

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Н. Г. НИКИЯН

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ПОТЕРИ В СТАЛИ СТАТОРА
ЯВНОПОЛЮСНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ
НЕСИММЕТРИЧНЫХ И НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ
ТОКАХ СТАТОРА

Несимметричные трехфазные и выпрямительные нагрузки приводят к появлению в обмотках статоров синхронных машин токов обратной последовательности и высших гармоник тока. При этом возникают несинхронные магнитные поля, которые вызывают дополнительные потери в стали и обмотках статора и ротора. С точки зрения дополнительных потерь ток обратной последовательности можно рассматривать как гармонику тока статора, создающую обратно-синхронное поле.

Ввиду синусоидального распределения обмотки статора полюсное деление основной гармоники н.с. равно полюсному делению машины. При несинусоидальном токе, как показали исследования, в кривой тока наиболее сильно могут быть выражены гармоники до 7-й включительно, причем величина их может достигать до 30% основной гармоники.

Точный расчет дополнительных потерь в стали статора может быть выполнен на основе расчета магнитного поля токов высших гармоник. Такой расчет представляет собою весьма сложную и трудоемкую задачу. Однако согласно приближенной оценке [1, 2] дополнительные потери в стали статора невелики по сравнению с основными потерями. Поэтому является допустимым более простое приближенное определение этих дополнительных потерь.

Магнитный поток Φ_n в спинке статора, созданный n -й гармоникой тока, можно представить в виде гармонической функции, претерпевающей вследствие магнитной и электрической несимметрии ротора амплитудную модуляцию с частотой, равной $f_n - 2p\omega_1$ (здесь p — число пар полюсов; ω_1 — синхронная скорость вращения ротора). Величину амплитуды потока в спинке статора при совпадении осей полюсов вращающегося поля с осями полюсов ротора обозначим $\Phi_{n,1}$, а при совпадении тех же осей с поперечными осями ротора — $\Phi_{n,2}$. Форма модулирующей кривой зависит от изменения магнитной проводимости вдоль полюсного деления и экранирующего действия короткозамкнутых контуров ротора.

Предположим для простоты, что модулирующая кривая представляет собой гармоническую функцию. Тогда в соответствии с [3] будем иметь:

$$\begin{aligned}\Phi_v &= \Phi_{v0} \left(1 + \frac{\Phi_m}{\Phi_{v0}} \cos 2\omega t \right) \cos v\omega t = \\ &= \Phi_{v0} \cos v\omega t + \frac{1}{2} \Phi_m \cos (v-2)\omega t + \frac{1}{2} \Phi_m \cos (v+2)\omega t,\end{aligned}\quad (1)$$

где $\Phi_{v0} = \frac{\Phi_{vd} + \Phi_{vq}}{2}$ — средняя амплитуда потока Φ_v ;

$\Phi_m = \frac{\Phi_{vd} - \Phi_{vq}}{2}$ — амплитуда модулирующей функции.

Определим амплитуды Φ_{vd} и Φ_{vq} . Будем считать, что нам известны: а) все размеры магнитной цепи и обмоточные данные машины; б) опытные значения эквивалентных сопротивлений машины $jX_d(js)$ и $jX_q(js)$ по осям d и q (здесь s — скольжение ротора относительно поля v -й гармоники тока статора); в) величины гармоник фазного напряжения U_v , либо напряжение обратной последовательности, на зажимах статора.

Составляющие v -й гармоники тока статора по осям d и q определяются по формулам [4]:

$$I_{vd} = \frac{jU_v}{jX_d(js)};\quad (2)$$

$$I_{vq} = \frac{U_v}{jX_q(js)}.\quad (3)$$

Вначале найдем условные амплитуды магнитного потока в спинке статора, созданные токами I_{vd} и I_{vq} , в предположении, что магнитная проницаемость стали $\mu_m = \infty$ и ротор обладает только магнитной несимметрией (на роторе отсутствуют короткозамкнутые контуры: обмотка возбуждения и успокоительная, контуры в стали полюсов). Ввиду неравномерности зазора под полюсом, разобьем полюсное деление на участки (при наличии успокоительной обмотки разбиение производится по пазам полюсного наконечника) и в пределах каждого из них зазор будем считать постоянным, равным зазору δ_k под средней частью (рис. 1,а) [5]. Для k -го участка, ограниченного углами β_{k-1} и β_k , амплитуды потоков в зазоре будут равны:

по оси d

$$\Phi_{v,d,k} = \frac{3\sqrt{2}}{2} \frac{\omega k_{01}}{p} I_{vd} \mu_0 \frac{l}{\delta_k k_k} \int_{\beta_{k-1}}^{\beta_k} \cos \alpha d \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right);$$

по оси q

$$F_{\text{доб}} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{01}}{\rho} I_m \mu_0 \frac{l}{\delta_{\text{в}} k_2} \int_{\alpha-1}^{\alpha} \sin 3\alpha d \left(\frac{\pi}{2} \beta \right).$$

Здесь ω и k_{01} — число витков и обмоточный коэффициент для основной пространственной гармоника обмотки статора;

μ_0 — магнитная проницаемость воздуха;

l — активная длина стали статора;

α — полюсное деление машины;

β — угол вдоль расточки статора относительно оси симметрии полюса, э.л. ряд.

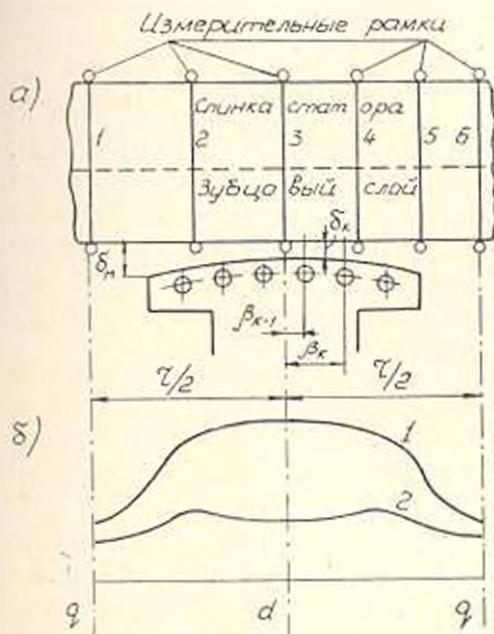


Рис. 1. Фрагмент магнитной цепи и расположение измерительных рамок на статоре (а). Модулирующая кривая магнитного потока в спинке статора (б), определенная по измерительным рамкам при токе статора $I_s = 0,2 I_n = 27 \text{ A}$:

1 — для ротора 1 при частоте $f = 50 \text{ Гц}$ ($\alpha = 1$)

2 — для ротора 2 при частоте $f = 250 \text{ Гц}$ ($\alpha = 5$)

Согласно [5] в пределах изменения угла β от $\beta = \frac{\pi}{2} \left(\alpha - 0,8 \frac{\alpha}{\tau} \right)$

до $\beta = \frac{\pi}{2}$ эквивалентный зазор междуполюсного пространства принимаем равным

$$\delta_n = \delta_n + 0,142(1 - \alpha)\tau,$$

где δ_m — максимальный зазор; α — коэффициент полюсного перекрытия.

Условные амплитуды потока в спинке статора будут равны по оси d

$$\Phi_{sd}^* = \sum_{k=1}^n \Phi_{sdk}^* \quad (1)$$

по оси q

$$\Phi_{sq}^* = \sum_{k=1}^n \Phi_{sqk}^* \quad (5)$$

где n — число участков.

При заданной n с. потоки Φ_{sd}^* и Φ_{sq}^* , определенные при отсутствии короткозамкнутых контуров на роторе, пропорциональны магнитным проводимостям реакции якоря по осям d и q (или соответственно индуктивностям со сопротивлениям x_{sd} и x_{sq}).

При наличии короткозамкнутых контуров на роторе можно считать, что результирующий поток равен потоку рассеяния этих контуров. Тогда потоку Φ_{sd} будет соответствовать обусловленное равным ему потоком рассеяния эквивалентное индуктивное сопротивление $x_{ds} - x_s$, потоку Φ_{sq} — сопротивление $x_{qs} - x_s$. Здесь x_{ds} и x_{qs} — индуктивные составляющие сопротивлений $jX_d(js)$ и $jX_q(js)$; x_s — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора.

Получаем приближенно:

$$\Phi_{sd} = \Phi_{sd}^* \frac{x_{ds} - x_s}{x_{sd}} \quad (6)$$

$$\Phi_{sq} = \Phi_{sq}^* \frac{x_{qs} - x_s}{x_{sq}} \quad (7)$$

По значениям Φ_{sd} и Φ_{sq} определяем потоки Φ_{d1} и $1/2 \Phi_{d2}$, а по значениям последних — индукции B_{d1} и B_{d2} в зубцах и B_{d1a} и B_{d2a} в спинке статора.

Дополнительные потери в стали статора, обусловленные ν -й гармоникой тока, определяем как сумму потерь, вызванных в отдельности потоками Φ_{d1} и $1/2 \Phi_{d2}$, т. е.

$$\Delta P_{\nu} = (k_z p_{\nu z} G_z + k_a p_{\nu a} G_a) \nu^{1,3} + (k_z p_{\nu z} G_z + k_a p_{\nu a} G_a) |(\nu - 2)^{1,3} + (\nu + 2)^{1,3}|, \quad (8)$$

где G_z и G_a соответственно вес зубцов и спинки статора.

$p_{\nu z}$ и $p_{\nu a}$ — удельные потери в стали при частоте $f = 50$ Гц, соответствующие индукциям $B_{\nu z}$ и $B_{\nu a}$.

$p_{\nu z}$ и $p_{\nu a}$ — то же, но соответствующие индукциям $B_{\nu z}$ и $B_{\nu a}$.

Коэффициенты увеличения потерь в зубцах и спинке статора соответственно равны [6]: $k_z = 1,8$ и $k_a = 1,6$.

Расчетные и опытные исследования проводились на генераторе типа СГД 102—8 (75 кВт, 400 В, 50 Гц, 750 об/мин, сталь статора марки

Э21, толщиной 0,5 мм), имеющем роторы с шихтованными полюсами:

- ротор 1 без успокоительной обмотки,
- ротор 2 с неполной успокоительной обмоткой из меди.

Опытные исследования проводились при неподвижном роторе. К статору испытуемой машины поочередно подводились трехфазные напряжения в интервале частот 50 : 400 Гц. Обмотка возбуждения была замкнута накоротко, что близко к замыканию ее на якорь возбуждателя. Токи и напряжения имели синусоидальную форму и измерялись приборами типа Э59 (класс точности 0,5). Частота измерялась ламповым частотомером типа ИЧ-6 (класс точности 1,5).

Ток I_{Δ} в одной из фазных обмоток (например, в обмотке фазы А) измерялся при установке ротора в положение, при котором ось его полюсов совпадала с осью этой обмотки. Измерение тока I_{Δ} производилось при повороте ротора на угол $\alpha = 2$ эл. радиан. Эти значения токов практически совпадают с расчетными [формулы (2) и (3)] в интервале частот 50 : 400 Гц.

Магнитные потоки в спинке статора измерялись с помощью рамок (рис. 1, а). Рамка № 3 была установлена по оси обмотки фазы А, рамки № 1 и № 6 — на расстоянии $\pi/2$ от рамки № 3, рамка № 5 — на расстоянии, приблизительно равном $\pi/2$, рамки № 2 и № 4 — на расстояниях, меньших $\pi/2$. Э.д.е. рамок имела практически синусоидальную форму и измерялась электронным вольтметром типа Ф531 (класс точности 0,5).

При положении ротора, указанном на рис. 1, а, рамки № 1 и № 6 измеряют поток Φ_{Δ} в спинке при совпадении осей полюсов вращающегося поля с осями полюсов ротора. Рамка № 3 измеряет поток Φ_{Δ} в спинке при совпадении осей полюсов вращающегося поля с поперечными осями ротора. Расчетные значения Φ_{Δ} практически совпадают с измеренными (рис. 2). Разница между расчетными и измеренными значениями Φ_{Δ} объясняется тем, что при наличии короткозамкнутых обмоток по оси d результирующее магнитное поле имеет сложный вихревой характер, неполностью учитываемый простым соотношением индуктивных сопротивлений [формула (6)].

При неподвижном роторе с помощью рамок определялась форма модулирующей кривой потока. Некоторые полученные кривые приведены на рис. 1, б. По измеренным потокам определялись индукции в спинке и зубцах статора. По формуле (8) были получены дополнительные потери в стали статора по расчетным и измеренным индукциям (рис. 3). Для упрощения расчета принималось, что модулирующая кривая имеет синусоидальную форму с амплитудой, равной амплитуде полученной опытной кривой. При роторе 1 разница между дополнительными потерями, определенными по расчетным и измеренным индукциям, не превышает 15%. При роторе 2 разница получается больше и обуславливается расхождением между расчетными и измеренными значениями индукций, в основном, по продольной оси.

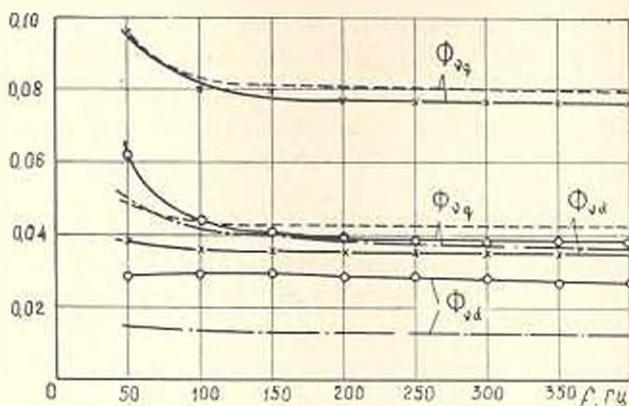


Рис. 2. Магнитные потоки в стержне статора при токе разных частот $I = 0,2 I_n = 27 \text{ А}$ (в долях от потока в стержне $\Phi_{00} = 0,93 \cdot 10^{-2} \text{ Вб}$ при холостом ходе и номинальных значениях напряжения и частоты генератора)

при роторе 1: —×—×— — опыт; — — — — расчет;

при роторе 2: —○—○— — опыт; — · · · — расчет.

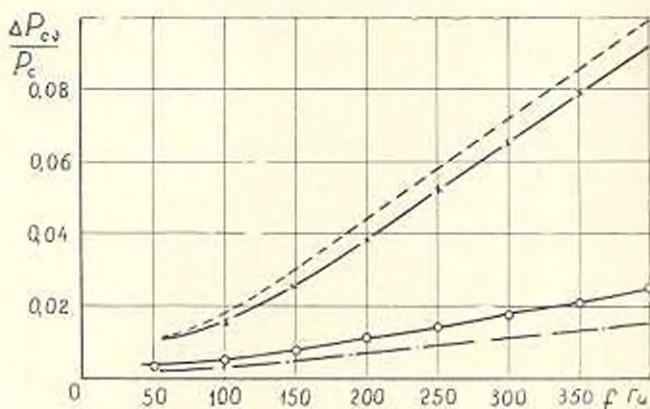


Рис. 3. Дополнительные потери в стали статора при токе разных частот $I = 0,2 I_n$ (в долях от основных потерь в стали $P_c = 1100 \text{ Вт}$). Обозначения те же, что и на рис. 2

Выводы

1. Приближенный способ расчета несинхронных магнитных потоков в статоре в интервале частот $50 \div 400 \text{ Гц}$ дает практически приемлемую точность при слабо развитых экранирующих контурах на роторе.

2. При отсутствии успокоительной обмотки дополнительные потери в стали статора испытуемой машины, определенные положенным способом, для гармоник тока до 7-й включительно, равных $0,2 I_n$, доходят до 10% основных потерь в стали.

3. При наличии даже неполной успокоительной обмотки дополнительные потери в стали статора при тех же значениях гармоник тока снижаются до 2-3%, что не превышает погрешности расчета основных потерь в стали. Поэтому при наличии успокоительной обмотки дополнительные потери в стали статора, обусловленные несинусоидальностью тока, можно специально не рассчитывать.

ЕрIII) лм. К. Маркса

Поступило 17.IV.1974

Ն. Կ. ԿԵՐԵԱԿ

ԱՐԱՅՈՒՅԻՉ ԿՈՐԻՍՏՆԵՐԸ ԲԱՅՈՂԱՅՏ ԲԵՆՇԵՆԵՐՈՎ ՍԻՆԿՐՈՆ ԿԵՔԵՆԱՅԻ ՍՏԱՏՈՐԻ ՊԱՂՊԱՏՈՒՄԸ ՍՏԱՏՈՐԻ ԱՆՍԻՄԵՏՐԻԿ ԵՎ ՈՉ-ՍԻՆՈՒՍՈՒԳԱՅԻՆ ՀԱՍՈՆՔՆԵՐԻ ԳԵՊԳՈՒՄԸ

Ա ճ փ օ փ օ ճ

Ստատորի շտաների բարձր հարմանիկաները սակզծում են ոչ սինխրոն շագնիսական դաշտեր, որոնք մեքենայի պողպատում և փափույթներում առաջացնում են լրացուցիչ կորուստներ: Շարադրված է ստատորի պողպատում լրացուցիչ կորուստների որոշման մոտավոր եղանակ՝ տարրեր հանդիստացնող սխեմաներով ստորնիկի դեպքում:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Иваница В. И. Допустимая нагрузка трехфазной синхронной машины при несимметричных и несинусоидальных токах. Изд. АН СССР, отделение техн. наук, вып. 1, 1937.
2. Афанасьев А. А. Добавочные потери в стали синхронной машины при несинусоидальной форме напряжений и токов статора. Сборник «Электрические машины и аппараты» Чувашского гос. ун-та, вып. 1, 1970.
3. Иваница Л. Р. и Колитгаров П. Л. Теоретические основы электротехники. ГЭИ, 1961.
4. Важнов А. И. Основы теории переходных процессов синхронной машины, ГЭИ, 1960.
5. Давыденко Я. Б. и Кулик Ю. А. Теория и расчет демиферных обмоток синхронных машин. Изд. АН СССР, 1962.
6. Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горюнов Ф. А. Проектирование электрических машин, «Энергия», 1969.