A-PDF Split DEMO : Purchase from www.A-PDF.com to remove the watermark

有源电子式电压互感器高压侧供电方案研究

彭拔萃
(湖南大学 电气与信息工程学院,湖南 长沙 410082)

摘要:针对电容分压式电压互感器高压端的电源问题,提出了"在高压端以母线小 CT 供电为主,利用电子式电压互感器(EVT)高压电容器电容分压与 PT 并联取能为辅",给有源电子式电压互感器高压端供电的新方法,重点研究分析了其结构、原理、谐振和能量传变机理,以及辅助电源对 EVT 的精度与工作可靠性的影响,并通过实验进行了仿真验证。实验结果表明,该方案具有很好的可行性,可以有效地解决母线取能存在的技术难点。

关键词:电子式电压互感器;高压供电;CT 取能;电容分压;PT
中图分类号: TM451 **文献标志码**:A **文章编号**:1001 - 4551(2012)11 - 1323 - 06

Research on power supply for active electronic voltage transformers

PENG Ba-cui
(College of Electricity and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: Aiming at the capacitor voltage transformer in high voltage side of the power supply, a new method was proposed, combined power supplying method of obtaining power from the main power line by a small CT and by a capacitive voltage divider in parallel with the PT, to supply power for electronic voltage transformers with source. Its structure, principle, syntony and the mechanism of energy transfering were analyzed, as well as the influences of the auxiliary power to the EVT's accuracy and reliability of the work. The results indicate that the method has good feasibility through the experimental simulation, and can efficiently solve the technical difficulties to attain the energy from the buses.

Key words: electronic voltage transformers (EVT); power supply; power from CT; capacitive voltage divider; PT

0 引 言

电子式互感器替代常规互感器是现代电力系统的发展趋势,国际电工委员会制定了电子式互感器的相关国际标准,将电子式互感器分为有源和无源两种[1-2]。有源电子式互感器由于传感器部分采用的是成熟传感器件,长期运行的稳定性和可靠性好[3-4]。但这种互感器在高压侧需供电电源,因此其高压侧供能方法的研究得到了广泛关注与研究。目前,有源电子式互感器高压侧信号处理电路的供能方法主要有高压侧 CT 供电、高压侧电容分压供电、太阳能供电、蓄电池供电、低压侧激光供电等,每种方法都有其优点与局限性,离最终问题的解决都还有一定差距[5-7]。如果采用单一的供电方式,就会存在着不可避免的缺陷,使电子式互感器的可靠性、稳定性受到限制。目前,研究最多的供电方式是组合式供电。

本研究利用高压母线电压一般波动不大的特点,结合电容分压型电子式电压互感器一次侧电容器分压原理,提出高压侧 CT 供电和高压侧电容分压供电组合的供电方式,解决其各自的供电缺陷,并通过实际取能装置的试验和仿真对设计方案进行验证[8]。

1 电容分压型电子式 EVT 结构原理

电容分压型电子式电压互感器(electronic capacitive voltage transformers, ECVT)利用电容分压器把一次高电压信号按一定比例降压,在低压电容两端获得

收稿日期:2012 - 07 - 26
作者简介:彭拔萃(1987 -),男,湖南双峰人,主要从事电气调试方面的工作. E - mail:280015178@qq.com

很小的电压信号,并经数字变换器转换设置转换[9-10]为数字信号后,再经过电光转换为光信号,经光纤传到低压侧的合并单元,最后输出符合标准的数字信号[11-12]。典型电容分压型电子式电压互感器原理结构图如图 1 所示。

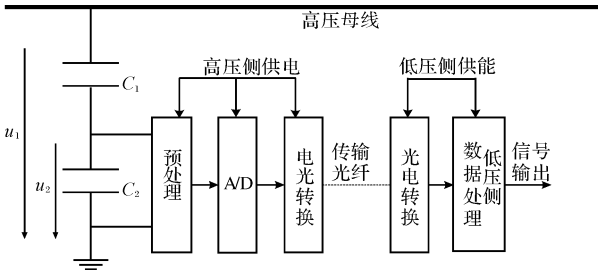

图 1　电压互感器原理图

由图 1 可知,该类电子式电压互感器原理是:通过电容分压器可以取得一小电压信号 u_2 ,预处理后通过 A/D 装置转换为数字信号,电光转换装置转换为光信号,再通过光纤把信号从高压侧传送到低压侧,同时低压侧的光电转换装置把光信号还原成电信号,由低压侧数据处理装置对其进行处理,最后输出符合标准要求的信号。在低压电容两端并接的预处理装置中有与之并接的电阻,在母线或高压线路突然发生短路故障时,可以作为分压电容放电回路。电容分压器将高压信号 u_1 按一定比例分压,得到幅值足够小的低压信号 u_2 ,两者关系是:

$$u_2 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} u_1 \tag{1}$$

从式(1)知, u_2 是随 u_1 线性变化的,可以反映高压信号变化情况。

2　高压侧供电电源设计

2.1　供电方式的基本原理

供电电源的工作原理如图 2 所示。

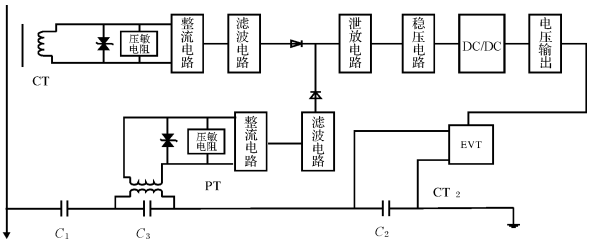

图 2　供电电源原理框图

在该供电方案中,即特制小电流互感器(CT)母线电流取能和母线电容分压取能相结合的供电方案中,以 CT 供电为主,电容分压取能为辅。CT 供电方案主要通过磁场取能,即初级侧从一个磁感应线圈中穿过,通过磁场产生的能量在磁感应线圈的次级侧产生感应电压,再经过整流、滤波和电源变换转换成所需电压。但因母线电流随负载变化波动很大,为了实现在母线电流过小或过大情况下,电路仍能可靠地提供所需电压,CT 需特制并满足:当电流过大时,特制铁芯磁通会饱和,对后续电路进行稳压保护;当电流变小或断电时,磁场取能小,无法满足高压端电路的供电需要,这时母线电容分压取能电路将投入工作,保持稳定供能。该种取能方式结合了 CT 取能与电容分压取能的各自优势,弥补对方的不足,实现了对有源电子式电流互感器高压处理部分的稳定供能。

2.2　特制小 CT 设计

2.2.1　理论分析

根据互感原理知,CT 次级感应的电势与铁芯磁通的关系是:

$$e_2 = -N_2 \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} \tag{2}$$

若 CT 原边电流为正弦交流电流,则次级感应电压有效值是:

$$E_2 = \sqrt{2}\pi f N_2 \Phi_m = \sqrt{2}\pi f N_2 B S \lambda \tag{3}$$

式中: N_2 —CT 次级线圈匝数, Φ_m —主磁通, f —电流频率, B —铁芯的磁感应强度, S —铁芯的截面积, λ —铁芯叠片系数。

由式(2)及铁芯磁化曲线知道,在铁芯处于未饱和线段时,CT 次级感应电压随着一次电流变化而改变的现象较明显;在一次电流过大时,会使铁芯饱和,磁通变化率小,但主磁通 Φ_m 基本恒定,此时次级感应的电势 e_2 是畸变的脉冲波,而又因半周期内的伏秒值也基本是恒定的,这就使次级感应电压的均值变化不会很大,在经整流、滤波及稳压处理后即可给高压侧电子电路供电。系统短路情况下,短路电流很有可能会远远大于额定电流,不过因短路电流成分中包含很大直流分量,会令 CT 铁芯饱和,其磁通量变化会不大,因而 CT 次级感应得到的电动势仍不会太大[13]。

2.2.2　铁芯及线圈匝数的选取

因母线电流变化的范围很大,选择怎样的铁芯材料来制作 CT 很重要。母线 CT 取能对铁芯材料有着特殊要求:材料需对能量传递有着较高的效率,而降低 CT 励磁电流可以有效提高传递效率。满足此类特点的材料一般是具有高磁导率、低损耗的材料。目前可供选择的铁芯材料主要有硅钢材料、铁基纳米晶材料和坡莫合金[14-15],三者的磁性能比较如表 1 所示。

由表 1 可看出,铁基纳米晶材料的铁芯饱和磁感应强度介于硅钢片和坡莫合金之间,具有高饱和磁感应强度、高导磁率、低矫顽力、低损耗、低激磁电流及良好的稳定性、耐磨性、耐蚀性和优异的温度稳定性,所以综合考虑,本研究选择铁基纳米晶材料作为 CT 铁芯。

表 1　铁基纳米晶与坡莫合金和硅钢片的磁性能对比

基本磁性参数	铁基纳米晶	坡莫合晶	硅钢片
饱和磁感应强度/(Bs · T^{-1})	1.25	0.76	2.03
初始导磁率/(Gs · Oe^{-1})	40 000 ~ 80 000	50 000 ~ 80 000	1 000
最大导磁率	>200 000	>200 000	40 000
铁芯叠片系数	>0.70	0.9	0.95

由安培环路定律[16]知:

$$Hl = \sqrt{2}N_1I_1 \tag{4}$$

$$B = \mu_0\mu_r H \tag{5}$$

式中:H—磁场强度幅值,l—平均磁路长度,I_1——一次电流,N_1——一次侧匝数,这里取 1,B—磁感应强度,μ_0—真空磁导率,μ_r—相对磁导率。

又因为 CT 二次侧输出电压 $U_2 \approx E_2$,结合公式(3 ~ 5),得二次线圈匝数:

$$N_2 = \frac{U_2 l}{\sqrt{2} \times 4.44 f\mu_0\mu_r S\lambda I_1} \tag{6}$$

本研究选定铁基纳米晶铁芯外径 100 mm,内径 60 mm,高 20 mm,则平均磁路长度 $l = 251.2$ mm。在空载情况下,当母线电流有效值为 10 A 时,要求二次侧线圈感应出有效值为 10 V 的电压,取铁芯的初始磁导率代入公式(6),可求得 $N_2 \approx 60$ 匝。

2.3　电容分压取能传感部分设计

2.3.1　电容 C_3 值确定

在图 2 中,C_1 与 C_2 的合容 C 为:

$$C = \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} \tag{7}$$

则 C_3所分得的电压 U_3为:

$$U_3 = U\frac{\dfrac{1}{(-j\omega C_2)}}{\dfrac{1}{(-j\omega C_2 - j\omega C)}} = U\frac{C}{C + C_2} \tag{8}$$

即:

$$C_3 = C\left(\frac{U}{U_3} - 1\right) \tag{9}$$

本研究取适合的 U_3 值,得到 C_3,通过并接在这电容上的一个小 PT 得到所要的二次电压,经过一系列处理电路后向高压侧稳定供能。在此取 $C_1 = 70$ pF,$U = 110/\sqrt{3}$ kV,$U_3 = 220$ V,$C_2 \approx 1$ μF,代入公式(9),可得 $C_3 \approx 2 \times 10^4$ pF。

因为 C_3 靠近 C_2,研究者可近似地把两者电位看成是等电位,对与之并接的 PT 绝缘等级要求不高。采用互感器传导电能,也起到电气隔离作用,给后备检修带来便利。但当线路发生大幅的电压波动或者出现瞬态过电压时研究者需设计性能可靠的限幅限压电路,以防止过压出现,将高端电子电路烧坏。因此本研究在互感器二次侧并接一保护用的压敏电阻,限制二次电压幅值,起过压保护作用。

2.3.2　特制 PT 及其后续电路的设计要求

PT 的并接可能会对 EVT 的精度和运行可靠性造成影响,为避免这些问题,合理选择 PT 是有必要的。

(1)精度影响。图 2 中 C_3与 PT 及它的后续电路等效图如图 3 所示。

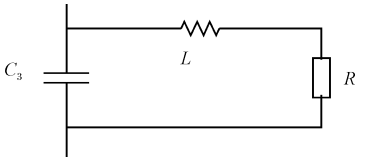

图 3　PT 及后续电路等效图

若投入前与投入后对电容 C_3 的容值影响不大,即如果 PT 及其后续电路等效阻抗远大于与之并接的 C_3 容抗,即:

$$|R + j\omega L| \approx R >> \left|\frac{1}{j\omega C_3}\right| = \frac{1}{\omega C_3} \tag{10}$$

则 PT 的接入对电容分压影响不大,仍能保证电子式电压互感器分得的电压与线路电压正比关系。不过 PT 所传递的功率将非常小,需要合理设计。定义式(10)中“远大于”是 100 倍,代入工频和 C_3值,得 $R = 1.6 \times 10^5\ \Omega$,此时 PT 可传导的功率 $P = U_2^2/R \approx 303$ mW,基本满足高压侧电子电路的功耗要求。

(2)谐振影响。图 3 可看成是一电感与电阻串接后再跟一电容并接,其可能发生并联谐振。如发生谐振,则有:

$$I_m[Y(j\omega_0)] = 0 \tag{11}$$

而:

$$Y(j\omega_0) = j\omega_0 C_2 + \frac{1}{R + j\omega_0 L} \tag{12}$$

结合公式(10,11),解得:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_2}}\sqrt{1 - \frac{C_2R^2}{L}} \tag{13}$$

显然,只有当 $1 - C_2R^2/L > 0$,即 $R < \sqrt{L/C_2}$ 时才会发生谐振。只要选择 PT 的等效阻抗 $R > \sqrt{L/C_2}$,就不存在谐振问题,不会对新型高压 EVT 可靠性造成影响。因电感 L 很小,这里可取 $L = 100$ mH ,代入之前确定的 R 和 C_2 值,满足 $R > \sqrt{L/C_2}$ 条件,因此不存在谐振问题。

2.4　瞬时保护电路

当发生雷击或线路出现短路大电流瞬间,铁芯会感应一个很高的冲击电压,这对后端电路极为不利。为保护后端线路,研究者在互感器二次侧两端需接一瞬态过电压保护器件。目前,常采用瞬态电压抑制二极管(TVS 管)、气体放电管和氧化锌材料压敏电阻来作为瞬态过电压保护器件[17]:

(1) TVS 管。放电反应速度最快,可达 1.0×10^{-12} s,且具有瞬态功率大、漏电流小的特点,但是不能承受太大的涌能电压,关断时间也长。

(2)气体放电管。泄流很大,正常情况下是处在断开状态,没有漏电流,不过放电反应较慢,需要的时间长。

(3)压敏电阻。残压低,没有续流,动作延时小,对陡波响应好,且允许流过的电流大,吸收能量能力强,具有稳定性、连续性和安全可靠运行的工作特点,可作为保护器限压主元件。

根据这 3 种瞬态过电压保护器件的特点,本研究可以对后端线路采用双重保护,即将 TVS 二极管与压敏电阻并接后作为整个瞬态过电压保护电路。

2.5　泄能稳压电路

DC/DC 模块的输入电压不能超出它的最大输入值,必须把输入 DC/DC 模块的电压限制在技术要求范围里。本研究使用如图 4 所示的稳压泄能电路,当整流滤波后电压过大时,根据电容 C 两端电压瞬间不能突变原理,DC/DC 模块输入电压不变,这时候稳压管 DW_1 导通,从而 MOSFET 管导通,串接其上的大功率 R_2 电阻投入工作,多余能量被泄放;当整流滤波后电压过低时,该电路不投入工作,不会对电源启动电流造成影响,从而不消耗部分电能。后面稳压管 DW_2 可把滤波后输出的大电压箝制在 DC/DC 模块的输入电压范围以内。

2.6　切换电路

为实现正常情况下以小 CT 供电为主,电容分压为辅,笔者特设计如图 5 所示的切换电路。根据二极管导通要求,只要 U_1 或 U_2 任一电压大于 U,都能给负载 R 供电,而正常情况下只需 U_1 供电,要满足 $U_1 > U$ 和 $U_2 \leqslant U$ 。因母线电压一般波动很小,可以把电容分压取能中经整流滤波的电压看成一常数,选择合适的 PT 变比,可以得到满足条件的 U_2。当母线电流变小,甚至空载时,会出现 $U_2 > U$ 情况,此时 U_2 投入供电。

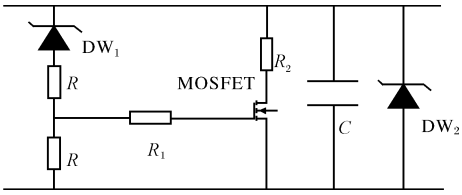

图 4　泄能电路原理图

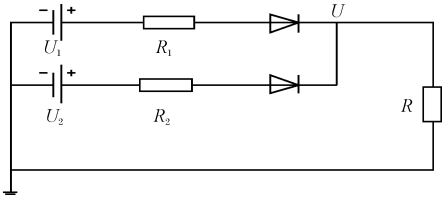

图 5　供能切换电路

3　仿真及实验结果分析

3.1　实验平台搭建

实验平台如图 6 所示。模拟线路电流可由一升流器控制,其最大电流可到 1 000 A,大电流状态持续时间不宜过长。220 V/50 Hz 电压可看成是经过电容分压后取得的电压,经过变压器得到二次电压。

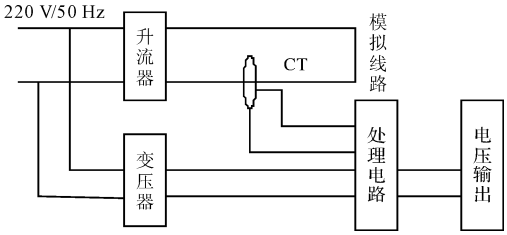

图 6　实验平台示意图

3.1.1　实验测试数据及结果分析

实验中采用非晶材质 O 形铁芯,规格为外径 100 mm,内径 60 mm,高 20 mm,型号为 1K107;线圈采用线径为 0.38 mm 的漆包线绕制,工作线圈取 60 匝;平波电抗取 50 mH; DC/DC 模块采用型号为 LM2594HV,输入电压范围为 4.5 V ~ 60 V,输出电压为 12 V 的电压变换器;升流器采用青岛华能远见电气有限公司生产的 HNDL-1000A 型大电流发生器;电压互感器用变比为 220 V/22 V 的变压器代替。在室温

为 21 ℃,模拟负载为 100 Ω 条件下测得的一组数据如表 2 所示。从表 2 可以看出,当模拟线路电流为 0 A 时,DC/DC 模块已能稳定输出 12 V 电压,当电流达 1 000 A时,仍能正常工作。受实验条件的限制,笔者没有对电源在母线电流为 1 000 A 以上进行实验,但并不影响本研究的分析结果和相关结论。

表 2　实验所测数据

母线电流/A	DC/DC 输入电压/V	输出电压 +12 V/V	输出电压 −12 V/V	供电部分
0	4.89	11.83	−11.87	电容
5	7.91	11.93	−11.96	电容/母线
10	16.64	12.01	−11.98	电容/母线
100	29.84	12.02	−11.96	母线
400	38.78	12.06	−12.01	母线
600	41.76	12.07	−12.06	母线
720	45.37	12.06	−12.01	母线
1 000	47.02	12.08	−12.07	母线

3.2　辅助电源对 EVT 精度及谐振影响仿真

针对以电容分压与 PT 并联取能为辅助电源可能会对新型高压 EVT 精度及可靠运行带来的影响,研究者可通过建立模型仿真来验证。

3.2.1　精度影响仿真

本研究用 Simulink 工具建立的模型如图 7 所示。其中,理想开关通过一时钟控制通断,设定 1 s 前是断开的,即未接入 PT 状态,1 s 后正常投入电路工作。

各个元件按照之前确定参数设置,得到 1 s 前后电压波形变化情况如图 8 所示。1 s 前后互感器分压取得的电压波形没有改变,跟理论分析一致。

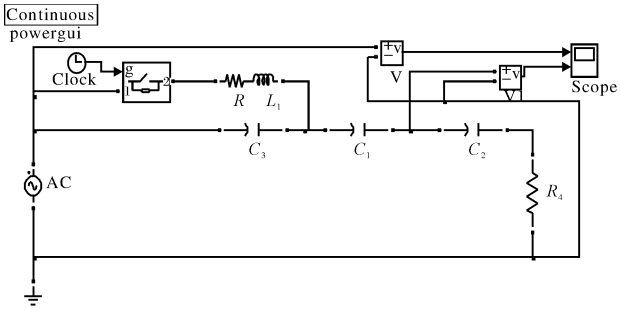

图 7　精度影响仿真模型

3.2.2　谐振影响仿真

本研究用 Multisim 工具建立的模型如图 9 所示。

设定各个元件参数,进行 LC 并联谐振回路频率特性仿真测试,得到的幅频和相频图分别如图 10、图 11 所示。

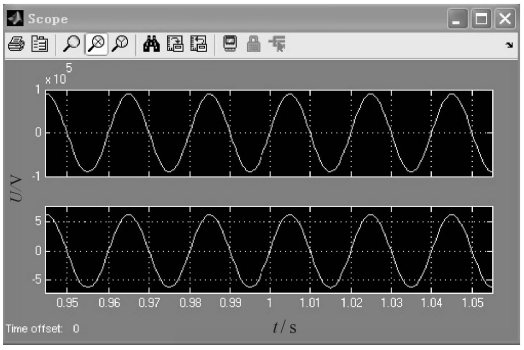

图 8　电压波形图

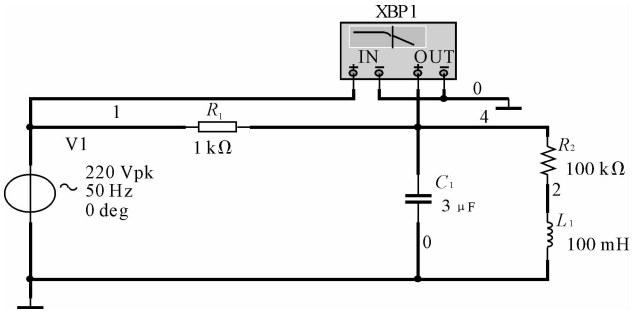

图 9　L、C 并联谐振回路频率特性仿真图

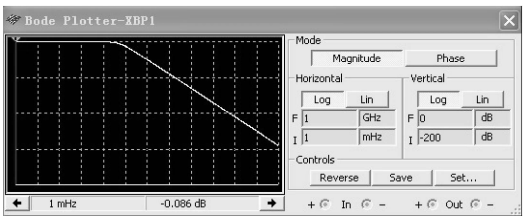

图 10　幅频图

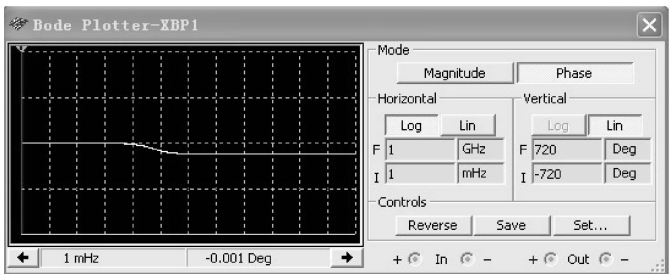

图 11　相频图

由图 10、图 11 可知,本研究所设定的 LC 并联回路不存在发生谐振的频率。

4　结束语

本研究对有源电子式电压互感器高压侧供电方案进行了研究分析,并提出了一种改进方案。研究结果表明,该改进后供电电源能够在母线小电流(甚至空载)情况下启动,并且能在大电流、大电压冲击时保持

正常工作,有效解决了母线取能存在的技术难点,并通过仿真实验验证了以分压电容与 PT 并联作为辅助电源对 EVT 的精度与运行可靠性未造成影响。

参考文献(References):

[1] 李岩松,郭志忠,杨以涵,等. 自适应光学电流互感器的基础理论研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(22):21-26.

[2] 李芙英,纪 昆,臧金奎. 基于 DSP 的光电式电流互感器的实用化设计[J]. 电网技术,2002,26(6):46-48.

[3] 段雄英,邹积岩,张可畏. 电压/电流组合型电子式互感器的研究[J]. 电工技术杂志,2002,21(5):9-12.

[4] DONALDSON E F,GIBSON J R,JONES G R,et al. Hybrid optical current transformer with optical and power-line energization[J]. **IEEE Proceedings-Generation Transmission and Distribution**,2002,147(5):304-309.

[5] 钱 政. 有源电子式电流互感器中高压侧电路的供能方法[J]. 高压电器,2004,40(2):135-138.

[6] 张 曦,张庆伟,张源斌. 混合式 OCT 高压侧电路的供电方式[J]. 高电压技术,2002,28(12):14-15.

[7] 周新启,刘会金,郑 莎. 混合式光电电流互感器高压侧的电源方案研究[J]. 继电器,2005,33(18):71-74.

[8] 刘 丰,高迎霞,毕卫红. 电子式电流互感器高压侧供能方案的研究[J]. 高电压技术,2007,33(7):72-75.

[9] 唐旭晖,完保娟,张景超,等. 光电电流互感器高压端供能电源的设计[J]. 高压电器,2009,45(5):123-125.

[10] 张兴旺,陈小玲,郑 孜. 有源光电式电流互感器高压侧供电方案的研究[J]. 南昌工程学院学报,2008,27(3):42-44.

[11] 段雄英,廖敏夫,邹积岩. 基于电容分压器的电子式电压互感器的研究[J]. 高电压技术,2003,29(1):50-52.

[12] 时德钢,刘 晔,胡光辉,等. 一种基于电容分压的电子式电压互感器[J]. 电力电容器,2002,10(4):1-3.

[13] 贺家李,宋从矩. 电力系统继电保护原理[M]. 3 版. 北京:中国电力出版社,1994.

[14] 胡 彬,周有庆,彭红海. 电子式电流互感器高压侧电源的研究与实现[J]. 电气应用,2006,25(5):99-102.

[15] 任晓东,陈树勇,姜 涛. 电子式电流互感器高压侧取能装置的设计[J]. 电网技术,2008,32(18):67-71.

[16] 汤蕴缪,史 乃. 电机学[M]. 北京:机械工业出版社,2000.

[17] 李 鹏,张俊民,李 航. 变电站 PT 二次计量系统过电压保护的研究[J]. 检测技术,2007,26(5):97-101.

[编辑:李 辉]

(上接第 1302 页)

行了分析,并且对其采用参数共振微扰法进行控制。笔者通过对电机中参数 ω_{ref} 以特定的频率进行扰动,把系统的混沌运动状态转变到规则运动状态,在反复试验中得到适当的微扰动信号参数,使系统稳定在某一周期轨道上,最后得到结论,即:适当的参数扰动能减弱甚至消除系统中的混沌运动。

参考文献(References):

[1] 邹国棠,王 政,程 明. 混沌电机驱动及其应用[M]. 北京:科学出版社,2009.

[2] 周宇飞,陈军宁,谢知刚,等. 参数共振微扰法在 Boost 变换器混沌控制中的实现及其优化[J]. 物理学报,2004,53(11):3676 - 3683.

[3] 吴红星. 电机驱动与控制专用集成电路及应用[M]. 北京:中国电力出版社,2006.

[4] 韦笃取,罗晓曙,方锦清,等. 基于微分几何方法的永磁同步电动机的混沌运动的控制[J]. 物理学报,2006,55(1):54 - 59.

[5] 汪莉丽,周宇飞,陈军宁,等. DC-DC 开关变换器的动力学模型及其分析方法研究[J]. 电测与仪表,2006,43(5):51 - 55.

[6] 殷培强,俞 力,南余荣,等. 基于分段李雅普诺夫函数的永磁同步电机混沌系统非脆弱模糊控制[J]. 中国机电工程学报,2006,26(24):143 - 147.

[7] 罗佑新. 永磁同步电机混沌运动的电流变化率反馈控制[J]. 电机系统及其自动化学报,2006,18(6):22 - 25.

[8] CHAU K T,WANG Z. Design of permanent magnets to chaoize doubly salient PM motors for electric compaction[J]. **Journal of Applied Physics**,2006,99(8):1-3.

[9] CHEN J H,CHAU K T,CHAN C C. Chaos in voltage-mode controlled DC drive systems[J]. **International Journal of Electronics**,1999,88(7):857-874.

[10] [美]KHALIL H K. 非线性系统[M]. 3 版. 朱义胜,董辉,李作洲,等,译. 北京:电子工业出版社,2005.

[11] 郝柏林. 从抛物线谈起—混沌动力学引论[M]. 上海:上海科技教育出版社,1993.

[编辑:张 翔]