(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
2012 年 8 月 2 日 (02.08.2012)

WIPO | PCT

(10) 国际公布号
WO 2012/100740 A1

(51) 国际专利分类号:
H02M 3/337 (2006.01) *H02M 3/28* (2006.01)
H02M 3/338 (2006.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2012/070699

(22) 国际申请日: 2012 年 1 月 21 日 (21.01.2012)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:
201110030967.0 2011 年 1 月 28 日 (28.01.2011) CN

(71) 申请人 (对除美国外的所有指定国): **联正电子（深圳）有限公司 (LIAN ZHENG ELECTRONIC (SHENZHEN) CO., LTD.)** [CN/CN]; 中国广东省深圳市宝安区 67 区留芳路 4 号, Guangdong 518101 (CN)。

(72) 发明人; 及

(75) 发明人/申请人 (仅对美国): **何志峰 (HE, Zhifeng)** [CN/CN]; 中国台湾省台北市内湖区新湖三路 93 号, Taiwan (CN)。 **杨育程 (YANG, Yucheng)** [CN/CN]; 中国台湾省台北市内湖区新湖三路 93 号, Taiwan (CN)。

(74) 代理人: **北京市中咨律师事务所 (ZHONGZI LAW OFFICE)**; 中国北京市西城区平安里西大街 26 号新时代大厦 7 层, Beijing 100034 (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, CL, 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, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

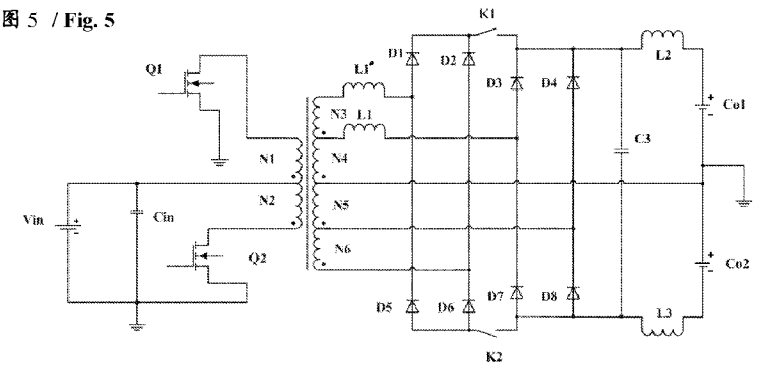
(84) 指定国 (除另有指明，要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), 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(条约第 21 条(3))。

(54) Title: QUASI RESONANT PUSH-PULL CONVERTER AND CONTROL METHOD THEREOF

(54) 发明名称 : 准谐振推挽变换器及其控制方法

图 5 / Fig. 5



(57) Abstract: A quasi resonant push-pull converter and a control method thereof. The converter comprises: a direct current input power supply (Vin), used for providing direct current input for the converter; a first and a second power input unit, connected to the direct current input power supply (Vin) respectively, used for providing input for the converter in different periods, and comprising a first and a second power switching tube (Q1, Q2) and a first and a second primary winding (N1, N2); a power output circuit, used for providing output of the converter, and comprising secondary windings (N3 to N6) and a full-bridge rectification circuit; and a first and a second output capacitor (Co1, Co2), connected to the power output circuit, and used for storing direct current power output by the power output circuit. Resonant elements (L1, L1', L2, L3, and C3) are disposed in the power output circuit, and quasi resonance is implemented through voltage feedback. Switch circuits (K1, K2) are controlled through the voltage feedback, so as to control a turns ratio of the primary winding (N1, N2) to the secondary winding (N3 to N6) of the converter.

[见续页]

WO 2012/100740 A1

(57) **摘要**:

一种准谐振推挽变换器及其控制方法。该变换器包括：直流输入电源(Vin)，用于为该变换器提供直流输入；第一和第二功率输入单元，分别连接到该直流输入电源(Vin)，用于在不同的周期内分别为该变换器提供输入，并包括第一和第二功率开关管(Q1, Q2)以及第一和第二原级绕组(N1, N2)；功率输出电路，用于提供该变换器的输出，包括次级绕组(N3~N6)和全桥整流电路；以及，第一和第二输出电容(Co1, Co2)，连接到该功率输出电路，用于储存该功率输出电路所输出的直流电能。在功率输出电路中设置谐振元件(L1, L1′, L2, L3, C3)，通过电压反馈来实现准谐振。通过电压反馈来控制开关电路(K1, K2)，从而控制该变换器的原级绕组(N1, N2)和次级绕组(N3~N6)的匝数比。

准谐振推挽变换器及其控制方法

技术领域

本发明涉及电力电子技术领域，更具体地，涉及准谐振推挽变换器及其控制方法。

背景技术

目前，电力电子技术的发展对电子产品提出了小型化、轻量化的要求，同时也对效率和电磁兼容性提出了更高的要求。在电力电子装置中，滤波电感、电容和变压器在体积和重量上占很大比例，采取有效措施减小这些元器件的体积和重量是小型化、轻量化的主要途径。提高开关频率可以相应的提高滤波器的截止频率，从而选用较小的电感和电容，降低滤波器的体积和重量。提高开关频率同样可以降低变压器的体积和重量。

但是，提高开关频率的同时，开关损耗增大，感性关断、容性开通、二极管反向恢复等问题将加剧，导致电路效率下降，电磁干扰增大。针对这些问题出现了软开关技术，它可以解决变换器中的开关损耗问题，同时也能解决由硬开关引起的电磁干扰 EMI（Electro Magnetic Interference）问题。软开关技术通常是指零电压开关 ZVS（Zero Voltage Switch）和零电流开关 ZCS（Zero Current Switch），或者近似的零电压开关与零电流开关。

DC-DC 变换器的软开关变换器包括：谐振变换器(Resonant Converter)，准谐振变换器(Quasi Resonant Converter)，多谐振变换器(Multiple Resonant Converter)，零开关 PWM 变换器(Zero Switching PWM Converter)以及零转换 PWM 变换器(Zero Transition PWM Converter)等多种软开关技术。

谐振变换器实际上是直流开关电源负载谐振变换器，通过在标准

PWM 变换器结构上简单地附加谐振元件的方法而得到。按照谐振元件的谐振方式，可分为串联谐振变换器和并联谐振变换器两类；按负载与谐振电路的连接关系，又可分为串联负载谐振变换器和并联负载谐振变换器。其工作原理主要是通过谐振元件与负载的谐振，使经过开关元件的电流或电压被整形为正弦波形，开关元件在电流或电压的过零处开通或关断，实现软开关过程。

准谐振变换器(Quasi Resonant Converter)，因其电路工作在谐振的时间只占一个开关周期中的一部分，故称为准谐振。准谐振变换器通过谐振使开关器件上的电流或电压按准正弦规律变化，从而产生零电流或零电压开关条件，极大地减小了变换器的开关损耗和开关噪声。

多谐振变换器(Multiple Resonant Converter)，由于电路中谐振拓扑和参数不止一个，故称为多谐振。其一般能实现开关管的零电压开关，但还是只能采用频率控制方法。实际常常用零电压多谐振变换器，主要是因为它吸收了开关管和整流二极管的结电容，同时实现了开关管和整流二极管零电压开关。

零开关 PWM 变换器包括零电压 PWM 变换器和零电流 PWM 变换器，它们是在准谐振软开关的基础上，加入一个辅助开关管，来控制谐振元件的谐振过程，实现 PWM 控制。只利用谐振实现换相，换相完毕后仍采用 PWM 工作方式，从而既能克服硬开关 PWM 在开关过程中的缺陷，又能保留硬开关 PWM 变换器的低稳态损耗和低稳态应力的优点。

零转换 PWM 变换器包括 ZVS-PWM 变换器和 ZCS-PWM 变换器。这种类型的变换器，将准谐振变换器和常规的 PWM 变换器相结合，通过附加的辅助有源开关阻断谐振过程，使电路在一周期内，一部分时间按 ZCS 或 ZVS 准谐振方式运行，另一部分时间按 PWM 方式运行，既具有软开关的特点，又具有 PWM 恒频占空比调节的特点。

在 ZVS-PWM 变换器和 ZCS-PWM 变换器中，谐振电感串联在主功率回路中，因此电路中总是存在着很大的环流能量，这不可避免地增加了电路的导通损耗。另外，电感储能与输入电压和输出负载有很大关系，这

使得电路的软开关条件极大地依赖于输入电源和输出负载的变化。

对软开关技术的广泛应用，使电力电子变换器的设计出现了革命性的变化。软开关技术的应用使电力电子变换器可以具有更高的效率—自身损耗大大降低，更高的功率密度—自身体积、重量大大减小，以及更高的可靠性；并可有效地减小电能变换装置引起的电磁污染和环境污染，为大力发展绿色电力电子产品提供了有效的方式和方法。

发明内容

为了解决上述问题，本发明提供一种准谐振推挽变换器的控制方法，应用于具有谐振电容的推挽变换器中，所述推挽变换器包括：直流输入电源，用于为变换器提供直流输入；第一和第二功率输入单元，分别连接所述直流输入电源，用于在不同的周期内分别为变换器提供输入，其包括第一和第二功率开关管，第一原级绕组和第二原级绕组；功率输出电路，用于提供变换器的输出，其包括次级绕组和全桥整流电路；第一和第二输出电容，连接于所述功率输出电路，用于储存功率输出电路所输出的直流电能，其特征在于，

在功率输出电路中设置谐振元件，通过电压反馈来实现准谐振开关电路；以及

通过电压反馈来控制一开关电路，从而控制推挽变换器的原级绕组和次级绕组的匝数比。

优选地，所述在功率输出电路中设置谐振元件具体为：在功率输出电路中设置变压器漏感、谐振电容以及第一和第二电感。

优选地，还包括在功率输出电路中设置第一全桥整流电路、第二全桥整流电路和开关元件，通过控制开关元件的导通或截止来控制次级绕组的工作匝数，改变原级绕组和次级绕组的匝数比，以保持谐振电路的工作不因输入电压的高低而不同，使原边的第一和第二功率开关管均工作在谐振模式下的开关模式。

优选地，所述通过电压反馈来控制一开关电路具体为：设定一电压值，

当侦测到直流输入电压高于该设定值时，将开关电路设置为截止；当侦测到直流输入电压低于该设定值时，将该开关电路设置为导通，从而控制次级绕组的工作匝数。

本发明还提供一种准谐振推挽变换器，包括直流输入电源，用于为变换器提供直流输入；第一和第二功率输入单元，分别连接所述直流输入电源，用于在不同的周期内分别为变换器提供输入，其包括第一和第二功率开关管，第一原级绕组和第二原级绕组；功率输出电路，用于提供变换器的输出，其包括次级绕组和全桥整流电路；第一和第二输出电容，连接于所述功率输出电路，用于储存功率输出电路所输出的直流电能，其特征在于，

功率输出电路还包括变压器漏感、谐振电容和电感，通过电压反馈来实现准谐振开关电路；以及

功率输出电路还通过电压反馈来控制一开关电路，从而控制推挽变换器的原级绕组和次级绕组的匝数比。

优选地，还包括在功率输出电路中设置第一全桥整流电路、第二全桥整流电路和开关元件，通过控制开关元件的导通或截止来控制次级绕组的工作匝数，改变原级绕组和次级绕组的匝数比，以保持谐振电路的工作不因输入电压的高低而不同，使原边的第一和第二功率开关管均工作在谐振模式下的开关模式。

优选地，所述开关元件包括第一开关和第二开关，所述第一开关和第二开关分别连接于所述第一全桥整流电路和第二全桥整流电路之间。

优选地，其中谐振频率设置为开关频率的 2 倍。

优选地，所述次级绕组包括第一次级绕组、第二次级绕组、第三次级绕组和第四次级绕组，当第一开关和第二开关均导通时，由第一次级绕组、第二次级绕组、第三次级绕组和第四次级绕组提供输出；当第一开关和第二开关均截止时，由第二次级绕组和第三次级绕组提供输出。

优选地，还包括设定一电压值，当直流输入电压高于一该设定值时，则将第一开关和第二开关均设置为截止；当直流输入电压低于该设定值时，

则将第一开关和第二开关均设置为导通。

附图说明

图 1 为根据现有技术的推挽式变换器的结构图;

图 2 为根据现有技术的准谐振推挽式变换器的结构图;

图 3 说明了在硬开关模式和谐振模式下 Q1 和 Q2 的损失;

图 4 说明了在不同的输入电压下图 1 和图 2 的功率暂态效率的比较图;

图 5 根据本发明实施方式的准谐振推挽式变换器的结构图;

图 6 说明了在不同的输入电压下图 1、图 2 和图 5 的功率暂态效率的比较图。

具体实施方式

现在参考附图介绍本发明的示例性实施方式，然而，本发明可以用许多不同的形式来实施，并且不局限于此处描述的实施例，提供这些实施例是为了详尽地且完全地公开本发明，并且向所属技术领域的技术人员充分传达本发明的范围。对于表示在附图中的示例性实施方式中的术语并不是对本发明的限定。在附图中，相同的单元/元件使用相同的附图标记。

除非另有说明，此处使用的“一”、“一个”、“所述”和“该”也包括复数形式。此外，应当理解的是，本说明书中使用的术语“包括”、“包含”和/或“含有”，指定了一些特征、实体、步骤、操作、单元、和/或元件，但并不排除一个或多个特征、实体、步骤、操作、单元、元件和/或有它们组成的组。应当理解的是，当单元被称为“连接”或“耦合”到另一个单元时，它可以是直接和另一单元连接或耦合，也可以存在中间单元。此外，此处所指的“连接”或“耦合”包括无线连接或耦合。此处使用的术语“和/或”包括一个或以上所列相关项目的任意组合和全部组合。

除非另有说明，此处使用的术语（包括科技术语）对所属技术领域的技术人员具有通常的理解含义。另外，可以理解的是，以通常使用的词典限定的术语，应当被理解为与其相关领域的语境具有一致的含义，而不应

该被理解为理想化的或过于正式的意义。

推挽变换器结构简单，通过两个开关管的交替导通实现能量的传递。推挽变换器中的变压器是双向励磁，推挽变换器可以传输较大的功率，利用率高。在工作过程中，输入回路中只有一个开关管的导通压降，产生的导通损耗相对较小，因此特别适用于输入电压较低的电源系统。但是推挽变换器存在磁偏的问题，电路必须具有良好的对称性，否则容易引起直流偏磁导致磁芯饱和。开关管理论上承受两倍的输入电压，但由于漏感的存在，开关管关断时的电压尖峰大于该值。所以要求变压器绕组必须紧密藕合，以减小漏感，另外对开关管的耐压也提出了新的要求。

图 1 为根据现有技术的推挽式变换器的结构图。推挽变换器的原边侧包括：直流输入电源，MOSFET 开关管 Q1 和 Q2，输入电容 Cin 以及匝数 N1 和 N2 的一次绕组。其连接关系为：直流输入电源的正极通过匝数 N1 的一次绕组的连接 MOSFET 开关管 Q1 的源极，MOSFET 开关管 Q1 的漏极接地；直流输入电源的正极通过匝数 N2 的一次绕组的连接 MOSFET 开关管 Q2 的源极，MOSFET 开关管 Q2 的漏极接地；以及输入电容 Cin 与直流输入电源并联，一端连接到匝数 N1 的一次绕组的同名端，另一端与地线连接。

推挽变换器的副边侧包括：由匝数为 N4 的二次绕组，匝数为 N5 的二次绕组，全桥整流器，电感 L2 和 L3，输出电容 Co1 和 Co2。其中，全桥整流器包括：二极管 D1，D2，D5 和 D6。其连接关系为：匝数为 N4 的二次绕组的同名端与匝数为 N5 的二次绕组的另一端均接地，匝数为 N4 的二次绕组的另一端连接二极管 D1 的阳极和二极管 D5 的阴极，匝数为 N5 的二次绕组的同名端连接二极管 D2 的阳极和二极管 D6 的阴极。二极管 D1 的阴极连接到二极管 D2 的阴极和电感 L2 的一端，电感 L2 的另一端连接输出电容 Co1 的正极，输出电容 Co1 的负极接地；二极管 D5 的阳极连接到二极管 D6 的阳极和电感 L3 的一端，电感 L3 的另一端连接输出电容 Co2 的负极，输出电容 Co2 的正极接地。

图 1 的电路动作具体为：在第一周期内，MOSFET 开关管 Q1 导通，

电流沿匝数为 N1 的一次绕组，流向 MOSFET 开关管 Q1。相应地，在副边侧，电流经输出电容 Co2、电感 L3 和二极管 D5，从匝数为 N4 的二次绕组的另一端流向其同名端；同时，电流从匝数为 N5 的二次绕组的另一端流向其同名端，并经过二极管 D2 和电感 L2 流向输出电容 Co1。

在第二周期内，在第一周期内，MOSFET 开关管 Q2 导通，电流沿匝数为 N2 的一次绕组，流向 MOSFET 开关管 Q2。相应地，在副边侧，电流经输出电容 Co2、电感 L3 和二极管 D6，从匝数为 N5 的二次绕组的同名端流向其另一端；同时，电流从匝数为 N4 的二次绕组的同名端流向其另一端，并经过二极管 D1 和电感 L2 流向输出电容 Co1。

推挽式变换器容易控制并且成本低。但是，当输入功率较高时，推挽式变换器无法提供较高的传输效率。尤其是在更高频率或者大功率密度时，功率开关管 Q1 和 Q2 的开关损耗变得更为严重。为了解决上述问题，降低功率开关管的开关损耗，提供大功率密度，高效率以及高功率节省的推挽式变换器，本发明提出一种准谐振推挽式变换器。

图 2 为根据现有技术的的准谐振推挽式变换器的结构图。推挽变换器的原边侧包括：直流输入电源，MOSFET 开关管 Q1 和 Q2，输入电容 Cin 以及匝数 N1 和 N2 的一次绕组。其连接关系为：直流输入电源的正极通过匝数 N1 的一次绕组的连接 MOSFET 开关管 Q1 的源极，MOSFET 开关管 Q1 的漏极接地；直流输入电源的正极通过匝数 N2 的一次绕组的连接 MOSFET 开关管 Q2 的源极，MOSFET 开关管 Q2 的漏极接地；以及输入电容 Cin 与直流输入电源并联，一端连接到匝数 N1 的一次绕组的同名端，另一端与地线连接。

推挽变换器的副边侧包括：匝数为 N4 的二次绕组，匝数为 N5 的二次绕组，变压器等效漏感 L1，全桥整流器，谐振电容 C3，电感 L2 和 L3，输出电容 Co1 和 Co2。其中，全桥整流器包括：二极管 D1，D2，D5 和 D6。其连接关系为：匝数为 N4 的二次绕组的同名端与匝数为 N5 的二次绕组的另一端均接地，匝数为 N4 的二次绕组的另一端连接变压器等效漏感 L1 的一端，变压器漏感 L1 的另一端连接二极管 D1 的阳极和二极管 D5

的阴极，匝数为 N5 的二次绕组的同名端连接二极管 D2 的阳极和二极管 D6 的阴极。二极管 D1 的阴极连接到二极管 D2 的阴极、谐振电容 C3 的一端以及电感 L2 的一端，电感 L2 的另一端连接输出电容 Co1 的正极，输出电容 Co1 的负极接地；二极管 D5 的阳极连接到二极管 D6 的阳极、谐振电容 C3 的另一端以及电感 L3 的一端，电感 L3 的另一端连接输出电容 Co2 的负极，输出电容 Co2 的正极接地。

图 3 说明了在硬开关模式和谐振模式下 Q1 和 Q2 的损耗。可以明显的看出，在硬开关的模式下，MOSFET 开关管 Q1 和 Q2 的损耗明显要大于谐振模式下 Q1 和 Q2 的损耗。

但是，当输入直流电源为一电池时，因为电池放电的特性会维持在低压的时间较久，为维持整体放电的效率，谐振电路的设计通常配合低电压输入的要求而设计，因此谐振电路无法同时符合电池高电压输入和放电一段时间后低电压输入的要求，无法维持最佳的谐振效果。因此，使得当电池输入电压较高时，duty 变小，谐振效果不佳，Q1 和 Q2 开关进入硬开关模式时，开关损耗大，同时导通损耗也非常大。

图 4 说明了在不同的输入电压下图 1 和图 2 的功率暂态效率的比较图。图 4 中的横坐标表示输入电池电压，从左向右依次递增，最低电压为 60 伏，最高电压为 84 伏，其中每个坐标递增电压 2 伏。纵坐标表示输出功率与输入功率的比值，以百分率表示，最低比值为 79%，最高比值为 88%，其中每个坐标递增 1%。矩形点表示不同的输入电压下图 2 所示电路的功率暂态效率值，菱形点表示不同的输入电压下图 1 所示电路的功率暂态效率值。

如图 4 所示，在输入电池电压从 84 伏到 70 伏的区间内，图 1 所示的电路和图 2 所示的电路的输出功率与输入功率的比值，均随着输入电池电压的降低而升高。在输入电池电压从 70 伏到 60 伏的区间内，图 1 所示的电路的输出功率与输入功率的比值，随着输入电池电压的降低而降低。在输入电池电压为 68 伏，66 伏，64 伏和 62 伏的时，图 2 所示电路的输出功率与输入功率的比值相同，均小于输入电池电压为 70 伏的输出功率与输入

功率的比值，均大于输入电池电压为 60 伏的输出功率与输入功率的比值。

输入电池电压为 70 伏时，两者的输出功率与输入功率的比值分别达到各自的最大值，而输入电池电压为 84 伏时，两者的输出功率与输入功率的比值分别达到各自的最小值。在输入电池电压为 84 伏和 82 伏时，图 1 所示的电路的输出功率与输入功率的比值要大于图 2 所示的电路的输出功率与输入功率的比值。而在其余各个点上，图 1 所示的电路的输出功率与输入功率的比值均小于图 2 所示的电路的输出功率与输入功率的比值。

由此可知，在大部分情况下，图 2 所示的准谐振推挽式变换器的效率比图 1 所示的推挽式变换器要高，但是在电池输入高压时，例如 70 伏至 84 伏区间，准谐振推挽式变换器的效率仍然不高。因此，需要提供一种在输入的直流电源的电压范围较宽时仍能提供较高效率的变换器。

图 5 根据本发明实施方式的准谐振推挽式变换器的结构图。推挽变换器的原边侧包括：直流输入电源，MOSFET 开关管 Q1 和 Q2，输入电容 Cin 以及匝数 N1 和 N2 的一次绕组。其连接关系为：直流输入电源的正极通过匝数 N1 的一次绕组的连接 MOSFET 开关管 Q1 的源极，MOSFET 开关管 Q1 的漏极接地；直流输入电源的正极通过匝数 N2 的一次绕组的连接 MOSFET 开关管 Q2 的源极，MOSFET 开关管 Q2 的漏极接地；以及输入电容 Cin 与直流输入电源并联，一端连接到匝数 N1 的一次绕组的同名端，另一端与地线连接。

推挽变换器的副边侧包括：匝数分别为 N3，N4，N5 和 N6 的二次绕组，第一全桥整流器，第二全桥整流器，第一和第二开关，谐振电容 C3，电感 L2 和 L3，输出电容 Co1 和 Co2。其中，第一全桥整流器包括：二极管 D1，D2，D5 和 D6；第二全桥整流器包括：D3，D4，D7 和 D8。第一全桥整流器连接匝数为 N3 的二次绕组的另一端和匝数为 N6 的二次绕组的同名端；第二全桥整流器连接匝数为 N3 的二次绕组的同名端和匝数为 N6 的二次绕组的另一端。

具体连接关系为：匝数为 N3 的二次绕组的另一端连接变压器等效漏感 L1'的一端，变压器漏感 L1'的另一端连接二极管 D1 的阳极和 D5 的阴

极，匝数为 N3 的二次绕组的同名端连接变压器等效漏感 L1 的一端，变压器漏感 L1 的另一端连接二极管 D3 的阳极，二极管 D7 的阴极和匝数为 N4 的二次绕组的另一端。匝数为 N4 的二次绕组的同名端与匝数为 N5 的二次绕组的另一端均接地，匝数为 N5 的二次绕组的同名端连接二极管 D4 的阳极，二极管 D8 的阴极和匝数为 N6 的二次绕组的另一端；匝数为 N6 的二次绕组的同名端连接二极管 D2 的阳极和二极管 D6 的阴极。

二极管 D1 的阴极连接到二极管 D2 的阴极，开关 K1 的一端。可替换地，使用其它能够实现开关功能的电路来替换开关 K1。开关 K1 的另一端连接二极管 D3 和 D4 的阴极，谐振电容 C3 的一端，电感 L2 的一端；电感 L2 的另一端连接输出电容 Co1 的正极，输出电容 Co1 的负极接地。

二极管 D5 的阳极连接到二极管 D6 的阳极，开关 K2 的一端。可替换地，使用其它能够实现开关功能的电路来替换开关 K2。开关 K2 的另一端连接二极管 D7 和 D8 的阳极，谐振电容 C3 的另一端，电感 L3 的一端；电感 L3 的另一端连接输出电容 Co2 的负极，输出电容 Co2 的正极接地。

通过控制开关电路 K1 和 K2 的同时导通和截止，图 6 所示的集成谐振推挽变换器能够实现谐振的效果维持在良好的状态。当 K1 和 K2 均截止时，副边工作的二次绕组为 N4 和 N5。本发明的优选实施方式增加一组变压器的二次侧的圈数 N3 及 N6，并以输出低压的状态来设计谐振电路；当开关 K1 和 K2 均导通时，副边工作的匝数增加为(N3+N4)以及(N5+N6)。由此可知，通过本发明的改进实施方式，在谐振推挽变换器中能够控制输出电压与输出电压的不同比值，以满足不同的需要，使得输入高压的谐振效果像输入低压时一样良好。

当电池为高电压输入时，例如，当直流输入电压高于一设定值 θ 时，使第一开关 K1 和第二开关 K2 均截止，副边工作的二次绕组为 N4 和 N5，如此让 Q1 和 Q2 开关的 duty 变大，谐振电容 C3 和漏感 Ll 谐振，Q1 和 Q2 开关进入谐振模式；当电池电压因放电而下降至一设定值时，例如，当直流输入电压低于该设定值 θ 时，将第一开关 K1 和第二 K2 均导通，副边工作的匝数增加为(N3+N4)以及(N5+N6)，改变原边绕组和副边绕组的匝数

比，以保持输出电压的值，谐振电容 C3 和漏感 Ll'谐振，Q1 和 Q2 开关同样操作在谐振模式。如此以使整个电池放电的过程中，Q1 和 Q2 开关谐振的效果维持在良好的状态，从而提高整体的放电效率。

图 6 说明了在不同的输入电压下图 1、图 2 和图 5 的功率暂态效率的比较图。图 6 的横坐标表示输入电池电压，从左向右依次递增，最低电压为 60 伏，最高电压为 84 伏，其中每个坐标递增电压 2 伏。纵坐标表示输出功率与输入功率的比值，以百分率表示，最低比值为 79%，最高比值为 88%，其中每个坐标递增 1%。三角形点表示不同的输入电压下图 5 所示电路的功率暂态效率值，矩形点表示不同的输入电压下图 2 所示电路的功率暂态效率值，菱形点表示不同的输入电压下图 1 所示电路的功率暂态效率值。

如图 6 所示，在输入电池电压从 84 伏到 70 伏的区间内，图 1 所示的电路和图 2 所示的电路的输出功率与输入功率的比值，均随着输入电池电压的降低而升高。在输入电池电压从 70 伏到 60 伏的区间内，图 1 所示的电路的输出功率与输入功率的比值，随着输入电池电压的降低而降低。在输入电池电压为 68 伏，66 伏，64 伏和 62 伏的时，图 2 所示电路的输出功率与输入功率的比值相同，均小于输入电池电压为 70 伏的输出功率与输入功率的比值，均大于输入电池电压为 60 伏的输出功率与输入功率的比值。在输入电池电压从 84 伏到 76 伏的区间内，图 5 所示电路的输出功率与输入功率的比值，随着输入电池电压的降低而升高，在输入电池电压从 76 伏到 70 伏的区间内，图 5 所示的电路的输出功率与输入功率的比值，随着输入电池电压的降低而降低，在输入电池电压从 70 伏到 60 伏的区间内，图 5 所示电路的输出功率与输入功率的比值，与图 2 所示电路的输出功率与输入功率的比值相同。

输入电池电压为 70 伏时，图 1 所示的电路和图 2 所示的电路的输出功率与输入功率的比值分别达到各自的最大值，而输入电池电压为 76 伏时，图 5 所示电路的输出功率与输入功率的比值达到最大值。输入电池电压为 84 伏时，三者的输出功率与输入功率的比值分别达到各自的最小值。在输

入电池电压为 84 伏和 82 伏时，图 1 所示的电路的输出功率与输入功率的比值要大于图 2 所示的电路的输出功率与输入功率的比值。而在其余各个点上，图 1 所示的电路的输出功率与输入功率的比值均小于图 2 所示的电路的输出功率与输入功率的比值。

在输入电池电压从 70 伏到 60 伏的区间内，图 5 所示电路的输出功率与输入功率的比值，与图 2 所示电路的输出功率与输入功率的比值相同。在输入电池电压从 84 伏到 70 伏的区间内，图 5 所示电路的输出功率与输入功率的比值要大于图 1 所示的电路和图 2 所示的电路的输出功率与输入功率的比值。

由此可知，在大部分情况下，图 5 所示的准谐振推挽式变换器的效率比图 1 和图 2 所示的推挽式变换器要高，集成的准谐振推挽式变换器实现了更高的效率。

从图 6 可以看出，整个 Push-Pull 谐振电路的效率不因输入电池高低压的原因而使效率变差，效率都维持在相当的高点，整个 Battery mode（电池模式）的整体效率因此提高。

权 利 要 求

1. 一种准谐振推挽变换器的控制方法，应用于具有谐振电容的推挽变换器中，所述推挽变换器包括：直流输入电源，用于为变换器提供直流输入；第一和第二功率输入单元，分别连接所述直流输入电源，用于在不同的周期内分别为变换器提供输入，其包括第一和第二功率开关管，第一原级绕组和第二原级绕组；功率输出电路，用于提供变换器的输出，其包括次级绕组和全桥整流电路；第一和第二输出电容，连接于所述功率输出电路，用于储存功率输出电路所输出的直流电能，其特征在于，

在功率输出电路中设置谐振元件，通过电压反馈来实现准谐振开关电路；以及

通过电压反馈来控制一开关电路，从而控制推挽变换器的原级绕组和次级绕组的匝数比。

2. 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述在功率输出电路中设置谐振元件具体为：在功率输出电路中设置变压器漏感、谐振电容以及第一和第二电感。

3. 根据权利要求 2 所述的方法，其特征在于，还包括在功率输出电路中设置第一全桥整流电路、第二全桥整流电路和开关元件，通过控制开关元件的导通或截止来控制次级绕组的工作匝数，改变原级绕组和次级绕组的匝数比，以保持谐振电路的工作不因输入电压的高低而不同，使原边的第一和第二功率开关管均工作在谐振模式下的开关模式。

4. 根据权利要求 2 或 3 所述的方法，其特征在于，所述通过电压反馈来控制一开关电路具体为：设定一电压值，当侦测到直流输入电压高于该设定值时，将开关电路设置为截止；当侦测到直流输入电压低于该设定值时，将该开关电路设置为导通，从而控制次级绕组的工作匝数。

5. 一种准谐振推挽变换器，其特征在于，包括：

直流输入电源，用于为变换器提供直流输入；

第一和第二功率输入单元，分别连接所述直流输入电源，用于在不同的周期内分别为变换器提供输入，其包括第一和第二功率开关管，第一原级绕组和第二原级绕组;

功率输出电路，用于提供变换器的输出，其包括次级绕组和全桥整流电路;

第一和第二输出电容，连接于所述功率输出电路，用于储存功率输出电路所输出的直流电能，其特征在于，

功率输出电路还包括变压器漏感、谐振电容和电感，通过电压反馈来实现准谐振开关电路；以及

通过电压反馈来控制一开关电路，从而控制推挽变换器的原级绕组和次级绕组的匝数比。

6.根据权利要求 5 所述的准谐振推挽变换器，其特征在于，还包括在功率输出电路中设置第一全桥整流电路、第二全桥整流电路和开关元件，通过控制开关元件的导通或截止来控制次级绕组的工作匝数，改变原级绕组和次级绕组的匝数比，以保持谐振电路的工作不因输入电压的高低而不同，使原边的第一和第二功率开关管均工作在谐振模式下的开关模式。

7.根据权利要求 6 所述的准谐振推挽变换器，其特征在于，所述开关元件包括第一开关和第二开关，所述第一开关和第二开关分别连接于所述第一全桥整流电路和第二全桥整流电路之间。

8.根据权利要求 5 所述的准谐振推挽变换器，其特征在于，其中谐振频率设置为开关频率的 2 倍。

9.根据权利要求 7 所述的准谐振推挽变换器，其特征在于，所述次级绕组包括第一次级绕组、第二次级绕组、第三次级绕组和第四次级绕组，当第一开关和第二开关均导通时，由第一次级绕组串联第二次级绕组和第三次级绕组串联第四次级绕组提供输出；当第一开关和第二开关均截止时，由第二次级绕组和第三次级绕组提供输出。

10. 根据权利要求 7 所述的准谐振推挽变换器，其特征在于，还包括设定一电压值，当直流输入电压高于一该设定值时，则将第一开关和第二

开关均设置为截止；当直流输入电压低于该设定值时，则将第一开关和第二开关均设置为导通。

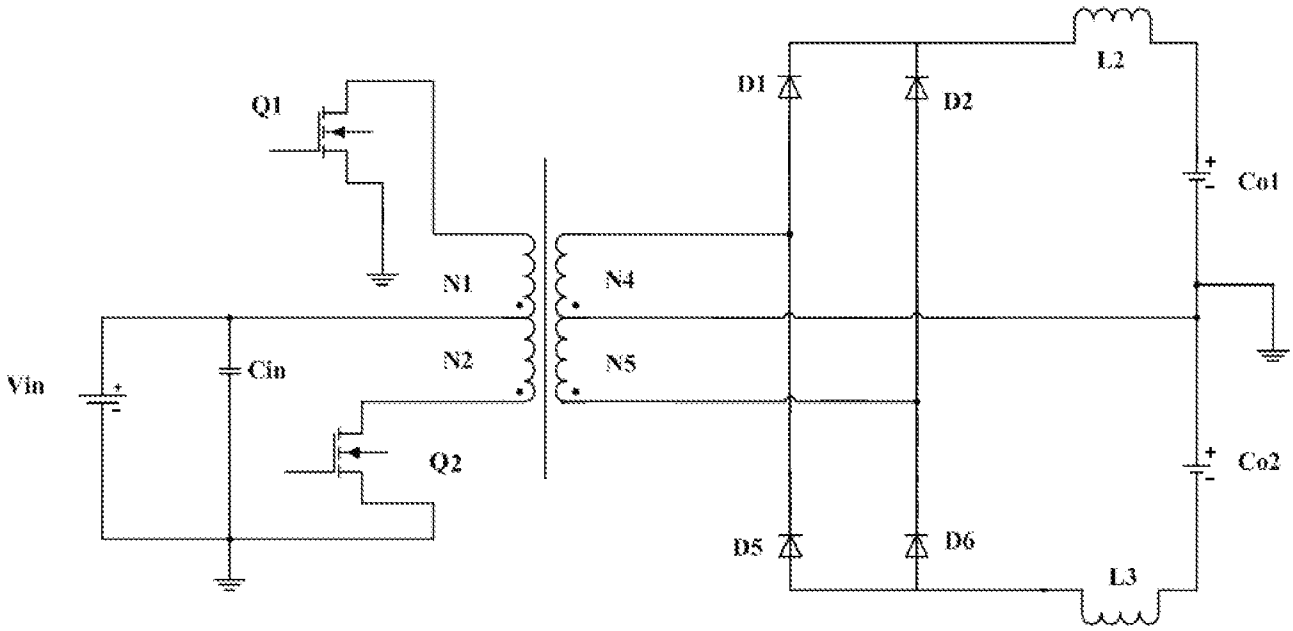


图 1

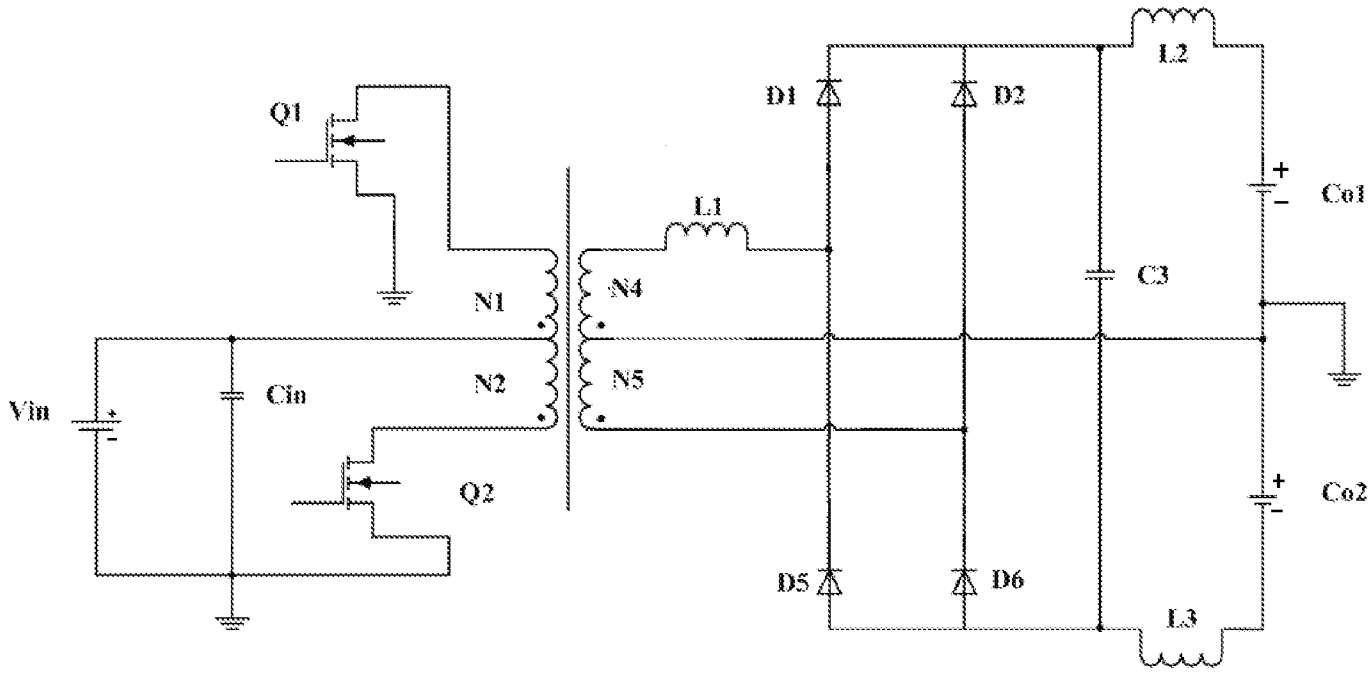


图 2

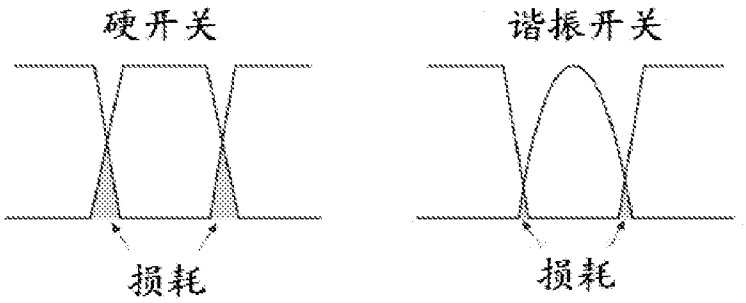

硬开关
谐振开关
损耗
损耗

图 3

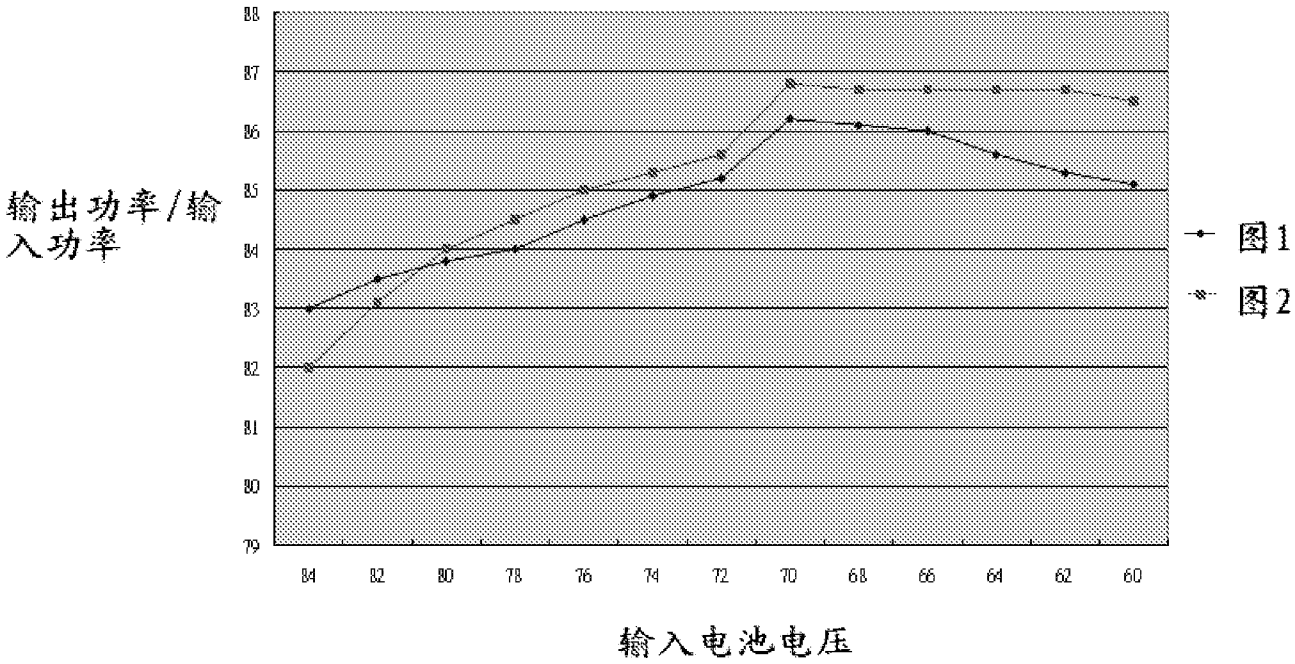

输出功率/输入功率
88
87
86
85
84
83
82
81
80
79
84
82
80
78
76
74
72
70
68
66
64
62
60
输入电池电压
图1
图2

图 4

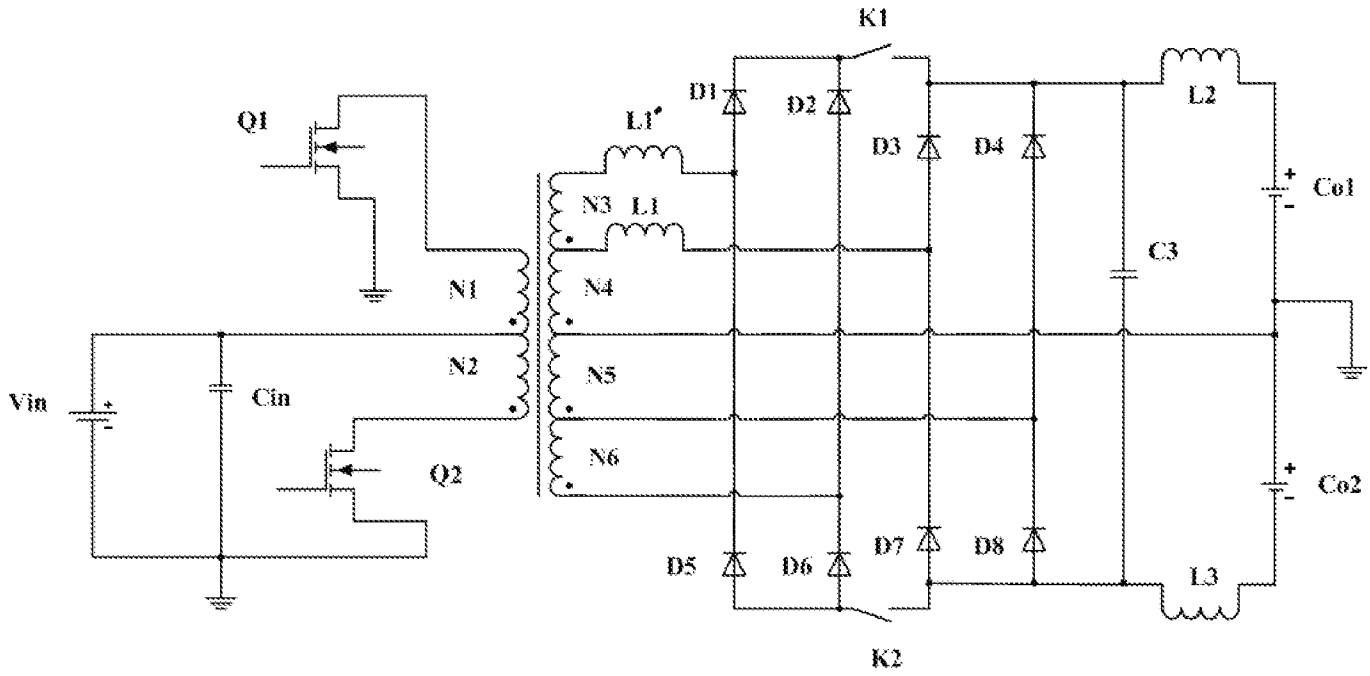

K1
D1
D2
L2
Q1
L1'
D3
D4
Co1
N3
L1
C3
N1
N4
N2
N5
Vin
Cin
N6
Q2
Co2
D7
D8
D5
D6
L3
K2

图 5

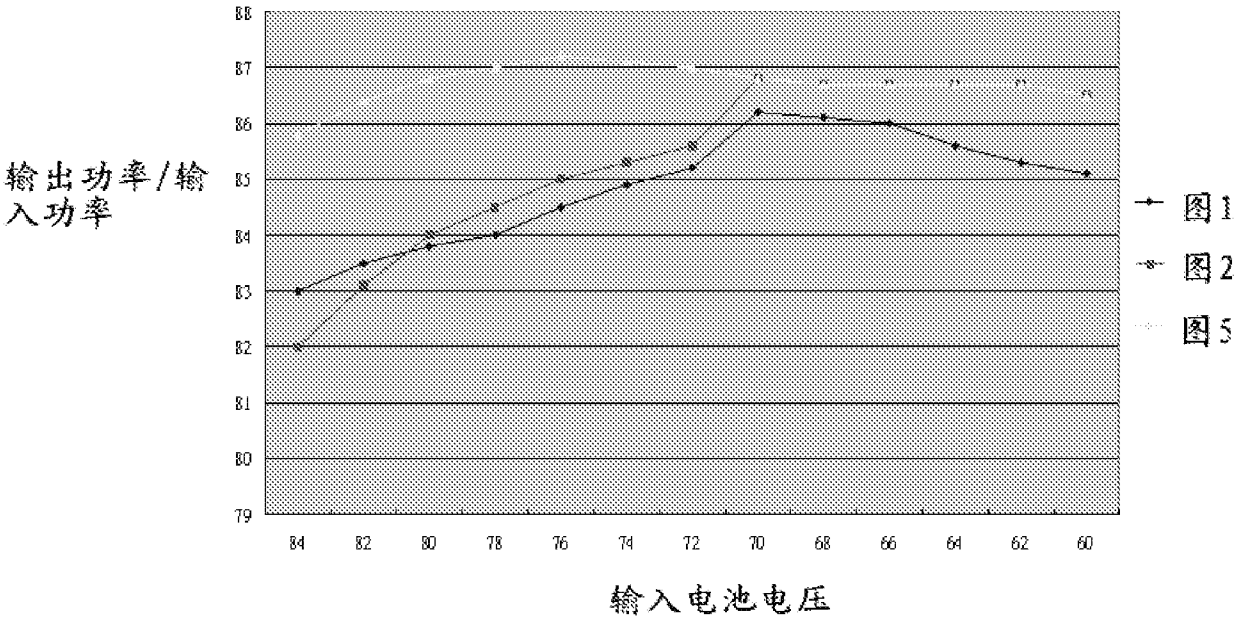

输出功率/输入功率
88
87
86
85
84
83
82
81
80
79
84
82
80
78
76
74
72
70
68
66
64
62
60
输入电池电压
图1
图2
图5

图 6

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2012/070699

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

See extra sheet

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC: H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNPAT, CNKI, WPI, EPODOC quasi w resonant, zvc, zvs, zero w voltage, zero w current, resonan??, oscillat+, coil?, winding?, turn?, ratio, voltage, compar+, feedback

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	CN 101588139 A (FLEXTRONICS AP LLC) 25 Nov. 2009 (25.11.2009) see description, page 12 lines 16-20, page 13 line 28 to page 14 line 2, page 14 lines 8-13, page 15 lines 5-20 and figures 3, 4, 7	1-10
X	CN 101588135 A (FLEXTRONICS AP LLC) 25 Nov. 2009 (25.11.2009) see description, page 17 lines 8-17 and fig. 8	1-10
X	US 6320764 B1 (Yimin Jiang et al.) 20 Nov. 2001(20.11.2001) see description, column 5 lines 49-55 and fig. 1	1-10
X	CN 1352482 A (TAIDA ELECTRONIC IND CO LTD) 05 Jun. 2002 (05.06.2002) see description, page 6 lines 5-14 and fig. 2	1-10

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ 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	Date of mailing of the international search report
22 Mar. 2012 (22.03.2012)	19 Apr. 2012 (19.04.2012)

Name and mailing address of the ISA
State Intellectual Property Office of the P. R. China
No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao
Haidian District, Beijing 100088, China
Facsimile No. (86-10) 62019451

Authorized officer
MA, Shanshan
Telephone No. (86-10) **62411814**

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2012/070699

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 101588139 A	25.11.2009	US 2009290384 A1	26.11.2009
CN 101588135 A	25.11.2009	US 2009290385 A1	26.11.2009
US 6320764 B1	20.11.2001	NONE	
CN 1352482 A	05.06.2002	CN 1141777 C	10.03.2004

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2012/070699

Continuation of :

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M 3/337 (2006.01) i
H02M 3/338 (2006.01) i
H02M 3/28 (2006.01) i

国际检索报告

国际申请号
PCT/CN2012/070699

A. 主题的分类

参见附加页

按照国际专利分类(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

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, CNKI, WPI, EPODOC 准谐振, 推挽, 谐振电容, 电容, 匝数比, 匝比, 匝数, 比, 副边绕组, 次级绕组, quasi w resonant, zvc, zvs, zero w voltage, zero w current, resonan??, oscillat+, coil?, winding?, turn?, ratio, voltage, compar+, feedback

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 101588139 A (弗莱克斯电子有限责任公司) 25.11 月 2009 (25.11.2009) 见说明书第 12 页第 16-20 行、第 13 页第 28 行至第 14 页第 2 行、第 14 页第 8-13 行、第 15 页第 5-20 行及附图 3、4、7	1-10
X	CN 101588135 A (弗莱克斯电子有限责任公司) 25.11 月 2009 (25.11.2009) 见说明书第 17 页第 8-17 行及图 8	1-10
X	US 6320764 B1 (Yimin Jiang 等) 20.11 月 2001(20.11.2001) 见说明书第 5 栏第 49-55 行及图 1	1-10
X	CN 1352482 A (台达电子工业股份有限公司) 05.6 月 2002 (05.06.2002) 见说明书第 6 页第 5-14 行及图 2	1-10

☐ 其余文件在 C 栏的续页中列出。　　☒ 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（如具体说明的）

"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	国际检索报告邮寄日期
22.3 月 2012 (22.03.2012)	**19.4 月 2012 (19.04.2012)**

ISA/CN 的名称和邮寄地址：	受权官员
中华人民共和国国家知识产权局 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路 6 号 100088 传真号：　(86-10)62019451	马姗姗 电话号码：(86-10) **62411814**

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2012/070699

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 101588139 A	25.11.2009	US 2009290384 A1	26.11.2009
		US 8102678 B	24.01.2012
CN 101588135 A	25.11.2009	US 2009290385 A1	26.11.2009
US 6320764 B1	20.11.2001	无	
CN 1352482 A	05.06.2002	CN 1141777 C	10.03.2004

续：

A. 主题的分类

H02M 3/337 (2006.01) i

H02M 3/338 (2006.01) i

H02M 3/28 (2006.01) i