

МЕЖДУНАРОДНЫЙ НАУЧНО-ПРОМЫШЛЕННЫЙ СИМПОЗИУМ «УРАЛЬСКАЯ ГОРНАЯ ШКОЛА – РЕГИОНАМ»

12-21 апреля 2010 г.

ЭЛЕКТРОПРИВОД И ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 621.314.57

ВЫБОР МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОЕКЦИЙ ТОКА СТАТОРА В ВЕКТОРНОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

КИРИЛЛОВ Р. С., КАРЯКИН А. Л.

ГОУ ВПО «Уральский государственный горный университет»

Повышенные требования к качеству переходных процессов, к энергетическим показателям привода, а также доступность технических средств делает экономически целесообразным применение векторной системы управления в приводах самого разнообразного назначения.

Внедрение в проекты векторной системы управления электроприводом сопряжено с определенными трудностями на стадии создания модели электропривода. Основной задачей при создании модели является определение базисных величин проекций тока статора $I_{1\alpha}$, $I_{1\beta}$ на оси α , β вращающейся системы координат и потокосцепления ротора Ψ_2 . Методы расчета основаны на известных соотношениях для полного тока статора и тока холостого хода. В работе нами предложен новый метод расчета и выполнена оценка достоверности известных и предлагаемого методов расчета проекций токов статора.

При ориентации оси α по вектору потокосцепления ротора, ток $I_{1\alpha}$ будет определять величину потокосцепления ротора, т. е. будет пропорционален току намагничивания [1]. Ток намагничивания в асинхронной машине можно определить из уравнения идеального холостого хода двигателя, на основании параметров Т-образной схемы замещения. Метод расчета Т-образной схемы замещения изложен в [2]. Известны методы расчета: 1) по относительному амплитудному значению полного тока

$$I_{1\alpha} = \frac{\frac{1}{2^2} \cdot I_1}{\left\{ 1 + (X_m + X_2)^2 \cdot \left(\frac{S_n}{R_2} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}}$$
$$I_{1\beta} = \left\{ \left(\frac{1}{2^2} \cdot I_1 \right)^2 - I_{1\alpha}^2 \right\}^{\frac{1}{2}},$$

2) метод, основанный на упрощенном уравнении тока холостого хода

$$I_{1\alpha} = \frac{\frac{1}{2^2} \cdot U_1}{\left\{ R_1^2 + (X_m + X_1)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}}$$

$$I_{1\beta} = \left\{ \left(\frac{1}{2^2} \cdot I_1 \right)^2 - I_{1\alpha}^2 \right\}^{\frac{1}{2}}.$$

Предлагаемый метод основан на точном расчете в комплексном виде проекций векторов

$$I_{1\alpha} = \frac{1}{2^2} \cdot I_1 \cdot \left\{ \left(\frac{-R_1 \cdot \sin \varphi - X_1 \cdot \cos \varphi}{X_m} \right)^2 + \left(\frac{X_1 \cdot \sin \varphi + R_1 \cdot \cos \varphi - \frac{U_1}{I_1}}{X_m} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{1\beta} = \frac{1}{2^2} \cdot I_1 \cdot \left\{ \left(\cos \varphi - \frac{-R_1 \cdot \sin \varphi - X_1 \cdot \cos \varphi}{X_m} \right)^2 + \left(\sin \varphi - \frac{X_1 \cdot \sin \varphi + R_1 \cdot \cos \varphi - \frac{U_1}{I_1}}{X_m} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}.$$

Общим для всех методов будет выражение для потокосцепления ротора

$$\Psi_2 = L_m \cdot I_{1\alpha}.$$

Электромагнитный момент

$$M_{\text{э.расч.}} = \frac{3}{2} \cdot p_{\text{П}} \cdot k_2 \cdot \Psi_2 \cdot I_{1\beta},$$

В уравнениях обозначено: I_1 – ток статора двигателя в номинальном режиме, А; U_1 – номинальное фазное напряжение на статоре, В; X_m – индуктивное сопротивление намагничивающего контура, Ом; X_1 – индуктивное сопротивление рассеяния фазы статора, Ом; X_2 – индуктивное сопротивление рассеяния фазы ротора, приведенное к статору, Ом; R_1 – активное сопротивление фазы статора, Ом; R_2 – активное сопротивление фазы ротора, приведенное к статору, Ом; S_n – номинальное скольжение; $\cos \varphi$ – коэффициент мощности двигателя в номинальном режиме; k_2 – коэффициент электромагнитной связи ротора; $p_{\text{П}}$ – число пар полюсов машины.

Для оценки погрешности методов произведен расчет проекций тока статора и потокосцепления ротора для девяти типов двигателей. Результаты расчета приведены в табл. 1, в табл. 2 приведены результаты оценки погрешности каждого метода.

В таблицах обозначено: B_1 – метод расчета относительно амплитудного значения полного тока, B_2 – метод расчета, основанный на упрощенном уравнении тока холостого хода, B_3 – предлагаемый метод.

В качестве критерия оценки результата выбрано условие на соответствие номинального электромагнитного момента двигателя и расчетного электромагнитного момента:

$$\delta M_{\text{э.расч.}} = \frac{M_n - M_{\text{э.расч.}}}{M_n} \cdot 100\%,$$

где $M_n = \frac{P_n}{\omega_p}$.

Таблица 1

Результаты расчета проекций токов и модуля потокоцепления

Тип двигателя	P _н , кВт	ρ _п	M _{ном} , Нм	B ₁			B ₂			B ₃		
				I _{1α} , А	I _{1β} , А	Ψ ₂ , Вб	I _{1α} , А	I _{1β} , А	Ψ ₂ , Вб	I _{1α} , А	I _{1β} , А	Ψ ₂ , Вб
A132M2	11	1	36,6	12,6	27,7	0,929	13,2	27,4	0,972	12,5	27,8	0,923
A280S2	110	1	354	55,4	275	1,01	53,6	274	0,978	51,9	265	0,946
A315M2	200	1	641	167	479	0,989	163	480	0,969	161	464	0,953
A132M4	11	2	73	13,7	28,8	0,960	13,8	28,7	0,968	13,1	28,1	0,918
A280S4	110	2	715	88,4	264	0,967	88,8	264	0,972	86,5	259	0,946
A315M4	200	2	1287	319	419	0,828	363	381	0,943	367	479	0,953
АНР160S6	11	3	108	17,2	28,2	0,902	18,2	27,6	0,952	17,5	28,7	0,914
A315S6	110	3	1064	71,2	268	0,974	70,9	268	0,970	68,9	260	0,943
A355SMB6	200	3	1923	191	504	0,989	184	506	0,955	180	480	0,31

Таблица 2

Результаты оценки погрешности расчета электромагнитного момента

Тип двигателя	P _н , кВт	ρ _п	M _{ном} , Нм	B ₁		B ₂		B ₃	
				M _{расч} , Нм	δM _{э,расч} , %	M _{расч} , Нм	δM _{э,расч} , %	M _{расч} , Нм	δM _{э,расч} , %
A132M2	11	1	36,6	37,7	-2,82	39,0	-6,58	37,4	-2,14
A280S2	110	1	354	408	-15,1	396	-11,5	369	-4,04
A315M2	200	1	641	689	-7,48	677	-5,57	643	-0,37
A132M4	11	2	73,0	80,4	-10,1	80,9	-10,9	75,1	-2,95
A280S4	110	2	715	746	-4,43	749	-4,89	715	-0,04
A315M4	200	2	1287	973	24,4	1008	21,7	1280	0,51
АНР160S6	11	3	108	108	-0,16	112	-3,47	112	-3,38
A315S6	110	3	1064	1140	-7,15	1135	-6,72	1073	-0,86
A355SMB6	200	3	1923	2133	-10,9	2068	-7,55	1914	0,51

Оценка погрешности расчета электромагнитного момента показывает, что предлагаемый метод можно применять для построения математических моделей векторной системы управления электроприводом переменного тока. Метод обеспечивает погрешность по выбранному критерию $1,4 \pm 1,7\%$ для выбранных двигателей по сравнению с погрешностью $3,75 \pm 1,5\%$ и $3,9 \pm 9,9\%$ для других методов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учебн. зав. // М.: Академия, 2006. – 272 с.
2. Мощинский Ю. А., Беспалов В. Я., Кирякин А. А. Определение параметров схемы замещения асинхронных машин по каталожным данным // Электричество. – № 4. – 1998. – С. 38-42.

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИЕ ТЕХНОЛОГИИ В ОСВЕЩЕНИИ

МАКАРИЧЕВ К. В.

ГОУ ВПО «Уральский государственный горный университет»

На сегодняшний день одной из приоритетных задач, как в промышленности, так и в сфере ЖКХ является реализация правовых, организационных, научных, производственных, технических и экономических мер, направленных на эффективное использование топливно-энергетических ресурсов. Или иными словами – энергосбережение.

Аспекты правового регулирования в области энергосбережения закреплены законодательно Федеральным законом Российской Федерации от 23 ноября 2009 г. N 261-ФЗ «Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности и о внесении изменений в отдельные законодательные акты Российской Федерации».

Одним из перспективных направлений в области энергосбережения является создание энергоэффективных осветительных установок. Эффективность электроосвещения оценивается расходом электроэнергии на освещение 1 м² площади помещения. Введенный с 1 января 1995 года федеральный стандарт США *Ashrae/IES 90.1-90R* устанавливает расход электроэнергии на освещение 1 м² помещения в размере 1,4-20,4 Вт при норме освещенности 500 лк. Эту величину можно взять за основу при построении концепции энергосбережения в освещении.

Этим требованиям удовлетворяют стандартные люминесцентные лампы мощностью более 36 Вт.

Однако в настоящий момент президентской комиссией по модернизации было принято решение использовать в качестве источника света не люминесцентные энергосберегающие лампы, а светодиодные.

Такое решение вполне себя оправдывает, поскольку технические характеристики источников света на основе сверхярких светодиодов во многом превосходят характеристики люминесцентных ламп (см. таблицу).

Основные технические характеристики светодиодных, люминесцентных и ламп накаливания

Показатель	Светодиодная лампа	Люминесцентная лампа	Лампа накаливания
Срок службы, тыс. ч	50	8	1-4
Энергопотребление, относительно лампы накаливания, %	8,3	23	100
Температура эксплуатации	-40...+50	-10...+50	-40...+50
Энергоэффективность, Лм/Вт	50-100	50-100	10-18
Угол раскрытия луча, град	до 120	360	360
Специальные требования к утилизации	нет	да	нет

Как видно из таблицы, светодиодные источники света обладают высокими техническими показателями, и их применение в целях снижения энергопотребления, как в промышленности, так и в сфере ЖКХ, вполне оправдано.

Однако немаловажную роль в энергосбережении играет не только снижение энергопотребления единичного элемента (в данном случае, светильника), но и разработка алгоритмов автоматического управления освещением, нацеленных на снижение энергопотребления всей системы освещения. За счет использования оптимизированных алгоритмов управления возможно снижение энергопотребления от 20 до 60 % в зависимости от специфики освещаемого объекта.

Светодиодные светильники, по сравнению с люминесцентными лампами, обладают более высоким потенциалом с точки зрения разработки оптимальных алгоритмов управления, поскольку регулирование яркости светодиодного светильника возможно при помощи обычного ШИМ-диммера. Для регулирования яркости люминесцентной лампы необходимо использовать специальный

электронный балласт, сопряжение которого с системой автоматического управления не является простой задачей.

В настоящий момент наблюдается тенденция создания автоматических систем управления технологическими процессами. Это может быть как технология производства, так и технология ЖКХ (Системы интеллектуальных зданий). В том и ином случае следует рассматривать систему управления освещением как подсистему в общей системе диспетчерского контроля или управления технологическими процессами.

Наибольшей энергоэффективностью, на данный момент, обладают автоматизированные системы освещения, основанные на светодиодных светильниках. Наряду со всеми преимуществами данные системы обладают существенным недостатком – стоимость данных систем достаточно высока. Относительно большой стоимостью обладают как непосредственно сами светильники, так и контроллеры управления освещением, что затрудняет внедрение таких систем, поскольку капитальные затраты при этом достаточно высоки. Но если учитывать, что применение светодиодных светильников в совокупности с интеллектуальной системой управления освещением позволит снизить энергопотребление системы освещения до 8 раз, при том же световом потоке (по сравнению с лампами накаливания), срок окупаемости данных систем может составлять от двух до пяти лет, в зависимости от специфики освещаемого объекта.

УДК 621.314.26

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО МНОГОУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

ОСИПОВ П. А.

ГОУ ВПО «Уральский государственный горный университет»

Моделирование высоковольтного многоуровневого преобразователя частоты производится с целью анализа влияния алгоритма фазовой модуляции* на форму тока в первичной обмотке трансформатора.

Высоковольтный многоуровневый преобразователь частоты (рис. 1) состоит из групп инверторных ячеек и входного многообмоточного трансформатора. Входной многообмоточный трансформатор предназначен для питания инверторных ячеек. Инверторная ячейка представляет собой независимый источник переменного управляемого напряжения, работающий в режиме ШИМ. Ячейка состоит из трехфазного мостового управляемого выпрямителя и мостового инвертора напряжения (рис. 2). Мостовой выпрямитель инверторной ячейки является нелинейной нагрузкой для вторичных обмоток трансформатора и создает искажение формы кривой тока вторичных обмоток трансформатора.

* Осипов П. А., Зайцев П. П. Расчет сдвигов фаз входных токов инверторных ячеек высоковольтного многоуровневого преобразователя частоты / П. А. Осипов, П. А. Зайцев // Материалы Уральской горнопромышленной декады, г. Екатеринбург, 14-23 апреля 2008 г. / Уральский государственный горный университет. – Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2008. – С. 230-232.

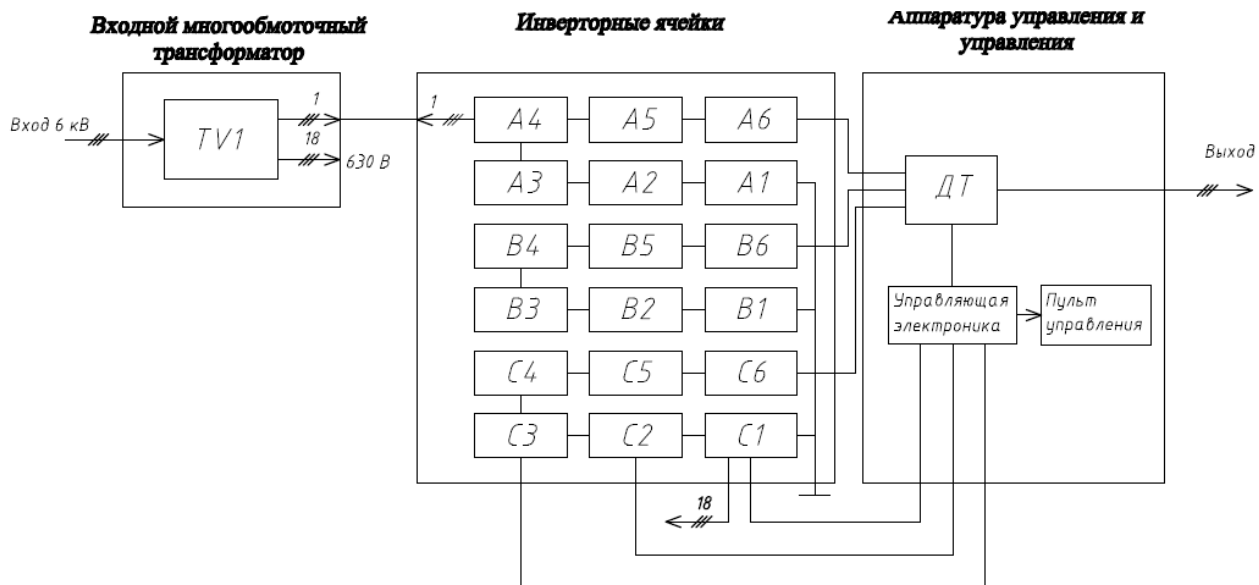


Рис. 1. Структурная схема высоковольтного многоуровневого преобразователя частоты

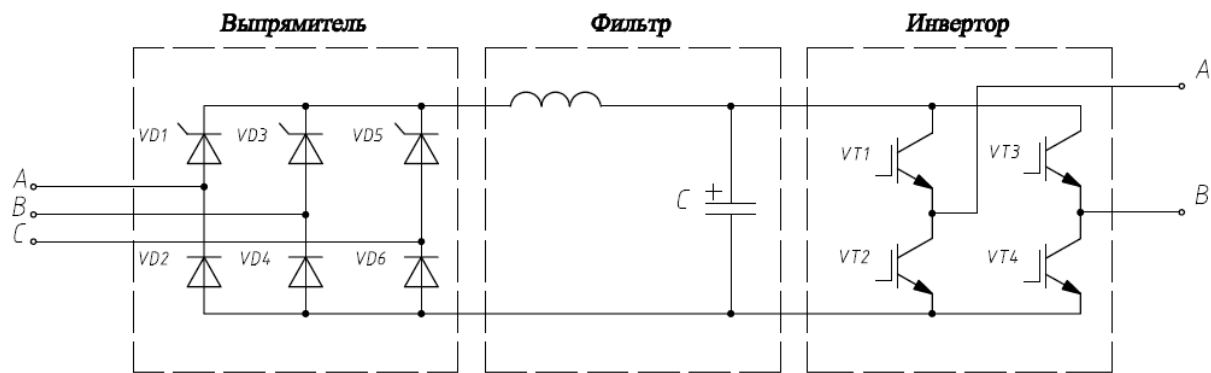


Рис. 2. Инверторная ячейка

Входной многообмоточный трансформатор высоковольтного многоуровневого преобразователя частоты описывается системой уравнений

$$\begin{aligned}
 U_1^{AX}(t) &= -e_1^{AX}(t) + i_1^{AX}(t) \cdot R_1, \\
 e_1^{AX}(t) &= -\frac{d\psi_1^{AX}(t)}{dt}, \\
 \psi_1^{AX}(t) &= L_1^{AX} \cdot i_1^{AX}(t) - L_{11}^{AX \cdot BY} \cdot i_1^{BY}(t) - L_{11}^{AX \cdot CZ} \cdot i_1^{CZ}(t) + \\
 &+ \left\{ L_{12'}^{AX \cdot a'x'} \cdot i_2^{a'x'}(t) - L_{12'}^{AX \cdot b'y'} \cdot i_2^{b'y'}(t) - L_{12'}^{AX \cdot c'z'} \cdot i_2^{c'z'}(t) \right\}_1 + \dots + \{ \}_{18} + \\
 &+ \left\{ -L_{12''}^{AX \cdot a''x''} \cdot i_2^{c'z'}(t) + L_{12''}^{AX \cdot b''y''} \cdot i_2^{a'x'}(t) - L_{12''}^{AX \cdot c''z''} \cdot i_2^{b'y'}(t) \right\}_1 + \dots + \{ \}_{18}, \\
 U_2^{a'x'}(t) &= e_2^{a'x'}(t) + i_2^{a'x'}(t) \cdot (R_2 + R(t)_{\text{нагр}}), \\
 e_2^{a'x'}(t) &= -\frac{d\psi_2^{a'x'}(t)}{dt}, \\
 \psi_2^{a'x'}(t) &= L_{2'}^{a'x'} \cdot i_1^{a'x'}(t) - L_{2'2'}^{a'x' \cdot b'y'} \cdot i_1^{b'y'}(t) - L_{2'2'}^{a'x' \cdot c'z'} \cdot i_1^{c'z'}(t) + \\
 &+ \left\{ -L_{2'2''}^{a'x' \cdot a''x''} \cdot i_2^{c'z'}(t) + L_{2'2''}^{a'x' \cdot b''y''} \cdot i_2^{a'x'}(t) + L_{2'2''}^{a'x' \cdot c''z''} \cdot i_2^{b'y'}(t) \right\}_1 + \\
 &+ \left\{ L_{2'1}^{a'x' \cdot AX'} \cdot i_2^{AX}(t) - L_{2'1}^{a'x' \cdot BY'} \cdot i_2^{BY}(t) - L_{2'1}^{a'x' \cdot CZ'} \cdot i_2^{CZ}(t) \right\}_1,
 \end{aligned}$$

где U_1 и U_2 – напряжение первичной и вторичной обмотки трансформатора; e_1 и e_2 – ЭДС первичной и вторичной обмотки трансформатора; ψ_1 и ψ_2 – потокосцепления первичной и вторичной обмоток трансформатора; $L_1, L_{11}, L_{12'}$ – индуктивность рассеяния первичных обмоток трансформатора, взаимная индуктивность первичной обмотки трансформатора и взаимная индуктивность первичной обмотки трансформатора и вторичной обмотки трансформатора; R_1 и R_2 – сопротивление первичной и вторичной обмоток трансформатора; $R(t)_{\text{нагр}}$ – сопротивление нагрузки.

При составлении математического описания трансформатора взаимная индуктивность между вторичными обмотками не учитывается.

Расчет индуктивностей многообмоточного трансформатора производится путем решения системы уравнений математического описания трансформатора для известных законов изменения напряжений и токов в обмотках. Инверторные ячейки представляются в виде зависимостей сопротивлений $R(t)_{\text{нагр}}$, полученных с помощью численного расчета преобразовательного устройства.

В результате моделирования высоковольтного многообмоточного трансформатора без использования алгоритма фазовой модуляции в сети возникают искажения, вызванные работой преобразователя частоты (рис. 4). Компенсация искажений тока сети производится посредством алгоритма фазовой модуляции входных токов инверторных ячеек. Конструктивная реализация алгоритма фазовой модуляции предполагает соединение вторичных обмоток входного многообмоточного трансформатора в трехфазный зигзаг (рис. 3). Соотношение витков обмоток трехфазного зигзага ω'/ω'' определяет сдвиг фаз выходного тока относительно тока сети. Сдвиги фаз составляют: $-5^\circ, -15^\circ, -25^\circ, +5^\circ, +15^\circ, +25^\circ$.

Алгоритм фазовой модуляции входных токов инверторных ячеек позволяет скомпенсировать несинусоидальность входных характеристик инверторных ячеек (рис. 5).

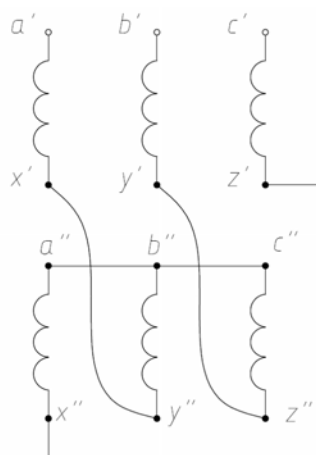


Рис. 3. Схема соединения вторичных обмоток многообмоточного трансформатора

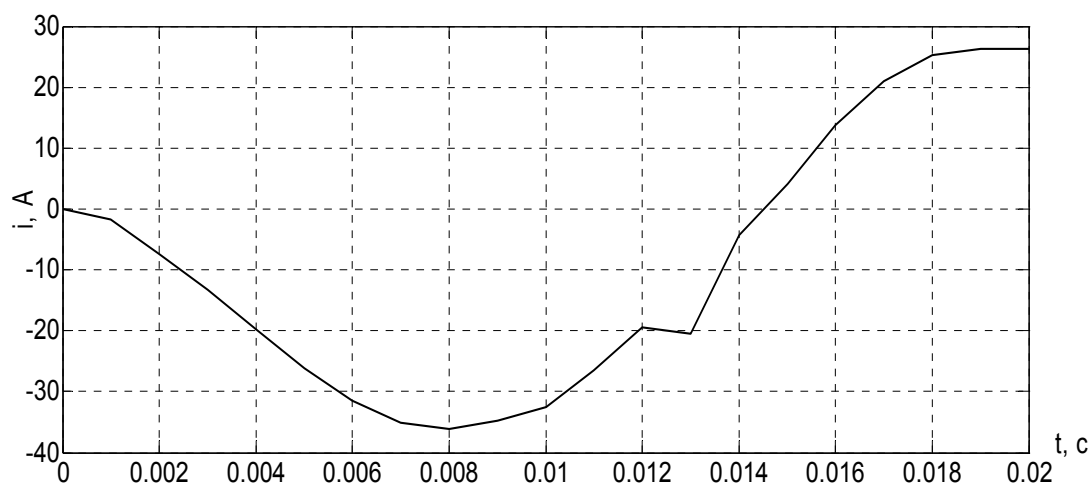


Рис. 4. Диаграмма тока фазы А первичной обмотки трансформатора без использования алгоритма фазовой модуляции

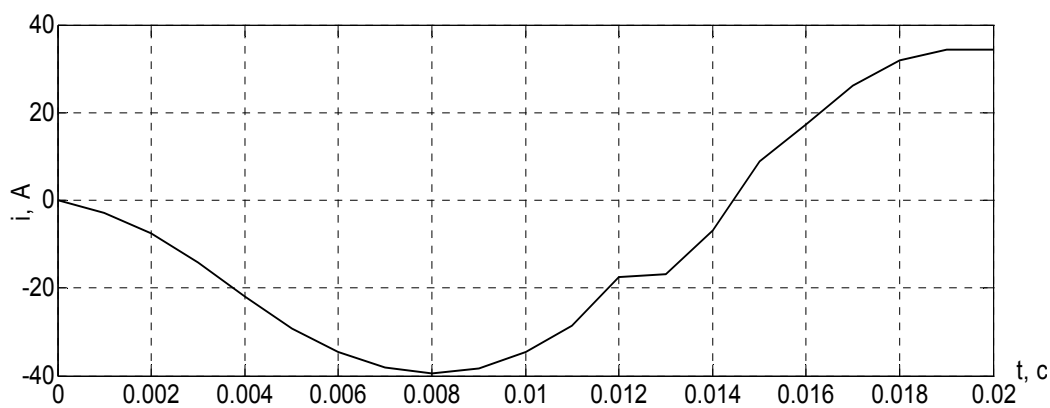


Рис. 5. Диаграмма тока фазы А первичной обмотки трансформатора с использованием алгоритма фазовой модуляции

СИСТЕМА ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ ОДНОКОВШОВЫХ ЭКСКАВАТОРОВ

ШАМАЛЬ М. А., КАРЯКИН А. Л.

ГОУ ВПО «Уральский государственный горный университет»

Опыт эксплуатации электрических машин в составе электроприводов одноковшовых экскаваторов-драглайнов показывает, что повышение показателей надежности для данных систем является одним из важных направлений в развитии экскаваторного машиностроения [1, 2].

Рассмотрим электрическую машину постоянного тока как объект технической диагностики. Выбор данного типа электрических машин обусловлен несколькими причинами: во-первых, за счет более сложной конструкции они менее надежны, чем машины переменного тока, во-вторых, электропривод постоянного тока наиболее распространен в качестве экскаваторного электропривода и, в-третьих, с точки зрения технической диагностики машины постоянного и переменного тока не имеют принципиальных различий.

При анализе надежности электрической машины постоянного тока выделяют три основных структурных элемента: щеточный аппарат и коллектор, изоляцию обмоток и подшипниковые узлы. На рис. 1 представлена электрическая машина постоянного тока, с точки зрения ее структурной организации, для расчета надежности. Данная структурная схема, за исключением коллектора и щеточного узла, применима и к электрическим машинам переменного тока.



Рис. 1. Структурная схема электрической машины

Вероятность безотказной работы электрической машины, согласно представленной структуре (рис. 1), может быть определена следующим выражением

$$P(t) = \prod_{i=1}^3 P_i(t), \quad (1)$$

где $P_i(t)$ – вероятность безотказной работы i -го элемента за период времени t .

Конструктивные особенности, условия и режимы эксплуатации, различия физических и механических свойств материалов, а также характер их взаимодействия во многом определяют надежность эксплуатации электрических машин. В данном случае отказ одного из структурных элементов приводит к отказу всей системы.

В теории определения технического состояния системы рассматривается два основных множества – это множество возможных состояний системы $W_j (j = 1, 2, \dots, r)$ и вектор диагностических признаков $V_j (j = 1, 2, \dots, r)$, соответствующий каждому из состояний. Таким образом, функционирование системы в пространстве состояний может быть выражено в виде [6]

$$V_j = F(W_j, E), \quad (2)$$

где $F(\bullet)$ – функциональная зависимость; E – внешняя информация, поступающая в техническую систему. Для упрощения (2) примем $E = \text{const}$, тогда выражение (2) может быть представлено в виде системы уравнений:

Данный подход к организации процесса мониторинга за работой горного оборудования позволяет перенести процесс принятия решения не на запрограммированный единожды алгоритм, а на широкий круг специалистов, работающих в области технической диагностики механического и электрического оборудования. Тогда функции системы мониторинга сводятся к приему первичной информации, ее обработке, архивированию и передаче на более высокий уровень. Для эксплуатации может быть реализована функция прогнозирования изменения конечного набора параметров.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Островский М. С., Радкевич Я. М., Тимирязев В. А. Многоуровневый алгоритм вибромониторинга технического состояния машин // Горные машины и автоматика, 2004. – № 7. – С. 23-25.
2. Радкевич Я. М., Островский М. С., Тимирязев В. А. Квалиметрический подход к оценке технического состояния машин по обобщенной вибрационной характеристике // Горные машины и автоматика, 2004. – № 7. – С. 25-27.