

# 移相全桥电路整流二极管电压振荡原理与抑制

柯 灿<sup>1</sup>, 林 飞<sup>1</sup>, 李 彬<sup>2</sup>, 李旭阳<sup>3</sup>

(1.北京交通大学, 北京 100044; 2.北京交通大学长三角研究院, 江苏 镇江 212009;

3.北京精密机电控制设备研究所, 北京 100076)

**摘要:**在大功率场合中,移相全桥变换器应用十分广泛。该变换器可以利用谐振电感与开关管的寄生电容发生谐振来实现开关管的零电压开关(ZVS)。鉴于移相全桥主电路拓扑的特点,在考虑变压器漏感和整流二极管寄生参数的基础上,建立了基于移相全桥变换器变压器次级整流桥换流时的暂态等效电路模型,并详细分析变压器次级整流桥寄生振荡的产生机理。介绍了几种常用抑制整流二极管电压振荡的方法,并利用 PSIM 软件进行了仿真对比验证。实验表明,在大功率场合,移相全桥变换器中采用初级二极管箝位电路加次级 RCD 吸收电路,能极大抑制变压器整流二极管电压尖峰和电压振荡。

**关键词:**移相全桥电路; 振荡; 抑制

中图分类号:TN108.7

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2021)02-0036-04

## Research on Voltage Oscillation and Suppression of Rectifier Diode in Phase-shifted Full-bridge Circuit

KE Can<sup>1</sup>, LIN Fei<sup>1</sup>, LI Bin<sup>2</sup>, LI Xu-yang<sup>3</sup>

(1.Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

**Abstract:**Phase-shifted full-bridge converter is widely used in high power applications.The converter can realize the zero voltage switching(ZVS) by resonance between the resonant inductance and the parasitic capacitance of the diode.Considering the characteristics of the main circuit of phase-shifted full-bridge,the equivalent model of converter transformer secondary rectifier bridge commutation is established and the generating mechanism of parasitic oscillation of output rectifier bridge is also analyzed.Several methods to suppress the voltage oscillation of rectifying diodes are introduced,their advantages and disadvantages are analyzed,and simulation verification is conducted by the PSIM software.The experiments show that the diode voltage spike and voltage oscillation can be greatly suppressed when the diode clamp circuit of the primary side and the RCD absorbing circuit of the secondary side are used in the phase-shifted full-bridge converter in high power applications.

**Keywords:**phase-shifted full-bridge circuit; oscillation; suppression

## 1 引言

传统的移相全桥变换器<sup>[1]</sup>适用于大功率的情况以及电源电压和负载电流变化大的场合。为了提高变换器的功率密度,减少单位输出功率的体积和重量,需要将开关频率提高到一个新的水平。但与此同时,开关损耗会随开关频率的增加而上升,传统移相全桥电路利用开关管的输出等效电容和变压器的漏感及谐振电感作为谐振元件,可以使全桥变换器的 4 个开关管在零电压下导通,即实现 ZVS 开通,从而可以减小电路损耗<sup>[2-3]</sup>。

然而在 ZVS 移相全桥变换器中,开关电路中存在大量电感及电容元件,这些元件工作在高频

开关状态时,会引起振荡及电压、电流尖峰。由于谐振电感和变压器漏感的存在,在滞后臂完成换流过程后,次级整流二极管从全部导通提供负载电流到由一对二极管提供负载电流过程中,关断的那对二极管由于存在电压阶跃突变,其寄生电容将和初级主变压器漏感和谐振电感谐振工作,即会在整流管两端产生高频振荡。寄生振荡提高了整流桥的电压应力,同时产生了严重的电磁干扰,过大的电压尖峰甚至会造成整流二极管的损坏,影响变换器的正常工作<sup>[4]</sup>。在高输出电压情况下,振荡现象更为严重,因此,必须采用有效的缓冲电路或箝位电路来抑制整流侧二极管的电压尖峰和电压振荡,从而减小电路的功率损耗。

此处在于基于移相全桥电路拓扑并考虑变压器漏感和整流二极管寄生电容参数的基础上,详细分析了变换器输出整流二极管寄生振荡的产生机

定稿日期:2020-06-28

作者简介:柯 灿(1996-),男,湖北鄂州人,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

理,并介绍了几种抑制整流二极管振荡的方法,比较了不同方法的优缺点,并用 PSIM 软件进行仿真验证。最后通过地铁辅助变流器实验平台进行验证。

## 2 整流管电压振荡基本工作原理分析

在 ZVS 全桥变换器中,为实现 ZVS 开通而引入的谐振电感会加剧系统中的高频振荡,尤其是在输出电压较高情况下,同时次级的全桥整流电路会引入更大的二极管结电容,从而加剧振荡<sup>[5-6]</sup>。与普通硬开关电路相同,在高频情况下,二极管 PN 结的电容效应不能忽视。尤其当 PN 结反向偏置时,二极管处于截止状态,其结电阻很大,故结电容的作用不能忽视。而结电容的存在,将造成其与谐振电感及变压器漏感过程产生谐振回路,从而产生很高的尖峰电压及严重的振荡现象。

如图 1 所示,建立以整流二极管  $VD_1$  和  $VD_4$  两端电压振荡的暂态等效电路,由于输出滤波电感很大,可视为一恒流源,记为  $I_o$ 。  $C_r$  为  $VD_1$  和  $VD_4$  的等效结电容之和,  $L_s$  为变压器漏感和谐振电感之和折算到次级的值。

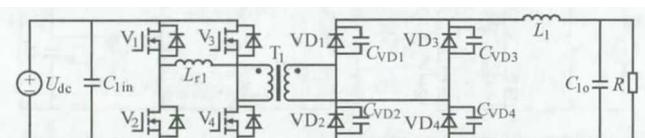


图 1 移相全桥电路拓扑

Fig. 1 Phase-shifted full-bridge circuit topology

根据图 2 可知,整流管寄生电容电压为:

$$u_{C_r} = U_s - U_s \cos[\omega_0(t-t_0)] = U_{in}/K - U_{in} \cos[\omega_0(t-t_0)]/K \quad (1)$$

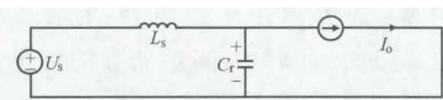


图 2 换流暂态等效模型

Fig. 2 Equivalent circuit of commutation transient

因此,单个整流管电压可谐振达到的峰值为  $2U_{in}/K$ ,其中  $K$  为变压器变比。

在实际应用中,虽然采用了 SiC 二极管作为整流管,但整流管电压的寄生振荡仍然很大,尤其在高压场合,为有效减小寄生振荡,减小整流二极管的电压应力,就必须采用缓冲吸收或箝位电路来有效抑制振荡。

## 3 整流管电压振荡抑制方法原理

### 3.1 初级二极管箝位抑制方法原理

初级箝位电路是在谐振电感和变压器初级绕组的连接处引入了两只箝位二极管,结构见图 3。

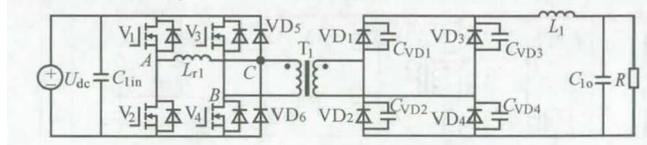


图 3 初级箝位电路

Fig. 3 Clamp circuit of primary

仍以上述  $VD_1$  和  $VD_4$  发生电压振荡为例进行分析,当电路发生谐振时,  $VD_1$  和  $VD_4$  两端电压逐渐升高,直到箝位二极管  $VD_6$  导通,此时变压器初级电压箝位至  $U_{in}$ ,则次级整流二极管两端电压箝位至  $U_{in}/K$ 。从而减少了整流桥的尖峰电压和二极管反向恢复造成的损耗。

由于结构简单,没有额外的损耗,能够抑制整流桥寄生振荡,减小二极管两端承受的尖峰电压,因此初级加二极管箝位的缓冲电路得到了十分广泛的应用<sup>[7]</sup>。但实验表明,由于变压器漏感的存在,初级加箝位二极管并不能完全消除电压振荡和电压尖峰,尤其是在高电压大电流场合,输出整流二极管还是有较为明显的电压振荡,因此必须同时在变压器次级增加箝位电路或缓冲电路进行高频振荡抑制。

### 3.2 次级 RCD 抑制方法原理

RCD 缓冲吸收网络的结构图通常有两种连接方式,结构 1 如图 4 所示。

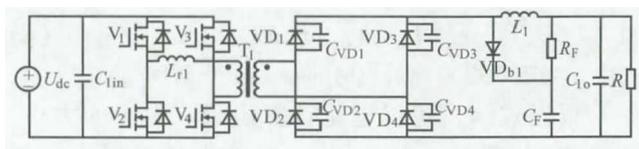


图 4 RCD 吸收电路(结构 1)

Fig. 4 Absorbing circuit of RCD (structure 1)

其基本的工作过程如下:当整流二极管开始谐振工作,使得二极管  $VD_{b1}$  开始导通,吸收电容  $C_r$  也开始连同输出整流二极管参与谐振,因此会有效减小电压尖峰,当该谐振结束后,二极管关断,  $C_r$  通过电阻将谐振过程中增加的电荷回馈给输出电压,这里也是 RCD 吸收电路与普通的在整流二极管并联 RC 吸收电路的主要区别之一,也是 RCD 吸收电路的优点所在。

对比图 4 与图 5,主要差异在于电阻所消耗的能量不同,图 4 中能量实际上是次级变压器母线电压与输出电压差值所对应的能量,而图 5 则是整流二极管尖峰电压所存储的能量,它的数值非常小,因此两种方案中,后者电阻损耗理论上来说是最小的<sup>[8]</sup>。

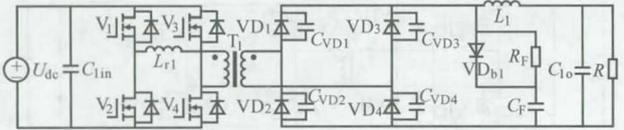


图 5 RCD 箝位电路(结构 2)

Fig. 5 Absorbing circuit of RCD (structure 2)

由于是谐振电感中存储的能量与电容发生谐振,辅助吸收电路通过增加电容来吸收谐振电感的能量,要设计出吸收电容的大小,必须了解电感中能量的大小,漏感能量可以用下式计算:

$$E_{L_s} = L_s I_{rms}^2 / 2 \quad (2)$$

式中:  $I_{rms}$  为变压器次级电流有效值。

吸收电容上电压主要是输出电压加上漏感引起的尖峰电压。

因为漏感的能量是由整流二极管和吸收电容来承受,而吸收远远大于寄生电容,如果选择的太小,不能完全吸收掉漏感的能量,漏感仍会与电容发生谐振,产生很高的尖峰电压,起不到吸收的作用。可以根据期望的尖峰电压来设计吸收电容的大小,已知整流输出侧电压  $U_o$ ,期望尖峰电压为  $U_p$ ,并且希望电容上的电压恰好放电到输出电压,可得到下式:

$$E_{L_s} = E_C = C(U_o + U_p)^2 / 2 - CU_o^2 / 2 \quad (3)$$

确定吸收电容后,可以根据电容的放电公式计算吸收电阻。电容放电公式:

$$U_p = U_o e^{-t/\tau}, \quad \tau = RC \quad (4)$$

式中:  $t$  为吸收电容充放电时间;  $\tau$  为放电时间常数。

根据式(4),可以理论计算出吸收电阻的大小。实验表明,虽然 RCD 吸收电路能有效降低电压振荡,但引入了大电阻,降低了变换器的效率。

### 3.3 次级 RLCD 抑制方法原理

虽然上述 RCD 缓冲电路中,吸收电容能够通过电阻将一部分能量回馈给输出电压,但电阻上的损耗仍然很大,不利于提高变换器的效率,针对该问题,文献[9]设计出一种无源有损 RLCD 电路。其结构图如图 6 所示。

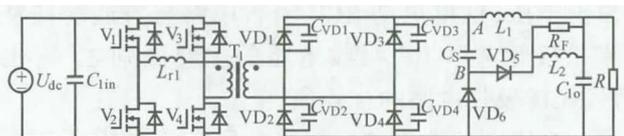


图 6 RLCD 吸收电路

Fig. 6 Absorbing circuit of RLCD

其基本工作原理如下:当  $VD_1$  和  $VD_4$  导通,次级整流二极管完成换流,变压器开始向次级传输能量, $VD_5$  截止,整流输出电压给吸收电容  $C_s$  以

及  $VD_6$  的结电容充电,即此时段中,谐振电感和变压器漏感与吸收电容和  $VD_6$  结电容发生谐振, $VD_5$  导通。吸收电容通过  $VD_5$  与谐振电感,变压器漏感谐振工作。由于吸收电容取值较大,所以可以有效地抑制整流输出电压的振荡。谐振过程中,当  $B$  点电位谐振到零时, $VD_6$  将导通续流,这就限制了整流输出电压的振荡最低幅值。

这种改进的变换器拓扑中,辅助电感和吸收电容及  $VD_5$  组成一种准谐振电路,它能够很好地抑制整流二极管上的反向恢复电压尖峰及振荡。其中  $VD_6$  的作用是为了防止在发生谐振时, $B$  点电压由于振荡下降至负值。电感和限流电阻  $R$  的作用是防止电流冲击过大,同时还可以改变  $VD_5$  的工作状态,其中电阻会消耗一部分辅助电感中多余的能量,因此电路中有一定的功率损耗,而且这种抑制方法结构比较复杂,参数也不易确定。

### 3.4 次级 CDD 抑制方法原理

常规的电容器、二极管 CDD 吸收网络其结构图如图 7 所示。

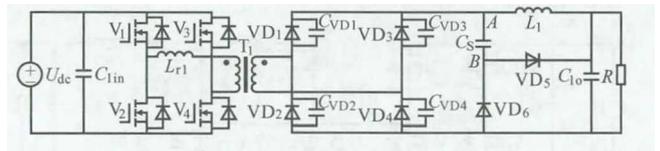


图 7 CDD 吸收电路

Fig. 7 Absorbing circuit of CDD

当整流二极管开始谐振工作,其两端产生电压尖峰,此时尖峰电压通过  $C_s$  和  $VD_5$ ,从而加到输出电容上,使得电压尖峰减小。同时  $C_s$  两端电压不断升高,而  $B$  点电压降低,当  $B$  点电压降为零时, $VD_6$  导通,此时  $C_s$  两端储存的能量通过输出滤波电感, $VD_6$  向负载释放能量。

CDD 缓冲电路对输出整流二极管的电压尖峰有很好的抑制效果,通过改变缓冲电容的参数可以观察到不同的抑制效果。与上述所提 RLCD 缓冲电路相比,CDD 缓冲电路结构简单,但在高压场合进行输出负载短路实验时,需要考虑二极管的电流容量问题,以防造成二极管击穿现象。

## 4 仿真与实验结果

### 4.1 仿真实验

以上介绍了几种常见的抑制方法,分析了抑制原理,在此基础上,利用 PSIM 软件仿真,观察不同缓冲电路的抑制效果,并对仿真结果进行分析。实验参数为:额定直流输入电压为 750 V,额定直流输出电压为 700 V,额定输出功率为 40 kW,

谐振电容为 5 nF, 谐振电感为 5.5  $\mu$ H, 变压器匝比  $n=1.6$ , 开关频率为 40 kHz。

图 8 为仿真波形。

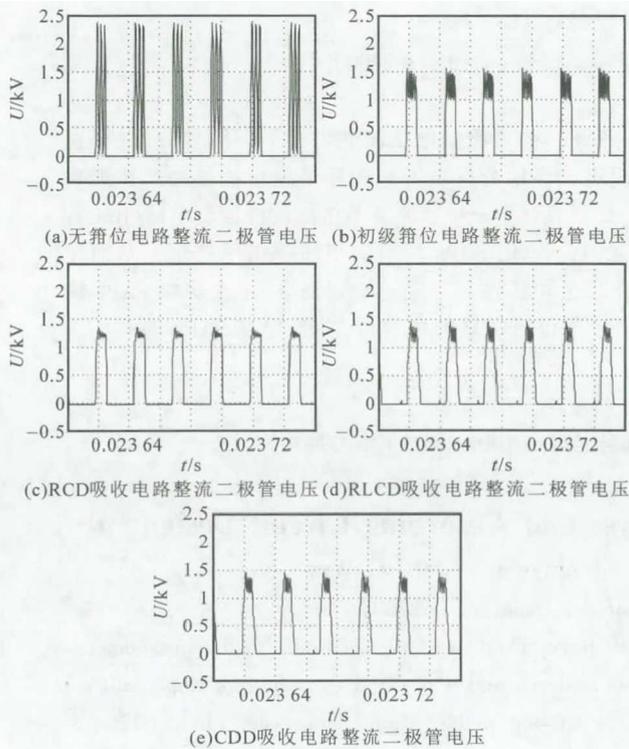


图 8 仿真波形

Fig. 8 Simulation waveforms

为了和加入各种缓冲电路的二极管电压振荡大小进行对比, 应该选择一个不加入任何吸收电路或箝位电路作为实验参照, 如图 8a 所示。

由图 8a 可知, 若不加任何箝位电路, 输出整流二极管电压振荡现象非常显著, 其电压尖峰很高, 在高压场合, 会损坏整流桥。因此, 在实际应用场合中, 必须考虑加入箝位电路。

初级加箝位二极管电路, 其整流桥二极管电压振荡波形如图 8b 所示。

由图 8b 可知, 在初级加入箝位二极管后, 有效抑制整流桥输出整流二极管的寄生振荡, 减小二极管两端承受的尖峰电压。但由于实际场合中变压器漏感的存在, 初级加箝位二极管并不能完全消除电压振荡和电压尖峰, 尤其是在高电压大电流场合, 输出整流二极管还是有较为明显的电压振荡, 所以需要进一步采取次级抑制电路。

次级 RCD 抑制电路, 其整流桥二极管电压振荡波形如图 8c 所示。

由图 8c 可知, 在其他条件不变的前提下, 在次级加入 RCD 箝位电路, 输出整流二极管的电压振荡进一步减少, 同时电压尖峰峰值进一步减小。

次级 RLCD 抑制电路的整流桥二极管电压振荡波形如图 8d 所示。

由仿真结果可知, 次级加入 RLCD 电路后, 电压尖峰抑制效果不如 RCD 电路, 但 RLCD 中电阻取值很小, 其能量损耗较小, 输出电压值较高。不过相对 RCD 电路而言, RLCD 电路结构更加复杂, 器件参数的确定还需要进一步研究。

次级 CDD 抑制电路, 其整流桥二极管电压振荡波形如图 8e 所示。

由仿真结果可知, 次级加入 CDD 电路后, 电压尖峰抑制效果与 RLCD 电路相差不大, 而且这种电路结构更简单, 相对 RCD 电路而言, 进一步降低了电路损耗, 但在高压大电流场合, 要注意二极管的电流容量, 以防二极管过流损坏。

在上述实验条件下, 采用无箝位的方法, 整流二极管的电压尖峰峰值为 2 369 V; 采用初级二极管箝位电路的抑制方法, 整流二极管的电压尖峰峰值为 1 548 V; 采用 RCD 吸收电路的抑制方法, 整流二极管的电压尖峰峰值为 1 369 V; 采用 RLCD 吸收电路的抑制方法, 整流二极管的电压尖峰峰值为 1 460 V; 采用 CDD 吸收电路的抑制方法, 整流二极管的电压尖峰峰值为 1 464 V。

## 4.2 实验验证

辅助变流器实验样机由逆变器和充电机模块、ISOP 模块 1, 2、输入输出接口及 110 V 转 24 V 电源及接口板组成, 该实验平台主要由两个移相全桥变换器采用串入并出结构, 输入输出接口, 充电机等模块构成。图 9 为上述实验条件下, 采用初级二极管箝位电路加次级 RCD 吸收电路, 整流二极管的输出电压波形。

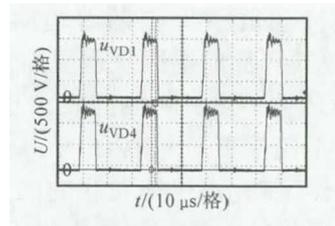


图 9 实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms

由上述整流二极管电压尖峰峰值和实验结果可以得出如下结论: ①从仿真结果看, 仅加初级二极管箝位电路, 整流二极管电压尖峰明显降低, 效果显著。②初级加次级 RCD 吸收电路或加 RLCD 吸收电路, 和仅加初级二极管电路相比, 整流二极管电压尖峰进一步降低, 两者抑制效果相差不大。但 RCD 吸收电路更易于实现。③从仿真(下转第 49 页)

表 4 2/3 不平衡负载时测试结果

Table 4 Testing results of two-thirds of the unbalanced load

F0	F2	F4	F6	F8
0.936 1	0.011 8	0.041 2	0.016 3	0.032 1
0.014 3	0.012	0.021 3	0.057 1	0.021 1
0.005 4	0.926 2	0.021 4	0.037 2	0.065 7
0.011 3	0.093 2	0.067 8	0.041 1	0.084 2
0.027 6	0.023 4	0.986 6	0.064 2	0.089 3
0.025	0.049 2	0.059 1	0.017 2	0.042 6
0.013 8	0.092 8	0.012 1	0.918 9	0.078 6
0.046 5	0.052 9	0.083 1	0.084 4	0.044 9
0.028 4	0.033 8	0.032 4	0.017 1	0.889 4

## 5 结论

三相四桥臂逆变器由于具有优良的带不平衡负载能力,对于应用在某些特定场合的电源系统如航空电源、UPS等具有重要意义。同时三相四桥臂逆变器随着桥臂的增加,逆变器所呈现的故障特征进一步复杂。在此通过分析三相四桥臂逆变器在不同桥臂开关管出现开路故障时变换器故障形成机理,提出提取三相输出电压前10次谐波及其中线电感电流第0次及开关频率次谐波作为故障特征值,同时构建了人工神经网络故障诊断系统,并将所提取的故障特征值作为神经网络的训练样本对其进行训练。故障诊断系统的训练

(上接第39页)结果和实验波形看,初级加次级RCD吸收电路,整流二极管电压尖峰的抑制效果最佳,因此在高压输出场合,可以采用这种复合抑制方式来抑制整流二极管电压尖峰。

## 5 结论

移相全桥电路在各种大功率场合中应用广泛,此处通过建立移相全桥变换器变压器次级整流桥换流时的等效电路模型,对整流二极管电压振荡现象进行分析,并对比不同抑制方法进行仿真验证。实验表明,在大功率尤其是高压输出场合,采用初级二极管箝位加次级RCD吸收电路来抑制电压振荡和电压尖峰,可以取得显著的效果。

## 参考文献

- [1] 刘松斌,费跃,段志伟.新型移相全桥零电压开关PWM变换器[J].电工技术学报,2011,26(S1):1-7.
- [2] 陈仲,史良辰,季锋,等.一种新颖的ZVS全桥变换器寄生振荡抑制方法[J].中国电机工程学报,2012,32(21):38-45.

及测试结果表明,当逆变器工作在空载、满载以及2/3不平衡负载情况下,所提出的人工神经网络故障诊断系统经过训练后,对于三相四桥臂逆变器开关管开路故障均具有很好的故障诊断能力。

## 参考文献

- [1] Zhang R, Prasad V H, D Boroyevich, et al. Three-dimensional Space Vector Modulation for Four-leg Voltage-source Converters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(3): 314-326.
- [2] 孙驰,毕增军,魏光辉.一种新颖的三相四桥臂逆变器解耦控制的建模和仿真[J].中国电机工程学报,2004,24(1):124-129.
- [3] Ojo O, Kshirsagar P M. Concise Modulation Strategies for Four-leg Voltage Source Inverters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, 19(1): 35-40.
- [4] 安群涛,孙力,赵克,等.基于开关函数模型的逆变器开路故障诊断方法[J].中国电机工程学报,2010,30(6):1-6.
- [5] 杨忠林,吴正国,李辉.基于直流侧电流检测的逆变器开路故障诊断方法[J].中国电机工程学报,2008,28(27):18-23.
- [6] 安群涛,孙力,赵克,等.三相逆变器开关管开路故障诊断方法研究进展[J].电工技术学报,2011,26(4):135-145.
- [3] Mohammed Zaheer Khan, G Kishor. Performance Analysis of Combined DC-DC Converter[J]. Vandana Publications, 2016, 6(5): 7-13.
- [4] X Xu, G Zhu, W Chen, et al. The Mechanism and Optimized Research on the RC Snubber Circuit in Phase-shifted Full-bridge ZVS Converter[A]. 2015 International Conference on Industrial Informatics-computing Technology, Intelligent Technology, Industrial Information Integration[C]. 2015: 303-306.
- [5] 李双燕.箝位电路抑制移相全桥次级电压振荡的研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2016.
- [6] 邹林峰,姜磊,周建秋.辅助变流器高频DC/DC隔离变换器研究[J].电力电子技术,2015,49(2):16-18.
- [7] 连艳芳.消除输出整流二极管电压振荡的加箝位绕组DC-DC全桥变换器[D].武汉:华中科技大学,2014.
- [8] 汪中勇,刘晓东,方炜.复合网络抑制变压器次级整流桥振荡电压尖峰的研究[J].电工电能新技术,2014,33(9):19-24,47.
- [9] 徐明,尹斌,周岩.ZVS PWM全桥变换器次级箝位电路研究[J].电力自动化设备,2006,34(9):43-46.