

Study on Leakage Current Detection and Fast Protection Method

Yahua Ge, Yu Fang, Weixuan Zhang, Rong Ye, Zhengqun Wang

College of Information Engineering, Yangzhou University, Yangzhou Jiangsu
Email: 1173743387@qq.com, yfang@yzu.edu.cn

Received: May 15th, 2019; accepted: May 29th, 2019; published: Jun. 4th, 2019

Abstract

In this paper, a leakage current detection and protection method based on oscillating circuit and differential circuit is proposed for the safety requirements of non-isolated power electronic devices connected to power grid. The leakage current protection circuit consists of transformer, self-excited oscillator, second-order active low-pass filter circuit, differential detection circuit and existing control chips in the system. The leakage current signal detected by the leakage current detection circuit is sampled through the digital control chip in the device, and the leakage current value sampled is compared with the specified value in the safety standard, thus forming a hierarchical protection. For the excessive leakage current, the differential circuit and software in the leakage current detection circuit studied can achieve rapid protection. Finally, the validity of this leakage current detection and protection method is verified by experiments in three-phase bidirectional PWM rectifier applied to the front end of motor driver.

Keywords

Non-Isolated Power Electronic Devices, Leakage Current Detection, Protection, Digital Control

一种漏电流检测快速保护方法研究

葛亚华, 方宇, 张维轩, 叶融, 王正群

扬州大学信息工程学院, 江苏 扬州
Email: 1173743387@qq.com, yfang@yzu.edu.cn

收稿日期: 2019年5月15日; 录用日期: 2019年5月29日; 发布日期: 2019年6月4日

摘要

本文针对与电网连接的非隔离电力电子装置安全运行要求, 提出了一种基于振荡电路和微分电路的漏电

流检测和保护方法。这种漏电流保护电路由互感器、自激振荡器、二阶有源低通滤波电路和微分检测电路及系统中现有的控制芯片组成。将漏电流检测电路检测到的漏电信号通过设备中的数字控制芯片采样, 采样得到的漏电流值与安全标准中规定值进行比较, 从而可形成分级保护, 而对于过大的漏电流, 则通过所研究的漏电流检测电路中的微分电路与软件实现快速的保护。最后通过应用于电机驱动器前端的三相双向PWM整流器中的实验验证了这种漏电流检测和保护方法的有效性。

关键词

非隔离电力电子装置, 漏电流检测, 保护, 数字控制

Copyright © 2019 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

随着现代电力电子技术的迅速发展, 电力电子装备已广泛应用于通讯、电力、机械、冶金等领域。为了避免电力电子设备对电网产生的谐波污染, 能实现网侧能量的回收及网侧的单位功率因数, 大多电力电子设备中采用了双向 PWM 变换器作为网侧能量变换的接口电路[1] [2]。近年来, 随着智能电网的发展, 尤其是在中大功率应用场合, 三相可逆 PWM 整流器已广泛应用到并网发电、电动汽车充电设施、电机驱动器和光伏储能设备中, 为了获得小体积、轻重量、低成本和高性价比, 在这些网侧变换器中常采用非隔离电路拓扑[3] [4]。考虑到光伏、电力电子设备及电网地之间存在共模漏电流, 如果在异常情况下出现过大会危害人身安全及设备本身的安全可靠运行, 故电气电工和并网规范中对网侧变换器的漏电流提出了严格的保护要求[5]。

对于共模漏电流的抑制方法研究, 目前国内外学者已做了大量的工作, 但对于漏电流检测和保护方法的研究较少报道。对于共模漏电流抑制方法主要是从调制技术及电路拓扑改进实现的[6] [7], 但是由于控制器的控制方式、器件特性及环境等其它不同因素的影响, 抑制漏电流的方法均有不同程度的局限性, 故也无法完全消除其漏电流隐患。若不能准确检测出漏电流并进行快速保护的话, 尤其当漏电流超出人体安全等级时会导致人员的触电事故。因此有必要对非隔离的网侧变换器增设漏电检测电路, 并实施快速的保护算法, 从而确保系统的安全可靠运行和人身的安全[8]。

为此, 文献[8]将漏电流的检测信号经数字控制芯片采样后, 再由控制芯片中的有效值计算子程序得到漏电流的有效值, 用所计算出来的正弦漏电流有效值与控制器中事先设定好的阈值进行比较以产生相应的动作。但这种方法缺点在于, 当出现漏电流过大的情况时, 这种方法不能及时的进行快速保护, 故增加了操作人员触电的风险, 及造成系统安全可靠性的降低。针对这种情况, 本文提出了一种基于振荡电路和微分电路的漏电流检测和保护方法。这种方法是在继承了文献[8]的漏电流检测原理基础上, 增加了微分检测电路以实现漏电流的快速保护, 有效减少了来自漏电流检测电路的漏电流有效值计算到实施保护动作的延时时间, 从而降低了操作人员的触电风险, 增强了网侧变换器系统的安全可靠性。

2. 漏电流检测和保护方法

2.1. 漏电流检测电路工作原理

论文中提出的漏电流检测保护电路如图 1 所示, 漏电流检测保护电路主要由漏电流检测互感器、自激振荡电路、两个二阶有源低通滤波电路、采样调理电路、微分检测保护电路和数字控制器的 AD 通道构

成。当网侧变换器出现漏电流时，由自激振荡电路在漏电流检测互感器副边绕组上产生高频振荡信号，反射到漏电流检测互感器原边绕组成为低频漏电流的载波信号，将低频漏电流传输到漏电流检测互感器的副边，因此副边的电流 i_s 包含高频信号和低频的漏电流信号， i_s 经漏电流检测电阻变成电压信号 u_s 送入两个二阶有源低通滤波器，经低通滤波器滤去高频振荡信号后可得到低频的漏电流信号，再经采样调理电路后送到数字控制器的 AD 采样通道。然后由软件实现相应的计算、逻辑判断和保护功能。图 1 中的微分检测保护电路可实现过大漏电流的快速保护功能[9]。

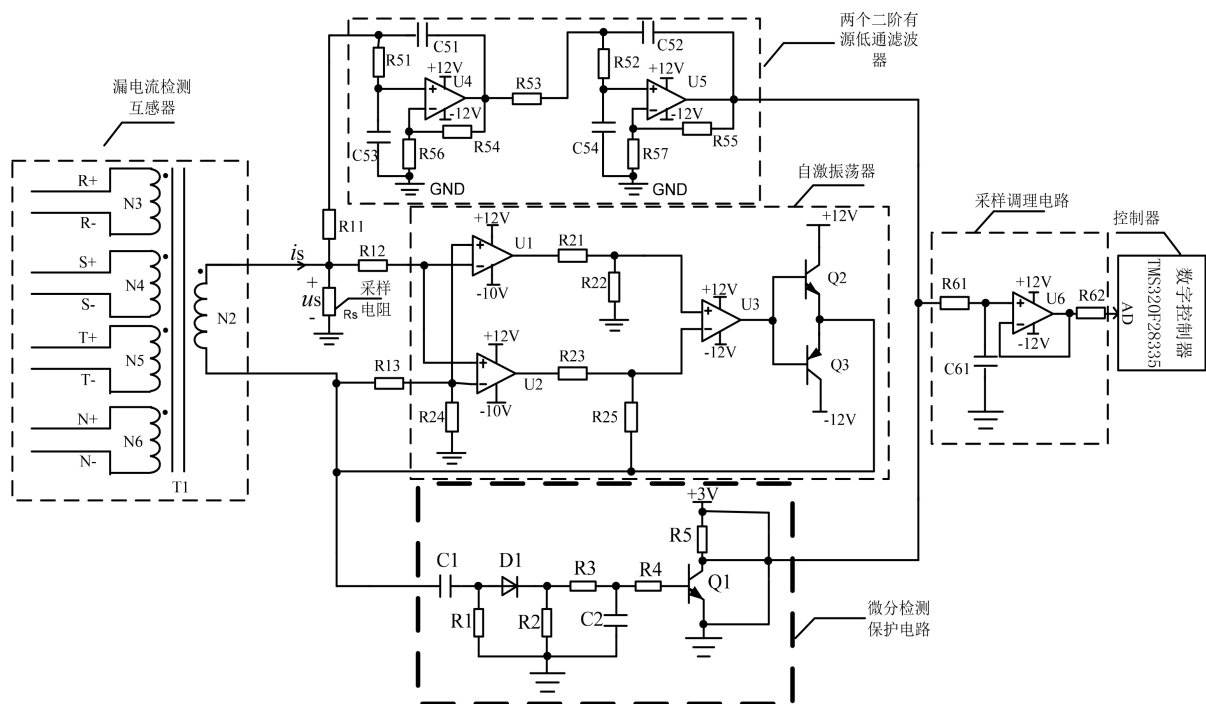


Figure 1. General schematic diagram of leakage current detection and protection circuit

图 1. 漏电流检测保护电路总原理图

1) 自激振荡电路工作原理

分析图 2 中自激振荡电路，在本文中 Q2 和 Q3 分别为 NPN 和 PNP 型三极管，电阻 $R_{24} = 30 \text{ k}\Omega$, $R_{13} = 100 \text{ k}\Omega$ 。U1、U2 为 LM2903、U3 为 TL074，U1、U2、U3 均作比较器使用。假设 U3 输出为高电平此时三极管 Q2 导通，Q3 关闭，此时 Q2 与 Q3 中点电压为 +12 V，通过电阻串联分压原理可知 U1 同相输入端电压和 U2 反相输入端电压为 2.77 V，同时 Q2 与 Q3 中点电压也会向漏电流检测互感器的副边线圈进行充电，当互感器副边线圈达到饱和状态时，电流出现上翘，电阻 R_s 上的电压突然变大，使得 U1 反相输入端电压和 U2 的同相输入端电压变大且超过 2.77 V。由于 U1 和 U2 是比较器，故 U1 反相端输入电压大于同相输入端电压时，U1 输出低电平 -10 V，且经过 R21 和 R22 串联分压后送到 U3 同相输入端的电位仍为负；与此同时，U2 同相输入端电压大于反相输入端电压时，U2 输出为高电平，U2 的输出被电阻 R23 和 R25 上拉到 Q2 与 Q3 的中点电位(+12 V)，U2 的输出经电阻 R23 与 U3 反相输入端相连，由于 U3 的同相输入端和反相输入端存在“虚短”，故运放 U3 的反相输入端电压会被拉到接近于 U3 同相输入端的电压，但运放反相输入端的电流不可能太大，故 U3 反相输入端电压仍大于 U3 的同相输入端电压，所以 U3 输出为低电平，此时三极管 Q2 关断，Q3 导通，Q2 与 Q3 中点电压变为 -12 V，漏电流检测互感器副边线圈反向充电。

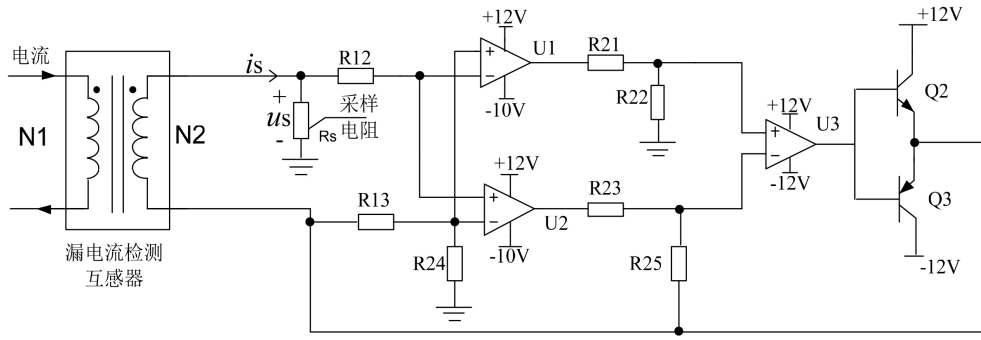


Figure 2. Self-excited oscillation circuit
图 2. 自激振荡电路

同理，当副边线圈反向充电到饱和时，U1 输出高电平 0 电位(通过 R21 和 R22 上拉)，即运放 U3 的同相输入端为 0 电位，此时 U2 输出电压为-10 V，所以 U3 输出高电平，故 Q2 与 Q3 中点电压再次变为 +12 V。综上分析，由比较器 U1 和 U2、运放 U3、Q2 和 Q3 和检测线圈的副边绕组构成了自激振荡器，自激振荡器的正、负脉冲宽度是一样的。且容易知道该振荡器的自激振荡频率与漏电流检测互感器的磁芯饱和特性、漏电流检测电阻 R_s (将漏电流变成电压信号)和漏电流的大小有关，但电路一旦确定后则振荡频率只与漏电流的大小有关。

2) 二阶有源低通滤波电路工作原理

如图 3 所示，文中研究的漏电流检测电路中采用了两个相同的二阶有源低通滤波器。式(1)给出了二阶有源低通滤波器电路的传递函数。

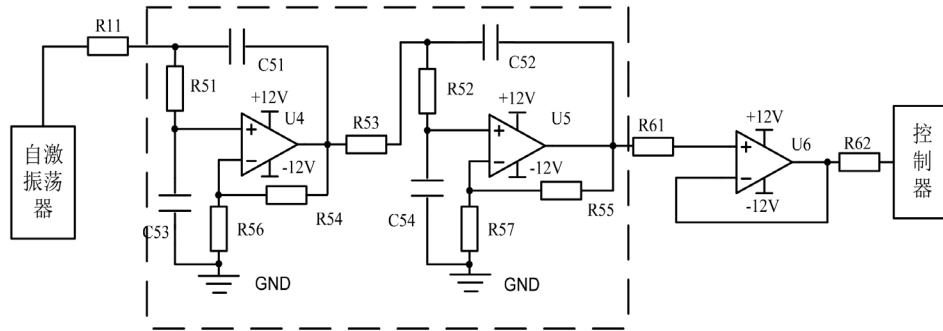


Figure 3. Second-order active low-pass filter circuit
图 3. 二阶有源低通滤波电路

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{VF}}{1 + (3 - A_{VF})sCR + (sCR)^2} \tag{1}$$

由式(1)知二阶有源低通滤波器的增益不能大于 3，否则不稳定。以第一级二阶有源滤波电路来说明，式(1)的增益可由式(2)计算。

$$A_{VF1} = 1 + \frac{R_{54}}{R_{56}} \tag{2}$$

截止频率采用式(3)计算：

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{51} \cdot C_{53} \cdot R_{11} \cdot R_{51}}} \tag{3}$$

电阻 R54、R56 和运放 U4 构成一个同相比例放大电路，R11、C51 和 R51、C53 构成两级 RC 滤波电路。U4 的输出端与 U4 同相输入端之间引入一个负反馈，在不同的频段，反馈的极性会发生改变，当自激振荡的频率 f 大于截止频率 f_c 时，两级 RC 滤波电路会移相到 -180° ，使得电路的输入电压与输出电压的相位相反，此时 U4 输出端经过电容 C51 到 U4 同相输入端的反馈是负反馈。负反馈作用于输入端使得输入信号减小，同时电压放大倍数减小，所以二阶低通有源滤波器的幅频特性在高频段迅速衰减，只能通过低频信号。论文中采用了两个同样架构的二阶低通有源滤波器实现自激振荡电路产生的高频载波信号，从而得到低频的漏电流检测信号。

3) 微分检测保护电路的工作原理

微分检测保护电路如图 4，主要由电容 C1，R1，D1，R2，R3，C2，R4 和 NPN 型三极管 Q1 及其相关电路构成。自振荡器的高频率信号会经微分电容 C1 传输到 D1 的阳极，经 D1，R3 为电容 C2 充电，R1 和 R2 分别是电容 C1 和 C2 的泄放电阻，R3 就电容 C2 的限流电阻，R4 是三极管 Q1 的基极限流电阻，+3 V 是基准电压，R5 和 R61 取值相等，从而可在采样调理电路中运放 U6 的同相端形成 1.5 V 的直流偏置电压。由于 D1 的单向导电性，仅使得自振荡器中的高频正脉冲信号能量经 C1 为电容 C2 充电，此时自振荡器中的高频正脉冲信号通过电阻 R3 为电容 C2 充电，故充电时间常数由 R3 和 C2 决定；而自振荡器中的高频负脉冲信号期间，电容 C2 中的能量则经 R3 和 R2 进行泄放，故放电时间常数由 R2，R3 和 C2 决定，显然电容 C2 放电时间较其充电时间慢。

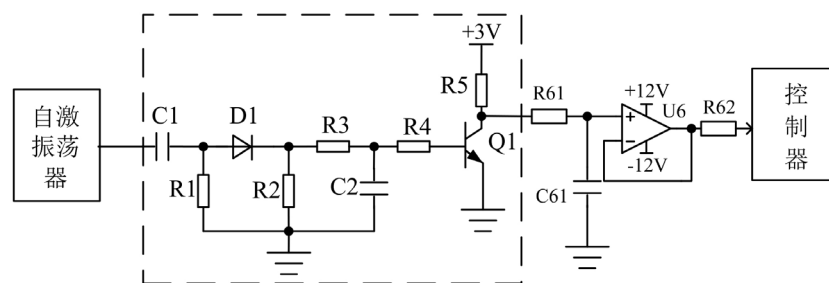


Figure 4. Differential detection protection circuit

图 4. 微分检测保护电路

当自振荡器的频率不够高时，电容在高频正脉冲期间所充能量会在高频负脉冲期间放完，或致使电容 C2 上的电压不足以开通三极管 Q1，此时采样调理电路中运放 U6 的同相端形成 1.5 V 的直流偏置电压；当自振荡器的频率足够高时，电容 C2 的充电频率变快，故其在高频正脉冲时所充的能量不能在高频负脉冲期间得以充分泄放，则致使电容 C2 上积聚的电压足以使得 Q1 导通，从而使得采样调理电路中运放 U6 的同相端拉低到 0 电位。可见，微分检测保护电路的作用是根据自振荡器的频率是否足够高，来决定采样调理电路中是否加入直流偏置电压。

图 1 中的采样调理电路是由运放 6 构成的射极跟随器，而运放 6 的同相端叠加了来自有源低通滤波器的低频漏电流信号，和由微分检测保护电路决定的直流偏置电压信号，并通过运放 6 的输出端将这一叠加后的信号送到数字控制器 AD 采样通道。

2.2. 漏电流检测保护原理

论文中研究的漏电流检测保护方法有两种响应方式。

1) 漏电流较小时的响应

当漏电流较小时，由上述分析知，自振荡器产生的正负振荡脉冲信号的频率不足以使得微分检测保

护电路中的 Q1 导通,从而使得漏电流信号叠加+1.5 V 的直流偏置电压后经采样调理电路送入数字控制器的 AD 采样口,数字控制中的数据处理程序会减去+1.5 V 的直流偏置电压后,以得到实际的正弦漏电流值,再经有效值子程序计算出漏电流的有效值。然后在程序中与设置好的阈值进行比较以决策是否产生相应的保护动作。

2) 漏电流较大时的响应

当电流互感器中的漏电流超过设定安全阈值时,控制器需要快速检测到过大漏电流并对系统进行保护动作,以确保操作人员的人身安全。当漏电流较大时,由上述分析知,自激振荡器产生的正负振荡脉冲信号的频率足以使得微分检测保护电路中的 Q1 导通,从而使得采样调理电路中运放的同相端为 0 电位,而二阶有源低通滤波器产生的漏电流信号被阻断,使得送入 DSP 控制器的 AD 采样值为零。由所述程序中的计算方法知,此时将会是按 1.5 V 固定数值进行有效值的计算,这要比计算相对较小的正弦漏电流信号有效值迅速,且在程序中获得了很大的电流有效值(被当作此时漏电流的实际值),故能迅速得到一个较大的漏电流数值与预置的阈值进行比较,从而迅速产生相应的保护动作。图 5 给出了漏电流检测保护程序流程图。

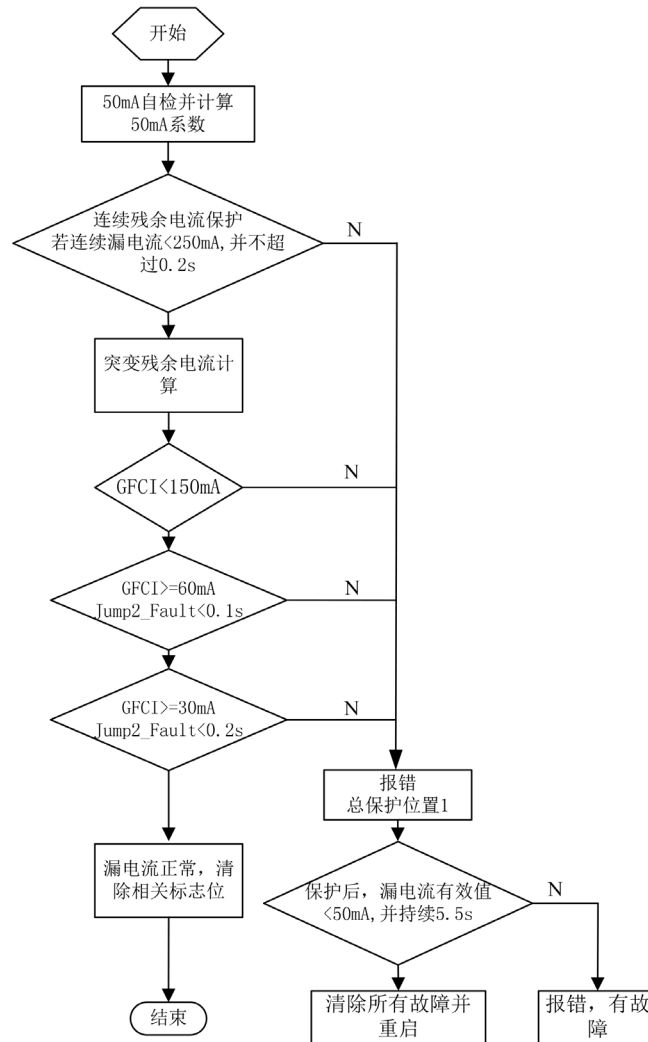


Figure 5. Flow chart of leakage current detection and protection program
图 5. 漏电流检测保护程序流程图

3. 漏电流检测保护电路的设计

3.1. 自激振荡器的设计

图 2 中自激振荡电路的部分参数已在 2.1 节中给出, 这里仅给出漏电流检测互感器的设计方法。

1) 磁芯选取

电流检测互感器磁环材料选德国 VAC 公司的 Nanocrystalline (纳米晶) 材料, 型号为 W539。

2) 计算原副边绕组匝数

磁环外径 OD = 19 mm, 内径 ID = 15 mm, 高度 HD = 5 mm。因漏电流检测互感器在检测电路中有自激振荡电路, 故按自激振荡电路中的最低频率设计, 设 $f_s = 2.5 \text{ kHz}$, $T_s = 400 \mu\text{s}$, 加在驱动互感器原边的方波电压正幅值 $V_c = 12 \text{ V}$, 取最大工作磁密 $B_m = 0.82 \text{ T}$, 则磁环有效截面积为 A_e :

$$A_e = (\text{OD-ID}) \cdot \text{HD} = 20 \text{ mm}^2 \quad (4)$$

磁环表面积 Q 为:

$$Q = \frac{\pi \cdot \text{ID}^2}{4} = 176.7 \text{ mm}^2 \quad (5)$$

互感器原边匝数为 N_1 :

$$N_1 = \frac{V_c \cdot T_s}{4B_m \cdot A_e} = 73.171 \quad (6)$$

取原边绕组 $N_1 = 73$ 匝。

自检绕组 N_2 是检测上电时 CPU 的 IO 口产生的 50 mA 的精准电流, 用以模拟漏电流, 若 CPU 中检测出这一电流是 50 mA, 则认为漏电流检测保护电路无故障, 否则该检测电路故障, 程序不会进入 Normal 状态。为了计算方便不妨取自检绕组 $N_2 = 10$ 匝。相线绕组和自检绕组一样, 对于 CPU 产生的 50 mA 低频电流信号, 都需要通过原边绕组 N_1 中的高频载波信号调制才得以传输, 所以不妨取相线匝数 $N_3 = N_4 = N_5 = N_6 = 1$ 匝。

3) 线径选取

设漏电流最大值为 $I_{N3} = 300 \text{ mA}$, 则绕组 N_1 中的电流 I_{N1} 为:

$$I_{N1} = \frac{I_{N3} \cdot N_3}{N_1} = 4.11 \text{ mA} \quad (7)$$

取 N_1 绕组线径为 $d_3 = 0.3 \text{ mm}$, 电流密度 $J = 1 \text{ A/m}^2$ 则导线截面积 S_{d3} 为 0.071 mm^2 , 原边绕组 N_1 并绕股数 $nn1$:

$$nn1 = \frac{I_{N1}}{J \cdot S_{d3}} = 0.058 \text{ m}^{-2} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{s}^2 \quad (8)$$

并绕股数 $nn1 = 0.058$, 取 $nn1 = 1$ 股线。

自检绕组 N_2 电流为 $I_{N2} = 50 \text{ mA}$, 不妨取线径与绕组 N_1 一样, 同理可得副边绕组 N_2 :

$$nn2 = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{J \cdot S_{d3}} = 0.707 \text{ m}^{-2} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{s}^2 \quad (9)$$

并绕股数 $nn2 = 0.707$, 取 $nn2 = 1$ 股线。

相线绕组 N_3 、 N_4 、 N_5 、 N_6 中的电流按 25 A 有效值计算, 则导线截面积 S_{d4} 取 4 mm^2 。

$$nn3 = \frac{25}{J \times S_{d4}} = 6.25 \text{ m}^{-2} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{s}^2 \quad (10)$$

通过计算可知相线绕组 N_3 、 N_4 、 N_5 、 N_6 并绕股数 $nn3 = 6.25$ ，取 $nn3 = 1$ 股线。由此计算变压器的窗口系数 k 为：

$$k = \frac{N_1 \cdot nn_1 \cdot S_{d3} + N_2 \cdot nn_2 \cdot S_{d3} + 4N_3 \cdot nn_3 \cdot S_{d4}}{Q} = 0.078 \quad (11)$$

小于 0.3，可以绕下。

3.2. 二阶有源低通滤波器的设计

根据文中的二阶有源低通滤波器的原理进行设计。如图 3 所示，U4、U5、U6 为运算放大器 TL074，其中 $R51 = R5 = R56 = 10 \text{ k}\Omega$ ， $R11 = R52 = 22.1 \text{ k}\Omega$ ， $R53 = 6.49 \text{ k}\Omega$ ， $R55 = 20 \text{ k}\Omega$ ， $R57 = 13 \text{ k}\Omega$ ， $C51 = C52 = C53 = C54 = 10 \text{ nF}$ 。第一级滤波电路参数计算方法如下：

通带增益为：

$$A_{VF1} = 1 + \frac{R54}{R56} = 2 \quad (12)$$

截止频率：

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C51 \cdot C53 \cdot R11 \cdot R51}} = 1.071 \text{ kHz} \quad (13)$$

第二级滤波电路参数计算：

通带增益为：

$$A_{VF2} = 1 + \frac{R55}{R57} = 2.538 \quad (14)$$

截止频率：

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C52 \cdot C54 \cdot R52 \cdot R53}} = 1.329 \text{ kHz} \quad (15)$$

所以两个二阶有源低通滤波电路放大倍数为：

$$A_{VF} = A_{VF1} \cdot A_{VF2} = 5.077 \quad (16)$$

3.3. 漏电流检测微分保护电路参数设计

如图 4 所示，对于微分电路的设计的关键在于对 $R2$ 、 $R3$ 和 $C2$ 组成的 RC 电路进行参数设计。自激振荡器产生幅值为 $\pm 12 \text{ V}$ 的脉冲振荡信号，当振荡频率较高时，振荡信号经过隔直电容 $C1$ 和二极管 $D1$ ，因此在一个振荡周期内，可以认为在 $R2$ 两端加上幅值为 12 V 的方波激励。当振荡频率较低时，隔直电容 $C1$ 阻碍振荡信号。RC 电路如图 6 所示。

考虑漏电流较大的情况，选择自激振荡周期为 $160 \mu\text{s}$ 进行计算，其中振荡信号为正幅值的时为 $80 \mu\text{s}$ ，在给电容 $C2$ 进行充电时 RC 电路处于一阶零状态响应，故 $C2$ 的充电电压在一个周期内，应满足式(17)，使开关管 $Q1$ 工作在饱和导通的状态，其中 $Q1$ 的导通电压 $U_{on} = 0.6 \text{ V}$ ， $U_{CE} = 3.3 \text{ V}$ ，得到式(19)关系。

$$\begin{cases} u_{c(80 \mu\text{s})} = 12 \cdot \left(1 - e^{-\frac{80 \cdot 10^{-6}}{\tau_1}} \right) \geq 0.6 \text{ V} \\ u_{c(80 \mu\text{s})} \geq 3.3 \text{ V} \end{cases} \quad (17)$$

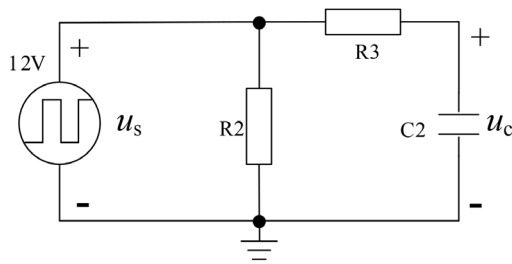


Figure 6. RC circuits
图 6. RC 电路

$$\tau_1 = R_3 \cdot C_2 \quad (18)$$

$$\tau_1 = R_3 \cdot C_2 \leq 2.5 \cdot 10^{-4} \quad (19)$$

本文选取电阻 $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ ，电容 $C_2 = 10 \text{ nF}$ ，电容 C_2 准备放电时刻的初始电压为 $u_{c(80 \mu\text{s})}$ ，对于电容 C_2 的放电过程，可以认为是一阶零输入响应，此时电容 C_2 上的放电电压应满足式(20)，经过 $80 \mu\text{s}$ 的放电时间，此时电容 C_2 上电压值要大于三极管的导通电压，使得 Q1 处于饱和导通状态。

$$u_{c(160 \mu\text{s})} = u_{c(80 \mu\text{s})} e^{-\frac{80 \cdot 10^{-6}}{\tau_2}} \geq 3.3 \text{ V} \quad (20)$$

$$\tau_2 = (R_3 + R_2) \cdot C_2 \quad (21)$$

综合上述各式，可得如下关系式(22)

$$\tau_2 = (R_3 + R_2) \cdot C_2 \geq 1.16 \cdot 10^{-4} \quad (23)$$

综合考虑，本文选取 C_2 的容值取值 $C_2 = 10 \text{ nF}$ ，电阻 R_3 取值为 $10 \text{ k}\Omega$ ，电阻 R_2 取值为 $2 \text{ k}\Omega$ 。

4. 实验结果

在实验室现有的 16 kW 双向 PWM 整流器实验平台上，对本文提出的基于振荡电路和微分电路的漏电流检测和保护方法进行验证，数字控制在采用来自 TI 公司的 TMS320F28335。在不同的漏电流情况下，自激振荡的频率会发生变化，在漏电流较小时，振荡周期约为 $400 \mu\text{s}$ ，如图 7 所示；当漏电流较大时，振荡周期为 $160 \mu\text{s}$ ，如图 8 所示。

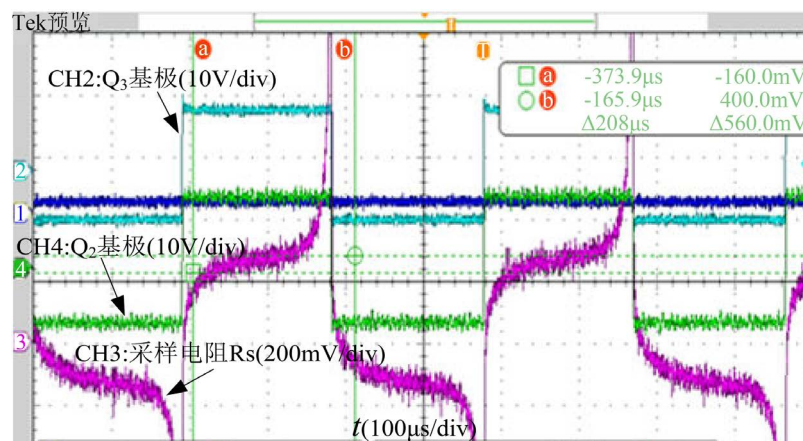


Figure 7. Self-excited oscillation waveform with small leakage current
图 7. 漏电流较小时自激振荡波形

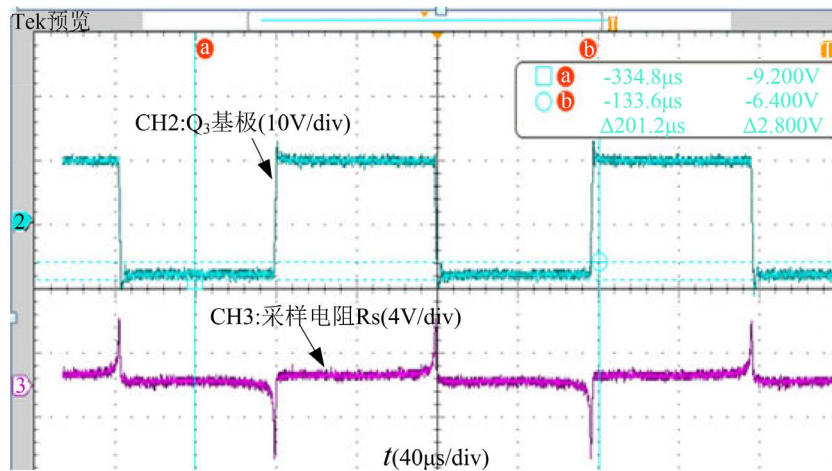


Figure 8. Self-excited oscillation waveform with large leakage current
图 8. 漏电流较大时自激振荡波形

图 9 是漏电流检测电路自激振荡波形, CH1: 采样电阻 R_s 电压, CH2: U3 (TL074)输出端波形, CH3: U3 同相端输入, CH4: U3 反相端输入。当 U3 的同相端输入大于反相端输入时, U3 输出高电平, 当 U3 的同相端输入小于反相端输入时, U3 输出低电平。

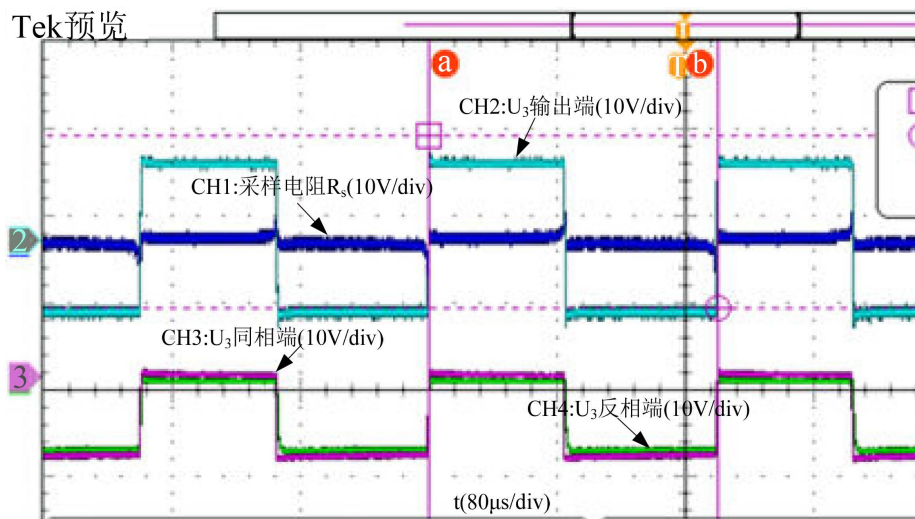


Figure 9. Self-excited oscillation waveform
图 9. 自激振荡波形

自激振荡器在正常工作的情况下, 变压器绕组会存在叠加的高频方波, 并且高频方波作为载波对原边漏电流进行调制, 经过调制后电流互感器副边形成电流流到采样电阻 R_s , 在电阻 R_s 上会产生一个电压信号, 经过两个二阶低通滤波器送到 DSP 的 AD 采样通道。当漏电流很大时, 与电流互感器副边线圈电流叠加使得采样电阻 R_s 上的电压迅速变高, 则自激振荡器的频率变高。高频振荡信号给电容 C2 充电达到一定电压, 使得三极管 Q1 导通, 此时 U6 同相端输入被拉到低电平, DSP 的 AD 采样值为 0 V, 程序中计算漏电流值是将采样值减去了偏置 1.5 V, 故漏电流有效值的计算结果很大。在程序中认为是漏电流很大并很快实施漏电保护功能。实验中通过在直流输出端和地接电阻网络, 模拟产生漏电流, 如图 10 所示, CH1: A 相电压波形, CH2: 漏电流信号波形, CH3: A 相电流, 产生保护的时间仅为 17.6 ms。

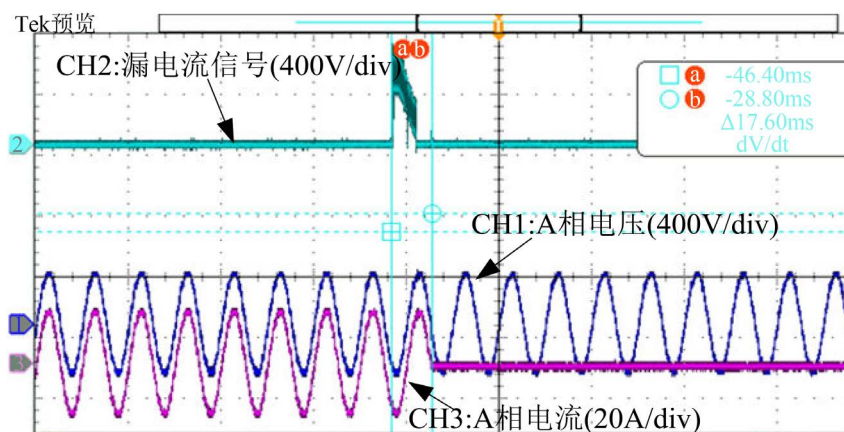


Figure 10. Leakage current detection protection waveform

图 10. 漏电流检测保护波形

5. 结论

针对三相双向 PWM 整流器应用于电机驱动器负载场合, 本文提出一种基于振荡电路和微分电路的漏电流检测和保护的电路。仅通过增加几个电子元器件构成微分检测保护电路, 从而得到了漏电流的快速保护电路和方法, 当漏电流检测互感器检测到过大漏电流时, 通过微分检测保护电路可使程序中计算得到很大的漏电流有效值, 从而实现快速保护功能。该方法可实现非隔离网侧变换器的低频漏电流的有效保护, 保障操作人员的人身安全, 提高系统设备运行的安全可靠。这种漏电流保护方法具有低成本、高性价比等优点。

基金项目

国家自然科学基金(61873346); 扬州市厅科技合作资金计划(YZ2018136); 国家电网扬州供电公司互联网研究院基金(SGTYHT/17-JS-202)。

参考文献

- [1] 刘建科, 韩晨, 于克锐, 陈永佳, 崔永宏, 张诚. 基于 SVPWM 光伏并网逆变器漏电流抑制研究[J]. 可再生能源, 2016, 34(9): 1287-1292.
- [2] Lu, Q.Y., et al. (2017) Method for On-Line Detection of Leakage Current of Power Supply SPD. *Chinese Institute of Electronics IEEE Beijing Section: IEEE Beijing Section*, Beijing, 28-31 October 2017, 180-190. <https://doi.org/10.1109/EMC-B.2017.8260467>
- [3] Gunsal, I., Stone, D.A. and Foster, M.P. (2018) A Unique Pulse Width Modulation to Reduce Leakage Current for Cascaded H-Bridge Inverters in PV and Battery Energy Storage Applications. *Energy Procedia*, **151**, 12-17. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2018.09.032>
- [4] 王付胜, 于世能. 级联 H 桥逆变器漏电流分析与抑制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(S2): 103-110.
- [5] 张志文, 周滔, 刘军, 范威. 三相无变压器型 H7 光伏逆变器漏电流分析抑制[J]. 电源学报, 2018, 16(4): 107-112.
- [6] 贲冰. 三电平四桥臂光伏逆变器漏电流抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(14): 4194-4201.
- [7] 郭小强, 朱铁影. 新型非隔离型三相三电平光伏并网逆变器及其漏电流抑制研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(1): 26-37.
- [8] 童树卫, 余志勇, 钱彬. 一种用于非隔离光伏并网逆变器漏电流检测的电路设计与实现[J]. 电子科学技术, 2015, 2(2): 162-167.
- [9] Magtron Marketing. 漏电流检测基本原理以及在电动汽车充电桩中漏电流保护方法的选择[J]. 世界电子元器件, 2018(7): 32-37.