

Design and Simulation of the Multipurpose Converter Used in Integrative Station

Youlin Hu, Yujian Jia, Da Xie, Yujie Gu, Qian Ai, Zhijian Jin, Jie Gu

State Energy Smart Grid R & D Center, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai
Email: xieda@sjtu.edu.cn, cola0522cn@yahoo.com.cn

Received: May 3rd, 2012; revised: May 24th, 2012; accepted: Jun. 2nd, 2012

Abstract: Electric vehicles have such technical characteristics as energy saving and environmental protection, and have a broad develop prospect. Construction of traditional charge station or storage station faces cost and management problems, and it's difficult to promote. "Smart charge discharge storage integrative station" possesses many advantages, and will become a favorable mode of EV power supply facilities. This paper designed the structure of integrative station, and specified the function and cooperation of each subsystem. From the view of energy flow, we designed the topological structure the multi-purpose converter device and study the double loop hysteresis comparison algorithm of the PWM unit of device. We established a mathematical model in EMTP, and the simulation results verified the suggested design plan and control strategy.

Keywords: Integrative Station; Converter; Control Algorithm; EMTP Simulation; Smart Grid

充放储一体化站中多用途变流装置的设计与仿真

胡友琳, 贾玉健, 解大, 顾羽洁, 艾芊, 金之检, 顾洁

上海交通大学, 国家能源智能电网(上海)研发中心, 上海
Email: xieda@sjtu.edu.cn, cola0522cn@yahoo.com.cn

收稿日期: 2012年5月3日; 修回日期: 2012年5月24日; 录用日期: 2012年6月2日

摘要: 电动汽车具有节能环保的技术特征, 发展前景广阔。传统单一的充电设施和储能设施建设面临成本、管理等诸多问题, 推广困难。而智能充放储一体化电站具有诸多技术优势, 是未来电动汽车能源供给设施发展的良好模式。本文设计了一体化站的结构, 明确了各子系统的功能分工与配合关系。从能量流动角度出发设计了多用途变流装置的拓扑结构, 研究了变流单元的双闭环滞环比较控制算法。在 EMTP 软件中建立数学模型, 仿真验证本文所提出的设计方案与控制策略, 取得了良好效果。

关键词: 一体化站; 变流装置; 控制算法; EMTP 仿真; 智能电网

1. 引言

随着全球能源危机的不断加深, 石油资源的日趋枯竭以及大气污染、温室效应的危害加剧, 各国政府和汽车企业普遍认识到节能减排是未来汽车技术发展的主攻方向^[1], 电动汽车以其污染小、噪声低、能源效率高和能源来源多元化等优点备受青睐, 成为现代汽车工业发展的方向之一^[2,3]。目前, 电动汽车在许

多重要技术领域已经取得了突破性的进展, 接近实用化阶段。

从目前电动汽车和储能技术的发展状况来看, 建设单一的充电站、换电站受到土地资源稀缺、电池成本高、基础设施建设重复、电网运行要求高等因素的制约, 单一的电动汽车能源供给和单一储能站应用推广面临较多困难。将电动汽车充放电、更换站

与电池储能电站功能融合进行设计和研究,建设“智能充放储一体化”电站可以缓解上述问题。在充放储一体化站内,价格昂贵的电池不仅可为电动汽车提供能量供给,在其处于备用状态时,可接入电网用于储能,解决电网峰谷差、进行系统频率调节、提供旋转应急备用、稳定电压支持、缓解输电拥塞等问题^[4-6]。

目前 MW 级的电池储能系统已经实现商业运作^[7],电池储能系统容量规模不断扩大,集成技术日益成熟;“换电为主,插充为辅”的全功能充换电站在各地陆续投入运行。而充放储一体化站的关键在于多系统多功能之间的协调配合,实现充换电站与储能电站的功能融合与最优化运行,因此开展对充放储一体化站整体结构设计以及内部关键的多用途变流装置的研究非常重要。

本文提出了充放储一体化站的结构设计方案,明确了内部各子系统的功能分工与配合关系。从电站内部能量流动的角度出发,提出了最优化的结构设计方案。针对多用途变流装置的拓扑结构与控制算法展开了细致研究。最后在 EMTP 仿真软件中建立模型,验证了本文所提出的结构与算法方案。

2. 一体化站的结构

充放储一体化站应当分别实现充电站、更换站、储能站的功能,满足电动汽车能源供给,提高电池利用效率,并且能够对储能电池以及功率、能量进行优化控制,与电网负荷进行协调与互动,为电网提供增值服务,从而实现多方共赢。

为实现上述功能,充放储一体化站应当具有图 1 所示结构。

充放储一体化站主要由 4 部分构成,分别是调度中心、多用途变流装置、电池充换系统、梯次电池利用系统。一体化站分别与电动汽车和电网进行能量与信息的交换,实现其功能。

2.1. 调度中心

调度中心是充放储一体化站的信息处理、监视和控制的中心机构。它根据当前车辆运行信息,电网调度信息和一体化站运行状况等信息和预计的变化进行判断、决策和指挥。

调度中心与汽车、电站、电网并无能量上的流动,

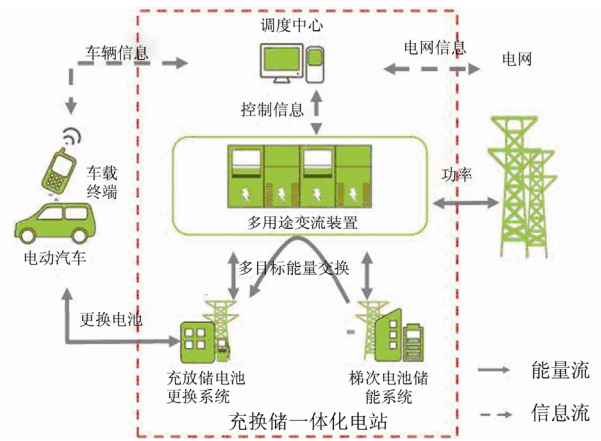


Figure 1. General layout of integrative station
图 1. 充放储一体化站总体结构

而只有信息交换。它需要采集各单元的当前信息和预计变化,做出决策后对一体化站进行控制。首先,调度中心通过车载终端获取大量汽车用户的辆次、位置、剩余电量、所需电量等信息,通过预测和计算形成“电动汽车负荷曲线”,从而调整换电站运行计划。同时,调度中心还接受电网的运行、调度信息,根据电网的日负荷曲线,调整站内电池充电计划,避开电网负荷高峰,充分利用低谷电价时段尽可能充电,起到对电网的负荷调整作用。

调度中心还应实时采集站内各充电机、电池状态信息,梯次储能站的能量、功率信息,结合电网调度信息与车辆运行信息对变流装置、换电站、储能站发送控制信息。

2.2. 多用途变流装置

多用途变流装置是连接电网和一体化站的能量通道,它通过数组整流/逆变电路与直流变换电路实现电网交流电与站内直流电之间的相互转换。

多用途变流装置包括 DC/DC 环节和 DA/AC 环节。DC/DC 环节主要是进行升、降压变换,避免交流变压器的使用。蓄电池充电时,PWM 变换器工作在整流状态,将电网侧交流电压整流为直流电压,该电压经双向 DC/DC 变换器降压得到蓄电池充电电压;放电时,PWM 变换器工作在逆变状态,双向 DC/DC 变换器升压向逆变器提供直流侧输入侧电压,经逆变器输出合适的交流电压。

含 DC/DC 和 DC/AC 环节拓扑结构的变流器的主要优点是适应性强、便于控制,可实现对多串并联的

电池模块的充放电管理^[8],使得蓄电池的容量配置更加灵活。

2.3. 电池充换系统

电池更换系统是一体化站对电动汽车用户的窗口。它可以实现对电动汽车的慢充、快充、换电池等多种能量供给方式。

慢充方式耗时较长、使用不便,快充方式对电网和电池的影响较大,换电池模式是较为理想的能源供给方式^[9]。目前,“换点为主、插充为辅”的模式得到了广泛认可^[7]。因此,电池更换系统应该同时具有电池更换系统和快慢充电装置,以适应不同客户需求。典型的电池更换系统应该包括:换电池区,充电区,电池维护区。

充电区既配备有快慢速充电装置及场地以满足整车充电,也能对大量的储备电池按照充电计划进行合理的充放电控制;换电池区为大量的更换电池用户提供快速更换电池组服务;电池维护区对更换下来的电池组进行检测、重新配组等操作,并将不同梯次的电池分别送入充电区和梯次电池储能站。

2.4. 梯次电池利用系统

梯次电池利用系统是退役电池的再利用场所。它可以开发电池的剩余使用价值,为一体化站和电网起到调整负荷的作用。

电动汽车用电池的工作环境较为恶劣,在其动力性能衰减到一定程度后,不再适合电动汽车使用^[10]。但它们退役之后仍然具有容量性能和寿命性能。当电池容量衰减到额定容量的80%到50%时,可以通过串并联组合辅以有效的充放电管理组成梯次电池利用系统。在梯次电池储能站内,重新配组的退役电池通过集中的控制在电网负荷低谷期充满电,在电网高峰期或者故障时将能量通过多用途变流装置供给电池更换系统甚至电网。这样能够进一步发挥电池剩余价值,降低电池使用成本,尽可能对电网负荷进行“削峰填谷”,为电网提供增值服务。

3. 多用途变流装置与数学模型

3.1. 变流装置结构

多用途变流装置是连接电网和一体化站的能量

通道,也是一体化站内充换系统与梯次系统配合连接的桥梁,为了便于多个直流子系统间能量的集中调度与分配,本文采用含PWM变换器和DC/DC的交流单元作为交流电网与直流母线间的能量转换与调度通道。

在充放储一体化站中,多用途变流装置要分别实现电网到充换系统和梯次系统的相互独立的能量流动,同时还要实现梯次系统直流母线到充换系统直流母线的单向能量流动,为此设计多用途变流装置结构示意图如图2。

该结构中交流电网通过两组多套并联的PWM变换器产生直流电,之后经过多套Buck-Boost电路,分别得到合适的充电电压接入电池更换系统和梯次电池储能系统。电池更换系统与梯次电池储能系统之间采用单向boost电路进行升压连接,保证更换系统中的充电电压 V_{ch} 要低于梯次电池利用系统中的充电电压 V_{tc} ,实现梯次电池到电池更换系统的单向能量传输,而不会反向流动。

3.2. 变流器数学模型的建立

对系统进行性能研究以及控制策略设计之前必须先进行数学建模。即根据电路的拓扑结构,利用电路基本定律(基尔霍夫电压、电流定律)对其进行一般数学描述。PWM变流器的数学建模是研究变流器及其控制技术的基础。

在经典控制理论中,主要是用高阶微分方程式(或传递函数)作为工具来描述系统的输入与输出变量之间的关系,并以此来研究一个控制系统。这种控制理论研究的对象往往是单输入-单输出的定常系统,

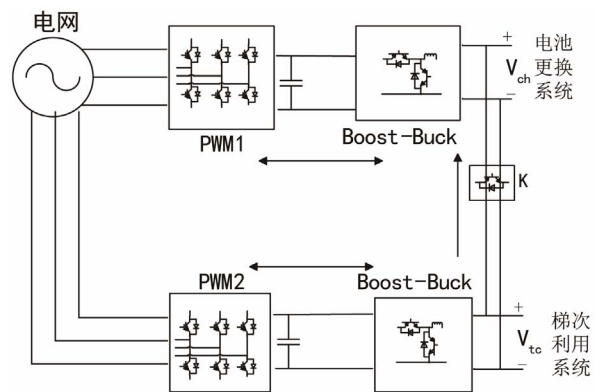


Figure 2. Structure of multi-purpose converter device
图2. 多用途变流装置结构

仅仅由输出变量对给定输入变量的响应来表征系统的动态特性^[1]。50年代末期,贝尔曼等人提出了状态空间法,这种方法由状态变量所构成的一组一阶微分方程式来描述一个控制系统,这种方法可以揭示描述系统运动状态的那些变量的响应,这也构成了现代控制理论的基础。本文以图2所示多用途变流装置结构为研究对象建立数学模型。

三相 PWM 变流器的数学建模:

采用 IGBT 的单相全桥逆变器的主电路结构如图3所示,假设功率开关管是理想器件,图中滤波电感 L 与滤波电容 C 构成低通滤波器, R 为考虑滤波电感 L 的等效串联电阻、死区效应、开关管导通压降、线路电阻等逆变器中各种阻尼因素的综合等效电阻。其中, U_c 为逆变器直流侧电容电压, U_s 为电源电压, i_s 为电源电流。系统的状态变量是指能够完全确定系统状态的最小一组变量。用 n 个状态变量构成的向量 $\mathbf{X}(t)$ 就称为该系统的状态向量。根据控制原理,可以选择不同的量作为控制变量,一般选择储能元件如电感的电流以及电容的电压量作为系统的变量。根据单相变流器的结构特点,选择流过电感 L 的电流 i_o 和电容上电压 U_s 作为状态变量。

根据电路关系,推导出变流器三相静止坐标系状

态方程,得到式(1)(2)所示连续系统的数学模型

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{X}{L} \\ -\frac{Y}{L} \\ -\frac{Z}{L} \end{bmatrix} U_{dc} + \begin{bmatrix} \frac{u_a}{L} \\ \frac{u_b}{L} \\ \frac{u_c}{L} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} U_{dc} = \frac{1}{C} (d_a i_a + d_b i_b + d_c i_c) \quad (2)$$

其中, $X = d_a - \frac{1}{3}(d_a + d_b + d_c)$;

$Y = d_b - \frac{1}{3}(d_a + d_b + d_c)$;

$Z = d_c - \frac{1}{3}(d_a + d_b + d_c)$ 。

Boost-Buck 电路建模:

图4为双向 Boost-Buck 电路结构图。该电路采用 IGBT 元件, U_{dc} 为三相 PWM 变流器的输出电压。经过 Boost-Buck 电路在电容上获得适合的充放电电压 U_{ch} 。系统用单闭环滞环比较的方式控制 IGBT 的开断, U_{ch} 与目标电压 U_{ref} 比较,进行积分后与环宽比较,滞环比较的输出即是两个 IGBT 脉冲控制信号。

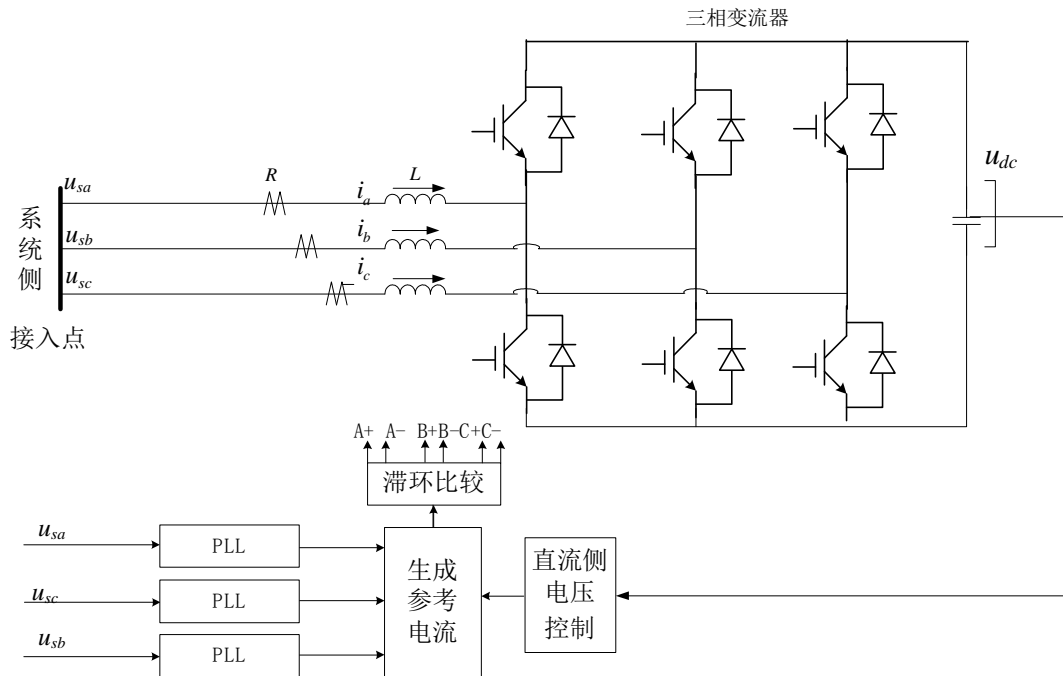


Figure 3. Model of three-phase converter
图3. 三相变流器模型图

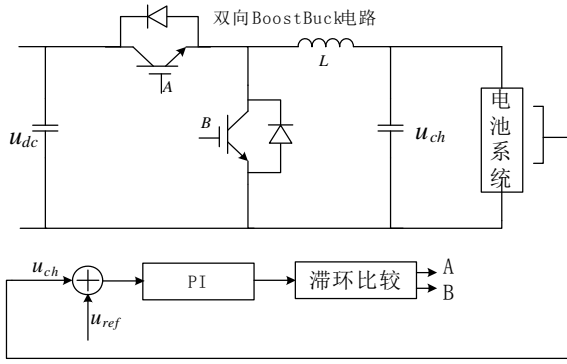


Figure 4. Model of Boost-Buck
图 4. Boost-Buck 电路模型图

4. 变流装置控制策略

多用途变流部分的控制系统设计有两个目标：控制直流侧电压稳定在给定参考值；控制交流侧电流按照电流指定输出。因此，一般采用双环控制，即电压外环与电流内环。本节主要讨论的是三相变流器的控制系统。

4.1. 电流内环控制

基于式(1)建立的模型，当电流调节器采用 PI 调节器的时候，有控制方程如下：

$$\begin{cases} v_d = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_q^* - i_q) - \omega L i_d + e_q \\ v_q = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_d^* - i_d) - \omega L i_q + e_d \end{cases} \quad (3)$$

电流内环的控制框图如图 5 所示^[12]。图中， T_s 为电流内环电流采样周期，即 PWM 开关周期； K_{PWM} 为 PWM 等效增益； G_2 为 PI 调节环节。

$$\text{其中， } G_1 = \frac{1}{T_s s + 1} ; G_2 = K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} = K_{ip} \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s}$$

$$(K_{il} = \frac{K_{ip}}{\tau_i}) ; G_3 = -\frac{K_{PWM}}{0.5 T_s s + 1} ; G_4 = \frac{1/R}{1 + (L/R)s}$$

电流环为高速环，需获得较快的电流跟随性能，则可按照典型 I 型系统设计电流调节器设计控制策略，

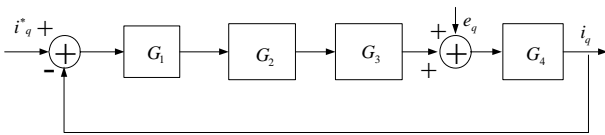


Figure 5. Current loop control diagram
图 5. 电流环控制框图

仅需用 PI 调节器零点来抵消电流控制对象传递函数的极点。根据典型 I 型系统参数整定关系，取阻尼比 $\xi = 0.707$ 时，可得 PI 控制的参数：

$$K_{ip} = \frac{R\tau_i}{3T_s K_{PWM}} ; K_{il} = \frac{K_{ip}}{\tau_i} = \frac{R}{3T_s K_{PWM}}$$

得到闭环传递函数为：

$$W_{ci}(s) = \frac{1}{1 + \frac{R\tau_i}{K_{ip}K_{PWM}}s + \frac{1.5T_s R\tau_i}{K_{ip}K_{PWM}}s^2} \quad (4)$$

当开关频率足够高时， s^2 项的系数远小于 s 项系数，可以忽略。则式(4)可简化为：

$$W_{ci}(s) \approx \frac{1}{1 + \frac{R\tau_i}{K_{ip}K_{PWM}}s^2} \approx \frac{1}{1 + 3T_s s} \quad (5)$$

4.2. 电压外环控制

前文已提到，要有效地对系统无功电流进行补偿，按照 PWM 控制规律，逆变器的直流侧电容电压就必须保持恒定。为了使稳定直流侧电压稳定，引入电压外环控制^[13]。当开关频率远高于电网基波频率时，可忽略 PWM 谐波分量，仅考虑开关函数 s_k 的低频分量，即

$$\begin{cases} s_a \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta) + 0.5 \\ s_b \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta - 120^\circ) + 0.5 \\ s_c \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta + 120^\circ) + 0.5 \end{cases} \quad (6)$$

其中， m 为 PWM 调制比， θ 为开关函数基波初始相位角。

设网侧电流为

$$\begin{cases} i_a \approx I_m \cos(\omega t) \\ i_b \approx I_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ i_c \approx I_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases}$$

则直流侧电流

$$i_{dc} = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c \approx 0.75m I_m \cos \theta \quad (7)$$

电压外环控制框图如图 6 所示：

$$\text{其中， } G_1 = \frac{1}{T_v s + 1} ; G_2 = K_v \frac{\tau_v s + 1}{\tau_v s}$$

$$G_3 = 0.75m \cos \theta \approx 0.75 ; G_4 = \frac{1}{C_s}$$

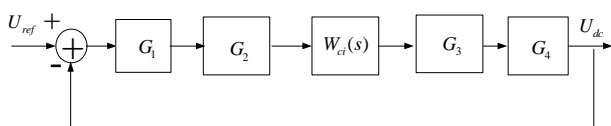


Figure 6. Voltage loop control diagram
图 6. 电压外环控制框图

用 Matlab/Simulink 进行仿真研究, 仿真结果如图 7。

图 7(a)为直流电压波形图, 图 7(b)为其放大波形。从图中可以看到, 直流电压稳定在参考值附近。

4.3. 滞环控制

滞环比较调制法是目前应用非常广泛的一种电流控制方法, 这种方法硬件电路简单, 容易实现, 动态响应快, 控制精度高。本系统中采用三相独立的滞环比较控制。以单相为例, 设滞环偏量为 h , 把变流器的工作电流设为各相的参考电流, 并作为指令电流

信号, 指令电流与直流母线电流 $i_c(t)$ 作比较得到偏差量作为滞环比较器的输入, 以滞环比较的方式得到所需的电流, PWM 的最后输出用来控制功率器件 IGBT 的通断。

电压外环采用 PI 控制, 电流内环采用滞环比较的环节, 该环节可以等效为一个一阶环节, 变流器工作在整流状态时, 双闭环滞环比较控制算法实现方式如图 8 所示。

采集直流测电容电压 U_{dc} 与参考电压 U_{ref} 进行比较, 通过 PI 环节和各相锁相环得出每相的参考电流, 通过电流内环比较方式, 其偏差作为滞环比较的输入, 得出六个 IGBT 的控制信号。

变流器工作在逆变状态时, 双闭环滞环比较控制算法实现方式如图 9 所示。

分别采集交流侧三相电压 U_a 、 U_b 、 U_c 与各相标准参考电压波形进行比较, 经过 PI 环节得到各相参考

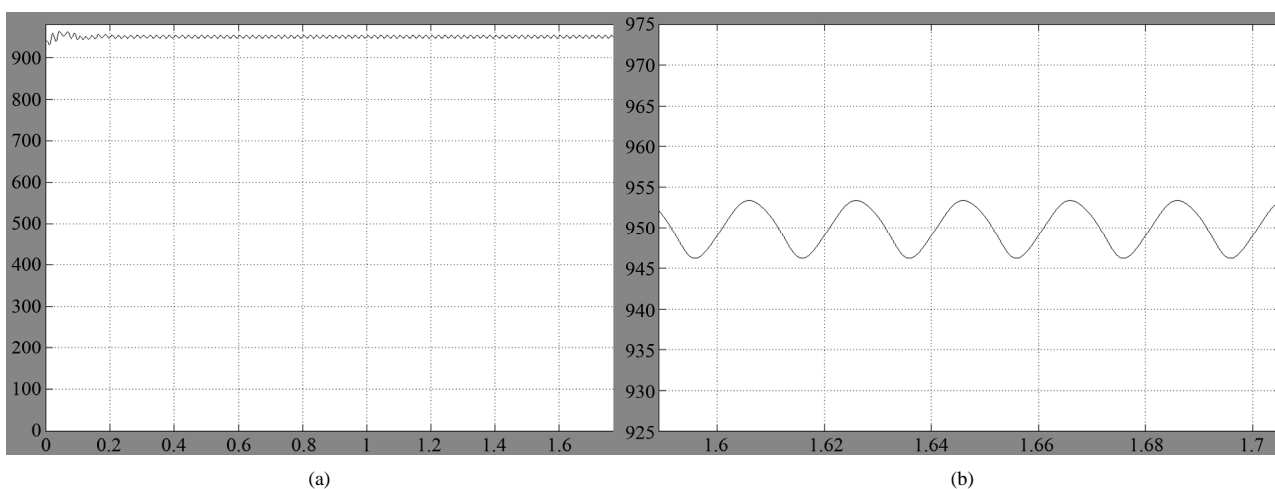


Figure 7. DC voltage analysis
图 7. 直流电压波形图

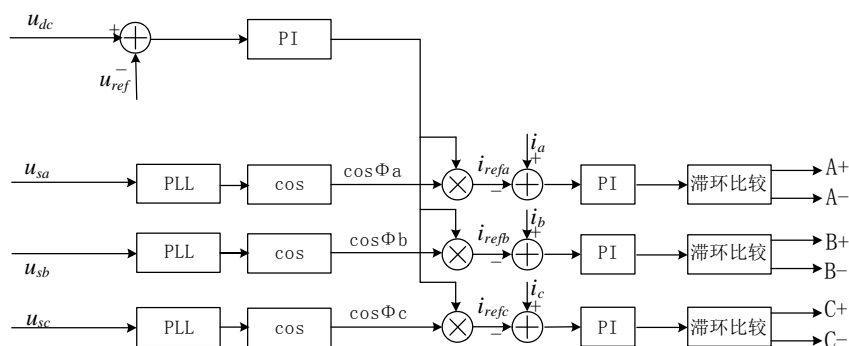


Figure 8. Realization of the rectifier double loop hysteresis comparison
图 8. 整流器双闭环滞环比较算法实现

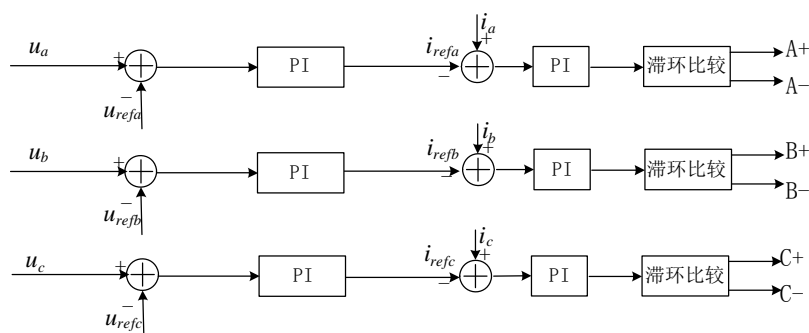


Figure 9. Realization of the inverter double loop hysteresis comparison
图 9. 逆变器双闭环滞环比较算法实现

电流，与实际电流比较后作为滞环比较的输入，得到相应控制信号。

输出电流 $i_c(t)$ 在 $i_c^*(t)+h$ 和 $i_c^*(t)-h$ 的范围内，跟踪目标电流 $i_c^*(t)$ 。

滞环比较器输出信号为 PWM 控制脉冲信号。设滞环偏量为 h ，然后利用比较器，得到 PWM 控制脉冲，控制 IGBT 的输出。输入的等效电流量 a 经过滞环偏量后得到了 $a+h$ 和 $a-h$ ，即为滞环上下限。当输入的 i 满足 $a-h \leq i < a+h$ 时，不发出脉冲，但当 i 持续变大或者变小时，超出这个范围后，发出相应的脉冲，从而来控制 IGBT 的输出，改变 U_{dc} ，既而又反馈到输入，稳态平衡，使得电流偏量趋向于零。

5. 仿真结果

在 EMTP 软件中搭建多用途变流装置模型，进行

系统整体的仿真，结果如下：

5.1. 整流状态

当 PWM 变换器工作在整流状态时，设定参考电压 V_{ch} 为 240 V，交流电压经过 PWM 和 Boost-Buck 电路两级变换之后得到直流侧电容电压波形如图 10 所示。

5.2. 逆变状态

当 PWM 变换器工作在整流状态时，设定参考电压各相标准电压波形，直流侧电压经过 Boost-Buck 电路和 PWM 两级变换之后三相电压波形如图 11 所示。

6. 结束语

充放储一体化电站是未来电动汽车能源供给

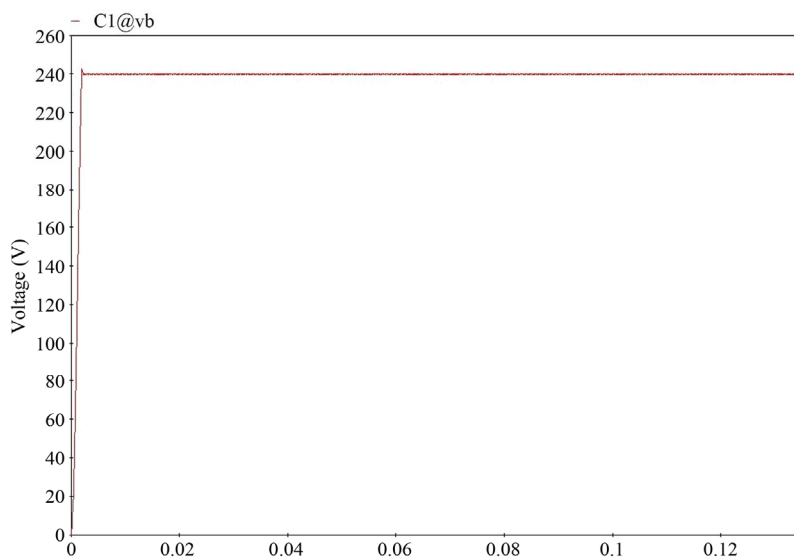


Figure 10. DC output waveform of the converter
图 10. 整流状态输出直流电压波形

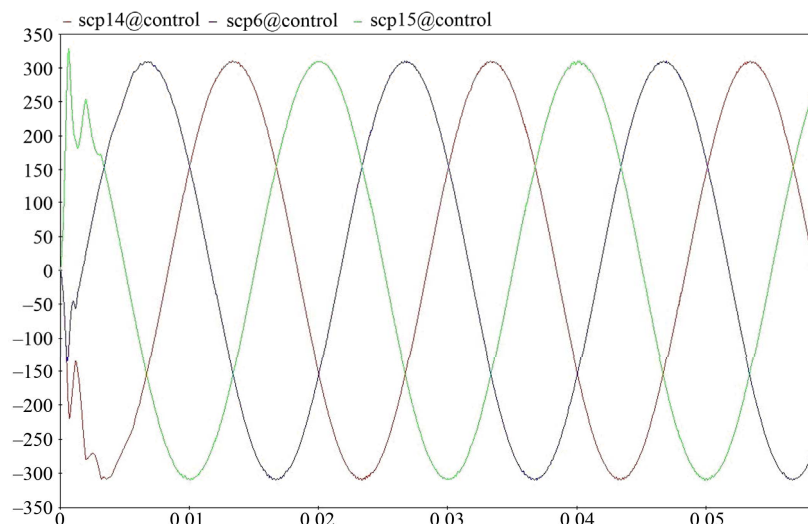


Figure 11. Three-phase output waveform of the inverter
图 11. 逆变状态输出三相交流电压波形

设施发展的一种良好模式, 本文从一体化站多功能融合角度出发, 针对多用途变流装置的拓扑结构、控制策略以及仿真模型展开研究, 取得了以下成果:

1) 根据一体化站实现充、换、储功能融合的要求, 提出了一种设计方案, 定义了各子系统功能以及相互的配合关系。

2) 多用途变流装置作为系统间能量通道, 本文提出一种由两组多套并联的变流器结构, 实现能量的多向可控流动。

3) 针对 PWM 变换器与 Boost-Buck 电路建立了数学模型。分别采用双闭环滞环比较与单闭环电压反馈的算法控制各子单元。

4) 在 EMTP 软件中分别搭建元件模型与系统整体模型, 仿真结果表明, 多用途变流装置结构设计合理, 控制算法优越, 符合一体化站设计需要。

参考文献 (References)

[1] 杨孝纶. 电动汽车技术发展趋势及前景(上)[J]. 汽车科技, 2007, 6: 10-13.

[2] 陈清泉, 詹宜君. 21 世纪绿色交通工具——电动汽车[M]. 北京: 清华大学出版社, 2001.

[3] 李佩珩, 易翔翔, 侯福深. 国外电动汽车发展现状及对我国电动汽车发展的启示[J]. 北京工业大学学报, 2004, 30(1): 49-54.

[4] 张步涵, 曾杰, 毛承雄, 金玉洁, 王云玲. 电池储能系统在改善并网风电场电能质量和稳定性中的应用[J]. 电网技术, 2006, 30(15): 54-58.

[5] 孔令怡, 廖丽莹, 张海武, 赵家万. 电池储能系统在电力系统中的应用[J]. 电气开关, 2008, 5: 61-64.

[6] 程时杰, 文劲宇, 孙海顺. 储能技术及其在现代电力系统中的应用[J]. 电气应用, 2005, 24(4): 1-8.

[7] 韩叙. 杭州有望破解电动汽车充电难题[N]. 经济日报, 2010-06-22(15).

[8] 李战鹰, 胡玉峰, 吴俊阳. 大容量电池储能系统 PCS 拓扑结构研究[J]. 南方电网技术, 2010, 4(5): 39-42.

[9] 康继光, 卫振林, 程丹明, 徐凡. 电动汽车充电模式与充电站建设研究[J]. 电力需求侧管理, 2009, 11(5): 64-66.

[10] 张文亮, 丘明, 来小康. 储能技术在电力系统中的应用[J]. 电网技术, 2008, 32(7): 1-9.

[11] P. Maussion, M. G. Pierre, J. Faucher, et al. Instantaneous feedback control of a single-phase PWM inverter with nonlinear loads of sine wave tracking. 15th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 6-10 November 1989: 130-135.

[12] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.

[13] 彭力. 基于状态空间理论的 PWM 逆变电源控制技术研究[D]. 华中科技大学, 2004.