

В.Н.ЗАБОИН, В.В.СУХАНОВ
Санкт-Петербургский Государственный Политехнический Университет
кафедра "Электрические Машины"
И.В.ГУРЛОВ, А-Я.Ю.ПАРМАС
Петербургский Государственный Университет Путей Сообщения
кафедра "Электрические Машины"

РАСЧЕТ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ С МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Целью настоящей работы является расчет магнитных полей в синхронном вентильном двигателе с постоянными магнитами мощностью 14 МВт с помощью конечно-элементного программного комплекса "ELCUT" версии 5.2. При этом решались следующие задачи:

1. Расчет магнитного поля двигателя в режиме холостого хода-поле ротора или поле постоянных магнитов.
2. Расчет магнитного поля продольной реакции якоря при номинальном токе в обмотке статора двигателя.
3. Расчет магнитного поля поперечной реакции якоря при номинальном токе в обмотке статора двигателя.
4. Расчет результирующего магнитного поля двигателя в режиме номинальной нагрузки при отсутствии регулирования со стороны обмотки статора.

Постановка полевых задач

При расчете магнитных полей двигателя приняты следующие основные допущения и предположения:

1. Магнитные поля плоскопараллельны и рассматриваются в поперечном сечении магнитной системы машины в координатах, жестко связанных с синхронно-вращающимся ротором.
2. Ферромагнитные сердечники ротора и статора представляются средами с нелинейными, но изотропными свойствами.
3. Во всех задачах расчета магнитного поля считается, что оно не выходит за пределы наружной поверхности сердечника статора.

4. Действительное токораспределение обмотки статора заменяется расчетным с сохранением реальной геометрической конфигурации обмотки и реальным значением ее намагничивающей силы.
5. Постоянные магниты описываются с помощью задания известной коэрцитивной силы.

При перечисленных допущениях задачи расчета магнитных полей в поперечном сечении двигателя можно свести к задачам нелинейной магнитостатики, а сами поля определять через векторный магнитный потенциал, который в рассматриваемом случае однокомпонентен и имеет единственную осевую составляющую. При этом подлежащее решению уравнение Пуассона для векторного потенциала имеет вид:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -\delta + \left(\frac{\partial H_{cy}}{\partial x} - \frac{\partial H_{cx}}{\partial y} \right), \quad (1)$$

где $A=A_z$, $\delta=\delta_z$, $\mu=\mu(H)$, а H_{cy}, H_{cx} -составляющие коэрцитивной силы H_c .

При расчете поля постоянных магнитов (режим холостого хода), а также полей реакции якоря из соображений наглядности достаточно ограничиться одним полюсным делением машины. Наоборот, при расчете магнитного поля в режиме нагрузки приходится рассматривать все $2p$ полюсных делений машины. Граничные условия на внешних границах расчетных областей, необходимые для решения уравнения (1), задаются, исходя из физических условий существования поля на этих границах и принятых допущений.

Исходные данные, необходимые для расчета магнитных полей

Таблица 1

Наименование	Обозн.	Ед. изм.	Величина
Мощность на валу	P_2	кВт	14000
Частота вращения	n	об/мин	1000
Число фаз	m	-	2×3
Фазное напряжение (действ. знач.)	U_ϕ	В	2750
Фазный ток (действ. знач.)	I_ϕ	А	937
Число полюсов	$2p$	-	4
Частота тока	f	Гц	100
Коэффициент мощности	$\cos(-\varphi)$	-	0.933
Наружный диаметр статора	D_a	м	1.43
Диаметр расточки статора	D_i	м	0.92
Расчетная длина сердечника статора/ ротора	l_{t1}/l_{t2}	м	1.35/1.4
Воздушный зазор	δ	мм	8
Число зубцов статора	Z_1	-	72
Марка стали статора	2412	-	-
Высота паза статора	h_p	мм	93.2
Ширина паза статора	b_p	мм	20.2
Высота надпазового/подпазового каналов охлаждения обм. статора	h_k	мм	15/15
Число эффективных проводников в пазу обмотки статора	S_p	-	4
Число параллельных ветвей обмотки статора	a	-	2
Число пазов ротора полное/фактическое	Z_o/Z_2	-	64/48
Материал зубцов ротора	(как для ТГ)	-	-
Тип и размеры постоянных магнитов ротора	NdFeB $h_m \times b_m \times l_m$	М	0.21×0.014×1.35
Коэрцитивная сила постоянных магнитов	H_c	А/м	900000

К исходным данным, приведенным в таблице 1, необходимо добавить, что обмотка статора двухслойная, волновая, с диаметральной шагом. Кривая размагничивания постоянных магнитов линейна, а сами магниты расположены в пазах ферромагнитного ротора таким образом, что создают тангенциальное намагничивание.

Согласно таблице 1 геометрическая конфигурация магнитной системы двигателя на полюсном делении τ показана на рис.1.

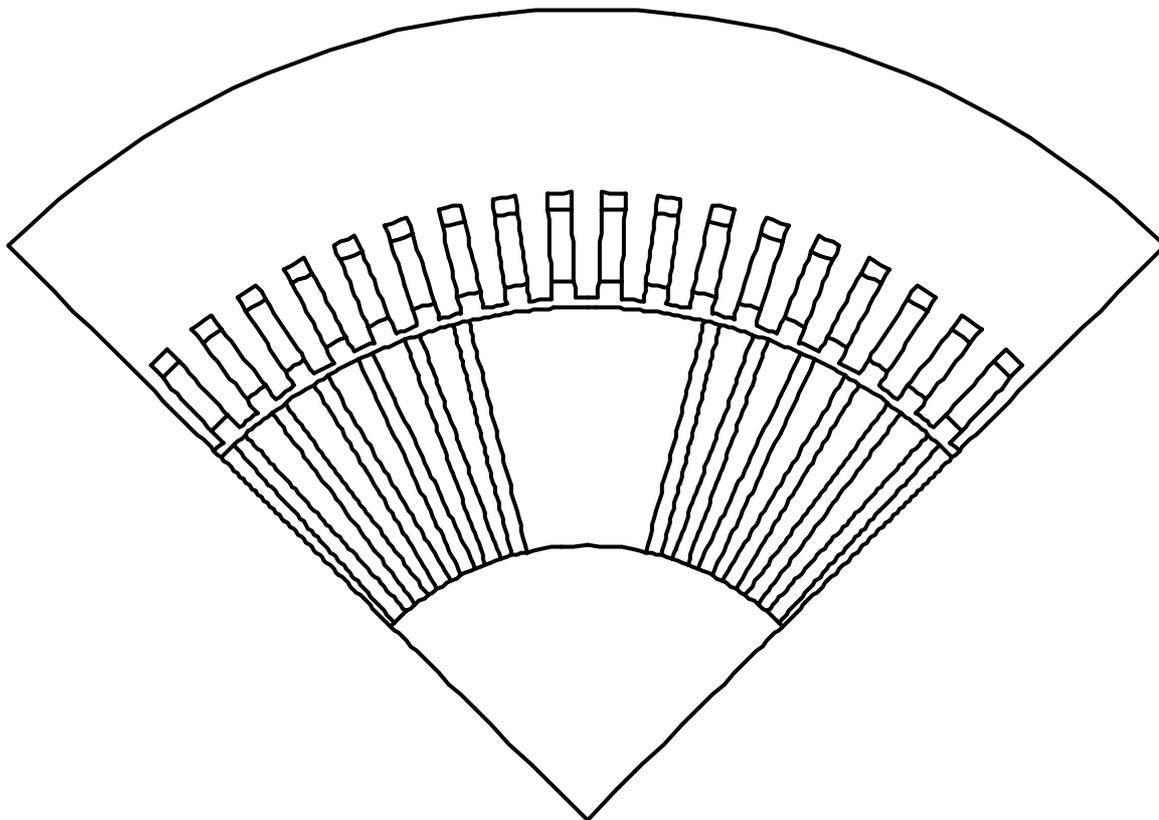


Рис.1. Геометрическая конфигурация магнитной системы двигателя на полюсном делении.

Расчет магнитного поля двигателя в режиме холостого хода (поле ротора или поле постоянных магнитов)

Для расчета поля холостого хода двигателя с помощью программного комплекса "Elcut" необходимо выбрать тип задачи (магнитоэстатическое поле), построить согласно рис.1 геометрическую модель и сформировать в ней области с однородными свойствами (создать метки блоков и ребер). Далее в каждом блоке следует задать свои физические свойства, а на ребрах, где это необходимо воспроизвести соответствующие граничные условия. В рассматриваемой задаче такими блоками и ребрами являются:

- блоки - зазор с надпазовыми каналами охлаждения, ферромагнитные зубцы ротора, подпазовые каналы охлаждения, немагнитный вал ротора, пазы статора, постоянные магниты, сердечник статора;
- ребра - поверхности постоянных магнитов с положительным и отрицательным значением коэрцитивной силы, наружная поверхность сердечника статора, поперечные оси q .

Более подробную информацию о типе задачи, геометрической модели, а также свойствах блоков и ребер можно найти в соответствующих Elcut файлах, которые прилагаются к настоящей статье.

Некоторые результаты расчета магнитного поля двигателя в режиме холостого хода представлены на рис.2 - рис.5.

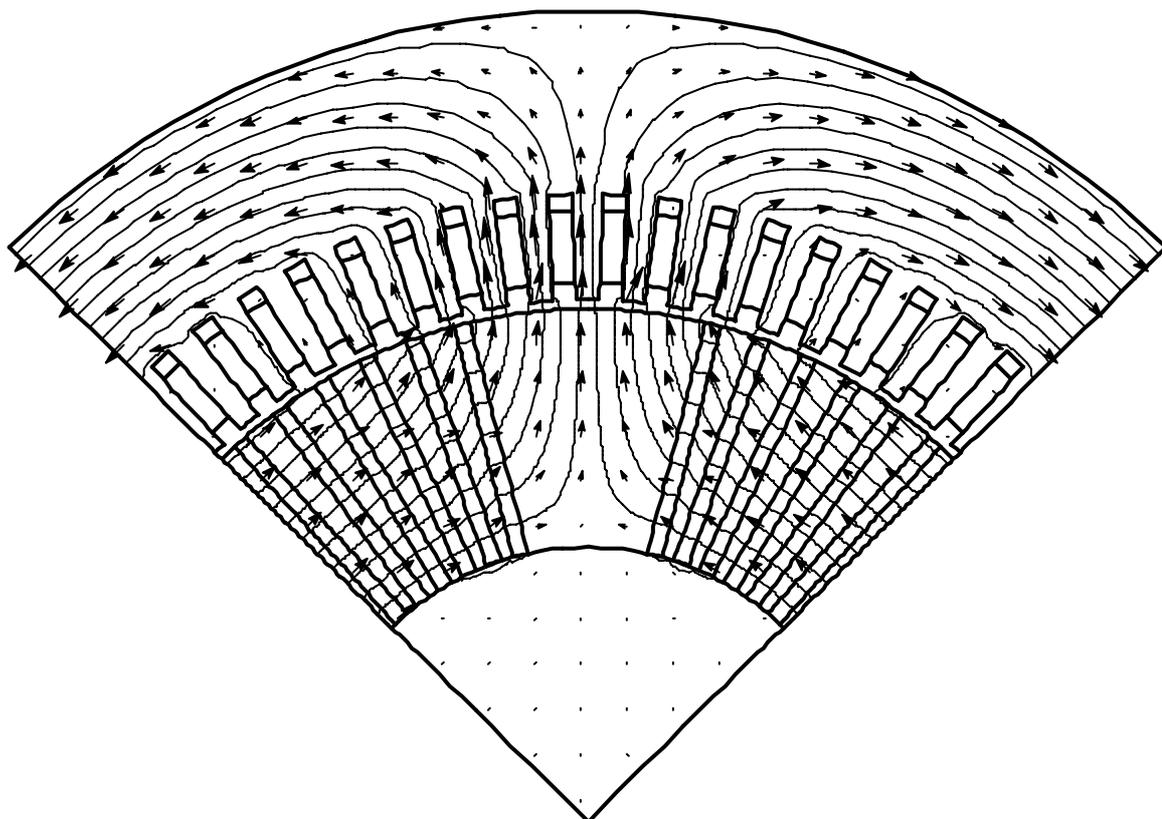


Рис.2. Картина магнитного поля ротора на полюсном делении в режиме холостого хода.
Поле возбуждается системой постоянных магнитов с коэрцитивной силой
 $H_c = \pm 900000 \text{ А/м}$.

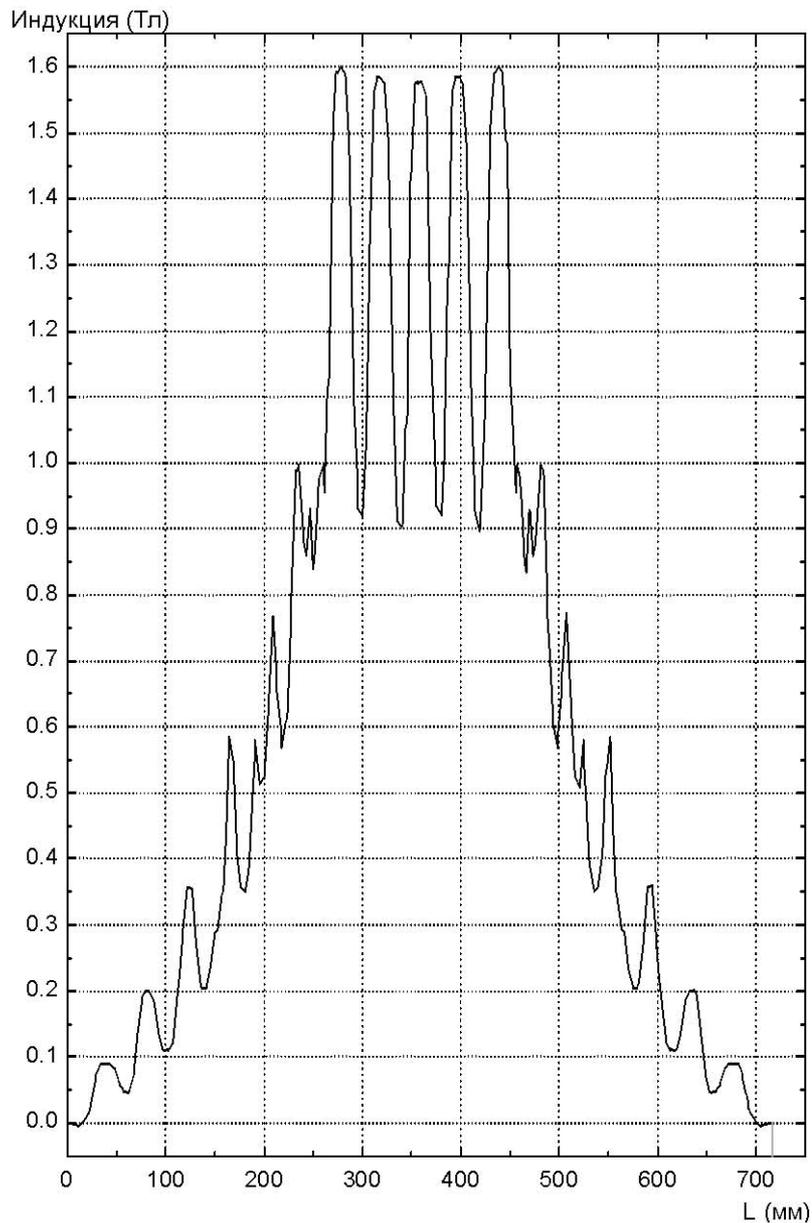


Рис.3. Распределение радиальной составляющей магнитной индукции поля холостого хода на уровне середины воздушного зазора.

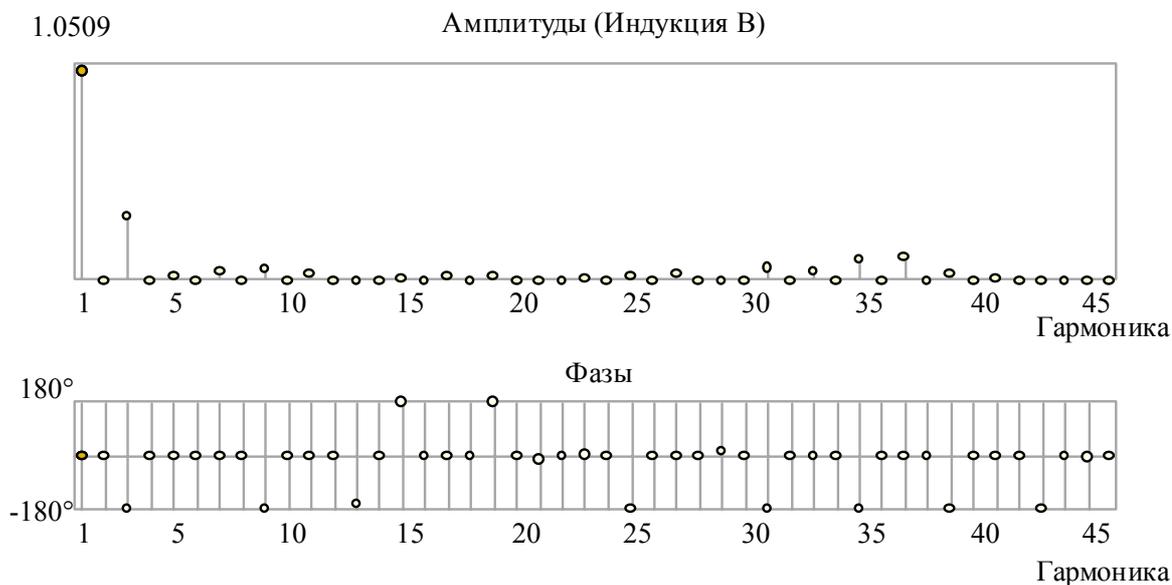


Рис.4. Гармонический состав кривой магнитного поля в середине воздушного зазора в режиме холостого хода.

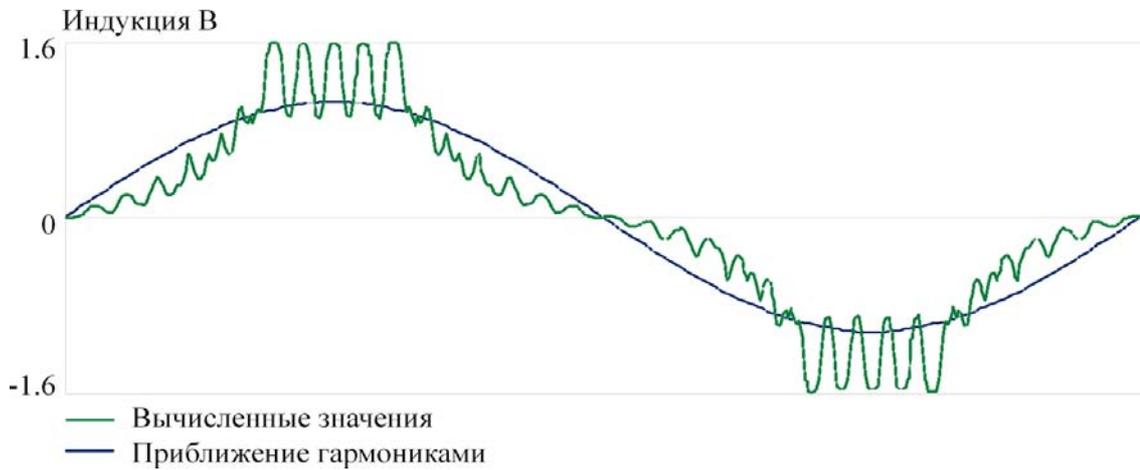


Рис.5. Реальная кривая магнитного поля в середине зазора и её первая (основная) гармоника в режиме холостого хода.

Результаты расчета, представленные на рис.4 и рис.5, получены с помощью гармонического анализатора программного комплекса Elcut.

Расчет магнитных полей продольной и поперечной реакции якоря при номинальном токе в обмотке статора двигателя

а) поле продольной реакции якоря

Для расчета магнитного поля продольной реакции якоря необходимо смоделировать реальное токораспределение обмотки статора по пазам в пределах полюсного деления машины. Поскольку рассматриваемая обмотка статора имеет диаметральный шаг, то верхний и нижний слои обмотки не смещены относительно друг друга. Поэтому верхний и нижний слои можно объединить в один слой. Шестифазную обмотку статора можно рассматривать как две трехфазные, смещенные относительно друг друга на угол в 30 электрических градусов. При этом чередование тридцатиградусных фазных зон имеет следующий порядок: A1-A2-Z1-Z2-B1-B2-X1-X2-C1-C2-Y1-Y2, где A1, Z1, B1, X1, C1, Y1 являются фазными зонами одной обмотки, а A2, Z2, B2, X2, C2, Y2 представляют собой фазные зоны другой обмотки. В результате векторную диаграмму токов в слоях фазных зон можно представить так, как это показано на рис.6. В таблице на рис.6 приведены также мгновенные значения токов фазных зон в долях амплитудного значения тока параллельной ветви.

По условиям моделирования магнитного поля якоря с помощью программного комплекса "Elcut" в каждом пазу обмотки статора необходимо за-

дать свое расчетное значение плотности тока. В качестве примера приведем такой расчет для пазов в пределах половины полюсного деления машины, где расположены фазные зоны A2, Z1, Z2.

Для рассматриваемого двигателя:

- Действующее и амплитудное значение тока параллельной ветви

$$I_a = \frac{I_\phi}{a} = \frac{937}{2} = 468.5 A, \quad I_{am} = \sqrt{2} I_a = \sqrt{2} \cdot 468.5 = 662.56 A$$

- Число пазов на полюс и фазу и число витков в фазе

$$q = \frac{Z_1}{2pm} = \frac{72}{2 \cdot 2 \cdot 6} = 3, \quad w_\phi = \frac{pqS_n}{a} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 4}{2} = 12$$

- Обмоточный коэффициент (при диаметральном шаге)

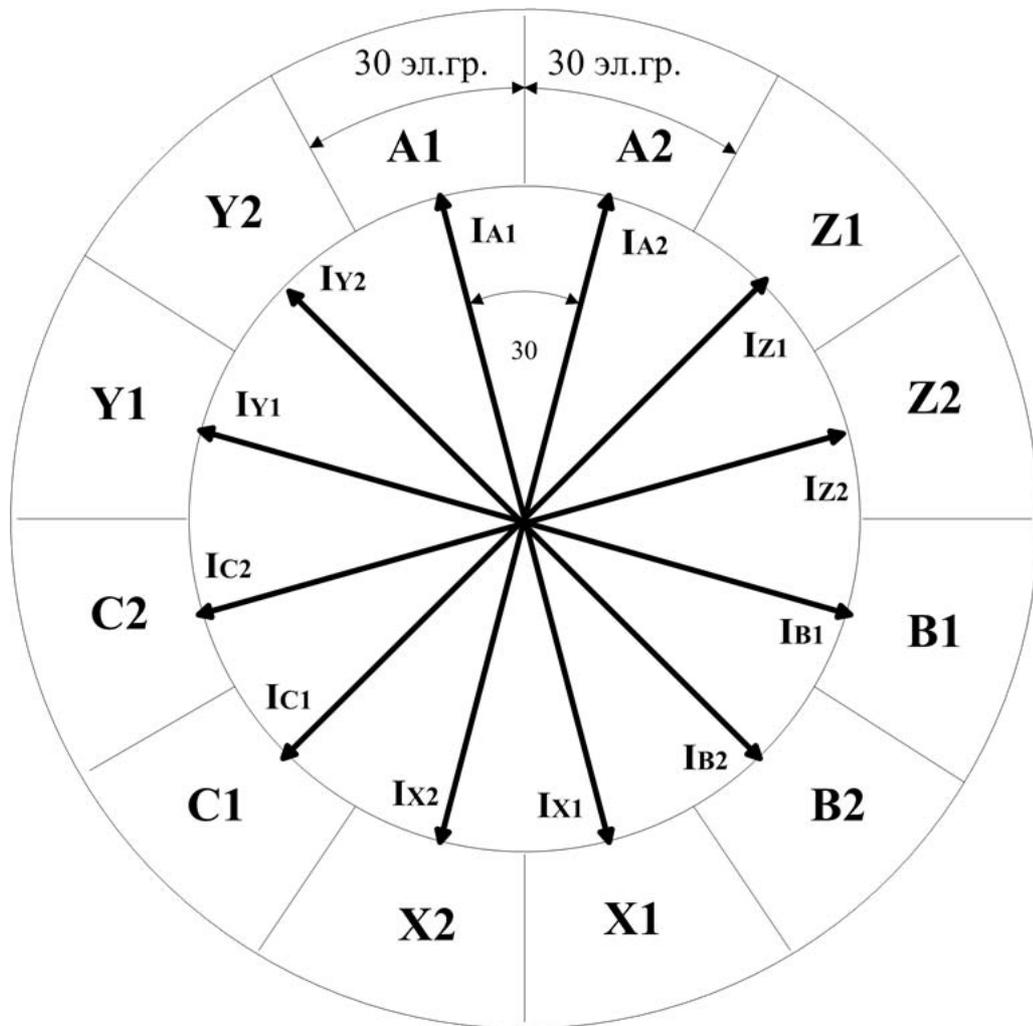
$$k_{об1} = \frac{\sin \frac{\pi}{2m}}{q \sin \frac{\pi}{2mq}} = \frac{\sin 15^\circ}{3 \cdot \sin 5^\circ} = 0.989$$

- Высота обмотки (без учета каналов охлаждения)

$$h_{обм} = h_n - 2h_k = 93.2 - 2 \cdot 15 = 63.2 \text{ мм}$$

- Площадь, занимаемая обмоткой в пазу (с учетом изоляции)

$$S_{обм} = h_{обм} b_n = 63.2 \cdot 20.2 = 1276.64 \text{ мм}^2 = 0.00127664 \text{ м}^2$$



Фазная зона	Ток в нижнем (верхнем) слое фазной зоны
A1, A2	$I_{A1}, I_{A2} = I_{am} \cdot \cos 15 = +0.966 I_{am}$
Z1, Y2	$I_{Z1}, I_{Y2} = I_{am} \cdot \cos 45 = +0.707 I_{am}$
Z2, Y1	$I_{Z2}, I_{Y1} = I_{am} \cdot \cos 75 = +0.259 I_{am}$
B1, C2	$I_{B1}, I_{C2} = I_{am} \cdot \cos 105 = -0.259 I_{am}$
B2, C1	$I_{B2}, I_{C1} = I_{am} \cdot \cos 135 = -0.707 I_{am}$
X1, X2	$I_{X1}, I_{X2} = I_{am} \cdot \cos 165 = -0.966 I_{am}$

Рис.6. Векторная диаграмма токов в слоях фазных зон шестифазной обмотки переменного тока с диаметральной шагом

Токораспределение обмотки статора двигателя на половине полюсного деления машины показано на рис.7.

q-пазов, q=3	q-пазов, q=3	q-пазов, q=3
● ● ● ● ● ●	● ● ● ● ● ●	● ● ● ● ● ●
Фазная зона A2	Фазная зона Z1	Фазная зона Z2
● ● ● ● ● ●	● ● ● ● ● ●	● ● ● ● ● ●
$I_{пA2}=4I_{A2}=4 \cdot 0.966 \cdot I_{am}$	$I_{пZ1}=4I_{Z1}=4 \cdot 0.707 \cdot I_{am}$	$I_{пZ2}=4I_{Z2}=4 \cdot 0.259 \cdot I_{am}$

Рис.7. Токораспределение обмотки статора двигателя на половине полюсного деления.

На рис.7 $I_{пA2}$, $I_{пZ1}$, $I_{пZ2}$ представляют собой объемы токов в пазах фазных зон A2,Z1,Z2. Эти токи соответственно равны:

$$I_{пA2}=4I_{A2}=4\cdot 0.966\cdot I_{ам}=4\cdot 0.966\cdot 662.56=2560.13 \text{ A,}$$

$$I_{пZ1}=4I_{Z1}=4\cdot 0.707\cdot I_{ам}=4\cdot 0.707\cdot 662.56=1873.72 \text{ A,}$$

$$I_{пZ2}=4I_{Z2}=4\cdot 0.259\cdot I_{ам}=4\cdot 0.259\cdot 662.56=686.41 \text{ A.}$$

Здесь интересно сравнить Н.С. на полюс по ступенчатой кривой с амплитудой первой гармоники Н.С., которая, как известно, равна:

$$F_{m1} = \frac{mw_{\phi}k_{об1}a}{\pi r} I_{ам} = \frac{6\cdot 12\cdot 0.989\cdot 2}{\pi\cdot 2} I_{ам} = 22.666\cdot I_{ам}$$

Та же Н.С., но по ступенчатой кривой определится, как

$$F_{\Sigma}=3\cdot(I_{пA2}+I_{пZ1}+I_{пZ2})=12(0.966+0.707+0.259)I_{ам}=23.184\cdot I_{ам}$$

Зная объемы токов в пазах, можно найти соответствующие им плотности токов. В частности:

плотность тока в пазах фазной зоны A2

$$\delta_{nA2} = \frac{I_{nA2}}{S_{обм}} = \frac{2560.13}{0.00127664} = 2005365 \frac{A}{M^2},$$

плотность тока в пазах фазной зоны Z1

$$\delta_{nZ1} = \frac{I_{nZ1}}{S_{обм}} = \frac{1873.72}{0.00127664} = 1467696 \frac{A}{M^2},$$

плотность тока в пазах фазной зоны Z2

$$\delta_{nZ2} = \frac{I_{nZ2}}{S_{обм}} = \frac{681.46}{0.00127664} = 537669 \frac{A}{M^2}.$$

Плотности токов в пазах второй половины полюсного деления (фазные зоны В1,В2,Х1) легко найти, если учесть, что (см. векторную диаграмму на рис.6)

$$\delta_{nB1} = -\delta_{nZ2} , \delta_{nB2} = -\delta_{nZ1} , \delta_{nX1} = -\delta_{nA2}$$

Результаты моделирования магнитного поля продольной реакции якоря представлены на рис.8 - рис.11.

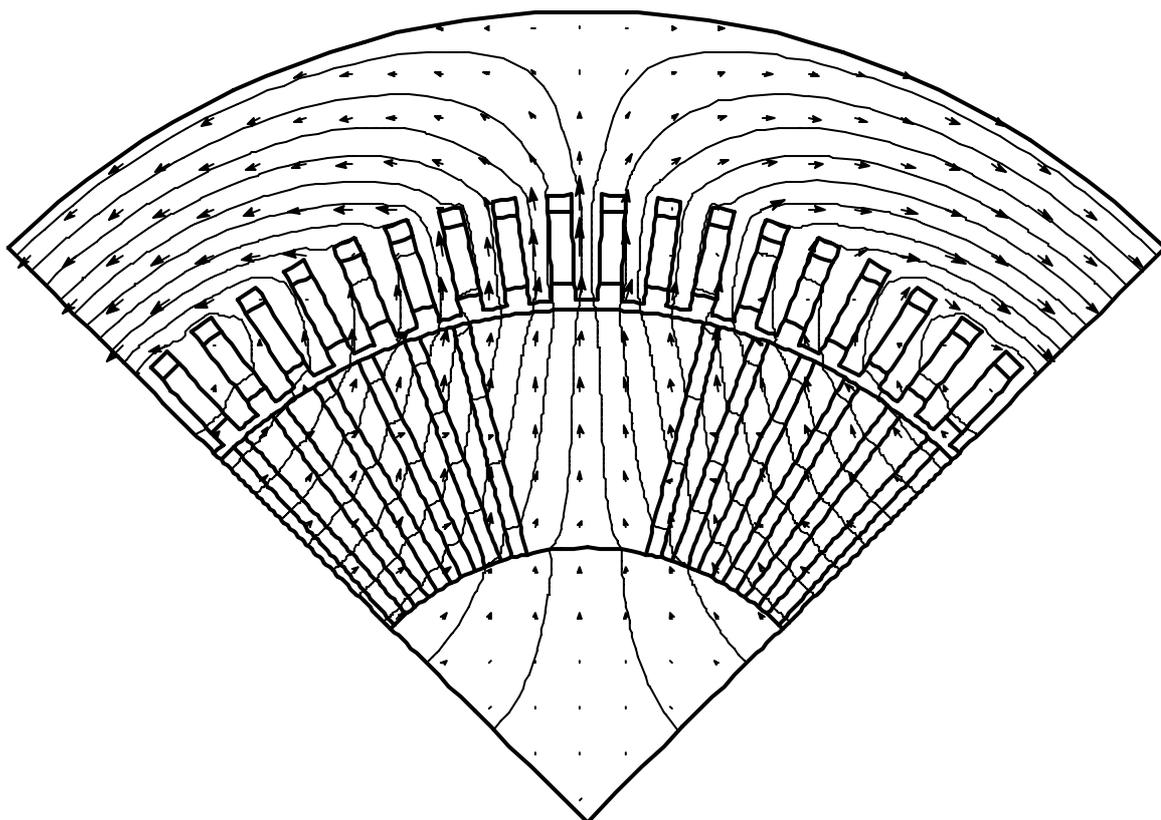


Рис.8. Картина магнитного поля продольной реакции якоря на полюсном делении машины при $I_{\phi}=937A$.

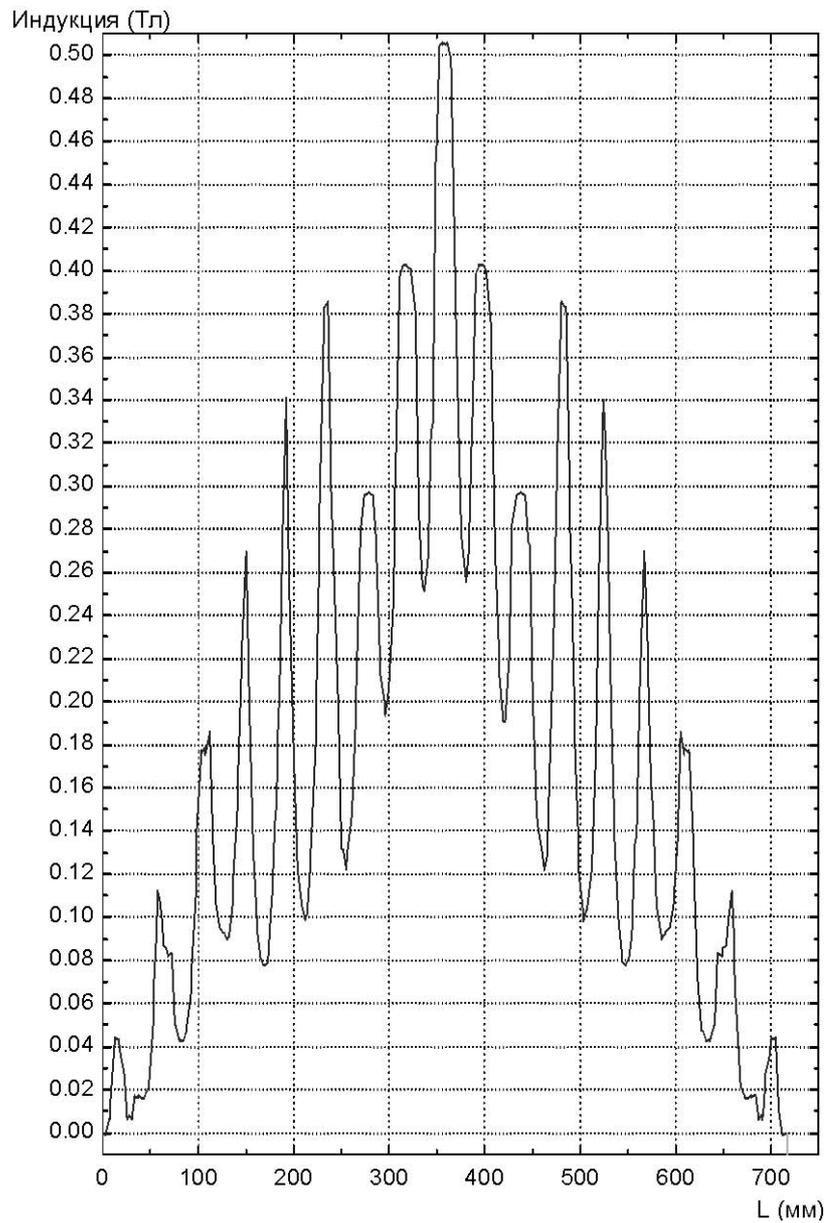


Рис.9. Распределение радиальной составляющей магнитной индукции поля продольной реакции якоря на уровне середины воздушного зазора.

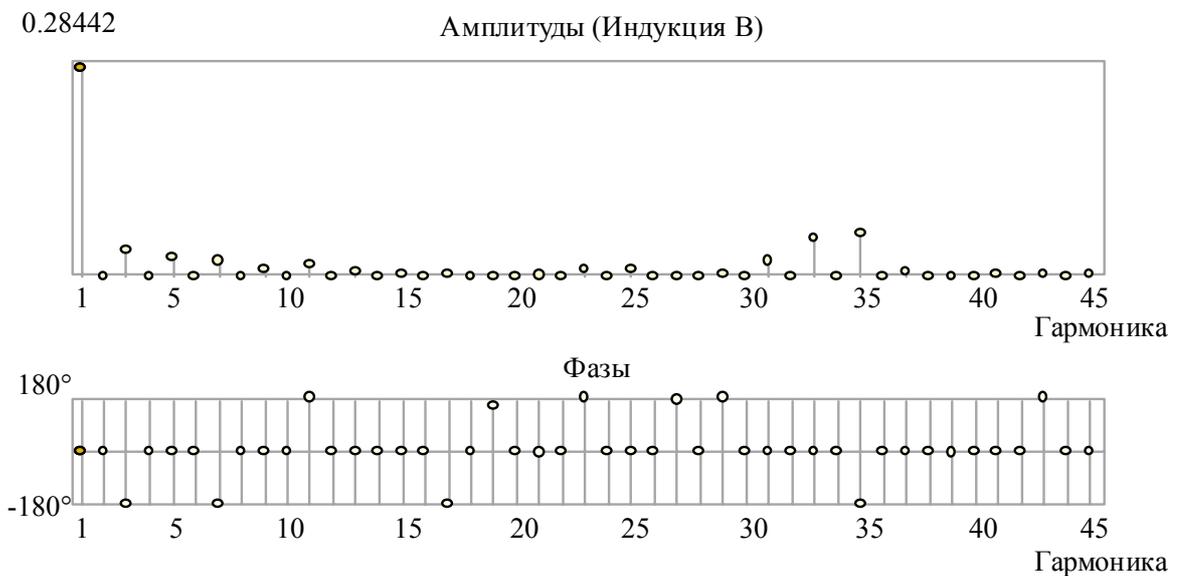


Рис.10. Гармонический состав кривой магнитного поля продольной реакции якоря в середине воздушного зазора.

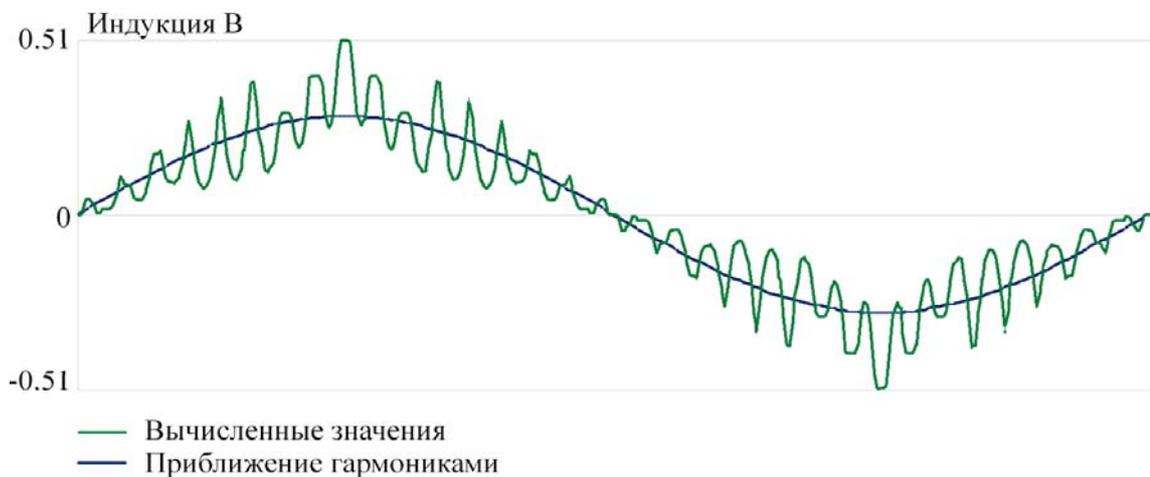


Рис.11. Реальная кривая магнитного поля продольной реакции якоря в середине зазора и ее первая (основная) гармоника.

б) поле поперечной реакции якоря

Методика расчета магнитного поля поперечной реакции якоря в целом аналогична вышерассмотренной методике расчета магнитного поля продольной реакции якоря. Однако, если в случае продольного поля якоря максимумы (положительный и отрицательный) ступенчатой кривой Н.С. располагались на осях q , то для поперечного поля якоря токораспределение обмотки статора надо сориентировать таким образом, чтобы максимум кривой Н.С. (положительный или отрицательный) располагался на оси d . Одновременно с этим необходимо также изменить граничные условия на осях q , а именно вместо нулевых граничных условий второго рода, которые использовались для расчета продольного поля, следует задать нулевые граничные условия первого рода.

Результаты расчета магнитного поля поперечной реакции якоря приведены на рис.12 - рис.15.

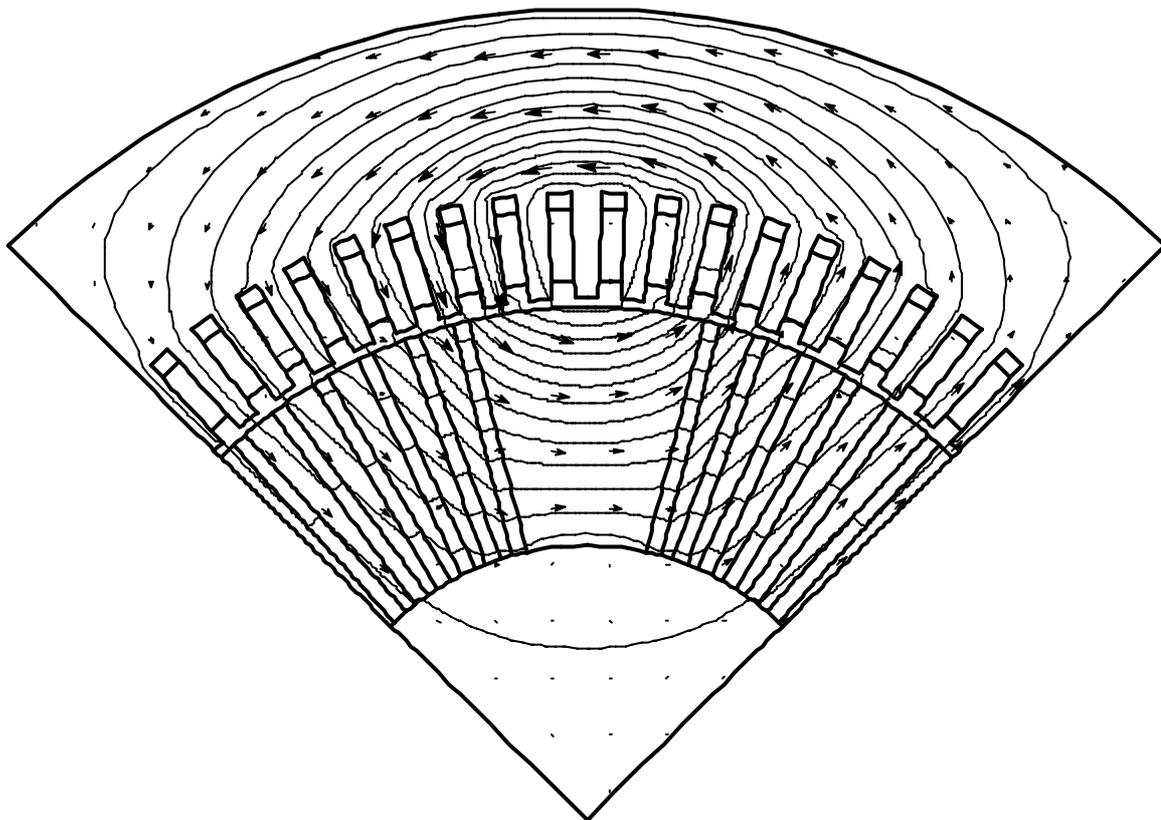


Рис.12. Картина магнитного поля поперечной реакции якоря на полюсном делении машины при $I_{\phi}=937\text{A}$.

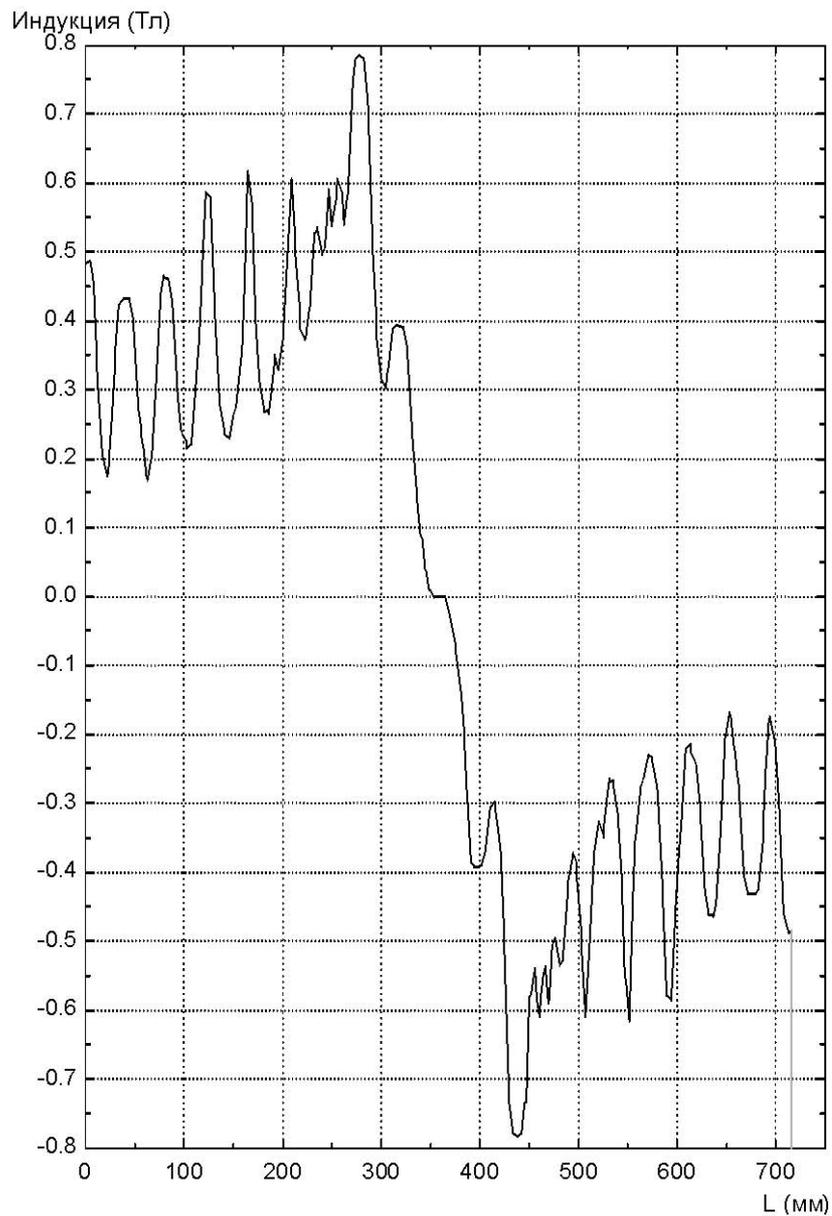


Рис.13. Распределение радиальной составляющей магнитной индукции поля поперечной реакции якоря на уровне середины воздушного зазора.

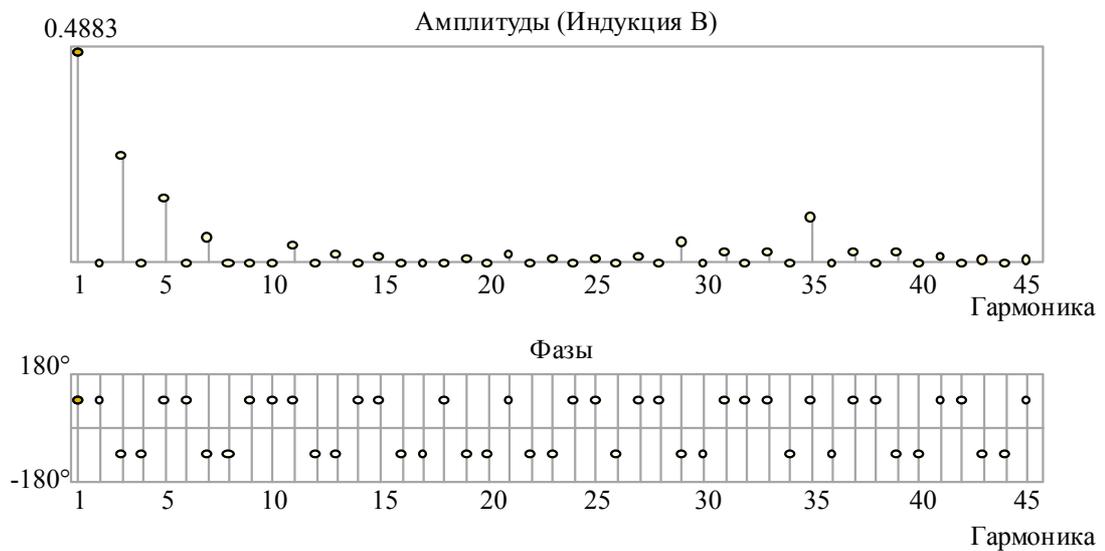


Рис.14. Гармонический состав кривой магнитного поля поперечной реакции якоря в середине воздушного зазора.

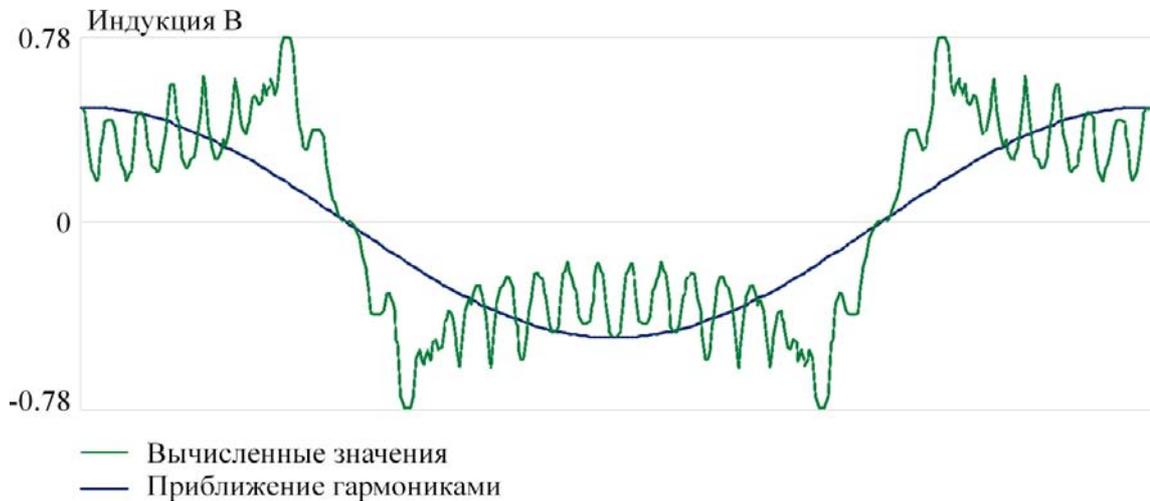


Рис.15. Реальная кривая магнитного поля поперечной реакции якоря в середине зазора и её первая (основная) гармоника.

Расчет результирующего магнитного поля двигателя в режиме номинальной нагрузки при отсутствии регулирования со стороны обмотки статора.

а) определение параметров режима нагрузки

Для расчета характеристик режима нагрузки помимо токов и напряжений необходимо также знать значения синхронных индуктивных параметров обмотки статора по продольной и поперечной осям. Последние могут быть найдены из расчета магнитных полей продольной и поперечной реакции якоря.

Известно, что в расчетах многофазных электрических машин переменного тока оперируют понятием эквивалентной индуктивности фазы, которая определяется с учетом взаимоиндукции соседних фаз. При этом собственная эквивалентная индуктивность фазы и собственная физическая индуктивность фазы связаны между собой следующим образом:

$$L_{\varepsilon\phi} = \frac{m_{\phi}}{2} L_{\phi}, \quad (2)$$

где $L_{\varepsilon\phi}$ и L_{ϕ} – соответственно эквивалентная и физическая индуктивность фазы, m_{ϕ} – число фаз обмотки переменного тока.

При несимметрии магнитной системы по осям d, q , что имеет место в синхронных электрических машинах с магнитоэлектрическим возбуждением вместо (2) можно записать:

$$L_d = \frac{m_\phi}{2} L_{\phi d}, \quad L_q = \frac{m_\phi}{2} L_{\phi q} \quad (3)$$

Индуктивностям (3) соответствуют синхронные индуктивные сопротивления x_d и x_q . В абсолютных и относительных единицах они равны:

$$x_d = \omega L_d = 2\pi f L_d, \quad x_q = \omega L_q = 2\pi f L_q \quad (4)$$

$$x_d = \frac{x_d I_{\phi n}}{U_{\phi n}}, \quad x_q = \frac{x_q I_{\phi n}}{U_{\phi n}} \quad (5)$$

Собственную эквивалентную индуктивность фазы m -фазной обмотки переменного тока можно найти, исходя из собственной энергии магнитного поля этой обмотки. Если обмотка однофазная и по ней протекает номинальный фазный ток, то эта энергия равна:

$$W_{1\phi} = \frac{1}{2} L_\phi I_{m\phi n}^2, \quad (6)$$

где $I_{m\phi n}$ – амплитуда номинального фазного тока.

Если обмотка многофазная, то, заменяя ее однофазной с эквивалентным током $I_{\text{эkv}} = \frac{m_\phi}{2} I_{m\phi n}$, вместо (6) можно записать:

$$W_{m\phi} = \frac{1}{2} L_\phi I_{\text{эkv}}^2 = \frac{1}{2} L_\phi \left(\frac{m_\phi}{2} I_{m\phi n} \right)^2 = \frac{m_\phi}{4} \left(\frac{m_\phi}{2} L_\phi \right) I_{m\phi n}^2 = \frac{m_\phi}{4} L_{\text{эф}} I_{m\phi n}^2 \quad (7)$$

Выражение (7) дает связь между энергией магнитного поля многофазной обмотки и эквивалентной индуктивностью фазы. Для синхронной машины с магнитной несимметрией из соотношения (7) следует, что

$$L_d = \frac{4W_{m\phi}^{(d)}}{m_\phi I_{m\phi n}^2}, L_q = \frac{4W_{m\phi}^{(q)}}{m_\phi I_{m\phi n}^2} \quad (8)$$

Минимальная по размерам область в плоскости поперечного сечения машины при моделировании магнитного поля продольной или поперечной реакции якоря соответствует половине полюсного деления. В настоящей работе из соображений наглядности она выбрана таким образом, что соответствует полюсному делению машины, число которых равно $2p$. При этом, поскольку при плоскопараллельной постановке электромагнитных задач осевые линейные размеры области поля принимаются единичными, то полная собственная энергия магнитного поля многофазной обмотки статора при моделировании d и q полей реакции якоря будет равна:

$$W_{m\phi}^{(d)} = 2pW_{\alpha d}^{(1)}l_p, W_{m\phi}^{(q)} = 2pW_{\alpha q}^{(1)}l_p, \quad (9)$$

где $W_{\alpha d}^{(1)}$, $W_{\alpha q}^{(1)}$ -энергии магнитного поля m -фазной обмотки якоря на единицу длины машины, соответствующие одному полюсному делению; l_p -расчетная длина сердечника статора машины ($l_p=l_{l1}$).

На основании вышеизложенного окончательные выражения для индуктивных сопротивлений \underline{x}_d и \underline{x}_q будут следующими:

$$\underline{x}_d = \frac{\pi \cdot 8p \cdot f \cdot l_p}{m_\phi \cdot I_{\phi n} \cdot U_{\phi n}} W_{\alpha d}^{(1)} = k \cdot W_{\alpha d}^{(1)}, \underline{x}_q = \frac{\pi \cdot 8p \cdot f \cdot l_p}{m_\phi \cdot I_{\phi n} \cdot U_{\phi n}} W_{\alpha q}^{(1)} = k \cdot W_{\alpha q}^{(1)}, \quad (10)$$

где коэффициент пропорциональности k в рассматриваемом случае равен:

$$k = \frac{\pi \cdot 8p \cdot f \cdot l_p}{m_\phi \cdot I_{\phi n} \cdot U_{\phi n}} = \frac{\pi \cdot 8 \cdot 2 \cdot 100 \cdot 1.35}{6 \cdot 2750 \cdot 937} = 4.389 \cdot 10^{-4} \frac{\text{м}}{\text{Дж}} \quad (11)$$

Энергии магнитного поля $W_{\alpha d}^{(1)}$, $W_{\alpha q}^{(1)}$ были определены с помощью мастера индуктивностей комплекса "Elcut" по результатам расчета магнитных по-

лей продольной и поперечной реакции якоря и соответственно составили следующие значения:

$$W_{ad}^{(1)} = 837.31 \frac{\text{Дж}}{\text{м}}, \quad W_{aq}^{(1)} = 1368.13 \frac{\text{Дж}}{\text{м}} \quad (12)$$

В результате синхронные индуктивные сопротивления в относительных единицах согласно (10)-(12) оказались равны:

$$\underline{x}_d = 4.389 \cdot 10^{-4} \cdot 837.31 = 0.368, \quad \underline{x}_q = 4.389 \cdot 10^{-4} \cdot 1368.13 = 0.601$$

Для определения результирующего магнитного поля двигателя под нагрузкой необходимо положительную ось магнитного поля якоря сместить относительно положительной оси магнитного поля ротора на определенный угол, который зависит от угла φ и угла нагрузки θ . Угол φ (или $\cos\varphi$), как правило, задан, а угол θ между вектором Э.Д.С. и вектором напряжения можно найти, исходя из уравнения напряжений синхронной машины.

Пренебрегая активным сопротивлением обмотки статора, запишем уравнение напряжений синхронной машины в виде, который справедлив как для генераторного, так и для двигательного режима работы. В относительных единицах оно имеет следующий вид:

$$\underline{\dot{E}} = \underline{\dot{U}} + j\underline{x}_q \underline{\dot{I}}_q + j\underline{x}_d \underline{\dot{I}}_d, \quad (13)$$

где

$$\underline{\dot{E}} = \frac{\dot{E}_\phi}{U_{\phi n}}, \quad \underline{\dot{U}} = \frac{\dot{U}_\phi}{U_{\phi n}}, \quad \underline{\dot{I}}_q = \frac{\dot{I}_q}{I_{\phi n}}, \quad \underline{\dot{I}}_d = \frac{\dot{I}_d}{I_{\phi n}}, \quad \underline{\dot{I}}_d + \underline{\dot{I}}_q = \underline{\dot{I}} = \frac{\dot{I}_\phi}{I_{\phi n}} \quad (14)$$

Для номинального режима нагрузки $\underline{U}_n=1$, $\underline{I}_n=1$, а уравнение (14) еще более упрощается и принимает вид:

$$\underline{\dot{E}}_n = 1 + j\underline{x}_q \underline{\dot{I}}_q + j\underline{x}_d \underline{\dot{I}}_d \quad (15)$$

Из векторной диаграммы на рис.16, построенной по уравнению (15) для двигательного режима работы при номинальной нагрузке и опережающем токе статора можно получить, что

$$|\theta_n| = -\operatorname{arctg} \frac{x_q \cos|\varphi_n|}{1 - x_q \sin|\varphi_n|}, \quad (16)$$

где $\pi/2 \leq |\varphi_n| \leq \pi$.

Поскольку $\cos\varphi_n$ задан, то с учетом последнего соотношения угол $|\varphi_n|$ следует определять, как

$$|\varphi_n| = 180^\circ - \arcsin \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_n} = 180^\circ - \arcsin \sqrt{1 - 0.933^2} = 158.9^\circ$$

При этом согласно (16)

$$|\theta_n| = -\operatorname{arctg} \frac{0.601 \cdot \cos 158.9}{1 - 0.601 \cdot \sin 158.9} = 35.6^\circ$$

Теперь из той же векторной диаграммы можно найти электрический, а, следовательно, и геометрический угол сдвига между положительными осями магнитных полей ротора и статора. Этот угол равен:

$$\alpha_{\text{гн}} = \frac{90^\circ + |\theta_n| - (180^\circ - |\varphi_n|)}{p} = \frac{90^\circ + 35.6^\circ - (180^\circ - 158.9^\circ)}{2} = 52^\circ$$

Наконец, интересно определить модуль Э.Д.С. при номинальной нагрузке и опережающем токе. Из уравнения напряжений (15) и рассмотрения векторной диаграммы можно показать, что

$$\underline{E}_n = |\underline{E}_n| = \cos \theta_n + x_d \sin \psi_n,$$

где ψ_n – угол сдвига между вектором Э.Д.С. и вектором тока, равный

$$\psi_n = 360^\circ - |\theta_n| - |\varphi_n| = 360^\circ - (35.6^\circ + 158.9^\circ) = 165.5^\circ$$

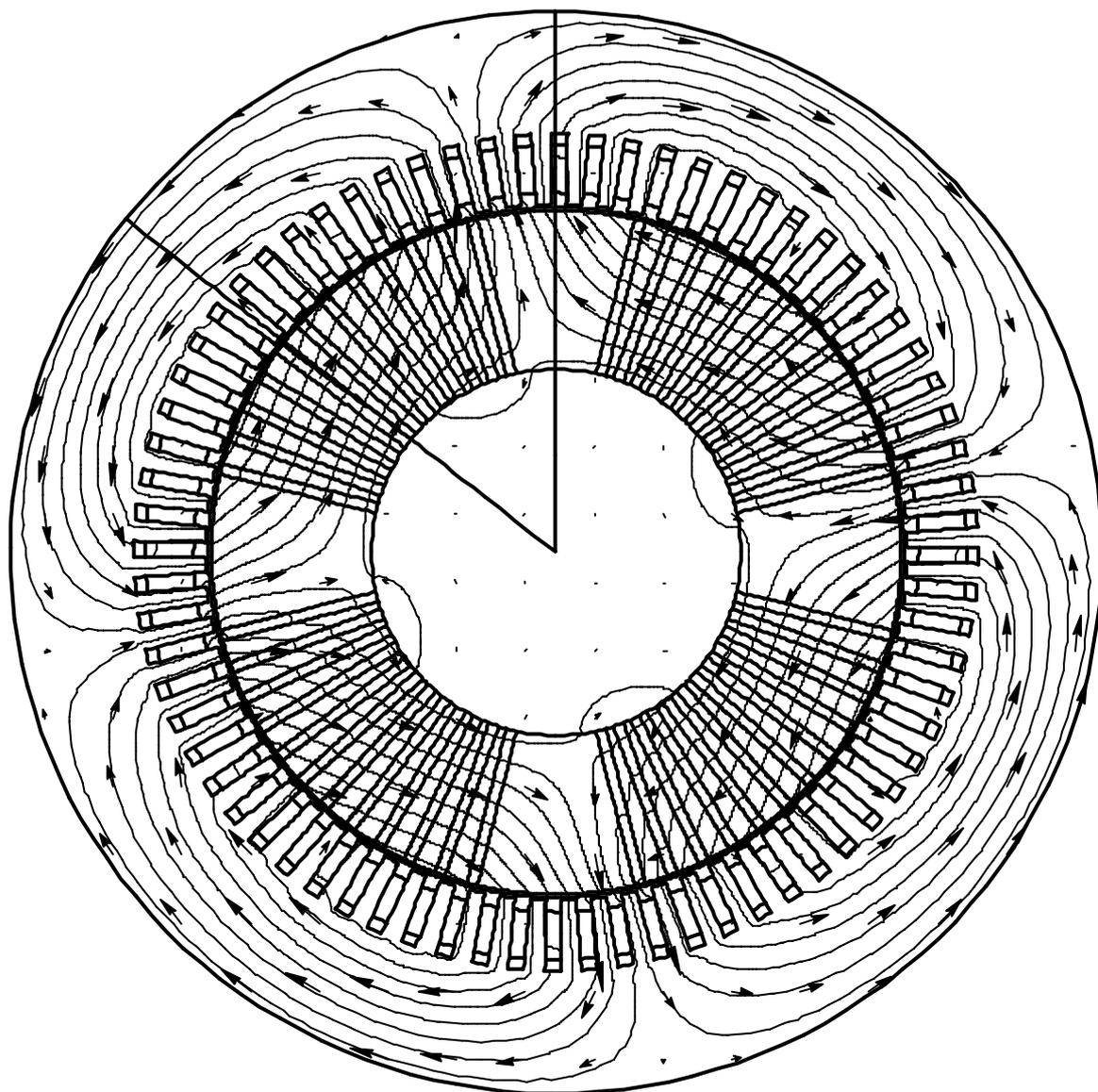


Рис.17. Картина результирующего магнитного поля двигателя в режиме номинальной нагрузки

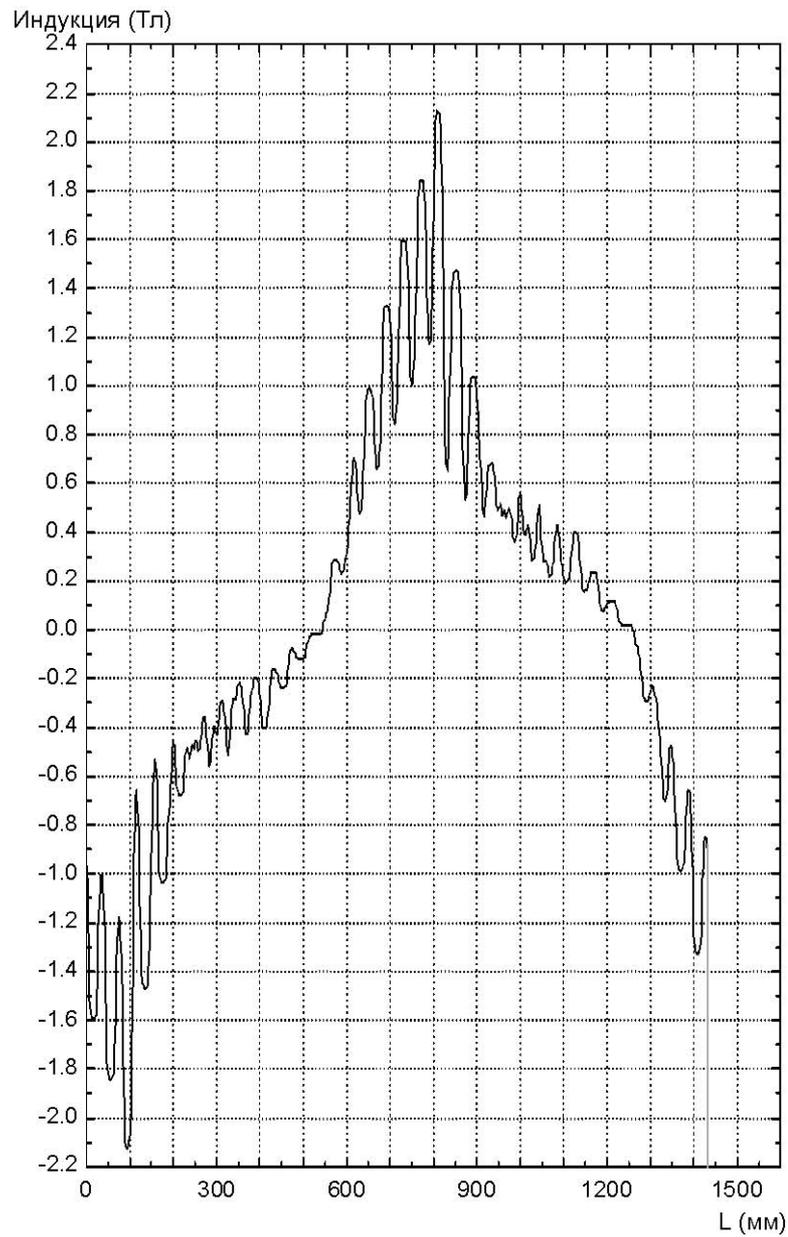


Рис.18. Распределение радиальной составляющей магнитной индукции в режиме номинальной нагрузки на уровне середины воздушного зазора.

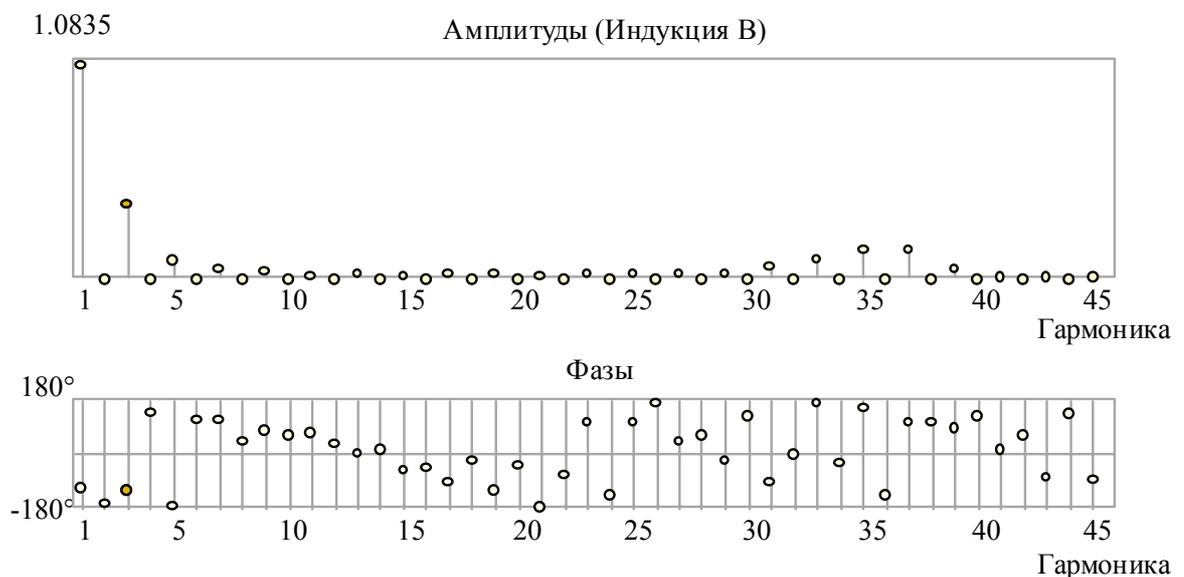


Рис.19. Гармонический состав кривой магнитного поля в середине зазора в режиме номинальной нагрузки.

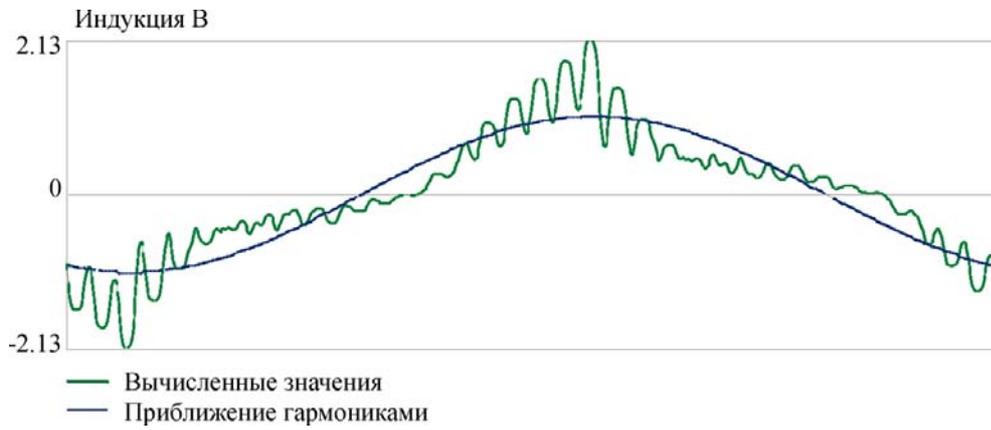


Рис.20. Реальная кривая магнитного поля и ее первая (основная) гармоника в режиме номинальной нагрузки.

Остальные результаты моделирования и расчета магнитных полей в рассматриваемом двигателе можно найти в соответствующих Elcut файлах, которые в полном объеме прилагаются к настоящей статье.