

DOI:10.19651/j.cnki.emt.1802242

双向 DC/DC 变换器 Boost 模式下的建模及控制^{*}

冷文鹏 逢海萍

(青岛科技大学 自动化与电子工程学院 青岛 266061)

摘要: 非隔离式的交错并联双向 DC/DC 变换器在混合直流供电系统有着广泛的应用,采用两路交错并联的拓扑结构可以有效减小 DC/DC 变换器的输出电压和电流纹波。为了提高双向 DC/DC 变换器的动态性能和过载保护性能,本文基于超级电容的备用电源储能系统,以两路交错并联 Buck/Boost 变换器在 Boost 模式下的各个模态作为模型进行分析,详细介绍了各个模态的工作过程;在导出其原始大信号模型的基础上,采用小信号线性化的方法进一步推导出其交流小信号状态方程及其等效电路模型,并得到了传递函数。以此为依据设计优化控制器的补偿网络,提高了系统的稳定性和瞬态响应速度,最后进行实验验证,结果表明,双闭环的控制策略实现了恒压限流且可以快速响应,满足实际工程的应用需要。

关键词: 交错并联;直流变换器;超级电容;建模;双闭环控制;过载保护

中图分类号: TM46;TN710 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

Modeling and control of bidirectional DC/DC converter in boost mode

Leng Wenpeng Pang Haiping

(Department of Automation and Electronic Engineering, Qingdao University of Science and Technology, Qingdao 266061, China)

Abstract: The non-isolated bidirectional DC/DC converter is widely used in composite power storage systems. Using two-way interleaved topology can effectively reduce the output voltage and current ripple of DC/DC converters. In order to improve the dynamic performance and overload protection of bidirectional DC/DC converter, The paper based on the supercapacitor-based standby power storage system, analyzes the modes of the two-way interleaved Buck/Boost converter in Boost mode as models, and the working processes of each mode are introduced in detail. The original large-signal model is derived. On the basis of the small signal linearization method, the AC small-signal state equation and its equivalent circuit model are further derived, and the transfer function of it is obtained. Based on this design, the compensation network of the controller is optimized, and the stability and transient response speed of the system are improved. Finally, the experimental verification is carried out. The results show that the double-closed loop control strategy achieves constant voltage current limiting and can respond quickly, it meets the needs of practical engineering application.

Keywords: interleaved parallel; direct-current converter; supercapacitor; modeling; double closed loop control; overload protection

0 引言

相对于隔离型双向直流-直流(direct-current/direct-current, DC/DC)变换器,非隔离型具有使用器件数量少、成本低、体积小、重量轻和易于控制等优点^[1-2],适用于对电压变比要求不大的场合,如不停电电源系统(uninterruptible power system, UPS)、电动汽车燃料电池电源系统、航天电源系

统等。若采用两路交错并联结构则能够有效减小输出电流的纹波、提高传输功率,更适合于低压大电流场合^[3-4]。在某些场合,与 Buck 模式相比,对双向 DC/DC 变换器的 Boost 模式常常具有更高的要求^[5]。如在以超级电容为备用电源的服务器系统中,双向 DC/DC 变换器作为超级电容器和与服务器直流母线的电能变换装置,要求其 Boost 放电模式在正常的负载变化范围内保持负载侧电压恒定,

收稿日期:2018-10-22

^{*} 基金项目:山东省自然科学基金(ZR2018LF008)、山东省本科高校教学改革研究项目(Z2016M007)、国家级大学生创新创业训练计划项目(201710426018)资助

在出现诸如服务器直流母线短路等严重过载的情况下,具有快速的过载保护功能^[6],所以建立 Boost 模式下的数学模型以及为其设计满足要求的控制方案对实际应用具有重要意义。

超级电容是一种高功率型储能装置^[7],目前以超级电容为储能环节的双向 DC/DC 变换器已被用于电动汽车系统和光伏系统^[8-10],在服务器备用电源中的应用还处于起步阶段^[11-12]。本文基于超级电容服务器备用电源系统的交错并联双向 DC/DC 变换器,对 Boost 模式进行详细的模式分析,并在此基础上建立其原始数学模型及线性化交流小信号模型。采用带有快速过载保护功能的电压外环和电流内环的控制策略,使系统具有良好的稳态精度和动态特性。

1 拓扑结构及工作模式

在 DC/DC 变换器中采用交错并联结构可在开关频率不变的情况下,大大减小其输出电压的纹波系数,提高供电品质,进而提升功率变换器的工作效率,延长其使用寿命。

1.1 拓扑结构

以超级电容为储能电源的两路交错并联双向 Buck/Boost 变换器的拓扑结构如图 1 所示。开关管 S1、S2 和电感 L1 与开关管 S3、S4 和 L2 分别组成两组 DC/DC 变换模块,且两组模块并联连接,在一个开关周期中 S1、S3 驱动信号的相位互差 180° 占空比相同, S2、S4 驱动信号的占空比相同, S1 与 S2 的驱动信号反相, S3 与 S4 的驱动信号亦反相。在主电源正常情况下,变换器工作于 Buck 模式,能量由主电源通过直流母线给负载供电并传递到超级电容;在主电源故障情况下,主电路工作于 Boost 模式,能量由超级电容传递到直流母线供负载使用。下面分析变换器在 Boost 模式下的工作模式。

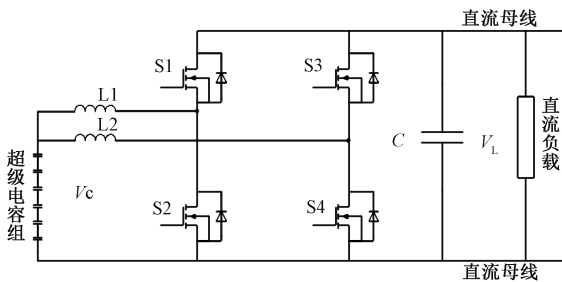


图 1 两路交错并联双向 Buck/Boost 变换器的拓扑结构

两路交错并联双向 Buck/Boost 变换器工作于 Boost 模式下的等效电路如图 2 所示。

在图 2 中, $v_g(t)$ 是输入电压; K_1 、 K_2 代表开关器件, K_1 拨到位置 1 或 2 分别对应图 1 中 S1 或 S2 导通, K_2 拨到位置 1 或 2 分别对应图 1 中 S3 或 S4 导通; R 为负载电阻; $i_{L1}(t)$ 、 $i_{L2}(t)$ 分别是流过电感 L_1 、 L_2 的电流; $i_c(t)$ 是流过电容的电流; $v(t)$ 是输出电压。根据 K_1 和 K_2 的状态不同,该电路有 4 种工作模式。

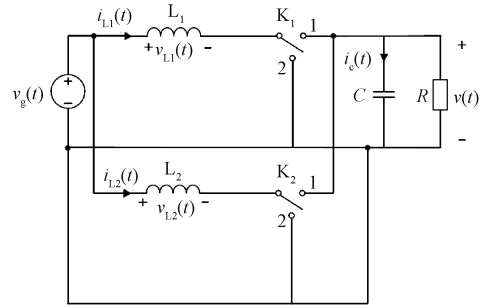


图 2 两路交错并联双向 Buck/Boost 变换器 Boost 模式的等效电路

1.2 4 种工作模式

1) 工作模式 1

S2、S3 导通, S1、S4 关断, 即 K_1 打向位置 2, K_2 打向位置 1, 其等效电路如图 3 所示。此时, L_1 由电源充电蓄能, L_2 放电, 与电源一起向负载供电, 同时给电容充电。

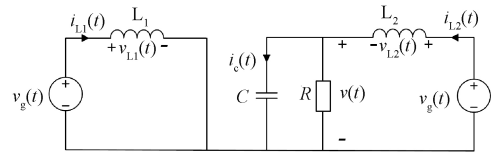


图 3 Boost 模式下电路工作状态 1

假设电感和电容值都很大且开关频率足够高, 则当电路进入稳态时, 流过电感的电流和电容两端的电压在一个开关周期内波动很小。忽略电感电流、电容电压和电源电压在一个周期的纹波, 则有 $i_{L1}(t) = i_{L2}(t) = i_{L1} = i_{L2} = i_L$, $v(t) = v$, $v_g(t) = v_g$, 其中 i_{L1} 和 i_{L2} 是纹波近似后两个电感的值, 二者相等, 均用 i_L 表示; v 为纹波近似后负载的电压值; v_g 为纹波近似后电源的电压值。经纹波近似后分析可得模式 1 下的关系式:

$$v_{L1} = v_g; v_{L2} = v_g - v; i_c = i_L - \frac{v}{R} \quad (1)$$

式中: v_{L1} 和 v_{L2} 是纹波近似后电感的电压值; i_c 为纹波近似后电容的电流值。

2) 工作模式 2

S1、S4 导通, S2、S3 关断, 即 K_1 打向位置 1, K_2 打向位置 2, 其等效电路如图 4 所示。此时, L_2 由电源充电蓄能, L_1 放电, 与电源一起向负载供电, 同时给电容充电。

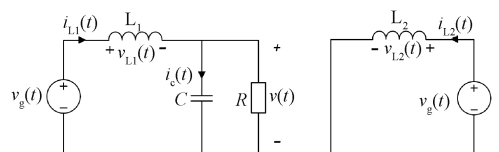


图 4 Boost 模式下电路工作状态 2

同理,经纹波近似后可得模式 2 下的关系式:

$$v_{L1} = v_g - v; v_{L2} = v_g; i_c = i_L - \frac{v}{R} \quad (2)$$

3) 工作模式 3

S1、S3 导通, S2、S4 关断, 即 K₁ 打向位置 1, K₂ 打向位置 1, 其等效电路如图 5 所示。L₁ 和 L₂ 分别与电源串联一起向负载供电, 同时给电容充电。

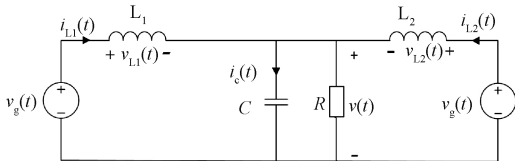


图 5 Boost 模式下电路工作状态 3

经纹波近似后可得模式 3 下的关系式:

$$v_{L1} = v_g - v; v_{L2} = v_g - v; v_{L2} = v_g - v \quad (3)$$

4) 工作模式 4

S2、S4 导通, S1、S3 关断, 即 K₁ 打向位置 2, K₂ 打向位置 2, 其等效电路如图 6 所示。此时, L₁ 和 L₂ 同时被充电, 负载由电容 C 供电。

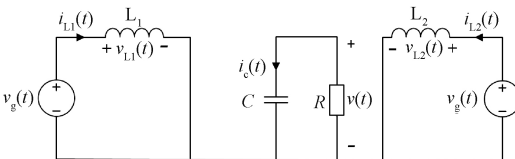


图 6 Boost 模式下电路工作状态 4

经纹波近似后可得模式 4 下的关系式:

$$v_{L1} = v_g; v_{L2} = v_g; i_c = -\frac{v}{R} \quad (4)$$

2 动态数学模型的建立

为了实现对系统的控制, 需要建立系统的动态数学模型。

2.1 大信号模型的建立

两路交错并联双向 Buck/Boost 变换器工作于 Boost 模式下, 超级电容放电, 由于输入电压 $v_g(t)$ 连续, 而且在一个开关周期中变化很小, 于是 $v_g(t)$ 在一个开关周期中的值可以近似用开关周期的平均值 $\langle v_g(t) \rangle_T$ 表示, 同理输出电压 $v(t)$ 用 $\langle v(t) \rangle_T$ 表示, 流过电感的电流 $i_L(t)$ 用 $\langle i_L(t) \rangle_T$ 表示。列写 Boost 模式下的开关周期平均方程:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d \langle i_{L1}(t) \rangle_T}{dt} = \langle v_g(t) \rangle_T - d'(t) \langle v(t) \rangle_T \\ L_2 \frac{d \langle i_{L2}(t) \rangle_T}{dt} = \langle v_g(t) \rangle_T - d'(t) \langle v(t) \rangle_T \\ C \frac{d \langle v(t) \rangle_T}{dt} = d(t) \left[-\frac{\langle v(t) \rangle_T}{R} \right] + 2d'(t) \langle i_{L1}(t) \rangle_T - d'(t) \frac{\langle v(t) \rangle_T}{R} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $d(t)$ 为占空比, $d'(t) = 1 - d(t)$ 。

由于两个电感值相同, 均用 L 来表示, 则有 $L_1 = L_2 = L$ 。将式(5)化简得:

$$\begin{cases} L \frac{d \langle i(t) \rangle_T}{dt} = \langle v_g(t) \rangle_T - d'(t) \langle v(t) \rangle_T \\ C \frac{d \langle v(t) \rangle_T}{dt} = d(t) \left[-\frac{\langle v(t) \rangle_T}{R} \right] + 2d'(t) \langle i(t) \rangle_T - d'(t) \frac{\langle v(t) \rangle_T}{R} \end{cases} \quad (6)$$

输入电流开关周期平均值方程为:

$$\langle i_g(t) \rangle_T = 2 \langle i(t) \rangle_T \quad (7)$$

式中: $\langle i_g(t) \rangle_T$ 为流过电源电流的开关周期平均值。

式(6)和(7)即为用开关周期平均值表示的 Boost 模式下的原始数学模型, 称之为大信号模型。可以看出, 方程中含有状态变量与输入变量的乘积, 因此系统是非线性的。为了简化控制器的设计, 在工作点附近进行线性化来求取其线性化小信号模型。

2.2 小信号模型的建立

假设两路交错并联 Boost 变换器工作在某一静态工作点, 该工作点处占空比为 D 、输入电压为 V_g , 电感电流、电容电压和输入电流分别为 I 、 V 和 I_g 。对输入电压 $\langle v_g(t) \rangle_T$ 和空比 $d(t)$ 在静态工作点附近作微小扰动 $\hat{v}_g(s)$ 和 $\hat{d}(s)$, 即有:

$$\langle v_g(t) \rangle_T = V_g + \hat{v}_g(t) \quad (8)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (9)$$

于是将引起双路 Boost 变换器电路中各状态变量和输入电流量的微小波动, 即:

$$\langle i(t) \rangle_T = I + \hat{i}(t) \quad (10)$$

$$\langle v(t) \rangle_T = V + \hat{v}(t) \quad (11)$$

$$\langle i_g(t) \rangle_T = I_g + \hat{i}_g(t) \quad (12)$$

式中: $\hat{v}(s)$ 为输出电压波动; $\hat{d}(s)$ 为占空比波动; $\hat{v}_g(s)$ 为输入电压波动; $\hat{i}_g(s)$ 为输出负载电流波动。

将式(8)~(12)带入式(6)和(7)可以得到扰动后的电容电压和电感电流的状态空间平均方程式。略去状态空间平均方程的二阶交流项可得到线性化的交流小信号模型:

$$\begin{cases} L \frac{d \hat{i}(t)}{dt} = \hat{v}_g(t) - D' \hat{v}(t) + V \hat{d}(t) \\ C \frac{d \hat{v}(t)}{dt} = -\frac{\hat{v}(t)}{R} + 2D' \hat{i}(t) - 2I \hat{d}(t) \\ \hat{i}_g(t) = 2 \hat{i}(t) \end{cases} \quad (13)$$

其中 $\hat{i}(t) = \hat{i}_{L1}(t) = \hat{i}_{L2}(t)$, $I = I_{L1} = I_{L2}$ 。由此建立相应的小信交流等效电路模型, 如图 7 所示。

2.3 传递函数

对式(13)进行拉式变换, 并将负载电压与负载电阻的比值用输出电流表示, 得:

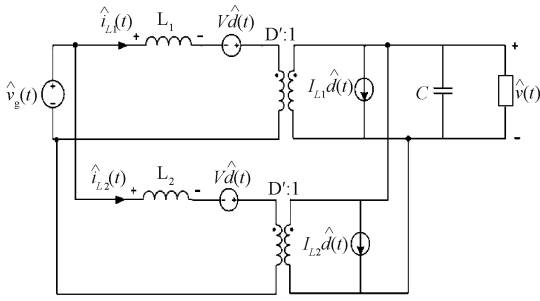


图 7 Boost 模式下小信号交流等效电路模型

$$\begin{cases} Li(s)s = \hat{v}_g(s) - D\hat{i}_o(s)R + V\hat{d}(s) \\ C\hat{v}(s)s = -\hat{i}_o(s) + 2D\hat{i}(s) - 2I\hat{d}(s) \end{cases} \quad (14)$$

其中, $\hat{i}(s) = \hat{i}_{L1}(s) = \hat{i}_{L2}(s)$, $\hat{i}_o(s)$ 为输出电流。

两路交错并联 Boost 变换器电路的线性化模型可以用传递函数表示,输出电流表示为:

$$\hat{i}_o(s) = G_{id}(s)\hat{d}(s) + G_{ig}(s)\hat{v}_g(s) + \frac{\hat{v}(s)}{Z_o(s)} \quad (15)$$

其中:输出电流与输入电压之间的传递函数为:

$$G_{ig}(s) = \left. \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0, \hat{v}(s)=0} \quad (16)$$

输出电压与输出电流之间的传递函数如式(17)所示,记为输出阻抗。

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0, \hat{d}(s)=0} \quad (17)$$

输出电流与占空比之间的传递函数如式(18)。

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0, \hat{v}(s)=0} \quad (18)$$

分别将式(14)带入式(18)和(17)得:

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0, \hat{v}(s)=0} = \frac{2D'V - 2LI_s}{Ls + 2RD'^2} \quad (19)$$

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0, \hat{d}(s)=0} = \frac{1 + \frac{2D'^2R}{Ls}}{Cs} \quad (20)$$

3 系统设计与仿真

Boost 模式下采用电压、电流双闭环的控制结构,其系统框图如图 8 所示,其中电压补偿网络的输出作为电流补偿网络的给定^[13-15],为了实现过流保护对电压补偿网络的输出加了限幅。

已知 DC/DC 变换器的参数为: $R = 2.6 \Omega$, $L = 100 \mu\text{H}$, $C = 330 \mu\text{F}$, $H_c(s) = 1$, $H_v(s) = 1$, $V_M = 4$ 。根据求得对象的传递函数,在 MATLAB 下画出其原始频率

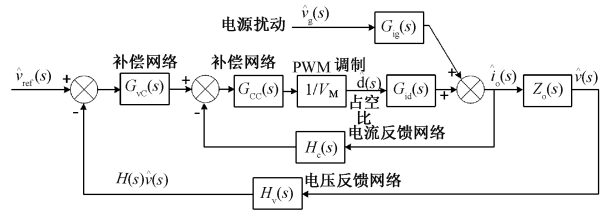


图 8 两路交错并联 Boost 变换器系统框图

特性图,并以此为依据设计电流补偿网络和电压补偿网络(过程略),得出其传递函数分别为:

$$G_{cc}(s) = 2 \times \frac{1 + \frac{s}{3}}{1 + \frac{s}{0.45}} \quad (21)$$

$$G_{vc}(s) = 5 \times \frac{\left(1 + \frac{s}{0.32}\right) \left(1 + \frac{s}{15}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{30}\right)} \quad (22)$$

用 MATLAB/Simulink 搭建所设计控制系统的仿真如图 9 所示。

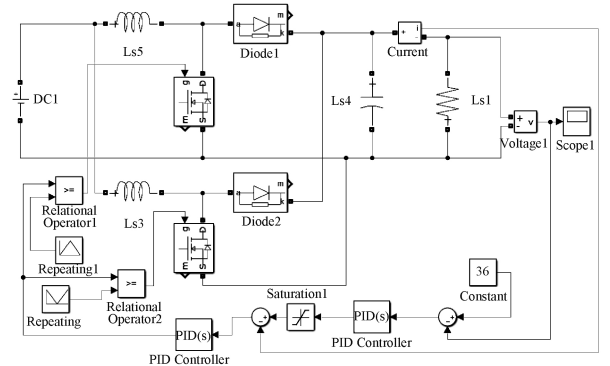


图 9 控制系统仿真

仿真所用的输入电压是 12 V,输出电压设定为 36 V,系统的开关频率是 100 kHz。电压环的输出加了限幅,得以在负载发生短路时限制住负载电流,系统阶跃响应的输出如图 10 所示。

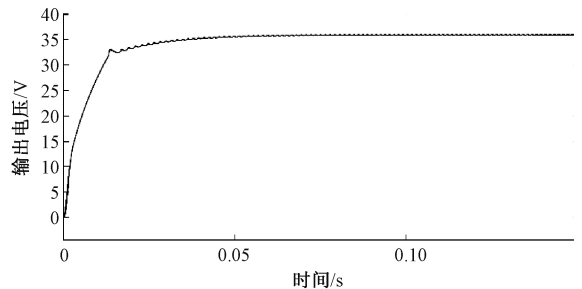


图 10 系统阶跃响应的输出

由图 10 可以看出,系统从开始能快速的响应,稳态误差非常小。

4 实验验证

设计并搭建了两路并联双向 DC/DC 变换器,变换器控制系统采用 TM32028335 型 DSP 作为控制芯片,采样变换器两侧的电压和电流信号,经过调理后送入 DSP,经过一系列的运算,得到占空比信号,在经过 IR2110 放大后驱动 MOS 管。

在 Boost 模式下进行实验,变换器的低压侧是超级电容(最高电压为 12 V),高压侧为 500 W 的电阻负载。图 11 所示为变换器正常工作时负载突然发生过载时负载上的电压和电流波形,其关键节点数据如表 1 所示。

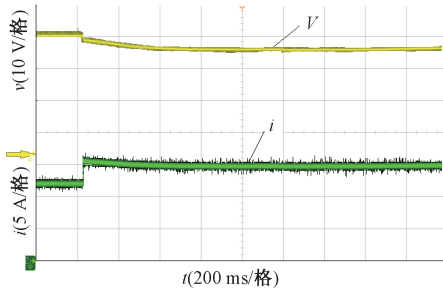


图 11 Boost 模式过载保护动作后负载电压和电流波形

表 1 Boost 模式下过载保护实验电路各参数

时间/s	0	0.2	0.4	0.6	0.8	...	1.6	1.8
电压/V	36	36	33	31	30	...	30	30
电流/A	13.5	13.5	16	15.5	14.5	...	14.5	14.5
功率/W	486	486	528	480	435	...	435	435

由表 1 可知,负载过载后,控制器迅速动作,将负载电流限制在最大值 14.5 A 左右,于此同时负载上的电压下降到给定值之下,电路的功率也降低到了 435 W,从而实现了限制过载电流来限制过载功率了目的,对电路进行了保护。

图 12 所示为 Boost 模式下,电路在稳态工作时输入电压和输出负载电压的波形,其关键节点数据如表 2 所示,在 Boost 模式下电容放电使输入电压不断降低,在控制器的控制下负载电压仍能稳定在给定电压值 36 V 处,可见

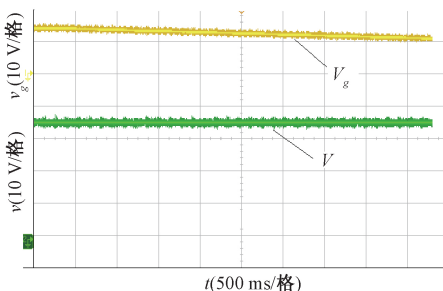


图 12 Boost 模式下输入电压波形和输出电压波形

表 2 Boost 模式下输入电压和输出电压参数

时间/s	0	1	2	3	4
输入电压/V	13	12.5	12	10.2	10.1
输出电压/V	36	36	36	36	36

在输入电压发生变化时,输出电压仍能保持稳定,从而保证了供电电压的稳定。

5 结 论

从满足服务器备用电源低压大电流、供电电压稳定、过载保护能力强的要求出发,提出了一种双向 DC/DC 变换器 Boost 模式下的控制框架,通过分析变换器的工作过程,首先建立了系统的交流小信号模型,得到了系统的开环传递函数,采用 MATLAB/Simulink 仿真验证了控制策略的性能。仿真和实验结果表明,所采用的控制策略能实现两路交错并联双向 DC/DC 变换器 Boost 模式的快速稳定的控制,过载保护功能效果明显,满足服务器备用电源的应用要求。

未来可以在控制方法上进行改进,使过载保护动作一段时间之后将供电电源彻底关闭。在实际应用中可以选用大容量的电容,使电容放电时电压下降更缓慢,供电电压更稳定。

参考文献

- [1] 杨晓光,汪友华,丁宁,等.太阳能 LED 路灯照明系统的研制[J].电工技术学报,2010,25(6):130-136.
- [2] 梁亮,刘南.交错并联双向 DC/DC 变换器小信号模型分析[J].控制工程,2014,21(6):886-890.
- [3] MANE J A, JAIN A M. Design, modelling and control of bidirectional DC-DC converter (for EV)[C]. 2015 International Conference on Emerging Research in Electronics, Computer Science and Technology (ICERECT), IEEE, 2015.
- [4] JOSHI M C, SAMANTA S. Modeling and control of bidirectional DC-DC converter fed PMDC motor for electric vehicles[C]. India Conference, IEEE, 2013.
- [5] 崔迎,龙洁,常润.交错并联 Boost 功率校正技术的研究[J].电子测量技术,2018,41(2):27-30.
- [6] 张晨,凌跃胜.双向全桥 DC-DC 变换器故障智能检测系统设计[J].现代电子技术,2018,41(5):144-148.
- [7] 戴志兰,叶玉凤,秦晓飞.串联超级电容器组的均压控制分析与研究[J].电子测量技术,2017,40(10):8-11.
- [8] 李孝禄,黄建锋,王东平,等.采用交错并联技术的电动三轮车光伏充电控制系统[J].中国电机工程学报,2016,36(11):2909-2917.
- [9] 舒大松,黄挚雄,康伦,等.基于超级电容储能的光伏并网低电压穿越研究[J].湖南大学学报(自然科学版),2014,41(8):60-64.
- [10] 杨惠,骆姗,孙向东,等.光伏储能双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制方法研究[J].太阳能学报,2018,39(5):1342-1350.
- [11] 刘伟.超级电容储能装置作为兆瓦级风力机变桨系统备用电源的研究[D].北京:华北电力大学(北京),2011.

- [12] 李锋.SL1500 机组超级电容备用电源系统替换铅酸蓄电池备用电源系统技术研究[J].电气技术,2018,19(6):26-31.
- [13] 王雪丹,任继伟,张晓曦.复合控制算法在逆变器中的应用[J].哈尔滨理工大学学报,2009,14(4):99-102.
- [14] 王恩德,黄声华.三相电压型 PWM 整流的新型双闭环控制策略[J].中国电机工程学报,2012,32(15):24-30,18.
- [15] 石健将,李荣贵,张平,等.基于新型电压电流双闭环控

制的轴带发电机 PWM 整流器研究[J].电工技术学报,2014,29(6):189-195.

作者简介

冷文鹏,硕士研究生,主要研究方向为电力电子变换器拓扑、建模与控制。

E-mail:1434050647@qq.com

逢海萍(通信作者),教授,主要研究方向为电力电子技术与应用。

E-mail:panghp@qust.edu.cn

罗德与施瓦茨协同 Vector 公司合作发布蜂窝车联网端到端应用层测试解决方案

罗德与施瓦茨同汽车电子测试专家 Vector 公司合作发布先进的蜂窝车联网应用层测试方案。该方案结合了罗德与施瓦茨的基站模拟器 R&S® CMW500、卫星模拟器 R&S® SMBV100A/B 和 Vector 公司的 CANoe、Car2X 软件,并在 2019 年巴塞罗那举办的世界移动通信大会上首次展示,其中 CANoe、Car2X 软件被广泛的应用于仿真,开发和测试车联网相关应用。汽车产业正向着车联网和无人驾驶技术演进,这些技术可以提供很多便利,例如更好的安全性、更少的交通拥堵,减少对环境的影响和更经济的花销。随着基于 3GPP Release 14 版本的蜂窝车联网电子控制器的广泛应用,数据可以在车与车之间以点对点的形式进行传输。所有的车辆将会共享位置、速度和行驶路线等信息,这可以允许司机之间共享路上的危险预警信息。应用的场景包括车辆与车辆之间的通信 V2V,车辆与路边单元之间的通信 V2I,车辆同行人之间的信息交互 V2P。这些数据会在 5.8 GHz 和 5.9 GHz 的智能交通系统频谱发送和接收。

罗德与施瓦茨和 Vector 宣布成功演示基于交通场景的 C-V2X 测试方案,该方案可以完成符合 3GPP Rel. 14 版本的从物理层直到蜂窝车联网的应用层的测试。用户可以在实验室配置和运行特定的交通场景进行测试。

在无覆盖场景下可重复的蜂窝车联网测试

作为领先的测试测量方案供应商,罗德与施瓦茨将 R&S® CMW500 LTE 网络模拟器和 R&S® SMBV100A/B 卫星模拟器的能力进行扩展,同 Vector 公司的 CANoe、Car2x 软件相结合,给工程师提供在实验室环境中用于验证端到端安全相关的车联网场景测试方案。CANoe、Car2x 软件被广泛的应用于仿真,开发和测试车联网相关应用。

该方案使用 R&S® CMW500 的 C-V2X 软件包模拟物理层和媒体接入控制层来通过 PC5 接口发送和接收数据。他可以模拟理想信道,衰落信道和拥塞信道条件,在当前,这个方案支持 GNSS 同步和 PSSS/SSSS sidelink 同步选项。

CANoe、Car2x 提供一系列可以配置和运行的交通场景,基于预定义好的交通场景该方案可以以结构化的方式

来模拟蜂窝车联网的控制器以测试集成后的应用层功能。内置的 Car2x 场景编辑器支持以图形化的方式创建交通场景。CANoe、Car2x 会根据测试场景产生相应的智能交通系统信息。该场景随即通过 R&S® CMW500 提供的底层协议和物理信号进行发送。这验证了 PC5 接口的数据发送和接收以深入的测试 ECU 的功能。

集成后的测试方案可以支持完整的协议栈各个层的通信,支持 C-V2X 的 3GPP 无线接入层,各个国家和地区的智能交通系统协议层,如欧盟的 ITS-G5 和美国的 WAVE 协议以及 ITS 应用消息集。这使得我们可以测试特定的用户场景,例如紧急电动刹车灯,左转辅助或并线辅助以及更加复杂的场景,如仿真多车场景下的高速拥塞,而且该方案还可以测试有效签名证书和无效签名证书的加密机制。在这之上,CANoe 可以支持通用的汽车总线连接,如 CAN, LIN, MOST, FlexRay 和车载以太网,这使得工程师可以对 ECU 进行完整的仿真和分析。通过扩展 Vector 的 VN4610 接口,用户也可以使用 IEEE 802.11p 和 CAN(FD)网络。这使得客户可以使用同样的测试方案和通用的用户界面来测试 C-V2X 和 DSRC 技术。

罗德与施瓦茨公司综测仪部门总裁 Anton Messmer 表示:“蜂窝车联网设备应用层测试是实现全面车联网技术,改善道路安全意义深远的一步,我们开发验证的蜂窝车联网端到端应用场景测试使得设备厂商和整车厂商的 C-V2X 产品更快面世。”

Vector 公司网络和分布系统工具部门总裁 Stefan Krauß 表示:“CANoe、Car2x 专注于测试车联网相关协议和高级驾驶辅助系统,CANoe、Car2x 同 R&S® CMW500 相融合的这个方案,使得客户可以仿真真实场景下的 V2X 的 ECU 数据,对从物理层到应用层的功能进行分析,罗德与施瓦茨和 Vector 的合作方案显示了电信领域和汽车领域的领导厂商进行合作的时候可以达到的高度。”

罗德与施瓦茨有关 C-V2X 测试的更多信息请访问 www.rohde-schwarz.com/ad/press/c-v2x,有关 CANoe、Car2x 软件的更多信息,请访问 www.vector.com/canoe_car2x。