

# 一种基于 DSP 的电流互感器暂态特性测试电源的设计与实现

郑雁翎<sup>1</sup>, 李维新<sup>1</sup>, 李艳<sup>2</sup>

(1. 宝鸡文理学院电子电气工程系, 陕西 宝鸡 721007; 2. 三门峡供电公司灵宝市电业局, 河南 灵宝 472500)

**摘要:** 介绍了一种为电流互感器暂态特性测试提供测试信号的电源的软硬件设计。该电源的功率电路采用单相交直交变频方式; 控制电路以 TMS320F2812 DSP 控制系统为核心; 控制策略选择输出电压基波有效值反馈控制方式。实验结果表明, 该电源能够满足工业现场对电流互感器暂态特性测试电源的技术要求。

**关键词:** 电流互感器; 暂态特性; 变频电源; 数字信号处理

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 1001-1609(2009)05-0107-05

## Development of Transient Characteristic Test Power Supply for Current Transformer Based on DSP

ZHENG Yan-ling<sup>1</sup>, LI Wei-xin<sup>1</sup>, LI Yan<sup>2</sup>

(1 Department of Electron and Electricity Engineering, Baoji University of Arts and Sciences, Baoji 721007, China;

2. Lingbao Electric Power Bureau, Sanmenxia Power Company, Lingbao 472500, China)

**Abstract:** The hardware and software design of transient characteristic test power supply for current transformer is introduced. This design is characterized with the method of single-phase frequency conversion employed in power circuit, TMS320F2812 DSP control system applied in control circuit, and control strategy selection of fundamental frequency RMS output voltage feedback control mode. The experimental results show that the power supply can meet the technical requirements in transient characteristic test of current transformer.

**Key words:** current transformer; transient characteristic; frequency conversion power supply; digital signal processing(DSP)

## 0 引言

电流互感器的二次绕组品质的好坏直接关系到成品的质量, 其暂态特性是决定互感器性能的重要因素<sup>[1-3]</sup>。根据国标 GB16847-1997《保护用电流互感器暂态特性技术要求》, 衡量互感器二次绕组的性能指标有很多, 其中较为重要的有绕组电流与磁通关系、绕组电压与电流关系、剩磁系数、绕组内阻和线性电感等参数<sup>[1]</sup>。

互感器特性测试电源主要是向各个测试项目提供激励信号, 其性能直接影响互感器特性测试的结果。目前, 用于提供交流激励的测试电源大多为工频电源, 而互感器的交流阻抗主要由其感抗构成, 由于互感器的工频电抗较大, 为了获得一定的工频励磁电流, 就必须加大输出的电压值, 这样就有可能超

过互感器所允许的额定电压, 从而损坏互感器。根据国标 GB 16847-1997, 电流互感器的励磁过程可以在低频率下进行, 以避免绕组和二次端子承受不能允许的电压<sup>[1]</sup>, 因此有必要设计一台用于电流互感器暂态特性测试的低频电源, 同时为了兼顾不同的工作环境, 该电源应当为低频变频电源。

笔者以 TI 公司的 TMS320F2812 DSP 为控制核心, 采用单相交直交变频方式的主回路构架和输出电压基波有效值反馈控制方式, 设计了一台用于电流互感器暂态特性测试的低频变频电源, 文中对其硬件结构、软件设计和实验结果进行了介绍和分析。

## 1 硬件设计

系统的硬件电路结构见图 1, 共包括主电路和控制电路两大部分。其中主电路即功率电路, 由整流电路、逆变电路以及功率开关器件的驱动电路组

收稿日期: 2009-02-18; 修回日期: 2009-08-20

基金项目: 宝鸡文理学院院级重点项目(ZK2565, ZK07113)。

作者简介: 郑雁翎(1972), 女, 讲师, 博士研究生, 主要从事电力设备状态监测方面的研究。

成;控制电路由 DSP 控制系统、检测电路和保护电路组成。

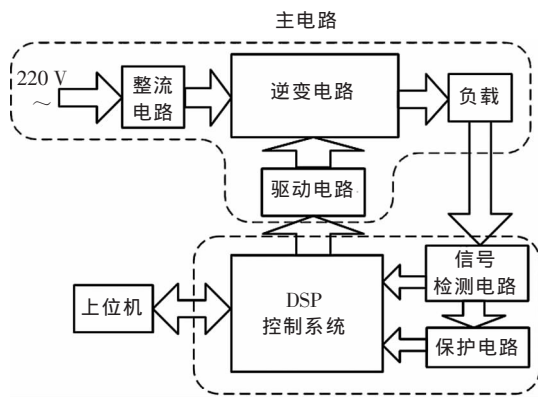


图1 系统硬件框图

### 1.1 主电路设计

测试电源的主电路结构见图2。主电路包括整流电路和逆变电路两部分。整流电路由单相整流桥和输入侧滤波电容组成,逆变电路由逆变全桥和输出 LC 滤波器组成。继电器  $J_1$  和电阻  $R_1$  组成启动限流电路, $C_1$ 、 $C_2$  分别用于直流母线的稳压、储能和抑制过电压尖峰等作用。

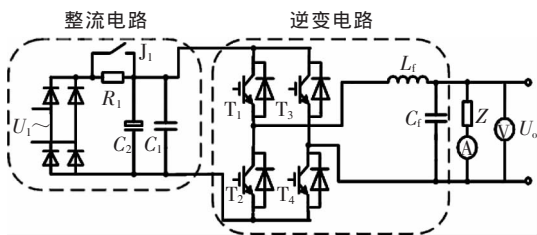


图2 系统主电路结构图

### 1.2 驱动电路设计

选择具有开关速度快、工作频率高、输入阻抗高等优点的电压型驱动器件功率 MOS 管作为主电路的功率开关器件,但是功率 MOS 管的极间电容较大,在其高速开通和关断动态过程中,仍需要一定的驱动电流<sup>[4]</sup>,因此设计了驱动电路,见图3。

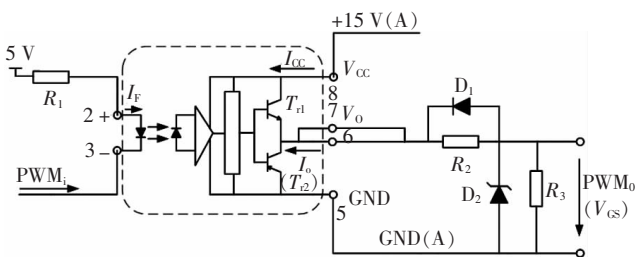


图3 功率 MOSFET 的驱动电路

图3所示电路中的光耦芯片 TLP250 用于电气隔离以及向 MOS 管提供开断的驱动电流;电阻  $R_1$  的作用是对 TLP250 输入端进行限流;电阻  $R_2$  用于

抑制功率 MOS 管开通过程中的振荡现象,防止其误动作;电阻  $R_3$  的作用是向处于非工作状态的功率 MOS 管栅源极间的静电荷提供放电通道,对其进行静电保护;快恢复二极管  $D_1$  用于快速释放关断状态下 MOS 管的极间电荷,提高其开关速度;稳压二极管  $D_2$  的作用是对功率 MOS 管的栅源极进行过电压保护。

### 1.3 控制电路设计

控制电路的组成结构见图4,包括 DSP 控制系统、检测电路和保护电路3部分。其中检测电路用于调理传感器输出的模拟信号,保护电路实现对传感器输出信号的保护判断。DSP 将检测电路调理后的模拟信号进行采集、处理,然后将产生的 PWM 信号输出到 CPLD。CPLD 对保护电路输入的数字信号和 DSP 输入的 PWM 信号进行逻辑运算,然后输出给驱动电路。同时,DSP 还要完成与上位机的通讯任务。

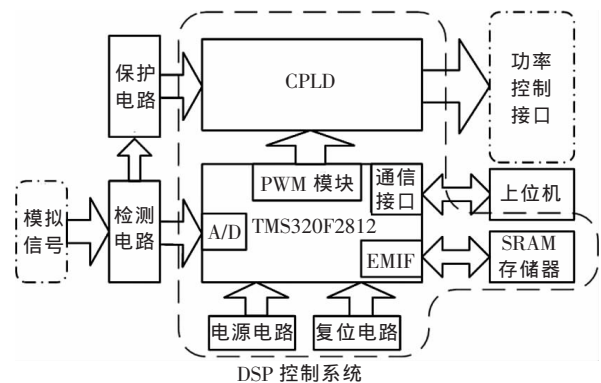


图4 控制电路结构图

#### 1.3.1 DSP 控制系统的设计

DSP 控制系统主要由 DSP 和 CPLD 器件组成。出于运行速度、内部存储器容量以及控制灵活等方面的考虑,选择 TI 公司 28 系列的 TMS320F2812<sup>[5]</sup> DSP 作为系统的主控芯片;选择 CPLD 的目的是为了便于调试系统逻辑电路,具体型号为 ALTERA 公司的 EPM7128SLC-15 芯片<sup>[6]</sup>。DSP 控制系统包括电源及复位电路、扩展存储器接口电路、通信接口电路以及 PWM 控制电路。由于前3部分较为常见,文中予以略去,主要介绍 PWM 控制电路。

尽管 TMS320F2812 所具有的事件管理模块可以直接输出 PWM 信号,但是这些引脚直接输出的电流比较小,驱动能力有限;某些引脚虽然可以检测系统的运行状态,并在功率保护时输出保护信号,但是输出的保护信号只是使 PWM 信号输出端变为高阻态,而真正的关断还要靠软件实现,反应速度比较慢<sup>[5]</sup>。针对这些问题,设计了 PWM 控制电路,见

图5。本电路同时还实现了PWM信号互锁,3.3V电平转换为5V电平的功能,以增强PWM控制信号的安全性、驱动能力和抗干扰能力。

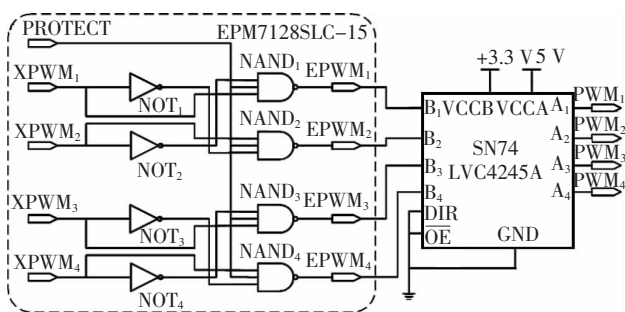


图5 PWM控制电路

### 1.3.2 检测电路的设计

该电路用于向传感器和控制电路提供接口,使控制电路能够采集传感器的输出信号。本电路主要由两部分组成,见图6,第一部以运放A<sub>1</sub>为核心,实现对传感器输入信号的分压、滤波和驱动,第二部以运放A<sub>2</sub>为核心,用于对输入的交流信号叠加直流分量,使之变成正极性信号,同时还有加强驱动和限幅的作用。

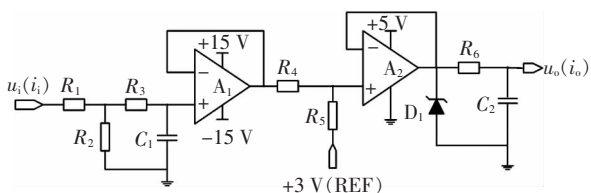


图6 信号检测电路

### 1.3.3 保护电路的设计

保护电路用于出现负载过电压、过电流和功率器件过热等异常事件时,切断主电路,保护系统安全,采取反应速度较快的硬件电路实现该功能,具体结构见图7。其中直流信号转换电路用于将传感器的输出信号转换为模拟比较器适用的直流信号,通过绝对值电路实现;比较电路将输入的直流信号与设定的保护阈值进行比较,产生数字信号,该部分通过模拟比较器实现;窄脉冲滤除电路用于滤除毛刺等窄脉冲干扰,避免误保护,该部分通过CPLD的逻辑编程实现。

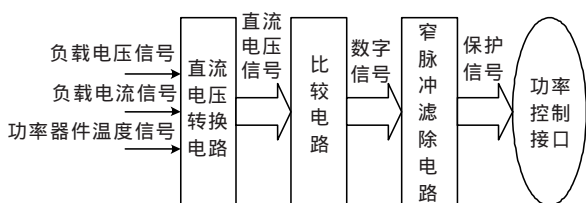


图7 保护电路框图

## 2 软件设计

系统的软件设计主要通过数字信号处理器TMS320F2812编程实现,共包括系统初始化程序、SPWM波生成程序和采用PI控制器的输出电压基波有效值反馈控制程序等,其流程图见图8。

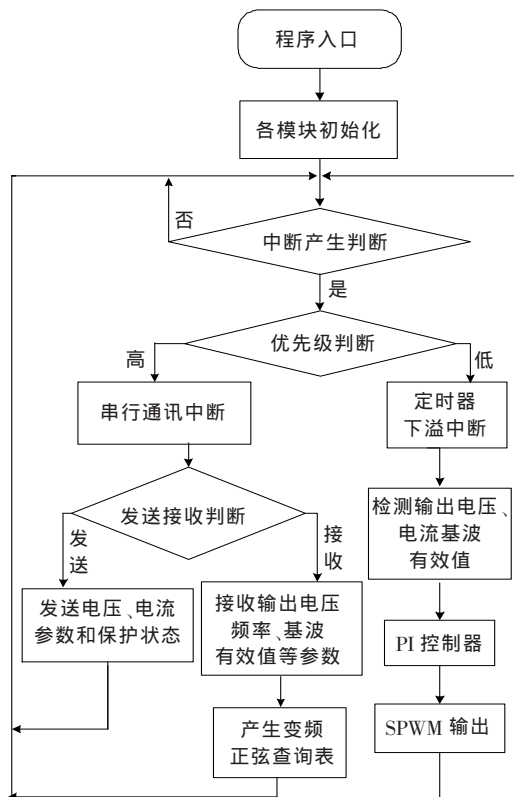


图8 系统软件流程图

### 2.1 系统初始化程序

初始化程序是当系统上电运行时,所进行各模块初始运行参数配置工作,包含对DSP系统时钟和片内外设时钟、片外存储器及外部接口(XINTF)、中断向量表、片上ADC模块、事件管理器、串行通讯和PI控制器等的初始化。

### 2.2 SPWM波生成程序

SPWM波生成程序包括变频正弦查询表产生程序和PWM信号产生程序两部分,前者用来产生一定频率下的正弦数列,再结合PI控制器得到的调制比M,就可以得到具体的PWM脉冲宽度,后者将前者产生的脉冲宽度输出。

系统采用双极性调制方式下的规则采样法,在确定了载波周期 $T_c$ 、调制比M和第k个脉冲的中心相角 $\theta_k$ 后,结合规则采样法的特点<sup>[7,8]</sup>,可计算出PWM波的脉冲宽度, $\delta_k$ 为

$$\delta_k = \frac{T_c}{2} (1 + M \sin \theta_k) \quad (1)$$

调制比  $M$  作为系统控制器的输出变量,不可能提前知道,因此正弦查询表的产生关键就在于  $T_c$  和  $\theta_k$  的确定,结合 SPWM 波形的特点<sup>[7,8]</sup>,可得  $\theta_k$  为

$$\theta_k = \frac{2k-1}{N} \pi \quad (k=1, 2, \dots, N) \quad (2)$$

式(2)中,  $N$  为载波比,即载波频率  $f_c$  与调制信号频率  $f_r$  的比值,  $N = f_c/f_r$ ,也就是正弦波一个周期的等份数。系统所采用的载波频率  $f_c=20$  kHz,调制信号频率  $f_r$  由上位机获得,依据式(2)可计算出  $\theta_k$  与  $\sin \theta_k$ 。所有的  $\sin \theta_k$  以数组的形式存储在数据存储器中,再经过 PI 控制器计算出调制比  $M$  后,通过式(1)就可以得出要输出的脉冲宽度  $\delta_k$ 。

在产生变频正弦查询表后,系统通过 DSP 的定时器和全比较单元将正弦查询表中的 PWM 信号序列输出,另外 DSP 的比较单元还具有可编程的死区单元,它能够在逆变桥同一桥臂的开通与关断时间插入一定的死区时间,防止发生直通现象。

### 2.3 输出电压基波有效值反馈控制程序

输出电压基波有效值反馈控制程序是一种周期控制算法,即一个调制波周期发出一次控制动作,之所以没有采用瞬时控制的原因是环境的强烈干扰。这种控制方式以期望输出的电压基波有效值作为给定,输出电压瞬时值采样后经过基波有效值检测函数得出一个周期内的基波有效值作为反馈,基波有效值给定量和基波有效值之间的误差经过 PI 调节器处理后产生调制比  $M$ ,然后根据式(1)和提前算出的正弦查询表,计算并输出下个调制波周期内的 PWM 信号序列<sup>[9]</sup>。

基波有效值检测程序对每个载波周期所采集到输出电压信号进行快速傅里叶变换(FFT),提取基波电压信号,计算出基波电压有效值。这种方法可以有效地将环境干扰滤除。

PI 调节器采用增量式数字 PI 控制算法,从而可以有效地提高运算速度和节省存储空间<sup>[10]</sup>。对于控制器参数的整定,采用工程上的试凑法。为了防止 PI 控制器输出的调制比  $M$  过大,使功率开关器件产生很窄的脉冲,系统采用了防积分饱和算法,即给输出的  $M$  设定极限值,当 PI 控制器计算出的  $M$  超过这个极限值时,使其等于这个极限值。

## 3 实验结果

据上节介绍的软硬件结构,对设计  $1 \text{ kV} \cdot \text{A}$  样机进行了实验研究。实验项目主要包括:电压调整率、负载调整率、波形失真度等的测量。

### 3.1 电压调整率及负载调整率的测量

电压调整率反映的是直流母线电压的波动对输

出电压的影响,通过计算在不同母线电压下,满载时  $U_{\max}$  与  $U_{\min}$  的差与输出电压设定值  $U_{\text{set}}$  的比值获得。负载调整率反映的是不同负载对输出电压的影响,通过计算空载与满载时输出电压的差与其设定值  $U_{\text{set}}$  的比值获得。本文选取的直流母线电压变化范围为  $180 \sim 250 \text{ V}$ ,输出电压设定值为  $100 \text{ V}$ 。表 1 为样机在不同频率下电压调整率和负载调整率的实验数据,其中电压调整率均低于  $1\%$ ,负载调整率均低于  $5\%$ ,说明所设计的样机有较强的抗输入扰动能力和负载适应能力。

表 1 电压调整率的测量

工作频率/Hz	电压调整率/%	负载调整率/%
10	0.11	3.2
20	0.18	3.2
30	0.27	1.6
40	0.22	3.1
50	0.34	3.1

### 3.2 波形失真度的测量

波形失真度反映的是输出电压波形的失真程度,一般用总的谐波含量  $THD$  来表示, $THD$  的定义如式(3)所示,其中  $U_n$  为第  $n$  次谐波电压有效值, $U_1$  为基波电压有效值。

$$THD = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} \times 100\% \quad (3)$$

表 2 为样机在不同频率,不同满载条件下波形失真度的实验数据,其值均低于  $2\%$ ,说明输出的波形质量较好。

表 2 波形失真度的测量

工作频率/Hz	阻性负载/%	感性负载/%
10	1.6	1.5
20	1.4	1.3
30	1.2	1.2
40	1.3	1.3
50	1.2	1.2

### 3.3 输出电压波形

对于输出电压基波有效值反馈控制的效果见图 9。图 9 中横轴为  $50 \text{ ms/div}$ ,纵轴为  $50 \text{ V/div}$ 。

可以看出,输出电压在切换时刻后的一个周期内趋于稳定,说明了这种控制方法的有效性。

## 4 结语

本系统采用单相交直交变频方式的功率电路, TMS320F2812 DSP 为核心的控制电路,以及输出电压基波有效值反馈控制方式的控制策略,所设计的

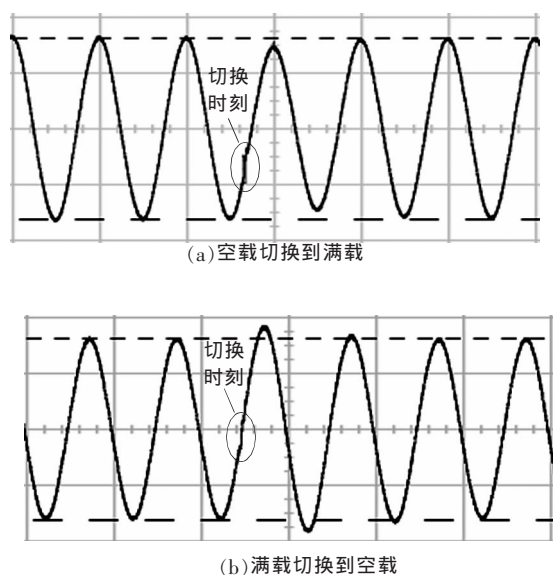


图9 20 Hz 不同条件下的输出电压波形

用于电流互感器暂态特性测试的变频测试电源工作稳定,可靠性高,波形质量好,完全能够满足工业现场对电流互感器暂态特性测试电源的具体要求。

(上接第 106 页)

出了混沌支持向量机 (CSVMs) 变压器故障诊断方法。该方法将变压器油中 5 种特征气体样本 KMC 聚类后作为特征向量输入到混沌优化多分类支持向量机中建立 CSVMs 诊断模型,实现对故障样本的诊断分类。特征气体样本经 KMC 聚类后使得故障信息有效浓缩,进而有效地解决了确定模型参数时耗时巨大的问题;混沌优化 SVMs 参数能够快速准确地在大范围找到优化值,较好地提高了模型的推广能力。通过对实际故障样本诊断,达到预期的效果,证明了该方法的有效性和实用性,为变压器故障诊断向智能化方向发展提供了一个新的途径。

#### 参考文献:

- [1] CASTRO A R G, MIRANDA V. Knowledge Discovery in Neural Networks with Application to Transformer Failure Diagnosis[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2005, 20 (2): 717-724.
- [2] QIAN Su-xiang, JIAN wei-dong, HU hong-sheng, et al. Transformer Power Fault Diagnosis System Design Based on the HMM Method [C]//Proceeding of the IEEE International Conference on Automation and Logistics, 2007: 18-21.
- [3] DONG M, XU D K. Fault Diagnosis Model for Power Transformer Based on Statistical Learning Theory and Dissolved Gas Analysis [C]//IEEE International Symposium on Electrical

#### 参考文献:

- [1] 国家技术监督局. GB 16847-1997 保护用电流互感器暂态特性技术要求[S]. 1997.
- [2] 袁季修, 盛和乐, 吴聚业. 保护用电流互感器应用指南[M]. 北京: 中国电力出版社, 2004.
- [3] 国家技术监督局. GB 1208-1997 电流互感器[S]. 1997.
- [4] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1998.
- [5] Texas Instruments Inc. TMS320F281x Dataheet [K]. <http://www.ti.com>, 2003.
- [6] 付慧生. 复杂可编程逻辑器件与应用设计[M]. 徐州: 中国矿业大学出版社, 2003.
- [7] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [8] 杨旭, 裴云庆, 王兆安. 开关电源技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [9] 张红, 王诚梅. 电力系统常用采样方法比较[J]. 华北电力技术, 1999(4): 25-27.
- [10] 陶永华. 新型 PID 控制及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.

Insulation, 2004; 85-88.

- [4] WANG M H. Grey-extension Method for Incipient Fault Forecasting of Oil-immersed Power Transformer [J]. Electric Power Components and Systems, 2004, 32 (10): 959-975.
- [5] VAPNIK V N. The Nature of Statistical Learning Theory [M]. New York Springer-Verlag, 1995.
- [6] 张学工. 关于统计学习理论与支持向量机[J]. 自动化学报, 2000, 2 (1): 32-42.
- [7] HSU C W, LIN C A. Comparison of Methods for Multiclass Support Vector Machines [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2002, 13(2): 415-425.
- [8] YUAN Xiao-fang, WANG Yao-nan. Parameter Selection of Support Vector Machine for Function Approximation Based on Chaos Optimization [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2008, 19(1): 191-197.
- [9] ZHANG H D, HE Y Y. Comparative Study of Chaotic Neural Networks with Different Models of Chaotic Noise [C]//Proceedings of First International Conference on Natural Computation, 2005: 273-282.
- [10] KANUNGO T, MOUNT D M. An Efficient K-means Clustering Algorithm: Analysis and Implementation [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2002, 24 (7): 812-892.
- [11] IEC 60599. Mineral oil-impregnated Electrical Equipment in Service Guide to the Interpretation of Dissolved and Free Gases Analysis[S].