

doi: 10.11857/j.issn.1674-5124.2017120078



# 直流电流比较仪磁调制器性能的仿真研究

周力任, 潘洋, 朱力

(上海市计量测试技术研究院, 上海 201203)

**摘要:** 为优化直流电流比较仪磁调制器的参数和结构, 提升其性能, 运用仿真软件研究其传输特性。通过分析磁调制器的两种绕组结构, 证明激励绕组兼作检测绕组时, 输出电压仍然是偶次谐波函数。偶次谐波的大小和相位可反映外加直流电流的大小和方向, 因此提出一种以反双曲正弦函数加多项式的  $B-H$  曲线新数学模型, 用拟合优度参数验证模型的可靠性。在 Matlab 中建立双铁芯磁调制器的仿真模型, 研究激励电压源(正弦波、三角波、方波)、铁芯饱和深度对输出电压的影响, 结果表明: 采用方波电压作为激励源最优, 且所施加的激励电压不应让铁芯工作在过度饱和状态, 会造成检测绕组电压波形的畸变。

**关键词:** 直流电流比较仪; 磁调制器; 偶次谐波函数; 曲线拟合; 仿真模型

中图分类号: TM276

文献标志码: A

文章编号: 1674-5124(2019)02-0099-05

## Research on magnetic modulator performance of DC current comparator based on simulation

ZHOU Liren, PAN Yang, ZHU Li

(Shanghai Institute of Measurement and Testing Technology, Shanghai 201203, China)

**Abstract:** In order to optimize the parameter and structure of magnetic modulator used in DC current comparator and improve the performance, its transmission characteristics were researched through simulation. Analyzed two structures of magnetic modulator; proved that the output voltage is still even harmonic function when excitation winding doubles as detection winding. The magnitude and phase of the even harmonic reflect the magnitude and direction of the applied DC current. Therefore, a novel  $B-H$  curve mathematical model based on the sum of arc-hyperbolic sine function and polynomial was put forward; verify the model reliability with the parameters of fit goodness. Establish simulation model of two cores magnetic modulator based on Matlab, research the influence of excitation voltage source (sine wave, triangle wave, square wave) and saturation depth of core on the output voltage. The result shows that square wave is the optimum of excitation source. Moreover, the applied excitation voltage should not cause the core to work in the over saturated state, which will lead to the distortion of voltage waveform of detection winding.

**Keywords:** DC current comparator; magnetic modulator; even harmonic function; curve fitting; simulation model

收稿日期: 2017-12-20; 收到修改稿日期: 2018-03-01

基金项目: 国家质量监督检验检疫总局项目(2016QK117)

作者简介: 周力任(1985-), 男, 浙江宁波市人, 高级工程师, 硕士, 主要从事高电压大电流计量的研究。

## 0 引言

直流电流的计量是电磁计量的重要组成部分,涉及工业生产中的诸多领域<sup>[1]</sup>。直流电流比较仪则以其突出的性能通过比例线路和指零技术实现了高准确度的测量,将直流电流的计量能力推向了新的高度。作为磁调制式直流电流比较仪的核心组成,磁调制器的性能至关重要<sup>[1-7]</sup>。

殷幼军等<sup>[8]</sup>建立了单磁芯饱和电抗器的仿真模型,分析了正弦波激励和三角波激励时饱和电抗器的输出特性。李前等<sup>[9]</sup>提出一种用于拟合  $B-H$  曲线的混合表达式方法,能满意地拟合磁化曲线的起始线性和拐弯部分,缺点是在饱和段,随着  $H$  的增加,曲线的斜率会趋近于零,而不是实际上的小斜率。李俊等<sup>[10]</sup>建立了直流互感器的仿真模型,研究了传变特性和运行特性。B.W. Jalbert<sup>[11]</sup>深入解析了二次谐波磁调制器的运行特性,为其设计提供了有力的参考。R.C. Foss<sup>[12]</sup>提出将铁氧体铁芯作为二次谐波磁调制器的材料,在定量设计中能使用已有理论,只需进行很少的改动。

磁调制器的性能直接影响直流电流比较仪的比例准确度、零点偏移和漂移。本文根据其工作原理,确立绕组结构和铁芯材料的  $B-H$  曲线,并建立磁调制器的仿真模型。通过改变关键参数,探究输出波形的变化特性,以此寻求最佳参数,提升磁调制器性能,为产品设计提供参考。

### 1 磁调制器检测绕组输出电压特性

双铁芯磁调制器绕组的结构有两种,图1是激励绕组与检测绕组独立的结构,图2则是激励绕组兼作检测绕组的结构。

图1中,  $W_1$  为激励绕组,反向串联;  $W_2$  为检测绕组,正向串联;  $I_{DC}$  为外加直流信号,穿芯通过两个铁芯  $C_1$  和  $C_2$ 。

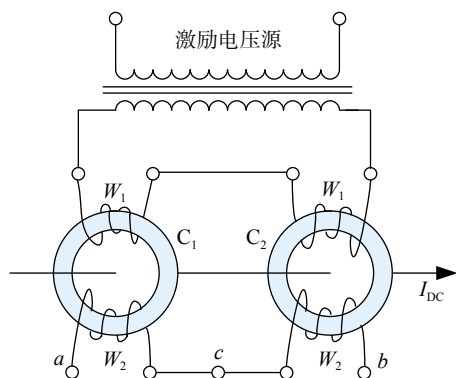


图1 双铁芯结构（激励绕组与检测绕组独立）

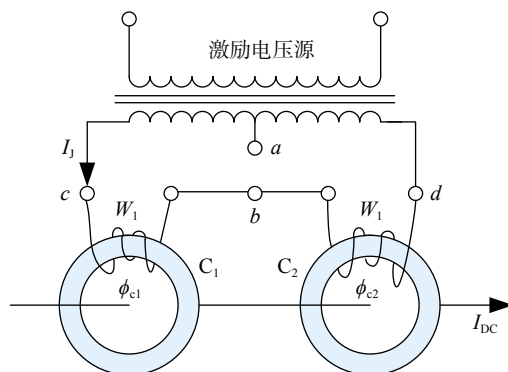


图2 双铁芯结构（激励绕组兼作检测绕组）

由图可知,  $U_{ab} = U_{ac} + U_{cb}$ 。

由磁感应定理可知:

$$U_{ac} = -W_2 \frac{d\phi_{c1}}{dt} \quad (1)$$

$$U_{cb} = W_2 \frac{d\phi_{c2}}{dt} \quad (2)$$

其中  $\phi_{c1}$  和  $\phi_{c2}$  分别表示通过铁芯  $C_1$  和  $C_2$  的磁通量。

则:

$$U_{ab} = -W_2 \frac{d\phi_{c1}}{dt} + W_2 \frac{d\phi_{c2}}{dt} = W_2 \frac{d(\phi_{c2} - \phi_{c1})}{dt} \quad (3)$$

当直流电流  $I_{DC} = 0$  时,  $\phi_{c1} = \phi_{c2}$ ,  $U_{ab} = 0$ ;  $I_{DC} \neq 0$  时,  $\phi_{c2} = -\phi_{c1}(t + T/2)$ , 其中  $T$  为激励电压源的周期。

进行傅里叶展开, 令:  $\phi_{c1} = \phi_0 + \sum_{i=1}^n \phi_i \sin(i\omega t + \phi_i)$

则:  $\phi_{c2} = -\phi_0 + \sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} \phi_i \sin(i\omega t + \phi_i)$

因此, 检测绕组的电压为

$$U_{ab} = W_2 \frac{d(\phi_{c2} - \phi_{c1})}{dt} = -W_2 \frac{d[\sum_{i=1}^n 2\phi_{2i}(\sin 2i\omega t + \phi_{2i})]}{dt} \quad (4)$$

忽略高次谐波, 则:

$$U_{ab} \approx -W_2 \frac{d[2\phi_2(\sin 2\omega t + \phi_2)]}{dt} = -8\pi f W_2 \phi_2 \cos(2\omega t + \phi_2) \quad (5)$$

可见,  $U_{ab}$  为激励电源的倍频波, 是偶次谐波函数。当被测直流电流为零时, 两个铁芯中只有激励电压所产生的交流磁场, 由于是反向串联, 因此感应电压大小相等、方向相反, 互相抵消。当被测直流电流不为零时, 其输出电压为两个单铁芯输出电压的差值, 奇次谐波被抵消, 只包含偶次谐波, 提取偶次谐波信号则能得到被测电流的大小和方向。

由图 2 可知, 令  $U_{ca}=U_{ad}$ , 则:

$$U_{ab}=U_{db}-U_{da}=U_{db}-\frac{1}{2}U_{dc}=\frac{1}{2}(U_{db}+U_{bc})-\frac{1}{2}(U_{db}-U_{bc})=-\frac{1}{2}W_1\frac{d(\phi_{c2}-\phi_{c1})}{dt} \quad (6)$$

可见,  $U_{ab}$  两端电压仍然是偶次谐波函数, 具有检测绕组同样的效果, 当激励绕组与检测绕组的匝数相同时, 电压幅值为两绕组独立时的一半。如果主铁芯的灵敏度足够, 采用这种简化的结构可以减小激励绕组的漏磁通, 提高匝比准确度。

### 2 B-H 曲线数学模型的建立

磁调制器仿真研究的核心问题之一是建立 B-H 曲线的数学模型。本文选用经过退火处理(牌号 1J85)的坡莫合金作为主铁芯。采用闭路退磁法加电压直至铁芯充分饱和后, 匀速将电压降为零。最后, 将充分退磁后的铁芯接入测量装置, 如图 3 所示。图 4 为测得的 B-H 曲线。

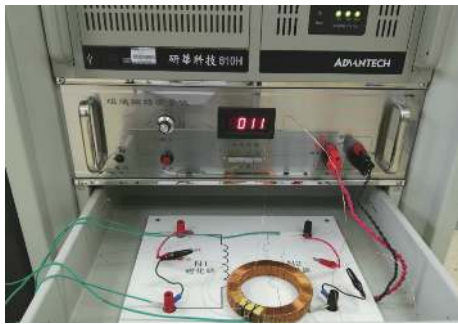


图 3 主铁芯磁性能的测量

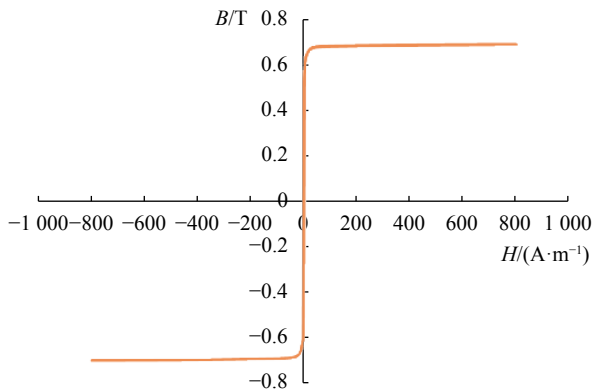


图 4 主铁芯的 B-H 曲线

将测得的数据导入 Matlab 中进行拟合, 软件中有例如多项式逼近、指数逼近、傅里叶逼近等多种函数拟合类型, 但与实测 B-H 曲线而言, 拟合结果相差甚远。有鉴于此, 本文提出一种以反双曲正弦函数加多项式的新数学模型, 其计算公式为

$$B=-0.07173 \times \operatorname{arsinh}(-95.56 H)-2.435 \times 10^{-4} H+0.004261-0.09702 H^{-1}+0.04958 H^{-2}-0.002533 H^{-3}+1.57 \times 10^{-5} H^{-4} \quad (7)$$

图 5 提供了实测曲线与拟合曲线的图形。从图中可以看出, 在 B-H 曲线线性部分拟合曲线与实测曲线的误差相对较小, 差异不明显。在拐弯部分和饱和部分略有差异。

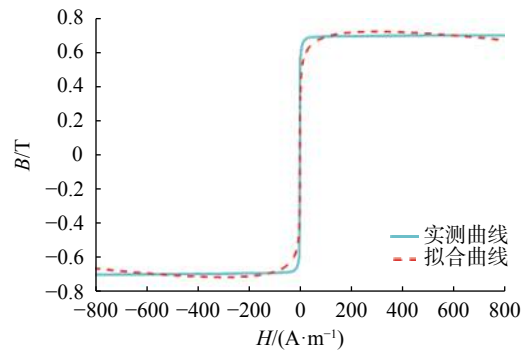


图 5 实测曲线与拟合曲线

为了研究拟合结果的可靠性, 表 1 提供了表征拟合优度的各项参数。

表 1 拟合优度

参数	数值
SSE	0.733
R-square	0.994 7
Adjusted R-square	0.994 5
RMSE	0.050 45

拟合优度中的 SSE 是拟合数据与实测数据对应点误差的平方和, SSE 越接近 0, 说明拟合结果越好。拟合优度中的  $RMSE = \sqrt{SSE/n}$ , 作用同 SSE。说明 R-square 之前, 需要引入另外两个参数 sum of squares of the regression(SSR) 和 total sum of squares(SST), SSR 表示拟合数据与实测数据均值之差的平方和, SST 表示实测数据与其均值之差的平方和。R-square 的表达式如下:

$$R\text{-square} = SSR/SST = (SST - SSE)/SST \quad (8)$$

因此, R-square 越接近 1, 说明拟合结果越好。Adjusted R-square 作用同 R-square。

可见, 参数 SSE 和 RMSE 体现的是点对点的误差, 而参数 R-square 和 Adjusted R-square 则体现的是点对全的误差。

### 3 磁调制器的仿真模型

鉴于激励绕组兼作检测绕组如上文所述的优越性, 实际磁调制器大多采用这种简化的结构<sup>[13-15]</sup>, 因

此仿真模型以此为研究对象。

根据图2所示的磁调制器结构,可建立如下数学模型:

$$\begin{cases} H_1 = I_J W_1 + I_{DC} W_P \\ H_2 = I_J W_1 - I_{DC} W_P \\ \phi_{c1} = B_1 S_1 \\ \phi_{c2} = B_2 S_2 \\ U_{cd} = I_J R + d(W_1 \phi_{c1})/dt + d(W_1 \phi_{c2})/dt \\ U_{ab} = -W_1 d(\phi_{c2} - \phi_{c1})/2dt \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $H_1$ ——铁芯  $C_1$  的总磁势, A/m;

$H_2$ ——铁芯  $C_2$  的总磁势, A/m;

$I_J$ ——激励回路电流, A;

$W_P$ ——一次绕组匝数;

$B_1, B_2$ ——铁芯  $C_1$  和  $C_2$  的磁感应强度, T;

$S_1, S_2$ ——铁芯  $C_1$  和  $C_2$  的横截面积,  $m^2$ 。

根据式(9),可在 Matlab 中建立磁调制的仿真模型,其框图如图6所示。铁芯的几何尺寸及相关参数如表2所示。

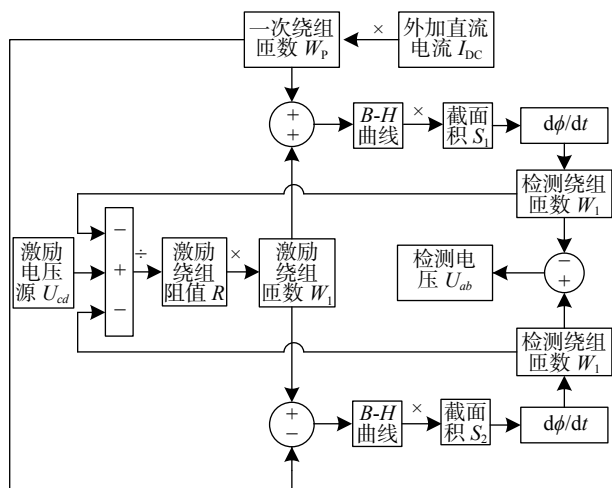


图6 双铁芯磁调制器仿真模型框图

表2 铁芯尺寸及相关参数

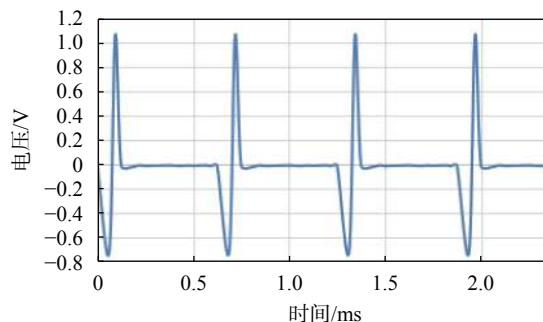
参数	数值	参数	数值
一次绕组	1匝	二次绕组	1000匝
外直径	142mm	内直径	126mm
横截面积	80mm <sup>2</sup>	厚度	10mm

### 3.1 激励电压源的研究

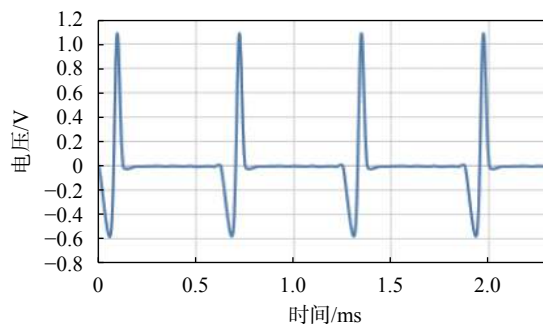
激励源提供对称的电压信号,使得两个铁芯交替饱和。分别采用幅值和频率相同的正弦波、三角波和方波进行仿真,研究激励源对检测绕组输出电压的影响。仿真参数的设置如表3所示。仿真结果见图7。

表3 仿真参数的设置

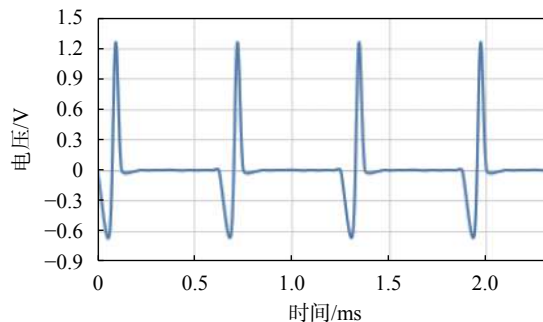
参数	数值	参数	数值
激励电压幅值	30V	激励电压频率	800Hz
激励绕组阻值	30Ω	外加直流电流	100A



(a) 正弦波激励时检测绕组电压波形



(b) 三角波激励时检测绕组电压波形



(c) 方波激励时检测绕组电压波形

图7 检测绕组输出的电压波形

从结果可见,检测绕组输出电压的频率都为激励源频率的两倍,符合上文论述的输出电压倍频特性。此外,方波激励时检测绕组输出的电压峰差值最大,有利于增大磁调制器的灵敏度,从而进一步提高直流电流比较仪的比例准确度。

### 3.2 铁芯饱和深度的研究

采用方波电压作为激励源,增大其幅值,加深铁芯的饱和程度,其余参数不变,如表2所示。当方波电压幅值为60V时,检测绕组电压波形如图8(a)所示,可见峰差值已明显减小。当方波电压幅值为



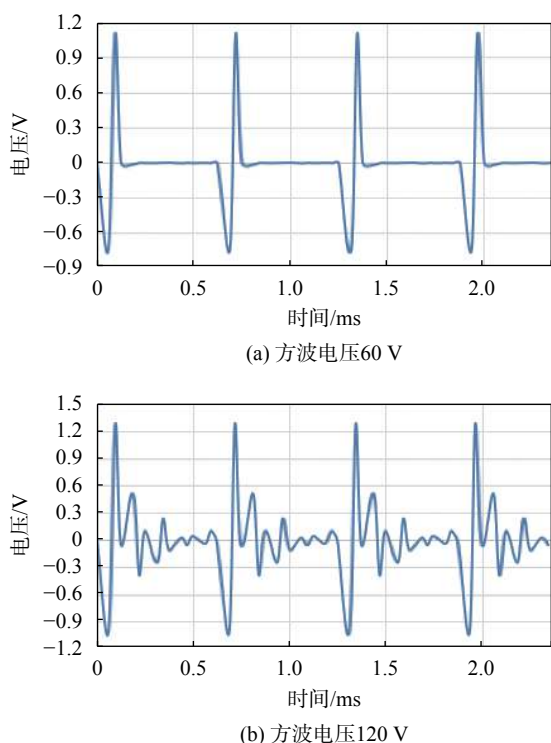


图8 铁芯不同饱和和深度时检测绕组电压波形

120 V时,检测绕组电压波形如图8(b)所示,波形发生明显畸变。因此,所施加的激励电压不应让铁芯工作在过度饱和状态,过大的磁化电流会使得铁芯发热,也会造成检测绕组电压波形的畸变。

#### 4 结束语

将双铁芯磁调制器的激励绕组兼作检测绕组,其输出电压仍是偶次谐波函数,实现表征外加直流电流的功能,这种简化的结构可以减小激励绕组的漏磁通,有利于提高比例的准确度。为了进行磁调制器的仿真研究,需建立  $B-H$  曲线模型,本文提出一种以反双曲正弦函数加多项式的新数学模型,拟合结果符合要求。最后,在 Matlab 中建立了双铁芯磁调制器的仿真模型,研究了3种激励电压源、铁芯饱和深度对检测绕组输出电压的影响,结果表明:采用方波电压作为激励源最优,且所施加的激励电压不应让铁芯工作在过度饱和状态,会造成检

测绕组电压波形的畸变。

#### 参考文献

- [1] 邵海明. 准确校准大电流 DCC 的分布式均匀化空间磁势法研究[D]. 天津: 天津大学, 2010.
- [2] 周力任, 潘洋, 朱力, 等. 直流电流比较仪双铁芯磁性能一致性的研究[J]. 计量学报, 2017, 38(3): 336-339.
- [3] 曲正伟, 胡小川. 自平衡式交直流电流比较仪研究[J]. 电测与仪表, 2015, 52(3): 54-58.
- [4] 曾博, 李刚, 韩帅, 等. 一种抑制直流大电流源纹波的新型方法[J]. 中国测试, 2016, 42(2): 41-44.
- [5] RIETVELD G, BEEK J H N V D, HOUTZAGER E. Accurate DC current ratio measurements for primary currents up to 600A[J]. IEEE Trans Instrum Meas, 2015, 64(11): 3055-3061.
- [6] CALLEGARO L, CASSIAGO C, GASPAROTTO E. On the calibration of direct-current current transformers (DCCT)[J]. IEEE Trans Instrum Meas, 2015, 64(3): 723-727.
- [7] WANG N, ZHANG Z H, LI Z K, et al. Self-oscillating fluxgate-based quasi-digital sensor for DC high-current measurement[J]. IEEE Trans Instrum Meas, 2015, 64(12): 1324-1330.
- [8] 殷幼军, 陆继明, 毛承雄, 等. 单磁芯饱和和电抗器的建模与仿真[J]. 电力系统及其自动化学报, 2006, 18(4): 9-13.
- [9] 李前, 毛承雄, 陆继明, 等. 磁调制器的建模与仿真研究[J]. 传感器技术, 2005, 24(2): 29-31.
- [10] 李俊, 申莉, 李开成. 直流互感器建模方法与运行特性研究[J]. 电测与仪表, 2015, 52(16A): 68-72.
- [11] JALBERT B W. An analysis of the operation of the magnetic second-harmonic modulator[J]. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers Part I Communication & Electronics, 2012, 79(3): 268-272.
- [12] FOSS R C. Second-harmonic magnetic modulator using ferrite core materials[J]. IEEE Transactions on Communication & Electronics, 2013, 83(74): 561-566.
- [13] 丁欣颖. 6kA 直流大电流比较仪的建模与仿真[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- [14] 栗营利. 磁调制式直流电流比较仪的设计与研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- [15] 宗建华, 闫华光, 杨林. 电流比较仪技术在精密测量中的应用[J]. 电测与仪表, 2003, 39(5): 5-10.

(编辑:莫婕)