

基于 Buck 斩波电路的充电机模块的设计

周 维, 林文彪, 黄长强, 蹇 芳, 马伯乐

(南车电气技术与材料工程研究院, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 设计了一种基于 Buck 斩波电路的充电机模块, 对电路进行分析及计算, 确定了充电机模块各电力电子器件关键参数和器件选型。采用 Matlab/Simulink 仿真平台构建仿真模型, 对各关键参数进行仿真分析。结果表明该模块性能完全达到设计要求, 具有较高的实用价值。

关键词: Buck 电路; 充电机模块; 续流电感; 纹波电压; Matlab/Simulink

中图分类号: TM46; TM910.6

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2012)04-0052-05

Design of a Charger Module Based on Buck Chopper Circuit

ZHOU Wei, LIN Wen-biao, HUANG Chang-qiang, JIAN Fang, MA Bo-le

(CSR Research of Electrical Technology & Material Engineering, Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: It designs a charger module based on Buck circuit, analyzes and calculates the circuit, confirms its key parameters and type selection of power electronic devices. A simulation model based on Matlab/Simulink is built and the key parameters are analyzed. Simulation results show that the performances of the charger module can fully meet the design requirements and it has good practicality.

Key words: Buck chopper; charger module; free-wheeling inductor; ripple voltage; Matlab/Simulink

0 引言

开关电源因其体积和功耗小、线路形式多样、重量轻和效率高等诸多优点在各种电子信息设备中得到广泛的应用, 大电流和高效率的开关电源已成为研究趋势。DC/DC 变流是将固定的直流电压变换成可变的直流电压, 也称为直流斩波。斩波电路主要用于电子电路的供电电源, 也可拖动直流电动机或带蓄电池负载等。在 DC/DC 变流技术中, DC/AC/DC 的电路拓扑形式运用很广, 它通过中间交流环节的磁性元件实现电压等级的变换, 技术成熟, 在各个领域得到普遍的应用; 但电路拓扑复杂, 电器元件多, 损耗和体积大, 重量重, 成本高, 在一定的设计条件下存在局限性。因此 DC/DC 斩波技术的工程化应用显得尤为重要。按照电

路拓扑的不同, DC/DC 变流器一般分为不带隔离变压器式和带隔离变压器式。本文阐述了 Buck 电路的工作原理, 并设计出一种基于 Buck 电路的 DC/DC 充电机模块(不带隔离变压器式), 结构简单、成本低, 具有较高的实用价值。

1 设计方案

1.1 系统构成

充电机模块电路结构如图 1 所示, 包括 Buck 电路、控制电路、驱动及保护电路。控制电路产生 Buck 电路所需控制信号并送至驱动电路, 再由驱动电路转换成开通或关断 IGBT 的驱动信号, 从而控制 Buck 电路的主电路工作。控制电路和驱动电路中的保护电路通过驱动电路检测 Buck 电路中 IGBT 的管压降并将检测结果反馈给控制电路来控制脉冲的发出, 以防止短路过电流损坏电力电子器件。图 2 示出充电机模块的三维模型。

收稿日期: 2011-12-06

作者简介: 周维(1984-), 男, 设计师, 研究方向为电力电子变流技术。

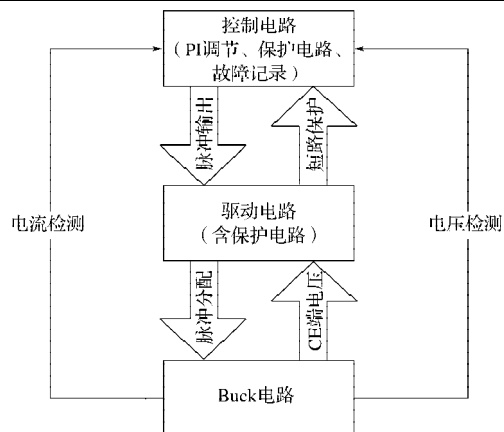


图1 充电机模块电路方框图

Fig.1 Block diagram of the charger module circuit

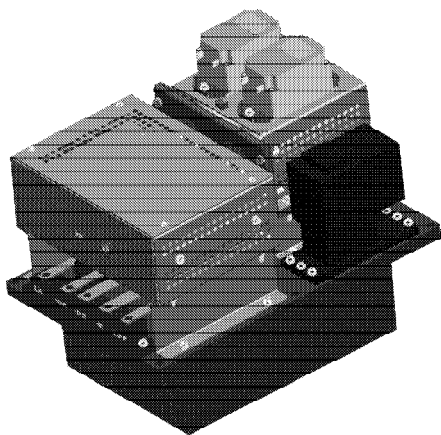


图2 充电机模块三维图

Fig.2 Three-dimensional diagram of the charger module

1.2 Buck 电路

充电机模块的主电路(图3),即Buck电路,由主接触器KM1、支撑电容C1、IGBT开关管V1、二极管V2、充电电阻R1、放电电阻R2、输出滤波电感L和输出滤波电容C2构成。电压传感器SV1和SV2分别检测输入和输出电压,电流传感器SC1检测输出电流。该电路主要用于将较高的直流输入电压 U_{in} 转换成较低的直流输出电压 U_{out} 。

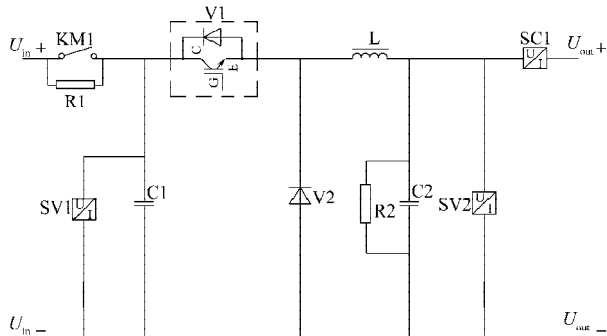
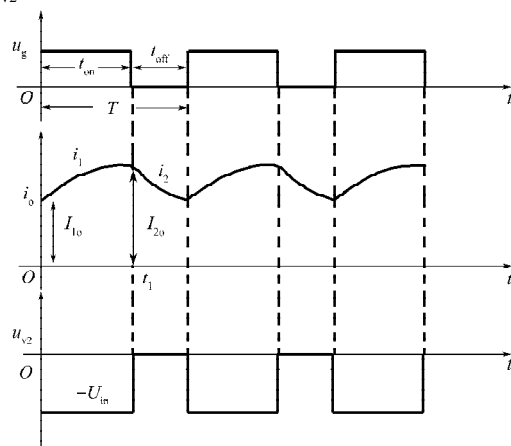


图3 充电机模块主电路

Fig.3 Main circuit of the charger module

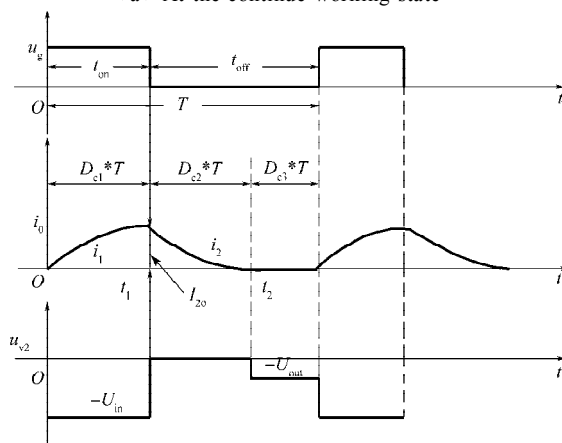
Buck电路利用一个IGBT控制电路的工作状态,而IGBT的通断受控制电路和驱动电路的控制。Buck电路工作时电压和电流波形如图4所示,其中 u_g 为V1的驱动

电压、 t_{on} 为V1通态时间、 t_{off} 为V1关态时间、 i_o 为负载电流、 u_{v2} 为V2端电压。



(a) 电路连续工作状态

(a) At the continue working state



(b) 电路不连续工作状态

(b) At the discontinue working state

图4 Buck 电路波形

Fig.4 Waveforms of Buck circuit

1.2.1 Buck电路连续导电模式

当 $t=0$ 时,V1导通,电源 U_{in} 向负载供电, i_o 呈指数函数式上升,电感电流 i_L 则线性上升,其增加量为:

$$\Delta i_{L+} = \int_0^{t_1} \frac{U_{in} - U_{out}}{L} dt = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} D T \quad (1)$$

式中: T ——开关周期; D ——Buck电路导通占空比, $D = t_{on} / (t_{on} + t_{off}) = t_{on} / T$ 。

在 $t=t_1$ 时刻,V1关断, i_o 经V2续流, u_{v2} 近似为零, i_o 呈指数函数式下降。由于储能电感的时间常数远大于开关周期,同样可认为 i_L 呈近似线性下降,其减小量的绝对值大小为:

$$\Delta i_{L-} = \int_{t_1}^{t_2} \frac{U_{out}}{L} dt = \frac{U_{out}}{L} (1-D) T \quad (2)$$

一个周期结束后,再驱动IGBT导通,重复上一周期的过程,即:

$$\Delta i_{L+} = \Delta i_{L-} \quad (3)$$

由式(1)~式(3)可得:

$$U_{\text{out}} = DU_{\text{in}} \quad (4)$$

由式(4)可知,若要改变 U_{out} ,既可采用调整输入电压 U_{in} 的方法,也可通过改变占空比 D 来实现。在 U_{in} 不变的情况下,改变 D 则可控制平均输出电压,而平均输出电压总是低于 U_{in} 。通过调节 D ,使输出到负载的电压平均值 U_{out} 最大为 U_{in} ;若减小 D ,则 U_{out} 随之减小。

1.2.2 Buck 电路不连续导电模式

当电感较小、负载电阻较大,负载电路的时间常数较小,或当开关周期较大时,将出现电感电流虽已下降到0,但新的周期却尚未开始的情况(图4(b)中 $D_{c3} \times T$ 的状态)。在新周期里,电感电流从0开始线性增加。Buck 电路不连续导电时,一个周期内有3种状态: $D_{c1} \times T$, $D_{c2} \times T$ 及 $D_{c3} \times T$,如图4(b)所示^[2]。

V1 导通时,在 $D_{c1} \times T$ 状态(时间从0到 t_1),电感电流增加量为:

$$\Delta i_{L+} = \int_0^{t_1} \frac{U_{\text{in}} - U_{\text{out}}}{L} dt = \frac{U_{\text{in}} - U_{\text{out}}}{L} D_{c1} T \quad (5)$$

式中: D_{c1} ——不连续导电模式下,Buck 电路导通占空比。

V1 截止时,在 $D_{c2} \times T$ 状态(时间从 t_1 到 t_2),电感电流减小量为:

$$\Delta i_{L-} = \int_{t_1}^{t_2} \frac{U_{\text{out}}}{L} dt = \frac{U_{\text{out}}}{L} D_{c2} T \quad (6)$$

式中: D_{c2} ——不连续导电模式下,负载电流 i_o 从最大值降为零时所用的时间与周期 T 的比值。

由式(3)可得:

$$\frac{U_{\text{in}} - U_{\text{out}}}{L} D_{c1} T = \frac{U_{\text{out}}}{L} D_{c2} T$$

整理后得到:

$$U_{\text{out}} = \frac{D_{c1}}{D_{c1} + D_{c2}} U_{\text{in}} \quad (7)$$

1.3 充电机模块设计

1.3.1 充电机模块技术要求

充电机模块具有软启动功能,其输出电压起始值为600 V,模块检测到输出电流和电压值后,逐渐增大充电电流。调整过程分为两个阶段:当电池组输出电压低于720 V时,为非恒流充电模式,最大充电电流为50 A;当电池组输出电压高于720 V时,进入恒流充电模式,保持240 A恒流充电。充电机模块具体技术要求如下:

输入电压 U_{in} 900 V

(从四象限整流后的中间环节取电)

充电模式 恒流

最高空载输出电压 U_{out} 880 V $\pm$ 10 V

恒流输出电流 I_{out} 240 A $\pm$ 10 A

(中间电压为DC 900 V时)

最低转换效率 η 95%

电压输出纹波

2.7%~1%(输出电压在DC 600~800 V之间);

<1%(输出电压在800 V以上)

1.3.2 充电机模块关键参数计算

充电机模块技术条件设置如下: $U_{\text{in}}=900$ V,开关频率 $f_k=2$ kHz, $U_{\text{out}}=600$ V~880 V(其中 U_{out} 在600 V~720 V范围内, $I_{\text{out}}=50$ A; U_{out} 超过720 V但小于880 V, $I_{\text{out}}=240$ A)。

(1)输出滤波电感 L

输出滤波电感的取值若大于临界续流时滤波电感的大小,即可满足充电机系统的要求。本文中临界续流是指输出滤波电感电流 i_L 在上一开关周期和下一开关周期交替时刚好降至零,处于连续和断续的临界工作状态。

设 $U_{\text{out}}=600$ V, $I_{\text{out}}=50$ A,临界续流时 $\Delta i_L=2I_{\text{out}}$,此时占空比 $D=U_{\text{out}}/U_{\text{in}}=600/900 \approx 67\%$,则临界续流时电感量: $L=U_{\text{out}} \times (1-D) \times T / \Delta i_L=600 \times 0.33 \times 0.0005 / (2 \times 50)=0.99$ mH。设计时,输出滤波电感取值大于0.99 mH,即可满足系统需求,考虑到纹波及电容 C_2 因素,则将电感取值为2 mH。

输出滤波电感上峰值电流 $I_{\text{max}}=I_{\text{out}}+\Delta I/2=240+36/2=258$ (A),其中 I_{out} 取最大值,为240 A。

$$\Delta I=U_{\text{out}} \times (1-D) \times T/L=720 \times (1-0.8) \times 0.0005/0.002=36 \text{ A} \quad (8)$$

化简式(8),得电感电流变化量:

$$\Delta I=U_{\text{out}}^2 \times T/(U_{\text{in}} \times L)+U_{\text{out}} \times T/L \quad (9)$$

由式(9)可知, ΔI 是关于 U_{out} 的二次函数。 U_{out} 取值大于等于450 V,因 ΔI 为减函数,故计算 I_{max} 时取 $U_{\text{out}}=720$ V。根据计算结果并综合考虑,将输出滤波电感上峰值电流取值为300 A。

(2)电容 C_2

电容 C_2 的计算公式如下:

$$C_2=U_{\text{out}} \times (1-D) \times T^2/(8 \times \Delta U)=600 \times 0.33 \times 0.0005^2/(8 \times 0.002 \times 6)=0.5 \text{ mF} \quad (10)$$

式中: ΔU ——纹波电压。

系统要求输出电压在DC 600~880 V之间, ΔU 在 $2.7\% \times U_{\text{out}} \sim 1\% \times U_{\text{out}}$ 范围内,在此取 $\Delta U=U_{\text{out}} \times 1\%=6$ V,则可完全满足系统对纹波的要求。

根据以上计算,本设计选用1 100 V/500 μ F电容器即可满足系统技术要求。

(3)斩波管V1

设斩波管V1承受的最高电压为 U_M ,流过V1的最大

电流为 I_M , 则有:

$$U_M = (U_{dMAX} + U_{sp}) \times K = (900 + 100) \times 1.4 = 1400 \text{ (V)} \quad (11)$$

式中: U_{dMAX} ——斩波管所承受的电压; U_{sp} ——电压脉动值; K ——安全系数。

$$I_M = I_{CMAX} \times \alpha_1 \times K = 258 \times 1.2 \times 1.4 = 433 \text{ (A)} \quad (12)$$

式中: I_{CMAX} ——输入电流最大值, 大小与输出滤波电感峰值电流相等; α_1 ——电流脉动系数; K ——安全系数。

根据计算结果, V1 选用 1 700 V/600 A 规格的 IGBT 模块即可。

(4) 二极管 V2

二极管截止时所承受电压电流应力在数值上与斩波管所承受的电压电流应力相一致。在工程应用上, 为了保证所选器件的杂散电感、损耗及散热计算的简统性, 二极管与开关管选用同一种开关管, 利用 IGBT 反向并联二极管作为续流二极管使用。

1.3.3 充电机模块损耗计算^[3]

该 Buck 电路开关管选用 1 700 V/600 A IGBT 模块, 功率元件单元损耗包括 IGBT 损耗 (通态损耗和开关损耗) 及续流二极管损耗 (通态损耗和反向恢复损耗), 斩波器开关管损耗计算 (输入 DC 900 V/输出 DC 600~880 V)。

IGBT 通态损耗为:

$$P_{SS} = I_C \times V_{CE(SAT)} \times D = 247 \times 1.6 \times 0.978 = 386.5 \text{ (W)} \quad (13)$$

式中: I_C ——额定工况下开关管电流平均值, $I_C = \frac{P}{U} \times \eta = \frac{880 \times 240}{900} \times 0.95 = 247 \text{ (A)}$; $V_{CE(SAT)}$ ——IGBT 正向压降;

D ——IGBT 导通占空比, $D = 880/900 = 0.978$ 。

IGBT 开关损耗为:

$$P_{SW} = f_{SW} \times (E_{SW(ON)} + E_{SW(OFF)}) = 2000 \times (0.08 + 0.08) = 320 \text{ (W)} \quad (14)$$

式中: $E_{SW(ON)}$ ——IGBT 开通损耗; $E_{SW(OFF)}$ ——IGBT 关断损耗; f_{sw} ——IGBT 的开关频率。

续流二极管通态损耗为:

$$P_{DC} = I_E \times V_{EC} \times (1-D) = 247 \times 1.3 \times 0.022 = 7 \text{ (W)} \quad (15)$$

式中: $I_E = I_C = 247 \text{ (A)}$; V_{EC} ——二极管正向压降。

续流二极管恢复损耗为:

$$P_{REC} = f_{SW} \times E_{REC} = 2000 \times 0.09 = 180 \text{ (W)} \quad (16)$$

式中: E_{REC} ——续流二极管恢复损耗。

功率元件单元损耗, 即模块总损耗为:

$$P_{RECT} = P_{SS} + P_{SW} + P_{DC} + P_{REC} = 386.5 + 320 + 7 + 180 = 893.5 \text{ (W)} \quad (17)$$

1.3.4 散热计算

充电机模块采用嵌压式铝制散热器, 冷却方式为强迫风冷, 以保证功率模块可靠工作。散热器放置于独立风道中, 估计热阻小于 $0.01 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ 。

(1) 斩波器 IGBT 温升

$$\Delta T_{RECT} = P_{RECT} \times R_{thh} + P_R \times R_{thch} + P_{sw} \times R_{thjc} = 893.5 \times 0.01 + 706.5 \times 0.018 + 320 \times 0.026 = 29.97 \text{ (K)} \quad (18)$$

式中: R_{thh} ——散热器风冷热阻; R_{thch} ——IGBT 与散热器的接触热阻; R_{thjc} ——IGBT 的结壳热阻; P_{RECT} ——斩波器总损耗; P_R ——斩波器单个功率模块的损耗; P_{sw} ——斩波器单个 IGBT 开通损耗与关断损耗之和。

(2) 斩波器续流二极管温升

$$\Delta T_{RECT} = P_{RECT} \times R_{thh} + P_{R(Diode)} \times R_{thch(Diode)} + Q_{RECT} \times R_{thjc(Diode)} = 893.5 \times 0.01 + 187 \times 0.018 + 187 \times 0.026 = 17.16 \text{ (K)} \quad (19)$$

式中: R_{thh} ——散热器风冷热阻; $R_{thch(Diode)}$ ——续流二极管与散热器的接触热阻; $R_{thjc(Diode)}$ ——续流二极管的结壳热阻; P_{RECT} ——斩波器总损耗; $P_{R(Diode)}$ ——在续流二极管工作状态下斩波器单个功率模块的损耗; Q_{RECT} ——斩波器单个续流二极管通态损耗与恢复损耗之和。

2 仿真分析

对基于 Buck 斩波器原理的充电机主电路拓扑结构进行了 Matlab 仿真, 仿真模型如图 5 所示。结果证明了电路拓扑的可行性。

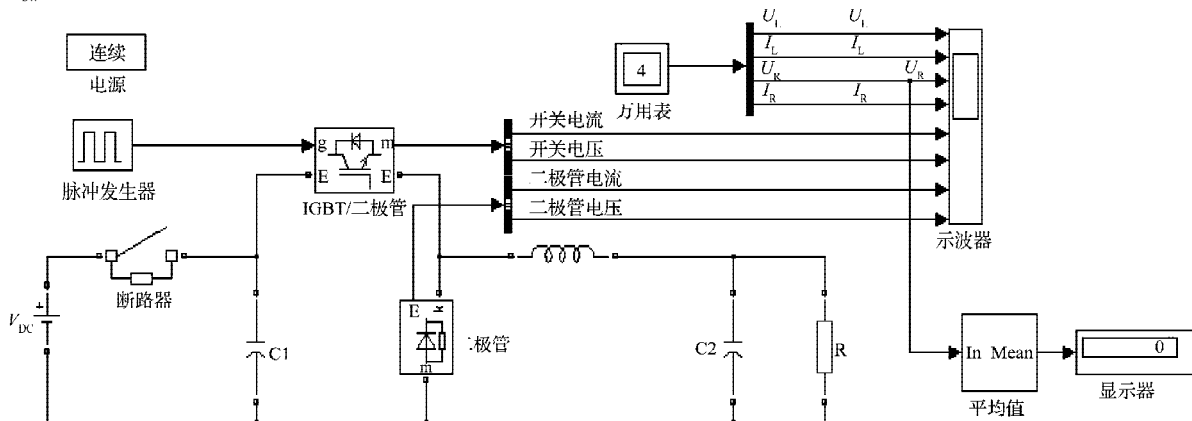


图 5 充电机模块仿真模型

Fig.5 Simulation model of the charger module

首先,对电感临界续流情况进行仿真^[1]。取 $U_{in}=900\text{ V}$, $U_{out}=600\text{ V}$, 电感 $L=0.99\text{ mH}$, 电容 $C_2=0.5\text{ mF}$, $I_{out}=50\text{ A}$, 占空比 $D=66.7\%$ 。图6示出电感临界续流波形。可以发现,电感电流 I_L 正好处于临界续流状态,与计算结果一致。

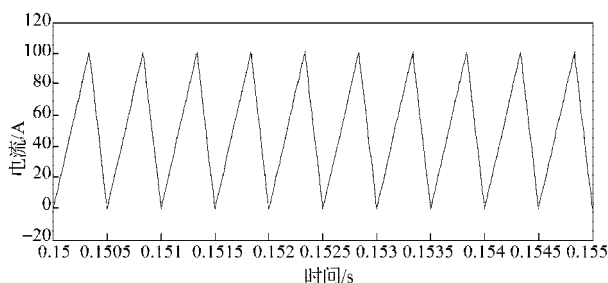


图6 电感临界续流波形

Fig.6 Waveforms of free-wheeling inductor

接着,检测输出的纹波电压。取 $U_{in}=900\text{ V}$, $U_{out}=600\text{ V}$, 电感 $L=2\text{ mH}$, 电容 $C_2=0.5\text{ mF}$, $I_{out}=50\text{ A}$, 占空比 $D=66.7\%$ 。图7示出输出电压波形,输出电压 U_R 在 $596.5\sim 602.5\text{ V}$ 之间变化, $\Delta U=6\text{ V}$, 满足输出纹波电压1%的要求。

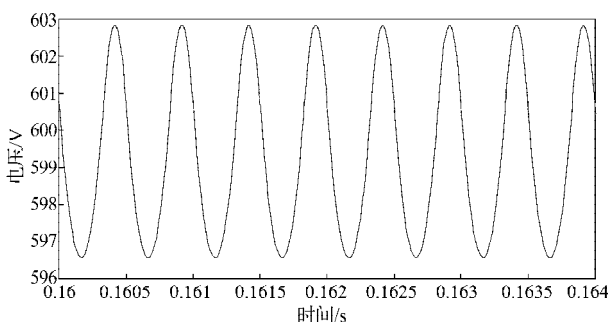


图7 输出电压波形

Fig.7 Waveforms of output voltage

最后,对输出电压进行仿真。图8和图9示出 $U_{out}=720\text{ V}$, $I_{out}=240\text{ A}$ 工况下电感电流及输出电压波形。可以发现,输出电压 U_R 在 $716\sim 720.5\text{ V}$ 之间变化, $\Delta U=4.5\text{ V}$, 完全满足输出纹波电压1%的要求。图10和图11示出 $U_{out}=880\text{ V}$, $I_{out}=240\text{ A}$ 工况下电感电流及输出电压波形。可见,输出电压 U_R 在 $879.6\sim 880.2\text{ V}$ 之间变化, $\Delta U=0.6\text{ V}$, 也能完全满足输出纹波电压1%的要求。

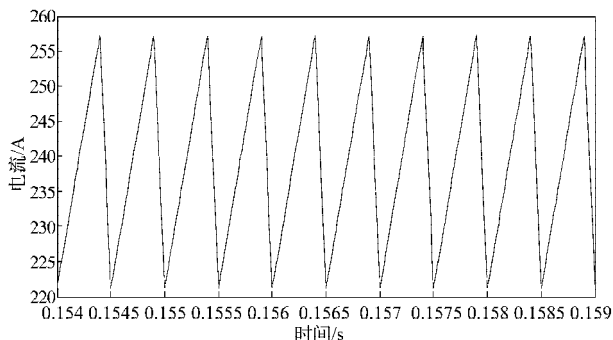


图8 $U_{out}=720\text{ V}$, $I_{out}=240\text{ A}$ 时电感电流波形

Fig.8 Waveforms of inductor current when $U_{out}=720\text{ V}$, $I_{out}=240\text{ A}$

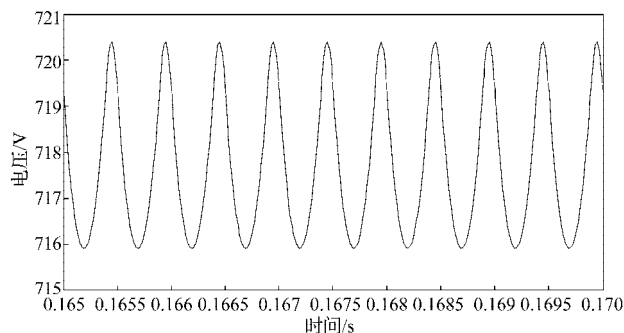


图9 $U_{out}=720\text{ V}$, $I_{out}=240\text{ A}$ 时输出电压波形

Fig.9 Waveforms of output voltage when $U_{out}=720\text{ V}$, $I_{out}=240\text{ A}$

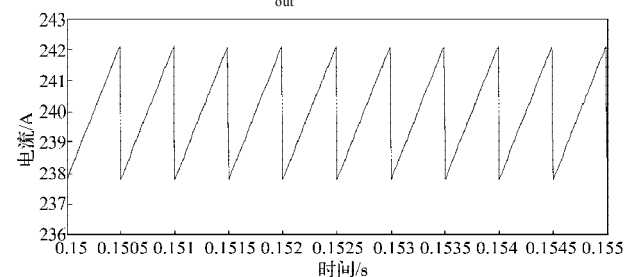


图10 $U_{out}=880\text{ V}$, $I_{out}=240\text{ A}$ 时电感电流波形

Fig.10 Waveforms of inductor current when $U_{out}=880\text{ V}$, $I_{out}=240\text{ A}$

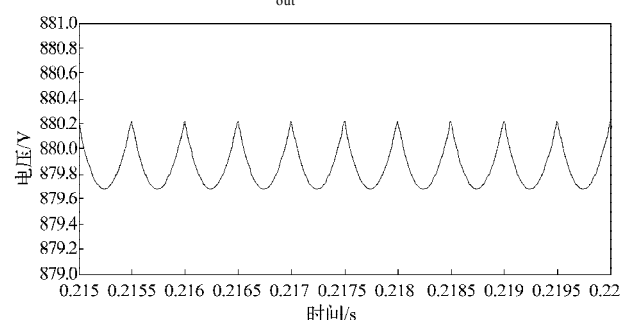


图11 $U_{out}=880\text{ V}$, $I_{out}=240\text{ A}$ 时输出电压波形

Fig.11 Waveforms of output voltage when $U_{out}=880\text{ V}$, $I_{out}=240\text{ A}$

3 结语

本文设计的基于Buck电路的充电机模块是DC/DC电路拓扑形式首次工程化的应用。相比DC/AC/DC电路拓扑形式,Buck电路拓扑简单,电力电子器件少,成本低,稳定性高,效率高,易驱动,电压、电流容量大。在无隔离要求的情况下,相比于DC/AC/DC变流器,Buck电路充电机模块将是更好的选择。

参考文献:

- [1] 林飞,杜欣. 电力电子应用技术的Matlab仿真[M]. 北京: 中国电力出版社, 2009.
- [2] 浣喜明,姚为正. 电力电子技术[M]. 北京: 高等教育出版社, 2004.
- [3] 刘长清,王佳佳,蹇芳,等. HXD1C型电力机车辅助变流器的设计[J]. 大功率变流技术, 2010(4):9-11.

