

---

# GFCI 电路分析与算法实现

1	目录.....	1
2	概述.....	2
3	要求.....	2
3.1	漏电开关使用目的.....	2
3.2	漏电开关使用原理.....	2
3.3	安规要求/内部标准.....	2
4	硬件电路分析.....	3
4.1	振荡电路.....	4
4.2	滤波放大电路.....	7
4.3	电流源电路.....	9
4.4	模块保护.....	11
4.5	AD 采样电路.....	12
5	软件算法实现.....	13
5.1	GFCI device check.....	13
5.2	GFCI 300mA/30mA/60mA check.....	14
5.3	GFCI 150mA check.....	15
6	测试.....	16
6.1	测试方法及报告.....	16

---

## 2. 概述

本文对公司现在所使用的 GFCI 模块进行分析，涵盖以下几个方面：

- GFCI 电路使用的目的
- GFCI 硬件电路分块分析
- 信号采样电路的分析
- 实际应用过程中遇到的问题分析及解决措施
- 软体算法的实现

## 3. 要求

### 3.1 漏电开关使用目的

GFCI 模块实际是一个漏电开关，当逆变器可导电部分（外壳）产生故障电压并产生一定数值的漏电流时，它能自动切断电源，从而有效的防止触电事故的发生。

### 3.2 漏电开关使用原理

用电设备正常运行时，相线与N（零线）进入电流互感器的电流相等，方向相反，两电流在互感器中产生的磁通相互抵消，互感器二次侧无感应电流信号输出，开关维持导通状态；当设备出现相对外壳漏电故障，相线电流在互感器中产生的磁通大于N线电流产生的磁通，电流互感器中出现剩磁通并感应出电流信号，经放大后送给 DSP 处理，当漏电流达到设定值时，就会驱动开关执行机构跳闸，切断电源。

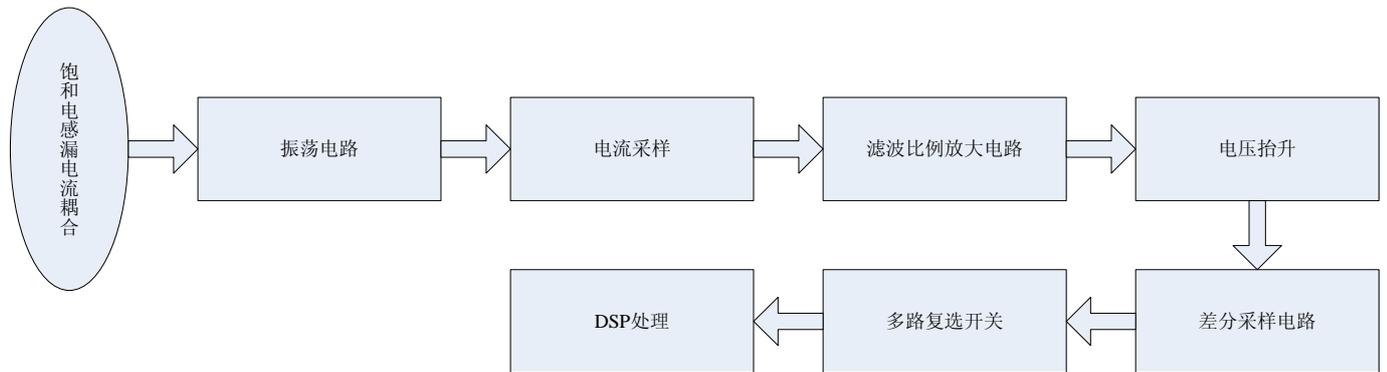
### 3.3 安规要求及内部标准

下表是 VDE0126-1-1 对太阳能逆变器漏电流的要求/跳脱时间，以及公司为满足安规要求并留有足够余量的条件下所设定的跳脱点的电流。软件硬件的设计都基于安规所制定的要求。

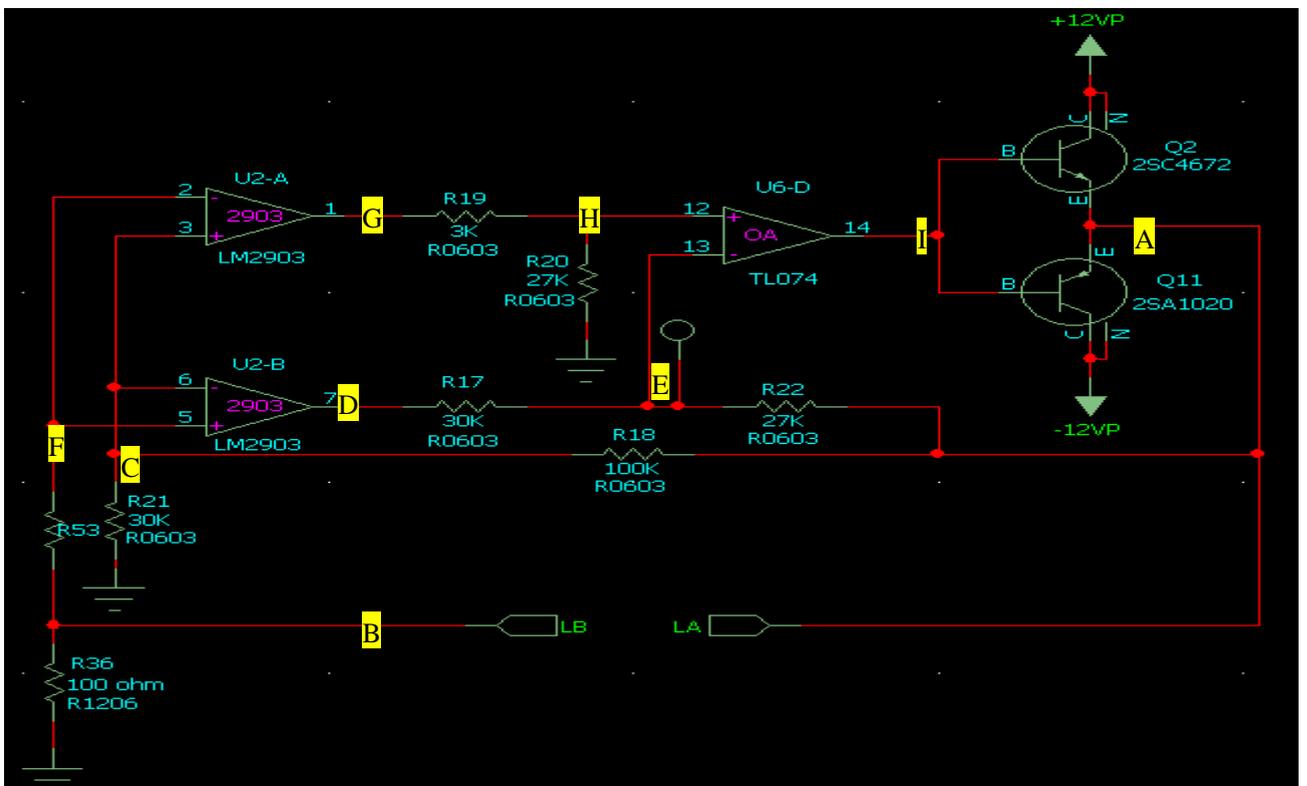
漏电流类型	VDE0126-1-1	内部标准	跳脱时间
Leakage current	$\geq 300\text{mA}$	60mA	300ms
Residual current	30mA	24mA	300ms
	60mA	48mA	150ms
	150mA	120mA	40ms

## 4.硬件电路分析

GFCI 分为四个部分: 振荡电路, 滤波比例放大电路, 电流源电路, 保护电路。因机器需要侦测 0-700Hz 的漏电流, 根据滤波器的衰减原理, 选取 7KHz 作为振荡电路的振荡频率, 振荡部分采用不对称电路, 使得电路无论在何种状态都能顺利起振。滤波比例放大电路采用两个二阶滤波作为滤波, 滤除振荡电路的振荡波形, 避免振荡电路对采样电流所产生的影响。电流源电路采用 TL431 产生一个标准的 50mA 电流。保护电路主要是瞬态过流保护电路, 电压钳位电路。GFCI 模块系统框架图如下所示:



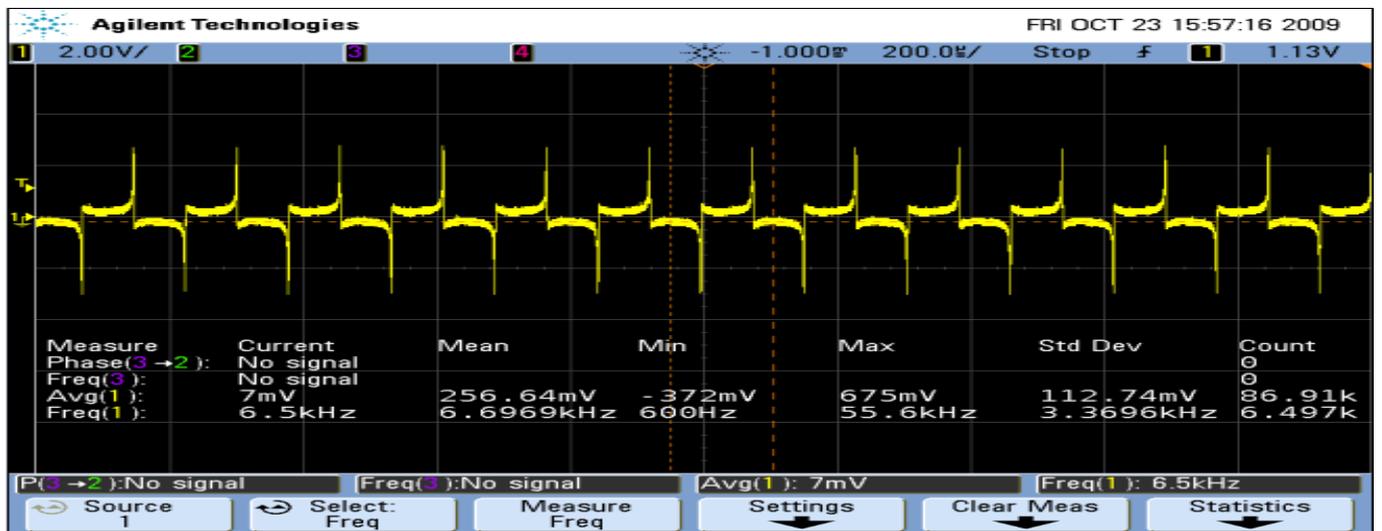
### 4.1 振荡电路



振荡电路如图所示, LA, LB 之间是饱和电感制作的电流互感器。电路正常工作后, A 点输出的是幅值为 +12V/-12V 的方波, B 点则是方波作用于饱和电感后的波形。两点波形如下图所示:



A 点



B 点

振荡电路工作原理: U2-A,U2-B 是电源电压为+12V, -10V 的连个开集电极比较器, U6-D,Q2,Q11,可以看成是反向/同向比例放大器. 假设某个时刻 A 点输出为高电平, 此电压加在饱和电感 AF 上, 在达到饱和之前 AF 可以看成是一个阻抗很大的开关, 流过电感的电流为激磁电流, 几乎可以忽略, 所以在电阻 R36 上产生的压降近似为 0.分析可知 U2A 输出为高电平 (集电极开路), U2B 输出为低电平-10V. A 点输出为低电平时, 分析方法如上.所以在高低电平所处的稳态下, 各点的电压如下:

V	VA	VB	VC	VD	VE	VF	VG	VH	VI
VA=H	9	0	2.077	-10	0	0	OPEN C	0	9.7
VA=L	-9	0	-2.077	OPEN C	-9	0	-10	-9	-9.7

振荡电路的频率完全由饱和电感决定, 公司采用的饱和电感是 Hitachi metals MP2303-4AS,其规格如下所示:

# Metglas® Cobalt-based Amorphous Saturable Cores, MP Series

## 1. Features

Co based amorphous saturable core with low core loss is suitable for magamp circuits driven at over 100kHz.

- 1. High squareness ratio of B-H curve (95% at 100kHz)**  
High squareness ratio allows large maximum operating flux density, short dead time and low voltage drop by magamp core.
- 2. Low coercive force (20A/m at 100kHz)**  
Low coercive force allows low reset current in magamp circuit.
- 3. Low core loss (45W/kg at 100kHz,  $B_m=0.2T$ )**  
Low core loss allows low heat generation of magamp core even when it is driven at high frequency.

Performance Specifications						
$l_m$	$A_c$	Mass	Vol	$W_a$	$W_a A_c$	Core Loss
cm	cm <sup>2</sup>	g	cm <sup>3</sup>	cm <sup>2</sup>	cm <sup>4</sup>	mW
6.19	0.081	3.80	0.50	1.73	0.140	≤ 806

Core Loss is measured at 50 kHz/0.5 Oe.

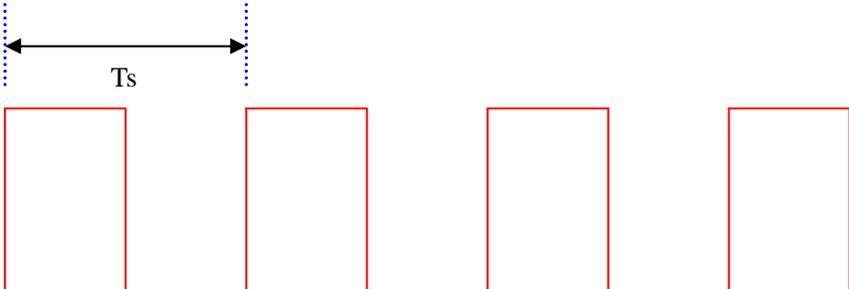
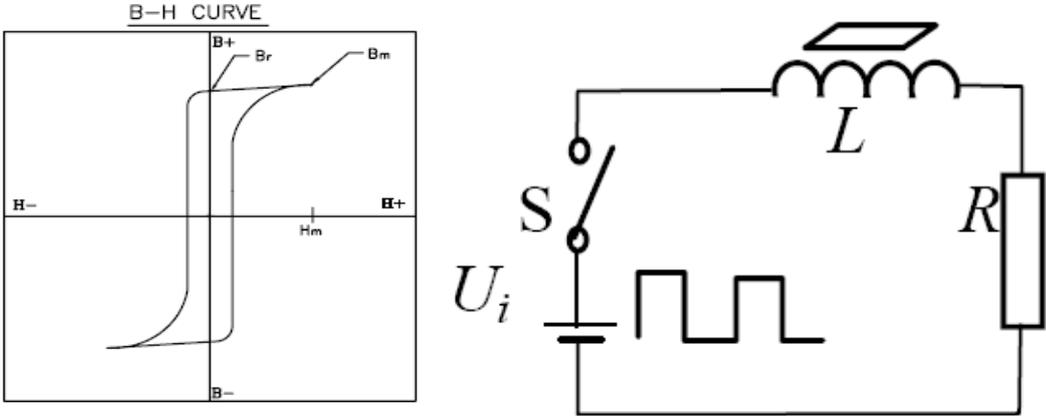
Sq Ratio <sup>1</sup>	Bsat	Br <sup>1</sup>	Total <sup>2</sup> Flux
$B_r/B_m$	tesla	tesla	$\mu Wb$
≥86%	0.57	≥ 0.46	9.2

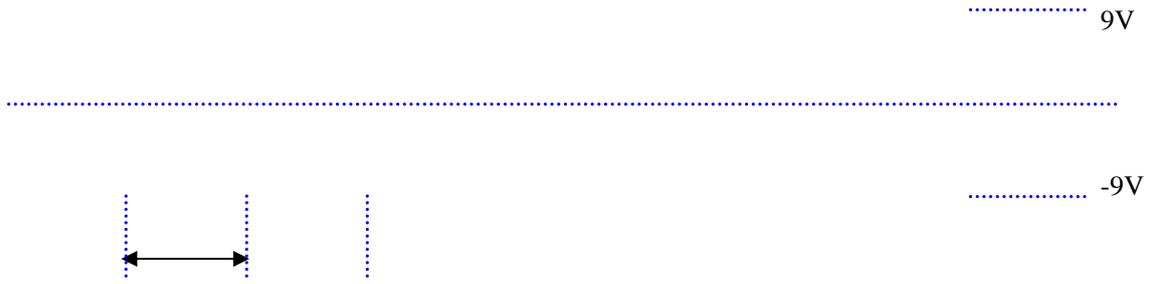
<sup>1</sup> Measured at 5 kHz/0.5 Oe ( $H_m$ )  
<sup>2</sup> Calculated value

$l_m$  = mean magnetic path length  
 $A_c$  = net cross-sectional area  
 $W_a$  = core window area

$A_e$ (mm <sup>2</sup> )	Br(T)	Bs(T)
8.1	0.46	0.57

依饱和电感的特性，其磁芯工作在II-III类工作状态上，也就是所谓的磁放大器工作状态，磁场强度的磁滞回线和饱和电感承受电压的简化电路如下图所示：





电感匝数  $n=73$ ，振荡频率及 duty 计算如下：

$T_{on}$ : 芯在输入电压  $U_i=9V$  的作用下，磁场强度由  $-B_s$  向  $+B_s$  磁化，磁化时间为：

$B_{s1}=B_s, B_{s2}=-B_s, U_i=9V, N=73, A_e=8.1mm^2$

$$T_{on} := \int_{B_{s2}}^{B_{s1}} \frac{N \cdot A_e}{U_i} dB$$

$$T_{on} = 7.49 \times 10^{-5} s$$

$T_{off}$ : 输入电压  $U_i=-9V$  的作用下，磁场强度由  $+B_s$  向  $-B_s$  磁化，磁化时间为：

$B_{s1}=B_s, B_{s2}=-B_s, U_i=-9V, N=73, A_e=8.1mm^2$

$$T_{off} := \int_{B_{s1}}^{B_{s2}} \frac{N \cdot A_e}{U_i} dB$$

$$T_{off} = 7.49 \times 10^{-5} s$$

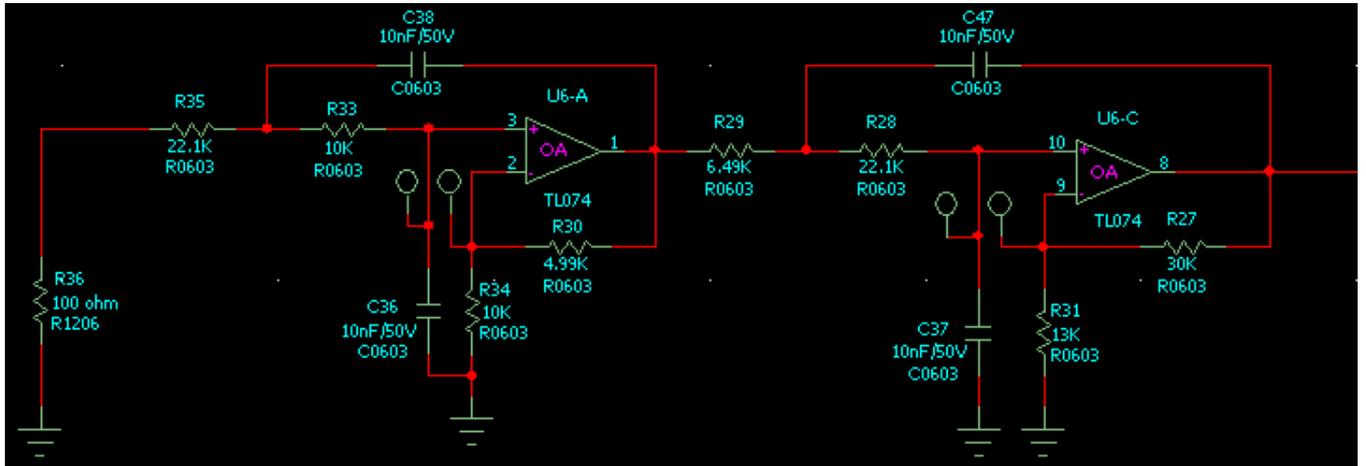
$T_s = T_{on} + T_{off}$

$T_s = 14.98 \times 10^{-4} s$

$F_s = 6.676 kHz$

Duty = 50%

## 4.2 滤波放大电路



滤波放大电路如图所示，其目的主要是对振荡信号进行衰减，并对耦合的漏电流信号进行比例放大。所以采用了低通 KRC 滤波器——塞林更（Sallen-key）滤波器。增益单元由一个同向放大器实现，两个 RC 滤波器加上运放，构成二阶有源低通滤波器。为达到更好的滤波效果，采用了两级二阶滤波器，所以实际上此滤波器实际为四阶有源低通滤波器。以下是对此滤波器的分析：

$$\text{增益: } K_1 := 1 + \frac{R_{30}}{R_{34}}$$

$$K_1 = 1.499$$

$$K_2 := 1 + \frac{R_{27}}{R_{31}}$$

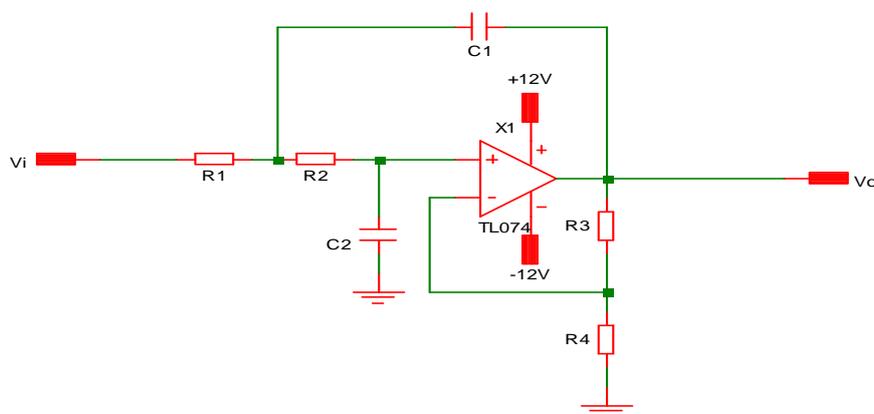
$$K_2 = 3.308$$

$$K := K_1 \cdot K_2$$

$$K = 4.958$$

幅频特性：

滤波器电路可描绘成如下形式



其传递函数为：

---


$$H(j\omega) := \frac{K_1}{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot (j\omega)^2 + [(1 - K_1) \cdot R_1 \cdot C_1 + R_1 \cdot C_2 + R_2 \cdot C_2] \cdot j\omega + 1}$$

转折频率为:

$$\omega_{01} := \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

$$\omega_{01} = 6.727 \times 10^3 \text{ Hz}$$

$$f_{01} := \frac{\omega_{01}}{2 \cdot \pi}$$

$$f_{01} = 1.071 \times 10^3 \text{ Hz}$$

后级的传递函数为:

$$J(j\sigma) := \frac{K_2}{0.649 R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot (j\sigma)^2 + [(1 - K_1) \cdot 0.649 R_1 \cdot C_1 + 0.649 R_1 \cdot C_2 + R_2 \cdot C_2] \cdot j\sigma + 1}$$

转折频率为:

$$\omega_{02} := \frac{1}{\sqrt{0.649 R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

$$\omega_{02} = 8.35 \times 10^3 \text{ Hz}$$

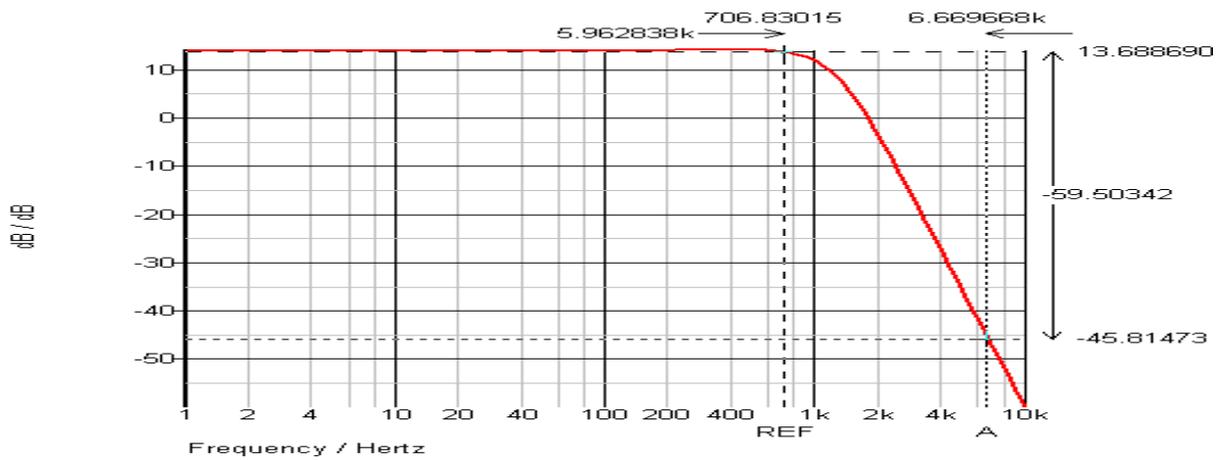
$$f_{02} := \frac{\omega_{02}}{2 \cdot \pi}$$

$$f_{02} = 1.329 \times 10^3 \text{ Hz}$$

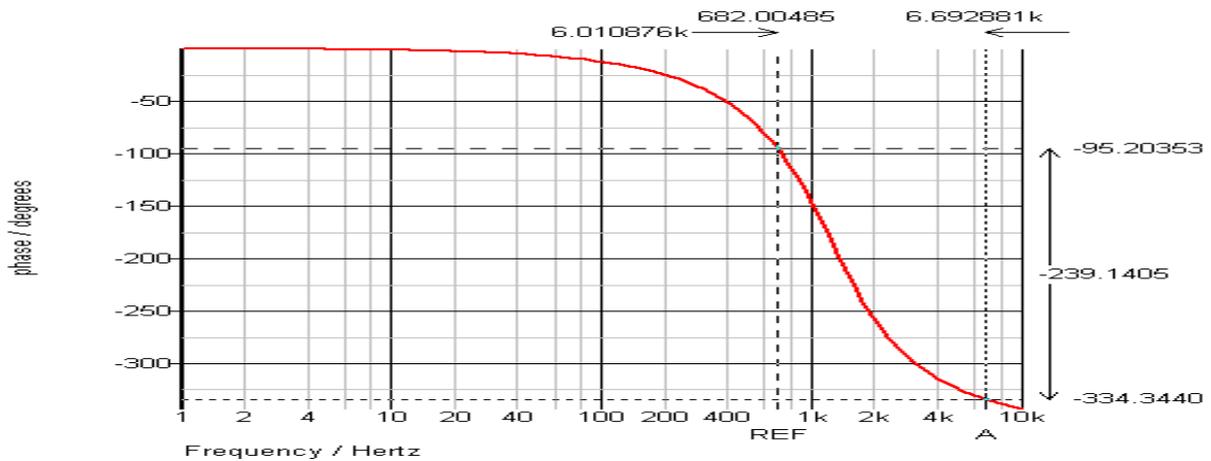
两级的频率特性为:

$$F(j\sigma) := H(j\sigma) \cdot J(j\sigma)$$

下面是仿真波形:



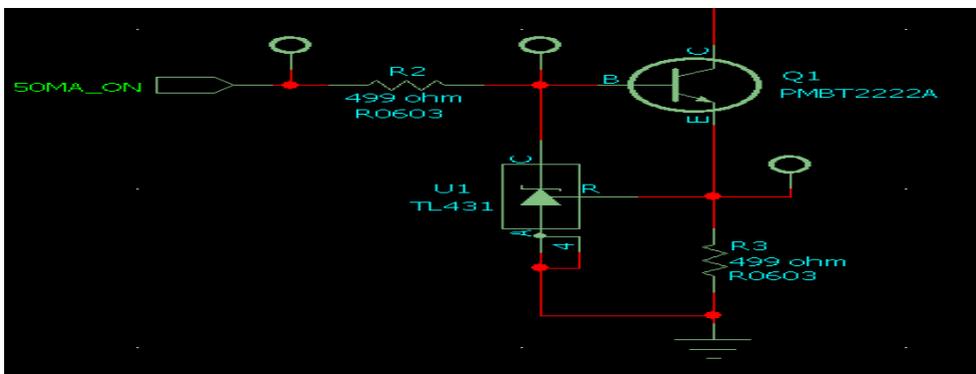
幅频特性



相频特性

从仿真的结果来看，对我们所需要检测的频率 0-700Hz，幅度没有衰减，但相位发生了 95.2 度的变化。对振荡频率 6.676KHz，衰减了 60dB。振荡电路在 R36 的电压达到 2.077V 时翻转，即 R36 的振荡电压最大值为 2.077V，经过滤波器衰减后，2.077V 变为原来的 0.001，即 2.077mV。所以 GFCI 的检测基本可以忽略振荡电路的影响。

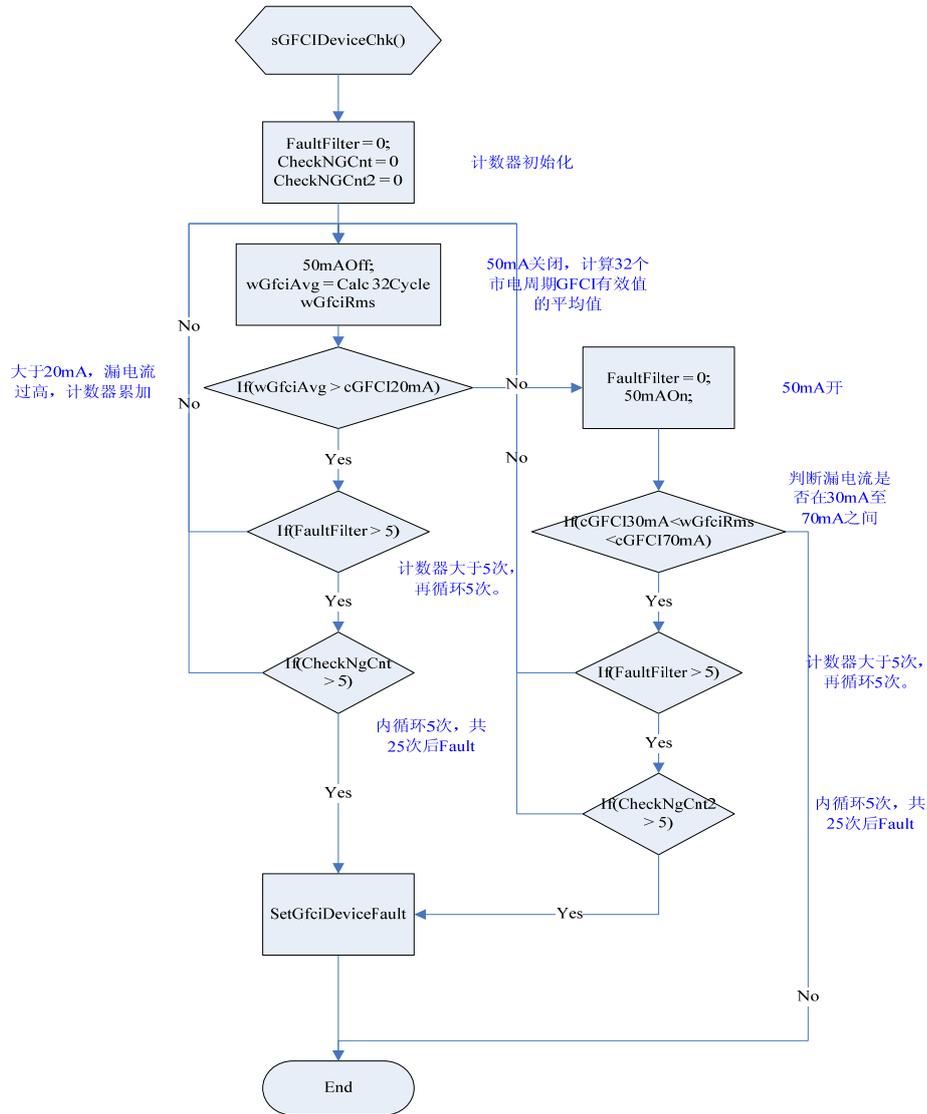
### 4.3 电流源电路



GFCI 自检电路如上图所示，使用 TL431 2.5V reference 电压产生一个 5mA 的电流(即  $i=2.5/499$  5mA)，在开机的过程中用于 GFCI 模块好坏的检测判断。当 CPU 给出 50mA.on 后，则在磁环 7、8 端产生一个稳定而精确的 5mA 电流，而磁环匝比定为 10 匝，模拟为外部一匝线圈产生的 50mA 漏电流。

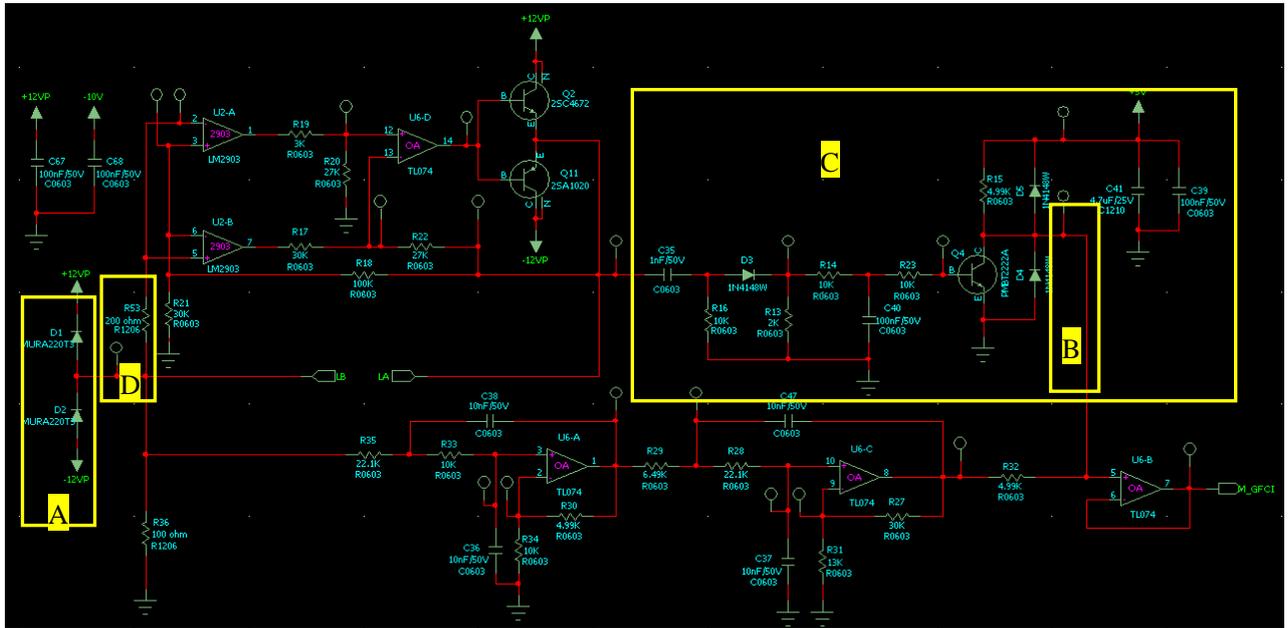
软体实现：

## GFCI Device Check

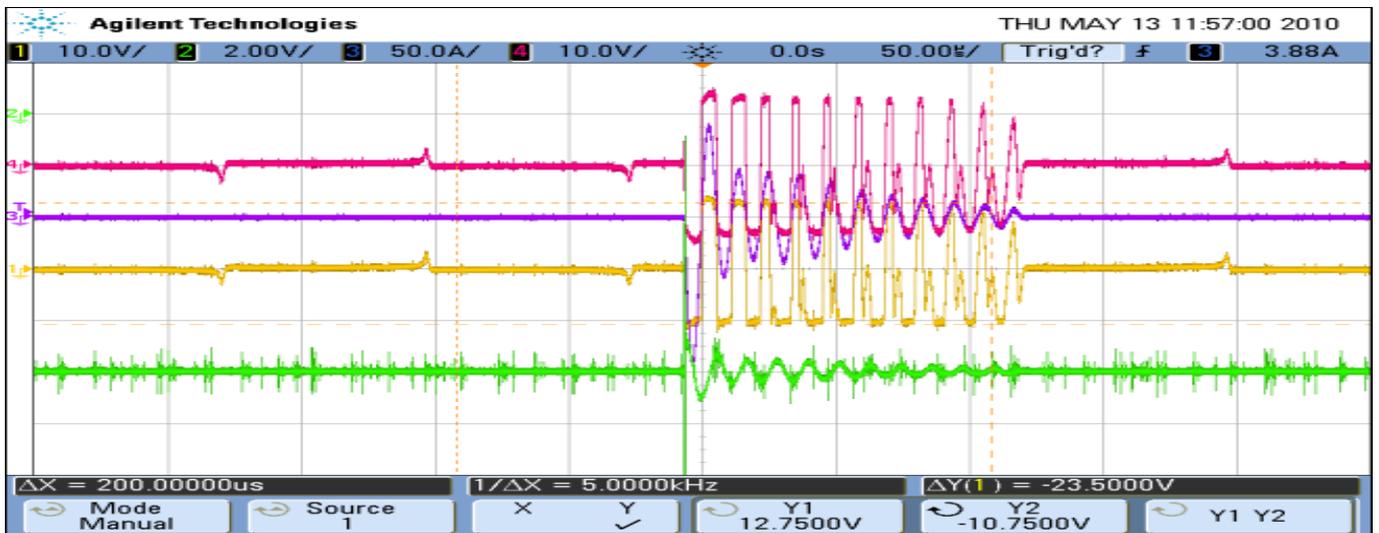


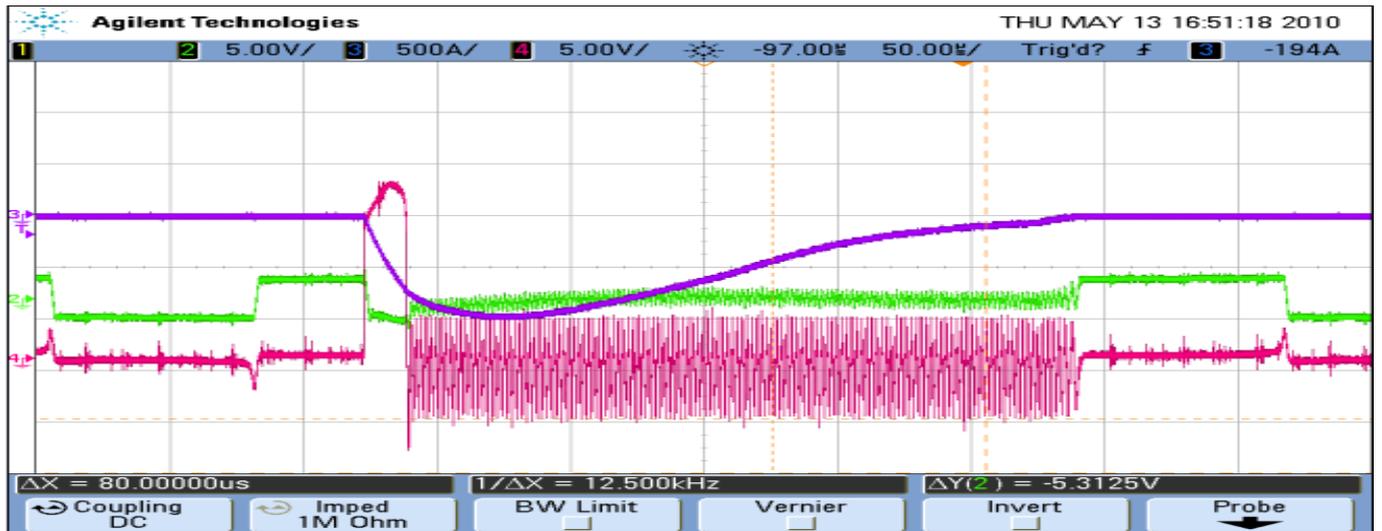
上电后在 checking mode 下进行 GFCI device 的检测, 首先对三个循环计数寄存器初始化, 其中 Faultfilter 为外循环计数器, 循环次数为 5 次, CheckNgCnt1 为 50mA off 循环计数器, CheckNgCnt2 为 50mA on 循环计数器, 两者循环次数均为 5 次. 50mA off, 计算 32 个市电周期有效值的平均值, 如果连续 25 次 DSP 检测到的漏电流均超过 20mA, 报 GFCI Device fault. 同理, 当 50mA on 开时, 如果检测到的值在 +/-20mA 的范围之外, 则报错.

## 4.4 模块保护



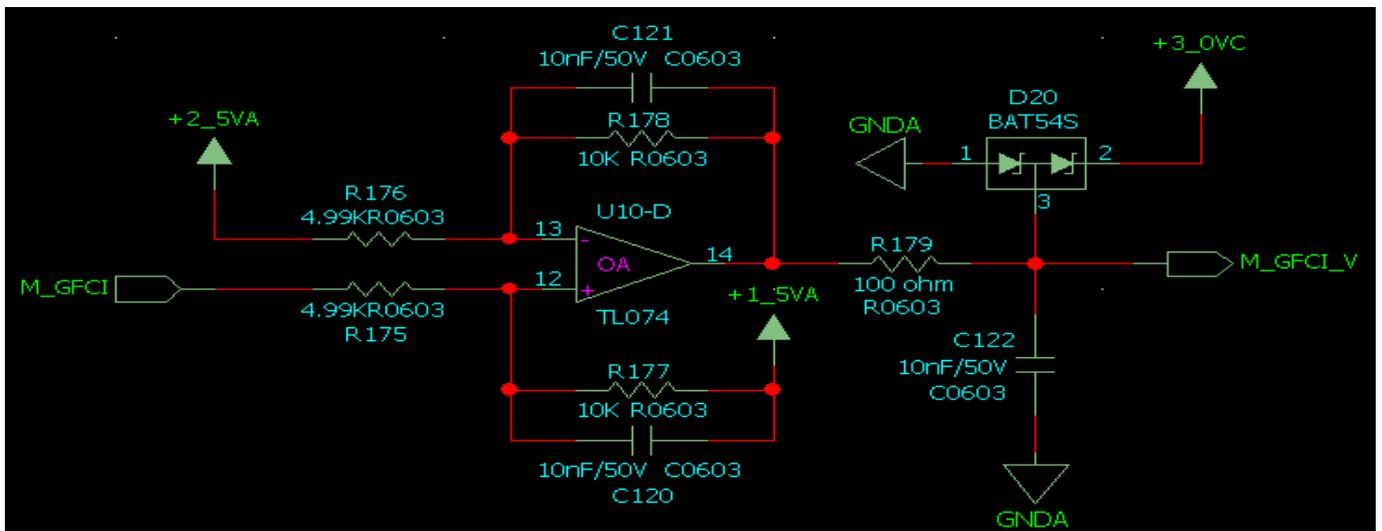
在设计初期和实际的应用过程中，GFCI 模块出现过一些问题，为了预防避免这些问题的出现，在 GFCI 电路中加入了一些如钳位，限流等措施。这些问题主要出现在漏电流非常大的时候，如电网遭受雷击，relaycheck 时均会出现很大的漏电流，这时会出现 GFCI 停振，振荡紊乱，钳位二极管烧毁的情况。





- A: 漏电流很大时，利用二极管对感应的电压进行钳位，为防止在超大电流，如 surge 情况下损坏，使用了功率较大的二极管 MUR220T3
- B:防止较大的电压输出到 DSP 上所做的钳位
- C: 用于突变电流很大时，及时把 GFCI 输出拉掉，我认为应该放置在 R36 这个点上？
- D:实际应用过程中，由于漏电流感应过来的干扰，通过 LM2903 干扰到-10V 的电源所加的限流电阻

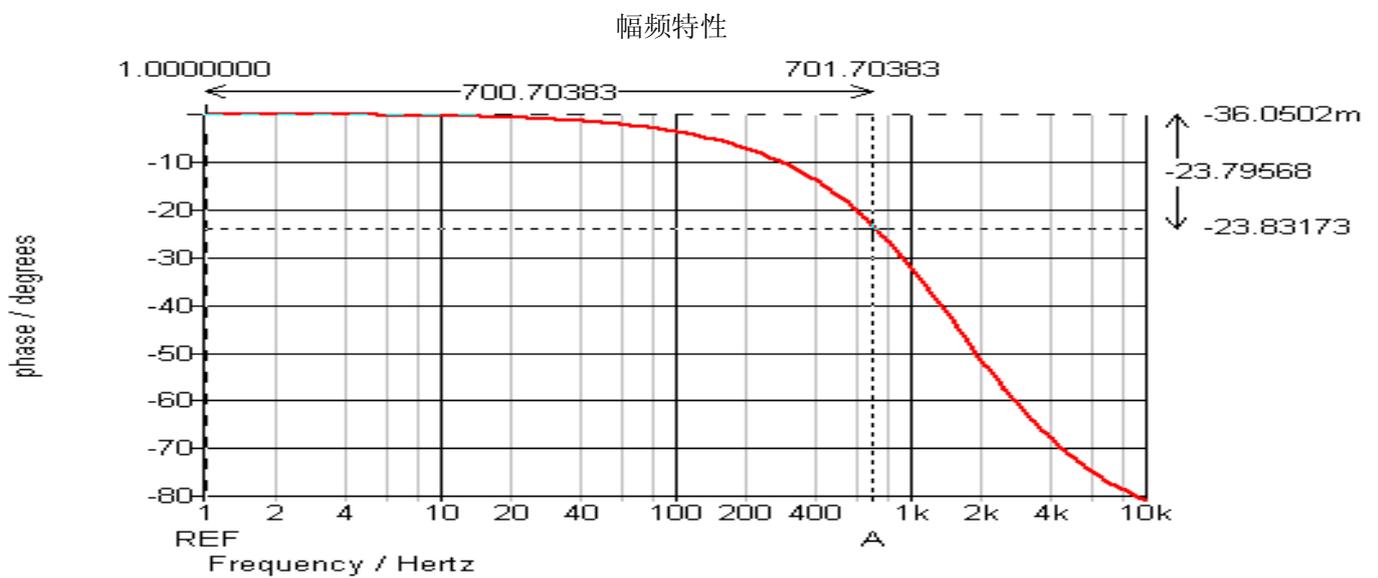
## 4.5 AD 采样电路



增益：联系 AD 采样电路与 GFCI 模块，分析可得送到 DSP 端口电压与漏电流的关系如下  
 $V(\text{GFVCI\_dsp})=1.5+/-6.7918i$

DSP 的检测范围是 0—3V（理想情况），所以 DSP 能采样的漏电流范围是： $+/-1500/6.7918=+/-220.855\text{mA}$ 。  
 AD converter 为 12 位，所以 DSP 本身分辨率为  $3000/(2^{12}-1)=0.7326\text{mV/point}$ ，可以算出 DSP 对电流的采样分辨率为  $0.107866\text{mA/point}$ 。大约 92.7 个点对应 10mA。

下面是采样电路的幅频特性和相频特性：



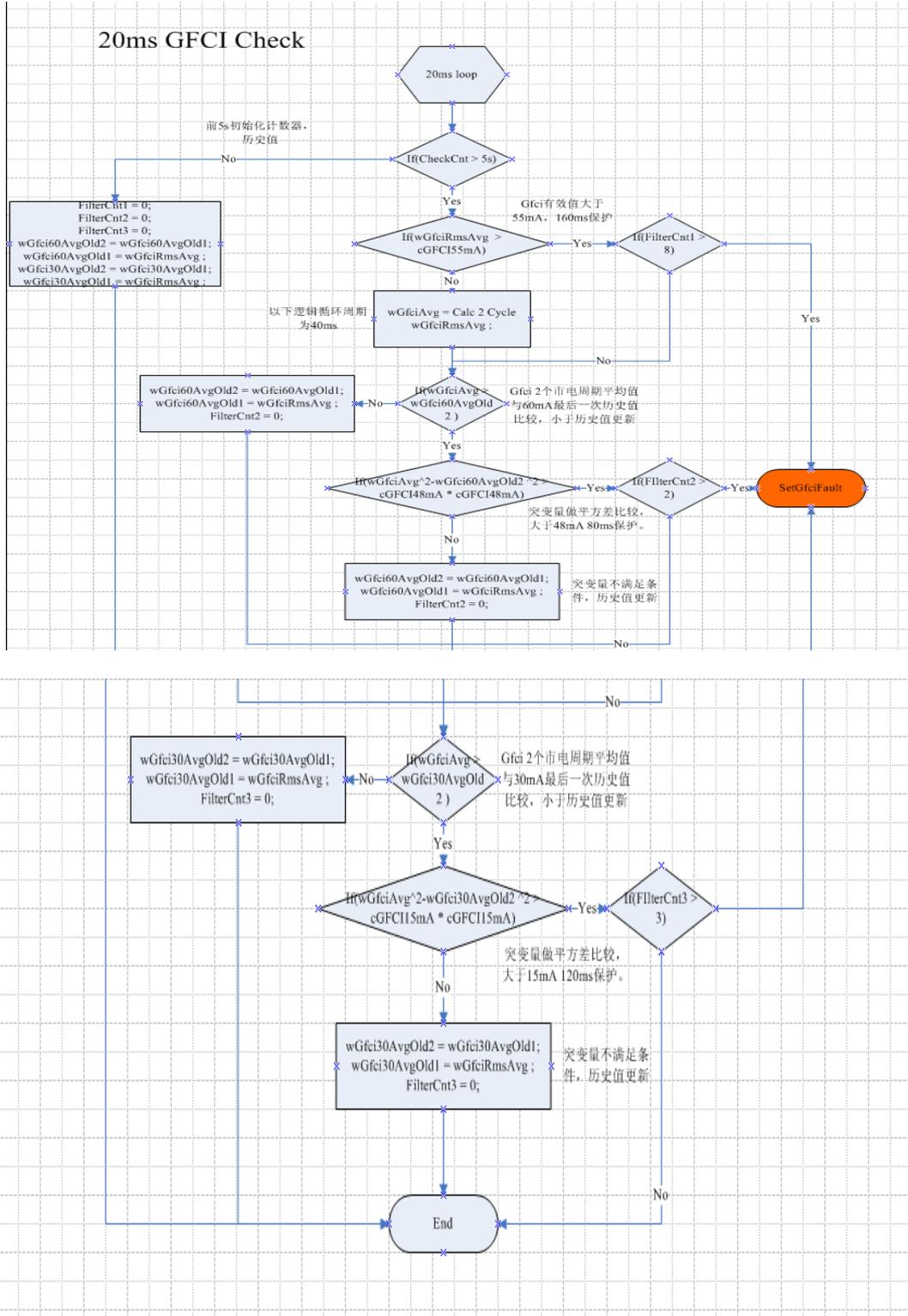
从仿真的结果来看,对我们所需要检测的频率0-700Hz,在700Hz幅度衰减了0.77dB,即幅值变为原来的87.3%.相位发生了23.8度的变化.加上之前滤波器相位的变化幅度,对我们所需检测的信号有不小的影响.

## 5. 软体算法实现

### 5.1 GFCI device check

见电流源电路部分

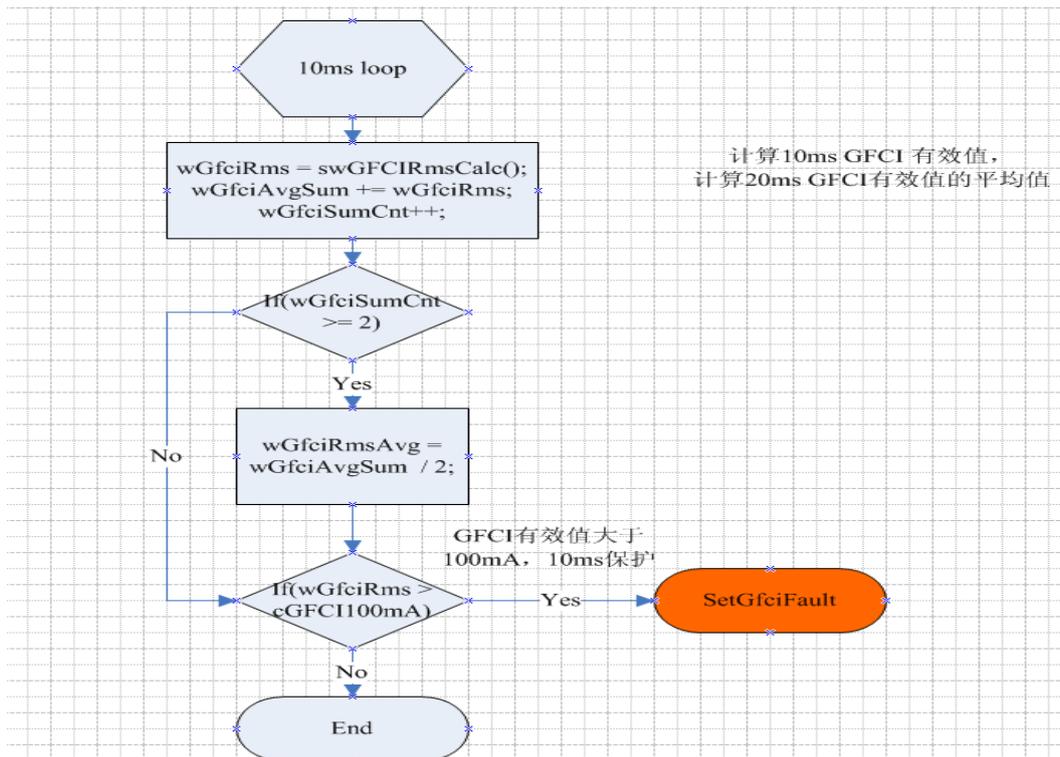
## 5.2 GFCI 300mA 稳态值/突变 30mA/60mA check



在逆变器进入 normal 状态后, DSP 每隔 20ms 会进入中断中做 30mA/60mA 突变电流的检测, 但由于考虑到 relay 闭合瞬间, 存在较大的冲击电流, 此时 GFCI 模块不稳定, 所以在 relay 闭合后前 5s 内不做 GFCI 的检

测.但在这 5s 里会去初始化相关的计数器, 并把检测到的 GFCI 漏电流的平均值的历史值进行更新.5s 过后, 判断 GFCI 20ms 有效值的平均值是否大于 55mA(300mA 稳态值的保护点), 连续 8 次, 即 160ms 都满足判断条件则报 GFCI fault.如果不满足判断条件则去做 2 个市电周期即 40ms 有效值的平均值的计算, 如果计算出来的小于最后一次的历史值, 则把历史值更新, 否则计算 (计算值<sup>2</sup>-历史值<sup>2</sup>) 再开根号, 连续 2 次大于 48mA, (突变 60mA 的保护点值) 报 GFCI fault.突变 30mA 的点的判断和 60mA 的判断方法和计算方法都是一样的, 只是保护点的值设定为 15mA.具体的情况请看流程图.

### 5.3GFCI 突变 150mA check



由于 150mA 突变的点比较特殊, 要求 40ms 内就逆变器就必须跳开.所以使用的是 10ms 的中断来做这个值的判断.进入任务后, 首先计算 10ms GFCI 的有效值和 20ms GFCI 有效值的平均值, 利用 10ms 的有效值与 100mA(150mA 的判断点)比较, 如果大于 100mA,则报 GFCI fault.流程图中间计算 20ms GFCI 有效值的平均值是用于 30mA/60mA 的点计算.

---

## 6.0 测试

### 6.1 测试方法和报告

遵照 VDE0126-1-1 提供的方法，特制定了 GFCI 的测试方法，见附件。



Residual current  
test.doc