

考虑损耗情况下定子绕组传输特性*

刘少克 尹力明

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 提出了考虑损耗情况下定子绕组传输特性的多导体传输线理论计算方法,该方法能考虑匝间电容、匝间互感的影响。应用于一具体电机样机,在较宽频率范围内,计算结果与实测结果一致。

关键词 大型电机, 定子绕组, 波传输特性

分类号 TM 3, TM 8

On the Transfer Characteristic of the Stator Winding with Losses Considered

Liu Shaoke Yin Liming Shi Yanbing

(Department Automatic Control, NUDT, Changsha, 410073)

Chen Qiaofu

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

Abstract The application of the theory of the transfer line with multi-conductors to the study of the high frequency transfer characteristic of the stator winding of electrical machines with losses considered is discussed. With this method, the effect of inter-turn capacitance and mutual inductance will be taken into consideration. Calculation results concerning a practical example agree fairly well with those measured within a wide frequency range.

Key words Large electrical machine, Stator Winding, Wave transfer characteristic

据有关统计资料表明,冲击电压与局部放电是造成大型电机定子绕组匝绝缘损坏的两个主要原因。这两个主要原因,虽然造成匝绝缘损坏的机理不同,但究其现象却存在一个共同的特点:都产生在定子绕组中传输的脉冲波。因此,研究定子绕组的波传输特性有一定的理论和现实意义。文献[1]提出了忽略损耗情况下定子绕组传输特性的多导

* 1995 年 12 月 18 日收稿

体传输线理论计算方法, 本文在此基础上进一步提出了考虑损耗情况下定子绕组传输特性的计算方法。

1 基本假设与定子绕组高频传输特性

(1) 高频激励下, 定子铁心的特性完全不同于工频下的特性。高频下的集肤效应, 使围绕定子线圈的铁心对磁通就像一道屏障, 这种情况下的铁心就似一不可透入的接地屏。这种观点被实验证实后, 被有关学者在研究冲击脉冲传输时所普遍采用^[2]。采用这种观点, 定子铁心边界可以通过任何其它更方便的接地屏方式来代替, 该接地屏对高频电磁波同样不可透入。同样, 在上述假定条件下, 线圈在槽部接地的方式与所研究问题关系不大; 故此, 槽内导体的半导体涂层 (假设有的话) 影响可以忽略。

基于上述理由, 本文假设定子铁心是良导体和良导磁体, 对于高频 TEM 波具有良好的电磁屏蔽作用。

(2) 由于铁心强的磁通屏蔽作用, 相邻槽间槽内导体互感耦合可忽略。

(3) 同一槽内, 不同层间的邻近导体匝间存在互感耦合。但同一槽内不同层间邻近线圈间的耦合相对于同一线圈内邻近匝间的耦合来说是二级效应。尤其对于带半导体涂层的绕组来说, 既然它的每一线圈匝都在槽部接地, 邻近线圈间便没有明显的耦合效应。

基于上述理由, 本文仅考虑同一线圈内匝间的互感耦合, 而忽略不同线圈匝间的耦合。

在上述假定下, 采用多导体传输线理论, 对于沿定子绕组传输的高频正弦波, 仅需考虑其基本的沿绕组传输的 TEM 波, 而不必考虑 TM 和 TE 等其它形式的波。这是因为: 假定所传输波的频率为 1MHz, 当它在环氧/云母/玻璃绝缘中传输时, 其波长为 (取相对介电常数 $\epsilon = 5$):

$$\lambda = c_0 / \sqrt{\epsilon} f = 3 \times 10^8 / (\sqrt{5} \times 10^6) = 130(\text{m})$$

显然对正常线圈而言, 其匝与铁心地 (通常为 mm 数量级) 间距远远小于上述波长。在这种小空间内, TM, TE 波将高度不稳定, 故此可以不必考虑它们的影响。

图 1 示出了具有 $N + 1$ 根导体的多导体传输线模型, 其中第 $N + 1$ 根导体为公共地线, 即铁心。

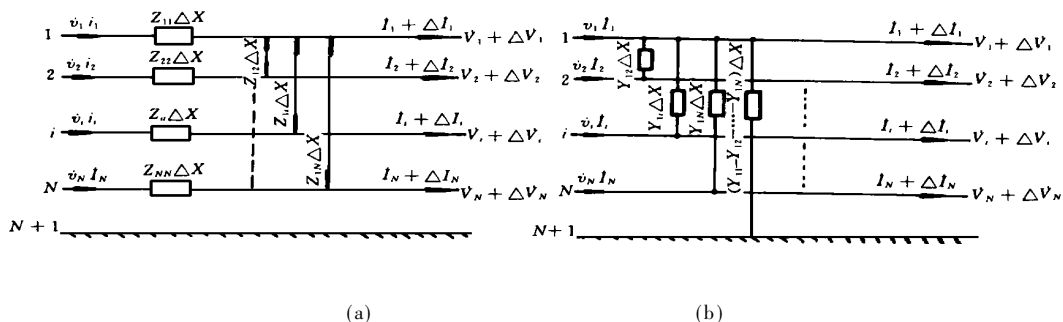


图 1 多导体传输线模型

图 1(a) 示出了导体之间的阻抗以集中参数表示时的分布情况。图中 $Z_{ii}(i = 1, 2, \dots,$

N) 为导体 i 单位长度自身的阻抗, $Z_{ii} = R_i + j\omega L_{ii}$, $Z_{ij}(i, j = 1, 2, \dots, N, i \neq j)$ 为导体 i, j 之间单位长度的互感阻抗, $Z_{ij} = j\omega L_{ij}$, 这里 ω 为传输正弦波角频率。

上图 1 (b) 示出了导体之间的导纳以集中参数表示时的分布情况。图中 $Y_{ii}(i = 1, 2, \dots, N)$ 为导体 i 单位长度的总导纳, 它不仅包括 i 对地(导体 $N + 1$) 的单位长度导纳, 而且包括导体 i 对导体 $j(i, j = 1, 2, \dots, N, i \neq j)$ 的单位长度导纳, $Y_{ii} = G_{ii} + j\omega C_{ii}$. Y_{ij} 为 $i, j(i, j = 1, 2, \dots, N; i \neq j)$ 之间的单位长度导纳, 它代表 i, j 之间的漏电导及分布电容效应, $Y_{ij} = G_{ij} + j\omega C_{ij}$. 显然, 这里阻抗 Z 与导纳 Y 对应两个不同的概念, 两者没有互为倒数的关系。

记 $U = [U_1 U_2 \dots U_N]^T, I = [I_1 I_2 \dots I_N]^T$, 其中 $U_i(i = 1, 2, \dots, N)$ 为第 i 根导体对地电压相量。以及阻抗矩阵 Z 、导纳矩阵 Y :

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ & & \dots & \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1N} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2N} \\ & & \dots & \\ Y_{N1} & Y_{N2} & \dots & Y_{NN} \end{bmatrix}$$

相应的矩阵方程为:

$$\begin{cases} \frac{d^2}{dx^2} U = Z Y U & (1) \\ \frac{d^2}{dx^2} I = Y Z I & (2) \end{cases}$$

记 $Z Y = P$, 由于 Z, Y 为对称矩阵, 故式 (1)、(2) 可进一步表达为:

$$\frac{d^2}{dx^2} U = P U \quad (3)$$

$$\frac{d^2}{dx^2} I = P^T I \quad (4)$$

在考虑损耗情况下, Z, Y 均为非对角矩阵, 故一般 P 也为非对角阵。直接对方程(3)、(4) 求解是麻烦的, 为此必须对其进行一些变换。

由矩阵理论知, 设 Q 为 P 的特征矢量组成的矩阵, 而 Λ 为相应 P 的特征值组成的矩阵, 则有

$$P = Q \Lambda Q^{-1} \quad (5)$$

式 (5) 代入式 (3) 得:

$$\frac{d^2}{dx^2} U = Q \Lambda Q^{-1} U \quad (6)$$

令 $U_m = Q^{-1} U$, 代入方程 (6) 可得:

$$\frac{d^2}{dx^2} U_m = \Lambda U_m \quad (7)$$

式 (7) 与式 (3) 相比, 由于系数矩阵 Λ 为对角阵, 故 U_m 各相量元间不存在耦合效应, 从而求解式 (7) 便很容易。从式 (3) 到式 (7) 的变换过程, 实质是一个解耦过程。

求解式 (7) 可得其解为:

$$U_m = e^{-\gamma x} k_1 + e^{\gamma x} k_2 \quad (8)$$

式中 \cdot 为 Λ 各元开根号, 并取其实部为正组成的矩阵, 且有:

$$\cdot^2 = \Lambda \quad (9)$$

k_1, k_2 为待定系数矩阵。从而方程 (3) 的解为:

$$U = Qe^{-\cdot x} k_1 + Qe^{\cdot x} k_2 \quad (10)$$

得出 U 后, I 可由下式求出:

$$I = -Y U dx \quad (11)$$

设 U_s, U_r 分别为起始端 ($x = 0$) 和终端 ($x = l_0$) 处的电压相量组成的矩阵, I_s, I_r 分别为始端和终端电流相量组成的矩阵, 则由式 (10)、(11) 可得:

$$\begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_s \\ U_r \end{bmatrix} \quad (12)$$

这里, $A = -D = Y Q \cdot^{-1} (\text{ch } \cdot l_0) Q^{-1}$, $C = -B = Y Q \cdot^{-1} (\text{sh } \cdot l_0)^{-1} Q^{-1}$

式 (12) 为多导体传输线端部电流、电压各相量之间的关系, 由此矩阵方程, 在已知端接条件下, 可求解传输线端部电流、电压相量。式 (12) 也可写成另一种形式:

$$\begin{bmatrix} U_r \\ I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_s \\ I_s \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中 $A_1 = Q (\text{ch } \cdot l_0) Q^{-1}$, $B_1 = -Q (\text{sh } \cdot l_0) \cdot Q^{-1} Y^{-1}$,

$C_1 = -Y Q \cdot^{-1} (\text{sh } \cdot l_0) Q^{-1}$, $D_1 = Y Q \cdot^{-1} (\text{ch } \cdot l_0) \cdot Q^{-1} Y^{-1}$ 。

2 定子线圈分析

一个定子线圈通常占据电机四个不同的区域: 两个槽部和两个端部。两个槽部沿定子圆周相距一个节距, 两个端部分别位于定子铁心的两侧。

基于上述考虑, 可以将一个线圈分成如图 2 所示 5 个区域, 它们相互交连形成一个线圈。对于每一个区域, 可以将其看成多导体传输线结构, 这里接地线即为定子铁心。以图 2 的 3 匝线圈为例, 当将其看成多导体传输线时, 其分析模型如图 3 所示。列出每个区域电压、电流相量矩阵方程, 联立可得到总的相量矩阵方程如下^[1]:

$$T [I_s \quad I_{r15} \quad U_s \quad U_{r15}]^T = 0 \quad (5)$$

式中 T 为 30×32 阶系数矩阵, $I_s = [I_{s1} \quad I_{s2} \dots I_{s15}]^T$, $U_s = [U_{s1} \quad U_{s2} \dots U_{s15}]^T$ 。

在不必求出相应于 5 个区域连接点处各点电压、电流相量的情况下, 可以得出另一种相量矩阵方程:

$$[U_{s2} \quad U_{s3} \quad U_{y15} \quad I_{s2} \quad I_{s3} \quad I_{y15}]^T = T [U_{s1} \quad U_{s2} \quad U_{s3} \quad I_{s1} \quad I_{s2} \quad I_{s3}]^T \quad (6)$$

式中 T 为 6×6 阶系数矩阵。

利用各区域端接条件及线圈外接边界条件, 可对式 (5)、(6) 进行求解。

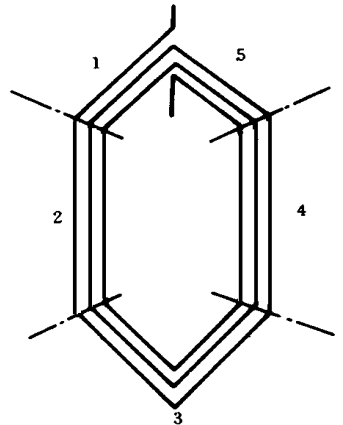


图 2 单线圈分区

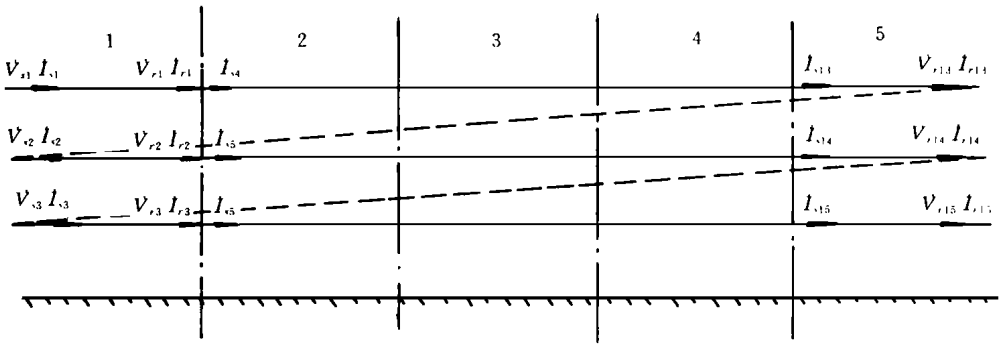


图3 多导体传输线分析下的单线圈模型

对于多线圈相互串接情形，分析是类似的。此时列出方程后，只需要补充两线圈间的相互连接条件即可。

3 计算实例

当多导体传输线理论用于定子绕组正弦稳态下传输特性分析时，阻抗矩阵 Z 和导纳 Y 可分别表成：

$$Z = R + j\omega L \quad (7)$$

$$Y = G + j\omega C \quad (8)$$

这里 R 为代表绕组铜损的电阻矩阵， L 为电感矩阵， G 为代表绝缘介质损耗的绕组导体旁路电导矩阵， C 为电容矩阵。 R 为对角矩阵， L 、 R 、 C 为对称矩阵。

电感矩阵 L 、电容矩阵 C 满足：

$$L C = E/v^2 \quad (9)$$

式中 $v = C/\mu\epsilon$ 为传播速度。对于最简单情形，式 $L C = 1/v^2$ 在很多电磁场书籍中都可见到。 E 为单位对角矩阵。

式 (9) 适合于均匀媒质中的无损多导体传输线模型。但有关学者研究表明，在考虑各种传输损耗情况下，仍可采用式 (9) 来近似^[3]。

在考虑铜损和介质损耗情况下，有：

$$P = Z Y = (R G - \omega^2 \epsilon E / C_0^2) + j\omega(R C + L G)$$

由于 P 为非对角阵，必须采用矩阵变换方法来求解复系数矩阵方程(3)、(4)。显然，考虑损耗情况下，由于涉及到 P 的特征值和特征向量的计算，故此其计算将较无损情况下的分析计算复杂得多。

利用多导体传输线理论，作者对一样机进行了具体实算。样机绝缘较新，故计算时忽略绝缘介质损耗，仅考虑绕组铜损。附表示出了利用多导体传输线理论就正弦稳态下的定子绕组波传输幅频和相频特性计算与实测的比较。幅频为不同频率下输出相对于输入的电压幅值比，相频为输出电压相对于输入电压的相移。

附表 单线圈组 (含两个线圈) 传输特性计算 (相频: 单位度)

f (kHz)		10	13	16	20	26	33	39	50	65
幅频	计算	1.000	1.000	1.000	1.001	1.002	1.003	1.004	1.007	1.012
	实测	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000
相频	计算	0	0	0	0	0	0.01	-0.03	-0.08	-1.01
	实测	-0.25	-0.28	-0.34	-0.41	-0.52	-0.69	-0.8	-1.04	-1.39
f (kHz)		80	100	130	160	200	260	330	390	500
幅频	计算	1.020	1.051	1.524	5.327	1.237	0.873	0.974	0.873	0.853
	实测	1.005	1.009	1.021	1.035	1.001	0.967	0.994	0.976	0.907
相频	计算	-1.10	-1.31	-2.01	-178.5	3.12	1.07	0.05	-0.78	-3.72
	实测	-1.79	-2.55	-3.18	-5.28	-10.1	-8.62	-10.54	-13.81	-16.21

上表与文献 [1] 计算结果比较可看出, 考虑损耗情况下, 计算结果与实测结果要接近一些, 但总的来说, 忽略损耗与考虑损耗两种情况下计算结果相差不大。

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. 大型电机定子绕组绝缘局部放电在线监测研究: [学位论文]. 武汉: 华中理工大学电力工程系, 1994
- 3 Wright M T. General theory of fast-fronted interturn voltage distribution in electrical machine windings. IEEE Pt. B, 1983, 130 (4): 245~256

(责任编辑 石少平)