NOVEL WAVELET APPROACH TO TRANSFORMER DIFFERENTIAL PROTECTION

Abstract

Second-harmonic restraining technique and gap-detecting technique are widely used to distinguish magnetizing inrush current and internal fault current. However, recently more bigger the transformer capability is, more longer the transmission lines are and CT's saturation, more bigger second-harmonic content of internal faults is even sometimes more than that of magnetizing inrush current. While, due to modern advanced manufacture arts and material of transformer, the content of second-harmonic in inrush current decreases. Relay with Second-harmonic restraining technique may maloperate and delay the operate time. The cost of relay protection with gap-detecting technique is very high and this technique may be affected by CT's saturation. Therefore, some new transformer protection projects are proposed resently.

This paper introduces some techniques such as Fuzzy Logic algorithm, Expert System, Artificial Neural Network, Wavelet Transformation and their advantages and disadvantages. Especially, kinds of Wavelet Transformation application in transformer protection are compared and analyzed, only to find that Wavelet Transformation is a most promising tool in transformer protection.

This paper presents a new approach of transformer protection based on Wavelet Transformation. Firstly, system model is constructed by RTDS (Real—Time Digital Simulator). RTDS is used to simulate kinds of magnetizing inrush current at any switched moment and kinds style of fault, fault currents

under CT's saturation and inrush current when energized transformer without loads.

Then, the output data from RTDS is analyzed by WT of Matlab to analyze sample current signals of both sides of transformer and get the product of fault-jump in order to distinguish between inrush current and internal fault current only to get the new arithmetic.

Finally, the arithmetic is tested by RTDS and Matlab. The arithmetic proved to be fast , reliable, accurate and simple , what's more, it is not affected by CT's saturation and the worst faults.

Key Words: internal fault; external fault; magnetizing inrush; RTDS; Wavelet Transform

关于学位论文使用授权的说明

本人完全了解广西大学有关保留、使用学位论文的规定,即:

广西大学拥有在著作权法规定范围内学位论文的使用权,其中包括:(1)已获学位的研究生必须按学校规定提交学位论文,学校可以采用影印、缩印或其他复制手段保存研究生上交的学位论文;(2)为教学和科研目的,学校可以将公开的学位论文作为资料在图书馆、资料室等场所供校内师生阅读,或在校园网上供校内师生浏览部分内容。

本人保证遵守上述规定。

(保密的论文在解密后遵守此规定)

作者签名:		FBN2/	导师签名:		
日 期] :	2005.6.18	日	期:	,

第1章绪 论

1.1 课题的背景和意义

变压器是电力系统中最重要的也是最昂贵的电气设备之一,因此根据变压器的容量和重要程度,及各种可能的故障和不正常的运行状态应安装性能优良,可靠性好的保护设备。变压器的内部故障可分为油箱内故障和油箱外故障两种。油箱内故障具有很大的危害性,短路电流产生的高温电弧不仅会损坏绕组的绝缘,烧毁铁芯,而且会使绝缘材料和变压器油受热分解而产生大量气体,有可能会引起变压器油箱的爆炸。而修理或替换变压器是昂贵的,费时的。因此,在变压器内部故障时,必须迅速切除变压器。

变压器设备主保护的首选一般是电流差动保护,它基于基尔霍夫定律, 具有灵敏度高、选择性好的特点。但是变压器电流差动保护有时无法区别 励磁电流和内部故障电流。励磁涌流是在变压器空载合闸时或是外部故障 清除后电压恢复时引起的,由于铁芯饱和,相对导磁率接近于 1,变压器 绕组的电感降低,原边侧电流很少部分转化为二次电流大部分转化为励磁 电流,因此励磁涌流只流过变压器的一侧,由 CT 变换过去的差动电流就 是不平衡的与内部故障电流的表现相似。在变压器正常运行时,励磁电流 很小不超过额定电流的 2%~10%。但是当空载合闸或是外部故障清除后 电压恢复时,励磁电流甚至于可能达到额定电流的 8 倍以上,继电器会产 生误动。

为了避免由于励磁涌流使继电器误动作,早期学者们利用励磁涌流固有的特征研究了很多方法来区分励磁涌流,例如二次谐波制动原理、间断角原理、波形对称原理、电压制动、磁通特性制动以及等值电路法。这些鉴别机制有的获得了一些运用,有的还仍处于实验研究阶段。 其中比较实用的方法是采用电流差动保护作为主保护,利用二次谐波制动原理来躲避励磁涌流。

二次谐波制动电流差动保护是应用很成熟的保护技术。在 70~90 年 代它的及其优良的灵敏性和可靠性完全满足电力系统的要求,故障率低, 可靠性高。但是进入 21 世纪后,随着变压器容量越来越大,越来越长的输电线路引起的分布电容,及电流互感器饱和等因素使得内部故障电流也含有较大的二次谐波甚至于有时超过励磁涌流,再加上现代先进的变压器制造工艺和材料,使励磁涌流所含的二次谐波分量减少,有时低于 10%甚至于 8%。这导致了基于二次谐波制动的变压器差动保护必须经过一定延时才能做出判断,破坏了变压器保护要求的快速性。间断角法保护硬件成本很高并受 CT 饱和的影响,使得该原理在微机保护的实际应用受到限制。因此迫切需要研究出更完备的变压器保护新原理,于是大量的专家学者把人工智能控制技术应用于其中,开发了包括模糊逻辑法、专家系统、人工神经网络、小波变换等变压器保护新算法。

1.2 励磁涌流鉴别方案的历史与发展

为了避免由于励磁涌流使继电器误动作,国内外许多学者致力于变压 器继电保护的研究,提出了不少判别励磁涌流的原理和方法。

1.2.1 传统的四种算法

早期学者们利用励磁涌流固有的特征,根据判别励磁涌流所用信号特征,将传统算法分为以下四类:波形特征识别法;谐波识别法;磁通特性识别法;等值电路法

1. 波形特征识别法

波形特征识别法就是根据变压器在励磁涌流和内部故障时差流波形 所具有的不同特征来区分内部故障和励磁涌流的方法。这里分析两种:一种是间断角原理:另一种是文献^[1]里提出的波形对称性来区分;第三种是由文献^[2]提出的差动电流峰一峰间距判别法。

间断角原理已为大家所熟悉,且已成功地运用于实践,因此不再重复。 主要讨论目前用微机实现间断角时存在的问题:

1) 为准确地测量间断角大小,满足采样定理,并考虑一定的裕度,必须达到很高的采样率。高采样率使得微机进行故障计算的时间就非常有限。因此必须减少计算量并采用功能较强的 32 位微机。减少计算量的一个有效方法是采用分相差动原理,即多 CPU 分别计算 A、B、C 三相的

电流。这样硬件复杂性和成本就大大提高了;

- 2) 涌流间断角处电流的特点是绝对值非常小且接近于零,而 A/D 转换芯片刚好在零点附近的转换误差最大,因此为正确判断电流是否已进入"间断"范围,提高保护灵敏度,需采用高分辨率的 14 位,甚至 16 位 A/D。这样又加大了硬件的成本:
- 3) 由于 CT 传变引起的涌流间断角变形的问题一直没有得到很好的解决。在模拟式保护中的解决办法是在 CT 副方加接一电抗器,在微机中可通过对电流进行一次微分来近似。但由于电抗器特性比较复杂,这种方法的效果还须实践来检验。

文献^[1]中提出方法是:首先将流入继电器的差流进行微分,将微分后差流的前半波和后半波作对称比较。设差流导数前半波某一点的数值为 *[*1], 后半波对应点的数值为 *[*1], 如果数值满足式

$$\frac{\vec{I}_{i} + \vec{I}_{i+180}}{\vec{I}_{i} - \vec{I}_{i-180}} \le K \tag{1-1}$$

称为对称,否则不对称。连续比较半个周波,对于故障电流,式(1-1)恒成立;对于励磁涌流有 1/4 周波以上的点不满足式(1-1)。设定恰当的采样频率和计算门坎,这样可以区分故障和涌流。

该方法用单片机实现了微机变压器保护装置,在电力自动化研究院动模中心作了动模试验,证明了波形对称原理变压器差动保护动作可靠,抗干扰能力强,变压器发生任何故障,都能瞬时出口,可作为变压器的主保护。装置于1995年8月在110kV变压器上投入运行,经受了合闸涌流考验,运行良好。该方案只是在低压小型变压器进行了应用,在进行高压大容量变压器应用时还有待于进一步的测试。

文献^[2]中分析内部故障电流和励磁涌流波形得出:内部故障时波形的峰值之间相差 1/2 周波左右且符号相反;励磁涌流波形的峰值之间相差 1/4 周波或一个周波左右。利用两个相继峰之间的时间差来区分内部故障和励磁涌流,类似于微机型间断角原理(都是利用时间量)。该方法需要获得暂态过程中的峰值,因此需要很高的采样率;而且两种波形不能完全概括现实中各种暂态因素的干扰。

2. 谐波识别法

谐波含量鉴别法,是通过电流或电压中谐波含量的多少来区分内部故障和励磁涌流。大体可以分为两种,一是利用二次谐波电流鉴别励磁涌流的方法;二是通过分析变压器端电压中的谐波分量而形成的电压制动式保护。

目前国内外投运的微机变压器保护最常用的是二次谐波制动原理。因此在论文里不给出具体的二次谐波制动基本原理,只是给出二次谐波制动法存在的问题。二次谐波比常取 15~17%。但是,随着电网电压等级的提高和规模的扩大、变压器单机容量的增大和制造技术的提高,二次谐波原理将面临以下几个问题:

- 1) 对大型变压器,特别是 500kV 的大型变压器,由于其电压等级高且常在端部接较长的输电线,输电线的分布电容效应十分明显。因此当大型变压器内部严重故障时,由于电感与电容的谐振使短路电流中的谐波含量明显增加,有可能引起二次谐波制动的差动保护延时动作;
- 2) 对 500kV 系统,为提高系统稳定性采取无功就地自然补偿措施,往往在变压器低压侧装有(1/4~1/3)倍额定容量的电力电容器组。在低压侧出口范围内故障时,电容的反馈电流将流向故障点。电容的反馈电流中含有幅值较大的谐波成分,该反馈电流作为差流的一部分对差动保护有影响,可能使差动保护延时动作;
- 3) 大型变压器差动保护中 15~17%的制动比是按照一般饱和磁通为 1-4 倍额定磁通幅值时合闸涌流时的大小来考虑的,但由于变压器制造技术的提高和制造材料的改进,现代变压器的饱和磁通倍数经常在 1-2 到 1-3,甚至低至 1-15,此时涌流的最小二次谐波含量有时可能低至 10%以下,此时差动保护会误动。

对于 1)、2)两个问题可以通过采用合适的加速判据可以有效地克服内部故障的误闭锁问题。目前提出的典型的加速判据有低电压加速和大电流加速或者二者合之的判据。对于问题 3),虽然目前国内大型变压器保护的实践表明,我国现有运行中的大型变压器励磁涌流中的二次谐波一般在 12%以上,但也应引起足够重视,对二次谐波原理继续进行研究和改进。

3. 磁通特性识别法

它是利用衡量变压器饱和的一个重要物理量:变压器的磁通。而现在如何利用磁通量以鉴别励磁涌流是一个比较活跃的研究方向。主要有两种磁通制动方案:

方案 1: 文献^[3]给出变压器两侧绕组回路的基尔霍夫电压方程的积分公式:

$$\zeta_{1}(t) = \int_{-1}^{1} L_{1} \frac{di_{1}}{dt} dt + \int_{-1}^{1} N_{1} \frac{d\Phi}{dt} dt - \int_{-1}^{1} V_{1} dt$$
 (1-2)

$$\zeta_{2}(t) = \int_{-1}^{1} L_{2} \frac{di_{2}}{dt} dt + \int_{-1}^{1} N_{2} \frac{d\Phi}{dt} dt - \int_{-1}^{1} V_{2} dt$$
 (1-3)

若|5||≻5,则为内部故障;

若 ら べら, 则为励磁涌流: 5 为某一门坎值通过实验确定。

这一保护方案思路简单,但存在一些困难:1)空载特性的三折线图不能概括所有实际情况的特性图;2)绕组漏感的原始数据不易获得。因此要真正实际应用时,必须作进一步的实验来验证。

方案 2: 在 1983 年,A-G-Phake 和 J-S-Thorp^[4] 提出一种基于计算机的磁通制动的电流差动保护,利用从 CT,PT 得到的电流电压来计算磁通,若磁通和差动电流的关系落于变压器的空载磁化曲线内则判为励磁涌流,否则判为故障动作出口跳闸。该算法中只用到一个递推公式,减少了计算量有利于早期计算机有限的容量和计算能力。由于剩磁的作用作者又利用 $d\phi/di_d-di_d$ 面确定了两个区域,落于区间 1 保持不动的是饱和内部故障区,落于区间 2 是正常情况,而在区间 1、2 摆动不定的是励磁涌流。区间 1、2 如下图所示:

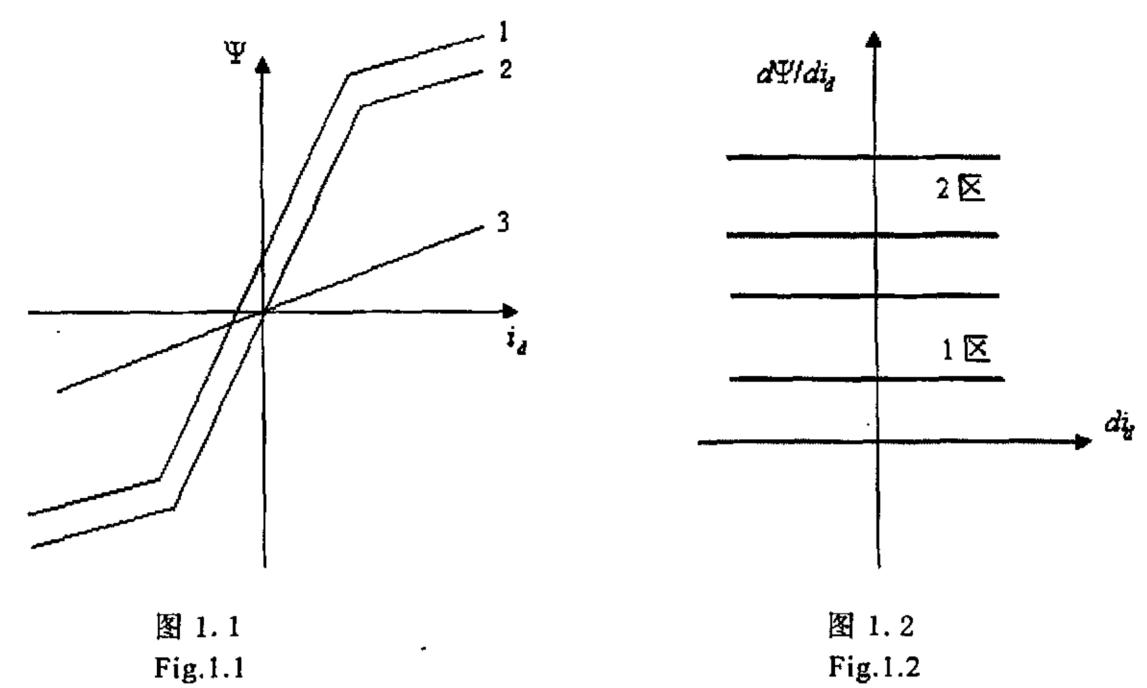


图 1.1: 折线 1 代表具有一定剩磁的空载磁化特性曲线; 折线 2 代表理想空载磁化特性曲线; 折线 3 代表内部故障时磁化曲线。

Figl.1: Line1: no-load magnetized character curve with remnant magnetism; line2: ideal no-load magnetized character curve; line3: internal fault magnetized character curve

图 1.2: 1 区是饱和内部故障区; 2 区是非饱和区

Fig1.2: Area1: saturated or internal fault area; Area2: no-saturated area

该方法不受剩磁的影响,在 2/3~3/2 周波内做出判断。但也存在一些不足:

- 为得到磁化曲线折线的斜率,需要具体变压器精确的磁化曲线,因这些参数的测量不准会影响判据的动作。
- 2) dφ/di_d di_d 曲面上的两个区间的确定可能会困难,因为内部轻微故障时,差流较小,端口电压较高, dφ/di_d较大,这样要求区间1很大,有可能会与区间2重合。

4. 等值电路法

文献^[5]提出了一种基于变压器导纳型等值电路的励磁涌流的判别方法。该方法通过检测对地导纳参数变化来鉴别变压器内外故障,作者分析

得出如下结论:

- 1) 铁芯线圈饱和时的漏抗和空心线圈的漏抗相近,故此时变压器导纳型等值电路中,各节点的互导纳几乎与变压器的铁芯饱和无关;
- 2) 铁芯未饱和时,变压器各侧对地导纳几乎均为零;当铁芯饱和时,变压器各侧对地导纳明显增大;严重饱和时变压器各侧对地导纳与空心变压器的对地导纳几乎一致,且是一不等于零的常量。

因此,可以计算变压器各侧对地导纳,通过其值的大小变化来判别故障与否。给出了用于区别内部故障与励磁涌流的判据和在模拟变压器上的试验结果。

等值电路原理虽然理论上十分完美且快速,即使内部故障叠加涌流,一般在半个周波内也可以给出正确的判断结果。但它需要知道变压器两侧的漏抗,由于获取漏电感参数较难由漏感误差带来的灵敏度下降是致命的弱点,且计算瞬时导纳量大,整定计算复杂,很难得到广泛应用。

1.2.2 新兴的四种原理

近二十多年来,随着现代人工智能技术的快速迅猛的发展,这些技术已经渗透入变压器差动保护,用来辨别励磁涌流并进行快速闭锁已经展现出诱人的前景。主要技术有以下四类:

1. 模糊逻辑控制

模糊逻辑算法是把现代智能控制技术应用于传统的继电保护方案中。1995年 Andrzej Wiszniewski 和 Bogda Kaszenny^[6]提出基于模糊逻辑的多判据电流差动保护,继电器在做出口跳闸之前,分别用判断规则排除了励磁涌流、过励磁情况、CT 饱和下的外部故障以及 CT 和变压器变比不匹配下的过负荷或外部故障的情况。该算法的优点是对计算机的硬件及继电器的内存要求不高。但是不足的是没有进行各种情况的系统测试,所以对于算法的有效性和可实用性没有可靠的依据。

2003 年文献^[7]的模糊逻辑算法就是由磁通对电流求导的微分曲线,谐波制动及比率差动特性曲线组成的。从 Salford EMTP 仿真包里获得数据,然后进行模糊化,利用规则库里的 19 个模糊推论规则来判断区分励磁涌流和内部故障,显示了快速和精确的跳闸动作行为。所有应用的模糊逻辑算法都存在一个问题:模糊逻辑中隶属函数与权重应当如何选择?这

个问题需要建立在原有认识的基础上,需要技术人员对问题有深入而细致的研究,因此模糊逻辑推论规则还是受人们经验和知识的限制。

2. 专家系统[8]

目前专家系统技术已经在电力系统设计的许多领域表现得非常活跃,譬如电力系统规划设计、厂站一次电气接线辅助设计及变电站接地网络设计等;而在继电保护方面只是电网保护整定受到重视,尤其在后备保护中应用的很成功,并且已经投入实用。直到 1991 年 11 月,Kalman A 提出了变压器保护继电器选型的专家系统之后,1994 年刘立丰,高中德,杨奇逊等人设计一套电力变压器继电保护专家系统。1995 年提出了一个可用于变压器保护辅助设计的专家系统,不仅可以实现保护系统配置、保护方式选择、保护装置选型及继电器产品确定,还能表示保护设备之间、保护系统与一次系统之间的关系。专家系统由于速度较模糊控制慢,所以一般不能满足变压器主保的要求,现在主要是在输电线路后备保护上应用。

3. 人工神经网络

人工神经网络技术(ANN)在负荷预测的应用中取得了巨大的成功,然而继电保护要求故障时记录所有的数据以及继电器的可靠的动作特性,而人工神经网络是一种基于大量样本的经验式算法存在以下一些问题:一是 ANN 需要训练大量的样本耗时费力;二是 ANN 不能囊括所有实际故障的样本,难以保证样本集的完备性;三是它的动作过程是不透明的,故障后我们无法分析事故原因。

利用神经网络技术,实现电网的继电保护目前已有了小的工业应用,在变压器保护领域里也取得了一定的理论成果。文献^[9]中通过观察整个输入空间来优化信号分类的运算。先进行自适应学习,对信息进行在线自动获取和确认,然后冻结该网络,执行保护功能。运算是透明的,具有确定性。该文章的算法是上海施奈德 Sepam2000 数字式继电器的一部分,硬件主要是 16 位单片机。文献^{[10][11][12]}分别对变压器保护中的神经网络保护的训练样本、改进方法及实验测试进行了进一步深入的研究。但是人工神经网络技术有其自身缺点:一、训练样本难以获得,且需要很长的训练周期;二、神经网络保护还没有十分有效的仿真工具,可靠性得不到保证,所以没有得到广泛应用。

4. 小波变换分析

小波变换是一个有力的分析工具,它既具有 Fourier 的变换和反变换的性质,同时又具备时间窗和频率窗性质,且相应的时频窗又是可调的。它的多尺度分析和时一频局部化特性,特别适用于边缘和峰值突变信号的处理和特征抽取。

小波分析作为一门学科,诞生于 20 世纪 80 年代末,经过近 20 年的发展,已经取得了许多理论成果和应用成果,充分显示了小波分析本身强大的威力。文献^{[13][14][15]}里给出了利用不同小波分析结果作为判据,得到了一系列的可靠快速的算法。

1999 年 Moisés Gómez-Morante, Denise W-Nicoletti^[13]提出用 Daubechies 6 作为母小波,用小波系数的平方加权之和算出信号的能量,再把信号的能量小波分解到时域和频域,涌流和内部故障的能量分布是不同的。该算法是用信号的能量作为判据来区分励磁涌流和内部故障,所需要的计算量是很少的,只需要进行小波分解和判别函数 W (x) 的实时计算。但是该文提出算法,没有对算法做进一步的仿真和验证,所以进行应用时还需要进行测试。

2001年 Peiling L-Mao^[14]等人又对上面算法做了大的改进把小波变换后的结果作为人工神经网络的输入数据联合起来判别变压器励磁涌流和内部故障。首先用小波变换把变压器差动电流信号分解为一系列的细节小波分量,但是直接用加窗小波信号作为神经网络的输入是不实际的会增加神经网络的转换困难,因此可以计算信号的能量谱,这样既减少了神经网络的规模也保持了小波信号的重要特征。该算法用 EMTP 软件对不同内部故障类型和不同合闸相角时的励磁涌流以及 CT 饱和时的外部故障时算法的可靠性进行了验证,在 99%的暂态状态下该联合算法有很高的精确度,还验证了不同变压器系统下算法的鲁棒性。国内文献^[15]也是联合了小波和人工神经网络来区分。这些算法大都比较好地解决了涌流和内部短路的识别,但在计算量方面和实际系统的训练样本的获得上都存在一些问题,且采样用的是一次侧电流,而保护处理的是 CT 传变的二次侧电流,不适于实际应用。

2003 年 Omar.A.S.Youssef^[16]仍然用传统的二次谐波制动,但是加入了小波技术,在励磁涌流单独作用时,以及在发生励磁涌流同时发生单相接地内部故障或两相及两相接地故障时,小波变换后显示出明显的区别。

这个算法两个最大的优点一是当励磁涌流和内部故障同时发生时,算法仍然能半个周波内给出正确的判断;二是相对别的小波应用该方案的计算量减小了。

文^[17]利用小波分析提取励磁涌流的间断角特征来识别涌流和短路电流,但是对于干扰较严重的现场,可靠性较低。文^{[18][19]}构造了新的基本小波利用小波变换结果的能量值与原始电流波形的能量值之比作为判据,但计算量较大。

2003 年文献^[20]提出一种利用小波分析来保护传输线路的算法,不仅可以区分内部故障和外部故障,而且可以区分故障相别,以及故障类型,具有高度灵敏度。其基本思想是:

论文里定义幅值超过一个给定的定值的奇异点为故障跳。以电流差动保护作为主保护,以小波分析后的故障跳乘积的符号作为判据避免不平衡电流时继电器误动作。当发生内部故障时,线路两端的 CT 传变的二次电流的方向是相反的,小波分析后的波形奇异点也是方向相反的。而当发生外部故障时,线路两端的 CT 传变的二次电流的方向是相同的,小波分析后也是同向。若是三相中 B、C 相没有故障跳且 A 相故障跳的乘积的符号是负值,则表明是发生 A 相故障。同时文中增加了零序电流的小波变换检测,若是检测到故障跳,那么表示发生了 A 相接地故障。这个简单的判据既可给出故障,并给出那故障类别和类型,便于工作人员及时清除故障。文中用 IEEE 14-bus System测试在不同故障地点,不同故障类型,不同故障相角,不同故障阻抗,该判据都成功得检测到了故障的突变。该方法可以简单快速精确地从故障电流中区分出励磁涌流,在变压器差动保护中显示出巨大的潜力。

1.3 本文研究的主要内容

由前面几节的论述可知,小波变换作为新型信号处理工具,其理论研究及在各行业的应用都已渐趋成熟。而在继电保护上的应用还具有很大的开发前景。因此本文在文^[20]的启发下,把线路保护的小波分析应用于变压器差动保护中构成新的算法,把新的小波算法与其他小波算法进行比较,其不受 CT 饱和的影响,且简单快速。本文的主要工作包括如下几个部分:

- 1) 采用电力系统的实时数字仿真系统 RTDS 建立系统模型。对变压器各种合闸时刻下的励磁涌流和各种类型的内外部故障进行仿真,输出并保存算法所需的变压器两侧电流信号数据。
- 2) 载入 Matlab 软件进行编程,利用小波变换对两侧信号进行五尺度分解,提取第五尺度一维小波变换高频系数,得到励磁涌流和内外部故障跳,取变压器两侧故障跳进行相乘,用乘积符号来区分励磁涌流和内外部故障。
- 3) 变换测试了各种小波函数例如 daubechies 小波系以及 coie 小波系, 并且比较多个尺度下的一维小波变换高频系数,得到 daubechies4 小 波比其他小波分解结果更显著。变压器两侧信号在 daubechies4 小波 第五尺度下的一维小波变换高频系数下的分解具有独特的明显的特 征。
- 4) 通过分析小波变换结果提取新特征,构建了新的算法。
- 5) 通过使用 RTDS 改变变压器低压测出口不同类型的故障电流及各种合闸相角下的励磁涌流涌流,并且测试了各种空投变压器时发生故障的最恶劣情况以及 CT 饱和的影响,对算法进行检验。

第 2 章 小波理论概述

本章首先阐述了小波变换的定义,在第二节具体化了多分辨率的概念并详细给出了一维多分辨率的思想和公式,为后续章节提供数学基础。小波分析属于时频分析的一种。传统的信号分析是建立在傅立叶(Fourier)变换的基础之上的,由于傅立叶分析使用的是一种全局的变换,要么完全在时域,要么完全在频域,因此无法表述信号的时频局域性质,而这种性质恰恰是非平稳信号最根本和最关键的性质。为了分析和处理非平稳信号,人们对傅立叶分析进行了推广乃至根本性的革命,提出并发展了一系列新的信号分析理论:短时傅立叶变换、Gabor变换、时频分析、小波变换、Randon-Wigner变换、分数阶傅立叶变换、循环统计量理论和调幅一调频信号分析等。其中,短时傅立叶变换分析的基本思想是:假定非平稳信号在分析窗函数 g(t)的一个短时间间隔内是平稳(伪平稳)的,并移动分析窗函数,使 f(t)g(t-t)在不同的有限时间宽度内是平稳信号,从而计算出各个不同时刻的功率谱。但从本质上讲,短时傅立叶变换在信号分析上还是存在着不可逾越的缺陷。

小波变换是一种信号的时间一尺度(时间一频率)分析方法,它具有多分辨率分析(Multiresolution Analysis)的特点,而且在时频两域都具有表征信号局部特征的能力,是一种窗口大小固定不变但其形状可改变,时间窗和频率窗都可以改变的时频局部化分析方法。即在低频部分具有较高的频率分辨率和较低的时间分辨率,在高频部分具有较高的时间分辨率和较低的频率分辨率,很适合于探测正常信号中夹带的瞬态反常现象并展示其成分,所以被誉为分析信号的显微镜,利用连续小波变换进行动态系统故障检测与诊断具有良好的效果^[21]。

当电力系统故障时,其暂态信号具有持续时间短、所占频带宽等特点,传统的付里叶和加窗付里叶变换均难以对其进行有效的分析。而小波变换是一个有力的分析工具,它既具有 Fourier 的变换和反变换的性质,同时又具备时间窗和频率窗性质,且相应的时频窗又是可调的。它的多尺度分析和时一频局部化特性,特别适用于边缘和峰值突变信号的处理和特征抽取。下面对小波变换进行简单介绍。

2.1 小波变换定义[21]

设 $\psi(t) \in L^2(R)(L^2(R)$ 表示平方可积的实数空间,即能量有限的信号空间),其傅里叶变换为 $\hat{\psi}(\omega)$ 。当 $\hat{\psi}(\omega)$ 满足允许条件(Admissible Condition):

$$C_{\psi} = \int_{R} \frac{|\hat{\psi}(\omega)|}{|\omega|} d\omega < \infty \tag{2-1}$$

时,称 $\psi(t)$ 为一个基本小波或母小波(Mother Wavelet)。 对于连续的情况,小波序列为

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi(\frac{t-b}{a}) \quad a, b \in R; a \neq 0$$
 (2-2)

其中 a 为伸缩因子, b 为平移因子。

对于任意的函数 $f(t) \in L^2(R)$ 的连续小波变换为

$$W_f(a,b) = \langle f, \psi_{a,b} \rangle = |a|^{-1/2} \int_R f(t) \overline{\psi(\frac{t-b}{a})} dt$$
 (2-3)

其逆变换为

$$f(t) = \frac{1}{C_w} \int_{\mathbb{R}^+} \int_{\mathbb{R}} \frac{1}{a^2} W_f(a,b) \psi(\frac{t-b}{a}) dadb \qquad (2-4)$$

在实际使用时,将a,b离散化,则 Ψ_{ab} 变为:

$$\psi_{ik}(t) = 2^{-\frac{j}{2}} \psi(2^{-j}t - k)$$
 (2-5)

而离散化小波变换系数则可表示为

$$C_{j,k} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\psi_{j,k}^{*}(t)dt = \left\langle f, \psi_{j,k} \right\rangle \tag{2-6}$$

前面谈到的小波变换式虽然具有十分明确的意义,但只便于理论推导 而不便于实际工程中的软硬件实现。因此,在实际工作中,人们一般采用 根据多分辨分析理论提出的离散算法——Mallat 算法。这个算法在小波分析中的地位相当于 FFT 在经典傅式分析中的地位。

2.2 多分辨分析

2.2.1 一维多分辨率分析

Mallat 小波快速算法是建立在多分辨率分析概念基础之上的^[22]。1988年 S-Mallat 在构造正交小波基时提出了多分辨率分析(Multi-Resolution Analysis)的概念,从空间的概念上形象地说明了小波的多分辨特性,将此之前的所有正交小波基的构造法统一起来,给出了正交小波的构造方法以及正交小波变换的快速算法,即 Mallat 小波快速算法。

关于多分辨分析的理解,我们这里以一个三层的分解进行说明,其小波分解树如图所示:

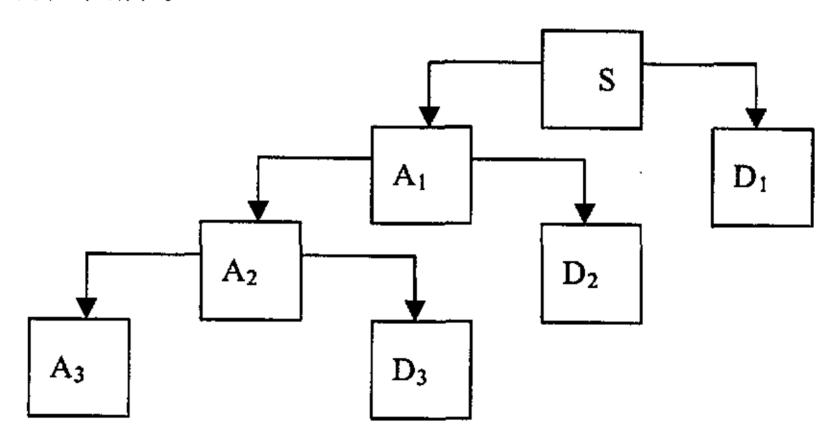


图 2.1 三层多分辨分析树结构图 Fig.2.1 Three layer multy-resolution tree frame

从图中可以明显看出,多分辨分析只是对低频部分进行进一步的分解,而高频部分不予以考虑。分解具有关系:

$$S = A_3 + D_3 + D_2 + D_1 (2-7)$$

另外需要说明的是,这里是以一个层分解进行说明的,如果要进行进一步分解,则可以把低频部分 A_3 分解成次频部分 A_4 和次高频部分 D_4 ,以下依次类推。

在理解多分辨率分析的时候,我们必须牢牢把握一点,即分解的最终目的是力图构造一个在频率上高度逼近 L²(R) 空间的正交小波基,这些频率分辨率不同的正交小波基相当于带宽各异的带通滤波器。从上面的多分辨率树型结构图可以看出,多分辨率分析是对低频空间的进一步分解,使频率分辨率越来越高。为了说明问题,我们给出多分辨率分析的定义。

定义 2.3

空间 $L^2(R)$ 中的多分辨率分析是指 $L^2(R)$ 中满足如下条件的一个空间序列 $\{V_j\}_{j\in\mathbb{Z}}$:

(1) 单调性: $V_{j} \subset V_{j+1}$, 对任意的 $j \in \mathbb{Z}$ 。

(2) 逼近性:
$$\bigcap_{j\in \mathbb{Z}}V_{j}=\left\{ 0\right\} ,\ close\left\{ \bigcup_{-\infty}^{\infty}V_{j}\right\} =L^{2}(R).$$

- (3) 伸缩性: $f(t) \in V_j \Leftrightarrow f(2t) \in V_{j+1}$; 伸缩性体现了尺度的变化,逼近正交小波的变化和空间的变化的具有一致性。
- (4) 平移不变性: 对任意的 $k \in \mathbb{Z}$,有

$$\phi(2^{-j/2}t) \in V_j \Rightarrow \phi(2^{-j/2}t-k) \in V_j$$
.

(5) Riesz 基的存在性: 存在 $\phi(t) \in V_0$, 使得 $\{\phi(2^{-\frac{l}{2}}t-k)|k \in Z|\}$ 构成 V_j 的 Risez 的基。

设以 V_j 表示分析树分解中的低频部分 A_j , W_j 表示分解中的高频部分 D_j ,则 W_j 是 V_j 在 V_{j+1} 中的正交补,即

$$V_{j} \oplus W_{j} = V_{j+1} \qquad j \in \mathbb{Z}$$
 (2-8)

显然

$$V_{j} \oplus W_{j} \oplus W_{j+1} \oplus \cdots \oplus W_{j+m} = V_{j+m}$$
 (2-9)

则多分辨率分析的子空间心可以用有限个子空间来逼近,即有

 $V_0 = V_1 \oplus W_1 = V_2 \oplus W_2 \oplus W_1 = \dots = V_N \oplus W_N \oplus W_{N-1} \oplus \dots \oplus W_2 \oplus W_1$ (2-10) 空间序列 $\{W_i \mid j \in Z\}$ 具有性质:

- (1) $f(t) \in W_i \Rightarrow f(t-2^j n) \in W_i$ $j, n \in \mathbb{Z}$
- (2) $f(t) \in W_i \Leftrightarrow f(2t) \in W_{i+1}$ $j \in Z$
- (3) $P_{w,f} \to 0$, 当 $|j| \to \infty$,对任意 $f \in L^2(R)$ 和 V_j 一样,我们希望找到一个确定的函数 $\psi(t) \in W_0$,使得对每个 $j \in \mathbb{Z}$,函数系 $\{\psi_{j,n} \mid n \in \mathbb{Z}\}$ 构成空间 W_j 的规范正交基,其中 $\psi_{j,n}(t) = 2^{-\frac{j}{2}}\psi(2^{-j}t-n)$ 。

若令 $f_j \in V_j$ 代表分辨率为 2^{-j} 的函数 $f \in L^2(R)$ 的逼近(即函数f的低频部分或"粗糙像"),而 $d_j \in W_j$ 代表逼近的误差(即函数f的高频部分或"细节"部分),则式(2-10)意味着:

$$f_0 = f_1 + f_d = f_2 + d_2 + d_1 = \dots = f_N + d_N + d_{N-1} + \dots + d_2 + d_1$$
 (2-11)

注意到 $f = f_0$, 所以上式可简写为

$$f = f_N + \sum_{i=1}^{N} d_i \tag{2-12}$$

这表明,任何函数 $f \in L^2(R)$ 都可以根据分辨率为 2^{-N} 时 f 的低频部分("粗糙像")和分辨率 $2^{-j}(1 \le j \le N)$ 下 f 的高频部分("细节"部分)完全重构,这就是著名的 Mallat 塔式算法的具体实现,我们直接给出以下定理,其证明参考文献 [23]。

定理 2.1

如果 $\{V_j\}_{iez}$ 是 $L^2(R)$ 的一个MRA,则存在唯一的函数 $\varphi(x) \in L^2(R)$,称为

尺度函数, $\psi_{i,n}(x) = 2^{-\frac{1}{2}} \psi(2^{-j}x - n)$, $j,n \in \mathbb{Z}$, 使得 $\{\psi_{i,n}(x) | n \in \mathbb{Z}\}$ 是 V_i 的一 个规范正交基。

定理 2.2

若 $\varphi(x)$ 是由 MRA $\{V_j\}_{j\in \mathbb{Z}}$ 产生的一个尺度函数,H是具有脉冲响应 $h(n) = \langle 2^{-1} \varphi(2^{-1} x), \varphi(x-n) \rangle$, 记 $H(\omega)$ 为 h(n) 的离散 Fourier 变换

$$H(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h(n)e^{-in\omega}$$
 (2-13)

则 $H(\omega)$ 满足下列两条性质:

$$|H(0)| = 1, h(n) = o(n^{-2})$$
 (2-14)

$$|H(\omega)|^2 + |H(\omega + \pi)|^2 = 1$$
 (2-15)

反之,若 $H(\omega)$ 满足上述两点,且

$$|H(\omega)| \neq 0 \qquad \forall \omega \in [0, \frac{\pi}{2}]$$
 (2-16)

则

$$\hat{\varphi}(\omega) = \prod_{p=1}^{+\infty} H(2^{-p}\omega) \tag{2-17}$$

是尺度函数 $\varphi(x)$ 的 Fourier 变换。

式 (2-14) 和 (2-15) 又称为精确重构条件,满足此条件的 $H(\omega)$ 称为 共轭滤波器,一般条件下,要求 $\varphi(x)$ 满足:

$$|\varphi(x)| = O(x^{-2})$$
 (2-18)
 $|\hat{\varphi}(x)| = O(x^{-2})$ (2-19)

$$|\hat{\varphi}(x)| = O(x^{-2})$$
 (2-19)

定理 2.3

若 $\{V_j\}_{jez}$ 是一个 MRA, $\varphi(x)$ 是由 $\{V_j\}_{jez}$ 产生的尺度函数, $H(\omega)$ 是相应的共轭滤波器。记函数 $\psi(x)$,其 Fourier 变换为

$$\hat{\psi}(\omega) = G(\frac{\omega}{2})\varphi(\frac{\omega}{2}) \tag{2-20}$$

其中

$$G(\omega) = e^{-j\omega} \overline{H(\omega + \pi)}$$
 (2-21)

令

$$\psi_{j,n}(x) = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}x - n)$$
 (2-22)

则 $W_{j,n}(x)|n\in Z$ }是 W_j 的规范正交基, $W_{j,n}(x)|j,n\in Z$ }是 $L^2(R)$ 的一个规范正交基,其中 $W_j\oplus V_j=V_{j+1}$,即如上已提到的 W_j 是 V_j 在 V_{j+1} 中的正交补空间。

定理 2.1 到定理 2.3 说明, $L^2(R)$ 的一个 $MRA\{V_j\}_{jez}$ 事实上刻画了两个函数: 尺度函数 $\varphi(x)$ 和小波函数 $\psi(x)$ 以及两个空间 V_j 与 W_j ($j \in Z$)。从系统学原理来理解,可将 MRA 看作由四个元素组成的大系统,记为 MRAS(Multiresolution Analysis System),亦即

$$MARS = \{ \varphi(x), \psi(x); (V_j)_{j \in \mathbb{Z}}, (W_j)_{j \in \mathbb{Z}} \}$$
 (2-23)

上式不仅刻画了 L²(R),而且刻画了几乎所有常用空间;不仅分析了有限元剖分方法的实质,而且与人类视觉,计算机视觉有一种天然的联系。若将上式的每一个元素看作一维空间,则 MRAS 构筑了丰富多彩的四维空间。

2.2.2 一维 Mallat 算法

设尺度函数为 $\varphi(x)$,对应的小波函数为 $\psi(x)$,它们应满足尺度方程:

$$\varphi(x) = \sum_{n} h(n)\varphi(2x - n) \tag{2-24}$$

$$\psi(x) = \sum_{n} g(n)\varphi(2x - n) \tag{2-25}$$

其中

$$g(n) = (-1)^{1-n} h(1-n)$$
 (2-26)

对应的 MRA 为

$$\cdots \subset V_{j-1} \subset V_j \subset V_{j+1} \subset \cdots$$

$$\cdots \subset W_{j-1} \subset W_j \subset W_{j+1} \subset \cdots$$

$$(2-27)$$

$$\varphi_{j,k}(x) = 2^{\frac{j}{2}} \varphi(2^{j} x - k)$$
 (2-28)

$$\psi_{i,k}(x) = 2^{\frac{i}{2}} \varphi(2^{j} x - k) \tag{2-29}$$

设信号函数为f(x),则在尺度j(或 2^{j})下所平滑的信号 $A_{i}^{r}f$ 为

$$A_i^d f = \left\langle f(x), \varphi_{i,k}(x) \right\rangle = 2^{\frac{J/2}{2}} \left\{ f(x) \varphi(2^j x - k) dx \right\} \tag{2-30}$$

则在尺j(或 2^{j})下的细节信号(detail signal) $D_{i}f$ 为:

$$D_{j}f = \langle f(x), \psi_{j,k}(x) \rangle = 2^{\frac{j}{2}} \int f(x)\psi(2^{j}x - k)dx \qquad (2-31)$$

信号 f(x) 的分解过程是从 j+1 尺度到 j 尺度的逐步分解过程,即对信号 f(x) 是从分辨率高到分辨率低的过程,具体的是将 A_{j+1}^d 分解到 A_j^d 和 $D_j f$,亦即

$$A_{j}^{d} f = \sum_{k} h(k-2n) A_{j+1}^{d} f$$

$$D_{j} f = \sum_{k} g(k-2n) A_{j+1}^{d} f$$
(2-32)

上式是一个递推公式,设原始信号 $f(x) \in V_0$,即 $f(x) = A_0^d f$,则由上式知迭代次数为 $-J \le j \le J$,也就是将 $A_0^d f$ 分解为

$$\left\{A_{-1}^{d}f,(D_{j}f)_{-JSjSj}\right\}$$

即

$$f(x) = A_0^d f = A_{-J}^d f + \sum_{J=-1}^{-J} D_J f$$
 (2-33)

一般情况下, J取到5或6是足够的了。

由 $A_{i}^{d}f$ 和 $D_{i}f$ 又可重构 $A_{i+1}^{d}f$,即为

$$A_{j+1}^{d} f = \sum_{k} h(n-2k) A_{j}^{d} f + \sum_{k} g(n-2k) D_{j} f$$
 (2-34)

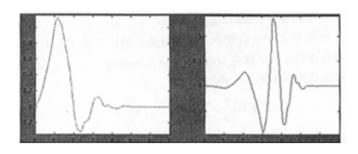
式(2-32)和(2-34)就是著名的一维情形下的 Mallat 算法。

2.3 Daubechies(dbN)小波系

Daubechies 函数是由世界著名的小波分析学者 Inrid Daubechies 构造的小波函数,该小波系具有以下特点:

- 1) 小波函数 Ψ 和尺度函数 Φ 的有效支撑长度为 2N-1,小波函数 Ψ 的消失矩阶数为 N;
- 2) dbN 大多数不具有对称性;对于有些小波函数,不对称性是非常明显的;
- 3) 正则性随着序号 N 的增加而增加:
- 4) 函数具有正交性。

本文采用的是 daubechies4 小波函数,分解到第 5 尺度(j=5),提取的是第 5 尺度的高频系数。下图 2.2 即 db4 小波的尺度函数和小波函数。



(a) 尺层函数

(b) 小波函数

图 2.2 db4 的尺度函数和小波函数 Fig.2.2 Scale function and wavelet function

2.4 小波变换极值点表示信号奇异点原理

由信号变换的奇异点在多尺度上的综合表现来表示信号(特别是它们的突变或瞬时特征)是小波变换引人注意的一个应用领域。利用小波变换的过零点或极值点来检测信号的突变点,设 θ,是某一低通平滑函数:

$$\theta(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \tag{2-35}$$

任何一个低通平滑函数 θ_t

$$\int \theta(t)dt \neq 0 \tag{2-36}$$

的各阶导数必定是带通函数,因为当 $\omega=0$ 时,它们为 0。因为根据傅立叶变换的微分定理,它们的频率特性在 $\omega=0$ 必有零点。因此,

$$\psi^{(1)}(t) = \frac{d\theta}{dt}, \psi^{(2)}(t) = \frac{d^2\theta}{dt^2}$$
 (2-37)

都可用作小波变换的基本小波。把上述两个基本概念结合起来便得到下述 结论:

1) 如果 Ψ_t 是某一低通平滑函数 θ_t 的一阶导数,则可用 Ψ_t 对 x_t 作小波变换。此时小波变换的极值点是(dv/dt=0)之处(y(t) 是 x_t 被 θ_t 平滑后的结

果),也就是y(t)的转折点。

2) 如果 Ψ_t 是平滑函数 θ_t 的二阶导数,则可用 Ψ_t 对 x_t 作小波变换。此时小波变换的过零点就是 y(t) 的转折点(dy/dt=0)。

这些结论对基本小波的伸缩

$$\psi_a^{(1)}(t) = \frac{1}{a}\psi^{(1)}(\frac{t}{a}), \psi_a^{(2)}(t) = \frac{1}{a}\psi^{(2)}(\frac{t}{a})$$
 (2-38)

也同样适用。

要使有效地检测局部突变,必须满足适当条件,首先, $\psi_a(t)$ 应是一个平滑函数的一,二阶导数。其次,尺度 a 必须适当,以便一方面使 y(t)的突变点基本上能反映分析信号 x(t)的突变点;另一方面,只有在适当尺度下各突变点引起的小波变换才能避免交叠干扰。

2.5 多尺度一维小波分解(wavedec)

格式: ①[C,L]=wavedec(X, N, 'wname')

wavedec 函数用小波完成对信号 X 的一维多尺度分解, N 为尺度,且是严格的正整数。输出参数 C 是由[cAj, cDj, cDj-1, ..., cD1]组成, L 是由[cAj 的长度, cDj 的长度, cDj-1 的长度, ..., cD1 的长度, X 的长度]组成。该函数返回一个分解结构。本文采用对信号进行 5 尺度分解。

2.6 一维小波变换高频系数的提取(detcoef)

格式: ①D=detcoef (C, L, N)

detcoef 函数是一个一维小波分析函数,用来计算一维小波变换后的高频系数。格式①提取尺度为 N,分解结构为[C,L]的一维分解高频系数。该函数返回一个向量,且其长度为 length(S)/2^N。

第3章 仿真系统 RTDS 介绍

RTDS 是由加拿大 Manitoba 直流研究中心(HVDC)开发的专门用于实时研究电力系统的数字动模系统,该系统中的电力系统元件模型和仿真算法是建立在已获得行业认可,且已广泛应用的 PSCAD/EMTDC 基础上的,其仿真结果与现场实际系统的真实情况是一致的。我国自 20 世纪 90 年代初由原南自院引进以来,已有十多个单位先后引进该设备,提高了我国电力系统在实时仿真方面的水平。

RTDS 的主要优势在于实时性和带被测试设备闭环运行的能力。它不但可以用于电力系统的仿真分析研究,它还可以提供电力系统一次设备,各类控制系统,各种电力系统自动化设备实时数字仿真试验的闭环试验环境。这类电力系统数字仿真器对它的实时仿真能力要求很高。它是由高速计算机及信号输入输出通道,被仿真系统的数学模型,实时仿真算法、良好的人机接口,以及性能优良的电压/电流功率放大部件等综合组成。这种仿真器拥有比较全面和详细的电力系统元件模型。

3.1 RTDS 的软件概况(Real-Time-Digital-simulator)[24]

目前,运行在 RTDS 前台工作站的软件有两个版本,一个是必须运行在 Unix 上的 PSCAD,一个是基于 JAVA 平台的 RSCAD (不限制操作系统,但一般用于 Windows 系统)。

PSCAD 软件可以分为以下几个模块:

- 1) Draft: 进行电力系统和控制系统的搭建工作。其模型库含有当前电力系统大部分的元件和控制元件。
- 2) Tline 和 Cable:编辑线路和电缆的相关参数。线路模型可以选择贝瑞隆模型或基于频率的模型,参数可以选择输入电气参数或物理参数。 电缆也一样。
- 3) Runtime: 运行用 Draft 搭建的电力系统(其计算是在 rack 上进行, Runtime 只起到控制和显示的作用)。在 Runtime 中可以创建各种滑

块、开关、按钮、仪表、表格和信号灯等元件对运行的 Case 进行控制和监视,还可以建立一个 Script 文件对其运行进行自动化控制。plot中的波形可以保存为 mpb 或 comtrade 格式文件。

4) Multiplot 和 Uniplot: 对保存的 mpb 格式波形文件进行分析计算。可以对各波形进行简单的数学运算和傅立叶分析。

RSCAD 软件与 PSCAD 基本相同。只是界面更为友好,可以选择显示语言为中文,标注也可为中文,另外可以保存波形为 jpeg 图片文件,可以对所搭系统进行潮流计算,可以以单线模式进行搭建系统,可以更改连接线颜色等。 RSCAD 软件主要的搭建系统、运行和分析均和 PSCAD 相似。 [25] RTDS 的软件是分层次的,每层软件由上一层次的软件控制,最高层次的软件是人机界面软件。许多新的模块已开发完成,这里仅介绍基本软件模块和概况。

3.1.1 电力系统元件模型软件的最低层

电力系统元件模型软件的最低层由模拟电力系统各元件的一系列模块组成。由于这些模块的长短直接影响到实时仿真的时步,所以用 DSP 的汇编语言编制和优化这些模块。目前 RTDS 可以运行的电力系统元件主要有:无源 R、L、C 支路: 滤波器和电源; 单回输电线和同杆双回输电线; 考虑饱和因素的双绕组和三绕组变压器; 断路器和故障设置; 同步电机及励磁机、调速器、汽机和多质体; 串联补偿(MOV 和 TCSC); 高压直流阀组; CT、CVT等。用户可以用这些电力系统的基本元件来建立需要进行研究的电力系统网络。用于单一元件以及整个电力系统仿真的算法是基于与 EMTP 及 EMTDC 中采用的同一数学模型基础上的。

3.1.2 RTDS 的专用编译器

RTDS 的专用编译器将被仿真的电力系统及其相关参数作为输入,根据 RTDS 的硬件配置,输出产生 DSP 芯片运行所需的并行处理代码以及存储器的分配和数据通信约定。RTDS 编译器从电力系统的元件库中读取并行处理目标码。编译器完成一次编译后产生许多种类的文件,这些文件都有不同的用途。从一个可读的映射配置文件中,可以知道各模拟量和开关量实际分配在哪些 I/O 通道上;编译器的另一个任务是判别用户给出的仿真时

步步长是否可以满足连续实时仿真的要求。每次成功的编译给出了实时仿真最小仿真步长。

3.1.3 WIC 卡多任务操作系统

WIC 卡的 M68020 芯片的实时多任务操作系统是专门设计开发的。此操作系统为较高层次的软件如图形化用户界面等提供底层服务。这些服务内容包括处理数据 I/O 请求、检查传输错误及中断仿真运行等。它响应系统管理员的诊断请求,对整层机箱进行系列测试和诊断。

为了实时仿真一个电力系统,基本步骤如下:

- 1) 在文件管理器(file)中定义一个项目或任务;文件管理器主要让用户有效地进行文件管理和仿真任务的数据库维护。
- 2) 在绘制模块(draft)中建立一个电力系统模型,然后编译生成模型目标 代码。
- 3) 在实时运行中(runtime)进行仿真;实时运行模块使用户可以与RTDS 交互并控制其运行。执行仿真运行就是将编译成功的任务从工作站下 装到RTDS上并启动RTDS运行。仿真运行过程中,用户可以用曲线或 表计等图标对一些特定的量进行仿真运行监控或实时交互,如用户通 过按一下按钮使系统发生故障等。总之,用户可以影响和观察被仿真 系统的动态行为。
- 4) 用 Uniplot 或 Multiplot 进行仿真结果分析。在实时运行中得到的仿真数据可以存盘供 Uniplot 和 Multiplot 生成表格, 绘制曲线, 进行分析, 其中傅里叶分析是一种功能较强的分析手段。

3.2 RTDS 硬件结构^[25]

RTDS实质上是为实现实时仿真电力系统暂态过程而专门设计的并行计算机系统。RTDS的硬件主要由后台工作站和数层 6U 机箱组成。后台工作站通常为通用的 RISC 工作站,主要运行图形用户界面 PSCAD,并与RTDS实时仿真机箱用以太网进行通信。每层机箱可以与其他 4 层机箱相连接,组成较大规模的仿真器。每层机箱物理上是独立的,主要由 4 类功能卡组成(硬件结构见图 3.1)。WIC 为工作站接口卡,IRC 为层间通信卡,TPC

が板 WIF IRC 3PC 3PC・・・ 3PC 毎块3PC卡有3片处理器 RTDS毎层机箱

为双处理器卡及现代处理速度更快的 3PC 卡。

- 图 3.1 RTDS 硬件结构 Fig.3.1 RTDS Hardware Architecture

660 MHz层间通信通道

以太网以10 Mbil/s与主机工作站通信

1) 双处理器卡(TPC卡)

每柜至多

4层机箱

每块 TPC 卡由两片数字信号处理器 DSP 组成。每片 DSP 的浮点运算速度为 44M 次/s。实际上,每块 TPC 卡物理结构相同,仅仅是在仿真运行时,其运行软件不同,所具有的功能也不同。该卡主要部件有:背板接口,开关量、模拟量的输入输出,DSP 及其数据存储器,双端口存储器,控制与时序电路及状态指示等。每块 TPC 上的两片 DSP 可以独立运行仿真电力系统的某个元件,亦可联合运行来实时仿真较复杂的电力系统元件(如同杆双回线)。TPC 上的双端口存储器允许两片 DSP 之间进行高速数据通信而无需经过背板接口。TPC 上的每片 DSP 均配有开关量和模拟量输入输出通道。这些通道可以用来作为 RTDS 上被仿真的电力系统元件与外部物理设备的连接。每个 DSP 拥有以下通道: 4 路可分挡调节的模拟量输出通道; 1 路 12 位的模拟量输入通道; 16 位开关量输入通道: 16 位开关量输出通道。在每一次仿真运行中,主机工作站与每片 DSP 的数据交换是通过 TPC 卡上的外部存储器进行的。

2) 三处理器卡(3PC卡)

近两年来已经用处理速度更快的 3PC 卡来代替 TPC 卡。每块 3PC 卡由三个 ADSP-21062 数字信号处理器组成。每片 DSP 的浮点运算速度为 40-120M 次/s。每一个 RTDS 柜上安装的 3PC 卡的数目都是因具体安装 要求不同而不同。而在仿真过程中所用到的电力系统和控制系统元件的数目是受 3PC 卡数目的限制。在特定的仿真实例中 3PC 卡的功能是由软件来决定的。另外,每个 3PC 卡的主处理器都包含 24 个专用模拟输出通道 (用来监测母线电压、线路电流等电力系统和控制系统的相关信号),数字输入输出接口和选择性的光纤输入输出接口。

3) 工作站接口卡(WIF)

每层 RTDS 的机箱配有一块 WIF 卡。其主要功能是完成 RTDS 与主机工作站之间的数据通信,WIF 卡也响应来自与每层机箱背板相连接的处理器的通信请求。它主要由以下几个部分组成:背板接口;状态指示;处理通信请求电路; M68020 处理器;仿真时步时钟发生器;以太网接口及其控制。WIF 卡与主工作站之间的通信是基于局域网(LAN)的标准以太网完成的,如图 3.2 所示。

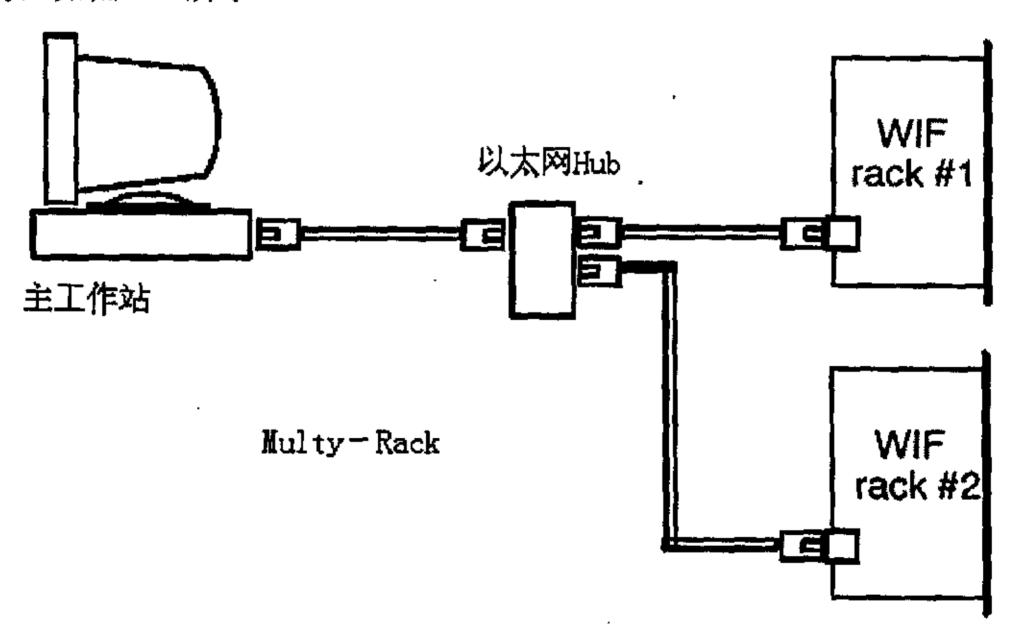


图 3.2 WIF 卡与主工作站之间的以太网连接 Fig.3.2 WIF-WorkStation(EMS) Ethernet Communications Connection

每层机箱在局域网上具有唯一的网址。M68020 处理器的任务之一就

是将工作站的数据重新定向传送给某 3PC 卡的 DSP,M68020 也可执行对整层机箱的诊断测试,它并不主动参与仿真运行,而仅仅在主工作站与各处理器之间传送数据。

4) 层间通信卡(IRC)

层间的数据通信都是由 IRC 卡处理的。每一 IRC 卡都提供了到其他与其关联的机箱的通信通路。 IRC 卡主要部件有:——背板接口;——状态指示;——层间通信接口;——数据收/发电路。层间数据通信由屏蔽双绞线进行连接。32 位完整的数据被转换成串行数据格式并以 500MHz 的速率传输。错误检测位由数据收/发电路自动加入数据流或从数据流中分离出来。具体层间的物理连接方式以文件形式存放在主工作站中。

3.3 RTDS 工作原理

利用动模试验设备有 2 个机柜, 2 组电流、电压放大器来说明 RTDS 的工作原理。如图 3.3 所示。

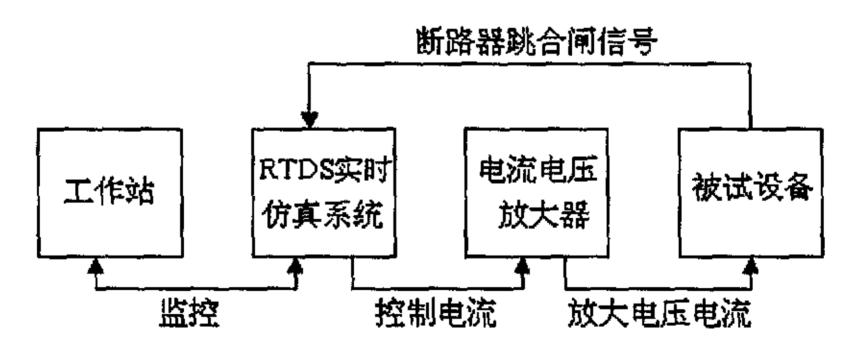


图 3.3 用 RTDS 进行保护装置动模闭环试验示意图 Fig.3.3 Dynamic analog closed circle test of protection relay by RTDS

1) 工作站

工作站由 PC 机组成,主要为人机对话界面,包括仿真系统的模型、运行方式、各种操作、参数选择、波形显示及被试设备的动作信息等主要功能。工作站通过并行接口与 RTDS 实时仿真系统进行数据信息的交换,并控制 RTDS 实时仿真系统的仿真运行。

2) RTDS 实时仿真系统

RTDS 实时仿真系统是系统的核心部分,它接收工作站的数据、操作指令来控制仿真试验。通过光电回路接收被试设备的控制命令以及接收仿真系统断路器、刀闸等一次设备的状态命令,根据工作站中的各种仿真数字信号,通过 D/A 变换将仿真系统的模拟波形送至电流电压放大器带动被试验设备,并根据工作站的操作命令来完成各种仿真试验。

3) 电流电压放大器

电流电压放大器接收由 RTDS 实时仿真系统送来的模拟信号,通过电流电压放大输出至被试设备及系统,它必须具有良好的线性度、稳定性以及高性能的频率特性。

试验结果显示 RTDS 能满足继电保护装置动态仿真试验的要求,经过测试,发现被测保护装置的保护动作行为与电力系统仿真情况相符合。该仿真系统与常规的由旋转设备构成的动模试验系统相比较,不仅占地少,而且试验更灵活、方便。

3.4 RTDS 的主要应用[25]

RTDS 作为实时数字仿真领域中的产品有以下主要应用领域:传统的TNA 类型的研究;断路器重合序列试验研究:各类继电保护闭环测试;大扰动下的电力系统摇摆研究:交直流混合系统研究分析;直流系统控制研究;SVC 应用及控制;地磁电流效应分析;操作员培训。结合电力部电力自动化研究院的研究领域及产品特点,RTDS 主要应用于以下几方面。将RTDS 用于新型继电保护产品的研究开发中,作为进行一些特殊试验的手段,提供继电保护装置在一次电力系统中实际运行的仿真环境,通过与RTDS 的闭环测试,确保继电保护产品在设计开发中的先进性及在现场运行中的可靠性。已逐步开展的继电保护产品的主要试验内容有:各类常规线路常见故障下继电保护装置的仿真试验;高电压长距离输电线路串联补偿对保护的影响;同杆双回线跨线故障情况下保护的动作行为;变压器空投产生的励磁涌流现象对继电保护动作行为的影响;并联电容、并联电抗

器保护动作的正确性;电动机保护测试;非常见性故障如间隙放电、断线又接地故障等的仿真研究。一般说来,用 RTDS 测试继电保护产品时,应配有电压放大器和电流放大器,将 RTDS 仿真的电压、电流量的模拟量输出信号进行放大来代替实际电力系统中的 PT 和 CT 的二次侧输出。一些相应的接口电路或配套装置在具体仿真试验中是必要的。曾经利用 RTDS实时仿真了《线路继电保护产品动模试验技术条件》中建议的中长距离线路接线方案之二的模拟系统,根据系统各元件的相关参数,在绘制模块中建立了这样一个系统。在实时仿真中比较了考虑 PT,CT 影响与忽略 PT,CT 影响等情况,均获得比较理想的结果。在实时运行模块中提供的电量监控手段非常有用。RTDS 用于 AVR 的测试也是应用目标之一。用 RTDS 仿真一次系统和励磁系统中的其他部件,与实际的 AVR 构成闭环测试环境。RTDS 也可用于高压直流系统的仿真研究及直流控制装置性能分析及其它电力系统安全控制装置的测试与分析。

东北电力集团公司在RTDS上开展了针对 CSL-101B 型数字式线路保护装置的动模试验工作,目的是进一步校核在 RTDS 平台上建立电力系统模型的真实性,同时测试保护装置的动作行为^[26]。东方电子公司也利用 RTDS 动模系统测试了新开发的超高压线路保护装置 DF3621^[27]。

早在 1992 年,加拿大 manitoba 大学和 manitoba 高压直流中心就应用 RTDS 对商业化的距离继电器进行测试。物理装置由继电器、功率监测器或者是电力系统稳定器组成。图 3.4 是用于测试的仿真系统图。

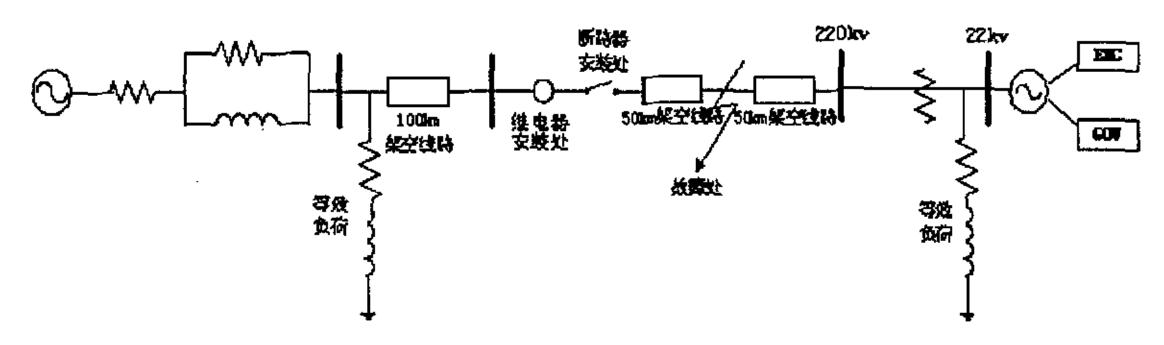


图 3.4 被测试仿真系统图 Fig.3.4 Tested simulation system figure

在测试中观察了三相短路、两相短路、单相接地短路时距离继电器的动作行为,实例结果验证了运行实时仿真器测试继电器的能力,发现在各种故障时继电器均能可靠跳闸。文献中还阐述了用 RTDS 和传统的模拟仿真器相连可以大大地改善模拟仿真器地性能^[28]。

第4章 励磁涌流小波变换特征

励磁涌流是在变压器空载投入时或在外部故障清除后电压恢复时所引起的,由于铁芯饱和,相对导磁率接近于 1,原边侧电流很少部分转化为二次电流大部分转化为励磁电流,因此励磁涌流只流过变压器的一侧,幅值可能高达额定电流的 8 倍以上,由 CT 变换过去的差动电流就是不平衡的与内部故障电流的表现相似 。而在变压器正常运行时,励磁电流很小(不超过额定电流的 2%~10%),大型变压器甚至不到 1%。对涌流的分析,主要在于励磁涌流的最大峰值,最小间断角,最小二次谐波分量以及其他非周期分量,影响这些参数主要有以下因素:

- 1) 合闸初相角;
- 2) 变压器的容量和铁芯材料、工艺和组装水平、结构方式、接线方式;
- 3) 变压器至电源间的系统参数:电源电压、电源内阻抗:
- 4) 变压器铁芯的剩余磁通的大小和方向以及饱和磁密大小;
- 5) 它不仅与基本磁化特性曲线有关,还与磁滞回线和局部磁滞环有关。 励磁涌流的产生主要是与变压器的主磁通有关,励磁涌流时主磁通公 式如下:

$$\phi_1 = \phi_1' + \phi_1'' = -\phi_m \cos(\omega t + \alpha) + [\phi_m \cos \alpha] e^{-\frac{\gamma_1}{Lav'}}$$
(4-1)

式中 ø ——变压器主磁通

ø ——稳态分量

ø"──暂态分量

 ϕ_m ——稳态时的磁通幅值;

 α ——外施电压初相角;

 r_1 ——初级绕组的电阻;

 L_{av} ——正常运行时的平均电感。

现分析两种极端情况:

如果在初相角α=0°时接通电源,则

$$\phi_1 = -\phi_m \cos(\omega t) + \phi_m e^{\frac{-t_1}{Lav'}} \tag{4-2}$$

在这种情况下,瞬态分量的幅值最大,是最不利的情形,上式的波形如图 4.1 所示。在合闸后的半个周期,即当 $t=\frac{\pi}{\omega}$ 时,稳态分量的瞬时值与瞬态分量的瞬时值相叠加可达 $2\phi_m$ 。显然这时的磁路非常饱和,相应的激磁电流急剧增大,可达正常激磁电流的几百倍,或者说可达几倍额定电流。

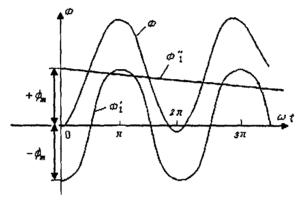


图 4.1 在最不利情况下空载合闸时的磁通波形 Fig.4.1 Magnetic waveform of no-load energized in adverse case

2) 如果在初相角 $\alpha = 90^{\circ}$ 时接通电源,则

$$\phi_1 = -\phi_m \sin(\omega t) \tag{4-3}$$

在这种情况下不含瞬态分量,合闸后立即进入稳态。这就避免了冲击电流。由于人们无法控制合闸的初相角,因此保护装置应按照最不利情况考虑。一般来讲,小型变压器的电阻较大,电抗较小,衰减也较快,约几个周期就可达到稳态。大型变压器的电阻较小,电抗较大,衰减也慢些,可能延续几秒。虽然无法精确计算最大可能的冲击电流。但实测结果表明,在最不利的时刻合闸,其冲击电流只不过是几倍额定电流,比短路电流要小得多。虽然瞬态过程持续时间较长,也只不过是在最初几个周期内冲击

电流较大,在整个瞬态过程中,大部分时间内的冲击电流值都在额定值以下。无论从电磁力或温度来考虑,对变压器本身直接危害不大。但是最初几个周期内的冲击电流有可能使保护装置误动作^[29]。

4.1 变压器空载投入

下图 4.2 为在 RTDS 上建立的变压器空载投入时的系统模型。图 4.3 为 RTDS 仿真三相变压器在 t=0.1s 空载投入时的两侧原始励磁涌流波形:

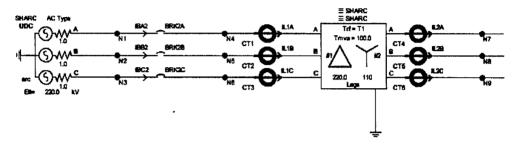


图 4.2 变压器空载投入时的系统接线图 Fig.4.2 Wiring diagram of no-load energized transformer

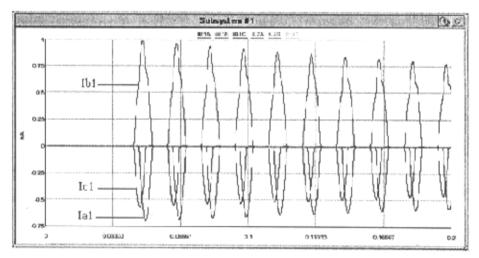


图 4.3 典型三相励磁涌流原始波形(变压器两侧)

Fig.4.3 Typical three-phase inrush current(both ends)

研究表明^[30],对于三相变压器来说,无论在任何瞬间合闸,至少有两相要出现程度不同的励磁涌流,另一侧三相励磁电流全部接近于 0。从两侧励磁涌流波形图 4.3 中可以看出,变压器励磁涌流 I_L 仅流经变压器的接入电源的一侧,因此通过电流互感器反映到差动回路中不能被平衡。利用涌流仅流经某一侧的特点,对两侧涌流信号进行小波变换。图 4.4 显示了小波变换后的波形。

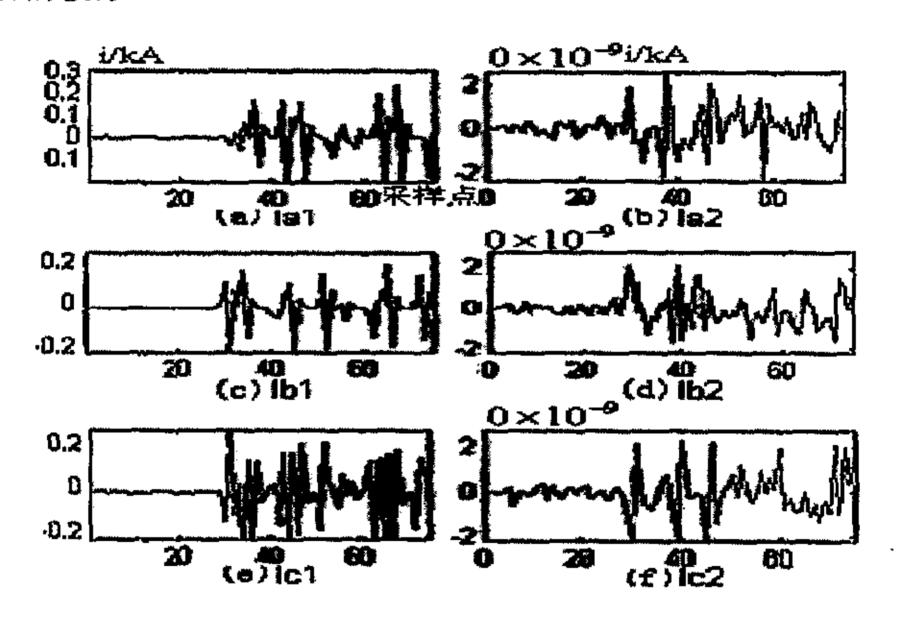


图 4.4 励磁涌流小波变换后图形(空载投入) j=5
Fig.4.4 Pattern of spikes at the ends of transformer in case of inrush(energized without load) j=5

上述图形均为横轴是采样点,纵轴是电流。图 a、c、e 是原边侧小波变换后的励磁涌流,由于励磁涌流含有衰减的非周期分量,畸变程度很大,因此每个工频周波都有很多奇异点。而图 b、d、f 是变压器空载投入时付边侧小波变换后的励磁涌流,付边侧电流幅值几乎接近于零(10°),因此无突变的奇异点。

4.2 外部故障清除后变压器投入

产生励磁涌流的另一种情况是当故障清除后电压恢复时,检测结果如图 4.5。一侧为励磁涌流,另一侧为正常的正弦波电流,因此图 a、c、 e

显示一侧电流小波变换后有突变的奇异点,而图 b、d、f 显示另一侧无突变的奇异点。

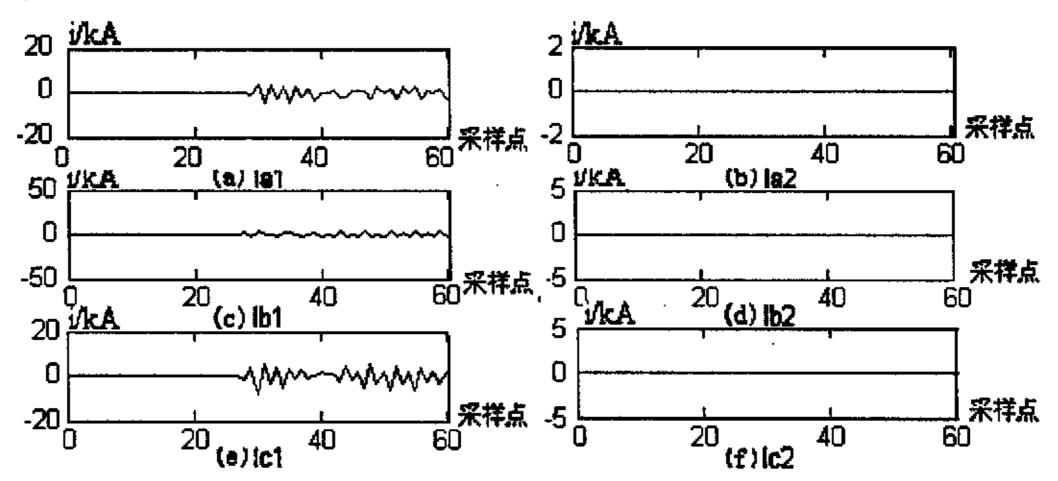


图 4.5 励磁涌流小波变换后图形(清除外部故障后) j=5

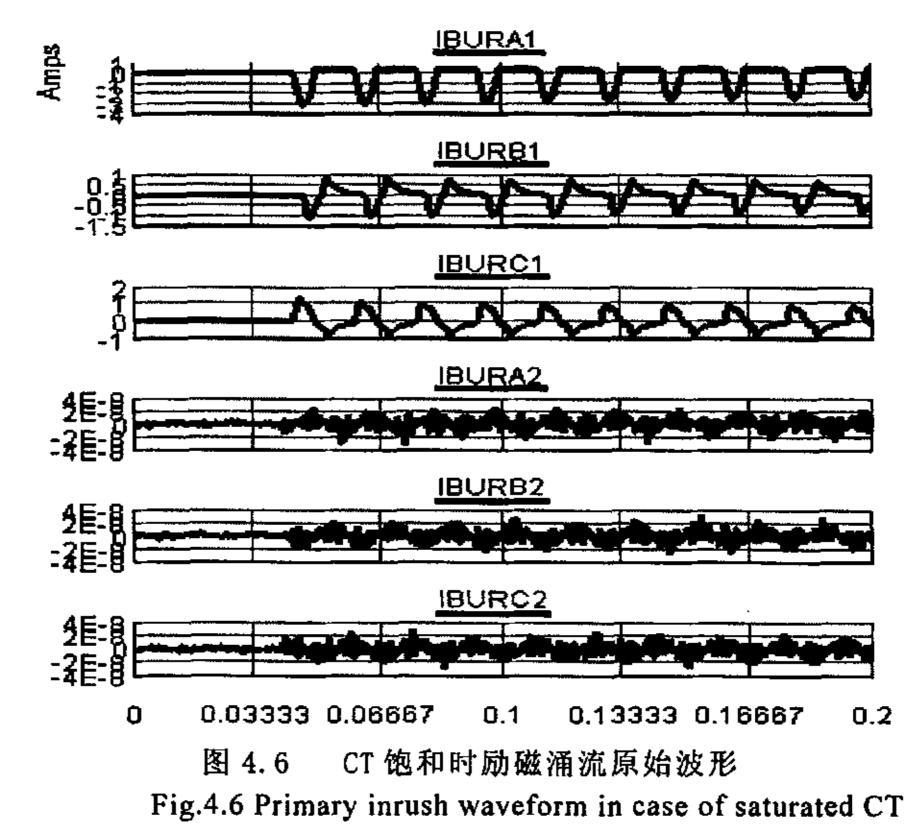
fig.4.5 Pattern of spikes at the ends of transformer in case of inrush(after clearing external faults) j=5

4.3 CT 饱和时励磁涌流发生严重畸变

CT 饱和分为两种类型: 暂态饱和和稳态饱和。

暂态饱和是由非周期分量引起的。

另一种原因是由于 CT 的二次侧负荷阻抗增大,导致很少的电流传变到二次侧。当 CT 饱和发生在变压器空载投入时,励磁涌流通过 CT 二次侧传变后间断角就会发生畸变,甚至于间断角消失。在 RTDS 仿真系统里·通过改变 CT 的负荷阻抗的值使得 CT 发生饱和 (例如 $Z=1.0\,\Omega$ 改变为 $10\,\Omega$)。 CT 饱和时变压器两侧 CT 变换后励磁涌流原始波形如图 4.6。图中 IBURA1、 IBURB1、IBURC1 分别表示变压器原边侧 A、B、C 三相 CT 变换后电流,IBURA2、IBURB2、IBURC2 分别表示变压器付边侧 A、B、C 三相 CT 变换后电流。横轴时间 t (s) ,纵轴电流 I (A) 。



rig.4.0 Filmary infusit waveform in case of saturated CI

从图 4.6 中可以看出在变压器原边侧励磁涌流经 CT 二次侧传变后无间断角,负边侧励磁涌流接近于 0(1E-8)。我们仍然对输出电流进行小波变换分解得到 4.7 图。

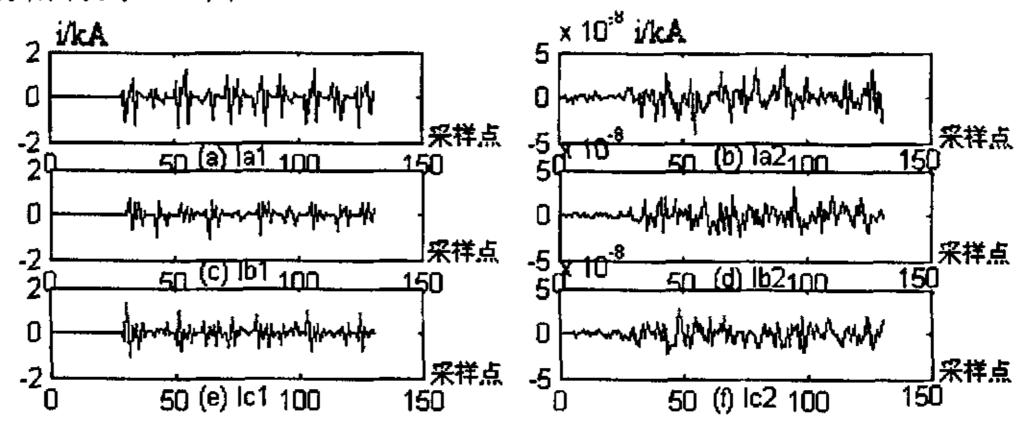


图 4.7 CT 饱和时励磁涌流的小波变换图 Fig.4.7 Pattern of spikes in case of inrush at CT's saturation

4.4 考虑最严重情况(带故障空投)

变压器空载投入最严重情况是带故障投入,测试当 t=0.1s 时发生 A 相接地故障,此时变压器空载投入,故障持续时间为 0.2s 时的电流原始波形。仿真图形如图 4.8:

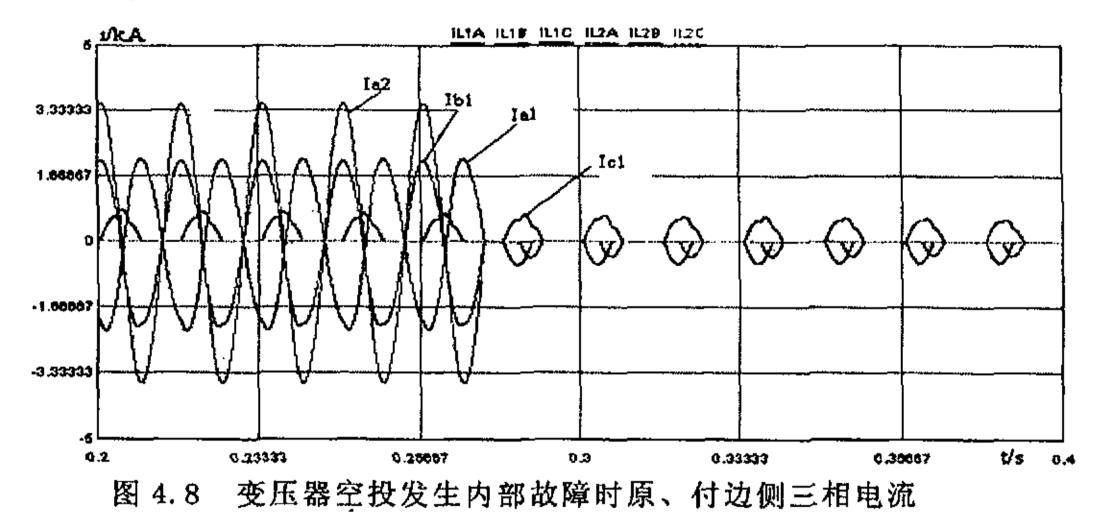
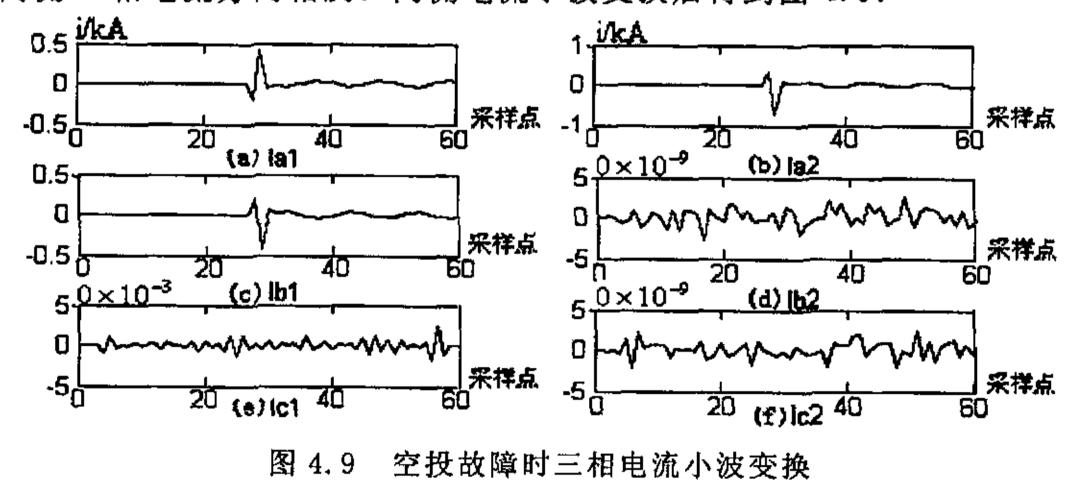


Fig.4.8 Primary and Secondary internal currentwith inrush current

图中横轴为时间 t, 纵轴为电流 i。

图形显示出原边侧 A、B 相流过幅值较大的正弦电流, C 相始终是典型励磁涌流。而付边侧 A 相流过幅值较大的故障电流, B、C 两相电流为0。两侧 A 相电流方向相反。两侧电流小波变换后得到图 4.9:



ig.4.9 Pattern of spikes in case of inrush with internal fault

从图中可明显看出两侧 A 相模极大值方向相反,而 B、C 两相付边侧 无模极大值(10⁻⁹)。

第 5 章 故障电流小波变换特征

5.1 变压器内部 A 相接地故障

仿真采用双电源带长线系统如图 5.1 所示,当 t=0.1s 时发生内部 A 相接地故障,持续时间为 0.2s。CT 二次测三相电流如图 5.2 所示。

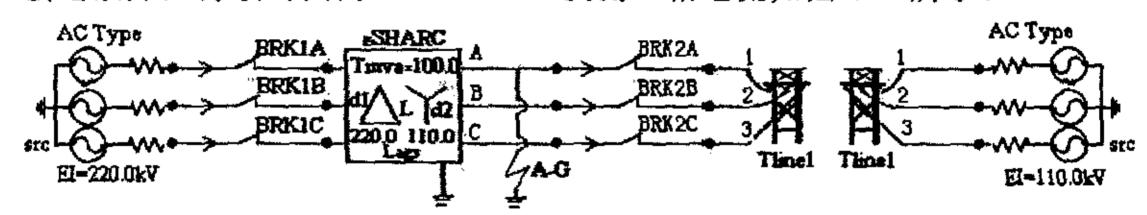


图 5.1 仿真系统接线图

Fig.5.1 Wiring diagram of simulated power system

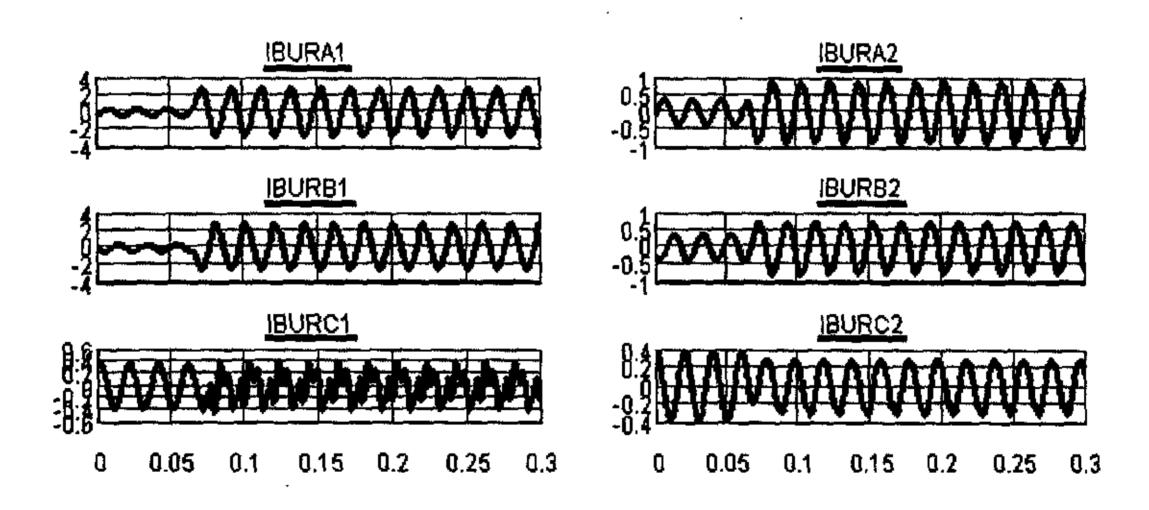


图 5.2 A 相发生内部故障时 CT 二次测三相电流图 Fig.5.2 CT's secondary three phase current at internal A-ground

用 db4 分别对 A、B、C 三相故障电流进行小波变换,分解到第 5 尺度, 提取第 5 尺度的一维小波变换高频系数 (j=5)。分析结果如图 5.3 里 a、b、c、d、e、f 所示。

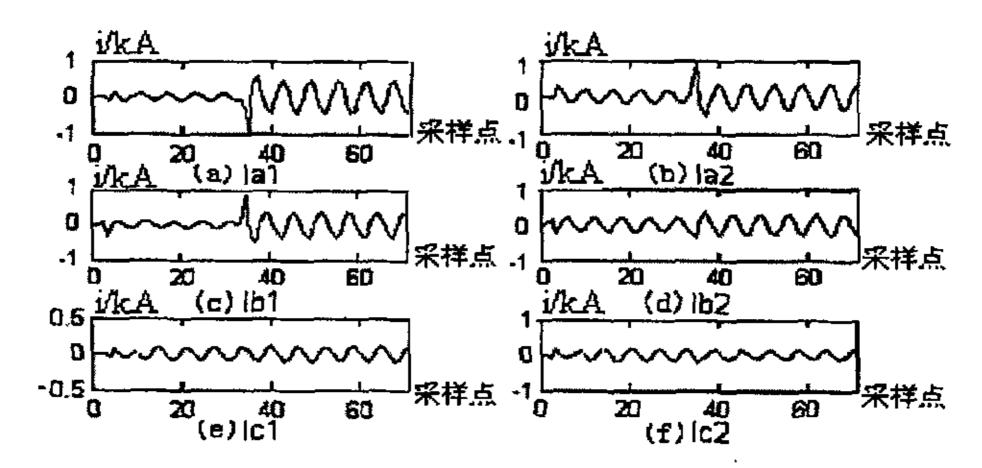


图 5.3 变压器两侧三相电流小波变换

Fig.5.3 Pattern of spikes at the ends of transformer with an internal fault

图 a、b 明显反映了两侧 A 相小波变换后模极大值符号相反。图 c 里 B 相原边侧有模极大值,图 d 里 B 相付边侧无模极大值,图 e、f 表示 C 相原付边均无模极大值。

5.2 考虑 CT 暂态饱和小波变换的特征

仿真当 A 相发生短路时,发生 CT 暂态饱和,下图 5.4 显示了 CT 饱和时小波变换后的内部短路电流。

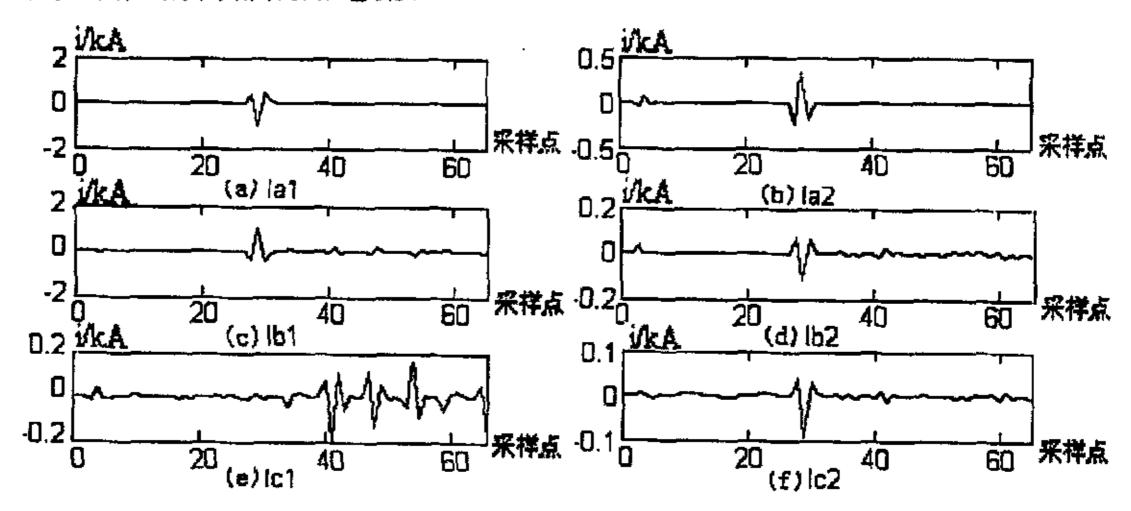


图 5.4 CT 饱和时小波变换后的内部短路电流

fig.5.4 Pattern of spikes at the ends of transformer in case of CT' satuation

从图 5.4 中可看出 A 相内部短路时, B 相和 A 相有同样大的故障电流幅值(由于 RTDS 的元件模型不准确)。理论上来说,变压器 Δ/Y 连接导致变压器二次侧或是三次侧发生相偏移, 当发生 A-G 单相接地时,应该是 C 相和 A 相有同样大的故障电流幅值。CT 饱和导致 B 相副边侧电流发生畸变,使得 B 相两侧模极大值的符号也相反,但 A 相仍然保持符号相反,变压器三相出口跳闸,因此不受 CT 饱和的影响。

5.3 变压器外部 A 相接地故障

当变压器在 t=0.1s 时发生 A 相外部接地故障,持续时间为 0.2s 时, CT 二次测三相电流如图 5.5。A 相电流的小波变换如图 5.6 所示。

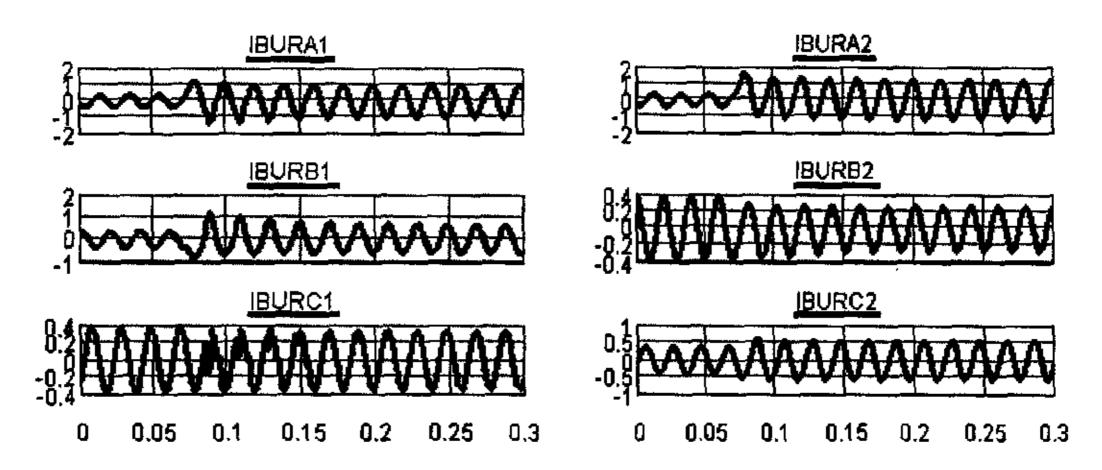


图 5.5 A 相发生外部故障时 CT 二次测三相电流图 Fig.5.5 CT's secondary three phase current at internal A-ground

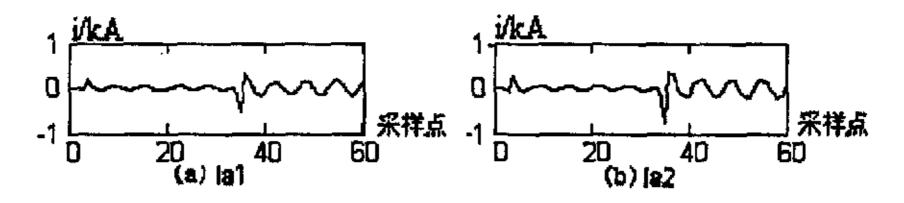


图 5.6 外部故障时两侧 A 相电流

Fig. 5.6 Pattern of spikes at the ends of transformer with an external fault

第6章 特征提取及算法

6.1 判据构思

根据励磁涌流仅流经变压器一侧的特点,若是直接采用检测变压器 另一侧是否有电流来区分励磁涌流和内部短路电流是不成立的。因为当 清除外部故障后变压器投入电压恢复,在接入电源的一侧有励磁涌流, 另一侧也有电流是正常的正弦波电流。但是由于正常正弦波电流无大的 畸变,所以采用小波变换后无明显的极大值点。因此空投和清除故障后 投入变压器两种情况所产生的励磁涌流,都必有一侧小波变换后无模极 大值。而内部短路电流在故障发生时刻两侧均有模极大值。

若是直接检测变压器二次侧是否有模极大值来区分励磁涌流和内部 短路也是不成立的。因为当发生外部故障时,二次侧也是有模极大值的, 那么算法就认为此时发生的是内部故障,继电器将会发生误动作。

因此欲利用内部短路时模极大值符号相反, 励磁涌流仅一侧有模极 大值, 外部短路时模极大值符号相同来构思新的算法。

6.2 特征提取

从小波变换后的图形可以明显看出信号的突变点对应小波变换后模极大值。为了便于后面的描述,定义故障跳:大于整定门槛值(常数 K)的模极大值称为故障跳。

根据图形得到门槛值常数 K 的取值范围如下:

无故障跳范围: [1E-9,1E-3]

有故障跳范围: [1E-2,1E-1]

提取各种波形图特征如下:

- 1) 当变压器空载投入产生励磁涌流时,原、付边侧故障跳的乘积等于 0。
- 2) 当变压器内部短路时,同一时刻两侧 A 相电流的故障跳符号相反,因此原付边故障跳乘积小于 0,非故障相 B、C 故障跳乘积等于 0。
- 3) 当变压器外部故障时,两侧故障跳符号相同,因此原付边故障跳乘积

大于 0。

4) 当变压器带故障空投时,两侧故障相的故障跳的符号相反,两侧故障 跳乘积小于 0。

6.3 新的判据

综上所述,构建新的内部故障判据如下:

以信号小波变换的故障跳为标志(取 K = IE-2)。设原付边侧故障跳乘积符号为 S。

$$\left|i_1(t)\right| > K \tag{6-1}$$

$$\left|i_{2}\left(t\right)\right| > K \tag{6-2}$$

$$S = i_1(t) \times i_2(t) < 0$$
 (6-3)

公式中 $i_1(t)$, $i_2(t)$ 表示在 t 时刻两侧 CT 二次侧电流的小波变换后的电流值。

判据解释如下:

对变压器两侧 CT 的二次侧电流数据进行采样,载入 matlab 里得到两侧电流的小波变换。

- 1) 当两侧电流值满足判据式(6-1)、(6-2)为故障跳,取两侧的故障 跳的值进行相乘,若满足判据式(6-3),则为内部故障,不满足为 外部故障。
- 2) 当两侧满足满足判据式(6-1)、(6-2)其中一个,则令不满足的一侧为零,此时一定不满足判据式(6-3),则为励磁涌流。
- 3) 当两侧均不满足判据式(6-1)、(6-2),则为正常运行。 判据对三相的故障跳乘积取逻辑或,有一相满足判据式(6-1)、(6-2)、(6-3)即是内部故障。

算法流程图如下:

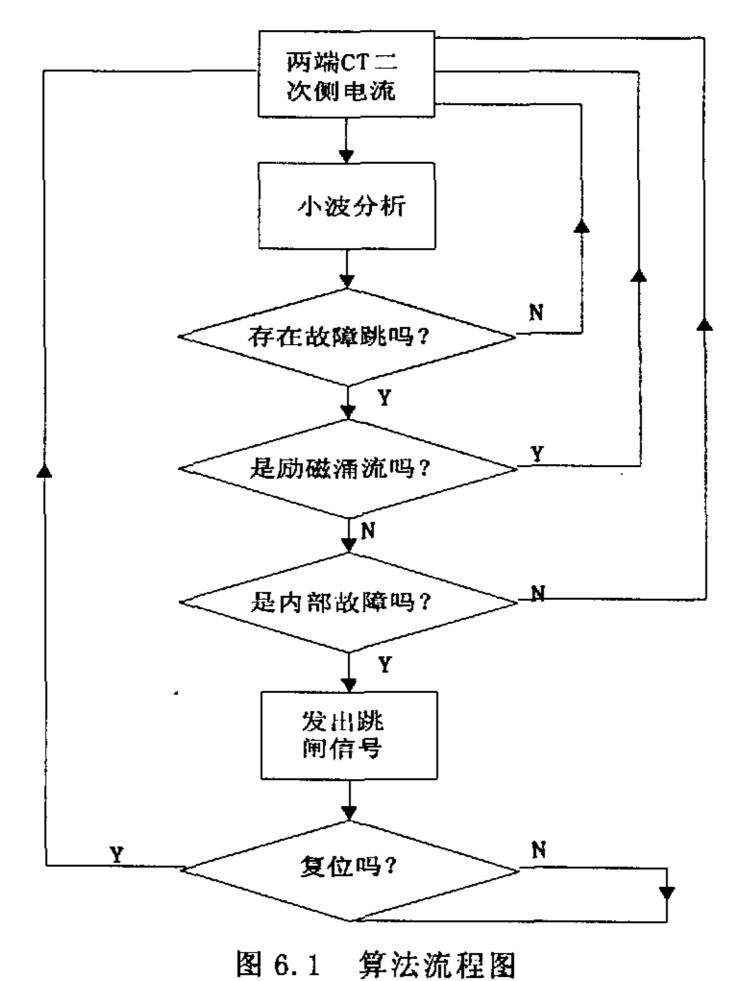


Fig.6.1 Flowchart of the proposed technique

本文分析测试了变压器内、外部各种故障类型,变压器在空载投入时励磁涌流的小波变换,以及 CT 饱和时故障电流小波变换结果。该判据均可精确地区分励磁涌流和内部故障以及外部故障。表 6.1 给出了变压器两侧三相电流故障跳乘积测试结果。

表 6.1 两侧励磁涌流和各种故障类型的故障跳乘积 Tab.6.1 The products of fault jump of inrush and kinds of faults at the ends of transformer

	故障类型	I _A 的故障跳	I _B 的故障跳	Ic的故障跳
三相励磁涌流		=0	=0	=0
	A-G	<0	=0	=0
内部单	B-G	=0	<0	=0
相短路 -	C-G	=0	=0	<0
内部三相短路	A-B-C	<0	<0	<0
	A-B	<0	<0	=0
内部两	B-C	=0	<0	<0
相短路 -	A-C	<0	=0	<0
空载投入	A-G	<0	=0	=0
时发生	B-G	=0	<0	=0
单相故障 -	C-G	=0	- =0	<0
CT 饱和时	A-G	<0	<0	=0
发生内部	B-G	=0	<0	<0
单相故障 -	C-G	<0	=0	<0 -
	A-G	>0	=0	=0
外部单	B-G	=0	>0	=0
相短路 -	C-G	=0	=0	>0

第7章 仿真过程分析

7.1 变压器单相故障时的相位移

由于变压器连接方式不同导致变压器二次侧或是三次侧发生相偏移, 例如连接方式为 Y/Δ 时变压器内部发生 A-G 故障,两侧电流分布如图 7.1。

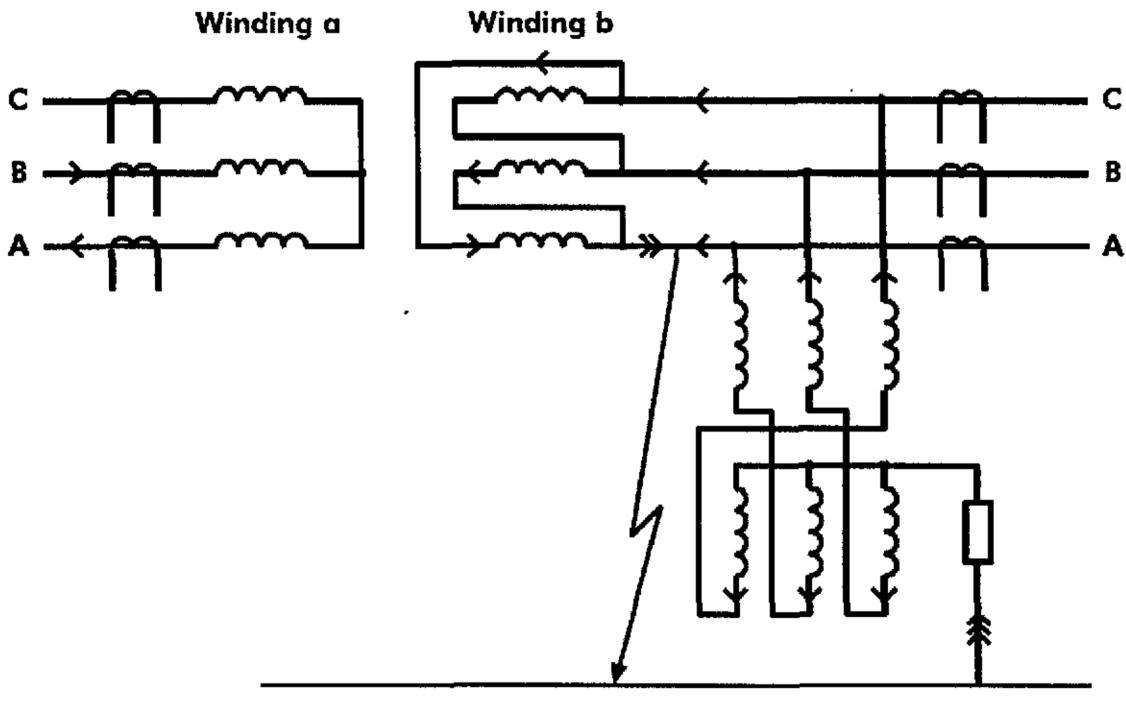


图 7.1 连接方式为 Y/Δ 时变压器内部发生 A-G 故障两侧电流分布 Fig.7.1 Both sides' currents distribution in case of A-G fault with Y/Δ

图中变压器二次侧发生相位偏移,A相和 B相出现了幅值大的故障电流。

当为 Δ/Y 时,C 相和 A 相应有大的故障电流幅值,而 RTDS 变压器模型给出 B 相和 A 相有大的故障电流幅值,是不合理的。发生内部 A-G 故障仿真不同连接方式时,相位偏移图如图 7.2,图中 A_1 、 B_1 、 C_1 表示变压器原边侧 CT 变换后电流, A_2 、 B_2 、 C_2 表示变压器二次侧 CT 变换后电流,横轴表示时间 t(s),纵轴表示电流 I(kA)。

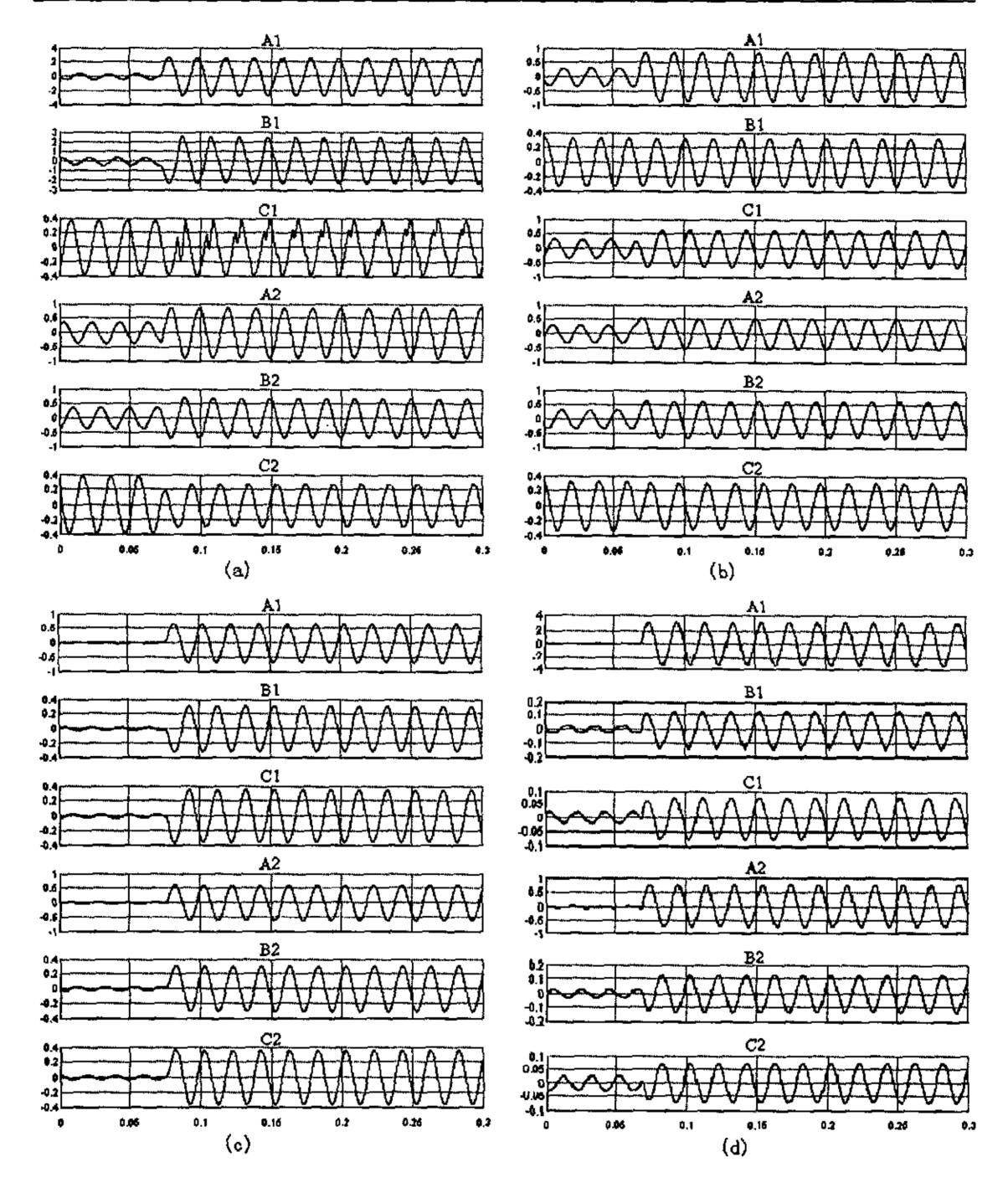


图 7.2 不同连接方式时二次侧 A-G 故障电流的相偏移 (a) Δ/Y 连接 (b) Y/Δ 连接 (c) Δ/Δ 连接 (d) Y/Y 连接

Fig.7.2 Phase shift of fault currents at secondary side fault in case of different connection modes(a) Δ/Y (b) $Y/\Delta(c)$ $\Delta/\Delta(d)$ Y/Y

当发生内部单相接地故障时,由于变压器连接方式不同,导致的 A 相

或者 B 相或者 C 相相位偏移,流过大的故障电流,小波变换后都会检测到故障跳。由于变压器三相出口跳闸,因此该偏移不影响新算法的判断,但是使新算法无法辨别故障相。

7.2 改变采样率对算法的影响

Fig.7.2

仿真测试过程中 t=50us,采样率为 400 点/周波。若改变采样周期为 t=1000us,采样率为 20 点/周波,A-G 故障时两侧故障电流的小波变换结果如图 7.2。图中左侧 a、c、e 代表原边侧,右侧 b、d、f 代表二次侧。

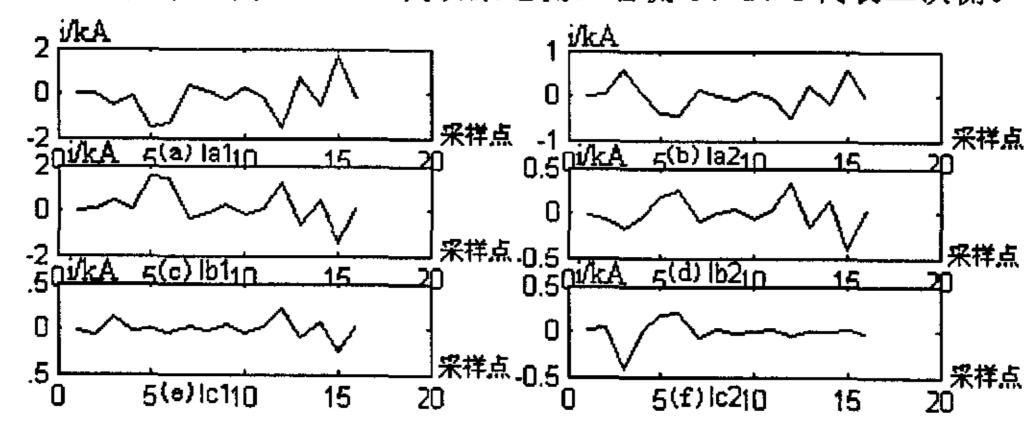


图 7.2 采样周期 t=1000us 时 A-G 两侧故障电流的小波变换 A-G fault current wavelet transformation at sampling period t=1000us

从图中我们可以很明显地看出当采样率减小(400点/周波-20点/周波)的时候,经过 matlab 小波变换后的故障电流具有很多连续不规则的突变模极大值,而不是仅仅在故障合闸时刻出现突变模极大值,此时区分励磁涌流和内外部故障电流的新算法不再成立。因此新算法对硬件的采样率具有较高的要求。

第8章 结论与展望

8.1 结论

小波分析具有多尺度分析和良好的时频局部化特性,可以准确地捕捉突变信号特征。越来越广泛地应用于继电保护上。本文提出了基于小波变换来区分变压器励磁涌流和内部短路电流的新方法。根据励磁涌流具有仅流经变压器一侧且小波变换后一侧无故障跳,内部故障具有两侧符号相反的故障跳以及外部故障具有两侧符号相同的故障跳的特点,构建了新的算法,并利用优秀的实时数字仿真系统 RTDS 进行仿真,得到的主要结论如下:

- 1) 仿真证明了与其他小波变换在变压器保护应用算法进行比较,本文所提出的判据快速,可靠,简单。
- 2) 判据能在故障或是空载合闸瞬间迅速做出判断,并且不受带故障空载 合闸和严重 CT 饱和的影响。
- 3) 在仿真实验过程中,提出 RTDS 实时数字仿真系统的变压器元件模型 不够准确且功能不完善,其中包括变压器元件模型未给出组别选项以 及未提供匝间故障的功能。
- 4) 从测试结果中也可看出判据有两点不足:其一,当发生 CT 饱和或者连接方式不同导致的相位偏移时,该方法不能完全判断出故障相,但由于变压器故障一般都是三相出口跳闸,因此不影响判据本身。其二,硬件采样频率偏高。由于小波变换要求采样率是 400 点/周波,因此对处理器要求较高。

8.2 展望

对于结论 3) 所提出的问题,随着实时数字仿真器 RTDS 元件库里变压器模型进行改正和完善,将会为验证新算法提供更可靠和准确的实验环境。

而结论 4) 中由于 CT 饱和引起的故障跳畸变,还需要在现场测试中

进一步进行检验或者利用检测 CT 饱和的方法来闭锁保护装置等方法进一步完善判据。

对于结论 4) 中采样率偏高的问题,随着日后硬件的发展会逐步得到解决。

参考文献

- [1] 孙志杰,陈云仑.波形对称原理的变压器差动保护.电力系统自动化,1996,20(4): 42~46
- [2] G D Rockefella.Fault protection with a digital computer.IEEE Trans PAS88, 1969,4: 654~660
- [3] 王维俭. 电气主设备继电保护原理与应用[M]. 北京: 中国电力出版社, 1996.85~89
- [4] A G Phake ,J S Thorp. A new computer-based flux restrained, differential relay, for power transformer protection. IEEE Trans on Power Aparatus and System, 1983, 102(11): 1067~1073
- [5] Keizo Inagaki, et al. Digital protection method for power transformer based on and equivalent circuit composed of inverse inductance. IEEE Trans on Power Delievery, 1988, 4(3): 1354~1360
- [6] Andrzej Wiszniewski, Bogdan Kasztenny. A multi-Criteria differential transformer relay based on fuzzy logic. IEEE Trans on Power Delievery, 1995,4(10): 898~904
- [7] Myong-Chul Shim, Chul-Won Park, Jong-Hyung Kim. Fuzzy logic-Based relaying for large power transformer protection. IEEE Trans on Power Delievery, 2003, 3(18): 1208~1214
- [8] 刘立丰,高中德,杨奇逊等.电力变压器保护设计专家系统的结构.电力系统自动化,1995,1(19):20~25
- [9] 葛大麟.神经网络技术应用于变压器差动保护.供用电,2002,4(19):8~10
- [10] G Perez, A J Fleshsig, J L Meador, A Obradovic. Training an artificial neural network to distriminate between magnetizing inrush and internal fault. IEEE Trans on Power Delievery, 1994, 1(19): 1657~1663
- [11] PB Great, D Dolinar. Improved operation of power transformer protection using artificial neural network. IEEE Trans on Power Delievery, 1997, 3(12): 1325~1331
- [12] M R Zaman, M A Rahman. Experimental testing of the artificial neural network based protection of power transformers. IEEE Tranactions on Power Delievery, 1998, 2(13): 1283~1289
- [13] Moisés Gómez-Morante, Denise W Nicoletti. A wavelet-Based differential transformer protection. IEEE Trans on Power Delievery, 1999, 4(14): 1351~1357
- [14] Peilin L Mao, Raj K Aggarwal. A novel approach to the classification of the

- transient phenomena in power transformers using combined wavelet transform and neural network. IEEE Trans On Power Delivery, 2001, 4(16): 654~660
- [15] 王莉丽, 荣雅君. 基于小波神经网络的变压器励磁涌流和内部故障电流识别 [J]. 继电器, 2003,7(31): 20~22
- [16] Omar A S Youssef. A wavelet-based technique for discrimination between faults and magnetizing inrush currents in transformers. IEEE Trans on Power Delievery, Vol. 18, NO. 1, January 2003, 1(18): 170~176
- [17] 焦绍华,刘万顺,刘建飞等.用小波理论区分变压器的励磁涌流和短路电流的新原理[J].中国电机工程学报,1999,7(19):1~5
- [18] 张传利,黄益庄,马晓旭等.改进递归小波在变压器保护中的应用研究[J].电力系统自动化,1999,17(23):20~22
- [19] 张秀川, 黄益庄. 二次 B 样条小波变换的快速算法及其在变压器保护中的应用[J]. 继电器, 2001,1(32); 32~36
- [20] Chi-Kong Wong, Chi-Wai Lam, Kuok-Cheong Lei, et al. Novel wavelet approach to current differential pilot relay protection. IEEE Trans on Power Delivery, 2003,1(18): 20~25
- [21] 胡昌华,张军波,夏军等.基于 MATLAB 的系统分析与设计——小波分析. 西安:西安电子科技大学出版社,2000.23~26
- [22] Kenneth R Castleman. 数字图像处理. 电子工业出版社, 1998.102~103
- [23] 秦前清,杨宗凯.实用小波分析.西安电子科技大学出版社,1998.36~38
- [24] 冯小玲, 郭袅, 谭建成.继电保护仿真系统的现状及其应用.广西电力,2004,27(91):50~52
- [25] 梁志成,马献东,王力科等.实时数字仿真器 RTDS 及其应用[J]. 电力系统自动化,1997,10(21):61~64
- [26] 李保福,周泽昕.基于 RTDS 平台进行双卷变压器本体内部故障的仿真[J].东 北电力技术,2001,10:46~48
- [27] 毛鹏,杨立,杜肖功等.基于 RTDS 的超高压线路保护装置的试验研究[J].继电器, 2004,3(32): 55~59
- [28] P G Mclaren, R kuffel, R Wierckx, et al. A real time digital simulator for testing relays. IEEE Trans on Power Delivery, 1992,1(7): 207~212
- [29] 周鹗. 电机学(第三版),水利电力出版社,1995.89~95
- [30] 孙国凯, 霍利民, 柴玉华, 电力系统继电保护原理, 北京: 中国水利水电出版社, 2002.123~124

致 谢

衷心感谢导师谭建成教授对本人专业理论知识上给予的大量的指导和关怀,她严谨的治学态度,渊博的学识,以及多年的实践经验都使我受益匪浅。并感谢李振然教授在小波变换上给我的指导及莫耀赐老师在变压器保护上的指导。

感谢蔡义明师兄和同门师弟张庆伟同学实验室全体师兄妹的热情帮助和支持。

感谢广西大学电气学院领导为我们提供了良好的研究环境。最后尤其要感谢家人给予我精神和生活上的支持。

声明

本人郑重声明: 所呈交的学位论文, 是本人在导师指导下, 独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知, 除文中已经注明引用的内容外, 本学位论文的研究成果不包含任何他人享有著作权的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体, 均已在文中以明确方式标明。

签	名:		期:	
---	----	--	----	--

附录 A 发电机模型参数

表 A-1 发电机模型参数 Table.A-1 Generator model parameter

名称	描述	值	单位	最小	最大
Name	Source Name	src			
Туре	Source Impedance Type:	R			
Tc	Voltage Input Time Constant	0.05	sec	0.0	
ZSeq	Zero Sequence Included	No			
Imp	Impedance Data Format:	RRLValues			
Wv Type	Source Wave Type:	AC			
PPVar	Preprocessor Source Impedance ?	No			
R1s	Resistance (series)	100.0	Ohms	0	1E38
Es	Initial Source Mag (L-L, RMS)	220.0	kV	0.0	
F0	Initial Frequency	50.0	Hz	0	
Ph	Initial Phase	0.0	deg	-360.0	360.0
Tf	Fault Duration	0.10	sec	0.0	
Rf	Source Voltage During Fault	0.50	p.u.	0.0	2.0

附录 B 变压器模型参数

表 B-1 变压器模型参数 Table.B-1 transformer model parameter

Name	Description	Value	Unit	Min	Max
Trf	TransformerName	Т1			
YDI	Primary Winding Connection	Delta			
YD2	Secondary Winding Connection	Y			
Lead	Delta lags or leads Y	Lags			
type	Transformer Model Type	Saturation			
tapCh	Tap Changer (type cannot be Linear)	No			
edge	Tap Trigger on	Rising Edge			
inps	Tap Changer Inputs	RunTime			
Tmva	Transformer rating (3 Phase)	100.0	MVA	0.0001	
f	Base Frequency	50.0	Hz	1.0	300.0
xl	Leakage inductance of Tx	0.1	p.u.	0.001	1.0
NLL	No load losses	0.0	p.u.	0.00	1.0
VL1	Base primary voltage (L-L RMS)	220.0	kV	0.0001	
Im1	MagnetizingCurrent	1.0	%	1E-4	1e3

续表 B-1 变压器模型参数 Renewal Table.B-1 transformer model parameter

VL2	Base secondary voltage (L-L RMS)	110.0	kV	0.0001	
Im2	MagnetizingCurrent	1.0	%	1E-4	1e3
sproc	Use a separate processor for Tsat?	YES			
Sat	Saturation Placed on Winding	#1	•		
Xair	Air core reactance	0.2	p.u.	1E-3	10.0
Tdc	Inrush decay time constant	1.0	sec	1E-3	
Xknee	Knee voltage	1.25	p.u.	0	
Lw	Loop width	0	%	0	100

附录 C 输电线路模型参数

表 C~1 线路选项 Table.C-1 Line options

模型	已换位的	插值	输入选择	最低频率(Hz)
贝瑞隆(Bergeron)	非换位	行波时间插	值 物理数据	50.0
·	7	表 C~2 导线 `able.C-2 Condi		
导线号#	导统	线名称	导体类型	电压等级 V
(1号、2号、3号)	C	hukar	交流 (AC)	110.0kV
V三相相位度数	线路电流	(kA) (交流	线路电流相位(度	子导体数
	有效值/直	流峰值)		
0.0, -120.0, 120.0		5.0	20.0、-100、140.	.0 2
分裂线子导线半径	分裂线	子导线间距	水平方向距离X	塔高 Y
2.03454 (cm)	45.	72(cm)	-10.0, 0.0, 10.0 (cr	m) 30.0(m)
中部下沉	直流	电阻率	线路长度	接地电阻率
10.0(m)	0.03	206(ohms/km)	100.0(km)	100.0(ohm/m)
		表 C-3 接地导able.C-3 Ground		
接地导线号	导线	名称	导线半径	水平方向距离X
地线 1、地线 2	<u>7/16</u>	Steel	0.55245 (cm)	-5.0 5.0(cm)
· 塔高 Y (m)	中部下	л. (m)	直流电阻率	
35.0	10.0	2.	8645 (ohms/km)	

附录 D 电流互感器 (CT) 参数

图 D-1 电流互感器 (CT) 参数 Fig.D-1 current transformer(CT) parameter

名称		值	单位	最小	最大
NAME	CT Unit Name	CTI			
SIGA	Signal Name	IL1A	•		
F	Frequency	50.0	Нz	0	
csa	Cross-sectional Area	1.91532e-3	m^2	0.0	
PLen	Path Length	0.4987	m	0.0	
Rini	Initial Remanence	0.0	p.u.		
FLXRS	Enable Flux Reset?	No		0	1
DE	Core characteristics data entry	Vrms,Irms			
Rs	Secondary Side Resitance	0.253	Ohms	0.0	
Ls	Secondary Side Inductance	0.8e-3	Н	0.0	
Ratio	Turns ratio	500		0	· .
Rbi	Burden series resistance	10	Ohms	0.0	
Lbi	Burden series inductance	10e-3	Н	0.0	
LoopW	Loop Width	50	%	0	10

在学期间发表的学术论文及研究成果

- [1] 冯小玲,郭袅,谭建成等,小波变换在变压器保护中的应用,见:中国高校第二是届电力系统及其自动化专业年会,郑州,2004.723~726
- [2] 冯小玲,郭袅,谭建成.继电保护仿真系统的现状及其应用.广西电力, 2004,27(91):50~52
- [3] 冯小玲,郭袅,谭建成,李振然,小波变换识别变压器励磁涌流和故障电流的新方法(已被继电器录用)
- [4] 冯小玲, 郭袅, 谭建成. RTDS 实时数字仿真系统在继电保护上的应用(已被国际电力录用)