РОЗДІЛ «ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА»

УДК 681.5.01

САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор СОХИНА Ю.В., к.т.н., доцент

Днепродзержинский государственный технический университет

ПОСТРОЕНИЕ АСИМПТОТИЧЕСКИХ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Введение. Логарифмические частотные характеристики (ЛЧХ) широко используются как для анализа, так и для синтеза систем автоматического управления (САУ). Они представляют собой графическое изображение амплитудно-частотных (АЧХ) и фазовых частотных (ФЧХ) характеристик исследуемых систем в логарифмическом масштабе. Особенно удобны асимптотические логарифмические амплитудночастотные характеристики (ЛАЧХ), достоинство которых заключается в том, что они могут быть построены по известной передаточной функции исследуемой САУ с минимальным объемом вычислений. Гораздо сложнее строятся логарифмические фазовые частотные характеристики (ЛФЧХ), которые при исследовании устойчивости САУ и синтезе корректирующих устройств и регуляторов необходимо рассматривать совместно с ЛАЧХ.

Постановка задачи. Задачей настоящей статьи является разработка формализованных процедур построения асимптотических ЛАЧХ и ЛФЧХ по приведенной к некоторому стандартному виду передаточной функции исследуемой системы.

Результаты работы. Как известно, построение частотных характеристик осуществляется на основании комплексной или частотной передаточной функции, представляющей собой отношение изображений по Фурье выходной переменной ко входной при нулевых начальных условиях

$$W(j\omega) = \frac{x_{\text{sain}}(j\omega)}{x_{\text{sx}}(j\omega)}.$$

Частотная передаточная функция является комплексной функцией переменной ω . Ее как и любое комплексное число можно представить в алгебраической или показательной форме

$$W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \qquad (1)$$

где A(ω) – амплитудно-частотная функция, или модуль комплексной передаточной функции (КПФ), φ(ω) – фазовая частотная характеристика, или аргумент КПФ.

Графики этих функций носят названия соответственно амплитудно-частотной (АЧХ) и фазовой частотной (ФЧХ) характеристик. Частотную передаточную функцию (1) называют также амплитудно-фазовой частотной функцией, а ее график на комплексной плоскости – амплитудно-фазовой частотной характеристикой (АФХ).

При рассмотрении и сравнении АЧХ и ФЧХ для различных элементов автоматических систем возникает проблема их компактного представления, так как значения амплитуд и частот существенно различаются друг от друга. Кроме того, и сам диапазон частот, в котором характеристики конкретного элемента представляют интерес, может быть весьма значительным, от долей герц до десятков мегагерц.

Решение этой проблемы лежит в использовании логарифмических масштабов в частотных характеристиках.

Впервые обратились к логарифмическим масштабам в технике связи, так как там рассматриваются объекты как с большими коэффициентами усиления, так и объекты,

которые характеризуются существенным затуханием сигналов. Таким образом, в теорию и практику систем автоматического управления были введены логарифмические частотные характеристики (ЛЧХ): логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) и логарифмическая фазовая частотная характеристика (ЛФЧХ). Они представляют собой известные АЧХ и ФЧХ, но построенные в иной системе координат, где по оси абсцисс откладывают частоту в логарифмическом масштабе, а по оси ординат откладывают значение логарифмической амплитудной частотной функции в децибелах (дБ) и значение $\phi(\omega)$ в градусах или радианах. Единицей измерения частотного диапазона служит декада – интервал, на котором частота изменяется в 10 раз, а логарифмическая амплитудная частотная функция определяется выражением

L(ω)=20 lgA(ω), дБ

Тогда система координат для построения логарифмических частотных характеристик имеет вид, представленный на рисунке 1



Рисунок 1 – Система координат для построения ЛЧХ

Основная идея формализации процедур построения асимптотических ЛАЧХ и ЛФЧХ по приведенной к некоторому стандартному виду передаточной функции исследуемой системы основывается на математическом правиле логарифмирования произведения и строгом соответствии между формами представления передаточных функций в изображениях по Фурье и Лапласу.

В подавляющем большинстве случаев передаточную функцию любой линеаризованной САУ можно представить в виде дроби [1]

$$W(p) = \frac{K\prod_{i} (T_{i}p+1)\prod_{n} (T_{n}^{2}p^{2}+2\varepsilon_{n}T_{n}p+1)}{p^{\alpha}\prod_{j} (T_{j}p+1)\prod_{m} (T_{m}^{2}p^{2}+2\varepsilon_{m}T_{m}p+1)} , \qquad (2)$$

где К – коэффициент усиления; p – оператор Лапласа; α – показатель степени, характеризующий наличие в передаточной функции исследуемой системы интегрирующих и дифференцирующих звеньев; T_i, T_i – постоянные времени, определяющие вещественные нули и полюса передаточной функции соответственно; T_n, T_m – постоянные времени, определяющие комплексные сопряженные нули и полюса соответственно.

Такое представление передаточной функции позволяет осуществлять построение асимптотической ЛАЧХ в следующей последовательности.

Определить частоты сопряжения и прологарифмировать их

$$\omega_{i} = \frac{1}{T_{i}}; \ \omega_{j} = \frac{1}{T_{j}}; \ \omega_{n} = \frac{1}{T_{n}}; \ \omega_{m} = \frac{1}{T_{m}};$$

 $\lg \omega_i; \ \lg \omega_i; \ \lg \omega_n; \ \lg \omega_m.$

Через найденные значения частот сопряжения на оси абсцисс провести вертикально пунктирные линии, определяющие границы частотных диапазонов.

На оси ординат отложить значение 20lgK и через полученную точку провести пунктирную линию с наклоном -α·20 дБ/дек. Эта линия представляет собой асимптоту ЛАЧХ в области частот ниже наименьшей по абсолютному значению частоты сопряжения, где ее следует провести сплошной линией.

При движении вдоль построенной асимптоты из области низких в область высоких частот и достижении очередной частоты сопряжения производить излом характеристики:

при частоте сопряжения с индексом і на +20дБ/дек;

на -20дБ/дек, если частота сопряжения имеет индекс ј;

при частотах сопряжения с индексами n и m - на +40дБ/дек и -40дБ/дек соответственно.

После достижения максимальной по абсолютному значению частоты сопряжения асимптотическая ЛАЧХ уходит в бесконечность без изменения наклона.

Асимптотическая ЛФЧХ строится на основании известного факта, что ФЧХ последовательно соединенных звеньев равна сумме ФЧХ этих звеньев. Тогда для системы с передаточной функцией (2) справедливо соотношение

$$\varphi(\omega) = -\alpha \cdot 90^{\circ} + \sum_{i} \operatorname{arctg} T_{i}\omega + \sum_{n} \operatorname{arctg} \frac{2\varepsilon_{n} T_{n}\omega}{1 - T_{n}^{2}\omega^{2}} - \sum_{j} \operatorname{arctg} T_{j}\omega - \sum_{m} \operatorname{arctg} \frac{2\varepsilon_{m} T_{m}\omega}{1 - T_{m}^{2}\omega^{2}} \cdot$$
(3)

Каждая из входящих в выражение (3) функций подчинена определенным закономерностям. Рассмотрим вначале функцию [2]

$$\varphi(\omega) = \operatorname{atctgT}\omega \,. \tag{4}$$

В табл. 1 приведены ее значения в пяти характерных точках.

Таблица 1

φ(ω), град	0,57	5,71	45	84,29	89,43
ω, 1/c	<u>0,01</u> T	<u>0,1</u> T	$\frac{1}{T}$	<u>10</u> T	<u>100</u> T

Несложно заметить, что на частоте сопряжения $\omega_c=1/T$ рассматриваемая составляющая ЛФЧХ имеет значение 45 градусов, на частоте 0,1 ω_c равна практически 6 градусам, а на частоте 10 ω_c достигает значения 84,29 градуса, т.е. не доходит до 90 градусов практически на те же 6 градусов. На частотах 0,01 ω_c и 100 ω_c она практически равна нулю и 90 градусам соответственно. Иными словами, составляющие ЛФЧХ, обусловленные вещественными нулями или полюсами передаточной функции исследуемой системы, симметричны относительно точки $\varphi(\omega_c)$. В частотном диапазоне от 0,01 ω_c до 100 ω_c можно выделить на ней пять характерных и удобных для практического при-

менения значений 0° , 6° , 45° , 84° , 90° . Соединив эти значения отрезками прямых, получим асимптотическую составляющую ЛФЧХ, обусловленную одним из вещественных нулей или полюсов исследуемой системы.

Рассмотрим теперь функцию [2]

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{2\varepsilon T \omega}{1 - T^2 \omega^2} .$$
(5)

В табл. 2 приведены ее значения в рассмотренных выше характерных точках при значении коэффициента демпфирования и є=0,5.

Таблица 2

φ(ω), град	0,57	5,71	90	174,29	179,43
ω, 1/c	<u>0,01</u> T	<u>0,1</u> T	$\frac{1}{T}$	$\frac{10}{T}$	<u>100</u> T

Сопоставление данных таблиц 1 и 2 показывает, что на частотах $0,01\omega_c$ и $0,1\omega_c$ функции (4) и (5) имеют одинаковые значения, а на частотах $10\omega_c$ и $100\omega_c$ на одинаковые значения не достигают соответственно 90° и 180° . Таким образом, функция (5) также симметрична относительно точки $\varphi(\omega_c)$. На частоте сопряжения $\omega_c=1/T$ она имеет значение 90 градусов, на частоте $0,1\omega_c$ равна практически 6 градусам, а на частоте $10\omega_c$ не доходит до 180 градусов практически на те же 6 градусов. На частотах $0,01\omega_c$ и $100\omega_c$ функция (5) практически равна нулю и 180 градусам соответственно. При изменении коэффициента демпфирования от $\varepsilon=0,1$ до $\varepsilon=1$ отклонение значения функции (5) от данных таблицы 2 на частотах $0,01\omega_c$ и $10\omega_c$ не превышает 5°, что вполне приемлемо для практического применения.

Таким образом, в частотном диапазоне от $0,01\omega_c$ до $100\omega_c$ на графике функции (5) также можно выделить пять характерных и удобных для практического применения значений 0° , 6° , 90° , 174° , 180° . Соединив эти значения отрезками прямых, получим асимптотическую составляющую ЛФЧХ, обусловленную парой комплексных сопряженных нулей или полюсов исследуемой системы.

После построения асимптотических составляющих фазовой частотной характеристики (3), обусловленных всеми нулями и полюсами передаточной функции (2), их необходимо графически просуммировать. В результате будет построена ЛФЧХ, достаточно точная для практического применения в ходе предварительной оценки динамических свойств исследуемой системы.

Выводы. Изложенные в статье формализованные процедуры построения логарифмических частотных характеристик позволяют существенно сократить время и минимизировать количество вычислений в ходе предварительной оценки динамических свойств систем автоматического управления.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Долгин И.В., Долгин В.П. Метод аппроксимации логарифмических частотных характеристик // Вісник СевДТУ. Вип. 95: Автоматизація процесів управління: зб. наук. пр. – Севастополь: Вид-во СевДТУ, 2009. – С.104-106.
- Попов П.М. Принципы построения систем автоматического управления применительно к управлению летательными аппаратами: Учебное пособие. – Ульяновск: Ул-ГТУ, 2000. – 52с.

УДК 62-83

САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор ДЕРЕЦ А.Л., к.т.н., доцент

Днепродзержинский государственный технический университет

АНАЛИЗ СКОЛЬЗЯЩЕГО РЕЖИМА СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ АВТОМОБИЛЬНОЙ ГЕНЕРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Введение. Подавляющее большинство систем автоматического регулирования функционирует в условиях влияния многочисленных дестабилизирующих факторов. Типичным, повседневно встречающимся примером такой автоматической системы служит автомобильная генераторная установка. Широкий диапазон изменения рабочей температуры обмоток генератора вызывает изменение активных сопротивлений на десятки процентов; степень насыщения магнитной цепи изменяет в 2-3 раза коэффициент передачи и постоянную времени объекта регулирования; повторяющиеся изменения частоты вращения ротора в диапазоне порядка 1:8 приводят к пропорциональным колебаниям реактивного сопротивления статорной цепи и статического коэффициента передачи; скачкообразные изменения с амплитудой до половины максимально допустимого значения регулярно претерпевает ток нагрузки и, соответственно, внутреннее падение напряжения. Кроме того, генераторная установка является объектом управления с высоким темпом протекания переходных процессов, что вообще характерно для электромеханических систем. Своим совместным действием перечисленные дестабилизирующие факторы делают невозможным применение непрерывных законов управления, синтез которых, как правило, состоит в оптимальной настройке параметров на определенный режим работы.

Эффективное решение задачи управления столь сложным объектом обеспечивает применение релейного регулятора [1]. Простейшая схема, наиболее наглядно демонстрирующая принцип действия регулятора напряжения бортовой сети автомобиля, приведена на рис.1, а. Напряжение генератора подается на электромагнитное реле, контакты которого в замкнутом состоянии шунтируют сопротивление, включенное в цепь обмотки возбуждения. Благодаря этому изменяется ток возбуждения и, следовательно, напряжение генератора.



а) конструкция и схема включения

б) статическая характеристика

Рисунок 1 – Регулятор напряжения бортовой сети автомобиля

Характер движения якоря реле колебательный, что обусловило соответствующее название регулятора - вибрационный. Действительно, замыкание контактов приводит к возрастанию тока в обмотке возбуждения ОВ и, следовательно, напряжения генератора; возрастание же напряжения, приложенного к обмотке регулятора напряжения ОРН, вызывает притягивание якоря реле и одновременное размыкание контактов, благодаря чему ток возбуждения и, следовательно, напряжение генератора падают (рис.2). Пружина, оттягивая якорь реле, вновь замыкает контакты, что возобновляет рост тока возбуждения и напряжения. Далее процесс размыкания и замыкания повторяется, создавая вибрацию контактов. На характеристике реле (рис.1, б) присутствует петля гистерезиса, которая является типичной для электромагнитных реле и обусловлена отличием напряжений срабатывания и возврата из-за различной проводимости магнитной цепи реле при отпущенном и притянутом якорьке.



Рисунок 2 – Работа вибрационного регулятора

Принцип разрывного управления сохранился в генераторных установках [2] и после массового распространения электронных регуляторов напряжения (рис.3), которые представляют собой электронные реле с транзисторными силовыми ключами (VT2), воспроизводящие характеристику «вход-выход», представленную на рис.1, б, но со сравнительно более узкой петлей.

Придание характеристике электронного регулятора разрывного вида с созданием гистерезисной петли реализуется введением в его схему положительных обратных связей (C1, C2, R4, R6 на рис. 3) и диктуется необходимостью обеспечения скользящего режима. Ключевой режим транзисторов электронного регулятора позволяет минимизировать потери в силовых элементах. Достижению той же цели способствует форсирующий характер внутренних обратных связей (C1, C2), ускоряющих процесс комму-



Рисунок 3 – Генераторная установка с электронным реле - регулятором

тации. Создание петли определенной ширины ограничивает частоту переключений с целью уменьшения коммутационных потерь, пропорциональных количеству переключений в единицу времени.

Постановка задачи. Цель настоящей работы состоит в аналитической оценке статических характеристик системы стабилизации напряжения автомобильной генераторной установки с точки зрения современной теории автоматического управления. В частности, особый интерес представляет оценка специфических свойств данной системы, которые являются результатом разрывного, то есть сугубо нелинейного характера управляющего воздействия, оказываемого на объект управления релейным регулятором. Релейный регулятор, будучи наиболее рациональным из практических соображений, в силу своей нелинейности является достаточно «неудобным» с точки зрения анализа содержащих его систем.

Результаты работы. Состояние регулятора, как следует из вида его характеристики, целиком определяется значением регулируемой величины и направлением ее изменения и не зависит непосредственно от параметров объекта управления и условий его работы. Релейный регулятор только лишь способен изменять своё состояние при возникновении условий переключения. При постоянных уровнях управляющих воздействий во включенном и выключенном состояниях реле изменения условий функционирования отражаются только на продолжительности пребывания системы в том или ином состоянии.

Вышесказанное наглядно иллюстрируется временными диаграммами, представляющими работу генераторной установки при различных частотах вращения ротора (рис.2). Система стабилизации напряжения реагирует на изменение скорости изменением длительности интервалов времени, на которых добавочное сопротивление R вводится в цепь возбуждения (t_p) или исключается из нее (t_3). Усредненному на периоде переключений эффективному значению сопротивления цепи возбуждения R_{эф} соответствуют различные средние значения І_{ві} пульсирующего тока возбуждения. Помимо переменной скважности управляющих импульсов, процесс регулирования характеризуется также переменным периодом их следования. Подчеркнем, однако, что как длительность временных интервалов постоянства управлений, так и периодичность смены их уровней не фигурируют в явном виде в законе стабилизации напряжения генератора. Эта особенность присуща всем релейным системам и коренным образом отличает их от широтно-импульсных систем. Колебания координат состояния системы вызваны не внешним периодическим воздействием, а порождены самой системой регулирования напряжения в силу нелинейности характеристики регулятора (рис.1, б). Такие периодические движения системы называются автоколебаниями, а режим работы релейной системы управления, состоящий в совершении колебаний около положения равновесия, называют скользящим. Исключительно благодаря данному режиму работы системы, столь простые конструктивно, обеспечивают высокую точность при управлении столь сложным объектом, как генераторная установка.

Этот режим становится возможным в системах с бесконечным коэффициентом усиления, которым обладают релейные регуляторы. Построение систем, устойчивых при неограниченном увеличении коэффициента усиления благодаря организации скользящего режима, является теоретически исчерпывающим решением задачи управления в условиях действия изменяющихся в широком диапазоне параметрических и координатных возмущений [3]. Представим замкнутую систему регулирования напряжения генераторной установки автомобиля в виде структурной схемы, показанной на рис.4.

Для такой системы с регулированием по отклонению передаточная функция по каналу возмущения

$$\Phi(p) = \frac{y(p)}{f(p)} = \frac{W_2(p)}{1 + K(p) \cdot W_1(p) \cdot W_2(p)}$$

стремится к нулю при $K(p) \to \infty$.



Рисунок 4 – К оценке статических свойств

В то же время передаточная функция по каналу задания

$$\Phi(p) = \frac{y(p)}{y^*(p)} = \frac{K(p) \cdot W_1(p) \cdot W_2(p)}{1 + K(p) \cdot W_1(p) \cdot W_2(p)}$$

при $K(p) \rightarrow \infty$ стремится к единице. Следовательно, желаемые статические свойства релейной системы можно обеспечить, приближая характеристики ее реального скользящего режима к характеристикам идеального и реализовав таким образом достаточный коэффициент усиления регулятора [4].

Рассмотрим теперь в самой общей постановке вопрос об инвариантности систем с бесконечным коэффициентом усиления к изменениям параметров объекта управления. Для обобщенной структурной схемы, приведенной на рис.5, можно записать следующие уравнения:

В скользящем режиме сигнал на входе релейного элемента равен нулю, следовательно $z(p) - W_0(p) \cdot U(p) = 0$, откуда

$$U(p) = \frac{1}{W_0(p)} \cdot z(p) .$$
⁽²⁾



Рисунок 5 – К обоснованию инвариантности

Переменная U(p) представляет собой некоторое эквивалентное управляющее воздействие.

Уравнение, определяющее движение релейной системы в скользящем режиме, получается в результате подстановки выражения (2) в уравнение (1)

$$z(p) = \frac{W_0(p)}{W_0(p) + W_1(p)} \cdot y^*(p)$$
 (3)

Это уравнение соответствует системе, структурная схема которой изображена на рис.5, если заменить релейный элемент линейным усилителем с бесконечно большим коэффициентом усиления. Уравнение (3) справедливо также и для системы, структурная схема которой приведена на рис.6, откуда следует вывод о том, что на движение релейной системы, работающей в скользящем режиме, не оказывают влияние параметры линейной части объекта управления, охваченной обратной связью совместно с релейным элементом.



Рисунок 6 – К обоснованию инвариантности

Выводы. Приведенные рассуждения показывают, что релейная система регулирования напряжения автомобильной генераторной установки, относящаяся к классу систем, устойчивых при неограниченном увеличении коэффициента усиления, в скользящем режиме обладает свойством инвариантности по отношению к некоторым параметрическим и координатным возмущениям. Введение в систему управления реле и создание скользящего режима путем охвата обратными связями совместно с релейным звеном линейной части объекта управления позволяет устранить влияние практически всех его переменных параметров, а также внешних возмущений на динамические свойства и получить теоретически любой желаемый переходный процесс. Своим распространением релейные системы обязаны не только простоте конструкции регуляторов, позволившей задолго до развития полупроводниковой электроники реализовать высокоэффективные законы управления. В основе универсальности таких систем лежит независимость настроек регулятора как от условий функционирования системы, так и от ее параметров наряду с максимальным соответствием характера работы регулятора импульсному способу оказания управляющих воздействий, единственно возможному для многих систем по энергетическим соображениям.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Ильин Н.М., Ваняев В.Я., Тимофеев Ю.Л. Электрооборудование автомобилей. Москва, «Транспорт», 1978.
- 2. Электрооборудование автомобилей. Справочник. Под ред. проф. Ю.П.Чижкова. Москва, «Транспорт», 1993.
- 3. Уткин В,И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. М.: Наука, 1981. – 367с.
- 4. Садовой А.В., Сухинин Б.В., Сохина Ю.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами. Киев; ИСИМО, 1996. 298с.

АЛЕКСЕЕВ И.А., к.т.н., доцент ТРИКИЛО А.И., к.т.н., доцент АЛЕКСЕЕВА Ю.А.*, преподаватель

Днепродзержинский государственный технический университет *Днепродзержинский энергетический техникум

ПРОМЫШЛЕННЫЙ ЭЛЕКТРОННЫЙ МЕТОД КОСВЕННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ПРОФИЛЯ НАКАТЫВАЕМОЙ РЕЗЬБЫ

Введение. Внедрение процессов профильной накатки сдерживается незначительным объемом выпуска соответствующего оборудования, недостаточным использованием его резервов, моральным износом существующего на предприятиях оборудования, низким уровнем автоматизации.

Приведение качественных характеристик профилей к уровню требований европейских и мировых стандартов возможно двумя путями: внедрения нового, преимущественно импортного оборудования или создания автоматизированных систем контроля и управления процессом формообразование на уже существующем оборудовании.

Определение параметров профиля непосредственно при формообразовании возможно только путем остановки технологического процесса. Как правило, параметры резьбы определяются после процесса накатки путем усреднения в объемах выборки. И в первом, и во втором случае задача определения момента перехода процесса накатки из режима «незаполненных» контуров в режим «заполненных» контуров инструмента становится практически невыполнимой. Это приводит к понижению класса точности накатываемой резьбы и ухудшению физических и механических характеристик полученного профиля.

Постановка задачи. Основной задачей является исследование влияния текущей геометрии профиля накатываемой резьбы на величину электрического сопротивления очага деформации и координату положения подвижного инструмента с целью определения момента перехода процесса накатки из режима «незаполненных» контуров накатного инструмента в режим «заполненных», т.е. стадии достижения наружным диаметром резьбы максимально возможного значения.

Идея работы состоит в разработке методики определения геометрических параметров профиля накатываемой резьбы, не требующей остановки процесса формообразования.

Объект исследований: технологический процесс накатки внешних профилей.

Предмет исследований: закономерности изменения электрических и силовых характеристик очага деформации в зависимости от стадий протекания технологического процесса накатывания наружного резьбового профиля.

Результаты работы. Электрическое сопротивление очага деформации является параметром, связывающим механические показатели процесса накатки с параметрами токового режима [1]. Проведем анализ электрической цепи накатной ролик-заготовканакатной ролик. Полное сопротивление заготовки складывается из двух контактных сопротивлений на переходах валок-заготовка и сопротивления самой заготовки. Точное определение связи между переходным сопротивлением, формой поверхности соприкосновения и удельным сопротивлением соприкасающихся элементов (инструмент и заготовка), зависящим от температуры, связанно с большим объемом математических выкладок[2].

Для случая накатывания профиля резьбы и соответственно образованию контакта профилеобразующего инструмента с телом заготовки характерны четыре временных этапа: 1) врезание инструмента в заготовку; 2) формирование профиля, накатка в «незаполненных» контурах инструмента; 3) накатка в «заполненных» контурах; 4) этап разрушения заготовки (аварийная ситуация). Рассмотрим закономерность изменения электрического сопротивления отдельно на каждом из этапов при накатывании резьбы метрического профиля.

Этап врезания инструмента в обрабатываемую поверхность заготовки. Эквипотенциальные поверхности будут представлять собой эллипсоиды, форма которых с увеличением расстояния от поверхности соприкосновения будет все более приближаться к форме полушария. Контактная поверхность представляет собой круг, возникший из эллипсоида вследствие равенства его осей (рис.1). Для переходного сопротивления обеих полусфер с учетом наличия двух переходов инструмент-заготовка получим выражение:

$$R_{nep \ 1} = \rho \cdot \left(\frac{l_{pes}}{P_{pes} \cdot a_1} \right),\tag{1}$$

где I_{pes} – длина резьбы, *м*; P_{pes} – шаг накатываемой резьбы, *м*;

ρ – удельное сопротивление материала заготовки, *Ом-м*;

а₁ – радиус круговой поверхности соприкосновения, *м*.

Подставляя геометрические соотношения профиля метрической резьбы согласно ГОСТ получим предельное значение переходного сопротивления на этапе врезания инструмента:

$$R_{nep \ 1} \approx 20,785 \cdot \rho \frac{l_{pe3}}{H_{pe3}^2}$$
, (2)

где *H*_{*peз*} – высота профиля резьбы.

На практике формула переходного сопротивление (2) при достаточно больших размерах контактов (накатка крупной резьбы) соответствует результатам эксперимента если:

- а) между контактами нет поверхностной пленки (окислы, смазывающая и охлаждающая жидкость), сопротивление которой соизмеримо с переходным сопротивлением;
- б) отдельные контактные точки находятся на таком расстоянии, что линии тока не влияют одна на другую;

в) проходящие через них токи и усилие прокатки настолько малы, что джоулева теплота лишь незначительно изменяет контактное сопротивление.

При более толстых химических пленках, таких как окислы и сульфиды, сопротивление пленки обычно больше переходного сопротивления. Общее контактное сопротивление в таком случае нельзя вычислить простым сложением сопротивления поверхностной пленки и переходного сопротивления чисто металлического контакта, как можно вначале предположить, так как поверхностная пленка изменяет распределение линий тока вблизи поверхности соприкосновения. Распределение плотности тока на поверхности соприкосновения становится более равномерным, переходное сопротивление увеличивается.

Этап формирования профиля. На этом этапе контакт заготовки и инструмента осуществляется не только вершиной профиля зуба инструмента, но и боковыми поверхностями зуба. В работах [2,3] показано, что объемное сопротивление заготовки как минимум на порядок меньше переходного. Тогда можно сделать допущение, что контактные поверхности a_1 и a_2 лежат в одной плоскости, а поверхность контакта каждой из них близка к окружности. По аналогии с выражениями (1) и (2) после несложных математических преобразований получим:

$$R_{nep\ 2}^{\prime} = \frac{2\rho}{a_2} \cdot \frac{l_{pe3}}{P_{pe3}} , \qquad (3)$$

$$R_{nep2} = R_{nep1} \left\| R_{nep2}' = 2 \cdot \frac{l_{pe3}}{P_{pe3}} \cdot \frac{\rho^2}{2 \cdot a_1 + a_2} \right\| .$$
(4)



Рисунок 1 – Контактная поверхность

Используя основные геометрические соотношения для метрического профиля резьбы, в конце данного этапа получим следующее значение переходного сопротивления:

$$R_{nep2} = 2 \cdot \frac{\rho \cdot \frac{6 \cdot l_{pe3}}{H_{pe3}}}{\frac{H_{pe3}}{\sqrt{3}} + \frac{5 \cdot H_{pe3}}{4 \cdot \sqrt{3}}} \approx 9,238 \cdot \rho \cdot \frac{l_{pe3}}{H_{pe3}^2} , \qquad (5)$$

где *l*_{*peз*} – длина накатываемой резьбы, *м*.

Этап накатывания в заполненных контурах профиля инструмента. На этом этапе электрический контакт заготовки и инструмента осуществляется по всей поверхности профиля. Если принять допущения, сделанные на предыдущем этапе, и предположить, что контактные поверхности a_1 , a_2 и a_3 лежат в одной плоскости и по форме близки к окружности, переходное сопротивление определится выражением:

$$R_{nep3} = R_{nep1} \left\| R_{nep2}^{\prime} \right\| R_{nep3}^{\prime} = \frac{l_{pe3}}{H_{pe3}} \cdot \frac{\rho}{2a_1 + 2a_3 + a_2} \quad , \tag{6}$$

где R_{nep1} , R_{nep2} – сопротивление, вносимое контактными площадками a_1 и a_2 соответ-

ственно.

По окончанию этапа переходное суммарное сопротивление составит:

$$R_{nep3} \approx 0.7938 \cdot \rho \cdot \frac{l_{pe3}}{H_{pe3}^2}$$
(7)

Стадия разрушения заготовки. Если параметры процесса формообразования выбраны неверно или физические и механические свойства подката имеют значительное отклонение от нормы (завышенное усилие и время накатки, повышенный диаметр заготовки и т.д.) возможно наступление этапа разрушения заготовки. В этом случае площадь контакта заготовки и инструмента будет изменяться случайным образом до момента полного разрушения заготовки. Электрическое сопротивление очага деформации будет увеличиваться и на конечной стадии станет равным сопротивлению очага деформации при отсутствии заготовки.

Примем полное время накатки профиля резьбы за 100%. Тогда, согласно существующих методик выбора параметров процесса формообразования этап врезания инструмента в заготовку составляет около 10% суммарного времени процесса, формирование профиля – 80%, накатка в режиме заполненных контуров – 10%. На рис.2 показана теоретическая зависимость изменения электрического сопротивления очага деформации при накатке метрического профиля резьбы. Там же приведены предельные теоретические значения сопротивления очага деформации по окончанию каждого из характерных этапов формирования профиля.



Рисунок 2 – Изменение электрического сопротивления очага деформации от стадий формирования профиля резьбы

Влияние усилия накатки на сопротивление очага деформации. Предыдущие расчеты были сделаны с условием, что площадь контакта на каждом из этапов накатки не может быть больше предельной величины, определяемой геометрией профиля резьбы. Однако это справедливо лишь для случая, если подкат и инструмент считать идеально жесткими телами. В действительности металл деформируется, если на него воздействуют силы в одном преимущественном направлении. Если это усилие невелико, то деформация будет упругой, т. е. после исчезновения давления тело снова примет первоначальную форму, если же давление превышает определенную для данного вещества границу, то вещество пластически деформируется, вследствие чего возникает остаточная деформация. При накатывании наблюдается как упругая (инструмент), так и пластическая деформация (подкат).

При достаточно больших контактных усилиях количество и форма площадок соприкосновения теоретически не могут быть определены. Кроме того, надо принять во внимание и тот факт, что только часть поверхности соприкосновения является металлически чистой. В работе [4] предложен экспериментально полученный закон для общего контактного сопротивления при технически чистых поверхностях:

$$R_{\kappa} = k\rho P^{-n} \quad , \tag{8}$$

в котором значение *n* изменяется от 0,9 до 1 в зависимости от соотношения между чис-

то металлической и всей поверхностью, несущей нагрузку. Постоянная величина *k* характеризует состояние контактной поверхности.

Рассмотрим идеализированную модель изменения площади контакта заготовки и инструмента под действием усилия накатки. Пусть заготовка представляет собой цилиндр диаметром d_0 и длиной I_{pe3} , равной длине накатываемой резьбы. Исходя из равенства конечных объемов заготовки до и после деформации, а также, пренебрегая удлинением заготовки в ходе формообразования составляющим не более 1%, будем иметь:

$$\left. \begin{array}{c} V_0 = \pi \cdot d_0^2 \cdot l_{pe3} \\ V = \pi \cdot d_1 \cdot d_2 \cdot l_{pe3} \end{array} \right\}$$

$$(9)$$

При $V_0 = V = const$ и $l_{pes} = const$, а также приняв, что

$$d_1 = d_0 - \frac{P_{HAK}}{C_{no\delta\kappa}} , \qquad (10)$$

где $P_{\mu\alpha\kappa}$ – распорная составляющая усилия накатки; $C_{nod\kappa}$ – жесткость подката, после несложных математических операций получим:

$$d_2 = \frac{d_0^2}{d_0 - \frac{P_{HAK}}{C_{nod\kappa}}} \quad . \tag{11}$$

Учитывая, что площадь контакта инструмента и заготовки пропорциональна изменению диаметра и имеется два перехода инструмент-заготовка, можно записать:

$$R_{nep} \cong \frac{2 \cdot d_0^2}{d_0 - \frac{P_{HAK}}{C_{no\delta\kappa}}} \quad . \tag{12}$$

Введем коэффициент *k*, равный отношению переходного сопротивления заготовка-инструмент без приложения усилия накатки к переходному сопротивлению при формировании резьбы:

$$k = R_{0nep} / R_{nep} \quad . \tag{13}$$

На рис.2 показана зависимость коэффициента *k* от жесткости подката для различных усилий накатки. Из полученных зависимостей следует, что приложение усилия к контакту инструмент-заготовка способствует снижению переходного сопротивления до 15% относительно начального значения.

Как результат, кривая зависимости сопротивления очага деформации на этапах формообразования пройдет несколько ниже, но в целом не изменит полученной ранее закономерности.

Влияние поверхностного сопротивления. При формообразовании между поверхностями заготовки и инструмента образуется пленка (смазывающая и охлаждающая жидкость, окислы на рабочих поверхностях и т.п.) толщиной d и удельным сопротивлением ρ_n . Тогда дополнительное сопротивление в цепи тока выразится формулой:

$$R_n = \frac{\rho_n \cdot d}{a_k},\tag{14}$$

где *а_к* – площадь контакта.

В работе [2] показано, что при весьма тонких поверхностных пленках их сопротивление R_{κ} зависит только от толщины d, а не от вида пленки.

Общее контактное сопротивление R_{κ} , складывающееся из переходного сопротивления R_{nep} и сопротивления поверхностных пленок R_n , примет тогда для данного случая следующий вид:

$$R_{\kappa} = \frac{\rho}{2 \cdot a} + \frac{\rho_n \cdot d}{\pi \cdot a}, \qquad (15)$$

где R_{κ} – контактное сопротивление, O_{M} ; ρ , ρ_{n} – удельные сопротивления контактного материала и поверхностной пленки, O_{M-M} ; a – радиус поверхности соприкосновения, M.

Удельное сопротивление поверхностной пленки является величиной, значение которой можно определить только экспериментальным путем. При разработке же подсистемы контроля параметров формообразования на основании закономерности изменения электрического сопротивления очага деформации необходимо учитывать так называемое явление фриттинга[2]. Предварительно проведенные экспериментальные исследования показали, что для резьбы М 14х1,25 длиной более 20 мм величина тока, протекающего через очаг деформации, должна составлять не менее 500 А.

Выводы.

1. Электрическое сопротивление очага деформации определяется двумя составляющими: объемным сопротивлением заготовки и сопротивлением перехода инструмент-заготовка. Полное сопротивление заготовки как минимум на порядок больше объемного сопротивления, поэтому можно считать полное сопротивление равным удвоенному контактному сопротивлению. Таким образом, возможно определение величины заполнения контуров инструмента материалом заготовки (накатка в «незаполненных» и «заполненных» контурах) по закономерности изменения электрического сопротивления очага деформации.

2. При разработке подсистемы контроля параметров формообразования на основании закономерности изменения электрического сопротивления очага деформации необходимо учитывать явление фриттинга, заключающееся в том, что при достижении некоторого порогового напряжения, зависящего от вида и толщины поверхностной пленки, сопротивление резко исчезает, и контактное напряжение достигает 0,3-0,5 В (так называемый «А-фриттинг»). Существует и «Б-фриттинг», который наблюдается при напряжениях 0,01-0,2 В и выражается в скачкообразном падении сопротивления в 10 раз. С учетом этого, подводимое к очагу деформации электрическое напряжение должно превышать напряжение «А-фритинга», т.е. напряжение 0,5-1 В.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Щукин В.Я., Лущик Э.А. Совершенствование поперечно-клиновой прокатки в машиностроении/ Бел. НИИНТИ. Мн., 1980.
- 2. Аскинази Б.М. Упрочнение и восстановление деталей электромеханической обработкой. Л: Машиностроение, 1977. 18 с.: ил.
- Бойко В.И. и др. Устройство управления поперечно-клиновой прокаткой с воздействием электрическим током // Кузнечно-штамповочное производство. – 1987. – №2. – С.28-30.
- 4. Бойко В.И. и др. Влияние регулируемого нагрева в очаге деформации на выравнивающие действия прокатной клети // Известия вузов. Черная металлургия. – 1987. – №3. – С.87-91.

АЛЕКСЕЕВ И.А., к.т.н., доцент ТРИКИЛО А.И., к.т.н., доцент ЕРШОВ С.В., д.т.н., професор АЛЕКСЕЕВА Ю.А.*, преподаватель

Днепродзержинский государственный технический университет *Днепродзержинский энергетический техникум

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРАМИ НАКАТКИ ВНЕШНИХ РЕЗЬБОВЫХ ПРОФИЛЕЙ

Введение. Важной задачей развития промышленности Украины является внедрение мероприятий по уменьшению отходов и затрат металлопродукции. Основным направлением достижения поставленной цели является замена технологических процессов резания металла на более экономичные - пластического формирования профилей резьбы.

Эффективный вклад в развитие прогрессивных ресурсосберегающих технологий может внести широкое применение поперечно-профильной накатки (ППН). Процесс в 5-20 раз увеличивает производительность труда, повышает коэффициент использования металла с 0,35-0,45 до 0,85-0,95 в сравнении с резанием на токарных автоматах. Укрепление внешних слоев накатанных профилей резьбы способствует повышению их усталостной прочности в 1,5-2 раза, износостойкости - на 20-40 процентов. Чистота поверхности накатанных профилей соответствует 8-10 квалитету.

Совмещение задач скоростного перемещения и точного позиционирования в системе управления приводом подвижного суппорта, реализованной в машинах типа UPWS – 8, 16, 25, является антагонистичным и не позволяет без организации дополнительных процедур управления обеспечить возросшие требования к механическим и геометрическим параметрам накатываемого профиля [1,2].

Постановка задачи. Основной задачей исследования является повышение точности накатывания внешних профилей резьбы путем разработки интеллектуальной системы управления, способной работать в условиях нечеткого определения технологических параметров.

Идея работы состоит в разработке многоконтурной адаптивной системы управления, использующей итерационные алгоритмы работы с нечеткой информацией. Объект исследований: технологический процесс накатки внешних профилей.

Предмет исследований: автоматизированные системы управления процессом формообразования резьбы, использующие итерационные алгоритмы работы с нечеткой информацией.

Результаты работы. Для управления процессом формообразования используются следующие датчики технологической информации (рис.1):

- 1. ДД датчик давления рабочей жидкости в полости гидравлической системы привода подвижного инструмента;
- 2. ДП датчик перемещения подвижного суппорта в ходе формообразования;
- 3. ДС датчик электрического сопротивления очага деформации;
- 4. ДТ датчик температуры накатного инструмента.

Исполнительным механизмом является гидравлический привод подвижного инструмента с соответствующими электросиловыми цепями управления и таймером накатки.

Управление обеспечивается следующими пятью контурами регулирования:

1.Контур регулирования по возмущению (нагреву и износу инструмента).

2. Контур стабилизации усилия прижима подвижного инструмента.



3. Контур стабилизации рабочего зазора между накатными роликами.

- 4. Нечеткий регулятор.
- 5. Контур адаптации базы правил нечеткого регулятора.

Контур регулирования по возмущению.

Разомкнутый контур регулирования по возмущению предназначен для компенсаций изменений прокатного зазора, происходящего под влиянием нагрева и износа инструмента.

Контур стабилизации усилия прижима подвижного инструмента.

Контур регулирования по отклонению давления рабочей жидкости в полости гидроцилиндра предназначен для стабилизации усилия прижима подвижного инструмента в горизонтальной плоскости, в случае применения специализированных методов повышения точности профиля, непосредственно после накатки или без проведения процедуры выдавливания профиля. К ним относятся калибровка, выглаживание, балансировка относительно центральной оси заготовки.

Контур стабилизации рабочего зазора между накатными роликами.

Основной контур предназначен для компенсации изменений прокатного зазора, появляющихся при накатке профиля под влиянием входной флуктуации диаметра заготовки.

Нечеткий регулятор.

Нечеткий регулятор предназначен для определения управляющих воздействий на основании нечетких оценок состояния объекта управления с использованием лингвистической базы знаний [3,4].

Входные лингвистические переменные:

RE – изменение активного сопротивления очага деформации;

SE – изменение координаты положения подвижного суппорта.

Выходные лингвистические переменные:

НР – изменение усилия прижима подвижного суппорта;

HN – изменение количества циклов нагружения.

Значения лингвистических переменных:

NVВ – отрицательное большое;

NB – отрицательное среднее;

NM – отрицательное малое;

NS – отрицательное, близкое к нулю;

О – близкое к нулю;

PS – положительное, близкое к нулю;

РМ – положительное малое;

РВ – положительное среднее;

PVВ – положительное большое.

Управляющие правила, связывающие лингвистические значения входных и выходных переменных, имеют вид: если изменение сопротивления очага деформации = Ai и если изменение координаты положения подвижного суппорта = Bi, то изменение усилия прижима суппорта равно Ci, а изменение количества циклов нагружения равно Di", где Ai, Bi, Ci, Di – лингвистические значения.

Набор правил задавался базой правил управления (табл.1).

Прежде, чем использовать ту или иную систему управления реальным объектом, или тот или иной алгоритм управления, экономичней применять предварительное моделирование для изучения свойств алгоритмов: скорости сходимости, остаточных ошибок, чувствительности к помехам, влияния взаимосвязи переменных.[5].

	Изменение со- противления очага деформа- ции, RE	Изменение коор- динаты положе- ния подвижного суппорта, SE	Усилие прижима суппорта, НР	Количество цик- лов нагружения, HN
1	PR	NS	NVB	NVB
2	OR	NS	NB	NB
3	NR	NS	NM	NM
4	PR	OS	NS	NS
5	OR	OS	0	0
6	NR	OS	PS	PS
7	PR	PS	PM	PM
8	OR	PS	PB	PB
9	NR	PS	PVB	PVB

Таблица 1 – База правил управления

Моделирование с использованием компьютерной техники и современного программного обеспечения может быть проведено в ускоренном масштабе времени. На получение достоверных результатов может быть затрачено во много раз меньше времени, чем при проверке алгоритмов в производственных условиях. Конечно, моделирование не может заменить промышленного испытания системы. Но моделирование позволяет получить качественные, а иногда и количественные соотношения, помогающие инженеру грамотно подойти к конструированию и эксплуатации системы управления.

Моделирование работы системы управления с контуром нечеткого регулятора проводилось в среде Matlab 7.0. На рис.2 показаны осциллограммы изменения основных технологических параметров, полученные при моделировании работы в случае ступенчатого изменения диаметра заготовки с 13,18 мм до 13,14 мм. Как видно из графика, при работе нечеткого регулятора наружный диаметр накатанной резьбы не опускается ниже минимально допустимого для класса точности 6g (13,76 мм), а уже после прокатки примерно 50 заготовок начинается его повышение. Моделирование работы других контуров системы управления при тех же возмущающих воздействиях показывает их неспособность автономно поддерживать минимально допустимые параметры профиля резьбы.

Выводы.

1. В разработанной системе комбинированного управления усилие прижима подвижного инструмента не стабилизируется, как принято, а наоборот изменяется в зависимости от результатов косвенного измерения диаметра детали и высоты профиля. Такой подход позволяет на 10-15% снизить количество брака при одновременном снижении технологических требований к параметрам заготовки.

2. Моделирование работы системы, проведенное в программной среде Matlab 7.0, показало:

a) имеющийся на профиленакатной машине серии UPWS-16 базовый режим стабилизации усилия прижима суппорта не позволяет стабилизировать высоту профиля накатываемой резьбы в классе точности 6g при относительных изменениях диаметра заготовки в пределах 10%;

б) режим стабилизации зазора между накатными роликами достигается путем изменения усилия прижима суппорта, изменением количества циклов нагружения заготовки в очаге деформации, либо одновременной коррекцией перечисленных параметров. Независимо от способа исполнения данный режим работы позволяет стабилизи-



Рисунок 2 – Моделирование работы нечеткого регулятора (НР) при уменьшении диаметра заготовки с 13,18 до 13,14мм

ровать наружный диаметр резьбы в классе точности 6g только для условия повышения диаметра заготовки на 5-7% относительно номинального;

в) работа нечеткого регулятора на основании косвенных оценок величины наружного диаметра позволяет достигнуть класса точности накатываемого профиля 6g и выше при относительных колебаниях диаметра заготовки в пределах 10-15%, что для резьбы M14x1,25 составляет 13,14-13,24 мм. Для использованных в схеме алгоритмов поиска базовых значений технологических параметров уточнение их величины производится после накатки 10-20 профилей.

3. Систему управления технологическим процессом поперечно-профильной накатки необходимо организовывать как многоконтурную с использованием в адаптивном контуре регулятора, построенного на основе теории нечетких множеств и нечеткой логики и позволяющего проводить уточнение начальной базы знаний и управляющих воздействий согласно выбранного критерия качества управления непосредственно во время формообразования, используя итерационные алгоритмы.

Количество задействованных в работе системы контуров регулирования должно изменяться в зависимости от требований к классу точности накатываемой резьбы и параметров процесса формообразования.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Бойко В.И., Алексеев И.А. Комбинированная цифровая система управления процессом накатки профилей резьбы // Вісник Технологічного університету Поділля. — Хмельницький 2003р. — Том 1. — № 1. (51). — С.30-34.
- Бойко В.И., Алексеев И.А., Лыкасов А.Н. Управление процессом накатки профиля сложной формы // Труды Одесского политехнического университета: Научный и производственно-практический сборник по техническим и естественным наукам. – Одесса, 2001. – Вып. 3(15). – С. 24-27.
- 3. Zadeh L. A. Fuzzy Algoritms//Inform. a. Control. 1965. Vol. 12, № 2. P.94-102.
- 4. Борисов А. Н., Алексеев А. В., Меркурьева Г. В. и др. Обработка нечеткой информации в системах принятия решений. М.: Радио и связь, 1989. — 304с.
- 5. Данилов Ф.А. и др. Адаптивное управление точностью прокатки труб. М.: Металлургия, 1980. – 280с.: ил.

УДК 681.2.08.535-92

САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор САФОНОВ В.В.*, к.т.н., профессор СТРЕЖЕКУРОВ Э.Е., к.т.н., доцент ВЬЮНЕНКО Е.А.*, студент

Днепродзержинский государственный технический университет *Приднепровская государственная академия строительства и архитектуры

УЛУЧШЕНИЕ МИКРОКЛИМАТА ПРОМЫШЛЕННЫХ И ГРАЖДАНСКИХ ЗДАНИЙ И СООРУЖЕНИЙ ОПТИМИЗАЦИЕЙ ПОДБОРА ТЕПЛОЗАЩИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ И ИССЛЕДОВАНИЯ ИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Введение. При строительстве зданий и сооружений возникают вопросы сбережения тепла внутри помещений, а в некоторых случаях отвода избыточного тепла с последующей его утилизацией. Для этого применяются строительные и конструкционные материалы с характеристиками и свойствами, справочные данные о которых могут значительно отличаться от фактических. Поэтому необходимо решать вопросы обеспечения микроклимата и энергосбережения в помещениях за счет современных технологий и применения теплозащитных красок и материалов. Существует широкий спектр уже известных и вновь проектируемых средств теплозащиты, однако для указанных целей далеко не все подходят. Ранее установленные средства теплозащиты изменяют со временем свои свойства, а для вновь создаваемых необходимо их прогнозировать. Тогда возникает необходимость исследования фактической эффективности нанесенных теплозащитных красок и материалов, не разрушая их основы. При этом решается параллельная задача обеспечения безопасных условий труда на рабочих площадках и в помещениях. Этого можно достичь использованием экспресс-метода исследования уже существующих и вновь создаваемых образцов. Однако простые и надежные малогабаритные устройства для осуществления таких исследований бесконтактным способом в Украине отсутствуют.

Постановка задачи. Соответствующий микроклимат, а также безопасность труда на рабочих местах с повышенным тепловыделением достигаются применением современных средств теплозащиты и энергосбережения. Высокой эффективности таких средств можно добиться путем учета спектрального распределения энергии излучения в рабочих помещениях и на рабочих местах, оптических свойств теплозащитных материалов и выбора вида и конструкции средств теплозащиты и энергосбережения. Степень теплозащиты и благоприятные санитарно-гигиенические условия зависят от таких свойств материалов, как отражающая и поглощающая способность поверхности, степень черноты, теплопроводность и электропроводность поверхностного слоя. Необходимость бесконтактного определения основные характеристик строительных и отделочных материалов экспресс-методом выдвигает задачу создания соответствующих средств измерительной техники.

Результаты работы. Существует ряд зависимостей удельного электрического сопротивления материалов от их теплопроводности, отражающей, пропускающей, поглощающей способности и степени черноты. В свою очередь все вышеуказанные параметры зависят от температуры и длины волны источника излучения. Для обобщения и приведения этих параметров к зависимостям от одного из них, легко и непосредственно измеряемому дистанционно, проведем ряд преобразований.

Существует зависимость [1, 2] спектральной степени черноты $\varepsilon_{\lambda T}$ от удельного сопротивления материала и длины волны излучателя:

$$\varepsilon_{\lambda T} = 0.365 \sqrt{\frac{\rho_0}{\lambda}}, \qquad (1)$$

где $\varepsilon_{\lambda T}$ – спектральная степень черноты; ρ_o – удельное сопротивление, Ом·м; λ – длина волны максимума излучения, мкм;

Зависимость (1) называется аппроксимацией Друде и верна для длин волн $\lambda > 5$ мкм.

Зависимость

$$\varepsilon_{\lambda T} = 0.365 \sqrt{\frac{\rho_0}{\lambda}} - 0.0667 \frac{\rho_0}{\lambda} + 0.06 \sqrt{\left(\frac{\rho_0}{\lambda}\right)^3} , \qquad (2)$$

предложенная Хагенсом и Рубенсом, справедлива с достаточной точностью для длин волн $\lambda > 1$ мкм.

Ашкинас [3] предложил определять степень черноты металлов по формуле

$$\varepsilon_{\lambda T} = 3,49 \sqrt{\rho_0 \frac{T}{100}} \,. \tag{3}$$

Преобразовав формулу (3), получим выражение

$$\varepsilon_{\lambda T}^{2} = \frac{3,49^{2}}{100} \rho_{0}T = 0,1218 \rho_{0}T .$$
(4)

Выразим удельное сопротивление материала ρ_o через спектральную степень черноты $\varepsilon_{\lambda T}$ и температуру материала *T*:

$$\rho_0 = \frac{\varepsilon_{\lambda T}^2}{0.1218\,T} = 8.21 \frac{\varepsilon_{\lambda T}^2}{T}.$$
(5)

Известно, что спектральная отражающая способность $\rho_{\lambda T}$ связана со спектральной поглощающей способностью $\alpha_{\lambda T}$ соотношением:

$$\rho_{\lambda T} = 1 - \alpha_{\lambda T} \,. \tag{6}$$

Исходя из положения, что спектральная степень черноты $\varepsilon_{\lambda T}$ равна спектральной поглощающей способности материала $\alpha_{\lambda T}$, подставим формулу (6) в выражение (5):

$$\rho_0 = \frac{(1 - \rho_{\lambda T})^2}{0.1218 T}.$$
(7)

Таким образом, спектральная поглощающая способность материала и его температура также приведены к удельной электропроводности.

Произведя несложные преобразования выражений (1)-(7), получим:

$$\varepsilon_{\lambda T} = 0.365 \sqrt{\frac{\lambda (1 - \rho_{\lambda T})^2}{\lambda (0.365)^2}} = 1 - \rho_{\lambda T}.$$
 (8)

Зависимость (8) позволяет осуществить уточненное определение спектральной степени черноты материала $\varepsilon_{\lambda T}$ через длину волны λ и спектральную отражающую способность $\rho_{\lambda T}$. Следует отметить, что зависимости (7) и (8) справедливы для непрозрачных материалов.

Важной характеристикой теплозащитных материалов является их теплопроводность ность Λ [Вт/м·К], которая может быть вычислена по формуле [4, 5]

$$\Lambda = 2,5 \cdot 10^{-6} T \frac{1}{\rho_0}$$
 (9)

В зависимость (9) входит удельное электрическое сопротивление материала и температура. Подставив зависимости (1 - 7) в (9), получим:

$$\Lambda = 3,045 \cdot 10^{-7} \frac{T^2}{(1 - \rho_{\lambda T})^2} \quad . \tag{10}$$

Спектральная отражающая способность по нормали к поверхности материалов менее всего зависит от состояния поверхности и может быть определена с большой точностью, поэтому ее целесообразно положить в основу определения в соответствии с выражения (7), (8), (9), (11) основных характеристик теплозащитных материалов:

- удельной электропроводности материала

$$\rho_0 = \frac{(1 - \rho_{\lambda T})^2}{0.1218T} \quad ; \tag{11}$$

- спектральной степени черноты материала

$$\varepsilon_{\lambda T} = 1 - \rho_{\lambda T}; \qquad (12)$$

- спектральной поглощающей способности

$$\alpha_{\lambda T} = 1 - \rho_{\lambda T} . \tag{13}$$

- теплопроводности материала

$$A = 3,045 \cdot 10^{-7} \frac{T^2}{(1 - \rho_{\lambda T})^2} \quad . \tag{14}$$

Для всех этих зависимостей характерно, что величины $\varepsilon_{\lambda T}$ и λ для одного и того же материала в зависимости от температуры могут иметь различные значения. Существует такая точка X_{λ} , в которой выполняется условие $\frac{d\varepsilon_{\lambda T}}{dT} = 0$. Следовательно, в этой точке $\varepsilon_{\lambda T}$ не зависит от температуры при определенной длине волны. При $\lambda > \lambda_X$ значение $\frac{d\varepsilon_{\lambda T}}{dT} > 0$, а при $\lambda < \lambda_X$ значение $\frac{d\varepsilon_{\lambda T}}{dT} < 0$

Для железа и его сплавов область точек X_{λ} лежит в пределах 1-1,5 мкм, для алюминия в пределах 1,5-2,0 мкм. Эти данные получены путем построения ряда кривых на основании расчетных и справочных данных зависимости $\varepsilon_{\lambda T}$ от λ при различных температурах.

Для электроизолирующих материалов зависимость основных характеристик от отражающей способности намного сложнее, т. к. необходимо учитывать и коэффициент пропускания $\tau_{\lambda T}$.

Обычно оптические характеристики теплозащитных и энергосберегающих материалов исследуют в лабораторных условиях на стационарных установках. Однако необходимо определять эффективность уже установленных и работающих в производственных условиях средств энергосбережения и теплозащиты. При изъятии образца из готовой работающей конструкции для обычных методов исследования нарушается структура и состояние поверхности теплозащитного материала, что искажает результаты исследований. В таких случаях наиболее эффективным является экспресс-метод неразрушающего контроля. Однако известные приборы для выполнения такого контроля [6, 7, 8] требуют непосредственного контакта с исследуемым материалом и специальной подготовки его поверхности. Для определения оптических характеристик теплозащитных материалов, таких как металлические поверхности, металлизированные ткани и полимерные материалы нужен другой принцип неконтактного и неразрушающего контроля, который реализован в разработанном приборе – рефлектометре. Его испытания и внедрение показали, что по сравнению с обычными лабораторными методами значительно (в 20-50 раз) увеличивается производительность, существенно (в 10-20 раз) снижаются затраты на проведение эксперимента по определению эффективности теплозащитных материалов экспресс-методом.

Функциональная схема рефлектометра приведена на рис.1.

Принцип действия рефлектометра основан на отражении модулированного инфракрасного излучения от исследуемой поверхности 1. В качестве источника инфракрасного излучения использован инфракрасный светодиод с шириной спектра излуче-

ния 1-2 мкм (2), который питается от генератора (6) импульсов, модулируемых задающим генератором 7, получающим питание от источника 8. Отраженная часть инфракрасного излучения попадает на вогнутое зеркало 5, фокусируется на конденсоре 4 и направляется на фотодиод 3, сигнал с которого передаётся на усилитель 9 с блоком индикации 10.



Рисунок 1 – Функциональная схема рефлектометра

Внешний вид рефлектометра представлен на рис.2. Датчик рефлектометра устанавливается для калибровки на образцовой эталонной пластине. В качестве исследуемой поверхности использовались такие материалы, как дерево, кирпич, стекло, оштукатурные стены, пластические массы, ткани из натуральных и искусственных волокон, пропитанные специальными составами и покрытые алюминиевой фольгой, окрашенные, обработанные химическими веществами металлические поверхности.

Рефлектометр имеет следующие характеристики:

- Предел измерения отражающей способности, в % 100
- Погрешность измерения, не более, %
- Вес, не более, кг
- Потребляемая мощность, не более, Вт
- Время измерения, сек

1 до 5

5

1



Рисунок 2 – Внешний вид рефлектометра

Созданный прибор разработан на основании формул (11)-(14), которые привязывают ряд теплофизических характеристик испытываемых материалов к единому показателю – отражающей способности инфракрасной области.

Поскольку эти зависимости наиболее точны и приемлемы в ближней области спектра инфракрасного излучения, то в качестве излучателя применен инфракрасный светодиод, имеющий максимум излучений длин волн 1-2мкм.

Калибровка усилителя 9 и блока индикации 10 осуществляется в соответствии с зависимостями (11)-(14) по измеренной отражающей способности материала.

Выводы. На основе зависимости основных оптических и теплофизических характеристик от отражающей способности поверхностного слоя теплозащитных материалов разработан и внедрен прибор рефлектометр для экспресс-анализа этих характеристик. Рефлектометр позволяет определять эффективность энергосберегающих материалов на стадии их эксплуатации и проектирования.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Бураковский Т., Гизиньский Е., Соля А. Инфракрасные излучатели / Пер. с польско-го: Л.: Энергия, 1978. 408с.: ил.
- 2. Линевег . Измерение температур в технике: Справочник / Пер.с нем. М.:Металлургия, 1980. 544с.
- Космическая оптика: Труды IX международного конгресса международной комиссии по оптике / Пер. с англ. А.В.Фролова/ Под ред. В.К.Аблекова. – М.: Машиностроение, 1980. – 536с
- 4. Дерибере М. Практические применения инфракрасных лучей. Пер. с франц. М.: Госэнергоиздат, 1959. – 440с.
- 5. Исследование отражательной способности теплозащитных материалов. Астронавтика и ракетодинамика. – 1975. – №7. – С.27-42.
- 6. Дуганов Г. В., Чистяков В.А., Стрежекуров Э.Е. Новые приборы для определения теплофизических характеристик горных пород. Сб. Приборостроение. – К., 1972, вып. 12. – С.3-5.
- 7. Дуганов Г.В., Чистяков В.Л., Стрежекуров Э.Е. Новый теплофизический прибор ТПМ-1. Сб. Приборостроение. – К., 1973, вып. 13. – С.17-21.
- 8. Стрежекуров Э.Е., Долгов С.Н., Китаев В.П. Прибор для расчета отражающей способности ИК- излучения различных материалов // Новое в технологии искусственных кож и плёночных материалов: Тез.докл. Иваново.1990. С.11-13.

УДК 62-83:621.313

КЛИМЕНКО Ю.М., к.т.н., доцент САДОВОЙ А.В, д.т.н., профессор КЛИМЕНКО Ю.Ю., аспирант

Днепродзержинский государственный технический университет

СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ КОММУТАЦИОННЫХ ПОТЕРЬ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Введение. Современные концепции развития теории векторного управления асинхронными электроприводами (АЭП), силовой электроники, уровень технологического базиса современной микроэлектроники обуславливают широкое внедрение систем управления, в составе которых используются полупроводниковые силовые транзисторные преобразователи на IGBT-модулях (ПСТМ). Принимая во внимание важность существующей современной проблемы энергосбережения, актуальным является вопрос оптимизации режимов энергопотребления регулируемыми АЭП. При создании таких систем в комплексе должны быть решены задачи синтеза новых структур и алгоритмов управления, обеспечивающих требуемое по условиям технологий качество управления и поиска технических решений, обеспечивающих высокую эффективность электромеханического преобразования энергии и минимальные потери при этом. Высокие качество формирования статических, динамических характеристик и энергоэффективность работы АЭП во многом предопределяются рациональным выбором способа управления ключами ПСТМ.

Постановка задачи. Как показала практика создания таких систем, наиболее эффективными есть структуры векторного полеориентированного управления (ВПУ) короткозамкнутым асинхронным двигателем (КАД), в составе которых используется внутренний трехмерный контур формирования фазных токов (КФФТ). Основой построения КФФТ с разрывным управлением (РУ) является принцип "слежения" [1], в соответствии с которым осуществляют формирование РУ в функции ошибок $\varepsilon_{ip} = i_{sp}^* - i_{sp}$ (p=A,B,C) между заданными i_{sp}^* и реальными значениями i_{sp} фазных токов в неподвижной относительно статора системе координат. Каждый из релейных регуляторов контура замкнут через объект посредством обратных связей по фазным токам i_{sp} и работает в непрерывном скользящем режиме (СР).

Организация СР в КФФТ позволяет обеспечить: - высокое качество динамики формирования тока, достаточное для реализации принципа ВПУ; - ограничение токов до значений, исключающих пробой транзисторов ПСТМ; - достижение инвариантности к возмущающим воздействиям в виде колебаний питающих ПСТМ напряжений и изменений сопротивлений обмоток электродвигателя при их нагреве; - техническую линеаризацию КФФТ и обеспечение компенсации внутренних перекрестных связей при работе релейных регуляторов тока в СР.

При формировании СР в КФФТ: - используют ПСТМ, способный обеспечить высокую частоту коммутации f_{κ} ; - выбирают в процессе синтеза поверхности S_j переключения разрывных управляющих воздействий $U_{sp}(t)$ таким образом, чтобы при движении изображающей точки по этим поверхностям $S_j = 0$ обеспечивались бы требуемые законы управления; - формируют фазовый портрет КФФТ, при котором все фазовые траектории в окрестности $S_j = 0$ или многообразия пересечения поверхностей переключения S(x) = 0 направлены навстречу друг другу, заканчиваются на них; - вырабатывают $U_{sp}(t)$, гарантирующие попадание изображающей точки на поверхность переключения из любого начального положения, возникновение и существование устойчивых СР независимо от изменяющихся в прогнозируемых интервалах возмущающих воздействий; - сведение к нулю ошибок ε_{ip} в течение конечного промежутка времени при средней за период коммутации величине статической ошибки тока $\varepsilon_{ip} \approx 0$ и гистерезисе релейного регулятора тока Δ_{PTp} , стремящемся к нулю.

Выбором поверхностей переключения предопределяют длительность движения изображающей точки в пространстве состояний системы по этим поверхностям и характер скольжения по ним. При отсутствии инерционностей в КФФТ и ПСТМ поверхности переключения выбирают в виде линейных комбинаций ε_{isp} (t), а при наличии в контуре токоограничивающих дросселей, фильтров и иных инерционностей или использовании ключевых элементов с запаздыванием выбор поверхностей переключения осуществляют в виде комбинаций $\varepsilon_{ip}(t)$ и их производных.

На рис.1 приведен пример технической реализации управления одной стойкой КФФТ [2] и осциллограммы исследования формирователя тока, полученные методом

математического моделирования. Формирование тока фазы "А", обеспечивающего создание электромагнитного момента двигателя с уровнями M=2M_{ном} и M=M_{xx} на интервалах времени (0÷t₁) и (t₁÷t), осуществляют в СР методом двуполярной модуляции. При этом релейным регулятором фазного тока (РФТ_A) с гистерезисной характеристикой Δ_{pT} и измерителем рассогласования на входе формируют сигналы управления транзисторами VT1,4, коммутирующими фазу с напряжениями звена постоянного тока преобразователя. Моменты коммутации и полярности напряжений автономного инвертора (АИ) +U_d или -U_d, к которым подключают фазу, определяют по превышению ошибки $\varepsilon_{iA} = i_{sA}^* - i_{sA}$ между заданным i_{sa}^* и истинным i_{sa} значениями тока фазы допустимых уровней, заданных шириной петли гистерезиса Δ_{pTa} . Измерение тока i_{sa} осуществляется датчиком фазного тока (ДФТ).



Рисунок 1 – Пример технической реализации (а) одной стойки ПСТМ, реализованной по методу «слежения» с двухполярной модуляцией, и осциллограммы моделирования (б)

Причем, появления напряжений управления на каждом из транзисторов происходят с задержками во времени по отношению к моментам исчезновения импульсов, вызванным переключениями РФТ из одного в другое устойчивое состояние. Указанные задержки, определяемые параметрами RC цепочек формирователей, вводятся для выключения одного транзисторного ключа перед включением второго и позволяют исключить появление "сквозных" токов в фазах ПСТМ. Частота коммутации ключей является функцией большого количества переменных. Упрощенно ее можно охарактеризовать соотношением

$$f_k = F1(K_{oc}, di_{sp}^*/dt, U_d, k_p, e) / F2(\Delta_{pT}, T_3),$$
 (1)

где К_{ос} – коэффициент обратной связи;

di^{*}_{sp}/dt – скорость изменения сигнала задания тока фазы;

е – ЭДС вращения КАД;

 $\Delta_{\text{рт}}$ – ширина петли гистерезиса РФТ;

Т_э – эквивалентная постоянная времени системы АИ -СТП-КАД

 $T_{9} = L_{9} / R_{9} = (2L'_{s} + L'_{d}) / (2R'_{a} + R'_{d})$ при соединении фаз КАД в "звезду".

Частота коммутации ключей f_к определяет качество и динамику регулирования фазных токов, степень сложности технической реализации системы управления ПСТМ, ее массогабаритные показатели и к.п.д.

В отличие от КФФТ с жестким законом формирования токов по методу ШИМ, в которых она может устанавливаться пользователем в пределах от единиц до десятков килогерц, в системах с СР коммутационные потери не подлежат эффективному управлению. Изменение частоты fk путем выбора ширины петли гистерезиса релейных регу-

ляторов КФФТ не позволяет осуществить эффективное управление в ПСТМ высокодинамичных электроприводов, работающих в условиях значительных возмущающих воздействий. Причинами этого являются большие диапазоны изменения частот переключения и скважностей сигналов управления. Оценку потерь в ключах осуществляют с учетом особенностей конкретного алгоритма управления и динамических свойств выбранных типов ключей ПСТМ.

Полные потери элемента IGBT-модуля определяются на интервале усреднения потерь как сумма потерь проводимости и потерь переключения за вычетом потерь на выводах Pr:

$$P_v = P_s + P_d - P_r.$$
⁽²⁾

При «жесткой» коммутации по методу ШИМ частота f_k выбирается такой, при которой обеспечивается режим непрерывного тока. Силовой IGBT-модуль, представляющий собой транзисторно-диодный ключ, при совпадении направления тока питания АИ с токами фаз будет пропускать ток в прямом направлении, а при несовпадении (независимо от того включен ли соответствующий IGBT-модуль) – в обратном. Анализ возможных состояний IGBT-модулей в ПСТМ позволяет определить рациональный закон управления ключами, обеспечивающий снижение коммутационных потерь без снижения качества формирования фазных токов КАД.

Результаты работы. Для снижения коммутационных потерь разработан алгоритм управления [3] ключами ПСТМ, в соответствии с которым в КФФТ, работающих в СР, дополнительно осуществляют размыкание контуров регулирования токов фаз. На период размыкания контура подключают данную фазу к напряжению одной полярности, а формирование токов осуществляют путем однополярной модуляции в двух других фазах, подключая их к напряжениям противоположной полярности. Причем, размыкаемый в данный момент контур регулирования тока КАД, длительность периода размыкания и порядок размыкания контуров фаз устанавливают по равенству логической единице сигналов Z_A , Z_B и Z_C , определяемых логическими выражениями:

$$Z_{A} = \overline{U}_{B}\overline{U}_{C} + U_{B}U_{C}, \ Z_{B} = \overline{U}_{A}\overline{U}_{C} + U_{A}U_{C}, \ Z_{C} = \overline{U}_{A}\overline{U}_{B} + U_{A}U_{B} \quad , \tag{3}$$

где U_A,U_B и U_C - сигналы управления транзисторами коллекторной группы, вычисляемые по заданиям фазных токов i^{*}_{sp}:

$$U_{A} = \begin{cases} 1, \text{ при } i_{sa}^{*} > 0 \\ 0, \text{ при } i_{sa}^{*} \le 0 \end{cases}, \quad U_{B} = \begin{cases} 1, \text{ при } i_{sB}^{*} > 0 \\ 0, \text{ при } i_{sB}^{*} \le 0 \end{cases}, \quad U_{C} = \begin{cases} 1, \text{ при } i_{sc}^{*} > 0 \\ 0, \text{ при } i_{sc}^{*} \le 0 \end{cases}$$

 $\overline{U}_A, \overline{U}_B$ и \overline{U}_C – сигналы управления транзисторами эмиттерной группы.

Полярность напряжений, к которым подключают фазы, определяют логическими выражениями «равнозначность»

$$Y_{A} = \overline{U_{A} \oplus M}; Y_{B} = \overline{U_{B} \oplus M}; Y_{C} = \overline{U_{C} \oplus M},$$
(4)

где М - логический сигнал, равный логической "1" в двигательном и логическому "0" в генераторном режимах работы электропривода.

В двигательном режиме работы электропривода ЭДС вращения КАД направлена встречно току фазы. При переходе КАД в генераторный режим работы его ЭДС вращения суммируется с напряжением звена постоянного тока АИ, поэтому при формировании токов в этом режиме необходимо осуществить изменение полярностей напряжений, к которым подключают фазы.

На рис.2 показаны осциллограммы [4] напряжений $U^+_{SA}(t)$, $U^-_{SA}(t)$ при формирования тока $i_{SA}(t)$ фазы двигателя методом однополярной модуляции при работе в двигательном (0 ÷ t₁) и генераторном (t₁ ÷ t₂) режимах работы, полученные в соответствии с изложенным. Смену полярностей фазных напряжений при переходах из двигательного

в генераторный режим работы и наоборот осуществляют с выдержкой во времени Δt , необходимой для исключения возникновения "сквозных" токов. В моменты указанных переходов (логический уровень сигнала «М» изменяется с «1» на «0» при переходе в генераторный режим и с «0» на «1» при обратном переходе) формируют сигнал Z = «0», снимающий сигналы управления с ключей ПСТМ на время Δt , превышающее время восстановления запирающих свойств транзисторов на $10\div20$ %.



Рисунок 2 - Осциллограмма формирования тока фазы «А» методом однополярной модуляции

На рис.3 показана схема КФФТ, в состав которого для реализации описанного алгоритма дополнительно введены блок регуляторов фазных токов БРФТ, блок логики БЛ, снабженный блоками управления ключами БУК фаз А,В и С, блок релейных элементов БРЭ, логические элементы для обработки сигналов U_{pA,B,C}, U_{A,B,C}, U_m в соответствии с (6), (7). Для достижения высокого качества работы КФФТ применяемые в их составе датчики фазных токов ДФТ должны: иметь стабильные линейные характеристики в требуемом диапазоне изменения токов, быстродействие, гарантирующее достижение оптимальных частот СР, минимальную зону нечувствительности; обеспечить измерение токов КАД со схемой неразъемного соединения обмоток статора в "звезду" без вывода нейтрали или доступа к ней.

На рис.3 в составе стоек АИ ПСТМ представлены ДФТ [2] с непосредственной связью, соответствующие перечисленным требованиям. Отличительной их особенностью является хорошая технологичность, отсутствие моточных изделий, простота конструкции, низкая стоимость, высокая надежность. Это позволяет использовать ДФТ указанной конструкции при построении унифицированных силовых стоек АИ в интегральном исполнении. Работу ДФТ рассмотрим на примере формирования тока фазы "В", осуществляемого силовыми транзисторными модулями VT1,4, зашунтированными обратными диодами VD1,4. Измерение тока осуществляется мостовой схемой на резисторах R1÷R5, диагональ питания "d е" которой подключена к U_и. Выходное напряжение мостовой схемы, пропорциональное мгновенным значениям тока i_{sB}(t), снимается с выхода диагонали измерения "f g", образуемой средним выводом резистора R2 и средней точкой резисторов R4, R5, соединенной с шиной "земля". Элементы мостовой схемы выбираются с учетом выражений

$$R2 = R4 + R5$$
, $R4 = R5$, $R1 = R3 << R2$,

где R1,R3 – сопротивления измерительных шунтов соответствующего класса.



Рисунок 3 - Структурная схема КФФТ, реализующая разработанный алгоритм управления ключами ПСТМ

При закрытых ключах VT1, VT4, включенном питании AU и неподвижном КАД осуществляют балансировку моста резистором R2, устанавливая напряжение $U_{fg} = 0$. В процессе формирования тока при поочередном включении ключей VT1, VT4 или при прохождении тока через диоды VD1,VD4 равновесное состояние моста нарушается, и на выходе измерительной диагонали "fg" возникает напряжение

$$U_{fg} = R1(i_{VT1} - i_{VD1}) - R3(i_{VT4} - i_{VD4}),$$
(8)

где i_{VT1,4} и i_{VD1,4} - мгновенные значения токов через соответствующие элементы ДФТ.

Точность работы ДФТ указанной конструкции определяется классом применяемых шунтов и стабильностью параметров операционных усилителей блока УФТ нормирования выходных сигналов ДФТ.

На рис.4. представлены временные диаграммы результатов исследования разработанного КФФТ (рис.4, а) векторов состояния КАД ω , $i_{su,v}$, $|i_s|$, $i_{s\alpha,\beta}$, $|\Psi_r|$, $\Psi_{r\alpha,\beta}$ и регуляторов системы управления U_{pc} , U_{pn} (СР регуляторов условно выделены штриховкой), полученные в результате моделирования АЭП с ВПУ режимах: возбуждения КАД ($0 \div t_1$) и стабилизации потокосцепления $|\Psi_r| = |\Psi_r|_{HOM}$ ($t_1 \div t$); работы с «нулевым» заданием скорости $\omega^* = 0$ ($0 \div t_5$) при $M_c = 0$ ($t_1 \div t_2$) и ($t_4 \div t_5$), набросах $M_c = 2M_{HOM}$ ($t_2 \div t_3$) и $M_c = -2M_{HOM}$ ($t_3 \div t_4$); разгона машины до скорости $\omega = \omega_{HOM}$ при $M_c = 0$ ($t_5 \div t_6$); работы КАД с $\omega = \omega_{HOM}$ при Mc = 0 ($t_6 \div t_7$) и набросах $M_c = 2M_{HOM}$ ($t_7 \div t_8$) и $M_c = -2M_{HOM}$ ($t_8 \div t$). Работа КФФТ с БЛ поясняется временными диаграммами (рис.4, б) векторов $I_{sA,B,C}$, М и сигналов $Z_{A,B,C}$, $Y_{A,B,C}$, $A, \overline{A}, B, \overline{B}$, C, \overline{C} на интервале ($t'_5 \div t$), изображенных в увеличенном масштабе времени. Режимы работы АЭП с ВПУ на интервалах времени ($t'_5 \div t$) для диаграмм на рис.4, а и рис.4, б совпадают.



Рисунок 4 - Результаты математического моделирования режимов работы КФФТ, в котором реализован разработанный алгоритм управления ключами ПСТМ

Выводы. Полученные результаты позволяют сделать вывод о высокой эффективности разработанных алгоритмов и структур КФФТ системы управления асинхронным электроприводом с ВПУ, обеспечивающих высокое качество формирования электромагнитного момента при низком уровне коммутационных потерь в ключах ПСТМ. Применение разработанного алгоритма позволяет снизить коммутационные потери более чем на 70% по сравнению с потерями ПСТМ при двуполярной модуляции.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Олещук В.И. Вентильные преобразователи с замкнутым контуром управления. Кишинев: Штиинца, 1982. 196с.
- 2. А.с. 1676419 СССР, МКИ Н02Р 7/42. Устройство формирования тока/ Ю.М.Клименко, А.В.Садовой. – Опубл. БИ №2, 1991.
- 3. А.с. 1614728 СССР, МКИ Н02Р 7/42. Способ формирования трехфазных синусоидальных токов частотно-управляемого электропривода и устройство для его реализации/ Ю.М.Клименко, А.В.Садовой. – Опубл. БИ №11, 1992.
- Клименко Ю.М. Разработка и исследование асинхронных электроприприводов с векторным полеориентированным управлением, многомерными скользящими режимами и идентификацией координат. Дис.канд техн. наук: 05.09.03. Одесса, 2007. 185с.

УДК 378.244

Дніпродзержинський державний технічний університет

МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ТА МОДЕЛЮВАННЯ ДИНАМІКИ АВТОМОБІЛЬНОЇ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОСТАРТЕРНОГО ПУСКУ

Вступ. Вивчення систем електростартерного пуску традиційно обмежене ознайомленням з конструкцією електричного стартера та акумуляторної батареї, методиками їх технічної діагностики, з електричною схемою та статичними характеристиками системи. Динамічним характеристикам даної системи зазвичай не приділяється належної уваги, хоч саме перехідні процеси системи електростартерного пуску двигуна внутрішнього згоряння автомобіля дають повне уявлення про взаємодію усіх її елементів та дозволяють оцінити поведінку як у режимах, наближених до номінального, так і в нештатних ситуаціях, включаючи невдалі спроби стартування.

Підготовка бакалаврів-електромеханіків передбачає досконале володіння як технікою комп'ютерного моделювання основних елементів електромеханічних систем загальнопромислового призначення [1], так і навичками аналізу та якісної оцінки їх динамічних властивостей за результатами такого моделювання. Усі складові систем електростартерного пуску також належать до модельованих у відповідних навчальних дисциплінах, а саме: редуктори, джерела електроенергії, двигуни постійного струму з різними конфігураціями магнітних кіл та способами збудження, а також із врахуванням нелінійності магнітного кола [2].

Постановка задачі. Мета даної роботи полягає у розробці такої моделі системи електростартерного пуску автомобільного двигуна, яка дозволяє виконати дослідження її динамічних режимів, спираючись на базову підготовку бакалавра-електромеханіка. Передбачається можливість побудови моделі системи на базі будь-якого серійного стартера з використанням загальнодоступних довідникових даних.

Результати роботи. Вихідним матеріалом для моделювання є такі дані: D_a , – діаметр якоря, L_a – довжина якоря, р – число пар полюсів, $d_{пров}$ – діаметр проводу паралельної обмотки збудження, $w_{B,W_{B\Pi}}$ – число витків паралельної та послідовної обмоток збудження; C_{20} – номінальна ємність акумуляторної батареї, P_{H} – номінальна потужність, M_{H} – номінальний момент, n_{H} – номінальна швидкість, I_x – струм холостого ходу, n_x – швидкість холостого ходу, U_{κ} – напруга короткого замикання, M_{κ} – момент короткого замикання, I_{κ} – струм короткого замикання.

Пропонується застосувати такий порядок розрахунку параметрів моделі. З досліду КЗ знаходимо: $R_c = \frac{U_{\kappa}}{I_k}; R_a = \frac{U_{\delta H}}{I_{\kappa}} - R_c.$

Знаходимо напругу номінального режиму: $U_{_{\rm H}} = U_{_{6{\rm H}}} - R_{_{a}} \cdot I_{_{\rm H}}$. Складаємо рівняння рівноваги для номінального режиму і режиму XX.

$$\begin{cases} U_{H} = \kappa \cdot \Phi_{H} \cdot \omega_{H} + R_{cT} \cdot I_{H}; \\ U_{X} = \kappa \cdot \Phi_{X} \cdot \omega_{X} + R_{cT} \cdot I_{X}; \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \Phi_{H} = \frac{U_{H} - R_{cT} \cdot I_{H}}{\kappa \cdot \omega_{H}}; \\ \Phi_{X} = \frac{U_{X} - R_{cT} \cdot I_{X}}{\kappa \cdot \omega_{X}}; \end{cases} \quad \text{de } \kappa = \frac{p \cdot N}{2 \cdot \pi \cdot a}; \quad N = 2 \cdot z; \end{cases}$$

число паралельних галузок а=1 – для простої хвильової обмотки, p=2 – для усіх стартерів, z – число пазів якоря.

Розкладемо потік на складові від паралельних і послідовних обмоток, виключимо Φ_0 та отримаємо:

$$\begin{cases} \Phi_{x} = \Phi_{0} + \kappa_{M} \cdot I_{x}; \\ \Phi_{H} = \frac{U_{H}}{U_{x}} \cdot \Phi_{0} + \kappa_{M} \cdot I_{H}; \end{cases} \quad \Phi_{x} - \kappa_{M} \cdot I_{x} = \left(\Phi_{H} - \kappa_{H} \cdot I_{H}\right) \cdot \frac{U_{x}}{U_{H}}; \quad \text{тодi} \quad \kappa_{M} = \frac{\Phi_{H} \cdot \frac{U_{x}}{U_{H}} - \Phi_{x}}{I_{H} \cdot \frac{U_{x}}{U_{H}} - I_{x}} \end{cases}$$

Підставивши κ_{M} в будь яке з рівнянь системи (1), знаходимо Φ_{0} . Знаходимо κ_{M} паралельних обмоток:

$$\kappa_{\rm MII} = \frac{\Phi_0 \cdot R_{\rm B\Sigma}}{U_{\rm x}} = \frac{\Phi_0}{I_{\rm BX}};$$

де $R_{B\Sigma}$ – знаходиться відповідно до схеми з'єднання паралельних обмоток, R_{B} – опір однієї обмотки: $R_{B} = \frac{\rho \cdot l_{cp} \cdot W_{B}}{S}$; S – поперечний переріз проводу, w – за довідником,

$$l_{cp} = 2 \cdot (L_a + 10 + \frac{\pi \cdot D_a}{4} \cdot 0,65 + 10) / 1000,$$

де L_a, D_a – головні розміри стартерів (у міліметрах) знаходимо по довіднику, 0,65 $\approx \lambda$ – поперечне перекриття, 10 мм – запас на вікно. Індуктивність паралельного кола збудження L_{вΣ} знаходимо згідно зі схемою з'єднання обмоток [3]; індуктивність однієї обмотки: L_B = $\frac{W_B \cdot \Phi_0}{I_{BX}}$; де $I_{BX} = \frac{U_X}{R_B}$; тоді стала часу паралельного кола збудження $T_B = \frac{L_B\Sigma}{R_B\Sigma}$. Для якірного кола: $T = \frac{L_g + L_{\Sigma}}{R_C}$, де $L = \frac{W \cdot \phi}{I} = W \cdot \kappa_M$; L_Σ – знаходиться за

L згідно зі схемою з'єднання послідовних обмоток, наприклад $L_{\Sigma} = \frac{L}{2} - для$ паралельного з'єднання.

Для спрощення приймаємо $L_{s\Sigma} \approx L_{\Sigma}$. Моменти інерції стартерного двигуна, маховика і ДВЗ знайдемо через геометричні розміри і з урахуванням щільності сталі:

$$g_{cr} = 8 \cdot 10^3 \frac{\kappa \Gamma}{M^3}; J_{\pi} = \frac{M_{\pi} \cdot R_{\pi}^2}{2} \cdot 1, 2, \text{ de } R_{\pi} = \frac{D_a}{2}; \text{ } M = g_{cr} \cdot V_{\pi} = g_{cr} \cdot L_a \cdot \pi \cdot R_{\pi}^2; \text{ } J = \frac{M_{\mu} \cdot R_{\mu}^2}{2}.$$

Радіус маховика R_м приймаємо рівним 0,15 ... 0,2 м; довжину – L_м=0,02 м.

$$J_{\Sigma} = J_{g} + \frac{1}{\left(\frac{n_{B}}{n_{m}}\right)^{2}} \cdot (J_{M} + J_{AB}),$$
 де n_{B}, n_{III} – число зубців вінця та шестерні

Момент інерції поршневої групи ДВЗ приймемо $J_{IB} \approx 0.5 \cdot J_{M}$.

Схему математичної моделі системи пуску в програмі MatLab, складену відповідно до системи диференційних рівнянь стартерного електродвигуна із змішаним збудженням, представлено на рис.1.

Застосувавши наведену методику до номінальних параметрів елементів системи пуску, розрахуємо коефіцієнти моделі, за якими отримано графіки перехідних процесів, представлені на рис.2.

Використаємо такі технічні характеристики електростартера 42.3708-10, отримані за довідником [3]:

Номінальна потужність, кВт	1,7
Номінальний момент, Н м	12,5
Номінальна швидкість, хв ⁻¹	1350
Номінальний струм, А	295
Напруга холостого ходу, В	12
Сила струму холостого ходу, А	75
Швидкість холостого ходу, хв ⁻¹	5000
Момент повного гальмування, Н·м	16
Струм повного гальмування, А	520
Напруга повного гальмування, В	8
Струм тягового реле: втягуючої / утримуючої, А	40/11,2
Номінальна ємність акумуляторної батареї, А-г	75

Структурна схема моделі [2] двигуна змішаного збудження з врахуванням живлення від акумуляторної батареї та наявності редуктора має вигляд, показаний на рис.1.



Рисунок 1 – Структурна схема моделі системи електростартерного пуску

Застосувавши до взятого у якості прикладу стартера наведену вище методику розрахунку параметрів моделі, виконаємо розрахунок перехідних процесів за допомогою програмного пакету MatLab. В результаті отримаємо графіки, показані на рис.2.

Висновки. Отримані за допомогою моделювання діаграми перехідних процесів дозволяють наочно оцінити як усталений режим роботи системи, традиційно досліджуваний за допомогою статичних характеристик, так і характер протікання у часі порівняно швидкоплинних змін стану системи у динамічних режимах, зокрема глибину падіння напруги батареї, пусковий струм та тривалість його споживання, темп розгону та час досягнення системою пускової швидкості за умов дії заданого моменту опору двигуна внутрішнього згоряння. Ці характеристики є досить важливими для оцінки ефек-

тивності проектованих систем електростартерного пуску, а їх дослідження поглиблюють рівень фахових знань за рахунок формування образного уявлення про динаміку систем електростартерного пуску автомобільного двигуна.



Рисунок 2 – Перехідні процеси в системі електростартерного пуску

ЛІТЕРАТУРА

- 1. Черный А.П., Луговой А.В., Родькин Д.И., Сисюк Г.Ю., Садовой А.В. Моделирование электромеханических систем. Учебное пособие. Кременчуг, КГПИ, 1999.
- 2. Чорний О.П., Луговой А.В., Родькін Д.Й., Сисюк Г.Ю., Садовой О.В. Моделювання електромеханічних систем. Підручник для ВНЗ. Кременчук, 2001.
- 3. Электрооборудование автомобилей. Справочник. Под ред. проф. Ю.П.Чижкова. Москва, «Транспорт», 1993.
УДК 378.244

Дніпродзержинський державний технічний університет

МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ТА МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ ТИПОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ

Вступ. Перехідні величини лінійних електричних кіл першого та другого порядку мають вільні складові, що вичерпно характеризують динаміку кіл більш високих порядків. Такі процеси є типовими для більшості практично значущих конфігурацій лінійних електричних кіл та електромеханічних систем, що можуть бути описані аналогічними системами диференційних рівнянь. Тому їх розрахунок є однією з основних складових підготовки фахівців з електромеханіки.

Для лінійних систем диференційних рівнянь допустимим є аналітичне розв'язання, на якому ґрунтуються такі загальновідомі методи "Теоретичних основ електротехніки", як класичний, операторний та застосування інтегралу Дюамеля [1]. Разом з тим, лабораторні дослідження [2] перехідних процесів навіть найпростіших кіл, вимагаючи застосування досить складних приладів, не дозволяють отримати бажаного збігу результатів із теоретичними розрахунками через неідеальність використовуваних елементів, швидкий темп протікання та похибки спостережень.

Постановка задачі. Традиційно підготовка бакалаврів-електромеханіків передбачає володіння як технікою комп'ютерного моделювання електромеханічних систем [3], так і навичками аналізу їх динамічних характеристик за результатами такого моделювання. Враховуючи тотожність математичного опису основних елементів таких систем та типових електричних кіл, слід вважати доцільним первинне ознайомлення з принципами та базовими прийомами моделювання на етапі вивчення перехідних процесів у лабораторному практикумі з електротехніки. Крім суто методичних переваг це дозволить уникнути згаданих технічних труднощів. Метою даної роботи є розробка методики дослідження перехідних процесів електричних кіл, передбаченого змістом дисципліни "Теоретичні основи електротехніки", шляхом комп'ютерного моделювання.

Результати роботи. Виконаємо побудову математичної моделі електричного кола з одним накопичувачем енергії на прикладі найпростішого RL-кола з джерелом постійної ЕРС. Розглянемо випадок замикання ключа, що з'єднує джерело ЕРС із навантаженням, при нульових початкових умовах і(0-) = 0. За другим законом Кірхгофа складемо рівняння рівноваги миттєвих напруг замкнутого післякомутаційного кола:

$$e = u_R + u_L = Ri + L\frac{di}{dt} .$$
 (1)

У якості змінної інтегрування доцільно обрати струм, для якого основна незалежна початкова умова визначається безпосередньо за першим законом комутації:

$$i(0+) = i(0-) = 0.$$
 (2)

Розв'яжемо рівняння (1) відносно першої похідної змінної інтегрування, тобто струму:

$$\frac{\mathrm{di}}{\mathrm{dt}} = \frac{\mathrm{e} - \mathrm{Ri}}{\mathrm{L}}.$$
(3)

Рівняння (2) та (3) утворюють форму Коші, яка є базовою формою диференційних рівнянь для виконання їх чисельного інтегрування, оскільки вираз (3) фактично описує вхідний сигнал інтегратора, який обчислює струм кола і. На її основі легко побудувати модель RL-кола у вигляді структурної схеми, тобто у формі, що традиційно застосовується для дослідження динаміки електромеханічних систем. Прийнявши кое-

фіцієнт підсилення інтегратора $\frac{1}{L}$, маємо на вході різницю е - Ri, що обчислюється суматором з від'ємним входом. Схема моделі RL-кола у програмному пакеті MatLab, побудована на базі інтегральної ланки, наведена на рис.1.



Рисунок 1 - Схема моделі RL-кола

Виконавши розрахунок перехідного процесу за умов приєднання до входу джерела постійної електрорушійної сили е = Е, отримаємо показану на рис.2 діаграму перехідного струму, що збігається з графіком аналітичного розв'язання, яке має вигляд:

$$i = \frac{E}{R} \left(1 - e^{\frac{R}{L}t} \right) \, .$$

Крім того, побудована модель дозволяє достатньо легко отримати графіки напруг індуктивного та резистивного елементів за допомогою пропорційних ланок:

$$u_{\rm R} = {\rm Ri}; \quad u_{\rm L} = {\rm L} \frac{{\rm di}}{{\rm dt}}.$$

Слід зауважити, що на відміну від структурних схем, які показують порядок перетворень

операторних зображень, схеми моделей відображають операції над оригіналами, тобто функціями часу. Тому ланки моделей реалізують *вагові* функції $W = \frac{u_{\text{вих}}}{u_{\text{вх}}}$, які за вигля-

дом збігаються з відповідними *передатними* функціями. В обох типах функцій закладена алгебраїзована форма диференційного рівняння ланки, у якій оператор Лапласа, тобто оператор диференціювання за часом, представлено символом

$$s = \frac{d}{dt} . (4)$$

Представивши модель RL-кола у вигляді єдиної динамічної ланки, вхідним сигналом якої є EPC, а вихідним - струм, отримаємо з рівняння (1) з врахуванням (3) вагову функцію такої ланки:



$$W_{RL} = \frac{i}{e} = \frac{1}{R + sL} = \frac{1/R}{Ts + 1},$$

де $T = \frac{L}{R}$ – стала часу RL-кола.

Представлення моделі RL-кола інерційною ланкою дозволяє безпосередньо спостерігати лише вхідну та вихідну величини, але робить схему більш компактною, що важливо при складанні моделей більш складних кіл (рис.3).



Рисунок 3 – Схема моделі RL-кола на базі інерційної ланки

Звернемось до послідовного з'єднання резистивного, індуктивного та ємнісного елементів, тобто RLC-кола, з джерелом постійної ЕРС. Для такого кола за другим законом Кірхгофа маємо рівняння рівноваги миттєвих значень перехідних напруг

$$e = u_R + u_L + u_C = Ri + L \frac{di}{dt} + u_C.$$
 (5)

Розглянемо випадок замикання ключа, що з'єднує джерело EPC із навантаженням, при нульових початкових умовах

$$i(0-) = 0, u_C(0-) = 0.$$
 (6)

Безпосередньо із законів комутації можна визначити основні незалежні початкові умови для напруги ємності и_с та струму і, які найзручніше вважати змінними інтегрування. Розв'яжемо рівняння (5) відносно першої похідної змінної інтегрування, тобто струму:

$$\frac{\mathrm{di}}{\mathrm{dt}} = \frac{\mathrm{e} - \mathrm{u}_{\mathrm{C}} - \mathrm{Ri}}{\mathrm{L}},\tag{7}$$

та врахуємо диференційний зв'язок між напругою та струмом ємності $i = C \frac{du_C}{dt}$, з яко-

го отримаємо

$$\frac{\mathrm{du}_{\mathrm{C}}}{\mathrm{dt}} = \frac{\mathrm{i}}{\mathrm{C}}.$$
(8)

Рівняння (6), (7) та (8) описують RLC-коло у формі Коші. Використаємо побудовану раніше у вигляді інерційної ланки модель RL-кола як складову моделі RLC-кола, врахувавши, що згідно з (5) напруга цієї частини кола дорівнює $u_{RL} = e - u_C.$ (9)

Отже, подавши сигнал (9) на вхід інерційної ланки з відповідними параметрами, отримаємо на її виході миттєве значення перехідного струму. Подаючи його на вхід інтегральної ланки з коефіцієнтом підсилення $\frac{1}{C}$, отримаємо на виході сигнал перехідної напруги конденсатора. Схема створеної моделі показана на рис.4, а приклад чисельного інтегрування струму та напруги конденсатора наведено на рис.5.



Рисунок 4 - Схема моделі RLC-кола

При моделюванні бажано розглядати сімейства перехідних характеристик, які можна отримати для випадків аперіодичного, критичного та коливального характеру вільних складових. Розглянувши характеристичне

рівняння RLC-кола, що має вигляд

$$LCs^2 + RCs + 1 = 0,$$

та отримавши його корені

$$s_{1,2} = -\frac{RC}{2LC} \pm \frac{\sqrt{(RC)^2 - 4LC}}{2LC},$$

можна розрахувати ряд значень одного з параметрів, що відповідають трьом типовим випадкам вільних складових, зафіксувавши два інші параметри, з рівняння $(RC)^2 - 4LC = 0$, що витікає з умови критичного процесу $s_1 = s_2$. Результати такого розрахунку можна легко співставити з результатами аналітичного розв'язання даної задачі для кожного з випадків, що надає особливу вагомість дослідженню електричних кіл шляхом чисельного інтегрування їх диференційних рівнянь.



Висновки. Викладений у даній роботі спосіб дослідження електричних кіл побудований на єдиній методичній основі із загальновживаним способом дослідження динаміки електромеханічних систем, а отримані за допомогою моделювання діаграми перехідних процесів типових електричних кіл мають зручний для аналізу вигляд, що сприяє поглибленню навчального ефекту від виконаних експериментів.

ЛІТЕРАТУРА

- 1. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. М.: Высшая школа, 1986 263С.
- 2. Методичні вказівки до лабораторних робіт з ТОЕ, частина 2.: Навчальне видання. Дніпродзержинськ, ДДТУ, 2000.
- 3. Чорний О.П., Луговой А.В., Родькин Д.Й., Сисюк Г.Ю., Садовой О.В. Моделювання електромеханічних систем: Підручник для ВНЗ. Кременчук, 2001.

УДК 681.515

КЛИМЕНКО Ю.М., к.т.н., доцент САДОВОЙ А.В, д.т.н., професор КЛИМЕНКО Ю.Ю., аспірант

Дніпродзержинський державний технічний університет

ЕЛЕКТРОННІ ЗАСОБИ ІДЕНТИФІКАЦІЇ КООРДИНАТ ТА ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПОКАЗНИКІВ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ З ВЕКТОРНИМ КЕРУВАННЯМ

Вступ. До актуальних завдань в області підвищення якості роботи електромеханічних систем (ЕМС) точного відтворення складних рухів відноситься задача створення нових структур і алгоритмів керування (АК), застосування яких в порівнянні з традиційно використовуваними методами забезпечить необхідні регулювальні властивості електропривода та оптимальні енергетичні показники (ЕП).

Удосконалення цифрових технологій і мікропроцесорних засобів, зниження вартості електронних компонентів дозволяють будувати ЕМС на основі безконтактних асинхронних електроприводів (АЕП) з векторним полеорієнтованим керуванням (ВПК) короткозамкненим асинхронним двигуном (КАД) та транзисторним силовим перетворювачем. Вони здатні забезпечити: - необхідну швидкодію, точність, стабільність, глибину та рівномірність зміни координат, що регулюються; - високу надійність; - кероване обмеження координат на розрахунковому рівні в перехідних і статичних режимах; низьку чутливість до параметричних і координатних збурень. При розробці системи ВПК (СВПК) важливими і актуальними є питання вибору АК, які забезпечують оптимальне з точки зору енергозбереження співвідношення перелічених характеристик ЕП.

Постановка задачі. Розробка засобів інформаційного забезпечення та віртуальних моделей (ВМ) СВПК АЕП, дослідження за їх допомогою характеристик АЕП при різних режимах роботи електропривода з метою знаходження АК, які гарантують оптимальне співвідношення між необхідними динамічними характеристиками, точністю керування та енергетичними показниками процесу електромеханічного перетворення енергії.

Результати роботи. В роботі розглянуто питання створення інформаційнодатчикової структури (ІДС) СВПК, застосування якої дозволить забезпечити високу якість керування регулювальними характеристиками системи та оптимальні з точки зору енергозбереження ЕП показники. На рис.1 представлена функціональна схема АЕП з СВПК, транзисторним перетворювачем на силових транзисторних модулях ПСТМ, асинхронним двигуном М. До складу ІДС входять: давач фазних струмів ДФС, тахогенератор BR, перетворювач ПКЗ-2 струмів фаз АД i_{sABC} з косокутової системи координат в ортогональну $\alpha\beta0$, ідентифікатори напруги ІН статора та координат ІК потокозчеплень статора та ротора, блок обчислення БО зі спостерігачем енергетичних показників СЕП, блок реєстрації БР. Блоки СЕП та БР необхідні тільки для проведення дослідження динаміки системи, векторів стану та ЕП.

СВПК має структуру [1], уніфіковану для варіантів орієнтації координатного базису за одним з векторів потокозчеплень статора $\vec{\Psi}_s$ або ротора $\vec{\Psi}_r$. Для реалізації принципу ВПК до складу системи входять: - контури керування потокозчепленням та частотою обертання ротора; - типовий для систем ВПК набір перетворювачів координат ПК2-2, ПК2-3; - векторний аналізатор ВА; - замкнений контур формування фазних струмів з релейними регуляторами, що працюють в ковзних режимах (КР).

Електромеханіка



Рисунок 1 – Функціональна схема АЕП з ВПК, ідентифікаторами координат та спостерігачем енергетичних показників

До складу контурів керування потокозчепленням та частотою обертання ротора крім релейних регуляторів цих координат входять підпорядковані їм релейні регулятори відповідно реактивного та активного струмів. На виході кожного з останніх включені обчислювачі еквівалентного керування [2].

Необхідна для функціонування **СВПК** інформація про частоту обертання ротора АД та параметри векторів стану отримується за допомогою **BR**, **ДФС**, **ПКЗ-2**, **IK** та обчислень в **БО**, який входить до складу **IДС**. В АЕП для одержання інформації про параметри векторів стану, просте пряме вимірювання яких датчиками неможливе, застосовані ідентифікатори напруги статора **IH** та координат **IK** потокозчеплень статора та ротора. Ідентифікатори виконані на основі замкнутих динамічних моделей відповідних процесів з контурами стеження, які працюють в КР і забезпечують за рахунок цього високу точність ідентифікації координат незалежно від варіацій параметрів АД.

IK [3] синтезовано за методикою [1]. До складу IK входять моделі статора (MC) та ротора (MP), які працюють в реальному масштабі часу за сигналами $i_{s\alpha\beta}$ та ω . Моделі MC та MP реалізовані у відповідності до загально прийнятих припущень за рівняннями:

$$\begin{aligned} d\hat{\Psi}_{s\alpha,\beta}^{IK} / dt &= U_{\alpha,\beta} - r_{s} \cdot \hat{i}_{s\alpha,\beta}^{IK}, \qquad \hat{i}_{s\alpha,\beta} = L_{s}^{-1} (\hat{\Psi}_{s\alpha,\beta}^{IK} - k_{r} \cdot \hat{\Psi}_{r\alpha,\beta}^{IK}), \\ \hat{i}_{r\alpha,\beta}^{IK} &= L_{r}^{-1} (\hat{\Psi}_{r\alpha,\beta}^{IK} - L_{m} \cdot \hat{i}_{s\alpha,\beta}^{IK}), \qquad d\hat{\Psi}_{r\alpha,\beta}^{IK} / dt = -r_{r} \cdot \hat{i}_{r\alpha,\beta}^{IK} \pm \omega \cdot \hat{\Psi}_{r\beta,\alpha}^{IK}, \end{aligned}$$
(1)

де $U_{\alpha,\beta}$ – напруги на виході релейних елементів контура стеження КС1;

 $\hat{\Psi}_{s\alpha,\beta}^{IK}, \hat{\Psi}_{r\alpha,\beta}^{IK}$ – потокозчеплення статора та ротора в системі координат **аβ0**, обчислені в ІК;

 $\hat{i}_{s\alpha,\beta}^{IK}, \hat{i}_{r\alpha,\beta}^{IK}$ – струми статора, ротора в системі координат **аβ0**, обчислені в **IK**;

r_s, r_r – активні опори статора та ротора (приведений);

L_r, L_m - індуктивності ротора та ланцюга намагнічування;

ω – частота обертання ротора АД.

Для забезпечення відповідності електромагнітних процесів реального АД та його моделей MC, MP в статичних та динамічних режимах до складу IK включено контур стеження KC1 (елементи порівняння, компаратори K1, K2 та MC контура KC1 на рис.1 виділено сірим кольором). На виходах компараторів K1, K2 в КР формуються сигнали $U_{\alpha,\beta} = |U_s| \cdot \text{sgn } S_{\alpha,\beta}$ в функції вектора похибок між вимірюваними $i_{s\alpha,\beta}$ та обчи-

Електромеханіка

сленими в **IK** $\hat{i}_{s\alpha,\beta}^{IK}$ значеннями струмів статора. Поверхні перемикання компараторів **K1**, **K2** задані рівнянням:

$$\mathbf{S}_{\alpha,\beta} = \dot{\mathbf{i}}_{s\alpha,\beta} - \hat{\mathbf{i}}_{s\alpha,\beta}^{\mathrm{IK}} = \mathbf{0}$$

Використання в **IK** інформації з давача **BR** частоти обертання ротора КАД дозволяє одержати високу динамічну точність обчислення координат $\hat{\Psi}_{s}^{IK}$, $\hat{\Psi}_{r}^{IK}$, інваріантність до змін моменту інерції та параметрів АЕП. Синтезована структура **IK** є універсальною з точки зору можливості застосування її в системах з орієнтаціями координатного базису за векторами одного з потокозчеплень $\tilde{\Psi}_{s}^{o} \equiv \hat{\Psi}_{s}^{IK}$ або $\tilde{\Psi}_{r}^{o} \equiv \hat{\Psi}_{r}^{IK}$. Останній факт є важливим при порівняльних дослідженнях таких структур та алгоритмів **СВПК** з метою вибору найбільш ефективних з них.

Побудову СЕП здійснено з врахуванням полігармонійного характеру напруги живлення КАД від ПСТМ. Напруга U_{SABC}(t) формується у вигляді імпульсів прямокутної форми з амплітудою ланцюга постійного струму перетворювача. Частоти та шпаруватість напруг визначаються релейними регуляторами замкненого контура формування фазних струмів СВПК, які працюють в ковзних режимах, згідно з заданими режимами роботи АЕП, а в разі застосування ШІМ – алгоритмами перемикання ключів ПСТМ.

Полігармонійний характер напруги $U_{sABC}(t)$ значно ускладнює розрахунки ЕП. У [4] доведено, що аналіз ЕП ЕМС за складовими середньої за період повної потужності S(t), який традиційно використовується в системах з синусоїдальною напругою $U_{sABC}(t)$ і струмами $I_{sABC}(t)$, в системах з полігармонійною напругою **СПН** непридатний. Отримані при цьому результати не відповідають закону збереження енергії. Варіант використання при аналізі в **СПН** середньоквадратичних складових потужності, які визначаються без врахування змін у часі миттєвих значень $U_{sABC}(t)$, $I_{sABC}(t)$, теж не дає якісних результатів. Розрахунки ЕП на основі кожної з гармонійних складових, одержаних при розкладанні $U_{sABC}(t)$ в ряд Фурье [5], є складними та громіздкими для інженерного використання. З указаних причин побудова **СЕП** здійснена на основі застосування при аналізі ЕП математичного апарата методу миттєвої потужності [4,6], яку визначають добутком миттєвих значень напруг $U_{sABC}(t)$ та струмів $I_{sABC}(t)$. Застосування такого підходу дозволяє оцінити динаміку зміни показників якості перетворення енергії в реальному масштабі часу з метою використання одержаної інформації для керування цим процесом.

Для одержання інформації про миттєві значення напруги U_s(t) до складу ІДС введено ідентифікатор напруги статора ІН, який дозволяє за сигналами $i_{s\alpha\beta}$ та $\hat{\Psi}_{s\alpha\beta}^{IK}$ з виходів ПКЗ-2 та ІК одержати миттєві значення $\hat{U}_{s\alpha\beta}^{IH}$ в системі координат аβ0. На рис.2 наведена структурна схема віртуальної моделі ІН, яка виконана у вигляді субсистеми пакета МАТLAB 7.01. До складу ІН входять: суматори C2,C4; слідкуючий контур стеження КС2, виконаний на суматорах C1, C3 релейних елементах PE1, PE2 та інтеграторах ІІ-І4. КС2 являє собою дві одинакові за структурою підсистеми обчислення потокозчеплень $\hat{\Psi}_{s\alpha\beta}^{IH}$. Кожна з них утворена послідовно ввімкненими суматором, компаратором та двома інтеграторами. Замикання підсистем здійснено за сигналами на виходах інтеграторів. Для створення у кожній підсистемі безперервних КР площини перемикання компараторів задані рівнянням:

$$S_{\text{PE1,2}} = \hat{\Psi}_{s\alpha\beta}^{\text{IK}} - \hat{\Psi}_{s\alpha\beta}^{\text{IH}} - k_1 \cdot d\hat{\Psi}_{s\alpha\beta}^{\text{IH}} / dt = 0,$$

де k₁ – постійний коефіцієнт.

При існуванні в підсистемах КС2 безперервних КР забезпечується відповідність $\hat{\Psi}_{s\alpha\beta}^{IK} \approx \hat{\Psi}_{s\alpha\beta}^{IH}$. Тоді сигнали на виходах інтеграторів I1, I3 є похідними $d\hat{\Psi}_{s\alpha\beta}^{IH}/dt$, які сукупно з $i_{s\alpha\beta}$ формують на виходах суматорів C2, C4 сигнали компонент вектора $\hat{U}_{s\alpha\beta}^{IH}$ за відомим рівнянням:



$$\hat{U}^{\rm IH}_{s\alpha\beta} = d\hat{\Psi}^{\rm IH}_{s\alpha\beta} / dt + r_{\rm s} \cdot i_{s\alpha\beta} \,. \tag{2}$$

Рисунок 2 – Структурна схема ідентифікатора напруги статора

Далі по тексту змінні $\hat{\Psi}_{s\alpha\beta}^{IK}, \hat{\Psi}_{r\alpha\beta}^{IK}, \hat{U}_{s\alpha\beta}^{IH}$ записані без верхніх індексів ($\Psi_{s\alpha\beta}, \Psi_{r\alpha\beta}, U_{s\alpha\beta}$).

На рис.3 представлена структурна схема блока БО для варіанта орієнтації координатного базису СВПК за вектором $\vec{\Psi}_r^{\circ}$. До складу БО водять: блок ОМ обчислення електромагнітного моменту M(t) КАД; блоки Us, Ψ s, Is, Ir обчислення компонент векторів стану $\vec{\Psi}_s$, \vec{I}_s , \vec{I}_r та $\vec{\hat{U}}_s$; спостерігач СЕП. Блок ОМ здійснює обчислення M(t) згідно з рівнянням:

$$\mathbf{M}(t) = \frac{3}{2} \cdot \mathbf{z}_{p} \cdot \mathbf{k}_{r} (\Psi_{r\alpha}(t) \cdot \mathbf{i}_{s\beta}(t) - \Psi_{r\beta}(t) \cdot \mathbf{i}_{s\alpha}(t)),$$

де z_p – число пар полюсів КАД; k_r – коефіцієнт зв'язку ротора.

В кожному із блоків Us, Ψ s, Is, Ir для відповідного вектора \vec{X}_n (X = U, i, Ψ ; n = s, r) за ортогональними його складовими $X_{n\alpha}$, $X_{n\beta}$ та спрямовуючими ортами соз $\Theta_{\Psi_r^o}$, sin $\Theta_{\Psi_r^o}$ орієнтуючого вектора $\vec{\Psi}_r^o$ здійснюється визначення його модуля \mathbf{m}_{Xn} , спрямовуючих ортів **соз** Θ_{X_n} , **sin** Θ_{X_n} у системі координат **а** β **0**, ортогональних складових **X**_{nu}, **X**_{nv} в системі координат **UV0** і кута $\Theta_{\Psi ro}^{X_n}$ між цим вектором \vec{X}_n та орієнтуючим вектором $\vec{\Psi}_r^o$:

$$\begin{array}{c} m_{X_{n}} = \sqrt{X_{n\alpha}^{2} + X_{n\beta}^{2}}; \cos\Theta_{X_{n}} = X_{n\alpha}/m_{X_{n}}; \sin\Theta_{X_{n}} = X_{n\beta}/m_{X_{n}} \\ K_{n u^{o}} = X_{n \alpha^{o}} \cos\Theta_{X_{n}} + X_{n \beta} \sin\Theta_{X_{n}}; X_{n \nu} = X_{n \beta} \cos\Theta_{X_{n}} - X_{n \alpha} \sin\Theta_{X_{n}} \end{array} \right\}$$
(3)

Побудову СЕП здійснено на основі рівняння балансу потужностей машини

$$\mathbf{P}_{\Sigma}(t) = P_{_{\mathrm{Mex}}}(t) + \Delta \mathbf{P}_{_{\mathrm{es}}}(t) + \mathbf{P}_{_{\mathrm{er}}}(t) + \mathbf{dW}_{\Sigma}(t)/\mathbf{dt} + \Delta \mathbf{P}_{_{\mathrm{c}}} \Big\}, \tag{4}$$

де $P_{\Sigma}(t)$ – повна КАД потужність, що споживається;

Р_{мех}(t) – механічна потужність

$$P_{\text{Mex}}(t) = M(t) \cdot \omega(t); \tag{5}$$

99





БО та СЕП

ток:

$$\Delta P_{es}(t) = \frac{3}{2} r_{s} \cdot m_{1s}^{2}(t);$$

$$\Delta P_{er}(t) = \frac{3}{2} r_{r} \cdot m_{1r}^{2}(t)$$
(6)

 $dW_{\Sigma}(t)/dt$ — потужність електромагнітних контурів машини

$$dW_{\Sigma}(t)/dt = d\Psi_{s\alpha}(t)/dt \cdot i_{s\alpha}(t) +$$

$$+ W(-(t)/(t+i_{s\alpha}(t))) +$$

$$(7)$$

$$d\Psi_{s\beta}(t)/dt \cdot i_{s\beta}(t)$$

яка залежить від рівня електромагнітної енергії W₅

$$W_{\Sigma}(t) = W_{\sigma s}(t), +W_{\sigma r}(t) + W_{m}(t) =$$

= $L_{s}m_{i_{s}}^{2}(t) + L_{r}m_{i_{r}}^{2}(t) + 2L_{m}m_{i_{s}}(t)m_{i_{s}}(t),$

накопиченої в індуктивностях статора та ротора $L_s = L_m + L_{\sigma s}, L_r = L_m + L_{\sigma r};$

ΔР_с – втрати в сталі

$$\Delta P_{c}(t) = k_{c\tau}(e_{\alpha}^{2}(t) + e_{\alpha}^{2}(t)) \quad (8)$$

У виразі (8) : k_{cr} – постійний коефіцієнт втрат; $e_{\alpha,\beta}(t)$ – ЕРС в повітряному зазорі

 $e_{\alpha,\beta}(t) = d\Psi_{s\alpha\beta}(t)/dt - L_s \cdot di_{s\alpha\beta}(t)/dt .$

В СЕП здійснюється обчислення повної S(t), активної P(t), реактивної $\Theta(t)$ потужностей та коефіцієнта потужності соs $\varphi(t)$:

$$S(t)=m_{i_{s}}(t)\times m_{U_{s}}(t); P(t)=S(t)\times \cos\Theta_{i_{s}}^{\Psi_{r}^{o}} = \\ =U_{s\alpha}(t)\times i_{s\alpha}(t)+U_{s\beta}(t)\times i_{s\beta}(t); \\ \Theta(t)=S(t)\times \sin\Theta_{i_{s}}^{\Psi_{r}^{o}} = \\ =U_{s\beta}(t)\times i_{s\alpha}(t)-U_{s\alpha}(t)\times i_{s\beta}(t); \end{cases}$$

$$(9)$$

$$\cos \varphi(t) \equiv \cos \Theta_{i_s}^{U_s} =$$

=
$$\cos \Theta_{U_s}^{\Psi_r^o} \cdot \cos \Theta_{i_s}^{\Psi_r^o} + \sin \Theta_{U_s}^{\Psi_r^o} \cdot \sin \Theta_{i_s}^{\Psi_r^o}$$
(10)

Обчислення відповідних енергетичних показників здійснюються в блоках СЕП за формулами: $\Delta e(s+r) - (6)$; SPQ – (9), (10); $P_{mex} - (5)$.

Дослідження ІДС та системи ВПК здійснено за допомогою ВМ зі структурою функціональної схеми АЕП (рис.1), реалізованої на основі інструментальних та програмних засобів пакета Simulink системи комп'ютерного моделювання МАТLAB. В складі ВМ застосовано математичну модель трифазного КАД [1], складену з урахуванням нелінійного характеру ланцюга намагнічування. В роботі здійснено дослідження динаміки: - основних для реалізації принципу ВПК векторів стану КАД (рис.4, а) та сигналів ідентифікатора ІН (рис.4, б).

Електромеханіка



Рисунок 4 – Результати дослідження динаміки базових векторів стану СВПК (а) та змінних ідентифікатора **ІН (б)**

Всі результати одержані шляхом математичного моделювання **СВПК**. Осцилограми отримані при роботі КАД з моментами опору $M_c=0$ (0 - t_5 ; t_6 - t_9 ; t_{10} -t), $M_c = M_{HOM}$ (t_5 - t_6), $M_c = -M_{HOM}$ (t_9 - t_{10}) у режимах:

- нульових завдань потокозчеплення $m^*_{\psi_r} = 0 (0 t_1);$
- збудження машини до рівня $m_{\Psi_{r \text{ ном}}}$ на інтервалі часу $(t_1 t_2)$;
- роботи машини із стабілізованим рівнем m_{чг ном} на інтервалі (t₂ t);
- роботи АЕП при ω*=0 (0 t₃; t₁₂ t);
- розгону машини до значення швидкості $\omega = \omega^* = \omega_{\text{ном}} (t_3 t_4)$ і роботи з $\omega = \omega_{\text{ном}} (t_4 t_7);$
- реверсу КАД до значень $\omega = -\omega_{\text{ном}} (t_7 t_8)$ і роботі з $\omega = -\omega_{\text{ном}} (t_8 t_{11});$
- гальмування КАД з ω = $\omega_{\text{ном.}}$ до ω = 0 (t₁₁ t₁₂).

На рис.4,а представлені осцилограми зміни координат: $\omega(t)$, M(t); модулів струму статора $m_{is}(t)$, потокозчеплень ротора $m_{\Psi_r^o}(t)$ і статора $m_{\Psi_s}(t)$, реактивного струму $i_{su}(t)$, фазових кутів $\Theta_{i_s}^{\Psi_r^0}(t)$, $\Theta_{\Psi_s}^{\Psi_r^0}(t)$ між орієнтуючим вектором потокозчеплення ротора $\overline{\Psi_r^o}$ та векторами струму $\overline{i_s}$ і потокозчеплення $\overline{\Psi_s}$ статора; струмів фаз статора $i_{sABC}(t)$.

Електромеханіка

Результати дослідження перехідних процесів роботи ідентифікатора III ілюструє рис.4, б), на якому наведені осцилограми зміни ортогональних складових в системі координат **аβ0**: вхідних для III сигналів потокозчеплення статора $\Psi_{s\alpha\beta}(t)$; напруги статора $U_{s\alpha\beta}(t)$ та похідних $d\Psi_{s\alpha\beta}/dt$, одержаних в III. Змінні M(t), $\Theta_{\Psi_s}^{\Psi_r^0}(t)$, $m_{is}(t)$, $i_{su}(t)$, $\Theta_{\Psi_s}^{\Psi_r^0}(t)$, обчислені блоками OM, Us, Ψ s, Is.

Висновки. Використання розглянутої структури СВПК, варіанта побудови її інформаційно-датчикової схеми та наведених результатів математичного моделювання основних режимів функціонування дозволяє застосувати її на етапах: вивчення особливостей функціонування, вибору інших можливих схемотехнічних варіантів реалізації, проектування електронних блоків системи та розробки конкретних принципових схем її елементів, налагоджування системи після її монтажу та порівняння одержаних результатів випробовувань дослідного зразка з наведеними характеристиками.

ЛІТЕРАТУРА

- 1. КлименкоЮ.М. Разработка и исследование асинхронных электроприводов с векторным полеориентированным управлением, многомерными скользящими режимами и идентификацией координат. Дис.канд техн.наук: 05.09.03. – Одесса, 2007. – 185с.
- 2. Способ формирования управляющего воздействия регулятора со скользящим режимом и регулятор со скользящим режимом: А.с.1792221, 1679936 СССР МКИ Н02Р 5/06/ Ю.М.Клименко, А.В.Садовой.
- 3. Устройство для определения координат следящего электромеханического модуля с асинхронным двигателем: А.с. 1634108, № 1450706 СССР, МКИ Н02Р 5 / 402/ Клименко Ю.М., Садовой А.В., Сухинин Б.В.
- Ромашихин Ю.В. Составляющие мощности полигармонических сигналов во временной области // Вісник КДПУ імені Михайла Остроградського. Випуск 4/2008 (51). Частина 1. – С.78-83.
- 5. Півняк Г.Г., Волков О.В Сучасні частотно-регульовані асинхронні електроприводи з широтно-імпульсною модуляцією: Монографія. Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2006. 470с.
- Родькин Д.И. Баланс составляющих мгновенной мощности полигармонических сигналов // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету ім. М.Остроградського, вип. 3/2007 (44). – Кременчук. – С.66-71.

УДК 621.313.322

ХОМЕНКО В. І., аспірант НІЗІМОВ В. Б., д.т.н., професор

Дніпродзержинський державний технічний університет

ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСУ СТАБІЛІЗАЦІЇ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Вступ. При створенні джерел електроживлення, що оперативно формуються, виникають питання, пов'язані із силовими схемами електричних машин і їхніх систем збудження, а також первинними джерелами механічної енергії [1,2].

Важливим елементом електромашиновентильних систем змінного струму є система збудження (C3), яка забезпечує регульоване чи нерегульоване збудження машин змінного струму (M3C). В установках генерування електроенергії C3 генератора, в ос-

новному, визначає характеристики та показники функціонування системи, а від якості та надійності її роботи залежить надійність та стабільність роботи електроенергетичної системи в цілому. У зв'язку з цим питанням розробок та аналізу таких систем приділяється особлива увага.

Джерела електроживлення, що оперативно формуються, з ємнісним накопичувачем енергії (ЄНЕ) і автоматичним регулятором збудження (АРЗ) мають характеристики, які принципово відрізняють їх від існуючих джерел і дозволяють істотно поліпшити їх квазістатичні й динамічні характеристики [3].

Практична відсутність математичних моделей, структурних схем, алгоритмів, програм і методів розрахунку елементів джерел електроживлення з ємнісними накопичувачами енергії не дозволяє вирішити теоретичні питання і провести необхідні дослідження з визначення закономірностей, залежностей і характеристик для розробки нових технічних рішень, які забезпечать надійність електроживлення в умовах короткочасних порушень електропостачання та стихійних лих [5].

Для дослідження електромагнітних процесів, що відбуваються в синхронній машині з вентильно-ємнісним збудженням, необхідна комплексна теорія, заснована на розгляді останньої як замкнутої електромеханічної системи, що містить основну синхронну машину, напівпровідниковий перетворювач і систему регулювання збудження [4].

Постановка задачі. Дослідження впливу ємнісного накопичувача енергії в контурі збудження та автоматичного регулятора збудження на процес стабілізації і регулювання вихідної напруги синхронного генератора при підключенні до мережі споживачів великої потужності.

Результати роботи. Аналіз проведених досліджень із використанням АРЗ показує, що коефіцієнт підсилення зворотного зв'язку K_U впливає на амплітуду коливань вихідної напруги. При варіюванні коефіцієнта підсилення $K_U = 92 \div 94$ можна змінювати величину коливань напруги і регулювати кількість вмикань реле. Функціональна схема АРЗ зображена на рис. 1. На рисунку позначено: ПЕ – перетворюючий елемент; КС – керуючий сигнал; РР – релейний регулятор; К – керуючий ключ; U_r , I_H – напруга і струм навантаження синхронного генератора; U_{per} – регулююча напруга; U_{f1} – напруга самозбудження генератора; U_{x} – задана напруга живлення від незалежного джерела електроенергії (акумуляторної батареї); u_{f2} – результуюча форсована напруга.

Для оцінки впливу автоматичного регулятора збудження і ємнісного накопичувача енергії на вихідні параметри генеруючої установки джерела електроживлення наведені розрахунки з використанням розробленої моделі.

На рис.2, а) наведені розрахункові залежності вихідної напруги СГ з початковим збудженням $u_{f2} = 22$ В і включенням навантаження при t = 4 с та ємності накопичувача енергії С = 100 мкФ.

Аналіз розрахункових залежностей дозволяє зробити висновок про те, що при підключенні активно-індуктивного навантаження і зниженні напруги до 0,9 U_н автоматично вмикається регулятор збудження, який сприяє швидкій стабілізації вихідної напруги і досягненню нею номінальної величини, а струм у контурі збудження зростає практично миттєво в результаті ємнісної компенсації інерційності контура збудження (рис.2, б).



Рисунок 1 – Функціональна схема автоматичного регулятора збудження



Рисунок 2 – Вихідна напруга і струм у контурі збудження СГ з ЄНЕ в ОЗ та автоматичним регулюванням збудження при підключенні споживачів великої потужності і зменшенні напруги в мережі до 0,9 U_н

На рис.3, а) представлені розрахункові залежності початкового збудження й включення навантаження синхронного генератора без автоматичного регулятора збудження. Аналіз розрахункових залежностей цього режиму показує, що при включенні навантаження спадання напруги на виводах генератора становить ~10% від номінального значення. Струм в обмотці збудження залишається незмінним (рис.3, б).



зменшенні напруги в мережі до 0,9 U_н

Висновки. На підставі аналітичного огляду, теоретичних і експериментальних досліджень розглянуто вплив додаткових елементів контуру збудження на швидкодію режимів збудження синхронного генератора і стабілізацію його вихідних параметрів.

З'ясовано, що наявність ємнісного накопичувача енергії в контурі збудження синхронного генератора при застосуванні автоматичного регулятора збудження забезпечує процес швидкої стабілізації вихідної напруги при підключенні споживачів великої потужності. Відсутність регулятора збудження не дозволяє застабілізувати напругу на статорі генератора на номінальному рівні.

ЛІТЕРАТУРА

- Рыков Г.Ю., Гладырь А.И. Рациональная структура генерирующей части формируемых источников аварийного электроснабжения. – Кременчук: Вісник КДПУ. – Випуск 4/2006. Частина 1. – С.99-101.
- 2 К вопросу создания формируемых источников аварийного электропитания/ Артамонов В.В., Маслов В.Е., Родькин Д.И. и др. Кременчук: Наук. праці КДПУ. Вип.1/2001. С.114-120.
- 3 Соловьев И.И. Автоматические регуляторы синхронных генераторов/ Под ред. Н.И.Овчаренко. – М.: Энергоиздат, 1981. – 248с.
- 4 Глебов И.А. Электромагнитные процессы систем возбуждения синхронных машин. – Л.: Наука. – 1987. – 344с.
- 5 Сипайлов Г.А., Лоос А.В. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1980. 176с.

УДК 621. 313.

НИЗИМОВ В.Б., д.т.н, профессор КОЛЫЧЕВ С.В., к.т.н, доцент МАНУКЯН А.С., аспирант СНИЖКО А.А., аспирант

Днепродзержинский государственный технический университет

ДИНАМИЧЕСКИЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИСТЕМЫ ТРН-АВК

Введение. Системы облегченного пуска на базе тиристорных регуляторов напряжения (ТРН) в цепи статора асинхронных двигателей (АД) обеспечивают ограничение тока, что в свою очередь ведет к снижению термических и электродинамических перегрузок. Однако в ряде случаев, кроме ограничения пусковых токов двигателей, требуется регулирование скорости для обеспечения заданной производительности турбомеханизмов. Поэтому применение системы ТРН-АД ограничено диапазоном регулирования скорости из-за потерь мощности, пропорциональной скольжению

$$\Delta P_2 = P_{_{2W}} \cdot S,\tag{1}$$

где $P_{_{\mathcal{P}\!M}}$ – электромагнитная мощность двигателя; *S* – скольжение двигателя, определяемое диапазоном регулирования.

Одной из перспективных систем для ограничения пускового тока и экономичного регулирования скорости является система асинхронного вентильного каскада (ABK), в которой мощность скольжения, за вычетом потерь в преобразователе роторного контура, рекуперируется в сеть. Для ограничения пускового тока и расширения диапазона регулирования скорости добавочная э.д.с. преобразователя определяется соотношением

$$E_{\text{gob}} = K_1 E_{pn} \cdot S_{max},\tag{2}$$

где K_1 – коэффициент схемы выпрямления роторной группы вентилей; E_{ph} – э.д.с. неподвижного ротора; S_{max} – максимальное значение скольжения, S_{max} =1.

Для уменьшения мощности преобразователя роторного контура, которая определяется значением максимального скольжения, предложены схемы ABK с пусковыми резисторами и силовой контакторной annapatypoй [1].

Снижение мощности роторного преобразователя также может быть достигнуто уменьшением величины добавочной э.д.с. ротора за счет включения ТРН в цепь статора АД для снижения подводимого напряжения.

Постановка задачи. Целью работы является исследование динамических режимов работы системы ТРН-АВК.

Результаты работы. Расчет динамики асинхронного двигателя с использованием систем алгебраических и дифференциальных уравнений представляет значительные трудности для исследования пусковых процессов. Наличие вентильных преобразователей в цепях статора и ротора еще больше усложняет эту задачу [2,3].

Поэтому для исследования переходных режимов системы ТРН-АВК синтезирована виртуальная модель электропривода, приведенная на рис.1.

Силовой канал системы ТРН-АВК собран на базе виртуальных блоков пакета Sim Power System, а управляющий и информационный каналы реализованы блоками пакета Simulink.

Силовой канал модели содержит источник трехфазного напряжения переменного тока, тиристорный регулятор напряжения с системой управления, асинхронный дви-



гатель, представленный параметрами в трехфазной системе координат, а также статический преобразователь частоты ротора.

107



По синтезированной модели получены расчетные зависимости динамических режимов работы в системе ТРН-АВК с ограничением добавочной э.д.с инвертора (рис.2) величиной $E_{dof}=0,5 K_1 E_{ph}$.

На рис.3 приведены расчетные зависимости прямого асинхронного пуска системы АВК при таком же ограничении величины добавочной э.д.с.

Анализ расчетных зависимостей показывает, что включение ТРН в цепь статора ограничивает амплитуду тока фазы статора величиной $i_s=32$ A (рис.1, б), что в 2,5 раза менше, чем при прямом пуске системы ABK (рис.3, б). Одновременно происходит снижение максимального электромагнитного момента до величины M=95 H·м (рис.2, а), что в 1,5 раза меньше по сравнению с прямым пуском ABK на полное напряжение сети.

Выводы. Включение тиристорного регулятора напряжения в цепь статора асинхронного двигателя позволяет уменьшить установленную мощность статического преобразователя в цепи ротора системы АВК при ограничении тока статора и расширить диапазон экономичного регулирования скорости.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Онищенко Г.Б., Юньков М.Г. Электропривод турбомеханизмов. М.: Энергия, 1972. 240с.
- 2. Сандлер А.С., Тарасенко Л.М. Динамика каскадных асинхронных электроприводов. М.: Энергия, 1977. 200с.
- 3. Браславский И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. М.: Энергоатомиздат, 1982. 224с.

УДК 621. 313. 323

НИЗИМОВ В.Б., д.т.н, профессор КОЛЫЧЕВ С.В., к.т.н, доцент СНИЖКО А.А., аспирант

Днепродзержинский государственный технический университет

МИКРОКОНТРОЛЛЕРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С ЭКОНОМИЧНЫМ РЕЖИМОМ ПУСКА

Введение. Создание систем облегченного пуска на базе тиристорных регуляторов напряжения в цепи статора синхронных двигателей (СД) позволяет увеличить срок их службы, снизить аварийность, свести к минимуму затраты энергии и ресурсы на ремонт за счет плавного запуска ряда технологических механизмов, особенно со значительным моментом статического сопротивления при трогании или с большим моментом инерции. При этом обеспечивается: безударный выбор зазоров в кинематических передачах, плавный пуск до подсинхронной скорости, ограничение динамических усилий в обмотках статора двигателя, а также уменьшение нагрева пусковой обмотки путем перераспределения токов между контурами ротора и управления напряжением на статоре по заданному алгоритму [1].

Параметрические способы пуска СД с использованием тиристорных регуляторов напряжения (ТРН) обеспечивают эффективное управление пусковыми током и моментом в сторону их уменьшения, так как квадратичная зависимость электромагнитного момента от напряжения не позволяет создать вращающие моменты на уровне естест-

венной характеристики СД при одновременном ограничении пускового тока в пределах трех-четырехкратного значения от номинального.

Таким образом, существенным недостатком этого способа пуска является значительное снижение пускового момента СД при ограничении тока статора на заданном уровне.

Постановка задачи. Задачей исследований является повышение пускового момента СД при ограничении тока статора.

Результаты работы. В режиме асинхронного пуска СД электромагнитный момент создается, в основном, пусковой обмоткой, а обмотка возбуждения (ОВ) используется не полностью, хотя амплитуда тока этой обмотки возбуждения лежит в пределах (0,8...1,6) номинального тока возбуждения. Причем величина электромагнитного момента ОВ незначительна из-за фазового сдвига между ЭДС и током, приближающегося к 90 эл. град. При одноименной полярности этих величин создается двигательный момент, а при разноименной – тормозной. Из-за одноосного эффекта обмотки возбуждения момент, создаваемый этой обмоткой, суммируется с моментом пусковой обмотки до полусинхронной скорости, а после – вычитается. Поэтому для увеличения пускового момента СД за счет составляющей от обмотки возбуждения необходимо уменьшать фазовый сдвиг между ЭДС и током ОВ, увеличивая амплитуду этого тока. Этого эффекта можно достичь включением нелинейных емкостных накопителей энергии в ОВ, поскольку реактивное сопротивление этих накопителей обратно пропорционально квадрату скольжения ротора. Таким образом, частично компенсируется электромагнитная инерционность контура возбуждения, уменьшается фазовый сдвиг между ЭДС и током ОВ, возрастает амплитуда этого тока, что ведет к перераспределению токовой нагрузки между ОВ и пусковой обмоткой [2].

Функциональная схема микроконтроллерной системы управления СД приведена на рис.1. Схема содержит тиристорный регулятор напряжения в статоре и нелинейный емкостной накопитель энергии (НЕНЭ) в роторе. Управление этими блоками производится от микроконтроллера МК, который выдает задание на открытие тиристоров через блок AUZ, чтобы обеспечить поддержание тока в статоре на заданном уровне, а НЕНЭ обеспечивает необходимую величину асинхронного момента СД.

Для программирования микроконтроллера необходимо иметь информацию о влиянии напряжения статора и нелинейного накопителя энергии на пусковые характеристики СД. Подобная информация может быть представлена в виде аналитических зависимостей либо в виде табличных данных.

Поскольку разгон СД происходит под действием среднего значения электромагнитного момента, создаваемого пусковой обмоткой и обмоткой возбуждения, то целесообразно определить статические пусковые характеристики двигателя в рассматриваемой системе управления и установить рациональные законы управления ТРН с НЕНЭ.

Указанные расчеты выполнены по эквивалентным схемам замещения СД для продольной и поперечной осей при различных значениях первой гармонической напряжения тиристорного регулятора и фиксированном значении емкости накопителей энергии.

Расчет статических пусковых характеристик выполнен для синхронного двигателя типа СДСЗ-2000-100 с номинальной мощностью 2000кВт, номинальным напряжением статора U_{1н}= 6000В и номинальным током I_{1н}= 229А, номинальной частотой вращения 100 мин⁻¹. Параметры OB: номинальное напряжение возбуждения U_{fн}=51В и номинальный ток OB I_{fн}= 276А.



Рисунок 1 - Функциональная схема системы ТРН- СД с НЕНЭ

Режим асинхронного пуска СД с четырехкратным пусковым резистором был принят в качестве базового варианта. На рис.2 представлены пусковые характеристики СД при последовательном включении пускового резистора R_n = 4 R_f и ЕНЭ с емкостью 75 мкФ для различных значений напряжения преобразователя U₁/ U_{1H}= 1; 0,9; 0,8; 0,7 (кривые 1-4). Зависимости M= f(s) и I_s= φ (s) естественной характеристики при номинальном напряжении статора обозначены цифрой 5. На рисунках приняты обозначения: АМ – среднее значение асинхронного момента, о.е.; TIPUS – модуль тока статора, о.е.



Рисунок 2 – Пусковые квазистатические характеристики системы ТРН-СД

Характеристики для этого же СД при R_n =4 R_f и варьировании величины емкости накопителя энергии в диапазоне 100, 150, 200, 250, 300, 350 и 400 мкФ представлены на рис.3, а), б) [3]. Анализ расчетных зависимостей показывает, что момент двигателя возрастает от 3,5 о.е. (при C=100 мкФ) до 4 о.е. (при C=400 мкФ), причем величина тока статора близка к 7,5-кратному значению.

Рисунок 3 – Пусковые характеристики СДС3-2000-100 при $R_{\pi} = 4Rf$ и емкости НЭ 100...400 мкФ

Расчетные зависимости пусковых характеристик при величине пускового резистора $4R_f$ и емкости НЭ, равной 400, 600, 800, 1200, 1600 и 2000 мкФ представлены на рис.4, а,) б). При этом момент двигателя при скольжениях s=0.12...0.3 близок к четы-рехкратному значению, а ток не превышает семикратного значения.

Однако статические пусковые характеристики СД получены без учета влияния формы кривой питающего напряжения статора, коммутационных процессов в преобразователе, а также момента явнополюсности, периодической составляющей асинхронного момента, момента статического сопротивления и ряда других факторов.

а) зависимости m=f(s);б) зависимости $i=\phi(s)$

Рисунок 4 – Пусковые характеристики СДС3-2000-100 при $R_{\pi} = 4Rf$ и емкости НЭ 400...2000 мкФ

Поэтому для сравнительной оценки влияния НЕНЭ на динамику пусковых режимов разработана виртуальная модель системы ТРН-СД с накопителем энергии в контуре возбуждения. По разработанной модели получены расчетные зависимости режима асинхронного пуска двигателя типа СДСЗ-2000-100 при моменте статического сопротивления $M_c=0,3$ о.е. На рис.5, а), б) приведены соответственно расчетные зависимости

токов фаз статора и электромагнитного момента при ограничении напряжения статора и включении НЕНЭ в контур возбуждения.

Рисунок 5 – Пусковые характеристики двигателя в системе ТРН-СД с ЕНЭ в контуре возбуждения

На рис.6, а), б) представлены подобные расчетные зависимости, однако без учета влияния НЕНЭ.

Анализ расчетных зависимостей показывает, что электромагнитный момент двигателя при ограничении амплитуд токов фаз статора четырехкратным значениям за счет включения НЕНЭ превышает момент в 2 раза в этой же системе, но без накопителя энергии.

Рисунок 6 – Пусковые характеристики двигателя в системе ТРН-СД без учета влияния ЕНЭ

Выводы. Применение емкостных накопителей энергии в ОВ в сочетании с микроконтроллерным управлением тиристорным регулятором напряжения в цепи статора обеспечивает необходимый пусковой момент СД для разворота приводных механизмов со значительным моментом статического сопротивления или большим моментом инерции при существенном ограничении токовой нагрузки обмоток статора.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Родькин Д.И., Гладырь А.И. Система формирования пусковых характеристик электроприводов переменного тока с тяжелыми условиями пуска. Кременчуг, КГПИ, 2003. 10с.
- 2. Низимов В.Б. Применение накопителей энергии для асинхронного пуска синхронных двигателей // Науковий вісник НГА України. 2000. №1. С.49-51.
- 3. Низимов В.Б., Низимов Р.В. Влияние емкостных накопителей энергии на статические характеристики асинхронного пуска синхронных двигателей // Науковий вісник НГА України. 2001. №2. С.74-78.

УДК 621. 313. 223

СТОРОЖКО С.П., к.т.н, доцент СЛІПЧЕНКО І.А., студент

Дніпродзержинський державний технічний університет

ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ РЕЖИМІВ АД З ІНДУКЦІЙНИМИ ОПОРАМИ В РОТОРНИХ КОЛАХ

Вступ. При виконанні досліджень перехідних режимів АД з індуктивними опорами неможливо в якості незалежних змінних вибирати потокозчеплення фаз статора і ротора (Ψ_{s} ; Ψ_{r}), тому що індукційні опори є нелінійними функціями струмів ротора. Індукційні опори (IO) – це котушки індуктивності, які знаходяться в масивних магнітопроводах. Їм властиво змінювати свої параметри R_{io} та X_{io} в залежності від частоти. З їх допомогою обмежують пускові струми та формують статичну механічну характеристику типу "екскаваторна" без явного максимуму моменту і з підвищеним значенням добротності пуску M_n/I_n [1].

Постановка задачі. Для моделювання перехідних режимів АД не слід користуватися 2-ю фазною моделлю в координатах α ; β ; 0 або навіть d; q; 0 [1] саме тому, що параметри ІО залежать від реальних роторних струмів та від частоти їх зміни. Це означає також, що коефіцієнти диференційних рівнянь моделі будуть функціями струмів фаз ротора. Саме тому доцільно розглядати математичну модель АД з ІО у фазних координатах

Результати роботи. Як відомо, рівняння математичної моделі АД складаються з диференційних рівнянь електричної рівноваги та алгебраїчних виразів залежності повних потокозчеплень фаз від струмів як фаз статора, так і ротора.

Підставляючи значення потокозчеплень статора та ротора в рівняння напруг АД [1], а також вибираючи значення $\omega_{\kappa}=0$ (частота обертання координатних осей A_{κ} ; B_{κ} ; C_{κ}), одержимо систему диференційних рівнянь АМ в нерухомій трифазній системі координат:

$$\begin{cases} u_{sa} = (R_{s} + DL_{s})i_{sa} + m_{s}Di_{sb} + m_{s}Di_{sc} + M_{1}Di'_{ra} - \frac{1}{2}M_{1}Di'_{rb} - \frac{1}{2}M_{1}Di'_{rc}; \\ u_{sb} = m_{s}Di_{sa} + (R_{s} + DL_{s})i_{sb} + m_{s}Di_{sc} - \frac{1}{2}M_{1}Di'_{ra} + M_{1}Di'_{rb} - \frac{1}{2}M_{1}Di'_{rc}; \\ u_{sc} = m_{s}Di_{sa} + m_{s}Di_{sb} + (R_{s} + DL_{s})i_{sc} - \frac{1}{2}M_{1}Di'_{ra} - \frac{1}{2}M_{1}Di'_{rb} + M_{1}Di'_{rc}; \end{cases}$$
(1)

$$\begin{cases} u_{ra}^{'} = M_{1}Di_{sa} - M_{1}(\frac{1}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sb} - M_{1}(\frac{1}{2}D + \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sc} + (R_{r} + DL_{r})i_{ra}^{'} + \\ + [m_{r}^{'}D + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(L_{r} - m_{r}^{'})]i_{rb}^{'} + [m_{r}^{'}D - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(L_{r} - m_{r}^{'})]i_{rc}^{'}; \\ u_{rb}^{'} = -M_{1}(\frac{1}{2}D + \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sa} + M_{1}Di_{sb} - M_{1}(\frac{1}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sc} + \\ + [m_{r}^{'}D - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(L_{r} - m_{r}^{'})]i_{ra}^{'} + (R_{r} + DL_{r})i_{rb}^{'} + [m_{r}^{'}D + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(L_{r} - m_{r}^{'})]i_{rc}^{'}; \\ u_{rb}^{'} = -M_{1}(\frac{1}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sa} - M_{1}(\frac{1}{2}D + \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sb} + \\ + M_{1}Di_{sc} + [m_{r}^{'}D + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(L_{r} - m_{r}^{'})]i_{ra}^{'} + [m_{r}^{'}D - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(L_{r} - m_{r}^{'})]i_{rb}^{'} + (R_{r} + DL_{r})i_{rc}^{'}; \end{cases}$$

$$\begin{cases} u_{ra}^{'} = M_{1}Di_{sa} - M_{1}(\frac{1}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sb} - M_{1}(\frac{1}{2}D + \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sc} + \\ + (R_{r} + DL_{r})i_{ra}^{'} + [m_{r}^{'}D + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(L_{r} - m_{r}^{'})]i_{rb}^{'} + [m_{r}^{'}D - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(L_{r} - m_{r}^{'})]i_{rc}^{'}; \end{cases}$$

$$\begin{cases} u_{rb}^{'} = -M_{1}(\frac{1}{2}D + \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sa} + M_{1}Di_{sb} - M_{1}(\frac{1}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sc} + \\ + (R_{r} + DL_{r})i_{ra}^{'} + [m_{r}^{'}D + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(L_{r} - m_{r}^{'})]i_{rb}^{'} + [m_{r}^{'}D - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(L_{r} - m_{r}^{'})]i_{rc}^{'}; \end{cases}$$

$$(3)$$

$$u_{rb}^{'} = -M_{1}(\frac{1}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sa} - M_{1}(\frac{1}{2}D + \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sb} + M_{1}Di_{sc} + \\ + [m_{r}^{'}D - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(L_{r} - m_{r}^{'})]i_{ra}^{'} + [m_{r}^{'}D - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(L_{r} - m_{r}^{'})]i_{rc}^{'}; \end{cases}$$

тут a;b;c – індекси фаз статора (ротора); D= d/dt – символ диференціювання; M_1 – взаємна індукція між фазою статора і ротора; m_s – взаємна індукція між фазами статора; m_r – взаємна індукція між фазами ротора; $L_s(L_r)$ – повна індуктивність фази статора (ротора).

Якщо поділити всі рівняння напруг статора і ротора на базову напругу $U_6=U_{HT}$, одержимо систему рівнянь зведеної машини, враховуючи вирази параметрів і величин у відносних одиницях [1]:

$$\begin{cases} u_{sa} = (R_{s} + Dx_{s})i_{sa} + x_{ms}Di_{sb} + x_{ms}Di_{sc} + x_{m}Di'_{ra} - \frac{1}{2}x_{m}Di'_{rb} - \frac{1}{2}x_{m}Di'_{rc}; \\ u_{sb} = x_{ms}Di_{sa} + (R_{s} + Dx_{s})i_{sb} + x_{ms}Di_{sc} - \frac{1}{2}x_{m}Di'_{ra} + x_{m}Di'_{rb} - \frac{1}{2}x_{m}Di'_{rc}; \\ u_{sc} = x_{ms}Di_{sa} + x_{ms}Di_{sb} + (R_{s} + Dx_{s})i_{sc} - \frac{1}{2}x_{m}Di'_{ra} - \frac{1}{2}x_{m}Di'_{rb} + x_{m}Di'_{rc}; \end{cases}$$
(4)

$$\begin{cases} u'_{ra} = x_{m}Di_{sa} - x_{m}(\frac{1}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sb} - x_{m}(\frac{1}{2}D + \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sc} + \\ + (R_{r} + Dx_{r})i'_{ra} + [x_{mr}D + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{r} - x_{mr})]i'_{rb} + [x_{mr}D - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{r} - x_{mr})]i'_{rc}; \\ u'_{rb} = -x_{m}(\frac{1}{2}D + \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sa} + x_{m}Di_{sb} - x_{m}(\frac{1}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sc} + \\ + [x_{mr}D - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{r} - x_{mr})]i'_{ra} + (R_{r} + Dx_{r})i'_{rb} + [x_{mr}D + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{r} - x_{mr})]i'_{rc}; \end{cases}$$
(5)
$$u'_{rc} = -x_{m}(\frac{1}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sa} - x_{m}(\frac{1}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sb} + x_{m}Di_{sc} + [x_{mr}D + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{r} - x_{mr})]i'_{rc}; + [x_{mr}D + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{r} - x_{mr})]i'_{rc}; - x_{mr}]i'_{ra} + [x_{mr}D - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{r} - x_{mr})]i'_{rb} + (R_{r} + Dx_{r})i'_{rc}. \end{cases}$$

Рівняння моменту, записане через реальні величини:

$$M_{e} = \frac{\sqrt{3}}{2} Mp[\dot{i}_{sa}(\dot{i}_{rc} - \dot{i}_{rb}) + \dot{i}_{sb}(\dot{i}_{ra} - \dot{i}_{rc}) + \dot{i}_{sc}(\dot{i}_{rb} - \dot{i}_{ra})].$$
(6)

А в відносних одиницях, поділивши на $M_{e\delta} = \frac{3}{2}p \frac{U_{\delta} \cdot I_{\delta}}{\omega_{\delta}}$, маємо

$$\mu_{e} = \frac{X_{m}}{\sqrt{3}} [\dot{i}_{sa}(\dot{i}_{rc} - \dot{i}_{rb}) + \dot{i}_{sb}(\dot{i}_{ra} - \dot{i}_{rc}) + \dot{i}_{sc}(\dot{i}_{rb} - \dot{i}_{ra})].$$
(7)

Для симетричного статора при вмиканні всіх 3-х фаз рівняння Кірхгофа мають вигляд:

$$u_{AB} = u_{sa} - u_{sb};$$

$$u_{BC} = u_{sb} - u_{sc};$$

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0.$$
(8)

А для ротора відповідно

$$\dot{u}_{ra} - \dot{u}_{rb} = 0;$$

 $\dot{u}_{rb} - \dot{u}_{rc} = 0;$
 $\dot{i}_{ra} + \dot{i}_{rb} + \dot{i}_{rc} = 0.$
(9)

Якщо підставити фазні напруги в записану вище систему, то одержимо математичну модель АД зі зведеним ротором в відносних одиницях для трифазної системи координат, нерухомих відносно статора ($\omega_k=0$). Особливість моделі: відсутність періодичних коефіцієнтів та наявність нелінійних значень параметрів для роторних рівнянь. Вводячи синхронні реактивності статора і ротора

$$\mathbf{X}_{c} = \mathbf{X}_{s} - \mathbf{X}_{ms},\tag{10}$$

та

$$x_{p} = x_{r} - x_{io}^{'}, \ (x_{r} = x_{r}^{'} - x_{mr}^{'}),$$
 (11)

рівняння математичної моделі для статора і ротора запишуться у вигляді:

$$u_{AB} = (R_s + Dx_s)i_{sa} - Dx_{ms}i_{sa} - (R_s + Dx_s)i_{sb} + Dx_{ms}i_{sb} + \frac{3}{2}x_mDi_{ra}' - \frac{3}{2}x_mDi_{rb}'; \quad (12)$$

або статорні

$$u_{AB} = (R_{s} + Dx_{s})i_{sa} - (R_{s} + Dx_{s})i_{sb} + \frac{3}{2}x_{m}D(i_{ra}^{'} - i_{rb}^{'});$$

$$u_{BC} = (R_{s} + Dx_{s})i_{sb} - (R_{s} + Dx_{s})i_{sc} + \frac{3}{2}x_{m}D(i_{rb}^{'} - i_{rc}^{'});$$
(13)

роторні

$$\begin{aligned} x_{m}(\frac{3}{2}D + \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sa} - x_{m}(\frac{3}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sb} - x_{m}\sqrt{3}\omega i_{sc} + \\ + [R_{r} + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{p} + x_{io}^{'})]i_{ra}^{'} + x_{p}Di_{ra}^{'} + Dx_{io}^{'}i_{ra}^{'} - \\ - [R_{r} - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{p} + x_{io}^{'})]i_{rb}^{'} - x_{p}Di_{rb}^{'} - Dx_{io}^{'}i_{rb}^{'} - \frac{2}{3}\omega(x_{p} + x_{io}^{'})i_{rc}^{'} = 0; \end{aligned}$$
(14)
$$-\sqrt{3}\omega x_{m}i_{sa} + x_{m}(\frac{3}{2}D + \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sb} - x_{m}(\frac{3}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sc} - \\ - \frac{2}{\sqrt{3}}\omega(x_{p} + x_{io}^{'})i_{ra}^{'} + [R_{r} + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{p} + x_{io}^{'})]i_{rb}^{'} + x_{p}Di_{rb}^{'} + Dx_{io}^{'}i_{rb}^{'} - \\ - [R_{r} - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{p} + x_{io}^{'})]i_{rc}^{'} - x_{p}Di_{rc}^{'} - Dx_{io}^{'}i_{rc}^{'} = 0. \end{aligned}$$
(14)

Активний опір ротора R_r складається з трьох величин: активний опір обмотки R_r (зведений), активний опір котушки іо – R_{io} (зведений) та опір, еквівалентний втратам в сталі іо, який залежить від величини струму та його частоти [1], тобто

$$R_r = R_r' + R'_{i0(0M)} + R'_{i0}$$
, alo $R_r' = R_2' + R'_{i0(0M)}$;

маємо $R_r = R_r + R_{io}$.

Враховуючи те, що

$$R'_{io} = N_r \frac{\sqrt{1-\omega}}{i'^{0,43}_r}; \qquad X'_{io} = N_x \frac{\sqrt{1-\omega}}{i'^{0,43}_r},$$
 (16)

система роторних рівнянь дещо зміниться, а саме:

$$\begin{aligned} x_{m}(\frac{3}{2}D + \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sa} - x_{m}(\frac{3}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sb} - x_{m}\sqrt{3}\omega i_{sc} + \\ + [(R'_{r} + N_{r}\frac{\sqrt{1-\omega}}{i'_{ra}^{(0,43)}}) + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{p} + N_{x}\frac{\sqrt{1-\omega}}{i'_{ra}^{(0,43)}})]i'_{ra} + x_{p}Di'_{ra} + N_{x}\sqrt{1-\omega}Di'_{ra}^{(0,57)} - \\ - [(R'_{r} + N_{r}\frac{\sqrt{1-\omega}}{i'_{rb}^{(0,43)}}) - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{p} + N_{x}\frac{\sqrt{1-\omega}}{i'_{ra}^{(0,43)}})]i'_{rb} - x_{p}Di'_{rb} - N_{x}\sqrt{1-\omega}Di'_{rb}^{(0,57)} - \\ - \frac{2}{\sqrt{3}}\omega(x_{p} + N_{x}\frac{\sqrt{1-\omega}}{i'_{rc}^{(0,43)}})i'_{rc} = 0; \end{aligned}$$
(17)

$$-\sqrt{3}\omega x_{m}i_{sa} + x_{m}(\frac{3}{2}D + \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sb} - x_{m}(\frac{3}{2}D - \frac{\sqrt{3}}{2}\omega)i_{sc} - \frac{2}{\sqrt{3}}\omega(x_{p} + N_{x}\frac{\sqrt{1-\omega}}{i_{ra}^{'0,43}})i_{ra}^{'} + [(R_{r}^{'} + N_{r}\frac{\sqrt{1-\omega}}{i_{rb}^{'0,43}}) - \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x_{p} + N_{x}\frac{\sqrt{1-\omega}}{i_{rb}^{'0,43}})]i_{rb}^{'} - (18)$$

$$-x_{p}D\dot{i}_{rc} - N_{x}\sqrt{1-\omega}D\dot{i}_{rc}^{'0,57} = 0;$$

$$\dot{i}_{ra} + \dot{i}_{rb} + \dot{i}_{rc} = 0;$$
 (19)

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0.$$
 (20)

Після виконання процедури диференціювання та враховуючи вираз $\dot{i_{rc}} = -(\dot{i_{ra}} + \dot{i_{rb}})$, систему рівнянь запишемо наступним чином:

Тепер маємо:

$$\sqrt{3}\sin t = x_{c}\frac{di_{sa}}{dt} + x_{c}\frac{di_{sb}}{dt} + x_{\mu}\frac{di_{ra}}{dt} - x_{\mu}\frac{di_{rb}}{dt} + R_{s}(i_{sa} + i_{sb});$$
(23)

$$\sqrt{3}\sin(t - \frac{2\pi}{3}) = x_{c}\frac{di_{sa}}{dt} + 2x_{c}\frac{di_{sb}}{dt} + x_{\mu}\frac{di_{ra}}{dt} + 2x_{\mu}\frac{di_{rb}}{dt} + R_{s}i_{sa} + 2R_{s}i_{sb}); \quad (24)$$

$$x_{\mu}\frac{di_{sa}}{dt} + 2x_{\mu}\frac{di_{sb}}{dt} + (x_{p} + 0.57N_{x}\sqrt{1 - \omega}i_{ra}^{-0.43})\frac{di_{ra}}{dt} - (x_{p} + 0.57N_{x}\sqrt{1 - \omega}i_{rb}^{-0.43})\frac{di_{rb}}{dt} =$$

$$= -\sqrt{3}\omega x_{\mu}i_{sa} - \sqrt{3}\omega x_{\mu}i_{sb} - (R_{r}^{'} + \sqrt{3}\omega x_{p})i_{ra}^{'} - (N_{r}\sqrt{1 - \omega} + \sqrt{3}N_{x}\omega\sqrt{1 - \omega})i_{ra}^{'0.57} + (R_{r}^{'} - \sqrt{3}\omega x_{p})i_{rb}^{'} + (N_{r}\sqrt{1 - \omega} + \sqrt{3}N_{x}\omega\sqrt{1 - \omega})i_{rb}^{'0.57}; \quad (24)$$

$$\begin{aligned} x_{\mu} \frac{di_{sa}}{dt} + 2x_{\mu} \frac{di_{sb}}{dt} + (x_{p} + 0,57N_{x}\sqrt{1 - \omega i_{ra}^{'-0,43}}) \frac{di_{ra}^{'}}{dt} + \\ + 2(x_{p} + 0,57N_{x}\sqrt{1 - \omega i_{rb}^{'-0,43}}) \frac{di_{rb}^{'}}{dt} = \\ = \sqrt{3}\omega x_{\mu} i_{sa} - (R_{r}^{'} + \sqrt{3}\omega x_{p}) i_{ra}^{'} - \\ - (N_{r}\sqrt{1 - \omega} + \sqrt{3}N_{x}\omega\sqrt{1 - \omega}) i_{ra}^{'0,57} + 2R_{r}^{'} i_{rb}^{'} - 2N_{r}\sqrt{1 - \omega i_{rb}^{'0,57}}; \\ \mu_{em} = \frac{x_{m}}{\sqrt{3}} [i_{sa}(i_{rc}^{'} - i_{rb}^{'}) + i_{sb}(i_{ra}^{'} - i_{rc}^{'}) + i_{sc}(i_{rb}^{'} - i_{ra}^{'})], \end{aligned}$$
(26)

тут

$$\dot{i}_{sc} = -(\dot{i}_{sa} + \dot{i}_{sb}); \ \dot{i}_{rc} = -(\dot{i}_{ra} + \dot{i}_{rb});$$

(28)

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{H} (\mu_{EM} - \mu_{CT}), \qquad (29)$$

де

$$H = \frac{J_{\Sigma}\omega_0^3}{P_6 \cdot \rho}.$$
(30)

Для складання структурної схеми математичної моделі АД запишемо вищенаведену систему в формі Коші:

$$\begin{cases} \frac{di_{sa}}{dt} = \frac{1}{3} \cdot \frac{A(2B_{1} + B_{2}) - x_{\mu}(2B_{3} + B_{4})}{Ax_{c} - x_{\mu}^{2}}; \\ \frac{di_{sb}}{dt} = \frac{1}{3} \cdot \frac{x_{\mu}(B_{3} - B_{4}) - C(B_{1} - B_{2})}{Cx_{c} - x_{\mu}^{2}}; \\ \frac{di_{ra}'}{dt} = \frac{1}{3} \cdot \frac{x_{c}(2B_{3} + B_{4}) - x_{\mu}(2B_{1} + B_{2})}{Ax_{c} - x_{\mu}^{2}}; \\ \frac{di_{rb}'}{dt} = \frac{1}{3} \cdot \frac{x_{\mu}(B_{1} - B_{2}) - x_{c}(B_{3} - B_{4})}{Cx_{c} - x_{\mu}^{2}}; \\ \mu_{em} = \frac{x_{m}}{\sqrt{3}} [i_{sa}(i_{rc}' - i_{rb}') + i_{sb}(i_{ra}' - i_{rc}') + i_{sc}(i_{rb}' - i_{ra}')]; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{H}(\mu_{em} - \mu_{cr}). \end{cases}$$

$$(31)$$

Диференційна частина доповнюється алгебраїчною частиною повної системи математичної моделі АД, а саме:

$$\begin{cases} A = x_{p} + 0,57N_{x}\sqrt{1 - \omega} \cdot i_{ra}^{:-0,43}; \\ B_{1} = \sqrt{3}\sin t - R_{s}(i_{sa} + i_{sb}); \\ B_{2} = \sqrt{3}\sin(t - \frac{2\pi}{3}) - R_{s}(i_{sa} + 2i_{sb}); \\ B_{3} = -\sqrt{3}\omega x_{\mu}(i_{sa} + i_{sb}) + (R_{r}^{'} - \sqrt{3}\omega x_{p})i_{rb}^{'} - (R_{r}^{'} + \sqrt{3}\omega x_{p})i_{ra}^{'} + \\ + (N_{r}\sqrt{1 - \omega} - \sqrt{3}N_{x}\omega\sqrt{1 - \omega})i_{rb}^{:0,57} - (N_{r}\sqrt{1 - \omega} + \sqrt{3}N_{x}\omega\sqrt{1 - \omega})i_{ra}^{:0,57}; \\ B_{4} = \sqrt{3}\omega x_{\mu}i_{sa} - (R_{r}^{'} - \sqrt{3}\omega x_{p})i_{ra}^{'} - (N_{r}\sqrt{1 - \omega} - \sqrt{3}N_{x}\omega\sqrt{1 - \omega})i_{ra}^{:0,57} - \\ -2R_{r}^{'}i_{rb}^{'} - 2N_{r}\sqrt{1 - \omega})i_{rb}^{:0,57}; \\ C = x_{p} + 0,57N_{x}\sqrt{1 - \omega} \cdot i_{rb}^{:-0,43}. \end{cases}$$
(32)

Рисунок 1 – Перехідні криві (t) (a); (t) (б) пуку АД N_Z=0,08; N_X=0,05

Рисунок 2 – Перехідні криві (t) (a); (t) (б) пуку АД N_Z=0,1; N_X=0,06

Система рівнянь (31), (32) була розв'язана за допомогою програми SIMULINK на ПЕОМ. В процесі дослідження були прийняті наведені нижче коефіцієнти і параметри АД з індукційними опорами в фазах ротора. Базова машина AOU $P_{\rm H}$ =20 кВт виготовлена на підприємстві «Кузбаселектромотор» м. Кемерово. Параметри і дані обмоток АД та IO: $R_{\rm s}$ =0,0295; R'r=0,154; X_{μ} =3,14; $X_{\rm m}$ =2,09; Nr=0,08; Nx=0,05; H=1848.

Аналіз експериментальних осцилограм пускових моментів та швидкості (рис.1, 2) показує досить близьке співпадання цих кривих із розрахунковими з похибкою, яка не перевищує 9%.

Висновки. Запропонована методика розрахунків перехідних режимів може бути використана як в інженерній практиці, так і в наукових дослідженнях.

ЛІТЕРАТУРА

1. Войтех А.А., Сторожко С.П. Исследование асинхронных двигателей с переменным составом гармоник поля. – К: Препринт ИЭД АН УССР, 1974.

УДК 621.33:621.313

ХМЕЛЬНИЦКИЙ Е.Д., к.т.н., доцент ЗАЛИЩУК В.В., к.т.н., доцент

Днепродзержинский государственный технический университет

РАСЧЕТ ТЯГОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАМВАЙНОГО ВАГОНА С АСИНХРОННЫМИ ТЯГОВЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ ПРИ ПИТАНИИ ОТ ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Введение. Перспективы развития нового поколения городского электрического транспорта (ГЭТ) определила научно-техническая конференция, которая состоялась в г. Барнауле (Россия, 1998г.). Представители стран СНГ и некоторых промышленных фирм Европы рассмотрели направления развития электрического транспорта на дальнейшую перспективу. Основные тенденции развития – это увеличение пассажировместимости вагонов, увеличение скоростей движения, улучшение дизайна трамваев и троллейбусов. Однако основное внимание уделялось технической стороне, т.е. направлению развития системы электрической тяги, выбору типов и мощности тяговых двигателей, разработке цифровых систем управления.

В вопросе выбора типа тягового двигателя подавляющее мнение определилось в сторону двигателей переменного тока: вентильных и асинхронных с короткозамкнутым ротором. Учитывая, что система тягового привода с вентильными двигателями более сложная, т. к. имеет больше элементов и сложную систему управления, данные разработки на ГЭТ пока не нашли применения.

Постановка задачи. Асинхронный тяговый двигатель – это надежная машина, которая в сочетании с преобразователем частоты и уровня напряжения позволяет получить подвижной состав с необходимыми тяговыми характеристиками. Поэтому в данной статье предлагается решить вопрос модернизации тягового привода трамвайных вагонов выпуска предыдущих лет путем замены двигателя и установки преобразователя частоты.

Результаты работы. Подготовка исходных данных к расчету и выбор закона регулирования напряжения и частоты. Парк трамвайных вагонов, работающий на ГЭТ в настоящее время, имеет систему электрической тяги, основанную на тяговых двигателях постоянного тока последовательного или смешанного возбуждения; по своим

Електромеханіка

техническим характеристикам трамвайные вагоны очень близки, поэтому вопрос о модернизации, т.е. переходе на асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, может быть отнесен к моделям вагонов любого типа (PB3, КТМ или Т-3) с параметрами: полная масса – 30т, передаточное отношение редуктора – 7,14, диаметр колеса – 0,7м. Предварительные конструкторские расчеты показали, что достаточна мощность двигателя в 75 кВт при общем количестве –4, т.е. это тяговый двигатель типа ЭТА-75, выпускаемый промышленностью. Параметры двигателя: номинальное напряжение – 200 В, номинальная частота вращения – 975 об/мин.

Выбор закона регулирования амплитуды и частоты питающего напряжения определяется не только возможностью его реализации, но и практической необходимостью для работы данного технического устройства. Наиболее простые схемы управления получаются в случае применения основного закона М.Костенко [1], который будем использовать в двух частных случаях:

режим постоянного момента
$$\frac{U_1}{U_{1H}} = \frac{f_1}{f_{1H}}$$
, (1)

режим постоянной мощности
$$\frac{U_1}{U_{1H}} = \sqrt{\frac{f_1}{f_{1H}}}$$
. (2)

Оптимальные условия пуска подвижного состава – это постоянство силы тяги, т.е. М=const, что соответствует выражению (1). Режим пуска заканчивается после выхода на автоматическую характеристику, и дальнейшее движение (процесс разгона) транспортного средства должно происходить при ином законе управления тяговым двигателем. В данном случае оптимальным будет режим постоянной мощности, который является приемлемым для транспортных средств, получающих питание от централизованного источника, в определенной мере имеющего ограниченную мощность (имеется в виду, что трамвайные тяговые подстанции не имеют большого резерва мощности).

Выполним расчеты некоторых дополнительных параметров по приведенным ниже зависимостям:

частота питающего напряжения двигателя	— f ₁ , Гц;
угловая частота напряжения	$- \omega_1 = 2\pi f_1, \text{ рад/с;}$
скорость вращения поля статора	$-n_1 = 60 \frac{f_1}{p}$,об/мин;
скорость вращения ротора	$-n_2 = n_1 (1-S) $ об/мин
скорость движения вагона	$-\upsilon = \frac{\mathbf{n}_2 \cdot \mathbf{D}_{\kappa}}{5, 3 \cdot \mu}$, κм/ч.

Результаты расчетов сведены в табл.1.

Анализ данных табл.1 показывает, что диапазон частот 5-15 Гц следует рассматривать как режим пуска вагона, что соответствует скоростям движения до 5км/ч; в этом диапазоне экипаж должен реализовывать максимальную силу тяги, т.е. иметь максимальный момент. В диапазоне частот 20-50 Гц происходит ускорение вагона и выход на автоматическую характеристику при скорости 17,3км/ч. Максимальную скорость движения следует ограничить величиной 60 км/ч, а максимальную рабочую частоту инвертора – 180 Гц.

Електромеханіка

<i>f</i> ₁ , Гц	ω_1 , c ⁻¹	<i>п</i> ₁ ,мин ⁻¹	<i>n</i> ₂ ,мин ⁻¹ (при S _н =0,025)	U, км/ч	$\sqrt{\frac{f_1}{f_{1_{\rm H}}}} = \sqrt{\alpha}$	$U_1 = U_{\phi} \cdot \sqrt{\alpha, \beta},$ B
5	31,4	100	97,5	1,7	0,316	31,4
10	62,8	200	195,0	3,5	0,447	44,4
15	94,2	300	292,5	5,2	0,548	54,4
20	125,6	400	390,0	6,9	0,632	73,3
30	188,4	600	585,0	10,4	0,774	89,8
40	251,2	800	780,0	13,9	0,894	103,7
50	314,0	1000	975,0	17,3	1,0	116,0
60	376,8	1200	1170	20,8	1,1	127,0
100	628,0	2000	1950	37,1	1,413	163,9
150	942,0	3000	2925	52,0	1,732	200,9
180	1130	3600	3510	62,4	1,897	220,0

Таблица 1 – Расчетные значения скоростей движения трамвайного вагона и величины управляющего напряжения

Расчет параметров пускового режима. Как указано выше, принципы частотного регулирования асинхронных двигателей рассмотрены академиком М. Костенко и состоят в обеспечении неизменной перегрузочной способности двигателя, максимального значения КПД и коэффициента мощности.

В последующих расчетах величина момента определялась по выражению [1]

$$M = \frac{3p \cdot U_{1}^{2} \cdot R_{2}^{1} / S}{\omega_{1} \left[\left(R_{1} + R_{2}^{1} / S \right)^{2} + X_{K}^{2} \right]},$$
(3)

здесь значения активных и реактивных сопротивлений двигателя взяты из [2].

Величины управляющего напряжения U_1 (приведенные данные в табл.1 для частот 5-15 Гц) рассчитаны согласно (1). Выражение (3) определяет соотношение между моментом и питающим напряжением при постоянной частоте.

Как указано ранее, участок пуска трамвайного вагона находится в зоне скоростей до 5 км/ч, при этом частота работы инвертора достигает 15 Гц. Однако пусковая сила тяги F_{пуск} не должна превышать максимально допустимую силу тяги F_{доп} по условиям сцепления колеса с рельсом. Рассчитаем допустимую силу тяги по выражению

$$F_{\text{non}} = 1000 \cdot m_{\text{cu}} \cdot q \cdot \psi_{\kappa}, H, \qquad (4)$$

где m_{сц} – сцепная масса (масса загруженного вагона), т; ψ_{κ} – коэффициент сцепления колеса в режиме тяги, принимаем равной 0,18.

После подстановки данных имеем:

$$F_{non} = 1000 \cdot 30, 0 \cdot 9, 81 \cdot 0, 18 = 52090 \approx 52, 1 \text{ kH},$$

что соответствует моменту $M_{non} = 613 \text{ H} \cdot \text{м}.$

Определив значение допустимого момента, рассчитаем величину управляющего напряжения при пусковых частотах инвертора: 5 Гц, 10 Гц и 15 Гц, приняв скольжение равным номинальному, а величину момента $M_{non} = 600 \text{ H} \cdot \text{м}.$

Расчеты выполняем по (3), приняв величину максимального момента, который может быть реализован по условию сцепления, 600 Н·м и скольжение, равное номинальному:

$$f_1 = 5$$
 Гц; $S_{\mu} = 0,025$ при $\upsilon = 1,7$ км/ч,

тогда

$$M_{f=5} = \frac{3 \cdot 3 \cdot U_{1\alpha}^2 \cdot \frac{0,0105}{0,025}}{31,4 \left[\left(0,011 + \frac{0,0105}{0,025} \right)^2 + 0,11^2 \right]} = 600; \text{ откуда } U_{1\alpha} = 31,4 \text{ B}.$$

Аналогично имеем при: $f_1 = 10$ Гц; $S_{_H} = 0,025$ при $\upsilon = 3,5$ км/ч, откуда $U_{_{1\alpha}} = 44,4$ В.

$$f_1 = 15$$
 Гц; $S_{\mu} = 0,025$ при $\upsilon = 5,2$ км/ч, откуда $U_{1\alpha} = 54,4$ В.

Расчет тяговых характеристик трамвайного вагона. Оптимальный режим пуска – это постоянный момент, а следовательно, постоянная сила тяги. Дальнейшее ускорение вагона происходит в режиме постоянной мощности двигателя, когда величина напряжения, соответствующая начальной частоте, остается постоянной, а изменяется частота тока от начальной до максимальной частоты инвертора. При вычислении силы тяги учитываем количество тяговых двигателей на подвижной единице, т.е.

$$F_{\kappa} = \mathbf{M} \cdot \mathbf{z} \cdot \frac{2\mu}{\mathbf{D}_{\kappa}},\tag{5}$$

здесь µ = 7,14 – передаточное отношение редуктора вагона; D_к – диаметр движущего колеса, м; z – количество тяговых двигателей.

Величину момента определяем по (3), диапазон частот принимаем в соответствии с табл.1. В качестве примера рассчитываем одну характеристику для $f_1 = 20$ Гц.

Начальная частота $f_1 = 20$ Гц, управляющее напряжение $U_{1\alpha} = 73,3$ В:

М ₂₀ = 818 Н∙м;	M ₃₀ = 545 H·м;	M ₄₀ = 408 H⋅м;	$M_{50} = 327$	Н∙м.
$F_{20} = 65, 5 \text{KH};$	$F_{30} = 46,3 \mathrm{\kappa H};$	$F_{40} = 34, 6 \text{KH};$	$F_{50} = 27,8$	κН.
$M_{_{60}} = 273, 6 \text{ H} \cdot \text{m};$	$M_{100} = 164$	Н∙м; М ₁₅₀ =109	Н∙м; М ₁₈	$_{30} = 91, 4$ Н·м.
$F_{60} = 23, 2 \text{\kappa}\text{H};$	F ₁₀₀ = 13,9 кН;	$F_{150} = 9,3 \text{KH}; \ F_{180}$	=7,8 кН.	

По результатам выполненных расчетов построим тяговые характеристики $F(\upsilon)$ трамвайного вагона (рис.1). Анализ показывает, что тяговые характеристики приближаются к гиперболическим, т.е. наиболее оптимальному виду для тяговых устройств.

Параметры зон регулирования. При движении трамвайного вагона можно четко разграничить рабочие режимы: во-первых – пуск, во-вторых – ускорение вагона; каждый из этих режимов имеет свои особенности и может оптимизироваться по своим критериям.

Разгон вагона начинается с частоты $f_1 = 20$ Гц при напряжении $U_{1\alpha} = 73,3$ В, экономичным разгоном считается движение с постоянной мощностью, потребляемой из сети. Данный режим обеспечивается при фиксированном напряжении и изменении частоты от начальной до максимальной. Расчеты показывают, что максимальная частота работы инвертора $f_1 = 180$ Гц, при этом вагон движется со скоростью $\upsilon = 62, 4$ км/ч, что соответствует его проектной скорости.

Рисунок 1 – Тяговые характеристики трамвайного вагона с частотным управлением асинхронных двигателей

Ниже в табл.2 приведены значения моментов и силы тяги вагона для указанных зон регулирования.

f_1	υ	U ₁ \alpha,B									
Γц	км/ч	31,4	44,4	54,5	73,3	89,8	103,7	116,0	127,0	163,9	200,9
5	1,7	600/50,9			I зона						
10	3,5		600/50,9		M = const U = var f = var						
15	5,2			600/50,9							
20	6,9				818/69,5	_					_
30	10,4	II зона			545/46,3	818/69,5					
40	13,9	-	P = const	t	408/34,6	613/52,0	818/69,5		—		
50	17,3	I	J = cons	t	327/27,8	490/41,6	654/55,5	818/69,5			
60	20,8		f = var		273/23,2	410/34,9	547/46,5	685/58,2	818/69,5		
100	34,7				164/13,9	245/20,8	327/27,8	409/34,8	492/41,9	818/69,5	
150	52,0				109/9,3	163/13,8	218/18,5	273/23,1	329/27,8	545/46,2	818/69,5
180	62,4				91,4/7,8	137/11,6	182/15,5	228/19,4	274/23,2	456/32,8	685/58,2

Таблица 2 – Значения моментов и силы тяги вагона по зонам регулирования

Следующей важной характеристикой является значение мощности, потребляемой тяговыми двигателями из сети.

Потребляемую мощность определим по формуле

$$P = \frac{F \cdot \upsilon}{3, 6}, \ \kappa B\tau, \tag{6}$$

Електромеханіка

здесь 1/3,6 - коэффициент перевода единиц измерения.

Тогда при пуске с изменением напряжения питания и частоты от 5 Гц до 15 Гц мощность возрастает ступенчато: 24,0 – 49,5 – 73,5 кВт.

Значение потребляемой мощности определим по (6) для каждого значения напряжения питания U_{1α}, приведенного в табл.1. Ниже представлена диаграмма (рис.2) потребляемых мощностей для каждого значения напряжения питания.

Из диаграммы видно, что перегрузка двигателей по мощности начинается при напряжении $U_{1\alpha} = 116$ В на частоте $f_1 = 50$ Гц; при $U_{1\alpha} = 139,2$ В и частоте $f_1 = 60$ Гц перегрузка составит $\frac{485}{75 \times 4} = 1,6$ – это предельно допускаемое значение. При $U_{1\alpha} = 163,9$ В и начальной частоте $f_1 = 100$ Гц общая потребляемая мощность составляет 670 кВт, а на один двигатель – 167 кВт, что в 2,2 раза больше номинальной мощности. Таким образом, предельная тяговая характеристика соответствует напряжению питания $U_{1\alpha} = 127,0$ В при начальной частоте $f_1 = 60$ Гц.

Рисунок 2 – Диаграмма потребляемых мощностей при частотном регулировании

Выводы. Предложенная методика позволяет рассчитать тяговые характеристики трамвайного вагона с асинхронными двигателями и определить по величине потребляемой мощности границы параметров управления по напряжению и частоте.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергоатоиздат, 1982.
- 2. Алексеев А.Е. Тяговые электрические машины и преобразователи. Л.: Энергия, 1977.

КАЧУРА А.В., к.т.н., доцент СЪЯНОВ А.М., д.т.н., профессор

Днепродзержинский государственный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ ТИРИСТОРНЫЙ РЕГУЛЯТОР НАПРЯЖЕНИЯ -АСИНХРОННЫЙ ВЕНТИЛЬНЫЙ КАСКАД

Введение. Современные грузоподъемные устройства, которые используются в промышленности, в основном имеют электрический привод (ЭП), качество и надежность работы которого определяет эффективность и производительность этих устройств. На сегодняшний день, несмотря на значительные достижения в области создания полупроводниковой силовой электроники, большинство крановых механизмов общепромышленного назначения до сих пор оборудовано традиционными системами на основе силовых контроллеров, магнитных пускателей и релейно-контакторной аппаратуры. Опыт эксплуатации оборудования металлургических предприятий, на которых, как правило, используются крановые установки на базе асинхронных двигателей (АД) с фазным ротором (ФР), показывает, что работа этих механизмов в тяжелых технологических условиях сопровождается частыми авариями, а наличие большого количества контактной аппаратуры в роторной цепи АД приводит к снижению надежности всего ЭП.

Помимо общих требований, которые предъявляются к надежности кранового оборудования, не менее важными являются требования по созданию оптимальных скоростных параметров ЭП грузоподъемных машин. В настоящее время около 50 % всех грузов, перерабатываемых в металлургии, требуют достаточно глубокого регулирования скорости ЭП, в особенности обеспечения плавности движения, отсутствия рывков и ударов.

В сложившейся ситуации повышение надежности и функциональности кранового оборудования, расширение диапазонов регулирования и получение необходимых характеристик крановых ЭП является актуальной задачей, которая может быть решена путем как применения специальных регулирующих элементов в цепи фазного ротора АД, так и современных электронных компонентов в коммутаторах, регуляторах и преобразователях. Такой подход наряду с эффективными схемными решениями позволяет снизить количество контактной аппаратуры, уменьшить массогабаритные показатели систем, увеличить сроки эксплуатации крановых механизмов.

Постановка задачи. Задачей работы является разработка математической модели тиристорного регулятора напряжения (ТРН) и асинхронного вентильного каскада (АВК) для исследования динамических характеристик асинхронных двигателей с фазным ротором, применяемых в крановом электроприводе.

Результаты работы. Одним из путей решения задачи улучшения пусковых и регулировочных характеристик АД крановых механизмов может быть применение индукционных реостатов ИР [1]. Нелинейность электромагнитных параметров ИР позволяет получить максимальный диапазон изменения сопротивления роторной цепи АД в динамических режимах, тем самым ограничить броски пускового тока и получить механическую характеристику экскаваторного типа. В работе [2] предложена математическая модель АД с ИР (рис.1), которая базируется на объединении цепевых и полевых методов анализа и описывается системой уравнений вида
$$\begin{bmatrix} u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L(\gamma, i) \end{bmatrix} \frac{d[i]}{dt} + \frac{\partial \begin{bmatrix} L(\gamma, i) \end{bmatrix}}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt} + \frac{\partial \begin{bmatrix} L(\gamma, i) \end{bmatrix}}{\partial i} \frac{d[i]}{dt}; \\ \frac{d\omega_2}{dt} = \frac{M - M_C}{J}; \\ \frac{d\gamma}{dt} = \omega_2; \\ -\nabla (\nu \nabla A) = \begin{cases} -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - B \text{ экране ИР}; \\ \frac{N_{Wr} i_{02}}{S_{Wr}} - B \text{ катушке ИР}; \end{cases} \end{cases}$$

где [u],[R],[i] – матрицы напряжений, сопротивлений и токов соответственно; [L(i, γ)] – матрица индуктивностей; γ – геометрический угол поворота ротора относительно осей фаз обмоток; M, Mc – электромагнитный момент и момент статической нагрузки соответственно; ω_2 – угловая скорость ротора; J – момент инерции; ν – магнитное сопротивление материала; σ – удельная проводимость среды; A – векторный магнитный потенциал; N_{wr} – число витков катушки ИР; i₀₂ – ток, протекающий в катушке; S_{wr} – площадь поперечного сечения катушки; t – время.

На основе полученной модели исследованы пусковые режимы работы АД МТВ-412-8 (табл.1) с ИР двухкатушечной конструкции, в результате чего получены данные изменения токов статорной и роторной цепей (рис.2, а, 2, б). Анализируя полученные зависимости, можно заключить, что наличие ИР в роторной цепи АД позволяет существенно ограничить броски пусковых токов ($I_1 = 62$ А при $I_{1HOM} = 58$ А, $I_2 = 160$ А при



Рисунок 1 – Цепеполевая модель АД с ИР

 $I_{2HOM} = 59 \, A$) и получить механические характеристики экскаваторного типа.

Однако помимо эффективного ограничения пусковых токов предложенный способ регулирования обладает рядом недостатков: 1) повышение массогабаритных показателей ЭП; 2) постоянное присутствие в роторной цепи АД сопротивления активно-индуктивного характера способствует увеличению потерь мощности; 3) необходимость дополнительных затрат на изготовление ИР специальных конструкций. Перечисленные недостатки могут быть частично устранены путем применения АВК.

Для регулирования АД с ФР нашли широкое применение каскадные схемы с вентильными преобра-

зователями (рис.3). Подобные системы на сегодняшний день достаточно хорошо изучены [3-5]. Однако их усовершенствование и применение в крановом оборудовании с

целью уменьшения массогабаритных показателей, обеспечения глубокого регулирования скорости и повышения плавности хода остается актуальной задачей.

Тип	Мощ- ность, кВт	n _H , об/мин	cosφ	КПД, %	М _{макс} , Н	GD ² , кГм ²	n _{макс} , об/мин	I _{1н,} А	I _{2н,} А
MTB- 412-8	22	720	0,69	83	84	3	1900	58	59

Таблица 1 – Параметры двигателя МТВ-412-8

Продолжение таблицы 1

r ₁ , Ом	r ₂ , Ом	х ₀₁ , Ом	х _{σ2} , Ом	х _µ , Ом	Ku	Ki
0,17	0,074	0,333	0,218	9,28	1,6	1,6



Рисунок 2 – Кривые изменения токов в статорной и роторной цепи при пуске АД с ИР (- эксперимент, --- расчет)



Рисунок 3 – Схема АВК

Електромеханіка

Особенностью ЭП по схеме ABK является возможность осуществлять плавный пуск и регулирование скорости AД путем изменения величины скольжения, что достигается введением в роторную цепь AД добавочной ЭДС. Подобное решение является достаточно сложно реализуемым на практике, поскольку частота тока ротора является переменной величиной и зависит от скорости AД. Поэтому добавочная ЭДС должна вводиться либо посредством преобразователя частоты, либо путем добавления постоянной ЭДС в цепь выпрямленного тока ротора. На рис.4 представлена математическая модель ABK, реализующая режимы пуска и регулирования скорости AД, в роторной цепи которого содержится преобразователь частоты со звеном постоянного тока. Блоки P2 и P3 позволяют измерить мощность, отдаваемую в сеть и принимаемую из сети соответственно. Блок P1 представляет собой управляющий информационный канал привода, P4 – система импульсно-фазового управления инвертором. Пуск AД осуществляется прямым подключением к сети с напряжением U = 380 В.

Описанный способ регулирования скорости АД достаточно хорошо зарекомендовал себя на практике, однако не лишен недостатков. К основным недостаткам можно отнести: 1) возникновение ударных бросков тока в цепи статора и момента на валу АД при пуске (рис.5, а, б). При этом пусковой ток может достигать шести - восьмикратных значений от номинала, что отрицательно сказывается как на плавности пуска, так и на надежности всего привода; 2) необходимость применения преобразователя частоты в роторе АД приводит к значительному удорожанию ЭП.



Рисунок 4 – Математическая модель АВК

Одним из способов частичного решения вышеуказанной проблемы является применение тиристорных регуляторов напряжения (ТРН), включаемых в статорную цепь АД. Наличие ТРН приводит к ограничению бросков пусковых токов и моментов и формированию соответствующих динамических характеристик. Подобные решения

могут успешно использоваться для крановых механизмов, предъявляющих высокие требования к диапазону или плавности регулирования скорости.

Математическая модель системы ТРН-АВК представлена на рис.6. Модель ТРН реализована блоком Р8, который согласно заданию ограничивает пусковой ток на уровне 300 А (трехкратное значение от номинала). На рис.7 приведены кривые переходных процессов, полученные при моделировании АД МТВ-412-8.



Рисунок 5 – Переходные процессы пуска системы АВК на базе АД МТВ-412-8



Рисунок 6 – Математическая модель ТРН - АВК



Рисунок 7 - Переходные процессы системы ТРН - АВК

Выводы. 1. Крановые электроприводы на базе АД с ФР, включаемые по схеме ТРН-АВК позволяют формировать механические характеристики АД с заданной глубиной регулирования при ограничении пусковых токов и моментов, обеспечивая высокую плавность изменения скорости в требуемом диапазоне. 2. Результаты математического моделирования системы ТРН-АВК подтверждают эффективность применения ТРН в статорной цепи АД для ограничения величины пускового тока, кратного 3,5 для двигателя мощностью 22 кВт.

ЛИТЕРАТУРА

- Качура А.В., Съянов А.М. Методика расчета пусковых характеристик асинхронных двигателей с индукционными реостатами с учетом их взаимного влияния // Сборник трудов Севастопольского национального технического университета. – Севастополь. – 2005. – С.44-45.
- Качура А.В., Колычев С.В., Съянов А.М. Проектирование электроприводов на основе совместного анализа цепевых и полевых моделей // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. Кременчук: КДПУ, 2006, Вип. 3/2006(38)41. С.17-19.
- 3. Алексеев Н.И. Основы теории асинхронных машинно-вентильных каскадов/ Сб. научных трудов Моск. горн. ин-та, 1962, № 42.
- 4. Алексеев Н.И. Применение асинхронных машинно-вентильных каскадов в горной промышленности. Горный журнал, 1962, № 4.
- 5. Завалишин Д.А., Боброва Р.Ф., Парфенов Э.Е. Регулирование скорости вращения мощных асинхронных электродвигателей в каскадной схеме с полупроводниковым преобразователем. Изв. АН СССР, ОТН, «Энергетика и автоматика», 1962, № 3.

КАЧУРА А.В., к.т.н., доцент СЪЯНОВ А.М., д.т.н., профессор ДЕРЕЦ А.Л., к.т.н., доцент

Днепродзержинский государственный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗВЕТВЛЕННОЙ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ НА ОСНОВЕ ЧИСЛЕННЫХ МЕТОДОВ ДЛЯ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Введение. При моделировании электротехнических устройств для описания электромагнитных процессов, происходящих в исследуемых объектах, используют уравнения математической физики, решение которых осуществляется аналитическими и численными методами. Широко используемые аналитические методы, основанные на теории цепей, в некоторых случаях не позволяют достигнуть требуемой точности расчета ввиду ряда допущений, основанных на переходе от уравнений электромагнитного поля к уравнениям цепей. Среди основных допущений следующие:

1) геометрически сложные объекты и конструкции заменяются гладкими либо прямоугольными;

2) магнитный поток рассматривается как сумма основного магнитного потока и потока рассеяния;

3) отсутствие четкой связи между геометрическими свойствами объекта и его математической моделью, которая, как правило, представляется в виде схемы замещения.

Кроме того, аналитические методы предусматривают использование различных поправочных и уточняющих коэффициентов, полученных на основе графических зависимостей, экспериментальных данных и эмпирических соотношений. В результате этого получаемое решение является приближенным и громоздким.

Рассмотренные недостатки аналитических методов могут быть устранены путем применения численных методов, среди которых в последнее время широкое применение находит метод конечных элементов (МКЭ) [1, 2]. Данный метод основан на непосредственном решении уравнений Максвелла для анизотропных нелинейных сред и позволяет учитывать как сложную геометрию объекта, так и его нелинейные свойства.

Постановка задачи. Задачей работы является разработка математической модели, описывающей распределение магнитного поля в разветвленной магнитной цепи на основе уравнений Максвелла с учетом реальных геометрических размеров и нелинейных свойств материала на основе МКЭ.

Результаты работы. Физические процессы в разветвленной магнитной цепи описываются системой дифференциальных уравнений Максвелла с учетом анизотропных нелинейных сред, которая имеет вид

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}; \\ \operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}; \\ \operatorname{div} \vec{D} = \rho; \\ \operatorname{div} \vec{B} = 0, \end{cases}$$
(1)

где \vec{H} – напряженность магнитного поля; \vec{J} – плотность электрического тока; \vec{D} – электрическая индукция; \vec{E} – напряженность электрического поля;

В – магнитная индукция; ρ – плотность электрического заряда.

К уравнениям (1) добавляются уравнения, характеризующие электромагнитные свойства материальной среды:

$$\begin{cases} \vec{D} = \varepsilon \vec{E}; \\ \vec{B} = \mu \vec{H}; \\ \vec{J} = \sigma \vec{E}, \end{cases}$$

где ϵ – диэлектрическая проницаемость; μ – магнитная проницаемость; σ – удельная проводимость среды.

С учетом того, что $\partial \vec{D} / \partial t \ll \vec{J}$, первое уравнение (1) можно упростить:

 $rot\vec{H} = \vec{J}$.

В исходном виде система (1) обычно не решается. Как правило, она преобразуется в иную, в которой векторы \vec{E} , \vec{B} и \vec{H} заменяются вспомогательными функциями – скалярным или векторным потенциалом [3, 4].

Электромагнитное поле может быть определено через векторный магнитный потенциал, который связан с магнитной индукцией соотношением

$$\vec{B} = rot\vec{A}.$$
 (2)

Подставив во второе уравнение системы (1) вместо магнитной индукции ее выражение через векторный магнитный потенциал (2), получим

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad}\phi, \qquad (3)$$

где ф – электрический потенциал.

Умножив уравнение (3) на σ , получим выражение, из которого можно определить плотность тока:

$$\vec{J} = -\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad}(\sigma \phi), \qquad \qquad 4)$$

где σ – электропроводность материала.

Подставив выражение (4) в (1) и выполнив преобразования с учетом (3), получим уравнение поля, записанное относительно векторного магнитного потенциала:

$$\nabla \times \left(v \nabla \times \vec{A} \right) = -\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \operatorname{grad}(\sigma \varphi), \qquad (5)$$

где v – магнитное сопротивление материала.

Приняв, что напряжение, прикладываемое к обмотке, равно разности потенциалов на концах обмотки, уравнение (5) трансформируем в уравнение Лапласа:

$$\nabla \times \left(v \nabla \times \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = 0.$$
(6)

Уравнение (6) является обобщенным, правая часть его зависит от конкретного элемента конструкции. Кроме того, решение уравнения (6), которое в декартовой системе координат имеет вид

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(v \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = 0, \qquad (7)$$

где х, у, z – координаты области, связано с решением трехмерной полевой задачи.

Если исследуемый объект обладает свойством симметрии относительно цен-

тральной оси вращения, уравнение (7) преобразуется к уравнению в цилиндрических координатах:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(v \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{1}{r} v \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial}{\partial z} \left(v \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = 0, \qquad (8)$$

где z – координата области; r – радиус окружности.

Воспользуемся уравнением (7) для исследования электромагнитных характеристик разветвленной магнитной цепи (рис.1 а, б), магнитный поток которой возбуждается переменной м.д.с., создаваемой катушкой, размещенной на центральном стержне. При этом выражения (7) и (8) должны быть дополнены уравнением равновесия напряжения

$$u_{01} = r_{01} \cdot \dot{i}_{01} + \frac{d\Psi_{01}}{dt}, \qquad (9)$$

где u_{01} – напряжение возбуждающей обмотки; r_{01} , – активное сопротивление обмотки; i_{01} – ток, протекающий в обмотке; Ψ_{01} – полное потокосцепление обмотки.

Плотность тока в обмотке определяется выражением

$$J_{01} = \frac{N_{W} I_{01}}{S_{W}},$$

где $N_{\rm W}$ – число витков обмотки; $S_{\rm W}$ – область, занимаемая катушкой.

Уравнение (7) с учетом протекающего по обмотке тока принимает вид

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = J_{01}$$

Потокосцепление катушки через вектор магнитного потенциала может быть определено по формуле [3]

$$\frac{d\Psi_{01}}{dt} = \frac{N_{W}l}{S_{W}} \int_{S_{W}} \frac{\partial A}{\partial t} dS_{W} , \qquad (10)$$

где l – длина витка.

Подставив (10) в выражение (9), получим

$$\mathbf{u}_{01} = \mathbf{r}_{01} \mathbf{i}_{01} + \frac{\mathbf{N}_{W} \mathbf{l}}{\mathbf{S}_{W}} \int_{\mathbf{S}_{W}} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \mathbf{t}} \mathbf{d} \mathbf{S}_{W} .$$
(11)

На основе уравнения (7) запишем трехмерную математическую модель объекта в полевой постановке:

$$-\nabla (v\nabla A) = \begin{cases} 0 - B \text{ воздушном пространстве}; \\ -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - B \text{ магнитопроводе}; \\ \frac{N_{W} i_{01}}{S_{W}} - B \text{ обмотке}, \end{cases}$$
(12)

где N_w – число витков обмотки; i_{01} – ток, протекающий в обмотке; S_w – площадь поперечного сечения катушки.

Уравнение (12) представляет полную систему уравнений, описывающих магнитную цепь в трехмерной полевой постановке, что позволяет исследовать электромагнитные процессы как в стационарных, так и квазистационарных режимах.

Електромеханіка

Для исследования квазистационарного режима магнитной цепи применим МКЭ к системе (12). Соответствующая точность расчета электромагнитного поля может быть достигнута путем окружения исследуемой модели воздушным промежутком (рис.2, а). Конечноэлементная модель магнитной цепи представлена на рис.2, б.



Рисунок 1 – Исследуемая разветвленная магнитная цепь



Рисунок 2 - Конечноэлементная модель объекта

Расчет электромагнитного поля выполнен для трехмерной математической модели (12), в которой магнитное сопротивление стали является величиной нелинейной и изменяется в соответствии с кривой намагничивания (рис.3, а). Процесс решения представлен соответствующим итерационным графиком (рис.3, б).

На основе полученного решения построены графики распределения магнитной индукции (рис.4, а, 4, б), напряженности магнитного поля (рис.5, в, 5, г), плотности тока (рис.6, а), энергии магнитного поля (рис.6, б).



Рисунок 3 – Кривая намагничивания материала и график итерационного процесса



Рисунок 4 – График магнитной индукции



Рисунок 5 – График напряженности магнитного поля



Рисунок 6 – Графики электромагнитных величин

Полученные результаты показывают, что максимальная плотность магнитного потока наблюдается в центральном стержне (рис.4), что приводит к повышенному нагреву как самого стержня, так и близлежащих участков. При этом магнитная индукция боковых стержней приблизительно в два раза меньше и достигает значений 1-1,4 Тл, что позволяет уменьшить их толщину и, как следствие, массогабаритные показатели всего объекта.

Выводы. Разработана математическая модель разветвленной магнитной цепи в трехмерной постановке с учетом нелинейных свойств применяемых материалов. Модель основана на методе конечных элементов и позволяет: 1) исследовать электромагнитные процессы в цепи произвольной конфигурации как в квазистатических, так и переходных режимах; 2) выявить влияние параметров питающего сигнала на величину магнитной индукции и напряженности магнитного поля в любой точке магнитопровода; 3) установить связь между геометрическими и электромагнитными свойствами исследуемого объекта.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов. М.: Мир, 1977. 392с.
- 2. Зенкевич О. Конечные элементы и аппроксимация. М: "Мир", 1986. 318с.
- 3. Arkkio A. Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations //Acta Polytech. Scand. 1987.
- 4. Качура А.В., Колычев С.В., Съянов А.М. Разработка пакета прикладных программ для расчета электромагнитного поля. Новые технологии, №1-2 (7-8) 2005. С.98-105.