

УДК 621.313.01

М. Г. Касьяненко, В. Ф. Матюхов, М. А. Ваганов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Аппроксимация кривых намагничивания электротехнических сталей при проектировании электрических машин

Показана принципиальная возможность реализации достаточно простой аппроксимации кривых намагничивания электротехнических сталей, которые широко применяются при изготовлении магнитных систем машин постоянного и переменного тока, а также трансформаторов. Эти кривые намагничивания в соответствующей справочной литературе обычно задаются в графической или табличной формах, что не всегда удобно при практической работе с ними. Анализ разных моделей аппроксимирующих функций показал, что практически любая кривая намагничивания электротехнической стали в процессе аппроксимации может быть заменена суммой гиперболического синуса и линейной зависимостью с соответствующими размерными коэффициентами, что необходимо для согласования физических величин разной физической природы. Приведен пример формирования подобной аппроксимирующей функции и использования полученной функции при расчете падения магнитного потенциала в зубцовой зоне электрической машины. Особенно полезными аппроксимирующие функции оказываются при расчете вспомогательных кривых намагничивания, обеспечивающих расчет МДС зубцовой зоны в случае насыщенной магнитной системы и представленных в литературе для ограниченной номенклатуры сталей.

Кривая намагничивания, аппроксимация кривых намагничивания, гиперболический синус, аппроксимирующая функция, магнитодвижущая сила зубцовой зоны устройств электромеханики

Листовая электротехническая сталь, широко используемая для изготовления магнитных систем устройств электромеханики, характеризуется прежде всего кривой намагничивания материала $B = f(H)$, которая в большинстве случаев оказывается нелинейной относительно физических величин, ее описывающих, где B представляет собой магнитную индукцию, а H – соответствующую ей напряженность магнитного поля. Кривые намагничивания в имеющейся справочной литературе обычно задаются в графической или табличной формах [1], [2], что не всегда удобно при практической работе с ними.

Например, когда выполняется расчет магнитной цепи устройств электромеханики или при вычислении магнитных потерь в стали подобных устройств, желательно иметь в своем распоряжении аналитические выражения, в частности при составлении математических моделей, описывающих процессы, связанные с преобразованием энергии в электромеханических преобразователях.

В настоящее время в электромашиностроении при изготовлении магнитных систем электрических машин и трансформаторов широко используется как горячекатаная, так и холоднокатаная сталь; последняя характеризуется анизотропией своих магнитных свойств относительно направления проката.

Электротехнические стали поставляются на электромашиностроительные предприятия в виде листового и ленточного проката и служат для изготовления магнитопроводов шихтованных сердечников трансформаторов (анизотропные стали), якорей, статоров и роторов (изотропные стали) вращающихся электрических машин.

Учитывая многообразие марок листовой электротехнической стали, для удобства выполняется цифровая маркировка разных ее марок (реализуемая на практике в числовой четырехзначной форме), условно характеризующих основные свойства стали: первая – класс по структурному состоянию и виду прокатки (1 – горячекатаная изотропная, 2 – холоднокатаная изотропная, 3 –

Таблица 1

B, Тл	ΔB , Тл									
	0.00	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
	$H \cdot 10^2$, А/м									
1.2	5.93	6.02	6.13	6.26	6.38	6.51	6.63	6.77	6.95	7.10
1.3	7.24	7.38	7.55	7.70	7.90	8.04	8.20	8.40	8.57	8.79
1.4	8.97	9.17	9.36	9.55	9.77	10.0	10.2	10.4	10.6	10.9
1.5	11.2	11.5	11.7	12.1	12.4	12.7	13.1	13.3	13.7	14.1
1.6	14.5	14.9	15.3	15.6	16.1	16.5	16.9	17.5	17.9	18.4
1.7	19.0	19.4	20.0	20.7	21.4	22.2	23.0	23.8	25.0	26.0
1.8	27.0	28.0	29.2	30.5	32.2	33.3	34.9	36.1	37.1	40.0
1.9	41.6	43.5	46.0	48.0	50.3	53.3	54.3	57.9	61.3	64.2
2.0	67.5	71.7	74.0	77.9	81.5	85.2	90.0	94.0	97.5	102
2.1	106	110	115	121	126	130	135	141	147	154
2.2	159	165	173	180	185	191	196	203	211	220
2.3	231	243	255	268	281	295	309	324	339	364

холоднокатаная анизотропная с ребровой текстурой); вторая – содержание кремния (0 – нелегированная, 1 – с содержанием кремния свыше 0.4 до 0.8 % включительно, 3 – свыше 0.8 до 1.8 % включительно, 4 – свыше 2.8 до 3.8 % включительно, 5 – свыше 4.8 до 5.8 % включительно); третья – по основной нормируемой характеристике (например, удельные потери при магнитной индукции 1.5 Тл и частоте 50 Гц, обозначаемые в стандарте $\rho_{1.5/50}$); четвертая – порядковый номер типа стали. Чем цифра больше, тем потери в стали меньше [3].

Холоднокатаная изотропная электротехническая сталь обладает более высокой магнитной проницаемостью, пониженными удельными потерями при перемагничивании, малой разнотолщинностью.

Анизотропная сталь характеризуется более высокой магнитной проницаемостью в направлении прокатки в сравнении с горячекатаной сталью. При толщине листа до 0.5 мм коэффициент заполнения сердечников, собираемых из холоднокатаной стали, повышается до 0.97, и по этой причине применяется, главным образом для изготовления сердечников или магнитопроводов трансформаторов разных типов, стержни и ярма которых формируются из пластин таким образом, чтобы силовые линии магнитного поля проходили в них в основном в направлении прокатки, что дает возможность существенно снизить их намагничивающую магнитодвижущую силу (МДС) и, как следствие этого, повысить коэффициент мощности, а также КПД трансформатора. Ленточная анизотропная сталь используется также при изготовлении ленточных сердечников в броневого трансформаторах малой мощностью, что обеспечивает практически безотходную технологию их производства.

В изотропной стали магнитная проницаемость одинакова как вдоль, так и поперек прокат-

ки. Эта сталь применяется для изготовления шихтованных сердечников статоров, роторов и якорей электрических машин переменного и постоянного тока, а также в броневого трансформаторах малой мощности, сердечники которых формируются из Ш-образных или М-образных пластин, что позволяет снизить стоимость подобных трансформаторов за счет удешевления сборки магнитопроводов при их массовом производстве.

Следует учитывать также такое немаловажное обстоятельство как зависимость свойств листовой электротехнической стали от ее последующей механической обработки. Так, в ходе штамповки сталь изменяет свои начальные магнитные свойства. Детали, сделанные из нее, имеют кривые намагничивания для зубцов и ярма, существенно отличающиеся от основной кривой намагничивания (табл. 1, 2). Верхние строчки в табл. 1, 2 (ΔB , Тл) означают сотые доли значений магнитной индукции, которые добавляются к основным значениям в первом столбце (т. е. если индукция составляет 1.44 Тл, то выбирается строка в первом столбце с индукцией 1.4 и затем в верхней строке столбец с числом 0.04; в точке их пересечения получаем значение напряженности магнитного поля $H = 9.77 \cdot 10^2$ А/м).

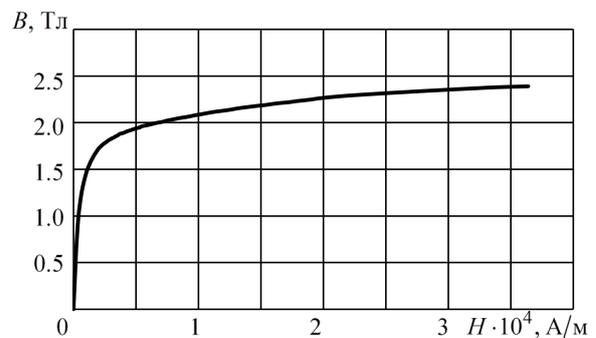


Рис. 1

Таблица 2

B, Тл	$\Delta B, \text{Тл}$									
	0.00	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
	$H \cdot 10^2, \text{А/м}$									
1.3	5.09	5.21	5.33	5.46	5.58	5.72	5.85	6.00	6.18	6.35
1.4	6.56	6.75	6.95	7.17	7.40	7.63	7.89	8.15	8.43	8.70
1.5	9.05	9.34	9.65	10.0	10.4	10.9	11.3	11.9	12.4	12.9
1.6	13.7	14.4	15.2	15.9	16.6	17.2	18.2	19.1	20.1	21.0
1.7	21.8	23.1	24.1	25.5	26.1	27.2	28.4	29.8	31.3	32.9
1.8	34.6	36.3	38.0	39.7	41.4	43.0	44.9	46.7	48.5	50.4
2.0	104	111	118	125	133	141	149	158	167	176

Таблица 3

Сортамент	Толщина, мм	Удельные потери в стали		Плотность
		$\rho_{1/50}, \text{Вт/кг}$	$\rho_{1.5/50}, \text{Вт/кг}$	$\gamma, \text{кг/м}^3$
Лист тонкий холоднокатаный	0.65	2.4	5.6	7750
Лист тонкий холоднокатаный	0.5	1.75	4	7750

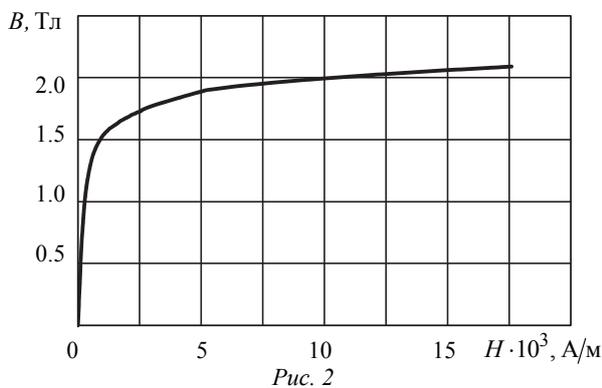


Рис. 2

В представленной статье в качестве примера приводится процедура аппроксимации для стали марки 2312 толщиной 0.5 мм. В табл. 3 представлены технические характеристики этой стали, в табл. 1, 2 приведены кривые намагничивания стали марки 2312 для зубцов и спинки ярма электрических машин (ЭМ) соответственно [4]. На рис. 1, 2 представлены кривые намагничивания для зубцов и спинки ярма ЭМ, построенные по табл. 1, 2 соответственно.

Выбор стали марки 2312 в настоящей работе для иллюстрации метода аппроксимации объясняется тем, что эта сталь рекомендована для изготовления магнитных систем ЭМ средней и большой мощности как наиболее востребованных в электроэнергетических установках и автоматизированных электроприводных комплексах [1], [5].

Обычно выбор аппроксимирующей функции производится по ее сходству с «табличной» кривой. Например, характер кривых намагничивания для электротехнической стали марки 2312 после заводской обработки напоминает гиперболический синус.

Математическое выражение для гиперболического синуса имеет следующий вид

$$\text{sh } x = \frac{e^x - e^{-x}}{2}. \tag{1}$$

При аппроксимации кривой намагничивания в качестве варьируемой переменной целесообразно принять магнитную индукцию B с последующим вычислением напряженности магнитного поля H , т. е. будем иметь в виду функциональную зависимость $H = f(B)$ (рис. 3), что позволяет повысить точность в определении H в зоне насыщения того или иного элемента магнитной цепи ЭМ.

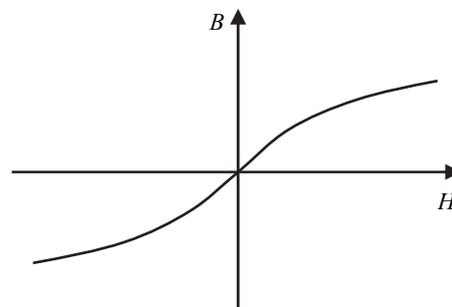


Рис. 3

В простейшем случае аппроксимация заключается в подборе коэффициентов, позволяющих приблизить аппроксимирующую функцию к реальной кривой намагничивания в табличной или графической форме ее представления. Как правило, аппроксимирующая функция может иметь две составляющие, первая из которых обеспечивает основное приближение, а вторая составляющая – вспомогательная, имеющая вид линейной или нелинейной зависимости.

В рассматриваемом случае аппроксимирующая функция имеет следующий вид:

$$H = k_1 \text{sh}(k_2 B) + k_3 B, \tag{2}$$

где k_1, k_2, k_3 – аппроксимирующие коэффициенты. В частности, коэффициент k_1 представляет собой масштабный коэффициент и имеет те же единицы измерения, что и напряженность магнитного поля, т. е. А/м; коэффициент k_2 выражается в Тл⁻¹; коэффициент k_3 – угловой коэффициент, м/Тн, смещает первую составляющую выражения (2) по горизонтали.

На рис. 4, 5 представлены табличная и аппроксимированная кривые намагничивания стали марки 2312 для зубцовой зоны и ярма статора ЭМ соответственно. Коэффициенты аппроксимации кривой для (2) приведены в табл. 4.

Таблица 4

Кривые намагничивания	k_1	k_2	k_3
Для зубцовой зоны	0.765	4.800	400.0
Для спинки ярма	0.126	5.962	274.0

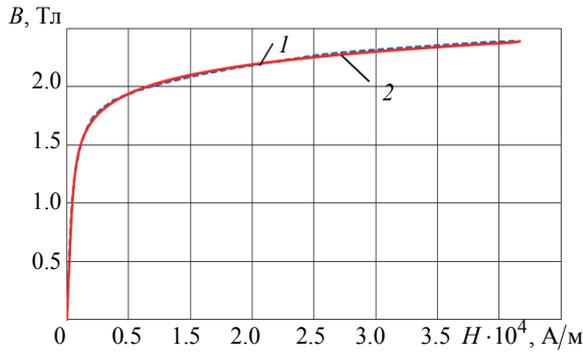


Рис. 4

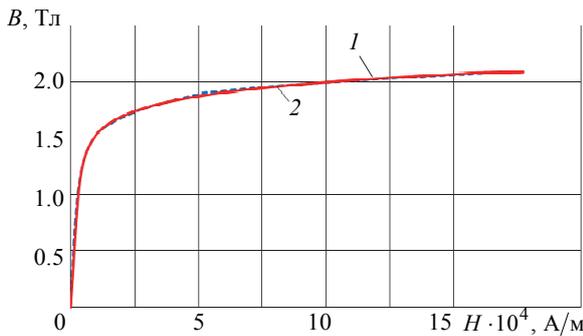


Рис. 5

Из рис. 4, 5 достаточно убедительно видно, что реальная кривая намагничивания 1 (штриховая) и кривая 2 (сплошная), построенная на основании аппроксимирующей ее функция, практически полностью совпадают.

В качестве практического применения полученных результатов рассмотрим применение полученной аппроксимирующей кривой намагничивания (рис. 4) для расчета МДС зубцовой зоны ро-

тора с пазами прямоугольной формы машины переменного $b_{3 \max}$ тока (или, что то же самое, зубцовой зоны якоря (с пазами прямоугольной формы) машины постоянного тока), фрагмент которой представлен на рис. 6, где $b_{3 \max}$ и $b_{3 \min}$ – ширина зубца на вершине и в основании соответственно; h_3 – высота зубца; t_3 – зубцовое деление якоря; D_{2H} – наружный диаметр пакета стали якоря.

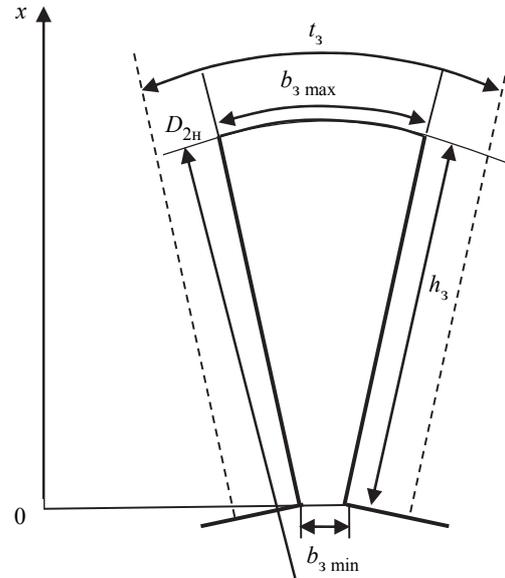


Рис. 6

В электрических машинах с прямоугольными пазами на роторе зубцы имеют трапецеидальную форму (рис. 6), в связи с чем магнитная индукция увеличивается по мере приближения к основанию зубца, а площадь поперечного сечения зубца изменяется по высоте:

$$S_3(x) = k_c l_2 b_{3 \min} \left[1 + \frac{x}{h_3} \left(\frac{b_{3 \max}}{b_{3 \min}} - 1 \right) \right],$$

где k_c – коэффициент заполнения пакета стали; x – координата по высоте паза (зубца).

Обозначим минимальную площадь зубца через $S_{3 \min} = k_c l_2 b_{3 \min}$ (т. е. в его основании) и тогда, введя в рассмотрение коэффициент $\nu = b_{3 \max}/b_{3 \min}$, получим

$$S_3(x) = S_{3 \min} \left[1 + \left(\frac{x}{h_3} \right) (\nu - 1) \right].$$

Относительное изменение магнитной индукции

$$\frac{B_{3x}}{B_{3\min}} = \frac{S_{3\max}}{S_{3x}} \frac{S_{3\min}}{S_{3\min}} = \frac{v}{1 + \left(\frac{x}{h_3}\right)(v-1)},$$

где $B_{3\min}$ – магнитная индукция по вершине зубца.

Действительная магнитная индукция в зубце

$$B_{3x} = \frac{vB_{3\min}}{1 + \left(\frac{x}{h_3}\right)(v-1)}$$

определяет напряженность магнитного поля $H_3(x)$ в зубце на высоте x от его основания. Тогда падение магнитного потенциала в зубце или МДС зубца на основании закона полного тока

$$F_3 = \int_0^{h_3} H_3(x) dx. \quad (3)$$

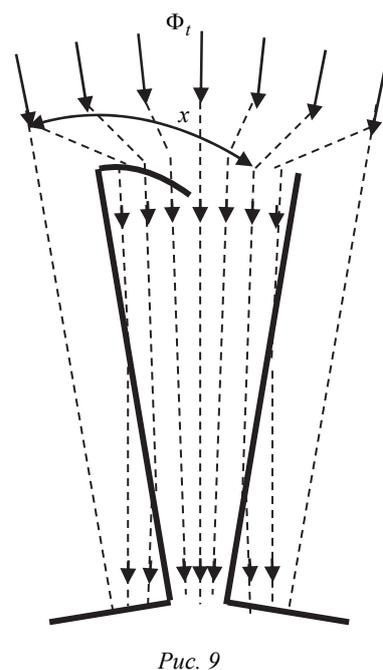
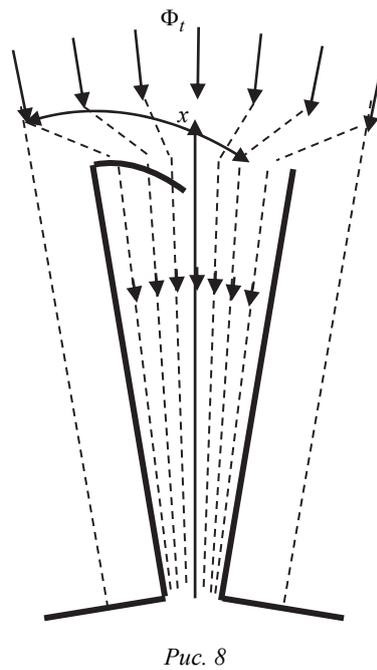
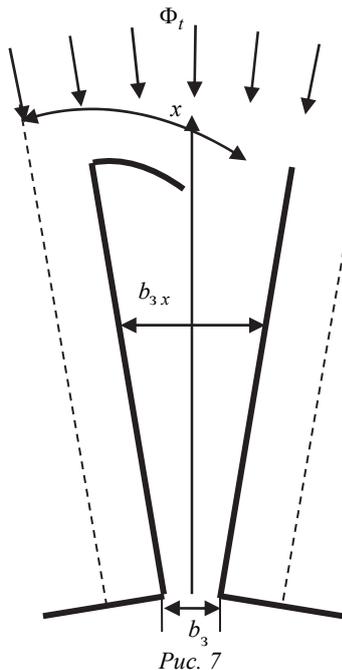
В зубцовой зоне при прямоугольных пазах сечение зубца уменьшается по мере приближения к основанию зубца и поэтому при фиксированном значении магнитного потока в пределах зубцового деления магнитная индукция возрастает по мере приближения к основанию зубца и соответственно повышается напряженность магнитного поля в зубце.

Как следует из (3), значение F_3 есть интегральная величина. При отсутствии аналитического выражения для кривой намагничивания материала зубцов используются численные методы

вычисления определенных интегралов, которые не всегда обеспечивают необходимую точность.

Наиболее точен метод Симпсона (метод парабол), для реализации которого необходимо вычислить магнитную индукцию в трех сечениях зубца (по вершине, в середине и в основании). Расчет МДС по этому методу в своей основе предполагает, что весь магнитный поток Φ_t в воздушном зазоре, приходящийся на одно зубцовое деление t_2 (рис. 7), в данном случае – ротора (якоря), проходит по зубцу (рис. 8), а при насыщении стали зубцов (т. е. при индукции в некотором сечении зубца свыше 1.8 Тл) часть магнитного потока зубца ответвляется в прилегающие к данному зубцу пазы как слева, так и справа от него (рис. 9).

Применительно к магнитным цепям электрических машин при магнитной индукции в этих цепях, не превосходящей 1.8 Тл, относительная магнитная проницаемость материала магнитной цепи, т. е. отношение μ/μ_0 находится в пределах $10^3 \dots 10^4$, где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная проницаемость вакуума, а μ – магнитная проницаемость материала магнитной цепи. При указанном значении отношения μ/μ_0 магнитный поток, идущий через пазы, в сравнении с потоком через зубцы пренебрежимо мал и при расчете МДС зубцовой зоны его не учитывают. При магнитной индукции большей 1.8 Тл отношение μ/μ_0 снижа-



ется до 100...200, и тогда становится возможным ответвление некоторой части магнитного потока в прилегающие пазы (рис. 9).

Следует иметь в виду, что силовые линии магнитного поля, созданного общим источником, никогда не пересекаются, так что картина магнитного поля, представленная на рис. 10, ошибочна.

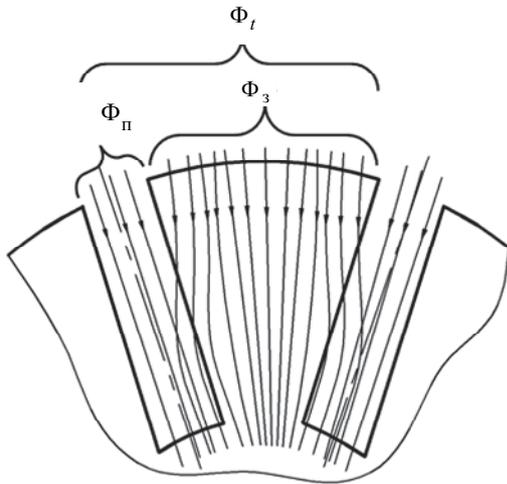


Рис. 10

Для учета ответвления части магнитного потока в паз введем коэффициент $k_{3,x}$, представляющий собой отношение площадей поперечного сечения паза $S_{п,x}$ и зубца $S_{з,x}$ на одной высоте x от основания зубца

$$k_{3,x} = \frac{S_{п,x}}{S_{з,x}} = \frac{b_{п,x}l\delta}{k_c l \delta b_{з,\min} \left[1 + \left(\frac{x}{h_3} \right) (\nu - 1) \right]}$$

Тогда действительная магнитная индукция в зубце будет

$$B_{3,x} = B'_{3,x} - \mu_0 H_{3,x} k_{3,x},$$

где $B_{3,x}$ – действительная магнитная индукция с учетом ответвления части потока в паз, Тл; $B'_{3,x}$ – расчетная магнитная индукция без учета ответвления магнитного потока в паз, Тл.

На основании (2) аппроксимирующая функция для напряженности магнитного поля в зубце на высоте $H_{3,x} = k_1 \operatorname{sh}(k_2 B_{3,x}) + k_3 B_{3,x}$, и тогда (3) примет следующий вид:

$$F_3 = \int_0^{h_3} H_3(x) dx = \int_0^{h_3} \left[k_1 \operatorname{sh}(k_2 B_{3,x}) + k_3 B_{3,x} \right] dx.$$

Для учета ответвления части магнитного потока в паз вводится коэффициент $k_{3,x}$ как отношение площадей поперечного сечения паза и зубца:

$$k_{3,x} = \frac{S_{п,x}}{S_{з,x}} = \frac{b_{п,x}l\delta}{k_c l \delta b_{з,\min} \left[1 + \left(\frac{x}{h_3} \right) \left(\frac{b_{з,\max}}{b_{з,\min}} - 1 \right) \right]}$$

Тогда значение действительной магнитной индукции в зубце с учетом ответвления части потока в паз [Тл]

$$B_{3,x} = B'_{3,x} - \mu_0 H_{3,x} k_{3,x},$$

где $B'_{3,x}$ – расчетная магнитная индукция без учета ответвления потока в паз, Тл.

При использовании аппроксимирующей функции окончательное выражение для вычисления МДС зубцовой зоны примет вид

$$\begin{aligned} F_3 = \int_0^{h_3} H_3(x) dx = \int_0^{h_3} & \left\{ k_1 \operatorname{sh} \left[k_2 \frac{B_3 \min \nu}{1 + \left(\frac{x}{h_3} \right) (\nu - 1)} \right. \right. \\ & - \mu_0 \left(k_1 \operatorname{sh} \left[k_2 \frac{B_3 \min \nu}{1 + \left(\frac{x}{h_3} \right) (\nu - 1)} \right] + \left. \left. k_3 \frac{B_3 \min \nu}{1 + \left(\frac{x}{h_3} \right) (\nu - 1)} \right] \right) \times \right. \\ & \left. \times \left(\frac{b_{п,x} l}{k_c l b_{з,\min} \left[1 + \left(\frac{x}{h_3} \right) \left(\frac{b_{з,\max}}{b_{з,\min}} - 1 \right) \right]} \right) \right\} + \\ & + k_3 \left(\frac{B_3 \min \nu}{1 + \left(\frac{x}{h_3} \right) (\nu - 1)} - \mu_0 \left(k_1 \operatorname{sh} \left[k_2 \frac{B_3 \min \nu}{1 + \left(\frac{x}{h_3} \right) (\nu - 1)} \right] + \right. \right. \\ & \left. \left. + \left[k_3 \frac{B_3 \min \nu}{1 + \left(\frac{x}{h_3} \right) (\nu - 1)} \right] \right) \times \right. \\ & \left. \left. \times \left(\frac{b_{п,x} l}{k_c l b_{з,\min} \left[1 + \left(\frac{x}{h_3} \right) \left(\frac{b_{з,\max}}{b_{з,\min}} - 1 \right) \right]} \right) \right) \right\} dx. \quad (4) \end{aligned}$$

Выражение (4) справедливо при любых значениях магнитной индукции в зубцах, в том числе и при $B_3 > 1.8$ Тл. Если индукция меньше 1.8 Тл, то при использовании, например, расчетного пакета Mathcad включается соответствующее условие и дополнительное слагаемое $\mu_0 H_{3,x} k_{3,x}$, учитывающее ответвление части магнитного потока в паз, в расчете не учитывается.

На рис. 11 приведена диаграмма изменения магнитной индукции и напряженности магнитного поля по высоте зубца. Это значит, что возможно некоторое уточнение значений магнитной индукции по высоте зубца, что обеспечит большую точность в расчете магнитных потерь в зубцах.

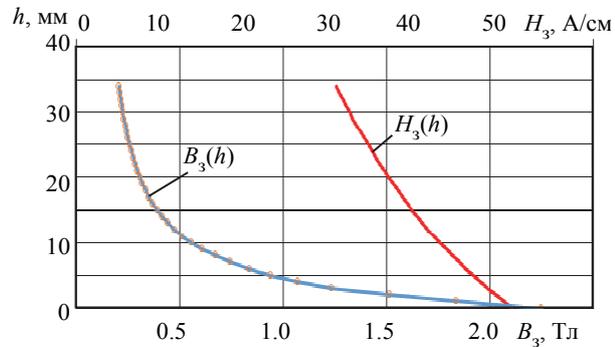


Рис. 11

Дополнительно следует отметить, что использование аппроксимирующих функций для новых марок электротехнической стали, применяемых в электромашиностроении, даст возможность заменить имеющиеся в технической литературе [1]–[6] вспомогательные кривые намагничивания, обеспечивающие расчет МДС зубцовой зоны при насыщенной магнитной системе, но представленные для ограниченной номенклатуры сталей.

На основании изложенного материала могут быть сделаны следующие выводы, подчеркивающие научную или практическую значимость отдельных положений выполненных исследований:

1. Получена функция, аппроксимирующая кривую намагничивания стали зубцов марки 2312 применительно к зубцам статора или ротора маг-

нитной цепи электрических машин, которая предоставляет возможность рассчитывать МДС магнитной системы с большей точностью, чем при использовании для этих целей таблиц или графиков, что необходимо при проектировании электрических машин постоянного и переменного тока средней и большой мощности.

2. Вследствие широкой номенклатуры сталей «ручной» подбор коэффициентов в функциях аппроксимирующих кривых намагничивания – операция трудоемкая, но полученные результаты позволят существенно облегчить и ускорить процесс автоматизации расчета МДС магнитной системы ЭМ, и по этой причине целесообразно продолжить работу по аппроксимации кривых намагничивания для всей линейки марок холоднокатаных сталей, применяемых в электромашиностроении.

3. Показано, что в ходе расчета МДС зубцовой зоны оказывается возможным дополнительно уточнить распределение магнитной индукции по высоте зубца, а значит, повысить точность в расчете магнитных потерь в стали зубцов статора и ротора с последующим уточнением КПД и теплового режима ЭМ.

4. Следует также отметить, что использование аппроксимирующих функций для новых марок электротехнической стали, применяемых в настоящее время в электромашиностроении, даст возможность заменить, имеющиеся в технической литературе [1]–[6] вспомогательные кривые намагничивания, обеспечивающие расчет МДС зубцовой зоны при насыщенной магнитной системе, но представленные для ограниченной номенклатуры сталей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Проектирование электрических машин: учеб. для студентов выс. техн. учеб. заведений / И. П. Копылов, Б. К. Клоков, В. П. Морозкин, Б. Ф. Токарев; под ред. профессора И. П. Копылова. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 2005.

2. Гольдберг О. Д., Гурин Я. С., Свириденко И. С. Проектирование электрических машин: Учебник для студентов выс. техн. учеб. заведений / под ред. акад. АЭН РФ, д-ра техн. наук, профессора О. Д. Гольдберга. 2-е изд., перераб. М.: Высш. шк., 2001.

3. Лахтин Ю. М., Леонтьева В. П. Материаловедение: учеб. для высш. техн. учеб. заведений. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Машиностроение, 1990.

4. ГОСТ 21427.2–83. Сталь электротехническая холоднокатанная изотропная тонколистовая. Технические условия. Росстандарт, 1985.

5. Хвостов В. С. Электрические машины: машины постоянного тока: учеб. для студентов выс. техн. учеб. заведений / под ред. И. П. Копылова. М.: Высш. шк., 1988.

6. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. М.: Наука, 1968.

M. G. Kasyanenko, V. F. Matyuchov, M. A. Vaganov
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

APPROXIMATION OF MAGNETIZATION CURVES OF ELECTRICAL STEELS IN THE DESIGN OF ELECTRICAL MACHINES

In the calculation of electrical machines DC and AC, as well as transformers, in some cases, there is a need to use the magnetization curves of materials that are used in the manufacture of magnetic systems of such devices. These magnetization curves in the relevant reference literature are usually given in graphical or tabular forms, which is not always convenient in practical work with them. For example, when calculating the magnetic circuit of Electromechanical devices or when calculating the magnetic losses in steel of similar devices, it is desirable to have analytical expressions, in particular, in the preparation of mathematical models describing the processes associated with the conversion of energy in Electromechanical converters. In this regard, there is a need for analytical approximation of magnetization curves, i. e. in obtaining analytical expressions quite accurately and at the same time quite simply, from a mathematical point of view, displaying these curves. In the simplest case, for the base of this approximation it is advisable to take any of the elementary or special functions in its graphical representation slightly different from the magnetization curve of the material.

Magnetization curve, approximation of magnetization curves, hyperbolic sine, approximating function, magnetomotive force of the tooth zone of Electromechanical devices

УДК 004.032.26 + 004.896

М. П. Белов, Д. Х. Чан
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Интеллектуальный контроллер на основе нелинейного оптимального управления роботами-манипуляторами

Представлен подход к управлению роботами-манипуляторами при наличии неопределенной динамики из-за неизвестной нагрузки. Используется оптимальный метод θ -D, чтобы получить закон оптимального управления обратной связью, основанный на приближенном решении уравнения Гамильтона-Якоби-Беллмана (Г-Я-Б) через процесс возмущения. Добавлены возмущения к функции критерия качества системы, чтобы обеспечить оптимальность и достичь глобальной стабильности. Регулируемые параметры в компонентах возмущения системы позволяют гибко регулировать производительность системы. Задача нелинейного оптимального управления была решена методом θ -D, который обеспечивает приблизительное аналитическое решение обратной связи. Проанализирован структурный контроллер нейронной сети на основе уравнения Г-Я-Б. Проведена оценка метода обучения «Байесовская регрессия» для процесса обучения нейронной сети. Результаты моделирования показали, что интеллектуальный контроллер, построенный на основе нелинейного оптимального управления приводит робот-манипулятор в желаемое положение, обеспечивая критерий качества системы при больших вариациях нагрузки.

Оптимальный метод θ -D, интеллектуальный контроллер, искусственная нейронная сеть

Для синтеза контроллеров, которые обеспечивают заданные критерии качества для сложных систем, содержащих случайные возмущения, нелинейные компоненты – фрикционные элементы, нечувствительные области, упругости и т. п., требуется, чтобы контроллер был умным, способным к обучению и адаптивным. Интеллектуальные контроллеры, построенные на основе искус-

ственной нейронной сети (ИНС) и генетических алгоритмов (ГА), позволяют решать сложные задачи, которые не только адаптивны на алгоритмическом уровне, но и адаптивны к структуре процесса управления.

В системе управления многослойные ИНС выполняют функцию адаптивного управления. При структурировании в соответствии с объектом