

# 基于相关原理的电力阻波器高频参数测量

张国志, 高金峰

(郑州大学电气工程学院, 河南 郑州 450002)

**摘要:** 提出了一种利用相关性原理测量高频电力阻波器的频率阻塞特性的方法, 详细阐述和分析了利用一对同频正交参考信号对待检信号进行相位检测处理的过程, 并总结出了一套实用的阻波器阻抗及电阻分量的计算公式, 避免了繁琐的三角函数运算。同时, 给出了本测试系统的一种硬件实现, 就一种典型的宽带阻波器参数进行了仿真。仿真结果证实了该方法的有效性。以这种方法建立起来的测试系统具有精度较高、速度快、易实现和造价低的优点。

**关键词:** 高频电力阻波器; 相关性原理; 鉴相器; 频率合成器; VCO; DSP

**中图分类号:** TM93      **文献标识码:** A      **文章编号:** 1003-4897(2006)16-0032-04

## 0 引言

高频电力阻波器是电力线载波通道中重要的加工设备, 同时也是一种高压设备, 通常串联在变电站引出线的始端和分支线的分支点上, 用以减少变电站或分支线对 40 kHz 至 500 kHz 电力载波频带高频信号的传输损耗, 并使得来自邻近电力线路的干扰降到最小, 同时又不妨碍工频电能的有效输送。高频阻波器由能通过工频大电流的强流线圈, 调谐元件和保护调谐元件的避雷器所组成。图 1 是其在电力系统中的使用情况。

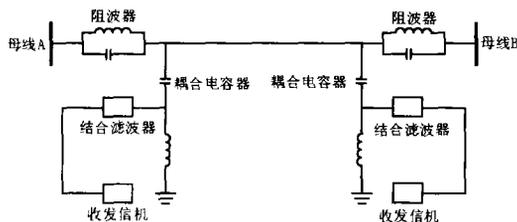


图 1 电力载波系统组成

Fig 1 Components in power line carrier system

高频阻波器一般分为单频阻波器、双频阻波器、宽频阻波器等。在工作频带内, 阻波器电阻分量  $R_{阻}$  应大于电力线输入阻抗  $Z_{线入}$  的 1.41 倍。根据电力系统载波通信规程, 高频阻波器必须在安装及年检时进行阻塞阻抗及电阻分量的测量, 当然在通道故障时阻波器也是需要重点检测的设备。目前测量阻波器高频参数的方法主要有电压表法、差接电桥法、比较法、三点压法和电容法, 除了差接电桥法之外, 其他方法都存在较大的误差。但差接电桥法调整较麻烦, 不适合计算机自动化测量的实现。事实上, 如

果能精确测出加在阻波器两端的电压和流过阻波器的电流的幅值及两者之间的相位差, 那么阻波器的阻抗值和电阻分量就可以很容易求出, 而流过阻波器的电流可通过和阻波器串接一 100  $\Omega$  电阻间接得到。但阻波器工作在有强电场干扰的变电站内, 除了工频干扰之外, 由于电晕以及各种电气设备的电磁辐射的影响, 在整个工作频带内还存在着大量的噪声干扰。阻波器的强流线圈体积大, 更易于被电磁场所感应, 在测量的某些频段, 有用信号很可能被各种噪声所淹没。针对阻波器这种恶劣的测量环境, 为了进一步提高测量精确度, 本文根据相关检测原理, 提出一种切实可行的新方法, 并给出其具体的系统实现。

## 1 相关检测原理简介

设  $u(t)$  是伴有噪声的周期信号, 其可表示为:

$$u(t) = u_0(t) + e(t) = U_{0m} \sin(t + \phi) + e(t) \quad (1)$$

其中:  $u_0(t)$  为有用信号, 其幅值为  $U_{0m}$ , 角频率为  $\omega$ , 初相角为  $\phi$ ,  $e(t)$  是均值为 0 的高斯白噪声。

引入与有用信号同频的参考正弦信号为:

$$y(t) = A \sin(t + \theta) \quad (2)$$

其中:  $\theta$  是时间位移。两者的相关函数为

$$R_{uy}(\tau) = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} A \sin(t + \theta) [U_{0m} \sin(t + \phi) + e(t)] dt = \frac{AU_{0m}}{2} \cos(\theta - \phi) + R_{ey}(\tau) \quad (3)$$

其中,  $T = 2\pi/\omega$  为信号周期,  $n$  是正整数。由于参考信号  $y(t)$  与随机噪声  $e(t)$  互不相关,

且二者均值为 0,当  $n$  趋近于无穷大时,  $R_{ey}(\cdot)$  的极限为 0,于是有:

$$R_{uy}(\cdot) = \frac{AU_{0m}}{2} \cos(\cdot - \phi) \quad (4)$$

从而得出  $R_{uy}(\cdot)$  正比于有用信号的幅值。

由以上分析可知,利用参考信号与有用信号具有相关性,而参考信号与随机噪声相互独立、互不相关的性质,可以减少甚至去除噪声对测量结果的影响。而模拟鉴相器正好具有这种相关的性质,如图 2 所示。



图 2 相关检波原理

Fig 2 Illustration of corelative phase-detecting p rinciple

鉴相器具有乘法器的功能,其输出为

$$v(t) = A \sin t [U_{0m} \sin(t + \phi) + e(t)] = \frac{AU_{0m}}{2} \cos\phi + \frac{AU_{0m}}{2} \cos[2(t) + \phi] + e(t)A \sin t \quad (5)$$

除了直流信号外,还夹杂着频率为输入信号两倍的高频信号和被随机信号调幅的基频信号,应设法予以滤除。假设低通滤波器的带宽为  $\Delta$ ,则只有在基频  $\pm \Delta$  频带内的噪声会影响低通的输出,若把  $\Delta$  控制在 Hz 量级,则噪声的大部分能量将被滤除,可以认为鉴相器实现了相关运算。

## 2 信号幅值及相位的检测

单用一个检波信号尚不足以求出信号的幅值和相位,令  $y(t) = A \sin(t + \theta)$  中的  $\theta$  分别取值为 0 和  $T/4$  得到互为正交的一对信号  $y_1(t) = A \sin t$ ,  $y_2(t) = A \sin(t + T/4)$ ,对待检信号  $u(t)$  进行正交检波得

$$R_{uy1} = R_{uy}(0) = (AU_{0m}/2) \cos(\cdot - \phi) = (AU_{0m}/2) \cos\phi \quad (6)$$

$$R_{uy2} = R_{uy}(T/4) = (AU_{0m}/2) \cos(T/4 - \phi) = (AU_{0m}/2) \sin\phi \quad (7)$$

经计算可得

$$U_{0m} = 2 \sqrt{R_{uy}^2(0) + R_{uy}^2(T/4)} / A \quad (8)$$

进一步

$$U_{0m} \cos\phi = 2R_{uy}(0) / A \quad (9)$$

$$U_{0m} \sin\phi = 2R_{uy}(T/4) / A \quad (10)$$

具体应用到阻波器的测量,按图 3 接线,电压极

性如图所示。

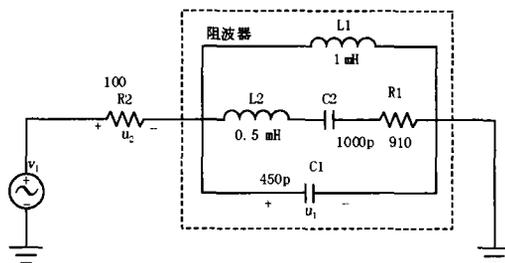


图 3 阻波器测量示意图

Fig 3 Testing diagram of the line trap

假设  $u_1 = U_{1m} \sin(t + \phi_1)$ 、 $u_2 = U_{2m} \sin(t + \phi_2)$ ,检波信号为两同频正交信号,分别为:

$y_1 = A \sin(t)$ ,  $y_2 = A \sin(t + T/2)$ ,按以上方法可求得

$$U_{1m} = 2 \sqrt{R_{u1y1}^2(0) + R_{u1y2}^2(0)} / A \quad (11)$$

$$U_{2m} = 2 \sqrt{R_{u2y1}^2(0) + R_{u2y2}^2(0)} / A \quad (12)$$

$$U_{1m} \cos\phi_1 = 2R_{u1y1}^2(0) / A \quad (13)$$

$$U_{1m} \sin\phi_1 = 2R_{u1y2}^2(0) / A \quad (14)$$

$$U_{2m} \cos\phi_2 = 2R_{u2y1}^2(0) / A \quad (15)$$

$$U_{2m} \sin\phi_2 = 2R_{u2y2}^2(0) / A \quad (16)$$

$$R_{\text{阻}} = 100U_{1m} / U_{2m} = \frac{100 \sqrt{R_{u1y1}^2(0) + R_{u1y2}^2(0)}}{\sqrt{R_{u2y1}^2(0) + R_{u2y2}^2(0)}} \quad (17)$$

$$\cos(\phi_1 - \phi_2) = \frac{\vec{U}_1 \cdot \vec{U}_2}{|\vec{U}_1| |\vec{U}_2|} =$$

$$\frac{U_{1m} \cos\phi_1 U_{2m} \cos\phi_2 + U_{1m} \sin\phi_1 U_{2m} \sin\phi_2}{U_{1m} U_{2m}} = \frac{R_{u1y1}^2(0) R_{u2y1}^2(0) + R_{u1y2}^2(0) R_{u2y2}^2(0)}{\sqrt{R_{u1y1}^2(0) + R_{u1y2}^2(0)} \sqrt{R_{u2y1}^2(0) + R_{u2y2}^2(0)}} \quad (18)$$

$$R_{\text{阻}} = R_{\text{阻}} \cos(\phi_1 - \phi_2) = \frac{100 [R_{u1y1}^2(0) R_{u2y1}^2(0) + R_{u1y2}^2(0) R_{u2y2}^2(0)]}{R_{u2y1}^2(0) + R_{u2y2}^2(0)} \quad (19)$$

由此可见,测量的精确度受与阻波器串联的电阻的影响较大,应选用精度高、温度系数小的标准无感电阻。

## 3 测量系统构成说明

本测量系统由微处理器、频率合成器、缓冲放大器、鉴相器、低通滤波器、AD 转换器和核心控制逻辑单元组成。系统上电后,首先由主程序读键盘操作,由键盘输入必要的初始化值,若开始键动作,则 CPU 向频率合成器发出指令和输入数据,启动振荡

器,待振荡稳定后启动 AD 转换器采样,并把转换得到的数据输入 CPU 进行计算和处理,结果以一定的

格式驱动 LCD 显示器显示。

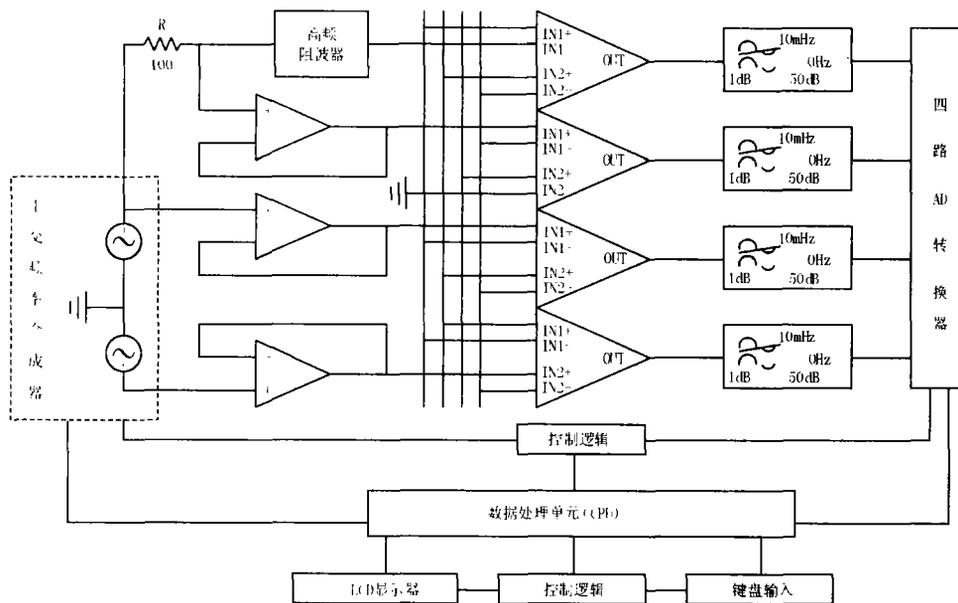


图 4 测量系统原理框图

Fig 4 Block diagram of the testing system

## 4 各部分器件选择及其设计

### 4.1 微处理器

选用性价比较高的 TMS320LF2407。该芯片运算速度较高,主频最高可达 40M。具有 16 位数据和地址总线,3.3V 电压供电,功耗较低。片内集成有高达 32K 字的 FLASH 程序存储器,外部存储空间可扩展。内置看门狗电路,有效处理程序的跑飞。

### 4.2 频率合成器

率合成器有多种方法实现,其中利用锁相环的相位锁定特性,获得与基准频率成一定倍数的新频率的电路,称为锁相频率合成器。由于锁相环具有良好的窄带滤波特性,输出的波形纯净,杂散信号少,并且在环路锁定后输出频率的温度稳定性和时间稳定性与基准频率相同。这些优点使其成为当前最主要的频率合成器,尤其是把大规模数字锁相集成电路和微处理器结合起来,使频率合成器实现更方便,性能更好。直接数字式频率合成器是近年来发展非常迅速的一种器件,它采用全数字技术,具有分辨率高、相位调整方便、频率转换时间短、输出频带宽、相位噪声低等特点,DDS 和 PLL 这两种频率合成方式不同,各有其独有的特点,不能相互代替,但可以相互补充。将这两种技术相结合,可以达到

单一技术难以达到的结果。图 5 是 DDS 驱动 PLL 频率合成器,这种频率合成器由 DDS 产生分辨率高的低频信号,将 DDS 的输出送入一倍频 & 混频 PLL,其输出频率为 DDS 输出频率的  $N$  倍。本设计采用 AD9850 加 MAX038 来实现。

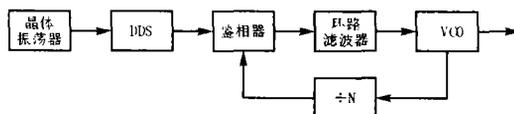


图 5 DDS 驱动 PLL 频率合成器

Fig 5 Synthesizer driven by DDS

AD9850 是高稳定度的直接数字频率合成器件,采用先进的 DDS 技术,在内部集成了 32 位相位累加器、14 位正/余弦查询表和高性能的 10 位 D/A 转换器以及一个高速比较器。AD9850 高速的直接数字合成器 (DDS) 核心根据设定的 32 位频率控制字和 5 位相移控制字,可产生 0.029 Hz 到 62.5 MHz 的正弦波信号相位累加器输出的数字相位通过查找正/余弦查询表得到所需频率信号的采样值,然后通过 D/A 变换,和标准的方波信号。该器件提供了并行和串行控制字输入,可通过并口或串口写入的频率控制字来设定相位累加器的步长大小,输出所需频率的正弦波信号。还可以通过高速比较器将该正弦波信号转换成方波,作为时钟信号输出。

AD9850输出信号的频率  $f_{out}$ 由下式确定:

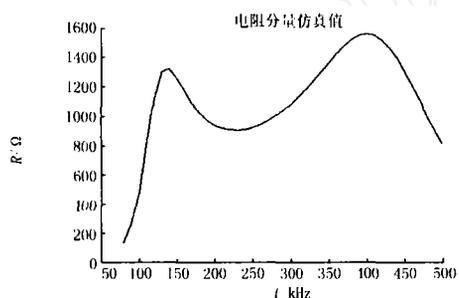
$$f_{out} = f \cdot f_{CLK} / 2^{32} \quad (20)$$

式中:  $f$ 为 32位频率控制字的值,  $f_{CLK}$ 为工作时钟。本系统需两片 AD9850以产生两个彼此正交的正弦波信号。

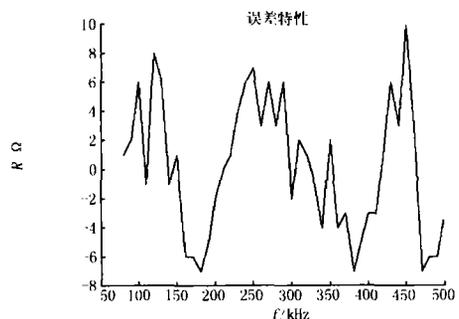
MAX038是一个精密高频波形产生器。它能产生频率高达 20MHz的正弦波、三角波、方波等脉冲信号,其压控振荡器的频率分粗调和细调两层控制。在本电路中,用于粗调的控制电压(电流)由一个 12位的 DAC(AD5405)产生,使输出频率近似等于  $N$ 倍基准频率。而细调电压则由内置鉴相器通过外置环路滤波器 MAX427产生,由锁相反馈环将频率  $f_0 = N f$ 锁定。这种方案的优点是频率合成器工作更可靠,锁定更迅速。另外 MAX038还包括占空比调整电路、波形同步电路、相位检测电路、波形切换开关和电压基准源等电路,所需外部元件极少,使用很方便。

### 4.3 缓冲放大器

选用带宽为 23 MHz, 1 MHz内增益恒定且具有线性相位偏移的 AD8616运算放大器。



(a) 电阻分量频率特性



(b) 仿真值与实际值绝对误差

图 6 电阻分量仿真结果及误差频率特性

Fig 6 Simulation result of the resistive component and its error versus frequency

### 4.4 低通滤波器

选用由 RC电路和运放 AD8630构成的二阶有源滤波器。

### 4.5 鉴相器

作为本设计的关键部件,要求其误差小、失真小、信噪比高。选用 AD734,其具有 0.1%的典型误差,带宽为 10 M,信噪比达 70 dB,失真度仅为 -80 dB。这样就保证了整机的测量精度。

### 4.6 AD转换器

选用 ANALOG DEVICES生产的 AD7709。这是一种 4 × 16位低频 AD转换器,功耗低,精度高,具有 SPI接口,可方便地和 DSP连接。

### 4.7 控制逻辑

由于系统的控制所需频率不高,外围接口也不多,选择两片 GAL16V8作为外设的逻辑控制。

## 5 系统仿真

图 6是用 Pspice软件在信号源幅值为 1 V,带内噪声电压达 100 mV的仿真环境下,得到的一种典型参数的阻波器(阻带为 84 kHz - 500 kHz)的电阻分量仿真值及其误差值通过 MATLAB编程绘制的频率特性图。其中,频率单位为 kHz,电阻分量单位为  $\Omega$ ,测量频率间隔为 10 kHz。

仿真结果表明,测量的绝对误差跟频率关系不大,但相对误差随着阻值的减小而增大。如果继续增大噪声电平,则测量精度迅速变坏。但 0.1 V的噪声电压已经是很大了,完全符合现场的实际情况。测量精度和速度是一对矛盾,要得到高的精度,滤波器的时间常数要加大,影响了整机的速度。另外,应避免鉴相器的输入信号中混有直流分量,这同样会影响最终的测量精度。

## 5 结束语

在实际工作中,阻波器的测量一直存在着测量精度不高、抗干扰能力弱的问题。本文提出的测量系统不仅实现方便、精度较高、抗干扰能力强,而且可做到体积小、重量轻、耗电省,为设备的现场检修及大规模测试提供了方便,有着良好的应用前景。

### 参考文献:

[1] 陈维千. 电力线载波通道 [M]. 北京:水利电力出版社, 1983.  
CHEN Wei-qian Power Line Carrier Channel[M]. Beijing: Hydraulic and Electric Power Press, 1983.  
[2] 曾璐,杨蓓. 基于 Labview的虚拟相关法测量相位差仿真仪设计 [J]. 仪器仪表与分析监测, 2004, (4): 18-20.

(下转第 53页 continued on page 53)

- ation Research on Arc Suppression Coil with Thyristor Series Capacitors[J]. Automation of Electric Power Systems, 2001, 25 (13): 38-41.
- [3] 龙小平,叶一麟. 连续可调消弧线圈 [J]. 电网技术, 1997, 21 (2): 53-55.  
LONG Xiao-ping, YE Yi-lin. A Continuously Adjustable Arc Suppression Coil [J]. Power System Technology, 1997, 21 (2): 53-55.
- [4] JIA Qing-quan, WANG Ning, L N Dao-shen, et al. A Thyristor Controlled Neutral Grounding Reactor for Medium Voltage Power Networks[A]. Transmission and Distribution Conference and Exhibition, IEEE/PES Asia and Pacific: 2005. 1-4.
- [5] 吴天明,谢小竹,彭彬. MATLAB电力系统设计与分析[M]. 北京:国防工业出版社, 2004.  
WU Tian-ming, XIE Xiao-zhu, PENG Bin. Matlab Power System Design and Analysis[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2004.
- [6] 胡朝晖,张秀彬,曾国辉,等. 一种新的谐振接地系统的研制 [J]. 电力系统自动化, 2003, 27 (5): 54-57.  
HU Zhao-hui, ZHANG Xiu-bin, ZENG Guo-hui. Development of a New Resonance Grounding System [J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27 (5): 54-57.

收稿日期: 2006-04-13; 修回日期: 2006-05-19

作者简介:

贾清泉 (1970 - ), 男, 博士, 副教授, 从事配电网小电流故障保护及配电网自动化的研究;

简道深 (1979 - ), 男, 在读研究生, 研究方向为新型自动跟踪补偿消弧线圈。E-mail: lindao-shen2008@ yahoo. com. cn

### Simulation of a new structure arc-extinguishing reactor based on Matlab

JIA Qing-quan, L N Dao-shen, YUAN Shi-wen

(College of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

**Abstract:** A new structure arc-extinguishing reactor (AER) is introduced. Its main structure is a auto-transformer with a tertiary winding. Continuous adjustment of AER with large scale can be implemented by joint control on secondary and tertiary windings. The digital simulation model of AER is established based on Matlab/simulink and the simulation analysis based on this model is studied. The equivalent fundamental reactor of the AER can be determined by looking up tables, which are established by simulation. Integrated simulation proves further that the new structure AER has much superiority compared with existed AER such as continuous adjustment with large scale, low harmonic content, low noise and no mechanical parts and so on.

**Key words:** resonant earthed; arc-extinguishing reactor; simulation; Matlab; continuous adjustment

(上接第 35 页 continued from page 35)

ZENG Lu, YANG Bei. Design of Phase Difference Testing Simulator by Virtual Correlative Method Based on Labview [J]. Instrumentation Analysis Monitoring, 2004, (4): 18-20.

- [3] AD734 Datasheet[R]. Analog Devices Inc, 1999.

收稿日期: 2006-02-10

作者简介:

张国志 (1966 - ), 男, 工程师, 硕士研究生, 研究方向: 混沌与保密通信; E-mail: infrastructure@163. com

高金峰 (1963 - ), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事非线性与混沌理论的研究。

### High frequency parameter measurement of the power line trap based on the correlation principle

ZHANG Guo-zhi, GAO Jin-feng

(School of Electric Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450002, China)

**Abstract:** This paper presents a new approach which can measure the frequency - impedance characteristic of the power line trap. It details the process of signal-phase-detecting by making use of a pair of orthogonal signals. A group of banauasic formulas for calculating the impedance and resistive component is summarized to avoid the fussy triangle function calculation. A hardware implementation scheme of this measuring system is put forward as well. Simulation of a kind of wideband line trap with typical parameters is performed. The result of the simulation demonstrates the validity of the method. The testing system established with this method possesses the advantage of higher accuracy, high speed, being easy to realize and low cost.

**Key words:** high frequency power line trap; correlation principle; phase detector; frequency synthesizer; VCO; DSP