，因此本发明直流转换电源装置实施例六将较宽的输入电压预先通过一级非隔离变换，稳压到一个适合的中间电压，然后再输入到直流转换电源装置初级侧电路，直流转换电源装置对该中间电压进行转换，输出目标直流电压，
25 就可以降低本发明实施例提供的直流转换电源装置实施例对器件承受能力的要求，可以选用承受能力较低的器件，以提升电源的整体效率，并保证电源的高动态特性。

实现本发明改进直流转换电源装置的方法实施例六的电路结构及工作方式如本发明直流转换电源装置实施例七所述，在此不再重复描述。

以上对本发明所提供的一种直流转换电源装置及改进直流转换电源装置的方法进行了详细介绍,本文中应用了具体个例对本发明的原理及实施方式进行了阐述,以上实施例的说明只是用于帮助理解本发明的方法及其核心思想;同时,对于本领域的一般技术人员,依据本发明的思想,在具体实施方式及应
5 用范围上均会有改变之处,综上所述,本说明书内容不应理解为对本发明的限制。

权 利 要 求

1、一种直流转换电源装置，其特征在于，所述装置包括：

变压器；

变压器初级侧电路；

5 变压器次级侧电路，所述次级侧电路包含具有整形变换功能的整流电路，用于将变压器输出的方波电压变换为直流输出电压；

控制单元，用于根据所述直流输出电压，控制所述变压器次级侧电路，调整所述直流输出电压为稳定的目标值。

2、如权利要求 1 所述的直流转换电源装置，其特征在于，所述具有整形变换功能的整流电路为：降压变换整流电路。

3、如权利要求 2 所述的直流转换电源装置，其特征在于，所述降压变换整流电路包括：

15 第一储能滤波电感、第一储能滤波电容、第一双向可控开关管单元、第三开关管，其中，所述第一双向可控开关管单元连接在所述变压器次级绕组电压输出端与所述第三开关管之间，所述第一储能滤波电感的一端连接到所述第三开关管与所述第一双向可控开关管单元连接的一端，所述第一储能滤波电感的另一端连接所述第一储能滤波电容的一端，所述第一储能滤波电容的另一端连接到所述第三开关管的另一端，所述第三开关管的另一端连接到所述变压器次级绕组的另一端。

20 4、如权利要求 3 所述的直流转换电源装置，其特征在于，所述变压器次级绕组电压输出端为所述变压器次级绕组正半周期输出端；所述变压器次级绕组的另一端为所述变压器次级绕组的中间抽头；所述降压变换整流电路还包括：

25 连接在所述变压器次级绕组负半周期输出端与所述第三开关管的漏极之间的第二双向可控开关管单元。

5、如权利要求 3 所述的直流转换电源装置，其特征在于，所述变压器次级绕组电压输出端为所述变压器次级绕组正半周期输出端；所述变压器次级绕组的另一端为所述变压器次级绕组的中间抽头；所述降压变换整流电路还包括：

第二储能滤波电感、第二储能滤波电容、第三双向可控开关管单元、第四开关管，其中，所述第三双向可控开关管单元连接在所述变压器次级绕组负半周期输出端与所述第四开关管之间，所述第二储能滤波电感的一端连接到所述第四开关管与所述第三双向可控开关管单元连接的一端，所述第二储能滤波电感的另一端连接所述第二储能滤波电容的一端，所述第二储能滤波电容的另一端连接到所述第四开关管的另一端，所述第四开关管的另一端连接到所述变压器次级绕组的中间抽头。

6、如权利要求3所述的直流转换电源装置，其特征在于，所述变压器次级绕组电压输出端为所述变压器次级绕组正半周期输出端；所述变压器次级绕组的另一端为所述变压器次级绕组的中间抽头；所述降压变换整流电路还包括：

第五开关管，所述第五开关管的一端连接到所述变压器次级绕组负半周期输出端，另一端连接到所述第三开关管与所述第一双向可控开关管单元连接的一端。

7、如权利要求3所述的直流转换电源装置，其特征在于，所述变压器次级绕组电压输出端为所述变压器次级绕组负半周期输出端；所述变压器次级绕组的另一端为所述变压器次级绕组的中间抽头；所述降压变换整流电路还包括：

第六开关管，所述第六开关管的一端连接到所述变压器次级绕组正半周期输出端，另一端连接到所述第三开关管与所述第一双向可控开关管单元连接的一端。

8、如权利要求3所述的直流转换电源装置，其特征在于，所述变压器次级绕组电压输出端为所述变压器次级绕组正半周期输出端；所述变压器次级绕组的另一端为所述变压器次级绕组的中间抽头；所述降压变换整流电路还包括：

第三储能滤波电感、第三储能滤波电容、第七开关管、第八开关管，其中，所述第七开关管连接在所述变压器次级绕组负半周期输出端与所述第八开关管之间，所述第三储能滤波电感的一端连接到所述第八开关管与所述第七开关管连接的一端，所述第三储能滤波电感的另一端连接所述第三储能滤波电容的

一端,所述第三储能滤波电容的另一端连接到所述第八开关管的另一端,所述第八开关管的另一端连接到所述变压器次级绕组的中间抽头。

9、如权利要求3所述的直流转换电源装置,其特征在于,所述变压器次级绕组电压输出端为所述变压器次级绕组负半周期输出端;所述变压器次级绕组的另一端为所述变压器次级绕组的中间抽头;所述降压变换整流电路还包括:

10 第四储能滤波电感、第四储能滤波电容、第九开关管、第十开关管,其中,所述第九开关管连接在所述变压器次级绕组正半周期输出端与所述第十开关管之间,所述第四储能滤波电感的一端连接到所述第十开关管与所述第九开关管连接的一端,所述第四储能滤波电感的另一端连接所述第四储能滤波电容的一端,所述第四储能滤波电容的另一端连接到所述第十开关管的另一端,所述第十开关管的另一端连接到所述变压器次级绕组的中间抽头。

10、如权利要求3至9任一项所述的直流转换电源装置,其特征在于,所述双向可控开关管单元包括:

15 第一开关管、第二开关管,其中,所述第一开关管的源极连接所述变压器次级绕组电压输出端,所述第一开关管的漏极连接所述第二开关管的漏极。

11、如权利要求10所述的直流转换电源装置,其特征在于,所述第一开关管和第二开关管为金属氧化物场效应晶体管、双向可控金属氧化物半导体场效应晶体管、绝缘栅双极晶体管、可关断晶闸管中的一个。

20 12、如权利要求3至9任一项所述的直流转换电源装置,其特征在于,所述开关管为金属氧化物场效应晶体管、双向可控金属氧化物半导体场效应晶体管、绝缘栅双极晶体管、可关断晶闸管、二极管中的一个。

13、如权利要求1至9任一项所述的直流转换电源装置,其特征在于,所述装置还包括:

25 非隔离变换单元,耦合于所述初级侧电路,用于将输入电压转换为中间电压输入所述初级侧电路。

14、一种改进直流转换电源装置的方法,其特征在于,所述方法包括:

在直流转换电源装置的变压器次级绕组上耦合具有整形变换功能的整流电路,将变压器输出的方波电压变换为直流输出电压;

监测所述直流输出电压，根据所述直流输出电压，控制所述变压器次级侧电路，调整所述直流输出电压为稳定的目标值。

15、如权利要求 14 所述的改进直流转换电源装置的方法，其特征在于，所述具有整形变换功能的整流电路为：降压变换整流电路。

5 16、如权利要求 14 所述的改进直流转换电源装置的方法，其特征在于，所述将变压器输出的方波电压变换为直流输出电压包括：

在所述变压器的次级绕组包括中间抽头、正半周期输出端、负半周期输出端时，将所述次级绕组的正半周期输出端及负半周期输出端输出的电压转换为直流输出电压。

10 17、如权利要求 14 所述的改进直流转换电源装置的方法，其特征在于，所述将变压器输出的方波电压变换为直流输出电压包括：

在所述变压器的次级绕组包括中间抽头、正半周期输出端、负半周期输出端时，将所述次级绕组正半周期输出的电压转换为第一直流输出电压，将所述次级绕组负半周期输出的电压转换为第二直流输出电压。

15 18、如权利要求 14 所述的改进直流转换电源装置的方法，其特征在于，在所述直流转换电源装置的变压器次级绕组上耦合具有整形变换功能的整流电路包括：

20 在所述变压器的次级绕组包括中间抽头、正半周期输出端、负半周期输出端时，将具有直接整形变换功能的整流电路耦合在所述次级绕组的正半周期输出端、或负半周期输出端中的任一端，传统整流电路耦合在所述次级绕组的正半周期输出端、或负半周期输出端的另一端。

19、如权利要求 14 所述的直流转换电源装置，其特征在于，在所述直流转换电源装置的变压器次级绕组上耦合具有整形变换功能的整流电路包括：

25 在所述变压器包括复位线圈时，将所述具有直接整形变换功能的整流电路耦合在所述次级绕组的两端。

20、如权利要求 14 至 19 任一项所述的改进直流转换电源装置的方法，其特征在于，所述方法还包括：

将输入电压转换为中间电压，输入所述直流转换电源装置的初级侧电路。

21、如权利要求 14 至 19 任一项所述的改进直流转换电源装置的方法，其

特征在于，所述方法还包括：

为所述变压器增加次级绕组，在每个次级绕组上连接独立具有整形变换功能的整流电路。

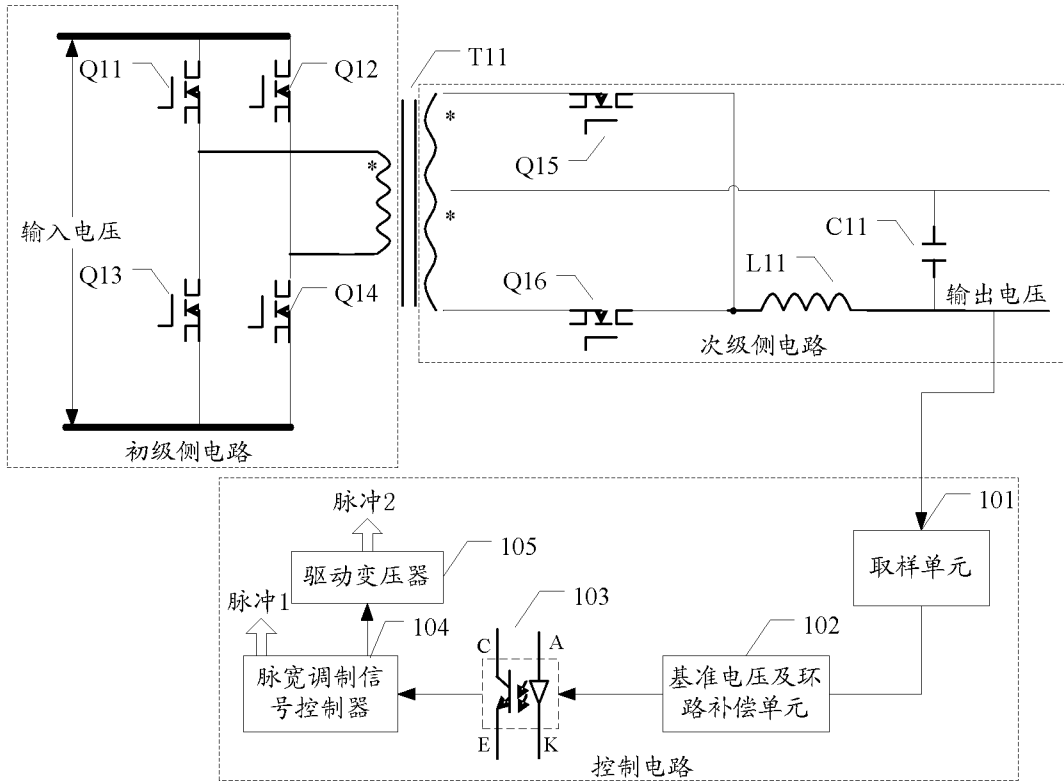


图 1

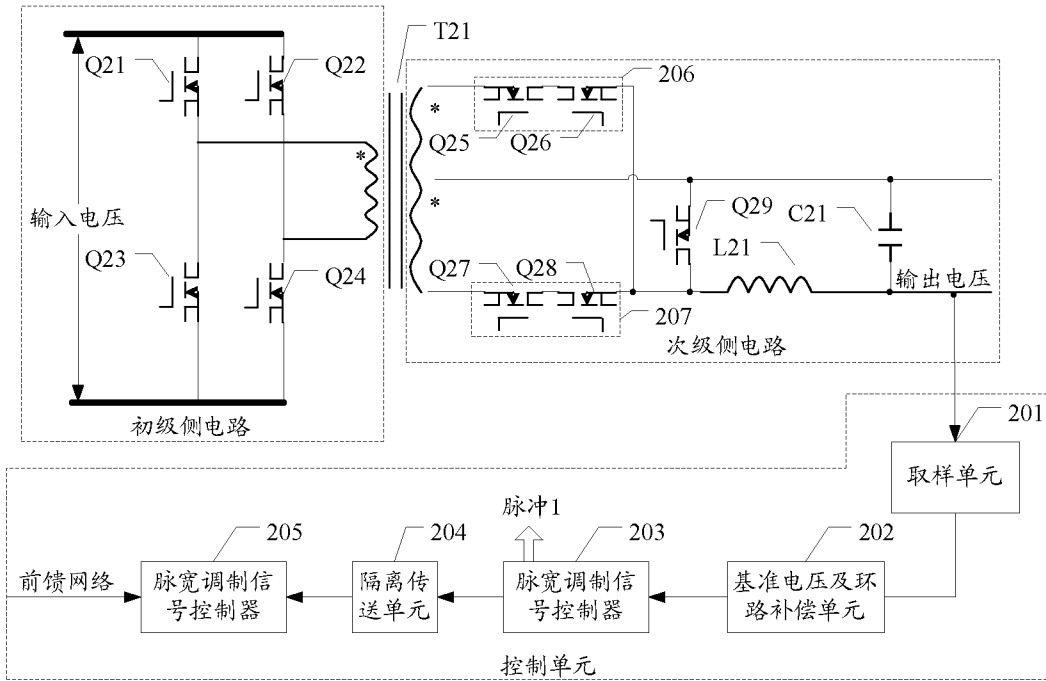


图 2

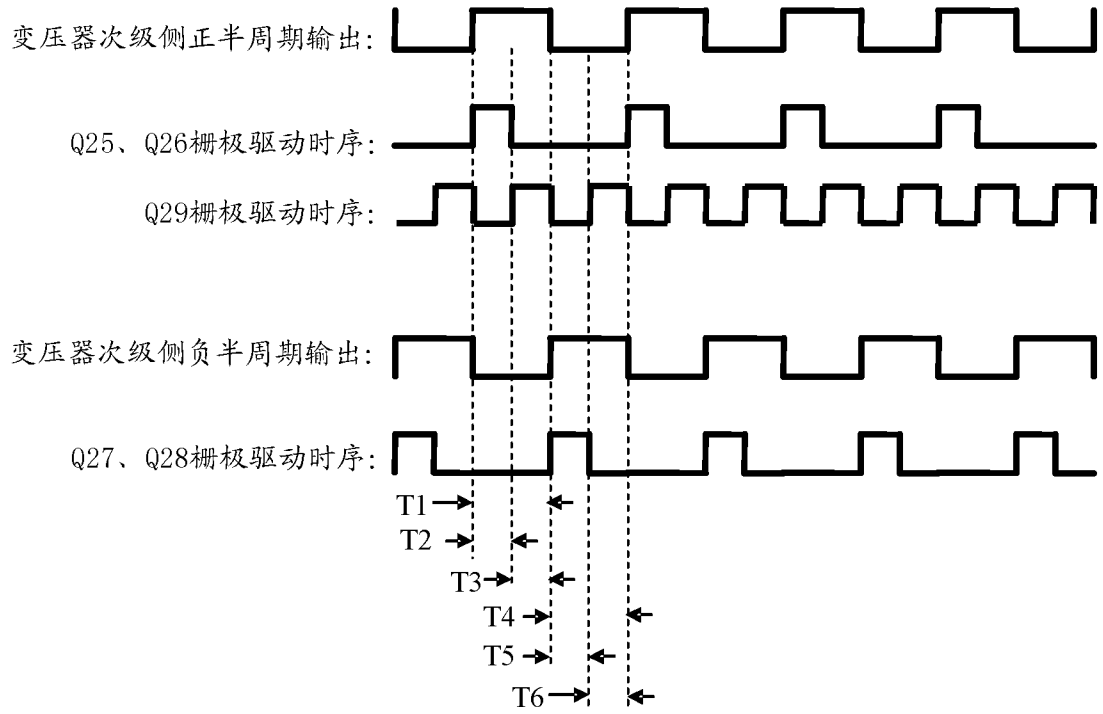


图 3

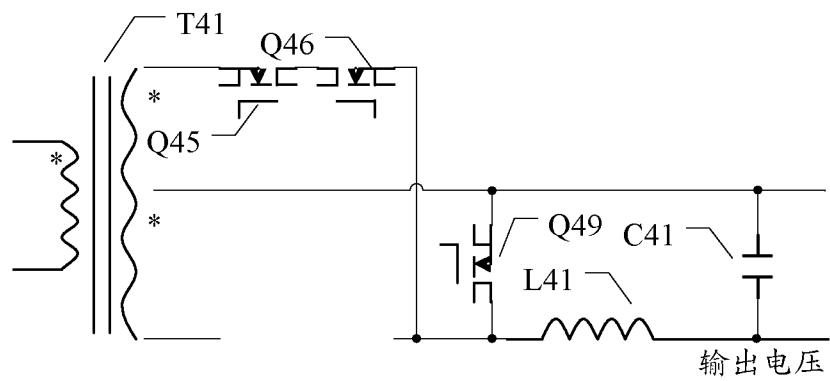


图 4

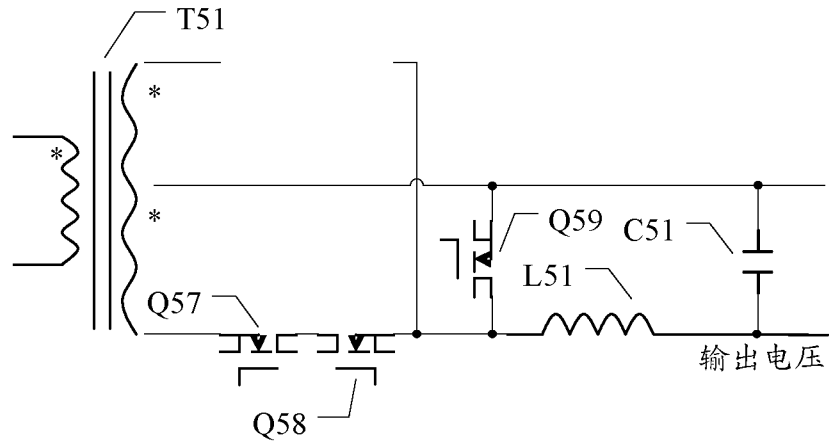


图 5

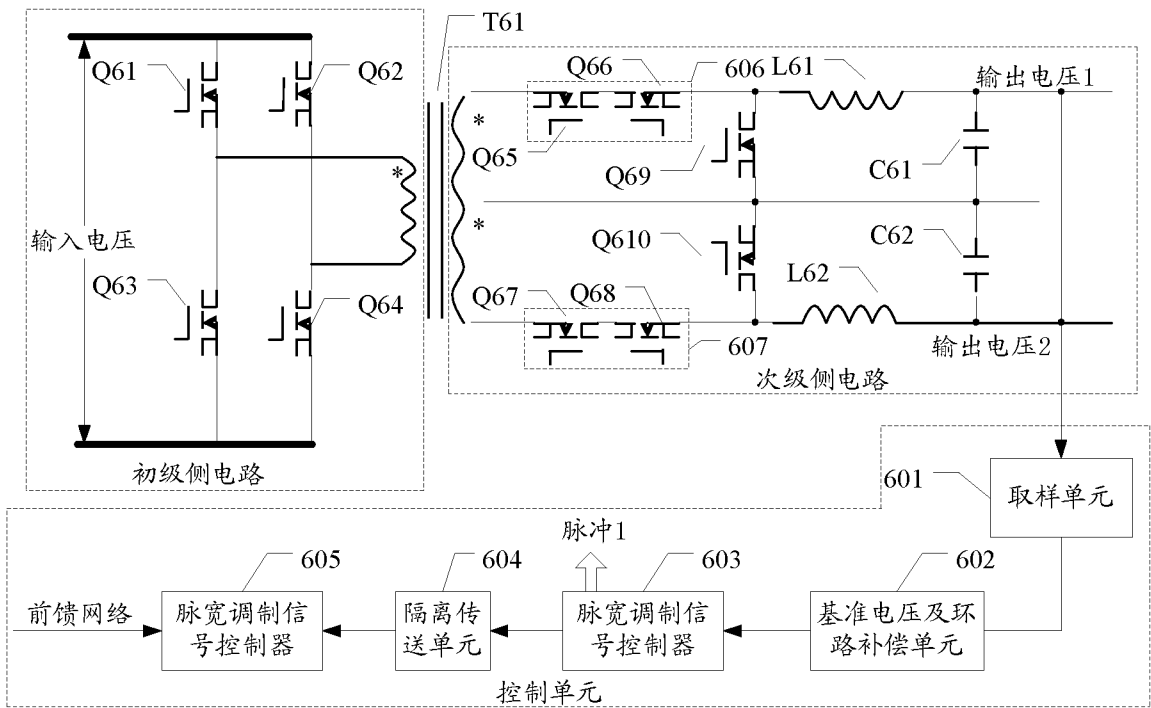


图 6

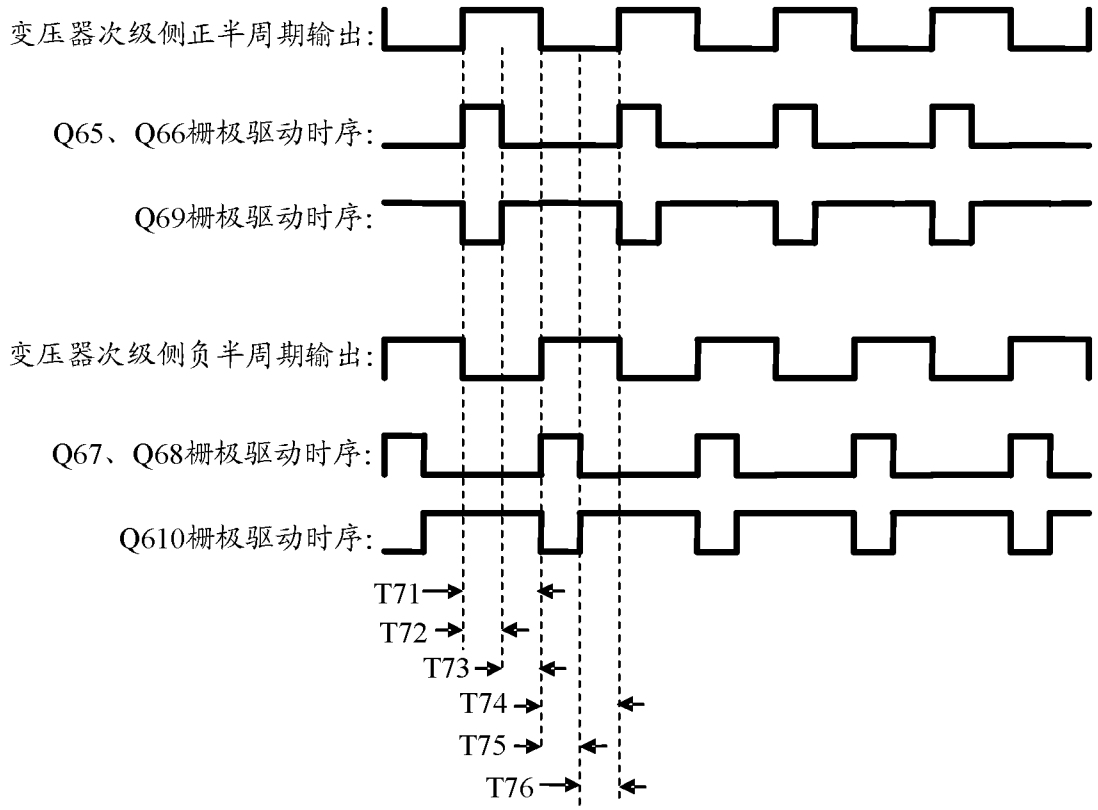


图 7

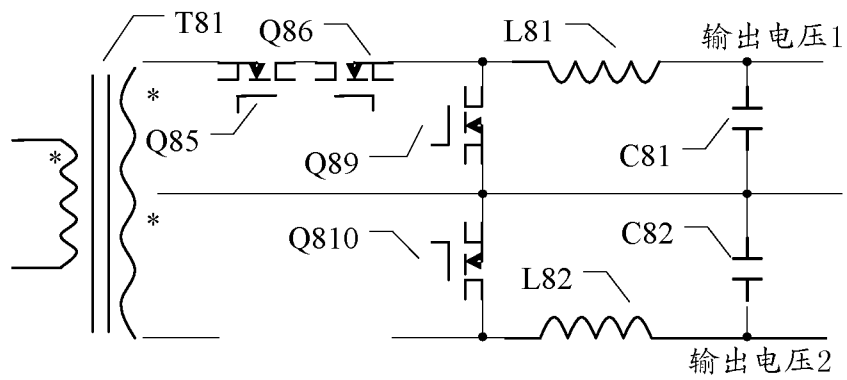


图 8

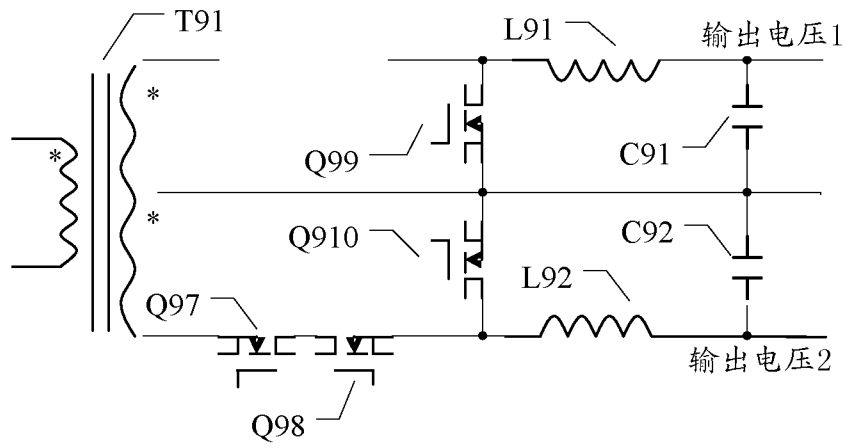


图 9

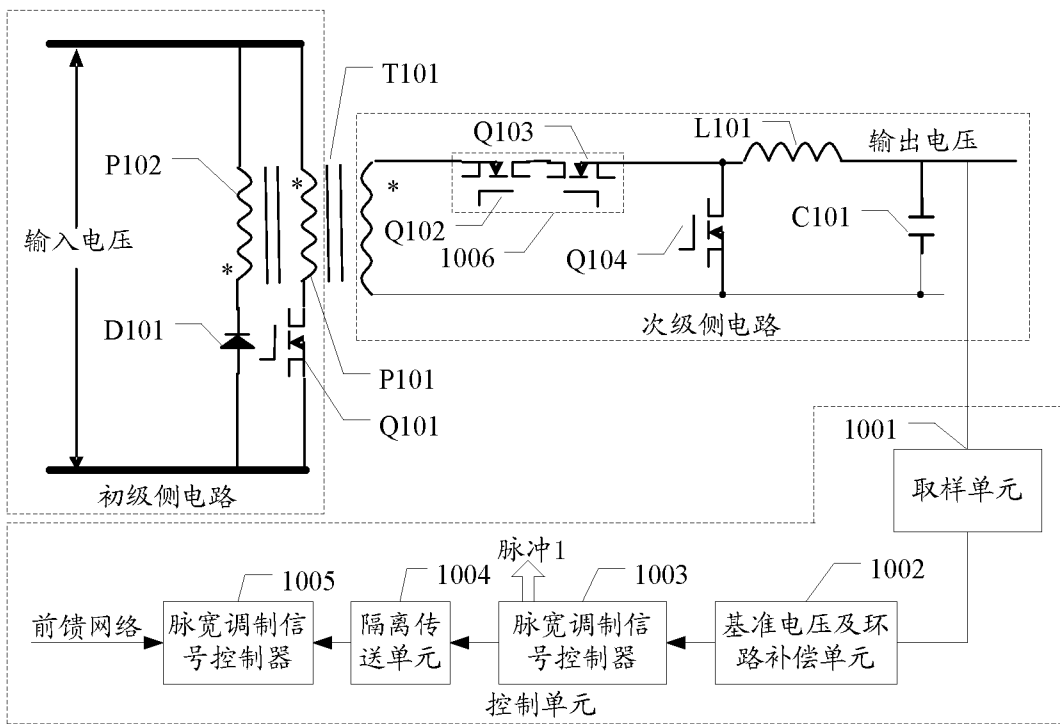


图 10

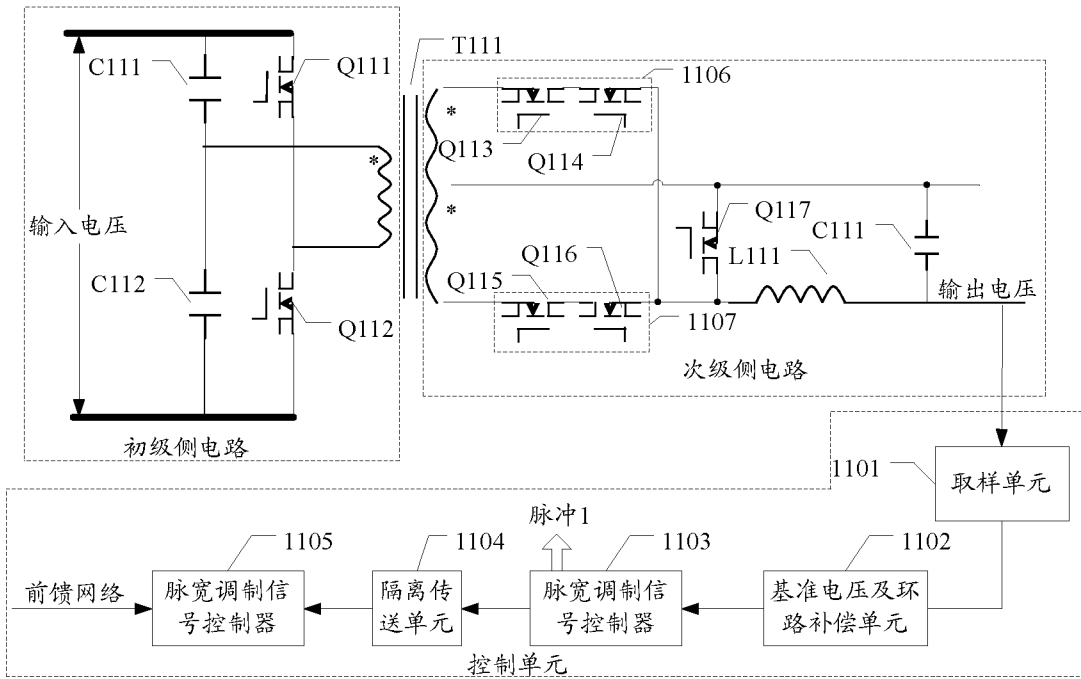


图 11

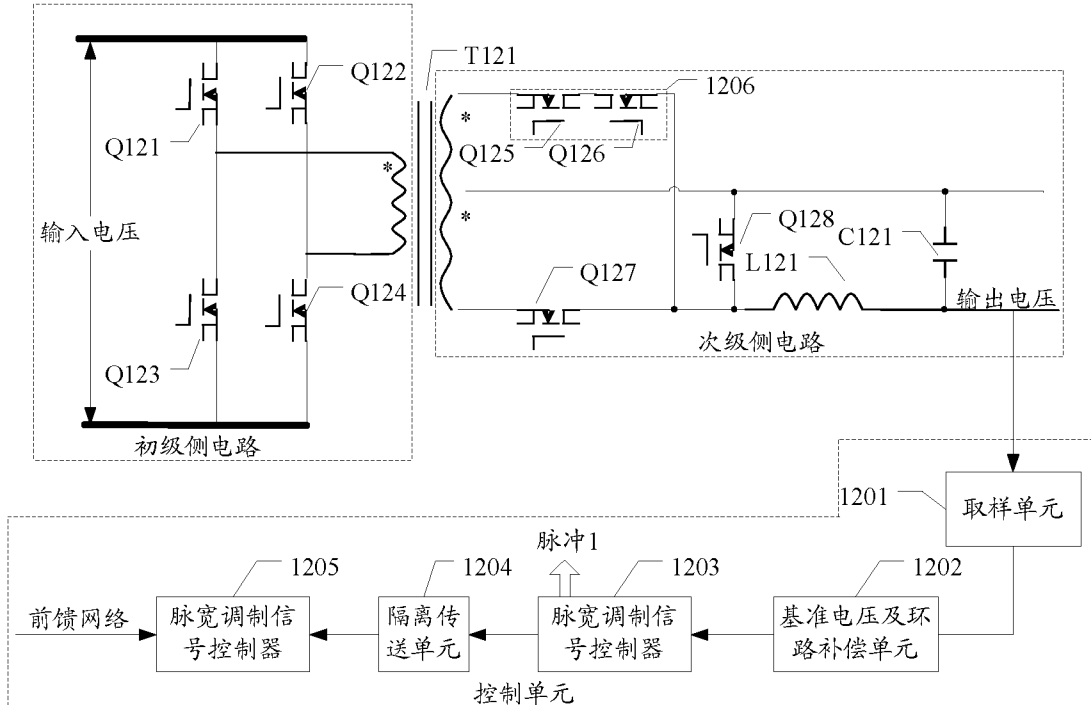


图 12

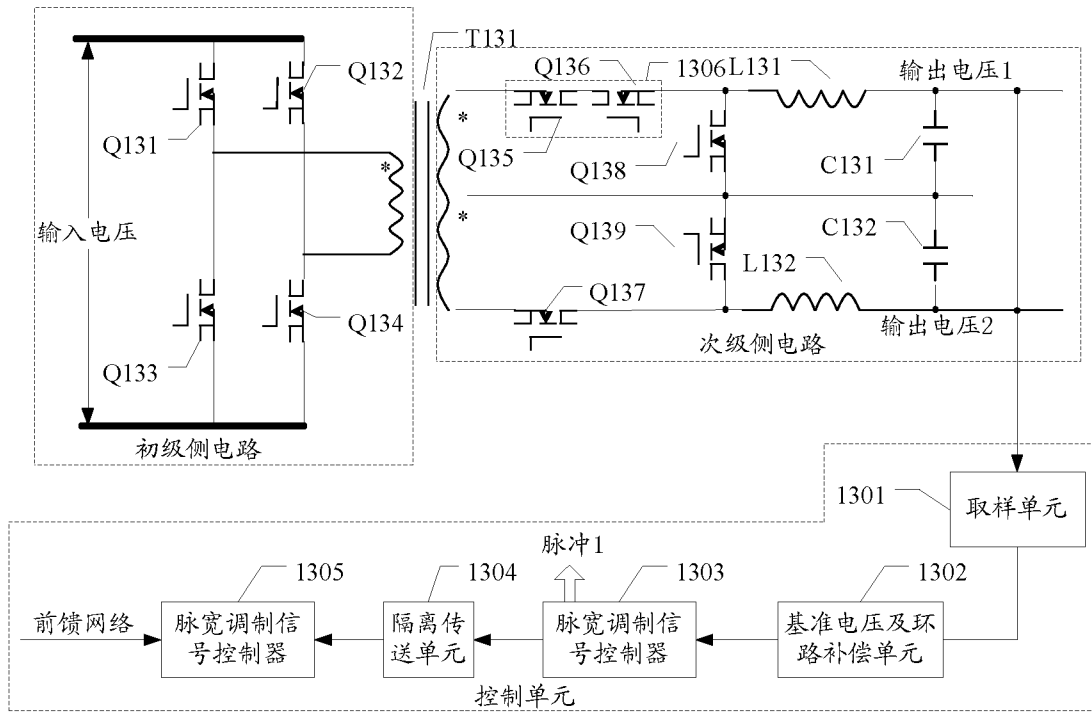


图 13

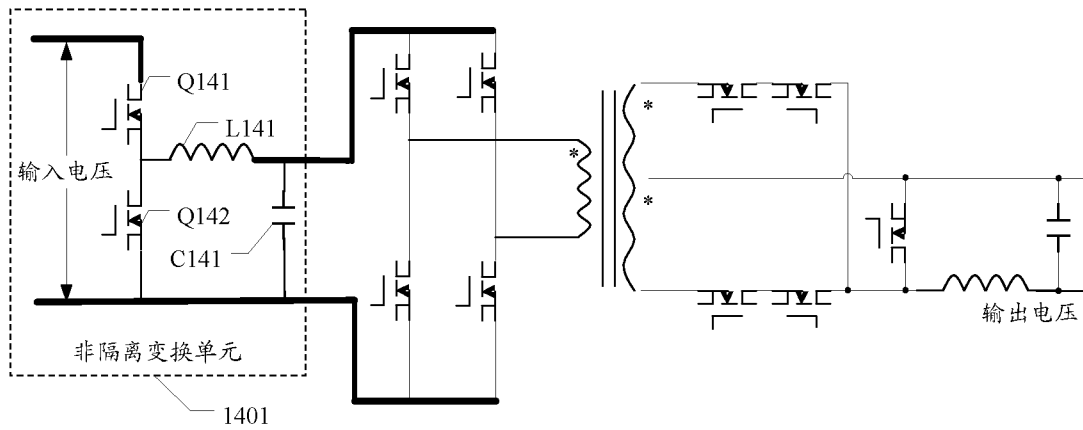


图 14

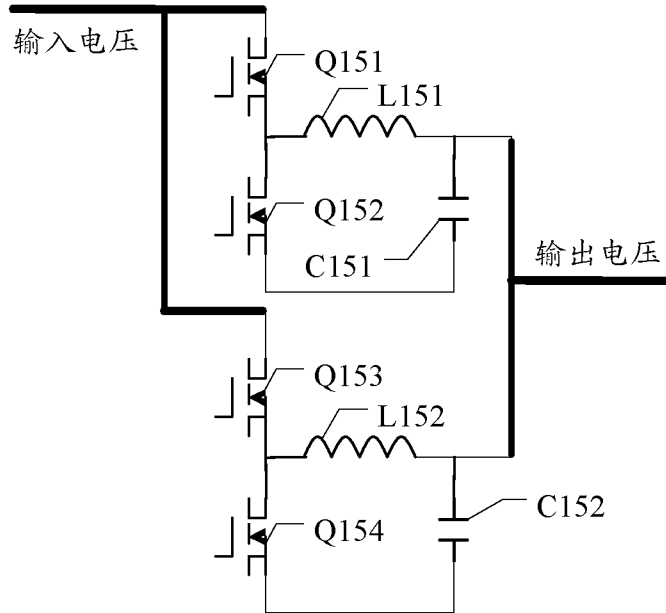


图 15

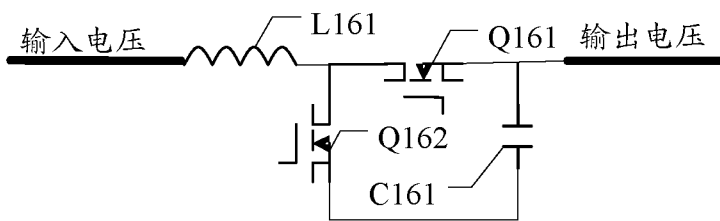


图 16

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2008/071390

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER <p style="text-align: center;">H02M 3/335 (2006.01) i</p> <p>According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC</p>		
B. FIELDS SEARCHED <p>Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)</p> <p style="text-align: center;">IPC: H02M 3/-</p> <p>Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched</p> <p>Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)</p> <p>CNPAT,WPI,EPODOC,PAJ transformer, bi-direction, two way, rectify, voltage</p>		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	CN 1285971 A (TELEFONAKTIEBOLAGET ERICSSON L M) 28 February 2001 (28.02.2001) see page 5, line 11 to page 6, line 17 of the description, Fig.2	1, 2, 13-21
Y		3-12
Y	CN 1067498 C (ZHONGXING COMMUNICATION CO LTD SHENZHEN) 20 June 2001 (20.06.2001) see page 6, line 12 to page 7, line 5 of the description, Fig.2	3-12
Y	JP 2002165454 A (KAWAMURA DENKI SANGYO KK) 07 June 2002 (07.06.2002) see paragraph [0006] to paragraph [0010] of the description, Fig.1	3-12
Y	US 6025999 A (LUCENT TECHNOLOGIES Inc.) 15 February 2000 (15.02.2000) see column 3, line 64 to column 6, line 18 of the description, Fig.1	3-12
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family	
Date of the actual completion of the international search 28 August 2008 (28.08.2008)	Date of mailing of the international search report 11 Sep. 2008 (11.09.2008)	
Name and mailing address of the ISA/CN The State Intellectual Property Office, the P.R.China 6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District, Beijing, China 100088 Facsimile No. 86-10-62019451	Authorized officer HUANG, Jun Telephone No. (86-10)62411799	

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2008/071390

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 1285971 A	28.02.2001	CN 100350729 C	21.11.2007
		WO 9923747 A1	14.05.1999
		CA 2307575 A	14.05.1999
		AU 9768398 A	24.05.1999
		US 5907481 A	25.05.1999
		KR 100689349 B1	09.03.2007
		KR 20010031610 A	16.04.2001
		EP 1034612 A1	13.09.2000
		TW 463461 B	11.11.2001
		TW 463461 A	11.11.2001
		JP 2001522220 T	13.11.2001
CN 1067498 C	20.06.2001	CN 1253409 A	17.05.2000
JP 2002165454 A	07.06.2002	none	
US 6025999 A	15.02.2000	EP 1001517 A2	17.05.2000
		JP 2000152654 A	30.05.2000

A. 主题的分类		
H02M 3/335 (2006.01) i		
按照国际专利分类表(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类		
B. 检索领域		
检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)		
IPC: H02M 3/-		
包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献		
在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))		
CNPAT,WPI,EPODOC,PAJ		
变压器, 整流, 降压, 控, 电压, 检测, 双向, transformer, bi-direction, two way, rectify, voltage		
C. 相关文件		
类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
X	CN 1285971 A (艾利森电话股份有限公司)28.2 月 2001 (28.02.2001)说明书第 5 页第 11 行-第 6 页第 17 行, 附图 2	1, 2, 13-21
Y		3-12
Y	CN 1067498 C (深圳市中兴通讯股份有限公司)20.6 月 2001 (20.06.2001)说明书第 6 页第 12 行-第 7 页第 5 行, 附图 2	3-12
Y	JP 2002165454 A (河村电气产业株式会社)07.6 月 2002 (07.06.2002)说明书第[0006]-[0010]段, 附图 1	3-12
Y	US 6025999 A (LUCENT TECHNOLOGIES Inc.)15.2 月 2000 (15.02.2000)说明书第 3 栏第 64 行-第 6 栏第 18 行, 附图 1	3-12
<input type="checkbox"/> 其余文件在 C 栏的续页中列出。 <input checked="" type="checkbox"/> 见同族专利附件。		
* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件		“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件
国际检索实际完成的日期 28.8 月 2008 (28.08.2008)		国际检索报告邮寄日期 11.9 月 2008 (11.09.2008)
中华人民共和国国家知识产权局(ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路 6 号 100088 传真号: (86-10)62019451		受权官员 黄君 电话号码: (86-10) 62411799

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2008/071390

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利	公布日期		
CN 1285971 A	28.02.2001	CN 100350729 C	21.11.2007		
		WO 9923747 A1	14.05.1999		
		CA 2307575 A	14.05.1999		
		AU 9768398 A	24.05.1999		
		KR 100689349 B1	09.03.2007		
		KR 20010031610 A	16.04.2001		
		US 5907481 A	25.05.1999		
		EP 1034612 A1	13.09.2000		
		TW 463461 A	11.11.2001		
		TW 463461 B	11.11.2001		
		JP 2001522220 T	13.11.2001		
		CN 1067498 C	20.06.2001	CN 1253409 A	17.05.2000
		JP 2002165454 A	07.06.2002	无	
US 6025999 A	15.02.2000	EP 1001517 A2	17.05.2000		
		JP 2000152654 A	30.05.2000		