

定子绕组传输特性分析时的等效电路参数计算*

刘少克 施燕斌

陈乔夫

(国防科技大学自动控制系 长沙 410073) (华中理工大学电力系 武汉 430074)

摘要 多导体传输线理论是分析电机定子绕组传输特性的一种有效方法。本文提出了利用多导体传输线理论来分析电机定子绕组传输特性时的等效电路参数计算方法。

关键词 大型电机, 定子绕组, 波传输特性

分类号 TM 3, TM 8

Parameters Calculation of Equivalent Circuit When Analysing Transfer Characteristic of Stator Windings

Liu Shaoke Si Yanbin

(Department of Automatic Control, NUDT, Changsha, 410073)

Chen Qiaofu

(Department of Electric Power Engineering, HUST, Wuhan, 430074)

Abstract The multi-conductor transmission-line theory is very efficient for analysing transfer characteristic of stator windings of large electrical machines. The paper describes parameters calculation of equivalent circuit of stator windings upon this theory.

Key words large electrical machine, stator winding, wave transfer characteristic

冲击电压与局部放电是造成电机定子绕组匝绝缘损坏的两个主要原因。对定子绕组传输特性的分析有助于深入了解其中的绝缘损坏机理及绝缘故障定位。在文献 [1] 和 [2], 作者分别阐述了忽略损耗和考虑损耗两种情况下, 利用多导体传输线理论来分析定子绕组传输特性的方法。在此基础上, 本文进一步阐述了在分析计算过程中, 有关电机定子绕组等效电路参数的计算方法。

1 基本方法

在正弦稳态下, 利用多导体传输线理论可以建立如下矩阵方程^[1-2]:

$$-\frac{d}{dx}\vec{U} = \mathbf{Z}\vec{I} \quad -\frac{d}{dx}\vec{I} = \mathbf{Y}\vec{U} \quad (1)$$

式中 \vec{U} 为导体 1, 2, ..., N 对等效地 (N+1) 的电压相量, \vec{I} 为导体 1, 2, ..., N 的电流相量。Z 为阻抗矩阵, Y 为导纳矩阵。

利用端接条件, 便可以对上面矩阵方程 (1) 进行求解。

采用多导体传输线理论来分析电机定子绕组波传输时, 将绕组线圈沿绕制方向分成多个区域 (一般最少 5 个区域)。这样, 当波在绕组线圈中传输时, 它的每一个区域都可看成一组多导体传输线, 可以采用图 1 所示分析模型, 其中 N 实际上代表线圈匝数, 第 N+1 根导体代表铁心。

在正弦稳态情况下, 线圈各区域的阻抗矩阵 Z、导纳矩阵 Y 可分别表成

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} + j\omega\mathbf{L} \quad \mathbf{Y} = \mathbf{G} + j\omega\mathbf{C} \quad (2)$$

* 1997年10月5日收稿

第一作者: 刘少克, 男, 1963年生, 副教授

这里 R 为代表线圈铜损的电阻矩阵, L 为电感矩阵, G 为代表绝缘介质损耗的导体旁路电导矩阵, C 为电容矩阵, ω 为传输波角频率。

2 电容矩阵 C 的计算

电容矩阵 C 的准确计算涉及到解高频情况下场的矢量方程。由于电机绕组结构的复杂性, 要准确求解这种三维场问题, 是十分困难的。在这里, 采用合理的近似计算方法。

实际上, 大型电机定子导条一般为矩形截面, 且其导条尺寸一般远远大于导体之间及导体与铁心间的绝缘厚度, 故此, 可以近似地将导体看成平行板, 其匝间或匝对地(铁心)间的电容可利用平行板电容器公式来计算。即

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r S / \delta \quad (\text{F/m}) \quad (3)$$

式中 S 为平板单位长面积, δ 为平板间间距。

由于几何结构的不同, 在绕组端部和槽部, 其电容是不一样的。在槽部和端部, 都采用式(3)来计算电容量, 但在槽部必须考虑匝和铁心之间的电容, 而在端部, 线圈匝离铁心的距离较远, 可以忽略匝和铁心间的电容。

图1例子给出了一具有2匝的线圈匝内与匝对铁心的电容分布。定子绕组在槽中为双层结构。

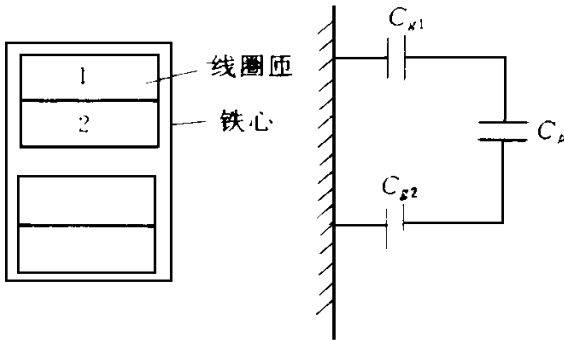


图1 线圈(2匝)匝内和匝对铁心的电容分布

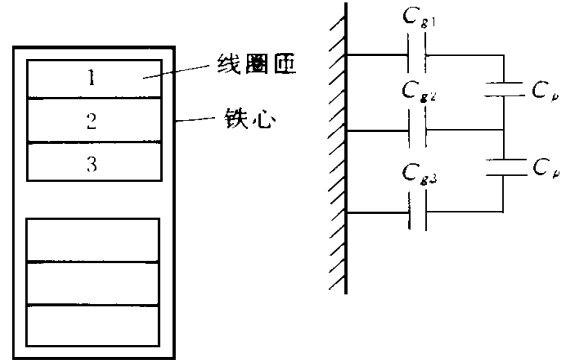


图2 线圈(3匝)匝内和匝对铁心的电容分布

由图知, 其相应的电容分布矩阵为 $C = \begin{bmatrix} C_p + C_{g1} & -C_p \\ -C_p & C_p + C_{g2} \end{bmatrix}$

其中 C_p 为匝1与匝2之间的电容, C_{g1} 为匝1对铁心的电容, C_{g2} 为匝2对地总电容(包括匝2对铁心及匝2对下层线圈相邻匝间电容)。

由此知, 对于具有2匝的线圈, 其电容矩阵 C 为对称方阵。对于具有多匝的线圈来说, C 同样为对称阵。图2示出了一具有3匝的线圈电容分布, 定子绕组同样为双层结构。其相应的电容分布矩阵 C 为

$$C = \begin{bmatrix} C_p + C_{g1} & -C_p & 0 \\ -C_p & C_{g2} + 2C_p & -C_p \\ 0 & -C_p & C_p + C_{g2} \end{bmatrix}$$

这里要注意, 由于匝1与匝3不相邻, 故其间的互电容当作零。当铁心槽中存在多列线匝平行排列时, 采用类似的方法, 同样可得到其线圈匝间的电容分布。作图3例子示出了一具有2列导线匝的线圈在槽中的分布情况, 定子绕组在槽中仍呈双层结构。相应于图3的4匝线圈电容分布矩阵为

$$C = \begin{bmatrix} C_p + C_{g1} & -C_p & 0 \\ -C_p & C_{g2} + 2C_p & -C_p \\ 0 & -C_p & C_p + C_{g2} \end{bmatrix}$$

这里注意, 由于匝1与匝3不相邻, 故其间的互电容当作零。当铁心槽中存在多列线匝平行排列时,

采用类似的方法, 同样可得到其线圈间的电容分布。作图3例子示出了一具有2列导线匝的线圈在槽中的分布情况, 定子绕组在槽中仍呈双层结构。相应于图3的4匝线圈电容分布矩阵为

$$C = \begin{bmatrix} C_{g1} + C_{p1} + C_{p2} & -C_{p2} & -C_{p1} & 0 \\ -C_{p2} & C_{g2} + C_{p1} + C_{p2} & 0 & -C_{p1} \\ -C_{p1} & 0 & C_{g1} + C_{p1} + C_{p2} & -C_{p2} \\ 0 & -C_{p1} & -C_{p2} & C_{g2} + C_{p1} + C_{p2} \end{bmatrix}$$

这里 C_{p1} 为匝1对匝3, 或匝2对匝4的互电容, C_{p2} 为匝1对匝2, 或匝3对匝4的互电容, C_{g1} 为匝1或匝3对地电容, C_{g2} 为匝2或匝4对地电容。

此外尚要指出, 在采用式 (3) 计算各电容值时, 一般忽略边缘效应。但当两平行板间距离较远时, 可以采用一些近似方法来考虑边缘效应。

3 电感矩阵 L 的计算

Weeks 等人在对均匀媒质中的多导体传输线研究后发现: 多导体传输线的电感矩阵 L , 电容矩阵 C 与波的传输速度 v 有关^[3]。对于无损多导体传输线, 其关系方程如下:

$$\underline{L} \underline{C} = I/v^2 \quad (4)$$

式中 $v = c/\sqrt{\mu\epsilon}$, $c = 3 \times 10^8 \text{m/s}$ 为传输速度, I 为单位矩阵。

式 (4) 是 Weeks 直接由麦克斯韦方程推导得出的, 该式适合于均匀媒质中的无损多导体传输线模型。对于矩阵 L 、 C 中各元素, 存在关系 $C_{ji} = C_{ij}$, 即 L 、 C 为对称阵。对于最简单情形, 式 $LC = 1/v^2$ 在很多电磁场书籍中都有所提及。考虑到绕组结构的复杂性, 精确地利用场的观点求解 L 是不可能的, 故该式不失为计算 L 的有效公式。

假设高频磁通不透入铁心, 而仅限制在绝缘路径中。在绝缘路径中 $\mu = 1$, 从而 $v = c/\sqrt{\epsilon}$, 电感矩阵 L 的计算式为

$$L = \epsilon C^{-1}/c_0^2 \quad (5)$$

故在知道电容分布矩阵 C 的前提下, 由上式可得出电感分布矩阵 L 。

在考虑各种传输损耗的情况下, 对于沿绕组支路传输的脉冲波, 其在绕组支路各部分传输时的频率分量并不完全一致, 故严格地说, 此时不能采用式 (4) 的关系 (因波沿媒质各部分的传输速度不一样)。但是, 有关学者的研究表明, 此时仍可采用式 (4) 来近似。

4 电阻、电导的计算

当波沿定子绕组传输时, 导体铜损和周围绝缘介质损耗是两种主要的损耗源。这两种主要的损耗源, 在分析传输模型时, 分别以串连电阻 R 和并联电导 G 来代表。

计算电阻 R 时, 除了考虑基频下的基本铜损外, 主要还要考虑高频下的趋肤效应及邻近效应, 这两种效应都导致等效电阻的增大。由于电机绕组结构复杂, 在实际计算时, 必须采取一些简化措施。

作者先考虑趋肤效应, 再在趋肤效应基础上考虑邻近效应。当仅考虑趋肤效应时, 由平面电磁波有关理论知, 电阻 R 可通过下式计算。

$$R_c = 1/(\sigma \omega \xi) \quad (\Omega/\text{m}) \quad (6)$$

式中 α 为匝导体横截面周长, σ 为铜导体导电率, ξ 为电磁波透入深度。

$$\zeta = \sqrt{2/(\omega \mu \sigma)} \quad (7)$$

这里 ω 为传输波角频率, μ 为铜导磁率 $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 。

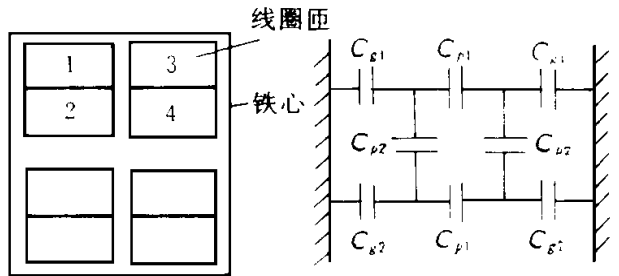


图3 线圈 (4匝) 匝内和匝对铁心的电容分布

邻近效应依赖于导体和绝缘的几何尺寸。文献 [4] 认为，在高频下，导体尺寸较铜的内在趋肤深度大得多，其邻近效应渐近一常数，该值与频率及导体尺寸无关，用公式表示为

$$R = R_c K_p \tag{8}$$

对于一完全耦合的2匝线圈，其 $K_p = 3$ 。在完全耦合情况下， K_p 值随槽中匝数增多而趋向无穷大。实际上，全耦合的情况是不存在的，作为一种近似，对于某匝导体，可以认为其邻近效应仅与其相邻的匝导体有关，在这种假定条件下， $K_p = 5$ 。

代表匝导体周围绝缘介质损耗的电导 G 的准确计算，较电阻 R 的计算更为困难。由文 [5] 知，对于固体绝缘介质，其导电率为

$$\sigma = f \cdot \epsilon \cdot \tan\delta (1.8 \times 10^{12}) \tag{9}$$

式中 f 为传输波频率， $\tan\delta$ 为介质损耗角正切。由此，可以近似算出等效电导 G 。

代表介质损耗的介质电导 G 与金属电导是不同的，它比金属电导小得多，且为离子性的（金属的电导是电子电导），与温度有关。温度愈高，介质电导 G 愈大（金属电导愈小）。在电机运行情况下，其绕组绝缘介质的温度将高于停机情况下的温度，故在电机运行情况下的 G 值将大于停机情况下的 G 值，考虑 G 值的这种随温度变化特性，将使其计算复杂化。

对于某一分析区域的电阻矩阵 R 、电导矩阵 G 分别由线圈匝计算得出的电阻 R 、电导 G 构成，其中 R 为对角矩阵， G 为对称矩阵。在结构形式上， G 与 C 具有类似的矩阵形式。

尚要指出，对于不同频率的高频传输特性分析，严格地说，相对介电常数 ϵ 并不是恒定的，但在较高的频率下 ($f = 10\text{kHz}$)，近似地看成常数。

5 计算实例

作者利用上述方法对一实际电机进行了计算。样机的主要结构参数为：相数3，定子槽数90；定子内径888mm，定子外径1180mm，定子铁心轴向长度229mm，定子铁心采用矩形槽，带导条截面尺寸如图4所示。图中，1为槽楔，2为铜导条（3.9mm × 3mm 裸径，包0.4mm 厚漆膜），3为匝绝缘（0.35mm 厚），4为线圈绝缘（0.3mm 厚），5为间隙（0.15mm 厚），6为槽衬垫（1mm 厚玻璃纤维板）。定子绕组每相2条支路，6根并绕，转子已被取出。定子线圈各匝在槽中存在两种分布方式，它们分别如图5、图6所示。

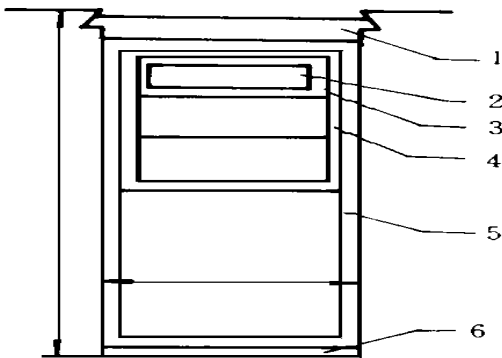


图4 导条在槽中分布

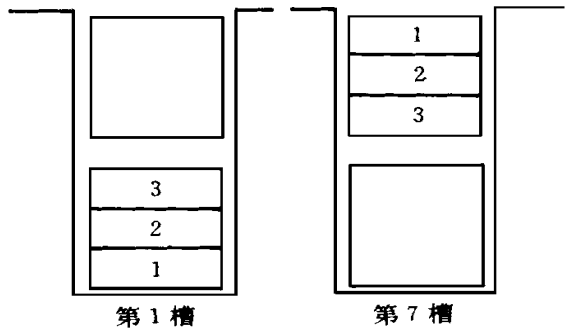


图5 第一种分布

计算时，将一个线圈分成5个区域，如图7所示。对应于图6的第一种分布，线圈在各区域中的分布电容矩阵 C 、电感矩阵 L 经计算分别如下（在端部取 $\epsilon = 1.0$ ，在槽部取 $\epsilon = 3.0$ ），这里 C 单位为 pF/m ， L 为 $\mu\text{H/m}$ 。

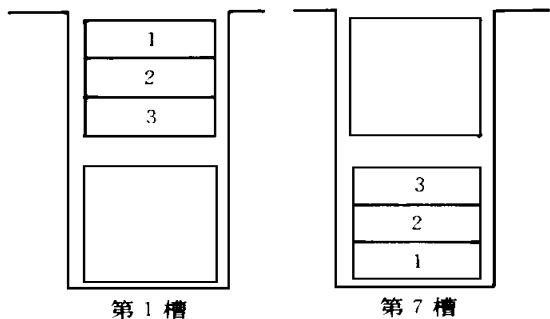


图6 第二种分布

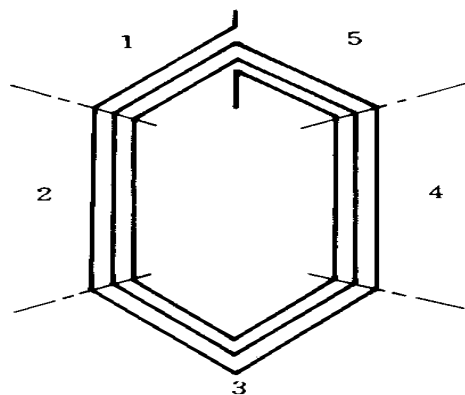


图7 单线圈分区

第 1 区域	
$C = \begin{bmatrix} -41.38 & -41.38 & 0 \\ -41.38 & 93.47 & -45.98 \\ 0 & -45.98 & 52.09 \end{bmatrix}$	$L = \begin{bmatrix} 1.234 & 0.966 & 0.853 \\ 0.966 & 0.966 & 0.853 \\ 0.853 & 0.853 & 0.966 \end{bmatrix}$
第 2 区域	
$C = \begin{bmatrix} 573.9 & -137.9 & 0 \\ -137.9 & 610.9 & -137.9 \\ 0 & -137.9 & 571.5 \end{bmatrix}$	$L = \begin{bmatrix} 0.062 & 0.015 & 0.004 \\ 0.015 & 0.061 & 0.015 \\ 0.004 & 0.015 & 0.062 \end{bmatrix}$
第 3 区域	
$C = \begin{bmatrix} 45.98 & -45.98 & 0 \\ -45.98 & 91.96 & -45.98 \\ 0 & -45.98 & 52.09 \end{bmatrix}$	$L = \begin{bmatrix} 2.302 & 2.06 & 1.819 \\ 2.06 & 2.06 & 1.819 \\ 1.819 & 1.819 & 1.819 \end{bmatrix}$
第 4 区域	
$C = \begin{bmatrix} 473.0 & -137.9 & 0 \\ -137.9 & 610.9 & -137.9 \\ 0 & -137.9 & 571.5 \end{bmatrix}$	$L = \begin{bmatrix} 0.076 & 0.018 & 0.004 \\ 0.018 & 0.062 & 0.015 \\ 0.004 & 0.015 & 0.062 \end{bmatrix}$
第 5 区域	
$C = \begin{bmatrix} 45.98 & -45.98 & 0 \\ -45.98 & 93.47 & -41.38 \\ 0 & -41.38 & 47.49 \end{bmatrix}$	$L = \begin{bmatrix} 1.213 & 0.972 & 0.847 \\ 0.972 & 0.972 & 0.847 \\ 0.847 & 0.847 & 0.972 \end{bmatrix}$

对应图7的第2种分布, 其 L 、 C 矩阵与第1种分布是不一样的。第1种分布在区域1、2、3、4、5上的 L 、 C 阵分别对应第2种分布在区域5、4、3、2、1上的 L 、 C 阵。

R 根据式 (8) 来计算, 它依不同的波频率 ω 而不同。因电机绝缘是新的, 故取 $G=0$ 。

由上面得到的参数, 作者采用多导体传输线理论对样机定子绕组在正弦稳态情况下传输特性进行了计算, 有关传输特性计算结果与实测结果吻合较好^[1-2], 这说明本文提出的参数计算方法是可行的。

参考文献

- 1 刘少克, 陈乔夫. 忽略损耗情况下定子绕组传输特性研究, 华中理工大学学报, 1995, 4, 16~20
- 2 刘少克等. 考虑损耗情况下定子绕组传输特性. 国防科技大学学报, 1997, 19 (2): 41~46
- 3 Weeks. W T. Multiconductor transmission-line theory in the TEM approximation, IBM J. RES. and Dev., 1972: 604~611
- 4 Wright M T et al., General theory of fast-fronted interturn voltage distribution in electrical machine windings, IEEE, 1983, 130 (4): 245~256