



DOCTORAL FORUM OF CHINA

2008

全国博士生学术论坛
电气工程
论文集(中)

高仕斌 陈维荣 谭永东 编



西南交通大学出版社
[Http://press.swjtu.edu.cn](http://press.swjtu.edu.cn)

2008

全国博士生学术论坛 电气工程

论文集(中)

高仕斌 陈维荣 谭永东 编

西南交通大学出版社

· 成 都 ·

目 录

电力电子与电力传动

B001	电动汽车驱动电机峰值功率的匹配·····	邓 力 刘和平 江 渝等	921
B002	Buck-Boost 开关变换器的混杂建模与控制研究·····	马红波 冯全源	926
B003	AC-DC-AC 变换器的直接谐波计算及其可行性分析·····	吕照瑞 夏 立 吴正国	937
B004	基于自抗扰控制器的异步电机矢量控制系统·····	马幼捷 刘增高 周雪松等	945
B005	数字谷值电流控制 Buck 变换器分析·····	周国华 许建平 王 威	951
B006	基于零序电压注入的三电平变流器窄脉冲补偿方法研究·····	冉 旺 林 飞 郑琼林	957
B007	基于 PROFIBUS-DP 的大型永磁同步风力发电系统设计与实现·····	董行健 庄圣贤 鄢 文	967
B008	两通道 VRM 耦合电感的模型分析和参数设计·····	卢增艺 王 凯 陈 为	973
B009	分段折线近似法在双向 DCDC 变换器级联系统稳定性分析中的应用·····	王 浩 刘进军	984
B010	带寄生电容的高压串联谐振变流器性能分析·····	刘 军 石健将 张仲超等	992
B011	基于 AR 模型与 DHMM 的电力电子电路故障识别·····	鄢仁武 蔡金锭	1000
B012	一种单相三电平 NPC 整流器中点电位控制及其实现方法·····	宋文胜 冯晓云	1005
B013	三相 H 桥三电平逆变器谐波抑制方法研究·····	张 云 孙 力 肖 芳	1013
B014	数字控制 DC-DC 变换器的延时离散模型·····	孙鹏菊 周维维 杜 雄	1020
B015	高速磁悬浮列车主牵引变流器的国产化探讨·····	杨 超 谢维达 陶生桂等	1028
B016	带后级调整多路输出直直变换器环路互扰研究·····	王建华 钱祝旭 张方华等	1034
B017	一种改进型无互联线并联逆变器均流控制方法·····	姚 玮 钱照明	1045
B018	A Two-tage Topology For 24V Input Low Voltage High Current DC/DC Converter ·····	Laili Wang Yunqing Pei Zhaoan Wang	1050
B019	开关 DC-DC 变换器的定频滑模控制器研究·····	倪 雨 许建平	1055
B020	MW 级风电高压 IGCT 变流器的设计和损耗分析·····	张 禄 金新民 童亦斌	1062
B021	级联 STATCOM 的直流电压均衡控制策略研究·····	杜 燕 苏建徽 杨向真	1073
B022	一种新颖的双 Boost / 双 Buck 交交变换器·····	陈 杰 陈家伟 龚春英	1081
B023	高压钠灯用大功率电子镇流器的研究·····	余腾伟 王旭东 霍菲阳	1092
B024	基准预同步的逆变器并联运行均流控制研究·····	何中一 邢 岩 祁飏杰	1101
B025	无桥 Boost PFC 软开关技术的研究·····	刘桂花 王 卫	1108
B026	简化三电平 SVPWM 无速度传感器矢量控制算法研究·····	韩耀飞 谭国俊 李 浩等	1116
B027	基于双 DSP 的异步电机参数辨识研究·····	韦克康 孙 湖 郝瑞祥等	1123
B028	异步电机最小定子电流控制研究·····	赵 坤 张立伟 游小杰	1130
B029	SVPWM 自然过调制算法的研究·····	文晓燕 王琛琛 郑琼林	1136
B030	基于空间矢量的混合多电平变换器共模电压抑制策略·····	孙雁涛 孙 力 吴凤江	1143
B031	脉冲序列控制 Buck 变换器分析·····	秦 明 许建平 牟清波	1153

B032	新颖的大功率 PWM 整流器控制策略研究	吴轩钦 谭国俊 韩耀飞	1163
B033	PWM 整流器的双线性系统建模及控制技术研究	郭源博 张晓华 陈宏钧	1172
B034	无刷双馈风力发电系统的 H_{∞} 鲁棒控制	金石 张凤阁	1181
B035	混合动力汽车用永磁同步电机直接转矩弱磁控制	丁惜瀛 赵鑫	1187
B036	空间电压矢量调制直接转矩控制对混合动力汽车永磁同步电机低速运行性能的改进	丁惜瀛 赵鑫 夏强等	1192
B037	混合动力汽车直接转矩控制系统共模电压抑制方法的研究	丁惜瀛 夏强 赵鑫	1199
B038	带公共直流母线的变频调速系统稳定域研究	伍声宇	1205
B039	基于神经元自适应 PID 的电子节气门位置控制	吴晓刚 王旭东 谢先平	1212
B040	一种系统开环频域分析及调节器设计新方法	陈杰 陈冉 龚春英等	1219
B041	基于神经网络逆系统永磁同步电机解耦控制	孙晓东 朱焜秋	1226
B042	弹性驱动机构下电力机车黏着控制及仿真	李宁洲 冯晓云	1234
B043	基于 STF 算法的感应电机状态估计和参数辨识	陆可 肖建	1240
B044	列车节能控制优化模型浅析	刘炜 李群湛 陈民武	1248
B045	电力机车故障检测记录系统的研究与实现	丁国君 王立德 王苏敬	1254
B046	一种实用的分布式高压隔离辅助驱动电源二次侧	蔡卓剑 赵荣祥	1259
B047	一种新颖电机叠频试验电源的设计与实现	董行健 庄圣贤 鄢文	1264

高电压与绝缘技术

C001	电力变压器油纸绝缘系统局部放电过程研究	严家明 廖瑞金	1273
C002	一种场击穿型真空触发开关的工作特点	周正阳 廖敏夫 董华军	1278
C003	气隙局部放电的计算机模拟	李军浩 司文荣 姚秀等	1284
C004	基于多导体传输线模型的电缆绕组谐振特性研究	吕亮 孟峰峰 赵文炎等	1290
C005	棒-板空气间隙正极性流注生长概率模型及其应用	贺恒鑫 何俊佳 钱冠军等	1297
C006	Ice Accretions on Overhead Transmission Lines and Influence on Electrical Performance of Transmission Lines	Shaohua Wang Xingliang Jiang Caixin Sun	1307
C007	大体积介质阻挡放电现象的特性研究	陈鹏 鲁非 叶齐政	1315
C008	局放宽带检测系统分类性能的改善方法	司文荣 李军浩 李彦明	1320
C009	高压电缆绝缘在线监测系统的开发及试验研究	孙建涛 文习山 蓝磊	1329
C010	变压器绕组的特快速暂态过电压计算	张萍 汪友华 吕殿利	1336
C011	重载铁路牵引变压器在线监测技术的研究及应用	刘君 周利军 吴广宁等	1344
C012	真空断路器状态在线监测系统的研究	侯春光 曹云东	1351
C013	On-line Monitoring System for the Cross Connecting Cable Based on Virtual Instrument	Chun Zhao Jiangjun Ruan Liang Chen et al	1356
C014	Research on Solution of On-line Monitoring of XLPE Cable Insulation	Guoxin Li Chonglin Wang Hongmei Liao et al	1363
C015	电力变压器绝缘寿命评估的研究	张涛 蔡金锭	1369
C016	计算输电线路雷电感应过电压的三维电磁场模型	贾磊 周春雨 施围	1375
C017	高压直流离子流场的有限元计算	余世峰 阮江军 杜志叶	1383
C018	特高压双极直流输电线路离子流计算	袁海燕 傅正财	1389
C019	真空电弧辐射微波的机理研究	谢齐家 陈仕修	1398
C020	配电线路感应过电压及避雷器优化布置研究计算	张露 文习山	1403

C021	工频电流对金属管道烧蚀试验研究	胡京 文习山 蓝磊	1408
C022	1 000 kV 交流输电系统操作过电压抑制措施研究	王娜 林莘 徐建源	1414
C023	绝缘子等值盐密非线性时间序列预测研究	徐建源 滕云 林莘	1419
C024	基于 EMTP 的 GIS 中快速暂态过电压分析	韩颖 刘晓明	1426
C025	改进遗传算法在绝缘子均压环优化中的应用	黄玲 文习山 蓝磊等	1432
C026	电压对不同类型绝缘子覆冰影响的研究	马俊 蒋兴良	1440
C027	不同运行年限复合绝缘子硅橡胶伞裙材料性能研究	刘洋 王建国 周蜜等	1447
C028	500 kV 输电线路侧针防绕击效果模拟试验研究	王羽 文习山 王婧倩	1454
C029	变电站接地网腐蚀分析及防腐蚀措施	周蜜 王建国	1460
C030	高压输电线路对地下金属管道的阻性耦合分析	谭波 文习山 潘卓洪	1467
C031	高速铁路接触网雷电过电压分析	张雪原 吴广宁 王万岗等	1473
C032	用于分压器标定的便携式高压方波发生器	马国明 李成榕 全江涛等	1479
C033	两相体放电中液滴荷电情况的研究	鲁非 翟国柱 叶齐政	1485
C034	气体放电过程中正离子碰撞形为的仿真	李静 曹云东 邹积岩	1491
C035	普通纸与热稳定纸的天然酯—纸绝缘热老化特性研究	梁帅伟 廖瑞金 孙会刚	1497
C036	磁场处理对聚乙烯基复合材料介电性能的影响	马凤莲 冯涛 韩宝忠	1503
C037	环氧树脂/蒙脱土纳米复合材料的结构与性能研究	郭宁 高俊国 张晓虹	1509
C038	纳米蒙脱土改善低密度聚乙烯的介电性能	高俊国 郭宁 张晓虹	1518
C039	Investigation on Effect of Thermal Aging on Electrical Treeing in XLPE cable insulation: A Physicochemical Approach	A. Samee L. Z. Hua Z. C. Hai et al	1525
C040	水中交流电弧放电 V-I 特性的测试	马凤莲 杨嘉祥	1534
C041	脉冲放电下水的等离子体化学反应	兰生 杨嘉祥 蒋杰灵	1541

电力电子与电力传动

电动汽车驱动电机峰值功率的匹配

邓力 刘和平 江渝 付强

输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室 重庆大学 重庆 400044

【摘要】 为了减小驱动电机电流的大小,总是希望驱动电机以最小峰值来满足电动汽车的最佳动力性指标。本文将根据电动汽车的动力性要求,从整车驱动角度详细分析电动汽车超车加速工况下的行驶性能。然后以驱动电机的理想工作特性为理论依据,电动汽车的动力性指标为约束条件,推导出电动汽车驱动电机在短时工作条件下,最小峰值功率的匹配条件和匹配方法。

【关键词】 电动汽车 驱动电机 峰值功率 传动比

Peak Power Matching of Motor for Electric Vehicle

Deng Li Liu Heping Jiang Yu Fu Qiang

State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology,
Chongqing University, Chongqing 400044, China

Abstract: For increasing current of motor for electric vehicle (EV), the motor is expected to meet the best dynamic indices with minimum peak parameter. According to the dynamic requirements, this paper analyzes, from the perspective of whole vehicle driving, the EV performances during overtaking. On the theoretical basis of driving motor's ideal operation characteristics, and under the constraint condition of EV dynamic indices, the paper deduces the Minimum Peak Power matching method.

Key words: electric vehicle; drive motor; peak torque; drive ratio

电动汽车的心脏是它的驱动电机,其性能必须符合汽车的动力性需求。电动汽车的动力性主要由以下三个指标来评定^[1]: 汽车的最高车速; 汽车的加速时间和汽车能爬上的最大坡度。为满足电动汽车的动力性指标,驱动电机的理想驱动特性应具有低速恒转矩和高速恒功率的特性^[2~4]。

电动汽车巡航行驶时,是以驱动电机连续运行时的工作特性来满足汽车的动力性要求。由于电动机在其过载能力范围内能够自动适应负载的变化,所以电动机总是利用其过载能力即峰值参数来满足电动汽车在上坡起步、爬坡和加速过程工况下动力性的要求。为了减小驱动电机的电流,通常希望驱动电机能用最小的峰值功率来满足电动汽车的设计要求,但是文献中大多是根据理想驱动特性对驱动电机连续运行时额定参数进行匹配^[4, 5]或仅仅给出了驱动电机连续运行时恒功率区越宽需要驱动电机输出功率就越小的结论^[6],没有对如何以驱动电机最小峰值功率来满足电动汽车的最佳动力性指标作进一步的分析。

本文将从整车驱动角度详细分析电动汽车起步、爬坡和加速行驶工况下的行驶性能,根据电动汽车的动力性要求,以驱动电机的理想工作特性为理论依据,电动汽车的动力性指标为约束条件,推导

作者简介: 邓力(1965—),女,博士研究生,副教授,主要研究电力电子在电机控制、电动汽车及汽车电子等方面的应用。E-mail: denglicb@cqu.edu.cn

刘和平(1957—),男,教授,博士生导师,主要研究电力电子在电力传动、电动汽车、汽车电子和电力系统中的应用。E-mail: engineer@cqu.edu.cn

出电动汽车理想驱动电机在短时工作条件下, 最小峰值功率的匹配条件和匹配方法。

1 驱动电机的最小峰值功率的条件

若忽略速度对空气阻力和滚动阻力的影响, 驱动力 F_t 全部用于驱使电动汽车起步加速, 且假设电动汽车从 v_1 加速到 v_j , 驱动电机工作在恒转矩区, 输出恒定的峰值扭矩为 T_m ; 从 v_j 加速到 v_2 , 驱动电机工作在恒功率区, 输出的恒定峰值功率为 P_m 。则电动汽车从 v_1 状态加速到 v_2 的加速时间 t_1 为

$$t_1 = \frac{1}{3.6} \left(\int_{v_1}^{v_j} \frac{m}{F_t} dv + \int_{v_j}^{v_2} \frac{m}{F_t} dv \right) \quad (1)$$

恒转矩区, 驱动轮所获得的驱动力也为常数。当加速到 v_j 时, 驱动电机的输出功率也增加到 P_m , 所以驱动电机工作在恒转矩时, 电动汽车获得的驱动力为

$$F_t = 3\,600 \frac{\eta P_m}{v_j} \quad (2)$$

式中, η 为电动汽车机械传动系统效率。

在恒功率区, 驱动轮从驱动电机获得的功率为常数, 电动汽车获得驱动力为

$$F_t = 3\,600 \frac{\eta P_m}{v} \quad (3)$$

将式 (2) 和式 (3) 带入式 (1), 得

$$t_1 = \frac{m}{12\,960\eta P_m} \left[v_j(v_j - v_1) + \frac{1}{2}(v_2^2 - v_j^2) \right] \quad (4)$$

因此, 驱动电机仅用于克服加速阻力所消耗的功率分量为

$$P_{mj} = \frac{m}{12\,960\eta t_1} \left(\frac{1}{2}v_2^2 + \frac{1}{2}v_j^2 - v_j v_1 \right) \quad (5)$$

式中, v_j 为驱动电机工作特性恒转矩区和恒功率区的分界点。

由于驱动电机用于克服加速阻力所消耗的功率分量与恒转矩和恒功率区的分界点 v_j 有关, 且当 $\frac{dP_{mj}}{dv_j} = 0$, 即在 $v_j = v_1$ 时 P_{mj} 为极小值。其值为

$$P_{mj} = \frac{m}{25\,920\eta t_1} (v_2^2 - v_1^2) \quad (6)$$

这个结论说明: 当电动汽车的超车加速过程全部处于驱动电机的恒功率区时, 驱动轮消耗在用于克服超车加速阻力的功率将会最小。

若电动汽车在良好无风的水平路面上, 要求电动汽车从 v_1 状态加速到 v_2 的加速时间为 T_1 时, 驱动电机输出的最小峰值功率 P_m 应为

$$P_m = \frac{fG}{3\,600} v + \frac{C_D A v^3}{3\,600 \times 21.15} + \frac{m}{25\,920\eta T_1} (v_2^2 - v_1^2) \quad (7)$$

式 (7) 中的前两项为驱动电机用于克服滚动阻力和空气阻力所消耗的功率分量, 它们的大小与分

界点 v_j 所处的位置无关, 所以当 $v_j = v_1$ 时, 驱动电机输出的峰值功率也会最小。

2 驱动电机的最小功率转矩的选择方法

驱动电机的峰值功率既要满足电动汽车的超车加速性能, 还要使电动汽车具有一定的爬坡能力。

若要求电动汽车的最大爬坡能力 $i_{\max} = \tan \alpha_m$, 又由于爬坡的车速 v_i 较低则可忽略空气阻力, 且若车速 $v_i < 50 \text{ km/h}$, 则滚动系数可取 $f = 0.0165$ 。则驱动电机输出的峰值功率为

$$P_{mi} = \frac{G \cos \alpha_m}{3600\eta} v_i (0.0165 + i_{\max}) \quad (8)$$

由于式 (7) 中速度 v 是电动汽车原地起步加速过程中的行驶速度, 是一个变量。所以通过式 (7) 直接求驱动电机输出的最小峰值转矩比较困难。

因此, 通常是先由式 (8) 初步求出驱动电机的峰值功率, 再用的峰值功率带入式 (9) 中, 验证是否满足设计要求的超车加速的动力性指标。

$$t_1 = \frac{1}{3.6} \int_{v_1}^{v_2} \frac{\delta m}{3600 \times \frac{\eta P_{mj}}{v} - \left(fG + \frac{C_D A v^2}{21.15} \right)} dv \quad (9)$$

式中, 滚动系数取 $f = 0.014 \left(1 + \frac{v^2}{19400} \right)$ 。

若 $t_1 \leq T_1$, 则 P_{mi} 即为驱动电机输出峰值功率, 若 $t_1 > T_1$, 则适当提高 P_{mi} 的值后, 再带入式 (9) 进行验算, 直至满足电动汽车超车加速时间小于 T_1 的要求。

式中, λ_T 一般选在 4~5 之间。

3 驱动电机设计参数的选取

根据电动汽车电机参数的匹配条件^[4, 5, 8]和峰值参数匹配方法, 下面将匹配一款由长安奥托标准型改装成微型电动汽车的驱动电机设计参数。

微型电动汽车的设计要求: 采用长安奥托 (标准款) 改装成微型电动汽车, 微型电动汽车的巡航速度 (额定车速) 为 60 km/h。依照国家“863”电动汽车招标技术参数的加速性能指标, 要求微型电动汽车由原地起步加速到 60 km/h 车速的时间小于 10 s, 从 60 km/h 超车加速至 80 km/h 时间小于 15 s^[7, 8]。微型电动汽车的整车基本参数见表 1。

表 1 微型电动汽车参数
Tab.1 Parameter of Electric Vehicle

整车质量 (2 人座)	800 (kg)	轴距 (mm)	2 175
车身质量	670 (kg)	前/后轮距 (mm)	1 215/1 200
轮胎规格	145 mm/70-R12in	机械传动系统效率	94%
长×宽×高 (mm)	3 300×1 045×1 410	固定速比主减速器	6.32

根据设计要求匹配的长安奥托 (标准款) 改装成微型电动汽车的驱动电机设计参数, 见表 2 所示。

表 2 驱动电机的设计参数和电动汽车的动力性指标

Tab.2 Design Parameter and dynamic indices

额定功率/峰值功率 (kW)	5/20	最高车速/极限车速 (km/h)	60/100
额定转矩/峰值转矩 (N.m)	13/54	最大爬坡度 (车速 25 km/h)	30%
额定转速/同步转速 (rpm)	3 555/3 600	0~60 km/h 原地起步时间 (s)	7.28
峰值转速/同步转速 (rpm)	5 926/6 000	60~80 km/h 超车加速时间 (s)	8.28
额定频率/峰值频率 (Hz)	120/200	减速器/传动器的传动比	6.32/2.18

由表 2 可知, 当驱动电机输出恒定不变的峰值功率为 20 kW 时, 微型电动汽车可以在 9 s 内从 60 km/h 加速到 80 km/h, 而且当以恒定车速爬坡时, 其最大爬坡能力为 30%, 满足了设计指标。

根据表 2 的设计参数, 由重庆电机厂研制开发了一款 GOLF5/20 型高尔夫球电动车用电机。电机由 48 V 直流供电, 电机交流电压为 29 V。重量 (铁心+铜线+铝笼) 为 27 kg。其他参数见表 3。

表 3 GOLF5/20 型电机参数

Tab.3 Parameter of GOLF5/20 motor

	额定值	峰值		额定值	峰值
功率 (kW)	5	20	转矩 (N·m)	13.3	54.6
电源频率 (Hz)	120	200	效率	94.9%	91.0%
同步转速 (rpm)	3 600	6 000	功率因素	0.652	0.886
转速 (rpm)	3 578	5 773	电流 (A)	160.9	493.9

如图 1 所示为用 Matlab 软件仿真的电动汽车原地起步加速过程中功率随车速变化的曲线。当电动汽车在加速时间指标内从起步加速到 60 km/h 时, 驱动电机的输出功率上升到峰值功率。所以, 若电动汽车进一步加速超车行驶时, 就必须通过特定的控制策略使驱动电机进入恒功率区工作。

当要求电动汽车从 60km/h 加速到 80km/h 的加速时间 $T_0=10$ s、 $T_0=9$ s、 $T_0=8$ s、 $T_0=7$ s 时, 如图 2 所示为用 Matlab 软件仿真的电动汽车原地起步加速行驶时的功率特性曲线。可见, 要求的加速时间越短, 需要驱动电机输出的功率就越大。当要求加速时间为 7 s, 电动汽车车速达到 80 km/h 时, 电动汽车输出的转矩已靠近峰值功率。但在整个超车加速过程中功率变化不大, 具有近似恒功率的特性。

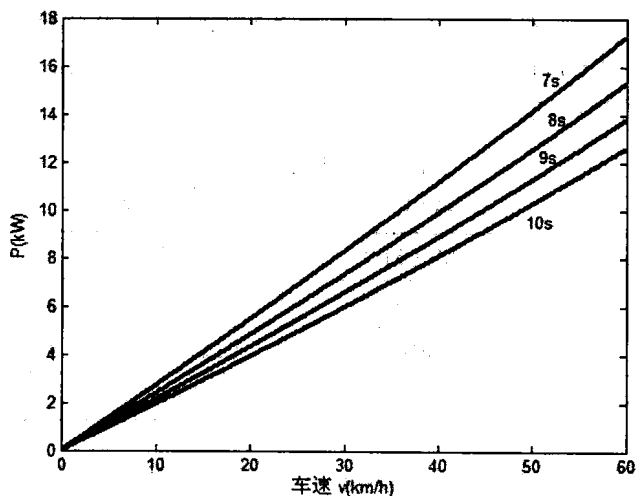


图 1 爬坡时的功率曲线

Fig.1 power characteristic curve in climbing

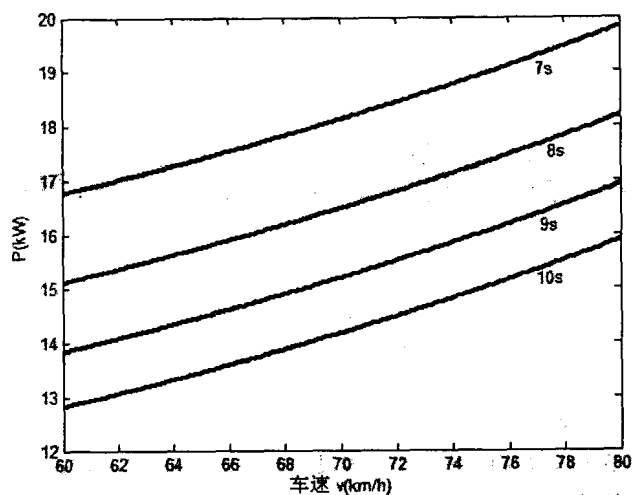


图2 超车加速时的功率曲线

Fig.2 power characteristic curve in overtaking acceleration

4 小 结

本文以电动汽车原地加速起步的行驶方程为约束条件, 推导出一个重要结论: 当电动汽车超车加速时, 应使驱动电机在整个加速过程中始终处于的恒功率区, 则驱动电机就能以最小峰值功率来满足电动汽车超车加速加速的动力性指标。

通过电动汽车原地起步加速和超车加速时驱动电机的行驶方程以及仿真和实验功率曲线分析, 进一步论证了电动汽车在整个超车加速行驶过程中, 应使驱动电机工作在恒功率状态下。

最后, 根据上述理论公式, 选择了一款改装微型电动汽车的驱动电机的额定参数、峰值参数和变速器的传动比。将这些参数带入不同工况下的行驶方程中, 通过理论计算和用 Matlab 软件仿真, 其结果都显示出: 所选择的参数达到了设计要求给定的各项动力性指标。

最后给出了依据设计参数由重庆电机厂研制开发出 GOLF5/20 型高尔夫球电动车用电机的参数。

参 考 文 献

- [1] 代汝泉编著. 汽车运行性能[M]. 北京: 国防工业出版社, 2003
- [2] 徐萍萍, 宋建国, 沈光地. 电动汽车电机驱动系统特性研究[J]. 微电机, 2007 年第 11 期, pp. 46-50
- [3] 何洪文, 余晓江, 孙逢春, 张承宁. 电动汽车电机驱动系统动力特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2006 年第 6 期, pp. 136-140
- [4] 姬芬竹, 高峰. 电动汽车驱动电机和传动系统的参数匹配[J]. 华南理工大学学报 (自然科学版), 2006 年第 4 期, pp. 33-37
- [5] 杨祖元, 秦大同, 孙冬野. 电动汽车动力传动系统参数设计及动力性仿真匹配[J]. 重庆大学学报 (自然科学版), 2002 年第 6 期, pp. 19-22
- [6] Ehasani Mehrdad, M.R. Khwaja, A.T. Hamid. Propulsion System Design of Electric and Hybrid Vehicles[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics. Vol.44, No.1, February. 1997. pp. 19-27
- [7] 陈清泉, 孙逢春, 祝嘉光编著. 现代电动汽车技术[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2002
- [8] 许时章主编. 电机学[M]. 北京: 机械工业出版社, 1980

Buck-Boost 开关变换器的混杂建模与控制研究

马红波 冯全源

西南交通大学信息科学与技术学院 四川 成都 610031

【摘要】 运用混杂系统理论,建立了 Buck-Boost 开关变换器的混杂自动机模型,与传统的状态空间平均法相比该模型中没有任何假设或线性近似处理,建模精度高,可以对电力电子电路进行更好的分析与控制。分析了 Buck-Boost 变换器在负载变化的能量传输模式,根据电感电流纹波与输出电流、电感平均电流的关系,将开关变换器分为连续-完全电感供能模式 (CCM-CISM)、连续-不完全电感供能模式 (CCM-IISM) 和不连续-不完全电感供能模式 (DCM-IISM);然后基于电路理论法给出了 Buck-Boost 开关变换器混杂控制边界选择综合方法和计算公式。基于 Simulink 和 StateFlow 的联合仿真结果证明了混杂控制算法的有效性。

【关键词】 混杂控制 建模 Buck-Boost 开关变换器 混杂自动机 完全电感供能模式 不完全电感供能模式

Hybrid Modeling and Control for Buck-Boost Switching Converters

Ma Hongbo Feng Quanyuan

School of Information Science & Technology, SWJTU, Chengdu 610031, Sichuan, China

Abstract: In this paper, the buck-boost switch converter is represented as a hybrid automaton model with three modes of operation. Comparing the state space average method and circuit average approach, the model is without any assumptions and linear approximation, which is more suitable to analysis and control for power electronic circuit. Meanwhile, a new hybrid control scheme is proposed for controlling dc-dc boost converter circuits. This algorithm divides buck-boost switching converter into three modes, i.e., CCM-CISM (continues conduction mode- Complete Inductor Supply Mode), CCM-IISM (continues conduction mode- Incomplete Inductor Supply Mode) and DCM-IISM (discontinues conduction mode- Incomplete Inductor Supply Mode) by comparing the inductor current ripple with difference between the inductor average current and the output current. The hybrid control synthesis method and calculation formulas of boost converter are given by the circuit theory approach. The hybrid automaton based control system is implemented using the state flow chart feature of MATLAB and extensive simulations are carried out to check the suitability of the algorithm. Numerical results clearly bring out the advantages and effectiveness of the proposed control law under varying line and load conditions.

Key words: Hybrid Control; Modeling; buck-Boost Switching Converters; Hybrid automaton; Complete Inductor Supply Mode (CISM); the Incomplete Inductor Supply Mode (IISM)

基金项目: 国家自然科学基金 (10876029) - 中国工程物理研究院联合项目、西南交通大学博士创新基金 (2008-3)

作者简介: 马红波 (1981—), 男, 博士研究生, 研究方向为功率变换器大信号建模与非线性控制策略。电话:

13438487128, E-mail: mahongbo@mars.swjtu.edu.cn

冯全源 (1963—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, IEEE senior member, 研究方向为电力电子变换技术和集成电路设计。E-mail: fengquanyuan@home.swjtu.edu.cn

电力电子电路中,开关器件的使用使得电路拓扑不再固定,而是随开关状态的变化而变化,因此,对电力电子电路建模的一个主要问题就是如何把所有开关状态下可能出现的拓扑进行组合,产生一个统一的模型^[1]。基于状态空间平均^[2~3]或电路平均^[4]的小信号法作为电力电子电路拓扑的主要建模与分析方法,具有简单易用的特点,便于稳定性分析以及控制器的设计。然而,电力电子电路是一个切换型非线性系统,小信号模型是通过忽略模型中高次项而近似得到,因此当系统面对大信号扰动时(如负载突变、外界干扰等),系统可能不稳系统可能不稳定,这时要对系统进行具体的大信号分析^[5]。

从本质上讲,开关型功率变换器是一类典型的混杂动态系统。近年来,随着混杂系统理论研究的深入,越来越多的学者尝试将混杂系统理论应用于DC-DC开关变换器的建模和控制。目前,混杂动态系统的理论研究内容主要包括以下几个方面:混杂动态系统的模型研究、混杂动态系统的分析与综合以及混杂动态系统的优化控制。对于混杂动态系统的模型,计算机理论研究者 and 系统控制理论研究者进行了大量的研究,前者对混杂动态系统的模型研究主要基于自动机理论和Petri网理论,而后者主要倾向于使用方程模型来研究。因此,前者提出的混杂动态系统模型主要有混杂自动机模型、混杂Petri网模型,后者提出的混杂动态系统模型主要是切换系统模型,但是还没有一个较为统一的模型^[6],其中混杂自动机模型和切换线性模型是两个极为重要的模型,在功率电子学领域具有广泛而重要的实际意义。文献[5]根据Lyapunov稳定条件提出了一种新型的类滑模控制策略,但控制策略只是用于CCM模式;文献[6]基于切换线性系统模型,研究了CCM模式开关变换器的可控性、能达性、能观性等基础理论,完善功率电子学理论体系。但是对于基于该模型的切换序列综合以及DCM模式的能控和能达性没有进一步探讨;文献[7]则建立了DC-DC开关变换器的另一种模型-矩阵系数多项式描述模型;文献[8]指出电力电子电路模型是由混杂自动机组成,给出了一个确定系统最大稳定半径的数值计算方法,并设计出两种不同性能的切换率以使系统稳定,即系统设计方法;文献[9]对混杂系统定义下二维变量DC-DC变换器的deadbeat控制进行了可控性分析,并给出分析更高阶系统的方法。Sreekumar.C基于开关变换器混杂自动机模型,指出开关变换器混杂控制其核心问题是边界转换条件的选择与确定,并提出了一种电路理论方法^[10~11];文献[12]则给出了基于能量平衡的设计方法;但是,文献[10]在Boost开关变换器混杂控制综合的过程中存在误区,①误认为工作于CCM模式的开关变换器随着负载的变化,输出电压纹波计算公式不变;②DCM Boost的变换器工作于恒定开关频率 $f_s = 20 \text{ kHz}$,该开关频率对应于临界负载电阻 $R_{C1} = 112 \Omega$,CCM模式边界条件对应的临界电阻 $R_{C2} = 91.6515 \Omega$,当负载电阻 $R_{C2} < R(95 \Omega) < R_{C1}$ 时,输出电压 V_o 会急剧下降,而且DCM开关频率越大,该时偏离标称值幅度越大,所以并不是文中的结论说的那样 f_s 尽可能大,而是需要根据负载的变换情况,慎重选择。

因此,本文以Buck-Boost变换器为研究对象,分析了其在负载变化时的能量传输模式,根据电感电流纹波与输出电流、电感平均电流的关系,将其分为电感电流连续-完全电感供能模式(CCM-CISM)、电感电流连续-不完全电感供能模式(CCM-IISM)和电感电流不连续-不完全电感供能模式(DCM-IISM);建立了Buck-Boost变换器的混杂自动机模型,将Buck-Boost变换器的混杂控制转变为混杂自动机模型转换边界条件的设计,采用电路理论法提出了一种新Buck-Boost变换器混杂控制策略,该控制策略可同时兼顾开关变换器所有的工作模式。仿真分析证明了理论分析和混杂控制策略的有效性。

1 Buck-Boost 开关变换器混杂建模

1.1 混杂自动机理论

设 $X \subseteq R^n$ 是连续状态空间, $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_N\}$ 是有限离散状态集合;连续状态空间定义了所有 q 下,连续状态变量的取值,其中 $q \in Q$ 表达了系统中所有开关导通和关断;基于上述设定,当系统由理想电压源或电流源,线性元件(例如电阻、电容、电感、变压器等);开关器件(如IGBT、功率

MOSFET、功率二极管等); 因此, 对于 $q \in Q$, 连续动态能够用不同的差分方程建模

$$\dot{x}(t) = A_q x(t) + B_q = f_q(x(t)) \quad (1)$$

其中, $x \in X$; $A_q \in R^{n \times n}$; $B_q \in R^{n \times 1}$ 。

定义 1 (模式) 模式用 M_q 表示, 其中 $q \in Q$, 是子系统 (1) 的运行; 即 $\dot{x}(t) = A_q x(t) + B_q$; $x \in I(q)$; $I(q) \subseteq X$ 。

定义 2 (混杂自动机) 混杂自动机模型 H 能够用以下的六元素组表示

$$H = (Q, X, f, I, E, G) \quad (2)$$

其中 $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_N\}$ 表示系统中离散状态的集合; $X \in R^n$ 是系统的连续状态空间; $f: Q \rightarrow (X \rightarrow R^n)$ 是在连续状态 X 上, 为每个离散状态定义的利普希茨连续矢量场; $I: Q \rightarrow 2^X$ 是每一个 $q \in Q$ 下, x 的不变集合; $E \subseteq Q \times Q$ 是可达的离散状态转换集合; $G: E \rightarrow 2^X$ 定义每一个 $e = (q, q') \in E$ 的边界。

1.2 Buck-Boost 开关变换器 HA 模型

如图 1 所示, buck-boost DC-DC 开关变换器中拥有两个开关 SW1 和 SW2, 根据混杂系统理论, buck-boost DC-DC 开关变换器有 4 种离散状态, q_1 (SW1 on, SW2 off), q_2 (SW1 off, SW2 on), q_3 (SW1 off, SW2 off), q_4 (SW1 on, SW2 on); 但在实际工作中 q_4 是不允许的; 因此 $Q = \{q_1, q_2, q_3\}$; $E = \{(q_1, q_2), (q_2, q_1), (q_2, q_3), (q_3, q_1)\}$; 对应 CCM, $E_{CCM} = \{(q_1, q_2), (q_2, q_1)\}$; DCM 模式, $E_{DCM} = \{(q_1, q_2), (q_2, q_3), (q_3, q_1)\}$ 。

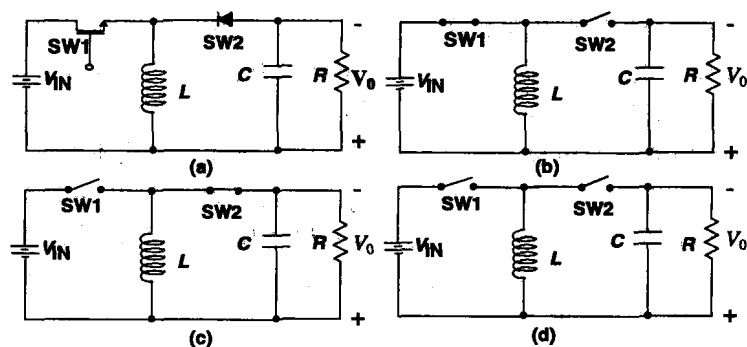


图 1 Buck-Boost 开关变换器原理图及其工作模式

Fig.1 Typical Boost converter circuit and its modes.

取系统中电感电流和电容电压作为状态变量, 即 $x(t) = [i_L(t), v_C(t)]$; 根据电路理论列写系统状态方程, 可得到 $q_i, i=1, 2, 3$ 下, 子系统系数矩阵如表 1。Boost 开关变换器混杂自动机模型 H 表述如图 2 所示。该模型由相会触发的混杂自动机 H_1 和 H_2 组成; 其中 H_1 是一个有限状态机, 用来根据 H_2 的连续状态信号 $x(t)$ 掌控离散状态转换; H_2 则接收离散状态机 H_1 的输出 $\delta = \{\delta_1, \delta_2, \delta_3\}$, 而激活相应的连续状态。

表 1 Buck-Boost 变换器混杂自动机模型的矩阵系数

Tab.1 System matrices of hybrid automaton model under different modes

Mode i	A_i	B_i
q_1	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} V_{in}/L \\ 0 \end{bmatrix}$
q_2	$\begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
q_3	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

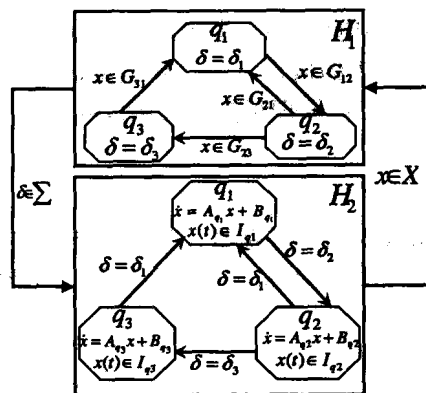


图 2 Buck-Boost 开关变换器的混杂自动机模型 HA

Fig.2 Hybrid automaton representation of the buck-boost converter.

2 Buck-Boost 开关变换器混杂控制策略

一旦开关变换器混杂自动机模型建立，混杂控制的核心问题就是如何确定边界转换条件 $G_{ij}(i, j=1, 2, 3)$ ，以保证系统的稳定性和满足这种性能指标^[11]。目前，边界计算和选择的方法主要有以系统法^[8]、能量法^[12]和电路理论法^[10~11]为主。三种方法各有优缺点^[13]，其中，电路法具有简单实用的特点。因此，本论文采用电路理论法来研究 Boost 开关变换器的混杂控制。

假设电感电流和输出电压为线性纹波，Buck-Boost 变换器在三种工作模式下的近似波形如图 3 所示；其中 (a) 为 CCM-CISM (CCM 电感完全供电模式)，即电感电流最小值 $I_{LV} > I_0$ (负载电流)；

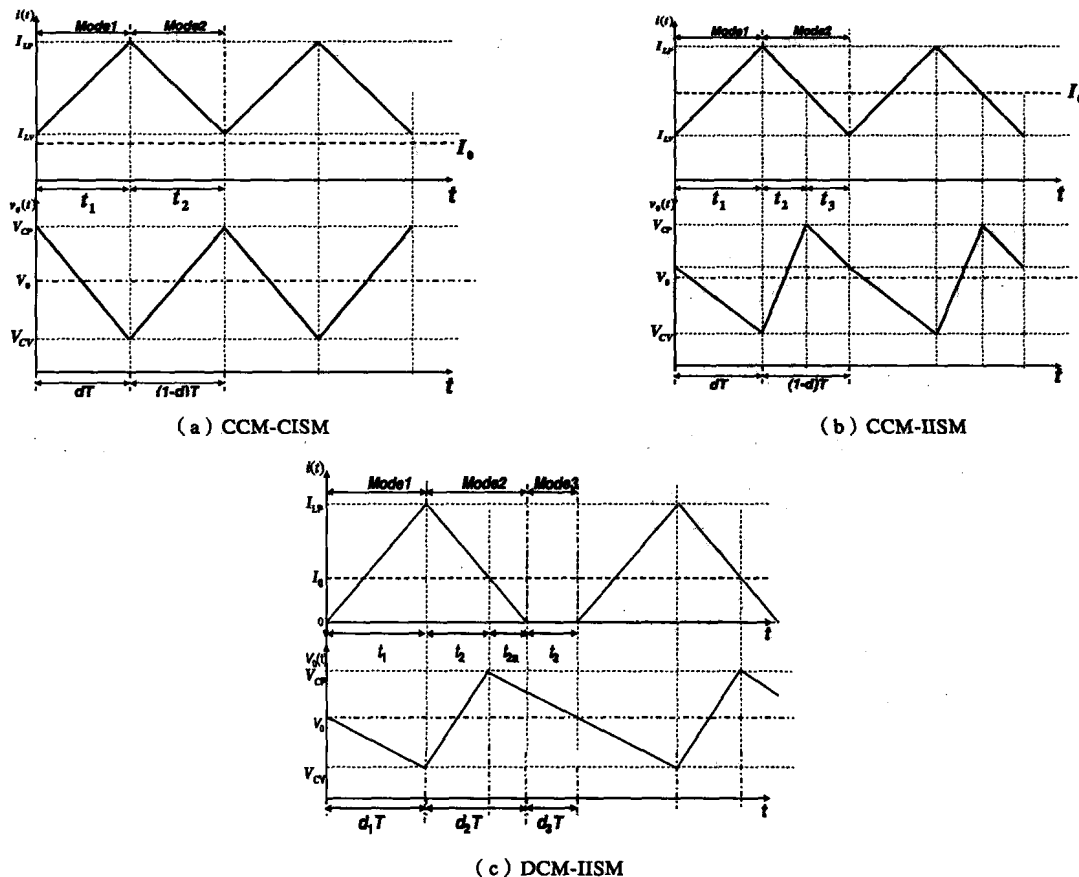


图 3 Buck-Boost DC-DC 开关变换器的电感电流和输出电压纹波波形

Fig.3 Approximate variation of state variables for the boost converter in under different modes.

(b) 是 CCM-IISM (CCM 不完全电感供电模式), 即电感电流最小值 $I_{LV} < I_0$ 。(c) 则为 DCM-IISM, 由于 DCM 模式必定属于不完全电感供电的情形, 为一致起见, 本论文中引用 DCM-IISM 来标记相关文献中的 DCM 模式。关于三种模式的工作原理可参考文献[14]。

2.1 CCM-CISM 模式

工作于 CCM-CISM 模式的 Buck-boost 变换器, 其理想电感电流和输出电压波形如图 3 (a) 所示, 由电荷守恒, 可知此时的输出电压纹波 ΔV_{01} 仅由 t_1 时间段, 电容电压下降的幅度确定, 与电感无关, 由文献[15]可知

$$\Delta V_{01} = \frac{dT I_0}{C} = \frac{dT V_0}{RC} \quad (3)$$

在 $0 < t < dT$ 时间内, 电感处于充电状态, 因此

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L} dT \quad (4)$$

联立式 (3)、式 (4), 可得到

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in} RC \Delta V_{01}}{L V_0} \quad (5)$$

根据状态空间平均法, 可知电感平均电流 I_{L1} 为

$$I_{L1} = \frac{V_0(V_0 + V_{in})}{R V_{in}} \quad (6)$$

因此, 在给定输出电压纹波的要求的条件下, CCM-CISM 模式下, 电感平均电流 I_{L1} 和电感电流纹波 Δi_{L1} 可以用来定义该模式下的转换条件, 即

$$G_{12} : i_L \geq I_{L1} + 0.5 \Delta i_{L1}; G_{21} : i_L \leq I_{L1} - 0.5 \Delta i_{L1} \quad (7)$$

2.2 CCM-IISM 模式

系统从 CCM-CISM 进入 CCM-IISM 模式的条件为

$$I_{L1} - I_0 \leq \frac{1}{2} \Delta i_{L1} \leq I_{L1} \quad (8)$$

CCM-IISM Boost 开关变换器的电感电流和输出电压纹波如图 3 (b) 所示, 输出电压纹波为

$$\Delta V_{02} = \frac{(I_{LP2} - I_0)^2 L}{2 V_0 C} \quad (9)$$

$$\text{所以} \quad I_{LP2} = I_0 + \sqrt{\frac{2 \Delta V_{02} V_0 C}{L}} \quad (10)$$

由于电感电流连续, 故

$$I_{LV2} = 2 I_{L2} - I_{LP2} \quad (11)$$

其中, $I_{L2} = \frac{V_0(V_0 + V_{in})}{R V_{in}}$ 。

因此, Buck-Boost 开关变换器工作于 CCM-IISM 模式下, 混杂控制算法的边界条件为

$$G_{12_IISM} : i_L \geq I_{LP2}; G_{21_IISM} : i_L \leq I_{LV2} \quad (12)$$