



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110768550 A

(43)申请公布日 2020.02.07

(21)申请号 201911060006.7

H02M 3/335(2006.01)

(22)申请日 2019.11.01

B60L 53/22(2019.01)

B60L 55/00(2019.01)

(71)申请人 国网山东省电力公司济宁供电公司

地址 272100 山东省济宁市高新技术开发
区火炬路28号

申请人 国家电网有限公司

(72)发明人 李启昌 朱海鹏 徐刚 张海

刘涛 谢允红 韩建伟 张西鲁

金剑 罗蛟 李楠 王哲 陶旋旋

(74)专利代理机构 济南圣达知识产权代理有限
公司 37221

代理人 李圣梅

(51)Int.Cl.

H02M 7/219(2006.01)

H02M 7/797(2006.01)

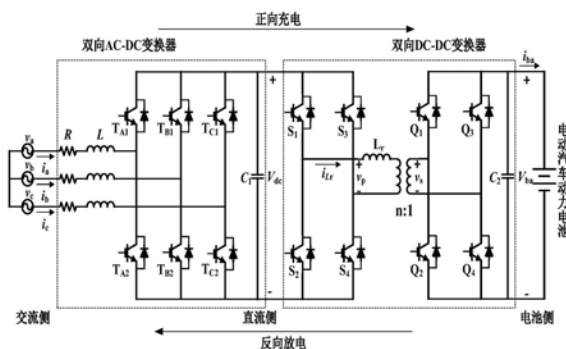
权利要求书2页 说明书7页 附图8页

(54)发明名称

一种V2G双向功率变换器、控制系统及控制
方法

(57)摘要

本公开提出了一种V2G双向功率变换器、控制系统及控制方法,V2G双向功率变换器,其特征是,包括电压源型三相全桥PWM变换器即为AC-DC变换器及双有源主动桥式变换器即为DC-DC变换器;所述电压源型三相全桥PWM变换器连接至交流侧,将交流转换为直流并传输至直流侧,所述双有源主动桥式变换器输入端连接至直流侧,输出端连接至电池侧,将电压源型三相全桥PWM变换器输出的直流电压转换为动力电池所需的直流电压。



1. 一种V2G双向功率变换器,其特征是,包括电压源型三相全桥PWM变换器即为AC-DC变换器及双有源主动桥式变换器即为DC-DC变换器;

所述电压源型三相全桥PWM变换器连接至交流侧,将交流转换为直流并传输至直流侧,所述双有源主动桥式变换器输入端连接至直流侧,输出端连接至电池侧,将电压源型三相全桥PWM变换器输出的直流电压转换为动力电池所需的直流电压。

2. 如权利要求1所述的一种V2G双向功率变换器,其特征是,所述电压源型三相全桥PWM变换器由IGBT构成三组桥臂,三组桥臂为三相H桥,三相H桥中间分别通过电感L、电阻R连接电网,电网的三相交流输入电压有效值220V,R为交流侧等效电阻。

3. 如权利要求1所述的一种V2G双向功率变换器,其特征是,所述双有源主动桥式变换器由IGBT构成两组双桥臂H桥,中间由高频变压器连接。

4. 如权利要求3所述的一种V2G双向功率变换器,其特征是,所述高频变压器串联的等效电感 L_r 等于串联电感和变压器漏感数值之和,用于储存和传递能量。

5. 如权利要求3所述的一种V2G双向功率变换器,其特征是,高频变压器变比为 $n:1$,改变变比 n 可调整输出电压,保证端口电压匹配,电容 C_1 连接原边H桥和前级直流侧,为两级之间提供直流电压支撑和高频滤波;电容 C_2 连接副边H桥和电动汽车动力电池组,用于稳定电池侧直流电压并滤除纹波。

6. 一种V2G双向功率变换器的工作方法,其特征是,包括:

G2V模式:有功功率由交流侧向电池侧正向流动,AC-DC变换器以整流状态运行,呈现boost电路升压特性,控制交流侧输入电流并稳定直流侧电压;DC-DC变换器将功率从原边输送至副边,控制电池恒流-恒压充电,稳定电池侧输出电压或电流;

V2G模式:有功功率由电池侧向交流侧反向流动,AC-DC变换器以逆变状态运行,呈现buck电路降压特性,控制交流侧的输出电流,DC-DC变换器将功率从副边输送至原边,给电池放电,并稳定直流侧电压;

无功功率模式:实现功率因数调节与无功传输控制,主要由前级AC-DC变换器控制吸收或发出无功功率,后级DC-DC变换器仍用于电池充放电。

7. 一种权利要求1-5任一所述的V2G双向功率变换器的控制系统,其特征是,包括:

PLL锁相环坐标变换模块,用于将交流侧电压及交流侧电流转换为dq坐标系下的电压及电流;

PQ控制模块,包括无功功率计算模块及有功功率计算模块,其中,无功功率计算模块根据电压 v_q 及 Q_{ref} 进行无功功率计算,得到参考电流 i_d^* 与PLL锁相环坐标变换模块得到的电流实际值 i_d 作差输入到交流侧电流控制器;有功功率计算模块根据采集的 V_{ba} 、 I_{ba} 、 P_{ref} 通过公

式 $i_q^* = \frac{2P_{ref}}{3v_q}$ 算得充电、放电的参考电流 i_q^* 与PLL锁相环坐标变换模块得到的电流实际值

i_q 作差输入到交流侧电流控制器;

直流侧电压控制器,将直流侧电压实际值与直流侧电压参考值的差值输入到直流侧电压控制器;

移相角控制器,根据直流侧电压控制器和电池侧电压或电流控制器得到的控制信号,经移相角控制器产生移向方波,控制DC-DC变换器;

交流侧电流控制器,接收PQ控制模块得到的电流参考值 i_d^* 和 i_q^* 分别与PLL锁相环坐标变换模块得到的电流实际值 i_d 和 i_q 的差值,将输出信号进行坐标变换得到调制信号输出至AC-DC变换器;

电池侧电压或电流控制器,根据电池侧采得的电池充电电压和充电电流信号与参考值作差,输入到电池侧电压或电流控制器,恒压、恒流下控制充电、放电、充电模式与V2G能量管理系统。

8. 基于权利要求7所述的V2G双向功率变换器的控制系统的控制方法,其特征是,包括:

步骤一:变换器根据G2V充电模式和V2G放电模式控制策略;

步骤二:充放电的切换和充电模式的选择由V2G能量管理系统控制;

步骤三:电流内环用于控制交流侧电流,直流侧电压闭环用于控制 V_{dc} ,电池侧电压和电流闭环用于控制充电电压 V_{ba} 和充电电流 I_{ba} ,PQ控制处理给定的功率控制信号。

一种V2G双向功率变换器、控制系统及控制方法

技术领域

[0001] 本公开涉及功率变换技术领域,特别是涉及一种V2G双向功率变换器、控制系统及控制方法。

背景技术

[0002] 电动汽车相关技术近年来取得了飞速的发展,电动汽车动力电池的充电是目前研究的热点技术之一,其中,功率变换器应用至电动汽车领域,用于为电动汽车动力电池的充放电,现有的功率变换器在电气隔离、变换效率等方面均存在这诸多的问题,致使电动汽车的普及存在一定的技术困难。

发明内容

[0003] 本说明书实施方式的目的是提供一种V2G双向功率变换器,该V2G变换器实现了交流侧与电池侧的电气隔离,避免直接电气接触对电池或电网的影响,降低了对器件和电路保护的要求。

[0004] 本说明书实施方式提供一种V2G双向功率变换器,通过以下技术方案实现:

[0005] 包括:

[0006] 电压源型三相全桥PWM变换器即为AC-DC变换器及双有源主动桥式变换器即为DC-DC变换器;

[0007] 所述电压源型三相全桥PWM变换器连接至交流侧,将交流转换为直流并传输至直流侧,所述双有源主动桥式变换器输入端连接至直流侧,输出端连接至电池侧,将电压源型三相全桥PWM变换器输出的直流电压转换为动力电池所需的直流电压。

[0008] 与现有技术相比,本公开的有益效果是:

[0009] 本公开针对电动汽车V2G(vehicle-to-grid)能量交互系统展开研究。建立电动汽车充电站协调控制策略,搭建了Psim仿真平台,对V2G能量双向变换器开展工作特性、控制方法等方面的仿真研究。

[0010] 本公开所提的功率变换器优点为使得充电站能够实现功率双向流动,效果能够保证电动汽车参与到主动配电网的硬件基础。控制方法优点是能够保证变换器四象限运行,效果是能够将控制方法应用于变换器上,实现电动汽车参与主动配电网。

附图说明

[0011] 构成本公开的一部分的说明书附图用来提供对本公开的进一步理解,本公开的示意性实施例及其说明用于解释本公开,并不构成对本公开的不当限定。

[0012] 图1为本公开实施例子V2G变换器系统拓扑图;

[0013] 图2为本公开实施例子变换器功率四象限运行图;

[0014] 图3为本公开实施例子AC-DC级双向变换器拓扑图;

[0015] 图4为本公开实施例子DC-DC级双向变换器具体拓扑图;

- [0016] 图5为本公开实施例子相控制下DAB工作波形图；
- [0017] 图6为本公开实施例子V2G变换器系统整体控制框图；
- [0018] 图7为本公开实施例子电池充电电压曲线图；
- [0019] 图8为本公开实施例子电池充电电流曲线图；
- [0020] 图9为本公开实施例子电池充电SOC曲线图；
- [0021] 图10为本公开实施例子充电时交流侧三相电流波形图；
- [0022] 图11为本公开实施例子充电时A相电压和正向电流波形图；
- [0023] 图12为本公开实施例子放电时交流侧三相电流波形图；
- [0024] 图13为本公开实施例子放电时A相电压和反向相电流波形图；
- [0025] 图14为本公开实施例子电池放电电压曲线图；
- [0026] 图15为本公开实施例子电池放电曲线图；
- [0027] 图16为本公开实施例子电池放电SOC曲线图；
- [0028] 图17为本公开实施例子 $Q_{ref}=10000$ 放电时A相电压、反向相电流波形图。

具体实施方式

[0029] 应该指出,以下详细说明都是例示性的,旨在对本公开提供进一步的说明。除非另有指明,本文使用的所有技术和科学术语具有与本公开所属技术领域的普通技术人员通常理解的相同含义。

[0030] 需要注意的是,这里所使用的术语仅是为了描述具体实施方式,而非意图限制根据本公开的示例性实施方式。如在这里所使用的,除非上下文另外明确指出,否则单数形式也意图包括复数形式,此外,还应当理解的是,当在本说明书中使用术语“包含”和/或“包括”时,其指明存在特征、步骤、操作、器件、组件和/或它们的组合。

[0031] 实施例子一

[0032] 本公开实施例子的V2G变换器,采用双级式结构,AC-DC级为电压源型三相全桥PWM变换器(Voltage Source PWM Converter,VSC),DC-DC级为双有源主动桥式变换器(Dual Active Bridge,DAB)。该V2G变换器实现了交流侧与电池侧的电气隔离,避免直接电气接触对电池或电网的影响,降低了对器件和电路保护的要求。

[0033] 主电路拓扑如图1,两级变换器依次连接交流侧、直流侧和电池侧。其中 v_a 、 v_b 、 v_c 为交流侧电压; i_a 、 i_b 、 i_c 为交流侧电流; V_{dc} 为直流侧电压; V_{ba} 为电池侧电压; i_{ba} 为电池侧直流电流;规定正向有功功率为交流侧流向电池侧,正向无功功率为交流侧流向变换器。

[0034] 前级由IGBT构成三组桥臂,三相H桥中间分别通过电感L连接电网,三相交流输入电压有效值220V,R为交流侧等效电阻。电感L具有交流侧滤波、buck/boost变换、电网电动势与变换器交流电压隔离、有功和无功功率传输控制、实现交流四象限运行等综合性功能。

[0035] 后级由IGBT构成两组双桥臂H桥,中间由高频变压器连接。等效电感 L_r 等于串联电感(为图两个桥臂中点之间线路上的电感)和变压器漏感数值之和,用于储存和传递能量。变压器变比为 $n:1$,改变变比 n 可调整输出电压,保证端口电压匹配。电容 C_1 连接原边H桥和前级直流侧,为两级之间提供直流电压支撑和高频滤波,电容 C_2 连接副边H桥和电动汽车动力电池组,用于稳定电池侧直流电压并滤除纹波。

[0036] 基本运行模式:

[0037] 前级VSC主要用于控制网侧双向有功和无功功率的传输,实现交流侧功率四象限运行,如图2所示。后级DAB主要用于调整电池侧有功功率传输,控制电池的充电和放电过程。变换器的具体工作模式包括:

[0038] (1) G2V (Grid-to-Vehicle) 模式下,有功功率由交流侧向电池侧正向流动。AC-DC变换器以整流状态运行,呈现boost电路升压特性,控制交流侧输入电流并稳定直流侧电压;DC-DC变换器将功率从原边输送至副边,控制电池恒流-恒压 (CC-CV) 充电,稳定电池侧输出电压或电流;

[0039] (2) V2G (Vehicle-to-Grid) 模式下,有功功率由电池侧向交流侧反向流动。AC-DC变换器以逆变状态运行,呈现buck电路降压特性,控制交流侧的输出电流。DC-DC变换器将功率从副边输送至原边,给电池放电,并稳定直流侧电压;

[0040] (3) 无功功率模式下变换器工作情况类似静止无功发生器STATCOM,实现功率因数调节与无功传输控制,主要由前级控制吸收或发出无功功率,后级仍用于电池充放电。

[0041] 纯G2V和V2G模式下变换器运行在图2的x轴,纯无功功率控制模式下运行于y轴。变换器的有功和无功传输过程可以同时存在,在给电池充放电的同时进行无功补偿和功率因数矫正,实现交流侧在功率圆内四个象限的全范围运行。

[0042] 图3为AC-DC级拓扑。每相由上下桥臂交替导通,共 2^3 种工作状态,其开关函数 s_k 为:

$$[0043] \quad S_k = \begin{cases} 1 & T_{k1} \text{导通} \\ 0 & T_{k2} \text{导通} \end{cases} \quad (k=a,b,c) \quad (1)$$

[0044] 式中 T_{k1} 、 T_{k2} 为上下桥臂IGBT开关管。

[0045] 表1 AC-DC级开关状态

[0046]	开关状态	1	2	3	4	5	6	7	8
	导通器件	T_{a1} T_{b2} T_{c2}	T_{a2} T_{b1} T_{c2}	T_{a2} T_{b2} T_{c1}	T_{a1} T_{b1} T_{c2}	T_{a1} T_{b2} T_{c1}	T_{a2} T_{b1} T_{c1}	T_{a1} T_{b1} T_{c1}	T_{a2} T_{b2} T_{c2}
	开关函数 $s_a s_b s_c$	100	010	001	110	101	011	111	000

[0047] 8种开关状态如表1。通过开关函数可以对变换器相关波形进行分析,单位功率因数状态下三相全桥电路的三相对称,因此取a相分析,其余两相类推。

[0048] (1) a相交流侧电压 $v_{aN}(t)$

[0049] 由图3,交流侧a相电压为

$$[0050] \quad v_{aN}(t) = v_{a0}(t) + v_{0N}(t) \quad (2)$$

[0051] 根据三相电压平衡可得

$$[0052] \quad v_{0N}(t) = -\frac{v_{a0}(t) + v_{b0}(t) + v_{c0}(t)}{3} \quad (3)$$

[0053] 用开关函数描述则可写为

$$[0054] \quad v_{k0}(t) = s_k V_{dc} \quad (4)$$

[0055] 因此 $v_{a0}(t)$ 的开关函数表达式可用式(1)~(4)推出:

$$[0056] \quad v_{aN}(t) = \frac{2s_a - s_b - s_c}{3} V_{dc} \quad (5)$$

[0057] 将表1的8种开关状态代入上式中,可求得AC-DC级不同开关状态下的交流侧a相电压 $v_{aN}(t)$ 与直流侧电压 V_{dc} 关系。

[0058] 表2 AC-DC级各种开关状态下交流侧a相电压 $u_{a0}(t)$ 取值

[0059]	开关函数 $s_a s_b s_c$	100	010	001	110	101	011	111	000
	$v_{a0}(t)$	$\frac{2}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{2}{3}v_{dc}$	0	0

[0060] (2) a相电感L两端电压 $v_{La}(t)$

[0061] 根据基尔霍夫电压定律,a相电感L上电压为

$$[0062] \quad v_{La}(t) = v_a(t) - v_{aN}(t) - i_a R \quad (6)$$

[0063] (3) a相相电流 $i_a(t)$

[0064] 由a相电感上电压电流关系可得电流 $i_a(t)$ 为

$$[0065] \quad i_a(t) = \frac{1}{L} \int v_{La}(t) dt \quad (7)$$

[0066] 可见a相相电流与相电压同相。

[0067] 在一实施例子中,电力电子双有源桥DAB(Dual Active Bridge)拓扑如图4, $S_1 \sim S_4$ 、 $Q_1 \sim Q_4$ 分别为原边和副边H桥开关管。 R_{ba} 为电路分析时简化的电池侧等效电阻, v_h 为高频变压器原边电压, v_s 为副边电压,折算至原边后为 v_p , i_{Lr} 为等效电感电流, v_{Lr} 为等效电感上压降。

[0068] DAB电路的主要控制方法有单移相控制(Single phase shift,SPS)、双移相控制(Dual phase shift,DPS)和多重移相控制。单移相控制中,两侧H桥都由占空比为0.5的方波信号驱动,同一桥臂上下驱动信号互补, S_1 和 S_4 、 S_2 和 S_3 、 Q_1 和 Q_4 、 Q_2 和 Q_3 的驱动信号相同。区别在于其中一个H桥的驱动信号超前另一个H桥一定角度,从而使能量从超前H桥传递到滞后H桥。例如原边四个开关驱动信号超前副边,则功率从原边传递至副边,反之副边超前,则功率可以反向传递,因此可实现双向传输。

[0069] 图5出了DAB电路一个开关周期内的工作波形图。半个周期内的移相比为 $D=\phi/\pi$, ϕ 为移相角。 T_{DAB} 为开关周期,占空比0.5。DAB稳态工作时一个开关周期包含六个工作状态:

[0070] (1) 状态一: t_0 - t_1 阶段

[0071] t_0 时刻前, S_2 、 S_3 导通, S_1 、 S_4 关断, Q_2 、 Q_3 续流, 流过电感的电流 i_{Lr} 为负; t_0 时刻, S_1 、 S_4 开通, S_2 、 S_3 关断, i_{Lr} 仍为负, 因此在 t_0 - t_1 时间内, 原边H桥由 S_1 、 S_4 反并联二极管续流, i_{Lr} 逐渐减小, 在 t_1 时刻降至零, 这段时间内 $V_h = V_{dc}$, $V_p = -nV_{ba}$, 等效电感 L_r 上的电压 $V_{Lr} = V_{dc} + nV_{ba}$, Q_1 、 Q_4 关断, Q_2 、 Q_3 导通, Q_2 、 Q_3 反并联二极管导通。 t_0 - t_1 内 i_{Lr} 表示为

$$[0072] \quad i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0) + \frac{V_{dc} + nV_{ba}}{L_r}(t - t_0) \quad (8)$$

[0073] (2) 状态二: t_1 - t_2 阶段

[0074] t_1 时刻 i_{Lr} 为零, t_1 时刻后变正, S_1 、 S_4 导通, S_2 、 S_3 关断, Q_2 、 Q_3 导通, Q_1 、 Q_4 关断, 二极管不再续流, t_1 - t_2 内, 仍有 $V_h = V_{dc}$, $V_p = -nV_{ba}$, 以及 $V_{Lr} = V_{dc} + nV_{ba}$, i_{Lr} 开始增加, t_1 - t_2 内 i_{Lr} 表示为

$$[0075] \quad i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_1) + \frac{V_{dc} + nV_{ba}}{L_r}(t - t_1) \quad (9)$$

$$[0076] \quad i_{Lr}(t_2) = i_{Lr}(t_0) + \frac{V_{dc} + nV_{ba}}{L_r} \cdot \frac{\varphi}{\omega} \quad (10)$$

[0077] (3) 状态三: t_2 - t_3 阶段

[0078] t_2 时刻, Q_1 、 Q_4 导通, Q_2 、 Q_3 关断, 此时 i_{Lr} 为正, 副边H桥由 Q_1 、 Q_4 反并联二极管续流; S_1 、 S_4 导通, S_2 、 S_3 关断, t_2 - t_3 时间内, 有 $V_h = V_{dc}$, $V_p = nV_{ba}$, 此时 $V_{Lr} = V_{dc} - nV_{ba}$ (假设 $V_{dc} < nV_{ba}$), i_{Lr} 逐渐减小。 t_2 - t_3 内 i_{Lr} 表示为

$$[0079] \quad i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_2) + \frac{V_{dc} - nV_{ba}}{L_r}(t - t_2) \quad (11)$$

[0080] (4) 状态四: t_3 - t_4 阶段

[0081] t_3 时刻, S_1 、 S_4 关断, S_2 、 S_3 导通, 由于 i_{Lr} 仍为正, 且电感电流不能突变, 所以原边H桥由 S_2 、 S_3 反并联二极管续流直 t_4 时刻, i_{Lr} 变为零, Q_1 、 Q_4 导通, Q_2 、 Q_3 关断, 由 Q_1 、 Q_4 反并联二极管续流, t_3 - t_4 时间内, 有 $V_h = -V_{dc}$, $V_p = nV_{ba}$, 此时 $V_{Lr} = -V_{dc} - nV_{ba}$ (假设 $V_{dc} < nV_{ba}$), i_{Lr} 逐渐减小。 t_3 - t_4 内 i_{Lr} 表示为

$$[0082] \quad i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_3) + \frac{-V_{dc} - nV_{ba}}{L_r}(t - t_3) \quad (12)$$

[0083] (5) 状态五: t_4 - t_5 阶段

[0084] t_4 时刻, i_{Lr} 为零, t_4 时刻后变负, S_2 、 S_3 导通, S_1 、 S_4 关断, 不再由二极管续流。 Q_1 、 Q_4 导通, Q_2 、 Q_3 关断, t_4 - t_5 时间内, 有 $V_h = -V_{dc}$, $V_p = nV_{ba}$, 此时仍有 $V_{Lr} = -V_{dc} - nV_{ba}$ 。 t_4 - t_5 内 i_{Lr} 表示为

$$[0085] \quad i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_4) + \frac{-V_{dc} - nV_{ba}}{L_r}(t - t_4) \quad (13)$$

[0086] (6) 状态六: t_5 - t_6 阶段

[0087] t_5 时刻, Q_1 、 Q_4 关断, Q_2 、 Q_3 导通, 此时因 i_{Lr} 为负, 副边H桥通过 Q_2 、 Q_3 反并联二极管续流; S_2 、 S_3 导通, S_1 、 S_4 关断, t_5 - t_6 时间内, 有 $V_h = -V_{dc}$, $V_s = -nV_{ba}$, 此时 $V_{Lr} = -V_{dc} + nV_{ba}$ 。 t_5 - t_6 内 i_{Lr} 表示为

$$[0088] \quad i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_s) + \frac{-V_{dc} + nV_{ba}}{L_r}(t - t_s) \quad (14)$$

[0089] t_0 - t_6 为一个完整的工作周期,在 t_6 时刻以后DAB级进入下一个工作周期,上述分析是功率从原边H桥到副边H桥正向传输时的DAB工作过程。功率反向传输时工作过程与此类似,只是右侧电阻要替换为一个电压源。

[0090] 实施例子二

[0091] 该实施例子公开了V2G变换器的控制系统,参见附图6所示,为V2G变换器的整体控制框图。变换器根据G2V充电模式和V2G放电模式采用两套控制策略。电流内环用于控制交流侧电流,直流侧电压闭环用于控制 V_{dc} ,电池侧电压和电流闭环用于控制充电电压 V_{ba} 和充电电流 I_{ba} ,PQ控制处理给定的功率控制信号。充放电的切换和充电模式的选择由V2G能量管理系统控制。

[0092] 在该实施例子中,具体的控制系统包括:

[0093] PLL锁相环坐标变换模块,用于将交流侧电压及交流侧电流转换为dq坐标系下的电压及电流;

[0094] PQ控制模块,包括无功功率计算模块及有功功率计算模块,其中,无功功率计算模块根据电压 v_q 及 Q_{ref} 进行无功功率计算,得到参考电流 i_d^* 与PLL锁相环坐标变换模块得到的电流实际值 i_d 作差输入到交流侧电流控制器;有功功率计算模块根据采集的 V_{ba} 、 I_{ba} 、 P_{ref} 通

过公式 $i_q^* = \frac{2P_{ref}}{3v_q}$ 算得充电、放电的参考电流 i_q^* 与PLL锁相环坐标变换模块得到的电流实

际值 i_q 作差输入到交流侧电流控制器;

[0095] 直流侧电压控制器,将直流侧电压实际值与直流侧电压参考值的差值输入到直流侧电压控制器。

[0096] 移相角控制器,根据直流侧电压控制器和电池侧电压或电流控制器得到的控制信号,经移相角控制器产生移向方波,控制DC-DC变换器;

[0097] 交流侧电流控制器,接收PQ控制模块得到的电流参考值 i_d^* 和 i_q^* 分别与PLL锁相环坐标变换模块得到的电流实际值 i_d 和 i_q 的差值,将输出信号进行坐标变换得到调制信号输出至AC-DC变换器;

[0098] 电池侧电压或电流控制器,根据电池侧采得的电池充电电压和充电电流信号与参考值作差,输入到电池侧电压或电流控制器,恒压、恒流下控制充电、放电、充电模式与V2G能量管理系统。

[0099] 该实施例子还公开了V2G变换器的控制系统的控制方法,包括:

[0100] 步骤一:变换器根据G2V充电模式和V2G放电模式控制策略。

[0101] 步骤二:充放电的切换和充电模式的选择由V2G能量管理系统控制。

[0102] 步骤三:电流内环用于控制交流侧电流,直流侧电压闭环用于控制 V_{dc} ,电池侧电压和电流闭环用于控制充电电压 V_{ba} 和充电电流 I_{ba} ,PQ控制处理给定的功率控制信号。

[0103] 实施例子三

[0104] 该实施好例子公开了V2G变换器仿真结果与分析,G2V充电模式仿真分析,G2V模式功率正向流动,变换器给电池充电。仿真中电池模型以先以20A恒流充电再以360V恒压充

电,通过检测SOC到达临界值来切换充电过程。电池初始SOC为10%,充电模式切换点的SOC为70%。电池的充电电压、电流以及SOC分别如图7、8和9所示,交流侧的三相电流和A相电压电流如图10和11所示。

[0105] 图10、图11是截取充电1.8s至1.9s的过程,这段时间内电池处于恒流充电状态,端电压已接近360V。图9的交流侧测量的电流相位与规定正方向相同,表明有功功率从电网供给电池。相电流峰值15.9A,有效值11.2A,基本等于电池的充电功率5.2kW。图10说明A相的正向相电流与相电压同相位,变换器仅传输有功功率,功率因数为1。

[0106] V2G放电模式仿真分析:V2G模式功率反向流动,变换器给电池放电。电池常规放电电流在1C到2C之间,所以按变换器额定功率30kW放电,PQ控制给定值 $P_{ref}=30000$, $Q_{ref}=0$,端口放电电压为360V,放电电流为83.3A。放电时的三相交流电流和A相电压电流如图12和13所示。电池放电电压、电流和SOC如图14、15和16所示。

[0107] 图12中三相电流与图1中参考方向相反,相位相差 180° ,表明电流由电池侧流向交流侧。相电流有效值45.4A,峰值64.3A,所以回馈给电网的有功功率为30kW。图13为A相的反向相电流和相电压比较。可见反向相电流的相位和电压相同,变换器仅传输有功功率,功率因数为1。

[0108] 图14至15中,稳压放电要求控制直流侧输出电压稳定。电池以85A左右的电流放电,其端电压和SOC不断下降。初始时刻电池满电状态 $SOC=1$,端电压高于360V。放电过程前期电池端电压快速下降,随着放电的深入,在0.15s左右进入平台期,在355V左右缓慢降低,SOC线性降低。最终在0.6s以后电池放电完毕,端电压降至345V左右,此时电池仅保留10%的电量。

[0109] 无功控制模式仿真与分析:通过实际测量某电动汽车充换电站变换器参数,对本仿真中变换器参数进行了设置,并验证了若在充放电时还需要参与电网无功调节,变换器同时运行无功控制模式的工况。以放电过程为例,仍以83.3A电流、360V电压、30kW有功功率放电,同时需要向电网补偿10kVar的无功功率,则设置 $P_{ref}=30000$, $Q_{ref}=10000$,此时的相电压和反向相电流如图17。A相电流有效值48.2A、峰值68.2A,较图13中电流大。说明由于无功功率补偿,回馈的视在功率大于30kVA。此外,反向电流 i_a 滞后于 v_a 相位约 18.44° ,表明电网吸收感性的无功功率,变换器功率因数小于1。因此本系统具有无功传输控制的功能,可为电网减少无功补偿装置购置,进一步提高系统电能质量。

[0110] 本章重点针对电动汽车V2G(vehicle-to-grid)能量交互系统展开研究。建立电动汽车充电站协调控制策略,搭建了Psim仿真平台,对V2G能量双向变换器开展工作特性、控制方法等方面的仿真研究。

[0111] 可以理解的是,在本说明书的描述中,参考术语“一实施例”、“另一实施例”、“其他实施例”、或“第一实施例~第N实施例”等的描述意指结合该实施例或示例描述的具体特征、结构、材料或者特点包含于本公开的至少一个实施例或示例中。在本说明书中,对上述术语的示意性表述不一定指的是相同的实施例或示例。而且,描述的具体特征、结构、材料或者特点可以在任何一个或多个实施例或示例中以合适的方式结合。

[0112] 以上所述仅为本公开的优选实施例而已,并不用于限制本公开,对于本领域的技术人员来说,本公开可以有各种更改和变化。凡在本公开的精神和原则之内,所作的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本公开的保护范围之内。

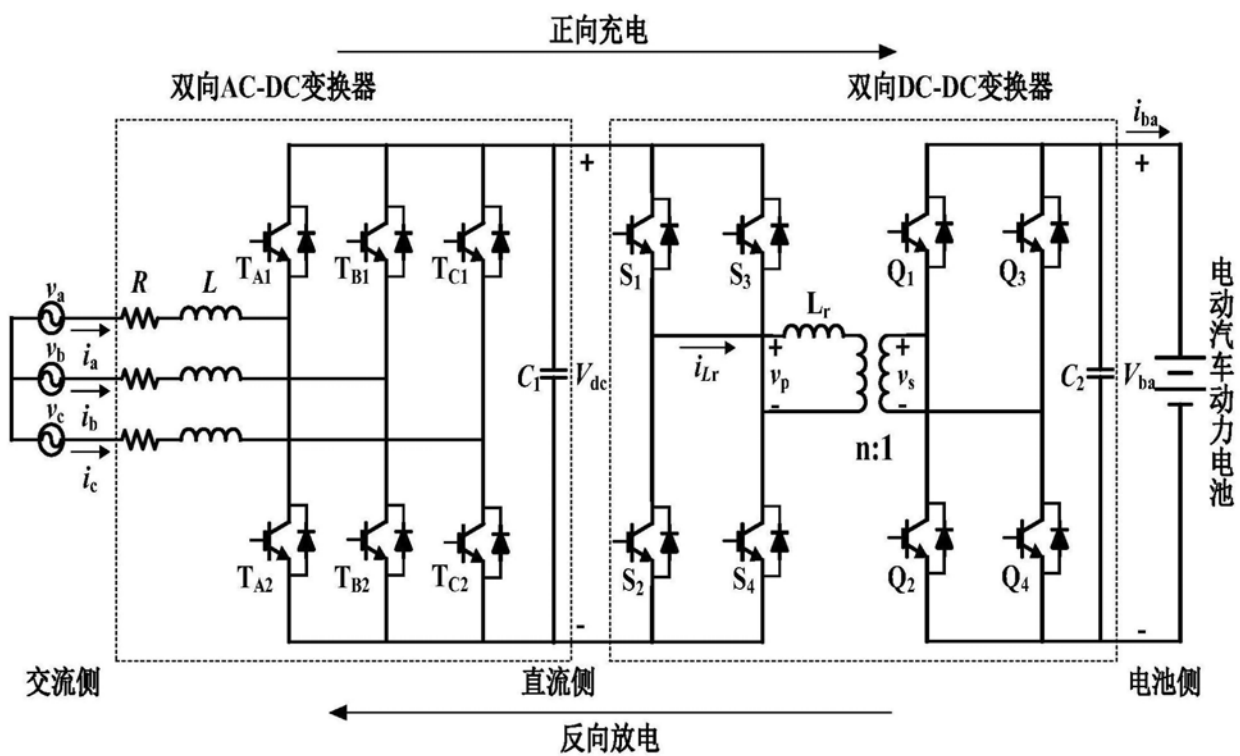


图1

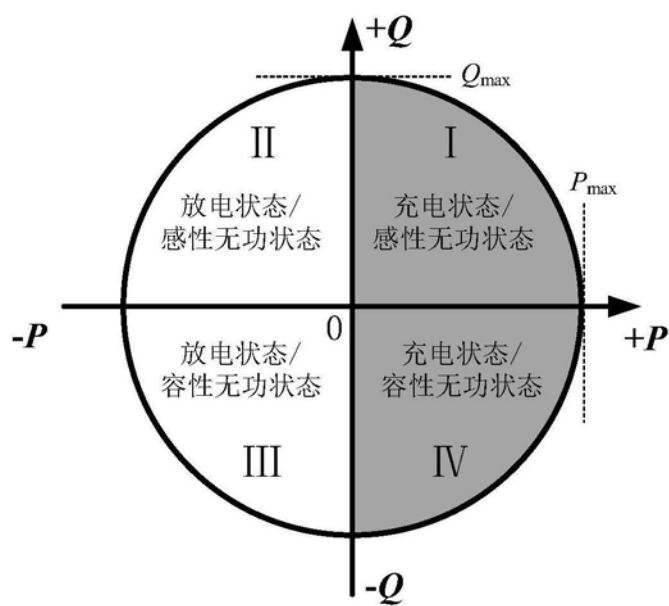


图2

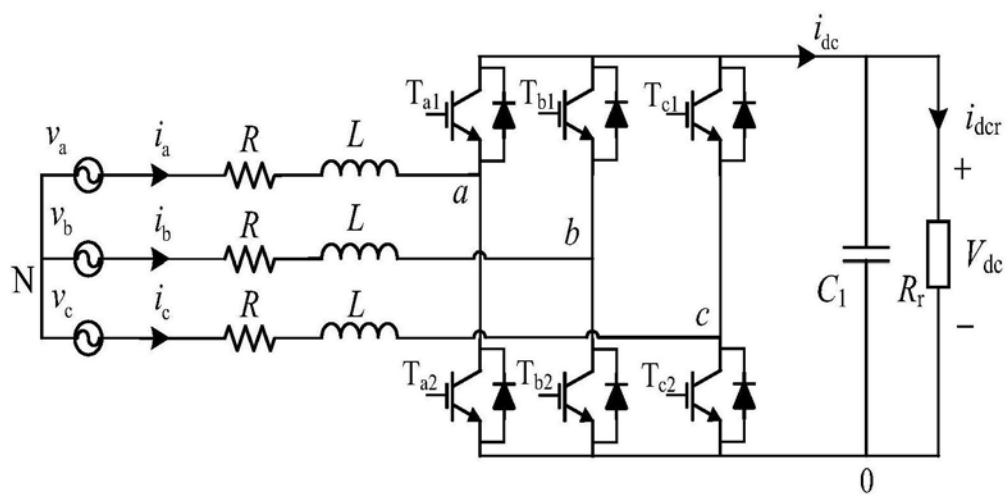


图3

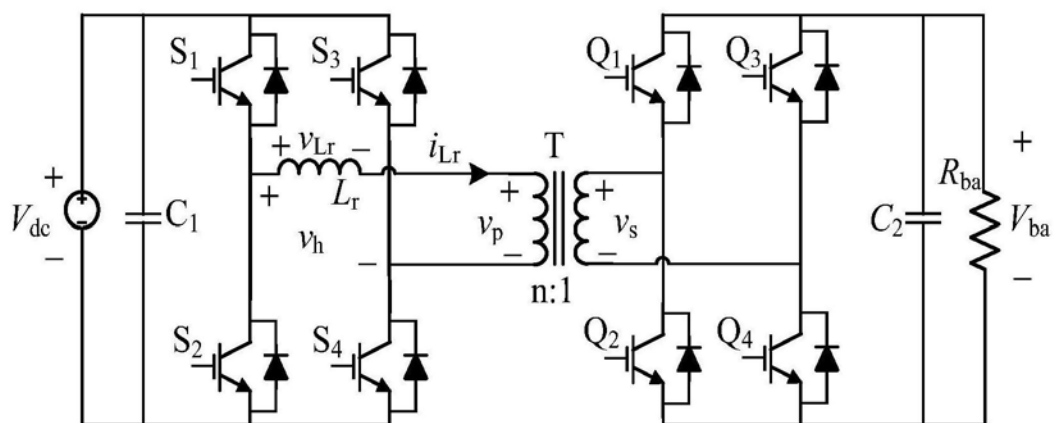


图4

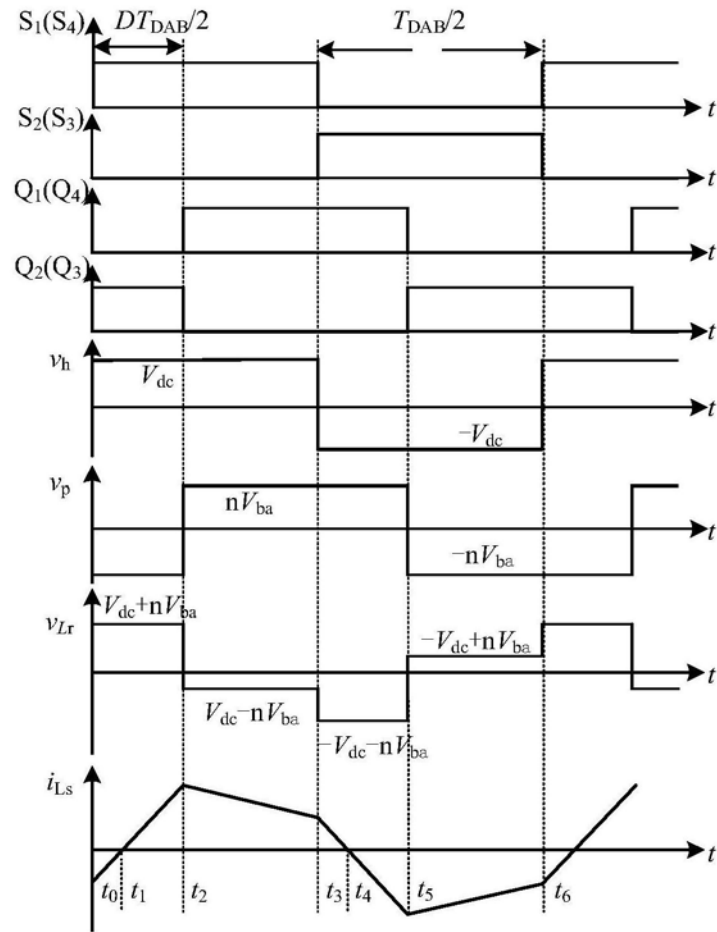


图5

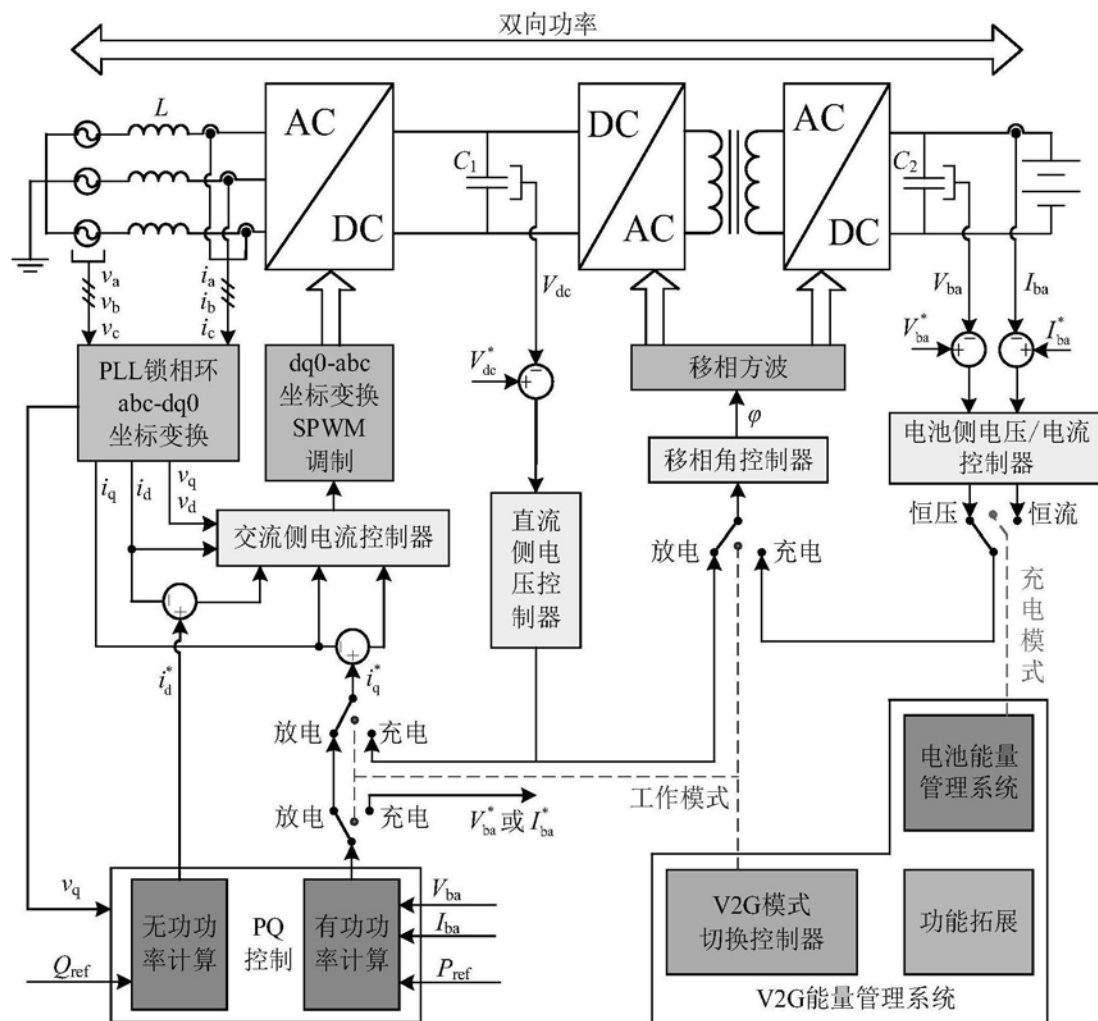


图6

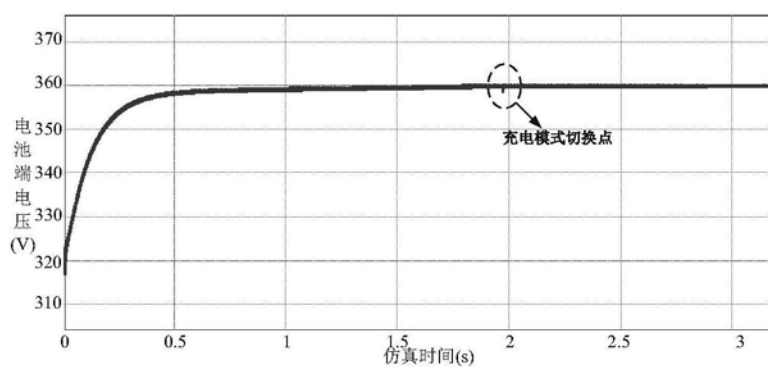


图7

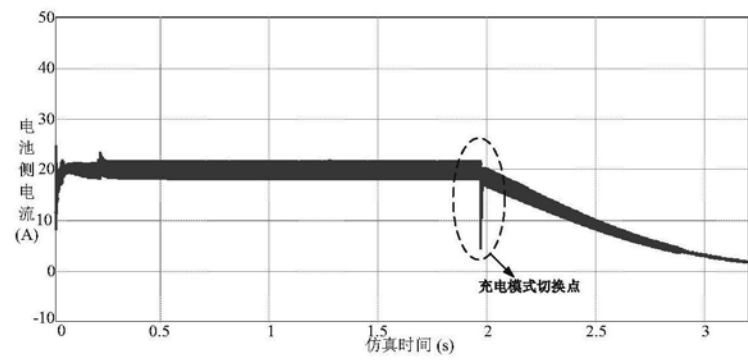


图8

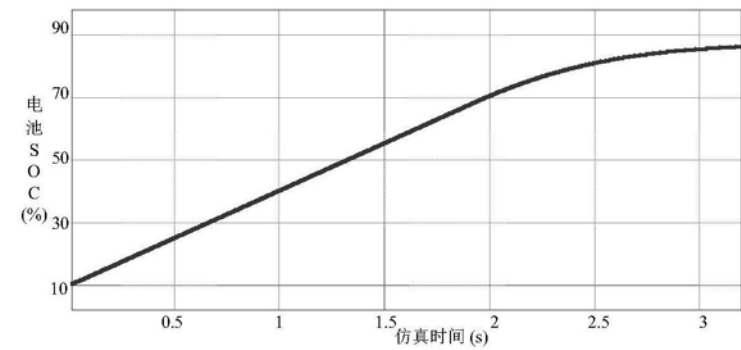


图9

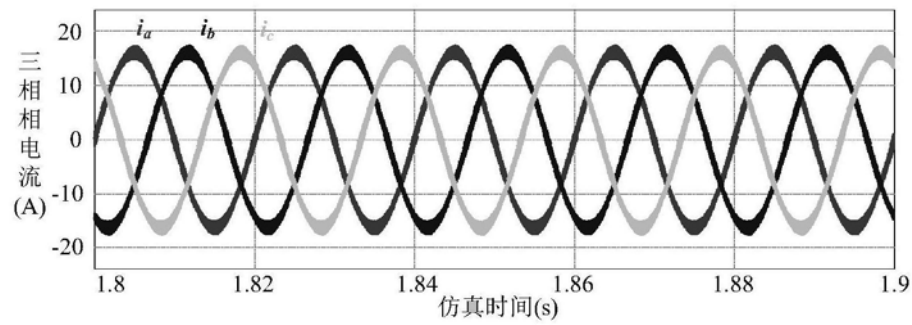


图10

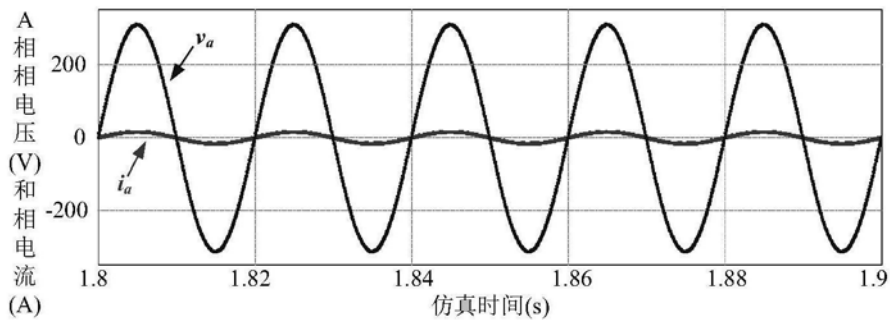


图11

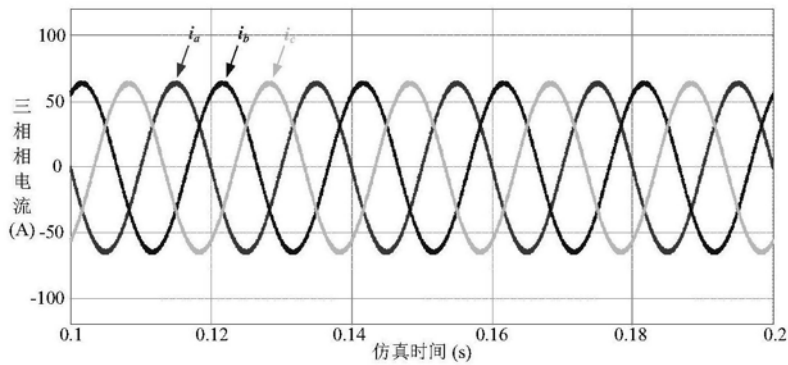


图12

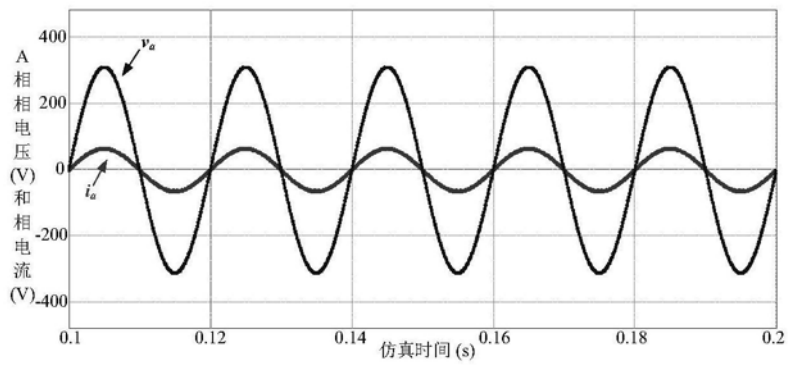


图13

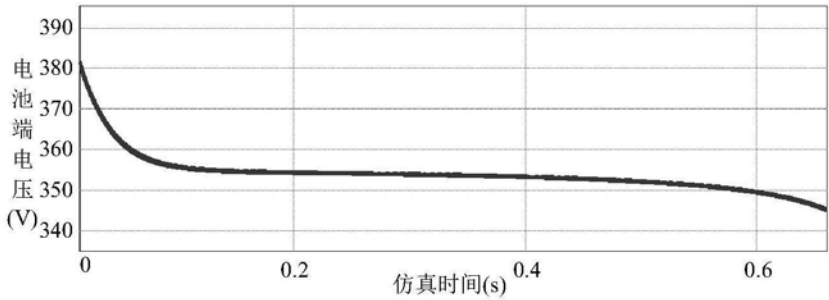


图14

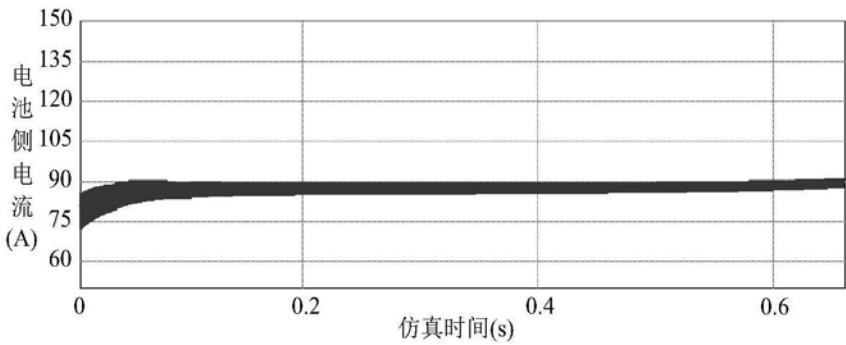


图15

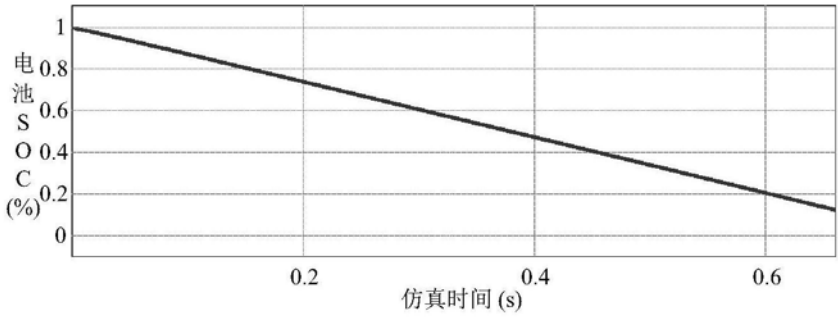


图16

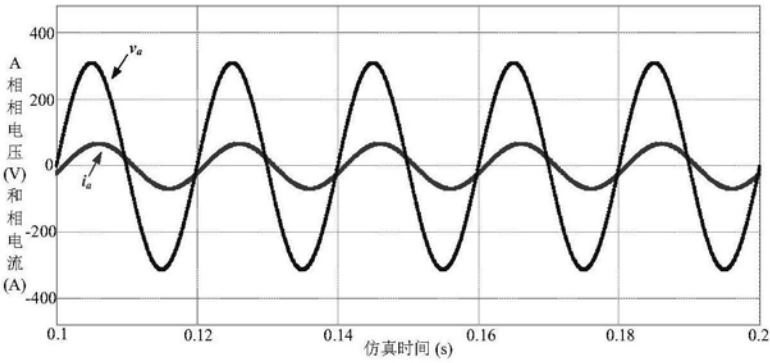


图17