非正弦供电多相感应电机稳态性能分析

王东^{①*}, 吴新振^②, 程思为^①, 陈俊全^①, 郭云璠^①

① 海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 武汉 430033;

② 青岛大学电气工程系, 青岛 266071

* E-mail: wangdongl@vip.sina.com

收稿日期: 2014-10-04; 接受日期: 2014-12-25

国家重点基础研究发展计划(“973”计划)(批准号: 2013CB035601)和国家自然科学基金(批准号: 51137005, 51222705, 51077074, 51377086)资助项目

摘要 性能分析是电机优化设计的基础, 由于非正弦供电多相感应电机稳态性能分析计算远比传统三相感应电机复杂, 进行相关研究则具有理论意义与实用价值. 在 3 次谐波注入的非正弦供电多相感应电机中, 以基波等值电路与 3 次谐波等值电路为计算工具, 考虑气隙磁场的非对称分布性并用拓展分布磁路法计算基波与 3 次谐波感应电动势, 通过 3 层迭代计算出给定稳态运行工况下的基波与 3 次谐波电流等变量进而得到电机的性能指标, 分析中强调了对节点气隙磁密的内层迭代过程与对激磁电流的中间层迭代过程不同于传统三相感应电机相应迭代过程的特点. 以非正弦供电十五相感应电机原理样机为例, 分析了不同稳态工况下的运行性能, 计算结果与实验结果相互吻合说明了分析计算方法具有高的准确度.

关键词

多相感应电机
非正弦供电
稳态性能分析
等值电路
拓展分布磁路法

1 引言

综合电力技术是舰船动力平台未来的主流发展方向^[1~3], 各海军强国正积极开展全电力舰船的研制工作. 推进电机是舰船综合电力系统中最大的用电设备, 其转矩密度的高低成为制约舰船综合电力系统发展的瓶颈因素. 随着大功率交流电机驱动技术的日益成熟, 应用笼型转子多相感应电机作为舰船推进电机, 为突破舰船综合电力系统瓶颈带来了契机^[4,5].

多相感应电机的特点包括: 在单相容量不变的情况下, 增加相数更容易满足变频驱动推进电机的大容量需求; 多相结构有利于提高推进系统的容错性和可靠性; 多相化消除了传统三相电机中 5, 7 次等高次谐波磁动势, 从而使得多相感应电机采用整距

集中绕组成为可能. 非正弦供电方式结合整距集中绕组结构使多相感应电机基波磁动势和电动势得到充分利用, 从而提高电机铁磁材料利用率和转矩密度. 鉴于多相感应电机的上述优点, 国内外学者近年来对该类电机开展了大量研究工作^[4~9], 但因其特殊需求背景, 鲜见多相感应电机稳态性能分析计算具体方法的报道. 考虑到性能分析计算是电机设计的基础, 实现多相感应电机的优化设计必须提出计算精度高、使用方便且符合非正弦供电多相感应电机特点的稳态性能分析计算方法. 同时, 为推动大容量高转矩密度多相感应推进电机技术的工程应用, 本项目组一直针对该类电机的特殊电磁问题展开研究, 且已完成了部分具有理论与实际价值的前期工作^[10~14], 这些研究为全面分析非正弦供电多相感应

引用格式: 王东, 吴新振, 程思为, 等. 非正弦供电多相感应电机稳态性能分析. 中国科学: 技术科学, 2015, 45: 322–329

Wang D, Wu X Z, Cheng S W, et al. Steady state performance analysis of multi-phase induction motor with non-sinusoidal supply (in Chinese). Sci Sin Tech, 2015, 45: 322–329, doi: 10.1360/N092014-00243

电机性能打下了基础.

感应电机传统设计分析方法以电路分析与磁路分析为主,其目的是为了减少计算量,便于设计方案的频繁调整与优化.运用传统方法分析设计感应电机负载下的稳态运行性能需要进行 3 层迭代^[15,16]:其中外层是转差率迭代;中间层是压降系数迭代;内层为磁路饱和系数迭代.传统分析设计方法中,中间层迭代与内层迭代归结为磁路计算,其本质是确定计及饱和的激磁电抗.如在这两层迭代过程中采用有限元法进行非线性磁路计算会耗时过多,尤其是优化设计时更不合适,因而采用磁路计算仍然是确定激磁电抗的主要方法,该结论同样适用于非正弦供电多相感应电机的分析中.

本文则以 3 次谐波注入的非正弦供电多相感应电机为例研究电机的稳态性能分析过程.多相感应电机的性能分析仍采用 3 层迭代步骤,但由于电机磁动势不再仅是正弦供电情况下的基波磁动势,而是基波磁动势与 3 次谐波磁动势的叠加^[10],且基波磁动势波峰与 3 次谐波磁动势波谷通常不重合,使合成磁动势在一个极下失去了对称性,波形发生了畸变^[14],因此,非正弦供电多相感应电机 3 层迭代与传统感应电机存在很大差异,除了最外层迭代仍然为转差率迭代外,其余两层迭代均与非正弦供电十五相感应电机磁路计算的分布磁路法有关^[11,14],这两层迭代也是下文所要阐述的重点内容.

2 稳态性能分析的基础

2.1 给定的输入条件

电机稳态性能分析是电机设计中必不可少的步骤,在进行性能分析计算时,电机的结构数据与基本运行数据为已知量,而结构数据的调整改变属于电机设计的范畴.

与传统三相感应电机性能分析相同,非正弦供电多相感应电机用到的结构数据包括:定子内径与外径、转子内径与外径、铁心长度、定子槽数与槽形尺寸、转子槽数与槽形尺寸等等.然而,非正弦供电多相感应电机也有不同于传统三相感应电机的结构数据,如十五相感应电机定子绕组就采用了 3 个五相绕组的半对称组合模式,这比三相感应电机的定子绕组复杂很多,由此引起定子漏抗参数的计算也大不相同^[12].

非正弦供电多相感应电机稳态性能分析输入条件除上述结构数据外,还必须针对某种负载工况给出相应的基本运行数据,主要是指电机输出功率与定子外加电压.在谐波注入的非正弦供电情况下,定子电压不仅有基波电压分量还有谐波电压分量.给出电机结构数据与基本运行数据才能完成电机稳态性能分析的输入条件数据链.

2.2 等值电路及参数

等值电路是进行感应电机稳态性能分析计算的工具有^[15~18].3 次谐波注入的非正弦供电多相感应电机定子电压中包含基波电压与 3 次谐波电压,对应于基波电压的稳态性能分析计算采用基波等值电路,对应于 3 次谐波电压的稳态性能分析计算采用 3 次谐波等值电路,基波等值电路与 3 次谐波等值电路分别如图 1(a)与(b)所示.

一般情况下,基波电压与 3 次谐波电压按“峰谷相对”方式加到定子端,但受定子漏阻抗和铁心饱和的影响,此时的基波感应电动势与 3 次谐波感应电动势虽然接近“峰谷相对”^[11],但并非严格的“峰谷相对”,此时感应电动势与激磁电流在相位上不再相差 $\pi/2$,故等值电路中激磁支路已不能简单用激磁电抗来表示,而必须采用受激磁电流控制的流控电压源表示^[14],因而等值电路图 1(a)与(b)不同于文献[13]中的等值电路.此外,由于磁路的非线性,基波等值电

图 1 等值电路

(a) 基波电路; (b) 3 次谐波电路

路中的感应电动势既与基波激磁电流有关, 也与 3 次谐波激磁电流有关, 3 次谐波等值电路中感应电动势的情况相似, 这表明基波与 3 次谐波在磁路上存在耦合关系. 采用流控电压源表示激磁支路还可以在等值电路中同时考虑铁耗的作用, 这不同于传统等值电路中采用激磁电阻计及定子铁耗, 而是直接将激磁电阻的作用归并到流控电压源.

2.3 磁路计算特点

由于非正弦供电多相感应电机中磁动势不再为纯正弦波形, 文献[11]针对 3 次谐波注入的十五相感应电机首次采用了分布磁路法, 对基波磁动势与 3 次谐波磁动势在“峰谷相对”或“峰峰相对”的对称情况进行磁路计算, 进而提出了基波和 3 次谐波磁动势非对称叠加情况下的拓展分布磁路法^[14], 圆满解决了基波磁动势与 3 次谐波磁动势共同作用时的磁路计算问题. 图 2 即为拓展分布磁路法中 1 个极下分区的情况, 其中 γ 角所在位置为 1 个极下 2 个区域的分界线, 其对应的轭部磁密为 0, 通过区域 $[0, \gamma]$ 与区域 $[\gamma, \pi]$ 的气隙磁通相等.

分布磁路法利用磁动势与激磁电流之间的线性关系, 从基波与 3 次谐波合成磁动势出发, 以周向分块为处理关键, 通过迭代计算得到沿圆周各节点气隙磁密, 并由傅立叶分解得到基波磁密和 3 次谐波磁密. 该方法无需通过查表获取波幅系数、轭部校正系数等近似系数, 分析过程简洁, 计算结果准确, 避免了电磁场有限元法计算量过大的问题, 计算时间由 10 min 左右减至 1 min 以下, 因而是一种适合于感应电机稳态性能分析的方法.

非正弦供电多相感应电机的磁路计算类似于传统感应电机分析中的参数计算, 是使用等值电路对电机进行稳态性能计算的前提和不可或缺的环节.

图 2 拓展分布磁路法中 1 个极区域的分区
(a) 区域 $[0, \gamma]$; (b) 区域 $[\gamma, \pi]$

3 稳态性能分析的迭代过程

在非正弦供电多相感应电机的设计过程中, 电机稳态性能分析计算涉及到 3 层迭代, 由内向外分别称为气隙磁密迭代、激磁电流迭代、转差率迭代. 与传统三相感应电机稳态性能分析计算相比, 两者外层迭代基本相同, 但中间层迭代与内层迭代因正弦与非正弦供电特点不同而有明显差异.

3.1 节点气隙磁密迭代

节点气隙磁密计算方法的提出是分布磁路法的重要创新点^[11,14]. 内层迭代为各节点气隙磁密迭代, 若已知基波激磁电流与 3 次谐波激磁电流, 可由激磁电流计算磁动势, 结合分布磁路法解决磁动势波形非正弦的问题.

在多相感应电机性能分析过程中, 内层迭代与分布磁路法相互结合使用, 其收敛判据为各节点所在回路磁动势的计算值与给定值相等, 后者可根据基波激磁电流与 3 次谐波电流得出. 通过内层迭代不仅可得到基波电动势与 3 次谐波电动势的有效值, 还能得到流控电压源中激磁电流与感应电动势之间的相位关系.

内层迭代中所涉及的磁路计算过程详见文献[11,14]. 计及 3 次谐波的非正弦供电多相感应电机稳态运行分析计算的内层迭代流程见图 3.

传统正弦供电三相感应电机的内层迭代为饱和系数迭代, 这是因为气隙磁密在 1 个极下左右对称分布, 气隙磁密最大值出现在中线上, 此最大值与饱和系数相对应, 最大值求出则内层迭代完成; 而非正弦供电多相感应电机不仅气隙磁密最大值一般不在中线上, 且 1 个极下磁密也不再左右对称分布, 采用多个节点气隙磁密进行迭代才能反映磁密分布的实际情况.

3.2 激磁电流迭代

多相感应电机稳态性能分析过程中的中间层迭代为激磁电流迭代, 其计算工具为等值电路. 若等值电路中的转差率 s 确定, 定子参数与转子参数均已知, 就能根据激磁电流和内层迭代求出相应的感应电动势计算出定子电流与定子电压.

针对 3 次谐波注入的非正弦供电多相感应电机, 由基波等值电路可得基波定子电流

图3 内层迭代流程图

$$\dot{I}_{11} = \dot{I}_{m1} + \frac{\dot{E}_{m1}}{jX'_{21} + \frac{R'_{21}}{s}}, \quad (1)$$

基波定子电压

$$\dot{U}_{11} = -\dot{E}_{m1} + (R_{11} + jX_{11})\dot{I}_{11}. \quad (2)$$

由 3 次谐波等值电路可得 3 次谐波定子电流

$$\dot{I}_{13} = \dot{I}_{m3} + \frac{\dot{E}_{m3}}{jX'_{23} + \frac{R'_{23}}{s}}, \quad (3)$$

3 次谐波定子电压

$$\dot{U}_{13} = -\dot{E}_{m3} + (R_{13} + jX_{13})\dot{I}_{13}. \quad (4)$$

中间层迭代的收敛判断条件是基波电压计算值与给定值相等, 3 次谐波电压计算值与给定值相等, 基波电压与 3 次谐波电压间相位差计算值与给定值相等.

若收敛条件不满足, 除了要调整基波激磁电流与 3 次谐波激磁电流大小外, 还要调整两者之间的相位差. 从本质上来说, 需要满足的收敛条件有 3 个, 可调整的变量也就有 3 个, 多个变量同时调整是多相感应电机在非正弦供电情况下才具有的特点, 而传统三相感应电机中层迭代中只对压降系数这单一变

量进行调整, 由此可见多相电机要复杂很多.

通过中间层迭代可计算出基波感应电动势、基波定子电流、基波转子电流, 3 次谐波感应电动势、3 次谐波定子电流、3 次谐波转子电流以及相应情况下铁心各部分磁密, 为下一步的性能计算打下基础.

3 次谐波注入的非正弦供电多相感应电机稳态运行分析计算的中间层迭代流程见图 4.

3.3 转差率迭代

多相感应电机性能分析过程中的外层迭代为转差率迭代, 其过程与传统三相感应电机的外层迭代基本相同. 给定转差率, 以等值电路为计算工具并利用中层迭代、内层迭代的计算结果, 求出感应电机的性能指标.

外层迭代过程主要涉及功率与损耗的计算, 现根据等值电路列出多相感应电机输入功率与部分损耗的公式.

基波输入功率

$$P_{11} = m_1 U_{11} I_{11} \cos \varphi_{11}, \quad (5)$$

式中, m_1 为电机相数; $\cos \varphi_{11}$ 为定子边基波功率因数.

基波定子铜耗 P_{Cu11} , 转子铜耗 P_{Cu21} 采用常规公式计算.

图4 中层迭代流程图

对于 3 次谐波注入的非正弦供电多相感应电机, 还需计算 3 次谐波输入功率 P_{13} , 定子铜耗 P_{Cu13} , 转子铜耗 P_{Cu23} .

多相感应电机采用非正弦供电方式, 而传统铁耗公式为频域形式, 主要计及基波铁耗, 无法精确考虑谐波铁耗^[15-18], 本文采用铁耗分离模型时域形式的计算, 详细内容参见文献[19].

电机机械损耗 p_m 与附加损耗 p_a 的计算与传统的三相感应电机相似, 具体公式可参见文献[15~18].

电机总输入功率

$$P_1 = P_{11} + P_{13}. \quad (6)$$

3 次谐波注入的非正弦供电多相感应电机总输出功率

$$P_2 = P_1 - p_{Cu11} - p_{Cu13} - p_{Cu21} - p_{Cu23} - p_{Fe} - p_m - p_a. \quad (7)$$

外层迭代的收敛判断条件是电机输出功率计算值等于输出功率给定值。如果输出为额定功率, 分析计算结果则对应额定运行工况。

若收敛条件不满足, 需要调整感应电机的转差率重新进行计算。

通过外层迭代最终计算出给定输出功率下的感应电机各项性能指标。从上面简要分析过程可以看出, 非正弦供电多相感应电机性能分析的外层迭代与传统感应电机基本相同。

3 次谐波注入的非正弦供电多相感应电机稳态运行分析计算的外层迭代流程见图 5。

至此, 非正弦供电多相感应电机性能分析计算的 3 层迭代过程结束。

基于 3 层迭代的稳态性能分析计算实为电机电磁设计的前提, 在此基础上调整多相感应电机的结构数据, 得到不同的组合方案, 针对每个方案重复上述 3 层迭代过程, 直至性能指标符合规定要求, 从而实现多相感应电机的电磁设计。电磁设计方案除了人工调整外, 还可结合数学或智能计算领域的优化方法进行自动调整, 直至完成多相感应电机的优化设计工作。

4 稳态性能分析结果与实验结果的比较

用于实验验证研究的是 1 台十五相感应电机原理样机, 其主要数据: 额定功率 $P_N=45$ kW; 相数

$m=15$; 极对数 $p=2$; 额定基波相电压 $U_N=140$ V; 额定基波相电流 $I_N=25$ A; 额定转速 $n_N=600$ r/min; 定子槽数 $Z_1=60$, 定子采用双层整距集中绕组; 转子槽数 $Z_2=38$, 转子采用直槽笼型绕组。

在 3 次谐波注入的非正弦供电十五相感应电机系统实验过程中, 非正弦供电电源通过 dSPACE 半实物仿真系统进行 PWM 调制得到, 十五相感应电机与作为负载的同步发电机通过转矩转速仪同轴联接, 实验系统见图 6。

在电机带载稳定运行后, 由图 7 所示录波仪采集定子绕组多个相电压、相电流等电气量, 同时根据转

图 5 外层迭代流程图

图 6 十五相原理样机系统

图 7 原理样机实验录波仪

矩转速仪得到转矩与转速 2 个机械量。对采集的多相电压、电流数据进行傅里叶分解, 得到基波电压与 3 次谐波电压、基波电流与 3 次谐波电流、基波电压与基波电流的相位差(基波功率因数角)、3 次谐波电压与 3 次谐波电流的相位差(3 次谐波功率因数角), 再取各变量的算术平均值。根据测出的转矩与转速, 可得实测的电机输出功率, 以此为给定值, 用文中分析方法进行对应工况下的电机性能计算和对比。

由于作为负载的同步发电机在电流不过载的情况下只能输出 23 kW 左右的电功率, 受此实验条件所限, 十五相感应电机所带负载最大只能达到额定负载 45 kW 的一半左右, 虽然无法测到电机额定负载下的运行数据, 但不影响验证本文所述稳态运行分析方法的正确性与准确度。

在实验样机进行半载实验时, 滤去开关频率谐波的定子电压波形与傅立叶分解所得基波、3 次谐波波形见图 8(a), 相应的定子电流波形见图 8(b)。

为了充分验证分析计算方法的准确程度, 先进进行非正弦供电十五相感应电机原理样机不同负载下

的实验。针对不同负载下的输出功率, 通过文中 3 层迭代进行十五相感应电机原理样机稳态运行性能分析, 计算出较直接反映结果准确度的几个主要变量, 并与相应的实验值做比对。

表 1 给出了十五相感应电机原理样机输出功率在 5.00~23.79 kW 5 个不同负载的运行工况下转速 n , 基波电流 I_{11} , 基波功率因数角 φ_{11} , 3 次谐波电流 I_{13} , 3 次谐波功率因数角 φ_{13} 等 5 个关键变量的计算值与实验值, 其中 5 个变量的实验值均直接测量得到。在不同运行工况下, 除了输出功率不相等以外, 基波电压、3 次谐波电压也略有差别。表 1 中结果显示不同负载下各关键变量的计算值与实测值均吻合很好, 误差一般在 5% 以下, 由此说明文中所用分析计算方法正确且具有相当高的准确度。

以表 1 中的关键变量为基础, 计算出十五相感应电机的效率 η , 基波功率因数 $\cos\varphi_{11}$, 3 次谐波功率因数 $\cos\varphi_{13}$ 等主要性能指标, 如表 2 所示, 这里所涉及稳态运行性能指标计算过程与传统三相感应电机差别不大。

表 1 与表 2 中结果的高准确度说明文中分析计算方法在非正弦供电十五相感应电机的运行范围内有效, 这就为实现大容量多相感应电机运行性能的精确分析和电磁优化设计打下了基础。

5 结论

分析计算负载运行工况下的感应电机稳态运行性能涉及到 3 层迭代, 非正弦供电多相感应电机中的 3 层迭代不同于传统的三相感应电机, 前者的内层迭

图 8 定子电压、电流及其基波与 3 次谐波分量

(a) 定子电压; (b) 定子电流

表 1 不同输出功率下的关键变量

$U_{11}(\text{V})$		140.8	142.6	140.1	141.7	139.6
$U_{13}(\text{V})$		25.15	23.66	23.81	23.50	23.57
$P_2(\text{kW})$		5.00	10.38	15.45	20.53	23.79
$N(\text{r/min})$	计算值	598.2	596.6	594.8	593.2	591.8
	实验值	598.4	596.8	595.0	593.8	592.2
	误差	-0.03%	-0.03%	-0.03%	-0.10%	-0.07%
$I_{11}(\text{A})$	计算值	6.483	8.052	9.876	12.06	13.66
	实验值	6.702	8.031	9.973	12.38	13.86
	误差	-3.27%	0.26%	-0.97%	-2.58%	-1.44%
$\varphi_{11}(\text{°})$	计算值	64.33	48.94	37.86	32.49	30.08
	实验值	65.71	48.55	38.86	34.47	30.93
	误差	-2.10%	0.80%	-2.57%	-5.74%	-2.75%
$I_{13}(\text{A})$	计算值	2.834	2.821	3.092	3.358	3.634
	实验值	2.849	2.947	3.086	3.498	3.621
	误差	-0.53%	-4.28%	0.19%	-4.00%	0.36%
$\varphi_{13}(\text{°})$	计算值	78.11	69.85	62.64	58.37	55.64
	实验值	79.07	71.17	64.26	61.71	57.36
	误差	-1.21%	-1.85%	-2.52%	-5.41%	-3.00%

代为节点气隙磁密迭代、中间层迭代为激磁电流迭代,这 2 层迭代有效解决了非正弦供电感应电机中磁势波形畸变且不对称的问题。

等值电路仍是多相感应电机性能稳态性能分析计算的重要工具,在 3 次谐波电压注入的非正弦供电情况下,基波变量与 3 次谐波变量需分别采用各自的

表 2 不同输出功率下的主要性能指标

$P_2(\text{kW})$		5.00	10.38	15.45	20.53	23.79
η	计算值	0.8129	0.8902	0.9147	0.9226	0.9246
	实验值	0.8296	0.8864	0.9202	0.9210	0.9292
	误差	-2.01%	0.43%	-0.60%	0.17%	-0.50%
$\cos\varphi_{11}$	计算值	0.4332	0.6569	0.7895	0.8435	0.8739
	实验值	0.4114	0.6620	0.7787	0.8245	0.8578
	误差	5.30%	-0.77%	1.39%	2.30%	1.88%
$\cos\varphi_{13}$	计算值	0.2061	0.3444	0.4595	0.5245	0.5647
	实验值	0.1896	0.3227	0.4345	0.4739	0.5394
	误差	8.70%	6.72%	5.75%	10.7%	4.69%

等值电路进行计算。基波等值电路与 3 次谐波等值电路中的激磁支路不再用激磁电抗表示,而采用受基波激磁电流与 3 次谐波激磁电流共同控制的流控电压源表示,这既体现了基波变量与 3 次谐波变量的耦合关系,又方便两者分开进行分析计算,因此,激磁支路用流控电压源表示是适于稳态性能分析计算的有效处理方法。

在非正弦供电十五相感应电机原理样机实验平台上进行了不同负载运行工况的实验,通过比较发现,多个关键变量与主要性能指标的计算结果与实验结果相互吻合,说明本文所采用分析计算方法的正确且具有相当高的准确度。文中的分析计算方法为大容量多相感应电机的电磁优化设计奠定了基础。

参考文献

1 Clayton D H, Sudhoff S D, Grater G F. Electric ship drive and power system. In: Proceeding of the 24th International Power Modulator Symposium. Norfolk, 2000. 85-88

2 Smith A C, Williamson S, Hodge C G. High torque dense naval propulsion motors. IEEE International Conference on Electric Machines and Drives. Wisconsin, 2003. 1421-1427

3 Terrien F, Siala S, Noy P. Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion. In: Proceeding IET Power, Electronics, Machines and Drives Conference. Edinburgh, 2004. 556-561

4 Singh G K. Multi-phase induction drive research-a survey. Electr Pow Syst Rese, 2002, 61: 139-147

5 Levi E, Bojoi R, Profumo F, et al. Multiphase induction motor drives - a technology status review. IET Electr Power App, 2007, 1: 489-516

6 Xu H S, Toliyat H A, Petersen L J. Five-phase induction motor drives with DSP-based control system. IEEE T Power Electr, 2002, 17: 524-53

7 Abedel-Khalik A S, Masoud M I, Williams B W. Improved flux pattern with third order harmonic injection for multiphase induction machines. IEEE T Power Electr, 2012, 27: 1563-1578

8 侯立军, 周玲玲, 陈林, 等. 六相感应电机调速系统的建模和仿真研究. 系统仿真学报, 2004, 16: 1249-1253

9 陈林. 十五相感应电机定子绕组多相开路的稳态特性. 电工技术学报, 2004, 19: 14-19

10 王东, 吴新振, 马伟明, 等. 非正弦供电十五相感应电机气隙磁势分析. 中国电机工程学报, 2009, 29: 88-94

11 王东, 吴新振, 马伟明, 等. 非正弦供电十五相感应电机磁路计算方法. 中国电机工程学报, 2009, 29: 58-64

12 王东, 吴新振, 马伟明, 等. 非正弦供电十五相感应电机定子漏抗计算. 中国电机工程学报, 2010, 30: 41-47

- 13 王东, 吴新振, 郭云珺, 等. 非正弦供电十五相感应电机谐波电压确定. 中国电机工程学报, 2012, 32: 126–133
- 14 王东, 吴新振, 郭云珺, 等. 非正弦供电十五相感应电机的电动势计算. 中国电机工程学报, 2013, 33: 129–137
- 15 陈世坤. 电机设计. 北京: 机械工业出版社, 1990
- 16 付丰礼, 唐孝镐. 异步电动机设计手册. 北京: 机械工业出版社, 2002
- 17 Boldea I, Nasar S A. The Induction Machines Design Handbook. 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, 2010
- 18 Pyrhönen J, Jokinen T, Hrabovcová V. Design of rotating electrical machines. Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons, 2008
- 19 陈俊全. 软磁材料电磁特性模拟与应用研究. 博士学位论文. 武汉: 海军工程大学, 2013

Steady state performance analysis of multi-phase induction motor with non-sinusoidal supply

WANG Dong¹, WU XinZhen², CHENG SiWei¹, CHEN JunQuan¹ & GUO YunJun¹

¹ National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology, Naval Eng Univ, Wuhan 430033, China;

² Electrical Eng. Department, Qingdao University, Qingdao 266071, China

Electromagnetic performance analysis is the very foundation for electric machine design optimization. Thus, the research on performance evaluation methods for multi-phase induction machines with non-sinusoidal supply is of great theoretical value and practical importance, as such process is much more complicated than traditional methods developed for three-phase induction machines. The fundamental and third harmonic equivalent circuits are employed as design tools for induction machines supplied by non-sinusoidal voltages with third harmonic injection. Considering that the air-gap flux density is asymmetrical, extended distributed magnetic circuit approach (EDMCA) is used to calculate the fundamental and third harmonic EMFs. The performance of the induction machine is finally determined by calculating quantities such as the fundamental and third harmonic currents in steady state through 3 layers of iterations. Particularly, the inner-layer iteration that calculates the air-gap magnetic flux and the middle-layer iteration that determines the magnetizing current is quite different from the traditional performance analysis approach for three-phase induction machines. The proposed method is applied to a prototype fifteen-phase induction machine with non-sinusoidal supply. Close agreement between the calculated and experimental results at various working conditions indicates the high accuracy of the proposed method.

multi-phase induction machine, non-sinusoidal supply, steady state performance analysis, equivalent circuit, extended distributed magnetic circuit approach

doi: 10.1360/N092014-00243