

РОЗДІЛ «ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА»

УДК 621:313

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

Днепродзержинский государственный технический университет

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ВЕНТИЛЬНОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДА КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ДЛЯ СИСТЕМ ТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

Введение. За последние десятилетия в отечественной и зарубежной промышленности интенсивно происходят процессы модернизации производственных систем и создания гибких технологических комплексов с использованием современного оборудования и автоматизированных рабочих мест. Неотъемлемую часть этого оборудования составляют электроприводы на базе вентильных реактивных двигателей (ВРД), которые являются составной частью большинства периферийных устройств, систем точного позиционирования, станков с ЧПУ, роботов.

Широкое применение ВРД обусловлено их специфическими свойствами, среди которых можно выделить: 1) возможность быстрого старта – остановки – реверсирования; 2) прецизионное позиционирование и повторяемость; 3) широкий диапазон регулирования и возможность получения низких скоростей вращения; 4) высокая надежность, связанная с отсутствием щеток. В связи с этим актуальной является задача конструктивной оптимизации существующих и разработки новых рациональных конструкций ВРД с использованием современных материалов и технологических решений.

Постановка задачи. В настоящее время для исследования электрических машин широкое распространение получили численные методы, среди которых можно выделить метод конечных элементов (МКЭ). Применение последнего позволяет анализировать распределение электромагнитного поля в электротехнических объектах произвольной конфигурации с учетом нелинейных и анизотропных свойств материалов в стационарных и динамических режимах. Опираясь на МКЭ, в работе исследовано распределение электромагнитного поля в объеме ВРД в динамических режимах, выявлены места локального увеличения магнитной индукции, рассчитаны параметры и электро-механические характеристики ВРД.

Результаты работы. Воспользовавшись уравнениями Максвелла, а также применив ряд известных математических преобразований [1], получим систему уравнений, описывающую распределение электромагнитного поля в объеме ВРД:

$$\left. \begin{aligned} -\nabla \times (\nu \nabla \times \vec{A}) &= 0 - \text{в воздушном зазоре;} \\ -\nabla \times (\nu \nabla \times \vec{A}) &= 0 - \text{в сердечнике статора;} \\ -\nabla \times (\nu \nabla \times \vec{A}) &= \frac{N_w i_x}{S_w} - \text{в пазу статора;} \\ -\nabla \times (\nu \nabla \times \vec{A}) &= -\nu \left(\frac{\partial A}{\partial x} - \frac{\partial A}{\partial y} \right) - \text{в сердечнике ротора;} \\ -\nabla \times (\nu \nabla \times \vec{A}) &= -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \nu \left(\frac{\partial A}{\partial x} - \frac{\partial A}{\partial y} \right) - \text{вал ротора,} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где ∇ – оператор набла; ν – магнитное сопротивление электротехнической стали; \vec{A} – вектор магнитного потенциала; N_w, S_w – число витков и площадь поперечного сечения фазной обмотки; σ – электрическая проводимость материала; ω – скорость вращения ротора.

Система (1) должна быть дополнена уравнениями равновесия напряжения для каждой фазы обмотки

$$\{u_x\} = [r_x]\{i_x\} + \frac{N_w l}{S_w} \left\{ \int_{S_w} \frac{\partial A}{\partial t} dS_w \right\} + L_l \frac{d\{i_x\}}{dt} \quad (2)$$

и моментов

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (3)$$

где x – индекс соответствующей фазы; L_l – индуктивность лобовых частей; l – длина проводника; M – величина электромагнитного момента; M_c – статический момент сопротивления на валу; J – момент инерции ротора; ω – угловая скорость вращения ротора.

Пренебрегая падением напряжения в лобовых частях обмотки, уравнение (2) приобретает вид:

$$u_x = r_x i_x + \frac{N_w l}{S_w} \int_{S_w} \frac{\partial A}{\partial t} dS_w.$$

Полная математическая модель ВРД с учетом переменной частоты вращения и нелинейных свойств стали в компактной форме имеет вид:

$$-\nabla(\nu \nabla \vec{A}) = \begin{cases} 0 - \text{в воздушном зазоре, сердечнике статора;} \\ \frac{N_w i_x}{S_w} - \text{в пазу статора;} \\ -g \left(\frac{\partial A}{\partial x} - \frac{\partial A}{\partial y} \right) - \text{в сердечнике ротора;} \\ -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - g \left(\frac{\partial A}{\partial x} - \frac{\partial A}{\partial y} \right) - \text{вал ротора.} \end{cases} \quad (4)$$

Для решения (2)-(4) воспользуемся МКЭ. При этом система (4) трансформируется к виду

$$[S]\{A\} + [N] \frac{\partial \{A\}}{\partial t} = [C]i,$$

где $[S] = \sum_{e=1}^{Ne} \left(\frac{n}{4D^e} [K]^e \right)$ – матрица связи расчетной области с нелинейными свойствами

материала; $[C] = \sum_{e=1}^{Ne} \frac{N_w}{S_w} \frac{\Delta^e}{3}$ – матрица связи области катушки с током;

$[N] = \sum_{e=1}^{Ne} \frac{\sigma \Delta^e}{12} [Q]^e$ – матрица учета вихревых токов; e – элемент области; N_e – число

элементов, на которые разбита область; $\Delta^e = x_j y_k - y_j x_k + x_i y_j - x_i y_k + y_i x_k - y_i x_j$ – площадь элемента; i, j, k – индексы элементов.

В рамках разработанной математической модели, основанной на МКЭ, проведены исследования ВРД в шаговом режиме. В качестве исследуемого образца выбрана малосерийная машина ВРД-57-100-4 производства ТОВ „Електромеханіка” (г. Николаев). Магнитная система ВРД выполнена с соотношением полюсов статора к ротору как 8/6. Статорный и роторный пакеты набраны из электротехнической стали марки 2211 с толщиной пластин 0,5 мм. Активная длина статора и ротора 28 мм. Конструктивные параметры двигателя представлены на рис.1 и 2. Твердотельная модель ВРД и ее дискретный аналог показаны на рис.3.

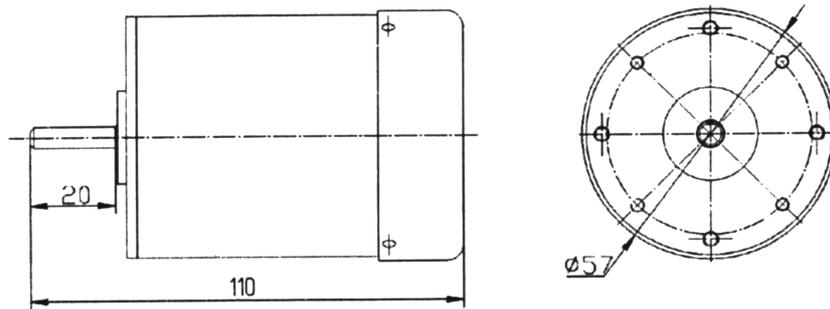


Рисунок 1 – Габаритные размеры исследуемого ВРД

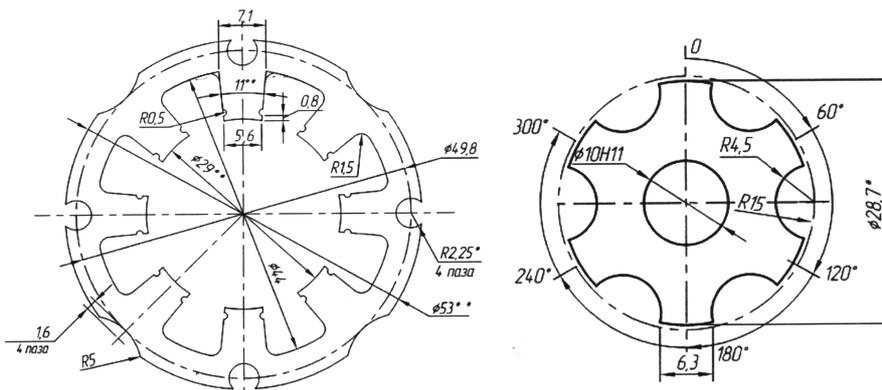


Рисунок 2 – Пластины статора и ротора ВРД

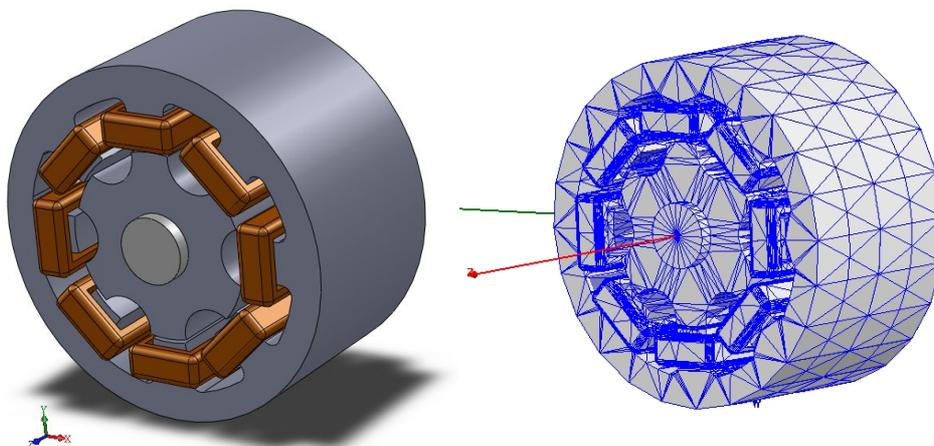


Рисунок 3 – Твердотельная и дискретная модели ВРД

В процессе расчета предполагалось, что двигатель питается от импульсного источника, который формирует разнополярную четырехфазную систему напряжений прямоугольной формы амплитудой 2 В и частотой 0,44 Гц (рис.4). Указанная система напряжений обеспечивает стабильную работу исследуемого ВРД в шаговом режиме. Длительность расчета составила 25 сек.

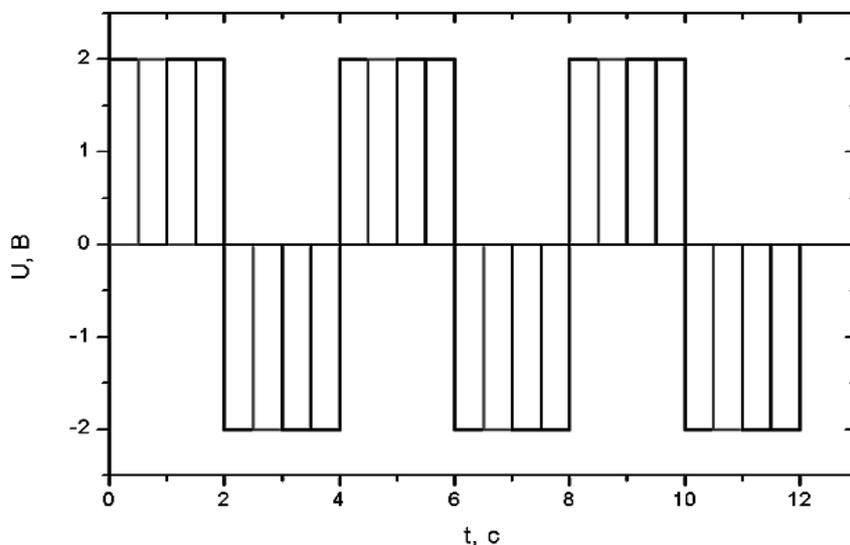


Рисунок 4 – Разнополярная четырехфазная система напряжений

В результате расчета получены графики переходных процессов скорости (рис.5) и момента (рис.6), токов в фазах (рис.7) и потокосцеплений (рис.8). На рис.9 показан график противоэдс, наводимой в обмотке статора, и потерь мощности, возникающих в массивных частях ротора (рис.10).

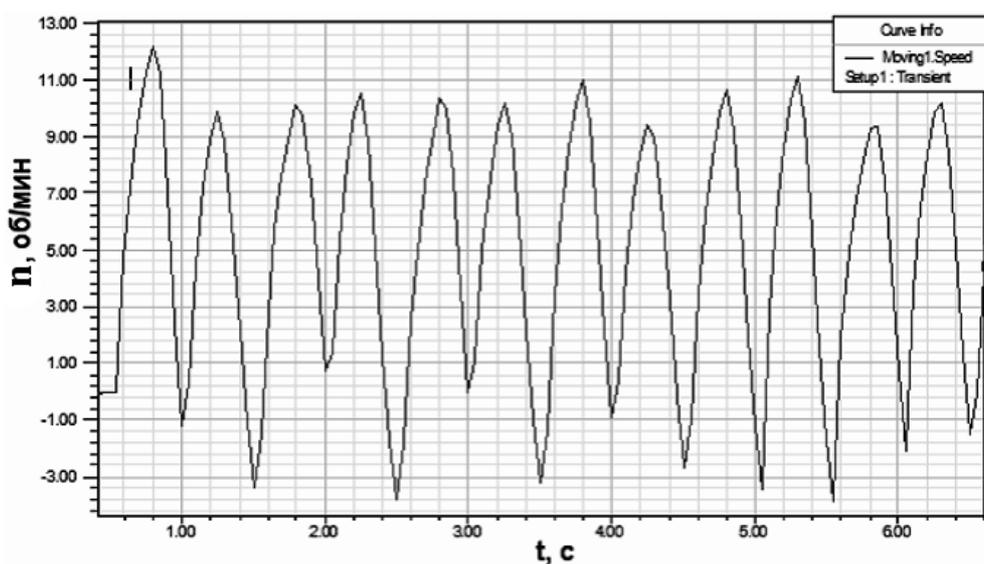


Рисунок 5 – Переходный процесс скорости ВРД

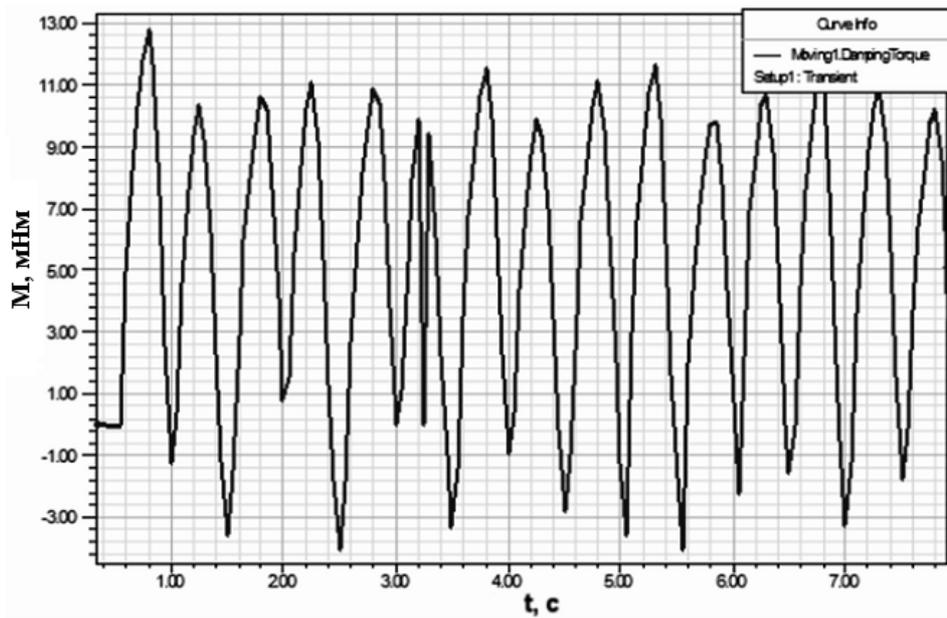


Рисунок 6 – Переходний процес електромагнітного моменту ВРД

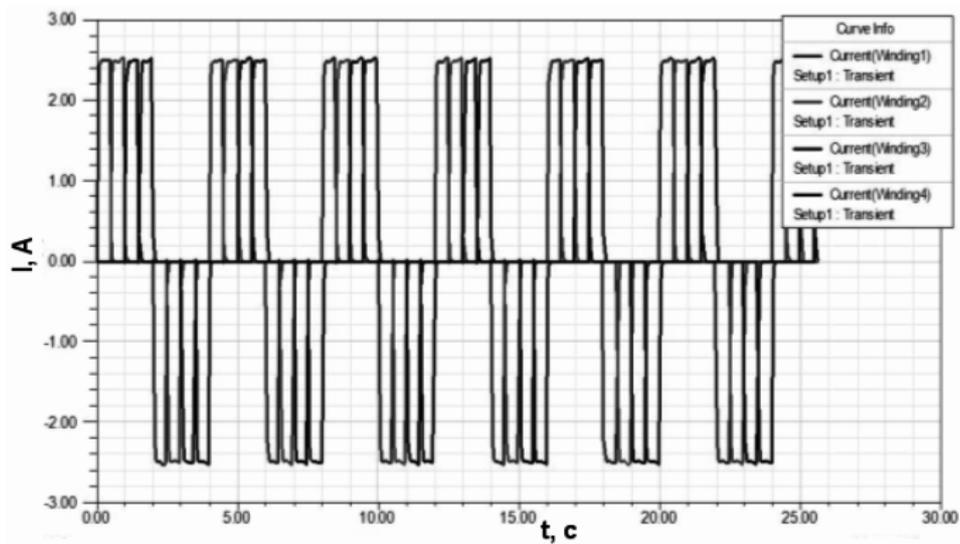


Рисунок 7 – Переходний процес токів в фазі ВРД

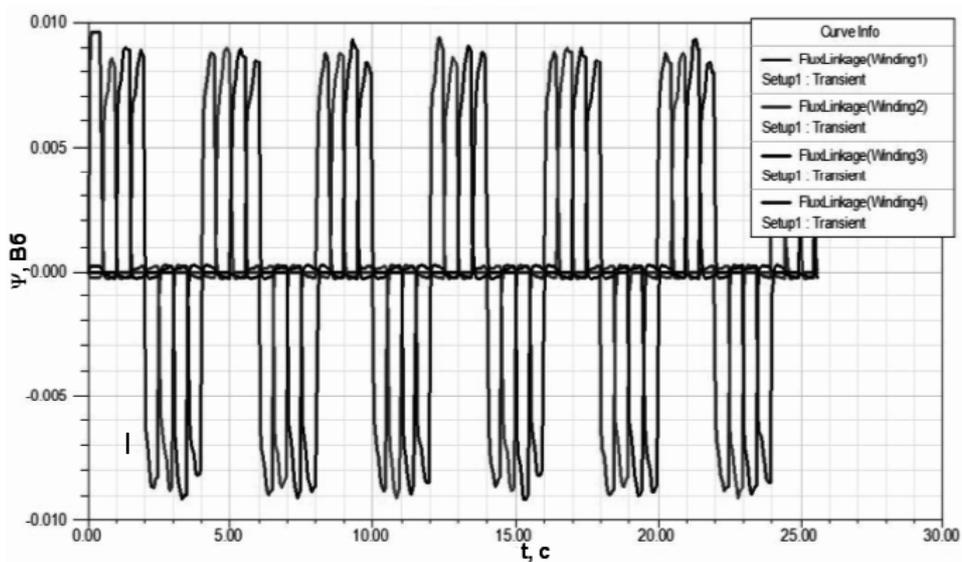


Рисунок 8 – Переходний процес потокосцеплень фаз ВРД

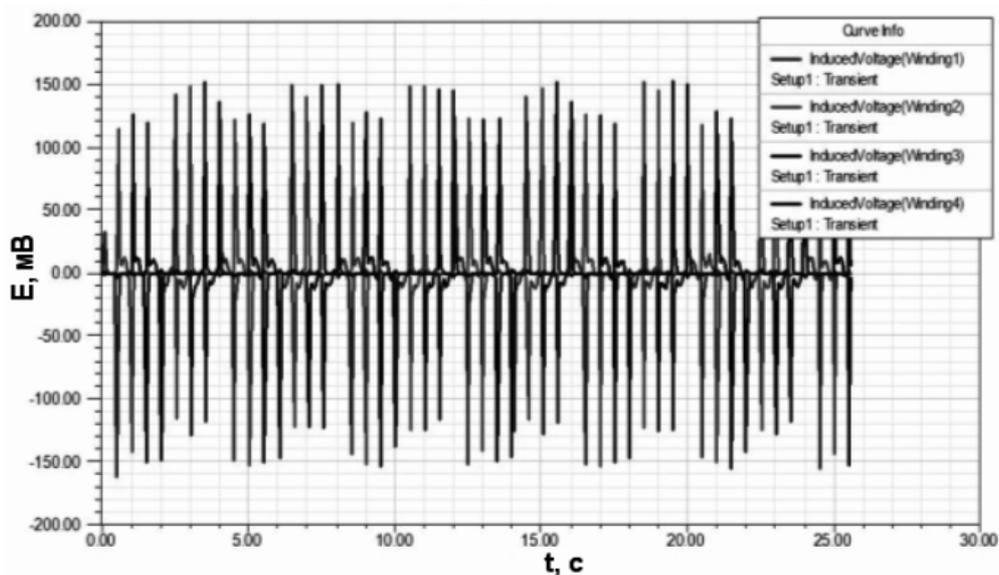


Рисунок 9 – График противоэдс, наводимой в обмотке статора

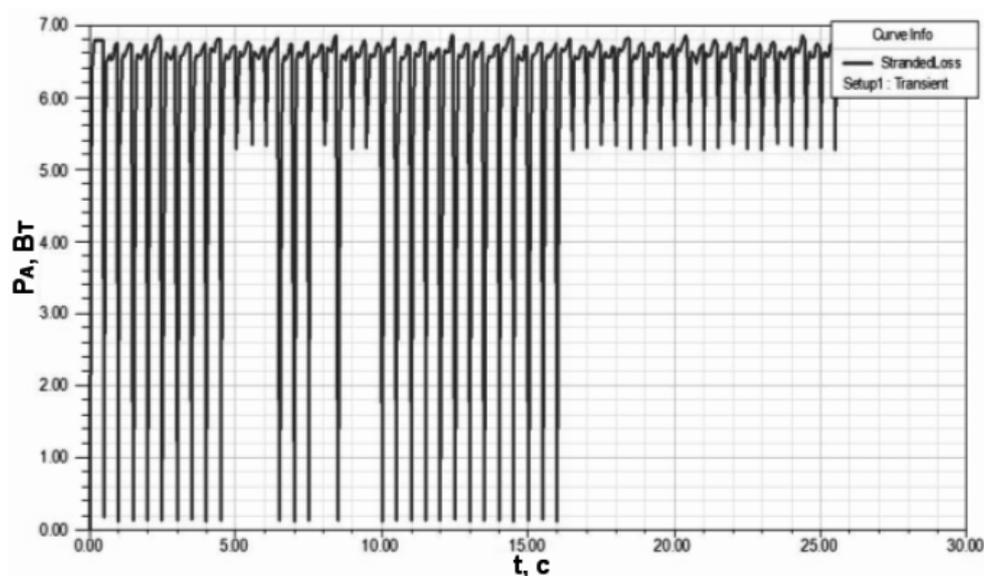


Рисунок 10 – График потерь мощности в массивных частях ротора

Выводы. На основе полученных результатов можно сделать следующие выводы: 1) величина импульса питания для двигателя ВРД-57-100-4 для работы в шаговом режиме должна составлять 2 В продолжительностью 0,5 с. Указанные параметры питания позволяют создавать на валу импульсный электромагнитный момент колебательно-го характера с возможностью эксплуатации двигателя в шаговом режиме; 2) установлено, что при вращении ротора в статорных обмотках ВРД индуцируется противоэдс, величина которой достигает 150мВ. Индуцированная противоэдс должна учитываться при проектировании коммутационного преобразователя, питающего обмотку ВРД; 3) расчетным путем получено значение мощности, которая выделяется в массивной ча-

сти ротора – вале. При работе ВРД в шаговом режиме данная мощность тепловыделений составляет порядка 6-7 Вт.

ЛИТЕРАТУРА

1. Качура А.В. Математическая модель индукционного реостата с учетом насыщения магнитной системы / Качура А.В., Сьянов А.М., Сторожко В.С. // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – 2002. – С.376-378.
2. Кенио Т. Шаговые двигатели и их микропроцессорные системы управления / Кенио Т.; пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 200с.: ил.
3. Качура А.В. Проектирование электроприводов на основе совместного анализа цепевых и полевых моделей / Качура А.В., Колычев С.В., Сьянов А.М. // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук: КДПУ, 2006. – Вип. 3/2006 (38)41. – С.17-19.

Поступила в редколлегию 06.10.2014.

УДК 621.313.33

ЦАБЕНКО М.В., ассистент
СТОРОЖКО С.П., к.т.н., доцент
КЛЮЕВ О.В., к.т.н., доцент

Днепродзержинский государственный технический университет

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ТИРИСТОРНЫЙ РЕГУЛЯТОР НАПРЯЖЕНИЯ – АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Введение. Силовой электропривод (ЭП) является основным потребителем электроэнергии и его энергетические показатели служат основным критерием оценки эффективности работы энергосистемы в целом. Расчёт и исследование электромеханических систем методом математического моделирования значительно ускоряются применением прикладных пакетов компьютерных программ, которые позволяют на разных этапах решать сложную проблему всестороннего анализа режимов работы систем электропривода.

Постановка задачи. Задачей работы является исследование процессов преобразования энергии в в системе электропривода тиристорный регулятор напряжения (ТРН) – асинхронный двигатель.

Результаты работы. Математическая модель (рис.1) состоит из трёхфазного источника питания, схемы трёхфазного тиристорного регулятора напряжения, асинхронной машины, системы импульсно-фазового управления тиристорами, регулятора скорости с задатчиком интенсивности и блока измерителя переменных состояния асинхронной машины (АМ).

Система управления тиристорами находится в блоке SIFU, который синхронизируется с сетью через вход U_{abc} с измерением напряжений относительно земли. В измерителе токов и напряжений на выходе ТРН фиксируются линейные напряжения. Схема СИФУ представлена на рис.2.

Сигнал управления в блок СИФУ поступает с выхода регулятора скорости. Питание обмоток статора от ТРН осуществляется таким образом, что при скольжениях ротора, отличных от нуля, магнитный поток, создаваемый токами ротора, вращается с синхронной скоростью и, таким образом, неподвижен относительно магнитного потока статора. После преобразований, которые состоят в замене потокосцеплений токами, и

решении уравнений относительно первых производных токов, система уравнений АМ в осях α, β примет следующий вид:

$$p i_{r\alpha} = -\frac{L_m}{L_S L_r - L_m^2} u_{s\alpha} - \frac{R_r L_s}{L_S L_r - L_m^2} i_{r\alpha} + \frac{R_s L_m}{L_S L_r - L_m^2} i_{s\alpha} - \frac{L_s L_r}{L_S L_r - L_m^2} \omega i_{r\beta} - \frac{L_s L_m}{L_S L_r - L_m^2} \omega i_{s\beta}$$

$$p i_{s\beta} = \frac{L_r}{L_S L_r - L_m^2} u_{s\beta} - \frac{R_s L_r}{L_S L_r - L_m^2} i_{s\beta} + \frac{R_r L_m}{L_S L_r - L_m^2} i_{r\beta} - \frac{L_r L_m}{L_S L_r - L_m^2} \omega i_{r\alpha} - \frac{L_m^2}{L_S L_r - L_m^2} \omega i_{s\alpha}$$

$$p i_{r\beta} = -\frac{L_m}{L_S L_r - L_m^2} u_{s\beta} - \frac{R_r L_s}{L_S L_r - L_m^2} i_{r\beta} + \frac{R_s L_m}{L_S L_r - L_m^2} i_{s\beta} + \frac{L_s L_r}{L_S L_r - L_m^2} \omega i_{r\alpha} + \frac{L_s L_m}{L_S L_r - L_m^2} \omega i_{s\alpha}$$

$$M = \frac{3}{2} L_m N (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}); \quad \frac{J}{N} p \omega = M \pm M_c.$$

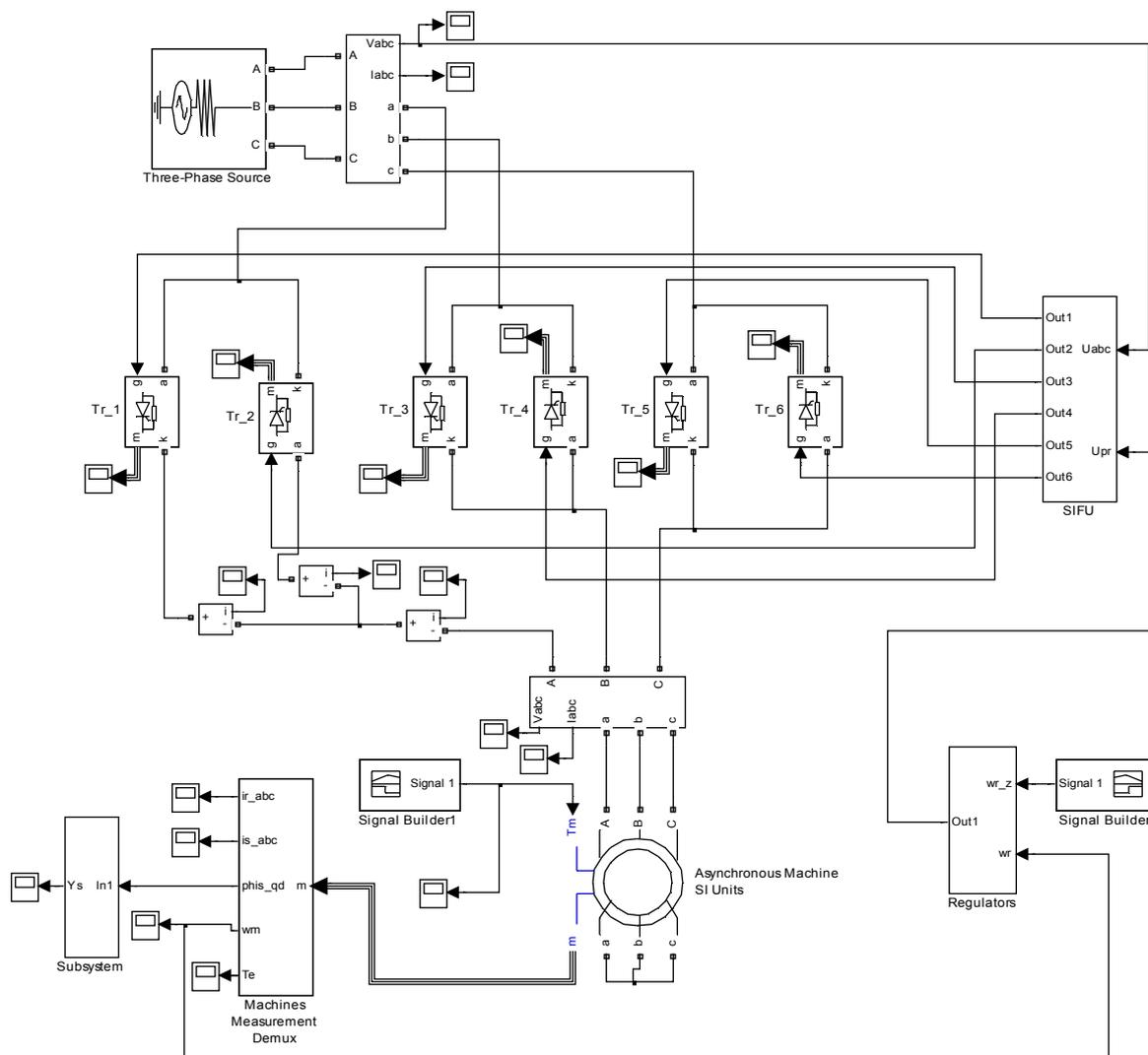


Рисунок 1 – Математическая модель системы тиристорный регулятор напряжения – асинхронный двигатель

Схема формирования управляющих импульсов для тиристора синхронизируется с питающей сетью. Для этого с измерителя напряжения сети сигнал подаётся на компаратор Sign и далее через усилитель на интегратор. Эти блоки составляют генератор одно-

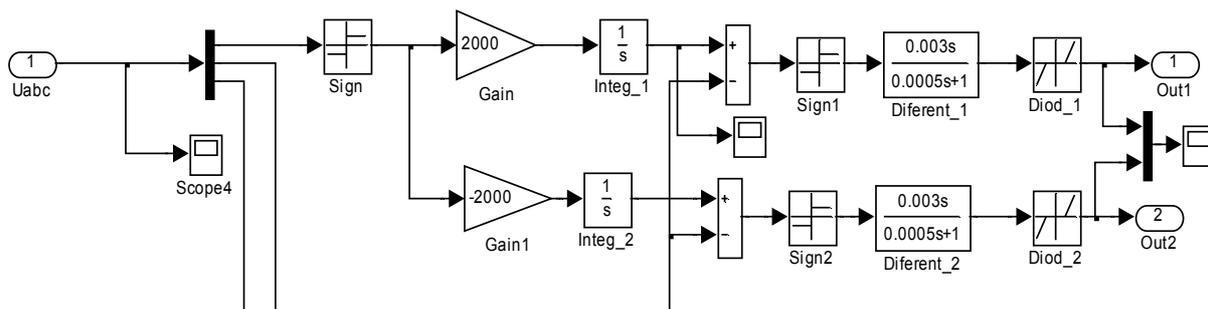


Рисунок 2 – Система импульсно-фазового управління тиристорами

полярного пилообразного напруги з періодом, рівним періоду напруги джерела живлення. Рівень сигналу (0-10В) блоку Constant1 визначає величину кута управління тиристором. Далі суматор, компаратор Sign1, диференціатор Transfer Fcn представляють собою пристрій формування керуючих імпульсів, з яких необхідні тільки імпульси позитивної полярності. Нелінійний елемент Dead Zone грає роль діода, не пропускаючого на керуючий електрод тиристора імпульси негативної полярності. Таким чином, система управління тиристором побудована по вертикальному принципу.

Блок регуляторів Regulators складається з схеми регулятора швидкості АМ (рис.3), який налаштований на симетричний оптимум [1]. Рівні всіх обмежень $\pm 10В$, коефіцієнт зворотного зв'язку по швидкості розрахований, виходячи з того, що АМ має дві пари полюсів. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної частин ПІ-регулятора швидкості підбираються експериментальним шляхом в процесі налаштування моделі. Блок Signal Builder формує сигнал задання швидкості і при плавному пуску представляє собою задатчик інтенсивності наростання швидкості. Швидкість АМ за 2-3 секунди повина зрости від нуля до рівня на 10% нижче синхронної. Згодом скачкообразно прикладається момент статическої навантаження, рівний половині номінального моменту АМ. Далі по сигналу задання здійснюється зниження швидкості до $0.7\omega_c$. Ціх режимів роботи достатньо для дослідження ТРН як пристрою плавного пуску асинхронного двигача і регулювання його швидкості в невеликому діапазоні 1.5:1.

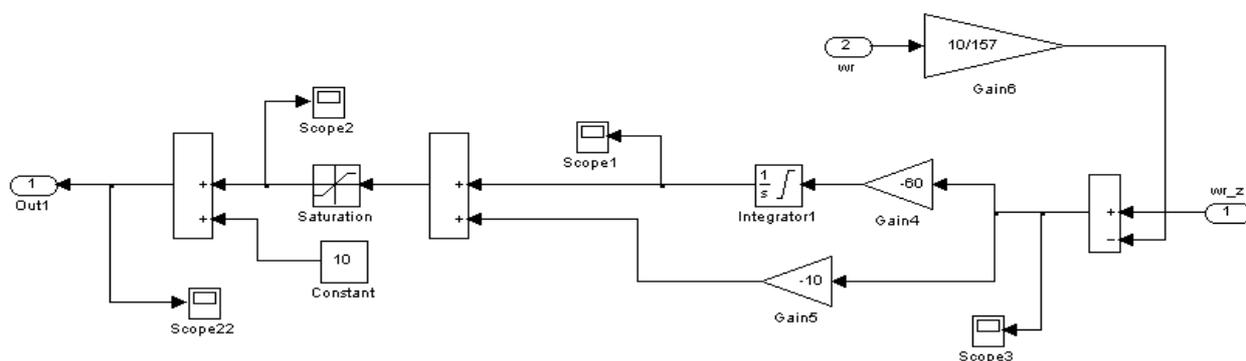


Рисунок 3 – Схема набору моделі регулятора швидкості

В результаті моделювання системи тиристорний регулятор напруги – асинхронний двигач з отриманими перехідними процесами, частина яких показана на рис.4-6. Дослідження проводилось для АМ типу 4А160S4У3 з паспортними даними: $P_n = 15кВт$, $U_{нд} = 380В$, $\omega_c = 157с^{-1}$. Як видно з графіків швидкості і токів статора і ротора, плавний процес пуску триває 2.7 секунди. Згодом відбувається наброс навантаження, що супроводжується виникненням динамічної помилки регулювання

скорости, которую регулятор скорости обрабатывает до нулевого значения. В 4.3 секунды начинается торможение за счёт увеличения угла открытия тиристорov ТРН и уменьшения действующего значения напряжения, приложенного к статору. На рисунках токов видно возрастание их значений во время наброса нагрузки и при работе двигателя с повышенным скольжением.

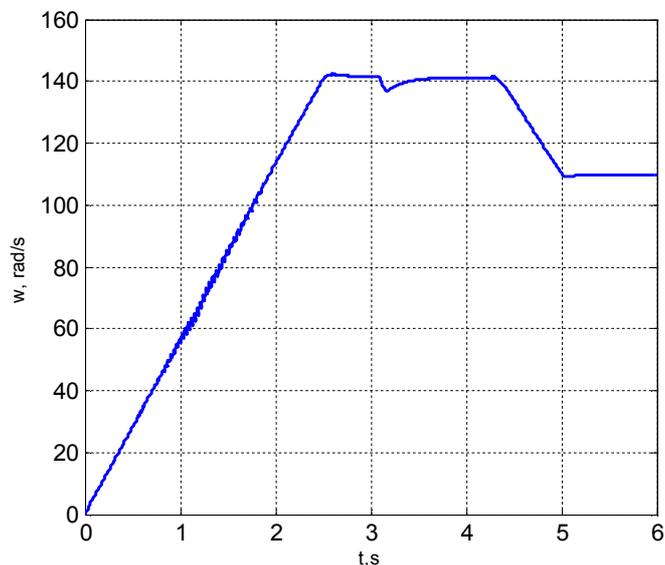


Рисунок 4 – Переходной процесс по скорости в системе тиристорный регулятор напряжения – асинхронный двигатель

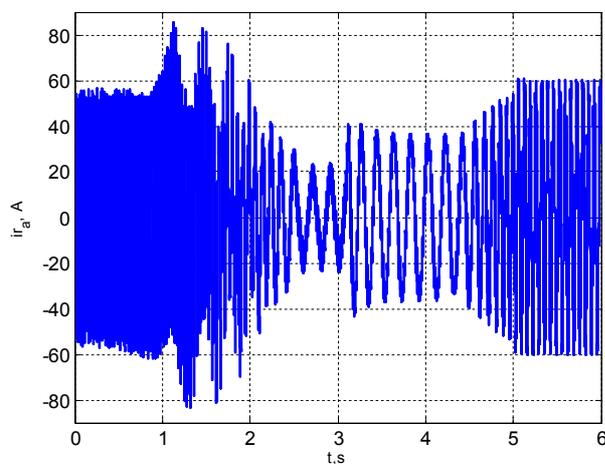


Рисунок 5 – Ток фазы *a* ротора

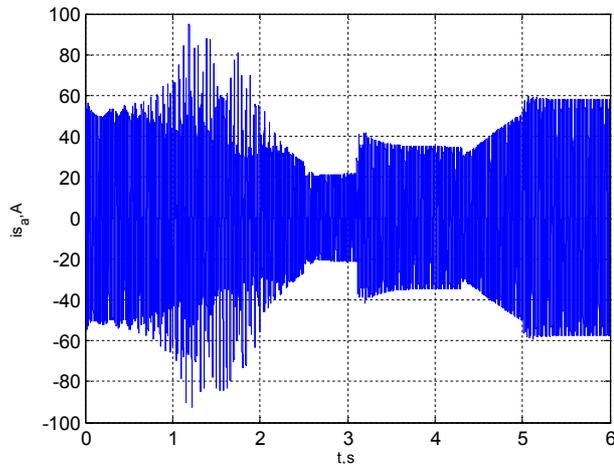


Рисунок 6 – Ток фазы *s* ротора

Выводы. Моделирование сложной системы электропривода с учетом всех ее звеньев (асинхронная машина, силовые тиристоры, система импульсно-фазового управления, регулятор скорости) позволяет изучить переходные процессы не только в асинхронной машине, но и в элементах тиристорного регулятора напряжения при плавном пуске АМ и регулировании её скорости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Садовой А.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / Садовой А.В., Сухинин Б.В., Сохина Ю.В. – К.: ИСИМО, 1996. – 298с.
2. Моделювання електромеханічних систем: підруч. / [Чорний О.П., Луговой А.В., Родькін Д.Й. та ін.]. – Кременчук, 2001. – 375с.

Поступила в редколлегию 06.10.2014.

Днепродзержинский государственный технический университет

ОБЕСПЕЧЕНИЕ АПЕРИОДИЧЕСКОГО СКОЛЬЗЯЩЕГО РЕЖИМА СИСТЕМЫ ПОДЧИНЁННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ПЕРЕНОСОМ ТОЧЕК ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ РЕЛЕЙНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

Введение. Перерегулирование по положению является недопустимым для позиционных электроприводов из технологических соображений. Релейные системы подчинённого регулирования (СПР), синтезированные методом N-i переключений [1], способны сформировать переходный процесс с максимальным при заданных ограничениях быстродействием, являющийся предельно-апериодическим «в большом». Однако, в результате применения данного метода параметрической оптимизации регулятор положения приобретает колебательное уравнение скольжения для части диапазона перемещений, что обуславливает перерегулирование «в малом». Устранение этого негативного эффекта возможно в системах управления с адаптацией настройки регуляторов в реальном времени.

Постановка задачи. Система дифференциальных уравнений динамики позиционного электропривода постоянного тока имеет вид

$$\left. \begin{aligned} p\varphi &= \omega \\ p\omega &= \varepsilon = \frac{k_p \cdot c}{J} \cdot (i - i_c) \\ p\varepsilon &= a = \frac{k_p \cdot c}{J} \cdot \frac{u - R \cdot i - c \cdot \omega}{L} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где $\varphi, \omega, \varepsilon, a$ – соответственно угловые положение, скорость, ускорение и рывок исполнительного вала; i – ток якоря; u – напряжение преобразователя; $k_p, R, L, J, c = k\Phi$ – параметры электропривода.

Применение метода N-i переключений [1] позволяет выполнить для электромеханической системы (1) параметрический синтез каскада релейных регуляторов

$$\left. \begin{aligned} u_{R1} = u_{R\varphi} = \omega^* &= \omega_{\max} \cdot \text{sign}(\varphi^* - \varphi - K_{\varphi\omega} \cdot \omega - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R2} = u_{R\omega} = \varepsilon^* &= \varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega - K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R3} = u_{R\varepsilon} = u^* &= U_{\max} \cdot \text{sign}(\varepsilon^* - \varepsilon) \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где $K_{\varphi\omega}, K_{\varphi\varepsilon}, K_{\omega\varepsilon}$ – коэффициенты обратных связей; символом * отмечены заданные значения соответствующих переменных, как входные, так и формируемые регуляторами для подчинённых им контуров; индексами max отмечены уровни ограничения координат состояния.

Результаты работ [2, 3] указывают на колебательный характер скользющего режима регулятора положения, синтезированного методом N-i переключений, при настройке СПР на позиционирование в диапазоне малых перемещений [2] и в части ди-

апазона средних перемещений [3], удовлетворяющей неравенству

$$\varphi \leq \frac{10+6\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{\varepsilon_{\max}^3}{a_{\max}^2} \quad (3)$$

Подобный эффект возникает при типичной для данного метода синтеза привязке переключений регуляторов к моментам начала снижения производных регулируемой координаты на расчётной траектории оптимального по быстродействию переходного процесса. Соответствующее расположение характерных точек переключения X^{ij} на временных диаграммах режимов большого и малого перемещений показано на рис.1, а, б, где индекс i указывает на номер регулятора в каскаде (2) согласно его иерархическому положению, а индекс j указывает на очерёдность переключения в указанной точке. Диаграммы не отражают масштабы величин и носят качественный характер.

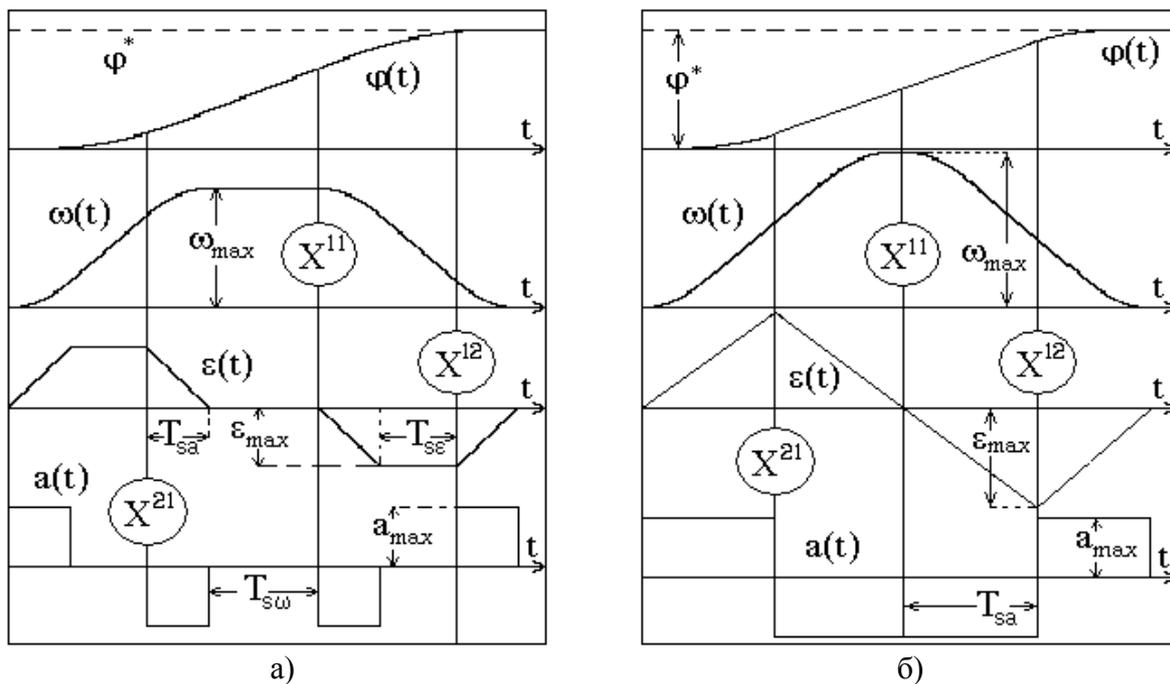


Рисунок 1 – Выбор характерных точек для режимов больших (а) и малых (б) перемещений согласно общему правилу метода N-i переключений

В статье [4] выполнен синтез релейного регулятора одноконтурной системы регулирования положения для режимов малых перемещений, при котором расположение точек переключения выбрано согласно требованиям теоремы об N интервалах (рис.2, а). При этом характерная точка X^{11} была перенесена из точки начала снижения скорости «С» в точку первого изменения знака управляющего напряжения «В» (стрелка на рис.2, а). Наряду с возможностью упрощения алгоритма управления такой подход позволил синтезировать коэффициенты обратных связей, при которых характеристическое уравнение замкнутой системы

$$K_{\varphi\varepsilon} \cdot p^2 + K_{\varphi\omega} \cdot p + 1 = 0 \quad (4)$$

имеет действительные корни, что обеспечивает апериодическое вхождение R_1 в скользящий режим.

Однако синтезируемый по результатам работы [4] алгоритм управления обеспечивает неколебательный скользящий режим лишь для части определяемого неравен-

ством (3) «проблемного» діапазона перемещений. Задача настоящей работы состоит в распространении примененного в [4] принципа выбора точек переключения на траектории более сложной формы в рамках метода N-i переключений с целью формирования предельно-апериодического переходного процесса, удовлетворяющего требованиям к позиционным электроприводам во всём диапазоне воспроизводимых перемещений.

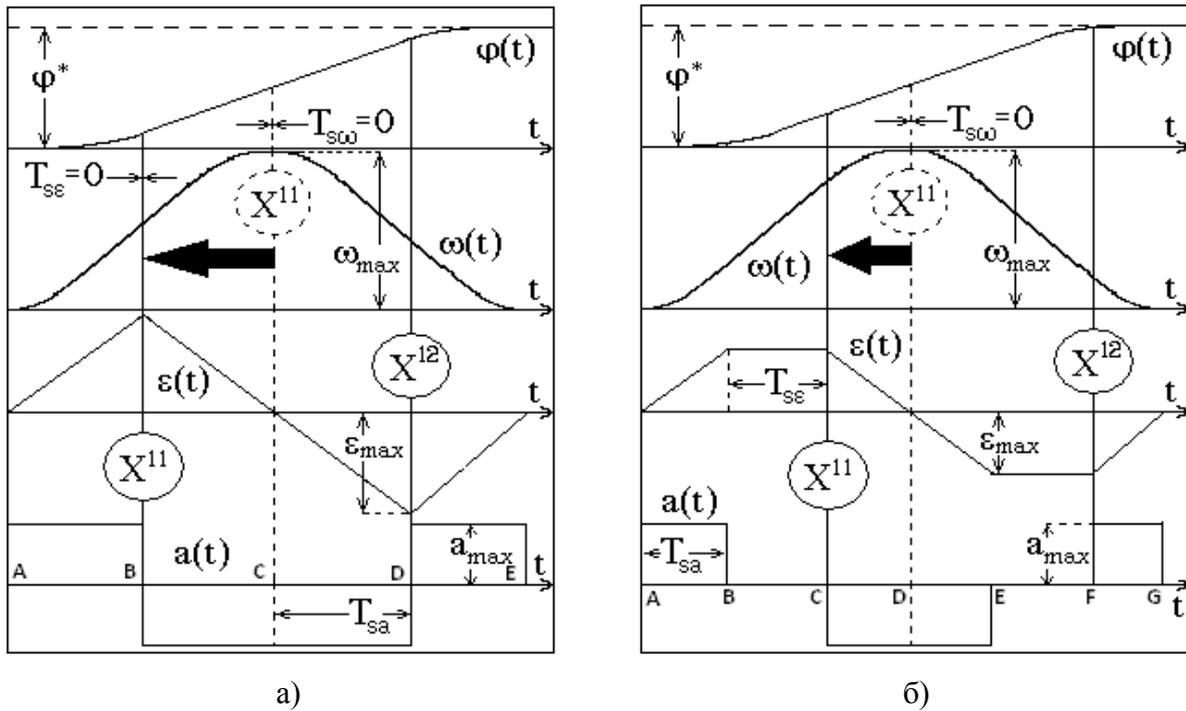


Рисунок 2 – Перенос характерных точек для режимов малых (а) и средних (б) перемещений с учётом вырождения интервалов стабилизации координат

Результаты работы. Оптимальным по быстродействию траекториям режимов малых и средних перемещений свойственно вырождение в ноль длительностей интервалов стабилизации канонических координат – соответственно ускорения и скорости $T_{s\varepsilon}, T_{s\omega}$ или только скорости $T_{s\omega}$, что приводит к дублированию переключений младших регуляторов по иерархии каскада (2) старшими. Это позволяет в названных режимах исключать алгоритмы управления отдельных регуляторов из общего алгоритма каскада (2), но требует развития математического аппарата метода N-i переключений.

Так, для режима малого треугольника с нулевыми интервалами стабилизации скорости и ускорения, на которых в общем случае предполагался самостоятельный скользящий режим R_2 и R_3 , по результатам работы [4] допускается исключение обоих внутренних регуляторов СПР при переносе точки X^{11} расчётного переключения регулятора R_1 на момент начала снижения ускорения, то есть первого изменения знака управляющего напряжения (рис.2, а).

Выполняя аналогичную модификацию структуры СПР для режима средних перемещений (рис.2, б), часть которых лежит в диапазоне (3), допустимо исключить из алгоритма каскада (2) только алгоритм регулятора R_2 , обеспечив в точке переключения «С» изменение знака заданного ускорения регулятором R_1 путём соответствующего перерасчёта его коэффициентов обратных связей. Это равносильно переносу характерной точки X^{11} из точки «D» в точку «С» (стрелка на рис.2, б). В итоге можно ожидать получение уравнения скольжения (4) с действительными корнями как положи-

тельного сопутствующего результата, аналогичного достигнутому в статье [4]. Регулятор R_3 при воспроизведении траектории среднего перемещения (рис.2, б) необходим для обеспечения скользящего режима на интервалах В-С, Е-Ф и его алгоритм управления сохраняется в упрощенном алгоритме СПР, который принимает вид

$$\left. \begin{aligned} u_{R1} = u_{R\varphi} = \dot{\omega}^* &= \varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}(\varphi^* - \varphi - K_{\varphi\omega} \cdot \omega - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R3} = u_{R\varepsilon} = \dot{u}^* &= U_{\max} \cdot \text{sign}(\varepsilon^* - \varepsilon) \end{aligned} \right\}. \quad (5)$$

Заметим, что предлагаемая мера является чисто интуитивной. В отличие от результатов работы [4] она не основывается непосредственно на теореме об N интервалах и при этом не может быть строго обоснована математическим аппаратом самого метода N - i переключений, в котором отсутствует явная связь расположения точек единичных переключений регуляторов с характером их скользящих режимов. Следовательно, при её реализации наряду с переопределением аналитических выражений $K_{\varphi\omega}$, $K_{\varphi\varepsilon}$ необходимым является анализ корней характеристического уравнения (4).

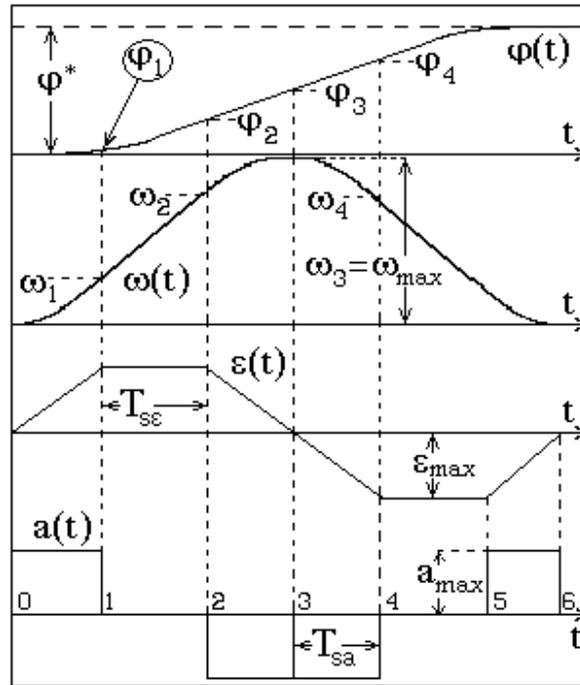


Рисунок 3 – Прогноз траектории режима средних перемещений

Выполним синтез регулятора R_1 с изменённым расположением первой характерной точки переключения. Для вывода коэффициентов обратных связей воспользуемся промежуточными результатами статьи [5], представляющими координаты точек 1, 2, 3 для траектории, изображенной на рис.3:

$$\varepsilon_1 = a_{\max} \cdot T_{sa} = \varepsilon_{\max}, \quad \omega_1 = a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2}, \quad \varphi_1 = a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^3}{6};$$

$$\varepsilon_2 = a_{\max} \cdot T_{sa} = \varepsilon_{\max}, \quad \omega_2 = a_{\max} \cdot \left(\frac{T_{sa}^2}{2} + T_{sa} \cdot T_{\varepsilon} \right), \quad \varphi_2 = a_{\max} \cdot \left(\frac{T_{sa}^3}{6} + \frac{T_{sa}^2}{2} \cdot T_{\varepsilon} + T_{sa} \cdot \frac{T_{\varepsilon}^2}{2} \right);$$

$$\varepsilon_3 = 0, \quad \omega_3 = a_{\max} \cdot (T_{sa} \cdot T_{se} + T_{sa}^2) = \omega_{\max}, \quad \varphi_3 = a_{\max} \cdot \left(T_{sa}^3 + \frac{3}{2} T_{sa}^2 \cdot T_{se} + \frac{1}{2} T_{sa} \cdot T_{se}^2 \right).$$

Точка 1 является расчётной характерной точкой переключения \mathbf{X}^{12} регулятора R_1 на прогнозируемом начальном участке траектории.

Продолжим согласно [1] интегрирование на интервале 3-4 путём определения частичных сумм рядов Тейлора и найдём координаты точки 4

$$\varepsilon_4 = -a_{\max} \cdot T_{sa}, \quad \omega_4 = a_{\max} \left(\frac{T_{sa}^2}{2} + T_{sa} \cdot T_{se} \right), \quad \varphi_4 = a_{\max} \left(\frac{11}{6} T_{sa}^3 + \frac{5}{2} T_{sa}^2 \cdot T_{se} + \frac{T_{sa} \cdot T_{se}^2}{2} \right),$$

являющейся расчётной характерной точкой \widehat{X}^{11} . Преобразовав координаты точек 1,4 в координаты реальных характерных точек \mathbf{X}^{11} , \mathbf{X}^{12} согласно [1] по формуле

$$X_k^{i,j} = (-1)^{(k+i+1)} \cdot \widehat{X}_k^{i,j},$$

составим систему уравнений переключения регулятора R_1 в точках \mathbf{X}^{11} , \mathbf{X}^{12}

$$\left. \begin{aligned} -\varphi_1 + K_{\varphi\omega} \cdot \omega_1 - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon_1 &= 0 \\ -\varphi_4 + K_{\varphi\omega} \cdot \omega_1 - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon_4 &= 0 \end{aligned} \right\}.$$

Решив данную систему относительно коэффициентов обратных связей, получим

$$K_{\varphi\omega} = 2T_{sa} + \frac{1}{2}T_{se}, \quad K_{\varphi\varepsilon} = \frac{5}{6}T_{sa}^2 + \frac{1}{4}T_{sa} \cdot T_{se}. \quad (6)$$

После подстановки интервалов стабилизации $T_{sa} = T_a$, $T_{se} = T_e - T_a$, выраженных через постоянные времени замкнутой системы

$$T_a = \varepsilon_{\max} / a_{\max}, \quad T_e = \omega_{\max} / \varepsilon_{\max}, \quad (7)$$

формулы (6) принимают вид

$$K_{\varphi\omega} = \frac{3}{2}T_a + \frac{1}{2}T_e, \quad K_{\varphi\varepsilon} = \frac{7}{12}T_a^2 + \frac{1}{4}T_a \cdot T_e. \quad (8)$$

Условием апериодического характера скользящего режима R_1 является неотрицательное значение дискриминанта характеристического уравнения (4)

$$K_{\varphi\omega}^2 - 4 \cdot K_{\varphi\varepsilon} > 0. \quad (9)$$

Подстановка коэффициентов $K_{\varphi\omega}$, $K_{\varphi\varepsilon}$ в форме (8) в выражение (9) приводит к неравенству

$$\frac{1}{4}T_e^2 + \frac{1}{2}T_a \cdot T_e - \frac{1}{12}T_a^2 > 0. \quad (10)$$

С учётом неотрицательности постоянных времени (7) и связывающего их соотношения $T_e \geq T_a$, вытекающего из условия реализуемости расчётной траектории $T_{se} \geq 0$, неравенство (10) справедливо всегда. Это подтверждает основной тезис данной

работы – целесообразность настройки R_1 на режим средних перемещений по выражениям (8), обеспечиваемой переносом характерной точки его переключения.

Необходимо отметить, что переход адаптивной системы управления от алгоритма (2) трёхконтурной СПР к алгоритму (5) двухконтурной системы с коэффициентами (8) следует осуществлять для диапазона перемещений, верхняя граница которого лежит несколько выше определяемой неравенством (3), поскольку вблизи данной границы стандартная настройка каскада (2) методом $N-i$ переключений придаёт скользящему режиму R_1 критический характер. Выполненное доказательство аperiodического характера скользящего режима регулятора положения с настройками (8) делает актуальным переход к таким настройкам уже на верхней границе диапазона средних перемещений, установленной в статье [5].

Заметим также, что реализация настроек (8) допустима в трёхконтурном варианте СПР, поскольку исключение из каскада (2) регулятора R_2 и формирование управляющего воздействия с помощью алгоритма (5) способствуют рациональному использованию ресурсов контроллера, но не являются обязательными с точки зрения логики взаимодействия регуляторов в базовой конфигурации системы.

Выводы. Предложенный в настоящей работе перенос характерной точки переключения регулятора положения является действенным средством обеспечения аperiodического вхождения в скользящий режим релейной системы подчинённого регулирования на траектории среднего перемещения при применении метода $N-i$ переключений. Простота синтезированных формул коэффициентов обратных связей делает эффективным их использование для адаптации систем оптимального по быстродействию управления электроприводами к форме переходной траектории в режиме реального времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. Садовой А.В. Параметрический синтез позиционных релейных систем подчиненного регулирования методом $N-i$ переключений / А.В.Садовой, А.Л.Дерец // Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника, электропривод». Тематический выпуск «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Харьков. – 2005. – №45. – С.71-73.
2. Садовой А.В. Оптимизация по быстродействию методом $N-i$ переключений режимов малых перемещений позиционного электропривода / А.В.Садовой, А.Л.Дерец // Вестник КГПУ. – Кременчуг. – 2007. – Вып. 3/2007 (44). – С.15-17.
3. Садовой А.В. Анализ характера скользящего режима оптимальной по быстродействию позиционной релейной СУЭП / А.В.Садовой, А.Л.Дерец // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета (технические науки). – Днепродзержинск: ДГТУ. – 2007. – Вып. 8. – С.140-144.
4. Дерез А. Л. Оптимизация по быстродействию позиционного электропривода методом $N-i$ переключений в контексте теоремы об N интервалах / Дерез А.Л., Садовой А.В. // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета (технические науки). – Днепродзержинск: ДГТУ. – 2013. – Вып. 3 (23). – С.93-97.
5. Садовой А.В. Оптимизация по быстродействию режимов средних перемещений позиционных релейных СУЭП методом $N-i$ переключений / А.В.Садовой, А.Л.Дерец // Сборник научных трудов ДГТУ. Тематический выпуск «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Днепродзержинск. – 2007. – С.420-422.

Поступила в редколлегию 27.02.2015.

Днепродзержинский государственный технический университет

**ПОВЫШЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ
ПРИВОДА ОТВЕТСТВЕННЫХ МЕХАНИЗМОВ**

Введение. Автоматическое регулирование тока возбуждения (АРВ) должно обеспечивать устойчивую работу синхронных двигателей (СД) при заданных режимах работы, а также способствовать поддержанию номинального напряжения в узле электрической нагрузки при допустимом тепловом режиме двигателей. Для повышения устойчивости работы синхронных двигателей и увеличения отдаваемой в сеть реактивной мощности при кратковременных понижениях напряжения или при увеличении нагрузки во всех случаях должна использоваться параметрическая или релейная форсировка возбуждения [1]. Однако при работе мощных тиристорных электроприводов прокатных станов и других электроприемников с резкопеременной нагрузкой перетоки реактивной мощности, вызывающие потери электроэнергии и колебания напряжения в сетях, как правило, не могут быть эффективно скомпенсированы синхронными двигателями, оснащенными серийными тиристорными возбудителями с кратностью форсировки напряжения, регламентируемой ГОСТ 24688-81. Кроме того, свободные колебания ротора крупных СД при ударной нагрузке вызывают дополнительные потери энергии в двигателе и неблагоприятно отражаются на смежных электроприемниках. Поэтому демпфирование колебаний СД применением автоматического регулирования возбуждения является средством улучшения эксплуатационных и энергетических показателей узла нагрузки. Однако в ряде случаев из-за инерционности самого контура возбуждения СД современные устройства АРВ оказываются недостаточно эффективными. Ограниченные возможности существующих тиристорных возбудителей и устройств АРВ можно существенно расширить. Наиболее эффективным способом решения указанной задачи является форсировка возбуждения с емкостной компенсацией инерционности контура возбуждения путем разряда предварительно заряженного емкостного накопителя энергии в этом контуре с одновременной подачей форсировочного напряжения от тиристорного преобразователя. Интенсивное развозбуждение синхронного двигателя производится за счет включения в контур возбуждения емкостного элемента. При этом управление возбуждением СД достигается изменением структуры силового преобразователя, который обеспечивает релейное управление в области больших возмущений. В области малых нагрузок реализуется управление устройствами АРВ.

Постановка задачи. Задачей этой статьи является установление алгоритма управления контуром возбуждения СД с одновременным повышением быстродействия режимов форсировки тока возбуждения и развозбуждения для ввода автоматического повторного включения (АПВ) или автоматического ввода резерва (АВР).

Результаты работы. Синхронные двигатели ответственных механизмов должны обеспечивать их устойчивую работу и самозапуск по условиям технологического процесса или по условиям безопасности (насосные агрегаты охлаждения фурм доменных печей, турбодвигатели компрессоров по производству карбамида, механизмы взрывоопасных производств).

Для повышения устойчивости работы СД применяется форсировка напряжения возбуждения в случае перегрузки или при понижении напряжения, причем время ввода защиты минимального напряжения должно выбираться в пределах от 0,5 до 1,5 с, а уставка по напряжению – не выше 70% номинального напряжения питания (ПУЭ, п.5.3.52). Кроме того, для обеспечения режима самозапуска СД для ускорения ввода в действие устройства АВР или АПВ необходимо производить гашение поля.

При работе СД статическая устойчивость определяется прежде всего характером изменения электромагнитного момента двигателя в функции угла нагрузки $M=f(\theta)$.

Рассмотрим аналитическое выражение угловой характеристики СД в относительных единицах

$$M_c = \frac{E_q U}{X_d} \sin\theta + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right) \frac{U^2}{2} \sin 2\theta, \quad (1)$$

где E_q – э.д.с. обмотки возбуждения (ОВ); U – напряжение сети; X_d , X_q – индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям соответственно; θ – угол нагрузки.

При изменении режима работы СД, нарушающего равновесие вращающегося и тормозного моментов, появляется избыточный момент, который стремится возвратить ротор в исходное положение. Таким образом, положительный знак производной момента по углу нагрузки является первым критерием устойчивости статического режима работы СД.

Применительно к неявнополюсному СД этот критерий имеет вид

$$\frac{dM}{d\theta} = \frac{E_q U}{X_d} \cos\theta > 0. \quad (2)$$

В пределах $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$ работа СД будет устойчивой. Если угол $\theta \geq \frac{\pi}{2}$ и $\cos\theta \leq 0$, работа СД будет неустойчивой.

Для явнополюсных синхронных двигателей вследствие наличия параметрического момента критический угол $\theta_{кр}$ меньше $\frac{\pi}{2}$ и зависит от соотношения параметров X_d и X_q , а также от значений величин E_d и U .

Принимая параметры СД равными $\frac{X_q}{X_d} = 0,6$, $E_q = 2$, $U = 1$, определим критический угол нагрузки явнополюсного СД [2]:

$$\left(\frac{dM}{d\theta}\right)_{\theta=\theta_{кр}} = \frac{E_q U}{X_d} \cos\theta_{кр} + U^2 \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right) \cos 2\theta = 0. \quad (3)$$

После подстановки значений параметров в (3) получим $\cos\theta_{кр} = 0,285$, откуда $\theta_{кр} = 74^\circ$.

При $\theta = \theta_{кр}$ обеспечивается предел статической устойчивости или величина максимального момента вращения

$$M_{\max} = \frac{E_q U}{X_d} \sin\theta_{кр} + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right) \sin 2\theta_{кр}. \quad (4)$$

Таким образом, при отклонении от установившегося режима работы поведение СД будет определяться производной момента по углу нагрузки.

Поэтому управление контуром возбуждения должно вестись следующим образом: при понижении напряжения $< 0,8 U_n$ или возрастании $M_c > 1$ о.е., а также при одновременном понижении напряжения и приложении значительной нагрузки на вал двигателя при $dM/d\theta > 0$ необходимо производить форсировку напряжения возбуждения, в противном случае, при $dM/d\theta < 0$ обеспечить режим гашения поля СД.

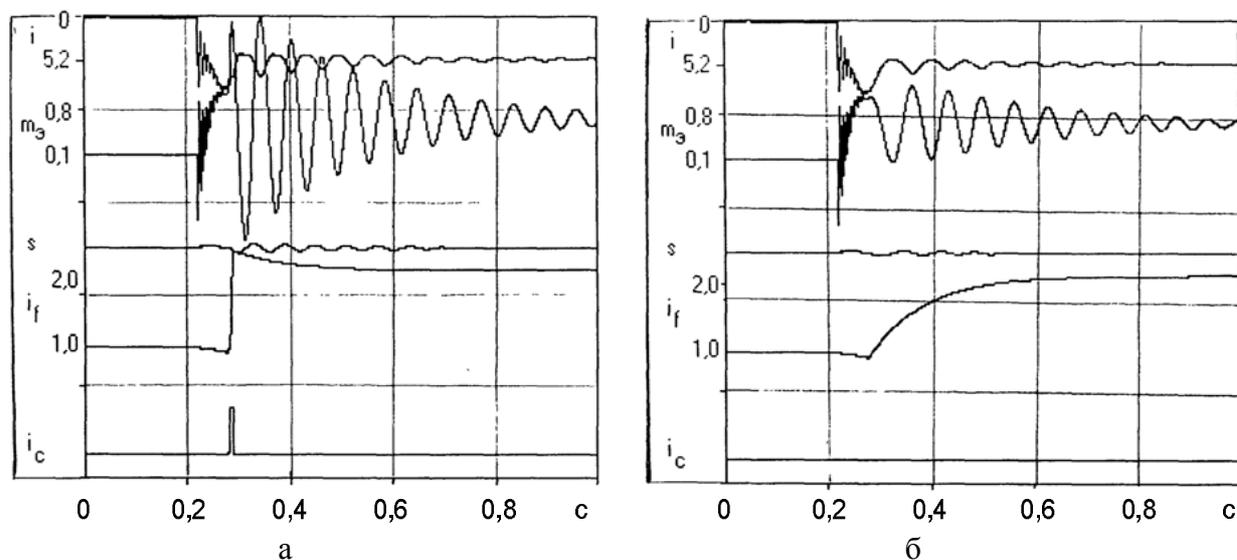
Один из возможных вариантов устройства возбуждения СД, обеспечивающего режимы форсировки тока и гашения поля, приведен на рис.1. При синхронном ходе двигателя ток в контуре возбуждения определяется начальной уставкой возбудителя UL и

тиристорів UL подаються управляючі імпульси від АУЛ при замиканні ключа КІ, і в ОВ устаноується ток, значення якого визначається пристроєм АРВ УС.

Для інтенсивного розвозбудження СД при $dM/d\theta < 0$ блок АК не включає тиристор VS2 і в контур возбудження вводиться НЭ, що веде до зниженню току в ОВ.

Перезаряджений конденсатор С НЭ позитивним потенціалом вимикає тиристор VS1 і розряжається на ОВ через діод VD4 по ланці: перезаряджений конденсатор (+) С – діод VD4 – ОВ СД – конденсатор (-) С, що призводить до зміні напрямку току возбудження. При зниженні е.д.с. статора до допустимого рівня подається сигнал на ввід АПВ або АРВ.

Для порівняльної оцінки швидкодія режимів форсування возбудження отримані розрахункові залежності для СД типу МСА 72/4 з параметрами $P_n=12$ кВт, $U_n=380$ В, $n_n=1500$ об/мін (рис.2).



а – с НЭ в ОВ; б – без НЭ в ОВ

Рисунок 2 – Расчетные зависимости режима форсировки возбуждения СД при набросе нагрузки $M_c=0,8$ о.е. и посадке напряжения в сети до $0,8 U_n$

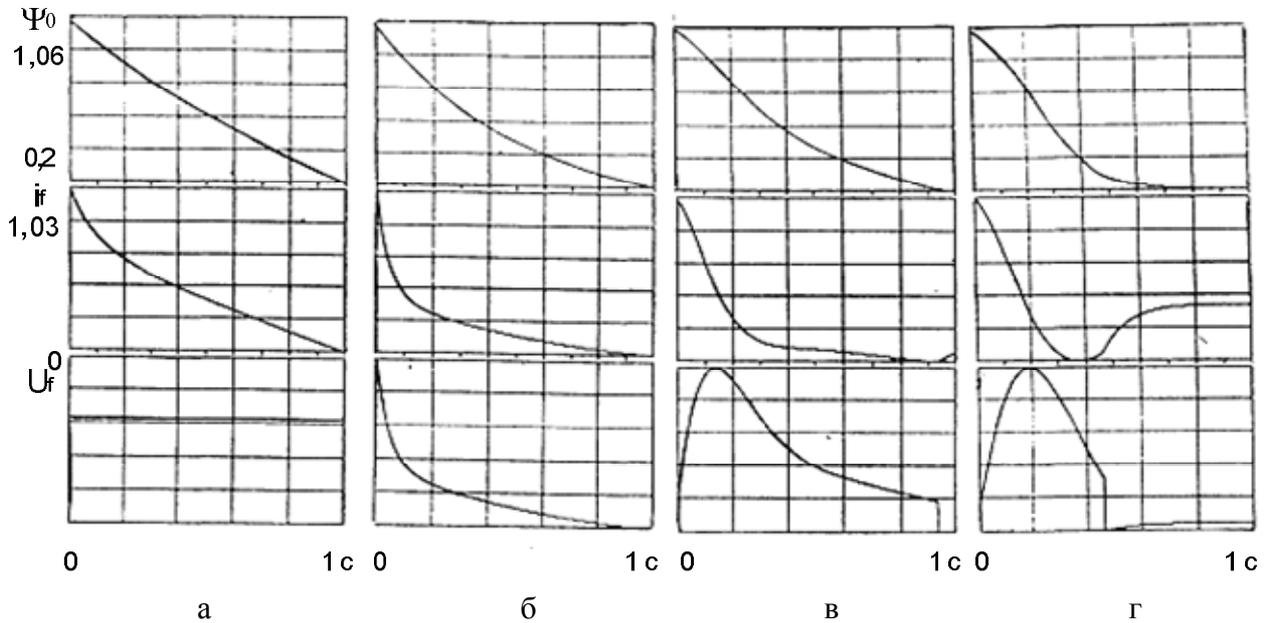
Анализ расчетных зависимостей показывает, что быстродействие режима форсировки тока возбудения в компенсированном контуре на порядок выше, чем в серийных тиристорных возбудителях.

Для сравнительной оценки различных устройств возбудения получены расчетные зависимости режима гашения поля СД при следующих данных: момент статического сопротивления $m = 0,1$ о.е.; $K_p = 10$; $K_u = 1,7$; $C = 250$ мкФ; $R_{CH} = 10 \cdot R_f$ – величина шунтирующего резистора (рис.3).

Анализ расчетных зависимостей показывает, что наиболее интенсивное гашение поля СД происходит при включении электрической емкости НЭ в ОВ. Включение параллельно емкости НЭ разрядного резистора R_{CH} позволяет существенно снизить уровень переходного напряжения до $K_C=4,4$ вместо $K_C=8,3$. Включение разрядного резистора кратностью 10 с автоматом гашения поля (АГП) обеспечивает практически равное быстродействие, но с более высоким уровнем перенапряжения на ОВ ($K_p=10$). При инвертировании возбудителя с кратностью форсировки 1,7 время гашения поля составило 0,75 с. Время гашения при разрядном резисторе – 0,6 с, а при включении НЭ – 0,4 с.

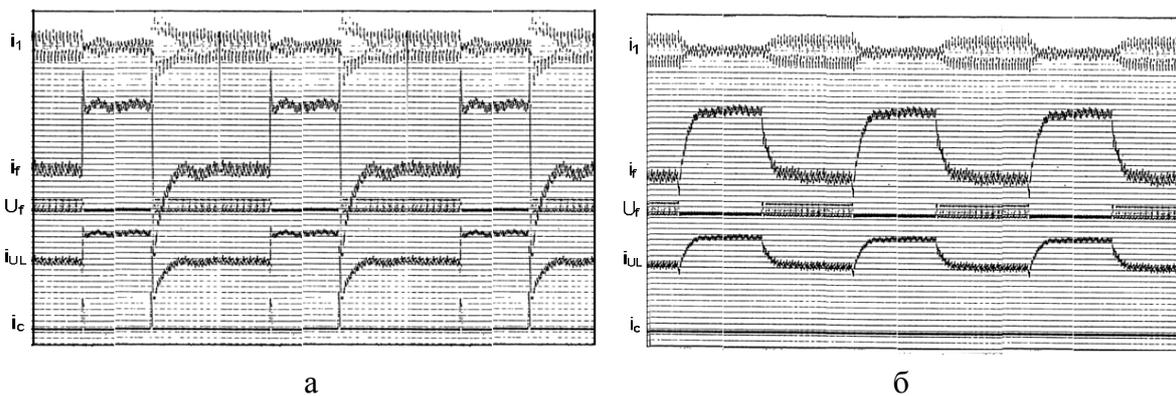
За критерий быстродействия принято время спада результирующего магнитного потока статора до величины $0,2 \Psi_0$, что исключает несинхронное включение СД

при самозапуске двигателя. Для оценки быстродействия режимов форсировки и гашения магнитного поля приведены экспериментальные исследования модельного синхронного двигателя. При синхронном ходе нагруженного СД проводились форсировка тока и гашение поля. На рис.4 приведены осциллограммы режимов форсировки и гашения поля СД в серийных тиристорных возбудителях и в разработанном устройстве.



а – при инвертировании возбудителя, $K_u=1,7$;
 б – при включении разрядного резистора в ОВ, $K_p=10$;
 в – при разрядном резисторе и емкостном накопителе энергии, $K_{дс}=4,4$;
 г – при включении в ОВ емкостного накопителя энергии, $K_c=8,3$

Рисунок 3 – Расчетные зависимости процессов гашения поля модельного СД



а – в разработанной схеме; б – в существующих возбудителях;

Рисунок 4 – Осциллограмма режимов форсировки возбуждения и гашения поля СД

Анализ приведенных осциллограмм показывает, что время достижения током возбуждения заданного значения при форсировке напряжения и гашении поля СД на порядок меньше в разработанном устройстве управления возбуждением по сравнению с аналогичными режимами серийных возбудителей.

Выводы. На основании исследований установлено, что для повышения устойчивости СД управление контуром возбуждения должно выполняться в функции напря-

ження, тока статора и знака производной момента по углу нагрузки. Причем быстродействие указанных режимов существенно выше по сравнению с существующими устройствами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Правила устройства электроустановок / Минэнерго СССР. – 6-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 640с.
2. Постников И.М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин / И.М.Постников. – М.: Высшая школа, 1975. – 319с.

Поступила в редколлегию 01.12.2014.

УДК 621.313.31.075

ЗАЧЕПА Ю.В., к.т.н., доцент

Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського

МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА З ЖИВЛЕННЯМ СПОЖИВАЧІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Вступ. В умовах енергетичної нестабільності заповнити відсутність централізованого енергопостачання, у тому числі й у віддалених або економічно нерозвинених районах можуть автономні енергетичні установки (АЕУ) малої потужності. Необхідність в АЕУ виникає там, де технічно неможливо або економічно невигідно використовувати централізоване електропостачання. У зазначених системах електроживлення досить широкого застосування набули синхронні генератори (СГ). Але поряд з ними також застосовують асинхронні генератори (АГ). Ці генератори мають низку переваг порівняно з СГ (безконтактне виконання, простота ввімкнення на паралельну роботу, безпека режиму короткого замикання) [1].

Питанням математичного та фізичного моделювання АГ багато уваги приділяється в працях вітчизняних і зарубіжних учених, що дозволило розв'язати задачі щодо створення математичної бази з дослідження автономних АГ з різними системами збудження в статичних режимах і в режимах гарантованого самозбудження при роботі на симетричне навантаження та в однофазному ввімкненні.

Постановка задачі. Однак існує досить велика група споживачів постійного струму. В цьому випадку асинхронний генератор (АГ) працює на випрямляч (В). У малих вітро- і гідроелектростанціях, в системах індивідуального опалення житла енергія АЕУ перетворюється на тепло і тому вид електроенергії – змінного чи постійного струму – неважливий. Відомо [2], що застосування випрямляча на виході генератора зменшує вартість необхідної батареї конденсаторів збудження, сприяє збільшенню жорсткості зовнішньої характеристики АГ.

Наразі в технічній літературі даному питанню приділено досить мало уваги. Тому задачею даної роботи є розробка математичної моделі системи «асинхронний генератор з конденсаторним збудженням – випрямляч – споживач постійного струму» (АГ–КБ–В–С) та дослідження специфіки фізичних явищ в таких комплексах.

Результати роботи. Математична модель АГ з ємнісним збудженням досить детально наведена в [3], тому в межах даної роботи розглядатися не буде.

Математична модель випрямляча (В). На даний час існує значна кількість методів моделювання схем з перетворювачами [4, 5]. При розробці моделі випрямляча використано метод перемикаючих функцій. Такий метод моделювання випрямляча обра-

но у зв'язку з уже попередньо розробленою математичною моделлю АГ–КБ, представленою в [3]. Наведена нижче математична модель випрямляча відноситься до шестипульсної мостової схеми (рис.1).

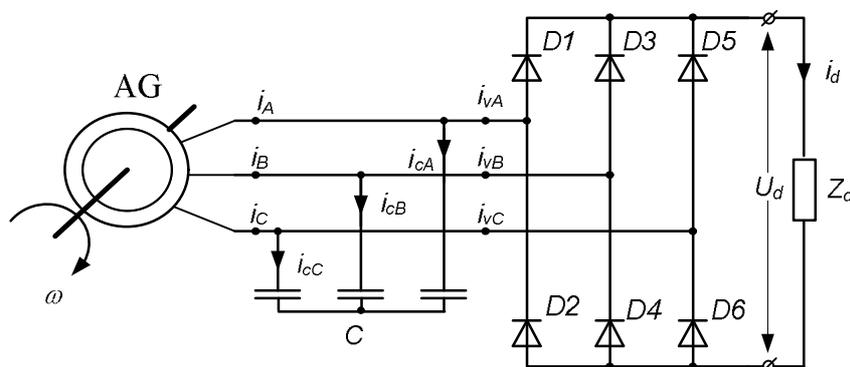


Рисунок 1 – Асинхронний генератор з некерованим мостовим випрямлячем

Протікання випрямленого струму i_d через діоди розраховується за допомогою перемикаючих функцій F_i . Передні фронти функцій F_1, \dots, F_6 співпадають з початком проміжків роботи пар вентилів $D_1 - D_6, \dots, D_5 - D_6$ відповідно, а задній фронт кожної з вказаних функцій співпадає з переднім фронтом наступної. Номери та діаграма роботи одночасно працюючих тиристорів наведено на рис.2. Більш детально спосіб визначення перемикаючих функцій представлено в [6].

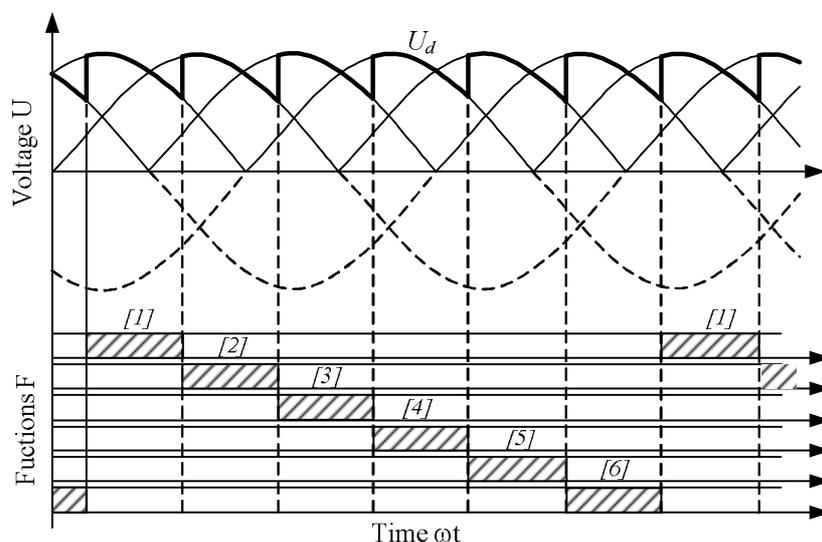


Рисунок 2 – Часові діаграми роботи випрямляча

Для наведеної схеми випрямляча амплітудні та середні значення напруги визначаються зі співвідношень

$$\begin{aligned}
 U_{dm} &= \sqrt{6} [U_{Ac}(F_1 - F_4) + U_{Bc}(F_3 - F_6) + U_{Cc}(F_5 - F_2)], \\
 U_d &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} [U_{Ac}(F_1 - F_4) + U_{Bc}(F_3 - F_6) + U_{Cc}(F_5 - F_2)].
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Середнє значення випрямленого струму

$$i_d = \sqrt{\frac{3}{2}} [i_{vA}(F_1 - F_4) + i_{vB}(F_3 - F_6) + i_{vC}(F_5 - F_2)]. \quad (2)$$

Математичні моделі споживачів постійного струму (С):

1 – зі статичним активно-індуктивним характером навантаження (RL).

Згідно з другим законом Кірхгофа миттєві значення фазної напруги на навантаженні матимуть вигляд:

$$L_d \frac{di_d}{dt} = U_d - i_d R_d, \quad (3)$$

де L_d – індуктивність навантаження, R_d – активний опір навантаження;

2 – з руховим характером навантаження – двигун постійного струму (ДПС)

Споживач описується системою диференціальних рівнянь виду

$$\begin{cases} U_d = L_\Sigma \frac{di_d}{dt} + \omega k \hat{O} + i_d R_\Sigma \\ J \frac{d\omega}{dt} = M_m - M_c \end{cases}, \quad (4)$$

де L_Σ, R_Σ – сумарні індуктивність і активний опір якрічного кола; k, \hat{O} – конструктивна стала двигуна і магнітний потік; J – момент інерції двигуна; $M_m = i_d k \hat{O}$ – момент двигуна.

Імітація різних типів споживачів здійснюється шляхом створення відповідного моменту опору на валу ДПС:

$$M_c = M_0 + (M_m - M_0) \left(\frac{\omega}{\omega_m} \right)^\alpha, \quad (5)$$

де α – коефіцієнт, що характеризує тип споживача на валу ДПС; $i_0 \approx (0,05 - 0,1) i_m$ – момент неробочого ходу ДПС.

Перехідні процеси підключення/відключення споживачів постійного струму аналізувалися за допомогою комп'ютерного моделювання. В якості генератора використовувалась асинхронна машина з коротким ротором загальнопромислового виконання типу АИР80А4СУ2: $P_{AG} = 1,2$ кВт; $n = 2740$ об/хв; $I_s = 2,93$ А; $R_s = 9,37$ Ом; $R_r = 5,13$ Ом; $X_s = 7,03$ Ом; $X_r = 6,5$ Ом. Ємність конденсаторів збудження $C = 50$ мкФ.

Системи електропостачання працюють на розгалужену мережу і в вузлі навантаження може бути декілька споживачів. Причому підключення їх до живлення частіш за все групове.

На рис.3-5 представлені динамічні характеристики асинхронного генератора та двох ДПС незалежного збудження з різними моментами опору: ДПС1 – моментом навантаження вентиляторного типу ($M_c = f(\omega^2)$), ДПС2 – з активним моментом навантаження ($M_c = M_m = const$). Потужність ДПС $P_{DCm} = 0,2$ кВт кожний.

Статична похибка за напругою АГ складає близько 33% від початкового значення, а динамічна – 68%. За рахунок коефіцієнта випрямляча $k = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}$ статична похибка за напругою U_d на затискачах ДПС складе 9%. Пуск ДПС вважається вдалим, але в перехідному режимі генератор знаходиться на межі нижньої критичної частоти самозбудження. Це може призвести до втрати збудження АГ і можливості виникнення аварій-

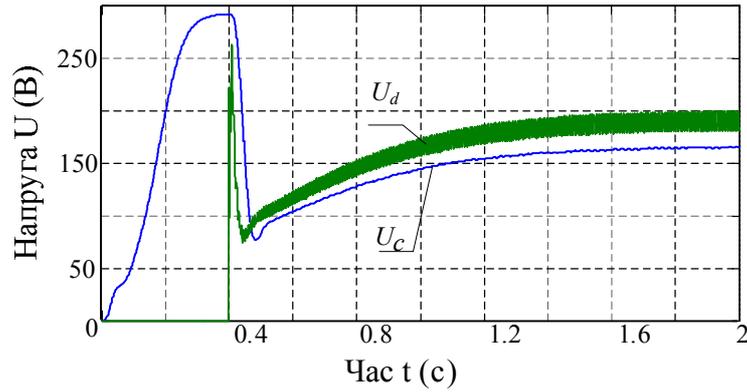


Рисунок 3 – Огинаюча напруги U_c генератора та випрямлена напруга U_d на затискачах ДПС

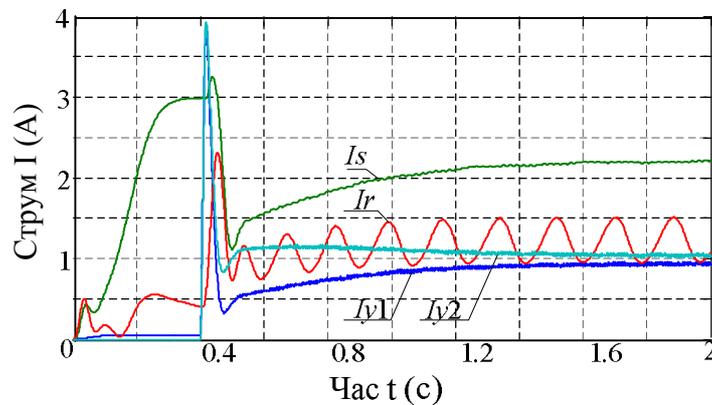


Рисунок 4 – Залежність огинаючих струмів ротора I_r та статора I_s АГ, якорних кіл ДПС1 I_{y1} та ДПС2 I_{y2}

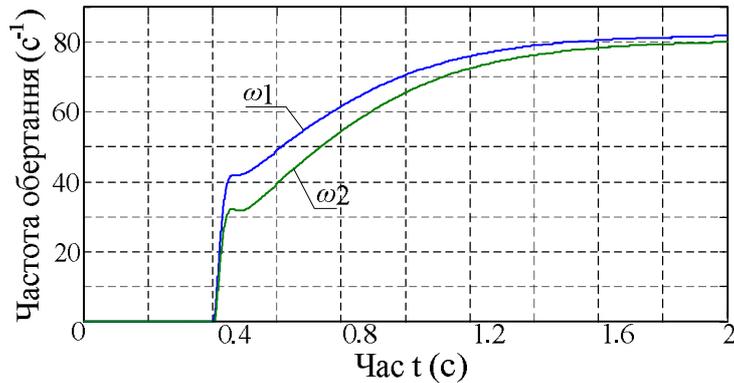


Рисунок 5 – Частоти обертання ДПС1 та ДПС2

ної ситуації.

Для виявлення перевантажувальної здатності АГ з ємнісним збудженням і живленням споживачів постійного струму були проведені відповідні дослідження – каскадне підключення ДПС різної потужності (рис.6).

Виявлено, що вдалий запуск можливий при дотриманні певного співвідношення потужностей джерела та споживача енергії:

$$\frac{P_{DCm}}{P_{AG}} \leq 0,35 \div 0,4. \quad (6)$$

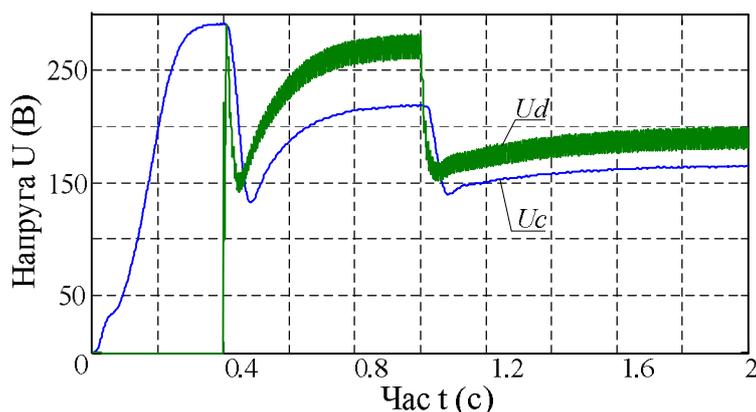


Рисунок 6 – Огинаюча напруги U_c генератора та випрямлена напруга U_d на затискачах ДПС

Співвідношення (6) на 10...15% більше, ніж відповідна залежність при підключенні одиночного асинхронного двигуна, наведена в [7].

Аналіз проведених досліджень дозволяє з'ясувати специфіку фізичних явищ в АГ з ємнісним збудженням та наявністю випрямляча. В асинхронному генераторі з конденсаторним збудженням струм конденсатора, що містить значну кількість вищих гармонійних складових, є одночасно струмом, що намагнічує генератор. Це викликає спотворення генерованої напруги. Вказане явище посилюється зі значним насиченням магнітопроводу генератора і призводить до того, що генерована напруга не є синусоїдальною. Комутація діодів відбувається раніше (піднятий наростаючий фронт та знижений спадаючий), ніж це мало б місце при синусоїдальній напрузі (рис.7).

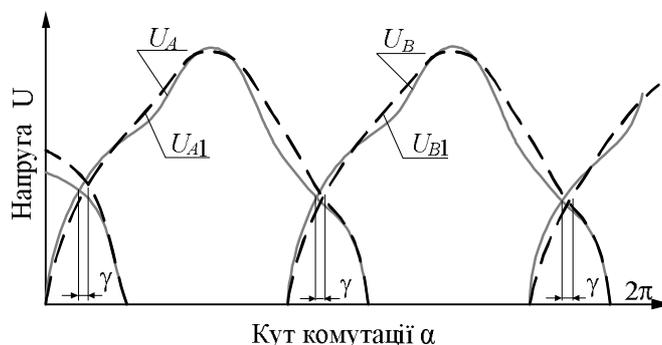
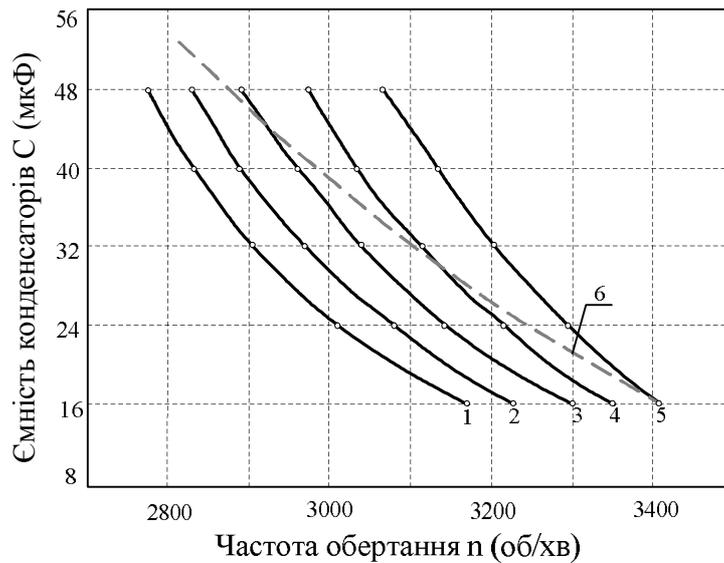


Рисунок 7 – Комутаційні процеси в системі АГ– некерований випрямляч

З метою підтвердження отриманих результатів і для перевірки адекватності розробленої математичної моделі проведено ряд експериментальних досліджень. Суть експерименту полягає в наступному. Значення напруги на виході установки підтримувалося на рівні $U_d = const = 500$ В. При цьому змінювалася частота обертання ротора генератора n і ємність конденсаторної батареї C . На рис.8 наведено сімейство кривих, кожна з яких відповідає певному значенню навантаження. В якості навантаження включалися лампи освітлення різної потужності (активний характер навантаження). Пунктиром показана крива, що відповідає номінальному струму статора $I_s = 2,93$ А. Тобто режими роботи АГ на характеристиках, розташованих вище цієї кривої, призводять до перевантаження генератора й не можуть бути тривалими.

Висновки. Виконані дослідження показали, що з точки зору статичної та динамічної стійкості АГ найбільш небезпечним є груповий пуск електрообладнання. Такий



1 – $P_d = 0$; 2 – $P_d = 0,25P_{nom}$; 3 – $P_d = 0,5P_{nom}$; 4 – $P_d = 0,75P_{nom}$; 5 – $P_d = P_{nom}$

Рисунок 8 – Криві залежностей для $U_d=500$ V, $C=var$, $n=var$

пуск розповсюджений в промисловості. Тому при проектуванні АЕУ на базі АГ вказані особливості необхідно враховувати при виборі пристроїв захисної автоматики.

Некерований випрямляч, підключений до затискачів АГ з конденсаторним збудженням, є для генератора активно-ємним навантаженням, що призводить до збільшення жорсткості його зовнішньої характеристики і перевантажувальної здатності. Так, прямий пуск ДПС з живленням від АГ можливий при дотриманні умови $\frac{P_{DCm}}{P_{AG}} \leq 0,35 \div 0,4$, що на 10...15% більше, ніж відповідна залежність при підключенні одиничного АД. Однак наявність випрямляча призводить до значних деформацій кривих напруг і струмів, що протікають в системі, внаслідок наявності широкого спектру вищих гармонійних складових.

З метою мінімізації техніко-економічних витрат на додаткову систему стабілізації напруги в складі АЕУ необхідно використовувати високообертові асинхронні машини спеціального виконання. При використанні в якості генератора асинхронної машини загальнопромислового застосування ($f = 50$ Гц, $n = 3000$ об/хв.) потужність споживача зі статичним характером навантаження не повинна перевищувати значення $P_d \leq 0,75P_{nom}$.

ЛІТЕРАТУРА

1. Вишне夫斯基 Л.В. Системы управления асинхронными генераторными комплексами / Л.В.Вишне夫斯基, А.Е.Пасс. – К.: Либідь, 1990. – 168с.
2. Гентковски З. Автономный асинхронный генератор с управляемым выходным выпрямителем / Гентковски З. // Труды науч.-техн. конф. с международным участием. – Крым, Алушта, 1995. – С.229-232.
3. Зачепа Ю.В. Математическая модель формируемого источника автономного питания на базе дизель-генератора / Зачепа Ю.В. // Електромеханічні та енергозберігаючі системи. – 2015. – Вып. 1/2015 (29). – С.26-37.
4. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: учеб. пособие / Зиновьев Г.С. – Изд. 4-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – 672с.
5. Розанов Ю.К. Электронные устройства электромеханических систем: учеб. пособие /

- Ю.К.Розанов, Е.М.Соколова. – М.: Академия, 2004. – 272с.
6. Моделирование электромеханических систем: підруч. / [О.П.Чорний, А.В.Луговой, Д.Й.Родькін та ін.]. – Кременчук: КДПУ, 2001. – 376с.
7. Сыромятников И.А. Режимы работы асинхронных и синхронных двигателей / под ред. Л.Г.Мамиконянца. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 528с.

Надійшла до редколегії 30.03.2015.

УДК 681.5.03

ВОЛЯНСКИЙ Р.С., к.т.н., доцент
САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор

Днепродзержинский государственный технический университет

РАЗРЫВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ИНТЕРВАЛЬНЫМ ЛИНЕЙНЫМ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМ ОБЪЕКТОМ

Введение. Ряд электромеханических систем в составе технологических процессов и промышленного оборудования характеризуется работой в условиях действия большого количества различных дестабилизирующих факторов, приводящих к изменению их координат и параметров. Этот факт не позволяет использовать большое количество известных методов синтеза систем управления электроприводами, базирующихся на точном знании параметров объекта управления [1]. Поэтому возникает задача синтеза систем управления динамическими объектами, функционирующих в условиях неопределенности.

Задача синтеза управляющего воздействия для линейных объектов с изменяющимися параметрами может быть решена путем использования интервального исчисления [2], которое позволяет оперировать не с точными значениями координат и параметров динамической системы, а с возможными интервалами их изменения. В настоящее время активно развивается управление объектами с неточно определенными параметрами [3], которое позволяет синтезировать модальные регуляторы для объектов с неопределенностью параметров.

С математической точки зрения использование при синтезе системы управления интервального исчисления позволяет перейти от рассмотрения конкретных траекторий движения в некотором фазовом пространстве к изучению областей этого фазового пространства, в которых определены траектории движения объекта, соответствующие всем возможным значениям сочетаний его параметров.

Исследование этих траекторий позволяет сформировать управляющее воздействие, обеспечивающее движение объекта управления по заданной траектории при изменении параметров в наперед заданных пределах, и определяет актуальность работы.

Постановка задачи. Целью настоящей работы является синтез релейной системы управления динамическим объектом 2-го порядка, параметры которого определены на некоторых интервалах.

Результаты работы. В качестве объекта управления (ОУ) рассмотрим электропривод постоянного тока с отрицательным вязким трением, питающийся от безынерционного преобразователя [4]. Уравнения динамики ОУ имеют вид

$$p\omega = \frac{h}{J}\omega + \frac{c}{J}I; \quad pI = -\frac{1}{T_a}I - \frac{c}{R_a T_a}\omega + \frac{k}{R_a T_a}U_y, \quad (1)$$

где $p = d/dt$ – оператор дифференцирования, h – коэффициент отрицательного вязкого трения, c – конструктивный коэффициент, J – момент инерции привода, R_a, T_a – сопротивление и постоянная времени якорной цепи электропривода соответственно, k – коэффициент усиления управляемого преобразователя, U_y – напряжение управления.

Приняв в качестве базовых переменных скорость идеального холостого хода ω_0 , ток короткого замыкания I_k и максимальное напряжение управления $U_{y\max}$, которые связаны между собой соотношениями

$$\omega_0 = \frac{kU_{y\max}}{c}; I_k = \frac{kU_{y\max}}{R_a}, \quad (2)$$

представим уравнения (1) в относительных единицах

$$pY_1 = a_{11}Y_1 + a_{12}Y_2; \quad pY_2 = a_{21}Y_1 + a_{22}Y_2 + m_2u, \quad (3)$$

где

$$a_{11} = \frac{h}{J\omega_0}, a_{12} = \frac{cI_k}{J\omega_0}, a_{21} = a_{22} = -\frac{1}{T_a}, m_2 = -a_{22}; \quad (4)$$

$$Y_1 = \frac{\omega}{\omega_0}, Y_2 = \frac{I}{I_k}, u = \frac{U_y}{U_{y\max}}.$$

В силу соотношений (2) коэффициенты (4) можно представить следующим образом

$$a_{11} = \frac{hc}{JkU_{y\max}}, a_{12} = \frac{c^2}{JR}, a_{21} = a_{22} = -\frac{1}{T_a}, m_2 = \frac{1}{T_a}. \quad (5)$$

Анализ уравнений (1) и (3) совместно с коэффициентами (5) показывает, что траектории движения объекта управления определяются подаваемым на него управляющим воздействием U_y , всеми параметрами объекта и максимальным управляющим воздействием $U_{y\max}$. Это утверждение позволяет перейти от точных уравнений (3) к интервальным уравнениям

$$pY_1 = A_{11}Y_1 + A_{12}Y_2; \quad pY_2 = A_{21}Y_1 + A_{22}Y_2 + M_2U, \quad (6)$$

где

$$Y_1 = [y_{1\min}, y_{1\max}], Y_2 = [y_{2\min}, y_{2\max}], U = [U_{y\min}, U_{y\max}];$$

$$A_{11} = \frac{[h][c]}{[J][k]U_{y\max}} = \left[\frac{h_{\min}c_{\min}}{J_{\max}k_{\max}U_{y\max}}, \frac{h_{\max}c_{\max}}{J_{\min}k_{\min}U_{y\max}} \right];$$

$$A_{12} = \frac{[c]^2}{[J][R]} = \left[\frac{c_{\min}^2}{J_{\max}R_{\max}}, \frac{c_{\max}^2}{J_{\min}R_{\min}} \right]; \quad (7)$$

$$A_{21} = A_{22} = -\frac{1}{[T_a]} = \left[-\frac{1}{T_{a\min}}, -\frac{1}{T_{a\max}} \right];$$

$$M_2 = \left[\frac{1}{T_{a\max}}, \frac{1}{T_{a\min}} \right],$$

здесь $[h] = [h_{\min}, h_{\max}]$, $[c] = [c_{\min}, c_{\max}]$, $[J] = [J_{\min}, J_{\max}]$, $[k] = [k_{\min}, k_{\max}]$, $[R] = [R_{\min}, R_{\max}]$, $[T_a] = [T_{a_{\min}}, T_{a_{\max}}]$ – интервалы изменения значений коэффициента вязкого трения, конструктивного коэффициента, момента инерции, коэффициента усиления преобразователя, сопротивления якорной цепи, электромагнитной постоянной времени соответственно.

Переход от уравнений (3) к уравнениям (6) соответствует переходу от точной траектории движения к области, в которой определены возможные траектории движения рассматриваемого объекта управления. Все возможные движения рассматриваемой системы в этой области описываются уравнениями (6), представленными в нормальной форме.

Представим уравнения (6) в канонической форме

$$p Y_1 = Y_2; p Y_2 = -B_1 Y_1 - B_2 Y_2 + N_2 U, Y_1 = Y_1, \quad (8)$$

где B_1, B_2 – интервалы значений коэффициентов интервального характеристического полинома объекта управления (6)

$$D(\lambda) = \det(\lambda E - A) = \lambda^2 - (A_{11} + A_{22})\lambda + (A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21}) = 0, \quad (9)$$

где λ – корни характеристического уравнения, которые определяются выражениями

$$B_1 = -A_{11} - A_{22}; B_2 = A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21}, \quad (10)$$

или с учетом соотношений (7)

$$\begin{aligned} B_1 &= -A_{11} - A_{22} = \\ &= \left[\frac{J_{\min} k_{\min} U_{y_{\max}} - h_{\max} c_{\max} T_{a_{\max}}}{J_{\min} k_{\min} U_{y_{\max}} T_{a_{\max}}}, \frac{J_{\max} k_{\max} U_{y_{\max}} - h_{\min} c_{\min} T_{a_{\min}}}{J_{\max} k_{\max} U_{y_{\max}} T_{a_{\min}}} \right]; \\ B_2 &= A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21} = \left[\frac{k_{\max} U_{y_{\max}} T_{a_{\min}} c_{\min}^2 - h_{\min} c_{\min} R_{\max} T_{a_{\max}}}{J_{\max} k_{\max} U_{y_{\max}} R_{\max} T_{a_{\max}} T_{a_{\min}}}, \right. \\ &\left. \frac{k_{\min} U_{y_{\max}} T_{a_{\max}} c_{\max}^2 - h_{\max} c_{\max} R_{\min} T_{a_{\min}}}{J_{\min} k_{\min} U_{y_{\max}} R_{\min} T_{a_{\min}} T_{a_{\max}}} \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

Интервальный коэффициент N_2 определяется следующей зависимостью:

$$N_2 = M_2 A_{12} = \left[\frac{c_{\min}^2}{J_{\max} R_{\max} T_{a_{\max}}}, \frac{c_{\max}^2}{J_{\min} R_{\min} T_{a_{\min}}} \right]. \quad (12)$$

Вводя в соответствии с принципом преобразования обратными связями новое управляющее воздействие

$$\hat{v} = p \hat{Y}_2, \quad (13)$$

представим уравнения движения (8) в форме Бруновского

$$p \hat{Y}_1 = \hat{Y}_2; p \hat{Y}_2 = \hat{v}. \quad (14)$$

Сопоставляя последние уравнения систем (14) и (8), определим взаимосвязь между управляющими воздействиями \hat{u} и \hat{v}

$$\hat{U} = K_1 \hat{V} + K_2 \hat{Y}_1 + K_3 \hat{Y}_2, \quad (15)$$

где

$$K_1 = \frac{1}{N_2} = \left[\frac{J_{\min} R_{\min} T_{\min}}{c_{\max}^2}, \frac{J_{\max} R_{\max} T_{\max}}{c_{\min}^2} \right] = [k_{1\min}, k_{1\max}];$$

$$K_2 = \frac{B_1}{N_2} = \left[\frac{(J_{\min} k_{\min} U_{\max} - h_{\max} c_{\max} T_{\max}) R_{\min} T_{\min}}{k_{\min} U_{\max} T_{\max} c_{\max}^2}, \frac{(J_{\max} k_{\max} U_{\max} - h_{\min} c_{\min} T_{\min}) R_{\max} T_{\max}}{k_{\max} U_{\max} T_{\min} c_{\min}^2} \right] = [k_{2\min}, k_{2\max}]; \quad (16)$$

$$K_3 = \frac{B_2}{N_2} = \left[\frac{k_{\max} U_{\max} T_{\min} c_{\min} - h_{\min} R_{\max} T_{\max}}{k_{\max} U_{\max} T_{\min} c_{\min}}, \frac{k_{\min} U_{\max} T_{\max} c_{\max} - h_{\max} R_{\min} T_{\min}}{k_{\min} U_{\max} T_{\max} c_{\max}} \right] = [k_{3\min}, k_{3\max}];$$

Управляющее воздействие (15), являясь интервальным, определяет широкий класс алгоритмов управления, формирующих траектории движения электромеханического объекта (3) в области фазового пространства, которая ограничена допустимыми значениями его параметров. Переход к уравнениям (14) путем подачи на вход преобразованного объекта нового управляющего воздействия \hat{V} позволяет организовать любой желаемый интервал траекторий движения. Причем для формирования этого воздействия могут быть использованы любые методы синтеза линейных замкнутых систем, позволяющие определять алгоритмы управления для объектов с несколькими нулевыми корнями характеристического уравнения. Наиболее удобным в этом случае является использование модального управления [5], которое позволяет определить параметры в общем случае нелинейного регулятора через коэффициенты желаемого характеристического полинома [6]

$$D(\lambda) = C_0 + C_1 \lambda + \lambda^2, \quad (17)$$

где коэффициенты C_i в общем случае определены в некоторых пределах, т.е. $C_i = [c_{i\min}, c_{i\max}]$.

Таким образом, для объекта (14) при условии регулирования координаты \hat{Y}_1 можно записать следующее управляющее воздействие

$$v = F \left(C_0 \left(Y_1 - \hat{Y}_1 \right) - C_1 Y_2, \alpha \right), \quad (18)$$

где \hat{Y}_1^* – желаемое значение переменной \hat{Y}_1 , $F(\cdot)$ – некоторая нечетная активационная функция, которая в открытой области зависит от параметра α

$$F(X, \alpha) = |X|^\alpha \text{sign}(X) \quad (19)$$

и поэтому может рассматриваться как интервальная.

Анализ алгоритма управления (18) показывает, что в отличие от классического модального управления, коэффициенты характеристического полинома (17) используются для формирования линии переключения регулятора, а наличие нелинейной акти-

вационной функции $f(\cdot)$ существенно расширяет класс синтезируемых управляющих воздействий.

Подстановка найденного алгоритма управления (18) в выражение (15) позволяет определить следующий интервальный алгоритм

$$\hat{U} = K_1 \left| C_0 \left(\hat{Y}_1^* - \hat{Y}_1 \right) - C_1 \hat{Y}_2 \right|^\alpha \operatorname{sign} \left(C_0 \left(\hat{Y}_1^* - \hat{Y}_1 \right) - C_1 \hat{Y}_2 \right) + K_2 \hat{Y}_1 + K_3 \hat{Y}_2. \quad (20)$$

Алгоритм управления (20) позволяет формировать любые траектории движения в заданной области фазового пространства, отличающиеся различными показателями процесса регулирования. Однако с практической точки зрения интерес вызывает движение объекта управления с изменяющимися параметрами по наперед заданной траектории. В этом случае алгоритм управления (20) трансформируем следующим образом

$$\hat{U} = K_1 \left| c_0 \left(\hat{y}_1^* - \hat{y}_1 \right) - c_1 \hat{y}_2 \right|^\alpha \operatorname{sign} \left(c_0 \left(\hat{y}_1^* - \hat{y}_1 \right) - c_1 \hat{y}_2 \right) + K_2 \hat{y}_1 + K_3 \hat{y}_2, \quad (21)$$

где c_i – коэффициенты характеристического полинома, определяющего желаемую траекторию движения, \hat{y}_i – компоненты вектора состояния объекта управления, \hat{y}_1^* – желаемое значение регулируемой координаты. Наличие в алгоритме (21) интервальных коэффициентов K_i определяет два управляющих воздействия, соответствующих границам интервалов

$$u_{\min} = k_{1\min} \left| c_0 \left(\hat{y}_1^* - \hat{y}_1 \right) - c_1 \hat{y}_2 \right|^\alpha \operatorname{sign} \left(c_0 \left(\hat{y}_1^* - \hat{y}_1 \right) - c_1 \hat{y}_2 \right) + k_{2\min} \hat{y}_1 + k_{3\min} \hat{y}_2 \quad (22)$$

и

$$u_{\max} = k_{1\max} \left| c_0 \left(\hat{y}_1^* - \hat{y}_1 \right) - c_1 \hat{y}_2 \right|^\alpha \operatorname{sign} \left(c_0 \left(\hat{y}_1^* - \hat{y}_1 \right) - c_1 \hat{y}_2 \right) + k_{2\max} \hat{y}_1 + k_{3\max} \hat{y}_2. \quad (23)$$

Поскольку точные значения параметров объекта управления (3) неизвестны, на него должно подаваться управляющее воздействие, ограниченное сверху выражением (22) и снизу – выражением (23). Причем величина этого управляющего воздействия не известна. В этом случае прослеживается аналогия с релейными системами, работающими в скользящем режиме, для которых неизвестна величина подаваемого в каждый момент времени напряжения управления, однако известны пределы его изменения. Эта аналогия позволяет записать следующее управляющее воздействие для интервального объекта (8)

$$\hat{U} = \begin{cases} u_{\min} & \text{при } q < 0; \\ u_{\max} & \text{при } q > 0, \end{cases} \quad (24)$$

где $q(\cdot)$ – функция переключения, определяемая из условия минимизации интегрального функционала качества вида

$$I = \int_0^\infty \left[\left(\frac{\hat{V}}{P} - \hat{Y}_2 \right)^2 \right] dt, \quad (25)$$

минимизация которого показывает, что под влиянием управляющего воздействия (15) объект (3) должен двигаться по траекториям, которые описываются выражениями (14), а значит в силу последнего уравнения системы (14) координата \hat{Y}_2 объекта (8) должна совпадать с \hat{V} / p .

С учетом изложенного выше алгоритм (24) примет следующий вид:

$$\hat{U} = \begin{cases} u_{\min} & \text{при } \frac{\left| c_0 \left(\hat{y}_1^* - \hat{y}_1 \right) - c_1 \hat{y}_2 \right|^\alpha \operatorname{sign} \left(c_0 \left(\hat{y}_1^* - \hat{y}_1 \right) - c_1 \hat{y}_2 \right)}{p} > \hat{y}_2; \\ u_{\max} & \text{при } \frac{\left| c_0 \left(\hat{y}_1^* - \hat{y}_1 \right) - c_1 \hat{y}_2 \right|^\alpha \operatorname{sign} \left(c_0 \left(\hat{y}_1^* - \hat{y}_1 \right) - c_1 \hat{y}_2 \right)}{p} < \hat{y}_2; \end{cases} \quad (26)$$

На рис.1, 2 показаны результаты математического моделирования синтезированной системы управления динамическим объектом (3) с единичными параметрами. Результаты моделирования получены для случая, когда все параметры объекты известны с 50% точностью, т.е. $a_{ij} = [0.5a_{ij}^{\text{НОМ}}, 1.5a_{ij}^{\text{НОМ}}]$. Желаемый характеристический полином принят вида

$$D(p) = \lambda^2 + 2\lambda + 1, \quad (27)$$

показатель степени $\alpha = 0$.

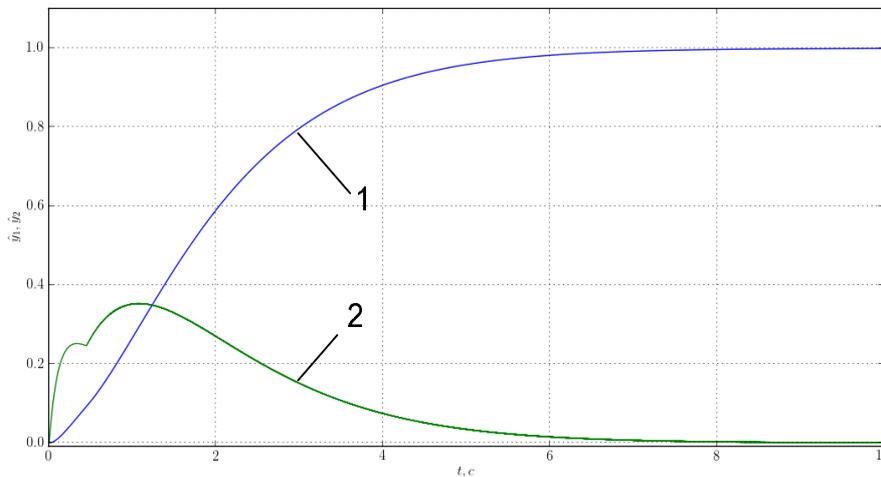


Рисунок 1 – Регулируемая переменная \hat{y}_1 (кривая 1) и ее производная \hat{y}_2 (кривая 2)

Как показывает анализ полученных результатов моделирования, синтезированный алгоритм полностью компенсирует неточное знание параметров объекта управления и их возможные изменения и обеспечивает движение замкнутой системы по асимптотически устойчивым траекториям, которые определяются полиномом (27).

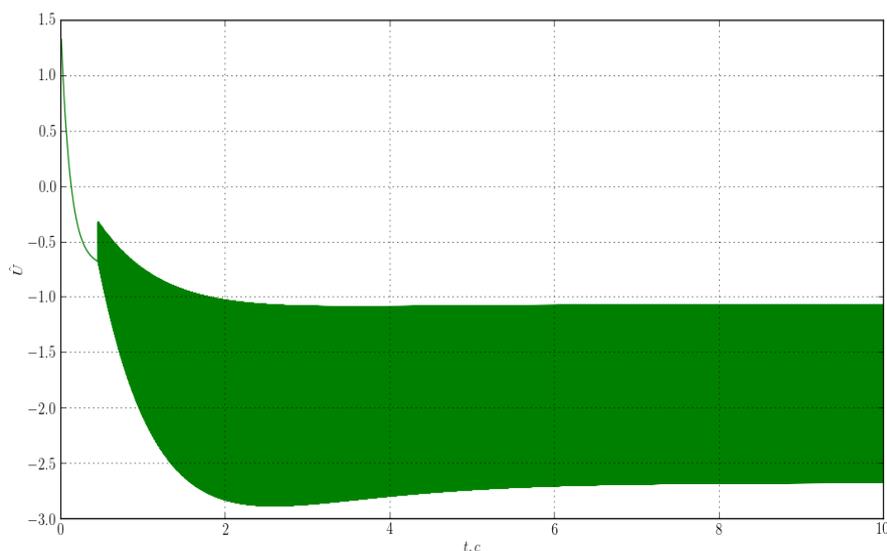


Рисунок 2 – Управляющее воздействие \hat{U}

Выводы. Приведенные выше выкладки позволяют сделать ряд выводов и заключений:

1. Использование интервального исчисления на этапе синтеза системы управления позволяет учесть неточности определения и возможные изменения параметров объекта управления за счет организации в системе управления скользящего режима.

2. Переход от уравнений динамики в нормальной форме к уравнениям в форме Бруновского позволяет исключить параметры электромеханического объекта из алгоритма управления и задавать траекторию движения только коэффициентами желаемого характеристического полинома.

3. Синтезированный алгоритм управления можно условно разбить на 2 части, одна из которых обеспечивает движение по заданным траекториям, а вторая совмещает производную регулируемой величины с управляющим воздействием, которое формируется первой составляющей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мирошник И.В. Теория автоматического управления. Линейные системы [Текст] / И.В.Мирошник. – СПб.: Питер, 2005. – 336с.
2. Jaulin L. Applied interval analysis [Текст] / Luc Jaulin, Michel Kieffer, Oliver Didrit, Eric Walter. – London.: Springer, 2001. – 379p.
3. Fiedler M. Linear optimization problem with inexact data [Текст] / M.Fiedler et all. – New York.: Springer, 2006. – 224p.
4. Садовой А.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами [Текст] / А.В.Садовой, Б.В.Сухинин, Ю.В.Сохина. – К.:ИСИМО, 1998. – 298с.
5. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы / Ким Д.П. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288с.
6. Волянский Р.С. Синтез оптимальной системы управления с нелинейной активационной функцией [Текст] / Р.С.Волянский, А.В.Садовой // Электротехнические и компьютерные системы. – 2014. – №15 (91). – С.69-71.

Поступила в редколлегию 10.30.2015.

Днепродзержинский государственных технических университет

АВТОМАТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ СКОРОСТЬЮ ПАРОВОЙ ТУРБИНЫ ПРИВОДА ВОЗДУХОДУВКИ

Введение. В современном доменном производстве подача дутья к фурмам доменной печи осуществляется воздуходувной машиной, приводимой паровой конденсационной турбиной, скорость вращения которой не регулируется. Изменение расхода дутья в такой ситуации происходит путем выброса в атмосферу излишков сжатого воздуха, обогащенного кислородом, через разгрузочные клапаны СНОРТ, что существенно повышает энергетическую составляющую в себестоимости выплавляемого чугуна.

Путем автоматического управления скоростью вращения воздуходувки можно обеспечить выработку требуемого количества дутья и повысить энергетическую эффективность доменного производства.

Постановка задачи. Задачей данной статьи является синтез и структурная реализация системы автоматического управления скоростью вращения паровой конденсационной турбины, которая представляет собой нестационарный объект управления, динамика которого описывается нелинейными дифференциальными уравнениями с иррациональными функциями.

Результаты работы. Рассмотрим систему уравнений, которая описывает динамику паровой конденсационной турбины [1]

$$\begin{cases} p\omega = \frac{1}{J_c} \left(z R_{cp} S_l \sqrt{(P_r - P_0)} \rho \left(\sqrt{\frac{2}{z}} \sqrt{k^* P_r - h_2} - R_{cp} \omega \right) - k_N \omega^2 - M_C \right), \\ pP_r = \frac{\sqrt{\rho}}{V_r \tilde{N}_g} \left(S_o(L) \sqrt{(P_1 - P_r)} - S_l \sqrt{(P_r - P_0)} \right), \end{cases} \quad (1)$$

где $p = d/dt$ – оператор дифференцирования; J_c – момент инерции турбовоздуховки, приведенный к валу турбины, кг м²; z – число колес турбины, шт.; R_{cp} – средний радиус колес турбины, м; S_l – суммарная площадь сечения, через которое происходит истечение пара из паросборника, м²; $S_o(L)$ – функция устройства подачи пара (УПП), которая описывает изменение сечения через которое пар поступает в паросборник в зависимости от положения электромеханического позиционера (ЭМП) L , м²(м); P_1, P_0 – давление пара на входе и на выходе турбины соответственно, Па; ρ – плотность пара, кг/м³; k^* – постоянная изменения удельного объема по времени, с·(м³/кг); h_2 – энтальпия пара на выходе из турбины, Дж/кг; k_N – коэффициент вентиляторной нагрузки, кг·м²·с²; ω – скорость вращения вала турбины, рад/с; C_g – коэффициент, характеризующий пар, кг/(Н·м); V_r – объем паросборника, м³.

Управляемой величиной для паровой турбины является скорость вращения вала ω , а управляющим воздействием – положение штока устройства подачи пара $L \in [0, L_{\max}]$.

Наличие иррациональных функций в уравнениях системы (1) делает невозможным применением классических методов линеаризации ввиду дальнейшего нарушения

строгости описания процессов, протекающих в паросборнике, поэтому рассмотрим объект управления как «черный ящик» с одним входом L и одним выходом ω и выполним его структурную и параметрическую идентификацию. С этой целью построим семейство переходных характеристик объекта управления (ОУ) при разных значениях амплитуды входного сигнала $\alpha \in (0,1]$:

$$x(t) = \alpha \cdot 1(t). \quad (2)$$

На рис.1 приведена поверхность, построенная по переходным характеристикам в зависимости от величины $x(t)$.

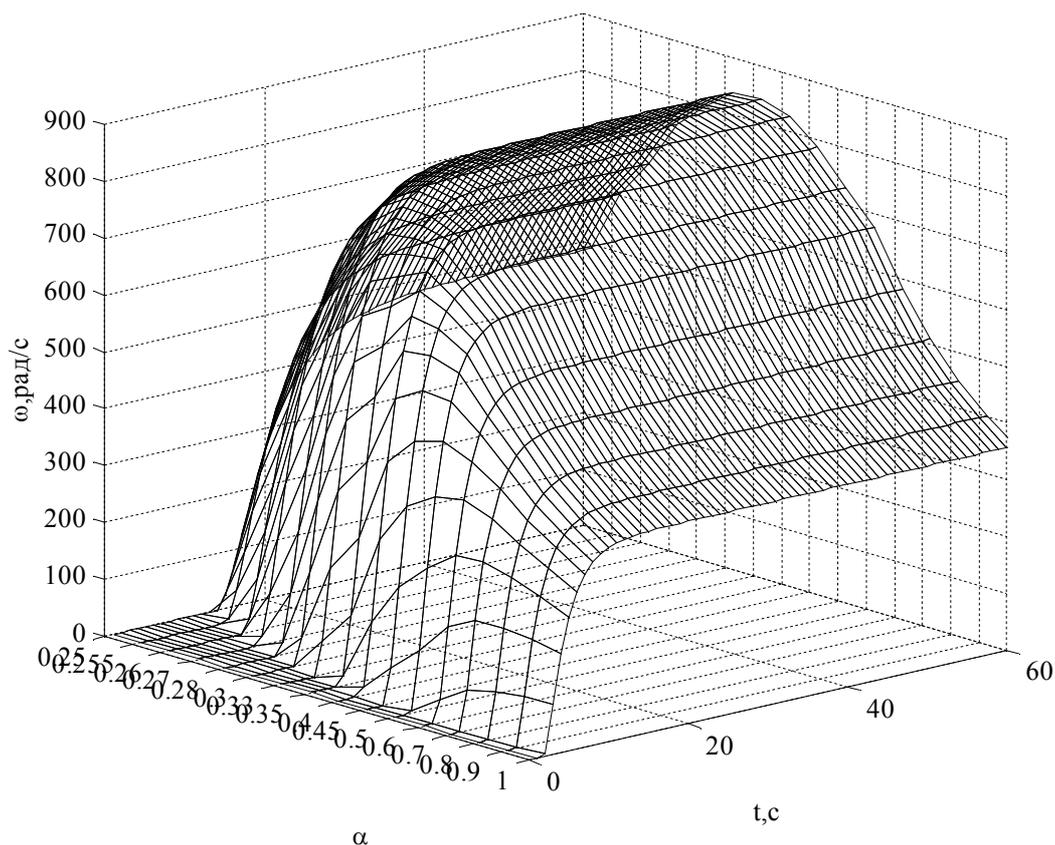


Рисунок 1 – Семейство переходных функции ОУ при различных значениях коэффициента α

Рассмотрение трендов этой поверхности показал, что все они имеют вид, характерный для последовательного включения апериодического звена второго порядка и звена запаздывания. В таком случае структурная схема «черного ящика» при идентификации параметров может рассматриваться как система с передаточной функцией вида

$$G(p) = e^{-p\tau_b(\alpha)} \frac{k_b(\alpha)}{(T_{1b}(\alpha)p + 1)(T_{2b}(\alpha)p + 1)}, \quad (3)$$

где $\tau_b(\alpha)$, $k_b(\alpha)$, $T_{1b}(\alpha)$, $T_{2b}(\alpha)$ – функции, значения которых зависят от уровня сигнала задания $x(t) = \alpha \cdot 1(t)$.

С использованием методов идентификации параметров передаточной функции по переходной характеристике [2] получены следующие зависимости между коэффициентами передаточной функции (3) и коэффициентом α , представленные на рис.2.

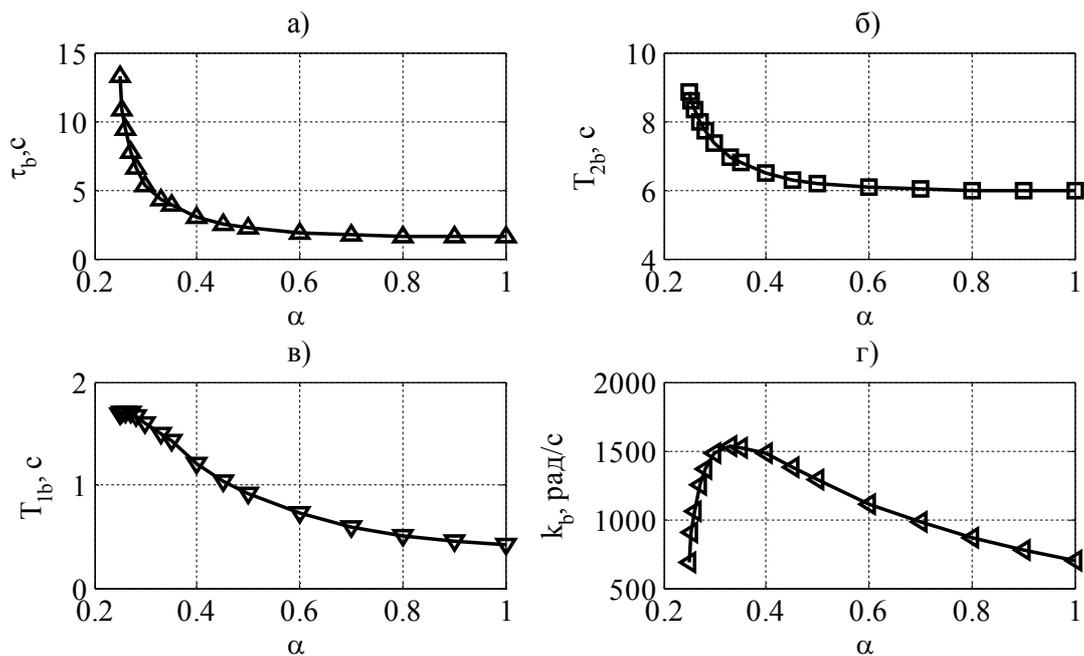


Рисунок 2 – Зависимости коэффициентов передаточной функции $G(p)$ при различных значениях коэффициента α

Анализируя полученные графики с точки зрения технологии управления скоростью турбины, можно выделить диапазон значений коэффициента α , соответствующий допустимому диапазону регулирования скорости вращения [3].

Рассмотрим закономерности изменения коэффициентов передаточной функции, когда $0.5 \leq \alpha \leq 1$ (рис.3).

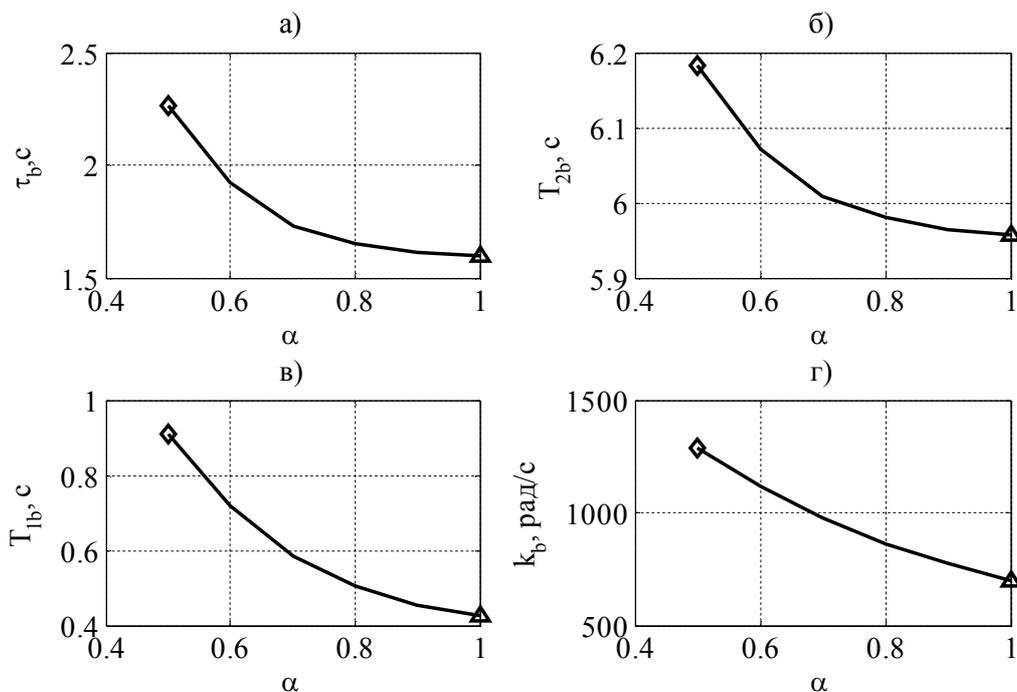


Рисунок 3 – Изменение параметров передаточной функции $G(p)$ при $0.5 \leq \alpha \leq 1$

Анализ значений крайних точек зависимостей (рис.3) показал, что наибольший коэффициент усиления ОУ будет в точке с маркером \diamond . Поэтому для обеспечения достаточного запаса устойчивости замкнутой системы управления (СУ) скоростью вращения турбины в условиях изменения её параметров при синтезе законов управления приняты функции $\tau_b(0.5)=\tau_b$, $k_b(0.5)=k_b$, $T_{1b}(0.5)=T_{1b}$, $T_{2b}(0.5)=T_{2b}$. Тогда передаточную функцию (3) можно представить в виде

$$G(p) = e^{-p\tau_b} \frac{k_b}{(T_{1b}p+1)(T_{2b}p+1)}. \quad (4)$$

С учетом рекомендаций и практики разработки СУ для ОУ с запаздыванием передаточная функция (4) должна подвергнуться операции линеаризации [4-6]. Дополнив выражение (4) уравнением, описывающим ЭМП УПП, и произведя линеаризацию звена чистого запаздывания, получим систему уравнений

$$p\omega = -\frac{\omega}{T''} + \frac{w}{T''}; \quad pw = -\frac{w}{T'} + \frac{m}{T'}; \quad pm = -\frac{m}{T_{1b}} + \frac{w_b k_b}{T_{1b}}; \quad pz = -\frac{z}{T_{2b}} + \frac{L}{T_{2b}}; \quad pL = k_e u, \quad (5)$$

где T' , T'' – постоянные времена, с; w , m , w_b , z – промежуточные переменные состояния; k_e – коэффициент; u – управляющее воздействие, В.

Система уравнений (5) не содержит нелинейных элементов. Определим закон управления скоростью паровой турбины для системы (5) путем решения задачи аналитического конструирования регуляторов [7].

Перейдем к относительным единицам, для чего осуществим замену

$$\begin{aligned} \omega / \omega_{\max} = x_1, \quad m / m_{\max} = x_2, \quad w / w_{\max} = x_3, \quad z / z_{\max} = x_4, \\ L / L_{\max} = x_5, \quad u / u_{\max} = u_{00}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $\omega_{\max} = z_{\max} = k_b w_{\max} = k_b z_{\max} = k_b L_{\max} = k_b k_e u_{\max}$.

В относительных единицах система (5) примет вид

$$\begin{aligned} px_1 = c_{11}x_1 + c_{12}x_2; \quad px_2 = c_{22}x_2 + c_{23}x_3; \quad px_3 = c_{33}x_3 + c_{34}x_4; \\ px_4 = c_{44}x_4 + c_{45}x_5; \quad px_5 = tu_{00}, \end{aligned} \quad (7)$$

где $c_{11} = -1/T_{2b}$; $c_{12} = -c_{11}$; $c_{22} = -k_b/T_{1b}$; $c_{23} = 1/T_{1b}$; $c_{33} = -1/T''$; $c_{34} = 1/T''k_b$; $c_{44} = -1/T'$; $c_{45} = -c_{44}$; $m = k_e u_{\max} / L_{\max}$.

Запишем (7) в координатах возмущенного движения

$$\begin{aligned} p\eta_1 = c_{11}\eta_1 + c_{12}\eta_2; \quad p\eta_2 = c_{22}\eta_2 + c_{23}\eta_3; \quad p\eta_3 = c_{33}\eta_3 + c_{34}\eta_4; \\ p\eta_4 = c_{44}\eta_4 + c_{45}\eta_5; \quad p\eta_5 = mU_{00}, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\eta_i = x_i - x_i^*$, $U_{00} = u_{00} - u_{00}^*$, $(.)^*$ – координаты невозмущенного (желаемого) движения.

Приведем систему (8) к форме Фробениуса, совместив переменные $\tilde{\eta}_1$ и η_1 [7]:

$$\begin{aligned} p\tilde{\eta}_1 = \tilde{\eta}_2; \quad p\tilde{\eta}_2 = \tilde{\eta}_3; \quad p\tilde{\eta}_3 = \tilde{\eta}_4; \quad p\tilde{\eta}_4 = \tilde{\eta}_5; \\ p\tilde{\eta}_5 = -A_1\tilde{\eta}_1 - A_2\tilde{\eta}_2 - A_3\tilde{\eta}_3 - A_4\tilde{\eta}_4 - A_5\tilde{\eta}_5 + M\tilde{U}_{00}. \end{aligned} \quad (9)$$

Найдем значения коэффициентов A_1, \dots, A_5 , приравняв характеристические определители систем (8) и (9)

$$\begin{vmatrix} c_{11}-\lambda & c_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_{22}-\lambda & c_{23} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_{33}-\lambda & c_{34} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44}-\lambda & c_{45} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\lambda \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\lambda & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\lambda & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\lambda & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\lambda & 1 \\ -A_1 & -A_2 & -A_3 & -A_4 & -A_5-\lambda \end{vmatrix}, \quad (10)$$

откуда $A_5 = -(c_{11} + c_{22} + c_{33} + c_{44})$; $A_4 = -(-c_{11}(c_{33} + c_{44} + c_{22}) - c_{44}(c_{33} + c_{22}) - c_{22}c_{33})$;
 $A_3 = -(c_{11}(c_{33}c_{44} + c_{22}c_{33} + c_{22}c_{44}) + c_{22}c_{33}c_{44})$; $A_2 = c_{11}c_{22}c_{33}c_{44}$; $A_1 = 0$.

Найдем значение коэффициента M из равенства характеристических определителей

$$\begin{vmatrix} 0 & c_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_{22}-\lambda & c_{23} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_{33}-\lambda & c_{34} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44}-\lambda & c_{45} \\ m & 0 & 0 & 0 & -\lambda \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\lambda & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\lambda & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\lambda & 1 \\ M & -A_2 & -A_3 & -A_4 & -A_5-\lambda \end{vmatrix}, \quad (11)$$

откуда $M = mc_{12}c_{23}c_{34}c_{45}$.

В соответствии с [8] управляющее воздействие

$$U_{00} = -\text{sign} \left[M \left(\tilde{v}_{15} \eta_1 + \tilde{v}_{25} p \eta_1 + \tilde{v}_{35} p^2 \eta_1 + \tilde{v}_{45} p^3 \eta_1 + \tilde{v}_{55} p^4 \eta_1 \right) \right] \quad (12)$$

минимизирует функционал

$$\tilde{I}_{00} = \int_0^{\infty} 2 \left| M \left(\tilde{v}_{15} \eta_1 + \tilde{v}_{25} p \eta_1 + \tilde{v}_{35} p^2 \eta_1 + \tilde{v}_{45} p^3 \eta_1 + \tilde{v}_{55} p^4 \eta_1 \right) \right| dt \quad (13)$$

на траекториях движения систем (8) и (9).

Коэффициенты функции Ляпунова, входящие в подсигнатурное выражение управляющего воздействия (12), определяются соотношениями

$$\tilde{v}_{ik} = A_{(i+1)} A_{(k+1)}, \quad \begin{cases} A_{(i+1)} = 1, \text{ при } i = n \\ A_{(k+1)} = 1, \text{ при } k = n \end{cases}, \quad (14)$$

$$\tilde{v}_{15} = A_2, \quad \tilde{v}_{25} = A_3, \quad \tilde{v}_{35} = A_4, \quad \tilde{v}_{45} = A_5, \quad \tilde{v}_{55} = 1. \quad (15)$$

Подставив значения (15) в (12), получим

$$U_{00} = -\text{sign} \left[\left(A_2 + A_3 p + A_4 p^2 + A_5 p^3 + p^4 \right) \eta_1 \right] \times \text{sign} [mc_{12}c_{23}c_{34}c_{45}]$$

или с учетом (10), (11)

$$U_{00} = -\text{sign} \left[\left(1 + \frac{A_3}{A_2} p + \frac{A_4}{A_2} p^2 + \frac{A_5}{A_2} p^3 + \frac{1}{A_2} p^4 \right) \eta_1 \right]. \quad (16)$$

Используя обратную замену переменных состояния и с учетом (6), (8), получим оптимальное управление, выраженное через текущее и заданное значения скорости вращения паровой турбины:

$$u = u_{\max} \operatorname{sign} \left[\left(1 + \frac{A_3}{A_2} p + \frac{A_4}{A_2} p^2 + \frac{A_5}{A_2} p^3 + \frac{1}{A_2} p^4 \right) (\omega^* - \omega) \right]. \quad (17)$$

В рассматриваемом ОУ (5) невозможно технически произвести измерения промежуточных переменных состояния. Поэтому выполним построение наблюдающего устройства (НУ), с помощью которого вычислим старшие производные отклонения основной регулируемой переменной от заданного значения.

Поскольку ОУ может быть представлен последовательным соединением апериодических звеньев 1-го порядка с передаточными функциями (5), то такую же структуру примем для НУ, представив ее в форме Фробениуса. Тогда система уравнений динамики НУ примет вид

$$\begin{aligned} p\tilde{z}_1 &= \tilde{z}_2; & p\tilde{z}_2 &= \tilde{z}_3; & p\tilde{z}_3 &= \tilde{z}_4; \\ p\tilde{z}_4 &= -A_{01}\tilde{z}_1 - A_{02}\tilde{z}_2 - A_{03}\tilde{z}_3 - A_{04}\tilde{z}_4 + M_1 U_o, \end{aligned} \quad (18)$$

где $\tilde{z}_1, \dots, \tilde{z}_4$ – переменные состояния НУ; $A_{01} = c_{11}c_{22}c_{33}c_{44}$; $A_{02} = (-c_{11}c_{22}c_{33} - c_{44}c_{11}c_{22} - c_{44}c_{11}c_{33} - c_{44}c_{22}c_{33})$; $A_{04} = (-c_{11} - c_{33} - c_{44} - c_{22})$; $A_{03} = (c_{11}c_{33} + c_{44}c_{11} + c_{11}c_{22} + c_{22}c_{33} + c_{44}c_{22} + c_{44}c_{33})$; $c_{11} = -1/T_{2b}$; $c_{12} = -c_{11}$; $c_{22} = -k_b/T_{1b}$; $c_{23} = 1/T_{1b}$; $c_{33} = -1/T''$; $c_{34} = 1/T''k_b$; $c_{44} = -1/T'$; $m_1 = 1$; $M_1 = m_1c_{12}c_{23}c_{34}$.

Система уравнений (18) может быть представлена приведенной ниже структурной схемой.

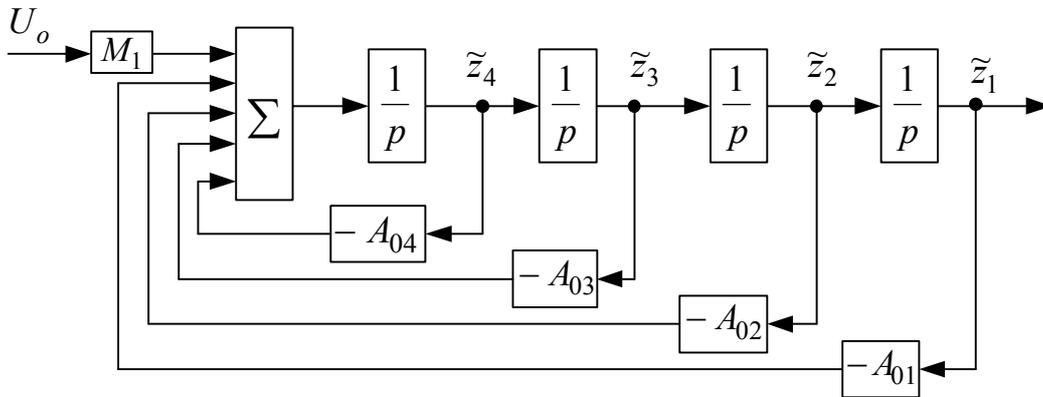


Рисунок 4 – Структурная схема НУ в форме Фробениуса

Введем новые переменные $\tilde{x}_1 = \tilde{z}_1 - \eta_1$, $\tilde{x}_2 = \tilde{z}_2 - p\eta_1$, $\tilde{x}_3 = \tilde{z}_3 - p^2\eta_1$, $\tilde{x}_4 = \tilde{z}_4 - p^3\eta_1$, $U_{o2} = U_o - U_{00}$ и преобразуем систему (18) к виду

$$\begin{aligned} p\tilde{x}_1 &= \tilde{x}_2; & p\tilde{x}_2 &= \tilde{x}_3; & p\tilde{x}_3 &= \tilde{x}_4; \\ p\tilde{x}_4 &= -A_{01}\tilde{x}_1 - A_{02}\tilde{x}_2 - A_{03}\tilde{x}_3 - A_{04}\tilde{x}_4 + M_1 U_{o2} \end{aligned} \quad (19)$$

Закон управления НУ

$$U_{o2} = -\tilde{g}_1 (\tilde{v}_{14}x_1 + \tilde{v}_{24}px_1 + \tilde{v}_{34}p^2x_2 + \tilde{v}_{44}p^3x_1) / M_1 \quad (20)$$

минимизирует функционал качества

$$I_{o2} = \int_0^T \left(8(\tilde{v}_{01}x_1^2) + \tilde{g}_1(\tilde{v}_{14}x_1 + \tilde{v}_{24}px_1 + \tilde{v}_{34}p^2x_2 + \tilde{v}_{44}p^3x_1)^2 + \frac{M_1^2}{\tilde{g}_1}U_{o2}^2 \right) dt \quad (21)$$

на траекториях движения системы (18) [7].

Коэффициенты закона управления (20) в соответствии с (14) будут равны $\tilde{v}_{44} = 1$, $\tilde{v}_{34} = A_4$, $\tilde{v}_{24} = A_3$, $\tilde{v}_{14} = A_2$, $\tilde{v}_{04} = A_1$.

В результате преобразований, а также возврата к старым переменным $\tilde{\eta}_1$ и \tilde{z}_1 получаем закон управления НУ

$$U_o = U_{00} + \tilde{g}_1 \left[(A_{02} + A_{03}p + A_{04}p^2 + p^3)(\eta_1 - \tilde{z}_1) \right] / M_1. \quad (22)$$

Структурная реализация НУ и закона управления скоростью турбины представлена на рис.5.

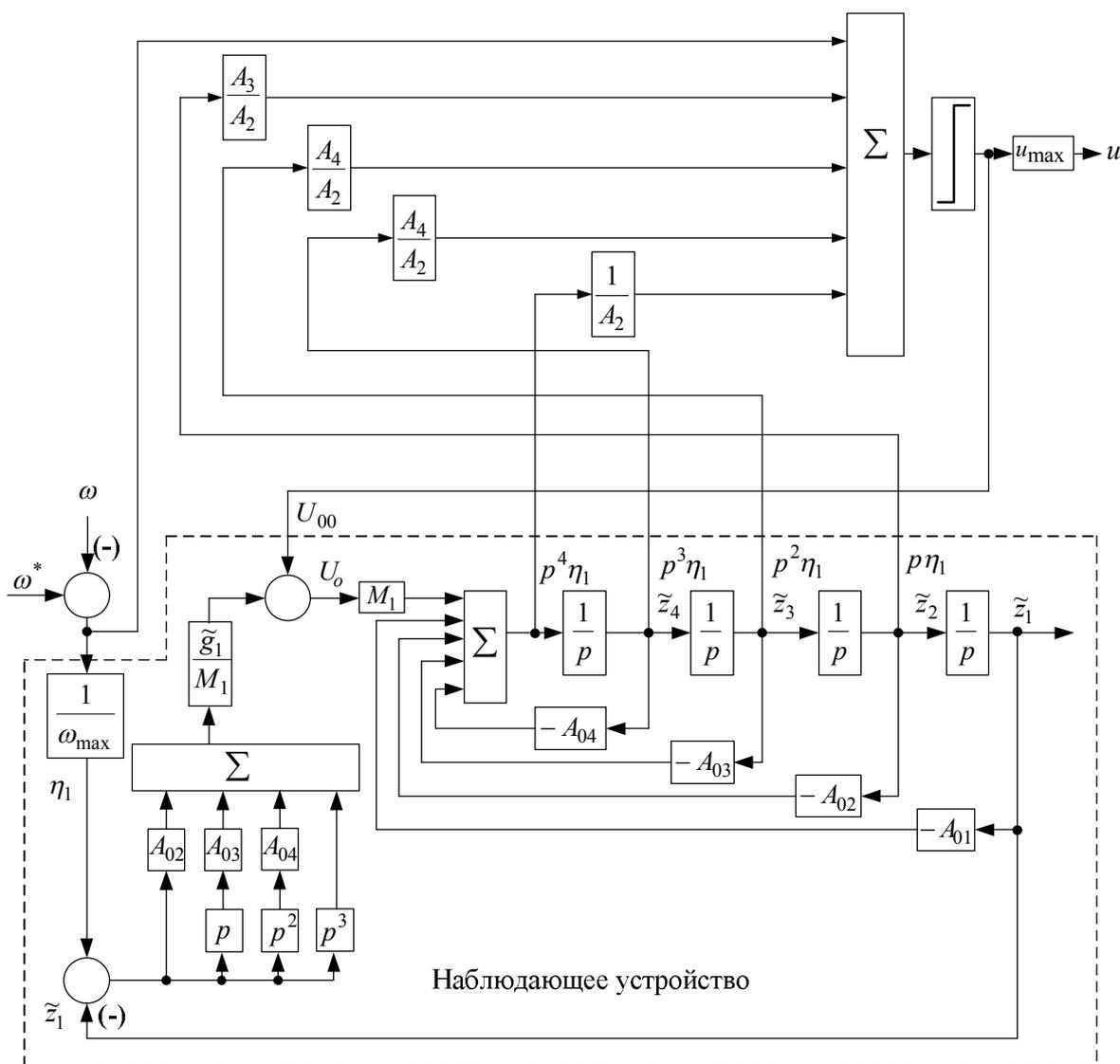


Рисунок 5 – Структурная реализация закона управления скоростью турбины с НУ

На рис.6 приведены переходные процессы управления скоростью вращения паровой турбины с законному управления, представленным на рис.5, полученные на

комбінованому лабораторному стенді, в якому турбіна виконана в вигляді математичної моделі відповідно до рівнянь (1), а як електропривід пристрою подачі пари використано електромеханічний позиціонер Exlar GSX20-0601-MFA.

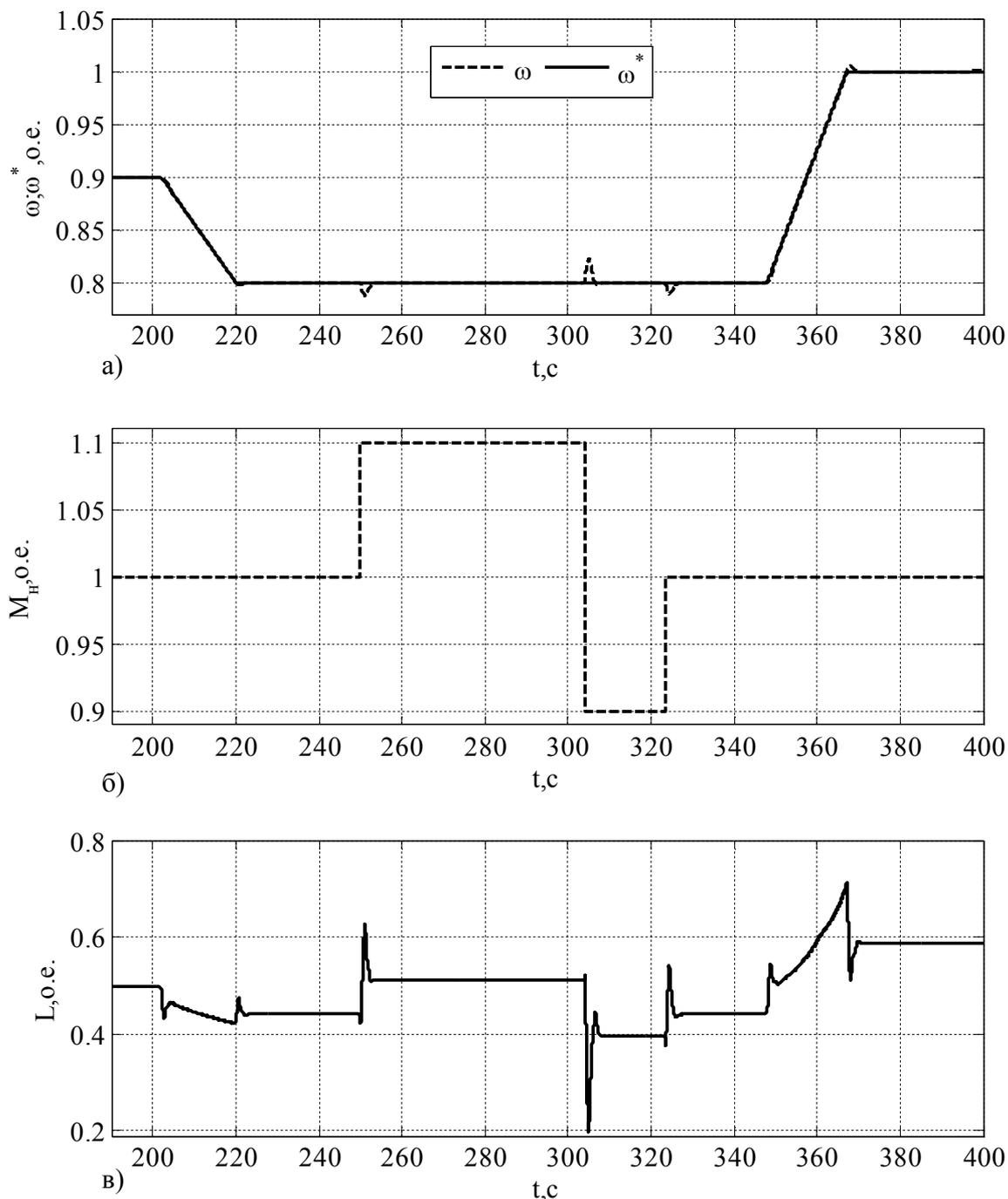


Рисунок 6 – Переходні процеси системи управління швидкістю парової турбіни

На рис.6, а зображені задані ω^* і поточні ω значення швидкості обертання парової турбіни. Момент навантаження на валу турбіни задається за графіком, наведеному на рис.6, б. Перехідні процеси зміни положення штовка УПП L при роботі СУ швидкістю парової турбіни наведено на рис.6, в.

В проміжках часу з 205 с до 220 с відбувається зниження задання на швидкість обертання турбіни з 90% до 80% ω_H , а з 345 по 370 с підвищення його з 80% до

100% ω_H . На рисунку чітко видно, що обробка задання на швидкість обертання турбіни здійснюється з незначальною динамічною помилкою.

В період з 250 с до 305 с відбувається збільшення моменту опору на валу турбіни на 10% M_H , а далі з 305 с до 325 с зменшення моменту опору навантаження на 20% M_H . Після 325 с $M_H = 100\%$. Різке збільшення навантаження на 10% M_H призводить до появи динамічної помилки, величина якої не перевищує 1% ω_H . СУ швидкістю обертання парової турбіни компенсує динамічне падіння швидкості шляхом збільшення подачі пари в турбіну, змінюючи положення штока УПП L . Час відновлення швидкості не перевищує 8 с. Зменшення навантаження на 20% M_H супроводжується динамічною помилкою регулювання швидкістю обертання, величина якої не перевищує 2% ω_H . При цьому СУ зменшує швидкість ω за рахунок зниження подачі пари в турбіну впродовж 12 с. Збільшення навантаження на 10% M_H в момент часу 325 с формує на графіках ті ж перехідні процеси, що і в момент часу 250 с.

Висновки. Представлення парової турбіни «чорним ящиком» і побудова її перехідних характеристик при різних сигналах задання дозволило виконати структурну ідентифікацію ОУ. Вибір входного сигналу в допустимому діапазоні значень управляючого впливу дає можливість виконати чисельну ідентифікацію динамічних параметрів парової турбіни і розв'язати задачу аналітичного конструювання релейного регулятора швидкості обертання. Використання спостережувача дозволило здійснити структурну реалізацію знайденого алгоритму управління в фазовому просторі помилки управління і її старших похідних, що забезпечує низьку чутливість синтезованої системи до параметричної нестационарності об'єкта управління і координатним збуренням за рахунок неограниченого коефіцієнта посилення регулятора, працюючого в ковзаючому режимі.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крупник А.А. Математическая модель паровой конденсационной турбины / А.А.Крупник, А.В.Садовой // Информационные технологии в управлении сложными системами: науч. конф., 24 июня 2011 г.: сборник докладов. – Днепропетровск: изд-во «Свидлер А.Л.», 2011. – 404 с. – С.31-33.
2. Ján Mikleš Process Modelling Identification, and Control / Ján Mikleš, Miroslav Fikar . – Berlin, Heidelberg, New York : Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007. – 497 p. – ISBN 978-3-540-71969-4.
3. Веллер В.Н. Регулирование и защита паровых турбин / В.Н.Веллер. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 104с.
4. Гурецкий Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием / Х.Гурецкий; пер. с польского. – М.: Машиностроение, 1974. – 328с.
5. Чаки Ф. Современная теория управления: нелинейные, оптимальные и адаптивные системы / Ф.Чаки. – М.: Издательство «МИР», 1975. – 423с.
6. Ключев А.С. Синтез быстродействующих регуляторов для объектов с запаздыванием / А.С.Ключев, В.С.Карпов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 176с. – ISBN 5-283-01506-8.
7. Садовой А.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / А.В.Садовой, Б.В.Сухинин, Ю.В.Сохина; под ред. А.В.Садовой. – К.: ИСИМО, 1996. – 298 с., ил. ISBN 5 7763 9322 1.

Поступила в редколлегию 02.03.2015.

Дніпродзержинський державний технічний університет

ЕКСПЛУАТАЦІЙНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ СТАТИЧНОГО ТИРИСТОРНОГО КОМПЕНСАТОРА РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ В МЕРЕЖІ ЖИВЛЕННЯ АГРЕГАТУ „ПІЧ-КОВШ”

Вступ. Наявність різкозмінних навантажень потребує ретельного підходу до вибору параметрів системи електроживлення та її елементів. Основними питаннями, що виникають при роботі систем електропостачання з різкозмінними навантаженнями, є визначення розрахункових активних і реактивних навантажень, визначення розмахів коливань активної і реактивної потужностей та пов'язаних з ними коливань напруги і частоти, а також вибір типу і параметрів пристроїв, що покращують якість електроенергії.

Саме такі питання виникли при розробці системи електроживлення технологічної установки „піч-ковш”, що працює у конвертерному цеху металургійного комбінату. Загальне призначення статичного тиристорного компенсатора (СТК), встановленого на живильній підстанції, полягає у тому, щоб покращити коефіцієнт потужності системи електропостачання, обмежити гармонічні спотворення та зменшити флуктуації напруги під впливом специфічного навантаження. Поставлені задачі розв'язані способом регулювання реактивної потужності та фільтрації гармонік споживаного струму.

Постановка задачі. Визначення ефективності роботи статичного тиристорного компенсатора з керованими реакторами у разі живлення агрегату „піч-ковш”.

Результати роботи. Розраховано показники пофазного відхилення напруги на шинах 35 кВ, рівень підвищення коефіцієнта потужності та коефіцієнт несинусоїдальності напруги.

Схема електропостачання підстанції ФКУ-35 та принципова схема електроживлення установки „піч-ковш”. Живлення підстанції ФКУ-35 здійснюється від підстанції глибокого вводу, котра отримує напругу 150 кВ від енергосистеми. Понижуючий трансформатор ТДНМ-63000/150/35 кВ має вторинну напругу 35 кВ, яка по кабелю передається на закритий розподільний пристрій ЗРУ-35 підстанції ФКУ-35. Принципова схема електропостачання наведена на рис. 1.

За принципом роботи агрегат „піч-ковш” (АПК) працює як звичайна дугова піч (ДСП), але питома потужність трансформаторів значно менша і складає приблизно 100-160 кВА/т. Причина полягає у відсутності такої енергозатратної стадії, як розплавлення шихти, підведена енергія витрачається тільки на розплавлення різних добавок та підтримання належної температури металу.

Величина коефіцієнта потужності K_p агрегата ПК визначається компромісним вирішенням проблеми нагріву. Так, підвищення K_p (за рахунок зменшення сили струму й збільшення напруги при незмінній повній потужності пічного трансформатора) призводить до зростання дуги, що зменшує корисне витрачання теплової енергії, а зниження K_p викликає зменшення активної потужності електричної дуги з одночасним підвищенням її ККД. Таким чином, прийнято вважати за оптимальне значення коефіцієнта потужності АПК величину у межах 0,75-0,80.

Величина потужності пічного трансформатора є основним енерготехнологічним параметром установки дугового нагріву і визначає ефективність її роботи: швидкість нагріву металу, тривалість циклу обробки, а також якість проведення технологічного процесу. Потрібна номінальна потужність трансформатора вибирається з урахуванням періодичності характеру обробки. Якщо типовий час підводу потужності становить 35-40 хвилин, а наступна плавка йде через 60 хвилин, тоді потужність пічного трансформатора необхідно вибирати з урахуванням щонайменше 20% перевантаження.

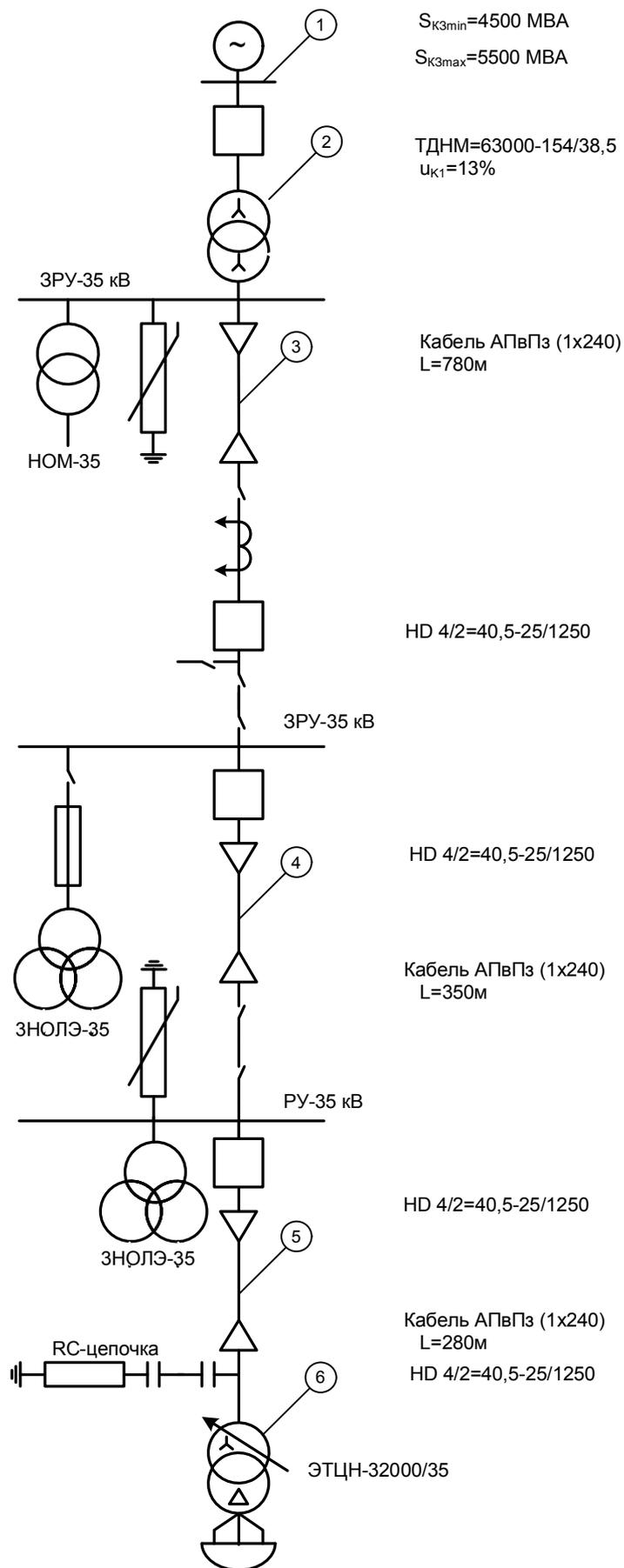


Рисунок 1 – Принципова схема електропостачання

Виходячи з типових розрахунків робочої точки та конструкції трансформатора маємо наступні значення:

- активна потужність – 22 МВт,
- довжина дуги – 100 мм,
- напруга дуги – 135 В,
- вторинна напруга – 370 В,
- потужність дуги – 18 МВт.

Таким чином, номінальна потужність пічного трансформатора буде становити не менше 25 МВт.

Конструктивне виконання підстанції ФКУ-35. Підстанція ФКУ-35 напругою 35 кВ за своїм призначенням є розподільною, живить агрегати „піч-ковш” №1 та №2 з пічними трансформаторами потужністю 35 МВА і 40 МВА. Підстанція має обладнання з компенсації реактивної потужності з метою зменшення коливань напруги, а також подавлення вищих гармонік.

Будівля підстанції ФКУ-35 чотириповерхова.

I поверх – ЗРУ-35 кВ, кабельні шахти, камери ТСН, щитові приміщення, вентиляційні та службові приміщення.

II поверх – щит керування і захисту, два трифазних демпферних реактори, два трифазних реактори з тиристорним керуванням, вентиляційні приміщення, кабельні шахти.

III поверх – два трифазних тиристорних блоки, насосні установки водоохолодження, шафи керування системою охолодження, охолоджувачі.

IV поверх – два трифазних фільтри 3-ї гармоніки, два трифазних фільтри 5-ї гармоніки, конденсатори та реактори.

Склад і параметри основного електрообладнання наведено у табл.1.

Таблиця 1 – Найменування і параметри обладнання підстанції ФКУ-35 кВ

Секція шин	I с.ш.					II с.ш.				
	Позн.	потужність, МВАр	струм, А	індукт., мН	ємність, мкФ	Позн.	потужність, МВАр	струм, А	індукт., мН	ємність, мкФ
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1. Головний понижуючий трансформатор	T-1	ТДНМ-63000/154/38,5; Y ₀ /D-11				T-2	ТДНМ-63000/154/38,5; Y ₀ /D-11			
2. Пічний трансформатор	LF-1	ЭТЦН-35000/35				LF-2	ЭТЦН-40000/35			
3. Реактори	Два трифазних демпферні (по одному на секцію шин) Два однофазних здвоєних керованих у кожній фазі (TCR 2×117 мН)									
3.1. Регульовані	L5-1÷ L5-6	32,0	367	2×117	–	L12-1÷ L12-6	32,0	367	2×117	–
3.2. Демпферні	L5-7÷ L5-9	–	367	0,4	–	L5-7÷ L5-9	–	367	9	–
4. Фільтри	3-ї та 5-ї гармонік (на кожній секції шин)									
4.1. 3-ї гармоніки	Ф3-1	19,2	390	25,72	45,26	Ф3-2	19,68	390	25,72	45,26
4.2. 5-ї гармоніки	Ф5-1	9,09	186	18,27	22,63	Ф5-2	9,08	186	18,27	22,63

Продовження таблиці 1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
5. Трансформатори власних потреб	ТМ-250/6/0,4; Y/ Y _H -0					ТМ-250/6/0,4; Y/ Y _H -0				
6. Тиристорні блоки	NTV-32/35 (три блоки)					NTV-32/35 (три блоки)				
7. Вимикачі елегазові	YD4/Z-40,5-25-1250					YD4/Z-40,5-25-1250				

Закритий розподільчий пристрій 35 кВ.

1. Комплектний розподільчий пристрій 35 кВ (РП-35 кВ) виконано двосекційним, у його складі 14 шаф серії КУ-35 кВ з електрогазовими вимикачами HD 4/Z-40,5-25-1250 з приводами ESH та мікропроцесорними пристроями захисту, автоматики і управління типу REJ527, REF541, REF543.

2. Два силових понижуючих трансформатори власних потреб ТМ-250/6/0,4 кВ зі схемою з'єднання Y/Y_H-0, потужністю у 250 кВА кожний.

3. Два трифазних демпферних реактори номінальною напругою 35 кВ, індуктивністю 0,4 мН.

4. Два однофазних здвоєних тиристорно-керовані реактори номінальною потужністю 32 МВАр у кожній фазі.

5. Два трифазних фільтри 3-ї гармоніки потужністю 20 МВАр з трифазним блоком конденсаторів та трьома однофазними реакторами у кожній фазі.

6. Два трифазних фільтри 5-ї гармоніки потужністю 9 МВАр з трифазним блоком конденсаторів та трьома однофазними реакторами у кожній фазі.

7. Система охолодження тиристорних вентилів, що складається з насосної станції теплообмінника, шафи керування і трубопроводів.

Системи керування і захисту. Комплекс СТК керується системою керування і захисту. Система розміщується у трьох шафах, має три тиристорні блоки та їх системи охолодження. Шафи включають: шафу керування НСС, шафу релейного захисту NPC та базову шафу вентилів NVB. Шафа керування НСС здійснює усі логічні функції: послідовність пуску і зупинки СТК, аварійну сигналізацію та відключення. Шафа релейного захисту має 96 цифрових каналів вводу і 64 цифрових каналів виводу інформації. *Шафа захисту NPC.* Реле здійснюють захист тиристорно-реакторної групи від коротких замикань і перевантажень, фільтрові батареї – від коротких замикань, перевантажень і струмів небалансу, а також весь СТК від підвищення і пониження напруги та однофазних замикань на землю. Базова шафа вентилів NVB призначена для генерації імпульсів керування для тиристорів, а у разі необхідності виключає СТК при відключенні тиристорного блоку.

Тиристорні блоки керують потужністю тиристорно-реакторної групи (TCR), зміна потужності здійснюється за зміною кута відкриття тиристорів. Тиристорний блок складається з послідовно з'єднаних тиристорних пар, в яких тиристори з'єднанні зустрічно-паралельно. Кожна пара має свою керуючу електроніку та оптичні волокна.

Тиристорний блок охолоджується водою, блок охолодження NCU має два незалежних контури: внутрішній (замкнений) для тиристорних блоків і зовнішній (відкритий) для зовнішньої води охолодження. Система охолодження керується власною PLC-системою.

Принцип роботи комплексу СТК. Коливання напруги, що виникають у разі різко змінних навантажень, практично пропорційні коливанням реактивної потужності. Тому для зменшення коливань напруги необхідно застосовувати компенсуючі пристрої, па-

раметри котрих повинні забезпечувати наступні вимоги: швидкодію, компенсацію розмаху коливань реактивної потужності ΔQ та швидкості зростання і спаду реактивної потужності $\Delta Q/\Delta t$, при можливих несиметричних режимах навантаження здійснювати пофазне регулювання реактивної потужності.

Споживання реактивної потужності піччю дугового типу зумовлено необхідністю достатньо великого кута φ (зсуву по фазі струму i та напруги u) у колі живлення печі. Тільки у цьому разі будемо мати безперервне горіння дуги та задовільний ККД. У нашому випадку величина кута φ дорівнюватиме:

$$\varphi \approx \arcsin \frac{U_D}{U_2} = \arcsin \frac{135}{370/\sqrt{2}} = 31^\circ,$$

тобто безперервне горіння дуги отримаємо у разі кута зсуву $\varphi \geq 31^\circ$ та при $\cos \varphi \leq 0,85$.

Наявність у контурах дугових печей нелінійних елементів є однією з причин появи вищих гармонік струмів і напруг у мережах живлення. Нелінійність вольт-амперної характеристики дуги викликає спотворення форми кривої струму і генерацію вищих гармонік. Несинусоїдальні струми через пічний трансформатор попадають у систему електропостачання, у результаті чого спотворюється форма кривої живильної напруги. За проведеними дослідженнями визначено, що середній рівень гармонік для періоду рафінування (він відповідає режиму роботи „піч-ковш”) становить: $v=2$, $U_2=1,5\%$; $v=3$, $U_3=2,2\%$; $v=4$, $U_4=0,5\%$; $v=5$, $U_5=1,7\%$; $v=6$, $U_6=0,5\%$; $v=7$, $U_7=0,8\%$.

Таким чином, компенсуючий пристрій повинен забезпечити регулювання реактивної потужності згідно з графіком роботи дугової печі, а також мати у своєму складі фільтри 3-ї та 5-ї вищих гармонік.

Статичні компенсатори непрямого регулювання. Основними елементами статичного компенсатора непрямого регулювання є шунтові конденсаторні батареї (БК) та регульовані реактори. Регулювання реакторів здійснюється за допомогою тиристорних вентилів або зміною насичення осердя. Конденсаторні батареї можуть бути постійно увімкненими або приєднуватись частинами за комутацією тиристорними ключами.

Режим роботи компенсатора залежить від значення напруги системи. Якщо напруга системи менша або дорівнює нижній межі діапазону регулювання компенсатора, то в мережу повинна надходити максимальна потужність БК компенсатора, а потужність реактора повинна дорівнювати нулю. З підвищенням напруги мережі частина потужності конденсаторів споживається реакторами. У статичних компенсаторів такого типу використовують реактори, керовані тиристорами, реактори з підмагніченням та реактори з насиченням осердя.

На підстанції ФКУ-35 встановлено статичний компенсуючий пристрій з реакторами, керованими тиристорними вентилями. До недоліків схеми з керованими вентилями необхідно віднести наявність вищих гармонік у струмі, який споживає реактор з мережі. У якості БК застосовано конденсатори фільтрів, які налаштовані за допомогою послідовно увімкнених реакторів на резонанс напруги відповідних гармонік. Однолінійна схема підстанції наведена на рис.2.

Експериментальні дослідження ефективності роботи пристрою СТК. У ході досліджень необхідно визначити наступні моменти: якість стабілізації напруги на шинах 35 кВ, рівень підвищення коефіцієнта потужності та подавлення вищих гармонік. Вимірювання проводились на підстанції ФКУ-35 за період з 20.07 по 28.08.2014 року на першій секції шин.

1. *Стабілізація напруги.* У зв'язку з тим, що пристрій СТК допускає можливість пофазного регулювання напруги, визначимо якість стабілізації кожної міжфазної напруги (табл.2).

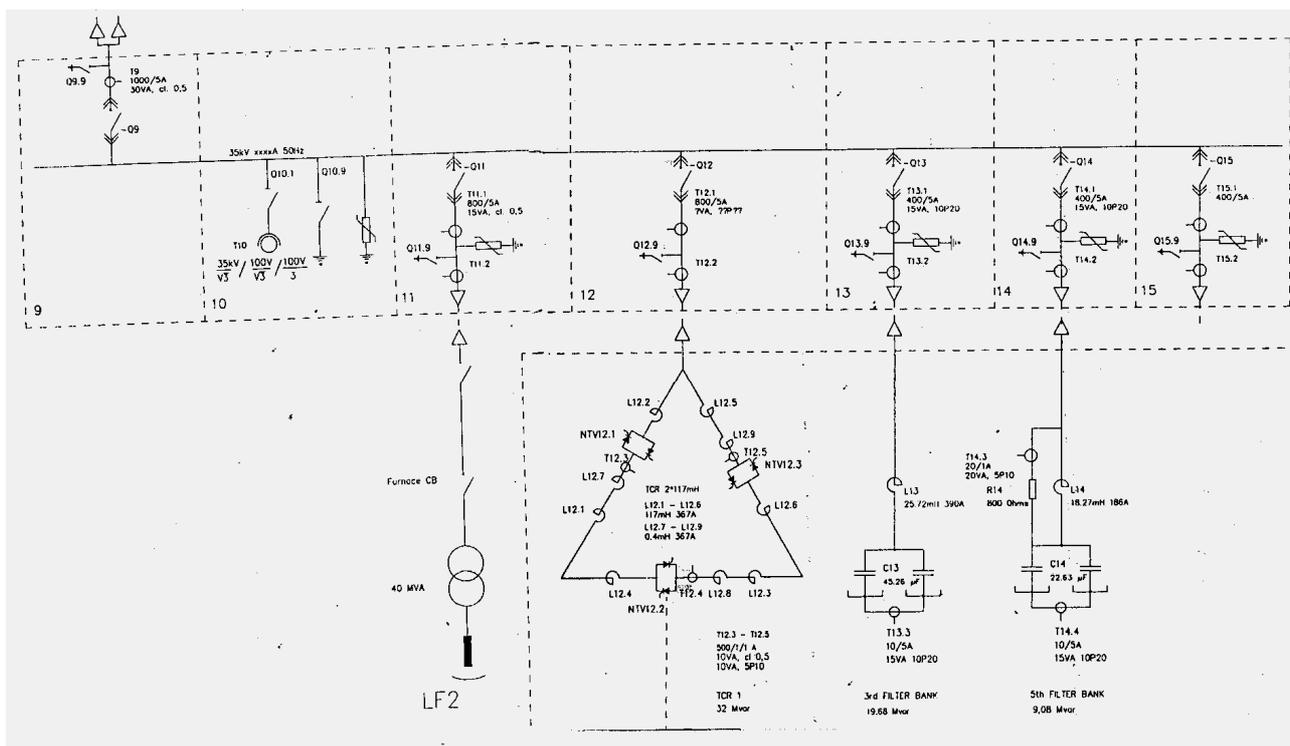


Рисунок 2 – Однолінійна схема підстанції ФКУ-35 (II с.ш.)

Таблиця 2 – Показники пофазної стабілізації напруги

Параметр	U_{AB}	U_{BC}	U_{CA}
Середнє значення, кВ	35,21	35,22	35,10
Середнє квадратичне відхилення, кВ	0,20	0,22	0,25
Межі коливання напруги:	$U_{cp} \pm \Delta U$		
верхня границя, В	35410	35440	35350
нижня границя, В	35010	35000	34850
Відносне відхилення $\Delta U / U_{cp}$, %	0,57	0,62	0,71

За нормативом допустиме коливання напруги для дугових печей не повинно перевищувати 1% від номінальної напруги, тобто комплекс СТК за даним параметром відповідає нормативу.

2. *Коефіцієнт потужності.* Рівень реактивної потужності у разі роботи СТК можна визначити за показниками лічильників активної і реактивної потужностей, котрі встановлені на всіх приєднаннях кожної секції шин: вводах, фідерах навантаження „піч-ковш”, керованих реакторах та фільтрах 3-ї та 5-ї гармонік.

Показання приладів у разі відключення тиристорно-реакторної групи та відключення фільтрів гармонік (за принципом роботи схеми керування при відключенні ТКР одночасно автоматика вимикає і фільтри):

	<u>Ввод №1</u>	<u>УПК-1</u>
струм	I=543 А	I=599 А
активна потужність	P=25359 кВт	P=24595 кВт
реактивна потужність	Q=17386 кВАр	Q=15131 кВАр
коефіцієнт потужності	tgφ=0,68; cosφ=0,82	tgφ=0,61; cosφ=0,85.

Як бачимо, у цьому режимі з мережі споживається значна реактивна потужність.

Нижче наведено показники вимірювальних приладів за 25.08.2014р. на 11⁰⁰ годину (керовані реактори увімкнені):

	<u>Ввод №1</u>	<u>УПК-1</u>	<u>ТКР-1</u>	<u>Ф-3</u>	<u>Ф-5</u>
струм, А	478	451	293	327	151
активна потужність, кВт	28640	28040	165	129	37
реактивна потужність, кВАр	1145	14520	15255	19634	9132
коефіцієнт потужності, cosφ	0,99	0,88	0,02	–	–

Аналіз даних показує, що вмикання в роботу компенсатора дозволяє підняти коефіцієнт потужності майже до одиниці (споживання реактивної потужності з мережі становить усього 1145 кВАр).

3. *Подавлення вищих гармонік.* Звичайні дугові печі працюють у трьох режимах: плавлення, окислення та рафінування. Кожний з режимів характеризується своїм складом вищих гармонік. Так у режимі плавлення переважають друга та третя гармоніки. У період окислення та рафінування пічна дуга горить стало і спокійно, рівень вищих гармонік у напрузі і струмі значно зменшується, особливо у режимі рафінування. Рівність струмів у фазах свідчить про значне зменшення третьої гармоніки. Технологічна установка „піч-ковш” працює з рідким металом, тобто у режимі, близькому до рафінування.

Раніше було вказано на те, що установка „піч-ковш” може працювати без тиристорно-реакторної групи і без фільтрів, така ситуація виникає у разі спрацювання захисту від небалансу струмів (у колі реакторів або конденсаторних батарей).

У цьому режимі відсутня компенсація реактивної потужності та подавлення вищих гармонік, тобто ми маємо наступний склад і рівень гармонік:

v	2	3	4	5	6	7
U _v %	1,5	2,2	0,5	1,7	0,5	0,8
U _v , В	303,4	445,1	101,1	343,9	101,1	161,8

Визначимо середню величину коефіцієнта несинусоїдальності напруги за виразом

$$K_{НС} = 100 \cdot \sqrt{\frac{\sum_{v=2}^{v=7} U_v^2}{U_{\phi_{ном}}^2}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{455012}{20231}} = 3,35\%.$$

У разі роботи реактора з фільтрами рівень вищих гармонік значно зменшується:

v	2	3	4	5	6	7
U _v %	0,5	0,7	0,3	0,9	0,3	0,5
U _v , В	101,1	141,6	54,6	182,1	54,6	101,1

Коефіцієнт несинусоїдальності напруги становить:

$$K_{НС} = 100 \cdot \sqrt{\frac{79801}{20231}} = 1,39\%.$$

Таким чином, коефіцієнт несинусоїдальності напруги в обох випадках не перевищує нормативної у 5%, результати свідчать про ефективну роботу згладжуючих фільтрів.

4. *Загальні висновки з аналізу роботи СТК.* Головною задачею компенсуючого пристрою є обмеження впливу різкозмінного навантаження на режим напруги мережі живлення та підвищення коефіцієнта потужності технологічної установки „піч-ковш”.

Аналіз отриманих показників свідчить, що поставлена задача виконана: пофазне коливання напруги на шинах 35 кВ підстанції не перевищує 1%, а коефіцієнт потужності знаходиться на рівні 0,95...1,0. Відносно вищих гармонік можна сказати наступне:

середнє значення коефіцієнта несинусоїдальності напруги не перевищує нормативного, однак максимальні значення завжди у 2-3 рази перевищують середні показники. Тому робота пристрою СТК неприпустима без силових фільтрів. На жаль, такі ситуації трапляються, коли реле небалансу спрацьовує і вимикає кола реакторів і фільтрів. У цьому разі втрачається джерело регульованої реактивної потужності та пристроїв з обмеження вищих гармонік. Спрацювання реле небалансу обумовлено виходом з ладу високовольтних конденсаторів, а заміну імпортному обладнанню не завжди можна своєчасно підібрати.

Статичний компенсатор цього типу відрізняється значною швидкістю, можливістю та ширшим діапазоном пофазного регулювання. На наш погляд, при проектуванні не було прийнято до уваги наступне. По-перше, технологічна установка „піч-ковш” працює тільки у режимі рафінування, значних кидків потужності немає, тому велика швидкість не потребується. Також немає потреби і у пофазному регулюванні роботи компенсуючого пристрою. По-друге, якщо прийняти до уваги істотний коефіцієнт потужності у межах 0,80-0,85, то зайвим буде широкий діапазон регулювання реактивної потужності.

Висновки. Таким чином, за період експлуатації (майже 5 років) технологічної установки „піч-ковш” система з тиристорно-керованим реактором показала свою працездатність і ефективність, однак для технологічних установок цього типу доцільно застосовувати інший тип регулювання реактивної потужності (наприклад, реактор з підмагніченням осердя, поширений на підприємствах Німеччини та Бельгії), що дозволило б значно зменшити обсяг будівлі та скоротити витрати на електричне обладнання.

ЛІТЕРАТУРА

1. Статические компенсаторы реактивной мощности / под ред. В.А.Веникова.–М.: Энергия, 1975. – 136с.
2. Статические компенсаторы для регулирования реактивной мощности / под ред. Р.М.Матура; пер.с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 160с.
3. Р.В.Михеев. Повышение эффективности электроснабжения электропечей / Р.В.Михеев, А.П.Михеев, Ю.Л.Рыжиев. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 208с.
4. Иванов В.С. Режимы потребления и качество электроэнергии систем электроснабжения промышленных предприятий / Иванов В.С., Соколов В.И. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 336с.
5. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий / Жежеленко И.В. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 272с.

Надійшла до редколегії 03.03.2015.