



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111308392 B

(45) 授权公告日 2021.03.16

(21) 申请号 202010151078.9

CN 106370968 A, 2017.02.01

(22) 申请日 2020.03.06

CN 109406935 A, 2019.03.01

(65) 同一申请的已公布的文献号

CN 103425826 A, 2013.12.04

申请公布号 CN 111308392 A

US 5790394 A, 1998.08.04

(43) 申请公布日 2020.06.19

CN 110647136 A, 2020.01.03

(73) 专利权人 西南交通大学

CN 102053210 A, 2011.05.11

地址 610031 四川省成都市二环路北一段

US 4366434 A, 1982.12.28

111号西南交通大学科技处

CN 110794288 A, 2020.02.14

CN 109541376 A, 2019.03.29

(72) 发明人 葛兴来 晋明波

US 2007063708 A1, 2007.03.22

(74) 专利代理机构 成都信博专利代理有限责任

Guobing Song 等. An on-line fault

公司 51200

diagnosis method for power rectifier

代理人 舒启龙

device based on fault current

(51) Int. Cl.

characteristic. 《2016 China International

G01R 31/54 (2020.01)

Conference on Electricity Distribution

(56) 对比文件

(CICED)》. 2016,

CN 106370968 A, 2017.02.01

Dong Xie 等. Open-circuit fault

CN 108196154 A, 2018.06.22

diagnosis for single-phase cascaded H-

CN 103248255 A, 2013.08.14

bridge rectifiers in electrical traction

CN 110333427 A, 2019.10.15

systems. 《2017 IEEE Transportation

CN 103678811 A, 2014.03.26

Electrification Conference and Expo,

CN 106602906 A, 2017.04.26

Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)》. 2017,

US 2007063708 A1, 2007.03.22

谢东 等. 基于残差变化率的单相级联H桥整

CN 110133423 A, 2019.08.16

流器IGBT开路故障诊断. 《电工技术学报》. 2018,

CN 101413989 A, 2009.04.22

第33卷(第16期),

审查员 范明莉

权利要求书2页 说明书6页 附图4页

(54) 发明名称

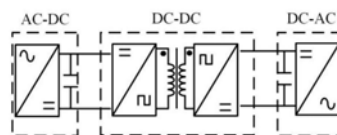
诊断速度快, 诊断结果更精确, 不需要较多数据

一种单相级联NPC整流器IGBT开路故障的诊断方法

等特点。

(57) 摘要

一种单相级联NPC整流器IGBT开路故障的诊断方法, 首先通过电流方向和IGBT控制信号建立单相NPC级联整流器的混合逻辑动态模型, 然后, 通过模型估计初交流侧输入电压和输入电流, 最后通过电压残差定位找出故障单位, 通过电流残差变化识别故障IGBT。本发明考虑到高压大功率、强电磁环境对电力电子变压器的影响, 具有



CN 111308392 B

1. 一种单相级联NPC整流器IGBT开路故障的诊断方法,其特征在于,具体步骤包括:

步骤一:分析单相级联NPC整流器的运行模式,分别得到系统中由可控器件IGBT触发起的电路拓扑变化即控制变迁和由电路状态变化导致不控器件二极管而引起的电路拓扑变化即条件变迁,推导出单相级联NPC整流器的混合逻辑动态模型:

$$\begin{cases} [\delta_L = 1] \leftrightarrow [i_N > 0] \\ [\lambda_L = 1] \leftrightarrow [i_N < 0] \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} u_{aibi} = & [\delta_L (\bar{s}_{ia3} - s_{ib1}s_{ib2}) + \lambda_L (s_{ia1}s_{ia2} - \bar{s}_{ib3})]U_{ci1} \\ & + [\lambda_L (s_{ib3}s_{ib4} - \bar{s}_{ia2}) + \delta_L (\bar{s}_{ib2} - s_{ia3}s_{ia4})]U_{ci2} \end{aligned} \quad (2)$$

式中: u_{aibi} 表示单相级联NPC整流器交流输入侧的第*i*个单元的输入电压, δ_L 和 λ_L 分别表示交流侧电流的方向为流入或流出的逻辑量, U_{ci1} 和 U_{ci2} 分别表示第*i*个模块的直流侧支撑电容电压, s_{ia1} 、 s_{ia2} 、 s_{ia3} 、 s_{ia4} 和 s_{ib1} 、 s_{ib2} 、 s_{ib3} 、 s_{ib4} 分别表示第*i*个模块桥臂a和桥臂b的8个IGBT的控制信号即控制IGBT开通关断的逻辑量;

步骤二:通过单相级联NPC整流器的混合逻辑动态模型得到系统的交流侧输入电流和输入电压的估计量,并和系统实测量对比得出系统交流侧输入电压残差 \tilde{u}_{con} 和输入电流残差 \tilde{i}_N ,通过理论分析得出当系统第*i*个单元发生IGBT开路故障时交流侧输入电压残差和输入电流残差的变化规律;

步骤三:当系统第*i*个模块发生IGBT开路故障时,通过系统交流侧输入电压的残差值 \tilde{u}_{con} 结合第*i*个单元的输入电压突变时刻定位出发生IGBT开路故障的三电平整流单元;当单元*i*的输入电压的估计值在 t_0 时刻发生改变时系统电压残差不为0且大于阈值,从此定位出单元*i*发生开路故障;

步骤四:系统成功定位出故障单元时,借助于已分析出的每一个IGBT发生开路故障时的交流侧输入电流残差 \tilde{i}_N 的变化规律,运用信号注入法实现开路故障IGBT的精准识别;从而实现对单相级联NPC整流器定位到模块的IGBT开路故障诊断:电流残差变化率 $\dot{\tilde{i}}_N$ 为正,此时应注入特定开关信号[1 1 0 0 0 0 0 0],通过和之前设定的阈值相比较,算法成功识别出发生开路故障的开关管;

步骤一中运用卡诺图将表征电流方向的逻辑量 δ_L 、 λ_L 和控制IGBT开通关断的逻辑量 s_{ix} 相结合,较好的将控制变迁和条件变迁考虑到混合逻辑动态模型中,进而得出输入电压:

$$u_{aioi} = (\delta_L \bar{s}_{ia3} + \lambda_L s_{ia1}s_{ia2})U_{ci1} - (\delta_L s_{ia3}s_{ia4} + \lambda_L \bar{s}_{ia2})U_{ci2} \quad (3)$$

$$u_{bioi} = (\lambda_L \bar{s}_{ib3} + \delta_L s_{ib1}s_{ib2})U_{ci1} - (\lambda_L s_{ib3}s_{ib4} - \delta_L \bar{s}_{ib2})U_{ci2} \quad (4)$$

式中: u_{aioi} 、 u_{bioi} 分别表示单相级联NPC整流器交流输入侧的第*i*个单元的a、b桥臂相对于中性点o的电压值, λ_L 和 δ_L 分别表示交流侧电流的方向为流入或流出的逻辑量, U_{ci1} 和 U_{ci2} 分别表示第*i*个模块的直流侧支撑电容电压, s_{ia1} 、 s_{ia2} 、 s_{ia3} 、 s_{ia4} 和 s_{ib1} 、 s_{ib2} 、 s_{ib3} 、 s_{ib4} 分别表示第*i*个模块桥臂a和桥臂b的8个IGBT的控制信号即控制IGBT开通关断的逻辑量;

所述步骤四中,为了精确识别某一个故障单元中具体的开路故障IGBT,需要得出估计输入电流 \hat{i}_N 和实测电流 i_N 表达式,通过基尔霍夫定律和卡诺图得到不同IGBT发生故障时输

入电流的残差 \tilde{i}_N 表达式:

$$T_{ia1} \text{开路时的电流残差表达式: } \tilde{i}_N(t) = \tilde{i}_N(t_0) + \frac{\bar{\delta}_L s_{ia1} s_{ia2} U_{dci}}{2R_N} (t - t_0)$$

$$T_{ia2} \text{开路时的电流残差表达式: } \tilde{i}_N(t) = \tilde{i}_N(t_0) + \frac{\bar{\delta}_L (s_{ia1} + 1) s_{ia2} U_{dci}}{2R_N} (t - t_0)$$

$$T_{ia3} \text{开路时的电流残差表达式: } \tilde{i}_N(t) = \tilde{i}_N(t_0) + \frac{\bar{\delta}_L (s_{ia4} + 1) s_{ia3} U_{dci}}{2R_N} (t - t_0)$$

$$T_{ia4} \text{开路时的电流残差表达式: } \tilde{i}_N(t) = \tilde{i}_N(t_0) + \frac{\bar{\delta}_L s_{ia4} s_{ia3} U_{dci}}{2R_N} (t - t_0)$$

其中 T_{ia1} 、 T_{ia2} 、 T_{ia3} 、 T_{ia4} 分别表示第*i*个模块桥臂a的4个IGBT, \tilde{i}_N 表示输入电流估计值和实测值的残差, λ_L 和 δ_L 分别表示交流侧电流的方向为流入或流出的逻辑量, U_{dci} 表示第*i*个模块的直流侧输出电压, s_{ia1} 、 s_{ia2} 、 s_{ia3} 、 s_{ia4} 和 s_{ib1} 、 s_{ib2} 、 s_{ib3} 、 s_{ib4} 分别表示第*i*个模块桥臂a和桥臂b的8个IGBT的控制信号即控制IGBT开通关断的逻辑量。

2. 根据权利要求1所述的一种单相级联NPC整流器IGBT开路故障的诊断方法, 其特征在于, 所述单相级联NPC整流器模型设定编程环境为MATLAB/Simulink, 编程语言为MATLAB/Simulink自身的C语言。

一种单相级联NPC整流器IGBT开路故障的诊断方法

技术领域

[0001] 本发明属于电力电子器件的可靠性技术领域,涉及到电力电子变压器AC端级联多电平NPC整流器故障估计模型,控制变迁和条件变迁对估计模型的影响,以及输入电流残差变化率在发生故障后的变化规律,具体涉及一种单相级联NPC整流器IGBT开路故障的诊断方法。

背景技术

[0002] 电力电子变压器相比传统工频变压器有较多优点,例如体积小、质量轻、和输出电压稳定可控。但是,作为电力电子变压器AC端的多电平变换器,单相级联NPC整流器有较多半导体功率器件且运行在高压大功率和强电磁干扰等复杂环境下,所以研究电力电子变压器中AC端级联NPC整流器的IGBT开路故障具有重要意义。采用基于模型的方法分析级联整流器的IGBT开路故障是快速有效的故障诊断方法。安群涛,孙立,赵克等在中国电机工程学报中的文章设计了简单电路,提出了一种基于开关函数模型对逆变器进行IGBT开路故障的诊断。蒲俊楷,葛兴来等在电机工程学报中提出一种基于混合动态模型对变换器进行数学模型建模,通过故障后的残差变化率和诊断变量的方法定位故障的IGBT。然而现有的对级联三电平NPC整流器进行故障诊断的方法大多是基于信号和基于知识的方法,需要分析大量的数据后进行故障定位和识别,期间可能对其它器件造成二次故障。

发明内容

[0003] 本发明的目的是提供一种单相级联NPC整流器IGBT开路故障的诊断方法,旨在更合理的定位和识别单相级联NPC整流器的故障IGBT,更完善更准确地解决电力电子变压器故障诊断问题。

[0004] 本发明的目的是这样实现的:一种单相级联NPC整流器IGBT开路故障的诊断方法,具体步骤包括:

[0005] 步骤一:分析单相级联NPC整流器的运行模式,分别得到系统中由可控器件IGBT触发引起的电路拓扑变化即控制变迁和由电路状态变化导致不控器件二极管而引起的电路拓扑变化即条件变迁,推导出单相级联NPC整流器的混合逻辑动态模型:

$$[0006] \quad \begin{cases} [\delta_L = 1] \leftrightarrow [i_N > 0] \\ [\lambda_L = 1] \leftrightarrow [i_N < 0] \end{cases} \quad (1)$$

$$[0007] \quad \begin{aligned} u_{aibi} = & [\delta_L (\bar{s}_{ia3} - s_{ib1} s_{ib2}) + \lambda_L (s_{ia1} s_{ia2} - \bar{s}_{ib3})] U_{ci1} \\ & + [\lambda_L (s_{ib3} s_{ib4} - \bar{s}_{ia2}) + \delta_L (\bar{s}_{ib2} - s_{ia3} s_{ia4})] U_{ci2} \end{aligned} \quad (2)$$

[0008] 式中: u_{aibi} 表示单相级联NPC整流器交流输入侧的第*i*个单元的输入电压, δ_L 和 λ_L 分别表示交流侧电流的方向为流入或流出的逻辑量, U_{ci1} 和 U_{ci2} 分别表示第*i*个模块的直流侧支撑电容电压, s_{ia1} 、 s_{ia2} 、 s_{ia3} 、 s_{ia4} 和 s_{ib1} 、 s_{ib2} 、 s_{ib3} 、 s_{ib4} 分别表示第*i*个模块桥臂a和桥臂b的8个IGBT的控制信号即控制IGBT开通关断的逻辑量;

[0009] 步骤二:通过单相级联NPC整流器的混合逻辑动态模型得到系统的交流侧输入电流和输入电压的估计量,并和系统实测量对比得出系统交流侧输入电压残差 \tilde{u}_{con} 和输入电流残差 \tilde{i}_N ,通过理论分析得出当系统第i个单元发生IGBT开路故障时交流侧输入电压残差和输入电流残差的变化规律;

[0010] 步骤三:当系统第i个模块发生IGBT开路故障时,通过系统交流侧输入电压的残差值 \tilde{u}_{con} 结合第i个单元的输入电压突变时刻定位出发生IGBT开路故障的三电平整流单元;当单元i的输入电压的估计值在 t_0 时刻发生改变时系统电压残差不为0且大于阈值,从此定位出单元i发生开路故障;

[0011] 步骤四:系统成功定位出故障单元时,借助于已分析出的每一个IGBT发生开路故障时的交流侧输入电流残差 \tilde{i}_N 的变化规律,运用信号注入法实现开路故障IGBT的精准识别;从而实现单相级联NPC整流器定位到模块的IGBT开路故障诊断:电流残差变化率 $\dot{\tilde{i}}_N$ 为正,此时应注入特定开关信号[1 1 0 0 0 0 0 0],通过和之前设定的阈值相比较,算法成功识别出发生开路故障的开关管;

[0012] 步骤一中运用卡诺图将表征电流方向的逻辑量 δ_L 、 λ_L 和控制IGBT开通关断的逻辑量 S_{ix} 相结合,较好的将控制变迁和条件变迁考虑到混合逻辑动态模型中,进而得出输入电压:

$$[0013] \quad u_{aioi} = (\delta_L \bar{s}_{ia3} + \lambda_L s_{ia1} s_{ia2}) U_{ci1} - (\delta_L s_{ia3} s_{ia4} + \lambda_L \bar{s}_{ia2}) U_{ci2} \quad (3)$$

$$[0014] \quad u_{bioi} = (\lambda_L \bar{s}_{ib3} + \delta_L s_{ib1} s_{ib2}) U_{ci1} - (\lambda_L s_{ib3} s_{ib4} - \delta_L \bar{s}_{ib2}) U_{ci2} \quad (4)$$

[0015] 式中: u_{aioi} 、 u_{bioi} 分别表示单相级联NPC整流器交流输入侧的第i个单元的a、b桥臂相对于中性点o的电压值, λ_L 和 δ_L 分别表示交流侧电流的方向为流入或流出的逻辑量, U_{ci1} 和 U_{ci2} 分别表示第i个模块的直流侧支撑电容电压, s_{ia1} 、 s_{ia2} 、 s_{ia3} 、 s_{ia4} 和 s_{ib1} 、 s_{ib2} 、 s_{ib3} 、 s_{ib4} 分别表示第i个模块桥臂a和桥臂b的8个IGBT的控制信号即控制IGBT开通关断的逻辑量;

[0016] 所述步骤四中,为了精确识别某一个故障单元中具体的开路故障IGBT,需要得出估计输入电流 \hat{i}_N 和实测电流 i_N 表达式,通过基尔霍夫定律和卡诺图得到不同IGBT发生故障时输入电流的残差 \tilde{i}_N 表达式:

$$[0017] \quad T_{ia1} \text{开路时的电流残差表达式: } \tilde{i}_N(t) = \tilde{i}_N(t_0) + \frac{\bar{\delta}_L s_{ia1} s_{ia2} U_{dci}}{2R_N} (t - t_0)$$

$$[0018] \quad T_{ia2} \text{开路时的电流残差表达式: } \tilde{i}_N(t) = \tilde{i}_N(t_0) + \frac{\bar{\delta}_L (s_{ia1} + 1) s_{ia2} U_{dci}}{2R_N} (t - t_0)$$

$$[0019] \quad T_{ia3} \text{开路时的电流残差表达式: } \tilde{i}_N(t) = \tilde{i}_N(t_0) + \frac{\bar{\delta}_L (s_{ia4} + 1) s_{ia3} U_{dci}}{2R_N} (t - t_0)$$

$$[0020] \quad T_{ia4} \text{开路时的电流残差表达式: } \tilde{i}_N(t) = \tilde{i}_N(t_0) + \frac{\bar{\delta}_L s_{ia4} s_{ia3} U_{dci}}{2R_N} (t - t_0)$$

[0021] 其中 T_{ia1} 、 T_{ia2} 、 T_{ia3} 、 T_{ia4} 分别表示第i个模块桥臂a的4个IGBT, \tilde{i}_N 表示输入电流估计

值和实测值的残差, λ_L 和 δ_L 分别表示交流侧电流的方向为流入或流出的逻辑量, U_{dci} 表示第i个模块的直流侧输出电压, S_{ia1} 、 S_{ia2} 、 S_{ia3} 、 S_{ia4} 和 S_{ib1} 、 S_{ib2} 、 S_{ib3} 、 S_{ib4} 分别表示第i个模块桥臂a和桥臂b的8个IGBT的控制信号即控制IGBT开通关断的逻辑量。

[0022] 所述单相级联NPC整流器模型设定编程环境为MATLAB/Simulink, 编程语言为MATLAB/Simulink自身的C语言。

[0023] 与现有技术相比, 本发明具有以下有益效果:

[0024] 一、本发明考虑到高压大功率、强电磁环境对电力电子变压器的影响, 优化现有的IGBT开路故障方法, 使其评估结果更精确, 更合理。

[0025] 二、本发明通过实际测试, 采用基于模型的故障诊断方法建立级联NPC整流器的数学模型分析故障IGBT, 诊断速度较快, 诊断结果更精确, 不需要较多数据, 期间不易造成其它器件的二次故障。

[0026] 三、本发明所采用的混合逻辑动态模型故障诊断方法, 不需要额外的信号传感器, 所有的传感器来自系统, 且诊断信号来自系统。对变量采用归一化的处理方法, 对网压、负载、和运行工况突变不敏感。

附图说明

[0027] 图1为AC-DC-AC型电力电子变压器拓扑图;

[0028] 图2为单相级联NPC整流器拓扑图;

[0029] 图3为单相级联NPC整流器拓扑图IGBT开路故障诊断步骤示意图;

[0030] 图4为网侧输入电压估计值和实测值变化图;

[0031] 图5为开关管 T_{ia1} 发生开路故障时网侧电流残差变化图, 其中(a)为牵引模式, (b)为再生制动模式。

[0032] 图6为开关管 T_{ia2} 发生开路故障时网侧电流残差变化图, 其中(a)为牵引模式, (b)为再生制动模式。

[0033] 图7为开关管 T_{ia3} 发生开路故障时网侧电流残差变化图。其中(a)为牵引模式, (b)为再生制动模式。

[0034] 图8为开关管 T_{ia4} 发生开路故障时网侧电流残差变化图, 其中(a)为牵引模式, (b)为再生制动模式。

[0035] 图9为单元2发生开路故障时电压残差变化图。

[0036] 图10为单元2中 T_{2a2} 发生开路故障时电流残差变化率图。

具体实施方式

[0037] 下面将结合附图和实施例对本发明进行详细说明。

[0038] 本发明基于故障设置的单相级联NPC整流器电参数采集模型设定编程环境为MATLAB/Simulink, 编程语言为MATLAB/Simulink自身的C语言。基于故障模型分析的故障单元定位和故障IGBT识别算法的编程环境为CCS, 编程语言为C语言。

[0039] 实施例以用于车载电力电子变压器系统的双模块级联的单相级联NPC级联整流器为例, 如图1是AC-DC-AC型电力电子变压器拓扑图, 图2是单相级联NPC整流器拓扑图。本发明所述单相级联NPC级联整流器的IGBT开路故障诊断方法是一种基于模型的故障诊断方

法,主要采用基于残差变化率的方法。首先通过电流方向和IGBT控制信号建立单相NPC级联整流器的混合逻辑动态模型,然后通过模型估计出交流侧输入电压和输入电流,最后通过电压残差定位出故障单元,通过电流残差变化率识别出故障IGBT。如图3是单相级联NPC整流器的IGBT开路故障诊断步骤示意图。本发明所述单相级联NPC整流器的IGBT开路故障诊断具体实施过程如下:

[0040] 步骤一:搭建用于车载电力电子变压器AC端的两模块的单相级联NPC整流器模型,满足交流侧输入电压和电流同相、直流侧各单元输出直流电压稳定、各模块输出电压相等条件,其具体参数如表1所示。通过建立系统的混合逻辑动态模型计算出系统的输入电流估计值、系统输入电压估计值以及各单元输入电压估计值。如图4所示,在 $t=2s$ 时刻设置故

[0041] 表1

	参数	数值
[0042]	网侧电压 U_N/V	1500
	网侧电感 L_N/mH	4
	网侧等效电阻 R_N/Ω	0.05
	直流侧参考电压 U_{dci}/V	1500
	支撑电容 $C_{i1}, C_{i2}/mF$	16
	额定负载 R_i/Ω	20
[0043]	单元数量	2
	开关频率 f_s/Hz	500
	采样周期 $T_s/\mu s$	50

[0044] 障,输入电压实测值 u_{con} 和输入电压估计值 \hat{u}_{con} 分别在故障时刻后作出反应,但是由于输入电流的方向所以输入电压的残差 \tilde{u}_{con} 在故障点发生之后一段时间作出反应。单元内的IGBT发生开路故障时,由于每个IGBT所对应的电路路径不同,所以可通过基尔霍夫定律和卡诺图得到当某个IGBT发生故障时输入电流的残差变化情况:

[0045] T_{ia1} 开路时的电流残差表达式: $\tilde{i}_N(t) = \tilde{i}_N(t_0) + \frac{\bar{\delta}_L s_{ia1} s_{ia2} U_{dci}}{2R_N} (t - t_0)$

[0046] T_{ia2} 开路时的电流残差表达式: $\tilde{i}_N(t) = \tilde{i}_N(t_0) + \frac{\bar{\delta}_L (s_{ia1} + 1) s_{ia2} U_{dci}}{2R_N} (t - t_0)$

[0047] T_{ia3} 开路时的电流残差表达式: $\tilde{i}_N(t) = \tilde{i}_N(t_0) + \frac{\bar{\delta}_L (s_{ia4} + 1) s_{ia3} U_{dci}}{2R_N} (t - t_0)$

[0048] T_{ia4} 开路时的电流残差表达式: $\tilde{i}_N(t) = \tilde{i}_N(t_0) + \frac{\bar{\delta}_L s_{ia4} s_{ia3} U_{dci}}{2R_N} (t - t_0)$

[0049] 从桥臂a的IGBT开路时残差电流可以看出残差电流在故障发生后,在特定的开关组合出现时,它是呈一次函数增长的。当 T_{ia1} 发生开路故障, $s_{ia1}=s_{ia2}=1$ 时,输入电流残差 \tilde{i}_N 以斜率 U_{dc}/R_N 增长的。其余的IGBT开路时,可类似的分析出电流残差变流规律。表2是各IGBT发生开路故障时电流残差变化斜率。图5、6、7、8分别是当两模块级联NPC整流器 T_{ia1} 、 T_{ia2} 、 T_{ia3} 、 T_{ia4} 发生开路故障时电流残差变化图。从图中可以看出,当 $t=2s$ 发生开路故障时,当工作在牵引模式和再生制动模式时,出现故障的时间长短各不相同。从表2中不难看出每个

[0050] 表2

	IGBT	$i_N > 0$	$i_N < 0$
[0051]	T_{a1}	—	$s_{a1}=s_{a2}=1, U_{dc}/(2L_N)$
	T_{a2}	—	$s_{a1}=0, s_{a2}=1, U_{dc}/(2L_N)$ $s_{a1}=0, s_{a2}=1, U_{dc}/L_N$
	T_{a3}	$s_{a3}=1, s_{a4}=0, -U_{dc}/(2L_N)$ $s_{a3}=s_{a4}=1, -U_{dc}/L_N$	—
	T_{a4}	$s_{a3}=s_{a4}=1, -U_{dc}/(2L_N)$	—
[0052]	T_{b1}	$s_{b1}=s_{b2}=1, -U_{dc}/(2L_N)$	—
	T_{b2}	$s_{b1}=s_{b2}=1, -U_{dc}/L_N$ $s_{b1}=0, s_{b2}=1, -U_{dc}/(2L_N)$	—
	T_{b3}	—	$s_{b3}=1, s_{b4}=0, U_{dc}/(2L_N)$ $s_{b3}=s_{b4}=1, U_{dc}/L_N$
	T_{b4}	—	$s_{b3}=s_{b4}=1, U_{dc}/(2L_N)$

[0053] IGBT发生故障时网侧输入电流残差都按照 $|U_{dc}/(2L_N)|$ 和 $|U_{dc}/L_N|$ 两个斜率变化。

[0054] 步骤二:分析出了由IGBT开路故障引起的网侧电压残差和电流残差变化规律,在仿真中在 $t=2s$ 时设置两模块级联NPC整流器的第二个单元发生IGBT开路故障。定位第二个单元发生故障是通过结合故障单元估计输入电压 \hat{u}_{ai1} 发生跳变时刻和系统输入电压残差 \tilde{u}_{con} 大于设置的阈值的时候。单相级联整流器采用载波移相的调制方法,这决定了当故障单元输入电压 u_{ai1} 发生变化的时候系统输入电压 u_{con} 也会在对应的时刻发生改变。如图9所示,在 $t=0.5$ 秒时在单元2中设置IGBT开路,当单元2的输入电压的估计值 \hat{u}_{a2b2} 在 t_0 时刻发生改变时系统电压残差不为0且大于阈值,可从此定位出单元2发生开路故障。

[0055] 步骤三:在步骤二中已经定位出发生开路故障的单元2,接下来就应该识别是单元2中的哪一个或是几个IGBT开路。通过表2中可以发现,网侧输入电流残差变化率分为正值和负值。本实验中人为设置单元2的 T_{2a1} 发生故障,如图10可以发现,电流残差变化率 $\dot{\tilde{i}}_N$ 为正,此时应注入特定开关信号 $[1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$,通过和之前设定的阈值相比较,发现此时的电流残差变化率 $\dot{\tilde{i}}_N$ 是为 $U_{dc}/(2L_N)$,延迟3个控制周期,算法成功识别出是 T_{2a1} 发生开路故障。故障标志 F_{2a1} 为1。

[0056] 到此,算法已经成功的实现了两模块单相级联NPC整流器的故障模块定位和故障IGBT识别,该算法可以在1/4个开关周期完成故障的定位和识别。诊断算法中所有需要的变量均来自控制算法中,且使用的传感器均来自系统本身。同时变量采用归一化的方法,使对

其他参数突变不敏感。可快速准确的实现单相级联NPC整流器的故障诊断。

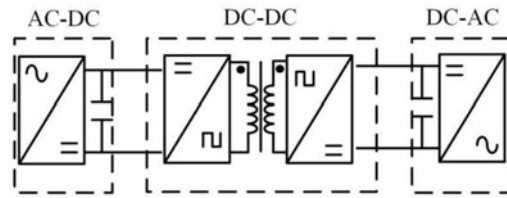


图1

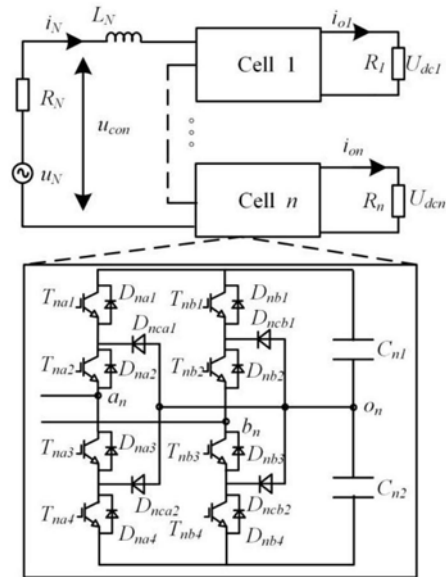


图2

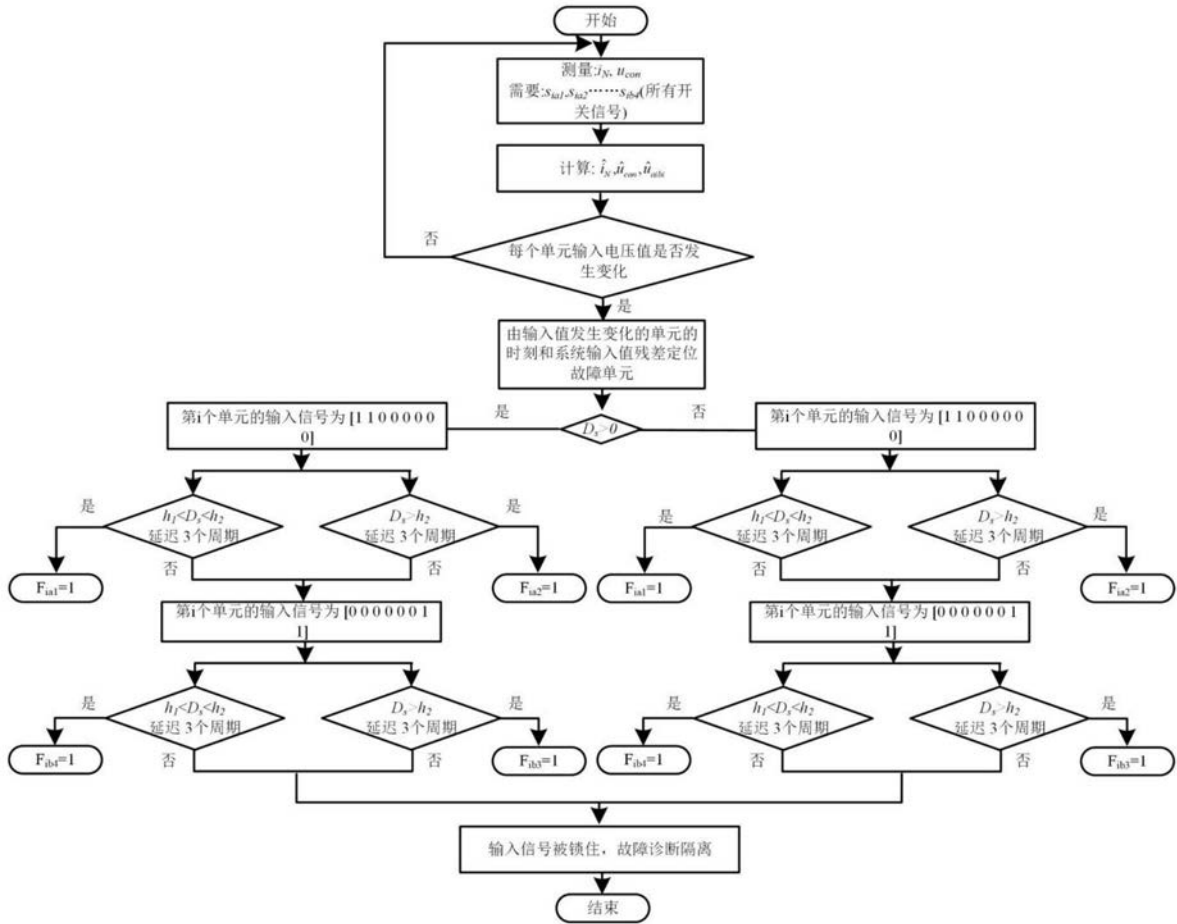


图3

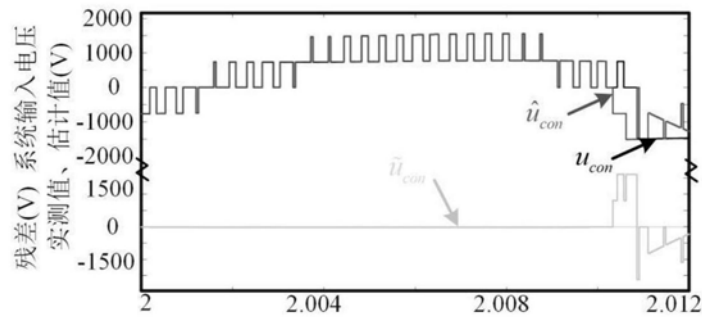


图4

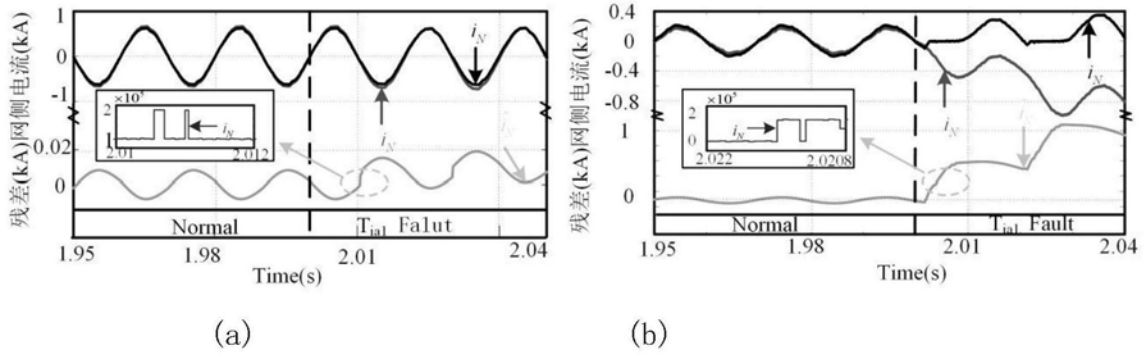


图5

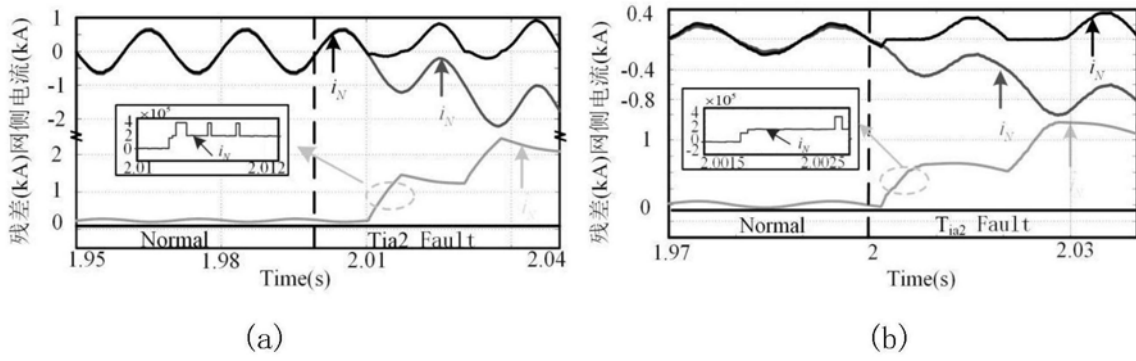


图6

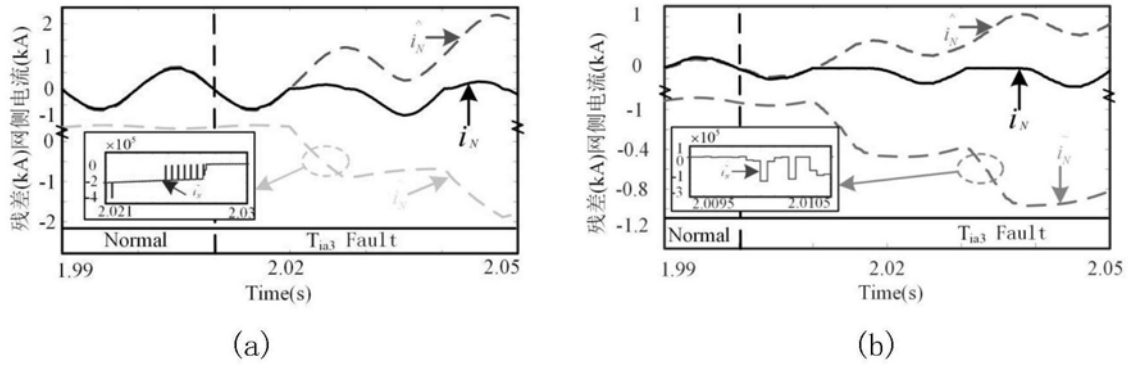


图7

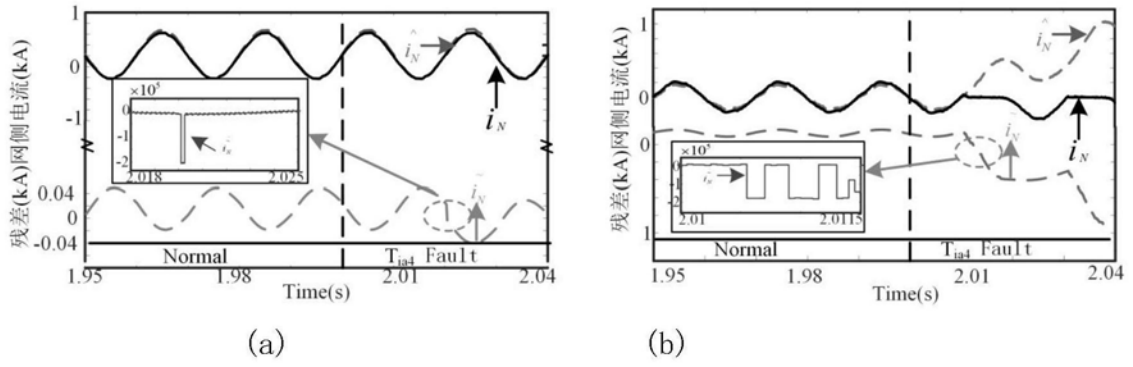


图8

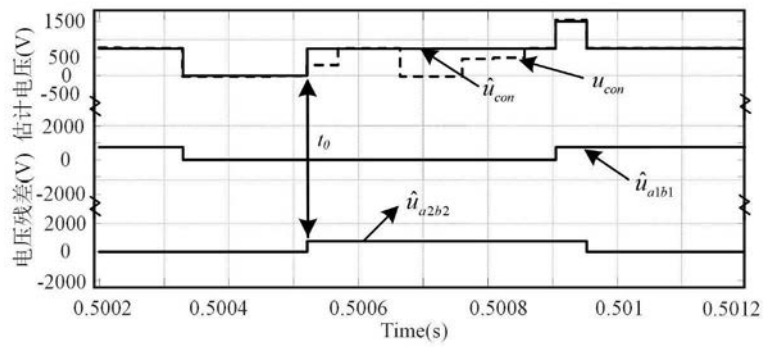


图9

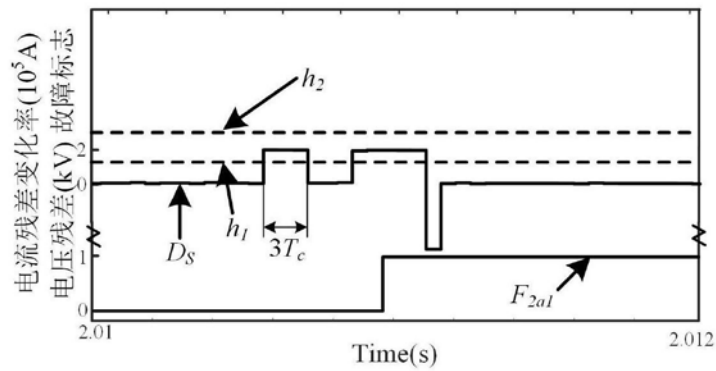


图10