

## РОЗДІЛ «ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА»

УДК 62-83:681.513.5

КЛЮЕВ О.В., к.т.н., ст. преподаватель  
САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор

Днепродзержинский государственный технический университет

### АСИНХРОННЫЙ ВЕНТИЛЬНЫЙ КАСКАД С ДВУХОПЕРАЦИОННЫМИ ТИРИСТОРАМИ В ИНВЕРТОРЕ ЦЕПИ РОТОРА

**Введение.** В статье [1] рассматривается релейная одноканальная система управления асинхронным вентильным каскадом (АВК), для которой используется преобразователь с диодами в роторной группе вентиляей. Несмотря на то, что добавочная ЭДС, введенная в цепь выпрямленного тока ротора, всегда находится в противофазе с вектором тока ротора  $\vec{I}_r$  и потокосцепление статора определяется, в основном, напряжением питающей сети, возможно обеспечить качественное формирование электромагнитного момента при наличии одного канала регулирования. В [1] синтез и исследование системы управления основывался на математической модели со значительными упрощениями, состоящими в приведении статорной цепи АВК к роторной и применении метода непрерывной аппроксимации. Как следствие, алгоритмы релейных регуляторов были получены в общем виде операций определения знака от функций переключения без углублённого рассмотрения практической реализации данных алгоритмов.

**Постановка задачи.** Задача настоящей статьи состоит в разработке алгоритма управления ключами инвертора в роторной цепи и проверке его работоспособности в динамических режимах АВК методом математического моделирования.

**Результаты работы.** Если в основу синтеза регуляторов положить уравнения АВК, составленные в осях координат, ориентированных по вектору тока статора, то можно получить следующие алгоритмы управления скоростью и электромагнитным моментом

$$U_\omega = M^* \text{sign}[\omega^* - \omega - T_s p \omega]; \quad U_M = U_m \text{sign}[U_\omega - M], \quad (1)$$

где  $U_\omega$ ,  $U_M$  – выходные напряжения регуляторов;  $U_m$  – модуль выходного напряжения канала управления;  $\omega$  – угловая скорость вращения ротора в электрических рад/с;

$T_s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r R_s}$  – постоянная времени статорной цепи;  $M$  – электромагнитный момент;

$\omega^*$ ,  $M^*$  – заданные значения скорости и электромагнитного момента;  $p = d/dt$  – оператор дифференцирования.

Схема системы управления АВК (рис.1) включает в себя: внешний регулятор скорости с подчинённым ему внутренним регулятором электромагнитного момента; датчик скорости ДС и датчик положения ротора ДПР, формирующий сигналы, пропорциональные тригонометрическим функциям электрического угла поворота ротора  $\sin \gamma$  и  $\cos \gamma$ ; решающее устройство РУ и распределитель импульсов РИ.

Электромагнитный момент определяется в РУ, реализующем вычисления, свойственные векторной системе управления. Проекции векторов токов статора и ротора на оси  $\alpha, \beta$  и  $d, q$  соответственно находятся по их фазным значениям

$$I_{s\alpha} = I_{sA}; \quad I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_{sB} - I_{sC}); \quad I_{rd} = I_{ra}; \quad I_{rq} = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_{rb} - I_{rc}). \quad (2)$$

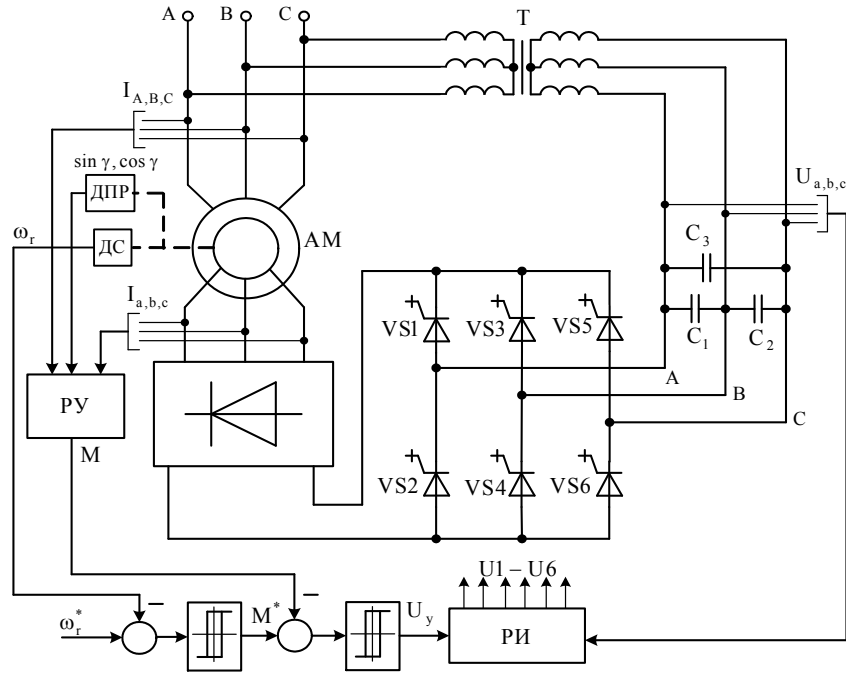


Рисунок 1 – Функціональна схема системи управління АВК

Проекції вектора тока ротора на осі  $\alpha, \beta$  вичисляються по формулам

$$I_{r\alpha} = I_{rd} \cos \gamma - I_{rq} \sin \gamma ; \quad I_{r\beta} = I_{rd} \sin \gamma + I_{rq} \cos \gamma . \quad (3)$$

Угловое положение вектора тока статора определяется по выражениям

$$\cos \delta = \frac{I_{s\alpha}}{I_s} ; \quad \sin \delta = \frac{I_{s\beta}}{I_s} , \quad (4)$$

где модуль тока статора  $I_s = \sqrt{I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2}$ .

Тогда электромагнитный момент вычисляется по формуле

$$M = \frac{3}{2} N L_m I_s I_{rv} , \quad (5)$$

в которой проекция вектора тока ротора на ось  $v$  системы координат, ориентированной по вектору тока статора, находится следующим образом:

$$I_{rv} = I_{r\beta} \cos \delta - I_{r\alpha} \sin \delta . \quad (6)$$

Для обеспечения конечного значения частоты коммутации ключей инвертора VS1 – VS6 необходимо применять релейные элементы гистерезисного типа. В таком случае алгоритмы управления (1) запишутся так:

$$U_\omega = \begin{cases} M^* \operatorname{sign} \left[ \omega^* - \omega - T_s p \omega - \Delta \omega / 2 \right] , & \text{при } p(\omega^* - \omega - T_s p \omega) > 0 ; \\ M^* \operatorname{sign} \left[ \omega^* - \omega - T_s p \omega + \Delta \omega / 2 \right] , & \text{при } p(\omega^* - \omega - T_s p \omega) < 0 . \end{cases} \quad (7)$$

$$U_M = \begin{cases} U_m \operatorname{sign} \left[ U_\omega - M - \Delta M / 2 \right] , & \text{при } p(U_\omega - M) > 0 ; \\ U_m \operatorname{sign} \left[ U_\omega - M + \Delta M / 2 \right] , & \text{при } p(U_\omega - M) < 0 . \end{cases} \quad (8)$$

В алгоритмах (7) и (8) первые условия соответствуют движению вправо по релейной характеристике, а вторые условия – движению влево. Величинами  $\Delta \omega$  и  $\Delta M$  задаётся ширина петли гистерезиса.

Импульсы управления ключами мостового инвертора VS1 – VS6 формируются в распределителе импульсов ПИ. Алгоритм генерации управляющих импульсов задаётся

логическими условиями, записанными выражениями (9), и практически реализуется на основе цифровых интегральных микросхем. Импульсное регулирование противо-ЭДС инвертора, ведомого сетью, осуществляется следующим образом. Если выходной релейный элемент в отрицательном забросе ( $U_y < 0$ ), то в цепь выпрямленного тока ротора вводится максимальная ЭДС. Для этого в анодной группе вентиля открывается тиристор фазы, потенциал которой наибольший, а в катодной группе – тиристор фазы, потенциал которой наименьший. Выпрямленный ток ротора на таких интервалах времени уменьшается и поддерживается накопленной энергией в индуктивностях обмоток ротора. Если внутренний релейный регулятор в положительном забросе ( $U_y > 0$ ), то роторная цепь АВК закорачивается открытием ключа катодной группы, находящегося в той же фазе, что и включенный в данный момент вентиль анодной группы. Тиристор катодной группы, который был открыт до этого, запирается по цепи управления. На указанных интервалах времени выпрямленный ток ротора протекает через вентили одной фазы и возрастает под действием ЭДС ротора. Сглаживающего дросселя между роторной и сетевой группами вентиля описанный силовой преобразователь не содержит. Следовательно, он приобретает свойства двухзвенного непосредственного преобразователя частоты с односторонним энергообменом с сетью.

1.  $(U_a > U_b) \wedge (U_a > U_c) \wedge (U_c > U_b) \wedge (U_y < 0) \rightarrow U_2 = U_3 = 1;$
2.  $(U_a > U_b) \wedge (U_a > U_c) \wedge (U_c > U_b) \wedge (U_y > 0) \rightarrow U_1 = U_2 = 1;$
3.  $(U_a > U_b) \wedge (U_a > U_c) \wedge (U_b > U_c) \wedge (U_y < 0) \rightarrow U_2 = U_5 = 1;$
4.  $(U_a > U_b) \wedge (U_a > U_c) \wedge (U_b > U_c) \wedge (U_y > 0) \rightarrow U_1 = U_2 = 1;$
5.  $(U_b > U_a) \wedge (U_b > U_c) \wedge (U_a > U_c) \wedge (U_y < 0) \rightarrow U_4 = U_5 = 1;$
6.  $(U_b > U_a) \wedge (U_b > U_c) \wedge (U_a > U_c) \wedge (U_y > 0) \rightarrow U_3 = U_4 = 1;$
7.  $(U_b > U_a) \wedge (U_b > U_c) \wedge (U_c > U_a) \wedge (U_y < 0) \rightarrow U_1 = U_4 = 1;$
8.  $(U_b > U_a) \wedge (U_b > U_c) \wedge (U_c > U_a) \wedge (U_y > 0) \rightarrow U_3 = U_4 = 1;$
9.  $(U_c > U_a) \wedge (U_c > U_b) \wedge (U_b > U_a) \wedge (U_y < 0) \rightarrow U_1 = U_6 = 1;$
10.  $(U_c > U_a) \wedge (U_c > U_b) \wedge (U_b > U_a) \wedge (U_y > 0) \rightarrow U_5 = U_6 = 1;$
11.  $(U_c > U_a) \wedge (U_c > U_b) \wedge (U_a > U_b) \wedge (U_y < 0) \rightarrow U_3 = U_6 = 1;$
12.  $(U_c > U_a) \wedge (U_c > U_b) \wedge (U_a > U_b) \wedge (U_y > 0) \rightarrow U_5 = U_6 = 1.$

В конденсаторы С1–С3, соединённые в треугольник и включенные на входе вентильного блока, в моменты коммутации ключей переводится накопленная энергия из индуктивностей рассеяния трансформатора, что предотвращает коммутационные перенапряжения. Конденсаторы подзаряжаются на интервалах замыкания тока ротора через вентили одного плеча мостового инвертора, когда он оказывается отключенным от трансформатора. Затем конденсаторы частично разряжаются в сеть при открытых ключах в разных фазах по одному в катодной и анодной группе вентиля.

Математическое моделирование АВК проведено в MATLAB 7.0.1 на основе пакета расширения SimPowerSystem. В электроприводе использована асинхронная машина (АМ) типа 4AK160S4Y3 с паспортными данными:  $P_n = 11 \text{ кВт}$ ,  $U_{\text{дн}} = 380 \text{ В}$ ,  $n_c = 1500 \text{ мин}^{-1}$ ,  $U_2 = 305 \text{ В}$ . На рис.2 изображены графики переходных процессов в АВК с регулированием скорости и электромагнитного момента. Показаны пуск до скорости 90 рад/с, приложение и снятие нагрузки и далее торможение до 70 рад/с. При возбуждении АМ подключением статора к сети наблюдаются затухающие колебания модуля вектора его потокосцепления  $\Psi_s$ . Пуск АВК начинается при колебаниях

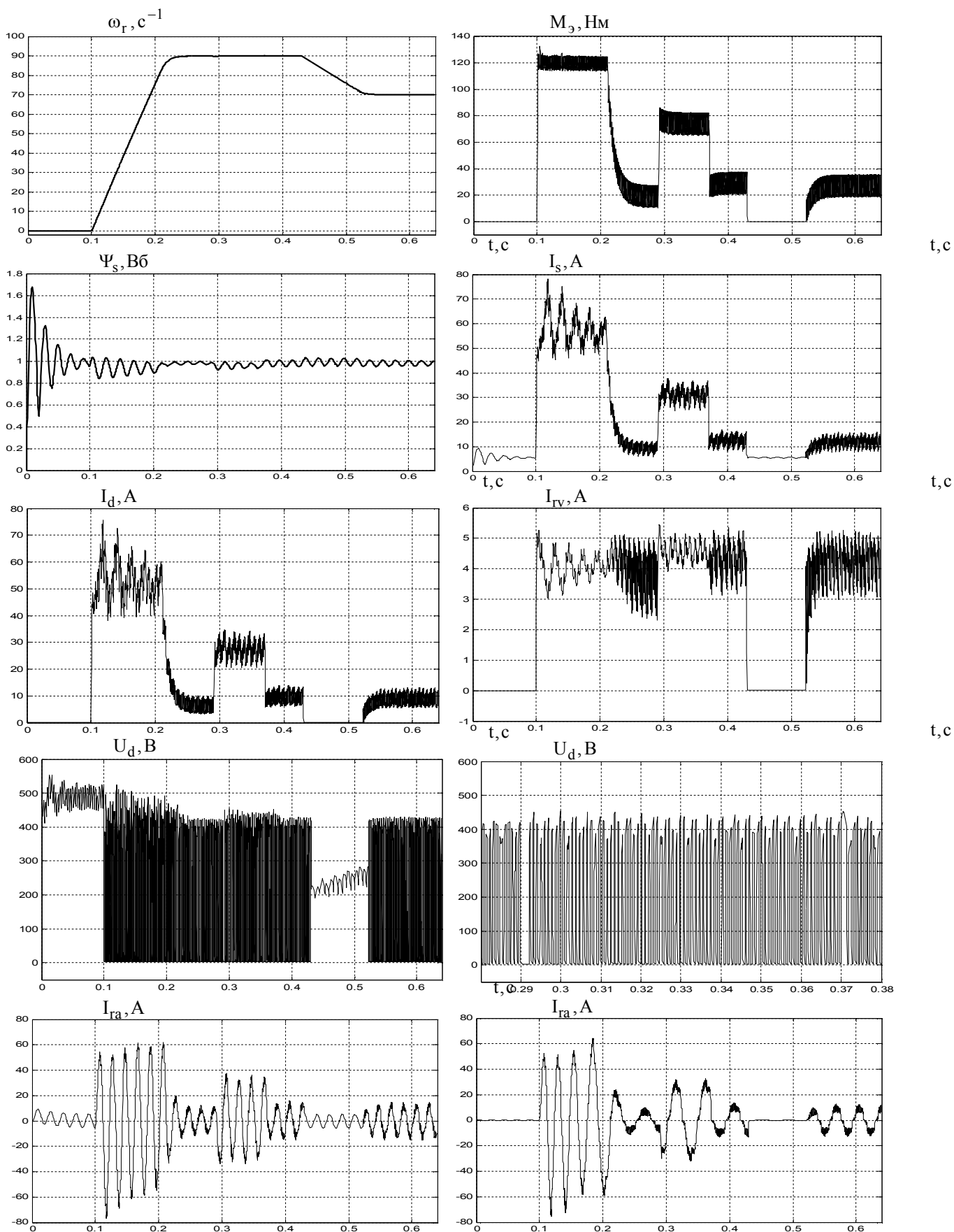


Рисунок 2 – Графики переходных процессов в АВК с импульсным регулированием ЭДС инвертора

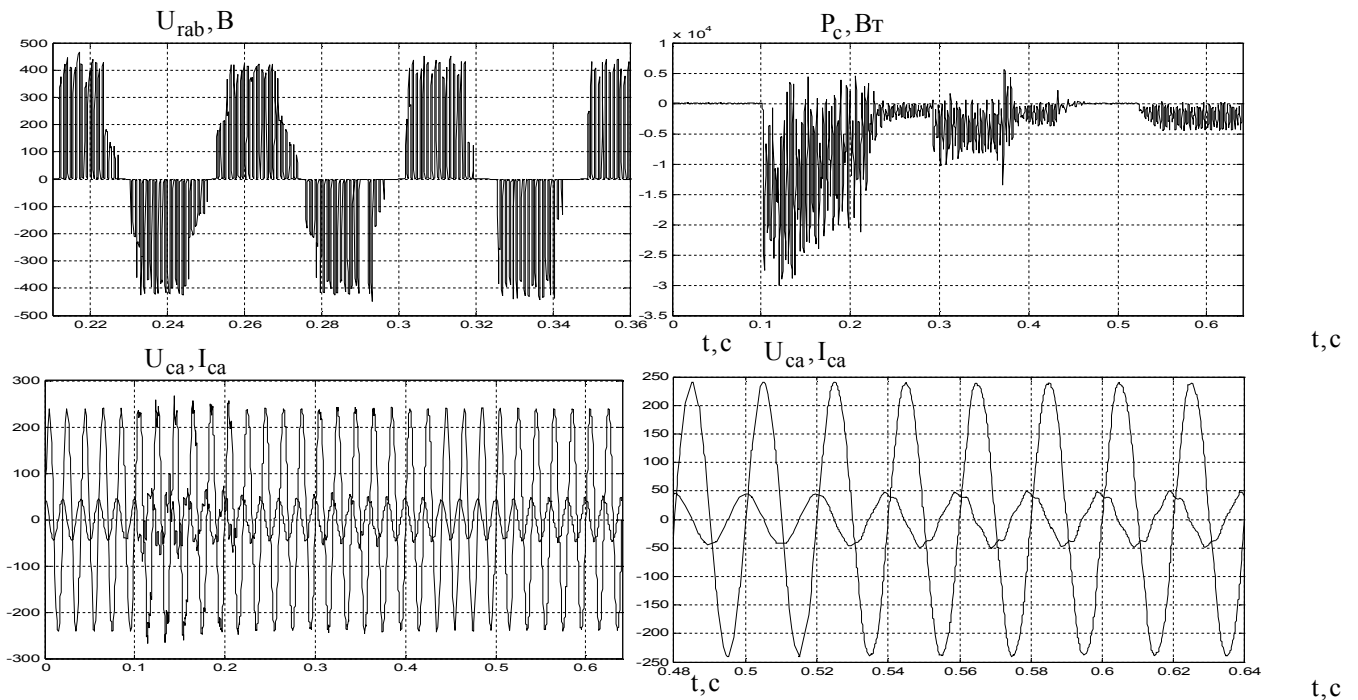


Рисунок 2 – Графики переходных процессов в АВК с импульсным регулированием ЭДС инвертора (продолжение)

потокосцепления, которые ещё увеличиваются за счёт действия перекрёстных связей в АМ. Однако электромагнитный момент стабилизируется на заданном уровне, благодаря предложенному в статье способу реализации обратной связи по этой же переменной состояния: для вычислений используется модуль опорного вектора тока статора  $I_s$  и проекция тока ротора  $I_{rv}$  на ось, перпендикулярную опорному вектору. Система управления обеспечивает колебания составляющей  $I_{rv}$  в противофазе модулю тока  $I_s$ , в результате чего колебания потокосцеплений не влияют на качество управления электромагнитным моментом.

Момент статической нагрузки прикладывается в момент времени  $t = 0,29$  с и снимается при  $t = 0,37$  с. Процесс отработки системой этих возмущений виден на осциллограммах выпрямленного напряжения ротора  $U_d$  и линейного напряжения  $U_{rab}$  между фазами  $a$  и  $b$  ротора. При набросе нагрузки роторная цепь закорачивается ( $t = 0,29$  с), а при её снятии ( $t = 0,37$  с) вводится наибольшая противо-ЭДС в течение времени, заметно большем периода коммутации тиристоров, чем убирается динамическая просадка скорости.

Моделирование специальных режимов торможения АВК, требующих соответствующих переключений обмоток статора, не проводилось. Поэтому снижение скорости на её графике происходит в процессе выбега АВК, когда инвертор полностью открыт и вводится максимальная противо-ЭДС в цепь ротора. При этом выпрямленный ток ротора  $I_d$  спадает до нуля. Становятся также равными нулю модуль тока ротора  $I_r$ , его проекции  $I_{ru}$ ,  $I_{rv}$ , и, следовательно, электромагнитный момент  $M_3$ .

Систему управления целесообразно ориентировать по вектору тока статора, поскольку его модуль отличен от нуля во всех режимах работы АВК, а на интервалах возбуждения АМ и выбега ток статора полностью реактивный. Активная мощность вторичной обмотки трансформатора  $P_s$  передаётся из роторной цепи АВК и далее рекупе-

рируется в сеть. Она пропорциональна моменту нагрузки и скольжению. Смещение фазных токов вторичной обмотки трансформатора относительно её фазных напряжений указывает на свойства энергообменных процессов между сетью и роторной цепью АВК. Видно, что при нулевых значениях тока ротора  $I_d$  фазовый сдвиг между  $U_{ca}$  и  $I_{ca}$  равен  $90^\circ$ , и активная мощность  $P_s$  равна нулю. При этом в сеть рекуперруется реактивная мощность. Как только в фазах ротора появляется ток (на рис.2 показан ток  $I_{га}$  в обмотке фазы  $a$ ), смещение между  $U_{ca}$  и  $I_{ca}$  становится больше  $90^\circ$  и в сеть одновременно с реактивной рекуперруется и активная мощность.

**Выводы.** Результаты математического моделирования подтвердили возможность использования алгоритма коммутации ключей инвертора (9) в одноканальной релейной системе управления скоростью АВК. Из вышеизложенного следует, что для качественного формирования электромагнитного момента АВК при неустановившемся потокосцеплении статора требуется систему управления ориентировать по вектору тока статора. В совокупности предложенные решения позволяют уменьшить массогабаритные показатели силовой схемы АВК и обеспечить емкостной коэффициент мощности роторной цепи.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ключев О.В. Одноканальная релейная система управления асинхронным вентильным каскадом / О.В.Ключев // Вестник ХГПУ. Серия: электротехника, электроника и электропривод. – Харьков: ХГПУ. – 2004. – Вып. 43. – С.107-108.

УДК 62-531.3, 62-5

КРУПНИК А.А., аспирант  
САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор  
ТИЩЕНКО Н.Т.\*, директор

Днепродзержинский государственный технический университет  
\*ООО НИП «ДІЯ», г. Днепродзержинск

#### ЗАКОНОМЕРНОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДУТЬЯ В ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМ ПРОЦЕССЕ ДОМЕННОГО ПРОИЗВОДСТВА

**Введение.** Выработка дутья в доменном производстве происходит в несколько этапов, начиная с фильтрации воздуха и заканчивая его сжатием, нагревом и подачей в доменную печь. Рассматривая все эти этапы можно отметить, что на каждом из них происходят процессы, которые оказывают существенное влияние как на параметры дутья, так и на работу агрегатов, вырабатывающих и транспортирующих сжатый воздух. Не все параметры этого процесса могут быть зафиксированы и измерены. Высокая температура и большой диаметр трубопровода горячего дутья не дают возможность напрямую определить расход дутья на входе доменной печи.[1].

**Постановка задачи.** В статье поставлена задача определения закономерностей изменения параметров дутья в доменном производстве при смене структуры газотранспортной сети (ГТС), вызванных процессами заполнения и переключения кауперов, на основе математической модели системы транспортировки сжатого воздуха от воздуходувки к доменной печи.

**Результаты работы.** Весь тракт дутья можно представить упрощенной функциональной схемой (рис.1). По технологии воздух, поступающий в компрессорную установку КУ с антипомпажным клапаном АПК, подвергается сжатию и по трубопроводу

холодного дуття ТР движется к кауперам К через шиберы холодного дуття Х. Далее после нагрева он попадает в доменную печь Д через шиберы Г. Дроссели З служат для заполнения кауперов и выравнивания давления в них. Перед кауперами установлен «разгрузочный» клапан СНОРТ.

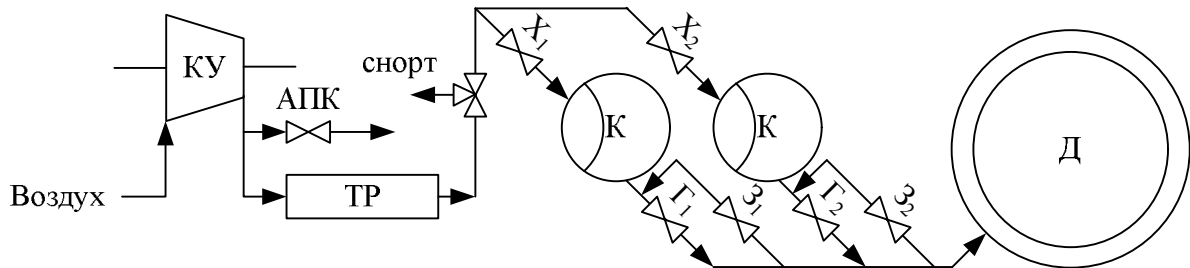


Рисунок 1 – Упрощенная функциональная схема технологического процесса выработки дуття

Принимая все процессы изотермическими и анализируя режимы работы трубопроводов холодного дуття, домны и кауперов, приходим к выводу о том, что изменение параметров дуття на каждом объекте носит нелинейный периодический характер, вызванный технологическими требованиями доменного процесса. Все объекты тракта дуття характеризуются несколькими общими параметрами. Одним из них является внутренний объем, который остается постоянным при сохранении структуры ГТС. Закономерность изменения давления  $P$  в емкости объемом  $V$  при известных значениях расхода на выходе  $Q_0$  и на входе  $Q_1$  может быть представлена следующим образом:

$$V \frac{dP}{dt} = Q_1 - Q_0. \quad (1)$$

Давление и расход на каждом объекте могут меняться динамически в зависимости от хода доменной печи или же при изменении структуры тракта дуття. Перепад давлений на каждом объекте может быть описан зависимостью [2]:

$$\Delta P = \left( \frac{1}{k_1} \right)^2 \left( Q_1 + T_1 \frac{dQ_1}{dt} \right)^2, \quad (2)$$

где  $k_1, T_1$  – коэффициент, характеризующий емкость, и постоянная времени, описывающая инерционность потока, проходящего через емкость, соответственно.

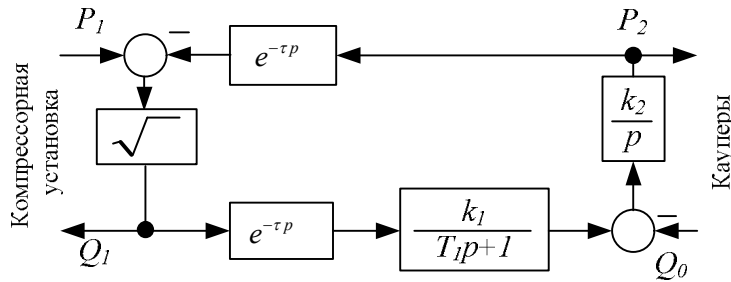
Значительная протяженность трубопроводной сети холодного дуття оказывает существенное влияние на изменение расхода и давления в начале и конце сети и может быть представлена в операторной форме звеном чистого запаздывания с постоянной времени  $\tau$ :

$$W(p) = e^{-\tau p}. \quad (3)$$

Используя преобразования Лапласа для формул (1)-(2), составим структурную схему трубопровода холодного дуття (рис.2).

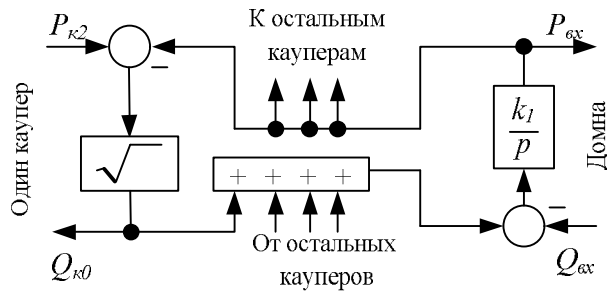
Проведя сравнительный анализ технологических режимов работы и физических процессов в ТР и кауперах, можно прийти к выводу, что структурная схема рис.2 без звеньев запаздывания может быть использована для описания законов изменения давления и расхода в сосредоточенной емкости, которой являются каупер и доменная печь.

Динамику изменения давления и расхода дуття в кольцевом воздухопроводе, тракте горячего дуття, соединяющего выходы нескольких кауперов, по аналогии с ТР можно представить в виде структурной схемы (рис.3), в которой отсутствуют звенья, отражающие инерционность потока и его запаздывание.



$P_1, P_2$  – давления;  $k_2$  – коэффициент, характеризующий объем трубопровода

Рисунок 2 – Структурное представление трубопровода холодного дутья



$P_{к2}, Q_{к0}$  – давление и расход на выходе из каупера;

$P_{вх}, Q_{вх}$  – давление и расход на выходе из кольцевого воздухопровода

Рисунок 3 – Структурная схема кольцевого воздухопровода горячего дутья для одного каупера

Анализ работы и устройства доменной печи на определенном временном интервале показывает, что ее можно представить как сосредоточенную емкость постоянного объема, в которую непрерывно подается дутье. Регулятор, стабилизирующий давление колошниковых газов, может быть реализован как однополярная отрицательная обратная связь по перепаду давления на входе и выходе домны с коэффициентом  $k_3$  (рис.4).

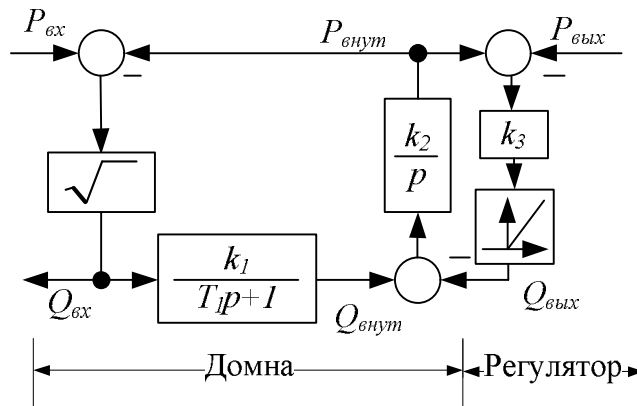


Рисунок 4 – Структурная схема доменной печи и регулятора

Изменение структуры тракта дутья происходит в моменты переключения кауперов. Совместный режим работы кауперов приводит к снижению сопротивления ГТС и к изменению значений давления и расхода как на входе доменной печи, так и на компрессорной установке.

Последовательное соединение рассмотренных динамических элементов образует упрощенную структурную схему тракта дутья с двумя кауперами и домной (рис.5).



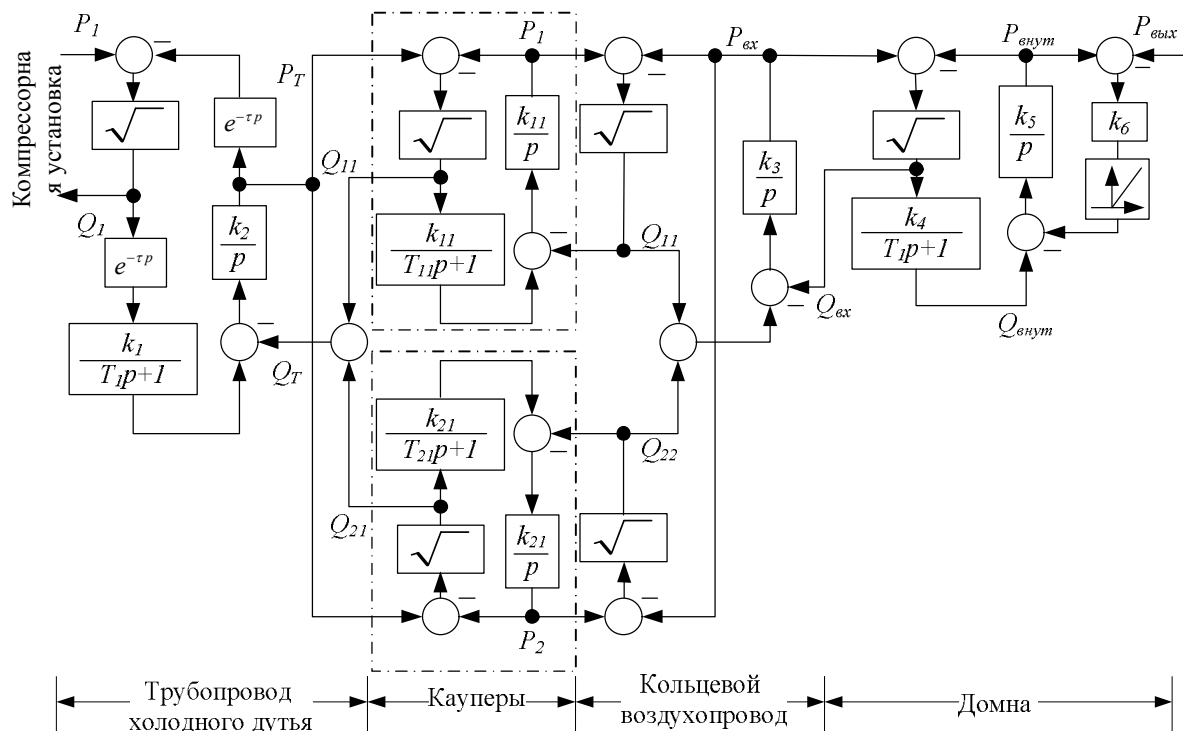
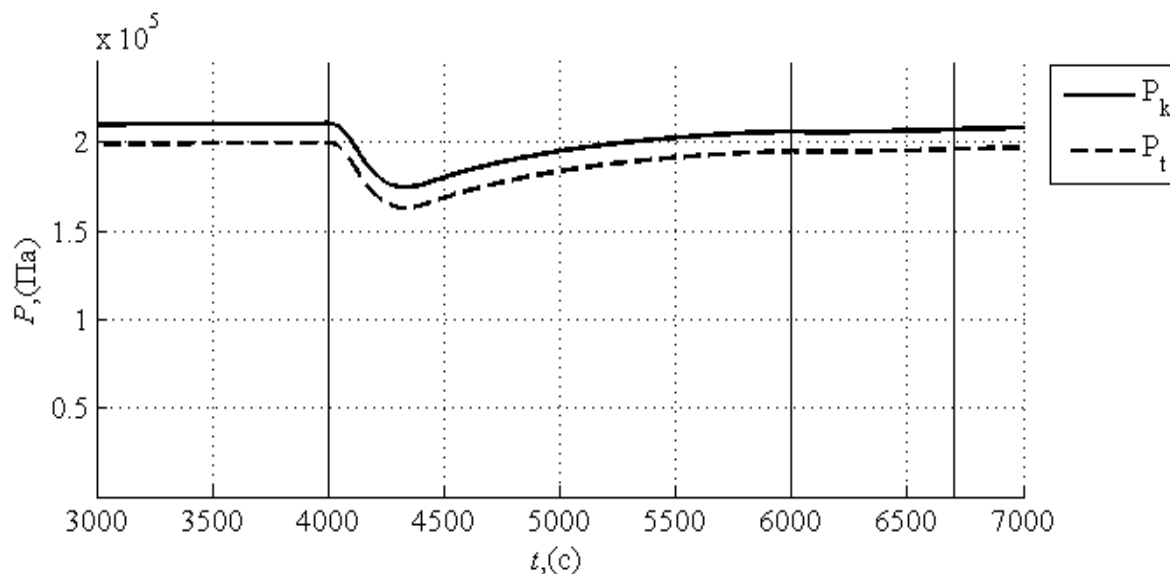


Рисунок 5 – Структурная схема тракта дутья с двумя кауперами и домной

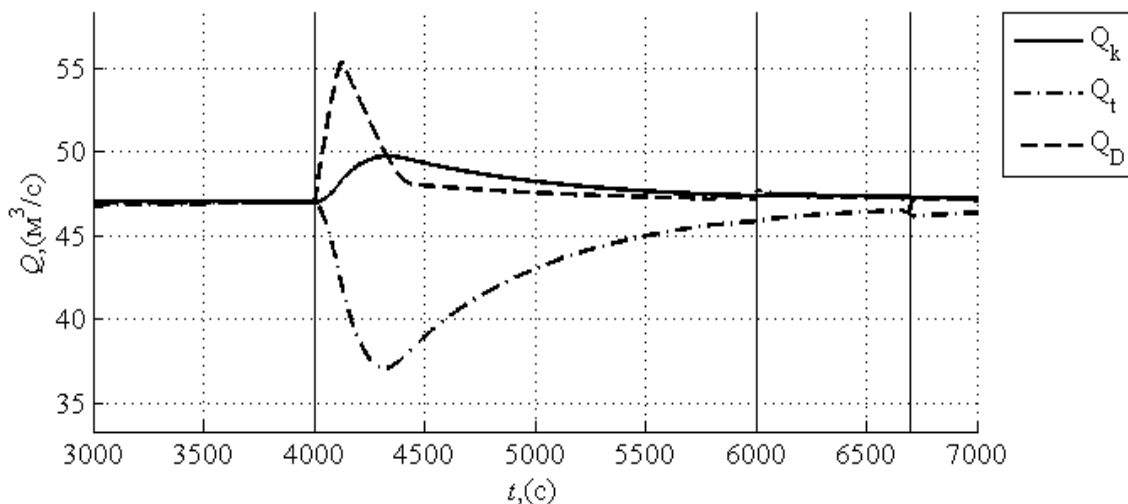
На рис.6-9 приведены результаты моделирования процессов переключения кауперов в пакете программ MATLAB Simulink с использованием математической модели, приведенной на рис. 5. Исходными послужили данные при стабильной работе доменной печи объемом 2700 м<sup>3</sup>: давление 2,1386\*10<sup>5</sup> Па и расход 47,5 м<sup>3</sup>/с на выходе компрессорной установки; давление 2,04048\*10<sup>5</sup> Па и расход 47,5 м<sup>3</sup>/с на входе в каупер; давление колошниковых газов 1,05948 10<sup>5</sup> Па, перепад на домне от 9,81\*10<sup>5</sup> Па до 1,4715\*10<sup>5</sup> Па [3].



$P_k, P_t$  – давления на выходе компрессорной установки и на выходе ТР

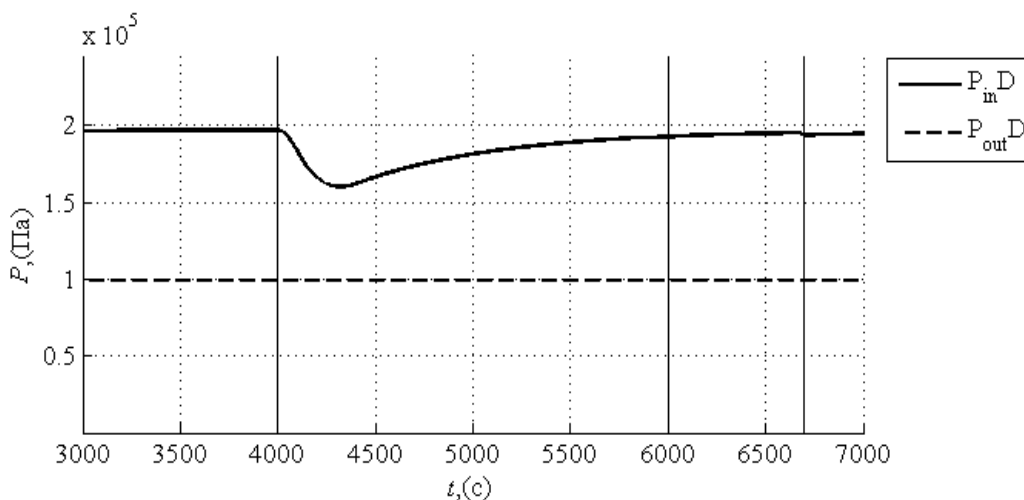
Рисунок 6 – Изменение давления на выходе компрессорной установки и перед кауперами

При моделюванні досліджувались процеси заповнення нагрітого каупера ( $4000 \text{ c} \leq t \leq 6000 \text{ c}$ ) і переключення кауперів ( $6000 \text{ c} \leq t \leq 6700 \text{ c}$ ). Рис.6 отображает качественную картину снижения давления на выходе компрессорной установки и трубопровода холодного дутья за счет увеличения общего расхода (рис.7), вызванного заповнением каупера. Форма графиков на рис. 8 отображает характер изменения давления дутья на входе доменной печи и давление колошниковых газов. Совместную работу кауперов отображают графики изменения расхода дутья через каждый из них соответственно (рис.9).



$Q_k$  – расход на выходе из компрессора;  $Q_t$  – расход дутья на выходе;  
 $Q_D$  – расход на входе в доменную печь

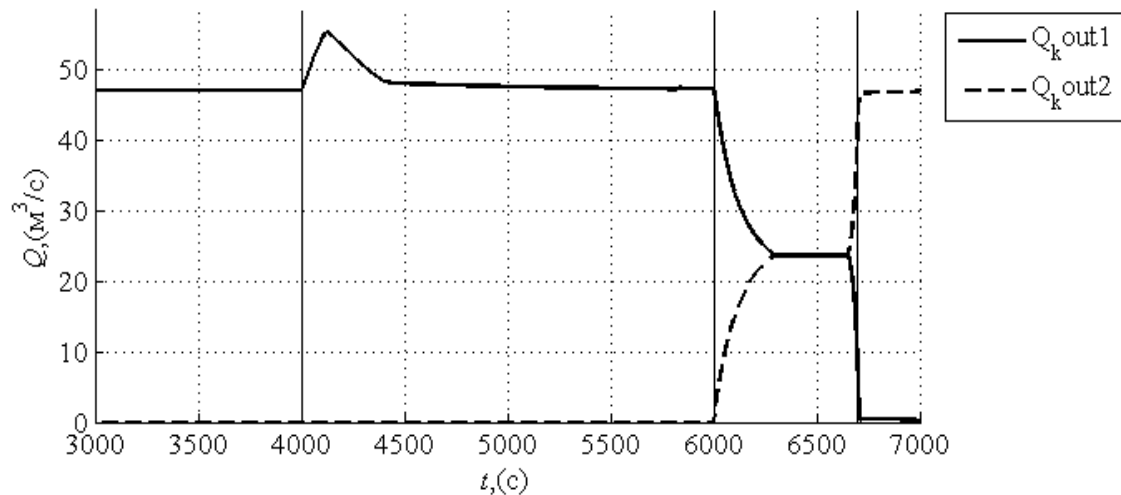
Рисунок 7 – Расходы на выходах компрессорной установки, трубопровода и на входе доменной печи



$P_{inD}$ ,  $P_{outD}$  – давления дутья перед доменной печью и давление колошниковых газов

Рисунок 8 – Давление перед доменной печью и на колошнике

**Выводы.** Разработанная математическая модель системы транспортирования сжатого воздуха от воздуходувки к доменной печи позволяет установить общие закономерности изменений давления и расхода дутья на всех этапах его производства, вызванных процессами заповнения и переключения кауперов, и оценить при этом мгновенно-



$Q_{k\ out1}$ ,  $Q_{k\ out2}$  – расходи через остывший и нагретый кауперы

Рисунок 9 – Изменение расхода на кауперах

венные значения недоступного непосредственному измерению расхода горячего дутья.

Предложенная математическая модель может быть использована при построении автоматизированной системы управления процессом выработки дутья в доменном производстве.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Гаврилов Е.Е. Газовщик доменной печи. Технологические основы доменного производства / Гаврилов Е.Е., Бузоверя М.Т., Можаренко Н.М. – М.: Metallurgy, 1986. – 175с.
2. Модель газотранспортной системы как объекта управления / Крупник А.А., Садовой А.В., Тищенко Н.Т., Волянский Р.С. // Збірник наукових праць ДДТУ (технічні науки). – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2009. – Випуск 1(11). – С.152-157.
3. Полтавец В.В. Доменное производство: учебн. [для техникумов] / Полтавец В.В. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Metallurgy, 1981. – 416с.

УДК 62-83

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

Днепродзержинский государственный технический университет

### ОСОБЕННОСТИ СТРУКТУРНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ЛИНЕЙНО-ПАРАБОЛИЧЕСКИМ РЕГУЛЯТОРОМ ПОЛОЖЕНИЯ

**Введение.** Наряду с высокоточным воспроизведением сложных движений позиционный электропривод должен обеспечивать предельно-апериодический переходный процесс в условиях ограничения промежуточных координат электромеханической системы. На различных этапах такого процесса ограничения накладываются на разные величины, что изменяет взаимные зависимости фазовых координат и требует реализации законов оптимального управления регуляторами с переменной структурой, к которым

принадлежит линейно-параболический регулятор положения. Однако, сложные нелинейные взаимосвязи переменных состояния, заложенные в алгоритмах управления таких регуляторов, предъявляют дополнительные требования к динамическим характеристикам всех контуров систем подчиненного регулирования положения.

**Постановка задачи.** Позиционный электропривод описывается системой дифференциальных уравнений

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

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

Система оптимального управления таким объектом, построенная по каскадно-подчиненному принципу и включающая релейные регуляторы ускорения, скорости и линейно-параболический регулятор положения, реализует алгоритмы вида:

$$\left. \begin{aligned} u_{рп} = \omega^* = K_{прп} \cdot \sqrt{\Delta\varphi} \cdot \text{sign}(\Delta\varphi) \quad \text{если} \quad |\Delta\varphi| > \Delta\varphi_{п} \\ u_{рп} = \omega^* = K_{рп} \cdot \Delta\varphi \quad \text{если} \quad |\Delta\varphi| \leq \Delta\varphi_{п} \\ u_{рп} \leq \omega_{\max} \\ u_{рс} = \varepsilon^* = \varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega - K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{ру} = u^* = U_{\max} \cdot \text{sign}(\varepsilon^* - \varepsilon) \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где символом «\*» отмечены как входное задающее воздействие, так и заданные значения промежуточных координат состояния, формируемые регуляторами системы; индексами «max» обозначены ограничения координат, соответствующие уровням отсечки задающих сигналов; сокращения РП, РС, РУ обозначают регуляторы положения, скорости и ускорения;  $\Delta\varphi_{п}$  – пороговое значение ошибки, при котором изменяется алгоритм РП;  $K_{прп}$  – коэффициент параболической составляющей;  $K_{рп}$  – коэффициент пропорциональной части РП.

Пропорциональная составляющая алгоритма РП системы (2) служит для придания устойчивости «в малом» контуру положения с параболической характеристикой регулятора. Параболическая составляющая алгоритма РП обеспечивает согласование заданной скорости и ошибки регулирования положения, благодаря чему система управления вида (2) с объектом управления (1) способна сформировать предельно-апериодические процессы позиционирования как в режиме больших перемещений, так и в режиме с треугольной диаграммой скорости.

Переходный процесс такой системы в режиме «треугольника» имеет вид, представленный на рис.1, и в целом соответствует оптимальному по быстродействию. Его характерная черта состоит в незначительном перерегулировании, которое отрицательно сказывается на длительности позиционирования, а для отдельных механизмов является нежелательным и даже недопустимым.

Задачей настоящей работы является анализ причин возникновения перерегулирования «в малом», присущего системе с линейно-параболическим регулятором положения и релейными внутренними контурами, и определение способов его устранения.

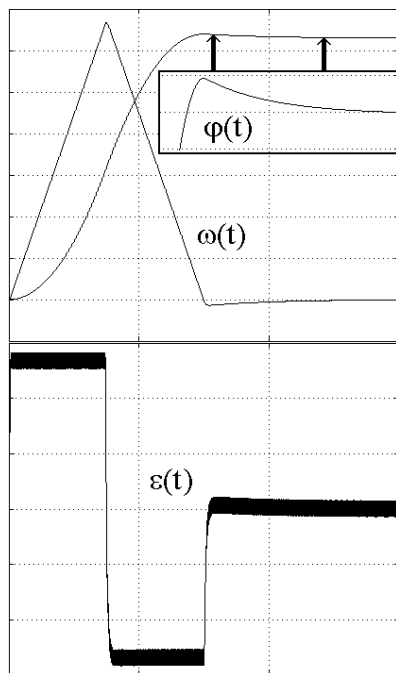


Рисунок 1 – Переходний процес системи (2)

Так, пропорциональний регулятор положення з коефіцієнтом усилення  $K_{рп} = 2 \cdot \varepsilon_{\max} / \omega_{\max}$  і насиченням на рівні  $\pm \omega_{\max}$  розрахований на гальмування до зупинки з постійним прискоренням  $\varepsilon = -\varepsilon_{\max}$ . Причём в силу нерівності швидкості  $\omega^* = K_{рп} \cdot \Delta\varphi$ , задаваної пропорциональним РП і змінюючоїся

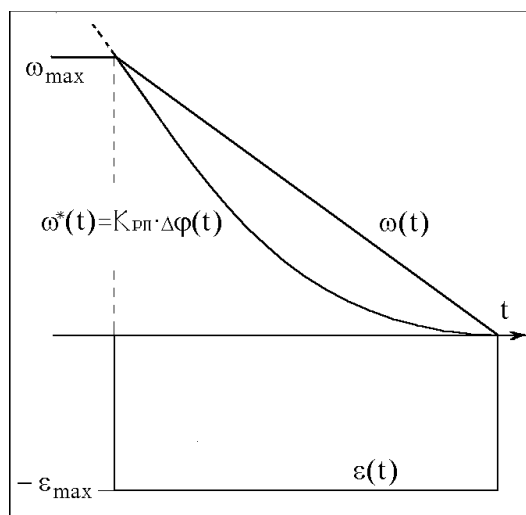


Рисунок 2 – Фрагмент оптимального по швидкості процесу

**Результати роботи.** Проаналізуємо особливості позиційної системи в перехідних режимах. Из-за великої тривалості процесів позиціонування метою структурно-алгоритмічного синтезу регуляторів положення є, як правило, оптимізація по швидкодії, яка виконується з урахуванням роботи внутрішніх контурів систем підчиненого регулювання, що здійснюють обмеження внутрішніх координат. Движення такої системи по границям області простору стану робить перехідну траєкторію передзаданою і дозволяє реалізувати закони оптимального по швидкодії управління порівняно простими пропорциональними, лінійно-параболічними [1] або релейними [2] регуляторами положення. В основі синтезу РП лежить *прогноз* фрагментів перехідної траєкторії [1, 2]. Поэтому даже незначительное отклонение реальных характеристик внутренних контуров от прогнозируемых при синтезе приводит к формированию контуром положения неоптимального по швидкодії перехідного процесу. Отличие реального траєкторії від оптимальної виявляється тим більш значущим, чим простіше структура регулятора положення.

во часі по параболі (рис.2), і реально вироблюваної приводом лінійно зменшуваної швидкості, контури положення і швидкості залишаються роз'єднаними в часі всього процесу гальмування до досягнення точки рівноваги. Фактично, пропорциональний РП налаштовується на точку виходу з-під відсічки, а в перехідному процесі система контролюється внутрішніми контурами. Поэтому в режимі «трикутника», т.е. при уповільненні від швидкостей, менших розрахованої  $\omega_{\max}$ , пропорциональний РП формує процес з перерегулюванням. Аналогічний ефект спостерігається при нерівності реального прискорення розрахованому або при його непостійності в процесі уповільнення.

Характеристика *параболічного* регулятора положення в більшій ступені адаптована до змін умов протікання перехідного процесу за рахунок закладеного в неї узгодження заданої швидкості з помилкою регулювання, що дозволяє формувати трикутну діаграму швидкості в режимах середніх переміщень. На рис.2

розрахована до змін умов протікання перехідного процесу за рахунок закладеного в неї узгодження заданої швидкості з помилкою регулювання, що дозволяє формувати трикутну діаграму швидкості в режимах середніх переміщень. На рис.2

параболическая составляющая сигнала  $u_{pp} = \omega^* = K_{pp} \cdot \sqrt{\Delta\varphi}$  соответствует расчётной диаграмме скорости, построенной для режима торможения электропривода с постоянным ускорением  $\varepsilon = -\varepsilon_{\max}$ . В коэффициенте усиления  $K_{pp} = \sqrt{2 \cdot \varepsilon_{\max}}$  заложена настройка на стабилизацию ускорения на расчётном уровне в течение всего процесса торможения. Причём выполнение данного условия целиком возлагается на внутренние контуры системы подчиненного регулирования. Именно это обстоятельство обуславливает реализацию внутренних контуров позиционной СУЭП как релейных систем, обладающих наилучшей точностью и быстродействием и формирующих диаграмму ускорения, наиболее близкую к расчётной прямоугольной форме.

Иными словами, факт постоянства замедления ЭМС в оптимальном по быстродействию переходном процессе, на который настраивается параболический РП, не обеспечивается самим регулятором положения, то есть с точки зрения его синтеза является *прогнозируемым*.

Вышеизложенный анализ взаимодействия контуров позиционной системы подчиненного регулирования позволяет сделать предварительный вывод: наблюдаемое на рис.1 перерегулирование обусловлено неточностью стабилизации ускорения внутренними контурами системы (2), что вызывает не компенсируемый регулятором положения увод системы с расчётной переходной траектории.

Контур ускорения системы (2) имеет первый порядок и в скользящем режиме эквивалентен пропорциональному звену, поэтому РУ не может быть источником данной проблемы. Кроме того, сигнал линейно-параболического РП при торможении является непрерывным, и при его воспроизведении регулятор скорости должен функционировать в скользящем режиме, вынуждая к переключениям регулятор ускорения. Следовательно, на рассматриваемом этапе переходного процесса качество отработки расчётной траектории целиком зависит от точности контура скорости.

Проанализируем свойства регулятора скорости системы (2) в скользящем режиме. Из условия переключения РС  $\omega^* - \omega - K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon = \omega^* - \omega - K_{\omega\varepsilon} \cdot p\omega = 0$  имеем:

$$W_{pc} = \frac{\omega(p)}{\omega^*(p)} = \frac{1}{K_{\omega\varepsilon} \cdot p + 1}.$$

Передаточная функция подсистемы регулирования скорости соответствует апериодическому звену первого порядка, что указывает на наличие амплитудной и фазовой погрешностей при воспроизведении релейным контуром скорости сигнала  $\omega^*(t)$ , который изменяется во времени, то есть в условиях, когда  $p \neq 0$ .

Очевидно, решить проблему повышения динамической точности релейного контура скорости можно путём реализации им в скользящем режиме единичной передаточной функции

$$W_{pc} = \frac{\omega(p)}{\omega^*(p)} = 1 = \frac{K_{\omega\varepsilon} \cdot p + 1}{K_{\omega\varepsilon} \cdot p + 1},$$

что осуществимо путём применения регулятора с уравнением переключения

$$\omega(K_{\omega\varepsilon} \cdot p + 1) = \omega^*(K_{\omega\varepsilon} \cdot p + 1) \quad \text{или} \\ (\omega^* - \omega) + K_{\omega\varepsilon} \cdot (p\omega^* - p\omega) = 0,$$

тогда алгоритм управления РС в системе (2) примет вид

$$u_{pc} = \varepsilon^* = \varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega + K_{\omega\varepsilon} \cdot (p\omega^* - \varepsilon)).$$

Для реализации такой структуры СУЭП необходимо ввести в контур скорости системы (2) дополнительную связь по производной сигнала РП, имеющего физический смысл заданной скорости. Следует отметить, что вычисление величины  $\rho\omega^*$  требует

введения в структуру СУЭП дополнительного дифференцирующего устройства, реализуемого как наблюдатель состояния пониженного порядка.

Переходный процесс, представленный на рис.3, демонстрирует положительный эффект от рассмотренного структурного решения проблемы повышения точности внутренних контуров. Модифицированная структура осуществляет замедление привода с расчётным темпом, что позволяет устранить перерегулирование в контуре положения.

**Выводы.** Анализ взаимодействия контуров системы подчиненного регулирования позиционного электропривода позволяет установить причину отклонения СУЭП от оптимальной по быстродействию переходной траектории, которая состоит в недостаточной динамической точности подсистемы регулирования скорости. Выполненная путём модификации передаточной функции контура скорости коррекция динамических характеристик позиционной системы с линейно-параболическим регулятором обеспечивает приведение переходных характеристик системы к расчётному виду и устраняет перерегулирование по положению.

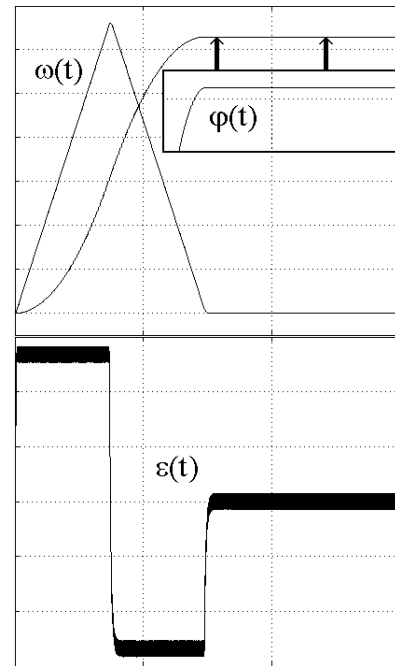


Рисунок 3 – Динамика системы с коррекцией

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Электротехнический справочник: в 3 т. / [под общ. ред проф. МЭИ Орлова М.Н. (глав.ред) и др.]. – М.: Энергоатомиздат, 1988. Т.3: в 2 кн. – Кн.2. – 1988. – 616с.
2. Садовой А.В. Параметрический синтез позиционных релейных систем подчиненного регулирования методом N-i переключений / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника, электропривод», "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – Харьков. – 2005. – №45. – С.71-73.

УДК 621.313.323

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

Днепродзержинский государственный технический университет

### СИСТЕМА ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ПУСКА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ СО СТУПЕНЧАТЫМ НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ В ОБМОТКЕ ВОЗБУЖДЕНИЯ

**Введение.** Системы пуска синхронных двигателей (СД) на базе полупроводниковых регуляторов напряжения, включенных в цепь статора двигателя, позволяют уменьшить износ их обмоток и облегчить условия пуска. При этом также обеспечива-

ется безударный запуск технологических механизмов, что особенно важно при трогании со значительными моментами нагрузки или большими моментами инерции.

Параметрические способы пуска СД с использованием полупроводниковых регуляторов напряжения в цепи статора обеспечивают ограничение пусковых токов и, следовательно, уменьшают перегрев обмоток, однако не позволяют создать достаточных пусковых моментов.

Для повышения пускового момента нагруженных СД в условиях пониженного напряжения питания целесообразно применять емкостные накопители энергии (ЕНЭ) в цепи ротора. Включение в контур возбуждения ЕНЭ с неизменной величиной емкости позволяет улучшить асинхронную характеристику СД в некотором ограниченном диапазоне скольжений, а в другой его зоне может произойти значительное ухудшение пусковых свойств двигателя вплоть до появления тормозных моментов в области полусинхронной скорости. Для устранения тормозных моментов необходимо изменять емкость накопителя в функции скольжения. Техническая реализация емкостного накопителя энергии с непрерывно изменяющимися параметрами на данный момент не представляется возможным. Поэтому возникает задача разработки пусковых устройств со ступенчатым изменением емкости НЭ путем коммутации электронными ключами по заданному алгоритму для соответствующего изменения параметров контура возбуждения.

**Постановка задачи.** Задачей работы является повышение электромагнитного момента СД в условиях пуска с большим статическим моментом на валу или для механизмов со значительным моментом инерции при одновременном ограничении тока статора.

**Результаты работы.** В режиме асинхронного пуска СД обмотки ротора нагружены неравномерно: электромагнитный момент создается в основном пусковой обмоткой, обмотка возбуждения (ОВ) используется не на полную мощность. Электромагнитный момент, создаваемый ОВ, незначительный из-за того, что угол между векторами ЭДС и током этой обмотки близок к 90 эл. градусам.

Поэтому для увеличения пускового момента СД необходимо уменьшить фазовый сдвиг между током и ЭДС, что достигается включением ЕНЭ. Это также позволяет частично компенсировать индуктивное сопротивление контура возбуждения, повысить амплитуду его тока, что приведет к перераспределению токовой нагрузки между обмотками ротора.

Вследствие одноосного эффекта электромагнитный момент, создаваемый ОВ, суммируется с моментом, создаваемым пусковой обмоткой, а после полусинхронной скорости – вычитается. При некоторых значениях величины емкости ЕНЭ возможны значительные тормозные моменты, что может привести к явлению «застывания» ротора в зоне полусинхронной скорости, что снижает надежность пуска двигателя. Во избежание уменьшения суммарного электромагнитного момента после прохождения полусинхронной скорости, нужно выводить емкостные накопители из контура возбуждения.

Пусковое устройство, реализующее заданный алгоритм управления, представлено на рис.1.

Система содержит тиристорный регулятор напряжения в статоре и ступенчатый емкостной накопитель энергии (СЕНЭ) в роторе. Управление этими блоками осуществляет микропроцессорный модуль MCU, который выдает управляющие сигналы на блок управления тиристорами АУЗ для поддержания тока статора на заданном уровне и на блок СЕНЭ, результирующая емкость которого изменяется по заданному алгоритму в функции скольжения.

При подаче напряжения на статор СД от ТРН ток в ОВ замыкается через последовательно соединенные ЕНЭ С1 и С2 при включенных тиристорах VS9 и VS10, причем С2 зашунтирован резистором R2. По мере увеличения частоты вращения ротора и



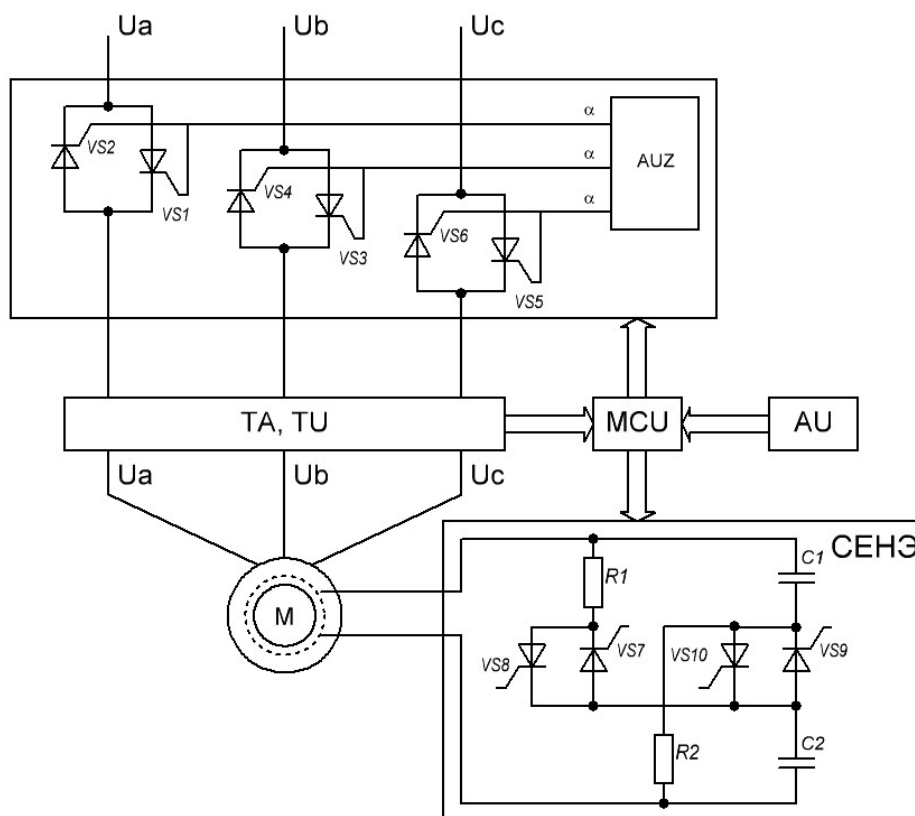


Рисунок 1 – Принципіальна схема пускового пристрою

увеличения емкостного сопротивления накопителей  $C1$  и  $C2$  тиристоры  $VS9$  и  $VS10$  закрываются. При этом ОБ замыкается на накопитель  $C1$  и резистор  $R1$ . При дальнейшем увеличении частоты вращения ротора включаются тиристоры  $VS7$  и  $VS8$ . При этом ОБ замыкается на параллельно включенные цепи  $C1-R1$  и  $C2-R2$ . Поддержание требуемого электромагнитного момента обеспечивается необходимым углом управления тиристорами, задаваемым MCU.

Для программирования микроконтроллера необходимо иметь информацию о влиянии напряжения статора и емкости нелинейного накопителя энергии на пусковые характеристики СД. Подобная информация может быть представлена как в аналитическом виде, так и в виде табличных данных.

Поскольку разгон СД происходит под действием среднего значения электромагнитного момента, создаваемого пусковой обмоткой и обмоткой возбуждения, то необходимо определить статические пусковые характеристики двигателя и установить оптимальные законы управления ТРН и СЕНЭ.

Указанный расчет выполнен по эквивалентным схемам замещения СД для продольной и поперечной осей при различных значениях первой гармонической напряжения тиристорного регулятора и фиксированных значениях емкости накопителя энергии, который выводился из ОБ после прохождения ротором двигателя полусинхронной скорости вращения.

Расчет пусковых статических характеристик выполнен для синхронного двигателя типа СДС3-2000-100 с номинальными параметрами: мощность – 2000 кВт, напряжение статора – 6000 В, ток статора – 229 А, частота вращения – 100 об/мин, напряжение возбуждения – 51 В, ток обмотки возбуждения – 276 А.

В качестве базового варианта принят асинхронный пуск СД с четырехкратным пусковым резистором. На рис.2 приведены пусковые характеристики двигателя в виде зависимостей скольжения  $s$  от момента  $M$  (рис.2, а) и от тока статора  $I$  (рис.2, б) при значении емкости накопителя энергии 150 мкФ (кривая 1), 100 мкФ (кривая 2), 75 мкФ (кривая 3). Базовые характеристики асинхронного пуска СД с четырехкратным пусковым резистором при номинальном значении напряжения статора обозначены на рисунках пунктирной линией.

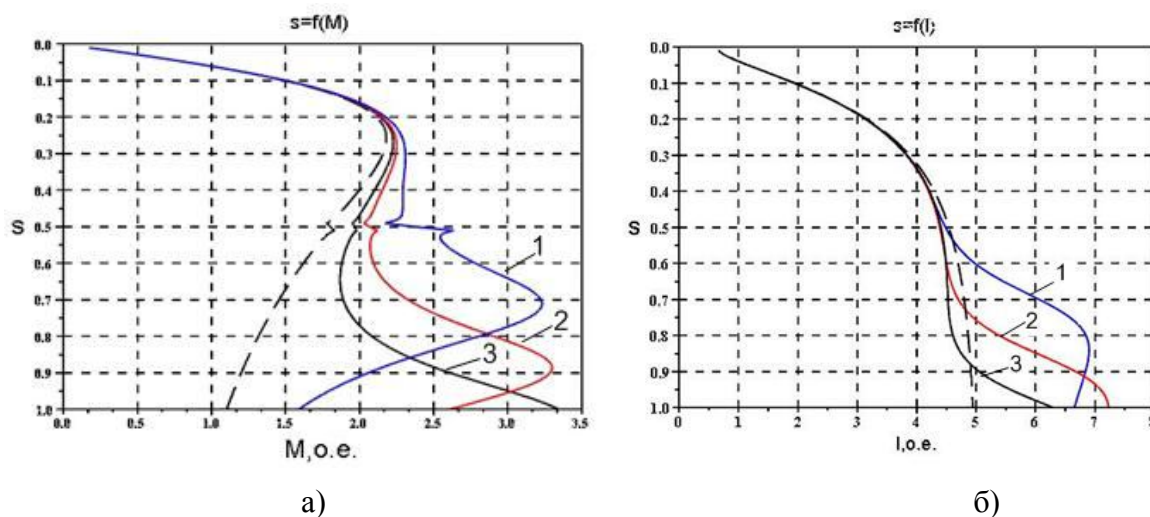


Рисунок 2 – Пусковые статические характеристики СД при значениях емкости накопителя энергии

Характеристики того же СД при тех же значениях емкости накопителей, но с выведением их из контура возбуждения при прохождении полусинхронной скорости, представлены на рис.3. Базовые зависимости тока статора и электромагнитного момента от скольжения показаны пунктирными линиями.

Анализ расчетных зависимостей показывает, что при емкостном пуске электромагнитный момент СД превышает его номинальное значение более чем в три раза, при этом ток статора в моменты максимума лежит в пределах семикратного значения по отношению к номинальной величине.

Выведение ЕНЭ из контура возбуждения после прохождения ротором полусинхронной скорости и переход СД на базовую механическую характеристику в некоторой степени снижает электромагнитный момент двигателя, однако это также исключает появление тормозных моментов и снижает токовую нагрузку на обмотки двигателя. Этот эффект более ярко выражается с увеличением емкости НЭ (рис.4), поэтому их использование наиболее предпочтительно на начальных стадиях пуска, когда не требуется большая емкость накопителей и нужен повышенный момент для разворота подвижных частей механизмов. Таким образом, сохраняя преимущества использования ЕНЭ для пуска СД, удастся избежать возникновения значительных тормозных моментов в области полусинхронной скорости, что обеспечивает большую надежность процесса пуска.

**Выводы.** Устройство параметрического пуска СД со ступенчатым накопителем энергии в обмотке возбуждения позволяет поддерживать электромагнитный момент двигателя во время пуска на уровне трехкратного номинального значения по сравнению с резистивным пуском с четырехкратным сопротивлением. Даже в совокупности с

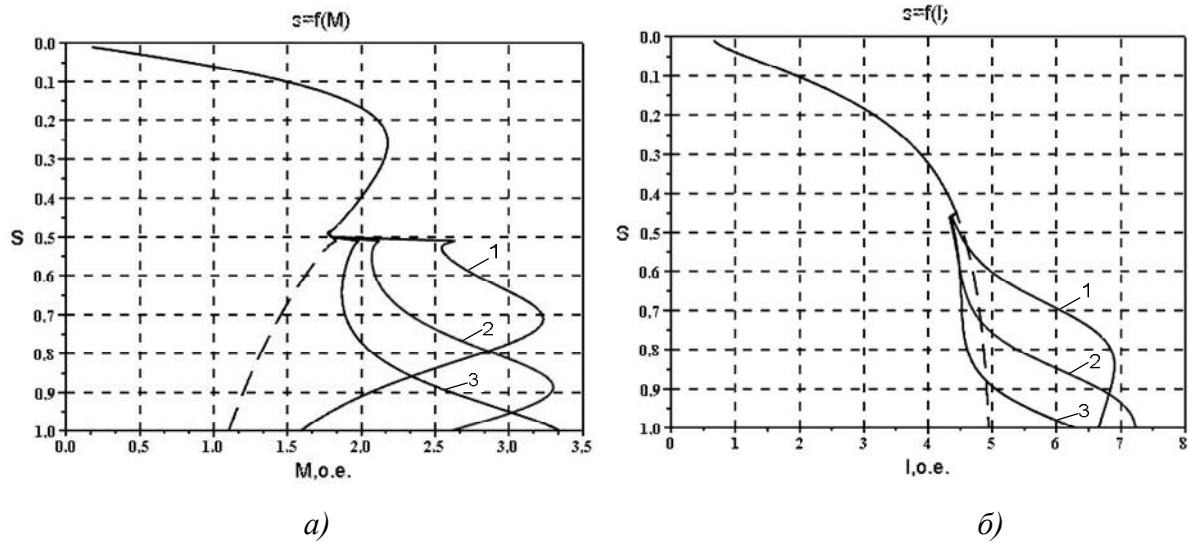


Рисунок 3 – Пусковые статические характеристики асинхронного параметрического пуска СД при значениях емкости накопителя энергии

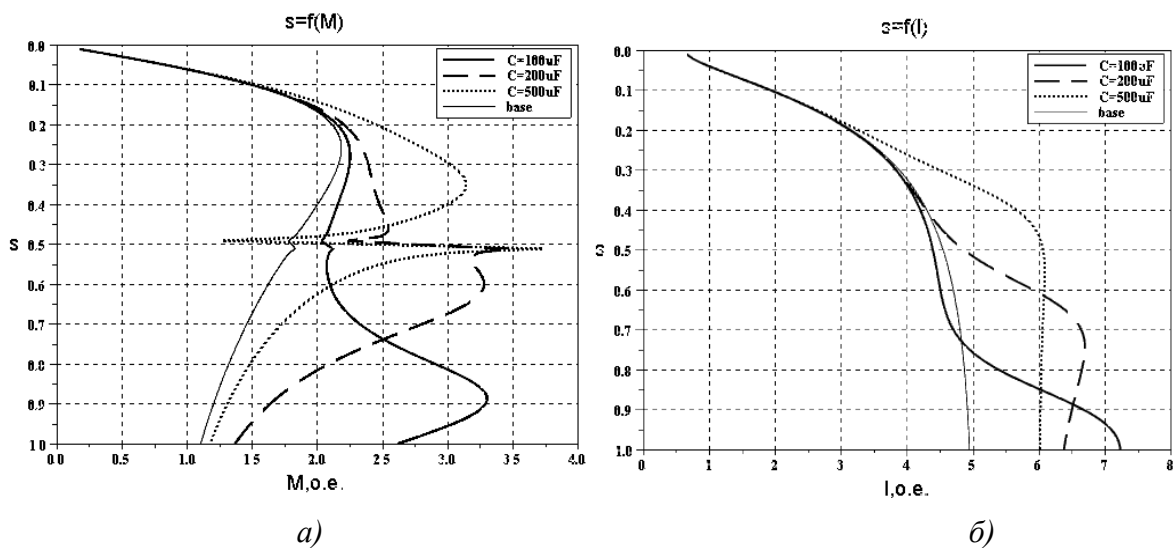


Рисунок 4 – Изменение электромагнитного момента двигателя с увеличением величины емкости НЭ

регулятором напряжения для ограничения пускового тока устройство способно поддерживать значительный момент по сравнению с базовыми характеристиками, что увеличивает эффективность асинхронного пуска нагруженных СД в условиях просадки напряжения питания. Для уменьшения тормозного момента, возникающего в области полусинхронной скорости, следует выводить накопители из контура возбуждения или переходить на другую характеристику, соответствующую меньшей их емкости.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Родькин Д.И. Система формирования пусковых характеристик электроприводов переменного тока с тяжелыми условиями пуска / Родькин Д.И., Гладырь А.И. // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: наукові праці КДПУ. – Кременчук, КДПУ. - 2003. – Вип. 2(19), Т.2. – С.10-11.

2. Низимов В.Б. Применение накопителей энергии для асинхронного пуска синхронных двигателей / Низимов В.Б. // Науковий вісник НГА України. – Дніпропетровськ: НГА. - 2000. - №1 – С.49-51.
3. Низимов В.Б. Влияние емкостных накопителей энергии на статические характеристики асинхронного пуска синхронных двигателей / Низимов В.Б., Низимов Р.В. // Науковий вісник НГА України. – Дніпропетровськ: НГА. - 2001. - №2. – С.74-78.

УДК 621.313.322

ХОМЕНКО В.І., аспірант  
КОЛИЧЕВ С.В., к.т.н., доцент  
НІЗИМОВ В.Б., д.т.н., професор

Дніпродзержинський державний технічний університет

### **РОЗРОБКА СИСТЕМИ ЗБУДЖЕННЯ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА З КОМПЕНСАЦІЄЮ ІНЕРЦІЙНОСТІ КОНТУРУ ЗБУДЖЕННЯ**

**Вступ.** Автономні генеруючі установки використовуються в якості постійних джерел електроенергії в районах децентралізованого електропостачання, для аварійних робіт або в якості резервних джерел електропостачання різних об'єктів промислового і побутового призначення.

Питання створення джерел електроживлення, що формуються, можуть вирішуватись різними шляхами і зі застосуванням будь-якої електричної машини. Але основні критерії залишаються незмінними: це простота конструкції, надійність роботи і можливість якомога швидкого запуску генеруючої установки.

Сучасною тенденцією розвитку систем збудження для синхронних машин (СМ) є широке застосування швидкодіючих напівпровідникових перетворювачів. Не дивлячись на високу швидкодію напівпровідникових перетворювачів, інерційність контуру збудження СМ, яка працює в режимі генератора, не дозволяє ефективно підтримувати вихідну напругу при підключенні споживачів.

Для підвищення ефективності керування синхронною машиною в режимі генератора запропонована система збудження з ємнісною компенсацією інерційності контуру збудження. Крім того, синхронні генератори (СГ) мають можливість глибокого незалежного регулювання струму збудження та вихідної напруги генератора і здатні переносити 3-кратні миттєві перевантаження, а також відрізняються більш високою якістю електроенергії. Синхронні генератори, які можуть бути використані як джерела аварійного електроживлення, що оперативно формуються, завжди мають систему збудження зі збуджувачами різних типів: електромашинні колекторні, зі зверненими електричними машинами асинхронного або синхронного типу, статичні незалежні тиристорні системи збудження [3].

Інерційність обмотки збудження електромашинних збуджувачів і самого синхронного генератора, а також наявність демпферних контурів вимагає від збуджувачів форсуючої напруги, величина якої лежить у межах  $U_{\phi}=(1,75...2)U_n$ .

При застосуванні синхронних двигунів в режимі генератора інерційність обмотки збудження електромашинних збуджувачів і самого двигуна вимагає розробки нових технічних рішень, що дозволяють компенсувати цю інерційність [4].

Недоліком всіх існуючих автоматичних регуляторів збудження (АРЗ) є жорсткий детермінований алгоритм регулювання. Враховуючи, що для синтезу АРЗ користуються класичними методами лінійної теорії автоматичного керування і спрощеними лінеаризованими моделями об'єктів регулювання, отримані налаштування класичних регуляторів з постійними коефіцієнтами не є оптимальними у всій робо-

чій області системи, оскільки синтез проводиться для окремої точки робочої області (як правило, номінальної) [5]. В той же час однією з найбільш важливих рис енергетичних систем є їх постійна зміна з точки зору конфігурації, величини та характеру навантаження, що в свою чергу призводить до різної поведінки та різних динамічних характеристик у різних точках робочої області [5]. Невідповідність реальної системи та моделі, за допомогою якої синтезовано регулятор, може стати причиною незабезпечення в системі заданих характеристик та бажаної стійкості.

В деяких випадках використовують моделі системи зі змінними параметрами, що реалізуються шляхом введення обмеженої параметричної невизначеності з подальшим застосуванням методів робастного керування до синтезу регуляторів [6]. Проте застосування такого підходу призводить до необхідності виконання доволі складних та громіздких розрахунків. Спрощення моделей окремих елементів для зменшення порядку системи рівнянь не дозволяє гарантувати оптимальність та надійність синтезованих регуляторів в усіх точках робочої області.

Значний прогрес в перетворювальній техніці пов'язаний зі створенням силових напівпровідникових вентилів в поєднанні з ємнісними накопичувачами енергії (ЄНЕ). Високі електричні параметри, малі габарити і маса, простота конструкції і обслуговування, висока експлуатаційна надійність напівпровідникових вентилів і ЄНЕ дозволяють широко використовувати їх в схемах збудження СМ.

**Постановка задачі.** Задачею роботи є розробка системи збудження та визначення параметрів ємнісного накопичувача енергії генеруючої установки на базі синхронного генератора.

**Результати роботи.** Проведено комплексний аналіз існуючих систем збудження СГ і з'ясовано, що використання силових напівпровідникових вентилів в поєднанні з ємнісними накопичувачами енергії не до кінця досліджені.

В якості прикладу системи збудження СГ як автономного джерела електричної енергії запропонована і досліджена схема збудження генеруючої установки з ємнісною компенсацією інерційності контуру збудження (рис.1).

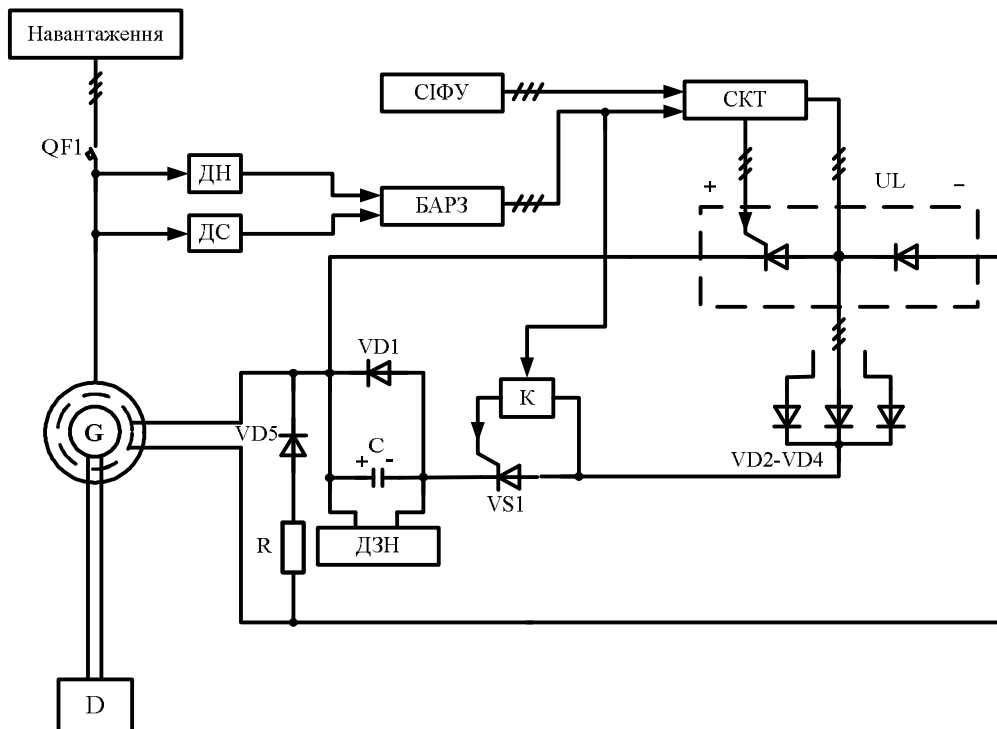


Рисунок 1 – Принципова схема системи збудження генеруючої установки з ємнісною компенсацією інерційності контуру збудження

Силова частина даної схеми складається із синхронної машини, яка працює в режимі генератора (G), увімкненого навантаження і привідного двигуна, в якості якого використовується тепловий двигун (D), наприклад двигун внутрішнього згорання.

Система збудження складається з системи імпульсно фазового управління (СІ-ФУ), напівкеруваного тиристорного збуджувача (UL), до складу якого входять тиристири катодної групи та група анодних діодів, а також розділові діоди VD2-VD4. Керування тиристорами здійснюється за допомогою системи керування тиристорами (СКТ).

При підключенні до аварійного джерела електроенергії споживачів великої потужності сигнал від блока автоматичного регулювання збудження (БАРЗ) через керований ключ К відкриває тиристор VS1, через який конденсатор С, попередньо заряджений за допомогою джерела зарядної напруги (ДЗН), послідовно зі збуджувачем UL підключається до обмотки збудження (ОЗ) генератора, компенсуючи тим самим інерційність контуру. Даний процес призводить до наростання струму збудження до форсованого значення, а отже і більш швидкого наростання вихідної напруги генератора. В цей час БАРЗ виробляє коригуючий сигнал у функції вимірюваних струму і напруги СГ і через СКТ встановлює необхідний кут керування тиристорами збуджувача, що призводить до стабілізації струму збудження на рівні, який забезпечує номінальну напругу генератора при збільшеному навантаженні.

Діод VD1 усуває можливість перезаряду конденсатора С. Для захисту ОЗ генератора від перенапруги використовуються підключені до неї діод VD5 та резистор R.

Оскільки електрична ємність накопичувача енергії (HE) на інтервалі провідності тиристора VS1 вмикається в контур збудження, то доцільно визначити її вплив на перехідні процеси в роторному колі, зокрема на характер зміни струму в ОЗ в режимі форсування збудження. З цією метою запишемо вираз струму в наступному вигляді [4]:

$$i_f = \frac{pT_c}{R_f (T_{\sigma f} T_c p^2 + T_c p + 1)} (U_{f\delta} - p\psi_{\delta d}) \quad (1)$$

або

$$i_f = \frac{pT_c}{R_f (T_0^2 p^2 + 2\xi T_0 p + 1)} (U_{f\delta} - p\psi_{\delta d}), \quad (2)$$

де  $\xi = T_c / 2T_0$  – коефіцієнт демпфування контуру збудження СГ;

$T_{\sigma f} = \frac{x_{\sigma f}}{R_f}$ ;  $T_c = \frac{x_c}{R_f}$ ;  $T_0 = \sqrt{T_{\sigma f} T_c}$ ; – відповідно постійні часу контуру збудження;

$\psi_{\delta d}$  – складова робочого потокозчеплення в зазорі СГ;  $R_f$  – активний опір ОЗ.

В режимі форсування напруга збудження для збуджувача, що розглядається, прийме вигляд:

$$U_{f\delta} = U_{\delta} + U_c, \quad (3)$$

де  $U_{\delta}$ ,  $U_c$  – відповідно форсоване значення напруги тиристорного збуджувача і напруга зарядженого ЄНЕ.

Тоді вираз струму ОЗ в режимі форсування має вигляд:

$$i_f = \frac{pT_c}{R_f (T_0^2 p^2 + 2\xi T_0 p + 1)} (U_{\delta} + U_c - p\psi_{\delta d}). \quad (4)$$

Вираз струму ОЗ в режимі форсування без використання ЄНЕ:

$$i_f = \frac{1}{R_f (T_{\sigma f} p + 1)} (U_{\delta} - p \Psi_{\delta d}). \quad (5)$$

Порівняльний аналіз одержаних виразів показує, що наявність ЄНЕ в контурі збудження сприяє більш інтенсивній зміні струму, оскільки в чисельнику знаходиться форсуючий член, а знаменник еквівалентний знаменнику коливальної ланки при відповідному виборі величини ємності. Крім того, сумарна напруга в контурі збудження за рахунок НЕ може в 5-10 разів перевищувати форсовану напругу серійних тиристорних збуджувачів.

Для отримання розрахункових залежностей визначимо величину ємності накопичувача енергії, що забезпечує коливальний розряд конденсатора в режимі форсування збудження синхронної машини. В цьому режимі рівняння електричної рівноваги напруг для контура збудження приймає вигляд, що відповідає включенню ЄНЕ:

$$p \Psi_f = U_f + \frac{1}{p} x_c i_f - i_f R_f, \quad (6)$$

де  $\Psi_f$  – потокозчеплення контуру збудження СГ.

При досягненні струмом в контурі збудження максимального значення при коливальному розряді ЄНЕ останній виводиться з контуру збудження, а напруга збудження збільшується до  $U_{f\phi}$ . Тоді рівняння рівноваги напруг для контура збудження в режимі форсування матиме вигляд:

$$p \Psi_f = U_{f\phi} - i_{f\phi} R_f. \quad (7)$$

У разі неврахування впливу демпферних контурів на режим форсування збудження рівняння для контуру збудження може бути записано:

$$L_{\sigma f} p i_f + R_f i_f + \frac{1}{C} \int_0^{t_{\phi}} i_f dt = U_f + U_c, \quad (8)$$

де  $L_{\sigma f}$  – індуктивність розсіювання ОЗ;

$t_{\phi}$  – час форсування збудження

при початкових умовах 
$$i_f = \frac{U_f}{R_f} \quad U_{\bar{n}} + U_{c0}. \quad (9)$$

Корені характеристичного рівняння (8) при  $(U_f + U_c) = 0$  мають вигляд:

$$\begin{aligned} \delta_1 &= -b + i\omega_0; & \delta_2 &= -b - i\omega_0; \\ \delta_1 &= -\delta_2 = j2\omega_0; & b^2 + \omega_0^2 &= \frac{1}{L_{\sigma f} C}, \end{aligned}$$

де  $b = \frac{R_f}{2L_{\sigma f}}$ ;  $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_{\sigma f} C} - b^2}$  – кутова частота власних коливань.

Тоді вирази струму і напруги форсування приймають вигляд

$$\begin{aligned} i_f(t) &= \left[ \frac{U_f + U_{c0}}{\rho} \sin \omega_0 t - \frac{U_f}{R_f} (\cos \omega_0 t - \delta \sin \omega_0 t) e^{-\delta \omega_0 t} \right]; \\ U_c(t) &= U_f - [(U_f + U_{c0}) \cos \omega_0 t + \delta \sin \omega_0 t] - \rho \cdot \frac{U_f}{R_f} \sin \omega_0 t, \end{aligned} \quad (10)$$

$$\text{де } \rho = \sqrt{\frac{L_{\sigma f}}{C}}; \quad \delta = \frac{R_f}{2\omega_0 L_{\sigma f}}.$$

Необхідна величина ємності накопичувача енергії НЕ, що забезпечує коливальний розряд, визначається з рівняння балансу енергії:

$$\frac{L_{\sigma f}(I_{f0}^2 - I_{f0}^2)}{2} + R_f(I_{f0}^2 - I_{f0}^2)t_{\delta} = \frac{CU_{c0}^2}{2}. \quad (11)$$

Час режиму форсування, який відповідає  $1/4$  коливального розряду ЄНЕ

$$t_{\delta} = \frac{1}{4} \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{L_{\sigma f}C} - \frac{R_f^2}{4L_{\sigma f}^2}}}. \quad (12)$$

Оскільки  $L_{\sigma f} \gg R_f$ , отримаємо:

$$t_{\delta} \cong \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{\sigma f}C}. \quad (13)$$

Тоді баланс енергії для контуру збудження:

$$\frac{L_{\sigma f}(I_{f0}^2 - I_{f0}^2)}{2} + R_f(I_{f0}^2 - I_{f0}^2) \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{\sigma f}C} = \frac{CU_{c0}^2}{2}. \quad (14)$$

Необхідна величина ємності, яка забезпечує коливальний розряд накопичувача, може бути найдена із рівняння (14):

$$C = \frac{(I_{f0}^2 - I_{f0}^2)}{U_{c0}^2} (L_{\sigma f} + 2R_f t_{\delta}). \quad (15)$$

**Висновки.** На підставі аналітичного і теоретичного огляду доведено, що інерційність контуру збудження й наявність демпферних контурів синхронного генератора не дозволяє ефективно підтримувати напругу статора при включенні великого навантаження впливом тільки на кути керування тиристорного збуджувача. Застосування ємнісного накопичувача енергії забезпечує більш швидку стабілізацію вихідної напруги при підключенні споживачів значної потужності.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Торопов А.К. Передвижение электростанции и электрооборудование / Торопов А.К. – М.: Госгеолтехиздат, 1987. – 116с.
2. Шокарев Д.А. Анализ систем возбуждения асинхронных генераторов / Д.А.Шокарев, Я.Н.Колесник // Наукові праці КДПУ. – Кременчук: КДПУ. – 2003. – Вип. 1. – С.116-120.
3. Глебов И.А. Системы возбуждения мощных синхронных машин / Глебов И.А. – Л.: Наука, 1979. – 314с.
4. Хоменко В.И. Исследование режимов возбуждения синхронного генератора с накопителем энергии / В.И.Хоменко, В.Б.Низимов, С.В.Колычев // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету. – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2009. – Випуск 2(12). – С.85-89.
5. Кичаев В.В. Современное состояние проблемы регулирования возбуждения синхронных машин / В.В Кичаев, А.А.Юрганов // Современные системы возбуждения



для нового строительства и реконструкции электростанций. Опыт наладки и эксплуатации систем возбуждения нового поколения: междунар. науч.-техн. конф.: материалы конференции. – Санкт-Петербург, 2004. – Выпуск 1. – С.11-22.

6. Робастные регуляторы возбуждения мощных синхронных генераторов / Ю.А.Борцов, А.А.Бурмистров, А.Г.Логинов [и др.]. // Электричество. – 2003. – №7. – С.29-36.

УДК 681.513.5:621.316.1

САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор  
ХМЕЛЬНИЦКИЙ Е.Д., к.т.н., доцент  
КЛЮЕВ О.В., к.т.н., доцент  
ВОЛОШИН Ю.А., инженер

Днепродзержинский государственный технический университет  
ОАО Днепровский металлургический комбинат, г. Днепродзержинск

### **ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫСШИХ ГАРМОНИК В УЗЛЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПРОКАТНЫХ ЦЕХОВ МЕТАЛЛУРГИЧЕСКОГО КОМБИНАТА**

**Введение.** Наиболее распространённым и неприятным по своим последствиям видом повреждения в электрических сетях с изолированной нейтралью напряжением 6-10 кВ являются однофазные замыкания на землю (ОЗЗ). Из всего многообразия причин возникновения таких замыканий можно выделить процессы естественного старения изоляции электрооборудования и воздействие коммутационных перенапряжений. Однако опыт эксплуатации кабельных сетей показывает, что появление однофазных замыканий в определённой степени связано с уровнем высших гармоник (ВГ) в сетях.

Вопросами компенсации реактивной мощности и исследованием уровня высших гармоник на комбинате в рассматриваемой сети 10 кВ не занимались и коэффициент несинусоидальности напряжения не измерялся, поэтому одной из главных причин, определивших проведение исследовательских работ, были серьёзные аварии 2003-2004 гг. по причине однофазных замыканий на землю, сопровождавшихся пожарами в кабельных тоннелях.

**Постановка задачи.** Определение уровня и причин появления высших гармоник в распределительной сети 10 кВ металлургического комбината, измерение величины токов однофазного замыкания на землю исследуемых подстанций с целью установления взаимосвязи между уровнем высших гармоник и частотой возникновения однофазных замыканий.

**Результаты работы.** 1. *Характеристика электрических нагрузок узла прокатных цехов.* Рассматриваемый узел электроснабжения (СПЦ-2) питает напряжением 10 кВ группу прокатных цехов от подстанции глубокого ввода КРЗ-5, где установлены трансформаторы Т-3 и Т-4 мощностью 32 МВА. Принципиальная схема электроснабжения узла СПЦ-2 дана на рис.1. Отсутствие устройств компенсации реактивной мощности обусловило коэффициент мощности узла в пределах 0,63-0,72. На момент проведения исследований на комбинате батареи статических конденсаторов цеховых подстанций вышли из строя из-за перегрузки токами высших гармоник, так как предыдущее десятилетие характеризовалось значительным увеличением мощности и количеством тиристорных преобразователей для питания прокатных двигателей. В табл.1 и 2 приведены данные по мощностям двигателей с указанием места установки и схемам соединения обмоток трансформатора.

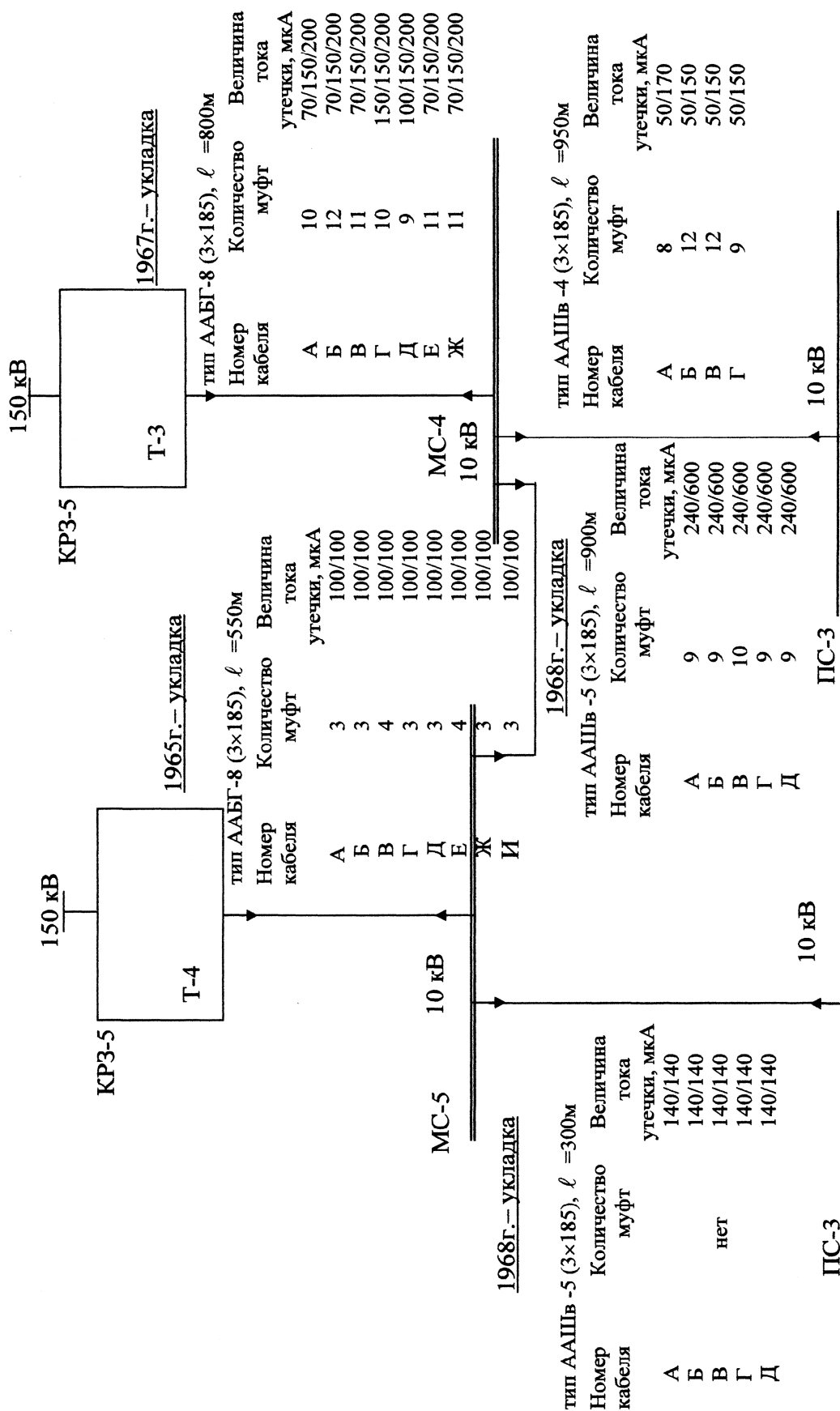


Рисунок 1 – Схема и техническая характеристика кабельной сети 10 кВ, питающейся от трансформаторов Т-3 и Т-4

Таблиця 1 – Технологічні навантаження, живлячі від трансформатора Т-3 (вузол підстанції МС-4 і ПС-3)

Схема з'єднання трансформатора преобразовательного агрегата					
Δ/Υ – Υ			Υ/Υ – Υ		
Кількість агрегатів	Мощність двигателя, кВт	Цехова підстанція	Кількість агрегатів	Мощність двигателя, кВт	Цехова підстанція
11	680	МС-4	7	680	МС-4
3	870	МС-4	4	870	МС-4
1	240	МС-4	1	1200	МС-4
2	1200	ПС-3	-	-	-
2	1000	ПС-3	-	-	-
1	265	ПС-3	-	-	-
Σn=20	ΣP=12995		Σn=12	ΣP=9440	

Таблиця 2 – Технологічні навантаження, живлячі від трансформатора Т-4 (вузол підстанції МС-5 і ПС-3)

Схема з'єднання трансформатора преобразовательного агрегата					
Δ/Υ – Υ			Υ/Υ – Υ		
Кількість агрегатів	Мощність двигателя, кВт	Цехова підстанція	Кількість агрегатів	Мощність двигателя, кВт	Цехова підстанція
12	680	МС-5	6	680	МС-5
1	240	МС-5	4	870	МС-5
2	500	ПС-3	4	500	ПС-3
5	275	ПС-3	1	450	ПС-3
1	450	ПС-3	11	275	ПС-3
Σn=21	ΣP=11225		Σn=26	ΣP13035	

2. *Організація і методи проведення досліджень.* Ураховуючи значительний досвід власних досліджень, а також дані інших авторів [1, 3], де відзначалась зв'язь між рівнем ВГ і кількістю ОЗЗ, експериментальні роботи були початі з аналізу причин виникнення і вимірювання токів однофазного замикання на землю ділянок мережі 10 кВ, живлячих від трансформаторів Т-3 і Т-4. Характер виробництва і значительні потужності навантажень виключали можливість вимірювання струму ОЗЗ методом прямого замикання, тому вимірювання проводились апробованим косвенним методом [4]. Метод оснований на вимірюванні модулів напруг фаз відносно землі вольтметрами контролю ізоляції з наступним розрахунком величини струму однофазного замикання на землю. Модулі напруг фаз вимірювались до і після підключення до однієї з фаз додочної ємності, величина якої вибирається з умови появи напруги зміщення нейтралі в межах 10...15%. Результати вимірювань струму ОЗЗ для підстанцій прокатних цехів МС-4 і ПС-3, живлячих від трансформатора Т-3, виявились рівними 21,9 А, для підстанцій цехів МС-5 і ПС-3, живлячих від трансформатора Т-4, – 13,5 А. Слід зауважити, що в даному вузлі електропостачання СПЦ-2 відсутні спеціальні дугогасячі пристрої.

Изучение высших гармоник включало измерение коэффициента несинусоидальности напряжения  $K_{нс}$ , спектра и уровня отдельных гармоник. Измерения проводились для различных режимов нагрузки от работающего трансформатора Т-3 или Т-4. При оценке  $K_{нс}$  действующий стандарт не устанавливает номер последней из учитываемых гармоник, однако можно принять, что он определяется допустимой погрешностью оценки величины коэффициента  $K_{нс}$ , соответствующей 5%.

Измерение и обработка информации на первом этапе выполнялись микропроцессорным измерительным комплексом типа ANALYST3Q (фирмы LANDIS & GYR). Указанный электронно-измерительный комплекс позволил регистрировать уровень высших гармоник напряжения и тока до 25-й гармоники включительно.

Второй этап измерений проводился более продолжительно (около 1 месяца) в разное время суток, в том числе и ночью. Измерения выполнялись анализатором гармоник типа 43250, который позволял регистрировать коэффициент искажения напряжения, относительное значение токов каждой из 39 высших гармоник, угол сдвига фаз между гармоническими составляющими и напряжением основной частоты. Результаты измерений представлялись на цифровом табло или регистрировались самописцем.

3. *Результаты измерений спектра и уровня высших гармоник.* Измерения выполнялись на вводах 10 кВ подстанции МС-4 и МС-5, что позволило охватить всю сеть узла СПЦ-2. Общие выводы по результатам измерений: коэффициент несинусоидальности в периоды малой и средней нагрузки колебался в интервале 4-4,5%, а при большой нагрузке – 6,5-7%. Максимальное значение – 9,1%. Нестандартность ситуации заключается в том, что канонические гармоники низкого порядка 5-7-11-13, которые следовало ожидать при 6-ти фазной схеме выпрямления, проявляются в спектре незначительно. Следовательно, коэффициент несинусоидальности определяется гармониками очень высокого порядка, при этом в спектре присутствуют четные и нечетные гармоники. Например, для подстанции МС-4 гармоника  $\nu=29$  достигала  $U_{29} = 4,6\%$ , для подстанции МС-5 гармоника  $\nu=38$  имела  $U_{38} = 1,9\%$ .

Более детально для подстанции МС-4. Гармоника  $\nu=2$  отсутствует, гармоника  $\nu=3$  при коэффициенте несинусоидальности  $K_{нс}=4,5-5\%$  достигает  $U_3 = 0,6\%$ . Гармоника  $\nu=5$  при  $K_{нс}=6,5-7,5\%$  равна  $U_5 = 1,7\%$  (максимально 2%). Гармоника  $\nu=7$  при  $K_{нс}=6-6,5\%$  равна  $U_7 = 0,4\%$  (максимально 0,6%). Гармоника  $\nu=11$  при  $K_{нс}=6-6,5\%$  равна  $U_{11} = 1,3\%$  (максимально 1,5%).

Однако, в спектре значительно проявляются гармоники более высокого порядка – от 23-й до 35-й, включая четные и нечетные. Так зарегистрировано значение гармоники  $\nu=29$  величиной 4,6% при  $K_{нс}=8,1\%$ ; гармоники  $\nu=31$  величиной 2,9% при  $K_{нс}=8,4\%$ ; гармоники  $\nu=30$  величиной 2,9% при  $K_{нс}=5,9\%$ . В качестве примера на рис.2 представлен спектр гармоник в сети подстанции МС-4 для одного из режимов нагрузки.

Более детально для подстанции МС-5. Гармоника  $\nu=2$  практически отсутствует, гармоника  $\nu=3$  находится в указанных выше пределах. Основные канонические гармоники:  $\nu=5$  максимально  $U_5 = 0,8\%$  при  $K_{нс}=5,1\%$ ;  $\nu=7$  максимально  $U_7 = 0,6\%$  при  $K_{нс}=5,1\%$ ;  $\nu=11$  максимально  $U_{11} = 1,4\%$  при  $K_{нс}=5,3\%$ . Несколько иначе, чем для подстанции МС-4, проявляются гармоники более высокого порядка. Так, среднее значение напряжения гармоник: четных  $\nu=36$  равно 0,86%,  $\nu=38$  равно 1,66%,  $\nu=40$  равно 1,5; нечетных  $\nu=35$  равно 0,9%,  $\nu=37$  равно 1,1%,  $\nu=39$  равно 1,6%.

Появление в спектре частот обеих подстанций нечетных и четных гармоник очень высокого порядка такого уровня можно объяснить только несимметрией импульсов включения тиристоров. Как отмечено выше, измерения ВГ проводились при раз-

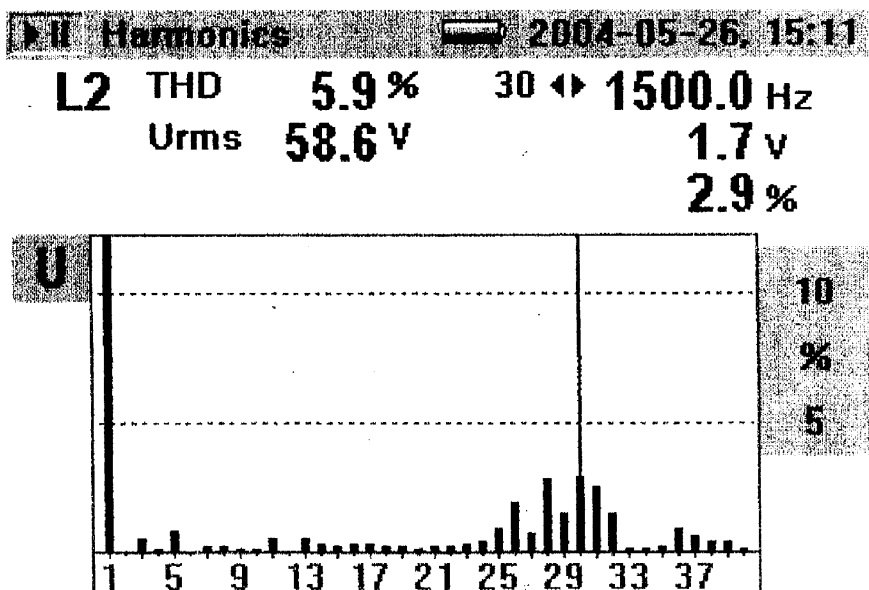


Рисунок 2 – Спектр частот и уровни гармоник напряжения подстанции МС-4

личной комбинации включения нагрузок (цеховых подстанций) и питанием от разных трансформаторов. Однако ни в одном из рабочих режимов не регистрировались значительные величины 2-3-4-й гармоник (зафиксирована 3-я гармоника  $U_3 = 0,4-0,5\%$ ).

4. *Анализ экспериментальных исследований в узле СПЦ-2.* Анализ электроприемников узла электроснабжения СПЦ-2 показывает, что основную нагрузку составляют тиристорные преобразователи, имеющие нелинейные характеристики. Схема соединения трансформаторов: первичная обмотка – звезда или треугольник, вторичная – две обратных звезды с разделяющей катушкой. Незначительная часть преобразователей имеет 3-х фазную мостовую схему соединения. Мощности преобразователей на стороне постоянного тока от 400 до 1200 кВт.

При активно-индуктивной нагрузке с противо-ЭДС, которой являются двигатели прокатных станов, и синусоидальном питающем напряжении, получаемом от энергосистемы, первичный ток 6-ти фазных преобразователей имеет форму, приближающуюся к трапецеидальной.

Порядок гармоник в разложении определяется выражением

$$v = K \cdot p \pm 1, \quad (1)$$

где  $p$  – число фаз преобразователя (в нашем случае  $p=6$ );  $K$ –коэффициент, принимающий значения  $K=1, 2, 3...$  и т.д. Следовательно, в распределительной сети 10 кВ данного узла можно ожидать гармоники следующего порядка: 5-7; 11-13; 17-19; 23-25; 29-31; 35-37 и т.д., которые будем называть нормальными или каноническими.

Какие же факторы могут привести к появлению аномальных гармоник? Прежде всего – это нарушение симметрии импульсов, подаваемых на открытие тиристорных преобразователей, что особенно неблагоприятно для схемы с разделяющей катушкой, так как приводит к неравенству токов четных и нечетных групп вентилей. Причина перегрузки вентилей обосновывается возрастанием намагничивающего тока уравнительного реактора за счет появления постоянного потока подмагничивания в магнитопроводе [2].

Наличие ошибок углов управления в статическом режиме работы преобразователя по отдельным каналам обуславливается разбросом параметров элементов систем импульсно-фазового управления (СИФУ), а также неудовлетворительной работой частотных фильтров на входе этих устройств. Появление значительных ошибок в устрой-

ствах СИФУ можливо також при некачественній настройке окремих каналів, несоблюдении графика профилактических проверок. По даним [1] при величині кута регулювання  $\alpha=20^{\circ}$  і величині кута комутації всього в  $\gamma=10^{\circ}$  при величині погрешности кута регулювання  $\varepsilon=3^{\circ}$  можна отримати відносне значення току вищої гармоніки в 1,5%. При більшому значенні помилки  $\varepsilon$  відносний рівень гармоніки ще більше зростає.

Для підтвердження вказаних висновків була проведена виборочна перевірка симетричності управляючих імпульсів. Перевірка показала, що тільки в одному випадку величина асиметрії складала не більше  $3^{\circ}$ , а в інших – значительно перевищала. Наприклад, на підстанції МС-4: чорнові клітки №6 –  $6^{\circ}$ , №7 –  $6,5^{\circ}$ ; чистова клітка №13 –  $4,5^{\circ}$ ; на підстанції МС-5: чорнова клітка №3 –  $5^{\circ}$ , чистова клітка №12 –  $3^{\circ}$ . Несиметрія імпульсів дуже значительна, однак далеко не завжди вдається технічно виконати необхідну настройку, оскільки строк служби блоків СИФУ ічисляється в 30-40 років, т.е. пристрої СИФУ морально і технічно застаріли і потребують заміни.

Снижение несинусоидальности напряжения обеспечивается либо рациональным построением схемы электроснабжения распределительной сети предприятия, что позволяет снизить коэффициент  $K_{нс}$  до требуемых пределов, либо установкой специальных корректирующих устройств. Однак на практиці в складившійся системі електропостачання змінення схеми комутації навантажень з метою перерозподілення їх по другим центрам живлення практично неможливо, тому залишається єдиний шлях – установка коректуючих пристроїв.

В нашому випадку визначений позитивний ефект в придушенні канонічних гармонік (5-7-11-13) досягнуто тим, що схеми первинних обмоток анодних трансформаторів при підключенні до мережі 10 кВ чергуються: зірка або трикутник. Повного придушення вказаних гармонік можна досягти при строгому рівності живлених навантажень, тим не менше при їх достатньо великій кількості така компенсація виконується навіть при несоблюдении вказаного вимоги. Дана можливість на підстанціях МС-4 і МС-5 використовується і дає непогані результати по компенсації канонічних гармонік низького порядку, однак в силу вказаних причин залишається один варіант – застосування силових фільтрів, що дозволяють вирішити проблему вищих гармонік і задачу підвищення коефіцієнта потужності.

Аналіз даних [3] показує, що спотворення форми кривої напруги викликає суттєвий вплив на виникнення і протікання іонізаційних процесів в ізоляції електричних кабелів. Особливість бумажної ізоляції, пропитанної маслостаніонової мастикою, складає в наявності газових включень, в яких виникає іонізація, супроводжується утворенням об'ємних зарядів і наступної їх нейтралізацією. В результаті іонізаційних процесів розвиваються місцеві дефекти в ізоляції, що призводить до зниження її електричної міцності, зростанню діелектричних втрат і скороченню строку служби.

О впливі вищих гармонік на величину токів утечки можна судити по даним [1], де проаналізовані результати замірів токів утечки для кабелів, проложених одночасно і працюючих в схожих температурних умовах. Досліджуємо динаміку змінення токів утечки, маючи дані про несинусоидальність напруги вузла СПЦ-2 і складі гармонік окремих ділянок мережі (рис.1).

На основі протоколів випробувань на вересень 2004 г. маємо:

- ділянка КРЗ-5–МС-4: за період в 2,5 років токи утечки для всіх кабелів зросли в  $150/70 \approx 2,1$  рази;
- ділянка МС-4–ПС-3: за період в 1,5 років токи утечки для всіх кабелів склали 600 мкА, т.е. зросли в  $600/175 \approx 3,5$  рази;
- ділянка КРЗ-5–МС-5: за період в 3 років токи утечки зросли в  $100/60 \approx 1,5$  рази;

– участок МС-5–ПС-3: за период в 1 год ток утечки для всех кабелей не изменился и составляет 140 мкА.

Сопоставим полученные результаты с данными измерений уровня высших гармоник. Участки кабельной сети, питающие подстанции МС-4 и ПС-3 (трансформатор Т-3): величина коэффициента несинусоидальности в периоды малой и средней загрузки станов равна 4,5%, при большой нагрузке – 6,5-7%; максимальный уровень высших гармоник составляет для  $v=29$  величину  $U_{29}=4,6\%$ , для  $v=33$  имеем  $U_{33}=2,8\%$ .

Участки кабельной сети, питающей подстанции МС-5 и ПС-3 (трансформатор Т-4): величина коэффициента несинусоидальности в период средней загрузки станов равна 3-4%, при большей нагрузке – 4-5,5%; максимальный уровень высших гармоник составляет для  $v=38$  величину  $U_{38}=1,9\%$ , для  $v=40$  имеем  $U_{40}=1,6\%$ .

Анализ показывает, что величина коэффициента несинусоидальности более значительна для подстанций МС-4 и ПС-3, где уровень высоких гармоник достигает больших величин. Полученные данные находят свое отражение в увеличении количества соединительных муфт, ускоренном возрастании токов утечки за последние годы эксплуатации (особенно участок МС-4-ПС-3). На данном участке значительно больше и величина тока однофазного замыкания на землю, а также количество возникших ОЗЗ в течение 2002-2004 гг.

**Выводы.** Данные проведенных исследований показывают, что надёжность электроснабжения потребителей по кабельным сетям в плане вероятности возникновения ОЗЗ, перехода однофазных замыканий в междуфазные существенно зависят от уровня высших гармоник в распределительной сети. Таким образом, исследование проблемы ОЗЗ и установки дугогасящих катушек необходимо решать в комплексе с определением спектра и уровня высших гармоник, разработкой методов их подавления.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий / Игорь Владимирович Жежеленко. – К.: Техніка, 2000. – 236с.
2. Шипилло В.П. Работа вентильного преобразователя с уравнивающим реактором при асимметрии сеточного управления/ В.П.Шипилло // Электричество. – 1966. – №2. – С.12-17.
3. Лихачев Ф.А. Замыкания на землю в сетях с изолированной нейтралью и с компенсацией емкостных токов / Федор Андреевич Лихачев. – М.: Энергия, 1971. – 178с.
4. Цапенко Е.Ф. Замыкания на землю в сетях 6-35 кВ / Евгений Федорович Цапенко. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 126с.

УДК 62-83:621.771

САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор  
ВОЛЯНСКИЙ Р.С., к.т.н., доцент  
НАЗАРОВА Е.С.\*, аспирант

Днепропетровский государственный технический университет

\*Запорожский национальный технический университет

#### СИСТЕМА ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ КЛЕТКИ СТАНА ХОЛОДНОЙ ПРОКАТКИ

**Введение.** К наиболее сложным механизмам, характеризующимся наличием упругих звеньев, переменными моментами нагрузки и инерции, широким диапазоном изменения рабочих скоростей, относятся агрегаты прокатного производства, связанные

між собою прокатуваною пловою металла, такі як робочі кліти, намоточно-размоточні механізми, натяжні роликів і другіе. К системам управління електроприводами перелічених вище об'єктів пред'являється ряд жеских вимог: високе швидкодія, плавність руху, відсутність перерегулювання в перехідних режимах, необхідний запас устійності, надійність, технологічність виготовлення і обслуговування. Задача управління нестационарними об'єктами в умовах дії координатних возмущень стала причиною побудови систем, устійливих при неограниченном збільшенні коефіцієнта посилення, гарантуючих апериодический перехідний процес з мінімально можливою постійною часу на траєкторіях

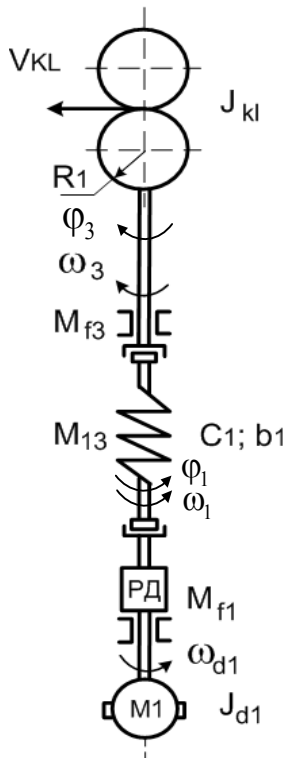


Рисунок 1 – Кинематическая схема электропривода прокатной клетки

управляемого руху і нульову статическую ошибку. Такой подход в области линейных законов управления позволил значительно снизить чувствительность системы к внешним возмущениям, обеспечить достаточно высокие возможности компенсации параметрических возмущений [1].

**Постановка задачи.** Основное требование, которое пред'являється к электроприводу прокатной клетки, это качественная отработка управляющих команд оперативного персонала: разгон и замедление агрегата с заданным темпом и поддержание заданного значения скорости. Последнее требование существенно влияет на производительность агрегата [2]. В связи с этим актуальной является задача разработки системы управления, удовлетворяющей перечисленным требованиям, и исследование ее свойств с помощью комплекса взаимосвязанных многомерных моделей электромеханического оборудования станов холодной прокатки [4].

**Результаты работы.** В качестве объекта управления будем рассматривать электропривод прокатной клетки, кинематическая схема которого представлена на рис.1.

На основании известных выражений [3, 4] применительно к двухмассовому объекту управления, приведенному на рис.1, запишем систему уравнений динамики в поэлементной форме:

$$\begin{cases} p\varphi_3 = \omega_3; p\omega_3 = -\frac{1}{J_{kl}}M_3 + \frac{C_1}{J_{kl}}(\varphi_1 - \varphi_3) + \frac{b_1}{J_{kl}}(\omega_1 - \omega_3) - \frac{k_{f3}}{J_{kl}}\omega_3; \\ p\varphi_1 = \omega_1; p\omega_1 = \frac{1}{J_{d1}i_p}M_{d1} - \frac{C_1}{J_{d1}}(\varphi_1 - \varphi_3) - \frac{b_1}{J_{d1}}(\omega_1 - \omega_3) - \frac{k_{f1}}{J_{d1}}\omega_1; \\ pM_{d1} = -\frac{1}{T_d}M_{d1} - \frac{(C\Phi)^2}{R_d T_d i_p}\omega_1 + \frac{C\Phi}{R_d T_d}U_{d1}; \\ pU_{d1} = -\frac{1}{T_\mu}U_{d1} + \frac{k_B}{T_\mu}U_y, \end{cases} \quad (1)$$

где  $\varphi_1$  и  $\varphi_3$  - углы закручивания торцов шпинделя;  $\omega_1$  и  $\omega_3$  - угловые скорости торцов шпинделя;  $M_3$  - момент нагрузки;  $M_{d1}$  - электромагнитный момент приводного двигателя;  $U_{d1}$  и  $U_y$  - напряжение на выходе и входе преобразователя соответственно;



$J_{dl}$  – момент инерции ротора двигателя и редуктора,  $J_{kl}$  – момент инерции прокатной клетки;  $C_1$  – жесткость шпинделя;  $b_1$  – коэффициент внутреннего демпфирования, пропорциональный рассогласованию угловых скоростей двух смежных масс;  $k_{f3}, k_{f1}$  – коэффициенты вязкого трения;  $i_p$  – передаточное число редуктора;  $T_d$  – электромагнитная постоянная времени электропривода;  $R_d$  – сопротивление якорной цепи;  $C\Phi$  – конструктивный коэффициент электродвигателя;  $T_\mu$  – постоянная времени управляемого преобразователя;  $k_B$  – коэффициент усиления управляемого преобразователя.

При составлении уравнений динамики двухмассовой системы с упругими связями первого рода принято, что демпфирование свободных колебаний осуществляется за счет сил внешнего вязкого трения, которые в первом приближении пропорциональны скоростям соответствующих масс.

Структурная схема механической части клетки в виде двухмассовой электромеханической системы с упругостями первого рода, составленная на основании системы уравнений (1), приведена на рис.2.

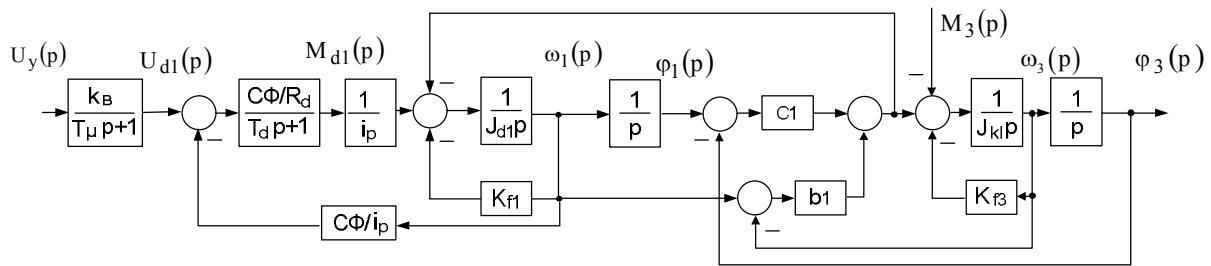


Рисунок 2 – Структурная схема механической части клетки в виде двухмассовой электромеханической системы с упругостями первого рода

Для облегчения обобщенного исследования упругодиссипативного объекта управления целесообразно осуществить направленное нормирование системы (1). Примем в качестве базовых переменных  $U_{max}$  – максимальное напряжение питания двигателя;  $\omega_{max}$  – скорость идеального холостого хода двигателя;  $M_{max}$  – момент короткого замыкания двигателя при напряжении  $U_{max}$ ,  $\varphi_{max}$  – максимальный угол поворота вала. Базовые величины подчиняются следующим соотношениям:

$$\varphi_{max} = \omega_{max} \cdot t \Big|_{t=1c}; \omega_{max} = \frac{U_{max}}{C\Phi} i_p;$$

$$M_{max} = C\Phi \frac{U_{max}}{R_d}; U_{max} = k_B \cdot U_{y_{max}}.$$

Введем новые переменные состояния:  $y_1, \dots, y_k$ , которые подчиняются соотношениям:

$$y_1 = \frac{\varphi_3}{\varphi_{max}}; y_2 = \frac{\omega_3}{\omega_{max}}; y_3 = \frac{\varphi_1}{\varphi_{max}}; y_4 = \frac{\omega_1}{\omega_{max}}; y_5 = \frac{M_{dl}}{M_{max}}; y_6 = \frac{U_{dl}}{U_{max}}.$$

С учетом этих переменных состояния система уравнений (1) преобразуется к виду

$$\begin{cases} p y_1 = y_2; \\ p y_2 = a_{21} y_1 + a_{22} y_2 + a_{23} y_3 + a_{24} y_4; \\ p y_3 = y_4; \\ p y_4 = a_{41} y_1 + a_{42} y_2 + a_{43} y_3 + a_{44} y_4 + a_{45} y_5; \\ p y_5 = a_{54} y_4 + a_{55} y_5 + a_{56} y_6; \\ p y_6 = a_{66} y_6 + m_6 u, \end{cases} \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} a_{21} &= -\frac{C_1}{J_{kl}}; \quad a_{22} = -\frac{b_1}{J_{kl}} - \frac{k_{f3}}{J_{kl}}; \quad a_{23} = \frac{C_1}{J_{kl}}; \quad a_{24} = \frac{b_1}{J_{kl}}; \quad a_{41} = -\frac{C_1}{J_{dl}}; \quad a_{42} = \frac{b_1}{J_{dl}}; \\ a_{43} &= \frac{C_1}{J_{dl}}; \quad a_{44} = -\frac{b_1}{J_{dl}} - \frac{k_{f1}}{J_{dl}}; \quad a_{54} = -\frac{1}{T_{dl}}; \quad a_{55} = -\frac{1}{T_{dl}}; \quad a_{56} = \frac{1}{T_{dl}}; \quad a_{66} = -\frac{1}{T_{\mu}}; \quad m_6 = \frac{1}{T_{\mu}}. \end{aligned}$$

Из множества траекторий движения системы (2) выделим невозмущенное движение под действием программного управления  $u^*$  как решение дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} p y_1^* = y_2^*; \\ p y_2^* = a_{21} y_1^* + a_{22} y_2^* + a_{23} y_3^* + a_{24} y_4^*; \\ p y_3^* = y_4^*; \\ p y_4^* = a_{41} y_1^* + a_{42} y_2^* + a_{43} y_3^* + a_{44} y_4^* + a_{45} y_5^*; \\ p y_5^* = a_{54} y_4^* + a_{55} y_5^* + a_{56} y_6^*; \\ p y_6^* = a_{66} y_6^* + m_6 u^*. \end{cases} \quad (3)$$

Реальное движение объекта управления отличается от желаемого на величину отклонения

$$\eta_k = y_k - y_k^*, \quad (k=1, \dots, 6). \quad (4)$$

Вычтя из системы (2) систему (3) с учетом обозначений (4), получим систему дифференциальных уравнений возмущенного движения

$$\begin{cases} p \eta_1 = \eta_2; \\ p \eta_2 = a_{21} \eta_1 + a_{22} \eta_2 + a_{23} \eta_3 + a_{24} \eta_4; \\ p \eta_3 = \eta_4; \\ p \eta_4 = a_{41} \eta_1 + a_{42} \eta_2 + a_{43} \eta_3 + a_{44} \eta_4 + a_{45} \eta_5; \\ p \eta_5 = a_{54} \eta_4 + a_{55} \eta_5 + a_{56} \eta_6; \\ p \eta_6 = a_{66} \eta_6 + m_6 U, \end{cases} \quad (5)$$

где  $U = u - u^*$  – дополнительное стабилизирующее управление, представляющее собой отклонение реального управляющего воздействия  $u$  от программного  $u^*$ .

Для решения задачи аналитического конструирования регуляторов необходимо задаться функционалом качества.

Общих правил выбора критериев качества для различных управляемых объектов не существует и назначение критерия оптимальности в каждом конкретном случае является самостоятельной задачей. Функционал качества должен выбираться таким образом, чтобы он, с одной стороны, наилучшим образом характеризовал цель управления, а с другой стороны, конкретная вариационная задача должна быть аналитически раз-

решимой. Функционал можно рассматривать как функцию особого рода, в которой роль независимой переменной играет другая функция.

В настоящее время в теории и практике оптимального управления широкое распространение получили интегральные функционалы

$$I = \int_{t_0}^{t_1} F(\eta_1, \dots, \eta_n, U_1, \dots, U_j) dt = \text{extremum} . \quad (6)$$

Для систем управления, динамика которых описывается дифференциальными уравнениями возмущенного движения (5), функционал (7) задает цель управления, которая определяется видом функции F.

Для придания синтезируемой системе астатических свойств дополним систему (5) уравнением

$$p\eta_0 = \eta_2$$

и примем в качестве критерия оптимальности системы управления скоростью вращения валков клетки интегральный квадратичный функционал [1]:

$$I_1 = \int_0^{\infty} \left\langle \left( \left( \frac{v_{06}}{p} + v_{26} \right) \eta_2 + v_{16} \eta_1 + v_{36} \eta_3 + v_{46} \eta_4 + v_{56} \eta_5 + v_{66} \eta_6 \right)^2 + CU^2 \right\rangle dt . \quad (7)$$

В подынтегральном выражении функционала (7)  $v_{i6}$ ,  $i = 0, 1, \dots, 6$  – коэффициенты функции Ляпунова

$$V = \sum_{i,j=0}^6 v_{ij} \eta_i \eta_j , \quad (8)$$

которые связаны с параметрами объекта управления (5) соотношениями [1]

$$v_{06} = \Delta, v_{i6} = M_{i2}(\Delta), \quad (9)$$

где

$$\Delta = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{54} & a_{55} & a_{56} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{66} \end{vmatrix} , \quad (10)$$

$M_{i2}(\Delta)$  – минор  $i$ -го элемента второго столбца определителя (10).

Первое слагаемое подынтегрального выражения функционала (7) представляет собой взвешенную с помощью коэффициентов функции Ляпунова сумму площадей, ограниченных квадратами отклонений координат истинного движения от координат программного движения по каждой переменной состояния. Введение под интеграл второго слагаемого, с одной стороны, означает достижение оптимальности гашения возмущенного движения при ограничении затрат энергии на управление, а с другой – обеспечивает поиск оптимального управления среди множества допустимых линейных функций, подчиненных ограничению

$$|U| \leq 1.$$

Такой функционал минимизируется оптимальным управлением [1]

$$U = -\text{sat} \left( \left( \frac{v_{06}}{p} + v_{26} \right) \eta_2 + v_{16} \eta_1 + v_{36} \eta_3 + v_{46} \eta_4 + v_{56} \eta_5 + v_{66} \eta_6 \right), \quad (11)$$

где  $\text{sat}(\cdot)$  – нелинейная функция типа «насыщение».

После перехода к исходным переменным состояния объекта управления регулятор скорости согласно алгоритму (11) примет вид, приведенный на рис.3.

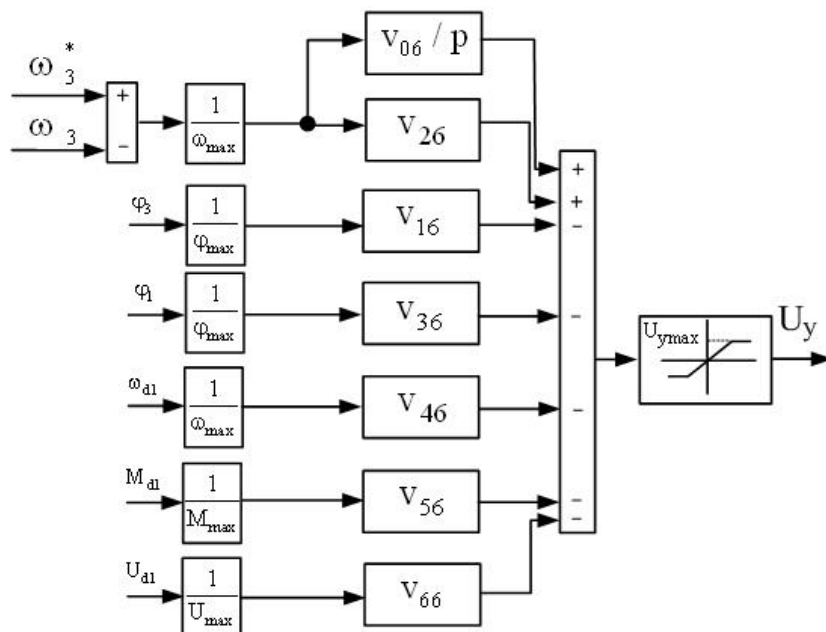


Рисунок 3 – Структурная схема регулятора скорости, реализующего алгоритм (11)

Используя компьютерные модели механизма прокатной клетки, двигателя постоянного тока, блоки, имитирующие упругую связь между двигателем и прокатной клетью [4], составим компьютерную модель системы управления скоростью вращения прокатной клетки (рис.4), которая построена на основании алгоритма (11).

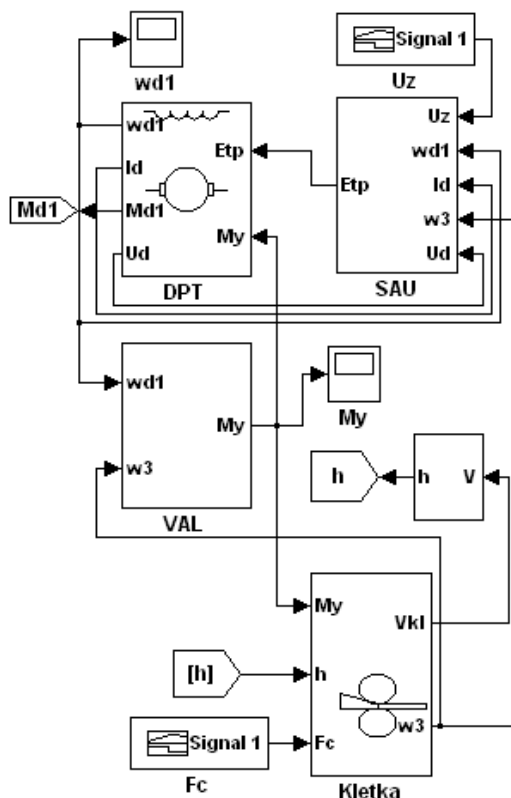
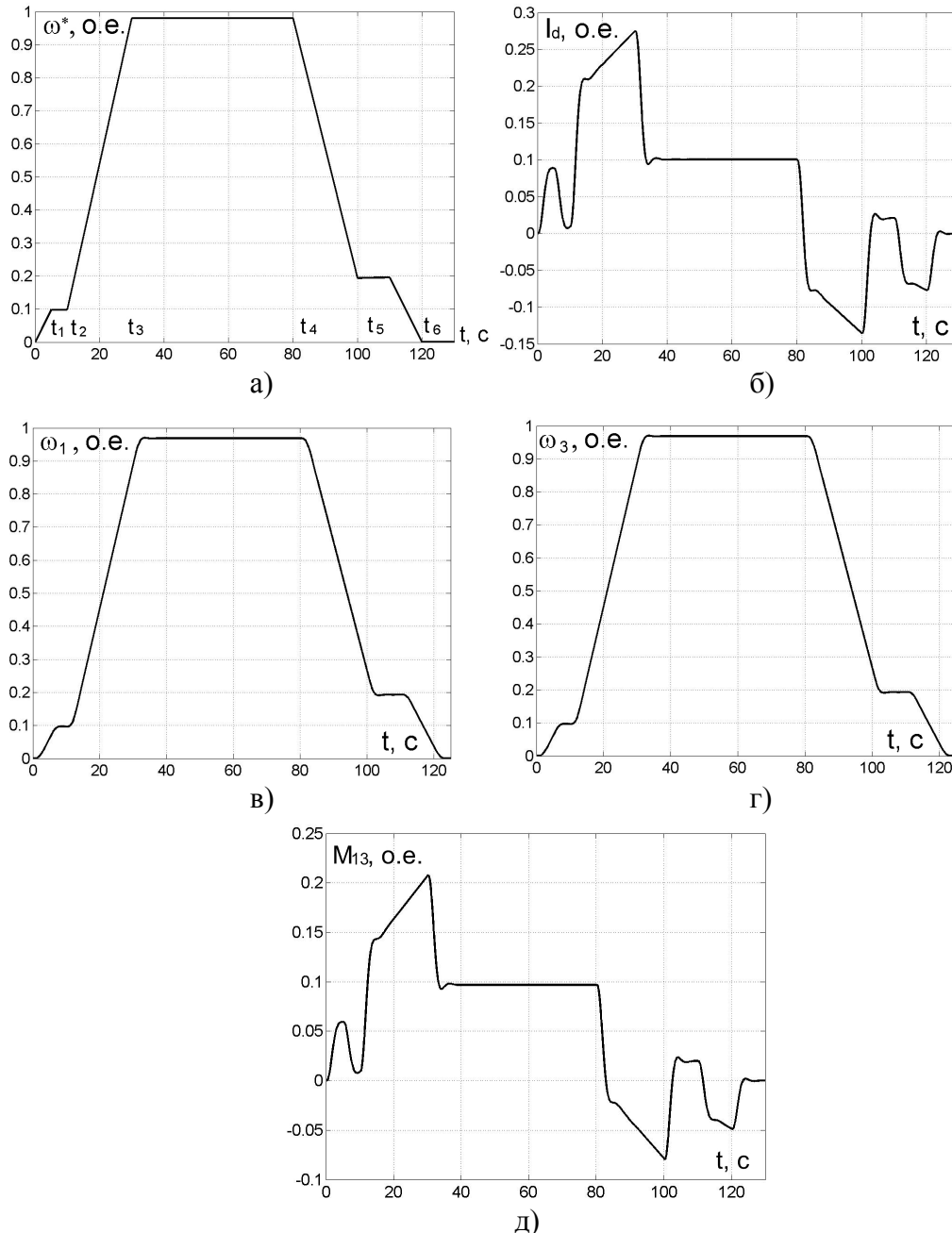


Рисунок 4 – Модель электропривода клетки

При моделировании использованы данные оборудования дроссировочного одно-клетевого стана 1700-1 цеха холодной прокатки №1 ОАО «Запорожсталь». Результаты математического моделирования синтезированной системы оптимального управления

приведены на рис.5. Согласно технологическим особенностям прокатки переходные процессы получены для таких режимов работы стана: разгон до заправочной скорости ( $0 - t_1$ ), работа на этой скорости ( $t_1 - t_2$ ), разгон до скорости прокатки ( $t_2 - t_3$ ), работа в установившемся режиме ( $t_3 - t_4$ ), торможение до пониженной скорости ( $t_4 - t_5$ ), работа на этой скорости ( $t_5 - t_6$ ) и торможении ( $t_6 - 120$ с). На рис.5, б и д на участке времени с 15 с до 30 с и с 86 с до 100 с наблюдается линейные изменения тока и упругого момента, вызванные изменением момента вязкого трения.



а) – сигнал задания; б) – ток якорной цепи двигателя; в) – угловая скорость двигателя; г) – угловая скорость валков клетки; д) – момент упругой деформации шпинделя

Рисунок 5 – Результаты моделирования системы оптимального управления скоростью прокатной клетки

**Выводи.** Как следует из анализа приведенных результатов моделирования, разработанная система оптимального управления скоростью прокатной клетки за счет полной наблюдаемости объекта управления обеспечивает отработку задающего воздействия без перерегулирования и полностью компенсирует влияние упругости шпинделя на динамику электропривода. Результаты проведенных исследований могут быть использованы при проектировании нового и реконструкции существующего технологического оборудования прокатного производства.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Садовой А.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / А.В.Садовой, Б.В.Сухинин, Ю.В.Сохина. – К.: ИСИМО, 1996 – 298с.
2. Лимонов Л.Г. Автоматизированный электропривод промышленных механизмов / Л.Г.Лимонов. – Х.: Изд-во «ФОРТ», 2009. – 27с.
3. Борцов Ю.А. Автоматизированный электропривод с упругими связями / Ю.А.Борцов, Г.Г.Соколовский. – СПб.: Энергоатомиздат, 1992. – 288с.
4. Назарова О.С. Моделювання електромеханічних процесів в прокатному обладнанні за допомогою бібліотеки підсистем / О.С.Назарова, В.И.Бондаренко, А.В.Пирожок // Електроінформ. – 2010. – №2-3. – С.22-24.

УДК 621.313.292-53

ПОЛЬОВИЙ Є.В., асистент  
САДОВОЙ О.В., д.т.н., професор

Дніпродзержинський державний технічний університет

### **ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗІ ВЕНТИЛЬНОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГУНА З РЕЛЕЙНИМ РЕГУЛЯТОРОМ ШВИДКОСТІ**

**Вступ.** Розробка сучасних пристроїв вимагає, з одного боку, використання високонадійних керованих електроприводів із заданими динамічними та статичними властивостями, а з іншого, вони повинні мати високі техніко-економічні показники.

Вентильний реактивний двигун (ВРД) є найпростішим електромеханічним перетворювачем енергії. В порівнянні з іншими типами електродвигунів ВРД має низку позитивних властивостей: це відносна дешевизна, простота виготовлення, надійність і тривалий термін експлуатації, можливість роботи в агресивних і несприятливих середовищах [1].

Однак експлуатація таких двигунів в сучасних умовах неможлива без відповідних систем керування, які дозволяють розширити керованість електропривода чи задати йому специфічні властивості в бажаних режимах роботи. Відомі підходи до синтезу системи керування ВРД не дозволяють одночасно вирішити задачі, пов'язані з отриманням потрібних його динамічних показників і врахуванням чутливості системи до широкого спектра дестабілізуючих факторів. Тому створення високоякісних систем керування ВРД, що мають інваріантність по відношенню до параметричних і координатних збурень, є актуальною задачею.

**Постановка задачі.** Розробка системи керування, яка забезпечує стабілізацію швидкості обертання вентильного реактивного двигуна, є метою даної роботи.

**Результати роботи.** В якості об'єкта керування (ОК) приймемо ВРД, основні технічні дані якого наведені у табл.1.

Таблиця 1 – Паспортні данні ВРД

Кількість фаз	4
Кількість полюсів статора	8
Кількість полюсів ротора	6
Наруга живлення, В	24
Номинальний момент, Н·м	0,05
Частота обертання ротору, об/хв.	4500
момент інерції ротора, кг·м <sup>2</sup>	5.5·10 <sup>-6</sup>

Рух об'єкта керування (ОК) – силової частини ВРД – може бути описано системою диференціальних рівнянь [2]:

$$\begin{cases} p\varphi = \omega; \\ p\omega = -\frac{D}{J}\omega + \frac{1}{J} \sum_{n=1}^k i_n^2 \frac{\partial L_n}{\partial \varphi}; \\ pi = -\frac{1}{Te_n} i_n - \frac{\partial L_n}{\partial \varphi} \frac{1}{R_n \cdot Te_n} \omega \cdot i_n + \frac{1}{R_n \cdot Te_n} u_y, \end{cases} \quad (1)$$

де  $\varphi$  – кутове положення вала двигуна,  $\omega$  – кутова швидкість обертання ротора двигуна,  $D$  – коефіцієнт в'язкого тертя,  $J$  – момент інерції двигуна,  $i_n$ ,  $R_n$ ,  $L_n$ ,  $U_n$  – струм, опір, індуктивність, напруга живлення  $n$ -ої фази двигуна,  $Te_n$  – електромагнітна стала часу  $n$ -ої фази двигуна.

Використана математична модель ВРД має наступні припущення: магнітна система двигуна ненасичена; фази статора двигуна є магнітно відокремлені; вплив контуру вихрових струмів і нагріву на електромеханічні характеристики ВРД відсутній; вентиляльний перетворювач (ВП) є безінерційним.

Згідно з [2], система диференціальних рівнянь збуреного руху ВРД має вигляд

$$\begin{aligned} p\eta_1 &= B_{12}\eta_2; \\ p\eta_2 &= B_{22}\eta_2 + B_{23}\eta_3; \\ p\eta_3 &= B_{32}\eta_2 + B_{33}\eta_3 + m_3U, \end{aligned} \quad (2)$$

$$\text{де } B_{12} = 1c^{-1}; B_{22} = -\frac{D}{J}; B_{23} = 2b_{23} = 2 \frac{1}{J} \frac{\partial L_n}{\partial \varphi}; B_{32} = -\frac{1}{Te_n} - \frac{\partial L_n}{\partial \varphi} \frac{1}{R_n \cdot Te_n};$$

$$B_{33} = -\frac{1}{Te_n}; m_3 = \frac{1}{Te_n}; \eta_1, \eta_2, \eta_3 - \text{відхилення реальної траєкторії зміни кута,}$$

швидкості обертання ротора, струму від програмної;  $U$  – додаткове стабілізуюче керування, яке являє собою відхилення реальної керуючої дії від програмної.

Відокремимо з системи (2) рівняння, які описують зміну відхилення швидкості  $\eta_2(U)$  ВРД від її заданого значення і введемо нові змінні стану

$$\eta_2 = x_1; \eta_3 = x_2; U = U_1, \quad (3)$$

тоді рівняння збуреного руху будуть мати вигляд

$$\begin{aligned} px_1 &= B_{22}x_1 + B_{23}x_2; \\ px_2 &= B_{32}x_1 + B_{33}x_2 + m_3U_1, \end{aligned} \quad (4)$$

де  $U_1$  – оптимальне керування регулятора швидкості, яке необхідно визначити.

Перетворимо систему рівнянь (4) до форми Фробеніуса. Сумістивши змінну стану  $x_1$  з  $\tilde{x}_1$ , отримаємо

$$\begin{aligned} p\tilde{x}_1 &= \tilde{x}_2; \\ p\tilde{x}_2 &= -a_1\tilde{x}_1 + a_2\tilde{x}_2 + M_1U_1. \end{aligned} \quad (5)$$

Коефіцієнти останнього рівняння системи (5) визначаються шляхом прирівнювання характеристичних визначників систем (4) і (5).

$$\begin{aligned} a_1 &= B_{22}B_{33} - B_{23}B_{32}; \\ a_2 &= -B_{22} - B_{33}; \\ M_1 &= B_{23}m_3. \end{aligned} \quad (6)$$

Визначимо оптимальне керування  $U_1(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2)$  регулятора швидкості, яке мінімізує функціонал якості:

$$\tilde{I}_1 = \int_0^{\infty} 2[\tilde{v}_{01}\tilde{x}_1^2 + \tilde{v}_{02}p^{-1}\tilde{x}_2^2 + |M_1(\tilde{v}_{12}\tilde{x}_1 + \tilde{v}_{22}\tilde{x}_2)|] dt \quad (7)$$

при наявності обмеження

$$|U_1| \leq 1. \quad (8)$$

Для ОК, збурений рух якого описується рівняннями (5), мінімізація функціонала (7) здійснюється наступним керуючим впливом [3]:

$$U_1 = -\text{sign}[M_1(\tilde{v}_{12}\tilde{x}_1 + \tilde{v}_{22}\tilde{x}_2)], \quad (9)$$

де  $\tilde{v}_{12} = -B_{22} - B_{33}$ ;  $\tilde{v}_{22} = 1$  – коефіцієнти функції Ляпунова.

Виконавши зворотне перетворення фазових координат ОК від координатного базису (5) до базису (1), отримаємо алгоритм оптимального керування у вигляді

$$U_k = U_{k \max} \text{sign} \left[ (1 + \gamma p) (\omega_d^* - \omega_d) \right], \quad (10)$$

де:  $\gamma = \frac{1}{-B_{22} - B_{33}} = \left( \frac{D}{J} + \frac{1}{T_{e_n}} \right)^{-1}$ ;  $\omega_d^*$  – бажана траєкторія незбуреного руху;

$\omega_d$  – реальна траєкторія ОК;  $U_{k \max}$  – максимальна напруга керування, обумовлена потужністю джерела живлення.

Функціональна схема вентильного реактивного електропривода (ВРЕП) при використанні релейного регулятора струму, який описаний в [2], і релейного регулятора швидкості з алгоритмом керування (10) представлена на рис. 1.

Принцип роботи релейного регулятора швидкості при використанні двигуна постійного струму зводиться до високочастотної зміни полярності напруги на обмотці якоря, що дає змогу по черзі переходити спочатку в двигуновий, а потім в гальмівний режими роботи з частотою і скважністю, які залежать від величин регульованих координат та параметрів силового кола. Такий підхід дозволяє керувати двигуном при будь-якому значенні знака зовнішнього моменту, який прикладений до двигуна.

Наведений принцип розривних систем керування по відношенню до ВРД вимагає використання прямої А,В,С,Д і зворотної Д,С,В,А послідовностей подачі напруги



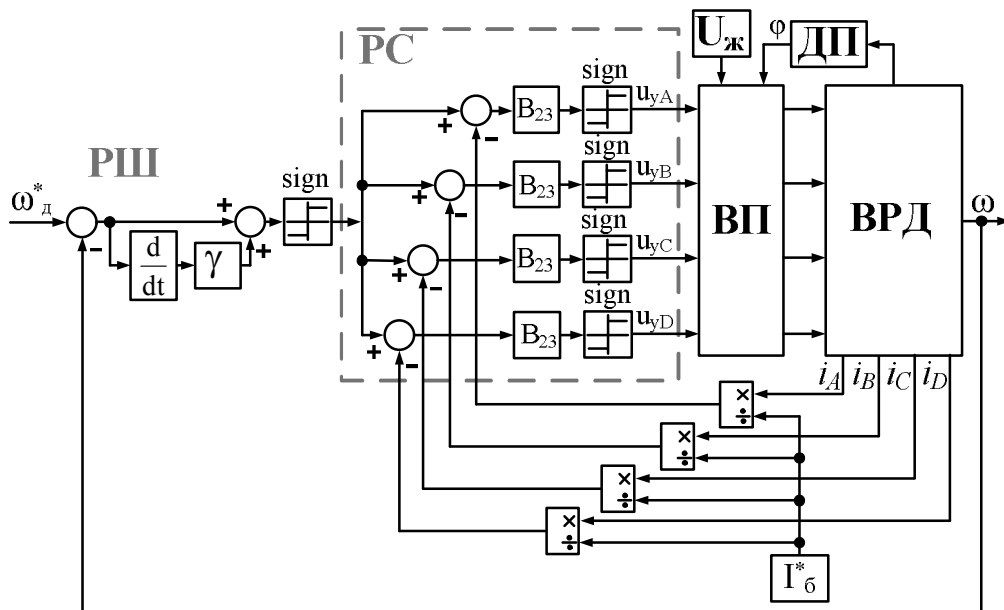


Рисунок 1 – Функціональна схема ВРЕП з контуром керування струму та швидкості

на фази для отримання двигунового і відповідно гальмівного режимів роботи двигуна [4]. Причому позитивні значення полярності сигналу релейного регулятора швидкості і використання прямої послідовності подачі напруги на фази дозволяють отримати і контролювати двигунові режими ВРЕП, а негативні полярності і зворотна послідовність – гальмівні.

В процесі математичного моделювання електропривода за функціональною схемою (рис.1) з параметрами, наведеними в табл.1, використовується сигнал завдання релейного регулятора струму 2,5 А, а релейного регулятора швидкості – 300 рад/с.

Результати математичного моделювання ВРЕП в режимі розгону без навантаження представлені на рис.2.

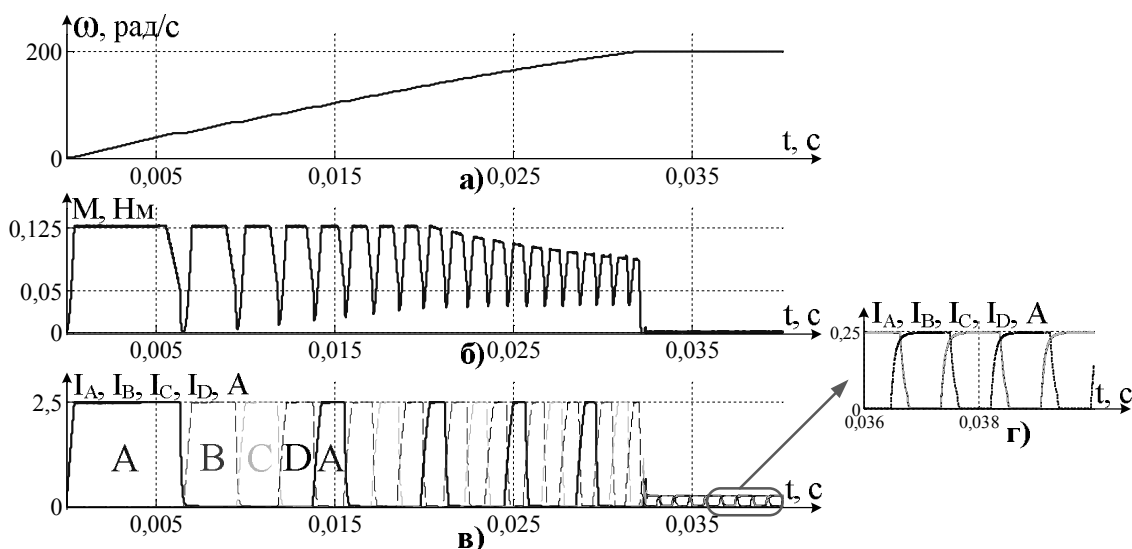


Рисунок 2 – Перехідні процеси ВРЕП в режимі холостого ходу

Графіки перехідних процесів ілюструють динаміку контуру струму ВРД при розгоні двигуна до швидкості 300 рад/с за час 0,033с. Релейний регулятора струму стабілізує струм на заданому рівні 2,5 А, як видно з рис.2, в. По мірі розгону двигуна досягається гіперплощина ковзання релейного регулятора швидкості, тобто регулятор струму виконує функцію проміжного релейного елемента. Це обумовлюється тим, що статичний струм двигуна не перевищує заданого рівня обмеження повного струму.

В момент часу від 0,033 до 0,04с швидкість стабілізується на рівні 300 рад/с (рис.2, а), тобто релейний регулятор швидкості буде контролювати подачу енергії в двигун, що показують криві перехідних процесів на рис.2, г.

Рис.3 ілюструє динаміку роботи ВРЕП в режимі прикладання навантаження в момент часу 0,04с. Таке навантаження призведе до підвищення струму і електромагнітного моменту ВРЕП, що видно з рис.3, в та 3, б. З рис.3, в видно, що прикладання вантаження призведе до прямої послідовності А, В, С, D подачі напруги живлення фаз двигуна. Динамічне падіння швидкості в час початку дії навантаження складає 0,37%, при цьому регулятор швидкості (рис.3, а) стабілізує швидкість на рівні 300 рад/с.

Зміна знаку навантаження при подальшій роботі ВРД (рис.4) призведе до зміни напрямку електромагнітного моменту (рис.4, б), тобто двигун перейде в гальмівний режим.

Гальмування у ВРЕП відбувається завдяки зворотній послідовності D, С, В, А вмикання живлення фаз, що видно з рис.4, в. Релейний регулятор швидкості дозволяє створити такий гальмівний момент (рис.4, б), щоб утримувати задану швидкість на рівні 300 рад/с. Динамічне падіння швидкості (рис.4, а) в момент зміни знаку навантаження складає 0,4%.

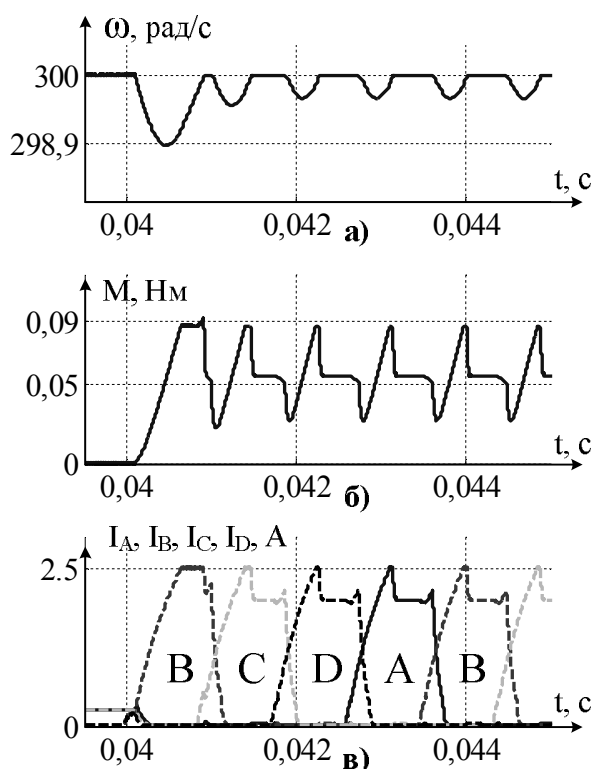


Рисунок 3 – Перехідні процеси ВРЕП при навантаженні

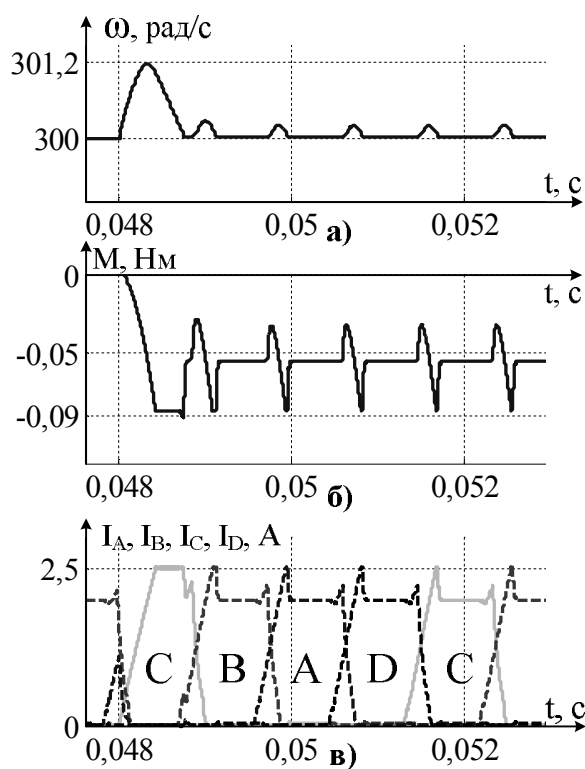


Рисунок 4 – Перехідні процеси ВРЕП при зміні знаку навантаження

Порівняльний аналіз перехідних процесів, які представлені на рис.3 і 4, з матеріалами статті [4] показав, що застосування релейного регулятора швидкості обертання дозволяє отримати форсування на задніх фронтах струму, що зменшує пульсації електромагнітного моменту та швидкості обертання ротору ВРД.

**Висновки.** Використання синтезованого релейного регулятора дозволяє в повній мірі забезпечити регулювання швидкості обертання при прикладенні різних за знаком навантажувальних моментів. Зменшення пульсацій електромагнітного моменту і швидкості обертання дозволяє отримати всі необхідні передумови для розробки додаткових заходів для зменшення акустичного шуму ВРЕП за рахунок форсування струмів фаз.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Ткачук В.І. Електромеханотроніка: навчальний посібник / Василь Іванович Ткачук. – Львів: Національний університет «Львівська політехніка», 2006. – 440с.
2. Польовий Є.В. Дослідження релейного регулятора струму вентиляно-реактивного електропривода з розширеною зоною комутації / Є.В.Польовий, О.В.Садовой // Вісник Кременчуцького державного університету імені Михайла Остроградського. – Кременчук: КДУ. – 2010. – Вип. 3/2010 (62), частина 1. – С.37-40.
3. Садовой А.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / Садовой А.В., Сухинин Б.В., Сохина Ю.В.; под ред. А.В.Садовой. – К.:ИСИМО, 1996. – 298с.
4. Полевой Е.В. Моделирование многоканального управления синхронной реактивной машиной / Е.В.Полевой, А.В.Садовой // Научный вестник Донбасской государственной машиностроительной академии: сборник научных трудов. – Краматорск: ДГМА. – 2009. – №2 (5Е). – С.123-128.