

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН МЕТОДАМИ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Васьковский Ю.Н., д.т.н., Гайденко Ю.А., Цивинский С.С.,
 Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт"
 Украина, 03056, Киев, пр-т Перемоги, 37, корп.20, кафедра электромеханики
 тел. (044) 454-95-18, 241-76-38, E-mail: ntuukafem@ua.fm

На прикладах асинхронного двигуна та синхронного генератора представлено методики і алгоритми розрахунків інтегральних характеристик електричних машин на основі методів теорії електромагнітного поля. Показано, що безпосередній польовий аналіз дозволяє суттєво підвищити вірогідність результатів математичного моделювання характеристик електричних машин.

На примерах асинхронного двигателя и синхронного генератора представлены методики и алгоритмы расчета интегральных характеристик электрических машин на базе методов теории электромагнитного поля. Показано, что непосредственный полевой анализ позволяет существенно повысить достоверность результатов математического моделирования характеристик электрических машин.

ВВЕДЕНИЕ

Классическая теория электрических машин (ЭМ) определяет и изучает характеристики машин на основе анализа их упрощенных цепных моделей – электрических и магнитных схем замещения с сосредоточенными параметрами. Параметры схем замещения в неявном виде содержат информацию о конструкции и схемах соединения обмоток машины, свойствах ее магнитопровода и др.

Анализ ЭМ на базе их электрических и магнитных схем замещения не отражает тот очевидный факт, что в действительности электрическая машина является сложной пространственной конструкцией с распределенными параметрами, в которой электромеханическое преобразование энергии осуществляется посредством электромагнитного поля. С этой точки зрения более логичным было бы построение теории ЭМ на основе уравнений электромагнитного поля. Эти уравнения исторически были сформулированы Максвеллом раньше, чем изобретены первые конструкции электрических машин, т.е. к моменту начала построения теории ЭМ теоретическая основа для ее построения на базе уравнений поля уже была создана.

Основной причиной исторического развития теории ЭМ на основе методов теории цепей являлась значительная практическая сложность полевого анализа и отсутствие в тот период математических методов и средств для численного решения полевых уравнений. Уравнения поля формулируются для векторных функций – векторного магнитного потенциала, магнитной индукции и др., каждая из которых в общем случае может зависеть не только от трех пространственных координат, но и от времени. С учетом сложной геометрии активной зоны ЭМ, нелинейности физических свойств используемых конструктивных материалов, очевидно, что решение уравнений поля в электрической машине возможно только численно. Аналитические решения уравнений поля возможны лишь при значительных упрощающих предположениях, принятие которых в большинстве случаев ведет к существенному снижению достоверности результатов анализа. Такие частные аналитические решения для

величин поля в отдельных элементах конструкции были получены в классической теории ЭМ и использовались, как правило, для определения параметров.

Дальнейшее развитие электромеханики, создание высокоиспользуемых электромеханических преобразователей нетрадиционной конструкции, функционирующих в специальных режимах работы, требует повышения достоверности математического моделирования их характеристик. Это возможно осуществить на базе методов анализа физических полей в активной зоне ЭМ.

В настоящее время основные условия для широкого использования полевого анализа в научных исследованиях и инженерных разработках уже созданы. Разработаны математические методы и программные средства для эффективного численного решения уравнений поля, созданы высокопроизводительные вычислительные машины. Вместе с тем научно – методических разработок, в которых была бы обоснована, упорядочена и систематизирована идеология полевого анализа ЭМ, опубликовано очень мало. Дальнейшее развитие полевого анализа требует не только системного подхода при его теоретическом обосновании, но и подготовки специалистов – электромехаников, хорошо знакомых с конструкцией, методами расчета ЭМ и в совершенстве владеющих компьютерными технологиями.

В статье представлены методики и алгоритмы непосредственного численного расчета интегральных характеристик электрических машин методами теории поля на двух примерах – расчет механической характеристики короткозамкнутого асинхронного двигателя и расчет V-образной характеристики синхронного генератора.

МЕХАНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Точность построения механической характеристики короткозамкнутых АД во многом зависит от точности расчета величины и фазы токов короткозамкнутой обмотки ротора. При этом требуется достоверный учет эффекта вытеснения индуцированных

токов в массивных стержнях ротора. Расчет характеристики можно выполнить двумя методами.

Метод векторных диаграмм позволяет задать величины и фазы токов в стержнях ротора после предварительного решения схемы замещения АД и построения векторной диаграммы, которая соответствует заданному режиму работы машины.

Пусть известны параметры схемы замещения АД, задано напряжение обмотки статора, скольжение ротора и по схеме замещения рассчитаны токи статора и ротора. Для гармонически изменяющихся во времени величин токи и падения напряжения могут быть представлены векторами и изображены на комплексной плоскости в виде векторной диаграммы. По векторной диаграмме находится временной фазовый сдвиг между токами статора и ротора, который можно представить как эквивалентный пространственный сдвиг намагничивающих сил (НС) обмоток статора и ротора. Угол сдвига НС обмоток равен углу между положениями амплитуд плотностей токов в пазах статора и ротора. Затем, предполагая синусоидальное распределение НС вдоль полюсного деления, задается плотность тока в каждом пазу ротора по выражению

$$J_{2i} = J_{2\max} \cdot \cos(i \cdot \gamma_2 + \Delta\gamma_2),$$

где $\gamma_2 = 2 \cdot \pi \cdot p / Z_2$ - угловой размер зубцового деления ротора, выраженный в электрических градусах; $\Delta\gamma_2$ - дополнительный угол, учитывающий, что из-за неравенства размеров зубцовых делений статора и ротора и дискретного расположения пазов на поверхности ротора истинное значение экстремума намагничивающей силы ротора может располагаться не в пазу, а иметь по отношению к середине пазы некоторый пространственный сдвиг; $i = 0, 1, \dots, Z_2$ - текущий номер пазы ротора.

Практическую реализацию метода векторных диаграмм покажем на примере двухполюсного АД мощностью 11 кВт, несущего номинальную нагрузку при токе статора 21 А. Площадь пазы статора равна 178,1 мм², а количество элементарных проводников в пазу - 16. Номинальное амплитудное значение плотности тока в фазной зоне "А" обмотки статора равно:

$$J_a = \sqrt{2} \cdot 21 \cdot 16 / 178,1 = 2,668 \text{ А/мм}^2.$$

Приведенные к статору параметры обмотки ротора имеют следующие значения: активное сопротивление $r_2' = 0,021$ о.е., индуктивное сопротивление рассеяния $x_{2\sigma}' = 0,0532$ о.е. Угол фазового сдвига тока ротора по отношению к ЭДС ротора равен

$$\psi_2 = \arctg\left(\frac{x_{2\sigma}'}{r_2' \cdot s}\right) = \arctg\left(\frac{0,0532}{0,021 \cdot 0,0206}\right) = 3^\circ.$$

Рассчитанное по схеме замещения приведенное действующее значение тока ротора равно 18,77 А. С учетом коэффициента приведения ротора к статору $k_i = 19,13$ реальное значение тока ротора равно 359 А. Площадь пазы ротора равна 151,3 мм², а амплитуда тока в пазу ротора - 3,35 А/мм². Магнитопроводы статора и ротора АД выполнены из стали 2013.

По расчетным данным строится векторная диа-

грамма анализируемого режима, по которой определяется искомый угол β , характеризующий фазовый сдвиг между токами (или НС) статора и ротора.

Для рассматриваемого номинального режима АД угол $\beta = 163^\circ$, на который максимум тока ротора отстает от максимума тока статора. Следовательно, минимум тока ротора опережает максимум тока статора на угол $180^\circ - 163^\circ = 17^\circ$. Для рассматриваемого двухполюсного АД эти углы соответствуют углам пространственного сдвига экстремумов тока в пазах.

Схематически положение минимума тока ротора относительно максимума тока статора показано на рис. 1. Из-за разных зубцовых делений статора и ротора дополнительный угол сдвига равен $\Delta\gamma_2 = 3^\circ$.

Угол зубцового деления ротора равен $\gamma_2 = 15^\circ$.

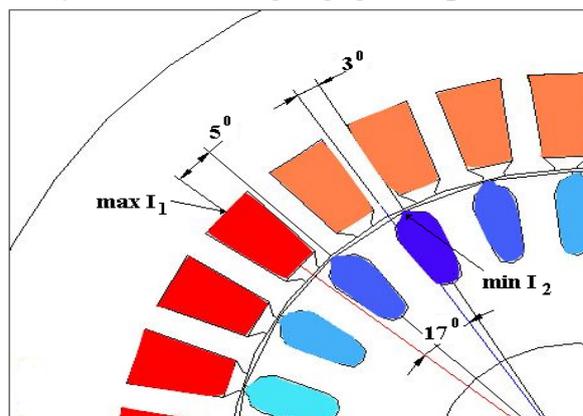


Рис. 1. Определение угла сдвига токов ротора и статора

Плотности токов ротора равномерно заполняют сечения пазов. После задания источников поля - плотностей токов в пазах статора и ротора выполняется расчет стационарного магнитного поля АД при совместном действии НС статора и ротора. Момент рассчитывается по выражению, основанному на методе тензора магнитного натяжения [1],

$$M_{EM} = \frac{2 \cdot p \cdot R_\delta \cdot I_{II}}{\mu_0} \cdot \sum_i^{Q-1} B_{ni} \cdot B_{\tau i} \cdot \Delta l_i \quad (1)$$

где $B_{ni}, B_{\tau i}$ - нормальная и тангенциальная составляющие индукции к расчетной линии, находящейся в воздушном зазоре, R_δ - ее радиус. Номинальное значение момента 36 н/м получено при скольжении $s = 0,0206$ о.е. Аналогично рассчитываются другие точки механической характеристики.

Рассмотренный метод векторных диаграмм дает хорошие результаты при малых скольжениях ротора, при которых эффект вытеснения токов в стержнях ротора выражен незначительно и токи практически равномерно заполняют сечение пазов. Поэтому метод векторных диаграмм рекомендуется использовать при расчете рабочих характеристик АД.

При расчете пусковых характеристик, когда влияние эффекта вытеснения токов в стержнях ротора весьма значительно, метод векторных диаграмм может дать существенные погрешности, несмотря на то, что пусковые токи рассчитываются с использованием

параметров обмотки ротора, которые определены с приближенным учетом эффекта вытеснения.

Для строго учета влияния токов ротора на механическую характеристику асинхронной машины требуется полный анализ электромагнитного поля в активной зоне машины с учетом совокупности и взаимного влияния всех определяющих факторов.

Метод индуцированных токов не предусматривает принудительного задания сторонних токов в стержнях короткозамкнутого ротора АД, а основан на непосредственном определении токов в стержнях в результате решения общего полевого уравнения.

При решении этого уравнения в пазах ротора задается немагнитный электропроводный материал со свойствами металла, из которого выполняются стержни клетки. Электропроводность в пазах статора принимается равной нулю, но в них задаются плотности сторонних токов, обусловленных токами фаз обмотки статора. Электропроводность шихтованного магнитопровода также принимается равной нулю. Таким образом, отличная от нуля электропроводность задается только в пазах ротора, в которых размещены массивные электропроводные стержни. В результате решения уравнения поля для каждой точки искомой характеристики находится распределение индуцированных токов по сечению стержней обмотки ротора.

Каждую точку механической характеристики асинхронной машины следует рассматривать как установившийся режим работы машины при гармонически изменяющихся во времени токах и векторном магнитном потенциале. Переходя к комплексным изображениям величин, а, также выражая вектор линейной скорости в виде $\vec{V} = \omega_R \cdot \vec{R}$, где ω_R - угловая частота вращения ротора, \vec{R} - радиус - вектор произвольной точки ротора, получим запись уравнения поля в следующем виде:

$$\Delta A - j \cdot \omega_m \cdot \gamma \cdot A + \mu \cdot \gamma \cdot \omega_R \cdot (R \times \text{rot} A) = -\mu \cdot J_{\text{стор}}. \quad (2)$$

При этом во всех точках сечения пазов ротора задается вектор скорости перемещения проводников ротора относительно системы координат. Например, в декартовых координатах с началом, расположенным в геометрическом центре ротора, для составляющих вектора скорости в произвольной точке имеем:

$V_x = \omega_R \cdot R \cdot \cos \gamma = \omega_R \cdot y$, $V_y = \omega_R \cdot R \cdot \sin \gamma = \omega_R \cdot x$,
где R, x, y - радиус и декартовы координаты произвольной точки ротора, γ - угол между осью Y и радиус - вектором точки.

Угловая частота изменения во времени магнитного потенциала и токов ω , и угловая частота вращения ротора ω_R зависят от системы координат, в которой выполняется решение уравнения (2). Решение можно выполнить в таких системах координат - синхронной, статорной или роторной.

В синхронно вращающихся координатах наблюдатель видит "замороженную" систему токов статора, которая вращается с такой же угловой частотой, что и система координат. При этом можно считать, что токи в фазах статора во времени не меняются. Условно

предполагая, что вместе с токами вращаются и паза статора, несложно задать в них неизменные во времени плотности токов. Например, в пазах с проводниками начала фазы "А" задается плотность сторонних токов $J_{\text{стор}} = I_m / S_{\Pi}$, в пазах, в которых находятся концы витков фазы "В" (фазная зона "Y"), задается плотность тока $J_{\text{стор}} = -I_m \cdot \cos(-2 \cdot \pi / 3) / S_{\Pi}$ и т.д., где I_m - амплитуда тока в обмотке статора, S_{Π} - площадь сечения паза. Ротор в синхронной системе координат вращается с угловой частотой $\omega_R = \omega_1 \cdot s = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot s / p$, где ω_1 - угловая частота вращения поля статора, p - число пар полюсов. Поскольку при работе двигателя в установившемся режиме поле ротора неподвижно относительно поля статора, в синхронных координатах система токов в стержнях ротора также неизменна. Поэтому частота токов в роторе равна нулю $\omega = 0$ и уравнение (2) приобретает следующий вид:

$$\Delta A + \mu \cdot \gamma \cdot \omega_1 \cdot s \cdot (R \times \text{rot} A) = -\mu \cdot J_{\text{стор}}. \quad (3)$$

При решении задачи в статорных координатах следует принять условия $\omega = \omega_1$ и $\omega_R = \omega_1 \cdot (1 - s)$, в результате чего уравнение (2) принимает вид:

$$\Delta A - j \cdot \omega_1 \cdot \mu \cdot \gamma \cdot A + \mu \cdot \gamma \cdot \omega_1 \cdot (1 - s) \cdot (R \times \text{rot} A) = -\mu \cdot J_{\text{стор}} \quad (4)$$

Плотности токов в фазах обмотки статора в этом случае необходимо задать как комплексные величины:

$$J_{B \text{ стор}} = -I_m \cdot [\cos(-2 \cdot \pi / 3) - j \cdot \sin(-2 \cdot \pi / 3)] / S_{\Pi}$$

и т.д.

При решении задачи в роторных координатах ротор остается неподвижным. Поскольку на статоре нет электропроводных сред, в которых могли бы индуцироваться вихревые токи, в уравнении (2) необходимо принять условия $\omega = \omega_1 \cdot s$ и $\omega_R = 0$. Уравнение окончательно записывается в следующем виде:

$$\Delta A - j \cdot \omega_1 \cdot s \cdot \mu \cdot \gamma \cdot A = -\mu \cdot J_{\text{стор}}. \quad (5)$$

Хотя рассматриваемое физическое явление и величина электромагнитного момента инвариантны в любой системе координат, выбор оптимальной системы определяется двумя условиями. Во-первых, видом уравнения поля. Из приведенных уравнений (3), (4), (5) наиболее простым для численного решения является уравнение (5), записанное в роторных координатах. Во-вторых, при рассмотрении процесса в роторных координатах наглядно удаётся проанализировать явление поверхностного эффекта в стержнях ротора. Это же явление, рассчитанное, например, в статорных координатах, даёт иное распределение токов в стержнях ротора, что усложняет анализ результатов. Поэтому предпочтительным является решение задачи в роторных координатах.

При расчете механической характеристики необходимо учитывать изменение тока статора при изменении скольжения. Строго говоря, такой учет можно выполнить только при цепи - полевым анализе, когда

величина тока обмотки статора при заданном скольжении находится в соответствии с текущими параметрами машины. В ряде случаев такой учет можно выполнить приближенно. Если известна ожидаемая кратность пускового тока k_p при $s=1$, то зависимость амплитуды тока статора от скольжения $I_m(s)$ при $s \geq s_{\text{НОМ}}$ можно аппроксимировать формулой:

$$I_m(s) = I_{mN} \cdot \left[1 + (k_p - 1) \cdot \sqrt{s - s_{\text{НОМ}}} \right], \quad (6)$$

где I_{mN} - значение амплитуды тока при $s = s_{\text{НОМ}}$.

После решения уравнения поля рассчитывается электромагнитный момент двигателя по формуле (1).

На рис.2 представлена рассчитанная методом индуцированных токов механическая характеристика трехфазного АД имеющего следующие данные [2]: мощность 300 кВт, напряжение питания 660 В, номинальный ток статора 300 А, $\cos \varphi = 0,934$, $\eta = 0,93$.

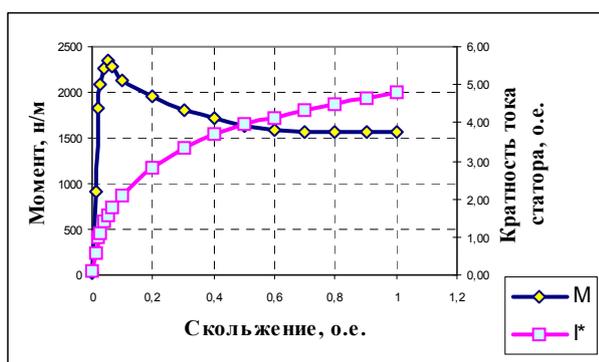


Рис. 2. Механическая характеристика АД

V-ОБРАЗНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Одной из важнейших характеристик синхронных машин, работающих параллельно с сетью, является V-образная характеристика – зависимость тока обмотки якоря от тока возбуждения $I_a(i_f)$ при неизменном заданном напряжении сети $U_a = const$ и неизменной активной мощности $P_1 = m \cdot U_a I_a \cdot \cos \varphi = const$. Второе условие эквивалентно условию неизменности активной составляющей тока якоря $I_{aa} = I_a \cdot \cos \varphi = const$, где φ - угол фазового сдвига между напряжением и током якоря.

Полевой расчет V-образной характеристики синхронного генератора (СГ) выполняется при одновременном действии двух источников поля – плотностей токов в пазах статора с обмоткой якоря и плотностей токов в пазах ротора, в которых расположена обмотка возбуждения. Это дает возможность учесть влияние на характеристику реального насыщения магнитопровода машины. При задании токов в пазах статора необходимо сформировать пространственный сдвиг намагничивающих сил обмоток якоря и возбуждения, который эквивалентен фазовому сдвигу векторов ЭДС и тока якоря на векторной диаграмме СГ.

Для определения пространственного сдвига НС воспользуемся показанной на рис. 3 векторной диаграммой явнополюсного СГ.

Магнитный поток, вызванный током возбуждения, направлен вдоль продольной оси ротора и при вращении ротора индуцирует в витках обмотки якоря переменную электродвижущую силу E , причем максимум ЭДС индуцируется в витках, находящихся в данный момент времени над продольной осью ротора. Положение максимума тока обмотки якоря смещено относительно положения максимума ЭДС (или продольной оси) на пространственный угол $\psi_{\Gamma} = \psi / p$, где p – число пар полюсов, зависящий от режима работы машины. Пусть заданы параметры и режим работы СГ, т.е. известны индуктивные сопротивления X_d, X_q , активное сопротивление R_a , напряжение U_a , ток якоря I_a и угол φ .

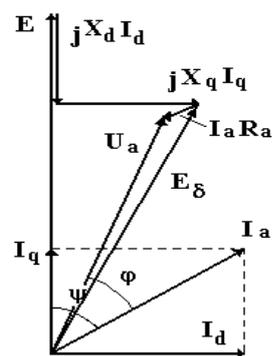


Рис. 3. Векторная диаграмма явнополюсного СГ

Для определения угла ψ между векторами ЭДС и тока обмотки якоря спроецируем вектора диаграммы на продольную и поперечную оси. Для проекций векторов запишем следующие уравнения:

$$\begin{aligned} U_a \cdot \cos(\psi - \varphi) &= E - X_d \cdot I_d - I_q \cdot R_a \\ U_a \cdot \sin(\psi - \varphi) &= X_q \cdot I_q - I_d \cdot R_a \end{aligned}, \quad (7)$$

где $I_d = I_a \cdot \sin \psi$, - продольная и поперечная составляющие тока якоря. Применяя формулы разложения тригонометрических функций, из второго уравнения несложно найти следующие выражения для искомого угла ψ :

$$\psi = \arctg \left(\frac{U_a \cdot \sin \varphi + X_q \cdot I_a}{U_a \cdot \cos \varphi + R_a \cdot I_a} \right). \quad (8)$$

Из первого уравнения системы (7) после нахождения угла ψ легко определить ЭДС в обмотке якоря, наведенную потоком возбуждения:

$$E = U_a \cdot \cos(\psi - \varphi) + X_d \cdot I_d + I_q \cdot R_a. \quad (9)$$

Найденная по выражению (9) ЭДС индуцируется потоком возбуждения в обмотке якоря в режиме холостого хода СГ и по величине может существенно отличаться от напряжения сети. Реальный уровень насыщения магнитопровода в каждой точке V-образной характеристики определяется результирующим магнитным потоком с учетом влияния реакции якоря. Результирующий поток индуцирует в фазе обмотки якоря ЭДС E_{δ} . Связь между величинами E_{δ} и U_a вытекает из векторной диаграммы:

$$E_{\delta} = \sqrt{(U_a \cdot \cos(\psi - \varphi) + I_q \cdot R_a)^2 + (X_q \cdot I_q)^2} \quad (10)$$

С другой стороны, по результатам расчета электромагнитного поля СГ величина E_{δ} может быть определена с помощью следующего выражения [1]:

$$E_{\delta} = 4,44 \cdot f \cdot p \cdot \frac{w \cdot 2 \cdot l_p}{S_n} \cdot \sum_j \sum_i A_{ijcp} \cdot s_{ij}, \quad (11)$$

где $A_{ijcp} = (A_{ij1} + A_{ij2} + A_{ij3})/3$ - среднее значение векторного магнитного потенциала в i - ом конечном элементе в j -м пазу [3], в котором лежит рассматриваемая катушка данной фазы $j = (1...q)$, $A_{ij1}, A_{ij2}, A_{ij3}$ - потенциалы в вершинах конечного элемента; s_{ij} - площадь i -го конечного элемента в j -м пазу, S_n - площадь паза.

Таким образом, расчет каждой точки V-образной характеристики выполняется итерационным методом: последовательными приближениями ищется такой ток возбуждения, при котором величины E_{δ} , найденные полевым методом и по выражению (10), практически совпадают.

Сформулируем алгоритм расчета V-образной характеристики:

1. Задаются исходные данные СГ: параметры и режим работы - напряжение U_a , активная мощность P_1 (или активная составляющая тока якоря I_{aa}), синхронные индуктивные и активное сопротивление обмотки якоря X_d, X_q, R_a .

2. В диапазоне значений ($I_{amin}...I_{amax}$) задается текущее значение тока якоря I_{ai} , и рассчитываются углы фазового сдвига между током и напряжением обмотки якоря $\varphi_i = \pm \arccos(I_{aa}/I_a)$. Значение угла со знаком "плюс" соответствует току возбуждения i_{f1} на ветви V-образной характеристики "недовозбужденной" СГ, а значение со знаком "минус" - току i_{f2} на ветви "перевозбужденной" СГ.

3. По выражению (8) определяется угол ψ между ЭДС и током обмотки якоря.

4. По выражению (10) определяется ЭДС E_{δ} , индуцированная результирующим магнитным потоком в фазе обмотки якоря.

5. Формируется расчетная область СГ (при условии предположении, что пазы статора и ротора взаимно неподвижны) и строится конечно - элементная модель ее электромагнитного поля. При задании токов обмотки якоря ось фазной зоны фазы "А" поворачивается в пространстве относительно продольной оси ротора на угол $\psi_r = \psi / p$. В фазных зонах задается система трехфазных токов, причем в фазной зоне "А" задается амплитудное значение тока.

6. Задается первое приближение тока в обмотке возбуждения $i_f^{(1)}$.

7. Выполняется расчет электромагнитного поля относительно векторного магнитного потенциала и

затем с помощью выражения (11) рассчитывается реальная величина ЭДС $E_{\delta}^{(1)}$.

8. Выполняется сравнение $|E_{\delta} - E_{\delta}^{(1)}| \leq \epsilon$, где ϵ - заданная погрешность. Если расчетная погрешность превышает заданную, то выбирается новое значение тока возбуждения $i_f^{(2)}$ и выполняется новый расчет поля по п. 7.

9. При достижении заданной погрешности аналогично рассчитывается вторая точка V-образной характеристики, соответствующая второму значению угла φ , определенного в п.2.

10. Аналогично рассчитываются следующие две точки V-образной характеристики, соответствующие другому значению тока якоря, выбранному из рассматриваемого диапазона ($I_{amin}...I_{amax}$). При $\cos \varphi = 1$ выполняется расчет одной точки, соответствующей минимуму V-образной характеристики.

По представленному алгоритму выполнялись расчеты V-образной характеристики турбогенераторов ТГВ - 200 и ТГВ - 300, которые продемонстрировали весьма близкое совпадение расчетных и экспериментальных данных. При заданных значениях токов обмотки якоря, расхождение по величине тока возбуждения в пределах всех характеристик не превышало (3...6)%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методы непосредственного полевого анализа электрических машин позволяют существенно повысить точность определения интегральных характеристик машин за счет подробного учета геометрии их активной зоны и нелинейных свойств магнитопровода. Разработанные методики и алгоритмы полевого расчета механической характеристики короткозамкнутого АД и V-образной характеристики синхронного генератора легко реализуются на практике и могут широко использоваться в научных исследованиях и при инженерных разработках.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Васьковський Ю.М. Математичне моделювання електромеханічних перетворювачів енергії - Київ, НТУУ "КПІ".-2003. - 164с.
- [2] Папазов Ю.Н., Чувашев В.А., Васьковський Ю.Н., Гайденоко Ю.А. Анализ механических характеристик короткозамкнутых асинхронных двигателей методами теории электромагнитного поля // "Електротехніка і електромеханіка", №1, 2005, с.55 - 58.
- [3] Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров - электриков - М.: Мир 1986. - 230с.

Поступила 30.08.2005