

基于参考模型电动车充电电源电压稳定性研究

刘文瑞^{1,2}, 吝伶俐^{1,2}, 田慕琴^{1,2}

(1. 太原理工大学 电气与动力工程学院, 山西 太原 030024;

2. 太原理工大学 矿用智能电器技术国家地方联合工程实验室, 山西 太原 030024)

摘要:针对电动车充电电源输出电压抗扰性差的问题,引入了基于对象的参考模型;考虑到电感饱和的因素,设计了基于参考模型的模糊自适应控制方法,提高了实际电路与控制模型的匹配度,有效减小参考电压与输出电压的误差值。仿真结果表明,所提出的控制方法可以实现较为理想的控制效果;实验结果表明,输出电压的最大降幅为3%,小于5%,满足国家标准的要求。结果表明:该方法与PI控制方法相比有效地简化了控制参数的整定过程,提高输出电压的稳定性。

关键词:电动汽车;内模控制;参考模型;参数整定;电感饱和;稳定性

中图分类号:TP273.2 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19944

Research on Stability of Electric Vehicle Charging Power Voltage Based on Variable Inductance Reference Model

LIU Wenrui^{1,2}, LIN Lingyan^{1,2}, TIAN Muqin^{1,2}

(1. College of Electrical and Power Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, Shanxi, China; 2. National & Provincial Joint Engineering Laboratory of Mining Intelligent Electrical Apparatus Technology, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, Shanxi, China)

Abstract: Aiming at the problem of poor output voltage immunity of electric vehicle charging power supply, an object-based reference model was proposed. Considering the factor of inductance saturation, a fuzzy adaptive control method based on reference model was designed to improve the matching degree between actual circuit and control model, effectively reduced the error value of the reference voltage and the output voltage. The simulation results show that the proposed control method can achieve better control results. The experimental results show that the maximum drop of the output voltage is 3%, and below 5%, which meets the requirements of national standards. The results show that compared with the PI control method, the method simplifies the tuning process of the control parameters and improves the stability of the output voltage.

Key words: electric vehicle; internal model control; reference model; parameter tuning; inductance saturation; stability

由于电动车具有噪音小、环保无污染等优点,国家《能源发展“十三五”规划》把电动车作为新的发展方向^[1]。电动车有线充电插头频繁插拔以及电线老化带来的安全问题备受人们的关注,而无线充电系统则较好地解决了上述问题^[2]。电动车充电桩设计规范对用电设备端子处电压波动范围有不得超过稳态电压的 $\pm 5\%$ 的要求^[3],而在实际充电过程中,电动车充电的工作环境以及电动车自身不可能处于理想的稳定状态,要求电

动车充电电源具有更高稳定性^[4]。

基于反馈控制的闭环系统可以提高输出电压的稳定性,关键在于闭环PI参数整定。但涉及较多的整定参数,整定过程繁琐,并且在控制过程中没有考虑到实际电路元件参数的变化。文献[5]提出一种V²C控制策略,其补偿电路涉及到较多的电路元件,对元件的精度要求较高,实现起来有一定难度;文献[6]提出一种基于高频交流链接技术的电源控制方法,该方法需要得到前馈

基金项目:国家自然科学基金(U1510112);山西省研究生联合培养基地人才培养项目(2016JD17)

作者简介:刘文瑞(1991—),男,硕士,Email:sxtylwr@163.com

控制环节的相位信息,对同步性要求较高;文献[7]就电动汽车电池充电提出了基于ZVS变换器的单-双闭环控制方法,避免了充电过程中的电流断续问题,但此方法无法充分对负载侧的电压状态进行控制;文献[8]提出一种接入微电网的电动汽车充电控制策略,基于虚拟交换矩阵技术提出一种微电网中电动汽车充、放电控制策略,提高微电网频率稳定性,但此方法主要针对供电端的稳定性改善,没有顾及到负载端的输出情况。

针对以上问题,提出一种适用于充电电源的可变电感参数参考模型模糊自适应控制方法。不同于传统的PI控制参数整定,本方法仅需确定唯一的控制参数 k ,与PI控制方法相比,有效地简化了控制参数的整定过程,本设计提高了实际电路与控制模型的匹配度,有效减小了参考电压与输出电压的误差,提高了负载端输出电压的稳定性。

1 充电电源电路状态变量扰动信号模型的建模与分析

首先对电源系统进行建模分析。电源系统各部分如图1所示。控制结构中的 $K_{INV}(s)$ 为全桥逆变电路输出电压与输入电压基波分量有效值之比; $K_V(s)$ 为电压控制器, $K_A(s)$ 为电流控制器。降压斩波电路,即降压DC/DC变换电路是电源系统重要组成部分。在此通过控制斩波电路开关管的通断来实现对电源的控制功能。其中降压斩波电路工作在开关状态,因此为非线性电路^[9]。使用状态空间平均法建模,可以得到输出电压关于输入电压以及输入占空比的传递函数。

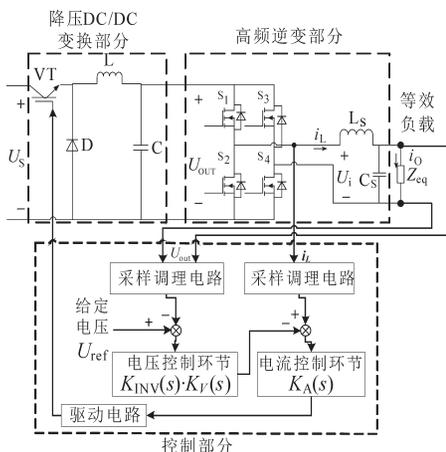


图1 电源系统框图

Fig.1 Block diagram of power supply system

开关管在1个开关周期 T 内的 DT 时间为导通状态,将电感电流 i_L 和电容电压 U_{out} 作为状态

变量,可以得出电路状态方程的矩阵形式^[10]:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dU_{out}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ U_{out} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix} U_s \quad (1)$$

式中: U_s 为斩波电路输入电压; D 为导通占空比; i_L 为流过斩波电路电感的电流; L, C, R 分别为斩波电路的电感、电容与负载阻值; U_{out} 为斩波电路输出电压。

斩波电路输出电压 U_{out} 与占空比 D 之间的关系,其中一项为输入电压 U_s 与占空比 D 之间的乘积,不利于分析这两者之间的关系。使用扰动信号分析法进行分段线性化处理,实现状态变量与控制量之间的解耦^[11]。

将式(1)转换为扰动信号形式:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{u} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U] \hat{d} \quad (2)$$

其中

$$x = X + \hat{x}$$

式中: x 为变量的瞬时值; X 为变量的稳态值; \hat{x} 为变量瞬时值相对稳态值的偏差量; \hat{d} 为占空比变化的瞬时值。

将电路变量代入式(2)得:

$$\begin{aligned} \hat{\hat{x}} &= \begin{bmatrix} \hat{i}_L(s) \\ \hat{U}_{out}(s) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(s) \\ \hat{U}_{out}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d \\ 0 \end{bmatrix} \hat{U}_s(s) + \begin{bmatrix} U_{out} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}(s) \end{aligned} \quad (3)$$

式中: d 为占空比的变化量。

根据式(3)可得到斩波电路输入电压 U_s 到输出电压 U_{out} 、控制占空比 d 到输出电压 U_{out} 及控制占空比 d 到输出电流 i_L 的传递函数分别如下式:

$$G_1(s) = \left. \frac{U_{out}(s)}{U_s(s)} \right|_{d(s)=0} = \frac{d}{s^2CL + \frac{sL}{R} + 1} \quad (4)$$

$$G_2(s) = \left. \frac{U_{out}(s)}{d(s)} \right|_{U_s(s)=0} = \frac{U_{out}}{s^2CLR + sL + R} \quad (5)$$

$$G_3(s) = \left. \frac{i_L(s)}{d(s)} \right|_{U_{in}(s)=0} = \frac{U_{out} \cdot (sCR + 1)}{s^2CLR^2 + sLR + R^2} \quad (6)$$

2 基于参考模型的内模控制器的设计

双环PI控制方法需要整定3个控制参数:电压外环比例系数、积分系数以及电流内环比例系

数。参数整定个数较多,整定过程较为繁琐。因此有必要设计更好的控制方法加以优化。本文设计了基于内模控制器的参考模型控制方法,有效地简化了参数整定的工作量。

2.1 内模控制器的设计

内模控制作为一种新型的控制方法,结构设计简便,调节参数少,实用性强^[12]。内模控制结构如图2所示。 $R(s), Y(s), d(s)$ 分别为输入、输出以及扰动量, $G_R(s)$ 为被控对象,虚线框内的 $G_C(s)$ 和 $G_M(s)$ 分别为内模控制环节和系统的内部模型。

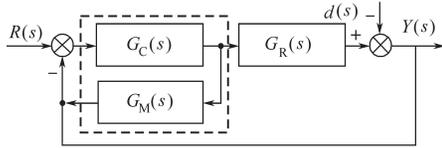


图2 内模控制框图

Fig.2 Block diagram of internal model control

内模控制策略采用2步法进行设计^[13]:

- 1) 将系统的内部模型 $G_M(s)$ 分解为最小相位环节 $G_{Q1}(s)$ 和非最小相位环节 $G_{Q2}(s)$;
- 2) 内模控制环节可以表示为

$$G_C(s) = \frac{f(s)}{G_{Q1}(s)} \quad (7)$$

其中, $f(s)$ 为低通滤波器,表达如下式:

$$f(s) = \frac{1}{(ks + 1)^n} \quad (8)$$

其中, k 为内模控制器设计参数,是唯一需要整定的参数; n 只需根据 $G_{Q1}(s)$ 的形式确定,取比 $G_{Q1}(s)$ 最高幂次低的最小整数。

2.2 内模控制参考控制模型的设计

基于2.1节的分析可知,内模控制可以有效简化控制参数的整定。然而内模控制仅通过内部模型与实际系统相对应,未能充分反映实际系统参数对控制器的影响。在此引入参考模型,可以有效地反映系统与控制器之间的对应关系,为可变电感参数控制方法的设计奠定基础。

将图2虚线框内 $G_C(s)$ 和 $G_M(s)$ 等效为参考控制模型 $G_{FM}(s)$ 。等效之后 $G_{FM}(s)$ 的表达式如下式:

$$\begin{aligned} G_{FM}(s) &= \frac{G_C(s)}{1 + G_C(s)G_M(s)} \\ &= \frac{f(s)}{[1 + f(s)] \cdot G_{Q1}(s)} \end{aligned} \quad (9)$$

$G_{FM}(s)$ 作为控制器转化后的模型,在此作为系统的参考控制模型;图2中的 $G_R(s)$ 包含了系统

的模型参数信息。输入信号经过系统的参考模型之后作为基准值,与实际输出值比较之后的差值作为输入量。因此,只需要根据系统内部模型合理地确定好系统的参考模型即可实现稳定的闭环控制,有效地简化整定的工作量。

对于电流内环,将 $G_3(s)$ 分解为最小相位环节 $G_{Q1}(s)$ 和非最小相位环节 $G_{Q2}(s)$ 。由 $G_3(s)$ 的表达式可知,其零极点实部皆小于零,因此为最小相位环节,即 $G_{Q2}(s)=1, G_{N1}(s)$ 如下式:

$$G_{Q1}(s) = \frac{U_{out} \cdot (sCR + 1)}{s^2CLR^2 + sLR + R^2} \quad (10)$$

对应于电流内环的内模控制表达式为

$$\begin{aligned} G_{CC}(s) &= \frac{f(s)}{G_{Q1}(s)} \\ &= \frac{s^2CLR^2 + sLR + R^2}{U_{out} \cdot (sCR + 1) \cdot (ns + 1)} \end{aligned} \quad (11)$$

同理,对电压外环而言,将 $G_2(s)$ 分解为最小相位环节 $G_{N1}(s)$ 和非最小相位环节 $G_{N2}(s)$ 。由 $G_2(s)$ 的表达式可知其零极点实部皆小于零,因此为最小相位环节,即 $G_{N2}(s)=1, G_{N1}(s)$ 如下式:

$$G_{N1}(s) = \frac{U_{out}}{s^2CLR + sL + R} \quad (12)$$

由此得出电压外环内模控制器 $G_{CV}(s)$ 为

$$G_{CV}(s) = \frac{f(s)}{G_{N1}(s)} = \frac{s^2CLR + sL + R}{U_{out} \cdot (ns + 1)} \quad (13)$$

得出内模控制参考模型如图3所示。

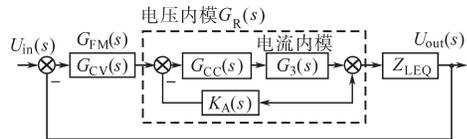


图3 内模控制参考控制模型示意图

Fig.3 Reference model of internal model control

图3中的控制模型包含 $G_{CV}(s), G_{CC}(s)$ 与 $K_A(s)$,各部分的参数选取依据如下: $G_{CC}(s)$ 为电流内模控制器,包含控制对象的信息,具体控制参数取值由式(11)确定; $G_3(s)$ 为实际被控对象,仅与电路参数和当前占空比有关,同时 $G_3(s)$ 构成控制系统电流内模控制器;电流反馈环节 $K_A(s)$ 为单位反馈,以维持原先的幅值裕度与相位裕度; n 取比式(12)中分母最高次低的整数,在此取1; $G_{CC}(s)$ 与 $G_3(s), K_A(s)$ 一起构成电压内模控制器,即被控对象 $G_R(s)$; $G_{CV}(s)$ 即 $G_{FM}(s)$ 为参考模型,参数取值通过电压外环传递函数 $G_2(s)$ 导出的式(13)确定; Z_{LEQ} 取等效实际负载 R 。式(11)~式(13)的

L, C 分别为图1中斩波电路的电感值、电容值,按下式确定^[14]。

$$L = \frac{R(1-D)}{2f_s} \quad (14)$$

$$C = \frac{(1-D)U_{out}}{8\Delta U_{out}Lf_s^2} \quad (15)$$

式中: f_s 为斩波频率; ΔU_{out} 为斩波输出电压的波动率,一般取2%。

由此可知,参考模型是关于电路电感参数 L 、电容参数 C 以及负载 R 的函数。电容 C 的作用是使输出电压保持稳定,但当负载波动较大时,必然会使输出电流大幅变化,实际电路与控制模型不匹配,从而对流经输出电流的电感元件产生影响,影响输出电压的稳定。因此在参考模型中采用变电感参数就显得尤为必要。

2.3 可变电感参数参考模型模糊自适应控制方法的设计与仿真

本节就输出负载变化较大的情况进行变电感参数控制方法的设计,通过对模型电感参数 L 、控制参数 k 进行模糊化处理,提高实际电路与控制模型的匹配度,改善输出电压动态性能。将参考模型 $G_{CV}(s)$ 参数 k, L 的模糊化处理根据输出电压即电压的变化率做出相应的在线变化,从而实现变参数的模糊自适应控制。可将自适应控制结构表示为图4,其中左侧虚线框为自适应控制结构。

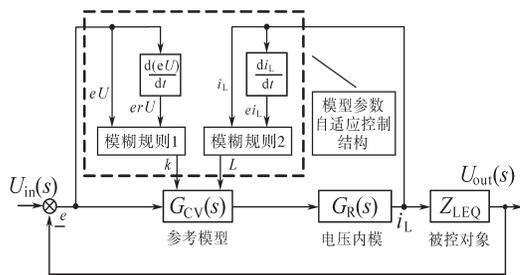


图4 参考模型模糊自适应控制结构图

Fig.4 Diagram of reference model fuzzy adaptive control structure

参考模型模糊自适应控制的原理是:图4中输入电压与输出电压的差值 eU 与差值变化率 erU 、输出电感的电流 i_L 与电流的变化率 ei_L 分别作为模糊控制器1,2的输入,参考模型控制参数 k, L 分别作为模糊控制器1,2的输出,模糊自适应控制结构根据电压差值以及电压差值变化率、电感电流、电感电流变化率来实现参考模型控制参数的在线调节,从而增强系统抗扰性。下面就模糊自适应控制结构的制定规则进行分析。

首先,根据电感的电磁场理论,有下式成立:

$$H=Ni_L \quad (16)$$

$$B=\mu H \quad (17)$$

式中: N 为电感线圈匝数; μ 为磁导率; H 为磁场强度; B 为磁感应强度。

由磁路欧姆定律及电感的定义,得:

$$L = \frac{N^2 \mu S}{l} \quad (18)$$

式中: l 为电感轴向长度; S 为电感线圈半径。

由 $B-H$ 曲线可知,当电流 i_L 增大时,磁场强度 H 增大,磁感应强度 B 逐渐增大,但是增大的速率会随着 H 的增加而逐渐减小,导致磁导率 μ 逐渐减小,最后趋于零^[15],从而 L 也趋于零,即电感饱和现象。

将模型参数 L 、内模控制参数 k 分别作为模糊控制器输出,输出电流 i_L 、电流的变化率 ei_L 、输出电压误差值 eU , eU 的变化率 erU 作为模糊控制器输入,输出与输入都量化为5级: NB (负大级)、 NM (负中级)、 Z (零级)、 PM (正中级)、 PB (正大级)。

对参数 L 而言, i_L 过大时,不论 ei_L 大小,都应该减小模型参数的 L 值,以使模型参数与实际电感参数趋于一致,减小参考模型与实际元件的偏差,减小因偏差过大导致的模型失配现象; i_L 较大且 ei_L 较大时,模型参数 L 取较小值; i_L 较大且 ei_L 较小时, L 取中等值。模型参数 L 的模糊规则如表1所示。

表1 模型参数 L 模糊控制规则
Tab.1 Fuzzy control rules of parameter L

ei_L	i_L				
	NB	NM	Z	PM	PB
NB	NM	NM	NM	Z	PM
NM	NM	NM	Z	PM	PM
Z	NM	Z	Z	Z	PM
PM	NM	Z	Z	PM	PM
PB	PM	PM	PM	PM	PM

模糊控制参数 L 的模糊规则根据所用电感的 $L-I$ 曲线制定。本系统选用的铁硅铝电感的 $L-I$ 曲线如图5所示。由图5可知,在0~10 A电流保护范围内,电感的变化范围是1 500~3 500 μH ,参数 L 的模糊规则根据电感的变化曲线制定,由于 i_L 的变化范围是-10~10 A,因此对应于图5,模糊规则中 Z 取2 500, PM 取3 000, PB 取3 500, NM 取2 000, NB 取1 500。

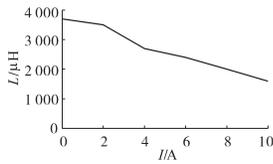


图5 铁硅铝电感L—I曲线

Fig.5 Iron-silicon-aluminum inductor L—I curve

为了进一步优化电压的输出效果,对于参数 k ,当 U_{out} 与 U_m 的偏差值 eU 过大时,减小 k 的值来提高电压调节的快速性;当 eU 缓慢增大时, k 取中等值;当 eU 较小,可以根据 erU 的大小合理调节 k 的输出值。 k 模糊规则如表 2 所示。

表2 参数 k 模糊控制规则

Tab.2 Fuzzy control rules of parameter k

erU	eU				
	NB	NM	Z	PM	PB
NB	NM	NM	NM	Z	PM
NM	NM	NM	Z	PM	PM
Z	NM	Z	Z	Z	PM
PM	Z	PM	Z	PM	PM
PB	PM	PM	PM	PM	PM

参数 k 的模糊规则依照以下方法制定:根据仿真模型,切载 50%、给定固定电压的条件下取不同 k 值,对输出电压超调百分率进行观测,制定模糊控制器参数 k 的模糊规则。 k 较大时,调节的快速性降低,超调减小,反之快速性增加,但会带来输出电压超调增大的问题,因此制定参数 k 的模糊规则需要在调节时间的基础上考虑超调情况。 k 与输出电压变化百分率关系如图 6 所示。参数 k 模糊规则根据图 6 曲线制定,同时为输出电压波动率留有一定余量。由于输出电压的变化率为 $\pm 5\%$,因此对应于图 6,模糊规则中的 Z 取 0.3, PM 取 0.5, PB 取 0.6, NM 取 0.15, NB 取 0.09。

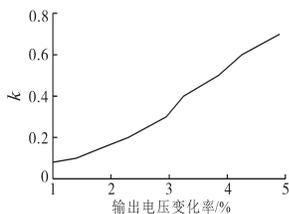


图6 k 与输出电压变化百分率的关系

Fig.6 Relationship between k and the percentage of output voltage changing

通过 Simulink 仿真可以得出输出电压 eU 的变化范围是 $(-10, 10)$, 误差变化率的范围是 $(-10^5, 10^5)$, 因此输出电压误差 eU 与电压误差变化率 erU 的论域分别为 $(-10, 10)$ 与 $(-10^5, 10^5)$ 。

同样地, i_L 论域为 $(-10, 10)$, $e i_L$ 论域为 $(-1.7 \times 10^5, 1.7 \times 10^5)$ 。

3 电源系统控制模型的仿真对比分析

为验证所提出的控制方法的有效性,使用 Matlab 中的 Simulink 工具箱进行仿真测试。仿真参数为:逆变输入电压 $U_{dc}=150\text{ V}$, 逆变频率 $f_s=85\text{ kHz}$, 定值电感 $L=5\text{ mH}$, 定值电容 $C=0.4\text{ }\mu\text{F}$, 逆变电路滤波电感 $L_1=0.45\text{ mH}$, 电压外环积分常数 $K_i=8$, 电流内环比例常数 $K_p=100$ 。

由于本电源应用于无线充电系统,因此逆变电路开关频率较高,达到 85 kHz , 满足无线充电传输效率的要求^[16]。

斩波电路的输出电压即逆变电路输出高频电压的包络线。使用 Simulink 工具箱进行仿真,仿真时间设为 0.2 ms 。

3.1 双闭环 PI 控制方法的仿真

首先,采用双闭环 PI 控制方法进行仿真,将负载电阻 R_L 在 0.15 ms 切除 50%, 从 $20\text{ }\Omega$ 变为 $10\text{ }\Omega$ 。输出电压如图 7 所示。

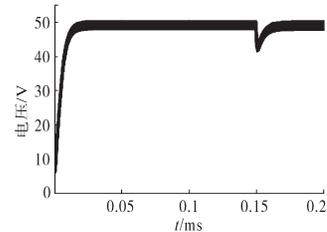


图7 PI控制方法负载电压仿真结果

Fig.7 Load voltage simulation results of PI control

从图 7 得出,在 0.155 ms 时输出电压由 50 V 瞬间跃变至 41 V 附近,电压最大降幅 18% , 大于 5% , 不符合标准中的要求。在 0.17 ms 时输出电压上升到稳态电压 150 V 。电压从突变到恢复至稳态用时 0.02 ms 。

3.2 变电感参考模型模糊自适应控制方法的仿真

其次,使用变电感参考模型模糊控制方法进行 Simulink 仿真。使用 mamdani 模糊推理法,采用高斯隶属函数,仿真时间设为 0.2 ms , 仿真系统图如图 8 所示。 0.15 ms 时将负载切除 50%, 由 $20\text{ }\Omega$ 变为 $10\text{ }\Omega$, 斩波电路输出电压 U_{out} 如图 9 所示。

0.153 ms 时输出电压由 50 V 降为 48 V , 降幅 4% , 小于 5% , 满足设计标准对输出电压波动 $\leq 5\%$ 的要求,随后在 0.16 ms 时恢复至稳态 150 V , 电压从突变到恢复稳态所用时间相比双闭环控制方法的 0.02 ms 要快 0.01 ms 。

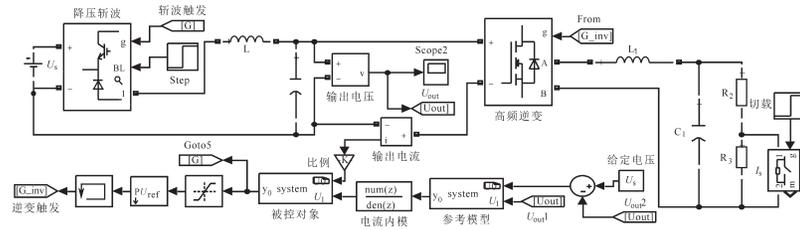


图8 变电感参数参考模型控制系统

Fig.8 Control system of variable inductance parameter reference model

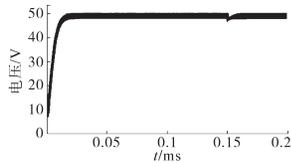


图9 参考模型模糊整定输出电压

Fig.9 Output voltage of reference model fuzzy tuning

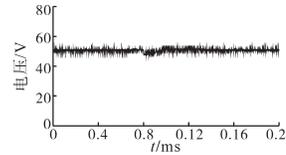


图11 切载实验波形

Fig.11 Cutting load test waveform

4 实验结果

为验证所提出控制方法,搭建试验系统进行测试。控制芯片为DSP28335,主频150 MHz,采样频率最高为25 MHz,使用TPS2024B示波器。逆变频率为85 kHz,斩波频率为8 kHz,每进入1个斩波周期触发中断,进行斩波输出电压、电流的采样。斩波电路输出电压给定值为50 V, $t=0.8$ ms时DSP的GPIO端口发出触发脉冲,使串联在绕线电阻短路线上的MOSFET导通,实现部分切载。将负载切除50%,由20 Ω 变为10 Ω 。

使用PI控制方法的斩波电路输出电压如图10所示。

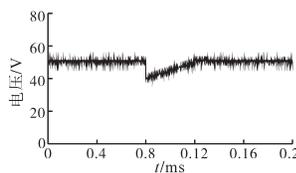


图10 PI控制方法的切载实验波形

Fig.10 Cutting load test waveform of PI control method

可以看出,在负载切除50%的瞬间,负载电压由50 V降为40 V,随后在0.12 ms恢复至初始值。电压最大下降幅度为10 V,降幅20%,不符合国家标准的要求。

使用变电感参考模型控制方法的斩波电路输出电压如图11所示。

负载动作前稳态电压为50 V,负载切除50%的瞬间,电压最大的下降幅度为1.5 V,降幅3%,小于5%,满足了标准的要求,随后在0.9 ms恢复至初始电压,电压的恢复时间较PI控制方法快0.03 ms。

图12是在之前相同的实验条件下,使用PI控制方法与变电感参考模型控制方法,切载时流经负载的电流波形。可以看出,使用PI控制方法控制时,切载瞬间负载电流上升到4 A,随后在0.12 ms时达到稳态值5 A;使用变电感参数控制的切载瞬间,电流快速跃升后,在0.1 ms的范围内快速地恢复稳定,这就意味着相比于PI控制方法,变电感参数控制方法在切除负载瞬间的输出功率能在更短的时间内取得稳定。

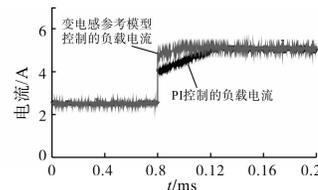


图12 2种控制方法切载瞬间电流波形的对比

Fig.12 Comparison of two control methods for cutting instantaneous current waveforms

5 结论

1)在内模控制方法的基础上,与实际的控制对象相结合,在控制方法中引入基于控制对象的参考模型,仅需确定唯一的控制参数 k ,与PI控制方法相比,简化了控制参数的整定,优化了控制环节的设计过程;

2)在控制对象参考模型的基础上,考虑到电感饱和的因素,设计了变电感参数模糊自适应控制方法,提高了实际电路与控制模型的匹配度,改善了输出电压的动态性能。仿真结果表明,使用此控制方法的实际电压最大降幅为4%,小于PI控制方法的电压降幅,且电压由波动瞬间到

恢复至稳态所需的时间较PI控制方法有所缩短;

3)实验结果表明,控制方法的输出电压最大降幅为3%,小于5%,符合标准中对电源输出电压波动的要求,且电压恢复至初始值所需的时间较PI控制方法有所缩短,在切除负载瞬间,输出功率能在更短的时间内取得稳定,为电动汽车无线充电系统的研制奠定了基础。

参考文献

[1] 李琼慧,王彩霞.从电力发展“十三五”规划看新能源发展[J].中国电力,2017,50(1):30-36.
 [2] 赵争鸣,刘方,陈凯楠.电动汽车无线充电技术研究综述[J].电工技术学报,2016,31(20):30-40.
 [3] 南方电网公司.Q/CSG 11516.2—2010,电动汽车充电桩及充电桩设计规范[S].广州:中国南方电网有限责任公司,2010.
 [4] 张谦,唐飞,刘涤尘,等.计及电动汽车充电和负荷波动极限的电力系统静态电压稳定性评估方案[J].电网技术,2017,41(6):1893-1900.
 [5] 臧越,王剑.V~2C控制的降压变换器建模分析[J].工业控制计算机,2017,30(7):142-143.
 [6] 李伟,刘庆想,张政权,等.基于高频交流链接技术的大功率高压直流电源[J].电工技术学报,2016,31(16):65-71.
 [7] 刘晓东,汪中勇,方炜,等.单-双环控制ZVS电动汽车充电电源研究[J].电源技术,2014,38(4):737-740.
 [8] 刘其辉,逯胜建.参与微电网调频的电动汽车虚拟同步机放电控制策略[J].电力系统自动化,2018,42(9):171-179.

[9] 罗旭,张淦胜,谢巍.Buck变换器线性参数变化模型的增益调度控制[J].上海交通大学学报,2017,51(6):698-703.
 [10] 凌亚涛,赵争鸣,杨祎,等.考虑非理想器件模型的电力电子系统状态方程分析法[J].电工技术学报,2017,32(13):51-59.
 [11] Suwendu S, Akshay K R. Small Signal Modeling and Closed-loop Control of Parallel-series/series Resonant Converter for Wireless Inductive Power Transfer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66 (1): 172-182.
 [12] Wen Shuhuan, Zhang Baowei, Hao Pengcheng, et al. Fuzzy Fractional Order Force Control of 6PUS-UPU Redundantly Actuated Parallel Robot Based on Inner Model Position Control Structure [J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2017, 65(7): 200-211.
 [13] 陈萌,肖湘宁.基于分布式内模设计的微电网协调二次控制策略[J].电工技术学报,2017,32(10):145-153.
 [14] 陈坚.电力电子学—电力电子变换和控制技术[M].北京:高等教育出版社,2002.
 [15] Mai Ruikun, Yue Pengfei, Liu Yeran, et al. A Dynamic Tuning Method Utilizing Inductor Paralleled with Load for Inductive Power Transfer [J]. Thirty-third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2018, 33 (12): 10924-10934.
 [16] Fu M F, Yin H, Zhu X E, et al. Analysis and Tracking of Optimal Load in Wireless Power Transfer System[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2015, 30(7): 3952-3963.

收稿日期:2019-02-15

修改稿日期:2019-03-01

(上接第7页)

电流所需的电压幅值较小,注入可以较快较易实现。制动控制器可使定子功率保持高于阈值。

4)进一步可将新型制动控制设计推广到分布式绕组的其他多相电机制动控制中。

参考文献

[1] 王云飞,杨耕.通用变频器—感应电机系统的电机耗能型制动控制方法[J].电工技术学报,2006,21(1):12-18.
 [2] 韦统振,吴理心,韩立博,等.基于超级电容器储能的交直流变频驱动系统制动能量综合回收利用方法研究[J].中国电机工程学报,2014,34(24):4076-4083.
 [3] 韩啸,高强,寇佳宝,等.负载换流逆变器驱动同步电机能量回馈的研究[J].电气传动,2018,48(1):13-18.
 [4] 刘莹,王辉,漆文龙.电动汽车驱动系统与蓄电池充电一体化混合拓扑研究综述[J].电力自动化设备,2013,33(10):143-149.
 [5] 张寅孩,葛金法,汪松松.基于Bang-Bang最优理论的感应电机能耗制动相轨迹分析[J].电工技术学报,2011,26(2):74-80.
 [6] Hinkkanen M, Luomi J. Braking Scheme for Vector-controlled Induction Motor Drives Equipped with Diode Rectifier Without Braking Resistor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 2(5): 1257-1263.

[7] Swamy M M, Kume T J, Fujii S, et al. A Novel Stopping Method for Induction Motors Operating from Variable Frequency Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(4): 1100-1107.
 [8] 喻寿益,汪少军,贺建军,等.异步电机直接转矩控制快速正反转控制策略[J].控制工程,2010,17(5):682-685.
 [9] Jiang J, Holtz J. An Efficient Braking Method for Controlled AC Drives with a Diode Rectifier Front End[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(5): 1299-1307.
 [10] Rastogi M, Hammond P W. Dual-frequency Braking in AC Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17 (6): 1032-1040.
 [11] 鲍宇,耿乙文.6相感应电机的内模矢量控制系统研究[J].电气传动,2016,46(2):3-6.
 [12] 耿乙文,鲍宇,王昊,等.六相感应电机直接转矩及容错控制[J].中国电机工程学报,2016,36(21):5947-5956.
 [13] 陈健,王政,程明.一种基于矢量空间解耦的三电平六相逆变器空间矢量调制策略[J].电工技术学报,2016,31(9):101-111.
 [14] Jiang J, Holtz J. An Efficient Braking Method for Controlled AC Drives with a Diode Rectifier Front End[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(5): 1299-1307.

收稿日期:2018-11-27

修改稿日期:2019-01-24