

[自控·检测]

DOI:10.3969/j.issn.1005-2895.2017.02.011

# 基于 Maxwell 与 Simplorer 的三相异步电机 变绕组调速系统仿真

陈铎文, 蔡卓剑, 吴敏, 赵荣祥, 杨欢

(浙江大学电气工程学院, 浙江杭州 310027)

**摘要:**针对电动汽车电机驱动系统的宽调速范围要求,分析一种通过改变定子绕组等效匝数来拓宽三相异步电机调速范围的方法,由于采用该调速方法在绕组切换过程中会引起电机参数突变,目前还缺乏有效的暂态过程分析手段,无法应对可能的电流冲击、转矩波动甚至功率器件损毁等情况。本文基于场路耦合仿真的解决思路,重点讨论如何使用 Maxwell 与 Simplorer 软件工具对绕组切换的暂态过程进行联合仿真,解决其中 9 抽头电机建模、端部参数提取以及控制环路设计等问题。研究表明联合仿真结果准确,可以作为有效分析的手段。

**关键词:**三相异步电机;变绕组;间接矢量控制;联合仿真;Maxwell 软件;Simplorer 软件

**中图分类号:**TM343.2 **文献标志码:**A **文章编号:**1005-2895(2017)02-0053-06

## Simulation Research on Three-phase Induction Motor Winding Change-over Speed Regulation Systems Based on Maxwell and Simplorer

CHEN Duowen, CAI Zhuojian, WU Min, ZHAO Rongxiang, YANG Huan

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

**Abstract:** In terms of the wide speed range requirement of the traction system of EV (electric vehicle), it introduced a method to expand the speed range of a three-phase asynchronous motor via changing the equivalent turns of stator windings. Using the method caused sudden changes of motor parameters during winding change-over, thus there's been no mature method to analyze the transient, or to estimate potential consequences as current surge, torque disturbance or even breakdown of power devices. It based on the field-circuit coupling simulation mainly discusses the way to run Maxwell and Simplorer co-simulation for winding change-over transient analysis dealing with 9-lead motor modeling, end-winding parameter extracting and control loop design. The result displays accurate and proves to be an effective way for analysis.

**Keywords:** three-phase induction motor; winding change-over; indirect vector control; co-simulation; Maxwell software; Simplorer software

随着人们环保意识的增强以及化石能源的日益枯竭,电动汽车这种“零排放”的新能源交通方式日益受到关注。作为电动汽车核心部件的电机驱动系统更是决定其竞争力的关键因素。电动汽车对电机驱动系统的关键要求包括:低转速时输出较大转矩,即加速快;有宽广的调速范围,即最高转速高;转矩变化平稳,振动与噪声较低,乘坐舒适;成本低、安全可靠等等<sup>[1]</sup>。

文中首先介绍一种通过改变定子绕组等效匝数扩大三相异步电机调速范围的方法,然后通过仿真对切换的暂态及稳态过程进行分析。由于变绕组电机的结构在切换前后发生了变化,难以建立其解析模型。因此笔者采用 Maxwell 建立电机模型,与 Simplorer 进行场路耦合联合仿真。仿真结果表明,联合仿真较好地还原了绕组切换的稳态和暂态过程,可以为变绕组调速系

收稿日期:2016-09-23;修回日期:2016-11-21

基金项目:高等学校博士学科点专项科研基金博导类自主课题(20120101110113)。

第一作者简介:陈铎文(1984),男,辽宁盖州人,硕士研究生,主要研究方向为交流电机及其控制。E-mail:neutron\_star2003@163.com

统的研究和设计提供良好的参考。

### 1 变绕组调速系统简介

#### 1.1 扩速思路

三相异步电机的典型转矩-转速曲线如图 1 所示。其中,弱磁运行区域为 I 和 II:在区域 I 中,转矩近似与转速成反比,电机近似工作于恒功率状态;在区域 II 中,转矩与转速的平方成反比,此时转矩随转速的升高下降很快,调速范围受到了限制。为了扩大电动机的调速范围,常用的定子绕组串并联切换方法<sup>[2-4]</sup>基本控制思路是:在电机工作于低速时,绕组串联运行,在相同电流等级下,可以使电磁转矩加倍;电机工作于高速时,绕组并联运行,可以扩大调速范围。但以上文献中绕组切换均通过机械接触器或者固态继电器实现,切换时间长达数十乃至上百毫秒,且切换过程中无法输出电磁转矩。文献[5-7]提出的变绕组扩速方法,使用 2 个三相不控整流桥和 2 个 IGBT 完成绕组的切换,大大缩短了切换过程,且所需开关器件少,结构简单易实现。其基本工作思路是在电机 a(转矩-转速曲线如图 2 所示)运行即将进入区域 II 时,通过功率切换电路切换定子绕组,减少每相匝数。以每相匝数变为一半为例,得到一个新的拓扑,以电机 b 状态运行,其基频为 a 的 2 倍。切换后,电机 b 刚好进入其恒功率区 I',可以继续弱磁提速,从而实现了扩速。

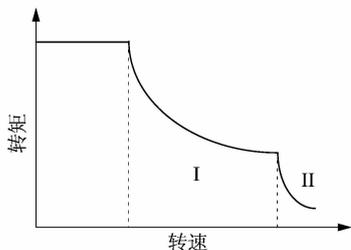


图 1 三相异步电机转矩-转速示意图

Figure 1 Torque-speed characteristics diagram of 3-phase induction machine

#### 1.2 实现扩速的具体方案

变绕组扩速方法的具体实现需要的电机与常用的三相异步电机略有不同,对于绕组中点引出的特殊情况,其定子绕组可采用双股并绕的方式进行绕制,可在定子三相绕组的每一相中构成 2 套完全相同的绕组。在 2 套绕组首尾相接的点引出一个接线端(抽头),最后得到一台 9 抽头电机,如图 3 中所示。以 U 相为例,当 U, U2 支路导通, U1 开路时,电机投入全部绕组;当 U, U1 支路导通, U2 开路时,电机实际只使用一半有效匝数的绕组,其余两相同理可得。

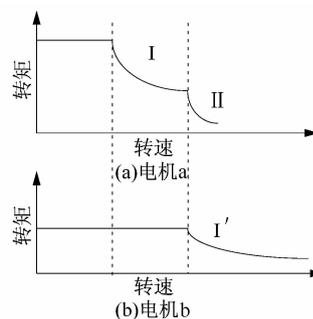


图 2 变绕组电机绕组切换前后电机的转矩-转速示意图

Figure 2 Torque-speed characteristics diagram before and after winding change-over

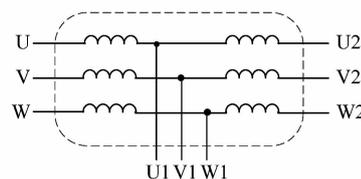


图 3 变绕组电机

Figure 3 Winding change-over motor

功率切换电路如图 4 所示,切换电路主要由 DB1、DB2 2 个三相不控整流桥和 SW1、SW2 2 个 IGBT 组成。当 SW2 导通时,在 DB2 处形成一个三相中性点,电机投入全部绕组,此即电机 a;当 SW1 导通时,在 DB1 处形成一个三相中性点, U2, V2, W2 开路,此时电机投入一半匝数的绕组,即电机 b。电路中的电容 C1 按照要求预充有一定的电压,其作用是使未导通的 IGBT 所在的整流桥中的电流迅速衰减为零,变为开路状态,以防止因绕组彼此耦合而影响工作中的绕组电路。

电动汽车驱动系统要求能够对电机的电磁转矩进行实时控制。但由于在调节励磁时,受转子时间常数的影响,磁通的变化存在较大延时,无法实时控制。因此采用保持磁通不变,调节定子电流转矩分量的方法来实时控制电磁转矩。所以在切换瞬间,需要保证:

- 1) 励磁电流的安匝数不变,即

$$I_{mH} \times N_{sH} = I_{mL} \times N_{sL}$$

式中:  $I_{mH}$  为高速绕组工作时的励磁电流;  $I_{mL}$  为低速绕组工作时的励磁电流;  $N_{sH}$  为高速绕组匝数;  $N_{sL}$  为低速绕组匝数。

- 2) 电磁转矩不变。出于乘客舒适度的需要,切换前后,电磁转矩不应有较大波动,即要求同时保证电磁转矩不变。可从稳态上先做简要的分析。根据全电流定律,有

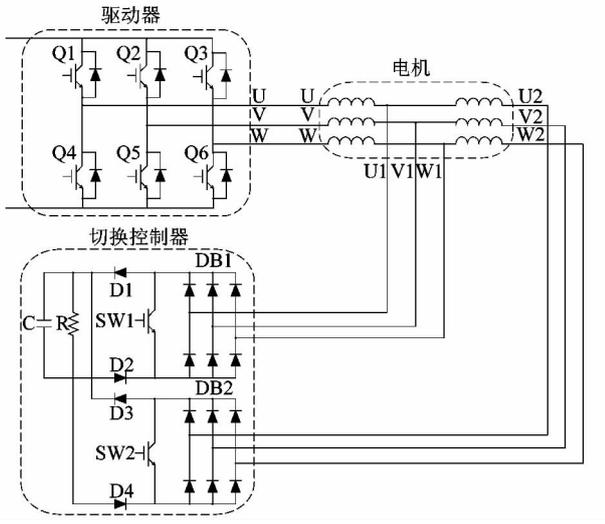


图4 驱动器与功率电路拓扑

Figure 4 Topology of driver and power circuit

$$\oint Hdl = N \cdot I。$$

因此,保持励磁电流的安匝数不变,即磁场强度  $H$  不变,同时磁通密度  $B$  和每极磁通  $\Phi$  均保持不变。异步电机的电磁转矩为:

$$T_e = C_m \Phi I'_2 \cos \varphi_2。$$

由于电磁转矩常数  $C_m \propto N$ ,当匝数  $N$  变为一半,且磁通  $\Phi$  保持不变时,要保持电磁转矩  $T_e$  不变,则定子电流负载分量  $I'_2$  近似增大一倍(功率因数  $\cos \varphi_2$  的变化很小,可忽略不计)。反电动势的为

$$E = 4.44 \times k_w f N \Phi。$$

式中  $k_w$  为绕组系数,绕组匝数降低一半,频率  $f$  和每极磁通  $\Phi$  不变的前提下,反电动势  $E$  将降低为一半。

## 2 电机有限元模型和联合仿真的建立

一台常用的三相异步电机在同步旋转坐标系下的电压和磁链方程为:

$$\left. \begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + p \lambda_{ds} - \omega_e \lambda_{qs}; \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + p \lambda_{qs} + \omega_e \lambda_{ds}; \\ 0 &= R'_r i'_{dr} + p \lambda'_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{qr}; \\ 0 &= R'_r i'_{qr} + p \lambda'_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{dr}。 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i'_{dr}; \\ \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i'_{qr}; \\ \lambda'_{dr} &= L_m i_{ds} + L'_r i'_{dr}; \\ \lambda'_{qr} &= L_m i_{qs} + L'_r i'_{qr}。 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中:  $V_{ds}$  和  $V_{qs}$  分别为定子  $d$ 、 $q$  轴电压,  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $i'_{dr}$  和  $i'_{qr}$  分别为定、转子  $d$ 、 $q$  轴电流;  $\lambda_{ds}$ ,  $\lambda_{qs}$ ,  $\lambda_{dr}$  和  $\lambda_{qr}$  分别为定、转子  $d$ 、 $q$  轴磁链;  $R_s$  和  $R_r$  分别为定、转子每相电

阻;  $L_m$ ,  $L_s$  和  $L_r$  分别为励磁电感、定子每相自感、转子每相自感。其中,  $L_s = L_m + L_{ls}$ ,  $L_r = L_m + L_{lr}$ ,  $L_{ls}$  为定子每相漏感,  $L_{lr}$  为转子每相漏感;  $\omega_e$  和  $\omega_r$  分别为同步角频率和转子旋转电角频率;  $p$  为微分算子。带上标的物理量为转子折算到定子侧的折算值。

根据文献[8],电阻、电感有:

$$L_m = \frac{3}{2} N_s^2 \left( \mu_0 \frac{rl}{g} \right) \frac{\pi}{4}; \quad (3)$$

$$R'_r = \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2 R_r; \quad (4)$$

$$L'_{lr} = \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_{lr}; \quad (5)$$

$$L'_r = L'_{lr} + L_m。 \quad (6)$$

式中:  $N_s$  为定子绕组匝数,  $N_r$  为转子绕组匝数(对于鼠笼转子则为等效匝数),  $r$  为转子外径,  $l$  为转子轴向有效长度,  $g$  为气隙长度,  $\mu_0$  为真空磁导率。

可见,对于本文中所采用的变绕组电机,当定子绕组匝数由全部切换为一半时,以上的电阻、电感折算值都会相应的变化。变绕组电机定子支路数比普通电机多出3条,定、转子各条支路间均有磁耦合,构成了一个高阶、强耦合、非线性的时变系统。其模型十分复杂,难以用传统的方法建立。在如 MATLAB/Simulink 等常用的仿真软件中均没有现成的模型可用,也缺乏有效的仿真算法。所以文中采用电磁场软件 Maxwell, 利用有限元的方法建立电机模型,然后再通过与电路仿真软件 Simplorer 的联合仿真来分析绕组的切换过程。

### 2.1 电机有限元模型的建立

使用 Maxwell 中的 RMxprt 工具,建立一个三相异步电机模型,并按照要求输入电机的各相参数。包括定转子尺寸、材料、槽型及尺寸、绕组形式(双层,用于分为2套绕组)、额定参数等。部分相关参数如表1所示。

完成模型建立以后,Maxwell 可方便地将其转换为一台双层绕组三相异步电机 2D 有限元模型。在激励源(excitation)中,将每相的双层绕组均分为2套绕组。由于仿真所用的是定子36槽,2对极,双层绕组的三相异步电机。以其A相为例,如图5所示,可将第1,2,3号槽槽顶的导体与第10,11,12号槽槽底的导体连接所构成的线圈作为A相的第1套绕组;将第1,2,3号槽槽底的导体与第10,11,12号槽槽顶的导体连接所构成的线圈作为A相的第2套绕组。由于2套绕组在空间、材料和尺寸上是近似对称的,不妨认为是2

套相同绕组。其他两相绕组的分割以此类推。然后将分割好绕组的电机模型导出到 Simplorer 的仿真电路中,并编辑电机模型的接线端子,即可得到所需的 9 抽头变绕组电机模型与端子,如图 6 所示。

中,并编辑电机模型的接线端子,即可得到所需的 9 抽头变绕组电机模型与端子,如图 6 所示。

表 1 电机模型参数

Table 1 Motor model parameters

额定功率/Hz	额定电压/V	极对数	负载转矩/(N·m)	定子每相电阻/Ω	转子每相电阻/Ω	定子每相自感/H	转子每相自感/H	定转子每相互感/H	额定功率/kW	额定电流/A	额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	额定转矩/(N·m)
50	380	2	2	0.495 2	1.003 4	0.303 3	0.314 0	0.297 1	11	19.6	1 460	112

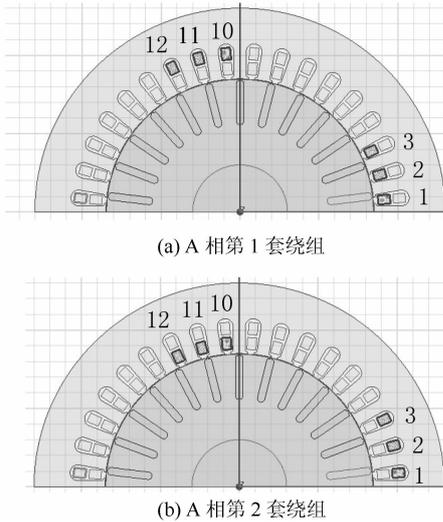


图 5 A 相绕组等分为 2 套绕组

Figure 5 Phase A winding divided evenly into two

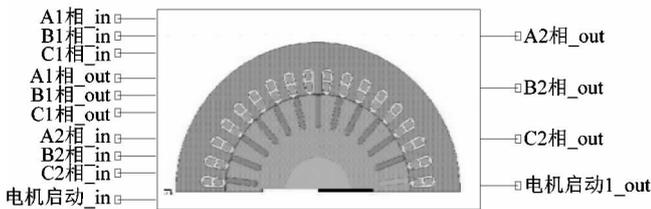


图 6 9 抽头电机模型

Figure 6 9-lead motor model

### 2.2 联合仿真

按照图 4 中的功率切换电路拓扑,使用 Simplorer 器件库中的电路元件即可搭建仿真电路。将功率切换电路与电机模型连接好,如图 7 所示。其中,需要额外将每相绕组电阻和端部漏感添加到电机模型的定子支路中。

由于绕组切换前后,要求控制定子励磁电流,保持安匝数不变,即  $I_{mH} \times N_{sH} = I_{mL} \times N_{sL}$ 。因此需要闭环控制来调节励磁电流,本课题组采用的是间接矢量控制策略,其基本思想如下:

由于采取转子磁链定向,则  $\lambda_{qr} = 0$ , 代入公式 (1) 得:

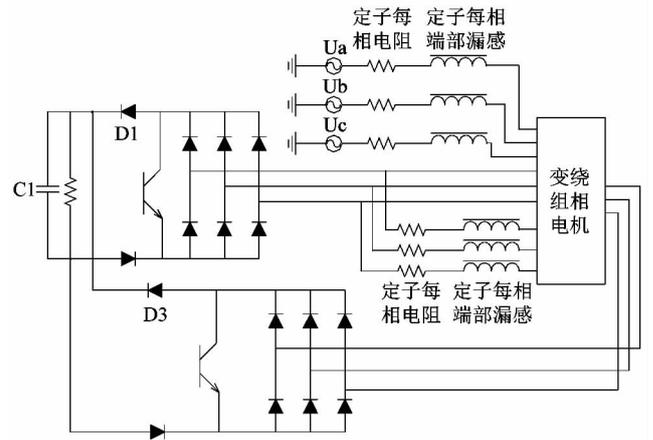


图 7 Simplorer 联合仿真模型

Figure 7 Simplorer co-simulation model

$$0 = R_r i_{dr} + p \lambda_{dr}$$

代入公式 (2), 得转子磁链与定子电流励磁分量的关系:

$$\lambda_{dr} = \frac{L_m}{1 + p \frac{L_r}{R_r}} i_{ds}$$

进而转子磁链位置角有:

$$\theta = \int_0^t \left( \frac{L_m i_{qs}}{L_r \lambda_{dr}} + \omega_r \right) d\tau$$

定子电流按照此磁链位置角  $\theta$  进行正交分解,即可得到定子电流的  $d, q$  轴分量,从而对电机进行解耦控制。

根据文献 [9], 为了提高系统的动态响应速度,需消除  $d, q$  轴电压中的耦合项,因此需在  $d, q$  轴电流环中加入电压前馈项  $V_{ds\_ff}$  和  $V_{qs\_ff}$ :

$$V_{ds\_ff} = -\omega_e \sigma L_s i_{qs} - R_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}$$

$$V_{qs\_ff} = \omega_e \sigma L_s i_{ds} + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}$$

其中,  $\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}$ , 称为漏感系数。

根据以上公式,可以建立间接矢量控制电路。如

图 8 所示。

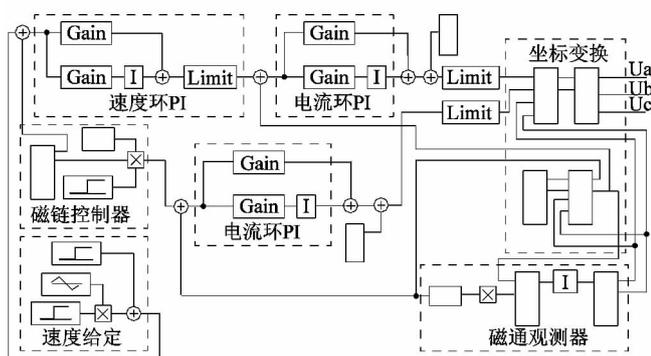


图 8 间接矢量控制电路

Figure 8 Indirect vector control circuit

综合前述内容,可以在 Simplorer 环境下搭建变绕组控制系统,该系统由图 7 和图 8 所示的两部分电路组合而成。图中的  $U_a, U_b, U_c$  为三相电压源。

### 3 仿真实验及结果

在转速为  $2\,920\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ , 准空载运行状态下(额定转矩的 1.7%), 切换绕组(对应图中  $t=3\text{ s}$  时), 通过改变励磁电流给定值保持磁通不变, 即  $I_{mH} \times N_{sH} = I_{mL} \times N_{sL}$ , 得到定子电压波形如图 9 所示, 稳态有效值约为切换前的一半; 定子电流波形如图 10 所示, 在大约  $1\sim 2\text{ ms}$  的暂态过程后, 达到稳态。暂态峰值电流约为稳态的 1.5 倍, 稳态有效值约为切换前的 2.0 倍。电压和电流波形均与第 1 节中的稳态分析结果一致。此外, 图 7 中所示的二极管 D1 与 D3 上的电流波形如图 11 所示, 电容 C1 的电压和电流波形如图 12 所示。图 11~12 反映出绕组切换过程中, 被切除(旁路)的绕组中的电流对电容 C1 反向充电以及绕组换流的暂态过程。可以看到绕组切换瞬间, 被切除绕组中的电流流经 D3 向电容 C1 充电, 使其电压升高, 之后电容 C1 的电压随被切除绕组所连接的整流桥电流而波动。电容 C1 及其并联电阻在换流过程中起到了消纳被切绕组能量、减小暂态电流冲击的作用。在变绕组调速系统硬件设计时, 图 9~12 波形可以作为选择功率器件和设计保护电路的参考依据。

### 4 结语

当电机的结构比较复杂, 难以建立其解析模型时, 可以借助 Maxwell/Simplorer 有限元数值分析方法采用场路耦合仿真的方式予以解决。文中重点阐述利用 Maxwell/Simplorer 软件进行建模与仿真, 分析了三相异步电机变绕组调速系统的绕组切换过程及其关键变量过渡过程。结果表明: 仿真波形与稳态分析基本一

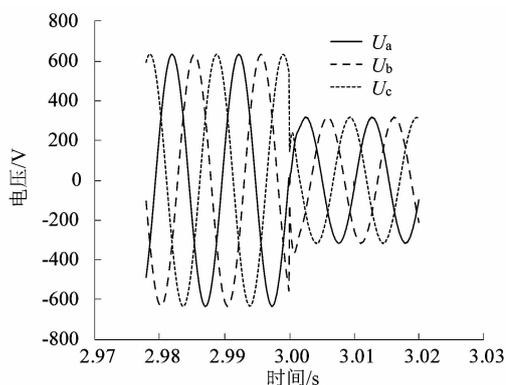


图 9 切换过程中的定子三相电压波形

Figure 9 Three-phase stator voltage waveforms during winding change-over transient

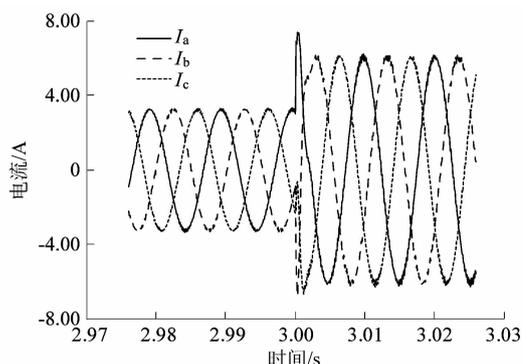


图 10 切换过程中的三相定子电流波形

Figure 10 Three-phase stator current waveforms during winding change-over transient

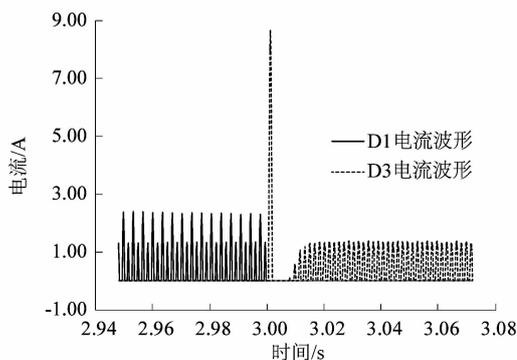


图 11 二极管 D1 和 D3 上的电流波形

Figure 11 Current waveforms in diode D1 and D3

致, 暂态过程分析结果具有较高的参考价值, 此外, 电容 C1 以及并联电阻的参数也会影响切换电路的暂态电流抑制效果和工作损耗, 因此其选型也很重要。下一步将通过正在搭建的实验平台继续完成对比实验与验证工作。

(下转第 62 页)