

# I. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 621.313

Милых В. И.<sup>1</sup>, Полякова Н. В.<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Д-р техн. наук, проф., зав. кафедрой, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», Украина, E-mail: mvikri@kpi.kharkov.ua

<sup>2</sup>Ассистент, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», Украина

## АНАЛИЗ ГАРМОНИЧЕСКОГО СОСТАВА ПЕРЕМЕННОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ, СВЯЗАННОГО С ВРАЩАЮЩИМСЯ РОТОРОМ ТУРБОГЕНЕРАТОРА, В РЕЖИМАХ ХОЛОСТОГО ХОДА И КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

*Представлен численно-полевой метод расчета переменной составляющей магнитного поля на поверхности вращающегося ротора турбогенератора. Он основан на многопозиционных расчетах магнитного поля с поворотами ротора и изменениями токов в обмотке статора. В фиксированных точках поверхности выделяется переменная составляющая магнитной индукции и для ее временной функции выполнен гармонический анализ. Разработанный метод универсален с точки зрения режимов возбуждения, конструкции и насыщения магнитопровода. Теоретические основы апробированы расчетными исследованиями в режимах холостого хода и короткого замыкания турбогенератора.*

**Ключевые слова:** турбогенератор, ротор, переменная составляющая магнитного поля, численно-полевой расчет, гармонический анализ, холостой ход, короткое замыкание.

### ВВЕДЕНИЕ

В синхронных машинах, в том числе и турбогенераторах (ТГ), на основное магнитное поле, являющееся постоянным относительно вращающегося ротора, накладываются переменные магнитные поля, возникающие по разным причинам [1–3]. Это приводит к дополнительным потерям мощности, которые локализуются на поверхности массивного ротора.

При расчетах ТГ [2] рассматриваются три вида потерь на поверхности бочки ротора: 1) потери от высших гармоник магнитного поля обмотки статора при коротком замыкании (КЗ); 2) потери от зубцовых гармоник обмотки статора при КЗ; 3) потери от зубчатости статора при холостом ходе (ХХ).

В основу расчетов поверхностных потерь ротора в теории синхронных машин [1, 2] положена переменная составляющая магнитной индукции (ПСМИ). Ее расчеты базируются на простейших одномерных моделях магнитного поля в развернутом зазоре при весьма условном учете насыщения магнитопровода и с использованием условных ступенчатых координатных функций магнитодвижущей силы обмотки статора. Кроме того, сердечник ротора считается гладким и по всей его поверхности характер временных изменений ПСМИ считается неизменным, магнитные поля ротора и статора рассматриваются отдельно.

Таким способом выявляется принципиальная суть наличия переменных магнитных полей на поверхности ротора ТГ, но быть уверенным в достоверности числовых значений соответствующих величин не приходится ввиду наличия отмеченных и прочих серьезных допущений.

Отказаться от ряда допущений, серьезно влияющих на результаты расчета магнитных полей и их гармонического анализа в условиях электрических машин практически любых типов, позволяют численные методы расчета этих полей в сочетании с современным компьютерным программным обеспечением. Это уже было показано в [4, 5] при проведении гармонического анализа магнитного потокоцепления и ЭДС обмотки статора ТГ. Продолжением этих исследований, но уже применительно к ПСМИ на поверхности вращающегося ротора ТГ, является решаемая здесь задача.

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью работы является разработка метода численно-полевого расчета и гармонического анализа временных функций ПСМИ на поверхности вращающегося ротора ТГ и представление соответствующего практического расчетного анализа на примере крупного ТГ.

Для расчетов взят ТГ [3, 5] с номинальными данными: активная мощность – 200 МВт; фазное напряжение  $U_{SN} = 9093$  В; фазный ток  $I_{SN} = 10135$  А; коэффициент мощности – 0,85; частота  $f_s = 50$  Гц. Его число фаз  $m_s = 3$ ; число пар полюсов  $p=1$ ; активная длина – 5,286 м; немагнитный зазор – 0,1 м; диаметр ротора – 1,075 м; относительное укорочение обмотки статора – 0,8; числа последовательных витков фазной обмотки статора – 10, обмотки ротора – 180.

Особенностью этого ТГ является относительно небольшое число зубцов статора:  $Q_s = 30$ , благодаря чему расчеты оказываются более наглядными ввиду явно выраженных зубцовых гармоник ПСМИ.

Расчетная модель электромагнитной системы представленного ТГ показана на рис. 1. Здесь в поперечном сечении обозначены: фазные зоны обмотки статора  $A-A'$ ,  $B-B'$  и  $C-C'$ , выделенные различной тональностью;  $r$ ,  $\alpha$  – полярная система координат;  $d$  – продольная ось ротора. Показаны также обозначения и направления тока обмотки возбуждения  $I_f$  и мгновенных фазных токов обмотки статора  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$ , соответствующие режиму номинальной нагрузки.

**Принцип расчета переменного магнитного поля**, связанного с вращающимся ротором ТГ, не зависит от режима его возбуждения и основывается на многопозиционных численных расчетах квазистационарного магнитного поля. При этом основным допущением является то, что реакция вихревых токов в сердечнике ротора на переменное магнитное поле не учитывается.

В поперечном сечении ТГ квазистационарное магнитное поле описывается известным дифференциальным уравнением [6]

$$\operatorname{rot} \left[ \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} (\vec{k} A_z) \right] = \vec{k} J_z, \quad (1)$$

где  $\mu$  – магнитная проницаемость;  $A_z$ ,  $J_z$  – аксиальные составляющие векторного магнитного потенциала (ВМП) и плотности тока;  $\vec{k}$  – орт по аксиальной оси  $z$ .

На границе области расчета – внешней поверхности сердечника статора принималось граничное условие Дирихле  $A_z = 0$ . Численный расчет магнитного поля проводится методом конечных элементов по общедоступной программе FEMM [7].

Для выделения временных функций ПСМИ  $B_t(t)$  на поверхности ротора, обеспечивается его вращение (со своим магнитным полем) с угловой скоростью  $\Omega$  синхронно с полем трехфазной обмотки статора.

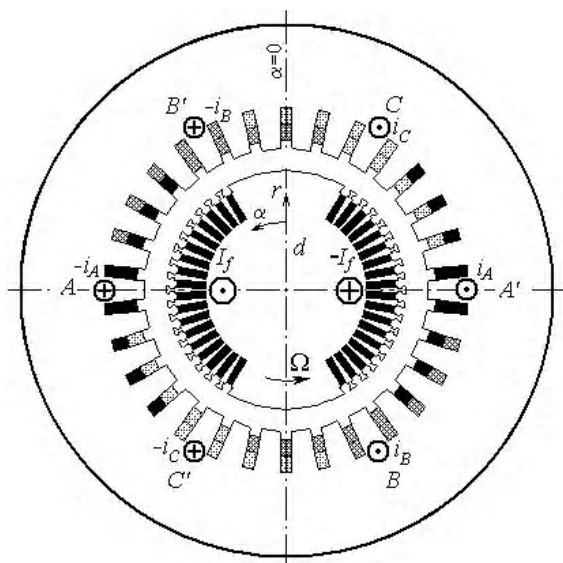


Рис. 1. Расчетная модель турбогенератора

Непрерывная временная функция  $B_t(t)$  заменяется дискретной

$$B_t(t_k), \quad k = 1, 2, \dots, K_{\min}, \quad (2)$$

где  $K_{\min}$  – минимальное число позиций ротора, позволяющее сформировать конкретные временные функции ПСМИ на их периоде изменения.

Заданному временному ряду с шагом  $\Delta t$

$$t_k = \Delta t (k - 1); \quad k = 1, 2, \dots, K_{\min}, \quad (3)$$

соответствует ряд угловых позиций ротора

$$\alpha_k = \Delta \alpha (k - 1); \quad k = 1, 2, \dots, K_{\min}, \quad (4)$$

с шагом  $\Delta \alpha = \Omega \cdot \Delta t$ .

Синхронные повороты магнитного поля статора обеспечиваются вычислением фазных токов обмотки статора в те же моменты времени  $t_k$  (3)

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \cos(\omega t_k + \beta); \quad i_B = I_m \cos(\omega t_k - \frac{2}{3} \pi + \beta); \\ i_C &= I_m \cos(\omega t_k + \frac{2}{3} \pi + \beta), \end{aligned} \quad (5)$$

где  $I_m = \sqrt{2} I_s$  – их амплитуда;  $I_s$  – действующее значение фазного тока;  $\omega = 2 \pi f_s$  – угловая частота;  $\beta$  – угловое смещение оси, по которой в конкретно рассматриваемом режиме возбуждения ТГ должна действовать МДС трехфазной обмотки статора, по отношению к продольной оси ротора  $d$ .

Повороты ротора (4), изменения токов в обмотке статора (5) и сбор информации после расчета магнитного поля в каждой конкретной позиции при работе программы FEMM осуществлялись автоматически при посредстве управляющей программы, написанной на алгоритмическом языке Lua.

Программа FEMM дает полные значения магнитной индукции, содержащие в себе как постоянную, так и переменную составляющие. Так для любой заданной точки на поверхности ротора, вращающейся вместе с ним, формируется массив полных значений магнитной индукции

$$B(t_k), \quad k = 1, 2, \dots, K_{\min}. \quad (6)$$

Из этих значений выделяется ПСМИ и получается в виде числового массива соответствующая дискретная временная функция для конкретной точки:

$$B_t(t_k) = B(t_k) - B_{av}, \quad k = 1, 2, \dots, K_{\min}, \quad (7)$$

где среднее полное значение магнитной индукции для данной точки

$$B_{av} = \frac{1}{K_{\min}} \sum_{k=1}^{K_{\min}} B_k. \quad (8)$$

**Расчетный анализ ПСМИ в режиме ХХ** проводился при токе возбуждения  $I_f$ , составляющем 826,8 А и обеспечивающем номинальное напряжение  $U_{SN}$ .

При расчетах, в первую очередь, возникла задача выявления необходимого уровня дискретизации расчетной области конечно-элементной структурой.

Для выявления устойчивости расчетов ПСМИ, сначала они были проведены при повороте ротора в пределах пяти зубцовых делений статора – для режима ХХ это избыточный интервал времени (он станет достаточным для периода изменения ПСМИ в режиме возбуждения от обмотки статора).

При конкретных расчетах на расстоянии 2 мм от поверхности ротора задан ряд точек, которые показаны и пронумерованы на рис. 2. Здесь ротор, как и на рис. 1, находится в исходной позиции при  $t = 0$  и  $\alpha = 0$ .

Расчеты проводились при разных уровнях дискретизации области расчета конечно-элементной структурой. При грубой структуре – относительно больших размерах треугольников, значения ПСМИ были визуальнo нестабильны. Так в средней части большого зуба устойчивые графики временных функций стали получаться при уровне дискретизации в области зубцовой зоны ротора, показанном на рис. 3 фрагментом между краями большого (b) и обычного (c) зубцов. На участках a, b, c и d размеры сторон треугольников ограничены рядом 2–2–8–8 мм.

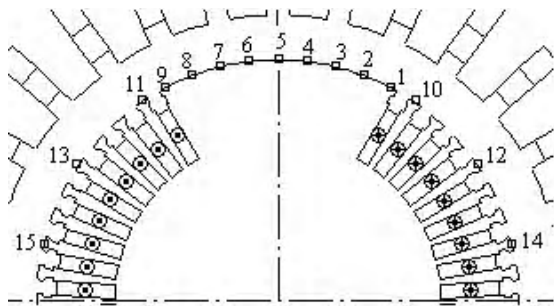


Рис. 2. Распределение точек наблюдения на поверхности ротора

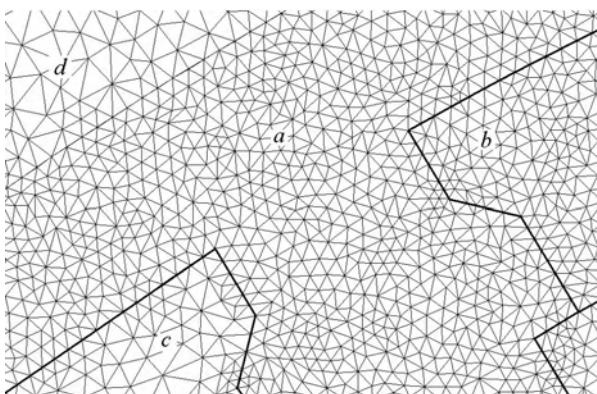


Рис. 3. Фрагмент области расчета с относительно грубой конечно-элементной структурой

В зонах, удаленных от точек наблюдения, треугольники имели большие размеры – всего в области расчета (рис. 1) оказалось 52025 узлов и 103768 треугольников. Расчет магнитного поля в одной позиции ротора с учетом насыщения магнитопровода по программе FEMM на компьютере среднего уровня (2,8 ГГц) длился 1 мин 40 с.

При расчетах угол поворота ротора  $\Delta\alpha$  между фиксированными позициями выбран довольно малым и составлял  $0,5^\circ$ , чем обеспечивалась достаточная детализация временных функций ПСМИ. Таким образом, в пределах поворота ротора на пять зубцовых делений статора, т.е. на  $60^\circ$ , число расчетных точек составило 121, а временной шаг  $\Delta t$  оказался равным  $1/720$  периода вращения ротора  $T$ .

Магнитное поле обмотки ротора, рассчитанное для момента времени  $t_k$  после его поворота на  $12^\circ$ , показано на рис. 4 линиями равного ВМП при его нормировке указанным максимальным значением  $A_{max}$ .

В качестве ПСМИ анализировалась сформированная на основе (7) радиальная пространственная составляющая магнитной индукции, которая, по сути, является нормальной составляющей к дуге поверхности ротора, т.е. это временная функция

$$B_{rt}(t_k); k = 1, 2, \dots, K_{min}. \quad (9)$$

Графики функции (9) даны на рис. 5 в интервале времени поворота ротора на упомянутые уже  $60^\circ$ . Эти графики соответствуют точкам в средней части большого зуба с указанными на рис. 2 номерами. В целом представленные временные функции ПСМИ достаточно стабильны с очевидной периодической структурой, хотя есть и некоторая относительно небольшая локальная неустойчивость, что можно связать с дискретностью конечно-элементной структуры. Она перестраивается программой FEMM при переходе от одной позиции в следующую автоматически.

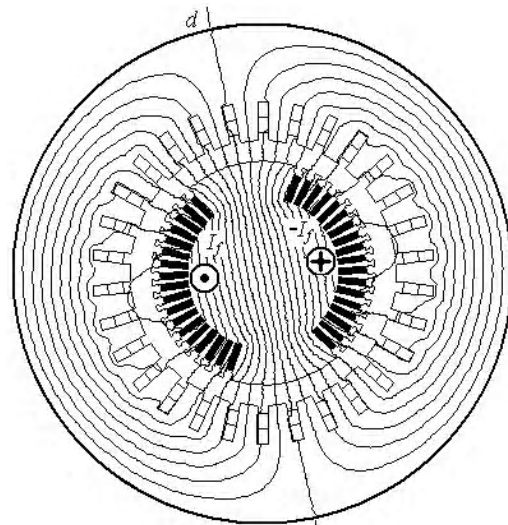


Рис. 4. Картина магнитного поля ТГ в режиме ХХ при повернутом роторе на угол  $\alpha = 12^\circ$  ( $A_{max} = 0,4753$  Вб/м)

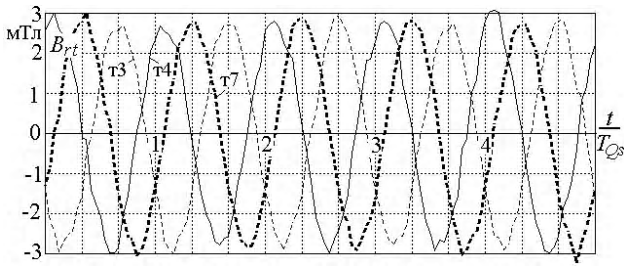


Рис. 5. Временные функции ПСМИ в режиме XX на поверхности большого зуба ротора

В теории ТГ [2] для колебаний магнитного потока от зубчатости статора при XX учитываются лишь первые зубцовые гармоники порядка

$$v_{Q_s} = \frac{Q_s}{p} \pm 1, \quad (10)$$

а частота колебаний ПСМИ

$$f_{Q_s} = \frac{f_s Q_s}{p}. \quad (11)$$

Этому соответствует представленный на рис. 5 колебательный процесс, где имеется явно выраженная зубцовая (по сердечнику статора) ПСМИ. Период изменения ПСМИ в режиме XX  $T_{Q_s}$  соответствует повороту ротора на одно зубцовое деление статора и, значит, частоте  $f_{Q_s}$  (11), т.е.  $T_{Q_s} = T / Q_s$ . На рис. 5 время дано в относительных единицах (о.е.), оно захватывает пять периодов  $T_{Q_s}$ .

Относительная «гладкость» функций ПСМИ в пределах большого зуба ротора (рис. 5) нарушается на поверхности обычных зубцов. Об этом свидетельствуют графики на рис. 6, аналогичные графикам на рис. 5, но соответствующие теперь точкам 10 и 11, указанным на рис. 2. Здесь по-прежнему угадываются наличие и периодичность временных функций ПСМИ, но всю картину портят сильные пульсации, вызванные упоминавшейся уже дискретностью изменяющейся конечно-элементной структуры.

Для уменьшения «стихийных» пульсаций ПСМИ была использована более детализированная конечно-элементная структура, которая показана на рис. 7 для той же зоны, что и на рис. 3. Здесь на участках *a*, *b*, *c* и *d* размеры сторон треугольников ограничены до 1–2–1–4 мм. Всего на область расчета пришлось 132675 узлов и 265068 треугольников, а расчет магнитного поля в одной позиции длился уже 8,5 мин.

Результаты расчета ПСМИ для указанных конкретных точек в расширенном составе представлены на рис. 8 и рис. 9, но уже для большей наглядности формы графиков – в пределах одного периода  $T_{Q_s}$ .

Из рис. 8 очевидно, что функции ПСМИ для точек 3, 5 и 7 в пределах средней части большого зуба сохранили свой характер, как и на рис. 5 – относительные гладкость и стабильность при некоторых пульсациях. Для точек 1 и 9 на краю большого зуба «стихийные» пульсации более

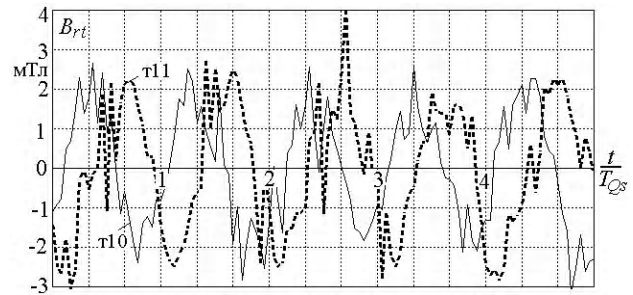


Рис. 6. Временные функции ПСМИ в режиме XX на поверхности обычных зубцов ротора

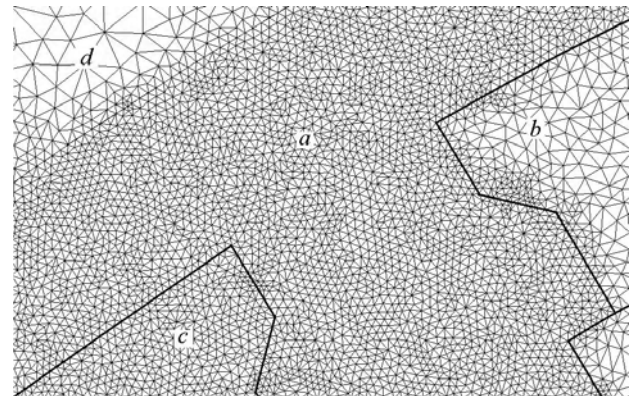


Рис. 7. Фрагмент области расчета с уточненной конечно-элементной структурой

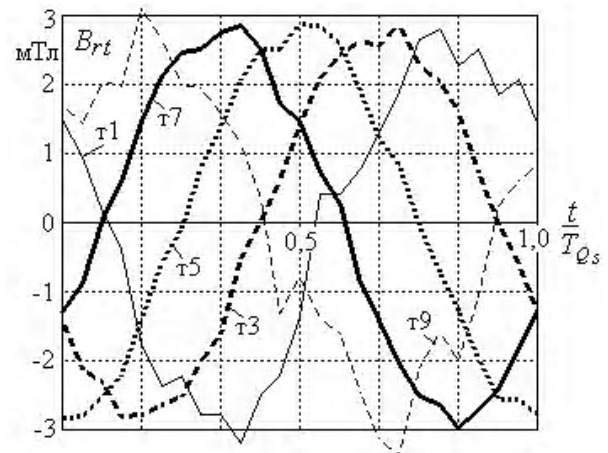


Рис. 8. Временные функции ПСМИ при XX на периоде их изменения на поверхности большого зуба ротора

выражены, вероятно, из-за увеличенных изменений в перестраиваемой конечно-элементной структуре.

Ситуация для ПСМИ на поверхности обычных зубцов по сравнению с рис. 6 улучшилась, что видно из рис. 9, однако результаты расчетов еще нельзя признать вполне удовлетворительными, особенно для точек 14 и 15, в которых уровень ПСМИ весьма мал и пульсации накладывают серьезную погрешность.

Средние значения магнитной индукции (8) и максимальные значения  $B_{r t \max}$  ее переменной составляющей (9) для рассмотренных точек даны в табл. 1. Очевидна разнообразность этих значений в зависимости от места расположения на поверхности ротора.

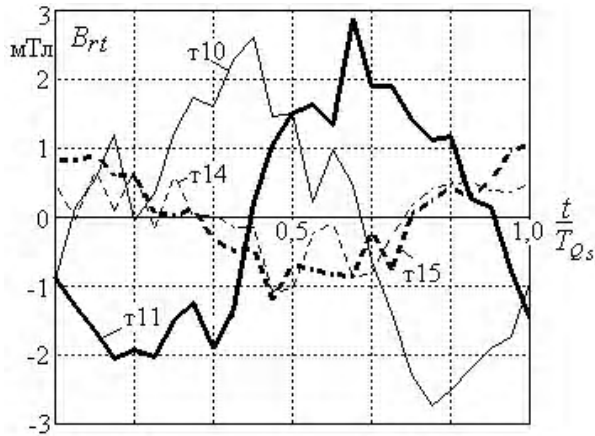


Рис. 9. Временные функции ПСМИ в пределах периода их изменения в режиме XX в на поверхности обычных зубцов ротора

Таблица 1. Средние значения магнитной индукции и максимальные значения ПСМИ по указанным точкам

№ точки	XX		КЗ	
	$B_{av}, \text{Тл}$	$B_{r,t \max}, \text{мТл}$	$B_{av}, \text{Тл}$	$B_{r,t \max}, \text{мТл}$
1	1,002	2,80	0,738	20,14
2	0,844	2,81	0,727	17,77
3	0,835	2,88	0,758	16,18
4	0,834	2,87	0,778	15,24
5	0,834	2,88	0,785	13,39
6	0,834	2,91	0,778	13,48
7	0,835	2,86	0,758	15,02
8	0,845	2,83	0,727	16,16
9	1,001	3,09	0,737	19,64
10	0,741	2,61	0,642	17,61
11	0,740	2,87	0,642	17,16
12	0,460	1,26	0,437	16,88
13	0,460	1,36	0,436	16,05
14	0,175	0,68	0,176	16,49
15	0,175	1,04	0,172	12,36

В принципе, результаты для ПСМИ получены и проблема их численного расчет выявлена. При необходимости – для улучшения точности расчетов можно продолжить эксперименты, если предпринимаемые затраты времени будут адекватны результативности проводимых исследований.

**Расчетный анализ ПСМИ в режиме КЗ** проводился при токе обмотки статора  $I_s$ , обеспечивающем номинальное напряжение  $U_{sN}$  при отсутствии тока в обмотке ротора. Конкретно этот ток составил 5857 А, что заметно меньше номинального значения. При задании мгновенных токов по (5) принято  $\beta = 0$ , благодаря чему магнитное поле обмотки статора было ориентировано по продольной оси ротора.

Картина магнитного поля обмотки статора представлена на рис. 10 – она получена после поворота ротора за время, равное периоду изменения ПСМИ.

Расчетами магнитного поля при последовательных поворотах ротора (4) и изменениях токов статора (5) в заданные моменты времени (3) было выявлено, что период пространственного изменения ПСМИ составляет  $\tau_t = \tau_p / m_s$  ( $\tau_p$  – полюсное деление ТГ), а во временном выражении –  $T_t = T / (2 m_s)$ , частота  $f_{s1} = 2 m_s f_s$ . В угловой мере это составляет  $60^\circ$ .

Физической основой колебания ПСМИ в точках, связанных с поверхностью ротора, с частотой  $f_{s1}$  является неравномерное распределение по пазам статора максимальных значений полных токов, что показано на рис. 11. В тех пазах, где лежат стержни одной фазной обмотки, уровень токов достигает  $2 \cdot I_m$ , в остальных –  $\sqrt{3} \cdot I_m$ .

Отметим, что, в соответствии с [2], гармоники магнитного поля обмотки статора с условно гладкой поверхностью его сердечника при КЗ имеют порядок

$$v_s = 6 \cdot k \pm 1, (k = 1, 2, 3 \dots) \quad (12)$$

и индуцируют в роторе токи частоты  $f_{sv} = 6 v_s f_s$ , где  $f_s$  – упоминавшаяся уже частота основной гармоники токов статора. Представленные выше период  $T_t$  и частота  $f_{s1}$  соответствуют первой гармонике, т. е.  $v_s = 1$ .

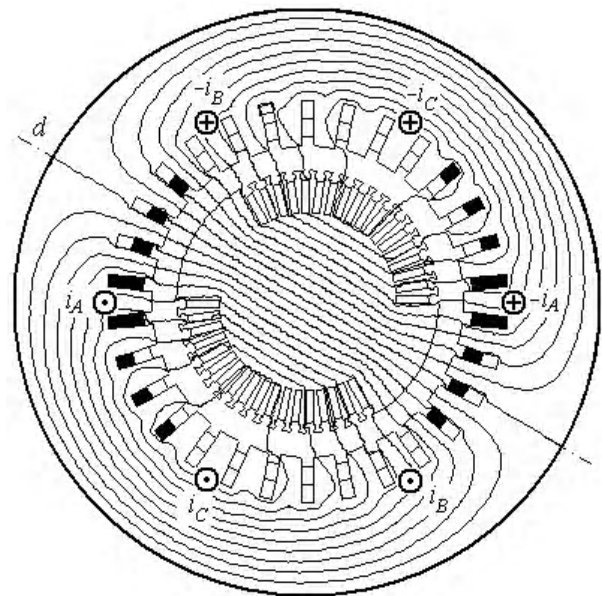


Рис. 10. Картина магнитного поля ТГ в режиме КЗ при повернутом роторе на угол  $\alpha = 60^\circ$  ( $A_{\max} = 0,4276 \text{ Вб/м}$ )

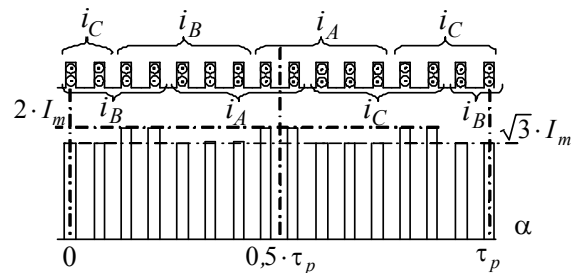


Рис. 11. Распределение максимальных значений полных токов по пазам статора

Кроме того, в [2] рассматриваются отдельно зубцовые гармонические составляющие магнитного поля обмотки статора при КЗ и при этом учитывают только их первые составляющие порядка  $\nu_{Q_s}$ , аналогично (10).

Графики ПСМИ в режиме КЗ на периоде ее изменения  $T_t$  представлены на рис. 12 – для точек в пределах большого зуба ротора, а также на рис. 13 – для обычных зубцов. Здесь расчетами единого магнитного поля сразу учтены обе причины возникновения ПСМИ в режиме КЗ – фазная структура обмотки статора и зубчатая структура его сердечника. Очевидно из рис. 12 и рис. 13, что в режиме КЗ на колебания ПСМИ с основной частотой  $f_{s1}$  накладываются колебания зубцовых гармоник с частотой  $f_{Q_s}$ .

Расчеты проведены при уровне дискретизации области расчета, показанном на рис. 3. Уже при этом уровне кривые ПСМИ являются достаточно устойчивыми. Это объясняется тем, что в режиме КЗ значения ПСМИ оказались на порядок выше, чем в режиме ХХ. На фоне возросших значений ПСМИ расчетные колебания из-за изменений конечно-элементной структуры при поворотах ротора стали менее заметными.

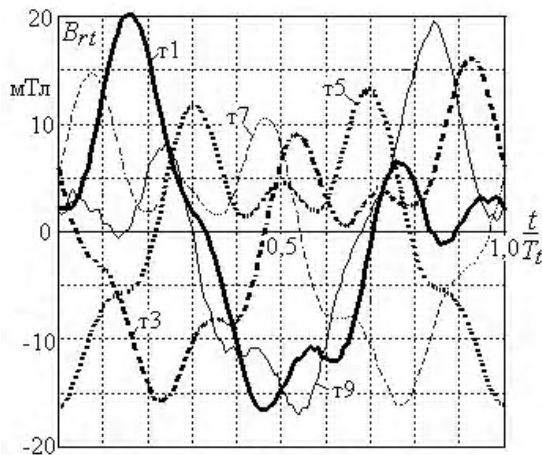


Рис. 12. Временные функции ПСМИ при КЗ в пределах периода их изменения на поверхности большого зуба ротора

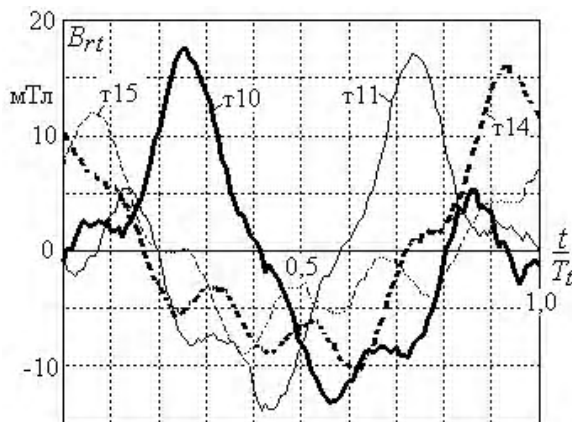


Рис. 13. Временные функции ПСМИ в пределах периода их изменения в режиме КЗ на поверхности обычных зубцов ротора

Средние значения магнитной индукции (8) и максимальные значения ПСМИ (9) для режима КЗ даны в той же табл. 1: они весьма разнообразны для рассмотренных точек на поверхности ротора.

Сложный характер временных функций ПСМИ свидетельствует об их широком гармоническом спектре. Разнородность и несимметрия функций ПСМИ вызваны различным расположением точек наблюдения в пределах поверхности ротора, а также влиянием насыщения магнитопровода.

**Гармонический анализ ПСМИ** выполнен на основе разложения дискретно-числовой временной функции  $B_{rt}(t_k)$  (9) в косинусный ряд Фурье [10]

$$B_{rt} = \sum_{\nu=1,2,3,\dots}^{N_g} B_{m,\nu} \cos(\nu\omega t + \zeta_\nu). \quad (13)$$

Амплитуды и аргументы гармоник

$$B_{m,\nu} = \sqrt{s_\nu^2 + c_\nu^2}; \quad \zeta_\nu = -\arctg(s_\nu / c_\nu) \quad (14)$$

определяются по данным (9) через коэффициенты частных синусного и косинусного рядов для гармонической составляющей с текущим номером  $\nu$ :

$$s_\nu = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K B_{rt,k} \sin(\nu\omega t_k);$$

$$c_\nu = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K B_{rt,k} \cos(\nu\omega t_k). \quad (15)$$

Ввиду отсутствия симметрии функции в пределах периода, ряд (13) содержит и четные, и нечетные гармоники. Предельный номер гармоники  $N_g$  не должен превышать половины выбранного для (15) числа значений  $K$ , которое, в свою очередь, не превышает  $K_{\min}$  из (9). Так, при повороте ротора и магнитного поля за время  $T/6$  с шагом  $0,5^\circ$  число  $K$  составляло 120, а  $N_g = 60$ , при повороте за  $T/Q_s - K=24$ , а  $N_g = 12$ .

Номера гармоник  $\nu$  в (13) соответствуют периодичности функций ПСМИ  $B_{rt}(t_k)$  в конкретном расчетном режиме. Так периоду  $T_t$  в режиме КЗ соответствует первая гармоника  $\nu = 1$ . Если же за первую гармонику принять основную гармонику главного магнитного поля ТГ, изменяющегося с периодом  $T$  и имеющую номер  $\nu_s$  (12), то каждая гармоника  $\nu$  ПСМИ связана с  $\nu_s$  так:

$$\nu_s = 2 m_s \nu = 6 \cdot \nu. \quad (16)$$

В режиме ХХ период изменения ПСМИ  $T_{Q_s}$  составляет  $T/Q_s$  и в данном случае каждая гармоника ПСМИ  $\nu$  из (13) связана с  $\nu_{Q_s}$  (10) таким образом:

$$\nu_{Q_s} = Q_s \cdot \nu = 30 \cdot \nu. \quad (17)$$

**Расчетный анализ гармонического состава ПСМИ** проведен для упомянутых уже режимов ХХ и КЗ. Результаты разложения функций ПСМИ в гармонический ряд (13) представлены в табл. 2–5. Амплитуды гармоник ПСМИ даются в основном в относительных значениях

$$B_{m,v}^* = B_{m,v} / B_{m,1}, \quad (18)$$

где за базу принимается амплитуда первой гармоники  $B_{m,1}$  для конкретного режима и конкретной точки.

В табл. 2 дан гармонический состав для режима ХХ в точке 5 по 24 интервалам поворота ротора в пределах зубцового деления статора, т. е. в пределах периода  $T_{Qs}$ . Соответственно оперировать можно только с 12-тью гармониками. Амплитуда первой зубцовой гармоники  $B_{m,1}$  для (18) составляет 2,84 мТл. Очевидно, что преобладает первая зубцовая гармоника, хотя есть и гармоники более высокого порядка.

В табл. 3 представлены данные гармонического анализа в режиме ХХ по наиболее весомым пяти начальным гармоникам для точек в пределах большого зуба ротора, в которых графики ПСМИ относительно стабильны (рис. 8). Видно, что данные для различных точек заметные отличаются.

Роль высших гармоник оценивается коэффициентом искажения кривых ПСМИ

$$d_{dist} = \frac{B_{m,1}}{\sqrt{\sum_{v=1,2,3...}^{Ng} B_{m,v}^2}}, \quad (19)$$

значения которого в табл. 3 близки к единице, т. е. роль первой гармоники является преобладающей.

В табл. 4 представлены для точки 5 амплитуды гармонического ряда ПСМИ для режима КЗ, где за базу приня-

**Таблица 2.** Гармонический состав ПСМИ в точке 5 при ХХ

v	$B_{m,v}^*$	v	$B_{m,v}^*$	v	$B_{m,v}^*$	v	$B_{m,v}^*$
1	1,000	2	0,014	3	0,017	4	0,014
5	0,026	6	0,021	7	0,014	8	0,018
9	0,025	10	0,015	11	0,007	12	0,005

**Таблица 3.** Основные гармоники ПСМИ по указанным точкам  $m$  для режима ХХ

$m$	$B_{m,1}$ , мТл	$B_{m,2}^*$	$B_{m,3}^*$	$B_{m,4}^*$	$B_{m,5}^*$	$d_{dist}$
2	2,85	0,007	0,017	0,007	0,021	0,998
3	2,81	0,012	0,016	0,005	0,016	0,998
4	2,88	0,033	0,023	0,015	0,014	0,997
5	2,84	0,014	0,017	0,014	0,026	0,998
6	2,84	0,011	0,025	0,018	0,034	0,998
7	2,81	0,011	0,014	0,007	0,037	0,998
8	2,88	0,013	0,038	0,007	0,038	0,997

та амплитуда первой гармоники  $B_{m,1} = 9,00$  мТл. Эти данные получены по 120 интервалам поворота ротора и магнитного поля в пределах периода  $T_r$ . Из 60 возможных гармоник показаны те, уровень которых не меньше 0,003 о.е.

Очевидно, что весомыми являются гармоники вплоть до пятой, которая, в соответствии с (16), в абсолютном исчислении является тридцатой, т. е. зубцовой. Но, кроме первой, наиболее заметна вторая гармоника, хотя и в меньшей степени.

В табл. 5 представлены данные гармонического анализа для всех пятнадцати точек на поверхности ротора (рис. 2) по начальным пяти гармоникам, как и в табл. 3, но теперь для режима КЗ.

Значения коэффициента искажения в табл. 5 заметно отличаются от единицы, т. е. при КЗ роль высших гармоник в ПСМИ оказывается весьма существенной.

Показанные в табл. 3 первые гармоники ( $v = 1$ ) соответствуют пятым гармоникам ( $v = 5$ ) из табл. 5, так как, исходя из (16), (17), получается  $v_s = v_{Qs} = 30$ , а в целом – это зубцовые гармоники (10) с несущей частотой  $f_{Qs}$ .

В табл. 3 и табл. 5 расхождение данных между симметричными относительно продольной оси ротора точками (рис. 2), например 1 и 9, 2 и 8, 10 и 15 и т.д. указывает на уровень расчетной погрешности, свойственный результатам расчета ПСМИ для этих точек.

**Таблица 4.** Гармонический состав ПСМИ в точке 5 при КЗ

v	$B_{m,v}^*$	v	$B_{m,v}^*$	v	$B_{m,v}^*$	v	$B_{m,v}^*$
1	1,000	2	0,692	3	0,205	4	0,050
5	0,353	6	0,004	7	0,003	10	0,004
16	0,003	18	0,003	19	0,003	22	0,003
24	0,006	26	0,004	27	0,003	30	0,006
34	0,003	37	0,004	46	0,004	47	0,004

**Таблица 5.** Основные гармоники ПСМИ по точкам при КЗ

$m$	$B_{m,1}$ , мТл	$B_{m,2}^*$	$B_{m,3}^*$	$B_{m,4}^*$	$B_{m,5}^*$	$d_{dist}$
1	11,33	0,636	0,192	0,043	0,283	0,810
2	9,93	0,651	0,205	0,057	0,327	0,796
3	9,49	0,652	0,214	0,049	0,333	0,794
4	9,15	0,676	0,221	0,050	0,352	0,783
5	9,00	0,692	0,205	0,050	0,353	0,779
6	9,12	0,673	0,213	0,052	0,350	0,785
7	9,33	0,661	0,209	0,054	0,346	0,790
8	9,52	0,679	0,202	0,059	0,342	0,785
9	10,58	0,698	0,195	0,055	0,304	0,785
10	8,97	0,648	0,209	0,071	0,293	0,801
11	8,58	0,708	0,199	0,052	0,330	0,777
12	9,13	0,467	0,113	0,050	0,274	0,873
13	8,83	0,465	0,126	0,046	0,275	0,873
14	9,96	0,324	0,052	0,045	0,224	0,928
15	6,52	0,472	0,062	0,069	0,347	0,859

Нетрудно предположить, что при ином, по сравнению с рис. 11, направлении магнитного поля обмотки статора, по отношению к продольной оси ротора, значения и гармонический состав ПСМИ в рассмотренных точках существенно изменятся. Ориентация магнитного поля обмотки статора предопределяется углом  $\beta$  в (5), который в режиме номинальной нагрузки может составлять  $155\text{--}158^\circ$  [4, 5]. Т.е. абстрагированный от реальных параметров и условий работы ТГ расчет ПСМИ и соответствующих потерь мощности в поверхностном слое бочки ротора в [2] является весьма условным и не приносящим адекватных численных значений.

## ВЫВОДЫ

1. Разработанный метод расчета переменной составляющей магнитной индукции в точках на поверхности вращающегося ротора является наиболее детерминированным и универсальным: он основан на численно-полевым многопозиционным расчете магнитного поля, который связан с минимумом допущений и учитывает конкретно рассматриваемый режим возбуждения, реальную геометрию электромагнитной системы и насыщение магнитопровода электрической машины.

2. В рассмотренном турбогенераторе ПСМИ на поверхности ротора в режиме КЗ примерно на порядок больше, чем при ХХ. Относительно малые значения ПСМИ в режиме ХХ могут существенно искажаться из-за конечно-элементной дискретной структуры расчетной модели области расчета.

3. Проведенные расчеты показали, что в разных точках на поверхности ротора значения и гармонический состав переменной составляющей магнитной индукции существенно отличаются, особенно в режиме КЗ.

4. Проведенный гармонический анализ переменной составляющей магнитного поля на поверхности вращающегося ротора укладывается в классическое представление о существовании двух основных колебательных процессов – с несущими частотами, порожденными фазной структурой обмотки статора и зубчатой структурой его сердечника. Но теперь значения и гармонический состав ПСМИ получают конкретное числовое наполнение.

5. В рассмотренных временных функциях переменной составляющей магнитной индукции присутствует весьма широкий спектр гармоник, но наиболее весомыми явля-

ются гармоники в диапазоне от уровня, определяемого фазной структурой обмотки статора, до уровня, определяемого зубцовой структурой его сердечника.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вольдек А. И. Электрические машины / А. И. Вольдек. – Л. : Энергия, 1978. – 832 с.
2. Турбогенераторы / [В. В. Титов, Г. М. Хуторецкий, Г. А. Загородная и др.]. – Л. : Энергия, 1967. – 895 с.
3. Зозулін Ю. В. Створення нових типів та модернізація діючих турбогенераторів для теплових електричних станцій / [Ю. В. Зозулін, О. Є. Антонов, В. М. Бичік і др.]. – Харків : ПФ «Колегіум», 2011. – 228 с.
4. Милых В. И. Принцип численно-полевого анализа гармонического состава ЭДС в турбогенераторе / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Электрика, Россия. – 2012. – № 5. – С. 2–5.
5. Милых В. И. Гармонический анализ электромагнитных величин трехфазной обмотки статора турбогенератора на основе классических и численно-полевых методов / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Технічна електродинаміка. – 2013. – № 3. – С. 40–49.
6. Милых В. И. Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – № 2. – С. 40–46.
7. Meeker D. Finite Element Method Magnetics. FEMM 4.2 32 bit Executable (11 apr 2012) [Электронный ресурс] : Режим доступа : <http://www.femm.info/wiki/Download>. – 2013.
8. Милых В. И. Система направлений и фазовых соотношений электромагнитных величин при численных расчетах магнитных полей в турбогенераторе / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – № 5. – С. 33–38.
9. Милых В. И. Организация численного расчета магнитного поля турбогенератора в режиме нагрузки с обеспечением заданных его выходных параметров / В. И. Милых, Н. В. Полякова // Електротехніка і електромеханіка. – 2012. – № 1. – С. 36–41.
10. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. – М. : Наука, 1973. – 832 с.

*Стаття надійшла до редакції 05.07.2013.*

*Після доробки 20.09.2013.*

Мілих В. І.<sup>1</sup>, Полякова Н. В.<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Д-р техн. наук, професор, зав. кафедрою, НТУ «Харківський політехнічний інститут», Україна

<sup>2</sup>Асистент, НТУ «Харківський політехнічний інститут», Україна

### АНАЛІЗ ГАРМОНІЧНОГО СКЛАДУ ЗМІННОГО МАГНІТНОГО ПОЛЯ, ПОВ'ЯЗАНОГО З ОБЕРТОВИМ РОТОРОМ ТУРБОГЕНЕРАТОРА, В РЕЖИМАХ НЕРОБОЧОГО ХОДУ ТА КОРОТКОГО ЗАМИКАННЯ

*Подано чисельно-польовий метод розрахунку змінної складової магнітного поля на поверхні обертового ротора турбогенератора. Він заснований на багатопозиційних розрахунках магнітного поля з поворотами ротора і зміною струмів в обмотці статора. У фіксованих точках поверхні формуються часові функції змінної складової магнітної індукції і для них виконується гармонічний аналіз. Розроблений метод є універсальним з*



погляду режимів збудження, конструкції і насичення магнітопроводу. Теоретичні основи апробовані розрахунками дослідженнями в режимах неробочого ходу і короткого замикання турбогенератора.

**Ключові слова:** турбогенератор, поверхня ротора, змінна складова магнітного поля, чисельно-польовий розрахунок, гармонійний аналіз, неробочий хід, коротке замкнення.

Milykh V. I.<sup>1</sup>, Polyakova N. V.<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Ph.D., prof., National Technical University «Kharkov Polytechnic Institute», Ukraine

<sup>2</sup>Assistant, National Technical University «Kharkov Polytechnic Institute», Ukraine

**ANALYSIS OF HARMONIC COMPOSITION OF THE ALTERNATING MAGNETIC FIELD ASSOCIATED WITH THE ROTATING ROTOR OF TURBOGENERATOR IN THE NO-LOAD AND SHORT-CIRCUITS MODES**

*The method of calculation of the magnetic field alternating component at the surface of the rotating rotor of turbo generator is presented. It is based on multiposition of the numerical calculations of the magnetic field with the rotor turns and changes of currents in the stator winding. Discrete time functions of the alternating component of the magnetic induction are selected in points of the surface. The harmonic analysis is conducted for them. The developed method is universal in terms of excitation modes, designs and the magnetic core saturation. The theory is confirmed by computational researches in the no-load and short circuit modes of large turbo generator. In it, the alternating component of the magnetic induction on the rotor surface in the short-circuit mode is much greater than in the no-load mode. Values and harmonic composition of the alternating component of the magnetic induction differ substantially at different points of the rotor surface. Harmonics are ponderable in the range from the level determined by the phase structure of stator winding to the level determined by the tooth structure of its core. The results obtained are qualitatively fit into the classical notion of oscillatory processes of the magnetic field on the rotor surface, but now the value and harmonic composition of the alternating component of the magnetic induction receive adequate numerical filling. The result of work can be used for designing of a turbogenerators and other synchronous machines.*

**Keywords:** turbogenerator, surface of rotor, alternating component of the magnetic field, numerical field calculation, numerical calculation of magnetic field, harmonic analysis, no-load, idling, short-circuit.

**REFERENCES**

1. Voldek A. I. Elektricheskiye mashiny. Leningrad, Energiya, 1978, 832 p.
2. Titov V. V., Hutoreckij G. M., Zagorodnaja G. A., Vartan'jan G. P., Zaslavskij D. I., Smotrov I. A. Turbogeneratory. Leningrad, Energiya, 1967, 895 p.
3. Zozulin Yu. V., Antonov O. Ye., Bychik V. M., Borychevs'kiy A. M., Kobzar K. O., Livshyts' O. L., Rakohon V. H., Rohovyy I. Kh., Khaymovych L. L., Cherednyk V. I. Stvorenniya novykh tipiv ta modernizatsiya diyuchykh turboheneratoriv dlya teplovykh elektrychnykh stantsiy. Kharkiv. PF «Kolehium», 2011, 228 p.
4. Milykh V. I., Poljakova N. V. Princip chislenno-polevogo analiza garmonicheskogo sostava JeDS v turbogeneratore. Jelektrika, Rossiya, 2012, No. 5, pp. 2–5.
5. Milykh V. I., Polyakova N. V. Garmonicheskyy analiz elektromagnitnykh velichin trekhfaznoy obmotki statora turbogeneratora na osnove klassicheskikh i chislenno-polevykh metodov, *Tekhnichna elektrodinamika*, 2013, No. 3, pp. 40–49.
6. Milykh V. I., Polyakova N. V. Opredeleniye elektromagnitnykh parametrov elektricheskikh mashin na osnove chislennykh raschetov magnitnykh poley. *Elektrotekhnika i elektromekhanika*, 2006, No. 2, pp. 40–46.
7. Meeker D. Finite Element Method Magnetics. FEMM 4.2 32 bit Executable (11 apr 2012) [elektronnyy resurs]: rezhim dostupa : <http://www.femm.info/wiki/Download>. – 2013.
8. Milykh V. I., Polyakova N. V. Sistema napravleny i fazovykh sootnosheny elektromagnitnykh velichin pri chislennykh raschetakh magnitnykh poley v turbogeneratore, *Elektrotekhnika i elektromekhanika*, 2011, No. 5, pp. 33–38.
9. Milykh V. I., Polyakova N. V. Organizatsiya chislenno-rascheta magnitnogo polya turbogeneratora v rezhime nagruzki s obespecheniyem zadannykh ego vykhodnykh parametrov, *Elektrotekhnika i elektromekhanika*, 2012, No. 1, pp. 36–41.
10. Korn G., Korn T. Spravochnik po matematike dlya nauchnykh rabotnikov i inzhenerov. Moscow, Nauka, 1973, 832 p.

<sup>1</sup>Канд. техн. наук, профессор, Херсонський національний технічний університет, Україна, E-mail: laurvignon@yahoo.fr

<sup>2</sup>Магістр техн. наук, інженер першої категорії, Херсонський національний технічний університет, E-mail: laurvignon@yahoo.fr

<sup>3</sup>Старший преподаватель, Херсонський національний технічний університет, E-mail: laurvignon@yahoo.fr

## СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Установлено, что для электрических машин любого типа могут быть составлены схемы замещения аналогичные схемам замещения двухполюсника. Тем самым достигнута унификация их исследования в соответствии с принципами системности и преемственности. Обеспечена оперативность и простота вывода аналитических соотношений основных характеристик с записью в компактном виде.

**Ключевые слова:** электрические машины, генераторы, двигатели, схема замещения, моментные, механические и рабочие характеристики.

### ВВЕДЕНИЕ

Согласно канонам дидактики изложение материала каждой изучаемой дисциплины должно строиться на основе соблюдения принципов системности и преемственности. Аналогичные требования постоянно звучат и в директивных документах Министерства образования. Если под таким ракурсом рассмотреть курс «Электрические машины» (ЭМ), то в итоге будут установлены разные точки зрения, например:

- материал построен строго, четко и удовлетворяет всем выставленным требованиям;
- электрические машины столь разнотипные устройства, что разговор о какой-либо системности и унификации беспредметен;
- курс объемист, сложен и по целому ряду разделов требует усилий по совершенствованию логической последовательности изложения материала. Если согласиться с последним мнением, то разговор о схемах замещения ЭМ приобретает значимость, интерес, остроту и актуальность. Дело в том, что такая схема предлагается лишь для асинхронного двигателя (АД) и преподносится как удачный расчетно-методический прием. Для других типов ЭМ вопреки логическому и здравому смыслу таких схем нет.

**Цель работы** показать, что в соответствии с принципами системности и преемственности схемы замещения могут быть разработаны для электрической машины любого типа, причем по своим возможностям они не будут уступать схеме замещения асинхронного двигателя.

Их полезность состоит в том, что на этапе начального обучения они существенно облегчают анализ поведения электрических машин и придают ему высокую степень наглядности.

### АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Знакомство со схемами замещения в теории ЭМ начинается в разделе «Трансформаторы» (ТР). Именно здесь подчеркивается, что схема замещения – это физико-математическая модель в виде простой электрической

цепи. Последняя имеет формальное сходство со схемой замещения пассивного четырехполюсника, содержащей зажимы входа и выхода. Тем самым обеспечивается преемственность с теоретическими основами электротехники (ТОЭ), достигается простота расчетов и понимания электромагнитных процессов.

Изложенные причины определили необходимость усилий по обеспечению приемлемости системы основных уравнений и схемы замещения ТР по отношению к АД. Полученная в итоге схема приведена на рис. 1, а. Метод эквивалентного генератора и положения теории четырехполюсников позволяют ее существенно упростить и свести к схеме замещения двухполюсника (см. рис. 1, б, в).

К числу достоинств схем замещения АД относят изображение механической мощности выхода в виде электрического эквивалента.

Обращение к схемам замещения АД позволило решить следующие вопросы:

1. Найти аналитические соотношения для определения момента  $M$ ; частоты вращения ротора  $n_2$ ; мощности на валу  $P_2$ ; тока в обмотке статора  $I_1$ ; мощности, по-

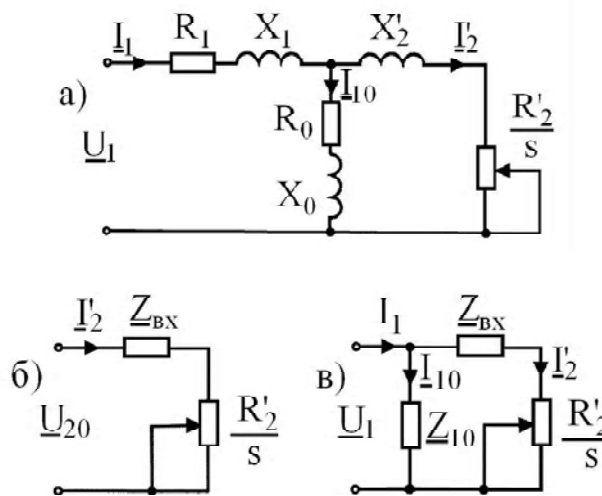


Рис. 1. Схемы замещения АД

требляемой от источника  $P_1$ ; к.п.д.  $\eta$  и коэффициента мощности  $\cos\varphi_1$  в функции скольжения  $s$  (см. табл. 1).

2. Рассчитать и построить семейство характеристик скольжения (см. рис. 2), которое легко перестраивается в функции другого переменного показателя, например, мощности  $P_2$ , т.е. в семейство рабочих характеристик (см. рис. 3).

3. Исследовать поведение АД в генератором и тормозном режимах.

4. Исследовать поведение АД при динамическом и конденсаторном торможении; установить критерии самовозбуждения на верхней и нижней критических скоростях.

5. Разработать алгоритм оперативной оценки возможностей АД на основании данных каталога [1].

6. Построить круговую диаграмму АД и т. д.

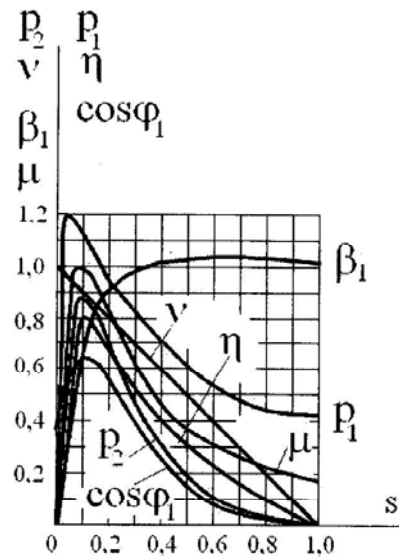
Аналитические соотношения таблицы отличаются от известных [2 ÷ 8] использованием относительных значений частоты вращения, момента, тока и мощности. В качестве базовых значений для построения семейства характеристик скольжения выбраны:  $n_1$  – частота вращения магнитного поля статора;  $M_{MAX}$  – максимальный момент;  $I_{2кз}$  – ток короткого замыкания в цепи ротора и  $P_{2ЭMAX} = \omega_1 M_{MAX}$  – максимальная электромагнитная

мощность. При построении рабочих характеристик базовые значения тока и мощности заменены на  $I'_{2НОМ}$  – приведенный ток в обмотке ротора при номинальном режиме и  $P_{2ЭНОМ} = \omega_1 M_{НОМ}$ .

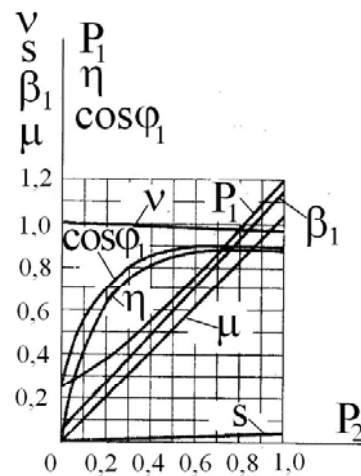
Разумеется, что схемы замещения, приведенные на рис. 1, не учитывают такие глубинные процессы в АД, как вытеснение тока в обмотках статора и ротора, их интенсивный нагрев при пуске машины и т. д. Поэтому сопоставление расчетных значений по формулам табл. 1 с результатами эксперимента и практики желаемой сходимости часто не дает. Например, зависимость  $\mu = f(s)$ , рассчитанная по формуле момента табл. 1 (формула Клосса), характеризуется значением пусковых моментов, которые отличаются от каталожных данных примерно в два раза. Пользуясь методикой, предложенной в работе [1], можно снизить эти расхождения до значений приемлемой инженерной точности.

**Таблица 1.** Аналитические соотношения для расчета характеристик скольжения

Наименование показателя	Аналитическое соотношение
Частота вращения ротора	$v = 1 - s$
Момент	$\mu = \frac{2ss_k}{s_k^2 + s^2}$
Мощность на валу	$p_2 = \mu v$
Ток в обмотке ротора	$\beta = \frac{s\sqrt{s_k^2 + 1}}{\sqrt{s_k^2 + s^2}}$
Угол сдвига между $E_2^1$ и $I_2'$	$\psi = \arctg \frac{s}{s_k}$
Ток в обмотке статора	$\beta_1 = \left[ \beta_0^2 + \beta^2 + 2\beta_0 \times \beta \sin(\psi_2 + \alpha_0) \right]^{0,5}$
Потребляемая мощность	$p_1 = \mu + s + 2s_H$
К.п.д.	$\eta = \frac{p_2}{p_1}$
Коэффиц. мощности	$\cos\varphi_1 = \frac{\beta \cos(\psi_2 + \theta)}{\beta_1} + \frac{\beta_0 \cos(\alpha_0 + \theta)}{\beta_1}$



**Рис. 2.** Семейство характеристик скольжения



**Рис. 3.** Семейство рабочих характеристик

Из сказанного следует, что эта схема замещения АД – это удобный, нужный и полезный инструмент исследования процессов в машине.

В ракурсе изложенного интересно сопоставить возможности и достоинства схемы замещения АД с аналогичными схемами других электрических двигателей (постоянного тока (ДПТ) и синхронного (СД)). Однако поиск таких схем в учебной и технической литературе [2–8] успеха не принесет, поскольку таких схем нет.

Специалисты по ЭМ объясняют этот факт тем, что анализ поведения ДПТ и СД удалось выполнить без разработки схем замещения. Поэтому их поиск означает усложнение решения задачи и, следовательно, бесполезен. Подобные заявления не согласуются с методологией и с логикой здравого смысла, потому покажем, что схемы замещения ДПТ и СД с электрическим эквивалентом механической мощности на валу могут быть предложены и объективно обоснованы. Причем они сохраняют все возможности и достоинства схем замещения АД.

### ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При анализе поведения ДПТ, например, параллельного возбуждения обычно приводят схему, изображенную на рис. 4, а. Она является электрической принципиальной схемой и к разряду схем замещения с электрическим эквивалентом механической мощности на валу отнесена быть не может. Однако, обращаясь к ней, можно составить уравнение баланса напряжений для якорной цепи:

$$U = I_{я}R_{я} + E_{я}, \quad (1)$$

где  $U$  – напряжение источника питания;  $I_{я}, R_{я}, E_{я}$  – соответственно ток, сопротивление и ЭДС якорной цепи.

Уравнение (1) после несложных преобразований можно переписать в виде:

$$U = I_{я} \left( R_{я} + R_{я} \frac{1-s_{\Phi}}{s_{\Phi}} \right) = I_{я} \frac{R_{я}}{s_{\Phi}}, \quad (2)$$

где  $s_{\Phi} = \frac{n_0 - n}{n_0}$  совпадает с определением скольжения  $s$

в асинхронных машинах и потому может быть названо формальным или фиктивным скольжением;  $n_0$  – частот вращения при идеальном холостом ходе.

На основании уравнения (2) могут быть составлены схемы замещения ДПТ (см. рис.4, б, в), по существу сходные со схемами замещения АД и двухполюсника. Следует подчеркнуть, что диапазон изменения  $s_{\Phi}$  для ДПТ тот же самый, что и для скольжения  $s$  в АД; т.е. лежит в пределах от нуля (холостой ход) до 1 (режим пуска, где  $n=0$ ). Полная аналогия сохраняется так же при сопостав-

лении выражений  $R'_2 \cdot \frac{1-s}{s}; \frac{R'_2}{s}$  и  $R_{я} \cdot \frac{1-s_{\Phi}}{s_{\Phi}}; \frac{R_{я}}{s_{\Phi}}$  по-

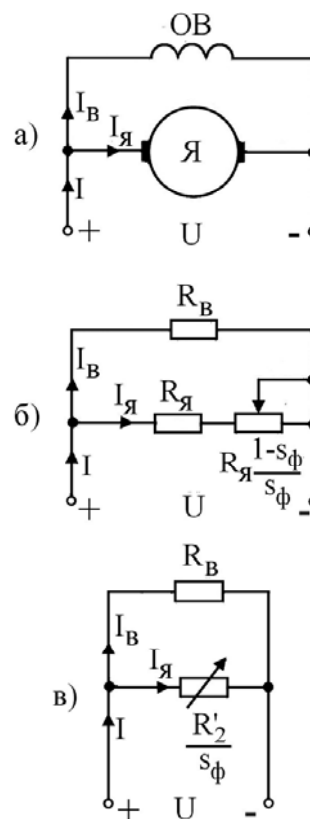


Рис. 4. Принципиальная электрическая схема и схемы замещения ДПТ

скольку каждое из них выступает либо как эквивалент механической мощности на валу, либо как эквивалент электромагнитной мощности.

Схема замещения ДПТ параллельного возбуждения распространяется и на ДПТ независимого возбуждения, поскольку, если параметры и показатели обмотки возбуждения рассчитаны на напряжение, отличающееся от номинального напряжения якорной цепи  $U_{НОМ}$ , то, используя операцию приведения, их можно свести к  $U_{НОМ}$ .

Обеспеченная выше идентичность схем замещения АД и ДПТ независимого и параллельного возбуждения открывает возможность унификации описания их характеристик. Поэтому в число характеристик ДПТ наряду с известными войдут и характеристики, которые принято считать относящимися только к АД:

- моментная характеристика или зависимость  $M = f(s_{\Phi});$
- механическая характеристика или зависимость  $n = f(M);$
- скоростная характеристика или зависимость  $n = f(I_{я});$
- семейство рабочих характеристик или зависимостей  $s_{\Phi}, n, M, I, P_1, \eta$  от  $P_2$ .

Рассмотрим относящиеся к ним подробности.

*Моментная характеристика*

Вывод ее аналитического выражения выполним тем же приемом, который используется по отношению к АД:

$$M = \frac{P_2}{\omega} = \frac{I_{Я}^2 R_{Я}}{\omega_0 s_{\Phi}} = \frac{(U - c_E n \Phi)^2}{\omega_0 s_{\Phi} R_{Я}} = M_{MAX} s_{\Phi}, \quad (3)$$

где  $\omega_0, \omega$  – угловые скорости якоря при холостом ходе и избранном режиме;  $M_{MAX}$  – максимальный момент ДПТ;  $c_E$  – коэффициент;  $\Phi$  – магнитный поток.

Полученное уравнение (3) является уравнением прямой, выходящей из начала координат. Она может принять конкретные числовые значения при переходе на относительные показатели. С этой целью введем значение относительного момента  $\mu = M / M_{MAX}$ . Тогда аналитическое выражение моментной характеристики запишется в виде

$$\mu = s_{\Phi}. \quad (3, a)$$

Ее графическое изображение дано на рис. 5, а.

*Механическая характеристика*

В случае АД усилий по определению ее аналитического выражения не предпринимают, а используют прием перестроения  $M = f(s)$  в  $n = f(M)$ . Он основывается на том, что для любого фиксированного момента  $M$  число оборотов  $n$  найдется по соотношению:  $n = n_1(1 - s)$ .

Этот прием может быть использован и для ДПТ, но линейность моментной характеристики ведет к линейности и механической характеристики, которая подчиняется следующему аналитическому выражению:

$$n = n_0 - M \frac{R_{Я}}{c_E c_M \Phi^2} = n_0 \left( 1 - \frac{M}{M_{MAX}} \right) \quad (4)$$

или после перехода к относительным значениям момента  $\mu$  и частоты вращения  $v = n/n_0$  получим

$$v = 1 - \mu. \quad (4, a)$$

Графическое изображение механической характеристики дано на рис. 5, б.

*Скоростная характеристика*

Вновь воспользуемся уравнением баланса напряжений, которое перепишем в виде

$$n = \frac{U}{c_E \Phi} - I_{Я} \frac{R_{Я}}{c_E \Phi} = n_0 \left( 1 - \frac{I_{Я}}{I_{ЯКЗ}} \right), \quad (5)$$

Переход к относительным значениям здесь даст следующее выражение

$$v = 1 - \beta, \quad (5, a)$$

где  $\beta = I_{Я} / I_{ЯКЗ}$ , а ток короткого замыкания  $I_{ЯКЗ}$  есть результат деления напряжения сети питания  $U$  на сопротивление обмотки якоря  $R_{Я}$ .

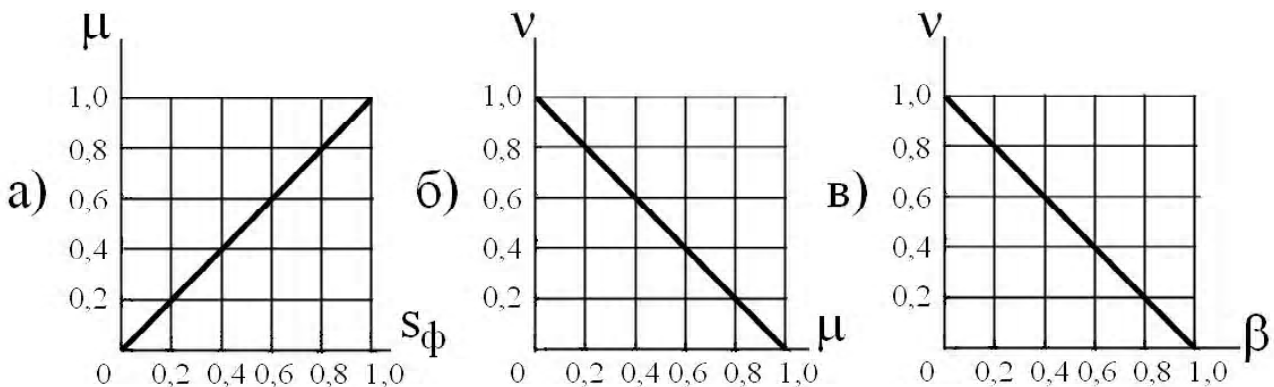
Отсюда при сопоставлении (3, а), (4, а), (5, а) получаем  $s_{\Phi} = \mu = \beta$ . Поэтому графическое изображение скоростной характеристики (рис. 5, в) повторяет изображение механической характеристики.

*Семейство характеристик скольжения*

Аналитические соотношения для семейства характеристик скольжения в относительных значениях приведены в табл. 2. На рис. 6 дано их графическое изображение в диапазоне скольжений от нуля до единицы.

**Таблица 2.** Аналитические соотношения для ДПТ параллельного возбуждения

Наименование показателя	Аналитические соотношения
Частота вращения ротора	$v = 1 - s_{\Phi}$
Момент	$\mu = s_{\Phi}$
Мощность на валу	$p_2 = v \cdot \mu$
Ток в обмотке якоря	$\beta = s_{\Phi}$
Ток, потребляемый двигателем от источника	$\beta_1 = \beta + \beta_0$
Потребляемая мощность	$p_1 = \mu + s_{\Phi} + 2s_{\Phi H}$
К.п.д	$\eta = \frac{p_2}{p_1}$



**Рис. 5.** Моментная, механическая и скоростная характеристики ДПТ

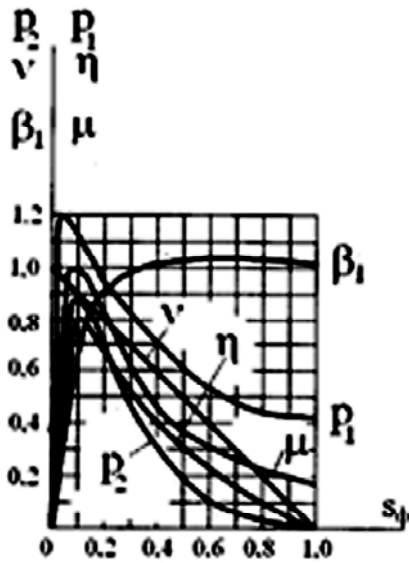


Рис. 6. Семейство характеристик скольжения

Здесь следует пояснить, что рабочий диапазон скольжений ДПТ существенно уже и лежит в пределах от 0 до  $1,5s_{\text{ФН}}$  где  $s_{\text{ФН}}$  номинальное скольжение. Это приводит к малым и неудобным относительным числовым значениям тока и мощности (порядка 0,01, 0,001 и т. п.), а при построении характеристик желательно, чтобы эти показатели в номинальном режиме имели значение, близкое или равное единице. Очевидно, что в таком случае целесообразно изменить масштаб путем смены базовых показателей режима короткого замыкания на показатели номинального режима, а в качестве переменного аргумента использовать отношение  $s_{\text{Ф}} / s_{\text{ФН}}$ .

В итоге зависимости семейства характеристик скольжения будут описываться другими числовыми значениями, одновременно изменится их графическое изображение (см. рис. 7).

*Семейство рабочих характеристик*

В принципе возможна аналитическая запись входящих сюда зависимостей. Однако полученные в итоге соотношения будут иметь громоздкий вид и неудобны для расчета.

Более выгодно здесь использовать прием перестроения, основываясь на уже известных результатах расчета семейства характеристик скольжения. В итоге будут получены графические зависимости (см. рис. 8) семейства рабочих характеристики.

Как известно ДПТ может быть переведен на работу в режим рекуперации и противовключения.

Моментная, механическая и скоростная характеристики этих режимов являются продолжением тех же характеристик двигательного режима, что иллюстрируют графические зависимости рис. 9.

В режиме динамического торможения ток в цепи якоря найдется по соотношению

$$I_{\text{Я}} = \frac{c_e \Phi n}{R_{\text{Я}}} \quad (6)$$

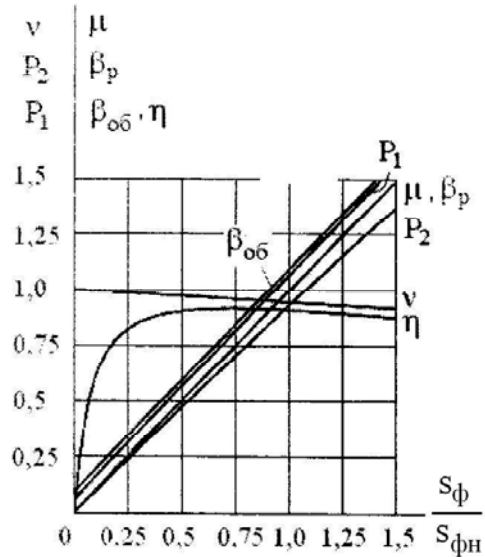


Рис. 7. Семейство характеристик для диапазона рабочих скольжений

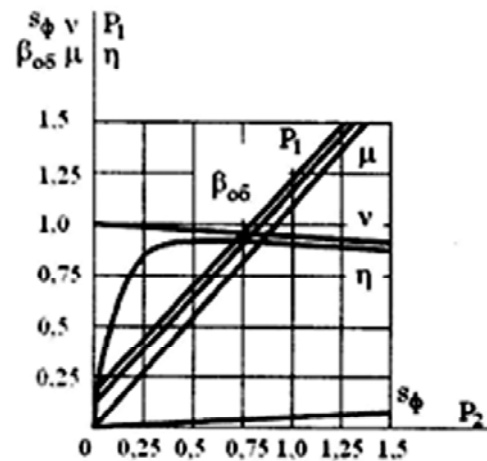


Рис. 8. Семейство рабочих характеристик

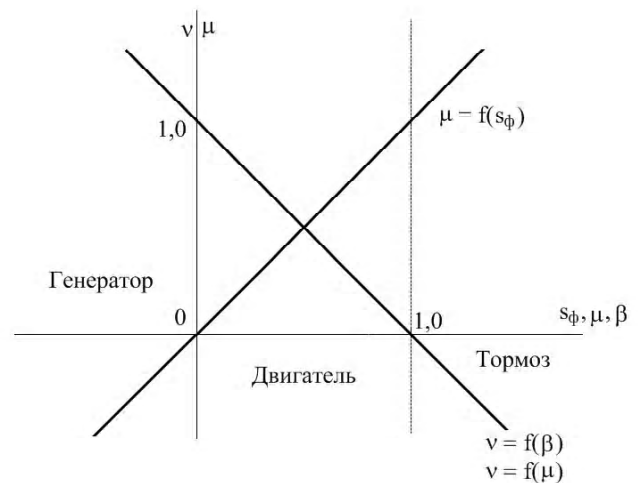


Рис. 9. Моментная, механическая и скоростная характеристики ДПТ в различных режимах