

DOI: 10.7667/PSPC170966

# 一种新的变压器磁路到电路的转换模型及多种方法的统一

章彬<sup>1</sup>, 伍国兴<sup>1</sup>, 黄炜昭<sup>1</sup>, 张也<sup>2</sup>, 曹楠<sup>2</sup>

(1. 深圳供电局有限公司, 广东 深圳 518000; 2. 中电普瑞电力工程有限公司, 北京 102200)

**摘要:** 变压器的建模计算方法有两个关键点, 一个是磁化曲线的表示, 一个是磁路到电路的等值转换模型。针对第二个关键点提出了一种新的转换模型, 把铁芯柱、铁轭、漏磁路径都等效成匝数为一次绕组的线圈, 利用电流拆解方法表示各线圈的电流关系, 利用磁通的连续性表示电动势的关系, 从而得到与磁路等值的电路模型。该电路模型与对偶原理法得到的电路模型相同, 并且该模型可以得到与统一磁路 UMEC 法相同的变压器铁芯动态自感和互感值, 验证了所提新方法的正确性以及所提方法、对偶原理法、统一磁路 UMEC 三种方法的统一。最后给出计及变压器饱和特性的电磁仿真计算流程图。

**关键词:** 变压器; 暂态模型; UMEC; 对偶原理; 铁芯电路模型

## A new conversion model of transformer from magnetic circuit to electric circuit and the unification of various methods

ZHANG Bin<sup>1</sup>, WU Guoxing<sup>1</sup>, HUANG Weizhao<sup>1</sup>, ZHANG Ye<sup>2</sup>, CAO Nan<sup>2</sup>

(1. Shenzhen Power Supply Bureau Co., Ltd., Shenzhen 518000, China;

2. C-EPRI Electric Power Engineering Co., Ltd., Beijing 102200, China)

**Abstract:** There are two key points in the modeling calculation method of transformer. One is the representation of magnetization curve, and the other one is the equivalent conversion model from magnetic circuit to electric circuit. A new conversion model is proposed to solve the second key point. It equalizes the iron core, iron yoke and magnetic flux leakage to winding coils which have the primary number of turns. And then the method of disassembly current is used to represent the relationship of each coil current and the continuity of magnetic flux is used to represent relationship of electromotive force, which obtain the electric circuit model equivalent to magnetic circuit. The circuit model is the same as that obtained by duality theory method. And the electric circuit model can obtain the same dynamic self-inductance and mutual inductance which are obtained by the unified magnetic circuit UMEC method. It verifies the validity of the proposed new method and proves the oneness of proposed method, duality method and unified magnetic circuit method. Finally, the flow chart of electromagnetic simulation considering transformer saturation is given.

**Key words:** transformer; transient model; UMEC; duality theory; circuit model of iron core

## 0 引言

变压器铁芯由硅钢片导磁材料构成, 具有磁滞性和饱和性。在建立变压器电磁模型的时候应计入铁芯的这两种特性。磁滞性会引起铁芯的磁滞损耗, 用等效电阻表示, 饱和性用 BH 曲线表示<sup>[1-2]</sup>。变压器的建模仿真方法有两大类, 一种是通过数学描述建立等效电磁模型, 文献[3-6]在进行变压器求解时首先采用数学描述的方法建立变压器的电磁模型; 一种是用有限元方法进行求解, 文献[7-11]使用有限元方法进行变压器的建模进而进行计算, 虽然

用该方法可以很好很精确地模拟变压器的结构和磁化特性, 但模型的计算时间相当长, 占用的内存很大。

目前变压器的电磁模型包含磁化特性的描述和磁路到电路的转换模型两部分<sup>[12-14]</sup>, 磁化特性的描述可以是 JA(Jiles-Atherton)磁滞模型、BH 曲线的分段线性化或 BH 的分段拟合, 磁路到电路的转换模型有统一磁路模型 UMEC(Unified Magnetic Equivalent Circuit)、对偶原理法。文献[15-17]详细叙述了这两种方法的使用及变压器建模的过程。本文提出了一种新的磁路到电路的转换模型, 由电流拆解法和等效绕组法分别得到电流关系式和电压关系式, 从而

画出电路模型图, 得到的电路模型与对偶原理得到的电路模型结果相同, 验证了本文所提方法的正确性。然后由本文所提出的电路结构得到了与统一磁路模型 UMEC 相同的自感互感系数, 证明了三种磁路到电路转换模型的一性, 它们相互之间互通。

本文所提方法在应用中优于 UMEC 法, 因为在电力系统仿真软件 PSCAD 中还没有给出一个较为完善的计及变压器饱和及多芯柱之间耦合作用的变压器模型, 提供的模型都是单相变压器模型的简单组合。本文提出的方法包含铁芯各磁通对应的线性或者非线性电感组成的电路图, 可以通过 PSCAD 与 FORTRAN 语言的接口编程实现各个非线性电感, 然后按照等效电路图连接从而进行变压器的非线性仿真, 而 UMEC 法通过计算得到总的自感和互感, 没有电感间的内部连接图, 在应用时不够简便。该方法比对偶原理法更加简单直观, 对偶原理法运用磁路与电路的映射关系, 将磁路的每个网孔用节点代替, 将每个节点通过相邻网孔间的电路元件连接, 而本文方法通过简单的公式得到电流、电压关系从而可以直接得出各个等效电感的连接方式, 得到铁芯的等效电路图, 在原理上更加简单。

## 1 变压器磁路到电路的转换模型

对于计及漏磁通的单相双绕组变压器, 其结构如图 1 所示, 其磁等值回路如图 2 所示。 $\phi_1 \sim \phi_5$  分别是铁芯柱、铁轭、漏磁路径上的磁通,  $i_A$  为一次侧电流,  $i_a$  为二次侧电流,  $N_1$ 、 $N_2$  分别为一次侧和二次侧绕组的匝数,  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  为节点磁动势,  $p_w$ 、 $p_y$ 、 $p_f$  为铁芯、铁轭、漏磁通的磁导。下面分别用传统 UMEC 法和新提出的基于电流拆解和绕组等效的方法由磁路得到电路模型。

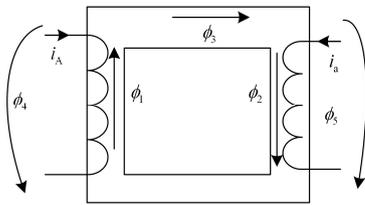


图 1 单相双绕组变压器磁通结构图

Fig. 1 Magnetic flux structure of single phase double winding transformer

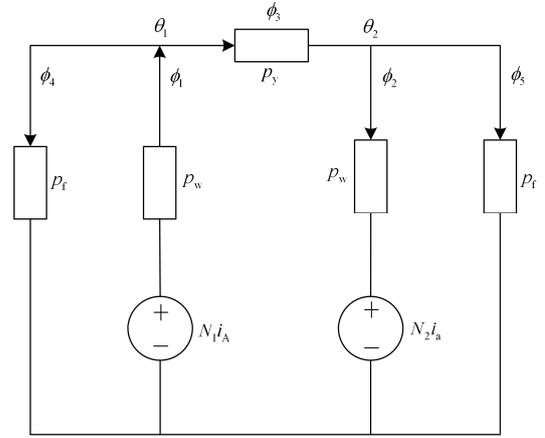


图 2 单相双绕组变压器的磁等值回路图

Fig. 2 Magnetic equivalent circuit of single phase double winding transformer

### 1.1 传统方法: UMEC 统一磁路法

由磁通、磁导和磁势的关系, 可得

$$\Phi = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ \phi_4 \\ \phi_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_w(N_1 i_1 - \theta_{z1}) \\ p_w(N_2 i_2 - \theta_{z2}) \\ p_y(0 - \theta_{z3}) \\ p_0(0 - \theta_{z4}) \\ p_0(0 - \theta_{z5}) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$i=1, \dots, 5$  为支路编号,  $\theta_{zi}$  为各个支路磁动势。

由节点处磁通和为零, 可得

$$A^T \Phi = 0 \quad (2)$$

$A$  为磁等值回路的关联矩阵, 为

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

支路磁动势和节点磁动势的关系为

$$\begin{bmatrix} \theta_{z1} \\ \theta_{z2} \\ \theta_{z3} \\ \theta_{z4} \\ \theta_{z5} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \\ -1 & 1 \\ -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ -\theta_2 \\ -\theta_1 + \theta_2 \\ -\theta_1 \\ -\theta_2 \end{bmatrix}^T \quad (4)$$

由式(1)-式(4)可得

$$\phi_1 = \left( N_1 p_w i_A - \frac{p_w^2 (p_f N_1 i_A + p_w N_1 i_A + p_y N_1 i_A)}{(p_f + p_w)(p_f + p_w + 2p_y)} \right) + \frac{p_w^2 p_y N_2 i_a}{(p_f + p_w)(p_f + p_w + 2p_y)} = \frac{L_A i_A}{N_1} + \frac{M i_a}{N_1} \quad (5)$$

$$\phi_2 = \left( N_2 p_w i_a - \frac{p_w^2 (p_0 N_2 i_a + p_w N_2 i_a + p_y N_2 i_a)}{(p_0 + p_w)(p_0 + p_w + 2p_y)} \right) + \frac{p_w^2 p_y N_1 i_a}{(p_0 + p_w)(p_0 + p_w + 2p_y)} = \frac{L_a i_a}{N_2} + \frac{M i_a}{N_2} \quad (6)$$

由式(5)、式(6)可得单相双绕组变压器的一次侧线圈和二次侧线圈的等效自感分别为  $L_A$ 、 $L_a$ ，两绕组互感为  $M$ 。

$$L_A = N_1^2 \left( p_w - \frac{p_w^2 (p_f + p_w + p_y)}{p_w^2 + 2p_w p_y + 2p_w p_f + 2p_y p_f + p_f^2} \right)$$

$$M = \frac{N_1 N_2 p_w^2 p_y}{p_w^2 + 2p_w p_y + 2p_w p_f + 2p_y p_f + p_f^2}$$

$$L_a = N_2^2 \left( p_w - \frac{p_w^2 (p_f + p_w + p_y)}{p_w^2 + 2p_w p_y + 2p_w p_f + 2p_y p_f + p_f^2} \right) \quad (7)$$

### 1.2 新方法：由电流拆解法和等效绕组法分别得到电流关系式和电压关系式

#### 1.2.1 电流关系式

计及漏磁通的磁等值回路中有三个独立的回路，根据安培环路定律有

$$\begin{cases} N_1 i_A + N_1 i_a' = \frac{\phi_1}{p_1} + \frac{\phi_2}{p_2} + \frac{\phi_3}{p_3} = N_1 (i_1 + i_2 + i_3) \\ N_1 i_a = \frac{\phi_1}{p_1} + \frac{\phi_4}{p_4} = N_1 (i_1 + i_4) \\ N_1 i_a = \frac{\phi_1}{p_1} + \frac{\phi_3}{p_3} + \frac{\phi_5}{p_5} = N_1 (i_1 + i_3 + i_5) \end{cases} \quad (8)$$

式中： $i_A$  为一次绕组的电流； $i_a'$  为二次侧折算到一次侧的电流，其中  $p_1$ 、 $p_2$ 、 $p_3$ 、 $p_4$ 、 $p_5$  为各磁路段的磁导， $p_1 = p_2 = p_w$ ， $p_3 = p_y$ ， $p_4 = p_5 = p_f$ 。式中把电流  $i_A + i_a'$  和  $i_a$  根据磁通的个数拆解成多个电流之和。相当于把电流  $i_A + i_a'$  和  $i_a$  等效成为电流为  $i_1 \sim i_5$  的多个线圈，电流  $i_1 \sim i_5$  与磁通  $\phi_1 \sim \phi_5$  相对应，如式(9)所示。把铁轭、漏磁通对应的位置等效成线圈，安培环路定律变为  $i_1 \sim i_5$  多个线圈构成的磁动势代数和等于回路中心线上各磁路段的  $HI$  的代数和。这样等效是为了结合后面的电动势方程，画出电路模型。

$$\frac{\phi_1}{p_1} = N_1 i_1, \quad \frac{\phi_2}{p_2} = N_1 i_2, \quad \frac{\phi_3}{p_3} = N_1 i_3, \quad (9)$$

$$\frac{\phi_4}{p_4} = N_1 i_4, \quad \frac{\phi_5}{p_5} = N_1 i_5$$

#### 1.2.2 电压关系式

在磁等值回路图中各个节点处的磁通代数和为 0，共有 2 个节点，所以可得到以下的磁通关系。

$$\begin{cases} \phi_1 = \phi_4 + \phi_3 \\ \phi_3 = \phi_2 + \phi_5 \end{cases} \quad (10)$$

把磁通等效成由匝数为  $N_1$  的各个绕组所产生，电动势和磁通的关系如下。

$$e_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{dt}, \quad e_2 = N_1 \frac{d\phi_2}{dt}, \quad e_3 = N_1 \frac{d\phi_3}{dt}, \quad (11)$$

$$e_4 = N_1 \frac{d\phi_4}{dt}, \quad e_5 = N_1 \frac{d\phi_5}{dt}$$

由电动势和磁通的关系可得到各磁路段等效电动势  $e_1 \sim e_5$  的关系为

$$\begin{cases} e_1 = e_4 + e_3 \\ e_3 = e_2 + e_5 \end{cases} \quad (12)$$

由式(8)的电流关系和式(12)的电动势关系可得到变压器铁芯的等效电路图，如图 3 所示，从而实现磁路模型到电路模型的转换。

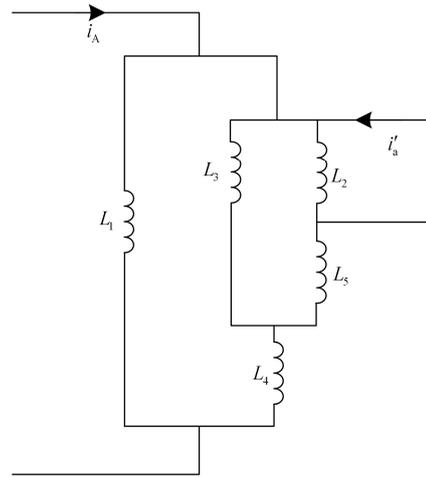


图 3 单相双绕组变压器铁芯的等效电路图

Fig. 3 Iron core equivalent circuit for single-phase double winding transformer

#### 1.2.3 参数计算

设  $p_1 = p_w$ ， $p_2 = p_w$ ， $p_3 = p_y$ ， $p_4 = p_f$ ， $p_5 = p_f$ ，磁导和磁导率的关系为

$$p_k = \frac{\mu_k S_k}{l_k} = \frac{dB}{dH} \frac{S_k}{l_k} \quad (k=1 \sim 3) \quad (13)$$

式中： $k$  表示支路编号； $\mu_k = \frac{dB}{dH}$  为磁导率，由 B-H 曲线决定，根据 JA 模型计算得到。磁导率非线性变化时，磁导也非线性变化， $S_k$  为对应位置铁芯、铁轭或旁轭的截面积； $l_k$  为对应段的等效磁路长度。

$$p_4 = p_5 = \frac{X_d}{2\omega N_1^2}, \quad X_d \text{ 表示单相两绕组变压器短}$$

路电抗在一次侧绕组的归算值;  $\omega$  为电力系统角频率。

$$\text{由式 } \phi_i = \int \frac{e_i}{N_1} dt = p_i N_1 i_i \quad (i=1\sim 5) \text{ 可得, } e_i = N_1 p_i N_1 \frac{di_i}{dt}, \text{ 图 3 中的 5 个电感为 } L_i = N_1 p_i N_1。$$

## 2 提出的电流拆解法与对偶原理方法和 UMEC 方法的统一

对偶原理把磁路模型转换为电路模型的方法为: 磁路中的结点转化为等效电路中的网孔, 磁路中的网孔等效为电路中的结点。也即把磁路中的并联关系转化为电路中的串联关系, 把磁路中的串联关系转化为电路中的并联关系。

通过比较可以发现, 由本文提出的电流拆解法得到的磁路转换电路模型与由对偶原理得到的电路模型相同, 由此验证了本文所提方法的正确性。

下面叙述本文所提方法与统一磁路方法 UMEC 的统一。由图 3 的电路模型可得到由自感和互感表示的电路方程。

$$\begin{cases} e_A = L_A \frac{di_A}{dt} + M \frac{di_a'}{dt} \\ e_a' = L_a \frac{di_a'}{dt} + M \frac{di_A}{dt} \end{cases} \quad (14)$$

式中:  $e_A$  为一次侧线圈电压;  $e_a'$  为二次侧线圈折算到一次侧的电压;  $i_a' = \frac{N_2}{N_1} i_a \Rightarrow i_a' = \frac{N_2}{N_1} i_a$ 。当只有电流  $i_A$  作用时, 一次侧线圈的电压为从  $i_A$  看进去的等效电感上的电压, 为

$$L_A = \frac{L_w^2 L_y + L_w^2 L_f + 2L_w L_y L_f + L_w L_f^2}{L_w^2 + 2L_w L_y + 2L_w L_f + 2L_y L_f + L_f^2} \quad (15)$$

当只有电流  $i_a'$  作用, 一次侧线圈上的电流  $i_y$  为

$$i_y = \frac{L_w L_y}{L_w^2 + 2L_f L_w + 2L_w L_y + 2L_f L_y + L_f^2} i_a' \quad (16)$$

电流  $i_a'$  在线圈  $L_1$  上产生的电压为

$$e_A' = M \frac{di_a'}{dt} = L_w \frac{di_y}{dt} \quad (17)$$

通过推导可得两线圈的互感为

$$M = \frac{L_w^2 L_y}{L_w^2 + 2L_y L_w + 2L_w L_y + 2L_f L_y + L_y^2} \quad (18)$$

通过式(15)、式(18)与式(7)的比较可以看出, 由该法得到的自感互感系数与由统一磁路 UMEC 得到的自感互感系数完全相同, 由此可知本文提出的电流拆解法、对偶原理法和统一磁路 UMEC 法互为相通。

三种方法可以互相等效, 其中 UMEC 法需要经过大量计算得到自感和互感的数学表达式, 不具有可观性, 不能说明磁路转换为电路时电路的内部连接结构, 在多相多柱式的铁芯结构时计算比较复杂。由对偶原理法可以直接得到磁路模型转换成电路模型时电路的内部结构, 但运用本文提出的方法不仅能够很简便地得出电路结构, 还能得到电路结构中的各绕组对应于铁芯的物理意义, 能从磁路方程通过简单推导直接得到电流方程、电压方程, 进而得到电路模型的方法, 本文方法更加直接和可观, 结合了 UMEC 法和对偶原理法的优点。

## 3 本文所提方法的应用

### 3.1 三相三柱式变压器中的应用

对三相三柱式变压器运用所提方法进行磁路到电路的转换, 其磁路结构如图 4 所示。

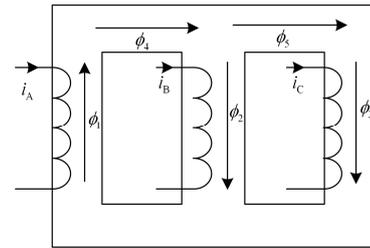


图 4 三相三柱变压器磁路结构图

Fig. 4 Magnetic flux structure of three-phase three cylinder transformer

不计及漏磁通时有两个独立的磁通回路, 由安培环路定律并把电流进行拆解可得到电流关系式

$$\begin{cases} N_1 i_A + N_1 i_B = \frac{\phi_1}{p_1} + \frac{\phi_4}{p_4} + \frac{\phi_2}{p_2} = N_1 (i_1 + i_4 + i_2) \\ N_1 i_A + N_1 i_C = \frac{\phi_1}{p_1} + \frac{\phi_4}{p_4} + \frac{\phi_5}{p_5} + \frac{\phi_3}{p_3} = N_1 (i_1 + i_4 + i_5 + i_3) \end{cases} \quad (19)$$

磁通的关系式为

$$\phi_1 = \phi_4, \quad \phi_4 = \phi_2 + \phi_5, \quad \phi_5 = \phi_3 \quad (20)$$

把各磁通等效成匝数均为  $N_1$  的绕组, 由磁通关系式可得到电压关系式为

$$e_1 = e_4, e_4 = e_2 + e_5, e_5 = e_3 \quad (21)$$

由电流关系和电压关系可得电路模型如图 5 所示。

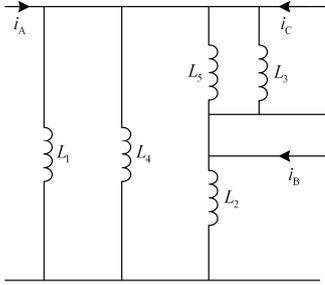


图 5 三相三绕组变压器铁芯的等效电路图  
Fig. 5 Iron core equivalent circuit of three-phase three winding transformer

### 3.2 本文方法的简化

前面提出由拆解的电流方程和磁通得到的电动势方程转换得到电路模型，通过单相双绕组变压器和三相三柱式变压器电路模型的推导发现可以把本文方法简化，即由磁通方程的关系直接得出各电感连接关系的电路模型。

### 3.3 利用所提方法进行变压器铁芯的电磁计算流程

图 3 的变压器等效电路模型由 3 个非线性电感和 2 个线性电感的串并联构成，非线性电感支路可以写成方程  $u_{km} = ri + Ldi/dt$ ，根据梯形公式把该式进行离散化，写为

$$\frac{u_{km}(t) + u_{km}(t - \Delta t)}{2} = r \frac{i_{km}(t) + i_{km}(t - \Delta t)}{2} + L \frac{i_{km}(t) - i_{km}(t - \Delta t)}{\Delta t} \quad (22)$$

化简整理可得：

$$i_{km}(t) = \frac{2L - r\Delta t}{2L + r\Delta t} i_{km}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2L + r\Delta t} (u_{km}(t) + u_{km}(t - \Delta t)) = \frac{h}{2L + rh} u_{km}(t) + \frac{2L - rh}{2L + rh} i_{km}(t - \Delta t) + \frac{h}{2L + rh} u_{km}(t - \Delta t) = Gu_{km}(n) + I(n - 1) \quad (23)$$

上式表明非线性电感可以由一个注入的电流源和一个变化的电导构成，等效电路如图 6 所示。非线性电感支路的电流由上一时刻的支路电流和电压以及该时刻的支路电压计算得到。

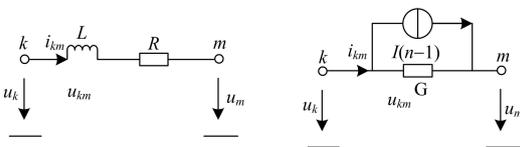


图 6 非线性电感等效电路  
Fig. 6 Equivalent circuit of nonlinear inductance

下面给出一种典型的变压器暂态建模方法。该方法通过在 PSCAD 中 FORTRAN 与 C 语言的编程实现。由新提出的转换模型在 PSCAD 中搭建由 5 个电感构成的等效电路模型，与漏磁通对应的电感 L4 和 L5 由变压器短路等值电抗计算得到，3 个非线性电感 L1—L3 通过在 PSCAD 中新定义元件编程计算得到。编程计算的流程为：获取各个电感支路此刻的电流  $i_{kt}$ ，根据安培定律计算得到此刻的磁场强度  $H_{kt}(t)$  表示时刻；由上一时刻、该时刻各个电感的磁场强度  $H_{kt-1}$ 、 $H_{kt}$  和该时刻的磁化强度  $M_{kt}$ ，根据 JA 模型 ( $Ms, a, \alpha, c, k$  为 JA 模型的 5 个输入参数) 计算得到 3 个非线性电感的磁化强度  $M_t$ 、磁通密度  $B_t$ ；由公式  $\mu_{kt} = dB_{kt} / dH_{kt}$  计算非线性磁导率，再由公式  $p_{kt} = \frac{\mu_{kt} S_k}{l_k}$  计算非线性磁导；再由公式  $L_k = N_1 p_{kt} N_1$  计算非线性电感，此电感为瞬时电感值。下一循环中 3 个非线性电感两端的电流  $i_{kt+1}$  根据梯形公式由式(23)计算求得。该方法在逻辑上面比较严密，其计算过程如图 7 所示。

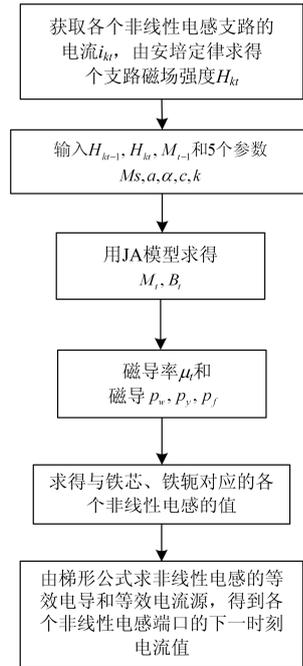


图 7 变压器电磁计算的编程流程图  
Fig. 7 Programming flow chart of transformer electromagnetic calculation

### 3.4 单相两绕组变压器的仿真

在 PSCAD 中搭建由图 3 构成的单相两绕组变压器的电路模型，L1~L3 为非线性电感，L4~L5 为线性电感。JA 模型构造的磁滞回线如图 8 所示。变压器高压侧接入的电源电压为 10 kV，低压侧空载。

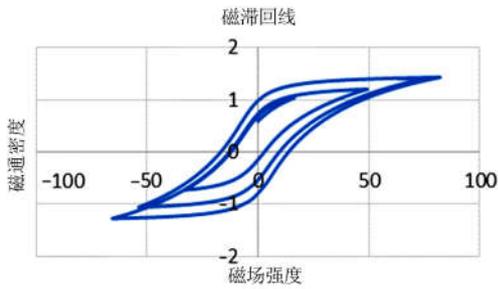


图 8 BH 磁滞回线

Fig. 8 BH hysteresis loop

下面仿真变压器在空载运行下接地中性点无直流入侵、有直流入侵两种运行工况。

#### 1) 变压器空载无直流入侵运行工况

图 9 分别是变压器高压侧输入电流波形、高压侧输入电压波形、等效电感  $L_1$  的磁通密度和磁场强度、磁导率  $\mu$ 。从图中可以看出磁通没有饱和, 所有的电磁量都正负对称。

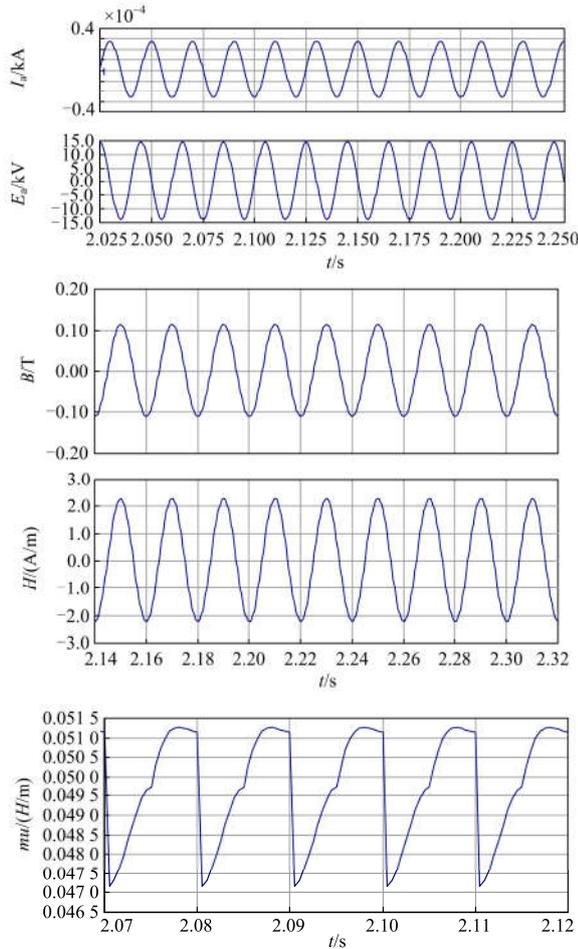


图 9 空载运行工况下的各电磁量

Fig. 9 Electromagnetic quantities under no-load operating conditions

#### 2) 变压器空载直流偏磁运行工况

变压器中性点有直流入侵时, 变压器的交流磁通上会叠加直流磁通, 磁通会半波饱和。图 10 中各波形的解释与图 9 相同。从图中可以看出磁通严重饱和, 变压器的高压侧电流严重的正负半波不对称且波形发生畸变, 含有大量的低次偶次谐波, 磁通密度运行在 BH 曲线的饱和区域, 磁场强度很大且畸变。此时的磁导率的最大值很小, 因为运行在 BH 曲线饱和区域的磁导率很小。

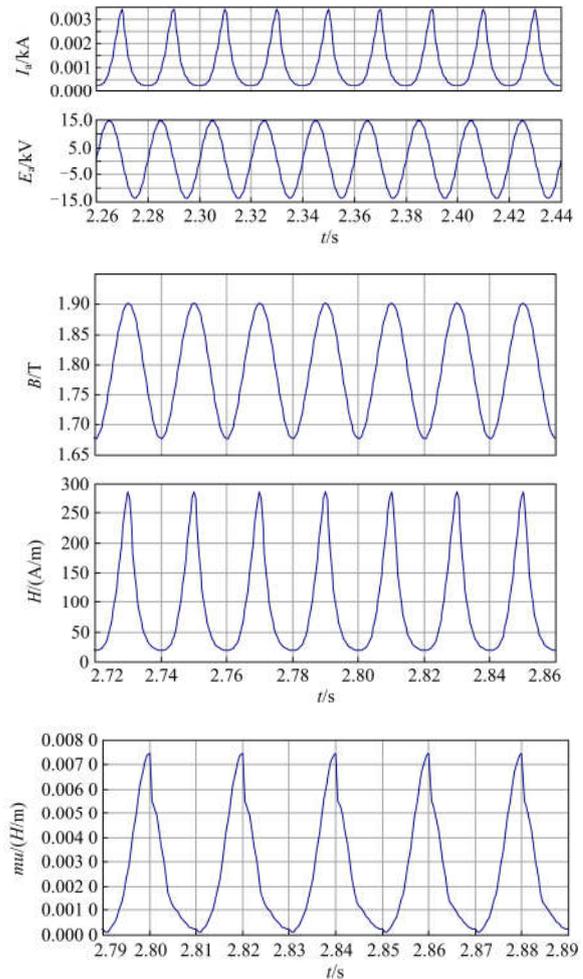


图 10 空载直流偏磁运行工况下的各电磁量

Fig. 10 Electromagnetic quantities under no-load DC bias operation

从仿真结果可以看出, 把变压器的铁芯等效成图 3 的结构, 由非线性电感和线性电感构成, 可以正确地表征变压器的饱和特性, 为变压器直流偏磁的仿真计算提供了计算方法。

## 4 结论

变压器建模的一个关键点是磁路到电路的转换

模型,传统的方法是统一磁路模型 UMEC 法和对偶原理法。本文提出了一种新的方法,利用电流拆解和铁轭的绕组等效法分别得到电流关系和电压关系,从而得到电路模型。该方法得到的电路模型与对偶原理法得到的电路模型相同,验证了该法的正确性。由该方法可以推导出自感和互感系数,与 UMEC 法计算得到的自感和互感系数相同,证明了三种方法的统一性,从单向双绕组和三相三柱式变压器电路模型的推导过程可以看出所提方法可以简化成电路模型仅由磁通关系得到。

### 参考文献

- [1] 索南加乐, 许立强, 焦在滨. 三相多芯柱变压器暂态仿真新模型[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(6): 57-62.  
SUONAN Jiale, XU Liqiang, JIAO Zaibin. New transient simulation model of three-phase multi-legged transformer[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(6): 57-62.
- [2] 曹楠, 王天正, 王冬青, 等. 变压器直流偏磁治理站点选择优化研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(10): 117-122.  
CAO Nan, WAN Tianzheng, WANG Dongqing, et al. Study on configuration optimization method of transformer magnetic bias treatment[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(10): 117-122.
- [3] 白保东, 赵晓旋, 陈德志, 等. 基于 J-A 模型对直流偏磁条件下变压器励磁电流的模拟及实验研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(增刊 2): 162-166.  
BAI Baodong, ZHAO Xiaoxuan, CHEN Dezhi, et al. Simulation and experiment research on transformer excitation current under DC magnetic bias based on J-A model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(S2): 162-166.
- [4] 李晓萍, 文习山, 樊亚东, 等. 直流入侵三相三柱变压器励磁电流及谐波计算[J]. 高电压技术, 2006, 32(5): 69-72.  
LI Xiaoping, WEN Xishan, FAN Yadong, et al. Computation of exciting current and harmonic for three-phase and three limbs transformer under DC inrushing[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(5): 69-72.
- [5] 王燕, 皇甫成, 赵淑珍, 等. 考虑铁磁磁滞的变压器励磁涌流仿真分析[J]. 电力系统自动化, 2009, 33(15): 78-83.  
WANG Yan, HUANGFU Cheng, ZHAO Shuzhen, et al. A simulation study for magnetizing inrush current of transformers on account of ferromagnetic hysteresis[J]. Automation of Electric Power Systems, 2009, 33(15): 78-83.
- [6] 王洋, 刘志珍. 基于 JilesAtherton 磁滞理论的直流偏磁下铁心损耗预测[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(1): 313-323.  
WANG Yang, LIU Zhizhen. The forecasting method of core loss under DC bias based on the JilesAtherton hysteresis theory[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(1): 313-323.
- [7] 王泽忠, 潘超, 周盛, 等. 基于棱边有限元的变压器场路耦合瞬态模型[J]. 电工技术学报, 2012, 27(9): 146-152.  
WANG Zezhong, PAN Chao, ZHOU Sheng, et al. Transient magnetic-circuit coupled model of transformer based on edge finite element method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(9): 146-152.
- [8] 王雪, 王增平. 基于有限元法的变压器电感参数计算方法的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(24): 11-14.  
WANG Xue, WANG Zengping. An investigation on transformer inductance calculation based on finite element method[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(24): 11-14.
- [9] 李季, 罗隆福, 许加柱, 等. 变压器热-磁三维有限元计算[J]. 电力系统及其自动化学报, 2007, 19(1): 96-103.  
LI Ji, LUO Longfu, XU Jiazhu, et al. 3D thermal-magnetic field calculation of transformer using FEM[J]. Automation of Electric Power Systems, 2007, 19(1): 96-103.
- [10] 潘超, 王泽忠, 李海龙, 等. 基于瞬态场路耦合模型的变压器直流偏磁计算[J]. 电工技术学报, 2013, 28(5): 174-181.  
PAN Chao, WANG Zezhong, LI Hailong, et al. DC-bias calculation for single phase transformers based on transient field-circuit coupled model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(5): 174-181.
- [11] 刘渝根, 冷迪, 田资, 等. 基于 ANSYS Maxwell 的 750 kV 自耦变压器直流偏磁仿真[J]. 高电压技术, 2013, 39(1): 218-225.  
LIU Yugen, LENG Di, TIAN Zi, et al. DC bias simulation of 750 kV autotransformer based on ANSYS Maxwell[J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(1): 218-225.
- [12] 王慧, 王琦. 非晶合金变压器空载状态下试验异常情况的分析与思考[J]. 陕西电力, 2016, 44(3): 58-62.  
WANG Hui, WANG Qi. Analysis of abnormal current observed in no-load test of amorphous alloy transformer[J]. Shaanxi Electric Power, 2016, 44(3): 58-62.
- [13] 夏经德, 王波, 路亮, 等. 能抗励磁涌流干扰的变压器差动保护改进算法[J]. 陕西电力, 2016, 44(1): 5-10.

- XIA Jingde, WANG Bo, LU Liang, et al. Improved algorithm for transformer differential protection with ability to resist inrush current interference[J]. Shaanxi Electric Power, 2016, 44(1): 5-10.
- [14] 梁洁, 张振洋, 袁梦, 等. 磁耦合无线电能传输系统前端功率放大器设计[J]. 河南师范大学学报(自然科学版), 2017, 45(1): 120-124.
- LIANG Jie, ZHANG Zhenyang, YUAN Meng, et al. Design of power amplifier for magnetic coupling wireless power transmission system[J]. Journal of Henan Normal University (Natural Science Edition), 2017, 45(1): 120-124.
- [15] 林济铿, 王超, 吕晓艳, 等. 采用统一磁路及空载试验的变压器饱和模型[J]. 高电压技术, 2011, 37(2): 422-428.
- LIN Jikeng, WANG Chao, LÜ Xiaoyan, et al. Saturation model of transformer using unified magnetic equivalent circuit model and no-load experiment[J]. High Voltage Engineering, 2011, 37(2): 422-428.
- [16] 郑涛, 韩东伟, 朱先启, 等. 直流偏磁条件下变压器的建模及励磁特性研究[J]. 现代电力, 2013, 30(1): 36-41.
- ZHENG Tao, HAN Dongwei, ZHU Xianqi, et al. Research on the modeling and excitation on characteristics of the transformer under DC bias[J]. Modern Electric Power, 2013, 30(1): 36-41.
- [17] 皇甫成, 魏远航, 钟连宏, 等. 基于对偶性原理的三相多芯柱变压器暂态模型[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 83-88.
- HUANGFU Cheng, WEI Yuanhang, ZHONG Lianhong, et al. A transient model of three phase multi-legged transformer based on duality theory[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(3): 83-88.

收稿日期: 2017-06-28; 修回日期: 2017-08-16

作者简介:

章 彬(1974—), 男, 研究生, 高级工程师, 从事电网主设备管理的工作;

伍国兴(1979—), 男, 研究生, 高级工程师, 从事电网主设备管理工作。

(编辑 张爱琴)