

一种新的混合动力车双向 DC-DC 拓扑

陶钧炳, 陈 敏*, 苏 娜, 申斐斐
(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:混合动力电动汽车(HEV)启动时,如果电动机可以负担启动的绝大多数能量,将减少内燃机在非最高效率点的工作时间,提高燃油利用率并且减少尾气排放。为了实现宽广的输出电压下的能量输出,提出了一种新的 HEV 用双向 DC-DC 拓扑,实现双向升降压的功能。针对具体的工作条件,设计了双向 DC-DC 拓扑参数,并且对所得的变流器进行了损耗分析。实验结果表明,此拓扑适用于混合动力车的应用。

关键词:双向 DC-DC 变流器;混合动力电动汽车;拓补

中图分类号:TH69;TN86

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2010)07-0097-03

A novel bi-directional DC-DC converter for HEV application

TAO Jun-bing, CHEN Min, SU Na, SHEN Fei-fei

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: To increase the fuel efficiency and reduce pollution emission at the time hybrid electric vehicle(HEV) car starts, HEV converter should have the ability to supply energy with low output voltage. A new bi-directional DC-DC converter was proposed for not only high output voltage but also low output voltage. The converter can work on both buck mode and boost mode to meet the varied output voltage requirement. Then, the parameters design of the converter was made with the detailed specification. And the loss distribution of the converter with different conditions was estimated. Finally, the efficiency of converter is verified in the experiments.

Key words: bi-directional DC-DC converter; hybrid electric vehicle(HEV); topology

0 引 言

在高油价背景下,混合动力汽车(hybrid electric vehicle, HEV)越来越成为研究热点。在并联式混合动力汽车中,内燃机和电动机是通过机械结构连接在一起。由于内燃机在宽广的转速范围内工作,电动机也要在同样宽广范围的转速下工作。换言之,变流器应当在宽广的输出电压下工作。

一般内燃机工作在最高转速的 60% ~ 80% 时,燃油利用率最高。对于汽车启动过程而言,由于转速很低,内燃机在其一个不适合的工作点工作,会带来很多的燃料浪费和尾气排放。在混合动力汽车中,为了减少这种排放,应当由电动机来提供这部分能量。所以,

就对变流器在低输出电压下的能量输出提出了要求。

现有的主流 HEV 变流器,其输出电压为 300 V ~ 450 V^[1-2]。显然无法在太低的电压下工作。本研究提出了一种新型的混合动力汽车用的双向 DC-DC 拓扑,用以解决混合动力汽车变流器在低电压条件下工作的问题。

1 拓扑选择和控制设计

最常见的双向 DC-DC 拓扑如图 1 所示。此拓扑可以实现能量的双向流动,但是不能实现升、降压的功能。将该拓扑的高压侧连接起来,可以得到一种新的拓扑。该拓扑是可以实现能量双向流动,又可以实现升、降压的 DC-DC 拓扑。

收稿日期:2010-01-15

作者简介:陶钧炳(1984-),男,浙江宁海人,主要从事混合动力汽车方面的研究. E-mail: taotjb@163.com

通信联系人:陈 敏,男,副教授. E-mail: heaven@zjuem.zju.edu.cn

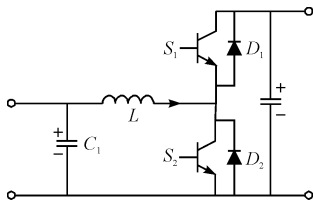


图 1 基本双向 DC-DC 拓扑

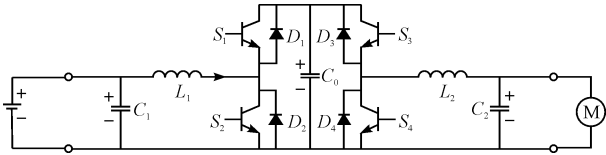


图 2 双向升降压的新拓扑

双向 DC-DC 的新拓扑如图 2 所示。拓扑的左侧连接电动汽车的动力电池,右侧连接电动机。为了实现能量双向流动和升降压的功能。拓扑的工作模式可以分为以下 4 种:

- (1) 能量从电池侧流向电机侧,降压模式;
- (2) 能量从电池侧流向电机侧,升压模式;
- (3) 能量从电机侧流向电池侧,降压模式;
- (4) 能量从电机侧流向电池侧,升压模式。

在不同的模式下,都有一个功率器件处于工作状态。其主要的工作状态如表 1 所示。

表 1 各个功率器件的工作状态

工作模式	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄
电池 -> 电机, 降压	常断	常断	开关	常断
电池 -> 电机, 升压	常断	开关	常通	常断
电机 -> 电池, 降压	开关	常断	常断	常断
电机 -> 电池, 升压	常通	常断	常断	开关

2 参数设计

变流器具体的外部参数如下,常规工作功率 $P = 10\text{ kW}$,峰值工作功率 30 kW 。电池电压 $U_1 = 240\text{ V} \sim 360\text{ V}$,输出电压 $U_2 = 100\text{ V} \sim 650\text{ V}$ 。额定工作点为输入电压 $U_1 = 300\text{ V}$,输出电压 $U_2 = 650\text{ V}$,功率为 $P = 10\text{ kW}$ 。开关频率为 20 kHz 。

由于是应用于汽车,对变流器的功率密度也有所要求,设计要求总重量可以控制在 20 kg 以内。为了缩小变流器的体积和重量,首先对拓扑进行了四重的交错并联。交错并联后,可以使电感电容的体积大大缩小。交错并联后的拓扑如图 3 所示。

然后分别对电感电容加以设计。由于是交错并联,电感设计是根据 200% 电流纹波设计的。以电池侧的电感($L_{11}, L_{12}, L_{13}, L_{14}$)为例,其设计公式如下:

$$L_1 = \frac{4}{r_L f P_1} U_1^2 \left(1 - \frac{U_1}{U_2}\right) = 154\text{ }\mu\text{H} \quad (1)$$

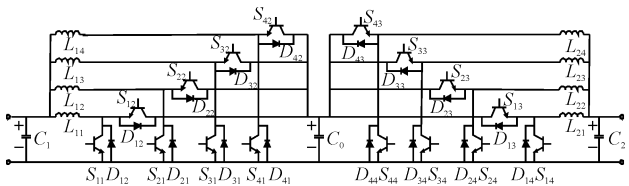


图 3 四重交错并联的双向升降压拓扑

其中,输入电压 $U_1 = 300\text{ V}$,输出电压 $U_2 = 650\text{ V}$,开关频率 $f = 20\text{ kHz}$ 。功率 $P = 30\text{ kW}$, $r_L = 200\%$ 。

电池侧电感($L_{11}, L_{12}, L_{13}, L_{14}$)为 $154\text{ }\mu\text{H}$,对应的峰值电流为 52 A 。同理根据公式(1)可设计电机侧电感($L_{21}, L_{22}, L_{23}, L_{24}$)为 $42\text{ }\mu\text{H}$,对应的峰值电流为 114 A 。电感具体设计的参数^[3-8]如表 2 所示。

表 2 电感设计参数

	L_{1X}	L_{2X}	a/mm	12
感值/ μH	156	42	b/mm	30
峰值电流/A	52	114	c/mm	60
磁芯尺寸	CFC-84	CFC-84	d/mm	20
匝数	28	14	e/mm	54
气隙长度/mm	4.9	4.1	f/mm	84

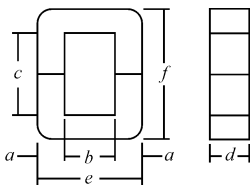


图 4 电感磁芯外形

电容是按电压纹波占平均电压的 5% 来计算的。以电容 C_2 为例,电容只在第一种工作模式下作为 Buck 电路的输出电容工作。其设计公式如下:

$$C_2 = \frac{1 - U_2/U_1}{8Lr_c f^2} = 10.7\text{ }\mu\text{F} \quad (2)$$

其中参数 $L = 42\text{ }\mu\text{H}$, $r_c = 5\%$ 为电机侧电感。最后采用了 $10\text{ }\mu\text{H}$ 的电容。其他的电容也可同理计算。

最后设计的参数如表 3 所示。表中列出部件的重量之和为 17.8 kg ,加上控制电路和外围的辅助电路。变流器的总重量可以达到 20 kg 以内,符合要求。

表 3 设计参数

部件	型号	重量/kg
器件	FF200R12MT4 $\times 8$	1.6
电感(L_{1X})	$154\text{ }\mu\text{H}$, $I_{\text{peak}} = 52\text{ A}$	3.2
电感(L_{2X})	$42\text{ }\mu\text{H}$, $I_{\text{peak}} = 114\text{ A}$	3.2
电容(C_1)	$10\text{ }\mu\text{F}$, $U_{\text{peak}} = 360\text{ V}$	0.4
电容(C_0)	$60\text{ }\mu\text{F}$, $U_{\text{peak}} = 650\text{ V}$	2.4
电容(C_2)	$10\text{ }\mu\text{F}$, $U_{\text{peak}} = 650\text{ V}$	0.4
散热器	$300 \times 160 \times 25\text{ mm}$ 铝制	6.6

3 损耗估计

系统的损耗由通态损耗、开关损耗、电感损耗、电容损耗组成。其中通态损耗根据 IGBT 模块给出的导通压降计算,开关损耗根据 IGBT 的每次开通损耗和开关频率以及当时的电压应力和电流应力决定。电感损耗由铜耗和铁耗两部分构成。前者由铜线的交流电阻和通过电感的有效值计算而得,后者由现在的工作的磁通密度和开关频率,从磁芯厂家给出的参数查表而得。电容损耗是根据电容的寄生电阻和流过电容的交流电流的有效值计算而得。

依据上面的计算方法,每个部分的损耗可以计算而得。通过上述的计算,可得损耗分析图,如图 5 所示。其中图 5(a)输出电压为 200 V,图 5(b)输出电压为 650 V。输出功率分别为 10 kW、20 kW 和 30 kW。输入电压恒为 360 V。

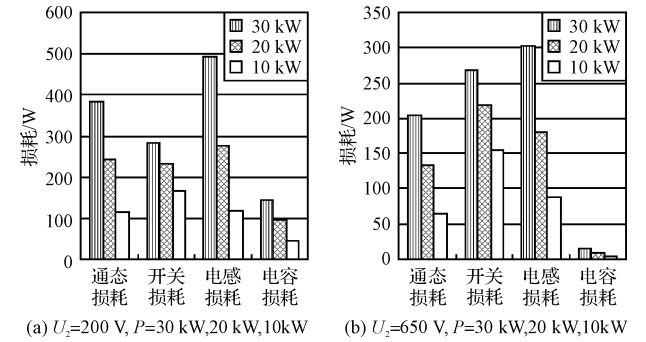


图 5 损耗分析图

4 实验结果

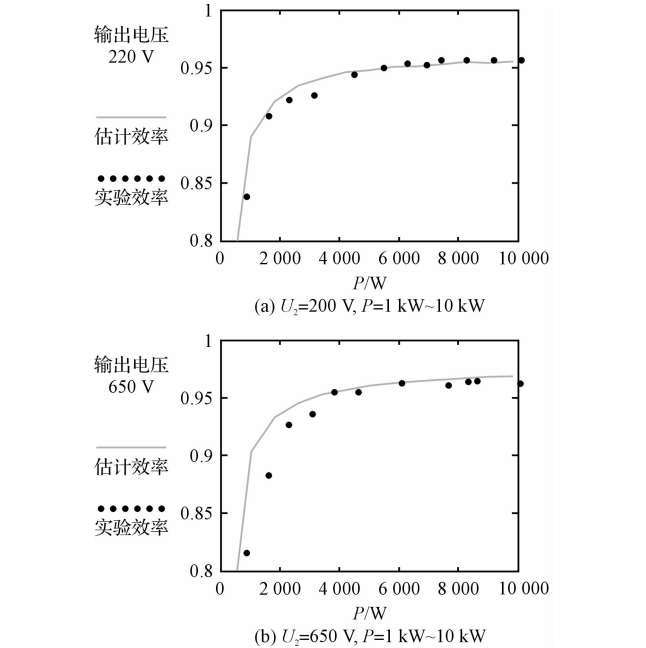


图 6 实验效率和计算效率对比

实验的参数大致和损耗分析的参数相同。输入电压为 360 V,输出功率为 1 kW ~ 10 kW。输出电压分别为 200 V 和 650 V。输出电压为 200 V 时的效率曲线如图 6(a) 所示。输出电压为 650 V 时的效率曲线如图 6(b) 所示。其中淡色的线条为损耗计算的结果,深色的点为实验测得的结果。从图中可以看出实验测得的效率接近损耗计算的效率,验证了损耗计算的准确性。并且证明了该拓扑具有较高的工作效率。

5 结束语

本研究设计了一种可以在宽广输出电压下输出功率的双向 DC-DC 拓扑。该拓扑可以实现升、降压的功能,并且具有高效率和高功率密度。实验结果表明,本研究提出的双向 DC-DC 拓扑适用于 HEV 混合动力汽车的应用。

参考文献 (References):

[1] ECKARDT B, MÄRZ M. A 100kW Automotive Powertrain DC/DC Converter with 25 kW/dm³ by using SiC[C]. PCIM 2006. Nurnberg: [s. n.], 2006.

[2] ECKARDT B, MÄRZ M, HOFMANN A, et al. High Power Buck-Boost DC/DC Converter for Automotive Powertrain Applications[C]. PCIM 2005. Nurnberg: [s. n.], 2005.

[3] KOLAR J W, DROFENIK U, BIELA J, et al. PWM Converter Power Density Barriers[C]//Power Conversion Conference 2007. Nagoya: [s. n.], 2007:9 – 29.

[4] BARTOLI M, REATTI A, KAZIMIERCZUK M K. Minimum Copper and Core Losses Power Inductor Design[C]//Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96., Conference Record of the 1996 IEEE. San Diego: [s. n.], 1996:1369 – 1376.

[5] GHANEM M C, AL-HADDAD K, ROY G. A New Single Phase Buck-boost Converter with Unity Power Factor[C]//Industry Applications Society Annual Meeting, 1993. Toronto: [s. n.], 1993:785 – 792.

[6] 陈树勇,陈全世,田光宇,等. 可外接充电式 HEV 的研究与发展[J]. 交通信息与安全, 2009, 27(2): 134 – 139.

[7] HU Y, TATLER J, CHEN Z. A Bi-directional DC/DC Power Electronic Converter for an Energy Storage Device in an Autonomous Power System[C]. Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. Xi'an: [s. n.], 2004.

[8] HE Xiao-ling, HODGSON J W. Modeling and simulation for hybrid electric vehicles—part II: simulation [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2002, 3(4): 244 – 251.