

车辆与电网互动模式下电动汽车充放电控制策略研究

王涛 郑阔 刘旺磊

(河北工程大学, 邯郸 056038)

【摘要】为实现车辆与电网互动(V2G)模式下电动汽车与电网间能量的双向流动,以无隔离两级式双向AC/DC变换器为研究对象,分析其工作原理并建立数学模型,制定了前馈解耦双闭环和恒流充放电控制策略,运用空间矢量脉冲宽度调制(SVPWM)技术生成功率开关管的驱动信号,设计了无源阻尼型LCL滤波器。最后,在MATLAB/Simulink中搭建系统仿真模型进行系统仿真及分析,结果表明,所提出的控制策略可实现电动汽车与电网间的双向功率流动。

关键词: 车辆与电网互动 电动汽车 双向AC/DC变换器 充放电控制策略
空间矢量脉冲宽度调制

中图分类号: TM 910.6 文献标识码: A DOI: 10.19620/j.cnki.1000-3703.20230142

Research on Charging and Discharging Control Strategy of Electric Vehicle in Vehicle to Grid Interactive Mode

Wang Tao, Zheng Kuo, Liu Wanglei

(Hebei University of Engineering, Handan 056038)

【Abstract】In order to realize the bidirectional flow of energy between electric vehicles and the power grid in Vehicle to Grid (V2G) mode, this paper analyzed the working principle using the non-isolated two-stage bidirectional AC/DC converter as the research object, a mathematical model was established. The feed forward decoupling double closed-loop, constant current charge and discharge control strategies were formulated. The Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) technology was utilized to generate the driving signal of the power switch tube, the passive damping LCL filter was designed. Finally, the system simulation model was built in MATLAB/Simulink for system simulation and analysis. The results show that the proposed control strategy can realize the bidirectional power flow between the electric vehicle and the power grid.

Key words: Vehicle to Grid (V2G), Electric vehicle, Bi-directional AC/DC converter, Charge and discharge control strategy, Space vector pulse width modulation

【引用格式】王涛, 郑阔, 刘旺磊. 车辆与电网互动模式下电动汽车充放电控制策略研究[J]. 汽车技术, 2023(12): 20-27.

WANG T, ZHENG K, LIU W L. Research on Charging and Discharging Control Strategy of Electric Vehicle in Vehicle to Grid Interactive Mode[J]. Automobile Technology, 2023(12): 20-27.

1 前言

电动汽车(Electric Vehicle, EV)是一种新型动态高能量负荷,其大规模无序入网将给电网的负荷平衡带来新的挑战^[1-2]。电动汽车既是能量负荷单元,也是能量存储单元,具有荷-源双重复合性,作为动态分布式能量存储单元参与车辆与电网互动(Vehicle to Grid, V2G)服务,能够平抑峰谷负荷差,快速响应电网的调峰调频命令,最优化电网运行能力^[3-5]。

V2G的关键在于双向变换器的设计。文献[6]提出了双向H桥DC/DC变换器,相比于普通的双向半桥

DC/DC变换器,具有可在不同电压等级下工作且输出电压范围宽的优点。文献[7]提出了一种零电压转换三电平双向DC/DC变换器,可在更高的开关频率下工作,实现更高的功率密度和效率。文献[8]提出了一种电压型双有源桥型(Dual Active Bridge, DAB)双向DC/DC变换器拓扑结构,采用相移调制技术进行功率流控制,具有电气隔离、软开关和优越的双向潮流能力等优点,但其电压转换范围较小,且会给系统注入较大的无功功率。文献[9]提出的T型三电平逆变器可实现能量的双向流动,但其功率开关管数量多,控制结构复杂,在应用中存在中点电位不平衡问题。

相比于单级式双向 AC/DC 变换器,两级式双向 AC/DC 变换器拓宽了输出电压范围,可有效调节蓄电池的充放电过程,延长蓄电池的使用周期。本文以两级式双向 AC/DC 变换器为研究对象,针对电动汽车的荷-源双重复合性设计前馈解耦电压电流双闭环控制策略,对双闭环的 PI 参数进行整定并根据伯德(Bode)图分析系统的稳定性,采用恒流充放电控制策略控制功率流的双向流动,并针对高频谐波抑制问题,设计无源阻尼型 LCL 滤波器。最后,在 MATLAB/Simulink 中搭建系统仿真模型,仿真分析所提出的控制策略的可行性与有效性。

2 V2G 充电桩数学模型建立

本文采用无隔离两级式双向 AC/DC 变换器,由三相电压型脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)

变换器和双向 DC/DC 变换器构成主电路拓扑结构,如图 1 所示。在用电低谷期,电动汽车作为负荷接入电网,三相电压型 PWM 变换器工作在整流状态从电网中吸收能量,经过双向 DC/DC 变换器降压进行充电,网侧电压电流同相位;在用电高峰期,电动汽车作为临时电源接入电网反馈能量,三相电压型 PWM 变换器工作在有源逆变状态,双向 DC/DC 变换器工作在升压状态,网侧电压电流相位相差 180°。

2.1 三相电压型 PWM 变换器

三相电压型 PWM 变换器由 3 个单向半桥逆变电路组成,同一桥臂的上、下 2 个半桥工作状态互补,能量双向流动的功能通过电流方向的改变实现,采用空间矢量脉冲宽度调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)技术生成功率开关管 $V_1 \sim V_6$ 的开关信号。

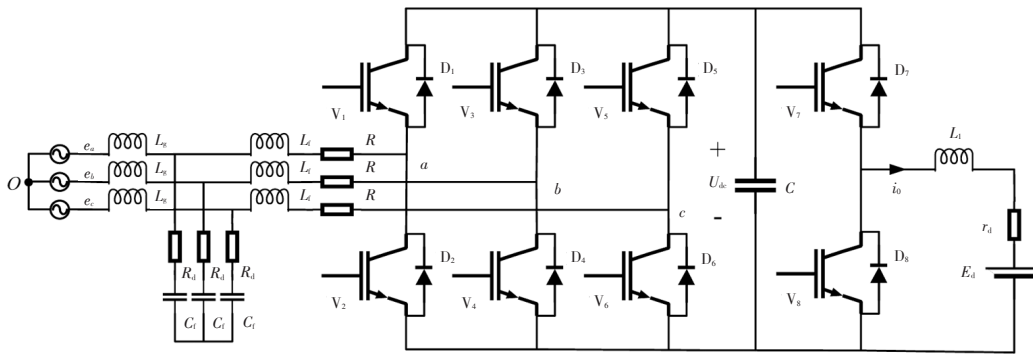


图 1 V2G 模式主电路拓扑结构

根据图 1,在低频状态下将 LCL 型滤波器等效为 L 型滤波器进行设计,应用基尔霍夫定律,建立在三相静止坐标系下的数学模型:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, e_a, e_b, e_c 分别为电网 a、b、c 相电压; i_a, i_b, i_c 分别为网侧 a、b、c 相电流; u_a, u_b, u_c 分别为整流器输入端与中性点 O 之间的 a、b、c 相电压; R 为等效电阻; $L=L_s+L_g$ 为总电感; L_s, L_g 分别为桥臂侧电感和网侧电感。

在三相静止坐标系下,交流侧电压与电流无耦合关系,但电压和电流是时刻变化的。为便于设计 PI 控制器,实现无静差控制,必须经过克拉克(Clark)变换和派克(Park)变换将三相静止坐标系下的交流量转化为 d-q 旋转坐标系下的直流量^[10]。

将式(1)经过 Clark 变换转化到 α - β 两相静止坐标系下,变换关系式为:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, x_α, x_β 分别为相应物理量的 α, β 轴分量; x_a, x_b, x_c 分别为相应物理量的 a、b、c 相分量。

联立式(1)、式(2)可得 α - β 坐标系下的数学模型:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, i_α, i_β 分别为网侧电流的 α, β 轴分量; e_α, e_β 分别为网侧电压的 α, β 轴分量; u_α, u_β 分别为变换器交流侧电压的 α, β 轴分量。

将式(3)经过 Park 变换转化到 d-q 旋转坐标系下,变换关系式为:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, x_d, x_q 分别为相应物理量的 d、q 轴分量; ω 为 d-q 轴旋转角速度; t 为时间。

联立式(3)、式(4)可得 d-q 坐标系下数学模型:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} i_q \\ -i_d \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中, i_d, i_q 分别为网侧电流的 d、q 轴分量; e_d, e_q 分别为网侧电压的 d、q 轴分量; u_d, u_q 分别为变换器交流侧电压的 d、q 轴分量。

2.2 双向DC/DC变换器

双向DC/DC变换器选择Buck/Boost拓扑结构实现升压和降压2种状态。功率开关管 V_7 、 V_8 不能同时导通,通过正弦脉宽调制技术产生 V_7 、 V_8 的驱动脉冲,改变占空比可调整输出电压。

2.2.1 蓄电池充电降压

充电时双向DC/DC变换器等效为 V_7 和 D_8 构成的降压斩波(Buck)电路, V_7 导通时, D_8 截止,充电电流 i_0 按指数曲线上升,基于分段线性电路思想^[11],由基尔霍夫定律可得:

$$L_1 \frac{di_0}{dt} + r_d i_0 + E_d = U_{dc} \quad (6)$$

式中, U_{dc} 为直流母线电压; i_0 为充电电流; E_d 为蓄电池等效电动势; r_d 为蓄电池等效电阻; L_1 为直流侧电感。

根据式(6),由三要素法可解得 i_0 ,当 V_7 截止时, i_0 达到电流最大值 I_{20} ,则:

$$\begin{cases} i_0 = I_{10} e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U_{dc} - E_d}{r_d} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \\ I_{20} = I_{10} e^{-\frac{t_{on}}{\tau}} + \frac{U_{dc} - E_d}{r_d} \left(1 - e^{-\frac{t_{on}}{\tau}}\right) \end{cases} \quad (7)$$

式中, $\tau=L/R$ 为时间常数; I_{10} 为 V_7 导通时的电流初值; t_{on} 为开关管的通态时间。

当 V_7 处于断态时, D_8 导通续流时的初值为电流最大值 I_{20} ,电感 L_1 作为储能元件与蓄电池构成回路释放能量, i_0 呈指数曲线下降,则:

$$L_1 \frac{di_0}{dt} + r_d i_0 + E_d = 0 \quad (8)$$

根据式(8),由三要素法可解得 i_0 ,当 D_8 截止时, i_0 等于 V_7 导通初态的电流初值 I_{10} ,则:

$$\begin{cases} i_0 = I_{20} e^{-\frac{t_{off}}{\tau}} + \frac{E_d}{r_d} \left(1 - e^{-\frac{t_{off}}{\tau}}\right) \\ I_{10} = I_{20} e^{-\frac{t_{off}}{\tau}} + \frac{E_d}{r_d} \left(1 - e^{-\frac{t_{off}}{\tau}}\right) \end{cases} \quad (9)$$

式中, t_{off} 为开关管的断态时间。

联立式(7)、式(9)可解得:

$$U_{dc} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} E_d = \frac{t_{on}}{T} E_d = \alpha E_d \quad (10)$$

式中, $T=t_{on}+t_{off}$ 为开关周期; α 为占空比。

由 $t_{on}/T \leq 1$ 可判断此时为降压工作状态,即充电过程。

2.2.2 蓄电池放电升压

放电时,双向DC/DC变换器等效为 V_8 和 D_7 构成升压斩波(Boost)电路,基于分段线性电路思想,与Buck电路类似的方法可解得:

$$U_{dc} = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} E_d = \frac{T}{t_{off}} E_d = \frac{1}{1 - \alpha} E_d \quad (11)$$

由 $T/t_{off} \geq 1$ 可判断此时为升压工作状态,即放电过程。

3 电动汽车充放电控制策略研究

3.1 前馈解耦控制

分析式(5)可知, d - q 轴之间存在2个耦合项,为得到独立的直流变量 i_d 和 i_q 并进行单独控制,采用PI控制器解耦,控制框图如图2所示,则:

$$\begin{cases} u_d = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_d^* - i_d) + \omega L i_q + e_d \\ u_q = -\left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_q^* - i_q) - \omega L i_d + e_q \end{cases} \quad (12)$$

式中, K_{ip} 、 K_{il} 分别为电流环比例系数、积分系数; i_d^* 、 i_q^* 分别为 d 、 q 轴电流指令值。

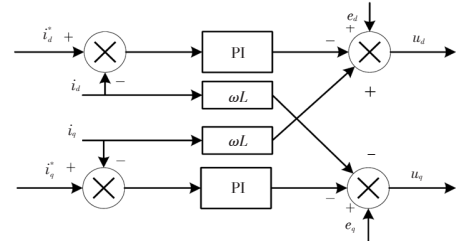


图2 前馈解耦控制框图

联立式(5)、式(12)可解得前馈解耦后的数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{1}{L} \left[R + \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) \right] i_d + \frac{1}{L} \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) i_q^* \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{1}{L} \left[R + \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) \right] i_q + \frac{1}{L} \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) i_d^* \end{cases} \quad (13)$$

式中, s 为复频率。

由式(13)可知,2个耦合项被消除,电网电压前馈解耦的电流回路控制框图如图3所示。 i_d^* 、 i_q^* 分别控制系统的有功功率和无功功率,系统以单位功率因数运行,故令 $i_q^*=0$ 。

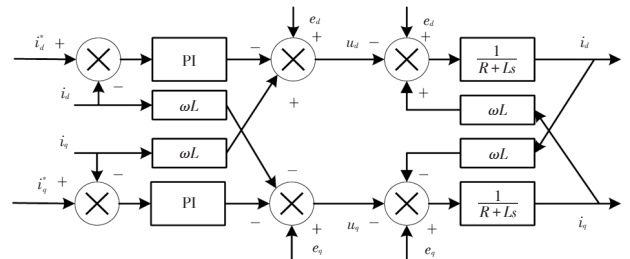


图3 电网电压前馈解耦的电流回路控制框图

3.2 双闭环PI控制器设计

采用电压、电流双闭环控制策略,电流内环使控制过程的动态响应速度更快,电压外环可增强控制系统的抗干扰能力。电流内环的控制指令由电压外环提供,将

直流母线电压 U_{dc} 与电压参考值 U_{dc}^* 相减,经过PI控制器得到 d 轴电流内环指令值 i_d^* ,电流内环输出项与电流前馈解耦项和电压前馈补偿项叠加后输出 $d-q$ 旋转坐标系下交流侧电压参考值 u_d 与 u_q ,经过 $d-q$ 两相旋转坐标系到 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系的变换后,由SVPWM技术得到功率开关器件 $V_1 \sim V_6$ 的驱动信号。

3.2.1 电流内环控制系统设计

图4所示为电流内环控制结构简化框图,其中 $1.5T_s$ 合并了采样延迟环节的时间常数 T_s 和小惯性环节的时间常数 $0.5T_s$ 。

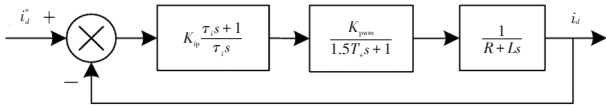


图4 电流内环控制结构简化框图

令电流环时间常数 $\tau_i = K_{ip} / K_{ii} = L/R$,加入补偿环节后的开环传递函数为:

$$G_{\omega}(s) = \frac{K_{pw} K_{ip}}{R \tau_i (1 + 1.5T_s s)} \quad (14)$$

式中, T_s 为开关周期; K_{pw} 为等效增益,采用SVPWM调制时为1。

按照典型I型系统进行参数整定,取阻尼比 $\xi = 0.707$,则:

$$\frac{1.5T_s K_{ip} K_{pw}}{R \tau_i} = \frac{1}{2} \quad (15)$$

由式(15)计算可得PI参数:

$$\begin{cases} K_{ip} = \frac{L}{3T_s k_{pwm}} \\ K_{ii} = \frac{R}{3T_s k_{pwm}} \end{cases} \quad (16)$$

计算可得: $K_{ip} \approx 16.7$, $K_{ii} \approx 226.7$ 。

合并时间常数 T_s 与 $0.5T_s$ 前、后的幅频与相频特性曲线如图5所示,在中低频段,2条曲线基本重合。合并前截止频率为 4310 rad/s 、相角裕度为 63.2° ,合并后截止频率为 4090 rad/s 、相角裕度为 65.2° ,对系统稳定性和带宽影响较小。

电流内环作为电压外环的传递函数,开关周期 T_s 很小,可忽略 s^2 项,则电流内环闭环传递函数为:

$$W_{\omega}(s) = \frac{G_{\omega}(s)}{1 + G_{\omega}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{R \tau_i}{K_{ip} K_{pwm}} s + \frac{1.5T_s R \tau_i}{K_{ip} K_{pwm}} s^2} \approx \frac{1}{1 + 3T_s s} \quad (17)$$

3.2.2 电压外环控制系统设计

图6所示为电压外环控制结构简化框图,其中 T_{ev} 表示合并电流闭环传递函数等效为一阶惯性环节的时间

常数 $3T_s$ 和采样小惯性环节的时间常数 T_s ,即 $T_{ev} = 3T_s + T_s$ 。开关频率 f_{sw} 远大于基波频率,只考虑开关函数的低频分量^[12],时间变量 $K = 0.75m \cos \theta \leq 1$,其中 $m \leq 1$ 为PWM调制比, θ 为初始相位角度, K 受 θ 影响,为时变量,故用最大增益0.75代替 K 。

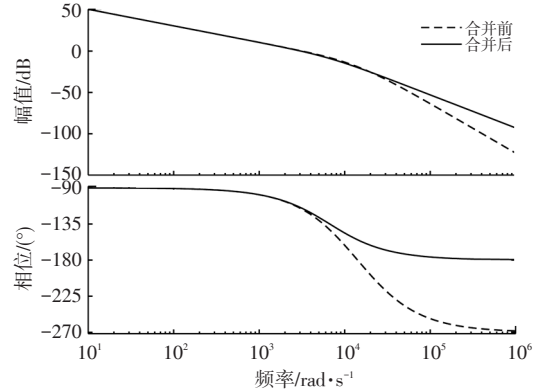


图5 电流内环Bode图

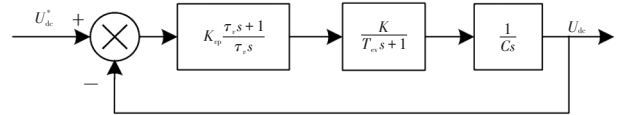


图6 电压外环控制结构简化框图

则电压外环开环传递函数为:

$$G_{\omega}(s) = \frac{0.75K_{ip}(1 + \tau_s s)}{(1 + T_{ev} s)C\tau_v s^2} \quad (18)$$

式中, τ_v 为电压外环时间常数; K_{ip} 电压环比例系数; C 为直流侧电容。

电压外环按照典型II型系统进行参数整定,取中频带宽 $h_v = \tau_v / T_{ev} = 5$,则:

$$\frac{0.75K_{ip}}{C\tau_v} = \frac{h_v + 1}{2(h_v T_{ev})^2} \quad (19)$$

式中, h_v 为中频带宽。

由式(19)计算可得PI参数:

$$\begin{cases} K_{ip} = \frac{4C}{5(3T_s + T_{ev})} \\ K_{ii} = \frac{4C}{25(3T_s + T_{ev})^2} \end{cases} \quad (20)$$

式中, K_{ii} 为电压环积分系数。

计算可得 $K_{ip} = 10$, $K_{ii} = 5000$ 。

合并时间常数 $3T_s$ 与 T_s 前、后的幅频与相频特性曲线如图7所示,在中低频段,2条曲线基本重合。合并前截止频率为 1900 rad/s 、相角裕度为 47.5° ,合并后截止频率为 1790 rad/s 、相角裕度为 41.1° ,系统具有较好的稳定裕度和带宽。

分析图5、图7可知,内、外环截止频率相差过小,故电压外环PI参数还需通过仿真再次整定。

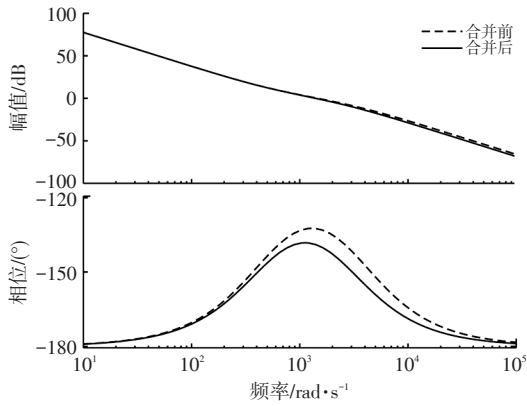


图7 电压外环Bode图

3.3 双向DC/DC变换器控制策略

3.3.1 恒流充放电控制策略

恒流充放电控制框图如图8所示,双向DC/DC变换器采用恒流充放电控制策略,充放电共用同一个单电流闭环PI控制器。计算额定充放电电流 i_0^* 与实际电流 i_0 的误差,经PI控制器限幅后与三角载波比较输出功率开关管 V_7 、 V_8 的PWM信号。

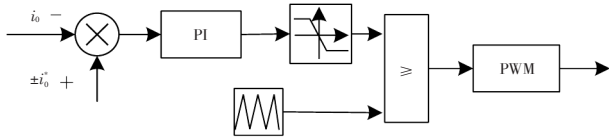


图8 恒流充放电控制框图

3.3.2 直流侧参数设计

直流侧电容可稳定整流器输出电压,缓冲交直流的能量转换,则:

$$\frac{2PT_s}{U_{dc}\Delta U_{max}} \leq C \leq \frac{t_r}{0.74R_{dc}} \quad (21)$$

式中, ΔU_{max} 为直流侧电压波动,取直流母线电压的5%; t_r 为上升时间; R_{dc} 为等效电阻; P 为额定总功率。

直流侧电感需同时满足Buck和Boost 2种工作模式,则:

$$L_1 = \frac{U_d(U_{dc} - U_d)}{\Delta I_r f_{sw} U_{dc}} \quad (22)$$

式中, ΔI_r 为纹波电流,取充电电流的3%; $f_{sw}=10$ kHz为开关频率; U_d 为蓄电池端电压。

计算得 $122 \mu\text{F} \leq C \leq 6210 \mu\text{F}$ 、 $L_1 \approx 19 \text{ mH}$, 取 $C=5000 \mu\text{F}$ 、 $L_1=20 \text{ mH}$ 。

4 LCL滤波器设计

电动汽车属于非线性负荷,并入电网会产生大量高次谐波,因此必须对并网电流进行滤波,使其满足并网电流谐波总畸变率(Total Harmonic Distortion, THD) \leq

5%的要求。LCL滤波器在高频段以-60 dB/dec衰减,电容元件支路的容抗 $X_c=1/\omega C$ 与频率 f 成反比,对高频分量呈现低阻抗作用并提供通路分流,从而可抑制高频谐波电流流入电网^[13]。而电感支路的感抗 $X_L=\omega L$ 与频率 f 成正比,对高频谐波分量呈现高阻抗作用,因而LCL滤波器具有良好的高频衰减特性,故本文选择LCL滤波器进行设计,LCL滤波器如图9所示。

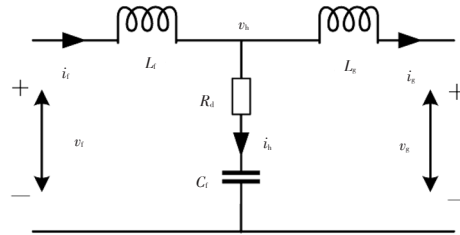


图9 LCL滤波器

4.1 LCL滤波器数学模型

由单相LCL滤波器推广到三相LCL滤波器中,根据图9应用基尔霍夫定律推导数学模型并绘制等效框图如图10所示,则:

$$\begin{cases} v_t - v_h = i_t(R_t + sL_t) \\ v_h - v_g = i_g(R_g + sL_g) \\ v_h = i_h \left(R_d + \frac{1}{sC_f} \right) \\ i_t - i_h = i_g \end{cases} \quad (23)$$

式中, R_t 、 R_g 分别为电感 L_t 和 L_g 的寄生电阻; R_d 为阻尼电阻; C_f 为滤波电容; i_h 、 i_t 、 i_g 分别为流过 C_f 、 L_t 和 L_g 的电流; v_t 、 v_g 、 v_h 分别为桥臂侧、网侧和电容支路电压。

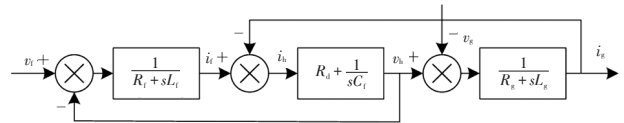


图10 LCL滤波器等效框图

忽略寄生电阻 R_t 和 R_g ,根据图10,由梅逊公式可得桥臂侧电压 v_t 与网侧电流 i_g 的传递函数:

$$\frac{i_g(s)}{v_t(s)} = \frac{R_d C_f s + 1}{L_t L_g C_f s^3 + (L_t + L_g) R_d C_f s^2 + (L_t + L_g) s} \quad (24)$$

由式(24)可知,LCL滤波器是三阶系统,具有良好的高频衰减特性,但在谐振频率处有谐振尖峰,故本文采用无源阻尼法抑制谐振尖峰。

4.2 LCL滤波器参数设计

电容越大,LCL滤波器对高频谐波的抑制效果越好,但系统无功损耗增大,功率因数降低,则:

$$C_f \leq \frac{5\%P}{3\omega E^2} \quad (25)$$

式中, E 为网侧电压有效值。

电感增大会导致无功损耗增大,其体积和压降损耗

均会增加,且动态响应变差,则:

$$L_f + L_g \leq \frac{\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} - E_m}{\omega I_m} \quad (26)$$

式中, E_m 、 I_m 分别为网侧电压和电流最大值。

约束 $L_f \geq L_g$, $L_g = rL_f$, 取 $r=0.3$ 。并网电流纹波大小取决于 L_f , 则:

$$L_f \geq \frac{U_{dc}}{4\Delta I_{max} f_{sw}} \quad (27)$$

式中, ΔI_{max} 为电流纹波, 取额定电流的 20%。

LCL滤波器在谐振频率 f_{res} 处电流谐波较大, 因此 f_{res} 需满足 $10f_n \leq f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_f + L_g}{L_f L_g C_f}} \leq 0.5f_{sw}$, 基波频率 $f_n = 50$ Hz, 计算可得 0.05 kHz $< f_{res} = 1670$ Hz < 5 kHz。采用滤波电容串联阻尼电阻 R_d 的无源阻尼法抑制谐振尖峰, 但阻尼电阻过大会引起功率损耗^[14], 则:

$$R_d \leq \frac{1}{3\omega_{res} C_f} \quad (28)$$

式中, $\omega_{res} = 1/f_{res}$ 为谐振角频率。

计算可得 $C_f \leq 16.4 \mu\text{F}$ 、 $L_f + L_g \leq 9.2$ mH、 $L_f \geq 3.8$ mH、 $R_d \leq 3.1 \Omega$, 取 $C_f = 10 \mu\text{F}$ 、 $L_f = 3.8$ mH、 $R_d = 2.5 \Omega$ 。

5 系统仿真及分析

在 MATLAB/Simulink 中搭建 V2G 模式下电动汽车充放电的仿真模型, 如图 11 所示。仿真中加入锁相环模块, 其作用是锁定电网相位信息, 提供参考角频率。为实现单位功率因数充放电, 即控制无功功率 $Q=0$, 故设定 q 轴电流指令值 $i_q^* = 0$ 。

网侧电压电流波形如图 12 所示, 规定在 V2G 模式下充电电流方向为正, 网侧电压和电流波形均为正弦波且无明显畸变, 没有较大的冲击电流, 充电时网侧电压、电流波形相位相同, 放电时网侧电压、电流相位相差 180° 。

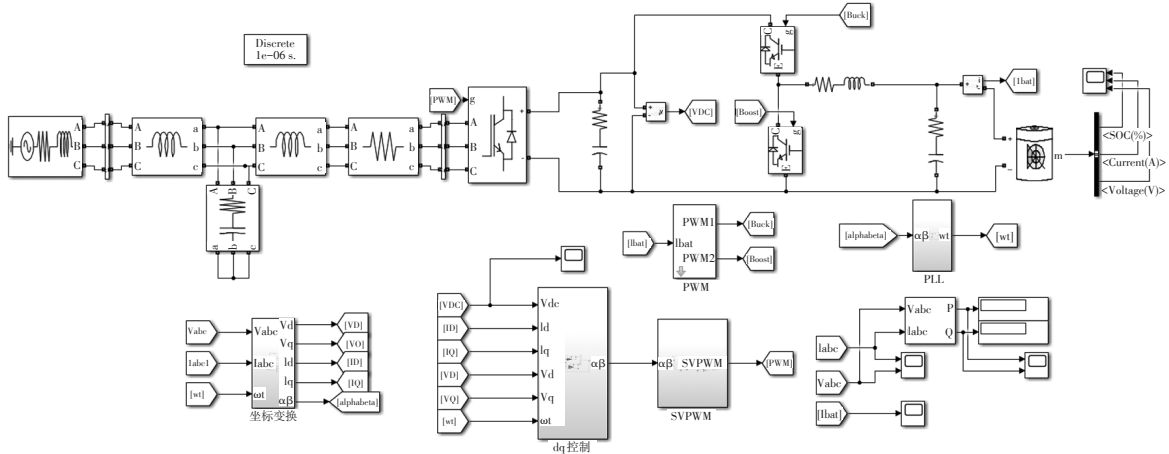
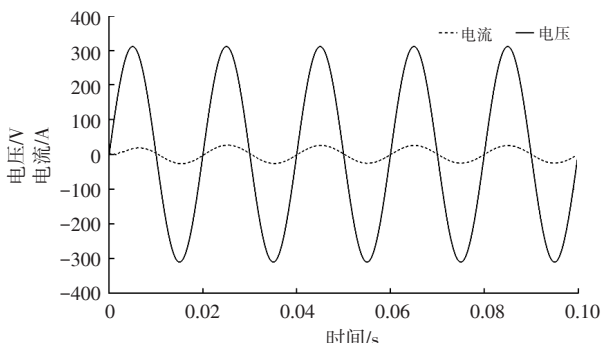
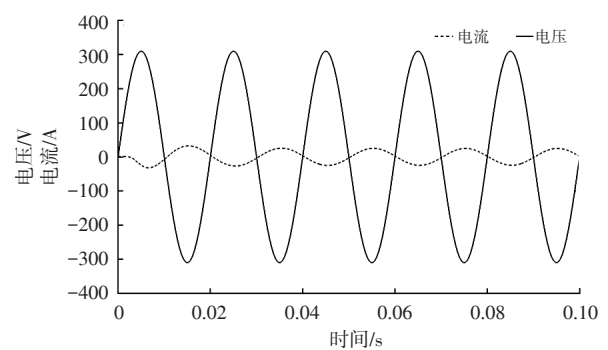


图 11 V2G 仿真模型原理图

恒流充放电时电流波形如图 13 所示, 由图 13 可知: 电动汽车充放电电流较快稳定在 ± 30 A 左右; 充电时电流波形经过约 0.012 s 逐渐上升至 30 A 且无超调, 随后一直保持稳定; 在放电初始阶段, 电流波形出现波形超调现象, 经过约 0.018 s 短暂调节后保持稳定。



(a) 充电时

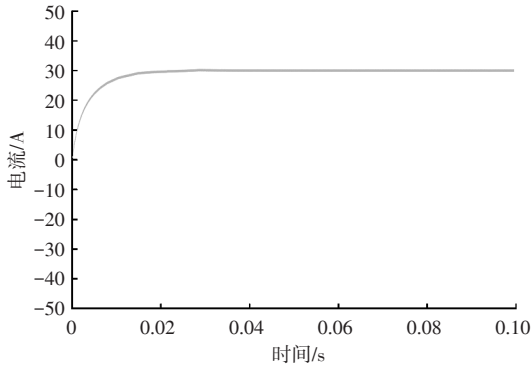


(b) 放电时

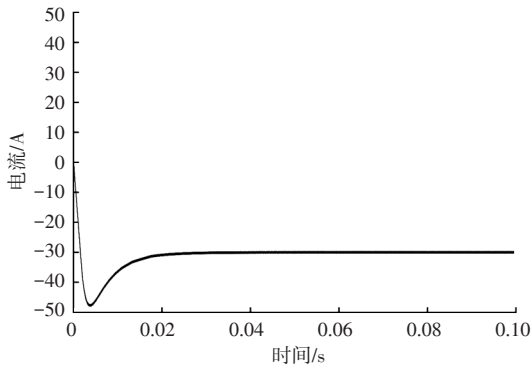
图 12 网侧电压电流波形

充放电时直流母线电压波形如图 14 所示, 由图 14 可知: 充电初始阶段直流母线电压 $U_{dc} < U_{dc}^*$, 系统工作在整流和降压状态; 放电初始阶段 $U_{dc} > U_{dc}^*$, 系统工作在逆变和升压状态; 直流侧母线电压最终稳定在 700 V

左右,调节时间短且超调量小。

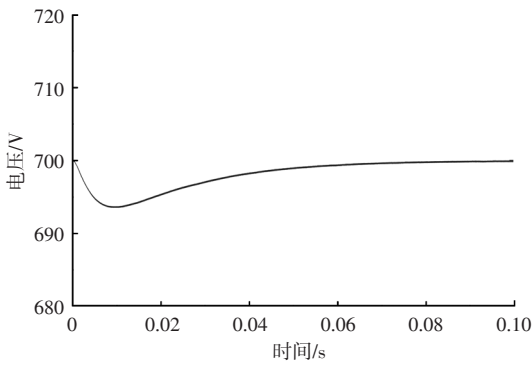


(a)充电时

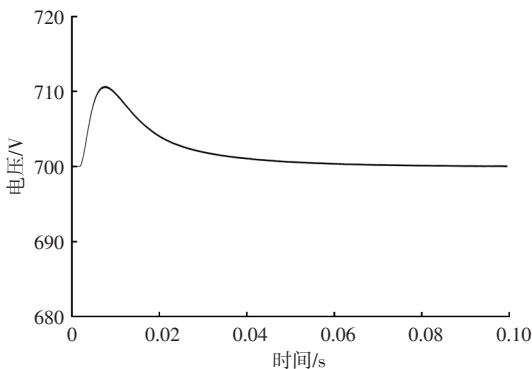


(b)放电时

图13 恒流充放电时电流波形



(a)充电时



(b)放电时

图14 充放电时直流母线电压波形

并网电流快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)分析结果如图15所示,并网电流THD为0.86%,小于5%,符合并网要求。

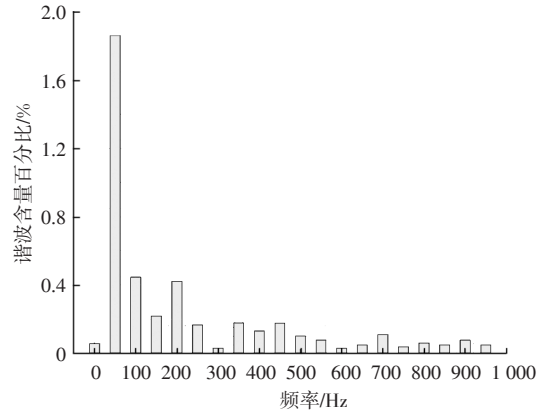


图15 并网电流THD

6 结束语

本文提出了一种用于V2G的两级式双向AC/DC变换器,分析了其工作原理并建立数学模型,对其充放电控制策略和LCL滤波器进行设计,得到以下结论:

a. 两级式双向AC/DC变换器功率器件数量少,可根据电网侧和蓄电池侧的特点独立设计控制策略,易于实现对蓄电池充放电过程的控制,延长蓄电池的使用寿命。

b. 控制策略具有动态响应速度快、抗干扰性强的特点,可实现单位功率因数充放电。

c. 采用SVPWM技术,直流母线电压利用率高、谐波含量低,并网电流THD仅为0.86%,对电网电能质量影响小。

d. LCL滤波器对高频谐波有良好的衰减特性,应用无源阻尼法可抑制其固有的谐振尖峰。

综上,本文构建的V2G仿真模型结果验证了所提出控制策略的正确性,可实现电动汽车与电网之间能量的双向流动。

参 考 文 献

[1] 魏一凡, 韩雪冰, 卢兰光, 等. 面向碳中和的新能源汽车与车网互动技术展望[J]. 汽车工程, 2022, 44(4): 449-464+444.
 WEI Y F, HAN X B, LU L G, et al. Technology Prospects of Carbon Neutrality- Oriented New- Energy Vehicles and Vehicle-Grid Interaction[J]. Automotive Engineering, 2022, 44(4): 449-464+444.
 [2] 蔡黎, 高乐, 徐青山, 等. 电动汽车V2G关键技术研究及应用进展[J]. 电池, 2020, 50(1): 87-89.
 CAI L, GAO L, XU Q S, et al. Research and Application

- Progress in V2G Key Technology of Electric Vehicle[J]. Battery Bimonthly, 2020, 50(1): 87-89.
- [3] 赵世佳, 刘宗巍, 郝瀚, 等. 中国V2G关键技术及其发展对策研究[J]. 汽车技术, 2018(9): 1-5.
ZHAO S J, LIU Z W, HAO H, et al. Research on V2G Key Technology and Development Countermeasures in China[J]. Automobile Technology, 2018(9): 1-5.
- [4] XU K, WANG S Z, ZHAO J B, et al. Research on Microgrid Dispatch Considering the Charge and Discharge Strategy of Electric Vehicles[C]// 2021 12th IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). Nanjing, China: IEEE, 2020.
- [5] IQBAL S, XIN A, JAN M U, et al. Aggregation of EVs for Primary Frequency Control of an Industrial Microgrid by Implementing Grid Regulation & Charger Controller[J]. IEEE Access, 2020, 8: 141977-141989.
- [6] HAN J G, GU X, YANG Y, et al. Dynamic Improvement with a Feedforward Control Strategy of Bidirectional DC-DC Converter for Battery Charging and Discharging[J]. Electronics, 2020, 9(10).
- [7] DUSMEZ S, KHALIGH A, HASANZADEH A. A Zero-Voltage-Transition Bidirectional DC/DC Converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 3152-3162.
- [8] SHARMA A, SHARMA S. Review of Power Electronics in Vehicle-to-Grid Systems[J]. Journal of Energy Storage, 2019, 21: 337-361.
- [9] 胡卫丰, 周宇, 周洪益, 等. 双向能量流动的T型三电平光伏并网逆变器研究[J]. 电子器件, 2021, 44(3): 554-558.
HU W F, ZHOU Y, ZHOU H Y, et al. Research on T-Type Three-Level Photovoltaic Grid Connected Inverter with Bidirectional Energy Flow[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2021, 44(3): 554-558.
- [10] 裴荣娜, 郭兴众, 徐黄华, 等. 一种基于V2G技术的电动汽车充电桩的充放电控制策略[J]. 安徽工程大学学报, 2016, 31(4): 58-62.
PEI R N, GUO X Z, XU H H, et al. Charging and Discharging Control Strategy of V2G Technology Based Electric Vehicle Charging Pile[J]. Journal of Anhui Polytechnic University, 2016, 31(4): 58-62.
- [11] 王兆安, 刘进军. 电力电子技术[M]. 5版. 北京: 机械工业出版社, 2009.
WANG Z A, LIU J J. Power Electronics[M]. 5th Edition. Beijing: Mechanical Industry Press, 2009.
- [12] 钞凡, 何志琴, 胡秀敏, 等. 基于有源功率因数校正的直流充电桩控制策略研究[J]. 汽车技术, 2020(6): 24-29.
CHAO F, HE Z Q, HU X M, et al. Research on the Control Strategy of DC Charging Pile Based on Active Power Factor Correction[J]. Automobile Technology, 2020(6): 24-29.
- [13] 刘飞, 查晓明, 段善旭. 三相并网逆变器LCL滤波器的参数设计与研究[J]. 电工技术学报, 2010, 25(3): 110-116.
LIU F, ZHA X M, DUAN S X. Design and Research on Parameter of LCL Filter in Three-Phase Grid-Connected Inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(3): 110-116.
- [14] HAN Y, YANG M L, LI H, et al. Modeling and Stability Analysis of LCL-Type Grid-Connected Inverters: A Comprehensive Overview[J]. IEEE Access, 2019, 7: 114975-115001.

(责任编辑 斛 畔)

修改稿收到日期为2023年4月21日。

《汽车工程师》征稿启事

《汽车工程师》于1974年创刊,是由中国第一汽车集团有限公司主管、中国第一汽车股份有限公司主办的、国内外公开发行的汽车应用技术类学术期刊,国家新闻出版广电总局第一批认定的学术期刊。

《汽车工程师》以报道汽车产品开发领域的成果为主,专注于技术开发与应用,提供汽车设计创新解决方案。《汽车工程师》将把握电动化、智能化、网联化、共享化的汽车技术主流发展趋势,努力在电池技术、电驱技术、电控技术、高压技术、补能技术、燃料电池技术、智慧控制、智能驾驶、智享座舱、智能悬架、线控转向、线控制动、NVH、功能安全、预期功能安全、信息安全、数据安全、被动安全、高效动力、高效传动、智能管理、低风阻、低滚阻、轻量化领域吸收优质稿源,为我国汽车工程技术创新能力提升贡献力量。

热忱欢迎汽车行业的专家学者不吝赐稿,反映国家重点扶持项目、自然科学基金项目和其他重点项目等研究成果的稿件将优先发表,我们期待与您共同践行“把论文写在祖国大地上”的指示精神,为强大中国汽车工业作贡献!

《汽车工程师》编辑部