

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

В. В. АЛЕКСЕЕВСКИЙ, А. А. ТЕРЗЯН, Э. С. ФРНДЖИБАШЯН

К МЕТОДАМ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
ПРОЦЕССОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН*

Необходимость определения электромагнитного поля в современных высокоиспользуемых электрических машинах с учетом нелинейных свойств магнитной цепи значительно усложняет аналитический метод их расчета. В связи с этим приобретает важное значение выявление и использование новых возможностей метода математического моделирования, которые позволили бы с минимальными затратами средств и времени производить необходимые исследования процессов без обычных допущений, принятых в аналитической теории электрических машин.

При аналоговом математическом моделировании проще магнитное поле воспроизводить электрическим полем в проводящей среде, в которой электрическому потенциалу ставится в соответствие векторный магнитный потенциал A оригинала [1]. Преимущество такого соответствия заключается не только в возможности отражения реальной структуры магнитной цепи, но и обмоток моделируемой машины [2, 3]. В [2, 3] предложена достаточно простая схема аналого-сеточной математической модели синхронной машины, которая позволяет воспроизводить статистические и динамические процессы машины в координатных осях d и q .

В настоящей работе показана возможность построения такой модели на основе полного структурного подобия с оригиналом, если имитировать вращение роторной части модели магнитного поля относительно статорной. При этом процессы в машине могут быть рассмотрены в осях a , b , c фазовых обмоток статора, что позволяет отказаться от допущений, принимаемых при исследовании машины в осях d и q . Представляется возможным исследование несимметричных режимов и учет дифференциального рассеяния. При структурном подобии модели и оригинала величинами, характеризующие процессы в оригинале, можно определить простым умножением на масштабные коэффициенты величины, характеризующие процессы в модели.

* По материалам доклада авторов на Общем собрании Отделения физико-технических наук и механики АН Арм. ССР 4 апреля 1977 г.

На рис. 1 представлена сеточная модель магнитного поля с фрагментом схемы имитации вращения магнитных цепей ротора относительно статора. Здесь R_0 — нелинейные сопротивления ферромагнитных участков, а R_b воспроизводят магнитную проводимость участков воздушной среды магнитной цепи машины. Пелинейные элементы сеточ-

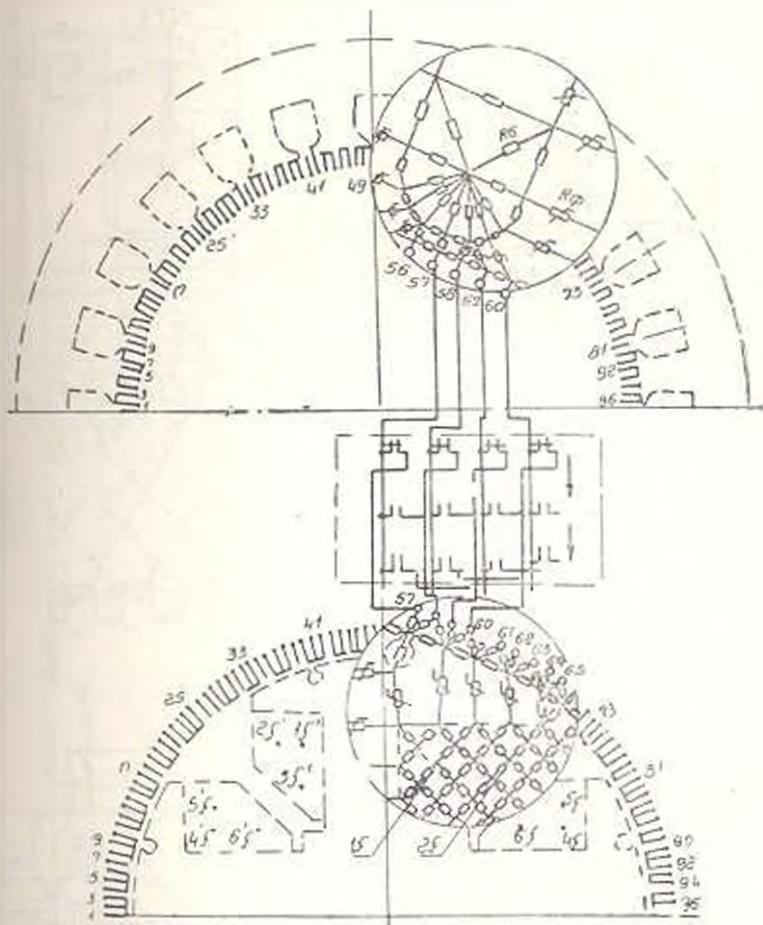


Рис. 1.

ной модели моделируют участки магнитопровода кусочно-линейной аппроксимацией характеристики намагничивания данного участка и состоят из параллельных цепочек настраиваемых сопротивлений, включенных с источником опорных напряжений через переход эмиттер—базу транзисторов.

Блок имитации вращения ротора включает две группы коммутирующих элементов, одна из которых осуществляет в модели такое перемещение ротора относительно статора, при котором продольная ось ротора совершает колебательное движение между двумя радиальными линиями, проходящими через середины соседних зубца и паза статора.

С помощью другой группы элементов осуществляется коммутация первичных обмоток трансформаторов, моделирующих функции задания

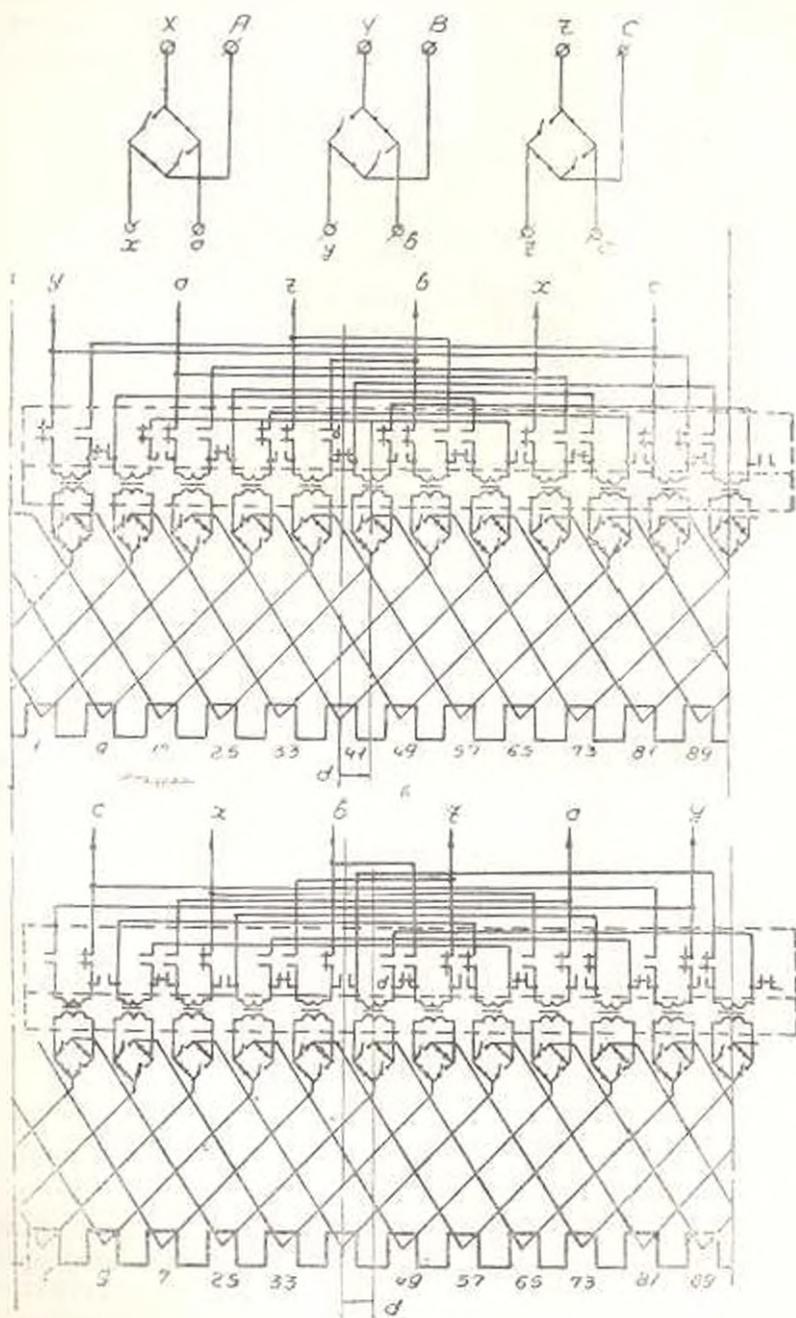


Рис. 2.

и с. и измерения потокосцепления обмотки статора так, что при совпадении оси d с указанными радиальными линиями одновременно с

изменением направления вращения ротора меняются знаки угловых координат обмотки статора относительно оси d , т. е. происходят соответствующие изменения положения и ориентации фазовых обмоток. Такой способ имитации вращения создает эффект непрерывного одно-

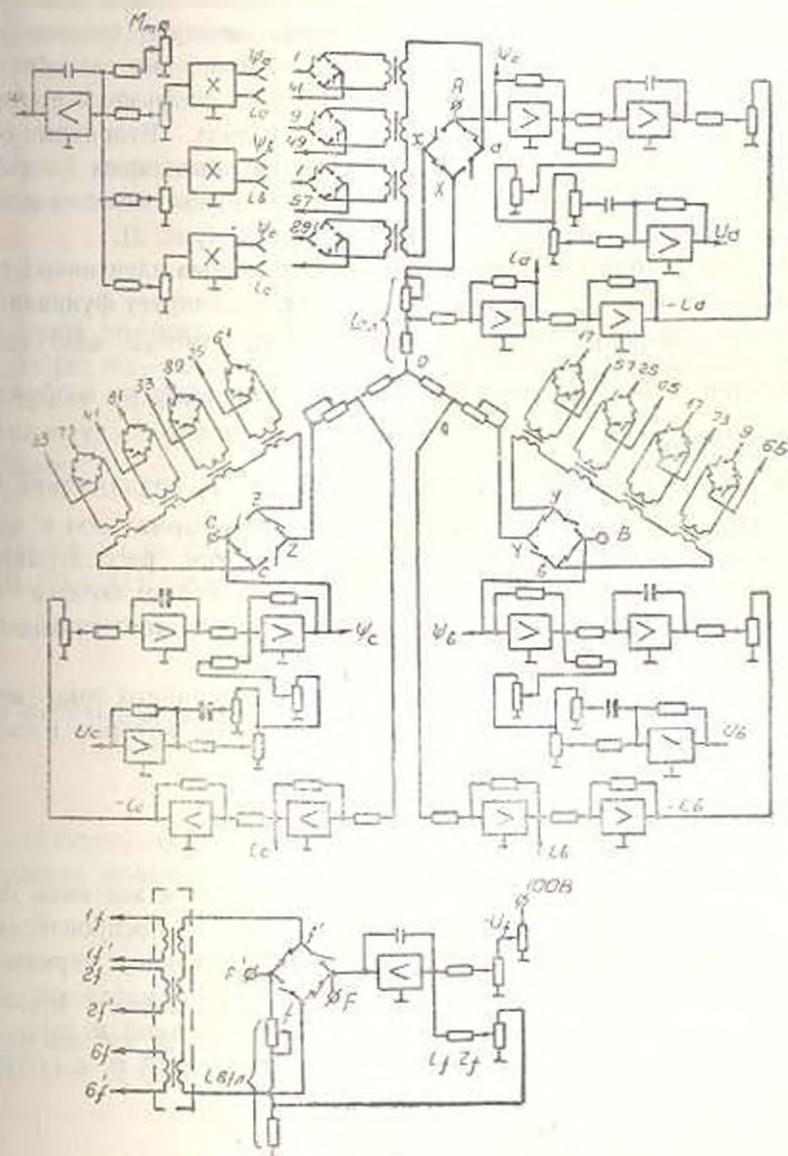


Рис. 3.

направленного перемещения ротора относительно статора при минимальном количестве используемых коммутационных элементов, что существенно упрощает техническую реализацию структурной модели электрической машины.

На рис. 2 приведена схема коммутации первичных обмоток трансформаторов при имитации вращения ротора на зубцовое деление статора, поясняющая предложенный принцип работы имитации вращения. При этом первичные обмотки трансформаторов включаются по схеме соединения катушек обмотки статора моделируемой машины.

Для возможности трансформации постоянного тока в цепи первичных и вторичных обмоток трансформаторов введены, соответственно, мостовые модуляторы и демодуляторы, выполненные из обратимых электронных ключей, управляемых синхронно и синфазно в противолежащих плечах и в противофазе в смежных плечах. Вторичные обмотки трансформаторов через демодуляторы подключаются в соответствии с шагом обмотки машины к модели магнитного поля—в рассматриваемом случае к точкам 1.11, 9.49, 1.57 и т. д. (рис. 2).

Обмотка возбуждения моделируется с помощью идентичных трансформаторов K (рис. 3), каждый из которых моделирует функции задания н. с. и измерения потокосцепления части обмотки возбуждения, включающей $\frac{2W_f}{k}$ витков (W_f —число витков обмотки возбуждения на один полюс).

На рис. 1 показаны точки $1_f, 1'_f, 2_f, 2'_f, 3_f, 3'_f$ подключения через демодуляторы вторичных обмоток этих трансформаторов и модели магнитного поля при $k=6$. Первичные обмотки рассматриваемых трансформаторов соединены последовательно и подключены через модуляторы к клеммам FF' модели (рис. 3), соответствующим выходным клеммам обмотки возбуждения.

Амплитуда первой гармоники результирующего тока модели магнитного поля, создаваемого трансформаторами, которые воспроизводят обмотку статора, равна:

$$I_{pm} = \frac{2}{\pi} \frac{W_1}{W_2} m k_{05} q I_m, \quad (1)$$

где m —число фаз обмотки статора; I_m —амплитудное значение тока в цепи первичных обмоток группы трансформаторов, воспроизводящих фазовую обмотку статора; W_1 и W_2 —соответственно, первичное и вторичное числа витков трансформаторов; k_{05} , q —обмоточный коэффициент и число пазов на полюс и фазу моделируемой машины.

Амплитуда первой гармоники результирующей н. с. обмотки статора равна:

$$F = \frac{m}{\pi} \frac{W k_{05}}{p} i_m, \quad (2)$$

где i_m —амплитудное значение фазного тока машины;

p —число пар полюсов машины;

W —число витков статорной обмотки моделируемой машины.

Так как

$$I_{pm} = m F F' \quad (3)$$

(где m_F —масштаб н. с. машины), то из (3) с учетом (1) и (2) получим:

$$I_m = \frac{1}{2} \frac{W_1}{W_2} \frac{W m_F}{p q} i_m = M_i i_m, \quad (4)$$

откуда масштаб тока обмотки статора:

$$M_i = \frac{1}{2} \frac{W_1}{W_2} \frac{W m_F}{p q}. \quad (5)$$

Первой гармонике потокосцепления обмотки статора на модели соответствует э. д. с.

$$E = \frac{4}{\pi} \frac{W_1}{W_2} \tau q k_{00} B_m \delta m_A l, \quad (6)$$

где τ —длина полюсного деления машины; B_m —максимальная индукция в зазоре; m_A —масштаб векторного магнитного потенциала; l —активная длина сердечника статора.

Амплитудное значение первой гармоники э. д. с. обмотки статора равно:

$$E_m = 4 \tau W k_{00} f B_m l, \quad (7)$$

где f —основная частота.

Из (6) и (7) следует, что

$$E = \frac{1}{\pi} \frac{W_1}{W_2} \frac{q m_A}{W f} E_m = M_E E_m, \quad (8)$$

откуда масштаб э. д. с. обмотки статора:

$$M_E = \frac{1}{\pi} \frac{W_1}{W_2} \frac{q m_A}{W f}. \quad (9)$$

Результирующий ток вторичных обмоток трансформаторов, моделирующих обмотку возбуждения, равен

$$I_{pf} = I_f \frac{W_1}{W_2} k = m_f F_f, \quad (10)$$

где I_f —ток в первичных обмотках трансформаторов; F_f —н. с. обмотки возбуждения оригинала.

Из (10) следует

$$I_f = 2 \frac{W_2 W_1 m_F}{W_1 k} i_f = M_{i_f} i_f, \quad (11)$$

где i_f —ток обмотки возбуждения.

Следовательно, масштаб тока возбуждения:

$$M_{i_f} = 2 \frac{W_2 W_1 m_F}{W_1 k}, \quad (12)$$

а потокосцепление обмотки возбуждения:

$$\Psi_f = 2 \Phi_f W_f, \quad (13)$$

где Φ_f — поток, сцепленный с обмоткой возбуждения.

Напряжение на клеммах последовательно соединенных первичных обмоток трансформаторов равно

$$U_f = \frac{\Phi_f m_A W_1 k}{W_2} \quad (14)$$

Из (13) и (14) получим

$$U_f = \frac{m_A k W_1}{\omega W_f W_2} \omega \Phi_f = M_{\omega \Phi_f} \omega \Phi_f, \quad (15)$$

где масштаб

$$M_{\omega \Phi_f} = \frac{m_A k W_1}{W_2 \omega W_f} \quad (16)$$

При имитации вращения ротора дифференциальные уравнения, описывающие процессы в фазовых обмотках и обмотке возбуждения, можно представить в классическом виде:

$$U_m = p \Psi_m - r i_m, \quad (17)$$

где U_m и i_m ($m = a, b, c, f$) — напряжения и токи фазовых обмоток статора и обмотки возбуждения; Ψ_m — потокосцепления фазовых обмоток и обмотки возбуждения; r, r_f — активное сопротивление обмоток статора и ротора; $p = \frac{d}{dt}$ — оператор дифференцирования по времени:

$$U_m = L_n p i_m + R_n i_m, \quad (18)$$

где L_n, R_n — индуктивность и активное сопротивление нагрузки.

Из (17) и (18) можно получить уравнения машины в виде, удобном для моделирования:

$$\Psi_m - L_n i_m = \frac{1}{p} (R_n + r) i_m. \quad (19)$$

Так как на сеточной модели не воспроизводится поле лобового рассеяния обмоток статора и возбуждения, то уравнение следует представить следующим образом:

$$(\Psi_m^* - L_{\sigma 1} i_m) - L_{\sigma 2} i_m = \frac{1}{p} (R_n + r) i_m, \quad (20)$$

где Ψ_m^* — потокосцепления фаз обмоток статора и возбуждения, измеряемые на модели магнитного поля; $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$ — индуктивность лобового рассеяния обмоток статора и возбуждения.

Переходный процесс в синхронной машине сопровождается изменением скорости вращения ротора. В случае, когда изменение скорости оказывает существенное влияние на протекание процесса, возникает необходимость совместного рассмотрения уравнений, описывающих процессы в электрических контурах, и уравнения движения ротора:

$$\omega = \frac{1}{p} \left(\frac{M_m - M_{\psi}}{J} \right), \quad (22)$$

где $M_{\psi} = \Psi_a I_a + \Psi_b I_b + \Psi_c I_c$ — момент электромагнитных сил; M_m — известный момент первичного двигателя.

На рис. 3 приведена принципиальная схема решения на модели уравнений (18), (20) и (21), где суммарные сопротивления R_A и R_B , R_C и R_4 , R_1 и R_6 , R_2 и R_6 воспроизводят индуктивное сопротивление лобового рассеяния фаз А, В, С и обмотки возбуждения. Причем на идентичных резисторах R_a , R_1 , R_6 и R_3 измеряются напряжения, пропорциональные токам обмоток машины, а на клеммах последовательно соединенных первичных обмоток трансформаторов через мостовые модуляторы — напряжения, пропорциональные Ψ_a , Ψ_b , Ψ_c и Ψ_f , т. е. потокосцепления обмоток без учета лобового рассеяния.

Для регулирования частоты вращения ротора измеряемое в модели напряжение U_{ω} , пропорциональное угловой скорости вращения ротора ω , преобразуется в частоту следования импульсов, управляющих коммутирующим устройством блока имитации вращения ротора.

Отметим, что описанная модель проста в реализации. Она позволяет определять все необходимые величины, характеризующие установившиеся и переходные процессы при широкой вариации геометрии и свойства магнитной цепи. Результаты проведенного широкого круга исследований на изготовленной модели показали достаточно близкое совпадение моделируемых процессов с контрольными режимами, полученными на оригинале.

Используя предлагаемый метод воспроизведения функций задания намагничивающих сил и измерения потокосцеплений обмоток при моделировании магнитного поля электрическим полем в проводящей среде и имитации вращения ротора, аналогично можно выполнить модели и других типов электрических машин.

ВНИИЭ

Получило 12. X. 1977.

Վ. Վ. ԱԲԵՅՅԱՆՈՒԿ, Շ. Ա. ՔԻՐՉՅԱՆ, Է. Ս. ՅՐԻՂԵՐԱՅԱՆ

ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՄԵՔԵՆԱՆԵՐԻ ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆԻՍՈՒԿԱՆ
ՊՐՈՑԵՍՆԵՐԻ ՄՈԴԵԼԻՐՈՒՄԸ ԵՎ ԻՄԻՏԱՑԻԱ

Ա. մ. փ. Խ. Կ. Ե. Ը.

Առաջարկված է էլեկտրական մեքենաների կառուցվածքային մոդելավորման նոր մոտեցում, որի հիմքում ընկած են մեքենաների էլեկտրական շղթաներում կառուցվող պրոցեսների վերարտադրման ինքնատիպ լուծումներ, հաշվի առնելով մագնիսական շղթայի ոչ-զմային հատկությունները և ուստորի պատման նմանակումը:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. *Иванов-Смоленский А. В., Кузнецов В. А.* Математическое моделирование переходных процессов синхронной явнополюсной машины с учетом нелинейных свойств элементов ее магнитной цепи. «Известия АН СССР. Энергетика и транспорт», 1967, № 6.
2. *Терзян А. А., Фриджибашян Э. С.* Математическая модель для исследования установившихся и переходных процессов синхронных машин на стадии проектирования. Тр. ВНИИКЭ, т. 4, Ереван, 1971.
3. *Фриджибашян Э. С., Терзян А. А.* Математическое моделирование в задачах анализа и синтеза электрических машин. «Известия АН СССР. Энергетика и транспорт», 1975, № 2.