

РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИКИ ХОЛОСТОГО ХОДА ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭМУ СОВМЕЩЕННОГО ТИПА

А. И. СКОРОСПЕШКИН, М. Л. КОСТЫРЕВ

(Рекомендовано семинаром кафедр электрических машин и общей электротехники).

Совмещение в одном магнитопроводе двух каскадов электромашинного усилителя (ЭМУ) переменного тока (рис. 1) позволяет устранить скользящие электрические контакты и сделать машину компактной [1].

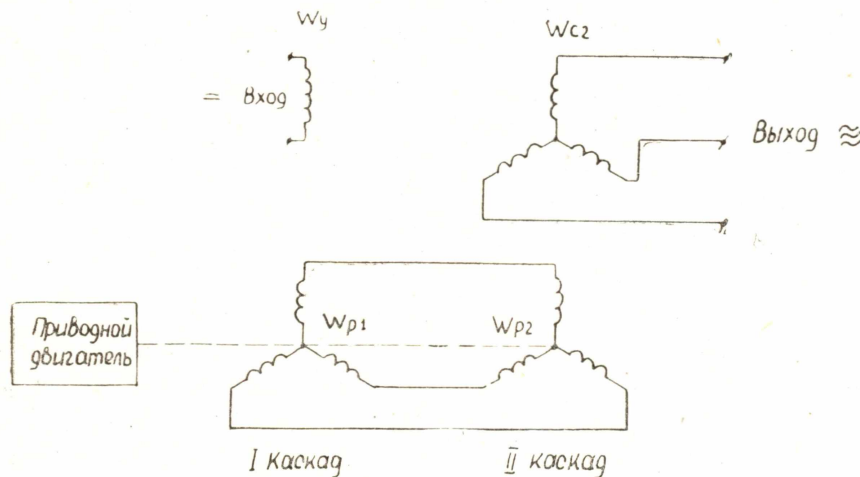


Рис. 1. Схема фазочувствительного ЭМУ.

При этом следует так выбрать соотношение чисел пар полюсов, укорочение шагов и распределение секций обмоток, а также порядок соединения катушечных групп в фазе, чтобы отсутствовали силы одностороннего магнитного притяжения и трансформаторная связь между каскадами.

Расчет магнитной цепи совмещенных машин осложняется тем, что удельные ампер-витки на стальных участках магнитопровода зависят от взаимного перемещения совмещенных магнитных полей. Имеются различные методики, учитывающие взаимное влияние совмещенных полей. Одна из них [2] позволяет получить удовлетворительную точность при определенном соотношении чисел пар полюсов благодаря использованию кривых одновременного намагничивания стали токами различной частоты. Другая, более трудоемкая методика [3] основана на многократном графоаналитическом расчете участков магнитопровода при перемещении совмещенного поля относительно рассчитываемого. Анализ магнитной цепи совмещенных машин [4], выполненный на основе аппроксимации кривой намагничивания стали гиперболиче-

ским синусом, приводит к достаточно простым формулам расчета н. с. на стальные участки магнитопровода.

В настоящей работе предлагается методика расчета, основанная на результатах анализа [4] и позволяющая сравнительно просто учесть взаимное влияние совмещенных полей. Методика предназначена для расчета характеристики х. х. двухкаскадного фазочувствительного ЭМУ совмещенного типа, но ее принципы могут быть использованы для расчета магнитных цепей двухкаскадных электрических машин совмещенного типа.

Известно [2, 4], что влиянием высших гармонических в кривых н. с. и токов на работу машин можно пренебречь и вести расчет лишь по первой гармонической н. с.

Амплитуды первых гармоник н. с. на зубцы [4].

$$F_{z1} = 2 \cdot L_z \cdot \alpha \cdot I_0 (\beta \cdot B_{zm2}) \cdot I_1 (\beta B_{zm1}), \quad (1)$$

$$F_{z2} = 2 \cdot L_z \cdot \alpha \cdot I_0 (\beta B_{zm1}) \cdot I_1 (\beta B_{zm2}). \quad (2)$$

Индексы 1 и 2 относятся к первой и второй совмещенным машинам. В случае ЭМУ это 1-й и 2-й его каскады.

$I_0(\beta B)$ и $I_1(\beta B)$ — функции Бесселя первого рода чисто мнимого аргумента нулевого и первого порядка.

Коэффициенты α и β зависят от марки стали и участка кривой намагничивания.

Методике расчета коэффициентов α и β , обеспечивающих наилучшую аппроксимацию кривой намагничивания, а также учету уплощения магнитного поля в зоне зубцов и неравномерности поля в ярмах будет посвящена отдельная статья.

Амплитуды первых гармоник н. с. на ярма

$$F_{a1} = \frac{4}{\pi} \cdot L_{a1} \cdot \alpha \cdot I_0 (\beta B_{am2}) \cdot I_1 (\beta B_{am1}), \quad (3)$$

$$F_{a2} = \frac{4}{\pi} \cdot L_{a2} \cdot \alpha \cdot I_0 (\beta B_{am1}) \cdot I_1 (\beta B_{am2}). \quad (4)$$

B_{am1} , B_{am2} , B_{zm1} , B_{zm2} — амплитуды первых гармоник индукций в ярмах и зубцах от полей I и II каскадов;

L_z , L_{a1} , L_{a2} — соответствующие длины участков магнитопровода.

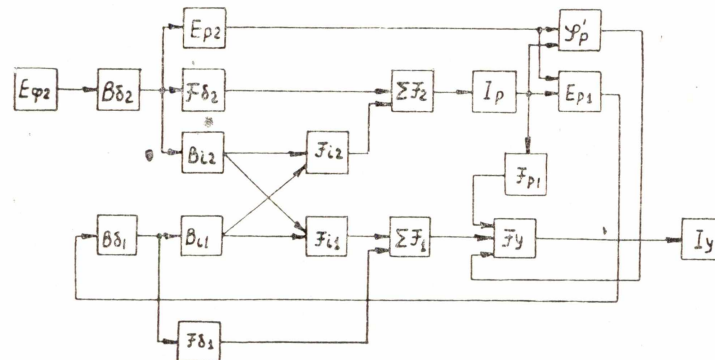


Рис. 2. Структурная схема расчета характеристики х.х. совмещенного ЭМУ.

Так как н. с. I и II каскадов связаны между собой через индукции, то характеристику предлагается рассчитывать методом последовательных приближений. Структурная схема такой методики представлена на рис. 2.

Суммарная н. с. на пару полюсов II каскада

$$\Sigma F_2 = F_{\delta 2} + F_{z p 2} + F_{z c 2} + F_{a p 2} + F_{a c 2}. \quad (5)$$

$F_{\delta 2}$, $F_{z p 2}$, $F_{z c 2}$, $F_{a p 2}$, $F_{a c 2}$ — составляющие н. с. на зазор, зубцы и ярма статора и ротора.

На рис. 2 они, за исключением $F_{\delta 2}$, обозначены $F_{i 2}$.

$F_{\delta 2}$ рассчитывается по общепринятым формулам. Остальные н. с. — по формулам (2,4).

В первом приближении значения индукций поля I каскада можно принять

$$B_{z.m1} = \frac{C_B}{1 - C_B} \cdot B_{z.m2}, \quad C_B = 0,4 \div 0,6. \quad (6)$$

$$B_{a.m1} = \frac{C_B \cdot p_2}{(1 - C_B) p_1} \cdot B_{a.m2}. \quad (7)$$

Рекомендации по выбору C_B при проектировании даны в [4]. Во втором и последующих приближениях берутся значения индукций поля I каскада, рассчитанные в предыдущем приближении.

Действующее значение тока в роторе

$$I_p = \frac{P_2}{0,9 \cdot m_p \cdot \omega_{p2}} \cdot \Sigma F_2, \quad (8)$$

m_p — число фаз обмоток ротора;

ω_{p2} — число витков в фазе обмотки W_{p2} с учетом обмоточного коэффициента;

p_2 — число пар полюсов II каскада.

Уравнение цепи ротора

$$\dot{E}_{p1} + \dot{E}_{p2} = \dot{I}_p (r_p + j x_{sp}); \quad (9)$$

$r_p = r_{p1} + r_{p2}$ — активное сопротивление обмоток ротора;

$x_{sp} = x_{sp1} + x_{sp2}$ — индуктивное сопротивление рассеяния обмоток ротора;

$$E_{p2} = \pi \sqrt{2} \cdot f_p \cdot \omega_{p2}' \cdot \Phi_2 \cdot 10^{-4}. \quad (10)$$

f_p — частота тока в роторе;

Φ_2 — магнитный поток поля II каскада.

Из уравнения (9) действующее значение э. д. с. в обмотке

$$E_{p1} = \sqrt{(E_{p2} + I_p \cdot x_{sp})^2 + (I_p \cdot r_p)^2}. \quad (11)$$

По рассчитанному значению E_{p1} определяются индукции в зазоре и на стальных участках I каскада.

ΣF_1 рассчитывается аналогично ΣF_2 . Значения индукций поля II каскада в формулах (1,3) берутся того же приближения, что и индукции поля I каскада.

В конце каждого приближения проверяются условия:

$$|(\Sigma F_1)_{n+1} - (\Sigma F_1)_n| \leq 0,05 (F I_1)_{n+1}; \quad (12)$$

$$|(\Sigma F_2)_{n+1} - (\Sigma F_2)_n| \leq 0,05 (\Sigma F_2)_{n+1} \quad (13)$$

n — порядок приближения.

При выполнении условий (13, 12) рассчитывается н. с. обмотки управления

$$F_y = \sqrt{(\Sigma F_1)^2 + (F_{p1})^2 + 2(\Sigma F_1) \cdot F_{p1} \cdot \sin \varphi_p'}, \quad (14)$$

$$F_{p1} = \frac{0,9 m_p \cdot \omega'_{p1} \cdot I_p}{p_1}, \quad (15)$$

$$\varphi'_p = \operatorname{arctg} \left(\frac{E_{p2} + I_p \cdot x_{sp}}{I_p \cdot r_p} \right), \quad (16)$$

ω'_{p1} — число последовательных витков в фазе обмотки с учетом обмоточного коэффициента;

p_1 — число пар полюсов I каскада.

Для обмотки управления концентрического типа

$$I_y = \frac{\alpha_y \cdot F_y \cdot p_1}{\omega'_y}, \quad (17)$$

$$\omega'_y = \omega_y \cdot \frac{y_{ср}}{\tau_1}, \quad (18)$$

ω_y — полное число витков обмотки управления,

τ_1 — полюсное деление I каскада в пазах,

$y_{ср}$ — средний шаг обмотки управления в пазах,

α_y — число параллельных ветвей обмотки W_y .

Для распределенной обмотки управления типа якорной обмотки машины постоянного тока

$$I_y = \frac{\pi \cdot \alpha_y \cdot F_y \cdot p_1}{4 \omega'_y}, \quad (19)$$

$$\omega'_y = \omega_y \cdot K_{обм.}$$

Таким образом, предлагаемая методика позволяет сравнительно просто учесть взаимное влияние смещенных полей.

Расчет по обычной методике, без учета смещения, дает заниженное значение тока намагничивания. Но если не учитывать явление уплотнения поля в зоне зубцов и неравномерность поля в ярме, то расчетный ток несколько увеличится, что приведет к некоторой компенсации ошибки, вызванной не учетом смещения.

В нормальном режиме ЭМУ работает с ненасыщенной магнитной цепью ($B_{\max} < 1,4$ мл). Величина н. с. на стальные участки магнитопровода невелика и появляется возможность расчета характеристики х. х. без учета смещения, по упрощенной методике.

С целью сопоставления упрощенной и предложенной методик на ЭЦВМ «Минск-1» были выполнены расчеты характеристики х. х. макета фазочувствительного ЭМУ смещенного типа.

На рис. 3 представлены: опытная характеристика 1, характеристика 2, рассчитанная с учетом смещения по предложенной методике, и характеристика 3, рассчитанная по упрощенной методике. Сопоставление опытной и расчетных характеристик показывает, что при максимальных индукциях $B_{\max} \leq 1,6$ мл упрощенная методика дала ошибки определения тока в роторе и тока управления:

$$(\Delta I_p)_{\max} = 10\%, \quad (\Delta I_y)_{\max} = 20\%,$$

$$(\Delta I_p)_{\text{сред}} = -8\%, \quad (\Delta I_y)_{\text{сред}} = +4\%.$$

Погрешность расчета не превышает отклонений, определяемых допусками на воздушный зазор, разбросом параметров электротехнической стали и т. д.

Методика, учитывающая смещение, при индукциях $B_{\max} \leq 1,6$ мл дала ошибки:

$$(\Delta I_p)_{\text{макс}} \leq 11\%,$$

$$(\Delta I_p)_{\text{сред.}} = -8\%,$$

$$(\Delta I_y)_{\text{макс}} \leq 6\%,$$

$$(\Delta I_y)_{\text{сред.}} = +2\%.$$

При индукциях $B_{\text{макс}} > 1,6 \text{ тл}$ кривая 2 проходит значительно ниже опытной. Это объясняется тем, что макет с числом полюсов $2p_1 = 2$ и $2p_2 = 6$ был изготовлен на базе 6-полюсного асинхронного двигателя.

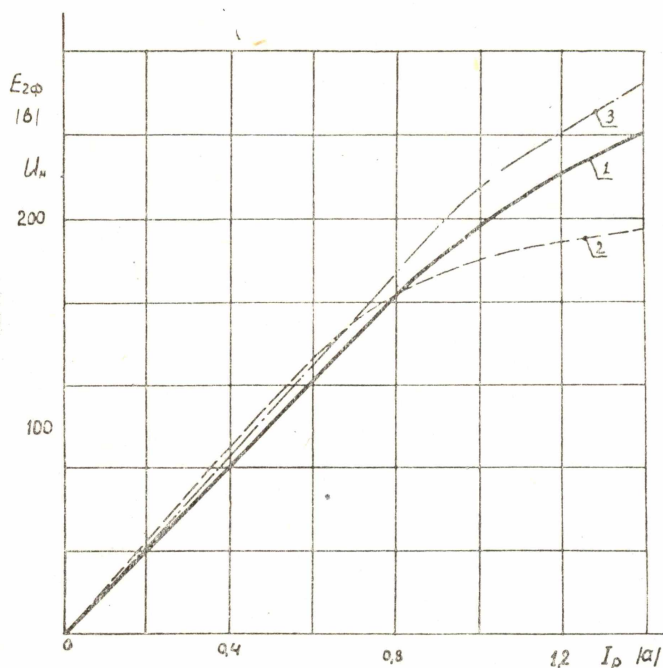


Рис. 3. Характеристики х.х. макета ЭМУ.

ля. Поэтому ярма насыщались потоком I каскада раньше, чем зубцы. Предлагаемая методика рассчитана на машины с нормальной геометрией и не учитывает явлений, связанных с насыщением ярм.

Выводы

1. Предложенная методика расчета характеристики х.х. двухкаскадного ЭМУ совмещенного типа учитывает влияние друг на друга совмещенных полей, отличается простотой и обеспечивает практически удовлетворительную точность расчета. Предложенный подход может быть использован для расчета магнитной цепи других двухкаскадных машин совмещенного типа (бесконтактные преобразователи, двигатели и др.).

2. Линейную часть характеристики х.х. двухкаскадных ЭМУ совмещенного типа допустимо рассчитывать по упрощенной методике, без учета совмещения полей, уплощения поля в зоне зубцов и неравномерности поля в ярмах.

ЛИТЕРАТУРА

1. E. Mishkin. On Some Polyfield Amplifiers. «Power Apparatus and Systems», April, 1956.
2. В. М. Павлинин. Расчет магнитных цепей разнополюсных электрических машин, совмещенных в одном магнитопроводе. Труды УПИ, сб. 138, 1964. Исследование электромагнитных и электромеханических процессов машин переменного тока.
3. М. С. Михайлов-Микулинский. Расчет магнитных цепей электрических машин с двумя вращающимися полями. Изв. вузов, Электромеханика, № 3, 1959.
4. В. С. Новокшенов. Исследование асинхронного бесщеточного преобразователя частоты. Диссертация, Томский политехнический институт, 1960.