

IGCT三电平变流器故障识别及状态监测方法

田凯^{1,2},李凤生^{1,2},楚子林^{1,2},俞智斌^{1,2},李腾^{1,2},王明玥^{1,2}

(1.天津电气科学研究院有限公司,天津 300180;
2.电气传动国家工程研究中心,天津 300180)

摘要:针对以IGCT为核心的中压三电平变流器短路故障保护以及运行过程中主回路器件参数变化监测的问题,提出一种同时实现IGCT三电平变流器故障识别及主回路运行状态监测方法。通过硬件电路检测其电感后端的电压波形并结合器件开关状态来预判是否发生短路故障,筛选电压波形数据中峰值电压与峰值电压时间作为特征值,推导主回路电气参数与峰值电压、峰值电压时间关系,形成对应数据训练神经网络权重构建数值拟合观测器,将实时采样波形数据输入数值拟合观测器在线辨识变流器主回路参数,实现当器件因虚焊、老化、发热等异常原因导致参数变化时予以报警提示。

关键词:三电平;集成门极换流晶闸管;故障识别;状态监测

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd24597

A Method of IGCT Three-level Converter Fault Identification and Condition Monitoring

TIAN Kai^{1,2}, LI Fengsheng^{1,2}, CHU Zilin^{1,2}, YU Zhibin^{1,2}, LI Teng^{1,2}, WANG Mingyue^{1,2}

(1. Tianjin Research Institute of Electric Science Co., Ltd., Tianjin 300180, China; 2. National Engineering Research Center for Electric Drive, Tianjin 300180, China)

Abstract: Aiming at the short circuit fault protection of medium voltage three-level converter with IGCT as the core and the monitoring of changes in main circuit device parameters during operation, a method was proposed to simultaneously realize fault identification of IGCT three-level converter and monitoring of main circuit operation status. The voltage waveform at the back end of the inductance was detected by the hardware circuit and combined with the switching state of the device to predict whether there is a short circuit fault. The peak voltage and peak voltage time in the voltage waveform data were selected as the characteristic values, and the relationship between the electrical parameters of the main circuit and the peak voltage and peak voltage time was derived to form the corresponding data training neural network weight to build a numerical fitting observer, real-time sampled waveform data was fed into the numerical fitting observer to identify the main circuit parameters of the converter online, so as to give an alarm when the parameters change due to abnormal reasons such as faulty soldering, aging, heating, etc.

Key words: three-level inverter; integrated gate commutated thyristors (IGCT); fault identification; condition monitoring

集成门极换流晶闸管(integrated gate commutated thyristors, IGCT)是一种新型电力电子器件,综合了晶体管的稳定关断能力和晶闸管低通态损耗的优点。围绕其开发的电力电子设备具有装机容量大、过载能力强、动态响应快等特点,是冶金生产的核心装备^[1-2]。功率器件可靠使用需要保证其运行在设计安全区域范围,由于IGCT器件存在一个最大可关断电流,当电流超过此

值,器件便出现“短路直通”现象无法关断,功率二极管也有最大电流变化率的限制,需要配合缓冲吸收电路将电流变化率限制在可控范围,同时还需合理的电路参数保证动态过渡时间小于器件最小开关时间,且关断电压尖峰在器件可承受电压范围内。因此在IGCT变流器设计及应用中,短路故障检测与保护、主回路运行状态监控,一直是变流器在实际运用中的热点和难点^[3-7]。

基金项目:天津电气科学研究院有限公司科研基金(YF2022ZL002);国机研究院青年科研基金(TD2021ZK003)

作者简介:田凯(1987—),男,本科,高级工程师,主要研究方向为电力电子技术交流变频传动,Email:15620132012@163.com

近年来,已开展关于保护IGCT安全运行的相关工作,特别是缓冲吸收回路参数的变化直接影响IGCT关断过程的电压,对IGCT的安全运行至关重要^[8-10]。而目前市面上的IGCT变流器产品对于缓冲回路异常状态和短路故障均缺少有效的保护手段。实际工程中应用较多的是增加撬棒保护回路的方式,在短路故障发生后触发晶闸管导通,利用电阻释放掉直流电容能量,由于撬棒电路中电阻要求足够小,才能尽可能多的分流,因此该方法存在较大不足,在大功率场合较难实现。为避免上述不利因素,ABB公司在其IGCT中压变流器中采用器件全开保护策略^[11-13],即某个器件故障后,将设备中所有IGCT全部导通,将能量分配到系统各个支路。但是考虑杂散参数差异可能导致某个器件过载和损坏,同时该方法要求主回路拓扑使用公共电感且对调制策略也有较高要求。

针对上述问题,本文开展IGCT短路故障及主回路运行状态监测方法研究。通过对三电平主回路拓扑分析,阐述其状态检测原理并形成具体计算方法,最后通过仿真验证了本方法在不同工况下的可行性。

1 三电平PWM逆变器缓冲回路原理分析

图1示出了三电平PWM变流器单相桥臂缓冲吸收回路拓扑。其中电压参考点选为电容中点N,通过测量负载电流 I_L 及电感末端A/B位置上的电压波形实现设备在线状态感知与短路故障检测。

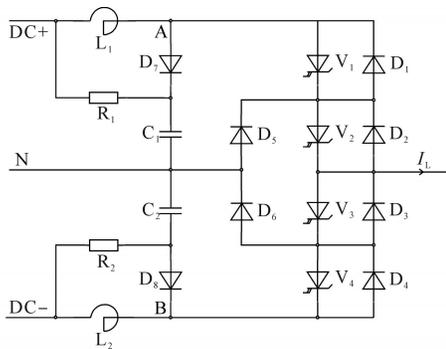


图1 缓冲回路原理图

Fig.1 Schematic of the buffer absorption loop

图1中,DC+,N,DC-为正、零、负直流端电压; I_L 为输出电流; $V_1 \sim V_4$ 为开关器件; $D_1 \sim D_6$ 为续流二极管; D_7, D_8 为正负半组二极管; L_1, L_2 为正、负半组缓冲电感; R_1, R_2 为正、负半组缓冲电阻;

C_1, C_2 为正、负半组缓冲电容。

由于缓冲吸收回路中电感 L_1 和 L_2 的存在,限制了开关时刻功率器件的电流变化率。IGCT关断后电感 L_1, L_2 上的电流会通过二极管充到缓冲吸收电容 C_1, C_2 上,造成关断时刻的暂时性电压上升。该阶段功率器件的管压降有2个过压尖峰电压 V_{DSP} 和 V_{DM} ,如图2所示^[12]。

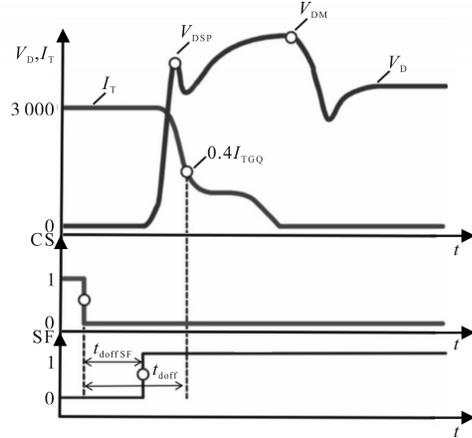


图2 IGCT关断过压波形

Fig.2 IGCT turn off overvoltage waveforms

图2中,第一个过压尖峰电压 V_{DSP} 主要由连接铜排的杂散电感引起,第二个过压尖峰电压 V_{DM} 主要由缓冲电路电感、电容、电阻参数影响。

将三电平逆变器关断尖峰电压与开关状态及电流方向之间关系影响总结,如表1所示。

表1 关断尖峰电压受开关状态及电流影响情况

Tab.1 The off spike voltage affected by switching state and current

电流极性	开关状态	尖峰电压
$I_L > 0$	1->0 或 0->-1	V_1, V_2 存在过压
$I_L > 0$	0->1 或 -1->0	无影响
$I_L < 0$	1->0 或 0->-1	无影响
$I_L < 0$	0->1 或 -1->0	V_3, V_4 存在过压

2 短路故障检测及计算

这部分主要介绍短路故障检测原理和短路故障判定具体实施方法。

2.1 短路故障检测原理

一般在IGCT开通时,由于缓冲吸收电感 L 的存在,其电流变化率 $di/dt = U_{dc}/L$,其中 U_{dc} 是正、负半组直流电压。

如图3所示,当负载电流 $I_L > 0$,即向外流时,若开关管状态变为 V_3 关断、 V_1 导通,此时输出电流会从 D_5 换流至 V_1 ,此换流过程持续时间 t_L 遵循下式:

$$t_L = I_L \cdot L / U_{dc} \quad (1)$$

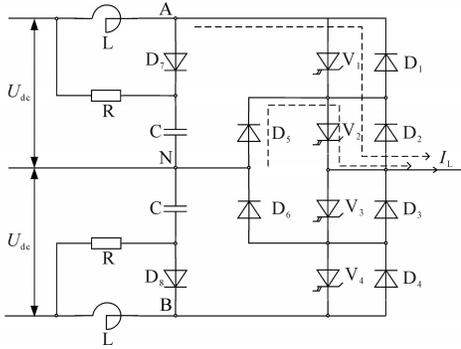


图3 短路故障检测原理图

Fig.3 Short circuit fault detection schematic

根据器件选型, t 通常范围为 $0 \sim 6 \mu\text{s}$, 且在这个过程中电感后端与中点之间电压 $U_{AN} \approx 0$ 。而当IGCT发生桥臂短路时, U_{AN} 或 U_{BN} 则持续保持为零, 因此可根据检测换流时间判断是否发生IGCT短路故障。

2.2 短路故障判定方法

首先根据式(1)计算IGCT理论换流时间 t_L , 在 V_1 导通、 V_3 关断时, 检测 U_{AN} 幅值小于 $0.1U_{dc}$ 的持续时间 T_1 , 若 $T_1 < 1.5t_L$ 则装置正常, 否则判定为异常状态。在 V_2 导通、 V_4 关断时, 检测 U_{BN} 幅值小于 $0.1U_{dc}$ 的持续时间 T_2 , 若 $T_2 < 1.5t_L$ 则装置正常, 否则判定为异常状态。

3 主回路电气参数监测方法

本节主要介绍主回路电气参数检测原理、参数判定流程、数值拟合观测器选取计算方法。

3.1 主回路参数检测原理

在IGCT关断时, 缓冲电感上的电流会通过二极管充到缓冲吸收电容中, 造成关断时刻IGCT两端的电压暂时性上升。关断电压上升的波形与缓冲吸收电路中的电感 L 、电容 C 、电阻 R 的参数密切相关, 下面给出定量分析^[7]:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{2RC}\right)^2} \quad (2)$$

$$o = -\frac{1}{2RC} \quad (3)$$

$$Q = \arctan(2\omega RC) \quad (4)$$

$$V_{DM} = I_L \cdot L \cdot \sqrt{\omega^2 + o^2} \cdot e^{-\frac{Q}{\tan Q}} \quad (5)$$

$$T_{DM} = \frac{Q}{\omega} \quad (6)$$

其中, ω , o , Q 是计算公式里面的中间变量, 从式(5)、式(6)可知主回路电感 L 、电容 C 、电阻 R 直接影响峰值电压 V_{DM} 和峰值电压时间 T_{DM} , 双方之间存在一个非线性对应关系, 故理论上可以根据

IGCT关断过压波形来反推出主回路电气参数。这里需要构造一个反向拟合的数值观测器实现对应关系重构, 再通过FPGA(field programmable gate array)实时采集缓冲回路电压波形, 在不同的输出电流状态下, 提取波形中的过压尖峰 V_{DM} 和峰值电压时间 T_{DM} 作为特征值, 将数据送入数值拟合观测器, 估计出缓冲电路中电容 C 和电阻 R 在当前运行状态下的实际数值, 最后结合参数初始值和判定流程辨别主回路是否处于正常运行状态。

3.2 参数判定流程

通过器件每次关断过程的持续检测完成阻容参数辨识和故障监控, 其判定流程图如图4所示。

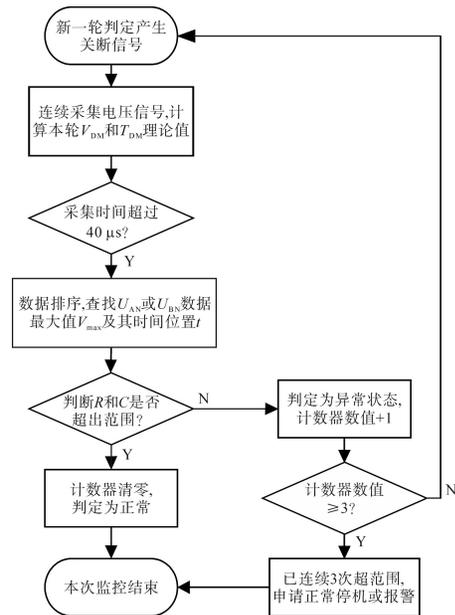


图4 判定流程图

Fig.4 Decision flow chart

如图4所示, 实时采集负载电流 I_L 和直流侧监控点电压 U_{AN} , U_{BN} 和直流半组电压 U_{dc} , 结合开关状态将采集到的电压数值排序, 得到峰值电压 V_{DM} 和峰值电压时间 T_{DM} , 代入数值拟合观测器得到电阻、电容估计值, 将估计值与初始值对比其是否超出范围, 若连续超过3次对比结果超出范围, 申请正常停机或报警。

3.3 数值拟合观测器构建方法

数值拟合观测器的选取与要拟合的被控对象非线性程度相关。因此首先通过理论计算得到电容值、电阻值与峰值电压、峰值电压时间的对应关系, 具体如图5所示。根据其非线性程度选取合适的观测器结构。

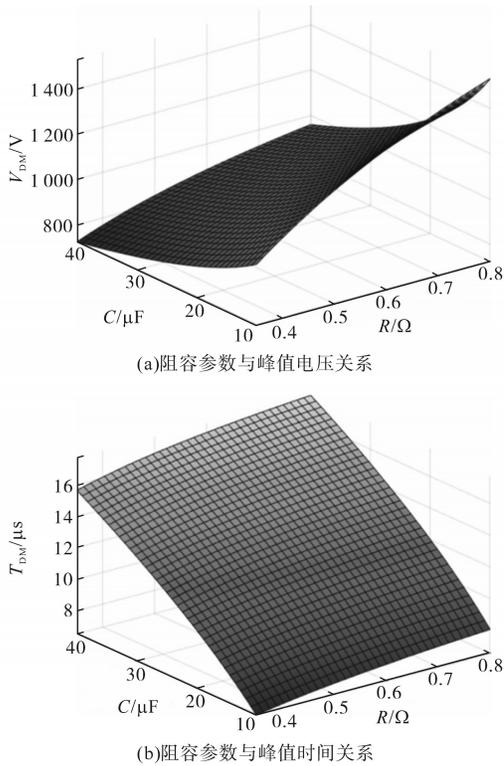


图5 特征曲面图
Fig.5 Characteristic surface diagram

图5中,将不同 R, C 参数与所提取的特征值 V_{DM}, T_{DM} 绘制对应图分析,可知其非线性程度较小。考虑到浅层神经网络算法在拟合函数方面的优势,本方法中数值拟合观测器结构及权重计算优选采用2个输入层、2个输出层、4个隐层结构的神经网络,以达到较好的拟合精度,同时计算量仍较小。

由式(2)~式(6)可计算得到不同 R, C 参数下对应的 V_{DM} 和 T_{DM} 数值序列,再用 V_{DM}, T_{DM} 作为输入, R, C 估计值作为目标输出,训练数值拟合观测器的权值和阈值,形成如图6所示的数值拟合观测器结构。

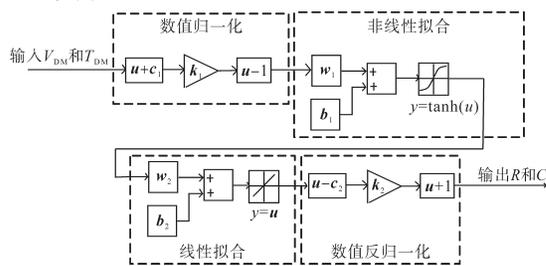


图6 数值拟合观测器原理图
Fig.6 Schematic of numerically fitted observer

以某一具体电路举例,负载电流 $I_L=4\ 000\text{ A}$,电感 $L=4\ \mu\text{H}$,对应图6给出数值拟合观测器训练完成后的数值如下:

$$c_1 = \begin{bmatrix} 673.752 \\ 7.209 \end{bmatrix}, k_1 = \begin{bmatrix} 0.0012707 & 0 \\ 0 & 0.0934143 \end{bmatrix}$$

$$w_1 = \begin{bmatrix} -1.1119 & -0.9913 \\ -0.2584 & 0.2288 \\ -0.4415 & 0.2385 \\ -0.2226 & 0.5995 \end{bmatrix}, b_1 = \begin{bmatrix} 1.2612 \\ -0.7123 \\ -0.1384 \\ 0.2996 \end{bmatrix}$$

$$w_2 = \begin{bmatrix} -3.0487 & -1.1691 & -2.1667 & 1.6904 \\ -0.0788 & 7.8670 & -2.3327 & 0.7116 \end{bmatrix}$$

$$b_2 = \begin{bmatrix} 1.2107 \\ 4.1196 \end{bmatrix}, k_2 = \begin{bmatrix} 0.6 & 0 \\ 0 & 27.5 \end{bmatrix}, c_2 = \begin{bmatrix} 0.3 \\ 12.5 \end{bmatrix}$$

当电阻 $R=0.9\ \Omega$ 、电容 $C=12.5\ \mu\text{F}$ 时,将此值代入式(2)~式(6),可得对应理论峰值电压 $V_{DM}=1\ 495.4\text{ V}$,峰值时间 $T_{DM}=9.32\ \mu\text{s}$,再将其输入数值拟合观测器到主回路电阻、电容参数的估计值 $0.925\ 7\ \Omega$ 和 $12.4\ \mu\text{F}$,与实际值 $0.9\ \Omega$ 和 $12.5\ \mu\text{F}$ 相差很小。

因此当阻容参数的估计值与实际初始值差异小于10%时,可判定系统正常,否则判定为异常状态,提示检修维护。

4 仿真验证

由于电阻电容受环境温度、负荷电流、器件寿命影响较大,电感受外界影响较小,仅将电阻、电容值作为辨识对象。为验证本文所提方法的有效性,对该方法进行了两种不同级别的仿真验证。

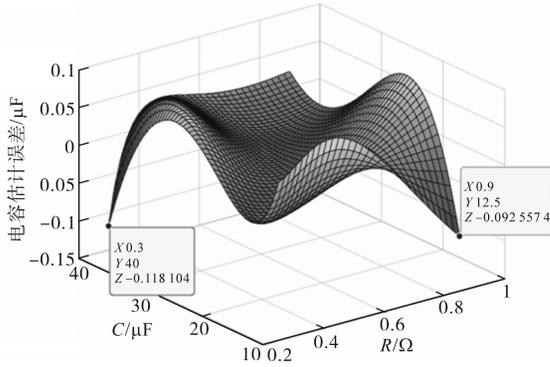
级别一仿真,在不同阻容范围下,对比数值拟合观测器理论估计误差(暂不考虑采样离散误差),结果如图7所示。选取电感 $4\ \mu\text{H}$,电阻范围 $0.2\sim 1.0\ \Omega$,电容范围 $10\sim 40\ \mu\text{F}$ 。

从仿真对比结果可知,上述数值拟合观测器在全范围内电阻、电容估计误差均较小,电容误差约 $\pm 0.1\ \mu\text{F}$,电阻误差约 $\pm 0.02\ \Omega$ 。

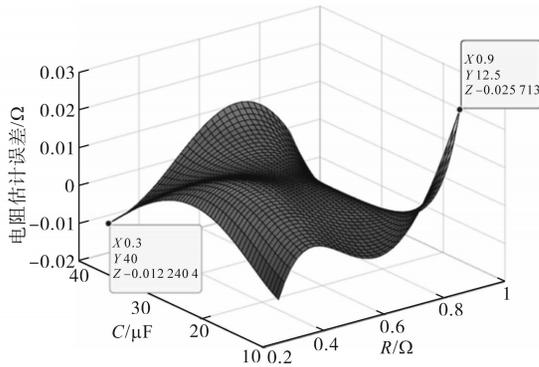
级别二仿真,通过两组不同参数,对比不同离散采样时间对辨识结果的影响,结果如图8和表2所示。

参数组1:输出电流 $4\ 000\text{ A}$,吸收电阻 $0.65\ \Omega$,吸收电容 $15\ \mu\text{F}$,缓冲电感 $4\ \mu\text{H}$;参数组2:输出电流 $5\ 500\text{ A}$,吸收电阻 $0.5\ \Omega$,吸收电容 $34\ \mu\text{F}$,缓冲电感 $3.5\ \mu\text{H}$;采样周期分别设置为 $0.25\ \mu\text{s}$, $0.5\ \mu\text{s}$, $1.0\ \mu\text{s}$ 。其中,级别二仿真涵盖了从离散采样、排序、数值拟合等各个环节对于辨识结果影响,并采用多周期加权统计以提升辨识精度。

从表2、图8可知,不同离散采样时间对于峰值电压、峰值电压时间的检测存在一定影响。其中不同采样时间对于峰值电压检测影响可以忽略,但是对峰值电压时间检测存在一定影响。



(a)不同阻容参数下观测器电容误差



(b)不同阻容参数下观测器电阻误差

图7 数值拟合观测器误差图

Fig.7 Numerically fitted observer error plot

表2 不同因素对于误差影响情况

Tab.2 Different factors affect the error table

参数	峰值电压/峰值时间 (理论值)	采样时间/ μs	峰值电压/峰值时间 (检测值)
组1	1 249.9 V/9.81 μs	0.25	1 249.8 V /9.75 μs
		0.5	1 249.4 V /10 μs
		1.0	1 249.4 V /10 μs
组2	1 158.6 V/14.33 μs	0.25	1 158.6 V /14.25 μs
		0.5	1 158.3 V /14.25 μs
		1.0	1 158.2 V /14.0 μs

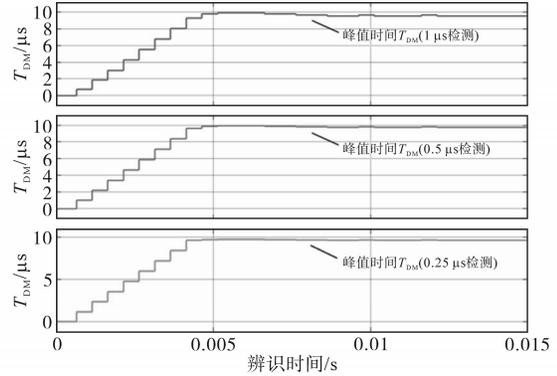
选取误差相对较大的1.0 μs 采样时间下的检测数据送入数值拟合观测器进行辨识估计,结果如图9和表3所示。

从表3、图9可知,在此情况下对于主回路电阻、电容参数最终估计值仍然保有较高精度,其中,电容相对估计误差在3%左右,电阻相对估计误差范围为2%~3%。

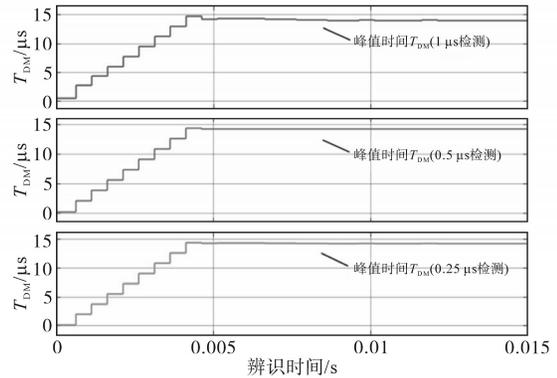
表3 辨识结果对比

Tab.3 Comparison of identification results

参数	理论值	估计值
组1	0.65 Ω /15 μF	0.662 3 Ω /15.45 μF
组2	0.5 Ω /34 μF	0.485 5 Ω /32.94 μF



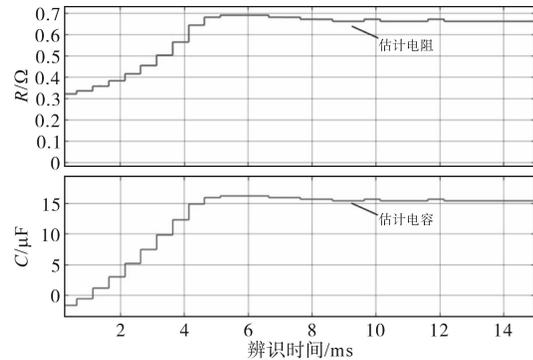
(a)参数组1不同采样时间对比



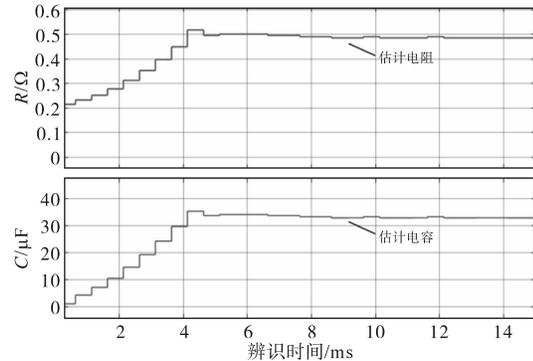
(b)参数组2不同采样时间对比

图8 不同采样时间误差图

Fig.8 Error diagram of different sampling time



(a)参数组1阻容辨识过程



(b)参数组2阻容辨识过程

图9 阻容辨识结果

Fig.9 Identification results of resistance and capacitance

5 结论

本文提出的IGCT三电平短路故障及主回路

状态监测方法,采用理论计算结果训练神经网络权重及阈值,形成具体的数值拟合观测器。通过采集电感后端的电压数据波形,筛选峰值电压与峰值电压时间作为特征值,送入数值拟合观测器得到当前主回路电容、电阻的估计值,同时根据电感后端电压波形、开关状态、换流时间判断是否发生短路故障。

该方法通过硬件部署及软件算法实现短路故障预判和主回路电气参数在线辨识,为IGCT三电平变流器短路故障保护以及运行过程中主回路器件参数变化监测问题提供了一种新的解决思路。

参考文献

- [1] YANG Pei, LI Chongjian, LAN Zhiming. The subsection synchronous modulation strategy for high power NPC/H-bridge inverter[C]/ICEMS, 2014: 1416-1419.
- [2] 杨培, 李崇坚. 基于IGCT的20 MV·A NPC/H桥变流器研究[J]. 电气传动, 2017, 47(4): 35-39.
YANG Pei, LI Chongjian. Research on the 20 MV·A NPC/H-bridge inverter based IGCT[J]. Electric Drive, 2017, 47(4): 35-39.
- [3] 宋明轩. NPC三电平逆变器瞬态过程在线监测方法研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2022.
SONG Mingxuan. Restarch on on-line monitoring method of transient process in NPC three-level inverter[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2022.
- [4] 李宁, 王跃, 张长松, 等. 大功率IGCT变流器钳位电路参数的设计方法[J]. 电网技术, 2014, 38(6): 1621-1626
LI Ning, WANG Yue, ZHANG Changsong, et al. Design method of clamping circuit parameters for IGCT used in high power application[J]. Power System Technology, 2014, 38(6): 1621-1626.
- [5] 李海山. 基于IGCT的中压大容量三电平NPC逆变器PWM技术和缓冲电路的研究[D]. 北京: 中科院电工研究所, 2005: 1-120.
LI Haishan. Research on PWM technique and snubber circuit for medium voltage large capacity three-level NPC inverter with IGCT device[D]. Beijing: Institute of Electrical Chinese Academy of Sciences, 2005: 1-120.
- [6] 马振宇, 邹扬举, 黄杨, 等. IGCT相模块吸收回路分析与参数匹配研究[J]. 电力电子技术, 2016, 50(7): 96-100.
MA Zhenyu, ZOU Yangju, HUANG Yang, et al. IGCT converter module snubber circuit analyzing and matching[J]. Power electronics, 2016, 50(7): 96-100.
- [7] 谢路耀, 金新民, 童亦斌. IGCT变流器吸收钳位电路的参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 67-74.
XIE Luyao, JIN Xinmin, TONG Yibin. Design of clamping circuit parameters for IGCT converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 67-74.
- [8] HE Renwang, QIU Wanying. Design and simulation of RC-snubber circuits for igcts in series[C]/2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 2012: 1-3.
- [9] 赵争鸣, 张海涛, 袁立强, 等. 基于IGCT的高压三电平变频器失效机理及保护策略[J]. 电工技术学报, 2006, 21(5): 1-6.
ZHAO Zhengming, ZHANG Haitao, YUAN Liqiang, et al. Failure mechanism and protection strategy of high voltage three-level inverter based on IGCT[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(5): 1-6.
- [10] 王佳蕊, 孔力, 周亚星, 等. IGCT变流器钳位电路分析及参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(15): 4463-4471, 4588.
WANG Jiarui, KONG Li, ZHOU Yaxing, et al. Analysis and parameters design of clamping circuit for IGCT converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(5): 4463-4471, 4588.
- [11] ABB Switzerland Ltd. Applying IGCT gate units[S]. Switzerland: ABB Switzerland Ltd, 2013.
- [12] ABB Switzerland Ltd. Applying IGCTs[S]. Switzerland, 2013.
- [13] 黄杨. IGCT三电平中压变流装置器件保护与负面效应抑制[D]. 成都: 西南交通大学, 2016.
HUANG Yang. Device protection and adverse effects countermeasures of medium voltage high power NPC three level converters based on IGCTs[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2016.

收稿日期: 2022-08-31

修改稿日期: 2022-12-02