



(21) 申请号 201910355434.6

(22) 申请日 2019.04.29

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 110370957 A

(43) 申请公布日 2019.10.25

(30) 优先权数据

62/730075 2018.09.12 US

(73) 专利权人 香港理工大学

地址 中国香港九龙红磡香港理工大学

(72) 发明人 胡杰峰 李勇 刘明 郑家伟

(74) 专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司 11227

专利代理师 罗满

(51) Int. Cl.

B60L 53/12 (2019.01)

(56) 对比文件

CN 103683524 A, 2014.03.26

CN 105375647 A, 2016.03.02

CN 106828174 A, 2017.06.13

CN 102177042 A, 2011.09.07

CN 106564395 A, 2017.04.19

CN 106740220 A, 2017.05.31

Yong Li, et al. "Reconfigurable

Intermediate Resonant Circuit Based WPT System With Load-Independent Constant Output Current and Voltage for Charging Battery".《IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS》.2019,第34卷(第3期),全文.

审查员 司徒远亮

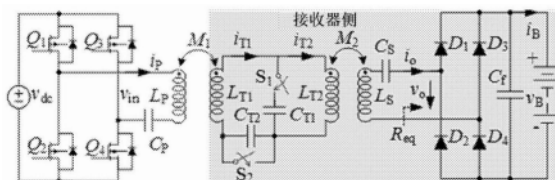
权利要求书1页 说明书8页 附图7页

(54) 发明名称

紧凑型无线电池充电器

(57) 摘要

本发明公开了一种用于电动车辆和电动自行车的没有任何通信要求的基于无线电力传输(WPT)技术的紧凑型无线电池充电器。在此,设计了新的中间线圈以实现与负载无关的恒定电流(CC)和恒定电压(CV)输出。中间线圈被分成两个线圈并且与接收器线圈交叠以形成紧凑的结构。接收器侧的两个开关用于对中间谐振电路进行重新配置以选择不同的充电模式,因此不需要复杂的传感器和闭环控制器。此外,本发明可以实现零相位角(ZPA)操作、固定的操作频率和零电压切换(ZVS),这不仅可以降低功率器件的额定功率,而且可以提高效率。



1. 一种紧凑型无线电池充电器,包括发射器和接收器,其特征在于,所述发射器包括发射器线圈;以及所述接收器包括中间线圈和接收器线圈;所述中间线圈包括各自具有双D形的第一绕组和第二绕组;所述中间线圈在CC模式下操作,并且所述第一绕组和所述第二绕组并联连接至电容器 $C_{T1}$ ;所述中间线圈在CV模式下操作,并且所述第一绕组和所述第二绕组串联连接至电容器 $C_{T2}$ 。

2. 根据权利要求1所述的紧凑型无线电池充电器,其特征在于,所述发射器线圈、所述中间线圈和所述接收器线圈呈双D形。

3. 根据权利要求1所述的紧凑型无线电池充电器,其特征在于,所述发射器线圈、所述中间线圈和所述接收器线圈被配置成具有基本相同的自谐振频率。

4. 根据权利要求1所述的紧凑型无线电池充电器,其特征在于,所述第一绕组靠近所述发射器线圈,并且所述第一绕组和所述发射器线圈呈相同的双D形。

5. 根据权利要求1所述的紧凑型无线电池充电器,其特征在于,所述第二绕组靠近所述接收器线圈,并且所述第二绕组和所述接收器线圈呈相同的双D形。

6. 根据权利要求1所述的紧凑型无线电池充电器,其特征在于,所述接收器包括控制系统。

7. 根据权利要求6所述的紧凑型无线电池充电器,其特征在于,所述控制系统包括比较器和两个继电器,所述比较器输出用于控制所述两个继电器的驱动信号。

8. 根据权利要求7所述的紧凑型无线电池充电器,其特征在于,所述两个继电器安装在中间谐振电路中,一个继电器与所述电容器 $C_{T1}$ 串联连接,以及另一个继电器与所述电容器 $C_{T2}$ 并联连接,其中,所述两个继电器在CC模式下闭合并且在CV模式下断开。

## 紧凑型无线电池充电器

### 技术领域

[0001] 本发明一般地涉及无线电池充电器。特别地,本发明涉及用于电动自行车和电动车辆的紧凑型无线电池充电器。

### 背景技术

[0002] 由于便利性和安全性之类的显著优点,无线电力传输(WPT)技术已经广泛应用于包括生物医学植入物、采矿应用、水下应用和电动车辆(EV)的不同范围的应用,以用于对电池进行无线充电。为了开发出良好的无线电池充电器,应该克服一些挑战。

[0003] 第一,为了保证电池充电系统的安全性和有效性,应当取决于正在充电的电池的充电状态(SOC)点将恒定电流(CC)充电阶段切换至恒定电压(CV)充电阶段。

[0004] 第二,由于电池的等效电阻在充电过程期间将会显著变化,因此实现与负载无关的CC和CV输出是一项挑战。

[0005] 第三,在未进行零相位角(ZPA)操作的情况下,不必要的无功功率将会增加逆变器中功率器件的额定功率。需要利用ZPA操作进行充电以降低逆变器中功率器件的要求,并且因此降低制造成本。

[0006] 最后,需要进行零电压切换(ZVS)来提高效率;并且需要固定的操作频率、较少的部件、更简单的控制以及发射器侧与接收器侧之间没有无线通信系统来增强系统稳定性并降低制造成本。

[0007] 目前已经开发了各种无线充电技术。通常,它们可以分为两类。第一类型是调整操作频率,而第二类型是改变电路拓扑。然而,由于频率分叉现象,通过使用频率控制方法,第一类型的WPT系统可能不稳定。而第二类型需要附加的部件例如开关和电感器,从而导致无线充电器的成本和尺寸增加。此外,本技术例如US10038344B2的共同问题是需要发射器与接收器之间的通信中形成闭环控制。显然,通信设施将使系统成本增加。此外,充电性能遭受通信延迟或甚至中断问题,从而降低了系统可靠性。

[0008] 因此,本领域中需要具有与负载无关的CC和CV输出、ZPA和 ZVS操作、简单控制、低制造成本和高效率的无线电池充电器。

### 发明内容

[0009] 本发明的目的是提供一种控制简单、低制造成本和高效率的无线电池充电器。

[0010] 为实现上述目的,本发明提供了一种无线电池充电器,包括发射器和接收器,所述发射器包括发射器线圈;以及所述接收器包括中间线圈和接收器线圈。

[0011] 优选地,所述发射器线圈、所述中间线圈和所述接收器线圈呈双 D形。

[0012] 优选地,所述发射器线圈、所述中间线圈和所述接收器线圈被配置成具有基本相同的自谐振频率。

[0013] 优选地,所述中间线圈包括各自具有双D形的第一绕组和第二绕组。

[0014] 优选地,所述第一绕组靠近所述发射器线圈,并且所述第一绕组和所述发射器线

圈呈相同的双D形。

[0015] 优选地,所述第二绕组靠近所述接收器线圈,并且所述第二绕组和所述接收器线圈呈相同的双D形。

[0016] 优选地,所述中间线圈在CC模式下操作,并且所述第一绕组和所述第二绕组并联连接至电容器 $C_{T1}$ ;所述中间线圈在CV模式下操作,并且所述第一绕组和所述第二绕组串联连接至电容器 $C_{T2}$ 。

[0017] 优选地,所述接收器包括控制系统。

[0018] 优选地,所述控制系统包括比较器和两个继电器,所述比较器输出用于控制所述两个继电器的驱动信号。

[0019] 优选地,所述两个继电器安装在中间谐振电路中,一个继电器与所述电容器 $C_{T1}$ 串联连接,以及另一个继电器与所述电容器 $C_{T2}$ 并联连接,其中,所述两个继电器在CC模式下闭合并且在CV模式下断开。

[0020] 本发明一般地涉及无线电池充电器。特别地,本发明涉及用于对电动自行车和电动车辆中的可再充电能量存储设备进行充电的没有任何通信要求的基于无线电力传输(WPT)技术的紧凑且可靠的无线电池充电器。

[0021] 根据本发明的第一方面,提供了包括发射器和接收器的无线电池充电器,其中,发射器包括一个发射器线圈,以及接收器包括一个中间线圈和一个接收器线圈。所有线圈都呈双D形,并且所有线圈都被配置成具有基本相同的自谐振频率。

[0022] 本发明的优点是提供了可以取决于充电状态(SOC)点将与负载无关的恒定电流(CC)充电阶段切换至与负载无关的恒定电压(CV)充电阶段的无线电池充电器。此外,无线电池充电器可以实现零相位角(ZPA)操作和零电压切换(ZVS)操作,并且以恒定的频率操作。不需要无线通信系统以实现简单控制。

[0023] 本发明的另一优点是充电电流和充电电压是与负载无关的,从而可以在整个充电过程期间保证恒定的电流和恒定的电压。耦合线圈结构紧凑,并且因此系统尺寸有效。充电效率高。不需要传感器和复杂的闭环控制器。因此,更可靠且制造起来更便宜。

## 附图说明

[0024] 图1描绘了根据本发明的某些实施方式的紧凑型无线电池的充电特性。

[0025] 图2描绘了根据本发明的某些实施方式的线圈结构的3D分解图和3D视图。

[0026] 图3描绘了基于可重新配置的中间谐振电路的所提出的WPT系统的电路图。

[0027] 图4A描绘了当 $S_1$ 和 $S_2$ 接通时图3的所提出的WPT系统的等效电路。

[0028] 图4B描绘了当 $S_1$ 和 $S_2$ 断开时图3的所提出的WPT系统的等效电路。

[0029] 图5描绘了用于所提出的WPT系统的控制图。

[0030] 图6描绘了展示线圈的设计的流程图。

[0031] 图7是示出示例性实验设置的照片。

[0032] 图8A描绘了当负载从 $5\ \Omega$ 改变至 $10\ \Omega$ 时所提出的WPT系统在CC模式下的动态性能。

[0033] 图8B描绘了当负载从 $40\ \Omega$ 改变至 $20\ \Omega$ 时所提出的WPT系统在CV模式下的动态性能。

- [0034] 图9A描绘了关于所测量的充电过程的实验结果。
- [0035] 图9B描绘了关于所测量的效率的实验结果。
- [0036] 图10A描绘了 $v_{in}$ 、 $i_p$ 、 $v_B$ 、 $i_B$ 在CC模式下的实验波形。
- [0037] 图10B描绘了 $Q_4$ 在CC模式下的实验波形。
- [0038] 图11A描绘了 $v_{in}$ 、 $i_p$ 、 $v_B$ 、 $i_B$ 在CV模式下的实验波形。
- [0039] 图11B描绘了 $Q_4$ 在CV模式下的实验波形。
- [0040] 图12A描绘了 $S_1$ 和 $S_2$ 的驱动信号从CC模式到CV模式的瞬态波形。
- [0041] 图12B描绘了 $v_{in}$ 、 $i_p$ 、 $v_B$ 、 $i_B$ 从CC模式到CV模式的瞬态波形。

### 具体实施方式

[0042] 如图1所示,在无线电池的充电特性中展示了CC充电阶段,其后是CV充电阶段。然而,电池的等效电阻在充电过程期间将会显著变化。因此,有必要设计实现与负载无关的CC和CV充电的WPT系统。

[0043] 为了解决这个问题,开发了具有中间线圈的新的线圈结构,如图2中所描绘的。中间线圈被分成两个线圈,即 $L_{T1}$ 和 $L_{T2}$ ,并且中间线圈在接收器侧与接收器线圈 $L_S$ 交叠放置以形成紧凑的结构。

[0044] 如图3所示,示出了包括磁线圈和电力电子变换器的整个电路图。另一方面,图4A、4B提供了图3的等效电路。接收器侧的两个开关用于对中间谐振电路进行重新配置以选择不同的充电模式,即CC模式或CV模式。当 $S_1$ 和 $S_2$ 接通时,可以根据下式得到DC输出电流:

$$[0045] \quad I_B = 8 \frac{V_{dc}}{\pi^2 \omega} \frac{1}{M} \quad (1)$$

[0046] 根据式(1)清楚的是,所提出的WPT系统的输出电流 $I_B$ 与负载 $R_{eq}$ 无关。代替地,它是由固有参数即中间线圈电感 $L_T$ 、互感 $M_1$ 、 $M_2$ 、输入DC电压 $V_{dc}$ 和操作频率 $\omega$ 确定的。一旦设计并固定了这些参数,就可以将输出电流视为恒定电流源,这适合于在CC阶段对电池进行充电。

[0047] 当 $S_1$ 和 $S_2$ 断开时,可以根据下式计算DC输出电压:

$$[0048] \quad V_B = V_{dc} \frac{M}{L} \quad (2)$$

[0049] 从式(2)注意到,在这种情况下,DC输出电压 $V_B$ 也与负载 $R_{eq}$ 无关。如果 $V_{dc}$ 、 $M_1$ 和 $M_2$ 是固定的,则可以将DC输出电压视为恒定电压源。其可以用于在CV阶段对电池进行充电。同时,从逆变器看的输入阻抗是纯电阻性的,这指示该WPT结构可以通过使用谐振补偿来以固定操作频率实现ZPA。因此,逆变器向负载仅提供有功功率,这可以降低功率器件的额定功率,即电流应力或电压应力。

[0050] 如图5中描绘的,提供了用于所提出的WPT系统的包括比较器和两个继电器的控制图。比较器向两个继电器输出驱动信号。当充电电压小于参考充电电压时,驱动信号为高电平以接通那两个开关,使得系统在CC模式下操作。然后,当充电电压达到参考充电电压时,驱动信号变为低电平。通过断开开关将充电模式改变为CV模式。因此,不需要复杂的传感器和闭环控制器。

[0051] 在图6中,示出了设计线圈的流程图。在第一步中,将根据电池的实际要求选择充电电流和充电电压。然后,可以确定发射器的DC输入电压。之后,根据先前获得的参数,可

以根据(1)和(2)计算互感。最后,可以使用麦克斯韦(Maxwell)通过改变发射器线圈和接收器线圈的匝数来实现所需的互感。

[0052] 图7是示出示例性实验设置的照片。构建了具有3.6A充电电流和48V充电电压的实验室原型以验证所提出的方法的可行性。

[0053] 图8A、8B展示了所提出的WPT系统可以在负载改变的情况下在CC模式下保持恒定的输出电流以及在CV模式下保持恒定的输出电压。

[0054] 图9A、9B示出了在整个充电过程的充电电流、充电电压和总效率方面的实验结果。根据该结果,最大充电效率为92.25%。

[0055] 具有中间线圈的耦合线圈的设计

[0056] 如图2(a)中描绘的,中间线圈被分成两个线圈,即 $L_{T1}$ 和 $L_{T2}$ ,并且中间线圈在接收器侧与接收器线圈 $L_S$ 交叠放置以形成如图2(b)所示的紧凑的结构。有利地,所有线圈都是双D(DD)线圈,每个线圈以不同方向布置。 $L_S$ 和 $L_{T2}$ 垂直于 $L_{T1}$ 和 $L_P$ 。因此,如果结构完全对称,则由 $L_{T1}$ 和 $L_P$ 生成的通过 $L_S$ 和 $L_{T2}$ 的净磁通量将为零,并且反之亦然。因此,那些垂直线圈之间的互感几乎为零。在垂直线圈内部,存在仅两个互感,即 $L_{T1}$ 和 $L_P$ 之间的 $M_1$ 以及 $L_{T2}$ 与 $L_S$ 之间的 $M_2$ 。为了简化设计,将 $L_{T1}$ 设计成等于 $L_{T2}$ ,即 $L_{T1}=L_{T2}=L_T$ 。

[0057] 电路拓扑

[0058] 如图3所示,示出了所提出的WPT系统的电路图。通过两个附加的开关 $S_1$ 和 $S_2$ 形成可重新配置的中间谐振电路,这两个附加的开关可以是低成本且紧凑的继电器。如图4A、4B所示,得到了两个中间谐振电路,从而产生所提出的WPT系统的两种操作模式。 $C_P$ 、 $C_{T1}$ 、 $C_{T2}$ 和 $C_S$ 是谐振电容器, $C_P$ 、 $C_{T1}$ 、 $C_{T2}$ 和 $C_S$ 应当满足下式以调谐WPT系统:

$$[0059] \quad \begin{cases} C_P = (\omega^2 L_P)^{-1} & C_{T2} = [\omega^2 (L_{T1} + L_{T2})]^{-1} = [2\omega^2 L_T]^{-1} \\ C_S = (\omega^2 L_S)^{-1} & C_{T1} = (\omega^2 L_{T1})^{-1} = (\omega^2 L_{T2})^{-1} = (\omega^2 L_T)^{-1} \end{cases} \quad (3)$$

[0060] 其中, $\omega$ 是所提出的WPT系统的操作频率。

[0061] 逆变器和整流器的输入与输出之间的关系可以表示为:

$$[0062] \quad \begin{cases} V_{in} = 2\sqrt{2}V_{dc}/\pi & V_o = 2\sqrt{2}V_B/\pi \\ I_o = \pi\sqrt{2}I_B/4 \end{cases} \quad (4)$$

[0063] 图4A描绘了当 $S_1$ 和 $S_2$ 接通时所提出的WPT系统在CC模式下的等效电路,其中,根据下式, $R_{eq}$ 是整流器的等效电阻:

$$[0064] \quad R_{eq} = 8R_L (\pi^2)^{-1} \quad (5)$$

[0065] 根据基尔霍夫电压定律(KVL)和互耦理论,该系统可以表示为:

$$[0066] \quad \begin{cases} \dot{V}_{in} = [-jX_{CP} + jX_{LP}] \dot{I}_P + jX_{M1} \dot{I}_{T1} \\ 0 = -jX_{M1} \dot{I}_P + jX_{LT} \dot{I}_{T1} - jX_{CT1} (\dot{I}_{T1} - \dot{I}_{T2}) \\ 0 = jX_{CT1} (\dot{I}_{T1} - \dot{I}_{T2}) - jX_{LT} \dot{I}_{T2} + jX_{M2} \dot{I}_o \\ 0 = -jX_{M2} \dot{I}_{T2} + (jX_{LS} - jX_{CS} + R_{eq}) \dot{I}_o \end{cases} \quad (6)$$

[0067] 其中,

$$[0068] \quad \begin{cases} X_{LP} = \omega L_P & X_{CP} = 1/\omega C_P & X_{LT} = \omega L_T & X_{CT1} = 1/\omega C_{T1} \\ X_{M1} = \omega M_1 & X_{M2} = \omega M_2 & X_{LS} = \omega L_S & X_{CS} = 1/\omega C_S \end{cases} \quad (7)$$

[0069] 通过将式(3)和式(7)代入式(6),可以得到下式:

$$[0070] \quad \begin{cases} \dot{I}_o = \dot{V}_{in} L_T / j\omega M_1 M_2 & \dot{V}_o = \dot{I}_o R_{eq} = \dot{V}_{in} L_T R_{eq} / j\omega M_1 M_2 \\ \dot{I}_P = \dot{V}_{in} R_{eq} L_T^2 / \omega^2 M_1^2 M_2^2 & Z_{in} = \dot{V}_{in} / \dot{I}_P = \omega^2 M_1^2 M_2^2 / R_{eq} L_T^2 \end{cases} \quad (8)$$

[0071] 然后,将式(4)代入式(8),可以根据式(1)得到DC输出电流。

[0072] 根据式(1),清楚的是所提出的WPT系统的输出电流 $I_B$ 与负载 $R_{eq}$ 无关。代替地,它是由固有参数即 $L_T$ 、 $M_1$ 、 $M_2$ 、输入DC电压 $V_{dc}$ 和操作频率 $\omega$ 确定的。一旦设计并固定了这些参数,就可以将输出电流视为恒定电流源,这适合于在CC阶段对电池进行充电。同时,从逆变器看的输入阻抗是纯电阻性的,这指示该WPT结构可以通过使用谐振补偿来以固定操作频率实现ZPA。因此,逆变器向负载仅提供有功功率,这可以降低功率器件的额定功率,即电流应力或电压应力。

[0073] 图4B描绘了当 $S_1$ 和 $S_2$ 断开时所提出的WPT系统在CV模式下的等效电路。通过使用KVL和互耦理论,该系统可以表示为:

$$[0074] \quad \begin{cases} \dot{V}_{in} = [-jX_{CP} + jX_{LP}] \dot{I}_P + jX_{M1} \dot{I}_T \\ 0 = -jX_{M1} \dot{I}_P + (jX_{LT} - jX_{CT2} + jX_{LT}) \dot{I}_T + jX_{M2} \dot{I}_o \\ 0 = -jX_{M2} \dot{I}_T + (jX_{LS} - jX_{CS} + R_{eq}) \dot{I}_o \end{cases} \quad (9)$$

[0075] 通过将式(3)和式(7)代入式(9),可以得到下式:

$$[0076] \quad \begin{cases} \dot{I}_o = \dot{V}_{in} M_2 / R_{eq} M_1 & \dot{V}_o = \dot{I}_o R_{eq} = \dot{V}_{in} M_2 / M_1 \\ \dot{I}_P = \dot{V}_{in} M_2^2 / R_{eq} M_1^2 & Z_{in} = \dot{V}_{in} / \dot{I}_P = M_1^2 / R_{eq} M_2^2 \end{cases} \quad (10)$$

[0077] 类似地,通过将式(4)代入式(10),可以根据式(2)得到DC输出电压。

[0078] 因此,DC输出电压 $V_B$ 与负载 $R_{eq}$ 无关。如果 $V_{dc}$ 、 $M_1$ 和 $M_2$ 是固定的,则可以将DC输出电压视为恒定电压源。其可以用于在CV阶段对电池进行充电。逆变器同样可以以固定操作频率实现ZPA。

[0079] 针对WPT系统的控制

[0080] 图5提供了用于所提出的WPT系统的控制图,其中, $k$ 和 $V_B$ 分别是CV模式下的电压增益和参考充电电压。可以使用低成本的继电器作为开关 $S_1$ 和 $S_2$ 。当电池电压 $v_B$ 小于参考充电电压 $V_B$ ,即 $v_B < V_B$ 时, $S_1$ 和 $S_2$ 的驱动信号为高电平以接通 $S_1$ 和 $S_2$ ,使得系统在CC模式下操作。然后,当在充电过程期间电池电压达到参考充电电压时, $S_1$ 和 $S_2$ 的驱动信号变为低电平。通过断开 $S_1$ 和 $S_2$ 将充电模式改变为 CV模式。

[0081] 根据以上分析可以发现,所提出的WPT系统可以在附加的开关的帮助下通过对中间谐振电路进行灵活地重新配置来在CC模式或在 CV模式下工作。并且,两种操作模式二者都可以实现ZPA,这可以通过向负载仅提供有功功率来降低功率器件的额定功率。由于在接收器侧安装的附加的开关,因此在所提出的WPT系统中不需要发送器侧与接收器侧之间的通信。这不仅可以节省成本,而且可以提高稳定性。

[0082] 从式(1)和式(2)可以发现, $I_B$ 和 $V_B$ 二者都与互感 $M_1$ 和 $M_2$ 高度相关。因此,由未对准引起的 $M_1$ 或 $M_2$ 的变化将影响充电电流 $I_B$ 和充电电压 $V_B$ 的准确性。这是所提出的想法的局限性。因此,所提出的方法适合用于其中接收线圈可以与发射线圈容易对准的那些应用例如电动自行车,并且因此,可以容易地固定 $M_1$ 和 $M_2$ 并且 $M_1$ 和 $M_2$ 可以是几乎恒定的。

[0083] 应当注意,也可以通过使用基于回转器的分析方法得出CC和CV 特性。

[0084] 参数设计

[0085] 在第一步中,应当根据电池的要求选择充电电流 $I_B$ 和充电电压 $V_B$ 。然后,应当选择DC输入电压 $V_{dc}$ 。最后,根据式(1)和式(2),互感可以计算为:

$$[0086] \quad \begin{cases} M_1 = \sqrt{8V_{dc}^2 L_T / \pi^2 \omega V_B I_B} \\ M_2 = \sqrt{8V_B L_T / \pi^2 \omega I_B} \end{cases} \quad (11)$$

[0087] 有限元分析(FEA)软件麦克斯韦在设计耦合线圈时起着重要作用。首先将通过各种应用的可用安装空间来确定线圈的尺寸。然后,可以确定 $L_T$ ,并且可以通过麦克斯韦来计算中间线圈的匝数以实现期望的 $L_T$ 。最后,可以使用麦克斯韦通过改变发射器线圈和接收器线圈的匝数来实现所需的互感。

[0088] 在验证本发明的实验中,将输入DC电压选择为60V( $V_{dc}=60$  V)。操作频率为500kHz。将 $L_T$ 选择为18 $\mu$ H。由RS Pro制造的四个电池串联连接作为负载。针对该负载的推荐的最大充电电流和最大充电电压分别为3.6A( $I_B=3.6$ A)和48V( $V_B=48$ V)。图2中详细示出了耦合线圈的大小,其中,将气隙选择为20mm,其适合于诸如电动自行车的应用。为了降低成本,该工作中不使用铁氧体芯。然后,通过使用麦克斯韦, $L_P$ 、 $L_{T1}$ 、 $L_{T2}$ 和 $L_S$ 的匝数被计算为11、8、8、4,以实现期望的互感。

[0089] 表1:系统规格和参数值

[0090]	$V_{dc}$	$L_P$	$L_{T1}$	$L_{T2}$	$L_S$	$M_1$
	60V	22.17 $\mu$ H	18.02 $\mu$ H	18.02 $\mu$ H	6.94 $\mu$ H	9.82 $\mu$ H
	$M_2$	$C_P$	$C_{T1}$	$C_{T2}$	$C_S$	f
	7.87 $\mu$ H	4.57nF	5.62nF	2.81nF	14.60nF	500kHz

[0091] 实验验证

[0092] 通过使用如表1中所示的系统规格和参数值,得到了图10A、10B中的实验波形。所获得的DC电流保持在约3.6A。逆变器可以在CC模式下实现ZPA和ZVS二者,这与理论分析很好地吻合。

[0093] 当电池电压增加至48V时,CC模式将改变为CV模式。图12A、12B中示出了瞬态波形,示出了通过使用继电器开关,CC模式可以平滑地改变为CV模式。图11中示出了系统在CV模式下操作时的相应实验波形,示出了充电电压可以保持为约48V,并且充电电流在CV充电过程期间降低。同样,WPT系统可以在CV模式下实现ZPA和ZVS。

[0094] 为了测试在负载突然改变时所提出的WPT系统的鲁棒性能,由电子负载替换电池作为负载。如图8A和图8B所展示的,所提出的WPT系统可以在负载改变的情况下在CC模式下保持恒定的输出电流以及在CV模式下保持恒定的输出电压。

[0095] 图9A和图9B中分别示出了在整个充电过程期间的充电电流、充电电压和总效率方面的测量的实验结果。最大充电效率为92.25%,这对于大多数电池充电应用是可接受的。充电电流在CV充电过程期间将减小。换言之,电池的等效电阻在CV充电过程期间显著增加。因此,导致WPT系统在轻负载条件下工作,即在CV模式下输出功率下降,这导致在CV模式期间的低效率。最后,随着充电电流减小至接近零,充电过程将完成。

[0096] 结论

[0097] 提出了基于可重新配置的中间谐振电路的WPT以对电池进行充电。将中间线圈分成两个线圈以形成可重新配置的中间谐振电路。中间线圈与接收器线圈交叠放置,这使得



耦合线圈结构比先前的方法更简单且更紧凑。同时,CC模式和CV模式二者均可以实现ZPA和ZVS。构建实验原型以验证所提出的方法的有效性,并且实验结果验证了理论分析的正确性。

[0098] 以下是可能与本发明相关或在本发明中引用的参考文献列表。这些参考文献的公开内容中的每一个的全部内容通过引用并入本文。

[0099] [1]S.Ping,A.P.Hu,S.Malpas,and D.Budgettt,“A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices,” IEEE Trans.Biomed.Circuits Syst.,vol.2,no.1,pp.22-29,Mar.2008.

[0100] [2]K.W.Klontz,D.M.Divan,D.W.Novotny,and R.D.Lorenz, “Contactless power delivery system for mining applications,”IEEE Trans. Ind.Appl.,vol.31, no.1,pp.27-35,Jan./Feb.1995.

[0101] [3]J.Kuipers,H.Bruning,S.Bakker,and H.Rijnaarts,“Near field resonant inductive coupling to power electronic devices dispersed in water,” Sens.Actuators A:Phys.,vol.178,pp.217-222,May 2012.

[0102] [4]Y.Li,R.Mai,L.Lu,and Z.He,“Active and Reactive Currents Decomposition based Control of Angle and Magnitude of Current for a Parallel Multiinverter IPT System,”IEEE Trans.Power Electron.,vol.32, no.2,pp.1602-1614,Feb.2017.

[0103] [5]A.Khaligh and Z.Li,“Battery,ultra capacitor,fuel cell,and hybrid energy storage systems for electric,hybrid electric,fuel cell,and plug-in hybrid electric vehicles:State of the art,”IEEE Trans.Veh. Technol.,vol.59, no.6,pp.2806-2814,Jul.2010.

[0104] [6]Y.Nagatsuka,N.Ehara,Y.Kaneko,S.Abe and T.Yasuda, “Compact  
[0105] contactless power transfer system for electric vehicles,”Power Electronics Conference (IPEC),2010 International,Sapporo,2010,pp. 807-813.

[0106] [7]C.-S.Wang,G.A.Covic and O.H.Stielau,“Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems,” IEEE Trans.Ind.Electron.,vol.51,no.1,pp.148-157, Feb.2004.

[0107] [8]W.Zhang,S.C.Wong,C.K.Tse and Q.Chen,“Analysis and Comparison of Secondary Series-and Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Systems Operating for Optimal Efficiency and Load-Independent Voltage-Transfer Ratio,”IEEE Trans.Power Electron., vol.29,no.6,pp.2979-2990,Jun.2014.

[0108] [9]X.Qu,H.Han,S.C.Wong,C.K.Tse,and W.Chen,“Hybrid IPT Topologies With Constant Current or Constant Voltage Output for Battery Charging Applications.”IEEE Trans.Power Electron.,vol.30,no. 11,pp.6329-6337,Nov.2015.

[0109] [10]R.Mai,Y.Chen,Y.Li,Y.Zhang,G.Cao,Z.He,“Inductive Power Transfer for Massive Electric Bicycles Charging Based on Hybrid Topology Switching with A Single Inverter,”IEEE Trans.Power Electron.,vol.32,no.8,pp.5897-5906, Aug.2017.

[0110] [11]Y.Li,T.Lin,R.Mai,L.Huang,and Z.He,“Compact Double-Sided Decoupled Coils Based WPT Systems for High Power Applications:Analysis,Design and Experimental Verification,”IEEE Trans.Transport.Electrific.,vol.4,no.1,pp.64-75,Mar.2018.

[0111] [12]I.Ghotbi,M.Najjarzadegan,H.Sarfaraz,et al.,“Enhanced Power-Delivered-to-Load through Planar Multiple-Harmonic Wireless power Transmission,”IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2018.Online.

[0112] [13]Y.Li,J.Hu,F.Chen,S.Liu,Z.Yan,and Z.He,“A New-Variable-Coil-Structure-Based IPT System with Load-Independent Constant Output Current or Voltage for Charging Electric Bicycles.” IEEE Trans.Power Electron.,online.

[0113] [14]Y.H.Sohn,B.H.Choi,G.-H.Cho,and C.T.Rim, “Gyrator-based analysis of resonant circuits in inductive power transfer systems,”IEEE Trans.Power Electron.,vol.31,no.10,pp.6824-6843, Oct.2016.

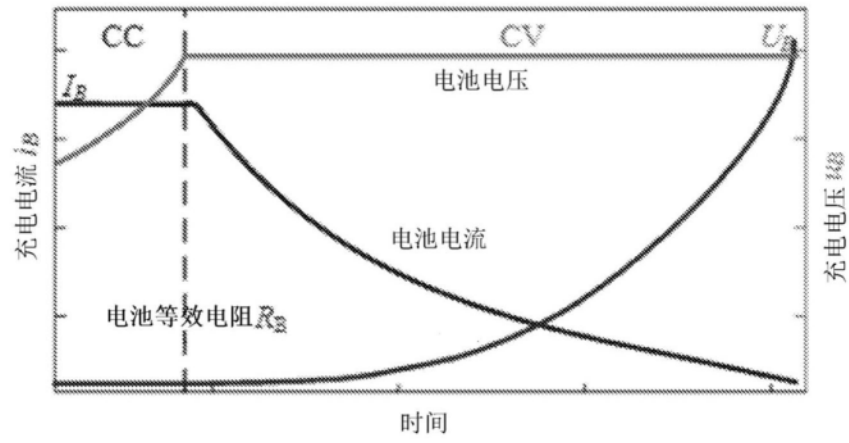


图1

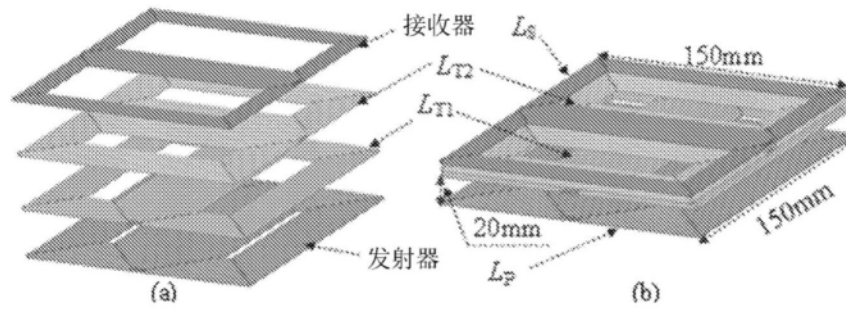


图2

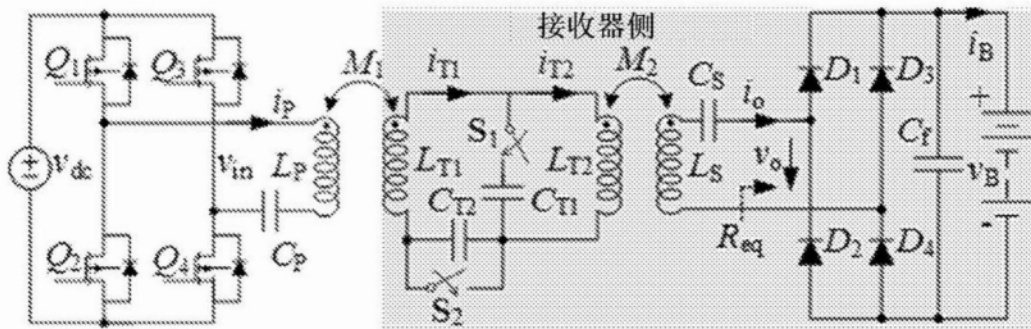


图3

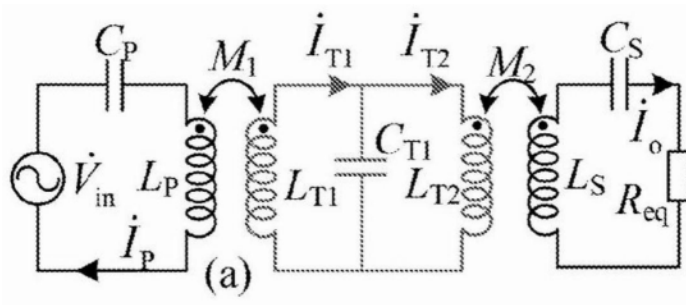


图4A

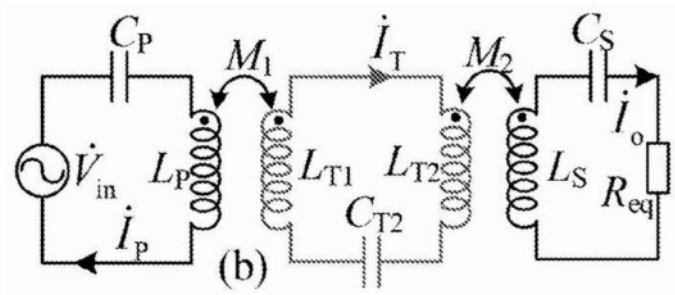


图4B

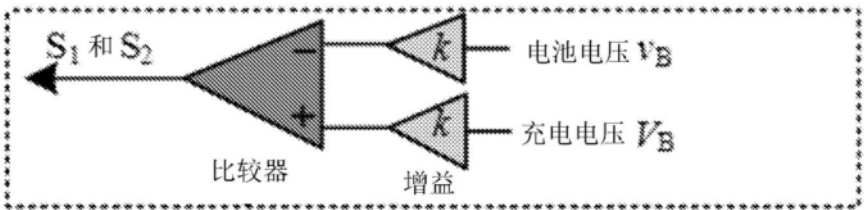


图5

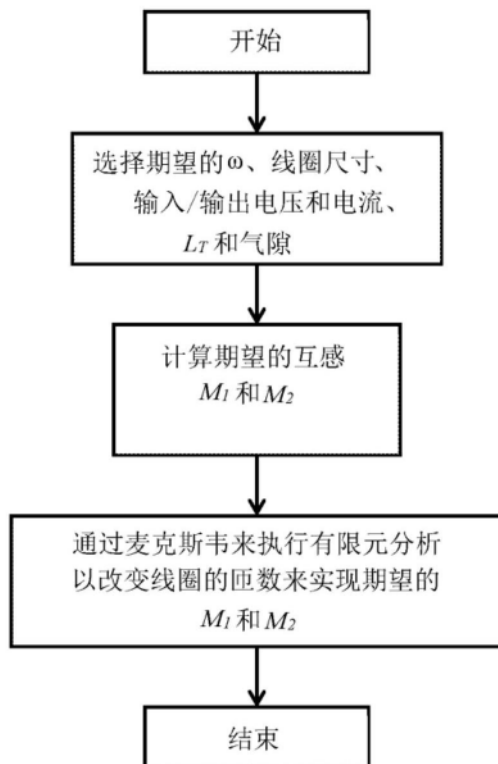


图6

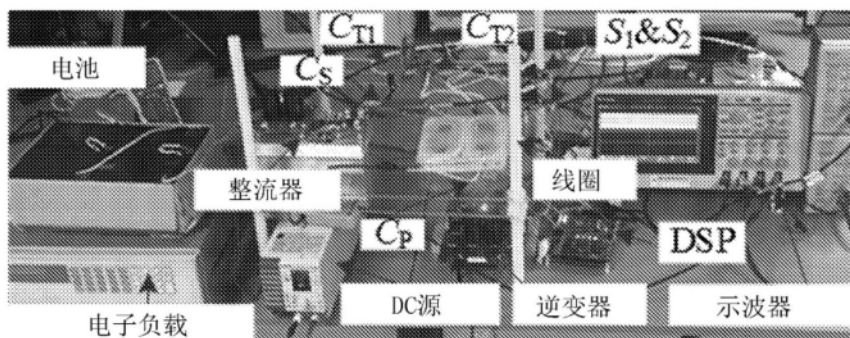


图7

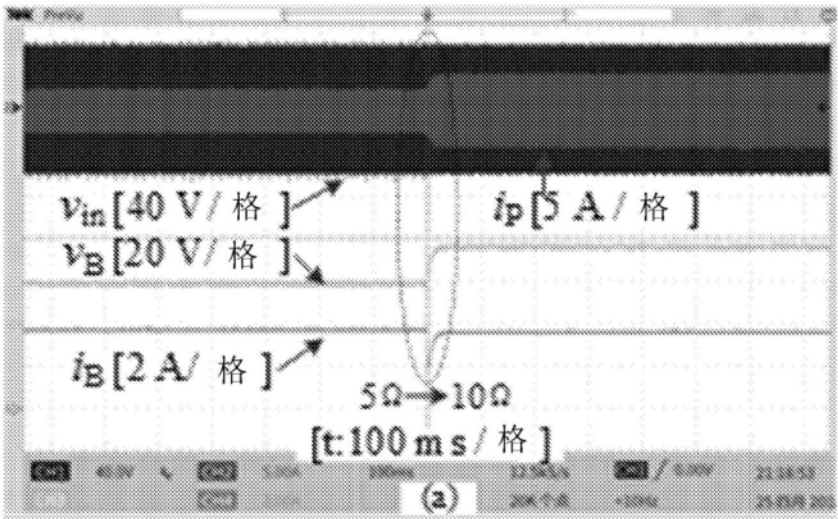


图8A

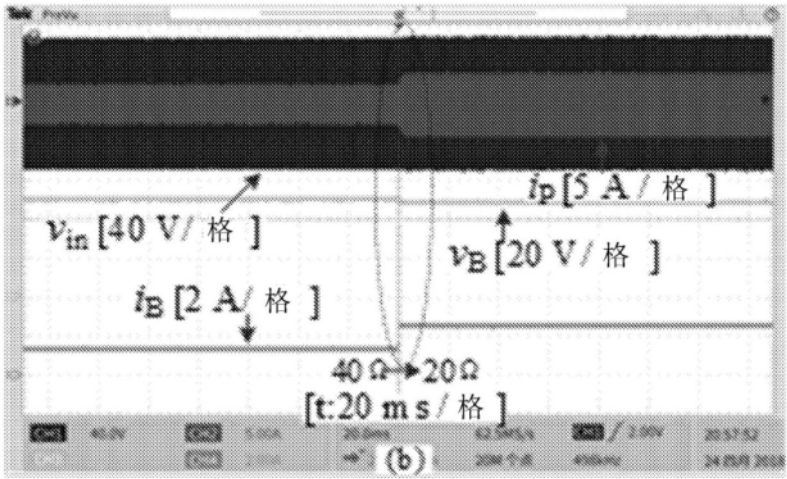


图8B

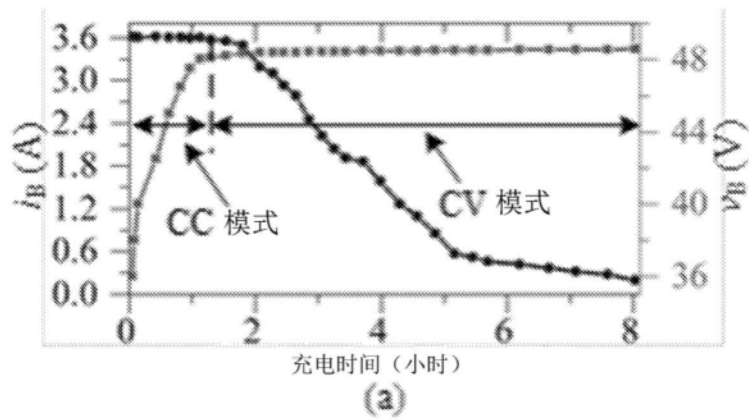


图9A

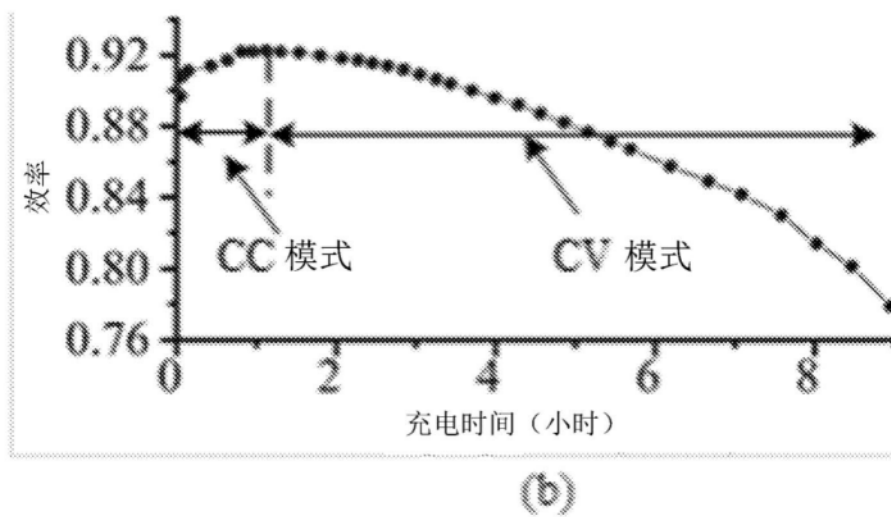


图9B

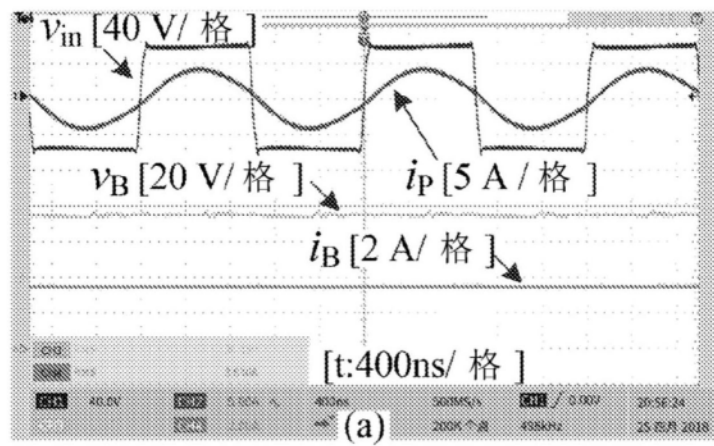


图10A

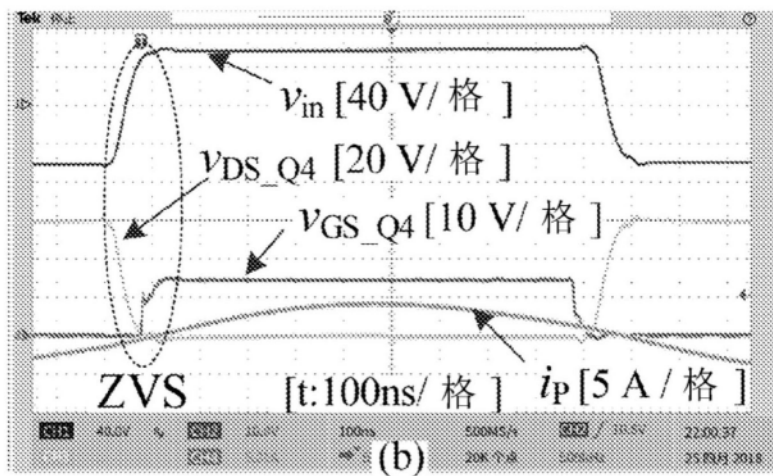


图10B

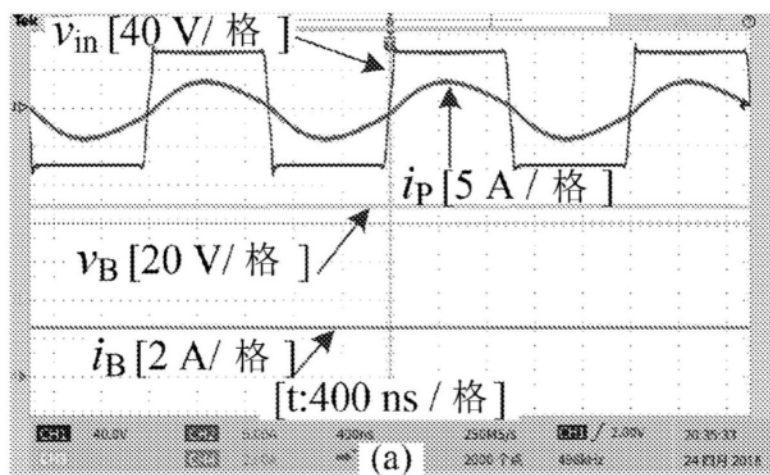


图11A

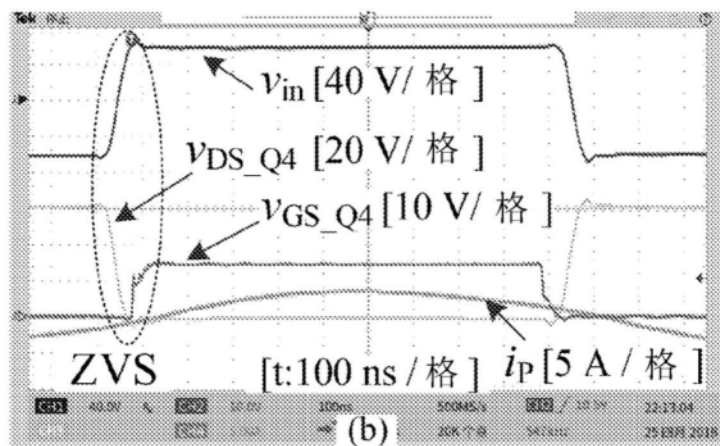


图11B



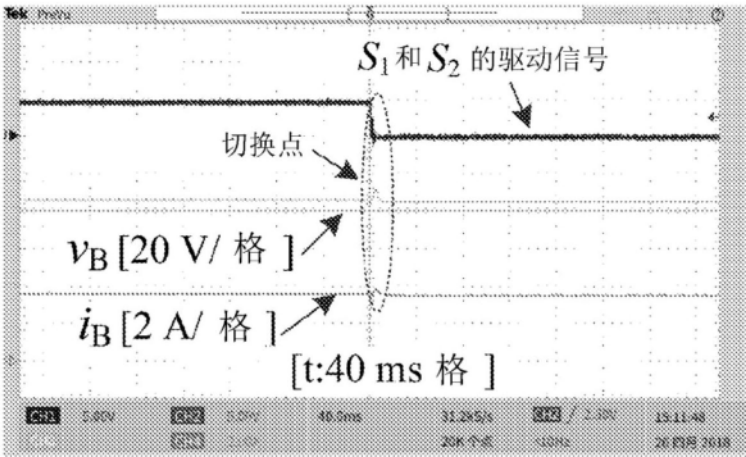


图12A

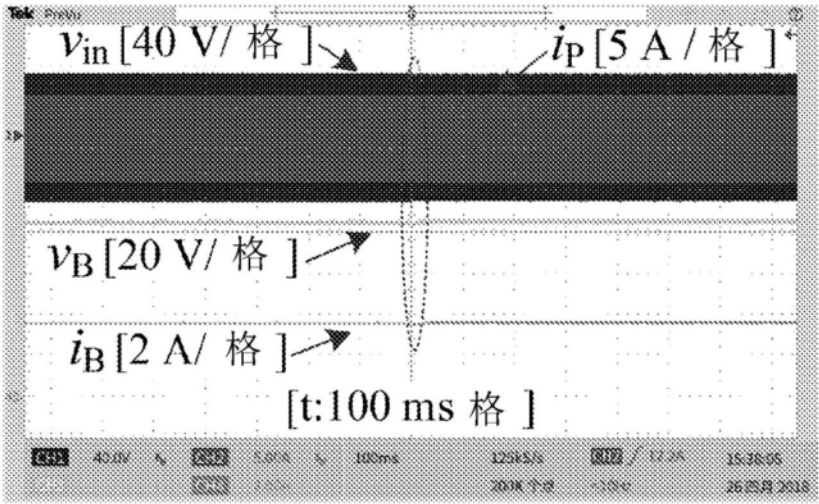


图12B