

带平衡绕组大电流互感器磁场的三维有限元仿真研究

屈凯峰¹, 赵伟¹, 江波², 黄松岭¹, 张皓¹, 杨鹏¹

(1. 清华大学电机系电力系统国家重点实验室, 北京 100084; 2. 四川电力试验研究院, 四川 成都 610072)

摘要: 在大电流互感器(大 TA)设计中,由于一次额定电流很大,无法进行现场三相环境条件下的物理试验,故常以等效试验方法来优化平衡绕组的匝数及其各段间的连接方式。但目前的等效试验法不准确,且成本高、周期长,为解决此问题,笔者对以三维有限元法分析现场三相环境条件下大 TA 磁场的有效性进行了研究。具体采用基于矢量磁位和标量电位的 $A-\Phi$ 法计算了大 TA 的磁场,采用棱边单元而不是节点单元,避免了用基于矢量磁位的节点单元法计算媒质磁导率不一致的模型时带来的错误,并以间接场路耦合计及了外电路的影响。计算了在邻相大电流母线磁场干扰下,大 TA 的四段平衡绕组做反极性串接时,平衡电流值以及铁心中的最大磁感应强度值,并确定了它们随平衡绕组位置改变的变化规律。数值仿真与磁路法估算结果相吻合,证明了以三维有限元法对现场环境条件下大电流互感器的磁场进行仿真是可行的。

关键词: 大电流互感器; 平衡绕组; 杂散磁场; 三维有限元; 场路耦合

中图分类号: TM452

文献标志码: A

文章编号: 1001-1609(2009)01-0025-04

3D FEM Computation of Magnetic Field of Heavy Current Transformer with Shielding Coils

QU Kai-feng¹, ZHAO Wei¹, JIANG Bo², HUANG Song-ling¹, ZHANG Hao¹, YANG Peng¹

(1. State Key Lab of Power Systems, Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;
2. Sichuan Electric Power Test & Research Institute, Chengdu 610072, China)

Abstract: In the design of heavy current transformer, equivalent test is widely conducted to optimize the turns and connections of shielding coils. However, this method is not so accurate, and is of high cost and long period for research. Therefore, a 3D FEM (finite element method) computation of magnetic field for heavy current transformer is presented in this paper. The $A-\Phi$ method, which is based on magnetic vector potential and electric scalar potential, is adopted to compute the magnetic fields. And the indirect field-circuit coupling approach is used to consider the effect of external circuits. Considering the interference of stray flux from adjacent bus-bar, the maximal magnetic flux density in iron core and the currents in shielding coils are computed, and their variation with position are determined as well. Consistency of the simulation and theoretical results demonstrates that 3D FEM could be used to compute the magnetic field of heavy current transformer, thereby to replace the high-cost equivalent test.

Key words: heavy current transformer; shielding coils; stray flux; 3D FEM; field-circuit coupling

0 引言

随着发电机组装机容量的不断增大,其额定电流也越来越大,如 60 万千瓦发电机组的额定母线电流已达 25 kA。三相系统各相母线间的杂散磁场,严重干扰了大 TA 等测量和保护设备的运行。目前普遍采用平衡绕组抵御杂散磁场的干扰^[1]。文[2]对该方法进行了详细研究,并基于磁路分析法提出了粗略估计杂散磁通对大 TA 影响的解析公式。但由于磁路模型相对粗糙,所得杂散磁通影响只是对平衡

绕组缠绕在铁心特定位置情况的粗略估计,不具普适性,且准确度也不高。

在大 TA 的实际设计中,过去人们一直通过物理试验进行摸索。但随着发电机容量的不断增加,一次额定电流越来越大,以现有条件已无法进行一定容量以上三相系统大 TA 的现场试验,而只能改用等效试验方法,如等安匝法和返回导体法等进行等效试验验证,如此,不仅试验成本高、试验周期长,而且还不够准确。电磁场数值仿真方法的出现并不断成熟,为确立科学、有效的大 TA 平衡绕组设计准则提供了新的途径。文[3]采用积分方程法,对现场三

收稿日期:2008-10-05; 修回日期:2008-12-27

作者简介:屈凯峰(1982-),男,博士研究生,从事大电流互感器磁场的仿真计算研究工作。

相环境条件下大 TA 的铁心磁场进行了初步的仿真分析, 建立一个能直接分析三相环境条件下大 TA 磁场的仿真平台以代替物理试验, 将大幅缩短大 TA 的研发周期, 并可大幅降低试验成本。

1 大 TA 磁场的三维有限元仿真方法

1.1 仿真模型构建

仿真所用模型见图 1, 其中, A、B、C 代表垂直于纸面的三相系统大电流母线; 鉴于实际中 B 相大 TA 所受干扰最严重, 为减少计算量, 这里仅考虑 B 相大 TA 的铁心和平衡绕组。该模型的参数具体为: 电流比 25 000 A/5 A; 二次负荷 50 V·A, 功率因数取 0.8; 铁心内、外直径分别是 740 mm 和 840 mm, 高度 50 mm; 二次绕组匝数 5 000 匝, 电阻 8 Ω; 四段平衡绕组中, 相互正对的两段做反极性串联, 即: 1 与 3 相联、1' 与 3' 相联、2 与 4 相联、2' 与 4' 相联, 每段 1 080 匝, 电阻 5 Ω。

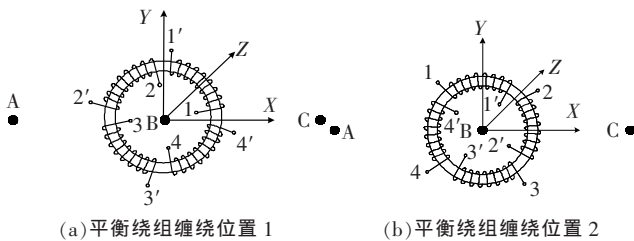


图 1 三相系统母线、大 TA 以及平衡绕组绕制方式示意

鉴于图 1 所示模型相对于 XY 平面对称, 故只计算该模型的一半即可。分析不难见, 该仿真模型有 3 个特点: ①开放区域; ②媒质的磁导率不一致; ③存在外接电路。为求解开放区域问题, 可以配合使用有限元法和边界元法, 亦可选择一个足够大的包含了模型的区域, 认为在此区域的边界上磁场已衰减到零。文中取半径为两相母线相间距 12 倍的空间作分析区域。由于模型中空气区域的单元可剖分得很稀疏, 故并不会增加过多单元数, 而且分析、计算更为方便。在仿真方法上, 笔者采用了基于棱边元的磁矢位法, 以准确求解 TA 铁心及平衡绕组磁场这种高磁导率媒质与低磁导率媒质共存的问题^[4], 且利用了间接场路耦合方法, 以准确模拟外电路的影响。

1.2 大 TA 铁心磁场仿真的数学建模

鉴于大 TA 磁场属低频电磁场, 对它的分析求解可忽略位移电流的影响。此条件下, 麦克斯韦方程组简化为

$$\nabla \times H = J \quad (1)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (2)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (3)$$

$$H = \nu B \quad (4)$$

$$J = \sigma E \quad (5)$$

引入磁矢位 A 和标量电位 V, 取

$$B = \nabla \times A \quad (6)$$

$$E = -\frac{\partial B}{\partial t} - \nabla V \quad (7)$$

则式(2)和式(3)自动满足, 且式(1)可改写为

$$\nabla \times \nu \nabla \times A = J \quad (8)$$

要确定一个矢量, 必须规定其散度和旋度。因此, 要确定磁矢位 A, 还必须规定其散度。最常用的方法是添加库仑规范, 即

$$\nabla \cdot A = 0 \quad (9)$$

为加强式(9), 需要在泛函中强加一个罚项, 此条件下, 泛函变为^[4]

$$\iint_V \frac{1}{\mu_r} [(\nabla \times A) \cdot (\nabla \times A) + s(\nabla \cdot A)^2] dV - \iint_V \mu_0 J \cdot A dV \quad (10)$$

式(10)中, s 为罚因子。

对式(10)求第一变分, 则在不同媒质的交界面上会出现

$$\frac{s}{\mu_r^+} \nabla \cdot A^+ = \frac{s}{\mu_r^-} \nabla \cdot A^- \quad (11)$$

如果规范条件即式(9)严格满足, 则对式(10)求极值得到的解将是真实的解。

节点元的未知量 A 在单元的顶点上, 在三维情况下, 它具有 A_x, A_y, A_z 3 个分量, 由于存在数值计算误差, 式(9)不能严格得到满足。由式(11)知, 低磁导率媒质中较小 $\nabla \cdot A$ 的值, 可能引起高磁导率媒质即铁心中较大的 $\nabla \cdot A$ 值, 带来计算错误。在对大 TA 的仿真分析中, 如果采用节点法, 将会带来错误。为避免此问题, 在磁场计算上应采用棱边元或矢量有限元^[5-7]。该方法选定磁矢位 A 沿单元棱边的积分作未知量, 并命名为 A_w , 且位于每个棱边的中点, 即

$$A_w = \int_l A dl \quad (12)$$

由于式(12)自动满足规范条件即式(9)^[4,6], 也就有效地避免了出现过大的仿真计算误差。

1.3 仿真模型中选用的场路耦合方法

磁场与外电路相耦合的方法可以分为直接耦合法和间接耦合法^[8-13]。直接耦合法是将电路元件作为一个单元, 且它与磁场矩阵组成统一的系数矩阵, 进行一次求解即可, 但如此形成的系数矩阵是非对称的。而间接耦合法是对外电路和磁场分别、独立地进行求解, 然后两者经传递耦合系数建立联系, 具体的耦合系数有电压、电流、电感矩阵等。

按所应求解未知量的不同, 磁场与外电路相耦合的方法又可分为基于标量磁位、矢量电位的 T-Ω 法^[8]和基于标量电位、矢量磁位的 A-Φ 法^[9]。笔者选用的 ANSYS 仿真软件平台基于 A-Φ 法。A-Φ 法又细分为基于节点元的 A-Φ 法和基于棱边元的 A-Φ

法,其中,前者不能处理媒质磁导率不一致的模型;而后者加上树规范后,直接与电路进行耦合还存在问题。综合以上情况,确定采用间接耦合方法和基于棱边元的 $A-\Phi$ 法。

式(8)右端的 J 取决于外电路的类型,一般分为绞合线圈和块导体两种。绞合线圈由若干匝很细的导线组成,每匝导线流过相同的电流 I ; 可以将绞合线圈视为电流密度均匀分布的块区域,其电流密度 J 为

$$J = \frac{NI}{S_c} J^0 \quad (13)$$

式(13)中, S_c 为绞合线圈的横截面积; J^0 代表电流密度的方向矢量; N 为线圈的匝数; I 是每匝线圈中的电流。

如果外接电路为绞合线圈,式(8)可改写为

$$\nabla \times \nu \nabla \times A = \frac{NI}{S_c} J^0 \quad (14)$$

绞合线圈中的电流由外电路决定,其在线圈上的电压降为^[12]

$$V_{\text{drop}} = \frac{L_c}{S_c} \left(\frac{N^2 \rho}{f} + N \int_{\text{Condj}} \frac{\partial A}{\partial t} \cdot dS \right) \quad (15)$$

式(15)中, ρ 为线圈的电阻率; f 代表线圈截面积的填充系数, L_c 为每匝线圈的长度。

绞合线圈被视作一个电路元件,外电路输入电流,绞合线圈输出电压。电压和电流作为耦合系数,起到连接磁场与外电路的作用。

进行电路的瞬态分析时,需要在一个时间段内采样 n 个点,分成若干个时间子步,在每个时间子步上要进行一次耦合,然后再进行下一个点的分析。

考虑到媒质的非线性,在每个时间子步上都需要进行若干次的迭代分析。具体仿真时,磁场计算和电路计算并行实施,彼此互不干扰,较容易保证磁场计算的收敛性;并且,计算磁场时生成的系数矩阵为稀疏对称矩阵,计算速度很快。所以,间接耦合法并不会比直接耦合法的计算速度慢很多。

在间接耦合法中,磁场分析模块的输出只在比较大的时间子步上才会进行更新,这会导致在电路分析中,在较小的时间子步上电流和电压波形不连续。为克服这个问题,文中采用了传递电感矩阵的间接耦合法^[13]。该方法的特点在于,分析磁场的有限元模块与分析电路的模块之间不再直接传递输入电流和输出电压,而是传递电感矩阵以及运动所引起的反电动势,从而避免了波形的不连续。

1.4 电感矩阵的计算

在对被传递的电感矩阵的计算上,笔者采用改进的能量增量法(EIEM)法,以准确计算电感矩阵,有效消除经磁链和电流计算电感对几何结构及非线性媒质的敏感性。该方法在计算每个自感或互感时只需求解一次,其具体步骤为:①计算非线性工作

点;②求出此工作点下的磁阻率张量;③给一个电流扰动,进行线性分析;④计算能量增量;⑤根据文[14]中的式(17)计算电感。

2 基于 ANSYS 软件平台的仿真实现及结果

在上述工作基础上,基于 ANSYS 软件平台,对大 TA 按如下步骤进行了数值仿真分析:在 t_0 时刻,给定初始电流值,进行磁场的非线性分析,找到该电流值下的磁场工作点,并计算绕组之间的电感,具体是利用 ANSYS 软件中的 SOLID117 单元进行计算的;将的计算结果传递给电路计算模块,计算出下一时刻 t_1 的电压和电流值,具体是利用 MATLAB 实现的;将的计算结果传递给,计算出 t_1 时刻的电感并形成相应的电感矩阵,再按步骤计算出 t_2 时刻的电压和电流值。如此循环往复,直到完成整个瞬态过程的仿真计算。具体仿真分析中,将整个区域剖分为 146 325 个单元,其中平衡绕组和铁心共剖分了 35 568 个单元,空气区域剖分了 110 757 个单元。仿真用铁心的主磁化曲线和相对磁导率曲线由实验测得,具体参见图 2。

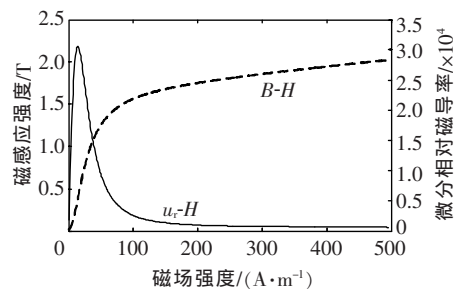


图 2 铁心的主磁化曲线和相对磁导率图

把图 1(a)所示的 4 段平衡绕组的位置命名为位置 1;图 1(b)所示 4 段平衡绕组的位置命名为位置 2。这是两个关键位置,其它位置处的磁场值和平衡电流值均在此两位置值之间。图 3 显示了在位置 2 下,铁心中各处磁感应强度值 B 在一个周期内的最大值(即幅值)的分布云图。为比较平衡绕组的屏蔽效果,以铁心的平均半径为半径,以铁心的中心为圆心,做一个圆,可画出其上的最大 B 值在位置 1、2 和无平衡绕组时的分布曲线,见图 4。由图 3、4 可知,加装平衡绕组后,铁心内磁场大幅下降,屏蔽效果明显,但铁心中各处磁场的分布并不均匀。

为研究平衡绕组位置对铁心内磁场和平衡电流的影响,笔者计算了在平衡绕组从位置 1 逆时针旋转到位置 2 的过程中,各个位置处的最大磁感应强度值和平衡电流值。设每次旋转 3° ,旋转 15 次,共旋转 45° 。由于 4 段平衡绕组是正交分布的,故再做旋转得到的结果,不过是前者的重复。以上各参数随平衡绕组位置变化而改变的曲线见图 5、6。相对于不变的大 TA 的安装位置,若做反极性串联的平衡

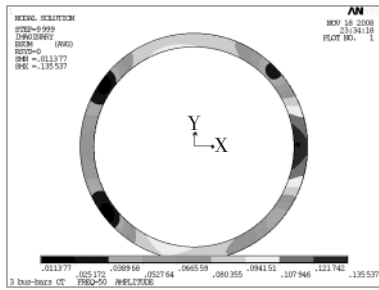


图3 平衡绕组在位置1时,铁心中磁感应强度的云图

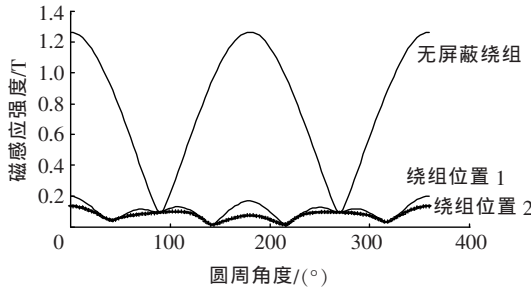


图4 平衡绕组的屏蔽效果

绕组缠绕的位置不同,平衡绕组中的最大电流也会不同。具体地,平衡绕组中心转向Y轴的那对串联平衡绕组中的电流由大变小,而另一对串联平衡绕组(其中心必然转向X轴)中的电流则由小变大;且平衡绕组中心正好位于X、Y轴上时,B相大TA铁心中的磁感应强度达到最大;而随着平衡绕组中心越远离X、Y轴,B相大TA铁心中的磁感应强度逐渐减小。如此,在设计大TA时,需要在平衡绕组中最大电流值与铁心中最大磁感应强度值之间寻找平衡,以得到最优的设计方案。

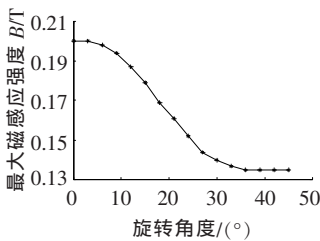


图5 最大磁感应强度随平衡绕组旋转角度的变化

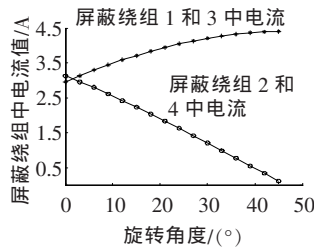


图6 平衡绕组电流随平衡绕组旋转角度的变化

3 三维仿真与磁路法估算结果的比较

由于大TA的一次电流很大,在目前的技术条件下,无法对图1所示模型进行物理试验。为验证仿真分析结果的合理性,笔者进行了相应的磁路法估算。估算所依据的是图1(b)所示模型,且参数、平衡绕组位置等均不改变。鉴于在非饱和状况下平衡绕组1和3中的电流基本为零,估算时只保留B相大TA及它的平衡绕组2和4;且为简化估算过程,只保留了A相的一次母线。由于平衡绕组2和4正对着邻相大电流母线A,故可采用文[1]提供的公式进行估算。基于磁路法估算得到的大TA铁心中因主

磁通、杂散磁通引起的最大磁感应强度和平衡电流值见表1。需要强调的是,只有对图1所示的平衡绕组所处的个别典型位置,文[1]中给出的估算公式才成立,即磁路法估算的结果仅限于个别点的值。为与磁路法估算的结果进行比较,经仿真计算得到的大TA铁心中因主磁通、杂散磁通引起的最大磁感应强度和平衡绕组电流也提供在表1中。

表1 TA主要参数的仿真与磁路法估算结果比较

	本相主磁通引起的最大磁感应强度/T	平衡电流/A	杂散磁通引起的最大磁感应强度/T
仿真结果	1.273×10^{-2}	2.54	0.109
磁路法结果	1.273×10^{-2}	2.93	0.126
相对误差/%	0.3	13.30	13.400

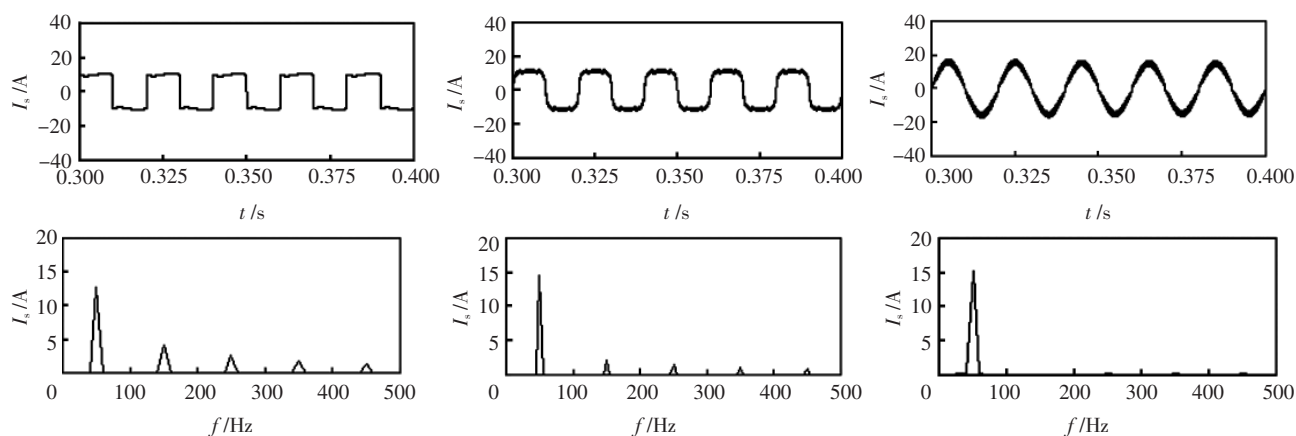
从表1可见,在个别点上,仿真分析结果与磁路法估算结果是大致符合的,其中,两种方法得到的本相主磁通引起的最大磁感应强度几乎相同。

4 结语

综上所述,笔者采用基于矢量磁位和标量电位的A-φ法计算了大电流互感器的磁场,采用棱边单元而不是节点单元,并以间接场路耦合计及外电路的影响,避免了采用基于矢量磁位的节点单元法计算媒质磁导率不一致的模型时带来的错误。采用该方法,可对三相系统大TA平衡绕组的抗外磁场干扰能力进行三维仿真,与由前人建立的磁路模型算出的结果相比较表明,仿真分析结果是正确、可靠的。采用该方法,可准确计算一大类问题,即模型中媒质的磁导率不一致且含有外接电路,亦即不但可以计算测量用互感器的磁场,也可计算变压器、电机和保护用大电流互感器的磁场。针对发电机组出口实际工作环境构建大TA的物理模型,采用有限元法建立数值仿真分析平台,在一定条件下可代替工程上不可能或不易实现的物理试验条件,可减小大TA的研发成本,缩短设计周期,不失为一种有效的、值得推广应用的科学计算方法。

参考文献:

- [1] SEELY S. Shielding Electrical Apparatus from Stray Flux [J]. Electrical Review, 1964, 175(11): 396-399.
- [2] SEELY S. Effect of Stray Flux on Current Transformer [J]. Journal of Science Technology, 1970, 37(3): 115-120.
- [3] YU Hai-yu, YUAN Jian-sheng, ZOU Jun. Design of Novel Structure Current Transformer with Shielding Coils for Overcoming the Saturation of Core [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2006, 42(4): 1431-1434.
- [4] JIAN J M. The Finite Element Method in Electromagnetics [M]. New York: Wiley, 2002.
- [5] BIRO O, PREIS K, MAGELE C, et al. Numerical Analysis of 3D Magnetostatic Fields [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1991, 27(5): 3798-3803.



(a) 电流型谐波源补偿前电源电流及其频谱图

(b) 直流侧串联型 APF 补偿电流型谐波源

(c) 直流侧并联型 APF 补偿电流型谐波源

图 8 直流侧 APF 补偿电流型谐波源

4 结语

笔者针对整流桥谐波源负载,研究了直流侧并联型和串联型有源电力滤波器,建立了直流侧 APF 的统一模型,并分别给出了单周控制实现方程。文中对电压型谐波源和电流型谐波源的谐波特性进行了系统分析,通过直流侧并联型和串联型有源电力滤波器补偿效果比较,证明了理论分析的正确性,为直流侧 APF 的应用推广提供了依据。

参考文献:

[1] POTTKE F, BARBI I. Power Factor Correction of Nonlinear Load Employing a Single Phase Active Power Filter: Control Strategy, Design Methodology and Experimentation [C]// IEEE PESC, 1997: 412-417.
 [2] 王长永, 金陶涛, 张仲超. 基于移相 SPWM 技术的电流源有源滤波器的研究[J]. 电力系统自动化, 2000(13): 11-14.
 [3] 陈国柱, 吕征宇, 钱照明. 有源电力滤波器的一般原理及应用[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(9): 17-21.
 [4] QIAO Chong-ming, SMEDLEY K M, MADDALENO F. A Signal-phase Active Power with One Cycle Control under Unipolar Operation [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, 51(8): 1 623-1 630.

[5] 杜 雄, 周维维, 谢品芳. 直流侧 APF 主电路参数与补偿性能的关系[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 39-42.
 [6] SMEDLY K M, ZHOU Luo-wei, QIAO Chong-ming. Unified Constant-frequency Integration Control of Active Power Filters-steady-state and Dynamics [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, 16(3): 428-436.
 [7] 谢品芳, 杜 雄, 周维维. 单周控制直流侧单相有源电力滤波器[J]. 电工技术学报, 2003, 18(4): 51-55.
 [8] 王 群, 姚为正, 刘进军, 等. 电压型谐波源与串联型有源电力滤波器[J]. 电力系统自动化, 2000, 24(7): 30-35.
 [9] 李 承, 邹云屏. 有源电力滤波器抑制谐波机理分析 [J]. 电力系统自动化, 2003, 27(20): 31-34.
 [10] SMEDLEY K M, CUK S. One-cycle Control of Switching Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 625-633.
 [11] ZHOU Luo-wei, SMEDLY K M. Unified Constant-frequency Integration Control of Active Power Filters[C]// APEC, 2000: 406-412.
 [12] 钱 挺, 吕征宇, 胡 进, 等. 基于单周控制的有源滤波器双环控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(3): 34-37.
 [13] 李 承, 程 炜, 杨红权, 等. 一种串联型有源电力滤波器单周控制策略的建模与仿真研究 [J]. 高压电器, 2006, 42(4): 268-270.

(上接第 28 页)

[6] MUR G, HOOP A T. A finite-element Method for Computing Three-dimensional Electromagnetic Fields in Inhomogeneous Media[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1985, 21(6): 2188-2191.
 [7] 张秀敏, 苑津莎, 崔 翔. 用棱边与节点有限元耦合的法计算三维涡流场[J]. 中国电机工程报, 2003, 23(5): 70-74.
 [8] HAMEYER K, DRIESEN J, GERSEM H D, et al. The Classification of Coupled Field Problems [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1999, 35(3): 1 618-1 621.
 [9] WANG J S. A Nodal Analysis Approach for 2D and 3D Magnetic-circuit Coupled Problems [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1996, 32(3): 1 074-1 077.
 [10] GOLOVANOV C, MARECHAL Y, MEUNIER G. 3D Edge Element Based Formulation Coupled to Electric Circuits[J].

IEEE Trans. on Magnetics, 1998, 34(5): 3 162-3 165.
 [11] ZHOU P, LIN D, FU W N, et al. A General Simulation Approach for Coupled Field-circuit Problems [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2006, 42(4): 1 051-1 054.
 [12] BEDROSIAN G. A New Method for Coupling Finite Element Field Solutions with External Circuits and Kinematics[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1993, 29(2): 1 664-1 668.
 [13] KANERVA S, SEMAN S, ARKKIO A. Inductance Model for Coupling Finite Element Analysis With Circuit Simulation[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2005, 41(5): 1 620-1 623.
 [14] MIKLOS G, DALE O. Inductance Computation by Incremental Finite Element Analysis [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1999, 35(3): 1 119-1 122.